

► 21世纪通信网络技术丛书



3GPP
LTE

3GPP LTE 无线通信新技术系列

3GPP LTE

物理层和空中接口技术

熊志林 编著



电子工业出版社

PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY

<http://www.phei.com.cn>

21 世纪通信网络技术丛书

——3GPP LTE 无线通信新技术系列

3GPP LTE 物理层 和空中接口技术

张志林 编著

電子工業出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京 • BEIJING

内 容 简 介

LTE 技术作为未来宽带移动通信技术的主流标准,无论是运营商还是解决方案设备提供商都投入了大量的资源启动对 LTE 的研发工作。为了使从事无线通信行业的技术人员以及准备从事无线通信行业的人员掌握其中的精华,本书采用由浅入深的思路向读者展现 LTE 物理层和空中接口技术。书中通过大量的实例向读者呈现讲解的内容,使读者理解和掌握问题的本质,改变以往读者被动接受概念和原理的局面。

本书共涵盖 7 章,分别介绍了 LTE 产生的背景,对 LTE 的网络架构和协议栈作了简要的说明;无线通信技术以及数字信号处理过程,结合实例言简意赅地说明实现原理和方法;LTE 物理层技术,重点对物理帧结构、物理资源划分以及物理信道的调制实现进行了说明;LTE 物理层复用技术及物理层过程;LTE 的空中接口技术及实现流程,MAC 子层、RLC 子层、PDCP 子层以及 RRC 层的功能和实现机制,RRC 层实现的具体流程;多天线技术的原理及应用;LTE 的下一步演进 LTE-A 的发展趋势及关键技术。

本书可作为从事移动通信工作的技术人员,包括运营商工作人员、解决方案设备提供商研究开发人员的技术书籍,也可作为各高校相关通信专业师生从事研究工作的参考书或研究生的专业教材。

未经许可,不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。

版权所有,侵权必究。

图书在版编目(CIP)数据

3GPP LTE 物理层和空中接口技术 / 张志林编著. —北京: 电子工业出版社, 2011.9

(21 世纪通信网络技术丛书. 3GPP LTE 无线通信新技术系列)

ISBN 978-7-121-14477-6

I. ①3… II. ①张… III. ①码分多址—移动通信—通信网 IV. ①TN929.533

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2011) 第 174216 号

责任编辑: 王春宁

印 刷:

装 订:

出版发行: 电子工业出版社

北京市海淀区万寿路 173 信箱 邮编 100036

开 本: 787×1 092 1/16 印张: 20.5 字数: 512 千字

印 次: 2011 年 9 月第 1 次印刷

印 数: 4 000 册 定价: 59.00 元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题,请向购买书店调换。若书店售缺,请与本社发行部联系,联系及邮购电话:(010) 88254888。

质量投诉请发邮件至 zltts@phei.com.cn, 盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

服务热线:(010) 88258888。

出版说明

为了促进和推动我国通信产业的发展,迎合国家在 21 世纪的中长期信息通信技术的发展规划,电子工业出版社通信出版分社特策划了一套《21 世纪通信网络技术丛书》。这套丛书根据不同的技术应用层面,又细分为 4 个系列:《移动通信前沿技术系列》、《3GPP LTE 无线通信新技术系列》、《物联网技术与应用开发系列》和《网络通信与工程应用系列》。

《移动通信前沿技术系列》是以移动通信技术(3G 技术)的应用现状与发展情况为导向,结合新一代移动宽带系统(4G 技术)的逐步建立,全面介绍当今移动通信领域涉及的前沿关键技术与热点技术,以理论创新和技术突破为主。

《3GPP LTE 无线通信新技术系列》是以 TD-LTE、WCDMA-LTE、cdma2000-LTE、WiMAX-LTE 的新技术与新标准为主攻方向,以 3GPP 中 LTE 标准的关键技术在无线、宽带、高速、资源中的有效管理和实现为主。LTE 作为无线通信技术的一个重要的长期演进计划,代表了国内外无线通信领域的最新发展需求和解决方案。以新一代移动宽带通信技术为主。

《物联网技术与应用开发系列》是下一代 ICT(信息通信技术)产业的新增长点之一。将物联网技术与应用开发单独列为一个系列主要是从无处不在的应用宽泛性和无所不能的移动互联网对人们生活和工作的深刻影响而构建的。物联网是互联网的自然延伸,以 IP 技术为核心,是一种架构在基于 IPv4/IPv6 的各种网络上的综合应用和通信能力。根据它的四个层面——感知、传输、处理和应用,通过技术与应用开发的紧密结合去推动物联网工程应用的进一步发展。以物联网技术开发应用为主。

《网络通信与工程应用系列》是以构建网络的体系结构、标准、协议为目标所开展的对现代无线、移动、宽带通信网络的规划与优化,以及结合工程应用的成功案例所提出来的。以移动通信网络工程应用为主。

为了提升本套丛书的影响力,依托各高等院校在通信领域从事科研、教学、工程、管理的具有丰富的理论与实践经验的专家、教授;各科研院所的研究员;国内有一定规模和研发实力的科技公司的一线研发人员,以及国外知名研究实验室的专家、学者等组成编写和翻译队伍,力求实现内容的先进性、实用性和系统性;力求内容组织循序渐进、深入浅出;理论阐述概念清晰、层次分明、经典实例源于实践;力求很强的可读性和可操作性。

本套丛书的主要读者对象是广大从事通信网络技术工作的各科研院所和公司的广大工程技术人员;各高等院校的专业教师和研究生;刚走上工作岗位的大学毕业生;以及与此相关的其他学科的技术人员,供他们阅读和参考。

本套丛书从 2008 年上半年开始陆续推出,希望广大读者能关注它,多对本套丛书提出宝贵意见与建议,欢迎通过电子邮箱 wchn@phei.com.cn 进行探讨、交流和指正,以便今后为广大读者奉献更多、更好的优秀通信技术类图书。

电子工业出版社
通信出版分社

前言

随着社会的发展、技术创新以及电信行业的竞争，在 3GPP 组织的推动下，长期演进（Long Term Evolution, LTE）逐渐走进了公众的视野。通信产业经过数十年的发展，尤其近十年更是突飞猛进，各种新技术、新业务以及新的解决方案频频出现，大家还在尝试感受 3G 技术的时候，为什么又推出了 LTE？LTE 究竟比以前的技术有哪些优势？又将会怎样改变我们的生活？而作为通信技术人员又将接受哪些挑战，需要哪些技术积累？看到这里也许多数读者都会有这些疑问。这些答案本应在后续的书中由读者理解、感悟，但是我还是禁不住在这里简单说一下。

LTE 是一个革命性的宽带移动通信标准，从频域、空域等维度对空间信道进行了深度挖掘，同时采用了自适应系统设计和简洁的全 IP 扁平网络架构，提供了强大的时频资源。LTE 系统抛弃了 3G 系统长期采用的 CDMA（码分多址）技术，下行采用以 OFDMA（正交频分多址）为核心的多址技术，上行采用 SC-FDMA（单载波频分多址）技术，这是一种 OFDMA 的改进技术，可以在保持 OFDMA 正交传输特性的同时，兼顾单载波传输的峰均比（PAPR）特性，从而获得较好的终端功放效率和较低的功放成本。目前，LTE 的各项标准初稿已经完成，3GPP 组织根据行业的反馈、研讨还将继续优化 LTE 标准。世界上诸多运营商对 LTE 技术产生了浓厚的兴趣，LTE 标准有望成为未来宽带移动通信技术的主流标准。越来越多的设备商启动了 LTE 的研发工作，投入大量的人力、物力研究该项目，并开发出各种样机在全球各地启动试验局项目，如爱立信、华为、诺西等部分设备商已经进入商用市场，电信市场的竞争越演越烈。随着电信格局的变化，设备技术开发人员以及运营企业技术人员都需要理解并掌握这项标准技术。同时，LTE 标准对于 IMT-Advanced 系统的研究同样具有重要的借鉴作用。

LTE 技术如此重要，作为从事无线通信行业的技术人员以及准备从事无线通信行业的人员如何才能掌握其中的精华？如何定位自己的知识储备程度？总之，如何达到事半功倍的效果？这些应该是大家比较关心的问题，作者本人一直从事无线通信技术研究工作，因此非常关注。从日常实际工作所接触到的各方面书籍资料来看，不在少数的书籍主要使用两类方式讲解某一技术，一种是纵深且单一，并且缺少实例讲解，读者不易理解，并且无法得知需要何种知识基础才能够阅读此类书籍；另外一种方式是书中集合各种内容，看似内容很全，但是没有展开讲解，读者仅仅了解概念，无法得知书籍中的重点内容在哪里。读者无论碰到上述的任何一种书籍都将会得到两种感受，一种是枯燥理论，无法接受内涵；另一种感受是书籍在堆砌文字，内容粗浅，无法提升理论和实际能力。进而想撰写一本既有理论基础又有实例，将枯燥的内容变得容易理解的书籍，使读者可以理解事物的本质。我们都是成年人，按照成年人的思维方式讲解内容，改变以往的填鸭式被动阅读。只有理解了本质我们才具备创造性，才能激活我们的思维细胞。因此，就是希望可以给读者带来收益，可以使读者从书中学习到知识，可以为读者日常学习、工作提供帮助，本着急大家之所急，顺应“天时、地利、人和”的趋势，撰写该书。

本书面向的读者为正在从事无线通信行业和即将准备从事无线通信行业的朋友。既可以

作为高校的通信专业的教材又可以作为移动通信的研究工作的重要参考资料。希望该书能够为各位朋友成为 LTE 技术专家提供帮助，最基本的愿望是使读者在通往无线通信技术的道路上找对方向。

为了使读者能够更好地理解本书内容，本书从物理层开始逐一进行讲解，力争体现端到端知识，使大家从系统全貌到技术细节都能得到收益。同时，考虑到部分章节内容需要掌握一定的通信原理基础知识，故在本书中使用通俗语言并结合比较经典的实例去阐述相关基础概念以及基础知识。在写作过程中，本书作者从技术人员以及从未接触或刚接触无线通信开发的技术人员两个角度去展现内容，力求使读者阅读高效、便捷。按照揭示事物本质的思路，提供大量的算法知识，需要读者耐心进行推导，以便于更好地掌握其技术原理，做到“知其然，知其所以然”，符合人们认识事物的规律。只有理解了这些标准的技术内涵，掌握其内在设计思想，才能抓住其灵魂，才能做到举一反三，也为以后更深入的技术研究和技术创新提供经验积累。

本书在编写过程中参考了业界专家和同行的思路，并借鉴了业界各大知名设备商的经验，在此表示衷心感谢！同时感谢我的家人以及朋友所给予的关心、支持和帮助，感谢电子工业出版社王春宁老师所给予的宝贵意见。

本书内容是基于作者自身理解和工作实践进行编写的，限于作者的知识面以及时间关系，观点难免出错，敬请读者谅解，并恳请读者提出宝贵意见，我的邮箱是 zhangzhilin405@sohu.com。谢谢！

希望读者朋友能够具备“路漫漫，其修远矣吾将上下而求索”的精神，坚持不懈，翱翔在无线通信的知识海洋中。最后用下面几句话表达我内心的感受：

**通信产业纷争十年，
信息技术日变万千。
事重意远道路曲长，
业峻绩鸿娓娓长流。**

目 录

第 1 章 概述	(1)
1.1 背景	(1)
1.1.1 移动通信发展简史	(1)
1.1.2 无线移动技术演进现状	(2)
1.2 LTE 项目介绍	(10)
1.3 3GPP 组织简介	(12)
1.4 LTE 协议规范结构	(12)
1.5 LTE 协议架构	(14)
1.5.1 E-UTRAN 网元功能	(15)
1.5.2 无线协议接口	(16)
1.6 系统架构演进 (SAE) 介绍	(17)
1.6.1 SAE 介绍	(17)
1.6.2 SAE 架构	(18)
第 2 章 无线传输技术	(20)
2.1 无线信道传播	(20)
2.1.1 概述	(20)
2.1.2 传播模型	(20)
2.1.3 路径损耗模型	(20)
2.1.4 衰落特性相关定义	(22)
2.1.5 噪声和干扰	(23)
2.2 数字信号处理	(24)
2.2.1 加扰	(24)
2.2.2 信源编码	(25)
2.2.3 信道编码	(26)
2.2.4 交织	(29)
2.2.5 调制	(31)
2.2.6 信道估计与均衡	(33)
2.3 OFDM 技术	(34)
2.3.1 OFDM 技术概述	(34)
2.3.2 OFDM 原理	(43)
2.3.3 OFDM 的应用	(51)
2.3.4 OFDM 优点和不足	(59)
第 3 章 LTE 物理层信道与调制	(60)
3.1 概述	(60)
3.1.1 LTE 协议层整体结构	(60)
3.1.2 物理层概要描述	(61)

3.1.3	LTE 物理层协议规范文档组成	(63)
3.2	物理层帧结构	(64)
3.3	LTE 工作频段、频点和传输带宽	(67)
3.4	上行物理信道与调制	(69)
3.4.1	物理信道概念与分类	(69)
3.4.2	时隙结构和物理资源	(70)
3.4.3	物理上行共享信道 (PUSCH) 处理过程	(71)
3.4.4	参考信号分类与处理过程	(74)
3.4.5	SC-FDMA 基带信号的产生	(82)
3.4.6	物理随机接入信道 (PRACH) 处理过程	(82)
3.4.7	物理上行控制信道 (PUCCH) 处理过程	(92)
3.4.8	调制和上变换	(97)
3.5	下行物理信道与调制	(97)
3.5.1	物理信道概念与分类	(97)
3.5.2	时隙结构和物理资源	(98)
3.5.3	下行物理信道通用处理过程	(102)
3.5.4	物理下行共享信道 (PDSCH) 处理过程	(107)
3.5.5	物理多播信道 (PMCH) 处理过程	(107)
3.5.6	物理广播信道 (PBCH) 处理过程	(107)
3.5.7	物理控制格式指示信道 (PCFICH) 处理过程	(108)
3.5.8	物理下行控制信道 (PDCCH) 处理过程	(109)
3.5.9	物理 HARQ 指示信道 (PHICH) 处理过程	(111)
3.5.10	参考信号处理过程	(115)
3.5.11	同步信号处理过程	(125)
3.5.12	OFDM 基带信号发生器	(128)
3.5.13	调制和上变换	(129)
3.6	调制映射通用功能	(129)
第 4 章	信道复用、编码与物理层过程	(132)
4.1	概述	(132)
4.2	物理信道的映射	(132)
4.3	信道处理流程	(133)
4.3.1	CRC 原理与 LTE 系统 CRC 计算	(133)
4.3.2	码块的分段和码块 CRC 添加	(135)
4.3.3	信道编码	(137)
4.3.4	速率匹配	(141)
4.3.5	码块级联	(143)
4.4	上行传输信道与控制信息处理	(144)
4.4.1	随机接入信道 (RACH)	(144)
4.4.2	上行共享信道 (UL-SCH)	(144)
4.4.3	PUCCH 上的控制信息	(155)
4.4.4	UCI 信道质量信息和 HARQ-ACK 的信道编码	(158)
4.5	下行传输信道与控制信息处理	(158)

4.5.1	广播信道 (BCH)	(158)
4.5.2	下行共享信道、寻呼信道以及多播信道处理	(159)
4.5.3	下行控制信息	(160)
4.5.4	控制格式指示	(168)
4.5.5	HARQ 指示 (HI)	(169)
4.6	物理层过程	(169)
4.6.1	同步过程	(169)
4.6.2	功率控制	(170)
4.6.3	随机接入过程	(177)
4.6.4	PDSCH 的相关处理过程	(181)
4.6.5	ACK/ACK 上报的终端过程	(201)
4.6.6	PUSCH 的相关处理过程	(202)
4.6.7	PDCCH 的相关处理过程	(208)
4.6.8	PUCCH 的相关处理过程	(210)
4.7	物理层测量	(212)
4.7.1	UE 涉及的测量能力	(212)
4.7.2	E-UTRAN 的测量能力	(214)
第 5 章	LTE 空口协议与 RRC 处理	(216)
5.1	E-UTRAN 无线接口架构划分	(216)
5.2	媒体接入控制 (MAC) 子层	(217)
5.2.1	MAC 子层功能	(217)
5.2.2	MAC 子层信道	(218)
5.2.3	MAC 的 PDU 格式和 SDU 格式	(221)
5.2.4	MAC 子层参与的过程	(222)
5.3	无线链路控制 (RLC) 子层	(233)
5.3.1	RLC 功能	(233)
5.3.2	RLC 协议结构	(233)
5.3.3	RLC 实体介绍	(234)
5.4	分组数据汇聚 (PDCP) 子层	(245)
5.4.1	PDCP 子层功能	(245)
5.4.2	PDCP 的 PDU 格式	(246)
5.4.3	PDCP 子层数据传输、数据加密与完整性保护处理	(247)
5.4.4	PDCP 头压缩	(250)
5.4.5	PDCP 重新建立处理	(251)
5.4.6	PDCP 定时丢弃	(251)
5.5	无线资源控制 (RRC) 层	(252)
5.5.1	RRC 的状态	(253)
5.5.2	RRC 涉及的相关处理流程	(257)
5.5.3	典型信令流程简介	(265)
第 6 章	多天线技术	(274)
6.1	多天线技术概述	(274)

6.2 SISO 系统模型..... (275)

6.3 MIMO 系统模型及优点..... (275)

6.4 分集技术..... (276)

6.4.1 空间分集..... (276)

6.4.2 频率分集与时间分集..... (279)

6.5 时分编码技术..... (279)

6.5.1 空时块码..... (279)

6.5.2 空时格码..... (280)

6.5.3 空时发射分集..... (280)

6.6 空间复用技术..... (281)

6.6.1 分层空时码原理..... (281)

6.6.2 分层空时编码原理..... (282)

6.7 常用空时技术应用..... (283)

6.7.1 基于 STBC 的技术..... (283)

6.7.2 基于空时格码的技术..... (283)

6.7.3 基于空间复用技术..... (284)

6.8 通信系统中几种常用的 MIMO 模型..... (284)

6.8.1 IEEE 802.16e 系统中 MIMO 的使用..... (284)

6.8.2 LTE 系统中 MIMO 的使用..... (286)

6.9 波束赋形技术..... (289)

6.9.1 下行波束赋形介绍..... (290)

6.9.2 波束赋形和 STC 的结合..... (293)

6.10 多天线技术带来的增益..... (295)

第 7 章 LTE 后续演进..... (297)

7.1 概述..... (297)

7.2 LTE-A 需求与趋势..... (297)

7.3 LTE/LTE-A 关键技术简介..... (298)

7.3.1 OFDM 和 SC-FDMA 技术..... (298)

7.3.2 优化 MIMO 技术..... (298)

7.3.3 载波聚合 (CA) 的协同通信..... (298)

7.3.4 无线中继技术..... (299)

7.3.5 小区间的干扰抑制技术..... (300)

7.3.6 多点协同..... (301)

7.3.7 调度算法介绍..... (302)

7.4 LTE-A 网络演进..... (305)

7.4.1 E-MBMS 的演进..... (305)

7.4.2 自组织网络..... (306)

7.4.3 家庭基站..... (306)

7.5 小结..... (306)

缩略语..... (307)

参考文献..... (317)

第1章 概述

1.1 背景

1.1.1 移动通信发展简史

现代移动通信技术的发展始于 20 世纪 20 年代，大致经历了五个发展阶段。

第一阶段从 20 世纪 20 年代至 40 年代，为早期发展阶段。在这期间，首先在短波的几个频段上开发出专用移动通信系统，其代表是美国底特律市警察使用的车载无线电系统。该系统工作频率为 2 MHz，到 40 年代提高到 30~40 MHz 可以认为这个阶段是现代移动通信的起步阶段，其特点是专用系统开发，工作频率较低。

第二阶段从 20 世纪 40 年代中期至 60 年代初期。在此期间内，公用移动通信业务开始问世。1946 年，根据美国联邦通信委员会（FCC）的计划，贝尔系统在圣路易斯城建立了世界上第一个公用汽车电话网，被称为“城市系统”。当时使用三个频道，间隔为 120 kHz，为单工通信方式。随后，原西德（1950 年）、法国（1956 年）、英国（1959 年）等国相继研制了公用移动电话系统。美国贝尔实验室完成了人工交换系统的接续问题。这一阶段的特点是从专用移动网向公用移动网过渡，接续方式为人工，网络容量较小。

第三阶段从 20 世纪 60 年代中期至 70 年代中期。在此期间，美国推出了改进型移动电话系统，使用 150 MHz 和 450 MHz 频段，采用大区制、中小容量，实现了无线频道自动选择并能够自动接续到公用电话网。可以说，这一阶段是移动通信系统改进与完善的阶段，其特点是采用大区制、中小容量，使用 450 MHz 频段，实现了自动选频与自动接续。

第四阶段从 20 世纪 70 年代中期至 80 年代中期。这是移动通信蓬勃发展时期。1978 年年底，美国贝尔试验室成功研制出先进移动电话系统（AMPS），并建成了蜂窝状移动通信网，大大提高了系统容量。1983 年，首次在芝加哥投入商用。同年 12 月，在华盛顿也开始使用。之后，其服务区域在美国逐渐扩大。到 1985 年 3 月已扩展到 47 个地区，拥有约 10 万移动用户。其他国家也相继开发出蜂窝式公用移动通信网。日本于 1979 年推出 800 MHz 汽车电话系统（HAMTS），在东京、大阪、神户等地投入商用。原西德于 1984 年完成 C 网，频段为 450 MHz。英国在 1985 年开发出全地址通信系统（TACS），首先在伦敦投入使用，后续覆盖了全国，频段为 900 MHz。法国开发出 450 系统。加拿大推出 450 MHz 移动电话系统（MTS）。瑞典等北欧四国于 1980 年开发出 NMT—450 移动通信网，并投入使用，频段为 450 MHz。这一阶段的特点是蜂窝状移动通信网成为实用系统，并在世界各地迅速发展。移动通信大发展的原因，除了用户数迅猛增加这一主要推动力之外，还有几个技术进展所提供的条件。首先，微电子技术在这一时期得到长足发展，这使得通信设备的小型化、微型化有了可能性，各种轻便电台被不断地推出。其次，提出并形成了移动通信新体制。随着用户数量增加，大区制所能提供的容量很快饱和，这就必须探索新体制。在这方面最重要的突破是贝尔试验室在 20 世纪 70 年代提出的蜂窝网的概念。蜂窝网，即所谓小区制，由于实现了频率复用，大

大提高了系统容量。可以说，蜂窝概念真正解决了公用移动通信系统要求容量大与频率资源有限的矛盾。第三方面进展是随着大规模集成电路的发展而出现的微处理器技术日趋成熟以及计算机技术的迅猛发展，从而为大型通信网的管理与控制提供了技术手段。

第五阶段从 20 世纪 80 年代中期开始。这是数字移动通信系统发展和成熟时期。以 AMPS 和 TACS 为代表的第一代蜂窝移动通信网是模拟系统。模拟蜂窝网虽然取得了很大成功，但也暴露了一些问题。例如，频谱利用率低、移动设备复杂、费用较贵、业务种类受限制以及通话易被窃听等，最主要的问题是容量已不能满足日益增长的移动用户需求。解决这些问题的方法是开发新一代数字蜂窝移动通信系统。数字无线传输的频谱利用率高，可大大提高系统容量。另外，数字网能提供语音、数据多种业务服务，并与 ISDN 等兼容。实际上，早在 20 世纪 70 年代末期，当模拟蜂窝系统还处于开发阶段时，一些发达国家就着手数字蜂窝移动通信系统的研究。到 80 年代中期，欧洲首先推出了数字移动通信网（GSM）的体系。随后，美国和日本也制定了各自的数字移动通信体制。GSM 已于 1991 年 7 月开始投入商用，并覆盖欧洲主要城市、机场和公路。随着 GPRS（通用分组无线业务）被引入 GSM，在蜂窝系统中传输分组数据在 20 世纪 90 年代后变成了现实，可以说，在最近的十多年内数字蜂窝移动通信将处于一个大发展时期，成为陆地公用移动通信的主要系统。

最近 20 年，随着通信手段的丰富和 Internet 的普及，新业务层出不穷，推动通信技术迅猛发展。在新需求和新技术的强有力推动下，通信领域经历了从窄带到宽带、从有线到无线、从固定到移动的巨大变化。在无线通信领域，无线移动通信系统从最早的模拟系统发展到 1G、2G、2.5G 以及发展到今天的 3G，系统能力不断增强，空口峰值速率不断提高。与此同时宽带无线接入系统在 Internet 和媒体业务等宽带业务的推动下，沿着从有线到无线的方向发展。例如，目前大规模商用的 WiMAX 即全球微波接入互操作性也是受益这些因素得到蓬勃的发展，并采用 OFDM/OFDMA、MIMO、AMC 等新兴的技术，大大提升了频带利用率。从技术的定位上讲，WiMAX 也比较适合于城域网建设的“最后一公里”无线接入部分，尤其是对于新兴的运营商更为合适。WiMAX 技术分为固定和移动两部分，因此运营商在市场定位上会面临选择：如果选择提供固定宽带接入，那么市场规模会比较有限；如果立足于移动业务，在运营模式、终端支持、组网方式方面都存在很多挑战，同时也将面临来自 3G、B3G 技术的竞争。当前主要是由 3GPP 组织来推动 3G 无线接入技术的发展。

1.1.2 无线移动技术演进现状

1. IMT-2000 介绍

IMT-2000 是第三代移动通信系统的统称，第三代移动通信系统能提供多种类型、高质量的多媒体业务，能实现全球无缝覆盖，具有全球漫游能力，与固定网络相兼容，并使小型便携式终端在任何时候、任何地点进行任何种类通信。最早由国际电信联盟（ITU）在 1985 年提出，1996 年正式更名为 IMT-2000（International Mobile Telecommunication-2000）。与现有的第二代移动通信系统相比，其主要特点可以概括为：

- 全球普及和全球无缝漫游的能力，提供全球覆盖，全球统一分配频段，全球统一标准。
- 支持语音、数据、图像及多媒体等业务，根据需要提供带宽，要求无线接口能满足以下要求：快速移动环境中最高速率可达 144 kb/s；室外到室内或步行环境中最高速

率可达 384 kbps；室内环境中最高速率可达 2 Mbps。

- 具有良好的设计一致性、前后向兼容性及与固网的兼容性。方便从现有蜂窝系统进行平滑演进及其进一步发展，可以综合现有的公众电话交换网、综合业务数字网、无绳电话系统、地面移动通信系统、卫星通信系统等，以提供无缝覆盖。
- 提供充足的带宽、较高的频谱利用效率及良好的业务服务质量（Quality of Service, QoS）。

随着数据业务的增长，尤其是新型多媒体业务的不断涌现，用户对数据带宽及服务体验的要求也不断提高。针对目标业务，在保证业务质量的前提下，如何尽量改善频谱效率、提高系统容量，是 3G 系统设计的关键。

- 提供良好的系统安全机制：移动通信业务已经渗透到社会生活的方方面面，移动通信系统的安全性除了牵涉到用户的个人隐私外，还与国家的政治、经济、金融等领域相关。因此需要具有良好的安全机制。

另外，3G 标准组织主要由 3GPP、3GPP2 组成，以 CDMA 码分多址技术为核心。目前国际上最具代表性的第三代移动通信技术标准有三种，它们分别是 cdma2000，WCDMA 和 TD-SCDMA，其中，cdma2000 和 WCDMA 属于 FDD 方式；TD-SCDMA 属于 TDD 方式，系统的上、下行工作于同一频率，具体技术分类如图 1-1 所示。其中 WCDMA 是欧洲 ETSI（欧洲电信标准华化协会）提出的宽带 CDMA 技术，它与日本 ARIB（无线工业及商贸联合会）提出的宽带 CDMA 技术基本一致，两者融合后形成了第三代移动通信无线传输技术 WCDMA。WCDMA 系统是一种异步系统，码片速率为 3.84 Mcps。它采用了快速功率控制技术，支持多种切换方式，可以适应多种速率的传输，灵活地提供多种业务。cdma2000 是由美国 TTA（电信行业协会）提出的宽带 CDMA 技术，采用直接序列扩频或多载波方式，码片速率可以是 1.2288 Mcps 的 1 倍或 3 倍（最高可达 9 倍或 11 倍），分别对应于 cdma20001x 或 cdma2000 3x 系统。cdma2000 系统与 IS-95 系统后向兼容，采用 GPS 授时同步，并在 IS-95 系统软切换、功率控制及 RAKE 接收分集技术的基础上，增加了快速寻呼、反向信道相干解调、前向快速功率控制、Turbo 码及较高速率的分组数据传送等功能。TD-SCDMA 是由中国 CWTS（中国无线电标准组）提出的宽带 CDMA 技术，采用直接序列扩频，码片速率为 1.28 Mcps。TD-SCDMA 系统基于 TDD 方式，前向信道与反向信道工作在相同的频段上，在不同的时隙进行传送。TD-SCDMA 系统采用智能天线、联合检测、接力切换等关键技术。另外，EDGE（增强型数据速率 GSM 演进）和 DECT（数字增强无线通信）也属于 3GPP 技术。其中 EDGE 是一种基于 GSM/GPRS 网络的数据增强型移动通信技术，通常又被人们称为 2.75 G 技术。2003 年一度倍受忽视的 EDGE 成为移动通信市场的亮点，先后有美国、智利及中国香港开通了基于 EDGE 的服务。DECT 概念的提出已有十几年的历史，在 1996 年以前，由于技术规范不够完善、设备成本偏高等原因，DECT 在全球的发展不尽如人意。但到了 1997 年，随着各方面问题的解决和技术规范的完善，DECT 逐渐成为受欢迎的产品，例如，家用数字无绳电话系统就是 DECT 在数字无绳电话业务方面取得的巨大成功。除了上述几种主要技术之外，IEEE 802.16 技术近年来也得到了迅猛的发展，并作为一种新兴技术在全球全面商用。

如图 1-2 所示，几种主要移动无线技术的演进路线主要有三条：一是 WCDMA 和 TD-SCDMA，均从 HSPA 演进至 HSPA+，进而到 LTE；二是 cdma2000 沿着 EV-DO Rev.0/Rev.A/Rev.B，最终到 UMB；三是 IEEE 802.16m 的 WiMAX 演进路线。其中 LTE 拥有最多的支持者。

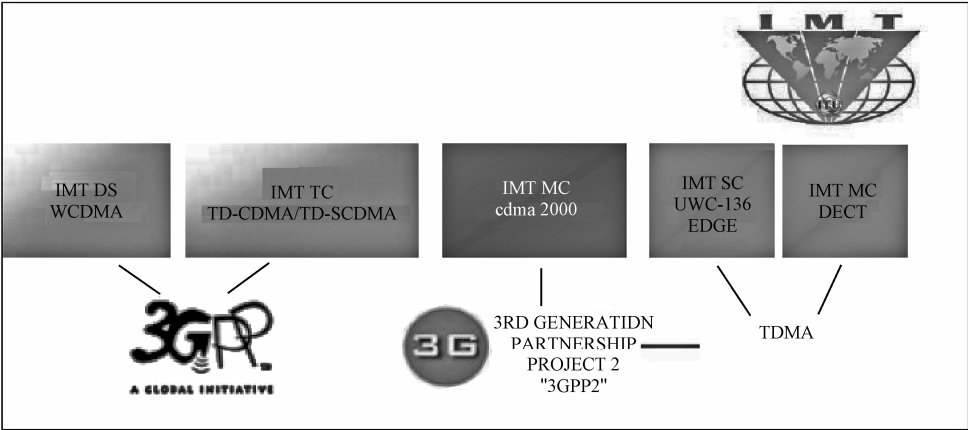


图 1-1 3GPP 传输技术分类

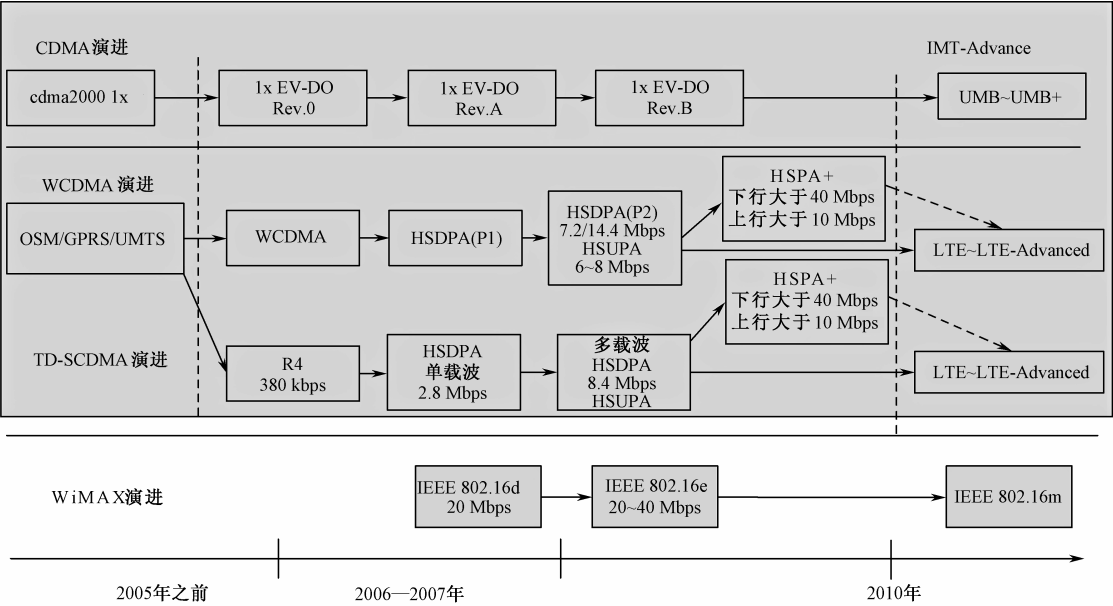


图 1-2 无线移动技术演进路线

2. IMT-2000 频谱划分

IMT-2000 频谱由核心频段与附加频段组成。核心频段包括上行 1885~2025 MHz 和下行 2110~2200 MHz 总共 230 MHz 频率；附加频段包括 806~960 MHz、1710~1885 MHz 及 2500~2690 MHz 三个子频段。IMT-2000 频谱划分及各国使用情况如图 1-3 所示。其中，核心频段的上行为 1885~2025 MHz 共 140 MHz 频率；下行为 2110~2200 MHz 共 90 MHz 频率。其中，1980~2010 MHz（地对空）和 2170~2200 MHz（空对地）用于移动卫星业务。核心频段的上、下行不对称，主要考虑可使用双频 FDD（频分双工）方式和单频 TDD（时分双工）方式。欧洲为 3G 地面系统分配 1900~1980 MHz、2010~2025 MHz 和 2110~2170 MHz 共计 155 MHz 频率。

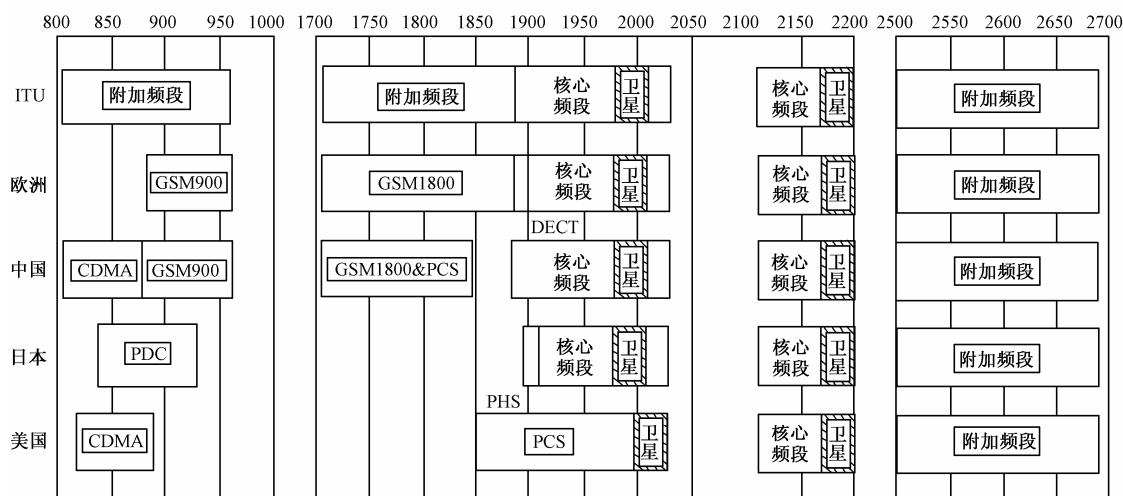


图 1-3 IMT-2000 频谱划分

3. 各种制式的特点和展望

1) WiMAX 系统介绍

WiMAX 是根据 IEEE 802.16 标准定义的一种无线宽带接入技术，IEEE 802.16 标准有多个版本，IEEE 802.16—2004 (802.16d) 和 IEEE 802.16—2005 (IEEE 802.16e) 这两个版本使 WiMAX 真正成为了无线领域中的热点。特别是 IEEE 802.16e 的发布，为个人移动宽带领域的发展带来了巨大的推动力。IEEE 802.16—2004 即 IEEE 802.16d 支持固定和游牧的视距 (LOS) 和非视距 (NLOS) 传输。在视距环境下，它可以工作在 10~66 GHz 频带。在非视距环境下，它可以工作在小于 11 GHz 频带。IEEE 802.16d 也被视为传统 3.5 GHz 固定无线接入技术和 LMDS (局域多点分布式系统) 技术的标准化升级版本。IEEE 802.16—2005 即 IEEE 802.16e 支持切换和漫游功能，能够应用在车辆移动环境下。IEEE 802.16e 主要工作在小于 6 GHz 频带。不同频段下的物理特性各不相同，具体如下所示。

- 10~66 GHz 许可频段：在该频段，由于波长较短，只能实现视距传播。典型的信道带宽为 25 MHz 或者 28 MHz，当采用高阶调制方式时，数据速率能够超过 120 Mb/s。
- 11 GHz 以下许可频段：在该频段，由于波长较长，因此能够支持非视距传播。此时系统会存在较强的多径效应，需要采用一些增强的物理层技术，如功率控制、智能天线、ARQ (自动重传请求)、空时编码技术等。
- 11GHz 以下免许可频段：该频段的传播特性与 11 GHz 以下的许可频段一样，不同点在于非许可频段可能存在较大的干扰，需要采用动态频率选择等技术来加以解决。

(1) WiMAX 核心技术

① OFDM/OFDMA 技术

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, 正交频分复用) 是一种高速传输技术，是未来无线宽带接入系统 / 下一代蜂窝移动系统的关键技术之一。在 WiMAX 系统中，OFDM 技术为物理层技术，主要应用的方式有两种：OFDM 物理层和 OFDMA 物理层。

OFDM 物理层采用 OFDM 调制方式，OFDM 正交载波集合由单一用户产生，为单一用户并行传送数据流。支持 TDD 和 FDD 双工方式，上行链路采用 TDMA（时分多址）多址方式，下行链路采用 TDM（时分复用）复用方式，可以采用 STC（空时编码）发射分集以及 AAS（自适应天线系统）。OFDMA（正交频分多址）物理层采用 OFDMA 多址接入方式，支持 TDD 和 FDD 双工方式，可以采用 STC 发射分集以及 AAS。OFDMA 系统可以支持长度为 2048、1024、512 和 128 的 FFT 点数，下行数据流被分为逻辑数据流。这些数据流可以采用不同的调制及编码方式以及以不同信号功率接入不同信道特征的客户端。上行数据流子信道采用多址方式接入，通过下行发送的媒质接入协议（MAP）分配子信道传输上行数据流。虽然 OFDM 技术对相位噪声非常敏感，但是标准定义了 Scalable FFT（可调整的 FFT），可以根据不同的无线环境选择不同的调制方式，以保证系统能够以高性能的方式工作。

② MIMO（多输入多输出）技术

MIMO 是未来移动通信的关键技术，它解决了 SISO（单输入单输出）系统需要较多的频谱资源和复杂的编码调制技术才能解决的在非视距和恶劣信道下保证高 QoS 的问题，能显著地提高系统的容量和频谱利用率，从而大大提高系统的性能。MIMO 技术主要有两种表现形式，即空间复用和空时编码，这两种形式在 WiMAX 中都得到了应用。

③ HARQ（混合自动重传）

HARQ 技术因为提高了频谱效率，所以可以明显提高系统吞吐量，同时因为重传可以带来合并增益，所以间接扩大系统的覆盖范围。16e 中支持 CC（卷积码）和 CTC（卷积 Turbo 码）的 HARQ 方式。HARQ 功能和相关参数是在网络接入过程或重新接入过程中被确定和协商的。HARQ 是基于每个连接来进行处理，它可以通过消息 DSA（动态业务流添加）/DSC（动态业务流修改）确定每个服务流是否有 HARQ 的功能。

④ AAS（自适应天线系统）

AAS 采用多根天线收发信号，利用数字信号处理技术跟踪和提取各移动用户的空间信息，产生空间定向波束，达到充分利用移动用户信号并抑制干扰信号的目的。另外，可以利用用户空间位置的不同，在同一信道中发送和接收各用户的信号，而不会引入较大的相互干扰，进而提高系统的频谱利用率。

(2) WiMAX 应用场景

与其他有线接入手段（如 xDSL、光纤接入等）相比，WiMAX 技术具有部署速度更快、扩展能力更强、灵活性更高的优点。WiMAX 对于新兴国家的电信市场与广大的乡村地区特别有吸引力，尤其在一些基础建设薄弱的地区，更凸显出它的竞争力。因此，WiMAX 被认为是 DSL 的补充，可以向家庭和小企业提供“无线 DSL”服务。通过 WiMAX 系统，室内、室外的 Wi-Fi 用户可以接入到 Internet/Intranet，同时 WiMAX 还可以提供移动终端、移动便携的无线接入以及企业 Wi-Fi 热点区域的后端传输功能。具体来说，WiMAX 技术可应用于固定、游牧、便携、简单移动和自由移动这五类业务的应用场景，并随着 WiMAX 技术从固定无线接入发展到移动无线接入，应用场景也从固定发展到自由移动。相应地，各种应用场景分别需要不同的空中接口标准的支持。

① 固定接入

固定接入业务是 WiMAX 运营网络中最基本的业务模型，该业务场景不支持连接的移动或切换，在 IP 连接建立之前，必须进行鉴权或授权。用户终端可以根据信号质量来选择要连接的可用基站（BS），当用户终端断开与 BS 的连接并重新加入网络后，必须重新分配 IP 地址。

② 游牧接入

游牧式业务是固定接入方式发展的下一个阶段，用户终端可以从不同的位置接入到运营商的 WiMAX 网络中。然而在每次会话连接中，用户终端只能进行站点式的接入，在两次不同网络接入中，传输的数据将不被保留。在这种运营模式下，需要进行交互的鉴权，如果用户的归属运营商和拜访运营商具有相同的鉴权用户数据，用户就可以在这两个不同的运营商网络之间进行漫游。在这个阶段，不支持不同基站之间的切换。一个游牧的用户终端每次入网时将获得不同的 IP 地址。

③ 便携方式

便携式业务是游牧式业务发展的下一个阶段，从这个阶段开始，终端可以在不同的基站之间进行切换。当终端静止不动时，便携式业务的应用模型与固定式业务和游牧式业务相同。当进行切换过程时，用户将可能经历中断，或者感到一些延迟，或者服务质量的下降。在最差的情况下，切换中断式应保持 TCP/IP 的会话连接。

④ 简单移动方式

简单移动业务是便携式应用的进一步拓展。当用户处于固定接入和漫游状态时，使用模型与固定接入和漫游是没有任何区别的。在切换过程中，连接是采用“尽力而为”的方式。简单移动业务设定了一个移动速度的特定范围，这个范围依赖特定的物理层。在切换过程中简单移动在延迟上有更严格的限制，切换性能比“尽力而为”性能好，这使得这种场景更适合于某种类型的 IP 业务。

⑤ 自由移动方式

自由移动业务是建立在已定义的所有使用场景上的解决方案。为了支持车辆速度移动（至少 120 km/h）下无中断的应用，对延迟敏感的业务进行了优化，同时针对其他移动性敏感性能，例如低功耗运行、切换时延、切换期间分组丢失率等。在全移动中，包含了漫游能力。漫游可以使用户在归属网络得到的标识，在拜访网络中得到重用，最终形成统一的业务计费。漫游适用于游牧、便携和移动使用场景。

2) WCDMA 系统介绍

欧洲电信标准委员会（ETSI）在 GSM 之后就开始研究其 3G 标准，其中有几种备选方案是基于直接序列扩频码分多址技术，而日本的第三代研究也是使用宽带码分多址技术的，其后，以二者为主导进行融合，在 3GPP 组织中发展成了第三代移动通信系统 UMTS（通用移动通信系统），并提交给国际电信联盟（ITU）。国际电信联盟最终接受 WCDMA 作为 IMT-2000 3G 标准的一部分。WCDMA 是一种由 3GPP 具体制定的，基于 GSM MAP 核心网，UTRAN（UMTS 陆地无线接入网）为无线接口的第三代移动通信系统。WCDMA（宽带码分多址）是一个 ITU 标准，它是从码分多址（CDMA）演变来的，在官方上被认为是 IMT-2000 的直接扩展，与现在市场上通常提供的技术相比，它能够为移动和手提无线设备提供更高的数据速率。WCDMA 采用直接序列扩频码分多址（DS-CDMA）、频分双工（FDD）方式，码片速率为 3.84 Mcps，载波带宽为 5 MHz。能够支持移动/手提设备之间的语音、图像、数据以及视频通信，速率可达 2 Mbps（对于局域网而言）或者 384 kbps（对于宽带网而言）。WCDMA 与其他制式的系统类似也采用了空时分集技术作为其关键的技术，下面简单介绍一下。

空时处理技术通过在空间和时间上联合进行信号处理可以非常有效地改善系统特性。随着第三代移动通信系统对空中接口标准的支持以及软件无线电的发展，空时处理技术必将融入自适应调制解调器中，从而达到优化系统设计的目的。采用空时处理的方法，系统的发送

端或接收端使用多个天线，同时在空间和时间上处理信号，它所达到的效果是仅靠单个天线的单时间处理方法所不能实现的：可以在一个给定 BER（误码率）质量门限下，增加用户数。在小区给定的用户数下，改善 BER 特性，可以更有效地利用信号的发射功率。空时处理技术需要注意以下几个方面：

（1）单用户空时处理方法

由于移动台一般不适于多天线接收，基站采用多根天线进行发射分集，可以使移动台的接收效果与移动台用多个接收天线时的效果相比拟。

（2）波束成形技术

波束成形（或称为波束赋形）（Beamforming, BF）技术可分为自适应波束成形、固定波束和切换波束成形技术。

固定波束即天线的方向是固定的，对 IS-95 中的 3 个 120° 扇区进行分割，即为固定波束。切换波束是对固定波束的扩展，将每个 120° 的扇区再分为多个更小的分区，每个分区有一固定波束，当用户在一扇区内移动时，切换波束机制可自动将波束切换到包含最强信号的分区，但切换波束机制的致命弱点是不能区分理想信号和干扰信号。

自适应波束成形器可依据用户信号在空间传播不同的路径，最佳地形成方向图，在不同到达方向上给予不同的天线增益，实时地形成窄波束对准用户信号，而在其他方向尽量压低旁瓣，采用指向性接收，从而提高系统的容量。由于移动台的移动性以及散射环境，基站接收到的信号的到达方向是时变的，使用自适应波束成形器可以将频率相近但空间可分离的信号分离开，并跟踪这些信号，调整天线阵的加权值，使天线阵的波束指向理想信号的方向。

（3）接收分集技术

由于 CDMA 系统通常有较多的多址干扰分量，而天线阵可以去除 $M-1$ 个（ M 为天线数）干扰的特性，但不能明显地改善接收机的 SINR，所以在一般情况下，更好的方法是利用接收分集技术来估计接收信号，并确定匹配滤波器的加权系数。接收分集技术中的分集天线其实是空间域内的分集合并器，而不是 BF。对于宽带 CDMA 信号，信号带宽一般大于信道相干带宽，所以在时间域采用 RAKE 接收机（一种能分离多径信号并有效合并多径信号能量的最终接收机），将信号在空间 / 时间上利用各种合并准则进行合并。

（4）发送分集技术

当发送方不能获得信道参数时，空时发送分集可改善前向链路性能，这种机制是将发送天线的空间分集转化为接收机可以利用的其他形式的分集，如延迟发送分集和空时编码技术。空时编码技术是同时从空间和时间域考虑设计码字，它的基本原理是在多个天线上同时发送信息比特流所产生的向量，利用发送天线所发送序列的正交性，用两个发送天线、一个接收天线所获得的分集增益与一个发送天线、两个接收天线的 MRC（最大比合并）接收机的一样。

3) cdma2000 系统介绍

cdma2000 是由 IS-95A/B 标准演进而来的第三代移动通信标准，由 3GPP2 负责具体标准化工作。目前 3GPP2 制定的 cdma2000 有 Release 0、A、B、C 和 D 五个支持 cdma2000 1x 及其增强型技术的版本，以及由 EIA（电子工业协会）/TIA（电信行业协会）发布的支持 cdma2000 1x EV-DO 的 IS-856 和 IS-856A 标准。cdma2000 1x EV-DO 定位于 Internet 的无线延伸，能以较少的网络和频谱资源（在 1.25 MHz 标准载波中）支持平均速率为

- 静止或慢速移动：1.03 Mbps（无分集）和 1.4 Mbps（分集接收）。
- 中高速移动：700 kbps（无分集）和 1.03 Mbps（分集接收）。

- 其峰值速率可达 2.4 Mbps, 而且在 IS-856 版本 A 中可支持高达 3.1 Mbps 的峰值速率。

cdma2000 1x 完全向后兼容 IS-95。核心网部分增加了分组域用以支持较高速率的分组数据业务; 空中接口使用了前向快速功率控制、反向信道相干解调、快速寻呼、Turbo 码等关键技术, 目的是改善无线传送的质量, 提高频谱效率及系统容量。cdma2000 1x 具有 3G 系统的部分功能, 可以从 IS-95 进行平滑升级, 两者的商用时间的间隔不太长, 业界有时也将 cdma2000 1x 作为 2.5 G 系统看待。由于 cdma2000 1x 完全兼容 IS-95 系统功能, 所以本节仅介绍 cdma2000 1x 的演进, 而不再赘述 IS-95 向 cdma2000 的演进情况。目前 cdma2000 1x 已经发展出 cdma2000 Release 0、Release A、Release B、Release C 和 Release D 5 个版本, 商用较多的是 Release 0 版本; 部分运营网络引入了 Release A 的一些功能特性; Release B 作为中间版本被跨越; cdma2000 1x EV-DV 对应于 cdma2000 Release C 和 Release D。其中, Release C 增加前向高速分组传送功能; Release D 增加反向高速分组传送功能。cdma2000 1x EV-DO 是一种专为高速分组数据传送而优化设计的 cdma2000 空中接口技术, 已经发展出 Release 0 和 Release A 两个版本。其中, Release 0 版本可以支持非实时、非对称的高速分组数据业务; Release A 版本可以同时支持实时、对称的高速分组数据业务传送。

(1) cdma2000 1x 向 cdma2000 1x EV-DO 演进

cdma2000 1x EV-DO 利用独立的载波提供高速分组数据业务, 它可以单独组网, 也可以与 cdma2000 1x 混合组网以弥补后者在高速分组数据业务提供能力上的不足, cdma2000 1x EV-DO 具有以下特点:

- cdma2000 1x EV-DO 前向链路采用了多种优化措施以提高前向数据吞吐量和频谱利用率, 前向链路峰值速率可以达到 2.4 Mbps; 反向链路设计与 cdma2000 1x 有许多共同点, 反向链路速率与 cdma2000 1x 相同。
- cdma2000 1x EV-DO 与 cdma2000 1x 的无线接入网在逻辑功能上是相互独立的, 分组核心网可以共用, 这样既实现了高速分组数据业务的重点覆盖, 又不会对 cdma2000 1x 网络和业务造成明显影响。
- cdma2000 1x 前反向链路是对称的, cdma2000 1x EV-DO 虽然前 / 反向速率不对称, 但是, 其前 / 反向链路预算与 cdma2000 1x 相差不多。
- cdma2000 1x EV-DO 与 cdma2000 1x 可以共站址、天线和天馈系统; 在天馈设计、邻区规划方面, cdma2000 1x EV-DO 与 cdma2000 1x 基本一致; cdma2000 1x EV-DO 利用独立的载频提供高速分组数据业务, 有助于降低与 cdma2000 1x 网络之间的互干扰。
- cdma2000 1x EV-DO 可以作为高速分组数据业务的专用网, cdma2000 1x 提供语音和中低速分组数据业务; 同时利用 cdma2000 1x 网络的广域覆盖特性以弥补 cdma2000 1x EV-DO 网络建设初期在覆盖上的不足。

(2) cdma2000 1x 向 cdma2000 1x EV-DV 演进

cdma2000 1x EV-DV 是对 cdma2000 1x 技术标准的继承和发展, 它继承了 cdma2000 1x 的网络架构, 使用与 cdma2000 1x 相同的频段。其主导思想是在 cdma2000 1x 载波基础上提升前向和反向分组传送的速率和提供业务 QoS 保证。cdma2000 1x EV-DV 的物理层采用重传机制、时分与码分相结合及自适应调制编码等先进技术实现高效传输; 其 MAC 层采用灵活的资源调度机制以提高系统资源的利用效率; 此外, 它还增加了用户分类和业务流分类机制以保障业务的 QoS。cdma2000 1x EV-DV 把语音和分组数据业务放在同一个载波中传送, 并

且要求提供更高速率的数据业务服务，在技术实现和实际组网上都存在一定的困难。

cdma2000 1x EV-DV 主要有以下特点：

- 不改变 cdma2000 1x 的网络结构，与 IS-95A/B 及 cdma2000 1x 向后兼容。
- 在同一载波上同时提供语音和数据业务。
- 增加 TDM/CDM（码分复用）混合的专用的高速分组数据信道（F-PDCH），以提高前向速率，前向最高速率达 3.1 Mbps。
- 增加反向指示辅助导频信道 R-SPICH 和 TDM/CDM 混合的反向高速分组数据信道，以提高反向速率，反向支持最高速率为 1.5 Mbps，可选支持为 1.8 Mbps。
- 以帧为单位完成自适应调制及解调。
- 更短的发送帧结构，1.25 ms 到 5 ms 的可变帧长。
- 根据信道状况选择数据传输速率以提高功率效率。
- 快速而有效的数据重发机制。

1.2 LTE 项目介绍

由于 WiMAX 技术的快速崛起，促使 3GPP 组织启动了长期演进（Long Term Evolution, LTE）项目，这种以 OFDM/FDMA 为核心的技术可以被看做“准 4G”技术。3GPP LTE 项目的主要性能目标包括：在 20 MHz 频谱带宽下能够提供下行 100 Mbps、上行 50 Mbps 的峰值速率；改善小区边缘用户的性能；提高小区容量；降低系统延迟，用户平面内部单向传输时延低于 5 ms，控制平面从睡眠状态到激活状态迁移时间低于 50 ms，从驻留状态到激活状态的迁移时间小于 100 ms；支持 100 km 半径的小区覆盖；能够为 350 km/h 高速移动用户提供大于 100 kbps 的接入服务；支持成对或非成对频谱，并可灵活配置 1.25 MHz 到 20 MHz 的多种带宽。

1. LTE 项目内容介绍

LTE 项目名为“演进”（Evolution），实为“革命”（Revolution），3G 系统采用的核心技术大部分没有被沿用，转而采用了大量的创新型技术和崭新的系统设计，增强了 3G 的空中接入技术，采用 OFDM 和 MIMO 作为其无线网络演进的唯一标准。在 20 MHz 频谱带宽下能够提供下行 100 Mbps 与上行 50 Mbps 的峰值速率。改善了小区边缘用户的性能，提高了小区容量并降低了系统延迟。

2. LTE 的主要技术特征

3GPP 从“系统性能要求”、“网络的部署场景”、“网络架构”、“业务支持能力”等方面对 LTE 进行了详细的描述。与 3G 相比 LTE 具有如下技术特征：

（1）更高的数据传输速率、频谱利用率和用户吞吐量。可灵活配置 1.25 MHz、2.5 MHz、5 MHz、10 MHz、20 MHz 带宽。在 20 Hz 频谱带宽下能够提供下行 100 Mbps、上行 50 Mbps 的峰值速率。下行频谱利用率是 R6 HSDPA（高速下行分组数据接入）的 3~4 倍，上行频谱利用率是 R6 HSUPA（高速上行分组接入）的 2~3 倍。

（2）以分组域业务为主要目标，取消了电路交换（CS）域，CS 域的业务和其他实时业务都在分组交换域实现，系统在整个架构上将基于分组交换。

- (3) QoS 保证, 通过系统设计和严格的 QoS 机制, 保证实时业务 (如 VoIP) 的服务质量。
- (4) 在保持现在规划的 3G 小区的覆盖范围大致不变的情况下, 提高小区边缘的比特率。
- (5) 降低无线网络时延, 用户面内部单向传输时延低于 5 ms, 控制面上用户从空闲状态到连接状态的延迟小于 100 ms, 解决了向下兼容的问题并降低了网络时延。
- (6) 增加了小区边界比特速率, 在保持目前基站位置不变的情况下增加小区边界比特速率。如 MBMS (多媒体广播多播业务) 在小区边界可提供 1bps/Hz 的数据速率。
- (7) 强调向下兼容, 支持已有的 3G 系统和非 3GPP 规范系统的协同运作。
- (8) 与 3G 相比, LTE 更具技术优势, 具体体现在: 高数据速率、分组传送、延迟降低、广域覆盖和向下兼容。

3. LTE 技术需求目标

ITE 技术所要实现的需求目标为:

- (1) 支持与现有的 3GPP 和非 3GPP 系统的互操作性, 支持增强型的广播多播 (MBMS) 业务。
- (2) 降低建网和维护成本, 实现从 R6 的低成本演进。
- (3) 系统和终端具有合理的复杂性、成本和功耗, 支持增强的 IMS (IP 多媒体子系统) 和核心网, 尽可能的向后兼容, 但是应该考虑系统性能提高与向后兼容之间的平衡。
- (4) 小区覆盖半径在 5 km 以下时, 应该满足 LTE 项目的性能要求, 对于小于 30 km 的小区覆盖, 可以允许一定的性能损失, 支持 100 km 的小区覆盖。
- (5) 支持终端在整个系统范围内的移动性, 为低速移动终端提供最优服务, 对中速移动终端实现较高性能, 同时支持高速移动终端。
- (6) 以尽可能相似的技术支持成对和非成对频谱, 并支持简单的邻频共存。

4. LTE 的网络结构和核心技术

3GPP 对 LTE 项目的工作大体分为两个时间段: 2005 年 3 月到 2006 年 6 月为 SI (StudyItem) 阶段, 完成可行性研究报告。2006 年 6 月到 2007 年 6 月为 WI (WorkItem) 阶段, 完成核心技术的规范工作。随着 3GPP 组织的大力推进, 在 2008 年年底已经基本完成了标准的制定工作。截至目前部分运营商和设备商 (例如, 华为、爱立信、诺西等) 已经开始部署 LTE 商用网络。

LTE 采用由 NodeB 构成的单层结构, 这种结构有利于简化网络和减小延迟, 实现了低时延, 低复杂度和低成本的要求。与传统的 3GPP 接入网相比, LTE 减少了 RNC 节点。名义上 LTE 是对 3G 的演进, 但事实上它对 3GPP 的整个体系架构作了革命性的变革, 逐步趋近于典型的 IP 宽带网结构。3GPP 确定的 LTE 架构, 也叫演进型 UTRAN 结构 (E-UTRAN)。

5. LTE 的营运发展

按用户数量和市值计算, 中国移动都是全球最大的移动运营商。此前, 英国沃达丰、日本 NTT DoCoMo、美国 AT&T 和 Verizon 等世界最主要电信运营商已经决定采用 LTE 技术, 此次中国移动的加入大力地推动了 LTE 技术的发展, LTE 在后 3G 时代也将延续 2G 时期 GSM 的主流地位。LTE 将成为行业未来发展的明确方向。

LTE 是由华为、爱立信、诺基亚西门子等世界主要电信设备生产商开发的技术，另外 CDMA 阵营的阿尔卡特朗讯和北电也有投入。由于美国高通公司在 3G 时代占据了技术的核心专利，LTE 阵营加大力量研究 OFDM 以绕开高通的主要技术。同时，WiMAX 基于现有网络扩容、新建部署、逐步扩大的终端生态系统以及持续的用户增长，据最新报告显示截至 2010 年第三季度，全球 WiMAX 设备和终端的合并市场收入为 3.55 亿美元，环比增长了 8%，较经济不景气的 2009 年第三季度增长了 9%，可见市场格局之争还将继续并更加剧烈。

1.3 3GPP 组织简介

3GPP 组织主要包含 4 个技术规范组 (TSG)，分别是① TSG GERAN (GSM/EDGE RAN) 负责 GSM/EDGE 无线接入技术规范制定；② TSG RAN，负责除 GERAN 之外的无线接入技术规范的制定；③ TSG SA，负责业务和系统方面的技术规范制定；④ TSG CT，负责核心网和终端方面的技术规范制定。另外，在每个 TSG 下面还有一些工作组 (WG)，同时在 4 个 TSG 之上还有一个项目协调组 (PCG)。具体结构如图 1-4 所示。

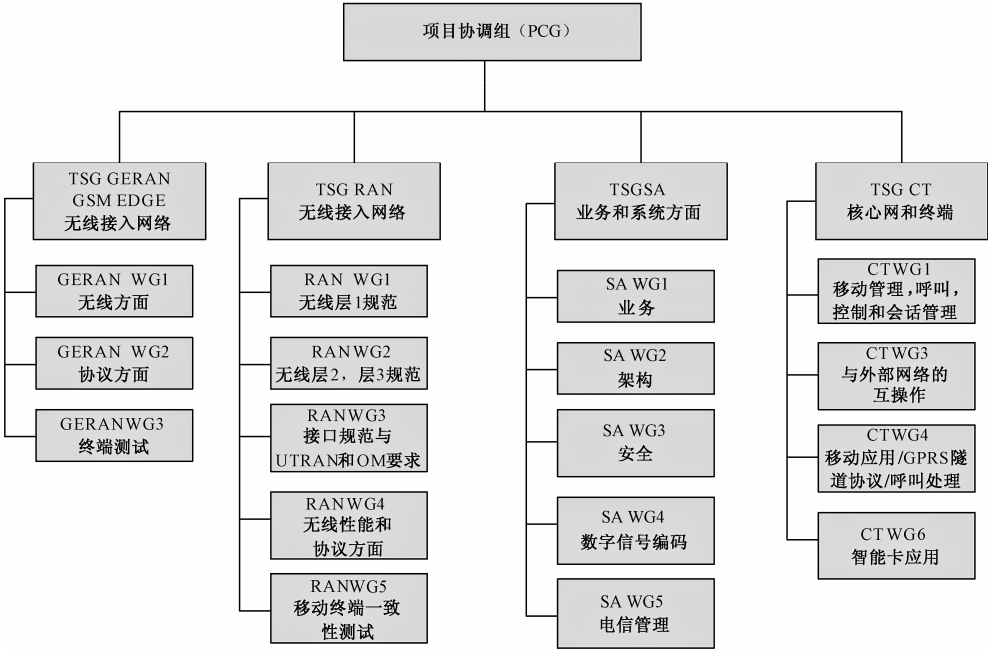


图 1-4 3GPP 组织结构图

1.4 LTE 协议规范结构

由于 LTE 包含大量的规范，因此 3GPP 组织将 36 系列的规范编号分配给 LTE 使用，截至目前，该系列已经提供 TS（技术规范）和 TR（技术报告）共计 80 余份，主要规范见表 1-1。

表 1-1 3GPP 协议规范

规范 编 码	描 述 内 容
TS 36.101	UE 无线发送和接收，描述 E-UTRAN UE 的射频（RF）特性
TS 36.104	BS 无线发送和接收，描述 E-UTRAN BS 的射频（RF）特性

规范编码	描述内容
TS 36.106	E-UTRAN FDD 中继器的发送和接收技术描述
TS 36.111	描述本地测量单元的性能规范
TS 36.113	描述 E-UTRAN BS 和直放站的电磁兼容评估
TS 36.116	描述 E-UTRAN 中继的无线发送和接收技术
TS 36.117	描述 E-UTRAN 中继的一致性测试方法
TS 36.124	描述 E-UTRAN 移动终端和辅助设备的电磁兼容需求
TS 36.133	支持无线资源管理的要求，描述 E-UTRAN 的无线资源管理需求
TS 36.141	BS 一致性测试，描述 E-UTRAN BS 的测试方法和一致性要求
TS 36.143	描述 E-UTRAN FDD 中继器一致性测试内容
TS 36.171	描述支持辅助全球卫星导航系统的需求
TS 36.201	LTE 物理层总体描述
TS 36.211	E-UTRAN 物理信道描述
TS 36.212	E-UTRAN 信道复用和编码描述
TS 36.213	E-UTRAN 物理层过程描述
TS 36.214	E-UTRAN 物理层测量描述
TS 36.216	E-UTRAN 物理层的中继操作描述
TS 36.300	E-UTRA 和 E-UTRAN 的总体描述
TS 36.302	描述 E-UTRAN 物理层提供的服务
TS 36.304	描述 Idle 态的 UE 过程
TS 36.305	E-UTRAN 系统中 UE 定位功能总体描述
TS 36.306	描述 E-UTRAN 系统 UE 无线接入能力
TS 36.307	描述 E-UTRAN 系统 UE 支持释放独立频段的需求
TS 36.314	描述 E-UTRAN 系统层 2 的测量内容
TS 36.321	E-UTRAN 媒体接入控制层（MAC）协议规范描述
TS 36.322	E-UTRAN 无线链路控制（RLC）协议规范描述
TS 36.323	E-UTRAN 分组数据汇聚（PDCP）协议规范描述
TS 36.331	E-UTRAN 无线资源控制（RRC）协议描述
TS 36.355	LTE 位置定位协议（LPP）描述
TS 36.401	E-UTRAN 系统架构描述
TS 36.410	描述 E-UTRAN 系统 S1 总体方面和原理内容
TS 36.411	描述 E-UTRAN 系统的 S1 接口层 1 内容
TS 36.412	E-UTRAN 系统 S1 信令传输
TS 36.413	E-UTRAN 系统 S1 应用协议
TS 36.414	描述 E-UTRAN 系统 S1 数据传输
TS 36.420	E-UTRAN 系统 X2 总体方面和原理描述
TS 36.421	E-UTRAN 系统 X2 接口层 1 描述
TS 36.422	E-UTRAN 系统 X2 信令传输描述
TS 36.423	E-UTRAN 系统 X2 应用层协议（X2AP）描述
TS 36.424	E-UTRAN 系统 X2 数据传输
TS 36.440	E-UTRAN 多媒体广播和多播业务总体方面和原理描述
TS 36.441	E-UTRAN 多媒体广播和多播业务的层 1 接口描述
TS 36.442	E-UTRAN 多媒体广播和多播业务信令传输描述
TS 36.443	E-UTRAN 系统 M2 应用层协议（M2AP）描述

规范编码	描述内容
TS 36.444	E-UTRAN 系统 M3 应用层协议（M3AP）描述
TS 36.445	E-UTRAN 系统 M1 数据描述
TS 36.446	E-UTRAN 系统 M1 用户面协议描述
TS 36.455	LTE 定位协议 A（LPPa）描述
TS 36.508	支持 UE 一致性测试的 E-UTRA 和 EPC 通用测试环境描述
TS 36.509	E-UTRA 和 EPC 的 UE 特殊一致性测试描述
TR 36.801	E-UTRA 的测量要求，描述 UE 和 BS 的测量描述
TR 36.803	E-UTRA 系统 UE 的无线发送和接收描述
TR 36.804	E-UTRA 系统 BS 的无线发送和接收描述
TR 36.902	自配置和自由化网络的应用场景和解决方案描述
TR 36.913	对更先进 E-UTRA 的需求描述
TR 36.921	E-UTRA 系统 FDD 家庭 eNodeB 射频（RF）需求分析描述
TR 36.922	E-UTRA 系统 TDD 家庭 eNodeB 射频（RF）需求分析描述
TR 36.927	E-UTRAN 系统能量节省潜在解决方案描述
TR 36.931	LTE Pico NodeB 的射频（RF）需求描述
TR 36.938	改进的 E-UTRAN 和 3GPP2 以及移动 WiMAX 无线技术之间的网络控制移动性描述
TR 36.942	E-UTRA 系统射频（RF）系统场景

1.5 LTE 协议架构

E-UTRAN 由 eNodeB（eNB）组成，提供 E-UTRAN 的用户面（PDCP/RLC/MAC/PHY）以及控制面协议。eNodeB 之间通过 X2 接口相互连接。eNodeB 通过 S1 接口与演进分组核心网（EPC）相连，通过用户面接口 S1-GW 与服务 GW（S-GW）相连，通过 S1-MME 接口与移动管理实体（Mobile Management Entity，MME）相连。S1 接口支持 eNodeB 和 MME/S-GW 之间的多对多连接。总体系统架构如图 1-5 所示。

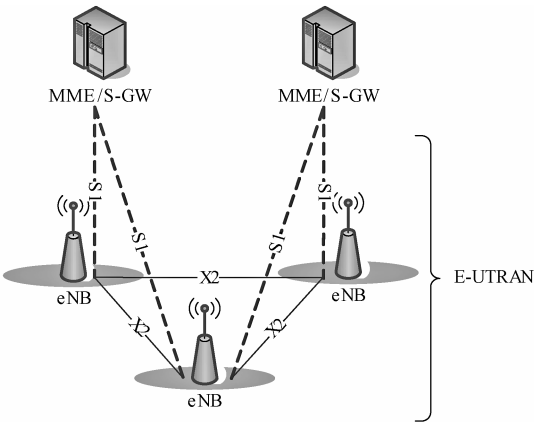


图 1-5 总体系统架构

1.5.1 E-UTRAN 网元功能

E-UTRAN 和 EPC 功能划分如图 1-6 所示。

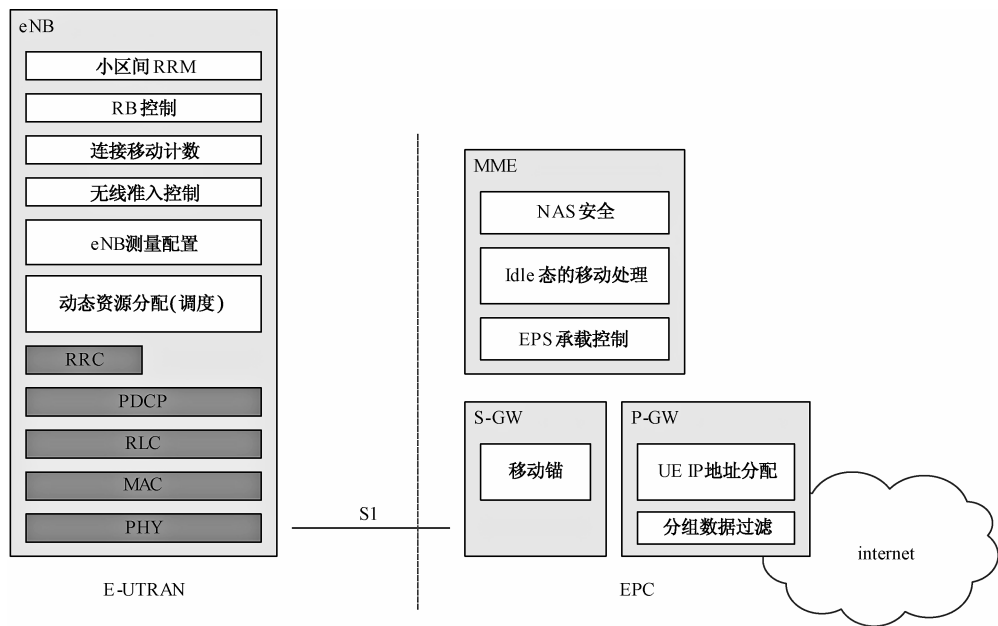


图 1-6 网元功能结构图

1) eNodeB 功能

- (1) 无线资源管理：无线承载控制、无线准入控制、连接移动性控制、上行 / 下行资源的动态分配。
- (2) IP 头压缩和用户数据流加密。
- (3) 当从提供信息的 UE 处无法获取 MME 的路由信息时，选择 UE 附属的 MME。
- (4) 用户面数据向 S-GW 的路由。
- (5) 调度和发送从 MME 触发的寻呼消息。
- (6) 调度和发送从 MME 或 O&M 触发的寻呼消息。
- (7) 用于移动性和调度的测量和测量报告配置。
- (8) 调度和发送从 MME 触发的 ETWS（地震海啸预警系统）消息。

2) MME 功能

移动管理实体具有如下功能。

- (1) 支持非接入层（NAS）信令。
- (2) NAS 信令安全处理。
- (3) 接入层安全控制。
- (4) 用于 3GPP 之间接入网络的内部核心网信号传输。
- (5) 控制 Idle 模式下 UE 的寻呼重传。
- (6) Idle 态和激活态 UE 跟踪区域的列表管理。
- (7) 选择 PDN（分组数据网络）GW 和服务 GW。
- (8) 切换时如果 MME 发生变化，选择 MME。

- (9) 从 2G 到 3G 接入网络切换时选择 SGSN（业务 GPRS 支撑节点）。
- (10) 漫游。
- (11) 鉴权。
- (12) 承载链路的管理。
- (13) ETWS 消息发送。

3) S-GW 功能

服务网关（Serving GW，S-GW）。

- (1) eNodeB 内部切换时本地移动锚点的确定。
- (2) E-UTRAN 空闲模式下，下行链路分组缓存和网络触发服务请求的初始化处理。
- (3) 合法的监听。
- (4) 分组的路由功能。
- (5) 上 / 下行链路中传输级别分组标记。
- (6) 每个 UE、PDN 以及 QCI（QoS 类别标识）的计费。

4) PDN Gateway 功能

- (1) UE 的 IP 地址分配。
- (2) 下行链路中传输级别分组标记。
- (3) 基于 APN-AMBR（接入点—聚合最大比特速率）的下行速率增强。

1.5.2 无线协议接口

E-UTRAN 的无线协议接口包含用户面协议接口和控制面协议接口。

1. 用户面

用户面协议栈如图 1-7 所示，包含 PDCP（分组数据汇聚）子层、RLC（无线链路控制）子层以及 MAC（媒体接入控制）子层，分别完成头压缩、计算、ARQ（自动重传）和 HARQ（混合自动重传）。

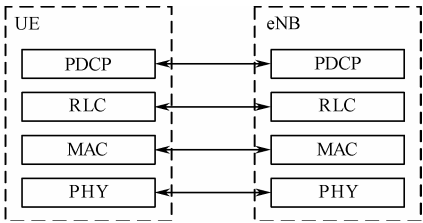


图 1-7 用户面协议栈

2. 控制面

控制面协议栈如图 1-8 所示，其中 PDCP 子层完成计算加密和完整性保护功能。

- (1) RLC 和 MAC 子层与用户面相同。
- (2) RRC 完成广播、寻呼、RRC 连接管理、RB（资源块）控制、移动性以及 UE 的测量上报和控制。
- (3) NAS 完成 EPS 承载管理、鉴权、EMC（EPS 连接管理）空闲移动操作。

- (4) EMC（EPS 连接管理）发起的空闲寻呼。
- (5) 安全控制。

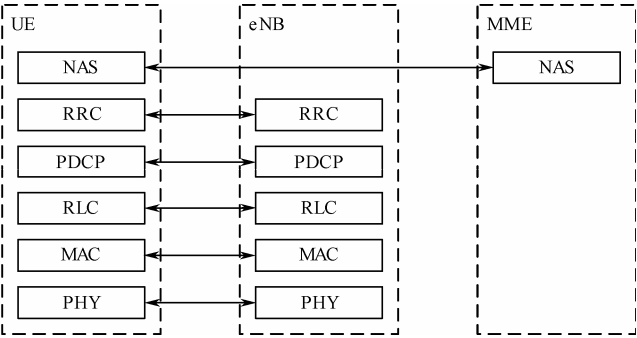


图 1-8 控制面协议栈

1.6 系统架构演进（SAE）介绍

2004 年年底 3GPP 组织也启动了一项平行研究，即系统架构演进（SAE），来展示核心网络的演进要点。这是一个基于 IP 的扁平网络体系结构，旨在简化网络操作，确保平稳、有效地部署网络。并确定了演进目标是统一标准的高性能移动宽带。

3GPP 定义了一个基于 IP 的扁平网络体系结构，作为 SAE 的一部分。LTE-SAE 体系结构及概念的目标和设计思想是将所有基于 IP 的业务高效地推广至大众市场。该体系结构基于 GSM/WCDMA 核心网，并从它们演进而来，因此有助于简化网络操作以及平稳、有效地部署网络。

LTE-SAE 体系结构可降低运营支出和资本支出。例如，为了处理更多的数据流量，运营商只需在新的扁平体系结构中升级两类节点（基站和网关）的容量。另一个重点领域是网络操作功能，目标是实现高度自动化的网络配置。

1.6.1 SAE 介绍

1. SAE 系统架构改进

LTE-SAE 体系架构主要包含如下改进点：

- (1) 一个通用锚点和一个支持所有接入技术的网关节点。
- (2) 一个经过优化的用户平面体系结构，将节点类型从以前的 4 种缩减到只有 2 种（基站和网关）。
- (3) 所有接口均支持基于 IP 的协议。
- (4) RAN（无线接入网络）与 CN（核心网）之间的功能分离，类似于 WCDMA 与 HSPA 之间的功能分离。
- (5) 移动性管理实体（MME）与网关之间的控制平面 / 用户平面分离。
- (6) 集成采用基于客户端和网络的移动 IP 的非 3GPP 接入技术。

LTE-SAE 体系结构包括分组数据网（PDN）和服务网关（S-GW）。PDN 网关是所有接入技术的通用锚点，为所有用户提供一个稳定的 IP 接入点，无论他们是在一种接入技术之内

移动，还是在多种接入技术之间移动。S-GW 是 3GPP 移动网络内的锚点。MME 功能与 S-GW 功能分离，这样有助于网络部署、单个技术的演进以及全面灵活的扩容。

2. 与现有系统的融合

GSM 和 WCDMA/HSPA 系统通过SGSN和演进后的核心网之间的标准接口集成到演进后的系统中。这些接口包括：与 MME 相连，用于传送上下文并在不同接入技术之间建立承载的接口；与网关相连，用于与用户设备（UE）建立 IP 连接的接口。因此，网关节点的功能相当于一个服务 WCDMA/HSPA 终端设备的 GGSN（网关 GPRS 支撑节点）。

该体系结构还能将 SGSN 和 MME 功能整合到同一个节点之中，从而实现一个支持 GSM、WCDMA/HSPA 和 LTE 技术的通用分组核心网。归属地用户服务器（HSS）通过一个基于 Diameter（RADIUS 协议的升级版）协议而不是 SS7 信令的建议接口连接至分组核心网。因为用于策略控制和计费的现有网络信令是基于 Diameter 协议的，这将为实现控制平面的 IP 联网提供一个简化的协调解决方案。

LTE 基站通过 RAN-CN（无线接入网—核心网）接口连接至核心网，MME 负责处理移动性等控制信令。用户数据通过一个基于 IP 的传输网在基站和网关节点之间传送。为了能够高速切换处于激活模式的终端设备，每一个 LTE 基站都与其相邻基站建立了逻辑连接。

集成 cdma2000 系统之后将允许用户在 cdma2000 和 LTE 系统之间无缝移动。这种解决方案支持单 / 双无线切换，可实现从 CDMA 到 LTE 的灵活迁移。GSM 和 WCDMA 系统现有的服务质量（QoS）概念较为复杂，因此，LTE-SAE 的 QoS 概念融合了简约、灵活接入和向后兼容的理念。

1.6.2 SAE 架构

综上所述，LTE-SAE 采用了一种基于类别的服务质量概念，能够让运营商方便、高效地区分各种分组业务，SAE 体系结构如图 1-9 所示。

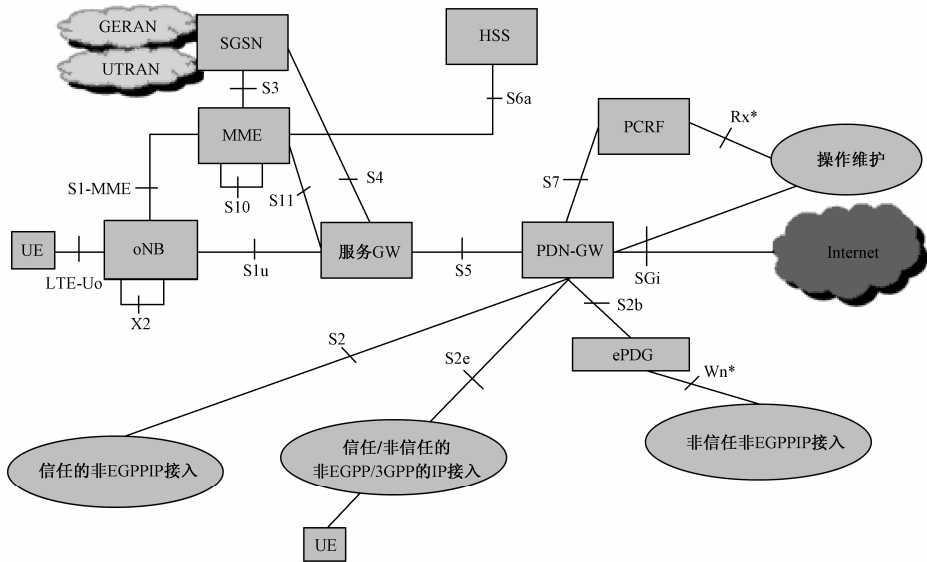


图 1-9 SAE 体系结构

1. SAE 系统架构中其他网元介绍

- 策略和计费规则功能（Policy and Charging Rules Function, PCRF）。
- 服务 GPRS 支撑节点（Serving GPRS Support Node, SGSN）。
- GSM/EDGE 无线接入网（GSM/EDGE Radio Access Network, GERAN）。

2. SAE 系统架构中参考点介绍

SAE 架构中各参考点简介如下。

- （1）LTE-Uu：终端和 eNodeB 之间的接口，承担空中接口消息以及数据传输。
- （2）S1-MME：E-UTRAN 和 MME 之间的控制面参考点，
- （3）S1-U：E-UTRAN 和 S-GW 之间的参考点，负责用户面数据的收、发以及 eNodeB 切换时的路径变更。
- （4）S2a：SAE 锚点（PDN GW）与可信任的非 3GPP IP 接入网之间提供支持控制和移动性的用户面接口。
- （5）S2b：SAE 锚点（PDN GW）与演进型分组数据网关（evolved Packet Data GateWay, ePDG）之间提供支持控制和移动性的用户面接口。
- （6）S3c：SAE 锚点（PDN GW）与可信任 / 非信任的非 3GPP IP 接入网之间提供支持控制和移动性的用户面接口。
- （7）S4：SAE 锚点（PDN GW）与 GPRS 核心网提供支持控制和移动性的用户面接口。
- （8）S5：S-GW 和 PDN GW 之间的参考点，提供用户面收、发环境的建立、管理以及位置更新。
- （9）S6a：HSS 和 MME 之间提供订阅和鉴权消息，实现对用户接入的鉴权和授权。
- （10）S7：负责来自 PCEF 的策略和计费规则的传输。
- （11）S10：MME 之间的消息接口。
- （12）S11：MME 和 S-GW 之间消息接口。
- （13）SGi：提供 PDN GW 和 IP 网络（可以是公网，也可以是私网）的连接和转换。
- （14）Rx+：提供 PCRF 和其他应用功能之间的接口。

另外，SGSN 和 2G/3G 核心网之间的接口是基于 GPRS 隧道协议（GTP）的，SAE MME/S-GW 和 2G/3G 核心网之间的接口也是基于 GTP 协议的。

第2章 无线传输技术

为了使读者能够更好地理解本书后续的知识点，本章将简单介绍无线信道相关知识以及无线通信处理过程，由于篇幅和侧重点所限本章对描述的知识点不做展开讲解，读者可以自行参考相关文献深入研究。为了使读者更好地理解通信处理过程中每个步骤的作用和本质，举例使用的公式、原理图相对简单，可能与后续章节不同。另外，随着通信行业在不断地创新，一些新的技术（如 OFDM 和 SC-FDMA 技术）被应用到通信系统中，大大提高了频谱的利用效率以及数据传输的可靠性，本章将对这些技术进行较为详细的讲解。

2.1 无线信道传播

2.1.1 概述

信道是通信系统中必不可少的组成部分，是信号传输的媒质。研究信道必须要了解各种传播现象和噪声物理特征，因此从这个角度上讲，我们可以将传播影响和其他信号损伤统称为信道。本节将会介绍几种传播的基本物理模型以及噪声和干扰。

2.1.2 传播模型

根据传播的物理机理可以包含以下几种传播物理模型：

- 自由空间或视距传播。忽略地球表面的影响，接收天线和发射天线之间有一条清晰的视距。
- 反射。电磁波遇到建筑物、山脉等周边物体所引起的反弹，这种情况下障碍物远大于传输波长。
- 绕射。电磁波围绕物体所发生的偏移，这种情况下障碍物和传输波长相当。
- 折射。电磁波从一种媒质进入另外一种媒质时发生的偏移。

通常，接收信号是多种传输模型的组合，发射信号会通过不同的路径到达接收机，我们把这种现象称为多径。由于不同路径到达的波束相位是随机的，叠加之后可能相互增强，也可能相互抵消，由此造成接收端信号的幅度变化，我们称为衰落。

2.1.3 路径损耗模型

因为信道是由多个路径组成，每个路径上包含大尺度衰落和小尺度衰落。大尺度衰落又称为阴影衰落，指与基站有相同距离的信道其衰落均值不同。大尺度衰落主要是由天线高度、周围建筑物等环境因素引起的。小尺度衰落主要是由于终端在小范围移动时引起的信道衰落变化，由周围反射物反射引起的。

1. 大尺度路径损耗模型

1) 自由空间传播

自由空间传播是指在理想的、均匀的、各向同性的介质中传播,电磁波不发生任何反射、折射、散射、绕射和吸收现象,只存在由电磁波能量扩散而引起的传播损耗。在自由空间中,接收的功率由下式确定,即

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi d)^2 L}$$

其中, p_r 为接收功率; P_t 为发射机输出功率; G_t 为发射天线的增益; G_r 为接收天线的增益; λ 为工作波长; d 是发射天线和接收天线之间的距离,单位为 km; L 是自由空间的传播损耗,与路径无关,如馈线损耗。

自由空间传播时传播损耗 $L = \frac{P_t}{P_r}$, 如果 G_t 和 G_r 为 1, 则自由空间传播损耗为

$$L = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2$$

从上面公式可以得到在自由传播的条件下,很小的发射功率就能提供一个较大的服务范围。

2) 两径传播模型

在移动通信系统中,如果基站和移动台距离地面都很低,地面的反射比较明显,两径模型是一个基本模型,其接收方功率如下。

$$P_r = \frac{h_t^2 h_r^2}{d^4} P_t G_t G_r$$

其中, h_t, h_r 分别为发射天线和接收天线的高度。当多径数目大于 2 时,无法使用上述公式计算出准确的接收功率,需要采用统计的方法获得。

2. 小尺度路径损耗模型

小尺度路径损耗的特点是变化快、频率扩展、时延扩展。主要的影响因素是多径、速度,包含收 / 发设备的移动速度以及景物的移动速度、信号带宽。

3. 多普勒频移

当移动体在 x 轴上以速度 v 移动时会引起多普勒(Doppler)频率漂移。用一个平面波表示稳定扩散事件,如图 2-1 所示。

多普勒频移与接收机移动速度之间的关系如下。

$$\frac{v \cos \theta}{c} = -\frac{f_d}{f_c}$$

即,多普勒频移为 $f_d = -\frac{f_c}{c} v \cos \theta$, 其中, v 是移动速度; f_c 是载波频率; c 是光速; θ 是移动方向和电磁波的夹角。

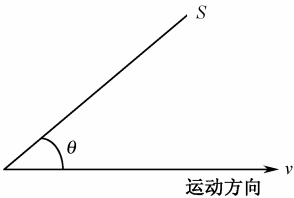


图 2-1 多普勒频移示意图

4. 瑞利衰落

瑞利 (Rayleigh) 衰落是指没有直射路径, 同相和正交为独立同分布的高斯信号, 由无穷多相位随机且相互独立的多径信号叠加而成, 其信号幅度近似瑞利分布, 故将这类衰落称为瑞利衰落。瑞利分布的概率密度函数如下。

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} & 0 \leq r \leq \infty \\ 0 & r < 0 \end{cases}$$

其中, σ 是接收信号的均方根; r 是接收信号幅度。

5. 莱斯衰落

当接收信号中有视距传播的直达波信号时, 视距信号成为主接收信号分量, 同时还有不同角度随机到达的多径分量叠加到这个主信号分量上, 这时的接收信号就呈现为莱斯 (Ricean) 分布。当主信号减弱到与其他信号分量的功率一样时, 混合信号又服从瑞利分布。莱斯分布的概率密度函数表示如下。

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{A^2}{\sigma^2}\right) & A \geq 0, 0 \leq r \leq \infty \\ 0 & r < 0 \end{cases}$$

其中, A 是主信号的峰值; r 是衰落信号的幅度; I 是贝塞尔函数。

2.1.4 衰落特性相关定义

通常用衰落率、电平通过率、平均衰落周期以及衰落持续时间等特征量来描述信道的衰落特性。

1. 衰落率和衰落深度

1) 衰落率

衰落率是指信号包络在单位时间内以正斜率通过中值电平的次数。即信号包络衰落的速率。衰落率与发射频率、移动台行进的速率和方向以及多径传播的路径数有关。当移动台行进的方向朝着或背着电波传播方向时衰落最快。平均衰落率可以用如下表达式表示, 即

$$A = \frac{v}{\lambda/2} = 1.85 \times 10^{-2} vf$$

其中, v 为运动速度, 单位为 km/h; f 是频率, 单位为 MHz; A 是平均衰落, 单位为 Hz; λ 是波长, 单位是 m。

2) 衰落深度

衰落深度是指信号的有效值与该次衰落信号的最小值的差值。

2. 电平通过率和衰落持续时间

1) 电平通过率

电平通过率是指信号包络在单位时间内以正斜率通过某一规定电平值 R 的平均次数，描述衰落次数的统计规律。衰落率是电平通过率的一个特例。电平通过率为

$$N(R) = \int_0^{\infty} r' p(R, r') dr'$$

其中， r' 为信号包络 r 对时间 t 的导数； $p(R, r')$ 是 R 和 r' 的联合概率密度函数。使用瑞利分布可以得到

$$N(R) = \sqrt{2\pi} f_d \rho e^{-\rho^2}$$

其中， f_d 为多普勒频移； $\rho = \frac{R}{\sqrt{2}\sigma}$ ， $\sqrt{2}\sigma$ 是信号平均功率的均方根。

2) 衰落持续时间

衰落持续时间是定义信号包络低于某个给定电平值的概率与该电平所对应的电平通过率之比。由于衰落是随机发生的，所以只能给出平均衰落的持续时间。

3. 平均衰落周期

低于确定电平 R 的平均衰落周期可以用如下公式得到

$$E(\tau_R) = \tau(R) = \frac{e^{\rho^2} - 1}{\sqrt{2\pi} f_d \rho}$$

2.1.5 噪声和干扰

一般来讲，噪声就是对有用信号造成干扰的电信号，是不希望得到的信号。这类信号有各种来源，包含自然的和人为的。下面将描述通常提到的噪声的概念以及来源。

1. 热噪声

热噪声可以看做温度在绝对零度之上时物体的一个基本特性。在温度高于绝对零度之上时导体中的电子处于不稳定状态，而且在所有方向上都是随机运动的。这些随机运动在长时间内在任意一个方向上都具有零平均速度，但是在短时间之内这些移动的零平均速度会出现统计波动，等效于出现电流，通常把这种波动称为热噪声。

2. 白噪声

白噪声是指功率谱密度在整个频域内均匀分布的噪声。白噪声是一种功率频谱密度为常数的随机信号或随机过程。换句话说，此信号在各个频段上的功率是一样的，由于白光是由各种频率（颜色）的单色光混合而成的，因而此信号的这种具有平坦功率谱的性质被称做“白色的”，此信号也因此被称做白噪声。相对地，其他不具有这一性质的噪声信号被称为有色噪声。理想的白噪声具有无限带宽，因而其能量为无限大，这在现实世界是不可能存在的。实际上，我们常常将有限带宽的平坦信号视为白噪声，因为这让我们在数学分析上更加方便。

然而，白噪声在数学处理上比较方便，因此它是系统分析的有力工具。一般只要一个噪声过程所具有的频谱宽度远远大于它所作用的系统带宽，并且在该带宽中其频谱密度基本上可以作为常数来考虑，就可以把它作为白噪声来处理。

3. 其他类型的噪声概念

(1) 接收机噪声：是由于接收机的电路特征引起的，通常用白噪声来建模。

(2) 天线噪声：是由局部环境的自然辐射造成的，其噪声分布取决于天线模式和高度。

(3) 人为噪声：是由电器设备和通信中无线电频率的谐波或脉冲噪声引起的，并且其影响随着信号频率的升高而降低。

(4) 多址噪声：是由与邻近信道使用相同的频率而产生的。

限于篇幅，关于信道以及传播的其他相关知识在此处不再展开，读者可以自行阅读相关文献加深理解。

2.2 数字信号处理

众所周知，信号在信道上传输时，由于信道传输特性以及信道噪声的影响，接收端接收到的信号不可避免地出现不同程度的错误。为了更好地恢复发送的数据信息，发送端和接收端对发送数据进行了一系列的处理。

发送端的处理一般包含如下过程。

- 加扰。
- 信源编码。
- 信道编码。
- 交织。
- 调制。

接收端的处理一般包含如下过程（发送端的逆过程）。

- 解调。
- 解交织。
- 信道译码。
- 信源译码。
- 解加扰。
- 信道估计和信道均衡。

2.2.1 加扰

在数字通信中，数字通信设备通常在从“0”到“1”的变换点提取定时信息，如果长时间出现“0”或“1”序列，将会使接收端跟踪电路带来困难，影响位同步的建立和保持，而且会在发送频谱中引起尖峰。为了避免这种数据给接收端造成的影响，发射端将使用加扰技术来改变数字信号的统计特性，使其具有白噪声的统计特性。加扰是以反馈移位寄存器序列为理论基础，使用伪随机序列有效地将输入序列搅乱，使输出的数字码元之间的相关性最小，输出一个 m 序列。

另外，加扰技术改变了信号的统计特性，在某种程度上也达到了通信加密的作用。

为了更好地使大家理解加扰的原理，可以通过下面的例子加深理解。例如，OFDM 系统数据域可以使用一个长度为 127 的帧同步扰码器完成加扰，帧同步加扰器使用如下多项式生成：

$$f(x)=x^7\oplus x^4\oplus 1$$

其原理图如图 2-2 所示， $\oplus$ 代表模 2 加法处理。

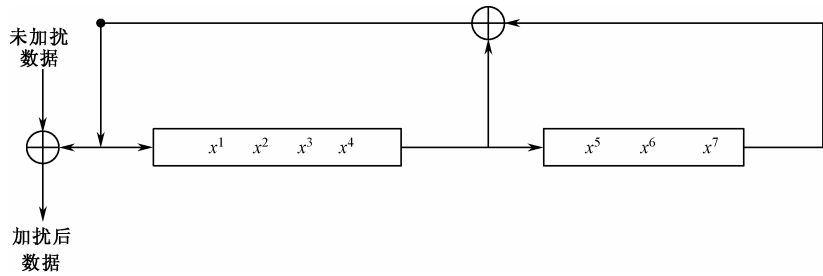


图 2-2 加扰原理示意图

接下来再看看同步加扰器和解扰器是如何完成数据的变换。设加扰器的输入序列为 $\{a_k\}$ ，解扰器的输入序列为 $\{b_k\}$ ，输出为 $\{c_k\}$ ，如图 2-3 所示。

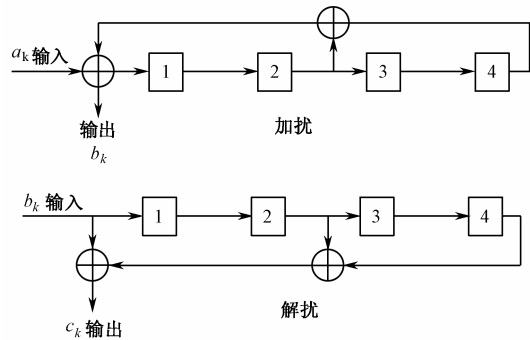


图 2-3 加、解扰示意图

很容易得到加扰器的输出为

$$b_k=a_k\oplus b_{k-2}\oplus b_{k-4}$$

解扰器的输出为： $c_k=b_k\oplus b_{k-2}\oplus b_{k-4}$ 。根据移位项处理 c_k 就是 a_k ，从而得到原始的发送序列。目前常用 m 序列以及 Zadoff-Chu（ZC）伪随机序列来完成加 / 解扰处理。

2.2.2 信源编码

众所周知，香农信息论重在解决两个问题，第一个是信源信号的高效编码，第二个是信号在信道中传输的可靠性，即有效性和可靠性问题。由于物理信息源产生的承载信息的信号会自然包含一定数量的冗余信息，传输这些冗余信息将会浪费发射功率和信道带宽。为了高效传输信号，在传输之前需要从承载信息中取出这些冗余信息，因此需要信源编码。

信源编码定理通常描述为：给定一个由一定数量的熵表征的离散无记忆信源，无失真信源编码方案的平均码字的长度以这个熵为上界。熵的概念是信源发送的每个符号平均信息量

的一个度量。同时信源编码器效率表示为

$$\eta = \frac{H(s)}{L}$$

其中， $H(s)$ 为信源的熵； L 是信源编码中每个符号所需的平均比特数。其中熵定义如下。

$$H(s) = \sum_{k=0}^{k-1} p_k \log_2 \left(\frac{1}{p_k} \right)$$

其中， p_k 是发送信源符号 s_k 的概率。关于对信源编码的深入理解读者可以查阅相关文献，此处不再过多展开。

2.2.3 信道编码

信道编码的目的是为了保证通信系统传输的可靠性，克服信道中的噪声和干扰。它是根据一定的规律在待发送的信息码元中加入一些监督码元。接收端可以利用这些监督码元与信息码之间的规律进行检错和纠错，从而提高了信息码元传输的可靠性。因此信道编码就是以加入最少的监督码元为代价，提高传输可靠性。常用的信道编码有线性分组编码、循环控制编码、卷积码以及 turbo 编码等。为了使读者更好地理解此部分内容，下面将讲解线性分组编码和卷积码的实现。

1. 线性分组编码

线性分组编码是一组固定长度的码组，可表示为 (n, k) 。监督码元被加到信息位之后，形成新的编码。在编码时 k 个信息位被编为 n 位的码组长度，其中 $m = (n - k)$ 个监督码元用于检错和纠错，如果使用 m 个监督位构造 m 个监督关系式来指示一位错误码在 n 中的可能位置，则需要满足公式： $2^m - 1 \geq n$ 。

为了更好地理解线性编码如何构造监督关系，在这里将引入一个例子。假设分组码中 $k=4$ ，为了纠正一位错误码，则 $m \geq 3$ 。假若 m 取值为 3，则 $n = 7$ 。我们这里使用 $a_6 a_5 a_4 a_3 a_2 a_1 a_0$ 来表示这 7 位码元，使用 E_1, E_2, E_3 表示三个监督关系的校正因子，同时 E_1, E_2, E_3 的值与错误码位置的对应关系规定如表 2-1 所示（也可以规定其他的对应关系）。

表 2-1 监督因子和错误码对应

E_1, E_2, E_3	错误位置
001	a_6
010	a_5
100	a_4
011	a_3
101	a_2
110	a_1
111	a_0
000	没有错误

从表中可以看出当有一位错误发生在 a_4, a_2, a_1, a_0 位置时， E_1 为 1，否则为 0。因此 a_4, a_2, a_1, a_0 四个码元构成了如下监督关系：

$$E_1 = a_4 \oplus a_2 \oplus a_1 \oplus a_0$$

其中， $\oplus$ 代表模 2 加法。

同理

$$E_2 = a_5 \oplus a_3 \oplus a_1 \oplus a_0$$

$$E_3 = a_6 \oplus a_3 \oplus a_2 \oplus a_0$$

在发送端将信息位放置 a_3, a_2, a_1 以及 a_0 位置上。 a_6, a_5, a_4 为监督位。如果编码没有错误要求监督因子 E_1, E_2, E_3 的值为零，因此根据移位项处理如上公式可以得到

$$a_4 \oplus a_2 \oplus a_1 \oplus a_0 = 0$$

$$a_5 \oplus a_3 \oplus a_1 \oplus a_0 = 0$$

$$a_6 \oplus a_3 \oplus a_2 \oplus a_0 = 0$$

从而得到监督位为

$$a_4 = a_2 \oplus a_1 \oplus a_0$$

$$a_5 = a_3 \oplus a_1 \oplus a_0$$

$$a_6 = a_3 \oplus a_2 \oplus a_0$$

按照如上所述可以得到监督码与信息位的对应关系，如表 2-2 所示。

表 2-2 监督码和信息位关系

信 息 位	监 督 码	信 息 位	监 督 码
a_3, a_2, a_1, a_0	a_6, a_5, a_4	a_3, a_2, a_1, a_0	a_6, a_5, a_4
0000	000	1000	110
0001	111	1001	001
0010	011	1010	101
0011	100	1011	010
0100	101	1100	011
0101	010	1101	100
0110	110	1110	000
0111	001	1111	111

接收端接收到每个码组信息后根据如上公式计算出 E_1, E_2, E_3 ，然后按照上表中对应关系判断错误位置。例如，接收到 1100000，则 $E_1 = 0, E_2 = 1, E_3 = 1$ ，则可以得知 a_3 位置有一位错误码。

2. 卷积编码

常用的卷积码处理也是分组的，但是它的监督码元不仅与信息码元本身相关，同时还与之前若干个组的信息码元有关，这种编码的纠错能力较强。根据需要可以设计不同卷积结构，但是编码规律都是相同的。一般由 M 个移位寄存器和 n 个模 2 加法器组成。一个 L 比特的消息序列生成一个长度为 $n(L + M)$ 的编码输出序列，因此卷积码的码率可以表示为

$$r = \frac{L}{n(L + M)} \text{ 比特/符号}$$

一般 $L \gg M$ ，因此上式卷积码的码率可以简化为： $r \approx \frac{1}{n}$ 比特 / 符号。在具有 M 级移位寄存器的编码器中，编码器的存储量为 M 个信息比特，为了进 / 出移位寄存器，一个信息比

特需要 $k = (M + 1)$ 个移位，我们将 k 称为编码器的约束长度。

连接卷积编码输入和输出的每个路径可以使用生成多项式来表达，定义为冲激响应的单位延迟变换，即可以使用生成序列 $(g_0^i, g_1^i, g_2^i, g_3^i, \dots, g_M^i)$ 表示第 i 条路径的冲激响应，其中 M 代表寄存器数目，根据编码器的连接，系数 $(g_0^i, g_1^i, g_2^i, g_3^i, \dots, g_M^i)$ 取值为 0 或 1。因此第 i 条路径的生成多项式定义为

$$g^i(D) = g_0^i D^0 + g_1^i D^1 + g_2^i D^2 + \dots + g_M^i D^M \quad i = 1, 2, \dots, n$$

其中， n 是模 2 加法器的数目， D 表示单位延迟。

同理，输入序列采用如下多项式表达：

$$m(D) = m_0 + m_1 D + m_2 D^2 + m_3 D^3 + \dots$$

其中， $m_0, m_1, m_2, m_3 \dots$ 为二进制输入序列（0 或 1）。

为了更好地理解卷积，举例讲解卷积的实现过程，图 2-4 所示为 $n = 2, k = 3$ 的卷积编码器。

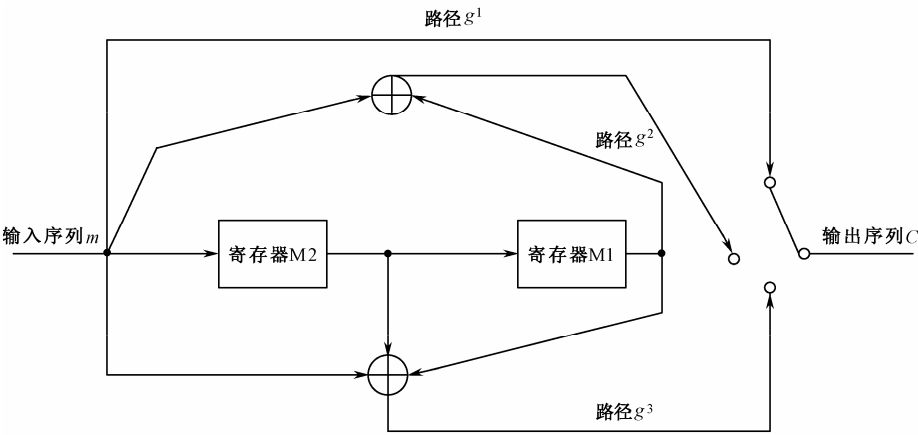


图 2-4 卷积编码器示意图

码率是 $1/2$ ，编码器每次输入一个比特，由于信息比特以另外一种形式发送，因此编码器生成的卷积码是非系统码。对应的生成路径的多项式定义如下。

$$\begin{aligned} g^1(D) &= 1 \\ g^2(D) &= 1 + D^2 \\ g^3(D) &= 1 + D + D^2 \end{aligned}$$

对于信息序列（10011），则输入序列 $m(D)$ 多项式为

$$m(D) = 1 + D^3 + D^4$$

对应的输出序列多项式为

$$\begin{aligned} C^1 &= g^1(D)m(D) = 1 + D^3 + D^4 \quad \text{对应的输出为 (1001100)。} \\ C^2 &= g^2(D)m(D) = 1 + D^2 + D^3 + D^4 + D^5 + D^6 \quad \text{对应的输出为 (1011111)。} \\ C^3 &= g^3(D)m(D) = D^6 + 2D^5 + 2D^4 + D^3 + D^2 + D + 1。 \end{aligned}$$

因为时域的卷积变换为 D 域的乘法，因此， C^3 的各项系数需要模 2 处理，故 C^3 为 $C^3 = g^3(D)m(D) = 1 + D + D^2 + D^3 + D^6$ 对应的输出为（1111001）。

为了方便观测，我们改变一下输出排列如下。

C^1	1	0	0	1	1	0	0
C^2	1	0	1	1	1	1	1
C^3	1	1	1	1	0	0	1
最后的编 码序列 C	111	001	011	111	110	010	011

通过上例，读者可以清晰地看到卷积的实现原理。另外，也可以使用八进制序列来表达卷积码的生成序列，具体如下。

$$g^1(D) = 1 - - > g^1 = (100) = (4)_8$$
$$g^2(D) = 1 + D^2 - - > g^2 = (101) = (5)_8$$
$$g^3(D) = 1 + D + D^2 - - > g^3 = (111) = (7)_8$$

故卷积码为 (4, 5, 7)。读者也可以参考相关文献的描述来理解卷积编码，此处不再一一描述。

2.2.4 交织

在通信信道上，由于出现持续较长的深衰落谷点，影响到连续一串的码元信息，这样会导致比特差错经常是成串发生。然而，信道编码仅在检测和校正单个差错和不太长的差错串时才有效。为了解决这一问题，希望能找到把一条消息码元中连续比特分散开的方法，即一条消息中的连续比特以打散方式被发送。这样，在传输过程中即使发生了成串差错，恢复比特串的消息时，差错也就变成单个（或长度很短），这时再用信道编码纠错功能纠正差错，恢复原来的消息。这种方法就是交织技术。概括地说，交织就是把码字的 b 个比特分散到 n 个帧中，以改变比特间的邻近关系，因此， n 值越大传输特性越好，但传输时延也越大，所以在实际使用中必须作折中考虑。

由于接收到的比特顺序与信息源发送时的顺序是不相同，因此交织必然引入延时。通信系统中规定了系统所能容忍的最大延时，因此也限制了所使用的交织器的交织深度。通常使用的交织器有三种类型：块交织、卷积交织和随机交织。

1. 块交织

块交织器适合对一组比特进行交织，块交织器的处理是数据以列的方式从信道编码器写入 $N \times L$ (N 是行数， L 是列数) 的矩形阵列，按照行的方式读出数据。在接收端的解交织执行相反的处理，数据以行写入，以列读出。块交织器的写入和读出结构如图 2-5 所示。

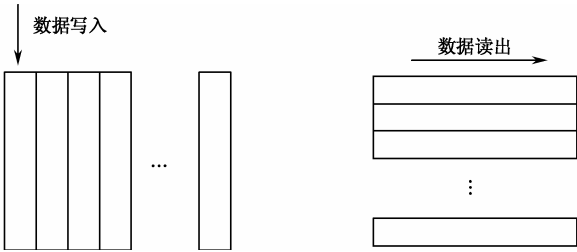


图 2-5 块交织示意图

读者可以按照上述原则自行推导如下实例。

原始 序列	A				B				C				D			
	A1	A2	A3	A4	B1	B2	B3	B4	C1	C2	C3	C4	D1	D2	D3	D4

交织 序列	1				2				3				4			
	A1	B1	C1	D1	A2	B2	C2	D2	A3	B3	C3	D3	A4	B4	C4	D4

解交织 序列	A				B				C				D			
	A1	A2	A3	A4	B1	B2	B3	B4	C1	C2	C3	C4	D1	D2	D3	D4

2. 卷积交织

卷积交织器适合对连续比特流进行交织。可以把交织器看做一个 $N \times L$ 卷积交织器。在发射端将需要进行交织的编码比特序列排成含有 L 个比特的码组，每个码组使用两个输入和输出同步转换器，编码比特被连续地移入和移出由 N 个寄存器构成的寄存器组中，卷积交织器具体结构如图 2-6 所示。

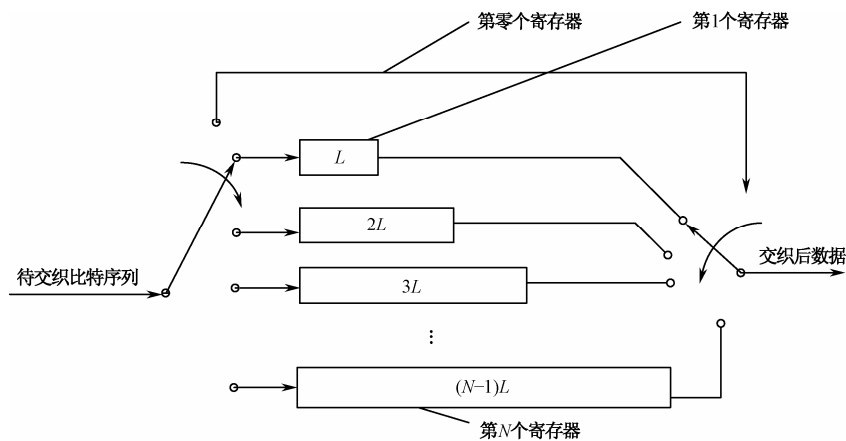


图 2-6 卷积交织示意图

卷积交织器具有如下特点：

- 第零个移位寄存器不能存储数据，直接将输入的编码符号发送出去。
- 相邻的移位寄存器提供比前一个寄存器多 L 个符号的存储容量。
- 每个移位寄存器被逐一访问。每输入一个新的编码符号，转换器将移到一个新的移位寄存器，当完成第 $N-1$ 个寄存器的处理后，转换器再回到第零个寄存器，重复进行。

卷积解交织器的原理和卷积交织器类似，只是移位寄存器的顺序和交织寄存器顺序相反。具体如图 2-7 所示。

3. 随机交织

随机交织器中， N 个输入比特的数据块按照接收的顺序写入交织器，但是以随机的方式读出。输入比特的排列由均匀分布过程确定，同时随机交织器是一个伪随机的操作。限于篇幅随机交织不再展开讲解。

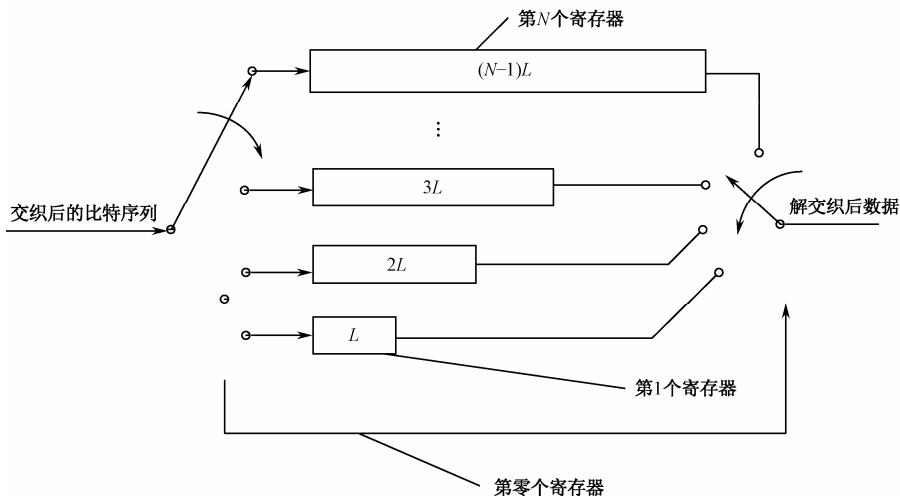


图 2-7 卷积解交织器

2.2.5 调制

调制就是根据承载信息的信号来改变载波的某些特征的过程。承载信息的信号称为调制信号，在调制过程中输出的信号称为已调信号。表述如下。

- 根据调制器的输入信号和输出信号是否满足叠加原理，调制过程分为：线性调制和非线性调制。
- 根据消息信号 $m(t)$ 是由信息的模拟源还是数字源激励来划分，调制过程分为：模拟调制和数字调制。
- 此外还可以分为幅度调制和角度调制，如果载波的幅度 A_c 随着信号 $m(t)$ 线性变化，则调制过程为幅度调制。角度调制又细分为频率调制（FM）和相位调制（PM）。在调制过程中如果载波频率 f_c 随着消息信号 $m(t)$ 线性变化则称为频率调制。如果载波相位 θ 随着信号 $m(t)$ 线性变化则称为相位调制。

常用的调制方式有 BPSK、QPSK、16QAM 和 64QAM 等。下面以 QAM 为例介绍调制的实现原理。QAM（Quadrature Amplitude Modulation，正交幅度调制）与其他调制技术相比，能提高频谱效率，且具有抗噪声能力强等特点。在 QAM 调制中，数据信号由相互正交的两个载波的幅度变化表示。QAM 调制是一种矢量调制，将输入的比特按照格雷码方式映射到一个复平面上，形成复数调制符号，然后将该符号的 I 、 Q 分量采用幅度调制，分别调制在时域相互正交的两个载波 $\cos(\omega_0 t)$ 和 $\sin(\omega_0 t)$ 上。即表示为： $s(t) = I\cos(\omega_0 t) - Q\sin(\omega_0 t)$ ，原理图如图 2-8 所示。

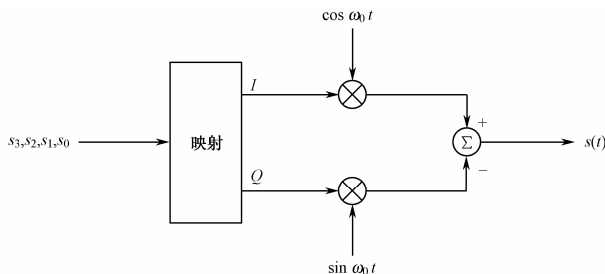


图 2-8 调制示意图

例如，16QAM 调制就是把输入的比特分成 4 个一组，对应的星座图如图 2-9 所示。

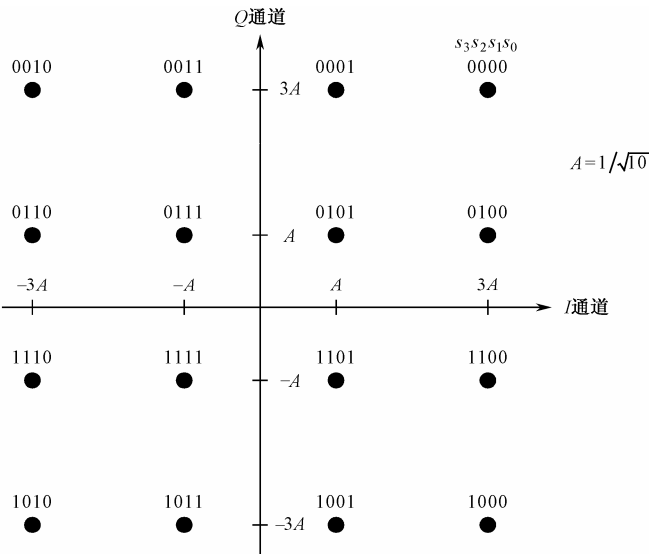


图 2-9 16QAM 星座图

16QAM 对应的格雷码如表 2-3 所示。

表 2-3 16QAM 对应的格雷码

十进制数	自然二进制数	格雷码
0	0000	0000
1	0001	0001
2	0010	0011
3	0011	0010
4	0100	0110
5	0101	0111
6	0110	0101
7	0111	0100
8	1000	1100
9	1001	1101
10	1010	1111
11	1011	1110
12	1100	1010
13	1101	1011
14	1110	1001
15	1111	1000

通过上述描述可知，如果使用 16QAM 调制（1111），只需按照格雷码映射后得到 I/Q 数据（3，-3），然后再乘以 $1/\sqrt{10}$ 进行功率归一化，这样就得到了调制后的 I/Q 值。 I/Q 数据分别进行 A/D 变换得到两路模拟电平信号，再与 $\cos(\omega_0 t)$ 和 $-\sin(\omega_0 t)$ 相乘，进而实现了调整。这种调制技术的可靠性通过相邻星座点之间最小距离来衡量，最小距离越大，抗干扰能力越强。

2.2.6 信道估计与均衡

1. 信道估计的概念

信道估计的目的是估计出信道的时域或频域响应，对接收的数据进行校正和恢复。无线通信系统的性能很大程度上受到无线信道的影响，如阴影衰落和频率选择性衰落等，使得发射机和接收机之间的传播路径非常复杂。无线信道并不像有线信道固定并可预见，而是具有很大的随机性，这就对接收机的设计提出了很大的挑战，信道估计的精度将直接影响整个系统的性能。为了能在接收端准确地恢复发射端的发送信号，人们采用各种措施来降低多径效应对传输信号的影响。信道的阶数、多普勒频移和多径时延或者信道的冲激响应等参数都是影响信道估计性能的重要因素。

2. 信道估计的分类

信道估计算法从输入数据的类型角度可以划分为时域和频域两大类方法。

- 频域方法主要针对多载波系统。
- 时域方法适用于单载波和多载波系统，借助于参考信号或发送数据的统计特性，估计衰落信道中各多径分量的衰落系数。

从信道估计算法验证信息的角度，可分为以下三类：

(1) 基于参考信号的估计。该类算法按一定估计准则确定待估计参数，或者按某些准则进行逐步跟踪和调整待估参数的估计值。其特点是需要借助参考信号，即导频或训练序列。

- 基于导频符号的信道估计适用于连续传输的系统。通过在发送的有用数据中插入已知的导频符号，可以得到导频位置的信道估计结果；接着利用导频位置的信道估计结果，通过内插得到有用数据位置的信道估计结果，完成信道估计。
- 基于训练序列的信道估计算法适用于突发传输方式的系统。通过发送已知的训练序列，在接收端进行初始的信道估计，当发送有用的信息数据时，利用初始的信道估计结果进行一个判决更新，完成实时的信道估计。

(2) 盲估计。是利用调制信号本身固有的与具体承载信息比特无关的一些特征，或是采用判决反馈的方法来进行信道估计的方法。

(3) 半盲估计。半盲估计是结合盲估计与基于训练序列估计的优点来进行信道估计的方法。一般来讲，通过设计训练序列或在数据中周期性地插入导频符号来进行估计的方法比较常用。而盲估计和半盲估计算法无需或者需要较短的训练序列，频谱效率高。但是一般盲估计和半盲估计方法的计算复杂度较高，且可能出现相位模糊（基于子空间的方法）、误差传播（如判决反馈类方法）、收敛慢或陷入局部极小等问题，需要较长的观察数据，这在一定程度上限制了它们的实用性。

3. 信道估计的方法

常用差分检测和相干检测来完成信道的估计。差分检测主要是比较相邻两个信号的相位和幅度的差值。相干检测要求接收机内获得所有子载波上的参考相位和幅值，从而可以无误

地恢复原始数据比特。差分检测比较适合传输速率较低的系统。对于传输速率以及频谱效率较高的系统使用相干检测比较合适。

4. 信道均衡的概念

信道均衡技术（Channel Equalization）是指为了提高衰落信道中的通信系统的传输性能而采取的一种抗衰落措施。它主要是为了消除或者是减弱宽带通信时的多径时延带来的码间串扰（ISI）问题。其原理是对信道或整个传输系统特性进行补偿。根据信道恒参或变参特性以及数据速率大小不同，信道均衡有多种方式。大体上分为两大类：线性与非线性均衡。对于带通信道的均衡较为困难，一般都是待接收端解调后在基带进行均衡，因此基带均衡技术具有广泛应用。

5. 频域信道估计与均衡实现

以基于训练序列的信道估计为例，长训练符号的频域信道估计与均衡方法如下。

$$R_{RLTS} = (R_{1LTS} + R_{2LTS}) / 2$$

$$\hat{H} = R_{RLTS} / L_{LTS}$$

$$\hat{R} = R / \hat{H}$$

其中，

R_{1LTS} 和 R_{2LTS} 为接收到的第一个和第二个长训练符号； L_{LTS} 是标准的长训练符号； R_{RLTS} 是两个训练符号的平均值； $\hat{H}$ 是信道频域响应的估计值； R 是接收到的符号； $\hat{R}$ 是信道均衡后的符号。

通过本章的介绍，读者对无线通信处理过程有了相对清晰的理解，以此为基础可以更好地理解后续章节内容。

2.3 OFDM 技术

2.3.1 OFDM 技术概述

1. OFDM 的发展历程

OFDM（Orthogonal Frequency Division Multiplexing）即正交频分复用技术，实际上是 MCM（Multi-Carrier Modulation）多载波调制的一种。而多载波通信系统就是将一个高速的数据流分成若干个子数据流，然后将这些低速的数据流调制到相应的子载波上去，从而构成一个由多路低速数据并行传输的系统。在传统的多载波通信系统中，整个系统频带被划分为若干个互相分离的子信道（载波）。载波之间有一定的保护间隔，接收端通过滤波器把各个子信道分离之后接收所需信息。这样虽然可以避免不同信道互相干扰，但却以牺牲频率利用率为代价。而且当子信道数量很大的时候，大量分离各子信道信号的滤波器的设置就成了几乎不可能的事情。20 世纪五六十年代，提出了频带混叠的多载波通信方案，选择相互之间正交的载波频率作为子载波，这就是 OFDM 技术。通俗地讲，OFDM 是一种特殊的多载波通信方案，将单个用户的数据流被串 / 并变换为多个低速率码流，每个码流都用一个子载波发送。

同时这种“正交”表示的是载波频率间精确的数学关系，不用带通滤波器来分隔子载波，而是通过快速傅里叶变换（FFT）来选用那些即便混叠也能够保持正交的波形，因此 OFDM 可以充分利用信道带宽，且避免使用高速均衡和抗突发噪声差错。

虽然 OFDM 在 20 世纪中期就被提出，但是由于傅里叶变换设备的复杂度，发射机和接收机振荡器的稳定性以及射频功率放大器的线性要求因素都限制了 OFDM 技术的进一步推广。直到 20 世纪 80 年代大规模集成电路和 DSP 技术的发展使 FFT 技术的实现不再是瓶颈，人们才研究如何将 OFDM 技术应用于高速 Modem 和数字移动通信领域。进入 20 世纪 90 年代以来，OFDM 技术的研究深入到无线调频信道上的宽带数据传输。目前 OFDM 技术已经被广泛应用于广播式的音频、视频领域和民用通信系统，主要的应用包括：非对称的数字用户环路（ADSL）、ETSI 标准的数字音频广播（DAB）、数字视频广播（DVB）、高清晰度电视（HDTV）、无线局域网（WLAN）等。在研究 OFDM 技术之前我们可以先了解一下 OFDM 系统结构图，如图 2-10 所示，从整体上了解 OFDM 系统的结构。

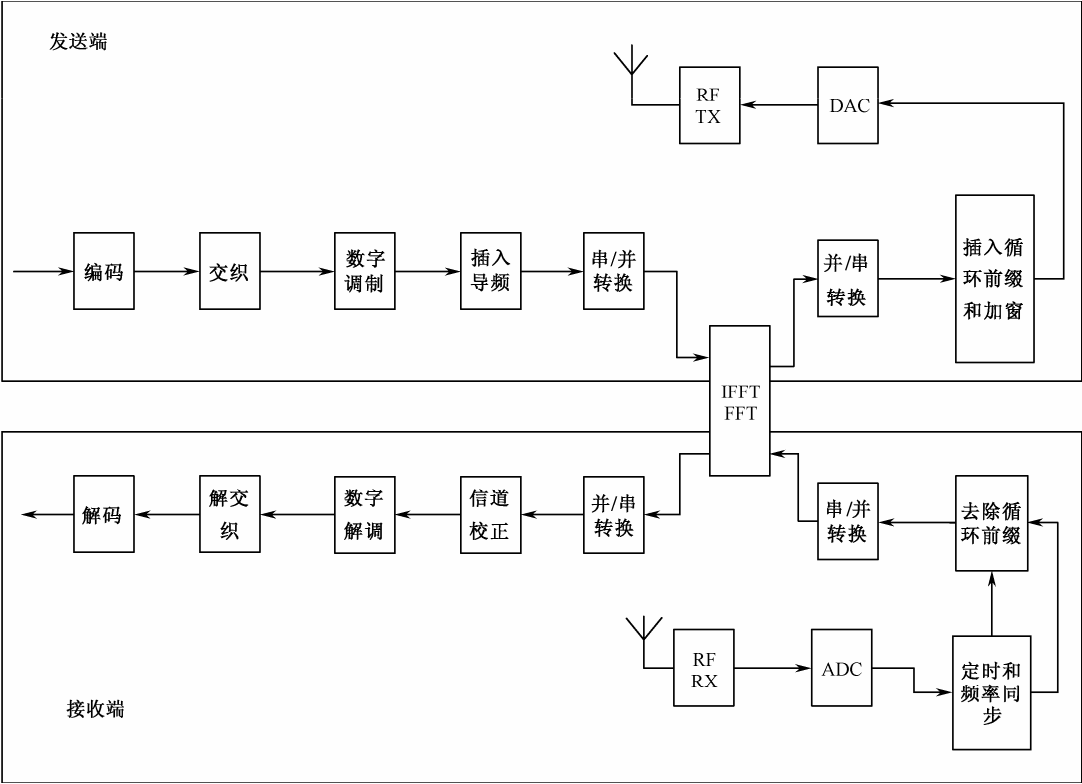


图 2-10 OFDM 系统结构图

关于系统框图中的数字处理部分在之前的章节中已经讲解了，此处不再描述，仅补充描述一下串 / 并转换的相关知识。由于数据传输的典型形式是串行数据流，符号被连续传输，每一个数据符号的频谱可以占据整个可以使用的带宽。在并行数据传输系统中，许多符号被同时传输，减少了那些串行传输系统中出现的问题。在 OFDM 系统中每个传输符号速率范围是几十比特/秒至几千比特/秒。所以必须进行串 / 并变换，将输入串行比特转换为可以传输的 OFDM 符号。接收端则执行相反的过程。

2. OFDM 数学基础

OFDM 技术是以傅里叶变换为基础的技术，为了使读者更好地理解 OFDM 技术，有必要理解傅里叶分析的相关知识。掌握其数学模型，便于理解其原理，使单纯的数学公式和 OFDM 调制技术融合在一起。为了避免枯燥，本章节运用由浅入深的方法向你展现傅里叶变换的技术魅力。

1) 傅里叶变换基础知识

(1) 波的合成与分解

为了能够更好地理解后续的知识，我们先从日常的现象入手了解一下自然现象。在平时的生活中通常会遇到一些周而复始的运动，例如内燃机的活塞往返运动、人体脉搏跳动等，这些都是周期运动。而周期运动可以使用简谐运动来描述，简谐运动可以用正弦函数 $y = A\sin(\omega t + \varphi)$ 和余弦函数 $y = A\cos(\omega t + \varphi)$ 表示， A 是振幅， $\omega t + \varphi$ 为相位， φ 为初相位。同时该正弦、余弦函数的周期 $T = \frac{2\pi}{\omega}$ ，频率 $f = \frac{1}{T} = \frac{\omega}{2\pi}$ ，频率单位为赫兹 (Hz)。

下面我们来观察两个频率分别为 f 和 $3f$ 的谐波，其中频率为 f 的简谐振动为基波，而频率为 $3f$ 的简谐振动为三次谐波，如图 2-11 所示。

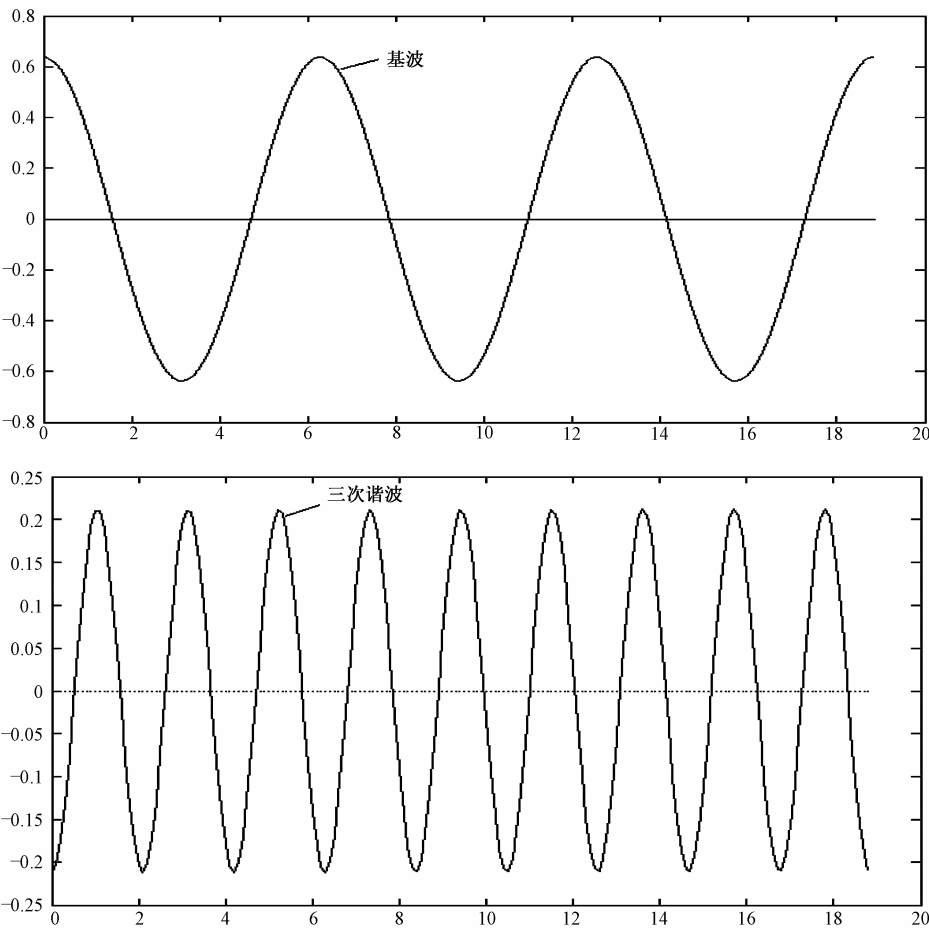


图 2-11 一次和三次简谐振动示意图

图 2-11 中横坐标为时间，纵坐标为振幅，该坐标系称为时域坐标系，其上描述的函数为时域函数。下面我们再观察一下上述两个简谐振动波的合成图，具体如图 2-12 所示。

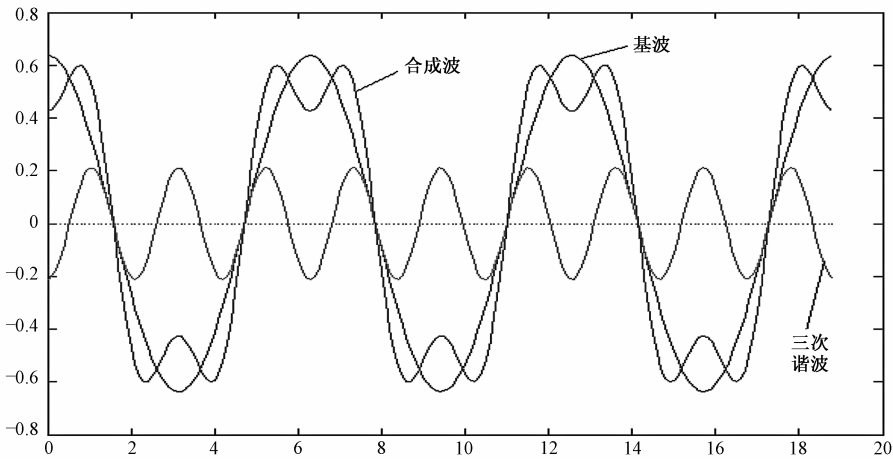


图 2-12 简谐振动合成图

从合成图中可以看出合成振动波不是简谐振动波，但是仍然是周期振动，并且合成振动的周期和基波相同。因此，得到一个一般规律，即合成振动的周期和频率与最低分振动相同。从这个例子可以看出，几个简谐振动可以合成一个较为复杂的周期振动。反之我们可以将一个复杂的周期振动分解为几个简谐振动，使复杂问题简单化。同时大量的实验表明复杂的周期振动分解的简谐振动的频率之间成整数倍关系。我们再看看图 2-12 中基波和三次谐波的频率幅度图的表示（见图 2-13）。该图中横坐标是频率，纵坐标为振幅，这种坐标系称为频域坐标系，其上描述的函数为频域函数。

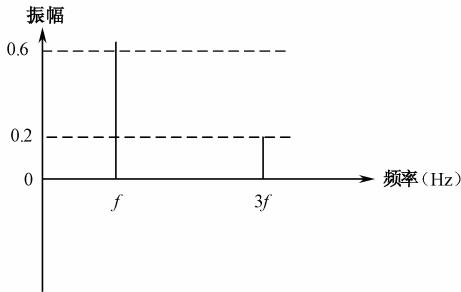


图 2-13 频幅图

另外，对于余弦波和正弦波，我们还可以确定相对于零时间基准点的位置，这个位置由相位图确定，由于相位在时域上有多个值，我们通常在相位图中表示距离零时间基准点最近的正峰值出现的位置。例如正弦函数 $y = \sin(x)$ 距离正峰值的第一个位置的相位是零基准点后的 $\frac{1}{4}$ 周期处，即 $\frac{\pi}{2}$ 处，同时约定如果正峰值在零基准点之后出现则称正弦波延迟，相位为负值，否则相反，具体如图 2-14 所示。

从图 2-11 和图 2-12 的描述可以得知，利用时域和频域可以得到简谐振动的特征，我们可以选择时域函数和频域函数来研究此问题，进而需要完成时域函数与频域函数的转换，本章节中讨论的傅里叶分析正是完成时域、频域相互转换的利器。我们将时域变为频域的过程

称为傅里叶变换，将频域转换为时域的过程称为傅里叶逆变换。接下来将进一步探索傅里叶分析的原理。

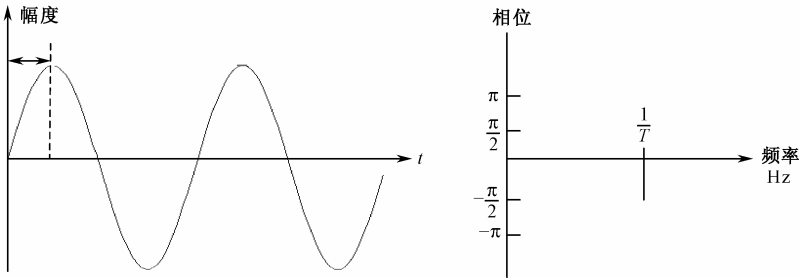


图 2-14 幅相示意图

(2) 傅里叶级数

从上一节我们得知，简谐振动是最简单的周期振动，可以用正弦函数 $y = A \sin(\omega t + \varphi)$ 表示。同时可以将非正弦的周期运动看作是许多不同频率的简谐振动的叠加，这种方法通常被称为谐波分析，其常用表达式如下。

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \tag{2-1}$$

其中， A_0 ， A_n ， $\varphi_n (n=0,1,2,3,\cdots)$ 为整数； A_0 为 $f(t)$ 的直流分量； $f(t) = A_1 \sin(\omega t + \varphi_1)$ 称为一次谐波（基波）； $f(t) = A_2 \sin(2\omega t + \varphi_2)$ ， $f(t) = A_3 \sin(3\omega t + \varphi_3)$ ，……依次被称为二次谐波，三次谐波等。为了讨论方便，我们可以把 $A_n \sin(n\omega t + \varphi_n)$ 进行三角公式变换得到

$$A_n \sin(n\omega t + \varphi_n) = A_n \sin(\varphi_n) \cos(n\omega t) + A_n \cos(\varphi_n) \sin(n\omega t)$$

令 $\frac{a_0}{2} = A_0$ ， $a_n = A_n \sin(\varphi_n)$ ， $b_n = A_n \cos(\varphi_n)$ ，则式（2-1）可以改写为

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \tag{2-2}$$

其中， $a_0, a_n, b_n (n=0,1,2,3,\cdots)$ 都为整数。一般情况下我们称型如式（2-2）的函数为三角级数。那么如何得到 a_0, a_n, b_n ？在解答这个求解之前我们再来回顾一下三角函数系及其关系。所谓三角函数系就是：

$$1, \cos x, \sin x, \cos 2x, \sin 2x, \cdots, \cos nx, \sin nx, \cdots \tag{2-3}$$

这些函数在区间 $[-\pi, \pi]$ 上正交，也就是指式（2-3）中任何两个不同的函数的乘积在区间 $[-\pi, \pi]$ 上的积分为零，即

$$\begin{aligned} \int_{-\pi}^{\pi} \cos nx dx &= 0 \quad (n=1,2,3,\cdots) \\ \int_{-\pi}^{\pi} \sin nx dx &= 0 \quad (n=1,2,3,\cdots) \\ \int_{-\pi}^{\pi} \cos kx \cos nx dx &= 0 \quad (k,n=1,2,3,\cdots, k \neq n) \\ \int_{-\pi}^{\pi} \sin kx \sin nx dx &= 0 \quad (k,n=1,2,3,\cdots, k \neq n) \end{aligned} \tag{2-4}$$

以上等式可以采用定积分来验证，下面使用三角积化和差来验证一个等式，有

$$\cos kx \cos nx = \frac{1}{2} [\cos(k+n)x + \cos(k-n)x]$$

当 $k \neq n$ 时,

$$\begin{aligned}\int_{-\pi}^{\pi} \cos kx \cos nx dx &= \int_{-\pi}^{\pi} \frac{1}{2} [\cos(k+n)x + \cos(k-n)x] dx \\&= \frac{1}{2} \left[\frac{\sin(k+n)x}{k+n} + \frac{\sin(k-n)x}{k-n} \right]_{-\pi}^{\pi} \\&= 0 \quad (k, n = 1, 2, 3, \dots, k \neq n)\end{aligned}$$

其他等式请读者自行验证一下。在三角函数系中, 任何两个相同函数的乘积在区间 $[-\pi, \pi]$ 上的积分不等于零, 即

$$\begin{aligned}\int_{-\pi}^{\pi} 1 dx &= 2\pi, \int_{-\pi}^{\pi} \cos nx \cos nx dx = \pi, \int_{-\pi}^{\pi} \sin nx \sin nx dx = \pi \\(n &= 1, 2, 3, \dots)\end{aligned}$$

有了上面的结论, 我们看看如何求解 a_0, a_n, b_n 。为了描述一般性, 我们将使用在区间 $[-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}]$ 求解各值。先看看如何求解 a_0 , 我们可以直接对式 (2-2) 两端作 $[-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}]$ 区间的积分, 有

$$\begin{aligned}\int_{-T/2}^{T/2} f(t) dt &= \int_{-T/2}^{T/2} \left[\frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \right] dt \\&= \frac{a_0}{2} \int_{-T/2}^{T/2} dt + \int_{-T/2}^{T/2} \left[\sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \right] dt \\&= \frac{a_0 T}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\int_{-T/2}^{T/2} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) dt \right] \quad (2-5) \\&= \frac{a_0 T}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\int_{-T/2}^{T/2} (a_n \cos n\omega t) dt + \int_{-T/2}^{T/2} (b_n \sin n\omega t) dt \right] \\&= \frac{a_0 T}{2}\end{aligned}$$

根据三角函数正交的特点, 可以得到 $a_0 = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) dt$, 接下来再看看如何得到 a_n ? 在

式 (2-2) 两端同时乘以 $\cos k\omega t$, 在 $[-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}]$ 区间进行积分。具体过程如下。

$$\begin{aligned}\int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cos k\omega t dt &= \int_{-T/2}^{T/2} \left[\frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \right] \cos k\omega t dt \\&= \frac{a_0}{2} \int_{-T/2}^{T/2} \cos k\omega t dt + \int_{-T/2}^{T/2} \left[\sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \right] \cos k\omega t dt \\&= \frac{a_0}{2} \int_{-T/2}^{T/2} \cos k\omega t dt + \int_{-T/2}^{T/2} \left[\sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t \cos k\omega t + b_n \sin n\omega t \cos k\omega t) \right] dt \\&= \frac{a_0}{2} \int_{-T/2}^{T/2} \cos k\omega t dt + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\int_{-T/2}^{T/2} (a_n \cos n\omega t \cos k\omega t + b_n \sin n\omega t \cos k\omega t) dt \right] \\&= \frac{a_0}{2} \int_{-T/2}^{T/2} \cos k\omega t dt + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\int_{-T/2}^{T/2} (a_n \cos n\omega t \cos k\omega t) dt + \int_{-T/2}^{T/2} (b_n \sin n\omega t \cos k\omega t) dt \right] \\&= \frac{a_0}{2} \int_{-T/2}^{T/2} \cos k\omega t dt + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\int_{-T/2}^{T/2} (a_n \cos n\omega t \cos k\omega t) dt \right] + \sum_{k=1}^{\infty} \left[\int_{-T/2}^{T/2} (b_n \sin n\omega t \cos k\omega t) dt \right]\end{aligned}$$

由三角函数系以及余弦函数的对称性，可以得知，上式中的等号右边的第一项和最后一项为零，第二项除了 $k=n$ 之外的所有项积分结果也为零，因此上式进一步简化为：

$$\begin{aligned}
 \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cos k\omega t dt &= \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cos n\omega t dt = \int_{-T/2}^{T/2} (a_n \cos n\omega t \cos n\omega t) dt \\
 &= \int_{-T/2}^{T/2} (a_n \cos^2 n\omega t) dt \\
 &= \int_{-T/2}^{T/2} \frac{a_n}{2} (1 + \cos 2n\omega t) dt \\
 &= \frac{a_n}{2} \int_{-T/2}^{T/2} (1 + \cos 2n\omega t) dt \quad (2-6) \\
 &= \frac{a_n}{2} \left[\int_{-T/2}^{T/2} 1 dt + \int_{-T/2}^{T/2} \cos 2n\omega t dt \right] \\
 &= \frac{a_n}{2} \left[T + \int_{-T/2}^{T/2} \cos 2n\omega t dt \right] \\
 &= \frac{a_n T}{2} + \frac{a_n}{2} \int_{-T/2}^{T/2} \cos 2n\omega t dt
 \end{aligned}$$

由三角函数系得知，在式 (2-6) 中， $\frac{a_n}{2} \int_{-T/2}^{T/2} \cos 2n\omega t dt = 0$ ，因此得到如下结论：

$$\int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cos n\omega t dt = \frac{a_n T}{2}$$

所以， $a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cos n\omega t dt$ ，使用类似方法在式 (2-2) 两端乘以 $\sin k\omega t$ ，在 $[-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}]$ 区间进行积分，可以得到 $b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \sin n\omega t dt$ 。

讲述了很多数学公式，为了防止大家分散精力，在这里小结一下：对于满足狄利克莱收敛定理的周期为 T 的函数 $f(t)$ 都可以使用如下傅里叶级数表示。

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)]$$

其中， a_0, a_n, b_n 为傅里叶系数，且系数可以使用如下公式获取，即

$$\begin{aligned}
 a_0 &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) dt \quad (\text{是 } a_n \text{ 的一种特例}) \\
 a_n &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cos n\omega t dt \quad (n=0, 1, 2, 3, \dots) \\
 b_n &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \sin n\omega t dt \quad (n=1, 2, 3, \dots)
 \end{aligned}$$

其中， $T = \frac{2\pi}{\omega}$ 。

我们再来看看欧拉公式与上面公式的关系，首先看看欧拉公式的表示，有

$$\begin{aligned}
 \cos \omega t &= \frac{1}{2} (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) \\
 \sin \omega t &= \frac{1}{2j} (e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}) = -\frac{j}{2} (e^{j\omega t} - e^{-j\omega t})
 \end{aligned}$$

我们不妨看看，如果把欧拉公式的表示带入傅里叶级数将会得到什么样的结果？有

$$\begin{aligned}
f(t) &= \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \\
&= \frac{a_0}{2} + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} [a_n (e^{jn\omega t} + e^{-jn\omega t}) - jb_n (e^{jn\omega t} - e^{-jn\omega t})] \\
&= \frac{a_0}{2} + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} [(a_n - jb_n) e^{jn\omega t} + (a_n + jb_n) e^{-jn\omega t}] \\
&= \frac{a_0}{2} + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} [(a_n - jb_n) e^{jn\omega t}] + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} [(a_n + jb_n) e^{-jn\omega t}] \\
&= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{a_n}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1}{2} (a_n - jb_n) e^{jn\omega t} \right] + \sum_{n=-1}^{-\infty} \left[\frac{1}{2} (a_{-n} + jb_{-n}) e^{jn\omega t} \right] \\
&= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_n e^{jn\omega t}
\end{aligned} \tag{2-7}$$

这个就是傅里叶级数的指数表达式，其中，

$$c_n = \begin{cases} \frac{a_0}{2}, & n=0 \\ \frac{1}{2}(a_n - jb_n), & n=1, 2, \dots \\ \frac{1}{2}(a_{-n} + jb_{-n}), & n=-1, -2, \dots \end{cases}$$

如果把 a_n, b_n 代入上式，可以得到如下结果。

$$\begin{aligned}
c_{-n} &= \frac{a_n + jb_n}{2} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) e^{jn\omega t} dt \quad (n=1, 2, 3, \dots), \\
c_n &= \frac{a_n - jb_n}{2} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) e^{-jn\omega t} dt \quad (n=1, 2, 3, \dots)
\end{aligned}$$

可以整合表示如下。

$$c_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) e^{-jn\omega t} dt \quad (n=0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots)$$

上面我们一直讨论周期振动的傅里叶级数问题，那么对于非周期振动能否可以使用类似的方式表达呢，我们不妨看看如何实现。任何一个非周期振动 $x(t)$ 都可以看成是由某个周期函数 $x_T(t)$ ，当其周期 T 趋于无穷大时转化而来的。对于非周期振动的傅里叶分析的推导，此处不再展开，直接给出如下结论。有

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt \tag{2-8}$$

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X(\omega) e^{j\omega t} d\omega \tag{2-9}$$

其中， $X(\omega)$ 为频域函数， $x(t)$ 为时域函数，式 (2-8) 为傅里叶变换，式 (2-9) 为傅里叶逆变换。描述了很多数学的知识，也许读者会产生疑问，傅里叶级数和傅里叶变换到底有什么作用？为了避免读者少走弯路，在此处小结一下。

- 对于周期振动或周期波，我们可以使用傅里叶级数展开得到时域 / 频域特性。
- 对于非周期振动或非周期波，我们可以使用傅里叶变换得到时域 / 频域转换。

有了这个结论，对理解 OFDM 技术非常重要。

2) 离散傅里叶变换

随着工程实践的需要,大家对频域分析越来越重视,频域分析的工作量很大,计算机的快速发展提升了频域分析的效率,但是计算机无法对连续的信号进行处理,只能处理有限的离散数据。为了能够利用计算机进行傅里叶变换和傅里叶级数的计算,需要对连续的信号进行采样获取一系列离散数据,然后再对离散数据进行傅里叶变换。

对于连续信号/函数如何进行采样?采样的样本多少合适?这就涉及到对连续信号/函数的开窗处理,也就是对研究的对象设置一个时间窗口,只分析时间窗内的样本数据,这就是所谓的开窗处理。我们再看看如何取样?通常使用等距离取样,并且取样的频率至少是研究信号频率的2倍,即一个周期内至少取两个样本,这样才能避免失真。理解上面的概念对于离散数据如何完成傅里叶分析呢?接下来我们了解一下离散傅里叶(DFT)分析方法。对于离散数据的傅里叶分析,其离散傅里叶变换公式如下。

$$X_d(k\Delta f) = \Delta t \sum_{n=0}^{N-1} x(n\Delta t) e^{-j2\pi k \Delta f \pi \Delta t} \quad (2-10)$$

通过该公式可以将时域样本变化为频域样本。离散傅里叶逆变换公式如下。

$$x(n\Delta t) = \Delta f \sum_{k=0}^{N-1} X_d(k\Delta f) e^{j2\pi k \Delta f \Delta t} \quad (2-11)$$

利用这个公式可以将频域样本转换为时域样本。

上面两个公式的各个参数的含义具体如下。

N 为样本的数目。

Δt 是两个相邻样本之间的时间间隔。

$n\Delta t$ 是窗函数的长度。

Δf 是频域样本的间隔,且 $\Delta f = \frac{1}{N\Delta t}$ 。

n 是时间样本点的序号, ($n = 0, 1, 2, \dots, N-1$)。

k 是频域样本点的序号, ($k = 0, 1, 2, \dots, N-1$)。

$x(n\Delta t)$ 是时间样本集合。

$X_d(k\Delta f)$ 是通过对 $x(n\Delta t)$ 的离散傅里叶变换获得的傅里叶系数的集合。

使用离散傅里叶变换可以提高傅里叶分析的速度,但是如果样本数据量大,那么采用离散傅里叶分析的工作量也是相当庞大的。如果样本数目为 N ,使用 DFT 来求任意一个频率分量则需要进行 N^2 次运算。

3) 快速傅里叶变换

为了能够减少傅里叶分析的运算量,业界提出了快速傅里叶变换(FFT),其逆变换为IFFT。如果样本数目为 N ,使用 FFT 只需要进行 $N \log_2 N$ 次运算就可以完成傅里叶分析,可见 FFT 运算量远小于 DFT 的运算量。FFT 是将长序列的复数运算变为短序列的复数运算,即将时间序列或频谱序列分成若干小组进行 DFT 运算。关于傅里叶变换的问题在前面几个小节中我们进行了介绍,通过以上的介绍使读者可以对傅里叶变换的由来以及原理加深理解。我们不妨做个小结。

- 傅里叶级数用来将连续周期信号由时域变换成频域。
- 傅里叶积分(傅里叶变换)是将连续但是非周期函数由时域变换为频域。
- 傅里叶分析需要对研究的信号进行开窗后再进行相应的变换。

- 对开窗后的数据取样得到一系列的离散信号，并应用 DFT 进行变换。
- 由于 DFT 的数据运算量较大，通常使用 FFT 完成傅里叶分析。

2.3.2 OFDM 原理

1. OFDM 系统发送 / 接收数学模型

在介绍 OFDM 知识之前，我们先来回顾一下信号的概念。众所周知，信号是指携带有信息的随时间或其他变量变化的物理现象或物理量。数学上可以将信号表示为一个或多个自变量函数，同时还可以使用图形等描述，并且可以根据信号随时间变化的快慢、延时来分析信号的时间特性，从信号包含的频率分量的振幅大小以及相位关系来分析信号的频域特性。另外，信号从不同角度可以分为周期信号和非周期信号等。

通过对傅里叶分析方法的原理掌握，可以使用傅里叶分析方法对信号进行频域特性分析。可以将一个周期信号使用傅里叶级数展开，并获得各个分量的振幅、相位以及频率，并将这些关系表示为频谱图、相位图等。实际上傅里叶级数展开式中的系数就是信号的频谱。另外，还可以使用复数形式表示信号。

下面我们来研究一下 OFDM 的原理，OFDM 是多载波调制（MCM）技术的一种，其思想是把数据流进行串 / 并变换为 N 路速率较低的子数据流，用子数据流分别调制 N 路子载波后再传输。由于子数据流的速率为原来的 $1/N$ ，即可以理解为符号周期扩大为原来的 N 倍，远大于信道的最大延迟，把宽的频率选择性信道划分为 N 个均衡和较为简单的窄带平坦衰落信道，从而具有较强的抗多径衰落和抗脉冲干扰能力。同时 OFDM 使用时域相互正交的子载波方式，子载波之间可以相互混叠，但是在接收端仍然可以被分离出来，大大提高了频谱的利用率。

为了能够更为直观地理解 OFDM 实现，请参见图 2-15 所示的 OFDM 的发送 / 接收原理图（假设信号分解的基波频率为 ω_0 ），有 n 个子载波，每个子载波包含正弦和余弦两个载波，每个载波上承载 a_n, b_n 两个数据。

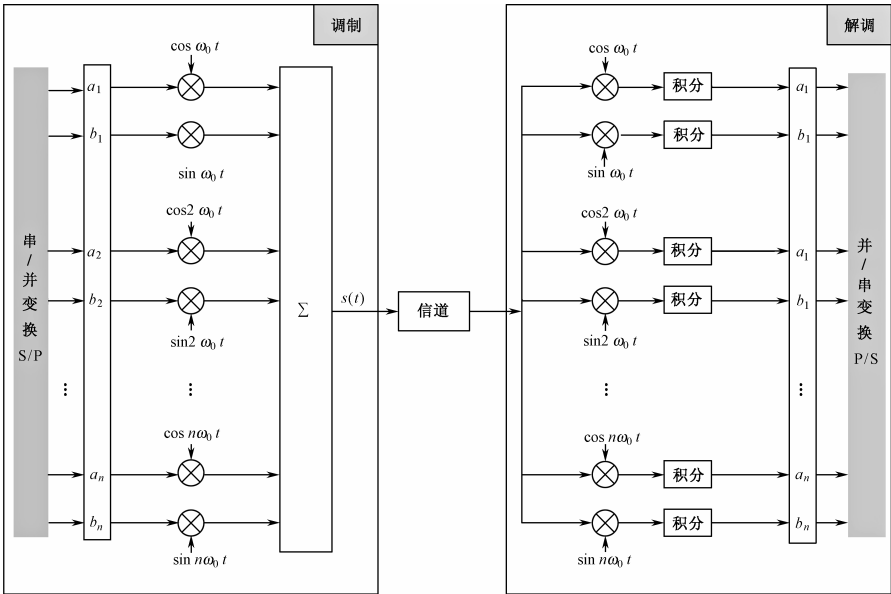


图 2-15 OFDM 调制和解调

则发送端最终发出的信号为

$$s(t) = \sum_{k=1}^n (a_k \cos k\omega_0 t + b_k \sin k\omega_0 t)$$

在接收端，为了得到 a_k 需要将接收到的 $s(t)$ 乘以 $\cos k\omega_0 t$ 并在 $\left[-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}\right]$ 区间进行积分，其求

解过程与前面推导傅里叶系数的方法相同。OFDM 本身就是傅里叶级数展开的一个应用，在发送端，使用待发送的数据去调制相互正交的一系列子载波（正、余弦信号），再合成一个信号发送出去（实际上待发送的数据就是傅里叶系数）。到了接收端，只要计算出傅里叶系数就可以得到承载在各子载波上的数据。我们再来看看使用复数运算如何实现上述 OFDM 调制和解调过程，如图 2-16 所示。

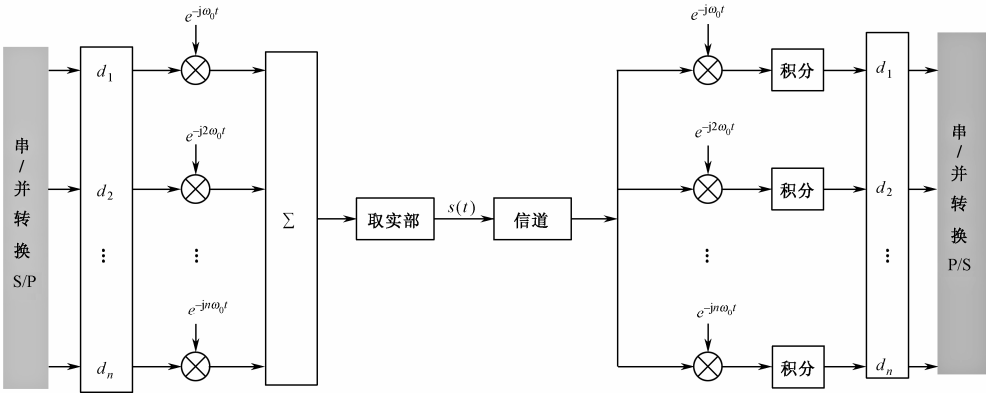


图 2-16 OFDM 调制和解调原理图（采用复数运算）

其中， $d_k = a_k + jb_k$ ，调制后发送信号为

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{k=1}^n (d_k e^{jk\omega_0 t}) \right\} = \sum_{k=1}^n (a_k \cos k\omega_0 t - b_k \sin k\omega_0 t)$$

注意信号本身就是实数，复数只是一种表达方式，我们看看在接收端的解调过程。

$$\begin{aligned} & \int_{-T/2}^{T/2} s(t) e^{-jm\omega_0 t} dt \\ &= \int_{-T/2}^{T/2} \sum_{k=1}^n (a_k \cos k\omega_0 t - b_k \sin k\omega_0 t) e^{-jm\omega_0 t} dt \\ &= \int_{-T/2}^{T/2} \sum_{k=1}^n (a_k \cos k\omega_0 t - b_k \sin k\omega_0 t) (\cos m\omega_0 t - j \sin m\omega_0 t) dt \\ &= \int_{-T/2}^{T/2} \sum_{k=1}^n [(a_k \cos k\omega_0 t \cos m\omega_0 t - b_k \sin k\omega_0 t \cos m\omega_0 t) + j(b_k \sin k\omega_0 t \sin m\omega_0 t - a_k \sin m\omega_0 t \cos k\omega_0 t)] dt \\ &= \sum_{k=1}^n \int_{-T/2}^{T/2} [(a_k \cos k\omega_0 t \cos m\omega_0 t - b_k \sin k\omega_0 t \cos m\omega_0 t) + j(b_k \sin k\omega_0 t \sin m\omega_0 t - a_k \sin m\omega_0 t \cos k\omega_0 t)] dt \\ &= \sum_{k=1}^n \left[\int_{-T/2}^{T/2} (a_k \cos k\omega_0 t \cos m\omega_0 t - b_k \sin k\omega_0 t \cos m\omega_0 t) dt + j \int_{-T/2}^{T/2} (b_k \sin k\omega_0 t \sin m\omega_0 t - a_k \sin m\omega_0 t \cos k\omega_0 t) dt \right] \\ &= \int_{-T/2}^{T/2} (a_m \cos m\omega_0 t \cos m\omega_0 t) dt + j \int_{-T/2}^{T/2} (b_m \sin m\omega_0 t \sin m\omega_0 t) dt \\ &= \int_{-T/2}^{T/2} \frac{a_m}{2} (1 + \cos 2m\omega_0 t) dt + j \int_{-T/2}^{T/2} \frac{b_m}{2} (1 - \cos 2m\omega_0 t) dt \\ &= \frac{a_m T}{2} + j \frac{b_m T}{2} \\ &= \frac{T}{2} (a_m + jb_m) \end{aligned}$$

通过简化上式可以得到

$$d_m = a_m + jb_m = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) e^{-jm\omega_0 t} dt$$

这个结果和我们之前推导的复数实现傅里叶级数展开时求解的系数完全相同。可见傅里叶变换就是 OFDM 的理论基础，OFDM 是傅里叶变换的一种工程应用。

2. OFDM 系统 IDFT/DFT 的应用

傅里叶变换将时域与频域联系在一起，选择何种形式的傅里叶变换由实际情况决定。大多数信号处理使用离散傅里叶变换（DFT），关于 DFT 的原理在之前章节中已经介绍。通过 OFDM 的发送 / 接收模型我们已经了解了 OFDM 系统的调制和解调过程。接下来我们来学习一下 OFDM 中 IDFT/DFT 的应用。

设有 N 个子载波频率，则在第 i 个码元间隔内多载波已调信号可以表示成

$$S_i(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_i(k, t) e^{j2\pi f_k t} \quad (2-12)$$

其中， $X_i(k, t)$ 是信号在第 i 个码元间隔内所携带的信息，它决定了信号的幅度和相位，一般情况下它们是只与码元标号有关的复常数，它们携带了待传输的信息。 f_k 是第 k 个子载波的频率。例如，若第 k 个子载波采用 QPSK 调制时，采用 $4/\pi$ 方式的星座，当第 k 个码元为“00”时，根据码元和星座的映射关系可以知道， $X_i(k, t) = \frac{\sqrt{2}(1+j)}{2}$ 。为叙述方便，在只需研究一

个多载波信号码元的时候，常常省略码元标号；而当子载波采用普通（没有采用波形形成）的 QAM 或 MPSK 调制时， $X_i(k, t)$ 与 t 无关，从而将 $X_i(k, t)$ 简写成 $X(k)$ ，从而式（2-12）可以简化为

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi f_k t} \quad (2-13)$$

这个调制实现非常明显地使用了 IDFT 过程。多载波传输系统的调制都可以利用 IDFT 实现。

接下来再看看接收端对信号的解调。我们对接收信号（暂不考虑噪声和失真的影响）以 f_s 抽样率进行抽样，利用 DFT 对抽样信号进行解调。利用 N 点的 DFT 可以计算出信号的第 k 个频谱分量，有

$$S(k\Delta f) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n/f_s) e^{-j2\pi nk/N}$$

其中，

$S(k\Delta f)$ 是第 k 个频谱分量。

$s(n/f_s) (n = 0, 1, 2, \dots, N-1)$ 是抽样信号。

$\Delta f = \frac{f_s}{N}$ 是 DFT 的分辨率。

根据上述分析可以看到，OFDM 系统的调制和解调可以分别由 IDFT/DFT 来代替。通过 N 点 IDFT 运算，把频域数据符号变换为时域数据符号，经过射频载波调制之后，发送到无线信道中。其中每一个 IDFT 输出的数据符号都是由所有子载波信号经过叠加而生成的。

在 OFDM 系统的实际应用中，由于 DFT 运算量较大，我们可以采用更加快捷的快速傅里叶变换（FFT）来完成这些计算。同时在 OFDM 处理中为了大家掌握以上知识，在接下来

的章节中我们将会重点介绍 OFDM 的关键技术以及 OFDM 的注意事项。

3. OFDM 关键技术

OFDM 是一种无线环境下的高速传输技术。无线信道的频率响应曲线大多是非平坦的，而 OFDM 技术的主要思想就是在频域内将给定信道分成许多正交子信道，在每个子信道上使用一个子载波进行调制，并且各子载波并行传输。这样，尽管总的信道是非平坦的，具有频率选择性，但是每个子信道是相对平坦的，在每个子信道上进行的是窄带传输，信号带宽小于信道的相应带宽，因此，可以大大消除信号波形间的干扰。由于在 OFDM 系统中各个子信道的载波相互正交，它们的频谱是相互重叠的，这样不但减小了子载波间的相互干扰，同时又提高了频谱利用率。为了使 OFDM 系统达到预期的理想效果，有如下几个关键技术需要读者理解。

1) 保护间隔与循环前缀

在无线衰落信道中，多径的影响导致接收信号产生时延扩展，因此一个码元的波形可能扩展到其他码元的周期中，从而引进了符号间干扰 (ISI)，这也是导致传输性能下降的主要原因。OFDM 系统中较低的码元速率对于多径传播产生的 ISI 有一定的抑制作用，但是为了能够最大程度地消除 ISI，在相邻的 OFDM 符号之间插入了保护间隔 (Guard Interval, GI)。只要保护间隔的长度 T_g 大于无线信道的最大时延扩展 $\tau_{\max}$ ，那么一个符号的多径分量就不会对下一个符号造成干扰。保护间隔可以不插入任何信号，仅传输一段空闲时段。但是在这种情况下多径效应会使每个 OFDM 符号不仅包含所有子载波的信号，而且还包含了子载波信号的时延信息，导致子载波之间的干扰 (ICI)，同时子载波之间的正交性遭到破坏。总之，在多径的情况下空闲保护间隔会导致子载波间干扰 (ICI)，具体如图 2-17 所示。

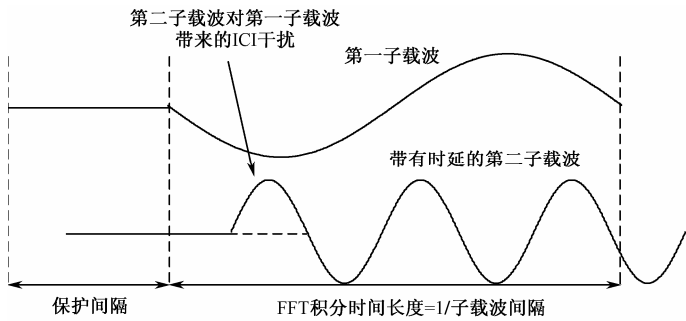


图 2-17 ICI 干扰示意图

从图 2-17 中可以看到，在 FFT 运算时间内，无时延的第一子载波信号与有时延的第二子载波信号之间的周期个数之差不是整数关系，当接收机对第一子载波进行解调时，第二子载波的时延信号会对第一子载波造成干扰。同样，当接收机对第二子载波进行解调时，也会存在来自第一子载波的干扰。因此，空白保护间隔可以消除符号间干扰 (ISI)，但不能消除子载波间干扰 (ICI)。

为了消除由于多径所造成的 ICI，OFDM 符号需要在其保护间隔内填入循环前缀 (Cyclic Prefix, CP)，就是将每个 OFDM 符号的后 T_g 个时间样点复制到 OFDM 符号的保护间隔中，作为循环前缀 (CP)，如图 2-18 所示。

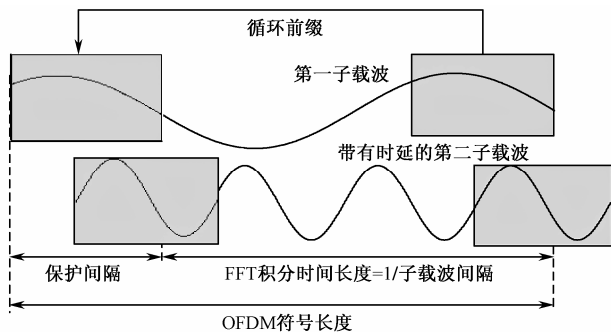


图 2-18 CP 处理示意图

这样就可以保证在 FFT 周期内，OFDM 符号的延时副本内所包含的波形的周期个数也是整数，子载波的正交性就不会被破坏，不会产生 ICI。同时 CP 长度大于信道的最大时延，可以最大限度地消除 ISI。在接收端，首先将接收符号开始的宽度为 T_g 的 CP 部分丢弃，用 FFT 对各个子载波信息流进行解调，转换为串行数据流然后通过解调和译码恢复信号。另外，增加了循环前缀会带来能量的损失，CP 越长能量损失越大，一般保护间隔占 OFDM 符号的五分之一。

2) 同步技术

在 OFDM 系统中，由于码元宽度相对较宽，所以系统对定时偏移不是很敏感，ISI 得到了很好的抑制。但由于子载波的间隔小，所以对频率偏移比较敏感，因此在 OFDM 系统中，子载波同步就是要求发送端和接收端使用相同的频率。任何的频率偏差都会引起子载波间干扰，同时还会引起相位噪声。实际的振荡器不能在一个精确的频率上产生子载波，而是使子载波在一个随机的相位上抖动调制，导致频率不是一个常量，从而接收端出现 ICI。对于单载波系统，载波频率的偏差会对接收信号造成一定的衰减和相位旋转，这可以通过均衡等方法加以克服。但是对于多载波系统来讲，载波频率的偏差会导致子信道之间出现干扰，对于子载波之间要求严格同步的正交频分复用系统来讲，载波的频率偏差会带来更加严重的影响。因此在 OFDM 信号解调之前必须找到 OFDM 符号的边界和最佳的采样时刻，使码间干扰 (ISI) 和载波间干扰 (ICI) 最小。

OFDM 系统包含三种同步：载波同步、符号同步和样值同步。这三种同步在 OFDM 系统中的位置如图 2-19 所示。

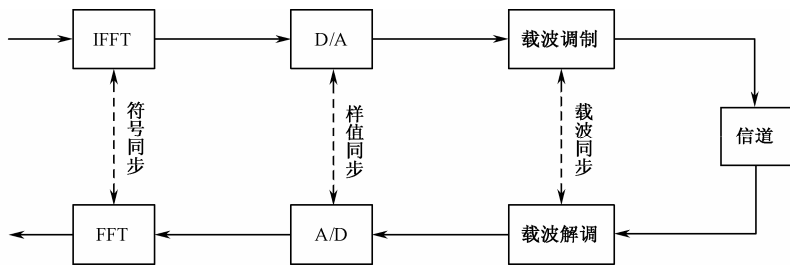


图 2-19 同步示意图

(1) 载波同步：当采用同步解调和相干检测时，接收端需要提供一个与发射端调制载波同频同相的相干载波。通常使用时域方法和频域方法来估算频偏。时域方法是运行于接收时域信号的数据辅助的最大似然算法；频域方法可以使用 DFT 处理完成频率偏差估算。为了加深理解，我们以时域方法为例分析一下频率偏差的获取。假设发送信号为 x_n ，则调制后的数

据为 $y_n = x_n e^{j2\pi f_i n T_s}$ ，其中 f_i 是发送载波的频率， T_s 为采样周期。接收端忽略瞬时噪声，接收到的复基带信号为

$$r_n = x_n e^{j2\pi f_i n T_s} e^{-j2\pi f_r n T_s} = x_n e^{j2\pi (f_i - f_r) n T_s}$$

那么发送端和接收端的频差为 $\Delta f = f_i - f_r$ 。

(2) 符号同步：是使接收端得到与发送端周期相同的符号序列，并确定每个符号的起始时刻（即确定准确的 FFT 窗位置），从而实现同步和帧同步。虽然 OFDM 系统对符号定时同步的要求相对宽松，但在多径的环境下，任何符号定时的变化都会增加系统对时延扩展的敏感程度。符号定时同步误差不仅会使接收信号的幅度和相位发生畸变，还会引入符号间干扰 ISI，严重影响系统性能。在 OFDM 系统中，OFDM 信号是以符号形式处理，为了能正确地进行解调，接收端首先必须进行定时估计。符号定时同步的实质就是确定出 OFDM 符号的起始位置，以便能正确地进行 FFT 并解调数据。

(3) 样值同步：就是要求发送端和接收端的采样频率一致。由于估计误差、噪声干扰、发射端晶体振荡器的漂移，接收端采样时钟不可能毫无误差地跟踪发射端晶体振荡器的变化，采样点总会稍慢或稍快于发射端时钟，因此产生采样时钟频率偏移。这种误差量常常可以被忽略，实际上对于子载波数目很大的系统，采样时钟频率偏移会造成两方面的影响：一是产生时变的定时偏差，导致接收机必须要跟踪时变的相位变化；二是采样时钟频率的偏移就意味着 FFT 周期有偏差，因此经过采样的子载波之间不再保持正交性，从而产生 ICI。在利用同步采样的 OFDM 系统中，可以从接收到符号星座点的相位旋转中得到瞬时的采样定时偏差，数字锁相环利用这一信息去控制压控振荡器，以确定采样时刻，这样就可以保证接收机和发射机之间的采样定时偏差的均值为零。

由于同步是 OFDM 技术中的一个难点，很多 OFDM 同步算法，主要是针对循环扩展和特殊的训练序列以及导频信号来进行。上述三种同步并不是孤立的，它们之间互相影响，所以一般都是将这几种同步综合起来考虑，实际系统中同步的实现一般可分两步走：第一步是捕获阶段，即进行粗同步，使得需同步的参量在一个较小的范围内变化。第二步是跟踪阶段，即进行细同步以进一步减小同步误差使得同步尽可能精确。

3) 信道估计技术

关于信道估计的概念以及分类在前面的章节已经描述，此处不再过多描述，仅简单回顾一下。无线通信系统的性能主要受到无线信道的影响。无线信道的随机性导致接收信号的幅度、相位和频率失真，很难进行分析。为了恢复出原始数据流，接收端必须先进行信道估计，获得子载波上的参考相位和幅值。信道估计的准确性直接影响到整个 OFDM 系统的性能。常见的信道估计方法有两类：基于导频信息的信道估计和基于循环前缀的盲信道估计。在 OFDM 系统中，信道估计器的设计主要有两个关键问题：一是导频信息的选择，由于无线信道的时变特性，需要接收机不断对信道进行跟踪，因此导频信息也必须不断地传送；二是对既有较低复杂度又有良好导频跟踪能力的信道估计器进行设计，在确定导频发送方式和信道估计准则条件下，寻找最佳的信道估计器结构。差分检测和相干检测是常用的方法。

接收端使用差分检测时不需要信道估计，但仍需要一些导频信号提供初始的相位参考，差分检测可以降低系统的复杂度和导频的数量，但却损失了信噪比。尤其是在 OFDM 系统中，系统对频偏比较敏感，所以一般使用相干检测。

在系统采用相干检测时，信道估计是必须的。此时可以使用训练序列和导频作为辅助信息，训练序列通常用在非时变信道中，在时变信道中一般使用导频信号。在 OFDM 系统中，

导频信号是时频二维的。为了提高估计的精度，可以插入连续导频和分散导频，导频的数量是估计精度和系统复杂度的折中。导频信号之间的间隔取决于信道的相干时间和相干带宽，在时域上，导频的间隔应小于相干时间；在频域上，导频的间隔应小于相干带宽。但实际中，导频模式的设计要根据具体情况而定，导频信号的功率也可以适当大一些。

4) 峰均功率比（PAPR）控制

一个 OFDM 由多个独立且经过调制的子载波信号相加而成。在某些时刻如果多个子载波在同一个方向进行累加，就会产生比较大的峰均功率，由此带来峰均功率比（PAPR）。对于包含 N 个子信道的 OFDM 系统来讲，当 N 个子载波信号都以相同的相位求和时，所得到的信号的峰值功率就会是平均功率的 N 倍，因而基带信号的峰均比高达 N 。

PAPR 越大，OFDM 发射机输出信号的瞬时值的波动就越大。由于一般的功率放大器都不是线性的，而且其动态范围也是有限的，所以这些部件的非线性就会对动态范围较大的信号产生非线性失真，引起子载波间的干扰和带外辐射，从而导致整个系统性能的下降。因此 PAPR 较大是 OFDM 系统所面临的一个重要问题，传统的解决方法是采用大动态范围的线性放大器或者对非线性放大器的工作点进行补偿。但缺点是功率放大器的效率会大大降低，绝大部分能量都将转化为热能被浪费掉。目前降低 PAR 的方法主要有三种。

(1) 信号预畸变技术

信号预畸变技术就是非线性地处理在峰值功率附近的信号幅度，从而降低峰值功率。例如限幅、峰值加窗和峰值消除技术。信号预畸变技术是最简单、最直接降低 OFDM 系统内 PAPR 的方法。在信号被送到放大器之前，首先经过非线性处理，对有较大峰值功率的信号进行预畸变，使其不会超出放大器的动态变化范围，从而避免较大 PAPR 的出现。最常用的信号预畸变技术包括限幅滤波法和压缩扩展法。

① 限幅滤波法

在信号被送到放大器之前，首先经过非线性处理，对有较大峰值功率的信号进行限幅处理，使其不会超出放大器的动态变化范围，限幅示意图如图 2-20 所示。

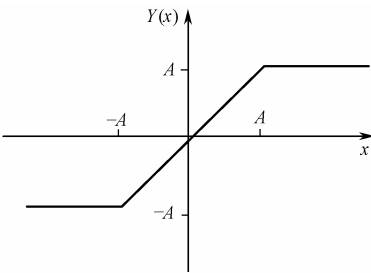


图 2-20 限幅示意图

其中， x 为限幅前的信号幅度， $Y(x)$ 为限幅后的信号幅度。限幅使得信号幅度限制在 A 内。在 OFDM 信号中，由于较大峰值出现的概率非常小，因此，限幅是一种非常直接和有效的降低峰均比的技术。信号经过非线性部件之前进行限幅，就可以使峰值信号低于所期望的最大电平值。虽然非常简单，但它会给 OFDM 系统带来其他的问题：首先，对 OFDM 符号幅度进行畸变，会对系统造成自身干扰，从而导致系统的 BER 性能降低。其次，OFDM 信号的非线性畸变会导致带外辐射功率值的增加。

② 压缩扩展法

压缩扩展法是一种通过非均匀量化降低信号峰均比的方法，即在发射端对信号进行非均

匀量化压缩，将幅值较大的信号进行压缩，而将幅值较小的信号进行扩大，以降低 PAPR，并且保持传输信号的平均功率不变。通常典型的压扩传输函数有 4 种：线性传输函数、分段性传输函数、非线性传输函数、非线性准对称传输函数。

(2) 编码类技术

编码类技术避免使用出现较大峰值功率的前向纠错编码的码字。编码类技术限制用于传输的信号码字集合，只有那些幅度峰值低于最大幅值的码字才能被选择用于传输，从而完全避开了信号峰值，这类技术为线性过程。因此，不会出现限幅类技术带来的那种限幅噪声。

(3) 加扰技术

OFDM 系统中出现较大峰值功率的原因是多个子载波信号的叠加，如果使用多个序列表示同一组信息的传输，则在给定的 PAPR 门限条件下，可以选择一组用于传输，这样就会减少峰值功率信号出现的概率。

5) 调制解调方式

一般来说，无线系统中频谱效率可以通过采用 16QAM（正交幅度调制）、64QAM 乃至更高阶的调制方式得到提高，而且一个好的通信系统应该在频谱效率和误码率之间获得最佳平衡。在 OFDM 系统中，每条链路都可以独立调制，因而该系统不论在上行还是在下行链路上都可以容易地同时容纳多种混合调制方式。这就引入了“自适应调制”的概念。它增加了系统的灵活性，例如，在信道好的条件下终端可以采用较高阶的如 64QAM 调制以获得最大频谱效率，而在信道条件变差时可以选择 QPSK（四相移相键控）调制等低阶调制来确保信噪比。这样，系统就可以在频谱利用率和误码率之间取得最佳平衡。

6) 信道编码和交织技术

在 OFDM 系统中，由于码间串扰不是很严重，所以随机误码得到了一定的限制，但对于突发误码，信道编码和交织技术还是必须的。由于 OFDM 信号具有时域和频域的二维结构特点，因此信道编码可以很好地利用此特点，得到更好的纠错性能。此时通过合理设计时域和频域的交织器，就可以很好地对抗突发错误和人为干扰。因此，在 OFDM 系统中信道编码和交织器结构要根据 OFDM 信号的特点来设计，编码的码率和交织器的长度与 OFDM 系统的参数密切相关。

7) 加窗技术

在分析 OFDM 加窗技术之前，我们先回忆一下功率谱密度的概念。功率谱密度是一种概率统计方法，是针对功率有限信号（能量有限信号）的分析，是单位频带上信号功率随信号频率分布的情况。在数学上信号功率谱密度就是信号自相关函数的傅里叶变换。关于数学推导过程在这里就不展开了。通常 OFDM 系统的功率谱密度图如图 2-21 所示。

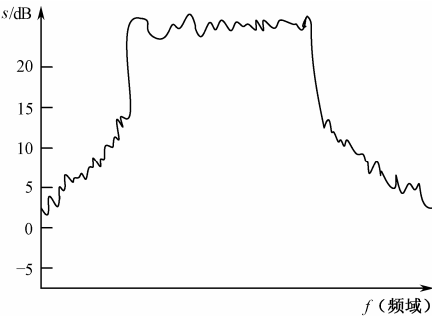


图 2-21 未进行加窗处理时功率谱密度图

从图中得知，OFDM 信号的功率谱密度其带外功率谱密度衰减比较慢，即带外辐射比较大。为了使带外的功率谱密度下降更快，则需要对 OFDM 信号采用“加窗”技术。对 OFDM 符号“加窗”使信号周期边缘的幅度值逐渐过渡到零。根据卷积的原理，时域相乘等于频域的卷积，故加窗之后的 OFDM 信号的频谱等于原来 OFDM 信号频谱与窗函数的频谱卷积，因此带外频谱特性主要是由两者之间频谱密度较大的信号决定的，也就是由加入的窗函数决定的。选则窗函数的原则是：频谱特性比较好，而且非恒定信号幅度部分不能过长，避免对更多个时域采样信号造成影响。通常采用的窗类型是余弦函数，其定义如下。

$$w(t)=\begin{cases} 0.5+0.5\cos(\pi +t\pi /(\beta TS)) & 0\leq t\leq \beta TS \\ 1.0 & \beta TS\leq t\leq TS \\ 0.5+0.5\cos(t-TS)\pi /(\beta TS) & TS\leq t\leq (1+\beta)TS \end{cases}$$

其中，TS 为加窗之前信号的长度，加窗之后的长度为 (1+β)TS，也就等于循环前缀的长度。β 为滚降系数。OFDM 信号加窗之后的示意图如图 2-22 所示，从图中可以看到加窗之后带外辐射功率下降较快。滚降系数 β 越大带外功率下降也就越大，但是同时也会降低 OFDM 符号对时延扩展的容忍度。

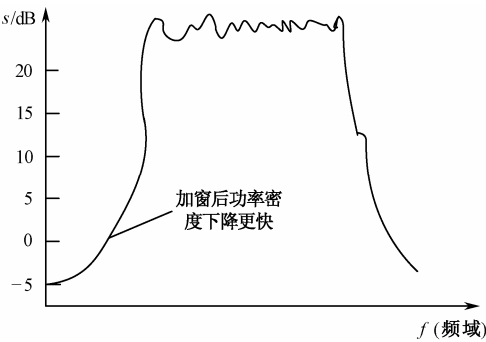


图 2-22 加窗示意图

2.3.3 OFDM 的应用

1. 正交频分多址（OFDMA）技术

将 OFDM 和 FDMA 技术结合形成的 OFDMA 技术是最常见的 OFDM 多址技术，通过给用户 提供部分可用的子载波来实现多用户的接入。OFDMA 将整个频带分割成许多子载波，将频率选择性衰落信道转化为若干个平坦衰落子信道，从而能够有效地抵抗无线移动环境中的频率选择性衰落。OFDMA 可以将不同子载波在不同时间上分配给不同的用户使用，如图 2-23 所示。

由于子载波重叠占用频谱，OFDM 能够提供较高的频谱利用率和较高的信息传输速率。通过给不同的用户分配不同的子载波，OFDMA 提供了天然的多址方式，并且由于占用不同的子载波，通常分为子信道 OFDMA 和跳频 OFDMA。子信道 OFDMA 就是将整个 OFDM 系统的带宽分成若干个子信道，每个子信道包括若干个子载波，分配给一个用户（也可以一个用户占用多个子信道），如图 2-24 所示。

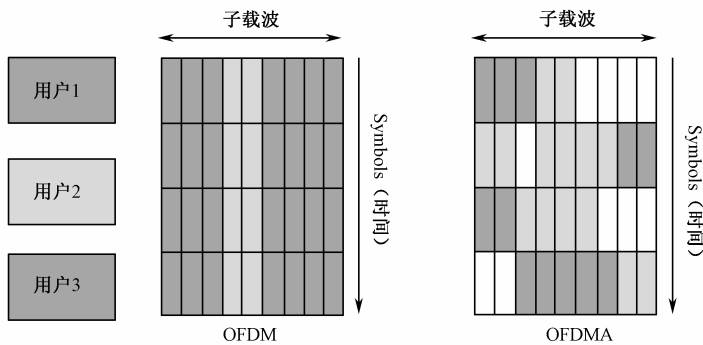


图 2-23 正交多址示意图

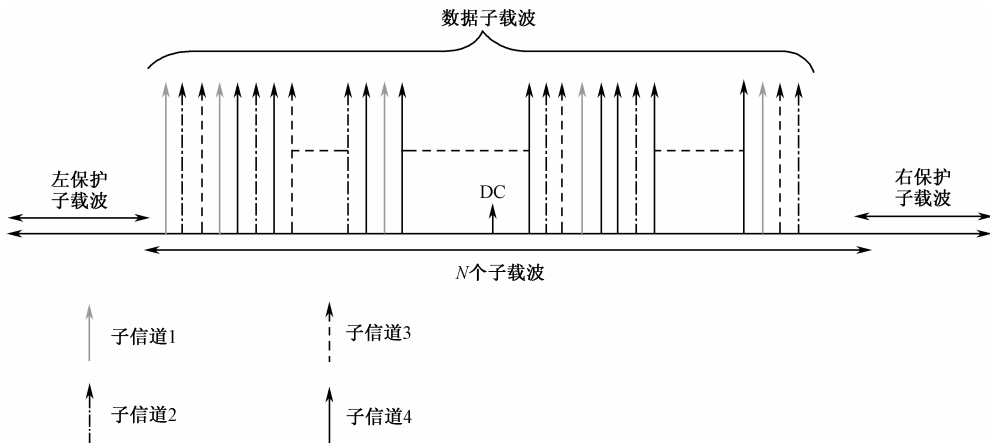


图 2-24 载波分配示意图

在跳频 OFDMA 系统中，分配给一个用户的子载波资源快速变化，对于每个时隙，用户在所有子载波中抽取若干个子载波使用，同一时隙中，各用户选用不同的子载波组。在 OFDMA 模式下，激活的子载波分成若干个子集，每个子集称为一个子信道。在下行中，一个子信道可指定给不同的接收机。组成一个子信道的多个子载波可以相邻也可以不相邻。每个 OFDMA 符号被分成逻辑子信道，从而可以支持扩展性、多址接入和先进的天线阵处理能力。OFDMA 系统主要有如下特点：

- (1) OFDMA 能够具有抗多径衰落与多普勒的影响的能力。由于 OFDM 将宽带传输转化为多个子载波的窄带传输，每个子载波都认为是水平衰落信道，因此可以采用简单的频域均衡纠正信道的失真，降低接收机均衡器的实现复杂度。另外，插入了循环前缀（CP）后可以使系统容忍多普勒频移和多径的影响，确保其子载波的正交性。
- (2) 可变带宽的 OFDMA 通过使用相同的符号宽度和子载波间隔能够简化系统设计。
- (3) 具有可扩展结构，支持可变带宽。由于子载波的数量决定了 OFDM 的信号带宽，因此 OFDMA 系统具有良好的带宽扩展性，系统带宽可以从 1.25 MHz 扩展到 20 MHz。
- (4) 灵活子信道分配，伪随机子信道可增加分集，连续排列子信道可增加多用户选择性。
- (5) 多用户接入保证正交，可减少干扰并增加容量。
- (6) 具有频带自适应能力。OFDMA 系统可以在不同的频带采用不同的调制编码方式，

也就是根据不同频带的 SINR（信干噪比）分别使用不同的调制编码方式。通过这种方式，更好地适应信道的选择性。

为了更加直观地理解 OFDMA 技术，此处举例描述。假设使用 QPSK 调制方式，应用 $M=4$ 个子载波来承载数据，大家可以仔细观察图 2-25 中数据的映射关系，从中理解 OFDMA 的本质。

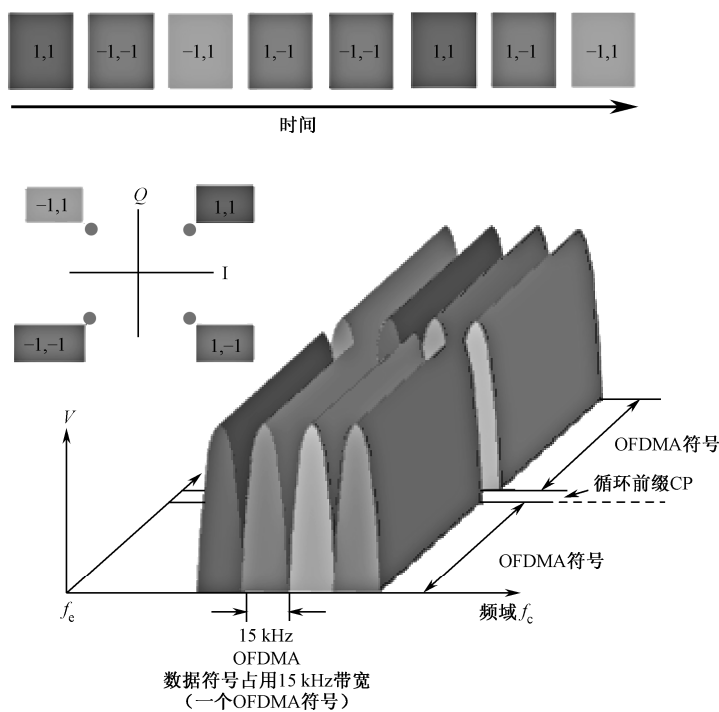


图 2-25 QPSK 调制下 OFDMA 数据映射原理图

从图中可以看到，同一个 OFDMA 符号域上承载多个子载波，并且每个 OFDMA 符号之前有循环前缀（CP）。频域上被分割为多个小频段给多个用户使用，时域上每个 OFDMA 符号给多个用户使用。由于 OFDMA 技术具备诸多优点，近年来被许多新兴通信系统作为核心技术使用，比如 WiMAX、LTE 下行数据处理等，均选用 OFDMA 技术实现。

2. SC-FDMA 技术

通过上面的介绍我们了解到 OFDM 具有诸多优点，这些优点使其成为未来无线通信系统的主流技术。同时，如果上行链路也采用 OFDMA，其上 / 下行链路将具有最大的一致性，可以简化终端设计，使 OFDM 具有多载波系统固有的高峰均比（PAPR）特性，提高了系统性能，降低了系统的功率利用率。对下行链路而言，基站作为信号发射端，可以容忍较高的功放成本和发射功率；但在上行链路中，终端设备作为信号发射端，发射功率增大会减小终端电池寿命，从而增加了终端设备成本；如果在 UE 端使用低成本的功放，将降低 UE 的功率利用率和上行链路的覆盖能力，增加发射机的功放成本，不利于上行链路的实现。因此，为避免 OFDM 的上述缺点，在不改变 OFDM 系统传输结构的基础上降低 OFDM 信号的 PAPR，特提出新型单载波频分复用（Signal-Carrier Frequency Division Multiple Access，

SC-FDMA)。和其他多址接入方式 (TDMA,FDMA,CDMA,OFDMA) 一样, SC-FDMA 主要是针对多用户共享通信资源所提出的。目前该项技术已经被 LTE 选用为上行数据处理的核心技术。通常在 LTE 中 SC-FDMA 的调制原理如图 2-26 所示。

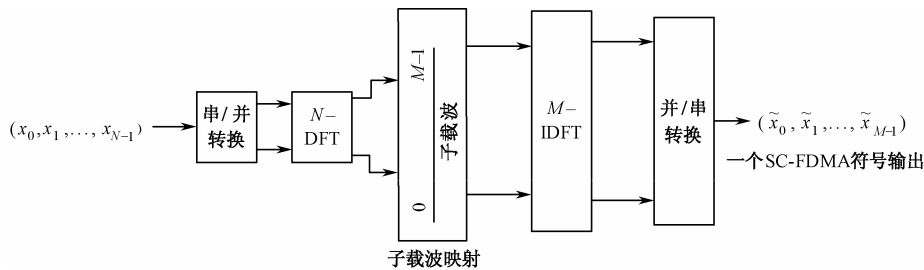


图 2-26 SC-FDMA 原理图

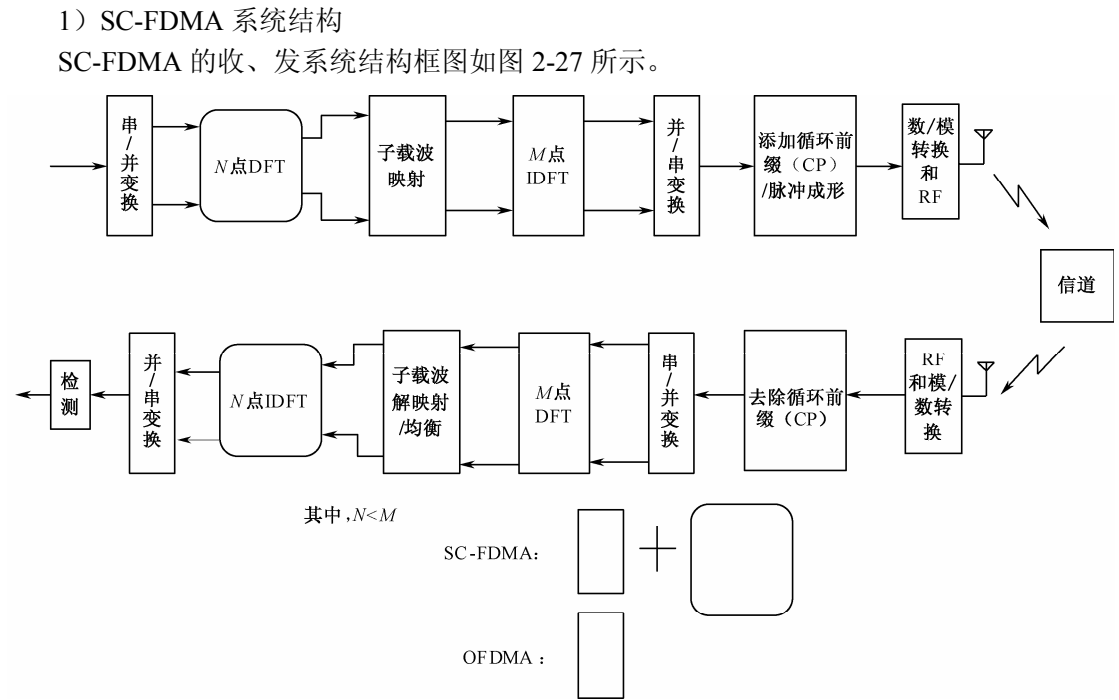


图 2-27 SC-FDMA 系统框图

从图 2-27 中我们可以发现, SC-FDMA 在 OFDMA 的基础上发送和接收系统分别增加了一个 DFT/IDFT 模块, 因此 SC-FDMA 也称为 DFT-S-OFDM。

在发送端, 首先在 OFDMA 前端经过 S/P (串 / 并) 转换, 将时域信号独立地分配到多个子载波上, 而 SC-FDMA 经过 DFT 将时域信号变换到终端当前占用的全部发射频带上, 所以 SC-FDMA 本质上是一种宽带技术。其次, OFDMA 直接通过 IDFT 变换实现多个子载波调制, 各个子载波叠加后并行输出, 而 SC-FDMA 通过一个 DFT-IDFT 变换对, 使 IDFT 变换后的输出为输入符号或是输入符号的加权叠加, 使 SC-FDMA 具有单载波独有的低 PAPR 特性, 这样就避免了 OFDM 高 PAPR 问题, 降低了终端成本和电池寿命, 但频谱利用率比 OFDM 稍低。当子载波均匀映射在系统子载波上时, SC-FDMA 具有和输入信号完全一样的 PAPR。同理在接收段也增加了 IDFT 模块, 通过与 DFT 配对使用, 两者相互变换后降低了 PAPR。

2) SC-FDMA 子载波映射分类

SC-FDMA 的子载波映射分为两种方式，一种是集中式 (Localized FDMA, LFDMA)，即每个终端用户分配一段连续的子载波，每个终端用户的带宽为系统带宽的 $1/Q$ (假设有 Q 个用户)；第二种是分布式 (Distributed FDMA, DFDMA)，即每个终端用户分配一段不连续的子载波，每个终端用户的带宽扩展为整个系统的带宽。两种子载波映射的方式如图 2-28 所示，与 OFDMA 一样，SC-FDMA 系统中不同用户通过选择不同子载波进行数据发送实现频分多址，子载波映射决定频谱中哪部分用于传输信息。在每个 DFT 输出抽样之间插入 $L-1$ 个“0”。如果 $L=1$ 则为集中式传输，此时 DFT 输出映射到一些连续子载波上。当 $L>1$ 时为分布式传输，也可认为是集中式传输的一种补充，并可以得到额外的频率分集增益。DFDMA 是在整个带宽上将不连续的子载波分配给某一用户，而 LFDMA 是将一段连续子载波分配给某一用户。

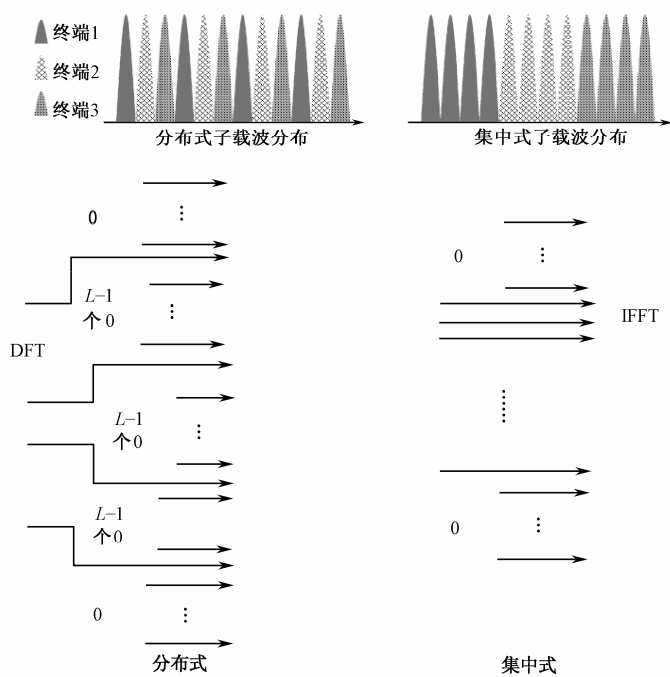


图 2-28 分布式和集中式载波映射图

以上两种子载波映射的主要思想就是在子载波之间进行补零处理。集中式子载波映射可以在数据载波的一侧或两侧补零，分布式映射中每个子载波插入相同数目的零。另外，除了这两种映射之外，还有一种特殊的子载波映射方式—交织式 (Interleaved FDMA, IFDMA) 子载波映射。交织式映射与分布式映射的区别主要是交织式占用整个带宽，而分布式占据各自的子载波，即当分布式子载波映射方式为均匀的子载波映射方式时，就是 IFDMA (交织频分多址)。系统的子载波总数为 M ，DFT 的输入点数为 N ，且 $Q=M/N$ ，这样系统中可以有 Q 个用户。如图 2-29 所示，有 3 个用户，每个用户占用 3 个子载波的映射。

为了更能直观地理解 SC-FDMA 技术，现举例描述。假设使用 QPSK 调制方式，应用 $M=4$ 个子载波来承载数据，我们可以仔细观察图 2-30 中数据的映射关系，从中理解 SC-FDMA 的本质。

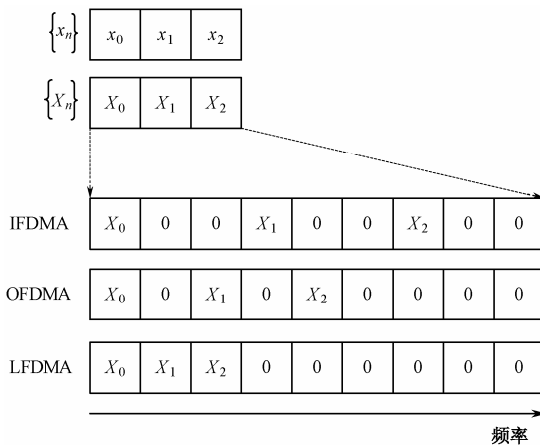


图 2-29 交织式、分布式以及集中式载波映射示意图

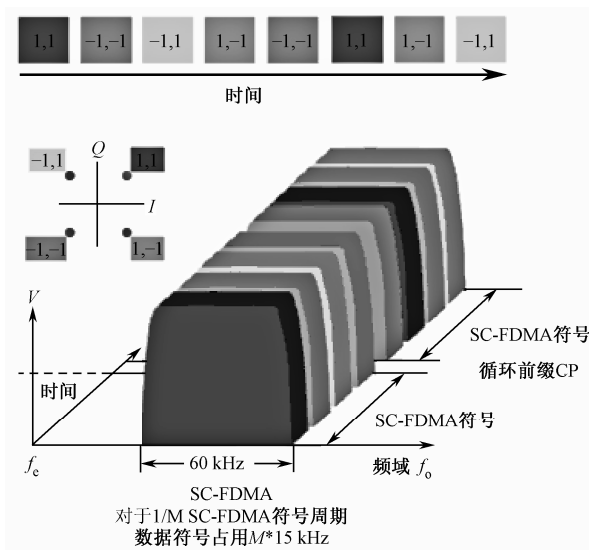


图 2-30 QPSK 调制下 SC-OFDMA 数据映射原理图

从图 2-30 中可以看到，频域上分配一个子载波给单个用户，时域上单个用户的数据可以串行传送，即 SC-FDMA 的每个符号要先分成若干个数据块，然后再和其他的符号构成数据块，并按照一定顺序组合。大家可以将这个图与 OFDM 的进行对比观察，从中理解 SC-FDMA 的含义。

另外，新一代通信系统要求能够实现高速数据速率、高频谱效率以及高功率效率。近年来 MIMO 技术的引入极大地提高了系统容量，提升了频谱效率。SC-FDMA 是正交频分多址接入技术的演进，具有单载波和多载波的优点（低峰均比和低复杂度的均衡方案等），适合频率选择性衰落信道中传输高速数据。MIMO 和 SC-FDMA 技术的结合是一种较好的方案，图 2-31 就是 SC-FDMA 与 MIMO 技术相结合的结构图。

3) SC-FDMA 上行资源调度

下面我们简单介绍一下 SC-FDMA 的资源调度方案。

(1) 载波映射与信道独立性资源调度 (Channel-Dependent Scheduling, CDS) 对比

CDS 就是在信道条件非常好的情况下把子载波分配给一个用户，通常信道的链路增益如

图 2-32 所示。

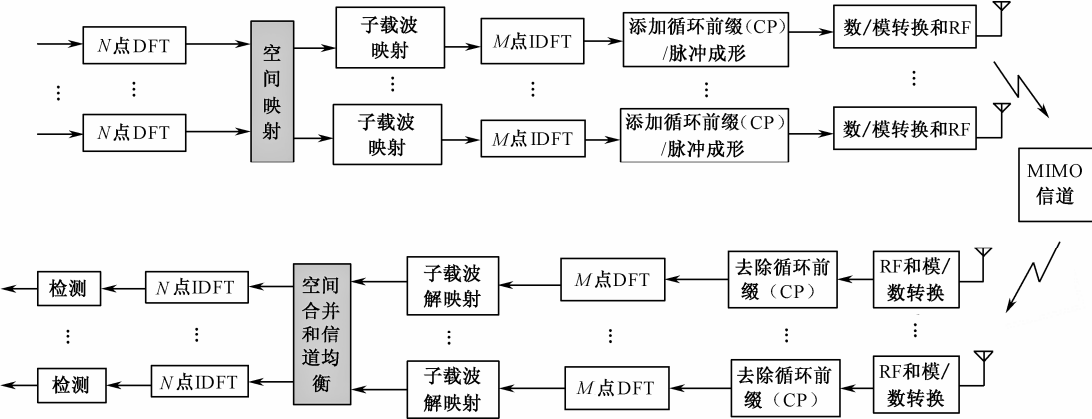


图 2-31 SC-FDMA MIMO 示意图

从图 2-32 中可以看到，随着频域的变化，信道的增益也随着发生变化，出现了频域选择性。下面再总结一下不同子载波映射资源调度方案的优势：

- 分布式载波映射具有频域分集；
- 集中式载波映射具有 CDS 的频域选择优势。

(2) 上行 SC-FDMA 自适应调制和 CDS 调度结合方案

下面我们再简单了解一下自适应和 CDS 结合的调度方案。如图 2-33 所示。

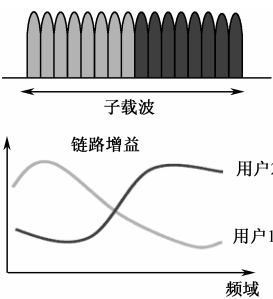


图 2-32 链路增益示意图

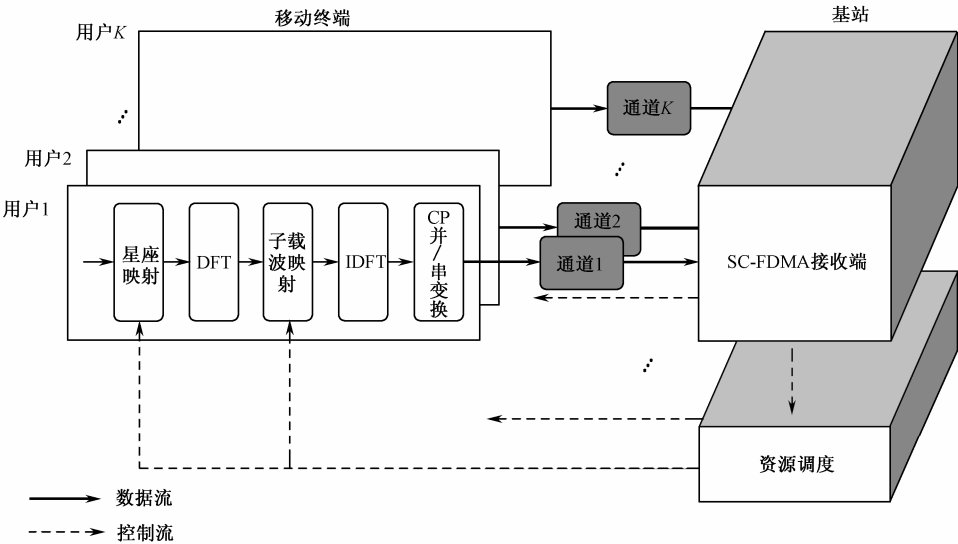


图 2-33 SC-FDMA 和 CDS 结合示意图

从图 2-33 中可以看出，每个用户分别映射到不同的子信道上，可以自适应选择调制方式。从整个宽带看又具备 CDS 特性。

3. SC-FDMA 与 OFDMA 异同点

- 1) 相同点
 - 基于块的调制并都使用 CP。
 - 划分为更小的子载波传输带宽。
 - 信道均衡都是在频域进行的。
- 2) 不相同点

在发送端 SC-FDMA 比 OFDMA 多了一个 DFT 的处理过程,在接收端 SC-FDMA 在检测之前多了一个 IDFT 处理过程。OFDMA 并行同步传输数据符号,而 SC-FDMA 的每个符号要先分成若干个数据块。下面给出时域信号处理和均衡 / 检测的示意图,读者可以对比理解。

- 时域信号的处理不同,如图 2-34 所示的时域数据处理(假设带宽扩展为 4)。

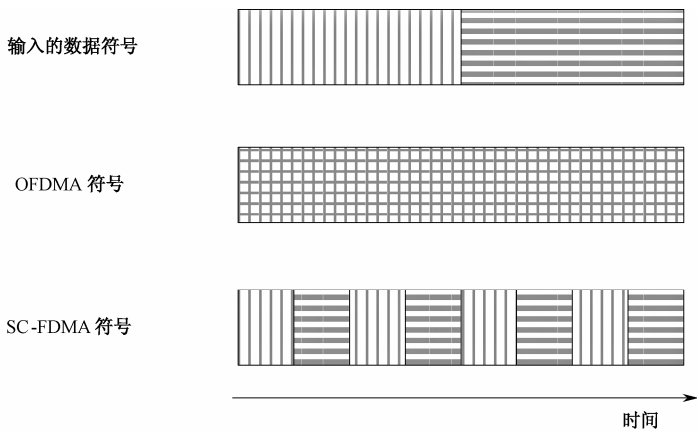


图 2-34 SC-FDMA 和 OFDMA 的符号承载数据对比

- 均衡 (Equalizer) 和检测 (Detect) 处理不同 (见图 2-35)。

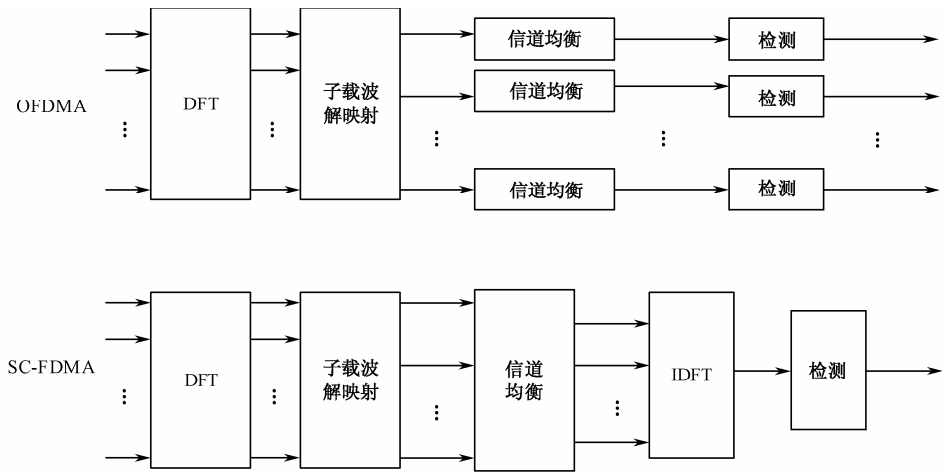


图 2-35 OFDMA 和 SC-FDMA 的均衡和检测原理图

2.3.4 OFDM 优点和不足

1. OFDM 优点

1) 频谱效率高

由于 FFT 处理使各子载波可以部分重叠，因而理论上可以接近 Nyquist（奈奎斯特）极限。以 OFDM 为基础的多址技术 OFDMA（正交频分多址）可以实现小区内各用户之间的正交性，从而有效地避免了用户间干扰。这使 OFDM 系统可以实现很高的小区容量。

2) 带宽扩展性强

由于 OFDM 系统的信号带宽取决于使用的子载波的数量，因此 OFDM 系统具有很好的带宽扩展性。小到几百 kHz，大到几百 MHz，都很容易实现。尤其是随着移动通信宽带化（将由 5 MHz 增加到最大 20 MHz），OFDM 系统对大带宽的有效支持，成为其相对于单载波技术（如 CDMA）的“决定性优势”。

3) 抗多径衰落

由于 OFDM 将宽带传输转化为很多子载波上的窄带传输，每个子载波上的信道可以看做水平衰落信道，从而大大降低了接收机均衡器的复杂度。相反，单载波信号的多径均衡的复杂度随着带宽的增大而急剧增加，很难支持较大的带宽（如 20 MHz）。

4) 频谱资源灵活分配

OFDM 系统可以通过灵活地选择适合的子载波进行传输，来实现动态的频域资源分配，从而充分利用频率分集和多用户分集，以获得最佳的系统性能。

5) 实现 MIMO 技术较简单

由于每个 OFDM 子载波内的信道可看做水平衰落信道，因而多天线（MIMO）系统带来的额外复杂度可以控制在较低的水平（随天线数量呈线性增加）。相反，单载波 MIMO 系统的复杂度与天线数量和多径数量的乘积的幂成正比，很不利于 MIMO 技术的应用。

2. OFDM 不足

1) OFDM 对系统定时和频率偏移较为敏感

定时偏差会引起子载波相位的旋转，而且相位旋转角度与子载波的频率有关，频率越高，旋转角度越大。如果定时的偏移量与最大时延扩展的长度之和仍小于循环前缀的长度，此时子载波之间的正交性仍然成立，没有 ISI 和 ICI，对解调出来的数据信息符号的影响只是一个相位的旋转。如果定时的偏移量与最大时延扩展的长度之和大于循环前缀的长度，这时一部分数据信息丢失了，而且最为严重的是子载波之间的正交性破坏了，由此带来了 ISI 和 ICI，这是影响系统性能的关键问题之一。

频率偏差是由收发设备的本地载频之间的偏差、信道的多普勒频移等引起的，且由于子载波间隔的整数倍和子载波间隔的小数倍偏移所构成。子载波间隔的整数倍不会引起 ICI，但是解调出来的信息符号的错误率为 50%。由于抽样点不在顶点子载波间隔的小数倍的偏移，破坏了子载波之间的正交性，由此引起了 ICI。

2) 存在较高的峰值平均功率比（PAPR）

多载波系统的输出是多个子信道信号的叠加，如果多个信号相位一致时，所得的叠加信号的瞬时功率会远远高于信号的平均功率。因此，可能带来信号畸变使信号的频谱发生变化，同时子信道间正交性遭到破坏从而产生干扰。

第 3 章 LTE 物理层信道与调制

3.1 概 述

本章描述 E-UTRA（演进型全球地面无线接入）无线接口物理层的组成以及 3GPP 物理层规范文档的组织结构。另外，通过前面章节的介绍，大家已经了解 LTE 采用了多种先进的技术，其目的就是要尽可能地利用好无线资源，包含时域、频域等。为了能够更好地利用这些资源，需要设计更为合理的帧格式以及资源分配方式，但是如何保证这些技术的完美配合？如何设计无线信道使之有利于整个系统的性能提升？解决这些问题的前提就是需要全面掌握 LTE 物理层知识。通过本章的介绍，希望读者能够从宏观上掌握物理层划分，掌握 E-UTRA 的无线帧结构、物理信道以及调制过程，进而掌握 LTE 各种物理信道的功能、设计以及处理流程。

3.1.1 LTE 协议层整体结构

1. 协议体系结构

LTE 系统中用户设备（UE）和网络之间的无线接口由层 1、层 2 和层 3 组成。3GPP 的 TS36.200 系列描述层 1 的内容，TS36.300 系列描述层 2 和层 3 的内容。

图 3-1 显示了物理层（层 1）周围的 E-UTRA 无线接口协议结构，其中层 2 包含媒体接入控制（Medium Access Control，MAC）子层、无线链路控制（Radio Link Control，RLC）子层和分组数据汇聚子层（Packet Data Convergence Protocol，PDCP）；层 3 为无线资源控制层（Radio Resource Control，RRC）。物理层与层 2 的 MAC 子层及层 3 的 RRC 之间具有接口，图中椭圆圈代表不同的层和子层之间的服务接入点（Service Access Points，SAP），物理层向 MAC 子层提供传输信道（Transport channels）；而 MAC 子层给层 2 的无线链路控制（RLC）子层提供不同的逻辑信道；E-UTRA 系统是通过传输信息来区分逻辑信道的类型的。

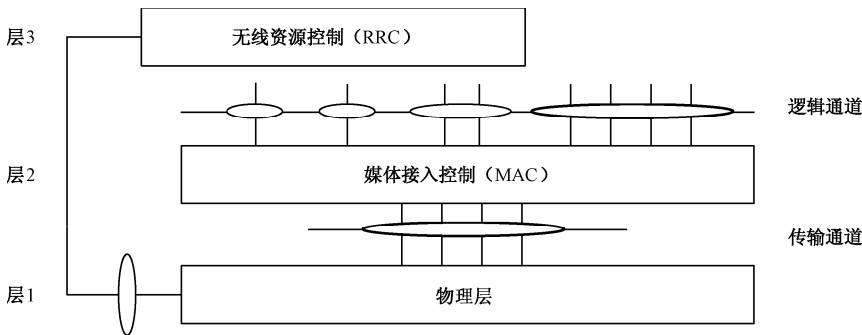


图 3-1 物理层周围的 E-UTRA 无线接口协议结构

2. 物理层为高层提供哪些服务

物理层主要向高层提供数据传输服务，并利用传输信道经过 MAC 子层共同完成这些服务。物理层为了完成数据传输服务需要具备如下功能：

- (1) 对传输信道进行错误检测，并向高层提供检测指示。
- (2) 完成传输通道的前向纠错（Forward Error Correction, FEC）编码 / 解码。
- (3) 完成混合自动重传请求（Hybrid Automatic Repeat-request, HARQ）的软合并。
- (4) 完成传输通道编码和物理信道的速率匹配。
- (5) 完成传输通道编码与物理信道之间的映射。
- (6) 对物理信道的功率进行加权。
- (7) 完成物理信道的调制和解调。
- (8) 完成频率和时间同步。
- (9) 对射频特性进行测量并给高层提供指示。
- (10) 处理多输入多输出（Multiple Input Multiple Output, MIMO）。
- (11) 实现发射分集。
- (12) 完成波束赋形。
- (13) 完成射频功能处理。

3.1.2 物理层概要描述

1. 物理层简介

LTE 物理层下行的多址接入方案是基于循环前缀（CP）的正交频分复用（OFDM）技术，上行采用基于循环前缀的单载波频分多址（SC-FDMA）技术。为了支持成对频谱和非成对频谱的传输，LTE 支持频分双工（FDD）和时分双工（TDD）两种模式。

物理层是在资源块不可知带宽的前提下定义的，因此允许 LTE 的物理层适应不同的频谱分配。一个资源块跨度可能由 12 个宽度为 15 kHz 的子载波或者由 24 个宽度为 7.5 kHz 的子载波组成，每个资源块在时域上持续占用 0.5 ms 的时隙。LTE 无线帧结构包含两种模式，一种是 FDD 帧结构，通常称为第一种帧结构（FS1）；另一种是 TDD 帧结构，通常称为第二种帧结构（FS2）。其中为了支持 TD-SCDMA 帧结构的后续演进，FS2 带有特殊长度的时隙，下面我们简单了解一下两者的设计。

(1) 无线帧结构类型 1 用于 FDD 模式（包含全双工和半双工），无线帧的长度为 10 ms，包含 20 个时隙，每个时隙的持续时间为 0.5 ms。两个相邻时隙组成一个长度为 1 ms 的子帧。

(2) 无线帧结构类型 2 用于 TDD 模式，无线帧由两个时长为 5 ms 的半帧组成，每个 5 ms 半帧包含 8 个长度为 0.5 ms 时隙和 3 个特殊区域 DwPTS（下行导频时隙）、GP（保护时隙）和 UpPTS（上行导频时隙）。这 3 个特殊时隙的长度可以分别配置，但是总长度为 1 ms。除子帧 1 和子帧 6 以外每个子帧包含两个相邻的时隙，子帧 1 和子帧 6 由 DwPTS、GP 和 UpPTS 组成，其中 5 ms 和 10 ms 是无线帧的切换周期点。

为了支持多媒体广播和多播业务（MBMS），LTE 提供了在一个单频网多播广播（MBSFN）

中传输多播广播业务的可能性，在既定的时间内可以从多个小区发送时间同步的公共波形。MBSFN 传输对终端来讲就像来自一个大覆盖小区的传输，允许 UE 在空口合并多个小区的传输，提供了高效的 MBMS 传输方式，同时利用循环前缀来应对不同路径上传输时延的影响。另外，MBSFN 支持在专用波长上使用更长的 CP 和 7.5 kHz 的子载波间隔，在一个载波上可以使用时分复用的方式支持 MBMS 传输和点到点的传输。

另外，LTE 系统支持多输入多输出（MIMO）多天线技术，提供可以配置下行 2 根或 4 根接收和发射天线，允许最多 4 个流的分层传输。上行和下行都支持多用户 MIMO，即分配不同的流给不同的用户。

2. 物理信道分类和调制

下行包含如下物理信道：

- 物理下行共享信道（PDSCH）。
- 物理多播信道（PMCH）。
- 物理下行控制信道（PDCCH）。
- 物理广播信道（PBCH）。
- 物理控制格式指示信道（PCFICH）。
- 物理 HARQ 指示信道（PHICH）。

上行包含如下物理信道：

- 物理随机接入信道（PRACH）。
- 物理上行共享信道（PUSCH）。
- 物理上行控制信道（PUCCH）。

此外，定义的信号包含参考信号、主同步信号和辅同步信号。下行和上行都支持 QPSK、16QAM 和 64QAM 调制。

3. 信道编码和交织

LTE 传输信道采用 Turbo 方式编码，编码速率为 $R=1/3$ ，由两个 8 状态的子编码器和一个 Turbo 码内部交织器构成。在 Turbo 编码过程中使用栅格终止（Trellis Termination）方案，在 Turbo 编码之前，传输块被分割成多个段，每个段的大小要与最大信息块大小为 6144 比特一致，使用 24 比特的冗余编码（CRC）来进行错误检测。

4. 物理层过程

LTE 系统包含如下物理层过程：

- 小区搜索。
- 功率控制。
- 上行同步和上行时间控制。
- 随机接入的相关过程。
- HARQ 的相关过程。

系统在频域、时域和功率域对物理层资源进行控制，LTE 隐含支持干扰协调。

5. 物理层测量

UE 和 eNodeB（演进型 NodeB，简称 eNB）测量无线特性并上报给高层，主要包括如下几种测量：

- 用于同频和异频切换的测量。
- 用于不同无线接入技术（RAT）之间切换的测量。支持向 GSM、UTRA FDD、UTRA TDD 和 cdma2000 系统之间的相互切换。
- 定时测量。
- 无线资源管理测量。

3.1.3 LTE 物理层协议规范文档组成

物理层规范由一个概述文档（TS 36.201）和四个文档（TS36.211~TS36.214）组成。物理层与高层之间上下文的关系如图 3-2 所示。

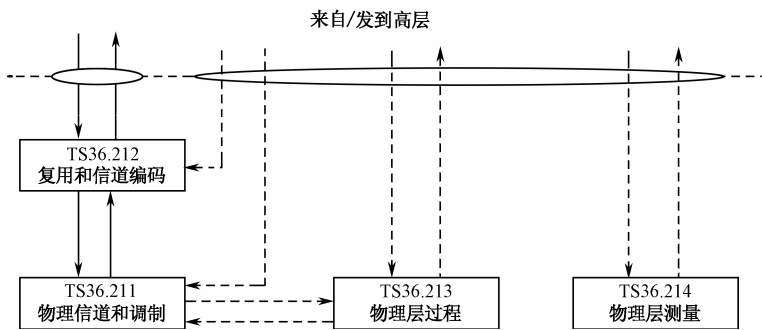


图 3-2 物理层规范之间的关系

接下来我们了解一下物理层各个规范都包含哪些内容。

1. 物理层描述

物理层描述包含如下内容：

- 层 1（TS36.200 系列）文档的内容。
- 在哪些规范中可以查找到物理层相关信息。
- LTE 层 1 的一般描述。

2. 物理信道和调制

对物理层信道、物理层信号和调制特性进行描述，具体包含如下内容：

- 定义上行和下行物理信道。
- 定义物理信道、帧格式以及物理资源粒子等结构。
- 讲解调制映射（BPSK，QPSK 调制等）知识。
- 介绍上行和下行物理共享信道处理过程。
- 介绍上行和下行的参考信号处理过程。

- 介绍随机接入信道处理过程。
- 介绍主、辅同步信号。
- 介绍下行 OFDM 信号的处理过程。
- 介绍上行 SC-FDMA 信号的处理过程。
- 介绍加扰、调制和上变换过程。
- 介绍上行和下行链路的时序关系。
- 介绍层映射和下行预编码处理。

3. 复用和信道编码

描述传输通道和控制通道的数据处理，包括复用、信道编码和交织，具体内容如下：

- 信道编码方案。
- 层 1 和层 2 的控制信息编码。
- 交织。
- 速率匹配。

4. 物理层过程

描述物理层过程的特性，具体定义如下。

- 同步过程，包括小区搜索过程和时间同步过程。
- 功率控制过程。
- 随机接入过程。
- 物理下行共享信道的相关过程，包括 CQI 报告和 MIMO 的反馈。
- 物理上行共享信道的相关过程，包括 UE 的 Sounding 和 HARQ 的 ACK/NACK 检测。
- 物理共享控制信道过程，包括共享控制通道的分配。
- 物理多播通道的相关过程。

5. 物理层测量

描述物理层测量的特性，具体包含如下内容：

- UE 和 E-UTRAN（演进型 UTRAN）的层 1 之间测量执行。
- 将测量结果报告给网络中的高层。
- 切换测量、空闲模式测量等。

3.2 物理层帧结构

无线帧结构体现了系统的传输时序，是整个系统设计的基础。下面我们来学习一下 LTE 系统的物理帧结构。在 LTE 系统中除非特殊说明，各种域的时域大小均为时间单位 T_s 的倍数，该时间单位的定义为 $T_s = 1/(15000 \times 2048) \text{ s}$ 。下行和上行都以无线帧结构传输，一个无线帧的长度为 $T_f = 307200 \times T_s = 10 \text{ ms}$ 。LTE 支持两种无线帧结构：

(1) 帧结构类型 1 (FS1)，适用于 FDD 模式；

(2) 帧结构类型 2 (FS2)，适用于 TDD 模式。

无论是哪种帧类型，都会涉及时隙 (slot)，根据循环前缀 (CP) 的长度，在每个时隙中包含若干个 OFDM 符号，这些会在后续章节中介绍。另外，LTE 系统空中接口采用以 OFDM 技术为基础的多址方式，支持两种不同的循环前缀：常规循环前缀和扩展循环前缀。在采用 15 kHz 子载波间隔时，对于常规循环前缀长度，在时隙的第 1 个符号中其长度为 5.208 μs；在时隙的后 6 个符号中期长度为 4.687 μs。对于扩展循环前缀其长度为 16.67 μs。

1. 帧结构类型 1

帧结构类型 1 是适用于全双工和半双工的 FDD 模式，每个无线帧长度为 $T_f = 307200 \cdot T_s = 10 \text{ ms}$ ，由 20 个时隙组成，编号从 0 到 19，并且每个时隙大小为 $T_{\text{slot}} = 15360 \cdot T_s = 0.5 \text{ ms}$ 。具体结构如图 3-3 所示。

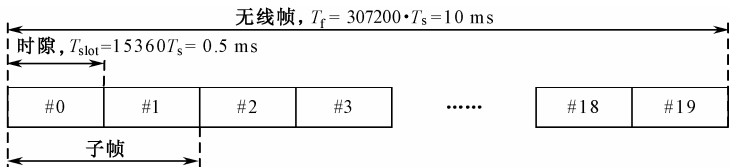


图 3-3 帧结构类型 1

每个无线子帧由两个连续时隙组成，即子帧 i 由时隙 $2i$ 和时隙 $2i+1$ 组成。对于 FDD，每一个 10 ms 中有 10 个子帧可用于下行传输，同时有 10 个子帧可用于上行传输，上行和下行传输在频域被分开。在半双工 FDD 操作中，UE 不能在同一时间内完成发送和接收任务，但是全双工 FDD 没有这种限制。

2. 帧结构类型 2

帧结构类型 2 适用于 TDD 模式，每个无线帧的长度为 $T_f = 307200 \cdot T_s = 10 \text{ ms}$ ，由两个长度为 $153600 \cdot T_s = 5 \text{ ms}$ 的半帧构成，每一个半帧包含 5 个长度为 $30720 \cdot T_s = 1 \text{ ms}$ 的子帧。对于一个无线帧，“D”表示专用于下行传输的子帧，“U”表示专用于上行传输的子帧，“S”表示用于 DwPTS（下行导频时隙）、GP（保护间隙）和 UpPTS（上行导频时隙）这三个域的特殊子帧。每一个半帧包含 8 个常规时隙和 DwPTS、GP 以及 UpPTS 三个特殊时隙，每个常规时隙长度为 0.5 ms，DwPTS、GP 和 UpPTS 三个时隙的总长度为 1 ms。每个无线子帧由两个连续的时隙构成，即子帧 i 由时隙 $2i$ 和时隙 $2i+1$ 组成，如图 3-4 所示。

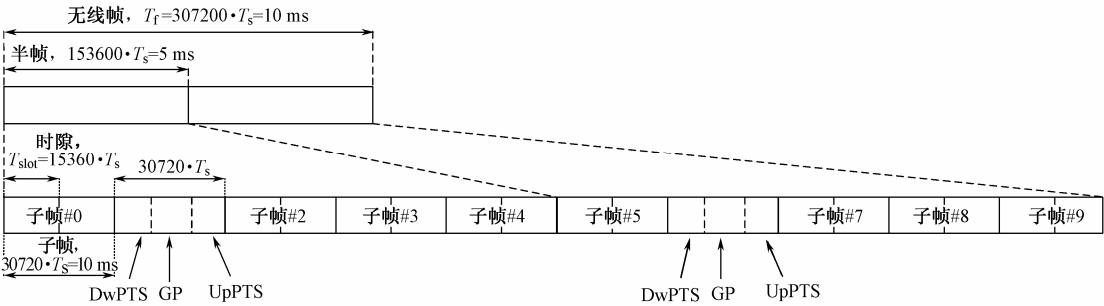


图 3-4 帧结构类型 2

该种类型的帧是根据 TD-SCDMA 的帧结构衍生而来的。根据特殊子帧（包含 DwPTS、GP、UpPTS）的出现频率，LTE TDD 支持 5 ms 和 10 ms 的上 / 下行子帧切换周期，5 ms 的切换周期中两个半帧均包含特殊子帧；10 ms 切换周期中特殊子帧只存在于第一个半帧。子帧 0 和子帧 5 以及 DwPTS 总是用于下行传输，UpPTS 和紧跟特殊子帧后的子帧专用于上行传输。上行 / 下行链路子帧配置参见表 3-1。

表 3-1 上行 / 下行链路子帧配置

上行 / 下行子帧配置	切换周期	子帧序号									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	5 ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	U
1	5 ms	D	S	U	U	D	D	S	U	U	D
2	5 ms	D	S	U	D	D	D	S	U	D	D
3	10 ms	D	S	U	U	U	D	D	D	D	D
4	10 ms	D	S	U	U	D	D	D	D	D	D
5	10 ms	D	S	U	D	D	D	D	D	D	D
6	5 ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	D

DwPTS、GP 以及 UpPTS 三个特殊时隙长度可以配置，但是三个特殊时隙共占用 14 个符号的长度，根据 CP 的长度，这三个时隙的长度有多种组合，具体配置如表 3-2 所示。

表 3-2 特殊子帧（DwPTS /GP/ UpPTS）的配置

特殊子帧配置	下行使用常规CP			下行使用扩展CP		
	DwPTS	UpPTS		DwPTS	UpPTS	
		上行使用常规CP	上行使用扩展CP		上行使用常规CP	上行使用扩展CP
0	$6592 \cdot T_s$	$2192 \cdot T_s$	$2560 \cdot T_s$	$7680 \cdot T_s$	$2192 \cdot T_s$	$2560 \cdot T_s$
1	$19760 \cdot T_s$			$20480 \cdot T_s$		
2	$21952 \cdot T_s$			$23040 \cdot T_s$		
3	$24144 \cdot T_s$			$25600 \cdot T_s$		
4	$26336 \cdot T_s$	$4384 \cdot T_s$	$5120 \cdot T_s$	$7680 \cdot T_s$	$4384 \cdot T_s$	$5120 \cdot T_s$
5	$6592 \cdot T_s$			$20480 \cdot T_s$		
6	$19760 \cdot T_s$			$23040 \cdot T_s$		
7	$21952 \cdot T_s$			-	-	-
8	$24144 \cdot T_s$			-	-	-

从上表中可以看出，DwPTS 和 GP 有多种长度组合，由于信号传输的时延和 UE / 基站的收、发状态的时延会造成上行 / 下行信号的干扰，若配置合理，GP 可以有效地避免上行 / 下行信号之间的干扰，支持各种尺寸的小区半径，并可以保证与各种上行 / 下行比例的 TD-SCDMA 系统共存。在实际使用中，如果 TD-SCDMA 系统和 TDD LTE 系统在不同时间点上进行上行 / 下行转换，会引起上行 / 下行之间的交叉干扰，为了避免系统共存时产生上行 / 下行之间的交叉干扰，需要确保两个系统上行 / 下行切换点（GP）要对齐。

3.3 LTE 工作频段、频点和传输带宽

1. 工作频段

为了更好地理解 LTE 资源的使用划分，了解 LTE 频段的分布，表 3-3 给出了 E-UTRA 的工作频段规划，其中第 15 频段、第 16 频段以及第 22 频段~第 32 频段还没有定义具体的频点， F_{UL/DL_low} （上行 / 下行工作频段的最低频点）和 F_{UL/DL_high} （上行 / 下行工作频段的最高频点）的具体计算方法在规范 TS 36.101 中进行了描述。

表 3-3 E-UTRA 的工作频段规划

E-UTRA 工作频段	上行工作频段		下行工作频段		复用模式
	F_{UL_low}	F_{UL_high}	F_{DL_low}	F_{DL_high}	
1	1920 MHz	1980 MHz	2110 MHz	2170 MHz	FDD
2	1850 MHz	1910 MHz	1930 MHz	1990 MHz	FDD
3	1710 MHz	1785 MHz	1805 MHz	1880 MHz	FDD
4	1710 MHz	1755 MHz	2110 MHz	2155 MHz	FDD
5	824 MHz	849 MHz	869 MHz	894MHz	FDD
6	830 MHz	840 MHz	875 MHz	885 MHz	FDD
7	2500 MHz	2570 MHz	2620 MHz	2690 MHz	FDD
8	880 MHz	915 MHz	925 MHz	960 MHz	FDD
9	1749.9 MHz	1784.9 MHz	1844.9 MHz	1879.9 MHz	FDD
10	1710 MHz	1770 MHz	2110 MHz	2170 MHz	FDD
11	1427.9 MHz	1447.9 MHz	1475.9 MHz	1495.9 MHz	FDD
12	698 MHz	716 MHz	728 MHz	746 MHz	FDD
13	777 MHz	787 MHz	746 MHz	756 MHz	FDD
14	788 MHz	798 MHz	758 MHz	768 MHz	FDD
...					
...					
17	704 MHz	716 MHz	734 MHz	746 MHz	FDD
18	815 MHz	830 MHz	860 MHz	875 MHz	FDD
19	830 MHz	845 MHz	875 MHz	890 MHz	FDD
20	832 MHz	862 MHz	791 MHz	821 MHz	FDD
21	1447.9 MHz	1462.9 MHz	1495.9 MHz	1510.9 MHz	FDD
...					
33	1900 MHz	1920 MHz	1900 MHz	1920 MHz	TDD
34	2010 MHz	2025 MHz	2010 MHz	2025 MHz	TDD
35	1850 MHz	1910 MHz	1850 MHz	1910 MHz	TDD
36	1930 MHz	1990 MHz	1930 MHz	1990 MHz	TDD
37	1910 MHz	1930 MHz	1910 MHz	1930 MHz	TDD
38	2570 MHz	2620 MHz	2570 MHz	2620 MHz	TDD
39	1880 MHz	1920 MHz	1880 MHz	1920 MHz	TDD
40	2300 MHz	2400 MHz	2300 MHz	2400 MHz	TDD
41	2496 MHz	2690 MHz	2496 MHz	2690 MHz	TDD

2. 载波频点

E-UTRA 系统载波上行 / 下行频点是由 E-UTRA 频率的绝对信道序号（EARFCN）确定的，EARFCN 的序号范围为 0~65535，载波频点与 EARFCN 有如下关系，即

载波的下行频点： $F_{DL} = F_{DL\_low} + 0.1 \left(N_{DL} - N_{Offs-DL} \right)$

载波的上行频点： $F_{UL} = F_{UL\_low} + 0.1 \left(N_{UL} - N_{Offs-UL} \right)$

其中， F_{DL_low} 、 $N_{Offs-DL}$ 、 F_{UL_low} 和 $N_{Offs-UL}$ 在表 3-4 中描述，其中第 15 频段、第 16 频段以及第 22 频段~第 32 频段还没有定义具体的频点。

表 3-4 E-UTRA 信道序号和频点关系

E-UTRA 工作频段	下行			上行		
	F_{DL_low} (MHz)	$N_{Offs-DL}$	N_{DL} 范围	F_{DL_low} (MHz)	$N_{Offs-DL}$	N_{UL} 范围
1	2110	0	0 ~ 599	1920	18000	18000~18599
2	1930	600	600~1199	1850	18600	18600~19199
3	1805	1200	1200~1949	1710	19200	19200~19949
4	2110	1950	1950~2399	1710	19950	19950~20399
5	869	2400	2400~2649	824	20400	20400~20649
6	875	2650	2650~2749	830	20650	20650~20749
7	2620	2750	2750~3449	2500	20750	20750~21449
8	925	3450	3450~3799	880	21450	21450~21799
9	1844.9	3800	3800~4149	1749.9	21800	21800~22149
10	2110	4150	4150~4749	1710	22150	22150~22749
11	1475.9	4750	4750~4949	1427.9	22750	22750~22949
12	728	5000	5000 ~ 5179	698	23000	23000~23179
13	746	5180	5180~5279	777	23180	23180~23279
14	758	5280	5280~5379	788	23280	23280~23379
...						
17	734	5730	5730~5849	704	23730	23730 ~ 23849
18	860	5850	5850~5999	815	23850	23850~23999
19	875	6000	6000~6149	830	24000	24000~24149
20	791	6150	6150~6449	832	24150	24150~24449
21	1495.9	6450	6450~6599	1447.9	24450	24450~24599
...						
33	1900	36000	36000~36199	1900	36000	36000~36199
34	2010	36200	36200~36349	2010	36200	36200~36349
35	1850	36350	36350~36949	1850	36350	36350~36949
36	1930	36950	36950~37549	1930	36950	36950~37549
37	1910	37550	37550~37749	1910	37550	37550~37749
38	2570	37750	37750~38249	2570	37750	37750~38249
39	1880	38250	38250~38649	1880	38250	38250~38649
40	2300	38650	38650~39649	2300	38650	38650~39649
41	2496	39650	39650~41589	2496	39650	39650~41589

3. 传输带宽

E-UTRA 系统支持 6 种信道带宽：1.4 MHz、3 MHz、5 MHz、10 MHz、15 MHz 以及 20 MHz。具体信道带宽（ BW_{Channel} ）和传输带宽资源块 N_{RB} （ N_{RB} 将在后续章节中介绍）的关系参见表 3-5。传输带宽和信道带宽的示意图如图 3-5 所示，信道的边缘是指信道带宽分割的最低和最高频点，即 $F_C \pm BW_{\text{Channel}}/2$ ， F_C 是载波中心频点。

表 3-5 传输带宽资源块与信道带宽的关系

信道带宽（ BW_{Channel} ）/MHz	1.4	3	5	10	15	20
传输带宽资源块 N_{RB}	6	15	25	50	75	100

传输信道的配置带宽（ BW_{Config} ）与 N_{RB} 有如下关系，且 BW_{Config} 占信道带宽（ BW_{Channel} ）的 90%，但信道带宽为 1.4 MHz 的情况下 BW_{Config} 占信道带宽（ BW_{Channel} ）的 77%，因此使用如下关系式可以进行相互推导。

$$BW_{\text{Config}} = \left(\frac{N_{\text{RB}} \times N_{\text{sc}}^{\text{RB}} \times \Delta f}{1000} \right) \text{ [MHz]}$$

其中， BW_{config} 为传输信道配置带宽； N_{RB} 为传输带宽资源块数目； Δf 为子载波间隔； $N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 为资源块频域上的大小，使用子载波数目表示。

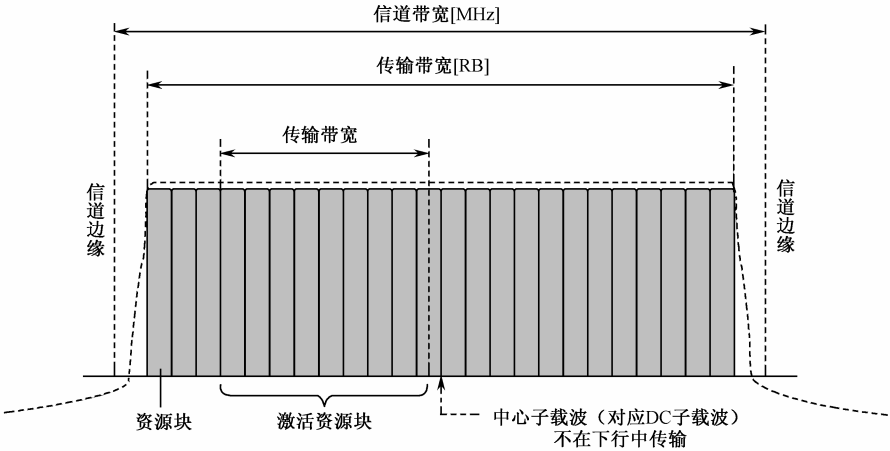


图 3-5 信道带宽和传输带宽的关系

3.4 上行物理信道与调制

为了更好地掌握 LTE 的物理层知识，下面将分别对系统的上行 / 下行逐一进行讲解。首先介绍上行信道的分类、上行资源的定义使用、参考信号的分类及生成过程，然后介绍上行物理信道的处理流程。

3.4.1 物理信道概念与分类

在介绍物理信道之前，我们了解一个概念：资源粒子（Resource Element，RE），是上行传输使用的最小资源单位，后面资源小节会详细介绍。上行物理信道对应一系列资源粒子

的集合，用于承载来自于高层的信息。上行包含如下物理信道：

- 物理上行共享信道（PUSCH）。
- 物理上行控制通道（PUCCH）。
- 物理随机接入信道（PRACH）。

另外，上行物理信号是指物理层所使用的但不承载任何来自于高层信息的信号，目前上行物理信号是指参考信号。

3.4.2 时隙结构和物理资源

1. 资源栅格

一个时隙中的传输信号可以用一个资源栅格表示，资源栅格由 $N_{RB}^{UL} N_{sc}^{RB}$ 个子载波和 N_{symb}^{UL} 个 SC-FDMA 符号组成，如图 3-6 所示。 N_{RB}^{UL} 数量依赖于小区中配置的上行传输带宽，参见表 3-5，并满足

$$N_{RB}^{min,UL} \leq N_{RB}^{UL} \leq N_{RB}^{max,UL}$$

其中， $N_{RB}^{min,UL} = 6$ 和 $N_{RB}^{max,UL} = 110$ 分别是上行最小和最大的传输带宽资源块数目。一个时隙中的 SC-FDMA 符号的数目 N_{symb}^{UL} 取决于高层配置的循环前缀（CP）长度，其对应关系如表 3-6 所示。

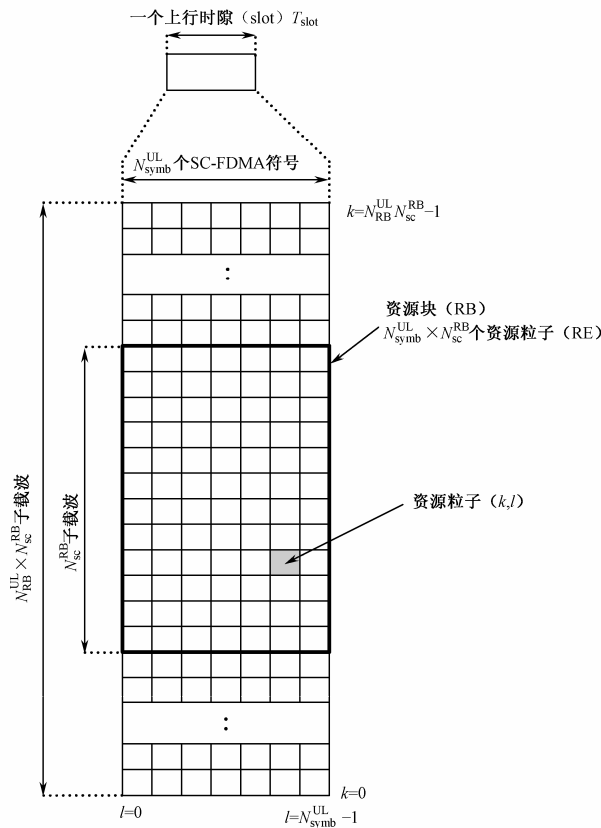


图 3-6 上行资源栅格

表 3-6 资源块参数

循环前缀（CP）的配置	N_{sc}^{RB}	N_{symb}^{UL}
常规循环前缀	12	7
扩展循环前缀	12	6

2. 资源粒子（RE）

资源栅格中的最小单元称为资源粒子（Resource Element，RE），时隙中每个资源粒子都由唯一的序号对 (k,l) 定义，其中 k 和 l 分别是频域和时域索引。资源粒子 (k,l) 对应一个复数值 $a_{k,l}$ ，其中 $k=0,\dots,N_{RB}^{UL}N_{sc}^{RB}-1$ 、 $l=0,\dots,N_{symb}^{UL}-1$ 。在一个时隙的物理信道或物理信号中不用于发送信息的资源粒子其对应的复数值 $a_{k,l}$ 需要置为 0。

3. 资源块（RB）

一个物理资源块（Resource Block，RB）被定义为由 N_{symb}^{UL} 个时域上连续的 SC-FDMA 符号和 N_{sc}^{RB} 个在频域上连续的子载波组成， N_{symb}^{UL} 和 N_{sc}^{RB} 的值参见表 3-6。因此，上行的一个物理资源块由 $N_{symb}^{UL} \times N_{sc}^{RB}$ 个资源粒子构成，即在时域上对应一个时隙，在频域上占 180 kHz。一个时隙内物理资源块的数目 n_{PRB} 和资源粒子 (k,l) 频域的关系如下式所示。

$$n_{PRB} = \left\lfloor \frac{k}{N_{sc}^{RB}} \right\rfloor$$

其中， $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整操作。

上行 RB 分为集中式 RB（Localized RB，LRB）和分布式 RB（Distributed RB，DRB），集中式 RB 连续占用 N 个子载波，占用连续的频谱；分布式 RB 包含 N 个分散的等间距的子载波。两种方式各有优缺点，分布式 RB 资源分配方式会带来频率分集增益，但是同时会导致同步误差以及多普勒频移等问题。集中式资源分配方式在频率选择分集方面会有一定的缺陷，为了弥补集中式分配方式的缺陷通常采用跳频的方式进行数据发送，即在某一时刻只占用一部分连续频谱，下一时刻再占用另一部分频谱。通过跳频发送方式有效地改善了频率选择和干扰随机性。

通过这个部分的介绍，我们了解了上行的物理资源的相关知识，下面我们逐一介绍上行物理信道的处理流程。

3.4.3 物理上行共享信道（PUSCH）处理过程

LTE 系统通过如下步骤产生 PUSCH 基带信号，具体流程如图 3-7 所示。

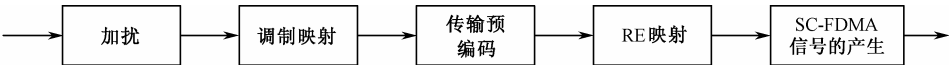


图 3-7 上行物理信道处理流程

- (1) 加扰。
- (2) 对加扰后的比特进行调制，生成复值符号。

(3) 传输预编码生成复值调制信号。

(4) 把调制后的复值符号映射到 RE。

(5) 为每个天线端口生成复值时域的 SC-FDMA 信号。

关于加扰、调制的相关原理和过程已经在第 2 章讲述过，这里再回顾一下，后续章节仅介绍信道处理中使用的方法。

1. 加扰

在一个子帧的 PUSCH 信道上传输比特块 $b(0), \dots, b(M_{\text{bit}} - 1)$ ，其中 M_{bit} 为一个子帧中 PUSCH 上传输的比特数，在调制之前需要使用一个 UE 指定的扰码序列进行加扰，生成加扰后的比特块 $\tilde{b}(0), \dots, \tilde{b}(M_{\text{bit}} - 1)$ ，扰码规则如下。

令 $i = 0$

当 $i < M_{\text{bit}}$

如果 $b(i) = x$ //ACK/NAK 或秩指示占位符比特

$$\tilde{b}(i) = 1$$

否则

如果 $b(i) = y$ //ACK/NAK 或秩指示重复占位符比特

$$\tilde{b}(i) = \tilde{b}(i - 1)$$

否则

//数据或信道质量编码比特，秩指示编码比特或 ACK/NAK 编码比特

$$\tilde{b}(i) = (b(i) + c(i)) \bmod 2$$

$i = i + 1$

其中， x 和 y 为 TS36.212 的 5.2.2.6 节中所定义的标记符； $c(i)$ 是伪随机扰码序列，对于 PUSCH，在每个子帧的开始使用 $c_{\text{init}} = n_{\text{RNTI}} \cdot 2^{14} + \lfloor n_s/2 \rfloor \cdot 2^9 + N_{\text{ID}}^{\text{cell}}$ 进行扰码序列的初始化；

n_{RNTI} 为用于 PUSCH 传输的 RNTI（无线网络临时标识）。

由于后续会多处使用伪随机扰码序列 $c(i)$ ，下面对其进行介绍，后续不再逐处描述。伪随机扰码序列 $c(i)$ 是由长度为 31 的 Gold 序列生成，长度为 M_{PN} 的输出序列 $c(n)$ ($n = 0, 1, \dots, M_{\text{PN}} - 1$) 的定义为

$$\begin{aligned} c(n) &= (x_1(n + N_C) + x_2(n + N_C)) \bmod 2 \\ x_1(n + 31) &= (x_1(n + 3) + x_1(n)) \bmod 2 \\ x_2(n + 31) &= (x_2(n + 3) + x_2(n + 2) + x_2(n + 1) + x_2(n)) \bmod 2 \end{aligned} \quad (3-1)$$

其中， $N_C = 1600$ ，第一个 m 序列初始化为 $x_1(0) = 1, x_1(n) = 0, n = 1, 2, \dots, 30$ 。第二个 m 序列以式 $c_{\text{init}} = \sum_{i=0}^{30} x_2(i) \cdot 2^i$ 进行初始化，其数值取决于序列的具体应用，利用初始化值推导出 $c(i)$ 。

2. 调制

对于 PUSCH，可以使用 QPSK、16QAM 或 64QAM 调制方式将加扰比特块 $\tilde{b}(0), \dots, \tilde{b}(M_{\text{bit}} - 1)$ 调制成复值符号块 $d(0), \dots, d(M_{\text{symb}} - 1)$ 。

3. 传输预编码

复值符号块 $d(0), \dots, d(M_{\text{symb}} - 1)$ 被分为 $M_{\text{symb}}/M_{\text{sc}}^{\text{PUSCH}}$ 个子集，每个子集对应一个 SC-FDMA 的符号。并按照如下公式进行传输预编码：

$$z(l \cdot M_{\text{sc}}^{\text{PUSCH}} + k) = \frac{1}{\sqrt{M_{\text{sc}}^{\text{PUSCH}}}} \sum_{i=0}^{M_{\text{sc}}^{\text{PUSCH}}-1} d(l \cdot M_{\text{sc}}^{\text{PUSCH}} + i) e^{-j \frac{2\pi i k}{M_{\text{sc}}^{\text{PUSCH}}}} \quad (3-2)$$

$$k = 0, \dots, M_{\text{sc}}^{\text{PUSCH}} - 1$$

$$l = 0, \dots, M_{\text{symb}}/M_{\text{sc}}^{\text{PUSCH}} - 1$$

通过式 (3-2) 生成复值调制符号块 $z(0), \dots, z(M_{\text{symb}} - 1)$ ，变量 $M_{\text{sc}}^{\text{PUSCH}} = M_{\text{RB}}^{\text{PUSCH}} \cdot N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ ，其中， $M_{\text{RB}}^{\text{PUSCH}}$ 代表 PUSCH 使用的资源块数目，并满足如下要求：

$$M_{\text{RB}}^{\text{PUSCH}} = 2^{\alpha_2} \cdot 3^{\alpha_3} \cdot 5^{\alpha_5} \leq N_{\text{RB}}^{\text{UL}}$$

其中， $\alpha_2, \alpha_3, \alpha_5$ 是非负整数。

4. 物理资源映射

为了满足发射功率 P_{PUSCH} 的要求，复值调制符号块 $z(0), \dots, z(M_{\text{symb}} - 1)$ 首先需要乘以一个幅值因子 β_{PUSCH} （请参考 TS 36.213 的 5.1.1.1 节），然后从 $z(0)$ 序列开始依次映射到分配给 PUSCH 传输的资源块上。映射从一个子帧的第一个时隙开始，映射到分配的物理资源块的资源粒子 (k, l) 上，优先考虑维度 k ，然后再考虑维度 l ，每个维度逐渐增加。用于传输 PUSCH 的资源粒子不能再用于传输参考信号，也不预留给 SRS（探测参考信号）使用。

如果不使能上行跳频，则用于传输的资源块 $n_{\text{PRB}} = n_{\text{VRB}}$ ，其中 n_{VRB} 是上行调度授权的资源。

如果上行跳频被激活并且使用预定义的跳频模式，则在时隙 n_s 中用于传输的物理资源块需要按照如下规则给出：

$$\tilde{n}_{\text{PRB}}(n_s) = \left(\tilde{n}_{\text{VRB}} + f_{\text{hop}}(i) \cdot N_{\text{RB}}^{\text{sb}} + \left((N_{\text{RB}}^{\text{sb}} - 1) - 2(\tilde{n}_{\text{VRB}} \bmod N_{\text{RB}}^{\text{sb}}) \right) \cdot f_m(i) \right) \bmod (N_{\text{RB}}^{\text{sb}} \cdot N_{\text{sb}})$$

$$i = \begin{cases} \lfloor n_s/2 \rfloor & \text{子帧间跳频} \\ n_s & \text{子帧内和子帧间跳频} \end{cases}$$

$$n_{\text{PRB}}(n_s) = \begin{cases} \tilde{n}_{\text{PRB}}(n_s) & N_{\text{sb}} = 1 \\ \tilde{n}_{\text{PRB}}(n_s) + \lceil N_{\text{RB}}^{\text{HO}}/2 \rceil & N_{\text{sb}} > 1 \end{cases} \quad (3-3)$$

$$\tilde{n}_{\text{VRB}} = \begin{cases} n_{\text{VRB}} & N_{\text{sb}} = 1 \\ n_{\text{VRB}} - \lceil N_{\text{RB}}^{\text{HO}}/2 \rceil & N_{\text{sb}} > 1 \end{cases}$$

其中， n_{VRB} 是上行调度授权的资源块； $N_{\text{RB}}^{\text{HO}}$ 由高层提供；高层通过给定的跳频模式来确定是“子帧间”跳频还是“子帧内和子帧间”跳频； N_{sb} 也由高层给定； $N_{\text{RB}}^{\text{sb}}$ 为每个子带的大小，由式 (3-4) 确定；跳频函数 $f_{\text{hop}}(i)$ 和 $f_m(i)$ 分别由式 (3-5) 和式 (3-6) 给出。

$$N_{\text{RB}}^{\text{sb}} = \begin{cases} N_{\text{RB}}^{\text{UL}} & N_{\text{sb}} = 1 \\ \left\lfloor (N_{\text{RB}}^{\text{UL}} - N_{\text{RB}}^{\text{HO}} - N_{\text{RB}}^{\text{HO}} \bmod 2) / N_{\text{sb}} \right\rfloor & N_{\text{sb}} > 1 \end{cases} \quad (3-4)$$

$$f_{\text{hop}}(i) = \begin{cases} 0 & N_{\text{sb}} = 1 \\ (f_{\text{hop}}(i-1) + \sum_{k=i \cdot 10 + 1}^{i \cdot 10 + 9} c(k) \times 2^{k-(i \cdot 10 + 1)}) \bmod N_{\text{sb}} & N_{\text{sb}} = 2 \\ (f_{\text{hop}}(i-1) + \left(\sum_{k=i \cdot 10 + 1}^{i \cdot 10 + 9} c(k) \times 2^{k-(i \cdot 10 + 1)} \right) \bmod (N_{\text{sb}} - 1) + 1) \bmod N_{\text{sb}} & N_{\text{sb}} > 2 \end{cases} \quad (3-5)$$

$$f_m(i) = \begin{cases} i \bmod 2 & N_{\text{sb}} = 1 \text{ 和子帧内和子帧间跳频} \\ \text{CURRENT\_TX\_NB} \bmod 2 & N_{\text{sb}} = 1 \text{ 和子帧间跳频} \\ c(i \cdot 10) & N_{\text{sb}} > 1 \end{cases} \quad (3-6)$$

其中, $f_{\text{hop}}(-1) = 0$, $c(i)$ 是伪随机序列, 其定义见式 (3-1)。对于帧结构类型 1 和帧结构类型 2, 分别使用 $c_{\text{init}} = N_{\text{ID}}^{\text{cell}}$ 和 $c_{\text{init}} = 2^9 \cdot (n_f \bmod 4) + N_{\text{ID}}^{\text{cell}}$ 在每帧的开始进行伪随机序列初始化, n_f 为无线帧编号; CURRENT_TX_NB 为时隙 n_s 中发送的传输块数目。

3.4.4 参考信号分类与处理过程

上行参考信号用于两个目的, 第一个用于上行信道估计, 用于 eNodeB 端的相关解调和检测; 第二个用于上行信道质量测量。另外, 上行支持两种类型的参考信号 (RS), 即

- 解调参考信号: 与 PUSCH 或者 PUCCH 传输有关。
- 探测参考信号: 与 PUSCH 或者 PUCCH 传输无关。

解调参考信号和探测参考信号使用相同的基序列集合。下面我们具体了解一下各种参考信号的生成过程。

1. 参考信号序列的生成

参考信号序列 $r_{u,v}^{(\alpha)}(n)$ 为基序列 $\bar{r}_{u,v}(n)$ 的循环移位, 并按照如下公式得到

$$r_{u,v}^{(\alpha)}(n) = e^{j\alpha n} \bar{r}_{u,v}(n), \quad 0 \leq n < M_{\text{sc}}^{\text{RS}} \quad (3-7)$$

其中, $M_{\text{sc}}^{\text{RS}} = mN_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 是参考信号的序列长度, 并且 $1 \leq m \leq N_{\text{RB}}^{\text{max,UL}}$, 多个参考信号序列可由一个基序列和不同的循环移位值 α 得到。

基序列 $\bar{r}_{u,v}(n)$ 被分成多个组, 其中 $u \in \{0, 1, \dots, 29\}$ 表示组号, v 是组内的基序列号。当 $1 \leq m \leq 5$ 时, 每个组包含一个长度为 $M_{\text{sc}}^{\text{RS}} = mN_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 的基序列 ($v = 0$); 当 $6 \leq m \leq N_{\text{RB}}^{\text{max,UL}}$ 时, 包含两个长度为 $M_{\text{sc}}^{\text{RS}} = mN_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 的基序列 ($v = 0, 1$)。序列组号 u 和组内基序列号 v 可随时间变化, 具体描述将在组跳转和序列跳转一节中进行讲解。基序列 $\bar{r}_{u,v}(0), \dots, \bar{r}_{u,v}(M_{\text{sc}}^{\text{RS}} - 1)$ 的定义依赖于序列的长度 $M_{\text{sc}}^{\text{RS}}$ 。

1) $M_{\text{sc}}^{\text{RS}} \geq 3N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 的基序列

基序列 $\bar{r}_{u,v}(0), \dots, \bar{r}_{u,v}(M_{\text{sc}}^{\text{RS}} - 1)$ 由下式给出。

$$\bar{r}_{u,v}(n) = x_q(n \bmod N_{\text{ZC}}^{\text{RS}}), \quad 0 \leq n < M_{\text{sc}}^{\text{RS}}$$

其中, 第 q 个 ZC (Zadoff - Chu) 序列定义为

$$x_q(m) = e^{-j \frac{\pi q m(m+1)}{N_{\text{ZC}}^{\text{RS}}}}, \quad 0 \leq m \leq N_{\text{ZC}}^{\text{RS}} - 1 \quad (3-8)$$

其中, q 的值由下式确定。

$$q = \lfloor \bar{q} + 1/2 \rfloor + v \cdot (-1)^{\lfloor 2\bar{q} \rfloor} \quad (3-9)$$

$$\bar{q} = N_{\text{ZC}}^{\text{RS}} \cdot (u + 1) / 31$$

ZC 序列长度 $N_{\text{ZC}}^{\text{RS}}$ 的取值为满足 $N_{\text{ZC}}^{\text{RS}} < M_{\text{sc}}^{\text{RS}}$ 的最大素数。由于 ZC 序列具有良好的自相关性且幅值稳定，在 LTE 系统中被广泛应用。

2) 基序列的长度小于 $3N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$

对于 $M_{\text{sc}}^{\text{RS}} = N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 和 $M_{\text{sc}}^{\text{RS}} = 2N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ ，基序列由下式给出。

$$\bar{r}_{u,v}(n) = e^{j\varphi(n)\pi/4}, \quad 0 \leq n \leq M_{\text{sc}}^{\text{RS}} - 1$$

其中， $M_{\text{sc}}^{\text{RS}} = N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 和 $M_{\text{sc}}^{\text{RS}} = 2N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 时 $\varphi(n)$ 的取值分别由表 3-7 和表 3-8 给出。

表 3-7 $M_{\text{sc}}^{\text{RS}} = N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 时 $\varphi(n)$ 的取值

u	$\varphi(0), \dots, \varphi(11)$											
0	-1	1	3	-3	3	3	1	1	3	1	-3	3
1	1	1	3	3	3	-1	1	-3	-3	1	-3	3
2	1	1	-3	-3	-3	-1	-3	-3	1	-3	1	-1
3	-1	1	1	1	1	-1	-3	-3	1	-3	3	-1
4	-1	3	1	-1	1	-1	-3	-1	1	-1	1	3
5	1	-3	3	-1	-1	1	1	-1	-1	3	-3	1
6	-1	3	-3	-3	-3	3	1	-1	3	3	-3	1
7	-3	-1	-1	-1	1	-3	3	-1	1	-3	3	1
8	1	-3	3	1	-1	-1	-1	1	1	3	-1	1
9	1	-3	-1	3	3	-1	-3	1	1	1	1	1
10	-1	3	-1	1	1	-3	-3	-1	-3	-3	3	-1
11	3	1	-1	-1	3	3	-3	1	3	1	3	3
12	1	-3	1	1	-3	1	1	1	-3	-3	-3	1
13	3	3	-3	3	-3	1	1	3	-1	-3	3	3
14	-3	1	-1	-3	-1	3	1	3	3	3	-1	1
15	3	-1	1	-3	-1	-1	1	1	3	1	-1	-3
16	1	3	1	-1	1	3	3	3	-1	-1	3	-1
17	-3	1	1	3	-3	3	-3	-3	3	1	3	-1
18	-3	3	1	1	-3	1	-3	-3	-1	-1	1	-3
19	-1	3	1	3	1	-1	-1	3	-3	-1	-3	-1
20	-1	-3	1	1	1	1	3	1	-1	1	-3	-1
21	-1	3	-1	1	-3	-3	-3	-3	-3	1	-1	-3
22	1	1	-3	-3	-3	-3	-1	3	-3	1	-3	3
23	1	1	-1	-3	-1	-3	1	-1	1	3	-1	1
24	1	1	3	1	3	3	-1	1	-1	-3	-3	1
25	1	-3	3	3	1	3	3	1	-3	-1	-1	3
26	1	3	-3	-3	3	-3	1	-1	-1	3	-1	-3
27	-3	-1	-3	-1	-3	3	1	-1	1	3	-3	-3
28	-1	3	-3	3	-1	3	3	-3	3	3	-1	-1
29	3	-3	-3	-1	-1	-3	-1	3	-3	3	1	-1

表 3-8 $M_{sc}^{RS} = 2N_{sc}^{RB}$ 时 $\varphi(n)$ 的取值

u	$\varphi(0), \dots, \varphi(23)$																							
0	-1	3	1	-3	3	-1	1	3	-3	3	1	3	-3	3	1	1	-1	1	3	-3	3	-3	-1	-3
1	-3	3	-3	-3	-3	1	-3	-3	3	-1	1	1	3	1	-1	3	-3	-3	1	3	1	1	-3	
2	3	-1	3	3	1	1	-3	3	3	3	3	1	-1	3	-1	1	1	-1	-3	-1	-1	1	3	3
3	-1	-3	1	1	3	-3	1	1	-3	-1	-1	1	3	1	3	1	-1	3	1	1	-3	-1	-3	-1
4	-1	-1	-1	-3	-3	-1	1	1	3	3	-1	3	-1	1	-1	-3	1	-1	-3	-3	1	-3	-1	-1
5	-3	1	1	3	-1	1	3	1	-3	1	-3	1	1	-1	-1	3	-1	-3	3	-3	-3	-3	1	1
6	1	1	-1	-1	3	-3	-3	3	-3	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	-3	-1	1	-1	3	-1	-3
7	-3	3	3	-1	-1	-3	-1	3	1	3	1	3	1	1	-1	3	1	-1	1	3	-3	-1	-1	1
8	-3	1	3	-3	1	-1	-3	3	-3	3	-1	-1	-1	-1	1	-3	-3	-3	1	-3	-3	-3	1	-3
9	1	1	-3	3	3	-1	-3	-1	3	-3	3	3	3	-1	1	1	-3	1	-1	1	1	-3	1	1
10	-1	1	-3	-3	3	-1	3	-1	-1	-3	-3	-3	-1	-3	-3	1	-1	1	3	3	-1	1	-1	3
11	1	3	3	-3	-3	1	3	1	-1	-3	-3	-3	3	3	-3	3	3	-1	-3	3	-1	1	-3	1
12	1	3	3	1	1	1	-1	-1	1	-3	3	-1	1	1	-3	3	3	-1	-3	3	-3	-1	-3	-1
13	3	-1	-1	-1	-1	-3	-1	3	3	1	-1	1	3	3	3	-1	1	1	-3	1	3	-1	-3	3
14	-3	-3	3	1	3	1	-3	3	1	3	1	1	3	3	-1	-1	-3	1	-3	-1	3	1	1	3
15	-1	-1	1	-3	1	3	-3	1	-1	-3	-1	3	1	3	1	-1	-3	-3	-1	-1	-3	-3	-3	-1
16	-1	-3	3	-1	-1	-1	-1	1	1	-3	3	1	3	3	1	-1	1	-3	1	-3	1	1	-3	-1
17	1	3	-1	3	3	-1	-3	1	-1	-3	3	3	3	-1	1	1	3	-1	-3	-1	3	-1	-1	-1
18	1	1	1	1	1	-1	3	-1	-3	1	1	3	-3	1	-3	-1	1	1	-3	-3	3	1	1	-3
19	1	3	3	1	-1	-3	3	-1	3	3	3	-3	1	-1	1	-1	-3	-1	1	3	-1	3	-3	-3
20	-1	-3	3	-3	-3	-3	-1	-1	-3	-1	-3	3	1	3	-3	-1	3	-1	1	-1	3	-3	1	-1
21	-3	-3	1	1	-1	1	-1	1	-1	3	1	-3	-1	1	-1	1	-1	-1	3	3	-3	-1	1	-3
22	-3	-1	-3	3	1	-1	-3	-1	-3	-3	3	-3	3	-3	-1	1	3	1	-3	1	3	3	-1	-3
23	-1	-1	-1	-1	3	3	3	1	3	3	-3	1	3	-1	3	-1	3	3	-3	3	1	-1	3	3
24	1	-1	3	3	-1	-3	3	-3	-1	-1	3	-1	3	-1	-1	1	1	1	1	-1	-1	-3	-1	3
25	1	-1	1	-1	3	-1	3	1	1	-1	-1	-3	1	1	-3	1	3	-3	1	1	-3	-3	-1	-1
26	-3	-1	1	3	1	1	-3	-1	-1	-3	3	-3	3	1	-3	3	-3	1	-1	1	-3	1	1	1
27	-1	-3	3	3	1	1	3	-1	-3	-1	-1	-1	3	1	-3	-3	-1	3	-3	-1	-3	-1	-3	-1
28	-1	-3	-1	-1	1	-3	-1	-1	1	-1	-3	1	1	-3	1	-3	-3	3	1	1	-1	3	-1	-1
29	1	1	-1	-1	-3	-1	3	-1	3	-1	1	3	1	-1	3	1	3	-3	-3	1	-1	-1	1	3

3) 序列的组跳转 (Group hopping)

在时隙 n_s 中的序列组号 u 由序列组跳转模式 $f_{gh}(n_s)$ 和序列移位模式 f_{ss} 共同确定，即

$$u = (f_{gh}(n_s) + f_{ss}) \bmod 30$$

有 17 个不同的序列组跳转模式和 30 种不同的序列移位模式。序列组跳频功能由高层信令开启或者关闭。PUCCH 和 PUSCH 使用相同的序列组跳转模式，但可能采用不同的序列移位模式。序列组跳转模式 $f_{gh}(n_s)$ 由下式确定，即

$$f_{gh}(n_s) = \begin{cases} 0 & \text{组跳频不使能} \\ (\sum_{i=0}^7 c(8n_s + i) \cdot 2^i) \bmod 30 & \text{组跳频使能} \end{cases} \quad (3-10)$$

其中，每个无线帧的开始使用 $c_{\text{init}} = \lfloor N_{\text{ID}}^{\text{cell}} / 30 \rfloor$ 初始化伪随机序列 $c(i)$ 。PUSCH 和 PUCCH 定义不同的序列移位模式 f_{ss} 。对于 PUCCH，序列移位模式 $f_{\text{ss}}^{\text{PUCCH}}$ 由下式给出。

$$f_{\text{ss}}^{\text{PUCCH}} = N_{\text{ID}}^{\text{cell}} \bmod 30 \quad (3-11)$$

对于 PUSCH，序列移位模式 $f_{\text{ss}}^{\text{PUSCH}}$ 由下式给出。

$$f_{\text{ss}}^{\text{PUSCH}} = (f_{\text{ss}}^{\text{PUCCH}} + \Delta_{\text{ss}}) \bmod 30 \quad (3-12)$$

其中， $\Delta_{\text{ss}} \in \{0, 1, \dots, 29\}$ 由高层配置。

4) 序列跳转

序列跳转仅适于参考信号长度 $M_{\text{sc}}^{\text{RS}} \geq 6N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 的情况。

当参考信号长度 $M_{\text{sc}}^{\text{RS}} < 6N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 时，组序列内的基序列号 $v = 0$ 。

当参考信号长度 $M_{\text{sc}}^{\text{RS}} \geq 6N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 时，时隙 n_s 中的组序列中的基序列号 v 的取值由下式确定。

$$v = \begin{cases} c(n_s) & \text{如果组跳转功能关闭，且序列跳转功能开启} \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (3-13)$$

其中，在每个无线帧开始使用 $c_{\text{init}} = \lfloor N_{\text{ID}}^{\text{cell}} / 30 \rfloor \cdot 2^5 + f_{\text{ss}}^{\text{PUSCH}}$ 初始化伪随机序列 $c(i)$ 。

2. 解调用参考信号

1) PUSCH 解调参考信号

(1) 参考信号序列

PUSCH 解调参考序列信号 $r^{\text{PUSCH}}(\cdot)$ 定义为

$$r^{\text{PUSCH}}(m \cdot M_{\text{sc}}^{\text{RS}} + n) = r_{u,v}^{(\alpha)}(n)$$

其中，

$$m = 0, 1$$

$$n = 0, \dots, M_{\text{sc}}^{\text{RS}} - 1$$

$$M_{\text{sc}}^{\text{RS}} = M_{\text{sc}}^{\text{PUSCH}}$$

$r_{u,v}^{(\alpha)}(0), \dots, r_{u,v}^{(\alpha)}(M_{\text{sc}}^{\text{RS}} - 1)$ 序列在上一节已经讲述。在时隙 n_s 中的循环移位 α 由公式 $\alpha = 2\pi n_{\text{cs}} / 12$ 给出，其中， n_{cs} 由如下式确定。

$$n_{\text{cs}} = (n_{\text{DMRS}}^{(1)} + n_{\text{DMRS}}^{(2)} + n_{\text{PRS}}(n_s)) \bmod 12$$

其中， $n_{\text{DMRS}}^{(1)}$ 由高层提供的循环移位参数根据表 3-9 确定； $n_{\text{DMRS}}^{(2)}$ 由 PUSCH 最邻近传输块对应 DCI 格式 0 的循环移位确定，如表 3-10 所示。另外， $n_{\text{DMRS}}^{(2)}$ 在以下条件需要设置为 0：如果没有相同传输块对应的包含 DCI 格式 0 的 PDCCH，并且

- 如果对于相同传输块，最初的 PUSCH 是半静态调度；
- 如果对于相同传输块，最初的 PUSCH 由随机接入响应许可调度；

则 $n_{\text{PRS}}(n_s)$ 由下式给出。

$$n_{\text{PRS}}(n_s) = \sum_{i=0}^7 c(8N_{\text{symb}}^{\text{UL}} \cdot n_s + i) \cdot 2^i$$

其中，在每个无线帧开始使用 $c_{\text{init}} = \lfloor \frac{N_{\text{ID}}^{\text{cell}}}{30} \rfloor \cdot 2^5 + f_{\text{ss}}^{\text{PUSCH}}$ 初始化伪随机序列 $c(i)$ 。

表 3-9 循环移位参数和 $n_{\text{DMRS}}^{(1)}$ 值的关系

循环移位参数取值	$n_{\text{DMRS}}^{(1)}$ 值
0	0
1	2
2	3
3	4
4	6
5	8
6	9
7	10

表 3-10 $n_{\text{DMRS}}^{(2)}$ 取值

DCI 格式 0 中循环移位取值	$n_{\text{DMRS}}^{(2)}$ 值
000	0
001	6
010	3
011	4
100	2
101	8
110	10
111	9

(2) 物理资源映射

参考信号序列 $r^{\text{PUSCH}}(\cdot)$ 首先乘以幅值因子 β_{PUSCH} ，然后从 $r^{\text{PUSCH}}(0)$ 开始映射到用于 PUSCH 传输的物理资源块集合中。在子帧中按照先考虑维度 k ，然后再按照增加时隙号的规则映射到资源粒子 (k, l) ，其中，采用常规循环前缀时 $l = 3$ ，采用扩展循环前缀时 $l = 2$ 。

2) PUCCH 解调参考信号

(1) 参考信号序列

PUCCH 解调参考信号序列 $r^{\text{PUCCH}}(\cdot)$ 定义为

$$r^{\text{PUCCH}}\left(m'N_{\text{RS}}^{\text{PUCCH}}M_{\text{sc}}^{\text{RS}}+mM_{\text{sc}}^{\text{RS}}+n\right)=\bar{w}(m)z(m)r_{u,v}^{(\alpha)}(n)$$

其中，

$$\begin{aligned} m &= 0, \dots, N_{\text{RS}}^{\text{PUCCH}} - 1 \\ n &= 0, \dots, M_{\text{sc}}^{\text{RS}} - 1 \\ m' &= 0, 1 \end{aligned}$$

对于 PUCCH 格式为 2a 及 2b， $m = 1$ 时 $z(m)$ 等于 $d(10)$ ，否则， $z(m) = 1$ 。

对于长度为 $M_{\text{sc}}^{\text{RS}} = 12$ 的序列， $r_{u,v}^{(\alpha)}(n)$ 序列的生成参见式 (3-7)，其中循环移位 α 取决于 PUCCH 的格式。对于 PUCCH 格式 1、1a 和 1b， $\alpha(n_s, l)$ 由下式给出。

$$\begin{aligned} \bar{n}_{\text{oc}}(n_s) &= \left\lfloor n'(n_s) \cdot \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} / N' \right\rfloor \\ \alpha(n_s, l) &= 2\pi \cdot \bar{n}_{\text{cs}}(n_s, l) / N_{\text{sc}}^{\text{RB}} \end{aligned} \tag{3-14}$$
$$\bar{n}_{\text{cs}}(n_s, l) = \begin{cases} \left[n_{\text{cs}}^{\text{cell}}(n_s, l) + \left(n'(n_s) \cdot \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} + \left(\bar{n}_{\text{oc}}(n_s) \bmod \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} \right) \right) \bmod N' \right] \bmod N_{\text{sc}}^{\text{RB}} & \text{常规循环前缀} \\ \left[n_{\text{cs}}^{\text{cell}}(n_s, l) + \left(n'(n_s) \cdot \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} + \bar{n}_{\text{oc}}(n_s) \right) \bmod N' \right] \bmod N_{\text{sc}}^{\text{RB}} & \text{扩展循环前缀} \end{cases}$$

其中， $n'(n_s)$ ， N' ， $\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}$ 和 $n_{\text{cs}}^{\text{cell}}(n_s, l)$ 的取值将在 3.4.7 节第 1 点中详细描述。每个时隙中参考符号的个数 $N_{\text{RS}}^{\text{PUCCH}}$ 和序列 $\bar{w}(n)$ 在表 3-11 和表 3-12 中分别定义，其中 N/A 代表此种情况下不涉及或不适用，后面类同。对于 PUCCH 格式 2、2a 和 2b，每个时隙中参考符号的个数 $N_{\text{RS}}^{\text{PUCCH}}$ 和序列 $\bar{w}(n)$ 在表 3-11 和 3-13 中分别定义。

表 3-11 每个时隙中 PUCCH 解调参考符号的数目 ($N_{\text{RS}}^{\text{PUCCH}}$)

PUCCH 格式	常规 CP	扩展 CP
1, 1a, 1b	3	2
2	2	1
2a, 2b	2	N/A

表 3-12 PUCCH 格式 1、1a 和 1b 下的正交序列 $[\bar{w}(0) \dots \bar{w}(N_{\text{RS}}^{\text{PUCCH}}-1)]$

序列索引 $\bar{n}_{\text{sc}}(n_s)$	常规 CP	扩展 CP
0	$[1 \ 1 \ 1]$	$[1 \ 1]$
1	$[1 \ e^{j2\pi/3} \ e^{j4\pi/3}]$	$[1 \ -1]$
2	$[1 \ e^{j4\pi/3} \ e^{j2\pi/3}]$	N/A

表 3-13 PUCCH 格式 2、2a 和 2b 下的正交序列 $[\bar{w}(0) \dots \bar{w}(N_{\text{RS}}^{\text{PUCCH}}-1)]$

常规 CP	扩展 CP
$[1 \ 1]$	$[1]$

(2) 物理资源映射

PUCCH 解调参考信号序列 $r^{\text{PUCCH}}(\cdot)$ 首先乘以幅值因子 β_{PUCCH} ，然后从 $r^{\text{PUCCH}}(0)$ 开始映射到资源粒子 (k,l) 。映射时优先考虑维度 k ，然后再考虑维度 l ，最后增加时隙序号，每一个维度逐渐增序。一个时隙中符号序号 l 的索引在表 3-14 中给出。

表 3-14 不同 PUCCH 格式下解调参考信号的位置

PUCCH 格式	符号 l 的索引值	
	常规CP	扩展CP
1、1a、1b	2, 3, 4	2, 3
2	1, 5	3
2a、2b	1, 5	N/A

3. 探测用参考信号

(1) 序列生成

探测用参考信号序列 $r^{\text{SRS}}(n) = r_{u,v}^{(\alpha)}(n)$ ，其中 u 是 PUCCH 组序列号， v 是基序列号。探测参考信号的循环移位 α 由下式给出。

$$\alpha = 2\pi \frac{n_{\text{SRS}}^{\text{cs}}}{8}$$

其中， $n_{\text{SRS}}^{\text{cs}}$ 由高层配置每个 UE，且 $n_{\text{SRS}}^{\text{cs}} = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$ 。

(2) 物理资源的映射

为了符合发射功率 P_{SRS} 的要求，探测序列需要乘以缩放系数 β_{SRS} 并从 $r^{\text{SRS}}(0)$ 开始映射到资源粒子 (k,l) 上，有

$$a_{2k'+k_0,l} = \begin{cases} \beta_{\text{SRS}} r^{\text{SRS}}(k') & k' = 0, 1, \dots, M_{\text{sc},b}^{\text{RS}} - 1 \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$

其中， k_0 为探测参考信号的频域初始位置； $b = B_{\text{SRS}}$ ； $M_{\text{sc},b}^{\text{RS}}$ 为探测参考信号序列的长度，由下式确定。

$$M_{\text{sc},b}^{\text{RS}} = m_{\text{SRS},b} N_{\text{sc}}^{\text{RB}} / 2$$

其中，对于不同带宽的 $N_{\text{RB}}^{\text{UL}}$ ， $m_{\text{SRS},b}$ 在表 3-15 至表 3-18 中分别定义。小区指定的参数 $C_{\text{SRS}} \in \{0,1,2,3,4,5,6,7\}$ 和 UE 专用参考信号带宽参数 $B_{\text{SRS}} \in \{0,1,2,3\}$ 由高层给出。对于 TDD 帧格式，在 UpPTS 域，如果高层配置的小区探测参考信号最大上行导频时隙 (srsMaxUpPts) 被激活， $m_{\text{SRS},0}$ 需要重新配置为 $m_{\text{SRS},0}^{\text{max}} = \max_{c \in C} \{m_{\text{SRS},0}^c\} \leq (N_{\text{RB}}^{\text{UL}} - 6N_{\text{RA}})$ ，其中 c 是 SRS (探测参考信号) 的带宽， C_{SRS} 是表 3-15 至表 3-18 中定义的针对每一个上行带宽 $N_{\text{RB}}^{\text{UL}}$ 的 SRS 带宽集合；如果小区指定参数 srsMaxUpPts 没有激活，则 $m_{\text{SRS},0}^{\text{max}} = m_{\text{SRS},0}$ 。 N_{RA} 是该 UpPTS 域中 PRACH 格式 4 (配置索引 4) 的数量，可以从后面的表 3-23 中获得。

频域的起始位置 k_0 定义为

$$k_0 = k'_0 + \sum_{b=0}^{B_{\text{SRS}}} 2M_{\text{sc},b}^{\text{RS}} n_b$$

对于常规上行子帧， $k'_0 = (\lfloor N_{\text{RB}}^{\text{UL}} / 2 \rfloor - m_{\text{SRS},0} / 2) N_{\text{SC}}^{\text{RB}} + k_{\text{TC}}$ 。

对于 UpPTS， k'_0 定义为

$$k'_0 = \begin{cases} (N_{\text{RB}}^{\text{UL}} - m_{\text{SRS},0}^{\text{max}}) N_{\text{sc}}^{\text{RB}} + k_{\text{TC}} & \text{如果 } ((n_f \bmod 2) \times (2 - N_{\text{sp}}) + n_{\text{hf}}) \bmod 2 = 0 \\ k_{\text{TC}} & \text{其他} \end{cases}$$

其中， $k_{\text{TC}} \in \{0,1\}$ 由高层配置，其中 n_b 是频率的位置索引。对于无线帧前半帧的 UpPTS 域， n_{hf} 取值为 0；对于无线帧后半帧的 UpPTS 域， n_{hf} 取值为 1。

探测参考信号的跳频由高层提供的参数 $b_{\text{hop}} \in \{0,1,2,3\}$ 配置。如果探测参考信号的跳频不激活 (即 $b_{\text{hop}} \geq B_{\text{SRS}}$)，则频率位置索引 n_b 保持不变 (除非重新配置) 且 $n_b = \lfloor 4n_{\text{RRC}} / m_{\text{SRS},b} \rfloor \bmod N_b$ 。其中，参数 n_{RRC} 由高层配置给 UE。如果探测参考信号的跳频被激活 (即 $b_{\text{hop}} < B_{\text{SRS}}$)，频率位置索引 n_b 为

$$n_b = \begin{cases} \lfloor 4n_{\text{RRC}} / m_{\text{SRS},b} \rfloor \bmod N_b & b \leq b_{\text{hop}} \\ \{F_b(n_{\text{SRS}}) + \lfloor 4n_{\text{RRC}} / m_{\text{SRS},b} \rfloor\} \bmod N_b & \text{其他} \end{cases}$$

其中，对于每个上行带宽 $N_{\text{RB}}^{\text{UL}}$ ， N_b 的取值由表 3-15 至表 3-18 分别给出； $F_b(n_{\text{SRS}})$ 由下式给出。

$$F_b(n_{\text{SRS}}) = \begin{cases} (N_b / 2) \left[\frac{n_{\text{SRS}} \bmod \prod_{b'=b_{\text{hop}}}^b N_{b'}}{\prod_{b'=b_{\text{hop}}}^{b-1} N_{b'}} \right] + \left[\frac{n_{\text{SRS}} \bmod \prod_{b'=b_{\text{hop}}}^b N_{b'}}{2 \prod_{b'=b_{\text{hop}}}^{b-1} N_{b'}} \right] & \text{如果 } N_b \text{ 是偶数} \\ \left[\frac{n_{\text{SRS}} \bmod \prod_{b'=b_{\text{hop}}}^b N_{b'}}{\lfloor N_b / 2 \rfloor \prod_{b'=b_{\text{hop}}}^{b-1} N_{b'}} \right] & \text{如果 } N_b \text{ 是奇数} \end{cases}$$

其中，不管 N_b 为何值， $N_{b_{\text{hop}}} = 1$ ，且

$$n_{\text{SRS}} = \begin{cases} 2N_{\text{sp}} n_f + 2(N_{\text{sp}} - 1) \left\lfloor \frac{n_s}{10} \right\rfloor + \left\lfloor \frac{T_{\text{offset}}}{T_{\text{offset\_max}}} \right\rfloor & \text{帧结构2, SRS周期为2 ms} \\ \left\lfloor (n_f \times 10 + \lfloor n_s / 2 \rfloor) / T_{\text{SRS}} \right\rfloor & \text{其他} \end{cases} \quad (3-15)$$

式 (3-15) 用来计算 UE 指定的 SRS 的传输次数，其中 T_{SRS} 为 UE 指定的 SRS 传输周期， T_{offset} 是 SRS 子帧的偏移量， $T_{\text{offset\_max}}$ 是对 SRS 子帧偏移量配置的 T_{offset} 的最大值。除特殊子帧外的所有子帧，SRS 均在子帧的最后一个符号上进行传输。

表 3-15 上行带宽为 $6 \leq N_{\text{RB}}^{\text{UL}} \leq 40$ 时 $m_{\text{SRS},b}$ 和 N_b 的取值, 其中 $b=0,1,2,3$

SRS带宽配置 C_{SRS}	SRS带宽 $B_{\text{SRS}} = 0$		SRS带宽 $B_{\text{SRS}} = 1$		SRS带宽 $B_{\text{SRS}} = 2$		SRS带宽 $B_{\text{SRS}} = 3$	
	$m_{\text{SRS},0}$	N_0	$m_{\text{SRS},1}$	N_1	$m_{\text{SRS},2}$	N_2	$m_{\text{SRS},3}$	N_3
0	36	1	12	3	4	3	4	1
1	32	1	16	2	8	2	4	2
2	24	1	4	6	4	1	4	1
3	20	1	4	5	4	1	4	1
4	16	1	4	4	4	1	4	1
5	12	1	4	3	4	1	4	1
6	8	1	4	2	4	1	4	1
7	4	1	4	1	4	1	4	1

表 3-16 上行带宽为 $40 < N_{\text{RB}}^{\text{UL}} \leq 60$ 时 $m_{\text{SRS},b}$ 和 N_b 的取值, 其中 $b=0,1,2,3$

SRS带宽配置 C_{SRS}	SRS带宽 $B_{\text{SRS}} = 0$		SRS带宽 $B_{\text{SRS}} = 1$		SRS带宽 $B_{\text{SRS}} = 2$		SRS带宽 $B_{\text{SRS}} = 3$	
	$m_{\text{SRS},0}$	N_0	$m_{\text{SRS},1}$	N_1	$m_{\text{SRS},2}$	N_2	$m_{\text{SRS},3}$	N_3
0	48	1	24	2	12	2	4	3
1	48	1	16	3	8	2	4	2
2	40	1	20	2	4	5	4	1
3	36	1	12	3	4	3	4	1
4	32	1	16	2	8	2	4	2
5	24	1	4	6	4	1	4	1
6	20	1	4	5	4	1	4	1
7	16	1	4	4	4	1	4	1

表 3-17 上行带宽为 $60 < N_{\text{RB}}^{\text{UL}} \leq 80$ 时 $m_{\text{SRS},b}$ 和 N_b 的取值, 其中 $b=0,1,2,3$

SRS带宽配置 C_{SRS}	SRS带宽 $B_{\text{SRS}} = 0$		SRS带宽 $B_{\text{SRS}} = 1$		SRS带宽 $B_{\text{SRS}} = 2$		SRS带宽 $B_{\text{SRS}} = 3$	
	$m_{\text{SRS},0}$	N_0	$m_{\text{SRS},1}$	N_1	$m_{\text{SRS},2}$	N_2	$m_{\text{SRS},3}$	N_3
0	72	1	24	3	12	2	4	3
1	64	1	32	2	16	2	4	4
2	60	1	20	3	4	5	4	1
3	48	1	24	2	12	2	4	3
4	48	1	16	3	8	2	4	2
5	40	1	20	2	4	5	4	1
6	36	1	12	3	4	3	4	1
7	32	1	16	2	8	2	4	2

表 3-18 上行带宽 $80 < N_{\text{RB}}^{\text{UL}} \leq 110$ 时 $m_{\text{SRS},b}$ 和 N_b 的取值, 其中 $b=0,1,2,3$

SRS带宽配置 C_{SRS}	SRS带宽 $B_{\text{SRS}} = 0$		SRS带宽 $B_{\text{SRS}} = 1$		SRS带宽 $B_{\text{SRS}} = 2$		SRS带宽 $B_{\text{SRS}} = 3$	
	$m_{\text{SRS},0}$	N_0	$m_{\text{SRS},1}$	N_1	$m_{\text{SRS},2}$	N_2	$m_{\text{SRS},3}$	N_3
0	96	1	48	2	24	2	4	6
1	96	1	32	3	16	2	4	4
2	80	1	40	2	20	2	4	5
3	72	1	24	3	12	2	4	3

续表

SRS带宽配置 C_{SRS}	SRS带宽 $B_{\text{SRS}} = 0$		SRS带宽 $B_{\text{SRS}} = 1$		SRS带宽 $B_{\text{SRS}} = 2$		SRS带宽 $B_{\text{SRS}} = 3$	
	$m_{\text{SRS},0}$	N_0	$m_{\text{SRS},1}$	N_1	$m_{\text{SRS},2}$	N_2	$m_{\text{SRS},3}$	N_3
4	64	1	32	2	16	2	4	4
5	60	1	20	3	4	5	4	1
6	48	1	24	2	12	2	4	3
7	48	1	16	3	8	2	4	2

3.4.5 SC-FDMA 基带信号的产生

本节描述适用于除上行随机接入信道之外所有上行物理信号和物理信道。一个上行时隙中第 l 个 SC-FDMA 符号中的时间连续信号 $s_l(t)$ 定义为

$$s_l(t) = \sum_{k = \left\lfloor N_{\text{RB}}^{\text{UL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}} / 2 \right\rfloor}^{\left\lceil N_{\text{RB}}^{\text{UL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}} / 2 \right\rceil - 1} a_{k^{(-)},l} \cdot e^{j2\pi(k+1/2)\Delta f(t - N_{\text{CP},l}T_s)}$$

(3-16)

其中， $0 \leq t < (N_{\text{CP},l} + N) \times T_s$ ， $k^{(-)} = k + \left\lfloor N_{\text{RB}}^{\text{UL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}} / 2 \right\rfloor$ ， $N = 2048$ ， $\Delta f = 15 \text{ kHz}$ ，并且 $a_{k,l}$ 代表资源粒子 (k,l) 上的传输信息。一个时隙中的 SC-FDMA 符号将从 $l = 0$ 开始按照维度 l 增序传输，其中 SC-FDMA 符号 $l > 0$ ，从一个时隙中的 $\sum_{l'=0}^{l-1} (N_{\text{CP},l'} + N)T_s$ 时刻开始。表 3-19 列出了 $N_{\text{CP},l}$ 的值。

表 3-19 SC-FDMA 技术参数

循环前缀类型	循环前缀长度为 $N_{\text{CP},l}$ 的值
常规循环前缀	当 $l=0$ 时，取值为 160 对于 $l=1,2,\cdots,6$ ，取值为 144
扩展循环前缀	对于 $l=1,2,\cdots,5$ ，取值为 512

3.4.6 物理随机接入信道（PRACH）处理过程

1. 时间和频率结构

物理层随机接入前导（Preamble）格式如图 3-8 所示，包括一个长度为 T_{CP} 的循环前缀和一个长度为 T_{SEQ} 的序列，表 3-20 给出了前导参数的取值，并依赖帧结构和随机接入配置，前导的结构由高层控制。



图 3-8 随机接入前导格式

表 3-20 随机接入前导参数

前导格式	T_{CP} 取值	T_{SEQ} 取值
0	$3168 \times T_s$	$24576 \times T_s$
1	$21024 \times T_s$	$24576 \times T_s$
2	$6240 \times T_s$	$2 \cdot 24576 \times T_s$
3	$21024 \times T_s$	$2 \cdot 24576 \times T_s$
4*	$448 \times T_s$	$4096 \times T_s$

* 配置代表仅仅支持帧结构类型 2，并且特殊子帧的 UpPTS 为 $4384 \cdot T_s$ 和 $5120 \cdot T_s$ 。

如果由 MAC 层触发随机接入前导的传输，它将在特定的时间和频率上传输。这些资源的编号按照无线帧和频域资源块中的子帧序号的增序进行，使得序号 0 对应无线帧中最小的子帧和资源块编号。无线帧中的 PRACH 资源由 PRACH 资源索引指示，表 3-21 和表 3-22 中按照增序的方式列出了 PRACH 资源索引。

表 3-21 前导格式 0~3 帧结构类型 1 随机接入配置

PRACH 配置索引	前导格式	系统帧号	子帧序号	PRACH 配置索引	前导格式	系统帧号	子帧序号
0	0	偶数	1	28	1	任意	0, 2, 4, 6, 8
1	0	偶数	4	29	1	任意	1, 3, 5, 7, 9
2	0	偶数	7	30	N/A	N/A	N/A
3	0	任意	1	31	1	偶数	9
4	0	任意	4	32	2	偶数	1
5	0	任意	7	33	2	偶数	4
6	0	任意	1, 6	34	2	偶数	7
7	0	任意	2, 7	35	2	任意	1
8	0	任意	3, 8	36	2	任意	4
9	0	任意	1, 4, 7	37	2	任意	7
10	0	任意	2, 5, 8	38	2	任意	1, 6
11	0	任意	3, 6, 9	39	2	任意	2, 7
12	0	任意	0, 2, 4, 6, 8	40	2	任意	3, 8
13	0	任意	1, 3, 5, 7, 9	41	2	任意	1, 4, 7
14	0	任意	0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9	42	2	任意	2, 5, 8
15	0	偶数	9	43	2	任意	3, 6, 9
16	1	偶数	1	44	2	任意	0, 2, 4, 6, 8
17	1	偶数	4	45	2	任意	1, 3, 5, 7, 9
18	1	偶数	7	46	N/A	N/A	N/A
19	1	任意	1	47	2	偶数	9
20	1	任意	4	48	3	偶数	1
21	1	任意	7	49	3	偶数	4
22	1	任意	1, 6	50	3	偶数	7
23	1	任意	2, 7	51	3	任意	1
24	1	任意	3, 8	52	3	任意	4
25	1	任意	1, 4, 7	53	3	任意	7
26	1	任意	2, 5, 8	54	3	任意	1, 6
27	1	任意	3, 6, 9	55	3	任意	2, 7

PRACH 配置索引	前导格式	系统帧号	子帧序号	PRACH 配置索引	前导格式	系统帧号	子帧序号
56	3	任意	3, 8	60	N/A	N/A	N/A
57	3	任意	1, 4, 7	61	N/A	N/A	N/A
58	3	任意	2, 5, 8	62	N/A	N/A	N/A
59	3	任意	3, 6, 9	63	3	偶数	9

对于前导格式 0~3，帧结构类型 1 的每个子帧中最多可以传输一个随机资源。表 3-21 给出了帧结构类型 1 的情况下允许传输随机接入前导的子帧，PRACH 配置索引由高层确定。在 UE 侧假定 $N_{TA} = 0$ ，即随机接入前导的开始要与对应的上行子帧开始一致。 N_{TA} 是 UE 侧上行、下行无线帧之间的定时偏移，以 T_s 为单位表示。UE 传输上行无线帧 i 时，是从 UE 侧对应的下行无线帧之前的 $(N_{TA} + N_{TA\ offset}) \times T_s$ 秒开始，如图 3-9 所示，其中 $0 \leq N_{TA} \leq 20512$ ，对于 FDD 帧类型 $N_{TA\ offset} = 0$ ；TDD 帧结构时 $N_{TA\ offset} = 624$ 。注意，并不是一个无线帧中的所有时隙都被传输。如 TDD 双工方式，仅仅一个无线帧中的部分时隙被传输。对于 PRACH 前导配置 0, 1, 2, 15, 16, 17, 18, 31, 32, 33, 34, 47, 48, 49, 50 和 63，UE 为了切换的目的，可以假设本地小区和目标小区的无线帧 i 之间的时间偏差绝对值小于 $153600 \cdot T_s$ 。分配给 PRACH 前导格式为 0, 1, 2 以及 3 的第一个物理资源块 n_{PRB}^{RA} 定义为 $n_{PRB}^{RA} = n_{PRB\ offset}^{RA}$ ，参数 $n_{PRB\ offset}^{RA}$ 是高层配置的一个物理资源块号，且满足 $0 \leq n_{PRB\ offset}^{RA} \leq N_{RB}^{UL} - 6$ 。



图 3-9 上行和下行时序关系

对于前导格式 0~4，帧结构类型 2 的一个子帧（包含 UpPTS）中可以传输多个随机接入资源，表 3-22 给出帧结构类型 2 下不同前导配置索引、前导格式、不同 PRACH 前导配置密度（ D_{RA} ）和版本（ r_{RA} ）的组合，每个前导索引确定一个组合。前导配置索引由高层配置，对于帧结构类型 2，PRACH 前导配置 0, 1, 2, 20, 21, 22, 30, 31, 32, 40, 41, 42, 48, 49 或 50，UE 为了切换的目的，可以假设本地小区和目标小区的无线帧 i 之间时间上的偏差绝对值小于 $153600 \cdot T_s$ 。

表 3-22 前导格式 0~4，帧结构类型 2 随机接入配置

前导配置索引	前导格式	每10 ms 密度 D_{RA}	版本 r_{RA}	前导配置索引	前导格式	每10 ms 密度 D_{RA}	版本 r_{RA}
0	0	0.5	0	9	0	3	0
1	0	0.5	1	10	0	3	1
2	0	0.5	2	11	0	3	2
3	0	1	0	12	0	4	0
4	0	1	1	13	0	4	1
5	0	1	2	14	0	4	2
6	0	2	0	15	0	5	0
7	0	2	1	16	0	5	1
8	0	2	2	17	0	5	2

续表

前导配置索引	前导格式	每10 ms 密度 D_{RA}	版本 r_{RA}	前导配置索引	前导格式	每10 ms 密度 D_{RA}	版本 r_{RA}
18	0	6	0	41	3	0.5	1
19	0	6	1	42	3	0.5	2
20	1	0.5	0	43	3	1	0
21	1	0.5	1	44	3	1	1
22	1	0.5	2	45	3	2	0
23	1	1	0	46	3	3	0
24	1	1	1	47	3	4	0
25	1	2	0	48	4	0.5	0
26	1	3	0	49	4	0.5	1
27	1	4	0	50	4	0.5	2
28	1	5	0	51	4	1	0
29	1	6	0	52	4	1	1
30	2	0.5	0	53	4	2	0
31	2	0.5	1	54	4	3	0
32	2	0.5	2	55	4	4	0
33	2	1	0	56	4	5	0
34	2	1	1	57	4	6	0
35	2	2	0	58	N/A	N/A	N/A
36	2	3	0	59	N/A	N/A	N/A
37	2	4	0	60	N/A	N/A	N/A
38	2	5	0	61	N/A	N/A	N/A
39	2	6	0	62	N/A	N/A	N/A
40	3	0.5	0	63	N/A	N/A	N/A

表 3-23 列出了对于一个确定的 PRACH 密度值为 D_{RA} ，不同的随机接入所需要的物理资源。每一个四元符号组 $(f_{RA}, t_{RA}^{(0)}, t_{RA}^{(1)}, t_{RA}^{(2)})$ 用来指示一个特定随机接入资源的时频位置。其中 f_{RA} 是一定时间间隔中的频率资源索引； $t_{RA}^{(0)} = 0, 1, 2$ 分别表示随机资源是位于所有无线帧、偶数帧或奇数帧； $t_{RA}^{(1)} = 0, 1$ 分别指示随机资源位于无线帧的前半帧还是后半帧； $t_{RA}^{(2)}$ 是前导开始的上行子帧号，在两个连续下 / 上行切换点间的第一个上行子帧为 0，从 0 开始计数至下 / 上行的转换点，范围是 0~2。前导格式为 4 时 $t_{RA}^{(2)}$ 记为 (*)。在 UE 端，对于前导格式 0~3，开始时刻必须和对应的上行子帧开始时刻对齐，即 $N_{TA} = 0$ ，前导格式 4 必须在 UpPTS 结束前 $4832 \cdot T_s$ 开始，其中 UpPTS 参考 UE 上行帧同步提前量 $N_{TA} = 0$ 。

对每一种 PRACH 配置的随机接入首先在时间上分配，当且仅当时间上不能分配特定密度值 D_{RA} 的所有随机接入的时候才考虑频分。前导格式为 0~3，在频率复用方式下，通过下面公式确定分配给 PRACH 的第一个物理资源块 n_{PRB}^{RA} ：

$$n_{PRB}^{RA} = \begin{cases} n_{PRB \text{ offset}}^{RA} + 6 \left\lfloor \frac{f_{RA}}{2} \right\rfloor, & \text{如果 } f_{RA} \bmod 2 = 0 \\ N_{RB}^{UL} - 6 - n_{PRB \text{ offset}}^{RA} - 6 \left\lfloor \frac{f_{RA}}{2} \right\rfloor, & \text{否则} \end{cases}$$

其中， N_{RB}^{UL} 是上行资源块的数量；参数 $n_{PRB \text{ offset}}^{RA}$ 由高层配置且满足 $0 \leq n_{PRB \text{ offset}}^{RA} \leq N_{RB}^{UL} - 6$ 。对于前导格式 4，频率复用方式按照下式处理：

$$n_{\text{PRB}}^{\text{RA}} = \begin{cases} 6f_{\text{RA}}, & \text{如果}((n_f \bmod 2) \times (2 - N_{\text{SF}}) + t_{\text{RA}}^{(1)}) \bmod 2 = 0 \\ N_{\text{RB}}^{\text{UL}} - 6(f_{\text{RA}} + 1), & \text{否则} \end{cases}$$

其中， n_f 是系统帧号， N_{SF} 下行子帧 / 上行子帧的转换点数。

对于两种帧结构，每个随机接入前导带宽都占用 6 个连续资源块大小。

表 3-23 帧结构类型 2 的随机接入前导的时 / 频映射

PRACH配置索引	上 / 下行子帧配置格式						
	0	1	2	3	4	5	6
0	(0,1,0,2)	(0,1,0,1)	(0,1,0,0)	(0,1,0,2)	(0,1,0,1)	(0,1,0,0)	(0,1,0,2)
1	(0,2,0,2)	(0,2,0,1)	(0,2,0,0)	(0,2,0,2)	(0,2,0,1)	(0,2,0,0)	(0,2,0,2)
2	(0,1,1,2)	(0,1,1,1)	(0,1,1,0)	(0,1,0,1)	(0,1,0,0)	N/A	(0,1,1,1)
3	(0,0,0,2)	(0,0,0,1)	(0,0,0,0)	(0,0,0,2)	(0,0,0,1)	(0,0,0,0)	(0,0,0,2)
4	(0,0,1,2)	(0,0,1,1)	(0,0,1,0)	(0,0,0,1)	(0,0,0,0)	N/A	(0,0,1,1)
5	(0,0,0,1)	(0,0,0,0)	N/A	(0,0,0,0)	N/A	N/A	(0,0,0,1)
6	(0,0,0,2)	(0,0,0,1)	(0,0,0,0)	(0,0,0,1)	(0,0,0,0)	(0,0,0,0)	(0,0,0,2)
	(0,0,1,2)	(0,0,1,1)	(0,0,1,0)	(0,0,0,2)	(0,0,0,1)	(1,0,0,0)	(0,0,1,1)
7	(0,0,0,1)	(0,0,0,0)	N/A	(0,0,0,0)	N/A	N/A	(0,0,0,1)
	(0,0,1,1)	(0,0,1,0)		(0,0,0,2)			(0,0,1,0)
8	(0,0,0,0)	N/A	N/A	(0,0,0,0)	N/A	N/A	(0,0,0,0)
	(0,0,1,0)			(0,0,0,1)			(0,0,1,1)
9	(0,0,0,1)	(0,0,0,0)	(0,0,0,0)	(0,0,0,0)	(0,0,0,0)	(0,0,0,0)	(0,0,0,1)
	(0,0,0,2)	(0,0,0,1)	(0,0,1,0)	(0,0,0,1)	(0,0,0,1)	(1,0,0,0)	(0,0,0,2)
	(0,0,1,2)	(0,0,1,1)	(1,0,0,0)	(0,0,0,2)	(1,0,0,1)	(2,0,0,0)	(0,0,1,1)
10	(0,0,0,0)	(0,0,0,1)	(0,0,0,0)	N/A	(0,0,0,0)	N/A	(0,0,0,0)
	(0,0,1,0)	(0,0,1,0)	(0,0,1,0)		(0,0,0,1)		(0,0,0,2)
	(0,0,1,1)	(0,0,1,1)	(1,0,1,0)		(1,0,0,0)		(0,0,1,0)
11	N/A	(0,0,0,0)	N/A	N/A	N/A	N/A	(0,0,0,1)
		(0,0,0,1)					(0,0,1,0)
		(0,0,1,0)					(0,0,1,1)
12	(0,0,0,1)	(0,0,0,0)	(0,0,0,0)	(0,0,0,0)	(0,0,0,0)	(0,0,0,0)	(0,0,0,1)
	(0,0,0,2)	(0,0,0,1)	(0,0,1,0)	(0,0,0,1)	(0,0,0,1)	(1,0,0,0)	(0,0,0,2)
	(0,0,1,1)	(0,0,1,0)	(1,0,0,0)	(0,0,0,2)	(1,0,0,0)	(2,0,0,0)	(0,0,1,0)
	(0,0,1,2)	(0,0,1,1)	(1,0,1,0)	(1,0,0,2)	(1,0,0,1)	(3,0,0,0)	(0,0,1,1)
13	(0,0,0,0)	N/A	N/A	(0,0,0,0)	N/A	N/A	(0,0,0,0)
	(0,0,0,2)			(0,0,0,1)			(0,0,0,1)
	(0,0,1,0)			(0,0,0,2)			(0,0,0,2)
	(0,0,1,2)			(1,0,0,1)			(0,0,1,1)
14	(0,0,0,0)	N/A	N/A	(0,0,0,0)	N/A	N/A	(0,0,0,0)
	(0,0,0,1)			(0,0,0,1)			(0,0,0,2)
	(0,0,1,0)			(0,0,0,2)			(0,0,1,0)
	(0,0,1,1)			(1,0,0,0)			(0,0,1,1)
15	(0,0,0,0)	(0,0,0,0)	(0,0,0,0)	(0,0,0,0)	(0,0,0,0)	(0,0,0,0)	(0,0,0,0)
	(0,0,0,1)	(0,0,0,1)	(0,0,1,0)	(0,0,0,1)	(0,0,0,1)	(1,0,0,0)	(0,0,0,1)
	(0,0,0,2)	(0,0,1,0)	(1,0,0,0)	(0,0,0,2)	(1,0,0,0)	(2,0,0,0)	(0,0,0,2)
	(0,0,1,1)	(0,0,1,1)	(1,0,1,0)	(1,0,0,1)	(1,0,0,1)	(3,0,0,0)	(0,0,1,0)
	(0,0,1,2)	(1,0,0,1)	(2,0,0,0)	(1,0,0,2)	(2,0,0,1)	(4,0,0,0)	(0,0,1,1)

PRACH配置索引	上 / 下行子帧配置格式						
	0	1	2	3	4	5	6
16	(0,0,0,1)	(0,0,0,0)	(0,0,0,0)	(0,0,0,0)	(0,0,0,0)	N/A	N/A
	(0,0,0,2)	(0,0,0,1)	(0,0,1,0)	(0,0,0,1)	(0,0,0,1)		
	(0,0,1,0)	(0,0,1,0)	(1,0,0,0)	(0,0,0,2)	(1,0,0,0)		
	(0,0,1,1)	(0,0,1,1)	(1,0,1,0)	(1,0,0,0)	(1,0,0,1)		
	(0,0,1,2)	(1,0,1,1)	(2,0,1,0)	(1,0,0,2)	(2,0,0,0)		
17	(0,0,0,0)	(0,0,0,0)	N/A	(0,0,0,0)	N/A	N/A	N/A
	(0,0,0,1)	(0,0,0,1)		(0,0,0,1)			
	(0,0,0,2)	(0,0,1,0)		(0,0,0,2)			
	(0,0,1,0)	(0,0,1,1)		(1,0,0,0)			
	(0,0,1,2)	(1,0,0,0)		(1,0,0,1)			
18	(0,0,0,0)	(0,0,0,0)	(0,0,0,0)	(0,0,0,0)	(0,0,0,0)	(0,0,0,0)	(0,0,0,0)
	(0,0,0,1)	(0,0,0,1)	(0,0,1,0)	(0,0,0,1)	(0,0,0,1)	(1,0,0,0)	(0,0,0,1)
	(0,0,0,2)	(0,0,1,0)	(1,0,0,0)	(0,0,0,2)	(1,0,0,0)	(2,0,0,0)	(0,0,0,2)
	(0,0,1,0)	(0,0,1,1)	(1,0,1,0)	(1,0,0,0)	(1,0,0,1)	(3,0,0,0)	(0,0,1,0)
	(0,0,1,1)	(1,0,0,1)	(2,0,0,0)	(1,0,0,1)	(2,0,0,0)	(4,0,0,0)	(0,0,1,1)
	(0,0,1,2)	(1,0,1,1)	(2,0,1,0)	(1,0,0,2)	(2,0,0,1)	(5,0,0,0)	(1,0,0,2)
19	N/A	(0,0,0,0)	N/A	N/A	N/A	N/A	(0,0,0,0)
		(0,0,0,1)					(0,0,0,1)
		(0,0,1,0)					(0,0,0,2)
		(0,0,1,1)					(0,0,1,0)
		(1,0,0,0)					(0,0,1,1)
20 / 30		(1,0,1,0)	N/A	(0,1,0,1)	(0,1,0,0)	N/A	(1,0,1,1)
		(0,1,0,1)					(0,1,0,1)
		(0,2,0,1)					(0,2,0,1)
		(0,1,1,1)					(0,1,1,0)
		(0,0,0,1)					(0,0,0,1)
24 / 34	(0,0,1,1)	(0,0,1,0)	N/A	N/A	N/A	N/A	(0,0,1,0)
		(0,0,0,1)					(0,0,0,1)
		(0,0,1,1)					(0,0,1,0)
		(1,0,0,1)					(1,0,0,1)
		(0,0,1,1)					(0,0,1,1)
25 / 35	(0,0,1,1)	(0,0,0,0)	N/A	(0,0,0,1)	(0,0,0,0)	N/A	(0,0,0,1)
		(0,0,1,0)		(1,0,0,1)	(1,0,0,0)		(0,0,1,0)
		(0,0,0,1)		(0,0,0,1)	(0,0,0,0)		(0,0,0,1)
		(0,0,1,1)		(1,0,0,1)	(1,0,0,0)		(0,0,1,0)
		(1,0,0,1)		(2,0,0,1)	(2,0,0,0)		(1,0,0,1)
27 / 37	(0,0,0,1)	(0,0,0,0)	N/A	(0,0,0,1)	(0,0,0,0)	N/A	(0,0,0,1)
		(0,0,1,0)		(1,0,0,1)	(1,0,0,0)		(0,0,1,0)
		(1,0,0,1)		(2,0,0,1)	(2,0,0,0)		(1,0,0,1)
		(1,0,1,1)		(3,0,0,1)	(3,0,0,0)		(1,0,1,0)
		(0,0,0,1)		(0,0,0,1)	(0,0,0,0)		(0,0,0,1)
28 / 38	(0,0,0,1)	(0,0,0,0)	N/A	(0,0,0,1)	(0,0,0,0)	N/A	(0,0,0,1)
		(0,0,1,0)		(1,0,0,1)	(1,0,0,0)		(0,0,1,0)
		(1,0,0,0)		(2,0,0,1)	(2,0,0,0)		(1,0,0,1)
		(1,0,1,0)		(3,0,0,1)	(3,0,0,0)		(1,0,1,0)
		(2,0,0,1)		(4,0,0,1)	(4,0,0,0)		(2,0,0,1)

PRACH配置索引	上 / 下行子帧配置格式						
	0	1	2	3	4	5	6
29 / 39	(0,0,0,1)	(0,0,0,0)	N/A	(0,0,0,1)	(0,0,0,0)	N/A	(0,0,0,1)
	(0,0,1,1)	(0,0,1,0)		(1,0,0,1)	(1,0,0,0)		(0,0,1,0)
	(1,0,0,1)	(1,0,0,0)		(2,0,0,1)	(2,0,0,0)		(1,0,0,1)
	(1,0,1,1)	(1,0,1,0)		(3,0,0,1)	(3,0,0,0)		(1,0,1,0)
	(2,0,0,1)	(2,0,0,0)		(4,0,0,1)	(4,0,0,0)		(2,0,0,1)
	(2,0,1,1)	(2,0,1,0)		(5,0,0,1)	(5,0,0,0)		(2,0,1,0)
40	(0,1,0,0)	N/A	N/A	(0,1,0,0)	N/A	N/A	(0,1,0,0)
41	(0,2,0,0)	N/A	N/A	(0,2,0,0)	N/A	N/A	(0,2,0,0)
42	(0,1,1,0)	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A
43	(0,0,0,0)	N/A	N/A	(0,0,0,0)	N/A	N/A	(0,0,0,0)
44	(0,0,1,0)	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A
45	(0,0,0,0)	N/A	N/A	(0,0,0,0)	N/A	N/A	(0,0,0,0)
	(0,0,1,0)			(1,0,0,0)			(1,0,0,0)
46	(0,0,0,0)	N/A	N/A	(0,0,0,0)	N/A	N/A	(0,0,0,0)
	(0,0,1,0)			(1,0,0,0)			(1,0,0,0)
	(1,0,0,0)			(2,0,0,0)			(2,0,0,0)
47	(0,0,0,0)	N/A	N/A	(0,0,0,0)	N/A	N/A	(0,0,0,0)
	(0,0,1,0)			(1,0,0,0)			(1,0,0,0)
	(1,0,0,0)			(2,0,0,0)			(2,0,0,0)
	(1,0,1,0)			(3,0,0,0)			(3,0,0,0)
48	(0,1,0,*)	(0,1,0,*)	(0,1,0,*)	(0,1,0,*)	(0,1,0,*)	(0,1,0,*)	(0,1,0,*)
49	(0,2,0,*)	(0,2,0,*)	(0,2,0,*)	(0,2,0,*)	(0,2,0,*)	(0,2,0,*)	(0,2,0,*)
50	(0,1,1,*)	(0,1,1,*)	(0,1,1,*)	N/A	N/A	N/A	(0,1,1,*)
51	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)
52	(0,0,1,*)	(0,0,1,*)	(0,0,1,*)	N/A	N/A	N/A	(0,0,1,*)
53	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)
	(0,0,1,*)	(0,0,1,*)	(0,0,1,*)	(1,0,0,*)	(1,0,0,*)	(1,0,0,*)	(0,0,1,*)
54	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)
	(0,0,1,*)	(0,0,1,*)	(0,0,1,*)	(1,0,0,*)	(1,0,0,*)	(1,0,0,*)	(0,0,1,*)
	(1,0,0,*)	(1,0,0,*)	(1,0,0,*)	(2,0,0,*)	(2,0,0,*)	(2,0,0,*)	(1,0,0,*)
55	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)
	(0,0,1,*)	(0,0,1,*)	(0,0,1,*)	(1,0,0,*)	(1,0,0,*)	(1,0,0,*)	(0,0,1,*)
	(1,0,0,*)	(1,0,0,*)	(1,0,0,*)	(2,0,0,*)	(2,0,0,*)	(2,0,0,*)	(1,0,0,*)
	(1,0,1,*)	(1,0,1,*)	(1,0,1,*)	(3,0,0,*)	(3,0,0,*)	(3,0,0,*)	(1,0,1,*)
56	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)
	(0,0,1,*)	(0,0,1,*)	(0,0,1,*)	(1,0,0,*)	(1,0,0,*)	(1,0,0,*)	(0,0,1,*)
	(1,0,0,*)	(1,0,0,*)	(1,0,0,*)	(2,0,0,*)	(2,0,0,*)	(2,0,0,*)	(1,0,0,*)
	(1,0,1,*)	(1,0,1,*)	(1,0,1,*)	(3,0,0,*)	(3,0,0,*)	(3,0,0,*)	(1,0,1,*)
	(2,0,0,*)	(2,0,0,*)	(2,0,0,*)	(4,0,0,*)	(4,0,0,*)	(4,0,0,*)	(2,0,0,*)

PRACH配置索引	上 / 下行子帧配置格式						
	0	1	2	3	4	5	6
57	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)	(0,0,0,*)
	(0,0,1,*)	(0,0,1,*)	(0,0,1,*)	(1,0,0,*)	(1,0,0,*)	(1,0,0,*)	(0,0,1,*)
	(1,0,0,*)	(1,0,0,*)	(1,0,0,*)	(2,0,0,*)	(2,0,0,*)	(2,0,0,*)	(1,0,0,*)
	(1,0,1,*)	(1,0,1,*)	(1,0,1,*)	(3,0,0,*)	(3,0,0,*)	(3,0,0,*)	(1,0,1,*)
	(2,0,0,*)	(2,0,0,*)	(2,0,0,*)	(4,0,0,*)	(4,0,0,*)	(4,0,0,*)	(2,0,0,*)
	(2,0,1,*)	(2,0,1,*)	(2,0,1,*)	(5,0,0,*)	(5,0,0,*)	(5,0,0,*)	(2,0,1,*)
58	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A
59	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A
60	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A
61	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A
62	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A
63	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A

注：表中的*代表 UpPTS。

2. 前导序列生成

随机接入前导由具有零相关区的 ZC 序列生成，由一个或多个根 ZC 序列生成。网络会配置允许 UE 使用的前导序列集合。

每个小区有 64 个可用前导，一个小区中的 64 个前导序列集合首先通过逻辑索引为 RACH_ROOT_SEQUENCE 的根 ZC 序列按照循环移位增加的顺序产生所有的循环移位序列，其中 RACH_ROOT_SEQUENCE 由系统信息广播。如果 64 个前导不能通过一个根 ZC 序列生成时，那么由后续的逻辑索引的根序列产生直到产生了 64 个前导序列。逻辑根序列的顺序是从 0 到 837 循环使用。前导格式 0~3 和格式 4 的逻辑根序列数与物理根序列 u 的关系在表 3-24 和表 3-25 中分别给出。第 u 个根 ZC 序列定义为

$$x_u(n) = e^{-j\frac{\pi un(n+1)}{N_{ZC}}}, \quad 0 \leq n \leq N_{ZC} - 1$$

其中，ZC 序列的长度 N_{ZC} 在表 3-26 中给出。基于第 u 个根 ZC 序列，具有长度为 $N_{CS} - 1$ 的零相关区的随机接入前导，按照下式进行循环移位获得。

$$x_{u,v}(n) = x_u((n + C_v) \bmod N_{ZC})$$

其中，

$$C_v = \begin{cases} vN_{CS} & v = 0, 1, \dots, \lfloor N_{ZC}/N_{CS} \rfloor - 1, N_{CS} \neq 0 \quad \text{非限制集合} \\ 0 & N_{CS} = 0 \quad \text{非限制集合} \\ d_{\text{start}} \lfloor v/n_{\text{shift}}^{\text{RA}} \rfloor + (v \bmod n_{\text{shift}}^{\text{RA}})N_{CS} & v = 0, 1, \dots, n_{\text{shift}}^{\text{RA}} n_{\text{group}}^{\text{RA}} + \bar{n}_{\text{shift}}^{\text{RA}} - 1 \quad \text{限制集合} \end{cases}$$

其中，格式 0~3 和格式 4 对应 N_{CS} 分别在表 3-27 和表 3-28 中进行描述。

对于 $N_{CS} \leq d_u < N_{ZC}/3$ ，其参数表示如下。

$$\begin{aligned} n_{\text{shift}}^{\text{RA}} &= \lfloor d_u / N_{CS} \rfloor \\ d_{\text{start}} &= 2d_u + n_{\text{shift}}^{\text{RA}} N_{CS} \\ n_{\text{group}}^{\text{RA}} &= \lfloor N_{ZC} / d_{\text{start}} \rfloor \\ \bar{n}_{\text{shift}}^{\text{RA}} &= \max \left(\left\lfloor (N_{ZC} - 2d_u - n_{\text{group}}^{\text{RA}} d_{\text{start}}) / N_{CS} \right\rfloor, 0 \right) \end{aligned}$$

对于 $N_{\text{ZC}}/3 \leq d_u \leq (N_{\text{ZC}} - N_{\text{CS}})/2$ ，其参数表示如下。

$$\begin{aligned} n_{\text{shift}}^{\text{RA}} &= \lfloor (N_{\text{ZC}} - 2d_u)/N_{\text{CS}} \rfloor \\ d_{\text{start}} &= N_{\text{ZC}} - 2d_u + n_{\text{shift}}^{\text{RA}} N_{\text{CS}} \\ n_{\text{group}}^{\text{RA}} &= \lfloor d_u/d_{\text{start}} \rfloor \\ \bar{n}_{\text{shift}}^{\text{RA}} &= \min\left(\max\left(\lfloor (d_u - n_{\text{group}}^{\text{RA}} d_{\text{start}})/N_{\text{CS}} \rfloor, 0\right), n_{\text{shift}}^{\text{RA}}\right) \end{aligned}$$

对其他 d_u 值，在限制集中没有循环移位。其中，变量 d_u 是幅度为 $1/T_{\text{SEQ}}$ 的多普勒频偏移对应的循环移位值，由下面公式给出：

$$d_u = \begin{cases} p & 0 \leq p < N_{\text{ZC}}/2 \\ N_{\text{ZC}} - p & \text{其他} \end{cases}$$

其中， p 是满足 $(pu) \bmod N_{\text{ZC}} = 1$ 的最小的非负整数。循环移位的限制集合取决于 d_u 。

表 3-24 格式（0~3）物理根序列 u 与逻辑根序列数的关系

逻辑根序列数	物理根序列 u
0~23	129, 710, 140, 699, 120, 719, 210, 629, 168, 671, 84, 755, 105, 734, 93, 746, 70, 769, 60, 779, 2, 837, 1, 838
24~29	56, 783, 112, 727, 148, 691
30~35	80, 759, 42, 797, 40, 799
36~41	35, 804, 73, 766, 146, 693
42~51	31, 808, 28, 811, 30, 809, 27, 812, 29, 810
52~63	24, 815, 48, 791, 68, 771, 74, 765, 178, 661, 136, 703
64~75	86, 753, 78, 761, 43, 796, 39, 800, 20, 819, 21, 818
76~89	95, 744, 202, 637, 190, 649, 181, 658, 137, 702, 125, 714, 151, 688
90~115	217, 622, 128, 711, 142, 697, 122, 717, 203, 636, 118, 721, 110, 729, 89, 750, 103, 736, 61, 778, 55, 784, 15, 824, 14, 825
116~135	12, 827, 23, 816, 34, 805, 37, 802, 46, 793, 207, 632, 179, 660, 145, 694, 130, 709, 223, 616
136~167	228, 611, 227, 612, 132, 707, 133, 706, 143, 696, 135, 704, 161, 678, 201, 638, 173, 666, 106, 733, 83, 756, 91, 748, 66, 773, 53, 786, 10, 829, 9, 830
168~203	7, 832, 8, 831, 16, 823, 47, 792, 64, 775, 57, 782, 104, 735, 101, 738, 108, 731, 208, 631, 184, 655, 197, 642, 191, 648, 121, 718, 141, 698, 149, 690, 216, 623, 218, 621
204~263	152, 687, 144, 695, 134, 705, 138, 701, 199, 640, 162, 677, 176, 663, 119, 720, 158, 681, 164, 675, 174, 665, 171, 668, 170, 669, 87, 752, 169, 670, 88, 751, 107, 732, 81, 758, 82, 757, 100, 739, 98, 741, 71, 768, 59, 780, 65, 774, 50, 789, 49, 790, 26, 813, 17, 822, 13, 826, 6, 833
264~327	5, 834, 33, 806, 51, 788, 75, 764, 99, 740, 96, 743, 97, 742, 166, 673, 172, 667, 175, 664, 187, 652, 163, 676, 185, 654, 200, 639, 114, 725, 189, 650, 115, 724, 194, 645, 195, 644, 192, 647, 182, 657, 157, 682, 156, 683, 211, 628, 154, 685, 123, 716, 139, 700, 212, 627, 153, 686, 213, 626, 215, 624, 150, 689
328~383	225, 614, 224, 615, 221, 618, 220, 619, 127, 712, 147, 692, 124, 715, 193, 646, 205, 634, 206, 633, 116, 723, 160, 679, 186, 653, 167, 672, 79, 760, 85, 754, 77, 762, 92, 747, 58, 781, 62, 777, 69, 770, 54, 785, 36, 803, 32, 807, 25, 814, 18, 821, 11, 828, 4, 835
384~455	3, 836, 19, 820, 22, 817, 41, 798, 38, 801, 44, 795, 52, 787, 45, 794, 63, 776, 67, 772, 72, 767, 76, 763, 94, 745, 102, 737, 90, 749, 109, 730, 165, 674, 111, 728, 209, 630, 204, 635, 117, 722, 188, 651, 159, 680, 198, 641, 113, 726, 183, 656, 180, 659, 177, 662, 196, 643, 155, 684, 214, 625, 126, 713, 131, 708, 219, 620, 222, 617, 226, 613
456~513	230, 609, 232, 607, 262, 577, 252, 587, 418, 421, 416, 423, 413, 426, 411, 428, 376, 463, 395, 444, 283, 556, 285, 554, 379, 460, 390, 449, 363, 476, 384, 455, 388, 451, 386, 453, 361, 478, 387, 452, 360, 479, 310, 529, 354, 485, 328, 511, 315, 524, 337, 502, 349, 490, 335, 504, 324, 515

逻辑根序列数	物理根序列 <i>u</i>
514~561	323, 516, 320, 519, 334, 505, 359, 480, 295, 544, 385, 454, 292, 547, 291, 548, 381, 458, 399, 440, 380, 459, 397, 442, 369, 470, 377, 462, 410, 429, 407, 432, 281, 558, 414, 425, 247, 592, 277, 562, 271, 568, 272, 567, 264, 575, 259, 580
562~629	237, 602, 239, 600, 244, 595, 243, 596, 275, 564, 278, 561, 250, 589, 246, 593, 417, 422, 248, 591, 394, 445, 393, 446, 370, 469, 365, 474, 300, 539, 299, 540, 364, 475, 362, 477, 298, 541, 312, 527, 313, 526, 314, 525, 353, 486, 352, 487, 343, 496, 327, 512, 350, 489, 326, 513, 319, 520, 332, 507, 333, 506, 348, 491, 347, 492, 322, 517
630~659	330, 509, 338, 501, 341, 498, 340, 499, 342, 497, 301, 538, 366, 473, 401, 438, 371, 468, 408, 431, 375, 464, 249, 590, 269, 570, 238, 601, 234, 605
660~707	257, 582, 273, 566, 255, 584, 254, 585, 245, 594, 251, 588, 412, 427, 372, 467, 282, 557, 403, 436, 396, 443, 392, 447, 391, 448, 382, 457, 389, 450, 294, 545, 297, 542, 311, 528, 344, 495, 345, 494, 318, 521, 331, 508, 325, 514, 321, 518
708~729	346, 493, 339, 500, 351, 488, 306, 533, 289, 550, 400, 439, 378, 461, 374, 465, 415, 424, 270, 569, 241, 598
730~751	231, 608, 260, 579, 268, 571, 276, 563, 409, 430, 398, 441, 290, 549, 304, 535, 308, 531, 358, 481, 316, 523
752~765	293, 546, 288, 551, 284, 555, 368, 471, 253, 586, 256, 583, 263, 576
766~777	242, 597, 274, 565, 402, 437, 383, 456, 357, 482, 329, 510
778~789	317, 522, 307, 532, 286, 553, 287, 552, 266, 573, 261, 578
790~795	236, 603, 303, 536, 356, 483
796~803	355, 484, 405, 434, 404, 435, 406, 433
804~809	235, 604, 267, 572, 302, 537
810~815	309, 530, 265, 574, 233, 606
816~819	367, 472, 296, 543
820~837	336, 503, 305, 534, 373, 466, 280, 559, 279, 560, 419, 420, 240, 599, 258, 581, 229, 610

表 3-25 格式 4 物理根序列 *u* 与逻辑根序列数的关系

逻辑根序列数	物理根序列 <i>u</i>																			
0~19	1	138	2	137	3	136	4	135	5	134	6	133	7	132	8	131	9	130	10	129
20~39	11	128	12	127	13	126	14	125	15	124	16	123	17	122	18	121	19	120	20	119
40~59	21	118	22	117	23	116	24	115	25	114	26	113	27	112	28	111	29	110	30	109
60~79	31	108	32	107	33	106	34	105	35	104	36	103	37	102	38	101	39	100	40	99
80~99	41	98	42	97	43	96	44	95	45	94	46	93	47	92	48	91	49	90	50	89
100~119	51	88	52	87	53	86	54	85	55	84	56	83	57	82	58	81	59	80	60	79
120~137	61	78	62	77	63	76	64	75	65	74	66	73	67	72	68	71	69	70	-	-
138~837	N/A																			

表 3-26 随机接入前导序列长度

前导格式	<i>N_{zc}</i>
0~3	839
4	139

表 3-27 前导格式（0~3）时 N_{CS} 的值

N_{CS} 配置	N_{CS} 取值	
	非限制集合	限制集合
0	0	15
1	13	18
2	15	22
3	18	26
4	22	32
5	26	38
6	32	46
7	38	55
8	46	68
9	59	82
10	76	100
11	93	128
12	119	158
13	167	202
14	279	237
15	419	—

表 3-28 前导格式 4 时 N_{CS} 的值

N_{CS} 配置	N_{CS} 取值
0	2
1	4
2	6
3	8
4	10
5	12
6	15
7	N/A
8	N/A
9	N/A
10	N/A
11	N/A
12	N/A
13	N/A
14	N/A
15	N/A

3. 基带信号的产生

时间连续的随机接入信号 $s(t)$ 定义为

$$s(t) = \beta_{\text{PRACH}} \sum_{k=0}^{N_{zc}-1} \sum_{n=0}^{N_{zc}-1} x_{u,v}(n) \cdot e^{-j\frac{2\pi nk}{N_{zc}}} \cdot e^{j2\pi\left(k+\varphi+K\left(k_0+\frac{1}{2}\right)\right)\Delta f_{\text{RA}}(t-T_{\text{CP}})}$$

为了满足发射功率 P_{PRACH} 的要求，需要乘以幅值因子 β_{PRACH} 。其中， $0 \leq t < T_{\text{SEQ}} + T_{\text{CP}}$ ， $k_0 = n_{\text{PRB}}^{\text{RA}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}} - N_{\text{RB}}^{\text{UL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}} / 2$ 。因子 $K = \Delta f / \Delta f_{\text{RA}}$ 表示随机接入前导和上行数据传输之间的子载波间距。变量 Δf_{RA} 是随机接入前导的子载波间隔，变量 φ 是一个固定的偏移量，表示资源块中随机接入前导在频域中的位置，频域位置由参数 $n_{\text{PRB}}^{\text{RA}}$ 确定，如表 3-29 所示。

表 3-29 随机接入基带参数

前导格式	Δf_{RA}	φ
0~3	1250 Hz	7
4	7500 Hz	2

3.4.7 物理上行控制信道（PUCCH）处理过程

PUCCH 用于承载上行控制信息。对于同一个 UE 来讲，PUCCH 永远不会和 PUSCH 同时传输。对于帧结构类型 2，PUCCH 不会在 UpPTS 域上进行传输。上行物理控制信道支持多种格式，如表 3-30 所示。2a 和 2b 的格式仅支持常规循环前缀（CP）的情况。

表 3-30 PUCCH 格式

PUCCH 格式	携带信息	调制方式	每帧中的比特数 (M_{bit})
1	SRI	N/A	N/A
1a	1bit ACK/NACK	BPSK	1
1b	2bit ACK/NACK	QPSK	2
2	CQI	QPSK	20
2a	CQI+1bit ACK/NACK	QPSK+BPSK	21
2b	CQI+2bit ACK/NACK	QPSK+QPSK	22

所有 PUCCH 格式在每一个符号中都要使用一个循环移位序列 $n_{\text{cs}}^{\text{cell}}(n_s, l)$ ，使用该序列产生不同 PUCCH 格式的循环移位值。 $n_{\text{cs}}^{\text{cell}}(n_s, l)$ 随着符号数 l 和时隙 n_s 的变化而改变，并根据如下公式生成：

$$n_{\text{cs}}^{\text{cell}}(n_s, l) = \sum_{i=0}^7 c(8N_{\text{symb}}^{\text{UL}} \cdot n_s + 8l + i) \cdot 2^i \quad (3-17)$$

其中，伪随机序列 $c(i)$ 参见式 (3-1) 的定义，在每个无线帧的开始使用 $c_{\text{init}} = N_{\text{ID}}^{\text{cell}}$ 进行伪随机序列的初始化。PUCCH 物理资源取决于两个参数 $N_{\text{RB}}^{(2)}$ 和 $N_{\text{cs}}^{(1)}$ ， $N_{\text{RB}}^{(2)} \geq 0$ 表示每个时隙中预留给格式 PUCCH 2/2a/2b 传输的资源块数目， $N_{\text{cs}}^{(1)}$ 表示格式 2/2a/2b 与格式 1/1a/1b 混合传输时，格式 1/1a/1b 使用的循环移位数目， $N_{\text{cs}}^{(1)}$ 范围是 $\{0, 1, \dots, 7\}$ 。如果 $N_{\text{cs}}^{(1)} = 0$ ，则表示没有资源块用于 2/2a/2b 与格式 1/1a/1b 的混合传输。一个时隙中最多只有一个物理资源块支持 PUCCH 格式 1/1a/1b 和格式 2/2a/2b 混合传输。用于 PUCCH 格式 1/1a/1b 和 2/2a/2b 传输的资源块分别由非负索引 $n_{\text{PUCCH}}^{(1)}$ （PUCCH 格式 1/1a/1b 的资源索引值）和 $n_{\text{PUCCH}}^{(2)} < N_{\text{RB}}^{(2)} N_{\text{sc}}^{\text{RB}} + \left\lceil \frac{N_{\text{cs}}^{(1)}}{8} \right\rceil \cdot (N_{\text{sc}}^{\text{RB}} - N_{\text{cs}}^{(1)} - 2)$ 来表示， $n_{\text{PUCCH}}^{(2)}$ 为 PUCCH 格式 2/2a/2b 的资源索引值。

1. PUCCH 格式 1、1a 和 1b

对于 PUCCH 格式 1，信息由是否存在针对 UE 的 PUCCH 传输来承载。在本节的其余部分，对于 PUCCH 格式 1，假设复值符号 $d(0) = 1$ 。

对于 PUCCH 格式 1a 和 1b，分别传输 1 个比特或 2 个比特，比特块 $b(0), \dots, b(M_{\text{bit}} - 1)$ 按照表 3-31 的方式进行调制，生成复值符号 $d(0)$ 。复值符号 $d(0)$ 需要乘以一个长度为 $N_{\text{seq}}^{\text{PUCCH}} = 12$ 的循环移位序列 $r_{u,v}^{(\alpha)}(n)$ 得到 $y(0), \dots, y(N_{\text{seq}}^{\text{PUCCH}} - 1)$ ，即

$$y(n) = d(0) \cdot r_{u,v}^{(\alpha)}(n), \quad n = 0, 1, \dots, N_{\text{seq}}^{\text{PUCCH}} - 1 \quad (3-18)$$

其中， $r_{u,v}^{(\alpha)}(n)$ 通过基序列 $\bar{r}_{u,v}(n)$ 使用不同循环移位值 α 得到； $M_{\text{sc}}^{\text{RS}} = N_{\text{seq}}^{\text{PUCCH}}$ ，循环移位变量 α 根据符号和时隙发生变化。复值符号块 $y(0), \dots, y(N_{\text{seq}}^{\text{PUCCH}} - 1)$ 通过 $S(n_s)$ 进行加扰，然后再使用正交序列 $w_{\text{noc}}(i)$ 进行扩频，即

$$z\left(m' \cdot N_{\text{SF}}^{\text{PUCCH}} \cdot N_{\text{seq}}^{\text{PUCCH}} + m \cdot N_{\text{seq}}^{\text{PUCCH}} + n\right) = S(n_s) \cdot w_{\text{noc}}(m) \cdot y(n) \quad (3-19)$$

其中，

$$\begin{aligned} m &= 0, \dots, N_{\text{SF}}^{\text{PUCCH}} - 1 \\ n &= 0, \dots, N_{\text{seq}}^{\text{PUCCH}} - 1 \\ m' &= 0, 1 \end{aligned}$$

和

$$S(n_s)=\begin{cases}1 & n'(n_s)\bmod 2=0 \\ e^{j\pi/2} & \text{其他}\end{cases}$$

对于常规的 1/1a/1b 格式，所有时隙的 $N_{\text{SF}}^{\text{PUCCH}}=4$ ，对于缩短 PUCCH 的 1/1a/1b 格式第一个时隙中 $N_{\text{SF}}^{\text{PUCCH}}=4$ ，第二个时隙中 $N_{\text{SF}}^{\text{PUCCH}}=3$ 。序列 $w_{n_{\text{oc}}}(i)$ 由表 3-32 和表 3-33 给出， $n'(n_s)$ 在式 (3-21) 和式 (3-22) 中定义。PUCCH 的 1、1a 以及 1b 传输资源块由资源序号 $n_{\text{PUCCH}}^{(1)}$ 确定，并按照如下规则确定正交序列 $n_{\text{oc}}(n_s)$ 和循环移位 $\alpha(n_s,l)$ ：

$$n_{\text{oc}}(n_s)=\begin{cases}\left\lfloor \frac{n'(n_s)\cdot\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}}{N'}\right\rfloor & \text{常规循环前缀} \\ 2\cdot\left\lfloor \frac{n'(n_s)\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}}{N'}\right\rfloor & \text{扩展循环前缀}\end{cases}$$
$$\alpha(n_s,l)=2\pi\cdot n_{\text{cs}}(n_s,l)/N_{\text{sc}}^{\text{RB}} \tag{3-20}$$
$$n_{\text{cs}}(n_s,l)=\begin{cases}\left[\left[n_{\text{cs}}^{\text{cell}}(n_s,l)+(n'(n_s)\cdot\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}+(n_{\text{oc}}(n_s)\bmod\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}))\bmod N'\right]\bmod N_{\text{sc}}^{\text{RB}}\right] & \text{常规循环前缀} \\ \left[\left[n_{\text{cs}}^{\text{cell}}(n_s,l)+(n'(n_s)\cdot\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}+n_{\text{oc}}(n_s)/2)\bmod N'\right]\bmod N_{\text{sc}}^{\text{RB}}\right] & \text{扩展循环前缀}\end{cases}$$

其中， $n_{\text{cs}}^{\text{cell}}(n_s,l)$ 参见式 (3-17)。

$$N'=\begin{cases}N_{\text{cs}}^{(1)} & \text{如果 } n_{\text{PUCCH}}^{(1)}<c\cdot N_{\text{cs}}^{(1)}/\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} \\ N_{\text{sc}}^{\text{RB}} & \text{其他}\end{cases}$$
$$c=\begin{cases}3 & \text{常规循环前缀} \\ 2 & \text{扩展循环前缀}\end{cases}$$

PUCCH 在一个子帧的两个时隙中资源块的映射可通过下式得到。

当 $n_s\bmod 2=0$ 时

$$n'(n_s)=\begin{cases}n_{\text{PUCCH}}^{(1)} & \text{如果 } n_{\text{PUCCH}}^{(1)}<c\cdot N_{\text{cs}}^{(1)}/\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} \\ (n_{\text{PUCCH}}^{(1)}-c\cdot N_{\text{cs}}^{(1)}/\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}})\bmod(c\cdot N_{\text{sc}}^{\text{RB}}/\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}) & \text{其他}\end{cases} \tag{3-21}$$

当 $n_s\bmod 2=1$ 时

$$n'(n_s)=\begin{cases}\left[\left[c(n'(n_s-1)+1)\right]\bmod(cN_{\text{sc}}^{\text{RB}}/\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}+1)-1\right] & \text{如果 } n_{\text{PUCCH}}^{(1)}\geq c\cdot N_{\text{cs}}^{(1)}/\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} \\ \left\lfloor h/c\right\rfloor+(h\bmod c)N'/\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} & \text{其他}\end{cases} \tag{3-22}$$

其中， $h=(n'(n_s-1)+d)\bmod(cN'/\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}})$ ；常规 CP 时 $d=2$ ，扩展 CP 时 $d=0$ ，参数 $\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}$ 由高层提供。

表 3-31 调制符号 $d(0)$ 为 PUCCH 格式 1a 和 1b

PUCCH 格式	$b(0),\cdots,b(M_{\text{bit}}-1)$	$d(0)$
1a	0	1
	1	-1
1b	00	1
	01	-j
	10	j
	11	-1

表 3-32 $N_{\text{SF}}^{\text{PUCCH}} = 4$ 下的正交序列 $[w(0) \dots w(N_{\text{SF}}^{\text{PUCCH}} - 1)]$

序列索引 $n_{\text{oc}}(n_s)$	正交序列 $[w(0) \dots w(N_{\text{SF}}^{\text{PUCCH}} - 1)]$
0	$[+1 \ +1 \ +1 \ +1]$
1	$[+1 \ -1 \ +1 \ -1]$
2	$[+1 \ -1 \ -1 \ +1]$

表 3-33 $N_{\text{SF}}^{\text{PUCCH}} = 3$ 下的正交序列 $[w(0) \dots w(N_{\text{SF}}^{\text{PUCCH}} - 1)]$

序列索引 $n_{\text{oc}}(n_s)$	正交序列 $[w(0) \dots w(N_{\text{SF}}^{\text{PUCCH}} - 1)]$
0	$[1 \ 1 \ 1]$
1	$[1 \ e^{j2\pi/3} \ e^{j4\pi/3}]$
2	$[1 \ e^{j4\pi/3} \ e^{j2\pi/3}]$

2. PUCCH 格式 2、2a 和 2b

比特块 $b(0), \dots, b(19)$ 由 UE 指定的扰码序列进行加扰，按下式产生一个扰码比特块 $\tilde{b}(0), \dots, \tilde{b}(19)$ 。

$$\tilde{b}(i) = (b(i) + c(i)) \bmod 2$$

其中，在每个子帧的开始使用 $c_{\text{init}} = (\lfloor n_s/2 \rfloor + 1) \cdot (2N_{\text{ID}}^{\text{cell}} + 1) \cdot 2^{16} + n_{\text{RNTI}}$ 初始化加扰序列 $c(i)$ ，其中， n_{RNTI} 是 C-RNTI（小区 RNTI）。使用 QPSK 调制方式对加扰比特块 $\tilde{b}(0), \dots, \tilde{b}(19)$ 进行调制，得到复值符号块 $d(0), \dots, d(9)$ 。每个复值符号块 $d(0), \dots, d(9)$ 乘以一个长度 $N_{\text{seq}}^{\text{PUCCH}} = 12$ 的循环移位序列 $r_{u,v}^{(\alpha)}(n)$ 。

$$\begin{aligned} z(N_{\text{seq}}^{\text{PUCCH}} \cdot n + i) &= d(n) \cdot r_{u,v}^{(\alpha)}(i) \\ n &= 0, 1, \dots, 9 \\ i &= 0, 1, \dots, N_{\text{sc}}^{\text{RB}} - 1 \end{aligned}$$

其中， $M_{\text{sc}}^{\text{RS}} = N_{\text{seq}}^{\text{PUCCH}}$ 。

PUCCH 格式 2/2a/2b 传输资源由资源序号 $n_{\text{PUCCH}}^{(2)}$ 确定，循环移位 $\alpha(n_s, l)$ 按照下式确定：

$$\alpha(n_s, l) = 2\pi \cdot n_{\text{cs}}(n_s, l) / N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$$

其中，

$$n_{\text{cs}}(n_s, l) = (n_{\text{cs}}^{\text{cell}}(n_s, l) + n'(n_s)) \bmod N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$$

当 $n_s \bmod 2 = 0$ 时

$$n'(n_s) = \begin{cases} n_{\text{PUCCH}}^{(2)} \bmod N_{\text{sc}}^{\text{RB}} & \text{如果 } n_{\text{PUCCH}}^{(2)} < N_{\text{sc}}^{\text{RB}} N_{\text{RB}}^{(2)} \\ (n_{\text{PUCCH}}^{(2)} + N_{\text{cs}}^{(1)} + 1) \bmod N_{\text{sc}}^{\text{RB}} & \text{否则} \end{cases}$$

当 $n_s \bmod 2 = 1$ 时

$$n'(n_s) = \begin{cases} \left[N_{\text{sc}}^{\text{RB}} (n'(n_s - 1) + 1) \right] \bmod (N_{\text{sc}}^{\text{RB}} + 1) - 1 & \text{如果 } n_{\text{PUCCH}}^{(2)} < N_{\text{sc}}^{\text{RB}} N_{\text{RB}}^{(2)} \\ (N_{\text{sc}}^{\text{RB}} - 2 - n_{\text{PUCCH}}^{(2)}) \bmod N_{\text{sc}}^{\text{RB}} & \text{否则} \end{cases}$$

对仅支持常规循环前缀（CP）的 PUCCH 格式 2a 和 2b，比特 $b(20), \dots, b(M_{\text{bit}} - 1)$ 按照

表 3-34 调制成复值符号 $d(10)$ 。

表 3-34 PUCCH 格式 2a 和 2b 的调制符号 $d(10)$

PUCCH 格式	$b(20), \dots, b(M_{\text{bit}} - 1)$	$d(10)$
2a	0	1
	1	-1
2b	00	1
	01	-j
	10	j
	11	-1

3. 物理资源映射

为了满足 P_{PUCCH} 发射功率的要求，复值符号块 $z(i)$ 首先要乘以一个幅度因子 β_{PUSCH} ，并从 $z(0)$ 开始依次映射到分配给 PUCCH 传输的资源块中。在一个子帧的 2 个时隙上，PUCCH 每个时隙都只使用一个资源块。在用于传输的物理资源块中，从子帧的第一个时隙开始，按序先增加 k 然后再增加 l 的规则将 $z(i)$ 映射到资源粒子 (k, l) 上，用于 PUCCH 传输的资源粒子 (k, l) 不用于传输参考信号。

在时隙 n_s 中用于传输 PUCCH 的物理资源块通过下式确定。

$$n_{\text{PRB}} = \begin{cases} \left\lfloor \frac{m}{2} \right\rfloor & \text{如果 } (m + n_s \bmod 2) \bmod 2 = 0 \\ N_{\text{RB}}^{\text{UL}} - 1 - \left\lfloor \frac{m}{2} \right\rfloor & \text{如果 } (m + n_s \bmod 2) \bmod 2 = 1 \end{cases}$$

其中，变量 m 的值取决于 PUCCH 格式。对于格式 1、1a 和 1b，有

$$m = \begin{cases} N_{\text{RB}}^{(2)} & \text{如果 } n_{\text{PUCCH}}^{(1)} < c \cdot N_{\text{cs}}^{(1)} / \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} \\ \left\lfloor \frac{n_{\text{PUCCH}}^{(1)} - c \cdot N_{\text{cs}}^{(1)} / \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}}{c \cdot N_{\text{sc}}^{\text{RB}} / \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}} \right\rfloor + N_{\text{RB}}^{(2)} + \left\lfloor \frac{N_{\text{cs}}^{(1)}}{8} \right\rfloor & \text{否则} \end{cases}$$
$$c = \begin{cases} 3 & \text{常规 CP} \\ 2 & \text{扩展 CP} \end{cases}$$

对于格式 2、2a 和 2b， $m = \lfloor n_{\text{PUCCH}}^{(2)} / N_{\text{sc}}^{\text{RB}} \rfloor$ 。图 3-10 给出了物理上行控制信道上调制符号的映射方式。如果探测参考信号和 PUCCH 格式 1a 或 1b 同时传输，则 PUCCH 上的最后一个 SC-FDMA 符号将被删除。

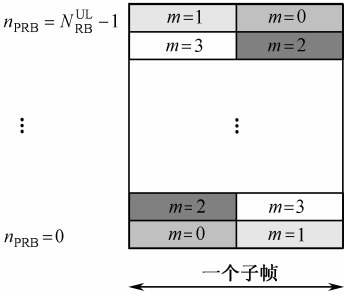


图 3-10 PUCCH 物理资源块的映射

总之，UE 只在一个子帧的传输带宽的两端发送 PUCCH，宽度为 12 个子载波的整数倍，时域上占满整个子帧，但是分成两段，每段时长 0.5 ms。具体规则是位于频域低端的第一个时隙和位于频域高端的第二个时隙的资源块提供给一个控制信道使用，即任意时刻，一个 UE 的 PUCCH 只在高端 PUCCH 频带或低端的 PUCCH 频带中的一个频带内发送。这样可以保证上行传输的单载波特性，同时在 1ms 内做一次跳频可以获得分集增益。

3.4.8 调制和上变换

将每个天线端口的复值 SC-FDMA 基带信号调制和上变换到载波频率的过程如图 3-11 所示。

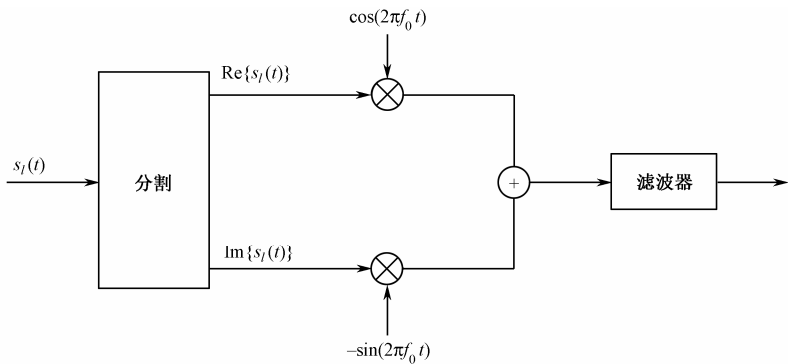


图 3-11 上行调制

3.5 下行物理信道与调制

在下面的章节中将介绍下行信道的分类、下行资源的定义使用、参考信号的分类及生成过程，另外还会介绍下行物理信道的处理流程。

3.5.1 物理信道概念与分类

与上行类似，下行最小的资源单位也是资源粒子（Resource Element，RE），是下行传输使用资源的最小单位，后面的资源小节部分会详细介绍。下行物理信道是一系列物理层资源粒子的集合，用来承载来源于高层的信息。LTE 系统下行物理信道具体如下。

- 物理下行共享信道（PDSCH）。
- 物理广播信道（PBCH）。
- 物理多播信道（PMCH）。
- 物理控制格式指示信道（PCFICH）。
- 物理下行控制信道（PDCCH）。
- 物理 HARQ 指示信道（PHICH）。

另外，LTE 系统下行信号对应于一系列物理层使用的资源粒子，但是这些资源粒子不传递任何来自高层的信息。下行物理信号包括参考信号和同步信号。

3.5.2 时隙结构和物理资源

1. 资源栅格

下行一个时隙中的传输信号可用一个资源栅格来描述，其大小为 $N_{RB}^{DL} N_{sc}^{RB}$ 个子载波和 N_{symb}^{DL} 个 OFDM 符号，资源栅格结构如图 3-12 所示。 N_{RB}^{DL} 的大小依赖于下行传输带宽配置，并且满足 $N_{RB}^{min,DL} \leq N_{RB}^{DL} \leq N_{RB}^{max,DL}$ ，其中 $N_{RB}^{min,DL} = 6$ 和 $N_{RB}^{max,DL} = 110$ 分别是下行传输最小和最大带宽。 N_{RB}^{DL} 的可用范围已在表 3-5 中描述。一个时隙中的 OFDM 符号数量取决于循环前缀的长度和子载波间隔的配置，如表 3-35 所示。

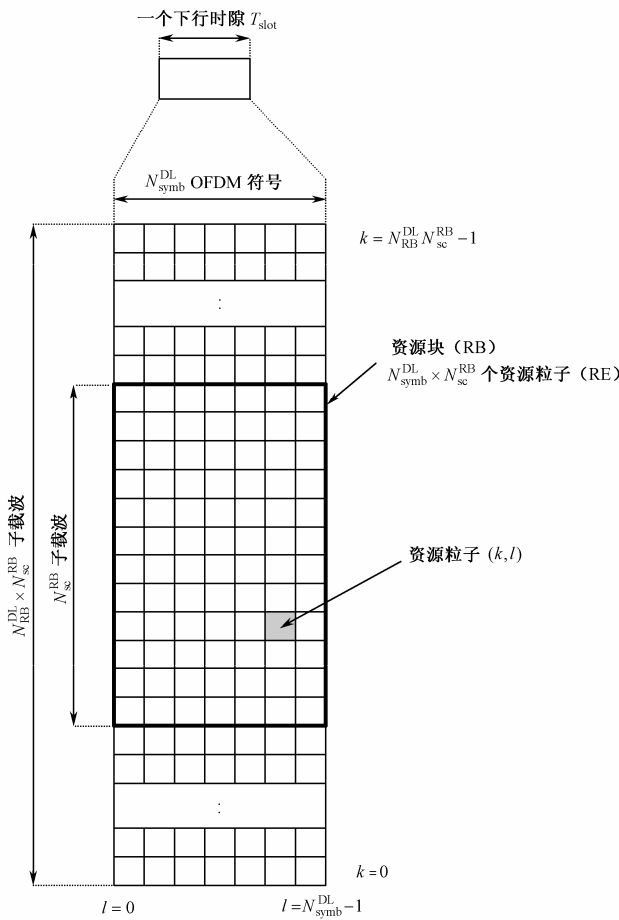


图 3-12 下行资源栅格

表 3-35 物理资源块参数

配置		N_{sc}^{RB}	N_{symb}^{DL}
常规循环前缀	$\Delta f=15\text{ kHz}$	12	7
	$\Delta f=15\text{ kHz}$		6
扩展循环前缀	$\Delta f=7.5\text{ kHz}$	24	3

在多天线传输的情况下，每一个天线端口对应一个资源栅格，天线端口由其相关的参考信号来定义。一个小区中支持的天线端口集合取决于参考信号的配置，具体规则如下。

- 小区专用参考信号支持一个、两个或四个天线端口的配置，并且天线端口号 p 分别满足 $p=0$ ， $p \in \{0,1\}$ 和 $p \in \{0,1,2,3\}$ 。
- MBSFN 参考信号在天线端口 $p=4$ 上传输。
- UE 的专用参考信号在天线端口 $p=5, p=7, p=8$, 或 $p \in \{7,8\}$ 上传输。
- 定位参考信号在天线端口 $p=6$ 上传输。

2. 资源粒子（RE）

天线端口 p 对应的资源栅格中最小的单位被称为资源粒子（Resource Element，RE），由唯一确定的索引对 (k,l) 标识， $l=0, \dots, N_{\text{symb}}^{\text{DL}}-1$ 和 $k=0, \dots, N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}}-1$ 分别代表时域和频域的序号。天线端口 p 上的每一个资源粒子 (k,l) 对应于一个复数 $a_{k,l}^{(p)}$ 。在不导致混淆或者没有特殊要求指定天线端口的情况下，天线端口 p 可以忽略。

3. 资源块（RB）

资源块是用来描述某些物理信道到资源粒子的映射。一个物理资源块定义时域上为 $N_{\text{symb}}^{\text{DL}}$ 个连续 OFDM 符号和频域上为 $N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 个连续的子载波。表 3-35 已经给出了 $N_{\text{symb}}^{\text{DL}}$ 和 $N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 的数值。一个物理资源块包含 $N_{\text{symb}}^{\text{DL}} \times N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 个资源粒子，时域上对应一个时隙域，频域上占用 180 kHz 的宽度。物理资源块在频域上的编号为 0 到 $N_{\text{RB}}^{\text{DL}}-1$ 。一个时隙内物理资源块的数目 n_{PRB} 和资源粒子 (k,l) 频域的关系如下所示。

$$n_{\text{PRB}} = \left\lfloor \frac{k}{N_{\text{sc}}^{\text{RB}}} \right\rfloor$$

另外，资源块分为物理资源块（PRB）和虚拟资源块（VRB）两种类型。PRB 描述实际的物理资源分配情况，一个 PRB 在时域上包含 N 个连续 OFDM 符号，频域上包含 M 个连续的子载波。一个 PRB 的时域大小为一个时隙(0.5 ms)，频域上大小为 12 个连续子载波(180 kHz)。一个 VRB 资源块与一个物理资源块大小相同，VRB 有两种资源映射方式，即

- 集中式虚拟资源块；
- 分布式虚拟资源块。

集中式虚拟资源映射是将若干个连续的子载波分配给一个用户，通过频域调度选择较优的子载波组进行传输。分布式虚拟资源映射是将分配给一个用户的子载波分散到整个系统带宽，这样可以获得频率分集增益。接下来介绍虚拟资源与物理资源的关系。

1) 集中式虚拟资源块

集中式虚拟资源块直接映射到物理资源块上，使得虚拟资源块 n_{VRB} 与物理资源块对应，即： $n_{\text{PRB}} = n_{\text{VRB}}$ 。虚拟资源块号从 0 到 $N_{\text{VRB}}^{\text{DL}}-1$ ，其中 $N_{\text{VRB}}^{\text{DL}} = N_{\text{RB}}^{\text{DL}}$ 。

2) 分布式虚拟资源块

分布式虚拟资源块按如下方式映射到物理资源块上。

参数 N_{gap} 参见表 3-36。对 $6 \leq N_{\text{RB}}^{\text{DL}} \leq 49$ ，只有一个间隔值 $N_{\text{gap},1}$ ，且 $N_{\text{gap}} = N_{\text{gap},1}$ 。

对 $50 \leq N_{\text{RB}}^{\text{DL}} \leq 110$ ，有两个间隔值 $N_{\text{gap},1}$ 和 $N_{\text{gap},2}$ ，选择 $N_{\text{gap}} = N_{\text{gap},1}$ 还是 $N_{\text{gap}} = N_{\text{gap},2}$ ，由下行调度分配信息 DCI 给出。分布式虚拟资源块编号范围是 0 到 $N_{\text{VRB}}^{\text{DL}} - 1$ 。

表 3-36 不同系统带宽下间隔的取值

不同系统带宽（ $N_{\text{RB}}^{\text{DL}}$ ）	间隔取值（ N_{gap} ）	
	第一个间隔（ $N_{\text{gap},1}$ ）	第二个间隔（ $N_{\text{gap},2}$ ）
6~10	$\lceil N_{\text{RB}}^{\text{DL}} / 2 \rceil$	N/A
11	4	N/A
12~19	8	N/A
20~26	12	N/A
27~44	18	N/A
45~49	27	N/A
50~63	27	9
64~79	32	16
80~110	48	16

当 $N_{\text{gap}} = N_{\text{gap},1}$ 时， $N_{\text{VRB}}^{\text{DL}} = N_{\text{VRB,gap1}}^{\text{DL}} = 2 \cdot \min(N_{\text{gap}}, N_{\text{RB}}^{\text{DL}} - N_{\text{gap}})$ 。

当 $N_{\text{gap}} = N_{\text{gap},2}$ 时， $N_{\text{VRB}}^{\text{DL}} = N_{\text{VRB,gap2}}^{\text{DL}} = \lfloor N_{\text{RB}}^{\text{DL}} / 2N_{\text{gap}} \rfloor \cdot 2N_{\text{gap}}$ 。

连续 $\tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}}$ 个 VRB 组成一个 VRB 交织单元，其中对 $N_{\text{gap}} = N_{\text{gap},1}$ ， $\tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} = N_{\text{VRB}}^{\text{DL}}$ ；对 $N_{\text{gap}} = N_{\text{gap},2}$ ， $\tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} = 2N_{\text{gap}}$ 。每个交织单元的 VRB 数的交织以 4 列 N_{row} 行表示，其中 $N_{\text{row}} = \lceil \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} / (4P) \rceil \cdot P$ ，其中 P 是 RBG 的大小，如表 3-37 所示。VRB 序号按矩阵行写入，按列读出。 N_{null} 空值插入第 2 和第 4 列的最后 $N_{\text{null}} / 2$ 行，其中 $N_{\text{null}} = 4N_{\text{row}} - \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}}$ ，读出时忽略空值。包括交织处理的 VRB 序号到 PRB 号的映射过程如下。

表 3-37 系统带宽与 RBG 大小的关系

系统带宽	RBG 大小
$N_{\text{RB}}^{\text{DL}}$	(P)
≤ 10	1
11~26	2
27~63	3
64~110	4

时隙 n_s 为偶数时

$$\tilde{n}_{\text{PRB}}(n_s) = \begin{cases} \tilde{n}'_{\text{PRB}} - N_{\text{row}} & , N_{\text{null}} \neq 0 \text{ 且 } \tilde{n}_{\text{VRB}} \geq \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} - N_{\text{null}} \text{ 且 } \tilde{n}_{\text{VRB}} \bmod 2 = 1 \\ \tilde{n}'_{\text{PRB}} - N_{\text{row}} + N_{\text{null}} / 2 & , N_{\text{null}} \neq 0 \text{ 且 } \tilde{n}_{\text{VRB}} \geq \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} - N_{\text{null}} \text{ 且 } \tilde{n}_{\text{VRB}} \bmod 2 = 0 \\ \tilde{n}''_{\text{PRB}} - N_{\text{null}} / 2 & , N_{\text{null}} \neq 0 \text{ 且 } \tilde{n}_{\text{VRB}} < \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} - N_{\text{null}} \text{ 且 } \tilde{n}_{\text{VRB}} \bmod 4 \geq 2 \\ \tilde{n}''_{\text{PRB}} & , \text{否则} \end{cases} \quad (3-23)$$

其中，

$$\tilde{n}'_{\text{PRB}} = 2N_{\text{row}} \cdot (\tilde{n}_{\text{VRB}} \bmod 2) + \lfloor \tilde{n}_{\text{VRB}} / 2 \rfloor + \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} \cdot \lfloor n_{\text{VRB}} / \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} \rfloor$$
$$\tilde{n}''_{\text{PRB}} = N_{\text{row}} \cdot (\tilde{n}_{\text{VRB}} \bmod 4) + \lfloor \tilde{n}_{\text{VRB}} / 4 \rfloor + \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} \cdot \lfloor n_{\text{VRB}} / \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} \rfloor$$

$\tilde{n}_{\text{VRB}} = n_{\text{VRB}} \bmod \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}}$ 并且 n_{VRB} 为下行调度的指配。

时隙 n_s 为奇数时

$$\tilde{n}_{\text{PRB}}(n_s) = (\tilde{n}_{\text{PRB}}(n_s - 1) + \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} / 2) \bmod \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} + \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} \cdot \left\lfloor n_{\text{VRB}} / \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} \right\rfloor \quad (3-24)$$

然后, 对所有 n_s , 其物理资源块都满足如下条件, 即

$$n_{\text{PRB}}(n_s) = \begin{cases} \tilde{n}_{\text{PRB}}(n_s) & , \tilde{n}_{\text{PRB}}(n_s) < \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} / 2 \\ \tilde{n}_{\text{PRB}}(n_s) + N_{\text{gap}} - \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} / 2 & , \tilde{n}_{\text{PRB}}(n_s) \geq \tilde{N}_{\text{VRB}}^{\text{DL}} / 2 \end{cases}$$

4. 资源粒子组 (REG)

资源粒子组用于定义控制信道到资源粒子的映射。一个资源粒子组由资源粒子序号组 (k', l') 表示, 一个资源粒子组中的所有资源粒子具有相同的序号 l 。一个资源粒子组中的资源粒子集合 (k, l) 取决于配置的小区专用参考信号数目。具体如下, 且 $k_0 = n_{\text{PRB}} \cdot N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$, $0 \leq n_{\text{PRB}} < N_{\text{RB}}^{\text{DL}}$ 。

(1) 在一个子帧的第一个时隙中的第一个 OFDM 符号中, 一个物理资源块 n_{PRB} 中的两个资源粒子组包括资源粒子 $(k, l=0)$, 并且组内序号 k 分别为: $k = k_0 + 0, k_0 + 1, \dots, k_0 + 5$; $k = k_0 + 6, k_0 + 7, \dots, k_0 + 11$ 。

(2) 如果配置一个或两个小区专用参考信号, 在一个子帧第一个时隙的第二个 OFDM 符号中, 一个物理资源块 n_{PRB} 的三个资源粒子组包括资源粒子 $(k, l=1)$, 且组内序号 k 分别为: $k = k_0 + 0, k_0 + 1, \dots, k_0 + 3$; $k = k_0 + 4, k_0 + 5, \dots, k_0 + 7$; $k = k_0 + 8, k_0 + 9, \dots, k_0 + 11$ 。

(3) 如果配置四个小区专用参考信号, 在一个子帧第一个时隙的第二个 OFDM 符号中, 一个物理资源块 n_{PRB} 的两个资源粒子组包括资源粒子 $(k, l=1)$, 且组内序号 k 分别为: $k = k_0 + 0, k_0 + 1, \dots, k_0 + 5$; $k = k_0 + 6, k_0 + 7, \dots, k_0 + 11$ 。

(4) 在一个子帧的第一个时隙的第三个 OFDM 符号中, 一个物理资源块 n_{PRB} 的三个资源粒子组包括资源粒子 $(k, l=2)$, 且组内序号 k 分别为: $k = k_0 + 0, k_0 + 1, \dots, k_0 + 3$; $k = k_0 + 4, k_0 + 5, \dots, k_0 + 7$; $k = k_0 + 8, k_0 + 9, \dots, k_0 + 11$ 。

(5) 如果是常规循环前缀, 在一个子帧第一个时隙的第四个 OFDM 符号中, 一个物理资源块 n_{PRB} 的三个资源粒子组包括资源粒子 $(k, l=3)$, 且组内序号 k 分别为: $k = k_0 + 0, k_0 + 1, \dots, k_0 + 3$; $k = k_0 + 4, k_0 + 5, \dots, k_0 + 7$; $k = k_0 + 8, k_0 + 9, \dots, k_0 + 11$ 。

(6) 如果是扩展循环前缀, 在一个子帧的第一个时隙的第四个 OFDM 符号中, 一个物理资源块 n_{PRB} 的两个资源粒子组包括资源粒子 $(k, l=3)$, 且组内序号 k 分别为: $k = k_0 + 0, k_0 + 1, \dots, k_0 + 5$; $k = k_0 + 6, k_0 + 7, \dots, k_0 + 11$ 。

另外, 将符号 $\langle z(i), z(i+1), z(i+2), z(i+3) \rangle$ 向资源粒子组 (k', l') 映射时, $z(i)$ 映射到没有用于传输参考信号的资源粒子 (k, l) 上, i 和 k 按照递增的顺序映射。如果一个小区配置一个参考信号, 映射时假设天线端口 0 和天线端口 1 同时存在小区参考信号, 其他情况下则假定小区专用参考信号数等于实际使用小区专用参考信号的天线端口数。

5. 保护间隔

对于半双工 FDD 操作, 保护间隔通过 UE 不接收上行子帧之前的下行子帧的最后一部分来产生。对于帧结构类型 2, 使用图 3-4 中的 GP 作为保护间隔。

3.5.3 下行物理信道通用处理过程

本节描述下行物理信道处理的通用处理流程，适用于多种物理信道。如图 3-13 所示，下行物理信道的基带信号处理包含如下步骤：

- (1) 加扰 (Scrambling)，对在一个物理信道上传输的每一个码字中的编码比特进行加扰。
- (2) 调制映射 (Modulation Mapper)，对加扰后的比特进行调制，生成复值调制符号。
- (3) 层映射 (Layer Mapper)，将复值调制符号映射到一个或几个传输层上。
- (4) 预编码 (Precoding)，对每个传输层上的调制符号进行预编码，以用于每个天线端口上的传输。
- (5) 资源粒子映射 (Resource Element Mapper)，将每个天线端口上的复值调制符号映射到资源粒子上。
- (6) 为每个天线端口产生复值的时域 OFDM 信号。

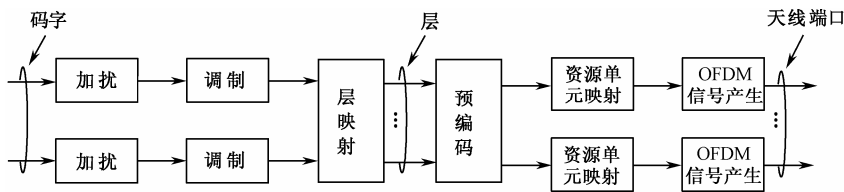


图 3-13 下行物理信道处理的一般流程

1. 加扰

对每个码字 q ，比特块为 $b^{(q)}(0), \dots, b^{(q)}(M_{\text{bit}}^{(q)} - 1)$ （其中 $M_{\text{bit}}^{(q)}$ 表示在一个子帧中传输的码字 q 的比特数目），在调制之前需要按如下公式进行加扰，生成加扰比特块 $\tilde{b}^{(q)}(0), \dots, \tilde{b}^{(q)}(M_{\text{bit}}^{(q)} - 1)$ ，有

$$\tilde{b}^{(q)}(i) = (b^{(q)}(i) + c^{(q)}(i)) \bmod 2$$

其中，根据不同的信道类型，在每个子帧的开始使用 c_{init} 初始化扰码序列。

$$c_{\text{init}} = \begin{cases} n_{\text{RNTI}} \cdot 2^{14} + q \cdot 2^{13} + \lfloor n_s / 2 \rfloor \cdot 2^9 + N_{\text{ID}}^{\text{cell}} & \text{PDSCH 信道} \\ \lfloor n_s / 2 \rfloor \cdot 2^9 + N_{\text{ID}}^{\text{MBSFN}} & \text{PMCH 信道} \end{cases}$$

其中， n_{RNTI} 对应于和 PDSCH 传输相关的 RNTI。另外，在一个子帧中最多可以传输两个码字，即 $q \in \{0, 1\}$ 。如果传输单码字，则 q 等于零。

2. 调制

每个码字 q 的加扰比特块 $\tilde{b}^{(q)}(0), \dots, \tilde{b}^{(q)}(M_{\text{bit}}^{(q)} - 1)$ 都可以使用表 3-38 所示的方式进行调制，生成复值调制符号块 $d^{(q)}(0), \dots, d^{(q)}(M_{\text{sybm}}^{(q)} - 1)$ 。

表 3-38 调制方式

物理信道	调制方式
PDSCH	QPSK, 16QAM, 64QAM
PMCH	QPSK, 16QAM, 64QAM

3. 层映射

每个待传输码字的复值调制符号被映射到一个或多个层上。每个码字 q 的复值调制符号 $d^{(q)}(0), \dots, d^{(q)}(M_{\text{symb}}^{(q)} - 1)$ 将被映射到层 $x(i) = [x^{(0)}(i) \ \dots \ x^{(\nu-1)}(i)]^T$, $i = 0, 1, \dots, M_{\text{symb}}^{\text{layer}} - 1$, 其中 ν 是层数, $M_{\text{symb}}^{\text{layer}}$ 是每层的调制符号数。下面学习一下各种层映射的实现。

(1) 单天线端口的层映射

对于单天线端口上的传输, 层数 $\nu = 1$, 层映射定义为

$$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(i)$$

其中, $M_{\text{symb}}^{\text{layer}} = M_{\text{symb}}^{(0)}$ 。

(2) 空间复用的层映射

对于空间复用的层映射需要按照表 3-39 进行。层数 ν 小于或等于物理信道传输所使用的天线端口数 P 。一个码字映射到两个层, 只适用于天线端口数为 4 的情况。

表 3-39 空间复用的码字层映射

层数目	码子数目	码字到层的映射 $i = 0, 1, \dots, M_{\text{symb}}^{\text{layer}} - 1$	
1	1	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(i)$	$M_{\text{symb}}^{\text{layer}} = M_{\text{symb}}^{(0)}$
2	2	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(1)}(i)$	$M_{\text{symb}}^{\text{layer}} = M_{\text{symb}}^{(0)} = M_{\text{symb}}^{(1)}$
2	1	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(2i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(0)}(2i + 1)$	$M_{\text{symb}}^{\text{layer}} = M_{\text{symb}}^{(0)} / 2$
3	2	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(1)}(2i)$ $x^{(2)}(i) = d^{(1)}(2i + 1)$	$M_{\text{symb}}^{\text{layer}} = M_{\text{symb}}^{(0)} = M_{\text{symb}}^{(1)} / 2$
4	2	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(2i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(0)}(2i + 1)$ $x^{(2)}(i) = d^{(1)}(2i)$ $x^{(3)}(i) = d^{(1)}(2i + 1)$	$M_{\text{symb}}^{\text{layer}} = M_{\text{symb}}^{(0)} / 2 = M_{\text{symb}}^{(1)} / 2$

(3) 发射分集的层映射

对于发射分集, 层映射按照表 3-40 进行。只有一个码字且层数 ν 等于用于物理信道传输的天线端口数 P 。

表 3-40 发射分集的码字层映射

层数目	码字数目	码字到层的映射 $i = 0, 1, \dots, M_{\text{symb}}^{\text{layer}} - 1$	
2	1	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(2i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(0)}(2i + 1)$	$M_{\text{symb}}^{\text{layer}} = M_{\text{symb}}^{(0)} / 2$
4	1	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(4i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(0)}(4i + 1)$ $x^{(2)}(i) = d^{(0)}(4i + 2)$ $x^{(3)}(i) = d^{(0)}(4i + 3)$	$M_{\text{symb}}^{\text{layer}} = \begin{cases} M_{\text{symb}}^{(0)} / 4 & \text{如果 } M_{\text{symb}}^{(0)} \bmod 4 = 0 \\ (M_{\text{symb}}^{(0)} + 2) / 4 & \text{如果 } M_{\text{symb}}^{(0)} \bmod 4 \neq 0 \end{cases}$

4. 预编码

预编码将来自层映射的向量块 $\mathbf{x}(i) = \begin{bmatrix} x^{(0)}(i) & \cdots & x^{(\nu-1)}(i) \end{bmatrix}^T$, $i = 0, 1, \dots, M_{\text{symp}}^{\text{layer}} - 1$ 作为输入, 生成映射到一个天线端口资源上的向量块 $\mathbf{y}(i) = \begin{bmatrix} \cdots & y^{(p)}(i) & \cdots \end{bmatrix}^T$, $i = 0, 1, \dots, M_{\text{symp}}^{\text{ap}} - 1$, 其中 $y^{(p)}(i)$ 为天线端口 p 上的信号。

(1) 单天线端口的预编码

单天线端口发射信号时, 预编码定义为

$$y^{(p)}(i) = x^{(0)}(i)$$

其中, $p \in \{0, 4, 5, 7, 8\}$ 是物理信道传输所使用的单天线端口序号, 其中 $i = 0, 1, \dots, M_{\text{symp}}^{\text{ap}} - 1$, $M_{\text{symp}}^{\text{ap}} = M_{\text{symp}}^{\text{layer}}$ 。

(2) 基于空间复用的预编码

基于空间复用的预编码只能与基于空间复用的层映射结合使用。空间复用支持两个或四个天线端口, 可用的天线端口集合为 $p \in \{0, 1\}$ 或者 $p \in \{0, 1, 2, 3\}$ 。

① 不使用 CDD 的预编码

如果没有循环延迟分集, 则空间复用预编码的定义为

$$\begin{bmatrix} y^{(0)}(i) \\ \vdots \\ y^{(P-1)}(i) \end{bmatrix} = \mathbf{W}(i) \begin{bmatrix} x^{(0)}(i) \\ \vdots \\ x^{(\nu-1)}(i) \end{bmatrix}$$

其中, 预编码矩阵 $\mathbf{W}(i)$ 的维数为 $P \times \nu$, 其中 $i = 0, 1, \dots, M_{\text{symp}}^{\text{ap}} - 1$, $M_{\text{symp}}^{\text{ap}} = M_{\text{symp}}^{\text{layer}}$ 。

对于空间复用, $\mathbf{W}(i)$ 的值应从 eNodeB 和 UE 配置的码本的预编码单元中选取。eNodeB 使用码本子集限制, 进一步限制 UE 的预编码子集选择, 配置的码本可以从表 3-41 或表 3-42 中选择。

表 3-41 在天线端口 $p \in \{0, 1\}$ 上传输使用的码本

码本索引	层数 ν	
	1	2
0	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
1	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$
2	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix}$
3	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix}$	—

表 3-42 在天线端口 $p \in \{0, 1, 2, 3\}$ 上传输使用的码本

码本索引	$\mathbf{u}_n$	层数 ν			
		1	2	3	4
0	$\mathbf{u}_0 = [1 \quad -1 \quad -1 \quad -1]^T$	$W_0^{(11)}$	$W_0^{(14)} / \sqrt{2}$	$W_0^{(1234)} / \sqrt{3}$	$W_0^{(1234)} / 2$
1	$\mathbf{u}_1 = [1 \quad -j \quad 1 \quad j]^T$	$W_1^{(11)}$	$W_1^{(12)} / \sqrt{2}$	$W_1^{(123)} / \sqrt{3}$	$W_1^{(1234)} / 2$

码本索引	$\mathbf{u}_n$	层数 ν			
2	$\mathbf{u}_2 = [1 \ 1 \ -1 \ 1]^T$	$W_2^{(1)}$	$W_2^{(12)}/\sqrt{2}$	$W_2^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_2^{(3214)}/2$
3	$\mathbf{u}_3 = [1 \ j \ 1 \ -j]^T$	$W_3^{(1)}$	$W_3^{(12)}/\sqrt{2}$	$W_3^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_3^{(3214)}/2$
4	$\mathbf{u}_4 = [1(-1-j)/\sqrt{2} - j(1-j)/\sqrt{2}]^T$	$W_4^{(1)}$	$W_4^{(14)}/\sqrt{2}$	$W_4^{(124)}/\sqrt{3}$	$W_4^{(1234)}/2$
5	$\mathbf{u}_5 = [1(1-j)/\sqrt{2} j(-1-j)/\sqrt{2}]^T$	$W_5^{(1)}$	$W_5^{(14)}/\sqrt{2}$	$W_5^{(124)}/\sqrt{3}$	$W_5^{(1234)}/2$
6	$\mathbf{u}_6 = [1(1+j)/\sqrt{2} - j(-1+j)/\sqrt{2}]^T$	$W_6^{(1)}$	$W_6^{(13)}/\sqrt{2}$	$W_6^{(134)}/\sqrt{3}$	$W_6^{(1324)}/2$
7	$\mathbf{u}_7 = [1(-1+j)/\sqrt{2} j(1+j)/\sqrt{2}]^T$	$W_7^{(1)}$	$W_7^{(13)}/\sqrt{2}$	$W_7^{(134)}/\sqrt{3}$	$W_7^{(1324)}/2$

② 大延迟 CDD 下的预编码

使用大延迟 CDD 时，空间复用预编码的定义为

$$\begin{bmatrix} y^{(0)}(i) \\ \vdots \\ y^{(P-1)}(i) \end{bmatrix} = \mathbf{W}(i) \mathbf{D}(i) \mathbf{U} \begin{bmatrix} x^{(0)}(i) \\ \vdots \\ x^{(\nu-1)}(i) \end{bmatrix}$$

其中，预编码矩阵 $\mathbf{W}(i)$ 的维数为 $P \times \nu$ ，其中 $i = 0, 1, \dots, M_{\text{symp}}^{\text{ap}} - 1$ ， $M_{\text{symp}}^{\text{ap}} = M_{\text{symp}}^{\text{layer}}$ ； $\nu \times \nu$ 对角矩阵 $\mathbf{D}(i)$ 用来支持循环延迟分集；编码矩阵 $\mathbf{U}$ 的维数为 $\nu \times \nu$ 。对于不同的层数 ν ，矩阵 $\mathbf{D}(i)$ 和 $\mathbf{U}$ 的取值可从表 3-43 中选择。

对于两天线端口的传输，根据 $\mathbf{W}(i) = \mathbf{C}_1$ 进行预编码选择，其中 $\mathbf{C}_1$ 表示对应于表 3-41 中预编码（码本）索引 0 的预编码矩阵。

对于四天线端口的传输，在物理下行共享信道上，UE 可以假定 eNodeB 循环分配不同的预编码给不同的向量 $[x^{(0)}(i) \ \dots \ x^{(\nu-1)}(i)]^T$ 。若是空间复用，每个 ν 向量使用一个不同的预编码。预编码按 $\mathbf{W}(i) = \mathbf{C}_k$ 选择，其中 k 是预编码索引，且 $k = \left(\left\lfloor \frac{i}{\nu} \right\rfloor \bmod 4 \right) + 1$ ，其中 $k=1, 2, 3, 4$ ； $\mathbf{C}_1, \mathbf{C}_2, \mathbf{C}_3, \mathbf{C}_4$ 表示对应于表 3-42 中预编码指示为 12, 13, 14 和 15 的预编码矩阵。

表 3-43 大延时 CDD 下预编码矩阵的取值

层数 ν	$\mathbf{U}$	$\mathbf{D}(i)$
2	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi/2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-j2\pi/2} \end{bmatrix}$
3	$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi/3} & e^{-j4\pi/3} \\ 1 & e^{-j4\pi/3} & e^{-j8\pi/3} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j2\pi/3} & 0 \\ 0 & 0 & e^{-j4\pi/3} \end{bmatrix}$
4	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi/4} & e^{-j4\pi/4} & e^{-j6\pi/4} \\ 1 & e^{-j4\pi/4} & e^{-j8\pi/4} & e^{-j12\pi/4} \\ 1 & e^{-j6\pi/4} & e^{-j12\pi/4} & e^{-j18\pi/4} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j2\pi/4} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{-j4\pi/4} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-j6\pi/4} \end{bmatrix}$

③ 预编码码本

两天线端口的传输，即 $p \in \{0, 1\}$ ，预编码矩阵 $\mathbf{W}(i)$ 从表 3-41 中或从子集中选择。

对于四天线端口的传输，即 $p \in \{0, 1, 2, 3\}$ ，预编码矩阵 $\mathbf{W}$ 应当从表 3-42 或其子集中选择。其中 $\mathbf{W}_n^{\{s\}}$ 表示从矩阵 $\mathbf{W}_n = \mathbf{I} - 2\mathbf{u}_n \mathbf{u}_n^H / \mathbf{u}_n^H \mathbf{u}_n$ 中选择列集合 $\{s\}$ 构成的矩阵， $\mathbf{I}$ 是 4×4 单位矩阵且向量 $\mathbf{u}_n$ 由表 3-42 提供。

(3) 发射分集预编码

基于发射分集的预编码只能与基于发射分集的层映射组合使用。发射分集的预编码只支持 2 个或 4 个天线端口。

对于两天线端口的传输，即 $p \in \{0,1\}$ ，预编码的输出 $\mathbf{y}(i) = [y^{(0)}(i) \ y^{(1)}(i)]^T$ ， $i = 0, 1, \dots, M_{\text{symp}}^{\text{ap}} - 1$ 。定义为

$$\begin{bmatrix} y^{(0)}(2i) \\ y^{(1)}(2i) \\ y^{(0)}(2i+1) \\ y^{(1)}(2i+1) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & j & 0 \\ 0 & -1 & 0 & j \\ 0 & 1 & 0 & j \\ 1 & 0 & -j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{Re}(x^{(0)}(i)) \\ \text{Re}(x^{(1)}(i)) \\ \text{Im}(x^{(0)}(i)) \\ \text{Im}(x^{(1)}(i)) \end{bmatrix}$$

其中， $i = 0, 1, \dots, M_{\text{symp}}^{\text{layer}} - 1$ ， $M_{\text{symp}}^{\text{ap}} = 2M_{\text{symp}}^{\text{layer}}$ 。

对于四天线端口的传输，即 $p \in \{0,1,2,3\}$ ，预编码的输出 $\mathbf{y}(i) = [y^{(0)}(i) \ y^{(1)}(i) \ y^{(2)}(i) \ y^{(3)}(i)]^T$ ， $i = 0, 1, \dots, M_{\text{symp}}^{\text{ap}} - 1$ 。定义为

$$\begin{bmatrix} y^{(0)}(4i) \\ y^{(1)}(4i) \\ y^{(2)}(4i) \\ y^{(3)}(4i) \\ y^{(0)}(4i+1) \\ y^{(1)}(4i+1) \\ y^{(2)}(4i+1) \\ y^{(3)}(4i+1) \\ y^{(0)}(4i+2) \\ y^{(1)}(4i+2) \\ y^{(2)}(4i+2) \\ y^{(3)}(4i+2) \\ y^{(0)}(4i+3) \\ y^{(1)}(4i+3) \\ y^{(2)}(4i+3) \\ y^{(3)}(4i+3) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & j \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{Re}(x^{(0)}(i)) \\ \text{Re}(x^{(1)}(i)) \\ \text{Re}(x^{(2)}(i)) \\ \text{Re}(x^{(3)}(i)) \\ \text{Im}(x^{(0)}(i)) \\ \text{Im}(x^{(1)}(i)) \\ \text{Im}(x^{(2)}(i)) \\ \text{Im}(x^{(3)}(i)) \end{bmatrix}$$

其中， $i = 0, 1, \dots, M_{\text{symp}}^{\text{layer}} - 1$ ， $M_{\text{symp}}^{\text{ap}} = \begin{cases} 4M_{\text{symp}}^{\text{layer}} & \text{如果 } M_{\text{symp}}^{(0)} \bmod 4 = 0 \\ (4M_{\text{symp}}^{\text{layer}}) - 2 & \text{如果 } M_{\text{symp}}^{(0)} \bmod 4 \neq 0 \end{cases}$ 。

5. 资源粒子映射

对于物理信道传输使用的每一个天线端口，复值符号块 $y^{(p)}(0), \dots, y^{(p)}(M_{\text{symp}}^{\text{ap}} - 1)$ 将从 $y^{(p)}(0)$ 开始按照下列的要求映射到资源粒子 (k, l) 上：

- (1) 映射的物理资源块与分配的虚拟资源块相对应。
- (2) 映射的位置不用于 PBCH、同步信号、参考信号、MBSFN 参考信号或 UE 专用参考

信号的传输。

(3) 不在 PDCCH 所在的 OFDM 符号上映射。

映射到天线端口 p 上的资源粒子 (k,l) 在不用于其他目的的情况下，映射顺序为：在分配的物理资源块上先以 k 递增的形式索引，然后再索引 l ，从第一个子帧的第一个时隙开始。

3.5.4 物理下行共享信道（PDSCH）处理过程

物理下行共享信道按 3.5.3 节中描述的方式进行处理和资源粒子的映射，但是下列情况需要特殊考虑：

(1) 如果资源块中没有传输 UE 专用参考信号，则 PDSCH 可以使用与 PBCH 相同的天线端口集合，即 $\{0\}$ ， $\{0,1\}$ ，或 $\{0,1,2,3\}$ 。

(2) 如果资源块传输了 UE 专用参考信号，则 PDSCH 可以使用的天线端口集合为 $\{5\}$ ， $\{7\}$ ， $\{8\}$ 或 $\{7,8\}$ 。

3.5.5 物理多播信道（PMCH）处理过程

物理多播信道按 3.5.3 节中描述的方式进行处理和资源粒子的映射，但是下列情况需要特殊考虑：

(1) 没有指明传输分集方案。

(2) 层映射和预编码使用单天线端口，使用天线端口 4 传输。

(3) PMCH 只能在 MBSFN 子帧的 MBSFN 区域传输。

3.5.6 物理广播信道（PBCH）处理过程

1. 加扰

在调制之前根据如下公式使用小区专用序列，将 $b(0), \dots, b(M_{\text{bit}} - 1)$ 比特块加扰为 $\tilde{b}(0), \dots, \tilde{b}(M_{\text{bit}} - 1)$ 比特块。其中 M_{bit} 是物理广播信道上传输的比特数目，常规循环前缀时取值为 1920，扩展循环前缀时取值为 1728，有

$$\tilde{b}(i) = (b(i) + c(i)) \bmod 2$$

其中，在每个满足 $n_f \bmod 4 = 0$ 的无线帧中，加扰序列的初始化为 $c_{\text{init}} = N_{\text{ID}}^{\text{cell}}$ 。

2. 调制

加扰比特块 $\tilde{b}(0), \dots, \tilde{b}(M_{\text{bit}} - 1)$ 使用 QPSK 方式进行调制，生成复值符号块为 $d(0), \dots, d(M_{\text{symb}} - 1)$ 。

3. 层映射和预编码

将调制符号块 $d(0), \dots, d(M_{\text{symb}} - 1)$ 按照 3.5.3 节中的描述进行单天线端口的层映射和传输分集的层映射，并且满足 $M_{\text{symb}}^{(0)} = M_{\text{symb}}$ 。按照 3.5.3 节中的描述进行单天线端口的预编码和

传输分集的预编码，形成向量块为 $\mathbf{y}(i) = [y^{(0)}(i) \ \cdots \ y^{(P-1)}(i)]^T$ ， $i = 0, \cdots, M_{\text{symp}} - 1$ ，其中 $y^{(p)}(i)$ 为天线端口 p 的信号并且 $p = 0, \cdots, P - 1$ ，天线端口数目 $P \in \{1, 2, 4\}$ 。

4. 资源粒子映射

每个天线端口对应的复值符号块为 $y^{(p)}(0), \cdots, y^{(p)}(M_{\text{symp}} - 1)$ ，在满足 $n_t \bmod 4 = 0$ 开始的 4 个连续无线帧内进行传输，并从 $y(0)$ 开始映射到资源粒子 (k, l) 上。映射到不预留给参考信号发射的资源粒子 (k, l) 上，从子帧 0 的时隙 1 开始，先按维度 k ，再按维度 l ，最后按无线帧号递增的顺序映射。资源粒子 k 的取值通过如下公式获取：

$$k = \frac{N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}}}{2} - 36 + k', \quad k' = 0, 1, \cdots, 71$$
$$l = 0, 1, 2, 3$$

其中除去用于参考信号的资源粒子。映射时假定天线口 0~3 上都存在小区专用参考信号，而不需要关注实际的配置。在映射操作中预留给参考信号而实际又没有传输参考信号的资源粒子，不能用于传输 PDSCH 信道。UE 对这些资源粒子不做其他任何假设。

3.5.7 物理控制格式指示信道（PCFICH）处理过程

物理控制格式指示信道承载指示一个子帧中用于传输 PDCCH 的 OFDM 符号的数目。表 3-44 给出一个子帧中用于 PDCCH 传输的 OFDM 符号的数目集合。

表 3-44 可用于 PDCCH 传输使用的 OFDM 符号

子 帧	当 $N_{\text{RB}}^{\text{DL}} > 10$ 时用于 PDCCH 的 OFDM 符号数目	当 $N_{\text{RB}}^{\text{DL}} \leq 10$ 时用于 PDCCH 的 OFDM 符号数目
TDD 帧类型子帧 1 和子帧 6	1, 2	2
携带 PDSCH 信息的 MBSFN 子帧，在天线端口上配置 1 个或 2 个小区专用参考信号	1, 2	2
携带 PDSCH 信息的 MBSFN 子帧，在天线端口上配置 4 个小区专用参考信号	2	2
不携带 PDSCH 信息的子帧	0	0
非 MBSFN 子帧（除了 TDD 帧类型子帧 6）配置定位参考信号	1, 2, 3	2, 3
其他情况	1, 2, 3	2, 3, 4

1. 加扰

在调制之前使用一个小区专用序列，并按照如下公式对比特块 $b(0), \cdots, b(31)$ 进行加扰，生成加扰比特块 $\tilde{b}(0), \cdots, \tilde{b}(31)$ 。

$$\tilde{b}(i) = (b(i) + c(i)) \bmod 2$$

其中， $c(i)$ 是扰码序列，在每个子帧的开始使用 $c_{\text{init}} = (\lfloor n_s/2 \rfloor + 1) \cdot (2N_{\text{ID}}^{\text{cell}} + 1) \cdot 2^9 + N_{\text{ID}}^{\text{cell}}$ 进行初始化。

2. 调制

使用 QPSK 方式将加扰后的比特块 $\tilde{b}(0), \dots, \tilde{b}(31)$ 调制为复值比特块 $d(0), \dots, d(15)$ 。

3. 层映射和预编码

将调制符号块 $d(0), \dots, d(M_{\text{sybm}} - 1)$ 按照 3.5.3 节的描述进行单天线端口的层映射和传输分集的层映射，并且满足 $M_{\text{sybm}}^{(0)} = 16$ 。按照 3.5.3 节的描述进行单天线端口的预编码和传输分集的预编码，形成向量块 $\mathbf{y}(i) = [y^{(0)}(i) \ \dots \ y^{(P-1)}(i)]^T$ ， $i = 0, \dots, 15$ ，其中 $y^{(p)}(i)$ 为天线端口 p 的信号并且 $p = 0, \dots, P-1$ ，天线端口数目 $P \in \{1, 2, 4\}$ ，PCFICH 在 PBCH 使用的天线端口上传输。

4. 资源粒子映射

资源粒子的映射是以 4 个复值符号为一组进行的。令 $z^{(p)}(i) = \langle y^{(p)}(4i), y^{(p)}(4i+1), y^{(p)}(4i+2), y^{(p)}(4i+3) \rangle$ 表示天线端口 p 上的符号组 i 。对于每个天线端口，符号组 i 按照增序映射到下行子帧中第一个 OFDM 符号中的 4 个资源粒子组上，即

$$\begin{aligned} z^{(p)}(0) & \text{ 映射到资源粒子组 } k = \bar{k} \\ z^{(p)}(1) & \text{ 映射到资源粒子组 } k = \bar{k} + \left\lfloor N_{\text{RB}}^{\text{DL}}/2 \right\rfloor \cdot N_{\text{sc}}^{\text{RB}}/2 \\ z^{(p)}(2) & \text{ 映射到资源粒子组 } k = \bar{k} + \left\lfloor 2N_{\text{RB}}^{\text{DL}}/2 \right\rfloor \cdot N_{\text{sc}}^{\text{RB}}/2 \\ z^{(p)}(3) & \text{ 映射到资源粒子组 } k = \bar{k} + \left\lfloor 3N_{\text{RB}}^{\text{DL}}/2 \right\rfloor \cdot N_{\text{sc}}^{\text{RB}}/2 \end{aligned}$$

其中，加法是基于 $N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 的模进行的，且

$$\bar{k} = \left(N_{\text{sc}}^{\text{RB}}/2 \right) \cdot \left(N_{\text{ID}}^{\text{cell}} \bmod 2N_{\text{RB}}^{\text{DL}} \right)$$

其中， $N_{\text{ID}}^{\text{cell}}$ 是物理层小区 ID。

3.5.8 物理下行控制信道（PDCCH）处理过程

1. PDCCH 格式分类

物理下行控制信道携带调度分配和其他控制信息。由于在 PDCCH 的传输带宽内可以同时包含多个 PDCCH，为了更为有效地配置 PDCCH 和其他下行控制信道的时频资源，LTE 系统使用了专用于控制信道的资源粒子组（Resource Element Group, REG）和控制信道粒子（Control Channel Element, CCE）。一个物理控制信道在一个或多个连续控制信道粒子（CCE）上传输，其中一个控制信道粒子对应于 9 个资源粒子组（没有分配给 PCFICH 或 PHICH 的资源粒子组 N_{REG} ）。系统中 CCE 范围从 0 至 $N_{\text{CCE}} - 1$ ，其中 $N_{\text{CCE}} = \lfloor N_{\text{REG}}/9 \rfloor$ 。表 3-45 给出了 PDCCH 支持的多种格式以及对应的资源粒子组关系。一个包含 n 个连续 CCE 的 PDCCH 只能从满足 $i \bmod n = 0$ 的 CCE 开始，其中 i 是 CCE 编号。在一个子帧中可以传输多个 PDCCH。

表 3-45 PDCCH 支持的格式以及对应的资源粒子组的关系

PDCCH 格式	CCE 数目	资源粒子组数目	PDCCH 的比特数目
0	1	9	72
1	2	18	144
2	4	36	288
3	8	72	576

2. PDCCH 复用和加扰

一个子帧中每个控制信道上传输的比特块 $b^{(i)}(0), \dots, b^{(i)}(M_{\text{bit}}^{(i)} - 1)$ 将会被复用在一起，形成比特块 $b^{(0)}(0), \dots, b^{(0)}(M_{\text{bit}}^{(0)} - 1), b^{(1)}(0), \dots, b^{(1)}(M_{\text{bit}}^{(1)} - 1), \dots, b^{(n_{\text{PDCCH}} - 1)}(0), \dots, b^{(n_{\text{PDCCH}} - 1)}(M_{\text{bit}}^{(n_{\text{PDCCH}} - 1)} - 1)$ ，其中 $M_{\text{bit}}^{(i)}$ 是一个子帧中第 i 个物理下行控制信道上传输的比特数目， n_{PDCCH} 是一个子帧中 PDCCH 的总数。比特块 $b^{(0)}(0), \dots, b^{(0)}(M_{\text{bit}}^{(0)} - 1), b^{(1)}(0), \dots, b^{(1)}(M_{\text{bit}}^{(1)} - 1), \dots, b^{(n_{\text{PDCCH}} - 1)}(0), \dots, b^{(n_{\text{PDCCH}} - 1)}(M_{\text{bit}}^{(n_{\text{PDCCH}} - 1)} - 1)$ 在调制前按照如下公式加扰成比特块 $\tilde{b}(0), \dots, \tilde{b}(M_{\text{tot}} - 1)$ 。

$$\tilde{b}(i) = (b(i) + c(i)) \bmod 2$$

其中， $c(i)$ 是扰码序列，在每个子帧的开始使用 $c_{\text{init}} = \lfloor n_s / 2 \rfloor 2^9 + N_{\text{ID}}^{\text{cell}}$ 进行初始化。CCE 的编号 n 对应于比特 $b(72n), b(72n + 1), \dots, b(72n + 71)$ 。如果有必要可以向加扰前的比特块增加虚拟比特使其长度满足 $M_{\text{tot}} = 8N_{\text{REG}} \geq \sum_{i=0}^{n_{\text{PDCCH}} - 1} M_{\text{bit}}^{(i)}$ ，从而保证加扰的比特块匹配未分配给 PCFICH 或 PHICH 的资源粒子组总数。

3. 调制

使用 QPSK 方式将加扰比特块 $\tilde{b}(0), \dots, \tilde{b}(M_{\text{tot}} - 1)$ 调制成复值符号块 $d(0), \dots, d(M_{\text{symb}} - 1)$ 。

4. 层映射和预编码

将调制符号块 $d(0), \dots, d(M_{\text{symb}} - 1)$ 按照 3.5.3 节的描述进行单天线端口的层映射和传输分集的层映射，并且满足 $M_{\text{symb}}^{(0)} = M_{\text{symb}}$ 。按照 3.5.3 节的描述进行单天线端口的预编码和传输分集的预编码，形成向量块 $\mathbf{y}(i) = [y^{(0)}(i) \ \dots \ y^{(P-1)}(i)]^T$ ， $i = 0, \dots, M_{\text{symb}} - 1$ ，其中 $y^{(p)}(i)$ 为天线端口 p 的信号，PDCCH 在 PBCH 使用的天线端口上传输。

5. 资源粒子映射

资源粒子的映射是以 4 个复值符号为一组进行的。令 $\mathbf{z}^{(p)}(i) = \langle y^{(p)}(4i), y^{(p)}(4i + 1), y^{(p)}(4i + 2), y^{(p)}(4i + 3) \rangle$ 表示天线端口 p 上第 i 个符号组。

对符号组块 $\mathbf{z}^{(p)}(0), \dots, \mathbf{z}^{(p)}(M_{\text{quad}} - 1)$ 进行序列变换，生成 $\mathbf{w}^{(p)}(0), \dots, \mathbf{w}^{(p)}(M_{\text{quad}} - 1)$ ，其中 $M_{\text{quad}} = M_{\text{symb}} / 4$ 。置换处理应根据参考文献 TS36.213 的 5.1.4.2.1 节的描述进行分块交织。

符号块 $\mathbf{w}^{(p)}(0), \dots, \mathbf{w}^{(p)}(M_{\text{quad}} - 1)$ 经过循环移位变换，生成 $\bar{\mathbf{w}}^{(p)}(0), \dots, \bar{\mathbf{w}}^{(p)}(M_{\text{quad}} - 1)$ ，其中 $\bar{\mathbf{w}}^{(p)}(i) = \mathbf{w}^{(p)}((i + N_{\text{ID}}^{\text{cell}}) \bmod M_{\text{quad}})$ 。根据下面的步骤将 $\bar{\mathbf{w}}^{(p)}(0), \dots, \bar{\mathbf{w}}^{(p)}(M_{\text{quad}} - 1)$ 映射到资

源粒子组上。

- (1) 初始化 $m'=0$ （资源粒子组序号）。
- (2) 初始化 $k'=0$ 。
- (3) 初始化 $l'=0$ 。
- (4) 如果资源粒子 (k',l') 代表的资源粒子组没有分配给 PCFICH 或 PHICH 执行步骤 (5) 和 (6)，否则转到步骤 (7)。
- (5) 对于每个天线端口 p ，将 $\bar{w}^{(p)}(m')$ 映射到资源粒子组 (k',l') 。
- (6) 将 m' 加 1。
- (7) 将 l' 加 1。
- (8) 如果 $l'<L$ ，执行步骤 (4)，其中 L 是 PDCCH 传输使用的 OFDM 符号数目，由 PCFICH 传输值决定。
- (9) k' 加 1。
- (10) 如果 $k'<N_{RB}^{DL} \cdot N_{sc}^{RB}$ ，则重复步骤 (3)。

3.5.9 物理 HARQ 指示信道（PHICH）处理过程

PHICH 信道承载 HARQ 的反馈信息 ACK / NACK。多个 PHICH 信道映射到相同的资源粒子集合上构成 PHICH 组，在同一个组中的 PHICH 是通过不同的正交序列来区分。PHICH 资源由序号组 $(n_{PHICH}^{group}, n_{PHICH}^{seq})$ 表示，其中 n_{PHICH}^{group} 是 PHICH 组序号, n_{PHICH}^{seq} 为组内的正交序列序号。

对于帧结构类型 1，PHICH 的组数 N_{PHICH}^{group} 在所有子帧中恒定，且由下式给出。

$$N_{PHICH}^{group} = \begin{cases} \lceil N_g (N_{RB}^{DL}/8) \rceil & \text{常规 CP} \\ 2 \cdot \lceil N_g (N_{RB}^{DL}/8) \rceil & \text{扩展 CP} \end{cases}$$

其中， $N_g \in \{1/6, 1/2, 1, 2\}$ 由高层提供，组序号 n_{PHICH}^{group} 的范围是 0 到 $N_{PHICH}^{group} - 1$ 。

对于结构类型 2，PHICH 组数在下行子帧间可以不同，由 $m_i \cdot N_{PHICH}^{group}$ 确定，其中 m_i 由表 3-46 给出，而 N_{PHICH}^{group} 同上所示。组序号 n_{PHICH}^{group} 的范围是 0 到 $m_i \cdot N_{PHICH}^{group} - 1$ 。

表 3-46 帧结构为 2 型因子 m_i 的取值

上、下行子帧配置	子帧编号 i									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	2	1	-	-	-	2	1	-	-	-
1	0	1	-	-	1	0	1	-	-	1
2	0	0	-	1	0	0	0	-	1	0
3	1	0	-	-	-	0	0	0	1	1
4	0	0	-	-	0	0	0	0	1	1
5	0	0	-	0	0	0	0	0	1	0
6	1	1	-	-	-	1	1	-	-	1

1. 调制

使用 BPSK 对在一个子帧中 PHICH 上传输的比特块 $b(0), \dots, b(M_{bit}-1)$ 进行调制，形成复

值调制符号块 $z(0), \dots, z(M_s - 1)$ ，其中 $M_s = M_{\text{bit}}$ 。调制符号块 $z(0), \dots, z(M_s - 1)$ 将按下式与一个正交序列以符号方式进行相乘并且加扰，形成调制符号序列 $d(0), \dots, d(M_{\text{symb}} - 1)$ 。

$$d(i) = w\left(i \bmod N_{\text{SF}}^{\text{PHICH}}\right) \cdot (1 - 2c(i)) \cdot z\left(\left\lfloor i / N_{\text{SF}}^{\text{PHICH}} \right\rfloor\right)$$

其中，

$$\begin{aligned} i &= 0, \dots, M_{\text{symb}} - 1 \\ M_{\text{symb}} &= N_{\text{SF}}^{\text{PHICH}} \cdot M_s \\ N_{\text{SF}}^{\text{PHICH}} &= \begin{cases} 4 & \text{常规CP} \\ 2 & \text{扩展CP} \end{cases} \end{aligned}$$

$c(i)$ 是小区专用加扰序列，在每个子帧的开始使用 $c_{\text{init}} = (\lfloor n_s/2 \rfloor + 1) \cdot (2N_{\text{ID}}^{\text{cell}} + 1) \cdot 2^9 + N_{\text{ID}}^{\text{cell}}$ 进行扰码序列的初始化，序列 $[w(0) \ \dots \ w(N_{\text{SF}}^{\text{PHICH}} - 1)]$ 由表 3-47 给出，其中 $n_{\text{PHICH}}^{\text{seq}}$ 对应于 PHICH 组内正交序列序号。

表 3-47 PHICH 的正交序列 $[w(0) \ \dots \ w(N_{\text{SF}}^{\text{PHICH}} - 1)]$

序列序号 $n_{\text{PHICH}}^{\text{seq}}$	正交序列	
	常规 CP $N_{\text{SF}}^{\text{PHICH}} = 4$	扩展 CP $N_{\text{SF}}^{\text{PHICH}} = 2$
0	$[+1 \ +1 \ +1 \ +1]$	$[+1 \ +1]$
1	$[+1 \ -1 \ +1 \ -1]$	$[+1 \ -1]$
2	$[+1 \ +1 \ -1 \ -1]$	$[+j \ +j]$
3	$[+1 \ -1 \ -1 \ +1]$	$[+j \ -j]$
4	$[+j \ +j \ +j \ +j]$	-
5	$[+j \ -j \ +j \ -j]$	-
6	$[+j \ +j \ -j \ -j]$	-
7	$[+j \ -j \ -j \ +j]$	-

2. 资源组对齐、层映射和预编码

符号块 $d(0), \dots, d(M_{\text{symb}} - 1)$ 应先按资源粒子组大小分配，利用如下公式生成符号块 $d^{(0)}(0), \dots, d^{(0)}(c \cdot M_{\text{symb}} - 1)$ ，其中，对于常规循环前缀 $c = 1$ ；对于扩展循环前缀 $c = 2$ 。

对于常规循环前缀： $d^{(0)}(i) = d(i)$ ，其中， $i = 0, \dots, M_{\text{symb}} - 1$ 。

对于扩展循环前缀：

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} d^{(0)}(4i) & d^{(0)}(4i+1) & d^{(0)}(4i+2) & d^{(0)}(4i+3) \end{bmatrix}^T &= \begin{cases} \begin{bmatrix} d(2i) & d(2i+1) & 0 & 0 \end{bmatrix}^T & n_{\text{PHICH}}^{\text{group}} \bmod 2 = 0 \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 & d(2i) & d(2i+1) \end{bmatrix}^T & n_{\text{PHICH}}^{\text{group}} \bmod 2 = 1 \end{cases} \\ i &= 0, \dots, (M_{\text{symb}}/2) - 1 \end{aligned}$$

符号块 $d^{(0)}(0), \dots, d^{(0)}(c \cdot M_{\text{symb}} - 1)$ 被映射到层上，并进行预编码形成向量块 $\mathbf{y}(i) = [y^{(0)}(i) \ \dots \ y^{(P-1)}(i)]^T$ ， $i = 0, \dots, c \cdot M_{\text{symb}} - 1$ ，其中 $y^{(p)}(i)$ 为天线端口 p 对应的信号， $p = 0, \dots, P - 1$ ，并且小区专用参考信号的天线端口数为 $P \in \{1, 2, 4\}$ 。层映射和预编码操作取决于传输 PHICH 的循环前缀的长度和使用的天线端口的数目。PHICH 的传输使用与 PBCH

传输相同的天线端口。

对于单天线端口的传输，即 $P=1$ ，层映射和预编码定义将按照 3.5.3 节的描述进行处理，且 $M_{\text{symb}}^{(0)} = c \cdot M_{\text{symb}}$ 。

对于两天线端口的传输，即 $P=2$ ，层映射和预编码定义按照 3.5.3 节的描述处理，且 $M_{\text{symb}}^{(0)} = c \cdot M_{\text{symb}}$ 。

对于四天线端口的传输，即 $P=4$ ，层映射定义按照 3.5.3 节的描述处理，且 $M_{\text{symb}}^{(0)} = c \cdot M_{\text{symb}}$ 。并按照如下方式预编码：如果 $(i + n_{\text{PICH}}^{\text{group}}) \bmod 2 = 0$ （条件为常规 CP），或 $(i + \lfloor n_{\text{PICH}}^{\text{group}}/2 \rfloor) \bmod 2 = 0$ （条件为扩展 CP），其中 $n_{\text{PICH}}^{\text{group}}$ 为 PICH 组数且 $i=0,1,2$ ，则

$$\begin{bmatrix} y^{(0)}(4i) \\ y^{(1)}(4i) \\ y^{(2)}(4i) \\ y^{(3)}(4i) \\ y^{(0)}(4i+1) \\ y^{(1)}(4i+1) \\ y^{(2)}(4i+1) \\ y^{(3)}(4i+1) \\ y^{(0)}(4i+2) \\ y^{(1)}(4i+2) \\ y^{(2)}(4i+2) \\ y^{(3)}(4i+2) \\ y^{(0)}(4i+3) \\ y^{(1)}(4i+3) \\ y^{(2)}(4i+3) \\ y^{(3)}(4i+3) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & j \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -j & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{Re}(x^{(0)}(i)) \\ \text{Re}(x^{(1)}(i)) \\ \text{Re}(x^{(2)}(i)) \\ \text{Re}(x^{(3)}(i)) \\ \text{Im}(x^{(0)}(i)) \\ \text{Im}(x^{(1)}(i)) \\ \text{Im}(x^{(2)}(i)) \\ \text{Im}(x^{(3)}(i)) \end{bmatrix}$$

否则对 $i=0,1,2$ ，有

$$\begin{bmatrix} y^{(0)}(4i) \\ y^{(1)}(4i) \\ y^{(2)}(4i) \\ y^{(3)}(4i) \\ y^{(0)}(4i+1) \\ y^{(1)}(4i+1) \\ y^{(2)}(4i+1) \\ y^{(3)}(4i+1) \\ y^{(0)}(4i+2) \\ y^{(1)}(4i+2) \\ y^{(2)}(4i+2) \\ y^{(3)}(4i+2) \\ y^{(0)}(4i+3) \\ y^{(1)}(4i+3) \\ y^{(2)}(4i+3) \\ y^{(3)}(4i+3) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & j \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{Re}(x^{(0)}(i)) \\ \text{Re}(x^{(1)}(i)) \\ \text{Re}(x^{(2)}(i)) \\ \text{Re}(x^{(3)}(i)) \\ \text{Im}(x^{(0)}(i)) \\ \text{Im}(x^{(1)}(i)) \\ \text{Im}(x^{(2)}(i)) \\ \text{Im}(x^{(3)}(i)) \end{bmatrix}$$

3. 资源粒子映射

每个 PHICH 组的序列 $\bar{y}^{(p)}(0), \dots, \bar{y}^{(p)}(M_{\text{sybm}}^{(0)} - 1)$ 定义为

$$\bar{y}^{(p)}(n) = \sum y_i^{(p)}(n)$$

其中, 求和操作是对一个 PHICH 组中的所有 PHICH 进行, $y_i^{(p)}(n)$ 表示 PHICH 组中的第 i 个符号序列。PHICH 组被映射到 PHICH 映射单元。对于常规循环前缀, PHICH 组 m 映射到 PHICH 单元 m' , 定义为

$$\tilde{y}_{m'}^{(p)}(n) = \bar{y}_m^{(p)}(n)$$

其中,

$$m' = m = \begin{cases} 0, 1, \dots, N_{\text{PHICH}}^{\text{group}} - 1 & \text{帧类型 1} \\ 0, 1, \dots, m_i \cdot N_{\text{PHICH}}^{\text{group}} - 1 & \text{帧类型 2} \end{cases}$$

m_i 由表 3-46 给出。

对于扩展循环前缀, PHICH 组 m 和 $m+1$ 映射到 PHICH 单元 m' 定义为

$$\tilde{y}_{m'}^{(p)}(n) = \bar{y}_m^{(p)}(n) + \bar{y}_{m+1}^{(p)}(n)$$

其中, $m' = m/2$

$$m = \begin{cases} 0, 2, \dots, N_{\text{PHICH}}^{\text{group}} - 2 & \text{帧类型 1} \\ 0, 2, \dots, m_i \cdot N_{\text{PHICH}}^{\text{group}} - 2 & \text{帧类型 2} \end{cases}$$

m_i 由表 3-46 给出。

令 $z^{(p)}(i) = \langle \tilde{y}^{(p)}(4i), \tilde{y}^{(p)}(4i+1), \tilde{y}^{(p)}(4i+2), \tilde{y}^{(p)}(4i+3) \rangle$, $i=0,1,2$ 表示天线端口 p 上

传输的符号组 i 。资源粒子映射以资源组的方式并按如下步骤进行:

(1) 对每个 l' 值。

① 设 n_r 表示 OFDM 符号 l' 上没有分配给 PCFICH 的资源粒子组数目。

② 对 OFDM 符号 l' 上没有分配给 PCFICH 的资源粒子组进行编号: 0 到 $n_r - 1$, 从较低频域序号的资源粒子组开始。

(2) 初始化 $m' = 0$ (PHICH 映射单元序号)。

(3) 对每个 $i=0,1,2$ 。

① 将来自 PHICH 映射单元 m' 的符号组 $z^{(p)}(i)$ 映射到资源粒子组 $(k', l')_i$, 其中序号 k'_i 和 l'_i 分别在如下步骤②和③给出。

② 时域序号 l'_i 由下式给出:

$$l'_i = \begin{cases} 0 & \text{常规 PHICH 长度, 所有子帧} \\ (\lfloor m'/2 \rfloor + i + 1) \bmod 2 & \text{扩展 PHICH 长度, MBSFN 子帧} \\ (\lfloor m'/2 \rfloor + i + 1) \bmod 2 & \text{扩展 PHICH 长度, 帧结构类型 2 的子帧 1 和 6} \\ i & \text{其他} \end{cases}$$

③ 设频域序号 k'_i 是步骤②分配的资源粒子组序号 $\bar{n}_i$, 其中 $\bar{n}_i$ 由下式给出。如果在 MBSFN 子帧中采用扩展的 PHICH 长度, 或者帧结构类型 2 中的子帧 1 和子帧 6 采用扩展 PHICH 长度时, $\bar{n}_i$ 为

$$\bar{n}_i = \begin{cases} \left(\left\lfloor N_{\text{ID}}^{\text{cell}} \cdot n_{l_i} / n_1 \right\rfloor + m' \right) \bmod n_{l_i} & i = 0 \\ \left(\left\lfloor N_{\text{ID}}^{\text{cell}} \cdot n_{l_i} / n_1 \right\rfloor + m' + \left\lfloor n_{l_i} / 3 \right\rfloor \right) \bmod n_{l_i} & i = 1 \\ \left(\left\lfloor N_{\text{ID}}^{\text{cell}} \cdot n_{l_i} / n_1 \right\rfloor + m' + \left\lfloor 2n_{l_i} / 3 \right\rfloor \right) \bmod n_{l_i} & i = 2 \end{cases}$$

否则

$$\bar{n}_i = \begin{cases} \left(\left\lfloor N_{\text{ID}}^{\text{cell}} \cdot n_{l_i} / n_0 \right\rfloor + m' \right) \bmod n_{l_i} & i = 0 \\ \left(\left\lfloor N_{\text{ID}}^{\text{cell}} \cdot n_{l_i} / n_0 \right\rfloor + m' + \left\lfloor n_{l_i} / 3 \right\rfloor \right) \bmod n_{l_i} & i = 1 \\ \left(\left\lfloor N_{\text{ID}}^{\text{cell}} \cdot n_{l_i} / n_0 \right\rfloor + m' + \left\lfloor 2n_{l_i} / 3 \right\rfloor \right) \bmod n_{l_i} & i = 2 \end{cases}$$

其中， $N_{\text{ID}}^{\text{cell}}$ 为小区 ID； n_0 ， n_1 为步骤（3）中的资源粒子组序号。

- （4）对 m' 加 1。
- （5）重复步骤（3），直到所有的 PHICH 组都被分配。

PHICH 的持续时间是由高层按表 3-48 进行配置。该配置限制了由 PCFICH 通知的控制区大小的最小值。

表 3-48 PHICH 在 MBSFN 和非 MBSFN 子帧的时间

PHICH 持续时间	非 MBSFN 子帧		MBSFN 子帧
	帧结构类型 2 中的子帧 1 和子帧 6	其他情况	支持 PDSCH 的载波上
常规 PHICH	1	1	1
扩展 PHICH	2	3	2

3.5.10 参考信号处理过程

LTE 下行参考信号的作用主要包含如下几个方面：

- （1）下行信道质量测量（信道探测）。
- （2）下行信道估计，用于 UE 端的相干检测和解调。
- （3）小区搜索。

下行参考信号由已知的参考符号构成，参考符号以资源粒子（RE）为单位，一个参考符号占用一个 RE。下行链路定义了 4 种类型的参考信号。

- （1）小区专用参考信号。
- （2）MBSFN 参考信号。
- （3）UE 专用参考信号。
- （4）定位参考信号。

每个下行天线端口上传输一种参考信号。

1. 小区专用参考信号

小区专用参考信号可以在所有支持 PDSCH 传输的下行子帧中传输。

小区专用参考信号在天线端口 0~3 中的一个或多个端口上传输。

小区专用参考信号仅适应于子载波间隔 $\Delta f = 15$ kHz 的情况。

1) 序列生成

参考信号序列 $r_{l,n_s}(m)$ 定义为

$$r_{l,n_s}(m) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m)) + j \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m+1)), \quad m = 0, 1, \dots, 2N_{\text{RB}}^{\text{max,DL}} - 1$$

其中, n_s 是一个无线帧中的时隙序号; l 是指一个时隙中 OFDM 符号序号; $c(i)$ 是伪随机序列, 在每个 OFDM 符号的开始处使用 $c_{\text{init}} = 2^{10} \cdot (7 \cdot (n_s + 1) + l + 1) \cdot (2 \cdot N_{\text{ID}}^{\text{cell}} + 1) + 2 \cdot N_{\text{ID}}^{\text{cell}} + N_{\text{CP}}$ 进行初始化, 其中

$$N_{\text{CP}} = \begin{cases} 1 & \text{常规 CP} \\ 0 & \text{扩展 CP} \end{cases}$$

2) 资源粒子映射

参考信号序列 $r_{l,n_s}(m)$ 根据如下公式映射到复值调制符号 $a_{k,l}^{(p)}$ 上, 作为时隙 n_s 中天线端口 p 上的参考符号。

$$a_{k,l}^{(p)} = r_{l,n_s}(m')$$

其中,

$$\begin{aligned} k &= 6m + (v + v_{\text{shift}}) \bmod 6 \\ l &= \begin{cases} 0, N_{\text{ymb}}^{\text{DL}} - 3 & \text{如果 } p \in \{0, 1\} \\ 1 & \text{如果 } p \in \{2, 3\} \end{cases} \\ m &= 0, 1, \dots, 2 \cdot N_{\text{RB}}^{\text{DL}} - 1 \\ m' &= m + N_{\text{RB}}^{\text{max,DL}} - N_{\text{RB}}^{\text{DL}} \end{aligned}$$

变量 v 和 v_{shift} 定义了不同参考信号在频域上的位置, 其中, 小区专用频域偏移 $v_{\text{shift}} = N_{\text{ID}}^{\text{cell}} \bmod 6$; v 由下式给出。

$$v = \begin{cases} 0 & \text{如果 } p = 0 \text{ 且 } l = 0 \\ 3 & \text{如果 } p = 0 \text{ 且 } l \neq 0 \\ 3 & \text{如果 } p = 1 \text{ 且 } l = 0 \\ 0 & \text{如果 } p = 1 \text{ 且 } l \neq 0 \\ 3(n_s \bmod 2) & \text{如果 } p = 2 \\ 3 + 3(n_s \bmod 2) & \text{如果 } p = 3 \end{cases}$$

在同一个子帧的同一个时隙中, 任何天线端口上用于传输参考信号的资源粒子 (k, l) , 不能在相同的时隙中进行其他天线端口上的任何传输, 并且需要设置为零。在一个 MBSFN 子帧中, 小区专用参考信号只能在非 MBSFN 区域上传输。图 3-14 和图 3-15 按照上述的约定规则分别给出了常规 CP 和扩展 CP 下传输参考符号的资源粒子示意图。记号 R_p 表示天线端口 p 上用于传输参考信号的资源粒子。

2. MBSFN 参考信号

MBSFN 参考信号仅在分配给 MBSFN 传输的子帧中传输, 且 MBSFN 参考信号在天线端口 4 上传输。同时, 只能在扩展循环前缀的情况下定义 MBSFN 参考信号。

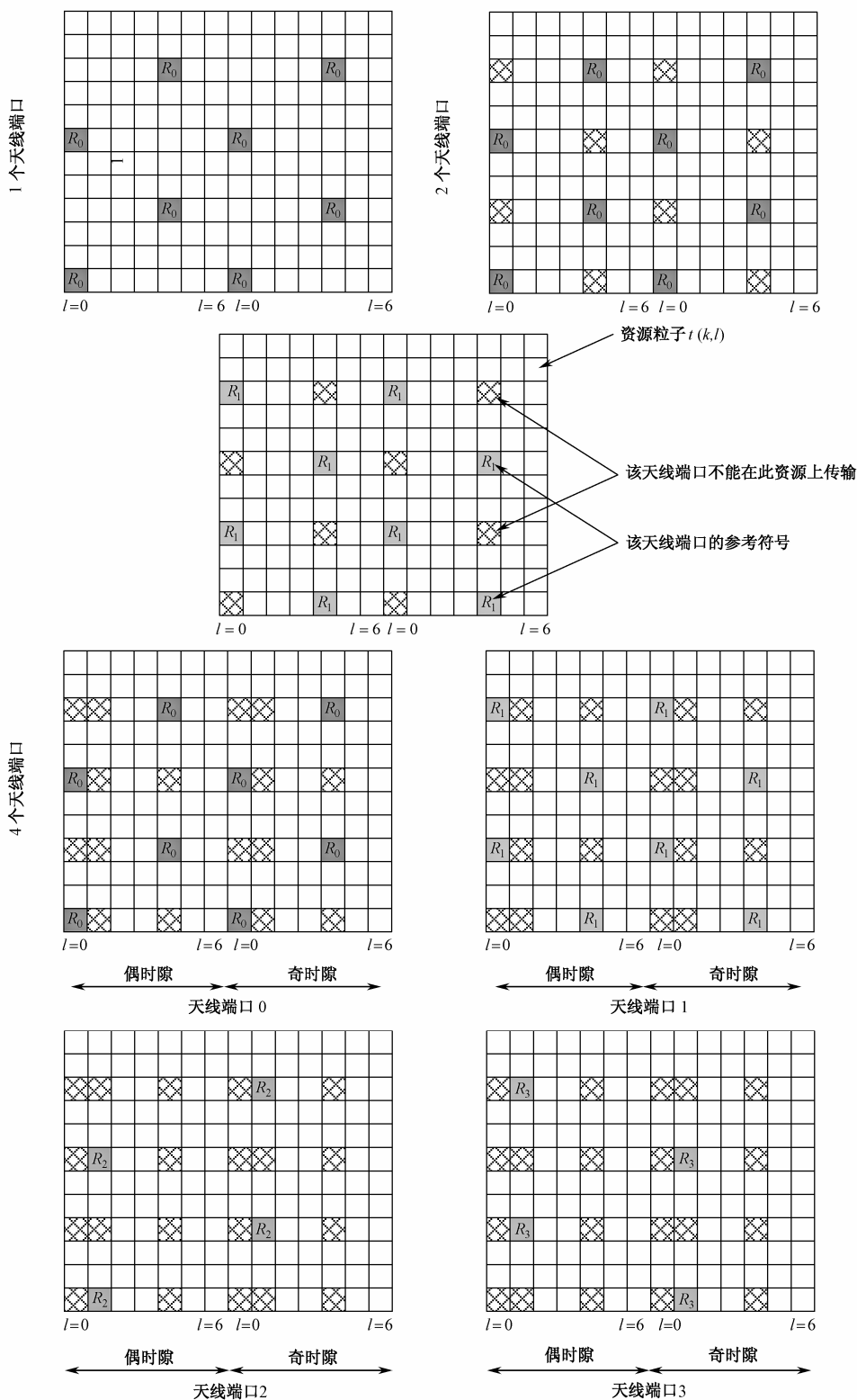
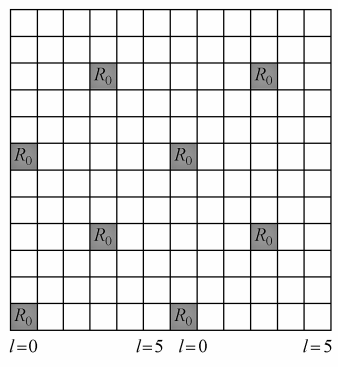
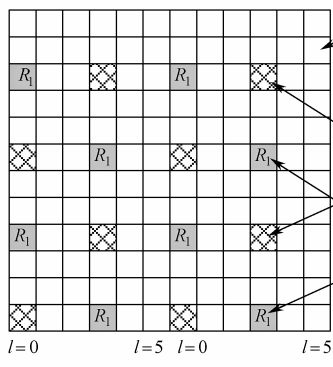
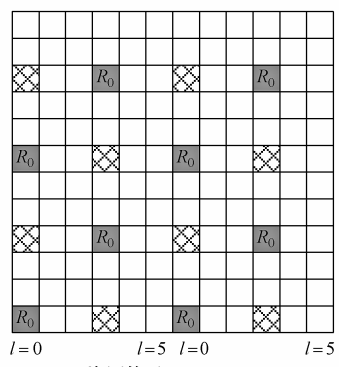


图 3-14 下行参考信号的映射（常规 CP）

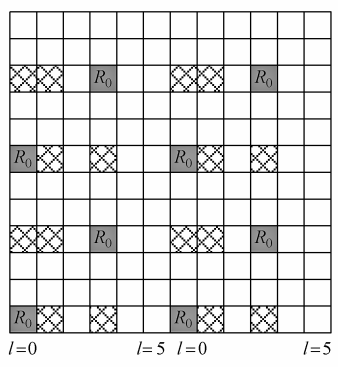
1 个天线端口



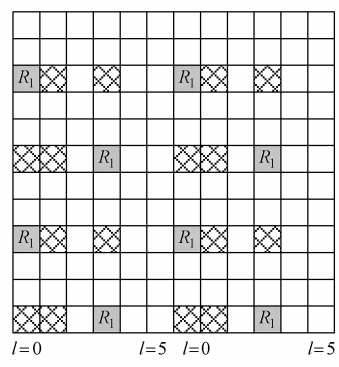
2 个天线端口



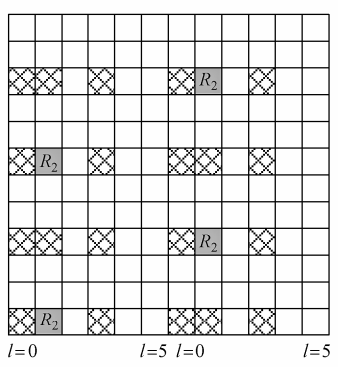
4 个天线端口



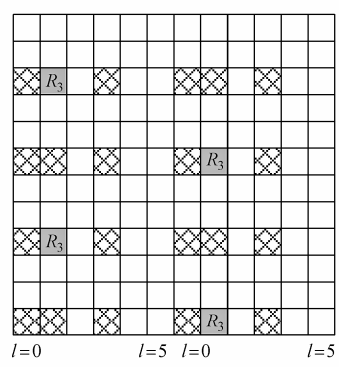
偶时隙 奇时隙
天线端口0



偶时隙 奇时隙
天线端口1



偶时隙 奇时隙
天线端口2



偶时隙 奇时隙
天线端口3

图3-15 下行参考信号的映射 (扩展CP)

1) 序列生成

MBSFN 的参考信号序列 $r_{l,n_s}(m)$ 定义为

$$r_{l,n_s}(m) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m)) + j \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m+1)), \quad m = 0, 1, \dots, 6N_{\text{RB}}^{\text{max,DL}} - 1$$

其中, n_s 是一个无线帧中的时隙序号; l 是指一个时隙中 OFDM 符号序号; $c(i)$ 是伪随机序列, 在每个 OFDM 符号的开始处使用 $c_{\text{init}} = 2^9 \cdot (7 \cdot (n_s + 1) + l + 1) \cdot (2 \cdot N_{\text{ID}}^{\text{MBSFN}} + 1) + N_{\text{ID}}^{\text{MBSFN}}$ 进行初始化。

2) 资源粒子映射

OFDM 符号 l 上的参考信号序列 $r_{l,n_s}(m')$ 按照 $a_{k,l}^{(p)} = r_{l,n_s}(m')$ 方式映射到复数调制符号 $a_{k,l}^{(p)}$ 上, 且天线端口 $p = 4$ 。

其中,

$$k = \begin{cases} 2m & \text{如果 } l \neq 0 \text{ 且 } \Delta f = 15 \text{ kHz} \\ 2m+1 & \text{如果 } l = 0 \text{ 且 } \Delta f = 15 \text{ kHz} \\ 4m & \text{如果 } l \neq 0 \text{ 且 } \Delta f = 7.5 \text{ kHz} \\ 4m+2 & \text{如果 } l = 0 \text{ 且 } \Delta f = 7.5 \text{ kHz} \end{cases}$$

$$l = \begin{cases} 2 & \text{如果 } n_s \bmod 2 = 0 \text{ 且 } \Delta f = 15 \text{ kHz} \\ 0, 4 & \text{如果 } n_s \bmod 2 = 1 \text{ 且 } \Delta f = 15 \text{ kHz} \\ 1 & \text{如果 } n_s \bmod 2 = 0 \text{ 且 } \Delta f = 7.5 \text{ kHz} \\ 0, 2 & \text{如果 } n_s \bmod 2 = 1 \text{ 且 } \Delta f = 7.5 \text{ kHz} \end{cases}$$

$$m = 0, 1, \dots, 6N_{\text{RB}}^{\text{DL}} - 1$$

$$m' = m + 3(N_{\text{RB}}^{\text{max,DL}} - N_{\text{RB}}^{\text{DL}})$$

图 3-16 和图 3-17 分别给出了子载波间隔 $\Delta f = 15 \text{ kHz}$ 和 $\Delta f = 7.5 \text{ kHz}$ 的情况下, 用于传输 MBSFN 参考信号的资源粒子映射示意图。记号 R_p 表示天线端口上 p 上用于传输参考信号的资源粒子。

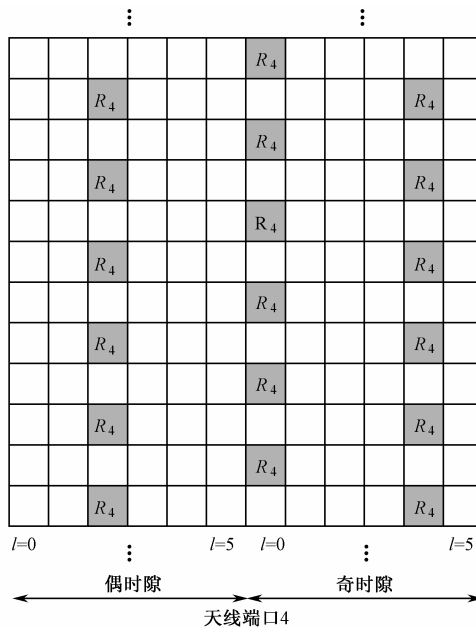


图 3-16 扩展循环前缀 MBSFN 参考信号的映射 ($\Delta f = 15 \text{ kHz}$)

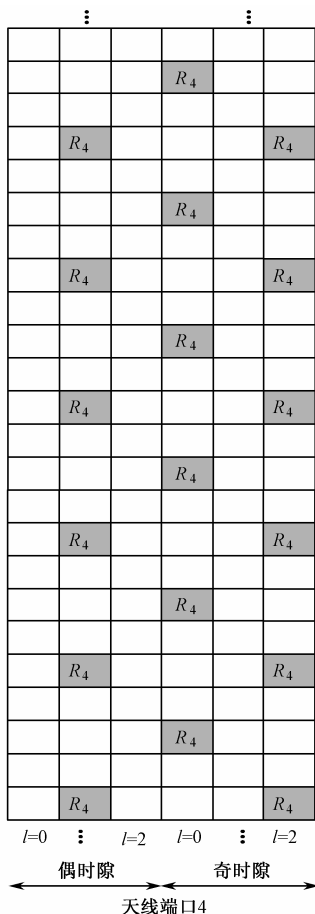


图 3-17 扩展循环前缀 MBSFN 参考信号的映射 ($\Delta f = 7.5 \text{ kHz}$)

3. UE 专用参考信号

UE 专用参考信号用于支持单天线端口的 PDSCH 传输，并且在天线端口 5、7 或 8 上传输。UE 专用参考信号也被用于支持在天线端口 7 和天线端口 8 上的空间复用。UE 专用参考信号只在 PDSCH 对应的资源映射块中传输，并且是 PDSCH 解调有效的参考。不能在非 UE 专用参考信号的一种物理信道或物理信号使用相同的资源粒子 (k, l) 传输 (不管其天线端口 p 取何值)。

1) 序列生成

对于天线端口 5，UE 专用参照信号序列 $r_{n_s}(m)$ 定义为

$$r_{n_s}(m) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m)) + j \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m+1)), \quad m = 0, 1, \dots, 12N_{\text{RB}}^{\text{PDSCH}} - 1$$

其中， n_s 是一个无线帧中的时隙序号； $N_{\text{RB}}^{\text{PDSCH}}$ 表示 PDSCH 传输对应的带宽 (以资源块数目表示)； $c(i)$ 是伪随机序列，在每个子帧开始处使用 $c_{\text{init}} = (\lfloor n_s/2 \rfloor + 1) \cdot (2N_{\text{ID}}^{\text{cell}} + 1) \cdot 2^{16} + n_{\text{RNTI}}$ 进行初始化，其中， n_{RNTI} 是无线网络临时标识。

对于天线端口 7 和 8，参考信号序列 $r(m)$ 定义为

$$r(m) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m)) + j \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m+1)), \quad m = 0, 1, \dots, 12N_{\text{RB}}^{\text{max,DL}} - 1$$

在每个子帧开始处使用 $c_{\text{init}} = (\lfloor n_s / 2 \rfloor + 1) \cdot (2N_{\text{ID}}^{\text{cell}} + 1) \cdot 2^{16} + n_{\text{SCID}}$ 初始化伪随机序列 $c(i)$ ， n_{SCID} 由与最近 PDSCH 相关的 DCI 2B 格式中的加扰标识确定，如果没有与最近 PDSCH 传输相关的 DCI 2B 格式，则 n_{SCID} 为零。 n_{SCID} 的取值参见表 3-49。

表 3-49 DCI 格式 2B 中标识字段与 n_{SCID} 值的对应关系

DCI 格式 2B 中的加扰标识	n_{SCID}
0	0
1	1

2) 资源粒子映射

对于天线端口 5，分配一个频域序号为 n_{PRB} 的物理资源块用于 PDSCH 传输，参考信号序列 $r_{n_s}(m)$ 按照如下公式映射到一个子帧中的复值调制符号 $a_{k,l}^{(p)}$ 上，且 $p=5$ 。

常规循环前缀时，

$$\begin{aligned}
 a_{k,l}^{(p)} &= r_{n_s}(3 \cdot l' \cdot N_{\text{RB}}^{\text{PDSCH}} + m') \\
 k &= (k') \bmod N_{\text{sc}}^{\text{RB}} + N_{\text{sc}}^{\text{RB}} \cdot n_{\text{PRB}} \\
 k' &= \begin{cases} 4m' + v_{\text{shift}} & \text{如果 } l \in \{2, 3\} \\ 4m' + (2 + v_{\text{shift}}) \bmod 4 & \text{如果 } l \in \{5, 6\} \end{cases} \\
 l &= \begin{cases} 3 & l' = 0 \\ 6 & l' = 1 \\ 2 & l' = 2 \\ 5 & l' = 3 \end{cases} \\
 l' &= \begin{cases} 0, 1 & \text{如果 } n_s \bmod 2 = 0 \\ 2, 3 & \text{如果 } n_s \bmod 2 = 1 \end{cases} \\
 m' &= 0, 1, \dots, 3N_{\text{RB}}^{\text{PDSCH}} - 1
 \end{aligned}$$

扩展循环前缀时，

$$\begin{aligned}
 a_{k,l}^{(p)} &= r_{n_s}(4 \cdot l' \cdot N_{\text{RB}}^{\text{PDSCH}} + m') \\
 k &= (k') \bmod N_{\text{sc}}^{\text{RB}} + N_{\text{sc}}^{\text{RB}} \cdot n_{\text{PRB}} \\
 k' &= \begin{cases} 3m' + v_{\text{shift}} & \text{如果 } l = 4 \\ 3m' + (2 + v_{\text{shift}}) \bmod 3 & \text{如果 } l = 1 \end{cases} \\
 l &= \begin{cases} 4 & l' \in \{0, 2\} \\ 1 & l' = 1 \end{cases} \\
 l' &= \begin{cases} 0 & \text{如果 } n_s \bmod 2 = 0 \\ 1, 2 & \text{如果 } n_s \bmod 2 = 1 \end{cases} \\
 m' &= 0, 1, \dots, 4N_{\text{RB}}^{\text{PDSCH}} - 1
 \end{aligned}$$

其中， m' 为 PDSCH 传输的各个 OFDM 符号中的 UE 专用参考信号资源粒子的计数器；小区专用频移 $v_{\text{shift}} = N_{\text{ID}}^{\text{cell}} \bmod 3$ 。以分配给 PDSCH 传输的物理资源块的频域序号 n_{PRB} 增序进行资源粒子映射。 $N_{\text{RB}}^{\text{PDSCH}}$ 表示分配给 PDSCH 传输使用的资源块带宽。图 3-18 和图 3-19 分别给出常规 CP 和扩展 CP 情况下，天线端口 5 上用于传输 UE 专用参考信号的资源映射示意图。记号 R_p 表示天线端口 p 上用于传输参考信号的资源粒子。

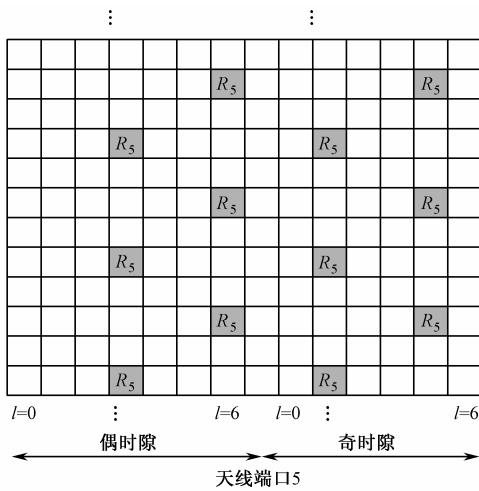


图3-18 UE专用参考信号的映射（常规循环前缀）

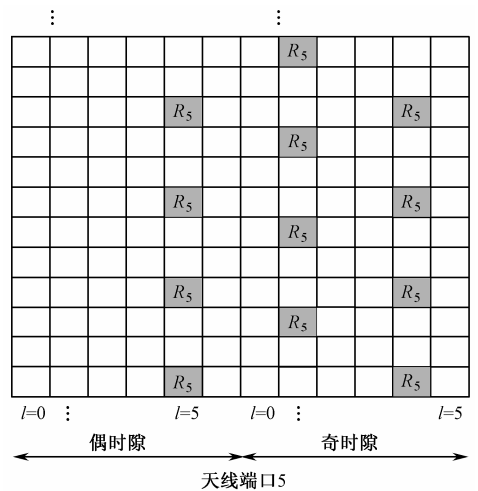


图3-19 UE专用参考信号的映射（扩展循环前缀）

对于天线端口 7 和 8，分配一个频域序号为 n_{PRB} 的物理资源块用于 PDSCH 传输，参考信号序列 $r(m)$ 按照下面的公式映射到一个子帧中的复值调制符号 $a_{k,l}^{(p)}$ 上。

常规循环前缀

$$a_{k,l}^{(p)} = s \cdot r(3 \cdot l' \cdot N_{\text{RB}}^{\text{max,DL}} + 3 \cdot n_{\text{PRB}} + m')$$

其中，

$$s = \begin{cases} 1 & \text{如果 } p = 7 \\ (-1)^{m' + l' + n_{\text{PRB}}} & \text{如果 } p = 8 \end{cases}$$

$$k = 5 \cdot m' + N_{\text{sc}}^{\text{RB}} \cdot n_{\text{PRB}} + 1$$

$$l = \begin{cases} l' \bmod 2 + 2 & \text{特殊子帧配置 3,4,8 (参见表 3-2)} \\ l' \bmod 2 + 2 + 3 \cdot \lfloor l' / 2 \rfloor & \text{特殊子帧配置 1,2,6,7 (参见表 3-2)} \\ l' \bmod 2 + 5 & \text{不在特殊子帧中} \end{cases}$$

$$l' = \begin{cases} 0, 1, 2, 3 & \text{如果时隙 } n_s \bmod 2 = 0 \text{ 并且特殊子帧配置 1,2,6,7 (参见表 3-2)} \\ 0, 1 & \text{如果时隙 } n_s \bmod 2 = 0 \text{ 并且特殊子帧配置不是 1,2,6,7 (参见表 3-2)} \\ 2, 3 & \text{如果时隙 } n_s \bmod 2 = 1 \text{ 并且特殊子帧配置不是 1,2,6,7 (参见表 3-2)} \end{cases}$$

$$m' = 0, 1, 2$$

图 3-20 描述了常规循环前缀下 UE 专用参考信号在天线端口 7 和 8 上的资源映射，记号 R_p 表示天线端口 p 上用于传输参考信号的资源粒子。

4. 定位参考信号

定位参考信号只能在其分配的资源块上传输，其传输资源仅存在于下行子帧中。如果小区中正常子帧和 MBSFN 子帧均被配置为定位子帧，则 MBSFN 子帧中的用于传输定位参考信号的 OFDM 符号应使用与子帧 0 相同的循环前缀。如果在一个小区中仅 MBSFN 子帧被配置为定位子帧，则用于传输定位参考信号的 OFDM 符号应使用扩展循环前缀。在配置用于传输定位参考信号子帧中，用于传输定位参考信号的开始位置是相同的，所有的 OFDM 符号的循环前缀长度与传输定位参考信号的 OFDM 符号的循环前缀相同。定位参考信号在天线端口 6 上传输。不论其天线端口 p 的取值是多少，定位参考信号都不能映射到分配给 PBCH、

PSS 或 SSS 的资源粒子 (k,l) 上。定位参考信号仅适用于子载波间隔 $\Delta f = 15 \text{ kHz}$ 的情况。

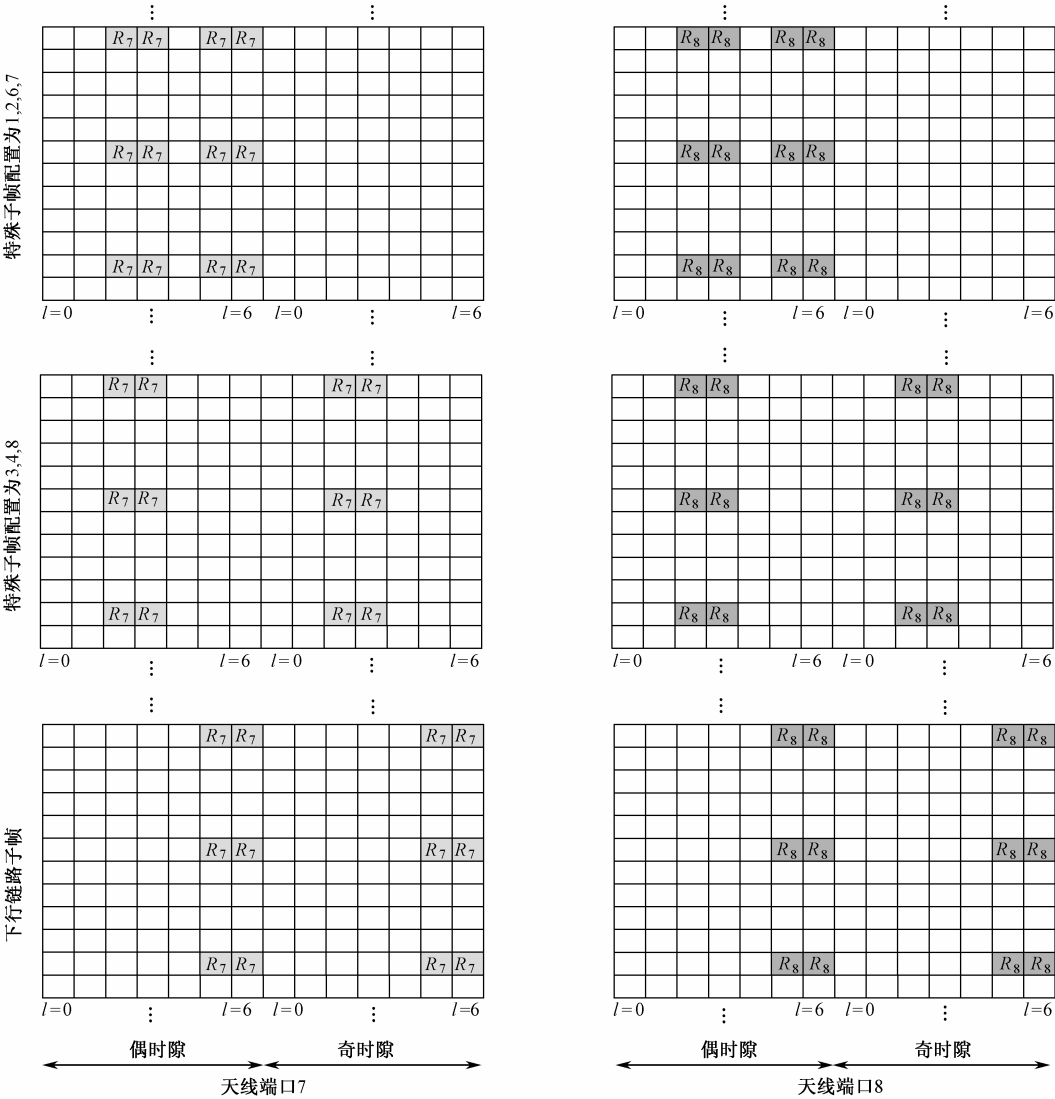


图 3-20 UE 专用参考信号的映射（正常循环前缀）

1) 序列生成

参考信号序列 $r_{l,n_s}(m)$ 定义为

$$r_{l,n_s}(m) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m)) + j \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m + 1)), \quad m = 0, 1, \dots, 2N_{\text{RB}}^{\text{max,DL}} - 1$$

其中， n_s 是一个无线帧中的时隙序号； l 是一个时隙内的 OFDM 符号序号； $c(i)$ 是伪随机序列，在每个 OFDM 符号的开始处使用 $c_{\text{init}} = 2^{10} \cdot (7 \cdot (n_s + 1) + l + 1) \cdot (2 \cdot N_{\text{ID}}^{\text{cell}} + 1) + 2 \cdot N_{\text{ID}}^{\text{cell}} + N_{\text{CP}}$ 进行初始化，其中

$$N_{\text{CP}} = \begin{cases} 1 & \text{常规CP} \\ 0 & \text{扩展CP} \end{cases}$$

2) 资源粒子映射

根据如下公式，天线端口 $p=6$ 的参考信号序列 $r_{l,n_s}(m)$ 映射到时隙 n_s 的复值调制符号 $a_{k,l}^{(p)}$ 上。

$$a_{k,l}^{(p)} = r_{l,n_s}(m')$$

其中，正常循环前缀时各参数的取值为

$$k = 6 \left(m + N_{\text{RB}}^{\text{DL}} - N_{\text{RB}}^{\text{PRS}} \right) + (6 - l + v_{\text{shift}}) \bmod 6$$

$$l = \begin{cases} 3, 5, 6 & \text{如果 } n_s \bmod 2 = 0 \\ 1, 2, 3, 5, 6 & \text{如果 } n_s \bmod 2 = 1 \text{ 并且 (PBCH的天线端口1或2)} \\ 2, 3, 5, 6 & \text{如果 } n_s \bmod 2 = 1 \text{ 并且 (PBCH的天线端口4)} \end{cases}$$

$$m = 0, 1, \dots, 2 \cdot N_{\text{RB}}^{\text{PRS}} - 1$$

$$m' = m + N_{\text{RB}}^{\text{max,DL}} - N_{\text{RB}}^{\text{PRS}}$$

扩展循环前缀时各参数的取值为

$$k = 6 \left(m + N_{\text{RB}}^{\text{DL}} - N_{\text{RB}}^{\text{PRS}} \right) + (5 - l + v_{\text{shift}}) \bmod 6$$

$$l = \begin{cases} 4, 5 & \text{如果 } n_s \bmod 2 = 0 \\ 1, 2, 4, 5 & \text{如果 } n_s \bmod 2 = 1 \text{ 且 (PBCH的天线端口1或2)} \\ 2, 4, 5 & \text{如果 } n_s \bmod 2 = 1 \text{ 且 (PBCH的天线端口4)} \end{cases}$$

$$m = 0, 1, \dots, 2 \cdot N_{\text{RB}}^{\text{PRS}} - 1$$

$$m' = m + N_{\text{RB}}^{\text{max,DL}} - N_{\text{RB}}^{\text{PRS}}$$

其中，定位参考信号的带宽 $N_{\text{RB}}^{\text{PRS}}$ 由高层配置；小区频移 $v_{\text{shift}} = N_{\text{Cell}}^{\text{ID}} \bmod 6$ 。图 3-21 和图 3-22 分别给出了常规 CP 和扩展 CP 下定位参考信号的资源映射示意图。记号 R_p 表示天线端口 p 上用于传输参考信号的资源粒子。

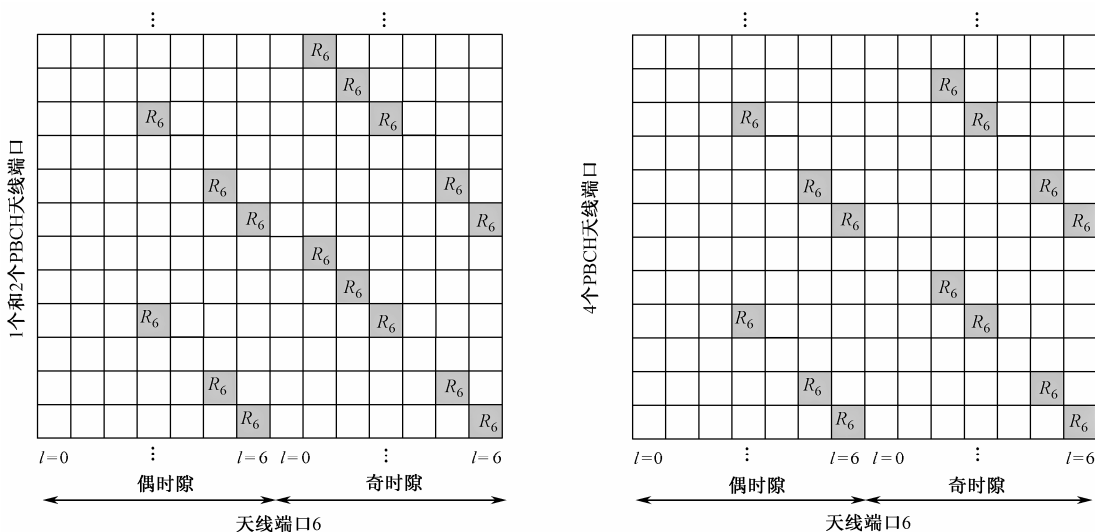


图3-21 定位参考信号映射（常规循环前缀）

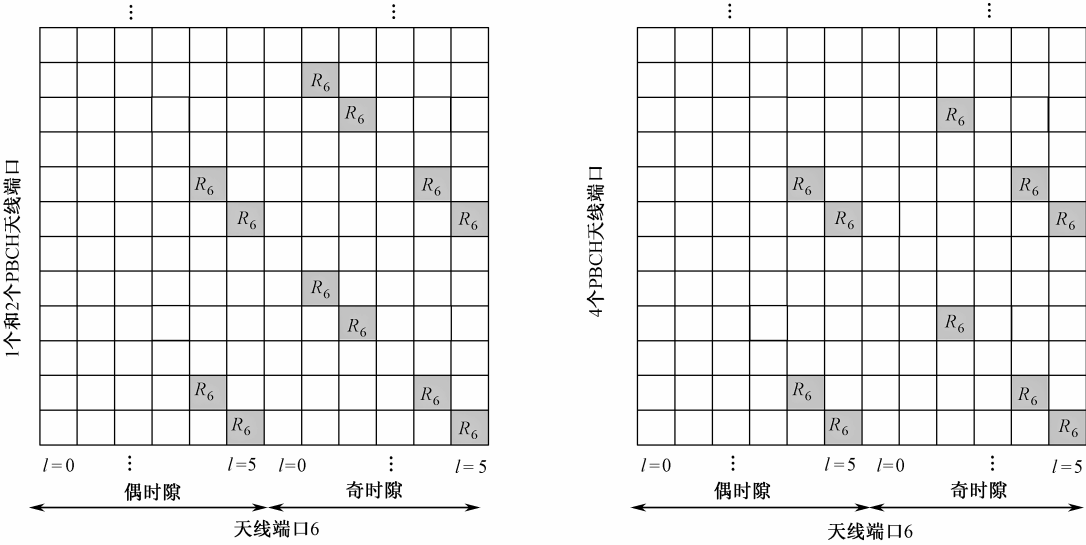


图 3-22 定位参考信号的映射（扩展循环前缀）

3）定位参考信号的子帧配置

表 3-50 给出了定位参考信号的小区专用子帧周期 T_{PRS} 与小区专用子帧偏移 Δ_{PRS} 的取值。定位参考信号的索引 I_{PRS} 由高层配置。定位参考信号仅在配置的下行子帧中传输，不能在特殊子帧中传输。定位参考信号在 N_{PRS} 个连续下行子帧中传输，其中 N_{PRS} 由高层配置。 N_{PRS} 下行子帧的第一个子帧，应当满足如下条件，即

$$(10 \times n_f + \lfloor n_s / 2 \rfloor - \Delta_{\text{PRS}}) \bmod T_{\text{PRS}} = 0$$

其中， n_f 为无线帧序号； n_s 是一个无线帧中的时隙序号。

表 3-50 定位参考信号（PRS）的子帧配置

PRS配置索引 I_{PRS}	PRS的周期 T_{PRS} （单位子帧）	PRS子帧偏移 Δ_{PRS} （单位子帧）
0~159	160	I_{PRS}
160~479	320	$I_{\text{PRS}} - 160$
480~1119	640	$I_{\text{PRS}} - 480$
1120~2399	1280	$I_{\text{PRS}} - 1120$
2400~4095	保留	

3.5.11 同步信号处理过程

LTE 系统中总共存在 504 个唯一物理层小区 ID。这些物理层小区 ID 被分为 168 个唯一的物理层小区 ID 组，每组包含 3 个唯一的 ID。分组保证每个物理层 ID 是一个并且是唯一一个小区物理层 ID 组的一部分。这样，一个物理层小区 ID $N_{\text{ID}}^{\text{cell}} = 3N_{\text{ID}}^{(1)} + N_{\text{ID}}^{(2)}$ 就可以由物理层小区 ID 组数 $N_{\text{ID}}^{(1)}$ （范围是 0~167）和该物理层小区 ID 组中的物理层 ID 数 $N_{\text{ID}}^{(2)}$ （范围是 0~2）来唯一确定。

1. 主同步信号

1) 序列生成

主同步信号序列 $d(n)$ 是由频域 ZC 序列按照如下公式生成。

$$d_u(n) = \begin{cases} e^{-j\frac{\pi un(n+1)}{63}} & n = 0, 1, \dots, 30 \\ e^{-j\frac{\pi u(n+1)(n+2)}{63}} & n = 31, 32, \dots, 61 \end{cases}$$

其中，ZC 根序列号 u 由表 3-51 给出。

表 3-51 主同步信号根序号

$N_{\text{ID}}^{(2)}$	根序列号 u
0	25
1	29
2	34

2) 资源粒子映射

主同步信号序列的映射取决于帧结构，对于帧结构类型 1，主同步信号映射到时隙 0 和 10 中的最后一个 OFDM 符号上。对于帧结构类型 2，主同步信号映射到子帧 1 和子帧 6 的第三个 OFDM 符号上。目前没有规定主同步信号的天线端口的使用情况，UE 不能假定主同步信号与其他主同步信号在相同天线端口上传输。主同步信号序列 $d(n)$ 按照如下方式映射到资源粒子 (k, l) 上。

$$a_{k,l} = d(n), \quad n = 0, \dots, 61$$

$$k = n - 31 + \frac{N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}}}{2}$$

另外，满足下列条件的资源粒子 (k, l) 不能用于主同步信号的传输，即

$$k = n - 31 + \frac{N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}}}{2}$$

$$n = -5, -4, \dots, -1, 62, 63, \dots, 66$$

2. 辅同步信号

1) 序列生成

辅同步信号序列 $d(0), \dots, d(61)$ 信号是由两个长度为 31 的二进制序列交织级联生成。级联的序列使用扰码序列进行加扰，其中扰码序列由主同步信号给出。两个长度为 31 的序列组合根据下列的公式确定在子帧 0 和子帧 5 的辅同步信号。

$$d(2n) = \begin{cases} s_0^{(m_0)}(n) c_0(n) & \text{子帧 0} \\ s_1^{(m_1)}(n) c_0(n) & \text{子帧 5} \end{cases}$$

$$d(2n+1) = \begin{cases} s_1^{(m_1)}(n) c_1(n) z_1^{(m_0)}(n) & \text{子帧 0} \\ s_0^{(m_0)}(n) c_1(n) z_1^{(m_1)}(n) & \text{子帧 5} \end{cases}$$

其中， $0 \leq n \leq 30$ ，序号 m_0 和 m_1 是由物理层小区 ID 的组 $N_{\text{ID}}^{(1)}$ 得到，即

$$m_0 = m' \bmod 31$$

$$m_1 = (m_0 + \lfloor m'/31 \rfloor + 1) \bmod 31$$

$$m' = N_{\text{ID}}^{(1)} + q(q+1)/2, \quad q = \left\lfloor \frac{N_{\text{ID}}^{(1)} + q'(q'+1)/2}{30} \right\rfloor, \quad q' = \lfloor N_{\text{ID}}^{(1)} / 30 \rfloor$$

上述表达式输出的值请参见表 3-52。

序列 $s_0^{(m_0)}(n)$ 和 $s_1^{(m_1)}(n)$ 由 m 序列 $\tilde{s}(n)$ 的两个不同循环移位得到：

$$\begin{aligned} s_0^{(m_0)}(n) &= \tilde{s}((n+m_0) \bmod 31) \\ s_1^{(m_1)}(n) &= \tilde{s}((n+m_1) \bmod 31) \end{aligned} \quad (3-25)$$

其中， $\tilde{s}(i)=1-2x(i)$ ， $0 \leq i \leq 30$ ，其中 $x(i)$ 定义为

$$x(\bar{i}+5) = (x(\bar{i}+2) + x(\bar{i})) \bmod 2, \quad 0 \leq \bar{i} \leq 25 \quad (3-26)$$

初始条件为 $x(0)=0$ ， $x(1)=0$ ， $x(2)=0$ ， $x(3)=0$ ， $x(4)=1$ 。

表 3-52 物理层小区 ID 组 $N_{ID}^{(1)}$ 和序号 m_0 和 m_1 的对应关系

$N_{ID}^{(1)}$	m_0	m_1	$N_{ID}^{(1)}$	m_0	m_1	$N_{ID}^{(1)}$	m_0	m_1	$N_{ID}^{(1)}$	m_0	m_1	$N_{ID}^{(1)}$	m_0	m_1
0	0	1	34	4	6	68	9	12	102	15	19	136	22	27
1	1	2	35	5	7	69	10	13	103	16	20	137	23	28
2	2	3	36	6	8	70	11	14	104	17	21	138	24	29
3	3	4	37	7	9	71	12	15	105	18	22	139	25	30
4	4	5	38	8	10	72	13	16	106	19	23	140	0	6
5	5	6	39	9	11	73	14	17	107	20	24	141	1	7
6	6	7	40	10	12	74	15	18	108	21	25	142	2	8
7	7	8	41	11	13	75	16	19	109	22	26	143	3	9
8	8	9	42	12	14	76	17	20	110	23	27	144	4	10
9	9	10	43	13	15	77	18	21	111	24	28	145	5	11
10	10	11	44	14	16	78	19	22	112	25	29	146	6	12
11	11	12	45	15	17	79	20	23	113	26	30	147	7	13
12	12	13	46	16	18	80	21	24	114	0	5	148	8	14
13	13	14	47	17	19	81	22	25	115	1	6	149	9	15
14	14	15	48	18	20	82	23	26	116	2	7	150	10	16
15	15	16	49	19	21	83	24	27	117	3	8	151	11	17
16	16	17	50	20	22	84	25	28	118	4	9	152	12	18
17	17	18	51	21	23	85	26	29	119	5	10	153	13	19
18	18	19	52	22	24	86	27	30	120	6	11	154	14	20
19	19	20	53	23	25	87	0	4	121	7	12	155	15	21
20	20	21	54	24	26	88	1	5	122	8	13	156	16	22
21	21	22	55	25	27	89	2	6	123	9	14	157	17	23
22	22	23	56	26	28	90	3	7	124	10	15	158	18	24
23	23	24	57	27	29	91	4	8	125	11	16	159	19	25
24	24	25	58	28	30	92	5	9	126	12	17	160	20	26
25	25	26	59	0	3	93	6	10	127	13	18	161	21	27
26	26	27	60	1	4	94	7	11	128	14	19	162	22	28
27	27	28	61	2	5	95	8	12	129	15	20	163	23	29
28	28	29	62	3	6	96	9	13	130	16	21	164	24	30
29	29	30	63	4	7	97	10	14	131	17	22	165	0	7
30	0	2	64	5	8	98	11	15	132	18	23	166	1	8
31	1	3	65	6	9	99	12	16	133	19	24	167	2	9
32	2	4	66	7	10	100	13	17	134	20	25	-	-	-
33	3	5	67	8	11	101	14	18	135	21	26	-	-	-

扰码序列 $c_0(n)$ 和 $c_1(n)$ 取决于主同步信号,并通过 m 序列 $\tilde{c}(n)$ 两个不同的循环变化得到:

$$c_0(n) = \tilde{c}((n + N_{\text{ID}}^{(2)}) \bmod 31) \quad (3-27)$$

$$c_1(n) = \tilde{c}((n + N_{\text{ID}}^{(2)} + 3) \bmod 31)$$

其中, $N_{\text{ID}}^{(2)} \in \{0, 1, 2\}$, $\tilde{c}(i) = 1 - 2x(i)$, $0 \leq i \leq 30$, 其中 $x(i)$ 定义为

$$x(\bar{i} + 5) = (x(\bar{i} + 3) + x(\bar{i})) \bmod 2, \quad 0 \leq \bar{i} \leq 25 \quad (3-28)$$

初始条件为 $x(0) = 0$, $x(1) = 0$, $x(2) = 0$, $x(3) = 0$, $x(4) = 1$ 。

扰码序列 $z_1^{(m_0)}(n)$ 和 $z_1^{(m_1)}(n)$ 由 m 序列 $\tilde{z}(n)$ 循环移位得到:

$$z_1^{(m_0)}(n) = \tilde{z}((n + (m_0 \bmod 8)) \bmod 31)$$

$$z_1^{(m_1)}(n) = \tilde{z}((n + (m_1 \bmod 8)) \bmod 31)$$

其中, m_0 和 m_1 由表 3-52 中给出, $\tilde{z}(i) = 1 - 2x(i)$, $0 \leq i \leq 30$, 其中 $x(i)$ 定义为

$$x(\bar{i} + 5) = (x(\bar{i} + 4) + x(\bar{i} + 2) + x(\bar{i} + 1) + x(\bar{i})) \bmod 2, \quad 0 \leq \bar{i} \leq 25 \quad (3-29)$$

初始条件为 $x(0) = 0$, $x(1) = 0$, $x(2) = 0$, $x(3) = 0$, $x(4) = 1$ 。

2) 资源粒子映射

序列的映射取决于帧结构。帧结构类型 1 的一个子帧中和帧结构类型 2 的一个半帧中, 主同步信号和辅同步信号使用相同的天线端口。序列 $d(n)$ 按照如下的方式映射到资源粒子 (k, l) 上, 即

$$a_{k,l} = d(n), \quad n = 0, \dots, 61$$

$$k = n - 31 + \frac{N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}}}{2}$$

$$l = \begin{cases} N_{\text{symp}}^{\text{DL}} - 2 & \text{帧类型 1 的时隙 0 和时隙 10} \\ N_{\text{symp}}^{\text{DL}} - 1 & \text{帧类型 2 的时隙 1 和时隙 11} \end{cases}$$

其中, 下列资源被保留, 不用于传输辅同步信号, 即

$$k = n - 31 + \frac{N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}}}{2}$$

$$l = \begin{cases} N_{\text{symp}}^{\text{DL}} - 2 & \text{帧类型 1 的时隙 0 和 10} \\ N_{\text{symp}}^{\text{DL}} - 1 & \text{帧类型 2 的时隙 1 和 11} \end{cases}$$

$$n = -5, -4, \dots, -1, 62, 63, \dots, 66$$

3.5.12 OFDM 基带信号发生器

一个下行时隙中的第 l 个 OFDM 符号在天线端口 p 上的时间连续信号 $s_l^{(p)}(t)$ 为

$$s_l^{(p)}(t) = \sum_{k=-\lfloor N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}} / 2 \rfloor}^{-1} a_{k^{(-)}, l}^{(p)} \cdot e^{j2\pi k \Delta f (t - N_{\text{CP}, l} T_s)} + \sum_{k=1}^{\lceil N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}} / 2 \rceil} a_{k^{(+)}, l}^{(p)} \cdot e^{j2\pi k \Delta f (t - N_{\text{CP}, l} T_s)}$$

其中, $0 \leq t < (N_{\text{CP}, l} + N) \times T_s$, $k^{(-)} = k + \lfloor N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}} / 2 \rfloor$, $k^{(+)} = k + \lceil N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}} / 2 \rceil - 1$; 子载波间隔 $\Delta f = 15$ kHz 时变量 N 为 2048, 子载波间隔 $\Delta f = 7.5$ kHz 时变量 N 为 4096; 一个时隙中不同的 OFDM 符号可能有不同循环前缀长度 $N_{\text{CP}, l}$, 具体参见表 3-53。

表 3-53 OFDM 技术参数

配置		循环前缀长度 $N_{\text{CP},l}$
常规CP	$\Delta f = 15 \text{ kHz}$	当 $l=0$ 时值为160
		当 $l=1,2,\dots,6$ 时值为144
扩展CP	$\Delta f = 15 \text{ kHz}$	当 $l=0,1, \dots,5$ 时值为512
	$\Delta f = 7.5 \text{ kHz}$	当 $l=0,1,2$ 时值为1024

一个时隙中的 OFDM 符号将从 $l=0$ 开始, 按照 l 的增序进行传输, 其中 OFDM 符号 $l>0$ 在一个时隙的开始时间为 $\sum_{l'=0}^{l-1} (N_{\text{CP},l'} + N)T_s$ 。如果在一个时隙中的第一个 OFDM 符号使用常规 CP, 其他符号使用扩展 CP 时, 使用扩展 CP 的 OFDM 符号的起始位置等于一个时隙中所有的 OFDM 符号使用扩展 CP 的情况。这样两个不同的循环前缀区域之前存在一部分未定义传输信号的时间部分。

3.5.13 调制和上变换

将每个天线端口的复值 OFDM 基带信号调制和上变频到载波频率上的过程如图 3-23 所示。滤波器的处理请参考 TS36.101。

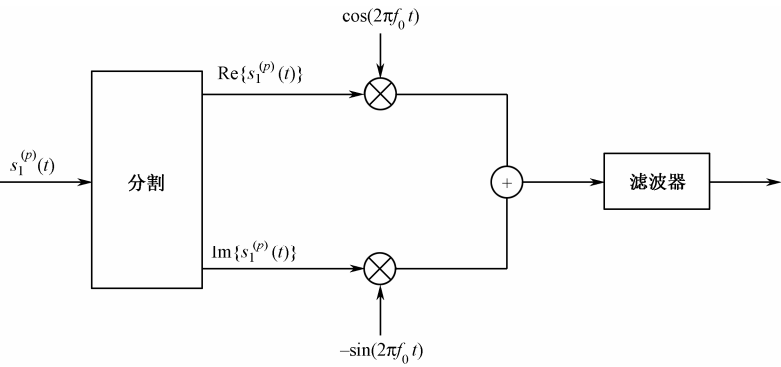


图3-23 下行调制

3.6 调制映射通用功能

调制映射就是将二进制数 0 或 1 作为输入, 产生的复值调制符号 $x=I+jQ$ 作为输出的过程。下面对各种调制映射作简单介绍。

1. BPSK 调制

在 BPSK 调制方式下, 按照表 3-54 的方式将一个单一的 $b(i)$ 映射为复值调制符号 $x=I+jQ$ 。

表 3-54 BPSK 调制映射

$b(i)$	I	Q
0	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$
1	$-1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$

2. QPSK 调制

在 QPSK 调制方式下，按照根据表 3-55 的方式将比特对 $b(i), b(i+1)$ 映射为复值调制符号 $x=I+jQ$ 。

表 3-55 QPSK 调制映射

$b(i), b(i+1)$	I	Q
00	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$
01	$1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$
10	$-1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$
11	$-1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$

3. 16QAM 调制

在 16QAM 调制方式下，按照根据表 3-56 的方式将比特对 $b(i), b(i+1), b(i+2), b(i+3)$ 映射为复值调制符号 $x=I+jQ$ 。

表 3-56 16QAM 调制映射

$b(i), b(i+1), b(i+2), b(i+3)$	I	Q
0000	$1/\sqrt{10}$	$1/\sqrt{10}$
0001	$1/\sqrt{10}$	$3/\sqrt{10}$
0010	$3/\sqrt{10}$	$1/\sqrt{10}$
0011	$3/\sqrt{10}$	$3/\sqrt{10}$
0100	$1/\sqrt{10}$	$-1/\sqrt{10}$
0101	$1/\sqrt{10}$	$-3/\sqrt{10}$
0110	$3/\sqrt{10}$	$-1/\sqrt{10}$
0111	$3/\sqrt{10}$	$-3/\sqrt{10}$
1000	$-1/\sqrt{10}$	$1/\sqrt{10}$
1001	$-1/\sqrt{10}$	$3/\sqrt{10}$
1010	$-3/\sqrt{10}$	$1/\sqrt{10}$
1011	$-3/\sqrt{10}$	$3/\sqrt{10}$
1100	$-1/\sqrt{10}$	$-1/\sqrt{10}$
1101	$-1/\sqrt{10}$	$-3/\sqrt{10}$
1110	$-3/\sqrt{10}$	$-1/\sqrt{10}$
1111	$-3/\sqrt{10}$	$-3/\sqrt{10}$

4. 64QAM 调制

在 64QAM 调制方式下，按照表 3-57 的方式将比特对 $b(i), b(i+1), b(i+2), b(i+3), b(i+4), b(i+5)$ 映射为复值调制符号 $x=I+jQ$ 。

表 3-57 64QAM 调制映射

$b(i), b(i+1), b(i+2),$ $b(i+3), b(i+4), b(i+5)$	I	Q	$b(i), b(i+1), b(i+2),$ $b(i+3), b(i+4), b(i+5)$	I	Q
000000	$3/\sqrt{42}$	$3/\sqrt{42}$	100000	$-3/\sqrt{42}$	$3/\sqrt{42}$
000001	$3/\sqrt{42}$	$1/\sqrt{42}$	100001	$-3/\sqrt{42}$	$1/\sqrt{42}$
000010	$1/\sqrt{42}$	$3/\sqrt{42}$	100010	$-1/\sqrt{42}$	$3/\sqrt{42}$
000011	$1/\sqrt{42}$	$1/\sqrt{42}$	100011	$-1/\sqrt{42}$	$1/\sqrt{42}$
000100	$3/\sqrt{42}$	$5/\sqrt{42}$	100100	$-3/\sqrt{42}$	$5/\sqrt{42}$
000101	$3/\sqrt{42}$	$7/\sqrt{42}$	100101	$-3/\sqrt{42}$	$7/\sqrt{42}$
000110	$1/\sqrt{42}$	$5/\sqrt{42}$	100110	$-1/\sqrt{42}$	$5/\sqrt{42}$
000111	$1/\sqrt{42}$	$7/\sqrt{42}$	100111	$-1/\sqrt{42}$	$7/\sqrt{42}$
001000	$5/\sqrt{42}$	$3/\sqrt{42}$	101000	$-5/\sqrt{42}$	$3/\sqrt{42}$
001001	$5/\sqrt{42}$	$1/\sqrt{42}$	101001	$-5/\sqrt{42}$	$1/\sqrt{42}$
001010	$7/\sqrt{42}$	$3/\sqrt{42}$	101010	$-7/\sqrt{42}$	$3/\sqrt{42}$
001011	$7/\sqrt{42}$	$1/\sqrt{42}$	101011	$-7/\sqrt{42}$	$1/\sqrt{42}$
001100	$5/\sqrt{42}$	$5/\sqrt{42}$	101100	$-5/\sqrt{42}$	$5/\sqrt{42}$
001101	$5/\sqrt{42}$	$7/\sqrt{42}$	101101	$-5/\sqrt{42}$	$7/\sqrt{42}$
001110	$7/\sqrt{42}$	$5/\sqrt{42}$	101110	$-7/\sqrt{42}$	$5/\sqrt{42}$
001111	$7/\sqrt{42}$	$7/\sqrt{42}$	101111	$-7/\sqrt{42}$	$7/\sqrt{42}$
010000	$3/\sqrt{42}$	$-3/\sqrt{42}$	110000	$-3/\sqrt{42}$	$-3/\sqrt{42}$
010001	$3/\sqrt{42}$	$-1/\sqrt{42}$	110001	$-3/\sqrt{42}$	$-1/\sqrt{42}$
010010	$1/\sqrt{42}$	$-3/\sqrt{42}$	110010	$-1/\sqrt{42}$	$-3/\sqrt{42}$
010011	$1/\sqrt{42}$	$-1/\sqrt{42}$	110011	$-1/\sqrt{42}$	$-1/\sqrt{42}$
010100	$3/\sqrt{42}$	$-5/\sqrt{42}$	110100	$-3/\sqrt{42}$	$-5/\sqrt{42}$
010101	$3/\sqrt{42}$	$-7/\sqrt{42}$	110101	$-3/\sqrt{42}$	$-7/\sqrt{42}$
010110	$1/\sqrt{42}$	$-5/\sqrt{42}$	110110	$-1/\sqrt{42}$	$-5/\sqrt{42}$
010111	$1/\sqrt{42}$	$-7/\sqrt{42}$	110111	$-1/\sqrt{42}$	$-7/\sqrt{42}$
011000	$5/\sqrt{42}$	$-3/\sqrt{42}$	111000	$-5/\sqrt{42}$	$-3/\sqrt{42}$
011001	$5/\sqrt{42}$	$-1/\sqrt{42}$	111001	$-5/\sqrt{42}$	$-1/\sqrt{42}$
011010	$7/\sqrt{42}$	$-3/\sqrt{42}$	111010	$-7/\sqrt{42}$	$-3/\sqrt{42}$
011011	$7/\sqrt{42}$	$-1/\sqrt{42}$	111011	$-7/\sqrt{42}$	$-1/\sqrt{42}$
011100	$5/\sqrt{42}$	$-5/\sqrt{42}$	111100	$-5/\sqrt{42}$	$-5/\sqrt{42}$
011101	$5/\sqrt{42}$	$-7/\sqrt{42}$	111101	$-5/\sqrt{42}$	$-7/\sqrt{42}$
011110	$7/\sqrt{42}$	$-5/\sqrt{42}$	111110	$-7/\sqrt{42}$	$-5/\sqrt{42}$
011111	$7/\sqrt{42}$	$-7/\sqrt{42}$	111111	$-7/\sqrt{42}$	$-7/\sqrt{42}$

第 4 章 信道复用、编码与物理层过程

4.1 概 述

本章重点讲解 LTE 信道复用、编码以及物理层过程，通过讲解信道编码的通过程，使读者在第 2 章的基础上理解 CRC 的相关知识，使大家具备理论和实践结合的能力。同时介绍 FDD 和 TDD 两种帧格式下 E-UTRA 的物理层过程（小区搜索、随机接入及功率控制等），希望通过本章的介绍，使读者对 LTE 系统的工作原理有更加深刻的理解。

4.2 物理信道的映射

在学习信道编码之前我们先了解一下上行 / 下行传输信道、控制信道与物理信道的映射关系。

1. 上行信道映射

表 4-1 定义了上行传输信道与对应的物理信道的映射关系。表 4-2 定义了上行控制信道信息与对应的物理信道的映射关系。

表 4-1 上行传输信道与物理信道的映射

传输信道的类别	物理信道的类别
上行共享信道（UL-SCH）	物理上行共享信道（PUSCH）
随机接入信道（RACH）	物理随机接入信道（PRACH）

表 4-2 上行控制信道信息与物理信道的映射

控制信息的类型	物理信道的类别
上行控制信息（UCI）	物理上行控制信道（PUCCH） 物理上行共享信道（PUSCH）

2. 下行信道映射

表 4-3 定义了下行传输信道与对应的物理信道的映射关系。表 4-4 定义了下行控制信道信息与对应的物理信道的映射关系。

表 4-3 下行传输信道与物理信道的映射

传输信道的类别	物理信道的类别
下行共享信道（DL-SCH）	物理下行共享信道（PDSCH）
广播信道（BCH）	物理广播信道（PBCH）
寻呼信道（PCH）	物理下行共享信道（PDSCH）
多播信道（MCH）	物理多播信道（PMCH）

表 4-4 下行传输信道信息与物理信道的映射

控制信息的类型	物理信道的类别
控制格式指示（CFI）	物理控制格式指示信道（PCFICH）
HARQ 指示（HI）	物理 HARQ 指示信道（PHICH）
下行控制信息（DCI）	物理下行控制信道（PDCCH）

4.3 信道处理流程

来自 MAC 层或向 MAC 层输出的数据和控制流经过编码 / 解码，通过无线传输链路提供传输和控制服务。信道编码方案是错误检测、错误纠正、速率匹配、交织以及传输信道或控制信息向物理信道映射或从物理信道到传输信道控制信息解析或分离的组合方案。通过一系列的信道编码措施确保数据传送的准确性和有效性。LTE 系统通用信道处理流程如图 4-1 所示，下面我们来具体学习一下信道处理中各个步骤的实现细节。

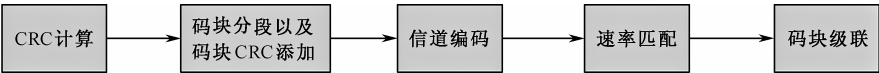


图4-1 LTE系统通用信道处理流程

4.3.1 CRC 原理与 LTE 系统 CRC 计算

1. CRC 码实现原理

数字通信系统中可靠性与快速性往往是一对矛盾。若要求快速，则必然使得每个数据码元所占的时间缩短、波形变窄、能量减少，但是这样会增加在受到干扰后产生错误的可能性，使信息传送的可靠性下降。若是要求可靠性，则需要使消息传送的速率变慢。因此，如何合理地解决可靠性与速度这一对矛盾，是正确设计一个通信系统的关键问题之一。为保证传输过程的正确性，需要对通信过程进行差错控制。差错控制最常用的方法是自动请求重发方式（ARQ）、前向纠错方式（FEC）和混合纠错（HEC）。在传输过程中误码率比较低时，用 FEC 方式比较理想。在传输过程中误码率较高时，采用 FEC 容易出现“乱纠”现象。实现检错功能的差错控制方法很多，传统的有：奇偶校验、校验和检测、重复码校验、恒比码校验、行列冗余码校验等，这些方法都是增加数据的冗余量，将校验码和数据一起发送到接收端。接收端对接收到的数据进行校验，再将得到的校验码和接收到的校验码比较，如果二者一致则认为传输正确。但这些方法都有各自的优、缺点，误判的概率比较高。目前通常使用循环冗余校验（Cyclic Redundancy Check，CRC）进行编码和检测。CRC 由分组线性码的分支衍生而来，主要是应用二数码组，编码简单且误判概率很低，在通信系统中得到了广泛的应用。

1) CRC 编码过程

CRC 校验采用多项式编码方法。被处理的数据块可以看作是一个 n 阶的二进制多项式，由 $a_{n-1}x^{n-1} + a_{n-2}x^{n-2} + a_{n-3}x^{n-3} + \cdots + a_1x + a_0$ 表示。例如，一个 8 位二进制数 10110101 可以表示为： $1x^7 + 0x^6 + 1x^5 + 1x^4 + 0x^3 + 1x^2 + 0x + 1$ 。多项式乘法运算过程与普通代数多项式的乘法运算相同。多项式的加减法运算以 2 为模，加、减时不进位、错位，即忽略进位和借位

处理，与逻辑异或运算一致。

CRC 校验码的编码方法是用待发送数据的二进制多项式 $t(x)$ 除以二进制生成多项式 $g(x)$ ，将最后的余数作为 CRC 校验码。其具体实现步骤如下。

(1) 设待发送的数据块是 m 位的二进制多项式 $t(x)$ ，二进制生成多项式 $g(x)$ 的阶数为 r 。在数据块的末尾添加 r 个 0，数据块的长度增加到 $m+r$ 位，对应的二进制多项式为 $G(x)$ 。

(2) 用生成的二进制多项式 $G(x)$ 除以 $g(x)$ ，得到的余数是阶数为 $r-1$ 的二进制多项式 $c(x)$ 。此二进制多项式 $c(x)$ 就是二进制多项式 $t(x)$ 经过二进制生成多项式 $g(x)$ 编码后的 CRC 校验码。

(3) 二进制多项式 $G(x)$ 采用模 2 的方式与二进制多项式 $c(x)$ 相加，得到二进制多项式 $T(x)$ 。 $T(x)$ 就是包含了 CRC 校验码的待发送字符串的二进制多项式。

(注意：二进制多项式 $G(x)$ 最高位必须为“1”，且二进制长度不能小于 $g(x)$ ，才可以相除，请仔细观察后续的举例。)

由于 CRC-32、CRC-24、CRC-16、CRC-8 和 CRC-4 的编码过程基本一致，只是位数和生成多项式不一样。为了叙述简单，用一个 CRC-4 编码的例子来讲解 CRC 的编码过程。假设待发送的数据 $t(x)$ 为 12 位的二进制数据 100100011100；CRC-4 的二进制生成多项式为 $g(x) = x^4 + x + 1$ ，阶数 r 为 4，即 10011。首先在 $t(x)$ 的末尾添加 4 个 0，构成二进制多项式 $G(x)$ ，对应的数据块为 1001000111000000。然后用 $G(x)$ 去除以 $g(x)$ ，不用关注商值，只需获得余数 $c(x)$ 。具体求解 CRC 码的除法过程如下表 4-5 所示。

表 4-5 CRC 校验码获取过程

相除次数	被除数/g(x)/结果	余数
0	1 001000111000000	100111000000
	1 0011	
	0 000100111000000	
1	1 00111000000	1000000
	1 0011	
	0 00001000000	
2	1 000000	1100
	1 0011	
	0 001100	

待发送数据对应的二进制多项式 $T(x) = G(x) + c(x)$ ，二进制多项 $T(x)$ 对应的数据块为 $1001000111000000 \oplus 1100$ ，包含了发送数据和 CRC 检验码。

2) CRC 解码过程

从 CRC 的编码规则可以看出，CRC 编码实际上是将待发送数据对应的 m 位二进制多项式 $t(x)$ 转换成可以除以多项式 $g(x)$ 后 $m+r$ 位的二进制多项式 $T(x)$ ，所以解码时可以用接收到的数据去除以多项式 $g(x)$ ，如果余数为零，则表示传输过程没有错误，此时将接收到的二进制数据去掉其尾部的 r 位数据，得到的就是原始数据。如果余数不为零，则在传输过程中肯定存在错误。为了更清楚地了解 CRC 解码过程，下面接着上述例子来讲解 CRC 校验码的解码过程。

如果接收方收到的数据 $R(x)$ 对应的二进制数据为 1001000111001100，则使用 $R(x)$ 除以 $g(x)$ 的过程如下表 4-6 所示。

表 4-6 CRC 解码过程

相除次数	被除数/g(x)/结果	余数
0	1 001000111001100	100111001100
	1 0011	
	0 000100111001100	
1	1 00111001100	1000000
	1 0011	
	0 00001001100	
2	1 001100	0
	1 0011	
	0 000000	

从上述表中看到 $R(x)$ 除以 $g(x)$ 的余数为零，则原始的数据为 $R(x)$ 去除尾部 r 位后的数据，即 100111001100 去除尾部 4 位后数据得到 10011100，刚好就是我们发送的原始码流。

2. LTE 系统 CRC 计算

通过上节大家应该掌握了 CRC 的原理，下面我们具体再了解一下 LTE 系统中 CRC 的计算。例如 CRC 计算单元的输入比特为 $a_0, a_1, a_2, a_3, \dots, a_{A-1}$ ，奇偶校验比特为 $p_0, p_1, p_2, p_3, \dots, p_{L-1}$ 。其中 A 是输入序列的长度， L 为校验比特的数目。校验比特可以由以下循环生成多项式之一产生：

- $g_{CRC24A}(D) = [D^{24} + D^{23} + D^{18} + D^{17} + D^{14} + D^{11} + D^{10} + D^7 + D^6 + D^5 + D^4 + D^3 + D + 1]$
- $g_{CRC24B}(D) = [D^{24} + D^{23} + D^6 + D^5 + D + 1]$ CRC 长度 $L = 24$
- $g_{CRC16}(D) = [D^{16} + D^{12} + D^5 + 1]$ CRC 长度 $L = 16$
- $g_{CRC8}(D) = [D^8 + D^7 + D^4 + D^3 + D + 1]$ CRC 长度 $L = 8$

编码以系统的方式确定，既满足如下条件。

对于多项式： $a_0D^{A+23} + a_1D^{A+22} + \dots + a_{A-1}D^{24} + p_0D^{23} + p_1D^{22} + \dots + p_{22}D^1 + p_{23}$

被对应的长度为 24 的 CRC 生成多项式 $g_{CRC24A}(D)$ 或 $g_{CRC24B}(D)$ 除时产生的余数为 0。

对于多项式：

$$a_0D^{A+15} + a_1D^{A+14} + \dots + a_{A-1}D^{16} + p_0D^{15} + p_1D^{14} + \dots + p_{14}D^1 + p_{15}$$

被 $g_{CRC16}(D)$ 除时产生的余数为 0。

而对于多项式：

$$a_0D^{A+7} + a_1D^{A+6} + \dots + a_{A-1}D^8 + p_0D^7 + p_1D^6 + \dots + p_6D^1 + p_7$$

被 $g_{CRC8}(D)$ 除时产生的余数也为 0。

附加 CRC 之后的比特序列表示为 $b_0, b_1, b_2, b_3, \dots, b_{B-1}$ ，其中 $B=A+L$ ， a_k 和 b_k 的关系如下：

- $b_k = a_k$ 对于 $k = 0, 1, 2, \dots, A-1$
- $b_k = p_{k-A}$ 对于 $k = A, A+1, A+2, \dots, A+L-1$

4.3.2 码块的分段和码块 CRC 添加

下面我们来学习一下码块的分段和 CRC 添加的原则和过程。例如，输入码块分段单元的比特序列为 $b_0, b_1, b_2, b_3, \dots, b_{B-1}$ ，其中 $B > 0$ ，为码块大小。如果 B 大于最大码块大小 Z ，则需要对输入序列进行分段操作，并且每个分段后的码块要被附上一个 $L = 24$ 的 CRC 序列。最大码块大小为 $Z = 6144$ 。

如果下述计算的填充比特数目 F 不等于 0，则需要在第一个块的开始处添加填充序列。
需要注意的是，如果 $B < 40$ ，则在码块的开始处添加填充序列。在编码器的输入位置，将填充序列设置为空 ($< \text{NULL} >$)。

(1) 码块总数 C 的计算方法

如果 $B \leq Z$

$$L = 0$$

$$\text{码块的数目为: } C = 1$$

$$B' = B$$

否则

$$L = 24$$

$$\text{码块的数目为: } C = \lceil B / (Z - L) \rceil$$

$$B' = B + C \cdot L$$

当 $C \neq 0$ 时，码块分段的输出比特为 $c_{r0}, c_{r1}, c_{r2}, c_{r3}, \dots, c_{r(K_r-1)}$ ，其中 r 为码块号， K_r 为码块 r 中的比特数。每一个码块中比特数满足如下要求（仅适用于 $C \neq 0$ 的情况）。

第一个分段大小： K_+ 为表 4-9 中满足 $C \cdot K \geq B'$ 的最小 K 值

如果 $C = 1$

$$\text{长度为 } K_+ \text{ 的码块数目为 } C_+ = 1, K_- = 0, C_- = 0$$

如果 $C > 1$

$$\text{第二个分段大小为: } K_- \text{ 为表 4-9 中满足 } K < K_+ \text{ 的最大 } K \text{ 值, } \Delta_K = K_+ - K_-$$

$$\text{长度为 } K_- \text{ 的分段数目为: } C_- = \left\lfloor \frac{C \cdot K_+ - B'}{\Delta_K} \right\rfloor$$

$$\text{长度为 } K_+ \text{ 的分段数目为: } C_+ = C - C_-$$

$$\text{填充的比特数目为: } F = C_+ \cdot K_+ + C_- \cdot K_- - B'$$

(2) 填充比特的插入方法

对于 $k = 0 \sim (F - 1)$

$$c_{0k} = < \text{NULL} >$$

$$k = F$$

$$s = 0$$

对于 $r = 0 \sim (C - 1)$

如果 $r < C_-$

$$K_r = K_-$$

否则

$$K_r = K_+$$

当 $k < K_r - L$

$$c_{rk} = b_s$$

$$k = k + 1$$

$$s = s + 1$$

如果 $C > 1$

使用序列 $c_{r0}, c_{r1}, c_{r2}, c_{r3}, \dots, c_{r(K_r-L-1)}$ 和生成多项式 $g_{\text{CRC24B}}(D)$ 来计算 CRC 奇偶校验比特

$p_{r0}, p_{r1}, p_{r2}, \cdots, p_{r(L-1)}$ 。对于 CRC 计算，如果存在填充比特，假定其值为 0。

当 $k < K_r$

$$c_{rk} = p_{r(k+L-K_r)}$$

$$k = k + 1$$

其中初始时 $k = 0$ 。

4.3.3 信道编码

为了保证传输的可靠性，需要对数据进行信道编码，在本书的第 2 章已经讲解了卷积的实现原理，此处不再重述。下面介绍 LTE 信道的卷积编码方案。对于一个给定的码块，输入信道编码模块的比特序列表示为 $c_0, c_1, c_2, c_3, \cdots, c_{K-1}$ ，其中 K 为需要进行编码的比特数。编码后的比特表示为 $d_0^{(i)}, d_1^{(i)}, d_2^{(i)}, d_3^{(i)}, \cdots, d_{D-1}^{(i)}$ ，其中 D 为每个输出流的编码比特数， i 表示为编码器输出的序号。 c_k 和 $d_k^{(i)}$ 的关系以及 K 和 D 的关系依赖于所使用的编码方案。

传输信道使用如下的编码方案。

- 咬尾卷积编码（Tail Biting Convolutional Coding）。
- Turbo 编码（Turbo Coding）。

不同类型的传输信道使用的编码方案和编码速率如表 4-7 所示。不同类型的控制信道使用的编码方案和编码速率如表 4-8 所示。

每一个编码方案中 D 值计算方法如下。

- 咬尾卷积编码，编码速率为 1/3， $D = K$ 。
- Turbo 编码，编码速率为 1/3， $D = K + 4$ 。

对于两种编码方案，其编码输出流序号 i 的范围是 0,1 和 2。

表 4-7 传输信道使用的信道编码方案和码率

传输信道	编码方案	码率
UL-SCH	Turbo 编码	1/3
DL-SCH		
PCH		
MCH		
BCH	咬尾卷积编码	1/3

表 4-8 控制信息使用的信道编码方案与码率

控制信息	编码方案	码率
DCI	咬尾卷积编码	1/3
CFI	块编码	1/16
HI	重复编码	1/3
UCI	块编码	可变
	咬尾卷积编码	1/3

1. 咬尾卷积编码

下面介绍一下约束长度为 7、码率为 1/3 的咬尾卷积编码。卷积编码器的配置如图 4-2 所示。编码器的移位寄存器的初始值设置为输入流最后的 6 个信息比特对应的值，使得移位寄存器的初始和最终状态相同。因此，用 $s_0, s_1, s_2, \cdots, s_5$ 表示编码器的移位寄存器，那么移位

寄存器初始值被设置为： $s_i = c_{(K-1-i)}$

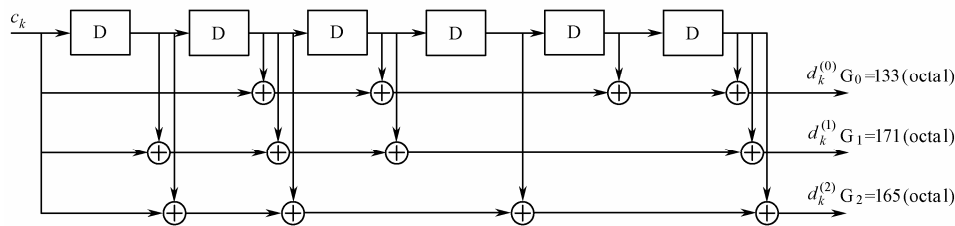


图4-2 码率为1/3的咬尾卷积编码器

其中，octal 代表的是八进制，编码器的输出流 $d_k^{(0)}$ ， $d_k^{(1)}$ 和 $d_k^{(2)}$ 分别对应第一、第二和第三个校验数据流。

2. Turbo 码

1) Turbo 码编码

Turbo 码巧妙地将卷积码和随机交织器结合在一起，在实现随机编码思想的同时，通过交织器实现了由短码构造长码的方法，并采用软输出迭代译码来逼近最大似然译码。可见，Turbo 码充分利用了香农（Shannon）信道编码定理的基本条件，因此得到了接近 Shannon 极限的性能。

Turbo 码的编码结构可以分为并行级联卷积编码（PCCC）、串行级联卷积编码（SCCC）和混合级联卷积码（HCCC）三种，图 4-3 所示为 PCCC。

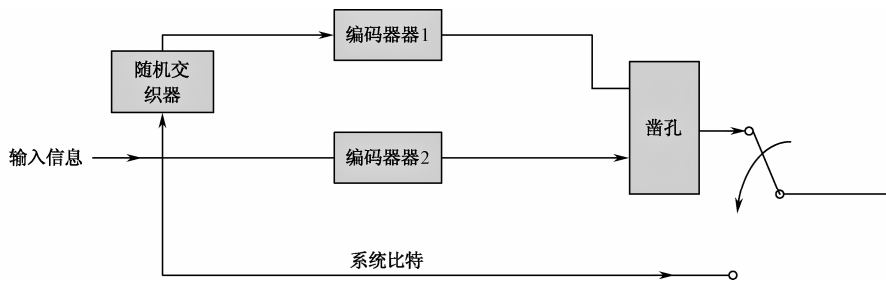


图4-3 并行级联卷积编码（PCCC）

信息比特在进入第一个编码器之前通过使用一个随机交织器进行了重排序。确保两个编码输出的数据不会相同。

下面了解一下 LTE 中使用 PCCC 方式的 Turbo 编码过程。PCCC 使用了两个 8 状态子编码器和一个 Turbo 码内交织器。Turbo 编码器的码率为 1/3（输入一个比特，输出 3 个比特），结构如图 4-4 所示，其中 PCCC 中 8 状态子编码器的编码矩阵函数为

$$G(D)=[1, \frac{g_1(D)}{g_0(D)}]$$

其中， $g_0(D)=1+D^2+D^3$ 反馈多项式。

$g_1(D)=1+D+D^3$ 前馈多项式。

当开始进行编码时，8 状态子编码器中移位寄存器的初始值为 0。

Turbo 编码器输出为

$$d_k^{(0)} = x_k$$

$$d_k^{(1)} = z_k$$

$$d_k^{(2)} = z'_k$$

其中， $k = 0, 1, 2, \dots, K - 1$ 。

如果被编码的码块是 0 号码块，并且填充比特的数目（ F ）大于 0，即 $F > 0$ ，则在编码器的输入时设 $c_k = 0, k = 0, \dots, (F-1)$ ，并输出时设置 $d_k^{(0)} = \text{NULL}, k = 0, \dots, (F-1)$ 、 $d_k^{(1)} = \text{NULL}, k = 0, \dots, (F-1)$ 。

输入 Turbo 编码器的比特表示为 $c_0, c_1, c_2, c_3, \dots, c_{K-1}$ ，第一个和第二个 8 状态子编码器的输出比特分别为 $z_0, z_1, z_2, z_3, \dots, z_{K-1}$ 和 $z'_0, z'_1, z'_2, z'_3, \dots, z'_{K-1}$ 。从 Turbo 码内交织器的输出比特表示为 $c'_0, c'_1, \dots, c'_{K-1}$ ，这些比特将被输入到第二个 8 状态子编码器中。

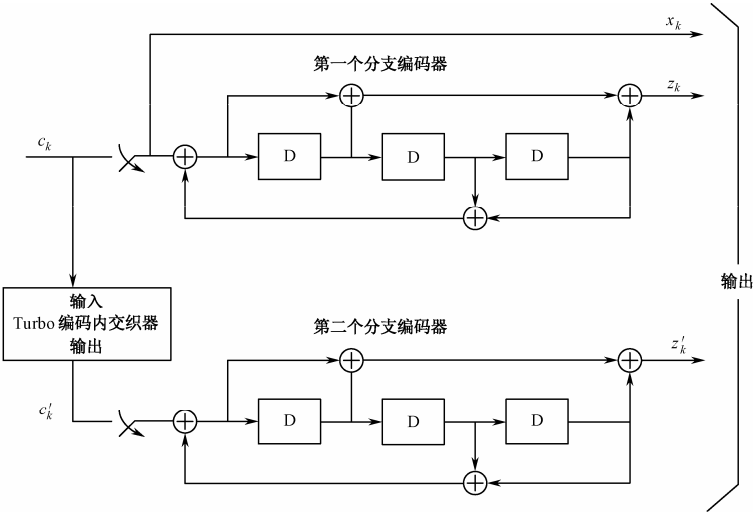


图4-4 码率为1/3的Turbo编码器结构

2) Turbo 码内交织器

输入 Turbo 码内交织器的比特表示为 $c_0, c_1, \dots, c_{K-1}$ ，其中 K 为输入比特的数目。Turbo 码内交织器的输出表示为 $c'_0, c'_1, \dots, c'_{K-1}$ 。输入与输出比特的关系如下。

$$c'_i = c_{\Pi(i)}, i=0, 1, \dots, (K-1)$$

其中，输出序号 i 和输入序号 $\Pi(i)$ 的关系满足如下二次形式，即

$$\Pi(i) = (f_1 \cdot i + f_2 \cdot i^2) \bmod K$$

参数 f_1 和 f_2 的取值取决于块大小 K ，如表 4-9 所示。

表 4-9 Turbo 码内部交织器参数

i	K_i	f_1	f_2	i	K_i	f_1	f_2	i	K_i	f_1	f_2	i	K_i	f_1	f_2
1	40	3	10	6	80	11	20	11	120	103	90	16	160	21	120
2	48	7	12	7	88	5	22	12	128	15	32	17	168	101	84
3	56	19	42	8	96	11	24	13	136	9	34	18	176	21	44
4	64	7	16	9	104	7	26	14	144	17	108	19	184	57	46
5	72	7	18	10	112	41	84	15	152	9	38	20	192	23	48

续表

i	K_i	f_1	f_2	i	K_i	f_1	f_2	i	K_i	f_1	f_2	i	K_i	f_1	f_2
21	200	13	50	63	560	227	420	105	1440	149	60	147	3520	257	220
22	208	27	52	64	576	65	96	106	1472	45	92	148	3584	57	336
23	216	11	36	65	592	19	74	107	1504	49	846	149	3648	313	228
24	224	27	56	66	608	37	76	108	1536	71	48	150	3712	271	232
25	232	85	58	67	624	41	234	109	1568	13	28	151	3776	179	236
26	240	29	60	68	640	39	80	110	1600	17	80	152	3840	331	120
27	248	33	62	69	656	185	82	111	1632	25	102	153	3904	363	244
28	256	15	32	70	672	43	252	112	1664	183	104	154	3968	375	248
29	264	17	198	71	688	21	86	113	1696	55	954	155	4032	127	168
30	272	33	68	72	704	155	44	114	1728	127	96	156	4096	31	64
31	280	103	210	73	720	79	120	115	1760	27	110	157	4160	33	130
32	288	19	36	74	736	139	92	116	1792	29	112	158	4224	43	264
33	296	19	74	75	752	23	94	117	1824	29	114	159	4288	33	134
34	304	37	76	76	768	217	48	118	1856	57	116	160	4352	477	408
35	312	19	78	77	784	25	98	119	1888	45	354	161	4416	35	138
36	320	21	120	78	800	17	80	120	1920	31	120	162	4480	233	280
37	328	21	82	79	816	127	102	121	1952	59	610	163	4544	357	142
38	336	115	84	80	832	25	52	122	1984	185	124	164	4608	337	480
39	344	193	86	81	848	239	106	123	2016	113	420	165	4672	37	146
40	352	21	44	82	864	17	48	124	2048	31	64	166	4736	71	444
41	360	133	90	83	880	137	110	125	2112	17	66	167	4800	71	120
42	368	81	46	84	896	215	112	126	2176	171	136	168	4864	37	152
43	376	45	94	85	912	29	114	127	2240	209	420	169	4928	39	462
44	384	23	48	86	928	15	58	128	2304	253	216	170	4992	127	234
45	392	243	98	87	944	147	118	129	2368	367	444	171	5056	39	158
46	400	151	40	88	960	29	60	130	2432	265	456	172	5120	39	80
47	408	155	102	89	976	59	122	131	2496	181	468	173	5184	31	96
48	416	25	52	90	992	65	124	132	2560	39	80	174	5248	113	902
49	424	51	106	91	1008	55	84	133	2624	27	164	175	5312	41	166
50	432	47	72	92	1024	31	64	134	2688	127	504	176	5376	251	336
51	440	91	110	93	1056	17	66	135	2752	143	172	177	5440	43	170
52	448	29	168	94	1088	171	204	136	2816	43	88	178	5504	21	86
53	456	29	114	95	1120	67	140	137	2880	29	300	179	5568	43	174
54	464	247	58	96	1152	35	72	138	2944	45	92	180	5632	45	176
55	472	29	118	97	1184	19	74	139	3008	157	188	181	5696	45	178
56	480	89	180	98	1216	39	76	140	3072	47	96	182	5760	161	120
57	488	91	122	99	1248	19	78	141	3136	13	28	183	5824	89	182
58	496	157	62	100	1280	199	240	142	3200	111	240	184	5888	323	184
59	504	55	84	101	1312	21	82	143	3264	443	204	185	5952	47	186
60	512	31	64	102	1344	211	252	144	3328	51	104	186	6016	23	94
61	528	17	66	103	1376	21	86	145	3392	51	212	187	6080	47	190
62	544	35	68	104	1408	43	88	146	3456	451	192	188	6144	263	480

4.3.4 速率匹配

掌握了 Turbo 码的编码实现，接下来以 Turbo 码的速率匹配为例学习 LTE 系统的速率匹配实现。Turbo 编码的传输信道的速率匹配是以码块为单位进行的，主要分为三个过程：

- 将三个信息比特流 $d_k^{(0)}$ 、 $d_k^{(1)}$ 及 $d_k^{(2)}$ 进行交织。
- 比特收集。
- 循环缓存器的产生。

具体如图 3-27 所示。

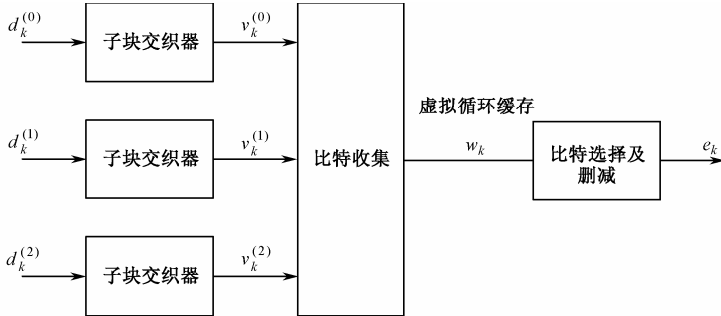


图4-5 Turbo编码的传输信道的速率匹配

比特流 $d_k^{(0)}$ 经过子块交织器进行交织后，输出序列 $v_0^{(0)}, v_1^{(0)}, v_2^{(0)}, \dots, v_{K_{\Pi}-1}^{(0)}$ 。比特流 $d_k^{(1)}$ 经过子块交织器进行交织后，输出序列定义为 $v_0^{(1)}, v_1^{(1)}, v_2^{(1)}, \dots, v_{K_{\Pi}-1}^{(1)}$ 。比特流 $d_k^{(2)}$ 经过子块交织器进行交织后，输出序列定义为 $v_0^{(2)}, v_1^{(2)}, v_2^{(2)}, \dots, v_{K_{\Pi}-1}^{(2)}$ 。虚拟循环缓存 w_k 和传输比特序列 e_k 的生成过程在 Turbo 编码比特收集、选择与传输小节中详细给出。

1. Turbo 编码子块交织器处理

用 $d_0^{(i)}, d_1^{(i)}, d_2^{(i)}, \dots, d_{D-1}^{(i)}$ 表示子块交织器的输入比特， D 为比特数目。子块交织器的输出比特序列生成过程表示如下。

- (1) 令 $C_{\text{subblock}}^{\text{TC}} = 32$ 为矩阵的列数，矩阵的各列序号从左至右为 $0, 1, 2, \dots, C_{\text{subblock}}^{\text{TC}} - 1$ 。
- (2) 矩阵的行数 $R_{\text{subblock}}^{\text{TC}}$ 是满足下式的最小整数。

$$D \leq (R_{\text{subblock}}^{\text{TC}} \times C_{\text{subblock}}^{\text{TC}})$$

矩阵的各行序号从上至下依次为 $0, 1, 2, \dots, R_{\text{subblock}}^{\text{TC}} - 1$ 。

- (3) 对于 $d_k^{(0)}$ 和 $d_k^{(1)}$ ，如果 $(R_{\text{subblock}}^{\text{TC}} \times C_{\text{subblock}}^{\text{TC}}) > D$ ，则在头部添加 $N_D = (R_{\text{subblock}}^{\text{TC}} \times C_{\text{subblock}}^{\text{TC}} - D)$ 个虚比特，使得 $y_k = \langle \text{NULL} \rangle, k = 0, 1, \dots, N_D - 1$ 。然后， $y_{N_D+k} = d_k^{(i)} (k = 0, 1, \dots, D-1)$ ，从矩阵 $(R_{\text{subblock}}^{\text{TC}} \times C_{\text{subblock}}^{\text{TC}})$ 第 0 行第 0 列位置开始逐行写入比特序列 y_k 。

$$\begin{bmatrix} y_0 & y_1 & y_2 & \cdots & y_{C_{\text{subblock}}^{\text{TC}}-1} \\ y_{C_{\text{subblock}}^{\text{TC}}} & y_{C_{\text{subblock}}^{\text{TC}}+1} & y_{C_{\text{subblock}}^{\text{TC}}+2} & \cdots & y_{2C_{\text{subblock}}^{\text{TC}}-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{(R_{\text{subblock}}^{\text{TC}}-1) \times C_{\text{subblock}}^{\text{TC}}} & y_{(R_{\text{subblock}}^{\text{TC}}-1) \times C_{\text{subblock}}^{\text{TC}}+1} & y_{(R_{\text{subblock}}^{\text{TC}}-1) \times C_{\text{subblock}}^{\text{TC}}+2} & \cdots & y_{(R_{\text{subblock}}^{\text{TC}} \times C_{\text{subblock}}^{\text{TC}}-1)} \end{bmatrix}$$

(4) 基于表 4-10 所示的 $\langle P(j) \rangle_{j \in \{0,1,\dots,C_{\text{subblock}}^{\text{TC}}-1\}}$ 模式，进行矩阵的列间置换，其中 $P(j)$ 表示第 j 个变换列的原始列位置。进行列间置换后的 $(R_{\text{subblock}}^{\text{TC}} \times C_{\text{subblock}}^{\text{TC}})$ 维矩阵为

$$\begin{bmatrix} y_{P(0)} & y_{P(1)} & y_{P(2)} & \cdots & y_{P(C_{\text{subblock}}^{\text{TC}}-1)} \\ y_{P(0)+C_{\text{subblock}}^{\text{TC}}} & y_{P(1)+C_{\text{subblock}}^{\text{TC}}} & y_{P(2)+C_{\text{subblock}}^{\text{TC}}} & \cdots & y_{P(C_{\text{subblock}}^{\text{TC}}-1)+C_{\text{subblock}}^{\text{TC}}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{P(0)+(R_{\text{subblock}}^{\text{TC}}-1) \times C_{\text{subblock}}^{\text{TC}}} & y_{P(1)+(R_{\text{subblock}}^{\text{TC}}-1) \times C_{\text{subblock}}^{\text{TC}}} & y_{P(2)+(R_{\text{subblock}}^{\text{TC}}-1) \times C_{\text{subblock}}^{\text{TC}}} & \cdots & y_{P(C_{\text{subblock}}^{\text{TC}}-1)+(R_{\text{subblock}}^{\text{TC}}-1) \times C_{\text{subblock}}^{\text{TC}}} \end{bmatrix}$$

对于 $d_k^{(2)}$ ，块交织器的输出是从列变换之后的 $(R_{\text{subblock}}^{\text{TC}} \times C_{\text{subblock}}^{\text{TC}})$ 维矩阵中逐列读出的比特序列。子块交织的输出比特表示为 $v_0^{(i)}, v_1^{(i)}, v_2^{(i)}, \dots, v_{K_{\Pi}-1}^{(i)}$ ，其中 $v_0^{(i)}$ 对应于 $y_{P(0)}$ ， $v_1^{(i)}$ 对应于 $y_{P(0)+C_{\text{subblock}}^{\text{TC}}}$ ， $\dots$ ，且 $K_{\Pi} = (R_{\text{subblock}}^{\text{TC}} \times C_{\text{subblock}}^{\text{TC}})$ 。

(5) 用 $v_0^{(2)}, v_1^{(2)}, v_2^{(2)}, \dots, v_{K_{\Pi}-1}^{(2)}$ 表示子块交织器的输出，其中 $v_k^{(2)} = y_{\pi(k)}$ ，同时

$$\pi(k) = \left(P \left(\left\lfloor \frac{k}{R_{\text{subblock}}^{\text{TC}}} \right\rfloor \right) + C_{\text{subblock}}^{\text{TC}} \times (k \bmod R_{\text{subblock}}^{\text{TC}}) + 1 \right) \bmod K_{\Pi}$$

置换模式 P 的定义如表 4-10 所示。

表 4-10 子块交织器列间置换模式

列数 $C_{\text{subblock}}^{\text{TC}}$	列间置换模式 $\langle P(0), P(1), \dots, P(C_{\text{subblock}}^{\text{TC}}-1) \rangle$
32	$\langle 0, 16, 8, 24, 4, 20, 12, 28, 2, 18, 10, 26, 6, 22, 14, 30, 1, 17, 9, 25, 5, 21, 13, 29, 3, 19, 11, 27, 7, 23, 15, 31 \rangle$

2. Turbo 编码比特收集、选择与传输

对应第 r 个码块的长度为 $K_w = 3K_{\Pi}$ 的循环缓存器需要按照如下方式生成。

$$w_k = v_k^{(0)} \quad \text{对于 } k=0, \dots, K_{\Pi}-1$$

$$w_{K_{\Pi}+2k} = v_k^{(1)} \quad \text{对于 } k=0, \dots, K_{\Pi}-1$$

$$w_{K_{\Pi}+2k+1} = v_k^{(2)} \quad \text{对于 } k=0, \dots, K_{\Pi}-1$$

使用 N_{IR} 表示传输块软缓冲器的比特长度，使用 N_{cb} 表示第 r 个码块软缓冲器的比特长度。 N_{cb} 的计算方式为

$$N_{\text{cb}} = \min \left(\left\lfloor \frac{N_{\text{IR}}}{C} \right\rfloor, K_w \right) \quad \text{对于下行 Turbo 编码传输信道}$$

$$N_{\text{cb}} = K_w \quad \text{对于上行 Turbo 编码传输信道}$$

其中， C 为 4.3.2 节中计算出的码块的数量， N_{IR} 为

$$N_{\text{IR}} = \left\lfloor \frac{N_{\text{soft}}}{K_{\text{MIMO}} \cdot \min(M_{\text{DL\_HARQ}}, M_{\text{limit}})} \right\rfloor$$

其中， N_{soft} 为总的软信道比特数。

UE 在被配置为传输模式 3、传输模式 4 或传输模式 8 下接收 PDSCH 传输时， K_{MIMO} 取值为 2，其他情况下取值为 1。

M_{DL_HARQ} 为下行最大的 HARQ 进程数。

M_{limit} 为常数 8。

E 表示第 r 个码块的速率匹配的输出序列长度，速率匹配的输出序列表示为 $e_k, k=0,1,\dots, E-1$ 。

G 表示一个传输块总的可用比特数。

令 $G' = G / (N_L \cdot Q_m)$ ，其中 Q_m 在调制方式为 QPSK、16QAM、64QAM 时取值分别为 2、4、6。

✓ 当传输块映射到单层传输层时， N_L 取值为 1。

✓ 当传输块映射到 2 或 4 层传输层时， N_L 取值为 2。

令 $\gamma = G' \bmod C$ ，其中 C 为码块的数量，则 E 的计算方法如下描述。

如果 $r \leq C - \gamma - 1$

设置 $E = N_L \cdot Q_m \cdot \lfloor G' / C \rfloor$

否则

设置 $E = N_L \cdot Q_m \cdot \lceil G' / C \rceil$

令 $k_0 = R_{subblock}^{TC} \cdot \left(2 \cdot \left\lceil \frac{N_{cb}}{8R_{subblock}^{TC}} \right\rceil \cdot rv_{idx} + 2 \right)$ ，其中 $R_{subblock}^{TC}$ 为 4.3.3 节中定义的矩阵行数； rv_{idx}

表示传输块对应的传输冗余版本号 ($rv_{idx}=0, 1, 2, 3$)。

按照如下步骤计算速率匹配的输出序列 e_k 。

设置 $k=0, j=0$

当 ($k < E$)

如果 $w_{(k_0+j) \bmod N_{cb}} \neq \text{NULL}$

$e_k = w_{(k_0+j) \bmod N_{cb}}$

$k = k + 1$

$j = j + 1$

4.3.5 码块级联

码块级联块的输入比特序列表示为 e_{rk} ，其中 $r=0,\dots,C-1$ ； $k=0,\dots,E_r-1$ 。码块级联块的输出比特序列表示为 f_k ， $k=0,\dots,G-1$ 。码块级联包括依次级联不同码块的速率匹配输出。

因此，设置 $k=0, r=0$ 。

当 $r < C$

设置 $j=0$

当 $j < E_r$

$f_k = e_{rj}$

$k = k + 1$

$j = j + 1$

$r = r + 1$

4.4 上行传输信道与控制信息处理

4.4.1 随机接入信道（RACH）

随机接入信道的序列编号从高层获得，并按照之前第 3 章中的描述进行处理，其他无特殊处理，不再展开描述。

4.4.2 上行共享信道（UL-SCH）

UL-SCH 传输信道的处理结构如图 4-6 所示。到达编码单元的数据，在每一个传输时间间隔（TTI）最多有一个传输块。其编码流程如下所示。

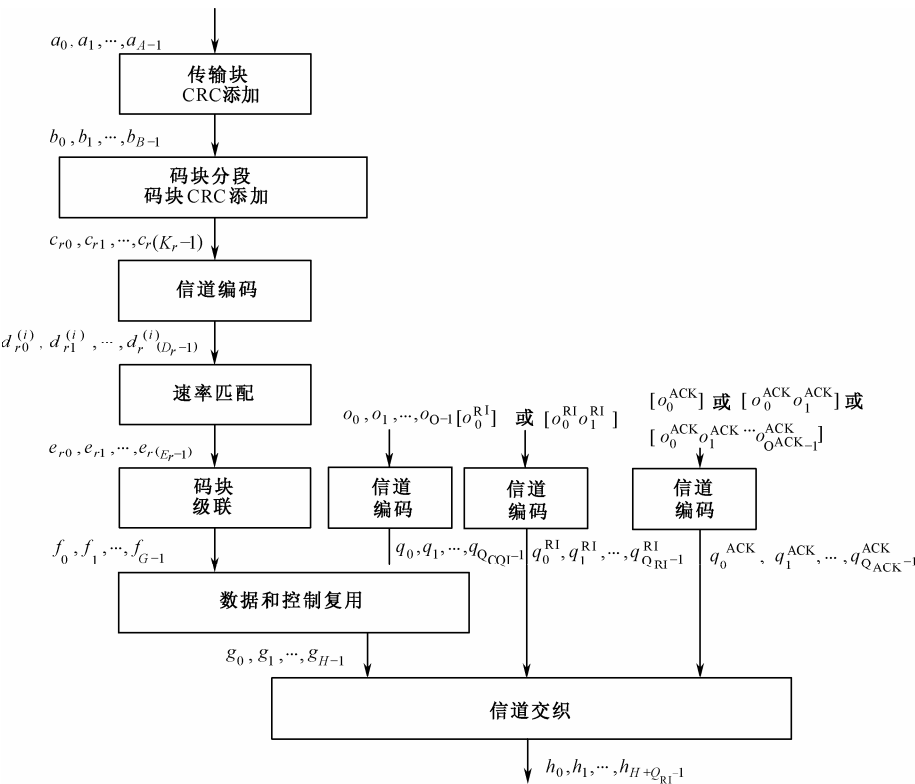


图4-6 UL-SCH的传输信道处理流程

- (1) 向传输块添加 CRC。
- (2) 码块分段和码块 CRC 添加。
- (3) 数据和控制信息的信道编码。
- (4) 速率匹配。
- (5) 码块级联。
- (6) 数据和控制信息的复用。

(7) 信道交织。

1. 传输块 CRC 添加

UL-SCH 传输块的错误检测由循环冗余校验码 (CRC) 提供, 其方法已经在 4.3.1 节中描述。使用整个传输块来计算 CRC 校验比特, 假设一个送到物理层的传输块的比特表示为 $a_0, a_1, a_2, a_3, \dots, a_{A-1}$, 校验比特为 $p_0, p_1, p_2, p_3, \dots, p_{L-1}$ 。 A 是传输块大小, L 是校验比特数目。按照 TS 36.306 中 6.1.1 小节的定义, 最低顺序信息比特 a_0 被映射到传输块的最高有效位。按照 4.3.1 节的方法计算校验比特并添加到 UL-SCH 传输块中, 同时设置 L 为 24, 使用生成多项式 $g_{\text{CRC24A}}(D)$ 。

2. 码块分段及 CRC 添加

码块分段的比特流记为 $b_0, b_1, b_2, b_3, \dots, b_{B-1}$, 其中 B 表示传输块的比特数目 (包含 CRC)。根据 4.3.2 节中的描述进行码块分段及 CRC 添加。码块分段之后的比特流记为 $c_{r0}, c_{r1}, c_{r2}, c_{r3}, \dots, c_{r(K_r-1)}$, 其中 r 是码块序数, K_r 是第 r 个码块的比特数目。

3. UL-SCH 的信道编码

码块比特流会送至信道编码模块且表示为 $c_{r0}, c_{r1}, c_{r2}, c_{r3}, \dots, c_{r(K_r-1)}$, 其中 r 是码块序号, K_r 是第 r 个码块的比特数目。码块的总数记为 C , 每个码块独立进行 Turbo 编码。信道编码之后的比特流记为 $d_{r0}^{(i)}, d_{r1}^{(i)}, d_{r2}^{(i)}, d_{r3}^{(i)}, \dots, d_{r(D_r-1)}^{(i)}$, 其中 $i=0,1$ 或 2 , i 是编码流序号, D_r 是第 r 个码块的每个比特流的比特数, 且 $D_r = K_r + 4$ 。

4. 速率匹配

Turbo 编码之后的码块被发送到速率匹配模块, 记为 $d_{r0}^{(i)}, d_{r1}^{(i)}, d_{r2}^{(i)}, d_{r3}^{(i)}, \dots, d_{r(D_r-1)}^{(i)}$, 其中 $i=0,1$ 或 2 , r 是码块序号, i 是编码比特流序号, D_r 是对应于第 r 个码块的每个比特流的比特数。码块的总数记为 C , 每个码块独立进行速率匹配。速率匹配之后的比特流记为 $e_{r0}, e_{r1}, e_{r2}, e_{r3}, \dots, e_{r(E_r-1)}$, 其中 r 是码块的序号, E_r 是码块 r 在速率匹配之后的比特总数。

5. 码块级联

码块级联的输入比特流记为 $e_{r0}, e_{r1}, e_{r2}, e_{r3}, \dots, e_{r(E_r-1)}$, 其中 $r=0, \dots, C-1$, E_r 是第 r 个码块在速率匹配之后的比特数。码块级联之后输出的比特记为 $f_0, f_1, f_2, f_3, \dots, f_{G-1}$, 其中 G 为用于传输的总的编码比特数, 对控制信息与 UL-SCH 复用的情况, 该比特数目不包含控制信息比特。

6. 控制信息的信道编码

进入信道编码单元的控制信息包含信道质量信息 (CQI 或 PMI)、HARQ-ACK 或秩指示 (Rank Indication, RI)。传输的不同编码符号数决定了控制信息的不同的码率。当控制信息在

PUSCH 上传输时，HARQ-ACK、秩指示和信道质量指示信息 $o_0, o_1, o_2, \dots, o_{O-1}$ 的信道编码是独立于 PUSCH 进行的。

对于 TDD 系统，高层配置支持两种 ACK/NACK 反馈模式。

- ACK/NACK 绑定 (Bundling)。
- ACK/NACK 复用 (Multiplexing)。

对于 TDD 系统的 HARQ-ACK 绑定模式，HARQ-ACK 包含 1 或 2 个信息比特。对 TDD 系统的 HARQ-ACK 复用模式，HARQ-ACK 由 2 或 4 个信息比特构成。当终端发送 HARQ-ACK 比特或秩指示比特时，相应的编码符号数 Q' 由终端根据下式决定。

$$Q' = \min \left(\left\lceil \frac{O \cdot M_{sc}^{PUSCH-initial} \cdot N_{symb}^{PUSCH-initial} \cdot \beta_{offset}^{PUSCH}}{\sum_{r=0}^{C-1} K_r} \right\rceil, 4 \cdot M_{sc}^{PUSCH} \right)$$

其中， O 为 HARQ-ACK 比特或秩指示比特数； M_{sc}^{PUSCH} 为当前子帧发送 PUSCH 对应的传输块所占用的带宽，以子载波数目来表示； $N_{symb}^{PUSCH-initial}$ 表示每个子帧中，上述传输块所承载的初始 PUSCH 传输所占用的 SC-FDMA 符号的数目，其表达式为 $N_{symb}^{PUSCH-initial} = (2 \cdot (N_{symb}^{UL} - 1) - N_{SRS})$ 。如果终端在初始传输时需要在同一个子帧中传送 PUSCH 和 SRS，或者初始传输时 PUSCH 的资源配置与小区特定的 SRS 子帧部分重叠，则 N_{SRS} 等于 1；否则， N_{SRS} 等于 0。 $M_{sc}^{PUSCH-initial}$ 、 C 和 K_r 可从该传输块的初始 PDCCH 中获得。如果该传输块没有对应的 DCI 格式为 0 的初始 PDCCH，则 $M_{sc}^{PUSCH-initial}$ 、 C 和 K_r 通过如下方式确定：

- 当用于该传输块的初始 PUSCH 是半静态调度时，则根据最近的半静态调度分配的 PDCCH 来确定 $M_{sc}^{PUSCH-initial}$ 、 C 和 K_r 。
- 当 PUSCH 由随机接入响应许可进行初始化时，则由该传输块的随机接入响应许可来确定 $M_{sc}^{PUSCH-initial}$ 、 C 和 K_r 。

对于 HARQ-ACK， $Q_{ACK} = Q_m \cdot Q'$ ，且 $\beta_{offset}^{PUSCH} = \beta_{offset}^{HARQ-ACK}$ ，其中 β_{offset}^{PUSCH} 是 ACK/RI 控制信息相对 UL-SCH 的码率偏移量； $\beta_{offset}^{HARQ-ACK}$ 是 ACK 信道编码率偏移量，根据 TS36.213 中的描述确定取值。对于秩指示， $Q_{RI} = Q_m \cdot Q'$ ，且 $\beta_{offset}^{PUSCH} = \beta_{offset}^{RI}$ ，其中 β_{offset}^{RI} 是 RI 信道编码频率偏移量，根据 TS36.213 中的描述确定取值。

对于 HARQ-ACK 编码需要按照下面的规则进行处理。

- 每个正确接收的确认 (ACK) 编码为一个二进制比特 ‘1’，每个错误接收的确认 (NACK) 编码为一个二进制比特 ‘0’。
- 如果 HARQ-ACK 由一个信息比特来构成，即 $[o_0^{ACK}]$ ，那么它按照表 4-11 进行编码。
- 如果 HARQ-ACK 由两个信息比特来构成，即 $[o_0^{ACK} \ o_1^{ACK}]$ ，其中 o_0^{ACK} 对应码字 0， o_1^{ACK} 对应码字 1，那么它按照表 4-12 进行编码，其中 $o_2^{ACK} = (o_0^{ACK} + o_1^{ACK}) \bmod 2$ 。

表 4-11 1 个比特 HARQ-ACK 的编码

Q_m	编码的 HARQ-ACK
2	$[o_0^{\text{ACK}} \ y]$
4	$[o_0^{\text{ACK}} \ y \ x \ x]$
6	$[o_0^{\text{ACK}} \ y \ x \ x \ x \ x]$

表 4-12 2 个比特 HARQ-ACK 的编码

Q_m	编码的 HARQ-ACK
2	$[o_0^{\text{ACK}} \ o_1^{\text{ACK}} \ o_2^{\text{ACK}} \ o_0^{\text{ACK}} \ o_1^{\text{ACK}} \ o_2^{\text{ACK}}]$
4	$[o_0^{\text{ACK}} \ o_1^{\text{ACK}} \ x \ x \ o_2^{\text{ACK}} \ o_0^{\text{ACK}} \ x \ x \ o_1^{\text{ACK}} \ o_2^{\text{ACK}} \ x \ x]$
6	$[o_0^{\text{ACK}} \ o_1^{\text{ACK}} \ x \ x \ x \ x \ o_2^{\text{ACK}} \ o_0^{\text{ACK}} \ x \ x \ x \ x \ o_1^{\text{ACK}} \ o_2^{\text{ACK}} \ x \ x \ x \ x]$

表 4-11 和表 4-12 中的“x”和“y”为占位符，用来对 HARQ-ACK 比特进行加扰，使承载 HARQ-ACK 信息的调制符号的欧式距离达到最大。

对于 FDD 系统或对于包含一个或两个信息比特的 TDD 系统的 HARQ-ACK 复用模式的情况，比特序列 $q_0^{\text{ACK}}, q_1^{\text{ACK}}, q_2^{\text{ACK}}, \dots, q_{Q_{\text{ACK}}-1}^{\text{ACK}}$ 由多个已编码的 HARQ-ACK 块级联而成，其中 Q_{ACK} 指对所有已编码的 HARQ-ACK 块进行级联之后的编码比特数目。对最后一个已编码的 HARQ-ACK 块的级联有可能只是部分比特的级联，以此保证比特序列长度等于 Q_{ACK} 。

对于 TDD 系统 HARQ-ACK 绑定模式，比特序列 $\tilde{q}_0^{\text{ACK}}, \tilde{q}_1^{\text{ACK}}, \tilde{q}_2^{\text{ACK}}, \dots, \tilde{q}_{Q_{\text{ACK}}-1}^{\text{ACK}}$ 由多个已编码的 HARQ-ACK 块级联而成，其中 Q_{ACK} 指对所有已编码的 HARQ-ACK 块进行级联之后的输出比特数目。对最后一个已编码的 HARQ-ACK 模块的级联有可能只是部分比特的级联，以此保证比特序列长度等于 Q_{ACK} 。序号为 $i = (N_{\text{bundled}} - 1) \bmod 4$ ，限于篇幅， N_{bundled} 取值的原则在 4.6.5 节详细描述。如果 HARQ-ACK 由一个比特信息构成，则通过设置 $m = 1$ 来生成比特序列 $q_0^{\text{ACK}}, q_1^{\text{ACK}}, q_2^{\text{ACK}}, \dots, q_{Q_{\text{ACK}}-1}^{\text{ACK}}$ ；如果 HARQ-ACK 是由 2 个比特信息构成，则 $m = 3$ ，并根据下述步骤对 $\tilde{q}_0^{\text{ACK}}, \tilde{q}_1^{\text{ACK}}, \tilde{q}_2^{\text{ACK}}, \dots, \tilde{q}_{Q_{\text{ACK}}-1}^{\text{ACK}}$ 进行加扰，其中，加扰序列 $[w_0^{\text{ACK}}, w_1^{\text{ACK}}, w_2^{\text{ACK}}, w_3^{\text{ACK}}]$ 选自表 4-13。

(1) 设 i, k 为 0。

(2) 当 $i < Q_{\text{ACK}}$ 。

如果 $\tilde{q}_i^{\text{ACK}} = y$ //占位符的重复

$$q_i^{\text{ACK}} = (\tilde{q}_{i-1}^{\text{ACK}} + w_{\lfloor k/m \rfloor}^{\text{ACK}}) \bmod 2$$

$$k = (k + 1) \bmod 4m$$

否则

如果 $\tilde{q}_i^{\text{ACK}} = x$ //一个占位符比特

$$q_i^{\text{ACK}} = \tilde{q}_i^{\text{ACK}}$$

否则

//编码比特

$$q_i^{\text{ACK}} = (\tilde{q}_i^{\text{ACK}} + w_{\lfloor k/m \rfloor}^{\text{ACK}}) \bmod 2$$

$$k = (k + 1) \bmod 4m$$

(3) $i = i + 1$ 。

表 4-13 TDD 格式下 HARQ-ACK 绑定模式的加扰序列的选择

i	$[w_0^{\text{ACK}} w_1^{\text{ACK}} w_2^{\text{ACK}} w_3^{\text{ACK}}]$
0	[1 1 1 1]
1	[1 0 1 0]
2	[1 1 0 0]
3	[1 0 0 1]

对于秩指示 RI，

- 如果 RI 由一个信息比特构成，即 $[o_0^{\text{RI}}]$ ，那么它按照表 4-14 进行编码。 $[o_0^{\text{RI}}]$ 和 RI 的对应关系由表 4-16 给出。
- 如果 RI 由 2 个信息比特构成，即 $[o_0^{\text{RI}} o_1^{\text{RI}}]$ ，其中 o_0^{RI} 对应于高位比特， o_1^{RI} 对应于低位比特，那么它按照表 4-15 进行编码，其中 $o_2^{\text{RI}} = (o_0^{\text{RI}} + o_1^{\text{RI}}) \bmod 2$ 。 $[o_0^{\text{RI}} o_1^{\text{RI}}]$ 和 RI 的对应关系由表 4-17 给出。

表 4-14 1 个比特 RI 的编码

Q_m	编码的 RI
2	$[o_0^{\text{RI}} y]$
4	$[o_0^{\text{RI}} y x x]$
6	$[o_0^{\text{RI}} y x x x x]$

表 4-15 2 个比特 RI 编码

Q_m	编码的 RI
2	$[o_0^{\text{RI}} o_1^{\text{RI}} o_2^{\text{RI}} o_0^{\text{RI}} o_1^{\text{RI}} o_2^{\text{RI}}]$
4	$[o_0^{\text{RI}} o_1^{\text{RI}} x x o_2^{\text{RI}} o_0^{\text{RI}} x x o_1^{\text{RI}} o_2^{\text{RI}} x x]$
6	$[o_0^{\text{RI}} o_1^{\text{RI}} x x x x o_2^{\text{RI}} o_0^{\text{RI}} x x x x o_1^{\text{RI}} o_2^{\text{RI}} x x x x]$

表 4-16 o_0^{RI} 到 RI 的映射

o_0^{RI}	RI
0	1
1	2

表 4-17 o_0^{RI} 、 o_1^{RI} 到 RI 的映射

$o_0^{\text{RI}}, o_1^{\text{RI}}$	RI
0, 0	1
0, 1	2
1, 0	3
1, 1	4

表 4-14 和表 4-15 中的占位符“x”和“y”用于对 RI 信息比特进行加扰，使得调制后携带秩信息的符号具有最大的欧氏距离。

对于信道质量控制信息（CQI 和 PMI，表示为 CQI/PMI），当终端传输信道质量控制信息比特时，其信道质量信息编码后的总符号数 Q' 根据如下公式确定。

Q' = min \left(\left[\frac{(O + L) \cdot M_{sc}^{PUSCH-initial} \cdot N_{symbol}^{PUSCH-initial} \cdot \beta_{offset}^{PUSCH}}{\sum_{r=0}^{C-1} K_r} \right], M_{sc}^{PUSCH} \cdot N_{symbol}^{PUSCH} - \frac{Q_{RI}}{Q_m} \right)

其中，O 是 CQI/PMI 比特数；L 是 CRC 比特数；L = \begin{cases} 0 & O \leq 11 \\ 8 & \text{其他} \end{cases}，Q_{CQI} = Q_m \cdot Q'；[\beta_{offset}^{PUSCH} = \beta_{offset}^{CQI}]，\beta_{offset}^{CQI} 是 CQI 的信道编码频率偏移量，其值根据 TS36.213 中的描述确定。当没有 RI 信息传输时，Q_{RI} = 0。

1) 宽带 CQI 报告的信道质量信息格式

表 4-19 给出了传输模式 4、传输模式 6 和配置了 PMI/RI 报告的传输模式 8 的 PDSCH 所使用的宽带信道质量反馈报告的信息字段以及对应的位宽。表中 N 是系统带宽子带数且 N = \lceil N_{RB}^{DL} / k \rceil，一个子带是 k 个毗邻 PRB 的集合组成，其中 k 的取值如表 4-18 所示。

表 4-18 系统宽带和子带大小关系表

系统带宽 N_{RB}^{DL}	子带大小 k (RB)
6~7	N/A
8~10	2
11~26	2
27~63	3
64~110	4

表 4-19 宽带报告的信道质量信息反馈字段

字段	bit 位宽			
	2 天线端口		4 天线端口	
	Rank = 1	Rank = 2	Rank = 1	Rank > 1
宽带 CQI 码字 0	4	4	4	4
宽带 CQI 码字 1	0	4	0	4
预编码矩阵指示	2N	N	4N	4N

表 4-20 给出了传输模式 4 和配置了 PMI/RI 报告的传输模式 8 的 PDSCH 所使用的宽带 CQI 报告的秩指示反馈字段以及对应的位宽。

表 4-20 宽带 CQI 反馈的秩指示反馈的信息字段

字段	bit 位宽		
	2 天线端口	4 天线端口	
		最多 2 层	最多 4 层
秩指示 (RI)	1	1	2

上表中形成信道质量比特序列 o_0, o_1, o_2, \cdots, o_{O-1}，其中 o_0 对应于表中第一个字段的第一个比特；o_1 对应于表格第一个字段的第二个比特；o_{O-1} 对应于表格最后一个字段的最后一个比

特。PMI 字段根据子带序号递增的顺序映射，每个字段的第一个比特对应于最高位，最后一个比特对应于最低位。

2) 高层配置子带 CQI 报告的信道质量信息格式

表 4-21 给出了传输模式 1、传输模式 2、传输模式 3、传输模式 7 和未配置 PMI/RI 报告的传输模式 8 的 PDSCH 所使用的高层配置的子带信道质量反馈报告信息字段以及对应的位宽。

表 4-21 高层配置的子带信道质量信息反馈报告的信息字段

字段	bit 位宽
宽带 CQI 码字	4
子带差分 CQI	2N

表 4-22 给出了使用传输模式 4、传输模式 5、传输模式 6 和配置了 PMI/RI 报告的传输模式 8 的 PDSCH 所使用的高层配置的子带信道质量反馈报告的信息字段及对应的位宽。

表 4-22 高层配置的子带信道信息反馈报告信息字段

字段	bit 位宽			
	2 天线端口		4 天线端口	
	Rank = 1	Rank = 2	Rank = 1	Rank > 1
宽带 CQI 码字 0	4	4	4	4
子带差分 CQI 码字 0	2N	2N	2N	2N
宽带 CQI 码字 1	0	4	0	4
子带差分 CQI 码字 1	0	2N	0	2N
预编码矩阵指示	2	1	4	4

表 4-23 给出了传输模式 3、传输模式 4 和配置了 PMI/RI 报告的传输模式 8 的 PDSCH 所使用的高层配置的子带 CQI 报告的秩指示反馈字段以及对应的位宽。

表 4-23 高层配置的子带 CQI 报告的秩指示反馈字段

字段	bit 位宽		
	2 天线端口	4 天线端口	
		最多 2 层	最多 4 层
秩指示 (RI)	1	1	2

根据上表中形成一个比特序列 $o_0, o_1, o_2, \dots, o_{O-1}$ ，其中 o_0 对应于每个表格第一个字段的第一个比特； o_1 对应于每个表格第一个字段的第二个比特； o_{O-1} 对应于每个表格最后一个字段的最后一个比特。PMI 和子带差分 CQI 字段按照子带序号递增顺序映射，每个字段的第一个比特对应于最高位，最后一个比特对应于最低位。

3) 终端选择子带 CQI 报告的信道质量信息格式

表 4-24 给出了传输模式 1、传输模式 2、传输模式 3、传输模式 7 和未配置 PMI/RI 报告的传输模式 8 的 PDSCH 所使用的终端选择子带 CQI 报告的信道质量信息反馈的信息字段以及对应的位宽。

表 4-24 终端选择子带报告的信道质量信息反馈的信息字段

字段	bit 位宽
宽带 CQI 码字	4
子带差分 CQI	2
M 个选定子带的位置	L

其中， $L = \left\lceil \log_2 \binom{N}{M} \right\rceil$ ， M 是系统带宽函数，具体取值如表 4-25 所示。

表 4-25 系统带宽函数 M 的取值

系统带宽 $N_{\text{RB}}^{\text{DL}}$	系统带宽函数 M 的取值
6 ~ 7	N/A
8 ~ 10	1
11 ~ 26	3
27 ~ 63	5
64 ~ 110	6

表 4-26 给出了传输模式 4、传输模式 6 和配置了 PMI/RI 报告的传输模式 8 的 PDSCH 所使用的终端选择子带信道质量信息反馈报告的信息字段以及对应的位宽。

表 4-26 终端选择的子带 CQI 反馈报告的信息字段

字段	bit 位宽			
	2 天线端口		4 天线端口	
	Rank = 1	Rank = 2	Rank = 1	Rank > 1
宽带 CQI 码字 0	4	4	4	4
子带差分 CQI 码字 0	2	2	2	2
宽带 CQI 码字 1	0	4	0	4
子带差分 CQI 码字 1	0	2	0	2
M 个选定子带的位置	L	L	L	L
预编码矩阵指示	4	2	8	8

表 4-27 给出了传输模式 3、传输模式 4 和配置了 PMI/RI 报告的传输模式 8 的 PDSCH 所使用的终端选择子带 CQI 报告的 RI 反馈字段以及对应的位宽。

表 4-27 UE 选择的子带 CQI 报告的秩指示反馈字段

字段	bit 位宽		
	2 天线端口	4 天线端口	
		最多 2 层	最多 4 层
秩指示 (RI)	1	1	2

上表中信道质量比特序列为 $o_0, o_1, o_2, \dots, o_{O-1}$ ，其中 o_0 相当于每个表中第一个字段的第一个比特； o_1 相当于每个表中第一个字段的第二个比特； o_{O-1} 相当于每个表中最后一个字段的最后一个比特。PMI 字段起始于宽带 PMI，后面紧跟着的是用于 M 个选定的子带 PMI。每个字段的第一个比特对应于最高位，最后一个比特对应于最低位。

4) PUSCH 中 CQI/PMI 信息的信道编码

$o_0, o_1, o_2, o_3, \dots, o_{O-1}$ 为输入信道编码块的信道质量比特，其中 O 是比特数。信道质量比特的数目与传输格式有关。信道质量信息首先用 $(32, O)$ 块编码进行编码。 $(32, O)$ 的块编码字是 11 个基础序列的线性组合。基础序列用 $M_{i,n}$ 表示，在表 4-28 中有定义。

表 4-28 $(32, O)$ 编码的基础序列

i	$M_{i,0}$	$M_{i,1}$	$M_{i,2}$	$M_{i,3}$	$M_{i,4}$	$M_{i,5}$	$M_{i,6}$	$M_{i,7}$	$M_{i,8}$	$M_{i,9}$	$M_{i,10}$
0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1
2	1	0	0	1	0	0	1	0	1	1	1
3	1	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1
4	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1
5	1	1	0	0	1	0	1	1	1	0	1
6	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1
7	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1
8	1	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1
9	1	0	1	1	1	0	1	0	0	1	1
10	1	0	1	0	0	1	1	1	0	1	1
11	1	1	1	0	0	1	1	0	1	0	1
12	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1
13	1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1
14	1	0	0	0	1	1	0	1	0	0	1
15	1	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1
16	1	1	1	0	1	1	1	0	0	1	0
17	1	0	0	1	1	1	0	0	1	0	0
18	1	1	0	1	1	1	1	1	0	0	0
19	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0
20	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1
21	1	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1
22	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1
23	1	1	1	0	1	0	0	0	1	1	1
24	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	0
25	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	1
26	1	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0
27	1	1	1	1	0	1	0	1	1	1	0
28	1	0	1	0	1	1	1	0	1	0	0
29	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0
30	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
31	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

$b_0, b_1, b_2, b_3, \dots, b_{B-1}$ 代表编码后的 CQI/PMI 数据块，其中， $B = 32$ ； $b_i = \sum_{n=0}^{O-1} (o_n \cdot M_{i,n}) \bmod 2$ ，

其中 $i = 0, 1, 2, \dots, B-1$ 。按照下面的公式对 CQI/PMI 块进行循环编码，获得输出比特序列 $q_0, q_1, q_2, q_3, \dots, q_{Q_{\text{CQI}}-1}$ 。

$q_i = b_{(i \bmod B)}$ ，其中 $i = 0, 1, 2, \dots, Q_{\text{CQI}} - 1$

7. 数据和控制信息的复用

完成数据和控制信息的复用后，使 HARQ-ACK 信息出现在两个时隙，并映射到解调参考信号周围的物理资源上。另外，复用处理确保控制信息和数据信息会映射到不同的调制符号上。

在数据和控制信息复用的输入编码比特中， $q_0, q_1, q_2, q_3, \dots, q_{Q_{\text{CQI}}-1}$ 代表着控制信息编码比特， $f_0, f_1, f_2, f_3, \dots, f_{G-1}$ 代表着 UL-SCH 的编码比特。数据和控制复用操作的输出表示为 $\underline{g}_0, \underline{g}_1, \underline{g}_2, \underline{g}_3, \dots, \underline{g}_{H'-1}$ ，其中 $H = (G + Q_{\text{CQI}})$ ， $H' = H / Q_m$ ， $i = 0, \dots, H' - 1$ 是长度为 Q_m 的列向量， H 是分配给 UL-SCH 数据和 CQI/PMI 信息的总的编码比特数。

控制信息和数据的复用过程如下。

设 i, j, k 为 0

当 $j < Q_{\text{CQI}}$ //控制信息的第一个位置

$$\underline{g}_k = [q_j \dots q_{j+Q_m-1}]^T$$

$$j = j + Q_m$$

$$k = k + 1$$

当 $i < G$ //安排数据信息

$$\underline{g}_k = [f_i \dots f_{i+Q_m-1}]^T$$

$$i = i + Q_m$$

$$k = k + 1$$

8. 信道交织

本节描述的信道交织与 PUSCH 的资源栅格映射相结合实现了调制符号时域优先映射到发射波形上，同时保证 HARQ-ACK 信息被分配到一个子帧的两个时隙上，并保证其资源映射的时候映射到解调参考信号的周围。

信道交织器的输入信号为 $\underline{g}_0, \underline{g}_1, \underline{g}_2, \dots, \underline{g}_{H'-1}$ ， $\underline{q}_0^{\text{RI}}, \underline{q}_1^{\text{RI}}, \underline{q}_2^{\text{RI}}, \dots, \underline{q}_{Q_{\text{RI}}-1}^{\text{RI}}$ 和 $\underline{q}_0^{\text{ACK}}, \underline{q}_1^{\text{ACK}}, \underline{q}_2^{\text{ACK}}, \dots, \underline{q}_{Q_{\text{ACK}}-1}^{\text{ACK}}$ ，子帧中调制信号的数目为 $H'' = H' + Q_{\text{RI}}$ 。按照如下步骤获取信道交织器的输出比特序列。

(1) $C_{\text{mux}} = N_{\text{symbol}}^{\text{PUSCH}}$ 为矩阵的列数目，从左到右依次为 $0, 1, 2, \dots, C_{\text{mux}} - 1$ ， $N_{\text{symbol}}^{\text{PUSCH}}$ 是一个子帧中承载 PUSCH 的 SC-FDMA 符号数。

(2) 矩阵的行数目是 $R_{\text{mux}} = (H'' \cdot Q_m) / C_{\text{mux}}$ ，其中 $R'_{\text{mux}} = R_{\text{mux}} / Q_m$ 。行数从上到下依次为 $0, 1, 2, \dots, R_{\text{mux}} - 1$ 。

(3) 如果子帧中传输 RI 信息，根据表 4-29 将向量序列 $\underline{q}_0^{\text{RI}}, \underline{q}_1^{\text{RI}}, \underline{q}_2^{\text{RI}}, \dots, \underline{q}_{Q_{\text{RI}}-1}^{\text{RI}}$ 写入列，并从最后一行开始依照下述伪代码向前移动。

设置 i, j 为 0

设置 r 等于 $R'_{\text{mux}} - 1$

$$\begin{aligned}
& \text{当 } i < Q'_{\text{RI}} \\
& c_{\text{RI}} = \text{列集合}(j) \\
& \underline{y}_{r \times C_{\text{mux}} + c_{\text{RI}}} = \underline{q}_i^{\text{RI}} \\
& i = i + 1 \\
& r = R'_{\text{mux}} - 1 - \lfloor i/4 \rfloor \\
& j = (j + 3) \bmod 4
\end{aligned}$$

其中列集合由表 4-29 确定，从左到右编号依次为 0 到 3。

(4) 把输入向量序列写入 $(R_{\text{mux}} \times C_{\text{mux}})$ 维矩阵，这 Q_m 行按如下所示从向量 $\underline{y}_0$ 开始写入第零行第零列，如果矩阵中的元素已经被占用则需要跳过。

$$\begin{bmatrix}
\underline{y}_0 & \underline{y}_1 & \underline{y}_2 & \cdots & \underline{y}_{C_{\text{mux}}-1} \\
\underline{y}_{C_{\text{mux}}} & \underline{y}_{C_{\text{mux}}+1} & \underline{y}_{C_{\text{mux}}+2} & \cdots & \underline{y}_{2C_{\text{mux}}-1} \\
\vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\
\underline{y}_{(R'_{\text{mux}}-1) \times C_{\text{mux}}} & \underline{y}_{(R'_{\text{mux}}-1) \times C_{\text{mux}}+1} & \underline{y}_{(R'_{\text{mux}}-1) \times C_{\text{mux}}+2} & \cdots & \underline{y}_{(R'_{\text{mux}}-1) \times C_{\text{mux}}-1}
\end{bmatrix}$$

具体过程使用伪代码表示如下。

设置 i, k 为 0. $//k = 0, 1, \dots, H' - 1,$

当 $k < H'$

如果 $\underline{y}_i$ 没有分配给 RI 符号，则

$$\underline{y}_i = \underline{g}_k$$

$$k = k + 1$$

$$i = i + 1$$

如果此帧中传输 HARQ-ACK 信息，那么向量序列 $\underline{q}_0^{\text{ACK}}, \underline{q}_1^{\text{ACK}}, \underline{q}_2^{\text{ACK}}, \dots, \underline{q}_{Q'_{\text{ACK}}-1}^{\text{ACK}}$ 根据表 4-30

写到列上面，同时，这 Q_m 行从最后一行开始根据以下步骤向前移动。（注意：本操作会重写步骤（4）中得到的部分信道交织结果。）

设置 i, j 为 0

设置 r 等于 $R'_{\text{mux}} - 1$

当 $i < Q'_{\text{ACK}}$

$c_{\text{ACK}} = \text{列集合}(j)$

$$\underline{y}_{r \times C_{\text{mux}} + c_{\text{ACK}}} = \underline{q}_i^{\text{ACK}}$$

$$i = i + 1$$

$$r = R'_{\text{mux}} - 1 - \lfloor i/4 \rfloor$$

$$j = (j + 3) \bmod 4$$

其中列集合由表 4-30 给出，从左到右编号依次为 0 到 3。

(5) 块交织器的输出比特序列，从 $(R_{\text{mux}} \times C_{\text{mux}})$ 维矩阵中按列读出，通过信道交织器后的比特序列为 $h_0, h_1, h_2, \dots, h_{H+Q_{\text{RI}}-1}$ 。

表 4-29 用于秩（RI）信息插入的列集合

循环前缀配置	列集合
常规 CP	{1, 4, 7, 10}
扩展 CP	{0, 3, 5, 8}

表 4-30 用于 HARQ-ACK 信息插入的列集合

循环前缀配置	列集合
常规 CP	{2, 3, 8, 9}
扩展 CP	{1, 2, 6, 7}

4.4.3 PUCCH 上的控制信息

到达编码单元的上行控制信息包含测量指示、调度请求及 HARQ 确认指示。有三种形式的信道编码方式，一种是用于信道质量信息 CQI/PMI；一种是用 HARQ-ACK（确认）和调度请求；还有一种是用于信道质量信息 CQI/PMI 和 HARQ-ACK 的组合。示意图如图 4-7 所示，其中 $a_0, a_1, \dots, a_{A-1}$ 为编码前的控制信息， A 为编码前比特数目； $b_0, b_1, \dots, b_{B-1}$ 为编码后的控制信息， B 为编码后比特数目。

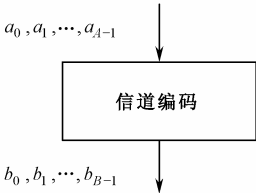


图4-7 UCI的处理流程

1. UCI HARQ-ACK 的信道编码

HARQ-ACK 信息来自于高层。HARQ-ACK 可以有两种表示，一种是包含 1 比特信息，即 b_0 ；另外一种包含 2 比特信息，即 b_0, b_1 。其中， b_0 对应于码字 0 的 HARQ-ACK 比特， b_1 对应于码字 1 的 HARQ-ACK 比特。每个肯定的确认（ACK）编码用二进制数“1”表示，每个否定的确认（NACK）编码用二进制数“0”表示。

2. UCI 信道质量信息的信道编码

输入信道编码模块的信道质量比特表示为 $a_0, a_1, a_2, a_3, \dots, a_{A-1}$ ，其中 A 是比特数。信道质量的信息比特数取决于传输格式，宽带报告的信道质量的信息比特数和终端选择子带报告的信道质量的信息比特数具体参见后面的第 1) 点和第 2) 点描述。信道质量信息采用 $(20, A)$ 码进行编码。 $(20, A)$ 码的码字是 13 个基础序列的线性组合，这 13 个基础序列用 $M_{i,n}$ 表示，在表 4-31 中定义。

表 4-31 $(20, A)$ 码基础序列

i	$M_{i,0}$	$M_{i,1}$	$M_{i,2}$	$M_{i,3}$	$M_{i,4}$	$M_{i,5}$	$M_{i,6}$	$M_{i,7}$	$M_{i,8}$	$M_{i,9}$	$M_{i,10}$	$M_{i,11}$	$M_{i,12}$
0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0
2	1	0	0	1	0	0	1	0	1	1	1	1	1
3	1	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1	1	1
4	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1	1	1

续表

i	$M_{i,0}$	$M_{i,1}$	$M_{i,2}$	$M_{i,3}$	$M_{i,4}$	$M_{i,5}$	$M_{i,6}$	$M_{i,7}$	$M_{i,8}$	$M_{i,9}$	$M_{i,10}$	$M_{i,11}$	$M_{i,12}$
5	1	1	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	1
6	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1
7	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	1
8	1	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1	1	1
9	1	0	1	1	1	0	1	0	0	1	1	1	1
10	1	0	1	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1
11	1	1	1	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1
12	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1	1
13	1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1
14	1	0	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1
15	1	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	0	1
16	1	1	1	0	1	1	1	0	0	1	0	1	1
17	1	0	0	1	1	1	0	0	1	0	0	1	1
18	1	1	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
19	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0

编码之后的比特表示为 $b_0, b_1, b_2, b_3, \dots, b_{B-1}$ ，其中 $B = 20$ 。

$$b_i = \sum_{n=0}^{A-1} (a_n \cdot M_{i,n}) \bmod 2, \quad i = 0, 1, 2, \dots, B-1.$$

1) 宽带报告的信道质量信息格式

表 4-32 给出了使用传输模式 1、传输模式 2、传输模式 3、传输模式 7 和未配置 PMI/RI 的传输模式 8 的 PDSCH 传输的宽带报告的信道质量信息反馈字段及位宽。

表 4-32 用于宽带信道质量信息反馈报告的 UCI 字段

字段	位宽
宽带 CQI	4

表 4-33 给出了使用传输模式 4、传输模式 5、传输模式 6 和配置了 PMI/RI 的传输模式 8 的 PDSCH 传输的宽带报告的信道质量和预编码矩阵信息反馈字段及相应的位宽。

表 4-33 用于宽带报告的信道质量信息反馈的 UCI 字段

字段	位宽			
	2 天线端口		4 天线端口	
	Rank = 1	Rank = 2	Rank = 1	Rank > 1
宽带 CQI	4	4	4	4
空间差分 CQI	0	3	0	3
预编码矩阵指示	2	1	4	4

表 4-34 给出了传输模式 3、传输模式 4 和配置了 PMI/RI 报告的传输模式 8 的 PUSCH 传输的宽带报告的秩指示反馈字段及位宽。

表 4-34 用于宽带报告的秩指示反馈的 UCI 字段

字段	位宽		
	2 天线端口	4 天线端口	
		最多 2 层	最多 4 层
秩指示 (RI)	1	1	2

上表中的信道质量比特形成了比特序列 $a_0, a_1, a_2, a_3, \dots, a_{A-1}$ ，其中 a_0 对应每个表中的第一个字段的第一个比特； a_1 对应每个表的第一个字段的第二个比特； a_{A-1} 对应每个表中最后一个字段的最后一个比特。每个字段的第一个比特对应最高有效位，最后一个比特对应最低有效位。

2) 终端选择子带报告的信道质量信息格式

表 4-35 给出了使用传输模式 1、传输模式 2、传输模式 3、传输模式 7 和未配置 PMI/RI 报告传输模式 8 的 PDSCH 传输的终端选择子带报告的子带质量信息反馈字段和相应的位宽。

表 4-35 用于终端选择的子带报告的信道质量信息反馈的 UCI 字段

字段	位宽
子带 CQI	4
字段标签	1 或 2

表 4-36 给出了使用传输模式 4、传输模式 5、传输模式 6 和配置了 PMI/RI 报告的传输模式 8 的 PDSCH 传输的终端选择子带报告的子带信道质量信息反馈字段和相应的位宽。

表 4-36 用于终端选择子带报告的信道质量信息反馈的 UCI 字段

字段	位宽			
	2 天线端口		4 天线端口	
	Rank = 1	Rank = 2	Rank = 1	Rank > 1
子带 CQI	4	4	4	4
空间差分 CQI	0	3	0	3
子带标签	1 或 2	1 或 2	1 或 2	1 或 2

表 4-37 给出了使用传输模式 4、传输模式 5、传输模式 6 和配置了 PMI/RI 报告的传输模式 8 的 PDSCH 传输的终端选择子带报告的宽带信道质量和预编码矩阵信息反馈字段以及相应的位宽。

表 4-37 用于终端选择子带报告的 CQI 反馈的 UCI 字段的信道质量信息

字段	位宽			
	2 天线端口		4 天线端口	
	Rank = 1	Rank = 2	Rank = 1	Rank > 1
宽带 CQI	4	4	4	4
空间差分 CQI	0	3	0	3
预编码矩阵指示	2	1	4	4

表 4-38 描述了使用传输模式 3、传输模式 4 和配置了 PMI/RI 报告的传输模式 8 的 PDSCH 传输的终端选择子带报告的秩指示字段和相应的位宽。

表 4-38 用于终端选择子带报告的秩指示反馈的 UCI 字段

字段	位宽		
	2 天线端口	4 天线端口	
		最多 2 层	最多 4 层
秩指示 (RI)	1	1	2

表格中的信道质量比特形成了比特序列 $a_0, a_1, a_2, a_3, \dots, a_{A-1}$ ，其中 a_0 对应每个表的第一个字段的第一个比特； a_1 对应每个表的第一个字段的第二个比特； a_{A-1} 对应每个表的最后一个字段的最后一个比特。每个字段的第一个比特为最高有效位，最后一个比特为最低有效位。

4.4.4 UCI 信道质量信息和 HARQ-ACK 的信道编码

下面讲解一个子帧之内同时传输信道质量信息和 HARQ-ACK 信息时的信道编码处理方案。

(1) 如果上行传输采用常规 CP，那么信道质量信息根据第 4.4.3 节中的描述进行编码，其输入比特序列是 $a'_0, a'_1, a'_2, a'_3, \dots, a'_{A'-1}$ ，输出比特序列是 $b'_0, b'_1, b'_2, b'_3, \dots, b'_{B'-1}$ ，其中 $B' = 20$ 。如果 HARQ 确认信息只有 1 比特，则使用 a''_0 表示；如果是 2 比特，则使用 a''_0, a''_1 表示。HARQ 在每个子帧进行报告，每个肯定的确认 (ACK) 编码为二进制数“1”，每个否定的确认 (NAK) 编码为二进制数“0”。常规 CP 时信道编码模块的输出表示为 $b_0, b_1, b_2, b_3, \dots, b_{B-1}$ ，其中， $b_i = b'_i, i = 0, \dots, B' - 1$ ，每个子帧发送 1 比特 HARQ 确认信息时， $b_{B'} = a''_0$ ，且 $B = (B' + 1)$ ；每个子帧发送 2 比特 HARQ 确认比特时， $b_{B'} = a''_0, b_{B'+1} = a''_1$ ，且 $B = (B' + 2)$ 。

(2) 如果上行采用扩展 CP，信道质量信息和 HARQ-ACK 确认比特将进行联合编码。如果每个子帧只有一个 HARQ 比特，用 a''_0 表示；如果是 2 个 HARQ 比特，则用 $[a''_0, a''_1]$ 表示。信道质量信息通过 $a'_0, a'_1, a'_2, a'_3, \dots, a'_{A'-1}$ 表示，和 HARQ 确认比特相乘产生序列 $a_0, a_1, a_2, a_3, \dots, a_{A-1}$ ，其中 $a_i = a'_i, i = 0, \dots, A' - 1$ ，且满足如下规则：

- 在每一个子帧中报告一个 HARQ 应答比特时， $a_{A'} = a''_0$ ，并且 $A = (A' + 1)$ ；
- 在每一个子帧中报告两个 HARQ 应答比特时， $a_{A'} = a''_0, a_{(A'+1)} = a''_1$ 并且 $A = (A' + 2)$ 。

序列 $a_0, a_1, a_2, a_3, \dots, a_{A-1}$ 按照 4.4.3 节的描述进行信道编码，形成比特序列 $b_0, b_1, b_2, b_3, \dots, b_{B-1}$ ，其中 $B = 20$ 。

4.5 下行传输信道与控制信息处理

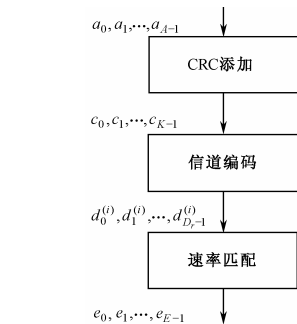


图4-8 BCH传输信道的处理流程

4.5.1 广播信道 (BCH)

图 4-8 给出了 BCH 传输信道的处理结构，一个 TTI (40 ms) 中到达编码单元的数据，最多有一个传输块，其编码流程如下。

- 向传输块添加 CRC。
- 信道编码。
- 速率匹配。

1. 传输块 CRC 添加

BCH 传输块的错误检测由 CRC 提供。使用整个传输块来计算 CRC 校验比特。一个传输块送到物理层的比特记为 $a_0, a_1, a_2, a_3, \dots, a_{A-1}$ ，校验比特为 $p_0, p_1, p_2, p_3, \dots, p_{L-1}$ ， A 是传输块的大小，并设置为 24 比特， L 是校验比特的数目。最低信息位比特 a_0 被映射到传输块的最高位。校验比特按照 4.3.1 节中的描述进行计算并添加到 BCH 传输块中，并且设置 L 为 16 比特。在完成 CRC 添加之后，CRC 比特按照基站的传输天线的配置，使用表 4-39 所示的序列 $x_{\text{ant},0}, x_{\text{ant},1}, \dots, x_{\text{ant},15}$ 进行加扰，形成比特序列 $c_0, c_1, c_2, c_3, \dots, c_{K-1}$ ，其中

$$c_k = a_k \qquad k = 0, 1, 2, \dots, A-1$$
$$c_k = (p_{k-A} + x_{\text{ant},k-A}) \bmod 2 \qquad k = A, A+1, A+2, \dots, A+15.$$

表 4-39 PBCH 的 CRC 掩码

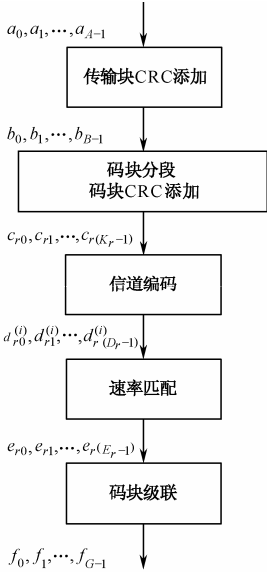
基站侧传输天线端口数目	PBCH CRC 掩码 $\langle x_{\text{ant},0}, x_{\text{ant},1}, \dots, x_{\text{ant},15} \rangle$
1	$\langle 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0 \rangle$
2	$\langle 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1 \rangle$
4	$\langle 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1 \rangle$

2. 信道编码

信息比特被送入信道编码模块，这些比特表示为 $c_0, c_1, c_2, c_3, \dots, c_{K-1}$ ，其中 K 是比特数目。这些比特按照 4.3.3 节中的描述进行咬尾卷积编码。信道编码后的比特表示为 $d_0^{(i)}, d_1^{(i)}, d_2^{(i)}, d_3^{(i)}, \dots, d_{D-1}^{(i)} (i = 0, 1, 2)$ ， D 是每一个编码流中的比特数，即 $D = K$ 。

3. 速率匹配

咬尾卷积编码后的比特块被输入到速率匹配单元， $d_0^{(i)}, d_1^{(i)}, d_2^{(i)}, d_3^{(i)}, \dots, d_{D-1}^{(i)}$ 表示输入比特，其中 $i = 0, 1, 2$ ； i 是编码流序号； D 是每个编码流中的比特数目。码块按照 4.3.4 节的描述进行速率匹配。速率匹配之后输出的比特表示为 $e_0, e_1, e_2, e_3, \dots, e_{E-1}$ ，其中 E 是速率匹配合比特数。



4.5.2 下行共享信道、寻呼信道以及多播信道处理

图 4-9 给出了下行共享信道（DL-SCH）、寻呼信道（PCH）以及多播信道（MCH）各传输块的处理结构。一个 TTI 中到达编码单元的数据最多有两个传输块，各传输块的编码流程具体如下。

- 向传输块添加 CRC。
- 码块分段以及码块 CRC 添加。
- 信道编码。
- 速率匹配。
- 码块级联。

以上各个步骤的处理过程已经在 4.3 节中讲解，请读者再回顾一下各个步骤的实现。

图4-9 DL-SCH、PCH和 MCH的处理流程

1. 传输块 CRC 添加

传输块的错误检测由 CRC 提供。使用整个传输块来计算 CRC 校验比特。送到物理层的一个传输块比特表示为 $a_0, a_1, a_2, a_3, \dots, a_{A-1}$ ，校验比特为 $p_0, p_1, p_2, p_3, \dots, p_{L-1}$ ，其中， A 为传输块的大小， L 为校验比特数。最低信息位 a_0 对应于传输块的最高有效位。校验比特按照 4.3.1 节的描述进行计算并添加到传输块中，设置 L 为 24 比特，并使用生成多项式 $g_{\text{CRC24A}}(D)$ 获取 CRC 码。

2. 码块分段与码块 CRC 添加

输入到码块分段单元的比特表示为 $b_0, b_1, b_2, b_3, \dots, b_{B-1}$ ，其中 B 是传输块（包括 CRC）中的比特数。码块分段和码块 CRC 添加按照 4.3.2 节的描述进行处理。码块分段之后的比特表示为 $c_{r0}, c_{r1}, c_{r2}, c_{r3}, \dots, c_{r(K_r-1)}$ ，其中 r 是码块号， K_r 是码块 r 中的比特数。

3. 信道编码

经过码块分段之后的比特表示为 $c_{r0}, c_{r1}, c_{r2}, c_{r3}, \dots, c_{r(K_r-1)}$ ，其中 r 为码块号； K_r 是码块 r 中的比特数；总码块数为 C ；每个码块单独进行 Turbo 编码。将这些码块送入信道编码模块，信道编码之后的比特表示为 $d_{r0}^{(i)}, d_{r1}^{(i)}, d_{r2}^{(i)}, d_{r3}^{(i)}, \dots, d_{r(D_r-1)}^{(i)}$ ， $i=0, 1, 2$ ，其中 D_r 是码块 r 的第 i 个编码流的比特数，即 $D_r = K_r + 4$ 。

4. 速率匹配

Turbo 编码之后的比特块被送入速率匹配单元，表示为 $d_{r0}^{(i)}, d_{r1}^{(i)}, d_{r2}^{(i)}, d_{r3}^{(i)}, \dots, d_{r(D_r-1)}^{(i)}$ ，其中 $i=0, 1, 2$ ； r 为码块序号； i 是编码流序号， D_r 是码块 r 的每个编码流的比特数；总码块数为 C ；每个码块独立地进行速率匹配。速率匹配之后的比特表示为 $e_{r0}, e_{r1}, e_{r2}, e_{r3}, \dots, e_{r(E_r-1)}$ ，其中， r 为码块序号， E_r 为码块 r 速率匹配之后的比特数。

5. 码块级联

输入码块级联单元的比特表示为 $e_{r0}, e_{r1}, e_{r2}, e_{r3}, \dots, e_{r(E_r-1)}$ （ $r=0, \dots, C-1$ ），其中 E_r 为第 r 个码块速率匹配的比特数目。码块级联后的比特表示为 $f_0, f_1, f_2, f_3, \dots, f_{G-1}$ ，其中 G 为用于传输的编码比特总数目。与一个码块级联后的传输块相对应的编码序列，可以认为是码字。

4.5.3 下行控制信息

DCI 传输是针对一个 RNTI 的下行或上行调度信息，或者上行功率控制命令。RNTI 被隐藏编码在 CRC 中，UE 可以通过 CRC 获得 RNTI。DCI 有多种格式，后续将逐一介绍各种格式的定义。图 4-10 给出了 DCI 的处理结构，其编码流程具体如下。

- 信息单元复用。
- CRC 添加。

- 信道编码。
- 速率匹配。

1. DCI 格式分类

下面介绍的 DCI 格式中定义的字段对应于信息比特 a_0 到 a_{A-1} 。每一个字段（如果有的话，填充的 0 比特也包括在内）按照如下描述中出现的顺序来进行映射：第一个字段映射到最低信息位 a_0 ，接下来的字段映射到高信息位。每一个字段的最高有效位映射到对应字段的最低信息位，例如，第一个字段的最高有效位映射到 a_0 。其中 DCI 格式 0、1A、3 和 3A 的载荷大小相同。

1) 格式 0

DCI 格式 0 用于传输 PUSCH 的调度信息。DCI 格式 0 将传输下列信息。

- 格式 0 和格式 1A 的区分标志（占 1 个比特），其中，“0”表示格式 0，“1”表示格式 1A。
- 跳频标志位（占 1 个比特）。
- 资源块分配和跳频资源分配（占 $\lceil \log_2(N_{RB}^{UL}(N_{RB}^{UL}+1)/2) \rceil$ 个比特）。
 - ◆ 对于 PUSCH 跳频，有
 - ✓ N_{UL_hop} 个最高有效位用来获取 $\tilde{n}_{PRB}(i)$ 的值，其中， $\tilde{n}_{PRB}(i)$ 的含义已经在第 3 章给出。
 - ✓ $\left(\lceil \log_2(N_{RB}^{UL}(N_{RB}^{UL}+1)/2) \rceil - N_{UL\_hop} \right)$ 个比特提供上行子帧第一个时隙的资源分配。
 - ◆ 对于非跳频 PUSCH，有
 - ✓ $\left(\lceil \log_2(N_{RB}^{UL}(N_{RB}^{UL}+1)/2) \rceil \right)$ 个比特提供上行子帧的资源分配，其具体含义在后续 4.6.6 节的第 1 点中详细描述。
- 调制编码方案和冗余版本（占 5 个比特）。
- 新数据指示（占 1 个比特）。
- 被调度的 PUSCH 的传输功率控制命令（占 2 个比特）。
- 解调参考信号循环移位（占 3 个比特）。
- 上行索引号（占 2 个比特），这个字段只出现在 TD-LTE 上 / 下行配置为 0 的情况。
- 下行分配索引（占 2 个比特），这个字段只出现在 TD-LTE 上 / 下行配置为 1~6 的情况。
- CQI 请求（占 1 个比特）。

如果格式 0 的信息比特位数小于格式 1A 的有效载荷大小(包括任何添加到格式 1A 的填充比特)，格式 0 必须填充 0 直到有效载荷大小等于格式 1A 的有效载荷大小。

2) 格式 1

DCI 格式 1 用于调度 PDSCH 一个码字信息。下面信息将通过 DCI 格式 1 来传输。

- 资源分配头（资源分配类型 0 或者 1）占 1 比特。如果下行带宽小于等于 10 个 PRB，则没有资源分配头，并假设资源分配类型为 0。

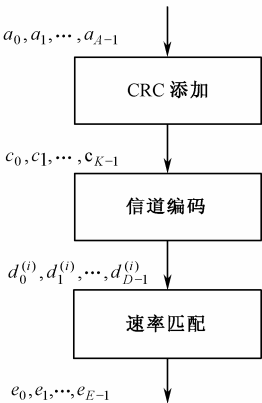


图4-10 DCI的处理流程

- 资源块分配。
 - ◆ 对于资源分配类型 0
 - ✓ 有 $\lceil N_{RB}^{DL} / P \rceil$ 个比特提供资源分配信息。
 - ◆ 对于资源分配类型 1
 - ✓ 该字段的 $\lceil \log_2(P) \rceil$ 个比特被用做这种资源分配类型专有的资源分配头，用来指示被选择的资源块子集。
 - ✓ 1 个比特指示资源分配跨度的移位，“0”代表资源块的左对齐分配资源，“1”代表资源块的右对齐分配资源。
 - ✓ $(\lceil N_{RB}^{DL} / P \rceil - \lceil \log_2(P) \rceil - 1)$ 个比特提供资源分配信息。

P 的取值依赖于下行系统带宽，如表 4-40 所示。

表 4-40 下行系统带宽下资源组大小

系统带宽 N_{RB}^{DL}	资源组大小（RBG）（ P ）
≤ 10	1
11~26	2
27~63	3
64~110	4

- 调制与编码方案（占 5 个比特）。
- HARQ 进程数（占 4 个比特）。
- 新数据指示（占 1 个比特）。
- 冗余版本（占 2 个比特）
- PUCCH 传输功率控制命令（占 2 个比特）。
- 下行分配索引（这个字段出现在全部上 / 下行配置中，仅仅在 TD-LTE 上 / 下行配置 1~6 使用）占 2 个比特。

如果格式 1 的信息比特数等于格式 0 和 1A 的信息比特数，在格式 1 中要填充一个 0 比特。

如果格式 1 的信息比特数目是表 4-41 中的一个，格式 1 中要填充一个或者多个 0 比特，直到格式 1 的有效载荷大小不是表 4-41 给出的任何一个值，且不等于格式 0 或格式 1A 的有效载荷大小。

表 4-41 容易引起歧义的信息比特数目

{12, 14, 16 ,20, 24, 26, 32, 40, 44, 56}

3) 格式 1A

DCI 格式 1A 用于 PDSCH 的一个码字的压缩调度以及由一个 PDCCH 命令发起的随机接入进程的压缩调度。DCI 格式 1A 传输中包含下面信息。

- 格式 0 和格式 1A 区分标志（占 1 个比特），其中，“0”表示格式 0，“1”表示格式 1A。仅当 DCI 格式 1A 的 CRC 使用 C-RNTI 进行加扰时，格式 1A 用于由 PDCCH 命令发起的随机接入进程，其他的字段设置如下。
 - ◆ 集中式和分布式 VRB 分配标志（占 1 个比特），设置为 0。

- ◆ 资源块分配，占 $\lceil \log_2(N_{RB}^{DL}(N_{RB}^{DL} + 1)/2) \rceil$ 个比特，所有比特设置为 1。
- ◆ 随机接入导频序列号，占 6 个比特。
- ◆ PRACH 掩码号（占 4 个比特）。
- ◆ 格式 1A 中用于 PDSCH 的一个码字压缩调度时，其余比特全部设置成 0。

当 DCI 格式 1A 的 CRC 不是使用 C-RNTI 进行加扰时，有

- ◆ 集中式和分布式 VRB 分配标志（占 1 个比特）。
- ◆ 资源块分配（ $\lceil \log_2(N_{RB}^{DL}(N_{RB}^{DL} + 1)/2) \rceil$ 个比特）。
- ◆ 调制与编码方案（占 5 个比特）。
- ◆ HARQ 进程数（占 4 个比特）。
- ◆ 新数据指示（占 1 个比特）。
- ◆ 冗余版本（占 2 个比特）。
- ◆ PUCCH 传输功控命令（占 2 个比特）。
- ◆ 下行分配索引（占 2 个比特，这个字段出现在全部上 / 下行配置中，且只在 TD-LTE 的上 / 下行配置 1~6 中应用）。

如果格式 1A 的信息比特数小于格式 0 的信息比特数，格式 1A 中要填充 0，直到格式 1A 的有效载荷大小等于格式 0 的有效载荷大小。如果格式 1A 的信息比特数是表 4-41 中的任意一个，格式 1A 要填充一个“0”比特。

当格式 1A 的 CRC 使用 RA-RNTI、P-RNTI 或 SI-RNTI 进行加扰，则对于上面提到的字段，需要保留如下的字段。

- HARQ 进程数。
- 下行分配索引。

4) 格式 1B

DCI 格式 1B 用于对一个带有预编码信息的 PDSCH 码字进行压缩调度。DCI 格式 1B 将传输如下信息：

- 集中式 / 分布式 VRB 分配标志位（1 个比特）。
- 资源块分配（ $\lceil \log_2(N_{RB}^{DL}(N_{RB}^{DL} + 1)/2) \rceil$ 个比特）。
- 调制与编码方案（5 个比特）。
- HARQ 进程数（4 个比特）。
- 新数据指示（1 个比特）。
- 冗余版本（2 个比特）。
- 用于 PUCCH 的功控命令（2 个比特）。
- 下行分配索引（2 个比特，该字段在所有上 / 下行配置中均存在，只用于上 / 下行 1~6 配置的 TD-LTE 操作）。
- 传输预编码矩阵 TPMI (Transmitted Precoding Matrix Indicator) 信息，比特数如表 4-42 所示。
- 用于预编码的 PMI 确认（1 个比特），见表 4-43。

表 4-42 TPMI 信息比特数

eNodeB 天线端口数	比特数
2	2
4	4

表 4-43 PMI 确认内容

比特字段映射到索引	消 息
0	根据 TPMI 信息字段中指示的 TPMI 进行预编码
1	根据 PUSCH 上最新的 PMI 报告进行预编码, 采用的预编码矩阵由 PMI 指示

如果格式 1B 中的信息比特数为表 4-41 中的任意一个, 则需要在格式 1B 后添加一个“0”比特。

5) 格式 1C

DCI 格式 1C 用于对一个 PDSCH 码字的高压缩调度。下面的信息通过 DCI 格式 1C 进行发送。

- 1 个比特指示间距值, “0”表示 $N_{\text{gap}} = N_{\text{gap},1}$, “1”表示 $N_{\text{gap}} = N_{\text{gap},2}$ 。
- 对于 $N_{\text{RB}}^{\text{DL}} < 50$, 不需要间距指示比特。
- 资源块分配指示, 占 $\left\lceil \log_2 \left(\left\lfloor N_{\text{VRB,gap1}}^{\text{DL}} / N_{\text{RB}}^{\text{step}} \right\rfloor \cdot \left(\left\lfloor N_{\text{VRB,gap1}}^{\text{DL}} / N_{\text{RB}}^{\text{step}} \right\rfloor + 1 \right) / 2 \right) \right\rceil$ 个比特。
- 传输块大小索引 (5 个比特)。

6) 格式 1D

DCI 格式 1D 用于对带有预编码和功率偏移信息的一个 PDSCH 码字的压缩调度。下面的信息通过 DCI 格式 1D 进行传输。

- 集中式 / 分布式 VRB 分配标志位 (1 个比特)。
- 资源块分配 ($\left\lceil \log_2 (N_{\text{RB}}^{\text{DL}} (N_{\text{RB}}^{\text{DL}} + 1) / 2) \right\rceil$ 个比特)。
- 调制与编码方案 (5 个比特)。
- HARQ 进程数 (4 个比特)。
- 新数据指示 (1 个比特)。
- 冗余版本 (2 个比特)。
- PUCCH 的功控命令指示 (2 个比特)。
- 下行分配索引 (2 个比特, 这个字段在所有上行 / 下行配置中均存在, 只用于 TD-LTE 上行 / 下行 1~6 配置的操作)。
- 用于预编码的 TPMI 信息比特数如表 4-44 所示。
- TPMI 信息, 指示使用单层传输方式。
- 下行功率偏移 (1 个比特)。

表 4-44 TPMI 信息比特数

eNodeB 天线端口数	比特数
2	2
4	4

如果格式 1D 中的信息比特数为表 4-41 中的任意一个，则在格式 1D 后附加 1 个“0”比特。

7) 格式 2

DCI 格式 2 传输如下信息。

- 资源分配头（资源分配类型 0 / 资源分配类型 1），占 1 个比特。如果下行带宽小于等于 10 个 PRB（物理资源块），则假设该资源分配为类型 0，且不携带资源分配头。
- 资源块分配指示，占用的比特数依赖资源分配类型，关于资源分配类型的内容将在 4.6.4 节的第一点描述。
 - ◆ 对于资源分配类型 0，由 $\lceil N_{RB}^{DL} / P \rceil$ 比特提供资源分配信息。
 - ◆ 对于资源分配类型 1：
 - ✓ 该字段的 $\lceil \log_2(P) \rceil$ 比特用做资源分配类型 1 的信息头，只是选中的资源块子集。
 - ✓ 1 比特用于指示资源分配跨度的位移。
 - ✓ $(\lceil N_{RB}^{DL} / P \rceil - \lceil \log_2(P) \rceil - 1)$ 比特用于提供资源分配信息。
- 用于 PUCCH 的功控命令（2 个比特）。
- 下行分配索引（2 个比特，该字段在所有上行 / 下行配置中均存在，只用于 TD-LTE 上行 / 下行 1~6 配置的操作）。
- HARQ 进程数（4 个比特）。
- 传输块到码块映射标志位（1 个比特）。

此外，对于传输块 1 和传输块 2，有

- 调制编码方案占 5 个比特。
- 新数据指示占 1 个比特。
- 冗余版本占 2 个比特。

如果两个传输块都是激活的，那么根据表 4-45 进行传输块向码字的映射。如果只有一个传输块是激活的，那么保留传输块向码字的映射标志位，并根据表 4-46 进行传输块向码字的映射。预编码信息的比特数参见表 4-47。

表 4-45 传输块向码字的映射（两个传输块都是激活的）

传输块向码字映射交换标志的值	码字 0（激活）	码字 1（激活）
0	传输块 1	传输块 2
1	传输块 2	传输块 1

表 4-46 传输块向码字的映射（只有一个传输块是激活的）

传输块向码字映射交换标志的值	传输块 2	码字 0（激活）	码字 1（未激活）
激活	未激活	传输块 1	—
未激活	激活	传输块 2	—

表 4-47 预编码信息的比特数

eNodeB 天线端口数	预编码信息的比特数
2	3
4	6

8) 格式 2A

下面的信息通过 DCI 格式 2A 传输。

- 资源分配头（资源分配类型 0 / 类型 1）占 1 个比特。
 - ◆ 如果下行带宽小于等于 10 个 PRB，则不携带资源分配头，并假设使用资源分配类型 0。
- 资源块分配指示，在 DCI 格式 2 中已经描述。
- 下行分配编号（这个字段出现在所有上下行配置中，但仅仅用于 TD-LTE 上行/下行配置 1 至配置 6 的操作）占用 2 个比特。
- HARQ 进程数占 4 个比特。
- 传输块到码字映射标志位，占 1 个比特。

此外，对于传输块 1 和传输块 2：

- 调制和编码方案，占 5 个比特。
- 新数据指示位，占 1 个比特。
- 冗余版本信息，占 2 个比特。

预编码信息占用的比特数见表 4-48。

表 4-48 用于预编码信息的比特数

eNodeB 天线端口数	预编码信息的比特数
2	0
4	2

9) 格式 2B

下面的信息通过 DCI 格式 2B 完成传输。

- 资源分配头（资源分配类型 0 / 类型 1），占用 1 个比特。
 - ◆ 如果下行带宽小于等于 10 个 PRB，则不携带资源分配头，并假设使用资源分配类型 0。
- 资源块分配指示，已经在 DCI 格式 2 中描述。
- 用于 PUCCH 的 TPC 命令，占用 2 个比特。
- 下行分配编号（这个字段出现在所有上行 / 下行配置中，且仅仅用于 TD-LTE 上行 / 下行配置 1 至配置 6 的操作），占用 2 个比特。
- HARQ 进程数，占用 4 个比特。
- 扰码标识，占用 1 个比特。

此外，对于传输块 1 和传输块 2：

- 调制和编码方案，占用 5 个比特。
- 新数据指示位，占用 1 个比特。
- 冗余版本。占用 2 个比特。

如果两个传输块都是激活的，则层数为 2；传输块 1 映射到码字 0，传输块 2 映射到码字 1。天线端口 7 和端口 8 用于空间复用。在只有一个传输块激活的情况下其层数为 1。用于单天线端口传输的天线端口需要根据表 4-49 进行选择。

表 4-49 用于单天线端口端口传输的天线端口（一个码字不可用的情况）

不可用传输块的新数据指示	天线端口
0	7
1	8

如果格式 2B 信息比特数属于表 4-41 中的任意一个，则需要在格式 2B 的信息比特后添加“0”。

10) 格式 3

DCI 格式 3 用于 PUCCH 和 PUSCH 的 TPC 命令传输，功率调整信息占用 2 个比特。

下面的信息通过 DCI 格式 3 进行传输。

- TPC 命令 1，TPC 命令 2，…，TPC 命令 N 。

其中， $N = \left\lfloor \frac{L_{\text{format } 0}}{2} \right\rfloor$ ， $L_{\text{format } 0}$ 等于 DCI 格式 0 在进行 CRC 之前的载荷大小，包括格式 0 的附加比特。TPC 索引序号由高层提供，该索引序号用于标识相关 UE 的 TPC 命令的编号。如果 $\left\lfloor \frac{L_{\text{format } 0}}{2} \right\rfloor < \frac{L_{\text{format } 0}}{2}$ ，格式后应该附加一个值为“0”的比特。

11) 格式 3A

DCI 格式 3A 用于 PUCCH 和 PUSCH 的 TPC 命令传输，功率调整信息占用 1 比特。

下面的信息通过 DCI 格式 3A 进行传输：

- TPC 命令 1，TPC 命令 2，…，TPC 命令 N 。

其中， $N = L_{\text{format } 0}$ ， $L_{\text{format } 0}$ 等于 DCI 格式 0 在进行 CRC 之前的载荷大小，包括格式 0 的附加比特。TPC 索引序号由高层提供，该索引序号用于标识相关 UE 的 TPC 命令的编号。

2. CRC 校验码添加

通过循环冗余检查（CRC）对 DCI 传输提供差错检查。整个 PDCCH 载荷用于计算 CRC 奇偶校验比特。例如，PDCCH 载荷比特表示为 $a_0, a_1, a_2, a_3, \cdots, a_{A-1}$ ，奇偶校验比特表示为 $p_0, p_1, p_2, p_3, \cdots, p_{L-1}$ 。其中， A 为 PDCCH 的载荷大小，而 L 为奇偶校验比特数。根据 4.3.1 节的方法计算奇偶校验比特，并进行 CRC 添加，设置 L 为 16 比特，得到序列 $b_0, b_1, b_2, b_3, \cdots, b_{B-1}$ ，其中 $B = A + L$ 。

当没有配置 UE 选择发射天线或 UE 选择发射天线不可用时，在 CRC 添加后，使用相应的 RNTI $x_{\text{nti},0}, x_{\text{nti},1}, \cdots, x_{\text{nti},15}$ 对 CRC 的奇偶校验位进行加扰，形成比特序列 $c_0, c_1, c_2, c_3, \cdots, c_{B-1}$ ，其中， $x_{\text{nti},0}$ 是该 RNTI 的最高位。 c_k 和 b_k 的关系为

$$\begin{aligned} c_k &= b_k && \text{当 } k = 0, 1, 2, \cdots, A-1 \\ c_k &= (b_k + x_{\text{nti},k-A}) \bmod 2 && \text{当 } k = A, A+1, A+2, \cdots, A+15 \end{aligned}$$

当配置了 UE 选择发射天线或 UE 选择发射天线可用时，在 CRC 添加后，使用表 4-50 给出的天线选择掩码 $x_{\text{AS},0}, x_{\text{AS},1}, \cdots, x_{\text{AS},15}$ 和相应的 RNTI $x_{\text{nti},0}, x_{\text{nti},1}, \cdots, x_{\text{nti},15}$ 对携带 DCI 格式 0

的 PDCCH 的 CRC 奇偶校验比特进行加扰，生成比特序列 $c_0, c_1, c_2, c_3, \cdots, c_{B-1}$ 。 c_k 和 b_k 的关系为

$$c_k = b_k$$
$$c_k = (b_k + x_{\text{mti},k-A} + x_{\text{AS},k-A}) \bmod 2$$

$$\text{当 } k = 0, 1, 2, \cdots, A-1$$
$$\text{当 } k = A, A+1, A+2, \cdots, A+15$$

表 4-50 UE 传输天线选择掩码

UE 发射天线选择	天线选择掩码 $\langle x_{\text{AS},0}, x_{\text{AS},1}, \cdots, x_{\text{AS},15} \rangle$
UE 端口 0	$\langle 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0 \rangle$
UE 端口 1	$\langle 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 1 \rangle$

3. 信道编码

加扰后的信息比特，被传递给信道编码块，表示为 $c_0, c_1, c_2, c_3, \cdots, c_{K-1}$ ，其中 K 是比特数目，并根据 4.3.3 节方法对其进行编码。编码后的比特表示为 $d_0^{(i)}, d_1^{(i)}, d_2^{(i)}, d_3^{(i)}, \cdots, d_{D-1}^{(i)}$ ，其中 $i = 0, 1, 2$ ， D 是第 i 个码流的比特数，即 $D = K$ 。

4. 速率匹配

一个尾比特卷积编码块将被传递给速率匹配块，编码后的比特表示为 $d_0^{(i)}, d_1^{(i)}, d_2^{(i)}, d_3^{(i)}, \cdots, d_{D-1}^{(i)}$ ，其中 $i = 0, 1, 2$ 是码流的编号； D 是每个码流的比特数。按照 4.3.4 节的描述进行速率匹配，速率匹配后的比特序列表示为 $e_0, e_1, e_2, e_3, \cdots, e_{E-1}$ ，其中 E 是速率匹配后的比特数。

4.5.4 控制格式指示

数据以控制格式指示信息格式到达编码单元，控制格式指示（DCI）信息指示一个子帧中下行控制信息（DCI）占用的时域字段长度，单位为 OFDM 符号。CFI 的取值为 1, 2 或 3。对于系统带宽 $N_{\text{RB}}^{\text{DL}} > 10$ 的情况下 DCI 的时域字段长度由 CFI 指示，长度为 1、2 或 3 个 OFDM 符号；对于系统带宽 $N_{\text{RB}}^{\text{DL}} \leq 10$ 的情况，由 CFI+1 指示，长度为 2、3 或 4 个 OFDM 符号。CFI 编码流程见图 4-11。

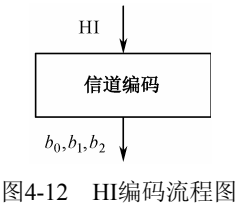
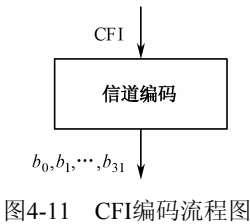
CFI 根据表 4-51 进行编码。

表 4-51 CFI 码字

控制格式指示（CFI）	CFI 码字 $\langle b_0, b_1, \cdots, b_{31} \rangle$
1	$\langle 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1 \rangle$
2	$\langle 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0 \rangle$
3	$\langle 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1 \rangle$
4 (保留)	$\langle 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0 \rangle$

4.5.5 HARQ 指示 (HI)

HARQ 确认指示 HI 的编码流程见图 4-12，HI 码子经过编码后生成 b_0, b_1, b_2 三个比特。



HARQ 指示 (HI) 根据表 4-52 所示进行编码，HI=1 表示 ACK，HI=0 表示 NACK。

表 4-52 HI 码字

HI	HI 码字 < b_0, b_1, b_2 >
0	< 0, 0, 0 >
1	< 1, 1, 1 >

4.6 物理层过程

4.6.1 同步过程

1. 小区搜索

小区搜索就是 UE 获得与小区之间的时间和频率同步，并且获取物理层小区 ID 的过程。小区搜索是 UE 进入基站的第一步。UE 完成与基站同步之后就可以接收到小区的广播消息，从中获得小区的系统信息，进一步决定 UE 的后续操作，比如小区重选、驻留、发起随机接入等。为了完成小区搜索，在下行链路需要传输主同步信号（Primary Synchronized Signal，PSS）和辅同步信号（Secondary Synchronized Signal，SSS）。LTE 系统中不同的帧格式下 PSS 和 SSS 的位置不同，例如 TDD 帧格式下 PSS 在子帧 1 和子帧 6 的第三个符号位置，SSS 在子帧 0 和子帧 5 的最后一个符号位置，频率上 E-URTA 的小区搜索支持可扩展的所有传输带宽，PSS 和 SSS 信号在频域上总是占用整个系统带宽的中央 1.08 MHz，对应于 6 个 PRB 资源块。小区搜索使用盲检方法完成，具体步骤如下，流程图如图 4-13 所示。

- (1) 根据主同步信号的 Zadoff-Chu 序列，UE 用接收到的信号与本地产生的 PSS 序列做相关，根据主同步序列峰均比较低的特点，可以获取主序列号，进而确定 5 ms 时长和小区组内 ID 编号。
- (2) 由于 SSS 信号和 PSS 的位置是相对固定的，从主同步的位置开始分别按照扩展 CP 和常规 CP 的类型检测辅同步信号，从而确定了 CP 的长度。由于无线帧的前半帧辅同步信号和后半帧的辅同步信号不同，因而 UE 通过检测序列的顺序可以得到无线帧的起始位置(10 ms 时长)，并得到小区组 ID 编号。

- (3) 使用下行导频信道完成频率同步调整。
- (4) 接收广播信道（PBCH）的信息，获取系统带宽以及系统帧号等信息。

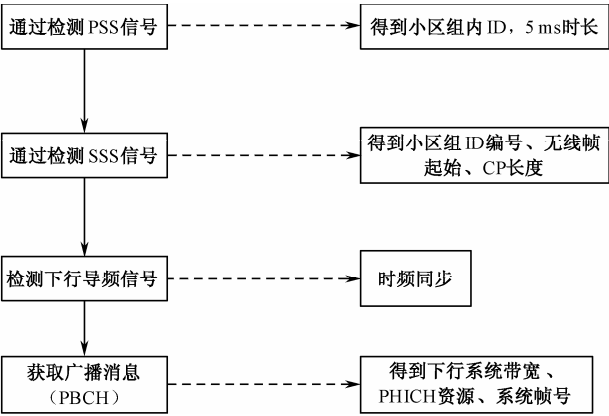


图4-13 小区搜索流程图

2. 时间同步

1) 无线链路检测过程

UE 通过检测服务小区下行的无线链路质量判断同步状态并上报给高层，在连续接收的模式下，UE 的物理层会评估每个无线帧的链路质量，并计算出之前一个周期内的链路质量值，并用该值与给出的退出门限（ Q_{out} ）和进入门限（ Q_{in} ）比较。在非连续的接收模式下，UE 的物理层在一个接收周期内至少评估一次无线链路质量，并计算出之前一个周期内的链路的质量值，并用该值与给出的退出门限（ Q_{out} ）和进入门限（ Q_{in} ）比较。如果无线链路质量比门限 Q_{out} 差，UE 物理层将指示高层退出同步，如果无线链路质量比门限 Q_{in} 好，UE 物理层将指示高层进入同步。

2) 传输时间的调整

UE 依靠接收到的时间提前命令，调整其上行链路 PUCCH/PUSCH/SRS 的传输时间，时间提前命令以当前上行时间为参考，并且是 $16T_s$ 的倍数。随机接入前导的开始时间在后续小节有描述，一旦完成随机接入响应，将使用 11 个 bit 的时间提前命令， T_A 指示 N_{TA} 的值，其中 $T_A = 0, 1, 2, \cdots, 1282$ ，时间对齐的数目为 $N_{TA} = T_A \times 16$ ；如果使用 6 个 bit 的时间提前命令则使用公式 $N_{TA,new} = N_{TA,old} + (T_A - 31) \times 16$ 得到新的时间调整量，其中 $T_A = 0, 1, 2, \cdots, 63$ 。正、负 N_{TA} 值分别表示提前和推迟上行帧的传输。

另外还需要对定时调整指令的使用时效性进行规定，如果 UE 在子帧 n 中接收到时间提前命令，则在子帧 $n+6$ 开始调整。当 UE 的 PUCCH/PUSCH/SRS 在子帧 n 和子帧 $n+1$ 上交叠，由于发生了时间调整，则 UE 仅完成传输子帧 n 上的传输，子帧 $n+1$ 上的部分信息将不会被发送。

4.6.2 功率控制

功率控制是无线通信系统中一项重要的技术，可以补偿信道的各种衰落影响，使无线信号能够以合理功率到达接收机。其基本过程就是，当信道条件较好时，发射端可以降低发射

功率；当信道条件较差时，发射端需要提高发射功率。这样既可以保证接收性能又可以将功率控制在合理范围，降低发射端的功率损耗，起到节能的作用，又可以避免对相邻小区用户造成干扰，提升系统的容量。功率控制一般分为开环功控和闭环功控，开环功控是发射端不需要接收端反馈信噪比等信息，根据自己测量的路径损耗和干扰等信息直接调整发射功率，这种方式下功率调整速度较快但不精确。闭环功控是接收端会结合实际的信噪比与目标门限值之间的情况，把信息反馈到发送端，如果实际的信噪比低于目标门限值则会通知发射端提高发射功率；反之将通知发射端降低发射功率。当然在这个过程中也会结合自适应调整配合完成。

在 LTE 系统中下行功率控制将决定每个资源粒子的能量（EPRE）。资源粒子的能量表示插入 CP 之前的能量，同时也表示应用的调制方案中所有的星座图点上的平均能量。LTE 下行功率控制可以通过频域的调度方式选择在路径较小的 RB 上进行传输，因此 PDSCH 信道可以不需要进行功率控制，但是下行的控制信道 PDCCH、PCFICH、PHICH 的发送区域是固定的，不能通过频域资源调度解决路径损耗等问题，需要采用功率控制，总之下行的功率控制设计相对上行比较简单。

LTE 系统中上行功率控制将决定物理信道中一个 SC-FDMA 符号的平均功率，也是为了补偿信道路损以及阴影影响。上行的发射功率可以通过 eNodeB 的功率控制指令完成。当 UE 的上行信道质量较差时 eNodeB 将会指示 UE 抬升发射功率，反之降低发射功率。但是需要注意的是，eNodeB 不能简单一味地提升 UE 的功率，因为这样会对相邻小区造成干扰。因此在功率控制过程中需要从整体容量最大化角度考虑功率控制问题。对于上行的闭环功率控制主要有两种方式，分别是累积功率调整和绝对功率调整。累积功率调整是 eNodeB 指示 UE 在上次调整的基础上进一步调整。绝对功率调整是 eNodeB 直接指示 UE 的发射功率。

下面我们了解一下上行信道（PUSCH、PUCCH、探测参考符号）的功率控制和下行功率控制的设计过程。

1. 上行功率控制

上行功率控制是控制不同物理信道的传输功率。小区范围内还有过载指示（OI）和高干扰指示（HII），用于控制上行的干扰。

1) PUSCH 功率控制

(1) UE 的行为

子帧 i 中 UE 传输 PUSCH 所需要的功率为 P_{PUSCH} ，并使用如下公式定义：

$$P_{\text{PUSCH}}(i) = \min\{P_{\text{CMAX}}, 10\lg(M_{\text{PUSCH}}(i)) + P_{\text{O\_PUSCH}}(j) + \alpha(j) \cdot \text{PL} + \Delta_{\text{TF}}(i) + f(i)\} [\text{dBm}]$$

其中各个参数含义如下。

- P_{CMAX} 是配置的 UE 发射功率的最大值，具体定义参见 TS 36.214。
- $M_{\text{PUSCH}}(i)$ 是子帧 i 中分配给 PUSCH 传输的带宽资源（资源块数目）。
- 参数 $P_{\text{O\_PUSCH}}(j)$ 是高层配置的小区专用参数 $P_{\text{O\_NOMINAL\_PUSCH}}(j)$ ($j=0$ 或 1) 和 UE 专属参数 $P_{\text{O\_UE\_PUSCH}}(j)$ ($j=0$ 或 1) 的和组成。对应于半持续性许可的 PUSCH 传输， $j=0$ ；对应于动态调度许可的 PUSCH 传输， $j=1$ ；对应于随机接入响应许可的 PUSCH 传输， $j=2$ 。 $P_{\text{O\_UE\_PUSCH}}(2)=0$ 并且 $P_{\text{O\_NOMINAL\_PUSCH}}(2)=P_{\text{O\_PRE}} + 4_{\text{PREAMBLE\_Mag3}}$ ，其中参数 $P_{\text{O\_PRE}}$ 为 Preamble 初始化接收目标功率以及 $4_{\text{PREAMBLE\_Mag3}}$ 由高层指定。

- 对于 $j=0$ 或 1 , $\alpha \in \{0, 0.4, 0.5, 0.6, 0.7, 0.8, 0.9, 1\}$ 是一个 3bit 的小区专用参数, 由高层信令控制。当 $j=2$ 时, $\alpha(j)=1$ 。
- PL 是在 UE 侧评估的下行路径损耗, 单位为 dB, 并且 PL 参考信号功率-RS 接收功率, 其中参考信号功率由高层配置, RS 接收功率 (RSRP) 将在 4.7 节中详细描述。
- 当 $K_S = 1.25$ 时 $\Delta_{TF}(i) = 10\lg((2^{MPR \cdot K_S} - 1)\beta_{offset}^{PUSCH})$, 当 $K_S = 0$ 时 $\Delta_{TF}(i)$ 为零, 其中 K_S 由高层配置。
- ◆ 对于在PUSCH上发送的没有UL-SCH数据的控制数据 $MPR = O_{CQI} / N_{RE}$, 对于其他情况时其值为 $\sum_{r=0}^{C-1} K_r / N_{RE}$ 。
 - C是编码块的数量; K_r 是编码块 r 的长度; O_{CQI} 包含CRC的CQI的比特数; N_{RE} 是资源粒子的数目, $N_{RE} = M_{sc}^{PUSCH-initial} \cdot N_{symb}^{PUSCH-initial}$, 其中, $M_{sc}^{PUSCH-initial}$ 为初始PUSCH传输子帧中承载PUSCH的子载波数目, $N_{symb}^{PUSCH-initial}$ 为初始PUSCH传输子帧中承载PUSCH的SC-FDMA符号数, 这些已经在之前的章节中介绍过。
- ◆ 对于通过PUSCH发送, 且没有UL-SCH数据的控制数据, 则 $\beta_{offset}^{PUSCH} = \beta_{offset}^{CQI}$, 其他情况为1。其中参数 β_{offset}^{PUSCH} 和 β_{offset}^{CQI} 在第3章的PUSCH信道处理部分中已经描述过。
- δ_{PUSCH} 是 UE 专用的修正值, 也叫发送功率控制 (TPC) 命令, 被包含在具有 DCI 格式 0 的 PDCCH 或者与其他的 TPC 命令联合编码放置在 DCI 格式为 3/3A 的 PDCCH 中, CRC 的奇偶校验比特使用 TPC-PUSCH-RNTI 加扰。当前的 PUSCH 功率控制调整状态由 $f(i)$ 给出。
 - ◆ 当基于UE专用参数的累积值被激活或者TPC命令 δ_{PUSCH} 包含在DCI格式0的PDCCH中, 则 $f(i) = f(i-1) + \delta_{PUSCH}(i - K_{PUSCH})$ 。
 - $\delta_{PUSCH}(i - K_{PUSCH})$ 是在 $i - K_{PUSCH}$ 中用DCI格式0或者格式3/3A的PDCCH信令通知, $f(0)$ 是累积重置后的第一个值。
 - K_{PUSCH} 定义如下。
 - ✓ FDD帧格式, $K_{PUSCH} = 4$ 。
 - ✓ TDD帧格式, 且上行 / 下行子帧配置为 (1~6) 时, K_{PUSCH} 在表4-53中给出。
 - ✓ 对于TDD 帧格式且上行 / 下行子帧配置为0时。
 - 如果子帧 2 或 7 上的 PUSCH 传输和 DCI 格式 0 的 PDCCH 一起被预定, 并且 PDCCH 中 UL 的 LSB 序号设置为 1, 则 $K_{PUSCH} = 7$ 。
 - 对于其他的 PUSCH 传输, K_{PUSCH} 在表 4-53 中给出。
 - 除DRX外的每个子帧, 用户尝试对于带用户C-RNTI或者SPS C-RNTI的DCI格式为0的PDCCH, 以及带用户TPC-PUSCH-RNTI的DCI格式为3/3A的PDCCH进行解码。
 - 如果在一个子帧中同时检测出DCI格式0和DCI格式3/3A, 那么UE将采用DCI格式0中提供的 δ_{PUSCH} 。

- 当子帧中没有检测到TPC命令，或者DRX发生时，或者第*i*个子帧不是TDD中的上行子帧时， $\delta_{\text{PUSCH}} = 0 \text{ dB}$ 。如果DCI格式为0的PDCCH确认为一个SPS触发或者是释放的PDCCH，则 δ_{PUSCH} 为0 dB。
- 由DCI格式0的PDCCH信令通知的累积值 δ_{PUSCH} dB在表4-54中定义。
- 在具有DCI格式3/3A的PDCCH上通知的累积值 δ_{PUSCH} dB由表4-54和表4-55给出。
- 如果UE达到了最大发射功率，正向的发射功率控制命令将不能再被累积。
- 如果UE达到了最小发射功率，负向的发射功率控制命令将不能再被累积。
- 在如下情况下UE将会重置累积器：
 - ✓ 高层改变了 $P_{\text{O\_UE\_PUSCH}}$ 的值。
 - ✓ UE接收到随机接入响应消息。
- ◆ 如果基于UE专用参数的累积器没被激活时，则 $f(i) = \delta_{\text{PUSCH}}(i - K_{\text{PUSCH}})$ 参数由高层提供。
 - 其中 $\delta_{\text{PUSCH}}(i - K_{\text{PUSCH}})$ 的值是由子帧 $i - K_{\text{PUSCH}}$ 中DCI格式0的PDCCH信令通知。
 - K_{PUSCH} 定义如下。
 - ✓ FDD帧格式， $K_{\text{PUSCH}} = 4$ 。
 - ✓ TDD帧格式且UL/DL配置为1~6，则 K_{PUSCH} 的值参见表4-53。
 - ✓ 对于TDD帧格式，UL/DL配置为0。
- 如果子帧 2 或子帧 7 的 PUSCH 传输和具有 DCI 格式 0 的 PDCCH 一起被预留，并且 PDCCH 中 UL 的 LSB 序号设置为 1 时， $K_{\text{PUSCH}} = 7$ 。
- 对于其他的 PUSCH 传输， K_{PUSCH} 的取值由表 4-53 给出。
 - 由具有DCI格式0的PDCCH信令通知的累积值 δ_{PUSCH} dB在表4-54中给出。如果DCI格式为0的PDCCH确认为一个SPS触发或者是释放的PDCCH，则 δ_{PUSCH} 为0 dB。
 - 对于没有获得DCI格式0的PDCCH或者发生DRX的子帧，则 $f(i) = f(i - 1)$ 。
- ◆ 对于所有类型的 $f(\cdot)$ （累积或者当前值），使用如下方式设置初始值。
 - 如果高层改变了 $P_{\text{O\_UE\_PUSCH}}$ 的值，则
 - ✓ $f(0) = 0$
 - 否则
 - ✓ $f(0) = \Delta P_{\text{rampup}} + \delta_{\text{msg2}}$
- 其中 δ_{msg2} 是在随机接入响应中的发送功率控制命令，具体请参见 4.6.3 节。
- ΔP_{rampup} 由高层提供，对应于从第一个到最后一个前导的总的功率上升幅度。

表 4-53 TDD 帧格式配置为 0~6 对应的子帧 *i* 的 K_{PUSCH} 取值

TDD UL/DL 配置	子帧 <i>i</i> 的 K_{PUSCH} 值									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	—	—	6	7	4	—	—	6	7	4
1	—	—	6	4	—	—	—	6	4	—

TDD UL/DL 配置	子帧 i 的 K_{PUSCH} 值									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
2	—	—	4	—	—	—	—	4	—	—
3	—	—	4	4	4	—	—	—	—	—
4	—	—	4	4	—	—	—	—	—	—
5	—	—	4	-	—	—	—	—	—	—
6	—	—	7	7	5	—	—	7	7	—

表 4-54 DCI 格式 0~3 中 TPC 命令字段对应的累积值 δ_{PUSCH} 的映射

DCI 格式 0/3 中的 TPC 命令字段	DCI 格式不为 0 时累积值 δ_{PUSCH} [dB]	仅 DCI 格式为 0 时, 累积值 δ_{PUSCH} [dB]
0	-1	-4
1	0	-1
2	1	1
3	3	4

表 4-55 DCI 格式 3A 中 TPC 命令字段对应的累积值 δ_{PUSCH} 的映射

DCI format 3A 中的 TPC 命令字段	累积值 δ_{PUSCH} [dB]
0	-1
1	1

(2) 功率余量

对于子帧 i , UE 的功率余量 (Power Headroom, PH) 定义如下

$$\text{PH}(i) = P_{\text{CMAX}} - \left\{ 10\lg(M_{\text{PUSCH}}(i)) + P_{\text{O\_PUSCH}}(j) + \alpha(j) \cdot \text{PL} + \Delta_{\text{TF}}(i) + f(i) \right\} \text{ [dB]}$$

其中, P_{CMAX} , $M_{\text{PUSCH}}(i)$, $P_{\text{O\_PUSCH}}(j)$, $\alpha(j)$, PL, $\Delta_{\text{TF}}(i)$ 以及 $f(i)$ 的定义已经在第 (1) 点中描述。功率上升空间取值步长为 1dB, 取值范围区间为[40; -23], 且功率上升空间 PH 由物理层传输到高层。

2) PUCCH 功率控制

在子帧 i 中传输 PUCCH 所需要的传输功率 P_{PUCCH} 定义为

$$P_{\text{PUCCH}}(i) = \min \left\{ P_{\text{CMAX}}, P_{\text{O\_PUCCH}} + \text{PL} + h(n_{\text{CQI}}, n_{\text{HARQ}}) + \Delta_{\text{F\_PUCCH}}(F) + g(i) \right\} \text{ [dBm]}$$

其中

- P_{CMAX} 是配置的 UE 传输功率。
- 参数 $\Delta_{\text{F\_PUCCH}}(F)$ 由高层提供。每个 $\Delta_{\text{F\_PUCCH}}(F)$ 的值对应于一个 PUCCH 格式 1a 的 PUCCH 格式 (F), 其中 PUCCH 的格式 (F) 在第 3 章的表 3-30 已经给出。
- $h(n_{\text{CQI}}, n_{\text{HARQ}})$ 的取值依赖于 PUCCH 格式, 其中 N_{CQI} 是信道质量信息比特数目, n_{HARQ} 是 HARQ 的比特数目。
 - ◆ 对于PUCCH格式1,1a和1b, $h(n_{\text{CQI}}, n_{\text{HARQ}}) = 0$
 - ◆ 对于PUCCH格式2,2a和2b, 并且是用常规CP时

$$h(n_{\text{CQI}}, n_{\text{HARQ}}) = \begin{cases} 10 \lg \left(\frac{n_{\text{CQI}}}{4} \right) & \text{如果 } n_{\text{CQI}} \geq 4 \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$

- ◆ 对于PUCCH格式2，并且使用扩展CP时

$$h(n_{\text{CQI}}, n_{\text{HARQ}}) = \begin{cases} 10 \lg \left(\frac{n_{\text{CQI}} + n_{\text{HARQ}}}{4} \right) & \text{如果 } n_{\text{CQI}} + n_{\text{HARQ}} \geq 4 \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$

- $P_{\text{O\_PUCCH}}$ 是一个由高层配置的小区专用参数 $P_{\text{O\_NOMINAL\_PUCCH}}$ 与 UE 专用参数 $P_{\text{O\_UE\_PUCCH}}$ 的和组成的参数。
- δ_{PUCCH} 是 UE 专用修正值，也是发送功率控制命令（TPC），包含在 DCI 格式 1A/1B/1D/1/2A/2/2B 的 PDCCH 中，或者与其他 UE 专用修正值联合编码并包含 DCI 格式 3/3A 的 PDCCH 中发送，它的 CRC 奇偶校验位使用 TPC-PUCCH-RNTI 进行加扰。
 - ◆ 除了在DRX状态外，UE在每一个子帧中尝试用终端的TPC-PUCCH-RNTI解码具有DCI格式3/3A的PDCCH，以及用UE的C-RNTI或者SPS C-RNTI解码具有DCI格式1A/1B/1D/1/2A/2/2B的一个或多个PDCCH。
 - ◆ 如果UE解码DCI格式为1A/1B/1D/1/2A/2/2B的PDCCH，并且检测出RNTI为UE的C-RNTI或SPS C-RNTI，则UE使用此PDCCH中提供的 δ_{PUCCH} 。另外，
 - 如果UE解码具有DCI格式3/3A的PDCCH，UE将用到高层提供的 δ_{PUCCH} 。
 - 否则，UE将设置 $\delta_{\text{PUCCH}} = 0$ dB。
 - ◆ $g(i) = g(i-1) + \sum_{m=0}^{M-1} \delta_{\text{PUCCH}}(i-k_m)$ ，其中 $g(i)$ 当前的PUCCH功率控制调整值，其中 $g(0)$ 是重置之后的第一个值。
 - 对于FDD帧格式， $M = 1$ ， $k_0 = 4$ 。
 - 对于TDD帧格式， M 和 k_m 的值在表4-93中提供。
 - 在DCI格式1A/1B/1D/1/2A/2/2B的PDCCH中信令通知的 δ_{PUCCH} dB值在表4-56中提供。如果DCI格式为1/1A/2/2A/2B的PDCCH为一个SPS启动的PDCCH，或者DCI格式为1A的PDCCH为一个SPS释放的PDCCH，那么 δ_{PUCCH} 为0 dB。
 - 在DCI格式3A的PDCCH中信令通知的 δ_{PUCCH} dB值在表4-56中提供，或者由高层配置为半静态时其值由表4-57确定。
 - 如果高层改变了 $P_{\text{O\_UE\_PUCCH}}$ 的值，则
 - ✓ $g(0) = 0$
 - 否则
 - ✓ $g(0) = \Delta P_{\text{rampup}} + \delta_{\text{msg2}}$
 - 其中 δ_{msg2} 是在随机接入响应中的发送功率控制命令。
 - ΔP_{rampup} 是由高层提供的第一个前导到最后一个前导总的能量增加值。
 - 如果UE达到了最大功率，正向的发送功率控制命令将不能再被累积。

- 如果UE达到了最小功率，负向的发送功率控制命令将不能再被累积。
- 在如下情况下UE将会重置累加器。
 - ✓ 高层改变了 $P_{O\_UE\_PUSCH}$ 的值。
 - ✓ UE接收到随机接入响应消息。
- 如果子帧 i 不是TDD的上行子帧，则 $g(i) = g(i-1)$ 。

表 4-56 TPC 命令字段在 DCI 格式 1A/1B/1D/1/2A/2B/2/3 中 δ_{PUSCH} 取值映射

DCI 格式 1A/1B/1D/1/2A/2B/2/3	δ_{PUSCH} [dB]
0	-1
1	0
2	1
3	3

表 4-57 TPC 命令字段在 DCI 格式 3A 中 δ_{PUSCH} 取值映射

DCI 格式 3A	δ_{PUSCH} [dB]
0	-1
1	1

3) 探测参考符号的功率控制

在子帧 i 中传输探测参考符号时，UE 所需要的传输功率 P_{SRS} 定义为

$$P_{SRS}(i) = \min\{P_{CMAX}, P_{SRS\_OFFSET} + 10\lg(M_{SRS}) + P_{O\_PUSCH}(j) + \alpha(j) \cdot PL + f(i)\} \text{ [dBm]}$$

- P_{CMAX} 是配置的 UE 传输功率。
- 当 $K_S = 1.25$ 时， P_{SRS_OFFSET} 是一个由高层配置的 4 比特的 UE 专用的半静态配置参数，步长为 1dB，范围是[-3, 12] dB。
- 当 $K_S = 0$ ， P_{SRS_OFFSET} 是一个由高层配置的 4 比特的 UE 专用的半静态配置参数，步长为 1.5 dB，范围是[-10.5, 12] dB。
- M_{SRS} 是子帧 i 中传输探测参考符号（SRS）所需要的带宽，使用资源块表示。
- $f(i)$ 是 PUSCH 当前功率控制调整值，已经在 PUSCH 功率控制小节描述过。
- $P_{O\_PUSCH}(j)$ 和 $\alpha(j)$ 已经在 PUSCH 功率控制小节描述过，其中 $j=1$ 。

2. 下行功率控制

eNodeB 决定下行每个资源粒子的传输能量。UE 可以假设在整个下行系统带宽中小区专用下行的参考信号 EPRE 都是恒定的，并且假设在所有子帧中都是恒定的，直到接收到不同的小区专用参考信号功率信息。可以从下行参考信号传输功率（高层通过参考信号功率参数提供）中获取下行参考信号的 EPRE。下行参考信号传输功率被定义为在系统带宽上携带小区专用参考信号的资源粒子功率的线性平均值。

在每个 OFDM 符号中的资源粒子上（对于 0 EPRS 的 PDSCH 资源粒子不适用），根据表 4-59 给的 OFDM 符号的序号，PDSCH 功率与小区专用参考信号的 EPRE 比值表示为 ρ_A 或者 ρ_B 。另外， ρ_A 和 ρ_B 都是 UE 专用的。

当 UE 专属参考信号不在 PDSCH 映射的物理资源块中或传输模式是 1~7，UE 可以假设使用 16QAM，64QAM 以及使用多层的空分复用或者 PDSCH 传输使用多用户的 MIMO 传输方案， ρ_A 的定义如下。

- 当 UE 接收到一个为 4 小区专用天线端口的传输分集且使用预编码的 PDSCH 数据传输时，则 $\rho_A = \delta_{\text{power-offset}} + P_A + 10\lg(2)$ [dB]
- 否则 $\rho_A = \delta_{\text{power-offset}} + P_A$ [dB]。

其中,对于除了多用户 MIMO 的传输方案之外的其他所有 PDSCH 传输， $\delta_{\text{power-offset}}$ 的值为 0 dB， P_A 是高层提供的 UE 专用参数。

对于传输模式 7，如果在相应 PDSCH 映射到的 PRB 中出现 UE 专用参考信号时，包含 UE 专用参考信号的每个 OFDM 符号，其 PDSCH 功率与小区专用参考信号的 EP RS 的比值为一个常数。另外，UE 可以假定，对于 16QAM 或者 64QAM，PDSCH 功率与小区专用参考的 EP RS 的比值为 0。

UE 可能设想跨探测参考信号带宽以及包含探测参考信号的所有 OFDM 符号的下行定位参考信号的 EP RE 是个常数。

小区专用的比值 ρ_B/ρ_A 由表 4-58 给出，其由高层信令通知的小区专用参数 P_B 以及 eNodeB 配置的小区专用天线端口数目决定。

表 4-58 ρ_B/ρ_A 的取值

P_B	ρ_B/ρ_A 取值	
	一个天线端口	2 个和 4 个天线端口
0	1	5/4
1	4/5	1
2	3/5	3/4
3	2/5	1/2

对于使用 16QAM 或 64QAM 的 PMCH，UE 可以假设 PMCH 和 MBSFN 参考信号的 EP RE 比值为 0。

表 4-59 一个时隙中 PDSCH 和小区专属参考信号的 EP RE 的比值为 ρ_A 或 ρ_B 时 OFDM 的符号索引

天线端口数目	一个时隙中 PDSCH 和小区专属参考信号的 EP RE 的比值表示为 ρ_A 时其 OFDM 的符号索引		一个时隙中 PDSCH 和小区专属参考信号的 EP RE 的比值表示为 ρ_B 时其 OFDM 的符号索引	
	常规 CP	扩展 CP	常规 CP	扩展 CP
1 个天线端口或 2 个天线端口	1, 2, 3, 5, 6	1, 2, 4, 5	0, 4	0, 3
4 个端口	2, 3, 5, 6	2, 4, 5	0, 1, 4	0, 1, 3

4.6.3 随机接入过程

随机接入用于完成 UE 的上行同步过程，是 UE 开始与网络通信之前的接入过程，一般分为同步随机接入和非同步随机接入。同步随机接入是指 UE 与系统建立同步后发起的随机接入。非同步随机接入是指 UE 还没有与系统同步或者同步丢失后，UE 发起的随机接入。在

处理非同步物理随机接入过程之前，物理层需要从高层获取到如下信息。

- 随机接入信道参数（PRACH 配置、频率位置）。
- 决定小区中根序列以及其在前导中的循环移位参数（逻辑根序列索引、循环移位 N_{CS} 、集合类型（限制和非限制））。

随机接入过程的通用流程如图 4-14 所示。

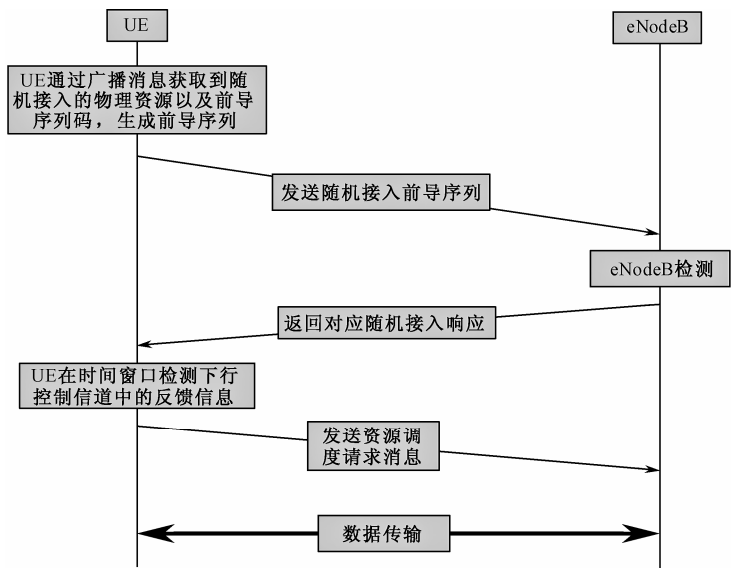


图4-14 随机接入通用流程

同步随机接入和非同步随机接入过程类似，只是不需要再处理上行时钟调整。下面重点介绍一下非同步随机接入过程。

1. 非同步物理随机接入过程

从物理层看，物理层的随机接入过程包含随机接入前导的发送和随机接入响应。其他由高层调度在共享信道上传输消息不包含在物理层的随机接入过程中。一个随机接入信道占用预留给随机接入前导使用的一个子帧中或连续子帧中的 6 个资源块。eNodeB 没有禁止向预留给随机接入前导使用的资源块中调度数据的处理。物理层的随机接入过程包含如下几个步骤。

- (1) 高层前导发送请求触发物理层过程。
- (2) 高层的请求中包含前导索引、目标前导接收功率（PREAMBLE_RECEIVED_TARGET_POWER）、对应的随机接入无线网络标识（RA-RNTI）以及 PRACH 资源。
- (3) 前导传输功率 P_{PRACH} 由下式决定。
$$P_{PRACH} = \min\{P_{CMAX}, \text{PREAMBLE\_RECEIVED\_TARGET\_POWER} + PL\} \text{ [dBm]}$$

其中， P_{CMAX} 是配置的 UE 传输功率；PL 是 UE 估算的下行路径损耗。

- (4) 使用前导序列索引从前导序列集合中选择的前导序列。
- (5) 使用选择的前导序列，在指示的 PRACH 资源上使用传输功率 P_{PRACH} 传输一个前导。
- (6) UE 在高层控制周期窗口内检测与 RA-RNTI 关联的 PDCCH。如果检测到与 RA-RNTI 关联的 PDCCH，则将对应的 DL-SCH 传输块送到高层，高层解析该传输块并且向

物理层指示 20 个比特的授权，关于随机接入响应授权处理内容在 4.6.3 节的第 3 点中描述。如果没有检测到与 RA-RNTI 关联的 PDCCH，则退出物理层随机接入过程。

2. 时序过程

对于物理层的随机接入过程，UE 侧发送随机接入前导以后其上行传输时序的处理步骤如下所示。

(1) 如果在子帧 n 中检测到与 RA-RNTI 关联的 PDCCH，并且对应的 DL-SCH 传输块中包含一个已传输前导序列的响应，如果 UL 延迟域设置为 0 且当 $n+k_1$ 是第一个 PUSCH 传输获得的上行子帧，则 UE 将根据响应中的信息，在第一个 $n+k_1$ ($k_1 \geq 6$) 子帧中传输一个 UL-SCH。如果延迟域设置为 1，则 UE 会推迟 PUSCH 传输直到下一个可用的 UL 子帧。

(2) 如果在子帧 n 中接收到随机接入前导响应，并且对应的 DL-SCH 传输块没有包含已传送前导序列的响应，如果是高层发起的接入请求，则 UE 会在 $n+5$ 子帧之内发送新的前导序列。

(3) 如果在最后的随机接入响应窗口子帧 n 中没有接收到随机接入响应消息，如果是高层发起的请求，UE 将会在 $n+4$ 子帧之内发送新的随机接入前导。

(4) 一旦在子帧 n 中由 PDCCH 命令触发随机接入前导，如果高层发出请求，则 UE 将会在 PUSCH 可用资源的第一个 $n+k_2$ ($k_2 \geq 6$) 子帧中发送随机接入前导。

3. 随机接入响应授权

高层给物理层传递 20 bit 的随机接入响应消息。这 20 bit 信息从高位到低位所代表的含义具体如下。

- (1) 跳频标识位：1bit。
- (2) 固定大小的资源块分配：10 bit。
- (3) 截短的调制和编码方案：4 bit。
- (4) 预定 PUSCH 的 TPC 命令：3 bit。
- (5) 上行延迟：1bit。
- (6) CQI 请求：1bit。

如果对应的随机接入响应中的跳频标识位 (FH) 被设置为 1，UE 将执行 PUSCH 频率跳转，否则，将不执行 PUSCH 频率跳转。当跳转标识位被设置，UE 将按照指示通过固定大小的资源块分配来实现 PUSCH 跳转。固定大小的资源块分配域说明如下：

- 如果 $N_{RB}^{UL} \leq 44$ ，将固定大小的资源块缩减到它最小的 b 个有效的比特，其中 $b = \left\lceil \log_2 \left(N_{RB}^{UL} \cdot (N_{RB}^{UL} + 1) / 2 \right) \right\rceil$ ，并且按照标准的 DCI 格式 0 的规则来解释缩减的资源块。
- 否则在 N_{UL_hop} 之后插入 b 比特 0，其中 $b = \left(\left\lceil \log_2 \left(N_{RB}^{UL} \cdot (N_{RB}^{UL} + 1) / 2 \right) \right\rceil - 10 \right)$ ，这种分配原则是根据扩展的普通 DCI 格式 0。在固定大小资源块分配中 N_{UL_hop} 个跳转比特后插入最多 b 个值为 ‘0’ 的有效比特，其中当跳转标识位未被设置为 1 时，跳转比特 N_{UL_hop} 的个数设置为 0，当跳转标识位设置为 1 时，定义如表 4-60 所示。其中，

$b = \left(\left\lceil \log_2 \left(N_{\text{RB}}^{\text{UL}} \cdot (N_{\text{RB}}^{\text{UL}} + 1) / 2 \right) \right\rceil - 10 \right)$ ，并根据标准的 DCI 格式 0 的规则来解释扩展的资源块分配。

截短的调制方式和编码方案对应的随机响应调制和编码方案由表 4-61 中的索引 0~15 的 MCS 确定。TPC 命令 δ_{msg2} 用来设置 PUSCH 的发射功率，具体如表 4-62 所示。

表 4-60 不同系统带宽下的跳频指示位个数

系统带宽 $N_{\text{RB}}^{\text{UL}}$	第二个时隙 RA 的跳频比特 ($N_{\text{UL\_hop}}$)
6~49	1
50~110	2

表 4-61 PUSCH 信道的调制方式、传输块（TBS）索引以及冗余版本关系

MCS 索引 I_{MCS}	调制阶数 Q'_m	传输块索引 I_{TBS}	冗余版本 r_{vidx}
0	2	0	0
1	2	1	0
2	2	2	0
3	2	3	0
4	2	4	0
5	2	5	0
6	2	6	0
7	2	7	0
8	2	8	0
9	2	9	0
10	2	10	0
11	4	10	0
12	4	11	0
13	4	12	0
14	4	13	0
15	4	14	0
16	4	15	0
17	4	16	0
18	4	17	0
19	4	18	0
20	4	19	0
21	6	19	0
22	6	20	0
23	6	21	0
24	6	22	0
25	6	23	0
26	6	24	0

续表

MCS 索引 I_{MCS}	调制阶数 Q'_m	传输块索引 I_{TBS}	冗余版本 r_{vidx}
27	6	25	0
28	6	26	0
29	保留		1
30			2
31			3

表 4-62 用于设置 PUSCH 的发射功率的 δ_{msg2} 取值

发送功率控制命令	数值（dB）
0	-6
1	-4
2	-2
3	0
4	2
5	4
6	6
7	8

在基于非竞争的随机接入方案中，CQI 请求域决定了在对应的 PUSCH 传输中是否包含一个非周期的 CQI，PMI 以及 RI 报告。如果是基于竞争的随机接入，CQI 请求域将被保留。上行延迟位可以被设置为 0 或 1，用于指示发送随机接入消息时 PUSCH 是否延迟。

4.6.4 PDSCH 的相关处理过程

在了解 PDSCH 相关处理之前我们先了解一下 LTE 系统 HARQ 的进程数目。由于无线信道的时变性，在无线信道上传输的数据会出现丢失或误码，为了解决这个问题，现在通信系统中采用了 ARQ 和 HARQ 技术来解决这一问题。HARQ 是一种混合自动重传请求技术，目前多是采用停等方式重传数据，即对一个 HARQ 进程，在等待 ACK/NACK（确认 / 否定确认）之前，该 HARQ 进程暂时中止。当然在停止这一 HARQ 进程中系统可以继续传送其他的 HARQ 进程，以便于充分利用时域资源。考虑到系统处理能力以及系统配置 HARQ 的进程数目是不相同的。LTE 系统中不同的帧格式下 HARQ 进程数目不同，TDD 帧格式下行链路中 HARQ 进程最大数目由 UL/DL 配置确定，如表 4-63 所示。但是广播 HARQ 进程不包含在以上 TDD 帧格式的 HARQ 最大进程数的规定之内。FDD 帧格式下行链路中最多有 8 个 HARQ 进程。

表 4-63 TDD 帧格式下最大的 HARQ 进程数目

TDD UL/DL 配置	HARQ 最大的进程数目
0	4
1	7
2	10
3	9
4	12
5	15
6	6

1. 终端接收 PDSCH 的处理过程

1) 接收 PDSCH 的终端调度处理

UE 通过检测子帧中 PDCCH 的 DCI 格式（1，1A，1B，1C，1D，2，2A），并使用上层定义的传输块数目作为限制条件来解码在同一子帧中相应的 PDSCH。在学习 PDSCH 解码之前我们先了解 LTE 系统中常见的几种传输模式，具体如下。

- (1) 模式 1，单天线端口，端口 0。
- (2) 模式 2，发射分集。
- (3) 模式 3，开环空间复用。
- (4) 模式 4，闭环空间复用。
- (5) 模式 5，多用户 MIMO。
- (6) 模式 6，闭环 Rank=1 预编码。
- (7) 模式 7，单天线端口，端口 5。

另外，LTE 系统中定义了多种 RNTI 类型，UE 对使用各种 RNTI 进行加扰 CRC 的 PDCCH 进行解码，并结合传输模式完成对 PDSCH 的解码。各种 DCI 格式与 PDSCH 传输方案之间具有不同的对应关系。下面我们来逐一了解不同的 RNTI 下传输模式与 DCI 格式的对应关系。

如果 UE 被高层配置解码使用 C-RNTI 扰码的 CRC 的 PDCCH，UE 将按照表 4-64 中的定义解码 PDCCH 和任意与之对应的 PDSCH。与 PDCCH 对应的 PDSCH 通过 C-RNTI 进行扰码初始化。

当 UE 被设置在传输模式 3,4 或者 8 中接收具有 DCI 格式 1A 的资源分配时,假设 PDCCH 传输是与传输块 1 关联的，且传输块 2 被禁用。当 UE 被设置在传输模式 7 时，对应于 PDCCH 的 UE 专用参考信号通过 C-RNTI 来进行扰码初始化。

表 4-64 用 C-RNTI 扰码的 PDCCH 时传输模式与 DCI 的对应关系

传输模式	DCI 格式	对应与 PDCCH 各种 DCI 格式的 PDSCH 传输方案
模式 1	DCI 格式 1A	单天线端口传输，端口 0
	DCI 格式 1	单天线端口传输，端口 0
模式 2	DCI 格式 1A	发射分集
	DCI 格式 1	发射分集
模式 3	DCI 格式 1A	发射分集
	DCI 格式 2A	发射分集或大时延 CDD
模式 4	DCI 格式 1A	发射分集
	DCI 格式 2	闭环空间复用或发射分集
模式 5	DCI 格式 1A	发射分集
	DCI 格式 1D	多用户 MIMO
模式 6	DCI 格式 1A	发射分集
	DCI 格式 1B	单个传输层层的闭环空间复用
模式 7	DCI 格式 1A	如果 PBCH 的天线数目为 1，使用单天线端口 0，否则使用发射分集
	DCI 格式 1	单天线端口，端口 5
模式 8	DCI 格式 1A	如果 PBCH 的天线数目为 1，使用单天线端口 0，否则使用发射分集
	DCI 格式 2B	双层传输端口 7 和端口 8 或者使用单天线的端口 7 或端口 8

如果 UE 被高层配置解码使用 SPS C-RNTI 扰码的 CRC 的 PDCCH，UE 将按照表 4-65 中的定义解码 PDCCH 和任意与之对应的 PDSCH。对 PDSCH 的相关设置同样适用于 PDSCH 单独传输时的情况，没有对应的 PDCCH 传输。对应于 PDCCH 的 PDSCH 以及单独传输的 PDSCH 通过 SPS C-RNTI 来进行扰码初始化。当 UE 被设置在传输模式 7 时，对应于 PDCCH 的 UE 专用参考信号通过 SPS C-RNTI 来进行扰码初始化。

表 4-65 用 SPS C-RNTI 扰码的 PDCCH 时传输模式与 DCI 的对应关系

传输模式	DCI 格式	对应与 PDCCH DCI 格式的 PDSCH 传输方案
模式 1	DCI 格式 1A	单天线端口传输，端口 0
	DCI 格式 1	单天线端口传输，端口 0
模式 2	DCI 格式 1A	发射分集
	DCI 格式 1	发射分集
模式 3	DCI 格式 1A	发射分集
	DCI 格式 2A	发射分集
模式 4	DCI 格式 1A	发射分集
	DCI 格式 2	发射分集
模式 5	DCI 格式 1A	发射分集
模式 6	DCI 格式 1A	发射分集
模式 7	DCI 格式 1A	单天线端口传输，端口 5
	DCI 格式 1	单天线端口传输，端口 5
模式 8	DCI 格式 1A	单天线端口传输，端口 7
	DCI 格式 2B	单天线端口传输，端口 7 或 8

当 UE 被高层设置解码使用临时 C-RNTI 扰码的 CRC 的 PDCCH，而不对码具有用 C-RNTI 扰码的 CRC 的 PDCCH 时，UE 将按照表 4-66 中的定义来解码 PDCCH 以及与之对应的 PDSCH。对应于这些 PDCCH 的 PDSCH 通过临时 C-RNTI 来进行扰码初始化。

表 4-66 用 Temporary C-RNTI 扰码 PDCCH 时传输模式与 DCI 的对应关系

DCI 格式	对应于 PDCCH DCI 格式的 PDSCH 传输方案
DCI 格式 1A	如果 PBCH 天线端口数目为 1，则使用单天线端口 0
DCI 格式 1	如果 PBCH 天线端口数目为 1，则使用单天线端口 0，否则使用发射分集

如果 UE 被高层设置解码使用 SI-RNTI 扰码 CRC 的 PDCCH 时，UE 将根据表 4-67 中定义的任何组合来解码 PDCCH 和对应的 PDSCH。对应于这些 PDCCH 的 PDSCH 用 SI-RNTI 来进行扰码初始化。

表 4-67 用 SI-RNTI 扰码 PDCCH 时传输模式与 DCI 的对应关系

DCI 格式	对应于 PDCCH DCI 格式的 PDSCH 传输方案
DCI 格式 1C	如果 PBCH 天线端口数目为 1，则使用单天线端口 0，否则使用发射分集
DCI 格式 1A	如果 PBCH 天线端口数目为 1，则使用单天线端口 0，否则使用发射分集

如果 UE 被高层设置解码使用 P-RNTI 扰码 CRC 的 PDCCH 时，UE 将根据表 4-68 中定义的任何组合来解码 PDCCH 和对应的 PDSCH。对应于这些 PDCCH 的 PDSCH 用 P-RNTI

来进行扰码初始化。

表 4-68 用 P-RNTI 扰码 PDCCH 时传输模式与 DCI 的对应关系

DCI 格式	对应于 PDCCH DCI 格式的 PDSCH 传输方案
DCI 格式 1C	如果 PBCH 天线端口数目为 1，则使用单天线端口 0，否则使用发射分集
DCI 格式 1A	如果 PBCH 天线端口数目为 1，则使用单天线端口 0，否则使用发射分集

如果 UE 被高层设置解码使用 RA-RNTI 扰码 CRC 的 PDCCH 时，UE 将根据表 4-69 中定义的任意组合来解码 PDCCH 和对应的 PDSCH。对应于这些 PDCCH 的 PDSCH 用 RA-RNTI 来进行扰码初始化。当 RA-RNTI 和 C-RNTI 与 SPS C-RNTI 的其中之一被分配到同一个子帧中时，UE 并不需要解码 PDCCH 指示的 PDSCH，PDCCH 具有用 C-RNTI 或 SPS S-RNTI 扰码的 CRC。

表 4-69 用 RA-RNTI 扰码 PDCCH 时传输模式与 DCI 的对应关系

DCI 格式	对应于 PDCCH DCI 格式的 PDSCH 传输方案
DCI 格式 1C	如果 PBCH 天线端口数目为 1，则使用单天线端口 0，否则使用发射分集
DCI 格式 1A	如果 PBCH 天线端口数目为 1，则使用单天线端口 0，否则使用发射分集

2) 资源分配类型

UE 根据检测到 PDCCH 的 DCI 格式并对其中的资源分配域进行解释。每个 PDCCH 中资源分配域包含两个部分，即一个资源类型头域和资源分配信息的区域。根据 DCI 不同的格式，资源分配类型有三种。当 DCI 格式为 1，2，2A 或 2B 时对应资源分配类型 0 或资源分配类型 1，使用单比特的头域进行区分，该域的值为“0”表示资源分配类型为 0，值为“1”表示资源分配类型为 1。当 DCI 格式为 1A，1B，1C 或 1D 时对应资源分配类型 2，类型 2 资源分配的 PDCCH DCI 格式不具有资源分配头域。如果没有检测到控制信息，UE 应该在对应的 PDCCH 中丢弃 PDSCH 资源分配。下面我们了解一下各种资源分配的特点。

(1) 资源分配类型 0

在资源分配类型 0 中，使用 BitMap 指示分配给被调度 UE 的资源块组，其中资源块是一系列连续的资源块的集合。资源块组的大小和系统下行的带宽具有一定的对应关系，如表 4-70 所示。BitMap 中的比特数目为全系统的 RB 数目除以每个资源组（RBG）中的资源块的数目。资源组的索引号按照频率递增顺序进行，从最低频率开始。同时 BitMap 中比特位从高位到低位一一对应。如果资源组分配给被调度的 UE，则 BitMap 对应的比特置为 1，否则置为 0。

表 4-70 资源分配类型 0 的资源组大小与下行系统带宽的关系

系统带宽 N_{RB}^{DL}	资源组大小 (P)
≤ 10	1
11 ~ 26	2
27 ~ 63	3
64 ~ 110	4

(2) 资源分配类型 1

在资源分配类型 1 中，使用大小为 N_{RBG} 的比特映射信息指示一个资源块集合中分配给被

调度 UE 的物理资源块, 该资源块集合为 P 个资源块组中的一个子集。虚拟资源块为集中式。同时 P 也是与系统带宽有关的资源块组大小。RBG 子集 p 包含从每个 RBG p 开始的第 P 个 RBG, 其中 $0 \leq p < P$, 资源块分配信息包含三个部分。具有 $\lceil \log_2(P) \rceil$ 个比特的三个部分用来指示从 P 个 RBG 子集中选择的 RBG 子集。单比特的第二个部分用来表示在一个子集中资源分配的偏移范围, 单比特值为 1 时表示触发了偏移资源分配时右对齐, 否则不触发偏移资源分配时为左对齐。第三个部分表示一个比特映射, 其中每个比特定位所选 RBG 子集中的一个 VRB, 由此比特映射中 MSB 到 LSB 按频率的增序映射到 VRB 上。如果这部分中对应的比特值为 1, 则给 UE 分配 VRB, 否则不分配。已选 RBG 子集中用来定位 VRB 的比特映射部分的大小为 N_{RB}^{TYPE1} , 并且定义如下。

$$N_{RB}^{TYPE1} = \lceil N_{RB}^{DL} / P \rceil - \lceil \log_2(P) \rceil - 1$$

已选 RBG 子集中可定位 VRB 序号从偏移量 $\Delta_{\text{shift}}(p)$ 开始到子集中的最小 VRB 序号, 此 VRB 为映射到 Bitmap 中 MSB 的 VRB。偏移量的大小按照 VRB 的序号, 并且在已选 RBG 子集中有效。如果第二部分中用来表示资源分配范围偏移的比特值为 0, RBG 子集 p 的偏移量为 $\Delta_{\text{shift}}(p) = 0$ 。否则, RBG 子集 p 的偏移值由公式 $\Delta_{\text{shift}}(p) = N_{RB}^{\text{RBG subset}}(p) - N_{RB}^{TYPE1}$ 给出, 其中 Bitmap 中的 LSB 对应 RBG 子集中的序号最大的 VRB。 $N_{RB}^{\text{RBG subset}}(p)$ 是 RBG 子集 p 中 VRB 的序号, 并且可以根据下列等式计算得出。

$$N_{RB}^{\text{RBG subset}}(p) = \begin{cases} \left\lfloor \frac{N_{RB}^{DL} - 1}{P^2} \right\rfloor \cdot P + P & , p < \left\lfloor \frac{N_{RB}^{DL} - 1}{P} \right\rfloor \bmod P \\ \left\lfloor \frac{N_{RB}^{DL} - 1}{P^2} \right\rfloor \cdot P + (N_{RB}^{DL} - 1) \bmod P + 1 & , p = \left\lfloor \frac{N_{RB}^{DL} - 1}{P} \right\rfloor \bmod P \\ \left\lfloor \frac{N_{RB}^{DL} - 1}{P^2} \right\rfloor \cdot P & , p > \left\lfloor \frac{N_{RB}^{DL} - 1}{P} \right\rfloor \bmod P \end{cases}$$

从而, 当 RBG 子集 p 已经被指示, 则比特映射域中比特 i 指示 VRB 序号 $i = 0, 1, \dots, N_{RB}^{TYPE1} - 1$, 有

$$n_{PRB}^{\text{RBG subset}}(p) = \left\lfloor \frac{i + \Delta_{\text{shift}}(p)}{P} \right\rfloor P^2 + p \cdot P + (i + \Delta_{\text{shift}}(p)) \bmod P$$

(3) 资源分配类型 2

在资源分配类型 2 中, 资源分配信息向被调度 UE 指示一系列连续分配的局部或分布的虚拟资源块。如果用具有 DCI 格式 1A, 1B 或者 1D 的 PDCCH 的信令通知资源分配, 则单比特标识位用来指示分配的虚拟资源块是局部还是分布的(值为 0 表示虚拟资源块是局部的, 值为 1 表示虚拟资源块是分布的), 并且当用具有 DCI 格式 1C 的 PDCCH 的信令通知的资源分配中通常使用分布式的虚拟资源块。类型 2 资源分配域对应一个资源指示值 (Resource Indication Value, RIV), 该信息包含资源块的起始位置和连续分配的资源块大小, 其值通过如下规则确定。

① 对于 PDCCH DCI 格式为 1A, 1B 或 1D 时

如果 $(L_{\text{CRBs}} - 1) \leq \lfloor N_{RB}^{DL} / 2 \rfloor$

$$RIV = N_{RB}^{DL} (L_{\text{CRBs}} - 1) + RB_{\text{start}}$$

否则

$$RIV = N_{RB}^{DL} (N_{RB}^{DL} - L_{CRBs} + 1) + (N_{RB}^{DL} - 1 - RB_{start})$$

其中 $L_{CRBs} \geq 1$, L_{CRBs} 为连续分配资源块长度; RB_{start} 为资源块的起始点。因此终端可以根据接收到的 RIV, 通过如下方法得到 $(L_{CRBs} - 1)$ 或 $(N_{RB}^{DL} - L_{CRBs} + 1)$, 具体方法如下所示。

$$(L_{CRBs} - 1) \text{ 或 } (N_{RB}^{DL} - L_{CRBs} + 1) = N_{RB}^{DL} / RIV$$

$$RB_{start} \text{ 或 } (N_{RB}^{DL} - 1 - RB_{start}) = N_{RB}^{DL} \bmod RIV$$

终端将上述的盲计算得到的值结合如下判断条件确定具体的资源分配信息。

$$RB_{start} + (L_{CRBs} - 1) \leq N_{RB}^{DL} \text{ 或 } RB_{start} + (N_{RB}^{DL} - 1 - RB_{start}) \leq N_{RB}^{DL}。$$

② 对于 PDCCH DCI 格式为 1C 时。

$$\text{如果 } (L'_{CRBs} - 1) \leq \lfloor N_{VRB}^{DL} / 2 \rfloor$$

$$RIV = N_{VRB}^{DL} (L'_{CRBs} - 1) + RB'_{start}$$

否则

$$RIV = N_{VRB}^{DL} (N_{VRB}^{DL} - L'_{CRBs} + 1) + (N_{VRB}^{DL} - 1 - RB'_{start})$$

$$\text{其中, } L'_{CRBs} = L_{CRBs} / N_{RB}^{step}, \quad RB'_{start} = RB_{start} / N_{RB}^{step} \quad N_{VRB}^{DL} = \lfloor N_{VRB}^{DL} / N_{RB}^{step} \rfloor。$$

其中, N_{RB}^{step} 的大小由下行系统带宽决定, 如表 4-71 所示。

表 4-71 不同系统带宽下 N_{RB}^{step} 的取值

系统带宽 (N_{RB}^{DL})	N_{RB}^{step}
	DCI 格式为 1C
6~49	2
50~110	4

3) 确定调制编码方式以及数据块大小

本节主要介绍 PDSCH 传输过程中调制编码方式 (MCS) 和传输块 (TBS) 大小确定方式。UE 通过读取 DCI 中 5 个比特信息确定调制编码方式索引 (I_{MCS}), 然后确定其调制编码方式, 同时结合 DCI 格式以及 CRC 的加扰方式 (P-RNTI/RA-RNTI/SI-RNTI) 来确定传输块的大小。

① 调制编码索引的确定

如果 DCI 的 CRC 用 P-RNTI, A-RNTI, 或者 SI-RNTI 进行扰码, 在物理下行共享信道中 UE 使用 $Q_m = 2$ 作为编码索引序号, 否则 UE 使用 I_{MCS} 和表 4-72 来决定编码索引序号 (Q_m)。

表 4-72 PDSCH 中调制编码索引序号和调制阶数以及传输块大小索引关系

MCS 索引 I_{MCS}	调制阶数 Q_m	传输块大小 (TBS) 索引值 I_{TBS}
0	2	0
1	2	1
2	2	2
3	2	3
4	2	4
5	2	5
6	2	6

续表

MCS 索引 I_{MCS}	调制阶数 Q_m	传输块大小 (TBS) 索引值 I_{TBS}
7	2	7
8	2	8
9	2	9
10	4	9
11	4	10
12	4	11
13	4	12
14	4	13
15	4	14
16	4	15
17	6	15
18	6	16
19	6	17
20	6	18
21	6	19
22	6	20
23	6	21
24	6	22
25	6	23
26	6	24
27	6	25
28	6	26
29	2	保留
30	4	
31	6	

② 传输块大小的确定

如果 DCI 的 CRC 用 P-RNTI, RA-RNTI, 或者 SI-RNTI 进行扰码, 则

- 对于 DCI 格式 1A
 - UE 设置 TBS 序号 (I_{TBS}) 使其等于 I_{MCS} , 并根据表 4-73 查询 TBS 的大小。
- 对于 DCI 格式 1C
 - UE 设置 TBS 序号 (I_{TBS}) 使其等于 I_{MCS} , 并根据表 4-75 查询 TBS 的大小。

否则

- 如果 $0 \leq I_{\text{MCS}} \leq 28$, UE 将首先用 I_{MCS} 和表 4-72 来决定其 TBS 序号 (I_{TBS}), 除非在 DCI 格式 2, 2A 和 2B 中传输块被禁用。对于没有映射到两层空分复用的传输块, TBS 由表 4-73 决定。对于映射到两层空分复用的传输块, TBS 由表 4-74 决定。
- 如果 $29 \leq I_{\text{MCS}} \leq 31$, 假定 TBS 是由最近的 PDCCH 中传输的 DCI 决定, 这个 PDCCH 用于 $0 \leq I_{\text{MCS}} \leq 28$ 的同一个传输块传输。如果对于同一个使用 $0 \leq I_{\text{MCS}} \leq 28$ 的传输块没有 PDCCH, 并且对于同一个传输块的初始 PDSCH 是半持续调度, TBS 应该由最近的 SPS 配置的 PDCCH 决定。
- 在 DCI 格式 2, 2A 和 2B 中, 如果 $I_{\text{MCS}} = 0$ 且冗余版本 $r_{\text{vidx}} = 1$, 则传输块被禁用, 否则启用。

在 PDCCH 中信令通知的 NDI 和 HARQ 进程 ID，以及上述确定 TBS 信息都应该报告给高层。

表 4-73 PDSCH 传输块大小对应关系（没有映射到两层空间复用传输块）

I_{TBS}	N_{PRB}									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	16	32	56	88	120	152	176	208	224	256
1	24	56	88	144	176	208	224	256	328	344
2	32	72	144	176	208	256	296	328	376	424
3	40	104	176	208	256	328	392	440	504	568
4	56	120	208	256	328	408	488	552	632	696
5	72	144	224	328	424	504	600	680	776	872
6	328	176	256	392	504	600	712	808	936	1032
7	104	224	328	472	584	712	840	968	1096	1224
8	120	256	392	536	680	808	968	1096	1256	1384
9	136	296	456	616	776	936	1096	1256	1416	1544
10	144	328	504	680	872	1032	1224	1384	1544	1736
11	176	376	584	776	1000	1192	1384	1608	1800	2024
12	208	440	680	904	1128	1352	1608	1800	2024	2280
13	224	488	744	1000	1256	1544	1800	2024	2280	2536
14	256	552	840	1128	1416	1736	1992	2280	2600	2856
15	280	600	904	1224	1544	1800	2152	2472	2728	3112
16	328	632	968	1288	1608	1928	2280	2600	2984	3240
17	336	696	1064	1416	1800	2152	2536	2856	3240	3624
18	376	776	1160	1544	1992	2344	2792	3112	3624	4008
19	408	840	1288	1736	2152	2600	2984	3496	3880	4264
20	440	904	1384	1864	2344	2792	3240	3752	4136	4584
21	488	1000	1480	1992	2472	2984	3496	4008	4584	4968
22	520	1064	1608	2152	2664	3240	3752	4264	4776	5352
23	552	1128	1736	2280	2856	3496	4008	4584	5160	5736
24	584	1192	1800	2408	2984	3624	4264	4968	5544	5992
25	616	1256	1864	2536	3112	3752	4392	5160	5736	6200
26	712	1480	2216	2984	3752	4392	5160	5992	6712	7480
I_{TBS}	N_{PRB}									
	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
0	288	328	344	376	392	424	456	488	504	536
1	376	424	456	488	520	568	600	632	680	712
2	472	520	568	616	648	696	744	776	840	872
3	616	680	744	808	872	904	968	1032	1096	1160
4	776	840	904	1000	1064	1128	1192	1288	1352	1416
5	968	1032	1128	1224	1320	1384	1480	1544	1672	1736
6	1128	1224	1352	1480	1544	1672	1736	1864	1992	2088
7	1320	1480	1608	1672	1800	1928	2088	2216	2344	2472

I_{TBS}	N_{PRB}									
	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
8	1544	1672	1800	1928	2088	2216	2344	2536	2664	2792
9	1736	1864	2024	2216	2344	2536	2664	2856	2984	3112
10	1928	2088	2280	2472	2664	2792	2984	3112	3368	3496
11	2216	2408	2600	2792	2984	3240	3496	3624	3880	4008
12	2472	2728	2984	3240	3368	3624	3880	4136	4392	4584
13	2856	3112	3368	3624	3880	4136	4392	4584	4968	5160
14	3112	3496	3752	4008	4264	4584	4968	5160	5544	5736
15	3368	3624	4008	4264	4584	4968	5160	5544	5736	6200
16	3624	3880	4264	4584	4968	5160	5544	5992	6200	6456
17	4008	4392	4776	5160	5352	5736	6200	6456	6712	7224
18	4392	4776	5160	5544	5992	6200	6712	7224	7480	7992
19	4776	5160	5544	5992	6456	6968	7224	7736	8248	8504
20	5160	5544	5992	6456	6968	7480	7992	8248	8760	9144
21	5544	5992	6456	6968	7480	7992	8504	9144	9528	9912
22	5992	6456	6968	7480	7992	8504	9144	9528	10296	10680
23	6200	6968	7480	7992	8504	9144	9912	10296	11064	11448
24	6712	7224	7992	8504	9144	9912	10296	11064	11448	12216
25	6968	7480	8248	8760	9528	10296	10680	11448	12216	12576
26	8248	8760	9528	10296	11064	11832	12576	13536	14112	14688
I_{TBS}	N_{PRB}									
	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
0	568	600	616	648	680	712	744	776	776	808
1	744	776	808	872	904	936	968	1000	1032	1064
2	936	968	1000	1064	1096	1160	1192	1256	1288	1320
3	1224	1256	1320	1384	1416	1480	1544	1608	1672	1736
4	1480	1544	1608	1736	1800	1864	1928	1992	2088	2152
5	1864	1928	2024	2088	2216	2280	2344	2472	2536	2664
6	2216	2280	2408	2472	2600	2728	2792	2984	2984	3112
7	2536	2664	2792	2984	3112	3240	3368	3368	3496	3624
8	2984	3112	3240	3368	3496	3624	3752	3880	4008	4264
9	3368	3496	3624	3752	4008	4136	4264	4392	4584	4776
10	3752	3880	4008	4264	4392	4584	4776	4968	5160	5352
11	4264	4392	4584	4776	4968	5352	5544	5736	5992	5992
12	4776	4968	5352	5544	5736	5992	6200	6456	6712	6712
13	5352	5736	5992	6200	6456	6712	6968	7224	7480	7736
14	5992	6200	6456	6968	7224	7480	7736	7992	8248	8504
15	6456	6712	6968	7224	7736	7992	8248	8504	8760	9144
16	6712	7224	7480	7736	7992	8504	8760	9144	9528	9912
17	7480	7992	8248	8760	9144	9528	9912	10296	10296	10680
18	8248	8760	9144	9528	9912	10296	10680	11064	11448	11832

I_{TBS}	N_{PRB}									
	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
19	9144	9528	9912	10296	10680	11064	11448	12216	12576	12960
20	9912	10296	10680	11064	11448	12216	12576	12960	13536	14112
21	10680	11064	11448	12216	12576	12960	13536	14112	14688	15264
22	11448	11832	12576	12960	13536	14112	14688	15264	15840	16416
23	12216	12576	12960	13536	14112	14688	15264	15840	16416	16992
24	12960	13536	14112	14688	15264	15840	16416	16992	17568	18336
25	13536	14112	14688	15264	15840	16416	16992	17568	18336	19080
26	15264	16416	16992	17568	18336	19080	19848	20616	21384	22152
I_{TBS}	N_{PRB}									
	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40
0	840	872	904	936	968	1000	1032	1032	1064	1096
1	1128	1160	1192	1224	1256	1288	1352	1384	1416	1416
2	1384	1416	1480	1544	1544	1608	1672	1672	1736	1800
3	1800	1864	1928	1992	2024	2088	2152	2216	2280	2344
4	2216	2280	2344	2408	2472	2600	2664	2728	2792	2856
5	2728	2792	2856	2984	3112	3112	3240	3368	3496	3496
6	3240	3368	3496	3496	3624	3752	3880	4008	4136	4136
7	3752	3880	4008	4136	4264	4392	4584	4584	4776	4968
8	4392	4584	4584	4776	4968	4968	5160	5352	5544	5544
9	4968	5160	5160	5352	5544	5736	5736	5992	6200	6200
10	5544	5736	5736	5992	6200	6200	6456	6712	6712	6968
11	6200	6456	6712	6968	6968	7224	7480	7736	7736	7992
12	6968	7224	7480	7736	7992	8248	8504	8760	8760	9144
13	7992	8248	8504	8760	9144	9144	9528	9912	9912	10296
14	8760	9144	9528	9912	9912	10296	10680	11064	11064	11448
15	9528	9912	10296	10296	10680	11064	11448	11832	11832	12216
16	9912	10296	10680	11064	11448	11832	12216	12216	12576	12960
17	11064	11448	11832	12216	12576	12960	13536	13536	14112	14688
18	12216	12576	12960	13536	14112	14112	14688	15264	15264	15840
19	13536	13536	14112	14688	15264	15264	15840	16416	16992	16992
20	14688	14688	15264	15840	16416	16992	16992	17568	18336	18336
21	15840	15840	16416	16992	17568	18336	18336	19080	19848	19848
22	16992	16992	17568	18336	19080	19080	19848	20616	21384	21384
23	17568	18336	19080	19848	19848	20616	21384	22152	22152	22920
24	19080	19848	19848	20616	21384	22152	22920	22920	23688	24496
25	19848	20616	20616	21384	22152	22920	23688	24496	24496	25456
26	22920	23688	24496	25456	25456	26416	27376	28336	29296	29296
I_{TBS}	N_{PRB}									
	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50
0	1128	1160	1192	1224	1256	1256	1288	1320	1352	1384
1	1480	1544	1544	1608	1608	1672	1736	1736	1800	1800

I_{TBS}	N_{PRB}									
	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50
2	1800	1864	1928	1992	2024	2088	2088	2152	2216	2216
3	2408	2472	2536	2536	2600	2664	2728	2792	2856	2856
4	2984	2984	3112	3112	3240	3240	3368	3496	3496	3624
5	3624	3752	3752	3880	4008	4008	4136	4264	4392	4392
6	4264	4392	4584	4584	4776	4776	4968	4968	5160	5160
7	4968	5160	5352	5352	5544	5736	5736	5992	5992	6200
8	5736	5992	5992	6200	6200	6456	6456	6712	6968	6968
9	6456	6712	6712	6968	6968	7224	7480	7480	7736	7992
10	7224	7480	7480	7736	7992	7992	8248	8504	8504	8760
11	8248	8504	8760	8760	9144	9144	9528	9528	9912	9912
12	9528	9528	9912	9912	10296	10680	10680	11064	11064	11448
13	10680	10680	11064	11448	11448	11832	12216	12216	12576	12960
14	11832	12216	12216	12576	12960	12960	13536	13536	14112	14112
15	12576	12960	12960	13536	13536	14112	14688	14688	15264	15264
16	13536	13536	14112	14112	14688	14688	15264	15840	15840	16416
17	14688	15264	15264	15840	16416	16416	16992	17568	17568	18336
18	16416	16416	16992	17568	17568	18336	18336	19080	19080	19848
19	17568	18336	18336	19080	19080	19848	20616	20616	21384	21384
20	19080	19848	19848	20616	20616	21384	22152	22152	22920	22920
21	20616	21384	21384	22152	22920	22920	23688	24496	24496	25456
22	22152	22920	22920	23688	24496	24496	25456	25456	26416	27376
23	23688	24496	24496	25456	25456	26416	27376	27376	28336	28336
24	25456	25456	26416	26416	27376	28336	28336	29296	29296	30576
25	26416	26416	27376	28336	28336	29296	29296	30576	31704	31704
26	30576	30576	31704	32856	32856	34008	35160	35160	36696	36696
I_{TBS}	N_{PRB}									
	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60
0	1416	1416	1480	1480	1544	1544	1608	1608	1608	1672
1	1864	1864	1928	1992	1992	2024	2088	2088	2152	2152
2	2280	2344	2344	2408	2472	2536	2536	2600	2664	2664
3	2984	2984	3112	3112	3240	3240	3368	3368	3496	3496
4	3624	3752	3752	3880	4008	4008	4136	4136	4264	4264
5	4584	4584	4776	4776	4776	4968	4968	5160	5160	5352
6	5352	5352	5544	5736	5736	5992	5992	5992	6200	6200
7	6200	6456	6456	6712	6712	6712	6968	6968	7224	7224
8	7224	7224	7480	7480	7736	7736	7992	7992	8248	8504
9	7992	8248	8248	8504	8760	8760	9144	9144	9144	9528
10	9144	9144	9144	9528	9528	9912	9912	10296	10296	10680
11	10296	10680	10680	11064	11064	11448	11448	11832	11832	12216
12	11832	11832	12216	12216	12576	12576	12960	12960	13536	13536
13	12960	13536	13536	14112	14112	14688	14688	14688	15264	15264

I_{TBS}	N_{PRB}									
	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60
14	14688	14688	15264	15264	15840	15840	16416	16416	16992	16992
15	15840	15840	16416	16416	16992	16992	17568	17568	18336	18336
16	16416	16992	16992	17568	17568	18336	18336	19080	19080	19848
17	18336	19080	19080	19848	19848	20616	20616	20616	21384	21384
18	19848	20616	21384	21384	22152	22152	22920	22920	23688	23688
19	22152	22152	22920	22920	23688	24496	24496	25456	25456	25456
20	23688	24496	24496	25456	25456	26416	26416	27376	27376	28336
21	25456	26416	26416	27376	27376	28336	28336	29296	29296	30576
22	27376	28336	28336	29296	29296	30576	30576	31704	31704	32856
23	29296	29296	30576	30576	31704	31704	32856	32856	34008	34008
24	31704	31704	32856	32856	34008	34008	35160	35160	36696	36696
25	32856	32856	34008	34008	35160	35160	36696	36696	37888	37888
26	37888	37888	39232	40576	40576	40576	42368	42368	43816	43816
I_{TBS}	N_{PRB}									
	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70
0	1672	1736	1736	1800	1800	1800	1864	1864	1928	1928
1	2216	2280	2280	2344	2344	2408	2472	2472	2536	2536
2	2728	2792	2856	2856	2856	2984	2984	3112	3112	3112
3	3624	3624	3624	3752	3752	3880	3880	4008	4008	4136
4	4392	4392	4584	4584	4584	4776	4776	4968	4968	4968
5	5352	5544	5544	5736	5736	5736	5992	5992	5992	6200
6	6456	6456	6456	6712	6712	6968	6968	6968	7224	7224
7	7480	7480	7736	7736	7992	7992	8248	8248	8504	8504
8	8504	8760	8760	9144	9144	9144	9528	9528	9528	9912
9	9528	9912	9912	10296	10296	10296	10680	10680	11064	11064
10	10680	11064	11064	11448	11448	11448	11832	11832	12216	12216
11	12216	12576	12576	12960	12960	13536	13536	13536	14112	14112
12	14112	14112	14112	14688	14688	15264	15264	15264	15840	15840
13	15840	15840	16416	16416	16992	16992	16992	17568	17568	18336
14	17568	17568	18336	18336	18336	19080	19080	19848	19848	19848
15	18336	19080	19080	19848	19848	20616	20616	20616	21384	21384
16	19848	19848	20616	20616	21384	21384	22152	22152	22152	22920
17	22152	22152	22920	22920	23688	23688	24496	24496	24496	25456
18	24496	24496	24496	25456	25456	26416	26416	27376	27376	27376
19	26416	26416	27376	27376	28336	28336	29296	29296	29296	30576
20	28336	29296	29296	29296	30576	30576	31704	31704	31704	32856
21	30576	31704	31704	31704	32856	32856	34008	34008	35160	35160
22	32856	34008	34008	34008	35160	35160	36696	36696	36696	37888
23	35160	35160	36696	36696	37888	37888	37888	39232	39232	40576
24	36696	37888	37888	39232	39232	40576	40576	42368	42368	42368
25	39232	39232	40576	40576	40576	42368	42368	43816	43816	43816
26	45352	45352	46888	46888	48936	48936	48936	51024	51024	52752

I_{TBS}	N_{PRB}									
	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80
0	1992	1992	2024	2088	2088	2088	2152	2152	2216	2216
1	2600	2600	2664	2728	2728	2792	2792	2856	2856	2856
2	3240	3240	3240	3368	3368	3368	3496	3496	3496	3624
3	4136	4264	4264	4392	4392	4392	4584	4584	4584	4776
4	5160	5160	5160	5352	5352	5544	5544	5544	5736	5736
5	6200	6200	6456	6456	6712	6712	6712	6968	6968	6968
6	7480	7480	7736	7736	7736	7992	7992	8248	8248	8248
7	8760	8760	8760	9144	9144	9144	9528	9528	9528	9912
8	9912	9912	10296	10296	10680	10680	10680	11064	11064	11064
9	11064	11448	11448	11832	11832	11832	12216	12216	12576	12576
10	12576	12576	12960	12960	12960	13536	13536	13536	14112	14112
11	14112	14688	14688	14688	15264	15264	15840	15840	15840	16416
12	16416	16416	16416	16992	16992	17568	17568	17568	18336	18336
13	18336	18336	19080	19080	19080	19848	19848	19848	20616	20616
14	20616	20616	20616	21384	21384	22152	22152	22152	22920	22920
15	22152	22152	22152	22920	22920	23688	23688	23688	24496	24496
16	22920	23688	23688	24496	24496	24496	25456	25456	25456	26416
17	25456	26416	26416	26416	27376	27376	27376	28336	28336	29296
18	28336	28336	29296	29296	29296	30576	30576	30576	31704	31704
19	30576	30576	31704	31704	32856	32856	32856	34008	34008	34008
20	32856	34008	34008	34008	35160	35160	35160	36696	36696	36696
21	35160	36696	36696	36696	37888	37888	39232	39232	39232	40576
22	37888	39232	39232	40576	40576	40576	42368	42368	42368	43816
23	40576	40576	42368	42368	43816	43816	43816	45352	45352	45352
24	43816	43816	45352	45352	45352	46888	46888	46888	48936	48936
25	45352	45352	46888	46888	46888	48936	48936	48936	51024	51024
26	52752	52752	55056	55056	55056	55056	57336	57336	57336	59256
I_{TBS}	N_{PRB}									
	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90
0	2280	2280	2280	2344	2344	2408	2408	2472	2472	2536
1	2984	2984	2984	3112	3112	3112	3240	3240	3240	3240
2	3624	3624	3752	3752	3880	3880	3880	4008	4008	4008
3	4776	4776	4776	4968	4968	4968	5160	5160	5160	5352
4	5736	5992	5992	5992	5992	6200	6200	6200	6456	6456
5	7224	7224	7224	7480	7480	7480	7736	7736	7736	7992
6	8504	8504	8760	8760	8760	9144	9144	9144	9144	9528
7	9912	9912	10296	10296	10296	10680	10680	10680	11064	11064
8	11448	11448	11448	11832	11832	12216	12216	12216	12576	12576
9	12960	12960	12960	13536	13536	13536	13536	14112	14112	14112
10	14112	14688	14688	14688	14688	15264	15264	15264	15840	15840
11	16416	16416	16992	16992	16992	17568	17568	17568	18336	18336
12	18336	19080	19080	19080	19080	19848	19848	19848	20616	20616

I_{TBS}	N_{PRB}									
	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90
13	20616	21384	21384	21384	22152	22152	22152	22920	22920	22920
14	22920	23688	23688	24496	24496	24496	25456	25456	25456	25456
15	24496	25456	25456	25456	26416	26416	26416	27376	27376	27376
16	26416	26416	27376	27376	27376	28336	28336	28336	29296	29296
17	29296	29296	30576	30576	30576	30576	31704	31704	31704	32856
18	31704	32856	32856	32856	34008	34008	34008	35160	35160	35160
19	35160	35160	35160	36696	36696	36696	37888	37888	37888	39232
20	37888	37888	39232	39232	39232	40576	40576	40576	42368	42368
21	40576	40576	42368	42368	42368	43816	43816	43816	45352	45352
22	43816	43816	45352	45352	45352	46888	46888	46888	48936	48936
23	46888	46888	46888	48936	48936	48936	51024	51024	51024	51024
24	48936	51024	51024	51024	52752	52752	52752	52752	55056	55056
25	51024	52752	52752	52752	55056	55056	55056	55056	57336	57336
26	59256	59256	61664	61664	61664	63776	63776	63776	66592	66592
I_{TBS}	N_{PRB}									
	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100
0	2536	2536	2600	2600	2664	2664	2728	2728	2728	2792
1	3368	3368	3368	3496	3496	3496	3496	3624	3624	3624
2	4136	4136	4136	4264	4264	4264	4392	4392	4392	4584
3	5352	5352	5352	5544	5544	5544	5736	5736	5736	5736
4	6456	6456	6712	6712	6712	6968	6968	6968	6968	7224
5	7992	7992	8248	8248	8248	8504	8504	8760	8760	8760
6	9528	9528	9528	9912	9912	9912	10296	10296	10296	10296
7	11064	11448	11448	11448	11448	11832	11832	11832	12216	12216
8	12576	12960	12960	12960	13536	13536	13536	13536	14112	14112
9	14112	14688	14688	14688	15264	15264	15264	15264	15840	15840
10	15840	16416	16416	16416	16992	16992	16992	16992	17568	17568
11	18336	18336	19080	19080	19080	19080	19848	19848	19848	19848
12	20616	21384	21384	21384	21384	22152	22152	22152	22920	22920
13	23688	23688	23688	24496	24496	24496	25456	25456	25456	25456
14	26416	26416	26416	27376	27376	27376	28336	28336	28336	28336
15	28336	28336	28336	29296	29296	29296	29296	30576	30576	30576
16	29296	30576	30576	30576	30576	31704	31704	31704	31704	32856
17	32856	32856	34008	34008	34008	35160	35160	35160	35160	36696
18	36696	36696	36696	37888	37888	37888	37888	39232	39232	39232
19	39232	39232	40576	40576	40576	40576	42368	42368	42368	43816
20	42368	42368	43816	43816	43816	45352	45352	45352	46888	46888
21	45352	46888	46888	46888	46888	48936	48936	48936	48936	51024
22	48936	48936	51024	51024	51024	51024	52752	52752	52752	55056
23	52752	52752	52752	55056	55056	55056	55056	57336	57336	57336
24	55056	57336	57336	57336	57336	59256	59256	59256	61664	61664
25	57336	59256	59256	59256	61664	61664	61664	61664	63776	63776
26	66592	68808	68808	68808	71112	71112	71112	73712	73712	75376

I_{TBS}	N_{PRB}									
	101	102	103	104	105	106	107	108	109	110
0	2792	2856	2856	2856	2984	2984	2984	2984	2984	3112
1	3752	3752	3752	3752	3880	3880	3880	4008	4008	4008
2	4584	4584	4584	4584	4776	4776	4776	4776	4968	4968
3	5992	5992	5992	5992	6200	6200	6200	6200	6456	6456
4	7224	7224	7480	7480	7480	7480	7736	7736	7736	7992
5	8760	9144	9144	9144	9144	9528	9528	9528	9528	9528
6	10680	10680	10680	10680	11064	11064	11064	11448	11448	11448
7	12216	12576	12576	12576	12960	12960	12960	12960	13536	13536
8	14112	14112	14688	14688	14688	14688	15264	15264	15264	15264
9	15840	16416	16416	16416	16416	16992	16992	16992	16992	17568
10	17568	18336	18336	18336	18336	18336	19080	19080	19080	19080
11	20616	20616	20616	21384	21384	21384	21384	22152	22152	22152
12	22920	23688	23688	23688	23688	24496	24496	24496	24496	25456
13	26416	26416	26416	26416	27376	27376	27376	27376	28336	28336
14	29296	29296	29296	29296	30576	30576	30576	30576	31704	31704
15	30576	31704	31704	31704	31704	32856	32856	32856	34008	34008
16	32856	32856	34008	34008	34008	34008	35160	35160	35160	35160
17	36696	36696	36696	37888	37888	37888	39232	39232	39232	39232
18	40576	40576	40576	40576	42368	42368	42368	42368	43816	43816
19	43816	43816	43816	45352	45352	45352	46888	46888	46888	46888
20	46888	46888	48936	48936	48936	48936	48936	51024	51024	51024
21	51024	51024	51024	52752	52752	52752	52752	55056	55056	55056
22	55056	55056	55056	57336	57336	57336	57336	59256	59256	59256
23	57336	59256	59256	59256	59256	61664	61664	61664	61664	63776
24	61664	61664	63776	63776	63776	63776	66592	66592	66592	66592
25	63776	63776	66592	66592	66592	66592	68808	68808	68808	71112
26	75376	75376	75376	75376	75376	75376	75376	75376	75376	75376

对于映射到两层空分复用的传输块，当 $1 \leq N_{\text{PRB}} \leq 55$ ，TBS 由表 4-73 中 $(I_{\text{TBS}}, 2 \cdot N_{\text{PRB}})$ 决定。

对于 $56 \leq N_{\text{PRB}} \leq 110$ ，由表 4-73 中 $(I_{\text{TBS}}, N_{\text{PRB}})$ 决定的基线 TBS_L1，按照表 4-74 中的映射规则转换到 TBS_L2，TBS 由 TBS_L2 确定。

表 4-74 PDSCH 传输块大小（映射到两层空间复用传输块）

TBS_L1	TBS_L2	TBS_L1	TBS_L2	TBS_L1	TBS_L2	TBS_L1	TBS_L2
1544	3112	3752	7480	10296	20616	28336	57336
1608	3240	3880	7736	10680	21384	29296	59256
1672	3368	4008	7992	11064	22152	30576	61664
1736	3496	4136	8248	11448	22920	31704	63776
1800	3624	4264	8504	11832	23688	32856	66592
1864	3752	4392	8760	12216	24496	34008	68808

续表

TBS_L1	TBS_L2	TBS_L1	TBS_L2	TBS_L1	TBS_L2	TBS_L1	TBS_L2
1928	3880	4584	9144	12576	25456	35160	71112
1992	4008	4776	9528	12960	25456	36696	73712
2024	4008	4968	9912	13536	27376	37888	76208
2088	4136	5160	10296	14112	28336	39232	78704
2152	4264	5352	10680	14688	29296	40576	81176
2216	4392	5544	11064	15264	30576	42368	84760
2280	4584	5736	11448	15840	31704	43816	87936
2344	4776	5992	11832	16416	32856	45352	90816
2408	4776	6200	12576	16992	34008	46888	93800
2472	4968	6456	12960	17568	35160	48936	97896
2536	5160	6712	13536	18336	36696	51024	101840
2600	5160	6968	14112	19080	37888	52752	105528
2664	5352	7224	14688	19848	39232	55056	110136
2728	5544	7480	14688	20616	40576	57336	115040
2792	5544	7736	15264	21384	42368	59256	119816
2856	5736	7992	15840	22152	43816	61664	124464
2984	5992	8248	16416	22920	45352	63776	128496
3112	6200	8504	16992	23688	46888	66592	133208
3240	6456	8760	17568	24496	48936	68808	137792
3368	6712	9144	18336	25456	51024	71112	142248
3496	6968	9528	19080	26416	52752	73712	146856
3624	7224	9912	19848	27376	55056	75376	149776

表 4-75 DCI 格式为 1C 时 PDSCH 传输块大小

I_{TBS}	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
TBS	40	56	72	120	136	144	176	208	224	256	280	296	328	336	392	488
I_{TBS}	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31
TBS	552	600	632	696	776	840	904	1000	1064	1128	1224	1288	1384	1480	1608	1736

2. 终端上报 CQI、PMI 以及 RI 的过程

LTE 系统中 UE 会测量基站的下行导频信号，获得信道质量信息指示（CQI）、预编码矩阵指示（PMI）以及秩指示（RI）。对于空间复用 UE 将决定与可用传输层数目对应的 RI。对于传输分集，RI 等于 1。可以使用周期性或者非周期性方式上报 CQI、PMI 以及 RI。UE 在没有 PUSCH 传输的子帧中周期使用 PUCCH 传输 CQI、PMI 以及 RI 上报。在具有被调度的 PUSCH 的子帧中，UE 使用 PUSCH 周期上报 CQI、PMI 以及 RI，其中 UE 将使用与基于 PUCCH 上报的 CQI、PMI 以及 RI 相同的格式。当下述特指的条件满足时，UE 将在 PUSCH 上周期上报 CQI、PMI 以及 RI。对于非周期的 CQI 上报，RI 上报只在 CQI/PMI/RI 反馈类型支持 RI 上报时才被传输。不同调度方案中 PUCCH 和 PUSCH 中 CQI 传输方式如表 4-76 所示。

表 4-76 用于周期或非周期 CQI 上报的物理信道

调度模式	周期 CQI 上报信道	非周期 CQI 上报信道
非频率选择性	PUCCH	
频率选择性	PUCCH	PUSCH

如果在同一子帧中周期上报和非周期上报同时发生，则 UE 仅在这个子帧中传输非周期上报。在上报 RI 时，UE 上报可用传输层数目的单一情形。UE 上报 PMI 信息时可以包含一个 PMI 或多个 PMI，其中一个 PMI 中表示的资源块数目可以为 N_{RB}^{DL} 或者更小的资源块。另外，PMI 信息中代表的资源块数目由高层半静态配置确定。UE 被限制在由高层配置的比特映射参数指定的预编码码本中上报 PMI 和 RI。对于一个特定预编码码本和相应的传输模式，当 UE 配置在相关传输模式时，比特映射表可以指定 UE 所有可能使用的预编码码本子集。无论是周期还是非周期上报信道信息都有三种模式，这三种模式分别是宽带上报（模式 1）、UE 选择子带上报（模式 2）以及高层配置子带上报（模式 3）。下面我们来了解一下周期和非周期上报的特点。

1) PUSCH 上非周期 CQI/PMI/RI 上报

非周期上报 CQI、PMI 以及 RI 的最小间隔是 1 个子帧。CQI 上报的子带宽度在有预编码和没有预编码的收发器配置情况下一致。通过高层半静态配置，UE 可以在同一个 PUSCH 上反馈 CQI 和 PMI 以及相应的 RI，具体请参见表 4-77 中所列的上报模式。

表 4-77 PUSCH 上报模式下 CQI、PMI 上报类型

		PMI 反馈类型		
		无 PMI	单 PMI	多 PMI
PUSCH CQI 反馈类型	宽带 (宽带 CQI)			模式 1-2
	UE 选择 (子带 CQI)	模式 2-0		模式 2-2
	高层配置子带 (subband CQI)	模式 3-0	模式 3-1	

对于每种传输模式，PUSCH 支持下列上报模式。

- 传输模式 1：模式 2-0, 3-0
- 传输模式 2：模式 2-0, 3-0
- 传输模式 3：模式 2-0, 3-0
- 传输模式 4：模式 1-2, 2-2, 3-1
- 传输模式 5：模式 3-1
- 传输模式 6：模式 1-2, 2-2, 3-1
- 传输模式 7：模式 2-0, 3-0
- 传输模式 8：模式 1-2, 2-2, 3-1，如果 UE 被配置 PMI/RI 上报；
模式 2-0, 3-0，如果 UE 被配置没有 PMI/RI 上报。

非周期 CQI 上报模式由高层信令配置。当 $N_{RB}^{DL} \leq 7$ 时，不支持 PUSCH 上报模式。RI 只在传输模式 3、4 中被上报。非周期上报模式中，RI 上报只对于非周期上报模式中 CQI/PMI

上报有效。

2) PUCCH 上周期上报 CQI/PMI/RI

通过高层半静态配置，UE 使用表 4-78 中给出的上报模式在 PUCCH 上周周期性反馈不同的 CQI、PMI 和 RI，具体如下所述。

表 4-78 PUCCH 上报模式下 CQI 以及 PMI 的反馈类型

		PMI 反馈类型	
		无 PMI	单 PMI
PUCCH CQI 反馈类型	宽带	模式 1-0	模式 1-1
	(宽带 CQI)		
	UE 选择	模式 2-0	模式 2-1
	(子带 CQI)		

对于定义的传输模式，PUCCH 支持如下上报模式：

- 传输模式 1：模式 1-0, 2-0
- 传输模式 2：模式 1-0, 2-0
- 传输模式 3：模式 1-0, 2-0
- 传输模式 4：模式 1-1, 2-1
- 传输模式 5：模式 1-1, 2-1
- 传输模式 6：模式 1-1, 2-1
- 传输模式 7：模式 1-0, 2-0
- 传输模式 8：模式 1-1, 2-1，如果 UE 被配置 PMI/RI 上报；
模式 1-0, 2-0，如果 UE 被配置没有 PMI/RI 上报。

如果在同一子帧中，如果 CQI/PMI/RI 和 SR 发生碰撞，则取消 CQI/PMI/RI。另外，CQI/PMI 的上报周期 N_p （子帧）和偏移值 $N_{\text{OFFSET,CQI}}$ 由参数 $I_{\text{CQI/PMI}}$ 决定，对于 FDD/TDD 帧格式分别在表 4-79 和表 4-80 中描述。RI 上报的周期 M_{RI} 和相对偏移 $N_{\text{OFFSET,RI}}$ 由参数 I_{RI} 决定，对于 FDD/TDD 帧格式分别在表 4-81 和表 4-82 中描述。参数 $I_{\text{CQI/PMI}}$ 和 I_{RI} 由高层信令配置。

表 4-79 FDD 帧格式下 N_p 和 $N_{\text{OFFSET,CQI}}$ 的取值

$I_{\text{CQI/PMI}}$	N_p 取值	$N_{\text{OFFSET,CQI}}$ 取值
$0 \leq I_{\text{CQI/PMI}} \leq 1$	2	$I_{\text{CQI/PMI}}$
$2 \leq I_{\text{CQI/PMI}} \leq 6$	5	$I_{\text{CQI/PMI}} - 2$
$7 \leq I_{\text{CQI/PMI}} \leq 16$	10	$I_{\text{CQI/PMI}} - 7$
$17 \leq I_{\text{CQI/PMI}} \leq 36$	20	$I_{\text{CQI/PMI}} - 17$
$37 \leq I_{\text{CQI/PMI}} \leq 76$	40	$I_{\text{CQI/PMI}} - 37$
$77 \leq I_{\text{CQI/PMI}} \leq 156$	80	$I_{\text{CQI/PMI}} - 77$
$157 \leq I_{\text{CQI/PMI}} \leq 316$	160	$I_{\text{CQI/PMI}} - 157$
$I_{\text{CQI/PMI}} = 317$	保留	
$318 \leq I_{\text{CQI/PMI}} \leq 349$	32	$I_{\text{CQI/PMI}} - 318$
$350 \leq I_{\text{CQI/PMI}} \leq 413$	64	$I_{\text{CQI/PMI}} - 350$
$414 \leq I_{\text{CQI/PMI}} \leq 541$	128	$I_{\text{CQI/PMI}} - 414$
$542 \leq I_{\text{CQI/PMI}} \leq 1023$	保留	

表 4-80 TDD 帧格式下 N_P 和 $N_{\text{OFFSET,CQI}}$ 的取值

$I_{\text{CQI/PMI}}$ 取值	N_P 取值	$N_{\text{OFFSET,CQI}}$ 取值
$I_{\text{CQI/PMI}} = 0$	1	$I_{\text{CQI/PMI}}$
$1 \leq I_{\text{CQI/PMI}} \leq 5$	5	$I_{\text{CQI/PMI}} - 1$
$6 \leq I_{\text{CQI/PMI}} \leq 15$	10	$I_{\text{CQI/PMI}} - 6$
$16 \leq I_{\text{CQI/PMI}} \leq 35$	20	$I_{\text{CQI/PMI}} - 16$
$36 \leq I_{\text{CQI/PMI}} \leq 75$	40	$I_{\text{CQI/PMI}} - 36$
$76 \leq I_{\text{CQI/PMI}} \leq 155$	80	$I_{\text{CQI/PMI}} - 76$
$156 \leq I_{\text{CQI/PMI}} \leq 315$	160	$I_{\text{CQI/PMI}} - 156$
$316 \leq I_{\text{CQI/PMI}} \leq 1023$	保留	

表 4-81 FDD 帧格式 M_{RI} 和 $N_{\text{OFFSET,RI}}$ 取值

I_{RI} 索引	M_{RI} 取值	$N_{\text{OFFSET,RI}}$ 取值
$0 \leq I_{\text{RI}} \leq 160$	1	$-I_{\text{RI}}$
$161 \leq I_{\text{RI}} \leq 321$	2	$-(I_{\text{RI}} - 161)$
$322 \leq I_{\text{RI}} \leq 482$	4	$-(I_{\text{RI}} - 322)$
$483 \leq I_{\text{RI}} \leq 643$	8	$-(I_{\text{RI}} - 483)$
$644 \leq I_{\text{RI}} \leq 804$	16	$-(I_{\text{RI}} - 644)$
$805 \leq I_{\text{RI}} \leq 965$	32	$-(I_{\text{RI}} - 805)$
$966 \leq I_{\text{RI}} \leq 1023$	保留	

表 4-82 TDD 帧格式 M_{RI} 和 $N_{\text{OFFSET,RI}}$ 取值

I_{RI} 索引	M_{RI} 取值	$N_{\text{OFFSET,RI}}$ 取值
$0 \leq I_{\text{RI}} \leq 160$	1	$-I_{\text{RI}}$
$161 \leq I_{\text{RI}} \leq 321$	2	$-(I_{\text{RI}} - 161)$
$322 \leq I_{\text{RI}} \leq 482$	4	$-(I_{\text{RI}} - 322)$
$483 \leq I_{\text{RI}} \leq 643$	8	$-(I_{\text{RI}} - 483)$
$644 \leq I_{\text{RI}} \leq 804$	16	$-(I_{\text{RI}} - 644)$
$805 \leq I_{\text{RI}} \leq 965$	32	$-(I_{\text{RI}} - 805)$
$966 \leq I_{\text{RI}} \leq 1023$	保留	

对于 TDD 周期 CQI/PMI 上报，根据 TDD UL/DL 配置，下列周期值可用。

- 上报周期 $N_P = 1$ 只在 TDD UL/DL 配置 0, 1, 3, 4 以及 6 时可用，其中无线帧中所有的 UL 子帧都用于 CQI/PMI 上报。
- 上报周期 $N_P = 5$ 只在 TDD UL/DL 配置 0, 1, 2 以及 6 时可用。

上报周期为 $N_P = \{10, 20, 40, 80, 160\}$ 时所有的 TDD UL/DL 配置都可以使用。

3) 信道质量指示 (CQI) 定义

基于在频域和时域中的一个非限制检测间隔，UE 将获得最高的 CQI 值，对应于每个在上行子帧 n 中上报的 CQI 值，CQI 的序号范围为 1~15，具体由表 4-83 给出。

表 4-83 4 bit CQI

CQI 索引	调制方式	编码速率×1024	效率
0	超出范围		
1	QPSK	78	0.1523
2	QPSK	120	0.2344
3	QPSK	193	0.3770
4	QPSK	308	0.6016
5	QPSK	449	0.8770
6	QPSK	602	1.1758
7	16QAM	378	1.4766
8	16QAM	490	1.9141
9	16QAM	616	2.4063
10	64QAM	466	2.7305
11	64QAM	567	3.3223
12	64QAM	666	3.9023
13	64QAM	772	4.5234
14	64QAM	873	5.1152
15	64QAM	948	5.5547

调制方式和对应于 CQI 序号的传输块大小以及占用的一组下行物理资源块，术语称为 CQI 参考资源。CQI 参考资源的具体定义如下。

- 在频域里，CQI 参考资源用一组下行物理资源块进行定义，下行物理资源块对应于参考资源 CQI 值相应的频带。
- 在时域里，CQI 参考资源用一个下行子帧 $n-n_{\text{CQI\_ref}}$ 来定义：
 - 其中周期 CQI 上报 $n_{\text{CQI\_ref}}$ 是大于或等于 4 的最小值时，其对应于一个有效的下行子帧。
 - 其中对于非周期 CQI 上报 $n_{\text{CQI\_ref}}$ ，参考资源使用与 CQI 请求对应的相同的有效下行子帧，CQI 请求具有 DCI 格式 0。
 - 其中非周期 CQI 上报 $n-n_{\text{CQI\_ref}}$ 等于 4 时，下行子帧 $n-n_{\text{CQI\_ref}}$ 对应于一个有效下行子帧，有效下行子帧 $n-n_{\text{CQI\_ref}}$ 是在具有随机接入响应赋予中对应的 CQI 请求的子帧后接收的下行子帧。

下行子帧属于下面条件时可认为是有效的：

- ✓ 被配置为 UE 的一个下行子帧。
- ✓ 不是个 MBSFN 子帧。
- ✓ 在 DwPTS 的长度为 $7680 \cdot T_s$ 或者更短时，不包含一个 DwPTS 域。
- ✓ 不属于配置给 UE 的测量间隙。

如果 CQI 参考资源没有相应的有效下行子帧，则在上行子帧 n 中上报 CQI。

- 在传输层里，CQI 参考资源是以 CQI 为条件的任何 RI 以及 PMI 来定义。UE 根据以下假设来计算 CQI 序号。
- 前 3 个 OFDM 符号用于控制信号。

- 没有预留主 / 辅同步信号或 PBCH 资源。
- 非 MBSFN 子帧的 CP 长度。
- 冗余版本 0。
- PDSCH 的传输方案根据当前给 UE 配置的传输模式。

4) 预编码矩阵指示符 (PMI) 定义

对于传输模式 4, 5 和 6, 预编码反馈用于信道决定的基于预编码的码本, 并且依赖于 UE 上报的预编码矩阵指示符 (PMI)。对于传输模式 8, UE 如果被配置 PMI/RI 上报, 则应该上报 PMI。每个 PMI 值对应于一个码本序号, 码本序号已经在第 3 章的表 3-42 和表 3-43 给出。

4.6.5 ACK/ACK 上报的终端过程

对于 FDD 帧格式, 如果 ACK/NACK 和 SR 在同一子帧中传输, UE 将在 ACK/NACK PUCCH 资源中针对否定的 SR 传输 ACK/NACK, 在 SR PUCCH 资源中针对肯定的 SR 传输 ACK/NACK。

对于 TDD 帧格式除了配置为 5 的所有 UL/DL 配置, 都能支持 ACK/NACK 绑定和 ACK/NACK 复用两种反馈模式。当 TDD 帧格式 UL/DL 配置为 5 时只支持 ACK/NACK 打包。

对于 TDD 帧格式, UE 应该在检测子帧 $n-k$ 中 PDSCH 传输或者表示下行 SPS 版本 PDCCH 之后在 UL 子帧 n 中传输 ACK/NACK 响应。其中 $k \in K$, K 在表 4-84 中定义, 并且为子帧 $n-k$ 提供 ACK/NACK 响应。

对于 TDD 帧格式 UL/DL 配置为 1~6, 具有 DCI 格式 0 的下行分配索引 (DAI) V_{DAI}^{UL} 的值, 在 UE 侧根据表 4-84 的描述在子帧 $n-k'$ 中检测, 其中 k' 在表 4-85 中定义, 表示所有具有 PDSCH 传输以及在 $n-k$ 子帧中向对应 UE 指示下行 SPS 版本的子帧总数, 其中 $k \in K$ 。 V_{DAI}^{UL} 的值包括所有子帧 $n-k$ 中所有的 PDSCH 传输数目。在没有 PDSCH 传输提供给 UE 也没有 PDCCH, 只是下行 SPS 资源版本的情况下, UE 可以假定传输的 DCI 格式 0 的 DAI 值, V_{DAI}^{UL} 为 4。

对于 TDD 帧格式 UL/DL 配置为 1~6, 具有 DCI 格式 1/1A/1B/1D/2/2A/2B 的 DAI 值表示分配了 PDSCH 传输的 PDCCH 和在子帧 $n-k$ 中向当前子帧指示下行 SPS 版本的 PDCCH 的累计数, 其中 $k \in K$, 并且需要在每个子帧中进行更新。 V_{DAI}^{DL} 表示 UE 根据表 4-84 的描述在子帧 $n-k_m$ 中检测到的具有 DCI 格式 1/1A/1B/1D/2/2A/2B 的 PDCCH 传输中的 DAI 值, k_m 是集合 K 中 UE 能检测 DCI 格式 1/1A/1B/1D/2/2A/2B 的最小值。用 U_{DAI} 表示分配了 PDSCH 传输和在子帧 $n-k$ 中指示 UE 检测到的下行 SPS 版本的 PDSCH 传输的总数, 其中 $k \in K$ 。用 N_{SPS} 表示子帧 $n-k$ 中不具有对应 PDCCH 的 PDSCH 传输的数目, 可以为 0 或 1, 其中 $k \in K$ 。

对于 TDD 帧格式 ACK/NACK 绑定, 或 ACK/NACK 复用以及 $M=1$ 的子帧 n , UE 应该通过在对应用于一个 UL 子帧的 M 个下行子帧的每个码字上执行逻辑“与”运算, 从总的 $U_{DAI} + N_{SPS}$ 个单独的相关 PDSCH 传输 ACK/NACK 中产生 1 个或 2 个打包的 ACK/NACK, 以及一个单独的响应接收到的指示下行 SPS 版本的 PDCCH 的 ACK, 其中 M 是集合 K 中资源粒子的数目。如果有至少一个下行分配丢失则 UE 可以检测出来, 并且对于 UE 在 PUSCH

上进行传输的情况，UE 应该确定参数 N_{bundled} 。对于 TDD 帧格式 UL/DL 配置为 0 时，如果 UE 在子帧 $n-k$ 中检测到具有或不具有对应 PDCCH 的 PDSCH， N_{bundled} 应该为 1，其中 $k \in K$ 。

对于 TDD 帧格式 ACK/NACK 绑定，如果 UE 配置为传输模式 3，4 或者 8，并且 ACK/NACK 在 PUSCH 上传输，UE 始终产生 2 个 ACK/NACK 比特。

表 4-84 下行分配索引值

DAI (MSB, LSB)	$V_{\text{DAI}}^{\text{UL}}$ 或 $V_{\text{DAI}}^{\text{DL}}$	PDSCH 和 PDCCH 传输中指示下行半静态调度释放的子帧编号
0,0	1	1 或 5 或 9
0,1	2	2 或 6
1,0	3	3 或 7
1,1	4	0 或 4 或 8

表 4-85 TDD 帧格式上行分配对应 k' 的取值

TDD 上行/下行配置	下行子帧编号									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1			6	4				6	4	
2			4					4		
3			4	4	4					
4			4	4						
5			4							
6			7	7	5			7	7	

4.6.6 PUSCH 的相关处理过程

与下行共享信道类似，不同帧格式对应 HARQ 进程的数目以及处理方式不同。另外，UE 根据高层的配置对使用不同的 RNTI 方式加扰 CRC 的 PDCCH 信道进行解码，并传输对应的 PUSCH 信道。下面看看 PDCCH DCI 格式 0 是如何指示 PUSCH 的资源分配，同时介绍 UE 的探测处理过程。

1. PDCCH DCI 格式 0 的资源分配

使用资源分配信息给调度的 UE 指示一个分配的连续虚拟资源块集合，用 n_{VRB} 表示。

在资源分配域中使用资源指示值（RIV）来描述授权的资源分配信息，其资源指示值的定义如下所示。

如果 $(L_{\text{CRBs}} - 1) \leq \lfloor N_{\text{RB}}^{\text{UL}} / 2 \rfloor$

$$\text{RIV} = N_{\text{RB}}^{\text{UL}} (L_{\text{CRBs}} - 1) + \text{RB}_{\text{START}}$$

否则

$$\text{RIV} = N_{\text{RB}}^{\text{UL}} (N_{\text{RB}}^{\text{UL}} - L_{\text{CRBs}} + 1) + (N_{\text{RB}}^{\text{UL}} - 1 - \text{RB}_{\text{START}})$$

其中 RB_{START} 是对应于资源块的起点； L_{CRBs} 为连续分配资源块的长度。如果没有检测到一致的控制信息，UE 丢弃应该在相应的具有 DCI 格式 0 的 PDCCH 上的 PUSCH 资源分配。

2. 终端的探测过程

终端使用信道探测获取信道的状态信息。每个终端都需要发送探测参考信号（Sounding Reference Signal, SRS），因此上行的 SRS 开销比较大，为了降低开销，LTE 系统采用跳频、重复因子等方法处理。如下的探测参考信号（SRS）参数为高层半静态配置的 UE 专属信号参数。

- 传输频率梳（Transmission comb）。
- 物理资源块分配起始位置 T_{offset} 。
- SRS 传输持续时间。
- SRS 传输周期的配置符号索引 I_{SRS} 和 SRS 子帧偏移 T_{offset} 。
- SRS 带宽 k_{SRS} 。
- 跳频带宽 k_{SRS} 。
- 循环移位 $n_{\text{PRB}}^{\text{S1}}(n)$ 。

小区专属 SRS 传输带宽和传输子帧由高层来配置。UE 接收到上述配置信息后就可以发送 SRS。另外，UE 在进行 SRS 传输时会出现与其他信道共存的现象，针对这种情况需要遵守如下原则。

（1）当在一个子帧中同时传输 SRS 和 PUCCH 格式 2/2a/2b 时，UE 不能传输 SRS。

（2）当在一个子帧中同时传输 SRS 和 ACK/NACK 或肯定 SR 时，如果高层设置参数 `ackNackSRS-SimultaneousTransmission`（指示 ACK/NACK 和 SRS 同时传输的参数）值为 0 时 UE 不传输 SRS，如果值为 1 则可以传输 SRS。

（3）在 UpPTS 中，当 SRS 传输与前导格式 4 的 PRACH 区域重叠时，或者超出小区配置的上行系统带宽的范围，UE 不传输 SRS。

（4）高层提供参数 `ackNackSRS-SimultaneousTransmission` 对同一个 UE 来讲决定了在同一个子帧中是否可以同时传输 PUCCH ACK/NACK 和 SRS。如果支持在同一个子帧中 PUCCH ACK/NACK 和 SRS 传输，那么 UE 在小区专属 SRS 子帧需要使用缩短的 PUCCH 格式来传输 ACK/NACK 和 SR，其中相应 SRS 位置的 ACK/NACK 或 SR 符号被打孔。如果 UE 没有被配置为在同一个子帧中同时传输 ACK/NACK 和 SRS 时，UE 使用常规 PUCCH 格式 1/1a/1b 来传输 ACK/NACK 和 SR。

另外，对于 FDD/TDD 帧格式的 SRS 的周期 T_{SRS} 和子帧偏移 T_{offset} 的取值分别如表 4-86 和表 4-87 所示。

表 4-86 FDD 格式下 UE 专属 SRS 周期 T_{SRS} 和子帧偏移 T_{offset}

SRS 配置序号 I_{SRS}	SRS 周期 T_{SRS} (ms)	SRS 子帧偏移 T_{offset}
0 ~ 1	2	I_{SRS}
2 ~ 6	5	$I_{\text{SRS}} - 2$
7 ~ 16	10	$I_{\text{SRS}} - 7$
17 ~ 36	20	$I_{\text{SRS}} - 17$
37 ~ 76	40	$I_{\text{SRS}} - 37$
77 ~ 156	80	$I_{\text{SRS}} - 77$
157 ~ 316	160	$I_{\text{SRS}} - 157$
317 ~ 636	320	$I_{\text{SRS}} - 317$
637 ~ 1023	保留	保留

表 4-87 TDD 格式下 UE 专属 SRS 周期 T_{SRS} 和子帧偏移 T_{offset}

SRS 配置序号 I_{SRS}	SRS 周期 T_{SRS} (ms)	SRS 子帧偏移 T_{offset}
0	2	0, 1
1	2	0, 2
2	2	1, 2
3	2	0, 3
4	2	1, 3
5	2	0, 4
6	2	1, 4
7	2	2, 3
8	2	2, 4
9	2	3, 4
10 ~ 14	5	$I_{\text{SRS}} - 10$
15 ~ 24	10	$I_{\text{SRS}} - 15$
25 ~ 44	20	$I_{\text{SRS}} - 25$
45 ~ 84	40	$I_{\text{SRS}} - 45$
85 ~ 164	80	$I_{\text{SRS}} - 85$
165 ~ 324	160	$I_{\text{SRS}} - 165$
325 ~ 644	320	$I_{\text{SRS}} - 325$
645 ~ 1023	保留	保留

3. 终端 ACK/NACK 过程

对于 FDD 帧结构，UE 在子帧*i*中接收到 PHICH ACK/NACK 与子帧*i*−4 中传输的 PUSCH 相对应。对于 TDD 帧结构上行 / 下行配置为 1~6 时，UE 在子帧*i*中接收到的 PHICH ACK/NACK，是与在子帧*i*−*k*中传输的 PUSCH 有关联，其中*k*的取值由表 4-88 给出。对于 TDD 帧结构上行/下行配置为 0 时，UE 在子帧*i*中对应于 $I_{\text{PHICH}}=0$ 接收到的 PHICH ACK/NACK，则与子帧*i*−*k*中传输的 PUSCH 有关联。如果对应于 $I_{\text{PHICH}}=1$ 接收到 PHICH ACK/NACK，则与子帧*i*−6 中传输的 PUSCH 有关联。其中的 I_{PHICH} 取值如下。

$$I_{\text{PHICH}} = \begin{cases} 1 & \text{对于在子帧 4 或 9 中具有 PUSCH 传输的 TDD 上行 / 下行配置为 0} \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$

表 4-88 TDD 帧格式上行 / 下行配置为 0~6 时 *k* 的取值

TDD 上行 / 下行配置	下行子帧序号 <i>i</i>									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	7	4				7	4			
1		4			6		4			6
2				6					6	
3	6								6	6
4									6	6
5									6	
6	6	4				7	4			6

在 UE 侧，物理层传输给高层的指示按照如下规则进行：

对于下行子帧 i ，如果传输块在相关联的 PUSCH 子帧中被传输，且如果在子帧 i 的 PHICH 中有 ACK 解码，则向高层传输 ACK；否则，向高层传输 NACK。

4. 终端 PUSCH 的跳频过程

为了获取频域分集增益，上行资源分配中会使用跳频特性。UE 是否跳频是由对应的 PUCCH 的 DCI 格式 0 的单比特跳频指示域决定的，如果该比特为 1，则执行跳频，否则不进行跳频。跳频类型分为帧间跳频和帧内 / 帧间跳频两种方式。

执行频率跳转的 UE 通过对于相同的传输块的带有 DCI 格式 0 的最近的 PDCCH 上的资源分配域，来决定包含子帧 n 中最低序号的 PRB (N_{PRB}) 的子帧 (S1) 第一个时隙的资源分配。如果对于传输块没有 PDCCH，UE 应该基于以下方面来决定其跳频类型：

- 当传输块初始 PUSCH 被半持续调度时,使用最近的半持续调度分配 PDCCH 来决定。
- 当 PUSCH 是由随机接入响应授权初始发动的，则用相同传输块的随机接入响应来决定。

对于在动态分配的 PUSCH 资源上的分组包的非自适应重传，UE 应该基于关联于此分组的最后接收到的具有 DCI 格式 0 的 PDCCH 来决定其跳频类型。对于半持续分配的资源，UE 根据最近一次半持续资源分配信令决定其跳频类型。

对于在动态分配的 PUSCH 资源上的分组包的非自适应重传，UE 应该基于关联于此分组的最后接收到的具有 DCI 格式 0 的 PDCCH 来决定其跳频类型。在子帧 n 上半持续分配的资源上，在子帧 $n-K_{PUSCH}$ 中没有对应的具有 DCI 格式 0 的 PDCCH 传输，UE 基于分配半持续资源分配的最近一个赋予中的调频信息来决定其跳频类型。对于 TDD 帧格式上行 / 下行配置为 0 时，如果在子帧 2 或子帧 7 中的 PUSCH 传输使用具有 DCI 格式 0 的 PDCCH 调度，其中 UL 序号的最小值为 1， $Q_m = 7$ ；对于 TDD 中其他 PUSCH 传输，其 Q_m 的取值已经在表 4-53 给出。

在 DCI 格式 0 中的资源配置域不包括用于指示跳频信息的 1 比特或 2 比特，跳频信息比特数如表 4-89 所示，其中 PUSCH 资源块的数量由下式确定。

表 4-89 不同系统带宽下的跳频指示位的比特个数

系统带宽 N_{RB}^{UL}	第二个时隙 RA 的跳频比特 (N_{UL_hop})
6~49	1
50~110	2

$$N_{RB}^{PUSCH} = \left\{ \begin{array}{ll} N_{RB}^{UL} - \tilde{N}_{RB}^{HO} - (N_{RB}^{UL} \bmod 2) & \text{类型1 PUSCH跳频} \\ N_{RB}^{UL} & \text{类型2 } N_{sb}=1\text{时PUSCH跳频} \\ N_{RB}^{UL} - \tilde{N}_{RB}^{HO} & \text{类型2 } N_{sb}>1\text{时PUSCH跳频} \end{array} \right\}$$

对于类型 1 和类型 2 的 PUSCH 跳频，如果 N_{RB}^{HO} 为奇数，其中 N_{RB}^{HO} 是 PUSCH 跳频的偏移（以资源块的形式表示由高层设置），则有 $\tilde{N}_{RB}^{HO} = N_{RB}^{HO} + 1$ ；否则 $\tilde{N}_{RB}^{HO} = N_{RB}^{HO}$ 。不包括 1 比特或 2 比特的 DCI 格式 0 中的资源配置域大小为 $y = \lceil \log_2(N_{RB}^{UL}(N_{RB}^{UL} + 1)/2) \rceil - N_{UL\_hop}$ ，其中 N_{UL_hop} =1 比特或 2 比特。如果给用户分配的跳频类型为 1 则连续资源块的数量极限为

$\lfloor 2^y / N_{\text{RB}}^{\text{UL}} \rfloor$ ；如果给用户分配的跳频类型为 2，则连续资源块的数量极限为 $\min(\lfloor 2^y / N_{\text{RB}}^{\text{UL}} \rfloor, \lfloor N_{\text{RB}}^{\text{PUSCH}} / N_{\text{sb}} \rfloor)$ ，其中子带 N_{sb} 的数量由上层给定。

高层提供的参数 Hopping-mode（跳频模式）决定了 PUSCH 跳频是在“子帧间”还是在“子帧内外”。

1) 类型 1 的 PUSCH 跳频

对于 PUSCH 跳频类型 1，跳频比特或表 4-89 中给出的比特数决定了 $\tilde{n}_{\text{PRB}}(i)$ ，其定义在表 4-90 中。在子帧 i 中第一个时隙 RA 的最低的 PRB 序号（ $n_{\text{PRB}}^{\text{S1}}$ ）定义为

$$n_{\text{PRB}}^{\text{S1}}(i) = \tilde{n}_{\text{PRB}}^{\text{S1}}(i) + \tilde{N}_{\text{RB}}^{\text{HO}} / 2$$

其中， $n_{\text{PRB}}^{\text{S1}}(i) = \text{RB}_{\text{START}}$ ， RB_{START} 从上行调度允许中获得。

表 4-90 PDCCH DCI 格式 0 的跳频指示定义

系统带宽 $N_{\text{RB}}^{\text{UL}}$	跳频比特的数目	跳频比特的信息	$\tilde{n}_{\text{PRB}}(i)$
6~49	1	0	$(\lfloor N_{\text{RB}}^{\text{PUSCH}} / 2 \rfloor + \tilde{n}_{\text{PRB}}^{\text{S1}}(i)) \bmod N_{\text{RB}}^{\text{PUSCH}}$
		1	类型 2 PUSCH 跳频
50~110	2	00	$(\lfloor N_{\text{RB}}^{\text{PUSCH}} / 4 \rfloor + \tilde{n}_{\text{PRB}}^{\text{S1}}(i)) \bmod N_{\text{RB}}^{\text{PUSCH}}$
		01	$(-\lfloor N_{\text{RB}}^{\text{PUSCH}} / 4 \rfloor + \tilde{n}_{\text{PRB}}^{\text{S1}}(i)) \bmod N_{\text{RB}}^{\text{PUSCH}}$
		10	$(\lfloor N_{\text{RB}}^{\text{PUSCH}} / 2 \rfloor + \tilde{n}_{\text{PRB}}^{\text{S1}}(i)) \bmod N_{\text{RB}}^{\text{PUSCH}}$
		11	类型 2 跳频

在子帧 i 中第二个时隙 RA 的最低的 PRB 序号（ $n_{\text{PRB}}(i)$ ）定义为

$$n_{\text{PRB}}(i) = \tilde{n}_{\text{PRB}}(i) + \tilde{N}_{\text{RB}}^{\text{HO}} / 2$$

对于第一个时隙，用于 PUSCH 传输的物理资源块集合为从 PRB 序号 $n_{\text{PRB}}^{\text{S1}}$ 开始连续地资源分配块 L_{CRBs} ，以及对于第二个时隙，其是从 PRB 序号 $n_{\text{PRB}}(i)$ 开始，其中 L_{CRBs} 从上行调度允许中获得。如果跳频模式为“子帧间”，那么第一个时隙 RA 适用于偶数 CURRENT_TX_NB，第二个时隙 RA 适用于奇数 CURRENT_TX_NB，其中 CURRENT_TX_NB 表示从一个 HARQ 进程建立起系统累计传输的 MAC PDU 数目。

2) 类型 2 的 PUSCH 跳频

在 PUSCH 跳频类型 2，用于在时隙 n_s 中传输的物理资源块集合参见第 3 章的上行共享信道资源映射部分内容。如果 UE 未得到系统帧序号，则 UE 不能使用类型 2 跳频方式。

5. 调制编码方式、冗余版本和传输块大小确定

前面的章节介绍了下行 PDSCH 的传输过程中调制编码方式和传输块大小的确定过程，下面我们再看看 PUSCH 的调制编码方式和传输块大小是如何确定的。为了获取 PUSCH 的调制编码等信息，UE 首先需要获取如下信息：

- 从 DCI 格式 0 中获取调制编码方案以及冗余版本信息，具体见表 4-91。
- 检测 CQI 的请求信息位。
- 基于 DCI 格式 0 的资源分配，计算 PUSCH 传输占用的 N_{PRB} 信息。
- 计算对应的上行控制信息占用的资源粒子数目。

其中 PUSCH 的传输块大小确定过程与 PDSCH 相同，已经在之前的 4.6.4 节的第 1 点的 3 中描述。

表 4-91 PUSCH 信道的调制方式、传输块（TBS）索引以及冗余版本关系

MCS 索引 I_{MCS}	调制阶数 Q'_m	传输块索引 I_{TBS}	冗余版本 r_{vidx}
0	2	0	0
1	2	1	0
2	2	2	0
3	2	3	0
4	2	4	0
5	2	5	0
6	2	6	0
7	2	7	0
8	2	8	0
9	2	9	0
10	2	10	0
11	4	10	0
12	4	11	0
13	4	12	0
14	4	13	0
15	4	14	0
16	4	15	0
17	4	16	0
18	4	17	0
19	4	18	0
20	4	19	0
21	6	19	0
22	6	20	0
23	6	21	0
24	6	22	0
25	6	23	0
26	6	24	0
27	6	25	0
28	6	26	0
29	保留		1
30			2
31			3

对于 $0 \leq I_{\text{MCS}} \leq 28$ ，调制阶数（ Q_m ）按照如下原则确定：

- （1）如果 UE 支持在 PUSCH 中采用 64QAM 调制方式，并且高层没有配置，传输仅仅采用 QPSK 和 16QAM 调制方式，那么调制阶数由 Q'_m 给出，如表 4-91 所示。
- （2）如果 UE 不能支持在 PUSCH 中采用 64QAM 的能力，并且高层配置传输仅仅能采用 QPSK 和 16QAM 调制方式，那么首先从表 4-91 中读出 Q'_m 。调制阶数设置为 $Q_m = \min(4, Q'_m)$ 。

对于 $29 \leq I_{\text{MCS}} \leq 31$ ，如果 $I_{\text{MCS}} = 29$ ，DCI 格式 0 中的“CQI 请求”比特被设置为 1，并且 $N_{\text{PRB}} \leq 4$ ，则调制阶数为 $Q_m = 2$ 。否则，调制阶数从对于使用 $0 \leq I_{\text{MCS}} \leq 28$ 的相同传输块的带有 DCI 格式 0 的 PDCCH 中传输的 DCI 来决定。如果没有这种 PDCCH，调制阶数按以下原则决定。

- 当相同传输块的初始 PUSCH 被半持续调度时，用最近的半持续调度分配 PDCCH 决定。
- 或者，当 PUDCH 是由随机接入响应授权初始发动时，用相同传输块的随机接入响应授权决定。

6. UE 发射天线选择

为了提高系统性能，UE 通常选择信道条件较好的天线用于数据发送。天线选择模式由高层配置决定。天线选择方式一般分为闭环天线选择和开环天线选择两种方式。

(1) 天线选择方式由高层信令配置完成。闭环天线选择是 eNodeB 根据 UE 的上行信号 (SRS, 探测参考信号) 选择发射天线，每根发射天线都会发送 SRS 信号，eNodeB 选择出的天线通过 DCI 格式 0 的 PDCCH 信道通知给 UE。

(2) 开环天线选择适用于 TDD 系统，根据上、下行信道的互易性，UE 根据下行信号质量自主选择上行发送数据的天线。当然，开环天线选择也是需要 eNodeB 允许时方可进行，否则，由于 eNodeB 无法得知发送天线发生了切换从而影响信道估计。

4.6.7 PDCCH 的相关处理过程

1. PDCCH 分配过程

PDCCH 用来承载下行的控制信息，使用下行控制区域的资源粒子传输控制信息。控制区域由一组 CCE 组成，CCE 数目范围是从 0 至 $N_{\text{CCE},k} - 1$ ，其中 $N_{\text{CCE},k} - 1$ 是子帧 k 中的 CCE 总数。UE 将会在 PDCCH 上可能占用的资源上且按照监控的各种可能的 DCI 格式尝试解码每一个 PDCCH。承载 PDCCH 的 CCE 资源聚合等级为 $L \in \{1, 2, 4, 8\}$ ，PDCCH 的承载资源 CCE 上相应的 PDCCH 搜索空间为 $S_k^{(L)}$ 。另外搜索空间分为公共搜索空间和 UE 专用搜索空间。公共搜索空间是所有终端都必须检测的 PDCCH 资源的集合，并且 CCE 的聚合等级为 4 或 8。UE 专属搜索空间是每个终端需要检测自己的 PDCCH 资源的集合，CCE 聚合等级为 1，2，4 或 8。每个候选 PDCCH 占用的 CCE 位置由如下公式给出。

$$L \cdot \left\{ (Y_k + m) \bmod \left\lfloor N_{\text{CCE},k} / L \right\rfloor \right\} + i$$

其中， $i = 0, \dots, L - 1$ ， $m = 0, \dots, M^{(L)} - 1$ ； $M^{(L)}$ 给定搜索空间内检测的 PDCCH 候选数目。

对于公共搜索 Y_k 被设置为 0，两种聚合方式，即 $L = 4$ 和 $L = 8$ 。

对于 UE 专属搜索空间 Y_k 使用如下公式确定。

$$Y_k = (A \cdot Y_{k-1}) \bmod D$$

其中， $Y_{-1} = n_{\text{RNTI}} \neq 0$ ； $A = 39827$ ； $D = 65537$ ； $k = \lfloor n_s / 2 \rfloor$ ； n_s 是一个无线帧中的时隙序号。

表 4-92 给出了公共搜索空间和专属空间，CCE 聚合等级与 PDCCH 候选集合关系。

表 4-92 UE 检测的 PDCCH 候选集合与 CCE 聚合等级的关系

搜索空间 $S_k^{(L)}$			PDCCH 候选集合 $M^{(L)}$
搜索空间类型	聚合等级 L	CCE 长度	
UE 专属搜索空间	1	6	6
	2	12	6
	4	8	2
	8	16	2
公共搜索空间	4	16	4
	8	16	2

2. PHICH 分配过程

eNodeB 接收到上行的传输数据后，需要下行发送 ACK/NACK 反馈信息，该信息在 PHICH 上承载。在 FDD 帧格式中，第 n 个子帧的上行数据的反馈信息(ACK/NACK)在第 $n+4$ 个下行子帧中传输。TDD 帧格式中由于不同上、下行配置决定的上、下行子帧数目的不同，因此，第 n 个子帧的上行数据的反馈信息（ACK/NACK）在第 $n+k_{\text{PHICH}}$ 个下行子帧中传输。其中 k_{PHICH} 的取值如下表 4-93 所示。

表 4-93 TDD 帧格式中各种子帧配置下 k_{PHICH} 的取值

TDD UL/DL 配置	上行子帧编号 n 对应的 k_{PHICH}									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0			4	7	6			4	7	6
1			4	6				4	6	
2			6					6		
3			6	6	6					
4			6	6						
5			6							
6			4	6	6			4	7	

另外，PHICH 的资源是由序号对 $(n_{\text{PHICH}}^{\text{group}}, n_{\text{PHICH}}^{\text{seq}})$ 来标示，其中 $n_{\text{PHICH}}^{\text{group}}$ 为 PHICH 组序号； $n_{\text{PHICH}}^{\text{seq}}$ 为该组内的正交序列号，具体定义如下。

$$n_{\text{PHICH}}^{\text{group}} = (I_{\text{PRB\_RA}}^{\text{lowest\_index}} + n_{\text{DMRS}}) \bmod N_{\text{PHICH}}^{\text{group}} + I_{\text{PHICH}} N_{\text{PHICH}}^{\text{group}}$$
$$n_{\text{PHICH}}^{\text{seq}} = \left(\left\lfloor I_{\text{PRB\_RA}}^{\text{lowest\_index}} / N_{\text{PHICH}}^{\text{group}} \right\rfloor + n_{\text{DMRS}} \right) \bmod 2 N_{\text{SF}}^{\text{PHICH}}$$

其中，
 $N_{\text{SF}}^{\text{PHICH}}$ 为用于 PHICH 调制的扩散因子。
 $I_{\text{PRB\_RA}}^{\text{lowest\_index}}$ 为相应 PUSCH 传输第一个时隙的最低 PRB 序号。
 $N_{\text{PHICH}}^{\text{group}}$ 为高层配置的 PHICH 组的数目。

$$I_{\text{PHICH}} = \begin{cases} 1 & \text{对于在子帧 4 或 9 中具有 PUSCH 传输的 TDD 上行 / 下行配置为 0} \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$

对于与相应 PUSCH 传输相关的传输块， n_{DMRS} 映射为在最近 DCI 格式 0 中 DMRS（调制参考信号）域的循环移位（参见表 4-94）。如果对于相同传输块没有带有 DCI 格式 0 的

PDCCH，而且满足以下情况时， n_{DMRS} 设置为 0。

- 如果对于相同传输块的初始 PUSCH 是半持续调度的。
- 如果对于相同传输块的初始 PUSCH 是通过随机接入响应授权来调度的。

表 4-94 DCI 格式 0 的 DMRS 循环移位字段和 n_{DMRS} 的映射

DCI 格式 0 中 DMRS 域的循环移位	n_{DMRS} 的取值
000	0
001	1
010	2
011	3
100	4
101	5
110	6
111	7

4.6.8 PUCCH 的相关处理过程

PUCCH 上承载上行控制信息，并且在子帧 n 中传输上行控制信息（Uplink Control Information, UCI）时需要注意以下事项。

- 如果在子帧 n 中 UE 没有传输 PUSCH，那么在 PUCCH 上使用格式 1/1a/1b 或者 2/2a/2b 传输 UCI。
- 如果在子帧 n 中 UE 传输 PUSCH，在 PUSCH 上进行传输 UCI。除非 PUSCH 传输对应于随机接入响应授权，或者是基于随机接入进程部分的同一传输块的重传，这种情况下不传输 UCI。

PUCCH 中携带多种上行控制信息，接下来看看不同的格式下 PUCCH 携带哪些上行控制信息。

- 格式 1a 时：携带 1 bit 的 HARQ-ACK 或者 FDD 帧格式下带肯定 SR 的 1 bit 的 HARQ-ACK 信息。
- 格式 1b 时：携带 2 bit 的 HARQ-ACK 或者带肯定 SR 的 2 bit 的 HARQ-ACK 信息。
- 格式 1b 时：携带有信道选择的 HARQ-ACK 信息。
- 格式 1 时：携带肯定 SR 信息。
- 格式 2 时：携带不与 HARQ-ACK 复用的 CQI/PMI 或者 RI 信息。
- 格式 2a 时：CQI/PMI 或者 RI 上报并和使用常规 CP 的 1 bit HARQ-ACK 复用。
- 格式 2b 时：CQI/PMI 或者 RI 上报并和使用常规 CP 的 2 bit HARQ-ACK 复用。
- 格式 2 时：CQI/PMI 或者 RI 上报并和使用扩展 CP 的 HARQ-ACK 复用。

其中对 PUCCH 格式 2, 2a 和 2b 的扰乱使用 C-RNTI 进行初始化。一旦 CQI/PMI/RI 和 HARQ-ACK 在同一个没有 PUSCH 的子帧中发生碰撞，如果高层设置为允许同时传送 Ack/Nack，那么 CQI CQI/PMI/RI 和 HARQ-ACK 在 PUCCH 上做复用，否则丢掉 CQI/PMI/RI。一旦周期性的 CQI/PMI/RI 和 HARQ-ACK 在同一个 PUSCH 的子帧中出现碰撞，周期性的 CQI CQI/PMI/RI 和 HARQ-ACK 在 PUSCH 上必须做复用。

对于 FDD 帧格式，UE 使用 PUCCH 资源 $n_{\text{PUCCH}}^{(1)}$ 用于在子帧 n 中传输 HARQ-ACK。对于

通过在子帧 $n-4$ 中检测对应的 PDCCH 来指示 PDSCH 传输, 或者对于在子帧 $n-k_i$ 中一个指示下行 SPS 版本的 PDCCH, UE 使用 $n_{\text{PUCCH}}^{(1)} = n_{\text{CCE}} + N_{\text{PUCCH}}^{(1)}$, 其中 n_{CCE} 表示用于相应 DCI 分配传输的第一个 CCE 的序号, $N_{\text{PUCCH}}^{(1)}$ 由高层进行配置。对于 PDSCH 传输, 其中在子帧 $n-4$ 中没有检测到相应的 PDCCH, $n_{\text{PUCCH}}^{(1)}$ 值由高层配置和表 4-96 决定。

对于 TDD 系统, 高层配置支持两种 ACK/NACK 反馈模式。

- ACK/NACK 绑定。
- ACK/NACK 复用。

当 TDD 系统 UL/DL 配置为 5 时只支持 ACK/NACK 绑定。对于 TDD 帧格式, ACK/NACK 复用和 $M > 1$ 的子帧 n , 其中 M 表示集合 K (定义在表 4-95 中) 元素的数量, 一个下行子帧中多个码字的空间 ACK/NACK 响应是通过所有相应的 ACK/NACK 与具有信道选择的 PUCCH 格式 1b 进行逻辑“与”运算完成的。对于 TDD ACK/NACK 复用与 $M = 1$ 的子帧 n , 不需要进行下行子帧内多码字的空间 ACK/NACK 绑定, 1 个或 2 个 ACK/NACK 比特分别使用 PUCCH 格式 1a 或 PUCCH 格式 1b 进行传输。

对于 TDD ACK/NACK 绑定或 TDD ACK/NACK 复用, 以及 $M = 1$ 的子帧 n , UE 使用 PUCCH 资源 $n_{\text{PUCCH}}^{(1)}$, 用于在子帧 n 中传输 HARQ-ACK, 其中,

- 如果存在由对应 PDCCH 检测指示的 PDSCH 传输或者存在在子帧 $n-k_i$ 中指示下行 SPS 版本的 PDCCH, 其中 $k \in K$, K 为元素 M 的集合 $\{k_0, k_1, \dots, k_{M-1}\}$, 该集合取决于子帧 n 和上行 / 下行配置, UE 首先从 $\{0, 1, 2, 3\}$ 中挑选出一个 p 值, 使其满足 $N_p \leq n_{\text{CCE}} < N_{p+1}$, 然后采用公式 $n_{\text{PUCCH}}^{(1)} = (M - m - 1) \times N_p + m \times N_{p+1} + n_{\text{CCE}} + N_{\text{PUCCH}}^{(1)}$, 其中 $N_{\text{PUCCH}}^{(1)}$ 由高层配置, $N_p = \max\left\{0, \left\lfloor \frac{N_{\text{RB}}^{\text{DL}} \times (N_{\text{sc}}^{\text{RB}} \times p - 4)}{36} \right\rfloor\right\}$, n_{CCE} 为用于对应 PDCCH 在子帧 $n-k_m$ 中传输的第一个 CCE 的数量, 其中 k_m 为集合 K 中的最小值, 使 UE 在子帧 $n-k_m$ 中检测到 PDCCH。
- 对于 PDSCH 传输, 如果在子帧 $n-k$ 中没有检测到对应的 PDCCH, 其中 $k \in K$ (K 在表 4-95 中定义), 那么 $n_{\text{PUCCH}}^{(1)}$ 值由高层配置和表 4-96 决定。

表 4-95 TDD 帧格式下行关联索引 $K: \{k_0, k_1, \dots, k_{M-1}\}$ 集合

UL-DL 配置	子帧编号 n 对应的 K									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	—	—	6	—	4	—	—	6	—	4
1	—	—	7, 6	4	—	—	—	7, 6	4	—
2	—	—	8, 7, 4, 6	—	—	—	—	8, 7, 4, 6	—	—
3	—	—	7, 6, 11	6, 5	5, 4	—	—	—	—	—
4	—	—	12, 8, 7, 11	6, 5, 4, 7	—	—	—	—	—	—
5	—	—	13, 12, 9, 8, 7, 5, 4, 11, 6	—	—	—	—	—	—	—
6	—	—	7	7	5	—	—	7	7	—

表 4-96 下行半持续调度时 PUCCH 资源索引

PUCCH 的 TPC 命令值	$n_{\text{PUCCH}}^{(1)}$
‘00’	由高层配置的第一个 PUCCH 资源序号
‘01’	由高层配置的第二个 PUCCH 资源序号
‘10’	由高层配置的第三个 PUCCH 资源序号
‘11’	由高层配置的第四个 PUCCH 资源序号

4.7 物理层测量

本节主要描述有关高层测量控制方面的概念，希望读者从中理解高层如何完成对物理层测量进行初始化和控制。根据测量规范，物理层提供 UE 和 E-UTRAN 测量能力。这些测量被分为不同的测量报告类型：同频、异频、系统间、业务量、质量以及 UE 的内部测量。在物理层测量定义中，测量分类为在 UE 中进行的测量和在 E-UTRAN 中进行的测量。为了初始化特定的测量，E-UTRAN 会向 UE 发送 RRC 连接重配置消息，包含测量 ID 和类型、测量命令（建立、修改和释放）、测量目的、测量质量、报告数量以及报告准则（周期的或事件触发）。当报告准则确定之后，UE 将使用测量报告消息向 E-UTRAN 进行应答，包括测量 ID 和测量结果。对于空闲模式，测量信息在系统信息中进行广播。下面简单介绍测量的相关概念以及适用范围，对于测量实现由系统算法自行决定，此处不作描述。

4.7.1 UE 涉及的测量能力

（1）参考信号接收功率（Reference Signal Received Power，RSRP）（见下表）

定义	参考信号接收功率（RSRP），定义为在考虑测量频带上，承载小区专属参考信号的资源粒子的功率贡献（以 W 为单位）的线性平均值。 小区专属参考信号 R_0 将用于决定 RSRP。如果 UE 能可靠地检测到小区专属参考信号 R_1 可用，那么可以使用 R_0 和 R_1 决定 RSRP。 RSRP 的参考点为 UE 的天线连接处。如果 UE 使用接收分集，报告值应该不低于任一独立分集分支的相应 RSRP 值
适用范围	RRC_IDLE 同频。 RRC_IDLE 异频。 RRC_CONNECTED 同频。 RRC_CONNECTED 异频

注意 1：在考虑的测量频率带宽和测量周期内，UE 用于决定 RSRP 的资源粒子的数量需要满足相应的测量精度要求。

注意 2：每个资源粒子功率是由符号的有用部分接收到的能量所确定，不包括 CP 在内。

（2）参考信号接收质量（Reference Signal Received Quality，RSRQ）（见下表）

定义	参考信号接收质量(RSRQ)定义为比值 $N \times \text{RSRP} / (\text{E-UTRA carrier RSSI})$, 其中 N 表示 E-UTRA carrier RSSI 测量带宽中的 RB 的数量。分子和分母应该在相同的资源块上获得。 E-UTRA 载波接收信号场强指示 (E-UTRA Carrier RSSI), 由 UE 从所有源上观察到的总的接收功率 (以 W 为单位) 的线性平均, 包括公共信道服务和非服务小区, 邻近信道干扰、热噪声等。 如果 UE 使用接收分集, 那么报告值应该不低于任一独立分集分支的相应 RSRQ 值
适用范围	RRC_CONNECTED 同频。 RRC_CONNECTED 异频

(3) UTRA FDD 公共导频信道接收信号码功率 (UTRA FDD CPICH RSCP) (见下表)

定义	接收信号码功率, 即在主 CPICH 上测量一个码的接收功率。RSCP 的参考点为 UE 的天线端口。 如果主 CPICH 上采用传输分集, 那么每个天线的接收码功率分别进行测量, 并且总的加起来 (以 W 为单位) 得到主 CPICH 的总接收码功率。如果 UE 使用接收分集, 那么上报的值不应该低于每个独立接收天线分支对应的 CPICH RSCP
适用范围	RRC_IDLE 不同的空口。 RRC_CONNECTED 不同的空口

(4) UTRA FDD 载波接收信号强度指示 (UTRA FDD Carrier RSSI) (见下表)

定义	接收宽带功率, 包括在接收机脉冲成形滤波器定义的带宽内的热噪声和接收机产生的噪声。测量的参考点为 UE 的天线端口。如果 UE 使用接收分集, 上报的值不应该低于每个独立接收天线分支对应的 UTRA carrier RSSI
适用范围	RRC_IDLE 不同的空口。 RRC_CONNECTED 不同的空口

(5) UTRA FDD 公共导频信道每码片信噪比 (UTRA FDD CPICH E_c/N_0) (见下表)

定义	每码片接收能量与带宽内的功率密度的比值。如果 UE 没有使用接收分集, CPICH E_c/N_0 与 CPICH RSCP/UTRA Carrier RSSI 的值相同。测量在主 CPICH 上进行。CPICH E_c/N_0 的参考点为 UE 的天线端口。如果主 CPICH 采用传输分集, 那在计算 E_c/N_0 之前, 每个天线上的每码片接收能量应该分别进行测量, 并且总的加起来 (以 W_s 为单位) 得到主 CPICH 的总的每码片接收能量。如果 UE 使用接收分集, 那么测量的 CPICH E_c/N_0 值不应低于接收天线分支 i 对应的 CPICH RSCP _{i} /UTRA 载波 RSSI _{i} 的值
适用范围	RRC_IDLE 不同的空口。 RRC_CONNECTED 不同的空口。

(6) GSM 载波接收信号强度指示 (GSM Carrier RSSI) (见下表)

定义	接收信号强度指示, 即在相应的信道带宽中的宽带接收功率。测量在 GSM BCCH 载波上进行。RSSI 的参考点为 UE 的天线端口
适用范围	RRC_IDLE 不同的空口。 RRC_CONNECTED 不同的空口

(7) UTRA TDD 载波接收信号强度指示 (UTRA TDD Carrier RSSI) (见下表)

定义	接收宽带功率，包括在接收机脉冲成形滤波器定义的带宽内，在 TDD 特定的时隙内的热噪声和接收机产生的噪声。测量的参考点为 UE 的天线端口
适用范围	RRC_IDLE 不同的空口。 RRC_CONNECTED 不同的空口

(8) UTRA TDD 主公共控制物理信道接收信号码功率 (UTRA TDD P-CCPCH RSCP) (见下表)

定义	接收信号码功率，即邻近的 UTRA TDD 小区中 P-CCPCH 上的接收功率。RSCP 参考点为 UE 的天线端口
适用范围	RRC_IDLE 不同的空口。 RRC_CONNECTED 不同的空口

4.7.2 E-UTRAN 的测量能力

(1) 下行参考信号发射功率 (DL RS TX Power) (见下表)

定义	下行参考信号发射功率，即对于需要考虑的小区，在系统带宽内，eNode B 传输的小区专属参考信号的资源粒子的功率贡献（以 W 为单位）的线性平均。 可以使用小区专属参考信号 R_0 和 R_1 （如果可用）来决定下行参考信号发射功率。 下行参考信号功率测量的参考点为发射天线端口

(2) 接收的干扰功率 (见下表)

定义	上行接收的干扰功率，包括 N_{sc}^{RB} 中一个物理资源块的带宽内的热噪声。上报的值包括物理资源块 $n_{PRB} = 0, \dots, N_{RB}^{UL} - 1$ 接收的干扰功率。测量的参考点为接收天线端口。如果接收分集，上报的值为分集支路功率值的线性平均

(3) 热噪声 (见下表)

定义	上行热噪声，在上行系统带宽内的 N_{RB}^{UL} 资源块。即定义为 $(N_o \times W)$ ，其中 N_o 表示上行载波频率的白噪声功率谱密度，并且 $W = N_{RB}^{UL} \cdot N_{sc}^{RB} \cdot \Delta f$ 表示上行系统带宽。上报的测量还包括接收干扰功率测量。在同一个时间段内获得的热噪声被当做接收干扰功率测量。测量的参考点为接收天线端口。如果接收分集，上报的值应该为分集支路功率值的线性平均

(4) 定时提前 (TADV) (见下表)

定义	类型 1: 定时提前类型 1 定义为时间差: $TADV = (\text{eNodeB 收发时间差}) + (\text{UE 收发时间差})$ 这里 eNodeB 收发时间差对应于上报收发时间差的同一 UE。 类型 2: 定时提前类型 2 定义为时间差: $TADV = (\text{eNodeB 收发时间差})$ 这里 eNodeB 收发时间差对应包含各自不同的 PRACH 的收到的上行无线帧

(5) eNodeB 收发时间差（见下表）

定义	eNodeB 的收发时间差定义为 $T_{\text{eNB-RX}} - T_{\text{eNB-TX}}$ 这里： $T_{\text{eNB-RX}}$ 是 eNodeB 接收到的上行无线帧 i 的定时，定义为时间上的第一个探测路径，其参考点为接收天线的天线连接处。 $T_{\text{eNB-TX}}$ 是 eNB 发送的下行无线帧 i 的定时，其参考点位于发送天线的天线连接处

(6) UE 定位的小区帧 UE GNSS 定时（见下表）

定义	小区 j 和对于特定 GNSS（如 GPS/Galileo/Glonass 系统时间）的 GNSS 专用参考时间间的定时。 TUE-GNSS 被定义为根据特定 GNSS Id 的 GNSS 时间的指定 E-UTRAN 时间的发生时间。指定的 E-UTRAN 时间为小区 j 的小区专用参考信号的时间上第一个探测路径中通过 SFN 识别的特定帧的开始，这里小区 j 由 UE 选择。TUE-GNSS$_j$ 的参考点位于 UE 的天线连接处

(7) 到达角（AoA）（见下表）

定义	AoA 定义用户在参考方向上的估计角度。这个测量的参考方向应该是地理上的北方，逆时针方向为正。AoA 在对应这个用户的上行信道的 eNodeB 的天线处获得

第 5 章 LTE 空口协议与 RRC 处理

任何一个通信系统中空口（空中接口）技术都属于关键技术，同样在 LTE 系统中空口技术也是至关重要。E-UTRAN 采用了扁平化的设计，在其网络结构中没有 RNC，所以整个空口协议结构与现有的网络有较大差异。E-UTRAN 空口包含物理层（L1）、数据链路层（L2）以及网络层（L3）。数据链路层包含媒体接入控制（Medium Access Control，MAC）子层、无线链路控制（Radio Link Control，RLC）子层以及分组数据汇聚（Packet Data Convergence Protocol，PDCP）子层。网络层（L3）和无线资源控制（Radio Resource Control，RRC）层被划分为用户面和控制面。为了更好地掌握 LTE 系统的空口协议的实现，本章将会对这几个部分结构及功能进行介绍。

5.1 E-UTRAN 无线接口架构划分

1. E-UTRAN 空口划分

E-UTRAN 系统无线接口分为用户面（如图 5-1 所示）和控制面（如图 5-2 所示）两个部分。扁平化的架构使网络数据处理更加便捷，减少了网络、网元之间的交互时间。

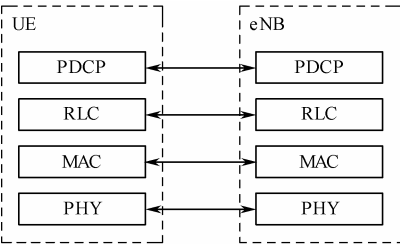


图 5-1 用户面协议结构

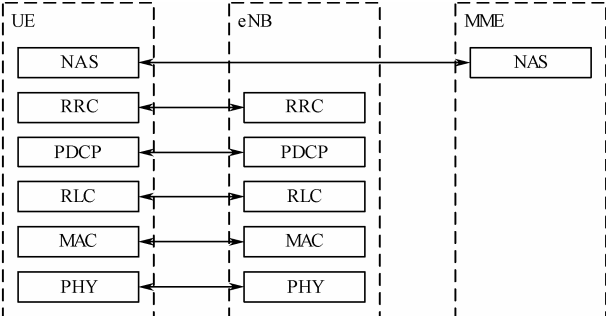


图 5-2 控制面协议结构

关于用户面和控制面的功能在本书的第 1 章已经简单介绍过。用户面就是为上层协议提供用户数据传输功能，同时为控制面提供信令传输通道。控制面负责用户资源的管理、无线呼叫接入等功能。

2. E-UTRAN 无线链路控制层结构

无线链路控制层主要完成可靠性头压缩（ROHC）、安全处理、ARQ 分段、复用以及 HARQ 等功能。无线链路控制层下行、上行协议栈结构不同，具体结构分别如图 5-3 和图 5-4 所示。

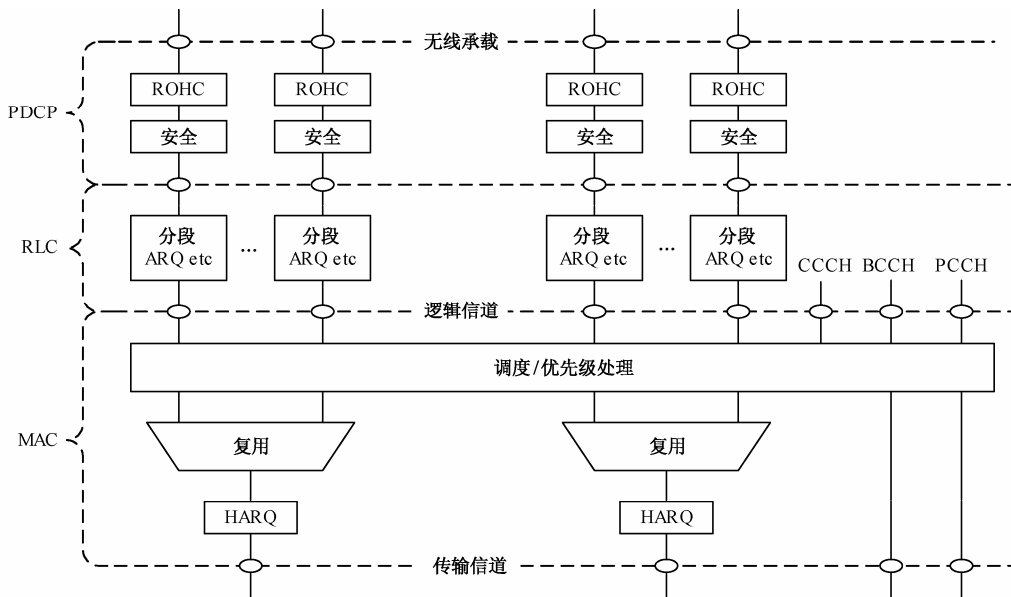


图 5-3 数据链路层（L2）下行协议栈结构

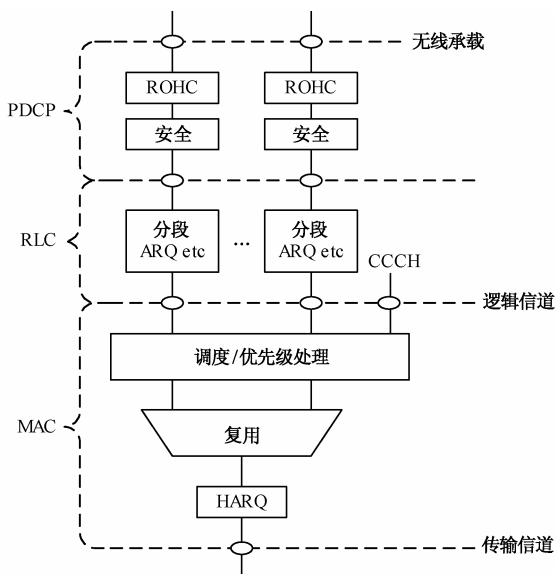


图 5-4 数据链路层（L2）上行协议栈结构

下面将对每个子层功能、提供的服务以及相关的处理进行介绍。

5.2 媒体接入控制（MAC）子层

5.2.1 MAC 子层功能

E-UTRAN 提供了两种 MAC 实体，一种位于 UE 侧；另一种位于 eNodeB。总体来讲 MAC 子层为上层提供数据传输和无线资源调度服务，具体服务如下。

- (1) 逻辑信道和物理信道之间的映射。

(2) 将来自逻辑信道的数据 MAC SDU 复用到传输块（TB），并且通过传输层传送到物理层。

(3) 将传输信道上的来自物理层的传输块（TB）解复用为逻辑信道上的 MAC SDU。

(4) 调度信息上报。

(5) 通过 HARQ 纠正传输错误。

(6) UE 之间动态调度的优先级处理。

(7) 逻辑信道的优先级处理。

(8) 传输格式选择。
- eNodeB 和 UE 之间的 MAC 功能有所不同，具体区分如表 5-1 所示。

表 5-1 eNodeB 和 UE 的 MAC 子层上、下行功能对比

MAC功能	UE	eNodeB	下行	上行
逻辑信道和传输信道之间的映射	X		X	X
		X	X	X
复用	X			X
		X	X	
解复用	X		X	
		X		X
通过HARQ的错误纠正	X		X	X
		X	X	X
传输信道的选择		X	X	X
UE之间的动态调度优先级处理		X	X	X
同一个UE的不同逻辑信道的优先级处理		X	X	X
逻辑信道的优先级控制	X			X
调度信息上报	X			X

另外，MAC 子层也需要物理层提供以下服务。

- 数据传输：MAC 层通过传输信道访问物理层的数据传输服务，而传输信道的特征通过传输格式进行定义，它指示物理层如何处理相应的传输信道，例如信道编码、交织以及速率匹配等。
- HARQ 反馈信息（HARQ ACK/NACK）。
- 调度请求信令（SR）。
- 测量（比如信道质量 CQI，编码矩阵 PMI 等）。

5.2.2 MAC 子层信道

UE 与 eNodeB 上 MAC 实体主要处理如下传输信道。

- 广播信道（Broadcast Channel，BCH）。
- 下行共享信道（Downlink Shared Channel，DL-SCH）。
- 呼叫信道（Paging Channel，PCH）。
- 上行共享信道（Uplink Shared Channel，UL-SCH）。
- 随机接入信道（Random Access Channel，RACH）。

传输信道的概念是从功能角度进行确定，不像逻辑信道那样设立专门的逻辑信道号，仅从功能上描述。对于 MAC 子层与物理层之间的处理，自然可以设置专门的通道，也可以通过一些简单的标识来处理，这些都是信道的一种表现形式。

- 信道可以认为是不同协议层之间的业务接入点（SAP），是下一层向它的上层提供的服务。LTE 沿用了 UMTS 里面的三种信道：逻辑信道、传输信道与物理信道。从协议栈的角度来看，物理信道是物理层的，传输信道是物理层和 MAC 子层之间的信道，逻辑信道是 MAC 子层和 RLC 子层之间的信道，具体地讲，三种信道的侧重点是不同的。

（1）逻辑信道按照消息的类别不同，对业务和信令消息进行了分类，获得的相应信道称为逻辑信道，这种信道的定义只是逻辑上的人为定义。

（2）传输信道对应的是空中接口上不同信号的基带处理方式，根据不同的处理方式来描述信道的特性参数，构成了传输信道的概念，具体来说就是信号的信道编码、选择的交织方式（交织周期、块内/块间交织方式等）、CRC 冗余校验的选择以及块的分段等过程的不同，而定义了不同类别的传输信道。

（3）物理信道，就是在特定的频域与时域上采用特定的调制编码方式发送数据的通道，物理信道就是空中接口的承载媒体，根据它所承载的上层信息的不同定义了不同类型的物理信道。

与 MAC 子层相关的信道有传输信道与逻辑信道，比如传输信道是物理层提供给 MAC 子层的服务，MAC 子层可以利用传输信道向物理层发送数据与接收数据，而逻辑信道是 MAC 子层向 RLC 子层提供的服务，RLC 子层可以使用这些逻辑信道向 MAC 子层发送数据和接收数据。

1. MAC 子层传输信道分类

MAC 子层使用的传输信道如表 5-2 所示。

表 5-2 上、下行相关的传输信道

传输信道分类	缩写	下行	上行
Broadcast Channel 广播信道	BCH	X	
Downlink Shared Channel 下行共享信道	DL-SCH	X	
Paging Channel 寻呼信道	PCH	X	
Uplink Shared Channel 上行共享信道	UL-SCH		X
Random Access Channel 随机接入信道	RACH		X

上述传输信道的用途与处理方式具体如下。

（1）BCH（广播信道）：下行方向，采用固定的预定义传输格式，例如具有固定大小、固定发送周期以及调制编码方式等。除了 MIB 消息在专属的物理信道上传输外，其他的广播消息（SIB）都是在物理共享信道上传输的，不再像 UMTS 那样留有专门的物理信道用于传输广播消息。

（2）PCH（寻呼信道）：下行方向，支持 UE 的非连续接收方式，映射到物理下行共享信道，与 BCH 类似。

（3）DL-SCH/UL-SCH（下行/上行共享信道）：可以传输业务数据以及系统控制信息。

（4）RACH（随机接入信道）：上行方向，用于传输随机接入前导、发射功率等信息。

由上可知，除了指定特定的资源用于系统广播消息、上行的接入信息以及上、下行信道控制信息外，其他的资源对所有用户来说都是共享的，进行统一调度。

2. MAC 子层逻辑信道分类

MAC 子层提供的逻辑信道如表 5-3 所示。

表 5-3 MAC 子层提供的逻辑信道

逻辑信道名	缩写	控制信道	业务信道
Broadcast Control Channel 广播控制信道	BCCH	X	
Paging Control Channel 寻呼控制信道	PCCH	X	
Common Control Channel 通用控制信道	CCCH	X	
Dedicated Control Channel 专用控制信道	DCCH	X	
Dedicated Traffic Channel 专用数据信道	DTCH		X

上述逻辑信道的用途与处理方式具体如下。

(1) BCCH（广播控制信道）：下行信道，用于广播系统控制信息（例如系统带宽、天线数目以及各种信道的配置参数等）。

(2) PCCH（寻呼控制信道）：下行信道，用于传输呼叫信息（被叫号码等）以及系统信息改变时的通知，这个信道用于系统不知道 UE 所在的小区位置时的呼叫。另外，当系统知道 UE 的具体位置时，可以使用共享信道来呼叫，但是对于系统信息改变还是必须使用 PCCH 的，因为那时它呼叫的是小区内的所有 UE。

(3) CCCH（通用控制信道）：下行信道，用于传递 UE 与系统之间的控制信息，当 UE 还没有 RRC 连接时，使用这个控制信道来传递控制信息，例如传输接入时，由于还没有 RRC 连接，RRC 连接请求消息就是在这个逻辑信道上发送的。因此没有 RRC 连接的 UE 都可以使用这个信道。

(4) DCCH（专用控制信道）：上行 / 下行信道，点对点的双向信道，用于传递 UE 与系统之间的专用控制信息，因此 UE 必须建立 RRC 连接。

(5) DTCH（专用数据信道）：上行 / 下行信道，点对点的双向信道，用于传递用户数据。当MAC子层通过PDCCH物理信道指示无线资源使用的时候，MAC子层会根据逻辑信道的类型把相应的RNTI映射到PDCCH，这样用户通过匹配不同的RNTI可以获取相应的逻辑信道的数据，下面我们来了解一下RNTI的使用。

- C-RNTI、Temporary C-RNTI 以及半静态调度 C-RNTI 用于 DCCH 与 DTCH。
- P-RNTI：用于 PCCH。
- RA-RNTI：用于在 DL-SCH 上接收随机接入响应。
- Temporary C-RNTI：用于在随机接入过程中接收 CCCH。
- SI-RNTI：用于 BCCH。

RNTI 与逻辑信道的对应关系如图 5-5 所示。

3. MAC 子层逻辑信道与传输信道的映射

MAC 实体负责把上行、下行的逻辑信道映射到相应的上行传输信道，映射关系如图 5-6 与图 5-7 所示。

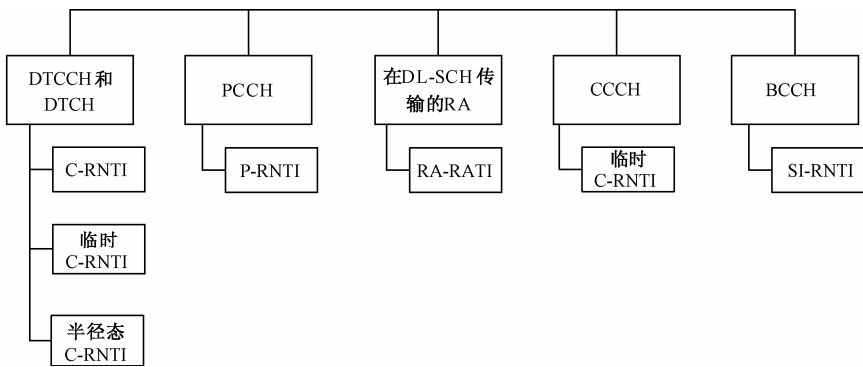


图 5-5 RNTI 与逻辑信道映射关系

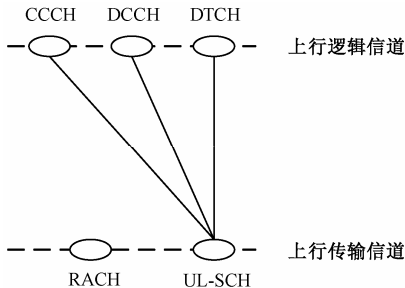


图 5-6 上行逻辑信道与传输信道的映射

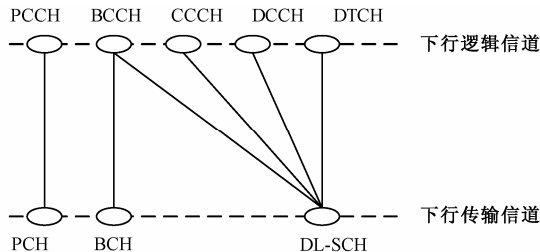


图 5-7 下行逻辑信道与传输信道的映射

5.2.3 MAC 的 PDU 格式和 SDU 格式

MAC PDU 是八位对齐的比特流，最高位是第一行的最左边的比特位，最低位是最后一行的最右边的比特位。MAC SDU 也是八位对齐的比特流。MAC PDU 里面的参数也是按照相同的顺序，高位在左边，低位在右边的顺序摆放。一个 MAC PDU 包含一个头部、零个或多个 SDU、零个或多个控制单元以及可选的填充位。MAC 头部与 MAC SDU 长度是可变的。一个 MAC PDU 头部可能包含一个或多个子头部（Subheader），每一个子头对应一个 SDU、控制信息单元（Control Element）或者填充位。通常 MAC PDU 子头由六个域（R/R/E/LCID/F/L）组成，如图 5-8 所示。但是对于最后一个子头、固定长度的 MAC 控制信息单元以及填充位对应的子头部，只包含四个域（R/R/E/LCID），如图 5-9 所示。

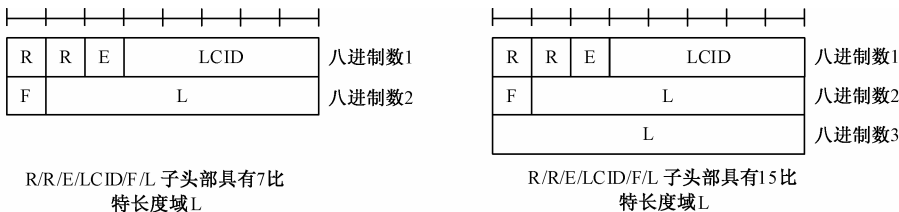


图 5-8 R/R/E/LCID/F/L MAC 子头部

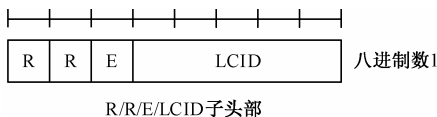


图 5-9 R/R/E/LCID MAC 子头部

MAC 头部中各个参数的含义。

- LCID: 逻辑信道标识。范围如表 5-4 和表 5-5 所示。
- L: 指示 SDU 或者控制消息的长度, 除了最后一个子头以及固定长度的控制消息对应的子头, 每一个子头都有一个 L 域, 它的长度由 F 域指示。
- F: 如果 SDU 或者控制消息的长度大于 128 byte, 那么设置 F=1; 否则设为 0, 通过 F 的值, 我们就可以知道对应的 L 值的大小了。
- E: 指示 MAC 头部是否有多个域, 当 E=1 时, 意味着接下来存在另外一组 R/R/E/LCID 域; 如果是 0, 那么接下来为净荷 (Payload)。
- R: 预留比特位, 设为 “0”。

表 5-4 下行 LCID 含义

LCID索引	LCID取值
00000	CCCH
00001~01010	逻辑信道ID
01011~11011	预留
11100	UE竞争解决ID
11101	时间提前命令使用
11110	非连续接收 (DRX)
11111	填充

表 5-5 上行 LCID 含义

LCID索引	LCID取值
00000	CCCH
00001~01010	逻辑信道ID
01011~11001	预留
11010	功率余量上报 (PHR)
11011	C-RNTI
11100	截断缓冲状态报告 (BSR)
11101	短缓冲状态报告 (BSR)
11110	长缓冲状态报告 (BSR)
11111	填充

MAC PDU 子头部的顺序跟 MAC SDU、MAC 控制信息单元以及填充部分出现的顺序是一致的。MAC 控制信息单元位于其他 MAC SDU 的前面。填充部分一般放在 MAC PDU 的最后面, 不过如果只有一个字节或者两个字节的填充部分时, 它就放在 MAC PDU 的最前面。填充部分的内容可以是任何值, 因为接收方会直接忽略掉这里面的内容。对于一个 UE, 每次一个传输块只能携带一个 MAC PDU。如果有两个传输块时, 可以携带两个 PDU (当使用空间复用的传输方式时)。图 5-10 所示的是 MAC PDU 的通用格式。

5.2.4 MAC 子层参与的过程

1. 随机接入过程

随机接入是蜂窝系统中的一个最基本功能, UE 通过随机接入过程向网络侧发出连接建立的请求。随机的接入场景分为如下两种。

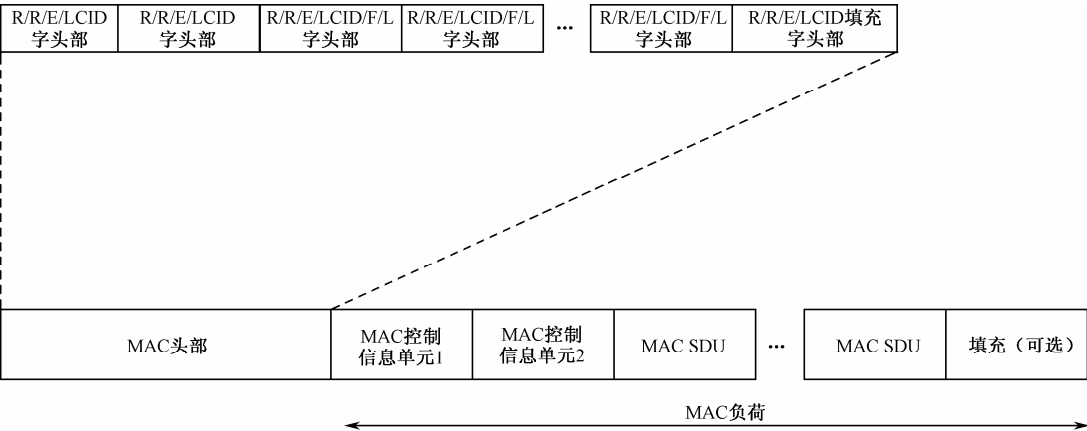


图 5-10 MAC PDU（携带头部、控制信息单元、SDU 以及填充部分）

- (1) 基于竞争模式的随机接入。
- RRC_IDLE 状态下的初始接入。
 - 无线链路出错以后的初始接入。
 - RRC_CONNECTED 状态下,当有上行数据传输时,上行失去同步后或者没有 PUCCH 资源用于发送调度请求消息,需要触发随机接入。
- (2) 基于非竞争模式的随机接入。
- RRC_CONNECTED 状态下,当下行有数据传输时,这时上行失去同步,eNodeB 无法保证能够收到 UE 的确认信息,但是下行还是同步的,因此可以通过下行消息告诉 UE 发起随机接入需要使用的资源,比如前导序列以及发送时机等,因为这些资源都是双方已知的,因此不需要通过竞争的方式接入系统。
 - 切换过程中的随机接入,在切换的过程中目标 eNodeB 可以通过服务 eNodeB 来告诉 UE 可以使用的资源。

是否基于竞争取决于当时终端能否监听到 eNodeB 下发的下行控制信道,以便获得特定的资源用于传输上行前导,当然这个判断是由 eNodeB 作出的,而不是 UE 自己来决定的。随机接入过程可以由 PDCCH 命令触发或者 MAC 子层自己来触发,关于随机接入过程初始化在之前的章节中已经描述,此处不再过多描述,我们简单了解一下竞争随机接入的处理步骤。这个过程一般分成四步,如图 5-11 所示。

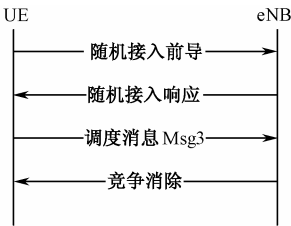


图 5-11 竞争随机接入过程

- (1) 在发送上行接入前导序列之前,终端应该已经和系统完成下行同步,下行同步意味着 UE 获得了帧同步以及系统广播消息,但是上行并没有同步,通过前导序列,让 eNodeB 知道存在一个 UE 试图跟 eNodeB 建立连接,eNodeB 根据确认的前导,分配相应的资源用于发送消息 3 (Msg3)。
- (2) eNodeB 通过时隙调整确保上行同步,同时分配上行资源,这些内容由随机接入响应消息携带给 UE。
- (3) UE 在已经分配的资源上发送用户 ID 以及相应的 UL-SCH 信息用于发送用户 ID 以及 RRC 连接请求之类的等基本信息。
- (4) eNodeB 通过 DL-SCH 给 UE 发送冲突解决消息。

在整个过程中第一步是物理层过层，后面三个步骤跟普通的数据传输过程没有区别，因为在随机接入的过程中，这些消息的内容不是固定的，有时候可能携带 RRC 连接请求，有时候可能会携带一些控制消息甚至业务数据包，因此简称为消息 3。消息 3 是有可能冲突的，UE 在发完消息后就要立刻启动竞争消除定时器(而随后每一次重传消息 3 都要重启定时器)。对于初始接入来说，如果在第三步的上行消息中包含 CCCH SDU(例如 RRC 连接请求消息)，并且 UE 收到下行 PDCCH 发送的临时 C-RNTI，同时 MAC PDU 解码成功，则停止竞争消除定时器。如果 MAC PDU 包含 UE 竞争消除 ID 的控制消息单元，并且这个 ID 跟上行发送的竞争消除 ID 匹配，则认为竞争消除成功，并对这个 MAC PDU 解复用并提取里面的内容，把临时 C-RNTI 设置为 C-RNTI，同时丢弃临时 C-RNTI，然后确认随机接入成功。否则 UE 会认为随机接入失败并丢弃这个 MAC PDU，丢弃临时 C-RNTI。如果竞争消除定时器超时，则认为接入失败，失败后会按照回退机制重新开始随机接入过程，并向上层报告接入失败。

2. 回退处理

在系统处于过载的情况下，由于 eNodeB 无法分配更多的 Msg3 使用的资源，希望一些 UE 能够晚一点发送消息，需要使用回退参数，该参数是随机接入响应的 RAR 消息格式里的回退 (Backoff) 参数，这就是后退机制的参数。如果监听 RAR 消息的 UE 发现有一个 Backoff 指示，那么它就会把这个值保存起来，在随后需要重新做随机接入的时候，可以随机从 0 到 Backoff 值里选一个值作为推迟发前导序列的时间。LTE 系统里，回退的范围是由基站确定的，基站可以根据系统当前的负载情况来选择一个恰当的值。表 5-6 提供了 Backoff 参数取值。

表 5-6 回退 (Backoff) 参数取值

索引	Backoff参数取值 (ms)
0	0
1	10
2	20
3	30
4	40
5	60
6	80
7	120
8	160
9	240
10	320
11	480
12	960
13	保留
14	保留
15	保留

3. DRX (非连续接收)

UE 可以在一段时间里停止监听 PDCCH 信道，这种状态称为非连续接收 (DRX)。DRX 分为两种。

- 空闲态 DRX，即 UE 处于 IDLE 状态下的非连续性接收。由于处于 IDLE 状态时，已经没有任何 RRC 连接以及用户的专用资源，因此主要是监听呼叫信道与广播信道，只要定义好固定的周期，就可以达到非连续接收的目的。
- 另一种就是激活态 DRX，也就是 UE 处在 RRC-CONNECTED 状态下的 DRX。可以优化系统资源配置，更重要的是可以节约 UE 功率，而不需要通过让 UE 进入到 RRC_IDLE 模式。

为了理解 DRX，我们先了解下面几个定时器与概念（以 ms 为单位）。

(1) On duration Timer（监听周期）：UE 每次从 DRX 醒来后维持醒着的时间，UE 在该段时间内会搜索 PDCCH。

(2) Active Time（激活时间）：UE 从 DRX 醒来后保持醒着的总时间，在此时间段 UE 监听 PDCCH，包括所有导致 UE 处于 ACTIVE 的状态。

(3) HARQ RTT Timer（HARQ RTT 时间）：UE 预期下行重传到达的最少间隔时间，也就是说重传最早会什么时候到，那么 UE 暂且不需要理会，也就等到这个定时器超时了，UE 就要处于监听的状态。

(4) DRX Retransmission Timer（DRX 重传时间）：UE 预期接收下行重传的时间，也就是需要这么多时间来接收下行重传。

(5) DRX cycle length（DRX 周期长度）：DRX 周期长度一旦配置就固定，即不会因为 active time 大于 on duration 而变化。

4. 调度处理

在 LTE 系统中除了很少的几个信道有专门对应的物理信道，例如广播信道（PBCH），而且它传输的消息主要也是 MIB 消息，而其余的 SIB 消息依然使用共享信道传输，资源是以共享的方式存在。那么为什么要设计调度器呢？主要是因为调度的好坏对于系统的性能影响很大，由于不同的业务对服务质量（QoS）的要求是不同的，因此调度的好坏直接影响 QoS 是否可以满足，即直接影响用户体验感。合理利用时 / 频 / 空 / 功率资源用于不同的 UE 和不同的业务，保证各种业务的 QoS，可以提高系统的容量。另外除了满足业务的服务质量外，我们还必须保证系统的容量能够得到保证，如何充分提高系统容量？这就要求我们必须把链路性能与服务质量结合起来整体考虑。了解了调度的重要性，我们再来看看调度的原则。eNodeB 负责上行、下行的调度，上行、下行调度由不同的调度器负责，另外，上行、下行使用完全独立的资源，也是独立监测链路性能。因此设计时，尽量能够独立，但是如果采用 TDD-LTE 的制式，可以根据上行、下行信道的互易性结合起来调度。另外，调度器的设计还需要考虑业务的 QoS、业务量以及相关的无线承载、无线条件以及 UE 能力等因素。除此之外调度设计时还需要考虑不同用户之间的优先级处理、同一个用户的不同业务的优先级处理、调度公平性。LTE 系统中调度包含动态调度、半静态调度、静态调度三种，下面我们来看看三者之间的区别。

1) 动态调度

为了方便理解，我们结合上行动态调度示意图 5-12 来看。

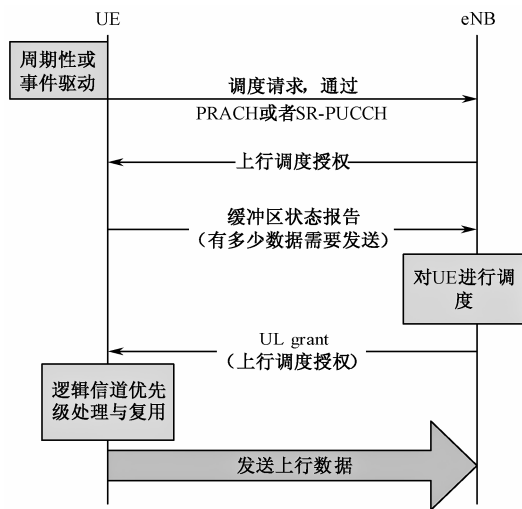


图 5-12 上行动态调度示意图

上图简单描述了一个上行动态调度过程：

① UE 端上行有数据需要发送，那么 UE 需要为这些数据申请上行资源。UE 可以通过 SR-PUCCH 上行 SR 控制信道来发送调度请求，或者通过 PRACH 过程，此时是采用竞争的方式发送调度请求。

② eNodeB 按照一定的调度原则，决定是否给 UE 分配资源，如果分配资源则通过上行调度授权（UL grant）告诉 UE。

③ UE 发送报告告诉 eNodeB 对应的逻辑信道组有多少数据要发送。然后 eNodeB 根据用户请求的资源情况，分配相应的资源，然后通过 UL grant 通知 UE。

④ UE 根据一定的优先级原则在逻辑信道上发送上行数据。

2）半静态调度（SPS）

半静态调度是一种优化的方式，RRC 信令负责配置静态调度周期，不需要动态调度。

PDCCH 信令负责激活 / 去激活半静态调度资源。这些资源主要是分配那些需要周期性调度的业务，比如 VoIP 业务，这种分配方式减少了空口资源的使用。对于上行，当上行 SPS 授权（Grant）配置完毕，则 UE 认为满足下式的子帧都会存在这个授权。

$$(10 \times \text{SFN} + \text{subframe}) = [(10 \times \text{SFN}_{\text{start time}} + \text{Subframe}_{\text{start time}}) + N \times \text{semiPersistSchedIntervalUL} + \text{Subframe\_Offset} \times (N \bmod 2)] \bmod 10240$$

其中 $N > 0$ ；semiPersistSchedIntervalUL 是上行半静态调度间隔；Subframe 是当前子帧；Subframe_Offset 是子帧偏移；SFN_{start time} 和 Subframe_{start time} 是配置资源分配的起始系统帧（SFN）与起始子帧，这些值的设置可以在初始化或者重配的时候告诉 UE。对于下行，当下行 SPS 资源分配配置完毕，在每一个子帧中，UE 通过如下公式计算来判断是不是在这个子帧有资源分配。

$$(10 \times \text{SFN} + \text{Subframe}) = [(10 \times \text{SFN}_{\text{start time}} + \text{Subframe}_{\text{start time}}) + N \times \text{semiPersistSchedIntervalDL}] \bmod 10240$$

其中， $N > 0$ ；semiPersistSchedIntervalDL 是下行半静态调度间隔；Subframe 是当前子帧；SFN_{start time} 和 Subframe_{start time} 是配置资源分配的起始 SFN 与起始子帧，这些值的设置可以在初始化或者重配的时候告诉 UE。

3) 静态调度

静态调度具有周期性及可配置性。这些主要是针对广播消息的，也就是 SIB 消息映射到共享信道，然后周期性发送。例如寻呼消息，它总是周期性地获得调度资源。

5. HARQ 基本原理

1) 概述

除了使用传统的追赶 (Chase) 合并的 HARQ 技术，LTE 还采用了增量冗余 (IR) HARQ，既通过第一次传输发送的信息和一部分冗余信息，如果第一次传输没有成功解码，则可以通过重传更多的冗余信息降低信道的误码率，从而实现更高的解码成功率。如果加上重传的冗余信息仍无法正确解码，则进行再次重传，随着重传次数的增加，冗余信息不断积累，信道编码率不断降低，从而可以获得更好的解码效果。

下行 HARQ 采用多通道 (进程) 的“停止-等待” HARQ 实现方式，即对于某一个 HARQ 进程，在等待 ACK/NACK 反馈之前，此进程暂时中止传输，当收到反馈后，再根据反馈的是 ACK 还是 NACK 选择发送新的数据还是重传数据。HARQ 根据不同的使用机制有如下几种类别。

- 按照重传发生的时刻来区分，可以将 HARQ 分为同步和异步两类。
- 根据重传时的数据特征是否发生变化又可将 HARQ 分为非自适应和自适应两类。

下面我们分别了解一下各自的机制。

(1) 同步和异步 (HARQ)

同步 HARQ 是指一个 HARQ 进程的传输 (重传) 发生在固定的时刻，由于接收端预先已知传输的发生时刻，因此不需要额外的信令开销来标识 HARQ 进程的序号，此时的 HARQ 进程序号可以从子帧号获得。

异步 HARQ 是指一个 HARQ 进程的传输可以发生在任何时刻，接收端预先不知道传输的发生时刻，因此，HARQ 进程的处理序号需要连同数据一起发送。

由于同步 HARQ 的重传发生在固定时刻，没有附加进程序号，则同步 HARQ 在某一时刻只能支持一个 HARQ 进程。当然 HARQ 操作在一个时刻可以同时支持多个 HARQ 进程的发生，但是此时同步 HARQ 需要额外的信令开销来标识 HARQ 的进程序号。而异步 HARQ 本身可以支持传输多个进程。另外，在同步 HARQ 方案中，发送方无法充分利用重传的所有时刻，例如为了支持优先级较高的 HARQ 进程，则必须中止预先分配给该时刻的进程，那么此时仍需要额外的信令信息。

(2) 非自适应和自适应 (HARQ)

数据特征包括资源块的分配、调制方式、传输块的长度以及传输的持续时间。自适应传输是指在每一次重传过程中，发送端可以根据实际的信道状态信息改变部分的传输参数，因此，在每次传输的过程中包含传输参数的控制信令信息要一并发送。可改变的传输参数包括调制方式、资源单元的分配和传输的持续时间等。在非自适应系统中，这些传输参数相对于接收端而言都是预先已知的，因此，包含传输参数的控制信令信息在非自适应系统中是不需要被传输的。

在重传的过程中，可以根据信道环境自适应地改变重传包格式和重传时刻的传输方式，可以称为基于 IR 类型的异步自适应 HARQ 方案。这种方案可以根据时变信道环境的特性有效地分配资源，但是具有灵活性的同时也带来了更多的系统复杂性。在每次重传过程中包含

传输参数的控制信令信息必须与数据包一起发送，这样就会造成额外的信令开销。而同步 HARQ 在每次重传过程中的重传包格式，重传时刻都是预先已知的，因此不需要额外的信令信息。

（3）优劣对比

相对于异步 HARQ 而言，同步 HARQ 具有以下优势。

- 控制信令开销小，在每次传输过程中的参数都是预先已知的，不需要标识 HARQ 的进程序号。
- 在非自适应系统中接收端操作复杂度低。
- 提高了控制信道的可靠性，在非自适应系统中，有些情况下控制信道的信令信息在重传时与初始传输是相同的，这样就可以在接收端进行软信息合并从而提高控制信道的性能。

异步 HARQ 具有以下优势。

- 如果采用完全自适应的 HARQ 技术，在资源分配时可以采用离散、连续的子载波分配方式，调度会具有很大的灵活性。
- 可以支持一个子帧的多个 HARQ 进程。
- 重传调度的灵活性较好。

（4）LTE 系统中 HARQ 的使用

LTE 下行链路系统中将采用异步自适应的 HARQ 技术。因为相对于同步非自适应 HARQ 技术而言，异步 HARQ 更能充分利用信道的状态信息，从而提高系统的吞吐量。另一方面，异步 HARQ 可以避免重传时资源分配发生冲突而造成性能损失。例如，在同步 HARQ 中，如果优先级较高的进程需要被调度，但是该时刻的资源已被分配给某一个 HARQ 进程，那么资源分配就会发生冲突，而异步 HARQ 的重传不是发生在固定时刻，可以有效地避免这个问题。

同时，LTE 系统将在上行链路采用同步非自适应 HARQ 技术。虽然异步自适应 HARQ 技术相比较同步非自适应技术而言，在调度方面的灵活性更高，但是后者所需的信令开销更少。由于上行链路的复杂性，来自其他小区用户的干扰是不确定的，因此基站无法精确估测出各个用户的信噪比（SINR）值。在自适应调制编码系统中，一方面自适应调制编码需要根据信道的质量情况来选择合适的调制和编码方式，能够提供粗略的数据速率的选择。另一方面 HARQ 基于信道条件提供精确的编码速率调节，由于 SINR 值的不够准确会导致上行链路对于调制编码模式的选择不够精确，所以更多地依赖 HARQ 技术来保证系统的性能。因此，上行链路的平均传输次数会高于下行链路的平均传输次数。所以考虑到控制信令的开销问题，在上行链路确定使用同步非自适应 HARQ 技术。

2）下行 HARQ 处理通用步骤

下行异步 HARQ 操作是通过上行 ACK/NACK 信令传输、新数据指示、下行资源分配信令传输和下行数据的重传来完成的。每次重传的信道编码冗余版本是预定义好的，不需要额外的信令支持。由于下行 HARQ 重传的信道编码率是确定的，虽然不进行完全的 MCS 选择，但仍可以进行调制方式的选择。调制方式的变化会同时造成资源块数目的不同，因此需要通过下行的信令资源分配指示通知 UE，另外，还需要通过一个比特的新数据指示符（New Data Indication, NDI）指示此次传输是新数据还是重传数据。下行 HARQ 流程的时序处理示意图如图 5-13 所示。

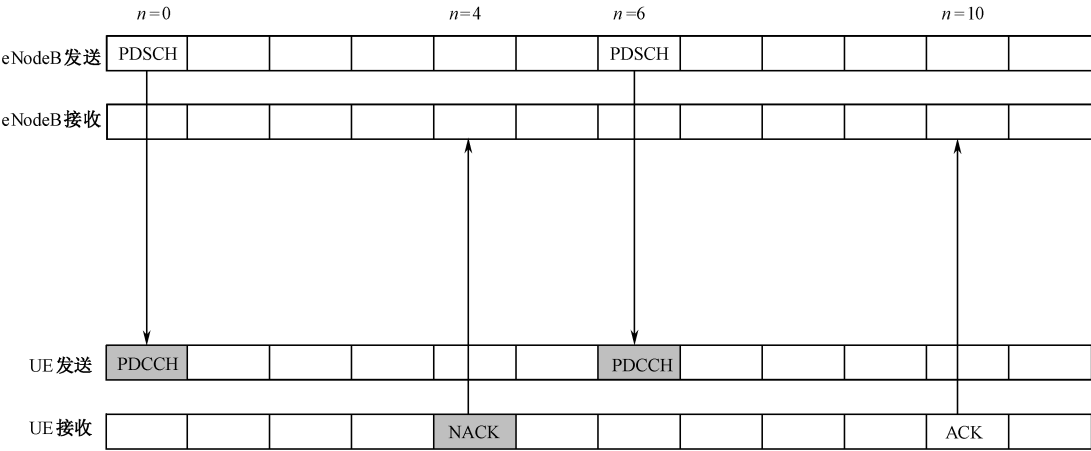


图 5-13 下行 HARQ 时序图

首先，eNodeB 在时刻 $n=0$ 的 PDSCH 信道发送了一组下行数据，UE 监听到后进行解码，发现解码失败，它将在时刻 $n=4$ 的上行控制信道(PUCCH)向 eNodeB 反馈上次传输的 NACK 信息，eNodeB 对 PUCCH 中的 NACK 信息进行解调和处理，然后根据下行资源分配情况对重传数据进行调度，此时的调度时间并没有规定，eNodeB 可以根据情况来调度，这里假设在时刻 $n=6$ 在 PDSCH 上发送重传，如果此时 UE 成功解码，那么它就在时刻 $n=10$ 发送确认，这样一个传输就结束了。

3) 上行 HARQ 处理通用步骤

上行同步 HARQ 操作是利用下行 ACK/NACK 信令传输、NDI 以及上行数据的重传来完成的。每次重传的信道编码和传输格式是预定义好的，不需要额外的信令支持，只需通过 NDI 指示是新数据的传输还是重传数据。

4) DL-SCH 数据传输过程

eNodeB 在 PDCCH 上发送下行分配信息，用于指示在 DL-SCH 上的下行数据。如果 DL-SCH 上有数据发送，则相应的下行指配会在 PDCCH 上发送，UE 就会监听 PDCCH，获得必要的信息用于解码 DL-SCH 数据。当 UE 具有 C-RNTI，它就需要监听 PDCCH 信道，除了 DRX 情况，如果在 TTI（传输间隔）内有下行指配发送给 UE，如果对于这个 HARQ 进程，它的上一个下行指配是给 SPS 调度或者是配置好的下行指配，那么无论 NDI 的值是否改变，都认为这是一个新的数据传输。此时可以确认在这个 TTI 内有一个下行指配信息，并把 HARQ 相关信息发送到 HARQ 实体。对于 SPS 的过程稍微复杂一点，因为涉及周期性资源的配置、释放与重传的问题，因此要稍微麻烦一点，并且因为它的资源分配完成以后不需要 PDCCH 来指示，因此 UE 必须自己推导出相应的信息，例如 HARQ 进程 ID。

LTE 中还有 BCH 的 HARQ 进程，它专门来处理广播消息。我们知道广播消息不应该有反馈信息。但是这并不妨碍它可以使用 HARQ 的重传合并增益，通过不同发送机会发送不同版本的广播消息。在接收端，如果第一个版本解码失败，它可以继续接收下一个版本，然后把它们进行合并，从而获得合并增益。其处理过程如下。

当 UE 需要读取 BCCH，UE 可能会根据 RRC 的指示调度信息来读取。

- 如果在 PDCCH 上监听到这个 TTI 内针对 SI-RNTI 的下行分配信息，则消息中携带如下信息。
 - RV（冗余版本）： $RVK = \text{ceiling}(3/2 * k) \text{ 模 } 4$ ， k 依赖于系统信息类型，ceiling 函

数代表向上舍入。

✓ SIB1 消息, $k = (\text{SFN}/2) \bmod 4$, SFN 是系统帧号。

✓ 对于其他 SIB 消息, $k = i \bmod 4$, $i = 0, 1, \dots, n_s^W - 1$, i 是 SI 窗口 n_s^W 内的子帧数目。

- 把这个 TTI 内的下行指配以及 RV 送到特定的广播 HARQ 进程。

上面的公式计算顺序都是 0, 2, 3, 1, 因此广播 HARQ 进程可以根据 TTI 来判断此时到底是哪一个版本, 然后依次解码。

(1) HARQ 实体与 HARQ 进程

在 UE 端有一个 HARQ 实体, 它可以维护一定数量的并行 HARQ 进程, 每一个进程有一个标识, HARQ 实体会把 HARQ 信息以及在 DL-SCH 上收到的传输块 (TB) 送到相应的 HARQ 进程中。如果在物理层定义了空间分集, 那么在一个子帧内, 可以收到一个或者二个传输块 (TB), 它们都和一个 HARQ 进程相关。

如果在这个 TTI 内已经确认了有下行的分配信息, 那么就把从物理层接收到的传输块以及相应的 HARQ 信息发送到对应的 HARQ 进程中。如果指示是发送到广播 HARQ 进程的传输块, UE 就把收到的传输块送到广播 HARQ 进程中。

如果在一个子帧中有数据需要传输到一个 HARQ 进程中, 那么这个进程就会从 HARQ 实体收到一个或两个传输块以及相应的 HARQ 信息。对于收到的传输块以及相应的 HARQ 信息, HARQ 进程将按照这个规则处理: 如果对应的这个 TB 的 NDI 相对于上一次传输发送了变化或者这个 TB 是发送给广播 HARQ 进程中的, 并且通过 RRC 消息的调度信息指示这是第一个收到的广播消息传输块, 或者这是收到的第一个传输块, 那么就认为这是一个新的传输, 否则就认为是重传数据。

(2) UE 侧对下行 HARQ 的处理

UE 根据下面的判断原则进行处理。

- 如果这是一个新的传输, 那么就把当前缓冲区里的数据替换为接收到的数据。
- 如果这是一个重传, 并且这个数据还没有成功解码, 那么把这个传输块接收到的数据和原来缓冲区的数据合并; 如果收到的数据跟原来缓冲区里的数据大小不一致, 那么就需要把当前缓冲区里的数据替换为接收到的数据。
- 然后尝试解码这个 TB 的缓冲区里的数据, 如果解码成功, 就要看这个进程是属于哪一个类型, 然后做相应的处理, 假如当前的 HARQ 进程是广播 HARQ 进程, 则把数据送到上层协议层, 因为广播消息在整个层 2 都是透明传输的, 也就是不需要做额外的处理, 直接发送到 RRC 层处理, 此时不需要确认。如果不是广播 HARQ 进程, 则把 MAC PDU 发送到解复用实体, 并且对这个 TB 的数据产生一个成功接收确认 (ACK), 并指示物理层产生 ACK。
- 如果解码失败, 并且当前 HARQ 进程是一个广播 HARQ 进程或者在传输 HARQ 反馈时存在一个测量间隔, 则不指示物理层产生 ACK 或者 NACK。由于在测量期间, UE 无法处理与服务 eNodeB 之间的消息与业务, 因此也不会发送 ACK 或 NACK, 否则指示物理层产生 ACK 或者 NACK。

5) UL-SCH 数据传输

(1) UL 授权接收处理

为了在 UL-SCH 发送数据, UE 必须有一个合法的上行授权 (除了非自适应的 HARQ 重

传，因为它会在初始传输的资源上发送重传，而自适应重传必须由 PDCCH 指示用于重传的资源)，这个上行授权可能是动态地从 PDCCH 获得，或者在随机接入响应（RAR）消息里，或者是 SPS 半静态调度里预先配置好的。当请求传输时，MAC 子层从物理层收到相应的 HARQ 信息。

当时间对齐运行时（如果不再运行，那可能是 UE 跟基站失去同步），并且具有 C-RNTI，SPS-C-RNTI 或者临时 C-RNTI，在每一个 TTI 中 UE 都需要根据以下条件来工作。

- 如果在当前的 TTI 内收到一个发送到 UE 的 C-RNTI 或者临时 C-RNTI 的上行授权，或者这个上行授权是携带在随机接入响应（RAR）消息里，并且如果这个上行授权发给 UE 的 C-RNTI，但是，在此之前的一个上行授权是发送到 SPS C-RNTI 或者配置好的上行授权，并且跟当前授权是使用同一个 HARQ 进程，则无论 NDI 取何值，都认为这是一个新的传输（NDI 值发生了变化）。这是由于 SPS 的传输方式跟普通的动态调度不同，它没有显性的 PDCCH 授权指示，需要重传的时候就发送，当然处理方式也是不一样的。另外，从 HARQ 进程的特性来看，如果这次是发送到动态的 C-RNTI 的话，也可以认为之前的 SPS 调度已经完成了，因此当前肯定是新的传输。
- 把这个 TTI 内的上行授权以及相关的 HARQ 信息传给 HARQ 实体，由于 HARQ 实体类似于一个转发中心，它负责调度所有的 HARQ 进程，因此从物理层收到的 HARQ 相关信息都是先发给 HARQ 实体的，然后由 HARQ 实体分配到相应的 HARQ 进程中。
- 如果在 PDCCH 上收到的上行授权是发给 UE 的 SPS C-RNTI 的，需要按照下面原则处理。
 - 如果收到 NDI 的值为 1，那么就认为 NDI 值没有变化，需要重传，并把这个 TTI 的上行授权以及相关的 HARQ 信息传给 HARQ 实体。
 - 否则，如果 NDI 的值为 0 的话，且如果 PDCCH 的内容指示释放 SPS，那么清除配置的上行授权（也就是之前 SPS 调度配置好的上行授权，它是周期性获得的）。
 - 否则保存收到的上行授权以及相关的 HARQ 信息。
 - ✓ 如果 TTI 的上行授权还没有配置完成，则作为配置的上行授权，初始化（没有激活的话）或者重新初始化（如果已经激活）配置的上行授权，然后从当前的 TTI 开始算起，之后的周期性授权调度参考 SPS 调度的相关内容，认为 NDI 值发生了变化（相当于第一次发送），把这个 TTI 的上行授权以及相关的 HARQ 信息传给 HARQ 实体。
 - ✓ 如果这个 TTI 的上行授权已经配置完成（也就是说这个 TTI 没有收到相应的 PDCCH，并且有 SPS 调度发生），那么就认为 NDI 值发生了变化，开始一个新的传输。把这个 TTI 的上行授权以及相关的 HARQ 信息传给 HARQ 实体。

另外，如果 UE 在一个 TTI 内存在多个上行授权，比如 RAR 携带的，或者针对 C-RNTI 的，或者 SPS 调度配置好的上行授权，则 UE 可以选择任意一个发送新数据（要保证其内容要跟授权相匹配）。

（2）HARQ 实体与 HARQ 进程

① HARQ 实体

在 UE 侧，只有一个 HARQ 实体用于维护一些并行的 HARQ 进程，它能够保证可以进行连续的传输，并且可以等待针对之前传输的成功或者不成功的 HARQ 反馈，HARQ 进程数

跟帧格式有关，FDD 固定为 8 个，而 TDD 不同的帧配置下有所不同。

在一个特定 TTI 内收到一个上行授权，HARQ 实体能够确认到底是哪一个进程需要发送数据，它就会把收到的相关 HARQ 反馈、MCS 和资源，发到相应的 HARQ 进程中。每一个 TTI 中的 HARQ 实体需要按照如下步骤执行。

- 确认哪一个 HARQ 进程跟这个 TTI 相关，也就是哪一个 HARQ 进程会发送数据或者接收一些相关的 HARQ 信息。
- 如果已经确认这个 TTI 有一个上行授权，则
 - 如果这个上行授权不是发给临时 C-RNTI 的并且 NDI 值相对于上一次传输发生了变化，如果上行授权是发给 C-RNTI 的，并且这个 HARQ 进程对应的 HARQ 缓冲区是空的或者如果这个上行授权是在 RAR 消息里的，如果有一个 MAC PDU 在消息的缓冲区里，那么就从这个消息的缓冲区里取 MAC PDU 用于发送。
 - 否则，就从复用实体取 MAC PDU 用于发送。把这个 MAC PDU、上行授权以及相关的 HARQ 信息发送到相应的 HARQ 进程，并指示这个 HARQ 进程触发了一个新的传输。
- 否则，把上行授权以及相关的 HARQ 信息（冗余版本）发送到相应的 HARQ 进程中，并指示这个 HARQ 进程产生一个自适应的重传。

② HARQ 进程

每一个 HARQ 进程都跟一个缓冲区进行关联，每一个 HARQ 进程维护一个状态变量 CURRENT_TX_NB（传输次数统计），用于指示在缓冲区的当前 MAC PDU 发生了多少次传输，还有一个状态变量 HARQ_FEEDBACK（HARQ 反馈），用于指示当前在缓冲区的 MAC PDU 的 HARQ 反馈。当 HARQ 进程建立时，CURRENT_TX_NB 要初始化为 0。

上行 HARQ 的冗余版本按照固定的顺序产生（0，2，3，1）。变量 CURRENT_IRV 用于指示当前的冗余版本，按照模 4 进行更新。新的传输按照 PDCCH 或者 RAR 指示的 MCS 在相应的资源上传输。非自适应的重传则使用上一次的资源以及 MCS 发送。UE 最大的重传次数由 RRC 配置。当收到这个 TB 的 HARQ 反馈，HARQ 进程把状态变量 HARQ_FEEDBACK 设置为收到的值。如果 HARQ 实体请求一个新的传输，这个 HARQ 进程需要按照如下规则执行。

- 把 CURRENT_TX_NB 设为 0。
- 把 CURRENT_IRV 设为 0。
- 把这个 MAC PDU 放到相应的 HARQ 缓冲区中。
- 保存从 HARQ 实体收到的这个上行授权。
- 把 HARQ_FEEDBACK 设置成 NACK（如果没有收到反馈，那么就默认重传）。

如果 HARQ 实体要求重传，那么这个 HARQ 进程需要按照如下规则执行。

- 把 CURRENT_TX_NB 加 1（增加当前传输块的发送次数，这样就可以检验是否达到最大次数）。
- 如果 HARQ 实体请求的是自适应的重传，则把从 HARQ 实体收到的上行授权保存起来，设置 CURRENT_IRV 为收到的 HARQ 信息里的冗余版本索引，且将 HARQ_FEEDBACK 设置为 NACK。

5.3 无线链路控制（RLC）子层

在 LTE 协议栈层次结构中，RLC 子层作为 L2 层的一个子层，主要用于为上层提供不同数据链路类型的抽象。提供可靠的数据传输链路，该类型链路用于屏蔽掉无线链路带来的影响并为上层提供可靠的数据传输。RLC 子层通过使用不同的数据包收发处理机制（如分段和 ARQ 等）实现这些逻辑链路抽象。下面我们来具体学习一下 RLC 子层的功能以及其各个实体的功能。

5.3.1 RLC 功能

无线链路控制（RLC）子层具有如下功能。

- 传输高层 PDU。
- 利用 ARQ 进行错误纠错（仅仅对于使用 AM 方式的数据传输）。
- RLC SDU 数据的级联、分割以及恢复（针对使用 UM 方式和 AM 方式的数据传输）。
- RLC PDU 数据的再分割（仅仅针对使用 AM 方式的数据传输）。
- 高层 PDU 数据的顺序发送（针对使用 UM 方式和 AM 方式的数据传输）。
- 复制检测（针对使用 UM 方式和 AM 方式的数据传输）。
- RLC SDU 的丢失（针对使用 UM 方式和 AM 方式的数据传输）。
- RLC 的重新建立。
- 协议的错误检测以及恢复。

5.3.2 RLC 协议结构

RLC 子层由多个 RLC 子层实体组成，分别是 TM 发送实体、TM 接收实体、UM 发送实体、UM 接收实体和 AM 实体五个实体。RLC 协议结构图见图 5-14。RLC 层通过这 5 个实体完成无线链路的控制，并为上层提供三种不同特性的数据传输服务，分别是透传模式（Transparent Mode，TM）数据传输、非确认模式（Unacknowledged Mode，UM）数据传输和确认模式（Acknowledged Mode，AM）数据传输。

TM 数据传输是以透传方式进行数据传输，不保证数据包的顺序，以最短的时延传递到对端，主要适用于对时延敏感、不希望原始数据被分段，并且不需要下层保证数据包到达顺序的业务，如上层信令、广播消息、寻呼消息等。

UM 数据传输能够保证数据按序传递给上层，并且能够根据带宽限制对上层数据进行打包分段，以最短的时延使数据包按序到达对端，主要适用于对时延敏感，但是允许一定丢包率的业务，如 VoIP 等业务。

AM 数据传输以 ARQ 的方式为上层提供可靠的数据传输，保证数据正确地按序到达对端，主要适用于对时延不敏感、对错误敏感的业务，如 FTP 业务等。后面内容会分别介绍三种传输实体的特征。

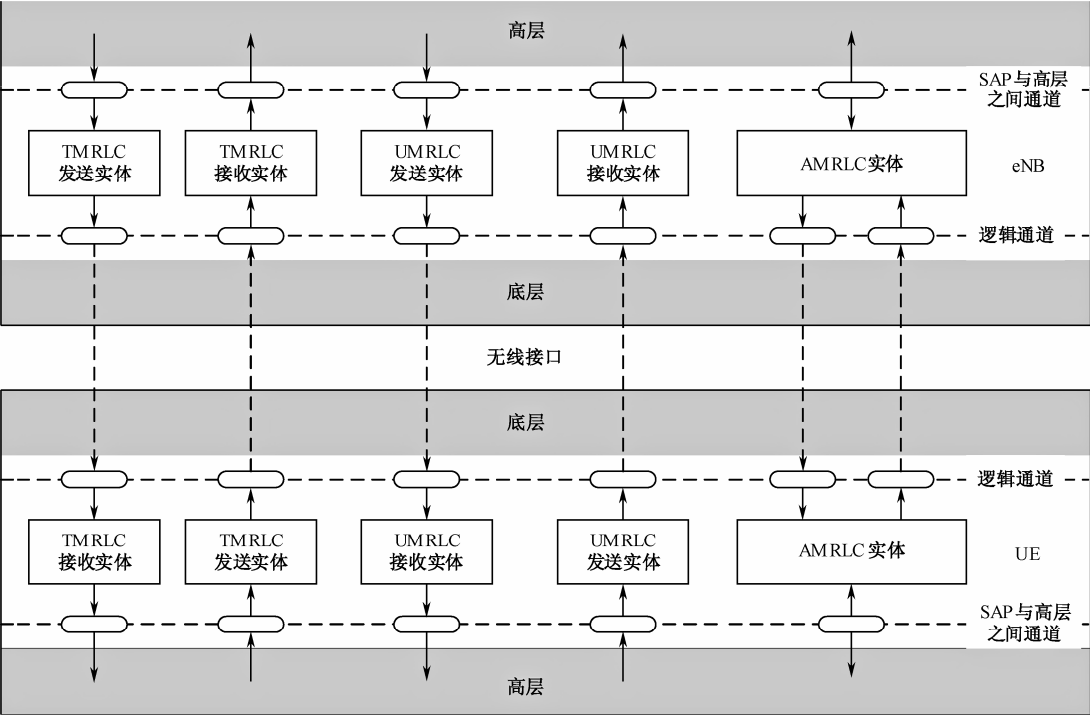


图 5-14 RLC 协议结构图

5.3.3 RLC 实体介绍

1. RLC 子层的 TM 实体

TM 实体是利用 BCCH、DL/UL CCCH 以及 PCCH 发送 RLC PDU 数据。其模型如图 5-15 所示。

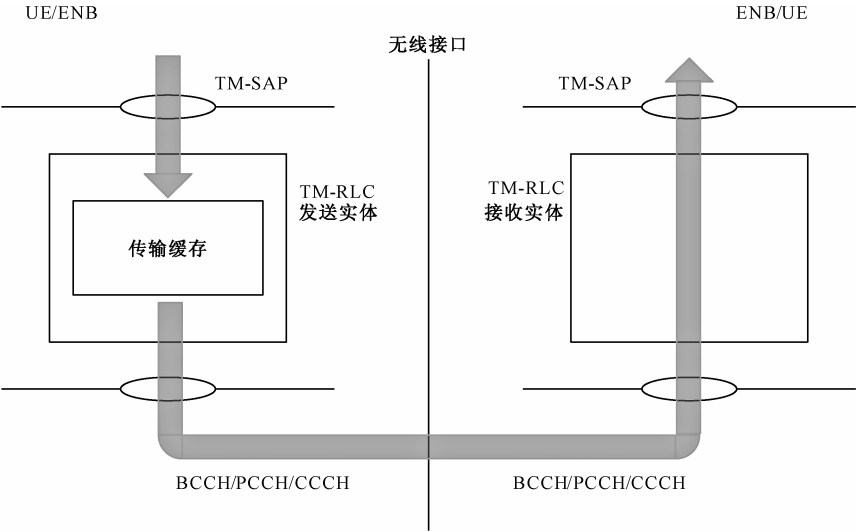


图 5-15 TM 实体传输模型

TM 发送实体有如下特征。

- 不对 RLC SDU 数据包进行级联、分段、打包。
- 没有 RLC 头。

对 RLC SDU 数据不做任何改动，直接发送到下层协议实体。而 TM 接收实体，不做任何修改地转交 RLC SDU 数据到上层协议实体（PDCP 子层），向上层传输的 TMD PDU 数据就是 RLC SDU 数据。

2. RLC 子层的 UM 实体

UM 实体用于从 DL/UL DTCH 逻辑信道传送 / 接收 RLC PDU 数据，也称为 UMD PDU 数据，并对 SDU 数据包分段、重组及级联。在发送端，UM 发送实体通过其与上层协议栈之间的服务接入点将上层数据放入发送缓存中，然后根据下层给予的发送机会和提供的带宽大小对发送缓存中的数据进行打包分段，最后加上 RLC 头，通过 DTCH 逻辑信道发送出去。在接收端，由于下层具有 HARQ 的重传功能，并且不提供重排序的功能，所以 UM 接收实体需要对下层重传导致乱序到达的数据包进行重排序并完成解分段、解打包。从而将数据包还原成原始的服务数据单元并按序地交给上层。

在 UM 传输模式下，UM 接收实体主要是用三个参数（VR（UH）、VR（UR）、VR（UX））记录特定的 PDU 序列号以及一个定时器和接收窗口来对接收的数据进行控制，从而完成重排序、重组等功能，具体含义如表 5-7 所示。

表 5-7 UM 模式下接收实体的参数

参 数	含 义	取 值 范 围
UM_Window_Size	接收窗口大小	512（10 bit SN）
VR（UR）	该变量记录着等待重排序的最早UMD PDU的序列号。在重排序窗口之内，序列号低于该变量的UMD PDU其接收状态认为已经确定，放弃对此范围内的接收空隙处PDU的等待，将其余正确接收到的PDU重组形成SDU，顺序递交到高层，后续使正确接收到此范围内序列空隙处的PDU也采取删除数据包的操作。该状态变量的初始值为0	0~1023
VR（UX）	该变量记录着触发重排序计时器（T_reordering）的UMD PDU紧接着的下一个序列号。当重排序计时器启动时，该变量与VR（UR）分别记录当前重排序计时器对应的序列号范围内的上边界和下边界。当该范围内全部接收序列空隙处的PDU都正确接收后，终止当前重排序计时器。当重排序计时器不存在时，则该变量无意义	0~1023
VR（UH）	该变量记录接收到的PDU中最高序列号紧接着的是下一个序列号，作为重排序窗口的上边界。该状态变量的初始值为0	0~1023

UM 发送实体则主要进行打包、分段等操作，对应地 UM 接收实体需要进行解打包、解分段操作。UM 实体结构如图 5-16 所示。

UM 传输实体根据 MAC 子层指示期待的 RLC PDU 大小进行分段或者级联具有相应的 RLC 头部的 RLC SDU，UM 接收实体具有如下特点。

- 检测重复的 UMD PDU，并丢弃。
- 重新排列失序的 UMD PDU。
- 能够检测出 UMD PDU 在 MAC 层已经丢失，从而避免延长重排序的时间。

- 将已经排序的 UMD PDU 重组为 RLC SDU，并递交给上层。
- 如果发现属于某一个特定的 RLC SDU 的 UMD PDU 丢失，则把其他属于这个 RLC SDU 的 PDU 丢弃。

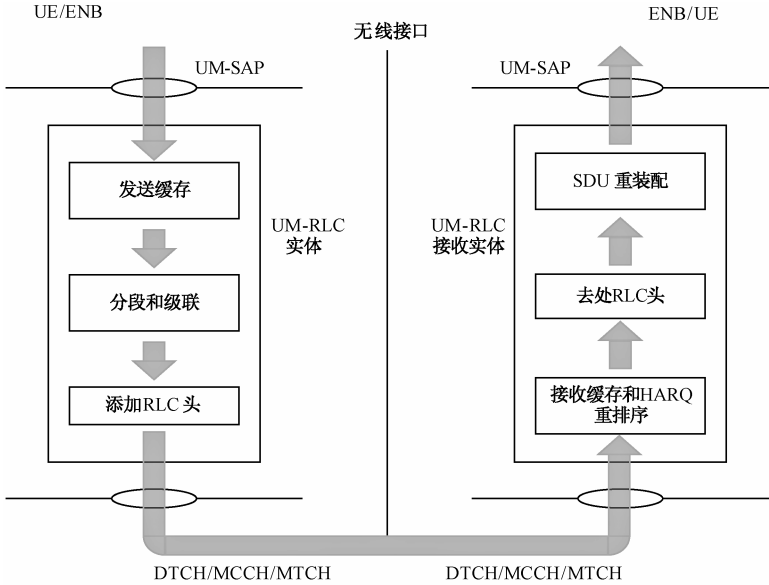


图 5-16 UM 实体传输模型

UM 实体会按照顺序把 RLC SDU 递交到上层协议实体，这个顺序号由上层分配，这种模式的 RLC 实体不支持重传，但是能够检查到相应的 PDU 丢失，这种服务非常适合于 VOIP 业务，因为这种业务相对于无错传输来说更强调实时性。下面我们具体介绍一下 UM 实体的数据发送、接收过程。

(1) 发送过程

每发送一个 UMD PDU 到下一层协议实体，则设置发送状态变量 $VT(US) = SN$ （这个 PDU 的 SN）。

(2) UM 接收处理过程，如图 5-17 所示。

- 接收实体需要根据状态变量 $VR(UH)$ 维护一个重排序窗口。
 - 当接收到的 PDU SN 处于 $VR(UH) - UM\_window\_size \leq SN < VR(UH)$ ，则这个 PDU 落入排序窗口。
 - 否则，不把该 PDU 放入排序窗口。
- 当接收实体收到一个从 MAC 子层来的 UMD PDU，则丢弃或者放入接收缓冲里。
 - 如果收到的 UMD PDU 被放入接收缓冲，则
 - 接收实体须更新状态变量，重组并且递交 RLC SDU 到上层协议实体 (PDCP)，并且根据需要重启或者停止 $T\_reordering$ 计时器。
 - 并不是所有的 UMD PDU 放入缓存区都会重组 SDU，这需要根据当前重组窗口已经接收到的同属于一个 RLC SDU 的 PDU 情况。
 - 当 $T\_reordering$ 超时，则
 - 接收实体须更新状态变量，重组并且递交 RLC SDU 到上层协议实体 (PDCP)，并且根据需要重启 $T\_reordering$ 计时器。

- 同样, 是否能够重组 RLC SDU 也需要根据情况来定, 如果有缺失的同属于某一个 RLC SDU 的 PDU, 那么可能导致该报被丢弃。
- 当接收到 UMD PDU ($SN=x$) 时,
 - 如果 $VR(UR) < x < VR(UH)$, 但是以前已经收到, 或者 $(VR(UH) - UM\_Window\_Size) \leq x < VR(UR)$, 则丢弃这个包。
 - 否则, 把这个包放入接收缓冲里, 根据具体情况重新调整排序窗口, 也可以直接和其他的 PDU 组成一个 RLC SDU 并递交到上层实体。
- 如果 UMD PDU ($SN=x$) 被放入了接收缓冲区,
 - 如果 x 没有落入重排序窗口内, 则更新状态变量: $VR(UH) = x + 1$, 重组任何没有落入重排序窗口的 PDU, 这个过程包括去除 RLC 包头, 并按照升序方式递交到上层实体。
 - 如果 $VR(UR)$ 没有落入排序窗口, 那么更新 $VR(UR) = VR(UH) - UM\_window\_size$ 。
 - 如果接收缓冲里存有一个 PDU, 它的 $SN=VR(UR)$, 那么更新 $VR(UR)$ 为第一个没有接收到的 PDU, 它的 SN 大于当前的 $VR(UR)$ 。然后重组所有的 PDU[它的 $SN < \text{更新后的 } VR(UR)$]。
- 如果 $T\_reordering$ 正在运行时,
 - 如果 $VR(UX) \leq VR(UR)$ 或者如果 $VR(UX)$ 没有落入排序窗口, 并且 $VR(UX) \neq VR(UH)$, 则停止并重启 $T\_reordering$ 计时器, 设置状态变量 $VR(UX)$ 为 NULL。
- 如果 $T\_reordering$ 没有运行,
 - 如果 $VR(UH) > VR(UR)$, 则启动该计时器, 设置 $VR(UX) = VR(UH)$ 。
- 当 $T\_reordering$ 计时器超时, 则
 - 更新 $VR(UR)$ 为第一个没有收到的 UMD PDU, 它的 $SN > VR(UX)$ 。
 - 重组所有 SN 小于更新后的 $VR(UR)$ 的 UMD PDU。
 - 如果 $VR(UH) > VR(UR)$, 启动该计时器, 设置 $VR(UX) = VR(UH)$ 。否则, 设置 $VR(UX)$ 为 NULL。

UM RLC 接收实体根据 UMD PDU 的序列号来对窗口进行维护、更新、检测重复接收和重排序等功能。UMD PDU 的序列号长度可以为 5 比特或者 10 比特, 具体取值由高层配置。UM RLC 接收实体的重排序窗口大小与序列号长度相关。当序列号长度被配置为 5 个比特时, 重排序窗口大小为 16。当序列号长度被配置为 10 个比特时, 重排序窗口大小为 512, 即重排序窗口总是序列号长度的一半。在进行序列号比较与判断等操作时, 需要考虑序列号翻转的问题。以 10 比特序列号长度为例, 序列号取值范围为[0,1023], 在对序列号进行加减以及比较判断时需要进行模 1024 操作。

3. RLC 子层的 AM 实体

AM 实体用于发送、接收 AMD PDU 及分段的 AMD PDU 数据, 发送 / 接收 RLC 控制 PDU。发送侧根据 MAC 子层指示期待的 RLC PDU 大小进行分段或者级联 RLC SDU, 并且具有相应的 RLC 头部, 同时支持重传, 如果需要重传的 RLC PDU 大小与 MAC 子层指示的

大小不匹配，可以对这个 RLC PDU 进行重新分段，而且对重分段数目没有限制。AM 实体包括发送部分和接收部分，其具体传输模型如图 5-18 所示。

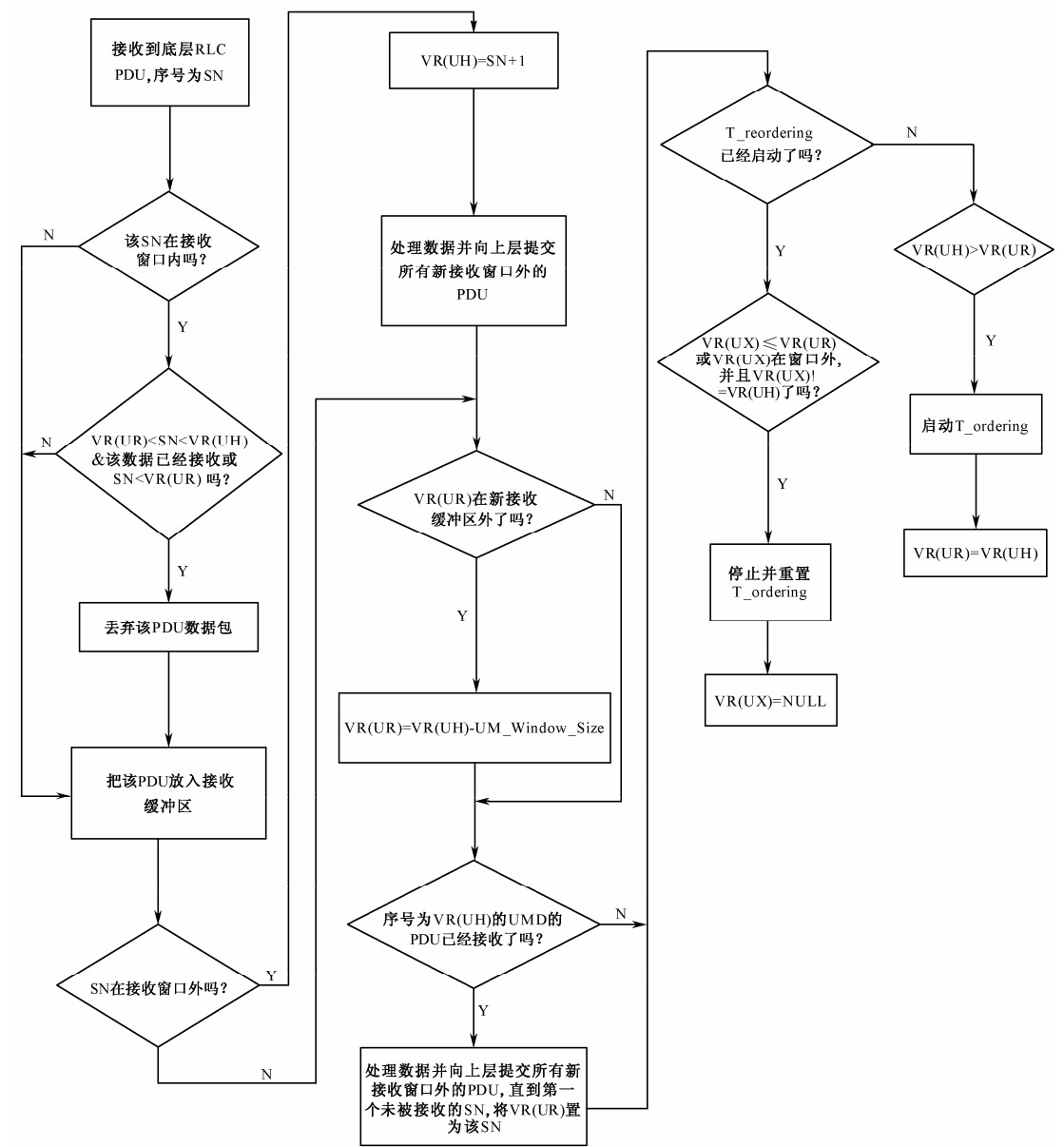


图 5-17 UM 接收处理过程

在发送部分，AM 实体将从上层传来的服务数据单元（SDU）放入 AM 实体的传输缓存，如果此时接收部分指示需要发送控制协议数据单元（PDU），AM 实体发送部分则根据下层提供的发送机会和带宽大小，首先发送控制 PDU，然后对重传缓存中的数据进行调度（必要时需要进行再分段），否则直接对重传缓存中的数据进行调度，最后再对传输缓存中的新数据进行调度。发送部分数据后，根据 AM 实体当前状态，决定是否需要加上轮询位（Polling），然后为调度出的数据加上 RLC 头再发送给下层。

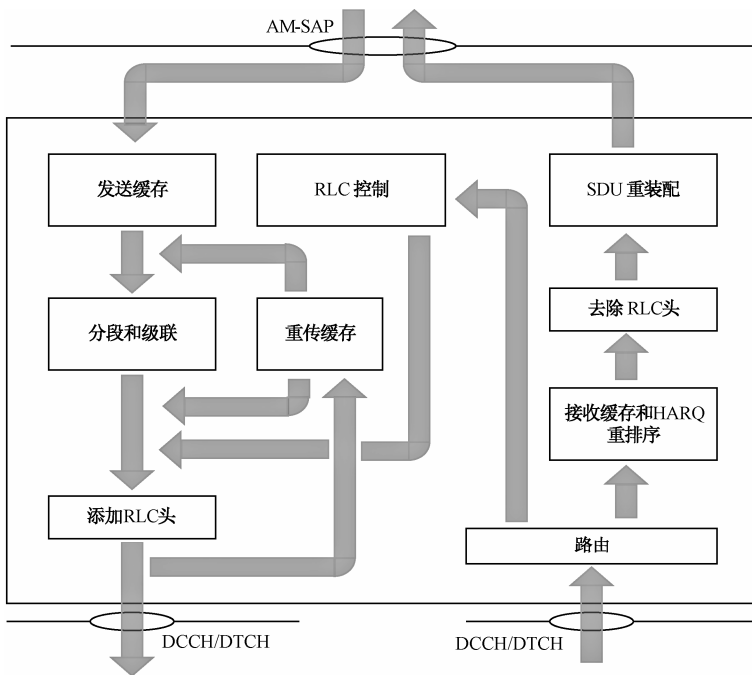


图 5-18 AM 实体传输模型

在接收部分，接收到 RLC PDU 后，若是控制 PDU 则需要根据其内容，对重传缓存中的数据做相应的处理。若是数据 PDU 则将其放入接收窗口，进行重排序控制。然后去除 RLC 子头进行 SDU 的重组，最后按序将 SDU 递交给上层。若接收部分发现 RLC 子头中包含有轮询位，则需要根据 AM 实体配置，触发发送部分发送控制 PDU。在 AM 的传输模式下，AM 实体的发送部分用四个参数（VT（A）、VT（S）、VT（MS）、POLL_SN）来记录特定的发送 PDU 的序列号以及一个管理状态 PDU 的定时器和轮询的定时器（具体含义如表 5-8 所示），从而完成对发送状态 PDU 和轮询以及发送窗口的控制。AM 实体发送部分还需要进行打包、分段、再分段等操作。接收部分则需要解打包、解分段的操作。

表 5-8 AM 模式下发送实体的参数

参 数	含 义	取 值 范 围
AM_Window_Size	最大发送窗口的大小，VT（MS）和VT（A）之间的最大距离	512
VT（A）	该变量记录已经收到肯定确认的连续PDU中最高序列号紧接着的下一个序列号，作为发送窗口的下边界（发送窗口的左边界），该变量初始值为0，只有当RLC实体发送端收到序列号等于当前VT（A）变量值的PDU的肯定确认时，该变量才会更新。如果序列号小于该变量的PDU全部经过接收端肯定确认，表明已经全部正确接收	0~1023
VT（S）	该变量等于VT（A）+AM_window_size，作为发送窗口的上边界（指示下次要发送的AMD PDU 的SN）。任何序列号超出该变量的PDU都不允许发送。当窗口溢出时，AM RLC实体发送端就不能发送任何新产生的PDU数据	0~1023
VT（MS）	该变量记录下一个新产生的AMD PDU的序列号，初始值为0。在当前VT（S）值被赋予一个新产生的AMD PDU后，该变量做加1操作	0~1023

在接收端，AM 实体的接收部分还需要用 5 个参数（VR（R）、VR（MR）、VR（X）、VR（MS）、VR（H））来记录特定的 PDU 序列号以及一个定时器和接收窗口来对接收的数据进行控制，从而完成重排序、重组等功能以及与发送部分配合完成 ARQ 功能，参数的具体含义如表 5-9 所示。

表 5-9 AM 模式下接收实体的参数

参 数	含 义	取 值 范 围
AM_Window_Size	最大接收窗口的大小，VR（MR）和VR（R）之间的最大距离	512
VR（R）	该变量指示最新完整接收到的连续AMD PDU紧接着的下一个序列号，并作为接收窗口的下边界，该变量初始值为0，只有当前R变量值对应的PDU被正确接收后才会更新	0~1023
VR（MR）	该变量代表窗口的右边界，值为VR（R）+512（等于R加窗口长度），作为接收窗口的上边界且是第一个超出接收窗口的AMD PDU的序列号，序列号超出该变量的PDU不能被AM RLC实体接收端接收	0~1023
VR（X）	该变量记录着触发重排序计时器（T_reordering）的AMD PDU紧接着的下一个序列号。当重排序计时器启动时，该变量与MS分别记录当前重排序计时器对应的序列号范围的上边界与下边界。当该范围内全部接收序列号空隙处的PDU都正确接收后，终止当前重排序计时器。当重排序计时器不存在时，该变量无意义	0~1023
VR（MS）	生成状态报告时ACK_SN的最大值。该变量记录作为状态报告中的ACK_SN的最高序列号值，初始值为0。处于接收窗口中，序列号低于该变量的AMD PDU，要么肯定确认接收，要么已经经过重排序计时器检测认定为丢失的PDU。高于该变量的接收序列号为仍旧等待HARQ重传的AMD PDU	0~1023
VR（H）	该变量记录接收到的最高序列号PDU紧接着的下一个序列号，初始值为0。当接收到位于接收窗口中且序列号超出原来H数值的PDU时，该状态变量更新为当前接收PDU的最高序列号加1	0~1023

另外，在 AM 模式中，发送端和接收端共同完成 ARQ 过程。ARQ 过程中的状态 PDU 的发送过程主要由管理状态 PDU 的定时器以及接收窗中的定时器控制。以下两种情况下需要发送状态报告给发送侧。

- 收到发送侧发来的 Polling。
- 检测到 RLC 数据 PDU 接收失败。

同样，发送端在以下两种情况会进行重传。

- 收到接收侧发来的状态报告指示有数据包未接收成功。
- 本发送侧底层发来的 HARQ 指示发送失败。

ARQ 过程中的轮询发送过程则是由管理轮询的定时器，以及从上次发送轮询以来记录的发送过的 PDU 个数和字节数来控制的。下面我们总结一下 AM 实体发送端和接收端所完成的操作。

(1) 接收端操作

- 检测重复的 AMD PDU，并丢弃。
- 重新排列失序的 AMD PDU。
- 能够检测到 AMD PDU 在 MAC 子层已经丢失，然后通知对端重传该 PDU 数据包。
- 将已经排序的 AMD PDU 重组为 RLC SDU，并递交给上层。

AM 实体接收端根据状态变量 VR (R) 和 VR (MS) 来维护接收窗口，具体如下：

- 如果 $VR(R) \leq SN < VR(MR)$ ，则这个 SN 落入接收窗口。
- 否则落在接收窗口之外。

当从底层收到 RLC 数据 PDU，AM RLC 实体接收端应完成如下处理。

- 要么丢弃收到的 RLC 数据 PDU 或放入接收缓存。
- 如果收到的 RLC PDU 被放入了接收缓存，则需要更新状态变量，重组并递交 RLC SDU 到上一层，然后根据需要开始 / 停止 T_reordering。

AM 实体接收端基于 AMD PDU 的序列号来完成窗口维护和更新、重复接收检测、重排序和状态报告等功能。如果 AMD PDU 序列号的长度为 10 个比特，即窗口大小为 512，在进行序列号比较和判断等操作时，需要考虑序列号翻转问题。序列号的实际取值范围为 [0,1023]，在对序列号进行比较判断时需要进行模 1024。AM 实体接收端维护一个接收窗口，如图 5-19 所示，其中接收窗口的下边界为当前接收到的连续 AMD PDU 中序列号最高的紧接着的一个序列号数值 VR (R)；接收窗口的上边界是由下边界加上窗口大小而得到的数值。如果新接收到的 AMD PDU 其序列号位于接收窗口之外或者该 PDU 分段已经收到过，则 AM 实体接收端删除收到的数据；否则放入接收缓存等待进一步处理，对已经收到的 PDU 进行分段，并删除其重复接收到的部分。

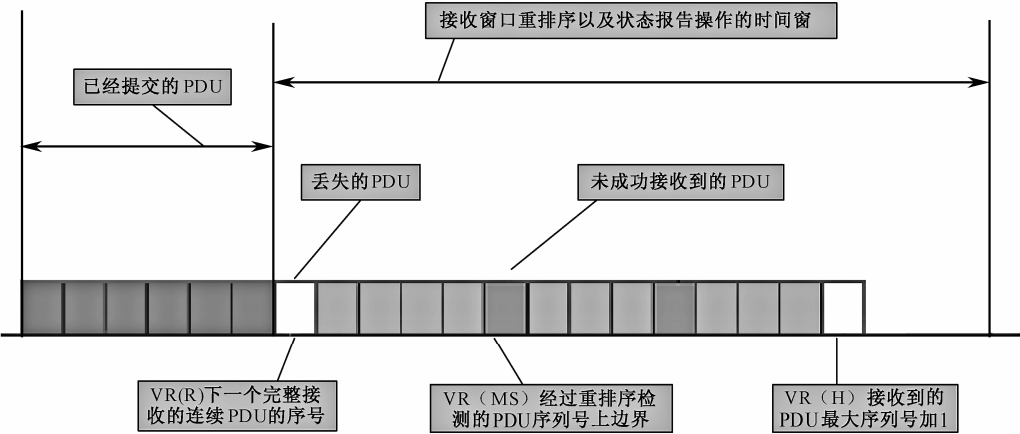


图 5-19 AM 接收示意图

AM 实体接收端基于重排序计时器来进行重排序操作，重排序计时器的具体取值由高层配置。在重排序计时器超时后，如果该空隙处的 PDU 仍旧没有收到，则认为检测到 RLC PDU 接收失败，根据情况发起状态报告过程；在重排序计时器超时前，收到了空隙处的 PDU，则按照正常接收进行处理，将 PDU 放入接收缓存中，AM 实体接收端并不是对每一处序列号空隙都启动一个重排序计时器，而是整个 AM 实体接收端仅维护最多一个重排序计时器，以相应变量记录每次启动的重排序计时器对应的序列号上边界和下边界，对该范围内的序列号空隙统一对待；该范围内所有序列号空隙处的 PDU 都正确接收后，停止该重排序计时器；当该重排序计时器超时后，如果后续仍旧有新的接收序列号空隙，则需要重启重排序计时器，并记录相应的重排序等待的序列号上边界和下边界。

位于 AM 实体接收端接收缓存中的 PDU，一旦它们的序列号超出了接收窗口，则需要对该 AMD PDU 去除 RLC 头部，重组成为 RLC SDU 并按照序列号的升序顺序发送到高层。

(2) 发送端操作

- 发送端对用户数据以及控制数据进行优先级处理。
- 发送实体需要根据状态变量 VT (A) 和 VT (MS) 来维护一个发送窗口。
 - 如果待发送 PDU 的 SN ($VT(A) < SN < VT(MS)$) 则处于这个窗口。
 - 否则，在此窗口发送端不应该传送一个 SN 不在此窗口内的 PDU 到下一层。
- 当成功发送一个 PDU 到下一层，则设置 $VT(S) = SN$ ，再对 VT (S) 加 1。
- 发送端可以通过状态报告消息接收到对端的肯定确认。当发送端收到一个正确接收确认后，则设置 VT (A) 为所有窗口内还没有收到正确接收确认的 PDU 中具有最小的 SN 的 SN。
- 如果同属于同一个 RLC SDU 的 PDU 都收到了肯定的确认，那么通知上一层协议实体，该 RLC SDU 已经成功发送。

AM 实体发送端优先发送重传的 RLC PDU，AM 实体发送端维护变量 VT (S)，该变量为分配给下一个新生成的 RLC PDU 的序列号数值。该变量初始值为零，当生成一个新的 AMD PDU 时，将该变量作为 PDU 的序列号，然后将该变量的数值加 1。AM 实体发送端维护一个发送窗口，如图 5-20 所示，发送窗口的下边界定义为收到接收端肯定确认且连续的最高 PDU 紧接着的下一个序列号的数值。发送窗口的上边界为下边界的数值加上窗口的大小。窗口大小为常数值 512，即为 AM 序列号空间长度 1024 的一半。AM 实体发送端不会发送任何序列号位于发送窗口之外的 AMD PDU 到底层。AM RLC 实体发送端根据对端发来的状态报告 PDU 中包含的肯定确认来更新发送窗口变量，发送窗口的下边界总是更新为当前发送窗口内的最小需要收到肯定确认的 PDU 的序列号。

当收到与 RLC SDU 相关的 AMD PDU 的肯定确认时，AM 实体发送端向高层发送该 RLC SDU 的传输成功指示。

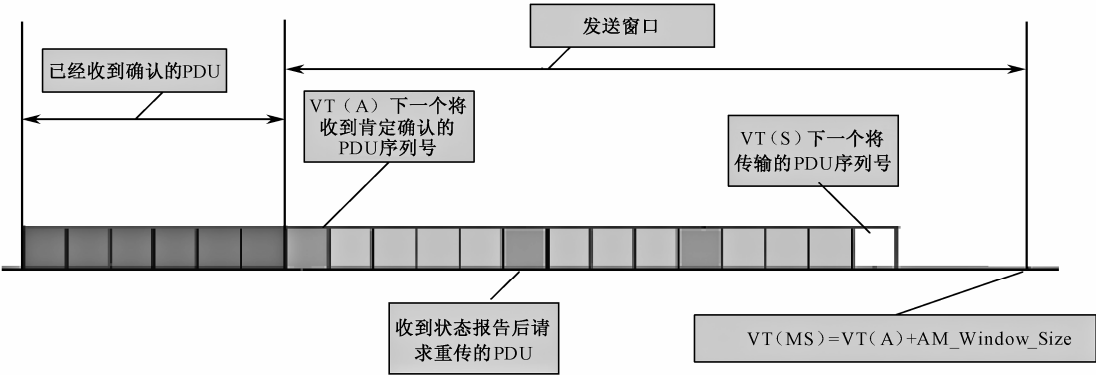


图 5-20 AM 发送示意图

4. RLC PDU

1) TM 模式下的 PDU 格式

TM 模式下的 PDU 没有 RLC 头部信息，仅仅是数据区域，如图 5-21 所示。

2) UM 模式下的 PDU 格式

UM 模式下每个 UMD PDU 中都有一个 UMD 头部，UMD PDU 头分为固定部分和扩展

部分。并且 SN 的长度分为 5 bit 和 10 bit 两种类型。下面我们了解一下没有扩展的 UMD PDU 的格式。图 5-22 和图 5-23 分别是 SN 长度为 5 bit 和 10 bit 的图。

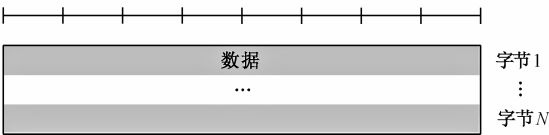


图 5-21 TMD PDU

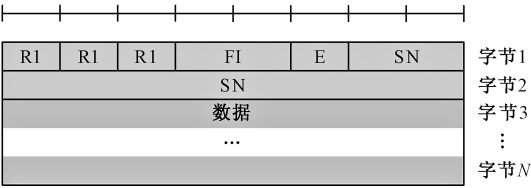
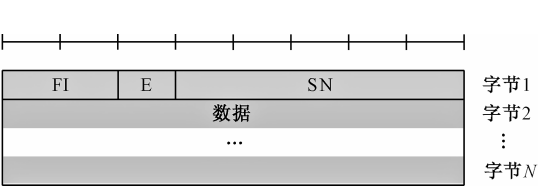


图 5-22 没有扩展的 UMD PDU SN 长度为 5 bit

图 5-23 没有扩展的 UMD PDU SN 长度为 10 bit

其中，

- FI：表示分段指示。“00”代表该数据是一个完整的 RLC PDU；“01”是 RLC SDU 的第一个分段；“10”是 RLC SDU 的最后一个分段；“11”是 RLC SDU 分段的中间部分。长度为 2 bit。
- SN：UMD PDU 序号，长度为 5 bit 或 10 bit。
- E：如果在固定部分的头部中，“0”代表 UMD PDU 中没有扩展部分；“1”代表 UMD PDU 中有扩展部分。如果在扩展部分的头部中，“0”代表扩展部分的最后一个子头，“1”代表非扩展部分的最后一个子头。

下面我们再了解一下携带扩展的 UMD PDU，此处仅介绍 SN 长度为 5 bit，且携带奇数个（也可携带偶数个）扩展子头的 PDU 格式（如图 5-24 所示）。其中，图中 LI_k 代表每个子扩展部分 RLC SDU 的长度，单位为 Byte。

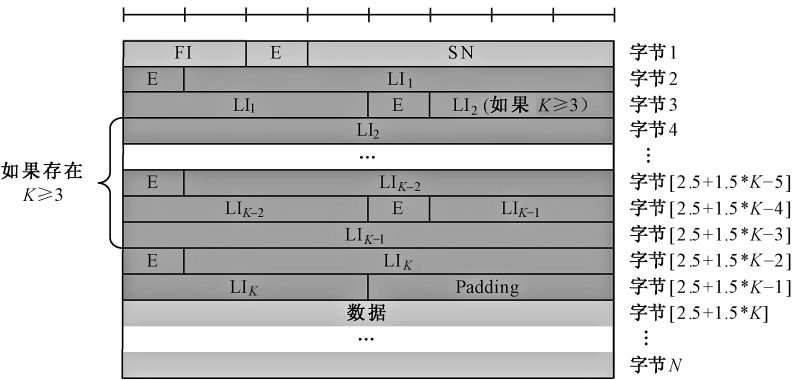


图 5-24 SN 长度为 5 bit 且携带奇数个扩展的 UMD PDU（奇数个 LI_K ，例如： $K = 1, 3, 5, \dots$ ）

3) AM 模式下的 PDU 格式

AMD PDU 与 UMD PDU 类似，AMD PDU 头部也分为固定头和扩展子头（携带奇数个或偶数个），如图 5-25 给出了不携带扩展的 AMD PDU 结构，图 5-26 给出了携带奇数个扩展 AMD PDU 结构。

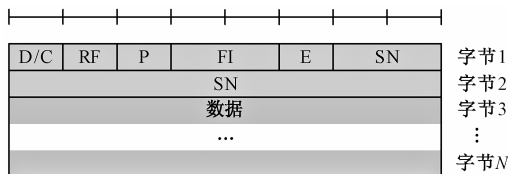


图 5-25 没有扩展部分的 AMD PDU 格式

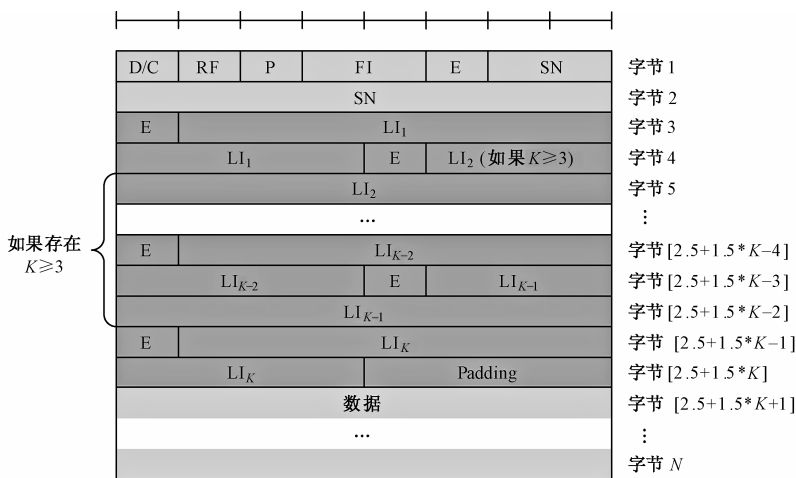


图 5-26 携带奇数个扩展的 AMD PDU（奇数个 LI_K ，例如： $K = 1, 3, 5, \dots$ ）格式

AMD PDU 中各参数含义描述如下。

- D/C: 长度为 1 bit, “0” 为控制 PDU, “1” 为数据 PDU。
- RF: 长度为 1 bit, “0” 代表没有分段的 AMD PDU, “1” 代表是分段的 AMD PDU。
- P: 长度为 1 bit, 是状态报告指示, “0” 为不需要对方发送状态报告, “1” 需要对方发送状态报告。
- FI: 长度为 2 bit, 含义与 UMD PDU 相同。
- E: 如果在固定部分的头部中, “0” 代表 AMD PDU 中没有扩展部分, “1” 代表 AMD PDU 中有扩展部分。
- 如果在扩展部分的头部中, “0” 代表扩展部分的最后一个子头, “1” 代表非扩展部分的最后一个子头。

4) 状态报告 PDU 的格式

状态报告 PDU 是接收侧用于向发送侧反馈 AMD PDU 的接收情况, 具体格式如图 5-27 所示。

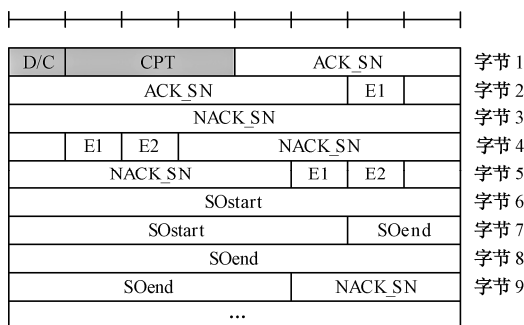


图 5-27 状态报告 PDU

状态报告 PDU 各参数含义如下所示。

- D/C: 长度为 1 bit, “0” 为控制 PDU, “1” 为数据 PDU。
- CPT: 长度为 3 bit, RLC 控制 PDU 的类型指示, 目前该值为 0。
- ACK_SN: 长度为 10 bit, 数值为已经正确接收的 AMD PDU SN 加 1。
- NACK_SN: 长度为 10 bit, 数值为已经没有正确接收的 AMD PDU SN。
- E1: 长度为 1bit, “0” 代表后续没有 (NACK、E1、E2), “1” 代表还有 (NACK、E1、E2)。
- E2: 长度为 1bit, “0” 代表在 (NACK、E1、E2) 后没有 SOstart 和 SOend, “1” 代表在 (NACK、E1、E2) 后有 SOstart 和 SOend。
- SOstart: 长度为 15 bit, 代表丢失的分段 AMD PDU 在原 AMD PDU 中开始字节的位置。
- SOend: 长度为 15 bit, 代表丢失的分段 AMD PDU 在原 AMD PDU 中结束字节的位置。

5.4 分组数据汇聚 (PDCP) 子层

PDCP 属于层 2 的一个子层, 用于为高层传输控制数据和用户数据, 向高层屏蔽无线链路层。PDCP 子层具体的结构如图 5-28 所示。

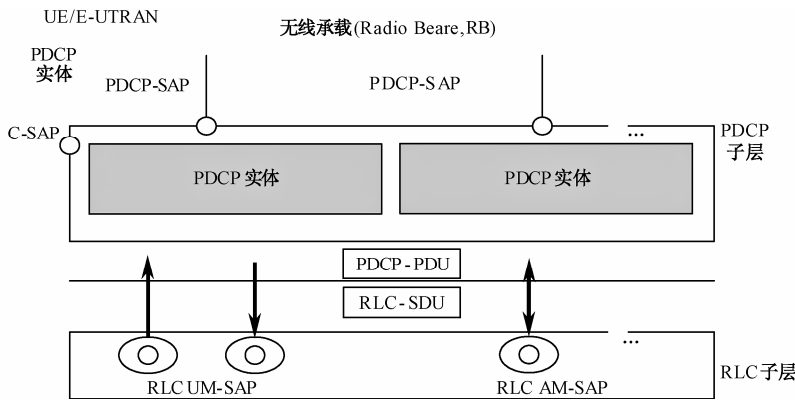


图 5-28 PDCP 子层结构图

图中无线承载层 (Radio Bearer, RB) 包含 DRB (数据承载) 和 SRB (信令承载), 它们都关联一个 PDCP 实体, SRB0 除外。每个 PDCP 实体跟一个或两个 RLC 实体关联, PDCP 实体位于 PDCP 子层, PDCP 子层由 RRC 层配置。系统可以包含多个 PDCP 实体, PDCP 实体的数目由建立的无线承载的数目所决定。

5.4.1 PDCP 子层功能

PDCP 子层完成如下功能, 其功能结构图如 5-29 所示。

- 使用 ROHC 协议进行 IP 数据包的头压缩 / 头解压缩。
- 用户面 / 控制面数据传输。
- PDCP 序号的维护。
- 下层重建立时按序向上层递送数据包。

- 下层重建立时 AM 模式重复包丢弃。
- 用户面 / 控制面数据加密 / 解密。
- 控制面数据完整性保护与完整性验证。
- 超时丢弃以及重复包丢弃。

另外，PDCP 需要下层提供如下服务。

- 确认数据传输服务（AM），包括成功传输的确认指示信息。
- 无确认数据传输服务（UM、TM）。
- 按序传输服务（UM），底层重建立时除外。
- 重复数据包丢弃服务，底层重新建立场景（AM）除外。

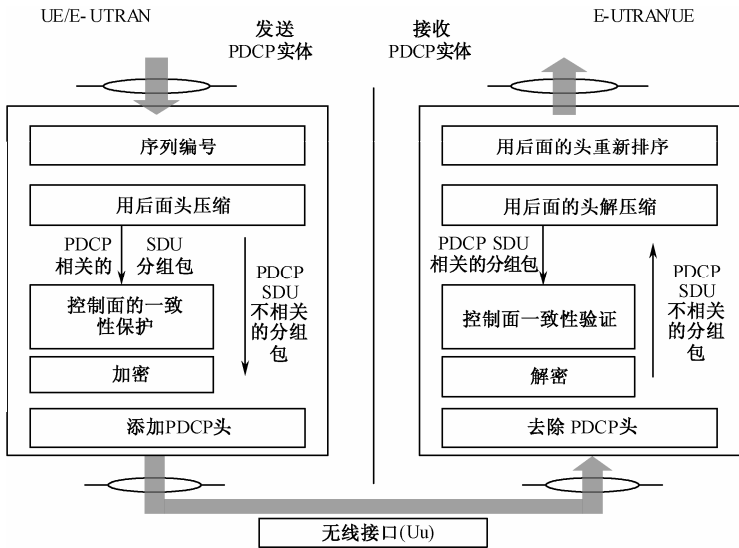


图 5-29 PDCP 功能结构图

5.4.2 PDCP 的 PDU 格式

PDCP 处理多种 PDU 格式，下面逐一介绍各种 PDU 的格式以及所含字段的含义。

1. 控制 PDU 格式

图 5-30 给出了控制 PDU 的格式，其参数含义具体如下。

- R：代表预留。
- PDCP SN：长度为 5 bit，代表 PDCP SDU 的序号。
- 数据区：长度可变，数据净荷。
- MAC-I：控制信息的一致性检查和保护。

2. 用户面 PDU 格式

用户面 PDCP PDU 根据 SN 长度以及携带数据可分为多种格式，具体如图 5-31~图 5-34 所示。

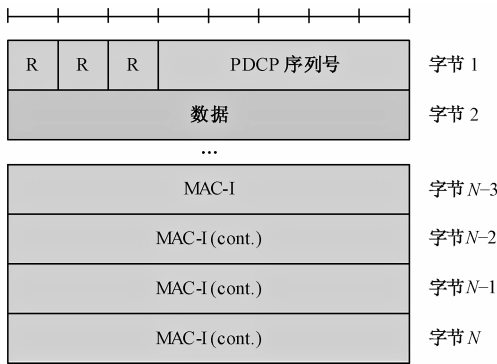


图 5-30 PDCP 控制 PDU 格式

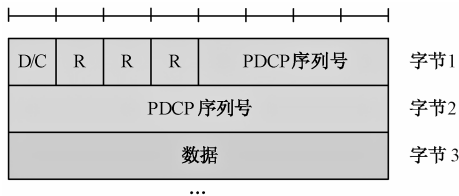


图 5-31 SN 长度为 12 bit 的 DRB 的 PDCP PDU 格式

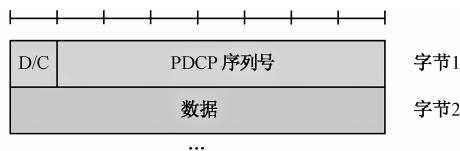


图 5-32 SN 长度为 7 bit 的 DRB 的 PDCP PDU 格式



图 5-33 携带 ROHC 的 PDCP PDU 格式

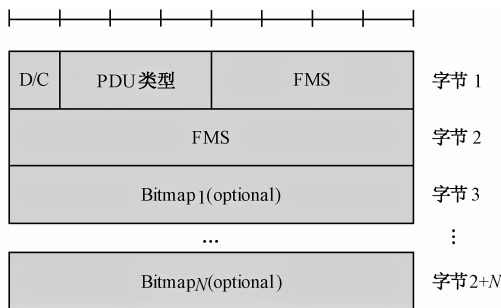


图 5-34 携带 PDCP 状态报告的 PDCP PDU 格式

图 5-31~图 5-34 中各参数的含义具体如下。

- D/C: 长度为 1bit, “0”代表为控制 PDU, “1”代表为数据 PDU。
- PDU 类型: 长度为 3 bit, 表示的是 ROHC 反馈还是 PDCP 状态报告。
- FMS: 长度为 12 bit, 第一个丢失的 PDCP SDU 的 PDCP SN 值。
- Bitmap: 长度可变, Bitmap 第一个字节的最高比特指示 PDCP 序号为 $(LI_k+1) \bmod 4096$ 的 PDCP PDU 的接收或解密情况; 第一个字节的最低比特指示 PDCP SN 为 $(LI_k+8) \bmod 4096$ 的 PDCP PDU 的接收和解密情况。

5.4.3 PDCP 子层数据传输、数据加密与完整性保护处理

1. 上行传输过程

- 如果配置 discardTimer (丢弃定时器), 则启动该定时器。
- 设置该 PDCP SDU 的 SN 为 Next_PDCP_TX_SN (下一个传输的 PDCP 的 SN)。

- 如果配置头压缩，则执行头压缩操作。
- 如果配置完整性保护和加密功能，基于 TX_HFN（发送的超帧号）和 PDCP SN 计算次数，并进行完整性保护和加密操作。
- Next_PDCP_TX_SN 自增 1。如果 Next_PDCP_TX_SN 大于 Maximum_PDCP_SN（最大的 PDCP 序号），则置 Next_PDCP_TX_SN 为 0，同时 TX_HFN 加 1。
- 向底层提交 PDCP PDU。

2. 下行信令承载（Signalling Radio Bearer, SRB）接收过程

对于 SRB，在接收到底层的 PDCP PDU 以后，UE 应按照如下步骤处理。

- 如果接收的 PDCP SN < Next_PDCP_RX_SN（下一次预期收到的 PDCP 的 SN）
 - 使用基于 RX_HFN（接收的超帧号）加 1 的 COUNT 值与接收到的 PDCP SN 值来解密 PDU 及确认 PDU 的完整性。

其中，COUNT 长度为 32 比特。加密及完整性保护维护 COUNT 值。COUNT 值由 HFN（Hyper Frame Number）和 PDCP SN 组成具体如图 5-35 所示，PDCP SN 值的长度由上层配置。HFN 部分的长度等于 32 减去 PDCP SN 的长度。



图 5-35 COUNT 的格式

- 否则
 - 使用基于 RX_HFN 的 COUNT 值与接收到的 PDCP SN 值来解密此 PDU 及确认其完整性（如适用）。
- 如果使用完整性确认，并且成功通过，或者完整性确认不适用，则
 - 如果接收的 PDCP SN < Next_PDCP_RX_SN，
 - ✓ 将 RX_HFN 增加 1。
 - 将 Next_PDCP_RX_SN 置为接收到的 PDCP SN 值 + 1。
 - 如果 Next_PDCP_RX_SN > Maximum_PDCP_SN，则
 - ✓ 将 Next_PDCP_RX_SN 置为 0。
 - ✓ 将 RX_HFN 增加 1。
 - 将最后产生的 PDCP SDU 递交给上层。
- 否则，如果完整性确认适用，但是失败，则
 - 丢弃接收到的 PDCP PDU。
 - 将完整性确认失败报告给上层。

3. 下行 UM 数据承载（Data Radio Bearer, DRB）接收过程

对于映射到 RLC UM 的 DRB，在接收到底层的 PDCP PDU 以后，UE 应按照如下步骤处理。

- 如果接收到的 PDCP SN < Next_PDCP_RX_SN，则
 - 将 RX_HFN 增加 1。
- 使用基于 RX_HFN 的 COUNT 值与接收到的 PDCP SN 值比较，解密此 PDCP PDU。

- 将 Next_PDCP_RX_SN 置为接收到的 PDCP SN 值 + 1。
- 如果 Next_PDCP_RX_SN > Maximum_PDCP_SN，则
 - 将 Next_PDCP_RX_SN 置为 0。
 - 将 RX_HFN 增加 1。
- 执行已解密 PDCP PDU 的头解压缩（如果配置）。

将最后产生的 PDCP SDU 递交给上层。

4. 下行 AM DRB 接收过程

对于映射到 RLC AM 的 DRB，在接收到底层的 PDCP PDU 时，UE 应按照如下步骤处理。

- 如果接收到的 PDCP SN - Last_Submitted_PDCP_RX_SN (最后一次提交接收到 PDCP 的 SN) > Reordering_Window (重排序窗口) 或者 $0 \leq \text{Last\_Submitted\_PDCP\_RX\_SN} - \text{接收到的 PDCP SN} < \text{Reordering\_Window}$ ，则
 - 如果接收到的 PDCP SN > Next_PDCP_RX_SN，则使用基于 RX_HFN-1 的 COUNT 值与接收到的 PDCP SN 值，解密此 PDCP PDU。
 - 否则，使用基于 RX_HFN 的 COUNT 值与接收到的 PDCP SN 值比较，解密此 PDCP PDU。
 - 执行头压缩（如果已配置）。
 - 丢弃此 PDCP SDU。
- 否则，如果 Next_PDCP_RX_SN - 接收的 PDCP SN > Reordering_Window，则
 - 将 RX_HFN 增加 1。
 - 使用基于 RX_HFN 与接收的 PDCP SN 值解密此 PDCP PDU。
 - 将 Next_PDCP_RX_SN 置为接收到的 PDCP SN + 1。
- 否则，如果接收到的 PDCP SN - Next_PDCP_RX_SN $\geq$ Reordering_Window。
 - 使用基于 RX_HFN - 1 的 COUNT 值与接收到的 PDCP SN 值解密此 PDCP PDU。
- 否则，如果接收到的 PDCP SN $\geq$ Next_PDCP_RX_SN，则
 - 使用基于 RX_HFN 的 COUNT 值与接收到的 PDCP SN 值解密此 PDCP PDU。
 - 将 Next_PDCP_RX_SN 置为接收到的 PDCP SN + 1。
 - 如果 Next_PDCP_RX_SN 大于 Maximum_PDCP_SN，则
 - ✓ 将 Next_PDCP_RX_SN 置为 0。
 - ✓ 将 RX_HFN 增加 1。
- 否则，如果接收到的 PDCP SN < Next_PDCP_RX_SN，则
 - 使用基于 RX_HFN 的 COUNT 值与接收到的 PDCP SN 值解密此 PDCP PDU。
- 如果上面没有丢弃此 PDCP PDU，则
 - 执行 PDCP PDU 的解密与头解压缩（如果配置）。
 - 如果一个具有相同 PDCP SN 值的 PDCP PDU 被存储则丢弃此 PDCP SDU。否则存储此 PDCP SDU。
 - 如果由于下层重建导致 PDCP 没有接收到此 PDCP PDU，则
 - ✓ 把相关的 COUNT 值按升序传递给上层。
 - 所有存储的相关 COUNT 值小于接收到 PDCP SDU 的 COUNT 值的 PDCP SDU。
 - 所有存储的，从接收到的 PDCP SDU 的 COUNT 值开始，连续 COUNT 值对应

的 PDCP SDU。

- ✓ 将 Last_Submitted_PDCP_RX_SN 置为最后递交给高层的 PDCP SDU 的 PDCP SN 值。
- 否则，如果接收到的 $\text{PDCP SN} = \text{Last\_Submitted\_PDCP\_RX\_SN} + 1$ ，或者接收到的 $\text{PDCP SN} = \text{Last\_Submitted\_PDCP\_RX\_SN} - \text{Maximum\_PDCP\_SN}$ ，则
 - ✓ 把相关 COUNT 值按升序传递给上层。
- 所有存储的，从接收到的 PDCP SDU 的 COUNT 值开始，连续 COUNT 值对应的 PDCP SDU。
 - ✓ 将 Last_Submitted_PDCP_RX_SN 置为最后递交给高层的 PDCP SDU 的 PDCP SN 值。

5. PDCP 加密过程

- RRC 信令和 NAS 信令需要进行加密用于防止空口消息被跟踪。
- 用户面数据也需要在 PDCP 层进行加密保护。
- RRC 信令 and 用户面数据的加密操作在 PDCP 进行，PDCP 以下各层不再进行加密。

6. PDCP 完整性保护规则

- NAS 和 RRC 信令需要进行完整性保护。
- eNB 和 UE 之间的用户面数据不需要完整性保护。
- NAS 消息除了 NAS 自身的完整性保护外，还需要对 PDCP 进行加密和完整性保护。
- RRC 的加 / 解密和完整性保护由 PDCP 完成，包括 SecurityModeCommand（安全模式命令）。

5.4.4 PDCP 头压缩

PDCP 从通用隧道协议—用户面 GTP-U（General Tunneling Protocol User Plane）所得到的数据包带有很大的数据头，对于无线链路传输而言，如果对数据直接传输必然会影响到传输效率，因此通常采用头压缩技术以改善响应时间，降低头开销。下面介绍一下 PDCP 数据头压缩和解压缩基本原理以及目前支持头压缩的协议（见表 5-10）。

- （1）发送端根据数据包中第一个数据包的数据头，生成一个用于压缩的上下文。
- （2）发送端在第一个数据包的相关域中添加有关压缩所用的上下文信息（CID），在数据头中添加上下文信息时不改变原有数据包尺寸。
- （3）发送端发送完整数据头（包括数据）给接收端。
- （4）接收端接收到完整数据头后，解出数据头中的相关域，以获得用来压缩数据头的上下文 CID，根据完整数据头生成相关的解压缩上下文，并且与 CID 相关联。
- （5）发送端在随后的数据包发送中，将该数据包的数据头和上下文中的相关信息或与前次发送的数据包的数据头进行比较，生成压缩数据头。压缩数据头实际上保存了当前要发送数据包的数据头与压缩所用的上下文或前次发送数据包的差异信息。
- （6）接收端接收到压缩数据头后，在压缩的数据头中解出压缩所用的 CID，然后在接收

端寻找先前根据完整数据头生成的具有相同 CID 的解压缩上下文。最后将压缩头中的相关信息和解压缩上下文中的相关信息进行重组，生成该压缩数据包的原始数据包。

表 5-10 支持头压缩的协议

算 法 标 识	用 途	使 用 协 议
0x0000	不压缩	RFC 4995
0x0001	RTP/UDP/IP	RFC 3095, RFC 4815
0x0002	UDP/IP	RFC 3095, RFC 4815
0x0003	ESP/IP	RFC 3095, RFC 4815
0x0004	IP	RFC 3843, RFC 4815
0x0006	TCP/IP	RFC 4996
0x0101	RTP/UDP/IP	RFC 5225
0x0102	UDP/IP	RFC 5225
0x0103	ESP/IP	RFC 5225
0x0104	IP	RFC 5225

5.4.5 PDCP 重新建立处理

PDCP 重新建立的作用是保证切换过程中 UE 和 eNodeB 之间的业务传输达到 QoS 的要求，即当业务在 AM 模式传输时，保证业务数据不丢失；在 UM 模式传输时，保证业务数据损失尽可能小。PDCP 重建分为 AM 模式、UM 模式下重建。

(1) AM 模式下重建建立处理

- 上行：在非切换场景下，上行需要缓存已发给 RLC 子层的 PDCP PDU，当收到 RLC 子层的确认后丢弃相应的 PDCP PDU，同时缓存正在处理的和还没处理的 PDCP SDU，当进入切换场景后停止发送数据。切换成功后，按序重传已发送的 PDCP SDU。
- 下行：非切换场景下，下行直接处理，不需要缓存 PDCP PDU。当进入切换场景后，如果接收来自 RLC 子层的数据是连续的，就把连续的数据发送给上层，否则缓存数据，切换成功后，根据新接收到数据的 SN，按序发送缓存数据。

(2) UM 模式下重建建立处理

- 上行：在非切换场景下，上行需要缓存正在处理的和还没处理的 PDCP SDU。当进入切换场景后，停止发送数据，切换成功后，重传缓存数据。
- 下行：切换与非切换场景下，都不缓存数据。

5.4.6 PDCP 定时丢弃

为了满足某些 QoS 需求，需要设置对缓存数据定时丢弃。例如 IP 电话对数据的实时性要求较高，如果由于无线链路较差，缓存数据较多，就需要对数据进行定时丢弃。UE 根据定时丢弃配置参数，对收到的数据进行相应的处理。当用于 PDCP SDU 的丢弃定时器终止时，或 PDCP SDU 的成功传输通过了 PDCP 状态上报确认，UE 应丢弃此 PDCP SDU 及对应的 PDCP PDU。如果对应的 PDCP PDU 已经成功传递给下层，则此丢弃需要指示给下层。

5.5 无线资源控制（RRC）层

无线资源控制（Radio Resource Control，RRC）层位于 LTE 协议栈 L3（层 3），处于非常重要的地位，是接入层和非接入层的主要控制中心，控制着层间主要接口，不仅要为上层提供来自网络系统的无线资源参数，同时还要控制下层的主要参数和行为。与传统的 3GPP 接入网相比，LTE 采用了由单层 eNodeB 节点组网的扁平化架构，RRC 层需要实现原有 RNC 中大部分功能，RRC 控制功能对 LTE 系统的性能和行为有着重要影响。总的来说 RRC 是整个控制平面的核心、终端协议的无线总管、接入平面和非接入平面进行对话的桥梁、协议信令与用户数据通道的调度员。无线资源控制层的完善性和可靠性在很大程度上影响整个 LTE 协议栈的性能，图 5-36 描述了 RRC 在协议中的位置。

RRC 层主要完成如下功能。

（1）提供系统信息广播：包括 NAS 层和接入层的系统消息。为空闲模式的 UE 提供小区选择和小区重选的参数和相邻小区参数。为连接模式的 UE 提供公共信道重配置消息等。

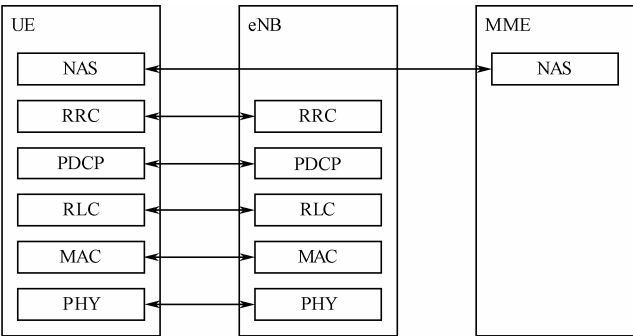


图 5-36 RRC 在协议中的位置

（2）寻呼：RRC 层负责把寻呼消息广播给特定的 UE，网络侧的高层可以发起寻呼。在一个 RRC 连接建立过程中，RRC 层也可以发起寻呼。

（3）RRC 连接建立、保持和释放，包括临时标识（T-RNTI）的分配和修改、信令 RB（SRB）的配置（低优先级和高优先级 SRB）。SRB 的分类如表 5-11 所示。

表 5-11 SRB 的分类

SRB 类别	承载逻辑信道	承载消息类别	承载消息内容
SRB0	CCCH	RRC 消息	RRC 连接请求、RRC 连接建立、RRC 连接拒绝、RRC 连接重建请求、RRC 连接重建、RRC 连接重建拒绝
SRB1	DCCH	RRC 消息 部分 NAS 消息	RRC 连接建立完成、RRC 连接重建完成、RRC 连接重配置、RRC 连接重配置完成、RRC 连接释放等
SRB2	DCCH	NAS 消息	上、下行直传消息

- （4）安全功能，包含密钥管理，RRC 消息的完整性保护。
- （5）点对点的无线承载的建立、修改和释放。
- （6）移动性管理功能。UE 测量报告以及为了实现小区间和 RAT 间的移动性而进行的报

告控制、小区间切换、UE 小区选择和重选以及小区选择和重选控制，为 eNodeB 之间的通信提供上下文的传输。

- (7) QoS 管理。包括分配和修改上、下行调度信息，UE 上行速率控制参数。
- (8) UE 测量上报及测量控制。包括同频、异频和系统间测量。
- (9) NAS 消息的传输，PLMN 消息的传输等。

5.5.1 RRC 的状态

LTE 系统与 UMTS 不同，仅仅包含空闲状态（RRC_IDLE）和连接状态（RRC_CONNECTED）两种状态。在与其他网络组网时，LTE 系统 RRC 状态的切换如图 5-37 所示。

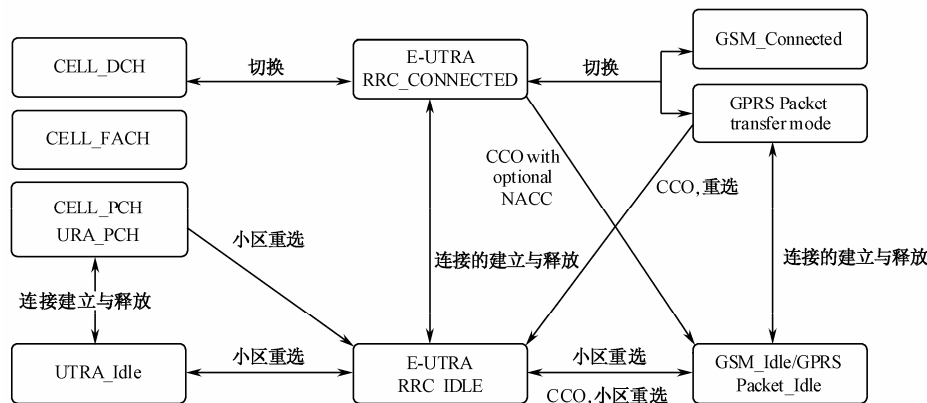


图 5-37 RRC 状态切换

1. 空闲模式

1) 空闲模式下功能介绍

LTE 空闲模式的过程为终端开机后会从选定的 PLMN 中选择一个合适的小区进行驻留。当 UE 驻留在某个小区后，就可以接收系统消息和小区广播信息。通常 UE 第一次开机时需要执行注册过程，一方面可以互相认证鉴权；另一方面可以让网络获得此 UE 的一些基本信息。之后 UE 可以一直处于空闲模式下，直到需要建立 RRC 连接。

① 空闲模式下 UE 驻留一个小区的目的

- UE 可以接收网络的系统消息。
- UE 可以发起接入请求。
- UE 可以接收寻呼消息（UE 处于 IDLE，网络发送寻呼的范围是 UE 所驻留的跟踪区，会在该跟踪区的所有小区的控制信道上都发送寻呼消息）。

② RRC 空闲模式下有三种状态

- 空状态（NULL）：刚开机时处于该状态，或者找不到任何小区时进入该状态；根据定时器周期性搜索可以驻留的小区。
- 小区选择状态（SEL）：UE 为了找到一个合适的小区进行驻留，需要对指定小区或频段内所有小区进行测量，解码 BCH、接收系统消息等，找到一个可以正常驻留的小区时，UE 进入 IDLE 状态。

- 空闲状态（IDLE）：此时属于正常驻留小区，需要完成寻呼和系统消息的接收及服务小区和邻近小区的测量，根据重选准则检查是否触发小区重选，根据测量值和其他参数从候选小区列表中选择一个信号最好的小区驻留，并随时执行上层触发的接入过程。

2) 空闲模式下 RRC 主要过程

空闲模式下的过程主要包含小区选择过程、小区重选、寻呼监控、接收系统消息及测量等过程，下面逐一介绍。

① 小区选择

小区选择分为初始小区选择和带存储信息的小区选择。

- 初始小区选择。

在初始小区选择过程中，UE 将根据自身能力在 eNodeB 的频带上扫描所有无线频率信道，来寻找一个适合的小区。在每一个载频上 UE 仅需要搜索信号最强小区。然后 UE 调整到信号强度最高的频点上，读取 BCH 上的系统信息。然后根据读取的系统信息来判断该小区是否属于所选择的网络、小区是否被禁止等信息。如果满足这些条件，那么 UE 将驻留在该小区，否则将从次强的频点上再次进行选择。如果没有搜索到合适的小区，UE 将继续监测所有的频道，不考虑小区所属的网络，直到找到合适的小区并驻留。在这个过程中 UE 就只能进行紧急呼叫。UE 完成小区选择后将接收到系统广播中的信息。

- 带存储信息的小区选择。

带存储列表小区的选择过程是 UE 上次正常关机时，将当时 UE 所在小区信息，如 PLMN、服务小区和邻近小区信息以及一些相关的无线参数等信息存储在 USIM 中。当 UE 再次开机时，就会根据存储的广播信道、同步码等信息进行搜索。UE 会按照测量存储列表中各小区的 RSRP 值大小排序（降序）进行小区搜索。这种优先使用上次关机时的网络信息和小区的无线参数信息的方式，可以加速小区的查找速度，这种方式的小区选择过程称为带存储信息的小区选择过程。如果有可驻留的小区，UE 则选择该小区作为服务小区。如果没有，UE 将进行正常小区选择。

② 小区重选与测量

UE 无论在空闲模式下还是在连接模式下，都需要随时监视服务小区和邻近小区的信号质量，使其选择一个最合适的小区驻留，这个过程就是小区重选。小区重选是一个与移动性相关的过程。测量包含同频测量和异频测量，异频小区重选优先级在 SIB5（系统消息块 5）中广播，如果在 SIB5 中未给出某个频点的小区重选优先级，那么在重选或者测量的时候均不考虑该频点下的小区。

③ 接收系统消息

系统消息包括 MIB（主信息块），SIB1~SIB13（系统信息块 1~系统信息块 13），只有 MIB 在 BCH 信道上接收，其他的 SIB 都在 DL-SCH 信道上接收。这样处理一方面调度灵活，另一方面也可以节约资源。MIB 和 SIB1 有固定的调度周期，其他的系统消息都是动态调度的。

在 BCH 上传输的系统消息包含如下参数。

- 下行系统带宽。
- 发送天线的个数。
- 参考信号发送功率。

- PHICH 配置。
 - 系统帧号。
- 在 DL-SCH 上传输的系统消息包含如下参数。
- PLMN 标识。
 - 跟踪区域编号。
 - 小区标识号。
 - 小区禁用状态指示，用于所有共享的 PLMN。
 - 用于 RAT 之间小区重选的有关信息。
 - 为了共享 PLMN 使用一个公共的比特用于小区预留的扩展。
 - SIB 映射信息。
 - 地震和海啸预警系统（Earthquake and Tsunami Warning System, ETWS）的通知信息。
 - ETWS 的次通知信息。
 - 上行频点，上行带宽。

④ 寻呼处理

寻呼的过程是在寻呼控制信道（PUCCH）上给处于空闲模式的 UE 发送寻呼信息。用于发起 RRC 连接建立或通知 UE 系统消息发生了改变。接收寻呼的作用有两个，第一个作用是接收 NAS 的寻呼消息，PAGING（寻呼）消息中必须包含寻呼记录列表，并且消息中的 UE 标识必须与 UE 储存相同。第二个作用是通知 UE 系统消息发生改变，PAGING 消息中必须包含系统消息修改标志，当 UE 侧 RRC 检查到 PAGING 消息中包含该标志后，不管空闲还是连接状态，RRC 直接重读系统消息。

2. 连接模式

1) 连接模式下 RRC 的主要状态

RRC 连接模式下分为 ACC（随机接入）、CON（正常连接）、HO（切换）三个子状态。

- 随机接入状态：当 UE 接收到高层配置的连接建立请求消息，UE 的 MAC 子层发起随机接入过程，建立上行同步。
- 正常连接状态：UE 和 E-UTRAN 之间的无线链路相关过程，包括初始安全性激活、连接重配置、连接重建、连接释放等。当 UE 和 E-UTRAN 之间的无线链路建立后，可以进行正常的数据业务流程。
- 切换状态：执行同频、异频小区间的切换，主要是通过重配置消息里的移动控制信息来实现。

图 5-38 为三种状态的转换示意图，以 IDLE 状态为例说明状态的触发与转移。

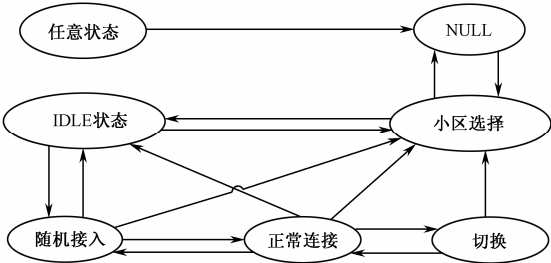


图 5-38 三种状态转换示意图

- ✓ IDLE 状态→小区选择状态：IDLE 状态下收到高层的丢失覆盖指示或是重选小区失败指示，RRC 由 IDLE 跃迁到初始小区选择状态。
- ✓ IDLE 状态→随机接入状态：正常小区驻留的 UE 收到高层的业务请求或是对寻呼的响应会发起 RRC 连接建立请求，进入随机接入子状态，请求 MAC 进行随机接入。
- ✓ 随机接入状态→IDLE 状态：RRC 子层接收到来自 MAC 子层的随机接入失败指示，返回到 IDLE 子状态，重新发起随机接入。
- ✓ 小区选择→IDLE 状态：小区选择成功后进入 IDLE 状态正常驻留小区或是小区选择失败进入 IDLE 受限驻留。
- ✓ 连接状态→IDLE 状态：RRC 连接释放或是 RRC 连接重建失败返回 IDLE 状态。

2) 连接模式下 RRC 主要过程

RRC 连接模式下主要包含如下过程。

- (1) 随机接入。
- (2) 建立 / 重配 / 释放 RRC 连接。
- (3) 建立 / 重配 / 释放无线承载 RB。
- (4) 安全模式激活。
- (5) 切换（系统内和系统间切换）。
- (6) 无线链路失败恢复。
- (7) 测量控制及测量报告发送。
- (8) 接收系统消息。

① 系统消息接收

系统信息（System Information, SI）是由 eNodeB 端的 RRC 子层通过广播的方式发给 UE 的与整个通信系统相关的一些系统级参数，包括具有固定调度周期的 SI 和动态调度周期的 SI。UE 需要维护 SI 窗口以接收 SI 消息，在不同场景下获取不同的 SI 作为进行其后续行为的决策依据。

② 连接控制

LTE 使用无线承载（Radio Bearer, RB）分段映射到 QoS 体系结构，映射到相同 RB 上的服务数据流具有相同的传送等级，因而 LTE 系统通过 RB 实现了无线资源管理。连接控制过程即 LTE 系统中对 RB 控制的具体方式，实现了对数据无线承载（Data Radio Bearer, DRB）和信令无线承载（Signal Radio Bearer, SRB）的管理。连接控制包括寻呼、安全激活、连接（重）建立、配置和释放过程。

- 寻呼过程是网络向跟踪区域内处于 RRC 空闲状态的 UE 发送寻呼消息，触发 UE 建立 SRB1 的过程。
- 安全激活过程是在 UE 与网络之间建立 SRB1 后，网络对 UE 的完整性保护和加密算法进行激活和配置。
- RRC 连接建立过程是 UE 与 eNodeB 之间通过信令交互建立 SRB1 的过程。
- RRC 连接重建过程是指 UE 端在无线链路出现问题或切换失败后，发起的重新建立 SRB1 的过程。
- RRC 连接配置过程是对 eNodeB 的管理过程，也可作为 UE 进行 HO（Handover，切换）的触发过程。
- RRC 连接释放是释放 UE 与 eNodeB 相关的所有 RB 并返回到空闲状态的过程。

③ 测量

为了支持 LTE 系统的移动性，UE 执行测量过程并向 eNodeB 报告测量结果。RRC 层根据服务小区信道质量和测量目标来决策需要测量的邻小区，在获得测量结果后上报测量结果。

④ 移动性管理

RRC 层的移动性管理即切换管理，源 eNodeB 根据 UE 的测量报告选取最优目标 eNodeB，通过 X2 接口或 S1 接口与其进行信息交换，并通知 UE 执行切换操作，UE 通过随机接入过程接入到目标 eNodeB。

5.5.2 RRC 涉及的相关处理流程

为了更好地掌握 RRC 的功能，接下来介绍与 RRC 相关的空中接口信令消息流程。

1. 随机接入流程

随机接入分为基于竞争的随机接入和基于非竞争的随机接入两种流程。前者为 UE 依照一定算法随机选择一个随机前导进行随机接入请求，后者是基站侧通过下行专用信令给 UE 指配非竞争的随机接入前导，具体流程如图 5-39 和图 5-40 所示。

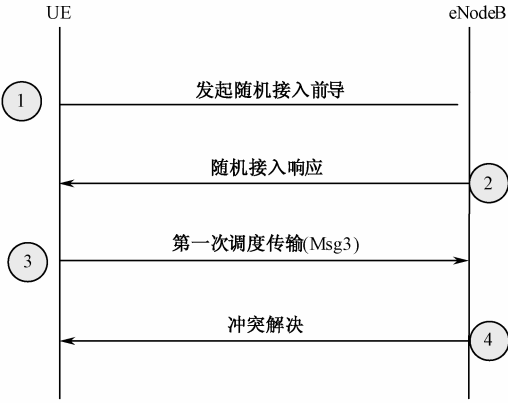


图 5-39 基于竞争的随机接入

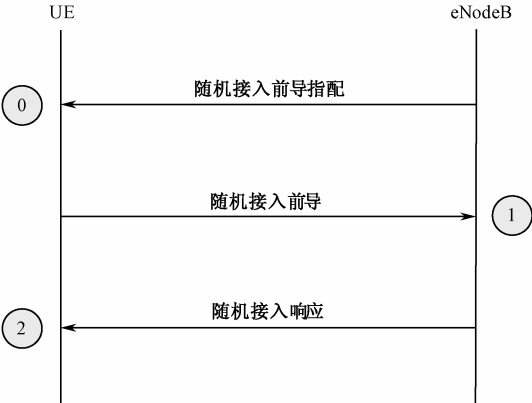


图 5-40 基于非竞争的随机接入

- UE 随机选择 Preamble（前导）码后发送 Preamble 码。
 - eNodeB 可以选择 64 个 Preamble 码中的部分或全部用于竞争接入。
 - Msg1 承载于 PRACH 上。
- Msg2：随机接入响应。
 - Msg2 由 eNodeB 的 MAC 子层组织，并由 DL_SCH 承载发送。
 - 一条 Msg2 可同时响应多个 UE 的随机接入请求。
 - eNodeB 使用 PDCCH 调度 Msg2，并通过 RA-RNTI 进行寻址，RA-RNTI 由承载 Msg1 的 PRACH 的时频资源位置确定。
 - Msg2 包含上行传输定时提前量、为 Msg3 分配的上行资源、临时 C-RNTI 等。
- Msg3：第一次调度传输。
 - UE 在接收 Msg2 后，在其分配的上行资源上传输 Msg3。

- 针对不同的场景，Msg3 包含不同的内容。
 - 初始接入：携带 RRC 层生成的 RRC 连接请求，包含 UE 的 S-TMSI 或随机数。
 - 连接重建：携带 RRC 层生成的 RRC 连接重建请求 C-RNTI。
 - 切换：传输 RRC 层生成的 RRC 切换完成消息以及 UE 的 C-RNTI。
 - 上 / 下行数据到达：传输 UE 的 C-RNTI。
- Msg4：竞争冲突解决。
- UE 根据 eNB 的指示，在指定的 PRACH 上使用指定的 Preamble 码发起随机接入。
- Msg0：随机接入指示。
 - 对于切换场景，eNB 通过 RRC 信令通知 UE。
 - 对于下行数据到达和辅助定位场景，eNB 通过 PDCCH 通知 UE。
- Msg1：发送 Preamble 码。
 - UE 在 eNB 指定的 PRACH 信道资源上用指定的 Preamble 码发起随机接入。
- Msg2：随机接入响应。
 - Msg2 与竞争机制的格式与内容完全一样，可以响应多个 UE 发送的 Msg1。

2. 系统信息接收处理

在空闲模式下，UE 通过监听寻呼信道，接收系统信息的变更通知。当寻呼信息指示系统信息发生了变化，UE 将重新接收系统信息。系统信息分为一个主信息块（MIB）和多个系统信息块（SIB），各种信息的分类及作用如图 5-42 所示。MIB 包含了最重要、最常用的传输参数（系统带宽、系统帧号、PHICH 配置信息）系统信息，这些参数对获得小区的其他系统参数至关重要，在专用的物理广播信道上传输。对于系统信息，除了 SIB1 之外，其他 SIB 都由系统信息 SI 来承载，将多个 SIB 映射到一个 SI 上进行传输。这种映射有一定的限制即每个 SIB 只能包含在一个 SI 中，并且只有具有相同调度特性的 SIB 才能映射到一个 SI 中，例如，它们的调度周期相同，但是并不意味着一定需要映射在同一个 SI，而 SIB1 则用于携带这些 SI 的调度信息，SIB2 映射的位置是固定的，一直处在 SI 调度信息列表中的第一个位置，而且任何时候都必须存在。SIB1 和其他的所有 SIB 都在 DL-SCH 上传输。系统信息接收流程如图 5-41 所示。

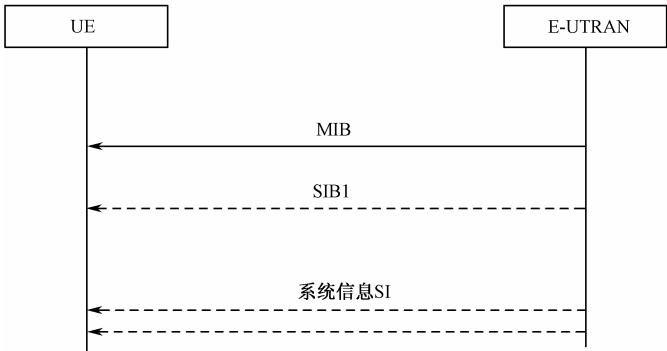


图 5-41 系统信息接收流程图

其中，

- MIB

- 承载在 BCCH 信道上。
- 时域：紧邻同步信道。
- 频域：占用系统带宽中央的 72 个子载波。

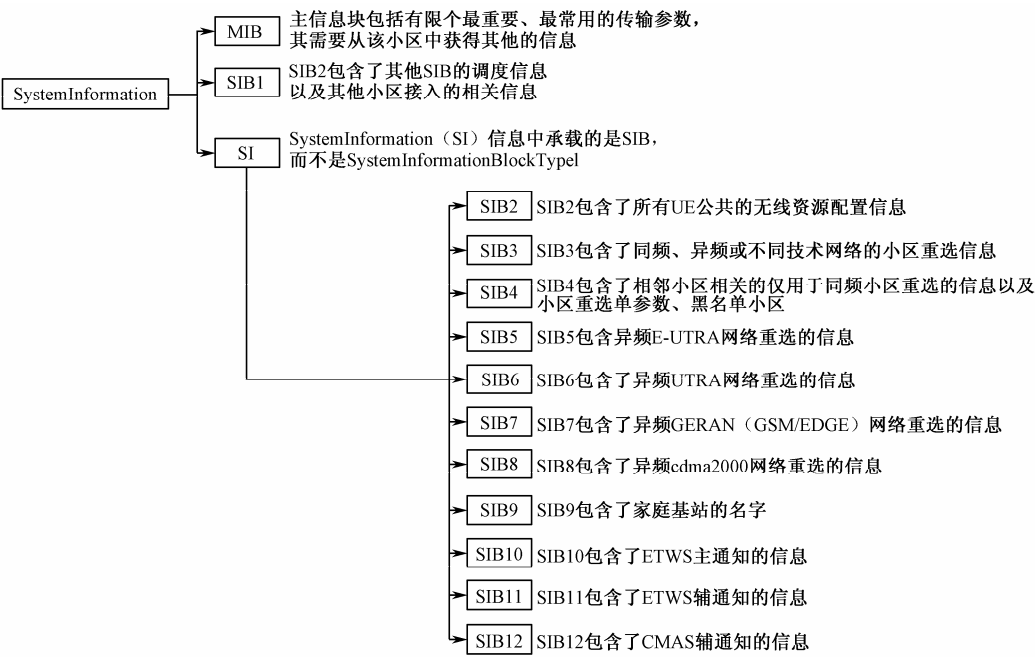


图 5-42 系统信息分类以及功能

● SIBs

- 除 MIB 以外的系统信息，包括 SIB1~SIB12。
- 除 SIB1 以外，SIB2~SIB12 均由 SI（System Information）承载。
- SIB1 和所有 SI 信息均传输在 DL-SCH 信道上。
- SIB1 的传输通过携带 SI-RNTI（SI-RNTI 每个小区都是相同的）的 PDCCH 调度完成。
- SIB1 中的调度信息列表中携带所有 SI 的调度信息，在接收 SIB1 以后，即可接收其他 SI 信息。

下面我们来了解一下系统信息具体的调度和更新处理。

1) 系统信息调度处理

(1) MIB 信息块的调度

由于 MIB 是在固定的物理专属的广播信道上传输的，因此它的调度是固定的，以 40 ms 为周期，并在这个周期内重复发送。MIB 第一次传输调度的无线帧号是满足 $SFN \bmod 4 = 0$ 的 0 号子帧，然后是这个周期内的其他无线帧的第 0 号子帧重复发送。

(2) 系统信息块的调度

SIB1 的调度周期是固定的，为 80 ms，并且在 80 ms 内重复发送。SIB1 的第一次传输在无线帧号满足 $SFN \bmod 8 = 0$ 的 5 号子帧上传输，而且在这个周期内的帧号满足 $SFN \bmod 2 = 0$ 的无线帧的子帧 5 上重复传输。SI 信息是动态调度的，每个 SI 有自己的发送周期和固定的窗口，并在其固定窗口内发送。不同的 SI 信息的窗口是不能重叠的，即在一个窗口内只能发

送一个 SI 信息，但是每个 SI 信息的窗口大小是一样的。除了 MBSFN 子帧、TDD 模式的上行子帧以及无线帧号满足 $\text{SFN mod } 2 = 0$ 的 5 号子帧外（也即是 SIB1 的发送位置），在每个 SI 的窗口内，对应的 SI 信息可以发送一次或者多次。UE 通过解码 SI-RNTI 的 PDCCH 来获得系统广播消息的调度信息。一个 SI-RNTI 可以同时标识 SIB1 和所有的 SI 信息，SI 的传输周期和窗口大小由 SIB1 指示。当 UE 在获取一个调度信息的时候，会先按照如下步骤确定相应调度信息（SI）的开始处。

- 获取 SI 信息的起始位置。
- 无线帧的位置：即无线帧号 $\text{SFN mod } T = \text{FLOOR}(x/10)$ ， T 是相应 SI 的周期， $x = (n-1) \times w$ ， w 是 SI 的窗口大小， n 是 SI 在调度信息列表中调度的序号。
- 子帧的位置： $a = x \text{ mod } 10$ ， a 是子帧位置。

如果所有的 SI 能够在 $\text{SFN mod } 2=0$ 的无线帧中的子帧 5 前都可以完成调度，那么 SI 的调度窗口只能设置为 1ms，否则调度窗口就要大于 1 ms，这样才可以避开与 SIB1 的调度冲突。UE 在接收 SI 时是从该 SI 的调度起始位置开始，直到 SI 窗口结束或者直到接收到调度信息。

注意不能包括以下子帧。

- 在无线帧中的子帧 5，其中 $\text{SFN mod } 2=0$ 。
- 任何 MBSFN 子帧。
- 或者处于 TDD 模式下的任何上行链路子帧。

如果直到该 SI 的调度窗口结束依然没有被成功接收，那么需要在下一次调度窗口处重新开始接收。

2) 系统信息的有效性和更新

在修改周期（由系统信息来配置）内，相同内容的系统信息可以传输多次。修改周期的变化点为 $\text{SFN mod } m = 0$ 的无线帧，其中 m 为修改周期，单位为无线帧。所谓修改周期的变化点，即是系统信息在此点后开始更新。如果系统信息发生变化，网络需要通知 UE 系统信息已经发生了改变，不过不指出具体那个系统信息发生了变化，在下一个变更周期，网络向 UE 发送更新后的系统信息。由呼叫信息来通知处于 RRC 空闲模式或 RRC 连接模式的 UE 系统信息已经改变。当 UE 收到这个系统信息更新的呼叫信息后，就会在修改周期的边界处开始准备更新其保存的系统信息。图 5-43 中不同灰度代表不同的系统信息，在第一个变更周期内有两个系统信息，在这个周期内，假设系统信息发生了变化，网络将通知 UE，但 UE 并不是立即获得变更后的周期，而是从下一个变更周期的边界开始接收到网络发送的更新后的系统信息。在获得更新后的系统信息之前，UE 仍然使用之前存储的系统信息。

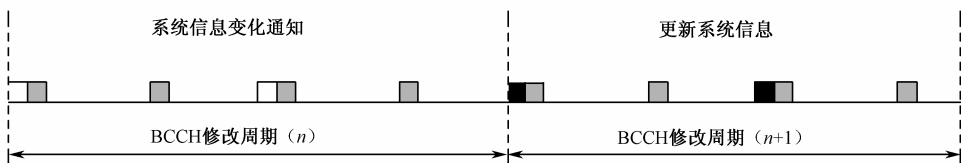


图 5-43 系统信息的变化后接收示意图

另外，SIB1 中包含一个标识值，用来指示系统信息是否发生了改变。UE 可以通过比较这个标识值来确认当前系统信息和之前存储的系统信息是否相同，从而来判断原来的系统信息是否有效。UE 通过 SIB1 来确定系统的修改周期，UE 在一个修改周期内可以尝试多次（具

体由修改周期系数确定)接收系统信息修改指示的呼叫信息,一旦接收到就不需要在这个周期内继续接收这个呼叫信息。如果在当前修改周期内,UE 没有接收到系统信息更新的呼叫信息,那么它就认为在下一个修改周期边界系统信息没有变更。对于 ETWS(地震和海啸预警系统)和辅助信息系统的信息其处理方式相同,但这些系统信息不需要修改那个标识值。

3. RRC 连接建立

RRC 连接建立的触发条件为

- 空闲模式下 UE 主动发起呼叫。
- 空闲模式下 UE 收到来自网络的寻呼。
- 紧急呼叫。
- 主叫信令。

图 5-44 所示的 RRC 连接过程中各步骤的作用如下。



图 5-44 RRC 连接建立成功过程

- UE 在上行 CCCH 上向 E-UTRAN 发送 RRC 连接请求信息,信息中将携带 UE 的标识和可选的测量信息。
- 若 E-UTRAN 经过接入控制算法决策后允许 UE 接入,则在下行 CCCH 上向 UE 发送 RRC 连接建立信息,在信息中 E-UTRAN 将指示 UE 的进入状态。
- UE 接收到期望的 RRC 连接建立信息后,将组装 RRC 连接建立完成信息并在上行 DCCH 上将其发送给 E-UTRAN。若 E-UTRAN 经过接入控制算法再次决策后不允许 UE 接入,则在下行 CCCH 上向 UE 发送 RRC 连接拒绝信息,指示 UE 使用其他 UTRA 载波接入或接入到其他系统。

第二步中,如果 E-UTRAN 拒绝了 UE 建立 RRC 连接,则通过 DL_CCCH 在 SRB0 上回复一条 RRC 连接拒绝信息,具体如图 5-45 所示。



图 5-45 RRC 连接建立拒绝过程

4. RRC 连接重建

当 UE 处于 RRC 连接状态,但出现切换失败、无线链路失败、完整性保护失败、RRC

重配置失败等情况时，就会触发 RRC 连接重建。具体流程如图 5-46 和 5-47 所示。



图 5-46 RRC 连接重建成功过程



图 5-47 RRC 连接重建失败过程

- RRC 连接重建成功流程为
 - RRC 连接重建请求：UE 通过 UL_CCCH 在 SRB0 上发送携带 UE 的 AS（接入层）层初始标识信息及重建原因，该信息对应随机接入过程的 Msg3。
 - RRC 连接重建：E-UTRAN 通过 DL_CCCH 在 SRB0 上回复，携带 SRB1 的完整配置信息，该信息对应随机接入过程的 Msg4。
 - RRC 连接重建完成：UE 通过 UL-DCCH 在 SRB1 上发送，不携带任何实际信息，只起到 RRC 层确认的功能。
- RRC 连接重建失败流程为
 - 第二步中，如果 E-UTRAN 中没有 UE 的上下文信息，则会拒绝 UE 重建 RRC 连接的请求，并通过 DL_CCCH 在 SRB0 上回复一条 RRC 连接重建拒绝信息。

5. RRC 连接重配置

当需要发起对 SRB 和 DRB 的管理、低层参数配置、切换执行和测量控制时，就会触发此 RRC 连接重配置，其操作过程（见图 5-48 和图 5-49）如下。

- RRC 连接重配置：E-UTRAN 通过 DL_DCCH 在 SRB1 上发送配置信息，根据功能的不同携带不同的配置信息内容，一条信息中可以携带体现多个功能的信息单元。
- RRC 连接重配置完成：UE 通过 UL_DCCH 在 SRB1 上发送，不携带任何实际信息只起到 RRC 层确认的功能。

另外，若 UE 无法执行 RRC 连接重配置信息中的内容，则 UE 回退到收到该信息前的配置，并发起 RRC 连接重建过程，这个过程是 RRC 连接重配置的异常流程。

E-UTRAN 系统中使用 RRC 连接重配置简化了多种信息处理，具体包含如下消息。

- 无线承载建立。

- 无线承载释放。

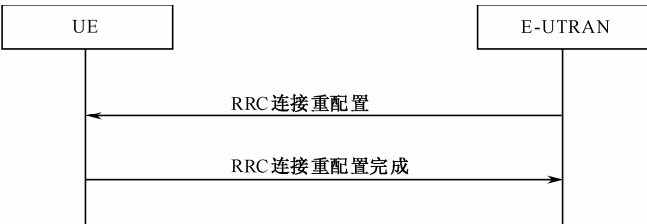


图 5-48 RRC 连接重配置成功过程

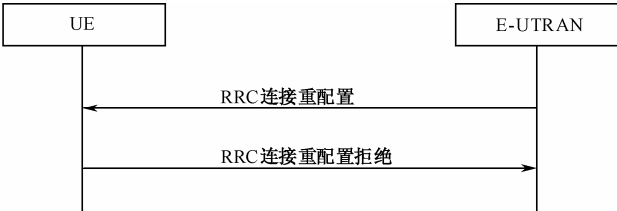


图 5-49 RRC 连接重配置失败过程

- 无线承载重配置。
- 传输信道重配置。
- 传输格式组合控制。
- 物理信道重配置。
- 测量控制。

6. 安全模式激活过程

E-UTRAN 对处于 RRC_CONNECTED 的 UE 进行初始化安全模式命令进程。这个进程的的目的是在 RRC 连接建立之后，激活 AS 安全性。RRC 只负责完整性和加密的激活功能，而具体的信令完整性和信令数据的加密功能的实现都是在 PDCP 子层完成的。安全模式激活的具体流程如图 5-50 所示，并且安全模式命令过程包括两部分：

- ① 开始或者重配完整性保护过程。
- ② 启动加密过程。

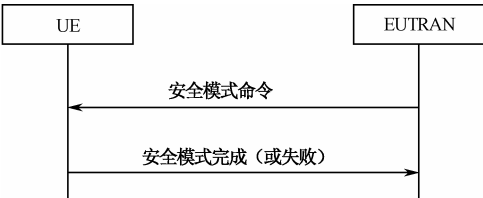


图 5-50 安全模式激活流程

7. 测量过程

在 RRC_IDLE 状态下，UE 通过 E-UTRAN 的广播信息获得测量参数信息。在 RRC_CONNECTED 状态下，E-UTRAN 通过专属信令向 UE 下发测量配置信息，例如在 RRC 的连接重配消息中可携带测量配置信息。下面简单介绍一下有关测量的处理。

(1) UE 可执行如下测量类型。

- 同频测量：测量与当前服务小区下行频点相同的邻小区下行频点。
- 异频测量：测量与当前服务小区下行频点不同的下行频点（同小区或邻小区）。
- 与 UTRA 的系统间测量。
- 与 GERAN 的系统间测量。
- 与 cdma2000 HRPD 或 cdma2000 1xRTT 的系统间测量。

(2) 在 IDLE 态，网络侧通过如下系统信息告知 UE 需要进行的测量及其参数。

- SIB4：下发同频邻区测量信息（邻区列表）。
- SIB5：下发异频邻区测量信息（邻区列表）。
- SIB6：下发 UTRAN 邻区信息。
- SIB7：下发 GERAN 邻区信息。
- SIB8：下发 cdma2000 邻区信息。

在连接态，网络侧通过 RRC 重配消息中携带测量配置信元给 UE 下发测量配置，该信元中携带测量对象和测量上报标准。

(3) 不同状态下，测量上报的处理也是不同的。

- 在 IDLE 态下，UE 不上报，仅做小区重选。
- 在连接态下 UE 包含以下几种方式的测量上报。
 - 事件触发上报。
 - ✓ 触发事件有 Event（事件）A1~A5，Event B1，Event B2。
 - ✓ 上报次数为一次。
 - ✓ UE 忽略上报间隔配置。
 - 周期性上报。
 - ✓ 触发类型为周期，包含上报 CGI、上报最强小区、SON 目的上报最强小区。
 - ✓ 如果上报目的为上报“CGI”或上报“SON 目的上报最强小区”，则上报次数为 1。
 - 事件触发周期上报（事件触发上报与周期性上报相结合）。
 - ✓ 触发事件有 Event A1~A5，Event B1，Event B2。
 - ✓ 上报次数为多次。
 - ✓ 上报间隔配置有效。

其中，

Event A1 在服务小区测量值（RSRP 或 RSRQ）大于门限值的条件下触发。

Event A2 在服务小区测量值（RSRP 或 RSRQ）小于门限值的条件下触发。

Event A3 在邻小区测量值优于服务小区测量值一定门限值的条件下触发。

Event A4 在邻小区测量值大于门限值的条件下触发。

Event A5 在服务小区测量值小于门限 1，同时邻小区信道质量大于门限 2 的条件下触发。

Event B1 在异技术邻小区信道质量大于门限的条件下触发。

Event B2 在服务小区信道质量小于门限 1，同时异技术邻小区信道质量大于门限 2 的条件下触发。

通过以上的介绍，读者可能对 RRC 的知识有了一定的掌握，在此基础上将介绍 LTE 系统的典型信令流程，使之更能全面地掌握信令处理的全貌。

5.5.3 典型信令流程简介

1. 附着（Attach）正常流程

UE 刚开机时，先进行物理下行同步，搜索测量进行小区选择，选择到一个可逗留或者可接受的小区后，驻留并进行附着过程。Attach 过程完成 UE 在网络的注册，完成核心网对该 UE 默认承载的建立，附着伴随着核心网的默认承载的建立而建立，图 5-51 给出了处于 Idle 态的 UE 发起的附着流程。

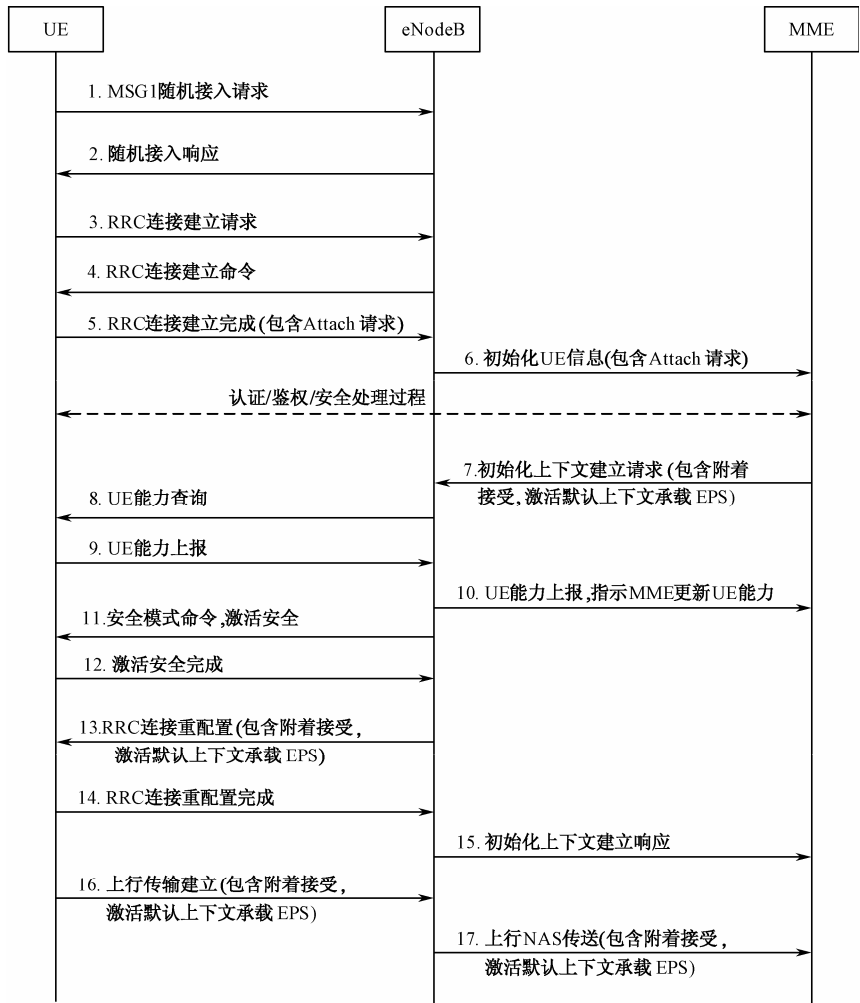


图 5-51 附着（Attach）流程

在这个过程中涉及随机接入、RRC 建立、初始安全激活、RRC 连接重新配置、NAS 信息（或称消息）传送。

- （1）处在 RRC_IDLE 态的 UE 进行 Attach 过程，首先发起随机接入过程，即 MSG1 消息。
- （2）eNodeB 检测到 MSG1 消息后，向 UE 发送随机接入响应消息。
- （3）UE 收到随机接入响应后，根据随机接入响应消息的 TA 调整上行发送时机，向

eNodeB 发送 RRC 连接建立请求（RRC Connection Request）消息。

（4）eNodeB 向 UE 发送 RRC 建立（RRC Connection Setup）消息，包含建立 SRB1 承载信息和无线资源配置信息。

（5）UE 完成 SRB1 承载和无线资源配置后，向 eNodeB 发送 RRC 建立完成（RRC Connection Setup Complete）消息，包含 NAS 层附着请求（Attach Request）信息。

（6）eNodeB 选择 MME 后向 MME 发送初始化 UE（INITIAL UE MESSAGE）消息，包含 NAS 层 Attach 请求消息；

（7）MME 向 eNodeB 发送初始化上下文建立请求（INITIAL CONTEXT SETUP REQUEST）消息，请求建立默认承载，包含 NAS 层附着接受（Attach Accept）、激活默认上下文承载消息。

（8）eNodeB 接收到初始化上下文建立请求（INITIAL CONTEXT SETUP REQUEST）消息，如果不包含 UE 能力信息，则 eNodeB 向 UE 发送 UE 能力查询（UE Capability Enquiry）消息，查询 UE 能力。

（9）UE 向 eNodeB 发送 UE 能力信息（UE Capability Information）消息，报告 UE 能力信息。

（10）eNodeB 向 MME 发送 UE 能力指示（UE CAPABILITY INFO INDICATION）消息，更新 MME 的 UE 能力信息。

（11）eNodeB 根据初始化上下文建立请求（INITIAL CONTEXT SETUP REQUEST）消息中 UE 支持的安全信息，向 UE 发送安全模式命令（Security Mode Command）消息，进行安全激活。

（12）UE 向 eNodeB 发送安全模式完成（Security Mode Complete）消息，表示安全激活完成。

（13）eNB 根据初始化上下文建立请求（INITIAL CONTEXT SETUP REQUEST）消息中的 ERAB 建立信息，向 UE 发送 RRC 连接重配置（RRC Connection Reconfiguration）消息进行 UE 资源重配置，包括重配置 SRB1 和无线资源配置，建立 SRB2、DRB（包括默认承载）等。

（14）UE 向 eNodeB 发送 RRC 连接重配置完成（RRC Connection Reconfiguration Complete）消息，表示资源配置完成。

（15）eNodeB 向 MME 发送初始化上下文建立响应（INITIAL CONTEXT SETUP RESPONSE）消息，表明 UE 上下文建立完成。

（16）UE 向 eNodeB 发送上行消息传送（UL Information Transfer）消息，包含 NAS 层附着完成（Attach Complete）、Activate default EPS bearer context accept 消息。

（17）eNB 向 MME 发送上行直传 UPLINK NAS TRANSPORT 消息，包含 NAS 层 Attach Complete、A 激活默认上下文承载接受信息。

通过上述步骤完成整个附着过程。

2. 去附着（Detach）流程

当 UE 不再希望接入到 EPS 或网络不希望 UE 再接入 EPS，会触发去附着过程。若网络侧长时间没有获得 UE 的信息，则会发起隐式的去附着过程，即核心网将该 UE 的所有承载释放而不通知 UE。UE/MME/SGSN/HSS 均可发起去附着过程，下面我们了解连接态下 UE 发起的去附着流程，具体如图 5-52 所示。

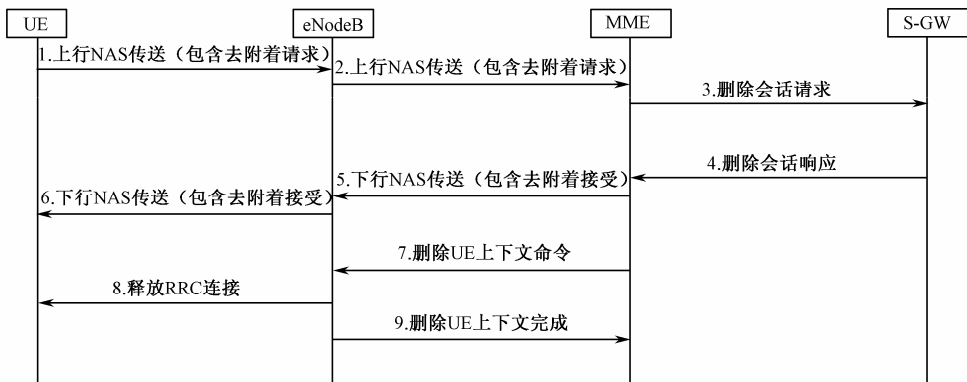


图 5-52 UE 发起的去附着流程

- (1) 处在 RRC_CONNECTED 态的 UE 进行去附着过程，向 eNodeB 发送上行 NAS 传送消息，包含 NAS 层去附着请求信息。
 - (2) eNodeB 向 MME 发送上行直传 NAS 传送消息，包含 NAS 层去附着请求信息。
 - (3) MME 向 Serving-GW 发送删除会话请求，以删除 EPS 承载。
 - (4) Serving-GW 向 MME 发送删除会话响应，以确认 EPS 承载删除。
 - (5) MME 向基站发送下行直传下行 NAS 传送消息，包含 NAS 层去附着接受信息。
 - (6) eNodeB 向 UE 发送 DL 信息传送消息，包含 NAS 层去附着接受信息。
 - (7) MME 向 eNodeB 发送释放 UE 上下文命令消息，请求 eNodeB 释放 UE 上下文信息。
 - (8) eNodeB 接收到释放 UE 上下文命令消息后，向 UE 发送释放 RRC 连接信息，释放 RRC 连接。
 - (9) eNodeB 释放 UE 上下文信息后给 MME 发送释放 UE 上下文完成信息进行响应。
- MME 发起的 Detach 过程与 UE 发起的类似，只是 Detach 请求由 MME 发起。

3. 寻呼流程

UE 在 IDLE 模式下，当网络需要给该 UE 发送数据（业务或者信令）时或系统信息更新时，网络 and eNodeB 会发起寻呼过程，流程如图 5-53 和 5-54 所示。

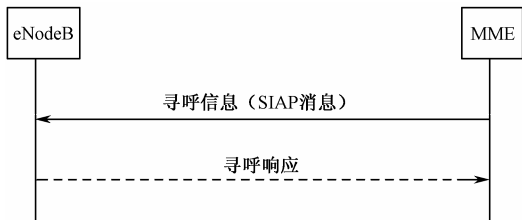


图 5-53 网络发起寻呼流程



图 5-54 eNodeB 发起寻呼流程

- 在 SIAP 接口消息中，MME 对 eNodeB 发 Paging 信息，每个 Paging 信息携带一个被寻呼 UE 信息。
- eNodeB 读取 Paging 信息中的 TA 列表，并对其下属于该列表内的小区进行空口寻呼。
- 若在此之前 UE 已将 DRX 信息通过 NAS 告诉 MME，则 MME 会将该信息通过 Paging 信息告诉 eNodeB。

- 空口进行寻呼信息的传输时，eNodeB 将具有相同寻呼时机的 UE 的寻呼内容汇总在一条寻呼信息里。
 - 寻呼信息被映射到 PCCH 逻辑信道中，并根据 UE 的 DRX 周期在 PDSCH 上发送。
- UE 对寻呼信息的接收遵循 DRX 的原则：
- UE 根据 DRX 周期在特定时刻根据 P-RNTI 读取 PDCCH。
 - UE 根据 PDCCH 的指示读取相应 PDSCH，并将解码后的数据通过寻呼传输信道（PCH）传到 MAC 子层。PCH 传输块中包含被寻呼 UE 标识（IMSI 或 S-TMSI），若未在 PCH 上找到自己的标识，UE 再次进入 DRX 状态。

4. 切换流程

切换的含义是指当正在使用网络服务的用户从一个小区移动到另一个小区，或由于无线传输业务负荷量调整、激活操作维护、设备故障等原因，为了保证通信的连续性和服务的质量，系统要将该用户与原小区的通信链路转移到新的小区上的过程。LTE 系统分为以下几种切换。

(1) 同一个 eNodeB 内的切换，具体过程如下。

- eNodeB 给 UE 发送 RRC CONNECTION RECONFIGURATION（RRC 连接重配置）消息，消息中携带切换信息 mobilityControlInfo（移动控制信息）；包含目标小区 ID、载频、测量带宽、给用户分配的 C-RNTI 以及通用 RB 配置信息（包括各信道的基本配置、上行功率控制的基本信息等），并给用户配置专用接入参数避免用户接入目标小区时出现竞争冲突。
- UE 按照切换信息在新的小区接入，向 eNodeB 发送 RRC CONNECTION RECONFIGURATION COMPLETE（RRC 连接重配置完成）消息，表示切换完成，正常切入到新小区。

(2) 基于 X2 口 E-UTRAN 的内部切换。

- 两个 eNodeB 之间的切换，MME 不变，切换命令与 eNodeB 内部切换相同，携带的信息内容也一致。

(3) 基于 S1 口 E-UTRAN 的内部切换，具体原则如下。

- 是两个 eNodeB 之间的切换。
- 是跨 MME 的切换。
- 切换命令与 eNodeB 内部切换相同，携带的信息内容一致。

(4) RAT 之间的切换。

在切换之前会有切换准备过程，即测量控制和测量报告。测量控制就是指基站根据不同的需要利用移动性管理算法给 UE 下发不同类型的测量任务，在 RRC 重配消息中携带 MeasConfig（测量配置）信元下发给 UE。一旦 UE 收到配置后，对测量对象实施测量，并用测量上报标准进行结果评估，当评估测量结果满足上报标准后向基站发送相应的测量报告。最后基站通过终端上报的测量报告来决策是否执行切换。因此，切换步骤一般包含如下三个阶段。

- 切换准备：目标网络完成资源预留。
- 切换执行：源基站通知 UE 执行切换，UE 在目标基站上完成连接。
- 切换完成：源基站释放资源、链路，删除用户信息。

下面我们通过基于 X2 口 E-UTRAN 内部切换流程，学习切换的上述三个步骤。

1) 切换准备

图 5-55 所示的切换准备各个步骤的作用如下。

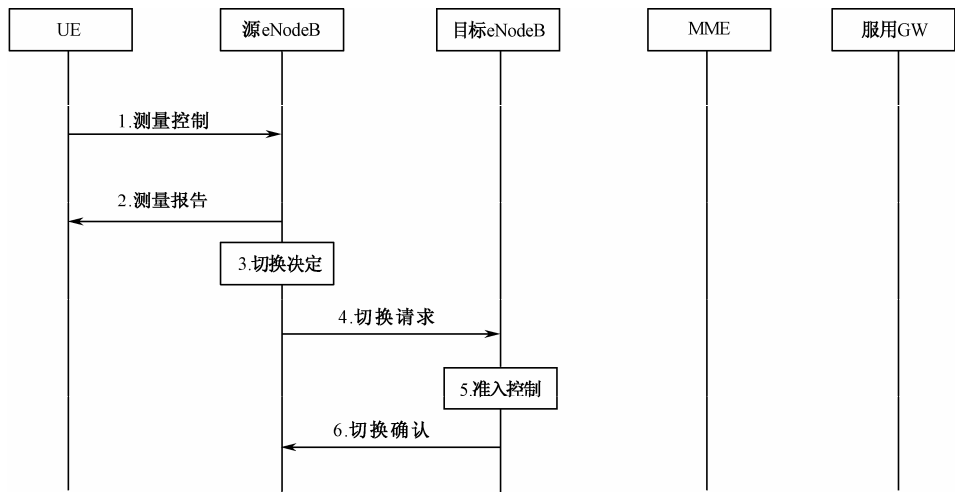


图 5-55 切换准备步骤图

(1) 源 eNodeB 用测量控制消息配置 UE 测量进程，这条消息定义了开始执行测量报告的门限阈值。

(2) 当目标小区达到了开始执行测量报告的阈值时，UE 发送一个测量报告给源 eNodeB。典型的报告是事件触发报告，只有当 UE 达到开始执行报告的阈值的时候 UE 才发送测量报告，也可能配置周期性报告。

(3) 源 eNodeB 是在 UE 报告基础之上决定是否切换。对于同频切换，UE 必须连接到最低路径损失的小区上，而网络实际上并不能自由决定切换目标。对于异频切换和同频切换来说，eNodeB 要将负载和服务信息考虑在内。

(4) 源 eNodeB 发送一个切换请求消息给目标 eNodeB。

(5) 目标 eNodeB 执行准入控制。对于同频切换来说，网络不能自由阻止新的连接，因为 UE 传输无论如何都将引起上行链路干扰到目标小区，即使 UE 不能连接到目标小区。如果在目标小区根本就没有资源的话，网络必须释放连接避免产生过多的干扰。

(6) 目标 eNodeB 给源 eNodeB 发送切换确认消息，告知源 eNodeB 现在已经准备接收引入的切换。

2) 切换执行

图 5-56 所示的切换执行各个步骤的作用如下。

(7) 源 eNodeB 发送切换命令消息给 UE。同时源 eNodeB 开始转发下行链路数据包给目标 eNodeB。

(8) 源 eNodeB 发送状态信息给目标 eNodeB，指示已经被 UE 确认的数据包。目标 eNodeB 开始缓冲被转发的数据包。

(9) UE 同步到目标 eNodeB 并通过 RACH 进程接入到小区。

(10) 目标 eNodeB 给 UE 提供下行链路分配信息和时间提前信息。

(11) UE 发送切换确认消息给目标 eNodeB，目标 eNodeB 从此刻开始给 UE 发送数据。

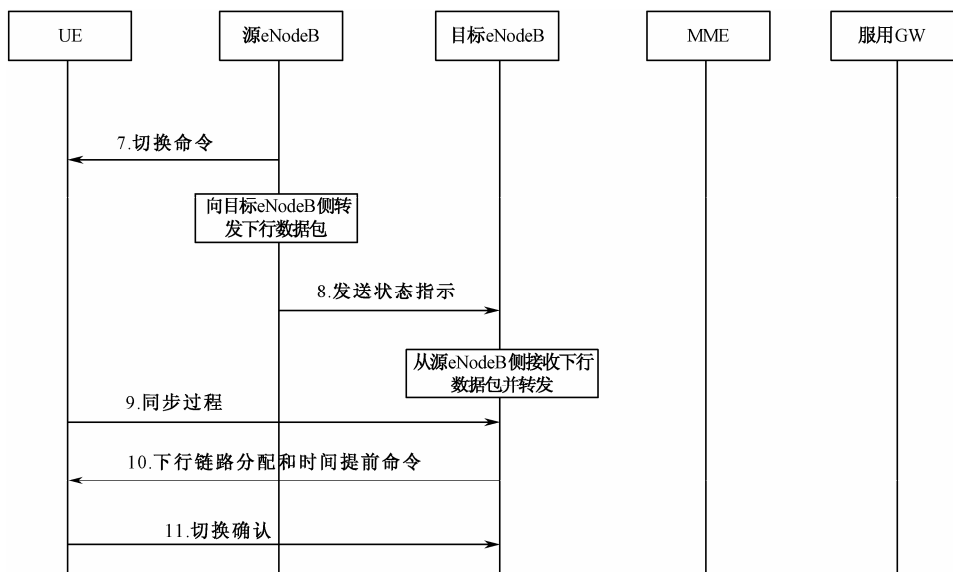


图 5-56 切换执行流程图

3) 切换完成

图 5-57 所示的切换完成各个步骤的作用如下。

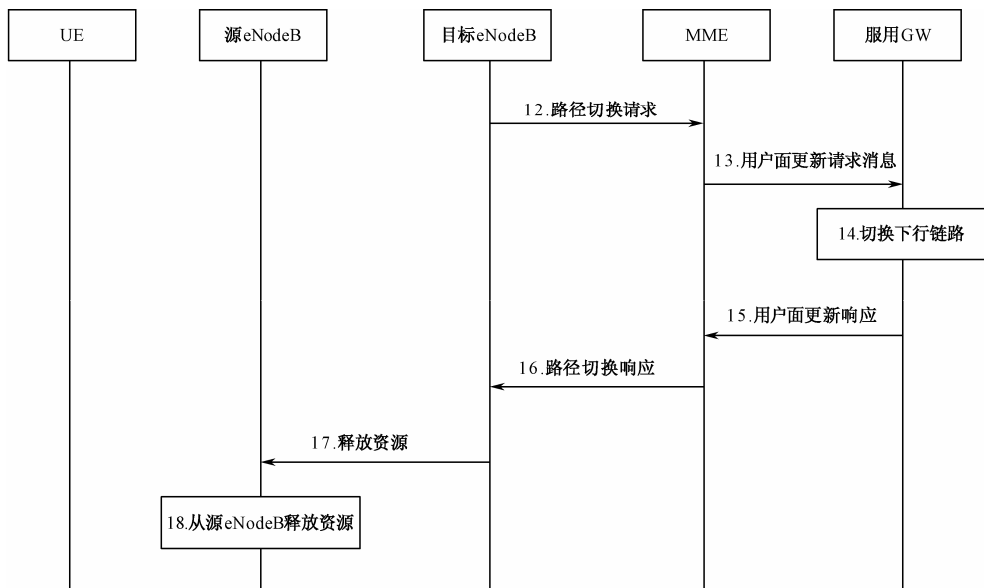


图 5-57 切换完成流程图

- (12) 目标 eNodeB 发送一个路径切换消息给 MME 来通告它 UE 已经改变了小区。
- (13) MME 发送一个用户面更新请求消息给服务网关。
- (14) 服务网关转换下行链路数据路径到目标 eNodeB。
- (15) 服务网关发送一个用户面更新响应消息给 MME。
- (16) MME 携带路径切换确认的路径切换消息，发送给目标 eNodeB。
- (17) 目标 eNodeB 给源 eNodeB 发送释放资源消息。
- (18) 源 eNodeB 释放无线资源和 UE 上下文相关的控制平面上的相关资源。

5. 专用承载建立流程

无线承载（RBs）用于发送 RRC 及 NAS 消息，在连接模式下，RRC 只有 3 个信令无线承载，分别为 SRB0、SRB1、SRB2。SRB0 是默认存在的，在 RRC 连接建立时只建立 SRB1。LTE 系统中只有信令无线承载 SRB 和数据无线承载 DRB。SRB0 只用于传输 RRC 消息，使用 CCCH 信道，上行使用 TM，下行使用 UM RLC 模式，具体承载的消息如表 5-12 所示。

SRB1 使用 DCCH 信道传输 RRC 消息，在建立 SRB2 之前也可以传输 NAS 信息，使用 AM RLC 传输模式，具体承载的消息如表 5-13 所示。SRB2 使用 DCCH 信道传输 NAS 信息，优先级低于 SRB1，使用 AM RLC 传输模式，具体承载的消息如表 5-14 所示。

表 5-12 SRB0 承载的消息

消 息 名	消 息 含 义
RRC Connection Reestablishment	RRC 连接重建消息
RRC Connection Reestablishment Reject	RRC 连接重建拒绝消息
RRC Connection Reestablishment Request	RRC 连接重建请求消息
RRC Connection Reject	RRC 连接建立失败消息
RRC Connection Request	RRC 连接建立请求消息
RRC Connection Setup	RRC 建立命令，用以建立 SRB1

表 5-13 SRB1 承载的消息

消 息 名	消 息 含 义
CounterCheck	计数器检查，请求 UE 验证每个 DRB 上发送 / 接收的数据量
CounterCheckResponse	计数器响应消息 UE 响应 CounterCheck 消息
CSFBParametersRequestCDMA2000	UE 从网络获取 CDMA2000 1xRTT 参数消息
CSFBParametersResponseCDMA2000	给 UE 返回 CDMA2000 1xRTT 参数响应消息
HandoverFromEUTRA PreparationRequest（CDMA2000）	从 E-UTRA 网络切换到 CDMA2000 网络的准备消息
MeasurementReport	测量报告消息，上报测量结果
MobilityFromEUTRA Command	从 E-UTRA 切换到其他 RAT
ProximityIndication	指示 UE 离开或进入一个或多个小区
RRCCOnnection Reconfiguration	RRC 连接重配置消息
RRCCOnnectionReconfigurationComplete	RRC 连接重配置成功消息
RRCCOnnectionReestablishmentComplete	RRC 连接重配置失败消息
RRCCOnnectionRelease	RRC 连接释放消息
RRCCOnnectionSetup Complete	RRC 连接建立完成消息
SecurityModeCommand	激活 AS 的安全模式命令
SecurityModeComplete	激活 AS 的安全模式成功
SecurityModeFailure	激活 AS 的安全模式失败
UECapabilityEnquiry	UE 能力查询
UECapabilityInformation	UE 能力信息
UEInformationRequest	E-UTRAN 向 UE 获取信息请求消息
UEInformationResponse	给 E-UTRAN 返回 UE 获取信息响应
(DLInformationTransfer)	专用的 NAS 下行信息发送
(ULInformationTransfer)	专用的 NAS 上行信息发送

表 5-14 SRB2 承载的消息

消 息 名	消 息 含 义
DLInformationTransfer	专用的 NAS 下行信息发送
ULInformationTransfer	专用的 NAS 上行信息发送

专用承载建立可以由 UE 或者 MME 主动发起，eNodeB 不能主动发起，并且只能在连接下发起该流程，正常流程如图 5-58 所示。需要关注的是：

- （1）如果是 MME 主动发起的承载建立流程，则没有步骤 1、2。
- （2）UE 发起的承载建立流程，EPC 可以回复承载建立、修改流程。

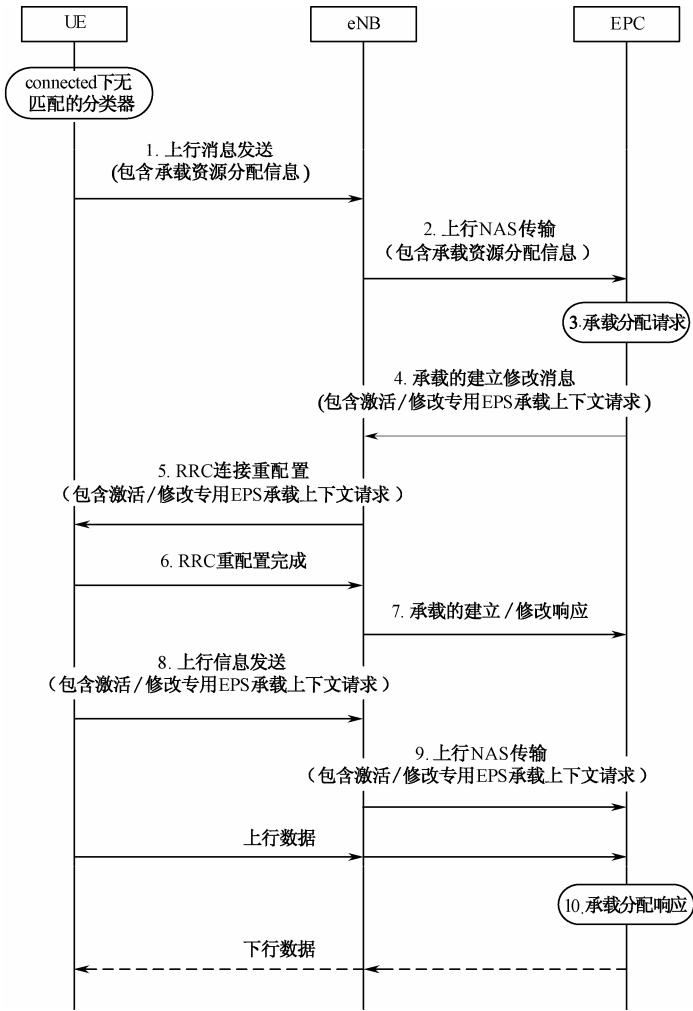


图 5-58 UE 触发的专用承载建立正常流程图

6. 专用承载释放流程

专用承载释放可以由 eNB、MME 主动发起，只能在 connected 下发起该流程。图 5-59 所示为 MME 触发的专用承载释放正常流程。

本章我们对 LTE 系统的空口协议栈的结构和各个层的功能进行了介绍，同时将系统典型

的信令流程进行了介绍，希望通过该章节的学习，能够掌握 LTE 系统的空口协议栈知识以及处理流程。

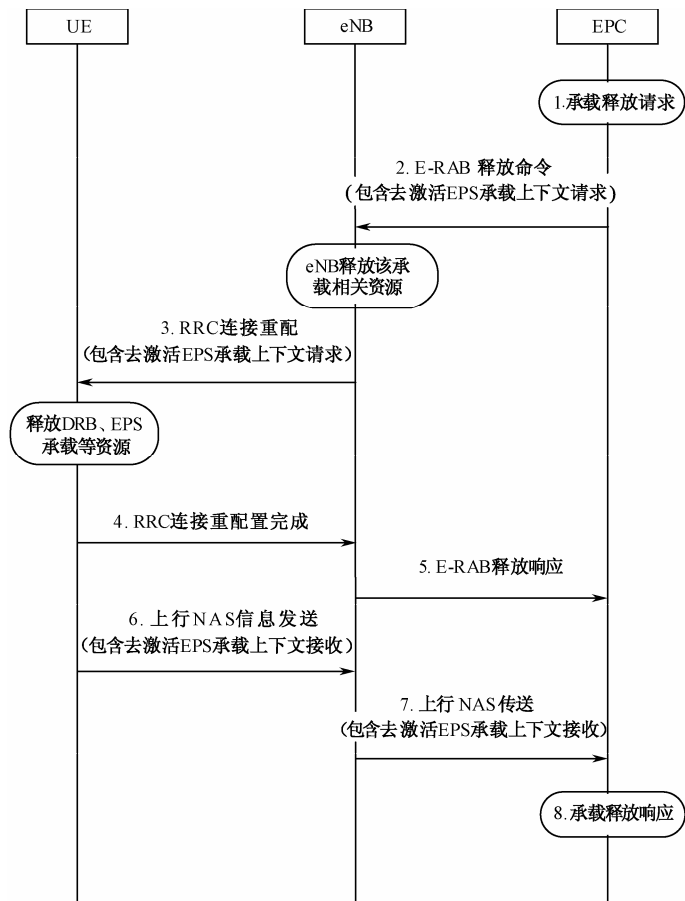


图 5-59 MME 触发的专用承载释放正常流程图

第 6 章 多天线技术

6.1 多天线技术概述

近年来，随着无线通信业务需求的不断增大，特别是高速数据业务需求量的不断增长以及频率资源的日益紧张，无线通信系统的容量提升问题成为急需解决的问题。根据香农信息论可知，系统容量为

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)$$

其中， C 表示信道容量，对应为信道可以达到的最大传输速率； W 为信道的带宽； S 表示传输有用信息的功率； N 代表噪声的能量。根据香农公式可知，在功率受限时增加带宽意义不大，需要增加功率。同样在带宽受限时增加功率意义不大，需要增加带宽。图 6-1 给出了频带利用率与信噪比之间的关系。

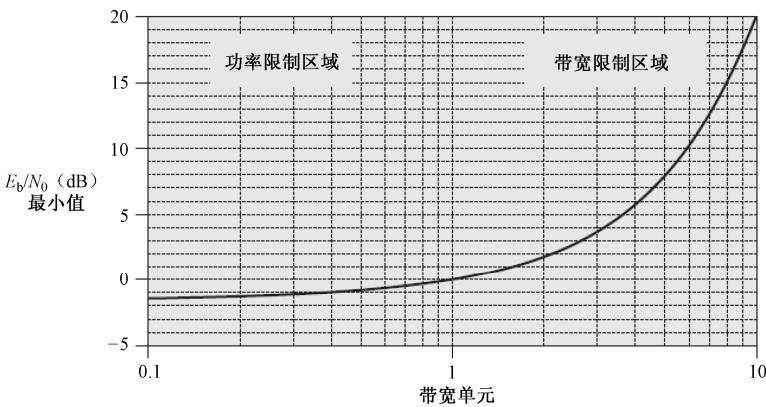


图 6-1 频带利用率和信噪比关系图

由香农信息论可知单输入单输出（Single Input Single Out, SISO）系统存在不可超越的容量上限，其极限容量取决于系统带宽和接收信噪比，因此提高容量的方法只能是增加信号带宽，提高信号功率。但是，带宽受到频谱资源的限制，不可能无限增加，提高信号功率一方面会使设备成本和运营成本增加，另一方面也会使同频干扰增加，对信号质量的改善作用也有一定限制。因此，要提升系统容量，必须寻找新的方法，多输入多输出（Multiple Input Multiple Output, MIMO）技术就是解决这个问题的行之有效的方法。通俗地讲，多天线系统就是收 / 发双方都采用多根天线进行收发，从接收和发射天线的配置来分，多天线系统可以分为：单输入多输出（Single Input Multiple Output, SIMO）、多输入单输出（Multiple Input Single Output, MISO）、MIMO、虚拟波束赋形以及 LTE 系统中使用的多用户 MIMO（Multiple Users MIMO, MU-MIMO）等。利用多天线技术通过适当形式的发射信号和接收机设计，可以降低无线通信系统的成本，同时提高系统容量和服务质量。下面我们了解一下各种通信模型。

6.2 SISO 系统模型

SISO 系统就是单天线发射单天线接收系统，其系统模型如图 6-2 所示。

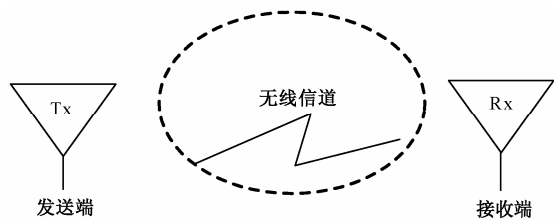


图 6-2 SISO 系统模型

假设其发送信号为 $x(t)$ ，接收信号为 $y(t)$ ，信道衰落系数用 $h(t)$ 表示， n 为信道加性高斯白噪声，则它们之间的关系为： $y(t) = h(t) * x(t) + n$ ，其中“*”代表卷积。由于信道是无记忆理想信道，因此 $h(t)$ 除了 $t = 0$ 时不为零，其他都为零，因此可以简化为 $h = h(t)\delta(t) = h(0)$ ，如果以 T_s 为间隔抽样就可以把该公式变换为离散的信号模型： $y(m) = \sqrt{E_s} * h * x(m) + n$ ，其中 $E_s = E(|x(t)|^2)$ 为发送信号能量。其单天线系统的容量为 $C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)$ ，即香农容量公式。

6.3 MIMO 系统模型及优点

MIMO 技术最早是由 Marconi 于 1908 年提出的，它利用在基站和终端使用多天线技术来抑制信道衰落，从而可以大幅度地提高信道的容量、覆盖范围和频谱利用率。MIMO 系统模型如图 6-3 所示。其中 x_1, x_2, x_m 为发射信号， $h_{1,1}$ 和 $h_{m,n}$ 是信道模型， y_1, y_2 及 y_n 为接收信号。

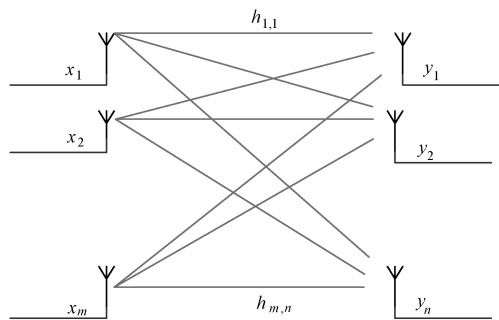


图 6-3 MIMO 系统模型

在 MIMO 系统中，对天线的组合还需区分以下两个概念： $mTnR$ 代表基站或者 UE 自身的天线组合形式。 m 为发射天线的个数， n 为接收天线的个数。例如，描述 UE 的天线组合为 1T2R，表示 UE 是 1 根天线发射和 2 根天线接收。同理 $m \times n$ 如果从发射端的角度来看， m 为发射端发送天线的个数， n 为接收端接收天线的个数。简而言之，MIMO 系统具有如下优势：

(1) 提升系统容量。系统容量是通信系统的重要特征之一，代表通信系统的最大信息传输速率。随着天线数目的增长，信道容量会出现对数增长。

(2) 提供频谱利用率。MIMO 系统通过空间复用提高频谱的利用率。将高速的数据流按照发送天线数目的串 / 并变化，使其成为若干的子数据流，各个子数据流独立编码、调制，然后从发送天线发送出去，这就是通常所说的空间复用技术。由于数据占用相同的频带，因此经过无线信道后发生了混合。在接收段，利用信道估计按照一定的解码算法将数据分离。这种方式大大提高了频谱的利用率。

(3) 具有发射分集。分集指一组信息以某种方式重复地从信源传到信宿的过程。MIMO 系统利用多根天线所带来的多条传输路径获得空间分集增益，提高了系统的传输性能。

由于 MIMO 技术有诸多优点，因此得到了广泛关注，目前对其研究主要集中在 MIMO 系统的发送和接收分集技术、空间复用、波束赋形、空时编码以及多用户 MIMO (MU-MIMO) 等。另外 OFDM 技术和 MIMO 的结合，通过 OFDM 的串 / 并转换以及正交性将信道划分成若干个子信道，时域得到了扩展，频域上将频域选择性变为了水平衰落信道。而 MIMO 系统在水平衰落信道上可以提高信道容量，并且实现复杂度不高，两者结合可以发挥各自的优势，因此该技术成为 WiMAX 以及 LTE 的核心技术。为了更好地理解多天线技术，下面简单介绍一下空间分集技术和空间复用技术。

6.4 分集技术

无线信号在复杂的无线信道中传输在不同空间位置上其衰落特性不同，如果两个位置间距大于天线之间的相关距离，通常相隔 10 个信号波长以上就认为两处的信号完全不相关，这样就可以实现信号的空间分集接收。传统上通过分集提供独立的衰落信道在接收机端可以接收多个发射信号的副本，并从中提取发射信号。由于不同的信息比特经过独立的衰落，所有的副本出现同时深衰落的概率非常小，这样接收机可以从衰落较轻的接收信号中提取发送的信息。在 MIMO 通信中提出的空时编码 (STC) 就是将数据分成多个数据子流在多个天线上同时发射，建立了空间分离信号和时间分离信号之间的关系。通过在发射天线间的时域引入编码冗余得到分集增益。分集有以下分类方法。

(1) 按实现方式分为空间分集、频率分集和时间分集。另外，空间分集还包括接收分集、发射分集、角度分集和极化分集。

(2) 按作用划分分为抗衰落分集 (时域)、抗窄带干扰分集 (频域)、抗突发干扰分集 (时域)。下面我们分别看看各种分集的特点。

6.4.1 空间分集

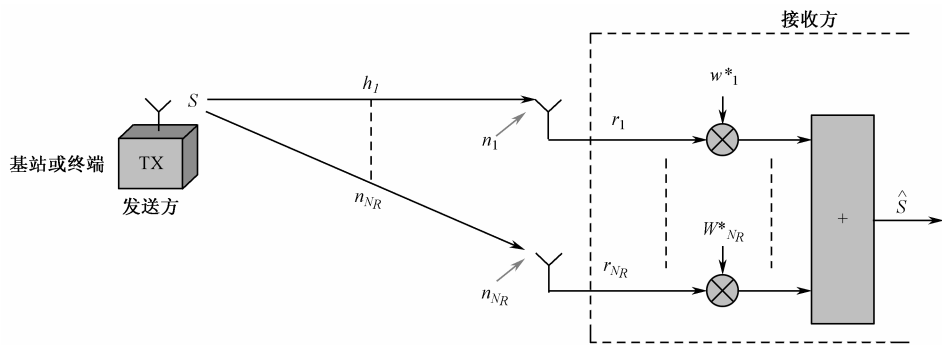
1. 接收天线分集

1) 接收天线分集特点

接收天线分集模型如图 6-4 所示，且具有如下特点：

- 发射端使用单根天线，接收端使用多根天线。
- 要求接收天线间相关性小。

- 所有接收端同时处于深衰落的概率大大降低。
- 没有衰落，则没有分集增益，但合并增益依旧存在。



2) 接收天线分集合并方法

接收天线分集具有多种合并技术，其原理图如 6-5 所示。

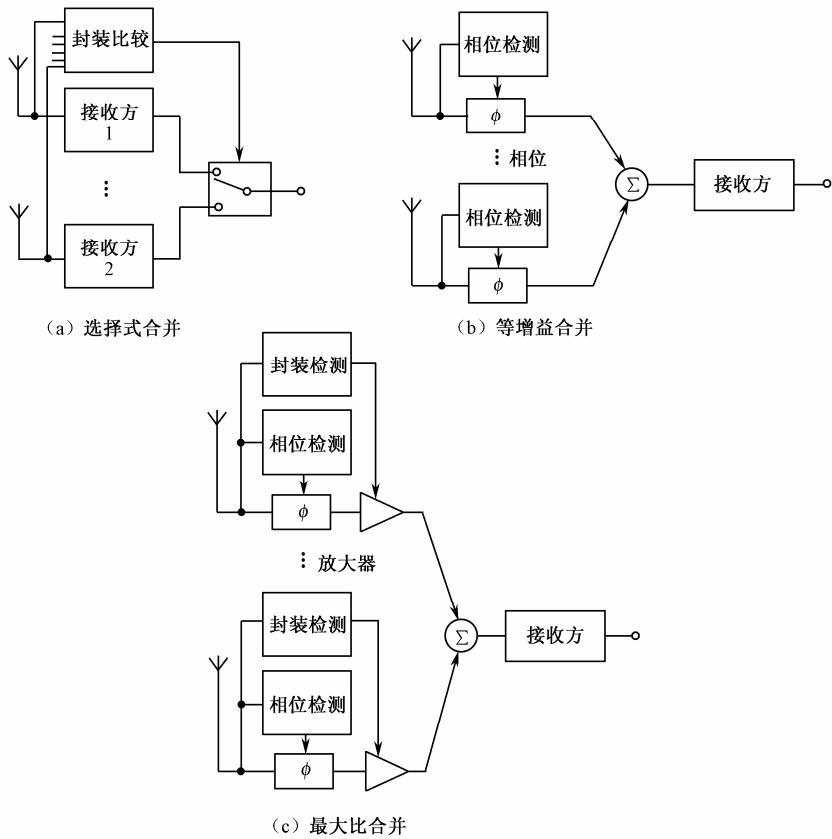


图 6-5 接收分集合并方式

- 选择式合并（SC）：选多个分集信号中信噪比最大的一个作为判决。
- 等增益合并（EGC）：将各分集信号的相位校正到一致再相加，实际是各信号幅度的相加。

- 最大比合并 (MRC): 将各分集信号的相位校正到一致, 并按信噪比为权重加权求和。最大比合并在各种合并方法中使得合并后信号的信噪比最大。和匹配滤波导致滤波器输出信号信噪比最大的原理是一致的。

以上几种常用的接收信号的合并技术中选择合并效果相对较差, 但是实现简单。最大比合并效果最好, 但是实现比较困难。等增益合并效果居中, 理论和实验数据表明当分集支路的数目足够大时, 等增益合并与最大比合并仅相差 1dB, 同时实现相对于最大比合并简单, 因此应用较多。

2. 发送天线分集

发送天线分集具有如下特点。

- 发射端使用多根天线, 接收端使用单根天线。
- 开环发送分集 (空时编码, 使得信道正交; 要求发射天线之间的相关性较小)。如果不进行空时编码, 所有天线发送相同符号, 则没有分集增益。其模型如图 6-6 所示。
- 闭环发送分集, 可以理解为波束赋形。发送端需要接收端反馈信道信息, 调整发送信号。本质上可以等效为接收分集, 只是将加权系数转移到发送端。

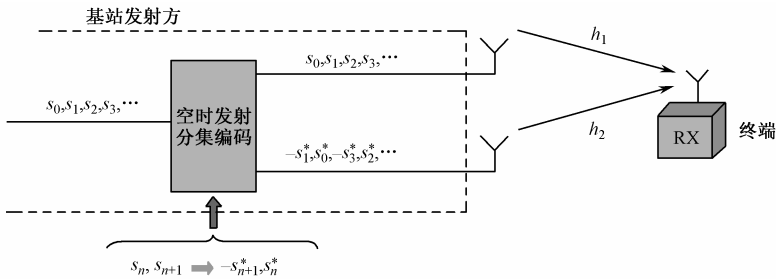


图 6-6 开环发射分集模型

下面我们简单了解一下发射分集的数学模型, 以图 6-6 发送模型为例, 其发送接收关系如下式描述。其中 n_0 和 n_1 是信道噪声; s_0 和 s_1 是发射信号; h_1 和 h_2 是信道模型; r_0 和 r_1 是接收信号。

$$\begin{cases} r_0 = h_1 * s_0 - h_2 * s_1^* + n_0 \\ r_1 = h_1 * s_1 + h_2 * s_0^* + n_1 \end{cases}$$

$$\begin{cases} r_0 = h_1 * s_0 - h_2 * s_1^* + n_0 \\ r_1^* = h_1^* * s_1^* + h_2^* * s_0 + n_1^* \end{cases}$$

上式可以演变为

$$\begin{bmatrix} r_0 \\ r_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & -h_2 \\ h_2^* & h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_0 \\ n_1^* \end{bmatrix}$$

那么, 接收端就可以得到发送的信号, 其中 N 为噪声。有

$$\begin{bmatrix} \tilde{s}_0 \\ s_1^* \end{bmatrix} = \frac{1}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ -h_2^* & h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_0 \\ r_1^* \end{bmatrix} + N$$

6.4.2 频率分集与时间分集

- (1) 频率分集具有如下特点：
- 信号带宽大于信道相干带宽。
 - 整个频带内出现全部深衰落的概率较低。
 - 抗衰落分集。

频域分集可以使用跳频技术，跳频范围大于信道相干带宽，不同频率的衰落特性不同，所有信道处于深衰落的概率很低，抗衰落分集适合慢速移动、高速移动，衰落分集增益不大。

(2) 时间分集

例如 HARQ 和交织技术都属于时间分集技术。HARQ 的特点是只针对错误的进行重传，多次传输结果进行合并。交织从信道编码前的信息比特来看，有冗余信息即存在多路传输，交织使得一个编码前信息比特的多路传输信道不相关，抗衰落分集及抗突发干扰分集。

6.5 时分编码技术

空时编码技术是 MIMO 实现的核心，空时编码分为 STBC（空时块编码）、STTC（空时格编码），接下来我们逐一学习一下。

6.5.1 空时块码

空时块码（STBC）最先是由 Alamouti 引入的，这种空时块编码的最大优势在于，采用简单的最大似然译码准则，可以获得完全的天线增益。空时块码方案是在这种编码方案中，每组中的 m 个比特信息首先调制为 $M = 2^m$ 进制符号，然后编码器选取连续的两个符号，根据如下公式的变换将其映射为发送信号矩阵 $\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix}$ 。空时块编码器结构图如图 6-7 所示。

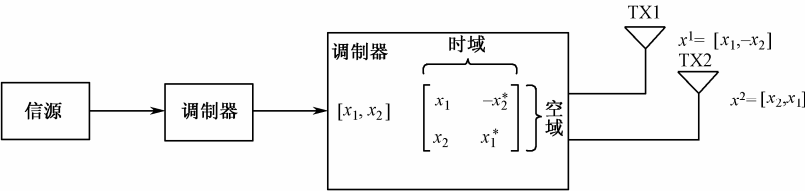


图 6-7 空时块编码器结构图

这种空时编码的关键思想是两个天线发送的信号矢量相互正交，即满足下式条件。

$$x^1 * (x^2)^H = x_1 x_2^* - x_2^* x_1 = 0$$

相应的编码矩阵具有如下特点：

$$\mathbf{X} * \mathbf{X}^H = \begin{bmatrix} |x_1|^2 + |x_2|^2 & 0 \\ 0 & |x_1|^2 + |x_2|^2 \end{bmatrix} = (|x_1|^2 + |x_2|^2) \mathbf{I}_2, \text{ 其中 } \mathbf{I}_2 \text{ 是单位矩阵。}$$

接收端相邻两个符号周期接收到的信号表示为

$$\begin{cases} r_1 = h_1x_1 + h_2x_2 + n_1 \\ r_2 = -h_1x_2^* + h_2x_1^* + n_2 \end{cases}, \text{ 其中 } n_1 \text{ 和 } n_2 \text{ 为加性白高斯噪声。}$$

6.5.2 空时格码

空时格码 (STTC) 能够获得分集增益, 但不能提供编码增益。按照信道编码、调制及收、发分集联合优化的思想构造了空时格码, 而空时延迟分集可以看做空时格码的一个特例。空时格码具有卷积码的特征, 它将编码、调制及发射分集结合在一起, 可以同时获得分集增益和编码增益, 使系统的性能有很大的提升。空时格码利用某种网格图, 将同一信息通过多根天线发射出去, 在接收端采用基于欧氏距离的 Viterbi 译码器译码。因此译码复杂度较高, 而且译码复杂度将随着传输速率的增加呈指数增加。STTC 既可以获得完全的分集增益, 又能获得非常大的编码增益, 同时还能提高系统的频谱效率。

STTC 信号模型是假设空时编码系统的发射端有 T_x 根天线, 接收端有 R_x 根天线。在 t 时刻, 送入 STTC 编码器的二进制信息比特流为 $c_i = (c_i^0, c_i^1, \dots, c_i^{m-1})$, STTC 编码器将 m 个信息比特编码为 pn_T 个比特, 并送入 $M = 2^m$ 进制的线性调制器, 经过串 / 并转换后, 成为 pn_T 维的符号矢量: $\mathbf{x}_i = (x_i^0, x_i^1, \dots, x_i^N)^T$, 这并行的 N 个输出同时送入对应的天线单元, 就完成了 STTC 的编码工作。STTC 编码器结构图如图 6-8 所示。

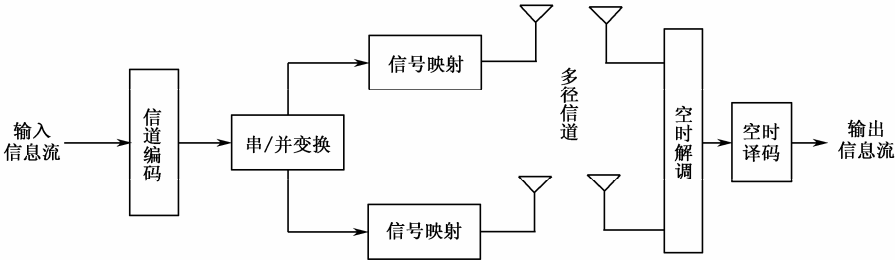


图 6-8 STTC 编码器结构图

6.5.3 空时发射分集

空时发射分集 (STTD) 是 3GPP 标准中的发射分集方式, 其发射机和接收机结构图分别如图 6-9 和图 6-10 所示。

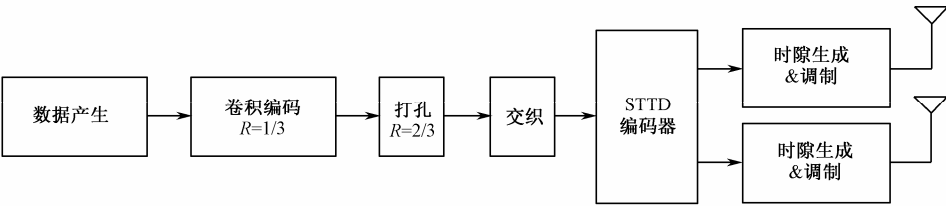


图 6-9 STTD 发射机结构图

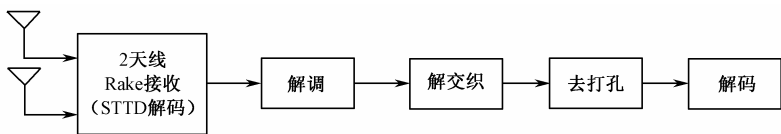


图 6-10 STTD 接收机结构图

从图 6-9 和图 6-10 可以看到，STTD 系统结构非常简单，基带信号经过卷积编码、速率调整和交织后到达 STTD 编码器，这里的 STTD 编码采用空时分组编码。经过 STTD 编码，数据流变成了两路，分别经过调制、扩频及形成时隙，从两个发射天线上发射出去。接收端使用的是传统的 Rake 接收机，不需要其他干扰消除处理，仅仅是普通的最大比合并。Rake 接收机做了相关和多径分离之后，进行 STTD 解码，然后经过解交织、速率调整和卷积码解码，最后恢复出原始的数据流。

6.6 空间复用技术

6.6.1 分层空时码原理

朗讯公司的 Foschini 提出的分层空时码（Layered Space-Time Code, LST）是最早的 MIMO 技术之一。分层空时码最早应用在朗讯公司的 BLAST（Bell Laboratories Layered Space-Time）系统中。分层空时码包括对角分层空时码（Diagonal BLAST, D-BLAST）、垂直分层空时码（Vertical BLAST, V-BLAST）和水平分层空时码（Horizontal BLAST, H-BLAST）。分层空时码的系统模型、编码发送和译码接收的基本思想是把高速数据业务分解为若干低速业务，通过普通的并行信道编码器编码后，对其进行分层的空时编码，调制后用多个天线发送，其发送模型如图 6-11 所示。

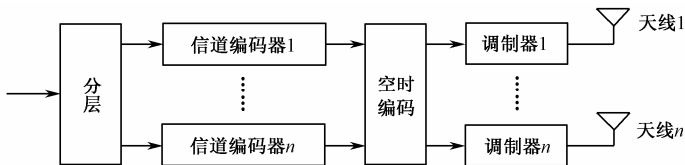


图 6-11 分层空时编码发送模型

在接收端，用多个天线分集接收，信道参数通过信道估计获得。首先由线性判决反馈均衡器实现分层的反馈干扰抵消，然后进行分层空时译码，单个信道译码器完成信道译码，其接收模型如图 6-12 所示。

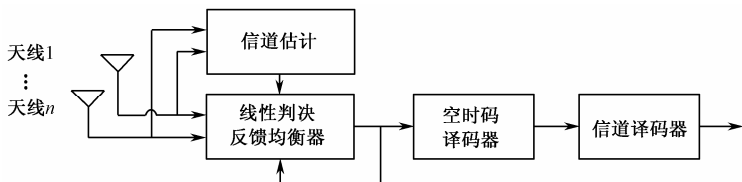


图 6-12 分层空时编码接收模型

假设发送天线数为 m ，接收天线数为 n ，信道是窄带、准静态的平坦瑞利衰落 MIMO 信道环境。由于主要强调信号处理部分，以下分析中的所有信号形式均是基带数字信号，在某

一时间区间发送天线 $t(t = 1, 2, \dots, m)$ 到接收天线 $r(r = 1, 2, \dots, n)$ 间的信道增益表示为 h_{tr} , h_{tr} 是服从均值为 0 且方差为 1 的复高斯随机变量, 记 $\mathbf{H} = (h_{tr})$ 为信道矩阵。接收天线 r 的接收信号为 $R_x(l = 1, 2, \dots, n)$, 则 R_x 是 m 个发送天线发送信号 $c_t(t = 1, 2, \dots, m)$ 的叠加与高斯白噪声之和。即记列向量为

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_n \end{bmatrix}, \quad \mathbf{c} = \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ \vdots \\ c_n \end{bmatrix}, \quad \mathbf{n} = \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_n \end{bmatrix}$$

则 $\mathbf{r} = \mathbf{H}^* \mathbf{c} + \mathbf{n}$ 。其中 $n_r(r = 1, 2, \dots, n)$ 为每个接收天线的加性高斯白噪声 (AWGN)。分层空时编码的优点是当接收天线数 r 大于发送天线数 t 时, 其系统容量 C 是与发送天线数 t 呈正比例增长。 $C \approx t \log_2(\frac{r}{m} \cdot \rho)$ $r \geq t$, 其中 ρ 为每个接收天线的平均接收信噪比。

6.6.2 分层空时编码原理

目前有 3 种分层空时编码方案, 分别为对角分层空时编码 (DLST coding)、垂直分层空时编码 (VLST coding) 和水平分层空时编码 (HLST coding)。假设有 $m = 4$ 个信道编码器, 其输出如图 6-13 所示。对角分层空时编码器接收的为并行信道编码器的输出, 按对角线进行空时编码, 其原理如图 6-14 所示。

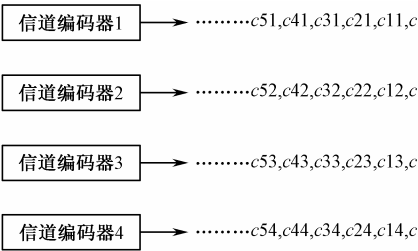


图 6-13 信道编码器输出示意图

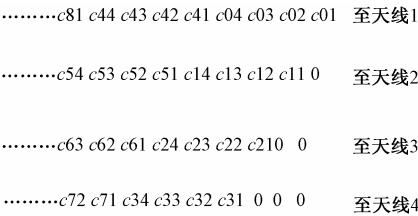


图 6-14 对角分层空时编码原理图

从图 6-14 中可以看出, 右下方排出 $m(m - 1)/2$ 个 0 码元后, 第 1 个信道编码器输出的 m 个码元排在第 1 条对角线, 第 2 个信道编码器输出的码元排在第 2 条对角线。一般第 i 个信道编码器输出的第 j 批 m 个码元排在第 $(i + (j - 1) * m)$ 条对角线上。编码后的空时码元矩阵中的每一列经 m 个发送天线同时发送。

垂直分层空时编码器接收的为并行信道编码器的输出, 按垂直方向进行空时编码, 其原理如图 6-15 所示。

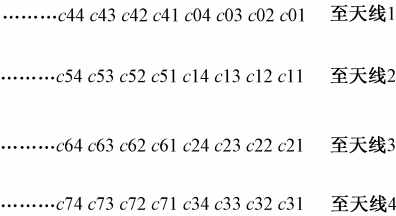


图 6-15 垂直分层空时编码原理

从图 6-15 中可以看出,第 1 个信道编码器输出的 m 个码元排在第 1 列,第 2 个信道编码器输出的 m 个码元排在第 2 列,一般第 i 个信道编码器输出的第 j 批 m 个码元排在 $(i+(j-1)*m)$ 列。编码后的空时码元矩阵中的每一列经 m 根发送天线同时发送。

水平分层空时编码器接收的为并行信道编码器的输出,按水平方向进行空间编码,即每个信道编码器编码后的码元直接送往对应的天线发送出去,其原理如图 6-16 所示。

通过上述 3 种分层空时编码方案可以看出,对角分层空时编码具有较好的空时特性及层次结构,但有 $m(m-1)/2$ 比特的传输冗余。垂直分层空时编码的空时特性及层次结构较对角分层空时编码差,但没有传输冗余。水平分层空时编码的空时特性最差。所以,在实际使用中可以根据不同的要求选择合适的编码方式,达到满意的性能。

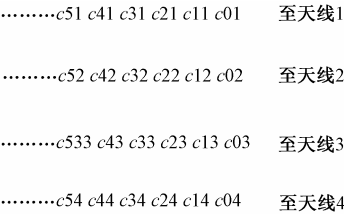


图 6-16 水平分层空时编码原理

6.7 常用空时技术应用

为了进一步改善空时处理技术的性能,目前的研究主要有两大主流趋势:一是侧重空时技术的性能分析及设计;二是侧重空时技术的应用,如将空时码和传统的信道编码相结合、空时码与多用户检测技术相结合、空时码和天线选择相结合等。这些改进技术的使用在一定程度上提高了空时处理技术的有效性和可靠性,能较好地满足系统的需要。

6.7.1 基于 STBC 的技术

(1) 与分层空时码结合

在 BLAST 系统中,有一个限制条件是接收天线数必须大于等于发射天线数。如果将 STBC 与 LST(分层空时编码)结合起来,就可以把接收天线的数目减少一半,即接收天线只需大于等于发射天线数目的一半。另外,随着发射天线数目的增加,分集增益会增加得越来越缓慢且存在极限。所以如果结合 LST,不仅可以获得分集增益,还可以得到空间复用增益,更好地利用了天线资源。当然,这种方式的复杂度将比 LST 更高。

(2) 与线性预编码结合

线性预编码(Linear Precoding, LP)是一种纠错编码,用于纠正由于信道衰落在子载波上出现零点而引起的误码。当然,其他的纠错编码也可以达到纠错的目的,但往往复杂度较高,或者译码延迟较大。LP 引入的冗余信息比其他纠错编码要小。在发射端,LP 将 I 个符号线性变换到 J 个符号($J > I$)。在接收端,可以根据复杂度和性能要求,选择 ML 译码、迫零或 MMSE 均衡等译码算法。线性编码与空时编码结合可以进一步提高 OFDM 系统的性能。

6.7.2 基于空时格码的技术

(1) 延迟发射分集

延迟发射分集可以看做空时格码(STTC)的特例。它结构简单,性能也比较好,因此具

有较大的实用价值。延迟发射分集的原理是将发送信号从一个天线上发射出去，同时将相同的发送信号延迟一定时间从另一发射天线上发射出去，相当于信道有两径且时延是已知的，信道在频域上就体现为频率选择性。于是，通过适当的编码和交织，就可以获得空间和频域上的分集增益。延迟发射分集最大的优点就在于它的结构简单。

(2) Turbo-STTC

Turbo 码是近几年来编码领域的研究热点。Turbo 码的性能逼近香农极限，许多编码都可以利用 Turbo 码这种级联加交织的方法来提高编码的性能。译码时在一定的叠代次数之下，Turbo 叠代的次数越多，得到的结果就越好。不过，Turbo 码的译码本身复杂度就相当高，加上 STTC 有较高的网格复杂度，使得 Turbo-STTC 虽然有很好的性能，但是实用性较差，实际应用比较困难。

6.7.3 基于空间复用技术

从之前的章节可以知道，空间复用极大提高了系统的容量。空间复用可以明显地提高数据传输的速率。空间复用增益是指在相同发射功率和相同带宽前提下，通过在相同时频资源传送多个空间并行数据流，提升极限容量与传输速率。图 6-17 所示为空间复用示意图。

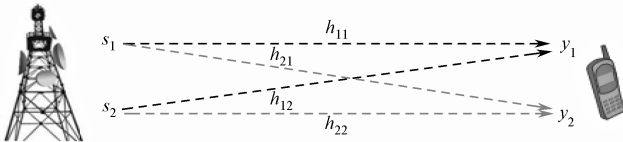


图 6-17 空间复用示意图

6.8 通信系统中几种常用的 MIMO 模型

MIMO 技术的核心就是空时信号处理，空时编码是一种把编码、调制和空间分集结合过来的技术。从前面的介绍可以得知，空间分集大大提高了系统的可靠性，降低了信道的误码率，而空间复用可以大大提高系统的容量，不同的通信系统中采用的技术类似，下面简单介绍一下常用的模型。

6.8.1 IEEE 802.16e 系统中 MIMO 的使用

IEEE 802.16e 定义了三种可选的 MIMO 方式，分别是 STTD (Spacetime Transmit Diversity, 空时发射分集)、SM (Spatial Multiplexing, 空分复用) 和自适应切换方式，与此对应定义了 Matrix A、Matrix B 和 Matrix C 3 种编码矩阵。实现 STTD 的编码方式为 STC (Space Time Code)，其中包括 STTC 和 STBC。STTC 性能较 STBC 要优，但编 / 解码复杂度大，解码延时大，很少用于实际的通信系统。STBC 尤其是正交 STBC 可使用线性 ML (Maximum Likelihood, 最大似然) 检测方式，其复杂度较低，因此在 MIMO 系统中得到广泛的运用。WiMAX 中两天线使用的 Matrix A 为 2-Tx 的正交 STBC，因为是由 Alamouti 首先提出的，所以也称为 Alamouti 编码。

1. MIMO A

采用 Matrix A 的 MIMO 系统也称为 MIMO A。例如，2 天线发射的 Matrix A 的模型如图 6-18 所示。

在图 6-18 中，行索引对应发射天线编码，列索引对应两个时刻的符号。MIMO A 的系统结构示意图如图 6-19 所示。

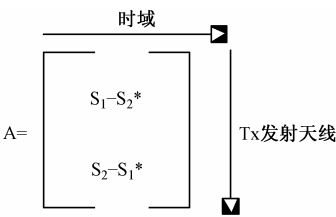


图 6-18 Matrix A 的模型

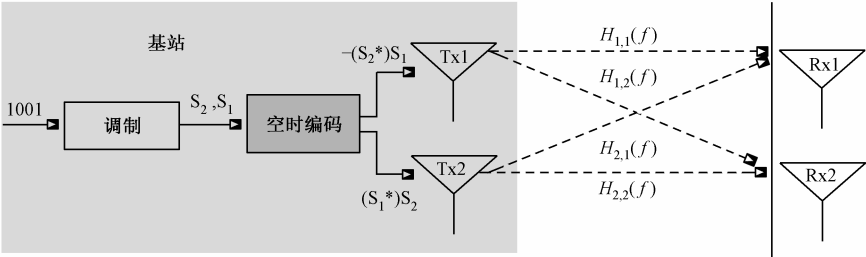


图 6-19 发射天线 Tx 为 2 的 MIMO A 的系统结构示意图

从上图可知，二进制数据流经调制后，形成一系列的复数符号 S_2, S_1 ，再经过采用 Matrix A 的空时编码后，在第一个符号上，两个天线上发射的信号分别为 S_1, S_2 ；在第二个符号上，传输的信号为 $-S_2^*, S_1^*$ 。MIMO A 由于两个时间只传输了两个信号，因此编码率为 1，只能获得分集增益，不能获得复用增益。

2. MIMOB

前面已介绍，空间复用技术（Spatial Multiplexing, SM）利用多天线来同时传输多层数据，因而可获得较大的数据传输速率，数据率增加的度量就是空间复用增益。在 IEEE 802.16 系统中采用 Matrix B 来实现，即采用 Matrix B 的 MIMO 系统称为 MIMO B。例如 2 天线发射的 Matrix B 的模型如图 6-20 所示。

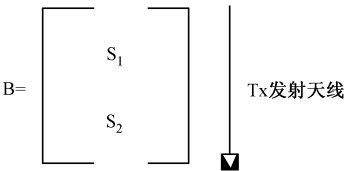


图 6-20 Matrix B 的模型

图 6-20 中，行索引为对应发射天线，列为时间索引。MIMO B 系统结构如图 6-21 所示。

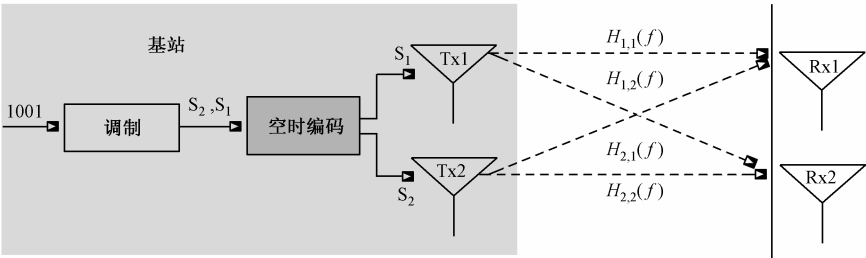


图 6-21 发射天线 Tx 为 2 的 MIMO B 系统结构示意图

从图 6-21 可以看出，二进制数据流经调制后，形成一系列的复数符号 S_2, S_1 ，再经过采用 Matrix B 的空时编码后，在第一个符号上，两个天线上发射的信号分别为 S_1, S_2 ；在下一个符号时，则发送和前两个符号完全不同的 S_3, S_4 。可见 Tx 为 2 的 MIMO B 系统由于

1 个时间传输了两个不同的信号，因此编码率为 2，能够获得复用增益，但不能获得分集增益和功率增益。

6.8.2 LTE 系统中 MIMO 的使用

MIMO 技术作为提升系统容量以及抗多径的主要手段，在 LTE 系统中作为核心技术使用。LTE 中的 MIMO 包含空间复用（SM）、空分多址（SDMA）、预编码以及开环发射分集等。

另外，LTE 的 TDD 还支持下行的波束赋形技术。如果空分复用的数据流作用于同一个 UE，则称为单用户 MIMO（SU-MIMO），如果将多个空分复用数据流作用于多个用户，则称为多用户 MIMO（MU-MIMO），下面我们看看 LTE 系统中主要包含哪些多天线技术。

(1) 发射分集

- 2Tx 的 SFBC（空频块编码）。
- 4Tx 的 SFBC+FSTD（频域转换分集）。
- 预编码的周期切换。
- 天线选择技术。

(2) SU-MIMO

- 支持小于两个独立码字的传输。
- 支持酉编码。
- 支持 CDD。
- 支持 Rank 适配。

(3) MU-MIMO

- 多用户合成的预编码矩阵（可以为酉也可以为非酉）。

另外，LTE 系统中各信道支持的多天线情况请参见表 6-1。

表 6-1 LTE 系统信道支持多天线的情况

信道方向	信道	支持多天线的 ways
上行	PUSCH	MU-MIMO
	PUCCH、PRACH	无
下行	PDSCH	发射分集、开环空间复用、闭环空间复用、MU-MIMO、波束赋形
	PMCH	无
	PCFICH、PHICH、PDCCH、PBCH	发射分集

接下来介绍 LTE 系统中下行 MIMO 方案的相关知识。

1) 下行信道模型

LTE 下行物理信道处理如图 6-22 所示。

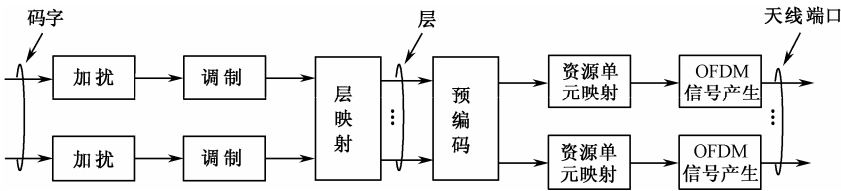


图 6-22 LTE 下行物理信道处理

结合上图我们了解如下几个概念：码字（Code Word）、层（Layer）以及秩（Rank）。

- 码字（Code Word）：从狭义角度讲就是信道编码（FEC 编码），广义上讲就是层映射前的处理。码字分为单码字（Single Code Word, SCW）和多码字（Multiple Code Word, MCW）。
- 单码字（SCW）：只存在一个 FEC 编码块，数据均由一个 FEC 编码块处理。层速率相同，仅反馈一路 CQI。
- 多码字（MCW）：存在多个 FEC 编码块，LTE 中最大支持 2 个码字。对应每层有独立的速率，单独反馈 CQI 信息。
- 层（Layer）：将码字映射到并行的数据流上，层数就是可以并行传输的数据流个数。由于码字的数量与发送天线数量不同，需要将码字映射到不同的天线上，因此需要层映射。
- 秩（Rank）：取决于信道的收、发天线的个数和信道的相关性，决定能够支持的最大层数。

预编码的作用是提高 SNR，降低小区内和小区间的干扰。

2) 下行空分复用导频特点

在物理层相关章节已经详细描述了下行导频的设计方法，下面再了解一下空间复用的导频模型，以 4 天线为例，如图 6-23 所示。

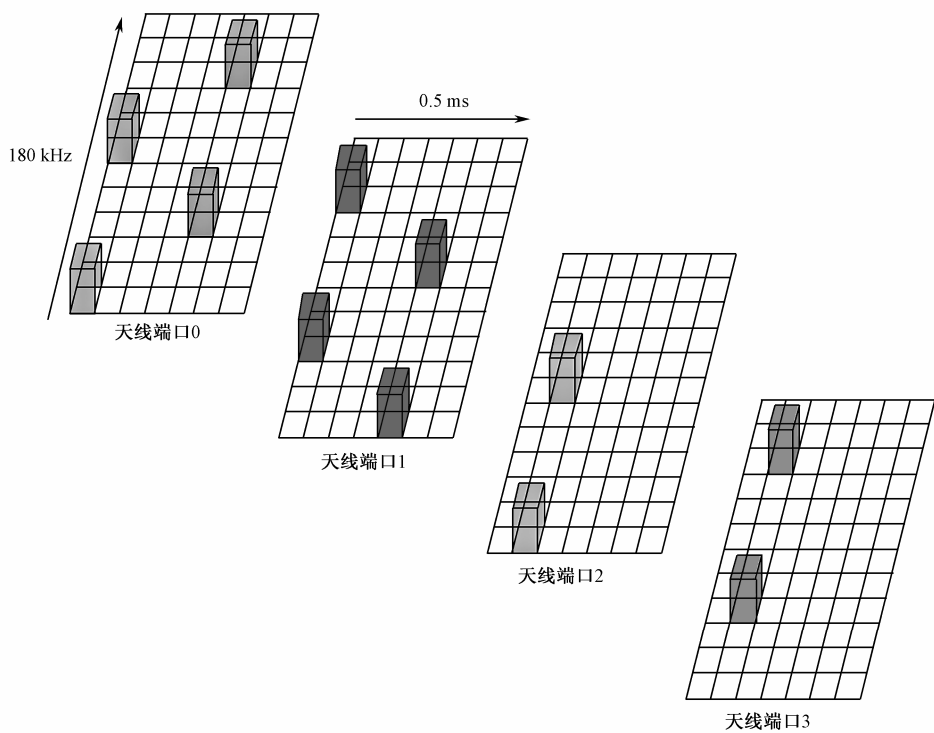


图 6-23 4 天线的导频模型

LTE 导频在频域上维度相对较小，间隔两个子载波，这样有利于克服频选。另外，随着天线数的增加导频数增加。但是相对每根天线来讲没有减少。另外，不同的天线口的导频位置是错开的。

3) 下行传输分集的特点

下行传输分集可以把 1 个流发送到两个天线端口上，也可以把 1 个流发送到 4 个天线端口上。另外，还采用大延时 CDD 和零延时 CDD。图 6-24 和图 6-25 所示为 LTE 和传统两天线和 4 天线传输分集的方案对比示意图，大家可以体会一下。

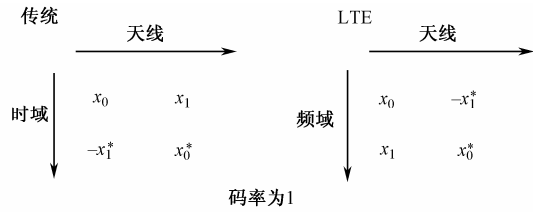


图 6-24 2 天线发射分集方案对比

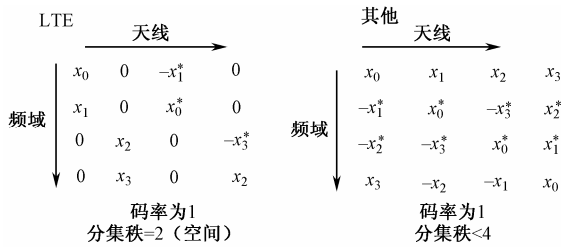


图 6-25 4 天线发射分集方案对比

另外，CDD 发射分集也是一种常见的时分分集技术，LTE 系统中并不是简单的线性延时，是利用 CP 特性采用循环延时操作的。根据 DFT 特性信号在时域周期循环延时相当于频域的相位偏移，因此 LTE 的 CDD 是在频域上完成的。通过在不同天线上的相位偏移达到频域选择性分集的作用。CDD 方式的好处是实现简单、性能有保障并且不需要信息反馈。LTE 系统中采用大延时 CDD，将循环延时从天线端口延伸到 SU-MIMO 空间复用层上，且延时明显增大。另外，大延时通过层的置换，使不同码字的 CQI 几乎一致，这样就可以减少 CQI 的反馈量。零延时 CDD 就是普通的闭环预编码，为此 UE 可以准确反馈 PMI、CQI 并跟踪信道的变化，适用于慢速与信道条件较好的环境。另外，MIMO 可以和 CDD 结合使用，开环 MIMO 可以使用大延时 CDD，闭环 MIMO 可以使用零延时 CDD。LTE 下行 CDD 原理图如图 6-26 所示。

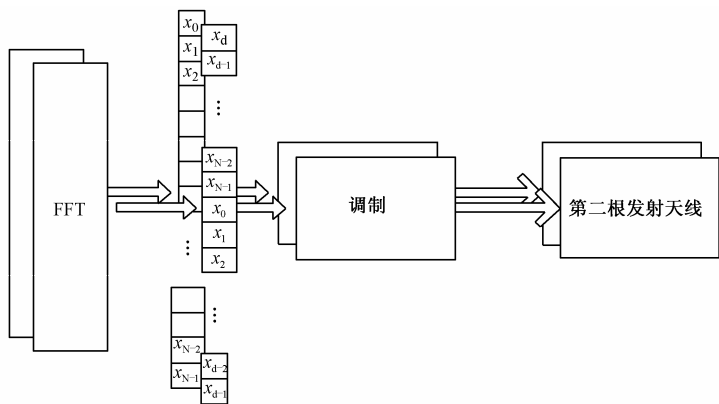


图 6-26 LTE 下行 CDD 原理图

4) 下行 SU-MIMO 和 MU-MIMO

(1) 下行 SU-MIMO

下行 SU-MIMO 可以提高单用户的下行峰值速率，同时提高下行的频谱效率。LTE 系统的 SU-MIMO 是基于预编码实现的，当用户的信道条件较好时传输速率较高。SU-MIMO 等效于将同一个 UE 的多个子流在空间上相互正交的特征信道中传输，并且彼此之间没有干扰。在 TDD 系统中可以利用上、下行信道的互易性，直接根据上行信道的特征生成下行的预编码矩阵。在 FDD 系统中需要 UE 根据下行信道的特征，反馈矩阵的码本序列给 eNodeB 侧。但是需要注意，TDD 系统中需要通道的校正，修正通道的幅、相偏差。

(2) 下行 MU-MIMO

下行 MU-MIMO 是一种空分多址的复用方式，eNodeB 同时使用相同的时频资源，同时给多个 UE 发射信号。这种方法可以大大提高下行的频谱利用率。由于 UE 的接收天线数目不同，因此不同数目的接收天线要求的正交性不同。同时 UE 具有混合信号联合检查的能力，使之可以恢复自己的信号。图 6-27 所示为 LTE 下行 MU-MIMO 的示意图。

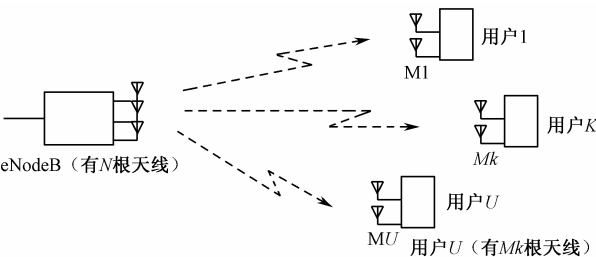


图 6-27 LTE 下行 MU-MIMO 的示意图

(3) 上行 MU-MIMO

LTE 系统中也有上行 MU-MIMO 使用方式，就是多个 UE 同时使用相同的时频资源进行上行数据传输。eNodeB 对接收到的混合数据进行检测，恢复出各个用户的原始发射信号。上行 MU-MIMO 可以提高上行的频谱利用率，但是不能提高单个用户的峰值吞吐量。在这种技术中要求每个 UE 只能使用一根天线进行发射。

6.9 波束赋形技术

智能天线利用数字信号处理技术，采用了先进的波束转换技术 (Switched Beam Technology) 和自适应空间数字处理技术 (Adaptive Spatial Digital Processing Technology) 产生空间定向波束，使天线主波束对准用户信号到达方向，旁瓣对准干扰信号到达方向，达到充分且高效利用移动用户信号并删除或抑制干扰信号的目的。与其他日渐深入和成熟的干扰消除技术相比，智能天线技术在移动通信中显示出巨大潜力。

传统无线基站的最大弱点是浪费无线信号能量，在一般情况下，只有很小一部分信号能量可以到达收信方。此外，当基站收听信号时，它接收的不仅是有用信号而且还收到其他信号的干扰噪声。智能天线则不然，它能够更有效地收听特定用户的信号和更有效地将信号能量传递给用户。不同于传统的时分多址 (TDMA)、频分多址 (FDMA) 或码分多址 (CDMA) 方式，智能天线引入了第四维多址方式：空分多址 (SDMA) 方式。在相同时隙、相同频率或相同地址码情况下，用户仍可以根据信号不同的空间传播路径而区分。智能天线相当于空

时滤波器，在多个指向不同用户的并行天线波束控制下，可以显著降低用户间信号的彼此干扰。具体而言，智能天线将在以下方面提高未来移动通信系统性能：（1）扩大系统的覆盖区域；（2）提高系统容量；（3）提高频谱利用效率；（4）降低基站发射功率，节省系统成本，减少信号间干扰与电磁环境污染。

智能天线分为两大类：多波束智能天线与自适应阵列智能天线，简称多波束天线和自适应阵天线。多波束天线利用多个并行波束覆盖整个用户区，每个波束的指向是固定的，波束宽度也随阵元数目的确定而确定。随着用户在小区中的移动，基站选择不同的相应波束，使接收信号最强。因为用户信号并不一定在固定波束的中心处，当用户位于波束边缘，干扰信号位于波束中央时，接收效果最差，所以多波束天线不能实现信号最佳接收，一般只用做接收天线。但是与自适应阵天线相比，多波束天线具有结构简单、无须判定用户信号到达方向的优点。

自适应阵天线一般采用 4~16 天线阵元结构，阵元间距为 1/2 波长，若阵元间距过大，则接收信号彼此相关程度降低，太小则会在方向图形成不必要的栅瓣，故一般取半波长。阵元分布方式有直线型、圆环型和平面型。自适应天线是智能天线的主要类型，可以实现全向天线，完成用户信号的接收和发送。自适应阵天线系统采用数字信号处理技术识别用户信号到达方向，并在此方向形成天线主波束。自适应阵天线根据用户信号的不同空间传播方向提供不同的空间信道，等同于信号有线传输的线缆，有效克服了干扰对系统的影响。下面我们来了解一下波束赋形的原理。

6.9.1 下行波束赋形介绍

波束赋形（Beamforming, BF）是发射端对数据先加权再发送，形成窄的发射波束，将能量对准目标用户，从而提高目标用户的解调信噪比，这对改善小区边缘用户吞吐率特别有效。BF 可以获得阵列增益、分集增益和复用增益。BF 通常有两大类实现方式：MIMO Beamforming 和 DOA Beamforming。MIMO Beamforming（简称 MIMO-BF）技术，利用信道信息对发射数据进行加权，形成波束的一种波束赋形方法。为了便于理解，在此处列举一个典型的 4T1R 下行无线通信链路，如图 6-28 所示。

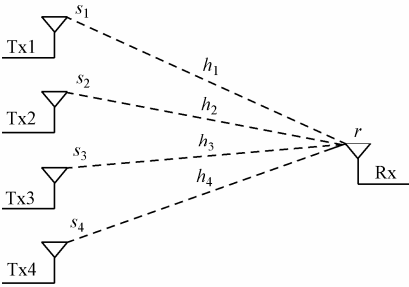


图 6-28 4T1R 下行无线通信链路

其中，无线信道可以用一个 4 行 1 列的信道矩阵表示为 $\mathbf{H} = [h_1 \ h_2 \ h_3 \ h_4]^T$ 。假设基站侧对发送的调制符号 s 利用权值向量 $\mathbf{W} = [w_1, w_2, w_3, w_4]^T$ 进行特定的加权，即 4 根发射天线发送的调制符号向量为： $\tilde{\mathbf{S}} = \mathbf{s} * [w_1, w_2, w_3, w_4]^T$ ，通过无线信道后，在接收端得到 4 组数据信息 $\mathbf{Y} = [s_1 w_1 h_1, s_2 w_2 h_2, s_3 w_3 h_3, s_4 w_4 h_4]^T$ ，由于接收侧只有一个天线，无法区分 4 组数据，因此接收

端只能得到这 4 组数据的叠加，如下式所示。

$$\begin{aligned} R &= \tilde{\mathbf{S}}^T \mathbf{H} + \mathbf{n}_0 \\ &= \mathbf{s} * [w_1, w_2, w_3, w_4]' [h_1, h_2, h_3, h_4]^T + \mathbf{n}_0 \\ &= \mathbf{s}(w'_1 h_1 + w'_2 h_2 + w'_3 h_3 + w'_4 h_4) + \mathbf{n}_0 \end{aligned}$$

则接收的信噪比为

$$\begin{aligned} \text{SNR} &= \frac{(E[\mathbf{R}])^2}{E[|\mathbf{n}|^2]} \\ &= \frac{|\mathbf{s}(w'_1 h_1 + w'_2 h_2 + w'_3 h_3 + w'_4 h_4)|^2}{\sigma^2} \\ &= \frac{|\mathbf{s}|^2}{\sigma^2} |w'_1 h_1 + w'_2 h_2 + w'_3 h_3 + w'_4 h_4|^2 \\ &= \frac{|\mathbf{s}|^2}{\sigma^2} |\mathbf{W}^H \mathbf{H}|^2 \leq \frac{|\mathbf{s}|^2}{\sigma^2} |\mathbf{W}|^2 |\mathbf{H}|^2 \end{aligned}$$

1. MIMO-BF

MIMO-BF 技术又可分为开环 BF（Beamforming）和闭环 BF（Beamforming）两种模式。开环 BF 发射端估算权值时不需要接收端反馈信道信息，而闭环 BF 则需要接收端反馈信道信息，其原理结构如图 6-29 所示。其数学模型为

发射信号：
$$\mathbf{s} = [s_1 \quad s_2]^T$$

权值矩阵：
$$\boldsymbol{\omega} = \begin{bmatrix} \omega_{11} & \omega_{12} \\ \omega_{21} & \omega_{22} \\ \omega_{31} & \omega_{32} \\ \omega_{41} & \omega_{42} \end{bmatrix}$$

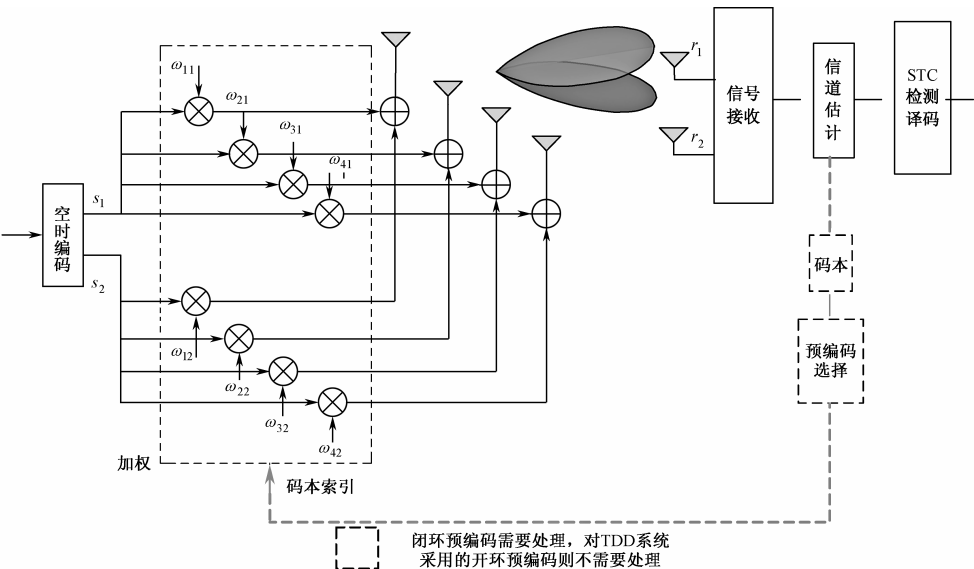


图 6-29 MIMO 与 BF 的预编码原理结构

发射信号：

$$\mathbf{y} = \boldsymbol{\omega} \mathbf{s} = \begin{bmatrix} \omega_{11}s_1 + \omega_{12}s_2 \\ \omega_{21}s_1 + \omega_{22}s_2 \\ \omega_{31}s_1 + \omega_{32}s_2 \\ \omega_{41}s_1 + \omega_{42}s_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{\text{ant1}} \\ y_{\text{ant2}} \\ y_{\text{ant3}} \\ y_{\text{ant4}} \end{bmatrix}$$

开环 BF 技术利用上行信道信息自行对发射的信号进行预编码，不需要接收端提供信道信息给发射端，发射端可以通过上行信道自行估计得到。显然，它认为上、下行信道互易，因此只适合在 TDD 系统中应用。开环 BF 技术主要应用在下行加权，对覆盖和吞吐量的提升都有比较明显的效果。但是，由于需要利用上行信号估计下行发送权值，处理时延大，适用于低速场景。另外，开环 BF 技术利用了上、下行信道的互易特性，故需要对天线收、发通路进行校正。

闭环 BF 技术利用信道信息对发射信号进行预编码，之所以叫做闭环是因为信道信息是通过接收端反馈给发射端，从而形成了一个环路。闭环预编码在 FDD 和 TDD 系统中均可以应用，闭环预编码技术也主要应用在下行。根据反馈类型分为：反馈码本、反馈量化信道衰落及反馈信道衰落模拟值等。

对于闭环预编码（Precoding），接收端需要根据信道估计的结果计算权值，按照最大容量准则或者最大化最小信噪比等准则，在码本（Codebook）中选择一组权值，然后把码本索引反馈到发射端进行加权。由于受反馈时延的影响，闭环预编码技术也只在低速场景有较好的性能，能够有效地提高覆盖和容量。另外，由于受反馈精度的影响，闭环预编码技术总体上比开环预编码技术的性能要略差。闭环预编码优点是不需要对天线收、发通道进行校正，适用于 FDD 和 TDD 系统。

总之，MIMO-BF 利用上行信道的特征来估计发射权值，对天线形态没有额外要求，可以使用间隔为半波长左右的天线阵列，也可以使用间隔为十几个波长的天线阵或极化天线，对于天线之间的间距没有严格要求。MIMO-BF 利用了 TDD 系统信道互易特性，因此要求不同天线通道之间的收、发保持一致，实际系统中要保证发射通道之间一致和接收通道之间一致。通道之间的一致性通过实时在线校正实现。

2. DOA-BF

与 MIMO-BF 不同的是，DOA-BF 利用上行信号波达方向和下行信号波达方向相同的性质计算下行 BF 权值，使下行波束的主瓣指向终端方向，接收端通过适当的多天线空域加权使得合并期望信号，同时抑制干扰信号。在发射总功率相同的前提下获得对接收端平均信噪比的改善，其原理示意图如图 6-30 所示。DOA-BF 的优点是不需要估计每根天线的信道衰落，对于 FDD 系统由于上、下行信道衰落不同，基于上行信号特征来计算下行 BF 权值是不可行的，而上、下行信号的波达方向通常保持不变，因此 DOA-BF 同时适用于 TDD 和 FDD 系统。

另外，DOA-BF 对天线间距有严格要求，需要进行天线校正，实现复杂度大于 MIMO-BF 对校正的要求；另外 DOA-BF 要求天线阵列间距小（通常小于一个载波波长），因此在密集城区分集效果较差。DOA 算法利用信号到达天线的方向，估计终端大概的位置，来计算 BF 权值，从而使下行波束的主瓣指向终端方向。由于 DOA 估计算法不需要终端对信道的反馈，因此，采用 DOA 对信道的估计属于盲估计。图 6-31 所示的是阵列天线模型，假设发送信号

为 $s(t)$ ，加权矩阵为 $\boldsymbol{W}$ ，空间阵图为 $\boldsymbol{a}(\theta)$ ，则接收信号向量为

$$\boldsymbol{X} = \boldsymbol{W}^H \boldsymbol{a}(\theta) s(t) + \boldsymbol{\eta}$$

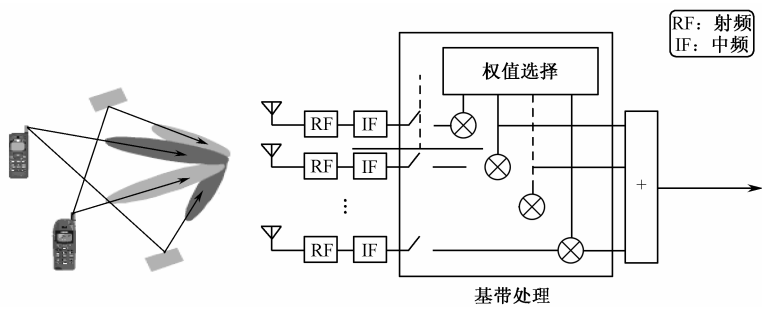


图 6-30 DOA-BF 原理示意图

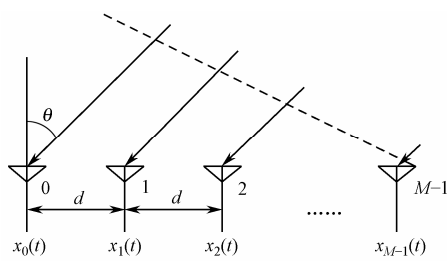


图 6-31 阵列天线模型

如果要求接收端功率最大，或者 SINR 最大的情况下，通过解上述等式，可以得出加权矩阵是一个与到达角 θ 相关的量。

由于在采用 DOA 估计算法时，要求达到天线阵列的信号应为同一信号，因此，要求各天线之间的间距满足 $d < \lambda/2$ ，以保证信号的相关，即采用 DOA 估计算法时，天线为相关天线阵，因此，对内也称为 CA-BF。

6.9.2 波束赋形和 STC 的结合

采用预编码技术后，使得发射波束指向期望用户，因此功率效率比较高，对提升覆盖、改善边缘用户的吞吐率比较有效。但单纯 1 个流的波束赋形没有复用增益，为了进一步提高吞吐量，还可将预编码与 STC 结合起来，构成预编码+Matrix A 或预编码+Matrix B 的发射结构，统称为 MIMO+BF。另外，如果没有与 STC 结合的波束赋形，我们称为 MIMO-BF。

1. MIMO-BF

MIMO-BF 即单流 BF，就是对单一流进行波束赋形处理，不涉及与 STC 的结合。其原理图如图 6-32 所示。图中所示的是 4 天线的 MIMO-BF 发射结构，单信号流通过在每根发射天线上加权后发射。

如果采用最大比发射（MRT），则接收信号为 $r = h_1 \omega_1 s + h_2 \omega_2 s + h_3 \omega_3 s + h_4 \omega_4 s + n$ 。其中， $h_i (i=1,2,3,4)$ 为信道模型， $\omega_i (i=1,2,3,4)$ 为各个信道的权值。

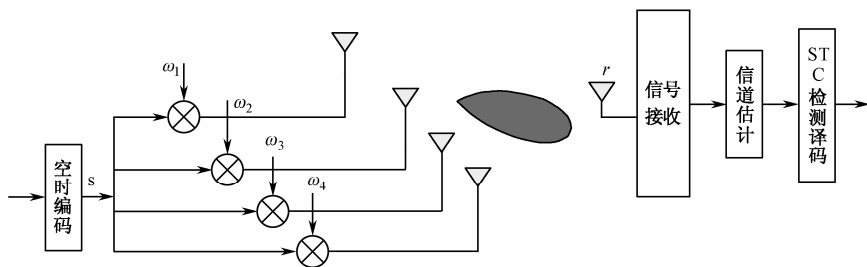


图 6-32 MIMO-BF 原理图

如果假设 $\omega_1 = h_1^*, \omega_2 = h_2^*, \omega_3 = h_3^*, \omega_4 = h_4^*$ ，则接收信号为 $r = (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2)s + n$ 。

即接收端达到了最大比合并的效果，由于加权是在发射端，因此，又称为最大比发射 (MRT)。UE 接收端采用 1 根接收天线即可解调，采用 2 根接收天线时需要进行最大比合并。

2. MIMO+BF

BF 与空时编码 (STC) 的结合形式称为 MIMO + BF。其加权算法有两种，分别为联合加权和分组加权。

1) MIMO+BF 联合加权

联合加权是指两个数据流分别加权合并并在 4 个天线同时发送，其原理图如图 6-33 所示。由于这种算法对权值的计算和估计比较复杂，因此，一般很少用这种算法。

- 对 MIMO-BF+Matrix A，UE 接收端采用 1 根接收天线即可解调；
- 对 MIMO-BF+Matrix B，UE 接收端采用至少 2 根接收天线才可解调。

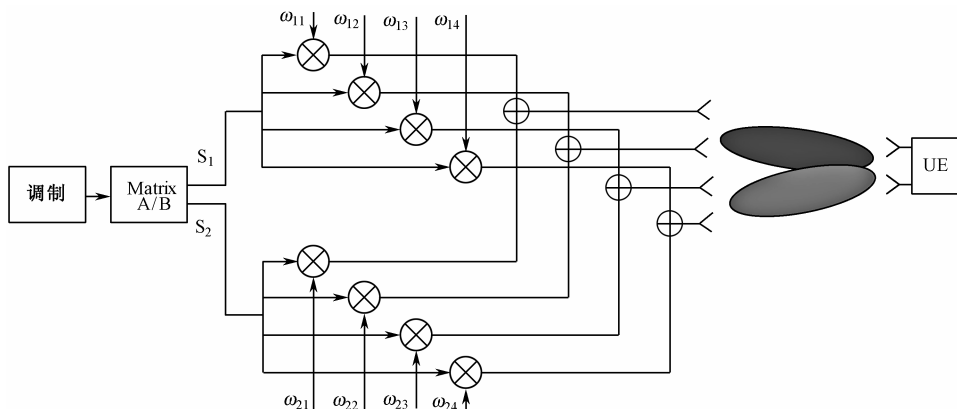


图 6-33 MIMO+BF 联合加权原理图

2) MIMO+BF 分组加权

分组加权就是把天线分为两两一组，组内进行 BF，两组之间形成 Matrix A 或 Matrix B，其原理图如图 6-34 所示。

4 天线分组加权是 MIMO+BF 的一种特殊形式，将 4 根天线分成 2 组，组内 2 根天线作为 BF，两组之间构成 Matrix A 或者 Matrix B。这样，两组天线各形成一个波束对准用户。

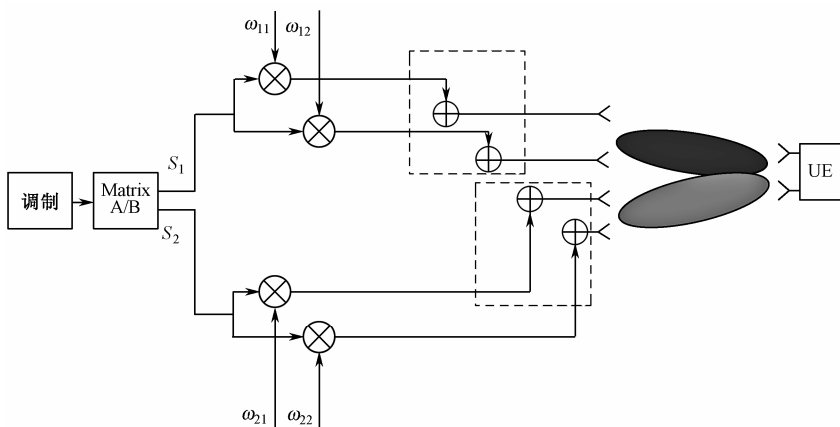


图 6-34 MIMO+BF 分组加权原理图

6.10 多天线技术带来的增益

通过之前章节，我们对多天线技术有了一定了解，并且得知采用多天线技术可以提升系统容量和性能，下面我们总结一下采用多天线技术后系统可获得的增益包括：功率增益（Power Gain）；阵列增益（Array Gain）；空间分集增益（Space Diversity Gain）；干扰抑制增益（Cochannel Interference Reduction Gain）；空间复用增益（Spatial Multiplexing Gain）；编码增益（Coding Gain），其具体含义如下：

1) 功率增益（Power Gain）

功率增益是发射端通过增加发射功率获得的增益。当采用多天线发射时，由于有 n 个发射通道，因此发射的总功率相当于单天线发射功率的 n 倍，此时可以获得 $10\lg(n)$ dB 的增益。在单天线发射时也可以增加发射功率，但此时对功放的要求将提高。由于功放的成本与功率并不是线性增加关系，因此采用多天线发射和提高单天线发射功率是不能等同的。

2) 阵列增益（Array Gain）

阵列增益定义为发射总功率相同的前提下对接收端平均信噪比的改善。SIMO、MISO 和 MIMO 系统都可以获得阵列增益。阵列增益是通过相干合并各个天线的信号得到的，因此获得阵列增益的前提是单发多收时接收端需要已知信道信息；多发单收时发射端需要已知信道信息；多发多收时收、发双方需要已知信道信息。

3) 空间分集增益（Space Diversity Gain）

由于无线信道的衰落特性，SISO 系统的信号可能存在深衰落。采用多天线后，由于天线间隔通常要求大于 2 倍波长以上，因此，不同天线的信号衰落相对独立，总的接收信号的信噪比的波动变小，从而改善了接收信号质量，这就是空间分集增益。与阵列增益提高平均 SNR 不同，分集增益只减小 SNR 的方差。

4) 干扰抑制增益（Cochannel Interference Reduction Gain）

在蜂窝移动通信系统中，通常存在不同小区的用户占用相同时频资源的情况，这些用户之间形成相互干扰。与空域白噪声不同，干扰信号为空域有色噪声，可在接收端通过适当的多天线空域加权使得合并期望信号，同时抑制干扰信号。在发射总功率相同的前提下获得对接收端平均信干噪比的改善。最典型的应用就是 DOA-Beamforming（简称 DOA-BF）和 IRC

(Interference Rejection Combining), 利用波束赋形形成发射零缺陷, 接收利用 IRC 抑制干扰。

5) 空间复用增益 (Spatial Multiplexing Gain)

空间复用增益是指在相同发射功率和相同带宽前提下, 对极限容量 / 传输速率的改善。通过在相同时频资源传送多个空间并行数据流获得。根据信息论理论, 相同发射功率前提下, 多个并行信道的信道容量大于单个信道的容量; 同时, 信噪比越高, 容量差距越明显。

第7章 LTE 后续演进

7.1 概 述

LTE以其高速率、低时延等优点得到世界各主流通信设备商和运营商的广泛关注。当前，各地 LTE测试工作不断展开，并逐步开始规模商用。为了保证 LTE 及其后续技术的长久生命力，同时也为了满足 IMT-Advanced 和未来通信的更高需求，3GPP开始了 LTE 的平滑演进 LTE-Advanced（以下简称 LTE-A）的研究，并将其作为4G的首选技术。作为 LTE 的平滑演进，LTE-A 能够保持与 LTE 良好的兼容性；提供更高的峰值速率和吞吐量，下行的峰值速率为 1 Gbps，上行峰值速率为 500 Mbps；具有更高的频谱效率，下行提高到 30 bps/Hz，上行提高到 15 bps/Hz；支持多种应用场景，提供从宏蜂窝到室内场景的无缝覆盖。下面我们了解一下 LTE-Advanced 的相关内容。

7.2 LTE-A 需求与趋势

IMT-Advanced 要求未来的4G通信在满足高峰值速率和大带宽之外还要保证用户在各个区域的体验。有统计表明，未来 80%~90%的系统吞吐量将发生在室内和热点游牧场景，室内、低速、热点将可能成为移动互联网时代更重要的应用场景。因此，需要通过新技术增强传统蜂窝在未来热点场景的用户体验。LTE 本身已经可以作为满足 IMT-Advanced 需求的技术基础和核心，但是从性能指标上来讲，LTE 较 IMT-Advanced 的要求还有一定差距。因此，将 LTE 升级到 4G 时，并不需要改变 LTE 标准的核心，只需在 LTE 基础上进行扩充、增强和完善，就可以满足 IMT-Advanced 的要求。出于这种考虑，LTE-Advanced 作为在 LTE 基础上的平滑演进，并且后向兼容 LTE 标准。由于 LTE 的大规模技术革新已经大量使用了近 20 年来学术界积累的先进信号处理技术，如 OFDM、MIMO、自适应技术等，在继续完善技术应用的同时，LTE-Advanced 的技术发展将更多地集中在 RRM（无线资源管理）技术和网络层的优化方面。

2008 年 3 月的 R9 版本开始制定 LTE-A 的标准，并将在 R10 版本中完善，R10 版本将成为 LTE-A 的关键版本。目前，全球有超过 18 家运营商公布了自己的 LTE 部署计划，包括 Telstra、TeliaSonera、Verizon、中国移动、Vodafone 以及 AT&T 等都明确表示将支持 LTE，并且 Verizon 已经加速了 LTE 计划时间表，使得时间从原定的 2010 年提前至 2009 年。作为日本最大的运营商 NTT DoCoMo 也加紧“超3G”网络商用部署以推进 LTE 进程，并公布了 3G 过渡到 LTE 的路线图，2010 年初已完成了对 LTE 技术的开发。中国移动也在一些地区部署了 LTE 网络。

7.3 LTE/LTE-A 关键技术简介

7.3.1 OFDM 和 SC-FDMA 技术

OFDM 由多载波调制 (MCM) 发展而来, OFDM 技术是多载波传输方案的实现方式之一, 它的调制和解调是分别基于快速傅里叶逆变换 (IFFT) 和快速傅里叶变换 (FFT) 来实现的, 是实现复杂度最低、应用最广的一种多载波传输方案。在传统的频分复用系统中, 各载波上的信号频谱是没有重叠的, 以便接收端利用传统的滤波器分离和提取不同载波上的信号。OFDM 系统是将数据符号调制在传输速率相对较低的、相互之间具有正交性的多个并行子载波上进行传输。它允许子载波频谱部分重叠, 接收端利用各子载波间的正交性恢复发送的数据。因此, OFDM 系统具有更高的频谱利用率。同时, 在 OFDM 符号之间插入循环前缀, 可以消除由于多径效应而引起的符号间干扰, 能避免在多径信道环境下因保护间隔的插入而影响子载波之间的正交性。这使得 OFDM 系统非常适用于多径无线信道环境。

OFDM 的优点在于抗多径衰落的能力强, 频谱效率高。OFDM 将信道划分为若干个子信道, 而每个子信道内部都可以认为是平坦衰落的, 可采用基于 IFFT/FFT 的 OFDM 快速实现方法。在频率选择性信道中, OFDM 接收机的复杂度比带均衡器的单载波系统简单。与其他宽带接入技术不同, OFDM 可运行在不连续的频带上, 这将有利于多用户的分配和分集效果的应用。但 OFDM 技术对频偏和相位噪声比较敏感, 而且峰值平均功率比 (PAPR) 大。考虑到 OFDM 的 PAPR 过高, LTE 系统的上行采用 SC-FDMA 作为上行多址接入的技术方案。关于 SC-FDMA 的技术读者可参考第 2 章的讲解。

7.3.2 优化 MIMO 技术

要达到 LTE-A 提出的目标数据传输速率, 需要通过增加天线数量以提高峰值频谱效率, 即多天线技术, 包括波束赋形、空间复用以及传输分集。多天线技术是一种有效提高系统容量的方法。当前 LTE 应用基于码本预编码技术的下行 4 天线技术, 峰值速率达到 300 Mb/s。由于 LTE-A 的带宽高达 100 MHz, 峰值速率可以达到下行 1 Gb/s。另外, LTE 系统优化了 MIMO 技术, 使用了 SU-MIMO 和 MU-MIMO 技术。

7.3.3 载波聚合 (CA) 的协同通信

当前 LTE 系统在频带利用率上已经接近香农极限。如果要提高系统吞吐量, 就必须提高系统的带宽或者信噪比。为了满足峰值速率要求, LTE-A 当前支持最大 100 MHz 带宽, 然而在现有的可用频谱资源中很难找到如此大的带宽, 而且大带宽对于基站和终端的硬件设计带来很大困难。移动通信系统实现大带宽传输有两个基本途径:

- (1) 设计一个大带宽系统。主要在新系统设计中采用, 其缺点是控制信道结构相对复杂。
- (2) 通过不同系统间的协同来构造具有更大传输带宽的系统。

这两个实现途径在移动通信的演进中是同时存在且相互影响的, 在现网演进中也通常采用。然而第 2 种方法是运营商在网络演进时所采取的经济有效的方案, 本质上是通过多载波

聚合来获得较大的传输带宽，只是参与组合的载波由不同的系统发射，并且载波所承载的空中接口也会不同。例如，一个 20 MHz 带宽的 LTE 单载波系统与一个 10 MHz 带宽的 UMTS 双载波系统构成一个传输带宽为 30 MHz 带宽的协同通信系统。相对于全部由一个全新的宽带LTE-A 系统来提供所需的传输带宽，这种多系统协同来获得大带宽的方案优点是：减少运营上对新系统的投资，充分利用运营商现有系统资源，兼容运营商现有用户终端，保证系统的平滑演进。

大带宽的主要业务是数据业务，数据业务具有显著的上下行非对称特性，并且这种非对称特性随时间地点不断变化，IMT-Advanced 就面临上述的问题，仅仅采用以往的在同一种连续频谱上进行多载波捆绑的载波聚合方式是无法解决的。这需要借助更加灵活的基于载波聚合的协同通信方案来解决。所谓协同通信就是通过一组通信功能实体间的配合来获得单个通信功能实体不具备的通信能力。在基于载波聚合的协同通信中，通信功能实体就是具备在单个载波上发射或接收无线电信号的功能或物理实体。如果参与协同的功能实体来自不同的系统，就是系统间的协同通信。

在现有无线接入网演进中，为了简化网络种类，降低建网成本，不同无线接入网的基站和传输部分之间逐步融合。但是，由于采用不同空中接口的现有终端难以融合，导致现有无线接入网在空中接口上的多样性会长期存在，基于载波聚合的协同通信可以在空口多样性的情况下，实现系统间优势互补，达到资源共享。

7.3.4 无线中继技术

LTE 系统对容量要求很高，这样的容量需要较高的频段。为了满足下一代移动通信系统的高速率传输的要求，LTE-A 技术引入了无线中继技术（Relay）。中继传输技术是在原有站点的基础上，引入 Relay 节点（或称中继站），Relay 节点和基站通过无线连接，下行数据先由基站发送到中继节点，再由中继节点传输至终端用户，上行则反之，如图 7-1 所示。通过 Relay 技术能够增强覆盖，支持临时性网络部署和用户群移动，同时也能降低网络部署成本。用户终端可以通过中间接入点的中继接入网络来获得宽带服务，减小无线链路的空间损耗，增大信噪比，进而提高边缘用户信道容量。无线中继技术包括转发处理和中继处理。

转发处理是在接到母基站的射频信号后，在射频上直接转发，在终端和基站都是不可见的，而且并不关心目的终端是否在其覆盖范围内，因此它的作用只是放大器而已。它的作用仅限于增加覆盖，并不能提高容量。

中继处理是在原有站点的基础上，通过增加一些新的 Relay 站（或称中继节点、中继站），加大站点和天线的分布密度。这些新增 Relay 节点和原有基站（母基站）都通过无线连接，和传输网络之间没有有线的连接，下行数据先到达母基站，然后再传给 Relay 节点，Relay 节点再传输至终端用户，上行则反之。这种方法拉近了天线和终端用户的距离，可以改善终端的链路质量，从而提高系统的频谱效率和用户数据率。



图 7-1 Relay 原理示意图

7.3.5 小区间的干扰抑制技术

LTE 特有的 OFDMA 接入方式，使本小区内的用户信息承载在相互正交的不同载波上，因此所有的干扰来自于其他小区。对于小区中心的用户来说，其本身离基站的距离就比较近，而相邻小区的干扰信号距离又较远，则其信噪比相对较大。但是对于小区边缘的用户，由于相邻小区占用同样载波资源的用户对其干扰比较大，加之本身距离基站较远，其信噪比相对就较小，导致虽然小区整体的吞吐量较高，但是小区边缘的用户服务质量较差，吞吐量较低。因此，在 LTE 中小区间干扰抑制技术非常重要。通常 3GPP 所讨论的抑制小区间干扰的方式主要分为 3 种，即小区间干扰随机化、小区间干扰删除以及小区间干扰协调。

(1) 干扰随机化

对于 OFDMA 的接入方式，来自相邻小区的干扰数目有限，但干扰强度较大，干扰源的变化也比较快，不易估计，于是采用数学统计的方法来对干扰进行估计就成为一种比较简单可行的方法。干扰随机化不能降低干扰的能量，但能通过给干扰信号加扰的方式将干扰随机化为“白噪声”，从而抑制小区间干扰，因此又称为“干扰白化”。干扰随机化的方法主要包括小区专属加扰和小区专属交织。

(2) 干扰删除

干扰删除的想法最初是在 CDMA 系统中提出的，可以将干扰小区的信号解调、解码，然后将来自该小区的干扰重构、删除。小区间干扰删除的实现方法主要有以下 2 种。

① 利用在接收端的多天线空间抑制方法来进行干扰删除，相关的检测算法在多输入多输出 (MIMO) 的研究中已经被广泛采用。

② 基于检测删除的方法。典型的如采用交织多址 (IDMA) 删除小区间的干扰，IDMA 可以通过伪随机交织器产生不同的交织图案，并分配给不同的小区，接收机采用不同的交织图案解交织，即可将目标信号和干扰信号分别解出，然后在总的接收信号中减去干扰信号，进而有效地提高接收信号的信噪比。

(3) 干扰协调

对于 OFDMA 的接入方式，小区中心的用户由于不会受到本小区用户的干扰，且来自相邻小区的干扰源距离又比较远，所以可以达到比较好的接收效果。而对于小区边缘的用户受到的相邻小区干扰则比较严重。干扰协调的核心思想是通过小区间的协调对一个小区的可用资源进行某种限制，以减少本小区对相邻小区的干扰，提高相邻小区在这些资源上的信噪比以及小区边缘的数据速率和覆盖。目前干扰协调 (ICIC) 和频率软复用技术被业界一致认可，并得到广泛使用。所谓的干扰协调 (ICIC) 就是通过管理无线资源 (资源块的分布) 来控制小区的干扰，从而提高小区以及其边缘的吞吐量。ICIC 是多小区无线资源管理功能的一部分，通常多个小区无线资源管理功能还需要考虑如下因素：①资源使用状态；②业务负荷状况；③用户数。另外，在频率软复用的实现中，ICIC 的调度与网络规划中的频率复用因子紧密相连，其主要思想就是在小区的内部可以使用全部的频谱资源，但是发射功率在不同的频段有所差别，即在相邻小区会使用的频段上，本小区内部对应的发射功率比较小，在小区边缘频段即相邻小区只会使用部分频段的资源上往往需要提高发射功率。目前，ICIC 配置分为如下三种类型。

- 静态 ICIC。即边缘频带和中心频带固定分配，频带划分后不再调整。

- 半静态 ICIC。即边缘频带和中心频带完成初始划分后，后续可以根据服务小区和邻区实际的边缘负荷进行动态的调整。
- 动态 ICIC。不进行边缘频带和中心频带的初始划分，完全根据服务小区和邻区的实际负荷对边缘和中心频带进行动态调整。

另外，在 3GPP R10 版本中，增加了多点协同(Coordinated Multi-point Transmission, CoMP)功能，将会极大提升小区间的干扰协调机会，在下面的部分将会描述该功能的有关实现。

7.3.6 多点协同

1) 传输方案

多点协同传输技术是通过空域的扩充提高系统容量并减小用户间干扰，是 LTE-Advanced 对空域扩充的核心技术之一。CoMP 技术是把光纤连接的天线站点协同到一起为用户服务，相邻的几个天线站或节点同时为一个用户服务，从而提高用户的数据率，提高小区边缘的通信质量。作为 LTE-Advanced 对空域扩充的两种核心技术，Relay 和 CoMP 技术对 LTE 标准做出了很大的创新。

根据终端是否知道信号是从多个天线站点发射，CoMP 可以分为 3 类：

- 终端不知道接收到的信号来自多个分布的天线，终端按照单基站方式接收。
- 终端对接收到的所有信道进行测量反馈，但接收方式按照单基站方式接收，效果相当于多径接收。
- 终端对接收到的所有信号进行测量反馈，但是基站侧发送时，同时发送各个天线的发射信息，包括发射点和权重等。

多点协同传输技术利用多个小区间的协作传输，有效地解决了小区边缘干扰问题，从而提高了小区边缘和系统吞吐量，扩大了高速传输覆盖。

CoMP 包括下行 CoMP 发射和上行 CoMP 接收。上行 CoMP 接收通过多个小区对用户数据的联合接收来提高小区边缘用户吞吐量，其对 RAN1 协议影响比较小。下行 CoMP 发射根据业务数据能否在多个协同点上获取，可分为联合处理 (Joint Processing, JP) 和协作调度 / 波束赋形 (Coordinated Scheduling/Beamforming, CS/CB)。前者主要利用联合处理的方式获取传输增益，而后者通过协作减小小区间干扰，如图 7-2 所示。

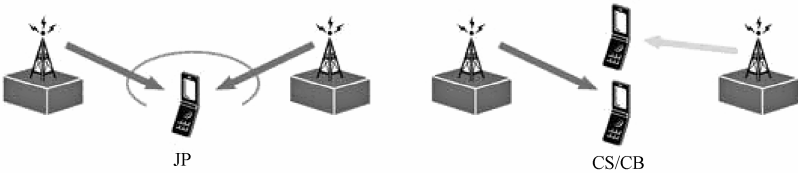


图 7-2 CoMP 原理示意图

(1) 联合处理 (JP) 技术

在下行传输方向上，一个 LIE 服务协作小区集合内的所有小区都可以为该 UE 发送相同的数据包，网络端根据调度结果和业务需求的不同，可以选择协作小区集合内的所有小区或部分小区为该终端服务。需要说明的是，当传输选择的小区数为 1 时，则可以将 JP 称为动态小区选择 (Dynamic Cell Selection, DCS)。在联合处理方案中，协作小区集合内的全部小区在相同的无线资源块中发送相同或者不同的数据到达终端，即多个协作小区在同一时刻发送

数据到同一个 UE。通过联合传输方式，将原来 LTE 系统中不同小区间的干扰信号变成有用信号，从而减少小区间干扰，提升用户的接收信号质量，最终达到提升系统性能的目的。

(2) 协同调度 / 协同波束赋形 (CS/CB) 技术

在该技术方案中，一个用户的数据同一时刻只能在一个小区传输，通过多个小区协作的调度来控制 and 降低干扰。协作小区集合内的其他小区可以利用相同的无线资源块为不同 UE 服务，协作小区集合内各小区的发送信号需要根据对其他小区信号的干扰进行协调，尽可能地减少对其他小区 UE 的干扰。协作小区间通过协调发送信号波束的方向，有效地将干扰比较大的波束避开，这样通过窄的波束，就能够有效地降低小区间的干扰，提升接收信号的质量。

2) 反馈方案

为了支持不同的 CoMP 传输方式，UE 需要反馈各种不同形式的信道状态信息。按照反馈方式不同，可以分为以下两类：

- 第一种是联合反馈。即把多个小区的信道信息作为一个整体反馈。联合反馈的灵活性较低，假设 UE 上报的信道信息包括 N 个小区的信道信息，则基站很难准确恢复出这 N 个小区的任意一个子集的信道信息。此外，联合反馈的标准设计复杂度很高。
- 第二种是独立反馈。是指分别反馈每个小区的信道状态信息。独立反馈的灵活性高，设计标准简单。

根据反馈内容的不同，反馈方案可以分为三种类型：显式反馈、隐式反馈和基于探测参考符号 (Sounding Reference Symbol, SRS) 的反馈。

- 显式反馈是指终端不对信道状态信息进行预处理，反馈诸如信道系数和信道秩等信息。
- 隐式反馈是指终端在一定假设的前提下对信道状态信息进行一定的预处理后反馈给基站，如编码矩阵指示信息和信道质量指示信息等。
- 基于 SRS 的反馈是指利用信道的互易性，eNodeB 根据终端发送的 SRS 获取等效的下行信道状态信息，这种方法在 TDD 系统中尤为适用。

在单用户情况下，通过隐式反馈可以完成 CoMP 中的主要操作，例如动态小区选择、协同抑制干扰等。但是对于不同小区的多用户联合发送，仅仅是隐式反馈是不够的，因为用户并不知道对于邻小区基站而言信道状态的优劣，这就需要使用户将全部的信道响应信息反馈给基站。显式反馈必然能带来更好的 CoMP 下的性能增益，但是，由于要将全部的信道响应信息反馈给基站，给系统带来的开销将是非常巨大的，且实现复杂度也较大；而隐式反馈将信道响应信息量化为 CQI / PMI / RI 等进行反馈，反馈开销明显下降很多，但是这种方式下由于不能得到更精确的信道信息也必然会带来性能的损失。因此在实际应用中需要综合考虑。

7.3.7 调度算法介绍

1. 无线调度概述

无线信道具有时变特性，这决定了无线分组调度算法的易变性。另外，由于不同用户传输的业务类型不同，相应的公平性和业务的 QoS 要求也决定了无线分组调度算法必须具有相当的灵活度。对于无线调度算法需要关注如下几个问题。

1) 无线链路易变性

无线网络和有线网络之间的最大不同是传输链路的易变性。有线网络的分组传输具有极低的错误率。然而，无线信道却极易发生错误并且还受到干扰、衰落和阴影的影响，这使得无线链路的容量具有极高的时变性。在发生严重的突发错误期间，无线链路没有任何数据分组能够被成功传输。无线链路容量与时间相关、位置相关。在某一时刻，一个基站能同时与多个移动用户通信。由于物理位置不同，一些移动用户可以与基站进行无错误通信，而其他用户可能根本无法通信。此外，用户的移动性增加了传输链路的易变性。链路变化要求调度算法具备某种动态机制，从而处理与时间相关和位置相关的变化。

2) 公平性要求

有线网络的调度通常是通过给业务流提供服务速率来保证公平性，调度算法避免不同业务流互相干扰。因为有线媒介可以看做无错误，分配的服务速率就是某一特定业务流实际接收到的速率。然而，无线网络的公平性问题却十分复杂，可能会出现依据特定的服务规则或者独立于链路状态的公平性规则，一个数据分组被调度到无线链路上进行传输，而该链路在此时处于错误状态。如果分组被传输，将被损坏并且浪费传输资源。在这种情况下，合理的选择是推迟这个分组的传输，直至链路从错误状态恢复为止。因此，受影响的业务流暂时丢失了其对于传输带宽的占用份额。为确保公平性，链路恢复后应对这个业务流的损失进行补偿。但是决定如何进行补偿并不是一个简单的工作。公平性的粒度是另一个影响调度策略的因素。例如，短期公平性和长期公平性。无线调度公平性的确切含义取决于服务模型、业务类型和信道特性等。

3) QoS 保证

宽带无线网络将对各种具有不同 QoS 要求的业务类型提供服务，因此必须支持 QoS 区分和保证。为了达到这个目标，应将相应的 QoS 支持机制集成到调度算法中。对于差分业务类型的业务，至少优先级调度服务应当在调度算法中得到实现。

4) 数据吞吐量和信道利用率

无线网络最珍贵的资源是带宽。一种高效的无线调度算法应致力于使错误链路上的无效传输最小化，同时使服务传输和无线信道利用率最大化。

2. 无线调度算法划分

目前经常使用的调度算法有如下三种。

(1) 轮询算法 (RR)

轮询算法 (Round Robin, RR) 是一种最简单、最公平的调度算法，它是假设所有用户具有相同的优先级，保证以相等的机会为系统中所有用户分配相同数量的资源，使用户按照某种确定的顺序占用无线资源进行通信。其主要的思想是，以牺牲吞吐量为代价，公平地为系统内的每个用户提供资源，尽量保证能以相等的机会分配相同大小的资源给系统中的每个用户，而不考虑总吞吐量。RR 算法不仅可以保证用户间的长期公平性，还可以保证用户的短期公平性，另外，算法实现简单。但该算法由于没有考虑到不同用户无线信道的具体情况，因此系统吞吐量是很低的。通常，人们认为 RR 算法是最公平的。因为它保证所有用户占用等量的时间进行通信，同时人们认为该算法是性能最低的（它的系统吞吐量在实际系统中是最低的）。

(2) 最大载干比调度算法 (Max C/I)

最大载干比调度算法 (Maximum Carrier of Interference, Max C/I) 的基本思想是保证具有最好链路条件的用户获得最高的优先级, 无线信道状态好的用户优先级高, 使得数据正确传输的概率增加, 错误重传的次数减少, 整个系统的吞吐量得到了提升。显然, 精确的信道预测会带来更高的增益。虽然 Max C/I 能够适应无线信道的时变性, 但是不能完全不考虑用户间的公平性。如距离基站近的移动台由于其信道条件好则会一直接收服务, 而处于小区边缘的用户由于 C/I 较低, 这些用户将得不到服务机会, 甚至出现所谓的“饥饿现象”, 从占有系统资源的角度看, 这种调度算法是最不公平的。

(3) 比例公平调度算法 (PF)

由上可以知道轮询调度算法保证了公平性却牺牲了系统吞吐量, 最大载干比调度算法提高了系统的总吞吐量却不能保证用户的公平性, 为了同时兼顾用户的公平性和系统的吞吐量, 提出了比例公平调度算法 (Proportional Fair, PF)。在 PF 算法中, 每个用户被赋予一个优先级, 每次开始接受调度时, 总是小区内优先级最高的用户接受服务, 与 Max C/I 调度算法基于优先级队列的思想是一致的, 但是两者优先级的计算方法不同。它是随着用户速率的提高, 其优先级降低, 这样就使原来低优先级的用户获得更多的传输机会。此种算法保证了小区内信道质量好的用户不能一直独占资源, 从而提高了用户的公平性。另外, 由于不同用户的最大传输速率是独立分布的, 因此在任意时刻同一小区内的不同用户获取服务的概率是相等的。当用户获取服务时, 它的快衰落状况必然是最好的。这样从长时间看, 小区内的用户占用相同的时长进行通信, 是一种公平调度算法。同时由于选择服务时机, 用户只有在快衰落状况比较好的时候才获得服务, 所以系统吞吐量得以提高。仿真结果表明, 相对于 RR 算法, 采用 PF 算法系统吞吐量提高了 20% 左右。PF 调度算法尽量让具有高传输速率的用户分配资源时具有高优先级, 同时也通过平均速率调整来保证用户的公平性。由于它结合了轮询调度算法和最大载干比调度算法的优点, 所以已经成为无线通信系统中的一个最流行的调度算法。该算法的主要缺点是没有考虑不同业务的 QoS 要求, 特别是时延要求。

3. 三种主要调度算法的简单比较

RR 和 Max C/I 算法实现简单, 分别考虑的是时间公平性和最大吞吐量两种极限情况下的系统性能, 其主要用做评估其他调度算法性能的参考, 而在实际系统中并不采用。从吞吐量角度考虑, RR 吞吐量最低; Max C/I 的吞吐量最高; PF 介于两者之间。从公平性考虑, RR 公平性最好; Max C/I 公平性最差; PF 介于两者之间。从算法复杂度考虑, RR 的实现最简单; PF 实现最复杂; Max C/I 介于两者之间。PF 和 Max C/I 是需要信道状态跟踪的, 而 RR 不需要信道状态跟踪, 这三种调度算法都没有 QoS 保证机制, 适合的业务类型都是单业务。RR 算法的优点是从资源占用的角度保证了用户间的公平性, 缺点是不考虑用户间的信道差异, 不利于改善系统吞吐量。Max C/I 算法完全根据时变的信道状况进行用户调度, 可以最大限度地提高频谱利用率, 缺点是用户间的公平性无法得到保证。由于信道的阴影效应和多径衰落的影响, 有时处于小区半径中心地区的移动台的 C/I 也可能会高于离基站较近的移动台, 但是位于小区边缘的移动台由于路径损耗大, 可能在很长时间内都得不到系统服务。另外, RR 算法和 Max C/I 算法在进行资源调度时, 都不考虑以前的调度状况。PF 调度算法综合考虑了用户的信道条件差异和对于公平性的要求, 是对吞吐量和公平性的折中, 是目前公认比较好的调度算法, 但它是以提高算法复杂度为代价的。

7.4 LTE-A 网络演进

7.4.1 E-MBMS 的演进

多媒体广播 / 组播业务（MBMS）是 3GPP 组织在 R6 版本中引入的重要特性，是为了实现从数据源向特定范围内多个用户同时传送数据的一种点到多点的业务，从而使网络资源得到共享，以较少的资源实现为大量具有相同需求的用户同时提供业务。虽然经过长期的研究和发展，MBMS 在 R6、R7 版本的 3G 系统中已经取得了完整的实现，但是仍然无法满足日益增长的业务需求，尤其是用户和运营商对手机电视业务的强烈需求。随着 R9 规范的定稿，一方面为了进一步提高 MBMS 的业务性能，另一方面需要适应新的系统架构演进 / 长期演进（SAE/LTE）系统。MBMS 在逻辑架构、业务模式、传输方式和信道结构等方面的需要进行了重大改进，从现有 MBMS 向 E-MBMS 演进。MBMS 的通用架构如图 7-3 所示。

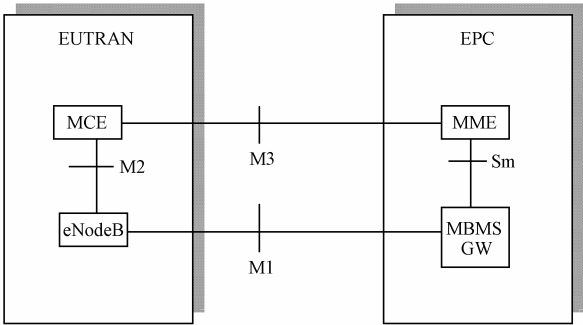


图 7-3 MBMS 的通用架构

E-MBMS 定义了增强广播承载类型，这种承载类型介于广播和组播之间，吸收了广播中流程简单和组播中资源优化的优点。3G 系统中增加了 BM-SC（Broadcast-Multicast Service Centre, BM），从业务流程上看，增强广播也包括组播中的订阅、加入和离开过程，都需要针对特定的 MBMS 承载业务实现从 UE 到 BM-SC 的注册和注销。不同的是组播的加入和离开过程需要涉及承载网络层（GTP 层），需要将 UE 的信息保存在承载网络的相关节点上（包括 RNC、SGSN 和 GGSN），并使承载网络成为该业务组播树的一部分。而增强广播的加入和离开过程实现于应用层，承载网络对此是不可感知的。因此，对于承载网络而言，增强广播更接近于广播。使用 MBMS 组播承载时，用户通过在单播承载上发送互联网组管理协议来发起业务，收到该消息的 GGSN 会向 BM-SC 请求授权，获得授权后 GGSN 会发起承载网络层的加入过程，将 UE 的信息加入到承载网络中相关节点对应的组成员关系中。可见组播的加入 / 离开过程发起于 IP 层而实现于承载网络层，因此需要在承载网络层的相关网络节点之间进行复杂的信令交互。使用 E-MBMS 增强广播承载时，只需要在应用层上通过加入 / 离开过程就可实现从 UE 到 BM-SC 的注册 / 注销，无须在承载网络层进行信令交互和信息存储。增强广播是对广播的一种优化和扩展，相信在业务需求以及技术的推动下，E-MBMS 技术将会得到重大的提升。

7.4.2 自组织网络

为了通过有效的运维成本（OPEX）和 LTE 网络参数及结构复杂化的压力，3GPP 借用自组织网络（SON）的概念，在 R8 版本中提出了一种新运维策略。该策略将 eNodeB 作为自组织网络节点，在其中添加自组织功能模块，完成蜂窝无线网络的自配置（Self-configuration）、自优化（Self-optimization）和自操作（Self-operation）。

LTE 自组织网络与传统IP互联网自组织的不同点在于，LTE 不仅要求自组织节点可以互连之外，还可以对网络进行自优化和自操作。

7.4.3 家庭基站

现代移动通信越来越趋向于提供高速传输多媒体业务，LTE系统家庭式基站的诞生，有效地改善了系统在热点地区的覆盖、吞吐量和室内用户的传输体验。

在 LTE 的标准化进程中，一种家庭式基站（Home eNodeB）的概念和技术应运而生。与传统的蜂窝通信的基站不同的是，家庭式基站是一种小型的、可以安装在室内的、配置灵活的基站。有统计表明，对于高速的多媒体业务，宽带业务更多的应用场景为室内和热点地区。而采用传统的蜂窝式移动通信方式则对此类需求的支持不足。家庭式基站的诞生可以解决这样的矛盾，给需要提供多媒体业务的室内用户以更好的用户体验。

7.5 小 结

从 GSM 到 UMTS 再到HSPA，空口技术不断演进，数据速率、小区吞吐量不断提高，LTE-Advanced 标准被定位为很高的技术体系，为了保障网络的平滑演进，后续的LTE-Advanced 都将在 LTE 的基础上完成。从目前的研究和实际使用情况看，物理层的核心技术基本被全部使用。随着无线网络扁平化技术的出现与兴起，无线网络架构所发生的变化都将成为业界关注的焦点，LTE-Advanced 将会更加关注网络架构的优化。

缩 略 语

2G	the 2nd Generation Mobile Communication	第二代移动通信
3G	the 3rd Generation Mobile Communication	第三代移动通信
3GPP	3rd Generation Partnership Project	第三代移动通信伙伴组织
3GPP2	3rd Generation Partnership Project 2	第三代移动通信伙伴组织2
8PSK	8 Phase Shift Keying	八相移相键控
16QAM	16 Quadrature Amplitude Modulation	16正交振幅调制
AAA	Authentication Authorization and Accounting	认证、鉴权和计费
AAL	ATM Adaptation Layer	ATM适配层
AAL2	ATM Adaptation Layer Type 2	ATM适配层类型2
AAL5	ATM Adaptation Layer Type 5	ATM适配层类型5
ACS	Adjacent Channel Selectivity	邻道选择性
ACT	Alarm Collector Terminal	告警收集终端
ACTA	Alarm Collector Terminal Alarm and Control Interface	告警收集终端告警及控制接口
AD	Analogue to Digital	模 / 数转换
ADC	Analogue to Digital Converter	模 / 数转换单元
ADPCM	Adaptive Differential Pulse Code Modulation	自适应差分脉冲编码调制
AGC	Automatic Gain Control	自动增益控制
AGCH	Access Grant CHannel	接入许可信道
A-GPS	Network Assisted GPS	网络辅助全球定位系统
AH	Authentication Header	认证头（协议）
AICH	Acquisition Indicator Channel	捕获指示信道
AIS	Alarm Indication Signal	告警指示信号
ALCAP	Access Link Control Application Protocol	接入链路控制应用协议
ALS	Alarm Status	告警状态
AMC	Adaptive Modulation and Coding	自适应调制和编码
AMN	Alarm Manual	告警手册
AMR	Adaptive Multi-Rate	自适应多速率
AMRC	Adaptive Multi-Rate Control	自适应多速率控制
AOA	Angle Of Arrival	到达方位角
API	Application Programming Interface	应用程序接口
APS	Automatic Protection Switch	自动保护转换
ARPU	Average Revenue Per User	每个用户的平均收入
ARQ	Automatic Repeat reQuest	自动重发请求
AS	Access Stratum	接入层
ATM	Asynchronous Transfer Mode	异步传输模式
AwGN	Additional White Gaussian Noise	加性高斯白噪声
B3G	Beyond 3G	超3G
BCCH	Broadcast Control Channel	广播控制信道
BCH	Broadcast Channel	广播信道
BER	Bit Error Rate	误比特率
BIE	TD-SCDMA RNC Interface board	TD-SCDMA无线网络控制器接口板
BITS	Building Integrated Timing Supply System	数字通信时间频率同步供给系统

BLER	Block Error Rate	误块率
BS	Base Station	基站
BSC	Base Station Controller	基站控制器
BSS	Base Station Subsystem	基站子系统
BTS	Base Transceiver Station	基站收发机
BWA	Broadband Wireless Access	宽带无线接入
CA	Code Assignment	码分配
CAS	Channel Associated Signaling	随路信令
CAZAC	Constant Amplitude Zero Auto-Correlation	恒包络零自相关
CB	Cell Broadcast	小区广播
CBC	Cell Broadcast Center	小区广播中心
CBR	Constant Bit Rate	恒定比特率
CBS	Cell Broadcast Service	小区广播业务
CC	Call Control	呼叫控制
CCB	Core Control Board	核心控制板
CCCH	Common Control Channel	公共控制信道
CCSA	China Communications Standards Association	中国通信标准协会
CDMA	Code Division Multiple Access	码分多址接入
CELL ID	Cell Identification	小区标识
CEM	Cell Element Module	信道单元模块
CID	Cell ID	小区标识
CN	Core Network	核心网
CoMP	Coordinative Multiple Point	协同多点
CQI	Channel Quality Indicator	信道质量指示
CRC	Cyclic Redundancy Check	循环冗余校验
CRCI	CRC Indicator	循环冗余校验指示器
CRNC	Controlling RNC	主控无线网络控制器
CRNTI	Cell Radio Network Temporary Identifier	小区无线网络临时标识
CS	Circuit Switched	电路交换
CS/PS	circuit switched/packet switched	电路交换 / 分组交换
CSCF	Call Session Control Function	呼叫会话控制功能实体
CSER	Change state event report	状态转移报告
CSGW	Circuit Switched Gateway	电路交换网关
DA	Digital to Analogue	数 / 模转换
DC	Direct Current	直流电
DCCH	Dedicated Control Channel	专用控制信道
DFT	Discrete Fourier Transform	离散傅里叶变换
DL	Downlink	下行链路
DLPC	Downlink Power Control	下行功率控制
DNS	Domain Name Service	域名服务
DOA	Direction Of Arrival	到达方向
DPC	Destination Signaling Point Code	目的地信令点编码
DPCCH	Dedicated Physical Control Channel	专用物理控制信道
DPCH	Dedicated Physical Channels	专用物理信道
DPDCH	Dedicated Physical Data Channel	专用物理数据信道
DRX	Discontinuous Reception	不连续接收
DSCH	Downlink Shared Channel	下行共享信道

DSP	Digital Signal Processing (Processor)	数字信号处理 (器)
DTCH	Dedicated Traffic Channel	专用业务信道
DTX	Discontinuous Transmission	不连续发射
DwPTS	Downlink Pilot Timeslot	下行导频时隙
E3G	Evolved 3G	演进型3G
EC	Emergency Call	紧急呼叫
EDGE	Enhanced Data Rates for GSM Evolution	全球移动通信系统演进的增强数据速率
EFR	Enhanced Full Rate	增强型全速率
EIR	Equipment Identity Register	设备标识寄存器
EIRP	Equivalent Isotropic Radiated Power	等效全向辐射功率
E-MBMS	Evolved MBMS	演进型MBMS
EMC	Electro Magnetic Compatibility	电磁兼容性
EMF	Electromagnetic Field	电磁场
EMI	Electro Magnetic Interference	电磁干扰
EMS	Element Management System	网元管理系统
EPRE	Energy Per RE	每个RE的能量
EPS	Evolved Packet System	演进型分组数据网关
Ertps	Extended Real-Time Polling Service	扩展的实时轮询业务
ETSI	European Telecommunications Standards Institute	欧洲电信标准组织
E-UTRA	Evolved UTRA	演进型UTRA
E-UTRAN	Evolved UTRAN	演进型UTRAN
EV-DO	Evolution-Data Only	CDMA2000 1x面向数据优化的演进
EV-DV	Evolution for integrated Data and Voice	CDMA2000 2x面向数据和语音优化的演进
FACH	Forward Access Channel	前向接入信道
FAM	Front Administration Module	前台管理模块
FBN	Frequency Band Number	频段号
FDD	Frequency Division Duplex	频分双工
FDE	Frequency Domain Equalization	频域均衡
FDM	Frequency Division Multiplex	频分复用
FDMA	Frequency Division Multiple Access	频分多址接入
FDN	Full Distinct Name	全标识名
FEC	Forward Error Correction	前向纠错
FER	Frame Error Rate	误帧率
FFT	Fast Fourier Transform	快速傅里叶变换
FH	Frequency Hopping	跳频
FN	Frame Number	帧号
FP	Frame Protocol	帧协议
FPACH	Fast Physical Access Channel	快速物理层接入信道
FPGA	Field Programmable Gate Array	现场可编程门阵列
FR	Frame Relay	帧中继
FSK	Frequency Shift Keying	频移键控
GBR	Guaranteed Bit Rate	保证比特率
GC	General Control	一般控制
GERAN	GSM/EDGE Radio Access Network	GSM/EDGE无线接入网
GGSN	Gateway GPRS Support Node	GPRS网关支持节点
GMM	GPRS Mobility Management	通用分组业务移动性管理
GMSC	Gateway MSC	网关移动交换中心
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying	高斯最小频移键控

GoS	Grade of Service	服务等级
GP	Guard Period	保护间隔（时隙）
GPRS	General Packet Radio Service	通用分组无线业务
GPS	Global Positioning System	全球定位系统
GRU	GPS Receiving Unit	全球定位系统接收单元
GSM	Global System for Mobile Communications	全球移动通信系统
GT	Global Title	全球标题（地址）
GTP	GPRS Tunneling Protocol	GPRS隧道协议
GTPC	GTP Control Plane	GTP控制面
GTPU	User plane part of GPRS tunneling protocol	GPRS隧道协议用户面部分
GW	Gateway	网关
HARQ	Hybrid Automatic Repeat Request	混合自动重传请求
HC	Handover Control	切换控制
HCS	Hierarchical Cell Structure	混合小区结构
HDLC	High Level Data Link Control	高层数据链路控制
HFN	Hyper Frame Number	超帧号
HIM	Handover Interference Margin	切换干扰余量
HLR	Home Location Register	本地位置寄存器
HMN	Hardware Manual	硬件手册
HMO	Hardware Managed Object	硬件管理对象
HPI	Host-Port Interface	主机端口接口
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access	高速下行分组接入
HS-DSCH	High Speed Downlink Shared Channel	高速下行共享信道
HSS	Home Subscriber Server	归属用户服务器
HS-SCCH	Shared Control Channel for HS-DSCH	高速下行共享信道的共享控制信道
HS-SICH	Share Information Channel for HS-DSCH	高速下行共享信道的共享信息信道
HSUPA	High Speed Uplink Packet Access	高速上行分组接入
IC	Interference Cancellation	干扰抵消
ICI	Inter-Carrier Interference	载波间干扰
ICI	Inter-Cell Interference	小区间干扰
ICIC	Inter-Cell Interference Coordination	小区间干扰协调
ID	Identity	标识
IE	Information Element	信息元素
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers	电气和电子工程师学会
IFDMA	Interleaved FDMA	交织FDMA
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform	快速逆傅里叶变换
IMS	IP Multimedia Core Network Subsystem	IP多媒体核心网子系统
IMSI	International Mobile Subscriber Identity	国际移动用户标识
IMT-2000	International Mobile Telecommunications 2000	国际移动通信2000
IMUN	International Mobile User Number	国际移动用户号码
IRP	Integration Reference Point	集成参考点
ISCP	Interference Signal Code Power	干扰信号码片功率
ISDN	Integrated Services Digital Network	综合业务数字网
ISI	Inter Symbol Interference	符号间干扰
ISO	International Organization for Standardization	国际标准化组织
ITU	International Telecommunication Union	国际电信联盟
Iu CS	Iu Circuit Switched	Iu电路交换
Iu PS	Iu Packet Switched	Iu分组交换

IUUP	Iu U-plane	Iu用户面
Iu-UP	Iu U-plane	Iu接口用户面
L1	Layer 1	层一
L2	Layer 2	层二
L2TP	Layer 2 Tunnel Protocol	第二层隧道协议
L3	Layer 3	层三
LA	Location Area	位置区域
LAA	List of Active Alarms	活动告警列表
LAN	Local Area Network	局域网
LAU	Location Area Update	位置更新
LC	Load Control	负荷控制
LCD	Liquid Crystal Display	液晶显示屏
LCID	Local Cell ID	本地小区标识
LCP	Link Control Protocol	链路控制协议
LCR	Low Chip Rate	低码片速率
LTE	Long Term Evolution	长期演进
LVDS	Low Voltage Differential Signaling	低压差分信令
MAC	Medium Access Control	媒质接入控制
MAP	Mobile Application Part	移动应用部分
MBMS	Multimedia Broadcast Multicast Service	多媒体广播组播业务
MBSFN	Multicast/Broadcast over Single Frequency NetWork	单频网多播/广播
MGCF	Media Gateway Control Function	媒体网关控制功能
MGCP	Media Gateway Control Protocol	媒体网关控制协议
MGW	Media Gateway	媒体网关
MIMO	Multiple Input Multiple Output	多输入多输出
MME	Mobility Management Entity	移动管理实体
MRC	Maximum Ratio Combining	最大比合并
MS	Mobile Station	移动台
MSB	Most Significant Bit	最高有效位
MSC	Mobile Switching Centre	移动交换中心
MSK	Minimum frequency Shift Keying	最小频移键控
MT	Mobile Terminated	移动终端
MU-MIMO	Multiple User MIMO	多用户MIMO
NACK	Negative Acknowledgement	否定确认
NAS	Non-Access Stratum	非接入层
NDI	New Data Indicator	新数据指示符
NGN	Next Generation Network	下一代网络
NMS	Network Management Subsystem	网络管理子系统
NodeB	UMTS Base Station	UMTS基站
NRT-VBR	Non-realtime Transmission Variable Bit Rate	非实时传输可变比特速率
nrtPS	Non-realtime Polling Service	非实时轮询业务
O&M (OAM)	Operation and Maintenance	操作维护
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	正交频分复用
OLPC	Open Loop Power Control	开环功率控制
OMC	Operation and Maintenance Center	操作维护中心
OPEX	Operating Expenditure	运营费用
OS	Operating System	操作系统
OVSF	Orthogonal Variable Spreading Factor	正交可变扩频因子

PAPR	Peak-to-Average Power Ratio	峰均功率比
PBCH	Physical Broadcast Channel	物理广播信道
PC	Power Control	功率控制
PCC	Policy and Charging Control	策略和计费控制
PCCC	Parallel Concatenated Convolutional Code	并行级联卷积码
PCCH	Paging Control Channel	寻呼控制信道
PCCPCH	Primary Common Control Physical Channel	主公共控制物理信道
PCFICH	Physical Control Format Indicator Channel	物理控制格式指示信道
PCG	Project Co-ordination Group	项目协调组
PCH	Paging Channel	寻呼信道
PCI	Pre-Coding Control Indication	预编码控制指示
PCM	Pulse Code Modulation	脉冲编码调制
PCP	Power Control Preamble	功率控制前缀
PCPCH	Physical Common Packet Channel	公共分组物理信道
PCPICH	Primary Common Pilot Channel	主公共导频信道
PCRF	Policy and Charging Rules Function	策略和计费规则功能
PDCCH	Physical Downlink Control Channel	物理下行控制信道
PDCP	Packet Data Convergence Protocol	分组数据汇聚协议
PDG	Packet Data Gateway	分组数据网关
PDP	Packet Data Protocol	分组数据协议
PDSCH	Physical Downlink Shared Channel	物理下行链路共享信道
PDU	Protocol Data Unit	协议数据单元
PF	Proportional Fair	调度公平
PHICH	Physical HARQ Indicator Channel	物理HARQ指示信道
PHY	Physical Layer	物理层
PLMN	Public Land Mobile Network	公用陆地移动通信网
PLMN ID	PLMN Identification	PLMN标识
PMCH	Physical Multicast Channel	物理多播信道
PMI	Precoding Matrix Indicator	预编码矩阵指示
PN	Pseudo Noise	伪随机噪声
pps	pulse per second	每秒脉冲数
PRACH	Physical Random Access Channel	物理随机接入信道
PRB	Physical Resource Block	物理资源块
PSC	Primary Synchronizatin Channel	主同步信道
PSCH	Physical Shared Channel	物理共享信道
PSK	Phase Shift Diversity	相移键控
PSPDN	Packet Switched Public Data Network	分组交换公共数据网
PSTN	Public Switched Telephone Network	公共电话网
PTM	Point To Multipoint	点到多点
PTP	Point To Point	点到点
PUCCH	Physical Uplink Control Channel	物理上行控制信道
PUSCH	Physical Uplink Shared Channel	物理上行链路共享信道
PRS	Pseudo Random Sequence	伪随机序列
PSS	Primary Synchronizatin Signal	主同步信号
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	正交振幅调制
QoS	Quality of Service	服务质量
QPSK	Quadri Phase Shift Key	四相移键控
R99	Relase 1999	1999年版本

R4	Relase 4	第4版
R5	Relase 5	第5版
R6	Relase 6	第6版
R7	Relase 7	第7版
R8	Relase 8	第8版
R9	Relase 9	第9版
R10	Relase 10	第10版
RAB	Radio Access Bearer	无线接入承载
RAC	Routing Area Code	路由区域编码
RACH	Random Access Channel	随机接入信道
RADIUS	Remote Authentication Dial In User Service	远端鉴权拨号用户服务
RAI	Routing Area Identification	路由区标识
RAN	Radio Access Network	无线接入网
RANAP	Radio Access Network Application Part	无线接入网应用部分
RA-RNTI	Radom Access RNTI	随机接入RNTI
RAT	Radio Access Technology	无线接入技术
RB	Resource Block	资源块
RB	Radio Bearer	无线承载
RBC	Radio Bearer Control	无线承载控制
RBS	Radio Bearer Service	无线承载业务
RE	Resource Element	资源粒子
REG	RE Group	资源粒子组
RF	Radio Frequency	射频
RI	Rank Indicator	秩指示
RIV	Resource Indicator Value	资源指示值
RLC	Radio Link Control	无线链路控制
RNC	Radio Network Controller	无线网络控制器
RNC ID	RNC Identification	RNC识别号
RNTI	Radio Network Temporary Identity	无线网络临时识别符
ROCH	Robust Header Compression	可靠性头压缩
RPS	Remote Power Supply	远端电源模块
RR	Radio Resource	无线资源
RRC	Radio Resource Control	无线资源控制
RRM	Radio Resource Management	无线资源管理
RRU	Remote Radio Unit	远端射频单元
RSCP	Received Signal Code Power	接收信号码功率
RSRP	Reference Signal Received Power	参考信号接收功率
RSRQ	Reference Signal Received Quality	参考信号接收质量
RSSI	Received Signal Strength Indication	接收信号强度指示
RTCP	Realtime Transport Control Protocol	实时传输控制协议
RTD	Round Trip Delay	往返延时
RTP	Real Time Transport Protocol	实时传输协议
rtPS	Realtime Polling Service	实时轮询业务
RTT	Radio Transmission Technology	无线传输技术
RT-VBR	Realtime Transmission Variable Bit Rate	实时传输可变比特率
RTWP	Received Total Wide band Power	接收总带宽功率
RV	Redundancy Version	冗余版本
RX	Receive	接收

SI	The Interface between eNode B and EPC	eNodeB和EPC之间的通信接口
SA	Services and System Aspects	业务与系统面
SAE	Service Architecture Evolution	系统架构演进
SAP	Service Access Point	服务接入点
SAR	Segmentation And Reassembly	分段和重组
SAW	Stop And Wait	停止等待
SBCH	Secondary BCH	辅助广播信道
SCCH	Synchronization Control Channel	同步控制信道
SCCP	Signaling Connection and Control Part	信令连接控制部分
SCCPCH	Secondary Common Control Physical Channel	辅助公共控制物理信道
SC-FDE	Single Carrier Frequence Domain Equalization	单载波频域均衡
SC-FDMA	Single Carrier FDMA	单载波FDAM
SCG	System Clock Generation	系统时钟产生
SCH	Synchronization Channel	同步信道
SCN	Switched Circuit Network	电路交换网
SCTD	Space Code Transmit Diversity	空间码发射分集
SCTP	Stream Control Transmission Protocol	流控制传输协议
SDM	Space Division Multiplexing	空分复用
SDMA	Space Division Multiple Access	空分多址
SDU	Service Data Unit	业务数据单元
SFBC	Space Frequency Block Code	空频块码
SFN	Single Frequency Network	单频网络
SGSN	Serving GPRS Support Node	服务GPRS支持节点
SI	Study Item	研究阶段
SIB	System Information Block	系统信息块
SIC	Serial Interference Cancellation	串行干扰抵消
SIMO	Single Input Multiple Output	单输入多输出
SINR	Signal to Interference Noise Ratio	信干噪比
SIR	Signal to Interference	信号干扰比
SM	Session management	会话管理
SMLC	Serving Mobile Location Center	服务移动定位中心
SMS	Short Message Service	短消息业务
SMTP	Simple Message Transfer Protocol	简单邮件传输协议
SNR	Signal to Noise Ratio	信噪比
SNTP	Simple Network Time Protocol	简单网络时间协议
SP	Signaling Point	信令点
SR	Selective Repeat	选择重复
SRB	Signaling Radio bear	信令无线承载
SRS	Sounding Reference Signal	探测参考信号
SSC	Secondary Synchronization Code	辅同步码
SSCH	Secondary Synchronization Channel	辅同步信道
SSCF	Service Specific Coordination Function	特定业务协调功能
SSS	Secondary Synchronization Signal	辅助同步信号
STBC	Space Time Block Code	空时块码
STC	Space Time Code	空时编码
STS	Space Time Spreading	空时扩频
STSR	Sector Transmitter Sector Receiver	扇区发射扇区接收
STTD	Space Time Transmit Diversity	空时传输分集

SU-MIMO	Single User MIMO	单用户MIMO
SVC	Switched Virtual Connection	交换虚连接
SVD	Singular Value Decomposition	奇异值分解
TA	Time Advance	时间提前量
TA	Tracking Area	跟踪区域
TAC	Tracking Area Code	跟踪区域码
TAI	Tracking Area Indicator	跟踪区域标识
TB	Transport Block	传输块
TBS	Transport Block Set	传输块集
TCH	Traffic Channel	业务信道
TCP	Transfer Control Protocol	传输控制协议
TCP/IP	Transmission Control Protocol Internet Protocol	传输控制协议 / 互联网协议
TDD	Time Division Duplex	时分双工
TDI	Time Division Interface	时分接口
TDM	Time Division Multiplex	时分复用
TDMA	Time Division Multiple Access	时分多址接入
TD-SCDMA	Time Division-Synchronous Code Division Multiple Access	时分-同步码分多址接入
TE	Test Equipment	测试设备
TED	Technical Description	技术描述
TF	Transport Format	传输格式
TFC	Transport Format Combination	传输格式组合
TFCI	Transport Format Combination Indicator	传输格式组合指示
TFCS	Transport Format Combination Set	传输格式组合集
TFI	Transport Format Identification	传输格式标示
TIA	Telecommunications Industry Association	通信产业协会
TIM	Total Interference Margin	干扰总余量
TPC	Transmit Power Control	传输功率控制
TR	Technical Report	技术报告
TrCH	Transport Channel	传输信道
TRX	Transceiver	收发信机
TS	Technical Specification	技术规范
TSCP	Transmit Signal Code Power	发送信号码功率
TSG	Technical Specification Group	技术规范组
TSN	Transmit Sequence Number	发送序列号
TSTD	Time Switched Transmit Diversity	时间切换发射分集
TTA	Telecommunications Technology Association (Korea)	通信技术协会 (韩国)
TTC	Telecommunications Technology Committee (Japan)	通信技术委员会 (日本)
TTI	Transmission Time Interval	传输时间间隔
TX	Transmit	发射
UARFCN	UTRA Absolute Radio Frequency Channel Number	UTRA绝对无线频率信道号
UCI	Uplink Control Information	上行传输信息
UDP	User Datagram Protocol	用户数据报协议
UE	User Equipment	用户设备
UL	Uplink	上行链路
ULA	Uniform Linear Array	归一化线性阵
ULPC	Uplink Power Control	上行链路功率控制
UL-SCH	Uplink Shared Channel	上行共享信道

UM	Un-acknowledgement Mode	非确认模式
UMB	Ultra Mobile Broadband	超移动宽带
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System	通用移动通信系统
UNI	User-to-Network Interface	用户网络接口
UP	User Plane	用户平面
UpPCH	Uplink Pilot Channel	上行导频信道
UpPTS	Uplink Pilot Time Slot	上行导频时隙
URA	UTRA Registration Area	UTRA注册区域
URI	Universal Resource Identifier	统一资源标识符
U-RNTI	UTRAN Radio Network Temporary Identifier	UTRAN无线网络临时标识符
USIM	UMTS Subscriber Identity Module	通用移动通信系统用户识别模块
UTRA	Universal Terrestrial Radio Access	通用陆地无线接入
UTRAN	Universal Terrestrial Radio Access Network	通用陆地无线接入网络
VBR	Variable Bit Rate	可变比特率
VoIP	Voice Over IP	IP语音
VpCTP	Virtual Path Connection Termination Point	虚通路连接终结点
VPI	Virtual Path Identifier	虚通路标识符
VPLMN	Visited PLMN	拜访PLMN
VPN	Virtual Private Network	虚拟专用网
VPS	Virtual Path Switching	虚通路交换
VRB	Virtual Resource Block	虚拟资源块
VSF-OFDM	Variable Spread Factor OFDM	可变扩频系数OFDM
WAN	Wide Area Network	广域网
WAP	Wireless Application Protocol	无线应用协议
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access	宽带码分多址
WG	Working Group	工作组
WI	Working Item	工作阶段
WiMAX	World Interoperability for Microwave Access	全球微波接入互操作
WLAN	Wireless Local Access Network	无线局域网
WRC	World Radio Conference	世界无线电大会
WWW	World Wide Web	万维网
X2	The interface between eNodeB	eNode B间的接口
XML	Extensible Markup Language	扩展标记语言
ZF	Zero Forcing	迫零
ZP	Zero Padding	补零

参 考 文 献

- [1] 3GPP TR 21.905: “Vocabulary for 3GPP Specifications”.
- [2] 汪裕民. OFDM 关键技术与应用. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [3] 邓贤照, 徐英凯. 快速傅里叶变换浅谈. 北京: 水利电力出版社, 1994.
- [4] 郑宝玉 等译. 现代无线通信. 北京: 电子工业出版社, 2006.
- [5] 樊昌信, 张甫翊, 徐炳辉, 吴成柯. 通信原理. 北京: 国防工业出版社, 2001.
- [6] 史治国, 洪少华, 陈抗生. 基于 XILINX FPGA 的 OFDM 通信系统基带设计. 杭州: 浙江大学出版社, 2009.
- [7] 3GPP TS 36.201: “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) ; Physical Layer – General Description”.
- [8] 3GPP TS 36.211: “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) ; Physical channels and modulation”.
- [9] 3GPP TS 36.212: “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) ; Multiplexing and channel coding”.
- [10] 3GPP TS 36.213: “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) ; Physical layer procedures”.
- [11] 3GPP TS 36.214: “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) ; Physical layer – Measurements”.
- [12] 3GPP TS 36.104: “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) ; Base Station (BS) radio transmission and reception”.
- [13] 3GPP TS 36.101: “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) ; User Equipment (UE) radio transmission and reception”.
- [14] 3GPP TS 36.321: “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) ; Medium Access Control”.
- [15] 3GPP TS 36.306: “Evolved Universal Terrestrial Radio Access(E-UTRA); User Equipment(UE)radio access capabilities”.
- [16] 3GPP TS 36.331: “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) ; Radio Resource Control (RRC) protocol specification”.
- [17] 3GPP TS 36.423: “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) ; X2 Application Protocol (X2AP) ”.
- [18] 3GPP TS 36.133: “Evolved Universal Terrestrial Radio Access(E-UTRA); Requirements for support of radio resource management”.
- [19] 3GPP2 CS.0005-D v1.0: “Upper Layer (Layer 3) Signaling Standard for CDMA2000 Spread Spectrum Systems Release D”.
- [20] 3GPP2 CS.0024-A v3.0: “cdma2000 High Rate Packet Data Air Interface Specification”.
- [21] 3GPP TS 36.401 v8.8.0: “Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN) ; Architecture description”.
- [22] 3GPP TS 36.410 v8.3.0: “Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN) ; S1 general aspects and principles”.
- [23] 3GPP TS 36.411 v8.1.0: “Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN) ; S1 layer 1”.
- [24] 3GPP TS 36.412 v8.6.0: “Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN) ; S1 signalling transport”.

- [25] 3GPP TS 36.413 v8.10.0: “Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network(E-UTRAN); S1 Application Protocol (S1AP) ”.
- [26] 3GPP TS 36.414 v8.4.0: “Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN) ; S1 data transport”.
- [27] 3GPP TS 36.420 v8.1.0: “Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN) ; X2 general aspects and principles”.
- [28] 3GPP TS 36.421 v8.0.0: “Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN) ; X2 layer 1”.
- [29] 3GPP TS 36.422 v8.6.0: “Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN) ; X2 signalling transport”.
- [30] 3GPP TS 36.423 v8.9.0: “Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN) ; X2 Application Protocol (X2AP) ”.
- [31] 3GPP TS 36.424 v8.5.0: “Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN) ; X2 data transport”.
- [32] 3GPP TS 29.060 v8.13.1: “General Packet Radio Service (GPRS) ; GPRS Tunnelling Protocol (GTP) across the Gn and Gp interface”.
- [33] 3GPP TS 29.281 v8.5.0: “General Packet Radio System(GPRS)Tunnelling Protocol User Plane(GTPv1-U)”.