分类号_____　　密级_____

U D C_____　　编号_____

# 中国科学院自动化研究所

# 博 士 后 研 究 工 作 报 告

面向 LTE230 系统的物理层关键技术研究

张 方 超

工作完成日期　2018 年　7 月—　2020 年　7 月

报告提交日期　　2020 年　7 月

中国科学院自动化研究所

2020 年　7 月

# 面向 LTE230 系统的物理层关键技术研究

Research on key technologies in physical layer for LTE230 system

博　士　后　姓　名　　张 方 超

流动站（一级学科）名称　控制科学与工程

专　业（二级学科）名称　系统工程

研究工作起始时间　　2018 年 7 月 16 日

研究工作期满时间　　2020 年 7 月 15 日

中国科学院自动化研究所

2020 年　7 月

# 摘 要

随着智能电网技术的不断发展和应用，各种电力业务的传输需求呈现爆炸式的增长，这给电力无线通信服务提出了更严峻的挑战。为满足移动数据业务海量增长需求、移动网络的业务安全需求以及节能通信的需求，业界已积极开展针对电力无线通信系统关键技术的研究。基于 4G LTE 关键技术研究设计的 LTE230 系统，不仅具有覆盖范围广、支持海量终端连接以及安全性高等特点，而且能够实现高传输速率和业务适应性强的用户体验，为智能电网配用电应用了提供了高效的无线通信解决方案。根据对电力无线通信专网的研究现状分析，本文将围绕 LTE230 系统的物理层关键技术展开研究，为发送端和接收端硬件设备的制造、检验、使用和验收提供数据支撑，具体研究内容如下：

（1）针对传统 CIC 滤波器运算过程中内部积分器累加引起数据溢出的问题，提出了一种 Nobel 恒等式的等效 CIC 滤波器设计方案。首先，将梳状器前移与积分器组成积分梳状器，理论分析表明 CIC 滤波器的输出结果与输入信号序列的长度无关，能够极大减缓比特增长而带来的系统性能衰减。然后，提出了相应的滤波定点化设计方案，仿真结果证明了所设计方案的高效性。

（2）针对同步检测中的传统相关检测算法在低信噪比下的性能下降问题，提出了一种可降低噪声方差影响的改进型相关检测算法，此算法可以看作是传统算法的数学近似，可同时适用于 PSS 检测和 SSS 检测。然后，提出了相应的定点化设计方案，并针对非线性运算，使用查表法来平衡定点精度和运算速度。此外，并进行了同步链路的具体设计与实现，仿真结果表明新算法在低信噪比情况下能够获得显著的性能增益，并且定浮点性能差异不大。

（3）针对 UCI 在 PUCCH 上的传输进行了具体设计与实现，首先分别介绍了上行控制信道的发送端和接收端的处理流程，并对整个 PUCCH 进行了模块设计和算法实现，然后深入研究了 PUCCH 实现过程中所需的关键技术，包括编译码、信道估计、噪声方差估计以及均衡，并提出了相应的定点化方案，仿真结果证明了所设计方案的正确性。

**关键词：**小区搜索，滤波，同步检测，UCI

# Abstract

With the continuous development and application of smart grid technology, the demand of various power transmission business increases dramatically, which brings a huge challenge to the power wireless communication services. To meet the requirement of explosive growth in mobile data business service, the requirement of service security in mobile network and the reqirement of energy saving communication, the industry has actively carried out the reaseach on the key technologies of the power wireless communication system. Based on key technologies of 4G LTE, LTE230 system can not only has the characteristics of wide coverage, supporting massive terminal connection and high security, but also can realize the user experience of high transmission rate and strong business adaptability, and provides a a hign-efficiency wireless communication solution for smart grid power distribution application. Based on the analysis of the current research status of power wireless communication private network, the dissertation will forcus on the key technologies of physical layer of LTE230 system to provide data support for the manufacturing, inspection, use and acceptance of hardware equirement at the transmitter and receiver.

For the case that data overflow is caused by the accumulation of internal integrators in the operation of conventional CIC filter, an equivalent CIC filter design scheme based on Noble identity is proposed. First, the comb is moved forward to form an integrator comb, theoretical analysis shows that the output of CIC filter is independent of the length of input signal sequence, and can greatly reduce the system performance degradation caused by bit growth. Then, the corresponding filtering fixed-point design scheme is proposed, and the simulation results verify the effectiveness of the designed scheme.

For the case that the performance of correlation detection algorithm in conventional synchronous detection is degraded under low signal-to-noise ratio, an improved correlation detection algorithm is proposed. The algorithm is a mathematical approximation of the conventional cross correlation algorithm, which reduces the influence of noise variance and can be applied to both PSS detection and SSS detection. Then, the corresponding fixed-point design scheme is proposed, and for the nonlinear operation, the look-up table method is used

to balance the precision of fixed point and operation speed. In addition, the specific design and implementation of the synchronization link are realized. The simulation results show that the new algorithm can obtain significant performance gain in the case of low signal-to-noise ratio, and the fixed-point performance difference is not significant.

For the case that the transmission of UCI on PUCCH is desined and implemented, first, the processing procedure of transmitter and receiver is introduced, respectively, modular design for the entire uplink control channel and the algorithm of each module is implemented. Then, the technologies needed in the realization of PUCCH are deeply studied, including encoding and decoding, channel estimation, nosie variance estimation and equalization, the corresponding filtering fixed-point design scheme is proposed, and the simulation results verify the correctness of the designed scheme.

**Key words**: Cell search, Filtering, Synchronous detection, UCI

# 目　录

第一章 绪论 1
1.1 研究背景及意义 1
1.2 电力无线通信系统发展概况 6
1.3 本文的研究内容及章节安排 9
第二章 物理层概述 11
2.1 引言 11
2.2 帧结构与物理资源 11
2.3 关键技术 12
2.3.1 OFDM 技术 12
2.3.2 符号生成以及解符号 13
2.4 定点化设计 15
2.5 本章小结 17
第三章 小区搜索方案设计 18
3.1 引言 18
3.2 下行同步处理流程 19
3.2.1 发射端处理流程 19
3.2.2 接收端处理流程 22
3.3 滤波与下采样 24
3.3.1 CIC 滤波设计 25
3.3.2 FIR 滤波设计 30
3.4 时间同步 31
3.4.1 PSS 检测 32
3.4.2 SSS 检测 36
3.5 仿真结果 40
3.6 本章小结 41
第四章 上行控制方案设计 43
4.1 引言 43
4.2 PUCCH 处理流程 44
4.2.1 发射端处理流程 44
4.2.2 接收端处理流程 49
4.3 信道估计 50
4.4 噪声方差估计 54
4.5 均衡 55

4.6 RM 译码 ..... 56
4.7 仿真结果 ..... 60
4.8 本章小结 ..... 61
第五章 总结与展望 ..... 63
5.1 全文总结 ..... 63
5.2 未来工作展望 ..... 64
参考文献 ..... 65
附录 缩略语说明 ..... 75
博士生期间取得的研究成果 ..... 77
博士后期间取得的研究成果 ..... 78
致谢 ..... 79
作者简介 ..... 81

# 插图索引

图 1 移动通信系统的发展过程 1
图 2 无线电频谱 5
图 3 电力专用频谱分布图 9
图 4 无线帧结构 11
图 5 数据搬移示意图 14
图 6 添加 CP 过程 15
图 7 Q(16,12)定点数示例 16
图 8 小区同步发射端处理流程 20
图 9 同步信号时频映射图 21
图 10 小区同步接收端处理流程 22
图 11 小区搜索滤波方案 25
图 12 CIC 滤波器原理框图 26
图 13 (16,1,3)CIC 滤波器幅频响应 27
图 14 等效 CIC 滤波器原理框图 28
图 15 FIR 滤波器幅频响应示例 31
图 16 PSS 检测算法的原理框图 34
图 17 SSS 检测算法的原理框图 38
图 18 SSS 解数据搬移示意图 39
图 19 小区搜索定浮点性能 41
图 20 PUCCH 发射端处理流程 44
图 21 PUCCH 时频资源图 48
图 22 PUCCH 接收端处理流程 49
图 23 RM 译码流程图 57
图 24 (14,10)RM 译码后结果 60
图 25 PUCCH 定浮点 BER 性能 61
图 26 PUCCH 定浮点 BLER 性能 61

# 表格索引

表 1 ITU-R 制定的 5G 性能指标 ..... 5
表 2 上下行子帧配置 ..... 12
表 3 PSS 根参数与扇区 ID 之间的关系表 ..... 20
表 4 链路仿真参数设置 ..... 40
表 5 (14,10)RM 编码矩阵 ..... 47
表 6 RM 译码矩阵 ..... 58

# 主要符号对照表

| | |
|---|---|
| $x$ | 标量 |
| $\boldsymbol{x}$ | 矢量 |
| $\boldsymbol{X}$ | 矩阵 |
| $(\bullet)^{*}$ | 共轭 |
| $(\bullet)^{\mathrm{T}}$ | 转置 |
| $(\bullet)^{\mathrm{H}}$ | 共轭转置 |
| $\mathrm{E}\{\bullet\}$ | 数学期望 |
| $\max\{\bullet\}$ | 取最大值运算 |
| $\arg\max_{x} f(x)$ | 使 $f(x)$ 最大的 $x$ 值 |
| $\lvert x \rvert$ | 取 $x$ 的模值 |

# 第一章 绪论

## 1.1 研究背景及意义

在 21 世纪高度信息化的今天，不断创新发展的信息与通信技术给人们的生活工作以及社会的经济文化都产生了巨大的影响。随着通信数据业务与需求的迅猛增长，也不断驱动着信息与通信技术的革新，并且伴随着计算机、微电子以及集成电路等信息技术领域的迅速发展，其中作为全球信息与通信技术战略重要支撑的移动通信技术的发展更是尤为迅速[1-2]，成为当代信息产业发展中最重要的变革之一。

回顾整个无线通信的发展历史，无线移动通信系统经历了从模拟到数字，从语音到多媒体服务再到移动互联网的发展历程。移动通信技术的诞生最早可追溯到 1897 年，当时的意大利科学家 Marconi 成功进行了通信距离长达 14 公里的无线电通信实验，自此标志着移动通信技术登上了历史舞台。自诞生之初到很长的一段时间内，移动通信技术都没有获得什么发展，直到 20 世纪 60 年代末在美国 Bell 实验室提出蜂窝概念之后，才开始受到业界广泛的关注，可以说是蜂窝系统的出现开启了移动通信技术的新时代。自从 1979 年第一台模拟蜂窝移动电话系统的实验成功，无线移动通信系统的发展以及经历了 4 个时代，正在向第五代迈进[3-7]，其发展过程如图 1 所示。

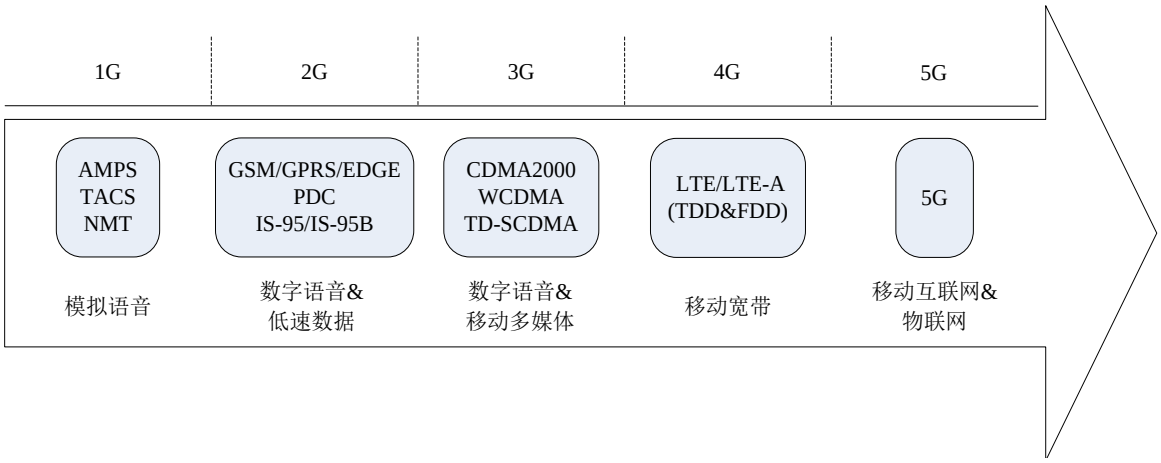


**图 1 移动通信系统的发展过程**

早在 20 世纪 80 年代初，第一代移动通信系统(The 1st Generation Mobile Communication System, 1G)就已经诞生了[8-9]。1G 的出现具有划时代的意义，其打破了传统的大区制的无线电广播和无线电台的技术理念。1G 最显著的特性是以频分多址(Frequency Division Multiple Access, FDMA)技术为最主要特征，将系统频带资源划分成

若干个相互正交的频段，每个终端可使用其中一个频段，提升了频谱利用的效率，主要承载基于模拟信号传输的语音业务，并为后续移动通信的发展奠定了基础。典型的 1G 有北欧移动电话(Nordic Mobile Telephone, NMT)系统、高级移动电话系统(Advanced Mobile Phone System, AMPS)、全接入通信系统(Total Access Communication System, TACS)等。不过 1G 的缺点也是十分明显的，比如系统兼容性差、容量小、设备难以小型化等等，因此逐渐被替代[10]。

第二代移动通信系统(The 2nd Generation Mobile Communcaiton System, 2G)始于 20 世纪 90 年代初，在提供语音业务的基础上增加了支持低速率的数据业务，使得移动通信技术得到了快速普及和广泛应用。2G 最显著的特性是采用了时分多址(Time Division Multiple Access, TDMA)技术，多个用户被安排在不同的时隙接入网络，时隙之间是相互正交的。相较于 1G，2G 的优点包括系统容量高、抗干扰能力强、传输速率快等。典型的 2G 包括全球移动通信系统(Global System for Mobile Communications, GSM)和个人数字蜂窝(Personal Digital Cellular, PDC)系统等。并在此基础上演进了基于 GSM 的演进版本通用分组无线服务(General Packet Radio Service, GPRS)系统和增强型数据速率的 GSM 演进(Enhanced Data Rate for GSM Evolution, EDGE)系统，以及 IS-95 的演进版本 IS-95B。截止到 2014 年，全球范围内使用 2G 的用户高达 40 亿。不过伴随着人们日益增长的移动通信数据业务需求，受到系统带宽等因素的限制[11]，2G 逐渐退出了历史舞台。

21 世纪初，第三代移动通信系统(The 3rd Generation Mobile Communication System, 3G) 开启了由语音转向了数据业务为主的移动通信发展新时代。3G 最显著的特性是以码分多址(Code Division Multiple Access, CDMA)技术为标志，通过在安全性、频谱利用率、服务质量以及多媒体服务等方面的良好表现，可以称得上是较为出色的一代移动通信系统。典型的 3G 标准包括欧洲的宽带 CDMA(Wideband CDMA, WCDMA)技术、中国的时分同步 CDMA(Time Division Synchronous, TD-SCDMA)技术以及美国的 CDMA2000 技术[12-13]，为进一步提升系统的通信能力，在后续系统架构中，陆续又推出了高速上行分组接入、高速下行分组接入以及演进数据优化等演进版本。但受制于有限的频谱资源、高速情况下数据传输速率低以及抗干扰能力差等缺陷，3G 始终无法在更优的性能上获得突破。

作为 3G 的延伸，第四代移动通信系统(The 4th Generation Mobile Communication System, 4G)在 3G 的基础上融合了无线局域网(Wireless Local Area Network, WLAN)的特

性，能够支持高清多媒体数据传输。长期演进(Long Term Evolution, LTE)作为新一代的移动通信技术，其最显著的特性是以多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)技术和正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术为标志，不再局限于从频域或时域划分资源，转而采用从空间自由度作为突破口，能够通过灵活分配频谱资源来提升频谱效率[14-16]。相较于传统移动通信网络，4G 在用户体验、传输时延、系统吞吐量以及误码率等性能指标上都有较大的提升。

从 2009 年开始，伴随移动互联网和物联网业务的高速发展和智能终端的快速普及，数据业务以每年一倍的速度递增。超高清视频、在线游戏以及云端大量数据的存储和交互等业务对数据传输速率提出了较高的需求，支持海量智能终端的连接、差异巨大的互联业务以及未来用户端的多样性，还对传输速率、灵活性、可扩展性、可靠性、传输时延以及覆盖能力等方面提出了新的挑战。据预测，2020 年的全球移动数据业务将会比十年前增长 200 倍，而中国将会增长大约 300 倍，其中大城市的数据业务增长更是达到 600 倍[17]，而且随着海量终端的接入，移动通信网络将需要提供 100-1000 倍于现在的网络连接能力，此外，为了保障用户体验，需要大力提升终端续航时间，并且随着移动数据业务的快速增长和终端的海量连接，移动通信网络中的设备和终端将消耗大量电力，急剧增加系统耗电量，这将对环境造成污染，因此还需要需要移动通信网络实现百倍数量级的能量效率提升[18]。从业务和市场的角度来看，面对迅猛增长的移动数据业务需求，移动网络的巨量终端连接需求以及节能通信的需求，作为移动通信技术的两大驱动力，移动互联网和物联网都将面临新的挑战。

然而，受制于现有的技术，4G 所达到的数据速率已经接近理论上限，这将无法满足上述的需求。因此，需要在全面推动 4G 产业化的同时，亟需开始着眼于第五代移动通信系统(The 5th Generation Mobile Communication System, 5G)关键技术的研究。

为在 5G 的研究上取得先机，目前世界各主要国家都成立了相关的研究机构，以争取标准化和产业化中的主导权和领导地位。欧盟于 2012 年 11 月投资 2700 万欧元组建了面向 2020 年的无线移动通信推进组项目来进行 5G 方面的有关研究和讨论，提供了应用场景、技术需求、潜在系统架构以及关键技术等阶段性研究成果[19]。紧接着，欧盟于 2013 年 12 月投资投资 14 亿欧元启动了 5G 基础设施公私合作联盟(5G Public-Private Partnership, 5G-PPP)，目的是更好的衔接 5G 在不同阶段的研究成果，旨在确立欧盟在构建全球 5G 产业蓝图的国际领导地位[20-23]。另外，韩国和日本也都在 2013 年分别成立了面向 5G 的研究组织 5G Forum 和“2020 and Beyond AdHoc 工作组”来进行未来移

动通信系统的架构以及关键技术的研究和开发。

为加强国际合作并促进 5G 的标准化，我国早在 2013 年 2 月就集中国内产学研用优势单位共同开展 5G 策略、需求、技术以及频谱等研究，成立了面向 2020 的国际移动通信(International Mobile Telecommunications for 2020, IMT-2020)推进组，主要面向网络系统架构、无线组网技术、无线传输技术以及系统评估与验证四个方向，重点研究无线网络虚拟化、可配置实验平台、毫米波、新型编码调制以及接入网络安全五个方面，并取得了阶段性研究进展[24-37]。

与此同时，各主要国际标准化组织液开启了 5G 标准化工作。2012 年，在 4G 标准正式发布之后，国际电信联盟无线电通信部门(International Telecommunications Union Radio Communications Sector, ITU-R) 开始全面启动了针对未来 5G 的频段、需求以及可采用的技术等前期工作，并给出了标准化时间计划表。5G 的标准化研究主要经过四个不同的阶段，第一阶段时间在 2012 年，这一阶段主要提出了 5G 的基本概念；第二阶段时间是 2013-2014 年，这一阶段主要针对 5G 的前期需求研究一些应用场景和关键能力；第三阶段是准备阶段，时间从 2015 到 2017 年，这一阶段主要研究的是 5G 的一些关键技术并对部分工作的验证，以及制定流程和相关技术评估方案；最后阶段时间是 2017-2020 年，也称作提交和评估阶段，这一阶段主要用于开展 5G 标准方案的制定和系统试验的验证，并最终发布全面的标准协议。

关于 5G 性能指标，不同于以往的移动通信系统，ITU-R 将不再局限于峰值速率和频谱效率这两种性能需求[38-40]。第三代合作伙伴计划(The 3rd Generation Partnership Project, 3GPP)在 2015 年 3 月在全会上讨论并确定了面向 5G 的初步工作计划，经过探讨关于 5G 各方面的技术特征和性能需求，5G 的标准化工作将经历 Rel-15、Rel-16 和 Rel-17 三个版本，并于 2019 年向向 ITU-R 提交正式的 5G 核心标准。5G 共定义三大应用场景和 8 个性能指标[41-43]，三大应用场景包括增强性移动宽带场景(Enhanced Mobile Broadband, eMBB)、超可靠和低时延通信场景(Ultra-reliance and Low Latenncy Communications, uRRLC)和大连接机器类通信场景(Massive Machine Type Communication, mMTC)，8 个性能如表 1 所示。

为实现 5G 广泛应用和高性能指标这一美好愿景，毫米波通信、非正交多址接入、大规模 MIMO 以及超密集组网等关键技术的出现为满足 5G 通信需求奠定了理论和可实现性基础。

**表 1 ITU-R 制定的 5G 性能指标**

| 指标名称 | 性能指标 |
|---|---|
| 流量密度 | 10Tbps/km$^2$ |
| 连接数密度 | 1 百万/ km$^2$ |
| 时延 | 1ms |
| 移动性 | 500km/h |
| 能效 | 100 倍提升 |
| 用户体验速率 | 0.1-1Gbps |
| 频谱效率 | 3-5 倍提升 |
| 峰值速率 | 10-20Gbps |

毫米波通信主要针对传统移动通信所使用的频谱资源紧缺问题，针对高频通信的研究最早可追溯到 20 世纪 20 年代，当时研究的目的主要针对的是军事领域，毫米波通信的频段主要分布在 6GHz 到 300GHz 之间，如图 2 所示，除掉因为氧气和水蒸气的吸收而出现衰减峰值的 57GHz-64GHz 和 164GHz-200GHz 这两个频段，以及部分用于卫星通信和 WLAN 的频段，剩余可用的频段可以达到 200 多 GHz，能够提供数百倍于 4G 所使用的带宽，可以有效解决频谱资源紧张的问题[44-52]。

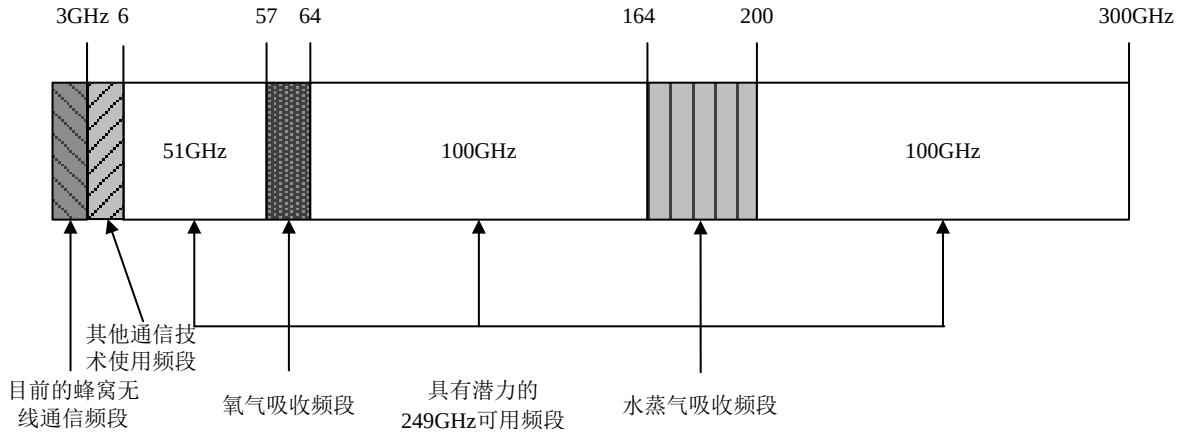


**图 2 无线电频谱**

非正交多址接入技术的核心思想是发端使用叠加编码技术将要传输给多个终端的信息映射到相同的物理资源上进行叠加发送，即给不同终端分配不同的功率因子，终端在接收到数据后使用串行干扰消除算法对数据进行信号检测。相较于传统的正交多址接入技术，非正交多址接入技术可以充分发挥无线通信系统的资源自由度，有效提高频谱

利用率，理论上可以接近理论上限[53-59]。

大规模 MIMO 技术的最显著的特征是基站端配置了数十、数百甚至上千个天线单元，用户端由于低复杂度的特性一般只配置数根天线单元[60-62]。根据理论分析，随着天线单元数的增加，信道噪声以及快衰落的影响会逐渐消失，用户端即使使用一些相对简单的检测算法也能够提升数据传输速率、频谱效率和能量效率，并兼具更高的鲁棒性以及更低的成本且绿色环保[63-69]。此外，大规模 MIMO 技术可以与毫米波通信技术相结合，充分发挥两者的优点，对各自之间的缺点进行互相弥补，一方面大规模 MIMO 技术可以通过波束赋形增益有效解决毫米波这类高频信号在传输过程中的路径损耗问题，另一方面毫米波通信也可通过自身波长较短的特性，有效解决大规模天线阵列在有限空间内的部署问题[70-86]。

超密集组网技术的核心思想是打破传统的单层宏网络覆盖模式，在宏基站的覆盖范围内，在局部热点区域内，构建由许多节点组成的超密集网络，每一个节点就是一个低功率小基站，小基站之间的距离大约在 10 米到 20 米之间，通过缩小网络节点的覆盖范围，从空间自由度作为突破口，实现百倍量级的系统容量提升，可广泛应用于广场、地铁站、学校以及办公室等人口密集场所[87-90]。

## 1.2 电力无线通信系统发展概况

电力信息通信系统作为我国电网的重要一环，由配电网和用电网两部分组成，贯穿遥控、遥测、用电信息收集，定时采集，负荷管理，远端控制等各个环节[91-93]。随着通信技术的不断发展和应用，为构建高速、可靠、灵活的智能电网，电力信息通信系统在技术、规模以及业务种类方面也需要相应的发展。电力信息通信系统的业务主要以小流量的大数据为主，业务类型主要包括三种，分别是数据、视频以及语音[94-95]，其中数据业务是最核心的，因此保持系统的稳定传输是电力信息通信系统的重中之重。

光纤通信是电力通信系统的传输中重要组成部分，其主要优点包括频带宽、传输时延低、损耗低以及抗干扰能力强。但是光纤通信在实际应用中也面临一些挑战，比如成本较高，尤其是面向海量终端的连接，部署难度比较高，此外，我国的整体电力设施分布广泛，业务类型繁多以及终端的多样性，随着配电自动化、移动作业、用电信息收集、公共安全调度、人工测试以及应急通信等多种类业务发展的需要，光纤通信在网络覆盖、终端业务接入等方面的缺点使得其已无法满足电力信息通信系统的进一步发展[96-101]。因此，电力无线通信专网的出现为建设未来电力信息通信系统并满足其相关通信需求需

求奠定了理论和可实现性基础，已经被业界视为构建新一代电力通信专网的重要研究方向之一。

作为进一步增强电力系统通信的高效传输和安全运行的重要手段，构建新一代的电力无线通信系统能够发挥更加积极的作用，其在贯穿国家电网的整个智能电网业务环节中都拥有非常广阔的前景。

首先，电力无线通信系统可以作为现有光纤通信的拓展和延伸，融合无线通信的覆盖范围广以及网络节点分散等特点，不仅有效弥补光纤通信在适应性、灵活性以及可扩展性方面的不足，而且解决了国网公司终端通信接入网成本过高的问题，减少大量光缆铺设投资，而且具有比较容易假设和维护的优点，在后续扩容时直接更新设备即可，并且在市区以及郊区农村的覆盖半径分别高达 2-3 公里和 15 公里，进一步提高电力通信系统的网络覆盖[102-103]。其次，相较于公网移动通信系统的低可靠性，电力无线通信系统作为专网的存在可利用自身独特的优势有效解决数据传输中的安全隐患，解决了公网不可靠等问题，并且可在旧网改造期间，电力无线通信系统可暂时升级为现场建设调度指挥系统并为自动化等设备调试提供临时通信通道，减少巨额租用公网费用。此外，还可针对交通、石油以及环境等公共领域制定专用的通信解决方案，可进一步提升政府的业务管理的智能化水平。最后，伴随高速发展的移动互联网和物联网业务，以及广泛普及的智能终端，高速增长的移动数据业务、移动网络的海量终端以及节能通信等一系列新种类业务和需求不断涌现，基于固网通信的传统电力信息通信系统阻碍了相关需求的获取，电力无线信息系统可以根据不同业务的优先级，灵活配置上下行带宽，保证紧急业务的优先级，并且还兼具毫秒级低时延、高容量带宽的优点，建设电力无线通信系统可进一步加强支持电网的发展[104]。建设新的电力无线通信系统应满足以下需求，首先需要保证信息传输的时效性，其次要保障不同类型的电力业务的传输质量，然后需要为多用户的实时接入提供可用的带宽，最后要保障业务的安全性。针对以上各方面的需求，需要从现实应用和未来需求等角度对电力无线通信系统的关键技术的发展方向进行深入研究。

从移动通信的发展至今，许多通信技术都曾经作为电力无线通信系统的候选技术，其关键技术选择主要由三个方面决定，即节点覆盖范围、与电力业务的兼容性以及系统容量。其中微波通信由于其自身固有缺点无法适应当前电力无线通信专网建设需求，Wi-Fi 和无线 Mesh 网络由于多采用 2.4GHz 等公共频段，应用中易受干扰，安全性较差，难以在电力无线通信系统的大规模应用上发挥更加积极的作用。全球微波互联接入

(Worldwide Interoperability for Microwave Access, WiMax)则由于与 3G 的时分同步 CDMA(Time Division Synchronous, TD-SCDMA)技术在频谱资源方面存在竞争关系，在国家政策层面无法获得支持，因此无法大范围应用到电力系统专网中[105-106]。此外，虽然无线移动通信技术得到快速发展，并且也受到国家政策方面的大力支持，但是其研究设计只为适用于连续频谱和带宽高的场景，受制于电力无线通信系统的频谱资源的限制，使得现有的 4G 以及 5G 公网相关技术产品无法直接使用，因此需要建设专用的电力无线通信系统。

现有的电力无线通信系统的技术体制及标准主要包括 230MHz 数传电台、LTE1800 系统以及 LTE230 系统等标准[107-108]。

230MHz 数传电台也称作无线数传电台，作为电力通信系统数据传输最早使用的频段，是电力通信的专有频段，相邻频段的频谱利用率较低，基站传输距离与 LTE230 系统差不多，主要特征是通过数字信号处理和无线电技术来实现数据的传输，不过由于低速率、窄带宽的等自身固有的缺陷，无法满足电力无线通信系统未来发展的需求。

LTE1800 无线宽带通信系统具有较强的数据传输能力，其频段主要分布在 1785MHz 到 1805MHz 的高频段，根据在自由空间传播过程中，由于路径损耗与频率的平方成正比，高频信号在传输过程中会产生严重的路径损耗，而且极易受外界天气环境影响，因此 LTE1800 无线宽带通信系统在基站的覆盖能力方面比较弱，网络建设和维护成本较高，而且其系统标准都是基于现有的公网无线移动通信系统的标准进行设计，很难与电力业务相结合。LTE1800 无线宽带通信系统的应用场景包括政府、机场、港口以及车站等公共场所[109-110]。

LTE230 系统的工作频段分布在 223.025MHz 到 235MHz 之间，如图 3 所示，是国家无线电管理委员会为电力通信特别分配的频段，可以看出其频谱特性比较离散，连续带宽也相对较窄[111-117]。在网络部署过程中，可与 4G TD-LTE 的先进技术相结合，采用灵活的上下行资源配置，集合载波聚合、OFDM 以及高阶调制等关键技术，可以实现覆盖广、信号绕射能力强、抗干扰能力强、信息传递安全等优点，凭借成本低以及覆盖范围广的优势逐渐在众多无线专网技术体制中显露头角。而且为电力通信行业专门开发，不仅可与应用在采集信息系统中，而且还能够应用在配电自动化业务中，满足电力行业的应用需求，使其在前期建网和后期维护成本上具有较为明显的优势 [118-120]。正式基于从以上方面考虑，LTE230 系统在承载用电信息采集、配变监测、视频传输等业务方面具有较高的推广应用价值，是电力无线通信系统的最佳选择[121-125]。

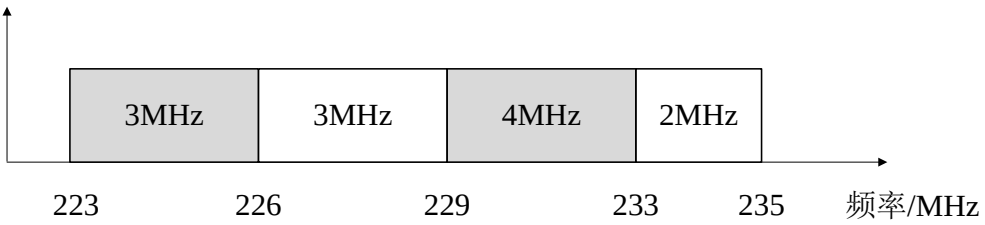


**图 3 电力专用频谱分布图**

2017 年，浙江海盐电力完成试点建设 230MHz 电力无线专网工程，并成功通过工信部验收，该项目吸收 LTE 系统的部分先进无线通信技术理念，在电力通信专用的 230MHz 进行开发和设计，实现上下行信息数据的传输，具有基站覆盖半径远，数据传输速率快，边缘用户频谱效率高，而且安全性高等特点。同年，工信部成功验收国网晋江市供电公司在 230MHz 频段开展配网调度和数据监控的通信试验，测试结果表明相较于 230MHz 数传电台，使用载波聚合技术的新型电力无线通信系统的频谱利用率提升了 24 倍，最大频谱利用率达到 82%，初步满足了业务接入需求，显著提升了稀缺频谱资源的使用效率。2018 年，浙江嘉兴电力无线专网项目成功建成并通过验收，标志着国网系统首个地级市区域全覆盖的电力无线专网项目正式投入运行，实现多业务流的并行传输。目前 LTE230 系统的相关技术以及产品都主要掌握在特定的通信设备厂商手中。

因此如何充分发掘电力无线通信系统的性能优势，研究适用于电力无线通信系统的传输技术，突破现有通信技术的传输瓶颈，并且为电力无线通信系统的应用提供支持和解决方案，成为国家电网顶层研究和设计工作中急需解决的关键问题所在。

## 1.3 本文的研究内容及章节安排

基于国家电网公司 LTE-G 230MHz 离散多载波电力无线通信系统的设备及接口技术规范，本文将围绕系统所采用的物理层关键技术展开研究，设计一套实时性强、运行效率高并能有效抗干扰的电力无线通信系统，为 230MHz 电力无线通信发射端和终端设备的制造、检验、使用和验收提供数据支撑，以及在在电力无线通信系统的应用提供有效的技术支撑。

本论文共分为 5 章，各章的具体内容如下：

第一章是绪论。首先介绍了本文的研究背景和意义，描述了无线移动通信系统的发展历史和国内外研究现状；其次简单概述了电力无线通信系统的研究发展和技术概要；最后，介绍了本文的主要工作和章节安排。

第二章详细阐述了 230MHz 电力无线通信系统物理层的帧结构、物理资源，以及不同信道具体实现的通用算法，并对定点化设计进行了详细的介绍，为仿真和建模提供理论基础。

第三章研究了同步链路的小区搜索设计。首先针对传统级联积分梳状(Cascade Integrator Comb, CIC)滤波器运算过程中内部积分器累加引起数据溢出的问题，提出了一种 Nobel 恒等式的等效 CIC 滤波器设计方案；然后针对传统同步检测中的相关检测算法在低信噪比下的性能下降问题，提出了一种改进型的相关检测算法，给出了相应的定点化方案，并使用查表法来平衡定点精度和运算速度；最后给出了仿真结果。

第四章研究了上行控制信息(Uplink Control Information, UCI)在上行控制信道的传输流程。首先描述了上行控制信道(Physical Uplink Control Channel, PUCCH)的发送端和接收端的处理流程；然后，为了在减少计算复杂度的同时增强系统性能，分别设计了编译码、信道估计、噪声方差估计以及均衡等算法实现并给出了相应的定点化方案；最后给出了仿真结果。

第五章是总结和展望。首先对本论文的研究内容进行了总结，并展望了下一步的研究工作。

# 第二章 物理层概述

## 2.1 引言

为了更加清晰的描述本论文针对关键问题所提出的解决方案，本章将介绍一些后续章节需要用到的基本原理和预备知识。首先，介绍了 230MHz 离散多载波电力无线通信系统帧结构和物理资源。接下来，介绍了物理层所使用的一些通用的关键技术。然后，本章介绍了定点化的实现。最后给出了本章总结。

## 2.2 帧结构与物理资源

物理层的帧结构如图 4 所示，40ms 的无线帧由 10 个长度为 4ms 的子帧组成，其中包含 8 个常规子帧和 2 个特殊子帧。每个特殊子帧由下行导频时隙(Downlink Pilot Time Slot, DwPTS)、保护间隔(Guard Period, GP)、上行导频时隙(Uplink Pilot Time Slot, UpPTS)三个特殊时隙组成。DwPTS 用于下行信号的发送，GP 是上下行切换间隔，用于避免上下行信号在上下行切换时产生干扰，UpPTS 用于下行信号的发送。

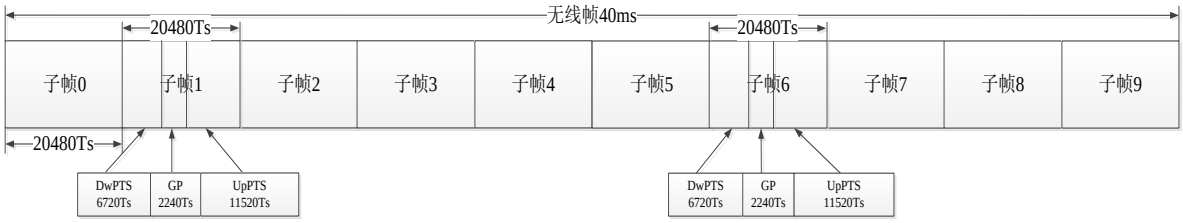


**图 4 无线帧结构**

采样间隔 $T_S = 1/(2048 \times 2.5)$ ms，是系统最小的时间单位，每个子帧包含 9 个符号，每个符号由循环前缀(Cycilc Predix, CP)和数据部分组成。CP 分为普通型 CP 和扩展型 CP，长度分别为 $192T_S$ 和 $512T_S$，前者支持更高的符号速率，后者具有更强的时延扩展保护能力并支持更大的小区。对于每个常规子帧，除了第一个符号的 CP 长度不一致之外，其余符号的 CP 长度一致。特殊子帧例外，特殊子帧内的第五个符号 CP 为扩展型 CP，其余符号的 CP 长度统一为普通型 CP 长度。上下行子帧的配置如表 2 所示。

基站带宽为 3MHz，共包含 120 个子带，两边各 8 个子带用于保护子带，其最中心的 104 个子带用于信号传输，其中每个子带在频域上由 10 个连续的子载波组成，每个子带中只使用频率上最中心的 8 个子载波，子带两边各预留一个子载波用于干扰保护，

230MHz 离散多载波电力无线通信系统需求的最小子载波间隔为 2.5KHz。

**表 2 上下行子帧配置**

| 上行-下行配置 | 下行-上行转换点周期 | 子帧号 | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 |
| 0 | 40 ms | D | S | U | U | U | D | S | U | U | U |

## 2.3 关键技术

### 2.3.1 OFDM 技术

针对 OFDM 的研究始于 20 世纪中叶，直到 90 年代之后，OFDM 技术才开始在宽带有线、无线接入以及广播中应用，伴随着移动通信技术的发展，基于更高频谱效率和系统容量的需求，OFDM 才得到了广泛的应用。作为 4G 物理层的核心技术之一，OFDM 技术本质是一种多载波传输技术，其核心思想是首先将信道划分为若干个子信道，然后将高速数据流分散到这些子信道上进行传输，使得每个子信道上传输的数据流速率降低。OFDM 技术具有如下优势：

（1）高频谱利用率。传统的 FDM 技术为了区别各个子信道传输的信号，需要在相邻子载波之间留有一定长度的保护间隔来避免载波之间频谱的重叠，以减少载波间干扰，但是造成频谱资源的浪费。而 OFDM 技术的各路子载波的频谱是重叠在一起的，利用子载波间的正交特性来分离各路子载波，不仅可以避免保护间隔的使用，还能够实现频谱资源的复用，从而显著提高频谱利用率。

（2）有效抵抗码间干扰。OFDM 技术将高速数据流进行串并变换为多个低速数据流，并引入循环前缀，有效克服多径传播而产生的码间干扰问题，并降低了接收端均衡器的复杂度。

（3）有效对抗衰落。OFDM 技术对频谱资源的分割使得宽带频率选择性衰落信道被划分为多个子信道，每个子信道呈现窄带平坦衰落特性，能够有效减小频率选择性衰落对系统吞吐量的影响。

因此，将 OFDM 技术应用于 230MHz 离散多载波电力无线通信系统，不仅能减小在无线传输过程中多径效应和频率选择性衰落对信号质量的影响，还能够为系统容量和频谱效率的提升提供有效支撑。基于此，230MHz 离散多载波电力无线通信系统的下行

链路使用以 OFDM 技术为基础的正交频分多址接入(Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA)技术来实现多用户的高速接入。

不过 OFDM 系统在时域信号发送过程中会导致高峰均功率比(Peak to Average Power Ratio, PAPR)问题，这会对系统各种硬件的线性动态范围提出很高的要求，该问题是由于 OFDM 系统的时域信号固有缺陷导致，OFDM 调制信号可以视作许多子载波上单独调制的信号之和，但这些信号相干叠加的时候，会生成较高的峰值，从而导致 PAPR 会比较大。在下行链路中，基站可通过使用功率放大器来避免此问题，而在上行链路，终端受实现成本和设备复杂度等因素的限制，会降低终端的功率利用率，从而影响上行的有效覆盖。

因此，与 LTE 一致，230MHz 离散多载波电力无线通信系统的上行链路使用单载波频分多址(Single Carrier FDMA, SC-FDMA)技术来解决此问题，该技术是由 OFDMA 技术演变而来，所以也被称作离散傅里叶变换扩频 OFDM(Discrete Fourier Transform Spread OFDM, DFT-S-OFDM)。SC-FDMA 与 OFDM 的不同之处在于，前者在后者的基础上增加了离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transform, DFT)预编码的处理。不同于 OFDM 符号中每个子载波只承载特定调制符号的信息，SC-FDMA 符号在资源映射前，先将输入的调制符号进行预扩展处理，经过 DFT 将信号由时域转换到频域，使得输入的信号由 DFT 变换映射到了多个子载波上，之后再由频域转换到时域并进行发送，如此对于每个 SC-FDMA 符号内的所有子载波，每个子载波上携带了多个调制符号的信息，具有单载波峰均比特征，可有效降低 PAPR。

### 2.3.2 符号生成以及解符号

根据协议，在经过资源映射之后，发送端 OFDM/SC-FDMA 符号生成大致可以分为三个步骤，包括数据搬移，逆快速傅里叶变换(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)以及添加 CP，相应的，接收端的解 OFDM/SC-FDMA 符号处理可以通过将发送端的三个步骤以相反的顺序处理来实现。

（1）数据搬移和解数据搬移

数据搬移模块作为发送端生成 OFDM/SC-FDMA 符号的第一步，在物理信道的所有数据信号、参考信号映射到物理资源上之后，对每个时域符号上的所承载的频域数据分别进行搬移，搬移方式为数据的前半部分与后半部分调换顺序，然后在中间再通过补零进行序列扩展，使其序列长度为 IFFT 的点数 2048，如图 5 所示。该过程是基于过采样

原理，使得采样信号更接近于真实信号，确保解调后的信号不变形。

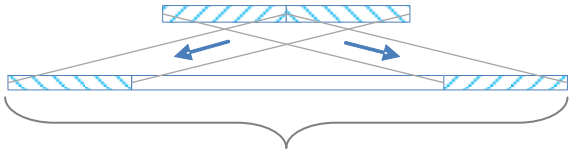


**图 5 数据搬移示意图**

在接收端，接收到的信号需要进行解 OFDM/SC-FDMA 符号处理，解数据搬移模块作为解 OFDM/SDC-FDMA 符号的最后一步，可根据图 5，以相反的顺序进行数据搬移即可得到有用信息。

（2）IFFT 与 FFT

这两个模块的功能主要是实现频域和时域数据之间的相互转化，在发送端，每一个 OFDM 或 SC-FDMA 符号上所对应的频域数据在经过第一步的数据搬移处理后，分别进行 IFFT 处理变换到时域。令 $\bar{x}(n)$ 表示为生成的第 $n$ 点时域数据，$1 \le n \le N_{\mathrm{FFT}}$，可以表示为

$$\bar{x}(n) = \frac{1}{N_{\mathrm{FFT}}} \sum_{i=1}^{N_{\mathrm{FFT}}} x(n) \cdot e^{j2\pi \frac{ni}{N_{\mathrm{FFT}}}} \tag{2.1}$$

其中 $x(n)$ 为经过数据搬移后的第 $n$ 个频域数据，$N_{\mathrm{FFT}}$ 为系统 FFT/IFFT 点数。

同样的，在接收端，需要将接收到的时域数据进行 $N_{\mathrm{FFT}}$ 点的 FFT 变换来恢复频域数据。

（3）添加 CP 与去 CP

无线移动通信系统的用户频谱效率很大程度上由无线信道的传播特性决定，在高速场景中，多径时延扩展的存在导致严重的 OFDM 符号间干扰，从而造成严重的系统性能损耗。为此，系统在每个 OFDM 符号前添加保护间隔，在这段保护间隔内，可以不发送任何信号，为避免造成子载波间干扰，需要在保护间隔内填入 CP。

CP 的作用是为了对抗无线信道的多经时延扩展以及解决 OFDM 符号间的干扰，而 OFDM 系统的覆盖能力以及抗多径能力由 CP 的长度来决定。为有效消除无线信道的多径效应以保证各子载波间的正交性，CP 的长度要大于当前信道的最大时延扩展，但它实际上降低了系统有效的 OFDM 符号速率，并占用了发射功率，实际使用时需要考虑在二者间进行合理的折衷。

在 230MHz 离散多载波电力无线通信系统中，发送端在每个 OFDM 或 SC-FDMA 符号所对应的 $N_{\mathrm{FFT}}$ 点时域数据前前添加 CP 来消除符号间干扰，如图 6 所示，添加方式为将时域中每个 OFDM 或 SC-FDMA 符号末尾的部分数据进行复制并放到该符号之前，这部分数据的长度等于 CP 的长度。令 $\hat{x}(n)$ 表示为添加 CP 后的第 $n$ 点时域数据，$1 \le n \le N_{\mathrm{FFT}}+N_{\mathrm{CP}}$，可以表示为

$$\hat{x}(n)=\begin{cases}\bar{x}\left(n+N_{\mathrm{FFT}}-N_{\mathrm{CP}}\right) & n<N_{\mathrm{CP}}\\ \bar{x}\left(n-N_{\mathrm{CP}}\right) & N_{\mathrm{CP}} \le n \le N_{\mathrm{FFT}}+N_{\mathrm{CP}}\end{cases} \tag{2.2}$$

其中 $N_{\mathrm{CP}}$ 为 CP 长度，其取值与子帧号以及子帧内 OFDM 或 SC-FDMA 符号的索引值有关。

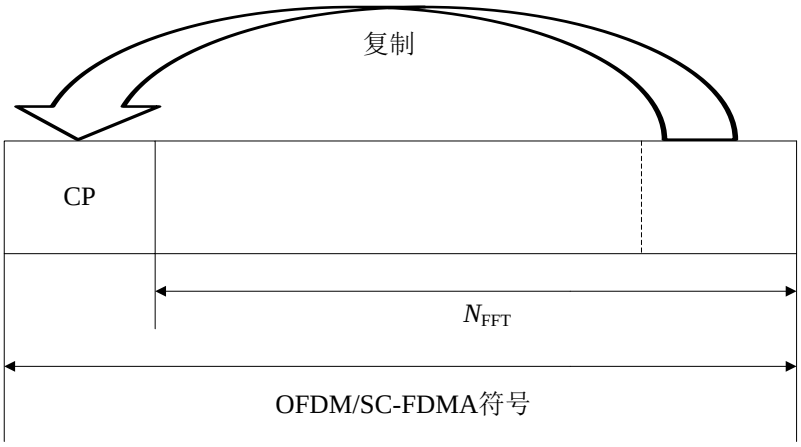


**图 6 添加 CP 过程**

同样的，作为接收端解 OFDM/SC-FDMA 符号的第一步，接收端需要根据符号相应的 CP 长度，将接收到的时域数据进行去 CP 处理，即将每个 OFDM 或 SC-FDMA 符号所对应时域数据的前 $N_{\mathrm{CP}}$ 个数据去除，来恢复 OFDM 或 SC-FDMA 符号所承载的有效数据。

## 2.4 定点化设计

数字信号处理器(Digital Signal Processor, DSP)一般都是定点 DSP，定点运算的处理效率要远高于浮点运算，在运算过程中出现的所有数据全部表示成整数，而最大可以表示的整数则由 DSP 的位宽来决定。浮点运算大多时候都是既有整数部分，也有小数部分，对于小数运算，在定点化设计中需要设置小数点的位置来区分不同大小的小数，该

过程被称作定标，而且算法实现中参与运算的都是变量，就需要人为的给各个变量定标，这就是算法设计中的定点化。

浮点数据可以使用Q格式转化为定点数据，节约中央处理器(Central Processing Unit, CPU)时间。Q 格式用$\mathrm{Q}(B,q)$来表示，其中$B$表示位宽，$q$是标值，用来表示小数部分占用的比特数。整数部分则需要$B-q-1$位来表示，剩余的一位是最高位，用作符号位，Q(16,12)的定点数据组成如图 7 所示。可以看出，标值的大小决定了整数部分和小数部分的比特数。

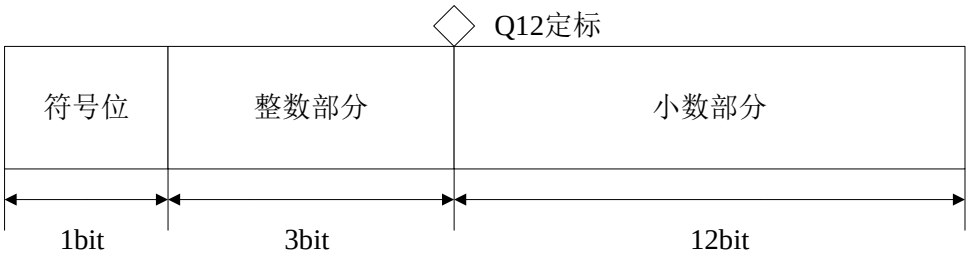


**图 7 Q(16,12)定点数示例**

浮点数据可通过将数据乘以$2^{12}$来转化为 Q(16,12)的定点数据，同理，Q(16,12)的定点数据如果要转化为浮点数据，将数据除以$2^{12}$即可，可以看出浮点数据通过 Q 格式转化为定点数据后是有误差的。定标的过程实际是在数据范围和精度之间做权衡的过程，确定标值$q$首先要确定变量的数据范围，对于定点化设计，在有限的位宽条件下，变量的数据范围和定标精度是互相矛盾的，数据范围越小，定点化的精度就越高，反之，则精度就越低，所以要选择一个适当的定标值需要综合数据范围、精度、系统性能等多方面因素才能更好的处理运算。假设一个变量的绝对值的最大值为$\max\{|\boldsymbol{x}|\}$，存在某一个整数$p$，使得$2^{p-1}\le\max\{|\boldsymbol{x}|\}<2^{p}$，则标值$q$的选取可以用公式表示为

$$q=B-p-1 \tag{2.3}$$

变量绝对值的最大值一般通过仿真确定，通过大量的输入样值来确定输出变量的数据范围，这里的输入样值的选取需要基于两个方面考虑，一是要有一定的数量，另一方面则是必须尽可能涉及各种仿真条件，增加样本的离散性。根据前面所述，算法定点化过程中，由于定点数据的精度限制，会造成定点误差，其运算结果可能会与浮点算法的仿真结果产生一定的偏差，而且目标变量的数据范围和精度要求等都可能随着运算的进

行而发生变化，有可能需要进行重新定标。因此选择合适的定标值，以确保运算结果在符合应用要求的范围之内，这是定点化过程中最重要也是最难的一个问题。

Q 格式的运算有以下原则：

（1）定点加减法：需转换成相同的 Q 格式才能加减。

（2）定点乘法：不同标值的数据相乘，相当于位宽相加，标值相加，计算所得标值与目标所定标值之间的差值作为移位值，，然后通过将相乘之后的结果右移来实现定点乘法运算。

（3）定点除法：定点化设计中一般没有专门的除法指令，可通过使用乘法，即乘上倒数来实现定点除法运算。

此外，在算法实现过程中，除基本的加减乘除这几种线性运算外，还有其他许多非线性运算，比如开方运算，指数运算，对数运算等等，实现这些运算一般采用查表法。查表法就是根据输入变量的数据范围，综合考虑精度和系统性能而制作的一张表格，然后可根据输入变量的大小来确定表的索引值，根据索引值得到相应的输出结果。可以看出查表法的运算速度比较快，通过降低系统精度来降低运算量。表格的大小与输入变量的数据范围和精度成正比，所设计的表格越大，同时对硬件资源的要求越高。

在定点化设计过程中，一方面可以适当调整标值降低少许的精度来减少硬件的存储需求，另一方面要注意对运算过程中出现的极端数据的标值进行及时调整以防止数据溢出。

不同定标方案会造成不同的精度误差，定点设计方案的正确性需要与浮点设计方案作比较，通过分析两者之前的误差率来验证。

## 2.5 本章小结

本章从 230 系统的帧结构以及物理资源作为切入点，重点介绍了本文关心的物理层关键技术的具体实现方法，最后对定点化设计给出了详细说明，为后续章节做好铺垫。

# 第三章 小区搜索方案设计

## 3.1 引言

小区搜索是用户进入小区的第一步操作，当开机或者需要切换小区时，通过检测小区同步信号完成与基站间的联系。用户通过对同步信号进行扫描，完成同步信号检测来获得与基站的下行同步，协调统一系统收发两端的定时和频率偏差，并得到小区的物理层小区标识(Identity, ID)，然后基于此信息，用户获取当前小区的基站发送的广播消息，从而接收以及读取小区的系统信息，为后续的小区驻留还是重选奠定了基础。

下行同步信号分为主同步信号(Primary Synchronized Signal, PSS)和辅同步信号(Secondary Synchronized Signal, SSS)两种，均含有本小区 ID 的信息。采用 PSS 和 SSS 的优势是能够保证终端能准确并快速检测出 PSS，并在已知 PSS 的前提下来检测 SSS，加快小区搜索速度。

在 230MHz 离散多载波电力无线通信系统中，同步信号在频域上只占用一个子带，其余的子带上需要继续承载其他物理信道的数据信号和参考信号，在经过 IFFT 变换到时域后，所有这些子载波上的信号都叠加到时域信号中。因此，鉴于 PSS 和 SSS 这两种同步信号在频域上的映射位置，用户在实现时间同步之前，首先需要将接收到的信号通过滤波和降采样，恢复出同步信号。目前的传统的滤波方案由于累加器在计算过程中出现数据溢出现象，这对滤波性能会造成较多的损失。因此，需要研究支持定点化设计的滤波方案。

此外，同步检测将分为两个步骤：时间同步检测和频率同步检测[126-127]。时间同步检测的实现又可以划分成两个阶段，首先是 PSS 检测，用于获得当前物理层小区 ID 组的扇区 ID 号，然后在获得的 PSS 定时位置的基础上进行 SSS 检测，以获得物理层小区 ID 组号，由二者共同决定了当前小区的 ID，第一阶段 PSS 检测的准确性直接影响了第二阶段 SSS 检测的性能。频率同步检测则是在时间同步检测结果的基础上进行。本文主要关注时间同步检测，目前关于时间同步的信号检测有多种方法，需要研究一种支持定点化设计的同步检测方案。

本章主要针对同步链路处理进行研究，针对这种小区搜索方案，分别设计了针对高效定点化的等效滤波方案和时间同步检测方案。

本章剩余部分具体安排如下：3.2 节描述了 230 系统的同步链路的发送和接收流程；

3.3 节讨论了现有的滤波方案，并提出了针对定点化设计的等效滤波方案；3.4 节研究了同步信号的检测算法；3.5 节对所提出的方案进行了仿真评估；最后再 3.6 节给出了本章总结。

## 3.2 下行同步处理流程

为区分不同的小区，对于 230MHz 离散多载波电力无线通信系统而言，共支持 168 个物理层小区 ID，这些小区 ID 被划分为 42 组，称作物理层小区 ID 组，每一组包含 4 个扇区 ID，这些划分的好处是保证物理层小区 ID 能够被物理层小区 ID 组以及扇区 ID 唯一表示，用公式表示为

$$\begin{aligned} &N_{\mathrm{ID}} = 4N_{\mathrm{ID}}^{1} + N_{\mathrm{ID}}^{2}, \\ &0 \le N_{\mathrm{ID}}^{1} \le 41, 0 \le N_{\mathrm{ID}}^{2} \le 3 \end{aligned} \tag{3.1}$$

其中 $N_{\mathrm{ID}}$ 为物理层小区 ID，$N_{\mathrm{ID}}^{1}$ 表示由 PSS 所承载的物理层小区组号，$N_{\mathrm{ID}}^{2}$ 表示由 SSS 所承载的扇区 ID 号。

### 3.2.1 发射端处理流程

同步信道上在发射端的处理流程如图 8 所示，同步信号的发送周期为 2 个无线帧，其所使用的序列与物理层小区 ID 有着密切的联系，基站根据所承载的 $N_{\mathrm{ID}}^{2}$ 和 $N_{\mathrm{ID}}^{1}$ 分别生成相应的 PSS 和 SSS 信号，然后通过资源映射将数据映射到相应的时频资源上，最后经过 2.3.2 节所介绍的数据搬移、IFFT 以及加 CP 之后生成 OFDM 信号。

**A) PSS 生成**

PSS 是基于长度为 48 的 Zadoff-Chu 序列而生成，如此设计的目的在于 Zadoff-Chu 序列具有很强的自相关性，共生成 4 个 PSS 序列分别对应 4 个扇区 ID。PSS 序列的第 $n$ 个值可以表示为

$$d_{\mathrm{PSS}}^{u}(n) = \begin{cases} e^{-j\frac{\pi u n(n-1)}{23}}, & 1 \le n \le 23 \\ 1, & n = 24 \\ -e^{-j\frac{\pi u(n-24)(n-25)}{23}}, & 25 \le n \le 47 \\ -1, & n = 48 \end{cases} \tag{3.2}$$

其中 $u$ 是根参数，用于反映 PSS 上所承载的扇区 ID 号 $N_{\mathrm{ID}}^{2}$，其取值与 4 个扇区 ID 号 $N_{\mathrm{ID}}^{2}$ 一一对应。当根参数 $u$ 相同的 PSS 序列进行相关时，相关峰值会出现在零点位置，而 $u$

不相同的 PSS 序列之间，相关计算值非常小。扇区 ID 号 $N_{\mathrm{ID}}^{2}$ 与根参数 $u$ 之间的对应关系如表 3 所示。

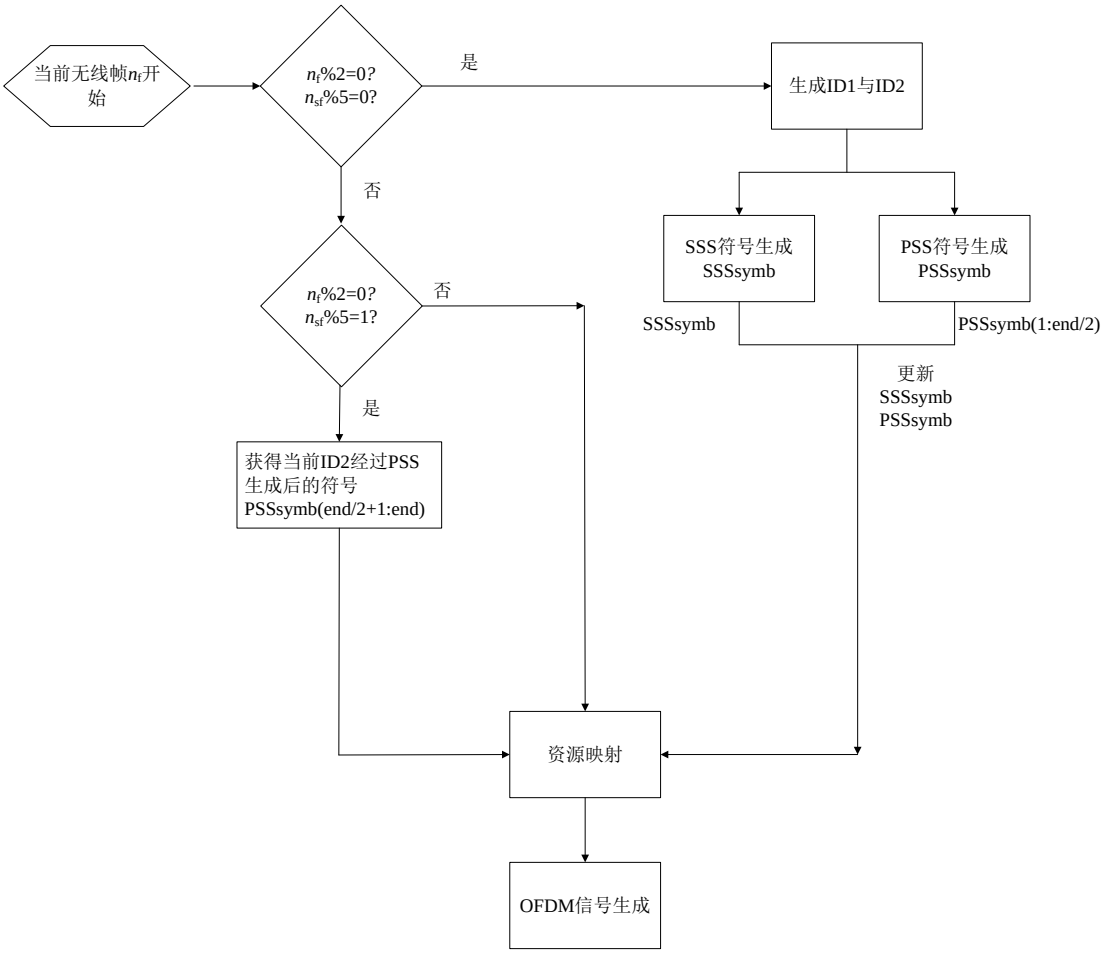


**图 8 小区同步发射端处理流程**

**表 3 PSS 根参数与扇区 ID 之间的关系表**

| $N_{\mathrm{ID}}^{2}$ | 根参数 $u$ |
|---|---|
| 0 | 6 |
| 1 | 9 |
| 2 | 14 |
| 3 | 17 |

**B) SSS 生成**

SSS 同样基于 Zadoff-Chu 序列而生成，序列长度为 48，一共有 42 种 SSS 序列分别对应 42 个物理层小区 ID 组。SSS 序列的第 $n$ 个值可以表示为

$$d_{\mathrm{SSS}}^{u}(n)=\begin{cases} e^{-j\frac{\pi un(n-1)}{43}}, & 1\le n\le 40 \\ 0, & n=41,42,46,47,48 \\ e^{-j\frac{\pi u(n-2)(n-3)}{43}}, & 43\le n\le 45 \end{cases} \tag{3.3}$$

其中$1\le u\le 42$，对应物理层小区组号 $N_{\mathrm{ID}}^{1}$。

**C) 资源映射**

同步信号在频域上映射的位置在 230MHz 离散多载波电力无线通信系统中不是固定的，有高层参数决定，同步信号在频域映射的候选子带号包括 15，45，75 以及 105。其中 PSS 和 SSS 则位于同一个子带上，如 2.2 节所述，实际上，PSS 和 SSS 在频域的映射位置只占用 1 个子带频率上最中心的 8 个子载波，子带两边预留的两个子载波不承载数据，表示此频域位置留给同步子带用作干扰保护子载波。

在时域上，同步信号只在子帧 0 的 9 个 OFDM 符号上以及子帧 1 的 DwPTS 所包含 3 个 OFDM 符号上发送。其中 SSS 映射在子帧 0 的前 6 个 OFDM 符号上，PSS 则映射到子帧 0 的后 3 个 OFDM 符号以及子帧 1 的 DwPTS 所包含 3 个 OFDM 符号上。两种同步信号在时域和频域上的映射位置如图 9 所示。

对于同步信号在时域所占用的 12 个 OFDM 符号，在添加 CP 过程中，子帧 0 的第 1 个 OFDM 符号上添加长度为$512T_{\mathrm{S}}$的扩展型 CP，其余 11 个 OFDM 符号上添加长度为$192T_{\mathrm{S}}$的普通型 CP，添加 CP 方式即为将每个 OFDM 符号末尾的长度为 CP 的数据复制并放到到此符号之前。

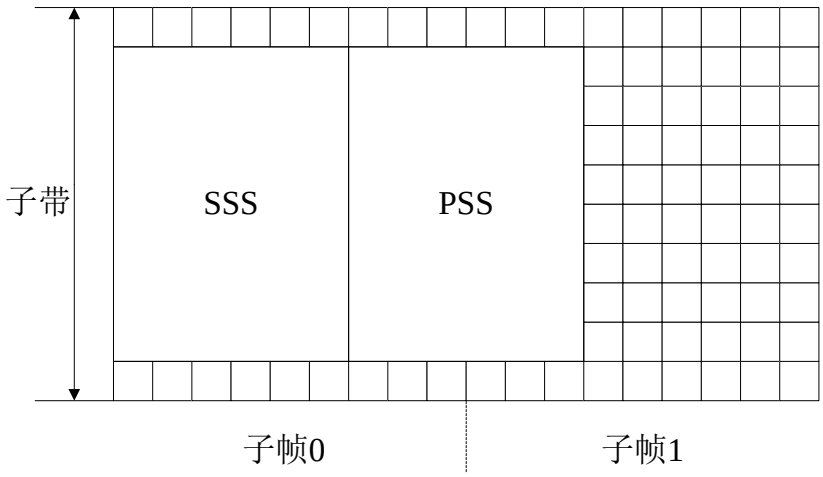


**图 9 同步信号时频映射图**

### 3.2.2 接收端处理流程

由于同步信号可映射在整个带宽上的第 15、45、75 以及 105 个子带中的任意一个，因此需要通过盲检的方法来确定同步信号所映射的子带号。同步信道上在接收端的处理流程如图 10 所示，首先，用户需要根据当前候选子带号对同步信道的数据进行同步检测，然后，基于同步检测的结果，用户对物理广播信道(Physical Broadcast Channel, PBCH)链路的接收数据进行处理，当 PBCH 链路的循环冗余校验(Cyclic Redundancy Check, CRC)校验成功之后，才可以认为小区同步成功。

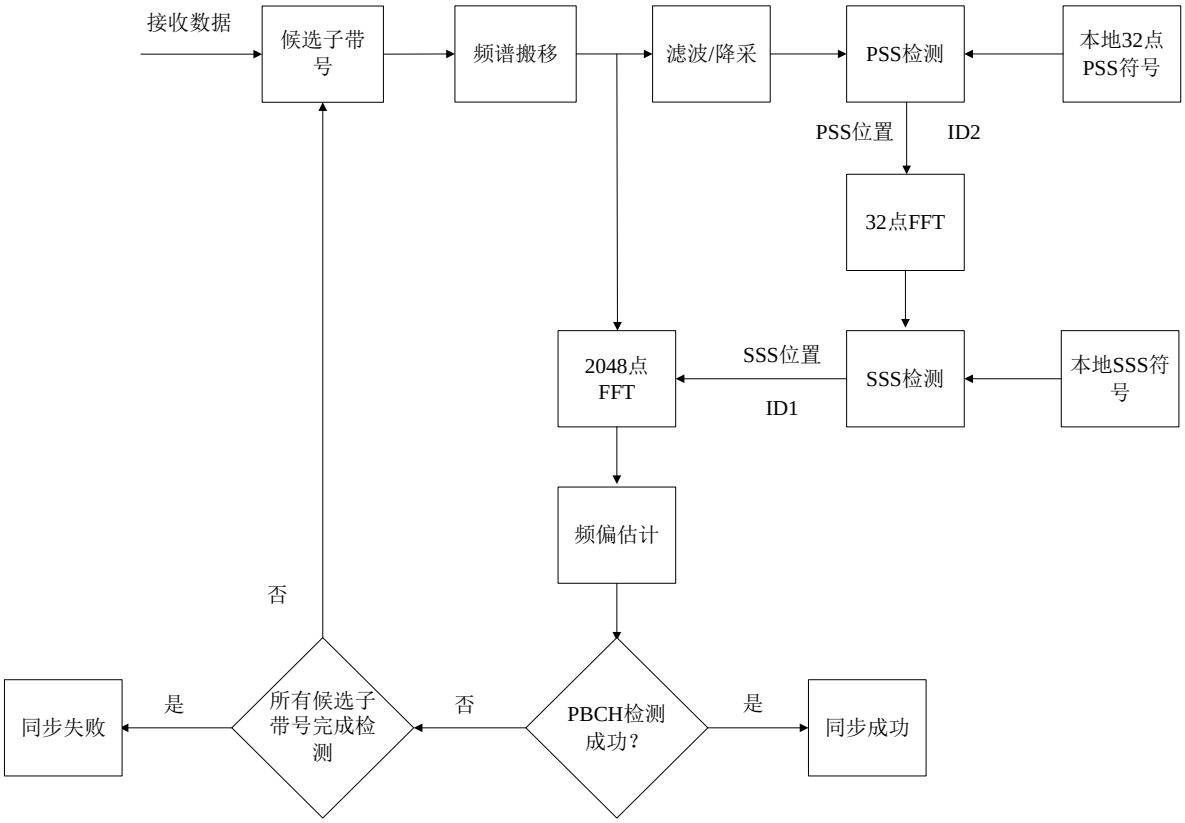


**图 10 小区同步接收端处理流程**

解 OFDM 符号的前提是终端知晓各 OFDM 符号的起始位置，由于终端此时无法获得定时同步，因此不能通过使用解 OFDM 符号的三个步骤来得到同步子带上的信号，因此时间同步检测将会在时域上进行。如 2.3.2 节所述，由于发送信号在基站端经过 IFFT 变换到时域信号之前进行了数据搬移，导致同步信号在频域上的位置有所改变，因此需要将接收到的数据进行相应的解数据搬移以恢复原数据。方式是接收到的时域信号在时域上进行处理，即在频域上将所需的同步子带的中心频点搬移至基带零频点，以便低通滤波器能够滤出所需的同步信号。令 $f_s$ 表示为频域的搬移量，可以用公式表示为

$$f_s = \frac{-\frac{(N_{RB}-1)\times M_{sc}^{RB}}{2} + (n_{RB}-1)\times M_{sc}^{RB}}{N_{IFFT}} \tag{3.4}$$

其中 $N_{RB}$ 表示发送带宽所占的子带数，$M_{sc}^{RB}$ 为一个子带内的子载波数，$n_{RB}$ 表示同步信号所映射的子带号，$N_{IFFT}$ 表示基站端所使用的 IFFT 点数。

接下来，根据公式(3.4)所得到的搬移量，将接收到的数据进行频谱搬移。令 $b(n)$ 表示为搬移后的第 $n$ 点时域数据，$1 \le n \le N_S$，可以用公式表示为

$$b(n) = a(n) \times e^{-j2\pi n f_s} \tag{3.5}$$

其中 $a(n)$ 是用户接收到的第 $n$ 点时域数据序列，$N_S$ 为序列长度。

由于同步信号在时域上只占用固定几个 OFDM 符号，在频域上只占用 1 个子带，而这些 OFDM 符号的其余子带可继续承载其他物理信道的数据信号和参考信号，因此用户接收到的数据其实是所有子带混叠后的时域信号，同步信号的波形已经出现失真，因此，如果要使用 PSS 和 SSS 实现小区搜索，用户首先需要将同步信号从接收到的时域信号中恢复出来，这就需要采用滤波技术。

接下来，用户将经过频谱搬移后的数据通过低通滤波器，目的是滤除同步信号以外的干扰信号，以及避免后续的下采样处理过程中由于频谱扩展造成信号混叠现象。此外，考虑到接收信号的采样率比较高，为了降低下行同步的数据量、计算复杂度以及所耗硬件资源，经过滤波后的数据将进行下采样处理。

由 3.1 节所述，时间同步检测可分为 PSS 检测以及 SSS 检测，即在检测出 PSS 后，根据 PSS 和 SSS 之间的特殊的映射关系，可以确定 SSS 的位置，从而进行 SSS 检测。由于在信道传输过程中出现的多普勒频移以及用户与基站端之间存在射频晶振频率偏差会造成 OFDM 频率偏差，严重的话会引起子载波间的干扰，进而影响系统的性能，为了能够正确接收下行信号，在完成时间同步之后，用户需要在已获得信息的基础上实现频率同步，确保收发两端信号频谱一致性。频率偏差可以根据与子载波间隔的倍数，分为两种类型，即整数倍偏移和小数倍偏移。这一部分不是本文的研究重点，因此这里不作过多阐述，本文主要关注时间同步检测的处理过程。

## 3.3 滤波与下采样

滤波的目的一方面是降低同步信号所在频带之外的信号对同步信号的干扰，经过滤波处理之后，仅保留所需频带范围内的数据，将同步子带以外用于其他信道传输的信号滤除，另一方面是避免后续的下采样处理所带来的频率混叠，换句话说，滤波性能的好坏不仅决定了下采样处理的效果，也影响了系统下行同步性能的优劣。

如 2.1 节所述，230MHz 离散多载波电力无线通信系统的带宽为 3MHz，而同步信号仅映射在其中 1 个 25KHz 的子带上，共包含 10 个子载波，因此可将滤波器的通带宽度设置为 12.5KHz，由 3.2.1 节所述，同步信号只占用了频率上最中心的 8 个子载波，最边缘各预留一个子载波用于避免子载波间干扰。因此，为了消除其他频带信号对同步子带上传输的同步信号的干扰，在接收端，用户将经过频谱搬移后的时域信号通过设计好的数字滤波器，该滤波器的单边截止带宽正好等于半个子带，也就是 5 个子载波带宽，就可以将同步信号从混叠的时域信号中恢复出来。

此外，作为当前软件无线电的关键技术，数字下变频不仅在传统广播电视领域广泛应用，而且在无线移动通信领域的实际应用中具有很大的价值。但在实际工程应用中也面临着诸多挑战，伴随采样速率的提升，数据流在采样后的速率也会随之提高，这会对系统接下来的信号处理能力提出严峻的考验，因此有必要降低模/数转换后的数据流的速率，可通过降采样实现后续同步检测处理过程中的计算量的减少，举个例子，假设发射端生成 OFDM 符号过程中将频域数据转换成时域数据时所使用的 IFFT 点数为 $N_{\mathrm{IFFT}}$，在接收端，用户使用 $R$ 倍的降采样对滤波后的信号进行处理，则相当于降采样处理后生成的信号序列所使用的 IFFT 点数为 $N_{\mathrm{FFT}}/R$。在经过抗混叠滤波器之后，数字信号的降采样实现较为简单，直接对基带数字信号进行降采倍数的均匀抽取。如果之前滤波器的带外抑制足够，则降采后数字信号不会发生混叠。

当抽取因子 $R$ 过高时，如果用单阶有限冲激响应(Finite Impulse Response, FIR)滤波器实现，对滤波器的阶数要求很高，在实际应用中，受限于硬件成本和数据处理速度，单阶 FIR 滤波会造成性能造成严重的下降。因此如何采用结构简单、处理高效的滤波器来满足工程实现的具体要求，就是小区同步能否实现的关键所在。

本文所设计的小区搜索的滤波与降采样方案如图 11 所示，经过频谱搬移后的数据需要经过两次滤波，其中第一级滤波和第二级滤波分别采用的是 CIC 滤波和 FIR 滤波，

最后再对滤波后的数据进行降采处理。

**图 11 小区搜索滤波方案**

### 3.3.1 CIC 滤波设计

CIC 滤波器不仅实现对输入信号的低通滤波，还可实现输入信号采样率的抽取，以完成信号的降速处理。在工程实现中，CIC 滤波具有很多优势，不仅只由加法器和寄存器组成，结构较为简单，而且滤波性能也颇为出色，已经作为高降速滤波器广泛应用于高速抽取系统中 [128-131]。

一般商用的数字下变频抽取滤波器方案中，采用 CIC 抽取滤波器作为第一级滤波，其阶数一般不超过 5 阶，每一阶滤波基本上能提供 13dB 左右的衰减，换句话说，5 阶 CIC 滤波器最多可以提供 65dB 左右的阻带衰减[132]。换句话说，5 阶 CIC 滤波器最多可以提供 65dB 左右的阻带衰减。如果想要得到更高的阻带衰减，就要求所设计的 CIC 滤波器达到更多阶数的级联，这对于实现是比较困难的，因为设计的时候需要考虑各方面的问题。

CIC 滤波器包括两个基本结构：积分结构和梳状结构，分别对应的 CIC 抽取滤波器和 CIC 插值滤波器。CIC 滤波器的实现原理框图如图 12 所示，其中 $R_{\mathrm{CIC}}$ 为降采样率，$M$ 为差分时延，$N_{\mathrm{CIC}}$ 为滤波器阶数。

积分部分的积分器是单极点的无限冲激响应(Infinite Impulse Response, IIR)滤波器，反馈系数为 1，其状态方程可以用公式表示为

$$y(n)=y(n-M)+x(n) \tag{3.6}$$

相应的积分器的传输函数可以写作

$$H_{\mathrm{I}}(z)=\frac{1}{1-z^{-M}} \tag{3.7}$$

梳状部分的梳状器则是一个 FIR 滤波器，其状态方程如下：

$$y(n)=x(n)-x(n-M) \tag{3.8}$$

对应的梳状器传输函数如下：

$$H_{\mathrm{C}}(z)=1-z^{-M} \tag{3.9}$$

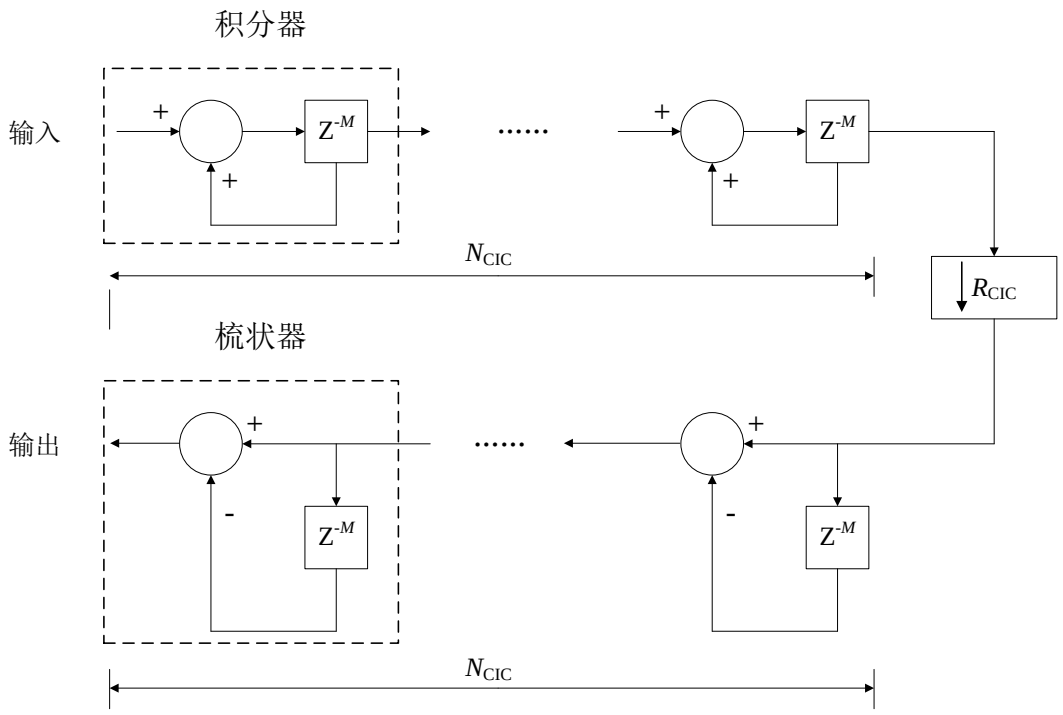


**图 12 CIC 滤波器原理框图**

由于滤波器的系数都是1，故在采用硬件实现CIC滤波器时，即使是采用定点精度，也不存在量化误差。而且即便存在递归项，其传输函数的相频响应依然是线性的，因此就算使用有限精度的数来表示，CIC 滤波器依然可以做到稳定。这一性质在硬件实现中是极为重要的。

文献[132]指出单阶 CIC 滤波器具有比较高的旁瓣电平，而且阻带衰减也较差，当 $RM \gg 1$ 时，主瓣电平与第一旁瓣电平之间的差值为 13dB。由此可见，为了降低第一旁瓣峰值电平，需要使用级联型的多阶 CIC 滤波器来处理。滤波系数为 $R_{\mathrm{CIC}}=16$，$M=1$，$N_{\mathrm{CIC}}=3$ 的 CIC 滤波器幅频响应如图 13 所示。

不过 CIC 滤波器也存在弊端，其在增加滤波器阶数提高阻带衰减性能的同时，带来的是硬件消耗资源的快速增大，与此同时，鉴于图 12 所示的多阶的 CIC 滤波器结构，CIC 滤波器的积分器都集中在一起，数据再积分部分的运算过程中会使得输出变量的数据范围迅速增大，这就意味着在多阶的 CIC 滤波器中，会有大量位宽较大的数据使用。接下来，我们将对积分器的累加溢出现象进行分析。

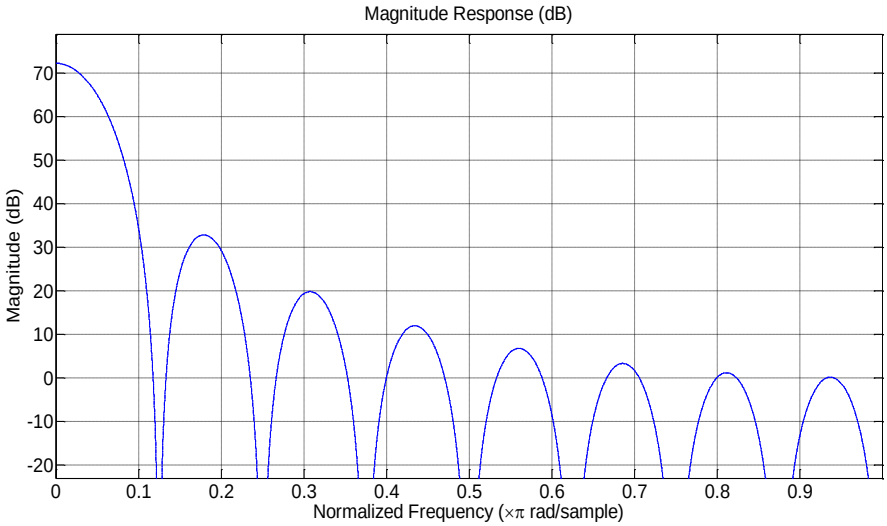


**图 13 (16,1,3)CIC 滤波器幅频响应**

**A)积分器的累加溢出分析**

CIC 滤波器积分部分的积分器实质上就是累加器，因此积分器本身是不稳定系统。如图 12 所示，以 3 阶 CIC 滤波器来说明，假设 $M=1$，令 $y_{\mathrm{I}}^{1}(n)$ 表示为第 1 阶的积分器输出的第 $n$ 个值，$1 \le n \le N_{\mathrm{S}}$，可以用公式表示为

$$y_{\mathrm{I}}^{1}(n)=\begin{cases} 0 & n=1 \\ \sum_{i=1}^{n-1} b(i) & n>1 \end{cases} \tag{3.10}$$

其中 $b(i)$ 表示为 CIC 滤波器输入的第 $i$ 个值，即经过频谱搬移后的第 $i$ 点时域数据。

剩下两阶积分器也是一样，第 1 阶积分器的输出要送到第 2 阶积分器作为其输入，第 2 阶的积分器输出的第 $n$ 个值 $y_{\mathrm{I}}^{2}(n)$ 可以用公式表示为

$$y_{\mathrm{I}}^{2}(n)=\begin{cases} 0 & n \le 2 \\ \sum_{i=1}^{n-2} (n-1-i) b(i) & n>2 \end{cases} \tag{3.11}$$

同理，第 3 阶的积分器输出的第 $n$ 个值 $y_{\mathrm{I}}^{3}(n)$ 可以用公式表示为

$$y_{\mathrm{I}}^{3}(n)=\begin{cases} 0 & n \le 3 \\ \sum_{i=1}^{n-3} \frac{(n-2-i)(n-1-i)}{2} b(i) & n>3 \end{cases} \tag{3.12}$$

从上面三个公式可以看出，CIC 滤波器中积分器的累加运算不可避免的造成数据范围变大，连续的多阶积分器会发生比特增长现象，该现象反应了滤波器输入输出之间的

滤波增益。但是，如果不采取措施，级联后的积分器将会出现溢出现象，尤其当时域信号序列随着时间不断的累加，频域信号的频谱将会不断提高，其输出变量的数据范围将远大于其输入值，第一阶积分器与最后一阶滤波器所需要的位宽也不同，如果硬件的累加器位宽足够宽，那么不管积分器的输出结果如何，CIC 滤波器的输出都是正确的，但是这在实际应用中是无法实现的。在无法提升系统位宽的情况下，如果其中某一阶积分器的内部计算过程中出现数据溢出现象，这会对 CIC 滤波器后续的积分器以及梳状器的输出结果造成较大的失真，从而导致同步信号将无法被检测出来。因此必须对 CIC 滤波器进行相应的变换。

**B)等效 CIC 滤波器**

本文提出了一种基于 Noble 恒等式的等效 CIC 滤波器。Noble 恒等式的主要思想为当多级系统包括线性系统、抽取滤波器和内插滤波器时，可以在信号处理的流程中重新排列这 3 部分的处理顺序，以便系统可以以更加实用的形式出现，Noble 恒等式可以用公式表示为

$$\left(\downarrow R_{\mathrm{CIC}}\right)H_{\mathrm{C}}\left(z\right)=H_{\mathrm{C}}\left(z^{R_{\mathrm{CIC}}}\right)\left(\downarrow R_{\mathrm{CIC}}\right) \tag{3.13}$$

上式表明先进行降采，再进行滤波与先进行滤波，再进行降采之间是相互等价的。相当于输入数据首先经过积分器和梳状器进行滤波，然后再进行抽取处理。所提出的等效 CIC 滤波器原理框图如图 14 所示。

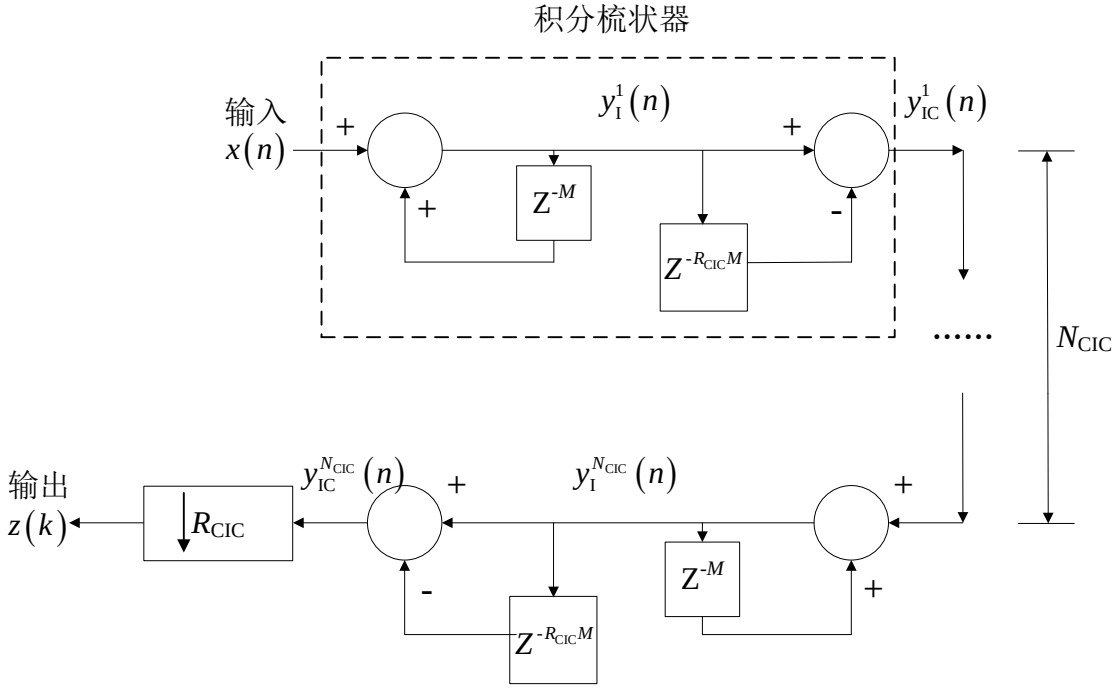


**图 14 等效 CIC 滤波器原理框图**

所提出的等效 CIC 滤波器将积分器和梳状器组成一个积分梳状器，以 1 阶积分梳状器为例，其传输函数可以用公式表示为

$$H(z)=H_{\mathrm{I}}(z)\times H_{\mathrm{C}}(z)=\frac{1-z^{-R_{\mathrm{CIC}}}}{1-z^{-M}} \tag{3.14}$$

传输函数所对应的幅频响应可以写作

$$\begin{aligned}\left|H\left(e^{j2\pi f}\right)\right|&=\left|\frac{1-e^{-j2\pi fR_{\mathrm{CIC}}}}{1-e^{-j2\pi fM}}\right|\\&=\left|\frac{e^{-j\pi fR_{\mathrm{CIC}}}\left(e^{j\pi fR_{\mathrm{CIC}}}-e^{-j\pi fR_{\mathrm{CIC}}}\right)}{e^{-j\pi fM}\left(e^{j\pi fM}-e^{-j\pi fM}\right)}\right|\\&=\left|e^{-j\pi f\left(R_{\mathrm{CIC}}-M\right)}\frac{\sin\left(\pi fR_{\mathrm{CIC}}\right)}{\sin\left(\pi fM\right)}\right|\\&=\left|\frac{\sin\left(\pi fR_{\mathrm{CIC}}\right)}{\sin\left(\pi fM\right)}\right|\end{aligned} \tag{3.15}$$

由上式可知，CIC 滤波器的幅频响应是近似于 Sinc 函数，CIC 滤波器具有线性相位。$N_{\mathrm{CIC}}$ 阶的积分梳状器传输函数可以写作

$$H(z)=\left(\frac{1-z^{-R_{\mathrm{CIC}}}}{1-z^{-M}}\right)^{N_{\mathrm{CIC}}} \tag{3.16}$$

此外，第 1 阶的积分梳状器输出的第 $n$ 个值 $y_{\mathrm{IC}}^{1}(n)$ 可以用公式表示为

$$\begin{aligned}y_{\mathrm{IC}}^{1}(n)&=y_{\mathrm{I}}^{1}(n)-y_{\mathrm{I}}^{1}\left(n-R_{\mathrm{CIC}}M\right)\\&=y_{\mathrm{I}}^{1}(n-M)+x(n)-y_{\mathrm{I}}^{1}\left(n-R_{\mathrm{CIC}}M\right)\\&=y_{\mathrm{I}}^{1}\left(n-R_{\mathrm{CIC}}M\right)+\sum_{i=1}^{R_{\mathrm{CIC}}}x(n-iM+1)-y_{\mathrm{I}}^{1}\left(n-R_{\mathrm{CIC}}M\right)\\&=\sum_{i=1}^{R_{\mathrm{CIC}}}x(n-iM+1)\end{aligned} \tag{3.17}$$

从上式可以看出，积分梳状器的输出与输入序列长度 $n$ 无关，仅仅与降采样率 $R_{\mathrm{C}}$ 和差分时延 $M$ 有关。在 $R_{\mathrm{C}}$ 比较小并且累加器的位宽设计合理的情况下，积分梳状器的累加运算并不会造成溢出现象。

最后，经过 $N_{\mathrm{CIC}}$ 阶的积分梳状器之后的数据再经过 $R_{\mathrm{CIC}}$ 倍的降采样，即直接对输入信号进行 $R_{\mathrm{CIC}}$ 倍的均匀抽取，最终完成整个 CIC 滤波器的滤波。令 $y_{\mathrm{CIC}}(n)$ 表示 CIC 滤

波器输出的第$n$个值，$1 \le n \le N_S$，可以用公式表示为

$$y_{CIC}(n) = y_{IC}^{N_{CIC}}(n \times R_{CIC}) \tag{3.18}$$

其中$y_{IC}^{N_{CIC}}(n)$表示为$N_{CIC}$阶积分梳状器输出的第$n$个值。

**C)CIC 滤波器定点化设计**

本文所采用的 CIC 滤波器系数分别为$R_{CIC}=16$，$M=1$，$N_{CIC}=3$，如此设计的原因是一方面是保证在当前子带宽度的条件下获得相对完整的同步信号，满足小区搜索的要求，另一方面是减少同步检测过程中的运算复杂度。

对 CIC 滤波运算过程中所涉及的所有变量进行数据范围分析，确定各个变量的标值，其中经过频谱搬移后的数据的实部和虚部的定标均为为 Q(16,13)，CIC 滤波方案的定点设计设计过程如下：

（1）第 1 阶积分梳状

根据公式(3.17)以及相应变量的数据范围，对 16 个待滤波的输入数据进行累加计算，然后将计算结果右移三位，最终第 1 阶积分梳状的输出定标为 Q(16,13)。

（2）第 2 阶积分梳状

同理，对 16 个第 1 阶积分梳状器的输出数据进行累加计算，然后将计算结果右移四位，最终第 2 阶积分梳状的输出定标为 Q(16,13)。

（3）第 3 阶积分梳状

同理，对 16 个第 2 阶积分梳状器的输出数据进行累加计算，然后将计算结果右移四位，最终第 3 阶积分梳状的输出定标为 Q(16,13)。

（4）16 倍降采样

该过程的运算与浮点算法一致，输出的标值保持不变。

### 3.3.2 FIR 滤波设计

CIC 滤波器虽然运算简单，但其带来的一个问题就是会导致通带的弯曲下垂，十分不平坦，通带内衰减远超一般设计要求的 0.01dB 之内，而且随着阶数越多，问题越严重。这样导致通带变窄和过渡带变宽等问题。在典型的抽取或插值滤波器应用中，需要一个比较合理的平坦的通带和较窄的过渡带。而多阶 CIC 滤波器本身不满足这样的需求，这就需要在 CIC 滤波器后面级联一个额外的补偿滤波器。对于 CIC 抽取滤波器来说，通常级联一个非递归 FIR 滤波器进行补偿。

FIR 滤波器在设计过程中主要有以下几个参数决定，即滤波器的类型、阶数、截止频率、通带最大抖动以及阻带衰减系数等等。本文所采用的 127 阶 FIR 滤波器的幅频响应示例如图 15 所示。

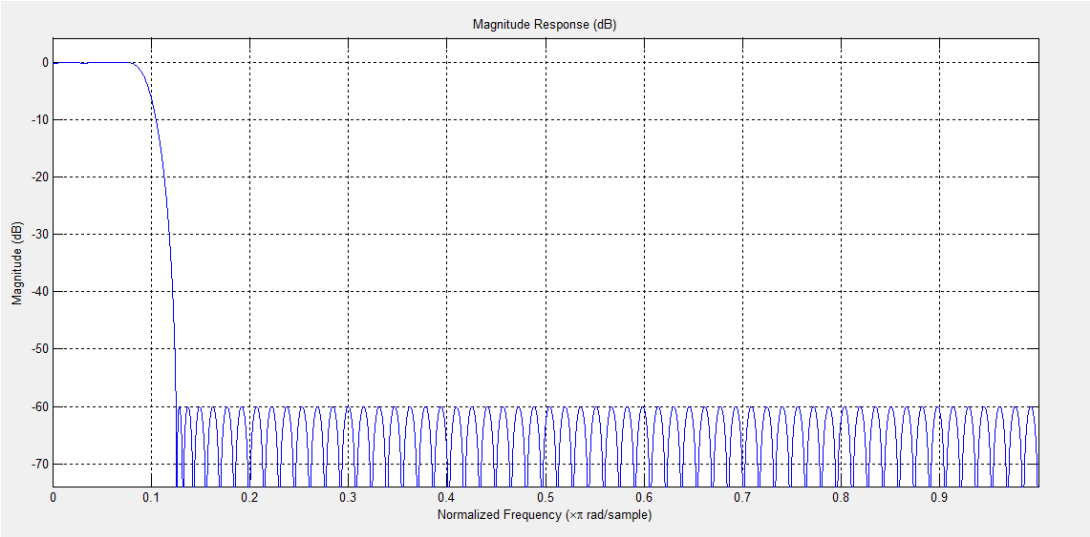


**图 15 FIR 滤波器幅频响应示例**

FIR 滤波器的运算比较简单，令 $y_{\mathrm{FIR}}(n)$ 表示 FIR 滤波器输出的第 $n$ 个值，$1 \le n \le N_{\mathrm{S}}$，可以用公式表示为

$$y_{\mathrm{FIR}}(n) = \sum_{i=1}^{N_{\mathrm{FIR}}+1} h_{\mathrm{FIR}}(i) \times y_{\mathrm{CIC}}(n-i+1) \tag{3.19}$$

其中 $h_{\mathrm{FIR}}(i)$ 是 FIR 滤波器的第 $i$ 个滤波系数， $N_{\mathrm{FIR}}$ 是 FIR 滤波器的阶数。

**B)FIR 滤波器定点化设计**

本文采用 $N_{\mathrm{FIR}} = 127$ 阶的 FIR 滤波器对 CIC 滤波器的输出进行补偿，如此设计的目的是在保证硬件实现的基础上尽可能的提升滤波性能。

首先，对 FIR 滤波运算过程中所涉及的所有变量进行数据范围分析，确定各个变量的标值，其中 FIR 滤波系数定标为 Q(16,18)。

FIR 滤波方案的定点设计过程如下：首先将定标后滤波器系数与 CIC 滤波器输出的定标数据按照公式(3.19)进行对应相乘，然后累加计算，最终结果右移 18 位，最终 FIR 滤波器的输出定标为 Q(16,12)。

## 3.4 时间同步

时间同步是小区同步检测中的第一步，又可分为 PSS 同步检测和 SSS 同步检测。

由于 PSS 和 SSS 分别基于 Zadoff-Chu 序列而生成，根据 Zadoff-Chu 序列的性质可知，Zadoff-Chu 序列具有很强的自相关性，因此 PSS 同步检测和 SSS 同步检测将通过互相关算法来进行。

互相关算法要求用户预先知道发送的信号序列。首先在用户生成多组本地信号序列，利用穷尽搜索的方法，寻找匹配度最高的一组，从而完成信号的检测[133]。

互相关函数用公式可以表示为

$$cc_j = \sum_{m=1}^{L} r(m)\left[s_j(m)\right]^* \tag{3.20}$$

其中 $cc_j$ 表示与本地生成的第 $j$ 组序列之间的相关值，$r(m)$ 为接收序列的第 $m$ 个值，$s(m)$ 为本地生成的第 $j$ 组序列的第 $m$ 个值，$j$ 为序列号，$L$ 为序列的长度。当候选序列与接收到的信号系列之间的相近性越高，二者进行相关运算后的结果也就越大，即可判断出所对应的目标序列。

### 3.4.1 PSS 检测

PSS 检测的互相关算法比较常用的有快速 FFT、差分相关等算法[134]。比较常用的是分段相关模平方累加算法，其目的是为了降低由收发两端的本地载波频率不一致以及信道多普勒频移所引起的载波频偏对同步相关峰值造成衰减的影响。分段相关模平方累加算法的基本原理是将待相关的接收信号与本地 PSS 序列分成多段之后再进行互相关运算，每一段将相关值累加之后求模平方，然后再将各段结果累加，并在时域上进行滑动，在一定时间的搜索窗长内比较所计算出的互相关结果，找到相关峰值的最大值，根据峰值来判断 PSS 的位置以及扇区 ID 号 $N_{\mathrm{ID}}^2$。文献[135]指出，当分段数越多，通过缩短相关长度，将有效降低频偏项的累加效果，相关计算时对抗频偏的能力就越强，显著提升在大频偏条件下的同步检测算法的性能，但同时也会增加计算复杂度。

分段相关模平方累加算法可以用公式表示为

$$c_{\mathrm{PSS}}^{j}(n) = \sum_{m=1}^{M}\left|\sum_{i=1}^{N_{\mathrm{PSS}}^{m}}\left[s_{\mathrm{PSS}}^{j}\left((m-1)\times N_{\mathrm{PSS}}^{m}+i\right)\right]^* \times y_{\mathrm{FIR}}\left((m-1)\times N_{\mathrm{PSS}}^{m}+i+n\right)\right|^2 \tag{3.21}$$

其中 $c_{\mathrm{PSS}}^{j}(n)$ 是经过 FIR 滤波以及降采后的序列 $\boldsymbol{y}_{\mathrm{FIR}}$ 与本地生成的第 $j$ 组 PSS 序列 $\boldsymbol{s}_{\mathrm{PSS}}^{j}$ 之间的在第 $n$ 个采样点的相关值，$1 \le n \le N_{\mathrm{S}} - \sum_{m=1}^{M} N_{\mathrm{PSS}}^{m} + 1$，$1 \le j \le 4$，此外 $s_{\mathrm{PSS}}^{j}(i)$ 是本地生

成的第 $j$ 组的 PSS 时域信号序列的第 $i$ 个序列值，$M$ 是分段数，$N_{\mathrm{PSS}}^{m}$ 是第 $m$ 段的序列长度。

虽然分段相关模平方累加算法在现有的 PSS 检测算法中比较常用，但也增大了噪声方差的影响，因此在相同信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR)条件下的同步性能会有一定的下降。本文在分段相关模平方累加算法的基础上加以改进，即在将各分段的相关值累加之后，不再求其模平方，而是改为求其模值，最后再将各段结果累加。

**A)本地 PSS 生成**

互相关算法要求接收端预先知道所发送的信号序列，因此用户首先需要生成并存储本地 PSS 时域信号。

首先，根据 3.2.1 节所描述的发射端处理流程，用户根据公式(3.2)首先在本地生成 4 组序列长度为 48 的 PSS 序列，每一组对应一个扇区 ID，即 $N_{ID}^{2}$。

其次，值得注意的是时间同步模块接收到的时域数据已经经过滤波，因此在时频资源映射时，本地生成的 PSS 序列无需映射到整个系统带宽上的候选的 4 个同步子带上，只需将带宽按照 1 个子带处理即可。

然后，由于时间同步模块接收到的时域数据已经分别经过 $R_{\mathrm{CIC}}$ 倍和 $R$ 倍的下采样处理，前者是 CIC 滤波过程中所包含的处理，因此需要使用下采样后的采样率来生成 OFDM 符号，即数据搬移时的补零后的序列长度为 $N_{\mathrm{IFFT}}/\left(R_{\mathrm{CIC}}\times R\right)$，相应的 IFFT 点数为 $N_{\mathrm{IFFT}}/\left(R_{\mathrm{CIC}}\times R\right)$，然后添加的 CP 长度也要除以 $R_{\mathrm{CIC}}\times R$，最后用户将生成的本地 PSS 时域信号进行存储。

**B)PSS 检测算法**

虽然 PSS 的发送周期为两个无线帧，长度为 80ms，但本文的搜索窗长设置为 86ms，即在 2 个无线帧的基础上加上 1.5 个子帧时长，这么做的原因是一方面保证在搜索窗长内必有一个完整的同步信号，另一方面是要尽量减少 PSS 检测的计算量。如此，在经过滤波和下采样后，用户端的采样间隔 $T_{\mathrm{S}}=1/\left(32\times 2.5\right)\mathrm{ms}$，因此搜索窗长为 $6880T_{\mathrm{S}}$，PSS 序列长度为 $210T_{\mathrm{S}}$。

本文所提出的基于分段相关模累加的 PSS 检测算法的原理框图如图 16 所示。

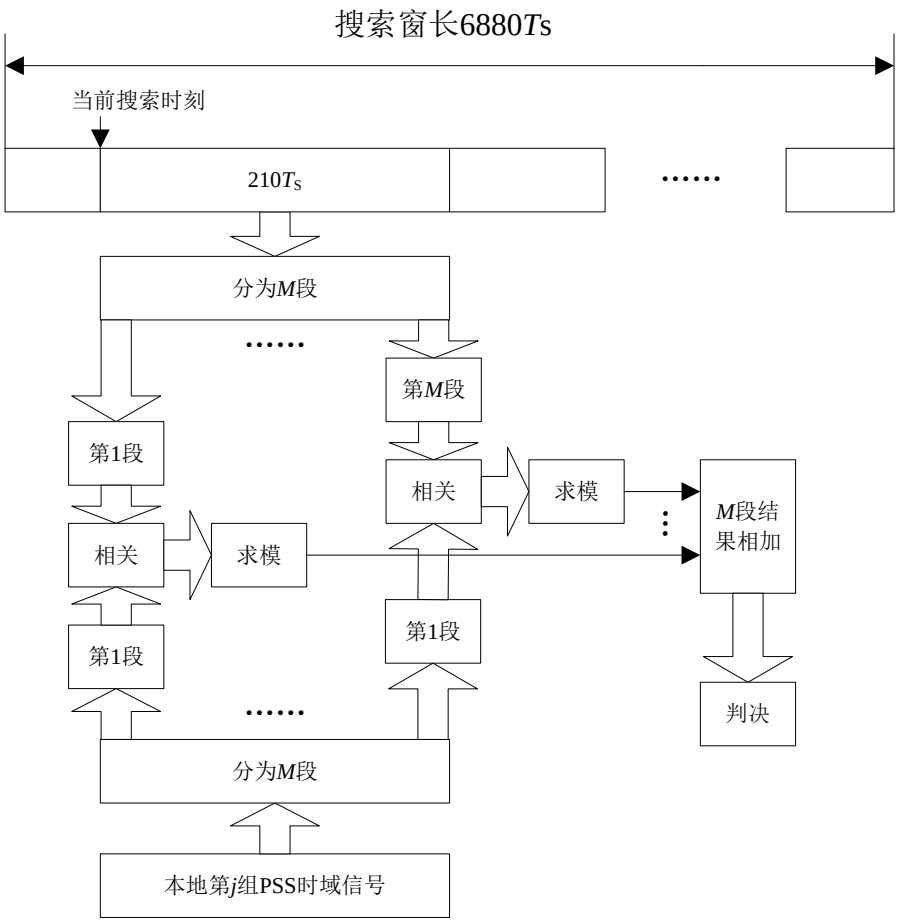


**图 16 PSS 检测算法的原理框图**

分段相关模累加算法可以用公式表示为

$$c_{\mathrm{PSS}}^{j}(n)=\sum_{m=1}^{M}\left|\sum_{i=1}^{N_{\mathrm{PSS}}^{m}}\left[s_{\mathrm{PSS}}^{j}\left((m-1)\times N_{\mathrm{PSS}}^{m}+i\right)\right]^{*}\times y_{\mathrm{FIR}}\left((m-1)\times N_{\mathrm{PSS}}^{m}+i+n\right)\right| \tag{3.22}$$

将 4 组本地候选的时域 PSS 序列与经过滤波和下采样之后的输出序列根据公式(3.22)做滑动分段相关模累加计算，获得每一组候选 PSS 序列在所有候选时间同步点的相关值，所以相关计算可以得到 4 组，每组共计 $6880-210+1=6671$ 个相关值。

接下来从所有组的相关值中找到最大相关值，具有最大相关值的序列即为所检测的目标序列，最大相关值所对应的时间同步点即为所检测的降采样 PSS 的目标定时位置，可以用公式表示为

$$\left\{\hat{j},\hat{n}\right\}=\underset{\substack{1\le j\le 4\\ 1\le n\le N_{\mathrm{S}}-\sum_{m=1}^{M}N_{\mathrm{PSS}}^{m}+1}}{\arg\max}\quad c_{\mathrm{PSS}}^{j}(n) \tag{3.23}$$

最大相关值对应的序列号即对应扇区 ID 号 $N_{\mathrm{ID}}^{2}$，PSS 的目标定时位置 $n$ 与扇区 ID

号 $N_{ID}^{2}$ 即为 PSS 检测结果。

**C)PSS 检测定点化设计**

本文将本地 PSS 时域序列中的连续 210 个采样点均分为 $M=6$ 段，每段长度 $N_{\mathrm{PSS}}^{m}$ 为 $35T_{\mathrm{S}}$，$1\le m\le M$，分别对应资源映射时的 6 个 OFDM 符号。如此设计的原因是一方面是尽量提升算法的抗频偏能力，另一方面是尽量保证系统的抗噪能力。

对 PSS 检测运算过程中所涉及的所有变量进行数据范围分析，确定各个变量的标值，其中本地生成的 PSS 时域信号定标为 Q(16,15)。本节主要关注 PSS 检测方案中涉及到定点运算的设计，每一组本地 PSS 时域序列与滤波降采后序列在第 $n$ 个采样点的相关值计算的定点设计过程如下：

（1）各分段求相关

分段求相关可分为两个步骤：

首先，分段内序列长度为 35 的接收信号与本地 PSS 时域信号序列求相关，即序列内接收信号与本地 PSS 时域信号序列的共轭在各对应采样点的数据相乘，然后将计算结果右移 15 位，输出定标为 Q(16,12)。

然后，分段内相乘后的数据累加计算，然后将计算结果右移 3 位，最终各分段内求相关的输出定标为 Q(16,9)。

（2）各分段求模值

本文将求模值运算分为两个步骤：

首先，分段内将求上一步的输出计算其模平方，即相关结果与相关结果的共轭相乘，然后将计算结果内部扩位到 32 位，并左移 2 位，定标为 Q(32,20)。

其次，对上一步的结果计算平方根，由于涉及到非线性运算，本文将使用查表法来完成开平方运算的定点化实现，表格将采用泰勒公式拟合的方法制作而成。

泰勒公式也称作泰勒展开式，假设函数 $f\left(x\right)$ 在 $x=x_0$ 处具有 $Q$ 阶导数，然后利用关于 $\left(x\text{-}x_0\right)$ 的 $Q$ 次多项式来逼近函数的一种近似计算的方法。当若函数 $f\left(x\right)$ 在包含 $x_0$ 的某个闭区间 $\left[a,b\right]$ 上具有 $Q$ 阶导数，且在开区间 $\left(a,b\right)$ 上具有 $Q+1$ 阶导数，则对闭区间 $\left[a,b\right]$ 上任意一点 $x$，成立下式

$$f(x)=\frac{f(x_0)}{0!}+\frac{f'(x_0)}{1!}(x-x_0)+\frac{f''(x_0)}{2!}(x-x_0)^2+\ldots+\frac{f^{(Q)}(x_0)}{Q!}(x-x_0)^Q+R_Q(x) \quad (3.24)$$

其中$R_Q(x)$是泰勒展开式的余项。

根据公式(3.23)，$f(x)=\sqrt{x}$的泰勒公式展开可以写作

$$\begin{aligned}\sqrt{x}&=d_0(x-x_0)^Q+d_1(x-x_0)^{Q\text{-}1}+\ldots+d_{Q\text{-}1}(x-x_0)+d_Q\\&=(x-x_0)\left[d_{Q\text{-}1}+\ldots(x-x_0)^{Q\text{-}2}\left[d_1+d_0(x-x_0)\right]\right]+d_Q\end{aligned} \quad (3.25)$$

然后根据输入值$x$的数据范围，将$x$的取值区间$[a,b]$均匀划分为$N_{\mathrm{T}}$个前开后闭的小区间，接下来将各个小区间的末端点作为输入，使用 matlab 软件分别计算相应的$d_0$，$d_1$，…$d_{Q\text{-}1}$数值，然后进行数据范围统计，确定各变量的定标值。

可以看出，通过查表法所得到的输出结果的精度随表格的大小而变化，表格越大，精度越高，但存储量也随之增大，因此需要在系统精度与存储之间作出权衡。为了通用性，本文所设计的制表方案中输入值$x$的数据范围为[0,1]，在查表过程中将根据输入值的大小动态调整输入标值以匹配制表的取值区间。

查表过程中，需要根据将调整标值后的结果计算表格中的索引值，然后根据索引值首先计算$x_0$，并读入表格中的$d_0$，$d_1$，…$d_{Q\text{-}1}$数值，然后根据公式(3.25)计算各分段的模值，输出定标为 Q(16,9)。

（3）分段结果相加

最后将 6 个分段的模值累加，并右移 2 位，得到每一组本地 PSS 时域序列与滤波降采后序列在第$n$个采样点的相关值，定标为 Q(16,7)。

### 3.4.2 SSS 检测

由于 PSS 和 SSS 之间的映射位置确定，因此可以根据 PSS 的定时位置来明确 SSS 的定时位置，并以此确定无线帧的帧头。230MHz 离散多载波电力无线通信系统共有 42 种 SSS，分别与 42 个物理层小区组号$N_{\mathrm{ID}}^1$一一对应，由此确定了 SSS 的序列号，然后结合之前 PSS 检测所得到的扇区 ID 号$N_{\mathrm{ID}}^2$，根据公式(3.1)，可获得当前小区的 ID。

SSS 检测不仅可以在时域中处理，也可以通过 FFT 变换到频域中进行[136]。文献[137]指出当 OFDM 符号定时存在偏差时，在时域检测算法的性能会受到影响。由于 CP 的存

在，时域定时偏差对应频域等价于相位旋转，因此对信号检测的性能影响较小，因此本文将 SSS 检测变换至频域处理。

**A)本地 SSS 生成**

根据前面所述，互相关算法要求接收端预先知道所发送的信号序列，因此在进行 SSS 检测之前，用户首先需要生成并存储本地 SSS 频域信号。

根据 3.2.1 节所描述的发射端处理流程，用户根据公式(3.3)首先在本地生成 42 组序列长度为 48 的 SSS 序列，每一组对应一个物理层小区组 ID，即 $N_{ID}^{1}$ 。

**B)SSS 检测算法**

由于 SSS 与 PSS 在时域的映射位置是相邻的，因此在 PSS 的定时位置上进行前向搜索，取出长度为 $215T_{\mathrm{S}}$ 的序列即为需要用于检测的 SSS 时域序列。本文 SSS 检测仍将采用分段相关模累加算法，将 215 个连续采样点分为 6 段，第一段长度为 $40T_{\mathrm{S}}$ ，其余每段长度为 $35T_{\mathrm{S}}$ ，分别对应资源映射时的 6 个 OFDM 符号，SSS 检测的算法原理框图如图 17 所示。

SSS 时域信号可通过解 OFDM 信号恢复成频域信号，该处理过程与 2.3.2 节的描述几乎一致，区别是需要对涉及到时域计算的参数大小进行修改。

首先，在发射端，SSS 所映射的第一个 OFDM 符号使用的扩展性 CP，其余 OFDM 符号使用的是普通型 CP，对应到接收端经过 $R_{\mathrm{CIC}}$ 倍和 $R$ 倍的下采样处理之后，用户需要分别去除接收到的 6 段 SSS 时域序列位于首部的 CP，每段删除的长度都为发射端每个符号所添加 CP 长度的 $1/\left(R_{\mathrm{CIC}}\times R\right)$ 倍。

接下来，将每一段时域数据进行点数为 $N_{\mathrm{FFT}}/\left(R_{\mathrm{CIC}}\times R\right)$ 的 FFT 过程变换到频域。

然后，对每一段序列上的数据进行解数据搬移，搬移方式如图 18 所示，并去除序列两端的各一个数据，这两个数据对应了同步信号在频域映射时的子带两边用于干扰保护的子载波，只保留占用 1 个子带频率上最中心的 8 个子载波的数据。

最后与不同组的本地 SSS 频域信号序列进行分段相关模累加计算，令 $c_{\mathrm{SSS}}^{l}$ 表示 SSS 频域检测序列 $\boldsymbol{y}_{\mathrm{SSS}}$ 与本地生成的第 $l$ 组 PSS 序列 $\boldsymbol{s}_{\mathrm{SSS}}^{l}$ 之间的相关值，$1\le l\le 42$，可以用公式表示为

$$c_{\mathrm{SSS}}^{l}=\sum_{m=1}^{M}\left|\sum_{i=1}^{N_{\mathrm{SSS}}^{m}}\left[s_{\mathrm{SSS}}^{l}\left((m-1)\times N_{\mathrm{SSS}}^{m}+i\right)\right]^{*}\times y_{\mathrm{SSS}}\left((m-1)\times N_{\mathrm{SSS}}^{m}+i\right)\right| \tag{3.26}$$

其中 $M$ 是分段数，$N_{\mathrm{PSS}}^{m}=N_{\mathrm{sc}}^{\mathrm{RB}}$ 是第 $m$ 段的序列长度，$N_{\mathrm{sc}}^{\mathrm{RB}}=8$ 为一个子带内的有效子载波数。

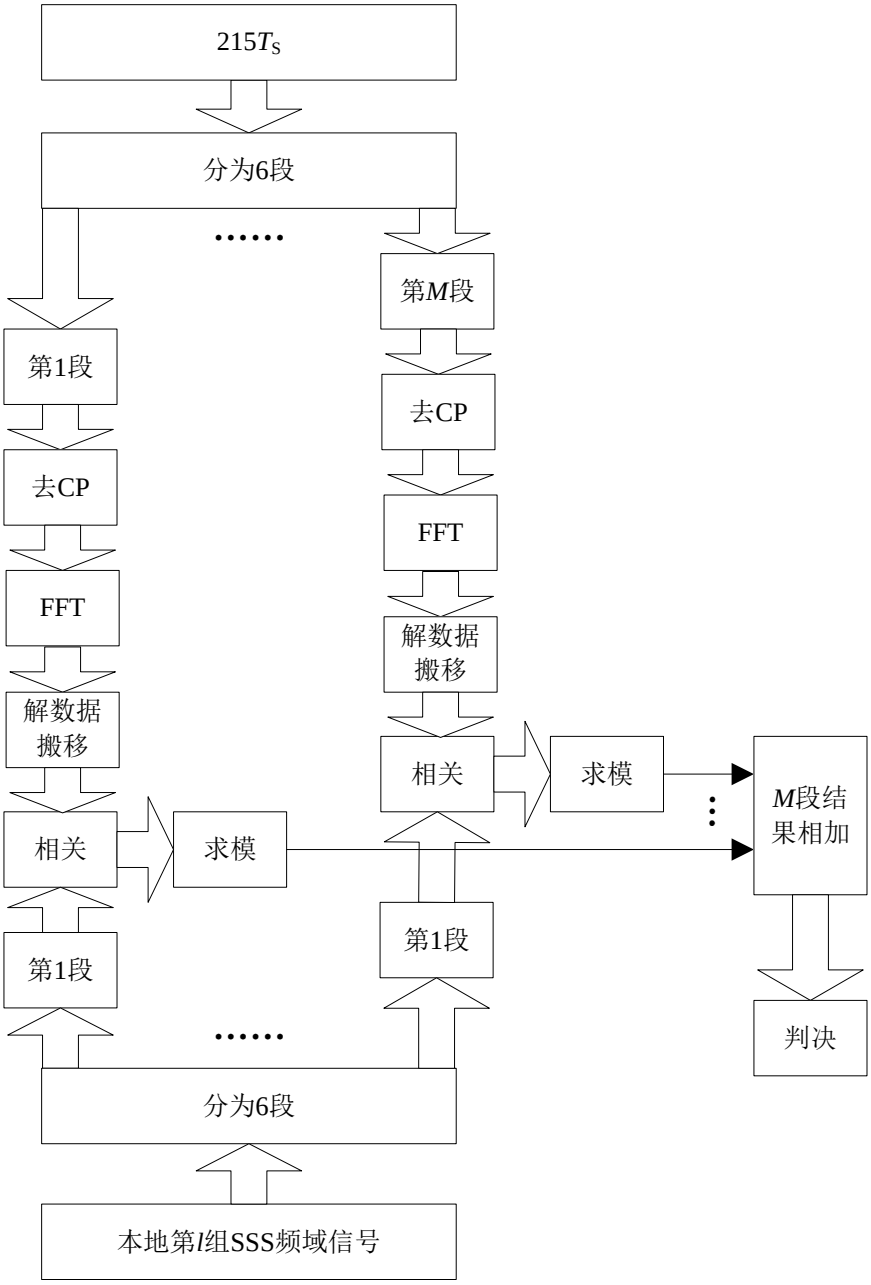


**图 17 SSS 检测算法的原理框图**

因为共有 42 组候选的 SSS 序列，所以相关计算可以得到 42 个相关值，在所有相关值中找出最大值，与 PSS 检测类似，与接收到的 SSS 频域检测序列相关得到最大相关值的序列即为所检测的目标序列。目标序列号 $l$ 可以用公式表示为

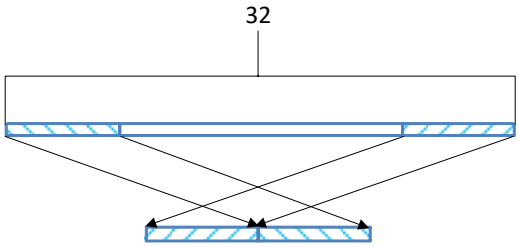


**图 18 SSS 解数据搬移示意图**

$$\hat{l} = \arg\max_{1 \le l \le 42} c_{\mathrm{SSS}}^{l} \tag{3.27}$$

最大相关值应的序列号即对应物理层小区组号 $N_{\mathrm{ID}}^{1}$，最后与 PSS 检测结果扇区 ID 号 $N_{\mathrm{ID}}^{2}$ 合并，完成小区 ID 的计算。

**C)SSS 检测定点化设计**

对 SSS 检测运算过程中所涉及的所有变量进行数据范围分析，确定各个变量的标值，其中本地生成的 SSS 时域信号定标为 Q(16,14)。本节主要关注 SSS 检测方案中涉及到定点运算的设计，每一组本地 SSS 频域序列与需要用于检测的 SSS 时域序列之间的相关值计算的定点设计过程如下：

（1）各分段解 OFDM 符号

首先，接收到 SSS 时域信号序列去除 CP 后，经过 32 点 FFT 变换，输出定标为 Q(16,12)，然后进行解数据搬移，并去除各分段序列首尾各一个数据。

（2）各分段求相关

求相关可分为两个步骤：

首先，分段内序列长度为 8 的接收信号与本地 SSS 频域信号求相关，即序列内接收信号与本地 SSS 频域信号的共轭在各对应子载波的数据相乘，然后将计算结果右移 14 位，输出定标为 Q(16,12)。

然后，分段内相乘后的数据累加计算，然后将计算结果右移 3 位，最终求相关的输出定标为 Q(16,9)。

（3）各分段求模值

本文将求模值运算分为两个步骤：

首先，分段内将求上一步的输出计算其模平方，即相关结果与相关结果的共轭相乘，然后将计算结果内部扩位到 32 位，并左移 2 位，定标为 Q(32,20)。

接下来，对上一步的结果计算平方根，使用 PSS 检测定点化设计所用的查表法

，各分段求模值的输出定标为 Q(16,9)。

（3）分段结果相加

最后将 6 个分段的模值累加，并右移 2 位，定标为 Q(16,7)。

## 3.5 仿真结果

定点方案设计的优劣，需要与浮点方案的结果进行比较。为了分析所设计的滤波方案和同步检测方案，根据 3.2 节的小区同步的发送端和接收端处理流程，搭建了基于 230 系统的小区同步链路。本节使用所搭建的链路级仿真来评估所设计的定浮点方案性能。仿真参数的设置如表 4 所示，信道模型使用 AWGN 信道，基站端和用户都配置了 1 个天线单元。

**表 4 链路仿真参数设置**

| 参数名称 | 取值 |
|---|---|
| 系统带宽 | 3MHz |
| FFT 点数 | 2048 |
| 子带个数 | 108 |
| 每个子带中子载波个数 | 10 |
| 子载波间隔 | 2.5KHz |
| 无线帧长度 | 40ms |
| 子帧长度 | 4ms |
| CP 长度 | 512/192 采样点 |

本文采用小区 ID 的检错率来表征小区搜索方案的性能，图 19 给出了基于不同定浮点设计方案的小区 ID 的检错率。可以看到随着 SNR 的增加，经过滤波降采和同步检测所得到的小区 ID 的差错率随之降低。

其中在基于相同滤波算法的条件下，相较于同步检测采用分段相关模平方累加算法的浮点方案，同步检测采用分段相关模累加算法的浮点方案能够明显提升系统性能，当两种浮点方案的小区 ID 错误率都为 0.01 时，相较于前者，后者在 SNR 方面能够获得 0.5dB 的增益，并且随着小区 ID 错误率的继续降低，同步检测采用分段相关模累加算法的浮点方案所获得的 SNR 增益也随之增加。

此外，图 19 中的不同定点设计方案的实现基本相同，都是基于相同的滤波降采定

点实现，并且同步检测采用用分段相关模累加的定点算法，，唯一的区别在于 3.4.2 节所描述的用于计算平方根的表格大小不同，其中定点方案 1、定点方案 2、定点方案 3 以及定点方案 4 所采用的表格大小 $N_{\mathrm{T}} \times Q$ 分别为 $256\times2$、$256\times3$、$256\times4$ 以及 $512\times3$。可以看到在小区 ID 错误率相同时，相较于定点方案 1，其余三种定点方案在 SNR 方面都能够获得较为明显的增益，并且随着小区 ID 错误率的继续降低，这三种定点方案所获得的 SNR 增益也随之进一步提升。而且，后三种定点方案在相同 SNR 条件下的小区 ID 错误率并没有明显的区别，因此综合考虑系统性能和硬件存储以及计算复杂度，查表法所使用的表格应设置为 $256\times3$。此外，定点方案 2 与浮点方案 1 的性能之间并没有明显的差异，验证了我们所设计的定点方案的正确性。

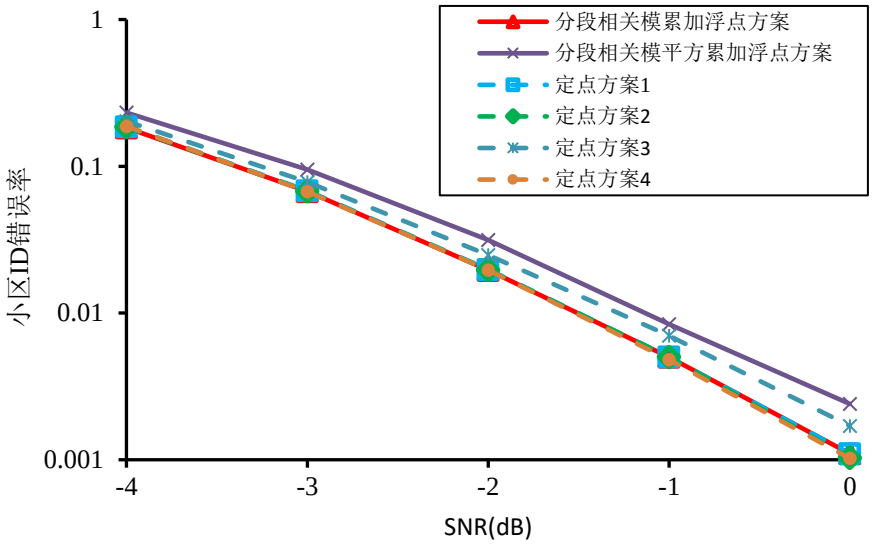


**图 19 小区搜索定浮点性能**

## 3.6 本章小结

针对 230MHz 离散多载波电力无线通信系统的小区同步链路，本章就同步信道的发送端和接收端的处理流程分别进行了介绍。首先，针对发送端的处理，介绍了 PSS 和 SSS 的生成以及同步信号的资源映射。其次，简单介绍了小区同步接收端的各个模块，并给出了本章的重点，即滤波、下采样以及时间同步检测。针对传统 CIC 滤波器运算过程中内部积分器累加引起数据溢出的问题，提出了一种 Nobel 恒等式的等效 CIC 滤波器设计方案，通过将梳状器前移与积分器组成积分梳状器，避免了 CIC 滤波器的输出结果与输入信号序列的长度有关，能够极大减缓比特增长而带来的系统性能衰减，并给

出了相应的定点化方案。针对同步检测中的传统相关检测算法在低信噪比下的性能下降问题，提出了一种改进型的检测算法，即在将各分段的相关值累加之后，计算其模值，最后再将各段结果累加，给出了相应的定点化方案，并采用了查表法来平衡定点精度和运算速度。最后仿真结果比较了所设计的定浮点方案的性能，验证了其可行性。

# 第四章 上行控制方案设计

## 4.1 引言

为支撑上行和下行共享信道的有效工作，用户需要向基站反馈某些控制上行和下行数据传输的信息，UCI 可分别在上行共享信道和 PUCCH 上发送，本文主要研究 UCI 在 PUCCH 上传输的流程。相较于信息丰富的下行控制信息，考虑到简单化和高效性的用户设计原则，UCI 传输的数据量较小[138-140]。在 230MHz 离散多载波电力无线通信系统中，UCI 由确认/否认确认(Acknowledgement/Negative Acknowledgement, ACK/NACK)应答信息以及信道质量指示(Channel Quality Indicator, CQI)两部分内容组成。

ACK/NACK 应答消息用于反馈下行数据业务的传输，用户在接收到一个或者多个子帧的下行共享信道发送的数据后，根据自身的判断，需要向基站答复所接收到的信息是否准确，当用户将基站发送的数据成功接收并译码校验，则通过 PUCCH 向基站发送一个 ACK 应答消息，基站在正确解析上行控制信令后，完成正常的通信，然后再发送一个新的数据块，否则用户将发送 NACK 消息，基站将重发原信息比特。

CQI 反馈信息是反映基站和用户间信道质量的信息，用户在接收到基站发送的下行数据信息后，根据当前的 SNR 等参数对信道传输的质量进行评估计算得到 CQI 值，再通过 PUCCH 反馈给基站，然后基站根据反馈的 CQI，选择适合的码率、调制阶数等参数用于下行业务数据的发送，目前 230MHz 离散多载波电力无线通信系统目前仅支持周期上报。发送端的处理一般由协议来规定，而接收端的处理可根据自身硬件的需求而有所不同，接收端处理方案的设计对于系统性能有着决定性的影响，这是由于它不仅决定了 UCI 在 PUCCH 的传输质量，还决定了后续其他信道的信号的传输。因此研究性能优越的 PUCCH 接收端算法是十分有意义的。

为了研究 UCI 在上行控制信道的传输，本章主要针对 PUCCH 发送端和接收端的处理进行了具体设计与实现，考虑在减少降低误码率的同时降低运算复杂度，并由此分别设计了编译码、信道估计、噪声方差估计以及均衡等算法实现并给出了相应的定点化方案。

本章剩余部分具体安排如下：4.2 节描述了 PUCCH 的发送端和接收端处理流程；4.3 节研究了信道估计的设计方案；4.4 节研究了噪声方差估计的设计方案；4.5 节研究了均衡的设计方案；4.6 节研究了 RM 译码的设计方案；4.7 节给出了相关的仿真结果，

并对仿真结果进行了分析；最后在 4.8 节给出了本章总结。

## 4.2 PUCCH 处理流程

### 4.2.1 发射端处理流程

PUCCH 在发射端的处理流程如图 2 所示，PUCCH 上传输的信息由两部分组成，一部分是数据信号，即用户反馈的 UCI，另一部分则是导频信号，即解调参考信号(Demodulation Reference Signal, DMRS)，用于接收端做信道估计、噪声方差估计以及均衡使用。

首先，用户将 UCI 通过 Reed-Muller 码的编码方式，生成编码序列，然后经过加扰和正交移相键控(Quadrature Phase Shift Keying, QPSK)调制后形成调制符号，然后与具有不同循环移位值的等幅零相关(Constant Amplitude Zero Auto Correlation, CAZAC)序列相乘，对数据信息在频域上进行扩频，接下来通过资源映射将数据信号与 DMRS 映射到时频资源上，最后经过数据搬移、IFFT 以及加 CP 之后生成 SC-FDMA 信号，此 SC-FDMA 信号生成与 2.3.2 节的描述一致。

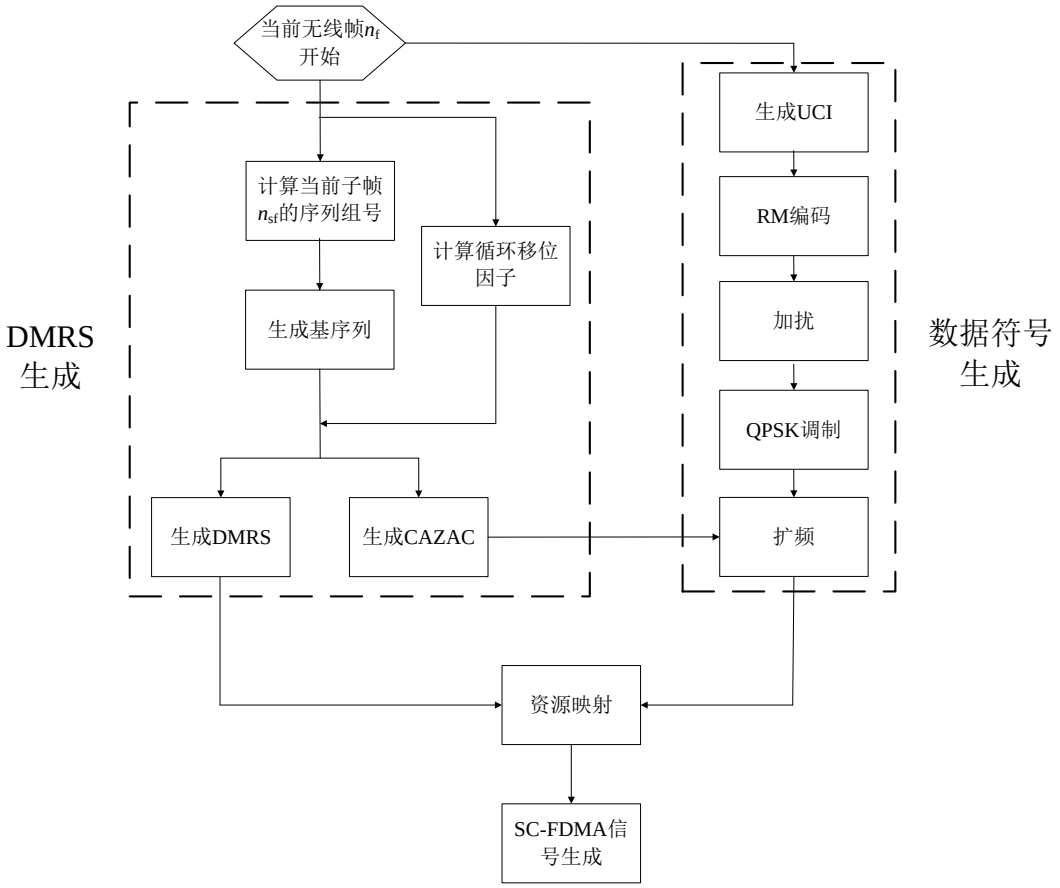


**图 20 PUCCH 发射端处理流程**

**A) DMRS 与 CAZAC 序列生成**

PUCCH 中的 DMRS 是专门为 UCI 在 PUCCH 的传输而设计的，用户在接收到 PUCCH 上承载的导频信号后，可通过本地 DMRS 序列进行信道估计、噪声方差估计以及均衡得到数据符号上的信道冲激响应、噪声方差等信息，从而正确译码 UCI 信息。

在介绍 DMRS 生成之前，本文首先对伪随机序列的生成进行阐述，伪随机序列是由长度为 31 的 Gold 序列产生，假设其序列长度为 $M_{\mathrm{PN}}$，令 $c(n)$ 为第 $n$ 个序列值，可以用公式表示为

$$c(n)=\left[x_1(n+N_C)+x_2(n+N_C)\right]\bmod 2 \tag{4.1}$$

其中

$$x_1(n+31)=\left[x_1(n+3)+x_1(n)\right]\bmod 2 \tag{4.2}$$

$$x_2(n+31)=\left[x_2(n+3)+x_2(n+2)+x_2(n+1)+x_2(n)\right]\bmod 2 \tag{4.3}$$

其中 $N_{\mathrm{C}}=1600$，$\boldsymbol{x}_1$ 序列初始化值分别为 $x_1(1)=0$，$x_1(n)=0$，$2\le n\le 31$，$\boldsymbol{x}_2$ 以 $c_{\mathrm{init}}=\sum_{i=1}^{32}x_2(i)\cdot 2^{i-1}$ 进行初始化，其具体取值取决于伪随机序列的应用。

DMRS 以及 CAZAC 序列的生成可分为以下步骤：

步骤 1：在第 $n_{\mathrm{sf}}$ 个子帧，序列组序号 $u'$ 的计算可以用公式表示为

$$\begin{aligned}&u'=\left(f_{n_{\mathrm{sf}}}^{\mathrm{gh}}+f^{\mathrm{ss}}\right)\bmod 30,\\&0\le u'\le 29\end{aligned} \tag{4.4}$$

其中 $f_{n_{\mathrm{sf}}}^{\mathrm{gh}}$ 是组跳转模式，$f^{\mathrm{ss}}$ 是 PUCCH 的序列移位模式，分别可以写作

$$f_{n_{\mathrm{sf}}}^{\mathrm{gh}}=\begin{cases}0 & \text{若组跳转关闭}\\ \left[\sum_{i=1}^{8}c_1\left(16\left(n_{\mathrm{sf}}-1\right)+i\right)\cdot 2^{i-1}\right]\bmod 30 & \text{若组跳转开启}\end{cases} \tag{4.5}$$

$$f^{\mathrm{ss}}=N_{\mathrm{ID}}\bmod 30 \tag{4.6}$$

其中 $c_1(i)$ 为伪随机序列 $\boldsymbol{c}_1$ 的第 $i$ 个值[138]，$1\le i\le 8$，在每一个无线帧开始时以初始值 $\lfloor N_{\mathrm{ID}}/30\rfloor$ 进行初始化，此外，序列组跳转开启和关闭由高层参数控制。通过小区 ID 初始化的伪随机序列，可以使得不同小区间的 PUCCH 序列可以基本近似不相关，将小区间干扰随机化来避免来自其他小区的干扰。

步骤 2：基序列可以分为多组，第$u'+1$个序列组的基序列的第$k$个序列值可以用公式表示为

$$\bar{r}_{u'}(k)=e^{\frac{j\pi\varphi_k}{4}},1\le k\le N_{\mathrm{sc}}^{\mathrm{RB}} \tag{4.7}$$

其中$N_{\mathrm{sc}}^{\mathrm{RB}}=8$表示 PUCCH 在频域所占用的有效子载波数，$\varphi_k$根据$u'$的取值决定。

步骤 3：第$n_{\mathrm{sf}}$个子帧上第$l$个符号的循环移位因子$\alpha_{n_{\mathrm{sf}}}(l)$可以用公式表示为

$$\begin{aligned}&\alpha_{n_{\mathrm{sf}}}(l)=\frac{2\pi n_{n_{\mathrm{sf}}}(l)}{N_{\mathrm{sc}}^{\mathrm{RB}}},\\&1\le l\le N_{n_{\mathrm{sf}}}^{\mathrm{symb}}\end{aligned} \tag{4.8}$$

其中

$$n_{n_{\mathrm{sf}}}(l)=\left[m_{n_{\mathrm{sf}}}(l)+n'\right]\bmod N_{\mathrm{sc}}^{\mathrm{RB}} \tag{4.9}$$

$$m_{n_{\mathrm{sf}}}(l)=\left[\sum_{i=1}^{8}c_2\left(16N_{n_{\mathrm{sf}}}^{\mathrm{symb}}(n_{\mathrm{sf}}-1)+8l+i\right)\cdot 2^{i-1}\right]\bmod 30 \tag{4.10}$$

$$n'=(n_{\mathrm{RB}}\cdot 2^{3-\Delta_{\mathrm{shift}}^{\mathrm{PUCCH}}})\bmod N_{\mathrm{sc}}^{\mathrm{RB}} \tag{4.11}$$

其中$N_{n_{\mathrm{sf}}}^{\mathrm{symb}}$表示第$n_{\mathrm{sf}}$个子帧的符号长度，$n_{\mathrm{RB}}$表示 PUCCH 在频域所占的子带索引，$\Delta_{\mathrm{shift}}^{\mathrm{PUCCH}}$表示单个 PUCCH 资源位置复用的用户个数，$N_{\mathrm{sc}}^{\mathrm{RB}}$表示一个子带内的有效子载波个数，其值为 8，$N_{n_{\mathrm{sf}}}^{\mathrm{symb}}$表示子帧$n_{\mathrm{sf}}$内的 SC-FDMA 符号个数，$c_2(i)$为伪随机序列$\boldsymbol{c}_2$的第$i$个值，$1\le i\le 8$，在每一个无线帧开始时以小区 ID 号$N_{\mathrm{ID}}$进行初始化，可以看出，循环移位因子不仅与子帧号有关，而且和符号索引有关，这样生成的序列可以保证小区内不同用户的干扰随机化。

步骤 4：DMRS 序列和 CAZAC 序列定义为基序列的循环移位，根据步骤 3 的循环移位因子，在第$n_{\mathrm{sf}}$个子帧上，第$u'+1$个序列组的 DMRS 序列和 CAZAC 序列的第$k$个序列值可以写作

$$\begin{aligned}&r_{u',l}^{n_{\mathrm{sf}}}(k)=e^{j\alpha_{n_{\mathrm{sf}}}(l)k}\bar{r}_{u'}(k),\\&1\le k\le M_{\mathrm{sc}}^{\mathrm{RS}}\end{aligned} \tag{4.12}$$

从上式可以看出，根据$\alpha_{n_{\mathrm{sf}}}^{l}$在一个子帧内不同上行 SC-FDMA 符号上的不同取值，因此在一个子帧内第 2 个符号和第 6 个符号上映射的 DMRS 符号序列是不同的。

**B) RM 编码**

Reed-Muller编译码是由Reed发现和并由Muller深入研究的，因此又被简称为RM码，是一种具有良好纠错能力的线性分组码，由于该码结构简单并具有良好的性质，因此广泛应用于第三代、第四代以及第五代移动通信系统中。UCI在PUCCH上采用了$(14, L)$的RM编码，该编码矩阵由$L$个长度为14的基序列组成，这里的$L$与UCI的比特数一致，(14,10)的RM编码矩阵如表5所示。

该表是根据LTE的(32,11)RM编码矩阵延伸而来，表5的第1列是一个全1序列，表5的第2列到第6列是有交织后的Walsh码组成，将长度为32的交织后的Walsh码打掉18bit组成，剩余的第7列到第10列是4个基本的掩码序列，由掩码发生器产生，其作用主要是为了增大最小码距，以便增加检错纠错的能力，相应的在译码过程中需要消除掩码[143]。

**表 5 (14,10)RM 编码矩阵**

| 编码比特 | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 |

RM 编码的运算比较简单，令$b(i)$表示经过 RM 编码后的第$j$个比特值，$1 \le j \le 14$，可以用公式表示为

$$b(j) = \left[ \sum_{i=1}^{L} \left( e(i) \cdot m_{j,i} \right) \right] \bmod 2 \tag{4.13}$$

其中$e(i)$表示 UCI 的第$i$个比特，$m_{j,i}$表示表 5 的第$j$行第$i$列的编码比特。

编码后的序列需要通过加扰模块，加扰过程即为与以小区 ID 号$N_{\mathrm{ID}}$为初始化值

而生成的伪随机序列进行模 2 加运算，然后再将比特序列进行 QPSK 调制生成调制符号。

**C) 扩频**

根据前面所得到的 CAZAC 序列，将其与经过 QPSK 调制后的复值序列对应相乘，生成扩频后的数据序列。对于第 $n_{\mathrm{sf}}$ 个子帧的第 $u'+1$ 个序列组，令 $s_{u',l}^{n_{\mathrm{sf}}}(k)$ 表示数据序列的第 $l$ 行第 $k$ 列的序列值，$1 \le k \le N_{\mathrm{sc}}^{\mathrm{RB}}$，$1 \le l \le N_{n_{\mathrm{sf}}}^{\mathrm{symb}} - 2$，可以用公式表示为

$$s_{u',l}^{n_{\mathrm{sf}}}(k) = d(l) \cdot r_{u',l}^{n_{\mathrm{sf}}}(k) \tag{4.14}$$

其中 $d(l)$ 表示表示调制后的复值序列的第 $l$ 个调制符号值。

**D) 资源映射**

在频域上，PUCCH 映射的位置在 230MHz 离散多载波电力无线通信系统中是不断变换的，由高层参数决定，为了尽量减少控制信息所占用的频域资源，系统规定 PUCCH 一般在带宽的边缘位置上进行传输。不过 PUCCH 在频域的映射位置只占用 1 个子带上频率上最中心的 8 个子载波，子带两边预留的两个子载波需补零，表示此频域位置留给上行控制子带用于干扰保护子载波。

在时域上，PUCCH 占用子帧 2 的全部 9 个 SC-FDMA 符号，其中 DMRS 映射在子帧 2 的第 3 和第 7 个 SC-FDMA 符号上，数据信号则映射在剩余的 7 个 SC-FDMA 符号上。PUCCH 在时域和频域的映射位置如图 12 所示。

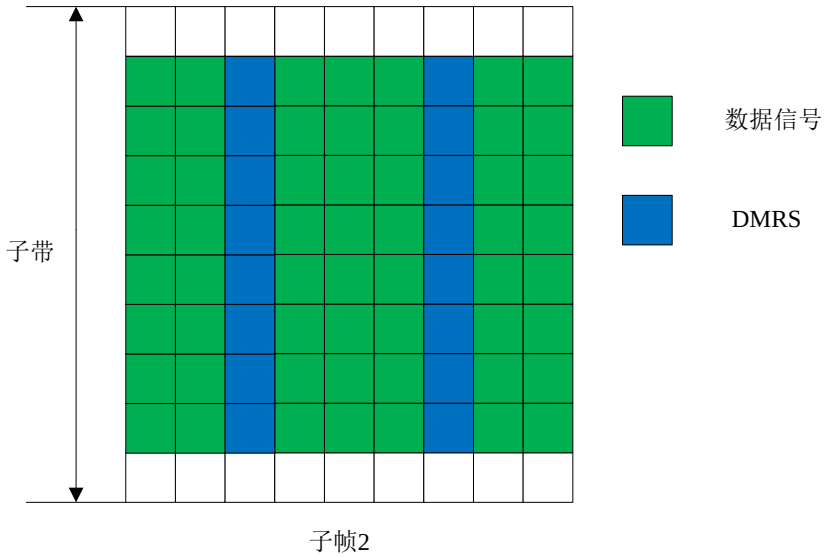


**图 21 PUCCH 时频资源图**

### 4.2.2 接收端处理流程

PUCCH 在接收端的处理流程如图 5 所示，PUCCH 的接收端的处理过程是发射端处理过程的反变换，包括解 SC-FDMA 符号、解资源映射、信道估计、噪声方差估计、均衡、解调、解扰以及 RM 译码等诸多模块。

基站端在接收到用户发送的信号后，根据 2.3.2 节所描述的解 SC-FDMA 符号处理将时域数据转换成频域数据，然后通过解资源映射模块将上行控制子带上映射的数据信号和 DMRS 筛选出来，然后通过信道估计、噪声方差估计、均衡完成有效数据的估计，最后通过解调、解扰以及 RM 译码完成 UCI 的解析。本文主要关注信道估计、噪声方差估计、均衡以及 RM 译码的处理，其他模块不是不是本文的研究重点，因此这里不作过多阐述。

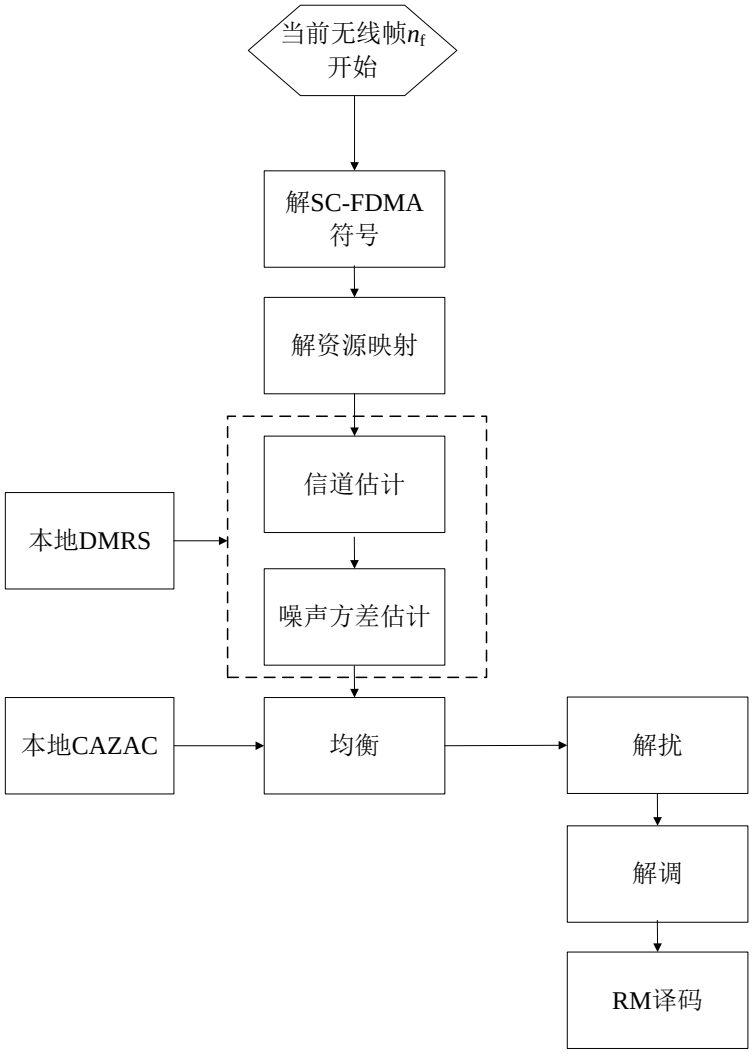


**图 22 PUCCH 接收端处理流程**

## 4.3 信道估计

由于无线信道环境的时变性和复杂性，以及多径时延和干扰噪声的存在，发送端发送的信号在经过信道传输后的功率相位都会出现失真，而且干扰随着时间而变化，这样就会导致不同符号上会出现不同程度的衰减和相位偏差[141]。为此，可以在时频资源上插入导频信号，通过比较发送端的导频信号与接收端的导频信号之间的差别，即可获取导频信号所在位置的信道冲激响应，然后使用插值法得到有效数据位置上的信道冲激响应，以便能够成功解出有效数据。对于PUCCH，接收端的信道估计是使用DMRS进行处理的，通过观察本地DMRS与接收到的DMRS之间的变化，计算DMRS所在符号上各个子载波的信道冲激相应，从而得到信道的功率以及相位变化等信息，然后通过使用符号间的相关性，计算数据信号所在符号上各个子载波的信道冲激响应。

由于控制信道对性能要求较高，为了在降低计算复杂度的同时保证信道估计的性能，本文所提出的信道估计算法可分为3个步骤：最小二乘(Least Square, LS)信道估计、MMSE滤波以及时域线性插值。

**A) LS 信道估计**

LS信道估计算法具有设计简单、计算复杂度低等优点，非常适用于在硬件中实现。用户将接收到的信号经过解SC-FDMA符号，解资源映射，可将PUCCH子带的所映射的数据信号和DMRS分别取出。令 $y_l(k)$ 表示为在第 $l$ 个符号和第 $k$ 个子载波上的接收信号，可以用公式表示为

$$\begin{aligned} &y_l(k)=h_l(k)x_l(k)+n_l(k), \\ &1\le k\le N_{\mathrm{sc}}^{\mathrm{RB}}, \\ &1\le l\le N_{n_{\mathrm{sf}}}^{\mathrm{symb}} \end{aligned} \tag{4.15}$$

其中 $h_l(k)$ 表示为第 $l$ 个符号和第 $k$ 个子载波上的信道，$x_l(k)$ 表示为第 $l$ 个符号和第 $k$ 个子载波上的所发送的信号，$n_l(k)$ 则为该信号上所叠加的高斯白噪声。

LS 信道估计算法要求接收端预先知道所发送的 DMRS 序列，因此用户首先需要生成并存储本地 DMRS 频域信号。

LS信道估计的目标是对DMRS所在符号以及子载波位置上的信道进行估计，使得代价函数 $J$ 最小。对于第 $l$ 个符号和第 $k$ 个子载波，其代价函数 $J_l(k)$ 可以写作

$$\begin{aligned}&J_l(k)=\left(y_l(k)\text{-}h_l(k)x_l(k)\right)\left(y_l(k)\text{-}h_l(k)x_l(k)\right)^*,\\&1\le k\le N_{\mathrm{sc}}^{\mathrm{RB}},\\&l=3,7\end{aligned}\tag{4.16}$$

为使 $J_l(k)$ 最小，需要首先对代价函数 $J_l(k)$ 求 $h_l(k)$ 的偏导，并令其结果等于0，用公式可以表示为

$$\frac{\partial J_l(k)}{\partial h_l(k)}=\frac{\partial\left(y_l(k)\text{-}h_l(k)x_l(k)\right)\left(y_l(k)\text{-}h_l(k)x_l(k)\right)^*}{\partial h_l(k)}=0\tag{4.17}$$

由4.2.1小节所述，DMRS序列是基于Zadoff-Chu序列而生成，根据Zadoff-Chu序列具有模值恒定为1的特性，因此公式(4.17)可以转换为

$$\hat{h}_l(k)=\frac{y_l(k)}{x_l(k)}=y_l(k)\left[x_l(k)\right]^*\tag{4.18}$$

从上式可以看出，LS信道估计只需要事先得到所发送的导频信号，通过使用接收到的导频信号除以发送的导频信号，即乘以发送导频信号的共轭，便能够获得DMRS在相应时频资源上的信道冲激响应，无需考虑噪声以及其他因素的影响。因此，LS信道估计对干扰和噪声很敏感，尤其是当无线空口环境比较差的时候。

通过将除法转换成乘法，易于定点化设计，非常适用于在DSP上实现。LS信道估计的定点设计如下：

（1）对LS信道估计运算过程中所涉及的所有变量进行数据范围分析，确定各个变量的标值，其中本地DMRS序列的实部和虚部的定标均为Q(16,15)，接收到的信号定标为Q(16,14)。

（2）将DMRS所映射位置上的接收信号与本地DMRS序列的共轭相乘，然后将计算结果右移15位，得到LS估计的信道冲激响应，其定标为Q(16,14)。

**B) MMSE 滤波**

由于LS信道估计的性能受制于干扰以及高斯白噪声等因素的影响，尤其在信道环境较差时，系统的误码率会出现严重的增加。MMSE信道估计算法则是考虑了噪声的影响，其核心思想是通过信道的相关性来降低噪声对系统性能的影响，从而保证系统的误码率，但由于涉及到矩阵求逆的才做导致算法过于复杂，难以在DSP上实现，因此本文在LS信道估计的基础上实现一种简化的MMSE信道估计算法。

MMSE信道估计算法由于考虑了噪声的影响，相较于LS信道估计算法，在无线空口环境恶劣的情况下，即当SNR比较低时，MMSE信道估计算法的性能会更优[142]。由于

DMRS在频域上连续映射，而在时域映射上的符号之间距离较大，为简化计算复杂度，因此本文采用频域MMSE滤波算法。

假设信道冲激响应的在第$l$个符号上实际值为$\boldsymbol{h}_l$，经过信道估计后的结果为$\tilde{\boldsymbol{h}}_l$，MMSE的核心思想是为了尽量减小信道冲激响应的实际值$\boldsymbol{h}_l$和信道估计值$\tilde{\boldsymbol{h}}_l$之间的误差。

根据公式(4.15)，MMSE信道估计算法可将信道估计的信道冲激响应用接收到的信号的线性组合来表示，可以写作：

$$\tilde{\boldsymbol{h}}_l = \boldsymbol{y}_l \boldsymbol{P}_l \tag{4.19}$$

其中$\boldsymbol{y}_l \in \mathbb{C}^{1\times N_{\mathrm{sc}}^{\mathrm{RB}}}$为接收到的信号，$\boldsymbol{P}_l \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{sc}}^{\mathrm{RB}}\times N_{\mathrm{sc}}^{\mathrm{RB}}}$为系数对角矩阵，那么$\boldsymbol{h}_l$和$\tilde{\boldsymbol{h}}_l$之间的均方误差可以写作

$$\begin{aligned}\mathrm{E}\left(\left|\boldsymbol{h}_l-\tilde{\boldsymbol{h}}_l\right|^2\right) &= \mathrm{E}\left(\left[\boldsymbol{h}_l-\tilde{\boldsymbol{h}}_l\right]^{\mathrm{H}}\left[\boldsymbol{h}_l-\tilde{\boldsymbol{h}}_l\right]\right)\\ &= \boldsymbol{P}_l^{\mathrm{H}}\mathrm{E}\left(\boldsymbol{y}_l^{\mathrm{H}}\boldsymbol{y}_l\right)\boldsymbol{P}_l-\boldsymbol{P}_l^{\mathrm{H}}\mathrm{E}\left(\boldsymbol{y}_l^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}_l\right)-\mathrm{E}\left(\boldsymbol{h}_l^{\mathrm{H}}\boldsymbol{y}_l\right)\boldsymbol{P}_l+\mathrm{E}\left(\boldsymbol{h}_l\boldsymbol{h}_l^{\mathrm{H}}\right)\end{aligned} \tag{4.20}$$

与LS信道估计类似，为了计算MMSE信道估计算法所估计出的$\tilde{\boldsymbol{h}}_l$值，需要首先对求$\boldsymbol{P}_l^{\mathrm{H}}$偏导，并令其等于0，求得误差值最小时的$\boldsymbol{P}_l$值，可以写作

$$\boldsymbol{P}_l = \left[\mathrm{E}\left(\boldsymbol{y}_l^{\mathrm{H}}\boldsymbol{y}_l\right)\right]^{-1}\mathrm{E}\left(\boldsymbol{y}_l^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}_l\right) \tag{4.21}$$

其中

$$\begin{aligned}\mathrm{E}\left(\boldsymbol{y}_l^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}_l\right) &= \mathrm{E}\left(\left(\boldsymbol{h}_l\boldsymbol{x}_l+\boldsymbol{n}_l\right)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}_l\right)\\ &= \mathrm{E}\left(\boldsymbol{x}_l^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}_l^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}_l+\boldsymbol{n}_l^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}_l\right)\\ &= \boldsymbol{x}_l^{\mathrm{H}}\mathrm{E}\left(\boldsymbol{h}_l^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}_l\right)\end{aligned} \tag{4.22}$$

$$\begin{aligned}\mathrm{E}\left(\boldsymbol{y}_l^{\mathrm{H}}\boldsymbol{y}_l\right) &= \mathrm{E}\left(\left(\boldsymbol{h}_l\boldsymbol{x}_l+\boldsymbol{n}_l\right)^{\mathrm{H}}\left(\boldsymbol{h}_l\boldsymbol{x}_l+\boldsymbol{n}_l\right)\right)\\ &= \boldsymbol{x}_l^{\mathrm{H}}\mathrm{E}\left(\boldsymbol{h}_l^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}_l\right)\boldsymbol{x}_l+\mathrm{E}\left(\boldsymbol{n}_l^{\mathrm{H}}\boldsymbol{n}_l\right)\\ &= \boldsymbol{x}_l^{\mathrm{H}}\mathrm{E}\left(\boldsymbol{h}_l^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}_l\right)\boldsymbol{x}_l+\sigma^2\boldsymbol{I}\end{aligned} \tag{4.23}$$

将公式(4.21)代入公式(4.19)，此外由于DMRS具有模值恒定为1的特性，即$\boldsymbol{x}_l\boldsymbol{x}_l^{\mathrm{H}}=1$，可以得到

$$\begin{aligned}\tilde{\boldsymbol{h}}_l &= \boldsymbol{y}_l\left[\boldsymbol{x}_l^{\mathrm{H}}\mathrm{E}\left(\boldsymbol{h}_l^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}_l\right)\boldsymbol{x}_l+\sigma^2\boldsymbol{I}\right]^{-1}\boldsymbol{x}_l^{\mathrm{H}}\mathrm{E}\left(\boldsymbol{h}_l^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}_l\right)\\ &= \hat{\boldsymbol{h}}_l\left[\mathrm{E}\left(\boldsymbol{h}_l^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}_l\right)+\sigma^2\boldsymbol{I}\right]^{-1}\mathrm{E}\left(\boldsymbol{h}_l^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}_l\right)\\ &= \hat{\boldsymbol{h}}_l\boldsymbol{W}_{\mathrm{MMSE}}\end{aligned} \tag{4.24}$$

因此MMSE信道估计的难点在于相关矩阵以及求逆的计算，由于无线信道具有时变性，这将导致非常高的计算复杂度。本文通过将相关计算简化成固定模型，对LS信道估计的结果进行优化，这是一种复杂度适中的算法。

对于第$l$个符号，第$k$个和第$k'$个子载波之间的相关值可以写作

$$\boldsymbol{h}_l^{\mathrm{H}}(k)\boldsymbol{h}_l(k')=\frac{\sin\left(\pi\tau(k-k')\Delta f\right)}{\pi\tau(k-k')\Delta f}e^{-j\pi\tau(k-k')\Delta f} \tag{4.25}$$

其中$\tau$表示最大时延扩展，$\Delta f$表示子载波间隔，$1\le k\le N_{\mathrm{sc}}^{\mathrm{RB}}$。

瞬时噪声方差用常数来近似替代，可以通过仿真统计来得到，这样不会明显降低系统性能。

MMSE 滤波的定点设计如下：

（1）对 MMSE 滤波运算过程中所涉及的所有变量进行数据范围分析，确定各个变量的标值，其中$\boldsymbol{W}_{\mathrm{MMSE}}$的定标为 Q(16,15)。

（2）将$\hat{\boldsymbol{h}}_l$与$\boldsymbol{W}_{\mathrm{MMSE}}$的每一列相乘，右移 15 位，最终$\tilde{\boldsymbol{h}}_l$定标 Q(16,14)。

**C) 时域线性插值**

顾名思义，插值算法就是使用导频所在位置的信道冲激响应，通过插值完成对其他数据所在位置的信道冲激响应的线性估计，插值算法的不同对系统性能也产生深刻的影响。最常用的插值算法是线性插值算法，根据 230MHz 离散多载波电力无线通信系统中 DMRS 的映射位置，本文采用时域线性插值算法，利用时域上符号间的相关性，首先完成基于 DMRS 所在符号位置处的信道估计，然后通过时域线性插值计算出完整子帧的信道冲激响应，其基本原理是使用一阶线性关系来表征两个符号上DMRS之间的差异。在一个子帧内共有两个 SC-FDMA 符号上映射 DMRS，首先将这两个 SC-FDMA 符号上对应子载波之间的所估计出的信道冲激响应相减，然后除以两个 DMRS 符号之间的间距，计算出相邻符号之间的递增余量，然后根据数据信号与 DMRS 在时域符号之间的间距，乘上所谓的递增余量即可求出数据符号上的信道冲激响应。令$\tilde{h}_l(k)$表示为第$l$个符号何第$k$个子载波上的信道冲激响应，$1\le k\le N_{\mathrm{sc}}^{\mathrm{RB}}$，可以用公式表示为，

$$\tilde{h}_l(k)=\tilde{h}_{l_1}(k)+\frac{l-l_1}{l_2-l_1}\left[\tilde{h}_{l_2}(k)-\tilde{h}_{l_1}(k)\right],$$
$$l=1,\ldots,l_1-1,l_1+1,\ldots,l_2-1,l_2+1,\ldots,N_{n_{\mathrm{sf}}}^{\mathrm{symb}} \tag{4.26}$$

其中$l_1=3$和$l_2=7$分别表示在一个子帧内两个 DMRS 的所在 SC-FDMA 符号的索引。

时域线性插值的定点设计如下：

（1）对时域线性插值运算过程中所涉及的所有变量进行数据范围分析，确定各个变量的标值。

（2）括号前面的因子$(l-l_1)/(l_2-l_1)$定标为 Q(16,14)，括号里面两个信道的差值$\tilde{h}_{l_2}(k)-\tilde{h}_{l_1}(k)$定标为 Q(16,14)，然后将相乘后的计算结果右移 14 位，再与$\tilde{h}_{l_1}(k)$相加，最终$\tilde{h}_l(k)$定标 Q(16,14)。

## 4.4 噪声方差估计

噪声方差是信道特性的重要表征，噪声方差可定义为接收信号与重构信号之间的能量差，噪声方差估计算法可分为时域实现和频域实现两种方案，实际上，干扰功率随着随着符号以及子载波的变化而变化，因此噪声方差在每个 RE 上是不相同的，如果对每个 RE 上的噪声方差逐一计算，将会导致极高的复杂度。为了降低计算量，提升算法的运行效率，可以将平均噪声功率替代实时噪声功率。

本文采用频域噪声方差估计，根据公式(4.15)，在一个子帧内，PUCCH 所在子带的噪声方差可以写作

$$\sigma^2=\mathrm{E}\left(\left|y_l(k)-\tilde{h}_l(k)x_l(k)\right|^2\right)=\frac{\sum_{l=l_1,l_2}\sum_{k=1}^{N_{\mathrm{sc}}^{\mathrm{RB}}}\left|y_l(k)-\tilde{h}_l(k)x_l(k)\right|^2}{2N_{\mathrm{sc}}^{\mathrm{RB}}},$$
$$1\le k\le N_{\mathrm{sc}}^{\mathrm{RB}} \tag{4.27}$$

噪声方差估计的定点设计如下：

（1）对噪声方差估计运算过程中所涉及的所有变量进行数据范围分析，确定各个变量的标值，其中本地DMRS的定标为Q(16,15)。

（2）使用定标为Q(16,14)的DMRS信道估计值乘上本地DMRS，右移15位，得到每个符号以及子载波上重构的接收DMRS，定标为Q(16,14)。

（3）使用接收到的每个符号以及子载波上的DMRS减去上一步重构的DMRS，并计

算其平方和，右移12位，定标为Q(16,16)。

（4）计算其平均值，由于$2N_{\mathrm{sc}}^{\mathrm{RB}}$为固定值，可将除法运算转换成乘法运算，第三步的结果乘上$2N_{\mathrm{sc}}^{\mathrm{RB}}$的倒数，右移23位，得到噪声方差，最终定标为Q(16,11)。

## 4.5 均衡

由多径传播所引起的码间串扰是无线移动通信的主要瓶颈之一，接收端一般使用均衡器来解决此瓶颈，并且需要跟踪当前无线信道的变化。实际上，均衡器相当于一个滤波器，需要将其他干扰和噪声的影响滤除。

常用的均衡算法有迫零(Zero Forcing, ZF)算法，最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)算法等等。ZF 均衡算法的基本原理就是将接收到的信号乘上信道估计所得到的矩阵的逆矩阵，忽略了噪声的影响，当在信道相关性比较高的情况下，会放大噪声的影响，从而导致性能会明显的下降。

相比于 ZF 均衡算法，MMSE 均衡算法的目的是取得干扰以及噪声的最小化，因此本文采用 MMSE 均衡算法。实际上，均衡模块由两部分组成，分别为解扩频和 MMSE 均衡。

**A) 解扩频**

由图 20 所示，发射端将经过调制后的复制序列与 CAZAC 序列相乘生成扩频后的数据序列，因此在接收端需要进行相应的解扩频处理，即将接收到的数据信号除以 CAZAC 序列，根据 CAZAC 序列具有模值恒定为 1 的特性，因此，对于第$n_{\mathrm{sf}}$个子帧的第$u'+1$个序列组，解扩频后的第$l$个符号和第$k$个子载波上的所估计的数据符号$\hat{d}_l(k)$可以写作

$$\begin{aligned}&\hat{d}_l(k)=\frac{\hat{s}_{u',l}^{n_{\mathrm{sf}}}(k)}{r_{u',l}^{n_{\mathrm{sf}}}(k)}=\hat{s}_{u',l}^{n_{\mathrm{sf}}}(k)\left[r_{u',l}^{n_{\mathrm{sf}}}(k)\right]^*,\\&l=1,\ldots,l_1-1,l_1+1,\ldots,l_2-1,l_2+1,\ldots,N_{n_{\mathrm{sf}}}^{\mathrm{symb}},\\&1\le k\le N_{\mathrm{sc}}^{\mathrm{RB}}\end{aligned}\tag{4.28}$$

其中$\hat{s}_{u',l}^{n_{\mathrm{sf}}}(k)$表示通过解资源映射所得到的在第$l$个符号和第$k$个子载波上的复值符号。

解扩频的定点化设计方案如下：

（1）对解扩频运算过程中所涉及的所有变量进行数据范围分析，确定各个变量的

标值，其中本地CAZAC序列的定标为Q(16,15)，解资源映射所得到的复值符号的定标为Q(16,14)。

（2）解资源映射所得到数据信号与本地 CAZAC 序列的共轭相乘，右移 15 位，得到解扩频的输出，定标为 Q(16,14)。

**B) MMSE 均衡**

令 $\tilde{d}_l(k)$ 表示为第 $l$ 个符号和第 $k$ 个子载波上所估计的发送信号，可以写作

$$\begin{aligned}&\tilde{d}_l(k)=\left(\tilde{h}_l^*(k)\tilde{h}_l(k)+\sigma^2\right)^{-1}\tilde{h}_l^*(k)\hat{d}_l(k),\\&l=1,\ldots,l_1-1,l_1+1,\ldots,l_2-1,l_2+1,\ldots,N_{n_{\mathrm{sf}}}^{\mathrm{symb}},\\&1\le k\le N_{\mathrm{sc}}^{\mathrm{RB}}\end{aligned}\tag{4.29}$$

其中 $\hat{h}_l(k)\in\mathbb{C}^{N_{\mathrm{sc}}^{\mathrm{RB}}\times 1}$ 表示为由信道估计所得到第 $l$ 个符号和第 $k$ 个子载波上的信道估计值。

MMSE 均衡的定点化设计方案如下：

（1）对MMSE均衡运算过程中所涉及的所有变量进行数据范围分析，确定各个变量的标值。

（2）将每一个符号和子载波上的信道估计值的共轭 $\hat{h}_l^*(k)$ 与信道估计值 $\hat{h}_l(k)$ 自身相乘，右移 17 位，得到每一个符号和子载波上所对应的信道相关值 $\tilde{h}_l^*(k)\tilde{h}_l(k)$，定标为 Q(16,11)。

（3）将每一个符号和子载波上的信道估计值与噪声方差相加，并求其倒数 $\left(\tilde{h}_l^*(k)\tilde{h}_l(k)+\sigma^2\right)^{-1}$，定标为 Q(16,7)。

（4）将每一个符号和子载波上的信道估计值的共轭 $\hat{h}_l^*(k)$ 与解扩频后的数据符号相乘，右移 16 位，得到 $\tilde{h}_l^*(k)\hat{d}_l(k)$，定标为 Q(16,12)。

（5）将第 3 步的结果与第 4 步的结果相乘，右移 6 位，得到每一个符号上和子载波上的均衡输出 $\tilde{d}_l(k)$，定标为 Q(16,13)。

## 4.6 RM 译码

RM 译码最简单的译码算法就是全搜索法，即将所有候选码字都进行 RM 编码，将编码后的结果放入本地码字组，然后用户将接收到的数据域本地码字组中数据进行逐一比较，相关性最高的所对应的码字即为译码结果。不过这种译码方法的缺点也很明显，

一方面在 DSP 上实现时，需要占用很多存储空间，对 DSP 存储能力要求比较高，另一方面是信号在经过信道传输之后，接收到的数据与目标数据之间会存在很大偏差，在进行逐一比较时，所得到的结果往往不是目标结果，因此译码的误码率会比较大。因此本文使用一种基于快速哈达玛变换(Fast Hadamard Transform, FHT)的译码算法。

编码长度的不同，在 RM 编码时的编码矩阵就会包含不同长度的掩码序列，因而译码处理过程也有所不同，其译码过程如图 23 所示。RM 译码的具体设计过程可以分为 6 个阶段，具体实现步骤如下：

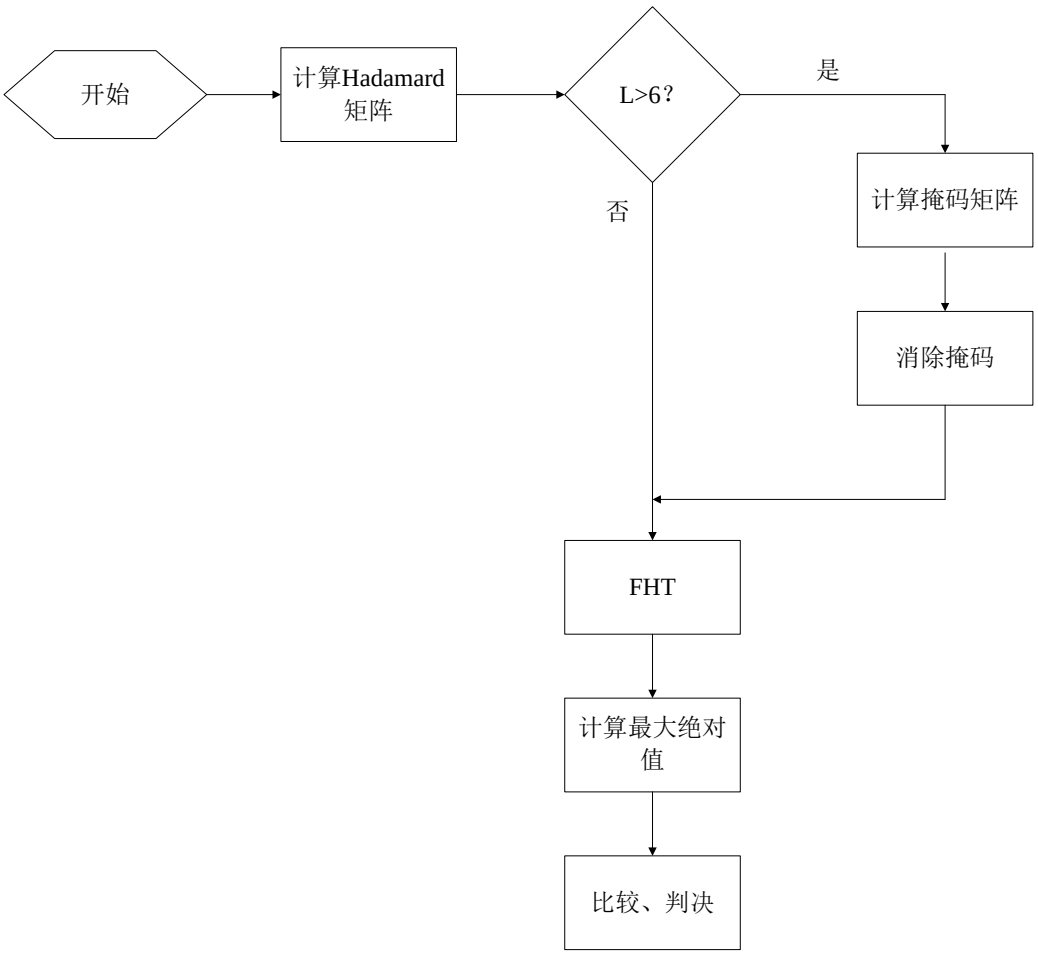


**图 23 RM 译码流程图**

（1）计算 Hadamard 矩阵

如 4.2.1 节所讲，(14,10)的 RM 编码矩阵的第 1 列是全 1 序列。第 2 列到第 6 列是一阶的 Reed-Muller 码，由 Walsh 码发生器产生，它们之间经过组合可以构成 32 阶的 Hadamard 矩阵。Hadamrad 矩阵的第 $i$ 行第 $j$ 列元素可以写作

$$w_{i,n}=2\left[\left(\sum_{l=1}^{\min\{L\text{-}1,5\}}c_{i,l\text{-}1}\left(m_{l,n}\right)^{\mathrm{T}}\right)\bmod 2\right]-1,\quad 1\le i\le 2^{\min\{L\text{-}1,5\}},1\le j\le 14 \tag{4.30}$$

其中$m_{l,n}$表示表 5 的第$l$行第$n$列的编码比特，$c_{i,l}$为矩阵$\boldsymbol{C}\in\mathbb{R}^{32\times 5}$的第$i$行第$l$列元素，该矩阵用于 RM 译码的输出表示，如表 6 所示。

**表 6 RM 译码矩阵**

| |
|---|
| 0 0 0 0 0 |
| 1 0 0 0 0 |
| 0 1 0 0 0 |
| 1 1 0 0 0 |
| 0 0 1 0 0 |
| 1 0 1 0 0 |
| 0 1 1 0 0 |
| 1 1 1 0 0 |
| 0 0 0 1 0 |
| 1 0 0 1 0 |
| 0 1 0 1 0 |
| 1 1 0 1 0 |
| 0 0 1 1 0 |
| 1 0 1 1 0 |
| 0 1 1 1 0 |
| 1 1 1 1 0 |
| 0 0 0 0 1 |
| 1 0 0 0 1 |
| 0 1 0 0 1 |
| 1 1 0 0 1 |
| 0 0 1 0 1 |
| 1 0 1 0 1 |
| 0 1 1 0 1 |
| 1 1 1 0 1 |
| 0 0 0 1 1 |
| 1 0 0 1 1 |
| 0 1 0 1 1 |
| 1 1 0 1 1 |
| 0 0 1 1 1 |
| 1 0 1 1 1 |
| 0 1 1 1 1 |
| 1 1 1 1 1 |

（2）计算掩码矩阵

当 UCI 比特长度小于 7 时，可以跳过此步骤。

由 4.2.1 节可知，编码矩阵的第 7 列到第 10 列是 4 个基本的掩码序列，根据 UCI 的比特长度，它们之间的线性组合可以生成$2^{L-6}$行 14 列的掩码矩阵，该矩阵的第$i$行第$n$列元素可以表示为

$$a_{i,n}=2\left[\left(\sum_{l=1}^{L-6}c_{i,l\text{-}1}\left(m_{l+6,n}\right)^{\mathrm{T}}\right)\bmod 2\right]-1,\quad 1\le i\le 2^{L-6},1\le n\le 14 \tag{4.31}$$

（3）消除掩码

当 UCI 比特长度小于 7 时，可以跳过此步骤。

将译码器的输入数据进行消掩处理，即将上一步所得掩码矩阵中的每一行分别与输入的码字相乘，可以得到$2^{L-6}$行 14 列的矩阵，其中一个掩码矢量与发送组合相同，从而能够消除掩码部分的影响，只保留有效编码比特对编码序列的影响，其第$i$行第$n$列元素可以表示为

$$b_{i,n}=-r_n a_{i,n},\quad 1\le i\le 2^{L-6},1\le n\le 14 \tag{4.32}$$

其中$r_n$是译码器的输入的第$n$个值。

（4）FHT

将数据流与$2^{\min\{L\text{-}1,5\}}$行 14 列的 Hardmard 矩阵进行 FHT 运算，可以生产一个$2^{\min\{L\text{-}1,5\}}$行$2^{\max\{L-6,1\}}$列的相关值矩阵，其第$i$行第$j$列元素可以表示为

$$e_{i,j}=\begin{cases}-\sum_{n=1}^{14}h_{i,n}r_n & L\le 6\\ -\sum_{n=1}^{14}h_{i,n}b_{i,n} & L>6\end{cases}\quad 1\le i\le 2^{\min\{L-1,5\}},1\le j\le 2^{\max\{L-6,1\}} \tag{4.33}$$

（5）计算最大绝对值的索引

遍历相关值矩阵，找到最大绝对值在相关值矩阵中所对应的行号$\hat{i}$和列号$\hat{j}$，可以写作

$$\left(\hat{i},\hat{j}\right)=\underset{1\le i\le 2^{\min\{L-1,5\}},\ 1\le j\le 2^{\max\{L-6,1\}}}{\arg\max}\left\{e_{i,j}\right\} \tag{4.34}$$

（6）比较以及判决

如图 24 所示，最大绝对值所对应的数本身的符号位决定了译码的第一比特，当该数为正数时，即判决译码结果的第 1 比特为 0，反之则判为 1。矩阵$\boldsymbol{C}$的第$\hat{i}$行的序列

即为译码结果的第 2 到 6 比特，第 $\hat{j}$ 行的序列值即为译码结果的第 7 到 10 比特。具体的，输出的译码序列的第 1 比特可以写作

$$s_0 = \begin{cases} 0 & e_{\hat{i},\hat{j}} \le 0 \\ 1 & e_{\hat{i},\hat{j}} > 0 \end{cases} \tag{4.35}$$

第 2 到第 6 比特可以表示为

$$s_j = c_{\hat{i},j\text{-}1}, 2 \le j \le 6 \tag{4.36}$$

第 7 到第 10 比特可以表示为

$$s_j = c_{\hat{j},j\text{-}6}, 7 \le j \le 10 \tag{4.37}$$

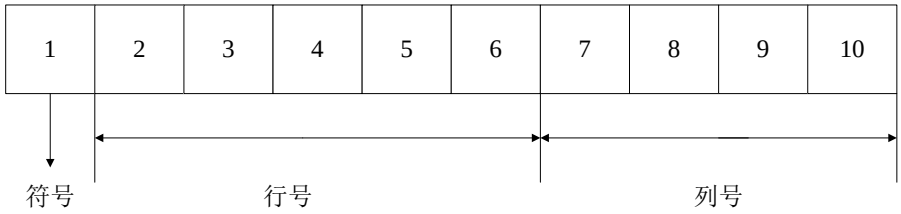


**图 24 (14,10)RM 译码后结果**

## 4.7 仿真结果

为了分析所设计的 PUCCH 接收端处理方案，根据 4.2 节的 PUCCH 处理流程，搭建了基于 230 系统的 PUCCH 链路，PUCCH 目前共携带 5bit 的 UCI，由 1bit 的 ACK/NACK 和 4bit 的 CQI 组成，通过(14,5)Reed-Muller 码的编码方式，生成 14 个比特的编码序列，然后经过加扰和正交移相键控(Quadrature Phase Shift Keying, QPSK)调制后形成 7 个调制符号。本节使用所搭建的链路级仿真来评估所设计的定浮点方案性能。仿真参数的设置如表 4 所示，信道模型采用 AWGN 信道，基站端和用户都配置了 1 个天线单元。MMSE 信道估计最大时延扩展为 5000 纳秒，噪声方差平均值为 0.01。

本文采用误码率(Bit Error Rate, BER)和误块率(Block Error Rate, BLER)来表征 PUCCH 链路的性能。

图 25 给出了 PUCCH 浮点方案和定点方案的 BER，可以看到随着 SNR 的增加，不论浮点方案还是定点方案的 BER 都显著的降低。此外，在 SNR 相同的情况下，相较于浮点方案，定点处理的 BER 性能并没有明显的下降。

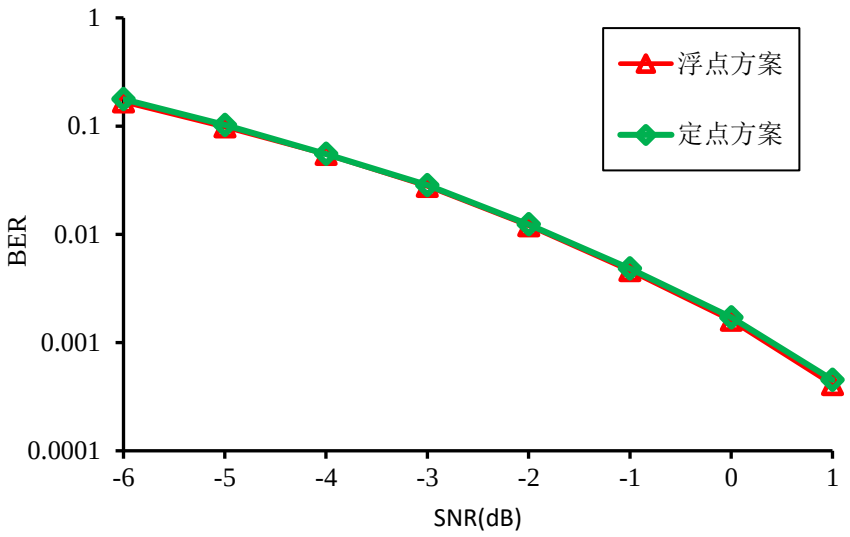


**图 25 PUCCH 定浮点 BER 性能**

图 26 给出了 PUCCH 浮点方案和定点方案的 BLER，可以看到随着 SNR 的增加，不论浮点方案还是定点方案的 BLER 都显著的降低，此外，在相同 SNR 条件下，浮点方案和定点方案的 BLER 并没有明显的差异。综合图 25 和图 26，证明了所设计的方案的有效性。

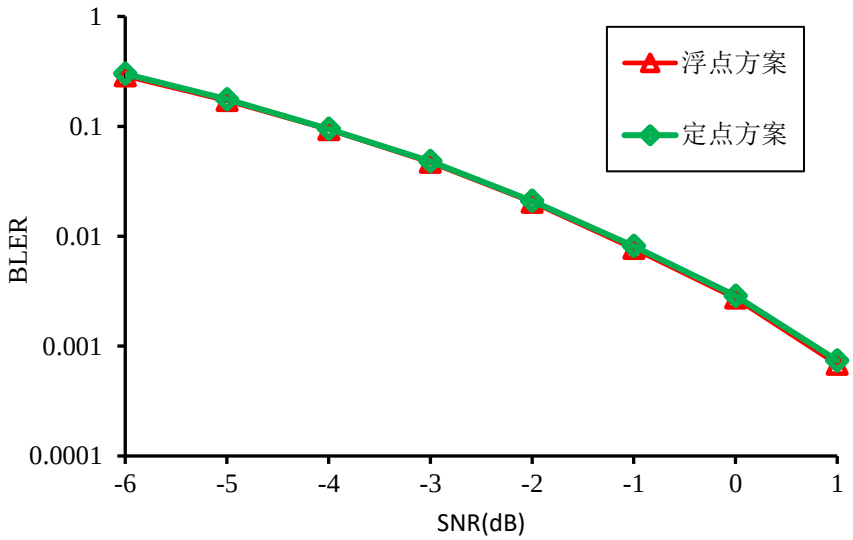


**图 26 PUCCH 定浮点 BLER 性能**

## 4.8 本章小结

本章主要针对 PUCCH 发送端和接收端的处理进行了具体设计与实现，描述了

PUCCH 的发送端和接收端的处理流程，并模块化设计了整个上行控制信道的处理。首先，针对发送端的处理，介绍了 DMRS 生成、RM 编码、数据序列生成以及资源映射，其次，针对接收端的处理，介绍了 RM 译码的原理，重点设计了信道估计、噪声方差估计以及均衡方案，并给出了相应的定点化方案，能够实现在降低计算复杂度的同时提升系统性能，最后，所设计的方案通过仿真结果进行了验证。

# 第五章 总结与展望

## 5.1 全文总结

随着移动终端种类、数量的不断增加以及移动多媒体业务的蓬勃发展，电力通信对无线移动服务的高速率数据需求呈现了爆炸式的增长趋势。为了解决海量用户的高速率接入问题，业界很早就开始致力于电力无线通信系统的研究，初步规定电力无线通信系统的主要发展目标是将移动通信网络与电力通信网络密切衔接，构建无所不在的多业务融合的移动通信系统，并提供高安全、高可靠、低成本、广覆盖的泛在接入解决方案，满足行业电力通信网络未来发展需求。伴随着研究工作的不断深入，4G LTE 技术在我国电力无线通信专网工作中的应用也在不断增多。本文主要针对 230MHz 电力无线通信系统的物理层关键技术展开研究，主要内容可以归纳为：

（1）传统的 CIC 滤波器的积分器累加运算导致输出结果与输入序列长度有关，随着滤波器阶数的增大，考虑到有限的硬件位宽设计，积分器内部不可避免的出现数据溢出现象。针对这一问题，本文提出了一种基于 Nobel 恒等式的等效 CIC 滤波器设计方案，通过将梳状器前移与积分器组成积分梳状器，有效解决了高阶 CIC 滤波器的输出数据范围增大的问题，避免了滤波性能的损失，并给出了相应的定点化设计方案，仿真结果表明所设计方案的正确性。

（2）采用分段相关模平方累加算法的传统同步检测方案增大了噪声方差的影响，在相同信噪比条件下的同步性能会有一定程度的下降。针对这一问题，本文在其基础上加以改进，提出了一种分段相关模累加算法，可应用于 PSS 检测和 SSS 检测。然后，给出了相应的定点化设计方案，并针对非线性运算，提出了造表和查表的方案。此外，并进行了同步链路的具体设计与实现，仿真结果表明新算法在低信噪比情况下能够获得显著的性能增益，并且定浮点性能差异不大，验证了定点设计方案的有效性。

（3）针对 UCI 在 PUCCH 上的传输进行了具体设计与实现，根据发送端和接收端的处理流程，将整个 PUCCH 链路进行模块设计和算法实现，然后深入研究了 PUCCH 实现过程中所需的关键技术，包括编译码、信道估计、噪声方差估计以及均衡，并提出了相应的定点化方案，通过链路仿真验证了所设计方案的正确性。

## 5.2 未来工作展望

本文在面向电力无线通信专网的关键技术方面取得了一些研究成果，但是由于时间和精力有限，还有很多问题需要进行进一步的完善，主要概括为以下几个方面：

（1）本文提出的滤波设计方案能够简化硬件设计，但 CIC 滤波的计算量仍然较高，而且 FIR 滤波系数的设计只考虑了比较简单的低阶滤波，滤波性能并不是最优的，为了提高系统性能并保持定点实现的复杂度，需要针对滤波方案进行进一步的研究。

（2）本文提出的基于分段相关模累加算法的同步检测方案能够以一定的计算复杂度为代价提升系统的性能，并没有过多受硬件资源与硬件速度等因素的限制，需要进一步研究低复杂度且性能优越的相关检测算法，从而获得更优的系统性能。

（3）本文主要讨论了小区搜索和 PUCCH 链路的具体设计与实现，为充分研究 230MHz 离散多载波电力无线通信系统，需要进一步考虑广播信道、下行控制信道以及上下行的业务信道的处理，对其中 Polar 编译码、Viterbi 译码以及下行信道估计等算法展开研究。

（4）本文研究的是基于 4G LTE 的物理层关键技术，随着 5G 关键技术的发展，电力将逐渐聚焦终端大规模接入和低时延、高可靠连接等多种 5G 技术场景，需要进一步研究非正交多址接入、大规模 MIMO 以及超密集组网等关键技术，实现了 230MHz 电力无线通信系统与先进无线通信技术的有机融合。

# 参考文献

[1] 王映民，孙韶辉，王可，等. TD-LTE 技术原理与系统设计[M]. 北京：人民邮电出版社, 2010:2-76

[2] Hashimoto A., Yorshino H., Atarashi H. Roadmap of ITM-Advanced Development[J]. IEEE Microwave Magazine, 2008, 9(4):80-88

[3] 王映民，孙韶辉，王可，等. TD-LTE 移动宽带系统[M]. 北京：人民邮电出版社, 2013:106-116

[4] 苏信丰. UMTS 空中接口与无线工程概论[M]. 北京：人民邮电出版社, 2006

[5] 彭木根，王文博. TD-SCDMA 移动通信系统（第 2 版）[M]. 北京：机械工业出版社, 2007

[6] 李世鹤，杨运年. TD-SCDMA 第三代移动通信系统[M]. 北京：人民邮电出版社, 2009

[7] 沈佳，索士强. 3GPP 长期演进（LTE）技术原理与系统设计[M]. 北京：人民邮电出版社, 2008

[8] 彭小平. 第一代到第五代移动通信的演进[J]. 中国新通信, 2007(4):90-92

[9] Yong W. R. Advanced Mobile Phone Service: Introduction, Background, and Objectives[J]. Bell System Technical Journal, 2014, 58(1):1-14

[10] Gupta A., Jha R. K. A Survey of 5G Network: Architecture and Emerging Technologies[J]. IEEE Access, 2015, 3(1):1206-1232

[11] Garg V. K. Wireless Network Evoluation: 2G to 3G[M]. Prentice Hall, 2002

[12] Ezhilarasan E., Dinakaran M. A Review on Mobile Technologies: 3G, 4G and 5G[A]. 2017 Second International Conference on Recent Trends and Challenges in Computional Models (ICRTCCM)[C]. 2017 IEEE, 2017:369-373

[13] 尤肖虎，曹淑敏，李建东. 第三代移动通信系统发展现状与展望[J]. 电子学报，1999, 27(s1):3-8

[14] Govil J. 4G Mobile Communication Systems: Turns, Trends and Transition[A]. International Conference on Convergence Information Technology[C]. 2007:13-18

[15] Li J., Wu X., Laroia R. OFDMA Mobile Broadband Communications: A Systems Approach[M]. Cambridge University Press, 2013

[16] Holma D. H., Toskala D. A. LTE for UMTS-OFDMA and SC-FDMA Based Radio Access[M]. Chippenham, UK: Wiley-Blackwell, 2009

[17] Hasan Z., Boostanimehr H., Bhargava, et al. Green Cellular Networks: A Survey, Some Research Issues and Challenges[J]. IEEE Communications Survey & Tutorials, 2011, 13(4):524-540

[18] 余莉，张治中，程方，等. 第五代移动通信网络体系架构及其关键技术[J]. 重庆邮电大学学报, 2014, 26(4):427-433

[19] 尤肖虎，潘志文，高西奇，等. 5G 移动通信发展趋势与若干关键技术[J]. 中国科学: 信息科学, 2014, 44(5):551-563

[20] Mobile and Wireless Communications Enablers for the Twenty-Twenty Information Society (METIS). Final report on architecture [R]. ICT-317669-METIS/D6.4, Jan. 2015

[21] 5G-PPP. 5G Vision: the 5G Infrastucture Public Private Partnership: the Next Generation of Communication Networks and Services[R]. Feb. 2015

[22] Next Generation Mobile Networks (NGMN). 5G White Paper [R]. Feb. 2015

[23] 4G Americas. 4G Americas' Recommendations on 5G Requirements and Solutions [R]. Oct. 2014

[24] IMT-2020(5G)推进组. 5G 愿景与需求白皮书[EB/OL]. http://www.imt-2020.cn/zh/documents/listByQuery, 2014-5/2016-5

[25] IMT-2020 (5G) 推进组. 5G 概念白皮书[EB/OL]. http://www.imt-2020.cn/zh/documents/listByQuery, 2015-2/2016-5

[26] 863 计划. 国家高技术研究发展计划[R]. 2013. [Online], available: http://program.most.gov.cn/page/main_AA.html/planlD=AA

[27] Andrews J. G., Buzzi S., Wan C. et al. What Will 5G Be?[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(6): 1065-1082

[28] Broccardi F., Heath r. w., Lozano A., et al. Five Disruptive Technology Directions for 5G[J]. IEEE Communications Magazine. 2014, 52(2):74-80

[29] 李德仁，沈欣，龚健雅，等. 论我国空间信息网络的构建[J]. 武汉大学学报，2015, 40(6):711-715

[30] Zhang C., Zhang W. Spectrum Sharing for Drone Networks[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017, 35(1):136-144

[31] Zhang C., Zhang W. Spectrum Sharing in Drone Small Cells[A]. Global Communications Conference[C]. 2016 IEEE, 2016:1-6

[32] Xiao Z., Xia P., Xia X. G. Enabling UAV Cellular with Millimeter-Wave Communications: Potentials and Approaches[J]. IEEE Communications Magazine, 2016, 54(5):66-73

[33] Ding Z., Yang Z., Fan P., et al. On the Performance of Non-orthogonal Multiple Access in 5G Systems with Randomly Deployed Users[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2014, 21(12):1501-1505

[34] Choi J. On the Spectral Efficient Nonorthogonal Multiple Access Schemes[A]. European Conference on Networks and Communications[C]. IEEE, 2016:277-281

[35] Xie H., Gao F., Zhang S., et al. A Unified Transmission Strategy for TDD/FDD Massive MIMO Systems with Spatial Basis Expansion Model[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(4):3170-3184

[36] Rappaport T. S., Sun S., Mayzus R., et al. Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work![J]. IEEE Access, 2013, 1(1):335-349

[37] Pi Z., Khan F. An Introduction to Millimeter-Wave Mobile Broadband Systems[J]. IEEE Communications Magazine, 2011, 49(6):101-107

[38] Soldani D., Manzalini A. Horizon 2020 and Beyond: On the 5G Operating System for a True Digital Society[J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2015, 10(1):32-42

[39] Wu Y., Chen Y., Tang J., et al. Green Transmission Technology for Balancing the Energy Efficiency and Spectrum Efficiency Trade-off[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(11):112-120

[40] Cavalcante R., Staczak S., Schubert M., et al. Toward Energy-Efficient 5G Wireless Communicaitons Technologies[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2014, 31(6):24-34

[41] RPa160082, TR38.913. Study on Scenario and Requirements for Next Generation Access Technologies (Release 14), Feb. 2016

[42] Recommendation ITU-R M.2083. IMT Vision, Framework and Overall Objectives of the Future Development of IMT for 2020 and beyond[R]. Sep. 2015

[43] ITU-2020 (5G)推进组. 5G 概念白皮书[R]. Feb. 2015

[44] Akyildiz I. F., Jornet J. M., Han C. TeraNets: Ultra-broadband Communication Networks in the Terahertz Band[J]. IEEE Wireless Communications, 2014, 21(4):130-135

[45] Han C., Bicen A. O., Akyildiz I. F. Multi-wideband Waveform Design for Distance-adaptive Wireless Communicayions in the Terahertz Band[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64(4):910-922

[46] Lin C., Li G. Y. Indoor Terahertz Communications: How Many Antenna Arrays are Needed?[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(6):3097-3107

[47] Swindlehurst A. L., Ayanoglu E., Heydari P., et al. Millimeter-wave Massive MIMO: The Next Wireless Revolution?[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(9):56-62

[48] Pi Z., Khan F. An Introduction to Millimeter-wave Mobile Broadband Systems[J]. IEEE

Communications Magazine, 2011, 6(49):101-107

[49] Khan F., Pi Z., Rajagopal S. Millimeter-wave Mobile Broadband with Large Scale Spatial Processing for 5G Mobile Communications[A]. IEEE Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing[C]. 2012:1517-1523

[50] Andrews J. G., Buzzi S., Choi W., et al. What Will 5G Be?[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(6):1065-1082

[51] Boccardi F., Heath R. W., Lozano A., et al. Five Disruptive Technology Directions for 5G[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(2):74-80

[52] Bai T. Y., Robert W. H. Coverage and Rate Analysis for Millmeter Wave Cellular Networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(2):1100-1114

[53] Dai L., Wang B., Yuan Y., et al. Non-Orthogonal Multiple Access for 5G: Solutions, Challenges, Opportunities, and Future Research Trends[J]. IEEE Communications Magazine, 2015, 53(9):74-81

[54] Ding Z., Liu Y., Choi J. et al. Application of Non-Orthogonal Multiple Access in LTE and 5G Networks[J]. IEEE Communications Magazine, 2017, 55(2):185-191

[55] Cai Y., Qin Z., Cui F., et al. Modulation and Multiple Access for 5G Networks[J]. IEEE Communications Surveys Tutorial, 2018, 20(1):629-646

[56] Cover T. Broadcast Channels[J]. IEEE Transactions Information Theory, 1972, 18(1):2-14

[57] Goldsmith A. J. Wireless Communications[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2005

[58] Saito Y., Kishiyama Y., Benjebbour A., et al. Nor-Orthogonal Multiple Access(NOMA) for Cellular Future Radio Access[C]. IEEE Vehicular Technology Conference, 2013:1-5

[59] Satio Y., Benjebbour A., Kishiyama T. et al. System Level Performance Evaluation of Downlink Non-Orthogonal Multiple Access[C]. IEEE Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications, 2013:611-615

[60] Marzetta T. L. Noncooperative Cellular Wireless with Unlimited Numbers of Base Station Antennas[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(11):3590-3600

[61] Ruse F., Persson D., Lau B. K., et al. Scaling up MIMO Opportunities and Challenges with Very Large Arrays [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2013, 30(1):40-60

[62] Larsson E.G., Edfors O., Tufvesson F. Massive MIMO for Next Generation Wireless Systems[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(2):186-195

[63] Hoydis J., Brink, S. T., Debbah M. Massive MIMO in the UL/DL of Cellular Networks:

How Many Antennas Do We Need?[J]. IEEE Journal on the Selectede Areas in Communications, 2013, 31(2):160-171

[64] Ng D. W., Lo E. S., Schober R. Energy-efficient Resource Allocation in OFDMA Systems with Large Numbers of Base Station Antennas[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(9):3392-3304

[65] Lee B. M., Choi J., Bang J., et al. An Energy Efficient Antenna Selection for Large Scale Green MIMO Systems[A]. IEEE International Symposium on Circuits and Systems[C]. 2013:950-953

[66] Bjornson E., Hoydis J., Kountouris M., et al. Massive MIMO Systems with Non-ideal Hardware: Energy Efficiency, Estimation, and Capacity Limits[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2014, 60(11):7112-7139

[67] Lu L., Li G. Y., Swindlehurst A. L., et al. An Overview of Massive MIMO: Benefits and Challenges[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2014, 8(5):742-758

[68] Marzetta T. L. Massive MIMO: An Introduction[J]. Bell La 基站 Technical Journal, 2015, 20(1):11-12

[69] Fehske A., Fettweis G., Malmodin J., et al. The Global Footprint of Mobile Communications: The Ecological and Economic Perspective[J]. IEEE Communications Magazine, 2011, 49(8):55-62

[70] Schepard C., Yu H., Anand L., et al. Argos: Pratical Many-Antenna Base Stations[A]. International Conference on Mobile Computing and Networking[C]. 2012:53-64

[71] Schepard C., Yu H., Zhong L. Argos V2: A Flexible Many-antenna Research Platform[A]. Annual International Conference on Mobile Computing & Networking[C]. 2013:163-166

[72] Vieira J., Malkowsky S., Nieman K., et al. A Flexible 100-antenna Tested for Massive MIMO[A]. IEEE Global Communications Conference Workshops[C]. 2014:287-293

[73] Rajagopal S., Abu-Surra S., Pi Z. Y., et al. Antenna Array Design for Multi-Gbps mmWave Mobile Broadband Communication[A]. IEEE Global Telecommunications Conference[C]. 2011:1-6

[74] Alkhateeb A., Ayach O. E., Leus G. et al. Channel Estimation and Hybrid Precoding for Millimeter Wave Cellluar Systems[J]. IEEE Journal of Selectede Topics in Signal Processing, 2014, 8(5):831-846

[75] Rappaport T. S., Sun S., Mayzus R., et al. Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work![J]. IEEE Access, 2013, 1(1):335-349

[76] Roh W., Seol Y., Park, et al. Millmeter-wave Beamforming as an Enabling Technology for 5G Cellular Communications: Theoretical Feasibility and Prototype Results[J]. IEEE

Communications Magazine, 2014, 52(2):106-113

[77] Han S., I. I. S., Xu Z., et al. Large-scale Antenna Systems with Hybrid Analog and Digital Beamforming for Millimeter Wave 5G[J]. IEEE Communications Magazine, 2015, 53(1):186-194

[78] Ayach O. E., Heath R .W., Abu-Surra S., et al. Low complexity Precoding for Large Millimeter Wave MIMO Systems[A]. IEEE International Conference on Communications[C]. 2012:3724-3729.

[79] Ayach O. E., Rajagopal S., Abu-surra S., et al. Spatially Sparse Precoding in Millimeter Wave MIMO Systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(3):1499-1513

[80] Bogale T. E., Le L. B., Wang X. Hybrid Analog-digital Channel Estimation and Beamforming: Training-throughput Tradeoff[J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(12):5235-5249

[81] Kim T., Park J., Seol J. Y., et al. Tens of Gbps Support with mmWave Beamforming Systems for Next Generation Communications[A]. IEEE Global Communications Conference[C]. 2013:3685-3690

[82] Kwon G., Shim Y., Park H., et al. Design of Millimeter Wave Hybrid Beamforming Systems[A]. IEEE Vehicular Technology Conference[C]. 2014:1-5

[83] Ayach O. E., Heath J. R. W., Abu-surra S., et al. Low Complexity Precoding for Large Millimeter-wave MIMO Systems[A]. IEEE International Conference on Communications[C]. 2012:3724-3729

[84] Alkhateeb A., Ayach O. E., Leus G., et al. Channel Estimation and Hybrid Precoding for Millimter-wave Cellular Systems[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2014, 8(5):831-846

[85] 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

[86] Ying D., Vook F. W., Thomas T. A. Hybrid Structure in Massive MIMO: Achieving Large Sum Rate with Fewer RF Chains [A]. International Conference on Communication[C]. 2015:2344-2349

[87] Stocker A. C. Small-Cell Mobile Phone Systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technolog, 1984, 33(4):269-275

[88] 肖卫东, 曹亘, 张涛, 等. Small Cell 网络部署策略及技术演进研究[J]. 邮电设计技术, 2014(10):37-42

[89] 3GPP TR36.814. Further Advancements for E-UTRA Physical Layer Aspects v9.0.0[S]. 2010

[90] Andrews J. G. Seven Ways that HetNets are a Cellular Paradigm Shift[J]. IEEE Communications Magazine, 2013, 51(3):136-144

[91] 骆凯波，谭元刚，邹波．电力通信专网中无线通信技术的运用分析及研究[J]. 电子测试, 2016, 12(24):93-94

[92] Yu J., Cai S. L., Gao X. LTE Wireless Private Network Planning in Electric Power System[C]. IEEE International Conference on Computer & Communicaitons, 2017:3020-3024

[93] 刘建明，赵峰，张月霞，等. 用于智能电网的新一代宽带无线移动通信技术[J]. 电力系统通信[J], 2009, 30(204):1-3

[94] Alsharif M. H., Nordin R., Ismail M. Optimization of hybrid renewable energy power system for urban LTE base station deployment in Malaysia[C]. IEEE International Symposium on Telemmunication Technologies, 2014:1-5

[95] Wei L., Lu M., Yu J. Application Research on LTE Wireless Trunking Communication Technology in Electric Power System[J]. Electric Power Information & Communication Technology, 2016, 14(5):93-97

[96] 杨明宇．ADSS 光缆与 OPGW 光缆的性能较比及选型[J]. 通讯世界，2014, 10(20):19-20

[97] 蔡斌，李雪平，祝峰. LTE230 无线宽带通信网络在扬州配网自动化中的研究与应用[J]. 中国无线电, 2013, 2013(11):38-41

[98] 朱佳. TD-LTE 技术在配用电通信中的应用[J]. 华中科技:学术版, 2013, 2013(5):1-7

[99] 欧清海，谢杰洪，曾令康．TD-LTE 技术在配用电通信中的应用[J]. 现代电力技术, 2012, 2012(12):27-31

[100] 陈运生，付暾．无线宽带接入技术在配用电通信网中的应用[J]. 电力系统通信, 2010, 2010(6):13-17

[101] 方晓农，高新平，姜福利．电力专网迁移演进关键技术及策略研究[J]. 电信工程技术与标准化, 2016, 29(7):83-87

[102] 杨韶. 4G LTE-A 网络小区的容量计算模型及仿真验证[D]. 北京邮电大学, 2017

[103] 贺利娜．浅谈 4G LTE 发展现状及关键技术[J]. 电脑迷, 2017, 2017(2):122

[104] 赖业宁，王春新，仝维, et al. 电力无线通信专网关键技术及主要问题研究[J]. 电力信息与通信技术, 2014, 2014(12):10-14

[105] 马峰. 浅谈当前电力通信中的无线通信组网技术及应用[J]. 中国新技术新产品, 2011, 2011(2):30-31

[106] 周建勇. 无线通信技术及在电力通信专网中的应用[J]. 云南电力技术, 2008, 36(4):53-55

[107] 林辉. LTE-Advanced 关键技术详解[M]. 北京:人民邮电出版社, 2012

[108] 欧清海, 谢杰洪, 曾令康, 等. TD-LTE 技术在配用电通信中的应用[J]. 现代电子技术, 2013, 35(23):27-31

[109] 蔡根, 张建明, 杨大成. TD-LTE 电力专网 230MHz 与 1.8GHz 的研究[J]. 2015, 36(12):83-88

[110] 徐杰, 侯功华, 何尚骏, et al. 基于TD-LTE 1800MHz的电力无线专网覆盖性能优化研究[J]. 信息通信, 2018, 181(1):132-133

[111] Cao J. P., Liu J. M., Li X. Z. Carrier Aggreation Technology on 230MHz Dectected Spectrum of Power System[J]. Automation of Electric Power Ssytem, 2013, 37(12):63-68

[112] Zhou J. Y., Tian Z. F., Li Y., et al. Research and Practice of LTE 230 System with Wide Coverage Characteristics in the Power Distribution and Ultization Application[J]. Telecommunications Science, 2014, 30(3):168-171

[113] 沈明星. 基于TD-LTE 230MHz电力无线宽带的用电信息采集系统互联研究[D]. 北京邮电大学, 2015

[114] 周建勇, 田志峰, 李艳, 等. 广覆盖 LTE230 系统在电力配用电应用中的研究与实践[J]. 电信科学, 2014, 30(3):168-172

[115] 李金友, 闫磊, 齐欢, 等. 基于 LTE-230 系统的电力无线通信专网研究与实践[J]. 电气技术, 2014, 15(1):132-134

[116] 郭志华, 薛晓慧, 厉娜, 等. 配用电无线通信专网在复杂地理环境下的应用研究[J]. 电信科学, 2015, 31(5):165-172

[117] 吴文炤. TD-LTE230MHz 在配电线路全项在线监测系统的应用[J]. 电力系统通信, 2012, 33(10):55-59

[118] 刘建明, 赵峰, 张月霞, 等. 3G和4G无线通信技术在ICT网络模式中的应用[J]. 电力系统通信, 2009, 30(201):1-5

[119] 王春新, 杨洪, 王焕娟, 等. 物联网技术在输变电设备管理中的应用[J]. 电力系统通信, 2011, 32(233):116-122

[120] 赵杰. 无线通信技术的发展与前景[J]. 中国科技博览, 2010, 2010(35):235

[121] Jiang C. L., Jiang S., Guo B., et al. An Overview of LTE230 System in Smart Grid[C]. International Conference on Information Sciences, Machinery, Materials and Energy(ICISMME), 2015:1002-1005

[122] 周春良，周芝梅，王连成，等. LTE230 数字中频接收机的设计. 电子技术应用, 2017, 2017(9):46-49

[123] 李亚军，王全宝，董亚光，等. 基于 TD-LTE 系统的无线资源调度策略分析与实现[J]. 电讯技术, 2012, 52(11):1711-1714

[124] 张琪，曹宁，丁沿，等. TD-LTE 电力专网接入机制的研究及改进[J]. 信息技术, 2015, 2015(3):105-108

[125] 于佳，刘金锁，蔡世龙. TD-LTE 电力无线专网性能仿真[J]. 广东电力，2017, 30(1):39-45

[126] 胡宏林，徐景. 3GPP LTE 无线链接关键技术[M]. 北京：电子工业出版社, 2007

[127] 尹长川，罗涛. 多载波宽带无线通信技术[M]. 北京：北京邮电大学出版社, 2004

[128] 姜岩峰，张东，于明. 数字接收机中的 CIC 滤波器的设计[J]. 电子测量与仪器学报, 2011, 25(8):671-675

[129] 雷能芳． 基于 FPGA 的 CIC 抽取滤波器设计与实现[J]. 计算机与数字工程, 2012, 40(1):137-139

[130] Losada R. A., Lylons R. Reducing CIC Filter Complexity[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2006(23):124-126

[131] 杨小牛，楼才义，徐建良. 软件无线电原理与应用[M]. 北京：电子工业出版社, 2001

[132] 谢海霞，孙志雄. 多级 CIC 滤波器的 FPGA 实现[J]. 电子设计工程，2016, 24(23):183-189

[133] 周奕. WCDMA 与 B3G 系统下行链路定时同步技术的研究与实现[D]. 东南大学, 2007

[134] 高原. 3GPP TD-LTE 系统下行同步技术的研究[D]. 华南理工大学, 2010

[135] 曾海波. LTE Advacned 小区同步技术研究[D]. 武汉理工大学, 2012

[136] 汪枫. LTE 中小区搜索关键过程及其算法研究[J]. 电脑知识与技术，2010, 6(7):1758-1760

[137] Kim J. I., Han J. S., Roh H. J. SSS Detection Method for Initial Cell Search in 3GPP LTE FDD/TDD Dual Mode Receiver[C]. International Symposium on Communication and Information Technology, 2009:199-203

[138] 3GPP, TS 38.211 (V15.0.0). Physical Channels and Modulation (Release 15)[S] . 2018

[139] 黄宁秀. 基于 TDD-LTE 上行控制信道研究及实现[D]. 电子科技大学, 2018

[140] 张智. LTE-A 上行控制信道的研究 DSP 实现[D]. 北京邮电大学, 2014

[141] 将婵娟. LTE-A 系统中上行控制信道的研究与仿真[D]. 武汉理工大学, 2014

[142] Peter H., Stefan K., Patrick R. Two-dimensional Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation by Wiener Filtering[A]. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing[C], 1997:1845-1848

[143] 王文博. 宽带无线通信 OFDM 技术[M]. 人民邮电出版社, 2007

# 附录 缩略语说明

| | | |
|---|---|---|
| 3GPP | The 3rd Generation Partnership Project | 第三代合作伙伴计划 |
| 5G | The 5th Generation Mobile Communication System | 第五代移动通信系统 |
| ACK | Acknowledgement | 确认 |
| BER | Bit Error Rate | 误码率 |
| BLER | Block Error Rate | 误块率 |
| CAZAC | Constant Amplitude Zero Auto Correlation | 等幅零相关 |
| CIC | Cascade Integrator Comb | 级联积分梳状 |
| CP | Cycilc Predix | 循环前缀 |
| CQI | Channel Quality Indicator | 信道质量指示 |
| CRC | Cyclic Redundancy Check | 循环冗余校验 |
| DFT | Discrete Fourier Transform | 离散傅里叶变换 |
| DMRS | Demodulation Reference Signal, DMRS | 解调参考信号 |
| DSP | Digital Signal Processor | 数字信号处理器 |
| DwPTS | Downlink Pilot Time Slot | 下行导频时隙 |
| FDMA | Frequency Division Multiple Access | 频分多址 |
| FHT | Fast Hadamard Transform | 快速哈达玛变换 |
| FIR | Finite Impulse Response | 有限冲激响应 |
| GP | Guard Period | 保护间隔 |
| ID | Identity | 标识 |
| IFFT | Inverse Fast Fourier Transform | 逆快速傅里叶变换 |
| IIR | Infinite Impulse Response | 无线冲激响应 |
| LS | Least Square | 最小二乘 |
| LTE | Long Term Evolution | 长期演进 |
| MMSE | Minimum Mean Square Error | 最小均方误差 |
| NACK | Negative Acknowledgement | 否认确认 |
| OFDM | Orthogonal Frequency Division Multiplexing | 正交频分复用 |
| PAPR | Peak to Average Power Ratio | 峰均功率比 |
| PBCH | Physical Broadcast Channel | 物理广播信道 |

| | | |
|---|---|---|
| PUCCH | Physical Uplink Control Channel | 上行控制信道 |
| QPSK | Quadrature Phase Shift Keying | 正交移相键控 |
| PSS | Primary Synchronized Signal | 主同步信号 |
| SC-FDMA | Single Carrier FDMA | 单载波频分多址 |
| SNR | Signal to Noise Ratio | 信噪比 |
| SSS | Secondary Synchronized Signal | 辅同步信号 |
| UCI | Uplink Control Information | 上行控制信息 |
| UpPTS | Uplink Pilot Time Slot | 上行导频时隙 |

# 博士生期间取得的研究成果

## 已发表论文

[1] **Fangchao Zhang**, Shaohui Sun, Qiubin Gao, Runhua Chen, Hui Li, Rakesh Tamrakar and Wenhong Chen. A System Level Evaluation of Vertical Sectorization for Active Antenna System[A]. 2015 IEEE/CIC International Conference on Communications in China – Workshops[C]. 2015:1-6. ( EI 检索号: 20173003992403).

[2] Qiubin Gao, **Fangchao Zhang**, Runhua Chen, Wenhong Chen, Hui Li, Rakesh Tamrakar, and Shaohui Sun. A Hybrid Channel State Information Feedback Mechanism for Massive MIMO System[A]. 2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring)[C]. 2016:1-5. ( EI 检索号: 20151400712517).

[3] **Fangchao Zhang**, Shaohui Sun, Qiubin Gao and Hui Li. Hybrid CSI-RS Transmission Mechanism-Based 3D Beamforming Scheme for FDD Massive MIMO System[J]. China Communications, 2016, 13(2):109-119. (SCI 检索号: 000392461200011)

[4] **Fangchao Zhang**, Shaohui Sun and Qiubin Gao. Beam Combination Scheme for Multi-user Massive MIMO Systems[J]. Electronics Letters, 2017, 53(14):966-967. (SCI 检索号: 000405212800037).

[5] **Fangchao Zhang**, Shaohui Sun, Qiubin Gao and Wanwei Tang. Ehanced CSI Acquisition for FDD Multi-user Massive MIMO Systems[J]. IEEE Access, 2018. (SCI 期刊, DOI: 10.1109/ACCESS.2018.2828979).

## 主要参与的科研项目

[1] 3GPP 标准化研究工作，经历了 Rel-13，Rel-14 以及 Rel-15（NR）阶段；

[2] 国家高技术研究发展计划(863)：第五代移动通信(5G)系统前期研究开发（一期）“高性能 5G 无线传输关键技术研发”(项目编号：2014AA01A705)；

[3] 国家科技重大专项：新一代宽带无线移动通信网“LTE-Advanced (3GPP R13)关键技术标准研究及验证(项目编号：2015ZX03001030)。

# 博士后期间取得的研究成果

## 主要参与的科研项目

[1] 自主创新微处理器极光 1.0M 及设计平台

[2] 通用通信代数处理器 UCP 开发

[3] 超算芯片 HPP 开发

# 致谢

经过两年在中科院自动化所的工作学习，我即将出站，在出站报告即将完成之时，向在从事博士后研究期间给予我指导和帮助的老师、同事和家人致以最诚挚的感谢！

首先，衷心感谢我的指导老师杨一平所长，在学习中他对我的谆谆教导，严格要求，使我这几年增长了知识，开阔了眼界。在博士后在站期间，杨所长给予了我轻松的工作和学习环境，在学习遇到困难时，杨所长总能抽出时间指点迷津，在本篇研究报告的撰写过程中也得到了杨所长的倾心指导，杨所长对我的研究内容提出了许多宝贵的建议，令我受益匪浅，在自己即将出站之际，我想趁此机会向杨所长表达诚挚的深深的敬意和深深的谢意。

同时感谢集成中心和思朗科技的各位领导，为我提供了专业学习和深造的机会，我从中受益匪浅。感谢通信部经理郭晨老师以及项目组同事：郭璟、张欣瑜、郭振江、柳宇驰、陈艳霞以及邱源，你们在我报告的选题和撰写过程都给予了大量支持、鼓励和帮助，让我逐渐理清课题的研究方向，令我对这个前沿课题有了更深入的了解。感谢曾经和我一起共同工作学习的同事：张雪坤、张向阳和李桓等，你们与我一起度过了两年的博士后生涯，我们一起敦促，一起鼓励，一起努力，与大家在一起的日子成为我未来人生道路上不可多得的财富，愿我们的友谊永存下去。

然后，要深深感谢我的家人，是他们殷切的目光鼓励我在面对困难的时候也绝不退缩，在生活和学习中给予了我的关怀和照顾，我也绝不辜负他们的期望，向更高峰勇敢攀登。

最后非常感谢各位老师在百忙之中抽出时间评阅本文，谢谢你们给予本文的宝贵意见。

光阴似箭，岁月如梭，博士后的研究生涯即将结束，但这也是我另一个辉煌的起点，最后感谢自己，感谢中科院自动化研究所，感谢她给我一个在这里工作和学习的机会，也祝愿中科院自动化研究所有更加美好的未来!

# 作者简介

张方超，男，汉族，1990 年 9 月出生于河南省新乡市。

2007 年 9 月就读于中国人民解放军信息工程大学，攻读电子信息工程专业学士学位。

2011 年 9 月就读于北京科技大学，攻读电子科学与技术专业硕士学位，主要从事超宽带技术的研究。

2014 年 9 月就读于北京航空航天大学，攻读通信与信息系统专业博士学位，主要从事大规模 MIMO 技术的研究。

2018 年 7 月工作于中科院自动化研究所，从事控制科学与工程专业博士后的科研工作，主要参与通信以及超算的算法研究。

通信地址：15910891565@163.com