



普通高等教育  
“十五”国家级规划教材



北京市高等教育精品教材立项项目

# 移动通信原理

吴伟陵 牛 凯 编著



电子工业出版社  
PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY

普通高等教育“十五”国家级规划教材

# 移动通信原理

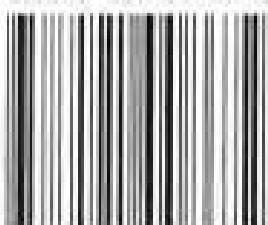


吴伟陵 北京邮电大学信息工程学院教授、博士生导师。长期从事信息与通信领域教学和科研工作，曾主持和参与国家级科研项目十余项，获国家级奖励两次，部级奖励三次，近年公开发表论文200余篇，专利5项。教材与专著3本：《信息处理与编码》、《移动通信中的关键技术》、《通信原理》。现任中国电子学会理事、信息论分会主任委员，中国通信学会会士。主要研究方向为变参信道的信息传输、移动通信及信息理论与编码。



牛 凯 北京邮电大学信息工程学院讲师，2003年毕业于北京邮电大学，获得工学博士学位。已发表论文数十篇，申请国家发明专利6项。主要研究方向为：迭代信道编译码、MIMO信号处理与空时编码等。曾参加国家自然基金重大项目“高速信息网无线接入理论与技术研究”，国家“863”项目“新一代蜂窝移动通信系统无线传输链路技术研究”等。

ISBN 7-121-00867-X



9 787121 008672 >



责任编辑：凌毅 / 封面设计：孙焱津

本书贴有激光防伪标志，凡没有防伪标志者，属盗版图书。

ISBN 7-121-00867-X 定价 39.00 元

普通高等教育“十五”国家级规划教材

# 移动通信原理

吴伟陵 牛 凯 编著

电子工业出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京 · BEIJING

## 内 容 简 介

本书以目前第二代(2G)和第三代(3G)移动通信系统为背景,总结移动通信中共同的客观规律、基本理论和核心技术。从移动通信技术的3项主要技术指标——有效性(数量)、可靠性(质量)和安全性出发,从物理层、网络层和网络规划层3个层次全面、系统地介绍移动通信原理。其内容包含4个方面:基本物理层技术(第2~8章),主要介绍较成熟的物理层技术,包括无线传播与移动信道、多址与扩频、信源编码、鉴权与加密、调制与信道编码、分集接收与均衡;高级物理层技术(第9~13章),主要针对高速率、宽频带多媒体业务和未来移动通信中的物理层关键技术:OFDM、智能天线、多用户检测、空时编码与MIMO,以及链路自适应技术等;网络层技术(第14、15章),主要包括基础知识、网络结构与组成、网络运行中呼叫、移动性管理和无线资源管理;网络规划层技术(第16章),主要包括网络的规划、设计与优化。内容由浅入深、定性与定量分析并举,以供不同层次讲授需求。本书每章后面附有思考题,供读者作习题和自我检查用。

本书可作为大学信息与通信及相关领域硕士生教材,也可作为大学本科生(主要讲授本书中定性分析部分内容)教材,还可以作为博士生参考教材(主要以本书中定量分析部分内容和新技术内容)。对于从事移动通信领域的研究、开发和维护的专业技术人员,也可以作为主要技术参考书。

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

移动通信原理/吴伟陵,牛凯编著. —北京:电子工业出版社,2005. 1

普通高等教育“十五”国家级规划教材

ISBN 7-121-00867-X

I. 移… II. ①吴…②牛… III. 移动通信—通信理论—高等学校—教材 IV. TN929.5

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2005)第 002846 号

责任编辑:凌毅

印 刷:北京天竺颖华印刷厂

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

经 销:各地新华书店

开 本: 787×980 1/16 印张: 32.75 字数: 796 千字

印 次: 2005 年 1 月第 1 次印刷

印 数: 5000 册 定价: 39.00 元

凡购买电子工业出版社的图书,如有缺损问题,请向购买书店调换。若书店售缺,请与本社发行部联系。联系电话:(010) 68279077。质量投诉请发邮件至 zlts@phei.com.cn, 盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

## 前　　言

自 20 世纪 60 年代末蜂窝式移动通信问世以来,特别是近 20 年来移动通信技术的快速发展,移动通信给社会带来了深刻的信息化变革,已成为最受青睐的通信手段。社会的需求、现代化的需求是大学人才培养的导向,而教材又是人才培养的主要基础,其重要性不言而喻。

随着移动通信技术的飞速发展,国内外介绍移动通信技术的书籍也层出不穷,但是这些书籍绝大多数是属于跟踪技术发展,重点介绍某种移动通信系统、某代产品等工程技术背景很强的专著或技术介绍,因此不大适合于作为大学教材。

作者根据通信专业人才发展的需求,根据在信息与通信领域四十余载教学、科研的经验,根据在移动通信领域从事二十余年的研究工作,以信息论为指导,从近二十年移动通信的发展中总结的一些客观规律,试图提炼出一些共同性的基本理论与核心技术,并将它加工成适合我国国情、有自己特色的教材。虽然这个目标有些过高,但不妨做一尝试。依据这一想法,2000 年,作者编写了《移动通信中的关键技术》一书投石问路,四年多的实践证明,学界与社会反映良好,两次印刷共 10000 册,仍供不应求。这次有机会主编普通高等教育“十五”国家级规划教材、北京市精品教材《移动通信原理》一书也因此信心大增。

本书按照信息论对通信系统的主要 3 个技术指标——有效性(数量)、可靠性(质量)和安全性要求,从 3 个不同层次:物理层、网络层和网络规划层来全面介绍移动通信发展的客观规律、基本理论和核心技术。传统的移动通信书籍仅侧重介绍物理层的可靠性即抗干扰、抗衰落技术,而较少关注有效性(数量)和安全性问题,并且对网络层与网络规划层也涉及不多。但是随着移动通信技术的发展和普及,随着数据业务的迅速增长和移动业务多媒体化、高速率与宽带化的发展,移动通信中的有效性(数量)、安全性问题日益突出。保证不同业务的 QoS 问题、无线资源管理、移动性管理和更高层次上的网络规划设计与优化问题也日益重要,因此本书增加了一些与上述内容有关的章节。同时考虑到未来移动通信技术的发展,本书还增加了高级物理层技术这一部分。

本书内容主要包括:基本物理层技术(第 2~8 章),主要介绍移动通信中比较成熟的物理层技术,包括对无线传播与移动信道分析;多址技术与扩频通信;提高系统有效性的信源编码与数据压缩技术;提高系统安全性的鉴权与加密技术;提高系统可靠性的抗白噪声为主的调制与信道编码、抗空间选择性衰落的分集技术、抗频率选择性衰落和多径干扰的 Rake 接收与均衡技术等。高级物理层技术(第 9~13 章)主要介绍针对未来高速率、宽频带多媒体移动业务所需求的有效性、并行传输(时域、空域),抗衰落、抗多用户干扰等关键性技术,包括多用户检测技术、OFDM 技术、智能天线技术、空时编码和 MIMO 技术,以及链路自适应技术等。网络层技术(第 14、15 章)包括移动通信中的网络基础知识、移动网络的结构与组成、移动网络运行中呼叫,移动性管理和无线资源管理。网络规划层技术(第 16 章)包括网络规划、设计与优化 3 个主要组成部分。

本书的内容和素材,除了来自引用的参考文献外,还要归功于下列几个方面的研究工作,并且特别感谢众多研究人员的大力支持:首先是近十多年来,作者所在教研中心和学术梯队所

承担的十几个移动通信方面的国家级科研项目和成果；其次是作者近十年来指导的近三十名移动通信领域的博士生及其博士论文，以及近些年来，作者评阅的一百多本本校及外校的移动通信研究方向的博士论文，这里就不一一列举到参考文献中，对他们为本书所做贡献表示真诚的感谢！另外本书的部分素材，还取之于作者对校内外本科生、硕士生、博士生所做的前沿技术讲座的资料和教材，以及为中国移动、中国联通等公司所做讲座的培训教材。

本书共 16 章，其中第 1~8, 13~16 章主要由吴伟陵执笔编写，第 9~12 章主要由牛凯博士执笔编写。全书每章后面都附有习题，供读者留习作和自我检查之用。全书内容由浅入深、定性分析与定量分析并举，以适应不同层次教学需求。本书内容及对象主要定位在硕士研究生，但仍可向下兼容大学本科生（主要讲授本书中定性分析内容），向上兼容博士生（主要讲授本书中定量分析内容和新技术），同时还可以适用于从事本专业研制、开发、维护的专业技术人员作为主要技术参考书。

本书编写得到国家自然科学基金重大项目编号 90204001，国家“863”重大项目编号 2001AA123016，国家自然科学基金项目编号 60172051、60272052、60372099，以及教育部博士点基金项目的大力支持，特此表示感谢！

由于作者才疏学浅，书中不当及错误之处，热切希望多提出宝贵意见和具体改正意见，以便进一步修改完善。

吴伟陵、牛凯于北京邮电大学  
2005 年 1 月

# 目 录

<b>第1章 绪论</b>	1
1.1 移动通信的主要特点	1
1.2 移动通信的发展	2
1.3 移动通信的发展趋势与展望	4
1.4 关于本书的内容与安排	7
1.5 本章小结	8
<b>第2章 无线传播与移动信道</b>	9
2.1 移动信道的特点	9
2.1.1 移动通信信道的3个主要特点	9
2.1.2 移动通信信道中的电磁波传播	10
2.1.3 接收信号中的3类损耗与4种效应	10
2.2 3类主要快衰落	11
2.2.1 空间选择性衰落	11
2.2.2 频率选择性衰落	12
2.2.3 时间选择性衰落	13
2.2.4 实际移动通信中3类选择性衰落产生的条件	13
2.3 传播类型与信道模型的定量分析	14
2.3.1 传播损耗的初步定量分析	14
2.3.2 大范围的传播衰耗的定量分析	15
2.3.3 中、小范围的传播损耗的定量分析	19
2.3.4 移动通信中的几种主要噪声与干扰	31
2.4 多径信道的其他数学模型	32
2.5 本章小结	35
习题	35
<b>第3章 多址技术与扩频通信</b>	37
3.1 多址技术的基本概念	37
3.2 移动通信中的典型多址接入方式	40
3.2.1 FDMA	40
3.2.2 TDMA	41
3.2.3 CDMA	42
3.3 扩频通信的基本概念	44
3.3.1 窄带与宽带通信系统	44
3.3.2 直扩式码分多址 DS-CDMA	44
3.3.3 直扩系统的主要技术指标	46

3.3.4 扩频通信的优缺点 .....	47
3.4 码分多址 CDMA 中的地址码 .....	48
3.4.1 地址码分类与设计要求 .....	48
3.4.2 信道地址码 .....	49
3.4.3 用户地址码 .....	52
3.4.4 基站地址码 .....	56
3.5 伪随机序列和扩频码的理论基础与分析 .....	59
3.5.1 伪随机序列的主要性质 .....	59
3.5.2 扩频序列的相关特性 .....	63
3.6 本章小结 .....	68
习题 .....	68
<b>第4章 信源编码与数据压缩 .....</b>	<b>70</b>
4.1 语音压缩编码 .....	70
4.1.1 引言 .....	70
4.1.2 数字通信中的语音编码 .....	72
4.1.3 语音压缩编码原理 .....	73
4.2 移动通信中的语音编码 .....	77
4.2.1 GSM 系统的 RPE-LTP 声码器原理 .....	77
4.2.2 IS-96 系统的 QCELP 声码器 .....	79
4.2.3 CDMA2000 系统的 EVRC 声码器 .....	82
4.2.4 WCDMA 系统中的 AMR 声码器 .....	84
4.3 图像压缩编码 .....	86
4.3.1 图像编码标准简介 .....	86
4.3.2 静止图像压缩标准 JPEG .....	87
4.3.3 准活动图像视频压缩标准 H.26X .....	88
4.3.4 活动图像视频压缩标准 MPEG .....	90
4.3.5 第二代视频压缩编码标准 .....	93
4.4 本章小结 .....	97
习题 .....	97
<b>第5章 移动通信中的鉴权与加密 .....</b>	<b>99</b>
5.1 概述 .....	99
5.1.1 移动通信中的安全需求 .....	99
5.1.2 移动环境中的安全威胁及相应措施 .....	99
5.2 保密学的基本原理 .....	101
5.2.1 引言 .....	101
5.2.2 广义保密系统的物理、数学模型 .....	101
5.2.3 序列密码 .....	102
5.2.4 分组密码 .....	104

5.2.5 公开密钥密码 .....	106
5.2.6 认证系统 .....	108
5.3 GSM 系统的鉴权与加密 .....	109
5.3.1 防止未授权非法用户接入的鉴权(认证)技术 .....	110
5.3.2 防止空中接口窃听的加解密技术 .....	111
5.4.3 临时移动用户身份码 TMSI 更新技术 .....	112
5.3.4 防止非法或过期设备接入的用户识别寄存器(EIR) .....	112
5.4 IS-95 系统的鉴权与加密 .....	113
5.4.1 鉴权认证技术 .....	113
5.4.2 加密技术 .....	116
5.5 WCDMA 系统的信息安全 .....	117
5.5.1 认证与密钥分配(协商) .....	118
5.5.2 空中接口安全算法 .....	120
5.6 其他类型加密算法 .....	122
5.6.1 单向 Hash 函数和消息摘要算法 .....	122
5.6.2 IDEA 算法 .....	122
5.7 本章小结 .....	123
习题 .....	123
<b>第6章 调制理论.....</b>	<b>126</b>
6.1 移动通信系统的物理模型 .....	126
6.1.1 理想加性白色高斯(AWGN)信道 $C_1$ .....	127
6.1.2 慢衰落信道 $C_2$ .....	127
6.1.3 快衰落信道 $C_3, C_4, C_5$ 与 $C_6$ .....	127
6.1.4 传输可靠性与抗衰落、抗干扰性能 .....	128
6.2 调制/解调的基本功能与要求 .....	130
6.2.1 调制/解调的基本功能 .....	130
6.2.2 数字式调制/解调的分类 .....	130
6.2.3 基本调制方法原理及性能简要分析 .....	131
6.3 MSK/GMSK 调制 .....	133
6.3.1 为什么采用 GMSK 调制 .....	133
6.3.2 MSK 信号形式 .....	134
6.3.3 MSK 调制器结构 .....	134
6.3.4 MSK 信号的特点 .....	135
6.3.5 MSK 解调器结构 .....	135
6.3.6 MSK 与 GMSK 信号的功率谱密度 .....	135
6.3.7 MSK 与 GMSK 误码(比特)公式 .....	137
6.3.8 GMSK 调制的小结 .....	138
6.4 $\pi/4$ -DQPSK 调制 .....	138

6.4.1 $\pi/4$ -DQPSK 差分检测 .....	138
6.4.2 $\pi/4$ -DQPSK Viterbi 检测 .....	139
6.5 $3\pi/8$ -8PSK 调制 .....	140
6.5.1 8PSK 调制 .....	141
6.5.2 $3\pi/8$ -8PSK 调制 .....	142
6.6 用于 CDMA 的调制方式 .....	144
6.6.1 直扩系统(DS-SS)中 BPSK 调制 .....	145
6.6.2 平衡四相扩频调制 .....	146
6.6.3 复四相扩频调制(CQPSK) .....	147
6.6.4 控制峰平比——OQPSK 与 CQPSK 调制 .....	149
6.7 IEEE 802.11 采用的扩频调制方式 .....	151
6.7.1 Barker 码 .....	152
6.7.2 互补码键控扩频(CCK)调制 .....	154
6.8 本章小结 .....	154
习题 .....	155
<b>第7章 信道编码.....</b>	<b>156</b>
7.1 信道编码的基本概念 .....	156
7.1.1 信道编码的定义 .....	156
7.1.2 信道编码的分类 .....	156
7.1.3 几种最典型的信道编码 .....	156
7.2 线性分组码 .....	158
7.2.1 线性分组码 .....	158
7.2.2 循环码 .....	159
7.2.3 检错码 .....	161
7.3 卷积码 .....	162
7.3.1 基本概念 .....	162
7.3.2 编码器的结构 .....	162
7.3.3 卷积码的描述 .....	162
7.3.4 维特比(Viterbi)译码 .....	167
7.4 级联码 .....	170
7.4.1 基本概念 .....	170
7.4.2 级联码的标准与性能 .....	171
7.5 Turbo 码 .....	172
7.5.1 Turbo 码的编码原理 .....	172
7.5.2 Turbo 码的译码器结构 .....	173
7.5.3 Turbo 码的主要特性 .....	173
7.6 交织编码 .....	174
7.6.1 交织编码的基本原理 .....	174

---

7.6.2 分组(块)交织器的基本性质 .....	175
7.7 ARQ 与 HARQ 简介 .....	176
7.7.1 ARQ 引入原因 .....	176
7.7.2 ARQ 的分类 .....	177
7.7.3 HARQ 基本原理 .....	179
7.8 信道编码理论上的潜在能力与最大编码增益 .....	179
7.9 GSM 系统的信道编码 .....	183
7.9.1 GSM 的信道编码方案 .....	183
7.9.2 全速率语音信道 TCH/FS 的信道编码 .....	184
7.10 IS-95 系统中的信道编码 .....	186
7.10.1 检错 CRC .....	186
7.10.2 前向纠错码(FEC) .....	186
7.10.3 交织编码 .....	187
7.11 CDMA2000 系统的信道编码 .....	191
7.11.1 检错 CRC .....	191
7.11.2 前向纠错码 FEC .....	191
7.11.3 交织编码 .....	194
7.12 WCDMA 系统的信道编码 .....	196
7.12.1 信道编码/复用流程 .....	196
7.12.2 WCDMA 中的信道检错、纠错编码 .....	197
7.12.3 WCDMA 中不同业务数据的编码/复用过程 .....	199
7.13 本章注记 .....	202
7.14 本章小结 .....	202
习题 .....	202
<b>第 8 章 分集与均衡 .....</b>	<b>205</b>
8.1 分集技术的基本原理 .....	205
8.1.1 基本概念与分类 .....	205
8.1.2 典型的分集与合并技术 .....	206
8.2 Rake 接收与多径分集 .....	210
8.2.1 Rake 接收的基本原理 .....	210
8.2.2 IS-95 中 Rake 接收机的工程实现 .....	212
8.2.3 WCDMA 系统中 Rake 接收机原理 .....	216
8.3 多径衰落信道中的均衡技术 .....	220
8.3.1 时域均衡器的分类 .....	220
8.3.2 横向滤波器 .....	222
8.3.3 判决反馈均衡器 DFE .....	224
8.3.4 格型滤波器 .....	225
8.3.5 分数间隔均衡器 .....	225

8.3.6 均衡器的算法 .....	226
8.4 本章注记 .....	228
8.5 本章小结 .....	228
习题 .....	228
<b>第 9 章 多用户检测技术 .....</b>	<b>231</b>
9.1 多用户检测的基本原理 .....	231
9.2 最优多用户检测技术 .....	232
9.2.1 同步最优多用户检测 .....	232
9.2.2 异步最优多用户检测 .....	233
9.3 线性多用户检测技术 .....	240
9.3.1 解相关检测器 .....	240
9.3.2 MMSE 检测器 .....	241
9.3.3 多项式展开(PE)检测器 .....	242
9.3.4 基于训练序列的自适应多用户检测器 .....	243
9.3.5 盲自适应多用户检测器 .....	244
9.4 干扰抵消多用户检测器 .....	245
9.4.1 串行干扰抵消(SIC)检测器 .....	245
9.4.2 并行干扰抵消(PIC)检测器 .....	246
9.4.3 迫零判决反馈(ZF-DF)检测器 .....	247
9.5 本章小结 .....	249
习题 .....	249
<b>第 10 章 OFDM 技术 .....</b>	<b>252</b>
10.1 OFDM 基本原理 .....	253
10.1.1 OFDM 信号的生成 .....	253
10.1.2 保护时间和循环前缀 .....	255
10.1.3 加窗技术 .....	257
10.1.4 OFDM 系统设计 .....	259
10.2 OFDM 中的信道估计 .....	261
10.3 OFDM 中的同步技术 .....	262
10.3.1 频率同步误差的影响 .....	262
10.3.2 时间同步误差的影响 .....	262
10.3.3 OFDM 同步算法分类 .....	264
10.3.4 常用 OFDM 同步算法 .....	264
10.4 多载波码分多址技术 .....	266
10.4.1 OFDM 与 CDMA 结合的必要性 .....	266
10.4.2 CDMA 和 OFDM 结合方案分类 .....	267
10.5 本章小结 .....	269
习题 .....	269

---

<b>第 11 章 智能天线技术</b>	272
11.1 智能天线的基本原理	272
11.1.1 波达方向(DOA)	273
11.1.2 阵列响应矢量	273
11.1.3 阵列加权矢量	274
11.1.4 波束成型与空域滤波	274
11.1.5 常用的性能度量准则	275
11.2 智能天线技术在移动通信中的应用	276
11.2.1 引入智能天线的必要性	276
11.2.2 智能天线的上行接收技术	277
11.2.3 智能天线的下行发射技术	277
11.3 波束切换方式的智能天线	278
11.3.1 Butler 矩阵法	279
11.3.2 单用户角度匹配法	279
11.3.3 多用户角度匹配法	279
11.4 自适应方式的智能天线	280
11.4.1 基于 DOA 估计的自适应算法	280
11.4.2 基于导频符号的自适应算法	282
11.4.3 盲自适应算法	284
11.5 智能天线技术的发展	284
11.5.1 软件天线	285
11.5.2 空时多用户接收机	285
11.6 本章小结	286
习题	287
<b>第 12 章 MIMO 空时处理技术</b>	290
12.1 多天线信息论简介	290
12.1.1 MIMO 系统信号模型	290
12.1.2 MIMO 系统的信道容量推导	292
12.1.3 随机信道响应的 MIMO 系统容量	295
12.2 空时块编码(STBC)	297
12.3 分层空时码	301
12.3.1 分层空时码(LST)的分类与结构	301
12.3.2 VLST 的接收——迫零算法	303
12.3.3 VLST 的接收——QR 算法	305
12.3.4 VLST 的接收——MMSE 算法	305
12.4 空时格码(STTC)	307
12.4.1 STTC 信号模型	307
12.4.2 STTC 编码器结构	309

12.4.3 STTC 编码设计准则 .....	310
12.4.4 STTC 编码的性能 .....	315
12.5 发分集技术在 3G 移动通信系统中的应用 .....	316
12.5.1 发送分集分类 .....	317
12.5.2 发送分集在 WCDMA 系统中的应用 .....	318
12.5.3 发送分集在 CDMA2000 系统中的应用 .....	319
12.6 本章小结 .....	321
习题 .....	322
<b>第 13 章 链路自适应技术 .....</b>	<b>325</b>
13.1 引言 .....	325
13.1.1 自适应传输的必要性 .....	325
13.1.2 克服慢时变与传输信道差异性的主要措施 .....	326
13.2 功率控制原理 .....	327
13.2.1 引入功率控制的必要性 .....	327
13.2.2 功率控制准则 .....	327
13.2.3 功率控制的分类与方法 .....	328
13.3 功率控制在移动通信系统中的应用 .....	330
13.3.1 IS-95 系统中的功率控制 .....	330
13.3.2 CDMA2000 中的功率控制 .....	332
13.3.3 WCDMA 中的功率控制 .....	334
13.4 无线资源的最优分配 .....	338
13.4.1 注水定理 .....	338
13.4.2 多载波信道下的最优功率分配 .....	340
13.4.3 多天线信道下的最优功率分配 .....	340
13.4.4 多用户分集 .....	341
13.5 速率自适应 .....	343
13.5.1 速率自适应在 2G/2.5G 移动通信系统中的应用 .....	344
13.5.2 速率自适应的典型实例——HDR .....	345
13.5.3 功率与速率联合自适应的典型实例——CDMA2000 1X EV-DV .....	349
13.5.4 WCDMA 中增强型技术——高速下行分组接入 HSDPA .....	351
13.6 跨层自适应(Cross Layer)技术 .....	353
13.6.1 协作平面 .....	353
13.6.2 安全性平面 .....	354
13.6.3 QoS 平面 .....	355
13.6.4 移动性平面 .....	356
13.6.5 分层协作模型 .....	357
13.7 本章小结 .....	357
习题 .....	357

<b>第 14 章 移动网络的结构与组成</b>	359
14.1 移动网络的概念与特点	359
14.1.1 引言	359
14.1.2 信令与协议	360
14.1.3 路由与交换	367
14.1.4 蜂窝式网络结构	371
14.1.5 移动通信的服务质量(QoS)	373
14.1.6 爱尔兰公式与爱尔兰表格	374
14.2 从 GSM 网络到 GSM/GPRS 网络	375
14.2.1 GSM 网络结构	376
14.2.2 GSM/GPRS 网络	382
14.3 第三代(3G)移动通信与 3GPP 网络	389
14.3.1 IMT-2000 简介	389
14.3.2 WCDMA 简介	391
14.3.3 WCDMA 的网络结构	395
14.3.4 从第二代(2G)网络向第三代(3G)网络的平滑过渡与演进	400
14.4 从 IS-95 到 CDMA2000	403
14.4.1 IS-95 和 CDMA2000 系统简介	404
14.4.2 系统网络结构	406
14.4.3 CDMA2000 中的分组数据业务与移动 IP	409
14.4.4 CDMA2000 1X EV-DO 的网络协议	414
14.5 TD-SCDMA 简介	416
14.5.1 概述	416
14.5.2 TD-SCDMA 物理层的主要特色	417
14.5.3 TD-SCDMA 网络层的主要特色	420
14.6 本章小结	424
习题	425
<b>第 15 章 移动网络运行</b>	427
15.1 移动通信中的业务类型	427
15.1.1 2G 中的 GSM 业务	427
15.1.2 2.5G 中的 GPRS 业务	428
15.1.3 WCDMA 的业务	429
15.1.4 移动智能网	433
15.2 呼叫建立与接续	438
15.2.1 呼叫建立与接续的基本原理	438
15.2.2 GSM 系统的呼叫建立与接续	440
15.2.3 IS-95/CDMA2000 系统的呼叫与接续	441
15.3 移动性管理	444

---

15.3.1 位置登记 .....	444
15.3.2 越区切换 .....	447
15.3.3 3G 中位置管理的改进与探讨 .....	457
15.4 无线资源管理 .....	458
15.4.1 资源管理的基本概念 .....	458
15.4.2 无线资源管理 .....	459
15.4.3 无线资源管理的几种主要方法与算法 .....	461
15.5 本章小结 .....	473
习题 .....	473
<b>第 16 章 网络规划、设计与优化</b> .....	<b>475</b>
16.1 引言 .....	475
16.1.1 必要性与基本内容 .....	475
16.1.2 移动通信中的频率规划 .....	475
16.1.3 CDMA 中导频偏移量(又称导频相位)规划 .....	478
16.2 网络规划、设计与优化的基本原理 .....	483
16.2.1 三者之间的分工 .....	483
16.2.2 网络规划与设计的基本原理 .....	484
16.3 从覆盖角度进行小区规划与设计 .....	486
16.3.1 无线传播方程 .....	486
16.3.2 上/下行链路传输方程及其平衡 .....	488
16.4 从容量角度的规划与设计 .....	490
16.4.1 通信容量的概念 .....	490
16.4.2 不同多址方式的蜂窝网通信容量 .....	490
16.5 网络设计的系统仿真 .....	494
16.6 室内规划与设计简介 .....	495
16.6.1 室内网络规划的必要性与复杂性 .....	495
16.6.2 室内覆盖设计 .....	496
16.6.3 室内分布系统需解决的主要问题和方法 .....	497
16.6.4 室内覆盖系统的规划、设计的主要步骤 .....	498
16.7 GSM 系统的网络优化 .....	499
16.7.1 GSM 网络优化概述 .....	500
16.7.2 GSM 系统网络测试 .....	500
16.7.3 GSM 系统的网络分析、仿真与优化 .....	501
16.8 3G 移动通信的网络规划与设计 .....	504
16.8.1 基本要求与实现方法 .....	504
16.8.2 多层次重叠式立体网络规划 .....	505
16.9 本章小结 .....	507
习题 .....	507

# 第1章 緒論

## 1.1 移动通信的主要特点

移动通信是通信领域中最具活力、最具发展前途的一种通信方式。它是当今信息社会中最具个性化特征的通信手段。它的发展与普及改变了社会，也改变了人类的生活方式，让人们领悟到现代化与信息化的气息。

移动通信，顾名思义其最本质的特色是“移动”二字，就是说这类通信不是传统静态的固定式通信，而是动态的移动式通信。

传统的固定式通信，又称为有线通信。其终端（如电话机）固定在某一地点（如房间），其线路采用基本固定不动的全封闭式传输线，比如双绞线、电缆、光缆等。其网络也是适应固定终端、固定传输线路的有线交换网络。也就是说，固定式有线通信不能随人的移动而改变，其最大特点是静态的，信道是封闭的，且是人造的，从而是优质的。随着工业制造水平的发展，从明线到电缆，再到今天的光缆，其容量、质量飞速提高，并基本满足了人类不断增长的通信需求。因此，有线通信发展的瓶颈不在于传输，而主要在于交换方式与网络结构。其最大缺点是缺乏动态性，不适应现代人快节奏的生活需求，特别是快速移动的需求。

无线通信针对上述静态的缺点，以开放式传播来传递信息，打破了一定要有全封闭式传输线路的限制，并将通信方式从静态推广至可移动式的准动态。其代价是牺牲了全封闭式的优质人造信道，换取了无须采用固体介质专用线路的开放式传输的灵活性，但是信道的开放性必然会引起信道的时变性和随机性，从而大大降低了通信容量和质量。

移动通信则是在无线通信的基础上，又进一步引入了用户的移动性，从而使终端从可移动的准动态进一步发展到真正的全动态。也就是说，移动通信在无线通信的一重信道动态的基础上又加入了第二重用户的动态性，这实质是两重动态性。因此，实现起来更加复杂，性能更差。

可见，在移动通信中，终端是移动的，传输线路是随终端移动而分配的动态无线链路，网络则是适应动态用户终端、动态线路的动态型交换网络。其特色是具有从移动特色演变过来的信道和用户二重动态特性。用二重动态性实现人类对“移动”通信的梦想，代价是沉重的，但也是值得的。正是这种二重动态性，成为指导移动通信技术发展的原动力。可以说，移动通信技术的发展就是围绕着如何适应信道、用户二重动态性来进行的。这种二重动态性及在第三代（3G）移动通信技术中进一步引入的第三重动态性——业务类型动态选择特性已成为本书写作的主线，贯穿到本书的每一章节。至于更细致、更深人的问题将在后面章节中进一步讨论。

## 1.2 移动通信的发展

自 20 世纪 80 年代我国引入模拟式(TACS)移动通信网以来，经过短短 20 多年的发展，截至 2002 年底，我国已拥有 2 亿以上的移动通信用户，成为全球头号移动用户大国。我国的第一代移动通信 TACS 系统目前已完成其历史任务而被淘汰；第二代移动通信 GSM 系统是全球第一，规模最大、用户最多，CDMA 系统目前也是数一数二的，并即将成为全球第一；第三代移动通信系统，我国目前还处于即将投入运营的阶段。

移动通信，确切地说蜂窝式移动通信，就正式商业运营而言，至今也不过只有 20 多年的历史，就其发展历程看，大约每十年就更新一代。目前正处于第二代(2G)与第三代(3G)的交接期。

第一代(1G)以模拟式蜂窝网为主要特征，是 20 世纪 70 年代末 80 年代初开始商用化的。其中最具代表性的是北美的 AMPS(Advanced Mobile Phone System)、欧洲的 TACS(Total Access Communication System)两大系统，另外还有北欧 NMT 及日本的 HCMTS 系统等。

第一代(1G)从技术特色上看，它以解决两个动态性中最基本的用户这一重动态性为核心并适当考虑到第二重信道动态性。主要实现措施是采用频分多址 FDMA 方式实现对用户的动态寻址功能，并以蜂窝式网络结构和频率规划实现载频再用方式，达到扩大覆盖服务范围和满足用户数量增长的需求。在信道动态特性匹配上，适当采用了性能优良的模拟调频方式，并利用基站二重空间分集方式抵抗空间选择性衰落。

第二代(2G)以数字化为主要特征，构成数字式蜂窝移动通信系统，它于 20 世纪 90 年代初正式走向商用。其中最具代表性的有欧洲的时分多址(TDMA)GSM(GSM 原意为 Group Special Mobile, 1989 年以后改为 Global System for Mobile Communications)、北美的码分多址(CDMA)的 IS-95 两大系统，另外还有日本的 PDC 系统等。

第二代(2G)从技术特色上看，它是以数字化为基础，较全面考虑信道与用户的二重动态特性及相应的匹配措施。主要实现措施有：采用 TDMA(GSM)、CDMA(IS-95)方式实现对用户的动态寻址功能，并以数字式蜂窝网络结构和频率(相位)规划实现载频(相位)再用方式，从而扩大覆盖服务范围和满足用户数量增长的需求。在对信道动态特性的匹配上采取了下面一系列措施：

- 采用抗干扰性能优良的数字式调制：GMSK(GSM)、QPSK(IS-95)，性能优良的抗干扰纠错编码：卷积码(GSM、IS-95)、级联码(GSM)；
- 采用功率控制技术抵抗慢衰落与远近效应，这对于 CDMA 方式的 IS-95 尤为重要；
- 采用自适应均衡(GSM)和 Rake 接收(IS-95)抗频率选择性衰落与多径干扰；
- 采用信道交织编码，如采用帧间交织方式(GSM)和块交织方式(IS-95)抗时间选择性衰落；
- 基站采用空间或极化分集方式抗空间选择性衰落。

第三代(3G)以多媒体业务为主要特征，它于本世纪初刚刚投入商业化运营。其中最有代表性的有北美的 CDMA2000、欧洲与日本的 WCDMA 及我国提出的 TD-SCDMA 三大系统，另外还有欧洲的 DECT 及北美的 UMC-136。

第三代(3G)从技术上看,它是在2G系统适配信道与用户二重动态性的基础上又引入了业务的动态性,即在3G系统中,用户业务既可以是单一的语音、数据、图像,也可以是多媒体业务,且用户选择业务是随机的,这个第三重动态性的引入使系统大大复杂化。所以第三代是在二代数字化基础上的、以业务多媒体化为主要目标,全面考虑并完善对信道、用户二重动态特性匹配特性,并适当考虑到业务的动态性能,尽力采用相应措施予以实现的技术。其主要实现措施有:

- 继续采用第二代(2G)中所采用的所有行之有效的措施;
- 对CDMA扩频方式应一分为二,一方面扩频提高了抗干扰性,提高了通信容量;另一方面由于扩频码互相关性能的不理想,使多址干扰、远近效应影响增大,并且对功率控制提出了更高要求等;
- 为了克服CDMA中的多址干扰,在3G系统中,上行链路建议采用多用户检测与智能天线技术;下行链路采用发端分集、空时编码技术;
- 为了实现与业务动态特性的匹配,3G中采用了可实现对不同速率业务(不同扩频比)间仍具有正交性能的OVSF(可变扩频比正交码)多址码;
- 针对数据业务要求误码率低且实时性要求不高的特点,3G中对数据业务采用了性能更优良的Turbo码。

在前三代移动通信中,除了上述物理层关键技术的不断发展外,在网络层其功能也在逐步完善。这主要体现在以下几个方面。

(1) 网络协议逐步走向规范化,到了第三代(3G)已初步形成了横向三层:物理层、链路层、网络高层;纵向两个平面:用户业务平面与控制平面的初步规范结构。

(2) 逐步增强并完善网络层辅助物理层实现对三重动态性的匹配功能,加强并完善对无线资源管理、移动性管理及接入分配、调度算法的实现。

(3) 第二代(2G)开始逐步引入智能网,实现交换与控制的分离,并通过业务生成系统快速生成新业务。

另外,从第一代发展到第三代服务的业务类型、完成的功能也在不断地发展。就业务而言:

- (1) 第一代是在单一模拟电路交换平台上,完成单一模拟语音业务;
- (2) 第二代是在单一数字电路交换平台上,完成数字式语音或相同速率电路交换的数据业务;
- (3) 第二代半(2.5G)在建立的两个平行的电路(CS)与分组(PS)交换平台上,完成数字化语音和小于64Kbps的电路交换、小于171.2Kbps的分组交换的各类数据业务服务;
- (4) 第三代首先在第二代半基础上进行增强与改善,并在其基础上逐步改造成分组交换的IP平台,提供小于2Mbps的各类多媒体业务服务。

就功能而言,主要指业务服务功能,它有:

- (1) 第一代与第二代的通话功能;
- (2) 第二代半增加了因特网业务和定位业务;
- (3) 第三代发展成具有会话型、数据流型、互动型与后台类型的综合服务多媒体业务功能。

### 1.3 移动通信的发展趋势与展望

近些年来，移动通信的飞速发展已使它成为现代通信领域中的一大支柱通信产业与通信方式，与以光缆为主体的骨干核心网并驾齐驱。移动通信在接入方面的灵活性与光缆在骨干线路与核心网容量、质量上的优越性能完美结合，构筑了未来通信发展的一个基本框架与蓝图。

就未来通信而言，发展方向是个人通信。即在全球范围内逐步实现全球一网（统一的网络结构），每人一号（一个身份号码），在任何时间、任何地点（海、陆、空）以任何通信方式与任何对象（人或机器）进行任何业务（语音、数据、图像等）的无缝隙、不间断通信，这是人类为未来通信绘制的理想蓝图。实现它主要包含两大部分：一个是全球性骨干核心网络平台，另一个是无时无处不在的灵活接入手段，对移动通信发展而言，重点是探讨后者。其实，后者也不仅限于移动网。就接入网而言，客观上看可分为有线接入与无线接入，这里仅讨论无线接入，再细致一些，无线接入又可分为室内无线接入，如红外、蓝牙等；小范围的无线局域网接入，如 IEEE 802.11 系列等；中等及大范围的蜂窝移动接入和覆盖全球的卫星接入。本书讨论内容仅限于陆地系统的蜂窝移动网，它是实现宏伟的个人通信蓝图的第一步，仅这一步目前已经经历了第一代（1G）、第二代（2G）系统，目前正在向第三代（3G）系统过渡。

展望未来，移动通信的发展是离不开其客观上应遵循的规律的，这个规律主要决定于两方面的因素：第一是用户的需求；第二是实现时所受的环境和条件的限制。通信工作者的任务就是尽可能地改善环境、设法消除和简化条件的制约，以满足用户在数量、质量和安全上的需求。具体地说，包括以下 5 个方面。

（1）从用户需求看，移动通信应当从第一代（1G）、第二代（2G）以语音为主逐步转移到以数据为主，特别是以分组交换 IP 数据为主的综合业务和多媒体业务。在这个转移过程中，以 IPv6 为基础的移动因特网业务将是未来的主流业务。

（2）基于移动因特网业务上、下行严重的不对称性，一般下行的下载业务量远远大于上行的业务量。因此在基本通信体制方面，可能要打破传统的上下行遵循同一通信体制的桎梏。目前在第三代（3G）中，3GPP2 已运营的 HDR 在下行采用了时隙码分多址方式，以适应高速数据传送，它与上行的码分多址是不完全对称的。3GPP 所采用的 HSDPA（高速下行数据传送）也与 HDR 基本类似。

（3）下一代移动通信中，主要物理层关键技术是在三重动态环境与条件的限制下满足用户在数量上不断增长、在质量上不断提高的要求，同时要保证用户通信的安全保密性能。它主要包含：

① 首先是现有物理层关键技术进一步改进、完善与实用化。比如在信道编码方面，由串行级联码→Turbo 码→LDPC（低密度校验码）不断完善；在多址技术方面，探讨新的多址划分技术，寻找性能优良的多址码；在克服多址干扰方面，寻求多用户检测新算法，实现性能与复杂性合理折中；同时加强发送分集与空时编码技术的研究，改善下行传输性能。

② 重点突出适应高速数据业务的正交多载波调制 OFDM 技术，作为下一代物理层关键技术。这是由于移动通信的特点在于接人的高度灵活性及移动终端的灵巧轻便性。同时由于

移动通信信道的环境、条件的局限性，使得高速率和宽带受到一定限制。一般认为，今后发展以2Mbps(变速移动)和20Mbps(室内)为宜。即便在这种通信速率下，仅靠3G系统所采用的Rake接收抗频率选择性衰落与多径干扰显然已不适应了。因为多径干扰主要决定于多径时延与信息码元比值的相对值，在多径时延不变的条件下，信息码元速率越高，码元周期越短，受多径干扰的相对比值也就越大，多径干扰就越严重。在这种情况下，首选方案是利用OFDM实现串/并变换，可以大幅度降低待传送的信息码元速率、增大码元周期，从而达到减小多径在信息码元中所占的比例，实现消除多径干扰的影响。若下一代采用TDMA，则需研究OFDM与TDMA的结合。

若下一代为了实现在第三代主流体制的码分多址技术上平滑过渡，则应以OFDM/CDMA为重点。同时还要针对OFDM中存在的主要缺点，比如：峰值功率与平均功率的比值过大，频率扩散下正交性能的恶化，同步性能要求高且抗频率扩散性能差，还要求获得精确的信道状态(信道估值准确)等问题进行较深入的研究，以寻找有效措施。

③下一代移动通信物理层的关键技术的另一个研究重点是突出对物理层的自适应传输技术的研究。其内容涉及如下几个方面：

- 根据接收信号的信噪比，自适应地调整接收机的门限阈值电平；
- 根据实测的信道时变动态特性，自适应地分配业务、速率、功率及相应的调制与编码方式；
- 根据用户的移动速度的动态特性，自适应地分配业务、信道、速率及相应的调制与编码方式；
- 根据不同业务的QoS的不同需求，分配带宽、信道及相应的调制与编码方式；
- 综合并统一协调上述各类自适应要求及其实现方式。

④加强对信道、用户、业务动态性的监测与估计，为实现与三重动态匹配提供基础。其中：

- 对信道动态性监测、估值，已有一定的基础，今后主要是寻求快速、准确的估值算法；
- 对用户、业务的动态性监测，首先要实现对用户实时定位技术的研究与实用化，目前CDMA2000系统可利用GPS实现较精确的用户定位，而对WCDMA系统若不利用GPS，也可以采用网络对用户定位，但精度性能较差。

⑤加强空间域与传统的时、频域相结合的研究，开发空域在移动通信中的巨大潜力，具体实现的技术路线有两条。

- 从目前的小区天线→智能式小区天线→切换式智能天线→自适应式智能天线。它是以抑制滤除干扰、集中信号能量，跟踪用户来改善性能，提高抗干扰性并增大容量。这一思路是受雷达技术中自适应阵列理论与技术的启发与引导，但是应注意两个领域中的相同点与相异点，不能生搬硬套。

- 从目前的接收端空间分集技术→发送端分集技术→空时码与发送分集的相结合→MIMO与空时码的结合。它是基于无线通信中传统的分集机制，提高发送与接收的综合效应来改善性能、提高抗干扰性，并起到增大容量、改善质量的目的。但是应特别注意的是，这一思路原来仅适合于单用户信道，而移动通信是属于多用户信道，所以使用时应考虑先决条件，并应做进一步分析与研究。

⑥ 在下一代移动通信系统的优化中，一个值得注意的方向是，在传统的单一部件如在信道编码、调制技术、多用户检测技术等逐个优化的基础上，逐步扩大并实现联合(组合)优化的范围。比如，可以将 Turbo 码重复迭代思想推广至解调、解码的联合迭代中，进一步还可以将其推广至整个接收端乃至整个发、收系统。

⑦ 在下一代移动通信的物理层具体实现技术中，将采用逐步向软件无线电方向过渡的方式来实现。

- 首先，实现硬件设备基带全数字化，以达到数字无线电的目标；
- 其次，逐步实现软件定义的无线电(SDR)，即将数字化逐步拓展至中频，乃至部分射频，尽可能以软件技术实现原来硬件所完成的功能。
- 在上述基础上，逐步推出软基站设备和软移动终端设备，实现单一软件平台下综合多媒体软终端的基本功能，然后再进一步向多体制、多波段发展。

(4) 基于下一代移动通信中业务拓广和重点业务的转移，即在原有移动通信传统的用户和信道二重动态性的基础上又叠加上一个用户业务类型的第三重动态性。这个第三重动态性的引入不仅在上述物理层上引起了很大的变化，而且在网络层与网络规划层也提出了很多新要求，带来新问题，这里首先讨论网路层。

① 首先选定全 IP 方向，因为它更适合于今后的主流业务移动因特网及数据和多媒体业务。

- 这里的全 IP 是指信息结构 IP 化，协议 IP 化，传输、处理、网络全过程均 IP 化；
- 移动全 IP 化实现是从核心网 IP 化开始，逐步延伸至无线(移动)接入网和空中接口 IP 化，直至移动终端 IP 化。

② 这里的 IP 指的是建立在 IPv6 基础上，这是由于 IPv6 能满足：

- 移动 IP 的要求；
- 对不同的业务有不同的 QoS 要求；
- 为了适应复杂的移动通信环境，适合于移动的 IP 应在原有 TCP/IP 协议上针对无线和移动的环境进行适当的修改和补充。

③ 下一代移动通信网络的主要努力方向应是网络智能化。它应满足：

- 首先要配合物理层主要关键技术，特别是要在网络层配合物理层的自适应传输技术以及其他核心、关键技术的实现；

- 逐步实现动态智能化无线资源管理，它包含对无线资源的估计、呼叫接纳控制、队列调度及动态无线资源分配全过程的动态智能化管理；
- 逐步实现动态智能化移动性管理，它包含对用户安全性能鉴权、加密，用户登记、显示，信息调用及用户越区切换与漫游功能管理的全过程智能化管理；
- 统一协调上述三方面智能化管理。

(5) 下一代移动通信中对网络规划层也提出了一系列新问题和新要求，其中最主要的有以下 6 个方面。

① 由于数据和多媒体业务的引入并逐步成为主流，使得传统的网络规划中以单一语音业务为依据的规划已不适应用户需求。

② 由于用户需求的业务密度越来越大，迫使将来的蜂窝小区尺寸越来越缩小，这使得移

动用户特别是高速移动用户，用于频繁切换导致信令协议所占比重越来越大，通信效率每况愈下，这也必然迫使对原有蜂窝传输网结构进行改造。

③下一代蜂窝网络结构改造的方案之一是采用多层次、重叠式立体网络规划，其构成为：

- 宏小区(一般指郊区和普通市区)，以保证连续无缝覆盖为主，并满足高速移动车载用户、满足低速率语音与数据业务，其基站发射功率较大，覆盖区域也较大；

- 微小区(指繁华市区、业务密度大的地区)，它适合于低速率移动(步行)用户，并满足低、中速率语音和数据业务，其基站功率较小，覆盖区域也较小；

- 微微小区(一般指室内和业务密度特别集中区)，它适合于静止与准静止用户，如室内一层楼或者业务密度大的一间办公室，并适合于高频率效率、高速率、大容量宽带数据与图像业务。其基站功率小，通信容量大。

在这类多层次、重叠式立体网络中，一般存在两类切换：一类是在同一类小区间的水平切换，主要是保证同类业务在同一服务区间不间断通信；另一类是在不同小区间的垂直切换，以适应在不同环境下对不同业务的需求和变化。

这类多层次、重叠式立体网络不仅适合于蜂窝移动网络，还可以进一步推广至广义无线网络。其主要层次包含：

- 以蓝牙、射频家电与红外为主的室内无线接入系统；
- 以无线局域网 IEEE 802.11 系列为主的局域网系统；
- 以蜂窝网的 2G、3G 为主的广域网系统；
- 以卫星通信的全球星、海事卫星系统为主的全球网系统。

④建立在分布式天线与多层次小区的混合蜂窝网系统。

在上述多层次蜂窝网的基础上，在一些特殊地区，如业务密集地区、高速公路沿线，可利用分布式天线构成不同形状的小区群，小区群内资源相同不切换，小区群间可实现群切换和滑动式群切换。

⑤建立在分布式天线、分布式光纤接入网基础上的自组织拓扑结构网络。

- 其建立基础是大城市中光纤到大楼已初步实现，使得在大楼上处处建立分布式天线已成为可能；

- 使在分布式光纤接入网和分布式天线的基础上建立类似于 Ad-hoc 的无中心或动态中心式的虚拟小区成为可能；

- 在虚拟小区的基础上可进一步探讨实现以移动用户为核心的虚拟蜂窝网。

⑥从网络规划层的网络拓扑结构看，就长远发展而言，有如下发展倾向：

- 电信网、计算机网与有线电视网将逐步实现三网融合并最终走向三网合一；

- 就电信网而言，将逐步从目前的有线(固网)、无线(移动网)两个基本上平行发展的网络，逐步走向无线侧重于接入网、有线侧重于核心骨干网的分工、协作的统一网络的发展方向。

## 1.4 关于本书的内容与安排

目前移动通信方面的书籍很多，但绝大部分是属于对某个移动通信体制方面的介绍和论述，还有一些是工程培训教材。这些书籍工程背景太强，使人只见树木不见森林，不太适合

作为高校教材。本书试图弥补这方面的缺陷。本书定位于研究生教材，兼顾大学本科教材，适合于对从事移动通信领域科研、开发、运营、维护等方面的技术人员进行基本素质训练。

本书写作的基本原则是：

- (1) 以移动通信基本原理为核心，但也适当介绍一些移动通信系统的主流体制。
- (2) 综合各种移动通信体制中共同采用的“共性”技术为核心，并适当介绍一些特殊的“个性”技术。
- (3) 本书内容的基本框架包含 3 大部分：物理层技术、网络层技术与网络规划层技术，但是主要侧重于物理层技术。
- (4) 在写作方法上，以概念与基本原理为主，并适当地引入一些必要的定量分析与讨论。
- (5) 力求深入浅出，并能满足研究生、大学本科生及工程技术人员不同层次的需求。

一般来讲，每章前几节是以概念与定性分析为主，比较适合于大学本科生，而每章最后 1~2 节则是以定量分析为主，内容较深，适合于研究生或研制开发人员阅读。

## 1.5 本 章 小 结

本章首先介绍了移动通信的主要特点：具有三重动态特性——信道动态性、用户动态性和业务动态性；总结了移动通信 3 个发展阶段的主要特色：第一代(1G)蜂窝式网络结构、第二代(2G)数字化技术、第三代(3G)业务的多样性和多媒体化。其次从物理层、网络层和网络规划层 3 个层次分别对移动通信的发展趋势进行了展望。最后对本书的主要内容做了简要的介绍。

## 参 考 文 献

- [1.1] 吴伟陵. 下一代移动通信探讨. 中兴通讯技术, 2002. 12
- [1.2] 吴伟陵. 移动通信中的关键技术. 北京: 北京邮电大学出版社, 2000. 11
- [1.3] QIBI, et. al. Wireless Mobile Communication at the start of the 21<sup>st</sup> century. IEEE Commun. Mag., Vol. 39, No. 1, Jan. 2001

## 第2章 无线传播与移动信道

移动信道属于无线信道，它既不同于传统的固定式有线信道，也与一般具有可移动功能的无线接入的无线信道有所区别。它是移动的动态信道。

正如前面所分析的，移动信道是一个非常复杂的动态信道，取决于用户所在地环境条件的客观存在，其信道参数是时变的。利用这类复杂的移动信道进行通信，首先必须分析和掌握信道的基本特点和实质，然后才能针对存在的问题——对症下药，给出相应的技术解决方案。

任何一种通信系统都是围绕着如何完成通信的3项基本指标——有效性和可靠性、安全性和进行不断的优化。所谓有效性，是指在占有尽可能少的信道资源，如频段、时隙和功率等的条件下尽可能多地传送信源的信息，是通信的数量上的指标。所谓可靠性，主要是指在传输过程中抵抗各类客观自然干扰的能力，但是在特殊的军事通信中，它还包含抵抗人为设置干扰的能力。所谓安全性，主要是指在传输中的安全保密性能，即收端防窃听、发端防伪造和篡改等的能力。

移动通信中的各类新技术都是针对移动信道的动态时变特性，为解决移动通信中的有效性和可靠性的基本指标而设计的。因此，分析移动信道的特点是解决移动通信关键技术的前提，是产生移动通信中各类新技术的源泉。

### 2.1 移动信道的特点

#### 2.1.1 移动通信信道的3个主要特点

##### 1. 传播的开放性

一切无线信道都是基于电磁波在空间的传播来实现开放式信息传输的。它不同于固定的有线通信，是基于全封闭式的传输线来实现信息传输的。

##### 2. 接收环境的复杂性

是指接收点地理环境的复杂性与多样性。一般可将接收点地理环境划分为下列3类典型区域：高楼林立的城市繁华区，以一般性建筑物为主体的近郊区，以山丘、湖泊、平原为主的农村及远郊区。

##### 3. 通信用户的随机移动性

移动通信主要包含下列3种类型：准静态的室内用户通信、慢速步行用户通信和高速车载用户通信。

总之，传播的开放性、接收环境的复杂性和通信用户的随机移动性这3个特性共同构成了移动通信信道的主要特点。

### 2.1.2 移动通信信道中的电磁波传播

若从移动通信信道中的电磁波传播上看，可分为：

(1) 直射波：是指在视距覆盖区内无遮挡的传播。它是超短波、微波的主要传输方式，经直射波传播的信号最强。

(2) 反射波：是指从不同建筑物或其他反射体反射后到达接收点的传播信号。其信号强度较直射波弱。

(3) 绕射波：从较大的建筑物与山丘绕射后到达接收点的传播信号。但是，它需要满足电波产生绕射的条件，其信号强度较直射波弱。

另外，还有穿透建筑物的传播及空气中离子受激后二次发射的漫反射产生的散射波……但是它们相对于直射波、反射波、绕射波都比较弱，所以从电磁波传播上看：直射、反射、绕射是主要的，但有时穿透的直射波与散射波的影响也是需要进一步考虑的。

### 2.1.3 接收信号中的3类损耗与4种效应

在上述移动信道的3个主要特点及传播的3种主要类型作用下，接收点的信号将产生如下的特点。

#### 1. 具有3类不同层次的损耗

(1) 路径传播损耗：一般称为衰耗，是指电波在空间传播所产生的损耗。它反映出传播在宏观大范围(千米量级)的空间距离上的接收信号电平平均值的变化趋势。路径损耗在固定的有线通信中也存在，不过它计算的是在导线媒介中传输的衰耗，一般比这里的空间传播衰耗值要小一些。

(2) 慢衰落损耗：它主要是指电磁波在传播路径上受到建筑物等的阻挡所产生阴影效应而产生的损耗，反映了在中等范围内(数百波长量级)的接收信号电平平均值起伏变化的趋势。这类损耗一般为无线传播所特有，且一般从统计规律上看遵从对数正态分布，其变化率比传送信息率慢，故又称为慢衰落。

(3) 快衰落损耗：它是反映微观小范围(数十波长以下量级)接收电平平均值的起伏变化趋势。其电平幅度分布一般遵从瑞利(Rayleigh)分布、莱斯(Rice)分布和纳卡伽米(Nakagami)分布，其变化速率比慢衰落快，故又称为快衰落。仔细划分，快衰落又可分为：空间选择性快衰落、频率选择性快衰落与时间选择性快衰落。这里的选择性是指在不同的空间、不同的频率和不同的时间，其衰落特性是不一样的，详细内容后面将进一步讨论。

#### 2. 4种主要效应

(1) 阴影效应：由于大型建筑物和其他物体的阻挡，在电波传播的接收区域中产生传播半盲区，类似于太阳光受阻挡后产生的阴影。光波的波长较短，阴影可见，电磁波波长较长，阴影不可见，但是接收终端(如手机)与专用仪表可以测试出来。

(2) 远近效应：由于接收用户的随机移动性，移动用户与基站之间的距离也在随机变化，若各移动用户发射信号的功率一样，那么到达基站时信号的强弱将不同，离基站近者信号

强，离基站远者信号弱。通信系统中的非线性将进一步加重信号强弱的不平衡性，甚至出现以强压弱的现象，并使弱者即离基站较远的用户产生掉话(通信中断)现象，通常称这一现象为远近效应。

(3) 多径效应：由于接收者所处地理环境的复杂性，使得接收到的信号不仅有直射波的主径信号，还有从不同建筑物反射及绕射过来的多条不同路径信号，而且它们到达时的信号强度、到达时间及到达时的载波相位都不一样。所接收到的信号是上述各路径信号的矢量和，也就是说，各路径之间可能产生自干扰，称这类自干扰为多径干扰或多径效应。这类多径干扰是非常复杂的，有时根本收不到主径直射波，收到的是一些连续反射波等。

(4) 多普勒效应：它是由于接收用户处于高速移动中，比如车载通信时传播频率的扩散而引起的，其扩散程度与用户运动速度成正比。这一现象只产生在高速( $\geq 70\text{km/h}$ )车载通信时，而对于通常慢速移动的步行和准静态的室内通信则不予考虑。

## 2.2 3类主要快衰落

移动通信中最难克服的是快衰落引起的时变特性。下面对快衰落的现象、原理及成因加以剖析。

### 2.2.1 空间选择性衰落

所谓空间选择性衰落，是指在不同的地点与空间位置衰落特性不一样。空间选择性衰落的现象、成因与机理可以用如图 2.1 所示的直观图形来表示。

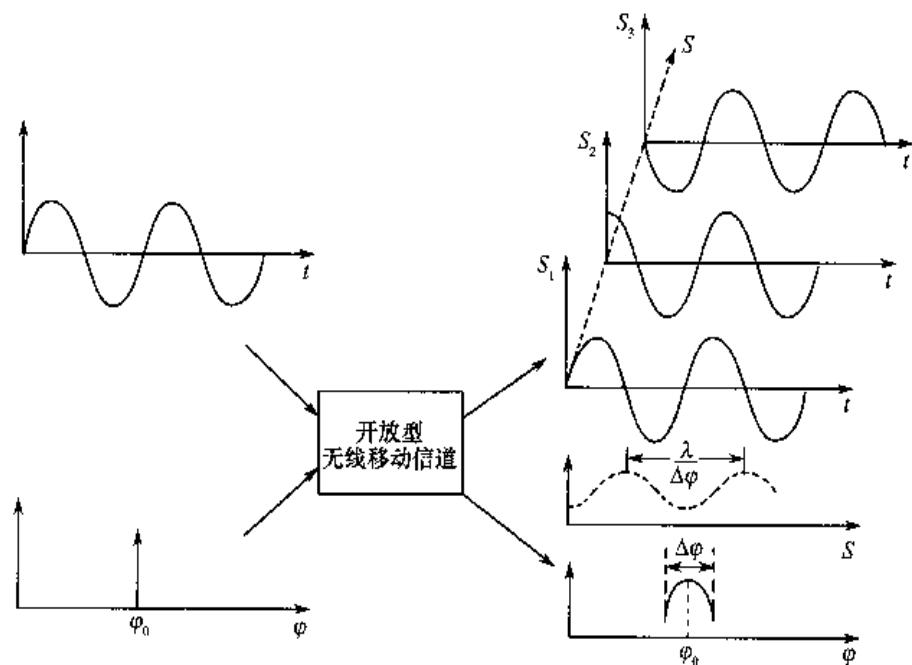


图 2.1 空间选择性衰落信道原理图

(1) 信道输入

射频：单频等幅载波。

角度域:在  $\varphi_0$  角上送入一个  $\delta$  脉冲式的点波束。

(2) 信道输出

时空域:在不同接收点  $S_1, S_2, S_3$ , 时域上衰落特性是不一样的, 即同一时间、不同地点(空间)衰落起伏是不一样的, 这样, 从空域上看, 其信号包络的起伏周期为  $T_1$ 。

角度域:在原来  $\varphi_0$  角度上的  $\delta$  点波束产生了扩散, 其扩散宽度为  $\Delta\varphi$ 。

(3) 结论

由于开放型的时变信道使天线的点波束产生了扩散而引起了空间选择性衰落, 其衰落周期  $T_1 \approx \frac{\lambda}{\Delta\varphi}$ , 其中  $\lambda$  为波长。

空间选择性衰落, 通常又称为平坦瑞利衰落。这里的平坦特性是指在时域、频域中不存在选择性衰落。

### 2.2.2 频率选择性衰落

所谓频率选择性衰落, 是指在不同频段上衰落特性不一样。其现象、成因与机理如图 2.2 所示。

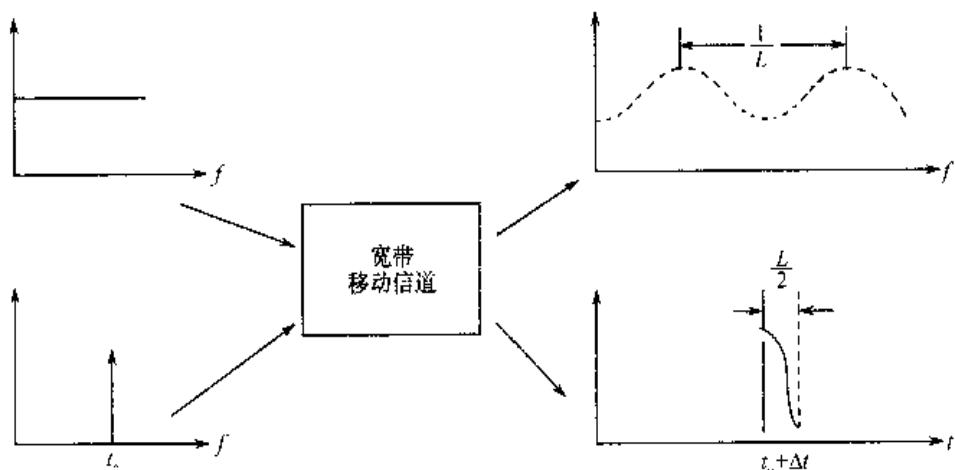


图 2.2 频率选择性衰落信道原理图

(1) 信道输入

频域:白色等幅频谱。

时域:在  $t_0$  时刻输入一个  $\delta$  脉冲。

(2) 信道输出

频域:衰落起伏的有色谱。

时域:在  $t_0 + \Delta t$  瞬间,  $\delta$  脉冲在时域产生了扩散, 其扩散宽度为  $\frac{L}{2}$ 。其中,  $\Delta t$  为绝对时延。

(3) 结论

由于信道在时域的时延扩散, 引起了在频域的频率选择性衰落, 且其衰落周期  $T_2 = \frac{1}{L}$ , 即与时域中的时延扩散程度成正比。

### 2.2.3 时间选择性衰落

所谓时间选择性衰落，是指在不同的时间衰落特性是不一样的。其现象、成因与机理如图2.3所示。

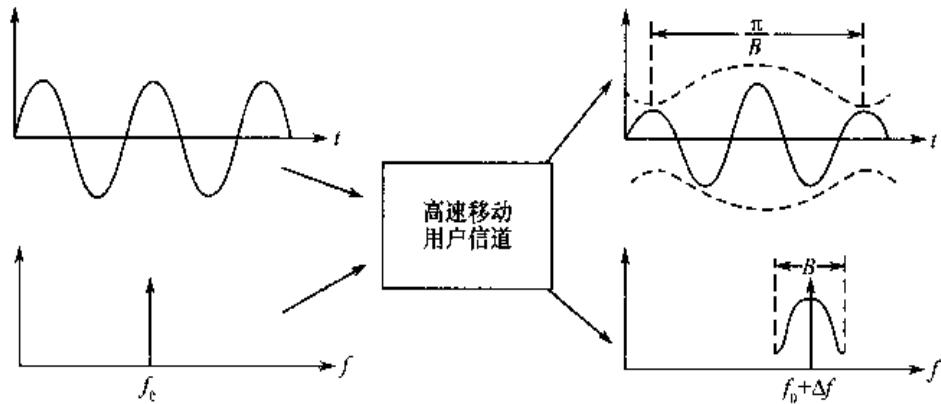


图2.3 时间选择性衰落信道原理图

#### (1) 信道输入

时域：单频等幅载波。

频域：在单一频率  $f_0$  上单根谱线( $\delta$ 脉冲)。

#### (2) 信道输出

时域：包络起伏不平。

频域：以  $f_0 + \Delta f$  为中心产生频率扩散，其宽度为  $B$ 。其中， $\Delta f$  为绝对多普勒频移， $B$  为相对值。

#### (3) 结论

由于用户的高速移动在频域引起多普勒频移，在相应的时域其波形产生时间选择性衰落。其衰落周期为  $T_3 = \frac{\pi}{B}$ 。

### 2.2.4 实际移动通信中3类选择性衰落产生的条件

在实际移动通信中，3类选择性衰落都存在，根据其产生的条件大致可以划分为以下3类，并可以用如图2.4所示的示意图表示。

(1) 第一类多径干扰：是由于快速移动用户附近的物体的反射而形成的干扰信号，其特点是由于用户的快速移动，在信号的频域上产生了多普勒(Doppler)频移扩散，从而引起信号在时域上时间选择性衰落。

(2) 第二类多径干扰：用户信号由于远处的高大建筑物或山丘的反射而形成的干扰信号。其特点是传送的信号在空间与时间上产生了扩散。空域上波束角度的扩散将引起接收点信号产生空间选择性衰落，时域上的扩散将引起接收点信号产生频率选择性衰落。

(3) 第三类多径干扰：是由于接收信号受基站附近建筑物和其他物体的反射而引起的干扰。其特点是严重影响到达天线的信号入射角分布，从而引起信号在空间的选择性衰落。

下面给出在第二代移动通信中某种典型地理环境下，电波传播在空间角度、时间与频率

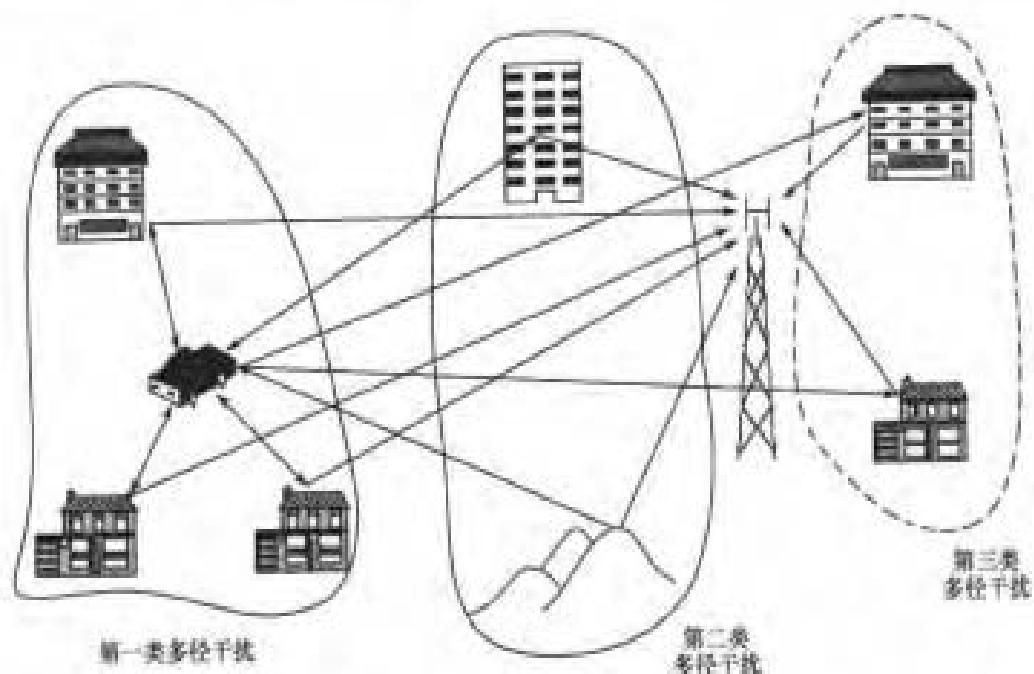


图 2.4 3 类多径干扰示意图

所产生的典型扩散值，见表 2.1。

表 2.1 典型环境下的典型扩散值

地理环境	角度扩散	时延扩散	多普勒频率扩散
室内	360°	0.1μs	5Hz
农村	1°	0.1μs	190Hz
都市	20°	5μs	120Hz
丘陵	30°	20μs	190Hz
小区	120°	0.2μs	10Hz

## 2.3 传播类型与信道模型的定量分析

上面我们重点从概念与定性的观点探讨了移动通信中的电波传播与移动信道的主要特性，本节我们试图从定量的观点对传播模型与信道模型做进一步的深入分析。

### 2.3.1 传播损耗的初步定量分析

这里首先从总体上对传播损耗做如下初步的定量分析。由前面的定性分析可知，传播的总损耗分别由大范围(大尺度、千米量级)的路径损耗、中范围(中尺度、数百波长量级)的阴影效应和小范围(小尺度、数十波长以下量级)的快衰落共同决定。它可表示为

$$P[d(t)] = [d(t)]^{-n} \cdot S[d(t)] \cdot K[d(t)] \quad (2.3.1)$$

式中， $[d(t)]^{-n}$  表示大范围的路径损耗， $n \approx 2 \sim 5.5$ ； $S[d(t)]$  表示中范围的阴影效应损耗；

$K[d(t)]$  表示小范围内的快衰落损耗。

### 2.3.2 大范围的传播衰耗的定量分析

前面定性分析已指出：移动通信信道是一个完全开放式的信道，其传播损耗从宏观的大范围看，主要决定于传播的环境与条件。传播损耗不仅决定于传播距离，而且还与传播中的地形、地貌、传播的载波频率，以及发、收天线高度等密切相关。因此，要想从理论角度给出一个确切、完整的公式很困难，一般在工程上多采用一些经验公式与模型，这对于工程技术人员而言已基本上能满足工程上的估算要求。

下面将给出几类在不同环境与条件下经常使用的著名经验公式与模型。

#### 1. 奥村 - 哈塔(Okumura-Hata) 模型

这是一种在移动通信中使用最频繁，也是最有效的模型。它最初是由奥村在广泛测量城镇与郊区的无线电传播损耗以后，制成了很多可用于规划蜂窝系统的有用经验曲线与图表得到的。该模型使用的主要环境与条件为：适用于小城镇与郊区的准平坦地区；应用频率为  $150\text{MHz} \leq f_c \leq 1500\text{MHz}$ ；有效距离为  $1\text{km} \leq d \leq 20\text{km}$ ；发射(基站)天线有效高度为  $30 \sim 200\text{m}$ ；接收(移动台)天线有效高度为  $1 \sim 10\text{m}$ 。

哈塔(Hata)后来将奥村这些经验曲线与图表提炼成更加便于工程上使用的经验公式，从而使这一经验模型与公式广为使用。哈塔给出的传播平均衰耗的基本公式为

$$L_{50}(\text{市区})(\text{dB}) = 69.55 + 26.16\lg f_c - 13.82\lg h_b - \alpha(h_m) + (44.9 - 6.55\lg h_b)\lg d - K \quad (2.3.2)$$

式中， $L_{50}$ (市区)(dB) 为市区路径平均损耗，且以 dB 表示； $f_c$  为载波频率(MHz)； $h_b$  为基站天线有效高度(m)； $h_m$  为移动台天线的有效高度(m)； $\alpha(h_m)$  为移动天线的校正因子(dB)； $d$  为移动台与基站之间的距离(km)； $K$  为使用地区环境修正系数(dB)。

关于校正因子  $\alpha(h_m)$  的讨论：

对于中小城市移动天线校正因子为

$$\alpha(h_m) = [1.1\lg f_c - 0.7]h_m - [1.56\lg f_c - 0.8] \quad (2.3.3)$$

对于大城市

$$\alpha(h_m) = 8.29[\lg 1.54h_m]^2 - 1.1, \text{ 当 } f_c \leq 300\text{MHz} \text{ 时} \quad (2.3.4)$$

$$\alpha(h_m) = 3.2[\lg 11.75h_m]^2 - 4.97, \text{ 当 } f_c \geq 300\text{MHz} \text{ 时} \quad (2.3.5)$$

关于修正因子  $K$ ：

对于市区  $K = 0$

$$\text{对于郊区 } K = 2[\lg f_c / 28]^2 - 5.4 \quad (2.3.6)$$

$$\text{对于农村地区 } K = 4.78[\lg f_c]^2 - 18.33\lg f_c - 40.98 \quad (2.3.7)$$

## 2. Hata 模型向个人通信 PCS 系统的扩展

欧洲科学技术研究协会(EURO-COST)组成 COST-231 工作组开发 Hata 模型对 PCS 的扩展,提出将 Hata 模型扩展至 2GHz 频段,其公式为

$$L_{50}(\text{市区})(\text{dB}) = 46.3 + 33.9 \lg f_c - 13.82 \lg h_b - \alpha(h_m) + \\ (44.9 - 6.55 \lg h_b) \lg d + C_M \quad (2.3.8)$$

式中,  $\alpha(h_m)$  取值参见式(2.3.3)、式(2.3.4)和式(2.3.5);而

$$C_M = \begin{cases} 0 \text{dB}, & \text{对于中等城市和郊区} \\ 3 \text{dB}, & \text{对于市中心繁华区} \end{cases} \quad (2.3.9)$$

COST-231 扩展的 Hata 模型适用于下列参数范围: $f_c$  为 1500 ~ 2000MHz; $h_b$  为 30 ~ 200m; $h_m$  为 1 ~ 10m; $d$  为 1 ~ 20km。

## 3. Walfisch-Ikegami 模型(WIM)

其示意图如图 2.5 所示。这一模型主要用于欧洲 GSM 系统,而且也应用于美国的一些传播模型中。这一模型包含 3 个部分:自由空间损耗、屋脊到街道的绕射和散射损耗及多次屏蔽损耗。其表达式为

$$L_{50}(\text{dB}) = L_f + L_{rs} + L_{ms} + L_t \quad (2.3.10)$$

或

$$L_{50} = L_f, \text{当 } L_{rs} + L_{ms} \leq 0 \text{ 时} \quad (2.3.11)$$

式中,  $L_f$  为自由空间损耗; $L_{rs}$  为屋脊到街道的绕射与散射损耗; $L_{ms}$  为多次屏蔽损耗; $L_t$  为树木、树叶引入的附加损耗。

### (1) 自由空间损耗的计算

$$L_f = 32.4 + 20 \lg d + 20 \lg f_c \quad (2.3.12)$$

### (2) 屋脊到街道的绕射与散射损耗的计算

$$L_{rs} = -16.9 - 10 \lg w + 10 \lg f_c + 20 \lg \Delta h_m - L_0 \quad (2.3.13)$$

式中,  $w$  为街道宽度(m); $\Delta h_m = h_r - h_m$ (m),  $h_r$  为建筑物高度,  $h_m$  为移动台高度;

$$L_0 = \begin{cases} 9.646, & \text{当 } 0^\circ \leq \varphi \leq 35^\circ \text{ 时} \\ 2.5 + 0.075(\varphi - 35^\circ), & \text{当 } 35^\circ \leq \varphi \leq 55^\circ \text{ 时} \\ 4 - 0.114(\varphi - 35^\circ), & \text{当 } 55^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ \text{ 时} \end{cases}$$

而  $\varphi$  为相对于街道的入射角。

### (3) 多次屏蔽损耗计算

$$L_{ms} = L_{bsb} + K_u + K_d \lg d + K_f \lg f_c - 9 \lg b \quad (2.3.14)$$

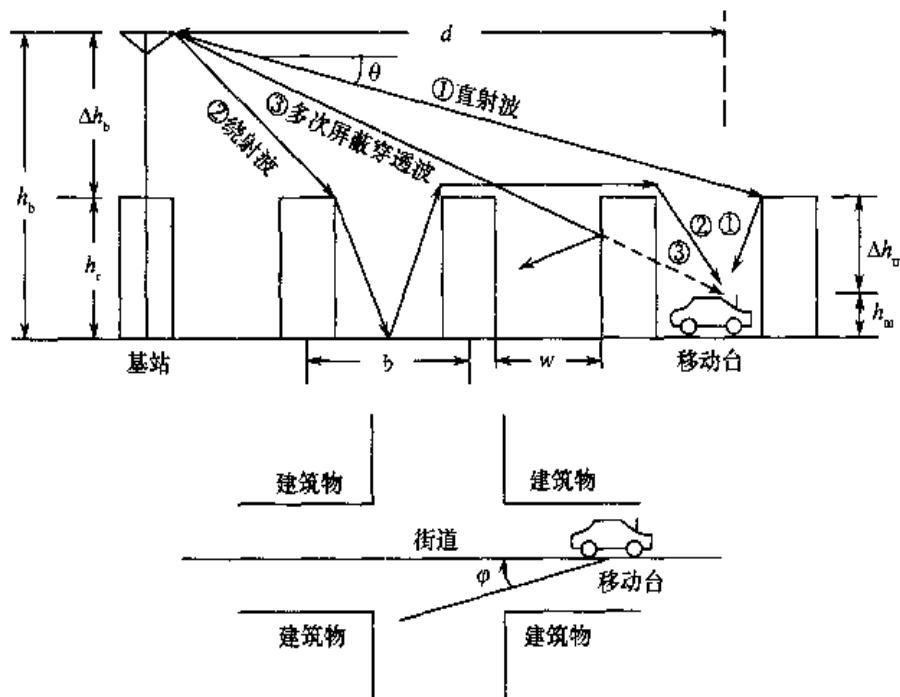


图 2.5 Walfisch-Ikegami 传播模型

式中, \$b\$ 为在无线路径上建筑物之间的距离; \$L\_{\text{bsl}} = \begin{cases} -18\lg 11 + \Delta h\_b, & \text{当 } h\_b > h\_r \text{ 时}, \\ 0, & \text{当 } h\_b < h\_r \text{ 时} \end{cases}\$,

$$K_a = \begin{cases} 54, & \text{当 } h_b > h_r \text{ 时} \\ 54 - 0.8h_b, & \text{当 } d \geq 500\text{m}, h_b \leq h_r \text{ 时} \\ 54 - 1.6\Delta h_r \times d, & \text{当 } d < 500\text{m}, h_b \leq h_r \text{ 时} \end{cases}; K_d = \begin{cases} 18, & \text{当 } h_b < h_r \text{ 时} \\ 18 - \frac{15\Delta h_b}{\Delta h_m}, & \text{当 } h_b \geq h_r \text{ 时} \end{cases}; K_f = \begin{cases} 4 + 0.7\left(\frac{f_c}{925} - 1\right), & \text{在中等城市和具有中等树木密度地区} \\ 4 + 1.5\left(\frac{f_c}{925} - 1\right), & \text{在大都市市中心} \end{cases}.$$

应用 Walfisch-Ikegami 模型的有效参数范围为: \$800\text{MHz} \leq f\_c \leq 2000\text{MHz}\$; \$4\text{m} \leq h\_b \leq 50\text{m}\$; \$1\text{m} \leq h\_m \leq 3\text{m}\$; \$0.02\text{km} \leq d \leq 5\text{km}\$; \$b \approx 20 \sim 50\text{m}\$; \$w = \frac{b}{2}\$; \$\varphi \leq 90^\circ\$。

#### (4) 树木造成的衰落校正因子

Weissberger 给出一种修正指数延迟模型。它可用于计算温和气候下具有浓密、干燥树叶的树木所造成的附加损耗。即

$$L_t = \begin{cases} 1.33f_c^{0.284}d_t^{0.583}, & \text{当 } 14\text{m} \leq d_t \leq 400\text{m} \text{ 时} \\ 0.45f_c^{0.284}d_t, & \text{当 } 0 \leq d_t \leq 14\text{m} \text{ 时} \end{cases} \quad (2.3.15)$$

式中, \$L\_t\$ 为树木损耗(dB); \$f\_c\$ 为载频(GHz); \$d\_t\$ 为树木高度(m)。

对于 900MHz 频段, 上述公式可简化为

$$L_t = \begin{cases} 1.291d_t^{0.588}, & \text{当 } 14m \leq d_t \leq 400m \text{ 时} \\ 0.437d_t, & \text{当 } 0 \leq d_t \leq 140m \text{ 时} \end{cases} \quad (2.3.16)$$

$L_t$  损耗在有树叶与没有树叶时相差 3 ~ 5dB。

Walfisch-Ikegami 模型与 Hata 模型路径损耗的比较：由于 Hata 模型未考虑来自街道宽度、街道绕射和散射等带来的影响，因此两者损耗一般要相差 13 ~ 16dB。也就是说，Walfisch-Ikegami 模型要比 Hata 模型更精确，但也就更复杂。两者具体差值可用表 2.2 或图 2.6 表示。

表 2.2 Walfisch-Ikegami 和 Hata 模型比较

距离(km)	路径损耗(dB)	
	Hata 模型	Walfisch-Ikegami 模型
1	126.16	139.45
2	136.77	150.89
3	142.97	157.58
4	147.37	162.33
5	150.79	166.01

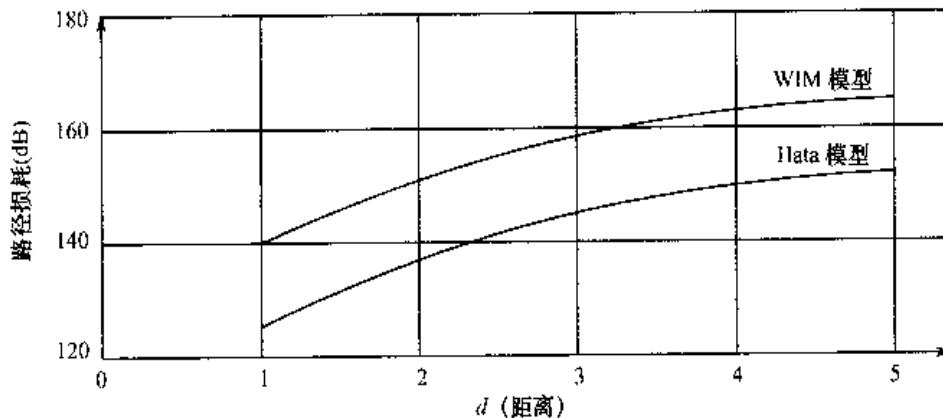


图 2.6 Walfisch-Ikegami 和 Hata 模型路径损耗与距离  $d$  的关系图

(注：表 2.2 与图 2.6 摘自《第三代移动通信系统原理与工程设计》，P187~188)

#### 4. 室内传播模型

室内传播不同于室外传播，它覆盖范围小，环境变化大，且受建筑物材料结构、建筑物类型和建筑物布局影响。但是从电波传播的机理上看，它与室外基本上是一样的。主要决定于电波的直射、反射、绕射、散射和穿透。不过具体的条件可能存在较大的差异，比如室内是否开门，天线安装在什么位置、高度等。

室内无线传播是一个较新的研究领域，国外也是 20 世纪 80 年代才开始进行较系统的研究的，美国 Bell 实验室和英国电信等率先对大量家用和办公室建筑物周围及内部的路径损耗进行了仔细的研究。一般说来，室内信道也分为视距(LOS)和阻挡(OBS)两种，并且随着环境杂乱程度而不断变化。

室内传播损耗的计算,由于与楼层间、楼层内建筑物材料类型、结构等密切相关,各国与各地区均有所不同,本章就不再深入探讨,具体计算可参见本书16.6节及《无线通信原理与应用》等专著。

### 2.3.3 中、小范围的传播损耗的定量分析

前面在初步定性分析中已指出:中等范围的慢衰落主要是由阴影效应引起的,而小范围的快衰落则主要是由3类快衰落引起的。下面将进一步定量分析3类快衰落和慢衰落的成因、规律和克服方法。

移动信道实质上可以看做在时域、频域和空域上的一个三维动态随机函数,因此,问题可以归结为如何寻找一个有效分析与描述这类三维动态随机函数的方法。下面借助线性时变分析方法和广义平稳随机过程的分析方法对它进行分析。

#### 1. 线性时变信道的一般分析方法

##### (1) 线性时不变信道

对于固定式的有线信道,一般可采用一个线性时不变网络来分析,描述这类网络的两个主要参量分别是网络传输函数  $H(f)$  和脉冲响应函数  $h(t)$ ,而且它们之间是一对傅里叶变换,即

$$\begin{cases} h(t) = \int_{R^1} H(f) e^{j2\pi ft} df \\ H(f) = \int_{R^1} h(t) e^{-j2\pi ft} dt \end{cases} \quad (2.3.17)$$

##### (2) 线性时变信道

对于线性时变信道,一般可以采用一个线性时变网络来分析。描述这类网络的两个主要参量分别是线性时不变网络的两个对应参量的推广。它们分别是网络传输函数  $H(f, t)$  和脉冲响应函数  $h(t, \xi)$ ,它们之间仍是一对傅里叶变换,即

$$\begin{cases} h(t, \xi) = \int_{R^1} H(f, t) e^{j2\pi f\xi} df \\ H(f, t) = \int_{R^1} h(t, \xi) e^{-j2\pi f\xi} d\xi \end{cases} \quad (2.3.18)$$

##### (3) 线性频变信道

对于线性频变信道,类似于线性时变信道的分析方法,可采用一个线性频变网络来分析。描述这类网络的两个主要参量分别是网络的散射函数  $v(\xi, \nu)$  和多普勒频谱函数  $s(f, \nu)$ 。它们之间也是一对傅里叶变换,即

$$\begin{cases} v(\xi, \nu) = \int_{R^1} s(f, \nu) e^{j2\pi f\xi} df \\ s(f, \nu) = \int_{R^1} v(\xi, \nu) e^{-j2\pi f\xi} d\xi \end{cases} \quad (2.3.19)$$

##### (4) 线性时、频双重变化信道

如果同时考虑信道的时变与频变双重特性,这时描述双重变化特性的线性网络应有4个主要参量:网络在频域上的传递函数  $H(f, t)$ 、网络时延脉冲响应  $h(t, \xi)$ 、网络多普勒频谱函

数  $s(f, \nu)$  和网络的二维扩散函数  $v(\xi, \nu)$ 。它们之间满足如图 2.7 所示的傅里叶变换关系。

应该说上述 4 个二维参量均为随机参量。这时变量间的傅里叶变换(F.T)是指随机函数之间的傅里叶变换，在严格意义上是不成立的，它只能在概率统计的意义上成立。为了得到真正统计意义上的傅里叶变换，可以进一步研究上述 4 个随机函数的统计矩函数之间的关系。下面将证明 4 个统计参量之间的傅里叶变换关系成立，如图 2.8 所示。

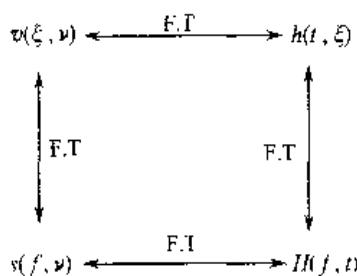


图 2.7 时、频双重变化信道的描述

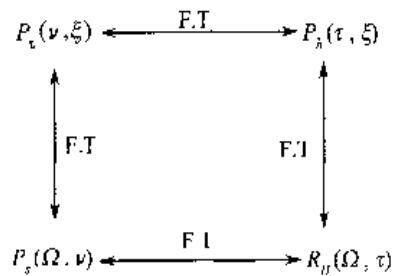


图 2.8 时、频双重变化信道的统计参量关系

图中， $R_H(\Omega, \tau)$  为时、频二维相关函数； $P_h(\tau, \xi)$  为延时互功率谱密度； $P_s(\Omega, \nu)$  为多普勒互功率谱密度； $P_v(\nu, \xi)$  为频、时二维扩散函数。

上述 4 个统计参量物理含义是清晰的，也是可以采用仪器进行实际测量的，后面将进一步分析它们之间的定量关系。

#### (5) 时、频、空三维可变的线性信道

若将上面线性时、频双重变化信道再进一步考虑到空域上的变化，即将二维可变推广至三维可变，并在此基础上引入随机性，就基本上构成了实际的移动通信信道的模型。这时描述三维动态特性的基本参量由二维的 4 个参量推广至 4 对 8 个三维随机变量，即： $h(t, \xi, r)$ ， $h(t, \xi, \varphi)$ ， $H(f, t, r)$ ， $H(f, t, \varphi)$ ， $s(f, \nu, r)$ ， $s(f, \nu, \varphi)$ ， $v(\xi, \nu, r)$ ， $v(\xi, \nu, \varphi)$ 。

为了更全面地描述线性时变动态信道网络，可以将上述 4 对 8 个三维随机函数之间关系更明确地表示为如图 2.9 所示。

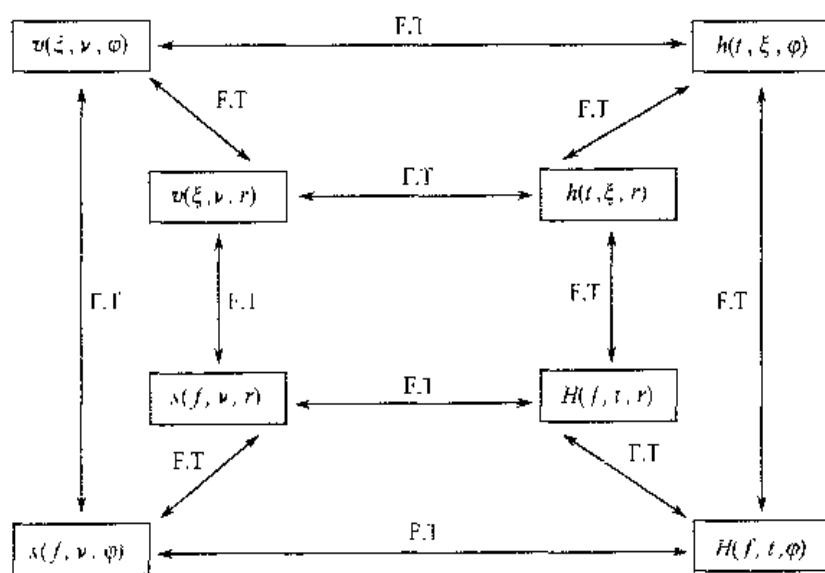


图 2.9 线性时变动态信道的 8 个基本参量间的关系

至此，我们给出了分别是空域、时域、频域描述线性时变信道的全部8个三维随机系统函数及它们之间傅里叶变换的关系。

正由于上述8个系统函数都是三维随机函数，要充分描述它们还必须已知上述随机函数的概率分布。这是一个极其困难的事情。为了进一步简化分析，假设移动信道基本上遵从点散射（扩散）模型。亦即移动信道从物理上可看做在接收端所接收的信号是具有不同时延、不同频移、不同入射角的足够多（无限条）传播路径反射、散射信号的总和，这些路径可能是相关的，也可能是不相关的。通常可认为它们是不相关的，即符合所谓的点散射模型。利用这个典型的点散射模型，下面将证明移动信道是遵从广义平稳特性的，而且还遵从复高斯模型。这就是文献中常引用的高斯广义平稳非相干散射模型（GWSSUS）。

## 2. 线性时变信道的统计模型与统计分析

为了简化分析，假设上述8个随机函数的一阶矩数学期望为0，这样就可以集中精力来分析其二阶矩相关函数。这时上述8个随机函数在时域可以采用相关函数来表述，而在频域则可采用各类功率谱来表征。

下面首先引用点散射模型推导出移动信道应遵从广义平稳特性。先定义上述8个三维随机函数的复相关函数为

$$\begin{cases} R_h^*(t_1 t_2, \xi_1 \xi_2, \varphi_1 \varphi_2) = E[h(t_1, \xi_1, \varphi_1) h^*(t_2, \xi_2, \varphi_2)] \\ R_h^*(t_1 t_2, \xi_1 \xi_2, r_1 r_2) = E[h(t_1, \xi_1, r_1) h^*(t_2, \xi_2, r_2)] \\ R_H^*(f_1 f_2, t_1 t_2, \varphi_1 \varphi_2) = E[H(f_1, t_1, \varphi_1) H^*(f_2, t_2, \varphi_2)] \\ R_H^*(f_1 f_2, t_1 t_2, r_1 r_2) = E[H(f_1, t_1, r_1) H^*(f_2, t_2, r_2)] \\ R_v^*(\xi_1 \xi_2, \nu_1 \nu_2, \varphi_1 \varphi_2) = E[v(\xi_1, \nu_1, \varphi_1) v^*(\xi_2, \nu_2, \varphi_2)] \\ R_v^*(\xi_1 \xi_2, \nu_1 \nu_2, r_1 r_2) = E[v(\xi_1, \nu_1, r_1) v^*(\xi_2, \nu_2, r_2)] \\ R_s^*(f_1 f_2, \nu_1 \nu_2, \varphi_1 \varphi_2) = E[s(f_1, \nu_1, \varphi_1) s^*(f_2, \nu_2, \varphi_2)] \\ R_s^*(f_1 f_2, \nu_1 \nu_2, r_1 r_2) = E[s(f_1, \nu_1, r_1) s^*(f_2, \nu_2, r_2)] \end{cases} \quad (2.3.20)$$

由式(2.3.20)与图2.9可以得出：当系统函数为单重傅里叶变换时，其相应的相关函数为双重傅里叶变换关系；当系统函数为双重傅里叶变换时，其相应的相关函数应为四重傅里叶变换关系；当系统函数为三重傅里叶变换时，其相应的相关函数应为六重傅里叶变换关系。

下面利用点散射模型证明移动信道遵从广义平稳特性，证明时为了简化，仅考虑实相关函数。

由点散射模型可知，在信道的传播过程中，多径时延、多普勒频移和入射角的扩散是不相关的。假设具有时域、频域和角（空）域三维扩散的功率谱函数为  $P(\xi, \nu, \varphi)$ 。这时有下列关系式

$$R_v(\xi_1 \xi_2, \nu_1 \nu_2, \varphi_1 \varphi_2) = P_v(\xi, \nu, \varphi) \delta(\xi_1 - \xi_2) \delta(\nu_1 - \nu_2) \delta(\varphi_1 - \varphi_2) \quad (2.3.21)$$

由图2.9系统参量  $H(f, t, r)$  与  $v(\xi, \nu, \varphi)$  之间是三重傅里叶变换之间的关系可知，代表它们相关函数则是下列六重傅里叶变换关系，即

$$\begin{aligned}
R_H(f_1 f_2, t_1 t_2, r_1 r_2) &= \iiint_{-\infty}^{+\infty} \iiint_{-\infty}^{+\infty} R_v(\xi_1 \xi_2, \nu_1 \nu_2, \varphi_1 \varphi_2) e^{-j2\pi(\nu_1 t_1 - \nu_2 t_2 + \xi_1 f_1 - \xi_2 f_2 + \frac{\tau_1}{\lambda} \varphi_1 - \frac{\tau_2}{\lambda} \varphi_2)} \\
&\quad \times d\xi_1 d\xi_2 d\nu_1 d\nu_2 d\varphi_1 d\varphi_2 \\
&= \iiint_{-\infty}^{+\infty} \iiint_{-\infty}^{+\infty} P_v(\xi, \nu, \varphi) \delta(\xi_1 - \xi_2) \delta(\nu_1 - \nu_2) \delta(\varphi_1 - \varphi_2) e^{-j2\pi(\nu_1 t_1 - \nu_2 t_2 + \xi_1 f_1 - \xi_2 f_2 + \frac{\tau_1}{\lambda} \varphi_1 - \frac{\tau_2}{\lambda} \varphi_2)} \\
&\quad \times d\xi d\xi_2 d\nu_1 d\nu_2 d\varphi_1 d\varphi_2 \\
&= \iiint_{-\infty}^{+\infty} \iiint_{-\infty}^{+\infty} P_v(\xi, \nu, \varphi) \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi(\xi_1 - \xi_2)t_1} df_1 \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi(\nu_1 - \nu_2)t_1} dt_1 \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi(\varphi_1 - \varphi_2)r_1} dr_1 \\
&\quad \times e^{-j2\pi(\nu_1 t_1 - \nu_2 t_2 + \xi_1 f_1 - \xi_2 f_2 + \frac{\tau_1}{\lambda} \varphi_1 - \frac{\tau_2}{\lambda} \varphi_2)} d\xi_1 d\xi_2 d\nu_1 d\nu_2 d\varphi_1 d\varphi_2 \\
&= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} P_v(\xi, \nu, \varphi) e^{-j2\pi(f_1 - f_2)\xi_2} e^{-j2\pi(t_1 - t_2)\nu_2} e^{-j2\pi(r_1 - r_2)\varphi_2} d\xi_2 d\nu_2 d\varphi_2 \\
&= R_H(\Omega, \tau, \frac{\Delta r}{\lambda}) \tag{2.3.22}
\end{aligned}$$

式中,  $\Delta f = \Omega = f_1 - f_2$ ;  $\Delta t = \tau = t_1 - t_2$ ;  $\Delta r = r_1 - r_2$ 。

这一结论说明:对于符合点散射模型的不相关扩散所形成的信道必然满足在频域  $f$ 、时域  $t$  和空域  $r$  是广义平稳的,即信道的不相关扩散的点散射性质与信道的广义平稳是等效的。

根据信道的点散射不相关和广义平稳性,可以进一步求得上述 8 个三维随机参量的相应相关函数为

$$\begin{aligned}
R_v(\xi_1 \xi_2, \nu_1 \nu_2, \varphi_1 \varphi_2) &= P_v(\xi, \nu, \varphi) \delta(\xi_1 - \xi_2) \delta(\nu_1 - \nu_2) \delta(\varphi_1 - \varphi_2) \\
R_h(t_1 t_2, \xi_1 \xi_2, r_1 r_2) &= P_h(\tau, \xi, \frac{\Delta r}{\lambda}) \delta(\xi_1 - \xi_2) \\
R_H(f_1 f_2, t_1 t_2, r_1 r_2) &= R_H(\Omega, \tau, \frac{\Delta r}{\lambda}) \\
R_v(\xi_1 \xi_2, \nu_1 \nu_2, r_1 r_2) &= P_v(\xi, \nu, \frac{\Delta r}{\lambda}) \delta(\xi_1 - \xi_2) \delta(\nu_1 - \nu_2) \\
R_s(f_1 f_2, \nu_1 \nu_2, r_1 r_2) &= P_s(\Omega, \nu, \frac{\Delta r}{\lambda}) \delta(\nu_1 - \nu_2) \\
R_h(t_1 t_2, \xi_1 \xi_2, \varphi_1 \varphi_2) &= P_h(\tau, \xi, \varphi) \delta(\xi_1 - \xi_2) \delta(\varphi_1 - \varphi_2) \\
R_H(f_1 f_2, t_1 t_2, \varphi_1 \varphi_2) &= P_v(\Omega, \tau, \varphi) \delta(\varphi_1 - \varphi_2) \\
R_s(f_1 f_2, \nu_1 \nu_2, \varphi_1 \varphi_2) &= P_s(\Omega, \nu, \varphi) \delta(\nu_1 - \nu_2) \delta(\varphi_1 - \varphi_2)
\end{aligned} \tag{2.3.23}$$

这时,可以类似于图 2.9,将这 8 个三维随机参数的相关函数之间也建立如图 2.10 所示的关系。

在这一统计参变量图中,我们最感兴趣、也是对时变信道分析最有用的是下列一对傅里叶变换对

$$R_H(\Omega, \tau, \frac{\Delta r}{\lambda}) = \iint_{-\infty}^{+\infty} P_v(\xi, \nu, \varphi) e^{j2\pi(\xi\tau - \nu\tau - \Omega\xi - \frac{\Delta r}{\lambda}\varphi)} d\xi d\nu d\varphi \tag{2.3.24}$$

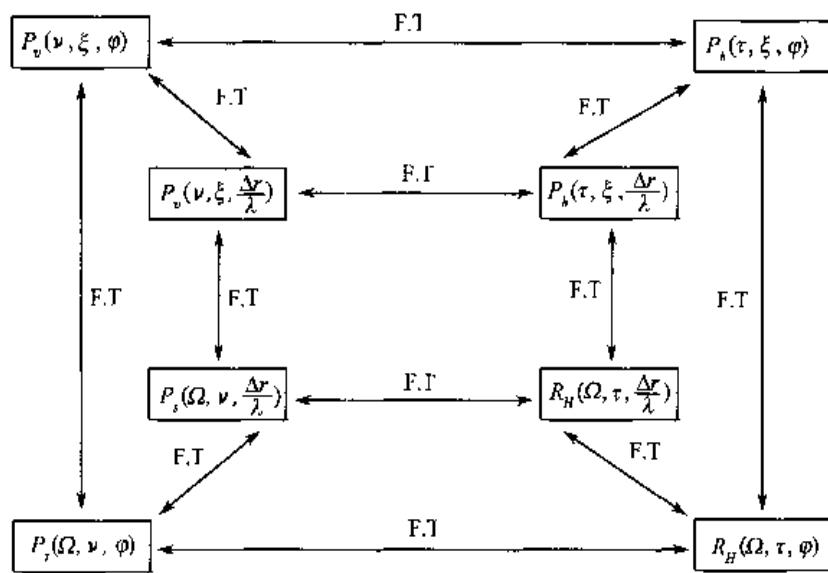


图 2.10 线性时变信道 8 个统计参变量

这一表达式与式(2.3.22)是一样的。表达式中,  $P_v(\xi, \nu, \varphi)$  称为信道在时域( $\xi$ )、频域( $\nu$ )和空间角度( $\varphi$ )上的联合三维扩散函数。它表示在点散射模型下, 通过移动的时变色散信道后分别在时域、频域和空间角度的扩散(色散)程度。这个三维扩散函数在实际情况下是一个三维不规则体。为了进一步定量分析它们对各类选择性衰落的影响程度, 我们不妨先做一个粗略的定量分析, 并称它为一阶近似。它是采用将三维功率扩散函数在不同参数剖面上的强度下降 3dB 点定义为等效扩散空间。按照这一假设, 在时域  $\xi$  上扩散功率谱下降 3dB 点定义为时域等效扩散区间  $L$ , 同理可定义在频域  $\nu$  上扩散功率谱下降 3dB 点为频域等效扩散区间  $B$ , 在空间入射角上扩散功率谱下降 3dB 点定义为空域等效扩散区间  $\Psi$ 。这时我们可定义一个三维等效扩散体积为

$$P_v(\xi, \nu, \varphi) \approx L \cdot B \cdot \Psi \quad (2.3.25)$$

同理, 对于三维广义相关函数  $R(\Omega, \tau, \frac{\Delta r}{\lambda})$ , 也可以类似于上述三维扩散函数  $P_v(\xi, \nu, \varphi)$ , 分别定义相应的等效相关区间。即分别取三维相关函数在频域、时域、空域 3 个剖面下强度下降 3dB 点分别定义为频域相关区间  $\Delta F$ 、时域相关区间  $\Delta T$  和空域相关区间  $\Delta R$ 。这时我们可以定义一个等效的三维相关体积为

$$R(\Omega, \tau, \frac{\Delta r}{\lambda}) = \Delta F \cdot \Delta T \cdot \Delta R \quad (2.3.26)$$

至此, 我们对最一般化的移动信道, 即时变扩(色)散信道做了简单的定量分析。这里的简化是指遵从点散射的不相关扩散模型, 而最一般化则是指在频率、时间、空间三维都产生扩散。前面已指出描述这类三维扩散线性时变信道需要 8 个随机系统函数和相应的 8 个统计平均函数。

这里, 我们不想进一步对这两对 8 个参量一一进行物理意义上的解释, 而仅对其中最有

实际意义的一对统计平均参量:三维扩(色)散函数  $P_v(\xi, \nu, \varphi)$  和三维广义平稳的相关函数  $R(\Omega, \tau, \frac{\Delta r}{\lambda})$  进行较深入的探讨。至于其他的统计物理参量,在进一步讨论信道的简化情况时对其物理意义和概念将逐步做出解释。

下面将两对 8 个参量在不同实际环境下进行进一步简化,如图 2.11 所示。

根据上述理论分析结果,结合第二代(2G)、第三代(3G)实际环境条件,分别给出下述不同的信道模型。

(1) 宽带、高速车载移动信道:它就是上面分析的最一般的空间-频率-时间选择性衰落信道,亦即角度-时间-频率扩散信道。它适合于第三代及未来的宽带、高速移动(车载)用户业务。

(2) 宽带、慢速(步行)移动信道:它就是图 2.11 中简化的第① 种情况下的具有空间-频率选择性衰落信道,亦即具有角度-时间扩(色)散信道。它适合于第三代(3G)及未来宽带多媒体在慢速步行或室内用户的业务。

(3) 宽带、高速移动(车载)且具有智能天线的信道:它就是图 2.11 中简化的第② 种情况下的具有时间-频率选择性衰落信道,亦即具有频率-时间扩(色)散信道。它适合于具有智能天线的高速移动(车载)的宽带多媒体业务的用户。

(4) 窄带、高速移动(车载)信道:它就是图 2.11 中简化的第③ 种情况下的具有空间-时间选择性衰落的信道,亦即具有角度-频率扩(色)散信道。它适合于高速移动车载的窄带业务用户。比如第二代(2G)、第三代(3G)车载语音与低速数据业务。

(5) 窄带、低速移动(步行)信道:它就是上面分析的信道中最简化的空间选择性衰落信道,亦即具有角度-扩(色)散信道。它适合于步行的窄带业务用户,比如第二代(2G)、第三代(3G)中步行的语音与低速数据业务用户。

为了进一步分析信道扩(色)散与各类选择性衰落的定量关系,我们分析式(2.3.24)的一些特例,即分析三维(时-频-角)扩散函数在单维剖面上扩散区间与相应三维(频-时-空)相关函数在单位剖面上的相关区间之间的定量关系。

首先求三维扩(色)散函数  $P_v(\xi, \nu, \varphi)$  的 3 个单维剖面为

$$\left. \begin{aligned} P_v(\xi) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} P_v(\xi, \nu, \varphi) d\nu d\varphi \\ P_v(\nu) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} P_v(\xi, \nu, \varphi) d\xi d\varphi \\ P_v(\varphi) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} P_v(\xi, \nu, \varphi) d\xi d\nu \end{aligned} \right\} \quad (2.3.27)$$

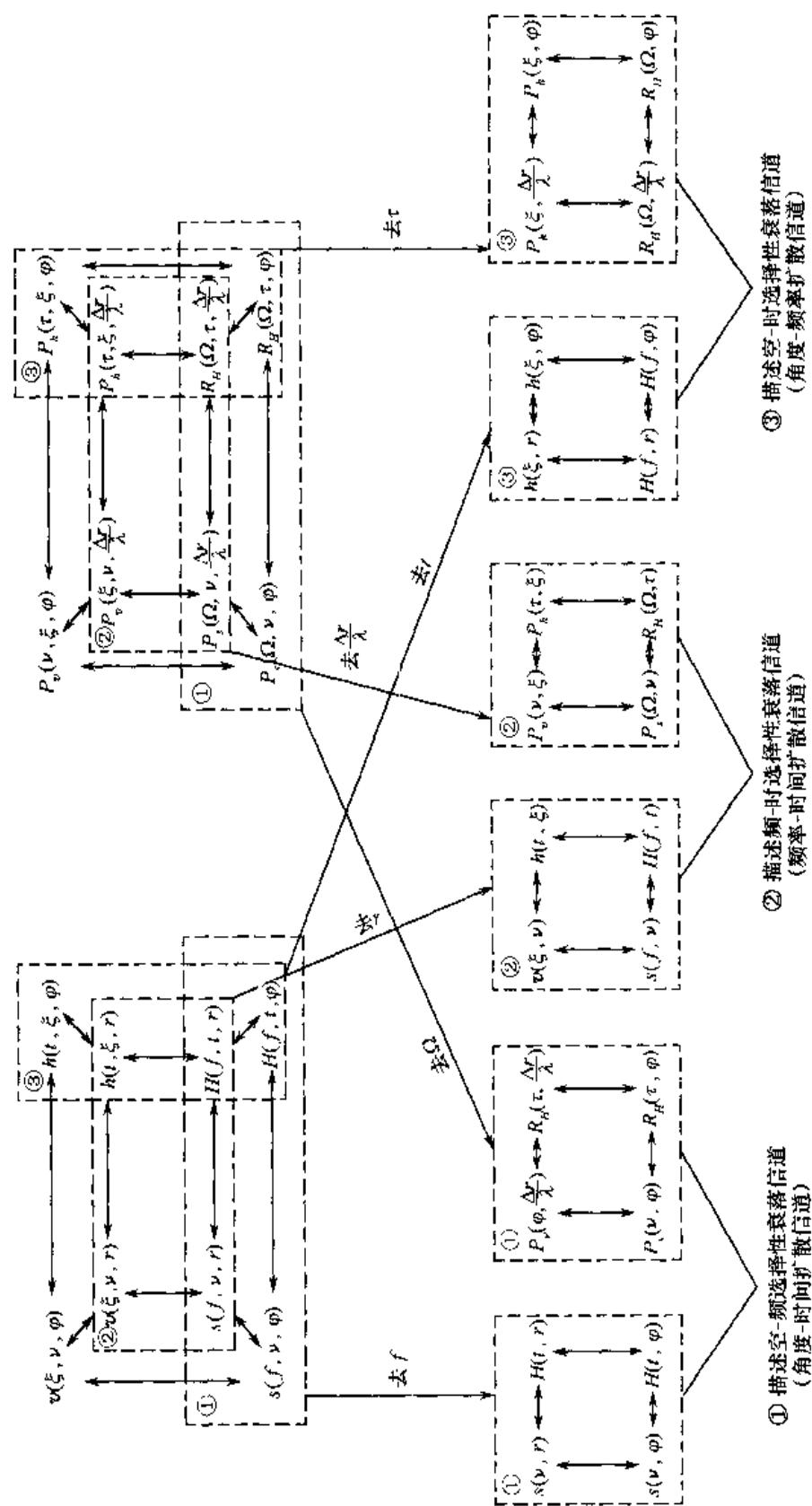


图2.11 各类选择性衰落的信道模型

并分别定义上述三剖面强度值下降3dB点为等效扩(色)散区间，即

$$\left. \begin{array}{l} P_v(\xi) \approx L \\ P_v(\nu) \approx B \\ P_v(\varphi) \approx \Psi \end{array} \right\} \quad (2.3.28)$$

其次，再求三维相关函数  $R_H(\Omega, \tau, \frac{\Delta r}{\lambda})$  的3个单剖面为

$$\left. \begin{array}{l} R_H(\Omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_H(\Omega, \tau, \frac{\Delta r}{\lambda}) d\tau d\Delta r \\ R_H(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_H(\Omega, \tau, \frac{\Delta r}{\lambda}) d\Omega d\Delta r \\ R_H(\varphi) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_H(\Omega, \tau, \frac{\Delta r}{\lambda}) d\tau d\Omega \end{array} \right\} \quad (2.3.29)$$

并分别定义上述三剖面强度值下降3dB点为等效相关区间，即

$$\left. \begin{array}{l} R_H(\Omega) = \Delta F \\ R_H(\tau) = \Delta T \\ R_H\left(\frac{\Delta r}{\lambda}\right) = \Delta R \end{array} \right\} \quad (2.3.30)$$

由式(2.3.24)、式(2.3.27)和式(2.3.29)可求得

$$\left. \begin{array}{l} R_H(\Omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_v(\xi) e^{j2\pi\Omega t} dt \\ R_H(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_v(\nu) e^{j2\pi\nu t} dt \\ R_H\left(\frac{\Delta r}{\lambda}\right) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_v(\varphi) e^{j2\pi\frac{\Delta r}{\lambda}t} dt \end{array} \right\} \quad (2.3.31)$$

因此，作为一阶近似有

$$\left. \begin{array}{l} \Delta T \approx \frac{1}{B} \\ \Delta F \approx \frac{1}{L} \\ \Delta R \approx \frac{\lambda}{\Psi} \end{array} \right\} \quad (2.3.32)$$

当然, 式(2.3.32)给出一阶近似结果仅是非常粗略的估计值。而在实际中, 常常采用比它更为精确的近似表达式。

下面利用式(2.3.32)和表2.1就可以大致计算和估计某一类小区的3类等效相关区间。

**【例2-1】** 在某一市区, 由表2.1查得3类扩散函数区间分别为: 频率扩散区间  $B = 120\text{Hz}$ , 时间扩散区间  $L = 5\mu\text{s}$ , 角度扩散区间  $\Psi = 20^\circ$ 。

由式(2.3.32)可分别求得

$$\text{时间相关区间: } \Delta T = \frac{1}{B} = \frac{1}{120\text{Hz}} \approx 8.3\text{ms}$$

$$\text{频率相关区间: } \Delta F = \frac{1}{L} = \frac{1}{5\mu\text{s}} = 200\text{kHz}$$

$$\text{空间相关区间: } \Delta R = \frac{\lambda}{\Psi} = \lambda \times \frac{360^\circ}{20^\circ} \times \frac{1}{2\pi} \approx 3\lambda$$

可见, 为了基本上克服3类选择性衰落, 可以分别采用不同的手段。为了克服空间选择性衰落, 可采用空间分集, 但是分集接收机的天线间的间距要远大于3倍波长的基本条件。为了克服频率选择性衰落, 可采用自适应均衡和Rake接收, 但是在对自适应均衡和Rake接收设计时, 必须要满足其频率相关区间一定要大于200kHz(对于900MHz载波), 才有频率分集效果。为了克服时间选择性衰落, 通常采用信道交织技术, 但是在设计交织器时, 其交织区间一定要大于8.3ms, 才有时间分集的效果。

下面将进一步证明, 遵从点散射模型的信道是服从复高斯分布的。由复扩散的信号表达式

$$\begin{aligned} \tilde{v}(\xi, \nu, \varphi) &= v(\xi, \nu, \varphi) + j\hat{v}(\xi, \nu, \varphi) \\ &= \sqrt{v^2(\xi, \nu, \varphi) + \hat{v}^2(\xi, \nu, \varphi)} e^{j\arctan \frac{\hat{v}(\xi, \nu, \varphi)}{v(\xi, \nu, \varphi)}} \\ &= |\tilde{v}(\xi, \nu, \varphi)| e^{j\theta(\xi, \nu, \varphi)} \end{aligned} \quad (2.3.33)$$

现令

$$\tilde{v}_0(\xi, \nu, \varphi) = E[\tilde{v}(\xi, \nu, \varphi)] = K e^{j\alpha} \quad (2.3.34)$$

代表衰落的规则分量, 显然  $K$  与  $\alpha$  为近似常量。

再令

$$\tilde{v}(\xi, \nu, \varphi) - \tilde{v}_0(\xi, \nu, \varphi) = \mu e^{j\epsilon} \quad (2.3.35)$$

代表衰落的随机分量。

这时

$$\tilde{v}(\xi, \nu, \varphi) = K e^{j\alpha} + \mu e^{j\epsilon} = |\tilde{v}(\xi, \nu, \varphi)| e^{j\theta(\xi, \nu, \varphi)} \quad (2.3.36)$$

在实际信道中, 由于对于大致相同的  $\xi$ 、 $\nu$  和  $\varphi$  值, 射线是足够多的, 因此可将复随机函数  $\tilde{v}(\xi, \nu, \varphi)$  表示成下列级数的形式, 即

$$\begin{aligned} \tilde{v}(\xi, \nu, \varphi) &= \sum_i \tilde{v}_i(\xi, \nu, \varphi) e^{j\theta_i(\xi, \nu, \varphi)} = K e^{j\alpha} + \sum_i \mu_i e^{j\epsilon_i} \\ &= (K \cos \alpha + \sum_i \mu_i \cos i\omega t) + j(K \sin \alpha + \sum_i \mu_i \sin i\omega t) \end{aligned} \quad (2.3.37)$$

当  $\tilde{v}_0(\xi, \nu, \varphi) = 0$  时,  $K = 0$ , 则有

$$\tilde{v}(\xi, \nu, \varphi) = \sum_i \mu_i \cos i\omega t + j \sum_i \mu_i \sin i\omega t \quad (2.3.38)$$

由于  $\mu_i$  是纯随机变量,  $\mu_{ii}$  与  $\mu_{is}$  是互相独立的正交分量, 当  $i$  足够大时, 由中心极限定理可求得,  $\sum_i \mu_{ii}$  与  $\sum_i \mu_{is}$  漸近于高斯分布, 所以  $\tilde{v}(\xi, \nu, \varphi)$  遵从复高斯分布。

下面将进一步研究  $\tilde{v}(\xi, \nu, \varphi)$  的复振幅  $|\tilde{v}(\xi, \nu, \varphi)|$  的分布。因为

$$\begin{aligned} p[v(\xi, \nu, \varphi), \hat{v}(\xi, \nu, \varphi)] &= p[v(\xi, \nu, \varphi) \cdot \hat{v}(\xi, \nu, \varphi)] = p[v(\xi, \nu, \varphi)] \cdot p[\hat{v}(\xi, \nu, \varphi)] \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{|v(\xi, \nu, \varphi) - K\cos\alpha|^2}{2\sigma^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{|\hat{v}(\xi, \nu, \varphi) - K\sin\alpha|^2}{2\sigma^2}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\left[ \frac{|v(\xi, \nu, \varphi) - K\cos\alpha|^2 + |\hat{v}(\xi, \nu, \varphi) - K\sin\alpha|^2}{2\sigma^2} \right]} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\left[ \frac{|\tilde{v}(\xi, \nu, \varphi)|^2 + K^2 - 2\tilde{v}(\xi, \nu, \varphi) \cos(\theta-\alpha)}{2\sigma^2} \right]} \end{aligned} \quad (2.3.39)$$

再由式(2.3.33) 即将复变量的实部与虚部坐标系转换成幅度与相位坐标系, 有

$$\begin{aligned} p[\tilde{v}(\xi, \nu, \varphi)] &= p[|\tilde{v}(\xi, \nu, \varphi)|, \theta(\xi, \nu, \varphi)] \\ &= |J| \cdot p[v(\xi, \nu, \varphi), \hat{v}(\xi, \nu, \varphi)] \\ &= \frac{|\tilde{v}(\xi, \nu, \varphi)|}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{|\tilde{v}(\xi, \nu, \varphi)|^2 + K^2 - 2\tilde{v}(\xi, \nu, \varphi) \cos(\theta-\alpha)}{2\sigma^2}} \end{aligned} \quad (2.3.40)$$

再对  $\theta$  在  $0 \sim 2\pi$  区间积分后, 得

$$p[|\tilde{v}(\xi, \nu, \varphi)|] = \frac{|\tilde{v}(\xi, \nu, \varphi)|}{\sigma^2} e^{-\frac{|\tilde{v}(\xi, \nu, \varphi)|^2 - K^2}{2\sigma^2}} I_0\left[\frac{|\tilde{v}(\xi, \nu, \varphi)| \cdot K}{\sigma^2}\right] \quad (2.3.41)$$

式中,  $I_0(\cdot)$  表示第一类零阶修正贝塞尔函数; 参数  $K$  表示占主导地位分量的信号幅度(视距 LOS 分量)。

在式(2.3.41) 中, 令  $\tilde{v}(\xi, \nu, \varphi) = \alpha$ , 它是三维随机函数。这时其分布(含相位)与幅度分布由式(2.3.40)、式(2.3.41) 分布为

$$p(\alpha, \psi) = \frac{\alpha}{2\pi\sigma^2} \exp\left[\frac{\alpha^2 + K^2 - 2\alpha K \cos\psi}{2\sigma^2}\right] \quad (2.3.42)$$

式中,  $\theta - \alpha = \psi$ ,  $0 \leq \alpha \leq \infty$ 。

$$p(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp\left[\frac{\alpha^2 + K^2}{2\sigma^2}\right] \cdot I_0\left(\frac{\alpha K}{\sigma^2}\right), \alpha \geq 0 \quad (2.3.43)$$

称  $p(\alpha)$  分布遵从 Rice 分布。

当  $K = 0$ , 即  $\tilde{v}_0(\xi, \nu, \varphi) = 0$  时, 代入式(2.3.43) 有

$$p(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}\right], \alpha \geq 0 \quad (2.3.44)$$

称它为 Rayleigh 分布。

可见, Rice 分布与 Rayleigh 分布主要差别在于传播中是否存在视距 LOS 主导分量, 即  $K$  分量是否存在。当  $K \neq 0$  时, 有 LOS 主导分量, 则随机幅度  $\alpha$  遵从 Rice 分布; 而当  $K = 0$  时, 不存在 LOS 主导分量, 随机幅度  $\alpha$  则遵从 Rayleigh 分布。

另一种在实际与理论分析中引用比较多的分布是 Nakagami- $m$  分布, 它是从实际测量中总结出来的, 其分布形式为

$$p(\alpha) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m \alpha^{2m-1} \exp\left[-\frac{m}{\Omega}\alpha^2\right] \quad (2.3.45)$$

式中,  $\alpha \geq 0, m \geq 1$ 。

可见 Nakagami- $m$  分布与 Rice 分布非常相似, 当  $m \geq 1$  时, 它们之间可以近似地互相转换, 这时

$$m = \frac{(K_r + 1)^2}{(2K_r + 1)} = \frac{\left[\left(\frac{K}{\sqrt{2}\sigma}\right)^2 + 1\right]^2}{\left[2\left(\frac{K}{\sqrt{2}\sigma}\right)^2 + 1\right]} \quad (2.3.46)$$

或

$$K_r = \frac{\sqrt{m^2 - m}}{m - \sqrt{m^2 - m}} \quad (2.3.47)$$

当  $m = 1$  时,  $K_r = 0, K = 0$ 。这时 Nakagami- $m$  分布和 Rice 分布均退化成 Rayleigh 分布。

在实际通信中, 移动台的快速运动会导致接收信号产生多普勒频移扩散。Gans 提出了一种 Clarke 模型的谱分析方法, 即若设  $S(f)$  代表接收信号的功率谱, 则当产生多普勒频移时, 接收功率随概率的微分变化应为

$$S(f) df \quad (2.3.48)$$

令接收功率随概率的微分变化与接收功率的微分变化相等, 即如果入射波都是水平入射的, 方位角是均匀分布的, 且天线的方位角也是均匀分布的, 则可求出

$$S(f) = \frac{A[p(\alpha)G(\alpha) + p(-\alpha)G(-\alpha)]}{f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m}\right)^2}} \quad (2.3.49)$$

且当  $(f - f_c) > f_m$  时,  $S(f) = 0$ 。式中,  $\alpha$  为入射波与运动方向的夹角;  $p(\alpha)$  为  $\alpha$  分布;  $G(\alpha)$  为天线增益;  $f_c$  为载频;  $f_m$  为最大多普勒频移。

上面分析了小范围(小尺度)的快衰落特性, 它大致描述 10 个波长范围内幅度的变化。对于大中范围(中尺度)几十至几百个波长, 即中尺度平均幅度  $F$ , 经验证明它遵从下列对数正

态分布

$$p(F) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_F} \exp\left[-\frac{(\ln F - \mu_F)^2}{2\sigma_F^2}\right] \quad (2.3.50)$$

式中,  $\mu_F$  为  $\ln F$  的均值;  $\sigma_F$  为  $\ln F$  的方差。均值主要由基站和移动台之间的路径损耗决定, 而方差通常则在  $4 \sim 8$  dB 之间。

### 3. 几点结论

移动信道可以看做一个时、频、空三维动态信道, 其终端所接收的信号在物理上可以看做具有不同时延、不同频移和不同入射角的无限条传播路径的总和。这些路径可能是相关的也可能是不相关的, 但是通常最简单、也最符合多数实际情况的类型是不相关的, 即传播过程中多径时延、多普勒频移扩散与不同入射角的扩散可以看做是不相关的, 这就是符合所谓的点散射模型。一般在建筑物密集的繁华市区无直射波时, 基本上符合这一模型。

本节证明如果传播路径是不相关的, 且符合点散射模型, 则相对应的频域、时域和空域上所产生的衰落都遵从广义平稳性能。因此, 移动信道的不相关扩(色)散特性与信道的广义平稳特性是完全等效的, 而且在物理上可以认为, 正是信道的时域、频域与角度域所产生的扩(色)散是产生相应的频率、时间和空间的选择性衰落的原因。

本节证明在物理上遵从不相关传播的线性时变信道, 在数学上遵从复高斯分布, 其包络则遵从广义瑞利分布。大量的实验证明这一结论是正确的。

采用扩(色)散函数来表示信号通过时变信道后的能量扩(色)散程度, 而用广义相关函数来表示信道的各类选择性衰落特性, 这时扩(色)散函数和广义相关函数都可具有一个三维不规则的体积。假若在三维扩(色)散体积中定义各单维剖面下降  $3$  dB 点所构成的区域为相应的扩散区间, 并将它定义为一阶近似扩(色)散值, 则可求得相应时域扩散区间  $L$ 、频域扩散区间  $B$  和角度扩散区间  $\Psi$ 。相应地, 信道选择性衰落特性也可以等效地采用类似方法求得频率相关区间  $\Delta F$ 、时间相关区间  $\Delta T$  和空间相关区间  $\Delta R$ 。作为一个近似, 我们发现扩(色)散量与相关量之间存在着互为对应的倒数关系, 即  $\Delta F \approx \frac{1}{L}$ ,  $\Delta T \approx \frac{1}{B}$ ,  $\Delta R \approx \frac{1}{\Psi}$ 。

若无空间分集和分集天线间距远小于相关距离  $\Delta R$  时, 这时信道可以近似看做空间慢变化信道, 三维衰落扩(色)散信道可简化为二维的频率 - 时间选择性衰落信道。

如果在移动通信中, 送入信道的信号频带远小于信号的相关带宽, 同时信号的持续时间又远小于信号的相关时间。这时可以将三维的衰落扩(色)散信道简化为一维的空间选择性衰落信道。可见, 空间选择性衰落信道在时、频域上是慢变化的, 故称为平坦瑞利衰落信道。

在不同的实际信道中, 还可以做不同类型的简化, 从而可构成空间 - 频率选择性衰落信道、空间 - 时间选择性衰落信道等。不过它们都可以看做一般三维动态信道的一个特例, 其性能分析可以直接从三维在不同二维和一维的剖面上加以讨论。

应值得注意的是, 在三维动态特性中, 空域特性与接收点位置、载波频率(波长)性质有关, 而与信号性质无直接关系, 而频率与时间选择性衰落则直接决定于信号性质。

### 2.3.4 移动通信中的几种主要噪声与干扰

前面分析了在移动通信的电波传播中的慢衰落和3类快衰落的影响。下面从另一角度分析影响移动通信性能的噪声与干扰。

在移动通信中，严重影响移动通信性能的主要噪声与干扰大致可分为3类：加性正态白噪声、多径干扰与多址干扰。下面分别予以简要分析。

#### 1. 加性正态白噪声

这里的加性是指噪声与信号之间的关系遵从叠加原理的线性关系，正态则是指噪声分布遵从正态(高斯)分布，面白则是指其频谱是平坦的。仅含有这类噪声的信道一般文献上称为AWGN信道。这类噪声是最基本的噪声，并非移动信道所特有，一般简称这类噪声为白噪声。产生这类噪声的来源主要有两个。

(1) 无源约翰逊噪声。它主要来自一切无源器件，如电阻、电容、电路板的分子布朗运动所引起的噪声。其特点之一是任何环境当温度超过热力学温度零度(0K，即 $-273.16^{\circ}\text{C}$ )就存在分子的布朗运动；其特点之二是这类布朗运动是大量的，统计上遵从中心极限定理的规律，因此其统计分布是正态的；其特点之三是这类布朗运动在频域范围足够宽时，其谱特性是平坦的。

(2) 有源霰弹噪声。它主要来自通信设备中的有源器件，如电子管、晶体管及各类大规模集成电路中的电子发射所形成的。其特点与无源噪声的3个特点完全类似，所以也可看成典型的白噪声。它与无源白噪声的惟一差异是有源白噪声是在一定激发条件下才产生大量电子发射而形成的。

#### 2. 多径干扰

它是由于电波传播的开放性与地理环境的复杂性而引起的多条传播路径之间相互自干扰而引起的噪声干扰。它实质上是一类自干扰。在数字与数据通信情况下，主要表现为码间干扰及高速数据的符号间干扰。关于这类干扰需要进一步说明的有两点。

(1) 多径干扰的强度取决于多径时延宽度与码元宽度的比值，即取决于受干扰的相对值，而不是受干扰的绝对值。这一结论对符号干扰也是一样。

(2) 多径干扰对于CDMA尤为严重。这是由于CDMA采用了直接扩频技术，大大提高了待传送的码元速率，降低了码元周期长度，却增大了多径时延引起的相对比例。

#### 3. 多址干扰

由于在移动通信网中同时进行通信的是多个用户，这多个用户的信号之间一定要采用一类正交隔离手段，否则就会互相干扰，在通话时串话。在移动通信中，第一代采用频段隔离，一个用户使用一个频段。只要滤波器隔离度做得好，基本上能防止串话之类的多用户干扰。在第二代GSM中，采用时隙隔离，即每一个用户分配一个正交的时隙，只要时间选通隔离度做得好，也基本上能防止串话之类的多用户干扰。然而在第二代IS-95及第三代的WCDMA和CDMA2000中，采用的是码分体制，其用户之间采用的是同一时隙、同一频段，而相互之间的隔离是利用码的自、互相关特性。假若能采用理想归一化自、互相关函数特性，也能完全防

止串话之类的多用户干扰，可惜的是实际工程中找不到比较理想的码，因此在码分多址体制中，多址干扰就成了一块心头之病。甚至这类多址干扰在码分多址体制中要比多径干扰、白噪声干扰更为严重，当用户数目增多时，它上升为第一重要干扰。

整个移动蜂窝网中，小区内和小区间干扰强度是随距离的 $2 \sim 5.5$ 次幂迅速下降的，其分配大致如下：本小区的多用户干扰占总多用户干扰的60%，本小区第一相邻层的6个蜂窝，每个约占6%，6个蜂窝共占 $6 \times 6\% = 36\%$ ，本小区相邻第二层以外，由于距离较远，影响力较弱，只占总多用户干扰余下的4%。

## 2.4 多径信道的其他数学模型

在移动通信中，除了上面仔细分析的高斯广义平稳非相干散射(GWSSUS)模型以外，多径信道一般还可以表达成具有矢量信道的空时多径信道模型，即

$$\begin{array}{ccc} \text{输入} & \xrightarrow{\quad \text{空时线性时变信道} \quad} & \text{输出} \\ \delta(t) & & h(t, \tau, \theta) \\ h(t, \tau, \theta) = \sum_{l=0}^{L(t)-1} a[\theta_l(t)] A_l(t) \delta[t - \tau_l(t)] e^{j\varphi_l(t)} & & (2.4.1) \end{array}$$

式中， $h(t, \tau, \theta)$  为信道网络的矢量冲激响应； $a[\theta_l(t)]$  为角度  $\theta_l(t)$  的方向矢量； $A_l(t)$  为第  $l$  条路径信号幅度； $\tau_l(t)$  为第  $l$  条路径相对于第一条( $\tau = 0$ )的相对时延； $\varphi_l(t)$  为第  $l$  条路径的信号载波相位； $L(t)$  为到达接收点的路径数。

在对实际信道的分析中，上述模型太复杂，应用比较困难，往往需要在不同环境和条件下进行进一步的简化。这类简化大致可以分为两类：一类是在不考虑空域即矢量特性情况下的简化，另一类则是考虑空域和矢量特性情况下的进一步简化。下面分别予以介绍。

### 1. 不考虑空域时的模型的简化

此时，信道可以表示为

$$\begin{array}{ccc} \text{输入} & \xrightarrow{\quad \text{线性时变信道} \quad} & \text{输出} \\ \delta(t) & & h(t, \tau) \\ h(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L(t)-1} A_l(t) \delta[\tau - \tau_l(t)] e^{j\varphi_l(t)} & & (2.4.2) \end{array}$$

式中，各参量的表达与含义与简化前完全相同。但是在实际分析中，各参量的时变特性仍然是一个很难掌握、很难分析的量，为了进一步简化，可以将信道看成慢时变信道，即信道时变特性相对于所传送的码元而言变化并不明显。这时可认为信道基本上是一个非时变系统，其分析将可简化为

$$h(\tau) = \sum_{l=0}^{L(t)-1} A_l \delta[\tau - \tau_l] e^{j\varphi_l} \quad (2.4.3)$$

### 2. 考虑空域时的矢量模型的简化

根据一般的空域矢量模型的一般表达式(见式(2.4.1))及其中的各个参量，可以根据其

分布函数和取值范围的不同，将上述空时矢量模型划分为3类。

### (1) 李(Lee)模型

李模型是最早的空时信道模型之一，它以简单的两根天线之间的距离作为参量，用来考虑两根天线接收信号之间的相干性，从而评价分集增益的性能。其模型示意图如图2.12所示。

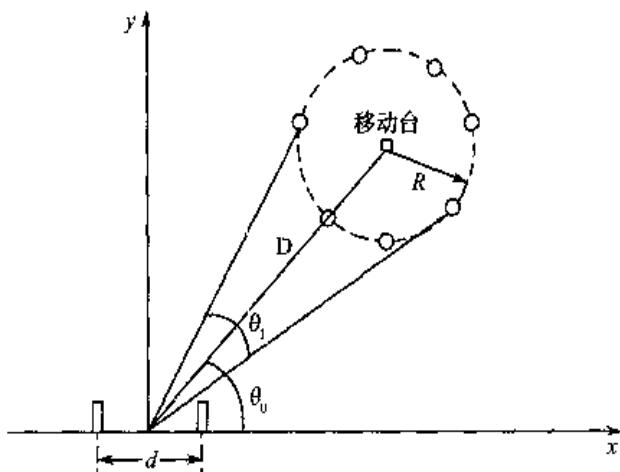


图2.12 李模型示意图

在该模型中，散射体均匀分布在移动台周围的圆周上。实际上这一假设太理想化。

### (2) 基于几何结构的单次散射统计信道模型

它是利用空间散射体的密度函数，推导出接收信号的时延和角度的联合密度函数的统计信道模型。它比较适合于智能天线的分析和仿真。

### (3) 矢量信道的Rayleigh模型

它是针对传播中小范围(小尺度)3类快衰落提出的，其信号的复振幅可表示为

$$a_l(t) = \beta_l(t) \sqrt{\Gamma_l \psi(\tau_l)} \quad (2.4.4)$$

式中， $\Gamma_l$  表示第  $l$  条路径的慢衰落特性(对数正态分布)； $\psi(\tau_l)$  表示第  $l$  条路径功率时延谱； $\beta_l$  表示第  $l$  条路径接收信号的复振幅。实际在上一节中，我们已证明它与点散射模型是等效的。

另外还有人提出椭圆子区间模型，以及我们最近在综合单次散射信道模型、高斯广义平稳非相干散射模型和时变矢量信道的Rayleigh 3个模型的基础上提出的分层集合假设模型(见图2.13)。通过选取和应用不同的几何假设，这一模型可以分别退化到上述的3个模型。

## 3. 3GPP-3GPP2空间信道模型

3GPP-3GPP2空间信道Ad-hoc组推荐采用基于子径的空间信道模型(见图2.14)，根据仿真的具体环境不同，分为市区宏小区、市区微小区和郊区宏小区模型等，然后根据不同的小区环境来设置不同的信道模型参数。一般而言，到达接收端天线阵列包括  $N$  个时延可分辨的多径，每径有各自的时延和功率；同时每径由  $M$  个子径(Subpath)组成。在3GPP-3GPP2空间信道中，一般认为上下行链路的AoD/AoA是一致的，而在FDD系统中，上下行链路的随机子径的相位不同。不同移动台之间的距离如果足够大，则认为其阴影衰落是不相关的。

图2.14中所示符号的含义如下： $\Omega_{BS}$  和  $\Omega_{MS}$  分别指基站和移动台天线阵列的方位，定义为

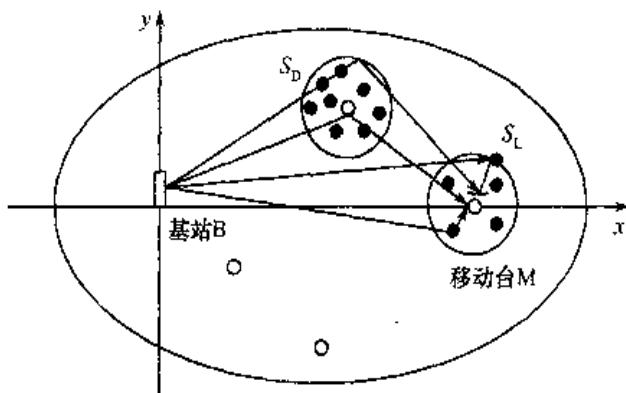
B 为基站; M 为移动台;  $S_D$  为区域散射体;  $S_L$  为本地散射体

图 2.13 分层集合假设示意图

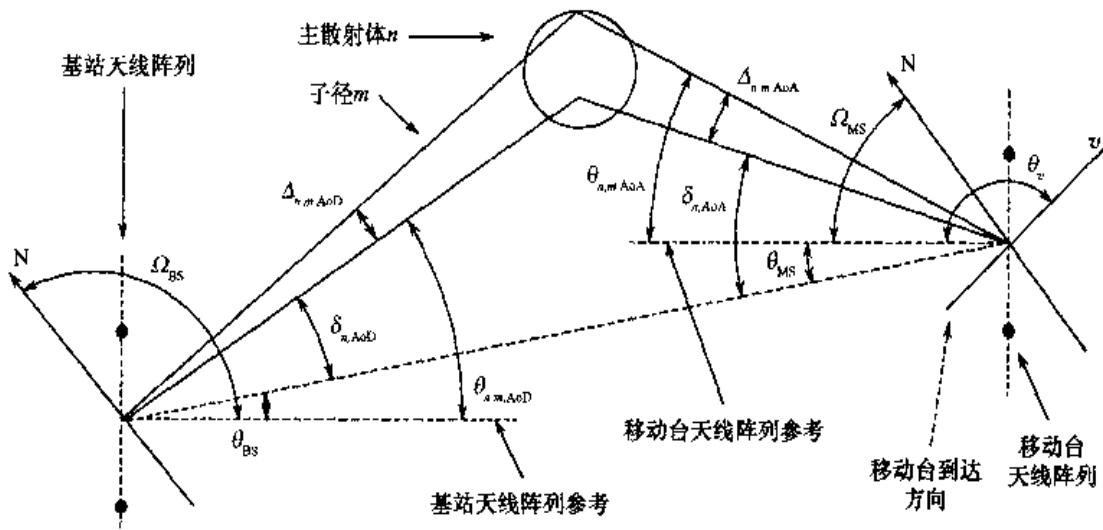


图 2.14 3GPP-3GPP2 空间信道模型示意图

天线阵列法线(Broadside)与方位北(North)之间的夹角;  $\theta_{BS}$  和  $\theta_{MS}$  分别为基站和移动台 LOS 路径与天线阵列法线的夹角;  $\delta_{n,AoD}$  和  $\delta_{n,AoA}$  分别指第  $n$  条多径与 LOS 路径所成的离开角(AoD)或者到达角(AoA);  $\Delta_{n,m,AoD}$  和  $\Delta_{n,m,AoA}$  分别指第  $n$  条多径中的第  $m$  条子径与第  $n$  条多径的 AoD 或者 AoA 之间的偏置角度;  $\theta_{n,m,AoD}$  和  $\theta_{n,m,AoA}$  指第  $m$  条子径的绝对 AoD 或者 AoA;  $v$  表示移动台的移动速度;  $\theta_v$  指移动台移动方向与天线阵列法线间的夹角。

在图 2.14 所示的仿真模型中, 基站应用 U 元阵列天线, 移动台均应用 S 元阵列天线, 信道由  $N$  条可分辨的路径组成, 每条多径都是由一个散射体簇组成的, 每条可分辨路径由  $M$  条子径组成, 这些子径具有近似的时延, 但其 AoD 角度、分配的功率等参数不同。其中空间参数设置如下。

3GPP-3GPP2 空间信道模型的参数设置对于每个可分辨路径定义了角度扩散(AS)、到达角(AOA)、角功率谱(PAS)等参数, 并假设所有的多径都是独立的。

### (1) 基站和移动台天线阵列结构

空间信道模型应该支持各种天线结构。在移动台(MS)侧, 天线间距的参考值为  $0.5\lambda$ ; 在

基站(BS)侧, 天线间距的参考值为  $0.5\lambda$ ,  $4\lambda$  和  $10\lambda$ 。 $\lambda$  为载波波长。

### (2) 每径的角度扩展和到达角度

基站(BS)处每径的角度扩展定义为基站接收径的角度的均方根。对于不同的到达角度(AoA), 定义了两个角度扩展的取值, 即

$$\begin{cases} AS=2^\circ, \text{当 AoA 为 } 50^\circ \text{ 时} \\ AS=5^\circ, \text{当 AoA 为 } 20^\circ \text{ 时} \end{cases}$$

在移动台侧, 定义了 3 个不同角度的到达角, 即

$$\begin{cases} AoA=-67.5^\circ, \text{对于 AS 为 } 35^\circ \text{ 时} \\ AoA=+67.5^\circ, \text{对于 AS 为 } 35^\circ \text{ 时} \\ AoA=+22.5^\circ, \text{对于 AS 为 } 35^\circ \text{ 时, 且存在可视直达路径} \end{cases}$$

移动台侧的角度扩展

$$\begin{cases} AS=104^\circ, PAS \text{ 在 } 0 \sim 360^\circ \text{ 均匀分布} \\ AS=35^\circ, PAS \text{ 在某一到达角度服从拉普拉斯分布} \end{cases}$$

基站侧的每径角度功率谱定义为服从拉普拉斯分布。

### (3) 每径的多普勒功率谱

每径的多普勒功率谱由发送角度和移动台处每径的 PAS 和 AoA 所确定, 它决定了信道的时域衰落特性。对应于两种不同的信道建模方法: 基于相关(Correlation-based)的方法和基于于径(Ray-based)的方法。

## 2.5 本章小结

本章首先介绍了移动通信的主要特点: 传播的开放性、接收环境的复杂性和用户的随机移动性; 介绍了接收信号的 3 类损耗: 路径传播损耗、慢衰落损耗和快衰落损耗; 4 类效应: 阴影效应、远近效应、多径效应与多普勒效应。其次对大范围、大尺度传播损耗进行了定量的分析和计算。最后, 也是最主要的是依据线性时变信道分析的观点, 对小范围、小尺度传播特性各类快衰落做了进一步定量分析, 给出了高斯广义非相干散射模型 GWSSUS, 在该模型下, 进一步给出线性时变信道中 8 个统计参量及它们之间的傅里叶变换关系。特别指出: 空(角)-时-频三维扩散功率谱与空-频-时三维信号相关函数构成傅里叶变换关系, 进一步讨论了它们的一阶近似的简化, 即各自一维扩散特性与相对应的各自一维相关特性间存在着简单的倒数关系, 这是一个重要结论。另外还进一步分析和讨论了一般三维信道模型在不同实际情况下的简化及移动通信中的几种主要噪声和干扰。

## 习题

- 2.1 移动通信信道具有哪些主要特点?
- 2.2 在移动通信中, 电波传播的主要传播方式有哪几种?
- 2.3 移动通信的信道中存在着大、中、小尺度(范围)的衰耗与衰落, 它们各自具有什么性质的特征?
- 2.4 移动通信中存在 3 种类型的快衰落, 它们各自表示什么类型的快衰落? 在什么情况下会出现? 各

自克服需要采取的主要措施是什么?

- 2.5 移动通信中主要噪声干扰有哪几种? 对于 CDMA, 哪一类干扰是最主要的干扰?
- 2.6 Okumura-Hata 传播模型的主要运用环境与条件是什么?
- 2.7 什么是平坦瑞利衰落(Rayleigh)? 平坦的含义是什么? 是针对什么而言的? 试给出这类信道的统计分析模型。
- 2.8 Rice 分布、Rayleigh 分布与 Nakagami- $m$  分布是移动通信中最常用的 3 类分布, 试说明何时采用 Rice 分布? 何时采用 Rayleigh 分布? 又何时采用 Nakagami- $m$  分布? 它们之间有什么关系?
- 2.9 在线性时变信道的时、频二维分析中, 主要参量  $R_H(\Omega, \tau)$  的物理含义是什么?  $P_v(v, \xi)$  的物理含义是什么? 它们之间有什么关系?
- 2.10 在线性时变信道的时、频、空二维分析中, 主要参量  $R_H(\Omega, \tau, \frac{\Delta r}{\lambda})$  的物理含义是什么?  $P_v(v, \xi, \varphi)$  的物理含义是什么? 它们之间有什么关系?

## 参 考 文 献

- [2.1] 吴伟陵. 移动通信中的关键技术. 北京:北京邮电大学出版社, 2000. 11
- [2.2] 吴伟陵. 线性时变信道分析. 北京邮电大学学报, 1979. 1
- [2.3] T. S. Rappaport. Wireless Communications Principle and Practice (2<sup>nd</sup>). Prentice Hall, Inc. 1999. 3
- [2.4] H. L. Bertoni. Radio Propagation for Modern Wireless System. Prentice Hall, Inc. 2000

# 第3章 多址技术与扩频通信

前面已指出，移动通信中两个最核心的问题是如何克服信道与用户带来的两重动态特性。第2章着重分析了信道的动态性，本章将讨论用户动态性及其带来的一系列问题。

移动通信与固定式有线通信的最大差异在于：固定通信是静态的，而移动通信是动态的。为了满足多个移动用户同时进行通信，必须解决以下两个问题：首先是动态寻址；其次是对多个地址的动态划分与识别。这就是所谓的多址技术，在多址技术中，重点研究的是利用扩频技术来实现码分多址CDMA。

## 3.1 多址技术的基本概念

移动用户要建立通信，首先要实现动态寻址，即在服务范围内利用开放式的射频电磁波寻找用户地址，同时为了满足多个移动用户同时实现寻址，多个地址之间还必须满足相互正交特性，以避免产生地址间相互干扰。

多址划分从原理上看，与固定通信中的信号多路复用是一样的，实质上都属于信号的正交划分与设计技术。不同点是多路复用的目的是区别多个通路，通常是在基带和中频上实现的，而多址划分是区分不同的用户地址，通常需要利用射频频段辐射的电磁波来寻找动态的用户地址，同时为了实现多址信号之间互不干扰，信号之间必须满足正交特性。

信号的正交特性具体是通过信号的正交参量  $\lambda_i$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ ) 来实现的。

### 1. 在发送端

设计一组相互正交信号为

$$x(t) = \sum_{i=1}^n \lambda_i x_i(t) \quad (3.1.1)$$

$$= \sum_{i=1}^n \Delta \lambda_i + \sum_{i=1}^n \lambda_i x_i(t) \quad (3.1.2)$$

式中， $x_i(t)$  为第  $i$  个用户的信号； $\lambda_i$  为第  $i$  个用户  $x_i(t)$  的正交参量； $\Delta \lambda_i$  为第  $i$  个用户地址的保护区间。式(3.1.1)是纯理论上的表达式，而式(3.1.2)为实际表达式，且正交参量应满足

$$\lambda_i \cdot \lambda_j = \begin{cases} 1, & \text{当 } i = j \text{ 时} \\ 0, & \text{当 } i \neq j \text{ 时} \end{cases} \quad (3.1.3)$$

### 2. 在接收端

设计一个正交信号识别器，如图 3.1 所示。

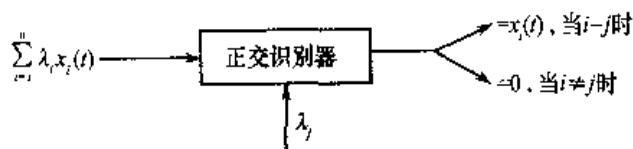


图 3.1 正交信号识别器原理图

### 3. 典型例子

(1) FDMA: 当  $\lambda_i = F_i$  时, 称为频分多址 FDMA, 其原理图如图 3.2 所示。  
理论上划分:



实际上的划分:



图 3.2 频分多址 FDMA 原理图

在移动通信中, 最典型的频分多址方式有: 北美, 800MHz 的 AMPS 体制; 欧洲与我国, 900MHz 的 TACS 体制。

(2) TDMA: 当  $\lambda_i = T_i$  时, 称为时分多址 TDMA, 其原理图如图 3.3 所示。  
从理论上划分:



实际上划分:



图 3.3 时分多址 TDMA 原理图

在移动通信中, 最典型的时分多址方式有: 北美, D-AMPS; 欧洲与我国, GSM-900, DCS-1800; 日本, PDC。

(3) CDMA: 当  $\lambda_i = C_i$  时, 称为时分多址 CDMA, 它有两种主要形式。

① 直扩码分 DS-CDMA: 多用于商用系统, 其原理图如图 3.4 所示。

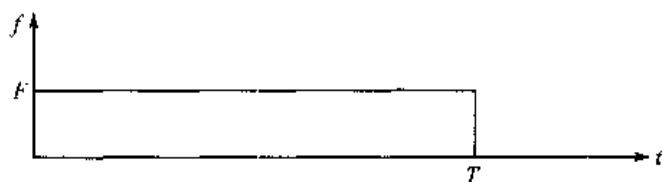


图 3.4 直扩码分 DS-CDMA 原理图

CDMA 与 FDMA、TDMA 划分形式不一样, FDMA 与 TDMA 属于一维(频域或时域)划分, CDMA 则属于二维(时、频域)划分。CDMA 中所有用户占有同一时隙、同一频段, 区分用户的特征是用户地址码的相关特性。

FDMA、TDMA 的地址划分是基于简单的非此即彼、非共享型, 即两个以上用户不可能同时占有同一频段(或时隙), CDMA 的地址划分是基于特征、是相容的, 即两个以上用户可以同时占有同一频段、同一时隙, 是共享型的, 其条件是只要它们具有可分离的各自特征(码的相关特性)即可。

② 跳频: 在不同的时隙按照某种伪随机规律选取某个频段, 它实际上是一种时、频编码, 比 DS-CDMA 要复杂, 主要用于军事通信。其原理图如图 3.5 所示。

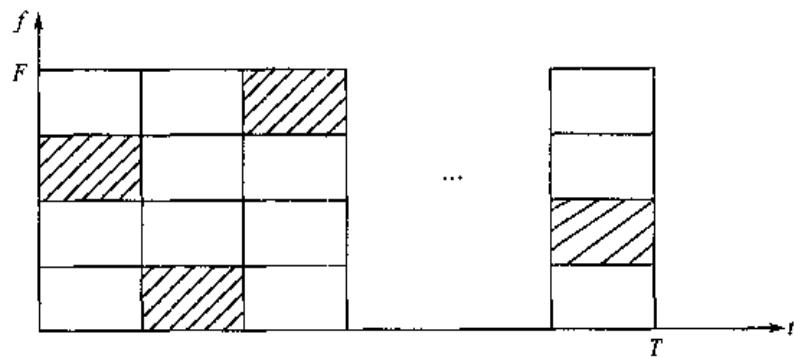


图 3.5 跳频原理图

它将整个占用的时域  $T$  划分为若干个子时隙  $T_i$ , 将整个占用的频段也划分为若干个子频段  $F_j$ , 其中  $i=1, 2, \dots, n, j=1, 2, \dots, m$ 。每个用户可以在不同时隙占用不同的频段, 其规律可按照某种伪随机数表格或某个伪随机序列的规律进行, 实现伪随机跳动。

在移动通信中, 最典型的码分多址方式有: 第二代的窄带 CDMA 系统; IS-95 体制; 第三代的 CDMA2000 体制; 第三代的 WCDMA 体制。

(4) SDMA: 当  $\lambda_i = S_i$  时, 称为空分多址 SDMA, 其原理图如图 3.6 所示。

空分地址的实现是利用无线的方向性波束, 将服务区(小区内)划分为不同的子空间  $S_i$  进行空间正交隔离。移动通信中的小区天线可以看做 SDMA 的一种基本实现方式。智能式自适应天

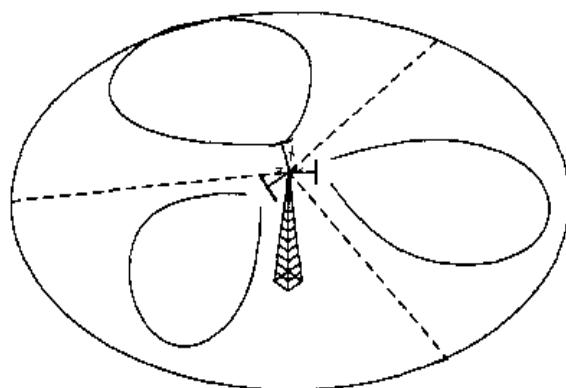


图 3.6 空分多址 SDMA 原理图

线是将来移动通信中准备采用的一项新的关键技术，是典型的空分方式。

除了上述基于物理层的时分、频分、码分与空分多址接入方式以外，还有一种基于网络层的网络协议的分组数据随机多址接入协议方式 ALOHA。ALOHA 多址接入不同于前面介绍的时分、频分与码分的多址接入方式，实际上是一种自由竞争式的随机接入方式，是以网络协议的形式来实现的。ALOHA 原本是夏威夷俚语，用于对人到达或离开时致意的问候语。1968 年，夏威夷大学将解决夏威夷群岛之间数据通信的一项研究计划命名为 ALOHA。

ALOHA 属于 ISO 七层协议中的“数据链路层”的“媒体访问控制 MAC 子层协议”，用于共享信道的无线网络中。从原理上看，共享信道的动态分配管理协议有两类：受控方式和随机方式。受控方式通常使用轮询和令牌两种方式，而随机方式的特点是自由竞争、冲突重发。也就是说，若有两个以上用户同时发送，产生互相干扰使发送不成功，这就是产生了冲突，发生冲突以后，各个用户将随机等待一段时间以后再重新发送。

ALOHA 协议又可分为纯 ALOHA、时隙 ALOHA 和载波监听多路访问 CSMA 3 种方式。

## 3.2 移动通信中的典型多址接入方式

### 3.2.1 FDMA

第一代移动通信是模拟式移动通信，都采用频分多址 FDMA 方式，最典型的有北美的 AMPS 和欧洲及我国的 TACS 体制。下面以 TACS 为例讨论 FDMA 方式。

TACS 的总可用频段：(与 GSM 频段相同)上行为 890~915MHz，占用 25MHz；下行为 935~960MHz，占用 25MHz。TACS 采用频率双向双工 FDD 方式。收/发频段间距为 45MHz，以防止发送的强信号对接收的弱信号的影响。每个语音信道占用 25kHz 频带，采用窄带调频方式。TACS 系统可以支持的信道数 N 为

$$N = \frac{B_s - 2 \times B_{\text{保护}}}{B_c} = \frac{25 \times 10^6 - 2 \times 10 \times 10^3}{25 \times 10^3} \approx 1000 \quad (3.2.1)$$

式中， $B_s$  为 TACS 的可用频段带宽； $B_c$  为信道(语音)带宽。

信道频率配置表见表 3.1，而 TACS 多址划分如图 3.7 所示。

表 3.1 TACS 信道频率配置表

信道号	移动台发射频率	基站发射频率
001	890.025MHz	935.025MHz
002	890.050MHz	935.050MHz
003	890.075MHz	935.075MHz
...	...	...

表中信道编号 23~43 共计 21 个信道为控制信道，其余全部为语音信道。

FDMA 的主要技术特点：每个信道传送一路电话，带宽较窄。TACS 为 25kHz，AMPS 为 30kHz。只要给移动台分配了信道，移动台与基站之间会连续不断收、发信号。由于发射机与接收机(基站与移动台都一样)同时工作，为了发、收隔离，必须采用双工器。公用设备

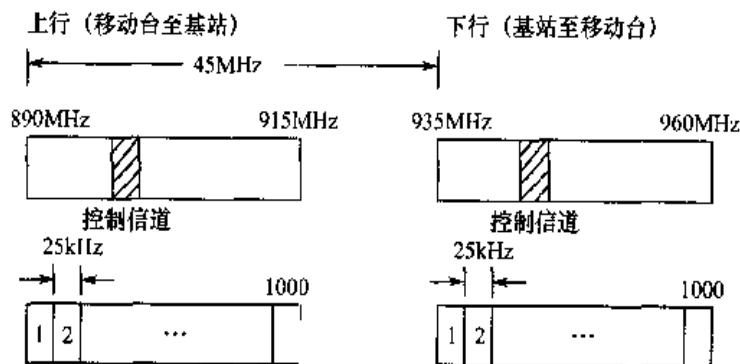


图 3.7 TACS 多址划分

成本高，FDMA 采用每载波(信道)单路方式，若一个基站有 30 个信道，则每个基站需要 30 套收、发信机设备，不能公用。与 TDMA 相比，连续传输开销小、效率高，同时无须复杂组帧与同步，无须信道均衡。

### 3.2.2 TDMA

第二代移动通信是数字式移动通信，它主要采用两类多址方式：一类是欧洲大多数国家采用的时分多址 TDMA 方式，另一类是北美等采用的码分多址 CDMA 方式，我国两类方式都有。这里先介绍最典型的 TDMA 方式——GSM 体制。

在 GSM 中，最多可以 8 个用户共享一个载波，而用户之间采用不同时隙来传送自己的信号。GSM 一个 TDMA 帧的结构图如图 3.8 所示。

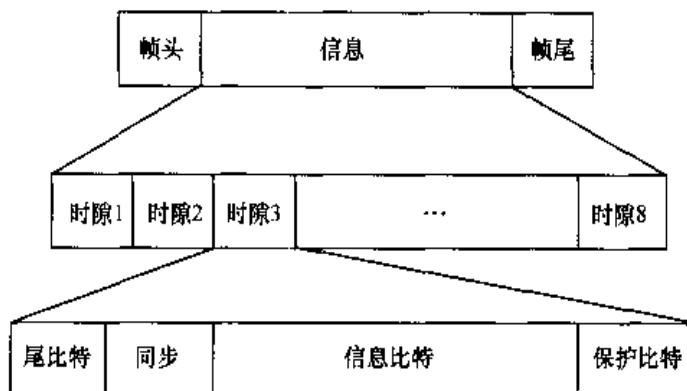


图 3.8 GSM 系统的帧结构

GSM 系统的时隙结构可划分为 4 种类型：常规突发序列、频率校正突发序列、同步突发序列和接入突发序列。GSM 采用频率双向双工 FDD 方式，与 TACS 相同，不再赘述。上、下行频段(发、收)间隔为 45MHz，每个语音信道占用 200kHz，采用 GMSK 调制。GSM 系统总共可提供频点数为： $N_1 = 25\text{MHz}/200\text{kHz} = 125$ ，而每个频点提供 8 个时隙，因此，GSM 总共可提供的时分信道数  $N_2$  为

$$N_2 = \frac{25\text{MHz}}{(200\text{kHz})/8} = 1000 \quad (3.2.2)$$

TDMA 的主要技术特点:每载波 8 个时隙信道,每个信道可提供一个数字语音用户,因此每个载波最多可提供 8 个用户;突发脉冲序列传输;每个移动台发射是不连续的,只是在规定的时隙内才发送脉冲序列;传输开销大, GSM 帧结构如图 3.9 所示,共分为 5 个层次:时隙、TDMA 帧、复帧、超帧、超高帧,每个层次都需占用一些非信息位的开销,这样总的开销就比较大,以致影响整体传输效率。

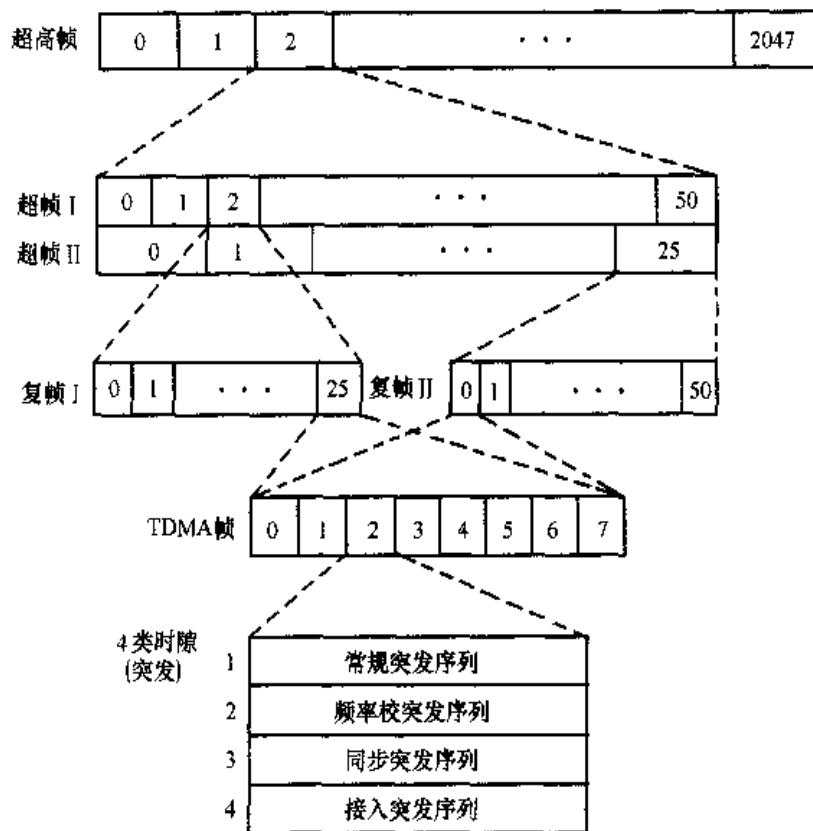


图 3.9 GSM 5 层次帧结构

GSM 每个信道比 TACS 宽 8 倍, 传输速率达 270.8Kbps, 在这个速率上就不能不考虑多径传输时延扩展的影响。因为 GSM 的码元周期为  $3.7\mu\text{s}$ , 而繁华城区的多径时延扩展可达  $3\mu\text{s}$  左右, 已完全可以比拟。为了克服多径时延扩展, GSM 采用了自适应均衡技术, 增加了设备的复杂性。GSM 中由于每个载波可提供 8 个用户, 这 8 个用户由于时分特性可以共用一套收、发设备, 因此与 FDMA 比较, 减少了 7 倍的用户设备, 从而降低了成本。

GSM 是数字式移动通信, 它对新技术是开放的, 这里的开放是指对新技术适应性比模拟的 FDMA 强。GSM 的时隙结构灵活, 不仅可以适应不同数据速率(一般指单个信道速率低于 8 倍的整数倍)的数据传送, 还可以利用时隙的空闲省去双工器(利用时隙间切换)。

### 3.2.3 CDMA

它是第二代移动通信中的两种主要多址方式中除 TDMA 以外的另一种形式, 最典型的

是 IS-95。在第三代移动通信的 5 种体制中，最主要的 3 种也都采用 CDMA，它们是 FDD 的 CDMA2000、FDD 的 WCDMA 与 TDD 的 TD-SCDMA。

下面以 IS-95 体制中的码分多址方式来说明。在 IS-95 中，一个基站共有 64 个信道，采用正交的 Walsh 函数来划分信道，在完全同步的情况下，64 个 Walsh 函数是完全正交的。下行(前向)信道配置如图 3.10 所示。

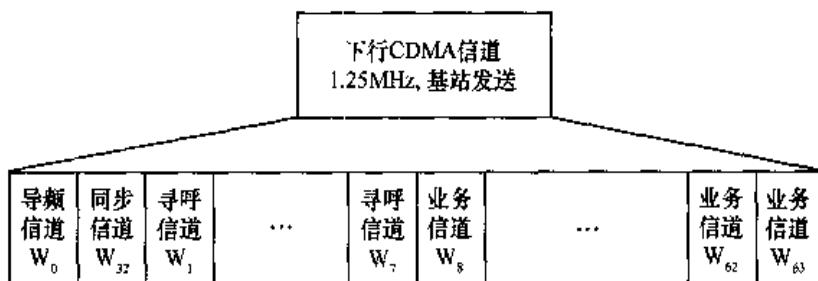


图 3.10 IS-95 下行(前向)信道配置

图中， $W_i$ <sup>①</sup> 代表第  $i$  路 Walsh 函数。64 个信道中有一个导频信道  $W_0$ ，一个同步信道  $W_{32}$ ，7 个寻呼信道  $W_1 \sim W_7$ ，其余 55 个为业务信道。上行(反向)信道配置如图 3.11 所示。其中， $n_1 \leq 32$ ,  $n_2 \leq 64$ ，即接入信道最多为 32 个，业务信道最多为 64 个。IS-95 采用频率双向双工 FDD 方式(与 AMPS 相同)。下行为 824 ~ 849MHz，占用 25MHz；上行为 869 ~ 894MHz，占用 25MHz。上、下行频段间隔(即 FDD 间隔)为 45MHz。IS-95 最大能提供的码分信道数：一个基站可提供  $N'_1 = 55$  业务信道，一个频段 1.25MHz 提供最大基站数(不含导频相位规划)  $N'_2$ ， $N'_2 = \frac{2^{15}}{64} = 512$ ，IS-95 总占用 25MHz，所能提供最多的频段数  $N'_3$  为： $N'_3 =$

$$\frac{25\text{MHz}}{1.25\text{MHz}} = 20.$$

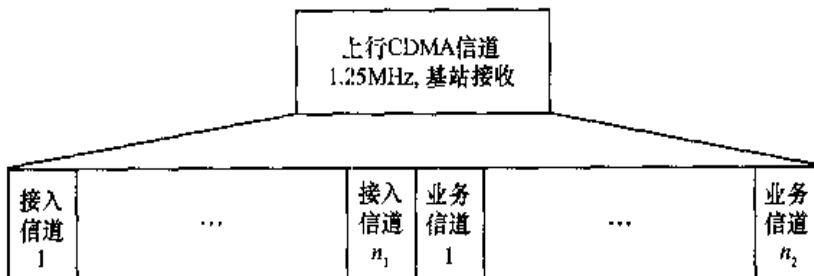


图 3.11 IS-95 上行(反向)信道配置

IS-95 总共能提供最多码分多址业务用户数(不含导频相位规划)  $N_3$  为

$$N_3 = N'_1 \times N'_2 \times N'_3 = 55 \times 512 \times 20 = 563\,200 \quad (3.2.3)$$

IS-95 中的主要技术特点：CDMA 系统中所有用户共享同一时隙、同一频隙。CDMA 采用扩频通信，其信道占用 1.25MHz，属于宽带通信系统，它具有扩频通信的一系列

① IS-95 中的 Walsh 序号  $W_i$ ，并非是真正的 Walsh 序号，而是 Hadamard 序号。

优点，如抗干扰性强、低功率谱密度等。宽带信号有利于采用 Rake 接收机抗频率选择性衰落。

CDMA 是一个干扰受限或者认为是信噪比受限系统，其容量不同于 FDMA、TDMA 中的硬容量，它是软容量。CDMA 中的多个地址间的干扰由于选码不理想，将是系统中最主要的干扰，且随用户数增多而增大。

### 3.3 扩频通信的基本概念

由于码分多址是通过扩频通信来实现的，在移动通信中，第二代(2G)的 IS-95、第三代(3G)的 CDMA2000 与 WCDMA 均采用码分多址，因此它已成为移动通信中最主要的多址方式实现技术。扩频通信确切地说，应称为扩谱通信更为恰当，因为被扩展的是信号频谱带宽，不过习惯上称其为扩频。扩频通信属于宽带通信系统，它与传统的窄带通信系统不同，其主要特征是扩频前信源提供的消息码元带宽(或速率)远远小于扩频后进入信道的扩频序列(chip)信号带宽(或速率)。

#### 3.3.1 窄带与宽带通信系统

设  $R$  为待传送的信源码元速率(或带宽)， $T$  为码分的持续时间， $F$  为传送至信道的扩频序列(chip)信号速率(或带宽)。若  $R \cdot T = F \cdot T \approx 1$ ，即当  $R=F$  或  $F=2R$  (带宽)时，称该系统为窄带通信系统。通常数字通信系统中的移幅、移频、移相均属窄带通信系统。

若  $F \gg R$ ，即  $\frac{F}{R} = 10 \sim 10^6$  ( $10 \sim 60$  dB)，则称该系统为宽带通信系统。宽带通信系统是窄带通信系统通过扩频方式来实现的。码分多址 CDMA 就是一类最典型的扩频通信系统。

#### 3.3.2 直扩式码分多址 DS-CDMA

扩频技术可以划分为直扩式和非直扩式两类。直扩式实现较简单，民用移动通信中多采用这类方式；非直扩方式中常采用的有跳频、跳时、时-频编码等方式，尤其是跳频在军事通信中经常采用。本节重点介绍直扩，首先以一个最简单的 7 位伪随机的 m 序列为例加以说明。

按照伪随机 m 序列的定义有： $m=2^3-1=7$ ，即它可以由最简单的 3 节移位寄存器产生，其生成多项式为  $f(x)=1+x^2$ 。7 位 m 序列产生器如图 3.12 所示，其周期  $m=7$ 。

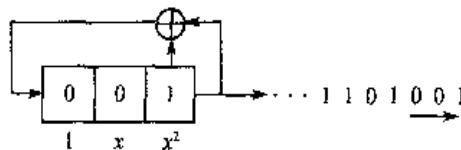


图 3.12 7 位 m 序列产生器

将图中 0、1 序列转换成实值序列： $Z(i) = \begin{cases} +1, & \text{若为 } 0 \\ -1, & \text{若为 } 1 \end{cases}$ ，即有下列对应关系

$$\begin{array}{ccccccc}
 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\
 \downarrow & \downarrow & \downarrow & \downarrow & \downarrow & \downarrow & \downarrow \\
 -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1
 \end{array}$$

若在理想情况下,不考虑多径传输的影响,则7位码每移一位可供一个用户做地址码,这样可以提供7个用户,分别为: $C_0=(-1 -1 1 -1 1 1 -1)$ , $C_1=(-1 -1 -1 1 -1 1 1)$ , $C_2=(1 -1 -1 -1 1 -1 1)$ , $C_3=(1 1 -1 -1 -1 1 -1)$ , $C_4=(-1 1 1 -1 -1 -1 1)$ , $C_5=(1 -1 1 1 -1 -1 -1)$ , $C_6=(-1 1 -1 1 1 -1 -1)$ , $C_7=(-1 -1 1 -1 1 1 -1)=C_0$ 。

若用上述7位码进行扩频,其扩频前后的波形图如图3.13所示。 $m=2^3-1=7$ 序列的自相关函数图形如图3.14所示。

扩频前信息序列:



扩频后扩频码(chip)序列:

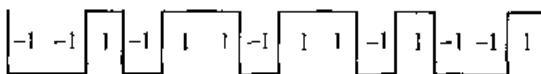
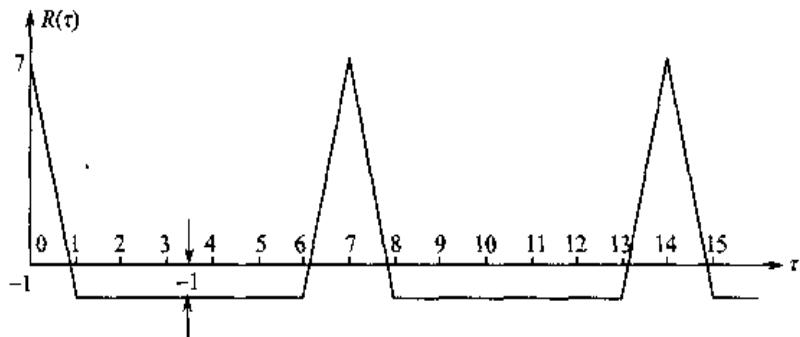


图3.13 7位码扩频前后的波形图

图3.14  $m=2^3-1=7$ 序列的自相关函数图形

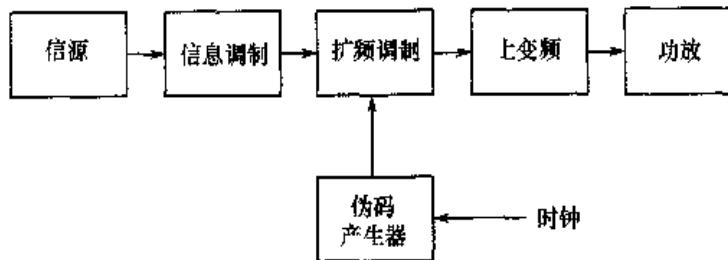
### 扩频后的性能分析

**有效性性能:**扩频后频带扩展7倍,直接有效性下降7倍,但是若不考虑实际多径影响,7位扩频码每错开一位可供一个新用户,共可供7个用户,这正好抵消了扩展频带的7倍下降位。但实际上必须要考虑多径影响,这时有效性性能将会下降。

**可靠性性能:**根据伪码自相关特性,当码位对齐时可以将7位伪码(chip)信号能量累加起来增加7倍,码位不对齐时均下降至-1。若采用自相关接收,其接收门限可定在3.5V上(假设信号电平均归一化为1V),然而若不扩频,接收信号的门限值只能定在0.5V上,两者相比,扩频后抗干扰能力增加 $\frac{3.5}{0.5}=7$ 倍。实际在扩频系统中,抗干扰的改善是与扩频成正比的。

DS-CDMA系统实现框图如图3.15所示。

发送端:



接收端:

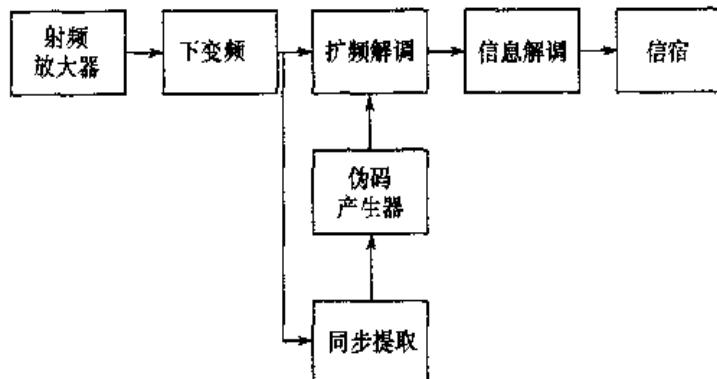


图 3.15 DS-CDMA 系统实现框图

可见,与传统的通信系统相比较,发送端多了扩频调制部分,接收端则多了相应的扩频解调部分。

### 3.3.3 直扩系统的主要技术指标

直扩系统的主要技术指标有两项:扩频处理增益  $G$  与干扰容限  $M$ ,下面分别介绍。

#### 1. 处理增益 $G$

表示扩频系统通过扩频与解扩以后信噪比的改善程度。它另有两个等效定义:表示发送端信息码元(速率)扩展的倍数或表示发送端信号带宽扩展的倍数。采用公式可表示为

$$N = \frac{(S/N)_{\text{out}}}{(S/N)_{\text{in}}} = \frac{R_{\text{PN}}}{R} = \frac{NR}{R} = \frac{F_{\text{PN}}}{B} = \frac{NB}{B} \quad (3.3.1)$$

式中,  $R_{\text{PN}}$ ,  $R$  分别表示伪码(chip)速率和信息码元速率;  $F_{\text{PN}}$ ,  $B$  分别表示伪码(chip)带宽和信息码元带宽。因此,处理增益  $G$  可表示为

$$G = 10 \lg N \text{ (dB)} \quad (3.3.2)$$

#### 2. 干扰容限 $M$

表示在正常工作的条件下,接收机输入端所允许干扰的最大强度值(用分贝表示)。其表达式为

$$M = G - \left[ L_s + 10 \lg \left( \frac{S}{N} \right)_{\text{门限}} \right] \quad (3.3.3)$$

式中,  $G$  为处理增益;  $L_s$  为实际传输路径损耗(dB);  $10\lg\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{门限}}$  为接收机门限信噪比(dB)。

例如, 某扩频通信系统已知:  $G = 21\text{dB}$ ,  $L_s = 5\text{dB}$ ,  $10\lg\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{门限}} = 6\text{dB}$ , 则可求得  $M = 21 - 5 - 6 = 10\text{dB}$ , 说明该扩频通信系统最大允许承受的干扰容限为  $10\text{dB}$ , 即干扰允许比信号强 10 倍。

### 3.3.4 扩频通信的优缺点

扩频通信的主要优点包括:

#### (1) 抗干扰性强

对于数字通信系统, 误码率  $P_b$  与归一化信噪比  $\frac{E_b}{N_0}$  成反比, 即

$$P_b \approx f\left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{-1} = f\left(\frac{E_b/T}{N_0 F_{\text{PN}}} \times F_{\text{PN}} \cdot T\right)^{-1} = f\left(\frac{S}{N} \times F_{\text{PN}} \cdot T\right)^{-1} \quad (3.3.4)$$

当  $P_b$  不变时,  $\frac{S}{N} \propto \frac{1}{F_{\text{PN}} T}$ , 即当  $F_{\text{PN}} T$  很大时, 可以实现在极低  $\frac{S}{N}$  下进行通信。

在前面的讨论中已指出,  $T$  为信息码元持续时间(周期),  $B$  为信息码元带宽, 则可以得到

$$F_{\text{PN}} T = F_{\text{PN}} / B = N \quad (3.3.5)$$

所以当  $P_b$  不变时,  $\frac{S}{N} \propto \frac{1}{F_{\text{PN}} T} = \frac{1}{N}$ , 而  $G(\text{dB}) = \lg N$ , 可见  $G$  越大,  $\frac{S}{N}$  越低, 抗干扰性能越强。扩频通信系统的抗干扰能力可用如图 3.16 所示来定性表示。

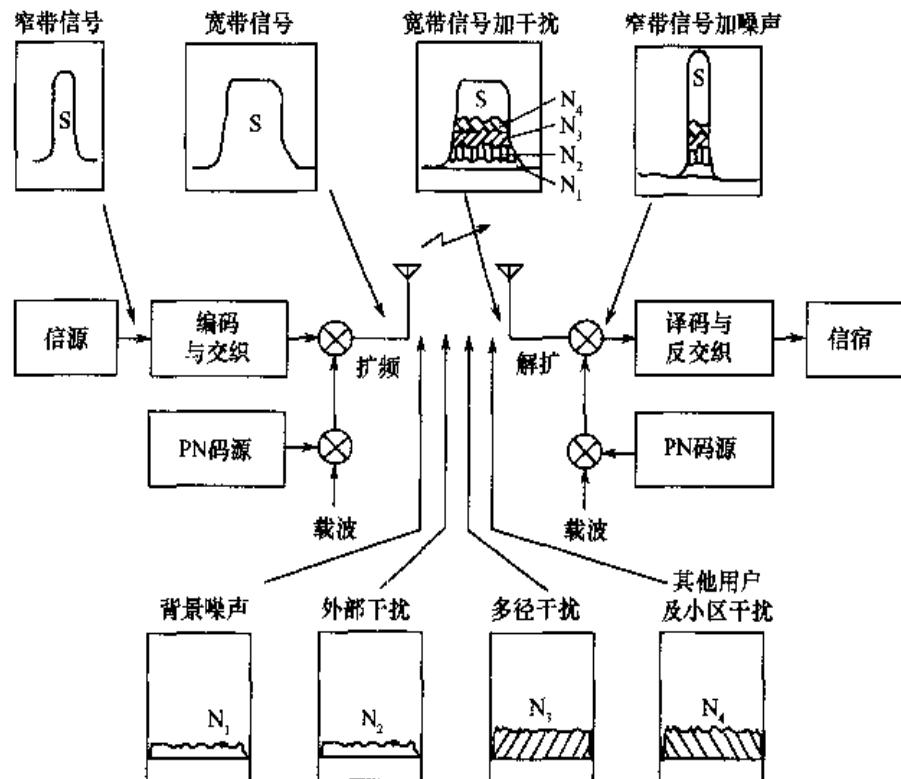


图 3.16 DS-CDMA 抗干扰示意图

由图可见，有用窄带信号  $S$  经扩频后展成宽带信号，并送入信道，在信道中叠加上宽带及窄带背景噪声  $N_1$ 、外部噪声干扰  $N_2$ 、多径等效宽带白噪声  $N_3$ ，以及其他用户及小区等效白噪声干扰  $N_4$ ，再经过解扩，仅有用信号被解扩，其能量按伪码位累积，其他噪声干扰仍为无规则噪声，经窄带滤波后即可滤出被累积后而突出的有用信号。

(2) 低功率谱密度，由于扩频属于宽带通信系统，扩频增益越大，占用频带越宽，相应的功率谱密度越低，因此它具有良好的隐蔽性能，对其他通信方式与设备干扰小，特别是对人体及大脑干扰小、影响小等一系列特点。

(3) 保密性能好，无论是直扩还是非直扩方式，扩频后其频谱均为近似白噪声，因此具有良好的保密性能。即使有可能被解扩，还可以进一步采用数字式用户再加密。

(4) 潜在地址多，由于码分扩频决定于时、频二维特性，相对于仅采用单一的一维时域或频域划分地址的 TDMA 和 FDMA 而言，潜在地址数要多得多。容量大，由于码分扩频属于信噪比受限系统，强的抗干扰性能就意味着将允许接纳更多的用户，以增大容量。码分扩频体制更适合于变参信道的无线通信，因为扩频系统易于实现多种形式的分集接收，并能提高抗干扰性能。

扩频通信的主要缺点有：

- (1) 占用信号频带宽，扩频后的伪码序列(chip)带宽远远大于扩频前的信源信息码元带宽，这对于频率资源及宝贵的无线通信是一个主要弱点。
- (2) 系统实现复杂，与不扩频相比，系统实现显然要复杂得多。
- (3) 在衰落时变信道中，实现同步、实现信道估值都比较困难，比较复杂。
- (4) 目前在寻求性能好、数量多的扩频码分多址方面仍存在不少问题。

### 3.4 码分多址 CDMA 中的地址码

由于在移动通信中，第二代的 IS-95 与第三代中的主流体制 CDMA2000 与 WCDMA 均采用码分多址，因此本节将重点讨论 CDMA 中的地址码，并侧重从应用角度介绍，进一步的分析可参见本章 3.5 节。

#### 3.4.1 地址码分类与设计要求

在 CDMA 中，地址码主要可以划分为 3 类。

- (1) 用户地址码，用于区分不同移动用户。
- (2) 信道地址码，用于区分每个小区(或小区)内的不同信道，它又可分为：单业务、单速率信道地址码，主要用于第二代移动通信 IS-95；多业务、多速率的信道地址码，主要用于第三代移动通信 WCDMA 与 CDMA2000。
- (3) 基站地址码，在移动蜂窝网中用于区分不同的基站小区(或小区)。

在 3 类地址码中，信道地址码是惟一具有扩频功能的序列。这是由于 CDMA 是信噪比受限系统，且实际用户之间的干扰主要取决于信道间的隔离度，因此，信道码的选取直接决定用户的数量(容量)和质量。它采用 Walsh 函数码来实现扩频，不仅具有理想的正交信道隔离特性，还由于扩频增益提高了抗干扰性能。

用户地址码与小区基站地址码的主要目的是为了区别用户与基站，它们均不具备扩频功能，但能起到在传输中平衡 0/1 数目的扰码作用，故一般又称为扰码。这两类码一般采用数量较多、准正交性的伪码 PN 序列，如 m 序列或 Gold 序列来实现。

### 3.4.2 信道地址码

工程中往往需要寻找一类有限元素的正交函数系，数学上符合条件的有很多函数，如离散傅里叶级数、离散余弦函数、Hadamard 函数、Walsh 函数等。CDMA 的信道地址码选用 Walsh 函数系构成正交信道地址码，下面予以简介。

#### 1. IS-95 系统的地址码

在 IS-95 中，选用码长  $n=2^6=64$  的正交 Walsh 函数系作为信道地址码。即采用 64 种长度为 64 位的等长 Walsh 码作为信道地址码。

Walsh 函数有多种等价的构造方法，而最常用的是采用 Hadamard 编号法，IS-95 所采用的就是这一方法。在 IS-95 标准中所给出的“64 阶 Walsh 函数”表实际上是按照 Hadamard 函数序列编号列出的表。二进制 0/1 码序列与±1 实数值序列具有下列转换关系：0→1，1→-1。若将 IS-95 中的 Hadamard 序列转换成相应的 Walsh 序列，两者间的排序对应表见表 3.2。

表 3.2 IS-95 中排序的 Walsh 函数与对应 Hadamard 函数排序

$W_0$	$H_0$	0000000000000000	0000000000000000	0000000000000000	0000000000000000
$W_{63}$	$H_1$	0101010101010101	0101010101010101	0101010101010101	0101010101010101
$W_{31}$	$H_2$	0011001100110011	0011001100110011	0011001100110011	0011001100110011
$W_{32}$	$H_3$	0110011001100110	0110011001100110	0110011001100110	0110011001100110
$W_{15}$	$H_4$	0000111100001111	0000111100001111	0000111100001111	0000111100001111
$W_{48}$	$H_5$	0101101001011010	0101101001011010	0101101001011010	0101101001011010
$W_{16}$	$H_6$	0011110000111100	0011110000111100	0011110000111100	0011110000111100
$W_{47}$	$H_7$	0110100101101001	0110100101101001	0110100101101001	0110100101101001
$W_7$	$H_8$	0000000011111111	0000000011111111	0000000011111111	0000000011111111
$W_{56}$	$H_9$	0101010110101010	0101010110101010	0101010110101010	0101010110101010
$W_{24}$	$H_{10}$	0011001111001100	0011001111001100	0011001111001100	0011001111001100
$W_{39}$	$H_{11}$	0110011010011001	0110011010011001	0110011010011001	0110011010011001
$W_8$	$H_{12}$	0000111111110000	0000111111110000	0000111111110000	0000111111110000
$W_{55}$	$H_{13}$	0101101010100101	0101101010100101	0101101010100101	0101101010100101
$W_{23}$	$H_{14}$	0011110011000011	0011110011000011	0011110011000011	0011110011000011
$W_{40}$	$H_{15}$	0110100110010110	0110100110010110	0110100110010110	0110100110010110
$W_3$	$H_{16}$	0000000000000000	1111111111111111	0000000000000000	1111111111111111
$W_{60}$	$H_{17}$	0101010101010101	1010101010101010	0101010101010101	1010101010101010
$W_{28}$	$H_{18}$	0011001100110011	1100110011001100	0011001100110011	1100110011001100
$W_{35}$	$H_{19}$	0110011001100110	1001100110011001	0110011001100110	1001100110011001
$W_{12}$	$H_{20}$	0000111100001111	1111000011110000	0000111100001111	1111000011110000
$W_{51}$	$H_{21}$	0101101001011010	1010010110100101	0101101001011010	1010010110100101

(续表)

$W_{19}$	$H_{22}$	0011110000111100	1100001111000011	0011110000111100	1100001111000011
$W_{44}$	$H_{23}$	0110100101101001	1001011010010110	0110100101101001	1001011010010110
$W_4$	$H_{24}$	0000000011111111	1111111100000000	0000000011111111	1111111100000000
$W_{59}$	$H_{25}$	0101010110101010	1010101001010101	0101010110101010	1010101001010101
$W_{27}$	$H_{26}$	0011001111001100	1100110000110011	0011001111001100	1100110000110011
$W_{36}$	$H_{27}$	0110011010011001	1001100101100110	0110011010011001	1001100101100110
$W_{11}$	$H_{28}$	0000111111110000	1111000000001111	0000111111110000	1111000000001111
$W_{52}$	$H_{29}$	0101101010100101	1010010101011010	0101101010100101	1010010101011010
$W_{20}$	$H_{30}$	0011110011000011	1100001100111100	0011110011000011	1100001100111100
$W_{43}$	$H_{31}$	0110100110010110	1001011001101001	0110100110010110	1001011001101001
$W_1$	$H_{32}$	0000000000000000	0000000000000000	1111111111111111	1111111111111111
$W_{62}$	$H_{33}$	0101010101010101	0101010101010101	1010101010101010	1010101010101010
$W_{30}$	$H_{34}$	0011001100110011	0011001100110011	1100110011001100	1100110011001100
$W_{33}$	$H_{35}$	0110011001100110	0110011001100110	1001100110011001	1001100110011001
$W_{14}$	$H_{36}$	0000111100001111	0000111100001111	1111000011110000	1111000011110000
$W_{49}$	$H_{37}$	0101101001011010	0101101001011010	1010010110100101	1010010110100101
$W_{17}$	$H_{38}$	0011110000111100	0011110000111100	1100001111000011	1100001111000011
$W_{46}$	$H_{39}$	0110100101101001	0110100101101001	1001011010010110	1001011010010110
$W_8$	$H_{40}$	0000000011111111	0000000011111111	1111111100000000	1111111100000000
$W_{57}$	$H_{41}$	0101010110101010	0101010110101010	1010101001010101	1010101001010101
$W_{25}$	$H_{42}$	0011001111001100	0011001111001100	1100110000110011	1100110000110011
$W_{38}$	$H_{43}$	0110011010011001	0110011010011001	1001100101100110	1001100101100110
$W_9$	$H_{44}$	0000111111110000	0000111111110000	1111000000011111	1111000000011111
$W_{54}$	$H_{45}$	0101101010100101	0101101010100101	1010010101011010	1010010101011010
$W_{22}$	$H_{46}$	0011110011000011	0011110011000011	1100001100111100	1100001100111100
$W_{41}$	$H_{47}$	0110100110010110	0110100110010110	1001011001101001	1001011001101001
$W_2$	$H_{48}$	0000000000000000	1111111111111111	1111111111111111	0000000000000000
$W_{61}$	$H_{49}$	0101010101010101	1010101010101010	1010101010101010	0101010101010101
$W_{29}$	$H_{50}$	0011001100110011	1100110011001100	1100110011001100	0011001100110011
$W_{34}$	$H_{51}$	0110011001100110	1001100110011001	1001100110011001	0110011001100110
$W_{13}$	$H_{52}$	0000111100001111	1111000011110000	1111000011110000	0000111100001111
$W_{50}$	$H_{53}$	0101101001011010	1010010110100101	1010010110100101	0101101001011010
$W_{18}$	$H_{54}$	0011110000111100	1100001111000011	1100001111000011	0011110000111100
$W_{45}$	$H_{55}$	0110100101101001	1001011010010110	1001011010010110	0110100101101001
$W_5$	$H_{56}$	0000000011111111	1111111100000000	1111111100000000	0000000011111111
$W_{58}$	$H_{57}$	0101010110101010	1010101001010101	1010101001010101	0101010110101010
$W_{26}$	$H_{58}$	0011001111001100	1100110000110011	1100110000110011	0011001111001100
$W_{37}$	$H_{59}$	0110011010011001	1001100101100110	1001100101100110	0110011010011001
$W_{10}$	$H_{60}$	0000111111110000	1111000000011111	1111000000011111	0000111111110000
$W_{53}$	$H_{61}$	0101101010100101	1010010101011010	1010010101011010	0101101010100101
$W_{21}$	$H_{62}$	0011110011000011	1100001100111100	1100001100111100	0011110011000011
$W_{12}$	$H_{63}$	0110100110010110	1001011001101001	1001011001101001	0110100110010110

## 2. WCDMA 系统的地址码

WCDMA 系统为了支持多速率、多业务，只有通过可变扩频比才能达到同一要求的信道速率。在同一小区中，多个移动用户可以在相同频段同时发送不同的多媒体业务（速率不一样），为了防止多用户业务信道之间的干扰，必须设计一类适合于多速率业务和不同扩频比的正交信道地址码，即 OVSF 码。

显然，OVSF 码是一组长短不一样的码，低速率的扩频比大，码组长，而高速率的扩频比小，码组短。在 WCDMA 中，最短的码组为 4 位，最长的码组为 256 位。但是不管码组长短是否一致，各长、短码组间仍然要保持正交性，以免不同速率业务信道之间产生相互干扰。

OVSF 码构造具有类似 Huffman 码的树形结构与生成规律。其具体产生结构如图 3.17 所示。

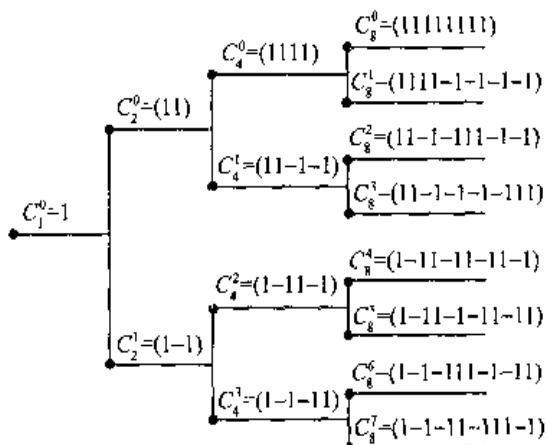


图 3.17 OVSF 码的码树结构图

在上述码树中，当选定某一组码为扩频码后，则以其为根节点的码就不能再被选用做扩频码。这一点与 Huffman 码的非延长特性是完全一样的。

OVSF 码编码规则如下：树图中的根节点是按  $2^r$  规律增长，其中  $r=0, 1, 2, \dots$ ，即按  $2^0=1, 2^1=2, 2^2=4, \dots$  增长。上述树图为二叉树，即从每一个根节点一分为二，下一节点编码规律根据如下方式确定。规定起始的第 1 个根节点为

$$C_1^0 = 1, \text{ 即码长为一位，且规定 } C_1^0 = 1 \quad (3.4.1)$$

第 2 个根节点为  $2^1=2$ ，码长为两位，其构造规律为

$$\begin{pmatrix} C_2^0 \\ C_2^1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_1^0 & C_1^0 \\ C_1^0 & \overline{C_1^0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \quad (3.4.2)$$

第 3 个根节点为  $2^2=4$ ，码长为 4 位。其构造规律为

$$\begin{pmatrix} C_4^0 \\ C_4^1 \\ C_4^2 \\ C_4^3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_2^0 & C_2^0 \\ C_2^0 & \overline{C_2^0} \\ C_2^1 & C_2^1 \\ C_2^1 & \overline{C_2^1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.4.3)$$

第 4 个根节点为  $2^3=8$ ，码长为 8 位，其构造规律为

$$\begin{array}{c} C_8^0 \\ C_8^1 \\ C_8^2 \\ C_8^3 \\ C_8^4 \\ C_8^5 \\ C_8^6 \\ C_8^7 \end{array} = \begin{array}{c} C_4^0 \quad C_4^0 \\ C_4^0 \quad \overline{C_4^0} \\ C_4^1 \quad C_4^1 \\ C_4^1 \quad \overline{C_4^1} \\ C_4^2 \quad C_4^2 \\ C_4^2 \quad \overline{C_4^2} \\ C_4^3 \quad C_4^3 \\ C_4^3 \quad \overline{C_4^3} \end{array} = \begin{array}{cccccccc} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{array} \quad (3.4.4)$$

如下依次类推，可以验证按上述规则编码的 OVSF 码可以保证实现不同长短码组(即不同扩频比)之间的正交性。由图可知，若选中  $C_2^0$  为短扩频码，则以  $C_2^0$  为根节点的所有较长的扩频码  $C_4^0, C_4^1$  及  $C_8^0 \sim C_8^3$  均不能再选作为扩频码；进一步再选  $C_4^3$  为扩频码，则其后的分支  $C_8^4, C_8^5$  亦不能再用；最后若再选  $C_8^5$  为长扩频码，则  $C_8^5$  以后分支也不能再选。且可以验证， $C_2^0, C_4^3$  与  $C_8^5$  之间是满足两两正交特性的。

### 3.4.3 用户地址码

#### 1. 用户地址码选取原则

用户地址码主要用于上行(反向)信道，由移动台产生，便于区分不同的用户，下行信道中由基站产生的扰码主要用于数据加扰。

在 CDMA 系统中，为了容纳足够多的用户，地址码数量是主要矛盾，但是现有的扩频伪码(PN)序列无论是 m 序列还是 Gold 序列都不能直接满足其数量上的要求。

为了保证足够的地址码数量，目前在 CDMA 中采用的方法是利用局部相关特性代替伪码的周期性自相关、互相关特性。即利用一个超长的 m 序列或超长的 Gold 序列，选取有限的一段序列作为区分大量用户的地址码。

采用局部相关代替传统的周期性自、互相关特性的方法，使用户地址码数量大大增加，完全可以满足用户对数量上的要求。但是在接收信号质量上，著名的 Welch 界从理论上指出：部分相关函数值下限仅为周期相关函数值下限的  $1/\sqrt{2}$ 。也就是说，采用牺牲质量换取足够的数量，在工程上是可行的。

#### 2. IS-95 中用户地址码设计

IS-95 是全球第一个民用码分多址 CDMA 系统，其用户地址码设计是 CDMA 中最典型的方式。在 IS-95 中，采用一个超长序列的 m 序列伪码，它由 42 节移位寄存器产生，然后每个用户按照一定规律选取其中局部的有限位作为用户地址。

在伪码序列中，利用码的生成多项式  $f(x)$  产生 m 序列的基本方法有两类：一种是简单型移位寄存器(SSRG)，又称 Fibonacci 型移位寄存器；另一种是模块(组件)型移位寄存器(MSRG)，又称为 Galois 型移位寄存器。这两种结构是等效的，它们能得到相同的序列，所不同的只是相对相移。

SSRG 方式的编码器结构如图 3.18 所示。

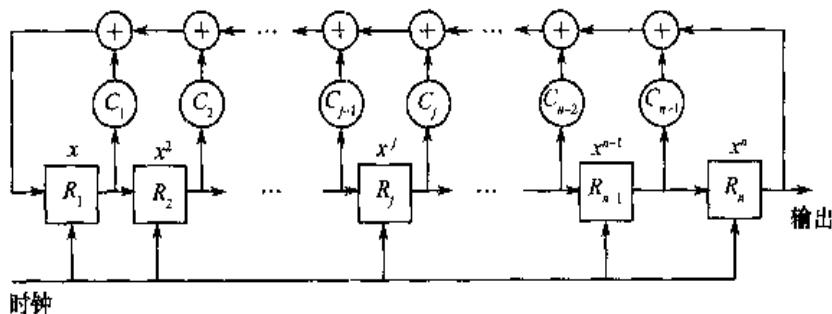


图 3.18 SSRG 方式的编码器结构图

MSRG 方式的编码器结构如图 3.19 所示。

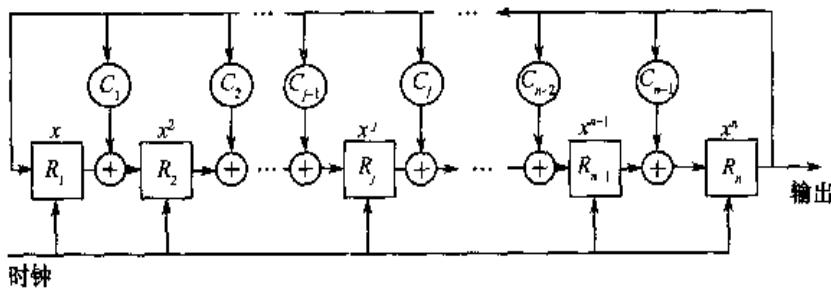


图 3.19 MSRG 方式的编码器结构图

若  $f(x)$  由 SSRG 直接产生所需的 PN 序列，而由 MSRG 产生时所对应的生成多项式应为： $f^*(x) = x^n f(x^{-1})$ ，称多项式  $f^*(x)$  为  $f(x)$  的对偶(逆)多项式。

对于 SSRG，特定输出起始相位给定的伪随机序列与并行模 2 加的相移模块之间规律是不确定的随机规律；对于 MSRG，特定输出起始相位给定的伪随机序列与并行模 2 加的相移模块之间规律是确定型的，即可通过不同的相移模块产生所要求特定的输出伪随机序列。这一特性在 CDMA 多址技术产生中得到了充分应用。

IS-95 中采用 MSRG 产生 PN 序列的原因，是由于 MSRG 产生器易于实现利用辅助的相移控制器模板对所需输出序列的相位的控制，而 SSRG 产生器很难实现这类控制。可见，IS-95 中用户地址码是由一个主伪码产生器与一个具有地址特征的相移控制器模板的移位寄存器逐位模 2 加以后产生的。

在 IS-95 系统中，所有用户主伪码(PN)产生器结构是完全一样的，它由一个 42 节移位寄存器构成，其生成多项式为(用 SSRG 实现)

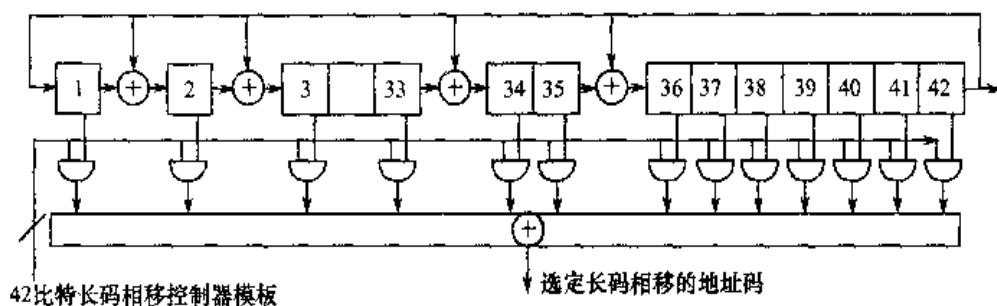
$$\begin{aligned} f(x) = & 1 + x^7 + x^9 + x^{11} + x^{15} + x^{16} + x^{17} + x^{20} + x^{21} + x^{23} + x^{24} + \\ & x^{25} + x^{26} + x^{32} + x^{35} + x^{36} + x^{37} + x^{39} + x^{40} + x^{41} + x^{42} \end{aligned} \quad (3.4.5)$$

它的逆多项式为(用 MSRG 实现)

$$f^*(x) = x^{42} f(x^{-1}) = 1 + x + x^2 + x^3 + x^5 + x^6 + x^7 + x^{10} + x^{16} + x^{17} + x^{18} + x^{19} + x^{21} + x^{22} + x^{25} + x^{26} + x^{27} + x^{31} + x^{33} + x^{35} + x^{42} \quad (3.4.6)$$

$m = 2^{42} - 1$  伪码序列产生器结构如图 3.20 所示。

IS-95 中系统时间是通过 GPS 保持一致的，其长码周期长达 41 位( $2^{42} - 1 = 4.4 \times 10^{12}$  chip)，长码起始参数相位和系统时钟的一个特殊参数时间点保持同步。即

图 3.20  $m=2^{42}-1$  伪码(PN)序列产生器结构

$\cdots \overset{41 \uparrow 0}{\overbrace{000 \cdots 000}} \ 1 \cdots$  (MSRG 输出序列)  
 ↑ 参数相位的起始点

对于具有地址特征的相移控制器模板, IS-95 中规定了下列 3 种形式结构。

(1) 业务信道公共长码相移控制器模板结构如图 3.21 所示。

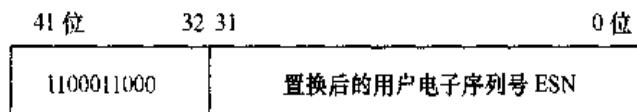


图 3.21 业务信道公共长码相移控制器模板结构图

由图 3.21 可见, 它有两部分组成, 一部分是确定形式的同步头 1100011000, 另一部分则是具有不同用户地址特征的置换后的用户电子序列号 ESN, 这一部分每个用户都不一样。

每个用户的 ESN 由 32 位组成, 即置换前  $ESN = (E_{31}E_{30}E_{29}\cdots E_2E_1E_0)$ , 经置换后变成  $ESN = (E_0E_{31}E_{22}E_{13}E_4\cdots E_{18}E_9)$ 。置换的目的主要在于将原有规则序号打乱, 以防止原 ESN 间存在大的相关性。

(2) 接入信道长码相移控制器模板结构如图 3.22 所示。

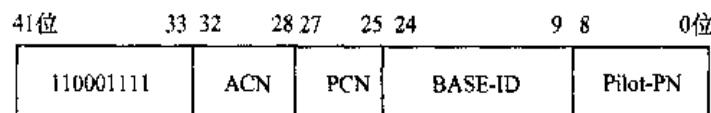


图 3.22 接入信道长码相移控制器模板结构图

接入信道相移控制器模板由下列 5 部分组成。同步头 9 位: 110001111、接入信道号 ACN: 5 位、移动台目前所属寻呼信道号 PCN: 3 位、目前的基站识别码 BASE-ID: 16 位、下行 CDMA 信道的导频偏置 Pilot-PN: 9 位, 共计 42 位。

(3) 寻呼信道长码相移控制器模板结构如图 3.23 所示。

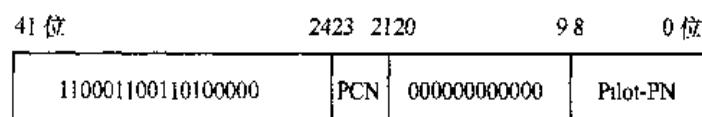


图 3.23 寻呼信道长码相移控制器模板结构图

它由固定 18 位同步头 110001100110100000、3 位寻呼信道号、12 位固定 0 序列及 9 位下行(前向)CDMA 信道的偏移共同组成。

### 3. CDMA2000 1X 中的用户地址码

CDMA2000 1X 是 IS-95 体制的延续和发展，其用户地址码与 IS-95 完全相同。

### 4. WCDMA 中的用户地址码

WCDMA 中的地址码为了绕过 IS-95 以 m 序列为为基础产生扰码的知识产权争论，采用了 Gold 码。Gold 码是由两个本原 m 序列相加而构成的伪随机序列，它与 m 序列一样具有产生简单、自相关性能优良且数量较多的优点。

WCDMA 中用户地址码分为两类：长码和短码。

(1) 长码，是由一个 25 阶移位寄存器产生的 Gold 码，然后截短为一个帧长 10ms 共计 38400 个码片，它主要用于第三代第一期，当基站使用 Rake 接收时采用。

(2) 短码，则是从扩展的 S(2) 码族中选取，其长度仅为 256 个码片，它主要用于第三代第二期，在接收端选用多用户检测器时采用，暂不讨论。

25 阶 Gold 码发生器结构如图 3.24 所示。

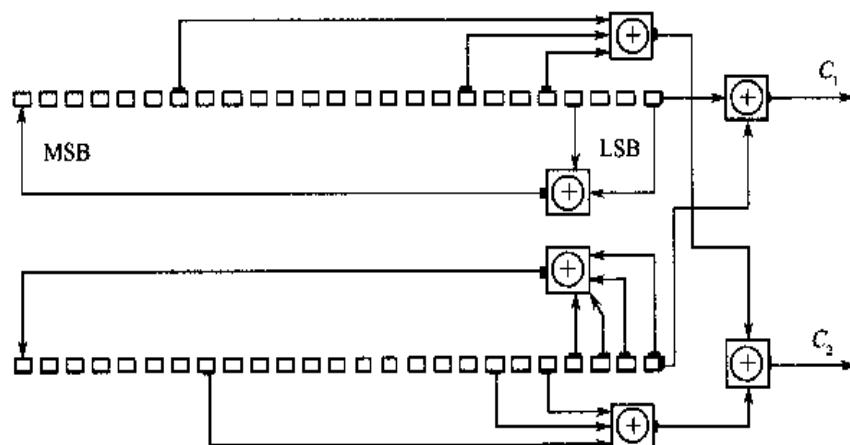


图 3.24 25 阶 Gold 码发生器结构

WCDMA 中的用户地址扰码  $C$  是一个复值扰码，它由两个实值码  $C_1$  和  $C_2$ （按抽取因子 2）产生，即

$$C = C_1[W_0 + jC_2(2k)W_1] \quad (3.4.7)$$

式中， $k = 0, 1, 2, \dots$ ,  $W_0 = \{1, 1\}$ ,  $W_1 = \{1, -1\}$ 。

采用这种方法产生的扰码会减少星座图中的零交叉，并会进一步减少调制过程的幅度变化。实值码  $C_1$  和  $C_2$  均为 Gold 码，其中， $C_1$  是由下列两个 m 序列生成多项式  $f_1^*(x)$ ,  $f_2^*(x)$  产生

$$f_1(x) = 1 + x^3 + x^{25} \quad (3.4.8)$$

其逆多项式为

$$f_1^*(x) = x^{25}f_1(x^{-1}) = x^{25}(1 + x^3 + x^{25}) = 1 + x^{22} + x^{25} \quad (3.4.9)$$

$$f_2(x) = 1 + x + x^2 + x^3 + x^{25} \quad (3.4.10)$$

其逆多项式为

$$f_2^*(x) = x^{25} f_2(x^{-1}) = x^{25}(1 + x + x^2 + x^3 + x^{25}) = 1 + x^{22} + x^{23} + x^{24} + x^{25} \quad (3.4.11)$$

$C_2$  是由  $C_1$  码移位 16 777 232 个码片以后产生的。 $C_1$  与  $C_2$  Gold 码生成结构如图 3.24 所示。在 WCDMA 中，一共可提供  $2^{24} - 1 = 16 777 215$  种用户扰码。

用户地址扰码的两个 m 序列的初始状态决定用户的地址特征，这一点与 IS-95 利用辅助相移模板决定用户地址完全不同，它由下述方式产生：Gold 码  $C_1$  的扰码序号  $n$ (十进制) 对应的二进制表示为： $n_0 n_1 \dots n_{23}$ ，并设第一个 m 序列为  $x$  序列，第二个 m 序列为  $y$  序列，由于  $x$  序列与用户扰码序号  $n$  密切相关，故记为  $x_n$ ，而  $y$  序列与  $n$  无关。

两个序列的起始状态分别为

$$x_n(0) = n_0, x_n(1) = n_1, x_n(2) = n_2 \dots x_n(23) = n_{23}, x_n(24) = 1 \quad (3.4.12)$$

$$y(0) = y(1) = y(2) = \dots = y(24) = 1 \quad (3.4.13)$$

### 3.4.4 基站地址码

#### 1. 基站地址码选址原则

为了尽可能减少基站间的多用户干扰，基站地址码应满足正交性能，同时满足序列数量足够多。基站地址码主要用于上、下行信道，区分不同的基站。在 IS-95 中，采用两个较短的 PN 码，码长  $m = 2^{15} - 1$ ，分别对下行同相(I)与正交(Q)调制分量进行扩频。

#### 2. IS-95 中基站地址码的产生

在 IS-95 中，同相(I)信道使用的短 PN 码特征多项式  $f_I(x)$  与逆多项式  $f_I^*(x)$  为

$$f_I(x) = 1 + x^2 + x^6 + x^7 + x^8 + x^{10} + x^{15} \quad (3.4.14)$$

$$f_I^*(x) = x^{15} f_I(x^{-1}) = 1 + x^5 + x^7 + x^8 + x^9 + x^{13} + x^{15} \quad (3.4.15)$$

在 IS-95 中，正交(Q)信道使用的短 PN 码特征多项式  $f_Q(x)$  与逆多项式  $f_Q^*(x)$  为

$$f_Q(x) = 1 + x^3 + x^4 + x^5 + x^9 + x^{10} + x^{11} + x^{12} + x^{15} \quad (3.4.16)$$

$$f_Q^*(x) = x^{15} f_Q(x^{-1}) = 1 + x^3 + x^4 + x^5 + x^6 + x^{10} + x^{11} + x^{12} + x^{15} \quad (3.4.17)$$

基站地址码产生器如下：

同相(I)信道的地址码产生器结构如图 3.25 所示。

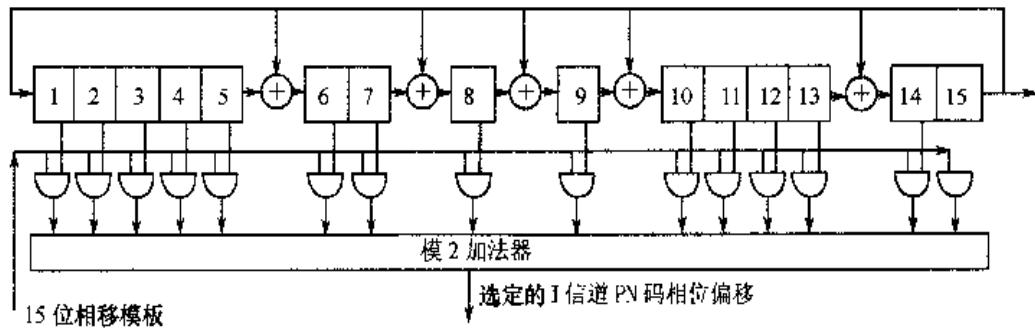


图 3.25 基站同相(I)信道的地址码产生器结构图

正交(Q)信道的地址码产生器结构如图 3.26 所示。

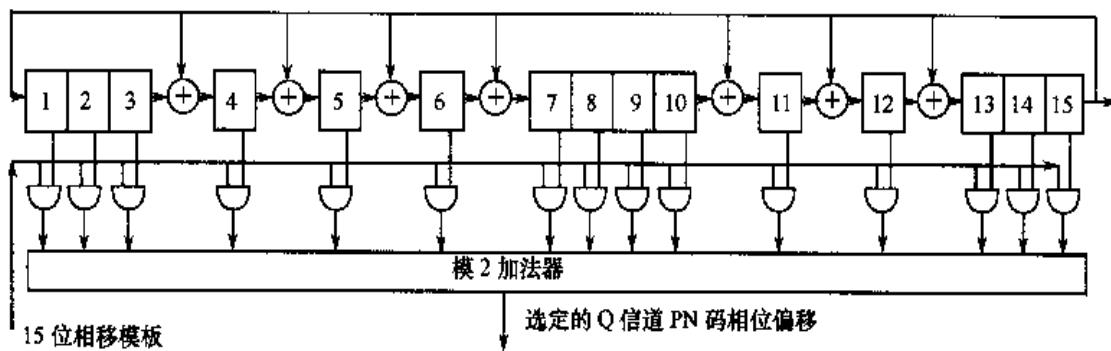


图 3.26 基站正交(Q)信道的地址码产生器结构图

基站同相(I)和正交(Q)信道地址码产生方法与用户地址码产生方法是一样的，I或Q信道的主伪码产生器都是由模块式移位寄存器 MSRG 组成的，原因是这类寄存器产生的相移是规则的。I或Q信道的起始状态零偏移分别规定如下：

I 信道 PN 码零偏移

$$\cdots 1 \quad \overbrace{000 \cdots 000}^{15 \text{ 个 } 0} \downarrow \text{参考序列起始位}$$

↑ 附加的 0

Q 信道 PN 码零偏移

$$\cdots 1 \quad \overbrace{000 \cdots 000}^{15 \text{ 个 } 0} \downarrow \text{参考序列起始位}$$

↑ 附加的 0

I或Q信道的15位m序列PN码的周期为 $m=2^{15}-1=32\ 767$ 码片(chip)，是奇数、不可约的。为了使周期变成 $2^{15}=32\ 768$ 为偶数、可约的，需要增加一位0，其规则如上，即在出现14个0以后再加上一个0。

在IS-95中，所有不同的基站的短PN序列是一样的，即其生成多项式 $f_I(x)$ ， $f_Q(x)$ 是同一个，而各个基站间的差异在于起始相位不一样。IS-95规定各基站地址码的相位差是64码片的整数倍。因此，在IS-95中，最多可提供的基站(或小区)的地址数应为： $N=\frac{2^{15}}{64}=512$ 。

决定基站地址起始状态的是具有基站地址码特征的15位相移模板，在IS-95中，I或Q两路短PN序列各有512种，则总共有 $2\times 512=1024$ 种基站地址码的15位相移模板，它可以预先计算并存储在ROM中，约占30KB的存储量，以供随时调用。

各个信道分配不同的I，Q信道PN码起始偏移量，它是由图3.25与图3.26中两个主伪码产生器与相应的15位相移模板逐位模2加以后产生的输出序列。

### 3. CDMA2000 系统的基站地址码

CDMA2000 1X 基站地址扰码与 IS-95 完全相同。CDMA2000 3X 基站地址扰码不同于 IS-95，它是由 $m=2^{20}-1$ (仍附加一个0)的m序列产生，其速率为3.6864Mchip/s。其生成多项式为

$$f_1(x) = f_Q(x) = 1 + x^3 + x^5 + x^9 + x^{20} \quad (3.4.18)$$

I 序列起始码片是位于连续 19 个“0”之后的“1”位置，Q 序列起始码片位置要比 I 序列延迟  $2^{19}$  个码片(chip)。

#### 4. WCDMA 系统的基站地址码

WCDMA 系统的基站地址码主要用于区分小区(基站或扇区)，为了绕过 IS-95 的知识产权问题，也采用了 Gold 码。

WCDMA 基站地址扰码是采用两个 18 阶移位寄存器产生的 Gold 序列为基本，共计可产生  $2^{18}-1=262\,143$  个扰码，但实际上仅采用前面的 8 192 个。扰码长度取一帧 10ms 的 38 400 个码片。

将上述产生的 8 192 个扰码分为 512 个集合，每个集合中有 16 个码，即  $512 \times 16 = 8\,192$ 。这 16 个码中有一个是基本扰码，其序号为

$$n = 16 \times i (i = 0, 1, 2, \dots, 511) \quad (3.4.19)$$

剩下其他的 15 组扰码为辅助扰码，其中第  $i$  个集合中码的序号为

$$16 \times i + k (i = 0, 1, 2, \dots, 511; k = 0, 1, 2, \dots, 15) \quad (3.4.20)$$

18 阶移位寄存器产生 Gold 码的结构如图 3.27 所示。

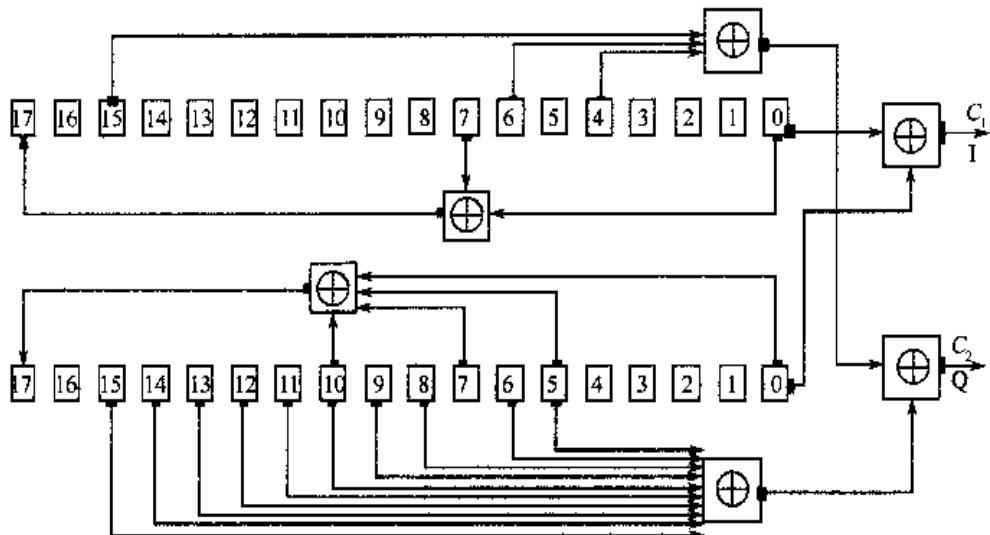


图 3.27 18 阶移位寄存器产生 Gold 码的结构图

在 WCDMA 中，图 3.27 产生的基站地址扰码可用下列复数形式表示，即

$$C(i) = C_1(i) + jC_2(i), \text{mod } 2^{18} - 1 \quad (3.4.21)$$

式中， $i = 0, 1, 2, \dots, 38\,399$ ， $C_1$  与  $C_2$  为实值 Gold 码，可以分别采用  $x_n(i)$  和  $y(i)$  序列表示，其中， $x_n$  序列的生成本原多项式为

$$f_1(x) = 1 + x^7 + x^{18} \quad (3.4.22)$$

其逆多项式为

$$f_1^*(x) = x^{18}f_1(x^{-1}) = x^{18}(1+x^{-7}+x^{-18}) = 1+x^{11}+x^{18} \quad (3.4.23)$$

$y$  序列的生成本原多项式为

$$f_2(x) = 1+x^5+x^7+x^{10}+x^{18} \quad (3.4.24)$$

其逆多项式为

$$f_2^*(x) = x^{18}f_2(x^{-1}) = x^{18}(1+x^5+x^7+x^{10}+x^{18}) = 1+x^8+x^{11}+x^{13}+x^{18} \quad (3.4.25)$$

因此,  $C_1, C_2$  可以分别采用  $x_n$  和  $y$  表示为

$$C_1 = x_n \oplus y, C_2 = D^{131072} \cdot C_1 \text{ (其中 } D \text{ 为延迟算子)} \quad (3.4.26)$$

上述两个  $m$  序列的初始状态分别为

$$\left. \begin{array}{l} x_n(0)=x_n(1)=\cdots=x_n(16)=0, x_n(17)=1 \\ y(0)=y(1)=\cdots=y(17)=1 \end{array} \right\} \quad (3.4.27)$$

### 3.5 伪随机序列和扩频码的理论基础与分析

#### 3.5.1 伪随机序列的主要性质

1967年, Golomb 提出了伪随机序列(PN)应满足的3项随机性公设。

(1) 平衡性: 在序列的一个周期内, 0与1的个数至多相差1个。

(2) 游程平衡性: 在序列的一个周期内, 长为1的游程占总游程的  $\frac{1}{2}$ ; 长为2的游程占总游程的  $\frac{1}{2^2}$ ; … 长为  $i$  的游程占总游程的  $\frac{1}{2^i}$ ; … 且在等长游程中, 0游程与1游程各占一半。

(3) 自相关函数为一个二值函数, 理想为  $\delta$  函数。

目前, 已找到的能完全满足上述3个随机性公设的序列并不多, 它们主要分为两大类: 线性移位寄存器序列和非线性序列。

#### 1. m 序列

最长线性移位寄存器(MLSR)即  $m$  序列, 是最为典型的满足 Golomb 3 个随机公设的序列。如果扩频序列是  $m$  序列, 序列的信号波形是  $N$  个宽为  $T_c$ 、幅度为“+1”(对应原序列中“0”)与“-1”(对应原序列中“1”)的矩形波信号, 那么  $m$  序列周期自相关函数为

$$R_a(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{N+1}{NT_c} |\tau|, & |\tau| \leq T_c \\ -\frac{1}{N}, & T_c < |\tau| < (N-1)T_c \end{cases} \quad (3.5.1)$$

自相关函数的波形如图 3.28 所示。

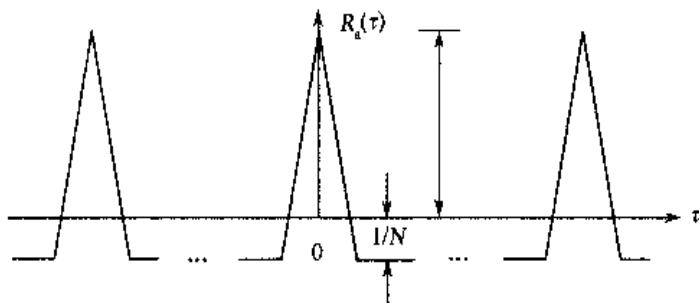


图 3.28 m 序列周期性自相关函数的波形图

m 序列的功率谱密度为

$$S(f) = \frac{1}{N^2} \delta(f) + \frac{N+1}{N^2} \left[ \frac{\sin(\pi f/f_c)}{\pi f/f_c} \right]^2 \sum_{j=-\infty}^{\infty} \delta(f - jf_d) \quad (3.5.2)$$

式中,  $f_c = \frac{1}{T_c}$ ,  $f_d = \frac{f_c}{N}$ 。其对应的波形如图 3.29 所示。

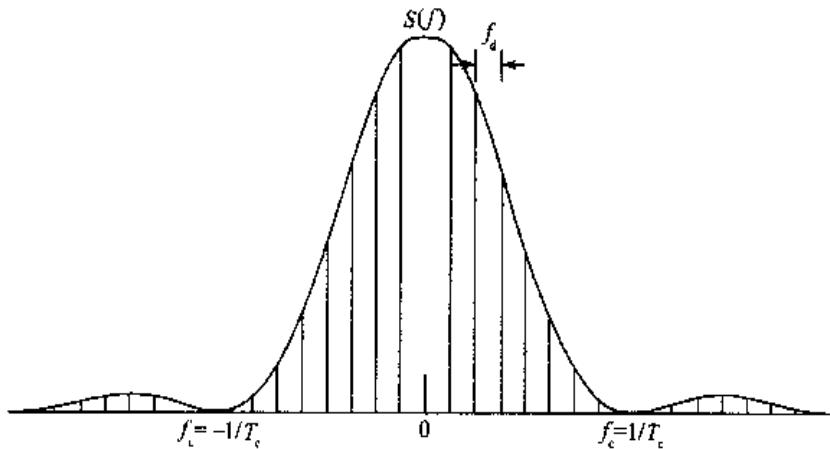


图 3.29 m 序列的功率谱密度对应的波形图

由公式与图形可见:  $N$  越大, 自相关旁瓣  $-\frac{1}{N}$  就越小; 功率谱的谱线间隔  $f_d$  越小, 且谱线幅度也就越低。

m 序列的互相关(绝对)均值等于 1, 即

$$\sum_{j=0}^{N-1} R_c(j) = \sum_{j=0}^{N-1} R_{xy}(j) = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} x_i y_{i+j} = \sum_{i=0}^{N-1} x_i \cdot \sum_{j=0}^{N-1} y_{i+j} = (-1) \cdot (-1) = 1 \quad (3.5.3)$$

m 序列的均方根与  $N$  值(相对)比值近似为  $2^n$ , 即

$$\begin{aligned} \frac{1}{N} E[R_{xy}^2(j)] &= \frac{1}{N} \left[ \sum_{j=0}^{N-1} R_{xy}^2(j) \right] \\ &= \frac{1}{N} [R_x(0)R_y(0) + \sum_{j=1}^{N-1} R_x(j)R_y(j)] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{2^n - 1} [N \cdot N + \sum_{j=1}^{N-1} (-1) \cdot (-1)] = \frac{N^2 + N - 1}{2^n - 1} \\
 &= \frac{1}{2^n - 1} [(2^n - 1)^2 + (2^n - 1) - 1] = \frac{2^{2n} + 2^n - 1}{2^n - 1} \approx 2^n
 \end{aligned} \quad (3.5.4)$$

1971年, V. M. Sidelnikov 证明 m 序列互相关最大值的下限为

$$|R_{xy}(j)| > 2^{\frac{n-1}{2}} - 1 \quad (3.5.5)$$

要进一步给出任意两个 m 序列  $x$  和  $y$  的具体互相关值  $R_{xy}(j)$  ( $j = 0, 1, \dots, N-1$ ) 仍是相当困难的, 它们一般是三电平或四电平值。

1972年, Nino 证明: 若  $x$  和  $y$  是两个 m 序列, 其周期为  $N = 2^n - 1$ , 且  $y = x[q]$ ,  $q = 2^k + 1$  或  $q = 2^{2k} - 2^k + 1$ ,  $e = \gcd(n, k)$ ,  $n/e$  为奇数, 则  $x, y$  间的互相关  $R_{xy}(j)$  是三值的(三电平), 即

$$R_{xy}(j) = \begin{cases} t(n)(= 1 + 2^{\frac{n+2-2j}{2}}) - 2 \\ -1 \\ -t(n)(= 1 + 2^{\frac{n+2-2j}{2}}) \end{cases} \quad (3.5.6)$$

称满足上述特性的一对 m 序列为优选对。后来又有人给出了  $R_{xy}(j)$  是四值(四电平)的类似优选对, 并得到了 m 序列具有上述优选对特性序列的数目  $M_n$ (见表 3.3)。

表 3.3 m 序列优选对的序列数

$n$	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
$M_n$	2	0	3	2	6	0	2	3	4	0	4	3	2	0

Dowling 和 McEliece 证明: m 序列优选对的互相关值满足

$$|R_{xy}(j)| \leq 2^{\frac{(n+2)/2}{2}}, j = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (3.5.7)$$

## 2. Gold 序列

1967年, R. Gold 提出了一类伪随机序列, 后来人们命名为 Gold 序列, 其周期为  $N = 2^n - 1$ , 序列数为  $N + 2$ , 且彼此最大自相关旁瓣和最大互相关旁瓣为

$$R_a = R_c = t(n) = 2^{\frac{n+2-2j}{2}} + 1 \quad (3.5.8)$$

若有两个 m 序列  $x = (x_0 x_1 \dots x_{N-1})$ ,  $y = (y_0 y_1 \dots y_{N-1})$ ,  $x$  的本原多项式为  $f_1(x)$ ,  $y$  的本原多项式为  $f_2(x)$ , 另外可知 m 序列循环移位序列  $Dx, D^2x, \dots, D^{N-1}x$  也是 m 序列。则新序列

$$z = y + D^k x, k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (3.5.9)$$

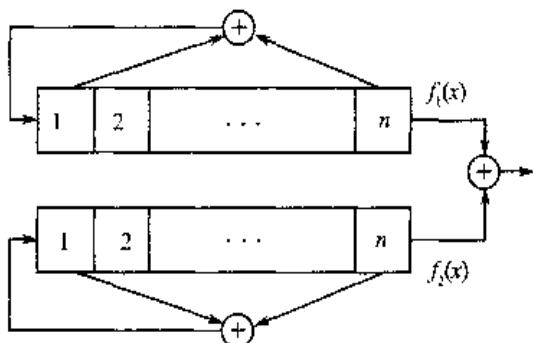
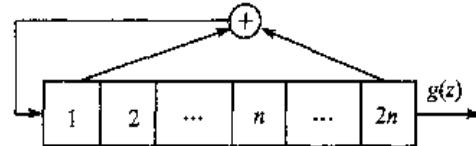
其生成多项式为

$$g(z) = f_1(x) \cdot f_2(y) \quad (3.5.10)$$

该序列的周期仍为:  $N = 2^n - 1$ , 新序列集合为

$$G(x, y) = (x + y, x + Dy, x + D^2y, \dots, x + D^{N-1}y, x, y) \quad (3.5.11)$$

$G(x, y)$  生成结构图如图 3.30 和图 3.31 所示。由  $x$  与  $y$  两个 m 序列生成结构如图 3.30 所示; 由  $g(z)$  直接生成结构如图 3.31 所示。

图 3.30 由  $x$  与  $y$  两个 m 序列生成图 3.31 由  $g(z)$  直接生成

若  $x$  和  $y$  是周期为  $N = 2^n - 1$  的 m 序列优选对，则由它们构成的 Gold 序列  $z = y + D^k x$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$ , 其自、互相关均为三电平。其自相关为

$$R_z(j, j \neq 0) = \begin{cases} t(n) - 2 \\ -1 \\ -t(n) \end{cases} \quad (3.5.12)$$

互相关为

$$R_{xz}(j) = \begin{cases} t(n) - 2 \\ -1 \\ -t(n) \end{cases} \quad (3.5.13)$$

自相关与互相关值和 m 序列优选对互相关值是一样的，都是同一个三电平值。由 m 序列优选对构成的 Gold 序列数目见表 3.4。

表 3.4 由 m 序列优选对产生的 Gold 序列数目

$n$	5	6	7	9	10	11
$N$	31	63	127	511	1023	2047
任意	12	6	90	240	180	1584
平衡	12	6	54	144	120	880

Gold 序列数目远远多于 m 序列，其相关值也很低，但平衡性不很一致，它大致可分为 3 类。平衡序列：“1”码元仅比“0”码元多一个。非平衡序列有两类：“1”码元过多的序列；“1”码元过少的序列。当  $n$  为奇数时，约 50% 为平衡序列；当  $n$  为偶数（但不为 4 的倍数）时，平衡序列约占 75%。

实际系统中还常常应用截短序列（具有较短周期）。它由上述较长的 m 序列、Gold 序列的周期中截取某一段作为扩频序列，显然其性能要比周期性序列差，但数量上可以大大增加，且复杂度也增大。另外还有一些用其他代数方法生成的伪随机序列，如平方剩余序列、Hall 序列、双质数序列等，但由于产生困难，因而很少应用。

20 世纪 80 年代以后又相继提出了一些一系列新型非线性扩频序列，它们包括：代数型非

线性扩频序列，如 Bent 序列、GMW 序列和 No 序列等；结构型非线性扩频序列，如大 M 序列、正交 Gold(OG)序列、正交 Bent(OB)序列等；功能型非线性扩频序列，如择多(MD)序列和 Geff 序列等。

### 3.5.2 扩频序列的相关特性

在蜂窝移动通信系统中，由于在同一个小区<sup>①</sup>内同时通信的用户不是一个而是多个，因此相互之间可能存在干扰。特别是对于码分多址方式，由于多个用户均占用相同时隙、相同频段，不同的仅是所选取的地址码不一样。也就是说，各用户之间的干扰仅靠所选用的地址码的互相关特性较好来消除，然而实际上理想的互相关系数处处为 0 的地址码是不存在的，因此在码分多址系统中，多址干扰总是客观存在的。当小区中同时通信的用户数较多时，多址干扰是最主要的干扰，其次是多径干扰，而加性高斯白噪声干扰影响最小。

扩频码的码型设计是克服多址干扰最本质的也是最理想的措施，这样可以从理论上设计一大类完全正交的、互相关为 0 的理想扩频地址码，利用码组间互相关为 0 来完全消除多用户之间的多址干扰。

设复数序列集  $X = \{u \mid u_i \in \mathbf{C}, |u_i| = 1, u_i = u_{i+N}, i \in \mathbf{Z}\}$ ， $X$  中序列的个数为  $K$ ， $\mathbf{C}$  表示复数集合， $\mathbf{Z}$  是整数集合， $N$  表示序列长度。对于  $\forall u, v \in X$ ，定义序列之间的周期自 / 互相关函数为

$$\theta(u, v)(l) = \sum_{i=0}^{N-1} u_i (v_{i+l})^*, l \in \mathbf{Z} \quad (3.5.14)$$

式中，假设  $\theta(u)(0) = N$ ，根据定义可知， $\theta(u, v)(-l) = [\theta(v, u)(l)]^*$ ，同理有  $\theta(u)(-l) = [\theta(u)(l)]^*$ 。规定

$$\theta_a = \max\{|\theta(u)(l)| \mid u \in X, u \neq v, 0 \leq l \leq N-1\} \quad (3.5.15)$$

表示序列集合中周期自相关函数的最大值。

$$\theta_c = \max\{|\theta(u, v)(l)| \mid u, v \in X, u \neq v, 0 \leq l \leq N-1\} \quad (3.5.16)$$

表示序列集合中周期互相关函数的最大值。

进一步，定义序列集合中的非周期相关函数为

$$C(u, v)(l) = \begin{cases} \sum_{i=0}^{N-1-l} u_i (v_{i+l})^*, & 0 \leq l \leq N-1 \\ \sum_{i=0}^{N-1+l} u_{-i} v_i^*, & -N \leq l < 0 \\ 0, & |l| > N \end{cases} \quad (3.5.17)$$

假设  $C(u)(0) = N$ ，类似可以规定

$$C_a = \max\{|C(u)(l)| \mid u \in X, u \neq v, 1 \leq l \leq N-1\} \quad (3.5.18)$$

<sup>①</sup> 在蜂窝网中，小区为统称。当采用全向天线时，小区就是蜂窝区；当采用扇区天线时，小区则可表示扇区，但一般情况下小区是指蜂窝区。

表示序列集合中非周期自相关函数的最大值。

$$C_c = \max\{|C(u, v)(l)| \mid u, v \in X, u \neq v, 1 - N \leq l \leq N - 1\} \quad (3.5.19)$$

表示序列集合中非周期互相关函数的最大值。实际系统中还常常常用到奇相关函数，奇相关函数可以表示为

$$\phi(u, v)(mN + l) = C(u, v)(l) - C(u, v)(l - N), m \in \mathbf{Z}, 0 \leq l < N \quad (3.5.20)$$

类似地，也可以引入

$$\phi_c = \max\{|\rho(u, v)(l)| \mid u, v \in X, u \neq v, 0 \leq l \leq N - 1\} \quad (3.5.21)$$

表示序列集合中奇互相关函数的最大值。

$$\phi_a = \max\{|\rho(u)(l)| \mid u \in X, u \neq v, 1 \leq l \leq N - 1\} \quad (3.5.22)$$

表示序列集合中奇自相关函数的最大值。

由非周期相关函数的定义容易知道，周期相关函数与非周期相关函数之间存在如下关系

$$\theta(u, v)(mN + l) = C(u, v)(l) + C(u, v)(l - N), m \in \mathbf{Z}, 0 \leq l < N \quad (3.5.23)$$

因此，周期相关函数也称为偶相关函数，并且由式(3.5.20)和式(3.5.23)可知，在各种相关函数的定义中，非周期相关函数才是最基本的。

对于周期相关函数、奇相关函数及非周期相关函数有如下的定理和引理。

**引理 3.1**

$$\sum_{l=0}^{N-1} |\theta(u, v)(l)|^2 = \sum_{l=0}^{N-1} \theta(u)(l) [\theta(v)(l)]^* \quad (3.5.24)$$

证明

$$\begin{aligned} \sum_{l=0}^{N-1} |\theta(u, v)(l)|^2 &= \sum_{l=0}^{N-1} \left| \sum_{i=0}^{N-1} u_i v_{i+l}^* \right|^2 \\ &= \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} u_i v_{i+l}^* u_j^* v_{j+l} \\ &= \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} u_i u_j^* \sum_{l=0}^{N-1} v_{j+l} v_{j+l}^* \\ &= \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} u_i u_j^* [\theta(v)(j - i)]^* \\ &= \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} u_i u_{i+j}^* [\theta(v)(i)]^* \\ &= \sum_{j=0}^{N-1} [\theta(v)(j)]^* \sum_{i=0}^{N-1} u_i u_{i+j}^* \end{aligned}$$

$$= \sum_{l=0}^{N-1} \theta(u)(l) [\theta(v)(l)]^* \quad (3.5.25)$$

上式的证明中利用了关系式  $\theta(v)(-l) = [\theta(v)(l)]^*$ 。类似地，可以证明下列引理。

**引理 3.2**

$$\sum_{l=0}^{N-1} |\phi(u, v)(l)|^2 = \sum_{l=0}^{N-1} \phi(u)(l) [\phi(v)(l)]^* \quad (3.5.26)$$

**引理 3.3**

$$\sum_{l=1-N}^{N-1} |\theta(u, v)(l)|^2 = \sum_{l=1-N}^{N-1} \theta(u)(l) [\theta(v)(l)]^* \quad (3.5.27)$$

根据上述相关函数的定义和规定，Welch、Sarwate 等人经过系统研究，得到如下的基本定理。

**定理 3.1** 扩频序列集合的周期自相关和互相关函数最大值满足下列关系式

$$\left(\frac{\theta_c^2}{N}\right) + \frac{N-1}{N(K-1)} \left(\frac{\theta_a^2}{N}\right) \geq 1 \quad (3.5.28)$$

**证明** 对于集合中所有的序列  $u, v$ ，应用引理 3.1 可得

$$\begin{aligned} \sum_{u \in X} \sum_{v \in X} \sum_{l=0}^{N-1} |\theta(u, v)(l)|^2 &= \sum_{u \in X} \sum_{\substack{v \in X \\ u \neq v}} \sum_{l=0}^{N-1} |\theta(u, v)(l)|^2 + \sum_{u \in X} \sum_{l=0}^{N-1} |\theta(u)(l)|^2 \\ &= \sum_{u \in X} \sum_{v \in X} \sum_{l=0}^{N-1} \theta(u)(l) [\theta(v)(l)]^* \\ &= \sum_{l=0}^{N-1} \left| \sum_{u \in X} \theta(u)(l) \right|^2 = K^2 N^2 + \sum_{l=1}^{N-1} \left| \sum_{u \in X} \theta(u)(l) \right|^2 \end{aligned} \quad (3.5.29)$$

按照定义，上述等式的左边不大于  $K(K-1)N\theta_c^2 + KN^2 + K(N-1)\theta_a^2$ ，而上式的右边必然不小于  $K^2 N^2$ ，因此可得

$$K(K-1)N\theta_c^2 + KN^2 + K(N-1)\theta_a^2 \geq K^2 N^2 \quad (3.5.30)$$

整理可得式(3.5.28)。

令  $\frac{\theta_{\max}^2}{N} = \max\left\{\frac{\theta_c^2}{N}, \frac{\theta_a^2}{N}\right\}$ ，可以得到  $\frac{\theta_{\max}^2}{N} \geq \frac{N(K-1)}{NK-1}$ 。若以  $\frac{\theta_c^2}{N}$  为  $x$  轴， $\frac{\theta_a^2}{N}$  为  $y$  轴，可以得到定理 3.1 的几何解释，如图 3.32 所示。

由图 3.32 可知，对于集合  $X$  中的任何序列，坐标点  $(\frac{\theta_c^2}{N}, \frac{\theta_a^2}{N})$  都不可能位于边长为  $N$  的矩形区域之外。而根据定理 3.1 可知，坐标点  $(\frac{\theta_c^2}{N}, \frac{\theta_a^2}{N})$  只能位于直线方程  $x + \frac{N-1}{N(K-1)}y = 1$  之上，即区域 I 部分。直线与  $x$  轴的交点坐标恒为  $(1, 0)$ ，而与  $y$  轴的交点坐标为  $(0, \frac{N(K-1)}{N-1})$ 。区域 I 中的点只有在 A 点才能达到自相关旁瓣与互相关旁瓣同时最小，此

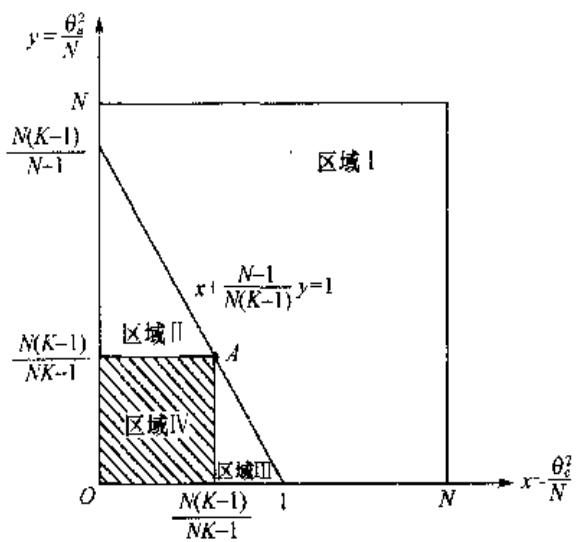


图 3.32 周期相关函数的下界

时  $A$  点坐标为  $(\frac{N(K-1)}{NK-1}, \frac{N(K-1)}{NK-1})$ 。除这一点外，其他点都会造成减小(增大)  $\theta_c$ ，则增大(减小)  $\theta_a$  的现象，因此可知  $\theta_c$  和  $\theta_a$  是相互制约的。由上面的论述可知，区域 IV 是不可能达到的。当  $K$  和  $N$  都充分大时，周期相关函数的旁瓣最大值必须大于  $\sqrt{N}$ 。

**定理 3.2** 扩频序列集合的奇自相关和奇互相关函数最大值满足下列关系式

$$\left(\frac{\theta_c^2}{N}\right) + \frac{N-1}{N(K-1)}\left(\frac{\theta_a^2}{N}\right) \geq 1 \quad (3.5.31)$$

利用引理 3.2，该定理证明与定理 3.1 类似，不再赘述。

**定理 3.3** 扩频序列集合的非周期自相关和互相关函数最大值满足下列关系式

$$\frac{2N-1}{N}\left(\frac{C_c^2}{N}\right) + \frac{2(N-1)}{N(K-1)}\left(\frac{C_a^2}{N}\right) \geq 1 \quad (3.5.32)$$

**证明** 对于集合中所有的序列  $u, v$ ，应用引理 3.3 可得

$$\begin{aligned} \sum_{u \in X} \sum_{v \in X} \sum_{l=1-N}^{N-1} |C(u, v)(l)|^2 &= \sum_{u \in X} \sum_{\substack{v \in X \\ u \neq v}} \sum_{l=1-N}^{N-1} |C(u, v)(l)|^2 + \sum_{u \in X} \sum_{l=1-N}^{N-1} |C(u)(l)|^2 \\ &= \sum_{l=1-N}^{N-1} \left| \sum_{u \in X} C(u)(l) \right|^2 = K^2 N^2 + 2 \sum_{l=1}^{N-1} \left| \sum_{u \in X} C(u)(l) \right|^2 \end{aligned} \quad (3.5.33)$$

按照定义，上述等式的左边不大于  $K(K-1)(2N-1)C_c^2 + KN^2 + 2K(N-1)C_a^2$ ，而上式的右边必然不小于  $K^2 N^2$ ，因此可得

$$K(K-1)(2N-1)C_c^2 + KN^2 + 2K(N-1)C_a^2 \geq K^2 N^2 \quad (3.5.34)$$

整理可得式(3.5.32)。令  $\frac{C_{\max}^2}{N} = \max\left\{\frac{C_c^2}{N}, \frac{C_a^2}{N}\right\}$ ，可以得到  $\frac{C_{\max}^2}{N} \geq \frac{N(K-1)}{2NK-K-1}$ 。若以  $\frac{C_c^2}{N}$

为  $x$  轴,  $\frac{C_a^2}{N}$  为  $y$  轴, 可以得到定理 3.3 的几何解释, 如图 3.33 所示。

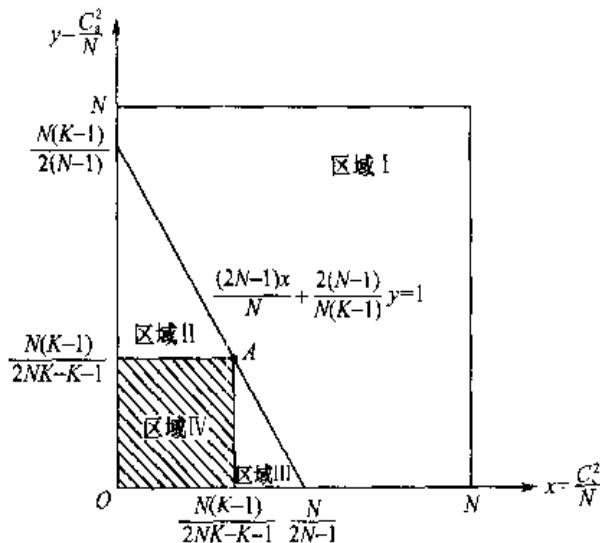


图 3.33 非周期相关函数的下界

由图 3.33 可知, 对于集合  $X$  中的任何序列, 坐标点  $(\frac{C_c^2}{N}, \frac{C_a^2}{N})$  都不可能位于边长为  $N$  的矩形区域之外。而根据定理 3.2 可知, 坐标点  $(\frac{C_c^2}{N}, \frac{C_a^2}{N})$  只能位于直线方程  $\frac{2N-1}{N}x + \frac{2(N-1)}{N(K-1)}y = 1$  之上, 即区域 I 部分。直线与  $x$  轴的交点坐标为  $(\frac{N}{2N-1}, 0)$ , 而与  $y$  轴的交点坐标为  $(0, \frac{N(K-1)}{2(N-1)})$ 。区域 I 中的点只有在 A 点才能达到自相关旁瓣与互相关旁瓣同时最小, 此时 A 点坐标为  $(\frac{N(K-1)}{2NK-K-1}, \frac{N(K-1)}{2NK-K-1})$ 。除这一点以外, 其他点都会造成减小(增大)  $C_c$ , 则增大(减小)  $C_a$  的现象。由上面的论述可知, 区域 IV 也是不可能达到的。当  $K$  和  $N$  都充分大时,  $\frac{C_{\max}^2}{N} \approx \frac{1}{2}$ , 说明非周期相关函数的旁瓣最大值必须大于  $\sqrt{N}/2$ 。

上述定理说明理想的扩频地址码序列是不存在的。若放松一些先决条件, 如不要求互相关函数每时刻的值都为 0, 而只要求在一定的窗口内为 0, 以及采用复合序列构造方法等, 也可能找到一些比较理想的地址码序列, 如 LAS-CDMA 系统中采用的 LA/LS 码等。这是一个很好的技术方向, 但扩频码数量能否满足要求, 同时经过恶劣的时变信道以后, 理想性能是否能保持及如何进行大范围组网仍然需要进一步研究。

在实际应用时, 可以将不可兼顾最佳性能的自、互相关特性码分开, 利用具有较理想自相关函数的伪随机码(PN 码)作为地址码, 同时又利用具有理想互相关函数的 Walsh 码作为信道正交码, 在保持信道同步状态下, 这是一个实际可取的实现方案。这一思想目前被所有的 CDMA 系统广泛采用。但可惜的是, 已知互相关为零的 Walsh 码对同步误差太敏感, 而实际上恶劣移动信道又不可能保证严格的同步性能, 因此多址干扰总是实际存在的。

### 3.6 本章小结

本章讨论了多址技术与扩频通信两个问题。在多址技术方面，首先介绍了频分、时分、码分和空分的基本概念；其次重点介绍了移动通信中几种典型的多址接入方式：第一代(1G)的FDMA，第二代(2G)GSM的TDMA、IS-95的CDMA，第3代(3G)3个主流制式的CDMA。

在扩频通信方面，首先介绍了扩频通信的基本原理、直扩方式的主要技术指标：扩频处理增益和干扰容限，并讨论了扩频的主要优缺点。其次结合不同的码分系统：IS-95、CDMA2000和WCDMA，重点分析和介绍了CDMA的3种不同形式地址码：用户、信道、基站地址码的结构与组成。最后对地址码的理论基础进行了进一步的分析讨论。

### 习 题

- 3.1 移动通信中的多址技术与固定网络中的信号复用技术之间有哪些共同点？有哪些不同点？
- 3.2 什么叫窄带通信系统？什么叫宽带通信系统？扩频的基本原理是什么？
- 3.3 扩频的技术指标是什么？
- 3.4 扩频的主要优、缺点是什么？
- 3.5 在CDMA中，地址码有多少种类型？各用在什么场合？其中做扩散用的是哪一种类型地址码？
- 3.6 若用每比特4个码片(chip)来生成Walsh函数，试写出4组Walsh函数的取值，画出它们的波形，并证明它们之间的正交性。
- 3.7 在信噪比受限的CDMA系统中，若已知 $E_b/N_0=6\text{dB}$ ，相邻小区干扰 $\beta=60\%$ ，语音激活因子 $\nu=50\%$ ，功控精度 $\alpha=0.8$ ，射频带宽为 $1.25\text{MHz}$ ，传输速率为 $9.6\text{Kbps}$ ，而一个全向小区用户数量 $M$ 可采用下列公式： $M=\frac{G}{E_b/N_0} \times \frac{1}{1 \times \beta} \times \alpha \times \frac{1}{\nu}$ ，其中 $G$ 为扩频增益。试问 $M$ 为多少？
- 3.8 在地址码的移位寄存器实现结构中有两种不同的类型：SSRG与MSRG。它们各自有什么特点？两类结构之间有什么关系？
- 3.9 已知IS-95基站地址码的I路与Q路PN码生成多项式分别为  

$$f_I(x) = 1 + x^2 + \dots + x^6 + x^7 + x^8 + x^{10} - x^{15}$$
  

$$f_Q(x) = 1 + x^3 + \dots + x^4 + x^5 + x^9 + x^{10} - x^{11} + x^{12} + x^{15}$$
  
 试画出相应MSRG结构15阶PN序列I、Q信道地址码的结构图。
- 3.10 已知WCDMA的一个25阶Gold生成多项式为  

$$f_1(x) = 1 + x^9 + x^{25}, f_2(x) = 1 + x + x^2 + x^3 + x^{25}$$
  
 试画出相应的MSRG结构与25阶Gold码产生结构图。

### 参考文献

- [3.1] M. B. Pursley and V. Sarwate. Evaluation of Correlation Parameters for Periodic Sequences. *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. IT-23, pp. 508~513, July 1977
- [3.2] D. V. Sarwate. Bounds on Crosscorrelation and Autocorrelation of Sequences. *IEEE Trans. Inform.*

- Theory, Vol. IT-25, No. 6, pp. 720~724, Nov. 1979
- [3.3] L. R. Welch. Lower bounds on the maximum corss correlation of signals. IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. IT-20, pp. 397~399, May 1974
- [3.4] 吴伟陵. 移动通信中的关键技术. 北京:北京邮电大学出版社, 2000. 11
- [3.5] J. S. Lee, L. E. Miller. CDMA Systems Engineering Handbook. Artech House, Inc. 1998
- [3.6] 3GPP Technical Specification (3G TS) 25.213, v 4.0.0, Spreading and Modulation(FDD).
- [3.7] T. Ojanpera, R. Prasad. WCDMA: Towards IP Mobility and Mobile Internet. Artech House, Inc. 2001
- [3.8] 孙立新, 尤肖虎, 张萍等. 第三代移动通信技术. 北京:人民邮电出版社, 2000. 12

## 第4章 信源编码与数据压缩

第1章已指出通信系统中的核心问题是有效性、可靠性与安全性，移动通信也不例外，只是实现这3类指标的环境与条件更加恶劣，因而达到目标也就更加困难。特别是由于移动通信的频率资源是有限的，因此提高效率的问题也就更加突出。

有效性、可靠性与安全性是一个全系统概念，是一个很复杂的问题，与移动通信系统中的3个层次——物理层、网络层和网络规划层都有关系，特别是与蜂窝网的拓扑结构密切相关。但在这一章中，由于还没有涉及蜂窝网结构，因此仅从物理层来探讨，其他两层的问题待后面讨论蜂窝网结构时再进行介绍。即使局限于物理层，有效性也涉及到信源编码与数据压缩、调制与信道编码技术、多址方式、信号分集接收、天线方向性等诸多因素。本章仅讨论在物理层决定有效性的最主要因素：信源编码和数据压缩技术。

信源编码主要是利用信源的统计特性，解除信源相关性，去掉信源冗余信息，从而达到压缩信源输出的信息率，提高系统有效性的目的。

在移动通信系统中，从第二代(2G)数字式移动通信系统开始，就应用了信源编码技术。但是第二代移动通信主要是语音业务，所以信源编码主要指语音压缩编码。到了第三代系统，通信业务已不是单一语音业务，而是逐步扩展成包含语音、数据和图像在内的多媒体业务。因此第三代移动通信中的信源编码将不仅包含语音压缩编码，还包含各类图像压缩编码和多媒体数据压缩等方面内容。同时由于信源编码将涉及压缩算法及具体的软硬件和系统实现技术，本章仅讨论以压缩算法为核心的原理与技术。

无论是语音编码还是图像编码，目前都大致经历了两个发展阶段：第一阶段是以信源统计特性为依据的统计压缩编码；第二阶段是在统计特性的基础上考虑了瞬时特性和主观特性的自适应压缩编码。

### 4.1 语音压缩编码

本节将讨论语音压缩编码的基本原理与方法，以及在移动通信中的语音编码。

#### 4.1.1 引言

通信系统中引入语音压缩编码的目的是解除语音信源的统计关联，压缩语音编码的码率，提高通信系统的有效性。语音压缩编码大致可以分为以下3类。

- 波形编码

波形编码是以精确再现语音波形为目的，并以保真度即自然度为度量标准的编码方法。这类编码是保留语音个性特征为主要目标的方法，其码率较高。

- 参量编码

参量编码是利用人类发声机制，仅传送反映语音波形变化主要参量的编码方法。在接收

端, 可根据发声模型, 由传送过来的变化参量激励产生人工合成的语音。参量编码的主要度量标准是可懂度。显然, 这类编码是以提取并传送语音的共性特征参量为主要目标的编码方法, 其码率较低。

### ● 混合编码

混合编码是吸取上述两类编码的优点, 以参量编码为基础并附加一定的波形编码特征, 以实现在可懂度基础上适当改善自然度目的的编码方法。其码率介于上述两类编码之间。

参量编码, 一般又称为声码器, 而混合编码, 有人将其称为软声码器。在以上 3 类编码中, 波形编码质量最高, 其质量几乎与压缩处理之前相同, 可以适用于公用骨干(固定)通信网; 参量编码质量最差, 不能用于骨干通信网, 而仅适用于特殊通信系统, 如军事与保密通信系统; 混合编码质量介于两者之间, 目前主要用于移动通信网。

下面应用信息论对上述 3 类压缩编码的理论性能做一初步估计。

### 1. 波形编码的性能估计

利用信息论中连续(模拟)有记忆信源的信息率失真  $R(D)$  函数理论可以分析波形编码的性能。为了简化, 粗略假设语音取样值遵从广义平稳正态马氏链性质, 则信息率失真  $R(D)$  函数为

$$R(D) = \frac{1}{2} \log_2 \frac{\sigma^2 (1 - \rho^2)}{D} \quad (4.1.1)$$

式中,  $\rho$  为相关系数, 根据实测数据, 对于语音其取样点间  $\rho = 0.96$  左右;  $D$  为允许失真;  $\sigma^2$  为方差, 即噪声功率;  $\frac{\sigma^2}{D}$  为信噪比。上式的计算结果见表 4.1。

表 4.1 波形编码理论压缩倍数  $K$  的初估

信噪比(dB)	35	32	28	25	23	20	17
$R(D)$ (bit/样点)	4	3.5	2.5	2.34	2	1.5	1
压缩倍数 $K^{\circledast}$	2	2.28	3.2	3.42	4	5.3	8

由上述分析结果可以得到如下结论: 当语音质量达到进入公网要求标准时, 即  $\frac{\sigma^2}{D} \approx 26$  dB,  $K \approx 3.4$  倍, 若进一步考虑实际语音分布与主观因素的影响(因为正态分布  $R(D)$  值最大), 其压缩倍数可以进一步增大, 取  $K = 4$  (保守值), 这时语音速率可以从未压缩的 PCM 64Kbps 降至 1/4 速率的 16Kbps。目前已实用化的 DPCM 为 32Kbps。

### 2. 参量编码的性能估计

语音可以采用各种不同形式的参量来表达。为了分析方便, 采用最基本的参量“音素”。以英语音素为例进行分析。英语中共有音素  $2^7 (=128) \sim 2^8 (=256)$  个。按照通常讲话速率, 每秒大约平均发送 10 个音素。由信息量计算公式, 对于等概率事件有:  $I = \log_2 N$ ,  $N$  为总组合数, 则

$$I_1(\text{上限}) = \log_2 N = \log_2 (256)^{10} = 80 \text{ bps} \quad (4.1.2)$$

$$I_2(\text{下限}) = \log_2 N = \log_2 (128)^{10} = 70 \text{ bps} \quad (4.1.3)$$

① 这里压缩倍数  $K$  是以 PCM 8bit/样点(即 8 位码)为参考点, 与相应的  $R(D)$  值比较并计算的。

最后可计算出压缩比  $K$  为

$$K = \frac{64\text{Kbps}}{70\sim80\text{bps}} \approx 914\sim800 \text{ 倍} \quad (4.1.4)$$

### 3. 混合编码的性能估计

显然，混合编码的理论压缩比是介于上述两类编码之间，且与语音质量需求有关。若要求混合编码偏重于个性特征，则其压缩比靠近波形编码的压缩比值；若要求混合编码偏重于共性，则其压缩比靠近于参量编码。

#### 4.1.2 数字通信中的语音编码

移动通信中由于频率资源有限，因此要求语音编码采用低码率，而另一方面由于移动通信信号可能要进入公共骨干通信网，因此必须基本满足公共骨干网的最低要求，再者移动通信属于民用通信，还必须满足个性化指标要求，鉴于以上理由，高质量的混合编码是移动通信中的优选方案。

在低数据比特率、高压缩比的混合编码中，数据比特率、语音质量、算法复杂度与处理时延是 4 个主要参量。混合编码的任务就是力图使上述参量及其关系达到综合最优化。下面分别讨论这 4 个参量。

##### 1. 数据比特率(bps)

数据比特率是度量语音信源压缩率和通信系统有效性的主要指标。数据比特率越低，压缩倍数就越大，可通信的话路数也就越多，移动通信系统也就越有效。数据比特率低，语音质量也随之相应降低。为了补偿质量的下降，往往可以采用提高设备硬件复杂度和算法软件复杂度的办法，但这又带来了成本与处理时延的增大。降低比特速率另一种有效的方法是采用可变速率的自适应传输，它可以大大降低语音的平均传送率。

另外，还可以进一步采用语音激活技术，充分利用至少 3/8 的有效空隙，可获得大致约 2.67dB 的有效增益。语音激活技术是建立在通话双方句子间、单词间存在可利用空闲的原理上，对于 TDMA 系统，首先要检测可利用的空隙，然后再采用插空技术加以利用。但是对于 CDMA 系统，由于各路语音同频、同时隙，则可以很方便地利用所有空隙间隔，即各路语音的空隙是随机产生的，从而可以达到互补的效果。

##### 2. 语音质量

度量语音质量是一个非常困难的问题。其度量方法不外乎客观与主观两个角度，客观度量可以采用信噪比、误码率、误帧率，相对来说比较简单、可行。但是主观度量就没那么简单，采用主观度量并且以它为主，是因为接受语音的是人耳，所以语音质量主要是由人耳主观特性来判断。

目前国际上常采用的主观评判方法称为 MOS 方法，它是原 CCITT(ITU-T 前身)建议采用的平均评估得分法(MOS)。一般将主观质量评分分为 5 级：5 分(第 5 级)，Excellent 表示质量完美；4 分(第 4 级)，Good 表示高质量；3 分(第 3 级)，Fair 表示质量尚可(及格)；2 分(第 2 级)，

Poor 表示质量差(不及格);1 分(第 1 级), Bad 表示质量完全不能接受。在 5 级主观评测标准中, 达到 4 级以上就可以进入公共骨干网, 达到 3.5 级以上可以基本进入移动通信网。

### 3. 复杂度与处理时延

由于语音编码通常可以采用数字信号处理器 DSP 来实现, 其硬件复杂度取决于 DSP 的处理能力, 而软件复杂度则主要体现在算法复杂度上, 是指完成语音编、译码所需要的加法、乘法的运算次数, 一般采用 MIPS 即每秒完成的百万条指令数来表示。通常, 在取得近似相同语音质量的前提下, 语音码率每下降一半, MIPS 大约需增大一个数量级。算法复杂度增大, 也会带来更长的运算时间和更大的处理时延, 在双向语音通信中, 处理时延、传输时延再加上未消除的回声是影响语音质量的一个重要指标。

下面给出几种已知低数据比特率语音编码的上述 4 个参数与性能比较(见表 4.2)。

表 4.2 几种低数据比特率语音编码参数性能比较

编码器类型	指标 参数	数据比特率 (Kbps)	复杂度 (MIPS)	时延 (ms)	质量 (MOS)
脉冲编码调制 PCM		64	0.01	0	4.3
自适应差分脉冲编码调制 ADPCM		32	0.1	0	4.1
自适应自带编码		16	1	25	4
多脉冲线性预测编码		8	10	35	3.5
随机激励线性预测编码		4	100	35	3.5
线性预测声码器		2	1	35	3.1

### 4.1.3 语音压缩编码原理

本节侧重从基本原理介绍波形编码、参量编码及各类混合编码方法。

#### 1. 波形编码的基本原理

自适应差分脉冲编码调制(ADPCM)是建立在差分脉冲编码调制(DPCM)的基础上, 而 DPCM 又是建立在脉冲编码调制(PCM)的基础上。

PCM 是将连续的模拟信源离散成数字化信源的一种基本手段。PCM 可分为 3 个基本步骤:取样、量化与编码。以语音信号为例, 单路连续模拟信号带宽为 300~3400Hz, 标准带宽取 4kHz, 取最高频率的 2 倍, 则取样率为 8kHz, 量化与编码时按非线性(A 律或 μ 律)量化的 8 比特考虑, 则单路模拟语音信号量化后速率应为  $8 \times 8 = 64$ Kbps。

DPCM 不直接传送 PCM 数字化信号, 而改为传送其取样值与预测值(通过前面样点值经线性预测求得的)的差值, 并将其量化、编码后传送。由于经过预测和差值以后, 其样值差值(误差值)的信息熵要小于直接传送样值的信息熵, 且在相同量化噪声要求的条件下, 显然 DPCM 量化后的比特数要小于 PCM 的量化比特数, 从而达到压缩信源码率的作用。

ADPCM 与 DPCM 原理是一样的。两者之间主要差别在于 ADPCM 中的量化器和预测器引入了自适应控制机制。同时在译码器中多加上一个同步编码调整器, 其作用是为了在同步级联时不产生误差积累。20 世纪 80 年代以来, 32Kbps ADPCM 技术日趋成熟, 其质量与 PCM 已相差无几, 但速率却节省了一半, 即从 PCM 的 64Kbps 降为 ADPCM 的 32Kbps。

32Kbps ADPCM 编码原理如图 4.1 所示。

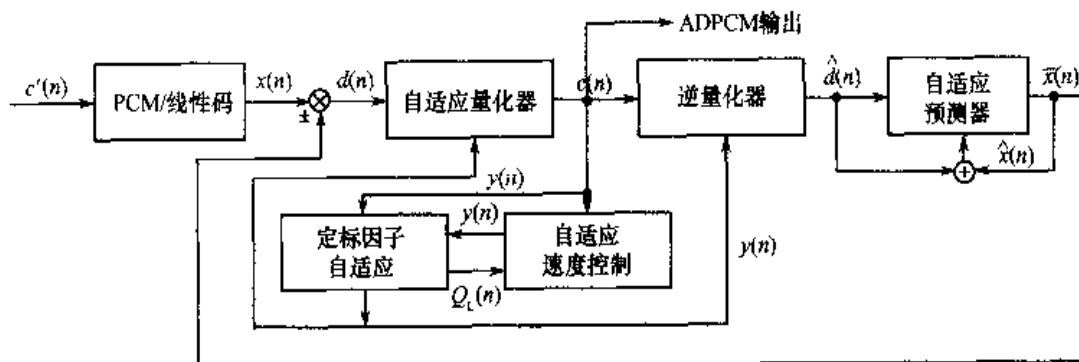


图 4.1 32Kbps ADPCM 编码原理图

图 4.1 中，编码器输入信号为 PCM 码  $c'(n)$ ，它经过 PCM/线性码转换，将 8bit 非线性 PCM 码转换成 12 位线性码  $x(n)$ ，16 电平的自适应量化器把差值信号  $d(n)$  转化为 4 位二进制码  $c(n)$ ，为了使量化器适应不同统计特性的输入信号，根据输入信号的性质可以改变自适应速度参数来控制量化阶距大小。这一电路是由定标因子自适应和自适应速度控制两部分电路来实现的。

32Kbps ADPCM 译码原理如图 4.2 所示。

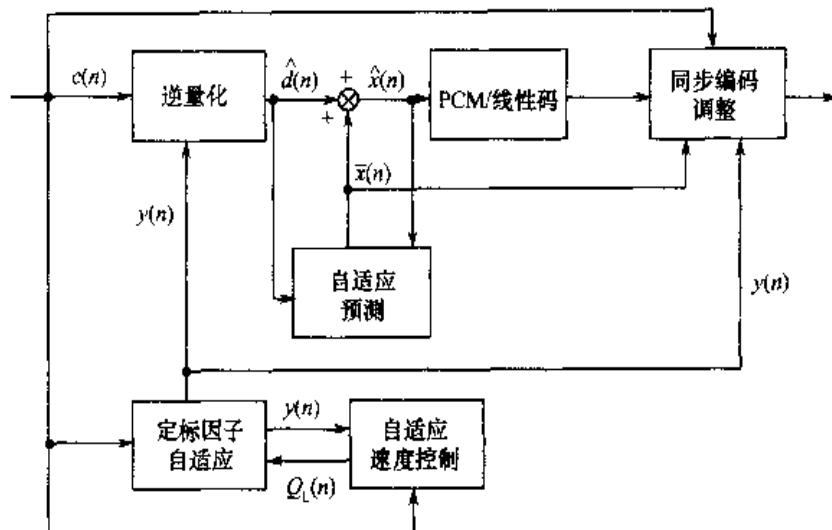


图 4.2 32Kbps ADPCM 译码原理图

译码器的结构大部分与编码器电路相同，只是多了一个同步编码调整电路，其作用是为使同步级联工作时不产生误差累积。

## 2. 参量编码的基本原理

参量编码不直接传送语音波形，而是传送产生、激励语音波形的基本参量。决定语音波形的方式很多，其中最常用的是人工合成语音(声码器)的线性预测方式，它是移动通信的语音混合编码器的最基本依据，这里将重点介绍。

根据语音产生机理，采用下列物理模型是基本合理的，如图 4.3 所示。

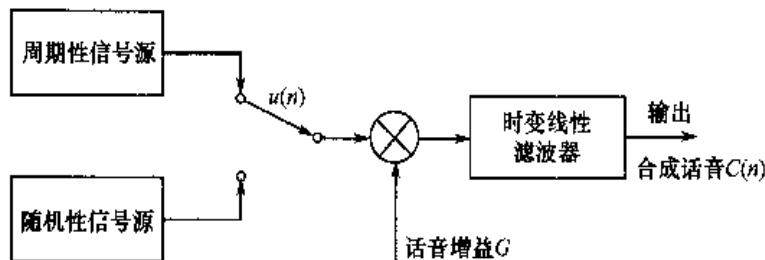


图 4.3 语音产生物理模型

图 4.3 中，周期性信号源近似表示浊音信号源，随机性信号源近似表示清音的信号激励，根据瞬时语音信号种类以决定采用哪一种激励源。人的喉部声道特性及嘴唇边界条件等都可以近似看成一个时变线性系统，频域上是一个时变滤波器，图中  $u(n)$  表示波形产生的激励参量， $G$  为语音增益， $C(n)$  为人工合成语音。根据发音器官的惯性限制，时变特性为慢变化，大约几十毫秒(ms)内可以认为是近似不变的，它是传送时变参量周期的重要依据。

典型参量编码的线性预测 LPC 方案如图 4.4 所示。

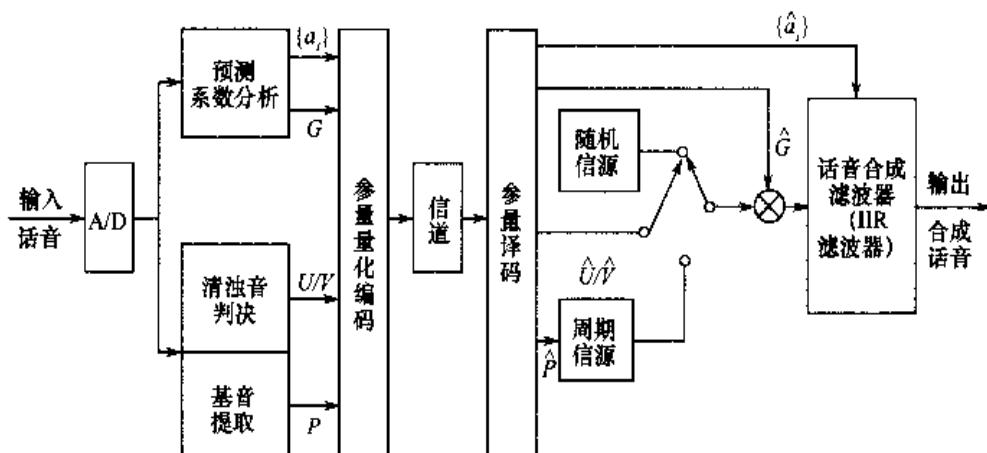


图 4.4 线性预测 LPC 编译码方案

在发送端一般需要提取并传送 15 个基本参量：基音周期  $P$ 、清浊音判决  $U/V$ 、语音增益  $G$  及 12 个线性时变合成语音滤波器系数  $\{a_i\}$ ,  $i=1, 2, \dots, 12$ 。在具体处理时，首先对每帧(10~20ms)语音进行分析并提取这 15 个参量，然后经过量化、编码再送至信道。在接收端，首先要通过参量译码恢复这 15 个基本参量，其次再按照发声的物理模型，利用这些参数激励并合成人语音。

在上述 LPC 的基本结构中，若采用直接传送方式，15 个基本参量量化后大约需要 7.2Kbps。即 12 个预测系数  $\{a_i\}$ ,  $i=1, 2, \dots, 12$ ，按照每个系数量化为 11bit 计算，需要  $12 \times 11 = 132$  bit，另外音调周期量化为 6bit，增益量化为 5bit，清浊音判决为 1bit，则每个语音帧(20ms)共需要  $132 + 6 + 5 + 1 = 144$  bit，它相当于 7.2Kbps。显然，直接编码速率偏高，而且对于系数变化十分敏感，很容易造成系统不稳定。为了降低 LPC 的码率，提高稳定性，往往采用下列办法。

(1) 采用一类反射系数格型算法，用对数面积比系数代替直接预测系数，可以进一步降低传送的数据比特率。GSM 中采用这一方法可将每样值比特数从 11bit 压缩至 3~6bit。

(2) 采用矢量量化技术, 即不采用通常逐个样点值进行量化, 而是采用多个样值联合量化的矢量量化方法。将它引入到参量量化的传输中, 可以将每个样值比特数从 11bit 压缩到 1bit 以下, 从而可以大大压缩参量传送速率, 它已在 IS-95 QCELP 及第三代移动通信的语音编码中广泛使用。

### 3. 混合编码的基本原理

混合编码是介于波形编码与参量编码之间的一种编码方法, 兼有参量编码低速率与波形编码高质量的优点。由前面理论分析可以看出: 波形编码的速率下限大致在 16Kbps, 质量得分 MOS 在 4.1~4.5; 参量编码的速率上限大致在 4Kbps, 质量得分 MOS 则低于 3.5 分; 混合编码的速率范围大致在 4~16Kbps, 质量得分 MOS 基本维持在 4 分以上。

实现混合编码的基本思想是以参量编码原理, 特别是以 LPC 原理为基础, 保留参量编码低速率的优点, 并适当地吸收波形编码中能部分反映波形个性特征的因素, 重点改善自然度性能。

前面已指出, 决定混合编码性能的主要参量有 4 个: 数据比特率、语音质量、复杂度与时延。随着技术的不断进步, 可以通过增大硬件复杂度, 改进算法并减小软件实现复杂度, 在此基础上换取一定语音质量与时延指标要求下的数据比特率的降低。

改进 LPC 主要从 3 个方面入手: ① 改进语音生成物理模型、激励源结构和合成滤波器结构, 提高语音质量; ② 改进参量量化和传输方法, 进一步压缩传输速率; ③ 采用自适应技术, 进一步解决系统与信源和信道之间的统计匹配。

首先讨论语音生成物理模型、激励源及合成滤波器结构的改善, 这方面已有很多有效方案, 大致可归结为下面 3 个方案。

(1) 余数激励声码器(RELPC)方案。该方案将语音基带低频信号中的一小部分(称为余数信号)按取样率量化后送至接收端, 以改善语音自然度。

(2) 多脉冲激励 LPC 方案。人们对语音深入分析发现, 采用清浊二元模型过于简单, 因为实际上有相当部分的语音是介于二者之间的混合型, 另外, 浊音激励仅采用单个脉冲源也过于简单化。为了改进上述特性, 人们提出了多脉冲激励线性预测编码(MPLPC)方案和规则脉冲激励长期预测编码(RPE-LTP)方案, 后者就是 GSM 中采用的语音编码方案, 将在后面进一步介绍。

(3) 码激励线性预测编码(CELPC)方案。CELPC 中应用了矢量量化技术, 它是 IS-95 与第三代移动通信的 CDMA2000 与 WCDMA 语音编码的基础。

改进 LPC 性能的第 2 个主要措施是进一步减少和压缩参量量化后的信息速率。主要采用矢量量化、变换与优化等技术。这方面内容前面已做了初步介绍。

改进 LPC 性能的第 3 个主要措施是采用自适应技术, 它主要包含两方面含义。

(1) 信源特性参量的自适应, 如预测系数 $\{a_i\}$ 自适应范围大致在 30~400 次/秒; 音调基音周期 P 的自适应和增益 G 的自适应范围大致在 100~200 次/秒。

(2) 与信道特性匹配的传输速率自适应, 它在 IS-95 与第三代 CDMA2000 与 WCDMA 中均采用。

## 4.2 移动通信中的语音编码

本节将结合第二代(2G)的GSM与IS-95系统及第三代(3G)的WCDMA和CDMA2000等不同系统所采用的语音编码具体方案,着重从原理上来阐述移动通信中的语音编码。

### 4.2.1 GSM系统的RPE-LTP声码器原理

GSM语音编码是通过3个阶段从6种候选方案中仔细挑选出来的,它代表了当时语音混合编码的国际先进水平。被选中的是规则脉冲激励长期预测编码,即RPE-LTP方案,它是RPE-LPC的改进型,其基本原理基于线性预测编码。RPE-LTP声码器采用等间隔、相位与幅度优化的规则脉冲作为激励源,以便使合成后的波形更接近原始信号。该方案结合长期预测以消除信号的冗余度,降低编码速率,同时其算法较简单,计算量适中且易于硬件实现。

GSM对语音的信号处理从总体上主要包括:①发送端首先要进行语音检测,将每个时段分为有声段和无声段,并分别进行处理;②对于有声段要进行语音编码,以产生语音帧信号;③对于无声段要进行背景噪声估计,产生SID(静寂描述帧);④发射机采用不连续发生方式,仅在有声段内才发送语音帧,而SID则是在语音帧结束后才发送,接收端根据收到的SID帧中的信息在无声期插入舒适噪声。

GSM语音编码器输入信号速率为8000样本/秒取样序列,编码处理是按帧进行的,每帧20ms,含有160个语音样本,编码后为260比特的编码块。REP-LTP编码器包括下列5个部分:预处理、线性预测分析、短时分析滤波、长时预测及规则脉冲激励编码,其编码器原理如图4.5所示。图4.5中各主要部分功能描述如下。

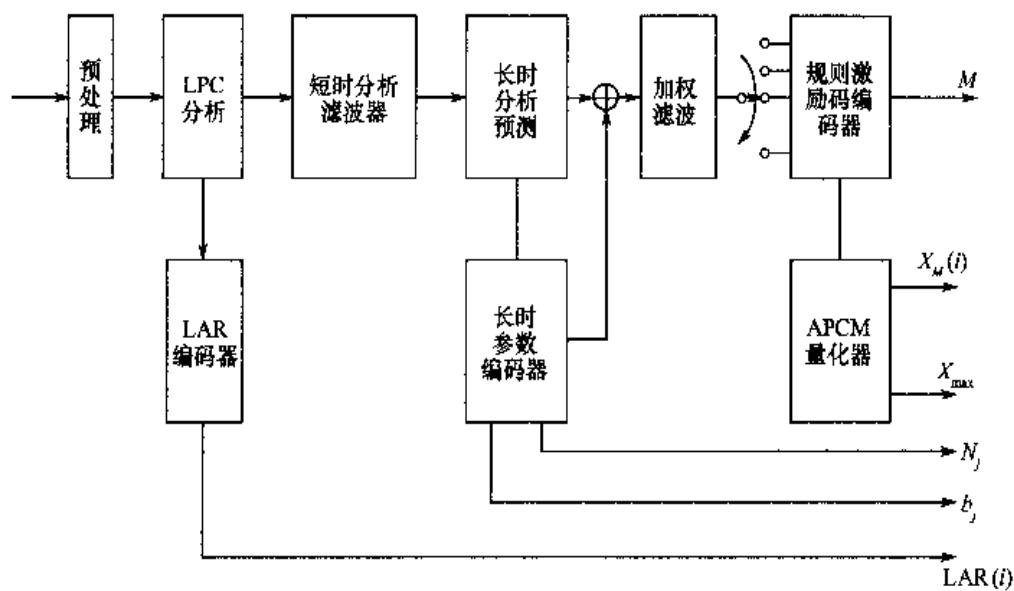


图4.5 GSM系统的RPE-LTP编码器原理

(1) 预处理。语音信号编码以前先经过预处理,以消除信号中的直流分量,并进行高频分量的预加重,它包括偏移补偿与预加重两个子模块。

(2) LPC 分析。主要进行线性预测分析参数, 它包含下列 5 个子模块: 分帧、自相关、Schar 递归算法、反射系数映射至对数面积比(LAR)转换及对数面积比的量化与编码, 经过 LAR 编码器, 可将 LPC 参量样值量化比特从通常的 11bit 压缩至 3~6bit, 最后将 LAR 参量编码值分别送至下一级短时分析滤波器和发送端输出端。

(3) 短时分析滤波。其目的是为了提取一个语音帧中 160 个样点的短时余量信号。通过 LPC 分析求得对数面积比值 LAR, 再经过 3 个子模块:LAR 解码、插值及反变换, 求出并送入格型结构滤波器, 最后求得余量信号值。

(4) 长时预测 LTP。它将短时分析滤波器输出的余量信号进行长期预测处理。处理过程按帧进行, 每帧分为 4 个子帧, 每个子帧含有 40 个样点, 且需要对长时分析滤波器输出的 LTP 滞后参数  $N_j$  和 LTP 增益  $b_j$  进行估值和更新。并将  $N_j$  与  $b_j$  分别送至发送端输出和本部分的长时分析滤波, 长时合成滤波利用它产生长时余量信号, 该信号是由短时余量预测值与长时余量信号的重构值相加而获得的。这一部分包含有子帧分割、LTP 参数计算、LTP 滞后参数编/译码、LTP 增益编/译码、长时分析滤波与长时合成滤波 6 个部分。

(5) 规则脉冲激励编码。它将由长时预测 LTP 产生的长时余量信号通过加权滤波器进行规则脉冲激励序列的提取和编码。这部分包含加权滤波、RPE 网络位置选取、RPE 序列的自适应脉码调制 APCM 量化、APCM 逆量化及 RPE 网络位置恢复 5 个部分。其中, 需要向输出端送出的参量有 3 个: 最佳 RPE 网络位置  $M$ (2bit)、RPE 13 个样点量化值  $X_M(i), i=0, 1, 2, \dots, 12$  及其最大样点值  $X_{\max}$ 。

RPE-LTP 编码器的核心任务是给接收端传送一组 6 个基本参量  $M, X_M(i), X_{\max}, N_j, b_j$  和  $LAR(i)$ , 因此编码器输入每帧 160 个样点, 每个样点 13bit, 每帧可以共有  $13 \times 160 = 2080$  bit, 经编码处理后压缩为 260bit, 6 个基本参量的信息比特分配见表 4.3。

表 4.3 RPE-LTP 编码每帧比特分配表

参数	数量	比特/参数	比特数
LPC 系数 $LAR(i)$	8	3,4,5,6	36
LTP 增益 $b_j$	4	2	8
LTP 滞后参数 $N_j$	4	7	28
RPE 网络位置 $M$	4	2	8
最大值 $X_{\max}$	4	6	24
RPE 样点值 $X_M(i)$	52	3	156
合计			260

RPE-LTP 的译码器原理如图 4.6 所示。由图可见, RPE-LTP 译码主要包含 4 个部分: RPE 译码、长时预测、短时合成滤波及后处理。

(1) RPE 译码。它包含 APCM 反变换和 RPE 网络位置恢复两部分, 即从接收到的 3 个

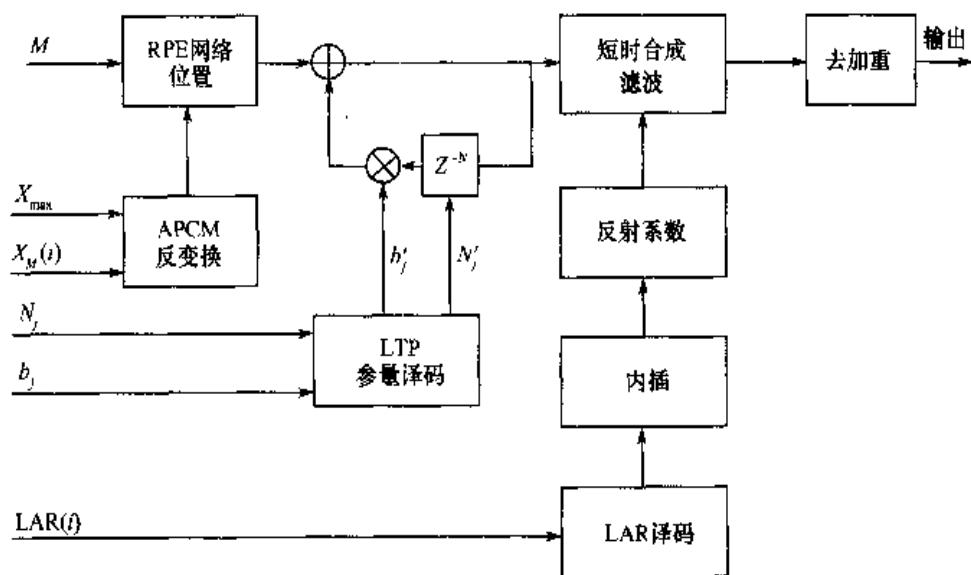


图 4.6 GSM RPE-LTP 译码器原理图

主要参量  $M$ ,  $X_{\max}$  和  $X_M(i)$  中通过上述两部分恢复出长时余量信号。

(2) 长时预测部分。它包含 LTP 参量译码和长时合成滤波器两部分, 是将恢复出的长时余量信号与接收到的参量  $b_j$ ,  $N_j$  和译码后的  $b'_j$ ,  $N'_j$  经长时合成滤波器以恢复出短时余量信号, 供短时合成滤波用。

(3) 短时合成滤波。这部分的输入信号是由长时预测部分提供的, 而滤波器的系数则是从接收到的 LAR 经译码、内插和求反射系数等 3 个子模块处理后得到的。短时合成滤波器本身则采用格型滤波器结构。

(4) 后处理部分。它将经短时合成滤波器的输出信号送入 IIR 去加重滤波器进行后处理, 恢复出原来的语音信号。

#### 4.2.2 IS-96 系统的 QCELP 声码器

下面介绍 Qualcomm 公司提出的用于 IS-96 系统的语音编码标准——TIA/EIA IS-96, 即 QCELP 声码器。该方案是可变速率的混合编码器, 是基于线性预测编码的改进型——码激励线性预测, 即采用码激励的矢量码表替代简单的浊音的准周期脉冲产生器。QCELP 采用可变速率编码, 利用语音激活检测(VAD)技术。在语音激活期内, 可根据不同的信噪比分别选择 4 种速率: 8Kbps, 4Kbps, 2Kbps 和 1Kbps, 并称它们为全速率(1)、半速率( $\frac{1}{2}$ )、四分之一速率( $\frac{1}{4}$ )、八分之一速率( $\frac{1}{8}$ )。采用可变速率, 可以使平均速率下降两倍以上。

QCELP 中的参量分为 3 类: 矢量码表参量、音调参量与线性预测系数参量, 需要每帧更新。

QCELP 方案的编码原理如图 4.7 所示。图中,  $L$  表示最佳音调滞后,  $b$  为音调滞后。

典型的 LPC 采用简单的二元清浊音模型, 而 QCELP 则采用矢量码表代替浊音, 即采用码激励矢量量化差值信号代替浊音。QCELP 采用 3 类滤波器代替典型 LPC 中人工语音合成的 IIR 滤波器, 目的是改善合成语音的质量, 特别是改善语音自然度。这 3 类滤波器包括: 动

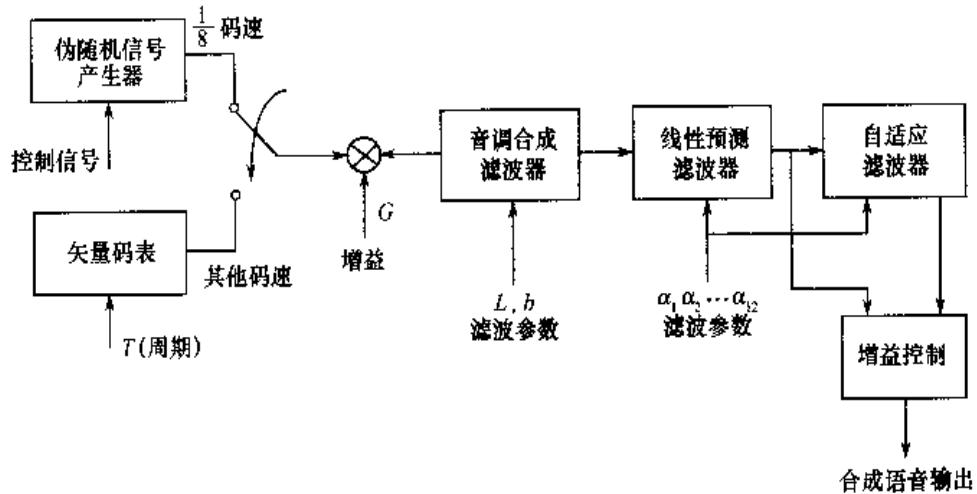


图 4.7 QCELP 编码原理图

态音调合成滤波器、线性预测编码滤波器及自适应共振峰合成滤波器。

TIA/EIA IS-96 的 QCELP 语音编译码系统如图 4.8 所示。

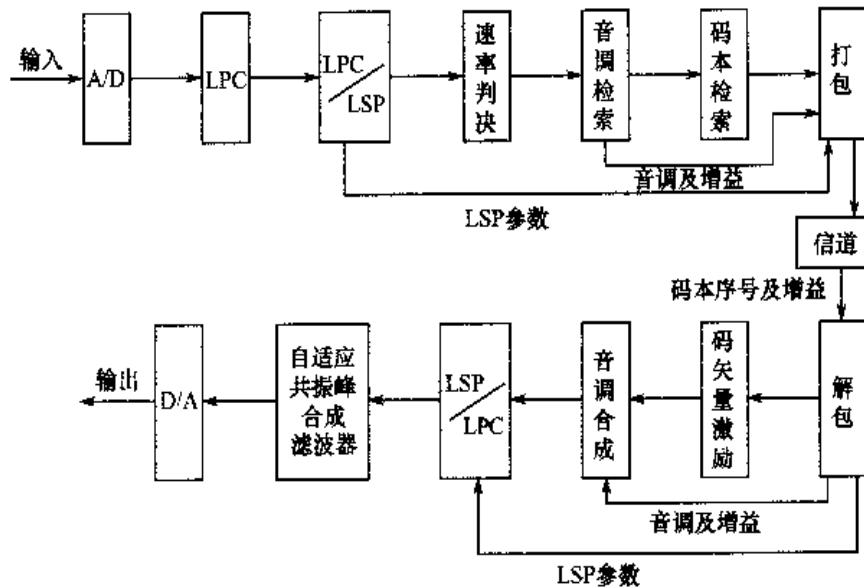


图 4.8 TIA/EIA IS-96 的 QCELP 语音编译码系统图

首先对输入模拟语音按 8kHz 取样，再按照 20ms 划分为一个语音帧，每帧含有 160 个样点值，接着将 160 个样点值生成 3 个参数子帧。① 矢量码表参数：对于每一个码本，子帧分别计算一次码本增益  $G$  和码本序号  $I$ ，而且需要不断更新，更新次数决定于不同速率。② 音调参数：对于每一个音调子帧分别计算其增益  $G$  与滞后两组参量——最佳音调滞后  $L$  与音调滞后  $b$ 。③ 滤波系数参数：即线性预测编码 LPC 的系数，前面分析已指出，为了进一步降低 LPC 参数的码率，提高稳定性，需要将 LPC 参数转换成线性频谱对 LSP 参数，且每个子帧 LSP 参数是通过相邻子帧线性内插求得的，它对于任何速率都是 20ms 更新一次。上述 3 组参数均需不断更新，更新后的参数再按一定的子帧结构打包传送至接收端。表 4.4 给出对应

不同速率的参数变化。

表 4.4 QCELP 对应每种速率所使用的参数

参数	速率 (8Kbps)	速率 1 (4Kbps)	速率 2 (2Kbps)	速率 3 (1Kbps)
每帧更新 LPC 子帧次数	1	1	1	1
每次 LPC 子帧更新所需取样值	160 (20ms)	160 (20ms)	160 (20ms)	160 (20ms)
每个子帧所占比特	40	20	10	10
每帧更新的音调合成子帧次数	4	2	1	0
每次音调合成子帧更新所需取样值	40 (5ms)	80 (10ms)	160 (20ms)	—
每个音调合成子帧所占比特数	10	10	10	—
码表子帧每帧更新次数	8	4	2	1
每次码表子帧更新所需取样值	20 (2.5ms)	40 (5ms)	80 (10ms)	160 (20ms)
每个码表子帧所占比特数	10	10	10	6 <sup>①</sup>

表 4.5 进一步给出在不同速率情况下的参数帧结构，且表中每一个参数帧均对应一个含 160 个样点的语音帧。

表 4.5 QCELP 的不同速率参数帧结构

对速率 1 的参数帧结构：

LPC 子帧	40 (bit)			
音调合成子帧	10(bit) 10(bit) 10(bit) 10(bit)			
矢量码表子帧	10(bit)	10	10	10
总计	160 bit			

对速率  $\frac{1}{2}$  的参数帧结构：

LPC 子帧	20 (bit)			
音调合成子帧	10(bit) 10(bit) 10(bit) 10(bit)			
矢量码表子帧	10 (bit)	10	10	10
总计	80 (bit)			

对速率  $\frac{1}{4}$  的参数帧结构：

LPC 子帧	10 (bit)			
音调合成子帧	10 (bit)			
矢量码表子帧	10 (bit)	10	10	10
总计	40 (bit)			

对速率  $\frac{1}{8}$  的参数帧结构：

LPC 子帧	10 (bit)			
音调合成子帧	0			
矢量码表子帧	6 <sup>①</sup> (bit)			
总计	16 (bit)			

① 对于速率  $\frac{1}{8}$  的参数帧结构，6bit 不是从码表中取出的，而是由伪随机激励提供的。

关于数据速率的选取原则是基于每一帧中信号能量与 3 个不同门限值的比较;3 个门限值的选择是基于对背景噪声电平的估计,记为  $T_1(B_i)$ ,  $T_2(B_i)$ ,  $T_3(B_i)$ ,  $B_i$  为背景噪声。每一帧中的信号能量由其自相关函数  $R(0)$  值决定。若  $R(0)$  大于以上 3 个门限,则选择速率“1”;若  $R(0)$  大于以上 3 个门限中的两个门限,则选择速率“ $\frac{1}{2}$ ”;若  $R(0)$  大于以上 3 个门限中的一个门限,则选择速率“ $\frac{1}{4}$ ”;若  $R(0)$  小于以上 3 个门限,则选择速率“ $\frac{1}{8}$ ”。每次只允许变化一级,半速率时,门限“1”实际为门限“ $\frac{1}{2}$ ”。QCELP 编译码器可采用通用数字信号处理器 DSP 来实现,如 TI 公司的 TMS320C50 芯片等。

#### 4.2.3 CDMA2000 系统的 EVRC 声码器

EVRC(Enhanced Variable Rate Codec)即增强型可变速率语音编码器,是由美国电信工业协会 TIA/EIA 于 1996 年提出的 CDMA2000 系统的语音编码方案。1997 年通过 IS-127 标准,其复杂度大约为 30MIPS。EVRC 语音编码的取样率为 8kHz,语音帧长为 20ms,每帧有 160 个取样点。EVRC 语音速率分为 3 种:全速率 9.6Kbps,其对应每帧参数为 171bit;半速率 4.8Kbps,其对应每帧参数为 80bit; $\frac{1}{8}$ 速率 1.2Kbps,其对应每帧参数为 16bit,平均速率为 8Kbps。EVRC 方案采用基音内插方法减小基音参数传送速率,使其在每个语音帧仅传两次,而将节省下的信息位(比特数)用于提高激励信号质量。EVRC 编码器基于码激励线性预测,与传统 CELP 算法的主要区别是:它能基于语音能量、背景噪声和其他语音特性动态调整编码速率。

EVRC 编码器结构如图 4.9 所示。

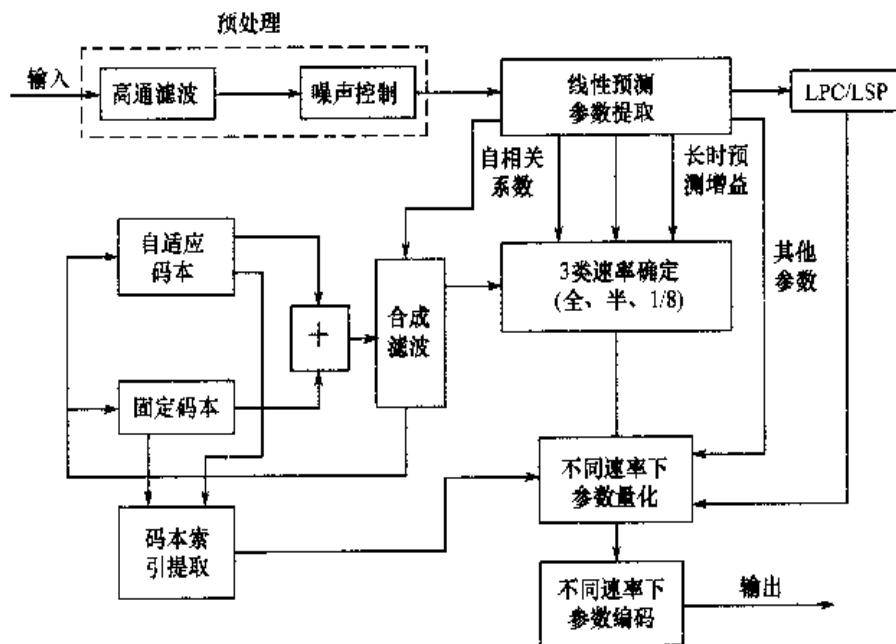


图 4.9 EVRC 编码器原理

由图 4.9 可见，发送端主要由下列几部分组成。

(1) 高通滤波器，它是预处理的一部分，目的是为了去除直流和过低的频率分量；一般采用 6 阶巴特沃思滤波器，其截止频率为 120Hz。噪声抑制模块，也是预处理的一部分，采用频域滤波方案。首先将 20ms 语音帧划分为两个子帧，处理时先将时域信号变换至频域，然后估计信号的功率与噪声功率，并计算相应信噪比 SNR，再根据 SNR 确定信道增益，并利用信道增益控制频域信号的大小，以达到抑制噪声的目的，最后将受抑制后的频域信号还原为时域信号。

(2) 线性预测器的参数提取模块。它首先将抑制噪声后的时域信号进行加 Hamming 窗处理，再计算自相关函数，由递推算法计算 LPC 参数，将 LPC 参数转换成谱线对参数 LSP，进一步求出短时预测残差、基音延时和长时预测增益等参数，最后通过滤波器脉冲响应求得 LPC 增益。

(3) 速率确定模块。它利用自相关函数值与长时预测增益值确定是全速率、半速率还是  $\frac{1}{8}$  速率，每次只能从 3 类速率中选取其中之一。

(4) 参数量化模块。它对选定的不同速率下的参数进行量化：对全速率，采用 4 个码本进行量化；对半速率，采用 3 个码本进行量化；对  $\frac{1}{8}$  速率，采用 2 个码本进行量化。对每一个码本，通过搜索量化前后的 LSP 参量的最小加权平均误差求得最佳量化序号，并将该序号量化值作为 LSP 参量的量化值，传递至接收端并加以保存。

(4) 参数编码模块。对不同的速率编码方法有所区别。全速率情况下，对 LPC 参数提取求得的基音延迟、谱线对参数 LSP 及由基音延迟求得的差分延迟进行编码。半速率情况下，仅对基音延迟进行编码。无论是全速率还是半速率编码，均需将语音帧分为 3 个子帧，每个子帧包含的样点数为：53, 53, 54，且每个子帧分别进行处理。基音合成滤波器通过自适应码本搜索方法选取，而激励矢量则是由自适应码本与固定码本共同合成，最佳激励使合成语音与原语音误差最小。最后将每一子帧的自适应码本增益和固定码本序号与增益编码，其中全速率每一子帧编成 43bit；半速率每一子帧编成 17bit。 $\frac{1}{8}$  速率不需要对语音帧进一步划分子帧，仅需传送 LSP 量化序号和固定码本增益即可。

EVRC 译码器的结构如图 4.10 所示。

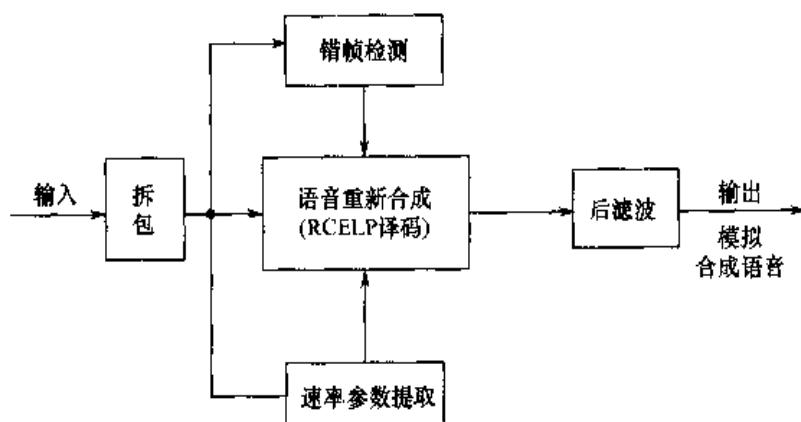


图 4.10 EVRC 译码器原理

在接收端译码过程中，首先需要对接收到的语音编码包信号进行检测，判定是否有错误；其次要从语音编码包信号中提取速率参数；在速率参数控制下，解译接收到的语音包中所传送的参数，并在接收端重新合成语音，再经过滤波器恢复出模拟合成语音。图 4.10 中，RCELP(Relaxation Code Excited Linear Prediction) 即为松弛码激励线性预测，它是 CELP 的改进型。

#### 4.2.4 WCDMA 系统中的 AMR 声码器

AMR 是第三代移动通信中 WCDMA 优选的语音编码方案，其基本思路是联合自适应调整信源和信道编码模式来适应当前信道条件与业务量大小。AMR 编码自适应有两个方面：信源和信道。对于信道存在两类选择：全速率(FR) 22.8Kbps 和半速率(HR) 11.4Kbps，而对于 FR 和 HR，不同信道模式分别有 8 种和 6 种信源编码速率，如表 4.6 所示。

表 4.6 AMR 信道与信源编码模式

信道模式	编码模式(信源速率)
全速率(FR) 22.8Kbps	12.2Kbps, 10.2Kbps
	7.95Kbps, 7.4Kbps
	6.7Kbps, 5.9Kbps
	5.15Kbps, 4.75Kbps
半速率(HR) 11.4Kbps	7.95Kbps, 7.4Kbps
	6.7Kbps, 5.9Kbps
	5.15Kbps, 4.75Kbps

AMR 语音编码的取样率为 8kHz，语音帧长 20ms，每帧 160 个取样点。以自适应码激励线性预测编码 ACELP 技术为基础，提供两种信道模式下 14 种编码速率，每种编码可提供不同的容错度。应采用哪种编码速率主要是根据实测信道与传输环境的自适应变化。

AMR 编码器结构如图 4.11 所示。

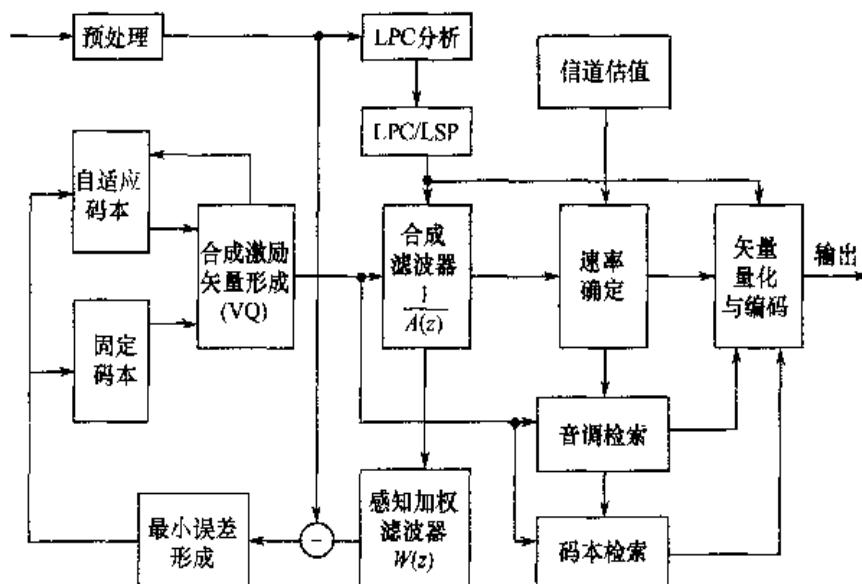


图 4.11 AMR 编码器原理

由图 4.11 可知, AMR 声码器以 CELP 为基础, 其中短时合成滤波器阶数为 10 阶, 传递函数可表示为

$$H(z) = \frac{1}{A(z)} = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^{10} \alpha_i z^{-i}} \quad (4.2.1)$$

式中,  $i = 1, 2, \dots, 10$ , 而  $\alpha_i$  为线性预测系数。

AMR 声码器中的 CELP 单元是自适应的, 即 ACELP, 它有 14 种信源编码速率选择, 其中全速率(FR)为 8 种, 半速率有 6 种, 见表 4.6。AMR 的自适应特点主要体现在由信道检测与估值确定当时的信道状态, 再由信道状态选择最合适的传输速率。合成滤波器采用自适应式码本搜索方法来激励, 而这种码本则由自适应码本与固定码本合成。码本的最佳合成搜索程序的选择与感知加权滤波器及其失真度量密切相关, 其感知滤波器的传递函数为

$$W(z) = \frac{A(z/\gamma_1)}{A(z/\gamma_2)} \quad (4.2.2)$$

它采用非量化 LP 参数, 其中  $A(z)$  是非量化的 LP 滤波器, 而  $0 < \gamma_2 < \gamma_1 < 1$  是感觉加权因子。当  $\gamma_1 = 0.9$  (对于 12.2Kbps 与 10.2Kbps) 或  $\gamma_1 = 0.94$  (对于其他速率) 时,  $\gamma_2 = 0.6$ 。

AMR 译码器的结构如图 4.12 所示。

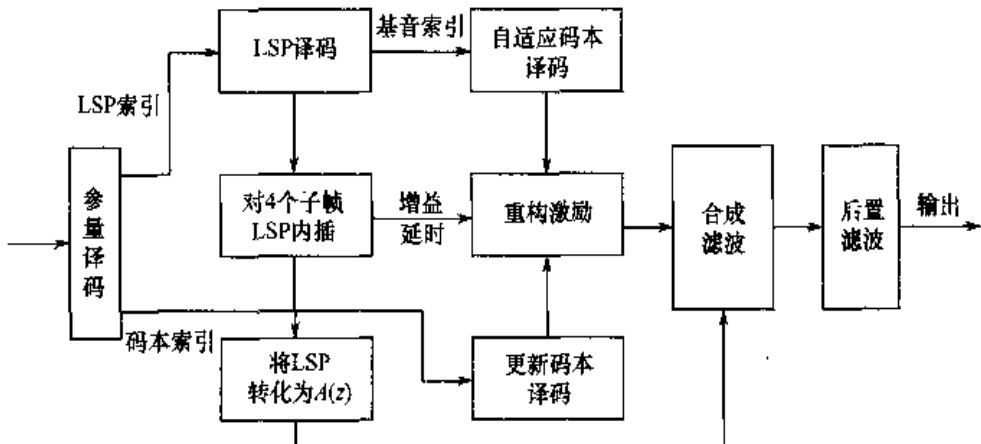


图 4.12 AMR 译码器原理

由图可知, 在译码端, 按可选模式, 从被接收的数据帧中对发送端传来的参数索引(序号)译码。每帧数据可分为 4 个子帧, 每个子帧 40 个样点, 自适应码本和固定码本均按子帧传递量化和非量化的 LP 参数, 同时其内插转化值也按子帧进行。在每帧数据中, 各类参数索引(序号)被译码, 这些参数包含 LSP 矢量、更新码本矢量、基音增益、基音延时等。重构激励通过自适应码本、更新码本及各自增益加权后获得。激励信号通过 LP 合成滤波器并在其对应滤波器系数激励下重构成语音信号, 并最后通过后置滤波器输出。

## 4.3 图像压缩编码

前面已指出,第一、二代移动通信中主要是语音业务,从2.5G开始就逐步引入数据业务,第三代移动通信推广为含语音、数据与图像的多媒体业务。为了适应第三代业务的需求,本节介绍图像压缩编码。

### 4.3.1 图像编码标准简介

图像的信息量远大于语音、文字、传真和一般数据,它所占用频带比其他类型的业务宽。传输、处理、存储图像信息要比语音、文字、传真及一般数据技术更复杂、实现更困难。图像是比较复杂的信息类型,它一般可划分为3大类型。

(1) 静止图片:如照片、医用图片、遥感图片等,这类图像是完全静止的。

(2) 准活动图像:可视电话、话剧、各类型会议电视,这类图像是准活动或准静止的,其特点一般是背景基本上是静止的,活动人物是有限度的。

(3) 活动图像:广播电视台、高清晰电视HDTV等,这类图像中的人物与背景均为全活动的。

经过四十余年的努力,图像编码已形成了下列系列化标准,见表4.7。

表4.7 各类图形压缩编码标准

标 准	压缩比与数据比特率	应 用 范 围
JPEG	2~30倍	有灰度级的多值静止图片
JPEG2000	2~50倍	移动通信中静止图片、数字照相与打印、电子商务
H.261	$p \times 64\text{Kbps}$ , 其中 $p=1, 2, \dots, 30$	ISDN视频会议
H.263	8Kbps~1.5Mbps	POTS视频电话、桌面视频电话、移动视频电话
MPEG-1	不超过1.5Mbps	VCD、光盘存储、视频监控、消费视频
MPEG-2	1.5Mbps~35Mbps	数字电视、有线电视、卫星电视、视频存储、HDTV
MPEG-4	8Kbps~35Mbps	交互式视频、因特网、移动视频、2D/3D计算机图形

目前制定视频压缩编译码国际标准的有两大国际组织:一个是ITU-T(以前称CCITT),即国际电联的电信标准部,它制定的标准通常称为建议标准,一般用H.26X表示,如H.261, H.262, H.263和H.264。这类标准主要面向通信,即针对实时通信,如可视电话与会议电话等。另一个是ISO/IEC,即国际标准化组织和国际电工委员会,它所制定的一般就称为标准。通常采用JPEG和MPEG-X表示,如JPEG, JPEG2000, MPEG-1, MPEG-2, MPEG-4等。这类标准主要用于视频广播、有线电视、卫星电视、视频存储和视频流媒体等。

目前,视频压缩编码大致可以分为两代,第一代视频压缩编码包括JPEG, MPEG-1, MPEG-2, H.261, H.263等;第二代视频压缩编码包括JPEG2000, MPEG-4, MPEG-7, H.264等。两类压缩编码的主要差异在于:第一代视频编码是以图像信源的客观统计特性为主要依据;第二代视频编码是在图像信源客观统计特性的基础上,重点考虑用户对象的主观特性和图像的瞬时特性。第一代视频编码是以图像的像素、像素块、像素帧为信息处理的基本单元;第二代视频编码则是以主观要求的音频/视频(AV)的分解对象为信息处理的基本单

元，如背景、人脸及声/乐/文字组合等。

第二代视频编码的另一个突出特点是可根据用户的需求实现不同的功能和提供不同性能的质量要求，具有交互性、可选择性和可编辑性等面向用户的操作特性。

### 4.3.2 静止图像压缩标准 JPEG

对于静止图像，国际标准化组织 ISO、原来的国际电报电话咨询委员会 CCITT(现改名为 ITU-T)及国际电工委员会 IEC 共同组织了一个图片专家联合小组(Joint Photographic Experts Group)研究制定标准，并称为 JPEG 标准。JPEG 标准分为两类：基于 DPCM 与熵编码的无失真编码系统；基于离散余弦变换 DCT 的限失真编码系统。

#### 1. 基于 DPCM 的无失真编码

无失真编码又称为无损信源编码，它是一种不产生信息损失的编码，一般其压缩倍数比较低，为 4 倍左右。JPEG 无失真编码的发送与接收系统实现原理如图 4.13 和图 4.14 所示。

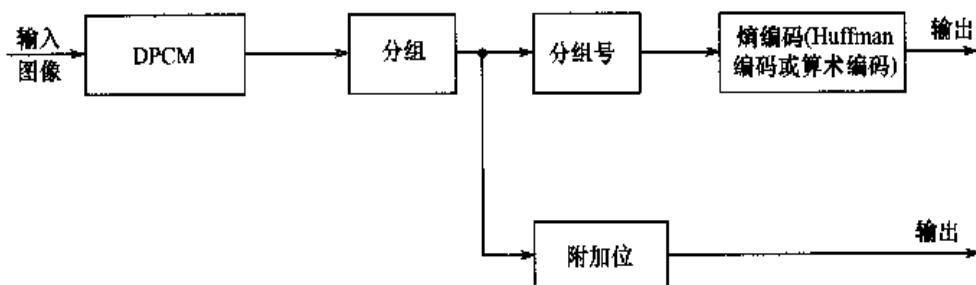


图 4.13 JPEG 无失真编码发送端原理图

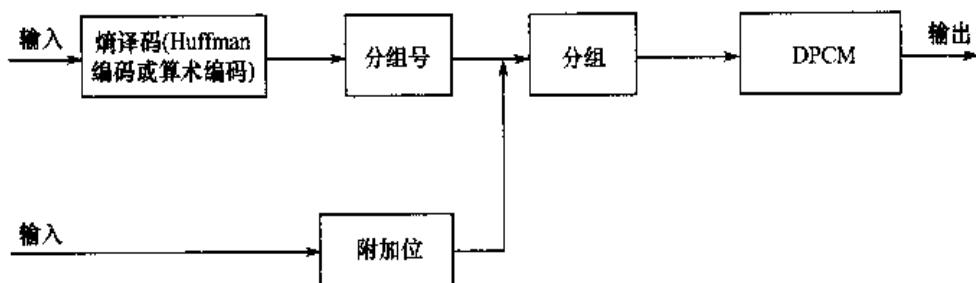


图 4.14 JPEG 无失真编码接收端原理图

无失真 JPEG 编码从原理上看，主要是以 DPCM 为基础，再加上 Huffman 编码或算术编码的熵编码方式。

#### 2. 基于离散余弦变换 DCT 的限失真编码

限失真编码属于有损信源编码，以离散余弦变换 DCT 为基础，再加上限失真量化编码和熵编码，它能够以较少的比特数获得较好的图像质量。JPEG 限失真编码器原理如图 4.15 所示。

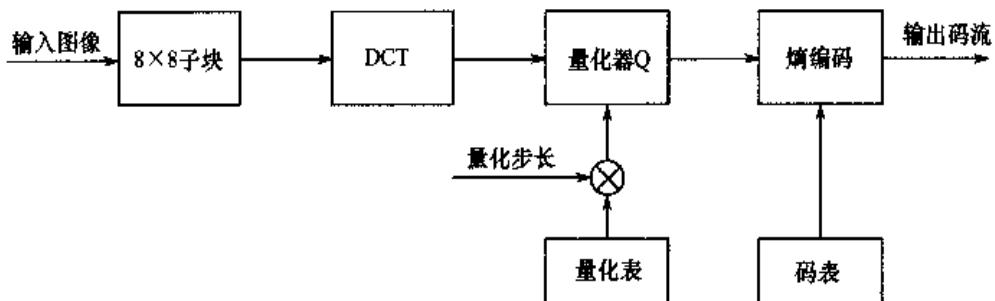


图 4.15 JPEG 限失真编码器发送端原理图

限失真JPEG译码器原理如图4.16所示。

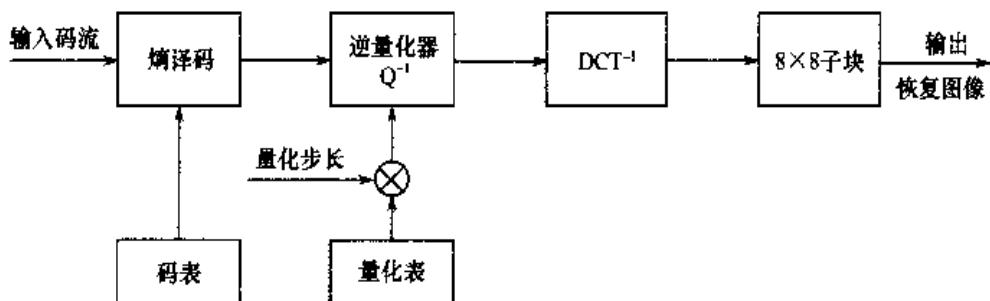


图 4.16 JPEG 限失真译码器接收端原理图

### 4.3.3 准活动图像视频压缩标准 H.26X

编码标准H.26X是由ITU-T制定的建议标准，自20世纪80年代中期开始，现已制定了H.261，H.262，H.263，最近刚完成了H.264建议标准。其中，H.262和MPEG-2视频编、译码标准是同一个标准，这是两大国际组织的共同成果。而H.264也是两大组织联手制定的，被称为“MPEG-4 Visual Part 10”，也就是“MPEG-4 AVC(Advanced Video Coding)”，2003年3月被正式确定为国际标准。这里仅介绍H.261与H.263。

#### 1. H.261 编码标准简介

H.261建议标准是由CCITT第15研究组经过6年时间的研究，于1990年7月完成的，它主要用于传输会议电话及可视电话信号，根据不同的需求，H.261将码率确定为： $p \times 64\text{Kbps}$ ，其中 $p=1, 2, \dots, 30$ 。其对应的数据比特率为 $64\text{Kbps} \sim 1.92\text{Mbps}$ 。

H.261编码器原理如图4.17所示。由图可见，输入图像序列的第一帧首先采用帧内模式，对 $8 \times 8$ 图像子块进行离散余弦变换(DCT)、量化(Q)后分两路，一路送入变长编码器(VLC)并缓存输出，另一路经逆量化器( $Q^{-1}$ )和逆离散余弦变换(DCT $^{-1}$ )进入帧存储器，构成反向回路。此后对当前帧的每个 $8 \times 8$ 像素块与前一帧做运动估计，经运动补偿后再返回进行帧间预测，从而进入帧间预测模式，将预测误差值再进行DCT，Q和VLC编码后输出。至于是采用帧内还是帧间方式，主要决定于图像的相关性。

H.261的译码器原理如图4.18所示。译码是编码的逆过程，这里就不再赘述。H.261

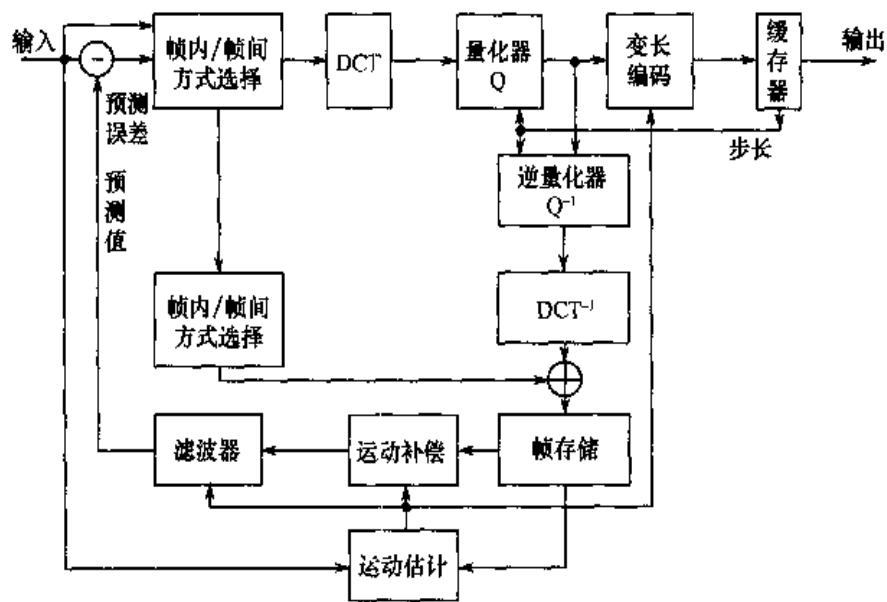


图 4.17 H.261 编码器原理图

编译码中采用的关键技术有：通过帧间预测消除图像在时间域内的相关性；通过 DCT 消除图像在空间域内的相关性；利用人眼视觉特性进行可变步长及自适应量化；利用变长码(VLC)实现与信源统计特性匹配；利用输出(入)的缓存实现平滑数据流传输。

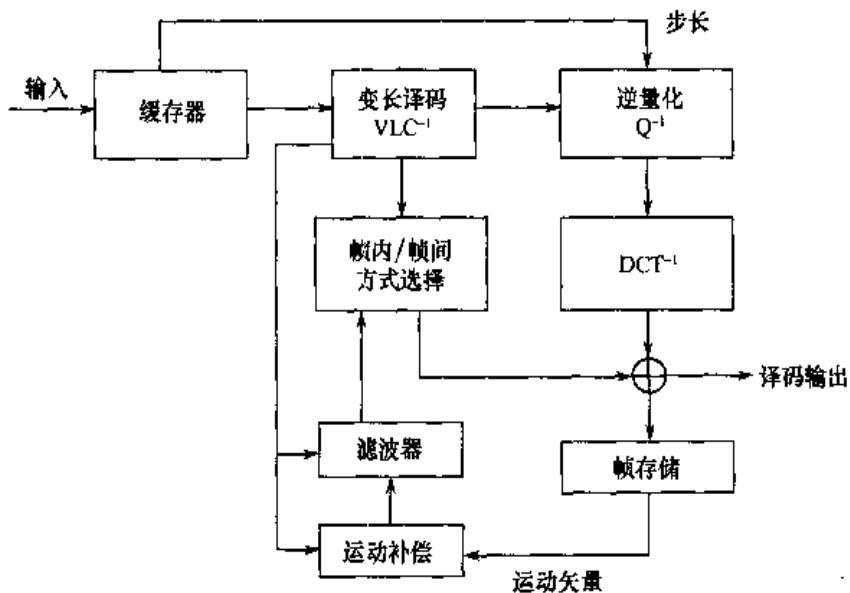


图 4.18 H.261 译码器原理图

H.261 输入图像格式统一采用了中间格式 CIF 和 QCIF( $\frac{1}{4}$ CIF)，其目的是为了适应不同的电视制式，且 CIF(或 QCIF)的数据结构可以划分为 4 个层次：图像层(P, Picture)、块组层(GOB, Group of Blocks)、宏块层(MB, MacroBlock)和块层(B, Block)。

## 2. H. 263 编码标准简介

1995 年 ITU-T 总结了当时视频编码的最新进展，针对低数据比特率视频应用制定了 H. 263 标准，以后又不断进行补充与改进，主要修订版本有：1998 年的 H. 263+，2000 年的 H. 263++ 等。H. 263 系列适合于 PSTN、无线网络和因特网。H. 263 信源编码算法的核心仍然是 H. 261 标准中所采用的编码算法，其原理框图也与 H. 261 基本一样，所以这里仅介绍两者的区别。

(1) 首先，H. 261 只能工作于 CIF 与 QCIF 两类格式下，而 H. 263 则可工作于 5 种格式下：CIF, QCIF, SubQCIF, 4CIF, 16CIF。

(2) 其次，H. 263 吸收了 MPEG 等标准中有效、合理的部分，如采用半像素精度运动估值，提高了预测精度，进一步降低了编码速率。

(3) 第三，H. 263 在 H. 261 基本编码算法基础上又提供了以下 4 种可选模式，以进一步提高编码效率。

- 非限制运动矢量模式，它允许运动矢量指向图像以外区域，其参数像素用最近边缘像素代替，这样可改善边缘宏块预测效果，特别是对较小图像格式。

- 基于语法的算术编码模式，它采用算术编码代替常用的变长码——Huffman 码，在保持相同的图像质量情况下，其编码数据比特率下降约 5%，从而提高了压缩比。

- 高级预测模式，该模式可进一步将运动矢量搜索精度提高到半个像素，译码采用重叠式加权补偿技术求得预测像素值，可进一步改善图像质量，减小方块效应。

- PB 帧模式：关于图像帧可参见 92 页 MPEG-1，PB 帧模式是指双向预测帧 B 可以通过前一个与当前译码的 P 帧（帧间编码）求得。采用这种模式在数据比特率提高不大的情况下，可以使图像的帧频有较大的提高。

### 4. 3. 4 活动图像视频压缩标准 MPEG

这类标准是由国际标准化组织 ISO 和国际电工委员会于 1998 年成立的一个研究活动图像的专家组 MPEG (Moving Picture Experts Group) 负责制定的。现已制定了 MPEG-1, MPEG-2, MPEG-4 及补充标准 MPEG-7 与 MPEG-21 等，其中 MPEG-2 与 MPEG-4 是与 ITU-T 联合研制的。在 MPEG 系列标准中，MPEG-1, MPEG-2 属于第一代视频压缩标准，而 MPEG-4 则属于第二代视频压缩标准。

#### 1. MPEG-1 编码标准简介

MPEG-1 是 ISO/IEC 于 1993 年制定的，主要是针对 1.5Mbps 速率的数字存储媒体运动图像及其伴音制定的国际标准，用于 CD-ROM 的数字视频及 MP3 等。1.5Mbps 中有 1.1Mbps 用于视频，128Kbps 用于音频，其余用于 MPEG 系统本身。MPEG-1 视频编译码系统的原理性框图如图 4.19 所示。图中各部分功能包括：前处理单元，将输入的视频信号转换成编码器所需的数据格式；视频编译码单元，主要功能是对视频信号进行压缩编译码处理；系统多工器单元，将视频、音频、同步等信号同步多路复用与解复；存储、传输媒体，用于将信号存储到媒体 CD、DAT 硬盘及各类传输线与信道。

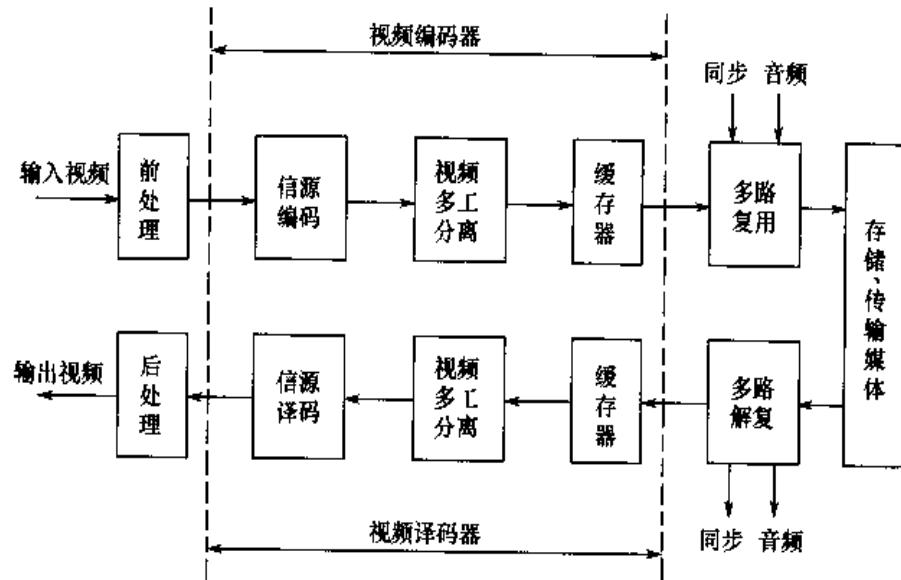


图 4.19 MPEG-1 视频编译码系统原理图

在上述框图中，核心部件是视频编译码器，视频编码器的结构如图 4.20 所示。

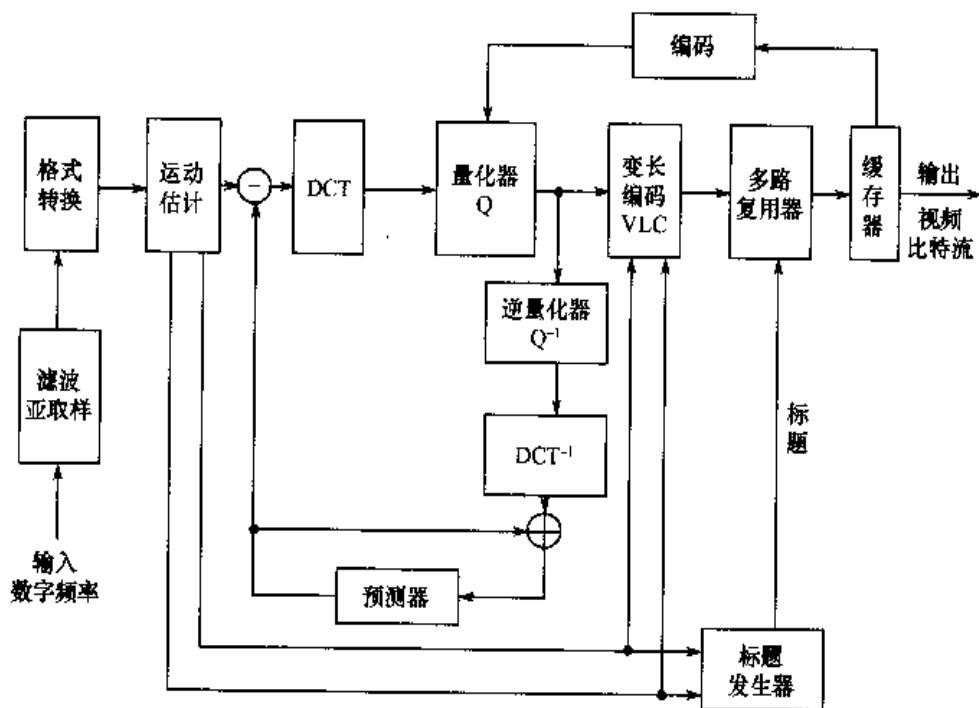


图 4.20 MPEG-1 视频编码器原理图

由图 4.20 可见，MPEG-1 视频编码是采用帧间 DPCM 和帧内 DCT 相结合的方法。对于一个给定的宏块，其编码过程可以大致归纳为：选择编码模式；产生宏块的运动补偿预测值，将当前宏块的实际数据减去预测值得到预测误差信号；将该宏块预测误差进一步划分为  $8 \times 8$  像素块，再进行 DCT 变换；经 DCT 变换后将数据进行量化与变长编码；重构 I 图像和 P 图像。可见，MPEG-1 在视频压缩编码方面与 H.261 差不多，都采用了帧间 DPCM、帧内

DCT、自适应量化 Q、变长熵编码及运动补偿等技术。

MPEG-1 视频流采用分层式数据结构，其分层方法及其功能如表 4.8 所示。MPEG-1 视频流分层结构如图 4.21 所示。

表 4.8 MPEG-1 分层方法与功能

分层名称	功 能		
块层	进行离散余弦变换 DCT 的基本单元		
宏块层	预测单元		
分片层	同步恢复单元		
帧(图片)层	基本编码单元		
帧组(图片组)层	视频随机存取单元		
视频序列层	节目内容随机存取单元		

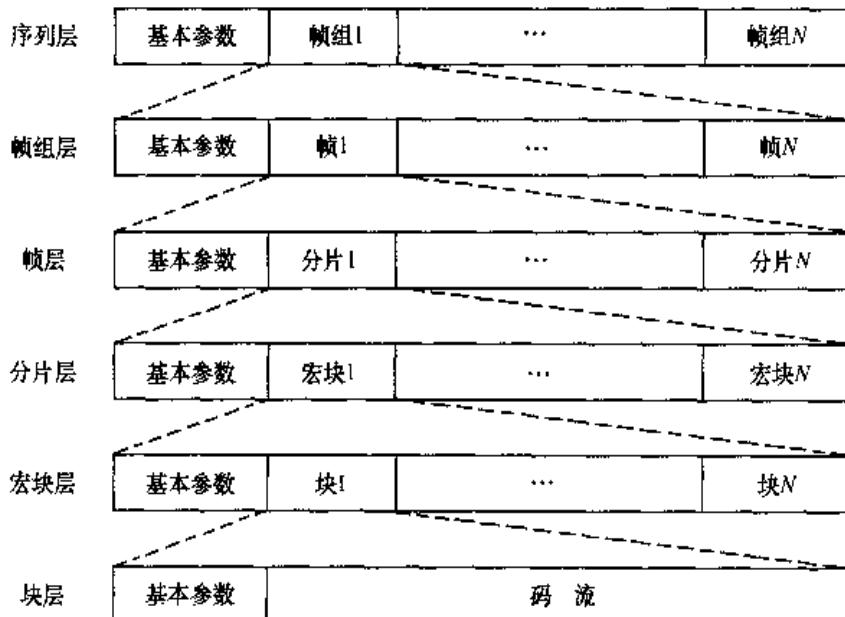


图 4.21 MPEG-1 视频流分层结构图

为了实现高压缩率，去除图像序列的时间冗余度，同时满足多媒体等应用所必需的随机存取要求，MPEG-1 中视频图像分成 4 种帧类型：I, P, B 与 D 帧。I 帧为帧内编码帧 (Intra-coded frame)，编码时采用类似 H.261 的 DCT 编码；P 帧为预测编码帧 (Predictively coded frame)，采用前向运动补偿预测和误差 DCT 编码，由其前面的 I 帧或 P 帧进行预测；B 帧为双向预测编码帧 (Bidirectionally predictively coded frame)，采用双向运动补偿预测和误差 DCT 编码。双向是指前向和后向的 I 帧或 P 帧进行预测，B 帧压缩率最高。D 帧为直流编码器 (DC coded frame)，它只包含每个块的直流分量。

## 2. MPEG-2 编码标准简介

ISO/IEC 的 MPEG 组织于 1995 年推出 MPEG-2 标准，它是在 MPEG-1 标准基础上的改进与扩展。MPEG-2 主要针对数字视频广播、高清晰度电视 HDTV 和数字视盘等制定的 4~9Mbps 运动图像及其伴音的编码标准，是数字电视机顶盒与 DVD 等产品的基础。MPEG-2 与 MPEG-1 一样，其视频压缩编码的核心技术是类似的，采用的是第一代压缩编码

方法，即以图像信源统计特性为依据的、以像素分块为基础的信息处理技术。本节仅主要讨论 MPEG-2 与 MPEG-1 的差异。

(1) 考虑到视频信号隔行扫描的特点，MPEG-2 专门设置了“按帧编码”和“按场编码”两类模式，并相应地对运动补偿和 DCT 方法进行了扩展，提高了压缩编码的效率。

(2) MPEG-2 压缩编码还在以下方面进行了扩展：输入/输出图像彩色分量之比可以是 4:2:0, 4:2:2 和 4:4:4，输入/输出图像格式不限定，可以直接对隔行扫描视频信号进行处理。

(3) 空间分辨率、时间分辨率、信噪比可分为不同等级，以适合不同等级用途的需求，并可给予不同等级优先级。

(4) 视频流结构具有可分级性，如头部、运动矢量优先级高，而对 DCT 系数、高频分量优先级低。

(5) 输出码率可以是恒定的，也可以是变化的，以适应同步与异步传输。

MPEG-2 视频是一个多格式系统，允许对 4 种源格式进行 5 种类型、11 种单独技术规范进行编码，这 4 种类型从简单清晰度(CIF 格式)到完全的高清晰度 HDTV(High Definition TeleVision)。这 11 种单独技术规范见表 4.9(表中空白为未定义项)。

表 4.9 MPEG-2 视频规范

等级	简单规范 (无 B 帧，不 可缩放)	主规范(B 帧，不可缩放)	SNR 缩放(B 帧，SNR 缩 放)	空间可缩放的规 范(B 帧，空间或 SNR 可缩放)	高级规范(B 帧，空间或 SNR 可缩放)
高层 1 1920×1152×60		80Mbps			100Mbps
高层 2 1440×1152×60		60Mbps		60Mbps	80Mbps
主层 720×576×30	15Mbps	15Mbps	15Mbps		20Mbps
低层 352×288×30		4Mbps	4Mbps		

### 4.3.5 第二代视频压缩编码标准

前面已简介了第二代视频压缩编码的一些特点，本节介绍 3 类代表性的标准，即已应用于移动通信的 JPEG2000、MPEG-4 编码标准和 H.264 编码标准。

#### 1. JPEG2000 编码标准简介

JPEG2000 可以看做 JPEG 的升级版本，其平均压缩比比 JPEG 增大约 30%。JPEG2000 的主要特点：①以小波变换为主的多分辨率编码方式代替 JPEG 中采用的传统 DCT 变换，从而可以去掉最棘手的方块效应；②采用了渐进传输技术(Progressive Transmission)，可以先传送图像的轮廓或缩影，然后再由用户决定是否需要及需要什么 QoS 等级的图像细节与数据，即由用户决定所需带宽、传送速率及数据量的大小；③用户在处理图像时可以指定感兴趣区域(ROI, Region Of Interest)，对这些区域可以选取特定的压缩质量和解压缩质量，即接受了用户主观要求，实现交互式压缩；④利用预测法可以实现无损压缩(Lossless Compre-

sion), 这对卫星遥感图片、医学图片、文物图片很有意义;⑤具有误码鲁棒性(Robustness to bit error), 抗干扰性好;⑥它充分考虑了人眼的主观视觉特性, 增加了视觉权重和掩膜, 在不损害视觉效果的情况下, 大力提高压缩效率。

## 2. MPEG-4 编码标准简介

随着多媒体技术的普及, 人们对低速率视频在 PSTN、无线移动网、互联网上传输的要求日益突出, 1992 年 11 月, ISO/IEC 的 MPEG 组织决定开发适应极低码率的音频/视频(AV, Audio-Visual)编码的国际标准 MPEG-4, 后来 ITU-T H. 263 标准小组研制成功, 促进了两者的进一步融合。MPEG-4 已不是一个单纯 AV 编、解码标准, 它将内容与交互性作为核心, 为多媒体数据压缩提供了一个更为广阔的平台, 它更多定义的是格式与框架而不仅仅是具体算法。

目前, 视频编码大体上可以分为两代:第一代基于像素的方法, 去掉的是图像信源的客观统计数据的冗余, 称为统计压缩编码;第二代基于内容的方法, 去掉的是内容的冗余, 它既包含客观的统计数据的冗余, 而更重要的是去掉基于对象、基于语义内容方面的主客观冗余。其中, 基于对象方法是基于内容的初级形式, 而基于语义方法则是基于内容的高级形式, 目前 MPEG-4 则是基于对象方法的。

在基于对象的视频编码中, 编码单元是对象, 它主要针对纹理、形状、运动 3 种信息的编码技术。下面给出对于一个任意形状的视频对象进行通用编码的原理框架, 如图 4.22 所示。

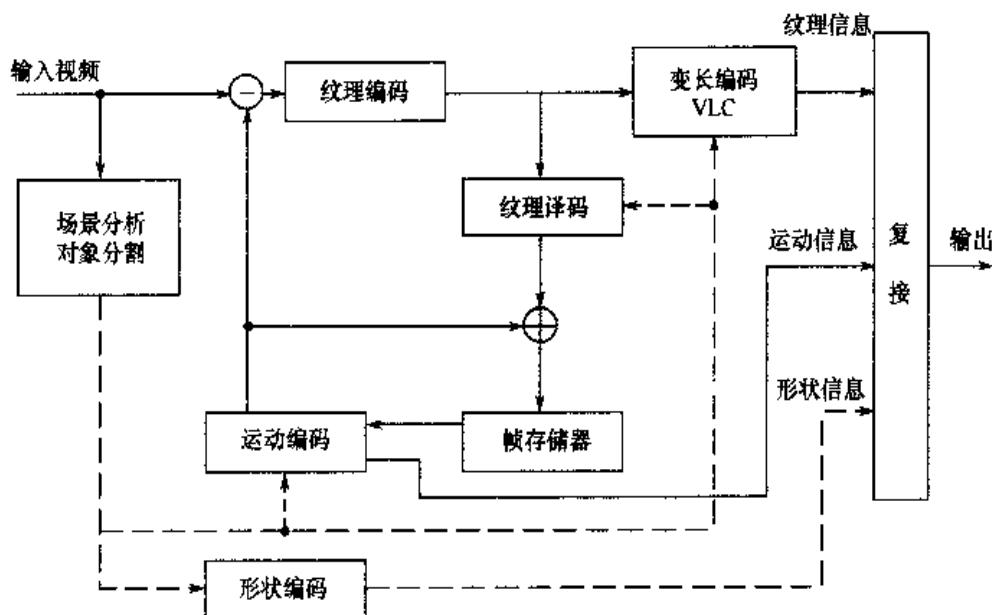


图 4.22 基于对象的视频编码通用原理图

由图 4.22 中可以看出, 通用框架主要包含 3 部分:纹理、形状和运动 3 个编码模块。基于对象视频编码过程可以分为 3 步:①从输入视频流中采用自动、半自动、人工方式分割出视频对象;②对视频对象进行编码, 不同对象的运动、形状和纹理可分配不同的码字;③对

各个视频对象的码流进行复接。

MPEG-4 标准中定义的中心概念是 AV 对象，它是基于对象表征方法的基础，非常适合于交互式操作，MPEG-4 的编码机制是基于  $16 \times 16$  的像素宏块来设计的，这不仅可以与现有标准兼容，还便于对编码进行更好的扩展。MPEG-4 视频码流提供了对视频场景的分层描述，如图 4.23 所示。

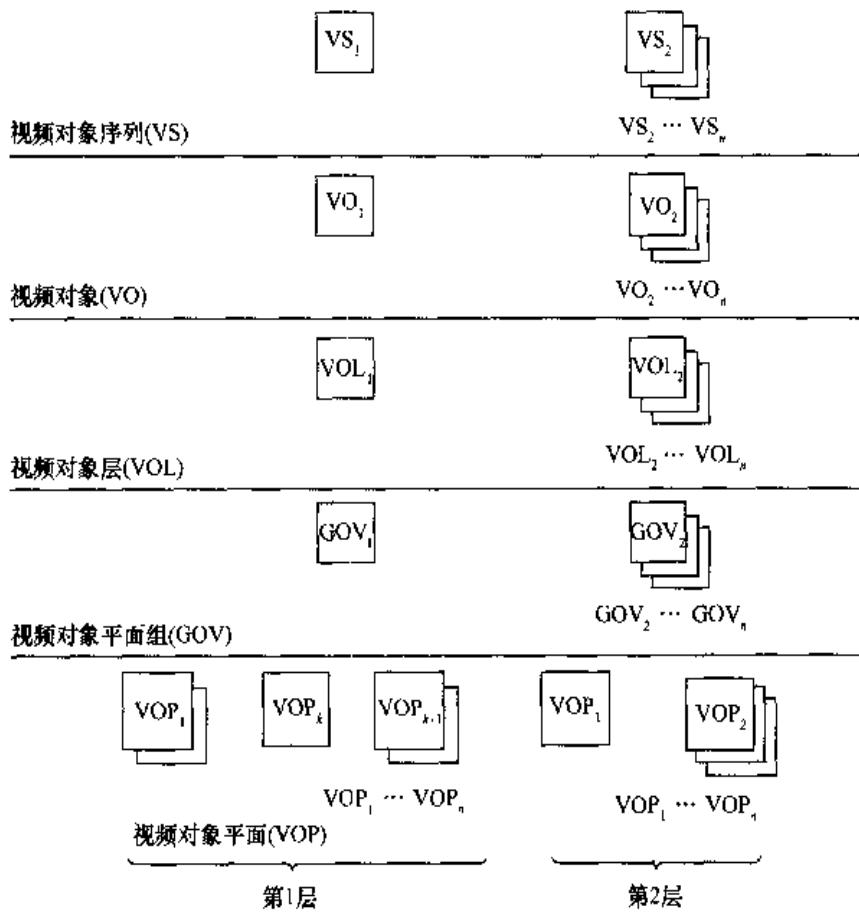


图 4.23 MPEG-4 视频码流逻辑结构图

视频对象序列 (VS) 是完整的 MPEG-4 场景，可以是二维或三维 (2D/3D) 自然或合成的对象。视频对象 (VO) 是场景中的一个特定对象，可以是任意形状对象，也可以是一个矩形帧。一个 VO 可以分级，也可以不分级 (对空间、时间分辨率的等级)。一个视频对象层 (VOL) 包含一个基本层和若干个增强层 (依据不同分辨率)。视频对象平面组 (GOV) 可以提供对码流的随机访问点，GOV 是任选的。一个视频对象平面 (VOP) 是对一个视频对象的时间取样，它包括对视频对象的纹理、形状和运动数据取样，对 VOP 的编码就是针对某一时刻该幅画面视频对象 VO 的纹理、形状和运动数据信息进行编码，一个普通的视频帧可以采用矩形的 VOP 来表征。

下面给出一个用 VOP 形成模块在 MPEG-4 视频验证模型 VM 中的框架构成原理图，如图 4.24 所示。

MPEG-4 视频编译码的主要特点包括以下几个方面。

(1) 图像信息处理的基本单元，由第一代像素块——像素帧转变到以纹理、形状和运动

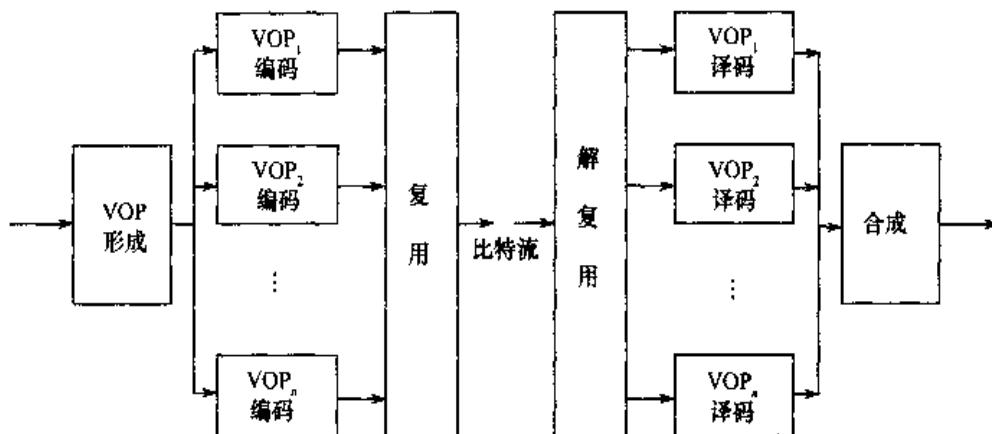


图 4.24 MPEG-4 视频 VM 编、译码原理图

3 类主要数据的取样值构成的视频对象平面  $VOP_i (i=1, 2, \dots, n)$ ，而这些  $VOP_i$  分别表示不同分辨率的视频对象，如人脸、背景及声/乐/文字组合等。

(2) 视频编码基础由第一代仅决定于图像信源的客观统计特性，转变为既取决于原有的客观统计特性，而更重要的则是取决于视频对象、内容的各种主、客观及图像瞬时特性。

(3) 基于对象、基于内容，用户可以根据视频对象和内容，基于交互式、可编辑性和可选择性等一系列面向用户、面向对象的操作特性，选择不同等级(空间、时间)、不同分辨率、不同需求的视频业务，这样可以大力提高信源编码效率。

(4) 对于不同的信源与信道、各个 VO 及  $VOP_i$  在总体图像中的重要性和地位，可以分别采用不同等级的保护与容错措施，以提高图像的总体容错能力。

(5) 图像处理中具有时间、空间可伸缩性(尺度变换)，同时允许译码器以不同空、时精度与分辨率重建图像。

### 3. 新一代的视频编、译码标准 H. 264

ITU-T 与 ISO/IEC 联手成立的 VCEG 在 H. 263 及其改进型与 MPEG-4 的基础上进行技术融合、改进和优化，共同提出 H. 264 建议标准，此标准又被称为“MPEG-4 Visual Part 10”，已于 2003 年 3 月初步完成并被正式确定为国际标准 IS。VCEG 从图像质量与实时性两方面出发，给出以下几个方面的要求。

(1) 数据比特率与图像质量：在相同数据比特率与采用相同方法优化的编码器下，H. 264 帧率应达到 H. 263+ 标准或 MPEG-4 标准中简单规范的 2 倍，即在相同质量下，H. 264 能节省一半带宽。

(2) 时延：H. 264 强调实时环境的应用。

(3) 复杂性：H. 264 从编码器处理和质量方面规定了适用于不同应用范围的复杂度规范。

(4) 差错恢复：由于 H. 264 大量用于实时业务，确定了如何在信息包丢失和移动通信信道衰落情况下进行的差错恢复。

(5) 语义定义：H. 264 采用了简单的语义定义，同时使编、译码端不会产生失配。

(6) 网络友好性：为了兼顾 H. 263 标准与 MPEG-4 标准关于网络的应用问题，使 H. 264 标准更好地适应因特网和移动通信网，H. 264 要进一步体现网络的友好性，以便于信息封装

和更好的优先级控制。

H. 264 采用了与 H. 263, MPEG-4 中类似的关键技术, 如将每个视频图像分解为  $16 \times 16$  的像素宏块单元作为信息处理的基本单元, 利用空时域相关性、变换、量化、熵编码等。

H. 264 与以往编码的主要差异表现在以下几个方面。

(1) 运动估值和运动补偿: H. 264 采用了不同大小和形状的宏块分割和分割的方法, H. 264 可实现  $\frac{1}{4}$  像素的运动精度, 且可以采用多个前向、后向帧作为参数来进行运动预测, 还可以在 B 图像中利用后向进行运动预测。

(2) 采用内部(intra)预测: H. 264 利用相邻像素的相关性, 采用了新的 intra 预测模式, 以达到用较少的比特数来表示 intra 编码的像素块信息。

(3) 采用系数变换技术: H. 264 中把运动估值和 intra 预测的误差结果从时域变换到频域, 它可以减小方块效应, 在 H. 264 中采用了 3 种整数变换。

(4) 采用变换系数量化: H. 264 采用了 52 个梯状量化系数。

(5) 熵编码: H. 264 采用两种基于上、下文的自适应变长码、自适应二进制算术编码。

另外, 在扫描顺序、去块滤波器、新的图片类型、熵编码模式和网络适应层等方面, 都有与以往编码不一样的独有特色。

H. 264 的应用领域很广, 既适用于非实时也适用于实时的视频编、译码, 包括广播电视、有线电视、卫星电视、VCD、DVD 等娱乐视频, 以及 H. 26X 的实时会话、可视电话、会议电话等, 还包括 3GPP 与 3GPP2 多媒体短信、图片、图像等多媒体业务。

## 4.4 本章小结

本章主要讨论了移动通信物理层中系统有效性(数量)即信源编码问题。首先从理论和实际两方面介绍了移动通信中的语音编码。理论方面重点讲述语音压缩编码的基本原理、标准和性能指标; 实际方面重点介绍了移动通信中目前采用的各类语音编码方案: 含 GSM, IS-95, CDMA2000 和 WCDMA。其次介绍主要用于多媒体业务的图像压缩编码, 介绍了图像压缩编码原理、标准与主要技术指标, 并重点介绍了静态图片的 JPEG、活动图像 MPEG 和面向通信的 H. 263 等原理性框图。

## 习题

- 4.1 语音压缩编码有哪 3 种主要类型? 移动通信中主要采用哪种类型的语音编码?
- 4.2 试说明 GSM 语音编码方案的主要特点, 其中全速率与半速率各为多少?
- 4.3 试说明 IS-95 空中接口标准中的语音编码标准 IS-96 的主要技术特点, 其可变速率分为几种类型?
- 4.4 试说明 CDMA2000 语音编码 EVRC 方案的主要技术特点, 其语音速率分为几种类型? 其速率分别为多少?
- 4.5 试说明 WCDMA 语音编码 AMR 方案的主要技术特点, 其语音分为几种类型? 每种类型又分为几种速率?
- 4.6 用于移动通信中的图片压缩编码是采用什么类型的国际标准? 它具有什么主要特色?

- 4.7 用于移动通信中活动图像压缩编码是采用什么类型的国际标准？它又具有什么主要特色？
- 4.8 Huffman 编码与算术编码属于什么类型的信源编码？在移动通信中，它用在什么地方？
- 4.9 为什么在 CDMA 中能有效利用语音激活技术，而在 GSM 中应用这一技术却存在一定的困难？
- 4.10 什么叫矢量量化编码？它有什么主要技术特点？PCM 编码中的量化编码是矢量量化编码吗？为什么？在移动通信中，矢量量化编码用在什么地方？

## 参 考 文 献

- [4.1] 周炯槃. 信源编码原理. 北京:北京邮电大学出版社, 1996
- [4.2] 吴伟陵. 信息处理与编码(修订本). 北京:人民邮电出版社, 2003.7
- [4.3] 吴伟陵. 移动通信中的关键技术. 北京:北京邮电大学出版社, 2000.11
- [4.4] R. J. McEliece. The Theory of Information and Coding (2<sup>nd</sup>). Addison-Wesley Publishing Company, Inc. 2002
- [4.5] 3GPP Mandatory Speech Codec Speech Processing Functions. AMR Speech Codec: General Description (3G TS 26.071 Version 3.0.1), 1999
- [4.6] 3GPP 3G TS 26.101 Version 1.4.0, 1999

# 第5章 移动通信中的鉴权与加密

随着移动通信的迅速普及和业务类型的与日俱增，特别是电子商务、电子贸易等数据业务的需求，移动通信中的信息安全地位日益显著。由于信息安全涉及内容很广，本章仅讨论移动通信中信息安全的两个核心问题：鉴权（也称认证）与加密，而且主要以空中接口即接入过程介绍为主。

## 5.1 概述

### 5.1.1 移动通信中的安全需求

在20世纪八九十年代，模拟手机盗号问题给电信部门和用户带来了巨大的经济损失，并增加了运营商与用户之间不必要的矛盾。模拟手机盗号是通信体制缺陷带来的负面影响，在模拟通信体制中是不可避免的，因为它不具有鉴别手机、鉴别用户身份的有效手段。

移动通信体制的数字化，为通信的安全保密，特别是鉴权与加密提供了理论与技术基础。同时数字化加密技术为特殊性业务（政府、军事及商业秘密等）提供了有效的保密手段，为有特殊要求的用户提供了个人隐私权的有效保障。

数据业务与多媒体业务的开展进一步促进了移动安全保密技术的发展。如基于移动因特网的各种数据业务：电子商务、电子贸易、电子银行结算和电子炒股，以及特殊数据业务认证与加解密等。

移动台与手持设备的认证也推动了移动安全技术的发展。为了防止移动台盗号、非法入网，需要进行鉴权或认证；防止移动台设备老化，保证定期更新，也需要进行鉴权或认证。

### 5.1.2 移动环境中的安全威胁及相应措施

对移动通信中的安全认识与需求是与时俱进，不断发展，不断完善的。就目前而言，最有代表性的是第三代移动通信系统（3G），对其系统安全结构一共定义了5种类型。

3G移动通信系统的安全体系结构如图5.1所示。

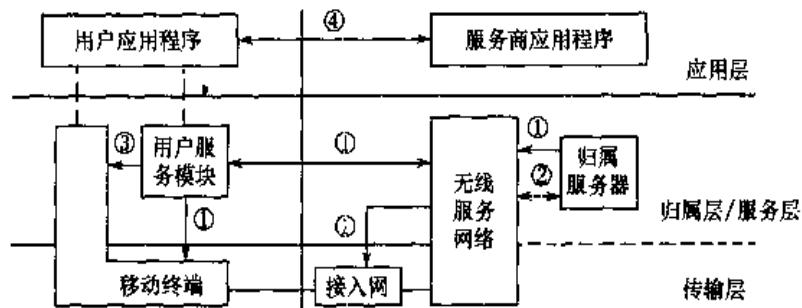


图5.1 3G移动通信系统的安全体系结构图

移动通信系统的 5 类信息安全问题包括：

① 网络接入安全：它主要定义了为用户提供安全接入 3G 服务的安全特性，特别强调防止无线接入链路所受到的安全攻击。

② 网络域安全：它定义了在运营商节点之间的安全传输数据的安全特性，并对有线网络的攻击进行保护。

③ 用户域的安全：它定义了安全接入移动站的安全特性。

④ 应用程序域安全：它定义了用户应用程序与运营商应用程序安全交换数据的安全性。

⑤ 安全的可见度与可配置性：它定义了用户能够得知操作中是否安全，以及安全程度自行配置的安全特性。

本书仅讨论以①为基础的空中接口安全隐患，但它也与网络传输、数据库密切相关。以空中接口为主体的安全威胁包括如下 7 类情况。

#### (1) 窃听

窃听的主要安全威胁为：非法用户截获移动台（或手机）与基站、网络间交换的信息，分析并窃取信令、语音、数据等业务及用户与网络的身份。它发生的位置包括空中接口、数据传输的网络。对应的安全措施有：采用加密手段，保护呼叫建立信息，用户业务信息，用户身份、位置信息等。

#### (2) 假冒

假冒的主要安全威胁为：非法用户截获某个合法用户或网络的足够多的信息时，就可以假冒他们对网络和用户进行欺骗，以达到某种非法的目的。它发生的位置包括空中接口、各种移动管理进程和数据库。对应的安全措施有：采用加密、鉴权与数字签名等手段，以保护用户与网络的身份、用户与网络的密钥及网络的计费信息等。

#### (3) 重放

重放的主要安全威胁为：非法用户截获某次通信中用户和网络间全部交换信息，需要时，在某个时刻将其重新发送（重放）以达到某种欺骗的目的。它发生的位置包括空中接口、数据传输网络及数据库。对应的安全措施有：采用加密、鉴权（认证）与数字签名等手段，以达到保护同步时钟、同步计数器、随机数发生器及网络计费信息的目的。

#### (4) 数据完整性侵犯

这种情况的主要安全威胁为：非法用户对截获数据进行增删和修改，以达到某种非法目的。它发生的位置包括空中接口、数据传输网络和数据库。对应的安全措施有：采用加密、数据完整性认证及数字签名，以达到保护用户业务信息、网间传送数据与数据库中数据完整性和不受侵犯的目的。

#### (5) 业务流分析

这种情况的主要安全威胁为：非法用户通过合法用户与网络间交换的数据格式、速率和流量进行分析，以获得某些机密。它发生的位置包括空中接口和数据传输网络。对应的安全措施有：采用加密和业务流填充方式，以达到保护呼叫模式信息安全的目的。

#### (6) 跟踪

这种情况的主要安全威胁为：非法用户通过截获移动用户身份信息来确定合法用户当前所处位置并进行跟踪。它发生的位置包括空中接口、数据传输网络和数据库。对应的安全措

施有:采用加密与鉴权(认证)手段,以保护用户身份与主叫号码信息不受侵犯。

来自网络和数据库的安全威胁包括以下3类情况。

### (1) 网络内部攻击

这种情况的主要安全威胁为:网络内部工作人员利用工作之便窃取网络数据库中、网络传输中的信息,以达到某种非法目的。它发生的位置包括网络内部的数据库、网络间的数据传输及空中接口等。对应的安全措施有:采用加密、鉴权(认证)、数字签名及接入控制和不同等级授权等方式,以达到保护用户业务信息、数据库中数据与网间传送数据的安全性能的目的。

### (2) 对数据库的非法访问

这种情况的主要安全威胁为:非法用户试图从网络内部和其他系统进入数据库,以对数据库进行非法操作窃取机密信息。它发生的位置在网络数据库。对应的安全措施有:采用加密、鉴权、数据完整性认证及接入控制,以防止用户/网络机密信息、用户业务文档及网络计费信息受到攻击。

### (3) 对业务的否认

这种情况的主要安全威胁为:某个合法用户否认曾使用过网络所提供的服务,以达到拒绝缴纳相应费用的目的。它发生的位置在网络数据库。对应的安全措施有:采用数据完整性认证、数字签名及公证等方式,对网络计费信息与签名数据加以保护。

根据以上分析,移动通信中主要采用的安全措施与一般通信方式可采用的安全措施是一样的,不同的仅是在具体实现时应考虑移动通信的特点。其主要措施有以下3大类:鉴权(认证)技术、加解密技术和数字签名技术。前两者主要是为了防止非法用户的各类安全攻击,而后者主要是用来防止合法用户本身的非法行为,如否认、抵赖等。

## 5.2 保密学的基本原理

### 5.2.1 引言

保密学是一门既古老又年轻的科学。20世纪40年代以前,它基本上是一门经验性、技术性学科。20世纪40年代末,C. E. Shannon发表了保密学的奠基性论文——《保密系统的信  
息理论》<sup>[5.4]</sup>,从而创立了统计保密学理论。1976年,美国学者W. Differ与M. Hellman发表《保密学的新方向》<sup>[5.12]</sup>,首先提出双钥制与公开密钥理论,为现代密码学奠定了基础,从而为广义密码学、认证理论、数字签名等现代密码学及其在现代信息网中的应用开辟了新的方向。

### 5.2.2 广义保密系统的物理、数学模型

保密系统是以信息系统的安全性为目的的专用通信系统。信息安全是针对通信系统中授权的合理用户而言的,而未授权的非法用户既可以在接收端窃听,也可以在发送端主动攻击、非法伪造。传统的保密学仅研究前者即非法窃听,又称为狭义保密学,而两者均研究的则称为广义保密学。一个典型广义保密通信系统如图5.2所示。

一个广义保密系统  $S = \{M_A, K, C, (T_K, T_K^{-1}), (T_{K_1}, T_{K_2})\}$ , 其中,明文源为  $M_A$ ,密

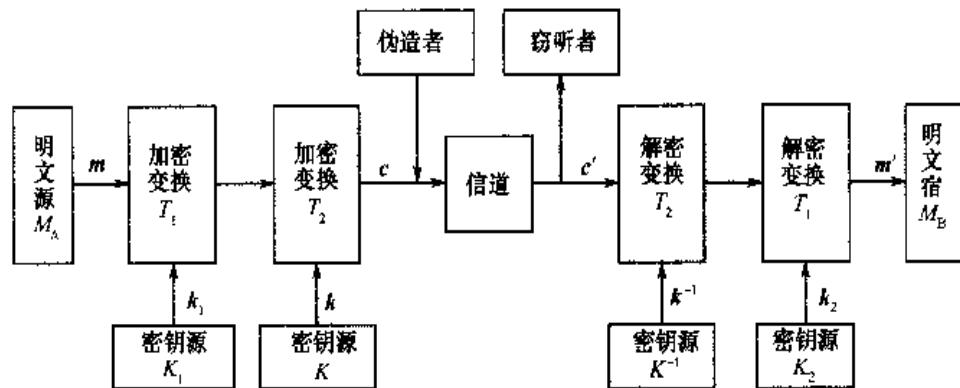


图 5.2 广义保密系统

钥源为  $K$ , 密文序列  $C$ , 防窃听的加、解密变换对  $(T_K, T_{K^{-1}})$ , 防伪造的加、解密变换对  $(T_{K_1}, T_{K_2})$ 。防窃听加、解密变换对  $(T_K, T_{K^{-1}})$  采用典型的单钥型, 即加、解密为同一密钥, 且  $T_K \cdot T_{K^{-1}} = 1$ 。防伪造的加、解密变换对  $(T_{K_1}, T_{K_2})$  采用典型双钥型, 即加、解密不是同一个密钥, 分别为  $T_{K_1}$  与  $T_{K_2}$ , 且  $T_{K_1} \cdot T_{K_2} = 1$ 。若上述系统中仅有  $(T_K, T_{K^{-1}})$ , 且  $T_K \cdot T_{K^{-1}} = 1$ , 则该保密系统退化为传统的狭义保密系统。在狭义保密系统中, 授权的合法用户 A 为防止被传送的信息被窃听, 首先在发送端将明文序列  $m$  用  $T_K$  加密后成密文序列  $C$  并传送至接收端, 经解密变换  $T_{K^{-1}}$  后还原为恢复后的明文序列  $m'$ 。未授权的非法用户由于不掌握加、解密变换对  $(T_K, T_{K^{-1}})$  和密钥  $K$ , 因此无法解密, 从而达到防窃听的目的。

若上述系统中仅有  $(T_{K_1}, T_{K_2})$ , 且  $T_{K_1} \cdot T_{K_2} = 1$ 。进一步假设:  $T_{K_1} = D_{K_A}$ ,  $T_{K_2} = E_{K_A}$ , 而  $D_{K_A}$  为授权合法用户 A 的私钥, 是秘密的, 供鉴权、认证、加密用;  $E_{K_A}$  为授权用户 A 的公钥, 是公开可查询的, 供对方用户 B 或任一个第三方用户解密用。使用加、解密变换对  $(T_{K_1}, T_{K_2})$ , 可以鉴别和验证被传送的信息是否为合法用户 A 发送来的信息。该系统被认为是一个防止伪造攻击的鉴权认证系统。若系统中既有防止窃听的加、解密变换对  $(T_K, T_{K^{-1}})$ , 也有防止伪造的加、解密变换对  $(T_{K_1}, T_{K_2})$ , 则该系统被称为一个广义保密系统。

由以上分析可见, 保密系统的核心是密钥和加、解密变换的实现算法。下面将针对保密学中的几种主要密钥及相应算法予以简介。

### 5.2.3 序列密码

序列加密是单钥体制中两种主要加密体制之一。它适合于实时加密, 对于数字式语音加密特别适合。序列加密又称为流加密, 属于串行逐位加密, 即通过明文序列与密钥序列逐位模 2 加来生成对应的密文序列。序列密码以较成熟的伪随机序列、移位寄存器序列理论作为指导, 其设计、分析均比较方便。

序列密码实质上是仿效理想保密体制中的“一次一密”体制, 即将其中的纯随机密钥改为易于产生足够长的周期性伪随机序列, 从而牺牲了部分的理想性能, 但换取了易于产生、易于同步的优点, 且密钥的管理、分配具有工程可实现性。序列密码的原理如图 5.3 所示。

图 5.3 中, 明文序列  $m = (m_1, m_2, \dots, m_i, \dots, m_L)$ , 密钥序列  $k = (k_1, k_2, \dots, k_i, \dots, k_L)$ , 密文序列  $c = (c_1, c_2, \dots, c_i, \dots, c_L)$ , 加密算法  $c = m \oplus k = (m_1 \oplus k_1, m_2 \oplus k_2, \dots, m_i \oplus k_i, \dots, m_L \oplus k_L)$ 。

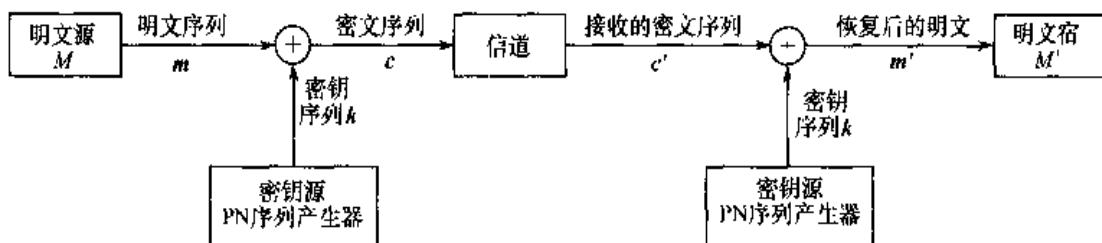


图 5.3 序列密码原理

序列密钥首先必须基本满足伪随机序列的一些主要性质，如具有较大的线性复杂度，并且要求除了在整体上具有近似的伪随机特性以外，还必须进一步具有抗统计攻击的局部随机性。满足第3章提到的Golomb 3个公设的伪随机序列很少，其中最典型是MLSRS，简称m序列。其中 $m=2^n-1$ ，它是由n级线性移位寄存器模2加反馈形成的。m序列产生器一般表达形式如图5.4所示。

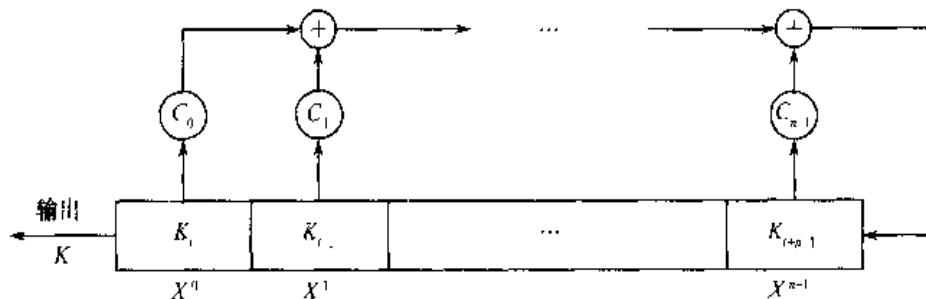


图 5.4 m 序列产生器框图

图5.4中， $C_i (i=0,1,\dots,n-1)$ 是一个开关(0, 1)函数，哪些 $C_i$ 值取1，完全取决于m序列的生成多项式 $f(x)=\sum_{j=1}^n C_j X^j$ 。m序列虽然能完全满足Golomb随机性3个公设的特性，但其线性复杂度很低，因此不能直接用做序列密钥。已证明，当已知m序列的生成式 $f(x)$ 时，即已知反馈位置时，要破译只需知道n位状态值即可，若不知道 $f(x)$ ，也只需 $2n$ 位信息，而不是全部的 $m=2^n-1$ 位信息值，通常称n为m序列的线性复杂度。

为了使简单易行的m序列能够构成所需的序列密码，必须要改善其线性复杂度，其中最简单的方法是在原有m序列产生器的基础上附加一个非线性组合函数的滤波器，其结构如图5.5所示。

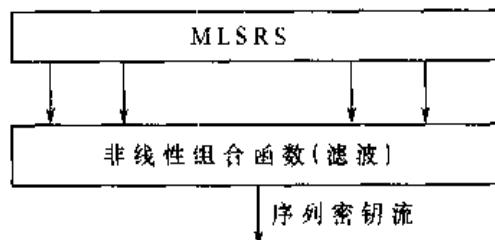


图 5.5 用非线性组合函数滤波 m 序列产生器

选取非线性组合函数的标准是既保留m序列的良好的伪随机特性及产生、同步、管理、

分配方便的优点，又要进一步设法提高其线性复杂度。前馈序列就是一种能同时满足上述特性的重要非线性序列，它既可以基于单个 m 序列，也可以基于若干个 m 序列的组合。其组合函数既可以是无源的，也可以是有源的。

### 5.2.4 分组密码

分组密码是对明文信息进行分组加解密，由于处理需要一定时延，因此适合于非实时加密。本节重点介绍分组加密的基本原理与分组加密标准 DES。

为了形象说明分组加密的基本概念，下面从一个最简单的例子入手。为了简化，令分组长度  $n=3$ ，此时分组中，明文与密文各有  $2^3=8$  种不同组合。明文至密文间的映射关系即为密钥，它可以有  $(2^3)! = 8!$  种。下面给出这 8! 种中的某种确定的映射关系，且当具体映射即连线关系给定后，密钥就确定了。这时加、解密方程就可以通过下列真值表方程来完全决定。这时，明文  $m$  与密文  $c$  及密钥  $k$ （连线）的对应关系可以用图 5.6 直观表示。

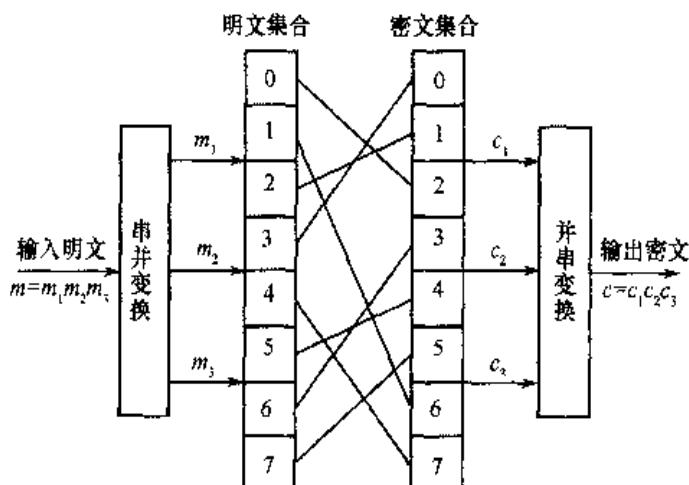


图 5.6  $n=3$  分组加密示意图

加密、解密方程与逻辑真值见表 5.1。

表 5.1  $n=3$  分组加密真值表

输入				输出			
$m$	$m_1$	$m_2$	$m_3$	$c_1$	$c_2$	$c_3$	$c$
0	0	0	0	0	1	0	2
1	0	0	1	1	1	0	6
2	0	1	0	0	0	1	1
3	0	1	1	0	0	0	0
4	1	0	0	1	1	1	7
5	1	0	1	1	0	0	4
6	1	1	0	0	1	1	3
7	1	1	1	1	0	1	5

加密方程可以用下列加密函数  $c_i = f_{k_i}(m_1 m_2 m_3)$  表示为

$$\left. \begin{array}{l} c_1 = f_{k_1}(m_1 m_2 m_3) = \overline{m_1} \overline{m_2} m_3 \cup m_1 \overline{m_2} \overline{m_3} \cup m_1 \overline{m_2} m_3 \cup m_1 m_2 m_3 \\ c_2 = f_{k_2}(m_1 m_2 m_3) = \overline{m_1} \overline{m_2} \overline{m_3} \cup \overline{m_1} \overline{m_2} m_3 \cup m_1 \overline{m_2} \overline{m_3} \cup m_1 m_2 \overline{m_3} \\ c_3 = f_{k_3}(m_1 m_2 m_3) = \overline{m_1} m_2 \overline{m_3} \cup m_1 \overline{m_2} \overline{m_3} \cup m_1 m_2 \overline{m_3} \cup m_1 m_2 m_3 \end{array} \right\} \quad (5.2.1)$$

解密方程可以相应用下列解密函数  $m_i = g_{k_i}(c_1 c_2 c_3)$  表示为

$$\left. \begin{array}{l} m_1 = g_{k_1}(c_1 c_2 c_3) = c_1 c_2 c_3 \cup c_1 \overline{c_2} \overline{c_3} \cup \overline{c_1} c_2 c_3 \cup c_1 \overline{c_2} \overline{c_3} \\ m_2 = g_{k_2}(c_1 c_2 c_3) = \overline{c_1} \overline{c_2} c_3 \cup \overline{c_1} \overline{c_2} \overline{c_3} \cup \overline{c_1} c_2 c_3 \cup c_1 \overline{c_2} \overline{c_3} \\ m_3 = g_{k_3}(c_1 c_2 c_3) = c_1 c_2 \overline{c_3} \cup \overline{c_1} \overline{c_2} \overline{c_3} \cup c_1 \overline{c_2} \overline{c_3} \cup c_1 \overline{c_2} c_3 \end{array} \right\} \quad (5.2.2)$$

将上述加、解密方程写成矩阵形式为

$$C = K \cdot M \quad (5.2.3)$$

即

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.2.4)$$

同理有

$$M = K^{-1} \cdot C \quad (5.2.5)$$

即

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.2.6)$$

由上述例子可以看出，一个好的分组加密算法应满足：分组明文字长度  $n$  要足够大，以防止明文穷举攻击奏效；密钥量要足够大，即明文至密文的置换子集中的元素足够多，以防止对密钥的穷举攻击奏效；由密钥确定的置换算法要足够的复杂，即明文至密文之间的连线规律足够复杂，使破译者除了采用穷举法以外，无其他捷径可循。实现上述 3 点要求很不容

易，特别是满足第3个亦即最后一个要求，密码设计者们为此绞尽脑汁。下面介绍一种目前广泛采用的行之有效的美国分组数据加密标准DES。

DES是由IBM公司研制，并由美国国家安全局NSA认证通过的，目前该标准已被广泛应用于全世界的数据加密中。虽然自2000年底，美国国家标准技术局NIST决定采用新的高级加密标准AES逐步替代DES，但DES仍可以称做一种最典型、最成功的数据加密标准。

DES可以构成分组(块)加密和序列(流)加密两种不同形式，但主要用于分组(块)加密，两者的惟一差别是密钥不同。当DES作为分组加密时，密钥长度为64位，其中56位代表密钥序列本身，而其余的8位作为校验位，且每个校验位都对一个8位序列形成奇校验。DES从整体上看，可视为一个电子密码本暗箱，它将每组64位明文相应的64位密钥通过加(解)密复杂的代换算法，形成相应的64位密文，其原理性方框图如图5.7所示。

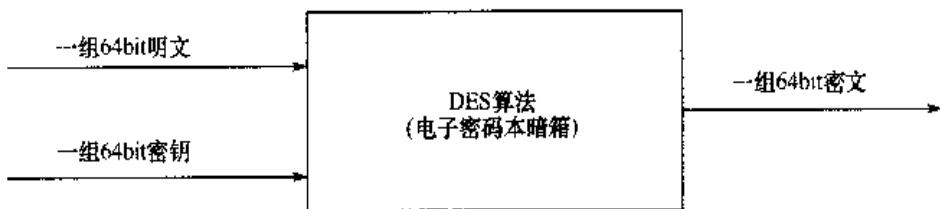


图 5.7 DES 基本原理框图

设计这一电子密码本暗箱的基本要求为：若在该分组(64bit)中仅改变一位密钥时，则大约有50%密文被改变；若采用一位错误的密钥，则解密后平均有几乎一半(50%)明文产生解密错误。

### 5.2.5 公开密钥密码

公开密钥打破了传统的单钥制对密码学的垄断，奠定了双钥制公开密钥的新思路，为现代密码学的发展奠定了基础。本节介绍公开密钥基本原理和RSA算法。

#### 1. 公开密钥的基本原理

公开密钥采用发收不对称的两个密钥，且将发送端加密密钥公开，而仅把解密密钥作为保密的私钥。这样密钥管理和分配减少了风险，尤其在通信网络中更加突出。公开密钥的双钥制物理与数学模型如图5.8所示。

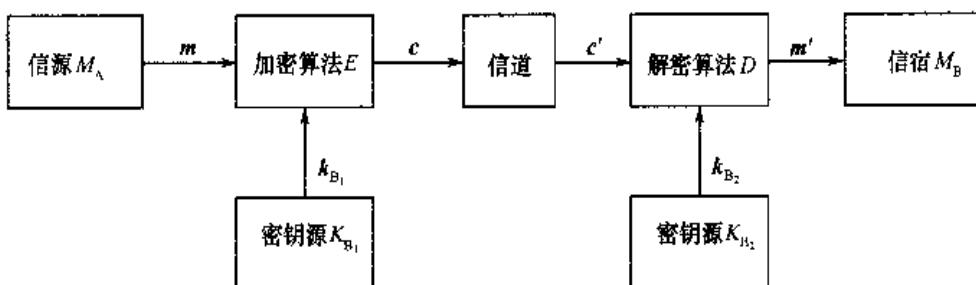


图 5.8 公开密钥双钥体制原理

在图5.8所示的公开密钥通信系统中，每个用户都有一对加、解密密钥( $k_1, k_2$ )，如用户

B的加、解密密钥为( $k_{B_1}$ ,  $k_{B_2}$ )。其中,  $k_{B_1}$ 是加密密钥, 是公开的、可查找的, 称为公钥; 而 $k_{B_2}$ 是解密密钥, 是秘密的, 它仅为用户B私有, 称为私钥。

任何一个其他用户(如用户A)若想要与用户B进行保密通信, 可以首先查找到用户B的公钥 $k_{B_1}$ 进行下列加密运算

$$C=E_{k_{B_1}}(m) \quad (5.2.7)$$

在接收端, 仅有合法用户B掌握属于自己的私钥 $k_{B_2}$ , 才可以进行正常解密运算, 并恢复原来明文 $m$ , 即

$$m'=D_{k_{B_2}}[c']=D_{k_{B_2}}[c]=D_{k_{B_2}}E_{k_{B_1}}(m)=m \quad (5.2.8)$$

对于其他非法用户, 虽然也能窃获密文 $c'$ , 但是由于不掌握B用户的私钥, 故无法解密。在公开密钥系统中, 加密与解密的密钥是两个分别为公钥 $k_1$ 与私钥 $k_2$ , 且 $k_1 \neq k_2$ , 是非对称的, 因此又称为非对称密钥体制。

对每个单程保密信道, 具有一对加、解密变换:  $(T_{k_1}, T_{k_2}) = (E_{k_1}, D_{k_2})$ , 其中加密密钥 $k_1$ 和加密变换(算法) $E_{k_1}$ 是公开的、可查找的, 而解密密钥 $k_2$ 与解密变换(算法) $D_{k_2}$ 是秘密的, 仅为合法用户掌握。若要使用 $E_{k_1}$ 求 $D_{k_2}$ , 至少在计算上是极其困难的, 即属于计算复杂性中的NP问题。经过 $E_{k_1}$ 加密的密文, 只能由合法用户采用 $D_{k_2}$ 解密, 这时加、解密变换(算法)是互逆的, 即 $D_{k_2} \cdot E_{k_1} = 1$ 。必须存在有效的产生 $E_k$ 与 $D_k$ 的简单可行方法来实现公开密钥体制。

为了满足上述要求, 公开密钥提出者建议采用一类单向陷门函数作为加、解密变换的算法。所谓单向陷门函数, 是指在单向函数的基础上附加一个已知的陷门函数, 而这个陷门函数仅为合法用户掌握。

若函数 $y=f(x)$ 为单向函数, 则应满足: 对每个 $x \in X$ , 计算 $y=f(x)$ 很容易实现; 而若由 $y$ 计算 $x$ 是极其困难的(NP问题)。若函数 $f(x)$ 进一步满足存在某个陷门函数 $k$ , 当 $k$ 未知时,  $y=f(x)$ 为单向函数, 但若 $k$ 已知时, 则从 $y=f(x)$ 中已知 $y$ 求解 $x$ 是可以办到的(P类问题)。目前已找到的单向陷门函数有: RSA体制、背包体制、McEliece体制、二次剩余等。

## 2. RSA 体制

RSA 是美国麻省理工 MIT 的 3 位教授 Rivest、Shamir 和 Adleman 于 1978 年提出<sup>[5.3]</sup>, 后人以他们三人名字字头 RSA 命名的, 它是迄今为止最为成功的公开密钥体制。RSA 体制是建立在数论和计算复杂度的基础上, 采用离散指数的同余运算来构造加、解密算法。下面以单消息(符号)加密为例进行说明。

加密时: 将明文 $m$ 自乘 $e$ 次幂, 除以模数 $n$ , 余数则构成密文 $c$ 。即

$$c=m^e \bmod n \quad (5.2.9)$$

解密时: 将密文 $c$ 自乘 $d$ 次幂, 再除以模数 $n$ , 其余数为待解的明文 $m$ 。即

$$m=c^d \bmod n \quad (5.2.10)$$

RSA 具体算法步骤为: 每个用户选取两个大素数 $p_1$ 和 $p_2$ , 计算其积 $n=p_1 \cdot p_2$ 和欧拉函数 $\phi(n)=(p_1-1)(p_2-1)$ , 并选择一个任意整数 $e$ , 使它满足 $(e, \phi(n))=1$ , 即 $e$ 与 $\phi(n)$ 互素, 且 $1 < e < \phi(n)$ 。一般选 $p_1$ ,  $p_2$ 为不小于 40 位的十进制数。

按下列加密方程(算法)构成密文  $c$  并送出

$$c = E_{K_1}(m) = m^e \pmod{n} \quad (5.2.11)$$

式中, 加密密钥  $K_1 = (n, e)$  为公钥。由下列同余方程求出解密指数幂次  $d$

$$(e, d) \equiv 1 \pmod{\phi(n)} \quad (5.2.12)$$

且  $1 < d < \phi(n)$ , 只要用欧几里德算法进行  $2\lg\phi(n)$  次运算, 即可求出  $d$  值。

按下列解密方程求解明文  $m$

$$m = D_{K_2}(c) = D_{K_2}[E_{K_1}(m)] = c^d \pmod{n} = (m^e)^d \pmod{n} = m \pmod{n} \quad (5.2.13)$$

式中, 解密密钥  $K_2 = (n, d)$  为私钥。下面举一简单例子说明 RSA 体制。

设  $p_1 = 17$ ,  $p_2 = 31$ , 明文  $m = 2$ , 则有  $n = p_1 \times p_2 = 17 \times 31 = 527$ ,  $\phi(n) = (p_1 - 1)(p_2 - 1) = 16 \times 30 = 480$ 。选加密指数幂指数  $e = 7$ , 再选解密指数幂指数满足  $(e, d) = 1 \pmod{\phi(n)}$ , 且  $1 < d < \phi(n)$ , 则  $d = 1/e \pmod{\phi(n)}$ , 或  $d \cdot e = \lambda\phi(n) + 1$ 。因此求解出  $\lambda = 5$  时,  $d = 343$ 。按加密方程求解密文  $c = m^e \pmod{n}$ ,  $m^7 \pmod{527} = 128$ , 按解密方程可以求得明文为

$$\begin{aligned} m &= c^d \pmod{n} = 128^{343} \pmod{527} = 128^{256} \cdot 128^{64} \cdot 128^{16} \cdot 128^4 \cdot 128^2 \cdot 128 \pmod{527} \\ &= 35 \times 256 \times 35 \times 101 \times 47 \times 128 \pmod{527} = 2 \pmod{527} \end{aligned}$$

## 5.2.6 认证系统

前面介绍了防止接收端非法窃听的加解密理论与技术, 信息服务中心还存在另一类信息安全问题, 即来自发送端非法用户的主动攻击, 包含非法用户的伪造、篡改、删除、重放, 甚至是来自合法用户的抵赖与篡改等。人们将这类来自发送端的非法攻击的防范措施通称为认证技术, 在移动通信中称为鉴权技术。认证的目的主要有两个: 信源身份鉴别与认证, 以确定发送者不是假冒的; 检验合法用户发送信息的完整性, 以确定发送传输过程是否被伪造、篡改、删除、重放和延迟等。

认证系统的基本原理如图 5.9 所示。

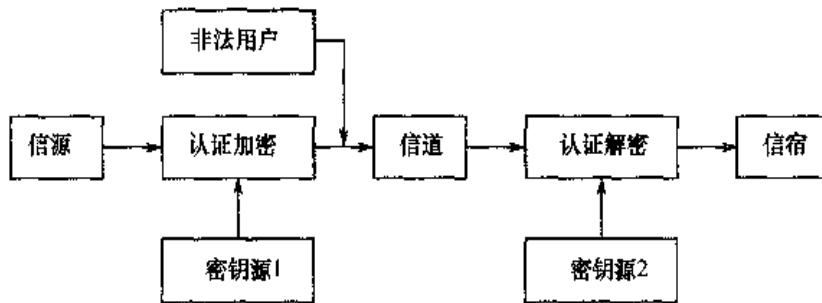


图 5.9 认证系统原理

为了防止非法用户侵入及对合法用户的一系列伪造和篡改, 在发送端, 对合法用户及其产生的信息在密钥控制下加上认证标记, 即认证加密; 在接收端, 接收机及任何第三者均可以根据认证标记验证信源身份(信息的真伪)和合法信息的完整性。

认证一般可以划分为3类。

(1) 消息认证

一个消息认证系统是由明文  $M$ 、密钥  $K$ 、密文  $C$  和认证函数  $f(m, k)$ ，其中  $m \in M, k \in K$ ，以及认证码集合  $A(m, k)$  共同组成，即  $S = \{M, K, C, f(m, k), A(m, k)\}$ 。

(2) 身份认证

主要包含4类，依据已知事务验证身份，如口令、账户等；依据个人持证验证身份，身份证、工作证、护照、驾驶证、信用卡等；依据个人特征验证身份指纹、声纹、血型、基因、视网膜等；依据个人无意动作，如手写签字等。

(3) 数字签名

长期以来，人们一直沿用传统的手写书签字作为政治、外交、军事、商业及法律的文件与合同的依据，随着社会的信息化及计算机、因特网的迅速崛起与广泛普及，为了更为迅速及时地完成远距离文件与合同的签字，电子化0、1序列的数字签名应运而生，它在现代电子商务中起到了重要作用。类似于手写书签字也应满足：收方能够认证发方签字，但不能伪造它；当发方发出签字消息后，也就不能再否认和篡改已签字的消息；可以确认收、发双方的消息传送，但不能伪造这一过程。

数字签名还具有一般手写书签名不具备的特点：数字签名不是传统的手写书，而是0、1数字保密序列，它可以借数字化保密技术加以检验其真伪和信息的完整性。在数字签名中，有效的签名复制同样是有效签名。在手写书签名中，复制是无效的，正是这一点增加了预防非法签名复制的困难性。数字签名在实现时可采用单钥制，也可以采用双钥制。在移动通信中，则往往采用的是由一类单向杂凑函数 Hash 函数压缩抽取方式来构成。

数字签名认证技术将公开密钥加密方案中加解密运算逆向应用，即加标记特征时引用解密的私钥  $K_2$ ，解标记特征时引用加密公钥  $K_1$ ，以供任何用户验证。加认证标记时，可将明文  $m$  利用发送者A的私钥  $K_{2A}$  来加密，即

$$c = D_{K_{2A}}(m) \quad (5.2.14)$$

在接收端验证签字用户合法化时，可采用发送者的公钥  $K_{1A}$  验证，即

$$E_{K_{1A}}(c) = E_{K_{1A}} \cdot D_{K_{2A}}(m) = m \quad (5.2.15)$$

由于私钥仅有用户A拥有，且是秘密的，所以其他用户均不能伪装用户A发送任何的数字签名信息，然而由于公钥  $K_{1A}$  是公开可查找的，所以接收者或者任何其他用户均可鉴别所收到的密文  $c$  是否真正来自合法用户A，以及A所发送信息的是否完整，是否在发送和传送过程中被破坏等。

### 5.3 GSM 系统的鉴权与加密

为了保障GSM系统的安全保密性能，在系统设计中采用了很多安全、保密措施，其中最主要的有以下4类：①防止未授权的非法用户接人的鉴权(认证)技术；②防止空中接口非法用户窃听的加、解密技术；③防止非法用户窃取用户身份码和位置信息的临时移动用户身份码 TMSI 更新技术；④防止未经登记的非法用户接人和防止合法用户过期终端(手机)在网络中继续使用的设备认证技术。下面将一一予以介绍。

### 5.3.1 防止未授权非法用户接入的鉴权(认证)技术

鉴权(认证)目的是防止未授权的非法用户接入 GSM 系统。其基本原理是利用认证技术在移动终端访问寄存器 VLR 时, 对入网用户的身份进行鉴别。GSM 系统中鉴权的原理图如图 5.10 所示。

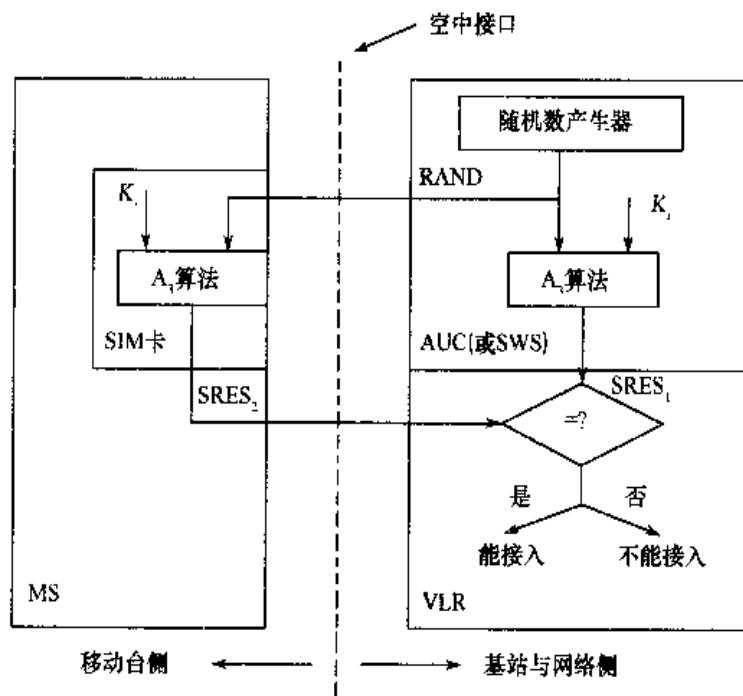


图 5.10 GSM 系统中鉴权原理图

本方案的核心思想是在移动台与网络两侧各产生一个供鉴权(认证)用的鉴别响应符号  $SRES_1$  和  $SRES_2$ , 然后送至网络侧 VLR 中进行鉴权(认证)比较。通过鉴权的用户是合理用户, 可以入网; 通不过鉴权的用户则是非法(未授权)用户, 不能入网。

其中在移动台的用户识别 SIM 卡中, 分别给出一对国际移动用户身份号 IMSI(International Mobile Subscriber Identity)和个人用户密码  $K_c$ 。在 SIM 卡中, 利用个人密码  $K_c$  与从网络侧鉴权中心 AUC 或安全工作站 SWS 并经 VLR 传送至移动台 SIM 卡中的一组随机数 RAND 通过  $A_3$  算法产生输出的鉴权响应符号  $SRES_2$ , 通过空中接口送至网络侧的 VLR 中, 供鉴权比较时用。

在网络侧, 也分为鉴权响应符号  $SRES_1$  的产生与鉴权比较两部分。首先在 AUC 或 SWS 中产生两组数据: 随机数 RAND 和  $SRES_1$ , 其中, RAND 送至 AUC(或 SWS)中的  $A_3$  算法运算器和移动台的 SIM 卡中。由 RAND 与个人用户密钥  $K_c$  通过  $A_3$  算法器产生在网络侧所需的鉴权响应符号  $SRES_1$ , 送至 VLR 中的鉴权比较器。在 VLR 中, 将网络侧产生的  $SRES_1$  与移动台侧送来的  $SRES_2$  进行鉴权比较, 若两者相等, 通过鉴权, 允许该用户入网; 反之, 则拒绝该用户入网。

个人用户密码  $K_c$  源于 SIM 卡, 为了防止 IMSI 与  $K_c$  送至网络侧鉴权中心过程中在空中接口失密, 一般需要  $A_2$  算法进行传输的加解密。鉴权中心的密钥管理、修改和升级均由安全

管理中心 SMC 完成，鉴权算法  $A_3$  并未公开，而  $A_2$  算法为 DES 算法。

### 5.3.2 防止空中接口窃听的加解密技术

这种技术的加密目的是为了防止非法窃听用户的机密信息，其基本原理遵循密码学中序列(流)加密原理。其加解密原理框图如图 5.11 所示。

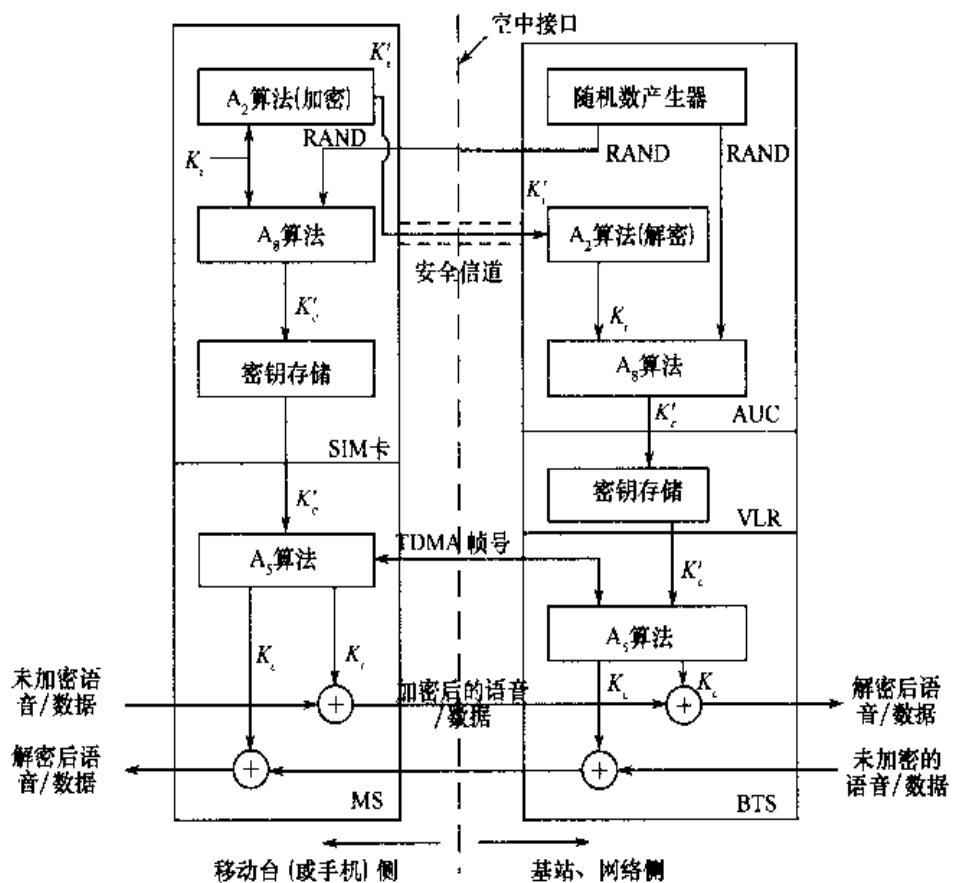


图 5.11 GSM 系统中加解密原理

本方案基本思路是在移动台及网络侧分别提供语音/数据业务加、解密用序列(流)加、解密密钥，以供用户加解密之用。

移动台的 SIM 卡主要完成下列功能：空中接口接收来自 AUC 的随机数 RAND，由 SIM 卡保存的用户密钥  $K_t$  与随机数 RAND 通过  $A_3$  算法产生加、解密密钥  $K_t'$ ，并存储供用户加解密时调用；另外将用户密钥  $K_t$  经  $A_2$  算法加密后，通过空中接口的安全信道送至 AUC 中。在移动台中，将 SIM 卡送来的  $K_t'$  与业务信息的 TDMA 帧号通过  $A_5$  算法产生最终供语音/数据加、解密用的密钥  $K_t$ ，并通过序列(流)加密方式进行实时加、解密。

在网络侧，AUC 产生所需的  $K_t'$ ，即从空中接口的安全信道接收来自移动台(或手机)侧发送加密后的用户密钥  $K_t'$ ，经 AUC 中  $A_2$  算法解密后还原用户密钥  $K_t$ ，再与 AUC 给出的随机数 RAND 通过  $A_3$  算法产生网络侧的加解密密钥  $K_t'$ ，送至 VLR。在网络侧的 VLR 中存储  $K_t'$ ，并供随时调用，接收来自 AUC 中送来的加、解密密钥，供业务正式加解密时调用。在网络侧的 BTS 中完成业务的实时加、解密运算。当 BTS 中语音/数据业务需加、解密时，

将该业务的 TDMA 帧号与 AUC 存储器中的  $K_c'$  通过  $A_5$  算法产生最终供语音/数据用户使用的密钥  $K_c$ ，通过序列加密方式对用户的语音/数据业务进行实时加、解密运算。

### 5.4.3 临时移动用户身份码 TMSI 更新技术

为了保证移动用户身份的隐私权，防止非法窃取用户身份码和相应的位置信息，可以采用不断更新临时移动用户身份码 TMSI 取代每个用户惟一的国际移动用户身份码 IMSI。每个移动用户都有惟一的号码，称为国际移动用户身份号码 IMSI (International Mobile Subscriber Identity) 来标识其身份。IMSI 一般仅在移动台第一次接入时，通过空中接口经加密方式传送给网络端。在一些特殊情况下，如出错时，需要重传一次加密后的 IMSI。平时都采用临时移动用户身份号 TMSI (Temporary Mobile Subscriber Identity) 作为其身份，供用户鉴权时用。TMSI 是在不断更新、不断变化的，而且传送时需要加密。这些措施保证了用户身份及位置的安全性。

TMSI 的具体更新过程原理如图 5.12 所示。

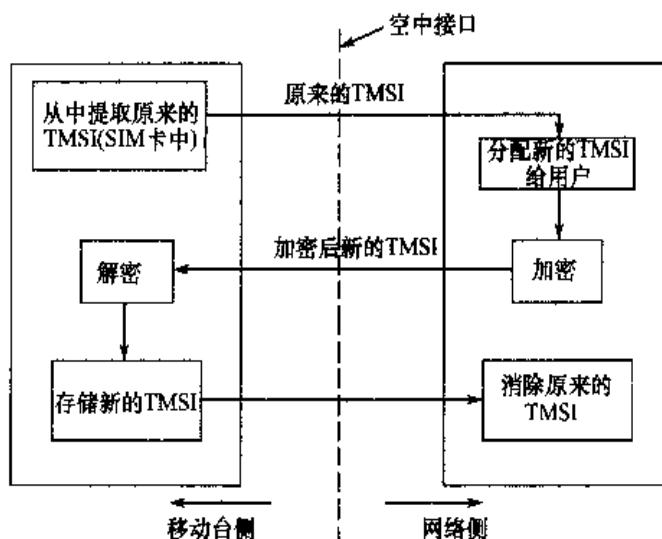


图 5.12 GSM 系统的 TMSI 更新过程

TMSI 更新过程是由移动台侧与网络侧双方配合进行的，其具体实现过程如下：首先从移动台侧 SIM 卡中提取原来的 TMSI，并通过空中接口传送至网络侧中；在网络侧，当接收到 SIM 卡中传送的 TMSI 后，再重新分配一个新的 TMSI 经加密后通过空中接口送至移动台侧；在移动台侧经过解密处理后送入存储器，并将它再送至网络侧；当网络侧收到新的 TMSI 以后，立即消除原来的 TMSI。

### 5.3.4 防止非法或过期设备接入的用户识别寄存器(EIR)

这项技术的目的是为了防止非法用户接入移动网，同时也防止已老化的过期手机接入移动网。在网络端采用一个专门用于用户设备识别的寄存器 EIR，其实质上是一个专用数据库，负责存储每个手机惟一的国际移动设备号码 IMEI (International Mobile Station Equipment Identity)。IMEI 与 IMSI、TMSI 构成每个移动用户通用的 3 个识别号码。EIR 提供了检查网络内所使用的终端(手机)的惟一可能性。IMEI 是分配给每一个移动台的独特号码，

存在 SIM 卡中，可以对失窃或者由于技术故障危及网络操作的移动台采取措施。EIR 将设备分为 3 类。白色名单：由参加 GSM 体制的国家所分配的号码序列构成，它包含的是号码范围；黑色名单：包含禁止使用的全部 IMEI；灰色名单：包含怀疑有故障的 IMEI。公用陆地移动网 PLMN 可以自由决定对它监视和阻止。

根据运营者的要求，MSC/VLR 能够触发检查 IMEI 的操作。它包括从 MSC/VLR 到 MS 的 IMEI 识别码请求，以及由此形成的识别应答，其中含有从 MSC/VLR 到 EIR 的 IMEI 检查。EIR 检查 IMEI 是否处于白、灰或黑色名单之中或者哪一个也不是，并返回一个结果，检查后，MSC/VLR 可提供如下不同的措施：可容许继续接入；可拒绝接人的尝试；可将用户活动记录下来，或者发出警告。运营者也可以规定对每一个不同访问类型进行 IMEI 检查的频次。

## 5.4 IS-95 系统的鉴权与加密

IS-95 系统中的信息安全主要包含鉴权(认证)与加密两个方面的问题，而且主要是针对数据用户，以确保用户的数据完整性和保密性。鉴权(认证)技术的目的是通过交换移动台和基站及网络端的信息，以确认移动台的合理身份；通过鉴权保证数据用户的完整性，防止错误数据的插入和防止正确数据被篡改。加密技术的目的是防止非法用户从信道中窃取合法用户正在传送的机密信息，它包括：信令加密，由每个呼叫单独控制的；语音加密，通过采用专用长码进行伪码扩频来实现的；数据加密，采用一个 m 序列(一般取  $m=2^n-1$ ,  $n=42$  级)线性移位寄存序列通过一个非线性组合滤波后产生密钥流作为密码来实现加密的。

在 IS-95 系统中，鉴权是移动台与网络双方处理并认证一组完全相同的共享加密数据 SSD。SSD 存储在移动台和网络端 HLR/AC 之中，共计 128bit 数据，并分为两半：一半 SSD-A 为 64bit，用于支持鉴权；另一半 SSD-B，也是 64bit，用于支持加密。

### 5.4.1 鉴权认证技术

在 IS-95 标准中，定义了下列两个鉴权过程：全局查询鉴权和惟一查询鉴权。全局查询鉴权，包括注册鉴权、发起呼叫鉴权、寻呼响应鉴权。惟一查询鉴权在上、下行业务信道或者寻呼信道上启动，基站在下列情况下启动该过程：注册鉴权失败、发起呼叫鉴权失败、寻呼响应鉴权失败或信道指配后的任何时候。鉴权算法的输入参数可以用表 5.2 来表示。

表 5.2 鉴权算法的输入参数表

过 程	随机查询方式	电子序号 (ESN)	鉴权数据 (AUTH-Data)	鉴权共享加密数据 (SSD-AUTH)	存储注册方式 (Save-register)
注 册	鉴权随机查询值 RAND(0 或 32bit)	ESN	移动台识别号 MSIN1	鉴权共享加密 数据(SSD-A)	假(False)
惟一注 册	256×24bit 惟一随机变 量+(8LSBs of MSIN2)	ESN	MSIN1	SSD-A	False
发 起呼 叫	RAND	ESN	MSIN1	SSD-A	真(True)
中 断	RAND	ESN	MSIN1	SSD-A	True
基 站查 询	随机查询数据 RANDBS(32bit)	ESN	MSIN1	SSD-A-New	False

鉴权基本原理是要在通信双方都产生一组鉴权认证参数，这组数据必须满足下列特性：  
①通信双方、移动台与网络端均能独立产生这组鉴权认证数据；②必须具有被认证的移动台用户的特征信息；③具有很强的保密性能，不易被窃取，不易被复制；④具有更新的功能；  
⑤产生方法应具有通用性和可操作性，以保证认证双方和不同认证场合产生规律的一致性。  
满足上述 5 点特性的具体产生过程如图 5.13 所示。

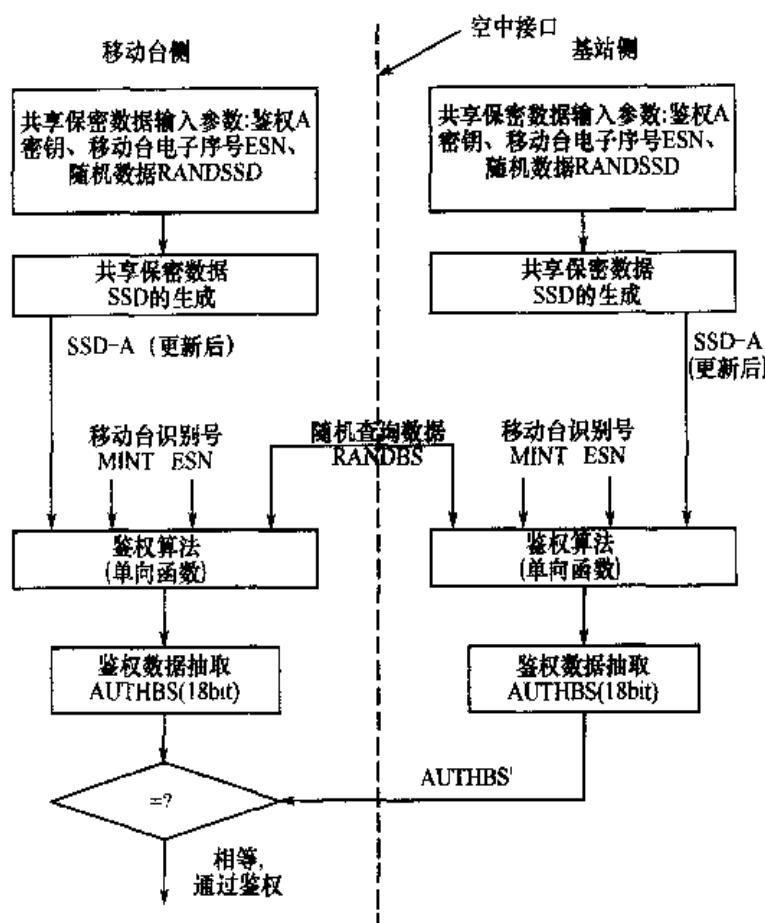


图 5.13 鉴权认证技术原理图

IS-95 系统的鉴权认证过程涉及到以下几项关键技术：①共享保密数据 SSD 的产生；②鉴权认证算法；③共享保密数据 SSD 的更新。

### 1. SSD 的产生

SSD 是存储在移动台用户识别 UIM 卡中半永久性 128bit 的共享保密数据，其产生框图如图 5.14 所示。SSD 的输入参数组有 3 部分，共计 152bit，其中包括：共享保密的随机数据 RANDSSD，56bit；移动台电子序号 ESN，32bit；鉴权密钥（A 键），64bit。连同填充 40bit，共计 192bit，可分为  $3 \times 64\text{bit}$ ，以便于 SSD 的生成。它的生成采用了 DES 标准，进行 16 次迭代运算。SSD 输出两组数据：SSD-A-New，是供鉴权用的共享加密数据；SSD-B-New，是供加密用的共享加密数据。

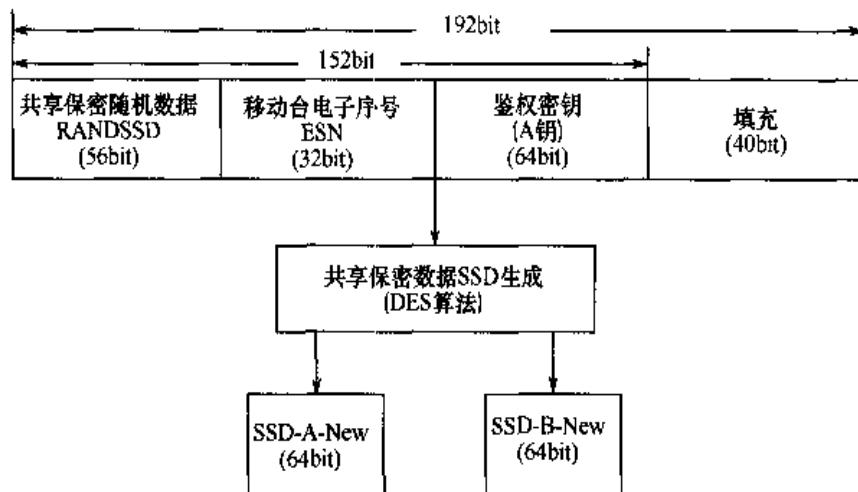


图 5.14 共享保密数据 SSD 产生原理图

## 2. 鉴权认证算法

这一部分是鉴权认证的核心，鉴权认证输入参数组含有 5 组参数：随机查询数据 RANDBS，32bit；移动台电子序号 ESN，32bit；移动台识别号第一部分，24bit；更新后的共享保密数据 SSD-A-New，64bit；填充，24bit 或 40bit。鉴权核心算法包含以下两步：①通过上述 5 组参数，利用单向 Hash 函数，产生鉴权所需候选数据组；②从鉴权认证的候选数据组中摘要抽取 18bit(位)正式鉴权认证数据 AUTHBS，供鉴权认证比较用。IS-95 系统中的各类鉴权具体实现上的差异主要在于算法输入参数上的不同。鉴权认证算法实现原理如图 5.15 所示。

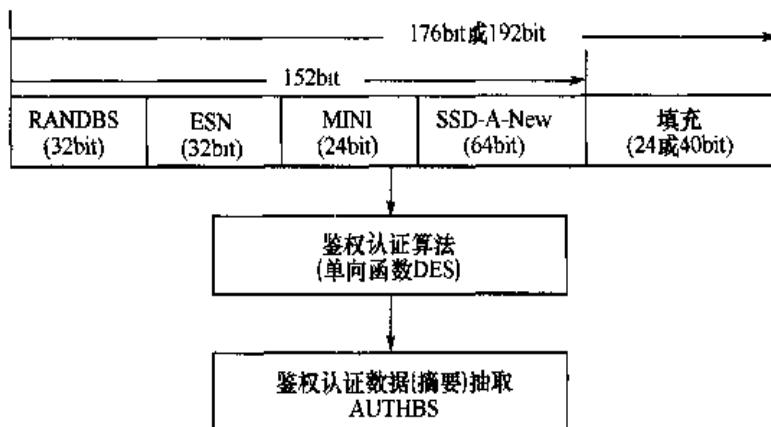


图 5.15 鉴权认证数据 AUTHBS 产生原理

## 3. SSD 的更新

为了使鉴权认证数据 AUTHBS 具有不断随用户变化的特性，要求共享保密数据应具有不断更新的功能。SSD 更新框图如图 5.16 所示。

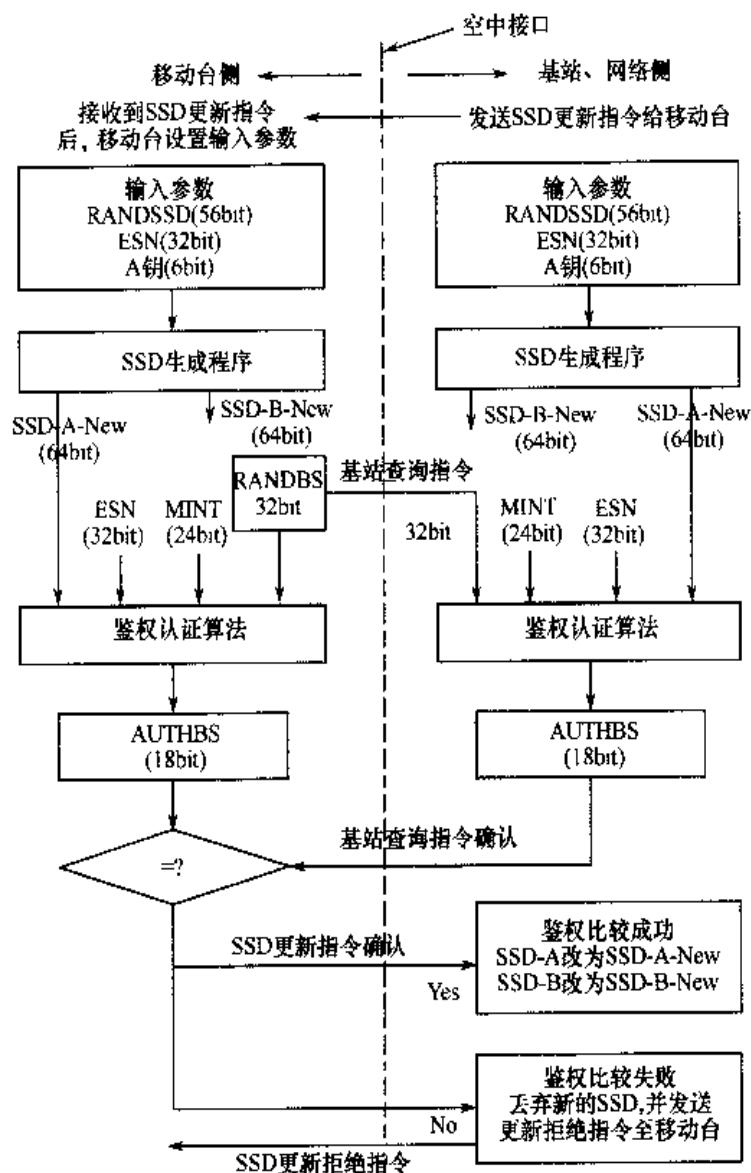


图 5.16 SSD 更新原理

### 5.4.2 加密技术

IS-95 系统可以对下列不同业务类型进行加密。

(1) 信令消息加密:为了加强鉴权过程和保护用户的敏感信息,一种有效的方法是对所选业务信道中信令消息的某些字段进行加密。信令消息加密是由每个呼叫在信道指配时通过加密消息中信令加密字段的值来设定呼叫的初始加密模式。一般来讲,00 为不加密,01 为加密消息。TIA/EIA/IS-95 既没有讨论也没有列出要加密的消息和字段,其原因是加密算法的使用完全受控于美国国际交易和武器规则 ITAR 的出口管理规则。

(2) 语音消息加密:在 IS-95 系统中,语音保密是通过  $m=2^{42}-1$  的伪码序列进行掩码来实现的。

(3) 数据消息加密:它是指对信源消息的加密,不同于语音信息对信道传送扩频信号的

加密。实现它主要采用两种方式：外部加密方式和内部加密方式。

IS-95 系统就业务而言，可以分为信令、语音与数据加密，但是就加密模式而言，则可分为两大类型：信源消息加密和信道输入信号加密。

(1) 信源消息加密：无论信源给出的是信令、语音还是数据消息，若加密对象是未调制与扩频基带信号，则称为信源消息加密。对这类信源消息加密主要采用两种方式。

① 外部加密方式：先加密后信道编码方案，如图 5.17 所示。



图 5.17 外部加密框图

② 内部加密方式：先信道编码后加密方案，如图 5.18 所示。



图 5.18 内部加密框图

上述两种加密方式均属于序列(流)加密方式，可以采用伪码序列的非线性组合(滤波)方式来产生密钥序列。

(2) 信道输入信号加密：这类加密方式是对输入信道的信号进行扩频掩盖加密，以达到保密传送信息数据的目的。在 IS-95 系统中，语音加密采用这类方式。具体实现时，先对信道编码交织后的语音/数据消息进行以掩盖为目的的扰码，然后进行 Walsh 码扩频。由于采用了伪随机信号扩频，若不知长码掩码和扩频码的有关参数，即使窃获信号也无法解扩、解调，故能达到加密的目的。

## 5.5 WCDMA 系统的信息安全

本章概述中已介绍了第三代移动通信系统的安全体系，本节主要简介 WCDMA 系统的鉴权与认证。CDMA2000 的信息安全与 IS-95 系统类似，不再赘述。

3G 是一个全球性的移动通信网，提供语音、数据、图像、多媒体及移动因特网、电子商务、电子贸易等综合性业务。从 3G 覆盖范围与业务性质可以看出，3G 系统中信息安全非常重要。3G 安全体系要求能够支持 2G 的主要安全措施：用户身份验证、空中接口加密；并且提高 2G 系统的安全性设计，改进已发现的安全漏洞，如建立假 BTS 进行攻击及修改密钥和认证数据在网络之间通过明文传送等，从而提供更加完善的安全保障体系。

3G 安全体系的目标为：确保用户信息不被窃听或盗用；确保网络提供的资源信息不被滥用或盗用；确保安全特征应充分标准化，且至少有一种加密算法是全球标准化；安全特征的标准化，以确保全球范围内不同服务网之间的相互操作和漫游；安全等级高于目前的移动网

或固定网的安全等级(包括 GSM)；安全特征具有可扩展性。

### 5.5.1 认证与密钥分配(协商)

认证是识别通信参与者身份真伪的主要手段，密钥的安全有效分配(协商)是保证通信安全的重要前提。WCDMA 系统中，认证与密钥分配协商机制如图 5.19 所示。

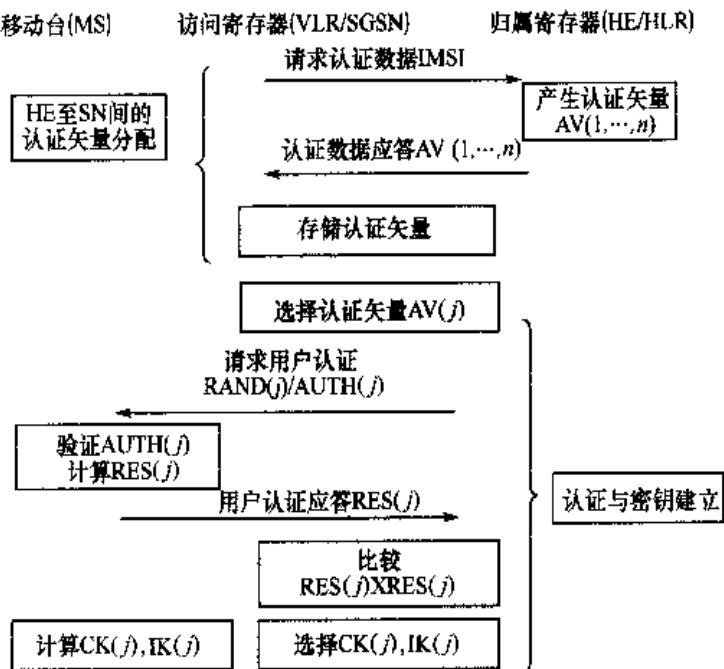


图 5.19 WCDMA 中认证与密钥分配协商机制

图中主要步骤如下：移动用户 MS 向访问寄存器 VLR 发送请求认证数据 IMSI(其中 SGSN 为服务 GPRS 的支撑节点)，VLR 请求用户归属寄存器 HLR 对该用户进行认证，HLR 收到 VLR 认证请求后，生成序列号 SQN 和随机数 RAND，并计算认证矢量  $AV = (RAND, XRES, CK(j), IK(j), AUTH)$ 。每个认证矢量只适用于一次 VLR/SGSN 与用户设备标识模块 USIM 之间的密钥认证与密钥协商。VLR 收到认证矢量后，将 RAND、AUTH 发送到移动用户。移动用户收到 VLR 发送的认证数据后，在用户 USIM 卡中，首先计算匿名密钥 AK，并恢复序列号 SQN，验证其是否在有效范围内，若不在，MS 向 VLR/SGSN 发送“同步失败”消息并放弃该过程，同时计算期望认证应答 XMAC，并与 AUTH(认证令牌)中的 MAC(消息认证码)比较，若不同，则向 VLR/SGSN 发送拒绝认证消息，并放弃该过程。若序列号在有效范围内，且达到同步，则计算期望认证应答 RES 并将该参数送至 VLR 中，以供鉴权比较。VLR 收到来自移动用户 MS 的 RES 后，将 RES 和 XRES 进行比较，若相同则认证成功，否则认证失败。

#### 1. 认证矢量的生成

HE 收到来自 VLR/SGSN 的认证数据请求后，产生新的序列号 SQN 和 RAND，其生成过程如图 5.20 所示。图中，各类参数产生过程为：消息认证码  $MAC = f_{1k}(SQN, RAND, AMF)$ ，其中  $f_{1k}$  为消息认证函数；期望应答  $XRES = f_{2k}(RAND)$ ，其中  $f_{2k}$  为消息认证

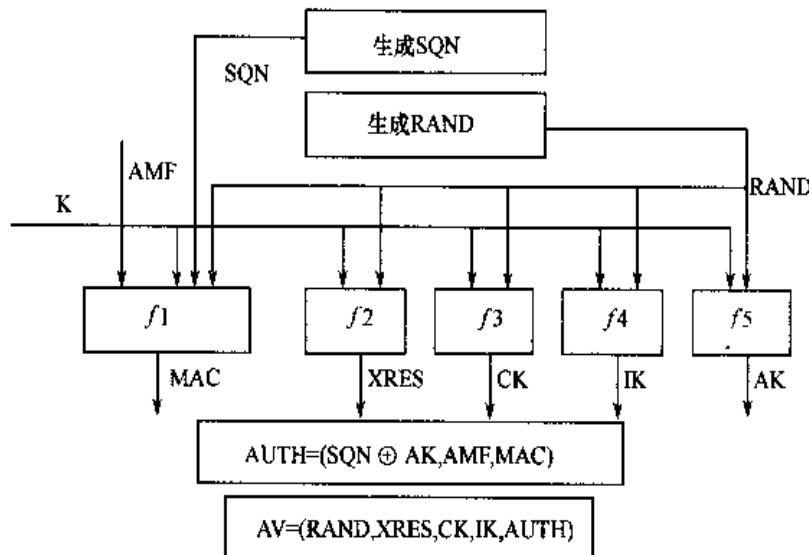


图 5.20 WCDMA 中的认证矢量生成图

函数；数据密钥  $CK = f3_K(\text{RAND})$ ，其中  $f3_K$  为密钥生成函数；数据完整密钥  $IK = f4_K(\text{RAND})$ ，其中  $f4_K$  为密钥生成函数；匿名密钥  $AK = f5_K(\text{RAND})$ ，其中  $f5_K$  为密钥生成函数或  $f5_K = 0$ ；认证令牌  $AUTH = (\text{SQN} \oplus AK, AMF, MAC)$ ，其中  $AMF$  为认证密钥管理域；认证矢量  $AV = (\text{RAND}, XRES, CK, IK, AUTH)$ 。

## 2. USIM 卡中用户认证函数的产生

USIM 卡中用户认证函数产生过程如图 5.21 所示。

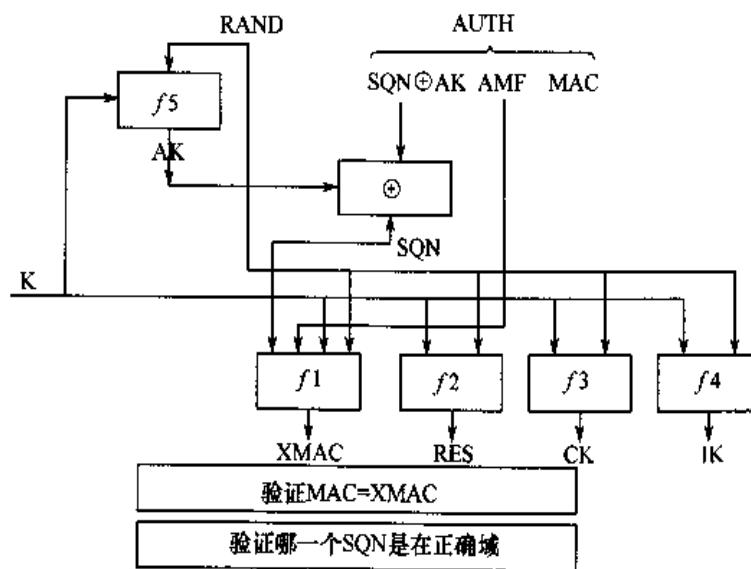


图 5.21 WCDMA 中 USIM 卡中用户认证函数的产生

图 5.21 中, 认证密钥 K 为 128bit, 随机数 RAND 为 128bit, 序列号 SQN 为 48bit, 署名密钥 AK 为 48bit, 认证密钥管理域 AMF 为 16bit。同步失败消息 AUTS=Conc(SQN<sub>ms</sub>), 其

中,  $\text{Conc}(\text{SQN}_{\text{ms}}) = \text{SQN}_{\text{ms}} \oplus f_5^*(\text{RAND})$ , 它是用来隐藏 MS 的  $\text{SQN}_{\text{ms}}$ ; 而  $\text{MAC-S} = f_1^*(\text{SQN}_{\text{ms}}, \text{RAND}, \text{AMF})$ . 其中 RAND 为用户接收到的 RAND,  $f_1^*$  是重同步消息认证函数, 具有从  $f_1^*$  中不能推断出  $f_1, \dots, f_5, f_5^*$  有用信息的性质, 反之亦然。 $f_5^*$  是重同步情况使用的匿名密钥生成函数, 具有从  $f_5^*$  中不能推断出  $f_1, \dots, f_5, f_5^*$  的有用信息性质, 反之亦然。AUTS 参数结构如图 5.22 所示。

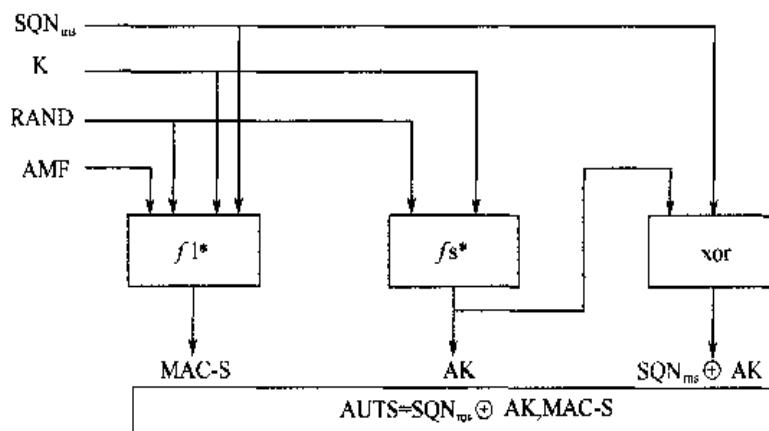


图 5.22 WCDMA 中的 AUTS 参数结构

同一网络之间的 IMSI 和临时认证数据的分配可以用图 5.23 表示。

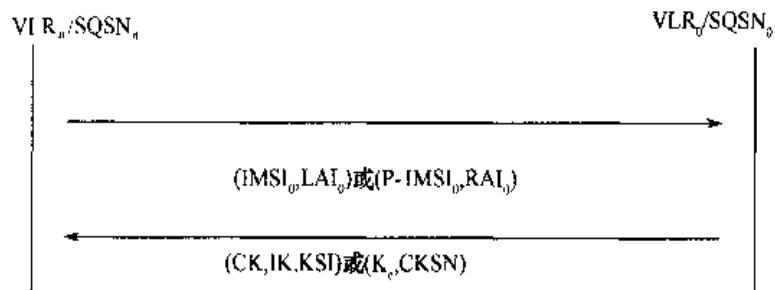


图 5.23 WCDMA 中同一网络之间的 IMSI 和临时认证数据结构的分配图

整个过程由以下几个步骤完成:新的  $\text{VLR}_n/\text{SQSN}_n$  向  $\text{VLR}_0/\text{SQSN}_0$  发送  $\text{IMSI}_0$  和  $\text{LAI}_0$  (或 P- $\text{IMSI}_0$  或  $\text{RAI}_0$ ), 请求对用户身份识别;  $\text{VLR}_0/\text{SQSN}_0$  在数据库中寻找用户数据, 若找到, 则发送用户身份响应给  $\text{VLR}_n/\text{SQSN}_n$ , 其内容包含用户的  $\text{IMSI}$ 、没用过的认证矢量、当前的安全数据:CK、IK 和 KSI(UMTS)或  $K_c$  和 CKSN(GSM), 接着从  $\text{VLR}_0/\text{SQSN}_0$  中删除已发送的认证矢量、安全数据; 若没有找到, 则返回没有找到用户信息; 若  $\text{VLR}_n/\text{SQSN}_n$  收到了用户的  $\text{IMSI}$  身份响应, 则存储所有的认证矢量和安全数据; 若  $\text{VLR}_n/\text{SQSN}_n$  收到的用户响应为没有找到用户信息, 则采用前面提到的认证与密钥分配机制。

### 5.5.2 空中接口安全算法

为了满足不同制造商设备(手机、基站)之间的互连互通, 必须要求 3G 空中接口安全算法标准化, 目前定义的标准算法是 Kasami 算法, 它同时适用于数据加密和接入链路数据完整性的  $f_8$  与  $f_9$  算法, 下面分别介绍。

### 1. 数据加密算法

$f_8$  算法对用户数据和信令消息数据进行加密保护，它是在 3G 中用户终端设备 UE 与无线网络控制器 RNC 中链路层 RLC/MAC 层中实施。 $f_8$  算法可以选用 15 种不同算法，其算法可以标准化，也可以自己定义，但必须解决漫游和标准冲突问题。3GPP 目前定义的核心算法为 Kasami 算法。WCDMA 系统数据加、解密原理如图 5.24 所示。

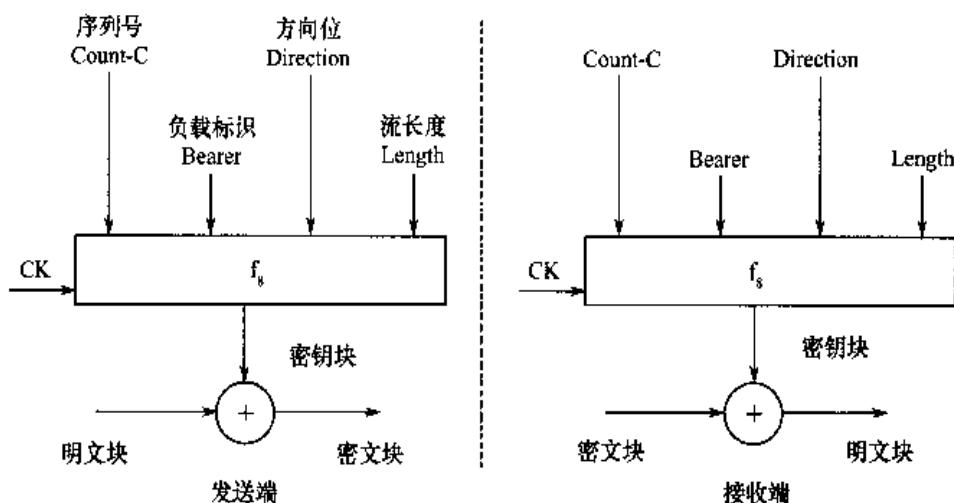


图 5.24 WCDMA 系统数据加、解密原理

图 5.24 中，CK 为加密密钥，长 128 bit；Count-C 为加密序列号，长 32bit；Bearer 为负载标识，长 5bit；Direction 为方向位，长 1 bit，取值为“0”表示 UE→RNC，取值为“1”表示 RNC→UE；Length 为密钥流长度，长为 16 bit。

### 2. 接入链路数据完整性保护

$f_9$  算法为数据完整性保护算法，在 UE 与 RNC 之间实施，可以选用 16 种不同算法，应该采用标准化算法。3GPP 目前定义的核心算法也为 Kasami 算法。WCDMA 系统中，消息认证码 MAC-1 或 XMAC-1 产生原理如图 5.25 所示。

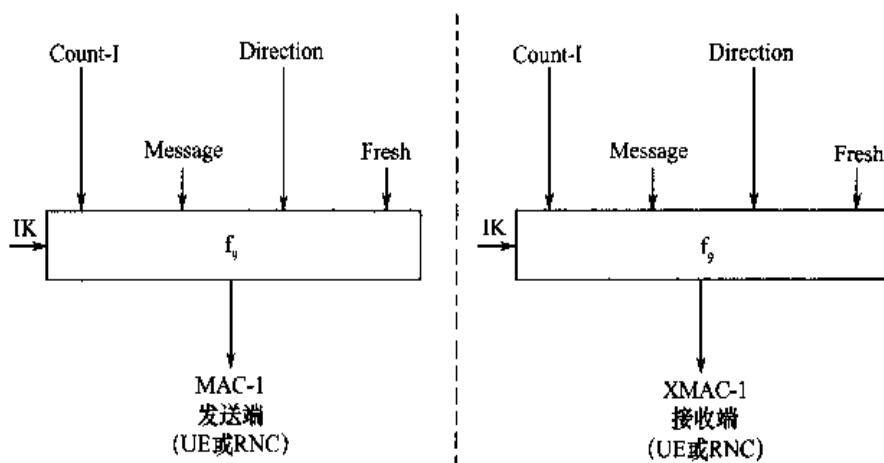


图 5.25 WCDMA 中信息认证码 MAC-1 或 XMAC-1 产生原理图

图 5.25 中, IK 为完整性密钥, 长 128 bit; Count-I 为完整性序列号, 长 32 bit; Message 为发送消息; Direction 为方向位, 长 1bit, 取值为“0”表示 UE→RNC, 取值为“1”表示 RNC →UE; Fresh 为网络侧产生的伪随机数, 长 32 bit; 收方计算 XMAC-1 与收到的 MAC 比较, 以验证消息完整性。

## 5.6 其他类型加密算法

除了前面已介绍的序列加密非线性组合函数法、分组加密中的 DES 算法及公开钥的 RSA 算法以外, 本节再简单介绍两类主要算法。一类是单向 Hash 函数和消息摘要算法, 第二类是 IDEA 算法。

### 5.6.1 单向 Hash 函数和消息摘要算法

Hash 函数是一类单向函数, 也可称为消息摘要函数, 主要用于鉴权认证和数字签名。它以长度可变的消息  $M$  为输入, 并将其变换成长度固定的消息摘要函数  $H(M)$  作为输出, 且一般  $H(M) \ll M$ , 如  $H(M)$  可以是 16、64 或 128bit, 而  $M$  则为兆字节或更长。Hash 函数具有下列主要性质: ①  $H(M)$  适用于任何变长输入消息的数据块; ②  $H(M)$  本身是定长输出; ③  $H(M)$  应按用户特殊保密要求对给定的  $M$  进行计算。

根据指定消息摘要  $H(M)$  求得消息  $M$  至少在计算上是极其困难的。对于任意给定的消息  $M$ , 要找到另一个消息  $M'$ , 使  $H(M)=H(M')$ , 在计算上是不可行的, 换言之, 要找到映射到同一个消息摘要  $H(M)=H(M')$  的两个不同的  $M$  与  $M'$  在计算上是不可行的, 满足这一性质的 Hash 函数称为抗碰撞的 Hash 函数。

鉴权认证数据的消息摘要算法实际上是一类 Hash 函数的变形, 供鉴权与认证用。在消息摘要(又称杂凑)算法中, 最著名的有 MD2 算法: 它输入一个长为 8 个字节整数的消息, 产生一个 128 位的消息摘要。消息被填充为添加在末位的 16 字节检验和的倍数, 而消息每次处理 16 字节并产生一个中间消息摘要。摘要的每个中间值取决于前一个中间值和处理中的 16 字节的发起消息。除 MD2 算法以外, 还有 MD4, MD5 算法, 它们与 MD2 结构相似, 但速度更快, 安全性更好, 它们可以看做 MD2 的升级版本。另外还有 DM 算法: 1985 年 Davis 和 Meyer 分别独立提出 DM 算法的 Hash 变换消息, 它首先将输入消息  $M$  分为若干个定长消息串  $M_i (1 \leq i \leq t)$ , 前一个消息串就用这个密钥进行加密, 然后与它自身进行异或运算, 其结果作为下一轮的输入。这样, 消息长度就变成最后一个  $M_t$  的长度, 且令  $H_t = E_{M_t}(H_{t-1}) \oplus H_{t-1} \dots, 1 \leq i \leq t$ 。

需要指出的是, 在 Crypto2004 年会上, 我国学者王小云等人成功地破解了 MD4, MD5, HAVAL-128 和 RIPEMD 等 4 种消息摘要算法<sup>[5.5]</sup>, 这是密码学界的一个重大突破, 它表明现有的消息摘要算法都存在缺陷, 我们需要重新审视这些算法的安全性。

### 5.6.2 IDEA 算法

IDEA 算法是由我国学者来学嘉与 J. Massey 于 1991 年提出的<sup>[5.2]</sup>。它的全称为国际数据加密算法, 被认为是迄今最安全的算法之一。IDEA 算法是以 64bit 明文块进行分组, 密钥

长度为 128bit。它采用了混淆和扩散等操作，其主要设计思想是在不同的代数组件中进行混合运算，这些运算有 3 种：异或、模加和模乘，很容易用计算机软、硬件来实现。IDEA 算法主要包括信息加密和子密钥生成两大部分。

IDEA 的加密共需 52 个 16bit 的子密钥，这些子密钥生成过程很简单。首先将 128bit 主密钥  $K$  分成 8 个 16bit 的子密钥；其次将主密钥  $K$  (128bit) 左循环移位 25 位再分成 8 个 16bit 子密钥，并一直这样进行下去，直至产生 52 个 16bit 子密钥为止；再将 52 个 16bit 子密钥  $K$  依次排列成 9 行(9 轮)6 列，其中最后一行缺两列，作为加密子密钥；再将 52 个 16bit 乘法逆、加法逆按加密子密钥做对应排列，仍排成 9 行(9 轮)6 列，其中最后一行缺两列，以它作为解密子密钥。

信息的加密过程可以描述为：将 64bit 信息块分成 4 个 16bit 串，并输入到轮函数  $E$  中，经过 8 轮作用送入最后第 9 轮  $E'$  白化后得到密文。每次轮函数所使用的子密钥由上述子密钥产生过程对应给出，整个 9 轮是串行执行的。IDEA 解密过程与加密过程是一样的，所不同的仅是子密钥不一样，也由上述子密钥产生过程所产生。

## 5.7 本章小结

本章讨论了移动通信中的信息安全问题。首先对移动通信的安全性威胁和引入安全措施的必要性及主要方法概要介绍。然后简要介绍了保密学基本原理：狭义/广义保密学、单/双密钥、序列(流)加密、分组(块)加密、公开密钥等。第三重点讨论了移动通信中鉴权与加密方案，包含下列两大类型方案的共同点与不同点：GSM/GPRS/WCDMA 系列的鉴权、加密方案与措施；IS-95/CDMA2000 系列的鉴权、加密方案与措施。最后，简要介绍了包含 Hash 函数和 IDEA 算法在内的几种主要加密算法。

## 习题

- 5.1 在移动通信系统中，为什么要引入信息安全技术？它与在固网中的信息安全技术的不同及它应主要考虑在哪一个接口上的信息安全？
- 5.2 移动通信系统中的信息安全技术主要包含哪两大类技术？它们各自应解决什么问题？
- 5.3 什么是狭义保密学？什么是广义保密学？
- 5.4 什么是单钥制？什么是双钥制？试各举一两个例子加以说明。
- 5.5 序列加密的主要特点是什么？分组加密的主要特点又是什么？试问数据业务加密主要采用何种加密方式？语音业务加密又主要采用何种加密方式？
- 5.6 若已知一序列加密系统如图 5.26 所示，而其密码产生器如图 5.27 所示。若明文序列： $m = 1010101010101010$ ，试求(写一个周期)：
  - (1) 密钥序列  $K = ?$  密文序列  $c = ?$  解密后的明文序列  $m' = ?$
  - (2) 若图 5.27 中抽头(模 2 加)位置从  $(4, 1)$  改为  $(4, 2)$ ，试问还能否产生  $m$  序列伪随机密钥？
- 5.7 若已知下列分组加密方程组

$$\begin{pmatrix} c_1 \\ c_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2 & 9 \\ 5 & 8 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} m_1 \\ m_2 \end{pmatrix}, \bmod 26$$

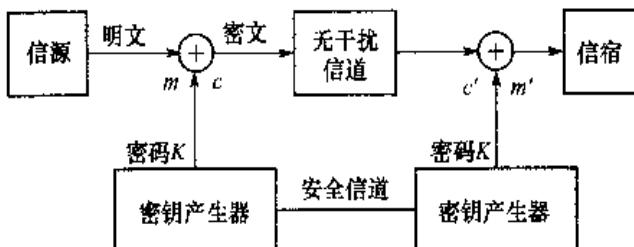


图 5.26 题 5.6 图 1

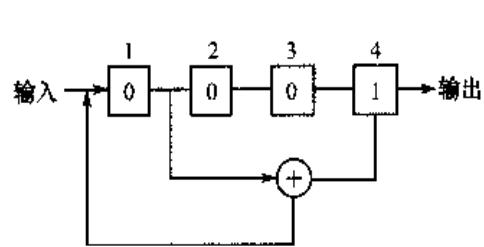


图 5.27 题 5.6 图 2

试求当明文  $m=\text{data security}$  (不计单字间空隙) 时, 加密后的密文  $c=?$

5.8 若已知一分组加密方式如图 5.28 所示, 试求:

- (1) 制订对应真值表;
- (2) 列出  $c_1 c_2 c_3$  模 2 加加密方程组方程;
- (3) 列出  $m'_1 m'_2 m'_3$  模 2 加解密方程组方程;
- (4) 若能改变明文与密文之间的密钥连线即加密方式, 试问它可组成多少种密钥?

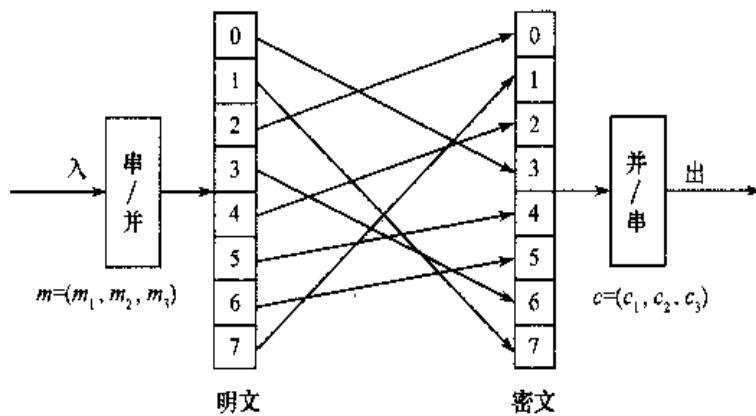


图 5.28 题 5.8 图

5.9 若采用一个 RSA 体制的公开密钥, 并设  $p_1=5, p_2=7$ , 明文  $a=0, b=1, c=2, d=3$ 。试求:

- (1) 素数积  $n=?$  相应的欧拉常数  $\phi(n)=?$
- (2) 若选加密指数的  $e$  为:  $1 < e < \phi(n)$ , 并取  $e=5$ , 求加密后的密文  $c_a c_b c_d$ ;
- (3) 若选解密指数  $d$  为:  $(e, d)=1, \text{ mod } \phi(n)$ , 即  $de=\lambda\phi(n)+1$ , 并取  $\lambda=1$ , 得  $d=(1 \times \phi(n)+1)/e=5$ , 求解密后的明文  $m'_a m'_b m'_c m'_d$ 。

5.10 在 GSM 中, 鉴权可以分为哪两种类型? 其中实现用户身份鉴权的基本原理是什么? 它与哪类密钥  $A_i$  有关( $i=?$ )? 决定鉴权的基本参数是哪些?

5.11 在 GSM 中, 为什么要采用临时用户身份证 TMSI? 它为什么要不断更新? 又如何更新?

5.12 在 IS-95 的 CDMA 中, 采用一组共享加密数据 SSD(128 位), 并将它分为两半各占 64 位: SSD-A, SSD-B, 试问它们的各自作用是什么? SSD 为什么要不断更新? 又如何更新?

5.13 试比较 GSM 与 IS-95 中信息安全技术的主要相同点与不同点?

5.14 第三代(3G)移动通信中的信息安全比第二代(2G)移动通信中的信息安全有哪些主要的改进?

5.15 第三代(3G)移动通信中的信息安全技术的主要特色是什么?

### 参 考 文 献

- [5.1] W. Diffie and M. Hellman. New directions in cryptography. IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. IT-22, Nov. 1976
- [5.2] X. J. Lai and J. Massey. A Proposal for a new block encryption standard, Proceedings of the workshop on the theory and application of cryptographic techniques on Advances in cryptology, pp. 389~404, 1991
- [5.3] R. L. Rivest, A. Shamir and L. Adleman. A Method for Obtaining Digital Signatures and Public key Cryptosystems. Communications of the ACM, Vol. 21, No. 2, pp. 120~126, Feb. 1978
- [5.4] C. E. Shannon. Communication theory of secrecy systems. Bell Syst. Tech. J., Vol. 28, pp. 656~715, Oct. 1949
- [5.5] X. W. Wang, et. al. Collisions for Hash Functions MD4, MD5, HAVAL-128 and RIPEMD. Crypto 2004
- [5.6] 吴伟陵. 信息处理与编码(修订本). 北京:人民邮电出版社, 2003. 7
- [5.7] D. R. Stinson. Cryptography Theory and Practice(2<sup>nd</sup>)CRC Press LLC 2002
- [5.8] M. Y. Rhee. CDMA Cellular Mobile Communications and Network Security. Prentice Hall, 1998
- [5.9] 杨义先等. 现代密码新理论. 北京:科学出版社, 2002. 8
- [5.10] 3GPP TS 33.102 3G Security; Security Architecture
- [5.11] 3GPP TS 33.105 3G Security; Cryptographic Algorithm Requirements

# 第6章 调制理论

从本章开始讨论传输的可靠性问题,首先讨论调制理论。无线通信系统中所采用的调制方式多种多样,从信号空间观点来看,调制实质上是从信道编码后的汉明空间到调制后的欧式空间的映射或变换。这种映射可以是一维的,也可以是多维的,既可以采用线性变换方式,也可以采用非线性变换方式。本章首先引入移动通信系统的抽象物理模型,然后从最基本的调制方式开始讨论,主要侧重各种调制方式、接收性能。同时结合各类无线通信系统,介绍实际应用的调制方式的基本原理和结构。

## 6.1 移动通信系统的物理模型

在第2章中,已较详细分析过移动信道,本章将针对传输的可靠性问题将移动信道与移动通信系统结合起来分析。在移动通信中,若假设信道满足线性时变特性,则根据不同的环境条件,可以给出下列各种类型的移动信道与相应的移动通信系统的物理模型,如图6.1所示。

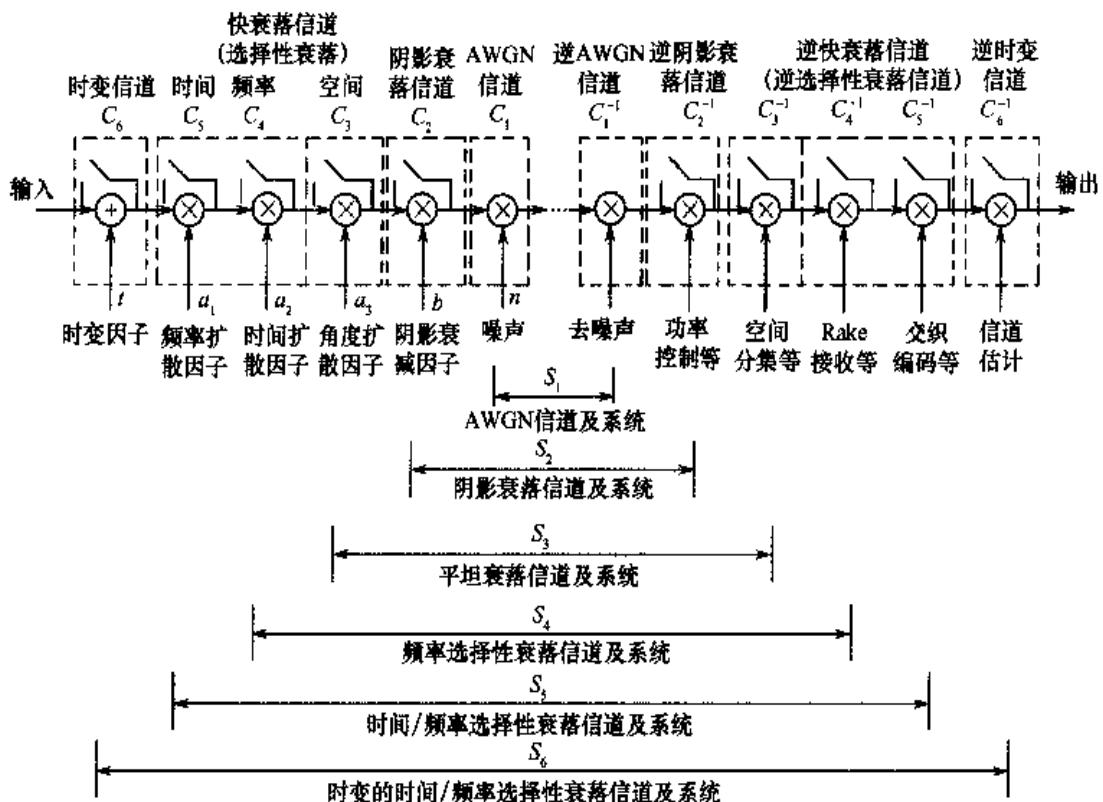


图6.1 各类性质移动信道与相应的移动通信系统的物理模型

图6.1中, $S_i$ ( $i=1, 2, 3, 4, 5, 6$ )表示不同类型信道及相应移动通信系统,按照通信系统的可靠性准则,要求

$E[e(S_i)] = E[e(C_i, C_i^{-1})] \leq P_b$  (平均误比特率,一般简称误比特率) (6.1.1)  
 式中,  $e(\cdot)$  表示误差函数;  $C_i$  表示在不同环境条件下的客观信道特性;  $C_i^{-1}$  表示对不同的  $C_i$  对应的逆变换,它是人为设计的与  $C_i$  统计匹配的信道处理技术。一般情况下可表示为

$$C_i^{-1} = T_i^{-1} \cdot R_i^{-1} \quad (6.1.2)$$

式中,  $T_i^{-1}$  为特定要求下发送端对  $C_i$  的信号设计,如调制、编码、发送分集、扩频、预均衡及空时编码等;而  $R_i^{-1}$  则为与  $T_i^{-1}$  相对应的接收端的信号处理,如解调、译码、分集接收、解扩与 Rake 接收、自适应均衡及空时译码等,且  $T_i^{-1}$  和  $R_i^{-1}$  均可为 1,即系统中仅在发送端或仅在接收端进行逆变换信号处理。

### 6.1.1 理想加性白色高斯(AWGN)信道 $C_1$

移动通信中研究 AWGN 信道  $C_1$  的目的首先是由于它是最基本、最典型的恒参信道,同时也是研究各类信道的基础。

实际的移动信道是具有时变特性的衰落信道,提高这类信道的抗干扰性能主要有两类方法:一类是适应信道,另一类是改造信道,即将信道改造为 AWGN 信道,这时研究 AWGN 信道将更具有实际的现实意义。

在 AWGN 信道中,典型的抗干扰措施是采用先进的调制与解调技术,以及采用性能优良的信道编译码技术,前者是本章研究的重点,后者是第 7 章所要讲的内容。

### 6.1.2 慢衰落信道 $C_2$

慢衰落信道是移动信道区别于有线信道的最基本特征之一,也是进一步研究各类快衰落信道的基础,慢衰落信道在有些文献资料中称为中尺度或大尺度传播特性,或称为阴影衰落信道。

克服慢衰落的典型方法有:

- (1) 对电路交换型业务,特别是语音业务采用功率控制技术;
- (2) 对于分组交换型业务,特别是数据业务采用自适应速率控制更合适,这些自适应技术将在第 13 章进一步讨论。

### 6.1.3 快衰落信道 $C_3, C_4, C_5$ 与 $C_6$

在一些文献中称它们为小尺度传播特性,快衰落是移动信道最主要的特色,它又可划分为下列 3 类。

- (1) 由于传播中天线的角度扩散引起的空间选择性衰落。其最有效的克服手段是空间分集和其他空域处理方法。
- (2) 由于多径传播带来的时延功率谱的扩散而引起的频率选择性衰落,它在宽带移动通信中尤为突出。其最有效的克服方法有自适应均衡、正交频分复用(OFDM)及 CDMA 系统中的 Rake 接收等。
- (3) 由于用户高速移动导致的频率扩散即多普勒频移而引入的时间选择性衰落。它在高速移动通信中尤为突出。其最为有效的克服方法是采用信道交织编码技术,即将由于时间选择性衰落带来的大突发性差错信道改造成为近似性独立差错的 AWGN 信道。

上述 3 种类型快衰落信道可分别记为  $C_3$ 、 $C_4$  与  $C_5$ 。若将时变因子单独予以考虑，则可构成时变信道  $C_6$ 。但是实际的衰落信道特别是各类快衰落信道与时变特性是密不可分的，仅有慢衰落的时变特性可以单独予以考虑。

上述移动信道物理模型在实际问题中往往可以分为下列 4 个常用信道模型。

(1) AWGN 信道模型：这类信道服从正态(高斯)分布，是恒参信道中最典型的一类信道，也是无线移动信道等变参信道的努力方向和改造目标。

(2) 阴影衰落信道：这类信道服从对数正态分布，它是研究无线移动信道的基础。

(3) 平坦瑞利衰落信道：这类信道遵从瑞利或者莱斯(Rice)分布，它是最典型的宽带无线和慢速移动的信道模型。在快衰落中，仅仅考虑了空间选择性衰落。

(4) 选择性衰落信道：它又分为两类，频率选择性衰落信道，是典型的宽带无线和慢速移动信道；时间选择性衰落信道，是典型的宽带无线和快速移动信道。

#### 6.1.4 传输可靠性与抗衰落、抗干扰性能

下面给出移动通信系统传输可靠性及抗衰落、抗干扰性能的总体分析思路。无线传输主要取决于下列几个方面的因素。

(1) 传播损耗：它是从宏观角度考虑的损耗，又称为大尺度特性。传播损耗是随着距离的  $2 \sim 5.5$  次方迅速衰减，即正比于  $d^{-2 \sim -5.5}$ ，克服它的惟一方法是增大设备能力，如增加发射功率、提高发送与接收天线增益等。

(2) 慢衰落：它是由阴影效应引起的，又称为中尺度特性，慢衰落若按 90% 的出现概率考虑，其深度大约在 10dB。对于 IS-95 系统，其特性可参见图 6.2 所示。图中的 20dB 就是抗慢衰落的潜在增益。

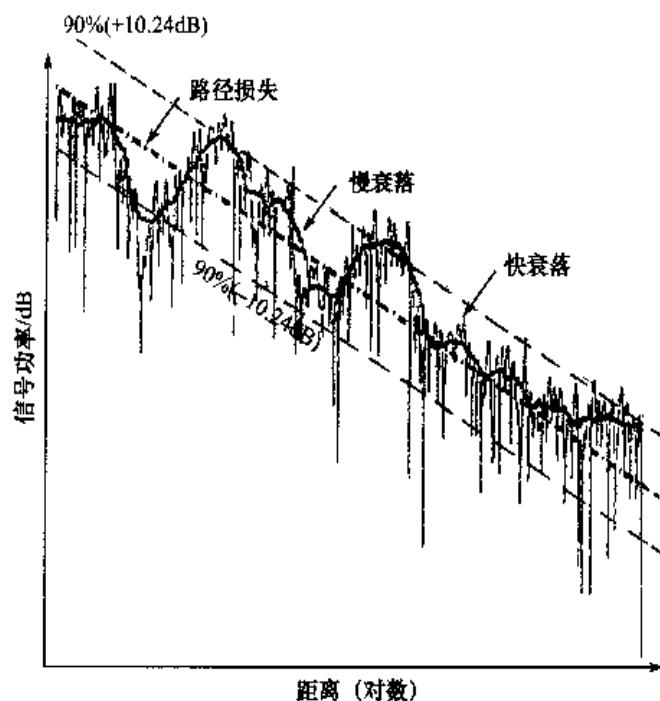


图 6.2 移动通信中大尺度平均路径损耗和中尺度慢衰落特性

(3)快衰落：它是由传输中角度域、时间域和频率域扩散而引起的空间、频率与时间选择性衰落，又称为小尺度特性。

①空间选择性衰落：它是由系统及传输中角度扩散而引起的，通常又称为平坦瑞利衰落。

②频率选择性衰落，它是由传播中多径产生的时延功率谱即时域的扩散而引起的。

③时间选择性衰落：它是由移动终端快速运动而形成的多普勒频移即频域扩散而引起的。

以上3类快衰落及其抵抗措施与性能的改善而带来的抗衰落潜在增益和抗白噪声干扰的潜在增益可以用图6.3来表示。

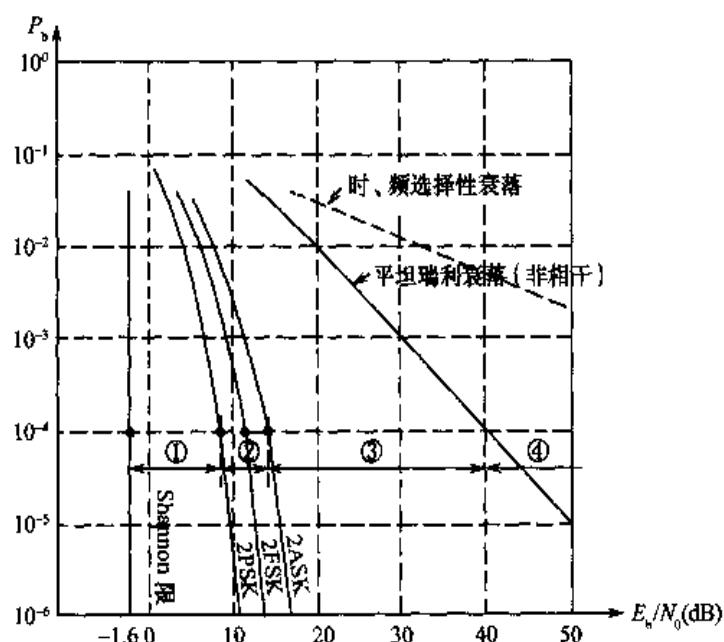


图6.3 移动通信中各类快衰落及白噪声的潜在处理增益

分析以上图形，可以很清楚地看出，移动信道是一类极其恶劣的信道，必须采用多种抗衰落、抗干扰手段，才能保证可靠通信，从总体上来看：

(1)对付大尺度传播特性所引入的衰耗仅能靠增大设备能力的方式。

(2)对于加性白噪声(AWGN)信道，其调制潜在增益大约为6dB；其编码潜在增益，当 $P_b=10^{-4}$ 时，为7~8dB。

(3)对付中尺度传播特性的慢衰落，一般可采用链路自适应方式。对于电路型语音业务，适宜于采用功控的功率自适应；而对于分组型数据业务，则适宜于链路的速率自适应。其潜在抗慢衰落能力(增益)大约为20dB。

(4)对付小尺度的快衰落，对于克服平坦瑞利(空间选择性)衰落，当误码率 $P_b=10^{-4}$ 时，大约有28dB的潜在增益；若再进一步考虑频率与时间选择性衰落，当 $P_b=10^{-4}$ 时，有大于30dB的潜在增益。

上述分析对于慢时变信道必须依据准确的信道估计技术，否则将进一步带来一定程度的性能恶化。

## 6.2 调制 / 解调的基本功能与要求

### 6.2.1 调制 / 解调的基本功能

#### 1. 载荷信息、搬移频谱

它是调制的最基本功能,是将待传送的基带信号通过载波调制,将其载荷搬移至适应不同信道特性的射频频段上进行传输。这一过程一般分为两步。

首先将含有信息的基带信号利用标准的中频载波如 70MHz 调制载荷至中频频段,再通过混频,将中频信号搬移至所需射频信道频段。上述两步也可以合并为一步,即直接进行射频调制,进入射频信道。

#### 2. 抗干扰特性

它是调制最主要特性,主要研究不同调制方式的抗干扰特性与比较,选择在不同条件下的最佳调制方式。

调制方式的抗干扰特性,可采用误比特率  $P_b$ (一般又称为误码率  $P_e$ )公式来表示。在工程上,一般采用归一化信噪比  $E_b/N_0$  与误比特率  $P_b$  之间的关系图来表示。

#### 3. 频谱有效性

它是调制的另一个主要功能,主要体现在通信系统的有效性和数量指标方面。频谱有效性可采用单位频带在单位时间内所传送的信息量,即 bps/Hz 来度量。提高频谱有效性,主要依靠高效率的多进制调制(如 MPSK, MQAM 等)来实现。

#### 4. 调制信号的峰平比

峰平比是指已调信号的峰值功率与平均功率的比值,特别对于 CDMA 多个码分信道叠加时,它将直接影响高功放器件的线性度要求和动态范围要求等工程实现性能。另外,工程上还希望实现调制、解调简单可靠,体积小,造价低等。

综上所述,移动通信中对调制方式的选择主要有 3 条:首先是可靠性,即抗干扰性能,选择具有低误比特率的调制方式,其功率谱密度集中于主瓣内;其次是有效性,它主要体现在选取频谱有效的调制方式上,特别是多进制调制;第三是工程上易于实现,它主要体现在恒包络与峰平比的性能上。

### 6.2.2 数字式调制 / 解调的分类

数字式调制是将数字基带信号通过正弦型载波相乘调制成带通型信号。其基本原理是用数字基带信号 0 与 1 去控制正弦载波中的一个参量。若控制载波的幅度,称为振幅键控 ASK;若控制载波的频率,称为频率键控 FSK;若控制载波的相位,称为相位键控 PSK;若联合控制载波的幅度与相位两个参量,称为幅度相位调制,又称为正交幅度调制 QAM。

若将上述由 0 与 1 组成的基带二进制进一步推广至多进制信号, 将产生相应的 MASK, MFSK, MPSK 和 MQAM 调制。

在实际的移相键控方式中, 为了克服在接收端产生的相位模糊度, 往往将绝对移相改为相对移相 DPSK 及 DQPSK。另外, 在实际移相键控调制方式中, 为了降低已调信号的峰平比, 又引入了偏移 QPSK(OQPSK)、 $\pi/4$ -DQPSK、正交复四相移键控 CQPSK, 以及混合相移键控 HPSK 等。

在二进制基带调制之中, 为了彻底消除由于相位跃变带来的峰平比增加和频带扩展, 又引入了有记忆的非线性连续相位调制 CPM、最小频移键控 MSK、GMSK(高斯型 MSK)及平滑调频 TFM 等。

上述各类调制中, 仅后一类即 CPM, MSK, GMSK 和 TFM 属于有记忆的非线性调制, 其余各类调制均属于无记忆的线性调制。

上述调制中, 最基本的调制为 2ASK, 2FSK, 2PSK 即 BPSK, 后面将重点分析它们。移动通信中最常用的调制方式有两大类。

(1) 1986 年以前, 由于线性高功放未取得突破性的进展, 移动通信中调制技术青睐于恒包络调制的 MSK 和 GMSK, 如 GSM 系统采用的就是 GMSK 调制, 但它实现起来较复杂, 且频谱效率较低。

(2) 1986 年以后, 由于实用化的线性高功放已取得了突破性的进展, 人们又重新对简单易行的 BPSK 和 QPSK 予以重视, 并在它们的基础上改善峰平比、提高频谱利用率, 如 OQPSK, CQPSK 和 HPSK。

在 CDMA 系统中, 由于有专门的导频信道或导频符号传送, 因此, CDMA 体制中不采用相对移相的 DPSK 和 DQPSK 等。

### 6.2.3 基本调制方法原理及性能简要分析

2ASK, 2FSK, 2PSK 和 2DPSK 调制原理波形如图 6.4 所示。

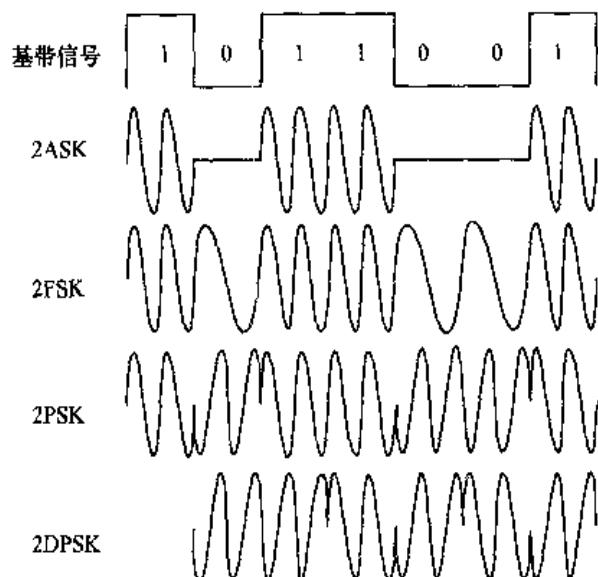


图 6.4 基本的二进制各类调制原理波形图

下面给出两种等效的二进制调制性能分析方法。

### 1. 欧式空间距离法

将二进制的已调信号矢量表达为二维欧式空间的距离，显然距离越大，抗干扰性就越强。

#### (1) 2ASK

当基带信号为“0”时，不发送载波，记为  $A_0 = 0V$ ；当基带信号为“1”时，发送归一化载波，记为  $A_1 = 1V$ 。则可用图 6.5 来表示。

#### (2) 2FSK

当基带信号为“0”时，发送归一化幅度频率  $f_0$  载波，记为  $f_0$ ；当基带信号为“1”时，发送归一化幅度频率  $f_1$  载波，记为  $f_1$ 。则可用图 6.6 来表示（为了使  $f_0, f_1$  互不干扰， $f_0, f_1$  应互相正交）。

#### (3) 2PSK

当基带信号为“0”时，发送归一化幅度相位  $\varphi_0 = 0$  载波，记为  $\varphi_0$ ；当基带信号为“1”时，发送归一化幅度相位  $\varphi_1 = \pi$  载波，记为  $\varphi_1$ 。则可用图 6.7 来表示。

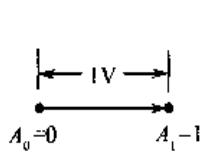


图 6.5 2ASK 信号空间图

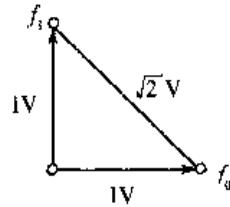


图 6.6 2FSK 信号空间图

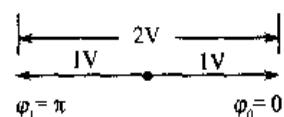


图 6.7 2PSK 信号空间图

由于  $2V > \sqrt{2}V > 1V$ ，可知 2PSK 的抗干扰性能最佳，2FSK 次之，2ASK 性能最差。

### 2. 误码性能的解析表达式

若 3 类调制方式均采用理想的相干解调方式，其误比特率公式为

#### (1) 2ASK

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{4N_0}} \right) = Q \left( \sqrt{\frac{E_b}{2N_0}} \right) \quad (6.2.1)$$

#### (2) 2FSK

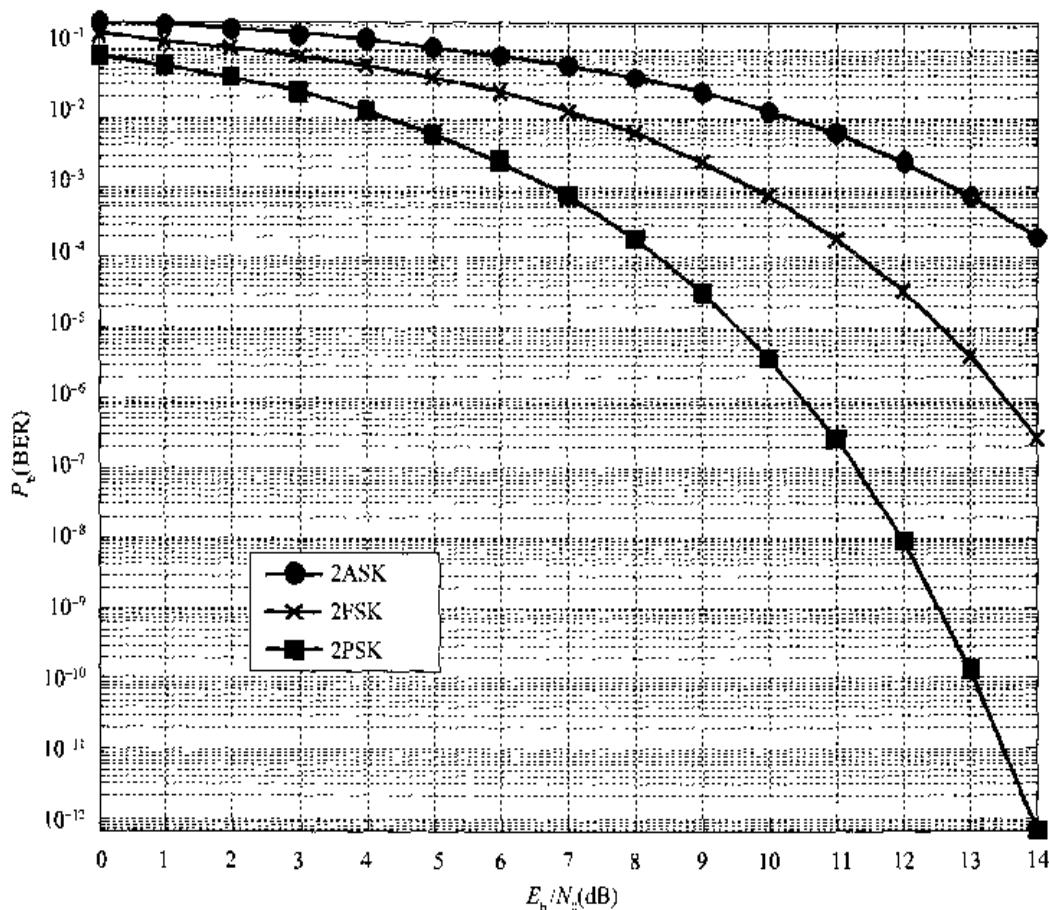
$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{2N_0}} \right) = Q \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (6.2.2)$$

#### (3) 2PSK

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) = Q \left( \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right) \quad (6.2.3)$$

若将式(6.2.1)、式(6.2.2)和式(6.2.3)画成图形，误码性能的图形表达式则如图 6.8 所示。

由上述 3 类分析方式可得出下列结论：在 3 种基本调制方式中，2PSK 即 BPSK 抗干扰性能最佳。所以在移动通信中也不例外，其调制方式均以 BPSK 为基础。

图 6.8 不同二进制调制方式  $P_b$ (BER) 与  $E_b/N_0$  关系曲线

### 6.3 MSK / GMSK 调制

#### 6.3.1 为什么采用 GMSK 调制

前面已介绍过在 1986 年线性高功放未取得突破性进展以前, 移动通信中的调制是以恒包络调制技术为主体的。

MSK 调制是一种恒包络调制, 这是因为 MSK 属于二进制连续相位移频键控(CPFSK)的一种特殊情况, 它不存在相位跃变点, 因此在限带系统中, 能保持恒包络特性。

恒包络调制有以下优点: 极低的旁瓣能量; 可使用高效率的 C 类高功率放大器; 容易恢复用于相干解调的载波; 已调信号峰平比低。

MSK 是 CPFSK 满足移频系数  $h=0.5$  时的特例: 当  $h=0.5$  时, 满足在码元交替点相位连续的条件, 是移频键控为保证良好的误码性能所允许的最小调制指数; 且此时波形的相关系数为 0, 待传送的两个信号是正交的。

GMSK 是 MSK 的进一步优化方案。在数字移动通信中, 当采用较高传输速率时, 要寻求更为紧凑的功率谱、更高的频谱利用效率, 因此要求对 MSK 进一步优化。GMSK 属于 MSK 简单的优化方案, 它只需在 MSK 调制前附加一个高斯型前置低通滤波器, 进一步抑制高频分

量,防止过量的瞬时频率偏移及满足相干检测的需求。

### 6.3.2 MSK 信号形式

一个二进制频移键控信号中的第  $k$  个码元的波形可以表达为

$$X(t) = A \cos[\omega_0 t + \varphi_k(t)], kT_b \leq t \leq (k+1)T_b \quad (6.3.1)$$

式中,附加相位为  $\varphi_k(t)$ ,且  $\frac{d\varphi_k(t)}{dt} = a_k \omega_d$  ( $\omega_d$  为频差),而

$$a_k = \pm 1 \quad (6.3.2)$$

瞬时频率为

$$\omega = \omega_0 + a_k \omega_d = \omega_0 \pm \omega_d \quad (6.3.3)$$

当载波频移量最小时(即频差最小),这时调制指数为频差  $\omega_2 - \omega_1$  与数据码元速率  $\omega_b$  之比,即

$$h = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_b} \quad (6.3.4)$$

而将  $\omega_2 = \omega_0 + \omega_d$ ,  $\omega_1 = \omega_0 - \omega_d$  带入上式求得

$$h = \frac{\omega_0 + \omega_d - \omega_0 + \omega_d}{\omega_b} = \frac{2\omega_d}{\omega_b} \quad (6.3.5)$$

MSK 是 CPFSK  $h=0.5$  时的特例,将其代入式(6.3.5)可得

$$h = \frac{2\omega_d}{\omega_b} = 0.5 = \frac{1}{2}, \text{此时, } \omega_b = 4\omega_d \quad (6.3.6)$$

而  $\frac{d\varphi_k(t)}{dt} = a_k \omega_d = a_k \times \frac{\omega_b}{4} = a_k \times \frac{2\pi f_b}{4} = a_k \frac{\pi}{2T_b}$   $\quad (6.3.7)$

$$\varphi_k(t) = \int \frac{d\varphi_k(t)}{dt} dt = a_k \times \frac{\pi t}{2T_b} + \varphi_k, \varphi_k \text{ 是积分常数} \quad (6.3.8)$$

将上式代入式(6.3.1)中,得

$$X(t) = A \cos \left[ \omega_0 t + a_k \times \frac{\pi t}{2T_b} + \varphi_k \right] \quad (6.3.9)$$

将其展开后,可得

$$X(t) = A \cos \left( a_k \times \frac{\pi t}{2T_b} + \varphi_k \right) \cos \omega_0 t - A \sin \left( a_k \times \frac{\pi t}{2T_b} + \varphi_k \right) \sin \omega_0 t \quad (6.3.10)$$

式(6.3.9)和式(6.3.10)为 MSK 的基本表达式。

### 6.3.3 MSK 调制器结构

由式(6.3.10)可以直接给出一种产生 MSK 调制信号的原理结构图,如图 6.9 所示。

图 6.9 的主要实现步骤如下: 输入二元码  $a_k = \pm 1$ , 经预编码(差分编码)后, 得  $b_k = a_k \oplus a_{k-1}$ , 再经串/并变换后变成两路并行双极性不归零码,且相互间错开一个  $T_b$  波形, 分别为  $b_1(t)$  和  $b_Q(t)$ , 符号宽度为  $2T_b$ 。 $b_1(t)$  和  $b_Q(t)$  分别乘以  $\cos\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right)$  和  $\sin\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right)$ , 再乘以载波分量  $\cos\omega_0 t$  与  $\sin\omega_0 t$ , 上、下两路信号相加,即求得 MSK 信号  $X(t)$ 。即

$$X(t) = b_1(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) \cos\omega_0 t + b_Q(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) \sin\omega_0 t \quad (6.3.11)$$

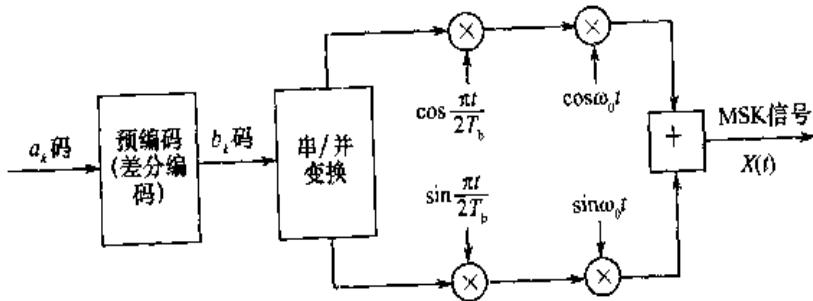


图 6.9 MSK 调制器原理框图

再经三角变换可得

$$X(t) = \cos\left[\omega_0 t - b_i(t)b_Q(t)\frac{\pi t}{2T_b} + \varphi(t)\right] \quad (6.3.12)$$

式中, 当  $b_i(t)=1$  时,  $\varphi(t)=0$ ; 当  $b_i(t)=-1$  时,  $\varphi(t)=\pi$ 。这时, 上式可写为

$$X(t) = \cos\left\{\omega_0 t + [b_i(t) \oplus b_Q(t)]\frac{\pi t}{2T_b} + \varphi(t)\right\} = \cos\left[\omega_0 t + a(t)\frac{\pi t}{2T_b} + \varphi(t)\right] \quad (6.3.13)$$

显然, 式(6.3.13)也是 MSK 的一种等效信号表示式。

#### 6.3.4 MSK 信号的特点

MSK 已调信号幅度是恒定的, 在一个码元周期内, 信号应包含  $1/4$  载波周期的整数倍。码元转换时, 相位是连续无突变的。信号频偏严格地等于  $\pm \frac{1}{4T_b}$ , 相应调制指数:  $h = (\omega_2 - \omega_1)/\omega_b = (f_2 - f_1)/T_b = 0.5$ 。以载波相位为基准的信号相位在一个码元周期内准确地线性变化  $\pm \frac{\pi}{2}$ 。

#### 6.3.5 MSK 解调器结构

实际解调器往往需要解决载波恢复时的相位模糊问题, 因此在编码器中, 采用差分编码的预编码是必要的, 同时在接收端必须在正交相干解调器输出端也要附加一个差分译码器。

MSK 解调器原理方框图如图 6.10 所示。图中,  $X(t) = b_i(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) \cos\omega_0 t + b_Q(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) \sin\omega_0 t$ 。定时时钟速率为  $\frac{1}{2T_b}$ , 需要一个专门的同步电路来提取, 如用平方环、科斯塔斯环、判决反馈环、逆调制环等。

#### 6.3.6 MSK 与 GMSK 信号的功率谱密度

以上 3 类调制方式的基础是 BPSK, 即 QPSK 和 MSK 均是由 BPSK 演变形成的, 下面首先给出求它们的功率谱密度的基本思路。

可分 3 步来求, 首先给出 3 类调制信号的表达式。

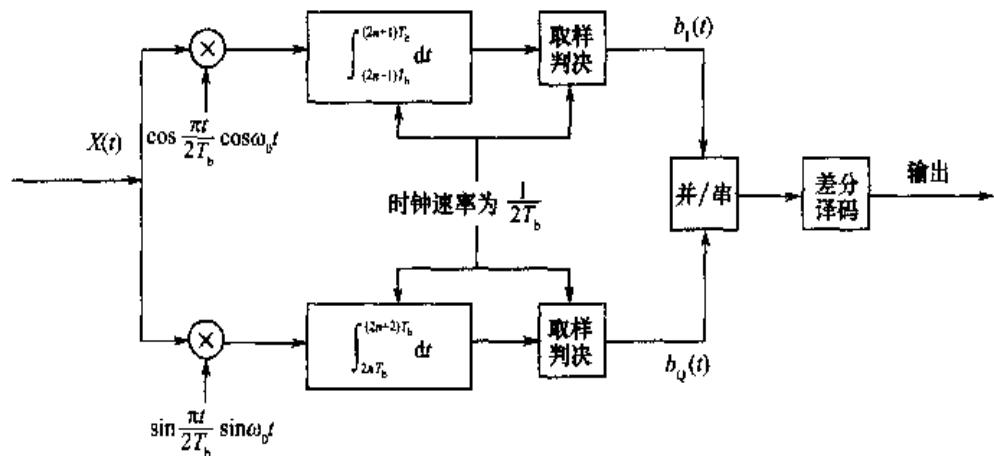


图 6.10 MSK 解调器原理图

BPSK                     $X(t) = A \cos[\omega_0 t + \varphi_k(t)]$                     (6.3.14)

当消息  $b(t)=0$  时,  $\varphi(t)=0$ ,  $b(t)=1$  时,  $\varphi(t)=\pi$ , 这时上式可变为

$$X(t) = Ab(t) \cos \omega_0 t \quad (6.3.15)$$

QPSK                     $X(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} [b_1(t) \cos \omega_0 t + b_Q(t) \sin \omega_0 t]$                     (6.3.16)

MSK: 将上述 QPSK  $b_1(t)$  与  $b_Q(t)$  的波形由矩形脉冲变为

$$b_1(t) \rightarrow b_1(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right), \quad b_Q(t) \rightarrow b_Q(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) \quad (6.3.17)$$

即                         $X(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} \left[ b_1(t) \cos \frac{\pi t}{2T_b} \cos \omega_0 t + b_Q(t) \sin \frac{\pi t}{2T_b} \sin \omega_0 t \right] \quad (6.3.18)$

MSK 信号表达式见式(6.3.13)。

其次给出上述 3 类时域表达式的对应频域表达式, 它由傅里叶变换来完成, 即

$$S(f) = \int_{-\frac{T_b}{2}}^{\frac{T_b}{2}} X(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (6.3.19)$$

最后由 3 类不同信号谱函数求出 3 类不同的功率谱密度函数, 即由公式

$$G(f) = \frac{1}{T_b} |S(f)|^2 \quad (6.3.20)$$

求得 3 类调制信号的功率谱密度分别为

$$G_{BPSK}(f) = \frac{E_b}{2} T_b \left[ \frac{\sin \pi f T_b}{\pi f T_b} \right]^2 \quad (6.3.21)$$

(其中信号幅度  $A = \sqrt{\frac{E_b}{2}}$ )

$$G_{QPSK}(f) = E_b T_b \left[ \frac{\sin \pi f T_b}{\pi f T_b} \right]^2 \quad (6.3.22)$$

(其中信号幅度  $A = \sqrt{2E_b}$ )

$$G_{MSK}(f) = \frac{8}{\pi^2} E_b T_b \left[ \frac{\sin \pi f T_b}{\pi f T_b} \right]^2 \quad (6.3.23)$$

BPSK, QPSK, MSK 功率谱密度如图 6.11 所示。

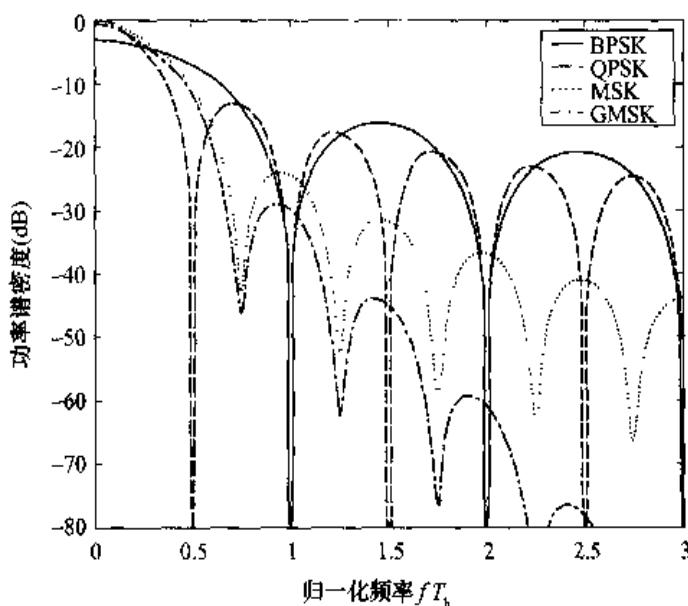


图 6.11 不同调制方式的功率谱密度

由上述功率谱密度图形可见,MSK、GMSK 的频谱效率介于 BPSK 与 QPSK 之间,即比 BPSK 好,但不如 QPSK。因为 QPSK 第一零点在归一化频率  $fT_b=0.5$  处,而 BPSK 的第一零点在  $fT_b=1$  的位置,MSK 与 GMSK 的第一零点在  $fT_b=0.75$  的位置。从抗干扰性即功率效率看,GMSK 最好,MSK 次之,QPSK 与 BPSK 性能最差。GMSK 信号的功率谱密度  $G(f)$  如图 6.12 所示。其中,  $B$  为高斯滤波器的 3dB 带宽,  $T_b$  为比特周期。

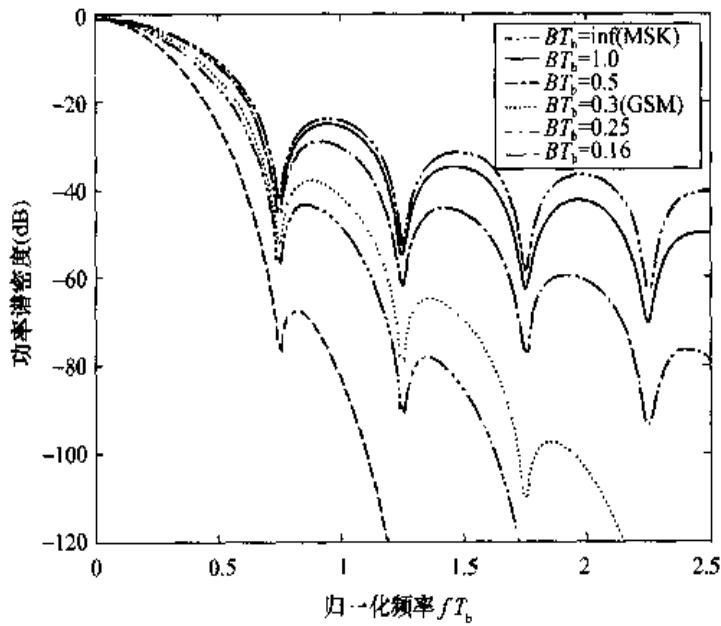


图 6.12 GMSK 调制信号的功率谱密度

### 6.3.7 MSK 与 GMSK 误码(比特)公式

对于 AWGN 信道,接收端采用相干解调时,有

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \sqrt{\frac{2\gamma E_b}{N_0}} \right] = Q \left[ \sqrt{\frac{2\gamma E_b}{N_0}} \right] \quad (6.3.24)$$

式中,系数  $\gamma = \begin{cases} 0.68, & \text{对 GMSK, } BT_b = 0.25 \\ 0.85, & \text{对 MSK, } BT_b = \infty \end{cases}$

### 6.3.8 GMSK 调制的小结

GMSK 抗干扰性能接近于最优的 BPSK,  $P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \sqrt{\frac{2\gamma E_b}{N_0}} \right] = Q \left[ \sqrt{\frac{0.68 \times 2E_b}{N_0}} \right]$ , 频谱效率比 BPSK 好(就归一化频率而言)。BPSK: 归一化频率  $fT_b = 1$ (对于第一个零点,即带宽);GMSK: 归一化频率  $fT_b = 0.75$ (对于第一个零点,即带宽)。

GMSK 是恒定包络调制,这是因为它属于连续相位调制,不存在相位跃变点,而 BPSK, QPSK 由于存在明显的相位跃变点,所以不属于恒定包络调制,在工程实现上,GMSK 对高功率放大器要求低(线性度),功放效率高。综上所述,GMSK 是一类性能最优秀的二进制调制方式。

## 6.4 $\pi/4$ -DQPSK 调制

调制方式的选择对于数字移动通信系统是非常重要的。北美的 IS-54 TDMA 标准、日本的 PDC、PHS 标准均采用了  $\pi/4$ -DQPSK 作为解调方式。 $\pi/4$ -DQPSK 调制是一种正交差分移相键控调制,它的最大相位跳变值介于 OQPSK 和 QPSK 之间。对于 QPSK 而言,最大相位跳变值为  $180^\circ$ ,而 OQPSK 调制的最大相位跳变值为  $90^\circ$ , $\pi/4$ -DQPSK 调制则为  $\pm 135^\circ$ 。 $\pi/4$ -DQPSK 调制是前两种调制方式的折中,一方面它保持了信号包络基本不变的特性,降低了对于射频器件的工艺要求;另一方面,它可以采用非相干检测,从而大大简化了接收机的结构。但采用差分检测方法,其性能比相干 QPSK 有较大的损失,因此,利用  $\pi/4$ -DQPSK 的有记忆解调特性,可以采用 Viterbi 算法的检测方法。

### 6.4.1 $\pi/4$ -DQPSK 差分检测

$\pi/4$ -DQPSK 调制是 QPSK 和 OQPSK 调制的折中,其调制过程为:假设输入信号流经过串/并变换得到两路数据流  $m_{I,k}$  和  $m_{Q,k}$ ,根据表 6.1 给出的相位偏移映射关系,可以得到  $k$  时刻的相位偏移值  $\phi_k$ ,从而得到当前时刻的相位值  $\theta_k$ 。这样由  $k-1$  时刻的同相分量和正交分量信号  $I_{k-1}, Q_{k-1}$  及  $k$  时刻的相位  $\theta_k$  就可得到当前时刻的同相分量  $I_k$  和正交分量  $Q_k$ 。 $\pi/4$ -DQPSK 的调制方式可表示为

$$\begin{cases} I_k = \cos \theta_k = I_{k-1} \cos \phi_k - Q_{k-1} \sin \phi_k \\ Q_k = \sin \theta_k = I_{k-1} \sin \phi_k + Q_{k-1} \cos \phi_k \end{cases} \quad (6.4.1)$$

式中,  $\theta_k = \theta_{k-1} + \phi_k$ ,  $I_0 = 1$ ,  $Q_0 = 0$ 。

表 6.1  $\pi/4$ -DQPSK 值号相位映射

信息比特 $m_{I,k}$ 和 $m_{Q,k}$	相位偏移 $\phi_k$	信息比特 $m_{I,k}$ 和 $m_{Q,k}$	相位偏移 $\phi_k$
11	$\pi/4$	00	$-3\pi/4$
01	$3\pi/4$	10	$-\pi/4$

$\pi/4$ -DQPSK 调制的星座图如图 6.13 所示。由图可知, 相邻时刻的信号点之间的相位跳变不超过  $3\pi/4$ , 且某个时刻的信号点只能在 4 个信号点构成的子集中选择, 这样  $\pi/4$ -DQPSK 星座图实际上表示了信号点的状态转移。

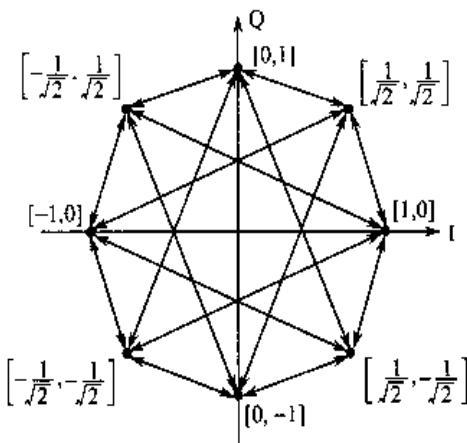


图 6.13  $\pi/4$ -DQPSK 调制星座图

$\pi/4$ -DQPSK 信号通过 AWGN 白噪声信道后, 得到的接收信号为

$$\begin{cases} u_k = I_k + p_k \\ v_k = Q_k + q_k \end{cases} \quad (6.4.2)$$

式中,  $p_k, q_k$  是服从  $N(0, \sigma^2)$  的白噪声序列,  $\sigma^2$  是噪声方差。

$\pi/4$ -DQPSK 调制的差分检测可表示为

$$\begin{cases} x_k = u_k u_{k-1} + v_k v_{k-1} \\ y_k = v_k u_{k-1} - u_k v_{k-1} \end{cases} \quad (6.4.3)$$

其判决准则为

$$\begin{cases} \hat{m}_{I,k} = 1, \text{ if } x_k > 0 \quad \text{or } \hat{m}_{I,k} = 0, \text{ if } x_k < 0 \\ \hat{m}_{Q,k} = 1, \text{ if } y_k > 0 \quad \text{or } \hat{m}_{Q,k} = 0, \text{ if } y_k < 0 \end{cases} \quad (6.4.4)$$

## 6.4.2 $\pi/4$ -DQPSK Viterbi 检测

如前所述,  $\pi/4$ -DQPSK 采用了差分编码, 可以等价看做将相邻的两个输入比特先进行 Gray 编码然后再进行正交调制的过程, 因此可以将它看做记忆长度为 2 的卷积编码器。由此, 根据  $\pi/4$ -DQPSK 调制的星座图, 可以得到具有 4 个状态、16 个转移分支的格状图(Trellis 图), 如图 6.14 所示, 可以采用 Viterbi 译码算法进行检测。

令其状态集合为  $\Omega_1 = \{\pm 3\pi/4, \pm \pi/4\}$  或  $\Omega_2 = \{0, \pm \pi/2, \pi\}$ , 转移分支集合为

$$\Xi_1 = \left\{ \left( -\frac{1}{\sqrt{2}}, -\frac{1}{\sqrt{2}} \right), \left( -\frac{1}{\sqrt{2}}, \frac{1}{\sqrt{2}} \right), \left( \frac{1}{\sqrt{2}}, -\frac{1}{\sqrt{2}} \right), \left( \frac{1}{\sqrt{2}}, \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \right\} \text{ 或 } \Xi_2 = \{(0, 1), (1, 0), (-1, 0), (0, -1)\}$$

这样  $k$  时刻的状态  $S_k \in \Omega_1$  或  $\Omega_2$ , 分支  $(I_k, Q_k) \in \Xi_1$  或  $\Xi_2$ 。则 Viterbi 算法中的 ACS(加比选)运算公式为

$$M(S_{k+1}) = \max_{S_k} \{ M(S_k) + M((u_k, v_k), (I_k, Q_k)) \} \quad (6.4.5)$$

式中,  $M(\cdot)$  表示相关度量计算。

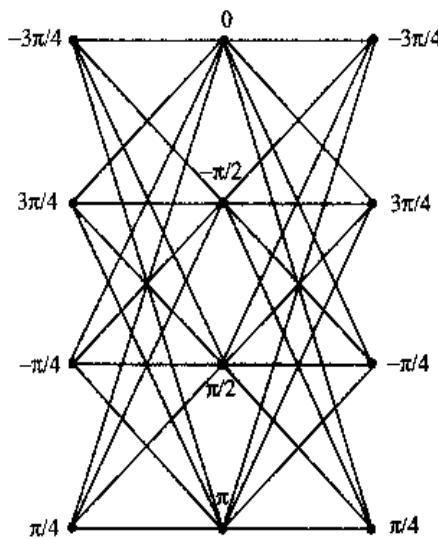


图 6.14  $\pi/4$ -DQPSK 的 Trellis 图

$\pi/4$ -DQPSK 调制采用差分检测, 只利用了相邻符号之间的相关性, 而 Viterbi 检测利用了整个接收序列的信息, 因此其性能应当优于差分检测。

根据图 6.14 的 Trellis 结构, 容易得到  $\pi/4$ -DQPSK 调制的状态转移函数为

$$T(X, Y) = \frac{YX^2(2+YX^2+Y^2(-2+3X^2-X^4))}{1-Y(1+X^2)-Y^2+Y^3(1-X^2)} \quad (6.4.6)$$

式中,  $X, Y$  的指数分别表示信息比特和编码比特的权重。由文献[6.8]可得, 采用 Viterbi 检测的误比特率一致界为

$$P_b < \frac{1}{b} \operatorname{erfc}(\sqrt{2d_{\text{free}}RE_b/N_0}) e^{d_{\text{free}}RE_b/N_0} \left. \frac{\partial T(X, Y)}{\partial X} \right|_{\substack{Y=e^{-RE_b/N_0} \\ X=1}} \quad (6.4.7)$$

式中, 自由距  $d_{\text{free}}=1$ ; 码率  $R=1$ ;  $b=2$ ;  $\operatorname{erfc}(\cdot)$  是误差补函数。

在 AWGN 信道条件下, 我们比较了差分检测和 Viterbi 检测的性能, 如图 6.15 所示。其中, Viterbi 算法的译码深度为 32; QPSK 相干检测是根据式  $P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$  得到的; 一致界利用式(6.4.7)得到。

由图 6.15 可知, 在误比特率为  $10^{-3}$  处,  $\pi/4$ -DQPSK 采用差分检测与 QPSK 采用相干检测相比, 信噪比相差约 2.5dB, 而采用 Viterbi 检测, 则仅相差 0.5dB, 因此, Viterbi 检测比差分检测可以获得 2dB 的增益。可见, 在略微增加复杂度的条件下, 采用 Viterbi 检测可以提高  $\pi/4$ -DQPSK 调制系统的接收性能。一致界与 Viterbi 检测的仿真性能比较吻合, 在高信噪比条件下, 两条曲线趋于一致。

## 6.5 $3\pi/8$ -8PSK 调制

在 GPRS 系统的增强性技术 EDGE 中, 存在两种调制方式: 其一是 GMSK 调制, 与 GSM/GPRS 系统的调制方式相同; 其二是为了提高数据传输速率, 采用  $3\pi/8$  相位旋转的

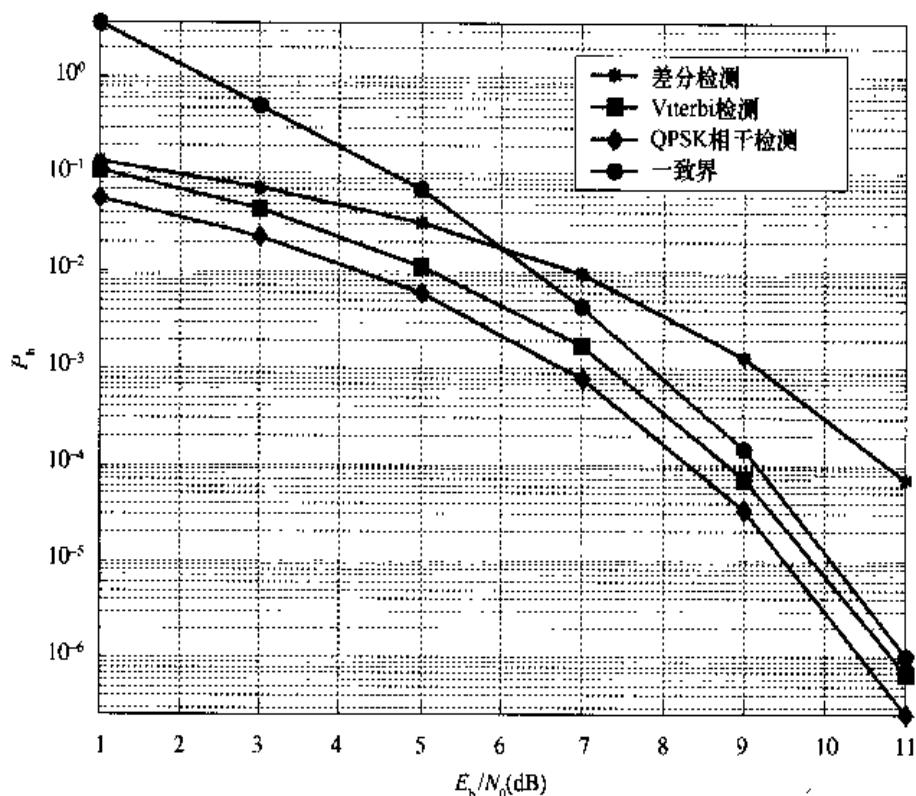


图 6.15  $\pi/4$ -DQPSK 信号各种检测方法性能比较  
8PSK 调制技术。下面首先介绍 8PSK 调制。

### 6.5.1 8PSK 调制

对于一般的 MPSK, 调制信号  $m(t)$  可以表示为

$$m(t) = A_0 \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)) \quad (6.5.1)$$

式中,  $A_0$  和  $f_0$  是载波信号的幅度与频率, 相位信号为

$$\varphi(t) = \sum_k \varphi_k \delta(t - kT) \quad (6.5.2)$$

式中,  $T$  是符号周期;  $\varphi_k$  是第  $k$  个调制符号, 可以取  $M$  个值,  $\varphi_k = \theta_0 + 2m\pi/M$ ,  $m \in [0, M-1]$ ;  $\theta_0$  是相位偏移量;  $\delta(t)$  是冲激函数。在上述方案中, 每个符号承载  $n = \log_2 M$  个信息比特。

将式(6.5.2)代入式(6.5.1)可得

$$\begin{aligned} m(t) &= A_0 \cos[2\pi f_0 t + \sum_k \varphi_k \delta(t - kT)] \\ &= A_0 \sum_k [\cos(\varphi_k) \cos(2\pi f_0 t) - \sin(\varphi_k) \sin(2\pi f_0 t)] \delta(t - kT) \\ &= \sum_k [I_k \cos(2\pi f_0 t) - Q_k \sin(2\pi f_0 t)] \delta(t - kT) \end{aligned} \quad (6.5.3)$$

式中,  $I_k = \cos(\varphi_k)$ ,  $Q_k = \sin(\varphi_k)$  是信号的同相分量和正交分量。

已调信号送入成形滤波器, 最后得到基带发送信号为

$$s(t) = m(t) * g(t) = \sum_k [I_k \cos(2\pi f_0 t) - Q_k \sin(2\pi f_0 t)] g(t - kT) \quad (6.5.4)$$

为了提高传输的可靠性,一般地,多进制调制符号所携带的比特信息均采用 Gray 映射,图 6.16 给出了 8PSK 调制符号和比特映射之间的关系。由于采用了 Gray 映射,相邻符号所携带的信息只相差一个比特。

图 6.17 给出了 8PSK 所有符号之间的转移关系,称为矢量图。

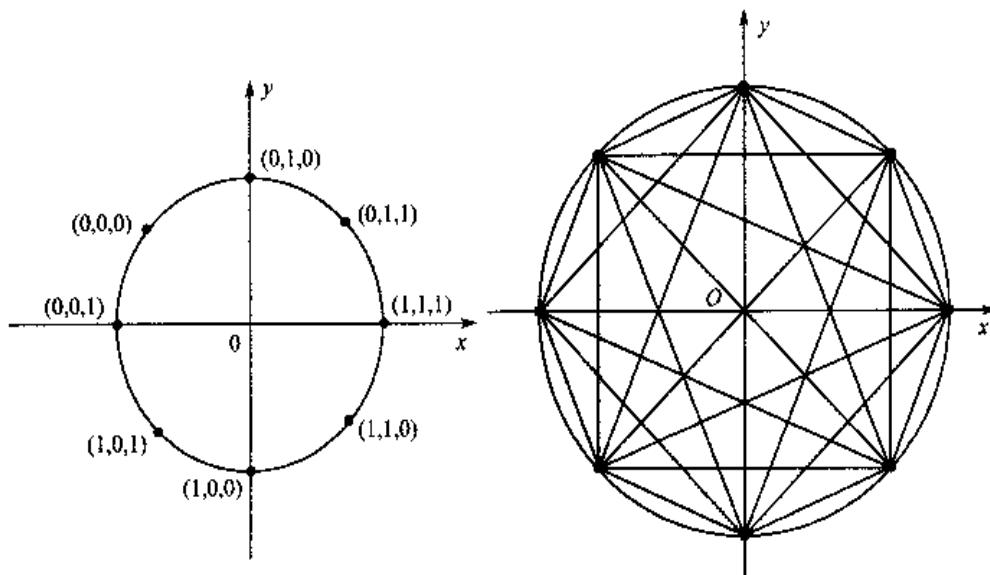


图 6.16 8PSK 的符号与比特映射关系

图 6.17 8PSK 调制的矢量图

### 6.5.2 $3\pi/8$ -8PSK 调制

由图 6.17 可知,传统的 8PSK 调制在符号边界处最大的相位跳变为  $\pm\pi$ ,这样造成信号包络起伏非常大。由于 8PSK 调制是线性调制,为了尽可能减小信号畸变,对射频功放的要求就非常苛刻。因此在 EDGE 系统中,采用了修正的 8PSK 调制,即  $3\pi/8$  相位旋转的 8PSK 调制。通过相位旋转的修正,矢量图轨迹就不再过原点,减小了信号包络的起伏变化,从而减小了功放非线性而导致的信号畸变。

为了避免  $\pm\pi$  相位跳变,可以在每个符号周期将星座旋转  $3\pi/8$ ,如图 6.18 所示。

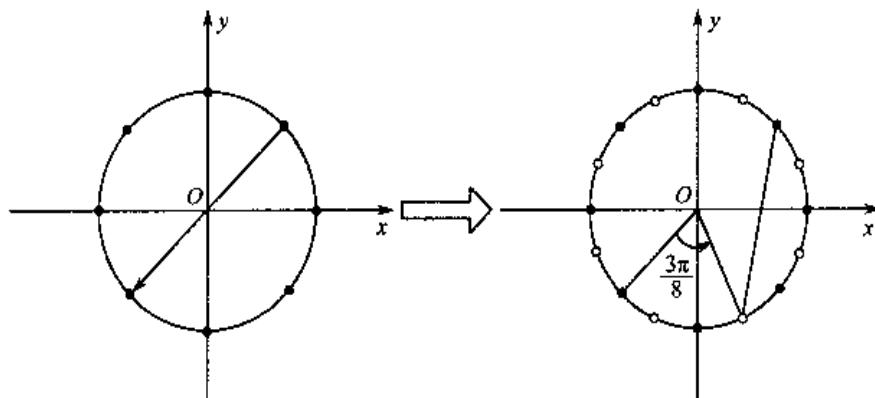


图 6.18  $3\pi/8$  相位旋转的示意图

图 6.19 给出了整个旋转星座的矢量图。由图可知,星座图上增加了 8 个信号点,连续两

个符号之间的最大相位差是  $7\pi/8$ 。

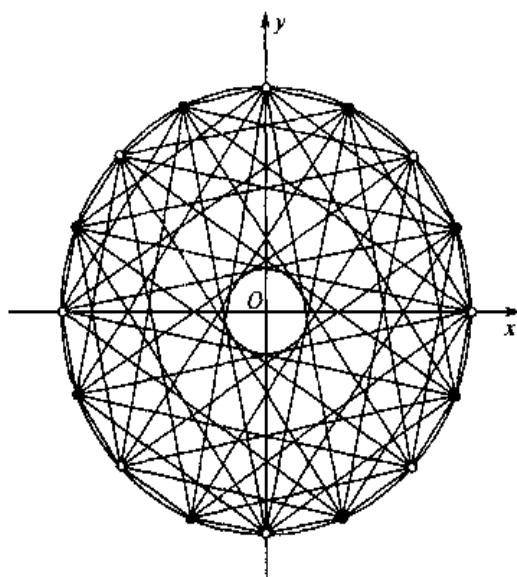


图 6.19  $3\pi/8$ -8PSK 的矢量图

为了进一步减少带外辐射干扰,降低旁瓣信号的功率,EDGE 系统对已调制的 8PSK 信号采用了高斯滤波。其滤波器的冲激响应为

$$g(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_t^{\infty} e^{-\frac{s^2}{2}} ds \quad (6.5.5)$$

经过高斯滤波后的信号瞬时功率有一些波动。图 6.20 和图 6.21 给出了滤波后信号的功率谱和矢量图。由图可见,经过高斯滤波,8PSK 的信号频谱更集中。

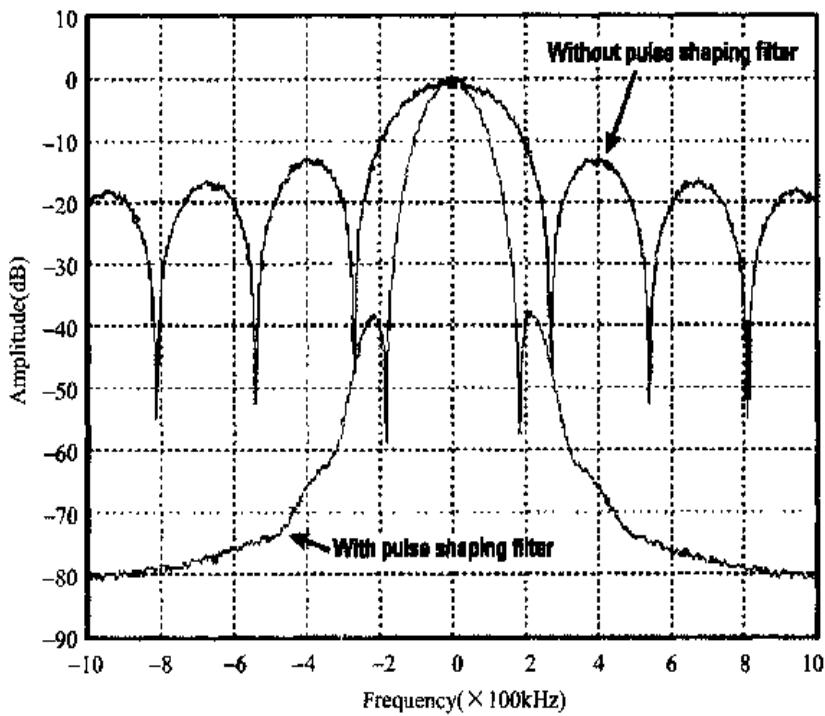
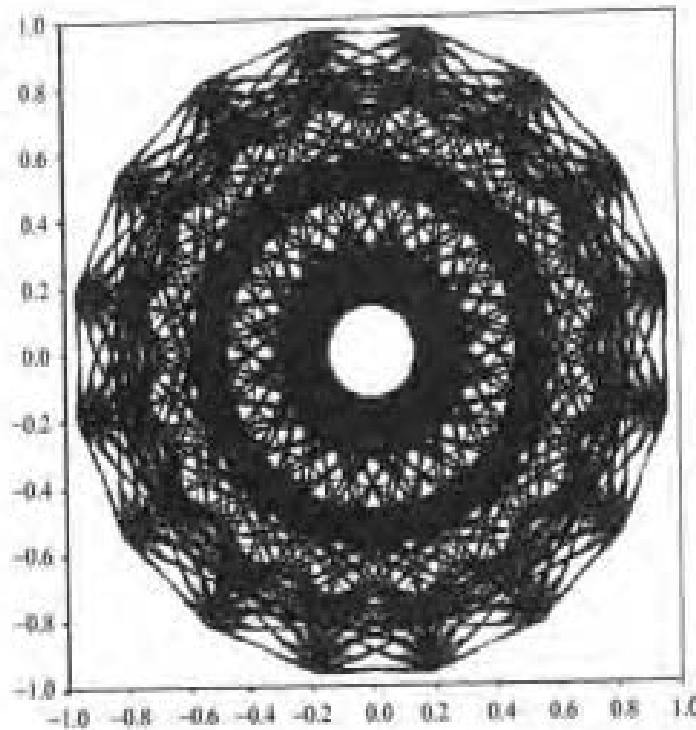


图 6.20 8PSK 调制的功率谱

图 6.21 经过高斯滤波的  $3\pi/8$ -PSK 的矢量图

## 6.6 用于 CDMA 的调制方式

GSM 系统采用了性能优良的 GMSK 调制方式, 它在二进制调制中几乎具有最优综合性能。但是其频谱效率不如 QPSK, 为了进一步提高其有效性, 即频谱效率, 以便提供给更多的用户, 在 CDMA 系统中, 利用扩频与调制即两次调制的巧妙组合, 力图实现在抗干扰性即误码(比特)率达到最优的 BPSK 性能, 在频谱有效性上达到 2 倍 BPSK 即 QPSK 性能。同时在工程实现上, 可以采用使高功放的峰平比降至最低的各种 BPSK 和 QPSK 的改进方式。

CDMA 扩频系统中的调制与解调和一般非扩频系统中的调制与解调方式大同小异。不同之处在于: 扩频系统要进行两次调制和两次解调, 一般首先是进行扩频码调制, 再进行载波调制; 解调时则先进行载波解调, 然后再进行扩频码解调。

本节将简要分析直接扩频系统(DS-SS)中的几种实用调制方案。它们包括: 第二代 IS-95 及 IMT-2000 规范中的 WCDMA、CDMA2000 广泛使用的 BPSK 及平衡四相调制 QPSK。在第二代 IS-95 进行非相干检测中, 采用的是平衡四相的改进型——偏移相移键控 OQPSK。在第三代 CDMA2000 与 WCDMA 中, 广泛采用的是正交复四相相移键控 OCQPSK 和混合相移键控 HPSK。以上各类改进型都是在最基本的 BPSK 和 QPSK 基础上发展起来的, 所以本节的分析是以 BPSK 和 QPSK 为基础的。

在 CDMA 中, 往往要采用专门的信道或者符号传递导频分量即载波, 这些分量的传送起到了给接收端传递相干解调的参考相位的作用, 因此在 CDMA 中, 无需考虑相对移相, 无需考虑接收端的相位模糊。

为了对各类相移键控的扩频调制方式的性能进行比较, 首先需要寻找一个可比的基准参

考点。一般常用的基准参考点有两类：一类是以信道的输入码率为基准；另一类则是以信源输出码率为基准。这两类基准对于二进制是等效的。然而对于多进制（如四相），两者是不等效的。本节以信道输入码率为基准进行分析。

### 6.6.1 直扩系统(DS-SS)中BPSK调制

调制解调基本结构如图6.22所示。

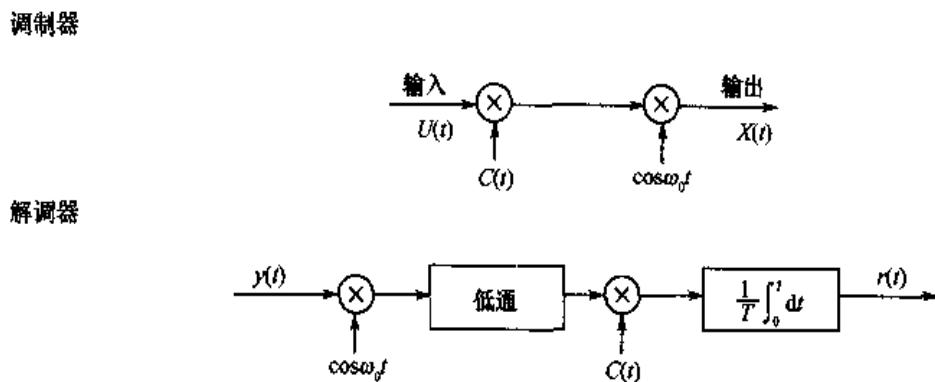


图6.22 DS-SS中BPSK调制、解调框图

调制器输入的基带信号为 $U(t)$ ，其功率为

$$P_0 = \frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt \quad (6.6.1)$$

式中， $T$ 为基带信号周期。

扩频序列的波形为 $C(t)$ ，其功率为

$$P_s = \frac{1}{T} \int_0^T C^2(t) dt \quad (6.6.2)$$

式中，扩频码 $C(t)$ 的速率为 $\frac{1}{T_c}$ ，且 $P_s = \frac{T}{T_c}$ ，其中 $T_c$ 为扩频码片的周期。

在发送端，由调制器框图可求得归一化功率的信道输入为

$$X(t) = U(t)C(t)\cos\omega_0 t \quad (6.6.3)$$

接收端接收到的信号为

$$y(t) = X(t) + n(t) = U(t)C(t)\cos\omega_0 t + n(t) \quad (6.6.4)$$

经过低通滤波器后的(带宽为 $\frac{1}{T_c}$ )输出为

$$f(t) = \frac{1}{2}U(t)C(t) + \frac{1}{2}n(t) \quad (6.6.5)$$

其中噪声的方差为

$$D[n(t)] = \frac{N_0}{T_c} \quad (6.6.6)$$

式中， $N_0$ 为噪声功率谱密度。

解调器输出为

$$r(t) = \frac{1}{2}P_s U(t) + n'(t) = r'(t) + n'(t) \quad (6.6.7)$$

其中噪声功率为

$$D[n'(t)] = \frac{1}{4} P_s D[n(t)] = \frac{P_s N_0}{4 T_c} \quad (6.6.8)$$

这时输出的信噪比为

$$\begin{aligned} \text{SNR}_{\text{BPSK}} &= \frac{\text{输出信号功率}}{\text{输出噪声功率}} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T [r'(t)]^2 dt}{D[n'(t)]} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T \left[ \frac{1}{2} P_s U(t) \right]^2 dt}{P_s N_0 / 4 T_c} = \frac{\frac{P_s^2}{4} P_0}{P_s N_0 / 4 T_c} \\ &= \frac{P_s T_c P_0}{N_0} = \frac{T_c P_0}{N_0} = \frac{T P_0}{N_0} = \frac{E_b}{N_0} \end{aligned} \quad (6.6.9)$$

BPSK 扩频解调后的误码(比特)率为

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) = Q \left( \sqrt{\frac{2 E_b}{N_0}} \right) \quad (6.6.10)$$

因此在理想扩频、解扩条件下,直扩(DS-SS)的 BPSK 与未经直扩的 BPSK 误码性能是一样的。

## 6.6.2 平衡四相扩频调制

DS-SS 中 QPSK 调制与解调器结构如图 6.23 所示。

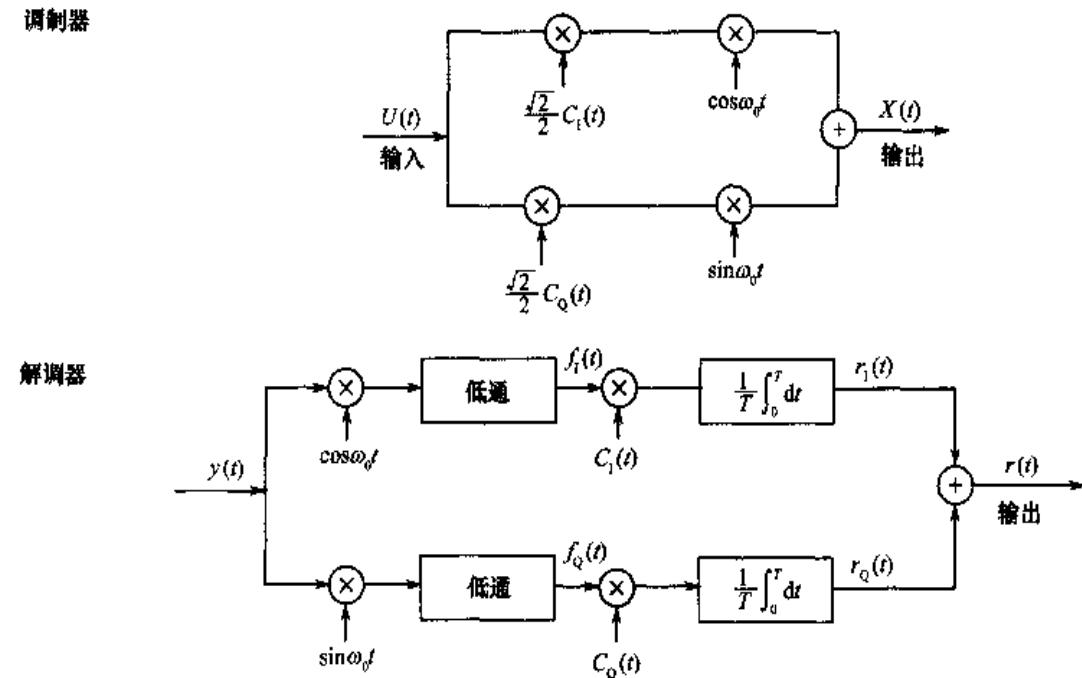


图 6.23 DS-SS 中 QPSK 调制、解调框图

在发送端,由调制器框图可求得归一化功率的信道输入为

$$X(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} U(t) [C_I(t) \cos \omega_0 t + C_Q(t) \sin \omega_0 t] \quad (6.6.11)$$

在接收端,解调器输入(信道输出)信号为

$$y(t) = X(t) + n(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} U(t) [C_I(t) \cos \omega_0 t + C_Q(t) \sin \omega_0 t] + n(t) \quad (6.6.12)$$

经过低通滤波器后的输出信号为

$$\begin{cases} f_I(t) = \frac{1}{2\sqrt{2}}U(t)C_I(t) + \frac{1}{2}n_I \\ f_Q(t) = \frac{1}{2\sqrt{2}}U(t)C_Q(t) + \frac{1}{2}n_Q \end{cases} \quad (6.6.13)$$

式中,  $D[n'_I] = D[n'_Q] = \frac{N_0}{T_c}$ 。再经解调积分器, 输出信号为

$$r(t) = \frac{\sqrt{2}}{2}P_s U(t) + n'_I + n'_Q \quad (6.6.14)$$

其中,  $D[n'_I] = D[n'_Q] = \frac{P_s}{4}D[n_I] = \frac{P_s}{4} \times \frac{N_0}{T_c} = \frac{P_s N_0}{4 T_c}$ 。最后输出信噪比为

$$\begin{aligned} \text{SNR}_{\text{QPSK}} &= \frac{\text{输出信号功率}}{\text{输出噪声功率}} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T \left[ \frac{\sqrt{2}}{2} P_s U(t) \right]^2 dt}{D[n_I] + D[n_Q]} \\ &= \frac{\frac{P_s^2}{2} \times \frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt}{2 \times \frac{P_s N_0}{4 T_c}} = \frac{\frac{1}{2} \times \frac{T}{T_c} \times P_s}{\frac{N_0}{2 T_c}} = \frac{T P_s}{N_0} = \frac{E_b}{N_0} \end{aligned} \quad (6.6.15)$$

DS-SS 中 QPSK 的误比特率为

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) = Q \left( \sqrt{\frac{2 E_b}{N_0}} \right) \quad (6.6.16)$$

DS-SS 中 QPSK 与未扩频 QPSK 误码性能是一样的, 它等于 BPSK 的误码率。

### 6.6.3 复四相扩频调制(CQPSK)

DS-SS 中复四相扩频调制与解调结构如图 6.24 所示。

在发送端, 由解调器框图可求得归一化信号功率的信道输入信号为

$$X(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} \{ [U_I(t)C_I(t) - U_Q(t)C_Q(t)] \cos \omega_0 t + [U_I(t)C_Q(t) + U_Q(t)C_I(t)] \sin \omega_0 t \} \quad (6.6.17)$$

在接收端, 解调器输入信号为

$$Y(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} \{ [U_I(t)C_I(t) - U_Q(t)C_Q(t)] \cos \omega_0 t + [U_I(t)C_Q(t) + U_Q(t)C_I(t)] \sin \omega_0 t \} + n(t) \quad (6.6.18)$$

经过低通滤波器后的输出信号为

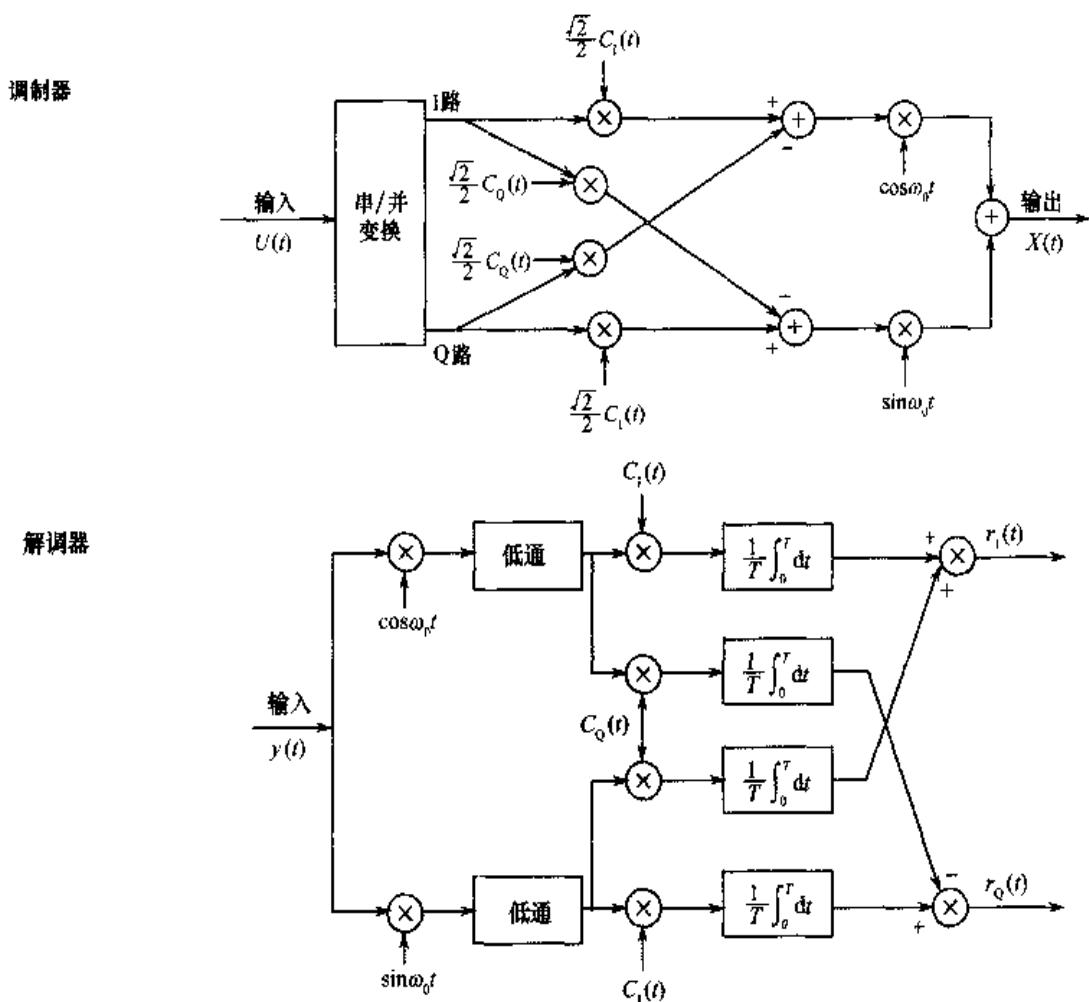


图 6.24 DS-SS 中的 CQPSK 调制与解调框图

$$f_I(t) = \frac{1}{2\sqrt{2}}[U_I(t)C_I(t) - U_Q(t)C_Q(t)] + \frac{1}{2}n_I \quad (6.6.19)$$

$$f_Q(t) = \frac{1}{2\sqrt{2}}[U_Q(t)C_I(t) + U_I(t)C_Q(t)] + \frac{1}{2}n_Q$$

式中,  $D(n_I) = D(n_Q) = \frac{N_0}{T_c}$ , 经解调器输出的信号为

$$r_I(t) = \frac{\sqrt{2}}{2}P_sU_I(t) + n'_I \quad (6.6.20)$$

$$r_Q(t) = \frac{\sqrt{2}}{2}P_sU_Q(t) + n'_Q$$

式中,  $D(n'_I) = D(n'_Q) = \frac{P_s}{4}D(n_I) = \frac{P_s N_0}{4 T_c}$ 。

最后输出的信噪比为

$$\text{SNR}_{\text{QPSK}} = \frac{\text{输出信号功率}}{\text{输出噪声功率}}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{\frac{1}{T} \int_0^T \left[ \frac{\sqrt{2}}{2} P_s U_I(t) \right]^2 dt + \frac{1}{T} \int_0^T \left[ \frac{\sqrt{2}}{2} P_s U_Q(t) \right]^2 dt}{D[n_I'] + D[n_Q']} \\
 &= \frac{\frac{P_s^2}{2} \times \left[ \frac{1}{T} \int_0^T U_I^2(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T U_Q^2(t) dt \right]}{2 \times \frac{P_s N_0}{4 T_c}} \\
 &= \frac{P_s \times P_0 T_c}{4 N_0} = \frac{\frac{T_c}{T} \times P_0 T_c}{N_0} \\
 &= \frac{P_0 N}{N_0} = \frac{E_b}{N_0}
 \end{aligned} \tag{6.6.21}$$

DS-SS 中 CQPSK 误码(比特)率为

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) = Q \left( \sqrt{\frac{2 E_b}{N_0}} \right) \tag{6.6.22}$$

DS-SS 中 CQPSK 与未扩频的 CQPSK 误码率一样, 它等于 BPSK 的误码率。

根据上述分析, 可以得到如下结论: 理想的扩频、解扩的第一次调制不影响第二次调制、解调性能。扩频系统中与未扩频的常规调制、解调(第二次调制与解调)具有相同的理论性能。

本节的分析是以最基本的调制方式 BPSK 为参考基准的。BPSK 为二进制调制, 其信道输出的波特率与信道输入的比特率是一致的。

对于 DS-SS 中的平衡四相 QPSK, 将信源输出的基带信号分为同相 I 路与正交 Q 路分别进行 BPSK 调制, 然后相加送入信道。若二者发送的信息波特率、信号发送功率、噪声功率、谱密度完全相同, 其平均误码(比特)率是相同的。

对于复四相 CQPSK, 它属于正交四相调制。实现时, 发送端首先将信源输出的基带信号分为 I, Q 正交的两路, 然后再分别对每路进行复四相调制。也就是说, CQPSK 相当于 I, Q 两路独立的四相调制, 其中每路都具有一般 QPSK 的性能, 因此频谱效率比 QPSK 高一倍。

#### 6.6.4 控制峰平比——OQPSK 与 CQPSK 调制

前面分析了 BPSK, QPSK, CQPSK 的误码性能和频谱效率, 这里将着重分析在工程实现时, 特别是在高功率放大时需要解决的峰平比问题, 它在 CDMA 中的多码信道中尤为突出。第二代 IS-95 系统中, 上行(反向)信道采用 OQPSK 调制, 以降低峰平比。下面将简要介绍这两类技术。

##### 1. OQPSK

它是基于 QPSK 的一类改进型, 为了克服 QPSK 中过零点的相位跃变特性, 以及由此带来的幅度起伏不恒定和频带的展宽(通过限带系统后)等一系列问题。若将 QPSK 中并行的 I, Q 两路码元错开时间(如半个码元), 称这类 QPSK 为偏移 QPSK 或 OQPSK。通过 I, Q 路码元错开半个码元调制之后的波形, 其载波相位跃变由  $180^\circ$  降至  $90^\circ$ , 避免了过零点, 从而大

大大降低了峰平比和频带的展宽。

下面通过一个具体的例子说明某个带宽波形序列的 I 路、Q 路波形，以及经载波调制以后的相位变化情况。

若给定基带信号序列为

1 -1 -1 1 1 1 1 -1 -1 1 1 1 -1

对应的 QPSK 与 OQPSK 发送波形如图 6.25 所示。

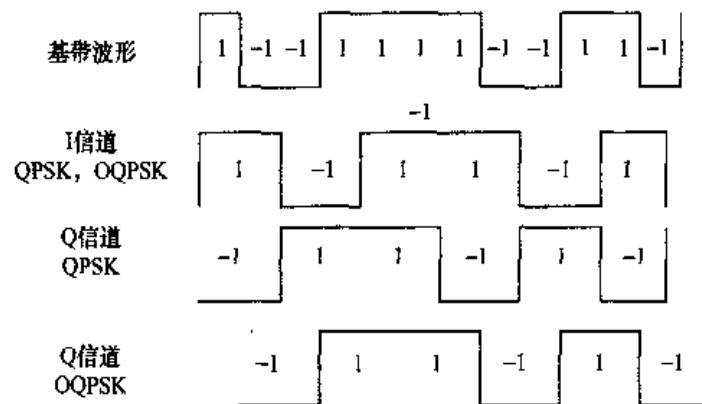


图 6.25 QPSK, OQPSK 发送信号波形

图 6.25 中, I 信道为  $U(t)$  的奇数数据码元, Q 信道为  $U(t)$  的偶数数据码元, 而 OQPSK 的 Q 信道与其 I 信道错开(延时)半个码元。

QPSK, OQPSK 载波相位变化公式为

$$\{\varphi_{ij}\} \stackrel{\Delta}{=} \left[ \arctan\left(\frac{Q_i(t)}{I_i(t)}\right) \right] = \left\{ \frac{\pi}{4}, \frac{3}{4}\pi, -\frac{\pi}{4}, -\frac{3}{4}\pi \right\} \quad (6.6.23)$$

QPSK 数据码元对的对应相位变化如图 6.26 所示, OQPSK 数据码元对的对应相位变化如图 6.27 所示。

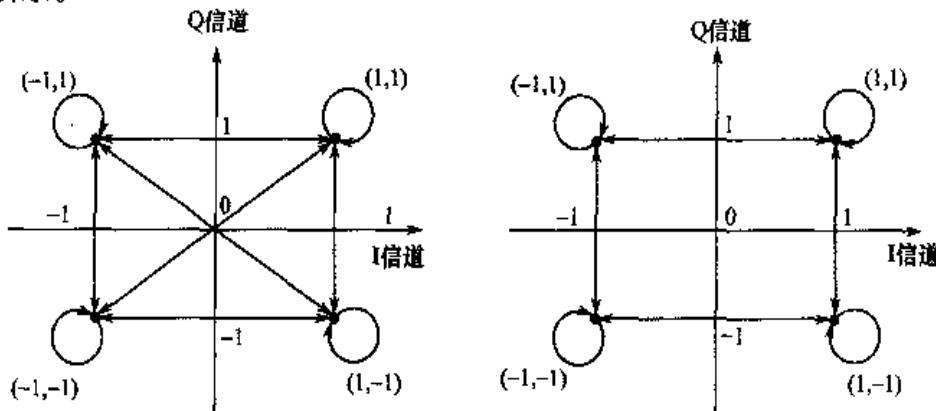
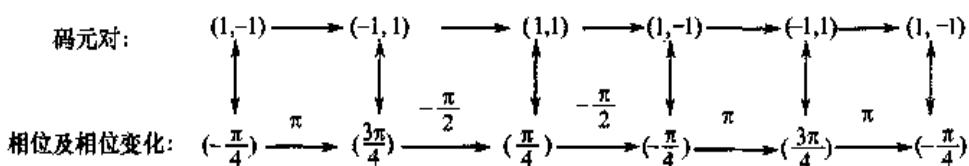


图 6.26 QPSK 相位变化图

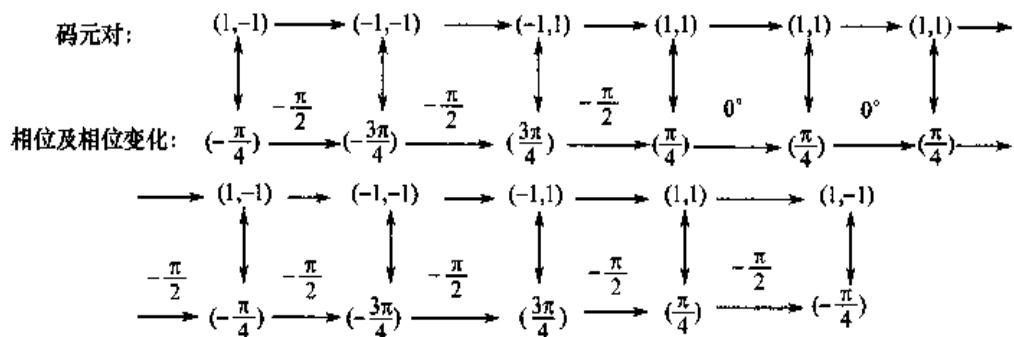
图 6.27 OQPSK 相位变化图

对于 QPSK 数据码元对的相位变化由图 6.25 和图 6.26 求得为:



可见，在 QPSK 中存在过零点的  $180^\circ$  跃变。

对于 OQPSK 数据码元对的相位变化由图 6.27 求得为:



可见，在OQPSK中，仅存在小于 $\pm\frac{\pi}{2}=90^\circ$ 的相位跃变，而不存在过零点跃变。

按照上述 OQPSK 错开  $\frac{\pi}{2}$  (半个码元) 的原理, 显然也可以不错开  $\frac{\pi}{2}$  而错开  $\frac{\pi}{4}$  或  $\frac{\pi}{8}$  等, 错开  $\frac{\pi}{4}$  称为  $\frac{\pi}{4}$ -QPSK, 第 6.4 节已经介绍过。

## 2. CQPSK

在 CDMA2000 及 WCDMA 的扩频调制中, 广泛采用 CQPSK 及其进一步组合改进的混合相移键控 HPSK(Hybrid Phase Shift Keying), 其结构如图 6.28 所示。

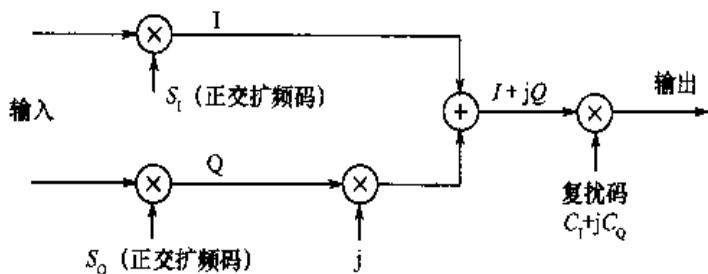


图 6.28 HPSK 原理框图

下面给出用于单码信道的各类扩频调制性能参数(见表 6.2)。

表 6.2 不同调制方式性能比较表

调制方式	数据速率	包络变化
QPSK	X	5.6dB
OQPSK	X	5.1dB
CQPSK, HPSK	2X	4.1dB

注：表 6.2 对应单码信道，对于多码信道，其优点随着信道数的增加将更为突出。

## 6.7 IEEE 802.11 采用的扩频调制方式

在 IEEE 802.11 系统中，其调制是采用不同的直扩方式与传统的相对移相 DBPSK 与

DQPSK 相结合的方式,共计采用了 6 种不同的直扩与相对移相结合的方式,其中有两种是采用 Barker 码作为直扩码分别与 DBPSK 和 DQPSK 相结合的方式,两种是采用正交 Walsh 码作为直扩码分别与 DBPSK 和 DQPSK 相结合的方式构成双正交扩频调制方案,还有两种是采用互补码作为直扩码分别与 DBPSK 和 DQPSK 相结合的方式构成复扩频调制方案。

6 种直扩模式如图 6.29 所示。

以上 3 类 6 种扩频调制组合中,由于正交码(Walsh 函数)扩频已广泛用于移动通信中,此处不再赘述。下面介绍 Barker 码扩频与互补码扩频,实际上这两类均属于非循环相关特性序列。

### 6.7.1 Barker 码

该码是 1953 年由 R. H. Barker 提出的,它原来是为了解决通信中同步问题而提出的一种非周期自相关最佳二元码,具有较理想的非周期自相关特性。

Barker 码或 Barker 序列的定义有两种。

#### 1. 定义一

设  $X = (x_0, x_1, \dots, x_j, \dots, x_{N-1})$ ,  $j=0, 1, \dots, N-1$ , 它是一个长度为  $N$  的二元序列, 若其序列的非周期自相关函数为

$$R_x(j) = \begin{cases} N, & j=0 \\ 0, & j \text{ 为奇数} \\ -1, & j \text{ 为偶数} \end{cases} \quad (6.7.1)$$

则称序列  $X$  为 Barker 序列或称 Barker 码,满足上述条件的 Barker 序列(码)仅有 3 个,它们是

$$\begin{aligned} N=3 \quad X &= 1, 1, -1 \\ N=7 \quad X &= 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1 \\ N=11 \quad X &= 1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, 1 \end{aligned} \quad (6.7.2)$$

#### 2. 定义二

若将上述序列的非周期自相关函数  $R_x(j)$  放宽为

$$R_x(j) = \begin{cases} N, & j=0 \\ 0 \text{ 或 } +1, -1, & j=+1, -1, +2, -2, \dots, +(N-1), -(N-1) \end{cases} \quad (6.7.3)$$

则也称序列  $X$  为 Barker 序列(码),满足这一定义的序列有

$$\begin{aligned} N=2 \quad X &= 1, 1 \text{ 或 } X = 1, -1 \\ N=4 \quad X &= 1, 1, 1, -1 \text{ 或 } X = 1, 1, -1, 1 \\ N=5 \quad X &= 1, 1, 1, -1, 1 \\ N=13 \quad X &= 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1 \end{aligned} \quad (6.7.4)$$

到目前为止,仅找到上述 9 种 Barker 序列(码),802.11 标准使用的是  $N=11$  的 Barker 序列(码)。

直扩方式	二进制直扩	四进制直扩	二进制正交码直扩	四进制正交码直扩	Walsh 函数	互补码直扩	互补码(CCK)直扩	互补码(CCK)直扩
扩频码	Barker 码						互补码	互补码
数据速率	1Mbps	2Mbps	5.5 Mbps	11 Mbps	11 Mbps	5.5 Mbps	11 Mbps	11 Mbps
数据同相支路 正交支路 (I)								
数据正交支路 (Q)								
扩频码片	11 个码片	11 个码片	8 个码片	8 个码片	8 个码片	8 个码片	8 个码片	8 个码片
码片速率	11Mcps	11Mcps	11Mcps	11Mcps	11Mcps	11Mcps	11Mcps	11Mcps
符号速率	1Msps	1Msps	1,375Msps	1,375Msps	1,375Msps	1,375Msps	1,375Msps	1,375Msps

图 6.29 IEEE 802.11 各类直扩模式

### 6.7.2 互补码键控扩频(CCK)调制

IEEE 802.11b 标准在 2.4GHz 频段采用 CCK(Complementary Code Keying) 调制技术，它支持 5.5Mbps 和 11Mbps 两种数据速率。

CCK 调制的基本原理如下：CCK 扩频调制采用正交的复扩频码，其生成公式为

$$\begin{aligned} C = & \{ e^{j(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4)}, e^{j(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_4)}, e^{j(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3)}, -e^{j(\varphi_1 + \varphi_4)}, \\ & e^{j(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3)}, e^{j(\varphi_1 + \varphi_3)}, -e^{j(\varphi_1 + \varphi_2)}, e^{\varphi_1} \} \\ = & e^{j\varphi_1} \cdot \{ e^{j(\varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4)}, e^{j(\varphi_3 + \varphi_4)}, e^{j(\varphi_2 + \varphi_4)}, -e^{j\varphi_4}, e^{j(\varphi_2 + \varphi_3)}, e^{\varphi_3}, -e^{j\varphi_2}, 1 \} \end{aligned} \quad (6.7.5)$$

式中， $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \varphi_4$  取值为  $\{0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3}{2}\pi\}$ 。

式(6.7.5)中的码字是从低位到高位排列的， $\varphi_1$  调制所有码片相位，是复扩频码的 DQPSK 相位，而  $\varphi_2, \varphi_3, \varphi_4$  可编出 64 个 8bit 正交码序列，再经  $\varphi_1$  旋转得出复扩频码。

CCK 扩频调制原理如图 6.30 所示。

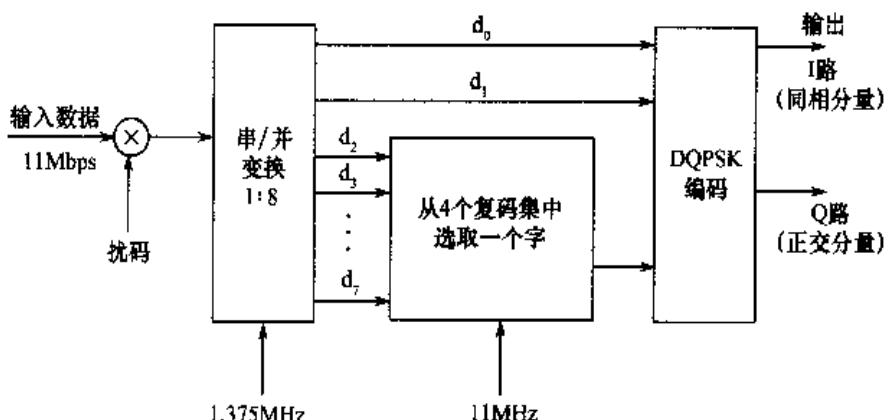


图 6.30 CCK 扩频调制原理

首先将输入的 11Mbps 数据经扰码后再经过 1:8 串/并转换器，将数据降至 1.375Mbps，即并行分为 8 路： $d_0, d_1, d_2, d_3, \dots, d_6, d_7$ ；8 路并行数据中， $(d_0, d_1)$  一对基于 DQPSK 编码产生相位  $\varphi_1$ ； $(d_2, d_3), (d_4, d_5), (d_6, d_7)$  3 对基于 QPSK 产生相位  $\varphi_1, \varphi_3, \varphi_4$ 。互补码集的产生可以通过 Walsh/Hadamard 函数来实现，其生成码就是互补码，它是复数码字，又由同相 I 路与正交 Q 路共同组成，且具有良好的自、互相关特性。当用于 5.5Mbps 时，可将串/并转换器 1:8 改为 1:4，而用于 CCK 码集选择的比特由 6bit 降至 2bit，其他部分不变。

## 6.8 本章小结

调制是对抗白噪声的基本技术手段，也是现代无线通信系统的核心处理单元。本章介绍了无线通信系统中常用的调制方式。包括 GSM/GPRS/EDGE 系统中采用的 MSK/GMSK、

$3\pi/8$ -8PSK 调制, 以及 IS-54 和 PHS 系统中采用的  $\pi/4$ -DQPSK 调制, 也介绍了 CDMA 标准如 IS-95/CDMA2000/WCDMA 系统中采用的各种调制方式, 最后简要说明了 IEEE 802.11 标准中采用的一些调制方式, 如 CCK 调制等。

## 习 题

- 6.1 在移动通信中, 经常采用哪些抗干扰与抗衰落技术?
- 6.2 调制、解调的主要功能是什么? 对于二进制, 什么调制方式的抗干扰性最强? 为什么?
- 6.3 在 GSM 中, 为什么要采用 GMSK 调制? GMSK 属于什么类型的调制? 它的主要优缺点有哪些?
- 6.4 为什么在大多数 CDMA 中采用复四相调制? 它有什么主要优缺点?
- 6.5 OQPSK 与 QPSK 比较存在哪些优点?
- 6.6 用 Matlab 绘制  $\frac{\pi}{4}$ -DQPSK 调制的功率谱密度。
- 6.7 用 Matlab 绘制  $\frac{3\pi}{8}$ -8PSK 调制及采用高斯滤波情况的功率谱密度。
- 6.8 求 MFSK 信号的功率密度谱, 该信号波形为  $s_n(t) = \sin \frac{2\pi n t}{T} (n=1, 2, \dots, M, 0 \leq t \leq T)$ , 假设对所有  $n$ , 概率  $p_n = 1/M$ , 试画出功率密度谱。
- 6.9 随机过程  $v(t)$  定义为:  $v(t) = X \cos 2\pi f_c t - Y \sin 2\pi f_c t$ 。式中,  $X$  和  $Y$  是随机变量。试证明: 当且仅当  $E(X)=E(Y)=0$ ,  $E(X^2)=E(Y^2)$  及  $E(XY)=0$  时,  $v(t)$  为广义平稳随机过程。
- 6.10 设  $x(t)$  是一个广义平稳随机过程, 令  $\hat{x}(t)$  表示  $x(t)$  的希尔伯特变换,  $x(t)$  的自相关函数为  $\phi_{xx}(\tau) = E[x(t)x(t+\tau)]$ , 谱密度为  $\phi_{xx}(f)$ , 试证明  $\phi_{\hat{x}\hat{x}}(\tau) = \phi_{xx}(\tau)$ ,  $\phi_{\hat{x}\hat{x}} = -\hat{\phi}_{xx}(\tau)$  和  $\phi_{\hat{x}\hat{x}}(f) = \phi_{xx}(f)$ 。

## 参 考 文 献

- [6.1] A. Furuskär et. al. EDGE; Enhanced Data Rates for GSM and TDMA/136 Evolution. IEEE Personal Communications, pp. 56~66, June 1999
- [6.2] S. Chennakeshu et. al. Differential Detection of  $\pi$ -Shifted-DQPSK for Digital Cellular Radio. IEEE Trans. on Vehicular technology, vol. VT-42, No. 1, pp. 46~57, Feb. 1993
- [6.3] 3GPP TS 25.213, V4.0.0. Spreading and Modulation. 2001. 03
- [6.4] 3GPP TS 45.004, V5.1.1. Modulation. 2003. 09
- [6.5] 3GPP2 C. S0002-A-1. Physical Layer Standard for CDMA2000 Spread Spectrum Systems. 2000. 09
- [6.6] IEEE Std 802.11b. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: Higher-Speed Physical Layer Extension in the 2.4 Ghz Band. 1999. 09
- [6.7] T. S. Rappaport. Wireless Communications Principles and Practice. Prentice Hall, Inc., 1996
- [6.8] S. G. Wilson. Digital Modulation and Coding. Prentice Hall, Inc., 1996
- [6.9] A. Burr. Modulation and Coding for Wireless Communications. Prentice Hall, Inc., 2001
- [6.10] J. G. Proakis 著. 张力军等译. 数字通信(第四版). 北京: 电子工业出版社, 2003
- [6.11] 周炯槃等. 通信原理(下). 北京: 北京邮电大学出版社, 2002. 11
- [6.12] 吴伟陵. 信息处理与编码(修订本). 北京: 人民邮电出版社, 2003. 7
- [6.13] 吴伟陵. 移动通信中的关键技术. 北京: 北京邮电大学出版社, 2000. 11

# 第7章 信道编码

上一章我们讨论了调制与解调，本章将讨论提高通信系统可靠性的主要手段——信道编码。着重介绍信道编码的基本原理、实现方法及分类，包括在移动通信中采用的各类信道编码。内容由浅入深，以分析举例为主，部分内容可作为选读，有关的理论证明和深入探讨可参考其他专著。

## 7.1 信道编码的基本概念

### 7.1.1 信道编码的定义

信道编码是为了保证通信系统的传输可靠性，克服信道中的噪声和干扰，而专门设计的一类抗干扰技术和方法。它根据一定的(监督)规律在待发送的信息码元中(人为的)加入一些必要的(监督)码元，在接收端利用这些监督码元与信息码元之间的(监督)规律，发现和纠正差错，以提高信息码元传输的可靠性。称待发送的码元为信息码元，人为加入的多余码元为监督(或校验)码元。信道编码的目的是试图以最少的监督码元为代价，以换取最大程度的可靠性的提高。

### 7.1.2 信道编码的分类

人们可以从不同的角度来分类，其中最常用的是从其功能和结构规律加以分类。

#### 1. 从功能上看可以分为3类

- (1) 仅具有发现差错功能的检错码，如循环冗余校验 CRC 码、自动请求重传 ARQ 等。
- (2) 具有自动纠正差错功能的纠错码，如循环码中 BCH 码、RS 码及卷积码、级联码、Turbo 码等。
- (3) 既能检错又能纠错功能的信道编码，最典型的是混合 ARQ，又称为 HARQ。

#### 2. 从结构和规律上分两大类

- (1) 线性码：监督关系方程是线性方程的信道编码，称为线性码，目前大部分实用化的信道编码均属于线性码，如线性分组码、线性卷积码是经常采用的信道编码。
- (2) 非线性码：一切监督关系方程不满足线性规律的信道编码均称为非线性码。

### 7.1.3 几种最典型的信道编码

#### 1. 线性分组码

它一般是按照代数规律构造的，故又称为代数编码。线性分组码中的分组是指编码方法

是按信息分组来进行的，而线性则是指编码规律即监督位(校验位)与信息位之间的关系遵从线性规律。线性分组码一般可记为( $n, k$ )码，即 $k$ 位信息码元为一个分组，编成 $n$ 位码元长度的码组，而 $n - k$ 位为监督码元长度。

在线性分组码中，最具有理论和实际价值的一个子类称为循环码，它因为具有循环移位性而得名，它产生简单且具有很多可利用的代数结构和特性。目前一些主要有应用价值的线性分组码均属于循环码。例如，在每个信息码元分组 $k$ 中，仅能纠正一个独立差错的汉明(Hamming)码；可以纠正多个独立差错的 BCH 码；仅可以纠正单个突发差错的 Fire 码；可纠正多个独立或突发差错的 RS 码。

## 2. 卷积码

这是一类非分组的有记忆编码，以编码规则遵从卷积运算而得名。一般可记为( $n, k, m$ )码，其中 $k$ 表示每次输入编码器的位数， $n$ 则为每次输出编码器的位数，而 $m$ 则表示编码器中寄存器的节(个)数，其约束长度为 $m+1$ 位。正是因为每时刻编码器输出 $n$ 位码元，这不仅与该时刻输入的 $k$ 位码元有关，而且还与编码器中 $m$ 级寄存器记忆的以前若干时刻输入的信息码元有关，所以称它为非分组的有记忆编码。

卷积码的译码既可以采用与分组码类似的代数译码方法，也可以采用概率译码方法，两类方法中概率方法更常用。而且在概率译码方法中，最常用的是具有最大似然译码特性的 Viterbi 译码算法。

## 3. 级联码

级联码是一种复合结构的编码，不同于上述单一结构线性分组码和卷积码，它是由两个以上单一结构的短码复合级联成更长编码的一种有效方式。

级联码分为串行级联码和并行级联码两种类型。传统意义上的级联码是指串行级联码，它可以由两个或两个以上同一类型、同一结构的短码级联构成，也可以由不同类型、不同结构的短码级联构成一个长码。典型的串行级联码是由内码为卷积码、外码为 RS 码串接级联构成一组长码，其性能优于单一结构长码，而复杂度又比单一结构长码简单得多。它已广泛用于航天与卫星通信中。级联码不仅有串行结构，也可以有并行结构，最典型的并行级联码是 Turbo 码，是由直接输出和有、无交织的同一类型的递归型简单卷积码三者并行的复合结构共同构成的。具体结构可参见 Turbo 码部分。

## 4. ARQ 与 HARQ

自动请求重发 ARQ 和混合型 ARQ(HARQ)，是传送数据信息时经常采用的差错控制技术。

ARQ 与 HARQ 由于采用了反馈重传技术，因此时延较大，一般不适合于实时语音业务，而比较适合于对时延不敏感，但对可靠性要求很高的数据业务。

HARQ 是一种既能检错重发又能纠错的复合技术，它是将反馈重传的 ARQ 与自动前向纠错的 FEC 相结合、优势互补的一项新技术，特别是一类自适应递增冗余式 HARQ 尤为值得注意。

## 7.2 线性分组码

### 7.2.1 线性分组码

以最简单的(7,3)线性分组码为例说明。这种码信息码元以每3位一组进行编码，即输入编码器的信息位长度  $k = 3$ ，完成编码后输出编码器的码组长度为  $n = 7$ ，显然，监督位长度  $n - k = 7 - 3 = 4$  位，编码效率  $\eta = \frac{k}{n} = \frac{3}{7}$ 。

#### 1. (7, 3) 线性分组码的编码方程

输入信息码组为

$$\mathbf{U} = (U_0, U_1, U_2) \quad (7.2.1)$$

输出的码组为

$$\mathbf{C} = (C_0, C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, C_6) \quad (7.2.2)$$

编码的线性方程组为

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{信息位} \\ \left\{ \begin{array}{l} C_0 = U_0 \\ C_1 = U_1 \\ C_2 = U_2 \end{array} \right. \\ \text{监督位} \\ \left\{ \begin{array}{l} C_3 = U_0 \oplus U_2 \\ C_4 = U_0 \oplus U_1 \oplus U_2 \\ C_5 = U_0 \oplus U_1 \\ C_6 = U_1 \oplus U_2 \end{array} \right. \end{array} \right. \quad (7.2.3)$$

可见，在输出的码组中，前3位即为信息位，后4位是监督位，它是前3个信息位的线性组合。

将式(7.2.3)写成相应的矩阵形式为

$$\mathbf{C} = (C_0, C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, C_6) = (U_0, U_1, U_2) \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{G} \quad (7.2.4)$$

若  $\mathbf{G} = (I : Q)$ ，其中  $I$  为单位矩阵，则称  $\mathbf{C}$  为系统(组织)码。 $\mathbf{G}$  为生成矩阵，可见，已知信息码组  $\mathbf{U}$  与生成矩阵  $\mathbf{G}$ ，即可生成码组(字)。生成矩阵主要用于编码器产生码组(字)。

#### 2. 监督方程组

若将式(7.2.3)中的后4位监督方程组改为

$$\left\{ \begin{array}{l} C_3 = U_0 \oplus U_2 = C_0 \oplus C_2 \\ C_4 = U_0 \oplus U_1 \oplus U_2 = C_0 \oplus C_1 \oplus C_2 \\ C_5 = U_0 \oplus U_1 = C_0 \oplus C_1 \\ C_6 = U_1 \oplus U_2 = C_1 \oplus C_2 \end{array} \right. \quad (7.2.5)$$

并将它进一步改写为

$$\begin{cases} C_0 \oplus C_2 \oplus C_3 = 0 \\ C_0 \oplus C_1 \oplus C_2 \oplus C_3 = 0 \\ C_0 \oplus C_1 \oplus C_3 = 0 \\ C_1 \oplus C_2 \oplus C_3 = 0 \end{cases} \quad (7.2.6)$$

将上述线性方程改写为如下矩阵形式为

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} C_0 \\ C_1 \\ C_2 \\ C_3 \\ C_4 \\ C_5 \\ C_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (7.2.7)$$

它可以表示为

$$H \cdot C^T = \mathbf{0}^T \quad (7.2.8)$$

称  $H$  为监督矩阵。若  $H = (P : I)$ , 其中  $I$  为单位矩阵, 则称  $C$  为系统(组织)码。监督矩阵多用于译码。

### 3. 校正(伴随)子方程

若在接收端, 接收信号为

$$Y = (y_0, y_1, \dots, y_{n-1}) \quad (7.2.9)$$

且

$$Y = X + n = C \oplus e \quad (7.2.10)$$

式中,  $C = (C_0, C_1, \dots, C_{n-1})$  为发送的码组(字),  $e = (e_0, e_1, \dots, e_{n-1})$  为传输中的误码, 由  $H \cdot C^T = \mathbf{0}^T$  可知, 若传输中无差错, 即  $e = \mathbf{0}$ , 则接收端必然要满足监督方程  $H \cdot C^T = \mathbf{0}^T$ , 若传输中有差错, 即  $e \neq \mathbf{0}$ , 则接收端监督方程应改为

$$HY^T = H(C \oplus e)^T = HC^T \oplus He^T = He^T = S^T \quad (7.2.11)$$

由式(7.2.11) 还可求得

$$S = (S^T)^T = (HY^T)^T = YH^T = CH^T + eH^T = eH^T \quad (7.2.12)$$

称式(7.2.11) 和式(7.2.12) 为校正子方程, 接收端用它们来译码。

## 7.2.2 循环码

循环码是线性分组码中最重要的一个子类。它的最大特点是理论上具有成熟的代数结构, 可采用码多项式描述, 能够用移位寄存器来实现。

### 1. 循环码的多项式表示

循环码具有循环推移不变性: 若  $C$  为循环码, 即  $C = (C_0, C_1, \dots, C_{n-1})$ , 若将  $C$  左移、右移若干位, 其性质不变, 且具有循环周期  $n$ 。对任意一个周期为  $n$  的即  $n$  维的循环码, 一定可以

找到一个惟一的  $n$  次码多项式表示，即在两者之间可以建立下列一一对应的关系：

$n$ 元码组	$\leftrightarrow$	$n$ 阶码多项式
$\mathbf{C} = (C_0, C_1, \dots, C_{n-1})$	$\leftrightarrow$	$C(x) = C_0 + C_1x + \dots + C_{n-1}x^{n-1}$
码组(字)之间的模 2 运算	$\leftrightarrow$	码多项式间的乘积运算
有限域 $GF(2^k)$	$\leftrightarrow$	码多项式域 $F_2(x), \text{mod } f(x)$

上述对应关系可以应用下面例子说明。

$$\begin{array}{lll}
 \mathbf{C} = (11010) & \leftrightarrow & C(x) = 1 + x + x^3 \\
 \text{右移一位为 } 01101 & \leftrightarrow & xC(x) = x + x^2 + x^4 \\
 \text{两者模 2 加} & \leftrightarrow & \text{两码多项式相乘} \\
 \begin{array}{r} 11010 \\ \oplus 01101 \\ \hline 10111 \end{array} & & \begin{array}{r} 1 + x + x^3 \\ \times 1 + x \\ \hline x + x^2 + x^4 \\ \hline 1 + x^2 + x^3 + x^4 \end{array}
 \end{array}$$

由上述两者之间一一对应的同构关系，可以将在通常的有限域  $GF(2^k)$  中的“同余”(模)运算进一步推广至多项式域，并进行多项式域中的“同余”(模)运算如下

$$\frac{C(x)}{p(x)} = Q(x) + \frac{r(x)}{p(x)} \quad (7.2.13)$$

或写为

$$C(x) = r(x), \text{mod } p(x) \quad (7.2.14)$$

式中， $C(x)$  为码多项式； $p(x)$  为素(不可约)多项式； $Q(x)$  为商； $r(x)$  为余多项式。

## 2. 生成多项式和监督多项式

在循环码中，可将上面线性分组码的生成矩阵  $G$  与监督矩阵  $H$  进一步简化为对应生成多项式  $g(x)$  和监督多项式  $h(x)$ 。

仍以(7,3) 线性分组码为例，其生成矩阵可以表示为

$$G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (7.2.15)$$

将  $G$  进行初等变换后得

$$\begin{aligned}
 G &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x^2 + x^4 + x^5 + x^6 \\ x + x^2 + x^4 + x^5 \\ 1 + x^2 + x^3 + x^4 \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} x^2(1 + x^2 + x^3 + x^4) \\ x(1 + x^2 + x^3 + x^4) \\ 1(1 + x^2 + x^3 + x^4) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x^2 \cdot g(x) \\ x \cdot g(x) \\ 1 \cdot g(x) \end{bmatrix} \quad (7.2.16)
 \end{aligned}$$

可见，利用循环特性，生成矩阵  $G$  可以进一步简化为生成多项式  $g(x)$ 。同理，监督矩阵  $H$  亦可以进一步简化为监督多项式  $h(x)$ ，不再赘述。

BCH 码是一类最重要的循环码，它能在在一个信息码元分组中纠正多个独立的随机差错。BCH 码是 1959 ~ 1960 年由 3 位学者：霍昆格姆(Hocquenghem)、博斯(Bose) 和查得胡里(Chaudhuri) 各自独立发现的二元线性循环码，故取 3 位学者人名字头的 3 个字母命名为 BCH 码。BCH 码具有纠错能力强，构造方便，编译码较易实现等一系列优点。

BCH 码的生成多项式  $g(x)$  为

$$g(x) = \text{LCM}[m_1(x), m_2(x), \dots, m_{2t+1}(x)] \quad (7.2.17)$$

式中， $t$  为纠错的个数； $m_i(x)$  为素(不可约)多项式；LCM 为最小公倍数。由上述生成多项式得到的循环码，称为 BCH 码。BCH 码的最小距离为  $d \geq d_0 = 2t+1$ ，其中  $d_0$  为设计距离， $t$  为能纠正的独立随机差错的个数。BCH 码可以分为两类：码长  $n = 2^m - 1$ ，称为本原 BCH 码，或称为狭义 BCH 码；码长为  $n = 2^m - 1$  的因子，称为非本原 BCH 码，或称为广义 BCH 码。

RS(Reed-Solomon) 码是一种特殊的非二进制 BCH 码。在移动通信中，常用一类特殊的  $q = 2^m (m > 1)$ ，码元符号取自  $GF(2^m)$  的多边制 RS 码，来纠正突发差错。将输入信息分为  $km$  比特为一组，每组  $k$  个符号，而每个符号由  $m$  比特组成，而不是 BCH 码的单比特。其码长  $n = 2^m - 1$  符号或  $m(2^m - 1)$  比特，信息段  $k$  个符号或  $km$  比特，监督段  $n - k = 2t$  个符号或  $m(n - k) = 2mt$  比特，最小距离  $d_{\min} = 2t + 1$ 。

### 7.2.3 检错码

循环码特别适合于检错，这是由于它既有很强的检错能力，同时实现也比较简单。循环冗余监督 CRC(Cyclic Redundancy Check) 码就是常用的检错码。它能发现突发长度小于  $n - k + 1$  的突发错误，能发现突发长度等于  $n - k + 1$  的突发错误(其中不可检测错误为  $2^{-(n-k-1)}$ )，能发现大部分突发长度大于  $n - k + 1$  的突发错误(其中不可检测错误为  $2^{-(n-k)}$ )，所有与许用码组码距不大于最小距离  $d_{\min} - 1$  的错误及所有奇数个错误。

已成为国际标准的常用 CRC 码有以下 4 种。

(1) CRC-12

其生成多项式为

$$g(x) = 1 + x + x^2 + x^3 + x^{11} + x^{12} \quad (7.2.18)$$

(2) CRC-16

其生成多项式为

$$g(x) = 1 + x^2 + x^{15} + x^{16} \quad (7.2.19)$$

(3) CRC-CCITT

其生成多项式为

$$g(x) = 1 + x^5 + x^{12} + x^{16} \quad (7.2.20)$$

(4) CRC-32

其生成多项式为

$$g(x) = 1 + x + x^2 + x^4 + x^5 + x^7 + x^8 + x^{10} + x^{11} + x^{12} + x^{16} + x^{22} + x^{23} + x^{25} + x^{32} \quad (7.2.21)$$

其中，CRC-12 用于字符长度为 6bit 的情况，其余 3 种均用于 8bit 字符。

## 7.3 卷积码

### 7.3.1 基本概念

卷积码不同于上述的线性分组码和循环码，它是一类有记忆的非分组码。卷积码一般可记为 $(n, k, m)$ 码。其中， $k$ 表示编码器输入端信息数据位， $n$ 表示编码器输出端码元数，而 $m$ 表示编码器中寄存器的节数。从编码器输入端来看，卷积码仍然是每 $k$ 位数据一组，分组输入。从编码器输出端来看，卷积码是非分组的，它输出的 $n$ 位码元不仅与当时输入的 $k$ 位数据有关，而且还进一步与编码器中寄存器以前分组的 $m$ 位输入数据有关。所以它是一个有记忆的非分组码。

由于卷积码的编码规则遵从卷积运算规律，卷积码因此而得名。卷积码为有记忆编码，其记忆或称约束长度 $l = m + 1$ ，其中 $m$ 为编码器中寄存器的节数。

### 7.3.2 编码器的结构

卷积码的典型结构可看做由一个有 $k$ 个输入端， $n$ 个输出端，且具有 $m$ 节寄存器构成的一个有限状态，或有记忆系统，也可看做一个有记忆的时序网络。

卷积码的典型编码器结构如图 7.1 所示。

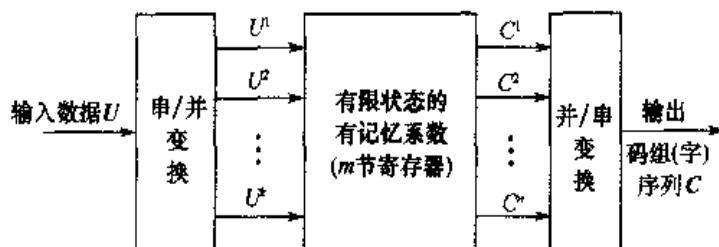


图 7.1 卷积码编码器结构

### 7.3.3 卷积码的描述

卷积码的描述可以分为两大类型：解析法，它可以用数学公式直接表达，包括离散卷积法、生成矩阵法、码生成多项式法；图形法，包括状态图（是最基本的图形表达形式）、树图及格图（或称为篱笆图）。

下面以一个最简单的 $(2, 1, 2)$ 卷积码为例，如图 7.2 所示。图中， $k = 1$ ， $n = 2$ ， $m = 2$ ，它可以分别采用离散卷积、生成矩阵和码多项式 3 种等效的方法描述，下面将分别予以介绍。

#### 1. 离散卷积法

若输入数据序列为

$$\mathbf{U} = (U_0, U_1, \dots, U_{k-1}, U_k, \dots) \quad (7.3.1)$$

这里经串/并变换后，输入编码器为一路，经编码后输出为两路码组，它们分别为

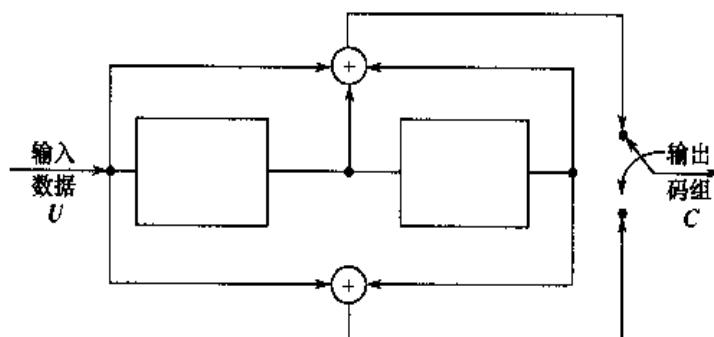


图 7.2 (2,1,2) 卷积码编码器

$$\mathbf{C}^1 = (C_0^1, C_1^1, \dots, C_{n-1}^1, C_n^1, \dots) \quad (7.3.2)$$

$$\mathbf{C}^2 = (C_0^2, C_1^2, \dots, C_{n-1}^2, C_n^2, \dots) \quad (7.3.3)$$

卷积码的离散卷积表达式为

$$\begin{aligned} \mathbf{C}^1 &= \mathbf{U} * \mathbf{g}^1 \\ \mathbf{C}^2 &= \mathbf{U} * \mathbf{g}^2 \\ \mathbf{C} &= (\mathbf{C}^1, \mathbf{C}^2) \end{aligned} \quad (7.3.4)$$

式中,  $\mathbf{g}^1$  与  $\mathbf{g}^2$  为两路输出中编码器的脉冲响应, 即当输入为  $\mathbf{U} = (1\ 0\ 0\ 0\dots)$  的单位脉冲时, 图 7.2 中上下两个模 2 加观察到的输出值。这时有

$$\begin{aligned} \mathbf{g}^1 &= (1\ 1\ 1) \\ \mathbf{g}^2 &= (1\ 0\ 1) \end{aligned} \quad (7.3.5)$$

若输入数据序列为

$$\mathbf{U} = (1\ 0\ 1\ 1\ 1) \quad (7.3.6)$$

则有

$$\mathbf{C}^1 = \mathbf{U} * \mathbf{g}^1 = (1\ 0\ 1\ 1\ 1) \times (1\ 1\ 1) = (1\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1)$$

$$\mathbf{C}^2 = \mathbf{U} * \mathbf{g}^2 = (1\ 0\ 1\ 1\ 1) \times (1\ 0\ 1) = (1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1) \quad (7.3.7)$$

$$\mathbf{C} = (\mathbf{C}^1, \mathbf{C}^2) = (11, 10, 00, 01, 10, 01, 11) \quad (7.3.8)$$

## 2. 生成矩阵法

离散卷积法是卷积码中首先给出的解析表达式法, 并因此而命名为卷积码。后来人们经过进一步的分析发现, 卷积码也可以采用类似于线性分组码和循环码分析中常采用的两类方法: 生成矩阵法和码多项式法, 前者多用于理论分析, 后者多用于工程实现。

仍以上述(2,1,2)卷积码为例, 由生成矩阵表达式形式有

$$\mathbf{C} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{G} = (U_0 U_1 U_2 U_3 U_4) \begin{pmatrix} g_0^1 g_0^2 & g_1^1 g_1^2 & g_2^1 g_2^2 & 0 \\ & g_0^1 g_0^2 & g_1^1 g_1^2 & g_2^1 g_2^2 \\ 0 & & g_0^1 g_0^2 & g_1^1 g_1^2 & g_2^1 g_2^2 \\ & & & \cdots & \cdots & \cdots \end{pmatrix}$$

$$= (10111) \begin{pmatrix} 11 & 10 & 11 \\ 11 & 10 & 11 & 0 \\ & 11 & 10 & 11 \\ 0 & & 11 & 10 & 11 \\ & & & 11 & 10 & 11 \end{pmatrix} = (11, 10, 00, 01, 10, 01, 11) \quad (7.3.9)$$

由上式可见, 若  $U$  为无限长数据序列, 则生成矩阵为一个有头无尾的半无限矩阵。由生成矩阵解析式可以更清楚地看出卷积码的非分组性质。

### 3. 码多项式法

为了简化, 仍以上述(2,1,2)卷积码为例。输入数据序列及其对应的多项式为

$$\begin{aligned} U &= (10111) \leftrightarrow U(x) = 1 + x^2 + x^3 + x^4 \\ g^1 &= (111) \leftrightarrow g^1(x) = 1 + x + x^2 \\ g^2 &= (101) \leftrightarrow g^2(x) = 1 + x^2 \end{aligned}$$

输出的码组多项式为

$$\begin{aligned} C^1(x) &= U(x) \times g^1(x) = (1 + x^2 + x^3 + x^4)(1 + x + x^2) \\ &= 1 + x^2 + x^3 + x^4 + x + x^3 + x^4 + x^5 + x^2 + x^4 + x^5 + x^6 \\ &= 1 + x + x^4 + x^6 \end{aligned} \quad (7.3.10)$$

$$\begin{aligned} C^2(x) &= U(x) \times g^2(x) \\ &= (1 + x^2 + x^3 + x^4)(1 + x^2) = 1 + x^3 + x^5 + x^6 \end{aligned} \quad (7.3.11)$$

对应的码组为

$$\begin{aligned} C^1(x) &= 1 + x + x^4 + x^6 \leftrightarrow C^1 = (1100101) \\ C^2(x) &= 1 + x^3 + x^5 + x^6 \leftrightarrow C^2 = (1001011) \\ C &= (C^1, C^2) = (11, 10, 00, 01, 10, 01, 11) \end{aligned} \quad (7.3.12)$$

对比 3 种不同的描述方式, 同一个(2,1,2)卷积编码器可获得的结果分别为式(7.3.8)、式(7.3.9)及式(7.3.12), 显然它们是完全一样的。

下面再给出一个例子, 是(3,2,1)卷积码, 其编码器结构如图 7.3 所示。图中,  $k = 2$ ,  $n = 3$ ,  $m = 1$ 。若输入数据序列  $U = (110110)$ , 由图 7.3 可知, 将它分为并行两路, 其中  $U^1 = (101)$ ,  $U^2 = (110)$ 。编码器的生成序列亦可由图分别写出, 即

$$\begin{aligned} g_1^1 &= (11), g_1^2 = (01), g_1^3 = (11) \\ g_2^1 &= (01), g_2^2 = (10), g_2^3 = (10) \end{aligned} \quad (7.3.13)$$

式中,  $g_i^j$  的上标  $j$  表示输出并行路数, 下标  $i$  则表示输入并行路数。

若采用生成矩阵法, 则有

$$\begin{aligned} C &= U \cdot G = (110110) \begin{pmatrix} 101 & 111 \\ 011 & 100 \\ & 101 & 111 \\ & 011 & 100 \\ & & 101 & 111 \\ & & & 011 & 100 \end{pmatrix} \\ &= (110000001111) \end{aligned} \quad (7.3.14)$$

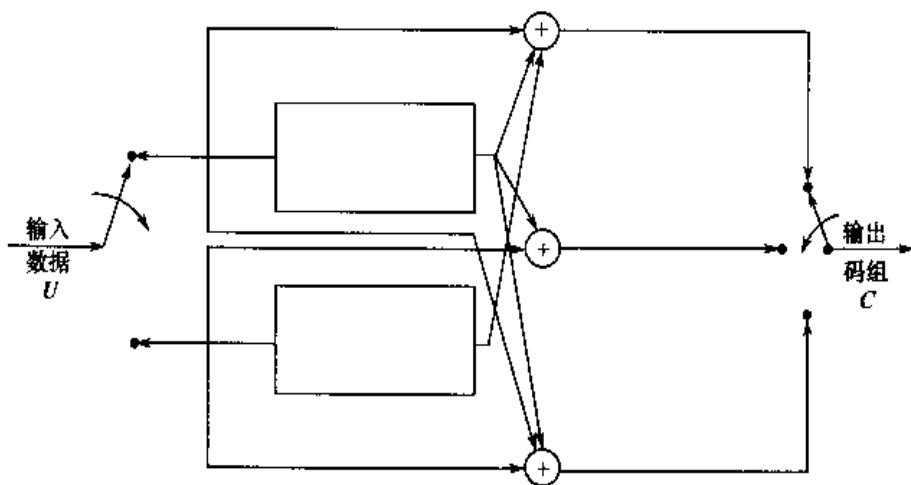


图 7.3 (3,2,1) 卷积码编码器

#### 4. 状态图

除了上述 3 种解析表达方式以外，还可以采用比较形象的图形表示法。而且一般情况下，3 种解析表示法比较适合于描述编码过程，而图形法则比较适合于描述译码。状态图法则是 3 种图形法的基础。

这里仍然以最简单的(2,1,2)卷积码为例。由于  $k=1, n=2, m=2$ ，所以总的可能状态数位为  $2^{2m} = 2^2 = 4$  种，分别表示为  $a=00, b=10, c=01, d=11$ ，而每一时刻可能输入有两个，即  $2^k=2^1=2$ 。若输入的数据序列为： $U=(U_0, U_1, \dots, U_i, \dots)=(1\ 0\ 1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 0\dots)$ 。由图 7.2 按输入数据序列分别完成下面 9 步：

- (1) 首先，对图 7.2 中寄存器进行清 0，此时寄存器的起始状态为 00；
- (2) 输入  $U_0 = 1$ ，寄存器状态为 10，输出分两路  $C_0^1 = 1 \oplus 0 \oplus 0 = 1, C_0^2 = 1 \oplus 0 = 1$ ，故  $C = (C_0^1, C_0^2) = (1, 1)$ ；
- (3) 输入  $U_1 = 0$ ，寄存器状态为 01，可算出  $C = (1, 0)$ ；
- (4) 输入  $U_2 = 1$ ，寄存器状态为 10，可算出  $C = (0, 0)$ ；
- (5) 输入  $U_3 = 1$ ，寄存器状态为 11，可算出  $C = (0, 1)$ ；
- (6) 输入  $U_4 = 1$ ，寄存器状态为 11，可算出  $C = (1, 0)$ ；
- (7) 输入  $U_5 = 0$ ，寄存器状态为 01，可算出  $C = (0, 1)$ ；
- (8) 输入  $U_6 = 0$ ，寄存器状态为 00，可算出  $C = (1, 1)$ ；
- (9) 输入  $U_7 = 0$ ，寄存器状态为 00，可算出  $C = (0, 0)$ 。

若按以上步骤可画出一个完整的状态图，如图 7.4 所示。图中共有 4 个状态： $a=00, b=10, c=01, d=11$ ，两状态转移的箭头表示状态转移的方向，括号内的数字表示输入数据信息，括号外的数字则表示对应输出的码组(字)。

状态图结构简单，但其时序关系不够清晰，且输入数据位很多时将产生重复。然而在译码时，时序关系很重要。为了解决时序关系，人们在状态图的基础上以时间为横轴将状态图展开，就形成了时序不重复的树形结构图。

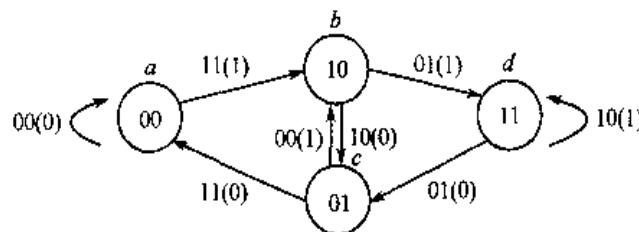


图 7.4 (2,1,2) 卷积码状态图

### 5. 树图

它是以时序关系为横轴将状态图进行展开，并展示出编码器的所有输入和输出的可能性。下面仍以(2,1,2)卷积码为例给出其树形展开图，如图 7.5 所示。

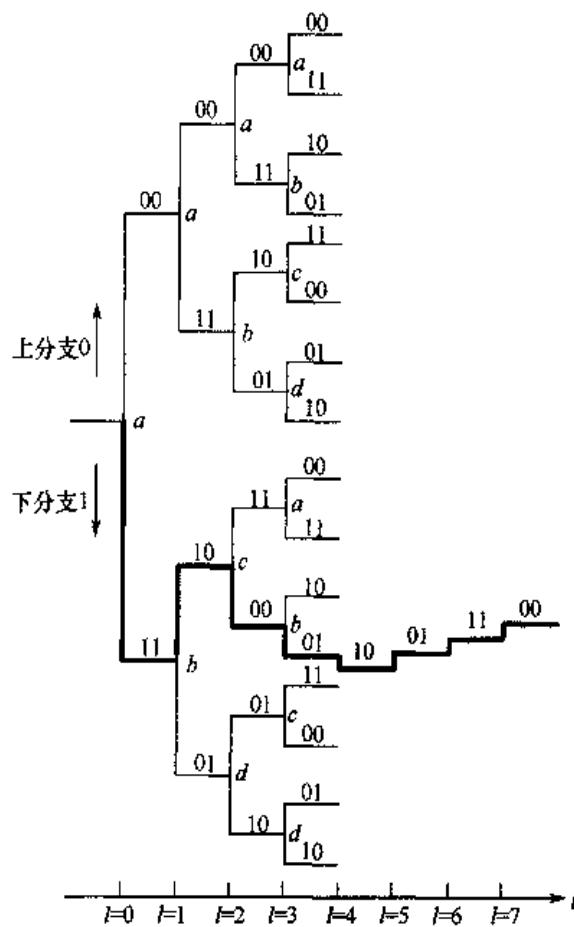


图 7.5 (2,1,2) 卷积码树图表示

由图 7.5 可见，树图具有下列特点：树图展示了编码器的所有输入、输出的可能情况；每一个输入数据序列  $U$  都可以在树图上找到一条唯一的且不重复的路径；图中横坐标表示时序关系的节点级数  $l$ ，两纵坐标则表示不同节点  $l$  值时的所有可能的状态，可见图形展示了一目了然的时序关系。仔细分析树图不难发现，(2,1,2)卷积码仅有 4 个状态： $a, b, c, d$ ，而树图随着输入数据的增长将不断地像核裂变一样一分为二向后展开，这必然会产生大量的重复状

态。从图中  $l = 3$  开始就不断产生重复，因此树图结构复杂，且不断重复。

是否存在一种既有明显时序关系特性又不产生重复图形的结构呢？这就是下面要进一步介绍的格图结构。

## 6. 格图

格图是3种图形表示式中最有用、最有价值的图形形式，由于它特别适合于卷积码中的维特比译码，所以备受重视。

格图又称为篱笆图，它像农村庄园中的篱笆墙而得名。格图是由状态图和树图演变而来的，它既保留了状态图简洁的状态关系，又保留了树图时序展开的直观特性。具体地说，它将树图中如  $l \geq 3$  以后的所有重复状态合并折叠起来，因而它在横轴上仅保留4个基本状态： $a = 00, b = 10, c = 01, d = 11$ ，而将  $l \geq 3$  时所有重复状态均合并，折叠到这4个基本状态上。

为了便于比较，下面仍以最简单的(2,1,2)卷积码为例，即  $k = 1, n = 2, m = 2$  画出其格图。总状态数为  $2^{kn} = 2^2 = 4$  种，它们分别为  $a = 00, b = 10, c = 01, d = 11$ 。每个时刻  $l$  可能的输入有  $2^k = 2^1 = 2$  种，同理可能输出亦为  $2^k = 2^1 = 2$  种。

若仍设输入数据序列为  $\mathbf{U} = (U_0, U_1, \dots, U_i, \dots) = (1\ 0\ 1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 0\dots)$ ，则输出码组(字)序列由图 7.2 可求出

$$\mathbf{C} = (\mathbf{C}^1, \mathbf{C}^2) = (11, 10, 00, 01, 10, 01, 11) \quad (7.3.15)$$

则(2,1,2)卷积码的格图结构如图 7.6 所示。由图可见： $l=0$  和  $l=1$  的前两段及  $l=5, l=6$  后两级为状态的建立期和恢复期，其状态数少于4种；中间状态  $2 \leq l \leq 4$ ，格图占满状态；当  $U_l = 0$ ，为上分支，用实线代表，当  $U_l = 1$ ，为下分支，用虚线代表，当输入  $\mathbf{U} = (1\ 0\ 1\ 1\ 1\ 0\ 0)$  时，输出码组(字)为  $\mathbf{C} = (11, 10, 00, 01, 10, 01, 11)$ ，在图中用粗黑线表示，其对应的状态转移为“ $a\ b\ c\ b\ d\ d\ c\ a$ ”，与图中的粗黑线所表示的输出码组(字)及相应状态转移完全是一致的。

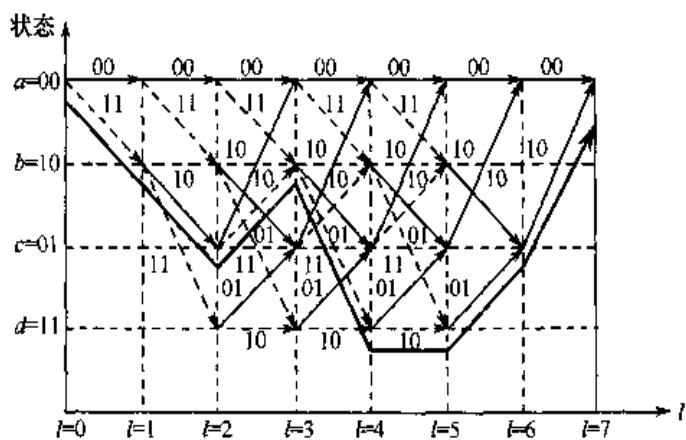


图 7.6 (2,1,2) 卷积码格图表示

### 7.3.4 维特比(Viterbi)译码

卷积码的译码可以分为两类：代数译码的门限译码、概率译码的序列译码与维特比译码。

维特比译码是目前最常采用的译码方法，本节仅介绍维特比译码。该算法是1967年由Viterbi提出的概率译码方法，后来Omura指出，它实质上就是最大似然译码。

### 1. 译码准则

在数字与数据通信中，通信的可靠性度量一般是采用平均误码率  $P_e$ ，由概率论可知，最小平均误码率等效于最大后验概率，即

$$\min P_e = \min \sum_Y P(Y)P(e/Y) = \min \sum_Y P(Y)P(\hat{C} \neq C/Y) \quad (7.3.16)$$

式中， $P(Y)$  为接收信号序列的概率，它与具体译码方式无关； $e$  为差错序列； $\hat{C}$  为接收端恢复的码组(字)； $C$  为发送的码组(字)。由贝叶斯(Bayes)公式，在信源等先验概率的条件下，最大后验概率准则与最大似然准则等效的。即

$$P(e/Y) = \frac{P(C)P(Y/e)}{P(Y)} \quad (7.3.17)$$

当  $P(C)$  为等概率分布时，有

$$\max P(\hat{C} = C/Y) = \max P(Y/\hat{C} = C) \quad (7.3.18)$$

对于无记忆的二进制对称信道BSC，最大似然准则又可等效于最小汉明距离准则，即

$$\max_{\hat{C}} P(Y/\hat{C} = C) = \min d(Y, C) = \min \sum_{l=0}^{L-1} d(y_l, c_l) \quad (7.3.19)$$

在维特比译码中，硬判决中常采用最小汉明距离准则，而软判决中常采用最大似然准则。

### 2. 硬判决译码算法

这里仍以最简单的(2,1,2)卷积码为例。(2,1,2)卷积码的Viterbi译码是以图7.6为基础的。由图可知，格图横轴共有  $L+m+1$  个时间段(节点级数)，其中  $L$  为数据信息长度， $m$  为寄存器级(节)数。由于系统是有记忆的，其影响可扩展至  $l=L+m+1$  位。图中是按  $U=(101111)$  即  $L=5$ ,  $m=2$  考虑的，这时  $l=5+2+1=8$ ，所以图中横轴以  $l=0, 1, 2, \dots, 7$  表示，且图中前  $l=m=2$  位为建立状态，后  $l \geq L$  即  $l=5, 6$  为回归恢复状态。

Viterbi译码器主要步骤如下：

(1) 从  $l=m=2$  开始，网格充满状态，并将路径存储器(PM)和路径度量存储器(MM)从  $l=0$  至  $l=m=2$  的初始状态记录下来，完成初始化。

(2)  $l=l+1(l=2+1=3)$  接收新一组数据并完成下列运算：进行  $l=l(=2)$  至  $l=l+1(=3)$  分支路径度量计算，从 MM 寄存器中取出  $l=l(=2)$  时刻幸存路径度量值；进行累加 → 比较 → 选择(ACS)基本计算并产生新的幸存路径；将新的幸存路径及其度量值分别存入 PM 和 MM 中。

(3) 如果  $l < L+M = 5+2 = 7$ ，回到步骤(2)，否则继续往下进行。

(4) 求 MM 中最大似然值(或最小汉明距离)和对应的 PM 中最佳路径值，即为维特比译码的最后输出值。

根据上述维特比译码算法，给出下列一个例子和维特比算法的运算过程和最后结果。

若输入数据序列为： $U=(10111100)$ ，其中后两位00为尾比特，其目的是为了将状态

恢复回归至初始状态，所以真正输入的数据为 10111 五位，即  $L=5$ 。在发送端，经图 7.2 的(2,1,2)编码器编码后输出为： $C = (11, 10, 00, 01, 10, 01, 11)$ ，在接收端，经过信道传输后，假设接收到的信号序列为： $Y = (10, 10, 01, 01, 10, 01, 11)$ 。对照发送和接收信号，可求得汉明距离如下：发送端， $C = (11, 10, 00, 01, 10, 01, 11)$ ；接收端， $Y = (10, 10, 01, 01, 10, 01, 11)$ ；汉明距离： $d(Y, C) = 1 + 0 + 1 + 0 + 0 + 0 + 0 = 2$ 。

当维特比译码采用最常用的硬判决时，信道可假设为较理想的二进制对称 BSC 信道，此时最优的最大似然译码可进一步简化为最小汉明距离译码，其度量值可用式(7.3.19)直接计算求得，其结果如图 7.7 所示。

首先，将所有分支度量值全部计算出来并对应列在图中，结果如图 7.7 所示。

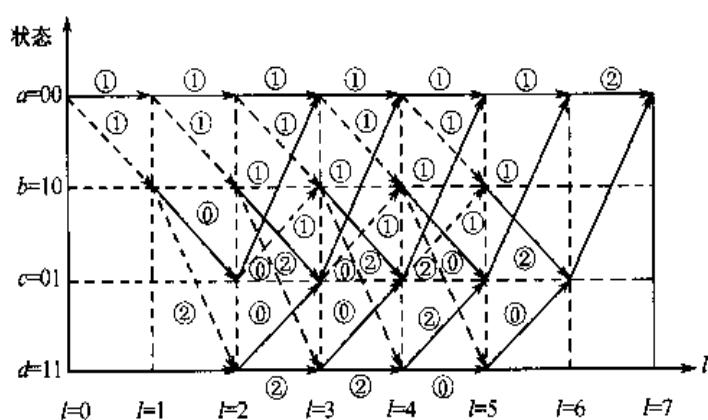


图 7.7  $L=5, (2,1,2)$  卷积码汉明距离图

其次，按照维特比算法，求出的幸存路径如图 7.8 所示。

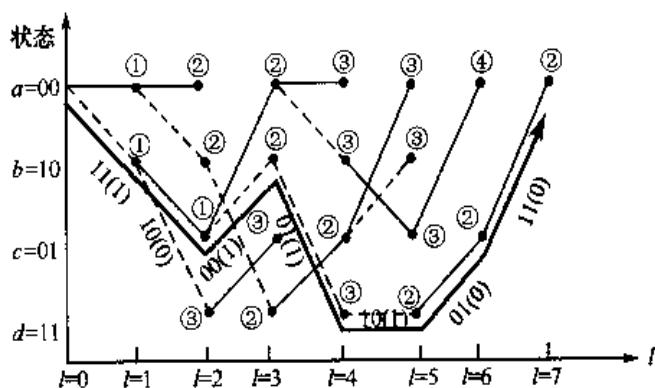


图 7.8  $L=5, (2,1,2)$  卷积码 Viterbi 译码图

由上述两图可见，在(2,1,2)卷积码的 Viterbi 译码中，进入每一个节点有两个路径，仅能保留汉明距离最小的那一条路径，另一路则需删除，这样可以大大节省往后继续运算的运算量；在整个译码运算过程中，不断删除淘汰那些汉明距离大的路径，最后仅保留唯一的一条走到底的全通路径，其积累汉明距离最小，它即为所需的译码序列。在图 7.8 中，求得的最后译码序列唯一的一条全通路径用粗黑线表示。

译出的码组(字)： $\hat{C} = (11, 10, 00, 01, 10, 01, 11)$ ，译出的对应数据  $\hat{U} = (1\ 0\ 1\ 1\ 1\ 0)$

0), 其中后两位 0 0 为尾比特。它对应的状态转移路线为: (后两步状态转移为了回归原状态  $a$ )  $a_0 = 00 \rightarrow b_1 = 10 \rightarrow c_2 = 01 \rightarrow b_3 = 10 \rightarrow d_4 = 11 \rightarrow d_5 = 11 \rightarrow c_6 = 01 \rightarrow a_7 = 00$ , 即从  $a$  状态回归至  $a$  状态。将译出的数据  $\hat{U}$  与发送的数据  $U$  对比, 两者完全一致, 即没有差错。

### 3. 软判决译码

关于两电平(硬)判决与多电平(软)判决, 两电平是非此即彼即非 0 即 1 的判决, 所以称它为硬判决; 而多电平则不属于非 0 即 1 的简单的硬判决。软、硬判决所允许的归一化噪声、干扰水平是不一样的。电平级数越多, 允许噪声、干扰越大, 判决性能越好, 但是电平越多, 实现就越复杂, 一般取 4 或 8 电平即可。软判决与硬判决的译码过程完全类似, 两者之间的主要差异有:

(1) 信道模型不一样。硬判决采用二进制对称信道 BSC 模型, 软判决由于是多电平判决, 就不能再采用二进制信道模型, 所以采用离散无记忆信道模型即 DMC 模型。

(2) 度量值与度量标准不一样, 硬判决的度量值是汉明距离, 度量准则是最小汉明距离准则; 软判决的度量值是似然值, 度量标准是最大似然准则。

软判决与硬判决相比, 稍增加了一些复杂度, 但是在性能上却比硬判决好 1.5 ~ 2dB, 所以在实际译码中常采用软判决。

## 7.4 级联码

### 7.4.1 基本概念

在很多实际的通信信道中, 出现的差错既不是单纯的随机独立差错, 也不是明显的突发差错, 而是混合性差错, 由此需要寻找强有力的、能纠正混合差错性能的纠错码。由信道编码定理可知, 纠错能力与纠错码本身的长度成正比, 但是采用单一结构、单一形式的码来构造长码一般是非常复杂的, 也是不合算的。因此, 需要另找新思路来构造性能优良的长码。

乘积码、级联码等就是在上述思路启发下产生的不同形式的复合码。所谓复合码, 就是采用若干个相同或不同结构的单元(成员)码按照某种复合结构合成一个高性能、高效率的复合码。确切地说, 级联码从原理上分为两类: 一类为串行级联码, 一般就称为级联码, 也即本节将要介绍的内容; 另一种是并行级联码, 这就是后面将要介绍的 Turbo 码。当然, 从结构上看, 还有串、并联相结合的混合级联码。由于其结构较复杂, 很少有人深究, 我们仅讨论串行级联码。

级联码是一种由短码串行级联构造长码的一类特殊、有效的方法, 它首先由 Forney 提出。用这种方法构造出的长码不需要像单一结构构造长码时那样复杂的编、译码设备, 而性能一般优于同一长度的长码, 因此得到广泛的重视和应用。

Forney 当初提出的是一个两级串行的级联码, 其结构为

$$(n, k) = [n_1 \times n_2, k_1 \times k_2] = [(n_1, k_1), (n_2, k_2)] \quad (7.4.1)$$

它是由两个短码  $(n_1, k_1), (n_2, k_2)$  串接构成一个长码  $(n, k)$ , 称  $(n_1, k_1)$  为内码,  $(n_2, k_2)$  为外码; 若总数据输入位  $k$  由若干个字节组成, 则  $k = k_1 \times k_2$ , 即由  $k_2$  个字节, 每个字

节含有  $k_1 = 8$  位；这时  $(n_1, k_1)$  主要负责纠正字节内(8位内)随机独立差错， $(n_2, k_2)$  则负责纠正字节之间和字节内未纠正的剩余差错。它既可纠正随机独立差错，但更主要的是纠正突发性差错，其纠错能力比较强。

从原理上看，内码  $(n_1, k_1)$ 、外码  $(n_2, k_2)$  采用何种类型纠错码是可以任意选取的，两者既可以是同一类型，也可以是不同类型。目前最典型的、采用最多的组合是  $(n_1, k_1)$  选择纠随机独立差错性能强的卷积码，而  $(n_2, k_2)$  则选择性能更强的纠突发差错为主的 RS 码。

下面以最典型的两级串接级联码为例，给出典型结构如图 7.9 所示。

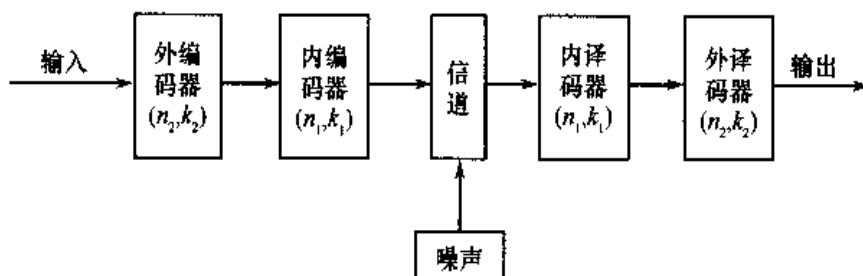


图 7.9 典型级联码组成结构

若内编码器的最小距离为  $d_1$ ，外编码器的最小距离为  $d_2$ ，则级联码的最小距离为  $d = d_1 \times d_2$ 。级联码结构是由其内、外码串接构成的，其设备量是两者的直接组合，显然它要比直接采用一种长码结构所需设备简单得多。

#### 7.4.2 级联码的标准与性能

最早采用级联码的是美国国家宇航局(NASA)，20世纪80年代，NASA将它用于深空遥测数据的纠错中。1984年，NASA采用 $(2, 1, 7)$ 卷积码作为内码， $(255, 223)$ RS码作为外码构成级联码。并在内、外码之间加上一个交织器，其交织深度为 $2 \sim 8$ 个外码块，其性能达到：当  $E_b/N_0 = 2.53\text{dB}$ ，其比特误码率  $P_b \leqslant 10^{-6}$ 。后来 NASA 以该码为参数标准于 1987 年制定了 CCSDS 遥测系列编码标准。

由 $(2, 1, 7)$ 卷积码与 $(255, 223)$ RS码构成的典型级联码组成框图如图 7.10 所示。

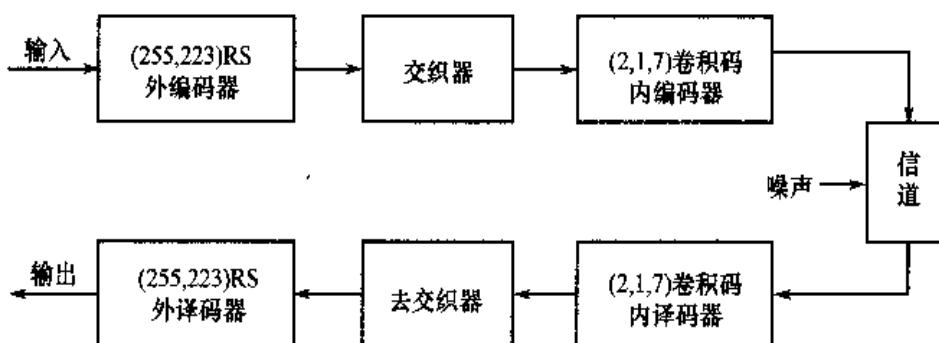


图 7.10 CCSDS 标准典型级联码结构

下面给出一些典型级联码的性能曲线，如图 7.11 所示。

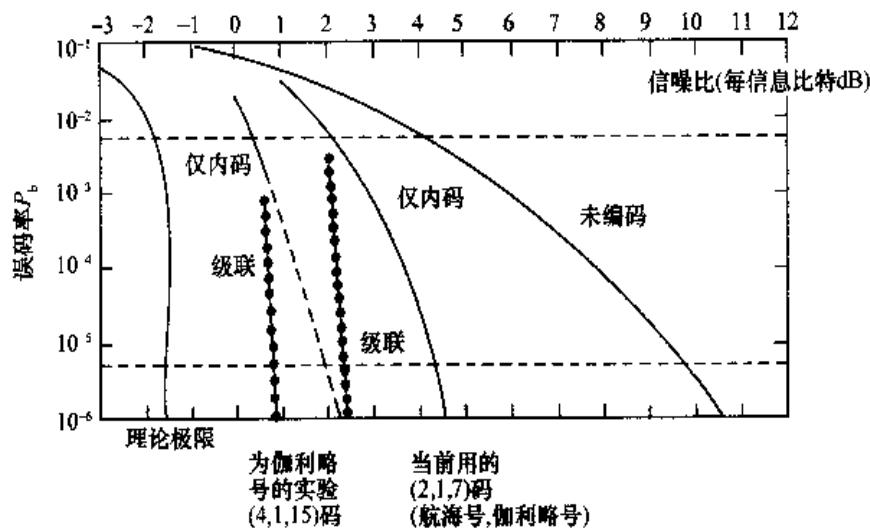


图 7.11 典型级联码的性能曲线

## 7.5 Turbo 码

1993 年，在 ICC 国际会议上，C. Berrou, A. Glavieux, P. thitimajshlwa 共同提出 Turbo 码<sup>[7.2]</sup>。Turbo 码中，Turbo 是英文中的前缀，是指带有涡轮驱动，即反复迭代的含义。

### 7.5.1 Turbo 码的编码原理

Turbo 码的编码器原理框图如图 7.12 所示。

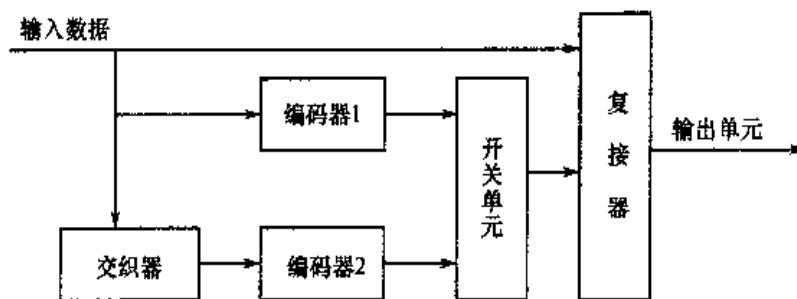


图 7.12 Turbo 码编码器原理框图

由图 7.12 可以看出，编码器有 3 个基本组成部分：直接输入；经过编码器 1 送入开关单元；输入数据经过交织器后再通过编码器 2 送入开关单元。以上三者可以看做并行级联，因此，Turbo 码从原理上可看做并行级联码。

两个编码器分别称为 Turbo 码的二维分量(单元组成)码，从原理上看，它可以很自然地推广到多维分量码。各个分量码既可以是卷积码也可以是分组码，还可以是串行级联码，两个或多个分量码既可以相同，也可以不同；从原理上看，分量码既可以是系统码，也可以是非系统码，但是为了进行有效的迭代，已证明分量码必须选用递归的系统码。

### 7.5.2 Turbo 码的译码器结构

Turbo 码的译码器原理结构图如图 7.13 所示。

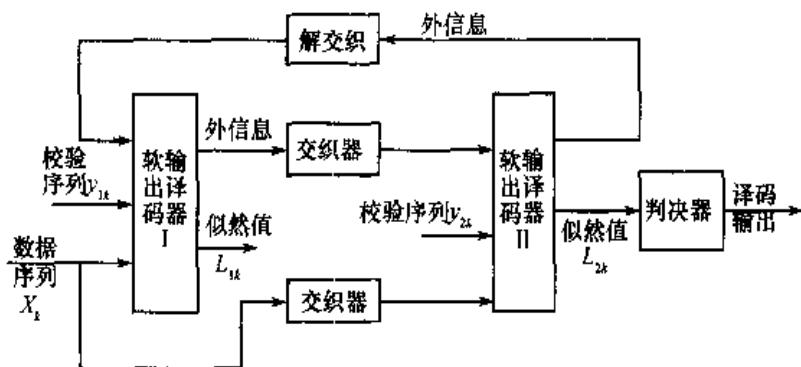


图 7.13 Turbo 码译码器原理框图

由上述 Turbo 码的原理框图可以看出，这类并行级联卷积码的译码具有反馈式迭代结构，它类似于涡轮机原理，故命名为 Turbo 码。译码算法采用软输入 / 软输出(SISO)的最大后验概率的 BCJR 迭代算法，这一算法后面将进一步讨论。

Turbo 码创始人 Berrou 提出，当分量码采用简单递归卷积码、交织器大小为  $256 \times 256$  时，其计算机仿真结果表明：当  $E_b/N_0 = 0.7\text{dB}$ ,  $\text{BER}(P_b) \leq 10^{-5}$  时，性能极其优良，这一结果比以往所有的纠错码要好得多，与 Shannon 限仅差  $1 \sim 2\text{dB}$ 。

### 7.5.3 Turbo 码的主要特性

在发送端，交织器起到随机化码组(字)重量分布的作用，使 Turbo 码的最小重量分布均匀化并达到最大。它等效于将一个可知的 Turbo 编码规则编码后进行随机化，以达到等效随机编码的作用。

在接收端，交织器、去交织器与多次反馈迭代译码同样也等效起到了随机译码的作用。另外，交织器还同时能将具有突发差错的衰落信道改造成随机独立差错信道。级联编、译码能起到利用短码构造长码的作用，再加上交织器的随机化作用，使级联码也具有随机性，从而可以克服确定性的固定式级联码的渐进性能差的缺点。并行级联码采用最优的多次迭代软输入 / 软输出的最大后验概率 BCJR 算法，从而大大地改善了译码的性能。

综上所述，Turbo 码所采用的手段与 Shannon 证明信道编码定理时提出的 3 个先决条件：采用随机码、码长无限长和在接收端选用最佳的最大后验概率算法不谋而合。这也正是 Turbo 码取得接近最佳性能的主要原因。

Turbo 码常用的译码算法是 Bahl 等人提出的计算每个码元最大后验概率(MAP)的迭代算法，一般称它为 BCJR 算法(由提出算法的 4 位作者名字的首字母构成)和软输出维特比(SOVA)算法。BCJR 算法的最大特色是采用递推、迭代方法来实现最大后验概率，且每个符号的运算量不随总码长而变化，运算速度快，因而受到重视。将这一算法引入反馈迭代和软输入 / 软输出及交织、去交织，实现了级联长码的伪随机化迭代译码，使其性能非常优异，并逐步逼近了理想 Shannon 随机编、译码限。

完成 BCJR 标准算法，虽然已比最佳的最大后验算法有了很大的简化，但仍然比较复杂，工程实现上有很大难度，为了进一步简化，目前提出的主要简化算法有以下 3 种。

(1) 对数域算法：即 log-MAP，它实际上就是把上述标准算法中似然函数全部采用对数似然函数表示，这样乘法运算都变成了简单的加法运算，从而可以大为简化运算量。

(2) 最大值运算，即 Max-log-MAP，它可将 log-MAP 运算中、似然值加法表示式中的对数分量忽略掉，使似然加法完全变成求最大值运算。这样除了可省去大部分加法运算以外，更大的好处是省去了对信噪比的估计，使算法更为稳健。

(3) 软输出 Viterbi 译码，即 SOVA 算法，其运算量仅为标准 Viterbi 算法的两倍左右，最为简单，但是性能约损失 1dB。

## 7.6 交织编码

由于实际的移动信道既不是纯随机独立差错信道，也不是纯突发差错信道，而是混合性信道；前面介绍的线性分组码、循环码和卷积码大部分是用于纠正随机独立差错的。仅有其中少部分如 Fire 码和 RS 码可以纠正少量的突发差错，但如果突发长度太长，实现会太复杂，从而失去其应用价值。

前面介绍的各类信道编码其基本思路是适应信道，即什么类型信道就采用相应的适合于该类信道，并与该类信道特性相匹配的编码类型。针对 AWGN 信道，可以采用汉明码、BCH 码和卷积码等适合于纠正随机独立差错的编码方法。针对纯衰落信道，可以采用 Fire 码、RS 码及可纠正多个突发差错的分组和卷积码及 ARQ 等。针对实际的移动信道，一般可采用既可纠正随机独立差错又能纠正突发差错的级联码及 HARQ 等。

本节要介绍和讨论的是基于另一思路，它不是按照适应信道的思路来处理，而是按照改造信道的思路来分析、处理问题。它利用发送端和接收端的交织器和去交织器的信息处理手段，将一个有记忆的突发信道改造成为一个随机独立差错信道。交织编码，严格地说，它并不是一类信道编码，而只是一种改造信道的信息处理手段。它本身并不具备信道编码最基本的检错和纠错功能，只是将信道改造成随机独立差错的信道，以便更适合于纠随机独立差错的信道编码的充分应用。

### 7.6.1 交织编码的基本原理

交织编码的作用是改造信道，其实现方式有很多，有块交织、帧交织、随机交织、混合交织等。这里仅以最简单、最直观的块交织为例，介绍其实现的基本原理。交织器的实现框图如图 7.14 所示。

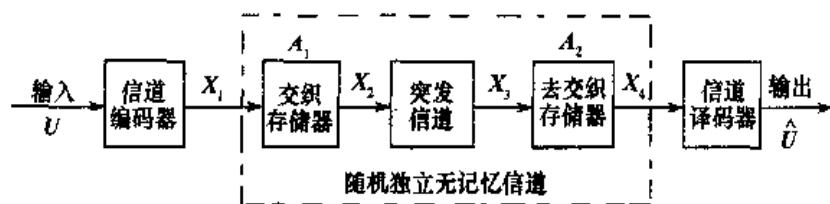


图 7.14 分组(块)交织器实现框图

由图 7.14 可见，交织、去交织由如下几步构成：

- (1) 若输入数据(块) $U$  经信道编码后为:  $\mathbf{X}_1 = (x_1 \ x_2 \ x_3 \cdots x_{25})$ ;
- (2) 发送端交织存储器为一个行列交织矩阵存储器  $A_1$ , 它按列写入、按行读出, 即

$$\mathbf{A}_1 = \begin{array}{c} \text{写入顺序} \\ \downarrow \\ \mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} x_1 & x_6 & x_{11} & x_{16} & x_{21} \\ x_2 & x_7 & x_{12} & x_{17} & x_{22} \\ x_3 & x_8 & x_{13} & x_{18} & x_{23} \\ x_4 & x_9 & x_{14} & x_{19} & x_{24} \\ x_5 & x_{10} & x_{15} & x_{20} & x_{25} \end{bmatrix} \\ \text{读出顺序} \end{array} \quad (7.6.1)$$

- (3) 交织器输出后并送入突发信道的信号为

$$\mathbf{X}_2 = (x_1 x_6 x_{11} x_{16} x_{21}, x_2 \cdots x_{22}, \cdots, x_5 \cdots x_{25}) \quad (7.6.2)$$

- (4) 假设在突发信道中受到两个突发干扰: 第一个突发干扰影响 5 位, 即产生于  $x_1$  至  $x_{21}$ ; 第二个突发干扰影响 4 位, 即产生于  $x_{13}$  至  $x_4$ 。则突发信道的输出端的输出信号  $\mathbf{X}_3$  可表示为

$$\mathbf{X}_3 = (x_1 x_6 x_{11} x_{16} x_{21}, x_2 x_7 \cdots x_{22}, x_3 x_8 x_{13} x_{18} x_{23}, x_4 x_9 \cdots x_{25}) \quad (7.6.3)$$

- (5) 在接收端, 将受突发干扰的信号送入去交织器, 去交织器也是一个行列交织矩阵的存储器  $A_2$ , 它是按行写入, 按列读出(正好与交织矩阵规律相反), 即

$$\mathbf{A}_2 = \begin{array}{c} \text{写入顺序} \\ \downarrow \\ \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} x_1 & x_6 & x_{11} & x_{16} & x_{21} \\ x_2 & x_7 & x_{12} & x_{17} & x_{22} \\ x_3 & x_8 & x_{13} & x_{18} & x_{23} \\ x_4 & x_9 & x_{14} & x_{19} & x_{24} \\ x_5 & x_{10} & x_{15} & x_{20} & x_{25} \end{bmatrix} \\ \text{读出顺序} \end{array} \quad (7.6.4)$$

- (6) 经去交织存储器去交织以后的输出信号为  $\mathbf{X}_4$ , 则  $\mathbf{X}_4$  为

$$\mathbf{X}_4 = (x_1 x_2 x_3 x_4 x_5 x_6 x_7 x_8 x_9 x_{10} x_{11} x_{12} x_{13} x_{14} x_{15} x_{16} x_{17} x_{18} x_{19} x_{20} x_{21} x_{22} x_{23} x_{24} x_{25}) \quad (7.6.5)$$

可见, 由上述分析, 经过交织矩阵和去交织矩阵变换后, 原来信道中的突发性连错, 即两个突发一个连错 5 位、另一个连错 4 位却变成了  $\mathbf{X}_4$  输出中的随机独立差错。

从交织器实现原理图上看, 一个实际上的突发信道, 经过发送端交织器和接收端去交织器的信息处理后, 就完全等效成一个随机独立差错信道, 正如图中虚线方框所示。所以从原理上看, 信道交织编码实际上是一类信道改造技术, 它将一个突发信道改造成一个随机独立差错信道。它本身并不具备信道编码检、纠错功能, 仅起到信号预处理的作用。

## 7.6.2 分组(块)交织器的基本性质

我们可以将上述一个简单的  $5 \times 5$  矩阵存储交织器的例子推广至一般情况。若分组(块)长度为:  $l = M \times N$ , 即由  $M$  列  $N$  行的矩阵构成。其中交织矩阵存储器是按列写入、行读出, 而去交织矩阵存储器是按相反的顺序按行写入、列读出, 正是利用这种行、列顺序的倒换, 可以将实际的突发信道变成等效的随机独立差错信道。这类分组(块)周期性交织器具有如下性质: 任何一个长度为  $l \leq M$  的突发错误, 经交织以后, 可以至少被  $N-1$  位隔开成为单个随机独立差错。任何长度为  $l > M$  的突发差错, 经过去交织以后, 可以将较长的突发差错变成较

短的，即其长度为  $l_1 = \left[ \frac{l}{M} \right]$  的短突发差错。完成上述交织和去交织变换，在不计信道时延的条件下，将会产生两倍交织矩阵存储器容量  $MN$ ，即  $2MN$  个符号的时延。其中发送端和接收端各占一半，即  $MN$  个符号的时延。

在很特殊的情况下，周期为  $M$  的  $k$  个随机独立单个差错经过上述的交织、去交织器以后，也有可能产生一定长度的突发差错。从以上分组(块)交织、去交织器的性质可见，它是克服深衰落大突发差错的最为简单而有效的方法，并已在移动通信中广泛应用。

交织编码的主要缺点是：在交织和去交织过程中，会产生  $2MN$  个符号的附加处理时延，这对实时业务，特别是语音业务将带来很不利的影响。所以对于语音等实时业务应用交织编码时，交织器的容量即尺寸不能取得太大。

交织器的改进主要是处理附加时延大及由于采用某种固定形式的交织方式就有可能产生很特殊的相反效果，即存在能将一些随机独立差错交织为突发差错的可能性。为了克服以上两个主要缺点，人们研究了不少有效措施，如采用卷积交织器和伪随机交织器等。

## 7.7 ARQ 与 HARQ 简介

随着社会的信息化，移动通信中数据业务迅速增长，特别是分组数据业务增长更为迅速。在欧洲 GSM 体系的基础上，引入了通用分组无线服务 GPRS(General Packet Ratio Service)。在北美 IS-95 体系的基础上，引入了 CDMA2000 1X 的分组数据业务节点和 HDR。第三代移动通信中，引入了各类不同速率的分组业务，比如 WCDMA 中采用的高速下行分组数据接入 HSDPA。

### 7.7.1 ARQ 引入原因

#### 1. 分组数据业务的特点

将数据进行分组打包传送，这一点对分组数据业务是共同的，至于包长及分组结构，各类分组则有所不同，已有 X.25、帧中继、ATM 和 IP 等各种不同类型。

分组数据业务的 QoS 与语音业务不同在于：

- (1) 误码要求高于语音的  $1 \times 10^{-3}$ ，要求达到  $1 \times 10^{-6}$  以上；
- (2) 时延与实时性，除要求实时性数据以外，大部分数据业务是非实时业务，对时延要求不严。

#### 2. ARQ 的引入

自动请求重传 ARQ(Automatic-Repeat-Request) 是一类实现高可靠性传输的检错重传技术，它无需复杂的纠错设备，实现相对简单。

ARQ 顾名思义，在接收端收到数据包后首先检验该数据包是否正确，再进行如下判断：如果正确，向发送端反馈一个成功应答 ACK(Acknowledgement) 信号，发送端收到 ACK 后可继续发送下一个数据包信号；如果不正确，则向发送端反馈一个失败应答 NACK(Negative

ACK), 发送端收到 NACK 后重传原传送的数据包, 并一直进行下去, 直至发送端收到 ACK 信号为止。

可见, 上述过程的传输可靠性只与接收端的错误检验能力有关, 如果能选择恰当的检验手段, 即可实现高可靠的传输。实现 ARQ 需要提供反馈信道, 故仅适合于双工信道, 而且实现 ARQ 需要较大的时延。这两点是实现 ARQ 的条件, 但也是缺点。综合分析 ARQ 的优缺点, 将它引入到移动分组业务通信中不仅是可行的, 而且是比较合适的, 因为:

(1) 移动分组数据业务不仅满足双工通信的要求, 而且大部分分组数据业务都没有实时性的要求;

(2) ARQ 简单, 可靠性高, 正好满足分组数据通信业务的要求。

### 7.7.2 ARQ 的分类

根据重传机制的不同, 一般可以将 ARQ 分为 3 种类型:

- 停止等待 SW(Stop-and-Wait) 型;
- 回溯  $N$  个数据 GBN(Go-Back-N) 型, 简称为回溯型;
- 选择重传 SR(Selective-Repeat) 型。

#### 1. 停止等待 SW 型基本原理

在 SW 型中, 发送端每发送一个码字或数据包, 就处于停止等待状态, 只有当发送端收到接收端反馈的成功应答 ACK 或失败应答 NACK 信号后, 发送端才跳出等待状态:

- 若收到 ACK, 表示传输成功, 则转入对下一个码字或数据包的传输;
- 若收到 NACK, 表示传输失败, 则下一个传输周期将重新传送原码字或数据包。

SW 的操作过程如图 7.15 所示。

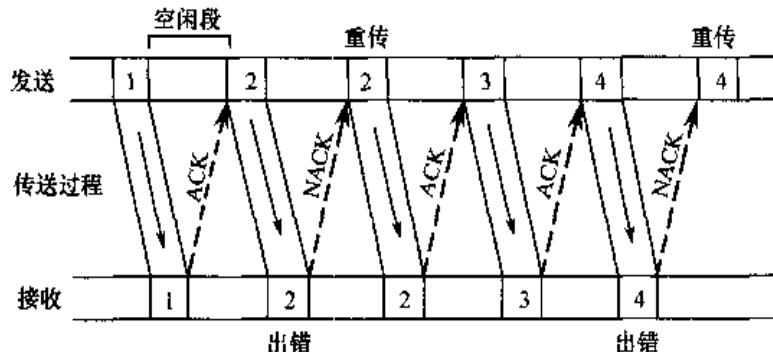


图 7.15 SW 重传机制操作过程

SW 的简单间歇(空闲) 传输方式效率较低, 但是最简单, 时延也较短。它主要用于 20 世纪 70 年代以前的分组交换网中, 如 IBM 的二进制同步通信系统 BISYNC。

#### 2. 回溯 GBN 型

GBN 将简单间歇传输方式改为连续传输方式。在 GBN 中, 发送端连续不断地发送码字或数据包, 若假设在信道往返时延内传送的码字或数据包总数为  $N$  个, 则发送端将在发送第  $N+i$

个码字或数据包前接收到对第  $i$  个码字或数据包的反馈信号：

- 若收到的反馈信号是 ACK，表明第  $i$  个码字或数据包传输成功，则发送端可以连续发送下一个码字或数据包；
- 若收到的反馈信号是 NACK，表明第  $i$  个码字或数据包传输失败，则发送端必须重新传送从第  $i$  个码字或数据包起的  $N$  个码字或数据包，即第  $i$  个、第  $i+1$  个、…，直至第  $i+N-1$  个为止。

GBN 操作过程如图 7.16 所示。

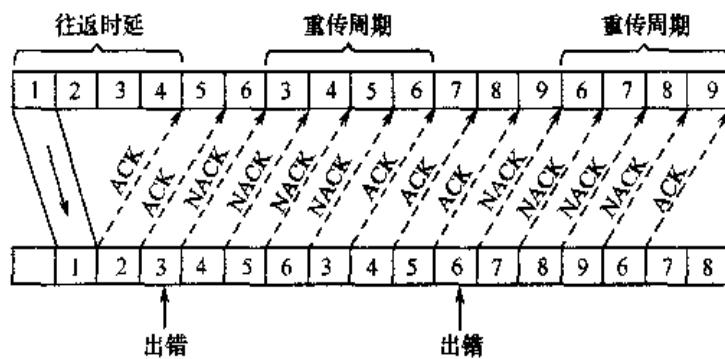


图 7.16 GBN 重传机制操作过程

GBN 虽然消除了间歇的空闲时间，实现了码字或数据包的连续传输，但由于在每次重传的  $N$  个码字或数据包中，有许多码字或数据包已经传输成功，但在 GBN 方式中，仍需重传这些重传码字或数据包，显然会降低传输效率。

在实际的分组传输体制中，CCITT 的 X.25 协议中正式采用了 GBN 方式，它显然比 SW 方式效率高，但实现起来由于要等待反馈信号，因此在发送端需要存储那些尚未得到应答的码字或数据包，因此，GBN 发送端必须有存储器，因此要比 SW 复杂一些。

### 3. 选择重传 SR 型

为了进一步改进 GBN 的效率，只重传那些发生错误的码字或数据包就构成了选择重传 SR，它的效率是三者中最高的。

SR 的操作过程如图 7.17 所示。

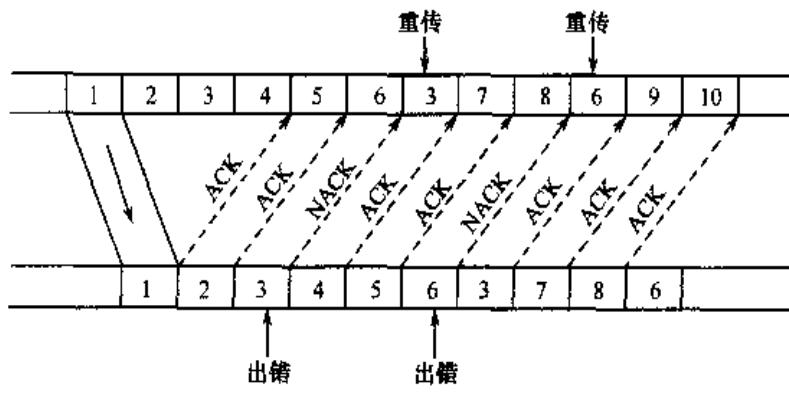


图 7.17 SR 重传机制操作过程

从图 7.17 中可以看出,由于发送端要保存未得到应答信号的码字或数据包,而接收端也要对成功接收的码字或数据包暂存,以便重传成功时对码字或数据包进行正确排序,所以发、收两端都要有相当数量的存储器,故 SR 对硬件的要求在三者中最高,且其控制逻辑也是最复杂的。

自动请求重传 ARQ 与前面讨论的信道编码即前向差错控制 FEC 的主要性能比较结果见表 7.1。

表 7.1 ARQ 与 FEC 主要性能比较

	可靠性	有效性	实时性	流量	复杂度	反馈信道
ARQ	高	低	无	不定	低	需要
FEC	较高	较高	有	恒定	高	不需要

### 7.7.3 HARQ 基本原理

由上而 ARQ 与 FEC 的比较发现: ARQ 虽具有高可靠性、低复杂度的特点,但它的有效性低,且时延大; FEC 虽然有效性高,但可靠性要比 ARQ 低一些,且复杂度也要高一些; 若要进一步提高其可靠性,如采用 Turbo 码,则其译码复杂度将进一步加大到难以实现的程度。若将上述两者结合起来,优势互补,就产生了混合型 ARQ 即 HARQ 技术。HARQ 一般可分为下列两类。

#### 1. 基于校验位的第一类 HARQ

它不论信道状态如何,每次都发送同样纠错能力的完整码字。显然,校验部分在信道状态较好时对带宽是一种浪费,因为这时不需要传送校验位,然而在信道状态差时,也许已有校验位又不够,因此它对信道适应性不好。在第一类 HARQ 中,检错有两种途径。

(1) 一种是先在信息位后面附加 CRC 检验位,再进行纠错编码,而检错主要靠 CRC 来完成。它可提供很高的可靠性,但系统有效性较低。

(2) 另一种是直接对信息位进行编码,检错功能由纠错编码来完成,即由纠错码同时完成检错、纠错双重功能。它的有效性较高,但可靠性较前一类低。

#### 2. 第二类 HARQ

它是根据信道状态改变传输内容,而且只有当信道状态不太好时才会提供校验部分,因此从某种意义上讲,它对信道具有一定的自适应特性。在需要发送校验部分时,首先尝试发送纠错能力较低的码;若错误超出其纠错能力,则重传时发送新的校验位信息,在接收端将该校验信息与先前接收的部分合成具有更强纠错能力的码。由于重传的仅是增加的校验信息,因而每次重传内容均不相同。

在具体实现两类 HARQ 时,一般采用多进制 HARQ,而且所采用的纠错码大部分都采用线性分组码,如 Hamming 码、BCH 码、RS 码,但也有采用卷积码、乘积码、级联码和 Turbo 码。

## 7.8 信道编码理论上的潜在能力与最大编码增益

信道编码是提高系统抗干扰性能的最有效手段,那么在 AWGN 信道中,信道编码理论到底有多大的潜力呢?在工程上可获得多少编码增益?这是一个非常重要的理论与实际都关

心的问题，它直接涉及到人们是否值得花费如此大的精力来研究信道编码和实现信道编码。下面从理论上分析求解其潜在能力及目前信道编码可以达到的能力两方面的内容。

引用 Shannon 公式为依据，公式应用的前提与条件(适用范围)为：平稳、遍历、无记忆信道；限时( $T$ )、限频( $F$ )、限功率( $P$ )的白色(指功率谱)、高斯(指分布规律)信道。

在 AWGN 信道中，连续信源的信道容量可以大大简化为有限个样点值的容量之和，即

$$C \stackrel{\text{(无记忆)}}{=} \sum_{i=1}^N C_i \stackrel{\text{平稳}}{=} NC_i = 2FT \times \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{P}{\sigma^2} \right) \stackrel{\text{(当} T=1\text{)}}{=} F \log_2 \left( 1 + \frac{P}{N_0 F} \right) = F \log_2 \left( 1 + \frac{E_s}{N_0} \right) \quad (7.8.1)$$

式中， $F$  为占用的频带即频宽； $P$  为样点的信号功率； $N_0$  为噪声功率谱密度，即单位带宽噪声功率； $E_s$  为每个样点信号能量， $E_s = T \cdot P = P/F$ 。

为了便于从图形上直观表达，引入频谱效率  $\eta$  为

$$0 \leq \eta \leq \frac{C}{F} \quad (7.8.2)$$

且

$$\frac{E_s}{N_0} = \eta \cdot \frac{E_b}{N_0} \quad (7.8.3)$$

由式(7.8.2)与式(7.8.3)可见： $\eta$  表示单位带宽信道容量的下限，亦可表示在每个取样间隔内所传送的信息比特数。

将式(7.8.2)、式(7.8.3)代入式(7.8.1)有

$$\eta \leq \frac{C}{F} = \log_2 \left( 1 + \eta \frac{E_b}{N_0} \right) \quad (7.8.4)$$

并可求得  $2^\eta \leq \left( 1 + \eta \frac{E_b}{N_0} \right)$ ，即

$$2^\eta - 1 \leq \eta \frac{E_b}{N_0}$$

化简得

$$\frac{E_b}{N_0} \geq \frac{2^\eta - 1}{\eta} \quad (7.8.5)$$

所以

$$\left. \frac{E_b}{N_0} \right|_{\min} = \frac{2^\eta - 1}{\eta} \quad (7.8.6)$$

若以  $\left. \frac{E_b}{N_0} \right|_{\min}$  为横轴， $\eta$  为纵轴，可画出两者之间的关系曲线，如图 7.18 所示，它是 Shannon 公式的另一种图形表达方式，即  $\left. \frac{E_b}{N_0} \right|_{\min}$  时满足  $E_b/N_0$  与  $\eta$  之间的关系曲线，如图 7.19 所示，可以看做信道的有效性( $\eta$ )与可靠性  $E_b/N_0$  之间的平衡曲线。

上述两图形分别表示 Shannon 信道容量界与多进制性能的关系，以及与二进制调制性能的关系。两个图形中分别有两组曲线：一组是表达 Shannon 信道容量的理想界曲线①；另一组则是表达未编码等概率的 MPSK、MQAM 调制信号通过无记忆 AWGN 信道并经相干检测后的容量界限的曲线②。

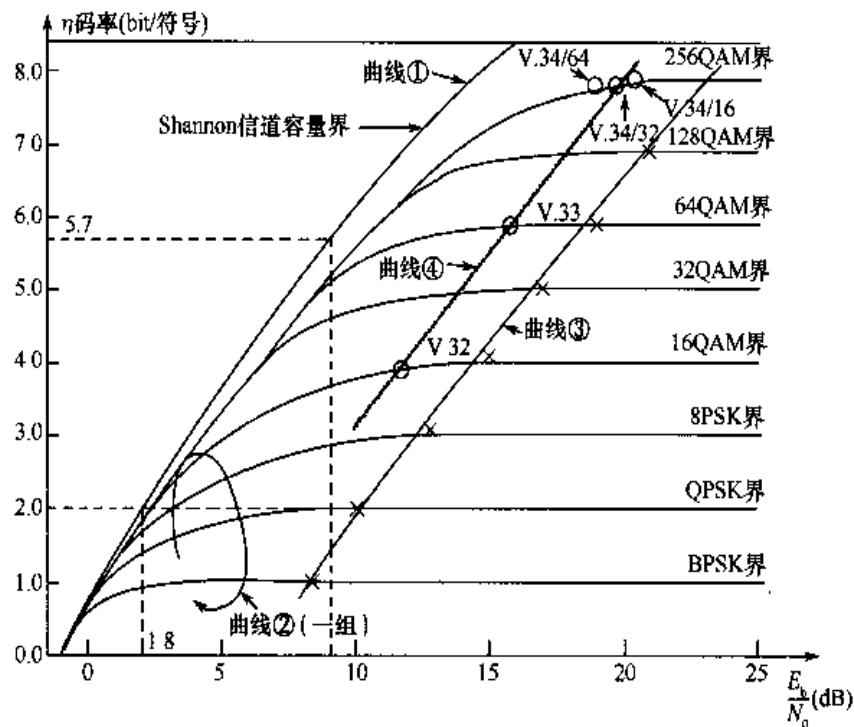
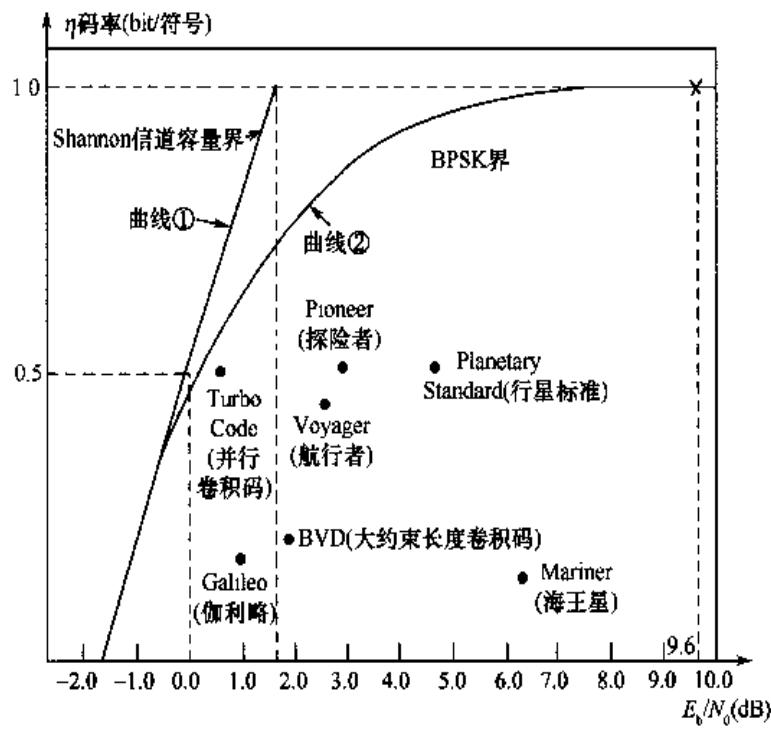
图 7.18  $E_b/N_0$  与  $\eta$  关系曲线

图 7.19 实际编码标准与 Shannon 容量的比较

$$\eta \leq \log_2 M - \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} E \left\{ \log_2 \sum_{j=0}^{M-1} \exp \left[ \frac{|a^i + n - a^j|^2 - |n|^2}{N_0} \right] \right\} \quad (7.8.7)$$

式中， $M$  为信号进制数； $a^i, a^j$  为信道中的信号； $n$  为高斯分布噪声，且  $n \sim N\left(0, \frac{N_0}{2}\right)$ ， $E(\cdot)$

表示数学期望。

MPSK 与 MQAM 未编码的调制信号的性能界线值是表示 MPSK 与 MQAM 达到理想频谱效率  $\eta$  值时对应的  $E_b/N_0$  值，在图中用“×”表示。曲线①表示当达到 Shannon 信道容量时通信系统的有效性(用纵坐标  $\eta$  表示)与可靠性(用横坐标  $E_b/N_0$  表示)的理想平衡界线。曲线②表示未编码等概率的 MPSK、MQAM 调制信号通过无记忆 AWGN 信道后，接收端采用理想的相干解调所达到的容量界限，即有效性  $\eta$  与可靠性  $E_b/N_0$  的理想平衡界线。信道编码的任务就是填补两组曲线之间的真空，缩小两组曲线之间的差距。即在曲线②的基础上采用不同形式的信道编、译码，缩小与曲线①之间的差距，差距越小的信道，编、译码性能就越优良。理想的最优信道编、译码可以使曲线②完全逼近曲线①。

对曲线表示的理想平衡界线可以从有效性和可靠性两方面来解释。

首先，Shannon 信道容量可以解释为在给定所需  $E_b/N_0 \Big|_{\min}$ ，在差错概率任意小的条件下所获得的特定频谱效率。例如，若想传送  $\eta = 1\text{bit}/\text{符号}$  时，那么存在一种编码方式，使  $E_b/N_0 = 1.6\text{dB}$  时可以实现可靠的传输(见图 7.19)；相反地，任何编码方式，无论如何复杂，也不可能在  $E_b/N_0 < 1.6\text{dB}$  条件下传送  $1\text{bit}/\text{符号}$ 。所以曲线①的 Shannon 信道容量是理论上的有效性和可靠性理想平衡的界线。对于这两个理想界线还可以从以下两个不同角度来理解：

若以横坐标为参考点，即以  $E_b/N_0 \Big|_{\min}$  值为参考点，通过图中的两组曲线可以寻找曲线在纵坐标上的差距，即以保证达到的可靠性为前提寻找两曲线在有效性方面的差距。

例如，考虑一个采用相干检测的 QPSK 系统，若不采用信道编码，当频谱效率  $\eta = 2\text{bit}/\text{符号}$  时，从曲线②中，QPSK 曲线可求得此时的  $E_b/N_0 = 9.6\text{dB}$ ；但若采用理想的信道编、译码，当它达到 Shannon 信道容量界限时，由曲线①可求得此时  $\eta = 5.7\text{bit}/\text{符号}$ 。可见，在这种情况下，它可以得到最大频谱效率增益为： $\Delta\eta = \eta_2 - \eta_1 = 5.7 - 2 = 3.7\text{bit}/\text{符号}$ 。

若以纵坐标为参考点，可求相应横坐标上的差距，即以应满足的有效性  $\eta$  为前提，可寻找两组曲线在可靠性方面的差距。

仍以上述采用相干检测的 QPSK 系统为例。若不采用信道编码，当  $\eta = 2\text{bit}/\text{符号}$  时，由曲线②可求得  $E_b/N_0 = 9.6\text{dB}$ ；但是采用理想的信道编、译码，当它达到 Shannon 信道容量界限时，它只需要  $E_b/N_0 = 1.8\text{dB}$ 。可见，在这种情况下，它可获得最大可靠性方面的增益(即为编码增益)为： $\Delta E_b/N_0 = 9.6\text{dB} - 1.8\text{dB} = 7.8\text{dB}$ 。由上述两个图形中的两组曲线可以看出：有效性  $\eta$  与可靠性  $E_b/N_0$  是成反比的。上述图形中的两组曲线在同一个  $\eta$  值下，横坐标上的差距就对应着信道编、译码的潜力和编、译码增益，采用不同的编、译码方式，其增益是不一样的。能够完全消除两组曲线在横坐标上的差距的编码，称为理论上最优的信道编、译码。

由图 7.18 可见，图中不同多进制未编码性能界限值是用“×”表示的，若将它们从低至高(4, 8, …, 128, 256 进制)用一条线连接起来，不难发现这条线即曲线③几乎与 Shannon 容量界限完全平行。也就是说，对于不同的多进制，未编码时的性能界限值与相应频谱效率  $\eta$  值的理想 Shannon 容量界限值之间的相对差距几乎是一样的，大约都是  $7.8\text{dB}$  左右，它表明不同进制条件下的编码潜力与增益差不多都是  $7.8\text{dB}$  左右。

由上述分析可知，在通信系统中，无论是二进制还是多进制，采用信道编码是值得的，

其理论潜力(增益)大约为 7.8dB。

另外,图 7.19 中标出的“•”表示美国航天与卫星采用的主要代表性二进制信道编码及其性能。图 7.18 中标出的“。”及曲线④表示 ITU-T1986 年以来相继通过的多进制 TCM 联合编码标准 V.32, V.33, V.34 等及其性能。

## 7.9 GSM 系统的信道编码

在 GSM 系统中,移动信道按其功能可以划分为两大类型:业务信道 TCH 和控制信道 CCH,前者用于传送语音与数据业务,后者则用于传送信令和同步等辅助信息。

GSM 中的业务信道 TCH 可分为:

(1) 语音业务信道,包括全速率语音业务信道 TCH/FS 和半速率语音业务信道 TCH/HS。

(2) 数据信道,包括 9.6Kbps 全速率数据业务信道 TCH/F9.6; 4.8Kbps 全速率数据业务信道 TCH/F4.8; 4.8Kbps 半速率数据业务信道 TCH/H4.8; 小于 2.4Kbps 全速率数据业务信道 TCH/F2.4 和小于 2.4Kbps 半速率数据业务信道 TCH/H2.4。

GSM 系统的控制信道 CCH 可分为 3 大类。

(1) 广播信道,包括频率纠错信道 FCCH、同步信道 SCH、广播控制信道 BCCH。

(2) 公共控制信道,包括寻呼信道 PCH、随机接入信道 RACH、准予接入信道 AGCH。

(3) 专用控制信道,包括独立专用控制信道 SDCCH、慢速相关信道 SACCH 及快速相关信道 FACCH。

### 7.9.1 GSM 的信道编码方案

在 GSM 中,不同类型信道采用不同类型的信道编码方案,GSM 中各类信道的信道编码方案可以用表 7.2 说明。

表 7.2 GSM 系统编码方案

信道和传输类型		外编码(分组码)		内编码(卷积码)		重排与交织度
		编码类型	信息位 + 校验位 + 尾比特	编码类型	每码块中比特数	
TCH	TCH/FS 1类 2类	截短循环码(53,50,2)	$182+3+4$ $78+0+0$	卷积码(码率 1/2)	456 378 78	8
	TCH/F9.6		$4 \times 60+0+4$	卷孔卷积码(1/2)	244/456	
	TCH/F4.8		$60+0+16$	卷积码(1/3)	228	
	TCH/H4.8		$4 \times 60+0+4$	卷孔卷积码(1/2)	456	
	TCH/F2.4 TCH/H2.4		$72+0+4$ $72+0+4$	卷积码(1/6) 卷积码(1/3)	456 228	
CCH	FACCH/SACCH SDCCH/BCCH AGCH/PCH RACH/SCH	Fire 码	$184+40+4$ $184+40+4$ $8+6+4$	卷积码(1/2)	456 456 36 78	8 4 1 1
		截短循环码	$25+10+4$			

在 GSM 中，典型信道编、译码方案的原理性方框图如图 7.20 所示。

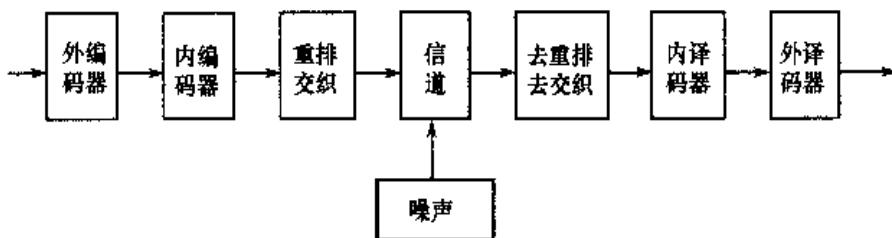


图 7.20 GSM 中典型编、译码器框图

由上述原理图可见，它包含以下 3 步：用分组码进行外编码；用卷积码进行内编码；采用重排和交织技术，以改造突发信道。

### 7.9.2 全速率语音信道 TCH/FS 的信道编码

语音编码是逐帧进行的，全速率语音为 13Kbps，一个语音帧为 20ms，因此一个语音帧中含有  $20\text{ms} \times 13000\text{bps} = 260\text{bit}$ 。若一帧中数据序列表示为

$$d = [d(0), d(1), d(2), \dots, d(181), d(182), \dots, d(259)] \quad (7.9.1)$$

其中，前 182 比特（0 ~ 181）称为一级比特，它们对传输误差最敏感，即这些比特中若产生差错，将会严重影响语音质量，应受纠错保护。这 182 比特之中的前 50 位是重中之重，它们不仅受内码纠错保护，还受外码检错的双重保护。182 比特以后的 78 比特，称为二级比特，不参与检、纠错编码，而仅参与交织编码。

全速率语音编码与交织流程图如图 7.21 所示。该框图包含以下几个部分。

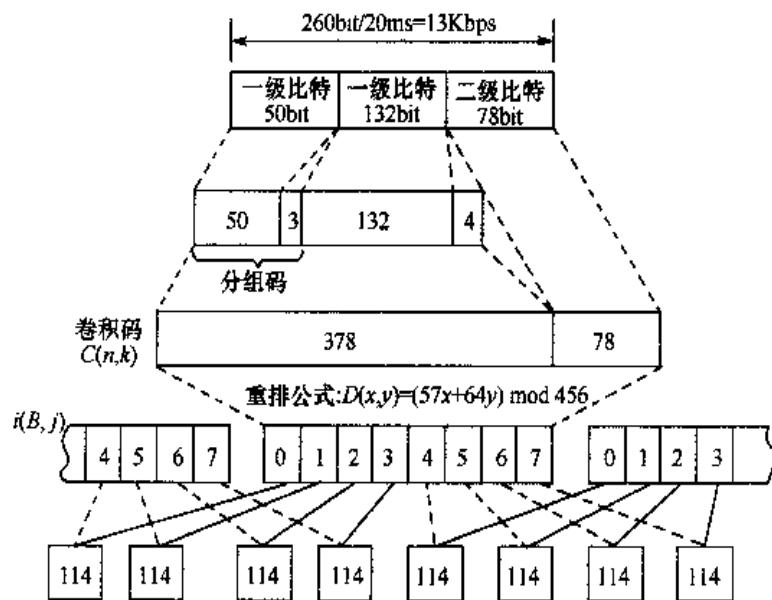


图 7.21 全速率语音编码与交织流程图

#### 1. 外编码(分组循环码)

对 260bit 语音帧中前 50bit（称为一级比特 A 类）进行  $(53, 50, 2)$  截短循环码编码，其生成

多项式为

$$g(x) = 1 + x + x^3 \quad (7.9.2)$$

并由它求得3位奇偶校验比特： $p(0)$ 、 $p(1)$ 和 $p(2)$ 。 $(53,50,2)$ 截短循环码构成的外编码器结构如图7.22所示。

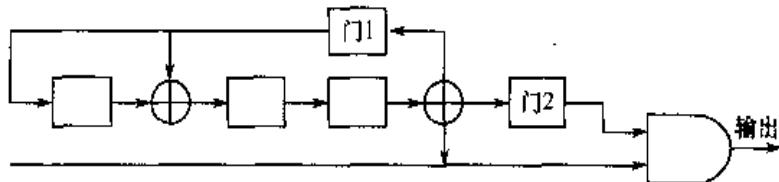


图7.22 全速率语音信道分组循环外编码器

输出的码多项式为

$$d(0)x^{52} + d(1)x^{51} + \dots + d(49)x^3 + p(0)x^2 + p(1)x + p(2) \quad (7.9.3)$$

## 2. 内编码(卷积码)

对260bit语音帧中前182bit另加3bit校验位、4bit尾比特，共计189bit进行 $(2,1,4)$ 卷积编码，其卷积码的生成多项式为

$$\begin{aligned} g^1(x) &= 1 + x^3 + x^4 \\ g^2(x) &= 1 + x + x^3 + x^4 \end{aligned} \quad (7.9.4)$$

这种卷积码的编码结构如图7.23所示。

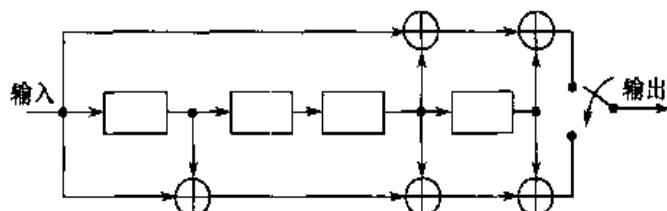


图7.23 全速率语音 $(2,1,4)$ 卷积码结构

由图7.23可知，卷积码编码器输入为 $189\text{bit} = 50 + 3 + 132 + 8$ ，经上述 $(2,1,4)$ 卷积编码后，输出为 $2 \times 189\text{bit} = 378\text{bit}$ 。再加上二级比特78bit，共计 $378 + 78 = 456\text{bit}$ ，这时20ms语音帧由260bit增至456bit。其码速率也由 $13\text{Kbps}$ 增加至 $456\text{bit}/20\text{ms} = 22.8\text{Kbps}$ 。

## 3. 重排与交织

首先将每个语音帧456bit分成8个子块，每个子块57bit，然后再按照下列重排公式进行重排

$$D(x, y) = (57x + 64y) \bmod 456 \quad (7.9.5)$$

式中， $x = 0, 1, 2, \dots, 7$ ，表示子块数的序号； $y = 0, 1, 2, \dots, 57$ ，表示每个子块中的比特序号。重排后，进行TDMA帧(114bit)交织，其规则如下：将每个20ms语音帧分为8个子块，每个子块57bit；然后将前一个语音帧的后4个子块与当前语音帧中前4个子块进行交织，而后一个语音帧的前4个子块与当前语音帧的后4个子块进行交织，这样由语音帧间交织实现

交织后的每个 TDMA 114bit 帧。显然，上述交织是在 20ms 语音帧的 8 个数据块基础上进行的，因此交织深度为 8，而且交织是在 20ms 语音帧间进行的，称它为帧间数据块交织。上述交织前，先进行了具有一定随机性的重排，因此交织亦具有一定的随机性。

## 7.10 IS-95 系统中的信道编码

在 IS-95 系统中，涉及信道编码方面有 3 个部分：检错 CRC、纠错 FEC 和交织编码，下面分别予以介绍。

### 7.10.1 检错 CRC

首先介绍 IS-95 系统中的信道分类。下行(前向)信道包括：导频信道，不需要信道编码与交织；同步信道(1.2Kbps)，需要信道编码；寻呼信道(2.4, 4.8, 9.6Kbps)，需要信道编码；业务信道(1.2, 2.4, 4.8, 9.6Kbps)，需要信道编码。

在下行信道中，CRC 分为 3 类：同步信道采用的是 30 比特 CRC，记为  $\text{CRC}_{30}$ ，其生成多项式为

$$g_{30}(x) = 1 + x + x^2 + x^6 + x^7 + x^8 + x^{11} + x^{12} + x^{13} + x^{15} + x^{20} + x^{21} + x^{29} + x^{30} \quad (7.10.1)$$

与其对应的信道 CRC 编码结构如图 7.24 所示。

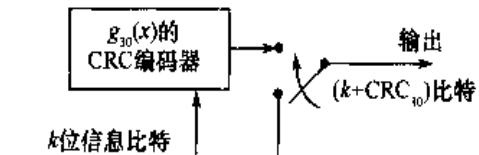


图 7.24 同步信道 CRC 编码器

寻呼与业务信道，其 CRC 分为两类：  
(1) 9.6Kbps 的  $\text{CRC}_{12}$ ，即 12 比特 CRC，其生成多项式为

$$g_{12}(x) = 1 + x + x^4 + x^8 + x^9 + x^{10} + x^{11} + x^{12} \quad (7.10.2)$$

(2) 4.8Kbps 的  $\text{CRC}_8$ ，即 8 比特 CRC，其生成多项式为

$$g_8(x) = 1 + x + x^3 + x^4 + x^7 + x^8 \quad (7.10.3)$$

其 CRC 编码器结构与同步信道相同，不再赘述。

### 7.10.2 前向纠错码(FEC)

在 IS-95 系统中，下行为同步码分，上行为异步码分，上行要求比下行具有更强的纠错能力。

#### 1. 下行(前向)信道中纠错码

下行的同步、寻呼和业务 3 类信道均采用同一类型的  $(2, 1, 8)$  卷积码，其码率为  $1/2$ ，约束长度  $K = m + 1 = 8 + 1 = 9$ 。 $(2, 1, 8)$  卷积码生成多项式为

$$\begin{aligned} g^1 &= (753)_8 = (111101011) \Leftrightarrow g^1(x) = 1 + x + x^2 + x^3 + x^5 + x^7 + x^8 \\ g^2 &= (561)_8 = (101110001) \Leftrightarrow g^2(x) = 1 + x^2 + x^3 + x^4 + x^8 \end{aligned} \quad (7.10.4)$$

其逻辑结构如图 7.25 所示。

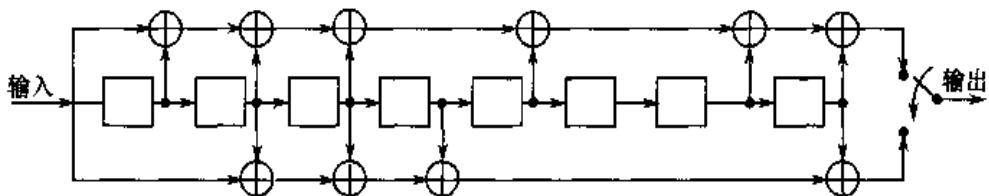


图 7.25 (2,1,8) 卷积码编码器

## 2. 上行(反向)信道中的纠错码

上行有接入和业务两类信道，它们均采用比下行纠错能力更强的同一类型(3,1,8)卷积码，其码率为  $1/3$ ，约束长度为  $K = m + 1 = 9$ 。

(3,1,8) 卷积码的生成多项式为

$$\begin{aligned} g^1 &= (557)_8 = (101101111) \Leftrightarrow g^1(x) = 1 + x^2 + x^3 + x^5 + x^6 + x^7 + x^8 \\ g^2 &= (663)_8 = (110110011) \Leftrightarrow g^2(x) = 1 + x + x^3 + x^4 + x^7 + x^8 \\ g^3 &= (711)_8 = (111001001) \Leftrightarrow g^3(x) = 1 + x + x^2 + x^5 + x^8 \end{aligned} \quad (7.10.5)$$

其逻辑结构如图 7.26 所示。

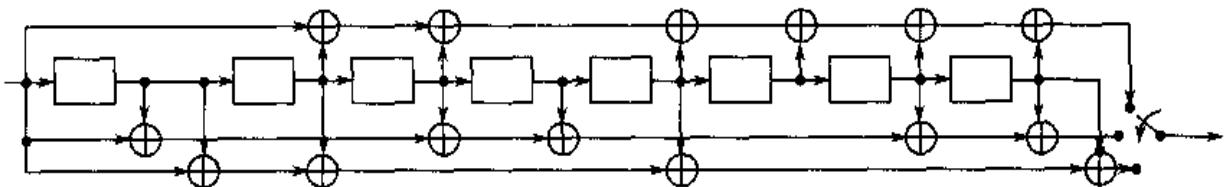


图 7.26 (3,1,8) 卷积码编码器

## 7.10.3 交织编码

IS-95 系统中采用分组(块)交织方式。具体实现时，上行(反向)与下行(前向)有所区别，而且不同类型业务也有所区别。在 IS-95 系统中，业务分为 4 种类型：

- 9.6Kbps 称为全速率，其帧长 192 位(20ms) = 信息码元 172 位 + CRC12 位 + 尾比特 8 位；
- 4.8Kbps 称为半速率，其帧长 96 位(20ms) = 信息码元 80 位 + CRC12 位 + 尾比特 8 位；
- 2.4Kbps 称为 1/4 速率，其帧长 48 位(20ms) = 信息码元 40 位 + 尾比特 8 位；
- 1.2Kbps 称为 1/8 速率，其帧长 24 位(20ms) = 信息码元 16 位 + 尾比特 8 位。

为了交织矩阵的归一性，IS-95 系统中的所有数据率、每个编码符号重复应按照表 7.3 进行。

表 7.3 不同数据率的重复规律

数据率 / Kbps	重复次数 / 符号	连续发生次数 / 符号
9.6	0	1
4.8	1	2
2.4	3	4
1.2	7	8

将重复后的编码符号输入块交织器，由于发送占空比不同，因此在发送以前除了第一次，其余重复部分将全部被删除不再发送。

### 1. 下行(前向)信道中的信道交织

下行信道共有 4 类：导频信道、同步信道、寻呼信道和不同类型的业务信道，除了导频信道以外，其他都采用了信道交织。交织器的分组(块)周期，除了同步信道为 26.66ms 以外，其他信道周期均按语音周期 20ms。下面仅介绍业务信道。

业务信道交织器在业务信道中的位置如图 7.27 所示。

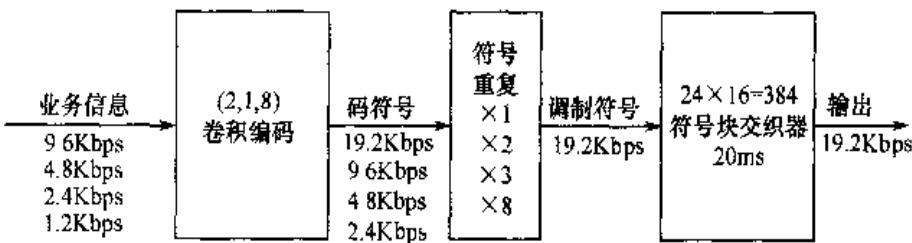


图 7.27 业务信道交织器在业务信道中的位置

4 种业务信道交织器结构是一样的，都是采用同样大小的符号块交织器，所不同的是，半速率、1/4 速率与 1/8 速率输入数据采用重复方式填满与全速率 19.2Kbps 一样的符号数 384 位。所以，下面仅介绍全速率情况下的信道交织。

业务全速率交织器可以直观地用图 7.28 表示。

全速率信道交织算法可以描述为：

- (1) 将 384 分组块按列写入，每列 24 行，一共构成 16 列，组成  $16 \times 24 = 384$  的输入矩阵；
- (2) 输入、输出两矩阵间的元素序号变换遵从以下规则：输出矩阵元素的序号是根据输入矩阵元素的符号先自上而下，再自左而右，逐列逐行进行变换；
- (3) 在求出输出交织矩阵后，仍按列读出全部交织矩阵中的元素并送入信道中传输；
- (4) 在接收端进行与图 7.28 相反过程的去交织变换。

上述变换决定于两个因素：一是相应输入矩阵元素序号的二进制反转(倒置)；二是根据反转变换值，再从一个 6 列 64 行矩阵中选取对应列的 6 个元素序号值。

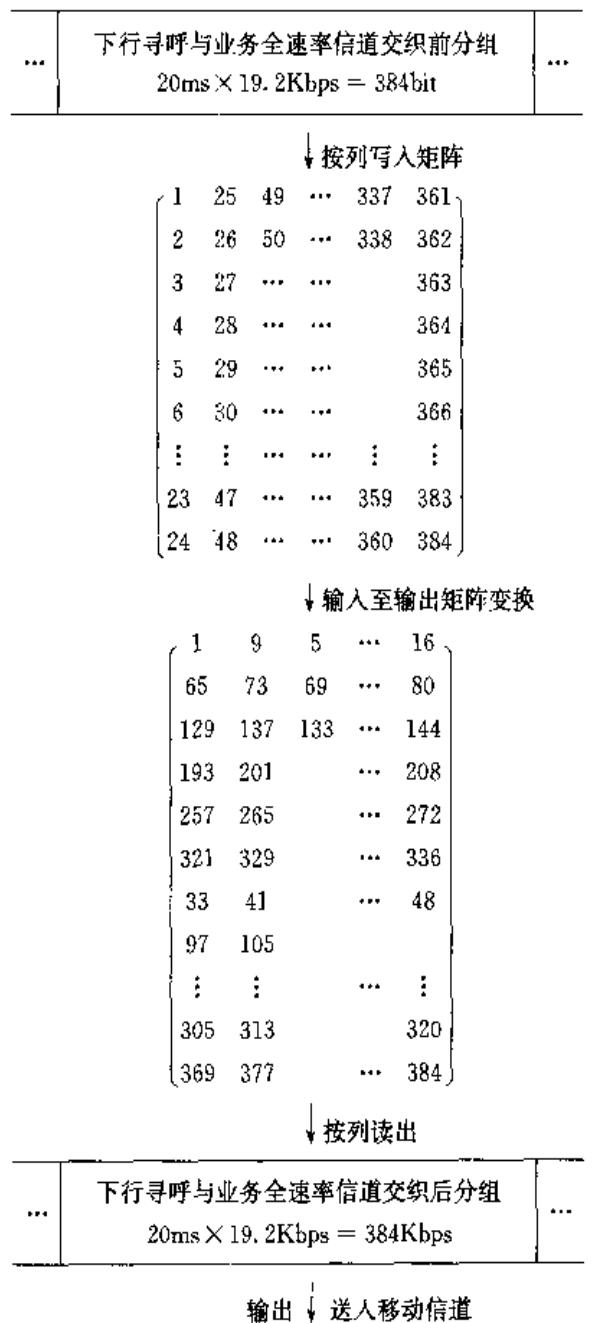


图 7.28 下行寻呼与业务全速率信道交织变换

## 2. 上行(反向)信道中的信道交织

上行信道包含接入信道与业务信道两类。接入信道交织器位于接入信道中的位置如图 7.29 所示。

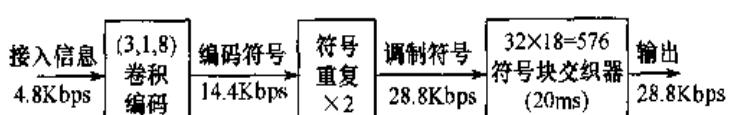


图 7.29 上行接入信道中交织器的位置

业务信道交织器位于业务信道中的位置如图 7.30 所示。

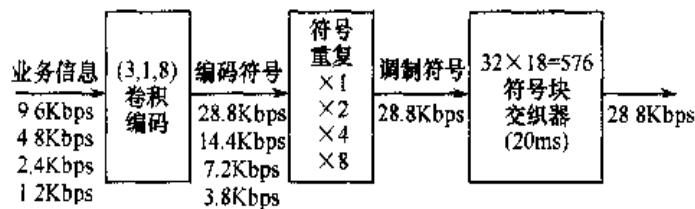


图 7.30 上行业务信道中交织器的位置

由图可见，不管是接入信道还是 4 种业务信道，其交织器结构是一样的，不同的是符号重复部分。交织器可用图 7.31 所示来表示。

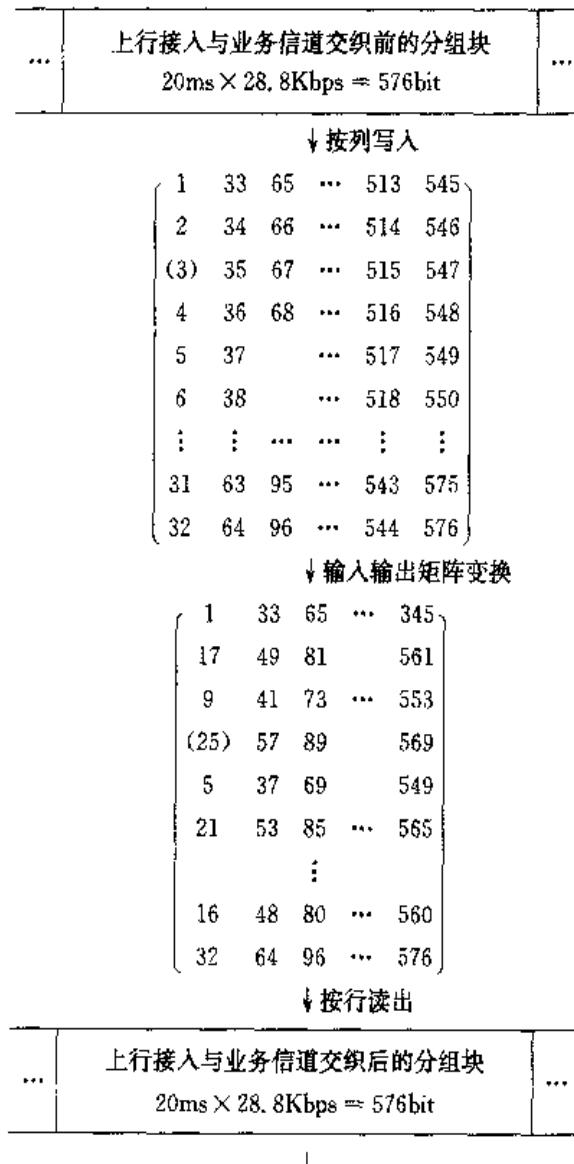


图 7.31 上行接入与业务信道交织变换

交织算法可以描述为：将 576 符号分组（块）按列写入，每列 32 行，一共 18 列，即  $18 \times 32 = 576$  的输入矩阵，输入至输出矩阵，相应元素序号变换如下：首先输出矩阵第一行元素序

号取输入矩阵第一行相应元素序号不动，作为起始参考信号。输出矩阵从第二行起，行序号需要重排列，其规律是按输入矩阵中从第一列第一行开始自上而下，将逐个元素序号的二进制反转(倒置)码号再加上1作为重新排列后的新行序号；并写入对应输入矩阵该序号的全部列元素序号。下一行依次类推，直至完成全部32行的行序及其相应行元素(各列)序号的变换。二进制反转(倒置)变换是以 $2^5 = 32$ (共计32行)的二进制变换为依据的。

## 7.11 CDMA2000 系统的信道编码

CDMA2000 涉及到信道编码方面也有3个部分：检错 CRC、纠错 FEC 和信道交织编码。

### 7.11.1 检错 CRC

检错 CRC 主要用于帧质量指示符号，在一般情况下，数据帧都包含帧质量指示符即 CRC，它是由一帧中的信息位(除保留位、尾比特及 CRC 本身以外)计算求得的。CDMA2000 所采用的 CRC 生成多项式分别为：

16 比特 CRC

$$g_{16}(x) = 1 + x + x^2 + x^5 + x^6 + x^{11} + x^{14} + x^{15} + x^{16} \quad (7.11.1)$$

12 比特 CRC

$$g_{12}(x) = 1 + x + x^4 + x^8 + x^9 + x^{10} + x^{11} + x^{12} \quad (7.11.2)$$

10 比特 CRC

$$g_{10}(x) = 1 + x^3 + x^4 + x^6 + x^7 + x^8 + x^9 + x^{10} \quad (7.11.3)$$

8 比特 CRC

$$g_8(x) = 1 + x + x^3 + x^4 + x^7 + x^8 \quad (7.11.4)$$

6 比特 CRC

$$\begin{aligned} g^1(x) &= 1 + x + x^2 + x^5 + x^6 \\ g^2(x) &= 1 + x + x^2 + x^6 \end{aligned} \quad (7.11.5)$$

### 7.11.2 前向纠错码 FEC

#### 1. 下行(前向)信道中的 FEC(见表 7.4)

表 7.4 CDMA2000 下行信道中的 FEC

扩频速率 SR(载波数)	无线配置 RC	最大数据率 /Kbps	FEC 速率	FEC 类型
1.2288Mbps(单载波)兼容 IS-95	1	9.6	1/2	卷积码
	2	14.4	1/2	
1.2288Mbps(单载波)CDMA2000 1X	3	153.6	1/4	卷积码或 Turbo 码
	4	307.2	1/2	
	5	230.4	1/4	

## 2. 上行(反向)信道中的 FEC(见表 7.5)

表 7.5 CDMA2000 上行信道中的 FEC

扩频速率 SR	无线配置 RC	最大数据率 /Kbps	FEC 速率	FEC 类型
1. 2288Mbps(单载波)兼容 IS-95	1	9.6	1/3	卷积码
	2	14.4	1/2	
1. 2288Mbps(单载波)CDMA2000 1X	3	153.6	1/4	卷积码 /Turbo 码
	4	(307.2)	(1/2)	
		230.4	1/4	

## 3. 单载波扩频的各类下行(前向)信道中对 FEC 的要求(见表 7.6)

表 7.6 单载波扩频 SRI 中各类下行(前向)信道对 FEC 的要求

信道类型	FEC 类型	FEC 码率
同步信道	卷积码	1/2
寻呼信道	卷积码	1/2
广播信道	卷积码	1/4 或 1/2
快速寻呼信道	无	—
公共功率控制信道	无	—
公共指配信道	卷积码	1/4 或 1/2
前向公共控制信道	卷积码	1/4 或 1/2
前向专用控制信道	卷积码	1/4(RC3 或 RC5) 1/2(RC4)
前向基本信道	卷积码	1/2(RC1、RC2 或 RC4) 1/4(RC3 或 RC5)
前向补充码分信道(IS-95)	卷积码	1/2(RC1、RC2)
前向补充信道(CDMA2000 1X)	卷积码或 Turbo 码( $N \geq 360$ )	1/2(RC4) 1/4(RC3 或 RC5)

注: RC 为无线配置, 见表 7.4、表 7.5。

#### 4. 单载波扩频的各类上行(反向)信道中对 FEC 的要求(见表 7.7)

表 7.7 单载波扩频 SRI 中各类上行(反向)信道对 FEC 的要求

信道类型	FEC 类型	FEC 码率
接入信道	卷积码	1/3
增强型接入信道	卷积码	1/4
反向公共控制信道	卷积码	1/4
反向专用控制信道	卷积码	1/4
反向基本信道	卷积码	1/3(RC1) 1/2(RC2) 1/4(RC3 或 RC4)
反向补充信道(仅与 IS-95 兼容)	卷积码	1/3(RC1) 1/2(RC2)
反向补充信道(CDMA2000 1X)	卷积码或 Turbo 码( $N \geq 360$ )	1/4(RC3, $N \leq 6120$ ) 1/2(RC3, $N = 6120$ ) 1/4(RC4)

#### 5. CDMA2000 中使用的卷积码

在 CDMA2000 中, 使用的卷积码有 3 种类型: (2,1,8), (3,1,8) 和 (4,1,8), 前两种在 IS-95 中已经讨论过, 不再赘述, 这里仅介绍(4,1,8) 卷积码, 其码率为 1/4, 约束长度  $K = m + 1 = 8 + 1 = 9$  位。

(4,1,8) 卷积码的生成多项式为

$$\begin{aligned} g^1 &= (765)_8 = (111110101) \Leftrightarrow g^1(x) = 1 + x + x^2 + x^3 + x^4 + x^6 + x^8 \\ g^2 &= (671)_8 = (110111001) \Leftrightarrow g^2(x) = 1 + x + x^3 + x^4 + x^5 + x^8 \\ g^3 &= (513)_8 = (101001011) \Leftrightarrow g^3(x) = 1 + x^2 + x^5 + x^7 + x^8 \\ g^4 &= (473)_8 = (100111011) \Leftrightarrow g^4(x) = 1 + x^3 + x^4 + x^5 + x^7 + x^8 \end{aligned} \quad (7.11.6)$$

其编码器结构如图 7.32 所示。

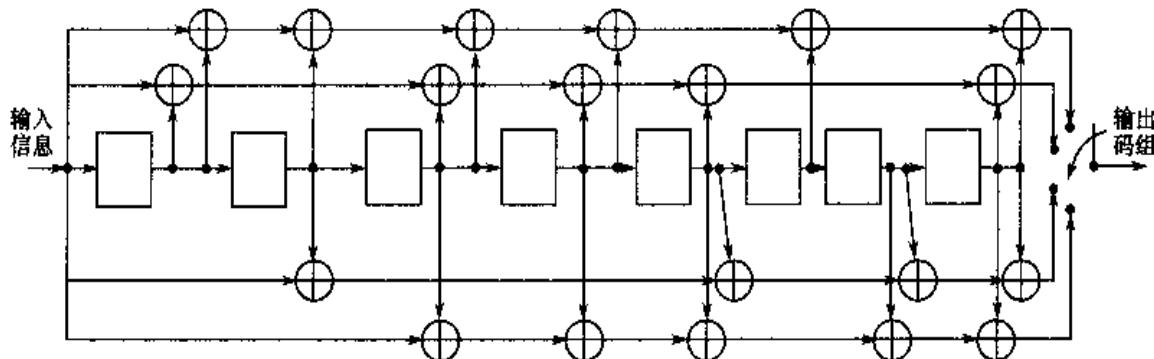


图 7.32 (4,1,8) 卷积码编码器结构

## 6. CDMA2000 中使用的 Turbo 码

CDMA2000 中使用的 Turbo 码的编码器结构如图 7.33 所示。

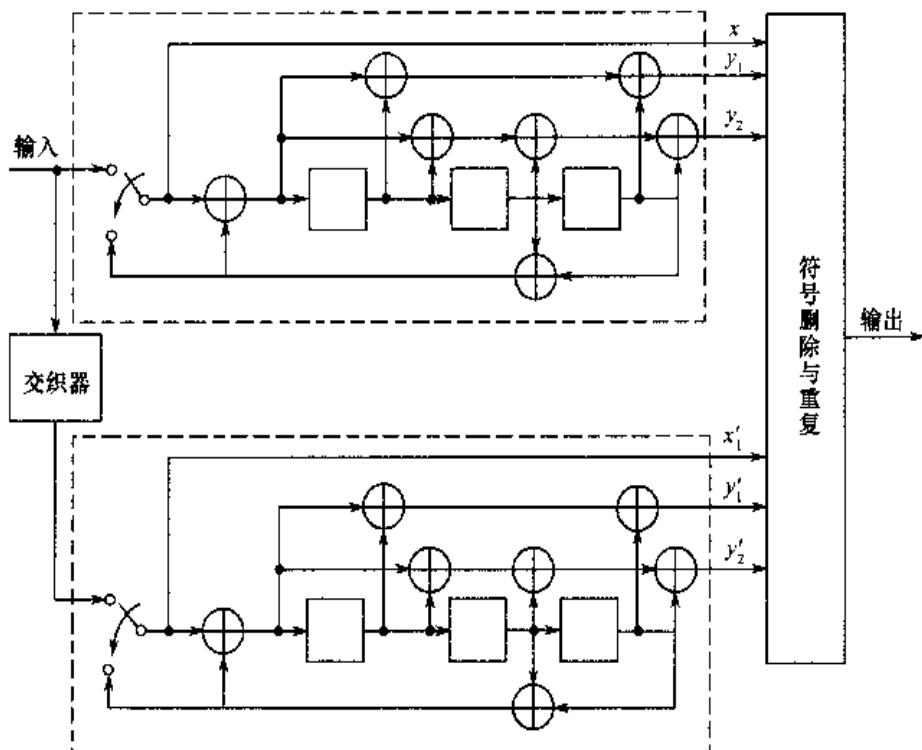


图 7.33 CDMA2000 中的 Turbo 码编码器结构

其传递函数为

$$G(x) = \left[ 1, \frac{g^1(x)}{g^3(x)}, \frac{g^2(x)}{g^3(x)} \right] \quad (7.11.7)$$

式中

$$\begin{aligned} g^1(x) &= 1 + x + x^3 \\ g^2(x) &= 1 + x + x^2 + x^3 \\ g^3(x) &= 1 + x^2 + x^3 \end{aligned} \quad (7.11.8)$$

### 7.11.3 交织编码

#### 1. 下行(前向)链路中的信道交织

在下行链路中，除了导频信道、前向公共功率控制信道(F-CPCCH)外，前向同步信道(F-SYNCH)、前向寻呼信道(F-PCH)、前向广播信道(F-BCCH)、前向公共指配信道(F-CACH)、前向公共控制信道(F-CCH)和前向业务信道的数据流都要在卷积编码、符号重複及删除之后经过交织编码。

交织是按分组块进行的，每  $N$  个信息位分为一个分组交织块，若在三载波( $3 \times 1.2288 = 3.6864$  Mbps) 系统，需要将一个分组  $N$  位一分为三，每个子块为  $N/3$ 。

在单载波(1.2288Mbps) 方式下，F-SYNCH、F-PCH 和前向业务信道(RC1 和 RC2)，即与 IS-95 相兼容的信道，在 IS-95 中已比较详细地介绍了其交织器，下面引用一个简单的公式加以总结

$$A_i = 2^m(i \bmod j) + \text{BRO}_m(\lfloor i/j \rfloor) \quad (7.11.9)$$

式中， $A_i$  表示被读出的符号地址， $i = 0 \sim N - 1$ ； $\lfloor x \rfloor$  表示取不大于  $x$  的最大整数值； $\text{BRO}_m(y)$  表示  $y$  的  $m$  位比特反转(倒置)值，如  $\text{BRO}_3(6) = 3$ 。对于 CDMA 2000 1X 中的 RC3 和 RC5：

当  $i$  为偶数时

$$A_i = 2^m(i/2 \bmod j) + \text{BRO}_m\left(\left\lfloor \frac{i}{2j} \right\rfloor\right) \quad (7.11.10)$$

当  $i$  为奇数时

$$A_i = 2^m \left\{ \left( N - \frac{i+1}{2} \right) \bmod j \right\} + \text{BRO}_m \left\{ \left\lfloor N - \frac{i+1}{2} \right\rfloor \right\} \quad (7.11.11)$$

上述公式中的参数  $m$  和  $j$  由表 7.8 给出。

表 7.8 交织参数表

交织器长度 $N$	$m$	$j$	交织器长度 $N$	$m$	$j$
48	4	3	288	5	9
96	5	3	576	5	18
192	6	3	1152	6	18
384	6	6	2304	6	36
768	6	12	4608	7	36
1536	6	24	9216	7	72
3072	6	48	18432	8	72
6144	7	48	36864	8	144
12288	7	96	128	7	1
144	4	9			

## 2. 上行(反向)链路中的信道交织

在反向链路中，除了导频信道以外，反向接入信道(R-ACH)、反向增强接入信道(R-EACH)、反向公共控制信道(R-CCCH) 和反向业务信道的数据流都要经过交织编码。对于配置为 RC1，RC2 的反向业务信道是与 IS-95 兼容的，因此其算法也与 IS-95 相同，是按照分组长  $N = 18 \times 32 = 576$  位矩阵块进行交织的。

对于接入信道 R-ACH、增强接入信道 R-EACH、公共控制信道 R-CCCH、业务配置 RC3，

RCA4 和多载波 RC5, RC6, 交织算法也与 RC1 和 RC2 算法相同。

### 3. Turbo 码中的交织器

在 Turbo 码中, 交织器起了非常重要的作用, 交织器在编码时, 既可改变码重分布, 又可以随机化编码过程和以短的简单成员码并行级联成长码的作用。

在 CDMA2000 中, Turbo 码交织器的基本结构如图 7.34 所示。

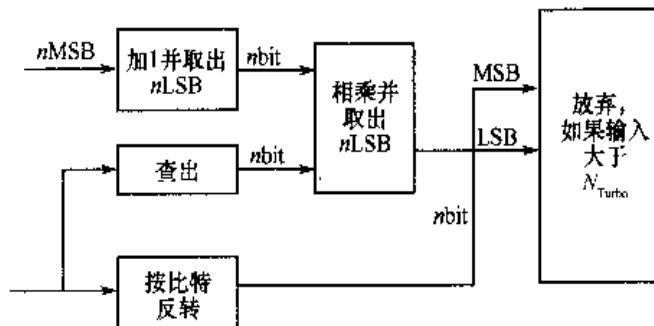


图 7.34 Turbo 码交织器序号地址计算过程

由图 7.34 可看出, 交织器就是对输入的数据分组帧顺序写入, 再按一定变换规律将整帧数据读出。这里决定 CDMA2000 交织规律的主要有下列 4 点: 确定交织器参量  $n$ ; 根据交织参量  $n$ , 将被交织数据划分为高  $n$  位和低  $n$  位; 将被交织数据进行二进制反转(倒置)变换; 按一定规律将反转后数据的高、低  $n$  位互换。

## 7.12 WCDMA 系统的信道编码

在第三代移动通信(3G)系统中, 为了保证来自高层的信息数据能在移动信道上可靠地传输, 需要将它们编码/复用后映射至物理信道的无线链路上发送。反之, 要将从物理信道接收到的数据进行译码/去复用再送至高层。在实际使用中, 还可进一步将信道编码/复用分为非压缩和压缩两种模式。但是为了突出编码的实质, 这个问题将不予讨论。

### 7.12.1 信道编码/复用流程

物理层收到上(高)层数据以后, 对其进行一系列的处理后, 将其映射至物理信道, 它又可分为上、下链路, 但其基带处理过程大致相同, 但也有一些不同之处, 下面将分别予以介绍。

对应于每个传输时间间隔(TTI), 数据以传输块(分组)形式进行处理, 3G 中 TTI 允许的取值间隔是 10ms, 20ms, 40ms, 80ms 等, 而对每个传输块需要进行下列主要基带处理步骤: ① 对每个传输块加 CRC 检验比特; ② 传输块级联和码块分段; ③ 信道编码; ④ 无线帧均衡; ⑤ 速率匹配; ⑥ 插入不连续传输(DTX)指示比特; ⑦ 交织(分两步进行); ⑧ 无线帧分段; ⑨ 传输信道的复用; ⑩ 物理信道分割; ⑪ 至物理信道的映射。

下面分别给出上、下行链路的编码/复用过程(见图 7.35)。在以下各步骤中, 仅介绍 CRC、信道编码与信道交织这 3 个与信道编码密切相关的部分。

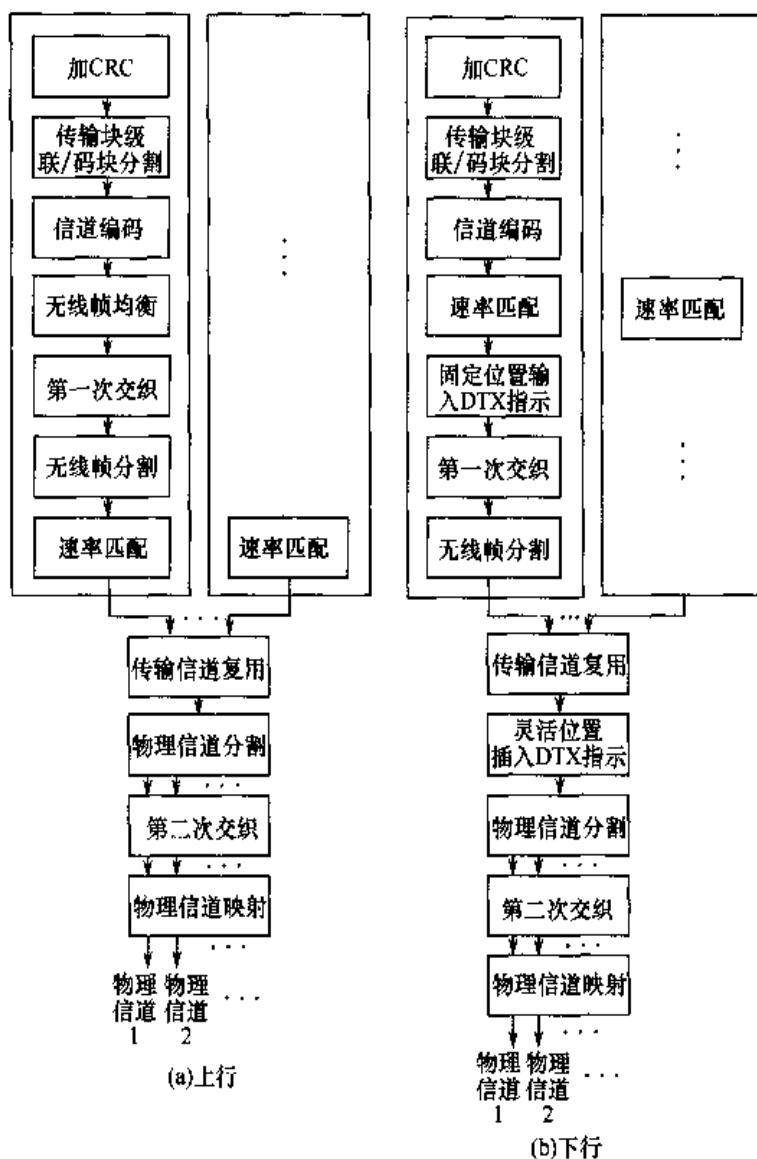


图 7.35 用于上、下行信道编码 / 复用流程

### 7.12.2 WCDMA 中的信道检错、纠错编码

#### 1. 检错码

信道编码中的检错功能是通过在传输块上加上循环冗余校验位 CRC 来实现的。在 WCDMA 中，CRC 长度即所含比特数目为 24, 16, 12, 8, 0 比特，每个传输信道使用多长的 CRC 是由高层信令给出的。

长度为 24, 16, 12, 8 比特 CRC 的生成多项式为

$$\begin{aligned}
 \text{CRC 24} \quad g_{24}(x) &= 1 + x + x^5 + x^6 + x^{23} + x^{24} \\
 \text{CRC 16} \quad g_{16}(x) &= 1 + x^5 + x^{12} + x^{16} \\
 \text{CRC 12} \quad g_{12}(x) &= 1 + x + x^2 + x^3 + x^{11} + x^{12} \\
 \text{CRC 8} \quad g_8(x) &= 1 + x + x^3 + x^4 + x^7 + x^8
 \end{aligned} \tag{7.12.1}$$

## 2. 纠错码

在 WCDMA 中，使用两种类型的信道纠错编码：卷积码，主要用于实时业务；Turbo 码，主要用于非实时业务。

WCDMA 中各类信道所使用的信道编码大致分类见表 7.9。

表 7.9 WCDMA 各类信道采用的信道编码

传输信道类型	编码方案	码率
BCH	卷积编码	1/2
PCH		
RACH		1/3, 1/2
CPCH		
DCH	Turbo 码	1/3
DSCH	不编码	
FACH		

注：BCH 为广播信道；PCH 为寻呼信道；RACH 为随机接入信道；CPCH 为公共分组信道；DCH 为专用传输信道；DSCH 为下行共享信道；FACH 为前向接入信道。

## 3. 卷积码

在 WCDMA 中，采用(2,1,8)与(3,1,8)两类卷积码，其中(2, 1, 8)卷积码生成多项式为

$$\begin{aligned} g^1(x) &= 1 + x^4 + x^5 + x^6 + x^8 \\ g^2(x) &= 1 + x + x^3 + x^5 + x^6 + x^7 + x^8 \end{aligned} \quad (7.12.2)$$

(3.1.8) 卷积码生成多项式为

$$\begin{aligned} g^1(x) &= 1 + x + x^2 + x^3 + x^5 + x^6 + x^8 \\ g^2(x) &= 1 + x + x^4 + x^5 + x^7 + x^8 \\ g^3(x) &= 1 + x^3 + x^6 + x^7 + x^8 \end{aligned} \quad (7.12.3)$$

它们的结构与 IS-95 和 CDMA2000 相同，不再赘述。

## 4. Turbo 码

Turbo 码的基本原理已经介绍过，这里仅介绍 WCDMA 中采用的 Turbo 码的编码和交织方式，而译码方式留给制造厂家自定。WCDMA 中的 Turbo 编码方案采用 8 状态并行级联码，其传输函数为

$$G(x) = \left[ 1, \frac{g^2(x)}{g^1(x)} \right] \quad (7.12.4)$$

式中

$$\begin{cases} g^1(x) = 1 + x^2 + x^3 \\ g^2(x) = 1 + x + x^3 \end{cases} \quad (7.12.5)$$

8 状态并行级联 Turbo 码结构如图 7.36 所示。当输入数据流为

$$\mathbf{X}(t) = (X(0), X(1), X(2), \dots, X(k), \dots) \quad (7.12.6)$$

Turbo 码对应输出：由于编码速率为  $1/3$  即每输入 1bit，在输出端应输出 3bit，即输出序列应为

$$\mathbf{y}(t) = (X(0), y(0), y'(0), X(1), y(1), y'(1), \dots, 0, 0, 0) \quad (7.12.7)$$

且当每个需编码的码块数据流结束时，要继续输入 3 个值为“0”的尾比特。图 7.36 中的虚线仅用于尾比特的输出。

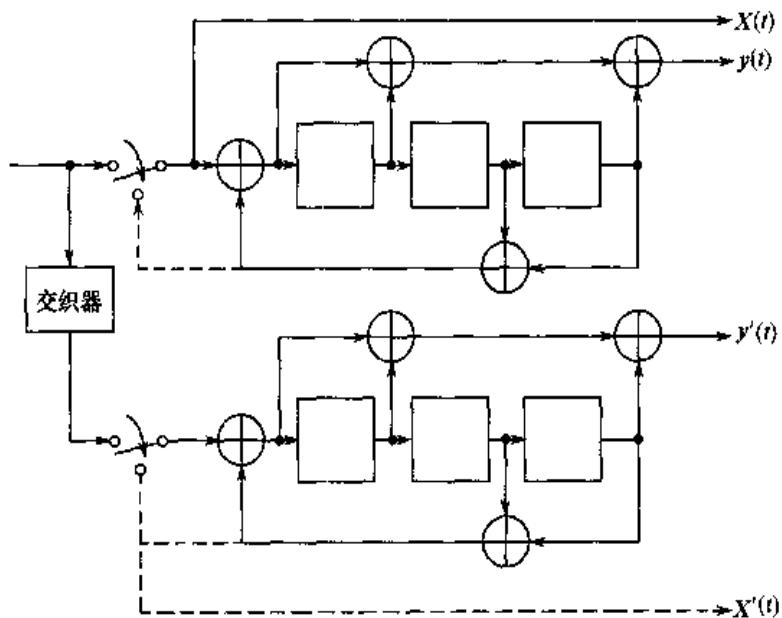


图 7.36 WCDMA 中  $1/3$  码率 Turbo 码编码器

在 WCDMA 的 Turbo 码中，采用的交织器是由母交织生成与删减两部分构成，且主要决定于母交织的生成方式。母交织器实质上是一类可变的块交织器，而块交织矩阵的大小主要取决于矩阵的行  $R$  和列  $C$  的乘积。首先，由输入数据比特长度  $K$  按一定规则确定交织矩阵的行数  $R = 5, 10, 20$  三类中的一种；其次，再由数据长度  $K$ 、行数  $R$ ，按给定的规律确定列数  $C$ ；当  $R$  和  $C$  确定后，可以将数据写入  $R \times C$  的矩阵；根据不同的数据长度  $K$  进行不同规律的行间交织；再进行行内交织，并完成整个相应的矩阵块交织。

删减的处理过程为：将经交织以后的矩阵块逐列读出；在读出的同时，注意与比特对应的初始位置，如果该比特对应的是交织过程中插入的信息位，则删除，以保证输入、输出的比特数完全一致，这时，被删除的比特数为： $R \times C - K$ 。

### 7.12.3 WCDMA 中不同业务数据的编码/复用过程

下面给出 WCDMA 中两种比较典型的业务类型的数据编码/复用过程。

#### 1. 8Kbps 语音业务(有随路信令、发送时间间隔 TTI 为 10ms)

首先给出 8Kbps 语音业务的编码参数，见表 7.10。

表 7.10 8Kbps 语音业务编码参数

参 数	参 数 值
数据信息比特速率	8Kbps
专用物理数据信道比特速率	60Kbps
专用物理控制信道比特速率	15Kbps
每时隙各域比特数: Pilot/TFCI/TPC	6bit/2bit/2bit
码重复率: DTCH/DCCH	49%/50%
传输块大小 DTCH/DCCH	80/96
传输块集合大小 DTCH/DCCH	80/96
传输时间间隔 DTCH/DCCH	10ms/40ms
卷积码码率 DTCH/DCCH	1/3/1/3
静态速率匹配参数 DTCH/DCCH	1.0/1.0
CRC 校验码长度 DTCH/DCCH	16bit /16bit
无线帧中传输信道的位置	固定

其中, Pilot 为导频, TFCI 为传输格式组合指示, TPC 为发射功率控制。

编码过程如图 7.37 所示。

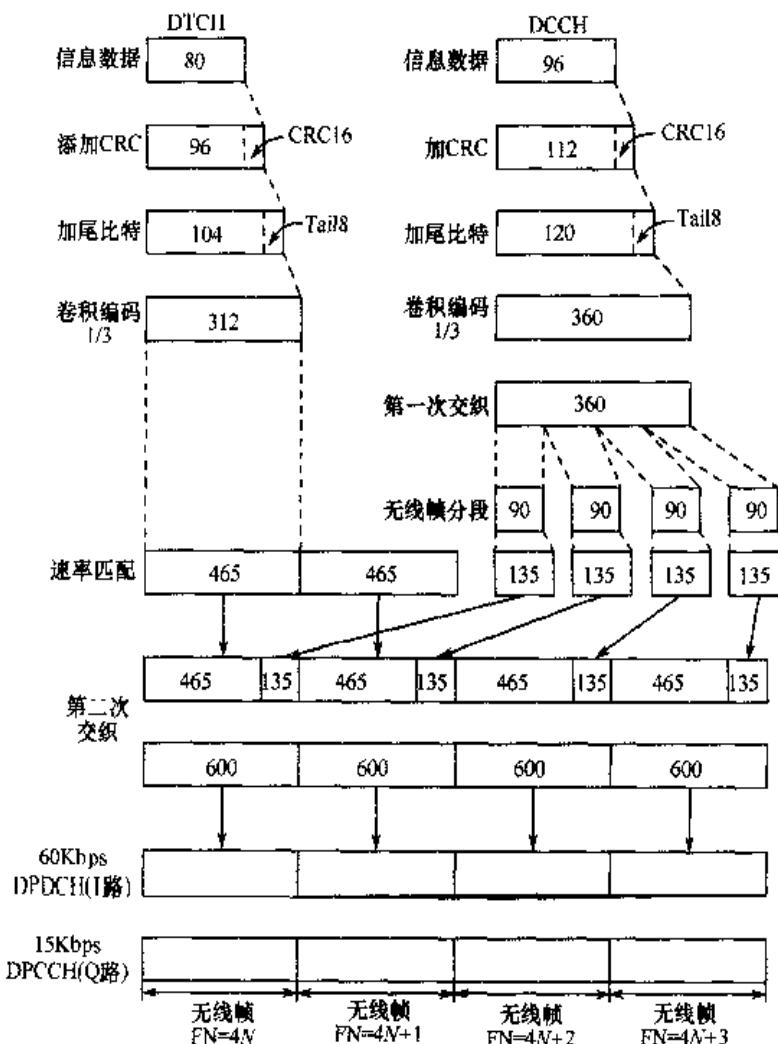


图 7.37 8Kbps 语音业务编码过程

## 2. 下行 384Kbps 业务的复用和编码

下行 384Kbps 复用和编码参数见表 7.11。

表 7.11 下行 384Kbps 业务复用与编码参数表

参 数	DTCH	DCCH
传输信道数目	2	1
传输块大小	3840	100
传输块集合大小	3840	100
传输时间间隔	10ms	40ms
纠错码类型	Turbo 码	卷积码
纠错码码率	1/3	1/3
CRC 校验码长度	16	12
无线帧中传输信道位置	固定	固定

编码过程如图 7.38 所示。

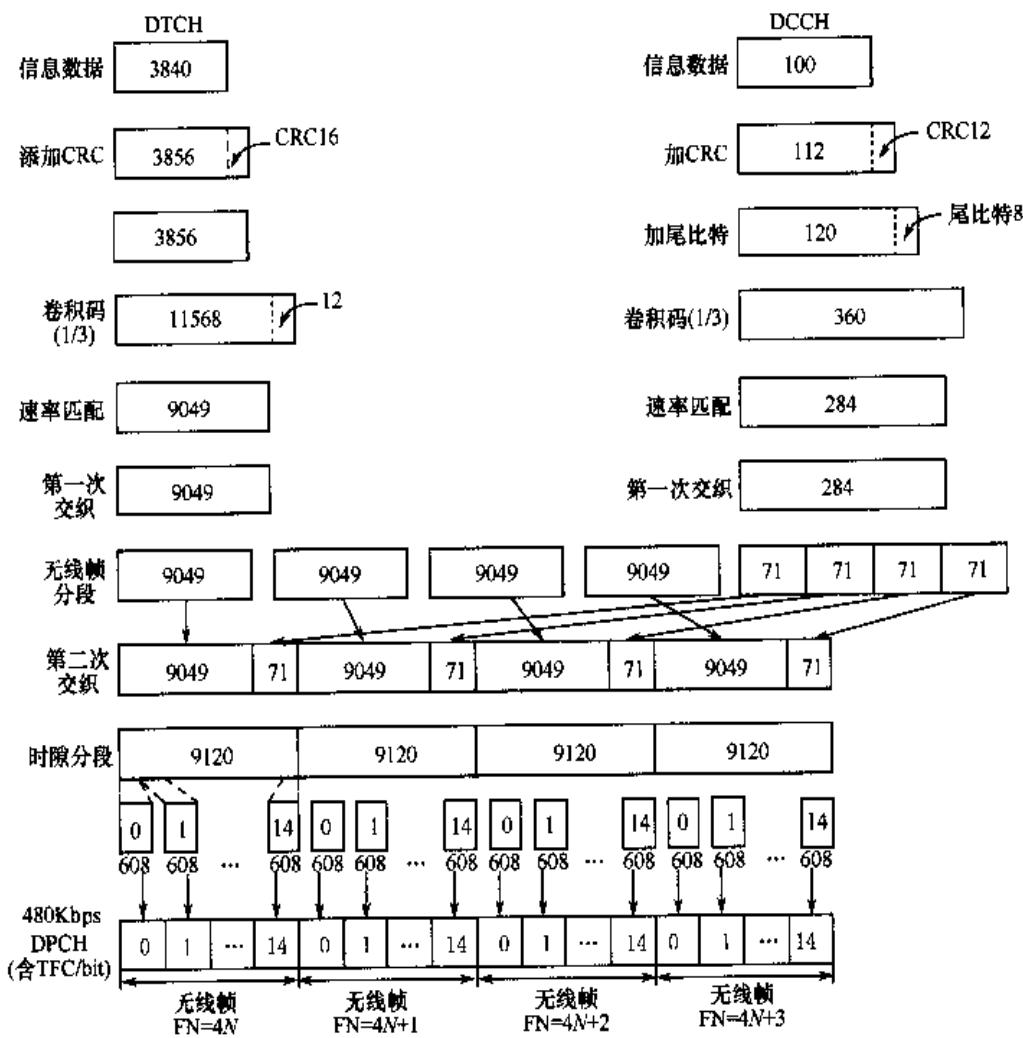


图 7.38 下行 384Kbps 业务复用和编码流程

## 7.13 本章注记

数字通信中关于编码和编码波形的开拓性工作是香农<sup>[7.13~7.15]</sup>、汉明<sup>[7.8]</sup>等完成的。几十年来，众多学者在发展编码理论和译码算法上做了大量有意义的工作。从纠错编码发展的历程来看，逼近香农限是学术研究追求的核心目标之一。从20世纪50年代发明汉明码以来，几乎每十年就取得一个重大进展。20世纪60~70年代，BCH<sup>[7.4~7.5, 7.9]</sup>码的发明和译码算法<sup>[7.1]</sup>的研究极大地推动了代数编码的发展，同时Viterbi<sup>[7.17]</sup>译码算法的发明使纠错编码成为通信系统的基本单元，推动了纠错编码的实际应用。Forney<sup>[7.6]</sup>提出的级联码是第一种可以逼近香农限的纠错编码，激发了对于渐近好码设计的探求。20世纪80年代，Ungerboeck<sup>[7.16]</sup>提出的TCM编码调制技术推动了带限信道编码调制理论的丰富和发展，奠定了现代有线接入网物理层技术的基础。20世纪90年代，在信道编、译码领域，一个新的主要进展就是带交织的并行、串行级联码结构和采用MAP算法进行的迭代译码。Turbo的发明<sup>[7.2~7.3]</sup>掀起了逼近香农限研究的热潮。本世纪初，通过对于Gallager<sup>[7.7]</sup>发明的LDPC码(1962年)的再发现<sup>[7.11]</sup>，人们可以在更高层次上统一认识这些渐近好码的性能。这样经过半个多世纪的探求，纠错编码终于达到了创始人提出的理论极限。这是一个伟大历程的结束，也是下一个征程的开始。

## 7.14 本章小结

本章主要讲述3部分内容。第一部分是对信道编码基本概念与基本类型做了介绍，它们包含：信道编码基本概念、线性分组码、卷积码、Viterbi译码、级联码、交织码及ARQ与HARQ等。第二部分简单地分析与介绍了信道编码理论上的潜力与最大编码增益，这部分属于提高性内容，初学者可不学。第三部分重点介绍了现有移动通信系统中已采用的各类信道编码，它们包含第二代GSM、IS-95中采用的主要信道编码及第三代WCDMA、CDMA2000中所采用的信道编码。

## 习题

7.1 在移动通信中，信道编码的主要功能有哪些？试举出几种最典型的信道编码类型并阐述其主要功能。

7.2 已知某汉明码的监督矩阵为： $H = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ ，试求其生成矩阵G；若当输入序列 $u=110101101010$ ，求编码器输出序列 $c=$ ？

7.3 一个(7,3)线性分组码的生成矩阵为： $G = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$ ，试求：

(1)构造一个等价的系统生成矩阵G；

(2)求其监督矩阵H。

7.4 卷积码是无记忆编码还是有记忆编码？决定它的主要参数有哪些？描述它有几类方法？它们之中哪种方法多用于编码？哪种方法多用于译码？

7.5 若有一个(3,1,2)卷积码，其生成多项式分别为： $g^1 = g^2 = 1+x+x^2$ ,  $g^3 = 1+x^2$ ，试求：

- (1)画出该卷积码编码器结构图；
- (2)画出树形结构图；
- (3)画出格状结构图；
- (4)画出状态结构图。

7.6 为什么在移动通信中经常采用级联码？它有什么主要特点？在经常采用的串行级联码中，内码  $c_1 = (n_1, k_1)$  和外码  $c_2 = (n_2, k_2)$  各采用什么类型码？

7.7 在移动通信中，为什么要采用交织编码？交织编码的主要特点是什么？它的主要缺点是什么？如何改进？

7.8 Turbo 码有哪些主要优缺点？它为什么能取得非常优良的性能？将它用于移动通信，适合于哪些业务？又不适合于哪些业务？为什么？

7.9 为什么说 TCM 编码是一类高效率的信道编码？TCM 编码中的两类距离的含义是什么？它有哪些主要优点？

7.10 GSM 中全速率语音的信道编码有什么特色？又如何实现？

7.11 在 IS-95 中，下行业务信道采用(2,1,8)卷积码，已知其生成多项式(序列)为  $g^1 = (753)_8$ ,  $g^2 = (561)_8$ ，试求：

- (1)给出相应生成多项式  $g^1(x)$  和  $g^2(x)$ ；
- (2)按上述生成多项式画出编码器结构图。

7.12 在 IS-95 中，上行业务信道采用(3,1,8)卷积码，已知其生成多项式(多项式)为  $g^1 = (558)_8$ ,  $g^2 = (663)_8$ ,  $g^3 = (711)_8$ ，试求：

- (1)给出相应生成多项式  $g^1(x)$ ,  $g^2(x)$  和  $g^3(x)$ ；
- (2)按上述生成多项式画出编码器结构图。

7.13 在 CDMA2000 中，使用(2,1,8), (3,1,8)和(4,1,8)3类卷积码，其中(4,1,8)卷积码生成式(序列)为： $g^1 = (765)_8$ ,  $g^2 = (671)_8$ ,  $g^3 = (513)_8$ ,  $g^4 = (473)_8$ 。试求：

- (1)给出相应生成多项式  $g^1(x)$ ,  $g^2(x)$ ,  $g^3(x)$  和  $g^4(x)$ ；
- (2)按上述生成多项式画出编码器结构图。

7.14 在 WCDMA 中，主要使用(2,1,8)和(3,1,8)两类卷积码，它们的生成式(序列)分别为： $g_1^1 = (561)_8$ ,  $g_1^2 = (753)_8$  和  $g_2^1 = (663)_8$ ,  $g_2^2 = (711)_8$ 。试求：

- (1)给出相应生成多项式  $g_1^1(x)$ ,  $g_1^2(x)$ ,  $g_2^1(x)$  和  $g_2^2(x)$ ；
- (2)按上述生成多项式画出编码器结构图。

## 参考文献

- [7.1] E. R. Berlekamp. Algebraic Coding Theory. McGraw-Hill, New York, 1968
- [7.2] C. Berrou, A. Glavieux and P. Thitimajshima. Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo Codes. Proc. IEEE Int. Conf. Commun., pp. 1064~1070, May, Geneva, Switzerland
- [7.3] C. Berrou and A. Glavieux. Near Optimum Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo Codes. IEEE Trans. Commun., Vol. 44, pp. 1261~1271, 1996
- [7.4] R. C. Bose and D. K. Ray-Chaudhuri. On a Class of Error Correcting Binary Group Codes. Inform. Control, Vol. 3, pp. 68~79, Mar. 1960

- [7.5] R. C. Bose and D. K. Ray-Chaudhuri. Further Results in Error Correcting Binary Group Codes. *Inform. Control.*, Vol. 3, pp. 68~79, Mar. 1960
- [7.6] G. D. Forney Jr. Concatenated Codes. MIT Press, Cambridge, MA
- [7.7] R. Gallager. Low-Density Parity-Check Codes. *IRE Trans. Info. Theory*, Vol. 7, pp. 21~28, Jan. 1962
- [7.8] R. W. Hamming. Error Detecting and Error Correcting Codes. *Bell System Technology Journal*, Vol. 29, pp. 147~160, Apr. 1950
- [7.9] A. Hocquenghem. Codes Correcteurs d'Erreurs. *Chiffres*, Vol. 2, pp. 147~156, 1959
- [7.10] S. Lin and D. J. Costello Jr. Error Control Coding: Fundamentals and Applications. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1983
- [7.11] D. J. C. MacKay and R. M. Neal. Good Codes Based on Very Sparse Matrices. *Cryptography and Coding. 5<sup>th</sup> IMA Conf.* C. Boyd, Ed., LNCS, No. 1025, Berlin: Springer, pp. 100~11, 1995
- [7.12] L. S. Reed and G. Solomon. Polynomial Codes Over Certain Finite Fields. *SIAM J.*, Vol. 8, pp. 300~304, June 1960
- [7.13] C. E. Shannon. A Mathematical Theory of Communication. *Bell System Technology Journal*, Vol. 27, pp. 379~423, July 1948
- [7.14] C. E. Shannon. A Mathematical Theory of Communication. *Bell System Technology Journal*, Vol. 27, pp. 623~656, July 1948
- [7.15] C. E. Shannon. Communication in the Presence of Noise. *Proc. IRE*, Vol. 37, pp. 10~21, Jan. 1949
- [7.16] G. Ungerboeck. Channel Coding with Multilevel/Phase Signals. *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. IT-28, pp. 55~67, Jan. 1982
- [7.17] A. J. Viterbi. Error Bounds for Convolutional Codes and an Asymptotically Optimum Decoding Algorithm. *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. IT-13, pp. 260~269, Apr. 1967
- [7.18] 3GPP TS 25.212 V3.3.0. Multiplexing and Channel Coding (FDD). 2000.6
- [7.19] 3GPP2 C. S0002-A-1. Physical Layer Standard for CDMA2000 Spread Spectrum Systems. 2000.9
- [7.20] J. G. Proakis 著. 张力军等译. 数字通信(第四版). 北京: 电子工业出版社, 2003
- [7.21] 吴伟陵. 信息处理与编码. 北京: 人民邮电出版社, 2003.7

# 第8章 分集与均衡

本章讨论和介绍抗平坦瑞利衰落(空间选择性衰落)与抗频率选择性衰落(多径引起的)的传统型抗衰落技术。为了对抗这些衰落,传统的方法是采用分集接收、Rake接收和均衡技术。分集接收技术是传统的抗空间衰落的方法, Rake技术是经典的抗多径衰落、提高接收信噪比的手段,均衡技术是另一种抗多径衰落的常用技术。在第二代移动通信系统中,这些经典接收技术得到了广泛的应用。

## 8.1 分集技术的基本原理

分集技术是一项典型的抗衰落技术,它可以大大提高多径衰落信道下的传输可靠性。其中空间分集技术早已成功应用于模拟的短波通信与模拟移动通信系统,对于数字式移动通信,特别是第二代移动通信,分集技术有了更加广泛的应用。在GSM系统的上行链路基站端,广泛采用二重空间分集接收。在IS-95系统中,除上行采用二重空间分集接收以外,上、下行链路均采用隐分集形式的Rake接收,另外在小区软切换中,也利用Rake接收的宏分集。本节将主要讨论分集的基本概念、分类及分集合并技术。

### 8.1.1 基本概念与分类

在前述章节中已指出,移动信道中存在着传播衰耗、慢衰落和各类快衰落。本节主要讨论对传输可靠性影响较大的各类快衰落。值得注意的是,这里的“快”是针对不同的参量而言的,即空间、频率与时间。它们分别是空间选择性衰落、频率选择性衰落和时间选择性衰落。第2章已比较详细地分析它们的成因与描述,本节将介绍对抗这些衰落的各种技术措施,分集技术就是其中最有效的方法。

#### 1. 分集技术的基本概念

移动通信中由于传播的开放性,使信道的传输条件比较恶劣,发送出的已调制信号经过恶劣的移动信道在接收端会产生严重的衰落,使接收的信号质量严重下降。

分集技术是抗衰落的最有效措施之一。它是利用接收信号在结构上和统计特性上的不同特点来加以区分的,并按一定规律和原则进行集合与合并处理来实现抗衰落的。

分集的必要条件是在接收端必须能够接收到承载同一信息且在统计上相互独立(或近似独立)的若干不同的样值信号,这若干个不同样值信号的获得可以通过不同的方式,如空间、频率、时间等。它主要是指如何有效地区分可接收的含同一信息内容但统计上独立的不同样值信号。

分集技术的充分条件是如何将可获得的含有同一信息内容但是统计上独立的不同样值加以有效且可靠的利用。它是指分集中的集合与合并的方式,最常用的有选择式合并(SC)、等

增量合并(EGC)和最大比值合并(MRC)等。

分集技术的初始阶段是研究如何将客观存在的、分散在多条路径统计上独立的不同样值信号能量加以充分利用，即有效收集的主要措施。分集技术发展到今天，主要是将被动改变为主动，从被动利用客观存在的统计独立的不同样值信号到主动利用信号设计与信号处理技术来有效区分统计独立的样值信号。如扩频信号的 Rake 接收、空时编码等。

## 2. 分集技术的分类

按“分”划分，即按照接收信号样值的结构与统计特性，可分为空间、频率、时间 3 大基本类型；按“集”划分，即按集合、合并方式划分，可分为选择合并、等增益合并与最大比值合并；若按照合并的位置划分，可分为射频合并、中频合并与基带合并，而最常用的为基带合并；分集还可以划分为接收端分集、发送端分集及发/收联合分集，即多输入/多输出(MIMO)系统；分集从另一个角度也可以划分为显分集与隐分集。一般称采用多套设备来实现分集为传统的显分集，空间分集是典型的显分集；称采用一套设备而利用信号设计与处理技术来实现的分集为隐分集。

显然，显分集存在设备增益，而隐分集不存在设备增益，要注意的是，设备增益是用多套设备性能换取的。它与分集的抗衰落性能不是一类概念，应注意加以区分。

### 8.1.2 典型的分集与合并技术

#### 1. 空间分集

空间分集是利用不同接收地点(空间)位置的不同，利用不同地点接收到信号在统计上的不相关性，即衰落性质上的不一样，实现抗衰落的性能。

空间分集的典型结构为：发送端为一副天线，接收端则有  $N$  副天线，如图 8.1 所示。

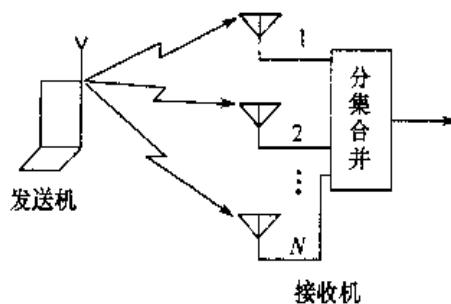


图 8.1 空间分集示意图

基站接收端天线之间的距离要满足基本上不相关的要求，才能达到分集的效果。根据第 2 章中的分析，接收端的分集天线间距离  $d$  一定要大于信号的相干区间  $\Delta R$ 。即

$$d \geq \Delta R \geq \frac{\lambda}{\varphi} \quad (8.1.1)$$

式中， $\lambda$  为波长； $\varphi$  为天线扩展角，如在城市中扩展角一般取  $\varphi \approx 20^\circ$ 。则有

$$d \geq \frac{360^\circ}{20^\circ} \times \frac{1}{2\pi} \times \lambda = \frac{9}{\pi} \lambda = 2.86\lambda \quad (8.1.2)$$

在空间分集中，分集天线数  $N$  越大，分集效果越好，但是分集与不分集差异很大，属于质变，而分集增益正比于分集的天线数量，一般当  $N$  较大时 ( $N=4$ )，增益改善不再明显，且随着  $N$  的增大而逐步减小，属于量变。然而  $N$  的增大意味着设备复杂性的增大，所以在工程上要在性能与复杂性之间做一折中，一般取  $N=2\sim 4$  即可。

空间分集还有两类变化形式。

### (1) 极化分集

极化分集是利用单个天线水平与垂直极化方向上的正交性能来实现分集功能的，即利用极化的正交性来实现衰落的不相关性。其优点为结构紧凑、节省空间，其缺点是在移动时变信道中，极化正交性很难保证，且发送端功率要分配至正交极化馈源上将产生 3dB 的损失，因此性能较空间分集差。

### (2) 角度分集

角度分集利用传输环境的复杂性，调整天线不同角度的馈源，实现在单个天线上不同角度到达信号样值统计上的不相关性来实现等效空间分集的效果。其优点同样是结构紧凑，节省空间，其缺点是实现工艺要求较高，且性能比空间分集差。

在空间分集中，由于在接收端采用了  $N$  副天线，若它们尺寸、形状、增益相同，那么空间分集除了可以获得抗衰落的分集增益以外，还可以获得由于设备能力的增加而获得的设备增益，如二重空间分集的两套同样设备可获得 3dB 设备增益。

## 2. 频率分集

频率分集利用位于不同频段的信号经衰落信道后在统计上的不相关特性，即不同频段衰落统计特性上的差异，来实现抗衰落(频率选择性)的功能。实现时可以将待发送的信息分别调制在频率不相关的载波上发射。所谓频率不相关的载波，是指不同载波之间的间隔  $\Delta f$  大于第 2 章分析中所指出的频率相干区间  $\Delta F$ ，即

$$\Delta f \geq \Delta F \approx \frac{1}{L} \quad (8.1.3)$$

式中， $L$  为接收信号的时延功率谱宽度。

例如，城市中若使用 800~900MHz 频段(指第二代移动通信中的 IS-95 与 GSM)，典型的时延功率谱扩散值约为 5ms 左右，这时有

$$\Delta f \geq \Delta F \approx \frac{1}{L} = \frac{1}{5\text{ms}} = 200\text{kHz} \quad (8.1.4)$$

即要求对于 2G(第二代)实现频率分集的载波间隔应大于 200kHz。

频率分集与空间分集相比较，其优点是在接收端可以减少接收天线及相应设备的数量，缺点是要占用更多的频带资源，所以一般又称它为带内(频带内)分集，并且在发送端有可能需要采用多个发射机。

### 3. 时间分集

时间分集利用一个随机衰落信号，当取样点的时间间隔足够大时，两个样点间的衰落是统计上互不相关的特点，即利用时间上衰落统计特性上的差异来实现抗时间选择性衰落的功能。

具体实现时，是将待发送信息每隔一定的时间间隔，只要这一时间间隔  $\Delta t$  大于第 2 章的分析中所指出的时间相干区间  $\Delta T$ ，即

$$\Delta t \geq \Delta T \approx \frac{1}{B} \quad (8.1.5)$$

式中， $B$  为移动用户高速移动时所产生的多普勒频移产生的频移扩散区间。可见，时间分集对于处于静止或准静止步行状态的移动用户几乎是无用的。

时间分集与空间分集相比较，优点是减少了接收天线及相应设备的数目，缺点是占用时隙资源，增大了开销，降低了传输效率。

在分集接收中，在接收端可以从  $N$  个统计不相关而承载相同信息的支路获得样值信号，再通过不同形式的选择与合并技术来获得尽可能大的分量增益和抗衰落性能。

如果从接收端合并所处的位置上看，合并可以在检测以前的射频或中频上进行，也可以在检测以后即基带上进行合并，实际上常采用基带合并。

如果从合并所采用的准则和方式来考虑，合并可以分最大比值合并(MRC)、等增益合并(EGC)和选择式合并(SC)，下面将分别予以介绍。

### 4. 最大比值合并(MRC)

在接收端由  $N$  个统计不相关的分集支路经过相位校正，并按适当的可变增益加权再相加后送入检测器进行相干检测。最大比值合并的原理图如图 8.2 所示。

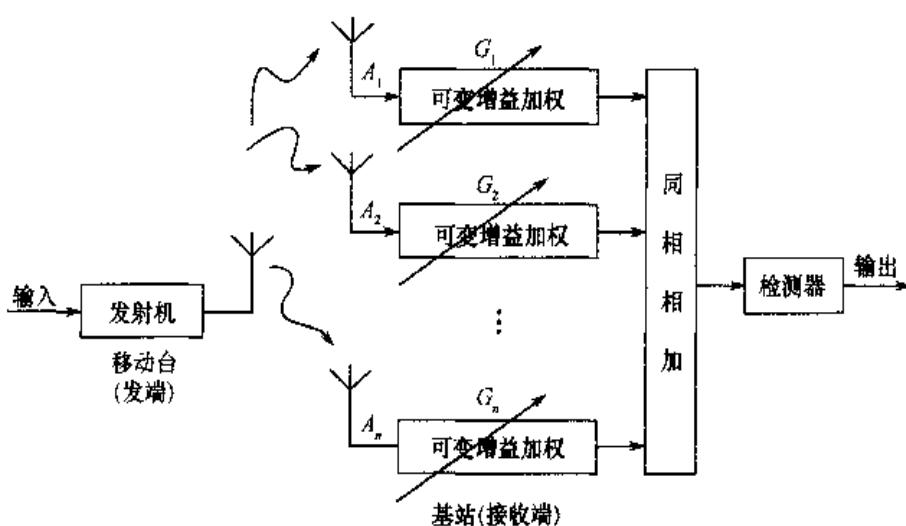


图 8.2 最大比值合并接收原理

利用切比雪夫不等式，可以证明当可变增益加权系数  $G_i = \frac{A_i}{\rho_i^2}$  时，分集合并后的信噪比达到最大值。其中， $A_i$  表示第  $i$  个分集支路的信号幅度； $\rho_i^2 = \rho^2$ ，表示每个分集支路噪声功率

相等,  $i=1, 2, \dots, N$ 。

经最大比值合并后的输出为

$$A = \sum_{i=1}^N G_i A_i = \sum_{i=1}^N \frac{A_i}{\rho^2} \times A_i = \frac{1}{\rho^2} \sum_{i=1}^N A_i^2 \quad (8.1.6)$$

可见, 信噪比越大的分集支路对合并后的信号贡献也就越大。

设最大比值合并后的平均输出信噪比为

$$\overline{\text{SNR}}_M = N \cdot \overline{\text{SNR}} \quad (8.1.7)$$

式中,  $\overline{\text{SNR}}$  为合并前每个支路平均信噪比;  $\overline{\text{SNR}}_M$  为合并后平均输出信噪比; 而  $N$  为分集支路数目, 即分集重数。

合并增益为

$$K_M = \frac{\overline{\text{SNR}}_M}{\overline{\text{SNR}}} = N \quad (8.1.8)$$

可见, 合并增益与分集支路数  $N$  成正比。

### 5. 等增益合并(EGC)

若在上述最大比值合并中, 取  $G_i = 1$ , 当  $i=1, 2, \dots, N$ , 即为等增益合并。

等增益合并后的平均输出信噪比为

$$\overline{\text{SNR}}_E = \overline{\text{SNR}} [1 + (N-1) \frac{\pi}{4}] \quad (8.1.9)$$

等增益合并的增益为

$$K_E = \frac{\overline{\text{SNR}}_E}{\overline{\text{SNR}}} = 1 + (N-1) \frac{\pi}{4} \quad (8.1.10)$$

显然, 当  $N$ (分集重数)较大时,  $K_E \approx K_M$ , 即两者相差不多, 大约在 1dB 左右。等增益合并实现比较简单。

### 6. 选择式合并(SC)

选择式合并原理图如图 8.3 所示。

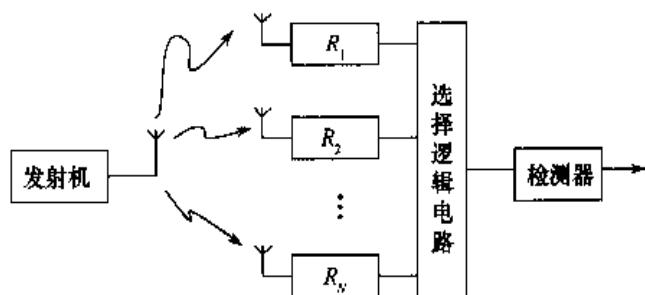


图 8.3 选择式合并原理

接收端是从  $i=1, 2, \dots, N$  的  $N$  个分集支路的接收机  $R_i$  中利用选择逻辑电路选择其中具有最大基带信噪比  $\overline{\text{SNR}}_i = \overline{\text{SNR}}_{\max}$  的某一路的基带信号作为输出。

选择式合并的平均输出信噪比为

$$\overline{\text{SNR}_s} = \overline{\text{SNR}_{\max}} \sum_{i=1}^N \frac{1}{i} \quad (8.1.11)$$

选择式合并的合并增益为

$$K_s = \frac{\overline{\text{SNR}_s}}{\overline{\text{SNR}_{\max}}} = \sum_{i=1}^N \frac{1}{i} \quad (8.1.12)$$

### 7.3 种主要合并方式的性能比较

图 8.4 给出 3 种合并方式平均信噪比的改善程度。图中，性能最好的为曲线 a，即最大比值合并，性能次之的为曲线 b，即等增益合并，性能最差的为曲线 c，即选择式合并。

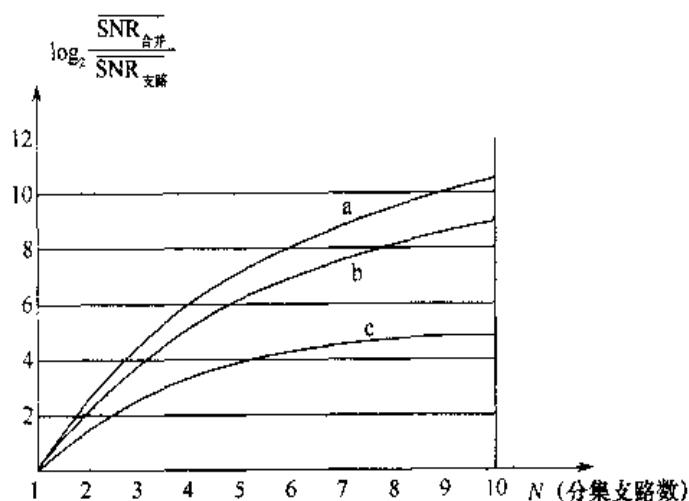


图 8.4 3 种主要分集合并方式性能比较

## 8.2 Rake 接收与多径分集

Rake 接收不同于传统的空间、频率与时间分集技术，它是一种典型的利用信号统计与信号处理技术将分集的作用隐含在被传输的信号之中的技术，因此又称其为隐分集或带内分集。

### 8.2.1 Rake 接收的基本原理

由于移动通信传播中多径引起了接收信号时延功率谱的扩散，其中最典型的有两类：连续型时延功率谱，它一般出现在繁华的市区，由密集建筑物反射而形成，如图 8.5 所示；离散型时延功率谱，它一般出现在非繁华市区、非密集群建筑群区，如图 8.6 所示。

在接收端的多径传播信号可以用图 8.7 所示的矢量图来表示（假设有 3 条主要传播路径）。若采用扩频信号设计与 Rake 接收的信号处理后，3 条路径信号矢量图可改变成如图 8.8 所示的形式。

Rake 接收就是设法将上述被扩散的信号能量充分利用起来。其主要手段是扩频信号设计与 Rake 接收的信号处理手段。在实际的移动通信中，由于用户的随机移动性，接收到的多径分量的数量、大小（幅度）、时延（到达时间不同）、相位均为随机变量，因此合成后的合成

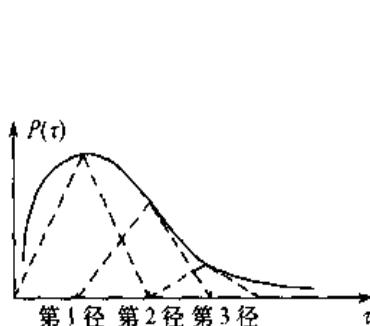


图 8.5 连续型时延功率谱

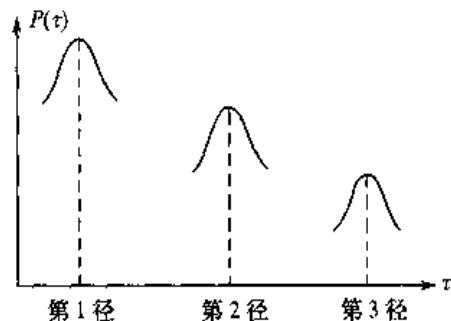


图 8.6 离散型时延功率谱

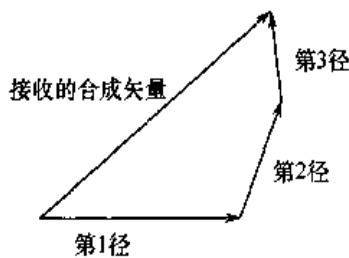


图 8.7 多径信号的矢量合成图

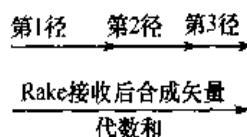


图 8.8 利用 Rake 接收(相干检测)后的合成矢量图

矢量亦为一个随机变量。但如果能利用扩频信号设计将各条路径信号加以分离，再利用 Rake 接收将被分离的各条路径信号相位校准、幅度加权，并将矢量和变成代数和，从而加以充分利用。当然，这一分离、处理和利用的设想，特别对于连续型时延功率谱，受分辨率即扩频增益和 Rake 接收信号处理方式及能力所限。

根据宽带扩频信号的相关理论，设计适当扩频比的扩频信号（它主要决定分离多径的分辨率）和相应的 Rake 接收的信号处理方式就能将被扩散的信号能量分离、处理、合并，并加以有效利用。

上述时延功率谱的利用效率主要取决于实际信道多径时延展宽的程度及多径分离的能力。而多径分离的能力则主要取决于扩频增益与扩频带宽。

对于 IS-95 系统，在城市繁华地区，其多径时延大约为  $\Delta\tau \approx 5\mu s$ ，而 IS-95 的扩频信号带宽为  $1.25MHz$ ，由式(8.1.4)求出频率分集的载波间隔应大于  $200kHz$ ，对于 IS-95 的 CDMA，在理论上可提供  $\frac{1.25MHz}{200kHz} \approx 6$  (重) 隐分集的可能。但是由于多径时延扩展是随机的，实际上有利用价值的不超过  $3 \sim 4$  径，即相当于  $3 \sim 4$  重分集效果。

由上面对 Rake 接收的多径分集的分析，从理论上看，它应属于频率分集，但是从现象上看，它是利用多径时延进行的分集。实际上在第 2 章信道分析中已指出，正是由于时延扩散才引入了频率选择性衰落。它们之间是一对因果关系，正因为这样，有人认为称它为多径分集更为恰当。

### 8.2.2 IS-95 中 Rake 接收机的工程实现

Rake 接收的实现方法可以有多种方案, 这里结合 IS-95 系统介绍 Rake 接收的实现原理。在 IS-95 中, 下行(前向)链路是同步码分, 而上行(反向)则是异步码分, 因此, 上、下行 Rake 接收也有所不同, 即下行 Rake 接收为相干检测, 而上行则为非相干检测。这里将以上行基站中非相干检测 Rake 接收为重点加以介绍。

#### 1. IS-95 中基站 Rake 接收的实现方案

IS-95 中, 上行基站 Rake 接收机的总体框图如图 8.9 所示。

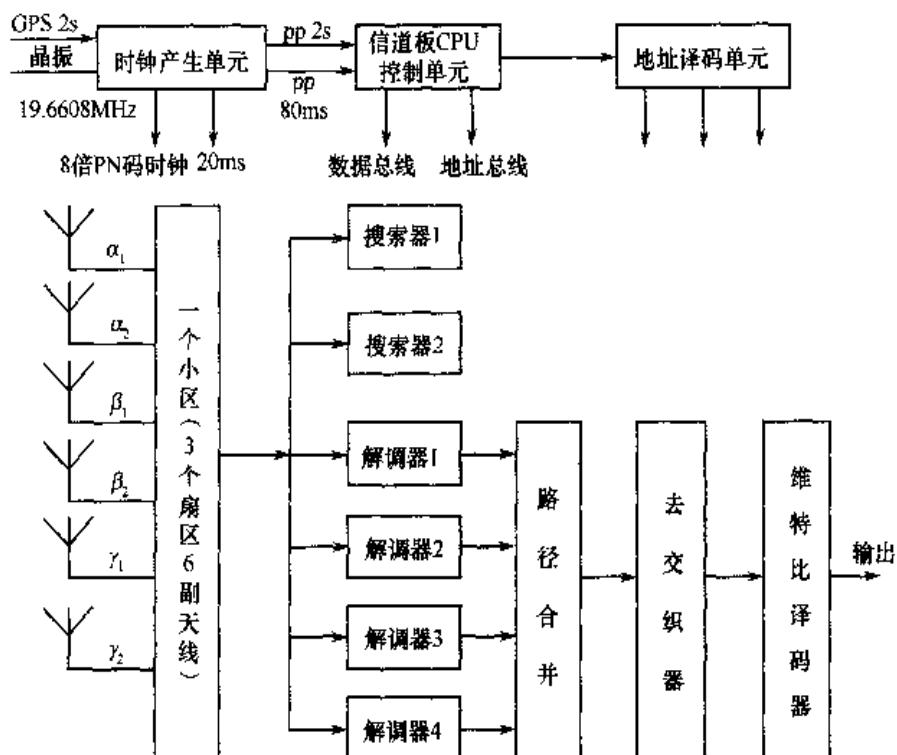


图 8.9 IS-95 中上行基站 Rake 接收机总体框图

在 IS-95 系统中, 每个蜂窝小区分为 3 个扇区, 每个扇区有 1 副发射天线和 2 副接收天线(采用二重空间分集), 因此, 每个小区含有 6 副接收天线:  $\alpha_1, \alpha_2, \beta_1, \beta_2, \gamma_1, \gamma_2$ 。

图 8.9 中的时钟产生单元是利用基站 GPS 收到标准偶秒(2s)信号和本地晶振(19.6608MHz)产生 Rake 接收所需要的各类定时时钟信号。

信道板 CPU 控制单元控制并协调发送、接收各单元的操作, 搜索器的搜索结果也将送入 CPU 进行选择、判断, 并将搜索到的 4 个最强路径的相位信息分别送至 4 个数据解调器中解调。

地址译码单元用于产生各个模块所需的伪码地址信号。

搜索器用于搜索接收信号的伪码(PN 码)相位, 其作用是在 3 个小区 6 个接收信号源中搜索其中 4 个最强路径进行数据解调, 每个搜索器实际包含多个并行搜索单元。

数据解调器: IS-95 系统中, 每个基站含有 4 个数据解调器, 即 Rake 接收机的 4 个“Finger”。它用于对已搜索到的 4 个最强路径进行数据解调, 并将解调结果输出, 送入路径

合并器进行合并，即进行分集合并，再进行去交织和维特比译码。此外，每个解调器内还有一个子单元，用于跟踪回路对路径相位进行解调。IS-95中上行基站Rake接收的核心部件——数据解调器结构如图8.10所示。

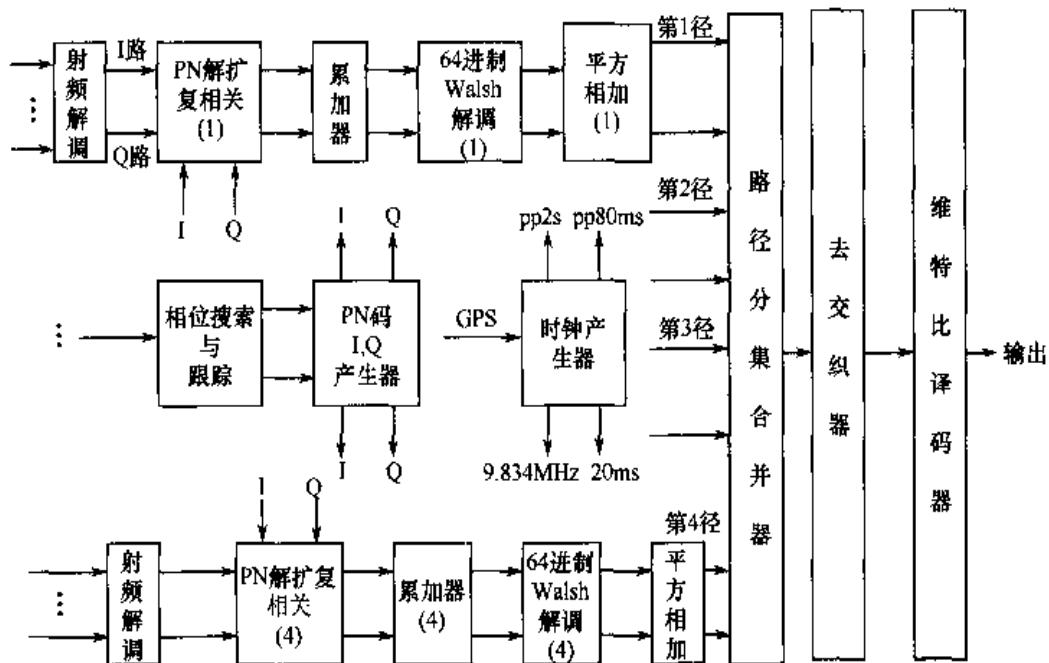


图 8.10 IS-95 中 Rake 接收机数据解调器框图

从每个蜂窝小区6副天线 $\alpha_1, \alpha_2, \beta_1, \beta_2, \gamma_1, \gamma_2$ 中接收到的射频信号经过射频解调降至基带信号，并分为同相I与正交Q两路送入搜索器中的PN码解扩与复相关器进行搜索，并将搜索结果送入信道板CPU控制单元，CPU选择其中4个数据解调器。

这4条最强的路径进入数据解调器中的PN码解扩与复相关运算，这里采用复相关运算可以消除I、Q间相关差所引入相关性对性能的影响。在上行基站的Rake接收中，采用的是非相干解调与平方相加处理。另外，由于IS-95中上行是采用OQPSK调制，这时解调时I、Q支路数据间要延迟 $T_c/2$ (半个码元)。

复相关过程原理如图8.11所示。

**64进制Walsh解调器：**在IS-95中，这部分具体实现是采用快速哈达玛变换FHT来完成的。从原理上讲，64进制Walsh解调就是将64个数据与64阶Walsh符号分别进行相关运算，它可以采用FHT来完成，即将这种相关过程用类似于快速傅里叶变换FFT的蝶形快速算法来实现。Hadamard变换与傅里叶变换相比，Hadamard变换是实数变换且仅取+1与-1，因此，相乘运算均可用加减运算来代替，这一特点可以使得运算速度加快、硬件大为简化。

下面以8阶FHT运算为例，其运算流程图如图8.12所示。其中每个蝶形运算如图

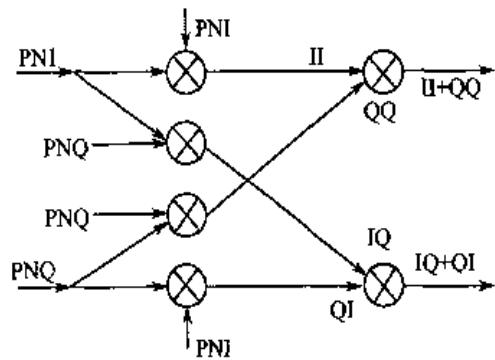


图 8.11 复相关解调器原理框图

8.13 所示。

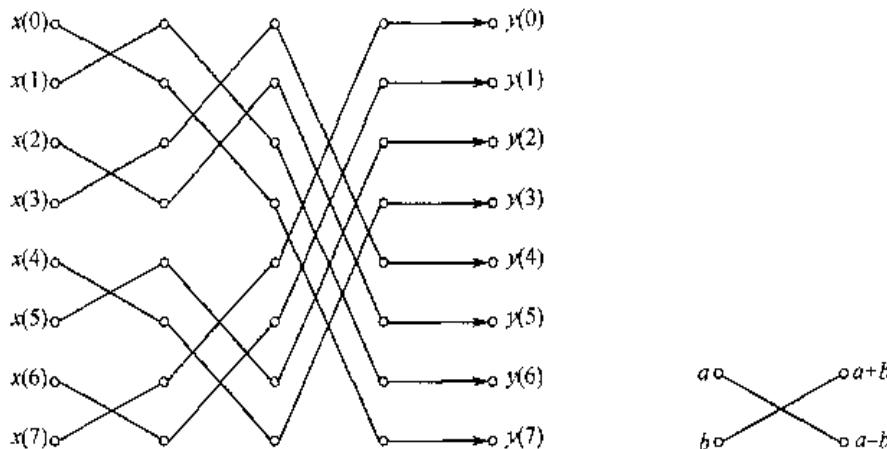


图 8.12 8 阶 FHT 流程图

8.13 蝶形运算原理图

对于  $N$  阶 FHT 运算，每次迭代包含  $N$  次加、减运算，一共有  $\log_2 N$  阶蝶形迭代，因此，共有  $N \times \log_2 N$  次加、减运算。例如，当  $N=8$  时，共有  $\log_2 8=3$  次蝶形迭代，每阶有  $N=8$  次加、减运算，因此总共有  $8 \times 3=24$  次加、减运算。

在 IS-95 中，要进行 64 阶 FHT 运算，因此共有  $64 \times \log_2 24=64 \times 6=384$  次加、减运算。这样可将原来的多次乘法运算简化为有限次的加、减运算，使实现过程大为简化。

**平方及相加：**从 64 进制 Walsh 解调即每个支路 FHT 运算后输出至每个支路平方相加电路，完成  $I^2+Q^2$  平方相加运算后，再将 4 个支路的平方相加器的输出送至路径分集合并器。

**分集路径合并：**将 4 个支路的解调器的输出结果送入分集合并器，即将 4 个分集路径的信号能量相加，再生成软判决信号，其过程即为分集合并。

系统同步是系统正常工作的基础，CDMA 同步决定了能否实现正确解调。在 IS-95 中，系统同步可以分为搜索与跟踪两个部分。

Rake 接收机中搜索器的作用是基站对移动台发送的信号进行搜索，以寻找 4 个最强的传输路径，用于数据解调。

基站首先对移动台发送的接入信道的信号进行搜索、捕获，成功之后获得接入信息，并与移动台建立通信链路，然后再对移动台的业务信道进行搜索并进入解调状态。在解调的同时，搜索器仍能继续搜索其他可能存在的强径。每个解调器的跟踪回路则对解调器的伪码相位进行微调。

搜索可分为初始搜索、解调中搜索和更软切换搜索 3 种工作状态。

### (1) 初始搜索

基站搜索接入信道，以便与发起呼叫的移动台建立通信链路。将移动台发送一个接入信息（或基站接收）的过程称为一次接入尝试，而每次接入尝试又由若干个逐步增加的接入试探组成。每个试探构成一个接入信道时隙，而每个时隙又由初始帧与信息帧两部分构成，初始帧为全 0 帧，有 96 个 0 (4.8Kbps)。移动台发送初始帧是为了便于基站进行同步，它可省去 FHT 单元而直接对解扩后的数据累加，其原因是全 0，FHT 的 0 相关输出最大，其相关过

程相当于 64Walsh chips 时间间隔的数值累加。

同样，移动站发送业务信道时，开始几帧也是初始帧，也可以简化结构。同时，在初始搜索中，由于尚未开始解调，可以在 CPU 控制下将解调器亦用于搜索器，以加快搜索速度。

接入信道搜索过程与结构可以用下列原理性图形表示，如图 8.14 所示。

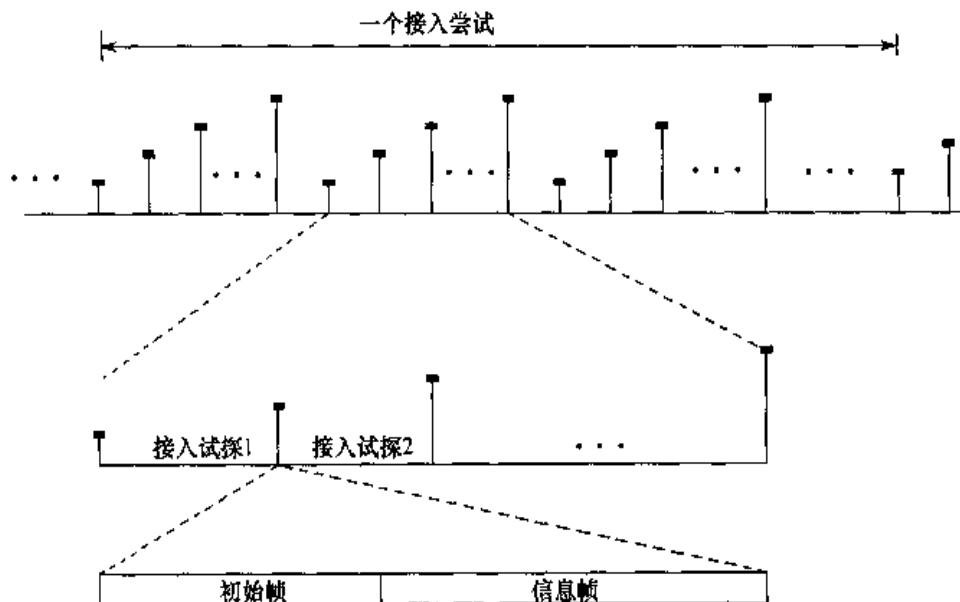


图 8.14 接入信道结构

### (2) 解调中的搜索

开始解调以后，搜索器继续搜索，以寻求其他可能存在的强径，但移动台发送的信息不再是全 0。此时，基站在搜索时要进行完整的基带非相干解调处理，是正常方式下的搜索结构。

### (3) 更软切换搜索

当移动台发起切换请求时，两个搜索器必须搜索源小区的信号和切换目标小区的信号，直至切换完成。

## 2. IS-95 中移动台 Rake 接收

上面介绍的是基站 Rake 接收，它属于上行(反向)链路，上行链路是“多点对一点”的通信链路，基站用它接收多个用户信号。但是，由于 IS-95 中上行属于异步码分，因此采用非相干检测，但对于多径信号的搜索与跟踪仍然是必须解决的先决条件。

移动台 Rake 接收则属于下行(前向)链路，它是“一点对多点”的通信链路，多个用户利用它接收来自同一基站的信号。在下行信道中，基站专门设置了导频信道，且给予较大的功率分配，它可供给移动台搜索、跟踪及相干解调提供参考信号。

移动台 Rake 接收与基站 Rake 接收的基本原理是一样的。只是在下行中，移动台可利用基站发送的导频进行同步码分、相干检测。这说明每一个用户信号都可以锁定在导频信号上进行相干检测，而路径时延只需通过导频序列来搜索即可实现。

下面用一个形象化的图形来直观地总结和表达 Rake 接收的基本原理，如图 8.15 所示。

利用图 8.5、图 8.6 表达的连续型和离散型时延功率谱来表达 Rake 接收原理。

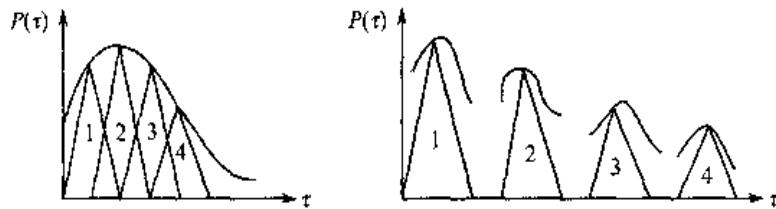


图 8.15 Rake 接收直观原理

图 8.15 中, 三角形表示伪随机码的相关函数, 而数字 1, 2, 3, 4 表示 4 条路径。Rake 接收就是利用扩频码信号设计及其 Rake 接收的信号处理, 即利用扩频码的相关接收, 将移动信道中实际扩散信号能量分离开并加以有效的利用。图中 4 个相关峰代表 Rake 接收的 4 个相关接收解调器, 即 4 个“Figner”, 它们分别将已扩散的信号能量分离取出并加以有效利用。

### 8.2.3 WCDMA 系统中 Rake 接收机原理

实际的移动通信环境可看做频率选择性慢衰落信道, 对于宽带 CDMA 信道, 由于信号带宽远大于衰落信道的相关带宽, 必然会造成频率选择性衰落。Rake 接收机是对抗频选衰落很有效的手段。本质上, Rake 采用的是频率分集方法, 它将分散在各个路径中的相互独立的信号有机地合并在一起, 从而提高了接收端的信干噪比(SNIR)。下面针对 WCDMA 的具体情况(采用 QPSK 调制、复扰码)给出 Rake 接收的简单原理描述。

首先给出 WCDMA 下行链路的信号模型: 设系统有  $W$  个专用信道, 等功率为  $P/4$ , CPICH 信道功率归一化为  $1/4$ ,  $b_i^{(i)}(t)$ ,  $b_Q^{(i)}(t)$  表示第  $i$  个用户信道的 I, Q 两路发送的数据信号,  $c^{(i)}(t)$  表示该信道的特征码,  $N_i$  表示码长,  $c_p(t)$  表示 CPICH 信道特征码,  $N_p$  表示码长,  $s_I(t)$ ,  $s_Q(t)$  表示所采用的复扰码。则下行链路发送信号为

$$\begin{aligned}
 S(t) = & \left[ \sum_{i=1}^W \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{N_i-1} \frac{\sqrt{P}}{2} b_i^{(i)}(t - kT_i) c^{(i)}(t - (kN_i + l)T_c) p(t - (kN_i + l)T_c) + \right. \\
 & \left. j \frac{\sqrt{P}}{2} b_Q^{(i)}(t - kT_i) c^{(i)}(t - (kN_i + l)T_c) p(t - (kN_i + l)T_c) \right] \cdot (s_I(t) + js_Q(t)) + \\
 & \left[ \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{N_p-1} \frac{1}{2} c_p(t - (kN_p + l)T_c) p(t - (kN_p + l)T_c) + \right. \\
 & \left. j \frac{1}{2} c_p(t - (kN_p + l)T_c) p(t - (kN_p + l)T_c) \right] \cdot (s_I(t) + js_Q(t)) \\
 = & \sum_{i=1}^W [A_I^{(i)}(t) + jA_Q^{(i)}(t)] + B_I(t) + jB_Q(t)
 \end{aligned} \tag{8.2.1}$$

式中,  $p(t)$  表示归一化码片波形;  $T_i$  表示数据符号周期;  $T_p$  表示导频符号周期;  $T_c$  表示码片周期, 满足下列关系:  $T_i = N_i T_c$ ,  $T_p = N_p T_c$ 。令

$$A_I^{(i)}(t) = \left[ \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{N_i-1} \frac{\sqrt{P}}{2} b_i^{(i)}(t - kT_i) c^{(i)}(t - (kN_i + l)T_c) s_I(t - (kN_i + l)T_c) - \right.$$

$$\frac{\sqrt{P}}{2} b_Q^{(i)}(t - kT_i) c^{(i)}(t - (kN_i + l)T_c) s_Q(t - (kN_i + l)T_c) \cdot p(t - (kN_i + l)T_c) \quad (8.2.2)$$

$$A_Q^{(i)}(t) = \left[ \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{N_i-1} \frac{\sqrt{P}}{2} b_I^{(i)}(t - kT_i) c^{(i)}(t - (kN_i + l)T_c) s_Q(t - (kN_i + l)T_c) + \right. \\ \left. \frac{\sqrt{P}}{2} b_Q^{(i)}(t - kT_i) c^{(i)}(t - (kN_i + l)T_c) s_I(t - (kN_i + l)T_c) \right] \cdot p(t - (kN_i + l)T_c) \quad (8.2.3)$$

$$B_I^{(i)}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{N_p-1} \frac{1}{2} c_p(t - (kN_p + l)T_c) [s_I(t - (kN_p + l)T_c) - s_I(t - (kN_p + l)T_c)] \cdot \\ p(t - (kN_p + l)T_c) \quad (8.2.4)$$

$$B_Q^{(i)}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{N_p-1} \frac{1}{2} c_p(t - (kN_p + l)T_c) [s_I(t - (kN_p + l)T_c) + s_I(t - (kN_p + l)T_c)] \cdot \\ p(t - (kN_p + l)T_c) \quad (8.2.5)$$

设频率选择性衰落信道的冲激响应为

$$h(t) = \sum_{q=1}^L \alpha_q(t) e^{j\phi_q(t)} \delta(t - \tau_q) = \sum_{q=1}^L h_I^{(q)}(t) + j h_Q^{(q)}(t) \quad (8.2.6)$$

式中,  $L$  表示路径总数;  $\alpha_q(t)$  表示第  $q$  径的幅度响应;  $\phi_q(t)$  表示相位响应;  $\tau_q$  表示第  $q$  径的路径延迟;  $h_I^{(q)}(t)$  表示第  $q$  径 I 路的冲激响应;  $h_Q^{(q)}(t)$  表示第  $q$  径的 Q 路冲激相应。

则接收信号为

$$R(t) = S(t) * h(t) \\ = \sum_{i=1}^W \left[ \sum_{q=1}^L h_I^{(q)}(t) + j h_Q^{(q)}(t) \right] [A_I^{(i)}(t) + j A_Q^{(i)}(t)] + \\ \left[ \sum_{q=1}^L h_I^{(q)}(t) + j h_Q^{(q)}(t) \right] [B_I(t) + j B_Q(t)] \quad (8.2.7)$$

不妨设接收端接收第 1 个用户的信号, 设本地信号为

$$c^{(1)}(t - \hat{\tau}_m) [s_I(t - \hat{\tau}_m) - j s_Q(t - \hat{\tau}_m)]$$

则第  $m$  个路径接收器的输出信号为

$$\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} R(t) \cdot c^{(1)}(t - \hat{\tau}_m) [s_I(t - \hat{\tau}_m) - j s_Q(t - \hat{\tau}_m)] dt \\ = \frac{1}{T_1} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\sqrt{P}}{2} \int_{kT_1}^{(k+1)T_1} [h_I^{(m)}(t) + j h_Q^{(m)}(t)] \cdot [A_I^{(1)}(t) + j A_Q^{(1)}(t)] \cdot \\ c^{(1)}(t - \hat{\tau}_m) [s_I(t - \hat{\tau}_m) - j s_Q(t - \hat{\tau}_m)] dt +$$

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{T_1} \sum_{i=2}^W \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq m}}^L \frac{\sqrt{P}}{2} \int_0^{T_1} [h_i^{(m)}(t) + j h_Q^{(m)}(t)] \cdot [A_i^{(1)}(t) + j A_Q^{(1)}(t)] \cdot \\
& c^{(1)}(t - \hat{\tau}_m) [s_I(t - \hat{\tau}_m) - j s_Q(t - \hat{\tau}_m)] dt \\
& \approx \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\sqrt{P}}{2} \{ [h_i^{(m)}(k) + j h_Q^{(m)}(k)] \cdot [b_i^{(1)}(k) + j b_Q^{(1)}(k)] + \\
& j [h_i^{(m)}(k) + j h_Q^{(m)}(k)] \cdot [b_Q^{(1)}(k) - j b_I^{(1)}(k)] \} \cdot R_c(\epsilon_m) + \text{MAI} \\
& = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sqrt{P} [h_i^{(m)}(k) + j h_Q^{(m)}(k)] \cdot [b_i^{(1)}(k) + j b_Q^{(1)}(k)] \cdot R_c(\epsilon_m) + \text{MAI} \quad (8.2.8)
\end{aligned}$$

假设  $s_I(t)$ ,  $s_Q(t)$  相互近似正交,  $R_c(\epsilon_m)$  表示信道码的自相关函数,  $\epsilon_m = |\tau_m - \hat{\tau}_m| < T_c$ , MAI 表示多址干扰。

设本地导频信号为:  $c_p(t - \hat{\tau}_m)[s_I(t - \hat{\tau}_m) - j s_Q(t - \hat{\tau}_m)]$ , 则类似可得第  $m$  个路径接收器的输出信号为

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} R(t) \cdot c_p(t - \hat{\tau}_m) [s_I(t - \hat{\tau}_m) - j s_Q(t - \hat{\tau}_m)] dt \\
& = \sum_{k=-\infty}^{\infty} [h_i^{(m)}(k) + j h_Q^{(m)}(k)] \cdot R_c(\epsilon_m) + \\
& \frac{1}{T_p} \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq m}}^L \frac{1}{2} \int_0^{T_p} [h_i^{(q)}(t) + j h_Q^{(q)}(t)] \cdot [B_i^{(1)}(t) + j B_Q^{(1)}(t)] \cdot \\
& c_p(t - \hat{\tau}_m) [s_I(t - \hat{\tau}_m) - j s_Q(t - \hat{\tau}_m)] dt \\
& = \sum_{k=-\infty}^{\infty} [\hat{h}_i^{(m)}(k) + j \hat{h}_Q^{(m)}(k)] \cdot R_c(\epsilon_m) \quad (8.2.9)
\end{aligned}$$

假设  $\epsilon_m \approx 0$ , 则  $R_c(\epsilon_m) \approx 1$ 。将式(8.2.9)得到的衰落信道响应估计取共轭后代入式(8.2.8), 并对各径接收信号求和, 即可得到采用最大比例合并(MRC) 的相干 Rake 接收机的输出信号, 即

$$\begin{aligned}
& = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{m=1}^L \sqrt{P} [h_i^{(m)}(k) \hat{h}_i^{(m)}(k) + j h_Q^{(m)}(k) \hat{h}_Q^{(m)}(k)] \cdot [b_i^{(1)}(k) + j b_Q^{(1)}(k)] + \text{MAI} \\
& = \sum_{k=-\infty}^{\infty} [\hat{b}_i^{(1)}(k) - j \hat{b}_Q^{(1)}(k)] \quad (8.2.10)
\end{aligned}$$

图 8.16 给出了单个 Rake“Figner”峰接收机的结构, 包括信道估计和跟踪环路, 采用非相干迟早门跟踪环。由于 WCDMA 采用 QPSK 调制, 因此其接收机结构比一般情况的复杂, 读者可参照上述公式和原理图, 体会 Rake 接收理论。

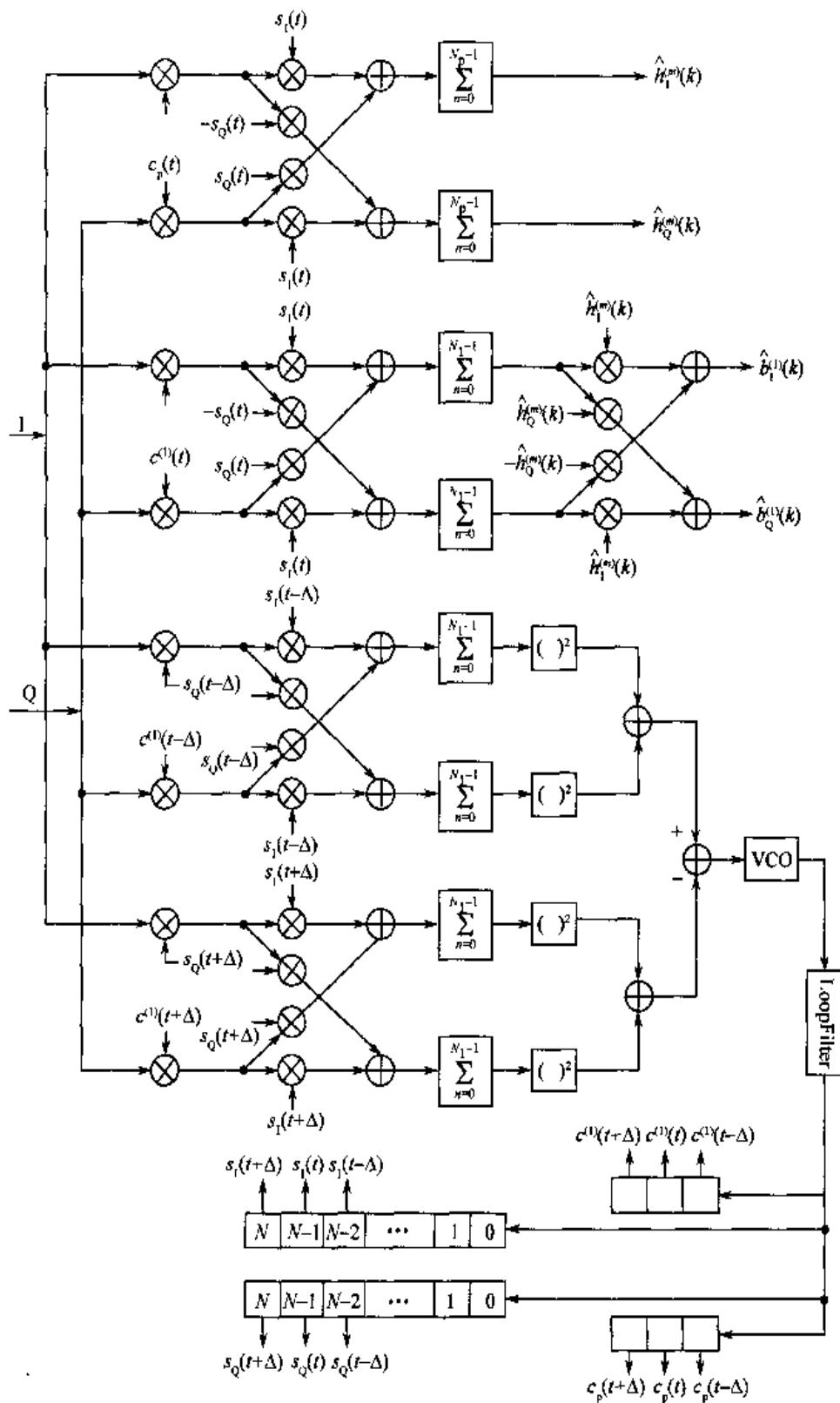


图 8.16 单个 Rake“Figner”接收机的结构

### 8.3 多径衰落信道中的均衡技术

均衡是改造限带信道传递特性的一种有效手段，它起源于固定式有线传输网络中的频域均衡滤波器。均衡目前有两个基本途径。

(1) 频域均衡，它主要从频域角度来满足无失真传输条件，是通过分别校正系统的幅频特性和群时延特性来实现的，主要用于早期的固定式有线传输网络中。

(2) 时域均衡，它主要从时间响应考虑以使包含均衡器在内的整个系统的冲击响应满足理想的无码间串绕的条件。目前广泛利用横向滤波器来实现，它可以根据信道特性的变化而不断地进行调整，实现起来比频域均衡方便，性能一般也比频域均衡好，故得到广泛的应用。特别是在时变的移动信道中，几乎都采用时域均衡的实现方式，因此下面仅讨论时域自适应均衡。

在衰落信道中引入均衡的目的是为了减轻或消除由于频率选择性衰落造成的符号间的干扰 ISI。并非所有移动通信系统均要求使用自适应均衡器，实际上，如果信道频率选择性衰落引入时延功率谱的扩散(即多径扩散)区间为  $\tau_m$ ，而传输的消息符号的持续时间为  $T_s$ ，当  $T_s \gg \tau_m$  时，移动信道就可以不必使用自适应均衡，因为这时时延扩散对传送的消息符号的影响可以忽略不计。

在 IS-95 系统中，采用扩频码的码分多址 CDMA 方式来区分用户，每个用户传送的原始消息符号持续时间  $T_s \gg \tau_m$ ，因此，CDMA 系统一般不采用自适应均衡技术。另一种情况，若将来进一步采用正交频分复用 OFDM 方式，对每一个正交的子载波所传送的消息符号持续时间  $T_s \gg \tau_m$ ，亦可不采用自适应均衡技术。

反之，若消息符号持续时间小于时延扩散，即

$$T_s < \tau_m \quad (8.3.1)$$

则在接收信号中会出现符号间干扰 ISI，这时就需要使用自适应均衡器来减轻或消除 ISI。

GSM 数字式蜂窝系统，由于采用了时分多址 TDMA 方式，对各用户信息传送是采用时分复用方式，而不是上述码分用户的并行方式，或者是正交多载波 OFDM 的频分复用方式，其符号速率比较高，所以一般满足  $T_s < \tau_m$  的条件，所以必须使用自适应均衡技术。北美的 IS-54、IS-136 等数字式蜂窝系统也满足这一条件，也需要采用自适应均衡器。

影响均衡效果的另一个重要的信道参数是信道多普勒频移宽度  $B_d$ ，或者相对应的信道相干时间  $T_d = 1/B_d$ 。因为在接收端使用均衡器，必须测量信道特性即信道冲击响应，信道特性随时间变化的速度必须小于传送符号的持续时间，即必须小于信道多径扩散时间  $\tau_m$ ，即

$$\tau_m \ll \frac{1}{B_d} \quad (8.3.2)$$

也就是必须满足

$$\tau_m B_d \ll 1 \quad (8.3.3)$$

实际移动通信中对自适应均衡实现的基本要求为：快速的收敛特性，好的跟踪信道时变特性的能力，低的实现复杂度和低的运算量。

#### 8.3.1 时域均衡器的分类

时域均衡从原理上可以划分为线性与非线性两大类型，每一种类型均可分为几种结构，

而每一种结构的实现又可根据特定的性能准则采用若干种自适应调整滤波器参数的算法。下面根据时域自适应均衡的类型、结构、算法给出如下的分类，如图 8.17 所示。

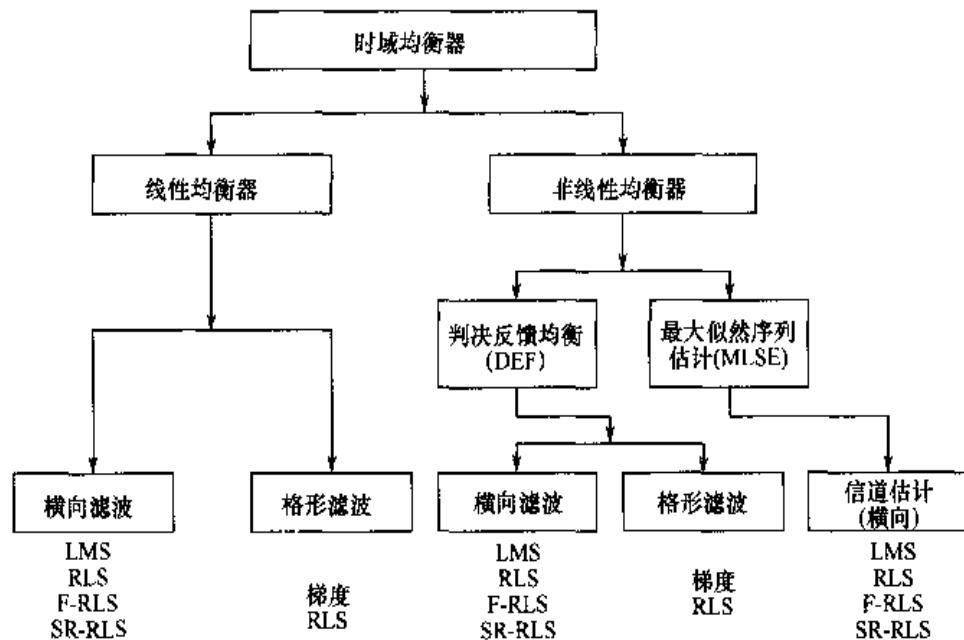


图 8.17 时域均衡器的分类

### 1. 线性均衡器

线性均衡器的结构相对比较简单，主要实现方式为横向滤波器，后面将专门介绍，另外还有格型滤波器。

线性均衡器只能用于信道畸变不十分严重的情形，在移动通信的多径衰落信道中，信道的频率响应往往会出现凹点（频率选择性衰落引起的），这时线性均衡器往往无法很好地工作。为了补偿信道畸变，凹点区域必须有较大的增益，显然这将显著地提高信号的加性噪声。因此，在移动通信的多径衰落信道中，通常尽力避免使用线性均衡器。

然而线性均衡器是时域均衡器的基础，特别是其横向滤波器的实现方式，因此有必要在后面进一步介绍。

### 2. 非线性均衡器

在最小序列误差概率准则下，最大似然序列判决 MLSD 是最优的，但其实现的计算复杂度是随着多径干扰符号长度  $L$  呈指数增长的。即若消息的符号数为  $M$ , ISI 干扰的符号长度为  $L$ ，则其实现复杂度正比于  $M^{L+1}$ ，因此它仅适用于 ISI 长度  $L$  很小的情况。GSM 系统中，一般  $L=4$ ，满足这个条件，所以在 GSM 中广泛使用 MLSD 均衡器，而北美 IS-54 和 IS-136 系统，其  $L=3$ ，所以也使用 MLSD 均衡器。

非线性均衡的另一大类型是采用判决反馈均衡(DFE)。它由前馈滤波器和反馈滤波器两部分组成，其原理后面将进一步介绍。DFE 的计算复杂度是前馈滤波器和反馈滤波器的抽头数目的线性函数，而滤波器的抽头数目（以  $T/2$  分数间隔）大约是符号（码）间干扰所覆盖符号

数目  $L$  的一倍。DFE 可以直接用横向滤波器方式，也可以采用格型滤波器方式来实现。

在移动通信中，由于多径衰落的影响，当所需传送的消息符号速率较高时，如数百个千比特以上时，一般 ISI 的符号长度  $L=10$  时，MLSD 的计算已太复杂，从而无法使用，这时 DFE 具有次优而计算效率高的特点，是最为适合的时域自适应均衡方式。其基本思路是：如果携带信息的符号已被检测出来，那么该符号对将来符号所造成的影响也就可以被估计出来，而且可以从被接收的信号中消除掉。DFE 也可以用于 GSM 移动通信中，而且其实现复杂度要比 MLSD 方案简单，而性能下降也并不很明显。

### 8.3.2 横向滤波器

横向滤波器是时域均衡的主要实现方式。它由多级抽头延迟线、可变增益加权系数乘法器及相加器共同组成。横向滤波器结构如图 8.18 所示。

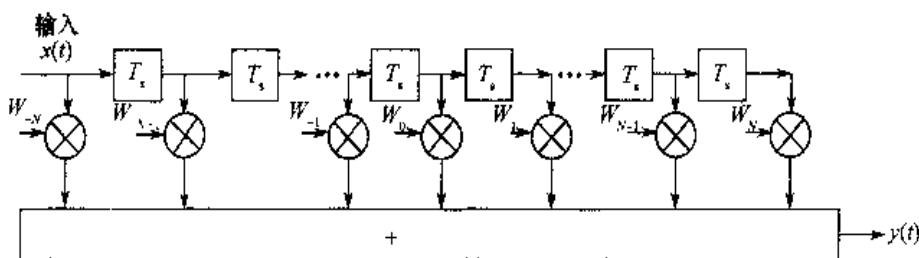


图 8.18 横向滤波器结构原理

输入信号  $x(t)$  经过  $2N$  级延迟线，每级的群时延为  $T_s = 1/2f_H$ ，其中  $f_H$  为传送系统的奈奎斯特取样频率，即信号  $x(t)$  的最高频率。

在每一级延迟线的输出端都相应引出信号  $x(t-nT_s)$ ，并分别经过可变增益加权系数  $W_k$  ( $k=0, \pm 1, \dots, \pm N$ ) 相乘以后，送入求和电路进行代数相加，形成总的输出信号  $y(t)$ 。其中滤波器抽头共有  $2N+1$  个，加权系数  $W_k$  可变、可调且能取正负值，并对中心抽头系数  $W_0$  归一化。

若横向滤波器的冲击响应为  $g(t)$ ，则

$$g(t) = \sum_{k=-N}^N W_k \delta(t - kT_s) \quad (8.3.4)$$

这时，输出响应就为

$$y(t) = \int_0^t x(\tau) g(t-\tau) d\tau \quad (8.3.5)$$

或  $y(t) = x(t) \times g(t) = \sum_{k=-N}^N W_k x(t-kT_s) \quad (8.3.6)$

可见，横向滤波器的接入将使系统的输出波形  $y(t)$  成为  $2N+1$  个经过不同时延的均衡器的输入波形  $x(t)$  的加权和。对于一个实际响应波形  $x(t)$ ，只要适当地选择抽头增益系数  $W_k$ ，就可以使输出波形在各个奈氏取样点 ( $k=0$  处除外) 趋于零。

当  $t = nT_s$  时，有

$$y(nT_s) = \sum_{k=-N}^N W_k x[(n-k)T_s] \quad (8.3.7)$$

或简写为

$$y_n = \sum_{k=-N}^N W_k x_{n-k} \quad (8.3.8)$$

上述公式中的  $x_{n-k}$  表示以  $n$  为中心的前后  $k$  个符号 ( $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N$ ) 在取样时刻  $t = nT_s$  时对第  $n$  个符号所造成的 ISI。这样，横向滤波器的作用就是要调节抽头增益系数  $W_k$  (不含  $W_0$ )，使得以  $n$  为中心的前后  $\pm N$  个符号在取样时刻  $t = nT_s$  的样值趋于零，即消除它们对第  $n$  个符号的干扰。所以横向滤波器可以控制并消除  $\pm N$  个符号内的符号间干扰，并将横向滤波器达到这一状态的特性称之为“收敛”特性。显然，横向滤波器抽头越多即  $N$  越大，控制范围也就越大，均衡的效果也就越好。但是  $N$  越大、抽头越多，调整也就越困难，工程上应在性能与实现复杂性上进行合理的折中。

### 均衡器的调节准则

在上述均衡器取有限抽头 ( $\pm N$ ) 的情况下，均衡器输出将达不到理想的无 ISI 状况，它必然还存在剩余失真，且  $N$  越小，失真越大。那么均衡器的抽头增益应该按照什么样的原则来调节才是最佳的呢？又如何来实现呢？前一个问题称为调节准则的选取，后一个问题称为调节算法的选定。这里首先讨论前一个问题即调节准则的选取问题。最常用的两个准则为峰值失真准则和均方误差 MSE 准则。

(1) 峰值失真准则：它可以简单地定义为在均衡器输出端最坏情况下的符号间干扰 ISI 值，寻求这个性能指标下的最小化为峰值失真准则。即可定义为

$$D = \frac{1}{y_0} \sum_{\substack{y_0, n=-K \\ n \neq 0}}^K |y_n| \quad (8.3.9)$$

上式表示均衡器输出的波形  $y_n$  中，除  $y_0$  以外所有  $y_n$  都会由于波形失真引起符号间干扰 ISI。为了反映峰值失真的大小， $D$  表示所有符号间干扰绝对值之和与  $y_0$  值之比，它一般用于有线电话信道的线性均衡中。

(2) 均方误差 MSE 准则：该算法综合考虑了均衡器输出端既存在 ISI，也存在加性噪声，并以最小均方误差准则来计算横向滤波器的抽头系数。

设均衡器的输入序列为  $\{x_n\}$ ，输出序列为  $\{y_n\}$ ，且

$$x_n = x(nT_s), y_n = y(nT_s) \quad (8.3.10)$$

则有

$$y_n = \sum_{k=-N}^N W_k x_{n-k} \quad (8.3.11)$$

若均衡器希望的理想输出为  $\hat{y}_n$ ，并定义其误差与均方误差分别为

$$e_n = \hat{y}_n - y_n \quad (8.3.12)$$

$$J = E[e_n^2] \quad (8.3.13)$$

求其最小值，即

$$\frac{\partial J}{\partial W_k} = 2E\left[e_n \frac{\partial e_n}{\partial W_k}\right] = 0 \quad (k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N) \quad (8.3.14)$$

$$= -2E\left[e_n \frac{\partial y_n}{\partial W_k}\right] = -2E[e_n x_{n-k}] = -2R_{ex}(k) \quad (8.3.15)$$

所以

$$\frac{2J}{2W_k} = 0 \quad \text{等效于 } R_{ex}(k) = 0 \quad (\text{对于 } k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N) \quad (8.3.16)$$

上式指出，选择  $2N+1$  个最佳的滤波器抽头系数  $W_k(k=0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N)$ ，使输出误差序列  $\{e_n\}$  与输入信号序列  $\{x_n\}$  之间的互相关函数为 0，即  $e_n$  与  $x_n$  正交时均衡器误差最小。这一结果又称为正交性原理。

### 8.3.3 判决反馈均衡器 DFE

判决反馈均衡器是由两个滤波器组成：一个是前馈滤波器，另一个是反馈滤波器。前馈滤波器的作用与线性均衡器一样，反馈滤波器则是将前面已检测符号的判决输出作为它的输入，该反馈滤波器的作用是从过去已检测的符号来估计当前正检测符号的码间干扰，然后将它与前馈滤波器输出相减，从而减少了当前输出符号的码间干扰。

判决反馈均衡器的原理性框图如图 8.19 所示。

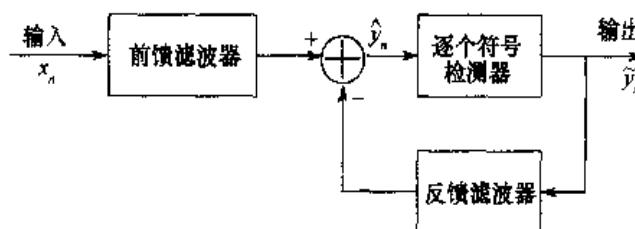


图 8.19 判决反馈均衡器原理框图

如图 8.20 所示给出用横向滤波器来实现的判决反馈均衡器结构。

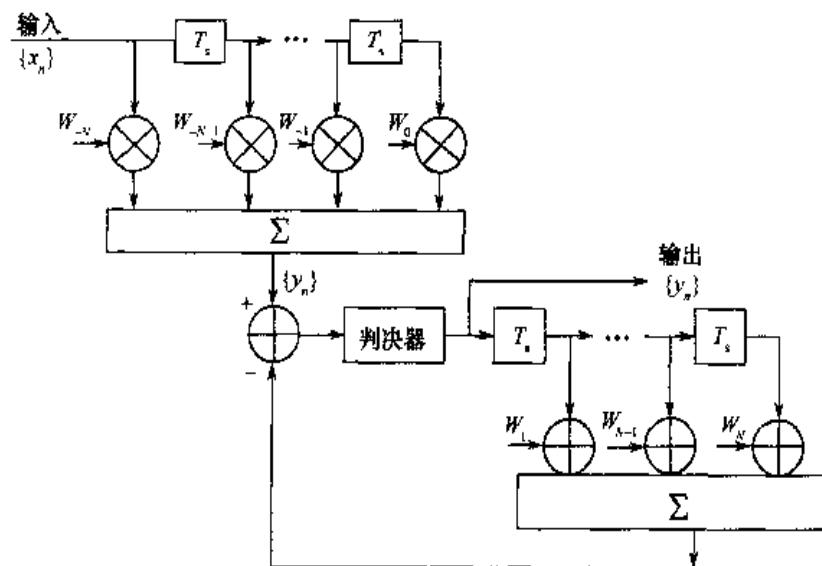


图 8.20 用横向滤波器实现的判决反馈均衡器

上述横向滤波器方式实现的判决反馈均衡器中，前馈滤波器有  $N_1 + 1$  个抽头系数，而反馈滤波器则有  $N_2$  个抽头系数。判决反馈均衡器的数学表达式为

$$\hat{y}_k = \sum_{n=-N_1}^0 W_n x_{k-n} - \sum_{n=1}^{N_2} W_n \hat{y}_{k-n} \quad (8.3.17)$$

式中,  $\hat{y}_k$  是对第  $k$  个信息符号的估计  $\{W_n\}$ ,  $n = -N_1, \dots, 0, \dots, N_2$  为横向滤波器的抽头系数加权值。上式中的第二项表示从过去已检测符号来估计当前正检测符号的符号间干扰。

### 8.3.4 格型滤波器

基于 RLS 准则的线性均衡和判决反馈均衡器既可以采用横向滤波器, 也可以采用格型滤波器来实现, 格型滤波器结构如图 8.21 所示。

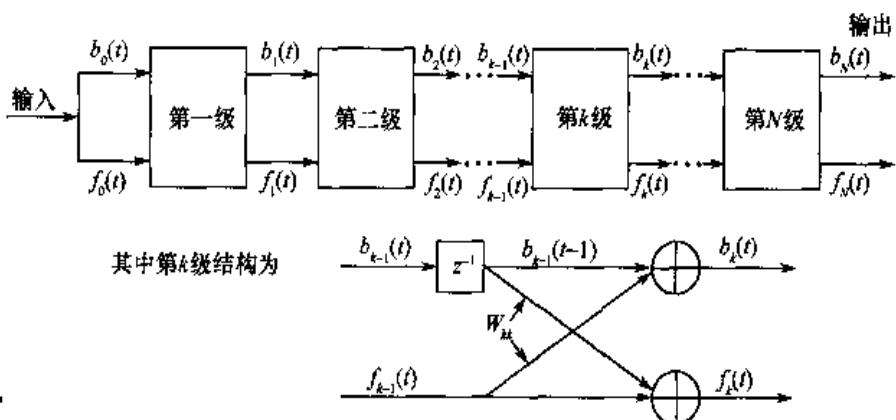


图 8.21 格型滤波器结构

图 8.21 中,  $f_k(t)$  为  $k$  阶前向预测误差,  $b_k(t)$  为  $k$  阶后向预测误差,  $W_{kk}$  为  $k$  阶抽头系数值。格型滤波器是递推阶次的, 因此它所含的节数可以很容易地增加或减少而不影响其余各节的参数。然而根据 RLS 准则, 横向滤波器其系数是互相关联的, 其抽头数的增减将导致系数的变化。

RLS 格型滤波器算法, 其计算复杂度正比于格型滤波器的级数  $N$ , 与直接形式的快速 RLS 均衡器算法不相上下, 且该算法对舍入误差有明显的数值鲁棒特性。

### 8.3.5 分数间隔均衡器

在理想线性均衡器中, 均衡器抽头间隔应为符号速率的倒数  $\frac{1}{T_s}$ 。但是在移动通信中, 信道具有衰落、多径特性, 且为时变的、未知的。

为了实现与时变、多径、衰落信道匹配, 一般采用两种方法。传送一组已知的训练序列符号以估计信道特性(冲击响应), 然后再利用这个估计对接收信号进行匹配滤波。在 GSM 中就采用这类方式。另一种方式是采用分数间隔均衡器, 其实质是匹配滤波器和线性均衡器的结合。

分数间隔均衡器基于对接收信号取样率为奈氏取样率。例如, 传送信号频谱是滚降系数为  $\beta$  的升余弦, 则信号带宽为  $F_{max} = \frac{1+\beta}{2T_s}$ , 在接收端必须以  $2F_{max} = \frac{1+\beta}{T_s}$  速率进行取样, 然后送至  $\frac{T_s}{1+\beta}$  间隔的均衡器。若  $\beta = 1$ , 则分数间隔为  $\frac{T_s}{2}$ , 它是最常用的分数间隔。

### 8.3.6 均衡器的算法

均衡器的自适应算法可以根据不同的最佳准则得到不同的算法，最常见的有：最小均方算法 LMS、递推最小二乘算法 RLS、快速 RLS 算法、格型 RLS 算法及 Viterbi 算法等。下面分别予以简介。

#### 1. LMS 算法

在均衡器中，往往要求具有最小的均方误差，即最小的 MSE 值。目前常采用一种引入随机梯度的迭代算法来实现，并称其为 LMS 算法。它可表示为

$$\mathbf{W}_{k+1} = \mathbf{W}_k + \Delta \mathbf{e}_k \mathbf{x}_k^* \quad (8.3.18)$$

式中， $\mathbf{W}_k$  是第  $k$  次迭代的均衡器系数矢量 ( $k = 0, \pm 1, \dots, \pm N$ )； $\mathbf{x}_k^*$  是第  $k$  次迭代时保存在均衡器内的信号取样矢量，而 \* 表示复数共轭值； $\Delta$  为调节的步长； $\mathbf{e}_k = \hat{\mathbf{y}}_k - \mathbf{y}_k$  为误差信号（第  $k$  次迭代时）。

LMS 算法中，可调节参量仅有一个步长因子  $\Delta$ ； $\Delta$  值控制均衡器的收敛速度和 LMS 算法的稳定性。为了保证算法的稳定性

$$0 < \Delta < 2/\lambda_{\max} \quad (8.3.19)$$

而  $\lambda_{\max}$  为信号相关矩阵的最大特征值。当  $\Delta$  取值靠近上限值时，收敛速度较快，然而在稳态时，会导致均衡系数有较大的波动，且这些波动会产生一类自噪声，且随  $\Delta$  值的增大而增长。因此  $\Delta$  值的选择，应在较快的收敛速度与较小的自噪声之间折中。

由于正定矩阵的最大特征值小于该矩阵的所有特征值总和，而且矩阵的特征值的总和等于它的迹。所以有

$$\begin{aligned} \lambda_{\max} &< \sum_{k=-K}^K \lambda_k = \text{Tr}(\mathbf{R}_{xx}) = (2K+1)\mathbf{R}_{xx} \\ &= (2K+1)(x_0 + N_0) \end{aligned} \quad (8.3.20)$$

式中， $\text{Tr}(\cdot)$  表示矩阵的迹函数； $\mathbf{R}_{xx}$  表示均衡器输入信号  $x$  的协方差，它为  $(2K+1) \times (2K+1)$  维的协方差； $x_0 + N_0$  为均衡器输入的信号加噪声的功率。

#### 2. 递归最小平方 RLS 算法

由于 LMS 算法仅能调节、控制一个参数  $\Delta$ ，所以其收敛速度比较慢，如果采用递归最小平方 RLS 准则，就可以得到较快收敛速度的调整均衡器参数的算法。RLS 算法的设计准则是指数加权平方误差累积的最小化。即

$$\epsilon = \sum_{n=0}^k C^{k-n} | \mathbf{y}_n - \mathbf{W}_k^T \mathbf{x}_n^* |^2 \quad (8.3.21)$$

式中，均衡器系数可以表示为

$$\mathbf{W}_{k+1} = \mathbf{W}_k + \rho_k \mathbf{x}_k^* \mathbf{e}_k \quad (8.3.22)$$

而  $\hat{\mathbf{y}}_n$  是  $\mathbf{y}_n$  的估值， $\mathbf{W}_k^T$  为  $\mathbf{W}_k$  的转置； $\mathbf{x}_n^*$  为  $\mathbf{x}_n$  的复共轭； $\mathbf{e}_k$  为误差信号，定义为

$$\mathbf{e}_k = \mathbf{y}_n - \hat{\mathbf{y}}_n \quad (8.3.23)$$

$$\rho_k = \frac{1}{C} \left[ \mathbf{P}_{k-1} - \frac{\mathbf{P}_{k-1} \mathbf{x}_k^* \mathbf{x}_k \mathbf{P}_{k-1}^T}{C + \mathbf{x}_k^* \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{x}_k^T} \right] \quad (8.3.24)$$

其中指数加权因子  $C$  在  $(0,1)$  范围内选择, 它提供了在最佳均衡器系数的估计过程中对过去数据的遗忘程度。 $\mathbf{P}_k$  是一个  $N \times N$  的方阵, 是数据自相关矩阵的倒数, 即

$$\mathbf{P}_k = \sum_{n=0}^k C^{k-n} \mathbf{x}_n^* \mathbf{x}_n^T \quad (8.3.25)$$

LMS 和 RLS 算法收敛速度的比较: 图 8.22 给出在  $N = 11$  和 ISI 较小情况下 LMS 和 RLS 算法收敛速度的比较。

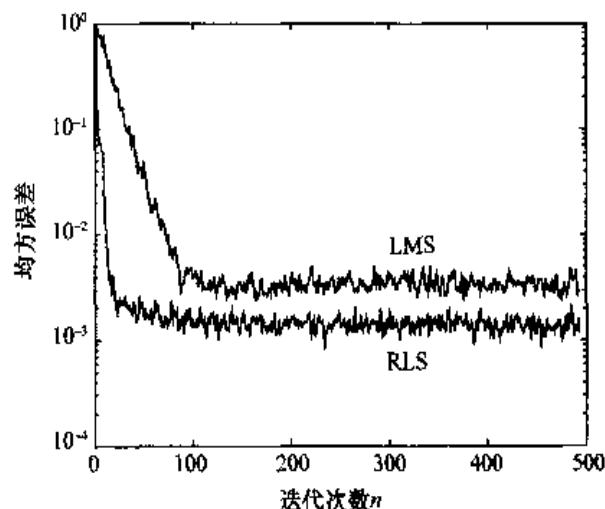


图 8.22 LMS 算法和 RLS 算法收敛性能的比较

其他类型 RLS 改进型算法: 在 RLS 算法的基础上, 提出了一些基于横向 FIR 均衡器、其运算复杂度是  $O(N)$  的 RLS 算法。称其为快速 RLS 算法, 记为 S-RLS 算法, 由于式(8.3.25)给出的  $\mathbf{P}_k$  的迭代公式的数值特性很差, 因此, 基于平方根分解方法 ( $\mathbf{P}_k = \mathbf{S}_k^T \mathbf{S}_k$ , 其中  $\mathbf{S}_k$  为下三角矩阵) 的改善数值性能的算法被引入, 其运算复杂度为  $O(N^2)$ , 称其为平方根 RLS 算法, 记为 SR-RLS 算法。

### 3. 各种算法性能的比较

表 8.1 给出具有同相和反相因子的基于复数运算的自适应判决反馈 DFE 均衡器的计算复杂度。表中,  $N_1$  表示前馈滤波器系数的个数,  $N_2$  为反馈滤波器系数的个数, 且  $N = N_1 + N_2$ 。

表 8.1 各种算法性能比较

算 法	复数运算的总数	除 法 次 数
LMS	$2N + 1$	0
S-RLS	$20N + 5$	3
SR-RLS	$1.5N^2 + 6.5N$	$N$
Lattice RLS	$18N_1 + 39N_2$	$2N_1$

## 8.4 本章注记

本章介绍了对抗信道衰落的3种传统技术：分集接收、Rake接收和均衡技术。

分集接收是非常有效的抗空间衰落的技术手段。Price<sup>[8.6~8.7]</sup>对多径衰落信道特征和在这些信道上实现可靠的数字通信所必需的信号和接收机设计进行了开拓性研究。在天线分集的经典性文献<sup>[8.1]</sup>中，Brennan对最大比合并、等增益合并和选择性合并有深刻和富有洞察力的论述，一直是分集接收理论的奠基性著作。

Price 和 Green<sup>[8.8]</sup>最早提出 Rake 接收的基本原理，指出利用多径分集可以改善多径衰落信道下的接收性能，Turin<sup>[8.9]</sup>对 Rake 接收机的理论性能分析进行了深刻和精彩的论述，这篇文献是指导 Rake 接收机理论设计的经典文献。

Lucky<sup>[8.4~8.5]</sup>首先研究了数字通信系统中的自适应均衡，他的算法基于峰值失真准则，并提出了迫零算法。他的成果是一项里程碑式的重大成就，在其成果发表的5年内，促进了高速调制解调器的迅速发展。与此同时，Widrow<sup>[8.10~8.11]</sup>设计了 LMS 算法。在自适应滤波理论的经典著作<sup>[8.3]</sup>中，Haykin 对 LMS 算法、RLS 算法及其各种变种进行了详细的讨论和总结。总之，这些传统的检测技术现在已成为数字通信系统中不可或缺的基本单元，也是新的信号处理与检测技术的研究基础。

## 8.5 本章小结

本章讲述抗平坦瑞利衰落和抗多径、频率选择性衰落的主要技术。主要内容包括3部分，第一部分介绍抗平坦瑞利衰落的分集技术，包含分集基本原理与分类、典型分集与合并技术及其性能分析。第二、第三部分均介绍抗多径、抗频率选择性衰落的主要技术，其中第二部分介绍适合于 CDMA 的 Rake 接收与多径分集，它包含 Rake 接收基本原理及第二代 IS-95 与第三代 WCDMA 中的 Rake 接收技术。第三部分介绍适合于 TDMA 系统的自适应均衡技术。

## 习题

8.1 如图 8.23 所示为具有高斯白噪声的等效离散时间信道。

(1) 假定使用一个线性均衡器对信道进行均衡，试求三抽头均衡器的抽头系数  $W_{-1}$ 、 $W_0$  和  $W_1$ 。为简化计算，令 AWGN 为 0。

(2) 题(1)中线性均衡器的抽头系数由下列算法递推确定： $W_{k-1} = W_k - \Delta G_k$ ， $W_k = (W_{-1k}, W_{0k}, W_{1k})^T$ ，其中  $W_k = IW_k - \xi$  是梯度向量， $\Delta$  是步长。试求  $\Delta$  值的范围，以保证递推算法收敛，为简化计算，令 AWGN 为 0。

(3) 一个判决反馈均衡器具有两个前馈抽头和一个反馈抽头，试求这些抽头的权值，为简化计算，令 AWGN 为 0。

8.2 如图 8.24 所示为一个自适应 FIR 滤波器，系统  $C(z)$  由如下系统函数表征： $C(z) = \frac{1}{1 - 0.9z^{-1}}$ ，试

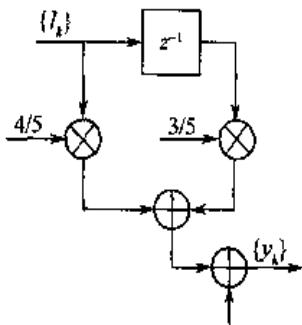


图 8.23 题 8.1 图

求使均方误差最小的自适应横向 FIR 滤波器  $B(z) = b_0 + b_1 z^{-1}$  的最佳系数。加性噪声为白的，且方差为  $\rho_w^2 = 0.1$ 。

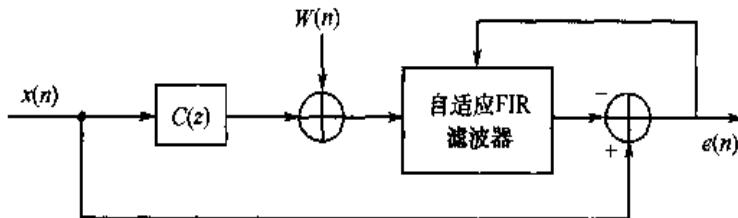


图 8.24 题 8.2 图

8.3 一个  $N \times N$  相关矩阵  $\Gamma$  具有特征值  $\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_N > 0$  及相关联的特征向量  $v_1, v_2, \dots, v_N$ ，该矩阵可以表示为  $\Gamma = \sum_{i=1}^N \lambda_i v_i v_i^H$ 。

(1) 如果  $\Gamma = \Gamma^{1/2} \Gamma^{1/2}$ ，其中  $\Gamma^{1/2}$  为  $\Gamma$  的平方根，试证明  $\Gamma^{1/2}$  可以表示为

$$\Gamma^{1/2} = \sum_{i=1}^N \sqrt{\lambda_i} v_i v_i^H$$

(2) 利用该表达式，确定计算  $\Gamma^{1/2}$  的步骤。

8.4 论述天线接收分集技术的分类和各种分集技术的异同。

8.5 论述 Rake 接收机的分集原理，画出 Rake 接收机的原理框图。

8.6 比较 Rake 接收与信道均衡的异同。

8.7  $X_1, X_2, \dots, X_N$  是一组  $N$  个统计独立且同分布的实高斯随机变量，其原点矩为  $E(X_i) = m$  和方差  $\text{var}(X_i) = \rho^2$ 。

(1) 定义  $U = \sum_{n=1}^N X_n$ ，试求  $U$  的信噪比，其定义为  $(\text{SNR})_U = \frac{[E(U)]^2}{2\rho_U^2}$ ，其中  $2\rho_U^2$  为  $U$  的方差。

(2) 定义  $V = \sum_{n=1}^N X_n^2$ ，试求  $V$  的信噪比，其定义为  $(\text{SNR})_V = \frac{[E(V)]^2}{2\rho_V^2}$ ，其中  $2\rho_V^2$  为  $V$  的方差。

(3) 试在同一图上绘出  $(\text{SNR})_U$  和  $(\text{SNR})_V$  与  $m^2/\rho^2$  的关系曲线，并从图形上比较  $(\text{SNR})_U$  和  $(\text{SNR})_V$ 。

(4) 针对多信道各信号的相干检测和合并与平方律检测和合并的比较，试说明题(3)中的结论有什么意义。

8.8 参考 Kalman 滤波器和 RLS 算法的结构，对比这两者之间的相同点。

8.9 推导格型滤波器前向预测误差和后向预测误差系数及抽头系数的递推公式。

8.10 解释判决反馈均衡器的工作原理和优点及缺陷。

### 参考文献

- [8.1] D. G. Brennan. Linear diversity combining techniques. *Proc. IRE*, vol. 47, pp. 1075~1102, 1959
- [8.2] J. Hagenauer et. al. Decoding and Equalization with Analog Non-Linear Networks. *European Trans. Telecommun.*, Vol. 10, pp. 659~680, Nov./Dec. 1999
- [8.3] S. Haykin. *Adaptive Filter Theory*. Prentice Hall. 1996
- [8.4] R. W. Lucky. Automatic Equalization for Digital Communications. *Bell System Technology J.*, Vol. 44, pp. 547~588, Apr. 1965
- [8.5] R. W. Lucky. Techniques for Adaptive Equalization of Digital Communication. *Bell System Technology J.*, Vol. 45, pp. 255~286, 1966
- [8.6] R. Price. The Detection of Signals Perturbed by Scatter and Noise. *IRE Trans. Inform. Theory*, Vol. PGIT-4, pp. 163~170, Sept. 1954
- [8.7] R. Price. Optimum Detection of Random Signals in Noise, with Application to Scatter-Multipath Communication. *IRE Trans. Inform. Theory*, Vol. IT-2, pp. 125~135, Dec. 1956
- [8.8] R. Price and P. E. Jr. Green. A Communication Technique for Multipath Channels. *Proc. IRE*, Vol. 46, pp. 555~570, Mar. 1958
- [8.9] G. L. Turin. Introduction to Spread-Spectrum Antimultipath Techniques and their Application to Urban Digital Radio. *Proceedings IEEE*, Vol. 68, No. 3, pp. 328~353, Mar. 1980
- [8.10] B. Widrow. Adaptive Filter, I: Fundamentals. Stanford Electronics Laboratory, Stanford University. Stanford, CA, Tech Report No. 6764-6, December, 1966
- [8.11] B. Widrow. Adaptive Filters. in *Aspects of Network and System Theory*, R. E. Kalman and N. DeClaris (eds.), Holt, Rinehart and Winston, New York

# 第9章 多用户检测技术

前面介绍了第二代移动通信系统中为了对抗频率选择性衰落所采用的传统技术，如 IS-95 系统中的 Rake 接收技术及 GSM 系统中的自适应均衡技术。本章介绍的多用户检测技术是根据信息论中的最佳联合检测理论提出的一类有效的抗多址干扰技术。目前它在理论上已日趋成熟，但由于实现很复杂，因此尚未实用化，随着技术的进步，进入实际应用将指日可待。在目前的第三代移动通信系统中，其主要体制均已将多用户检测技术纳入第二期实现的主要候选新技术之列。本章侧重于从物理概念上探讨其原理，介绍多用户检测的基本概念和核心算法。

## 9.1 多用户检测的基本原理

码分多址蜂窝移动通信系统的主要干扰类型包括：加性高斯白噪声、多径衰落干扰和多址干扰(MAI)。当小区/扇区中同时通信的用户数较多时，在以上 3 类干扰中，多址干扰是最主要的干扰，其次是多径衰落干扰，而加性高斯白噪声干扰影响最小。

传统的 CDMA 系统检测观点认为，大量叠加在一起的干扰用户信号可以看做多个独立随机变量的累积，因此只要用户数目充分多，根据中心极限定理，多址干扰基本服从高斯分布。因此，经典检测算法将多径衰落干扰与多址干扰的伪随机码信号看做等效白噪声的无用信息来处理，这是一种消极的处理方法。

然而实际上，不论是多径衰落干扰还是多址干扰，其本质上并不是纯粹无用的白噪声，而是有强烈结构性的伪随机序列信号，而且各用户间与各条路径间的相关函数都是已知的。因此从理论上看，完全有可能利用这些伪随机序列的已知结构信息和统计信息，如相关性，来进一步消除这些干扰所带来的负面影响，以达到提高系统性能的目的。

多用户检测的主要优点：它是消除或减弱 CDMA 中多址干扰的有效手段，也是消除或减弱 CDMA 中多径衰落干扰的有效手段，并且能够消除或减弱 CDMA 中远近效应，简化 CDMA 系统中的功率控制，降低功率控制的精度要求，弥补 CDMA 中由于正交扩频码互相关性不理想所带来的一系列消极影响，改善 CDMA 系统性能，提高系统容量、扩大小区覆盖范围。

多用户检测的主要缺点：大大增加 CDMA 系统的设备复杂度，增加 CDMA 系统的处理时延，特别是对于采用自适应算法，以及对于扩频码较长的系统更是如此。多用户检测一般需要知道很多附加信息，如所有用户的扩频码、衰落信道的主要统计参量：幅度、相位、延时等，这对于时变信道，需要不停地对每个用户信道进行实时估计才能实现，一般而言是非常困难的，而且参量估计的精度将直接影响多用户检测器的性能好坏。

自从 1986 年美国学者 Verdú 提出最优多用户检测算法以来<sup>[9, 15]</sup>，多用户检测理论迅速成为通信理论界研究的一个热点，第三代移动通信系统也看好这一技术，将它列为最有前途

的增强型技术之一，并希望在第三代第二期中得以实际应用。

## 9.2 最优多用户检测技术

本节将介绍最优多用户检测的基本概念和原理，包括同步最优多用户检测、异步最优多用户检测理论等。为了描述方便，只限于讨论多用户 AWGN 信道的情形。

### 9.2.1 同步最优多用户检测

一个具有  $K$  个用户的同步 CDMA 系统，在白噪声信道中的接收信号模型可以表示为

$$y(t) = \sum_{k=1}^K A_k b_k s_k(t) + n(t), t \in [0, T] \quad (9.2.1)$$

式中， $T$  表示一个数据符号的周期； $s_k(t)$  表示第  $k$  个用户的扩频序列波形，假设该序列具有归一化能量，即

$$\|s_k\|^2 = \int_0^T |s_k(t)|^2 dt = 1 \quad (9.2.2)$$

$A_k$  表示第  $k$  个用户的接收信号幅度， $A_k^2$  表示接收信号功率； $b_k \in \{-1, +1\}$ ，表示第  $k$  个用户发送的比特信息； $n(t)$  是均值为 0，方差为  $\sigma^2$  的白高斯随机过程。

进一步定义两个扩频序列之间的相关系数为

$$\rho_{ij} = \int_0^T s_i(t)s_j(t) dt \quad (9.2.3)$$

注意，此处的相关系数是周期相关函数。

同步多用户检测器包括  $K$  个匹配滤波器构成的滤波器组及联合检测算法。每个匹配滤波器采样输出的信号为

$$\begin{cases} y_1 = \int_0^T y(t)s_1(t) dt \\ \vdots \\ y_k = \int_0^T y(t)s_k(t) dt \end{cases} \quad (9.2.4)$$

由此，将式(9.2.1)代入可得第  $k$  个滤波器输出的采样信号为

$$y_k = A_k b_k + \sum_{j \neq k} A_j b_j \rho_{jk} + n_k \quad (9.2.5)$$

式中， $n_k = \int_0^T n(t)s_k(t) dt$ ，是高斯随机变量。

采用矩阵表示形式，式(9.2.5)可以表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{n} \quad (9.2.6)$$

式中， $\mathbf{R}$  是归一化的互相关系数矩阵； $\mathbf{y} = (y_1, y_2, \dots, y_k)^T$ ； $\mathbf{b} = (b_1, b_2, \dots, b_k)^T$ ； $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} A_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & A_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & A_k \end{bmatrix}$ ； $\mathbf{n} = (n_1, n_2, \dots, n_k)^T$  是高斯噪声矢量，其均值为  $\mathbf{0}$ ，协方差矩阵为

$$E(nn^T) = \sigma^2 R \quad (9.2.7)$$

式(9.2.6)给出的是同步 CDMA 系统的离散信号模型。

多用户检测的目的是联合检测解调发送比特矢量  $b$ , 使联合似然概率  $P(y | b, A)$  最大。这相当于要求满足如下的联合最优检测准则

$$\hat{b} = \arg \max_b \exp \left( -\frac{1}{2\sigma^2} \int_0^T \left[ y(t) - \sum_{k=1}^K b_k A_k s_k(t) \right]^2 dt \right) \quad (9.2.8)$$

上述准则可以等价为

$$\begin{aligned} \Omega(b) &= 2 \int_0^T \left[ \sum_{k=1}^K b_k A_k s_k(t) \right] y(t) dt - \int_0^T \left[ \sum_{k=1}^K b_k A_k s_k(t) \right]^2 dt \\ &= 2b^T A y - b^T A^T R A b \end{aligned} \quad (9.2.9)$$

上述最优化准则是一个组合优化问题, 需要穷举所有信号组合, 才能进行最优判决。我们常用译出一个发送比特所需要的运算量来衡量算法的复杂性。对于  $b^T A^T R A b$ , 可以事先计算不占用运算量, 由于发送信号矢量  $b$  有  $2^K$  种组合, 因此, 译出一个比特所需要的运算量为  $O(2^K/K)$ , 这是一个指数复杂度的算法。Verdú 已经证明这种问题的复杂性是 NP 问题, 不存在多项式复杂度的求解方法。

### 9.2.2 异步最优多用户检测

异步 CDMA 系统是更为常见的通信系统。在目前商用化的 CDMA 系统中, 如 IS-95、CDMA2000 1X 及 WCDMA 系统中, 上行链路都是典型的异步 CDMA 系统。上行链路的各个用户信息是异步到达基站接收端的, 即各用户之间存在相对时延, 如图 9.1 所示。

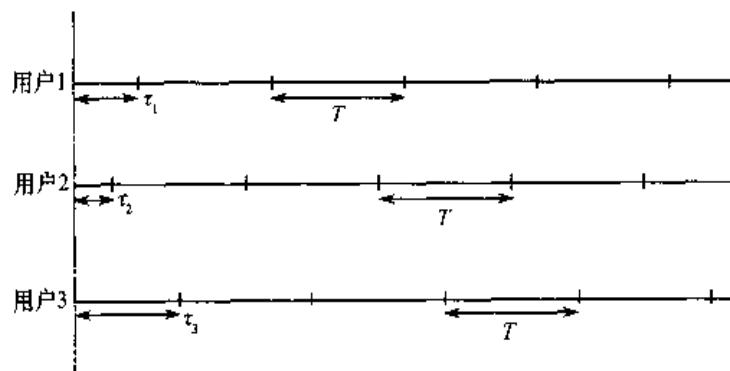


图 9.1 3 个用户的异步时序关系

为了不失一般性, 假设每个用户发送  $2M+1$  比特的信息, 则异步 CDMA 系统的接收信号可以表示为

$$y(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=-M}^M A_k b_k(i) s_k(t - iT - \tau_k) + n(t), t \in [0, T] \quad (9.2.10)$$

由上式可知, 同步 CDMA 系统实际上是其特例, 即所有用户时延都相等,  $\tau_1 = \tau_2 = \dots = \tau_K$ 。另一种特例是所有用户的接收信号幅度都相等, 且扩频序列也相同的情况, 即满足下述两个条件

$$A_1 = A_2 = \dots = A_K = A \quad (9.2.11)$$

$$s_1(t) = s_2(t) = \dots = s_K(t) = s(t) \quad (9.2.12)$$

令用户时延满足  $\tau_k = \frac{(k-1)T}{K}$  的条件，则在这种特定情况下，式(9.2.10) 变为

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{k=1}^K \sum_{i=-M}^M A b_k(i) s\left[t - iT - \frac{(k-1)T}{K}\right] + n(t) \\ &= \sum_j A b(j) s\left(t - \frac{jT}{K}\right) + n(t) \end{aligned} \quad (9.2.13)$$

这种信号模型实际上是标准的白噪声信道中单用户码间干扰信号模型。由于符号周期为  $T$ ，因此，每个比特受到  $2K-2$  个相邻比特的干扰。我们可以采用图 9.2 所示的例子来说明这种码间干扰的情况。

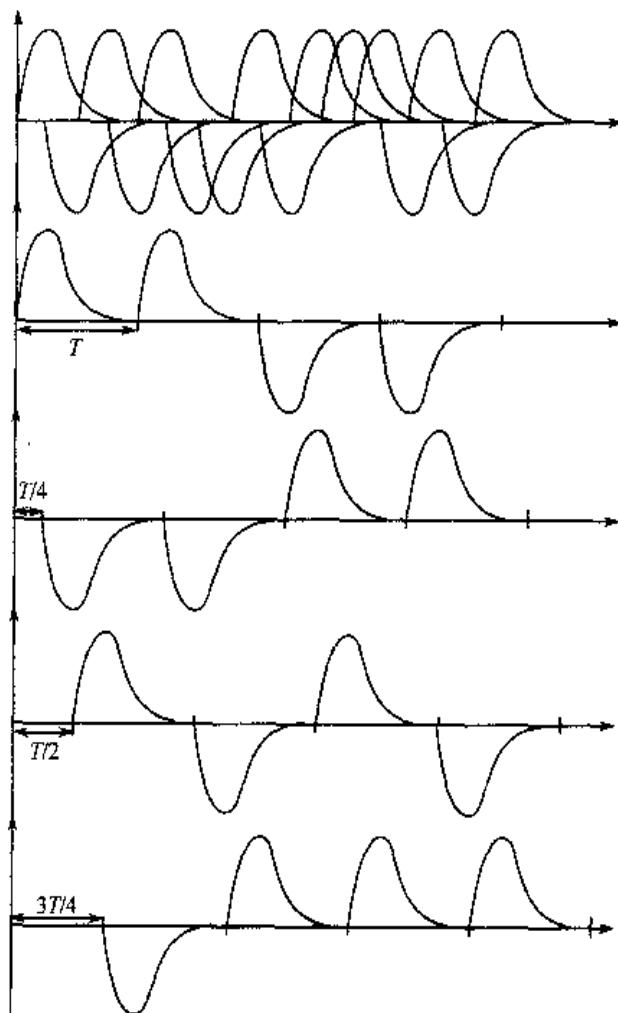


图 9.2 异步 CDMA 等效为码间干扰的示例

由图可知，每个符号与前面的 3 个符号及后面的 3 个符号有部分重叠。它可以等效为 4 个无码间干扰用户的异步 CDMA 系统。每个用户采用相同的扩频序列，而时延为  $\tau_1 = 0$ ,  $\tau_2 = T/4$ ,  $\tau_3 = T/2$ ,  $\tau_4 = 3T/4$ 。每个用户承载原始数据流中的 4 比特，则每个用户的数据速率为原始速率的  $1/4$ 。由此可见，本质上异步多用户 CDMA 系统可以等效为单用户码间干扰系统，因此，许多抗单用户码间干扰的检测算法都可以等价应用于异步多用户检测中。

在实际系统中,由于多径效应的存在,不管是同步CDMA还是异步CDMA,此时每个用户本身的数据流就含有多径时延引入的码间干扰,这样典型的多径多用户系统中的多址干扰、多径干扰都可以统一等效为单用户数据流中的码间干扰。

从另一方面来看,也可以将异步CDMA的信号模型式(9.2.10)看做同步CDMA的信号模型式(9.2.1)的特例。如果把式(9.2.1)中的每个数据比特 $b_k(i)$ , $k=1, 2, \dots, K$ , $i=-M, \dots, M$ 都看做 $[-MT, MT+2T]$ 时间段内来自于同步CDMA用户的数据,则等价的同步CDMA用户数为 $(2M+1)K$ 。这种等效观点在分析异步CDMA系统时非常方便。

为了分析异步CDMA系统,我们需要定义新的相关系数,即采用非周期相关函数。如图9.3所示,序列之间的相关系数依赖于相对时延。

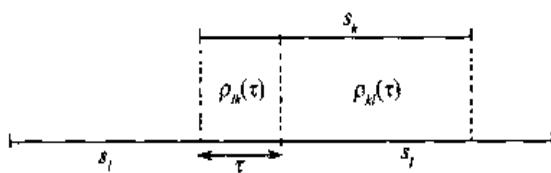


图9.3 异步CDMA系统中相关系数的示意图

图9.3中,当 $k < l$ 时,相关系数定义为

$$\rho_{kl}(\tau) = \int_{-\tau}^{\tau} s_k(t)s_l(t-\tau)dt \quad (9.2.14)$$

$$\rho_{lk}(\tau) = \int_{0}^{\tau} s_k(t)s_l(t+T-\tau)dt \quad (9.2.15)$$

式中,  $\tau \in [0, T]$ ,对照图9.3,  $\rho_{kl}(\cdot)$ 定义中的左下标表示相关运算中超前的序列波形。

下面推导异步CDMA的离散等价信号模型,为了表示简单,不妨设 $K$ 个用户的时延从小到大排列,即 $\tau_1 \leq \tau_2 \leq \dots \leq \tau_K$ 。则第 $k$ 个匹配滤波器 $i$ 时刻输出的信号可以表示为

$$\begin{aligned} y_k(i) = & A_k b_k(i) + \underbrace{\sum_{j < k} A_j b_j(i+1) \rho_{kj}}_{\tau_j \leq \tau_k} + \underbrace{\sum_{j < k} A_j b_j(i) \rho_{jk}}_{\tau_j \geq \tau_k} + \\ & \underbrace{\sum_{j > k} A_j b_j(i) \rho_{kj}}_{\tau_j \leq \tau_k} + \underbrace{\sum_{j > k} A_j b_j(i-1) \rho_{jk}}_{\tau_j \geq \tau_k} + n_k(i) \end{aligned} \quad (9.2.16)$$

上式按照相对时延将多址干扰分为4部分,其中

$$n_k(i) = \int_{\tau_k+iT}^{\tau_k+(i-1)T} n(t)s(t-iT-\tau_k)dt \quad (9.2.17)$$

式(9.2.16)对应的矩阵可表示为

$$\mathbf{y}(i) = \mathbf{R}^T(1)\mathbf{Ab}(i+1) + \mathbf{R}(0)\mathbf{Ab}(i) + \mathbf{R}(1)\mathbf{Ab}(i-1) + \mathbf{n}(i) \quad (9.2.18)$$

式中, 0 均值高斯随机过程  $n(i)$  的相关矩阵为

$$E[n(i)n^T(i)] = \begin{cases} \sigma^2 \mathbf{R}^T(1), & \text{if } j = i + 1 \\ \sigma^2 \mathbf{R}(0), & \text{if } j = i \\ \sigma^2 \mathbf{R}(1), & \text{if } j = i - 1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (9.2.19)$$

相关矩阵  $\mathbf{R}(0)$  和  $\mathbf{R}(1)$  定义为

$$\mathbf{R}_{jk}(0) = \begin{cases} 1, & \text{if } j = k \\ \rho_{jk}, & \text{if } j < k \\ \rho_{kj}, & \text{if } j > k \end{cases} \quad (9.2.20)$$

$$\mathbf{R}_{jk}(1) = \begin{cases} 0, & \text{if } j \geq k \\ \rho_{kj}, & \text{if } j < k \end{cases} \quad (9.2.21)$$

例如, 对于 3 用户情况, 两个相关矩阵可以表示为  $\mathbf{R}(0) = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{12} & \rho_{13} \\ \rho_{12} & 1 & \rho_{23} \\ \rho_{13} & \rho_{23} & 1 \end{bmatrix}$

和  $\mathbf{R}(1) = \begin{bmatrix} 0 & \rho_{21} & \rho_{31} \\ 0 & 0 & \rho_{32} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ 。

值得注意的是, 上述离散模型只在扩频序列持续时间为  $T$  的情况下成立, 如果序列持续时间大于  $T$ , 则信号模型需要进一步包括  $\mathbf{R}(2), \dots, \mathbf{R}(L)$  等互相关矩阵, 其中  $L$  是码间干扰的符号长度。

类似地, 异步 CDMA 检测的目标也是最大化似然概率, 即

$$P[y(t), t \in (-MT, (M+2)T) | \mathbf{b}] \propto \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} \int_{-MT}^{(M+2)T} (y(t) - S_t(\mathbf{b}))^2 dt\right] \quad (9.2.22)$$

式中,  $K(2K+1)$  维比特矢量  $\mathbf{b}$  的分量为  $b_{k+k} = b_k(i), k = 1, 2, \dots, K, i = -M, \dots, M, s_i(\mathbf{b}) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=-M}^M A_k b_k(i) s_k(t - iT - \tau_k)$ 。

令  $\mathbf{A} = \text{diag}(A_1, A_2, \dots, A_K)$ ,  $K(2M+1) \times K(2M+1)$  维矩阵  $\mathbf{A}_M = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{A} \end{bmatrix}$ 。

$K(2M+1) \times K(2M+1)$  维的相关矩阵  $\mathbf{R}$  可以表示为

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}^T(1) & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}^T(1) & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ 0 & \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) \end{bmatrix} \quad (9.2.23)$$

进一步, 令  $\mathbf{H} = \mathbf{A}_M^T \mathbf{R} \mathbf{A}_M$ , 则联合优化准则可以化简为

$$\Omega(\mathbf{b}) = 2 \int S_t(\mathbf{b}) y(t) dt - \int S_t^2(\mathbf{b}) dt = 2\mathbf{b}^T \mathbf{A}_M y - \mathbf{b}^T \mathbf{H} \mathbf{b} \quad (9.2.24)$$

类似于同步 CDMA 检测的复杂度, 上述联合优化准则的计算复杂度是  $O(2^{K(2M+1)})$ , 由于实际系统的数据帧长较大, 因此这种指数复杂度是无法实现的。我们需要进一步分析矩阵  $\mathbf{H}$  的结构, 从而能够降低运算量。

首先分析 3 用户情况的矩阵结构, 如式(9.2.25)所示。

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} A_1^2 & A_1 A_2 \rho_{12} & A_1 A_3 \rho_{13} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ A_2 A_1 \rho_{12} & A_2^2 & A_2 A_3 \rho_{23} & A_2 A_1 \rho_{21} & 0 & 0 & 0 \\ A_3 A_1 \rho_{13} & A_3 A_2 \rho_{23} & A_3^2 & A_3 A_1 \rho_{31} & A_3 A_2 \rho_{32} & 0 & 0 \\ 0 & A_1 A_2 \rho_{21} & A_1 A_3 \rho_{31} & A_1^2 & A_1 A_2 \rho_{12} & A_1 A_3 \rho_{13} & 0 \\ 0 & 0 & A_1 A_3 \rho_{32} & A_2 A_1 \rho_{12} & A_2^2 & A_2 A_3 \rho_{23} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_3 A_1 \rho_{13} & A_3 A_2 \rho_{23} & A_3^2 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & & & & & & 0 \end{bmatrix} \quad (9.2.25)$$

由此可知, 对于一般的  $K$  用户, 其  $\mathbf{H}$  矩阵应当是带状对称矩阵, 只在  $2K-1$  条对角线上有值。

引入记号  $\kappa(j) \in \{1, 2, \dots, K\}$ , 表示  $j$  模  $K$  的余数, 即存在整数  $i$ , 满足  $j = \kappa(j) + iK$ 。对于该矩阵的元素, 可以归纳如下性质:

$$(1) h_{j,j} = A_{\kappa(j)}^2;$$

- (2)  $h_{k+K,n+K} = h_{k,n}$ ;
- (3)  $h_{j,l} = 0$ , if  $|j-l| \geq K$ ;
- (4)  $h_{i,j} = h_{j,i}$ ;
- (5)  $h_{j-n,j} = A_{\kappa(j)}(j-n)A_{\kappa(j)}\rho_{\kappa(j-n),\kappa(j)}$ ,  $n = 1, 2, \dots, K-1$ .

对于  $K$  用户异步 CDMA 系统, 需要简化代价函数  $\Omega(\mathbf{b}) = 2\mathbf{b}^T \mathbf{A}_M \mathbf{y} - \mathbf{b}^T \mathbf{H} \mathbf{b}$ 。首先将第一部分简化为

$$\mathbf{b}^T \mathbf{A}_M \mathbf{y} = \sum_{j=1-MK}^{(M+1)K} A_{\kappa(j)} b_j y_j \quad (9.2.26)$$

利用  $\mathbf{H}$  的结构特点, 可以将第二部分简化为

$$\begin{aligned} \mathbf{b}^T \mathbf{H} \mathbf{b} &= \sum_{j=1-MK}^{(M+1)K} \sum_{l=1-MK}^{(M+1)K} b_j b_l h_{j,l} = \sum_{j=1-MK}^{(M+1)K} b_j \left[ A_{\kappa(j)}^2 b_j + 2 \sum_{l=j-K+1}^{j-1} h_{l,j} \right] \\ &= \sum_{j=1-MK}^{(M+1)K} b_j \left[ A_{\kappa(j)}^2 b_j + 2 \sum_{n=1}^{K-1} b_{j-n} h_{j-n,j} \right] \\ &= \sum_{j=1-MK}^{(M+1)K} A_{\kappa(j)} b_j \left[ A_{\kappa(j)} b_j + 2 \sum_{l=j-K+1}^{j-1} b_{j-n} A_{\kappa(j-n)} \rho_{\kappa(j-n),\kappa(j)} \right] \end{aligned} \quad (9.2.27)$$

由上述两式可知, 联合优化度量  $\Omega(\mathbf{b})$  实际上是  $(2M+1)K$  项和式, 每一项依赖于  $\mathbf{b}$  矢量的  $K$  个分量, 并且相邻的两项有  $K-1$  个分量是相同的。因此, 可以把优化度量表示为

$$\Omega(\mathbf{b}) = \sum_{j=1-MK}^{(M+1)K} \lambda_j(x_j, b_j) \quad (9.2.28)$$

其中

$$\lambda_j(x, u) = A_{\kappa(j)} u \left[ 2y_j - u A_{\kappa(j)} - 2 \sum_{n=1}^{K-1} x(n) A_{\kappa(j-n)} \rho_{\kappa(j-n),\kappa(j)} \right] \quad (9.2.29)$$

上式中,  $x_j$  可以看做含有  $K-1$  个移位寄存器的状态, 即

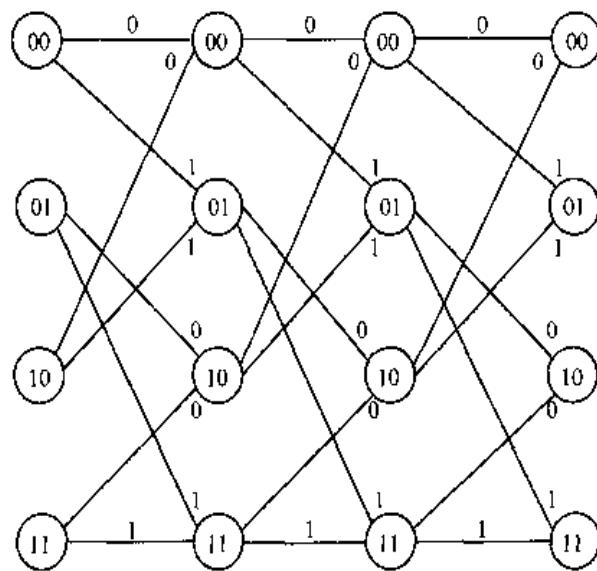
$$\begin{aligned} x_{j+1}^T &= [x_{j+1}(1), x_{j+1}(2), \dots, x_{j+1}(K-1)] \\ &= [x_j(2), \dots, x_j(K-1), b_j] = f(x_j, b_j) \end{aligned} \quad (9.2.30)$$

初始状态从  $x_{1-MK}^T = (0, 0, \dots, 0)$  开始。

上述度量计算是通用的检测度量, 在 BPSK 调制的特例下, 度量计算可以进一步简化为

$$\tilde{\lambda}_j(x, u) = A_{\kappa(j)} u \left[ y_j - \sum_{n=1}^{K-1} x(n) A_{\kappa(j-n)} \rho_{\kappa(j-n),\kappa(j)} \right] \quad (9.2.31)$$

根据上述论述, 度量计算可以采用 Trellis 图表示。图 9.4 给出了  $K=3$  时的 Trellis 示意图。

图 9.4  $K = 3$  的异步 CDMA 对应的 Trellis 图

我们用  $J_j(\cdot)$  和  $J_{j+1}(\cdot)$  表示  $j$  和  $j+1$  时刻的状态度量，则  $j+1$  时刻的  $x_{j+1}$  状态对应的度量可以计算如下

$$\begin{aligned}
 J_{j+1}(x_{j+1}) = & \max\{\tilde{\lambda}_j(0, x_{j+1}(1), \dots, x_{j+1}(K-2), x_{j+1}(K-1)) + \\
 & J_j(0, x_{j+1}(1), \dots, x_{j+1}(K-2)), \\
 & \tilde{\lambda}_j(1, x_{j+1}(1), \dots, x_{j+1}(K-2), x_{j+1}(K-1)) + \\
 & J_j(1, x_{j+1}(1), \dots, x_{j+1}(K-2))\} \quad (9.2.32)
 \end{aligned}$$

因此在每个状态，Viterbi 算法需要进行如下计算：

- (1) 计算分支度量  $\tilde{\lambda}_j(x, 0)$  和  $\tilde{\lambda}_j(x, 1)$ ；
- (2) 计算两个累加求和；
- (3) 两个度量进行比较，选择最大值。

这是 Viterbi 算法中典型的累加 - 比较 - 选择(ACS) 运算。在计算分支度量  $\tilde{\lambda}_j(x, u)$  时， $\sum_{n=1}^{K-1} x(n) A_{u(j-n)} p_{u(j-n), u(j)}$  可以事先计算，实际的运算与  $K, M$  无关。这样在 Trellis 图上每计算一拍，需要涉及到  $2^{K-1}$  个状态，总共需要计算  $2^K$  个分支度量。因此，采用 Viterbi 算法进行异步 CDMA 检测，单个比特的计算复杂度为  $O(2^K)$ 。由式(9.2.24)可知，为了检测单个比特所需要的运算量(为  $O\left(\frac{2^{K(2M+1)}}{K(2M+1)}\right)$ )，通过简化，采用 Viterbi 算法来进行迭代计算度量，检测单个比特的运算量降低为  $O(2^K)$ ，这是一种非常富有创见的设计思想，尽管运算量仍然是指数复杂度，但与原来相比，计算复杂度大大降低了。

### 9.3 线性多用户检测技术

上一节我们回顾了 Verdú 的开创性工作,介绍了最优多用户检测的基本理论。对于实际的 CDMA 系统而言,最优多用户检测过于复杂。因此在过去近 20 年的时间里,众多学者在寻求次优多用户检测算法方面开展了广泛研究。目前可实用化的次优检测算法大体可以分为两类:线性多用户检测器及干扰抵消检测器。线性多用户检测器对匹配滤波器组的输出进行线性变换,产生新的输出矢量进行判决,可以获得更好的性能。而干扰抵消检测器对干扰信号进行估计和重建,然后从接收信号中消除干扰的影响,从而可以提高检测性能。本节讨论线性多用户检测技术,下一节讨论干扰抵消检测技术。线性多用户检测器主要包含解相关检测器、最小均方误差 MMSE 检测器及多项式展开(PE) 检测器。

#### 9.3.1 解相关检测器

对于多用户 CDMA 接收信号模型

$$\mathbf{y} = \mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{n} \quad (9.3.1)$$

发送信号矢量的检测可以看做求解线性方程组。由此令变换矩阵  $\mathbf{T}_{\text{dec}} = \mathbf{R}^{-1}$ , 左乘上式两端, 得

$$\hat{\mathbf{b}}_{\text{dec}} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{R}^{-1}\mathbf{n} = \mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{z} \quad (9.3.2)$$

则每个用户的判决比特为

$$\hat{b}_k = \text{sgn}[(\mathbf{R}^{-1}\mathbf{y})_k] \quad (9.3.3)$$

线性变换后的噪声矢量  $\mathbf{z}$  的相关矩阵为

$$E(\mathbf{zz}^T) = \mathbf{R}^{-1}E(\mathbf{mm}^T)\mathbf{R}^{-1} = \sigma^2 \mathbf{R}^{-1} \quad (9.3.4)$$

可见,解相关检测器可以完全消除多址干扰,但同时增大了高斯噪声功率,亦即完全抑制多址干扰的性能是以提高加性噪声功率为代价的。这种检测器的结构非常类似于单用户码间干扰信道中的迫零均衡。

Lupas 和 Verdú<sup>[9.8~9.9]</sup> 广泛研究了解相关检测算法,总结出如下重要性质:

- (1) 在大多数情况下,与传统单用户检测器相比,解相关检测器可以获得检测性能、系统容量的极大改善;
- (2) 解相关检测不需要进行接收信号的幅度估计,一般而言,需要进行幅度估计的检测器性能对于估计误差非常敏感;
- (3) 与最大似然检测相比,解相关检测器的计算复杂度大大降低,单个比特的计算复杂度为  $O(K)$ ,即与用户数成正比关系;
- (4) 解相关检测等价于接收机未知所有用户的信号能量情况下的最大似然检测,换言之,它给出了发送比特矢量和接收信号幅度矩阵的联合最大似然估计;
- (5) 解相关检测的误比特率与接收信号能量无关,这一特性简化了理论性能分析,更重

要的是，表明解相关检测器具有非常好的抗远近效应的能力；

(6)Lupas 证明，解相关检测器具有渐近最优的抗远近效应能力；

(7) 判决时延非常小，只要将矩阵  $\mathbf{R}^{-1}$  的第  $k$  行与滤波器组的输出矢量相乘，就可以得到第  $k$  个用户的比特判决信息。

由于线性解相关检测具有诸多优点，特别是其实用价值得到学术界的普遍重视。它的主要缺陷在于放大了白噪声样值。另一个重要缺陷在于，解相关检测器中的矩阵求逆很难实时计算。对于同步 CDMA 系统，相关矩阵的维数为  $K \times K$ ，矩阵求逆还比较简单，但对于异步 CDMA 系统，相关矩阵的维数为  $K(2M+1) \times K(2M+1)$ ，当数据帧长  $M$  较大时，进行矩阵求逆非常困难。如果采用一些次优方法，如截断窗解相关检测，或将高维矩阵分解为多个低维矩阵进行求逆处理，对于实用化更有效。目前在次优的解相关检测算法方面，学者们进行了不懈的努力。

但无论哪一种次优解相关检测，所需计算量都非常大。因此，为了降低复杂度，解相关检测往往要求所有用户使用短码扩频，即每个用户的比特信息使用相同的扩频序列。这样所有比特信息间对应的扩频序列相关系数保持不变，因此，可以极大降低矩阵求逆的重复计算要求。但是当新增加一个用户时，重新进行矩阵求逆运算是不可避免的。

### 9.3.2 MMSE 检测器

最小均方误差(MMSE) 检测器是考虑背景噪声和接收信号功率的线性检测器。这种检测器的目标是最小化均方误差代价函数，即最小化发送比特矢量和匹配滤波器组输出矢量之间的均方误差

$$\arg \min_{\mathbf{T}} E[\|\mathbf{b} - \mathbf{T}\mathbf{y}\|^2] \quad (9.3.5)$$

将式(9.3.1) 代入上式，求梯度可得到线性变换矩阵为

$$\mathbf{T}_{\text{MMSE}} = (\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2})^{-1} \quad (9.3.6)$$

由此可得 MMSE 判决矢量为

$$\hat{\mathbf{b}}_{\text{MMSE}} = (\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2})^{-1} \mathbf{y} \quad (9.3.7)$$

则每个用户的判决比特为

$$\hat{b}_k = \text{sgn}[(\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2})^{-1} \mathbf{y}]_k \quad (9.3.8)$$

对比式(9.3.7) 和式(9.3.2) 可知，MMSE 实际上是解相关检测器的修正。MMSE 检测器的基本思路是在抑制干扰和提高噪声功率之间取得折中平衡，从而大大改善解相关器所带来的增大高斯噪声功率的负作用。其目标是让输出的均方误差最小化，因此当噪声比较大时，可通过增大一定的残余多址干扰的代价来降低噪声。这种 MMSE 检测器完全等价于对抗 ISI 的 MMSE 均衡器。

由于考虑了白噪声的影响，与解相关检测器相比，MMSE 检测器一般可以获得更好的误比特性能。当背景噪声趋于 0 时，MMSE 检测器收敛于解相关检测器。

MMSE 检测器的主要缺陷在于它需要估计接收信号的幅度，对估计误差比较敏感。另外，它的性能依赖于干扰用户的功率。因此与解相关检测器相比，MMSE 检测的抗远近效应能力有所损失。

上述两种线性多用户检测器都要涉及到矩阵求逆，一般矩阵求逆有较高的复杂度，其复杂度大约为  $O(K^3)$ 。为了简化运算，工程上常采用迭代法求解，可以采用比较少的迭代次数近似地逼近理想线性检测器的性能。

### 9.3.3 多项式展开(PE) 检测器

如前面的分析，上述线性多用户检测器仅适用于短扩频码，Moshavi<sup>[9, 12]</sup> 提出了将线性变换矩阵  $\mathbf{T}$  用多项式展开(PE) 来表达，这种多项式展开式的多用户检测器具有一个重要的特点：不仅适用于短扩频码，而且也适用于长扩频码。其实质并没有变化，它既可以是解相关，也可以是 MMSE 的检测器。

多项式展开检测的变换矩阵为

$$\mathbf{T}_{\text{PE}} = \sum_{i=0}^{N_s} w_i \mathbf{R}^i \quad (9.3.9)$$

由此可得 PE 判决矢量为

$$\hat{\mathbf{b}}_{\text{PE}} = \sum_{i=0}^{N_s} w_i \mathbf{R}^i \mathbf{y} \quad (9.3.10)$$

则每个用户的判决比特为

$$\hat{b}_k = \text{sgn} \left[ \left( \sum_{i=0}^{N_s} w_i \mathbf{R}^i \mathbf{y} \right)_k \right] \quad (9.3.11)$$

式中， $N_s$  表示矩阵多项式展开的阶数。给定矩阵  $\mathbf{R}$  和阶数  $N_s$ ，可以按照一定的检测准则，优化系数  $w_i, i = 0, 1, \dots, N_s$ 。图 9.5 给出了  $N_s = 2$  的 PE 检测器结构。

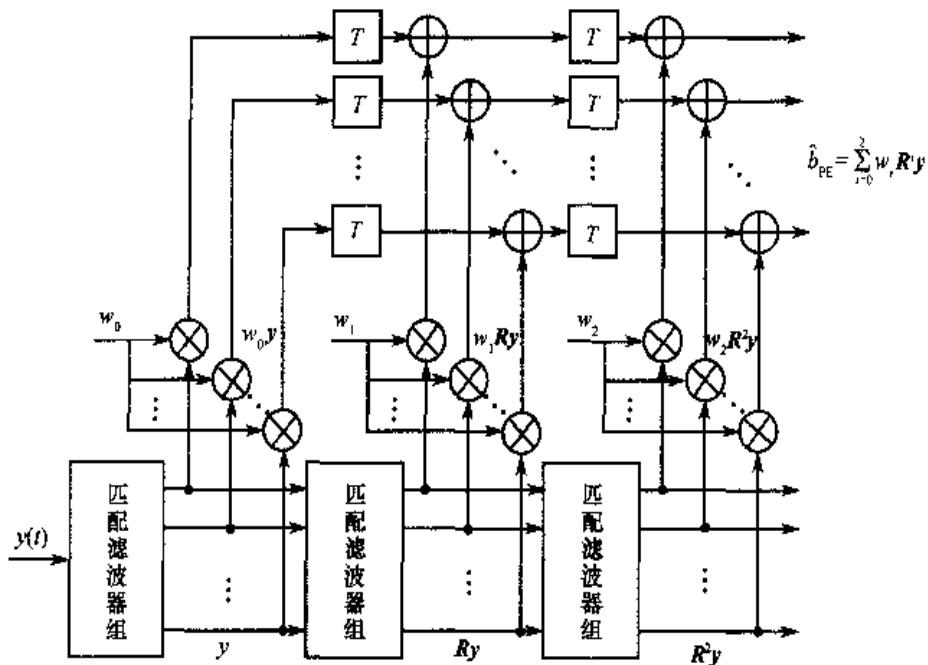


图 9.5 2 阶 PE 多用户检测器结构

根据 Cayley-Hamilton 矩阵分解定理可知, 对于有限的数据帧长, PE 检测器可以精确逼近解相关检测器或 MMSE 检测器。但当数据帧长较大时, 需要非常高阶的 PE 检测器才能逼近解相关检测器或 MMSE 检测器。但通过优化多项式系数, 能够以非常低阶的多项式逼近线性变换矩阵。即采用合适的系数矢量, 可以得到

$$f(\mathbf{R}) = \sum_{i=0}^{N_s} w_i \mathbf{R}^i \approx \mathbf{R}^{-1} \quad (9.3.12)$$

或

$$f(\mathbf{R}) = \sum_{i=0}^{N_s} w_i \mathbf{R}^i \approx (\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2})^{-1} \quad (9.3.13)$$

多项式展开检测器有一些非常好的特性, 总结为如下几个方面:

- (1) PE 检测器可以近似解相关检测器和 MMSE 检测器, 因此它具有这两种检测器的优点。
- (2) PE 检测器的实现复杂度较低。在近似解相关检测或 MMSE 检测时, 既不需要事先计算相关矩阵  $\mathbf{R}$ , 也不需要求解逆矩阵  $\mathbf{R}^{-1}$ 。所有运算都可以实时计算, 对于硬件设计而言, 非常方便。
- (3) 当 PE 检测器近似解相关检测器时, 不需要估计接收信号的幅度(或相位), 因此其性能非常稳定。
- (4) PE 检测器既可以应用于短码扩频, 也可以应用于长码扩频。
- (5) 通过权重系数的预先优化, PE 检测器可以适用于多种实际系统。这样在快速时变信道中, 就可以降低对于权重调整的跟踪速度要求。
- (6) PE 检测器具有非常简单和规整的结构。每一阶的检测器结构与传统的单用户检测器完全相同。单个比特的计算复杂度为  $O(K(N_s + 1))$ , 与阶数和用户数成比例。这种结构非常类似于 9.4 节所提到的并行干扰抵消检测器结构。

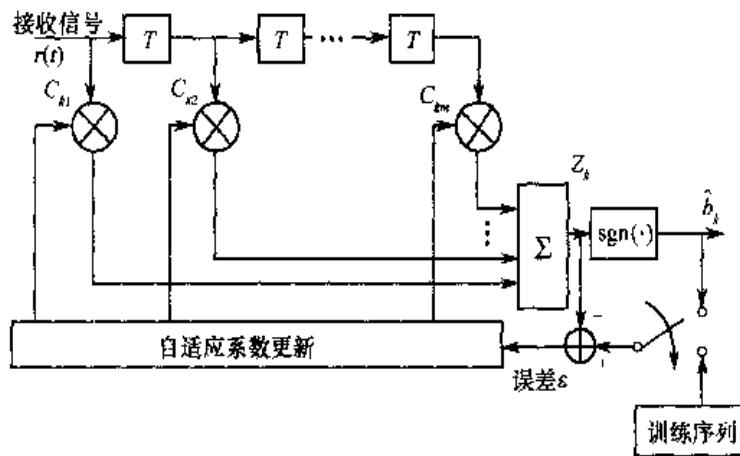
#### 9.3.4 基于训练序列的自适应多用户检测器

在多用户检测中, 采用自适应方法的主要原因是: 由于在多径时变信道下, 那些原本确知的干扰用户扩频码参量变成了时变参量, 只能依靠自适应的方法获取这些时变参量。根据是否需要传送训练序列, 自适应检测可以分为非盲型与盲型两类, 前者需要传送训练序列, 后者不需要。基于训练序列的自适应检测器也可以分为解相关与 MMSE 两大类型, 下面分别予以简介。

##### 1. 单用户自适应 MMSE 检测器

单用户自适应 MMSE 检测器原理框图如图 9.6 所示。

该检测器针对每一个用户  $k$  的接收机采用一个横向滤波器, 而滤波器系数在每个比特接收后可根据自适应算法自动更新。滤波器抽头系数的个数  $m$  一般要大于扩频增益  $N$ , 以保证获得足够的统计信息, 但是  $N$  也不能过大, 过大会导致收敛速度变慢。

图 9.6 单用户自适应 MMSE 第  $k$  个用户检测器原理框图

这类检测器的主要优点是不需要其他用户扩频码的知识，也不要求本用户扩频序列准确同步；主要缺点为需要训练序列，特别是对快时变多径信道要不断发送训练序列。

## 2. 多用户自适应 MMSE 检测器

多用户自适应 MMSE 检测器结构原理图如图 9.7 所示：

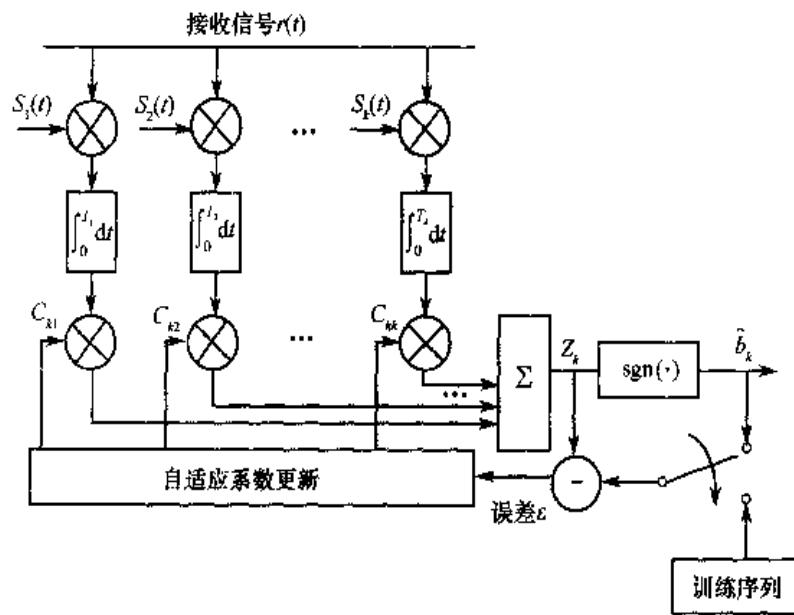


图 9.7 多用户自适应 MMSE 检测器原理框图

多用户自适应不仅需要训练序列，还进一步要求已知其他用户的扩频序列信息  $S_k(t)$ 。由于它的滤波器抽头系数只有  $k$  个，故收敛速度较快。其主要缺点是除了要求已知其他用户的扩频序列以外，也要不断传送训练序列。

### 9.3.5 盲自适应多用户检测器

对于快时变信道，由于需要频繁发送训练序列，从而大大降低了系统的有效性和可靠

性。因此，人们开始直接从业务信号本身提取信道状态信息的自适应型检测技术，称为盲自适应检测。但是，盲算法的最大问题是其收敛速度能否跟得上信道时变衰落的变化速度。由于盲自适应多用户检测既不需要训练序列，也不需要其他用户的扩频码信息，所需要的信息几乎与传统的检测器相同，因此，它本质上是一种单用户抗多径自适应检测器。盲算法的收敛速度慢是通病，特别对于快速时变信道，这是一个致命的弱点。但对于慢时变的移动信道，它仍是很有力的算法。

## 9.4 干扰抵消多用户检测器

另一类重要的多用户检测器是干扰抵消检测器。这些检测算法的基本原理是在接收端分别估计和重建各个干扰信号，然后从接收信号中减去某些或全部的多址干扰估计。为了提高检测性能，这些检测器常采用多级级联的结构。

干扰抵消检测器与抗码间干扰的判决反馈均衡器具有类似的结构。在判决反馈均衡器中，前面判决的符号反馈到接收端，以便消除后边符号中的码间干扰。因此，大多数这一类检测器都可以称为判决反馈多用户检测器。

用于重建 MAI 的比特判决信息可以是硬判决信息，也可以是软判决信息。软判决方法实际上就是比特信息和幅度信息的联合估计，很容易实现。硬判决方法反馈的是非线性方法，为了准确重构多址干扰，需要可靠估计接收信号的幅度。如果信号幅度估计准确，一般而言，硬判决干扰抵消检测器的性能要优于软判决检测器的性能。这一类检测器包含串行干扰抵消(SIC) 检测器、并行干扰抵消(PIC) 检测器及迫零判决反馈(ZF-DF) 检测器，下面分别加以介绍。

### 9.4.1 串行干扰抵消(SIC) 检测器

串行干扰抵消(SIC) 检测器原理框图如图 9.8 所示<sup>[9.13]</sup>。

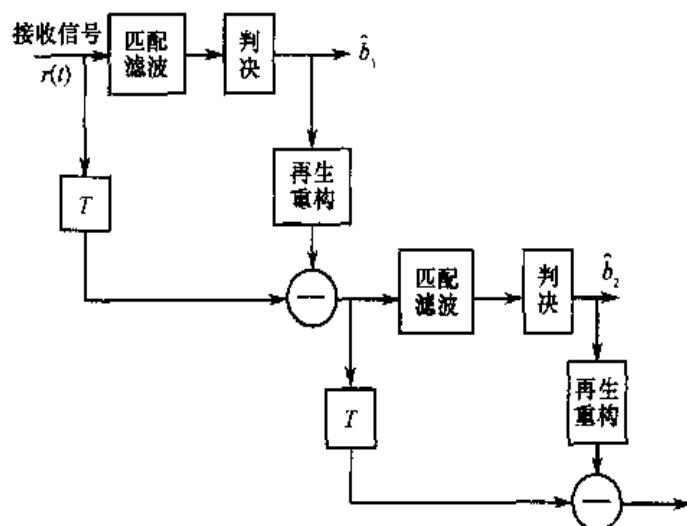


图 9.8 串行干扰抵消检测器结构

图 9.8 中,  $\hat{b}_1$  为未经抵消的判决结果,  $\hat{b}_2$  为经过一次抵消后的判决结果。串行干扰抵消法是消除多址干扰最简单、最直观的方法之一, 首先根据接收到的各用户信号功率按强弱大小排队。每次仅检测一个用户, 且首先解调出的是最强功率的用户, 再从总的接收信号中减去重构的最强用户干扰, 然后再重建和抵消次强干扰, 依次类推下去。串行干扰抵消器的性能很大程度上取决于用户接收信号的功率分布, 如果用户接收信号的功率分布差别较大, 则性能提高就明显。SIC 检测的一个重要缺陷是其检测性能取决于初始数据估计的可靠性。如果初始比特判决出错, 则即使时延、幅度及相位信息估计正确, 也会导致由这个比特引入的干扰功率增加 4 倍(因为判决比特符号改变, 导致幅度变化 2 倍, 从而功率将变化 4 倍)。

在串行干扰抵消检测器中, 由于每解调一个用户便会引入一定的处理时延, 当用户较多时, 时延将积累到系统难以忍受的地步。因此在 SIC 方案中, 每个分组的用户不宜取太多, 一般仅取 4 个用户即可。串行干扰抵消检测器运用范围广, 它既可以用于同步 CDMA, 也可以用于异步 CDMA。

#### 9.4.2 并行干扰抵消(PIC) 检测器

并行干扰抵消器估计所有的干扰信号, 并且对每个用户并行抵消所有干扰信号。PIC 检测器可以由多级干扰抵消器构成, 其中一级的结构如图 9.9 所示。

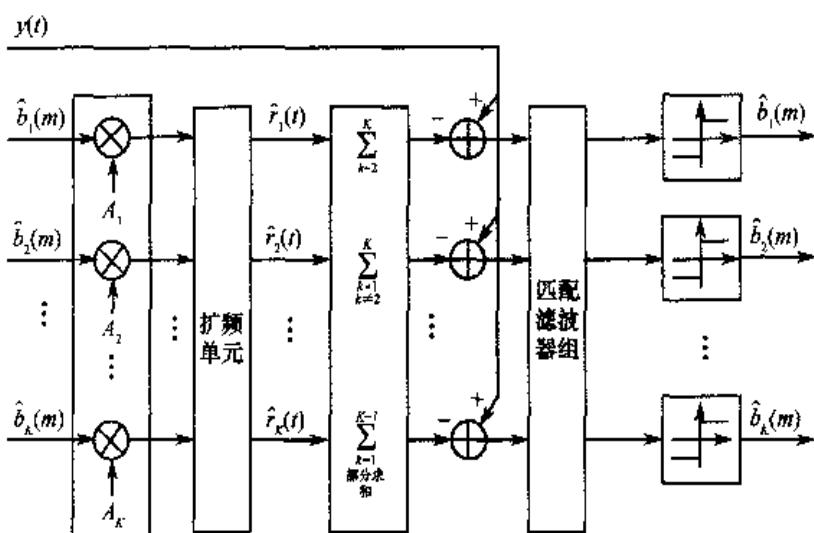


图 9.9 并行干扰抵消检测器结构

由图 9.9 可知, 第  $m$  级经过匹配滤波器组得到的比特估计矢量首先进行估计的幅度信息相乘, 然后重新扩频, 生成重建的每个用户信号  $\hat{r}_k(t)$ 。部分求和单元对所有  $K$  路输入信号中的路  $K-1$  求和, 这样生成了所有用户的 MAI 估计信号。假设幅度和时延估计是理想的, 则接收信号减去 MAI 估计信号后得到的第  $k$  个用户的信号为

$$y(t) - \sum_{i=1, i \neq k}^K \hat{r}_i(t) = b_k A_k s_k(t - \tau_k) + n(t) + \sum_{i=1, i \neq k}^K (b_i - \hat{b}_i) A_i s_i(t - \tau_i) \quad (9.4.1)$$

如图 9.9 所示, 上式产生的判决估计信号送入下一级干扰抵消器, 以便产生更加可靠的数据估计信息。根据上述描述, 可以得到  $m+1$  级 PIC 检测器的矢量信号模型为

$$\hat{\mathbf{b}}_{\text{PIC}}(m+1) = \mathbf{y} - (\mathbf{R} - \mathbf{D})\hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{b}}_{\text{PIC}}(m) = \mathbf{R}\mathbf{A}(\mathbf{b} - \hat{\mathbf{b}}_{\text{PIC}}(m)) + \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{b}}_{\text{PIC}}(m) + \mathbf{n} \quad (9.4.2)$$

为了提高多用户干扰抵消能力, 往往需要进行多级检测, 一般实际应用时, 只需取  $m=2 \sim 3$  即可。PIC 检测器有多种改进, 可以进一步提高其性能。

(1) 使用解相关检测器作为 PIC 检测器的第一级。与 SIC 检测器类似, PIC 检测器的性能也非常依赖于第一级检测的可靠性。如前所述, 如果 SIC 初始数据估计错误, 将导致干扰功率增大 4 倍。而在 PIC 检测器中, 这种由于估计错误而导致的干扰功率增大将极其恶劣, 甚至导致检测性能比传统单用户检测器性能还差。因此, 使用解相关检测器作为 PIC 检测的第一级将极大地提高检测的可靠性。

(2) 利用同级已检测出的比特提高其他比特的检测可靠性。在这种改进中, 总是利用最近的比特信息进行判决, 而不像传统的 PIC 检测器只能利用前一级信息进行判决。这种改进型可以看做多级判决反馈检测器。

(3) 线性组合 PIC 不同级的软判决信息。与传统的软判决 PIC 检测相比, 这种简单修正的检测器可以获得很大的性能增益。其原因在于不同级输出的软判决信号之间存在很大的噪声相关性, 如果进行线性组合, 则可以利用相关性进行噪声抵消。

(4) 每一级只抵消部分 MAI, 增大下一级的多址干扰。在这种改进方法中, MAI 的估计信息在进行干扰抵消之前, 首先乘以一个比例因子, 因此增大了下一级的多址干扰。这种方法的设计思想主要是考虑到 PIC 初始级的判决与后面几级的判断相比很不可靠, 因此不如将多址干扰保留到后边几级进行抵消, 从而提高判决的可靠性。与传统的 PIC 检测器相比, 这种方法可以获得非常大的性能改善。

### 9.4.3 迫零判决反馈(ZF-DF) 检测器

迫零判决反馈(ZF-DF) 检测器, 又称为迫零解相关检测器。它需要进行两步操作: 首先进行线性处理, 然后进行 SIC 检测。线性处理是部分解相关运算(不会增大噪声), 然后按照信号能量从大到小的顺序, 采用 SIC 进行干扰抵消。

对于相关矩阵  $\mathbf{R}$ , 应用 Cholesky 分解, 可以得到  $\mathbf{R} = \mathbf{F}^T \mathbf{F}$ , 其中  $\mathbf{F}$  是下三角矩阵。将矩阵  $(\mathbf{F}^T)^{-1}$  左乘匹配滤波器组输出的信号矢量, 可以得到白噪声信号模型为

$$\mathbf{y}_w = \mathbf{F}\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{z}_w \quad (9.4.3)$$

其中, 噪声矢量  $\mathbf{z}_w$  的相关矩阵为  $E(\mathbf{z}_w \mathbf{z}_w^T) = \sigma^2 \mathbf{I}$ 。因此, 上述矩阵可以看做白化滤波矩阵, 它与 ISI 信道的白化滤波非常类似。

由于矩阵  $\mathbf{F}$  是下三角矩阵, 上式中的比特信息是部分解相关的。因此, 第一个用户不含有 MAI, 而第二个用户只含有第一个用户的 MAI, 依次类推, 第  $k$  个用户含有  $1, 2, \dots, k-1$  个用户的 MAI。

ZF-DF 检测采用 SIC 进行干扰抵消。第一个用户的软输出信息完全没有多址干扰, 可用于重建和抵消它所造成的多址干扰, 经过抵消后, 第二个用户也不含有多址干扰, 也可以重

建和抵消它所造成的多址干扰。这个过程递推进行，每次迭代得到一个比特判决信息，用于重建和抵消它所造成的多址干扰。

在进行白化滤波之前，匹配滤波器组的输出矢量需要根据信号能量大小进行排序，从而保证干扰抵消是按照信号强度从大到小进行的。ZF-DF 检测器的结构如图 9.10 所示。

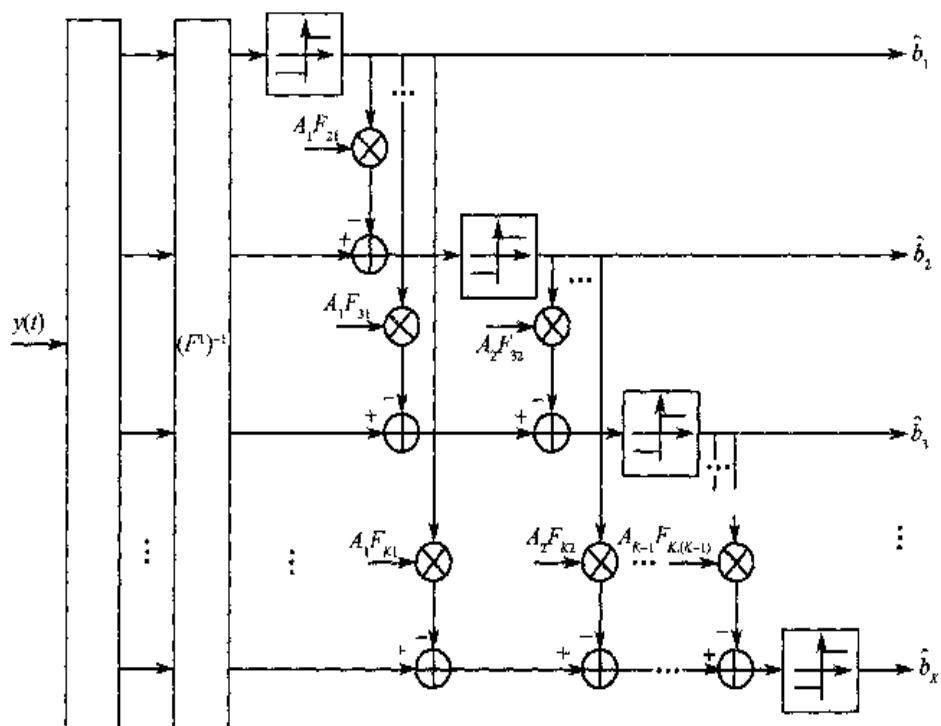


图 9.10 ZF-DF 检测器的结构

在同步 CDMA 情况下，假设矩阵  $F$  和信号幅度都是理想估计，则第  $k$  个用户的判决信息为

$$\hat{b}_k = \text{sgn}(y_{w,k} - \sum_{i=1}^{k-1} F_k A_i \hat{b}_i) \quad (9.4.4)$$

式中， $F_k$  是矩阵  $F$  的第  $(k, i)$  个元素。

如果假设过去所有的判决都是正确的，则 ZF-DF 检测器可以抵消所有的 MAI，并最大化信噪比。它类似于 ZF-DF 均衡对抗码间干扰的作用。ZF-DF 检测实现的主要困难在于：矩阵的 Cholesky 分解和求解白化滤波器  $(F^T)^{-1}$ （矩阵求逆）。可以采用类似于解相关检测和 MMSE 检测的方法进行矩阵运算的简化。

ZF-DF 检测和其他非线性检测类似，一个主要的缺陷是需要估计信号幅度。如果信号幅度估计比解相关检测更可靠，则 ZF-DF 检测器的性能优于解相关检测器，反之，则比解相关检测器性能还差。

总之，所有基于判决反馈的检测都存在误差扩散问题，即若前级检测的可靠性比较差时，将导致后面检测性能越来越差。为了解决误差扩散，可以只反馈可靠性高的用户信息的部分判决反馈法，或者是用检测输出的信号干扰比加权各判决反馈信息。

## 9.5 本章小结

前面介绍了最优多用户检测器、线性检测器和干扰抵消检测器。除了上述几类检测器以外，还有下列几类非线性检测器，包括序列检测器、分组检测器及基于神经网络的检测器等。这些非线性类的检测器，大都采用非线性的方法逼近最大似然函数，其性能都比较好。但由于其实现复杂性比较高、收敛速度慢并缺少有效的理论分析手段与方法，所以其研究与应用前景都不如线性检测和多址干扰抵消检测这两种主要类型。

目前多用户检测已发展到突破单纯克服多址干扰的专一优化的格式，而逐步走向与其他各类技术组合起来实现联合优化，从而引起人们广泛的注意与重视。这些联合优化技术主要包含：空、时二维信号处理技术、多用户检测与信道编码的结合、多用户检测器与多载波技术相结合。迭代多用户检测也是一个重要的研究方向，目前在 Turbo 多用户检测方面，学者们提出了多种检测手段<sup>[9.1~9.2, 9.6~9.7, 9.10~9.11]</sup>，这些算法的实现复杂度较低，大部分在  $O(K^2) \sim O(K^3)$ ，但其性能却能逼近最大似然检测，因此具有较高的实用价值。

## 习 题

9.1 一个同步 CDMA 系统有  $K$  个用户，扩频码长为  $N$ ，求证：

① 互相关系数的平方和满足下列下界关系

$$\sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^K \rho_{ij}^2 \geq \frac{K^2}{N}$$

(2) 假设互相关的绝对值满足  $|\rho_{\max}| \leq \frac{1}{\sqrt{N}}$ ，则推导该同步 CDMA 系统用户数目的上界。

9.2 定义扩频序列波形  $s_1(t)$  和  $s_2(t)$  的均方互相关为： $\frac{1}{T} \int_0^T (\rho_{12}(\tau) + \rho_{21}(\tau)) d\tau$ ，求下列两种情况下的均方互相关函数。

(1)  $s_1(t) = s_2(t) = \frac{1}{\sqrt{T}}$ ；

(2)  $s_1(t)$  和  $s_2(t)$  的波形如图 9.11 所示。

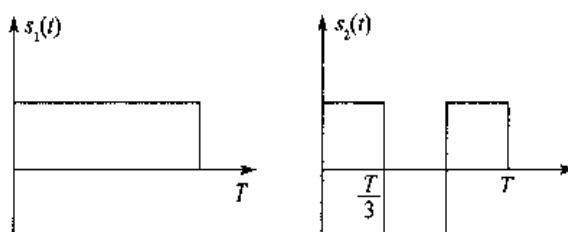


图 9.11 扩频序列波形

9.3 给出多径条件下，同步 CDMA 系统信号模型的详细公式。

9.4 给出多径条件下，异步 CDMA 系统信号模型的详细公式。

9.5 令  $\hat{\mathbf{b}}$  表示最大化度量  $\Omega(\mathbf{b}) = 2\mathbf{b}^T \mathbf{A}\mathbf{y} - \mathbf{b}^T \mathbf{H}\mathbf{b}$  的矢量集合  $\{-1, +1\}^K$ ，求证  $\hat{\mathbf{b}}_k =$

$$\operatorname{sgn}(y_k - \sum_{j \neq k} \hat{b}_j A_j \rho_{jk})$$

9.6 令  $\hat{b}_1 \in \{-1, +1\}$  和  $\hat{b}_2 \in \{-1, +1\}$  表示最大化度量函数  $A_1 y_1 b_1 + A_2 y_2 b_2 - A_1 A_2 \rho b_1 b_2$ , 求证  $\hat{b}_1$  和  $\hat{b}_2$  满足:

- (1) 如果  $\min\{|A_1| |y_1|, |A_2| |y_2|\} \geq |A_1 A_2 \rho|$ , 则  $\hat{b}_1 = \operatorname{sgn}(y_1), \hat{b}_2 = \operatorname{sgn}(y_2)$ , 否则  $\hat{b}_1 = \operatorname{sgn}(A_1 y_1 - \operatorname{sgn}(\rho) A_2 y_2), \hat{b}_2 = \operatorname{sgn}(A_2 y_2 - \operatorname{sgn}(\rho) A_1 y_1)$ ;
- (2)  $\hat{b}_1 = \operatorname{sgn}\left(A_1 y_1 + \frac{1}{2} |A_2 y_2 - A_1 A_2 \rho| - \frac{1}{2} |A_2 y_2 + A_1 A_2 \rho|\right)$   
 $\hat{b}_2 = \operatorname{sgn}\left(A_2 y_2 + \frac{1}{2} |A_1 y_1 - A_1 A_2 \rho| - \frac{1}{2} |A_1 y_1 + A_1 A_2 \rho|\right)$ .

9.7 假设  $(z_1, z_2, \dots, z_k)$  表示由序列  $(s_1, s_2, \dots, s_k)$  经过 Gram-Schmidt 正交化过程得到的序列, 即

$$\begin{cases} z_1 = s_1 \\ \vdots \\ z_k = s_k - \sum_{j=1}^{k-1} \frac{\langle s_k, z_j \rangle}{\|z_j\|^2} z_j \end{cases}, \text{求证: } z_k \text{ 是第 } k \text{ 个用户的解相关变换。}$$

9.8 假设归一化互相关矩阵  $R$  可逆, 令  $M = R - I$ , 则该矩阵是对角线元素为 0 的对称矩阵。定义矩阵的谱半径为模值最大的矩阵特征值。求证:

- (1) 矩阵  $M$  的特征值严格大于  $-1$ ;
- (2) 给出一个谱半径大于 2 的互相关矩阵  $R$  的例子;
- (3) 若  $R$  的谱半径严格小于 2, 则  $\lim_{n \rightarrow \infty} M^n = 0$ ;
- (4) 根据题(3) 的假设, 验证:  $R^{-1} = I - M + M^2 - M^3 + M^4 - M^5 + \dots$

9.9 (1) 假设  $\lambda_{\max}$  表示互相关矩阵  $R$  的最大特征值, 且  $0 < \alpha < \frac{1}{\lambda_{\max}}$ , 求证:  $R^{-1} = \alpha \sum_{j=0}^{\infty} (I - \alpha R)^j$ 。

(2) 假设矩阵  $R^{-1}$  由上式前两项近似, 求解  $\alpha$  值, 使误差矩阵的迹最小。

9.10 考虑 3 用户等功率同步 CDMA 系统:

$$\left[ \left( R + \frac{\sigma^2}{A^2} I \right)^{-1} R \right]_{13}$$

(1) 求解相关矩阵  $R$ , 满足  $\left| \rho_{13} \right| > \left| \rho_{12} \right|$ , 此公式表明, 与单用户匹配滤波器相比,

$$\left[ \left( R + \frac{\sigma^2}{A^2} I \right)^{-1} R \right]_{11}$$

用户 1 的 MMSE 变换实际上增大了特定用户造成的干扰。

(2) 根据题(1) 求出的相关矩阵, 验证:

$$\frac{\left[ \left( R + \frac{\sigma^2}{A^2} I \right)^{-1} R \right]_{12}^2}{\left[ \left( R + \frac{\sigma^2}{A^2} I \right)^{-1} R \right]_{11}^2} + \frac{\left[ \left( R + \frac{\sigma^2}{A^2} I \right)^{-1} R \right]_{13}^2}{\left[ \left( R + \frac{\sigma^2}{A^2} I \right)^{-1} R \right]_{11}^2} < \rho_{12}^2 + \rho_{13}^2$$

## 参考文献

- [9.1] P. D. Alexander, M. C. Reed et al. Iterative multiuser interference reduction: Turbo CDMA. *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 47, No. 7, pp. 1008 ~ 1014, July 1999
- [9.2] A. A. Alrastamani, A. D. Damnjanovic and B. R. Vojcic. Turbo greedy multiuser detection. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 19, No. 8, pp. 1638 ~ 1645, Aug. 2001
- [9.3] J. Boutros and G. Caire. Iterative multiuser joint decoding: unified framework and asymptotic analysis. *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. 48 No. 7, pp. 1772 ~ 1793, July 2002
- [9.4] D. Divsalar, M. Simon and D. Raphaeli. Improved parallel interference cancellation for CDMA. *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 46, pp. 258 ~ 268, Feb. 1998
- [9.5] A. Duel-Hallen, J. Holtzman and Z. Zvonar. Multiuser detection for CDMA systems. *IEEE Person. Commun.*, Vol. 2 No. 2, pp. 46 ~ 58, Apr. 1995
- [9.6] H. El Gamal and E. Geraniotis. Iterative multiuser detection for coded CDMA signals in AWGN and fading channels. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 18, No. 1, pp. 30 ~ 41, Jan. 2000
- [9.7] B. Lu and X. Wang. Iterative receivers for multiuser space-time coding systems. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 18, No. 11, pp. 2322 ~ 2335, Nov. 2000
- [9.8] R. Lupas and S. Verdú. Linear multiuser detectors for synchronous code-division multiple-access channels. *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. 35, pp. 123 ~ 136, Jan. 1989
- [9.9] R. Lupas and S. Verdú. Near-far resistance of multiuser detectors in asynchronous channels. *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 38, pp. 496 ~ 508, Apr. 1990
- [9.10] M. Moher. An iterative multiuser decoder for near-capacity communications. *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 46, No. 7, pp. 870 ~ 880, July 1998
- [9.11] M. Moher and P. Guinand. An iterative algorithm for asynchronous coded multiuser detection. *IEEE Commun. Letters*, Vol. 2, No. 8, pp. 229 ~ 231, Aug. 1998
- [9.12] S. Moshavi. Multi-User Detection for DS-CDMA Communications. *IEEE Communications Magazine*, Vol. 34, pp. 124 ~ 136, Oct. 1996
- [9.13] M. K. Varanasi and B. Aazhang. Multistage detection in asynchronous code-division multiple-access communications. *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 38, pp. 509 ~ 519, Apr. 1990
- [9.14] S. Verdú. *Multiuser Detection*. Cambridge, U. K., Cambridge University Press, 1998
- [9.15] S. Verdú. Minimum Probability of Error for Asynchronous Gaussian Multiple-Access Channels. *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. IT-32, pp. 85 ~ 96, Jan. 1986

## 第 10 章 OFDM 技术

多媒体和计算机通信在现代信息社会中起着不可忽视的重要作用。数据业务的快速发展，要求无线通信技术支持越来越高速的数据速率。例如，IEEE 的 WLAN 标准，如 802.11 系列所支持的数据速率已经从 11Mbps 进一步提升到 54Mbps，甚至高达 100Mbps 的协议草案也已出台。本章将主要介绍无线通信在有限的无线频段内传送高速率、宽频带的多媒体业务的关键技术——正交频分复用(OFDM) 技术。

随着数据速率的不断提高，高速数据通信系统的性能不仅仅受噪声限制，更主要的影响来自于无线信道时延扩展特性导致的码间干扰。这种码间干扰主要是由于发射机和接收机之间存在多条时延不同无线传播路径造成的。多径效应造成接收机收到的信号是多个时延、幅度和相位各不相同的发送信号的叠加，从而导致错误发生。

一般而言，只要时延扩展远远小于发送符号的周期，则码间干扰造成的影响几乎可以忽略。换言之，系统的通信能力实际上受制于信道的传播特性。对于高速数据业务，发送符号的周期可以与时延扩展相比拟，甚至小于时延扩展，此时将引入严重的码间干扰，导致系统性能的急剧下降。

为了实现高速数据业务，必须采取措施对抗码间干扰。信道均衡是经典的抗码间干扰技术，第 8 章已经介绍了均衡技术的基本内容，许多移动通信系统中都采用均衡技术消除码间干扰。

但是如果数据速率非常高，采用单载波传输数据，往往要设计几十甚至上百个抽头的均衡器，这简直是硬件设计的噩梦。既要对抗码间干扰，又要采用低复杂度高效的手段传输高速数据业务，我们可以选择另一种关键技术——OFDM。与单载波均衡抵消码间干扰的思路不同，OFDM 采用一组正交子载波多路并行传输业务数据。因此，系统的总吞吐率是所有并行子通道数据吞吐率之和，这样每个子信道的吞吐率只是传统单载波系统吞吐率的几十分之一。由此，OFDM 系统既可以维持发送符号周期远远大于多径时延，又能够支持高速的数据业务，并且不需要复杂的信道均衡。

20 世纪 90 年代以来，由于 OFDM 具有一系列的优点，被广泛地应用于以下众多宽带数据通信系统中。如数字音频广播(DAB)、数字视频广播(DVB) 及 HDTV 地面传输等。还有高速数字用户线(HDSL, 1.6Mbps)、非对称数字用户线(ADSL, 6Mbps)，以及甚高速数字用户线(VDSL, 100Mbps) 等用户数据接入系统。在无线系统中的应用包括：无线局域网标准 WLAN<sup>[10.26]</sup>；IEEE 802.11a,g, WMAN<sup>[10.27]</sup> 标准；802.16，以及无线广域网标准如 802.20，还包括最近非常流行的 UWB 系统。目前在对下一代移动通信关键技术的研究中，OFDM 也被广泛看好，作为主要候选技术之一。3GPP 和 3GPP2 标准化组织都成立了专门的研究小组，开展 OFDM 技术在移动通信中的应用研究。

本章首先详细介绍 OFDM 技术的基本原理，然后讨论 OFDM 技术中的信道估计技术和同步技术，最后阐述 OFDM 与 CDMA 相结合的一些融合技术的设计思想。

## 10.1 OFDM 基本原理

OFDM 的基本原理是将高速的数据流分解为多路并行的低速数据流，在多个载波上同时进行传输。对于低速并行的子载波而言，由于符号周期展宽，多径效应造成的时延扩展相对变小。当每个 OFDM 符号中插入一定的保护时间后，码间干扰几乎就可以忽略。

在 OFDM 系统设计中，有几个关键参数需要考虑。如子载波的数目、保护时间、符号周期、载波间隔、每个载波的调制方式及前向纠错编码的选择。这些参数的选择要依据系统的应用与传播环境要求，如有效系统带宽、所支持的业务速率、能够容忍的多径时延及多普勒频移等。一些要求是相互矛盾的。例如，为了容忍较高的时延扩展，则子载波数目需要提高，但这将使得系统对于多普勒效应更加敏感，反之亦然。本节将介绍 OFDM 的基本原理，并详细讨论 OFDM 系统参数选择中的一些注意事项。

### 10.1.1 OFDM 信号的生成

一个 OFDM 符号由一组承载了 PSK 或 QAM 调制信号的子载波叠加构成，其通带信号可以表示为

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \exp \left[ j2\pi \left( f_c - \frac{i+0.5}{T} \right) t \right] \right\}, t \in [0, T] \quad (10.1.1)$$

式中， $d_i$  表示第  $i$  路的基带复数据信号； $N$  是子载波数目； $T$  表示符号周期； $f_c$  是载波中心频率。

在理论分析中，采用基带表示更为方便。OFDM 信号的基带形式为

$$x(t) = \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \exp \left( j2\pi \frac{i}{T} t \right) = \mathbf{d} \mathbf{w}^T, t \in [0, T] \quad (10.1.2)$$

式中， $\mathbf{d} = (d_0, d_1, \dots, d_{N-1})$  表示并行发送信号矢量， $\mathbf{w} = [e^{-j\frac{\pi N}{T}t}, e^{-j\frac{\pi(N-2)}{T}t}, \dots, e^{j\frac{\pi(N-2)}{T}t}]$  表示子载波调制矢量，它是标准正交矢量，即满足关系  $\mathbf{w}\mathbf{w}^H = 1$ 。式中信号的实部与虚部分别对应同相分量和正交分量。

由于子载波的正交特性，可以采用一路子载波信号进行解调，从而提取出这一路的数据。例如，对第  $k$  路子载波进行解调，可以得到

$$\begin{aligned} & \int_{\tau}^{\tau+T} \exp \left( -j2\pi \frac{k}{T} t \right) \left[ \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \exp \left( j2\pi \frac{i}{T} t \right) \right] dt \\ &= \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \int_{\tau}^{\tau+T} \exp \left( j2\pi \frac{i-k}{T} t \right) dt \end{aligned}$$

$$= \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \int_0^T \exp\left(j2\pi \frac{i-k}{T}t\right) dt = d_{k+\frac{N}{2}} T \quad (10.1.3)$$

上述积分利用了复正弦信号的周期积分特性。

图 10.1 给出了子载波数目  $N = 4$  时, 承载的数据为  $d = (1, 1, 1, 1)$ , 4 个载波独立的波形和叠加后的信号, 即对应的 OFDM 符号时域波形。由图可知, 虽然 4 个子载波的幅度范围恒为  $[-1, 1]$ , 但叠加之后的 OFDM 符号的幅度范围却变化很大, 这也就是 OFDM 系统具有高峰均比的现象。

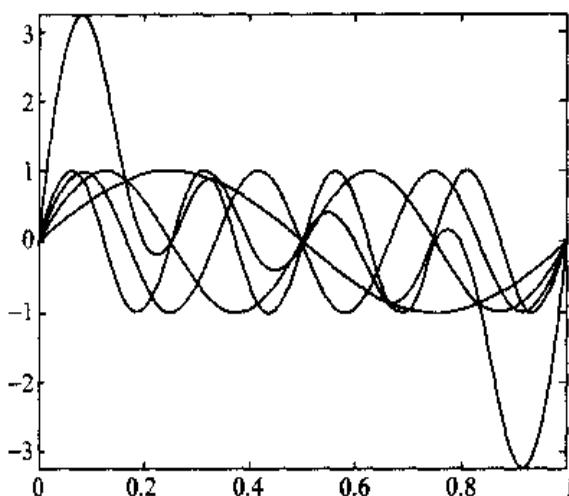


图 10.1 4 个子载波的 OFDM 符号时域波形示例

根据前面的论述可知, 由于 OFDM 子载波之间满足正交性, 因此可以采用离散傅里叶变换(DFT) 表示信号。直接进行 IDFT/DFT 变换, 算法复杂度为  $O(N^2)$ , 计算量非常大, 但如果采用 IFFT/FFT 来实现, 则算法复杂度降低为  $O\left(\frac{N}{2}\log_2(N)\right)$ (基 2 算法), 极大降低了 OFDM 系统的实现难度。

假设每个子载波发送的是矩形信号, 即信号波形限制在  $[0, T]$  范围内, 则每个子载波的信号频谱为抽样函数。假设数据矢量为全 1 矢量, 则单个子载波的频谱和由 4 个子载波构成的 OFDM 符号的频谱如图 10.2 所示。由这一示例可知, OFDM 系统满足 Nyquist 无码间干扰准则。但此时的符号成形不像通常的系统, 不是在时域进行脉冲成形, 而是在频域实现的。因此, 根据时频对偶关系, 通常系统中的码间干扰(ICI) 变成了 OFDM 系统中的子载波间干扰(ICI)。为了消除 ICI, 要求 OFDM 系统在频域采样点无失真。

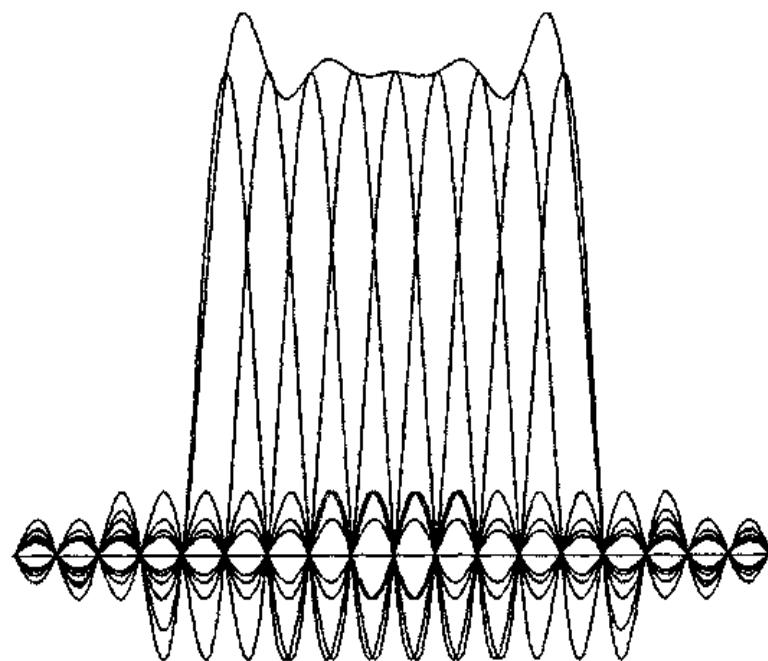


图 10.2 OFDM 符号频谱结构

### 10.1.2 保护时间和循环前缀

为了描述 OFDM 信号模型，首先引入多径衰落信道，即

$$h(t) = \sum_{l=1}^L [h_l^I(t) + j h_Q^I(t)] \delta(t - \tau_l) = \sum_{l=1}^L A_l(t) e^{j\theta_l(t)} \delta(t - \tau_l) \quad (10.1.4)$$

式中， $\tau_l$  表示多径时延； $L$  表示多径数目。则 OFDM 接收机收到的信号为

$$\begin{aligned} r(t) &= x(t) * h(t) + n(t) \\ &= \sum_{l=1}^L \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} A_l(t) \exp\left[j2\pi \frac{i}{T}(t - \tau_l) + \theta_l(t)\right] + n(t) \end{aligned} \quad (10.1.5)$$

式中， $n(t)$  是均值为 0，方差为  $\sigma^2$  的白高斯随机过程。

如果对第  $k$  路子载波进行解调，可以得到

$$\begin{aligned} y(t) &= \int_0^T \exp\left(-j2\pi \frac{k}{T}t\right) r(t) dt \\ &= \int_0^T \exp\left(-j2\pi \frac{k}{T}t\right) \sum_{l=1}^L \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} A_l(t) \exp\left[j2\pi \frac{i}{T}(t - \tau_l) + \theta_l(t)\right] dt + z(t) \\ &= \sum_{l=1}^L \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \int_0^T \exp\left(-j2\pi \frac{k}{T}t\right) A_l(t) \exp\left[j2\pi \frac{i}{T}(t - \tau_l) + \theta_l(t)\right] dt + z(t) \end{aligned}$$

$$= d_{k+\frac{N}{2}} \sum_{l=1}^L H_l(t) + \sum_{\substack{i=-\frac{N}{2} \\ i \neq k}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} H_i^*(t) + z(t) \quad (10.1.6)$$

式中,  $z(t) = \int_0^T \exp\left(-j2\pi \frac{k}{T}t\right) n(t) dt$ ,  $H_l(t) = \int_0^T A_l(t) \exp\left[\theta_l(t) - j2\pi \frac{l}{T}\tau_l\right] dt$ ,  $H_i^*(t) = \int_0^T A_l(t) \exp\left[j2\pi \frac{(i-k)}{T}(t-\tau_l) + \theta_l(t)\right] dt$ 。

第  $k$  个子载波的解调信号中包括有用信号、噪声信号及码间干扰。其中输出噪声的方差是

$$\begin{aligned} E(z(t)z^*(s)) &= E\left[\int_0^T \int_0^T \exp\left(-j2\pi \frac{k}{T}t\right) \exp\left[j2\pi \frac{k}{T}(s)\right] n(t) n^*(s) dt ds\right] \\ &= \int_0^T \int_0^T \exp\left[j2\pi \frac{k(s-t)}{T}\right] E[n(t)n^*(s)] dt ds = \sigma^2 \delta(t-s) \end{aligned} \quad (10.1.7)$$

由于多径效应造成的码间干扰(ISI) 为

$$I(t) = \sum_{\substack{i=-\frac{N}{2} \\ i \neq k}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} H_i^*(t) \quad (10.1.8)$$

为了消除码间干扰, 需要在 OFDM 的每个符号中插入保护时间, 只要保护时间大于多径时延扩展, 则一个符号的多径分量不会干扰相邻符号。保护时间内可以完全不发送信号。但此时由于多径效应的影响, 子载波可能不能保持相互正交, 从而引入了子载波间干扰(ICI)。这种效应如图 10.3 所示。

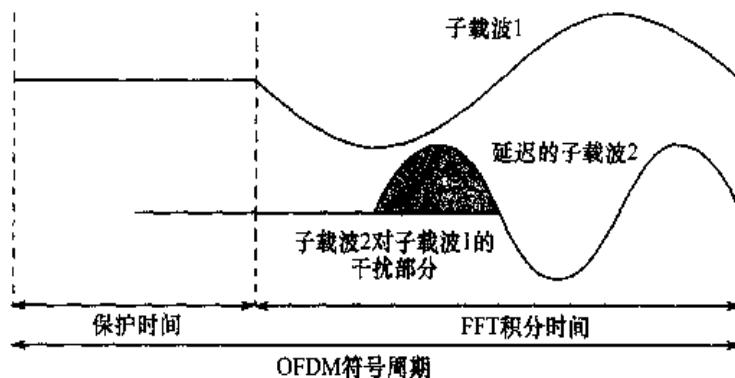


图 10.3 保护时间内发送全 0 信号由于多径效应造成的子载波间干扰(ICI)

如图 10.3 所示, 当 OFDM 接收机解调子载波 1 的信号时, 会引入子载波 2 对它的干扰, 同理亦然。这主要是由于在 FFT 积分时间内, 两个子载波的周期不再是整倍数, 从而不能保证正交性。

为了减小 ICI, OFDM 符号可以在保护时间内发送循环扩展信号, 称为循环前缀(CP),

如图 10.4 所示。循环前缀是将 OFDM 符号尾部的信号搬到头部构成的。这样可以保证有时延的 OFDM 信号在 FFT 积分周期内总是具有整倍数周期。因此，只要多径时延小于保护时间，就不会造成载波间干扰。

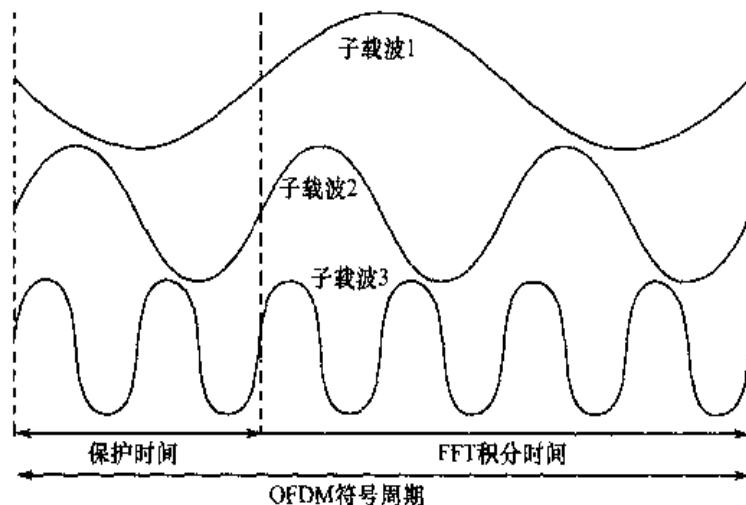


图 10.4 OFDM 符号的循环前缀结构

图 10.5 所示为多径效应影响 OFDM 的示意图。假设 OFDM 信号经过两径衰落信道，采用 BPSK 调制。图中的保护时间大于多径时延，因此，第二条径的相位跳变点正好位于保护时间内，接收机收到的是满足正交特性的多载波信号，不会造成性能损失。如果保护时间小于多径时延，则相位跳变点位于积分时间内，则多载波信号不再保持正交性，从而会引入子载波干扰。

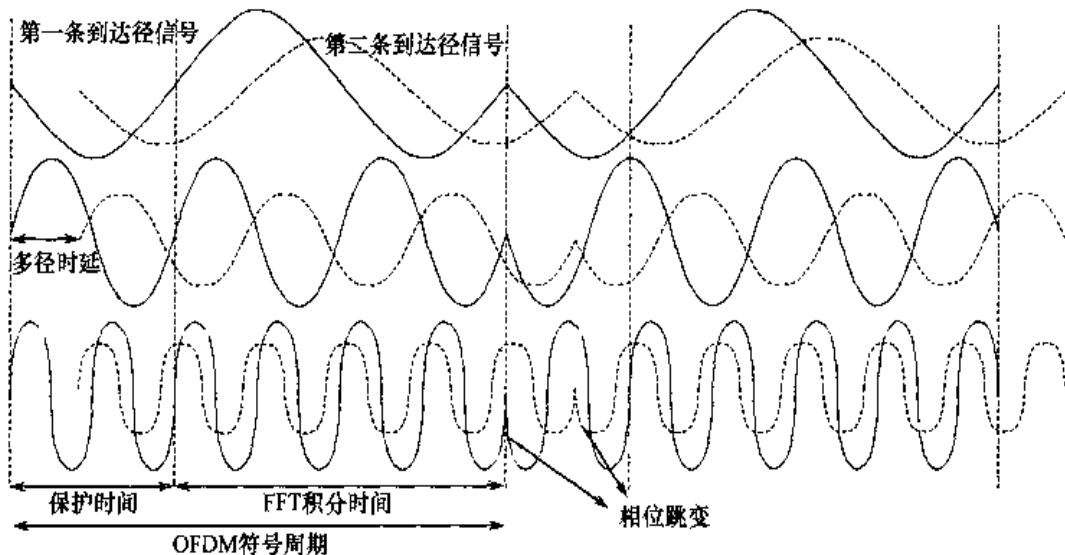


图 10.5 两径信道中 OFDM 符号的传输

### 10.1.3 加窗技术

前面已经介绍了 OFDM 符号的生成、采用循环前缀消除码间干扰。观察图 10.5 中的 OFDM 信号，可以看到在符号边界有尖锐的相位跳变。由此可知，OFDM 的带外衰减是比较

慢的。图 10.6 给出了子载波数目分别为 16, 64, 256 时的归一化 OFDM 功率谱(PSD)，由图可知，随着载波数目的增大，OFDM 信号的带外衰减也增加了。但即使是 256 个子载波的情况下，在 3dB 带宽的 4 倍处，带外衰减也不过为 -40dB。

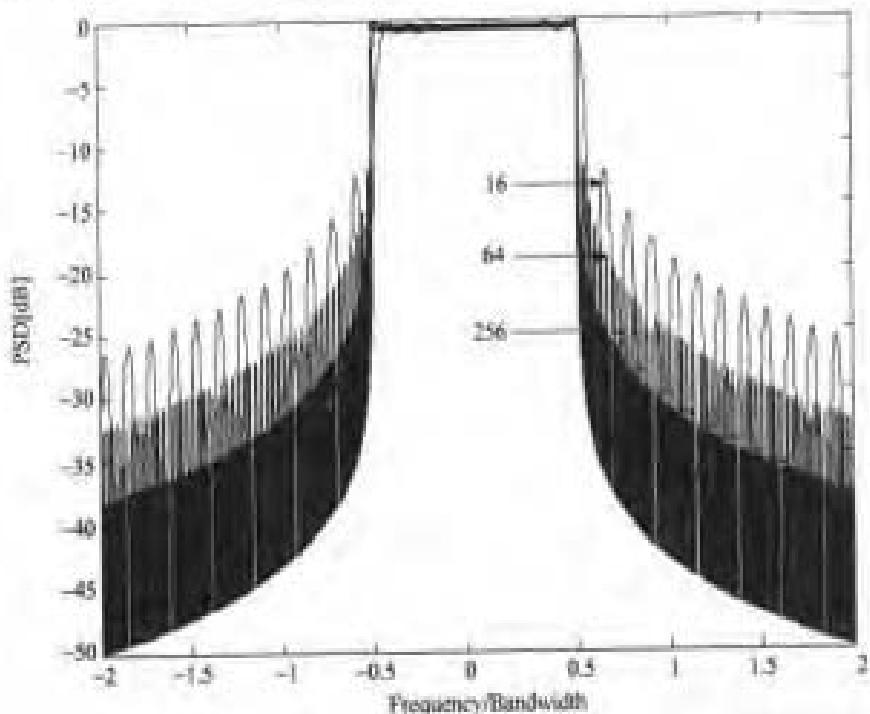


图 10.6 未加窗的 OFDM 功率谱

为了使 OFDM 信号的带外衰减更快，可以采用对单个 OFDM 符号加窗的办法。OFDM 的窗函数可以使信号的幅度在符号边界更平滑地过渡到 0。常用的窗函数是升余弦滚降窗，定义如下

$$w(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[ 1 + \cos \frac{(t - T_s)\pi}{\beta T_s} \right], & 0 \leq t \leq \beta T_s \\ 1, & \beta T_s \leq t \leq T_s \\ \frac{1}{2} \left[ 1 + \cos \frac{(t + \beta T_s)\pi}{\beta T_s} \right], & T_s \leq t \leq (1 + \beta)T_s \end{cases} \quad (10.1.9)$$

式中， $\beta$  为滚降因子， $T_s$  表示 OFDM 符号周期。由于前后相邻的 OFDM 符号有一部分重叠，因此它比实际的符号持续时间要短。加窗之后的 OFDM 信号时序结构如图 10.7 所示。 $T_0$  是保护时间。

OFDM 加窗的处理过程如下：首先  $N_s$  个 QAM 符号添 0 得到  $N$  个符号进行 IFFT 运算。然后将 IFFT 输出的尾部的  $T_{\text{pad}}$  个样值插入 OFDM 符号的头部，将 OFDM 符号头部的  $T_{\text{pad}}$  个样值插入 OFDM 符号的尾部。最后乘以升余弦滚降窗函数，与前一个 OFDM 符号  $\beta T_s$  区域内的样值叠加，形成最终的信号形式。

图 10.8 给出了 64 个子载波，采用不同的滚降因子的归一化 OFDM 功率谱。由图可知，当  $\beta = 0.025$  时，已经能够很好地改善带外衰减了。

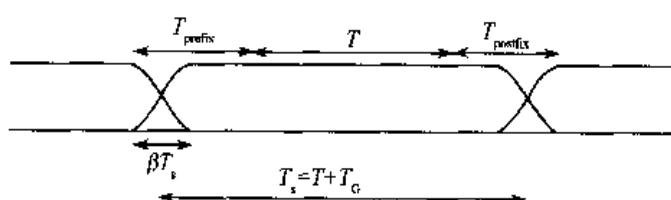


图 10.7 OFDM 加窗后的时序结构

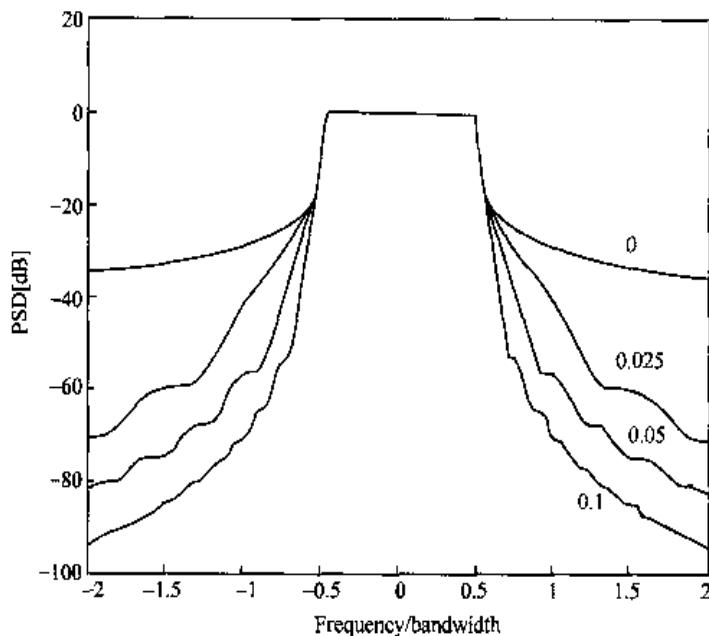


图 10.8 加窗的 OFDM 功率谱

增大滚降因子，虽然能够使带外衰减更快，但降低了 OFDM 系统对多径时延的容忍能力。如图 10.9 所示，在两径信道中，虽然相对时延小于保护时间，但由于加窗造成阴影部分幅度的变化，从而引入了码间干扰 (ISI) 和子载波间干扰 (ICI)。因此，在实际系统设计中，应当选择较小的滚降因子。

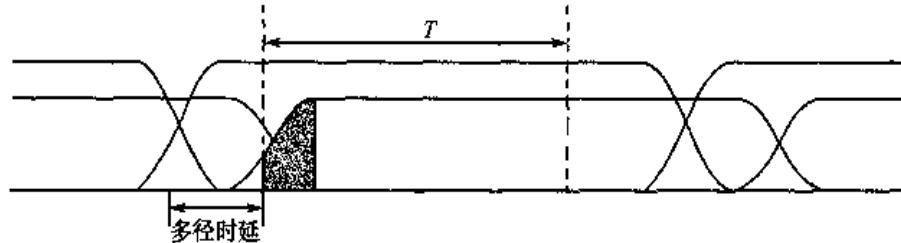


图 10.9 两径信道中，不适当的加窗导致 OFDM 符号引入了 ISI 和 ICI

#### 10.1.4 OFDM 系统设计

完整的 OFDM 收发信机结构如图 10.10 所示。上半部分是发射链路，下半部分是接收链路。中心部分的 IFFT 单元用于基带调制发射处理，FFT 单元用于基带解调接收处理。在发送链路中，二进制输入数据首先经过信道编码和交织变换，然后进行 QAM 星座调制，插入导频，串/并 (S/P) 变换后，经过 IFFT 处理，接着进行并/串 (P/S) 变换，添加循环前缀和窗函数，最后经过 D/A 转换，上变频送入天馈单元。在接收链路中，天馈单元接收到的信号先

进行下变频，送入 A/D 转换单元，首先完成时域与频域的同步，得到正确的符号同步时序，进行频偏校正，然后去除循环前缀，串 / 并变换后，经过 FFT 处理，再经并 / 串变换，提取出导频信号，进行信道估计和补偿，接着进行 QAM 解调、解交织，最后送入信道译码器，得到二进制的输出数据。

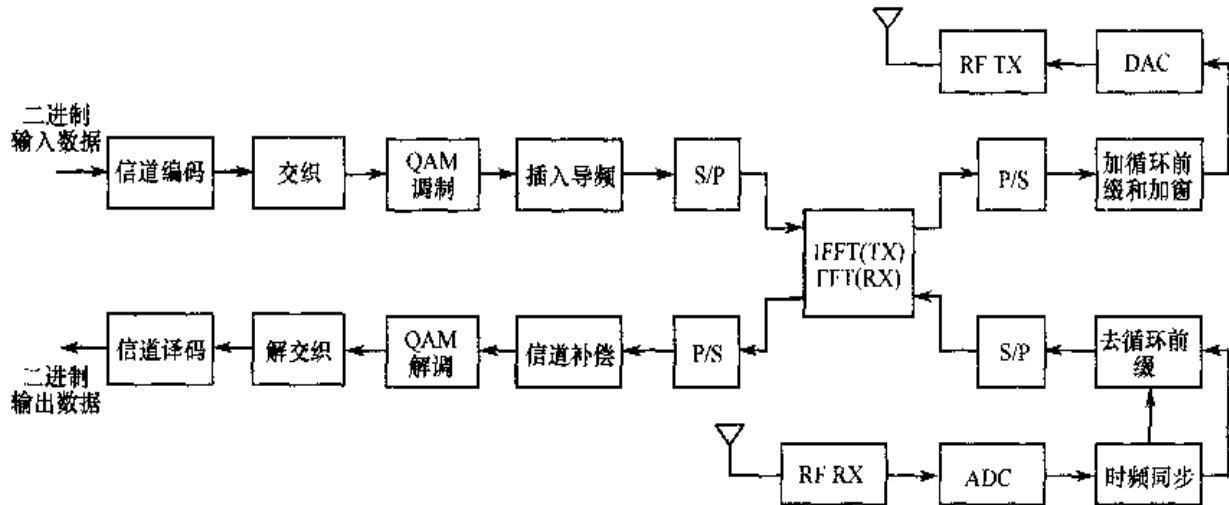


图 10.10 OFDM 收发信机的结构

在 OFDM 系统设计中，需要折中考虑各种系统要求，这些需求常常是相互矛盾的。通常有 3 个主要的系统要求需要重点考虑：系统带宽  $W$ 、业务数据速率  $R$  及多径时延扩展，包括时延扩展的均方根  $\tau_{\text{rms}}$  和最大值  $\tau_{\text{max}}$ 。按照这 3 个系统参数，设计步骤可以分为 3 步。

首先确定保护时间  $T_G$ 。多径时延扩展直接决定了保护时间的大小。作为重要的设计准则，保护时间应当至少是多径时延均方根的 2 ~ 4 倍，即  $T_G \geq (2 \sim 4)\tau_{\text{rms}}$ 。保护时间的取值依赖于系统的信道编码和调制类型。高阶调制（如 64QAM）比低阶调制（如 QPSK）对于 ICI 和 ISI 的干扰更加敏感，而纠错编码的能力越强，越能降低这种对干扰的敏感特性。

一旦保护时间确定，则 OFDM 的符号周期  $T_s = T + T_G$  就可以确定，其中  $T$  表示 IFFT 积分时间，其倒数就是相邻载波间隔，即  $\Delta f = \frac{1}{T}$ 。为了尽可能地减小由于保护时间造成的信噪比损失，一般要求符号周期要远大于保护时间。但是，符号持续时间并不是越大越好。因为符号周期越长，则意味着系统需要更多的子载波数目，相邻载波间隔更小，增加了收发信机的实现复杂度，并且系统对于相位噪声和频率偏移更加敏感，还增大了信号的峰值-平均功率比值（PAPR）。在实际系统设计中，OFDM 符号周期至少是保护时间的 5 倍，这意味着由于引入了冗余时间，信噪比会损失 1dB 左右。

确定了符号周期和保护时间后，就需要在 3dB 系统带宽范围内，决定子载波的数目。一种方法是直接计算，即  $N = \left\lfloor \frac{W}{\Delta f} \right\rfloor$ 。另一种方法是，载波数目可以根据总数据比特速率除以每个子载波承载的比特速率得到。子载波的比特速率与调制类型、编码码率和符号速率都有关系。

下面举例说明 OFDM 系统的参数设计与选取。假设系统设定的 3 个参数要求为：总数据比特速率为  $R = 20\text{Mbps}$ ，可以容忍的多径时延为  $\tau_{\text{rms}} = 200\text{ns}$ ，系统信号带宽为  $W \leq$

15MHz。按照前面的描述，分 3 步进行系统设计。

时延扩展  $\tau_{\text{ms}} = 200\text{ns}$  表明保护时间  $T_G = 800\text{ns}$  是一个合适的选择。OFDM 的符号周期确定为 6 倍的保护时间，即  $T_s = 6T_G = 4.8\mu\text{s}$ ，就可以使信噪比损失小于 1dB。此时相邻载波间隔为  $\Delta f = \frac{1}{T_s - T_G} = \frac{1}{4\mu\text{s}} = 250\text{kHz}$ 。为了确定子载波的数目，需要确定系统要求的数据比特速率和 OFDM 的符号速率的比值。为了支持 20Mbps 的数据速率，每个 OFDM 符号必须承载 96 比特信息 ( $RT_s = 20\text{Mbps} \times 4.8\mu\text{s} = 96\text{bit}$ )。为了实现这个要求，有几种设计选择。一种方法是采用 16QAM 调制和码率为 1/2 的信道编码，这样可以得到每载波每符号 2 比特的承载能力。在这种情况下，为了承载 96 比特信息，需要 48 个子载波。另一种方法是采用 QPSK 调制和码率为 3/4 的信道编码，可以得到每载波每符号 1.5 比特的承载能力。在这种情况下，为了承载 96 比特信息，需要 64 个子载波。但是 64 个子载波占用的带宽为  $64 \times 250\text{kHz} = 16\text{MHz} > W = 15\text{MHz}$ 。由此可知，子载波数目必须小于 60，即  $N \leq \left\lfloor \frac{15\text{MHz}}{250\text{kHz}} \right\rfloor = 60$ 。因此第一种方法满足所有要求，并且如果采用 64 点基 4 的 IFFT/FFT 结构，则可以插入 16 个 0 实现信号的过采样，满足频谱抗混叠的要求。

系统设计中的一个额外要求是要满足在一个符号周期 ( $T_s$ ) 内和 FFT/IFFT 处理时间内 ( $T$ ) 的样值都是整数。例如在上述例子中，为了保证子载波间的正交性，要求在 FFT/IFFT 处理时间内都是精确的 64 个样值。选择 16MHz 的采样率可以满足这一要求，即  $\frac{64}{4\mu\text{s}} = 16\text{MHz}$ 。但这一采样率不能在  $4.8\mu\text{s}$  的符号周期内得到整数个样值 ( $16\text{MHz} \times 4.8\mu\text{s} = 76.8$ )。唯一的解决办法是对某一个参数略微放松要求，从而满足整数约束。例如，令每个符号的采样值为 78，则采样速率为  $\frac{78}{4.8\mu\text{s}} = 16.25\text{MHz}$ 。则此时 FFT/IFFT 的处理时间为  $\frac{64}{16.25\text{MHz}} = 3.9385\mu\text{s}$ 。这样保护时间和子载波间隔都略微大于原来的方案。

## 10.2 OFDM 中的信道估计

OFDM 系统的接收既可以采用相干检测，也可以采用非相干检测。采用相干检测就需要利用信道信息，因此在接收端首先要进行信道估计。在多载波系统中，当采用差分调制方案时，在接收端可以做非相干解调，如在欧洲数字广播 (DAB) 系统中，就采用 DPSK 调制方案，接收端用差分非相干检测，但这一般适用于较低的数据速率。

采用训练序列的信道估计方法可以分为基于导频信道和基于导频符号这两种，IS-95 就采用了基于导频信道的方法，但多载波系统具有时频二维结构，因此，采用导频符号辅助信道估计更灵活。

导频符号辅助方法是在发送端的信号中的某些固定位置插入一些已知的符号和序列，在接收端利用这些导频符号和导频序列按照某些算法进行信道估计。在单载波系统中，导频符号和导频序列只能在时间轴方向插入，在接收端提取导频符号估计信道脉冲响应  $h(\tau, t)$ 。在多载波系统中，导频符号可以同时在时间轴和频率轴两个方向插入，在接收端提取导频符号

估计信道传输函数  $H(f, t)$ 。只要导频符号在时间和频率方向上的间隔相对于信道相干时间  
和相干带宽足够小，就可以采用二维内插滤波的方法来估计信道传输函数  $H(f, t)$ 。

## 10.3 OFDM 中的同步技术

在接收机正常工作以前，OFDM 系统至少要完成两类同步任务。其一是时域同步，要求  
OFDM 系统确定符号边界，并且提取出最佳的采样时钟，从而减小载波干扰(ICI) 和码间干  
扰(ISI)造成的影响。其二是频域同步，要求系统估计和校正接收信号的载波偏移。本节讨论  
时域、频域同步误差造成的影响，并介绍符号同步和载波同步的基本方法。

### 10.3.1 频率同步误差的影响

载波频率同步误差造成接收信号在频域的偏移。如果频率误差是子载波间隔  $\Delta f$  的整数  
倍，则接收到的承载 QAM 信号的子载波频谱将平移  $n$  个载波位置。子载波之间还是相互正  
交的，但 OFDM 信号的频谱结构错位，从而导致误比特率等于 0.5 的严重错误。

如果频率误差不是载波间隔的整数倍，则一个子载波的信号能量将分散到相邻的两个载  
波中，导致子载波丧失了正交性，引入了 ICI，也会造成系统性能的下降。图 10.11 给出了  
OFDM 信号的频谱及接收机采样频率存在偏移，导致载波同产生干扰的情况。

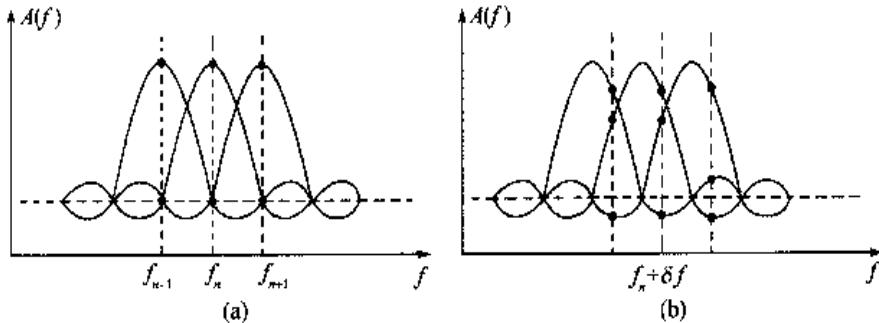


图 10.11 频率误差造成 OFDM 系统产生载波间干扰

在 OFDM 系统中，只有发送和接收的子载波完全一致，才能保证载波间的正交性，从而  
可以正确接收信号。任何频率偏移必然导致 ICI。实际系统中，由于本地时钟源(如晶体振荡  
器)不能精确地产生载波频率，总要附着一些随机相位调制信号，结果使接收机产生的频率  
不可能与发送端的频率完全一致。对于单载波系统，相位噪声和频率偏移只是导致信噪比损  
失，而不会引入干扰。但对于多载波系统，却会造成子载波间干扰(ICI)，因此，OFDM 系统  
对于载波偏移比单载波系统要敏感，必须采取措施消除频率偏移。

### 10.3.2 时间同步误差的影响

与频率误差不同，时间同步误差不会引起子载波间干扰(ICI)。但时间同步误差将导致 FFT  
处理窗包含连续的两个OFDM符号，从而引入了OFDM符号间干扰(ISI)。并且即使FFT处理窗  
位置略有偏移，也会导致OFDM信号频域的偏移，从而造成信噪比损失，误比特率(BER)性能  
下降。

如果在OFDM的接收采样数据流中，FFT处理窗位置偏移，则根据傅里叶变换的时域平

移特性

$$\begin{cases} f(t) \leftrightarrow F(\omega) \\ f(t-\tau) \leftrightarrow e^{-j\omega\tau} F(\omega) \end{cases} \quad (10.2.1)$$

可知, OFDM 信号的频谱引入了相位偏移。时域偏移误差  $\tau$  在相邻子载波间引入的相位误差为  $2\pi\Delta f\tau/T_s$ , 如果时域偏移误差是采样时间间隔  $T_s$  的整数倍, 即  $\tau = mT_s$ , 则对应的相位偏移为  $2\pi m/N$ , 其中  $N$  是 FFT 数据处理的长度。这种相位误差对 OFDM 系统性能有显著影响。在时域扩散信道中, 时域同步误差造成的相位误差与信道频域传递函数叠加在一起, 严重影响系统的正常工作。如果采用差分编码和检测, 可以减小这种不利因素。

如果时域同步误差较大, FFT 处理窗已超出了当前 OFDM 符号的数据区域和保护时间区域, 包括了相邻的 OFDM 符号, 则引入码间干扰, 严重恶化了系统性能。图 10.12 给出了 FFT 处理窗位置与 OFDM 符号时序的相对关系示意图。

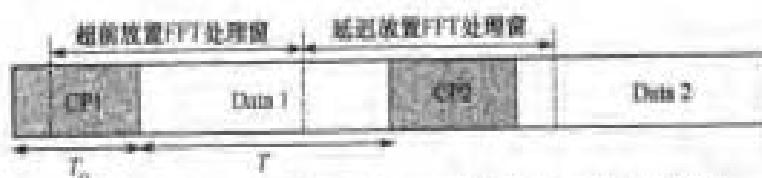


图 10.12 FFT 处理窗位置与 OFDM 符号时序的相对关系

由图 10.12 可知, 一个 OFDM 符号由保护间隔和有效数据采样构成, 保护间隔在前, 有效数据在后。如果 FFT 处理窗延迟放置, 则 FFT 积分处理包含了当前符号的样值与下一个符号的样值。而如果 FFT 处理窗超前放置, 则 FFT 积分处理包含了当前符号的数据部分和保护时间部分。后者不会引入码间干扰, 而前者却可能严重影响系统性能。

这种 FFT 处理窗的非对称效应造成的系统性能影响如图 10.13 所示。图中采用的是 512 个子载波的 OFDM 系统, 在白噪声信道下仿真, 子载波体制方式为差分 QPSK(DQPSK)。由图 10.13(a) 可知, 不用信道均衡, 超前放置 FFT 处理窗最多达 6 个样值, 几乎不影响系统性能, 但如果延迟放置 FFT 处理窗, 如图中的实心图标所示, 由于存在码间干扰, 将会严重影响系统性能。对于较小的时域同步误差, 如果增加一个短循环后缀, 可以减轻 ISI 的影响。如图 10.13(b) 所示, 系统采用了 10 个样值的循环后缀, 就可以容忍更大的同步误差。

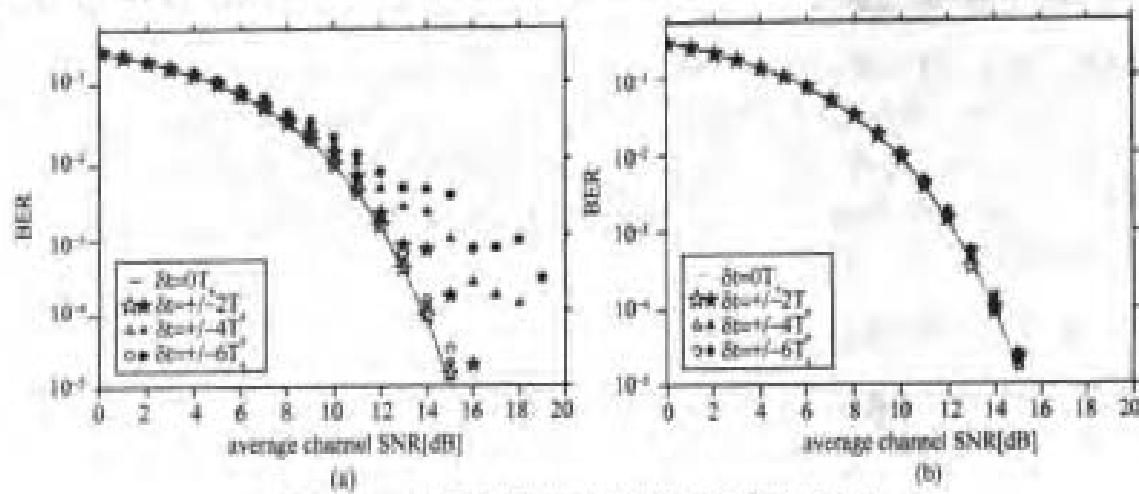


图 10.13 时域同步误差对 OFDM 系统性能的影响

### 10.3.3 OFDM 同步算法分类

一般而言，OFDM 系统的时频同步处理分为捕获和跟踪两个阶段。在捕获阶段，系统使用比较复杂的同步算法，对较长时段的同步信息进行处理，获得初步的系统同步。在跟踪阶段，可以采用比较简单的同步算法，对于小尺度的变化进行校正。在同步过程的开始阶段，频域误差和时域误差都是未知的，因此，同步算法必须具有充分的鲁棒性，以能够适应误差的变化。

#### 1. OFDM 数据帧和符号的粗同步算法

OFDM 数据帧和符号的粗同步一般依赖于发送数据流中额外的冗余信息来实现。Claßen 和 Meyr<sup>[10.6~10.7]</sup> 提出至少 3 个 OFDM 符号插入一个帧同步脉冲的方法来实现符号与数据帧同步。Brüninghaus<sup>[10.3]</sup> 提出插入参考符号，通过频域方法检测帧边界。

#### 2. OFDM 符号的精细同步算法

OFDM 符号的跟踪算法一般是基于时域或频域的相关运算。Warner<sup>[10.22]</sup> 和 Bingham<sup>[10.2]</sup> 利用接收信号中的同步导频信号与已知同步序列进行频域相关运算来实现符号跟踪。而 de Couasnon<sup>[10.8]</sup> 利用循环前缀的冗余性，在数据样值和循环前缀样值进行积分来跟踪符号。Sandell<sup>[10.20]</sup> 等人和 van de Beek<sup>[10.1]</sup> 等人建议利用循环前缀的时域自相关特性进行精细同步。

#### 3. OFDM 频域捕获算法

频域捕获算法提供了初始频率误差估计，只有频率捕获足够准确，才能够支持后续的频率跟踪。一般地，初始的频偏估计必须小于一半的子载波间隔。Claßen 和 Meyr<sup>[10.6~10.7]</sup> 提出在同步子载波上采用二进制伪随机(PN)序列或所谓的CAZAC训练序列完成频域捕获。该算法实际上是在频域搜索训练序列，可以通过将接收符号与训练序列在频域相关来实现。

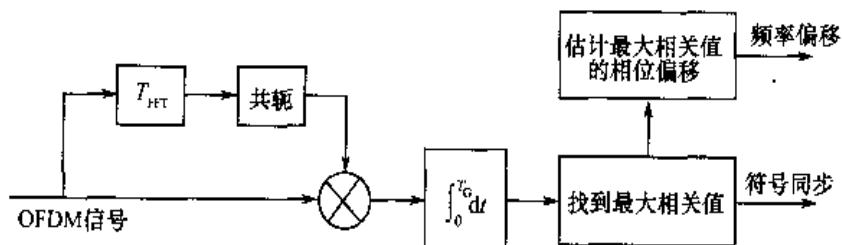
#### 4. OFDM 频域跟踪算法

当频率误差小于载波间隔的一半时，才能进行频率跟踪。Moose<sup>[10.16]</sup> 建议利用重复发送的 OFDM 符号子载波间的相位差进行频率跟踪。而 Claßen 和 Meyr 则将频域同步子载波嵌入数据符号中，这样就可以测试相邻 OFDM 符号的相位偏移。而 Daffara<sup>[10.9]</sup>，Sandell<sup>[10.20]</sup> 和 van de Beek<sup>[10.1]</sup> 等人利用接收信号和循环前缀之间的自相关函数的相位偏移进行频率跟踪。

### 10.3.4 常用 OFDM 同步算法

由前所述，根据实现手段的不同，常用的 OFDM 同步算法主要分为两类：利用循环前缀或插入专门的训练序列来实现同步。

由于 OFDM 符号中含有循环前缀，因此，每个符号的前  $T_c$  个样值实际上是最后  $T_G$  个样值的拷贝。利用这种信号结构的冗余特性可以实现如图 10.14 所示的时频同步结构。



如图 10.14 所示，接收信号的前端信号经过  $T_{\text{FFT}}$  时延，与后端信号进行  $T_G$  时间的相关运算，可以表示为

$$R(t) = \int_0^{T_G} y(t-\tau) y^*(t-\tau-T_{\text{FFT}}) d\tau \quad (10.3.2)$$

则 OFDM 符号边界的估计为

$$\hat{t} = \arg \max_t R(t) \quad (10.3.3)$$

一旦得到符号同步后，相关器的输出也可以用于频偏校正。相关器的输出相位等于相距  $T_{\text{FFT}}$  时间的数据采样之间的相位偏移。因此，频率偏移的估计为

$$\hat{f} = \frac{\hat{R}(t)}{2\pi T_{\text{FFT}}} \quad (10.3.4)$$

基于循环前缀的同步技术，其估计精度与同步时间相互制约。如果要获得较高的估计精度，则需要耗费很长的同步时间。因此，在没有特定训练序列的盲搜索环境中或者系统跟踪条件下比较适用。而对于分组传输，同步精度要求比较高，同步时间尽可能短。为了完成这种条件下的同步，一般采用发送特殊的 OFDM 训练序列。此时，整个 OFDM 接收信号都可以用于同步处理。图 10.15 给出了采用训练序列的 OFDM 同步算法结构。

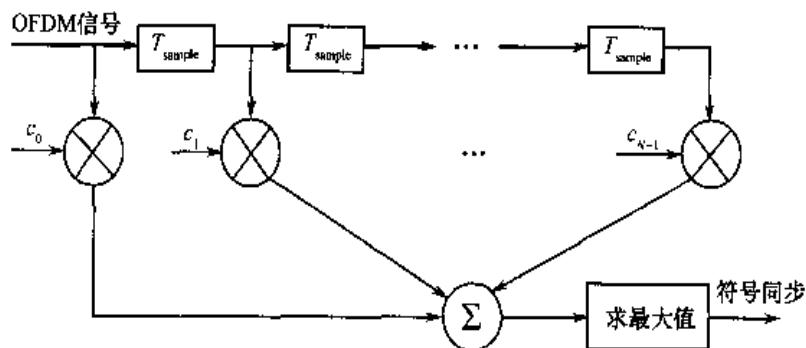


图 10.15 采用训练序列进行 OFDM 同步

图 10.15 中， $T_{\text{sample}}$  表示 OFDM 采样时间间隔，匹配滤波器系数  $c_i$ ,  $i = 0, 1, \dots, N-1$  是训练序列的复共轭序列。在匹配滤波器输出的相关峰值处，可以同时进行符号同步和频偏校正。注意：上述的匹配滤波器操作是在接收信号进行 FFT 变换之前进行的。因此，这一同步技术与 DS-CDMA 接收机中的同步非常类似。

## 10.4 多载波码分多址技术

扩频码分多址已成功地应用于第二代移动通信中，如 IS-95 系统。而第三代移动通信中的主要体制也都基于码分多址，但 CDMA 的容量和速率均受到多径干扰与多址干扰的限制。然而，多载波技术具有很强的抗多径干扰的能力，而且采用并行传送也是提高系统传送速率的有效手段。因此，人们开始寻找将多载波应用于 CDMA 的技术途径，即是否能将两者的优势进行互补，研究两者之间的具体结合方式。

### 10.4.1 OFDM 与 CDMA 结合的必要性

CDMA 系统是一个干扰(或信噪比)受限系统。其容量主要受限于移动信道中的主要干扰：多径干扰和多址干扰；其速率也受限于多径干扰产生的时延功率谱扩展与信息符号码元之间的比值，即相对多径干扰比值。

正交多载波技术 OFDM 是克服多径干扰最有效的手段，它通过并行传送，降低传送速率，增大信息码元周期，大大削弱了多径干扰的影响。它既可增大系统容量，又可以提高系统传送速率，即可以克服 CDMA 系统中存在的这两方面主要缺点。

在移动通信系统中，需要在每个小区同时支持多个用户的通信，而 CDMA 就是一种较理想的多用户的多址通信方式，它利用地址码来正交(或准正交)地区分用户；另一方面，OFDM 又可以在多个载波上进行并行传送，既可以提高频谱利用效率，又可以实现较理想的频率分集的效果，提高抗衰落、抗干扰的能力。

由于在移动通信中，移动用户随机分布在小区内，各自具有完全不同的信道传输条件，因此，很难找到合适的信道分配方法来保证每一个用户业务性能。然而 OFDM 可以灵活地采用与信道特性相匹配的速率自适应方式(利用信息论中注水定理)来解决这个难题。

由此可见，将 CDMA 与 OFDM 有机结合，有可能成为未来高速率传输的移动通信中富有竞争力的新体制之一。

如图 10.16 所示为扩频系统的一个完整的体系结构，即由下列 4 部分：MC-SS，DS-SS，TH 与 FH 构成。

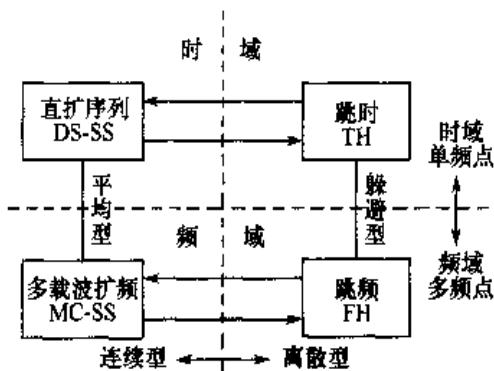


图 10.16 扩频系统的完整体系结构

如图 10.16 所示，DS-SS 与 MC-SS 为干扰平均型扩频方式，TH 与 FH 为干扰躲避型扩频

方式, DS-SS 与 TH 为对应时域内两类(连续与离散)单频点扩频, MC-SS 与 FH 为对应的频域内两类(连续与离散)多频点扩频。

在直接序列扩频系统 DS-SS 中, 信息是在多个码片上采用同一载波频率发送的, 接收端需一组码片序列进行分集合并。在多载波扩频系统 MC-SS 中, 信息是同时调制在不同子载波频率分量上, 接收端需对子载波进行分集合并。显然, 上述两系统即直扩系统 DS-SS 与多载波扩频系统 MC-SS 之间有“时间 - 频率”的对偶关系。

类似于 DS-SS 与 MC-SS 之间的时 - 频对偶关系, 在离散型中也存在着跳时 TH 与跳频 FH 的时 - 频对偶关系。连续型与离散型的主要差别在于: 连续型是对干扰进行统计平均处理, 而离散型是对干扰进行躲避式处理。

#### 10.4.2 CDMA 和 OFDM 结合方案分类

自 1993 年开始, 陆续出现将多载波调制与 CDMA 相结合方法的研究, 它们大致可以划分为两大类: 频域扩频和时域扩频, 其中时域扩频又分为两种: 多载波直扩与多音频方式的 CDMA。

##### 1. MC-CDMA(Multicarrier CDMA 或 OFDM-CDMA)

1993 年 9 月, 在日本举行的 PIMRC'93 会议上分别由美国和德国的一批学者独立提出了一种最早的多载波码分多址方案。美国方案提出采用相关接收和可变增益合并, 而德国方案则提出采用最大似然检测技术, 后来人们称它们为 MC-CDMA。MC-CDMA 的发送框图和相应的功率谱如图 10.17 所示。

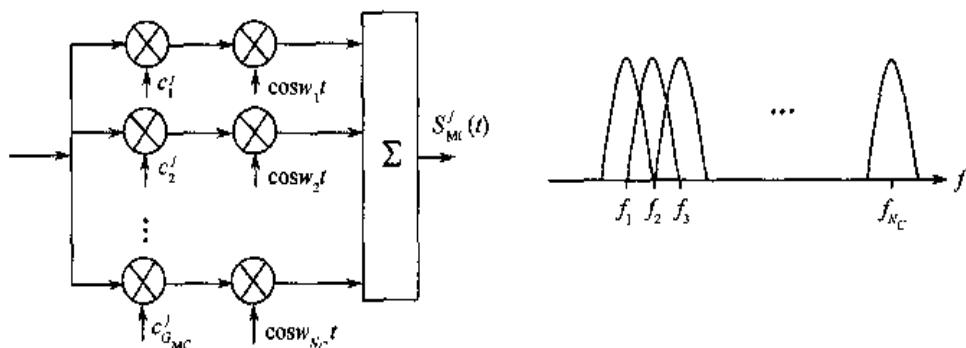


图 10.17 MC-CDMA 发送框图和功率谱图

图 10.17 中, 每个信息符号先经过扩频, 扩频后将每个码片(chip)调制到一个子载波上, 若 PN 码长度为  $N$ , 则调制到  $N$  个子载波上, 即不同的码片信号分别调制到不同的子载波上, 可见, 它是在频域上进行扩频, 也可以认为数据信息在许多载波码片上同时进行发送。图中调制方式为 BPSK,  $G_{MC}$  为扩频增益,  $N_C$  为子载波数目, 而  $C^j(t) = (C_1^j, C_2^j, \dots, C_{G_{MC}}^j)$  表示第  $j$  个用户的扩频码, 且这里假设子载波数目和扩频增益相等, 即  $N_C = G_{MC}$ 。

##### 2. MC-DS-CDMA(Multicarrier DS-CDMA)

1993 年 10 月, 在加拿大召开的 ICUPC'93 会议上由加拿大学者提出本方案, 后来人们记

为 MC-DS-CDMA，其发送方框图与功率谱图如图 10.18 所示。

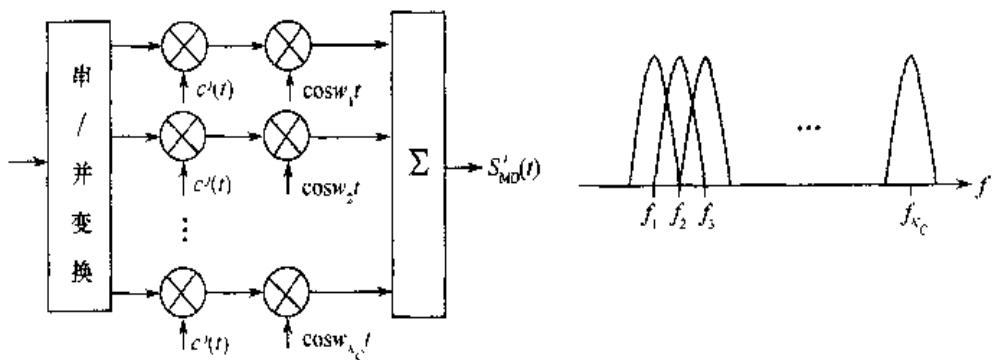


图 10.18 MC-DS-CDMA 发送框图与功率谱图

图 10.18 中，调制方式为 BPSK， $N_C$  为载波数目，而  $C^j(t) = (C_1^j, C_2^j, \dots, C_{L_{MD}}^j)$  为第  $j$  个用户的扩频码， $G_{MD}$  为扩频增益。

输入信息比特先经过串/并变换后，并行的每路经过相同的短扩频码扩频，然后再调制到不同的子载波上，相邻子带间有  $1/2$  重叠且保持正交关系。由于它是每路先经过相同短扩频码扩频再调制到不同的子载波上，也可以认为数据信息在许多时间码片上用同一载波发送，所以属于时域扩频。且扩频后的带宽限制在一个子带内，因而一般只能选择短码扩频。

### 3. MT-CDMA (Multitone CDMA)

1993 年 10 月，在荷兰举行的 VTC’93 国际学术会议上，比利时学者提出了本方案。后记为 MT-CDMA，其发送框图和功率谱图如图 10.19 所示。

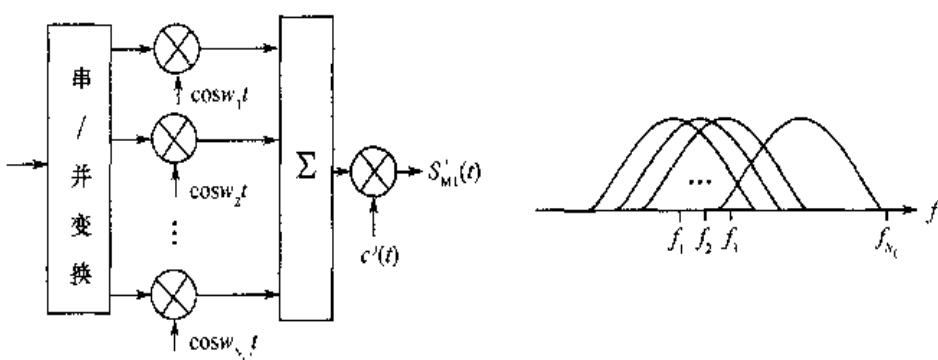


图 10.19 MT-CDMA 的发送框图和功率谱图

图 10.19 中，调制方式为 BPSK， $N_C$  为载波数目， $C^j(t) = (C_1^j, C_2^j, \dots, C_{L_{MT}}^j)$  为第  $j$  个用户的扩频码， $G_{MT}$  为扩频增益。输入数据流先经过串/并变换再调制在不同的子载波上以形成 OFDM 信号，且此时子载波之间有  $1/2$  重叠，且满足正交性，OFDM 符号周期为  $T_s$ ，然后再经过长度为  $G_{MT}$  的扩频码扩频，扩频后每个子载波的带宽展宽为  $G_{MT}/T_s$ 。而相邻子载波间隔仍保持以前的  $1/T_s$ ，因此，子载波间有更多的重叠，这时子载波之间已不再保证正交。MT-CDMA 一般采用较长的扩频码，它比 DS-CDMA 能容纳更多的用户。

在 MT-CDMA 技术中，虽然首先将数据进行串/并变换，再进行多载波调制，然后再求和，最后再对求和信号进行时域扩频，所以它本质上仍属于时域扩频。

在 3 类多载波扩频的码分多址方式中, MC-CDMA 的性能最佳, 它不仅具有最好的频谱利用效率, 且抗干扰、误码性能也很好, 它已成为 B3G 主要候选技术方案之一。

## 10.5 本章小结

多通道并行传输通常用在时变信道上以克服信道衰落造成的影响。多载波数字通信系统方面的文献和专著非常多。将 DFT 应用于多载波系统的调制与解调最早是由 Weinstein 和 Ebert<sup>[10.23]</sup> 提出的。近年来, 多载波数字传输在各种类型信道中的应用方兴未艾, 如窄带(4kHz) 拨号网络、64kHz 基群电话频带、数字用户线路、蜂窝无线系统、无线局域网系统和音频、视频广播系统等。综述文献[10.13] 和专著[10.10, 10.17] 对多载波调制系统进行了系统论述, 有兴趣的读者可以参考这些著作进行深入了解。将多载波与 CDMA 系统进行结合, 提高系统性能是当前学术研究的一个热点, Hara 和 Prasad<sup>[10.11]</sup> 系统比较了 3 种多载波 CDMA 融合方式的性能, 包括 MC-CDMA, MC-DS-CDMA 及 MT-CDMA。当前, OFDM 系统的 3 大难题: 信道估计、时频同步和控制峰均比均得到了不同程度的解决, 下一代移动通信系统有可能是建立在以 OFDM 为核心技术的基础之上。

## 习 题

10.1 令  $x(n)$  是长度为  $N$  的有限持续时间信号, 并令  $X(k)$  为  $x(n)$  的  $N$  点 DFT, 假设填补  $L$  个零点到  $x(n)$  上, 再计算  $(N+L)$  点的 DFT, 即  $X'(k)$ 。试问:  $X(0)$  和  $X'(0)$  之间有什么关系? 若把  $|X(k)|$  和  $|X'(k)|$  画到一张图上, 试说明这两个图形之间的关系。

10.2 试证明序列  $\{X_k, 0 \leq k \leq N-1\}$  的 IDFT 可以通过把序列  $\{X_k\}$  经过  $N$  个线性离散时间滤波器组来计算。滤波器的系统函数为  $H_n(z) = \frac{1}{1 - e^{\frac{j2\pi n}{N}}}$ , 在  $n = N$  时对滤波器输出抽样。

10.3 简述 OFDM 系统抗多径衰落的措施。

10.4 简述 OFDM 系统的同步算法分类和算法结构。

10.5 利用 Matlab 计算并绘制  $N = 16, 64, 256$  三种子载波数目下的功率谱密度函数, 并绘制  $N = 64$ , 采用升余弦滚降窗  $\beta = 0.001, 0.01, 0.1$  时的功率谱密度函数。

10.6 建立 MC-CDMA 系统的信号模型, 并用 Matlab 编程测试载波数  $N = 64$ 、采用 Walsh 扩频序列, 扩频增益因子  $P = 64$ , 用户数为  $K = 32$ , 采用 MRC 合并和 MMSE 合并, 信道采用三径衰落信道的 BER 性能(提示: 参考文献[10.11] 的接收机结构)。

10.7 建立 MC-DS-CDMA 系统的信号模型, 画出这种方案的接收机结构。

10.8 建立 MT-CDMA 系统的信号模型, 并用 Matlab 编程测试载波数  $N = 64$ 、采用 Walsh 扩频序列, 扩频增益因子  $P = 64$ , 用户数为  $K = 32$ , 采用 Rake 接收和 MRC 合并, 信道采用三径衰落信道的 BER 性能。(提示: 参考文献[10.11] 的接收机结构)。

10.9 假设系统要求的总业务速率为  $R = 54\text{Mbps}$ , 可以容忍的多径时延为  $\tau_{\text{ms}} = 500\text{ns}$ , 系统信号带宽为  $W \leq 48\text{MHz}$ , 按照 10.2 节描述的 OFDM 系统设计方法, 确定 OFDM 符号周期、保护时间、子载波数目及纠错编码码率等基本的系统参数。

10.10 OFDM 的信道估计通常采用均方误差准则进行估计, 也称为维纳滤波器。定义均方误差  $J_{n,i} = E(|\epsilon_{n,i}|^2) = E(|H_{n,i} - \hat{H}_{n,i}|^2)$ , 为了使均方误差最小, 试利用正交性原理, 推导满足条件的方程:

$$E[(H_{n,i} - \hat{H}_{n,i}) \tilde{H}_{n,i}^*] = 0, \forall \{n'', i''\} \in \Gamma_{n,i}, \text{ 并由此推导 Wiener-Hopf 方程 } E(H_{n,i} \tilde{H}_{n,i}^*) = \sum_{\{n', i' \} \in \Gamma_{n,i}} \omega_{n', i', n, i} E(\tilde{H}_{n', i'} \tilde{H}_{n, i}^*), \forall \{n'', i''\} \in \Gamma_{n,i}.$$

## 参 考 文 献

- [10.1] J. J. van de Beek, M. Sandell, and P. O. Börjesson. ML estimation of time and frequency offsets in OFDM systems. *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 45, pp. 1800 ~ 1805, July 1997
- [10.2] J. Bingham. Method and apparatus for correcting for clock and carrier frequency offset, and phase jitter in multicarrier modems. U. S. Patent 5206886, Apr. 27, 1993
- [10.3] K. Brüninghaus and H. Rohling. Verfahren zur Rahmensynchronisation in einem OFDM-System. in 3. OFDM Fachgespräch in Braunschweig, 1998
- [10.4] J. K. Cavers. An analysis of Pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, Vol. 40, No. 4, pp. 686 ~ 693, Nov. 1991
- [10.5] L. J. Jr. Cimini. Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing. *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-33, No. 7, pp. 665 ~ 675, July 1985
- [10.6] F. ClaBen and H. Meyr. Synchronization algorithms for an OFDM system for mobile communications. in *Codierung für Quelle, Kanal und Übertragung*. Berlin: VDE Verlag, Vol. 130, ITG Fachbericht, pp. 105 ~ 113, 1994
- [10.7] F. ClaBen and H. Meyr. Frequency synchronization algorithms for ofdm systems suitable for communication over frequency selective fading channels. in Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., pp. 1655 ~ 1659, 1994
- [10.8] R. M. T. de Couasnon and J. Rault. OFDM for digital TVbroadcasting . *Signal Processing*, vol. 39, pp. 1 ~ 32, 1994
- [10.9] F. Daffara and O. Adami. A new frequency detector for orthogonal multicarrier transmission techniques. in Proc. IEEE 45th Veh. Technol. Conf., Chicago, IL, pp. 804 ~ 809, July 15 ~ 28 1995
- [10.10] L. Hanzo, W. Webb and T. Keller. Single- and Multi-Carrier Quadrature Amplitude Modulation. Chichester: Wiley/IEEE Press, 1999
- [10.11] S. Hara, and R. Prasad. Overview of multicarrier CDMA. *IEEE Communications Magazine*, Vol. 35, No. 12, pp. 126 ~ 133, Dec. 1997
- [10.12] P. Hoher, S. Kaiser and P. Robertson. Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering. in Proceedings IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP'97), Munich, Germany, pp. 1845 ~ 1848, Apr. 1997
- [10.13] T. Keller and L. Hanzo. Adaptive Multicarrier Modulation: A Convenient Framework for Time-Frequency Processing in Wireless Communications. *Proc. IEEE*, Vol. 88, No. 5, pp. 611 ~ 640, May 2000
- [10.14] T. Keller, L. Piazza, and L. Hanzo. Orthogonal Frequency Division Multiplex Synchronization Techniques for Frequency-Selective Fading Channels. *IEEE J. Select. Area Commun.*, Vol. 19, No. 6, pp. 999 ~ 1008, June 2001
- [10.15] I. Koffman. Broadband Wireless Access Solutions Based on OFDM Access in IEEE 802.16. *IEEE Communications Magazine*, Vol. 40, No. pp. 96 ~ 103, Apr. 2002

- [10.16] P. H. Moose. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction. *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, pp. 2908 ~ 2914, Oct. 1994
- [10.17] R. van Nee and R. Prasad. *OFDM Wireless Multimedia Communications*. Artech House, Boston London, 2000
- [10.18] A. Peled and A. Ruiz. Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms. *Proc. ICASSAP*, pp. 964 ~ 967, 1980
- [10.19] T. Pollet, M. van Bladel and M. Moeneclaey. B1ER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise. *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, No. 2/3/4, pp. 191 ~ 193, Feb/Mar/Apr 1995
- [10.20] M. Sandell, J.-J. van de Beek and P. O. Börjesson. Timing and frequency synchronisation in OFDM systems using the cyclic prefix. in *Proc. Int. Symp. Synchronisation*, Essen, Germany, pp. 16 ~ 19, Dec. 14 ~ 15, 1995
- [10.21] L. Tomba and W. A. Krzymien. Effect of carrier phase noise and frequency offset on the performance of multicarrier CDMA systems. in *Proceedings IEEE International Conference on Communications (ICC96)*, Dallas, USA, June 1996, pp. 1513 ~ 1517
- [10.22] W. D. Warner and C. Leung. OFDM/FM frame synchronization for mobile radio data communication. *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, vol. 42, No. 3, pp. 302 ~ 313, Aug. 1993
- [10.23] S. B. Weinstein and P. M. Ebert. Data Transmission by Frequency Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform. *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-19, pp. 628 ~ 634, Oct. 1971
- [10.24] L. L. Yang and L. Hanzo. Multicarrier DS-CDMA: A Multiple Access Scheme for Ubiquitous Broadband Wireless Communications. *IEEE Communications Magazine*, Vol. 41, No. 10, pp. 116 ~ 124, Oct. 2003
- [10.25] W. Y. Zou and Y. Wu. COFDM: an Overview. *IEEE trans. on Broadcasting*, Vol. 41, No. 1, Mar. 1995
- [10.26] IEEE Std 802.11a. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High-speed Physical Layer in the 5GHz Band. Sept. 1999
- [10.27] IEEE 802.16a-01/01r1. Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems. Part A: Systems between 2-11 GHz. July 2001
- [10.28] 吴俊, 多载波 CDMA 中的关键技术研究, 北京邮电大学博士学位论文, 2000

# 第 11 章 智能天线技术

前面的章节主要从时域和频域探讨如何提高移动通信系统的容量与质量。空域是目前惟一尚未完全开发应用的“处女地”，因此引起了移动通信界的广泛关注。

由于智能天线能根据信号的人射波方向自适应调节其方向图、跟踪强信号、减少甚至抵消干扰信号，从而达到增大信干比、提升移动通信系统容量、提高移动通信系统频谱利用率和降低发射信号功率的效果。随着智能天线各项技术的日趋成熟，在第三代移动通信系统中也广泛地受到关注，并作为主要后备技术之一。

本章将讨论智能天线的基本原理、智能天线的算法分类及第三代移动通信中智能天线的应用前景和智能天线的发展。

## 11.1 智能天线的基本原理

智能天线技术的主要任务就是研究如何获取和利用接收信号中包含的空间方向信息，并通过阵列信号处理技术改善接收信号的质量，从而提高系统的性能。一个典型阵列天线接收系统如图 11.1 所示<sup>[11.11]</sup>。系统由 3 部分组成：实现信号空间过采样的天线阵列，对各阵元输出进行加权合并的波束成型网络，更新合并权值的控制部分。一般来说，天线阵列接收到的信号经过下变频到基带，再经过 A/D 转换成为数字信号。阵列加权处理过程在基带，通过数字信号处理机构完成，因此，自适应阵列天线技术属于基带数字信号处理部分。

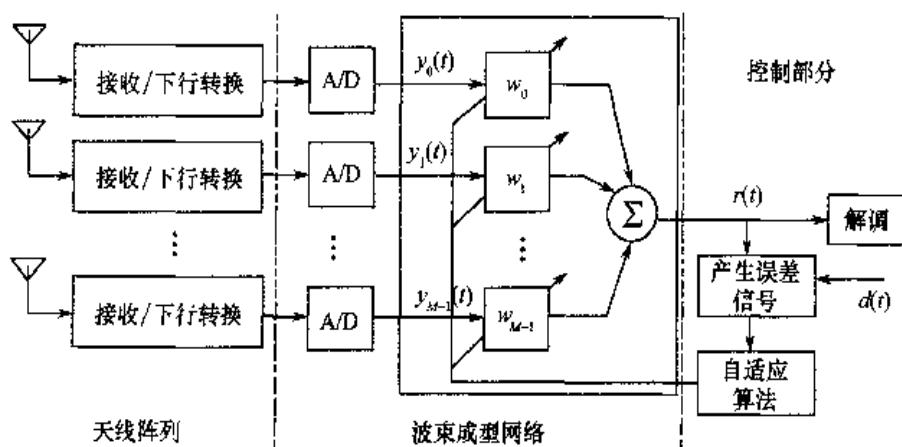


图 11.1 典型的智能天线系统示意图

在移动通信应用中，为便于理论分析、进行旁瓣控制和 DOA 估计，天线阵列多采用均匀线阵或均匀圆阵。天线阵元可以是简单的全向天线，也可以是具有一定方向性的定向天线。

### 11.1.1 波达方向(DOA)

波达方向(DOA, Direction of Arrival, 也有人称为 AOA, Angle of Arrival)是指无线电波到达天线阵列的方向。如图 11.2 所示, 若到达的无线电波满足远场条件, 可以近似认为无线电波的波前为一平面, 平面波前与阵列轴线或阵列法线间的夹角即为波达方向。在图 11.2 中, 平面波前与阵列轴线间的夹角为  $\phi$ , 与水平面间的夹角为  $\theta$ , 角度对  $(\phi, \theta)$  可以唯一确定信号的人射方向, 因此, 常称角度对  $(\phi, \theta)$  为信号的波达方向(DOA)。

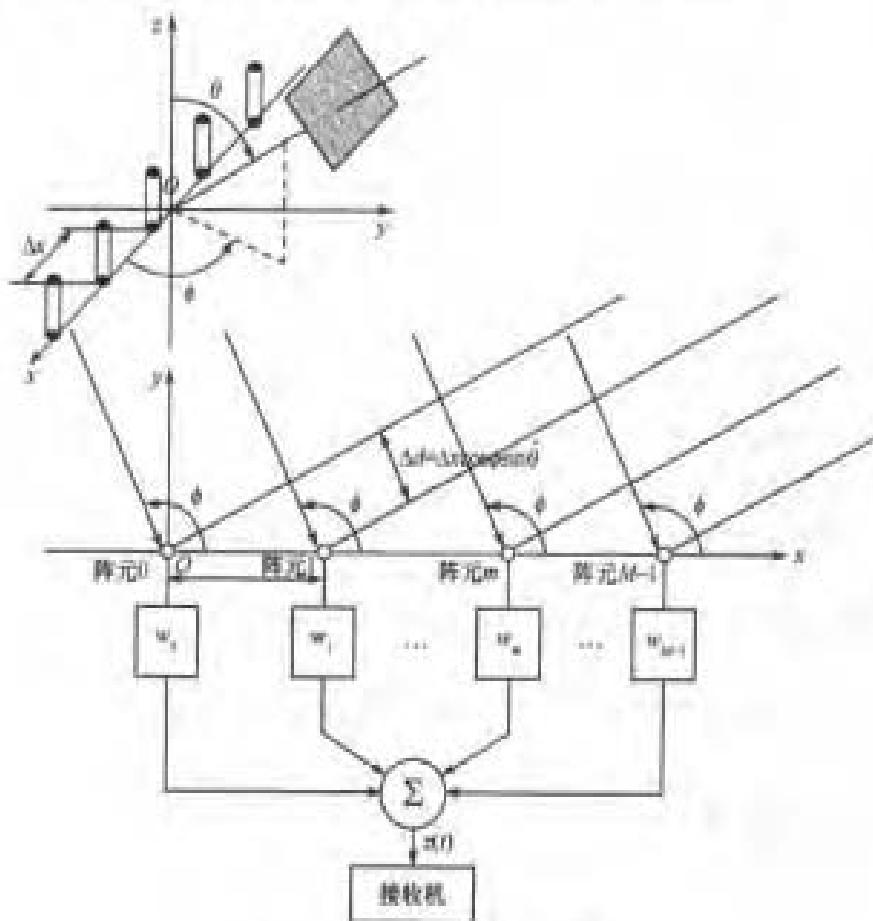


图 11.2 均匀直线阵列示意图

### 11.1.2 阵列响应矢量

当满足天线传输窄带条件(信号带宽小于信号在天线阵列中传输时间的倒数), 且阵列采用特性相同的全向阵元时, 对同一入射信号, 各阵元输出响应之间将只有相位差异而没有幅度差异, 这一差异可以用阵列响应矢量充分描述, 阵列响应矢量的一般形式为

$$\mathbf{a}(\phi) = \left[ e^{j \frac{-2\pi(y_0 \sin\phi + x_0 \cos\phi)}{\lambda}}, e^{j \frac{-2\pi(y_1 \sin\phi + x_1 \cos\phi)}{\lambda}}, \dots, e^{j \frac{-2\pi(y_{M-1} \sin\phi + x_{M-1} \cos\phi)}{\lambda}} \right]^T \quad (11.1.1)$$

式中,  $(x_l, y_l)$  为第  $l$  个阵元的坐标, 对均匀直线阵列有

$$\mathbf{a}_{\text{line}}(\phi) = \left[ 1, e^{j - \frac{2\pi d \cos \phi}{\lambda}}, \dots, e^{j - \frac{2\pi(m-1)d \cos \phi}{\lambda}} \right]^T \quad (11.1.2)$$

由  $\mathbf{a}_{\text{line}}(\phi) = \mathbf{a}_{\text{line}}(-\phi)$  可知，均匀直线阵存在前后向不可分的缺点，故均匀直线阵经常应用于小区系统，这可通过使用方向性阵元来实现。

阵列响应矢量表明了阵列对入射信号的响应，由于天线阵列具有确定的拓扑形状，因此在阵列响应矢量中包含了入射信号的方向信息。

### 11.1.3 阵列加权矢量

在每个天线阵元后端，有一个加权系数，所有的加权系数合在一起构成的矢量即为阵列加权矢量，如图 11.1 和 11.2 中所示，加权矢量由  $\mathbf{w} = (w_0, w_1, \dots, w_{M-1})^T$  表示。阵列加权矢量是与信号到达方向有关的一个矢量，天线阵列各阵元的信号通过加权，可以调整天线的接收方向图，因此，可以认为阵列加权矢量是移动台位置的函数。自适应天线阵列的核心就是设计、控制和调整阵列加权矢量。图 11.1 中的控制部分是智能天线系统的核心，其功能是依据信号环境、按某种准则和算法选择或计算阵列加权矢量。

### 11.1.4 波束成型与空域滤波

波束成型与空域滤波是在有关智能天线和信号空时处理的文献中经常提到的概念，在这里通过一个具体的例子来说明波束成型与空域滤波的作用。

参考图 11.1 和图 11.2，假设一个从  $\varphi_0 = 60^\circ$  入射的信号  $s(t)$ ，则阵列接收信号可以表示为

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{a}(\varphi_0)s(t) \quad (11.1.3)$$

阵列加权矢量记为  $\mathbf{w}(\phi)$ ，经过阵列加权后的输出信号可以表示为

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{w}(\phi)^H \mathbf{a}(\varphi_0)s(t) \quad (11.1.4)$$

天线阵列的接收方向图由阵列成型因子确定，阵列成型因子可以表示为

$$f(\phi) = \mathbf{w}(\phi)^H \mathbf{a}(\varphi_0) \quad (11.1.5)$$

每确定一个  $\phi$ ，就可以得到一个阵列成型因子的值。现在，令  $\phi$  由  $0^\circ \sim 360^\circ$  变化，得到的阵列接收方向图，如图 11.3 所示。

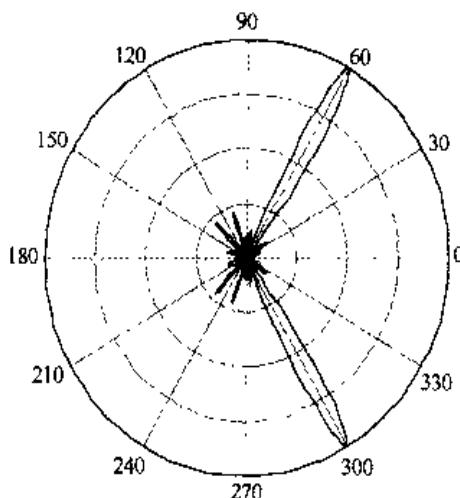


图 11.3 均匀直线阵列接收方向图

从图中可以看到，只有当阵列加权矢量与阵列响应矢量匹配的时候，阵列形成的增益最高，此时阵列响应矢量由波达方向  $\phi_0$  确定。当阵列加权矢量与阵列响应矢量相差较大角度的时候，阵列成型因子(信号增益)较低。由此可以得到一个比较直观的概念，即波束成型(Beam Forming)；在阵列方向图上，对波达方向形成指向性波束，而对其他方向形成较低增益。

从式(11.1.4)和式(11.1.5)来看，阵列成型因子的作用相当于一个滤波器，即只有在特定入射方向的信号被放大，而其他方向入射的信号被衰减掉了。这种与空间方向有关的选择性接收作用常称为空域滤波。

波束成型和空域滤波的作用是通过阵列的加权合并完成的，如前所述，这一部分的处理功能通常在基带部分由数字信号处理器完成。因此在有些文献中，这种作用被称为数字波束成型(DBF, Digital Beam Forming)。

上面的例子仅仅作为一个概念说明。在实际系统中，由于无线信号在传播过程中要经过散射、绕射、衰减、多径传播等与信号传播环境间的复杂作用，并且要受到噪声和其他用户信号的干扰，在接收端的信号是这些因素综合作用后的叠加。因此，入射信号的空间特征往往被淹没掉了。这就是智能天线技术面临的核心问题：如何通过阵列加权最大限度地放大期望信号，抑制干扰和噪声的影响。

### 11.1.5 常用的性能度量准则

确定智能天线的性能可以采用不同的性能度量准则，它们适合于不同的信号与接收环境。可以证明，这些不同准则下的最优解都收敛于最小均方误差(维纳)解。下面讨论其中的几种主要准则。

#### 1. 最小均方误差准则(MMSE)

由图 11.1 可知，MMSE 准则要求阵列输出信号  $r(t)$  与本地参考信号  $d(t)$  之间的均方误差  $e(t)$  最小，即

$$\begin{aligned} \arg \min E[|e(t)|^2] &= E[|d(t) - r(t)|^2] = E[|d(t) - w^T y(t)|^2] \\ &= E[|x(t)|^2] - 2w^T R_{yd} + w^T R_{yy} w \end{aligned} \quad (11.1.6)$$

式中， $R_{yd}$  为接收信号矢量  $y(t)$  与本地参考信号  $d(t)$  之间的互相关矢量，即

$$R_{yd} = E[y(t)x^*(t)] \quad (11.1.7)$$

$R_{yy}$  为接收信号矢量  $y(t)$  的自相关矩阵，即

$$R_{yy} = E[y(t)y^H(t)] \quad (11.1.8)$$

欲使  $E[|e(t)|^2]$  最小，即要求权矢量  $w$  的梯度为 0，即  $\nabla_w E[|e(t)|^2] = 0$ ，可以求得

$$w_{\text{MMSE}} = R_{yy}^{-1} R_{yd} \quad (11.1.9)$$

通常称上式为维纳最优解。

#### 2. 最大信干噪比 SINR 准则

信号干扰噪声比 SINR 准则常用于通信系统中，它使系统输出的信号与干扰噪声比达到最大，以实现系统误码率最小的要求。一般地，天线阵接收信号矢量中包括有用信号  $y_s(t)$ 、干扰信号  $y_i(t)$  及噪声信号  $n(t)$ ，则天线阵列输出信号可以表示为

$$r(t) = \mathbf{w}^T \mathbf{y}_k(t) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^{K-1} \mathbf{w}^T \mathbf{y}_j(t) + \mathbf{w}^T \mathbf{n}(t) \quad (11.1.10)$$

因此，天线阵输出信干噪比为

$$\begin{aligned} \text{SINR} &= \frac{E[\mathbf{y}_k^H(t)\mathbf{y}_k(t)]}{E[\mathbf{y}_j^H(t)\mathbf{y}_j(t)] + E[\mathbf{n}^H(t)\mathbf{n}(t)]} \\ &= \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{kk} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{jj} \mathbf{w} + \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{nn} \mathbf{w}} \end{aligned} \quad (11.1.11)$$

式中， $\mathbf{R}_{kk}$  为第  $k$  个期望信号矢量的互相关矩阵； $\mathbf{R}_{jj}$  为  $k-1$  个干扰信号的互相关矩阵； $\mathbf{R}_{nn}$  为噪声分量的互相关矩阵。同理，可以求得最优权值为

$$\mathbf{w}_{\text{SINR}} = u(\mathbf{R}_{jj} + \mathbf{R}_{nn})^{-1} \mathbf{v}_k \quad (11.1.12)$$

式中， $u$  为系数； $\mathbf{v}_k$  为信号空间特征矢量，并可证明此解收敛于维纳最优解。

### 3. 最大似然准则

似然性能度量主要用于期望信号波形完全未知时，这时期望信号可以认为是一个待估计的时间函数。此时，定义输出信号矢量的似然比为

$$L[r(t)] = -\ln[P(r(t) | d(t))] \quad (11.1.13)$$

同样，也可以求得输出信号矢量当似然函数为最大时的权重矢量为

$$\mathbf{w}_{\text{ML}} = \frac{(\mathbf{R}_{jj} + \mathbf{R}_{nn})^{-1} \mathbf{v}_k}{\mathbf{v}_k^H (\mathbf{R}_{jj} + \mathbf{R}_{nn})^{-1} \mathbf{v}_k} \quad (11.1.14)$$

可以证明它也收敛于维纳最优解。

从以上讨论可见，各种准则的最优权值密切相关，均收敛于维纳最优解。因此，选择其中某一个并不具有决定意义，然而选择哪一种算法，进行波束方向的调整却是非常重要的。因为这些算法决定了天线阵列的暂态响应的速率和实现电路的复杂度。

在智能天线系统的 3 个基本部分中，控制部分是智能天线技术的核心。从 20 世纪 70 年代将智能天线应用于军用通信到现在，经过 20 多年的不断发展，已提出了大量的智能天线结构和算法，它们大致可分为两类：波束切换智能天线和全自适应智能天线。

## 11.2 智能天线技术在移动通信中的应用

### 11.2.1 引入智能天线的必要性

由于移动通信的高度灵活性和方便性，使其发展非常迅速，目前扩大系统容量已成为移动通信发展中的一个瓶颈。由于移动通信可使用的频率资源有限，因此，开发和扩大空间资源与频率资源的组合以满足日益增长的用户需求已成为目前与今后的一个主要发展方向。

智能天线在第三代和未来的移动通信中将主要用于基站，亦即基站的上行接收与下行发射中。由于移动台特别是手机受到体积、电源、重量等方面的限制，采用智能天线比较困难。

智能天线在实现上更适合于时分双工体制(TDD) 或时分多址接入系统(TDMA)，如 UTRA TDD, TD-SCDMA 和 GSM/GPRS。而目前 3G 中的主流体制 WCDMA 与 CDMA2000

均为频分双工(FDD)，其上/下行频段相隔 90MHz，已远大于 2G 频段上的信号相关带宽。因此，上/下行频段衰落特性是独立的，这将给智能天线的实现带来技术上的复杂度，此时，智能天线必须建立在反馈闭合环路的基础上。

### 11.2.2 智能天线的上行接收技术

对智能天线上行接收技术的研究起步较早，相对也比较成熟一些。智能天线的上行接收目前主要有两类主要方式：基于预波束的波束切换方式和基于全自适应的窄波束跟踪用户方式。理论工作者对后者更感兴趣，然而在工程实现上，预波束的波束切换方式更有吸引力。

由于在移动通信中用户的随机移动性和传播信道的快速时变性，使得目前提出的一系列算法的收敛速度很难跟上快速运动的用户速度和快速的时变信道速度。因此，从工程实现上看，准最优的预多波束的波束切换方式更有实际应用价值。

为了更有效地对抗时延扩展、进行多径合并和滤除干扰，有必要进行空时联合处理。在 DS-CDMA 系统中，常见的空时处理结构包括空时二维 Rake 接收机，简称 2D Rake 接收机，其基本思想是：对每条可分辨的多径分量进行空域滤波，然后对滤波后的多径分量按照一定的准则进行合并。具体的 2D Rake 接收机可以具有不同的形式。如在码片级进行空域滤波处理或先进行时域匹配滤波后在符号级进行空域处理，然后最大比或等增益合并。作为自适应算法的载体，接收机的结构确定后，各种自适应算法可以在这个平台上运行，只是根据使用条件和环境的不同加以调整和改进。

从实现上看，CDMA 上行基站接收采用智能天线，相对而言，技术上也逐步走向成熟，图 11.4 给出了一个简单的实现原理。

图 11.4 中，接收天线由线性(或圆形)天线阵列构成，阵元间距一般取  $d \geq \frac{\lambda}{2}$ ，阵元数目为  $k$  个，且一般  $k = 4, 8, 16$ 。每个阵元有自己的下变频器和宽带 A/D 变换器，然后进入中频以下的软件无线电实现部分。

在软件实现部分，首先对每个阵元 A/D 变换后送入数字扩频信号解扩与码分信道分离，将每个阵元接收的信号分解为  $P$  个码分信道，先解扩还可以充分利用 CDMA 扩频解扩增益。

解扩后的每个码分信道的信号分别送入按一定准则的自适应算法与自适应波束成型网络中，提取对应用户的相应信号并送入解调器。这里要注意的是，这个系统不仅可以利用波束成型的  $m$  个窄波束空分，而每个窄波束可以再利用传统的码分技术分为  $P$  个用户。因此，只要能满足  $mP \geq n$ (总用户数) 即可，而不需要一定满足  $K \geq n$  的严格限制性条件。

### 11.2.3 智能天线的下行发射技术

基站智能天线下行发射的实现比基站上行接收困难得多。它的主要问题除了上行接收中的困难仍然存在外，还由于智能天线在设计下行发射窄波束时，很难获得下行信道准确实时的特征信息，然而，智能天线的理想工作模式应是与下行实时信道特性相互统计匹配的。

基于第三代移动通信的 WCDMA 与 CDMA2000 均采用频率双工双向的 FDD 方式，其上/下行频段相差 90MHz，它已远远超过在 2G 频段上的信号相关区间，也就是说，上/下行信道的信号衰落是完全独立的，从而不能利用上行信道的信号衰落特性来估计下行衰落特

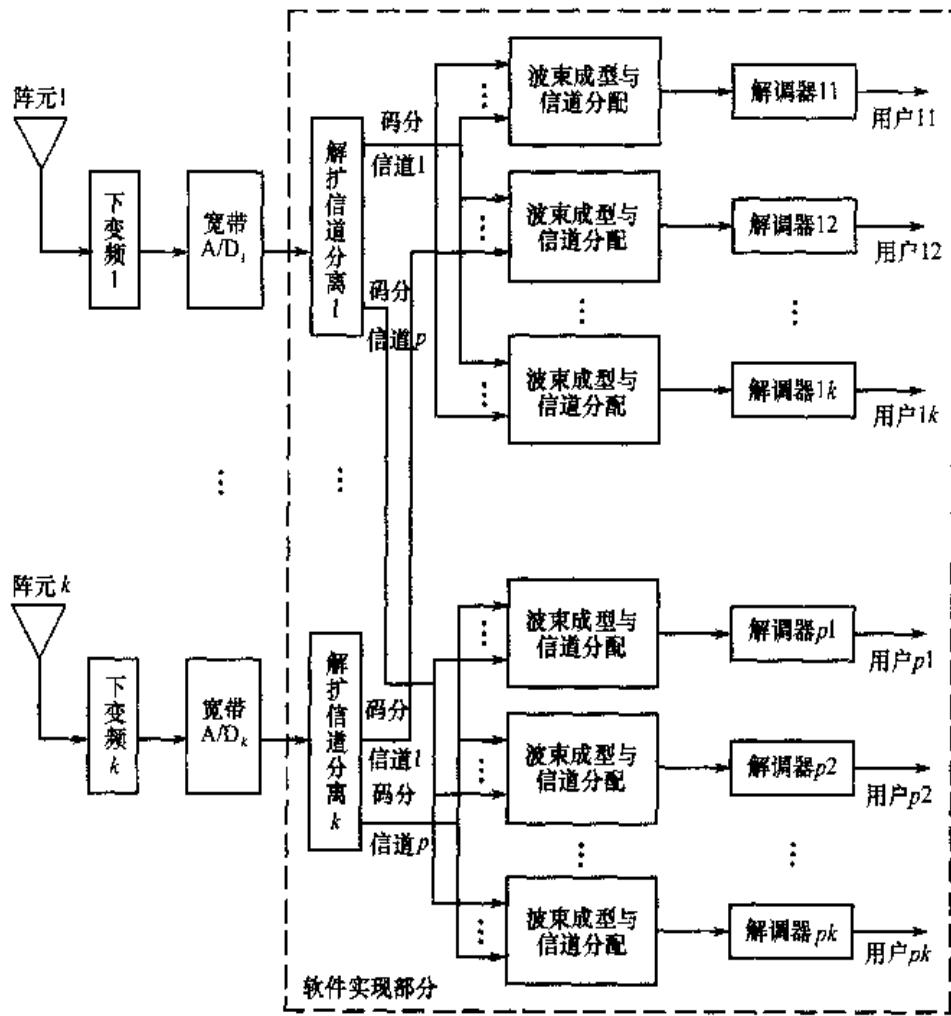


图 11.4 基于软件无线电 CDMA 基站上行智能天线接收原理

性。

在下行的实现方案中，一种可行的方式是利用反馈回路构成闭合环路，即移动台利用反馈回路将下行信道状态信息不断反馈给基站，以提供下行信道状态，这一方案可行但实现复杂，从而增大系统开销。

实现下行发送的另一种方案是直接利用上行信道信息估计下行信道状态，这一方案仅适合于时间双向、双工的TDD方式。因为对于TDD方式而言，其上/下行占用同一频段，不同的仅是时隙不一样，只要上/下行时隙帧的长度较短（一般小于10ms），这样方案显然是可行的。

到目前为止，自适应天线阵列的下行发送问题难以找到简单有效的方法，同时在下行发送技术中有一些新技术的出现，如空时码技术等。这些情况表明，对于工程应用，也许可以避开自适应阵列的下行发送，而用空时码技术取代自适应天线阵列的下行发送。

### 11.3 波束切换方式的智能天线

在波束切换天线中，阵列加权矢量是预先设计好的，因此，天线的工作模式（方向图）有

限，只能在几种波束覆盖模式中选择，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<sup>[11.3]</sup>。波束切换智能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。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的最佳接收。但是与自适应阵列天线相比，多波束天线具有结构简单、无需判定用户信号到达方向的优点。对波束切换天线，核心的任务是如何设计阵列加权矢量集合，在实现全部用户区域覆盖的同时获得最好的接收效果。

波束切换方式的阵列天线系统设计方法已经得到了较广泛和深入的研究。为了完整地给出智能天线系统所涉及的概念，下面简单介绍3种基于权值设计的预波束成型方法：Butler矩阵法、单用户角度匹配法和多用户角度匹配法。

### 11.3.1 Butler 矩阵法

Butler矩阵法<sup>[11.12~11.13]</sup>是指用 Butler 矩阵的各列作为加权矢量，该法最多可产生与阵元数相同的窄波束，这些窄波束满足正交性。该法已被广泛应用于雷达、声纳和智能天线的预处理中，也常被切换天线用来产生预波束。对于阵元间距为  $\lambda/2$  的均匀直线阵，其第  $k$  行、第  $i$  列元素为

$$B_{ULA}(k, i) = e^{-j\frac{4(M+1-2i)\pi}{M}} \quad (11.3.1)$$

式中， $M$  为天线数目； $i, k$  分别对应波束编号和阵元编号，取值均从 1 到  $M$ 。

对于均匀圆阵，则采用由 Butler 矩阵变化得到的加权矩阵，其第  $k$  行、第  $i$  列元素为

$$B_{UCA}(k, i) = \sum_{t=1}^M \sin\left(\frac{t\pi}{M}\right) e^{j\varphi_t} e^{-j\frac{2\pi(4i+1)(t-M/2)}{M}} \quad (11.3.2)$$

这里假设阵元数为偶数， $\varphi_t$  用于将各分量的中心相位对齐，其值为

$$\varphi_t = \arg\left\{\sum_{k=1}^M e^{j\left[\frac{2\pi k(t-M/2)}{M} - \frac{x \cos(2\pi k/M)}{2 \sin(\pi/M)}\right]}\right\} \quad (11.3.3)$$

式中， $\arg(\cdot)$  表示取相角运算。

### 11.3.2 单用户角度匹配法

当系统内无干扰用户，仅有白噪声时，自适应天线确定的最优权为

$$w = a(\phi_0) \quad (11.3.4)$$

式中， $a$  为阵列响应矢量； $\phi_0$  为目标用户的波达方向。式(11.3.4)是单用户角度匹配波束成型方法的基础。其思路是将全空域(各种可能的入射角)平均划分为  $M$  份，则对均匀线阵每一份的中心角为  $\phi_i = \pi(2i+1)/(2M)$ ，对均匀圆阵则是  $\phi_i = \pi(2i+1)/M$ ，将它们代入式(11.3.4)可得到  $M$  个加权矢量，用它们可产生所需的  $M$  个窄波束。

### 11.3.3 多用户角度匹配法

可以证明，当各用户的波达方向服从独立同分布时，随着系统内用户数目的增加，自适应天线按 MMSE 准则确定的最优权(Wiener 解)收敛于  $w = N_{MAI}^{-1} a(\phi_0)$ ， $N_{MAI}$  是一个仅与天线阵列拓扑有关的  $M \times M$  维常量矩阵，有

$$\mathbf{N}_{\text{MAI}} = \int \mathbf{a}(\phi) \mathbf{a}^H(\phi) \rho(\phi) d\phi \quad (11.3.5)$$

式中,  $\rho(\phi)$  为入射角的概率密度函数。若考虑均匀分布, 则对于均匀直线阵,  $\mathbf{N}_{\text{MAI}}$  的第  $k$  行、第  $i$  列元素为

$$N_{\text{MAI}}^{\text{ULA}}(i, k) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} \cos[(k-i)\pi \cos\phi] d\phi \quad (11.3.6)$$

对于均匀圆阵, 则为

$$N_{\text{MAI}}^{\text{UCA}}(i, k) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \cos \left\{ \frac{\pi \sin[(k-i)\pi/M]}{\sin(\pi/M)} \sin\phi \right\} d\phi \quad (11.3.7)$$

同样, 可将全空域平均划分为  $M$  份, 得到  $M$  个中心角, 将它们代入下式可得到  $M$  个权矢量, 产生所需的  $M$  个窄波束。即

$$\mathbf{w}_i = \mathbf{N}_{\text{MAI}}^{-1} \mathbf{a}(\phi_i) \quad (11.3.8)$$

以平均输出信干比增益为指标比较上述 3 种波束成型方法。当干扰用户数很少时, 单用户角度匹配法有最好性能; 干扰用户数目较多时, 多用户角度匹配法性能更好。

波束切换天线根据各波束对目标用户的输出信号强度或质量选择工作波束, 选择或切换的速度与周期决定了天线系统对用户移动性或环境变化的跟踪能力, 相对于运算复杂的自适应天线, 跟踪速度一般不是问题。

与全自适应天线相比, 波束切换天线对环境的快速变化、信道衰落的鲁棒性更强。但波束切换天线只能在波束空间实现对实际信号传播环境的有限匹配, 故无法有效对抗时延扩展和滤除干扰, 也无法充分利用空间角度分集, 在非相干干扰源数目较少或时延、角度扩展较明显的应用环境中, 与全自适应天线相比会有明显的性能损失。

## 11.4 自适应方式的智能天线

全自适应阵列天线是智能天线技术的研究重点和发展方向。从前面的讨论中可以看到, 由于阵列天线具有确定的拓扑, 能实现对信号的空间过采样, 因此, 接收到的信号中包含了空间方向信息。但在实际系统中, 这种方向信息往往受到干扰、噪声及信道特性的影响。在自适应天线阵列技术中, 核心问题就是如何在干扰和噪声中提取期望信号。在自适应天线阵列的发展过程中, 主要的研究集中于以下几个问题, 即基于 DOA 估计的自适应算法、基于导频的自适应算法及盲自适应算法。

### 11.4.1 基于 DOA 估计的自适应算法

在自适应阵列天线技术的研究中, 信源方向估计一直占据相当重要的地位, 特别是在其早期发展阶段和声纳、雷达、军事应用领域, 目前已提出诸如空间谱估计方法、线性预测法、最大熵法、最大似然法和各种基于子空间的算法等。从前面的讨论可知, 一旦确定期望信号的入射方向, 就可以直接形成阵列加权矢量, 从而获得空域滤波增益。因此, DOA 估计问题得到了广泛的关注和深入的研究, 比较成熟且适用于移动通信系统的方法主要有用户信号分类(MUSIC) 算法<sup>[11.5]</sup> 和基于旋转不变特性(ESPRIT) 的信号参数估计技术<sup>[11.16]</sup>。

一旦获知入射信号的 DOA 信息, 就可以直接设计阵列加权矢量。最早提出的算法只进行

主瓣控制, 即仅保证对目标用户有最大增益, 其合并权值为

$$\mathbf{w} = \mathbf{a}_0 \quad (11.4.1)$$

式中,  $\mathbf{a}_0$  为目标用户对应的阵列响应矢量。在无干扰、仅有空间白高斯噪声时, 该权值才是最优的。

当系统能同时估计目标用户和各干扰用户的阵列响应矢量时, 更优的波束成型方法应对目标用户进行放大和对干扰用户进行抑制, 即合并权值应尽可能满足

$$\mathbf{w}^H \mathbf{a}_0 = 1 \text{ 且 } \mathbf{w}^H \mathbf{a}_i = 0, i = 1, \dots, k \quad (11.4.2)$$

式中,  $\mathbf{a}_i$  为干扰用户  $i$  对应的阵列响应矢量, 式(11.4.2)可用矩阵表达为  $\mathbf{w}^H \mathbf{A} = \mathbf{e}_1^T$ 。其中,  $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_0, \mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_k]$ ,  $\mathbf{e}_1 = [1, 0, \dots, 0]^T$ , 则对应的最小二乘解为

$$\mathbf{w} = (\mathbf{A} \mathbf{A}^H)^{-1} \mathbf{A} \mathbf{e}_1 \quad (11.4.3)$$

它其实是自适应滤波中常采用的迫零(Zero Forcing)算法, 具有放大噪声的缺点。

1967 年, Capon 提出基于目标用户来向约束的 MVDR 法, 即在满足  $\mathbf{w}^H \mathbf{a}_0 = 1$  的条件下求  $\mathbf{w}$ , 使  $\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{\mathbf{N}} \mathbf{w}$  最小, 其解为

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{R}_N^{-1} \mathbf{a}_0}{\mathbf{a}_0^H \mathbf{R}_N^{-1} \mathbf{a}_0} \quad (11.4.4)$$

式中,  $\mathbf{R}_N$  为输入信号中干扰、噪声分量对应的均方值。利用矩阵求逆引理, 可以证明上式等效于

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_0}{\mathbf{a}_0^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_0} \quad (11.4.5)$$

上式在实际系统中更容易计算。MVDR 同时实现了对噪声和干扰的优化滤除, 其目标是使输出信干噪比最大, 它和最小均方误差 MMSE 准则对应的 Wiener 解具有相同形式。

各种 DOA 估计方法普遍存在如下缺点: 需要知道较准确的阵列响应矢量, 而它依赖于阵列拓扑、阵元位置(对 ESPRIT 算法则主要是子阵间的相对位移)和入射信号频率, 与各阵元相连的前级处理设备的非线性和非对称性也会对它产生影响, 所以为了保证最终估计精度, 需周期性地进行阵列校正。

对于 DS-CDMA 系统, 更重要的一点是 DOA 估计算法有分辨率限制。入射的信源数目要小于等于天线阵列的阵元数目, 且很多算法对分辨相干入射源无效或效率不高。而在 CDMA 系统中, 由于各用户信号占用共同的频率资源, 扩频特征序列间存在线性相关性, 还包含期望用户本身的相干或不相干的多径信号, 故基于 DOA 估计的波束成型算法不适宜于阵列规模较小、干扰较严重的环境。

另一类提高接收信号质量、实现空域滤波作用的方法是采用自适应信号处理技术, 通过自适应算法, 实现信号的最佳接收。目前针对自适应阵列天线所提出的各类自适应算法很多, 按照是否需要利用系统的导频信息可以将算法分成 3 类。

- (1) 基于导频的算法, 利用系统的导频符号来计算和更新加权矢量。
- (2) 盲算法, 无需导频符号, 只要按照一定准则, 保证代价函数取得极小值。
- (3) 半盲算法, 在初始化加权矢量时利用导频符号, 然后用自适应算法跟踪用户和信道变化, 在有导频符号可以利用时, 借助导频符号防止算法发散, 并加快算法的收敛速度。

### 11.4.2 基于导频符号的自适应算法

自适应天线阵列根据当前输入计算输出，其处理可用一个空域FIR滤波器建模。因此，可以将经典的自适应滤波算法移植到自适应阵列信号处理中来。对于移动通信系统，当存在导频符号时，可以充分利用导频符号来简化自适应算法的设计，确保自适应算法的稳定性，从而加快收敛速度。

自适应算法的设计目标是：使天线阵列的输出与期望响应按照某种准则最优，期望响应可以借助导频信道上发送的已知符号或时分复用在业务信道上的导频序列获得。

最常用的优化准则是最小均方误差(MMSE)准则，其他的各种常用准则都可以看做是MMSE准则的某种变形。MMSE准则的代价函数为

$$J(\mathbf{w}) = E[|\mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) - d(t)|^2] \quad (11.4.6)$$

式中， $d(t)$  为参考信号。上式对  $\mathbf{w}$  求偏导并令结果为零，可得到 MMSE 准则下的最优解，即 Wiener 解为

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p} \quad (11.4.7)$$

式中， $\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)]$ ， $\mathbf{p} = E[\mathbf{x}(t)d^*(t)]$ 。

在工程应用中，集平均统计量  $\mathbf{R}$  和  $\mathbf{p}$  难以获得，往往用时间平均值进行近似(一般假设接收信号满足广义平稳和各态遍历特性)，这就是直接矩阵求逆(DMI)法。用下面两式计算  $\mathbf{R}$  和  $\mathbf{p}$ ，即

$$\mathbf{R}(N) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n) \quad (11.4.8)$$

$$\mathbf{p}(N) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{x}(n)d^*(n) \quad (11.4.9)$$

代入式(11.4.7) 可求得权矢量  $\mathbf{w}$ 。由式(11.4.7) 可知，式(11.4.8) 和式(11.4.9) 中的除  $N$  运算可以同时省略，相关矩阵可以用递推式表示，即

$$\mathbf{R}(n+1) = \mathbf{R}(n) + \mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n) \quad (11.4.10)$$

由矩阵求逆公式，可知  $\mathbf{R}^{-1}(n+1)$  可以按下式进行迭代计算。即

$$\mathbf{R}^{-1}(n+1) = \mathbf{R}^{-1}(n) - \frac{\mathbf{R}^{-1}(n)\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n)\mathbf{R}^{-1}(n)}{1 + \mathbf{x}^H(n)\mathbf{R}^{-1}(n)\mathbf{x}(n)} \quad (11.4.11)$$

式中， $\mathbf{R}^{-1}$  可初始化为  $\mathbf{R}^{-1}(0) = \frac{1}{\epsilon_0} \mathbf{I}$ ， $\epsilon_0$  是一个很小的正实数。

MMSE准则也可以由最陡梯度下降算法(Steepest Gradient Descent)来自适应实现。阵列加权矢量用下式进行迭代运算

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \frac{u}{2} \frac{\partial J(\mathbf{w})}{\partial \mathbf{w}} = \mathbf{w}(n) - u[\mathbf{R}\mathbf{w}(n) - \mathbf{p}] \quad (11.4.12)$$

式中， $u$  为步长，当满足  $0 < u < \frac{2}{\lambda_{\max}}$  时，能保证结果收敛于 Wiener 解， $\lambda_{\max}$  为矩阵  $\mathbf{R}$  的最大特征值。因  $\lambda_{\max} \leq \sum \lambda = \text{Tr}(\mathbf{R})$ ，故工程实现时可根据  $\frac{2}{\text{Tr}(\mathbf{R})}$  确定  $u$  的最大取值范围。

由梯度下降法导出的最小均方(LMS)算法是应用最为广泛的自适应算法之一。用瞬时梯

度代替最陡梯度下降法中的统计梯度，其代价函数为

$$J(\mathbf{w}) = |\mathbf{w}^H \mathbf{x}(n+1) - d(n+1)|^2 \quad (11.4.13)$$

权值更新式为

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \frac{u}{2} \frac{\partial J(\mathbf{w})}{\partial \mathbf{w}} = \mathbf{w}(n) - u[\mathbf{w}^H(n) \mathbf{x}(n+1) - d(n+1)]^* \mathbf{x}(n+1) \quad (11.4.14)$$

其收敛条件和最陡梯度下降算法相同。

瞬时梯度估计使 LMS 算法有更大的稳态均方误差，超出 Wiener 解对应的最小均方误差的那一部分被称为附加均方误差，当  $u$  较小时，其值与  $u$  近似成正比。 $u$  的选取对 LMS 算法而言相当关键；一方面  $u$  值不能太小，否则收敛速度过慢；另一方面， $u$  又不能太大，否则算法的附加均方误差会大，甚至发散。较好的办法是采用可变步长，当均方误差较大时采用较大步长，以加速收敛过程；当均方误差较小（已趋于收敛）时则减小步长，以减小稳态误差。LMS 算法也可通过用平均梯度估计取代瞬时梯度估计来提高性能。

LMS 中步长  $u$  对算法性能有很大影响。通过增加约束条件，可以改善算法性能。由此得到的算法为归一化 LMS 算法（Normalized LMS）。其代价函数为

$$J(\mathbf{w}) = |\mathbf{w}(n+1) - \mathbf{w}(n)|^2 + \lambda [\mathbf{w}^H(n+1) \mathbf{x}(n) - d(n)] \quad (11.4.15)$$

即在  $\mathbf{w}^H(n+1) \mathbf{x}(n) = d(n)$  的约束下，使  $\mathbf{w}(n+1)$  相对于  $\mathbf{w}(n)$  变化最小。解方程

$$\frac{\partial J(\mathbf{w})}{\partial \mathbf{w}(n+1)} = 0 \text{ 和 } \mathbf{w}^H(n+1) \mathbf{x}(n) = d(n) \quad (11.4.16)$$

可得

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \frac{1}{\|\mathbf{x}(n)\|^2} [\mathbf{w}^H(n) \mathbf{x}(n+1) - d(n+1)]^* \mathbf{x}(n+1) \quad (11.4.17)$$

在上式中加入步长控制后可得

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \frac{u}{\|\mathbf{x}(n)\|^2} [\mathbf{w}^H(n) \mathbf{x}(n+1) - d(n+1)]^* \mathbf{x}(n+1) \quad (11.4.18)$$

归一化 LMS 算法的收敛条件为  $0 < u < 2$ 。与标准 LMS 算法相比，通常它有更好的收敛特性，对输入信号和步长的敏感性也大大降低。

对于阵列信号处理，若可以预先估计到信号的方向或阵列响应矢量，还可以增加方向约束条件，由此可以得到约束 LMS 算法。

对 LMS 算法加入约束  $\mathbf{w}^H \mathbf{a}_0 = 1$ ，其中  $\mathbf{a}_0$  为目标用户的指向矢量。权值更新可用下式实现

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{P}_{\perp} \left\{ \mathbf{w}(n) - \frac{u}{2} \frac{\partial J(\mathbf{w})}{\partial \mathbf{w}} \right\} + \frac{\mathbf{a}_0}{\|\mathbf{a}_0\|^2} \quad (11.4.19)$$

式中， $\mathbf{P}_{\perp}$  为正交投影运算符， $\mathbf{P}_{\perp} = \mathbf{I} - \frac{\mathbf{a}_0 \mathbf{a}_0^H}{\|\mathbf{a}_0\|^2}$ 。

最小二乘(LS) 准则是另一种常用的准则，与 MMSE 准则的代价函数相比，它只是去掉了统计平均，而以采样点平均来代替。LS 准则的代价函数为

$$J(\mathbf{w}) = \sum_{i=1}^N |\mathbf{w}^H \mathbf{x}(i) - d(i)|^2 = \|\mathbf{w}^H \mathbf{X} - \mathbf{d}^T\|^2 \quad (11.4.20)$$

式中,  $\mathbf{X}$  为由  $N$  个  $\mathbf{x}(i)$  列矢量构成的  $m \times N$  维矩阵;  $\mathbf{d}$  为  $N$  个  $d(i)$  构成的  $N$  维列矢量。

由  $\frac{\partial J(\mathbf{w})}{\partial \mathbf{w}} = 0$  可得其权值计算式为

$$\mathbf{w} = (\mathbf{X}\mathbf{X}^H)^{-1} \mathbf{X}\mathbf{d}^* \quad (11.4.21)$$

从形式上看, LS 最优解与 Wiener 解具有十分相似的形式。为了体现采样数据前后顺序对信号估计的影响, 在 LS 准则的基础上对接收采样点用遗忘因子  $\lambda$  加权平均后进行处理, 就可以得到递归最小二乘(RLS) 算法, 其代价函数为

$$J(\mathbf{w}) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} |\mathbf{w}^H \mathbf{x}(i) - d(i)|^2 \quad (11.4.22)$$

由  $\frac{\partial J(\mathbf{w})}{\partial \mathbf{w}} = 0$  可得

$$\mathbf{w}(n) = \left[ \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{x}(i)\mathbf{x}^H(i) \right]^{-1} \left[ \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{x}(i)d^*(i) \right] = \mathbf{R}^{-1}(n)\mathbf{p}(n) \quad (11.4.23)$$

运用矩阵求逆引理, 可得如下递归算法

$$\mathbf{k}(n+1) = \frac{\lambda^{-1} \mathbf{R}^{-1}(n) \mathbf{x}(n+1)}{1 + \lambda^{-1} \mathbf{x}^H(n+1) \mathbf{R}^{-1}(n) \mathbf{x}(n+1)} \quad (11.4.24)$$

$$\xi(n+1) = d(n+1) - \mathbf{w}^H(n) \mathbf{x}(n+1) \quad (11.4.25)$$

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mathbf{k}(n+1) \xi^*(n+1) \quad (11.4.26)$$

$$\mathbf{R}^{-1}(n+1) = \lambda^{-1} \mathbf{R}^{-1}(n) - \lambda^{-1} \mathbf{k}(n+1) \mathbf{x}^H(n+1) \mathbf{R}^{-1}(n) \quad (11.4.27)$$

### 11.4.3 盲自适应算法

盲自适应算法一般利用调制信号本身固有的、与具体承载的信息比特无关的一些特征, 如恒模、子空间、有限符号集和高阶统计量等。与基于导频符号的自适应算法相比, 它无需发送已知符号, 故可节省系统的频谱资源。但是盲算法一般收敛速度较慢, 稳定性和稳态性能都不是很高。常用的盲算法有恒模类算法<sup>[11.1]</sup> 和子空间算法<sup>[11.10]</sup>。

## 11.5 智能天线技术的发展

智能天线的众多优点正在受到移动通信研究领域的广泛重视, 但是限于目前的理论、技术与工艺水平, 其应用又受到一定的限制。目前仅在无线本地环路(WLL)、GSM 系统和 PHS 系统方面有商用化的产品。

对于第三代移动通信, 目前除了 TDD 方式的 TD-SCDMA 宣称要正式采用智能天线体制以外, 其他主流 FDD 方式的 WCDMA 与 CDMA2000 仅仅将智能天线列入规划, 作为主要后备技术, 准备后期投入使用。

下面介绍的是在智能天线研究中一些值得注意的发展方向。

### 11.5.1 软件天线

它是继软件无线电概念之后天线软件化的又一设想，首先由日本ATR研究人员提出，其框图如图11.5所示。图中，C/N表示信噪比，C/I表示信号干扰比，MRC表示最大比值合并算法，CMA表示恒模算法，LMS表示最小均方算法，MMSE表示最小均方误差。

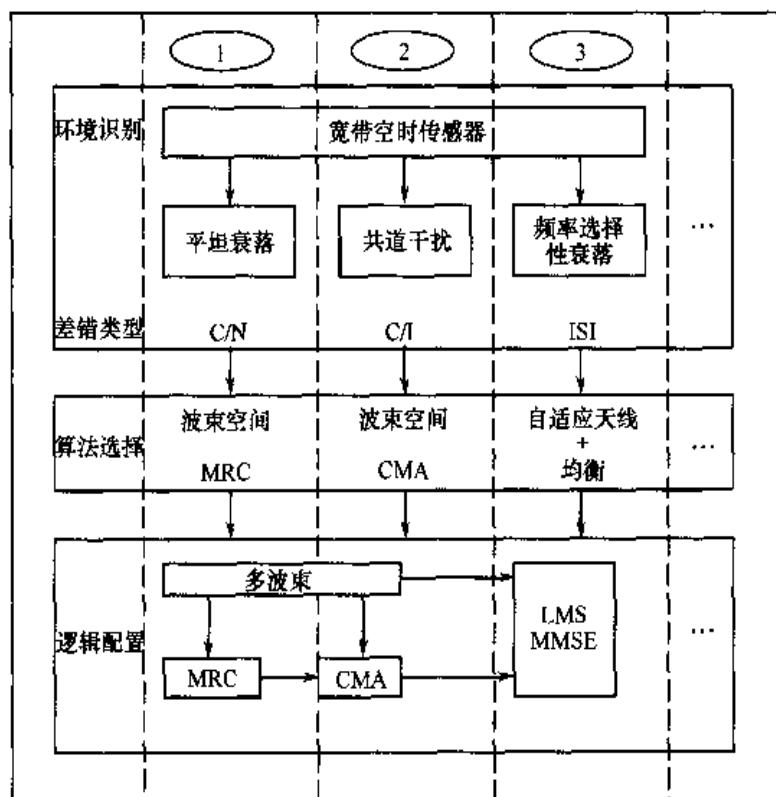


图11.5 软件天线原理

首先，根据用户所处环境的不同，确定影响系统的主要因素，如白噪声、共道干扰还是码间干扰等，从而选择不同环境下的算法，比如：以白噪声为主时，则可采用多波束最大比合并(MRC)算法；以共道干扰为主时，则可采用多波束恒模(CMA)算法等。然后利用FPGA器件等实现对天线的实时配置，完成智能天线的处理功能。上述软件天线的设想很有创意，值得进一步研究和完善。

### 11.5.2 空时多用户接收机

空时多用户接收机是目前DS-CDMA系统中空时二维信号处理研究的热点问题。在自适应阵列天线技术与多用户检测技术各自发展的同时，越来越多的研究者关注着如何将二者结合在一起，借助天线阵列的空间处理能力和空域滤波的抑制干扰和噪声的长处，有可能只采用较简单的多用户检测算法就可以获得较好的接收机性能。

目前提出的各种结构的空时多用户接收机种类繁多。按照结构的不同，大体上可以分为3类：级联结构形式、联合检测形式和预多波束形式。

### 1. 空时级联式多用户接收机

空时级联式接收机有多种结构，如可以采用先进行空时处理，然后进行多用户检测的级联接收机结构。总的来说，在级联结构的多用户接收机中，空域滤波的处理与多用户检测仍是分开进行的，只是把它们简单的连接在一起。

### 2. 空时联合检测多用户接收机

空时多用户接收机的另一个研究热点是联合检测接收，这种结构的接收机，空域加权与多用户检测合并在一起进行。对于  $K$  个用户、 $M$  个天线阵元的接收机，每个用户的信号至少可以由  $K \times M$  个加权因子进行加权后合并，以增加计算复杂度为代价换取更好的接收机性能。其核心思想是将智能天线的二维处理与多用户检测器联合优化。

本方案虽然可以简化多用户检测的复杂度，但由于用户的移动性及衰落的时变性，给自适应跟踪及相应权系数的更新带来很大的困难，亦即跟踪速度与相应权系数更新速度往往跟不上快速移动的用户速度和快速时变的衰落变化速率。这是目前尚未解决的理论与实际问题，因此，应用者将更关心基于预多波束的空时二维接收。

### 3. 基于预多波束的空时二维接收

其基本思路是预先形成多个窄波束存储起来，使用时依据各用户接收的阵列信号或 DOA 信息在预波束存储库中挑选各自最为接近（按一定准则要求）的预波束，然后再对这一预波束方向的接收信号进行多用户检测与处理。

这种方式比较灵活，它既可以采用集中式检测，也可以采用单用户检测。由于在智能天线波束成型上只需挑选某个预窄波束，因此大大加快了智能天线的跟踪速率，若在自适应加权系数选取上采用简单的 DOA 提取与判断方式，则可更进一步提高天线波束的跟踪速率，并使其在工程上有可能实现。同样，由于智能天线的窄波束空间滤波，既滤除了多数 MAI 干扰，又可以利用空分将用户数进一步减少，从而也大大简化了多用户检测的复杂度。

## 11.6 本章小结

智能天线的概念来源于雷达与声纳系统中所采用的阵列式天线。阵列式天线根据波束形成方式的不同，又可分为：模拟式波束成型，早期一般采用中频、射频直接成型，实现技术难度大，精度低；数字式波束成型，一般在中频以下采用现代数字信号处理技术来实现，实现方便、精度高，移动通信中采用的智能天线大多属于这一类。在智能天线的数字式波束成型中，为了实现基带调整与中频、射频调整的等效性，要求中频、射频系统有较高的线性度，以基本满足线性互易原理，否则还要做进一步的相应调整与校正等补救措施。

天线分集处理自 1959 年 Brennan 首次提出以来<sup>[11.2]</sup>，到目前已经经历了 40 余年的发展历程，在这 40 余年中，大致可分为 4 个阶段。

第一个十年主要集中在自适应波束控制上，如自适应相控阵列天线、自适应波束操纵天线等；第二个十年主要集中研究自适应零陷控制技术，如自适应滤波、自适应调零、自适应旁

瓣对消、自适应杂波控制等;第三个十年则主要集中探讨空间谱估计,如最大似然谱估计、最大熵谱估计及特征空间正交谱估计等;最近十多年,学术界则将主要精力集中到如何将智能天线技术推广、移植至移动通信系统中。

在前三个十年中,IEEE Transactions on Antennas and Propagation 分别于 1964 年、1976 年、1986 年、1987 年出版了 4 个专辑特刊<sup>[11.18~11.21]</sup>,分别概述了 3 个阶段的发展。最近十年,Godara 于 1997 年对智能天线在移动通信中的应用进行了较全面的综述与总结<sup>[11.7~11.8]</sup>。

本章介绍了自适应阵列处理的基本原理及在移动通信中的应用,侧重于讨论各种自适应阵列处理算法结构和 2D Rake 接收机的工作原理,并针对工程实用需求,介绍了预多波束接收机的结构。最后简单总结了近年来,在空时多用户处理方面的研究进展。关于所涉及到的自适应滤波理论的深入探讨,请读者参阅经典著作[11.9]。如果需要深入了解移动通信中的智能天线技术的应用,请参阅著作[11.11]。

## 附录 矩阵求逆引理

自适应滤波算法中往往要进行矩阵求逆,一般地,矩阵计算理论中有如下引理成立。

引理 1 Woodbury 矩阵求逆引理

令矩阵  $A, B \in \mathbb{C}^{M \times M}$ , 表示两个  $M \times M$  正定矩阵, 满足如下关系

$$A = B^{-1} + C D^{-1} C^H \quad (1)$$

式中,  $H$  表示共轭转置;  $D \in \mathbb{C}^{N \times N}$  是正定矩阵;  $C \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 。则矩阵  $A$  的逆矩阵可以表示为

$$A^{-1} = B - BC(D + C^H BC)^{-1} C^H B \quad (2)$$

上述引理的证明很简单,将公式(2)与公式(1)相乘即可验证  $AA^{-1} = I$ 。

引理 2 Sherman-Morrison-Woodbury (SMW) 矩阵求逆引理

定义 4 个矩阵  $A \in \mathbb{C}^{N \times N}$ ,  $B \in \mathbb{C}^{N \times M}$ ,  $C \in \mathbb{C}^{M \times M}$ ,  $D \in \mathbb{C}^{M \times N}$ , 且  $A$  和  $C$  可逆, 则有如下等式成立

$$(A + BCD)^{-1} = A^{-1} - A^{-1}B(DA^{-1}B + C^{-1})^{-1}DA^{-1} \quad (3)$$

上述引理的证明也很简单,直接验证即可。

## 习题

11.1 试计算均匀线阵和均匀圆阵的阵列成型因子,并用 Matlab 画出均匀线阵和均匀圆阵的阵列接收方向图。

11.2 求证附录中的矩阵求逆引理 1——Woodbury 矩阵求逆引理。

11.3 求证附录中的矩阵求逆引理 2——Sherman-Morrison-Woodbury (SMW) 矩阵求逆引理。

11.4 推导满足最小均方误差(MMSE)准则的权重矢量  $w_{MMSE} = R_{yy}^{-1}y_{sd}$ , 即式(11.1.9)。

11.5 推导满足最大信噪比(SINR)准则的权重矢量  $w_{SINR} = u(R_{ii} + R_{nn})^{-1}v_i$ , 即式(11.1.12)。

11.6 试论述智能天线的算法分类和各种算法的优化准则。

11.7 推导 Capon 提出的 MVDR 算法的权重矢量解  $w = \frac{R_N^{-1}a_0}{a_0^H R_N^{-1}a_0}$ , 即式(11.4.14)。

11.8 推导最小二乘准则(LS)代价函数下  $J(w) = \sum_{i=1}^N |w^H x(i) - d(i)|^2 = \|w^H X - d^T\|^2$  的权重矢量:  $w = (X X^H)^{-1} X d^*$ , 即式(11.4.31)。

11.9 RLS 算法的代价函数为  $J(w) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} |w^H x(i) - d(i)|^2$ , 推导其权重矢量为  $w(n) = \left[ \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} x(i)x^H(i) \right]^{-1} \left[ \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} x(i)d^*(i) \right] = R^{-1}(n)p(n)$ , 并利用矩阵求逆引理, 推导 RLS 算法的迭代形式, 即式(11.4.34)~式(11.4.37)。

11.10 画出 2D Rake 接收机的具体结构, 并用 Matlab 编程测试时域采用 MRC、空域采用 LMS 算法的简单 2D Rake 接收机的 BER 性能。

## 参 考 文 献

- [11.1] B. Agee. Blind separation and capture of communications signals using a multi-target constant modulus beamformer. IEEE MilComm. Boston, MA, Oct. 1989
- [11.2] D. G. Brennan. Linear diversity combining techniques. Proc. IRE, vol. 47, pp. 1075~1102, 1959
- [11.3] J. Butler and R. Lowe. Beam-forming matrix simplifies design of electronically scanned antennas. Electronic Design, Apr. 1961
- [11.4] M. Chryssomallis. Smart antennas. IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 42 No. 3, pp. 129~136, June 2000
- [11.5] R. D. Degroat, E. M. Dowling and D. A. Linebarger. The constrained MUSIC problem. IEEE Trans. On Signal Processing, Vol. 41, pp. 1445~1449, 1993
- [11.6] D. Gesbert, J. Sorelius and A. Paulraj. Blind multiuser MMSE detection of CDMA signals. Proc. Of International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing, 1998
- [11.7] L. C. Godara. Application of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part I: Performance Improvement, Feasibility, and System Considerations. Proceedings of IEEE, Vol. 85, No. 7, pp. 1031~1060, July 1997
- [11.8] L. C. Godara. Application of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II: Beam-Forming and Direction-of-Arrival Considerations. Proceedings of IEEE, Vol. 85, No. 8, pp. 1195~1245, Aug. 1997
- [11.9] S. Haykin. Adaptive Filter Theory. Prentice Hall, 1996
- [11.10] H. Liu, G. Xu, L. Tong and T. Kailath. Recent developments in blind channel equalization: from cyclostationarity to subspaces. IEEE Trans. On Signal Processing, Vol. 50, pp. 83~99, 1996
- [11.11] J. C. Liberti and T. S. Rapport. Smart antenna for wireless communication; IS-95 and third generation CDMA application. Prentice Hall PTR, 1999
- [11.12] M. Mahmoudi, E. S. Sousa and H. Alavi. Adaptive sector size control in a CDMA system using Butler matrix. IEEE VTC99 VOL. 2, pp. 1355~1359
- [11.13] M. Mahmoudi, E. S. Sousa and H. Alavi. Adaptive sector size control in a CDMA system using Butler matrix. Vehicular Technology Conference, Vol. 2, pp. 1355~1359, 1999
- [11.14] J. T. Mayhan and L. Niro. Spatial spectral estimation using multiple beam antennas. IEEE Trans. On Antennas Propagation, Vol. 35, pp. 897~906, 1987
- [11.15] C. B. Papadias and A. Paulraj. A constant modulus algorithm for multiuser signal separation in presence of delay spread using antenna arrays. IEEE Signal Processing Letter, vol. 4, pp. 178~181, June 1997
- [11.16] R. Roy and T. Kailath. ESPRIT Estimation of signal parameter via rotational invariance tech-

- niques. IEEE Trans. On Acoustic, Speech Signal Processing, Vol. 37, pp. 984~995, 1989
- [11.17] H. Xue, V. Kezys and J. Litva. Smart antenna calibration for beamforming. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 3, pp. 1458~1461, 1998
- [11.18] Special issue on active and adaptive antennas. IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-12, Mar. 1964
- [11.19] Special issue on adaptive antennas. IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-24, Sept. 1976
- [11.20] Special issue on adaptive processing antenna systems. IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-34, Mar. 1986
- [11.21] Special issue on adaptive systems and applications. IEEE Trans. Circuits Syst., vol. CAS-34, July 1987
- [11.22] 张贤达, 保铮. 通信信号处理. 北京: 国防工业出版社, 2000
- [11.23] 阎志刚. 宽带 CDMA 系统中的空时二维信号处理技术. 北京邮电大学博士学位论文, 2002

# 第 12 章 MIMO 空时处理技术

空时处理始终是通信理论界的一个活跃领域。在早期的研究中，学者们主要注重空间信号传播特性和信号处理，对空间处理的信息论本质探讨不多。20世纪90年代中期，由于移动通信爆炸式的发展，对无线链路传输速率提出了越来越高的要求，传统的时频域信号设计很难满足这些需求。工业界的实际需求推动了理论界的深入探索。

多天线分集接收是抗衰落的传统技术手段，但对于多天线发送分集，长久以来学术界并没有获得统一认识。Foschini 和 Gans 的工作<sup>[12.11]</sup> 及 Telatar 的工作<sup>[12.29]</sup> 是对多天线信息论研究的开创性文献。根据香农信息论，空间维数的引人为信号设计增加了额外的自由度，原本在低维空间中比较困难的优化问题，在高维空间中有可能迎刃而解，从而获得更好的系统性能。这一革命性的工作引发了近年来对于空时处理、MIMO 系统持续不断的研究热潮。

多天线系统的空时编码首先成为理论界的研究热点。一开始空时编码的研究就分为 3 大方向。

Foschini<sup>[12.10]</sup> 提出的分层空时码催生出了 Bell 实验室著名的 V-BLAST 系统，通过现场实验，证明了 MIMO 系统的卓越性能，引发了后继的种种改进型研究。

自从 Alamouti<sup>[12.1]</sup> 提出两天线正交空时码以来，立即引起了研究者的注意。Tarokh 等人将其推广到多天线情形，由于正交发分集技术编译码算法简单，且能获得分集增益，已经在 3G 移动通信系统中得到广泛应用。

除了上述的空时块码研究以外，另一个重要的研究分支是空时格码(STTC)。这一分支的研究目的是将信道编码和多天线系统做联合优化，在天线数目较小的条件下就可以获得相当大的编码增益。STTC 的提出是将信道编码与信息处理联合优化的典型范例。

## 12.1 多天线信息论简介

多天线分集接收是抗衰落的传统技术手段，但对于多天线发送分集，长久以来学术界并没有统一认识。Telatar 首先得到了高斯信道下多天线发送系统的信道容量和差错指数函数。他假定各个通道之间的衰落是相互独立的。几乎同时，Foschini 和 Gans 得到了在准静态衰落信道条件下的截止信道容量(Outage Capacity)。此处的准静态，是指信道衰落在一个长周期内保持不变，而周期之间的衰落相互独立，也称这种信道为块衰落信道(Block Fading)。

Foschini 和 Gans 的工作及 Telatar 的工作是多天线信息论研究的开创性文献。在这些著作中，他们指出：在一定条件下，采用多个天线发送、多个天线接收(MIMO) 系统可以成倍地提高系统容量，信道容量的增长与天线数目成线性关系。

### 12.1.1 MIMO 系统信号模型

假设点到点的 MIMO 系统，具有  $n_T$  个发送天线， $n_R$  个接收天线。下面考虑采用空时编码

的离散时间复基带线性系统模型，系统结构如图 12.1 所示。假设每个符号周期系统发送的信号为  $n_T \times 1$  维列矢量  $\mathbf{x}$ ，其中第  $i$  个分量  $x_i$  表示从第  $i$  个天线发送的信号。由信息理论可知，对于高斯信道，最优的输入信号分布也为高斯分布。因此，假设发送信号矢量的每个分量都服从 0 均值独立同分布(i. i. d.) 高斯随机变量。发送信号协方差矩阵可以表示为

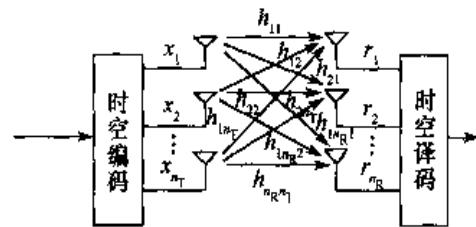


图 12.1 MIMO 系统原理

$$\mathbf{R}_{xx} = E(\mathbf{x}\mathbf{x}^H) \quad (12.1.1)$$

式中， $E(\cdot)$  表示数学期望； $H$  表示共轭转置。假设系统发射总功率为  $P$ ，则可以表示为

$$\text{Tr}(\mathbf{R}_{xx}) = P \quad (12.1.2)$$

式中， $\text{Tr}(\cdot)$  表示矩阵的迹。

一般地，接收机未知信道响应，因此，可以假设每个天线的发射功率相同，都为  $P/n_T$ 。则发射信号的协方差矩阵可以表示为

$$\mathbf{R}_{xx} = \frac{P}{n_T} \mathbf{I}_{n_T} \quad (12.1.3)$$

式中， $\mathbf{I}_{n_T}$  表示  $n_T \times n_T$  维单位矩阵。为了简化表示，假设发送信号带宽足够窄，则系统信道响应应为平坦衰落。

信道响应矩阵可以表示为  $n_R \times n_T$  维的复矩阵  $\mathbf{H}$ 。矩阵中的每个元素  $h_{ij}$  从第  $j$  个发送天线到第  $i$  个接收天线的信道响应系数。为了达到归一化的目的，假设每个接收天线的接收信号功率等于所有发送天线的信号总功率。也就是说，忽略大尺度衰落、阴影衰落和天线增益造成的信号放大或衰减，由此可以得到信道响应矩阵的归一化约束为

$$\sum_{j=1}^{n_T} |h_{ji}|^2 = n_T, i = 1, 2, \dots, n_R \quad (12.1.4)$$

上式对于固定衰落系数或随机衰落均成立，若信道衰落是随机变化的，则上式左端需要取数学期望。

接收机的噪声矢量可以表示为  $n_R \times 1$  维列矢量  $\mathbf{n}$ 。该矢量的分量都是 0 均值独立同分布高斯随机变量，实部与虚部相互独立，且具有相同的方差。则接收噪声矢量的协方差矩阵表示为

$$\mathbf{R}_n = E(\mathbf{n}\mathbf{n}^H) = \sigma^2 \mathbf{I}_{n_R} \quad (12.1.5)$$

接收信号也可以表示为  $n_R \times 1$  维列矢量  $\mathbf{r}$ ，每个分量表示一个接收天线收到的信号。由于每个天线的接收功率等于所有天线的发送总功率，因此可以定义系统信噪比为总发送功率与每个天线的噪声功率之比，它独立于发送天线数目  $n_T$ ，可以表示为

$$\text{SNR} = \frac{P}{\sigma^2} \quad (12.1.6)$$

因此接收矢量可以表示为

$$\mathbf{r} = \mathbf{Hx} + \mathbf{n} \quad (12.1.7)$$

由此可得，接收信号的协方差矩阵为

$$\mathbf{R}_r = E(\mathbf{rr}^H) = \mathbf{H}\mathbf{R}_{xx}\mathbf{H}^H + \mathbf{R}_n = \frac{P}{n_T}\mathbf{HH}^H + \sigma^2\mathbf{I}_{n_R} \quad (12.1.8)$$

### 12.1.2 MIMO 系统的信道容量推导

根据信息论表述，系统信道容量可以定义为在差错概率任意小的条件下，系统获得的最大数据速率。一般地，假设接收机未知信道响应矩阵，而接收机却可以精确估计信道衰落。对信道响应矩阵  $\mathbf{H}$  进行奇异分解得

$$\mathbf{H} = \mathbf{UDV}^H \quad (12.1.9)$$

式中， $\mathbf{D}$  是  $n_R \times n_T$  非负对角矩阵； $\mathbf{U}$  和  $\mathbf{V}$  分别是  $n_R \times n_R$  和  $n_T \times n_T$  的酉矩阵。这两个矩阵满足条件  $\mathbf{UU}^H = \mathbf{I}_{n_R}$  和  $\mathbf{VV}^H = \mathbf{I}_{n_T}$ 。对角矩阵  $\mathbf{D}$  的元素是矩阵  $\mathbf{HH}^H$  的特征值的非负平方根。定义矩阵  $\mathbf{HH}^H$  的特征值为  $\lambda$ ，即满足如下关系式

$$\mathbf{HH}^H \mathbf{y} = \lambda \mathbf{y} \quad (12.1.10)$$

式中， $n_R \times 1$  维矢量  $\mathbf{y}$  是特征矢量。

上述特征值的非负平方根也称为矩阵  $\mathbf{H}$  的奇异值。并且矩阵  $\mathbf{U}$  的每一列是矩阵  $\mathbf{HH}^H$  的特征矢量，而矩阵  $\mathbf{V}$  的每一列也是矩阵  $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$  的特征矢量。将式(12.1.9)代入式(12.1.7)可得

$$\mathbf{r} = \mathbf{UDV}^H \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (12.1.11)$$

引入如下的矩阵变换

$$\begin{cases} \mathbf{r}' = \mathbf{U}^H \mathbf{r} \\ \mathbf{x}' = \mathbf{V}^H \mathbf{x} \\ \mathbf{n}' = \mathbf{U}^H \mathbf{n} \end{cases} \quad (12.1.12)$$

可以将上式化简为

$$\mathbf{r}' = \mathbf{D}\mathbf{x}' + \mathbf{n}' \quad (12.1.13)$$

矩阵  $\mathbf{HH}^H$  的非零特征值的数目等于矩阵  $\mathbf{H}$  的秩  $r$ 。对于  $n_R \times n_T$  矩阵  $\mathbf{H}$ ，它的秩满足不等式： $r \leq \min(n_R, n_T)$ 。令矩阵  $\mathbf{H}$  的奇异值为  $\sqrt{\lambda_i}$ ,  $i = 1, 2, \dots, r$ 。代入式(12.1.13)，得到如下关系式

$$\begin{cases} \mathbf{r}'_i = \sqrt{\lambda_i} \mathbf{x}'_i + \mathbf{n}'_i, i = 1, 2, \dots, r \\ \mathbf{r}'_i = \mathbf{n}'_i, i = r+1, r+2, \dots, n_R \end{cases} \quad (12.1.14)$$

由式(12.1.14)可知, 接收信号分量  $r_i'$  ( $i = r+1, r+2, \dots, n_R$ ) 并不依赖于发送信号, 即信道增益为 0。而只有  $r$  个信号分量  $r_i'$  ( $i = 1, 2, \dots, r$ ) 与发送信号有关。则上述 MIMO 系统可以看做  $r$  个独立的并行子信道的叠加。每个子信道的增益为  $\mathbf{H}$  矩阵的一个奇异值。由式(12.1.12)可知, 对于信号矢量  $r'$ ,  $x'$  及  $n'$ , 可以得到它们的协方差矩阵与迹为

$$\begin{cases} \mathbf{R}_{r'r'} = \mathbf{U}^H \mathbf{R}_r \mathbf{U} \\ \mathbf{R}_{x'x'} = \mathbf{V}^H \mathbf{R}_m \mathbf{V} \\ \mathbf{R}_{n'n'} = \mathbf{U}^H \mathbf{R}_m \mathbf{U} \end{cases} \quad (12.1.15)$$

$$\begin{cases} \text{Tr}(\mathbf{R}_{r'r'}) = \text{Tr}(\mathbf{R}_r) \\ \text{Tr}(\mathbf{R}_{x'x'}) = \text{Tr}(\mathbf{R}_m) \\ \text{Tr}(\mathbf{R}_{n'n'}) = \text{Tr}(\mathbf{R}_m) \end{cases} \quad (12.1.16)$$

可见, 矩阵变换前后信号矢量的功率相同。

如前所述, 假设每个天线的发送功率为  $P/n_T$ , 利用香农信道容量公式, 可得 MIMO 系统的信道容量为

$$C = W \sum_{i=1}^r \log_2 \left( 1 + \frac{\lambda_i P}{n_T \sigma^2} \right) \quad (12.1.17)$$

式中,  $W$  是每个子信道的带宽;  $\sqrt{\lambda_i}$  是信道矩阵  $\mathbf{H}$  的奇异值。进一步, 信道容量可以写为

$$C = W \log_2 \prod_{i=1}^r \left( 1 + \frac{\lambda_i P}{n_T \sigma^2} \right) \quad (12.1.18)$$

由此可见, MIMO 信道容量与信道响应矩阵有关。令  $m = \min(n_R, n_T)$ , 则根据式(12.1.10)可以得到特征值 - 特征矢量的关系式为

$$(\lambda \mathbf{I}_m - \mathbf{Q}) \mathbf{y} = 0 \quad (12.1.19)$$

式中,  $\mathbf{Q}$  是 Wishart 矩阵, 定义为

$$\mathbf{Q} = \begin{cases} \mathbf{HH}^H, & n_R < n_T \\ \mathbf{H}^H \mathbf{H}, & n_R \geq n_T \end{cases} \quad (12.1.20)$$

因此, 当且仅当  $\lambda \mathbf{I}_m - \mathbf{Q}$  是奇异矩阵时,  $\lambda$  是  $\mathbf{Q}$  矩阵的特征值。因此,  $\lambda \mathbf{I}_m - \mathbf{Q}$  的行列式必为零, 即

$$|\lambda \mathbf{I}_m - \mathbf{Q}| = 0 \quad (12.1.21)$$

求解上述方程组, 就可得到信道矩阵的奇异值。

上述行列式也是  $\mathbf{Q}$  矩阵的特征多项式  $p(\lambda) = |\lambda \mathbf{I}_m - \mathbf{Q}|$ , 该多项式的阶数为  $m$ , 由于特征多项式有  $m$  个根(包括重根), 因此多项式可以表示为

$$p(\lambda) = \prod_{i=1}^m (\lambda - \lambda_i) \quad (12.1.22)$$

式中,  $\lambda_i$  是特征多项式的根, 也是信道响应矩阵的奇异值。由此可得

$$\prod_{i=1}^m (\lambda - \lambda_i) = |\lambda I_m - Q| \quad (12.1.23)$$

将  $\lambda = -\frac{n_T \sigma^2}{P}$  代入式(12.1.23) 可得

$$\prod_{i=1}^m \left(1 + \frac{\lambda_i P}{n_T \sigma^2}\right) = \left|I_m + \frac{P}{n_T \sigma^2} Q\right| \quad (12.1.24)$$

因此, 式(12.1.18) 的 MIMO 信道容量公式可以表示为

$$C = W \log_2 \left| I_m + \frac{P}{n_T \sigma^2} H H^H \right| \quad (12.1.25)$$

下面再介绍另一种 MIMO 信道容量的推导方法。一般地, MIMO 信道容量可以表述为如下通用表达式

$$C = W \log_2 \frac{|\mathbf{R}_{uu}| \cdot |\mathbf{R}_{rr}|}{|\mathbf{R}_{ur}|} \quad (12.1.26)$$

式中, 矢量  $u = (x, r)^T$ , 则该矢量的协方差矩阵可以表示为

$$\mathbf{R}_{uu} = E(uu^H) = E\left[\begin{pmatrix} x \\ r \end{pmatrix} \left(\begin{pmatrix} x \\ r \end{pmatrix}\right)^H\right] = \begin{bmatrix} E(xx^H) & E(xr^H) \\ E(rx^H) & E(rr^H) \end{bmatrix} \quad (12.1.27)$$

定义矢量  $x$  与  $r$  的协方差矩阵为

$$\mathbf{R}_{xr} = E(xr^H) \quad (12.1.28)$$

将式(12.1.7) 代入, 利用式(12.1.3), 且依据  $x$  与  $n$  相互独立的假设可得

$$\mathbf{R}_{xx} = E[x(x^H H^H + n^H)] = \frac{P}{n_T} H^H \quad (12.1.29)$$

一般地, 对于分块矩阵, 有如下的行列式计算定理

$$\begin{vmatrix} A & C \\ B & D \end{vmatrix} = |A| \cdot |D - CA^{-1}B| \quad (12.1.30)$$

应用式(12.1.30) 及式(12.1.3) 和式(12.1.5), 对于复合矢量  $u$  的协方差矩阵的行列式可以推导如下

$$\begin{aligned} |\mathbf{R}_{uu}| &= \left| \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{xx} & \mathbf{R}_{xr} \\ \mathbf{R}_{rx}^H & \mathbf{R}_{rr} \end{bmatrix} \right| = \begin{vmatrix} \frac{P}{n_T} I_{n_T} & \frac{P}{n_T} H^H \\ \frac{P}{n_T} H & \frac{P}{n_T} H H^H + \sigma^2 I_{n_R} \end{vmatrix} \\ &= \left| \frac{P}{n_T} I_{n_T} \right| \cdot \left| \frac{P}{n_T} H H^H + \sigma^2 I_{n_R} - \frac{P}{n_T} H^H \cdot \frac{n_T}{P} I_{n_T} \cdot \frac{P}{n_T} H \right| \\ &= \left| \frac{P}{n_T} I_{n_T} \right| \cdot |\sigma^2 I_{n_R}| \end{aligned} \quad (12.1.31)$$

将式(12.1.31)、式(12.1.3) 和式(12.1.5) 代入式(12.1.26), 可得到 MIMO 信道容量公式为

$$C = W \log_2 \frac{\left| \frac{P}{n_T} H H^H + \sigma^2 I_{n_R} \right|}{|\sigma^2 I_{n_R}|} = W \log_2 \left| I_{n_R} + \frac{P}{n_T \sigma^2} H H^H \right| \quad (12.1.32)$$

### 12.1.3 随机信道响应的 MIMO 系统容量

前面没有明确定义信道响应系数的统计特性。在实际系统中，信道响应矩阵常常是随机矩阵。一般地，矩阵的每个系数服从 Rayleigh 分布或 Rice 分布。我们主要讨论的信道类型有：

- (1) 信道响应矩阵  $H$  是随机矩阵，在每个符号周期  $T$  内保持不变，而符号之间随机变化，这种信道称为快衰落信道；
- (2) 信道响应矩阵  $H$  是随机矩阵，在固定数目的符号周期内保持不变，且持续时间远小于整个发送时间，这种信道称为块衰落信道；
- (3) 信道响应矩阵  $H$  是随机矩阵，且在整个发送时间都保持不变，这种信道称为慢衰落或准静态衰落信道。

我们主要分析这 3 种信道下的 MIMO 系统信道容量。首先考察单发单收快(块)衰落系统。此时信道响应服从自由度为 2 的  $\chi^2_2$  分布，可以表述为  $y = \chi^2_2 = z_1^2 + z_2^2$ ，其中， $z_1$  和  $z_2$  都是 0 均值独立高斯随机变量，方差都为  $1/2$ 。则对于这种单发单收系统，信道容量可以表示为

$$C = E\left[W \log_2 \left(1 + \frac{P}{\sigma^2} \right)\right] \quad (12.1.33)$$

式中，数学期望是对随机变量  $\chi^2_2$  进行的。

如前所述，对于 MIMO 快衰落信道，采用奇异值分解方法得到的系统容量为

$$C = E\left[W \log_2 \left| I_r + \frac{P}{n_T \sigma^2} Q \right| \right] \quad (12.1.34)$$

式中， $Q$  矩阵定义为

$$Q = \begin{cases} HH^H, & n_R < n_T \\ H^H H, & n_R \geq n_T \end{cases} \quad (12.1.35)$$

对于快衰落信道，由于信道响应是遍历随机过程，因此，可以对随机矩阵  $H$  取数学期望。

当天线数目较大时，式(12.1.34)给出的 MIMO 信道容量难以计算，可以利用拉盖尔(Laguerre)多项式展开得

$$C = W \int_0^\infty \log_2 \left(1 + \frac{P}{n_T \sigma^2} \lambda \right) \sum_{k=0}^{m-1} \frac{k!}{(k+n+m)!} [L_k^{n-m}(\lambda)]^2 \lambda^{n-m} e^{-\lambda} d\lambda \quad (12.1.36)$$

式中， $m = \min(n_T, n_R)$ ， $n = \max(n_T, n_R)$ ， $L_k^{n-m}(x)$  表示  $k$  阶拉盖尔多项式，定义为

$$L_k^{n-m}(x) = \frac{1}{k!} e^x x^{m-n} \frac{d^k}{dx^k} (e^{-x} x^{n-m+k}) \quad (12.1.37)$$

若引入新记号  $\tau = \frac{n}{m}$ ，增加  $m$  和  $n$  而保持  $\tau$  不变，则用  $m$  归一化的信道容量可以表述为

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{C}{m} = \frac{W}{2\pi} \int_{v_1}^{v_2} \log_2 \left(1 + \frac{Pm}{n_T \sigma^2} v \right) \sqrt{\left(\frac{v_2}{v} - 1\right) \left(1 - \frac{v_1}{v}\right)} dv \quad (12.1.38)$$

式中， $v_1 = (\sqrt{\tau} - 1)^2$ ， $v_2 = (\sqrt{\tau} + 1)^2$ 。

接着，考察准静态信道的 MIMO 系统容量。在准静态信道响应条件下，整个发送时间只有一个信道响应矩阵，因此这种信道是非遍历随机过程。严格意义上的香农信道容量为 0。但

如果引入截止(Outage)概率, 表征系统能够达到某个容量的概率, 则仍然可以刻画这种信道的系统容量。由此, 对于准静态信道, 需要引入截止容量概念。

给定系统发送容量  $R$ , 则系统的截止容量可以定义为

$$P_{\text{outage}}(R) = P_r \left\{ W \log_2 \left| I_r + \frac{P}{n_T \sigma^2} Q \right| < R \right\} \quad (12.1.39)$$

这就是 Foschini 等人引入的截止容量概念。在高信噪比条件下, 截止容量概率与误帧率相同。

在准静态衰落信道下, 可以通过 Monte Carlo 方法进行仿真, 求得信道容量。图 12.2 给出了信噪比  $\frac{E_b}{N_0} = 15\text{dB}$  条件下, 不同天线数目对应的信道容量累积分布函数(CCDF)。图 12.3 给出了  $n_T = n_R = 8$  条件下, 不同信噪比对应的累积分布函数。

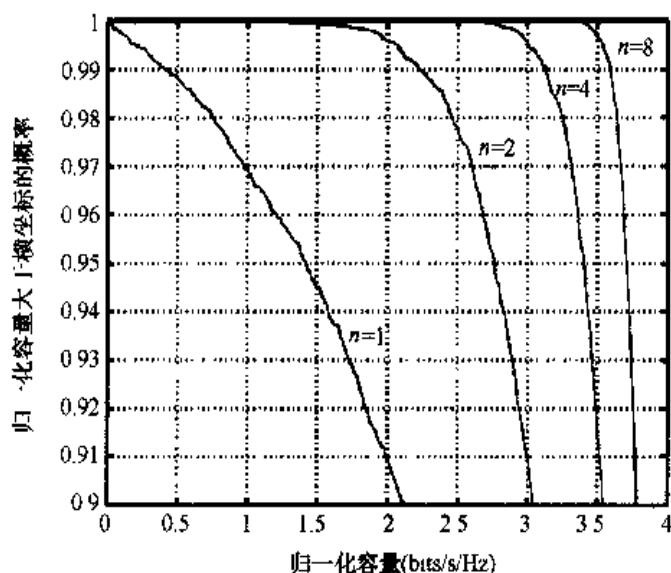


图 12.2 SNR 为 15dB 时, 准静态信道的信道容量累积分布函数

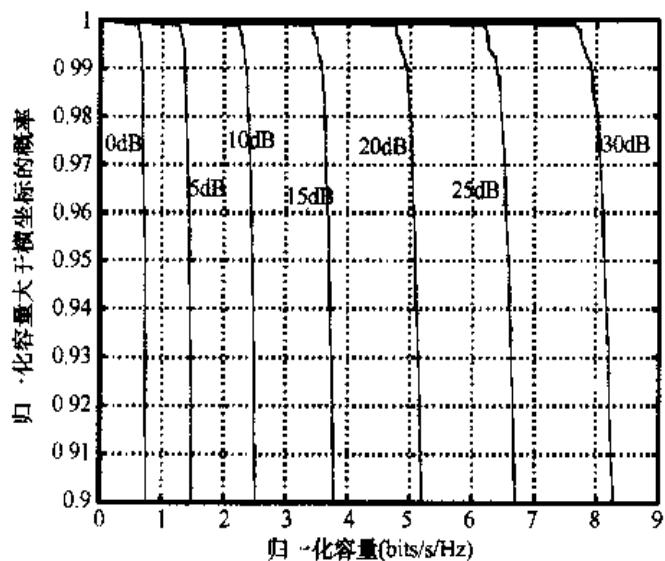


图 12.3  $n_T = n_R = 8$  时不同信噪比的 MIMO 系统信道容量

## 12.2 空时块编码(STBC)

前面介绍了 MIMO 系统信息论的一些基础知识，本节开始介绍一类高性能的空时编码方法——空时块编码(Space Time Block Code, STBC)。STBC 编码最先是由 Alamouti 引入的，采用了简单的两天线发分集编码的方式。这种 STBC 编码最大的优势在于，采用简单的最大似然译码准则，可以获得完全的天线增益。Tarokh 进一步将两天线 STBC 编码推广到多天线的形式<sup>[12, 27]</sup>，提出了通用的正交设计准则。

Alamouti 首先提出的两天线空时块码结构非常简单，并且具有高效的译码算法，能够获得全部发分集增益。本节介绍 Alamouti 空时块码的编码和译码算法。

### 1. Alamouti STBC 编码

在这种编码方案中，每组  $m$  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，根据下述变换将其映射为发送信号矩阵。

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (12.2.1)$$

天线 1 发送信号矩阵的第一行，天线 2 发送信号矩阵的第二行。编码器结构如图 12.4 所示。

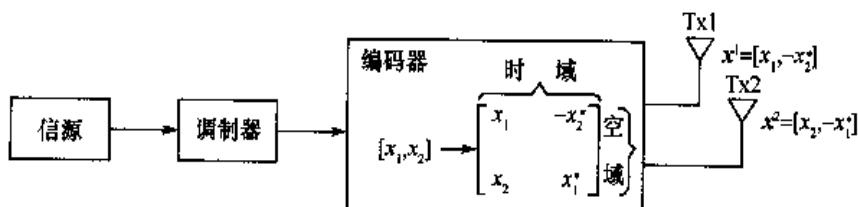


图 12.4 Alamouti 空时块编码器结构

由图可知，Alamouti 空时编码是在空域和时域上进行编码。令天线 1 和 2 的发送信号矢量分别为

$$\mathbf{x}^1 = [x_1, -x_2^*], \mathbf{x}^2 = [x_2, x_1^*] \quad (12.2.2)$$

这种空时编码的关键思想在于两个天线发送的信号矢量相互正交，即

$$\mathbf{x}^1 \cdot (\mathbf{x}^2)^H = x_1 x_2^* - x_2^* x_1 = 0 \quad (12.2.3)$$

相应地，编码矩阵具有如下性质

$$\mathbf{X} \cdot \mathbf{X}^H = \begin{bmatrix} |x_1|^2 + |x_2|^2 & 0 \\ 0 & |x_1|^2 + |x_2|^2 \end{bmatrix} = (|x_1|^2 + |x_2|^2) \mathbf{I}_2 \quad (12.2.4)$$

式中， $\mathbf{I}_2$  是  $2 \times 2$  的单位矩阵。

假设接收机采用单天线接收。发送天线 1 和 2 的块衰落信道响应系数为

$$h_1 = |h_1| e^{j\theta_1}, h_2 = |h_2| e^{j\theta_2} \quad (12.2.5)$$

在接收端，相邻两个符号周期接收到的信号可以表示为

$$\begin{cases} r_1 = h_1 x_1 + h_2 x_2 + n_1 \\ r_2 = -h_1 x_2^* + h_2 x_1^* + n_2 \end{cases} \quad (12.2.6)$$

式中， $n_1$  和  $n_2$  表示第一个符号和第二个符号的加性白高斯噪声样值。这种两发一收的接收机结构如图 12.5 所示。

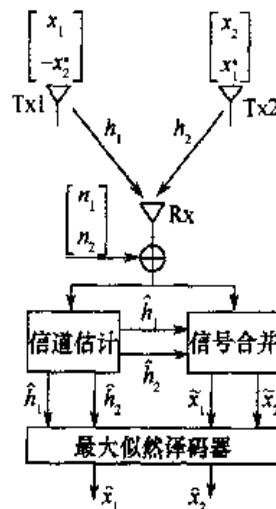


图 12.5 两发一收 STBC 接收机结构

## 2. STBC 最大似然译码(MLD) 算法

假设接收机可以获得理想信道估计，则最大似然译码算法要求在信号星座图上最小化如下的欧式距离度量

$$\begin{aligned} & d^2(r_1, h_1 \hat{x}_1 + h_2 \hat{x}_2) + d^2(r_2, -h_1 \hat{x}_2^* + h_2 \hat{x}_1^*) \\ &= |r_1 - h_1 \hat{x}_1 - h_2 \hat{x}_2|^2 + |r_2 + h_1 \hat{x}_2^* - h_2 \hat{x}_1^*|^2 \end{aligned} \quad (12.2.7)$$

式中， $\hat{x}_1, \hat{x}_2$  都是星座图上的信号点。

将式(12.2.7) 展开可得

$$\begin{aligned} & |r_1 - h_1 \hat{x}_1 - h_2 \hat{x}_2|^2 + |r_2 + h_1 \hat{x}_2^* - h_2 \hat{x}_1^*|^2 \\ &= |r_1|^2 + |h_1 \hat{x}_1 + h_2 \hat{x}_2|^2 - r_1 (h_1^* \hat{x}_1^* + h_2^* \hat{x}_2^*) - r_1^* (h_1 \hat{x}_1 + h_2 \hat{x}_2) + |r_2|^2 + |h_1 \hat{x}_2^* - h_2 \hat{x}_1^*|^2 \\ &\quad + r_2 (h_1^* \hat{x}_2 - h_2^* \hat{x}_1^*) + r_2^* (h_1 \hat{x}_2^* - h_2 \hat{x}_1^*) \\ &= |r_1|^2 + |h_1|^2 |\hat{x}_1|^2 + |h_2|^2 |\hat{x}_2|^2 - r_1 (h_1^* \hat{x}_1^* + h_2^* \hat{x}_2^*) - \\ &\quad r_1^* (h_1 \hat{x}_1 + h_2 \hat{x}_2) + |r_2|^2 + |h_1|^2 |\hat{x}_2|^2 + |h_2|^2 |\hat{x}_1|^2 + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& r_2(h_1^* \hat{x}_2 - h_2^* \hat{x}_1) + r_2^*(h_1 \hat{x}_2^* - h_2 \hat{x}_1^*) \\
= & |r_1|^2 + |r_2|^2 + (|h_1|^2 + |h_2|^2)(|\hat{x}_1|^2 + |\hat{x}_2|^2) + |h_1|^2 |r_1|^2 + \\
& |h_2|^2 |r_2|^2 + h_1^* r_1 h_2^* r_2 + h_1 r_1^* h_2 r_2^* - \hat{x}_1(\hat{r}_1^* h_1 + h_2^* \hat{x}_2^*) - \hat{x}_1^*(r_1 h_1^* + r_2^* h_2) + \\
& |\hat{x}_1|^2 + |h_2|^2 |r_1|^2 + |h_1|^2 |r_2|^2 - h_2^* r_1 h_1^* r_2 - h_2 r_1^* h_1 r_2^* - \hat{x}_2(r_1^* h_2 - r_2 h_1^*) - \\
& \hat{x}_2^*(r_1 h_2^* - r_2^* h_1) + |\hat{x}_2|^2 - |h_1|^2 |r_1|^2 - |h_2|^2 |r_2|^2 - |\hat{x}_1|^2 - |h_2|^2 |r_1|^2 - \\
& |h_1|^2 |r_2|^2 - |\hat{x}_2|^2 \\
= & (1 - |h_1|^2 - |h_2|^2)(|r_1|^2 + |r_2|^2) + (|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1)(|\hat{x}_1|^2 + |\hat{x}_2|^2) + \\
& |h_1^* r_1 + h_2 r_2^* - \hat{x}_1|^2 + |h_2^* r_1 - h_1 r_2^* - \hat{x}_2|^2 \tag{12.2.8}
\end{aligned}$$

由于式(12.2.8)中第一项是公共项,与信号点无关,可以忽略,这样可得最大似然译码判决准则为

$$(\hat{x}_1, \hat{x}_2) = \arg \min_{(\hat{x}_1, \hat{x}_2) \in C} (|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1)(|\hat{x}_1|^2 + |\hat{x}_2|^2) + d^2(\tilde{x}_1, \hat{x}_1) + d^2(\tilde{x}_2, \hat{x}_2) \tag{12.2.9}$$

式中,  $C$  表示调制符号对的组合;  $\tilde{x}_1$ ,  $\tilde{x}_2$  是判决统计量, 表示为

$$\begin{cases} \tilde{x}_1 = h_1^* r_1 + h_2 r_1^* \\ \tilde{x}_2 = h_2^* r_1 - h_1 r_2^* \end{cases} \tag{12.2.10}$$

将式(12.2.6)代入,可进一步化简为

$$\begin{cases} \tilde{x}_1 = (|h_1|^2 + |h_2|^2)x_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* \\ \tilde{x}_2 = (|h_1|^2 + |h_2|^2)x_2 - h_1 n_2^* - h_2^* n_1 \end{cases} \tag{12.2.11}$$

由此可知,给定信道响应,则两个判决统计量分别只是各自发送信号的函数。则最大似然译码准则可以分解为独立的两个准则,即

$$\begin{cases} \hat{x}_1 = \arg \min_{\tilde{x}_1 \in S} (|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1) |\hat{x}_1|^2 + d^2(\tilde{x}_1, \hat{x}_1) \\ \hat{x}_2 = \arg \min_{\tilde{x}_2 \in S} (|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1) |\hat{x}_2|^2 + d^2(\tilde{x}_2, \hat{x}_2) \end{cases} \tag{12.2.12}$$

当采用 MPSK 调制方式时,对于所有的信号点( $|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1$ ) $|\hat{x}_i|^2$ ,  $i = 1, 2$ 是常量,因此,最大似然判决准则可以进一步简化为

$$\begin{cases} \hat{x}_1 = \arg \min_{\tilde{x}_1 \in S} d^2(\tilde{x}_1, \hat{x}_1) = \arg \min_{\tilde{x}_1 \in S} |h_1^* r_1 + h_2 r_1^* - \hat{x}_1|^2 \\ \hat{x}_2 = \arg \min_{\tilde{x}_2 \in S} d^2(\tilde{x}_2, \hat{x}_2) = \arg \min_{\tilde{x}_2 \in S} |h_2^* r_1 - h_1 r_2^* - \hat{x}_2|^2 \end{cases} \tag{12.2.13}$$

上述MLD算法可以推广到多个接收天线的情况。令第  $j$  个接收天线相邻连续两个符号周

期的信号为

$$\begin{cases} r_1^i = h_{j,1}x_1 + h_{j,2}x_2 + n_1^i \\ r_2^i = -h_{j,1}x_2^* + h_{j,2}x_1^* + n_2^i \end{cases} \quad (12.2.14)$$

式中,  $h_{j,i}$  ( $i = 1, 2, \dots, n_R$ ,  $j = 1, 2$ ), 是从发送天线  $i$  到接收天线  $j$  的信道响应系数;  $n_1^i$ ,  $n_2^i$  分别表示相邻两时刻的加性噪声样值。

将式(12.2.10)进一步推广, 可以得到这种情况下的判决统计量为

$$\begin{cases} \tilde{x}_1 = \sum_{j=1}^{n_R} h_{j,1}^* r_1^i + h_{j,2}(r_2^i)^* \\ \tilde{x}_2 = \sum_{j=1}^{n_R} h_{j,2}^* r_1^i - h_{j,1}(r_2^i)^* \end{cases} \quad (12.2.15)$$

类似地, 可以得到独立的两个准则

$$\begin{cases} \hat{x}_1 = \arg \min_{\hat{x}_1 \in S} \left[ \left( \sum_{j=1}^{n_R} (|h_{j,1}|^2 + |h_{j,2}|^2) - 1 \right) |\hat{x}_1|^2 + d^2(\tilde{x}_1, \hat{x}_1) \right] \\ \hat{x}_2 = \arg \min_{\hat{x}_2 \in S} \left[ \left( \sum_{j=1}^{n_R} (|h_{j,1}|^2 + |h_{j,2}|^2) - 1 \right) |\hat{x}_2|^2 + d^2(\tilde{x}_2, \hat{x}_2) \right] \end{cases} \quad (12.2.16)$$

对于 MPSK 星座, MLD 也可以进一步简化为式(12.2.13)的形式。图 12.6 给出了几种 Alamouti 编码方案在准静态衰落信道下的系统性能。仿真中接收端采用理想信道估计, 调制方式是相干 BPSK 调制。

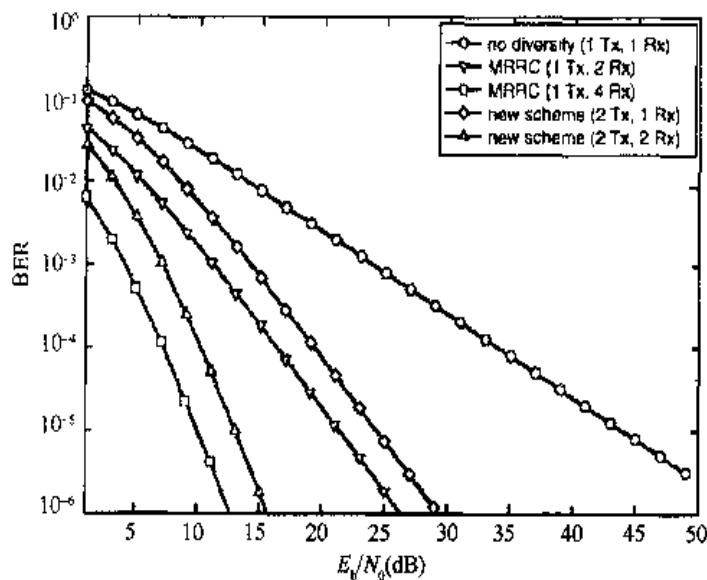


图 12.6 Alamouti 编码方案在准静态衰落信道下的系统性能

由图可知, 两发一收 Alamouti 编码的分级增益与一发两收最大比合并收分集系统的分级增益相同, 但信噪比损失 3dB。这主要是由于在 Alamouti 编码系统中, 每个天线的发送信号功率是一发两收分集接收系统的发送信号功率的一半造成的。如果将每个天线的发射功率

提高一倍，则两者的系统性能相同。同理，对于两发两收 Alamouti 系统和一发 4 收系统也有同样的结果。一般地，两发  $n_R$  收 Alamouti 系统获得的分集增益与一发  $2n_R$  收分集系统所获得的增益相同。

如前所述，采用非常简单的最大似然译码算法，Alamouti 编码就可以获得完全的分集增益。编码设计的关键在于保证两天线发送信号序列之间的正交性。因此，Tarokh 将正交设计思想推广到多个发送天线，提出了一般的正交空时块码设计方法<sup>[12, 27]</sup>。这些 STBC 码可以获得完全的分集增益，并且只需要利用线性信号处理进行简单的最大似然译码。

## 12.3 分层空时码

分层空时码(Layer Space-Time Codes, 简称 LST) 最早是由贝尔实验室的 Foschini 等人提出的<sup>[12, 10]</sup>。他们最初提出的对角化分层空时码可以达到 MIMO 信道容量的下界。分层空时码最大优点在于：允许采用一维的处理方法对多维空间信号进行处理，因此极大地降低了译码复杂度。一般地，分层空时码的接收机复杂度与数据速率成线性关系。本节讨论现有的几种分层空时码的基本结构，然后重点介绍 V-BLAST 的几种译码算法。

### 12.3.1 分层空时码(LST) 的分类与结构

分层空时码实际上描述了空时多维信号发送的结构，它可以和信道编码进行级联。最简单的未编码分层空时码就是著名的 V-BLAST，即垂直结构的分层空时码(VLST)，其编码方式如图 12.7 所示，比较简单。信息比特序列  $c$  首先经过串/并变换，得到并行的  $n_T$  个子码流，每个码流可以看做一层信息，然后分别进行  $M$  进制调制，得到调制符号  $x_i^i, i = 1, 2, \dots, n_T$ ，最后发送到相应的天线上。

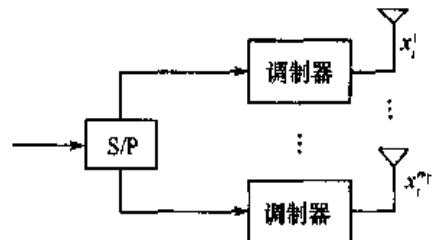


图 12.7 VLST 的结构

如果与编码器结合，可以得到各种结构的分层空时码。图 12.8 和图 12.9 给出了两种水平分层空时码(HLST) 的结构。图 12.10 给出了对角化分层空时码的结构。

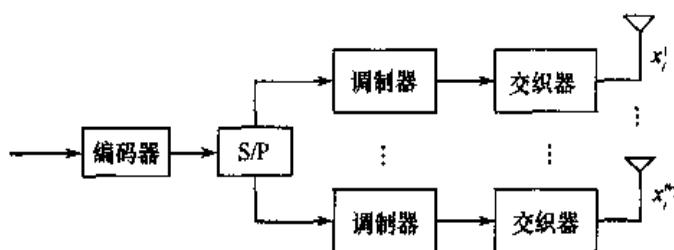


图 12.8 HLST 的一种结构

HLST 的两种结构都要经过编码、调制与交织处理，所不同的是编码器和串/并变换的位置略有差别，它们的编码矩阵都可以表示为

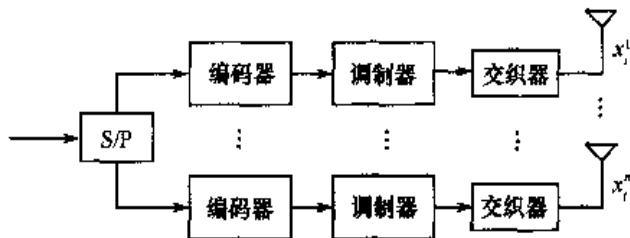


图 12.9 HLST 的另一种结构

$$X = \begin{bmatrix} x_1^1 & x_2^1 & \cdots & x_i^1 & \cdots \\ x_1^2 & x_2^2 & \cdots & x_i^2 & \cdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ x_1^{n_T} & x_2^{n_T} & \cdots & x_i^{n_T} & \cdots \end{bmatrix} \quad (12.3.1)$$

前述的 HLST 只利用了时域上的交织作用，如果采用空时二维交织，可以获得更好的性能。这就是如图 12.10 所示的对角化分层空时码(DLST) 和螺旋分层空时码(TLST) 结构。

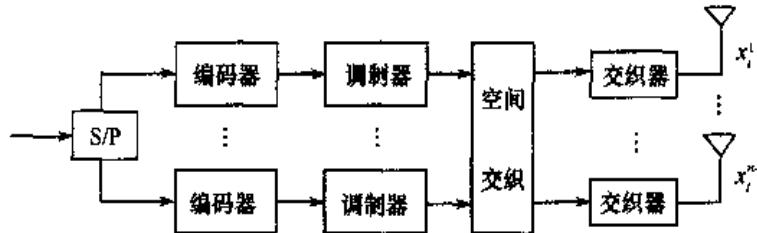


图 12.10 DLST 和 TLST 的一般结构

在 DLST 结构中，每一层的编码调制符号流沿着发送天线进行对角线分布，因此得名。也就是说，从天线 1 到天线  $n_T$ ，发送的符号之间进行了空时二维交织处理。以  $n_T = 4$  为例，这种处理可以分为两步，第一步处理，各层数据之间要引入相对时延，对应的符号矩阵为

$$\begin{bmatrix} x_1^1 & x_2^1 & x_3^1 & x_4^1 & x_5^1 & x_6^1 & x_7^1 & x_8^1 & \cdots \\ 0 & x_1^2 & x_2^2 & x_3^2 & x_4^2 & x_5^2 & x_6^2 & x_7^2 & \cdots \\ 0 & 0 & x_1^3 & x_2^3 & x_3^3 & x_4^3 & x_5^3 & x_6^3 & \cdots \\ 0 & 0 & 0 & x_1^4 & x_2^4 & x_3^4 & x_4^4 & x_5^4 & \cdots \end{bmatrix} \quad (12.3.2)$$

第二步处理，每个天线沿对角线发送符号，因此符号矩阵为

$$\begin{bmatrix} x_1^1 & x_1^2 & x_1^3 & x_1^4 & x_5^1 & x_5^2 & x_5^3 & x_5^4 & \cdots \\ 0 & x_2^1 & x_2^2 & x_2^3 & x_2^4 & x_6^1 & x_6^2 & x_6^3 & \cdots \\ 0 & 0 & x_3^1 & x_3^2 & x_3^3 & x_3^4 & x_7^1 & x_7^2 & \cdots \\ 0 & 0 & 0 & x_4^1 & x_4^2 & x_4^3 & x_4^4 & x_8^1 & \cdots \end{bmatrix} \quad (12.3.3)$$

由于 DLST 引入了空间交织，因此其性能要比 VLST 和 HLST 更好。但观察 DLST 的编 码矩阵结构可知，由于在矩阵的左下方引入了一些 0，导致码率或频谱效率小于 1，从而有一定损失。为了消除这种损失，可以采用螺旋分层空时码(TLST) 结构。以  $n_T = 4$  为例，这种处

理对应的符号矩阵为

$$\begin{bmatrix} x_1^1 & x_2^1 & x_3^1 & x_4^1 & x_5^1 & x_6^1 & x_7^1 & x_8^1 & \cdots \\ x_1^2 & x_2^2 & x_3^2 & x_4^2 & x_5^2 & x_6^2 & x_7^2 & x_8^2 & \cdots \\ x_1^3 & x_2^3 & x_3^3 & x_4^3 & x_5^3 & x_6^3 & x_7^3 & x_8^3 & \cdots \\ x_1^4 & x_2^4 & x_3^4 & x_4^4 & x_5^4 & x_6^4 & x_7^4 & x_8^4 & \cdots \end{bmatrix} \xrightarrow{\quad} \begin{bmatrix} x_1^1 & x_2^4 & x_3^3 & x_4^2 & x_5^1 & x_6^4 & x_7^3 & x_8^2 & \cdots \\ x_1^2 & x_2^1 & x_3^4 & x_4^3 & x_5^2 & x_6^1 & x_7^4 & x_8^3 & \cdots \\ x_1^3 & x_2^2 & x_3^1 & x_4^4 & x_5^3 & x_6^2 & x_7^1 & x_8^4 & \cdots \\ x_1^4 & x_2^3 & x_3^2 & x_4^1 & x_5^4 & x_6^3 & x_7^2 & x_8^1 & \cdots \end{bmatrix} \quad (12.3.4)$$

由编码结构可知, TLST 的每一列实际上是原始符号矩阵的循环一位。通过循环操作, 引入了空间交织, 并且数据速率没有损失。

### 12.3.2 VLST 的接收——迫零算法

分层空时码的译码有多种算法, 最优算法当然是最大似然译码(MLD) 算法。但 MLD 算法具有指数复杂度, 无法实用化, 因此学者们提出了各种简化算法。其中常用的检测算法包括: 迫零(ZF) 算法、QR 分解算法及 MMSE 算法。本节介绍 ZF 算法。

在准静态衰落信道下, 接收机  $t$  时刻收到的信号矢量可以表示为

$$\mathbf{r}_t = \mathbf{H}\mathbf{x}_t + \mathbf{n}_t \quad (12.3.5)$$

式中,  $\mathbf{r}_t$  表示  $n_R \times 1$  的接收信号矢量;  $\mathbf{H}$  是  $n_R \times n_T$  维信道响应矩阵;  $\mathbf{x}_t$  是  $n_T \times 1$  的发送信号矢量;  $\mathbf{n}_t$  是  $n_R \times 1$  的 AWGN 噪声矢量, 其每个分量都是均值为零, 方差为  $\sigma^2$  的相互独立的正态分布随机变量。

接收信号矢量是所有发送天线信号的叠加, 因此, 每个接收天线收到的都是有用信号与干扰信号的混叠。式(12.3.5)给出的信号模型与同步 CDMA 系统中多用户检测模型的数学本质是一致的。因此, 可以采用类似于多用户检测中的迫零算法进行天线间的干扰抵消, 从而进行信号检测。迫零算法的目的是: 首先检测从某一层的发送信号, 然后从其他层中抵消这一层信号造成的干扰, 逐次迭代, 最后完成整个信号矢量的检测。在 ZF 算法中, 进行信号干扰抵消的顺序对于系统性能有重要影响。我们引入整数序数集合

$$S = \{s_1, s_2, \dots, s_{n_T}\} \quad (12.3.6)$$

表示自然序数  $\{1, 2, \dots, n_T\}$  的某种排列。

ZF 算法可以描述为如下的迭代过程。

初始化:  $i = 1$

$$\mathbf{G}_i = \mathbf{H}^+ \quad (12.3.7)$$

迭代过程:

$$s_i = \arg \min_{j \in \{s_1, s_2, \dots, s_{i-1}\}} \|(\mathbf{G}_i)_j\|^2 \quad (12.3.8)$$

$$\mathbf{W}_{s_i} = (\mathbf{G}_i)_{s_i} \quad (12.3.9)$$

$$\mathbf{y}_{\bar{s}_i} = \mathbf{W}_{\bar{s}_i}^T \mathbf{r}_i \quad (12.3.10)$$

$$\hat{x}_{\bar{s}_i} = Q(\mathbf{y}_{\bar{s}_i}) \quad (12.3.11)$$

$$\mathbf{r}_{i+1} = \mathbf{r}_i - \hat{x}_{\bar{s}_i} (\mathbf{H})_{\bar{s}_i} \quad (12.3.12)$$

$$\mathbf{G}_{i+1} = \mathbf{H}_{\bar{s}_i}^+ \quad (12.3.13)$$

$$i = i + 1$$

式中,  $\mathbf{H}^+$  表示 Moore-Penrose 广义逆;  $\mathbf{H}_{\bar{s}_i}^+$  表示令  $s_1, s_2, \dots, s_i$  列为 0 得到的矩阵的广义逆;  $(\mathbf{G}_i)_j$  表示矩阵  $\mathbf{G}_i$  的第  $j$  行;  $Q(\cdot)$  函数表示根据星座图对检测信号进行硬判决解调。上述算法中, 式(12.3.8) 给出了干扰抵消的顺序。

上述算法中的干扰抵消顺序是根据每次迭代的广义逆矩阵接收列矢量信号能量来排序的, 这种排序是一种本地最优化方法。

图 12.11 给出了准静态衰落信道、QPSK 调制情况下, 两发两收、两发四收和两发八收系统采用迭代迫零算法检测的 BER 性能。由图可知, 随着接收天线数目的增加, 分集增益越来越大, 系统性能得到了极大改善。

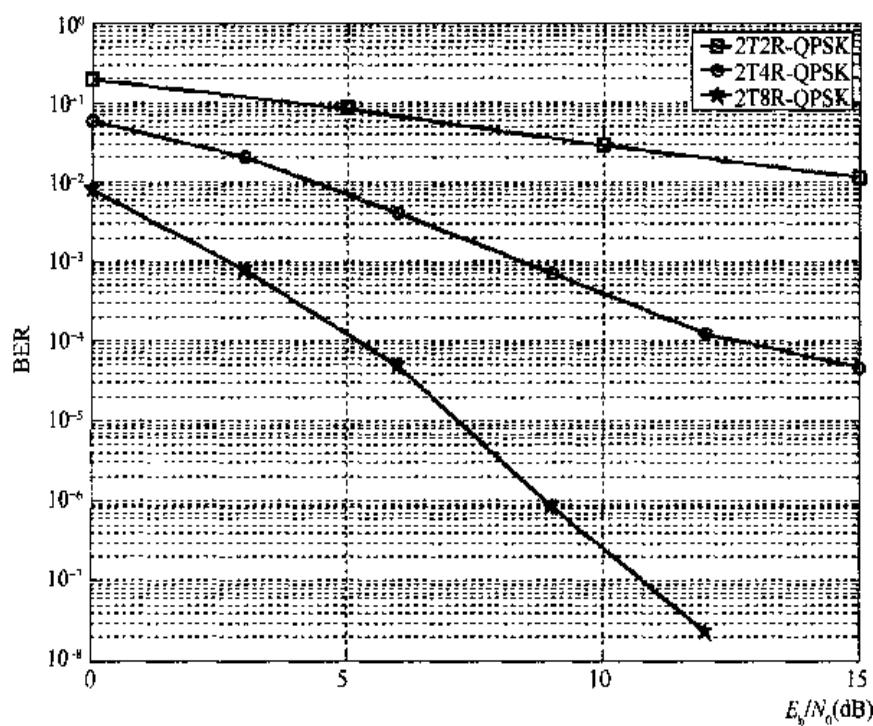


图 12.11 不同接收天线数目采用迫零算法的性能比较

### 12.3.3 VLST 的接收——QR 算法

VLST 也可以采用 QR 分解算法进行干扰抵消。一般地，当信道响应矩阵  $\mathbf{H}$  满足  $n_R \geq n_T$  条件时，则矩阵可以进行 QR 分解，得到

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}_R \mathbf{R} \quad (12.3.14)$$

式中， $\mathbf{U}_R$  是  $n_R \times n_T$  酉矩阵，而  $\mathbf{R}$  是  $n_T \times n_T$  的上三角矩阵，可以表示为

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & \cdots & R_{1,n_T} \\ 0 & R_{22} & \cdots & R_{2,n_T} \\ 0 & 0 & \cdots & R_{3,n_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & R_{n_T,n_T} \end{bmatrix} \quad (12.3.15)$$

式(12.3.5) 左乘  $\mathbf{U}_R^T$  可得接收矢量为

$$\mathbf{y}_t = \mathbf{U}_R^T \mathbf{r}_t = \mathbf{U}_R^T \mathbf{H} \mathbf{x}_t + \mathbf{U}_R^T \mathbf{n}_t \quad (12.3.16)$$

将式(12.3.15) 代入可得

$$\mathbf{y}_t = \mathbf{R} \mathbf{x}_t + \mathbf{v}_t \quad (12.3.17)$$

式中， $\mathbf{v}_t = \mathbf{U}_R^T \mathbf{n}_t$  表示白噪声矢量经过正交变换后的噪声矢量。上述表达式可以展开为

$$\begin{bmatrix} y_t^1 \\ y_t^2 \\ y_t^3 \\ \vdots \\ y_t^{n_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & \cdots & R_{1,n_T} \\ 0 & R_{22} & \cdots & R_{2,n_T} \\ 0 & 0 & \cdots & R_{3,n_T} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & R_{n_T,n_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_t^1 \\ x_t^2 \\ x_t^3 \\ \vdots \\ x_t^{n_T} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_t^1 \\ v_t^2 \\ v_t^3 \\ \vdots \\ v_t^{n_T} \end{bmatrix} \quad (12.3.18)$$

由式(12.3.18) 可知，接收矢量的每一个分量都可以表示为

$$y_t^i = \sum_{j=i}^{n_T} R_{ij} x_t^j + v_t^i, i = 1, 2, \dots, n_T \quad (12.3.19)$$

根据系数矩阵的上三角特性，可以采用迭代方法从下到上逐次解出各个发送信号分量为

$$\hat{x}_t^i = Q \left( \frac{y_t^i - \sum_{j=i+1}^{n_T} R_{ij} \hat{x}_t^j}{R_{ii}} \right), i = 1, 2, \dots, n_T \quad (12.3.20)$$

式中， $Q(\cdot)$  函数表示根据星座图对检测信号进行硬判决解调。

### 12.3.4 VLST 的接收——MMSE 算法

另一种常用的 VLST 检测算法是 MMSE 算法，即最小均方误差算法。该算法的目标函数是最小化发送信号矢量  $\mathbf{x}_t$  与接收信号矢量线性组合  $\mathbf{W}^H \mathbf{r}_t$  之间的均方误差，即

$$\arg \min_{\mathbf{W}} E[\|\mathbf{x}_t - \mathbf{W}^H \mathbf{r}_t\|^2] \quad (12.3.21)$$

式中,  $\mathbf{W}$  是  $n_R \times n_T$  的线性组合系数矩阵。由于上述目标函数是凸函数, 因此, 可以求其梯度得到最优解。

$$\begin{aligned} \nabla_{\mathbf{W}} E[\|\mathbf{x}_t - \mathbf{W}^H \mathbf{r}_t\|^2] &= \nabla_{\mathbf{W}} E[(\mathbf{x}_t - \mathbf{W}^H \mathbf{r}_t)^H (\mathbf{x}_t - \mathbf{W}^H \mathbf{r}_t)] \\ &= -E[\mathbf{r}_t^H (\mathbf{x}_t - \mathbf{W}^H \mathbf{r}_t)] - E[(\mathbf{x}_t - \mathbf{W}^H \mathbf{r}_t)^H \mathbf{r}_t] \\ &= 2E(\mathbf{r}_t^H \mathbf{W}^H \mathbf{r}_t) - 2E(\mathbf{r}_t^H \mathbf{x}_t) \end{aligned} \quad (12.3.22)$$

将式(12.3.5)代入可得

$$\begin{aligned} &= 2E[(\mathbf{Hx}_t + \mathbf{n}_t)^H \mathbf{W}^H (\mathbf{Hx}_t + \mathbf{n}_t)] - 2E[(\mathbf{Hx}_t \mathbf{n}_t^H)^H \mathbf{x}_t] \\ &= 2\mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{W}^H E(\mathbf{x}_t \mathbf{x}_t^H) + 2\mathbf{W}^H E(\mathbf{n}_t \mathbf{n}_t^H) - 2\mathbf{H}^H E(\mathbf{x}_t \mathbf{x}_t^H) \\ &= 2(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma^2 \mathbf{I}_{n_T}) \mathbf{W}^H - 2\mathbf{H}^H = 0 \end{aligned} \quad (12.3.23)$$

由此可得 MMSE 检测的系数矩阵为

$$\mathbf{W}^H = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma^2 \mathbf{I}_{n_T})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (12.3.24)$$

在上式推导过程中, 利用了  $E(\mathbf{x}_t \mathbf{x}_t^H) = \mathbf{I}_{n_T}$ ,  $E(\mathbf{n}_t \mathbf{n}_t^H) = \sigma^2 \mathbf{I}_{n_T}$  及  $E(\mathbf{x}_t \mathbf{n}_t^H) = 0$  的关系式。MMSE 检测与干扰抵消组合可以得到类似于 ZF 算法的迭代结构, 具体的算法流程如下。

初始化:

$$\begin{aligned} i &= n_T \\ \mathbf{r}_t^{n_T} &= \mathbf{r}_t \end{aligned} \quad (12.3.25)$$

当  $i \geq 1$  时, 进行如下的迭代操作:

$$\mathbf{W}^H = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma^2 \mathbf{I}_{n_T})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (12.2.26)$$

$$\mathbf{y}_t^i = \mathbf{W}_t^H \mathbf{r}^i \quad (12.3.27)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_t^i = Q(\mathbf{y}_t^i) \quad (12.3.28)$$

$$\mathbf{r}^{i-1} = \mathbf{r}^i - \hat{\mathbf{x}}_t^i \mathbf{h}_i \quad (12.3.29)$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_d^{-1} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1,n+1} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2,n+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_R+1} & h_{n_R+2} & \cdots & h_{n_R,n+1} \end{bmatrix} \quad (12.3.30)$$

$$i = i - 1$$

图 12.12 给出了  $n_T = n_R = 4$  条件下, 未编码的 VBALST 系统采用 QR 分解、MMSE 检测和 MMSE 迭代干扰抵消(排序和不排序)算法的性能。由图可知, 当采用排序和干扰抵消的 MMSE 检测时, 系统性能最好。

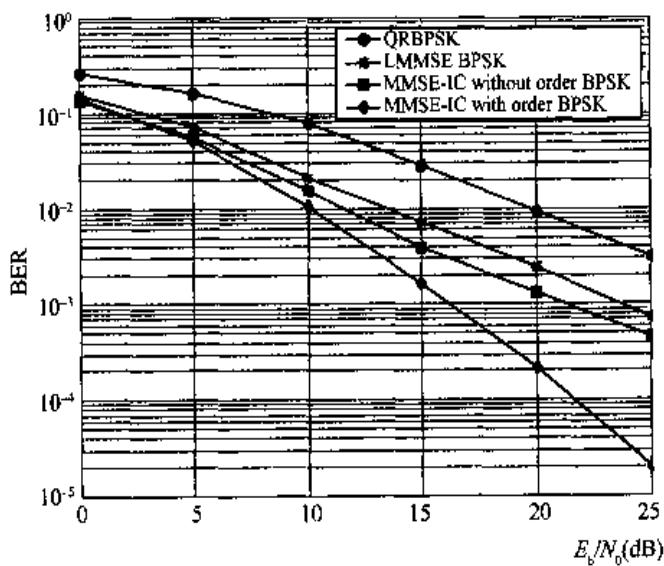


图 12.12 几种 VBALST 检测算法的性能比较

## 12.4 空时格码(STTC)

空时块码能够获得分集增益，但不能提供编码增益。分层空时码能够极大地提高系统的频谱效率，但它一般不能获得完全的分集增益。Tarokh、Seshadri 和 Calderbank<sup>[12.26]</sup>首次提出将信道编码、调制及收发分集联合优化的思想，构造了空时格码(STTC)。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。

本节介绍 STTC 编码器的结构、设计和优化准则，并通过仿真评估 STTC 码的性能。

### 12.4.1 STTC 信号模型

假设空时编码系统，发射端有  $n_T$  个天线，接收端有  $n_R$  个天线。在  $t$  时刻，送入 STTC 编码器的二进制信息比特流为

$$\mathbf{c}_t = (c_t^1, c_t^2, \dots, c_t^m) \quad (12.4.1)$$

STTC 编码器将  $m$  个信息比特编码为  $p n_T$  个编码比特，送入  $M = 2^m$  进制的线性调制器，经过串/并变换后，成为  $p n_T$  维的符号矢量(对于 Smart-greedy 码和 Smart-robust 码， $p > 1$ ，通常假设  $p = 1$ )

$$\mathbf{x}_t = (x_t^1, x_t^2, \dots, x_t^{p n_T})^T \quad (12.4.2)$$

这并行的  $n_T$  个输出同时送入对应的天线单元，就完成了 STTC 的编码工作。这样整个 STTC 编码器的码率为  $R = m / p n_T$ 。STTC 编码系统的结构如图 12.13 所示。

令  $t$  时刻第  $i$  个天线的发送符号为  $\sqrt{E_i} x_i^j$ ，其中  $x_i^j$  是归一化的调制信号， $E_i$  表示信号能量。如前所述，在  $t$  时刻符号序列  $\sqrt{E_1} x_1^j, \dots, \sqrt{E_{n_T}} x_{n_T}^j$  是同时发送的。在接收端，每个天线上接收到的信号是  $n_T$  个发送天线收到独立信道衰落后的线性叠加信号。令  $r_i^j$  表示接收端第  $j$  个

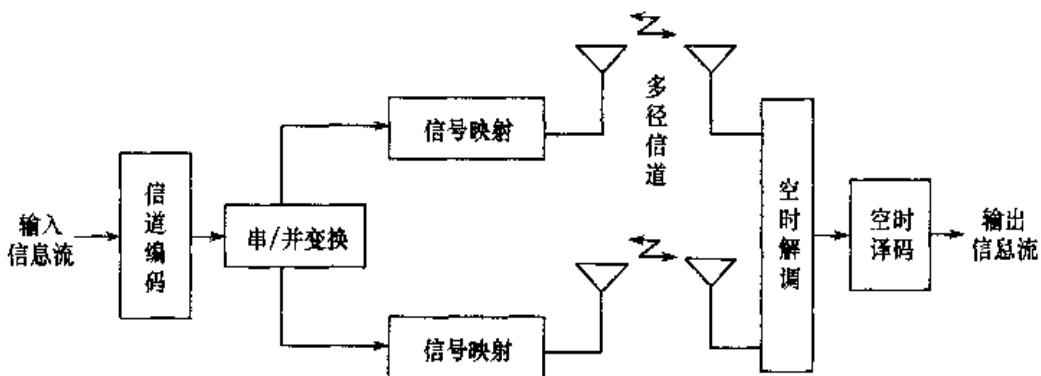


图 12.13 STTC 编码系统结构图

天线  $t$  时刻收到的信号。则该信号可以表示为

$$r_t^j = \sum_{i=1}^{n_T} \alpha_{ji}^t \sqrt{E_s} x_i^t + n_t^j \quad j = 1, 2, \dots, n_R, t = 1, 2, \dots, N_f \quad (12.4.3)$$

式中,  $N_f$  是数据帧长,  $n_j(k)$  是复白高斯随机序列, 均值为 0, 其实部与虚部的方差为  $\text{Var}[\text{Re}(n_t^j)] = \text{Var}[\text{Im}(n_t^j)] = N_0/2$ 。信道衰落系数  $\alpha_{ij}$  表示  $t$  时刻, 从发送天线  $i$  到接收天线  $j$  的路径增益,  $i = 1, 2, \dots, n_T, j = 1, 2, \dots, n_R$ 。假设信道衰落为准静态衰落, 则信道响应为高斯随机过程, 均值为 0, 方差为 1, 在一帧中衰落系数保持不变。

令  $t$  时刻接收信号矢量为

$$\mathbf{r}_t = (r_t^1, r_t^2, \dots, r_t^{n_R})^T \quad (12.4.4)$$

噪声矢量为

$$\mathbf{n}_t = (n_t^1, n_t^2, \dots, n_t^{n_R})^T \quad (12.4.5)$$

信道响应矩阵为

$$\mathbf{H}_t = \begin{bmatrix} \alpha_{1,1}^t & \alpha_{1,2}^t & \cdots & \alpha_{1,n_T}^t \\ \alpha_{2,1}^t & \alpha_{2,2}^t & \cdots & \alpha_{2,n_T}^t \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{n_R,1}^t & \alpha_{n_R,2}^t & \cdots & \alpha_{n_R,n_T}^t \end{bmatrix} \quad (12.4.6)$$

则  $t$  时刻系统的矢量表示形式为

$$\mathbf{r}_t = \mathbf{H}_t \mathbf{x}_t + \mathbf{n}_t \quad (12.4.7)$$

则信道响应矩阵的统计特性满足  $E(\mathbf{H}_t) = \mathbf{0}$ ,  $E(\mathbf{H}_t \mathbf{H}_t^H) = \mathbf{I}_{n_T}$ ,  $\mathbf{I}_{n_T}$  表示  $n_T$  阶单位矩阵,  $H$  表示共轭转置。噪声矢量的统计特性满足  $E(\mathbf{n}_t) = \mathbf{0}$ ,  $E(\mathbf{n}_t \mathbf{n}_t^H) = N_0 \mathbf{I}_{n_R}$ 。

如果去掉时间下标, 则接收信号的总体矢量形式为

$$\mathbf{R} = \sqrt{E_s} \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{N} \quad (12.4.8)$$

式中,  $n_R \times N_f$  维接收信号矩阵  $\mathbf{R} = (\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_{N_f})$ , 表示一帧的接收数据;  $n_T \times N_f$  维发送

信号矩阵  $\mathbf{X} = (x_1, x_2, \dots, x_{N_f})$ , 表示一帧的发送数据;  $n_R \times (n_T N_f)$  维信道响应矩阵  $\mathbf{H} = (\mathbf{H}_1, \mathbf{H}_2, \dots, \mathbf{H}_{N_f})$ , 表示一帧时间内的信道响应;  $n_R \times N_f$  维噪声矩阵  $\mathbf{N} = (n_1, n_2, \dots, n_{N_f})$ 。

### 12.4.2 STTC 编码器结构

前面介绍了 STTC 系统的信号模型, 下面详细描述 STTC 编码器的一般结构。STTC 编码器实际上是定义在有限域上的卷积编码器。对于  $n_T$  个发送天线, 采用 MPSK 调制的 STTC 编码器结构如图 12.14 所示。

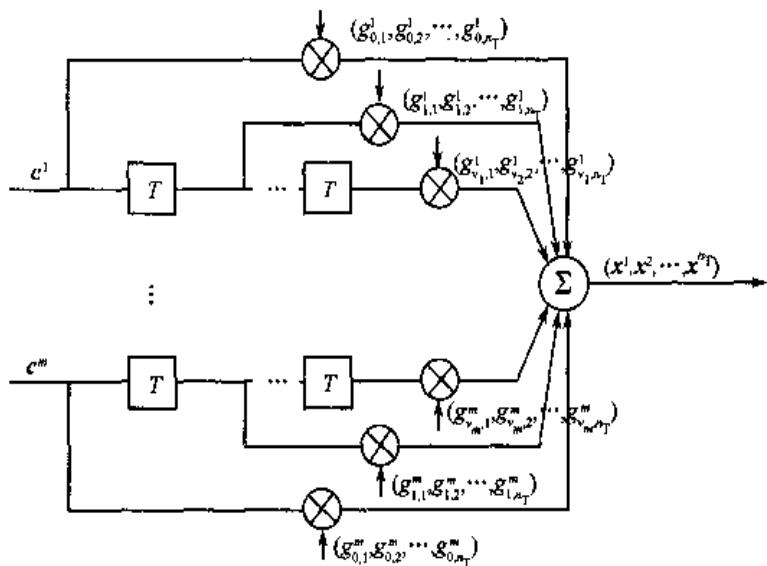


图 12.14 STTC 编码器的一般结构

编码器输入的信息比特流  $c$  可以表示为

$$c = (c_0, c_1, \dots, c_t, \dots) \quad (12.4.9)$$

式中,  $c_t$  表示  $t$  时刻的  $m = \log_2 M$  比特矢量, 即

$$c_t = (c_t^1, c_t^2, \dots, c_t^m) \quad (12.4.10)$$

编码器将输入比特流映射为 MPSK 调制符号流, 可以表示为

$$x = (x_0, x_1, \dots, x_t, \dots) \quad (12.4.11)$$

式中,  $x_t$  表示  $t$  时刻的符号矢量, 即

$$x_t = (x_t^1, x_t^2, \dots, x_t^{n_T})^T \quad (12.4.12)$$

如图 12.14 所示, STTC 编码器由移位寄存器、模  $M$  乘法器和加法器等运算单元构成。 $m$  个比特流  $c^1, c^2, \dots, c^m$  送入编码器的一组  $m$  个移位寄存器中, 第  $k$  个输入比特流  $c^k = (c_0^k, c_1^k, \dots, c_t^k, \dots)$  ( $k = 1, 2, \dots, m$ ), 送入第  $k$  个移位寄存器中, 然后与相应的编码器抽头系数相乘, 所有乘法器对应的结果模  $M$  求和, 得到编码器的输出符号流  $x = (x^1, x^2, \dots, x^{n_T})$ 。 $m$  组

抽头系数可以表示为

$$\mathbf{g}^1 = [(g_{0,1}^1, g_{0,2}^1, \dots, g_{0,n_T}^1), (g_{1,1}^1, g_{1,2}^1, \dots, g_{1,n_T}^1), \dots, (g_{v_1,1}^1, g_{v_1,2}^1, \dots, g_{v_1,n_T}^1)]$$

$$\mathbf{g}^2 = [(g_{0,1}^2, g_{0,2}^2, \dots, g_{0,n_T}^2), (g_{1,1}^2, g_{1,2}^2, \dots, g_{1,n_T}^2), \dots, (g_{v_2,1}^2, g_{v_2,2}^2, \dots, g_{v_2,n_T}^2)] \quad (12.4.13)$$

$$\vdots$$

$$\mathbf{g}^m = [(g_{0,1}^m, g_{0,2}^m, \dots, g_{0,n_T}^m), (g_{1,1}^m, g_{1,2}^m, \dots, g_{1,n_T}^m), \dots, (g_{v_m,1}^m, g_{v_m,2}^m, \dots, g_{v_m,n_T}^m)]$$

式中, 抽头系数  $g_{j,i}^k \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ ,  $k = 1, 2, \dots, m$ ,  $j = 1, 2, \dots, v_k$ ,  $i = 1, 2, \dots, n_T$ ,  $v_k$  是第  $k$  个编码分支的记忆长度。

由此  $t$  时刻第  $i$  个天线编码器的输出符号  $x_t^i$  可以表示为

$$x_t^i = \sum_{k=1}^m \sum_{j=0}^{v_k} g_{j,i}^k c_{t-j}^k \bmod M, \quad i = 1, 2, \dots, n_T \quad (12.4.14)$$

编码器中移位寄存器的总数则为

$$v = \sum_{k=1}^m v_k \quad (12.4.15)$$

则 STTC 编码器对应的 Trellis 状态数为  $2^v$ 。

上述的抽头系数组合实际上就是卷积编码器的生成多项式系数。一般地, STTC 编码器可以用生成多项式描述, 即

$$G_i^k(D) = \sum_{j=0}^{v_k} g_{j,i}^k D^j = g_{0,i}^k + g_{1,i}^k D + \dots + g_{v_k,i}^k D^{v_k} \bmod M$$

$$k = 1, 2, \dots, m, i = 1, 2, \dots, n_T \quad (12.4.16)$$

则 STTC 编码器对应的多项式生成矩阵可以表示为

$$G(D) = \begin{bmatrix} G_1^1(D) & G_2^1(D) & \cdots & G_{n_T}^1(D) \\ G_1^2(D) & G_2^2(D) & \cdots & G_{n_T}^2(D) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_1^m(D) & G_2^m(D) & \cdots & G_{n_T}^m(D) \end{bmatrix} \quad (12.4.17)$$

### 12.4.3 STTC 编码设计准则

下面分析 STTC 的系统性能。定义  $n \times n$  维的 Hermitian 矩阵  $A \in \mathbb{C}^{n \times n}$ , 如果  $\forall u \in \mathbb{C}^n$ , 满足  $u A u^H \geq 0$ , 则称矩阵是非负定的。一个  $n \times n$  维的矩阵  $V \in \mathbb{C}^{n \times n}$ , 如果满足  $V V^H = I$  的条件, 则称为酉矩阵。一个  $n \times N$  维的矩阵  $B \in \mathbb{C}^{n \times N}$ , 如果满足  $B B^H = A$  的条件, 则称它为矩阵  $A$  的平方根。

假设发射端的编码调制符号矩阵为

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1^1 & x_2^1 & \cdots & x_{N_f}^1 \\ x_1^2 & x_2^2 & \cdots & x_{N_f}^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots \\ x_1^{n_T} & x_2^{n_T} & \cdots & x_{N_f}^{n_T} \end{bmatrix} \quad (12.4.18)$$

而接收端经过译码判决后的符号矩阵为

$$\hat{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} \hat{x}_1^1 & \hat{x}_2^1 & \cdots & \hat{x}_{N_f}^1 \\ \hat{x}_1^2 & \hat{x}_2^2 & \cdots & \hat{x}_{N_f}^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{x}_1^{n_T} & \hat{x}_2^{n_T} & \cdots & \hat{x}_{N_f}^{n_T} \end{bmatrix} \quad (12.4.19)$$

我们采用最大似然(ML)译码准则, 即

$$\arg \max_{\hat{\mathbf{X}}} (\|\mathbf{R} - \sqrt{E_s} \mathbf{H} \mathbf{X}\|_F^2 \geq \|\mathbf{R} - \sqrt{E_s} \mathbf{H} \hat{\mathbf{X}}\|_F^2) \quad (12.4.20)$$

式中,  $\|\mathbf{U}_{m \times n}\|_F$  表示矩阵  $\mathbf{U}$  的 Frobenius 范数, 即  $\|\mathbf{U}\|_F = \sqrt{\sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n |u_{ij}|^2}$ 。

将式(12.4.3)代入式(12.4.20)可得

$$\arg \max_{\hat{\mathbf{X}}} \left( \sum_{t=1}^{N_f} \sum_{j=1}^{n_R} \left| r_t^j - \sqrt{E_s} \sum_{i=1}^{n_T} a_{ji}^t x_i^t \right|^2 \geq \sum_{t=1}^{N_f} \sum_{j=1}^{n_R} \left| r_t^j - \sqrt{E_s} \sum_{i=1}^{n_T} a_{ji}^t \hat{x}_i^t \right|^2 \right) \quad (12.4.21)$$

将上式展开, 可以得到等价的 ML 准则

$$\arg \max_{\hat{\mathbf{X}}} \left( \sum_{t=1}^{N_f} \sum_{j=1}^{n_R} 2 \operatorname{Re} \left\{ \sqrt{E_s} (r_t^j)^* \sum_{i=1}^{n_T} a_{ji}^t (\hat{x}_i^t - x_i^t) \right\} \geq \sum_{t=1}^{N_f} \sum_{j=1}^{n_R} \left| \sqrt{E_s} \sum_{i=1}^{n_T} a_{ji}^t (\hat{x}_i^t - x_i^t) \right|^2 \right) \quad (12.4.22)$$

上式左端是均值为 0 的高斯随机变量, 在理想估计条件下, 右端为常数, 定义修正的平方欧式距离  $d^2(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$  为

$$d^2(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) = \|\mathbf{H} \cdot (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})\|_F^2 = \sum_{t=1}^{N_f} \sum_{j=1}^{n_R} \left| \sum_{i=1}^{n_T} a_{ji}^t (x_i^t - \hat{x}_i^t) \right|^2 \quad (12.4.23)$$

则在给定信道响应矩阵的条件下的 ML 译码错误概率为

$$P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}} | \mathbf{H}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \sqrt{\frac{E_s}{4N_0}} d^2(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \right] \leq \frac{1}{2} \exp \left[ -\frac{E_s}{4N_0} d^2(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \right] \quad (12.4.24)$$

式中,  $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2} dt$  是误差补函数。

定义成对差错概率  $P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$  表示发送编码矩阵为  $\mathbf{X}$ 、判决为  $\hat{\mathbf{X}}$  的错误概率。下面讨论 STTC 在准静态衰落信道和快衰落信道条件下的设计准则。

### 1. 准静态衰落信道条件下 STTC 设计准则

在准静态衰落信道条件下, 信道响应矩阵与时间无关, 即  $a_{ji}^t = a_{ji}$ ,  $i = 1, 2, \dots, n_T, j = 1, 2, \dots, n_R$ 。

平方欧式距离  $d^2(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$  实际上是一个二次型, 因此可以展开为

$$d^2(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) = \sum_{j=1}^{n_R} \mathbf{h}_j \mathbf{A}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \mathbf{h}_j^H \quad (12.4.25)$$

式中,  $\mathbf{h}_j = (a_{j1}, a_{j2}, \dots, a_{jn_T})$ ,  $n_T \times n_T$  维矩阵  $\mathbf{A}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$  的每一个元素为  $A_{pq} = \sum_{t=1}^{n_T} [(x_t^i)_p - (\hat{x}_t^i)_p][(x_t^i)_q - (\hat{x}_t^i)_q]^*$ , 称为符号距离矩阵。定义符号序列差矩阵  $\mathbf{B}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$  为

$$\mathbf{B}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) = \mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} x_1^1 - \hat{x}_1^1 & x_2^1 - \hat{x}_2^1 & \cdots & x_{N_f}^1 - \hat{x}_{N_f}^1 \\ x_1^2 - \hat{x}_1^2 & x_2^2 - \hat{x}_2^2 & \cdots & x_{N_f}^2 - \hat{x}_{N_f}^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{n_T}^1 - \hat{x}_{n_T}^1 & x_{n_T}^2 - \hat{x}_{n_T}^2 & \cdots & x_{N_f}^{n_T} - \hat{x}_{N_f}^{n_T} \end{bmatrix} \quad (12.4.26)$$

则显然符号差矩阵  $\mathbf{B}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$  是矩阵  $\mathbf{A}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$  的平方根, 这样, 矩阵  $\mathbf{A}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$  具有非负特征值。

接着对矩阵  $\mathbf{A}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$  进行特征分解, 可以得到  $\mathbf{V}\mathbf{A}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})\mathbf{V}^H = \mathbf{D}$ , 其中酉矩阵  $\mathbf{V} = (\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_{n_T})^T$ ,  $\mathbf{v}_i$  ( $i = 1, 2, \dots, n_T$ ) 是  $\mathbf{A}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$  的特征矢量,  $\mathbf{D} = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{n_T})$ , 将  $\mathbf{A}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) = \mathbf{V}^H \mathbf{D} \mathbf{V}$  代入式(12.4.25), 可以得到

$$d^2(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) = \sum_{j=1}^{n_R} \mathbf{h}_j \mathbf{V}^H \mathbf{D} \mathbf{V} \mathbf{h}_j^H = \sum_{j=1}^{n_R} \sum_{i=1}^{n_T} \lambda_j |\beta_{ji}|^2 \quad (12.4.27)$$

式中,  $(\beta_{j1}, \beta_{j2}, \dots, \beta_{jn_T}) = \mathbf{h}_j \mathbf{V}^H$ ,  $\beta_{ji} = \mathbf{h}_j \mathbf{v}_i^H$ 。

由于  $a_{ji}$  是高斯随机变量, 均值为  $E(a_{ji})$ , 方差为 1, 而  $\{\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_{n_T}\}$  是标准正交基, 因此,  $\beta_{ji}$  是相互独立的复高斯随机变量, 则

$$E(\beta_{ji}) = E(\mathbf{h}_j) \mathbf{v}_i^H = E(a_{j1}, a_{j2}, \dots, a_{jn_T}) \mathbf{v}_i^H \quad (12.4.28)$$

令  $K^j = |E(\beta_{ji})|^2$ , 则  $|\beta_{ji}|$  服从 Rician 分布, 其概率密度为

$$f(|\beta_{ji}|) = 2 |\beta_{ji}| \exp(-|\beta_{ji}|^2 - K^j) I_0(2 |\beta_{ji}| \sqrt{K^j}) \quad (12.4.29)$$

式中,  $I_0(\cdot)$  是第一类修正的 0 阶贝塞尔函数。

则对独立的一组 Rician 变量  $|\beta_{ji}|$  进行平均就可以得到成对差错概率  $P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$ , 即

$$P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \leq \int_0^\infty \cdots \int_0^\infty P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}} | \mathbf{H} |) f(|\beta_{11}|) f(|\beta_{12}|) \cdots f(|\beta_{n_R n_T}|) \cdot d|\beta_{11}| d|\beta_{12}| \cdots d|\beta_{n_R n_T}| \quad (12.4.30)$$

将式(12.4.24)代入上式可得

$$P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \leq \prod_{j=1}^{n_R} \left[ \prod_{i=1}^{n_T} \frac{1}{1 + \frac{E_s}{4N_0} \lambda_i} \exp \left( -\frac{K^j + \frac{E_s}{4N_0} \lambda_i}{1 + \frac{E_s}{4N_0} \lambda_i} \right) \right] \quad (12.4.31)$$

如果  $K^j = 0$ , 即在 Rayleigh 衰落信道下, 则上式变为

$$P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \leq \left[ \prod_{i=1}^{n_T} \frac{1}{1 + \frac{E_s}{4N_0} \lambda_i} \right]^{n_R} \quad (12.4.32)$$

令  $r = \text{Rank}[\mathbf{A}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})]$  表示矩阵的秩, 则  $\mathbf{A}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$  矩阵有  $r$  个特征值为 0,  $n - r$  个特征值非 0, 令  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_r$  表示矩阵  $\mathbf{A}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$  的非零特征值。在高信噪比条件下, 式(12.4.32)可以表示为

$$P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \leq \left( \prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{-n_R} \left( \frac{E_s}{4N_0} \right)^{-n_R} \quad (12.4.33)$$

由上式可知, STTC 编码的收发分集增益为  $n_R$ , 与信噪比成负指数关系, 而在相同分集增益条件下, 与未编码系统相比, STTC 的编码增益为  $\left( \prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{\frac{1}{r}}$ 。因此, STTC 编码的性能主要由分集增益和编码增益决定。从而可以得到准静态衰落信道条件下 STTC 码的设计准则。

### (1) 秩准则

为了得到最大的分集增益  $n_T n_R$ , 对于任意的编码矩阵对  $(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$ , 信号差矩阵  $\mathbf{B}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$  必须满秩。如果  $\mathbf{B}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$  的秩为  $r$ , 则 STTC 编码获得的分集增益为  $n_R$ 。

### (2) 行列式准则

当 STTC 编码可以得到分集增益  $n_T n_R$  时, 则  $\prod_{i=1}^{n_T} \lambda_i$  就是矩阵  $\mathbf{A}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$  的行列式。因此在满秩条件下, 设计最优码应当使最小的行列式  $\mathbf{A}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$  最大化。如果矩阵不满秩, 则应使最小特征值乘积最大化。

## 2. 快衰落信道条件下 STTC 设计准则

上述在准静态衰落信道条件下的分析可以直接推广到快衰落信道。在每一时刻  $t$ , 定义符号差矢量  $\mathbf{F}(x_t, \hat{x}_t)$  为

$$\mathbf{F}(x_t, \hat{x}_t) = (x_t^1 - \hat{x}_t^1, x_t^2 - \hat{x}_t^2, \dots, x_t^{n_T} - \hat{x}_t^{n_T})^T \quad (12.4.34)$$

类似地, 引入  $n_T \times n_T$  的信号距离矩阵

$$\mathbf{C}(x_t, \hat{x}_t) = \mathbf{F}(x_t, \hat{x}_t) \mathbf{F}^H(x_t, \hat{x}_t) \quad (12.4.35)$$

显然,  $\mathbf{C}(x_t, \hat{x}_t)$  是 Hermitian 矩阵。因此存在酉矩阵  $\mathbf{V}_t$  和对角矩阵  $\mathbf{D}_t$ , 满足  $\mathbf{V}_t \mathbf{C}(x_t, \hat{x}_t) \mathbf{V}_t^H =$

$\mathbf{D}_t$ 。 $\mathbf{V}_t$  矩阵的行矢量  $v_t^i (i = 1, 2, \dots, n_T)$  是  $C(x_t, \hat{x}_t)$  的特征矢量,  $\mathbf{D}_t = \text{diag}(D_t^1, D_t^2, \dots, D_t^{n_T})$ 。

当  $x_t = \hat{x}_t$  时,  $C(x_t, \hat{x}_t)$  是全 0 矩阵, 秩为 0,  $\forall i, D_t^i = 0$ 。而当  $x_t \neq \hat{x}_t$ , 矩阵  $C(x_t, \hat{x}_t)$  中的每个元素都是  $x_t^i - \hat{x}_t^i$  的倍数, 因此, 所有行(列)之间线性相关, 从而该矩阵的秩为 1, 只有一个非 0 特征值, 其余  $n_T - 1$  个特征值都为 0。令  $D_t^1$  表示非 0 特征值, 则它应当等于两个符号矢量的平方欧式距离, 即

$$D_t^1 = |x_t - \hat{x}_t|^2 = \sum_{i=1}^{n_T} |x_t^i - \hat{x}_t^i|^2 \quad (12.4.36)$$

令其对应的特征矢量为  $v_t^1$ 。

相应地, 定义信道响应矢量  $\mathbf{h}_t^i = (a_{j1}^i, a_{j2}^i, \dots, a_{jn_R}^i)$ , 则式(12.4.25) 可以改写为

$$d^2(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) = \sum_{t=1}^{N_f} \sum_{j=1}^{n_R} \sum_{i=1}^{n_T} D_t^i |\beta_{ji}^t|^2 \quad (12.4.37)$$

式中,  $\beta_{ji}^t = \mathbf{h}_t^i v_t^i H$ 。由于每时刻最多有一个非 0 特征值, 因此上式可以化简为

$$d^2(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) = \sum_{t \in \Omega(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})} \sum_{j=1}^{n_R} D_t^1 |\beta_{j1}^t|^2 = \sum_{t \in \Omega(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})} \sum_{j=1}^{n_R} |x_t - \hat{x}_t|^2 \cdot |\beta_{j1}^t|^2 \quad (12.4.38)$$

式中,  $\Omega(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) = \{t \mid x_t \neq \hat{x}_t, t = 1, 2, \dots, N_f\}$  表示所有  $x_t \neq \hat{x}_t$  的时间集合。将式(12.4.38)代入式(12.4.24) 可得

$$P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}} \mid \mathbf{H}) \leq \frac{1}{2} \exp \left( -\frac{E_s}{4N_0} \sum_{t \in \Omega(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})} \sum_{j=1}^{n_R} |x_t - \hat{x}_t|^2 \cdot |\beta_{j1}^t|^2 \right) \quad (12.4.39)$$

类似地,  $\beta_{j1}^t$  也是相互独立的复高斯随机变量, 因此可以得到快衰落信道条件下的成对差错概率为

$$P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \leq \prod_{t \in \Omega(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})} \left( |x_t - \hat{x}_t|^2 \cdot \frac{E_s}{4N_0} \right)^{-n_R} \quad (12.4.40)$$

由上式可知, 在快衰落信道条件下, STTC 编码的收发分集增益为  $|\Omega(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})| n_R$ , 与信噪比成负指數关系, 而在相同分集增益条件下, 与未编码系统相比, STTC 的编码增益为  $\prod_{t \in \Omega(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})} |x_t - \hat{x}_t|^2$ 。因此, STTC 编码的性能也主要由分集增益和编码增益决定。从而可以得到快衰落信道条件下 STTC 码的设计准则。

### (1) 距离准则

为了得到最大的分集增益  $\omega n_R$ , 对于任意的编码矢量对  $(x_t, \hat{x}_t), t = 1, 2, \dots, N_f$ , 必须至少有  $\omega$  个满足  $x_t \neq \hat{x}_t$ 。

### (2) 乘积准则

为了获得最大的编码增益, 在 STTC 编码序列中, 最小的乘积  $\prod_{t \in \Omega(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})} |x_t - \hat{x}_t|^2$  必须最大化。

### 12.4.4 STTC 编码的性能

表 12.1 给出了两天线发送、QPSK 调制、在准静态衰落信道下，按照秩准则和行列式准则优化的一些 STTC 编码结构。表中，TSC 码由文献[12.26]得到，BBH 码由文献[12.2]得到，Optimum 码是通过计算机搜索得到的，参见文献[12.30]。所有这些码都能获得完全的分集增益，而最小行列式的值决定了 STTC 码的编码增益。

表 12.1 两天线 QPSK 空时格码参数

编码名称	记忆长度 <i>v</i>	生成多项式	距离矩阵 秩	最小行列式
TSC	2	$\mathbf{g}^1 = [(0,2),(2,0)]$ $\mathbf{g}^2 = [(0,1),(1,0)]$	2	4.0
BBH	2	$\mathbf{g}^1 = [(2,2),(1,0)]$ $\mathbf{g}^2 = [(0,2),(3,1)]$	2	8.0
Optimum	2	$\mathbf{g}^1 = [(0,2),(1,0)]$ $\mathbf{g}^2 = [(2,2),(0,1)]$	2	8.0
TSC	3	$\mathbf{g}^1 = [(0,2),(2,0)]$ $\mathbf{g}^2 = [(0,1),(1,0),(2,2)]$	2	12.0
BBH	3	$\mathbf{g}^1 = [(2,2),(2,0)]$ $\mathbf{g}^2 = [(0,1),(1,0),(2,2)]$	2	12.0
Optimum	3	$\mathbf{g}^1 = [(0,2),(2,0)]$ $\mathbf{g}^2 = [(2,1),(1,2),(0,2)]$	2	16.0
TSC	4	$\mathbf{g}^1 = [(0,2),(2,0),(0,2)]$ $\mathbf{g}^2 = [(0,1),(1,2),(2,0)]$	2	12.0
BBH	4	$\mathbf{g}^1 = [(0,2),(2,0),(0,2)]$ $\mathbf{g}^2 = [(2,1),(1,2),(2,0)]$	2	20.0
Optimum	4	$\mathbf{g}^1 = [(0,2),(1,2),(2,2)]$ $\mathbf{g}^2 = [(2,0),(1,1),(0,2)]$	2	32.0
TSC	5	$\mathbf{g}^1 = [(0,2),(2,2),(3,3)]$ $\mathbf{g}^2 = [(0,1),(1,1),(2,0),(2,2)]$	2	12.0
Optimum	5	$\mathbf{g}^1 = [(2,0),(2,3),(0,2)]$ $\mathbf{g}^2 = [(2,2),(1,0),(1,2),(2,2)]$	2	36.0
Optimum	6	$\mathbf{g}^1 = [(1,2),(2,2),(0,3),(2,0)]$ $\mathbf{g}^2 = [(2,0),(2,0),(1,3),(0,2)]$	2	48.0

图 12.15 和图 12.16 给出了 4 ~ 64 状态的 TSC 码在准静态衰落信道条件下的误帧率 FER

~ SNR 性能曲线。仿真条件为所有数据帧长为  $N_f = 130$  个符号, 信道响应每帧变化一次, 采用维特比算法译码。

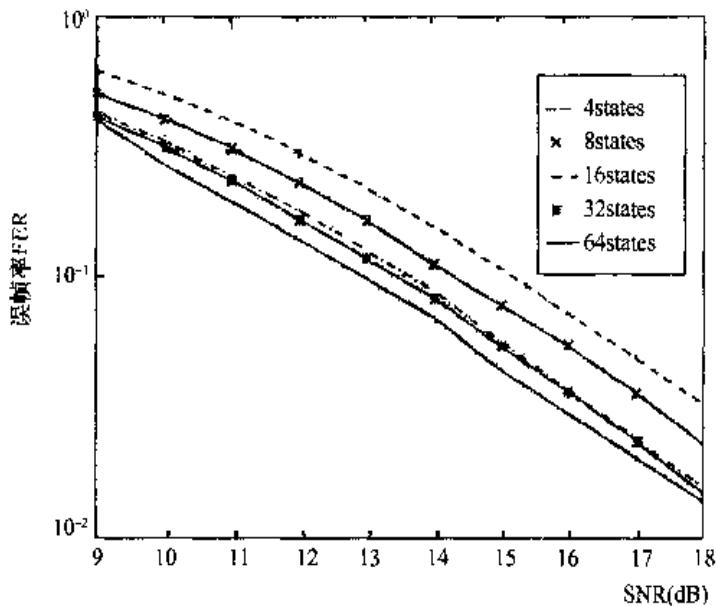


图 12.15 两发一收条件下各种状态的 TSC 码性能

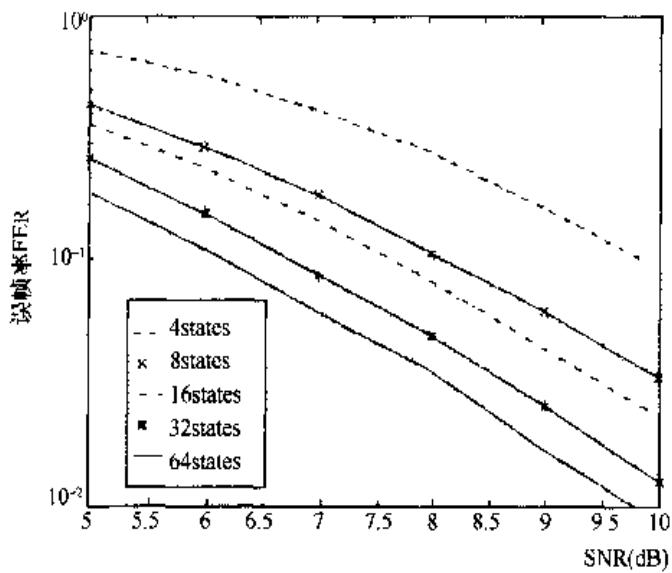


图 12.16 两发两收条件下各种状态的 TSC 码性能

由图可知, STTC 码能够获得完全的分集增益, 并且具有非常大的编码增益。

## 12.5 发分集技术在 3G 移动通信系统中的应用

第 8 章介绍了空间接收分集, 它是克服平坦衰落最为有效的手段。但是在移动通信的下行(前向)链路中, 由于移动台, 特别是手机严重受到体积的限制, 另外在电池容量和价格方面也受到限制, 不允许手机实现二重空间分集。同时, 由于通信是双向的, 这将会带来通信

的上、下行链路性能上的不平衡。为了解决这一不平衡，人们很自然就想起了发送分集。

根据线性系统互易原理，在一个线性系统中，分集的位置是可以互易的，亦即它可根据实际需要，放在接收端，称为分集接收，也可以放在发送端，称它为发送分集(分集发送)。

严格地说，实际的移动通信系统包含复杂时变移动信道，并不完全遵从线性规律，充其量只能算是近似的线性时变系统。因此在这个复杂系统中，互易原理只能认为近似成立，其性能上要打一定折扣。从这个意义上讲，发送分集性能不如接收分集性能。

为了进一步改善发射分集的性能，发送分集应从被动走向主动，即根据信道的衰落时变特性，调整不同发送天线的功率，以实现更好的发送分集效果。这样发送分集将从开环走向性能更好的闭环形式。

### 12.5.1 发送分集分类

根据是否需要提供信道状态信息，是否需要在发送与接收之间建立反馈电路，可以将发送分集划分为开环与闭环两大类型。

#### 1. 开环发送分集

不需要提供任何信道状态信息，因此也不需要建立收、发之间的反馈回路。其一般性原理结构如图 12.17 所示。

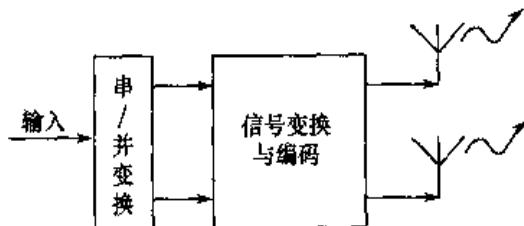


图 12.17 开环发送分集原理

根据不同的信号变换或编码方式，可以构成不同形式的发送分集方案。现有的发送分集有空时发送分集 STTD(Space-Time Transmit Diversity)<sup>[12.35]</sup>、正交发送分集 OTD(Orthogonal Transmit Diversity)<sup>[12.36]</sup>、空时扩频 STS(Space-Time Spreading) 发送分集<sup>[12.36]</sup>、时间切换发送分集 TSTD(Time-Switch Transmit Diversity)<sup>[12.35]</sup>、延时发送分集 DTD(Delay Transmit Diversity)<sup>[12.36]</sup>，等等。

#### 2. 闭环发送分集

需要在发送与接收之间建立反馈回路，并利用这一反馈回路传送信道状态信息。通常是在下行链路的传送信号中周期性地加入训练序列，移动台根据接收的训练序列信号检测出下行链路的信道状态信息，然后再通过反馈回路将下行信道状态信息反馈至基站，基站根据信道状态的反馈信息调节相应发射天线信息的加权增益系数，以实现闭环发送分集。

闭环发送分集一般性原理结构如图 12.18 所示。比较典型的闭环发送分集有：选择发送分集 STD 与发送自适应阵列 TXAA(Transmit Adaptive Array) 等。

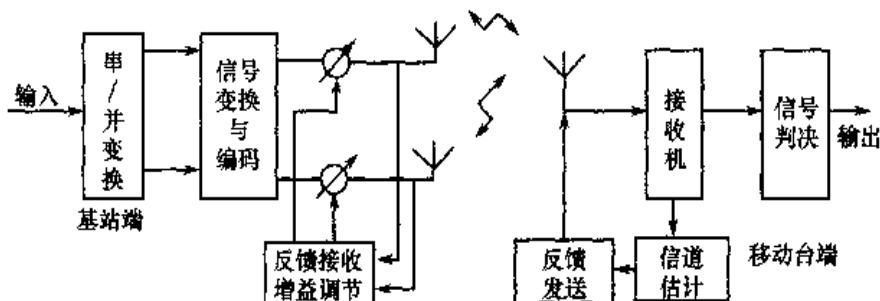


图 12.18 闭环发送分集原理

### 12.5.2 发送分集在 WCDMA 系统中的应用

WCDMA 建议定义了两种开环发送分集：时间切换发送分集 TSTD、空时发送分集 STTD 和两种闭环发送分集，闭环分集的差异在于两种反馈模式的参数不同。

#### 1. 空时发送分集(STTD)

在 WCDMA 系统中，除同步信道以外，几乎所有的下行信道均可采用空时发送分集 STTD。下面以下行专用物理信道(DPCH)的空时发送分集为例，如图 12.19 所示，说明其发送端编码过程。其中 STTD 编码方法如图 12.20 所示。

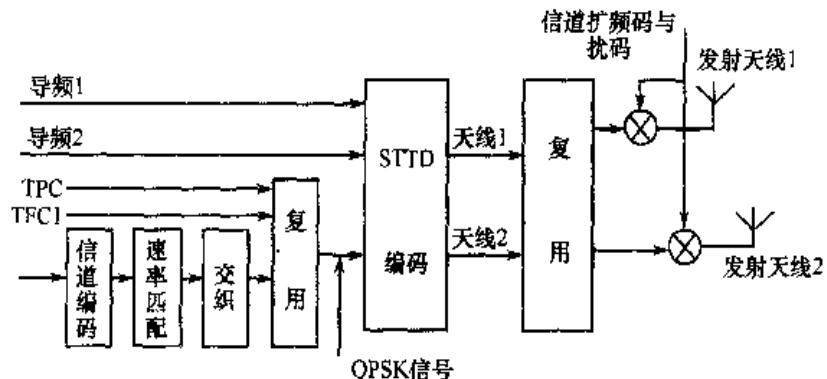


图 12.19 WCDMA 系统 DPCH 的 STTD 编码原理

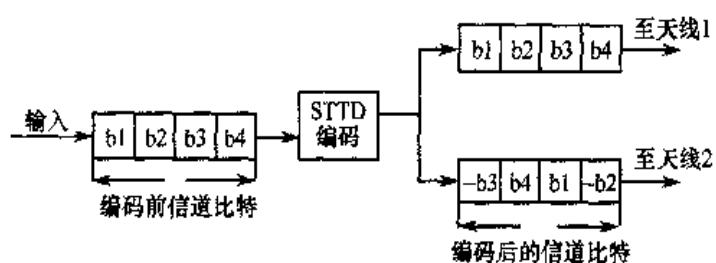


图 12.20 STTD 编码过程原理

#### 2. 时间切换发送分集(TSTD)

在 WCDMA 中，同步信道采用 TSTD，根据时隙号的奇偶，两个天线轮流交替发送主同

步码 PSC 和辅同步码 SSC。TSTD 方式可以提高用户端正确同步的概率和缩短同步搜索的时间，其主要特点是可以很简单地实现与最大比值合并(MRC) 性能相当的效果。

### 3. 闭环发送分集

前面已指出闭环发送分集需要借助反馈回路传送下行信道状态信息，因此，它要比开环实现复杂，但是性能比开环要好。闭环发送分集主要用于 DPCH 信道。以 DPCH 信道的闭环发送分集为例，其实现原理如图 12.21 所示。

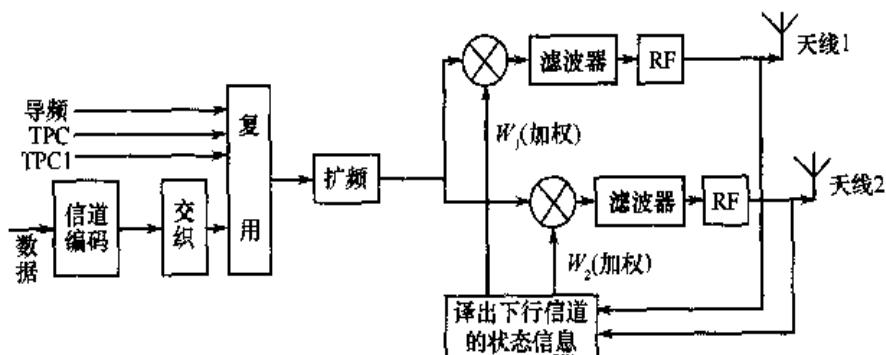


图 12.21 DPCH 信道的闭环发送分集原理图

WCDMA 系统的 DPCH 信道闭环发送分集分为两类模式，它们的参数如表 12.2 所示。

表 12.2 两类闭环发送分集的反馈模式参数

反馈模式	$N_{FBP}$	$N_w$	更新速率	反馈比特速率	$N_{po}$	$N_{ph}$	星座图旋转
1	1	1	1500Hz	1500bps	0	1	$\pi/2$
2	1	4	1500Hz	1500bps	1	3	N/A

表中， $N_{FBP}$  表示每个时隙的反馈信息比特数； $N_w$  是一个或几个时隙中的反馈指令长度； $N_{po}$  是幅度比特数； $N_{ph}$  是相位比特数。

模式 1 和模式 2 的最大区别在于：模式 1 的反馈加权因子  $W_1$  和  $W_2$  既包含相位调正信息，也包含幅度调正信息。

### 12.5.3 发送分集在 CDMA2000 系统中的应用

CDMA2000 标准中也定义了两种开环发送分集：正交发送分集(OTD)、空时扩展发送分集(STS) 和两类闭环发送分集：选择式发送分集(STD)、发送分集天线阵列(TXAA)。

#### 1. 正交发送分集(OTD)

正交发送分集(OTD) 的原理如图 12.22 所示。

输入数据(交织后)经串/并变换后按奇偶顺序分离为两路  $b_1$  与  $b_2$ ，分别经 QPSK 映射后再进行符号重复，其中一路重复规律为  $(+, +)$ ，另一路重复规律为  $(+, -)$ ，然后两路符号分别乘以 Walsh 码和增益系数再由伪码(PN) 序列进行复扩频，分别送入两副天线发送。两副天线间隔大于 10 个波长，以保证空间不相关性。

OTD 最关键部分是利用 Walsh 函数的正交性来实现正交分集。即两个天线分别使用不

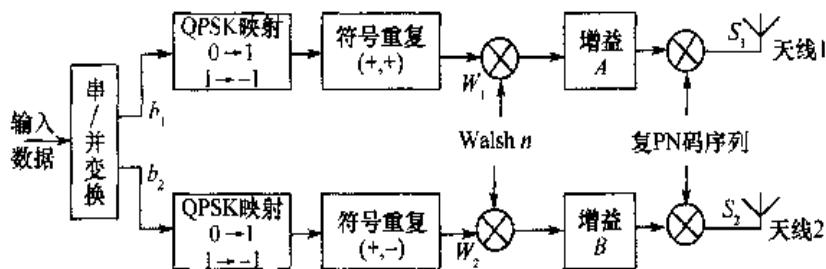


图 12.22 CDMA2000 中正交发送分集(OTD) 原理

同的 Walsh 码。它与单天线相比，由于符号重复 Walsh 码长度加倍，即  $W_1 = (W, W)$ ,  $W_2 = (W, -W)$ 。因此，Walsh 码长度是扩频比的两倍，虽然在每个传送天线上的数据速率降低了一倍，但是总的传输速率保持不变。这样做的另一个好处是 Walsh 码总数也增加了一倍，系统可容纳的用户数也保持不变。

在 OTD 发送分集中，两副天线的一副采用公共导频，而另一副则采用发送分集导频。

## 2. 空时扩展发送分集(STS)

空时扩展发送分集(STS)是另外一种形式的发送分集，它是 Alamouti 空时块码的一种实现方式。其实现原理性如图 12.23 所示。

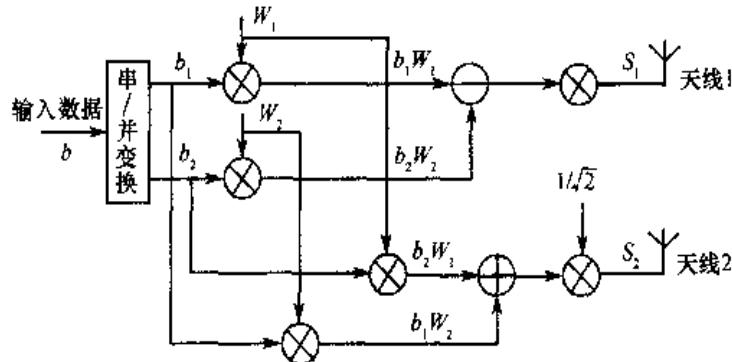


图 12.23 CDMA2000 中空时扩展发送分集(STS) 原理

图 12.23 中，输入数据  $b$  按奇偶分为并行两组  $b_1$  与  $b_2$ ，分别乘以 Walsh 函数  $W_1$  和  $W_2$ ，复乘后乘以归一化系数  $1/\sqrt{2}$ 。两路发送信号分别为

$$S_1 = \frac{b_1 W_1 - b_2 W_2}{\sqrt{2}} \quad (12.5.1)$$

$$S_2 = \frac{b_2 W_1 - b_1 W_2}{\sqrt{2}} \quad (12.5.2)$$

## 3. 选择式发送分集(STD)

选择式发送分集(STD)是开环的时间切换发送分集 TSTD 方式的进一步扩展。移动台从基站每个天线发送的公共导频信号中估计出接收到的各发射天线信号能量(或信噪比)，并通过一个反馈回路将上述信道状态信息反馈给基站，再由基站根据反馈信息选择能给移动台最

大接收能量(或信噪比)的发送天线。选择式发送分集在闭环发送分集中, 结构最为简单, 但性能也是最差的。

#### 4. 发送自适应阵列发送分集(TXAA)

发送自适应阵列发送分集(TXAA) 原理如图 12.24 所示。

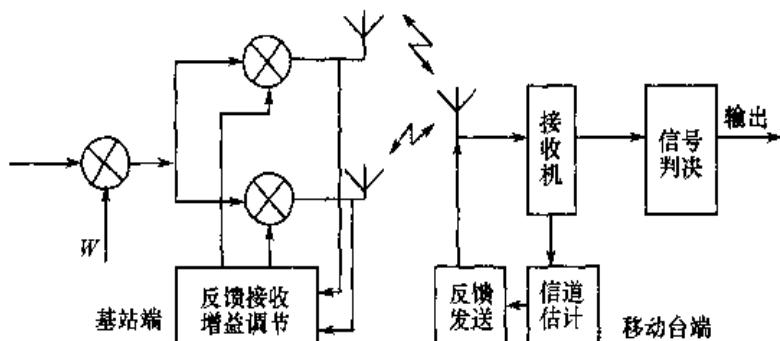


图 12.24 CDMA2000 中发送自适应阵列发送分集(TXAA) 原理

基站接收移动台反馈送来的信道状态信息, 再调整相应发送天线的增益, 且两个天线除增益不一致以外, 采用相同的扩频码(Walsh 码)。两天线发送同一信号的目的是为了抗衰落, 提高传输可靠性。

## 12.6 本章小结

空时编码最初是基于平坦衰落信道设计的, 而下一代移动通信系统将是宽带高速通信系统, 属于频率选择性衰落信道, 直接采用空时码需要非常复杂的检测手段。而第 10 章介绍的 OFDM 技术则能将频率选择性衰落信道转化为多个平坦衰落信道, 因此将两者结合是下一代移动通信技术发展的一个必然趋势, 学术界称为 MIMO-OFDM 系统。

另外, 学术界也在积极探讨新的接近最大似然检测的迭代空时检测算法, 请参阅文献 [12.7], [12.17], [12.19]。MIMO 系统既可以得分集增益, 又能够提高频谱效率, 即复用增益, 如何进行分集增益和复用增益的折中, 最近 Zheng 和 Tse 证明, 理论上存在两者的最佳折中, 而以前的编码方案几乎都达不到理论界限<sup>[12.32]</sup>。因此, Hassibi 和 Holcwarld 提出了线性弥散码(Linear Dispersion Code), 可以获得复用增益和编码增益的最佳折中, 有兴趣的读者请参阅文献[12.15]。

本章介绍了近年来的热点技术——MIMO 空时处理。此处将上一章的智能天线技术与 MIMO 空时处理进行一下简单对比。智能天线利用的是多个阵元接收信号的相关性进行信号处理。为此要求相邻阵元间距不大于半波长。智能天线的研究背景是基于雷达和声纳信号处理, 主要侧重于研究各种自适应算法。而 MIMO 空时处理利用的是多个天线之间的独立性进行分集合并处理, 为此要求相邻天线接收到的信号保持独立。MIMO 空时处理的研究背景是基于多天线信息理论。目前, MIMO 空时处理还是通信理论界最热门的研究领域, 文献 [12.6] 对近年来 MIMO 空时处理的进展进行了非常系统和深入的总结, 不失为一篇深入浅出的综述, IEEE Journal on Selected Areas in Communications 出版了两期专刊[12.33 ~

12.34], 专门探讨了 MIMO 系统及其应用的最新进展, 如果需要进一步了解空时编码的理论, 也可以参阅专著[12.30]。

## 习 题

12.1 采用 Monte Carlo 仿真方法, 用 Matlab 计算  $\frac{E_b}{N_0} = 15\text{dB}$  时,  $n_T = n_R = 2, 4, 6, 8$  条件下的信道容量累积分布函数(CCDF)。

12.2 采用 Monte Carlo 仿真方法, 用 Matlab 计算  $n_T = n_R = 4, 8$  条件下不同信噪比时的信道容量累积分布函数(CCDF)。

12.3 用 Matlab 编程实现  $n_T = 2, n_R = 1, 2, 3, 4$  条件下的 Alamouti 空时块码(STBC), 并测试其在准静态衰落信道下的 BER 性能。

12.4 用 Matlab 编程实现  $n_T = 2, n_R = 2, 4, 8$  条件下的 VLST 系统, 采用 ZF 算法, 算法可以参考式(12.3.7)~式(12.3.13), 信道条件为准静态衰落信道, 比较排序和不排序两种算法的系统性能差异。

12.5 用 Matlab 编程实现  $n_T = 2, n_R = 2, 4, 8$  条件下的 VLST 系统, 采用 MMSE 算法, 算法可以参考式(12.3.28)~式(12.3.33), 信道条件为准静态衰落信道, 测试系统的 BER 性能。

12.6 通信系统采用双天线分集和二进制正交 FSK 调制。在这两个天线上的接收信号为  $r_1(t) = a_1 s(t) + n_1(t)$ ,  $r_2(t) = a_2 s(t) + n_2(t)$ 。其中,  $a_1$  和  $a_2$  是统计独立同分布(i.i.d.) 的 Rayleigh 随机变量。 $n_1(t)$  和  $n_2(t)$  是统计独立的零均值白高斯随机过程, 其功率谱密度为  $\frac{N_0}{2}$ 。这两个信号被解调、平方, 然后在检测之前被合并求和。

(1) 画出整个接收机的功能框图, 包括解调器、合并器和检测器。

(2) 推导检测器的 BER 曲线, 并与没有分集的情况相比较。

12.7 画出表 12.1 给出的各种两天线空时码的编码器和 Trellis 图。

12.8 论述 STTC 码在准静态衰落信道和快衰落信道条件下的最优化设计准则。

12.9 参考 3GPP 协议 TS 25.211 的规定, 用 Matlab 仿真 STTD 的系统性能。

12.10 参考 3GPP2 协议 C.S0002 A-1 的规定, 用 Matlab 仿真 OTD 和 STS 的系统性能。

## 参 考 文 献

- [12.1] S. M. Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE Journal Select. Area Commun.*, Vol. 16, No. 8, pp. 1451~1458, Oct. 1998
- [12.2] S. Baro, G. Bauch and A. Hansmann. Improved codes for space-time trellis-coded modulation. *IEEE Commun. Letters*, Vol. 4, No. 1, pp. 20~22, Jan. 2000.
- [12.3] A. Benjebbour, H. Murata and S. Yoshida. Performance of iterative successive detection algorithm with space-time transmission. *VTC2001*, Spring, Vol. 2, pp. 1287~1291, May 2001
- [12.4] W. J. Choi, R. Negi and J. M. Cioffi. Combined ML and DFE decoding for the V-BLAST system. *ICC2000*, Vol. 3, pp. 1243~1248, June 2000
- [12.5] R. T. Derryberry, S. D. Gray, D. M. Ionescu, G. Mandyam, B. Raghovan. Transmit diversity in 3G CDMA systems. *IEEE Communications Magazine*, Vol. 40, No. 4, pp. 68 ~ 75, Apr. 2002
- [12.6] S. N. Diggavi, N. Al-Dhahir, A. Stamoulis and A. R. Calderbank. Great Expectations: The Value

- of Spatial Diversity in Wireless Networks. Proceedings of IEEE, Vol. 92, No. 2, pp. 219~270, Feb. 2004
- [12.7] B. Dong, X. Wang and A. Doucet. A New Class of Soft MIMO Demodulation Algorithms. IEEE Trans. Signal Proc., Vol. 51, No. 11, pp. 2752~2763, Nov. 2003
- [12.8] H. El Gamal, G. Caire and M. O. Damen. Lattice Coding and Decoding Achieve the Optimal Diversity-Multiplexing Tradeoff of MIMO Channels. IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 50, No. 6, pp. 968~985, June 2004
- [12.9] M. P. Fitz, J. Grimm and S. Siwamogsatham. A new view of performance analysis techniques in correlated Rayleigh fading. WCNC 1999, Vol. 1, pp. 139~144, Sept. 1999
- [12.10] G. J. Foschini. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. Bell Labs Technical Journal, pp. 41~59, Aut. 1996
- [12.11] G. J. Foschini, Jr. and M. J. Gans. On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas. Wireless Personal Communication, Vol. 6, No. 2, pp. 41~59, Aut. 1996
- [12.12] J. Grimm. Transmitter Diversity Code Design for Achieving Full Diversity on Rayleigh Fading Channels. Ph. D. thesis, Purdue University, Dec. 1998
- [12.13] J. C. Guey, M. P. Fitz et. al. Signal design for transmitter diversity wireless communication systems over Rayleigh fading channels. IEEE Trans. Commun., Vol. 47, No. 4, pp. 527~537, Apr. 1999
- [12.14] R. Hammons and H. El Gamal. On the theory of space-time codes for PSK modulation. IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 46, No. 2, pp. 524~542, Mar. 2000
- [12.15] B. Hassibi and B. M. Hochwald. High-Rate Codes That Are Linear in Space and Time. IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 48, No. 7, pp. 1804~1824, July 2002
- [12.16] B. M. Hochwald and T. L. Marzetta. Unitary space-time modulation for multiple-antenna communications in Rayleigh flat fading. IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 46, No. 2, pp. 543~564, Mar. 2000
- [12.17] B. M. Hochwald and S. T. Brink. Achieving Near-Capacity on a Multiple-Antenna Channel. IEEE Trans. Commun., Vol. 51, No. 3, pp. 389~399, Mar. 2003
- [12.18] T. H. Liew and L. Hanzo. Space-Time Codes and Concatenated Channel Codes for Wireless Communications. Proceedings of the IEEE, Vol. 90, No. 2, pp. 187~219, Feb. 2002
- [12.19] S. Liu and Z. Tian. Near-Optimum Soft Decision Equalization for Frequency Selective MIMO Channels. IEEE Trans. Signal Proc., Vol. 52, No. 3, pp. 721~733, Mar. 2004
- [12.20] Y. Liu, M. P. Fitz and O. Y. Takeshita. A rank criterion for QAM space-time codes. IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 48, No. 12, pp. 3062~3079, Dec. 2002
- [12.21] B. Lu, X. Wang and K. R. Narayanan. LDPC-Based Space-Time Coded OFDM Systems Over Correlated Fading Channels: Performance Analysis and Receiver Design. IEEE Trans. Commun., Vol. 50, No. 1, pp. 74~88, Jan. 2002
- [12.22] A. E. Naguib, V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank. A space-time coding modem for high-data-rate wireless communications. IEEE Journal on Selected Areas in Commun., Vol. 16, No. 8, pp. 1459~1477, Oct. 1998
- [12.23] A. E. Naguib, N. Seshadri and A. R. Calderbank. Increasing data rate over wireless channels. IEEE Signal Processing magazine, pp. 77~92, May 2000

- [12.24] A. J. Paulraj and B. C. Ng. Space-time modems for wireless personal communications. *IEEE Personal Commun.*, Vol. 5, No. 1, pp. 36~48, Feb. 1998
- [12.25] S. Siwamogsatham and M. P. Fitz. Robust space-time coding for correlated Rayleigh fading channels. in Proceedings of 38<sup>th</sup> Annual Allerton Conference on Communications, Control and Computing, Monticello, IL, Oct. 2000
- [12.26] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction. *IEEE Trans. Inform. Theory* Vol. 44, No. 2, pp. 744~765, Mar. 1998
- [12.27] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank. Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Trans. Inform. Theory* Vol. 45, No. 5, pp. 1456~1467, July 1999
- [12.28] V. Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criteria in the presence of channel estimation errors mobility, and multiple paths. *IEEE Trans. Commun.* Vol. 4, No. 2, pp. 199~206, Feb. 1999
- [12.29] I. E. Telatar. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. *European Trans. Telecomm.*, Vol. 10, No. 6, pp. 585~595, Nov./Dec. 1999
- [12.30] B. Vucetic and J. Yuan. *Space-Time Coding*. John Wiley&Sons, 2003
- [12.31] Q. Yan and R. S. Blum. Optimum space-time convolutional codes. WCNC2000, pp. 1351~1355, Vol. 3, Sept. 2000
- [12.32] L. Zheng, and D. N. C. Tse. Diversity and Multiplexing: A Fundamental Tradeoff in Multiple-Antenna Channels. *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. 49, No. 5, pp. 1073~1096, May 2003
- [12.33] Special issue on MIMO Systems and Applications: Part I. *IEEE J. Select. Area Commun.*, Vol. JSAC-21, No. 3, Apr. 2003
- [12.34] Special issue on MIMO Systems and Applications: Part II. *IEEE J. Select. Area Commun.*, Vol. JSAC-21, No. 5, June 2003
- [12.35] 3GPP TS 25.211 V4.0.0. "Physical Channels and Mapping of Transport Channels onto Physical Channels (FDD). 2001.03
- [12.36] 3GPP2 C. S0002-A-1. Physical Layer Standard for CDMA2000 Spread Spectrum Systems. 2000. 09

# 第 13 章 链路自适应技术

前面 4 章介绍了现代移动通信系统中的信号处理技术，包括多用户检测、OFDM 技术、智能天线和 MIMO 空时处理技术。由于无线信道是时变信道，除了采用前面这些高级信号检测技术对抗信道衰落以外，其实还可以采用各种自适应的手段适应信道的变化。这些自适应技术包括物理层自适应技术、链路层自适应技术及网络层自适应技术。物理层自适应技术多种多样，包括自适应编码、调制、功率控制、速率控制等。链路层自适应技术包括 ARQ 技术、拥塞控制技术等。网络层自适应技术包括跨层协作(Cross Layer) 等。归根到底，链路层自适应技术的目的都是追求无线资源的最优配置。理论上，无线资源的最优配置都可以归结为注水定理的各种变形。

本章首先介绍传统的功率控制原理及其在 2G 和 3G 系统中的应用，然后从理论上对无线资源最优配置进行简单总结，接着介绍速率自适应技术及其在 2.5G 和 3G 移动通信系统中的应用。最后描述一种跨层协作的系统模型。

## 13.1 引言

### 13.1.1 自适应传输的必要性

在移动通信系统中，传播环境和信道特性是非常复杂的，本章主要讨论其中的两个主要特点：慢时变性与传播环境的差异性。

#### 1. 慢时变性

移动信道的慢时变特性可分为两个层次，一个是慢阴影衰落，另一个是慢平坦衰落。

##### (1) 慢阴影衰落

关于慢衰落可以有不同的定义和理解，传统的理解如以一天为基准，或以一月或一年为基准，但此处的慢是指电波在传播过程中受到大型建筑物和相应障碍物阻挡造成的“阴影”效应而引起的衰落现象，称为慢阴影衰落。

慢阴影衰落的统计特性服从对数正态分布模型。若每个消息符号的信噪比  $\text{SNR} = r$ ，则其概率密度函数为

$$f(r, \mu_r, \sigma_r) = \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma_r} \exp\left[-\frac{(10 \lg r - \mu_r)^2}{2\sigma_r^2}\right] \quad (r > 0) \quad (13.1.1)$$

式中， $\xi = 10/\ln 10$ ， $\mu_r$ (dB)， $\sigma_r$ (dB) 分别为  $10 \lg r$  的均值和方差。

##### (2) 慢平坦衰落

这类信道形成机理与慢衰落信道不一样，它主要是指由于传播中的多径，亦即由于收、发天线的角度扩散，引入多径传输形成的空间选择性衰落，然而在时、频域上是平坦的，特

别是在时域上是慢变化的。

若多径传播模型中无直达路径，则在接收端收到的信号衰落幅度  $\alpha$  服从 Rayleigh 分布，即

$$f(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}\right), \alpha \geq 0 \quad (13.1.2)$$

式中， $\sigma^2$  为  $\alpha$  的方差(时间平均)。

若多径传播模型中，存在一个主要直达路径，则信号衰落幅度  $\alpha$  遵从 Rician 分布，即

$$f(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{(\alpha^2 + A^2)}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{A\alpha}{\sigma^2}\right) \quad (13.1.3)$$

式中， $A \geq 0$ ,  $\alpha \geq 0$ , 参数  $A$  为直达路径信号峰值,  $I_0(\cdot)$  是 0 阶第一类修正贝塞尔函数。

## 2. 传播环境的差异性

在蜂窝移动通信中，每个小区的用户由于所处位置及其与基站的距离不同、传播环境不同，它们的传输条件和质量是存在差异的。这类差异主要体现在如下两个方面。

(1) 上行(反向)链路的“远近”效应。在上行链路中，由于小区内用户的随机移动，使各用户的移动台与基站间的距离不相同。若小区内各用户发射功率相同，则到达基站后信号强度不一样，离基站近的用户比离基站远的用户信号强，这样在基站接收端将会产生以强压弱的现象。同时由于通信系统中的非线性，将进一步加强这一过程，这就是所谓的“远近”效应。

(2) 下行(前向)链路的“角”效应。在下行链路中，当用户移动台位于小区边缘交界处，它接收到所属基站的信号比较弱，但同时还会受到邻近小区基站信号的较强干扰，特别是在六角形拐角边缘地区尤为严重，故称它为“角”效应。

在移动通信中，为了克服信道的慢时变特性及由于用户位置与环境变化而引入的信道变化，可以采用功率控制、速率自适应、调制与编码方式的自适应及上层自适应等措施，这些技术总称为链路自适应技术。

在移动通信中，目前已应用的链路自适应技术有第二代(IS-95)和第三代系统中采用的功率控制技术，应用于 2.5G 系统 GPRS 与 EDGE 中的速率自适应，以及 CDMA2000 1X EV-DO(HDR) 中的调制编码速率联合自适应，另外还有即将投入使用的 CDMA2000 1X EV-DV 与 HSDPA 系统采用的调制编码速率、功率自适应技术等。

### 13.1.2 克服慢时变与传输信道差异性的主要措施

最有效的措施是采用自适应传输技术，但是它必须具备两个附加条件：一是准确的信道估计，以掌握信道状态信息；二是具有反馈信道，以便及时传送信道状态信息。

根据不同的业务需求，自适应技术可以分为两大类型：适应于电路交换型业务，特别是语音业务的功率自适应的功率控制技术；适应于分组交换型业务，特别是数据业务的速率自适应技术。

图 13.1 给出了自适应传输的物理模型，它主要包含以下 4 部分：发射机，含自适应编码与调制、自适应功率控制，以及分配与调度算法；时变信道，含信道时变增益因子  $g(t)$  和加性白色高斯(AWGN) 噪声  $n(t)$ ；接收机，含解调与译码及信道估计；反馈信道。

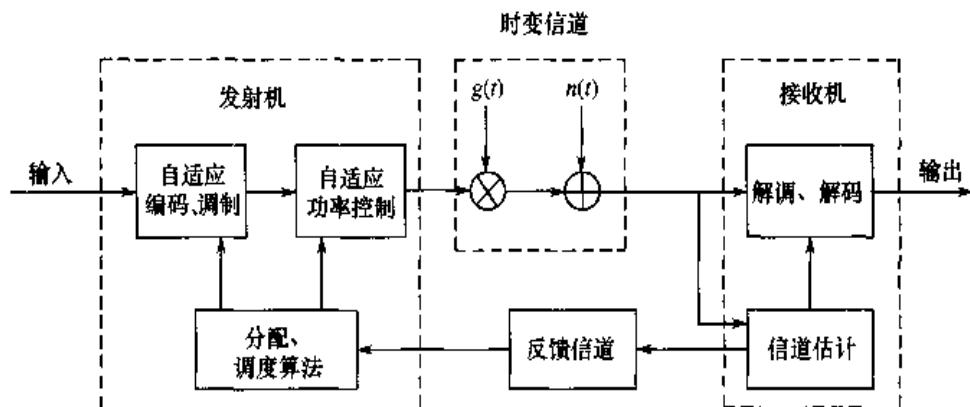


图 13.1 自适应传输的物理模型

## 13.2 功率控制原理

### 13.2.1 引入功率控制的必要性

引入功率控制的目的主要有：克服“阴影”效应带来的慢衰落；克服由于多径传播、空间选择性衰落而引入的慢平坦衰落，它也可以称为窄带多径干扰；克服上行链路中的“远近”效应；克服下行链路中的“角”效应。

对于CDMA这样的干扰受限系统，功率控制可减少一系列干扰，这意味着在同一小区内可容纳的用户数增多，即小区容量增大。对于CDMA系统，由于在同一小区中所有用户工作在同一时隙、同一频段，用户的区分依赖于地址码的互相关特性，然而由于实际使用的扩频码互相关特性不理想，不能实现用户之间的理想隔离，结果造成多址干扰。MAI是CDMA系统中最主要的干扰，功率控制也是克服多址干扰的有效方法。

### 13.2.2 功率控制准则

所谓功率控制，是指在移动通信系统中根据信道变化情况及接收到的信号电平通过反馈信道，按照一定准则控制，调节发射信号电平。而功率控制准则是指以功率控制为基本依据，从原理上看，可以大致分为：功率平衡准则、信噪比平衡准则、混合平衡准则及误码率平衡准则。

#### 1. 功率平衡准则

功率平衡是指在接收端，各用户收到的信号功率应相等。对于上行链路，功率平衡的目的是使各用户（移动台）到达基站的信号功率应相等；对于下行链路，则是要求各用户（移动台）接收到基站的信号功率相等。

#### 2. 信号干扰比 SIR 平衡准则

SIR 平衡是指接收到的信号干扰比 SIR 应相等。对于上行链路，SIR 平衡的目标是使基站接收到的各个用户（移动台）信号干扰比 SIR 应相等；对于下行链路，SIR 平衡的目标是使各

个用户(移动台)接收到的基站信号的信号干扰比 SIR 应相等。

对于单小区蜂窝系统中的上行链路,当各个用户(移动台)到达基站的信号功率相等时,它所对应的信号干扰比 SIR 也应相等。因此在单小区系统中,上行链路功率平衡准则与信号干扰比 SIR 平衡准则是完全等效的。

但是对于单小区蜂窝系统的下行链路及多小区蜂窝系统中,功率平衡准则与 SIR 平衡准则具有不同的含义,这是由于下行将受到多个小区的干扰影响。

### 3. 功率平衡和 SIR 平衡混合体制

功率平衡准则的功控方法易于实现,但是其性能不如基于 SIR 平衡的功控。基于 SIR 平衡的功控也存在局限性,若某一个用户(移动台)到达基站的 SIR 过低时,需增大其发射功率以使 SIR 达到平衡,但是这也相应增加了对其他用户(移动台)的干扰,它必然导致其他用户也要增大其发射功率,如此不断循环将形成正反馈并导致系统崩溃。

为了克服 SIR 的正反馈而带来的系统不稳定性,于是人们又提出了将功率平衡与 SIR 平衡相结合的混合体制准则。

### 4. 误码率 BER 平衡准则

对于数字与数据通信系统,往往采用误码率 BER 作为质量标准,所以也有人提出以误码率 BER 平衡作为功控准则,但是具体实现存在下列困难:

BER 与 SIR 或信号功率之间不存在简单的线性对应关系,且与信道性质有关,所以很难建立具体分析模型。误码率 BER 一般是指平均误码率,它需在一段时间内求平均值。因此以它为标准存在一定时延,这段时延与求 BER 平均值的时间段是相互矛盾的,平均时间长时延大,延迟后执行功控的时间也就长,从而影响功控准确度。

在移动通信的实际功控系统中,如 IS-95 与 IMT-2000 中都采用 SIR 平衡准则,但是 SIR 的目标函数即参考阈值则是由系统的误帧率 FER 决定的。

## 13.2.3 功率控制的分类与方法

移动通信中的功率控制一般可以按照上、下行链路来分类,若从功控的方法看,可以分为开环、闭环和外环控制。

### 1. 上行(反向)功控

在移动通信中,上行(反向)功控是指控制用户(移动台)的发射频率,使得基站接收到的小区内所有用户(移动台)发射至基站的信号功率或信号干扰比 SIR 基本相等,它可克服“阴影”效应。上行功率控制的好处有:

- (1) 上行(反向)功控使各用户之间相互干扰最小,可以克服“远近”效应,并使多用户干扰减小;
- (2) 对于干扰受限的 CDMA 系统,由于干扰的减小,可同时容纳的用户数增大,将使系统上行容量达到最大;
- (3) 上行(反向)功控可使每个用户(移动台)发射功率最合理,因此可达到节省用户(移

动台)设备能量,延长移动台电池的使用寿命的目的。

## 2. 下行(前向)功控

下行(前向)功控与上行(反向)功控有很大的不同,其主要区别有:

- (1) 上行链路是多个用户(移动台)对一个基站,而在下行链路正好相反,是一个基站对多个用户(移动台);
- (2) 下行链路中干扰主要来自相邻基站,而不是本小区内的移动用户。

下行链路中的功控实质上是根据接收不同用户(移动台)导频信号的强弱,对基站发射机功率的再分配,即为自适应(慢变化)功率分配。

下行(前向)功控是根据信道,慢变化自适应地分配各业务信道的功率份额,使小区中所有用户(移动台)收到的导频信号功率或信号干扰比SIR基本相等。

在下行链路中,条件最差的用户是位于小区边缘的用户(不考虑软切换时)和阴影区用户,它接收基站导频信号电平一般是最低的,当低于一定接收门限时,反馈给基站信息,为基站对不同信道的功率分配提供依据。

下行(前向)功控可优化下行信道的功率分配方案,控制下行的SIR,提高下行小区容量,改善用户通信质量。

## 3. 开环功率控制

用户移动台(或基站)根据下行(或上行)链路接收到的信号强度或者SIR,对信道的衰落情况进行实时估计。

若用户移动台(或基站)接收到的信号强度或者SIR很强,表明用户与基站距离很近,或者存在一个很好的传播路径,这时用户移动台(或基站)可以降低其发射功率,相反就应增大其发射功率。

开环功率控制的主要优点是简单易行,它不需要在用户与基站之间交换信道状态及控制信息,因而开销小且控制速度快,所以对付由于“阴影”效应引起的慢衰落很有效,这是由于开环功率控制是建立在上、下行信道具有对称性的基础上,才能根据下行接收信号强度或SIR直接控制上行发射信号的功率。对于慢衰落,其“阴影”效应在上、下行链路具有位置上的对称性。

但是对于由于空间选择性衰落即多径传播引起的慢平坦衰落,不具备上、下行对称性,因此开环功率控制对抗这类衰落一般性能很差,这是它的主要缺点。

对于频率双向双工FDD移动通信系统,其上、下行频段间隔大于信号相关带宽,如IS-95,其上、下行频段相差45MHz,然而在800MHz频段上的相关带宽仅为200kHz左右,显然上、下行链路中由于慢平坦衰落是不相关的。

在这种情况下,根据用户接收到的下行信号SIR即衰落状况来控制用户发送信号功率,显然效果很差,所以充其量开环仅能起到一个粗略控制作用,精确控制必须依靠有反馈环路的闭环控制。

但是对于时分双工TDD移动通信系统,由于其上、下行链路处于同一频段不同时隙,只要上、下行时隙间隔不要太大,这时信道衰落基本上可以认为是对称的,开环功率控制可以

提高控制精度。

#### 4. 闭环功率控制

为了克服开环功控精度不高的缺点，比如对于移动台，利用下行接收控制上行发送，由于存在衰落的不对称性、误差很大、精度不高等缺点，可以利用上行基站接收通过一个反馈闭合环路送至移动台控制移动台上行发送（反馈回路传输时延很小可忽略）。这样就可实现精确的功率控制。

在闭路功控中，比如在基站，可以根据它所收到的用户移动台上行链路中信号的强弱或SIR状况，产生功率控制命令。基站将功控指令通过反馈信道回送至用户移动台，并控制用户移动台的上行发射功率，以保证在同一小区内各用户发射的信号到达基站时具有相同的信号强度或相同的信号干扰比SIR，以实现精确功控。

闭环功控主要优点是精确度高，但是它也存在如下主要缺点：闭环功控比开环功控要复杂得多，且开销大。闭环功控若用于小区间硬切换时，由于边缘地区信号电平的波动性，易产生“乒乓”式控制，引起稳定性下降、控制时延增大的问题。为了改善硬切换的闭环功控性能，可以采用软切换及有过渡区的硬切换、模糊功控、自适应功控等方式。

### 13.3 功率控制在移动通信系统中的应用

#### 13.3.1 IS-95系统中的功率控制

IS-95中采用的功率控制方案，按方向可分为上行(反向)和下行(前向)功控，若按在功控过程中基站和移动台是否同时参与，又可分为开环(不同时参与)与闭环(同时参与)两类。

IS-95中下行(前向)链路优于上行(反向)链路，这是由于下行采用同步码分体制，而上行采用的是异步码分体制。IS-95中下行(前向)链路的功率控制是非重点，它可以采用较简单的慢速闭环功率控制方案。下行功控实质上是对下行功率的最优分配。

IS-95中由于上行(反向)采用的是异步码分体制，其性能比同步码分的差，所以在功控要求方面要高一点；上行(反向)功率控制方案由初控、精控与外环控制3个基本部分组成。

(1) 初控：由移动台完成开环入网功率控制，以实现初控功能。

(2) 精控：由移动台与基站之间相互配合共同完成闭环功率修正的精控功能，采用精控是由于IS-95是CDMA/FDD体制，其上、下行频段相差45MHz，远远大于800MHz频段上的相关带宽200kHz，因此，上、下行链路衰落是不相关的，仅仅采用单向开环实现不了精确功率控制的功能。

(3) 外环控制：利用外环传送在一定误帧率质量指标下，闭环精控中的门限阈值。

下行(前向)链路总功率与各信道之间功率分配如下：导频信道约占20%，同步信道约占3%，寻呼信道占6%，剩下的功率分配给各业务信道。为了克服下行(前向)链路的“角”效应，基站必须控制分配给每个不同用户的发射功率，以实现不同时段内最佳下行功率分配。

具体实现是由用户移动台各自检测来自基站的信号强度或SIR，并将它与一个用误帧率控制的门限电平相比较，以决定是发送增加还是减少功率请求的指令，该指令反馈至基站，

再由基站决策下行链路各信道的功率分配方案。

除了按照一定周期接收的误帧控制门限值以外，若移动台所接收的坏帧数超过某一阈值时，它也会自动向基站反馈汇报，经基站判断后决定是否增、减对移动台的发射功率。

### 1. 开环功率控制算法

确切地说，开环功控主要是完成入网信道的功率初控，每次用户移动台入网尝试都要通过多次入网探测，每次根据额定开环功率步长±0.5dB增加发射功率，一直到用户移动台接收到基站发送认可消息探测序列才结束发送。

开环功控有两个主要功能：其一是调整移动台初始接入时的发射功率；其二是补偿和弥补由于路径慢时变损耗包含“阴影”与“远近”效应引入的衰耗。

开环入网功控主要由移动台完成，为了能补偿上行传播中的“阴影”效应和“远近”效应，开环需要有较大的动态范围，大约为±32dB。

### 2. 闭环功率控制算法与调节步骤

闭环功控是对开环功控提供一个快速精确校正以实现系统功率自适应。闭环功控核心思路为接收端提取信道估计信息并进行判断给出功控指令，通过反馈信道传送功控指令至发送端，发送端执行并调整发送功率。

对于闭环功控，IS-95中仅定义了以下两点。第一点定义了控制比特的含义：“0”表示增加功率，“1”表示减少功率；第二点控制比特速率为1bit/1.25ms=800bps，其中1.25ms=20ms(语音帧长)/16(功控组数)，闭环功率控制范围小于开环动态范围为±24dB。

闭环功率控制的具体实现方案，IS-95中采用的是由高通(Qualcomm)公司提出的方案，其原理图如图13.2所示。

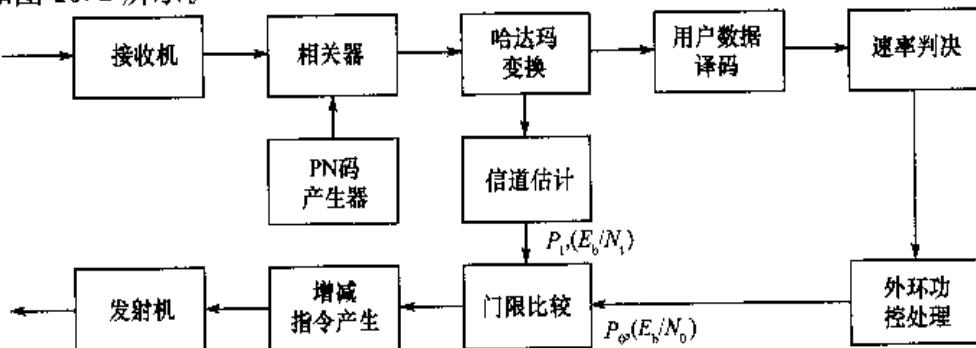


图13.2 Qualcomm功控方案原理

基站接收并测量移动台发射功率 $P$ 或信干比(S/I)，一般在伪码解扩和快速哈达玛变换以后进行，且按一个功率控制组1.25ms进行平均，具体是对每个接收到的Walsh符号作功率测量，取64个解调值中的最大值，然后将每个功控组中6个Walsh符号的最大值相加并取平均。

哈达玛变换器的另一端送至用户数据译码，产生用户数据与译码差错度量值，速率判定是根据用户数据与译码差错确定移动台的发送数据的速率。根据判定的帧速率和由外环功控处理器计算预定的接收功率 $P_0$ 值或 $E_b/N_0$ 值。

比较  $P_0$  或  $E_b/N_0$ , 若  $P_1$ [或  $E_b/N_t$ ] >  $P_0$ [或  $E_b/N_0$ ], 发送减小功率指令“1”;若  $P_1$ [或  $E_b/N_t$ ] <  $P_0$ [或  $E_b/N_0$ ], 发送增加功率指令“0”。

再将功率调整指令插入到经过扰码后的前向业务数据中,发送到用户移动台,用户移动台接收到下行(前向)业务数据以后从中提取功率调整指令,再根据调整指令调整用户移动台的发射功率。上行(反向)功率控制比特,传输中要产生两个功控组的时延。

上行(反向)功率控制比特传输的原理示意图如图 13.3 所示。

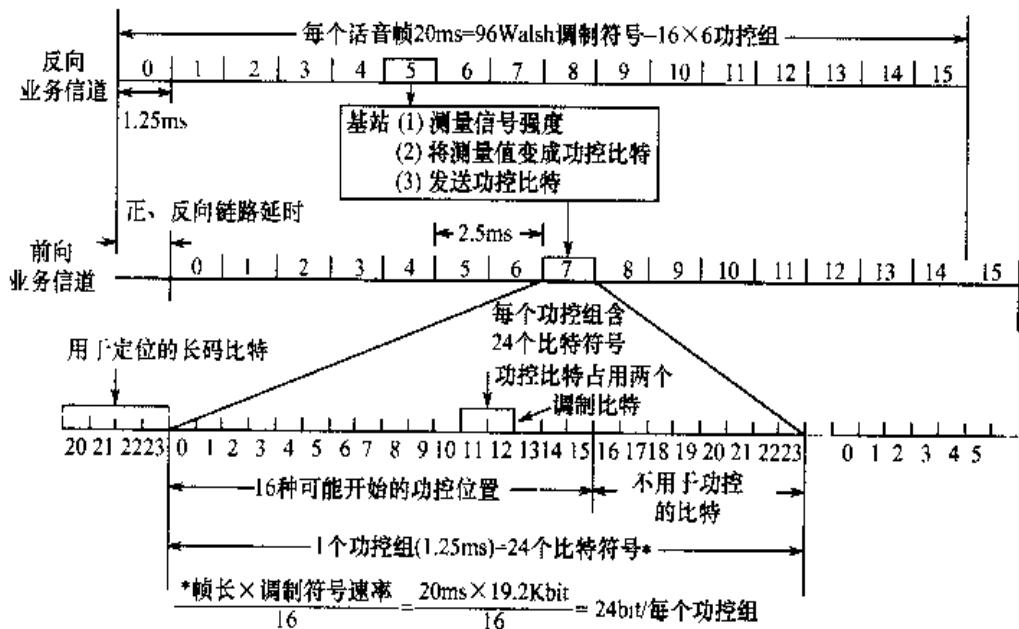


图 13.3 上行(反向)功控比特传输示意图

图 13.3 中,假设基站通过上行(反向)链路业务信道中第 5 个功控组测得用户移动台的信号强度,并将测量值变成功控比特,插人在相应的前向业务信道中,其速率为 800bps。

在传输处理过程中,若计入传输与处理时延,功控比特要滞后 2.5ms 以上。功率控制比特的插入位置有 16 种可能的选择,其中每个位置对应一个功率控制组 1.25ms 中的 24 个调制比特(0 ~ 23)中的前 16 位(0 ~ 15)中的某一个开始位置。

由图 13.3 其对应关系如下

$$\begin{array}{cccc} 20 \text{ 位} & 21 \text{ 位} & 22 \text{ 位} & 23 \text{ 位} \\ (2^0) & (2^1) & (2^2) & (2^3) \\ 1 & 1 & 0 & 1 \end{array}$$

将二进制表示转换为十进制:  $(1101)_2 \Rightarrow (11)_{10}$ 。它表示功控比特起始位置为下一个功控组中的第 11 比特,占用两个比特。

由于每个功控比特要替换掉下行(前向)业务信道中已扰码的两位已调信号,其中有一半使原信息比特产生差错,故功控引入误码率为  $\frac{1}{2 \times 800} = 6.25 \times 10^{-4}$ 。

### 13.3.2 CDMA2000 中的功率控制

CDMA2000 与 IS-95 完全兼容,所以其功率控制技术绝大部分与 IS-95 一致,本节主要

讨论两者之间的不同之处。

CDMA2000 1X 中的业务按其无线配置(Radio Configuration, RC)可以划分为 5 类。其中, 上、下行 RC1 与 RC2 分别兼容 IS-95 A/B, 下行 RC3, RC4, RC5, 上行 RC3, RC4, 则为 CDMA2000 1X 新开设的业务。

CDMA2000 1X 中, 上、下行 RC1 与 RC2 由于与 IS-95 相互兼容, 所以功控方案基本上一致。与 IS-95 不同的是, CDMA2000 中的 800bps 的快速功率控制不仅可以用于上行(反向)链路, 也可以用在下行(前向)链路中, 这样上、下行两个方向上的功率控制速率都可以达到快速的 800bps。

当上行(反向)链路采用门控发射技术时, 上、下行功控速率均可减少到 400bps 和 200bps, 而且上行(反向)功率控制子信道还可以分成两条独立的控制流, 其速率可以分别为 400bps 或者一条 600bps 另一条 200bps, 这样在不同切换配置中, 下行(前向)信道可以有各自独立的功控。

CDMA2000 中与 IS-95 兼容的无线配置为 RC1, RC2, 这种配置的基站是通过检测用户移动台发送的连续 6 个 Walsh 函数来估计平均功率  $P_1$ , 或者信噪比  $E_b/N_t$  值。若是 RC3, RC4, 这时基站则根据反向导频信道 R-PICH 来估计  $P_1$  或者信噪比  $E_b/N_t$  值。

CDMA2000 信道结构比 IS-95 复杂得多, CDMA2000 中的功率具体执行可分为两大类型:公用信道上的功率控制和专用信道上的功率控制。前者又可分为:下行(前向)公用信道上的功率控制和上行(反向)公用信道上的功率控制。后者也可以分为:下行(前向)专用信道上的功率控制和上行(反向)专用信道上的功率控制。各类功率控制过程很复杂, 请参考具体协议。

在 CDMA2000 中, 上行(反向)链路的功控是由下行(前向)链路中基本信道或专用信道所包含的下行(前向)功率子信道执行的。下行(前向)链路的功控则是由上行(反向)导频信道所包含的上行(反向)功率控制子信道执行的。

下面给出 CDMA2000 中, 下行(前向)链路功控中执行信道上行(反向)功率控制子信道 R-PICH 结构及其对应的功控组 PCG 结构, 如图 13.4 所示。其中, 导频信号可供上行相干解调, 功控信号比特可供闭环精控以控制基站发射功率。

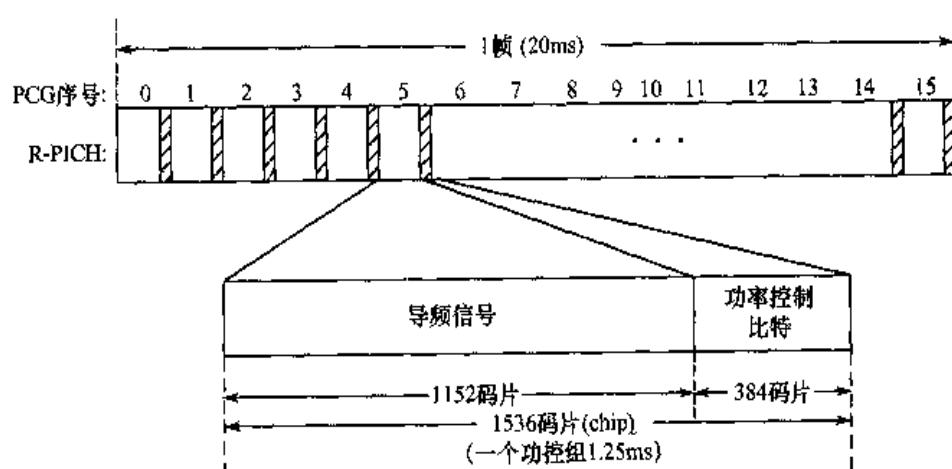


图 13.4 上行(反向)导频信道(R-PICH)功控子信道结构

CDMA2000 可以采用门控发送技术，其速率分为  $1, 1/2, 1/4$  3 种类型，对应的功控速率分别为 800bps, 400bps 和 200bps。图 13.5 给出在 3 种门控速率条件下，下行(前向)与上行(反向)功率控制信道之间的定时关系。其中，F 为前向(下行)，R 为反向(上行)，PCSUCH 为功率控制子信道，PICH 为导频信道，20ms 为一帧。

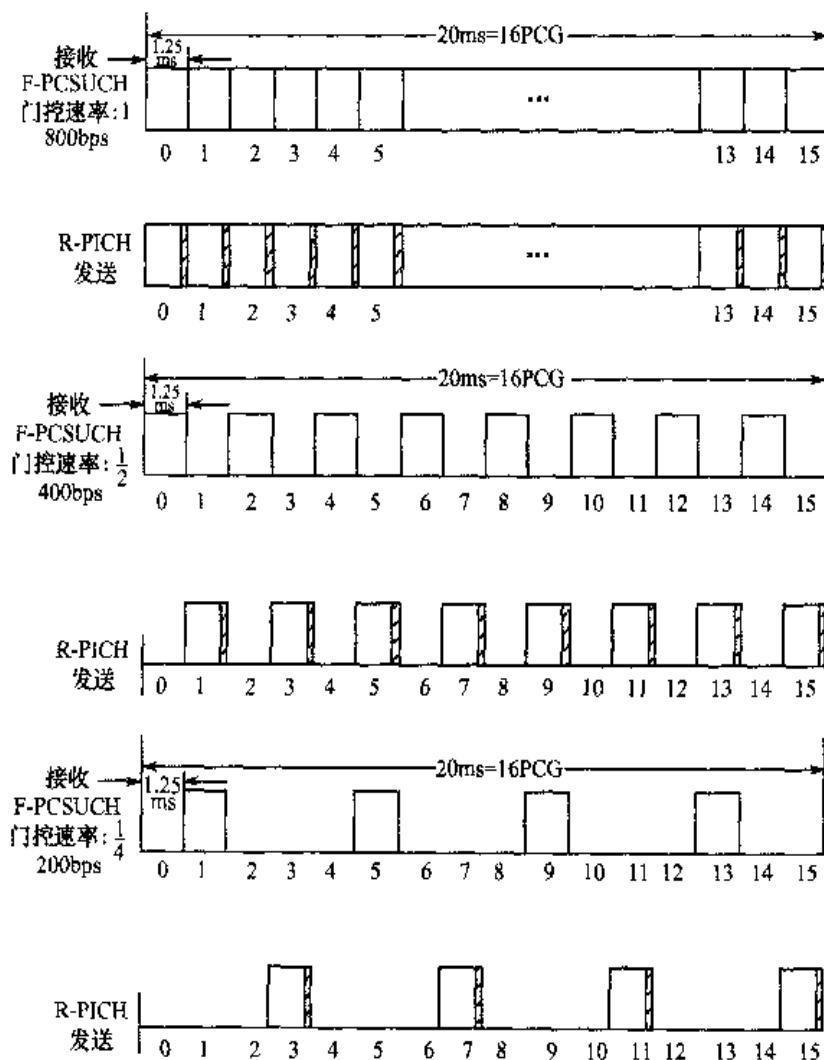


图 13.5 F/R-PCSUCH 之间定时关系

### 13.3.3 WCDMA 中的功率控制

宽带码分多址 WCDMA 仍属码分多址 CDMA 系列，因此该系统中的功率控制的基本原理、基本方法与前面 IS-95 中介绍的大同小异，这一节主要介绍两者的不同点。

WCDMA 与 IS-95 及 CDMA2000 系列在功率控制方面的主要不同有：WCDMA 功控方式包含两种类型：非压缩模式与压缩模式，其中压缩模式前面未讨论过，WCDMA 中功控速率由 CDMA2000 的 800bps 提高至 1500bps，其抗平坦衰落能力显著提高。WCDMA 中，高层网络更多地参与了功控过程。

### 1. WCDMA的上行功率控制

WCDMA上行链路中仅有物理随机接入信道(PRACH)及上行公共分组信道(CPCH)采用开环功率控制，其余信道采用闭环功率控制。

上行闭环功控同时控制一个专用物理控制信道(DPCCH)和与其相关的若干个专用物理数据信道(DPDCHs)。

WCDMA中上行DPCCH/DPDCHs功控从原理上来看，也是采用开环、闭环和外环的3环控制方式，其原理图如图13.6所示。

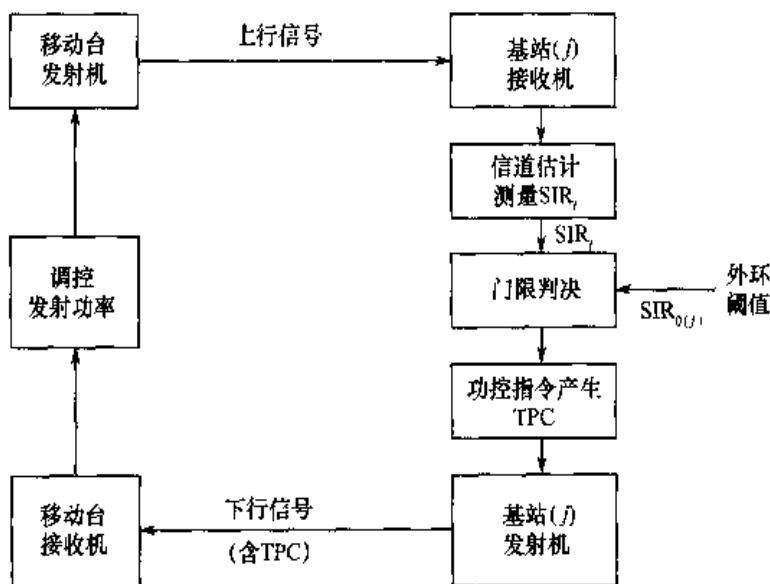


图13.6 WCDMA上行功控原理

WCDMA中DPCCH/DPDCHs具体实现的功控方式含有两种类型：非压缩模式功率控制和压缩模式功率控制。

#### (1) DPCCH/DPDCHs非压缩模式下的功控

上行发射功率的初始值是由开环功控估计决定的。闭环功控最大发射功率值调节步长及功控采用什么类型算法是由高层网络设定的。闭环控制过程原理图如图13.6所示，上行闭环功控通过调节移动台发送功率，使得基站在Rake接收机合并估计的信道载干比SIR<sub>i</sub>(*i*表示不同时段)保持在不同基站的目标信噪比SIR<sub>0</sub>(*j*)(*j*表示基站)之上，上层的外环决定每个小区(*j*)独立调节目标SIR<sub>0</sub>(*j*)值。

小区每隔一段时隙周期0.667ms，可以根据以下原则产生一组传输功率控制指令TPC，并通过下行链路传送至移动台。

当SIR<sub>i</sub> < SIR<sub>0</sub>(*j*)时，TPC = 1；

当SIR<sub>i</sub> > SIR<sub>0</sub>(*j*)时，TPC = 0。

移动台收到TPC指令后，调节其上行专用物理信道DPCH(含DPCCH和DPDCHs)的功率变化步长Δ<sub>TPC</sub>(dB)，如果TPC = 1则增大，反之，TPC = 0则减少，而步长Δ<sub>TPC</sub>(dB)大小是由高层网络决定的。

用户移动台在一个时隙 0.667ms 中会接收到一个或多个 TPC 指令，当用户不处于软切换处，移动台在一个时隙中只会接收一个 TPC 指令，当用户处于软切换区且在更软切换或接收机分集情况下，移动台在一个时隙 0.667ms 中会接收到多个相同的 TPC 指令（来自同一小区指令）。

当用户处于软切换区的不同小区交界区域，移动台在一个时隙 0.667ms 中会接收到来自不同小区并不相同的 TPC 指令。如果在一个时隙 0.667ms 中收到多个 TPC 指令，用户移动台可以将多个 TPC 指令合并成一个 TPC-CMD 指令。TPC-CMD 算法包含两种类型，采用哪类类型是由用户的特征参数决定的，并且由网络设置。关于两类算法，可以参见 WCDMA 技术规范，这里不再赘述。

### (2) DPCCH/DPDCHs 压缩模式下的功控

在 WCDMA 中，为了在功控和切换时获得更准确的信道状态信息，特别是对不同的频点需要进行实时的信道测量。实现实时信道测量主要有两种手段：一种是采用双接收机方案，即信息通信与信道测量各采用一套接收机，它太复杂且不经济；另一种方案就是采用时隙化的压缩模式，即在传送信息的某一段时隙将信息位时间上压缩，功率上扩展，以空出一时段供对其他频点进行测量时用。

上行链路中帧结构的压缩模式示意图如图 13.7 所示。其中，TFCI 为传输格式组合指示，FBI 为反馈比特信息，TPC 为传输功率控制指令。

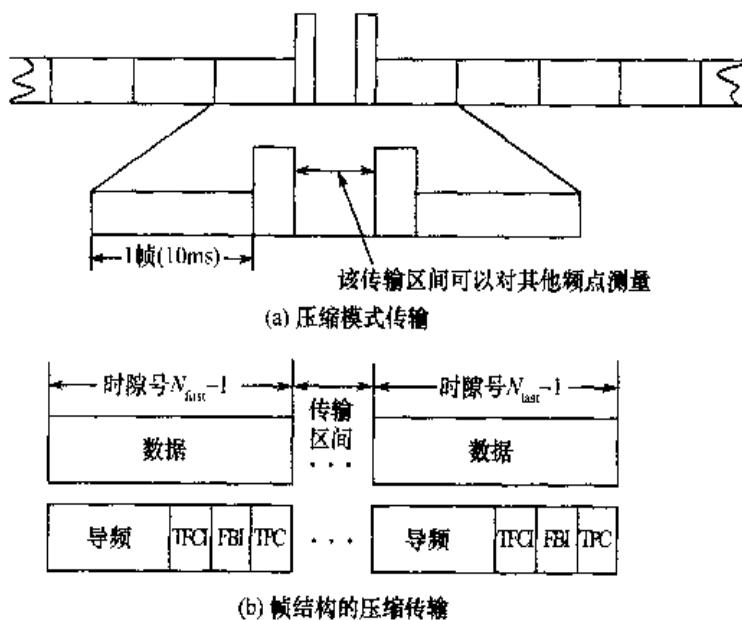


图 13.7 上行链路中帧结构的压缩模式

在压缩模式中，为了保证压缩后的质量(BER、FER 等)，需要增大压缩时隙的功率，且功率增大量与传输时间压缩减少量相对应。何时需要进行数据帧的压缩取决于网络。

在压缩模式传输中，可能有几个时隙内停止发送 TPC 指令，所以在压缩模式下，功率控制的目标是在经过一段发射间隔之后，尽可能恢复信噪比 SIR，使其接近目标信噪比 SIR。在下行压缩模式中，由于压缩期间不发送 TPC 指令，发射间隔中就不存在功控，所以上行 DPCCH/DPDCHs 的发射功率在发射间隔中保持不变。

当上、下行压缩模式同时发生时，上行 DPCCH/DPDCHs 发射在发射间隔中产生中

断。

在每个发射间隔之后，压缩模式下的功率控制算法有两种可能，采用哪种由高层信令通知。第一种算法，步长不变，且在压缩模式中仍然采用通常的发射功率控制。第二种算法是在每个发射间隔后的一个或多个时隙（称为恢复周期）中仍采用通常功控算法，但采用恢复功率控制步长  $\Delta_{RP-TPC}$  而不是  $\Delta_{TPC}$ ， $\Delta_{RP-TPC}$  取为 3dB 与  $2\Delta_{TPC}$  之间的较小值，一旦恢复周期后，就执行以  $\Delta_{TPC}$  为步长的通常功率控制算法。

## 2. WCDMA 中的下行功率控制

下行主/辅公共物理信道 P/S-CCPCH 不进行功率控制，其功率慢变化是由网络设定的。因此，下行功控与上行一样主要是针对 DPCCH/DPDCHs。它们的功控原理与上行一样采用 3 环：开环、闭环、外环控制，其原理如图 13.8 所示。

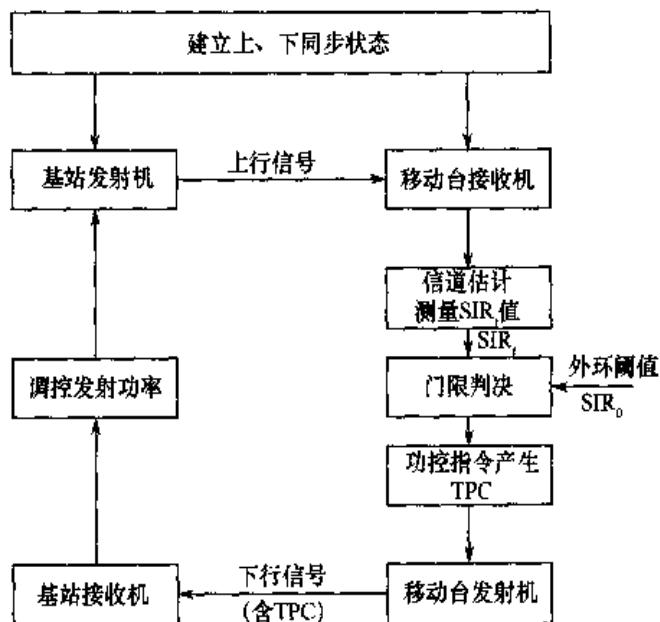


图 13.8 WCDMA 下行功控原理图

WCDMA 下行 DPCCH/DPDCHs 具体功控方式与上行一样，分非压缩模式与压缩模式两类。其具体功控过程类似于上行，这里不再赘述。

下行功控一般采用快速闭环功控与慢速功控交替进行，决定两者之间的主要参量是功控搜控速率  $R_{搜控}$  与慢功控周期，即上行链路发射挂起时间  $T_{RINT}$ ，它们都是通过网络高层信令来设置的。

站址选择分集发射功率控制 SSDT 是在软切换模式下的一种可以选择的宏分集方法。用户从激活集合中选择一个区作为“基本小区”，其他小区均为“非基本小区”，SSDT 首要目标是在下行链路中从最好的小区中发射信号以减少软切换时多路发射引入的干扰，其次是在没有网络干预情况下实现快速站址选择，以保证软切换的优点。进一步说明可参见 WCDMA 技术规范。

## 13.4 无线资源的最优分配

现代移动通信系统的无线资源多种多样，主要可以分为4大类型。首先是能量资源：包括信号的功率、能量，在蜂窝网系统中，对于上下行，最优分配的准则不同，上行要满足系统链路间相互干扰最小，又能正常工作的分配准则；而下行要满足基站发射总功率最小和链路间相互干扰最小的分配准则，在Ad Hoc网络中，由于所有通信节点都是电池供电，因此，更重要的是要求网络的总功率最小。

其二是时间资源：包括业务时隙、业务帧、接入时隙、导频符号/导频信道、保护时间间隔、各种承载业务适配容器、业务传输模式及扩频码字等。时间资源的分配，主要目的是根据信道状态进行信源数据和冗余数据的比例调整，从而最大限度地保证信源数据的可靠传输。严格来讲，扩频码是时频二维资源，为了方便描述，将其归于时间资源。

其三是频率资源：包括信号带宽、保护频段、子载波信号速率与调制模式、跳频码字等，频率资源与时间资源对偶，主要目的也是在保证系统传输的可靠性前提下，尽可能提高系统传输的有效性。

最后是空间资源：包括天线的极化方向、天线角度、天线数目及通信基站和终端的拓扑结构与空间位置，利用空间资源的目的与前面类似，但目前对于空间资源的认识和利用还很不深入，空间资源的利用还有很多潜力可以挖掘，有可能极大地提高通信系统的性能。

本节从注水定理出发，主要讨论3种典型的无线资源分配情况。包括多频段上功率的最优分配、多天线发射功率的最优分配及多用户分集。

### 13.4.1 注水定理

首先介绍信息理论中经典的注水定理<sup>[13, 16]</sup>。对于叠加性、高斯白噪声限频信道，令高斯噪声的功率谱为  $N(f)$ ，则噪声总功率为  $\int_0^F N(f) df = \sigma^2$ ，其中  $F$  是信道带宽。又令输入信号功率谱为  $G(f)$ ，信号总功率受限，即为  $\int_0^F G(f) df \leq S$ 。

将总的信道带宽  $F$  分割为许多小频段  $\Delta f$ ，假设每一个频段的信道容量为  $\Delta C$ ，按照香农容量公式，则有

$$\Delta C = \Delta f \log \left[ 1 + \frac{G(f)}{N(f)} \right] \quad (13.4.1)$$

则总信道容量为

$$C = \max_{G(f)} \int_0^F \log \left[ 1 + \frac{G(f)}{N(f)} \right] df \quad (13.4.2)$$

且需要满足信号总功率约束条件

$$\int_0^F G(f) df \leq S \quad (13.4.3)$$

下面采用拉格朗日乘子法求解上述条件极值问题，为了便于计算约束条件，取等号。这样有

$$\frac{\partial}{\partial G(f)} \left\{ \int_0^F \log \left[ 1 + \frac{G(f)}{N(f)} \right] df - \lambda \int_0^F G(f) df \right\} = 0 \quad (13.4.4)$$

交换偏微分与积分顺序，上式结果为

$$\frac{1}{1 + \frac{G(f)}{N(f)}} \times \frac{1}{N(f)} - \lambda = 0 \quad (13.4.5)$$

从而可得

$$G(f) + N(f) = \frac{1}{\lambda} = K(\text{常数}) \quad (13.4.6)$$

信号功率谱与噪声功率谱之和为常数条件时，才能达到总信道容量最大的要求。如图 13.9 所示。

将式(13.4.6)代入约束条件可得

$$\begin{aligned} \int_0^F G(f) df &= \int_0^F [K - N(f)] df \\ &= KF - \int_0^F N(f) df = S \end{aligned} \quad (13.4.7)$$

所以

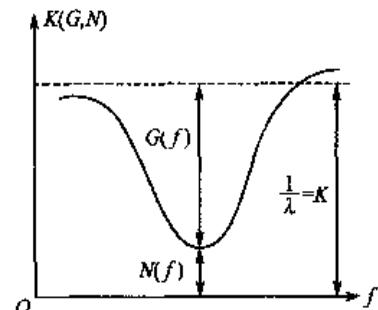


图 13.9 注水定理示意

$$K = \frac{S + \sigma^2}{F} \quad (13.4.8)$$

将式(13.4.8)代入式(13.4.6)可得

$$G(f) = \frac{S + \sigma^2}{F} - N(f) \quad (13.4.9)$$

根据上述公式，需要分两种情况讨论总信道容量的解。

(1) 若  $G(f) > 0$ ，即  $\frac{S + \sigma^2}{F} \geq N(f)$ ，则有

$$\begin{aligned} C &= \int_0^F \log \left[ 1 + \frac{G(f)}{N(f)} \right] df = \int_0^F \log \left[ 1 + \frac{\frac{S + \sigma^2}{F} - N(f)}{N(f)} \right] df \\ &= \int_0^F \log \frac{S + \sigma^2}{FN(f)} df \end{aligned} \quad (13.4.10)$$

(2) 若  $G(f) < 0$ ，即  $\frac{S + \sigma^2}{F} < N(f)$ ，则必须将这部分频段剔除。

一般地，采用数值解法可以求得可用频段

$$F_1 = \left\{ \Delta f \mid N(f) \leq \frac{S + \sigma_1^2}{m(F_1)} \right\} \quad (13.4.11)$$

式中,  $\sigma_1^2 = \int_{F_1} N(f) df$ , 而  $m(F_1)$  是  $F_1$  集合的勒贝格测度。这是由于当  $N(f)$  不是单调函数时,  $F_1$  可能不是一个连续区间。这样总的信道容量为

$$C = \int_{F_1} \log \frac{S + \sigma^2}{m(F_1)N(f)} df \quad (13.4.12)$$

根据上述分析, 可以看到注水定理的物理意义, 实际上所有无线资源最优分配都可以归结为注水定理。

### 13.4.2 多载波信道下的最优功率分配

下面接着对多载波系统的功率分配进行简单讨论。假设系统有  $K$  个子载波, 每个子信道都是加性高斯信道, 第  $k$  个信道的信号功率为  $s_k$ , 噪声功率为  $\sigma_k^2$ , 对应的子信道容量为:  $C_k = \frac{1}{2} \log \left( 1 + \frac{s_k}{\sigma_k^2} \right)$ 。则总信道容量为

$$C = \sum_{k=1}^K C_k = \sum_{k=1}^K \frac{1}{2} \log \left( 1 + \frac{s_k}{\sigma_k^2} \right) \quad (13.4.13)$$

并且满足总信号功率受限条件

$$\sum_{k=1}^K s_k \leq S \quad (13.4.14)$$

上述问题就是如何在各个子信道上分配功率, 使信道总容量达到最大, 这仍然是一个条件极值问题, 采用拉格朗日乘子法可以得到

$$s_k = \frac{1}{2\lambda} - \sigma^2 \quad (13.4.15)$$

这实际上是上述注水定理的离散化表达, 也是多载波信道中最优功率分配的方法。

### 13.4.3 多天线信道下的最优功率分配

让我们再考虑 MIMO 系统中发射机已知信道响应信息条件下, 在各个天线上分配功率的问题。该问题实际上也是注水定理的应用。令功率约束条件为

$$\sum_{i=1}^{n_T} P_i = P \quad (13.4.16)$$

式中,  $P_i$  是第  $i$  个天线的发射功率;  $P$  是系统发射的总功率。根据第 12 章多天线信息论的推导可知, 归一化的 MIMO 信道容量公式为

$$C/W = \sum_{i=1}^{n_T} \log_2 \left( 1 + \frac{P_i \lambda_i}{\sigma^2} \right) \quad (13.4.17)$$

式中,  $\lambda_i$  是第  $i$  个信道响应矩阵的特征值;  $\sigma^2$  是白噪声方差。采用拉格朗日乘子法, 引入下述函数

$$\Omega = \sum_{i=1}^{n_T} \log_2 \left( 1 + \frac{P_i \lambda_i}{\sigma^2} \right) - \rho \sum_{i=1}^{n_T} P_i \quad (13.4.18)$$

对函数取偏微分可得

$$\frac{\partial \Omega}{\partial P_i} = \frac{\frac{\lambda_i}{\sigma^2}}{1 + \frac{P_i \lambda_i}{\sigma^2}} - \rho = 0 \quad (13.4.19)$$

由此可得

$$P_i = \mu - \frac{\sigma^2}{\lambda_i} \quad (13.4.20)$$

式中,  $\mu$  是常数。

我们再一次看到, 在多天线系统中, 只有当功率分配满足注水定理时, 才能达到信道容量。

#### 13.4.4 多用户分集

在多用户蜂窝系统中, 同样也存在类似的注水定理。为了简化分析, 只考虑所有用户在同一个小区的情况, 即邻小区干扰可以忽略不计。在上述前提下, 下面分析上行信道容量<sup>[13.3]</sup>。

基站接收信号可以表示为

$$r = \sum_{i=0}^{K-1} \alpha_i x_i + n \quad (13.4.21)$$

式中,  $K$  是小区中的用户数目;  $\alpha_i$  和  $x_i$  是第  $i$  个用户的信道响应系数和发送信息。假设信源  $x_i$  是零均值、单位功率、相互独立的随机过程。噪声  $n$  是零均值高斯随机变量, 方差为  $N_0$ 。如果  $\alpha_i$  是常数, 则上述信道为高斯多用户信道, 其容量为

$$\forall S \subset \{0, 1, \dots, K-1\}, \sum_{i \in S} R_i < \frac{1}{2} \log \left( 1 + \sum_{i \in S} \gamma_i \right) \quad (13.4.22)$$

式中,  $R_i$  和  $\gamma_i = \frac{\alpha_i^2}{N_0}$  表示第  $i$  个用户的信息速率和接收载干比。在衰落环境中,  $\alpha_i$  和  $\gamma_i$  都是随机变量, 在平坦衰落信道下, 可以假设  $\alpha_i$  服从 Rayleigh 分布, 由此可知  $\gamma_i$  服从指数分布, 即

$$f(\gamma_i) = \frac{1}{\gamma_s} \exp \left( -\frac{\gamma_i}{\gamma_s} \right), \gamma_i > 0 \quad (13.4.23)$$

式中,  $\gamma_s$  是第  $i$  个用户的平均接收载干比。由于各用户上行链路有不同的传播损耗, 因此平

均接收载干比一般也不相同。

为了补偿衰落和路径损耗，需要通过基站和移动台之间的反馈链路来调整用户发射功率。也就是说，需要用户根据功率控制算法  $\mu_i(\gamma)$  调整发射功率，其中  $\gamma = (\gamma_0, \gamma_1, \dots, \gamma_{K-1})$ ，表示基站接收到的所有用户的瞬时功率集合。令第  $i$  个用户的接收目标载干比为  $\gamma_s$ ，则理想功率控制算法为  $\mu_i(\gamma) = \frac{\gamma_s}{\gamma_i}$ 。Rayleigh 衰落信道下功率控制的均值为

$$E[\mu_i(\gamma)] = \int_0^\infty \frac{\gamma_s}{\gamma_i} f(\gamma_i) d\gamma_i \rightarrow \infty \quad (13.4.24)$$

上述积分趋于无穷。对于实际系统而言，这意味着如果信噪比低于某个截止门限，则输出功率必须是固定值。不考虑这一影响，此时系统总容量为

$$C_G = \frac{1}{2} \log \left( 1 + \sum_{i=0}^{K-1} \gamma_s \right) \quad (13.4.25)$$

它是所有用户链路容量之和。对于没有功率控制的系统而言，则总容量为

$$C_{NPC} = \frac{1}{2} E_\gamma \left[ \log \left( 1 + \sum_{i=0}^{K-1} \gamma_i \right) \right] \quad (13.4.26)$$

它是对所有功率分布的平均。

由 Jensen 不等式可得， $C_{NPC} \leq C_G$ 。假设  $\forall i, \gamma_s = \gamma_i$ ，即所有用户的平均接收功率都相等，并且各用户的衰落相互独立，则当用户数  $K \rightarrow \infty$ ，可知  $C_{NPC} \rightarrow C_G$ 。上述结论有些不同寻常，因为它意味着通过控制平均接收功率即可接近理想功率控制下的信道容量，换言之，采用理想功率控制并不能产生大的系统性能改善。

如前所述，衰落信道下采用理想功率控制的一个缺陷是平均功率可能趋于无穷大。为了消除这一问题，采用如下的一组归一化约束条件

$$\iint \cdots \int \mu_i(\gamma) f(\gamma) d\gamma = 1, i = 0, 1, \dots, K-1 \quad (13.4.27)$$

在此约束下和  $\mu_i(\gamma) \geq 0$  条件下的信道容量为

$$C_{PC} = \frac{1}{2} \iint \cdots \int \log \left[ 1 + \sum_{i=0}^{K-1} \mu_i(\gamma) \gamma_i \right] f(\gamma) d\gamma \quad (13.4.28)$$

利用拉格朗日乘子法，可以构造如下函数

$$H = \frac{1}{2} \iint \cdots \int \log \left[ 1 + \sum_{i=0}^{K-1} \mu_i(\gamma) \gamma_i \right] f(\gamma) d\gamma - \frac{1}{2} \iint \cdots \int \sum_{i=0}^{K-1} \lambda_i \mu_i(\gamma) f(\gamma) d\gamma \quad (13.4.29)$$

对上式求偏微分，交换求导与积分的顺序可得

$$\frac{\partial H}{\partial \mu_i(\gamma)} = \frac{\gamma_i}{1 + \sum_{j=0}^{K-1} \mu_j(\gamma) \gamma_j} - \lambda_i = 0 \quad (13.4.30)$$

因此得到了约束功率的一组不等式

$$1 + \sum_{j=0}^{K-1} \mu_j(\gamma) \gamma_j \geq \frac{\gamma_i}{\lambda_i} \quad (13.4.31)$$

当  $\mu_i(\gamma) > 0$  时, 上式等号成立。由此, 如果假设  $\mu_i(\gamma) \neq 0 \Rightarrow \forall j \neq i, \mu_j(\gamma) = 0$ , 从而可得

$$\gamma_i \geq \left( \frac{\lambda_i}{\lambda_j} \right) \gamma_j, \forall j \neq i \quad (13.4.32)$$

为了解释上述关系式, 假设所有用户有相同的平均接收功率, 根据对称性可知, 所有  $\lambda_i$  因子也必须相等。换言之, 在任何给定时刻, 只有功率最强的用户才允许发送信号, 其他用户保持静默, 直到有新的用户信号变成最强为止。

上述解释与信道衰落的分布无关, 因此可以得到如下的功率控制算法

$$\mu_i(\gamma) = \begin{cases} \frac{1}{\lambda_i} - \frac{1}{\gamma_i}, & \gamma_i > \lambda_i, \gamma_i > \frac{\lambda_i}{\lambda_j} \gamma_j, j \neq i \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (13.4.33)$$

这一算法可以描述为, 当一个用户的信道条件好时, 就给它分配更多的功率, 而其信道条件差时, 就少分配功率, 这就是多用户分集的思想。这种方法与传统的功率控制思路完全相反。

上述功率分配的准则定义了一种新的多址接入方式。它通过测试接收信号的瞬时功率来分配信号功率, 在给定时刻, 只有一个信号最强的用户接入系统, 从这一点来看, 它更类似于 TDMA 体制。如果实际信道变化太快或者用户数目太多, 这种功率分配算法的实现就非常困难。另一方面, 如果信道变化太慢, 则强信号用户可能长时间占用信道, 造成其他用户业务时延太大。因此在实际应用中, 需要考虑平均接入时间和衰落相关时间、用户数的关系。对于语音业务, 由于信道接入时间不确定, 这种功率分配方法不适合。但对于突发性数据业务, 可用这一方法进行功率分配。

对于无线系统的下行信道的功率分配, 也有类似结论, 由于推导比较复杂, 不再赘述, 有兴趣的读者可以参考文献[13.5]。下面要介绍的 CDMA2000 1X EV-DO 中的比例公平调度算法其实就隐含了多用户分集的思想。

## 13.5 速率自适应

无论是功率自适应还是速率自适应, 均属于链路自适应, 且它们都是实现链路自适应的一种主要手段, 其目的都是为了优化在链路中传送业务的容量(数量)与质量。速率自适应则比较适合于分组交换型业务, 它追求的目标是系统的吞吐量最大化。其主要特点是业务具有突发性的不连续传输, 上、下信道不对称, 以及对时延和时延抖动不敏感而对差错率要求较高的非实时性业务, 如数据业务等。

速率自适应实现的基本原理如图 13.10 所示。

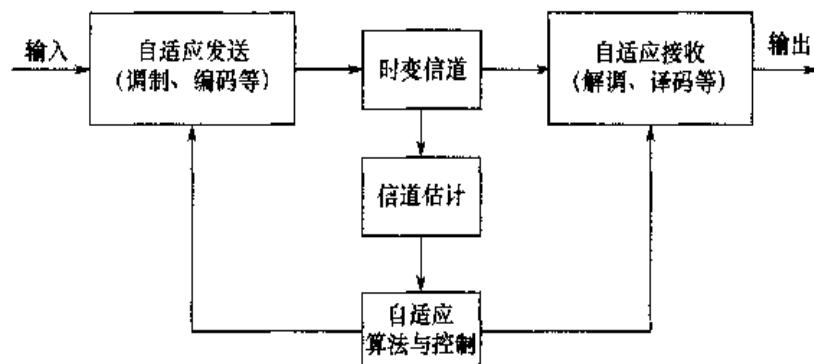


图 13.10 速率自适应实现原理图

由图 13.10 可见，速率自适应系统一般包括 5 个部分。

#### (1) 自适应发送

它是自适应的执行机构(发送端)，从原理上看，它可包含时、频、空域自适应技术，不过一般主要是指时域自适应。时域自适应主要技术包括自适应调制与解调、自适应信道编码与译码，有时还会有自适应信源编码与译码、自适应均衡等。

#### (2) 自适应接收

它是接收端的自适应执行机构，是自适应发送与时变信道的联合逆运算，同样含有时、频、空域。但是最常用的仍是时域自适应接收，特别是自适应解调与自适应译码。

#### (3) 时变信道

移动信道是一个时变信道，但是其时变特性大致可以分为快时变与慢时变。而自适应技术主要针对慢时变，其中功率自适应的频率在 1kHz 左右，如 IS-95、CDMA2000 为 800Hz 而 WCDMA 为 1.5kHz。

#### (4) 信道估计

信道估计是时变信道自适应的核心关键技术之一，其准确性决定了自适应的特性。它也是自适应技术的基础。

#### (5) 自适应算法和控制

它是根据信道估计形成的控制指令和如何执行的调度算法。

### 13.5.1 速率自适应在 2G/2.5G 移动通信系统中的应用

移动通信系统中，自适应概念及其应用是从简单变量自适应一步一步发展到多变量联合自适应的。最早的速率自适应是在 IS-95 系统中采用的信源速率自适应。它根据不同的语音动态范围和信道噪声，将语音分为 4 种速率。

在 GPRS 及 EDGE 系统中，也都应用了简单的链路自适应技术。GPRS 中定义了 4 种不同的编码方案：CS-1，CS-2，CS-3 和 CS-4，其中具体参数见表 13.1。

表 13.1 GPRS 中无线分组数据块信道编码方案

信道编码方案	码率	数据速率(Kbps)	(8时隙)总数据率(Kbps)
CS-1	1/2	9.05	72.4
CS-2	≈2/3	13.4	107.2
CS-3	≈3/4	15.6	124.8
CS-4	1	21.4	171.2

在实际传输时, GPRS 系统根据信道状况和业务需求动态选择编码类型。这里的链路自适应仅依靠信道编码的码率变化来实现, 即信道状态最不好时, 采用 1/2 码率, 这时数据速率最低为 9.05Kbps(单时隙), 即使占用全部的 8 个时隙, 最高的数据速率也仅为 72.4Kbps。若信道状态最好, 则可采用码率为 1, 不需要采用信道编码, 其单个时隙的数据速率可提高至 21.4Kbps, 8 时隙总数据率可达 171.2Kbps。

EDGE(Enhanced Data Rates For GSM Evolution)是 Ericsson 公司提出的一种 GPRS 的增强型技术。它不同于 GPRS, 在链路自适应中不仅编码方式可以选择, 而且调制方式还采用了移相 8PSK 调制。EDGE 系统周期性地对下行链路进行测量并及时报告(反馈)给基站, 根据链路的信道状态, 从两种调制方式和几种编码方式组成的 9 种传输模式中(见表 13.2)选择最为适合的一种模式。

表 13.2 EDGE 的 9 种传输模式

传输模式	M <sub>1</sub>	M <sub>2</sub>	M <sub>3</sub>	M <sub>4</sub>	M <sub>5</sub>	M <sub>6</sub>	M <sub>7</sub>	M <sub>8</sub>	M <sub>9</sub>
调制方式	GMSK	GMSK	GMSK	GMSK	8PSK	8PSK	8PSK	8PSK	8PSK
编码率	0.53	0.66	0.8	1.0	0.37	0.49	0.76	0.92	1.0

EDGE 系统中也采用了类似于 HSDPA 中的 HARQ 技术, 即采用递增冗余型 ARQ, 它在传输中逐步增加冗余度, 直至译码正确时为止, 这样可提高传输效率和降低传输时延。

采用上述链路自适应与 HARQ 技术后, EDGE 系统最高数据传输速率可从 GPRS 的 171Kbps 增至 473Kbps。

### 13.5.2 速率自适应的典型实例——HDR

1997 年 8 月, 高通公司(Qualcomm)正式向 CDMA 发展组织 CDG 提出高速数据速率 HDR(High Data Rate)的概念。2000 年 3 月, 3GPP2 成立 HDR 工作组进行标准化工作, 同年 10 月, CDMA2000 1X EV-DO 标准获得通过。所以在 3GPP2 发布的相关标准中, HDR 被称为 CDMA2000 1X EV-DO, 其中 EV 表示“Evolution”, 即改进型, 含义为性能改善且后向兼容, 而 DO(Data Only, 后改为 Data Optimized)。

CDMA2000 1X EV-DO 与 IS-95/ CDMA2000 1X 具有相同的射频 RF 特性和链路预算, 但具有独立的 1.25MHz 的载波频段。

提出 CDMA2000 1X EV-DO 主要原因在于数据业务与语音业务在很多方面的差异很大。语音业务属于电路交换型业务, 它要求实时性强, 对时延和抖动较敏感, 但是可容忍一定的差错, 所以误码率要求不高, 传输时上、下行基本上对称, 且 QoS 等级相对单一, 在数量上主要追求目标是 Erlang 容量最大化。数据业务属于分组交换业务, 具有突发的特征, 一般不要求实时性, 对时延和抖动要求不高, 但是对差错较敏感, 即要求误码率较低, 传输时上、下

行可以不对称，且 QoS 等级较多，它在数量上主要追求的目标是系统的吞吐量最大。

若将两类业务放在同一个载波上传送，相互之间的影响较大，且需要很复杂的控制机制来协调，难度较大；若将两类业务分开，分别放在同一波段的不同载波上，且对两者采用不同传输与控制策略和方法，则可大大简化系统设备和结构，简化资源控制，且对两类业务均可得到很好的服务质量和最大的数量。

CDMA2000 1X EV-DO 应用很灵活，它可对仅有数据业务的用户单独组网，且基于 IP 网络结构，也可以借助于已有的 IS-95/CDMA2000 1X 移动系统联合组网，同时提供语音高速分组数据业务。对于能同时支持 CDMA2000 1X/1X EV-DO 的双模终端，CDMA2000 1X EV-DO 技术还提供在两个系统间的切换机制。

CDMA2000 1X EV-DO 的主要技术特点包括以下几个方面。

### 1. 下行(前向)链路

在带宽 1.25MHz 的专用载波上，传送数据速率最高可达 2.4Mbps。下行(前向)链路采用一种区别于 IS-95/CDMA2000 1X 中语音软切换方式的快速最佳服务小区选择技术和动态自适应速率控制技术，并由所有属于相同最佳服务小区的数据用户以时分复用的方式共享下行数据业务信道。

移动台快速、低时延地反馈当前下行(前向)链路可以支持的最高数据速率，它取决于移动台的信道状态，其最高速率为 800 次/s，它反映了对信道衰落时变特性的最快反应能力。

基站根据接收反馈数据速率的状况，自适应地采用不同的编码和调制方式，比如不同形式和不同码率的编码和不同形式的调制方式。

基站根据移动台对下行信道的估计和反馈给基站的信息，采用时分的方式动态地调度分组数据传送，即每个时隙仅向一个信道状态最好的、在最佳服务小区内的移动用户发送一组最大速率的分组数据，以使下行(前向)链路吞吐量最大化。

### 2. 上行(反向)链路

CDMA2000 1X EV-DO 主要是为了改善数据业务的下行(前向)链路，提高下行吞吐量，以适应于数据业务下载量远大于上载量的客观需求。因此，上行在系统中不是重点，只要满足于一般数据传送时不对称信道中对上行的基本要求，在本系统中，上行(反向)数据最高速率可达 153.6Kbps。

### 3. CDMA2000 1X EV-DO 的链路自适应基本原理

下行(前向)链路的自适应速率控制的实现可以分为下列 3 步：首先对不同时段  $T_i$ （针对慢衰落、平坦衰落而言）选择最佳服务小区。即移动台接收来自其附近各小区发送的广播信号，并测量和比较其信干比  $C/I$ ，移动台选取具有最大信干比  $(C/I)_{max}$  小区作为最佳服务小区。

其次，在时段  $T_i$  的最佳服务小区内，对每个不同用户（共  $i=1, 2, \dots, n$  个）选择在不同时刻  $t_k$  ( $k=1, 2, \dots, 7$ )，它是针对快衰落测量并预测最佳发射数据速率，在逻辑上可分为两步而实际上是实时同步进行的。第一步对最佳服务区内的每个用户测出不同时刻  $t_k$  最适合的数据速

率。其过程如图 13.11 所示。

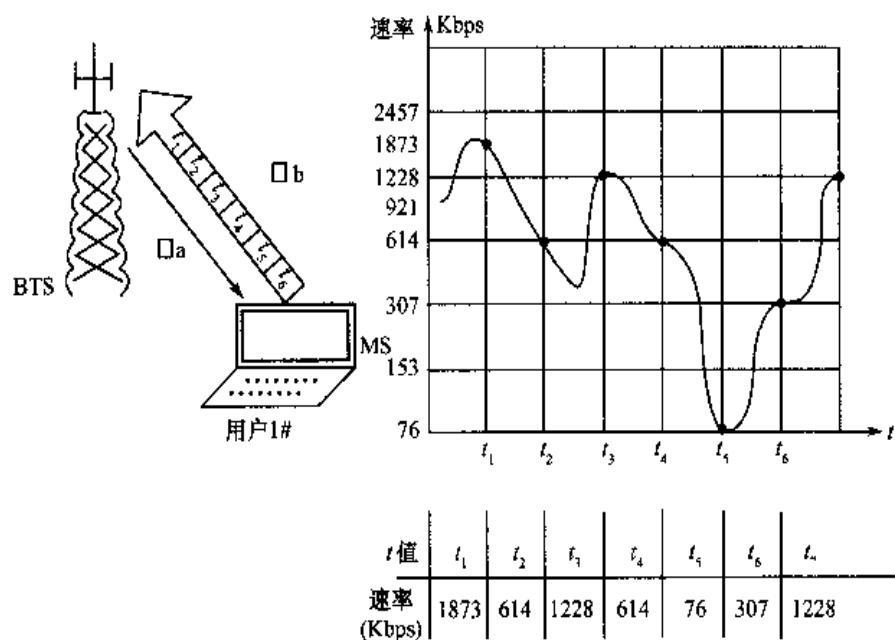


图 13.11 某个用户(移动台)进行的信道测量——预测——反馈过程

第二步在最佳服务小区内每个用户均同时进行上述操作(假设共有  $n$  个用户)，如图 13.12 所示。

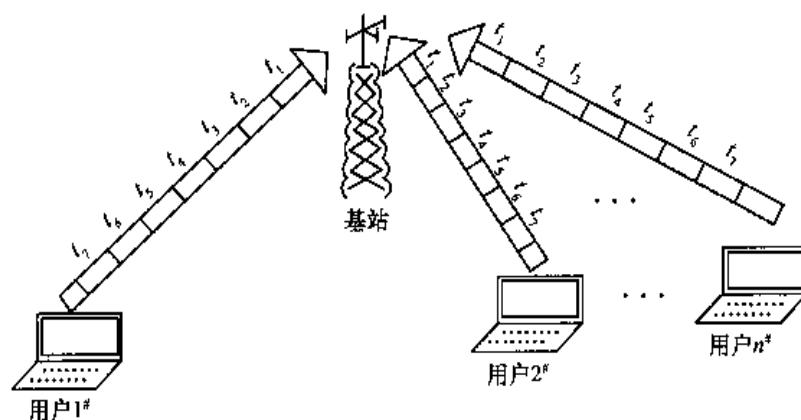


图 13.12 最佳服务小区内每个用户对信道的测量——预测——反馈过程

对  $n$  个用户在  $t_1$  到  $t_7$  时间段内分别测得最佳速率参数见表 13.3。

表 13.3 最佳服务小区内每个用户不同时隙速率参数值

	$t_1$	$t_2$	$t_3$	$t_4$	$t_5$	$t_6$	$t_7$
用户 1#	1873	614	1228	614	76	307	1228
用户 2#	307	614	921	1873	614	307	2457
...				...			
用户 $n$ #	614	1228	614	307	921	153	76
$n$ 个用户中最大值	1873	1228	1228	1873	921	307	2457

最后，确定在  $T_1$  时段内最佳小区向服务区内各用户发送分组信息，如图 13.13 所示。

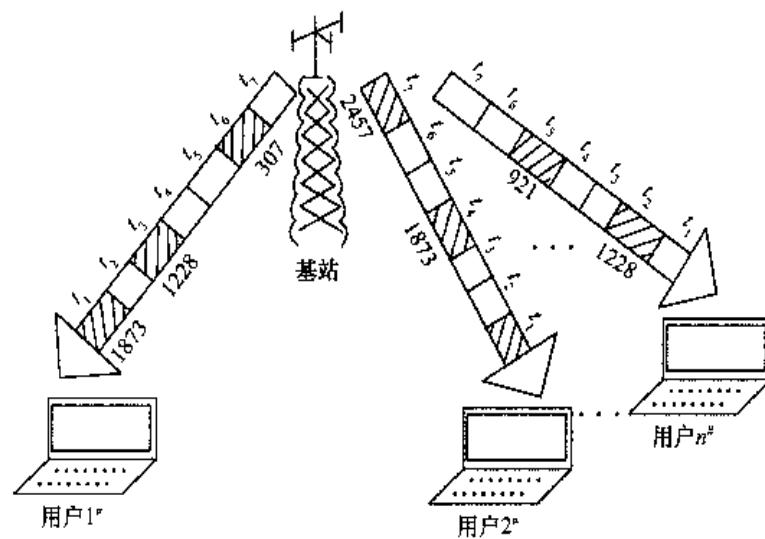


图 13.13 最佳服务小区内对其用户发送分组数据过程

CDMA2000 1X EV-DO 系统的下行(前向)信道由 4 部分组成:导频信道、媒介接入控制 MAC 信道、控制信道和业务信道。另外, MAC 有两个子信道, 即反向激活 RA 信道和反向功率控制信道。下行(前向)链路时分帧结构如图 13.14 所示。

前面给出了最佳服务小区应对其服务区内不同用户在不同时段发送的分组数据。这些不同时段向不同用户发送的数据是通过位于基站小区的调度执行机构，挑选不同的编码与调制的最佳组合来实现的。表 13.4 给出下行(前向)链路自适应可变速率与对应的最佳编码与调制参数。

表 13.4 自适应可变速率与相应编码与调制参数

数据速率 Kbps	每个编码分组比特数	每个编码分组占用时隙	编码速率(Turbo 码)	调制模型
38.4	1024	16	1/5	QPSK
76.8	1024	8	1/5	QPSK
153.6	1024	4	1/5	QPSK
307.2	1024	2	1/5	QPSK
614.4	1024	1	1/3	QPSK
307.2	2048	4	1/3	QPSK
614.4	2048	2	1/3	QPSK
1228.8	2048	1	1/3	QPSK
921.6	3072	2	1/3	8PSK
1843.2	3072	1	1/3	8PSK
1228.8	4096	2	1/3	16QAM
2457.6	4096	1	1/3	16QAM

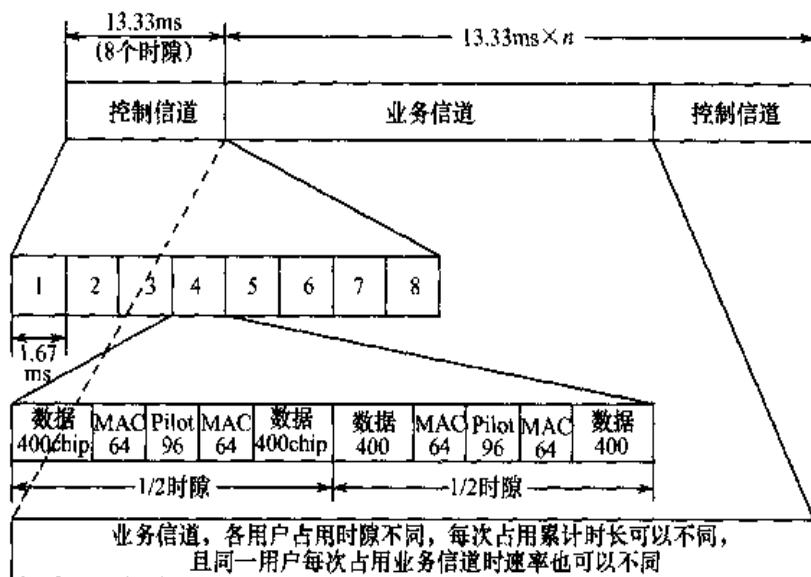


图 13.14 下行(前向)链路时分帧结构

### 13.5.3 功率与速率联合自适应的典型实例——CDMA2000 1X EV-DV

CDMA2000 1X EV-DO 采用单独 1 个 1.25MHz 带宽可以提供高达 2.4Mbps 数据业务；但是它与语音不能共享同一个载波，即同一个 1.25MHz 带宽。所以当分组数据业务量不足时，其利用率不充分，另外对于同时需求语音与数据的用户，也仅能利用特殊的不共用载波频段的双模接收机，这给用户带来很大的不方便。

3GPP2 于 2000 年 9 月成立了一个专门的工作组，对 CDMA2000 1X EV-DV (Data & Voice) 在同一个载波的 1.25MHz 带宽内同时传送实时的语音业务与非实时的数据业务的可能性进行研究。

实际上，3GPP2 从 2000 年 2 月就开始收到各个制造商关于 DV 的提案，2000 年底，形成了两个主要提案：最初由 LGE, LSI, Lucent, Qualcomm 和 Samsung 公司联合提出的 L3QS 方案，这一方案后来 Nortel 也加入进来，形成了 L3NQS 方案；另一个是 1X TREME 方案，是由 Motorola, Nokia, LSI, TI 和 Dot wireless 等公司提出的，其基本思想与 L3NQS 相似，但是它采用了更高阶的 64QAM (L3NQS 仅采用了 16QAM)。

3GPP2 于 2002 年 5 月经分析比较，最后达成妥协结果，得到在 L3NQS 基础上的 Release C 版本，本节将简要介绍它。

CDMA2000 1X EV-DV 建立在原有 CDMA2000 1X 的基础上，但又做了不少的改动。为了既保证与原有 CDMA2000 1X 系统的兼容性，又要突出支持高速分组业务传送的特色，CDMA2000 1X EV-DV 在保留原有物理信道的基础上，新增加 4 种新的物理信道，其中两个下行(前向)、两个上行(反向)。

#### (1) 下行(前向)分组数据信道 F-PDCH

用做传送高速分组数据业务，用户以快速时分方式共享该信道。但是 CDMA2000 1X EV-DV 中可以有两个 F-PDCH，它们之间为码分复用，而每个 F-PDCH，用户间采用时分方

式。F-PDCH 是 EV-DV 系统在物理层增设的主要业务信道。另外，为了保证 F-PDCH 有效工作，还需增设 3 个辅助支持信道，其中一个为下行、两个为上行。

#### (2) 下行(前向)分组数据控制信道 F-PDCCH

它主要用于向使用 F-PDCH 的用户提供控制信息。

#### (3) 上行(反向)链路质量指示信道 R-CQICH

用户可通过 R-CQICH 向基站实时快速报告下行(前向)信道质量，即导频的 C/I 值，以帮助基站实现自适应链路传输。

#### (4) 上行(反向)确认信道 R-ACKCH

用户可通过它及时快速地报告在 F-PDCH 上所收到分组数据是否正确，是否需要重传。

CDMA2000 1X EV-DV 不仅在物理层上做了上述主要改动，而且还需要在网络层的协议结构上做相应的改动。即在物理层与 MAC 层之间增加一个 F-PDCH 的控制功能模块。

总体看来，CDMA2000 1X EV-DV 是 1X 与 1X EV-DO 在某种程度上的结合，它主要体现在下行(前向)链路上。

在 CDMA2000 1X EV-DV 的下行(前向)链路中，对语音和低速分组数据业务的承载仍采用 CDMA2000 1X 中的基本信道 F-FCH 和补充信道 F-SCH，还采用码分方式。对于下行(前向)高速分组数据，在 EV-DV 系统中引入了专门的分组数据信道 F-PDCH，该信道仅可利用保证电路交换业务后所剩下的可利用功率，其示意图如图 13.15 所示。

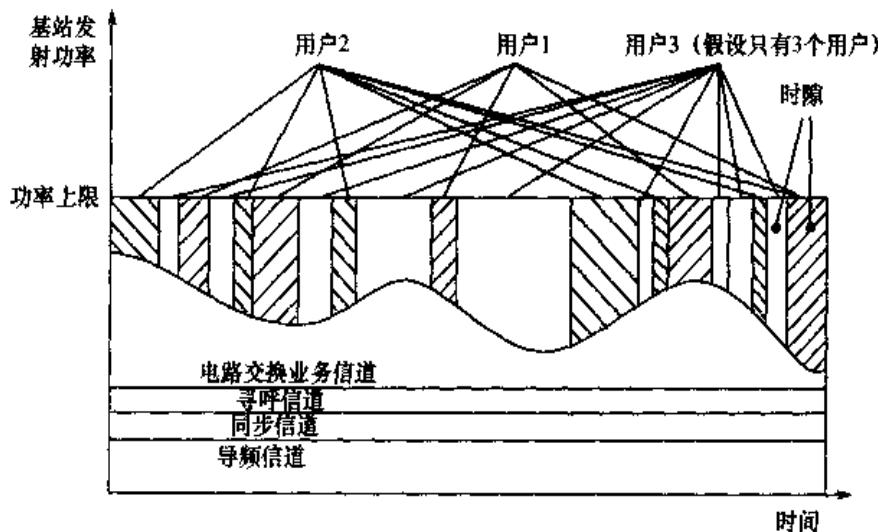


图 13.15 CDMA2000 1X EV-DV 下行(前向)链路功率分配图

下行(前向)分组数据信道 F-PDCH 的基本功能与 CDMA2000 1X EV-DO 中的前向业务信道一致。所不同的是，EV-DV 是在电路语音交换业务的同时利用剩余功率进行高速分组业务传送，而 EV-DO 仅仅传送高速分组业务。从这个观点看，EV-DV 比 EV-DO 更为有效、更为节约，但是其代价是两者之间的干扰将增大，且协调、控制机制将大大复杂化。

由于 EV-DV 中的下行(前向)链路中可以同时存在实时电路交换的语音业务和非实时的变速分组数据业务，两类业务优化的自适应标准不一样。语音采用功率控制，高速分组数据则采用速率控制，所以两类业务同时传送时，只能采用功率、速率联合优化的自适应控制。

对于 CDMA2000 1X EV-DV 的下行(前向)链路,首先满足电路交换的实时业务,比如语音,其目标是追求 Erlang/MHz 的最大化,主要手段是通过快速功率控制,在 DV 中是采用 800Hz 频度不断估计语音等实时业务所需的功率并及时进行调控。

其次要同时满足高速分组数据业务的传送,亦即在满足电路交换实时业务所需功率的前提下,将剩余功率分配给高速分组数据业务的 F-PDCH 的用户,并根据分配给该数据用户的功率进行速率控制。它是通过信道估值、调度算法和自适应编码与调制技术相结合来实现的。

在 CDMA2000 1X EV-DV 中,还采用了物理层与网络层配合下实现的自适应混合 ARQ 重传机制。在 EV-DV 中,进一步改进了 EV-DO 中的重传机制。

将每一个编码数据包分成多个子数据包,重传按子数据包考虑。无论每个子数据包是否重传,其调度可以是独立的,即可以等信道条件好时再重传,这也与 EV-DO 不同。另外对每个子数据包,其调制方式也可以是独立的,即根据已重传的次数、信道条件及资源等情况进行动态调整。

重传机制可以采用自适应递增冗余式的混合 ARQ 技术。它是一种通过递增发送码字的冗余度,以增大正确译码概率。也就是说,初次传送可选用码率高、冗余度较小的纠错码,若不能正确译码,则可降低码率,增大冗余度,在接收端,可将两次数据帧合并一起译码,以增大纠错能力。为了适应时变信道,再在上述递增冗余的基础上加上链路自适应技术,就构成了自适应递增冗余式的混合式 ARQ 技术,比如在递增冗余 ARQ 基础上加上可变形式的纠错码(BCH 码、卷积码、Turbo 码等)和不同方式的调制(QPSK、MQAM)的组合。

### 13.5.4 WCDMA 中增强型技术——高速下行分组接入 HSDPA

对应于 3GPP2 的 CDMA2000 1X EV-DO,欧洲为主的 WCDMA 也推出了类似的增强型技术 HSDPA,不过它是在第三代 5MHz 的带宽内实现的,其下行最高数据速率可达 8~10Mbps。

HSDPA 在 WCDMA 中增加了一个高速下行共享信道 HS-DSCH,它与原来 WCDMA 中的下行共享信道 DSCH 相比有如下技术特点,见表 13.5。

表 13.5 DSCH 与 HS-DSCH 基本技术比较

	可变扩频因子	快速功率控制	自适应编码调制	多扩频码操作	快速混合 ARQ
DSCH	√	√	×	√	×
HS-DSCH	×	×	√	√	√

由表可见,可变扩频因子与快速功率控制在 HSDPA 中已不再采用,取而代之的是采用自适应编码调制和快速混合 ARQ。

这个高速下行共享信道 HS-DSCH 就相当于 3GPP2 的 CDMA2000 1X EV-DV 中前向分组数据信道 F-PDCH,用来传送高速分组数据业务。

同样为了支持该信道的正常工作,又引入了高速共享控制信道 HS-SCCH,用它承载下行控制信息,且每个用户最多有 4 个 HS-SCCH。它可承载下行信息,包含对时间有严格要求的信息,如扩频码和调制方式,以及对时间要求不严的信息,如冗余信息、第 n 次重新指示

信息等。另外还有两个反向信道，一个是负责传送信道质量的指示信息，另一个是负责传送 CRC 校验结果的指示信息 ACK/NACK。HSDPA 的物理层结构如图 13.16 所示。

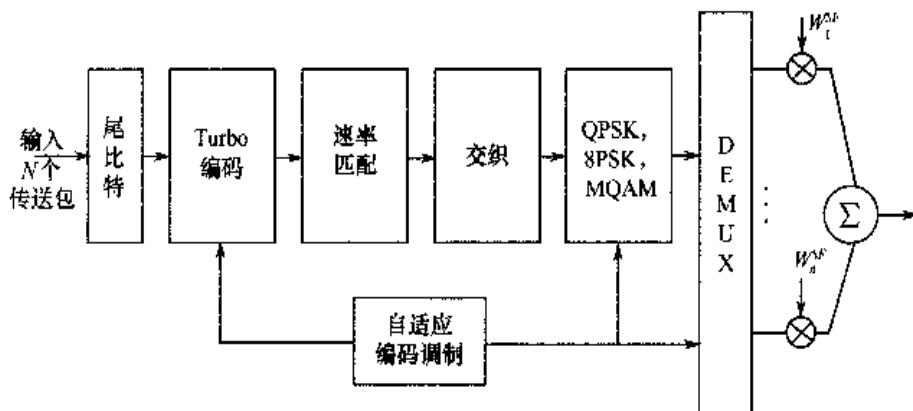


图 13.16 HSDPA 物理层结构

由图可见，其编码和调制方式是在自适应编码调制控制下动态选择的。在 3GPP 协议中规定，用户终端周期性地测量导频信息，而将所测得的实时信道质量  $C/I$  经由上行信道传送至 Node B，Node B 根据实时  $C/I$  值计算出合适的编码与调制方案，通过自适应编码调制动态控制系统的编码与调制组合的最佳方式，使系统达到最大吞吐量。

HSDPA 的基本原则是根据信道的当前状况选择最合适的编码和调制方式，以达到最大化系统吞吐量。表 13.6 给出用户支持 15 个扩频码（用户可支持扩频码数目为 5/10/15）时的最大吞吐量。

表 13.6 采用 15 个扩频码时不同编码调制的最大吞吐量

	编码速率	调制方式	最大数据吞吐量 Mbps
1	1/4	QPSK	1.8
2	1/2	QPSK	3.6
3	3/4	QPSK	5.3
4	1/2	16QAM	7.2
5	3/4	16QAM	10.7

频谱资源与码资源对于移动通信系统是非常珍贵的，链路自适应技术在 HSDPA 的应用大大提高了频谱与扩频码的利用效率。

在频谱利用效率方面，当信噪比较低时，通过自适应采用纠错能力强的编码与调制组合及混合 ARQ 以提高其抗干扰能力，采用递增冗余型的 HARQ 可以进一步提高其频谱利用效率；当信噪比较高时，可采用高阶调制和冗余较少的编码以进一步提高传输效率和频带利用率。

对码资源利用率，通过采用高阶调制和冗余较少的编码可以提高每个传输符号所承载的信息比特数，这也就提高了信道扩频码的承载数据量，达到提高码资源利用率的目的。

为了配合物理层的自适应链路传输的动态编码调制与混合 ARQ 的实现，在网络层新增加了一个实体 MAC-HS，其位于网络的 MAC 层和 HS-DSCH 中的控制层，负责自适应调制、编码调度及 HARQ 的实现。这个模块可以降低处理时延，提高处理效率。

## 13.6 跨层自适应(Cross Layer)技术

前面介绍了无线链路的自适应技术，本节将把自适应的思想进一步推广到网络层，介绍近年来学术界涌现出的跨层自适应(Cross Layer)技术<sup>[13.1]</sup>。

现代通信网络一般都采用分层模型，网络协议栈是由多层处理不同网络功能的协议模块构成的。为了保持系统的模块化特性，一般只有相邻层之间才能进行通信。经典的协议栈结构为：TCP/IP/Link layer，有时用 RTP/UDP 取代 TCP。图 13.17(a)是一个示意图。在无线通信系统中，网络协议栈还需要引入 QoS 和移动功能。图 13.17(b)给出了未来无线通信系统协议栈的一个趋势。中间的 MIPv6(Mobile IPv6)模块是由 IPv4 演化来的，并支持终端移动功能。采用 MIPv6 协议，终端可以移动到新的接入点，或者新的网络，并且可以在接入点之间切换，同时能够自动支持多个链接。

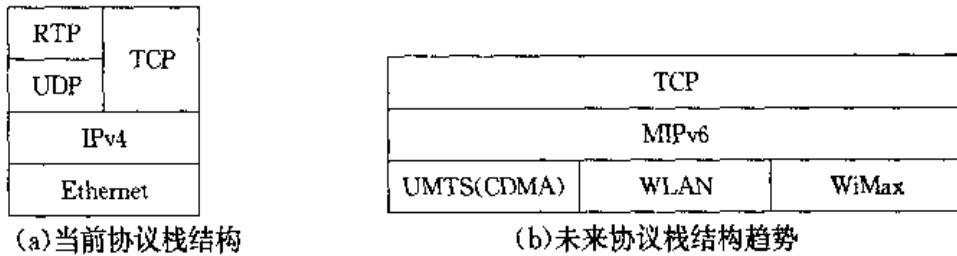


图 13.17 通信网协议栈结构示意图

但是，如果保持严格的模块化特性，即每层协议只与相邻层协议通信，则对于系统性能、QoS 性能和网络功耗而言，协议栈效率比较低，甚至有可能对未来无线网络产生负面影响。为了克服效率低下的问题，近年来人们提出了跨层自适应(Cross Layer)技术。下面介绍一种 Cross Layer 的协议结构框架，它引入了一组横跨各协议层的协作平面，利用这些协作平面高效率地进行跨层处理。

### 13.6.1 协作平面

为了提高协议栈的效率，首先引入协作平面的概念。协作平面是协议栈的纵向剖分，它应用层间的协同算法，处理不同协议层相同或类似的问题。如图 13.18 所示，一般地，协作平面可以分为以下 4 类。

#### 1. 安全性平面

这个平面的主要目的是取消在移动通信系统中常常出现的多层次安全加密、解密操作，统一归并为一个处理平面。

#### 2. QoS 平面

QoS 平面负责在整个协议栈中分配系统 QoS 的要求和限制，协调它们的效果。

#### 3. 移动性平面

移动性平面解决由于终端移动造成的问题，如 TCP 拥塞控制、Mobile IP 和层 2 移动解

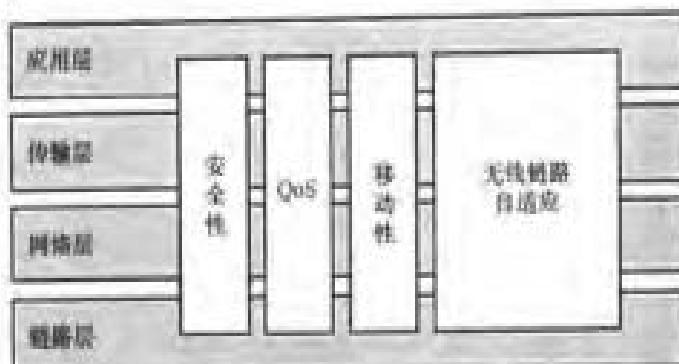


图 13.18 Cross Layer 协作平面

解决方案之间交互性差的问题，还有跨网段移动的问题。

#### 4. 无线链路自适应平面

这个平面的主要功能是物理层的自适应技术，前面已介绍了很多，此处不再赘述。

##### 13.6.2 安全性平面

目前，安全性问题，特别是加密操作，通常是在多个协议层重复进行的。同时进行多层次加密的方案变得越来越流行。多层次加密可以提高安全性，但也有很多局限，如增加了处理功耗要求、提高了处理时延等。当前通信系统中使用的加密协议和方法如图 13.19 所示。

SSH	SSL	PGP
TCP		
IPsec		
BlueTooth	UMTS	WEP/802.11i/WAPI

图 13.19 安全性协作平面

(1) SSH/SSL/PGP，这些协议提供了传输层和应用层强有力的端到端加密能力。

(2) IPsec 包含在 IPv6 协议中，是一种高性能的加密方法，可以在端到端主机之间加密，也可以作为安全隧道，在主机和子网或子网之间进行加密。

(3) WEP/802.11i/WAPI，是 WLAN 的加密协议，WEP 是有缺陷的安全协议，目前 IEEE 802.11i 和我国提出的 WAPI 协议是更加安全和成熟的协议，它们只覆盖接入网络。

(4) BlueTooth 是另一类无线接入网的安全标准。

(5) 3G 移动通信体制，如 UMTS，也提供了高性能的加密机制。在终端、网络控制端及至无线链路上的数据、信令都可以进行加密。

为了避免反复处理数据分组，从而节省功耗，降低时延，层间的协同操作可以将多层次的加密减少为一个。这种协同操作的主要问题是决定哪一层需要进行加密。因为一些数据流，如信令，可能在中间协议层生成。

现举例说明如下，在 IPsec 和 SSL/SSH/PGP 层之间，当 IPsec 协议在主机间已经进行了加密，而 SSL/SSH/PGP 又提供了用户和业务之间的加密。这样可用应用层之间的加密替代主机之间的加密，且 SSL/SSH/PGP 层的加密可以很好地控制每条链接的安全级别，用户

可以收到更好的反馈信息，而IPsec层的加密是由操作系统自动完成的，用户无法控制，同时，链路层加密是局域性的。这些弱点限制了IPsec加密的有效性。在理想情况下，只有当数据包没有其他加密方式时，才采用链路层加密。

### 13.6.3 QoS平面

在有限的无线资源条件下，QoS对于移动网络是非常重要的。为了保证QoS有效，首先需要满足两个条件：

(1) QoS必须作为端到端的特性，文献中提出的解决方案可以分为差别式业务(Diff-Serv)和集成式业务(IntServ)两大类；

(2) 必须处理所有的通信协议层，因为每一层可能都需要提供一定的业务保障。

从QoS观点来看，协议栈由上层协议(传输层及其上层)，如应用/TCP或应用/RTP/UDP构成，在IPQoS的顶部。IPQoS协议层包括了IP流量控制，用于处理数据包监测和分类、数据流整型和调度。而链路层也能够通过发送优先级和虚通道的方法提供不同的QoS支持。

当前的QoS解决方案是采用限制协议层之间的通信来实现的。一般地，应用业务生成传输层链接(RTP或TCP)，并为这些链接分别建立QoS。而IPQoS层根据QoS要求建立IP流量控制，通常这些信息是不会传递给链路层的，除非每个链路层模块有自己的QoS特性要求。

在当前的QoS分配子系统里，采用上述方法有可能造成协议栈中某些层没有获得QoS建立信息，从而与QoS分配子系统交互困难，结果对于QoS保障起不到应有的作用。下面通过两个例子来说明问题。

#### 1. TCP处理

在系统中，如果出现超过预留带宽的数据包，则称为非一致分组，即业务数据与QoS要求不一致。此时根据发送节点的配置不同，会出现数据监测和整型两种情况。在数据监测情况下，非一致分组掉包会被认为是拥塞信号，从而造成TCP拥塞窗减小，将会对TCP性能产生负面影响。在数据整型情况下，非一致分组在缓冲队列中排序，直至与QoS要求一致。此时，TCP层会发现网络流量保持一段时间后，在某些时刻会忽然下降，这样将增大发送时延。并且由于发送时延的变化，TCP RTT(Round-trip time)估计算法也不能很好地工作，从而对TCP拥塞控制造成负面影响。为了避免这些问题，需要TCP与QoS层协同工作，根据QoS预留信息，TCP可以调整它的拥塞窗，从而避免发送非一致分组。

#### 2. RCP处理

给定一个QoS预留的RTP数据流，有可能由于ARQ机制对QoS造成影响。ARQ常会引入跳变和时延，但实时业务对于这些因素非常敏感。因此，对于实时业务而言，若数据包出现错误，适宜的处理是丢弃分组而不是采用ARQ重发数据。因此，为了克服这些问题，也需要QoS和链路层协同工作。

由此可见，不同的业务流需要不同的处理，QoS层必须与链路层协同，才能提高系统的

整体性能。下一代移动通信系统中，如何延长终端电池的使用时间是非常具有挑战性的工作。一般地，可以通过功率和时延、功率和比特速率/BER 特性的折中来实现功耗的降低。但这些折中方法也不可不加选择地乱用，应当在上层交互信息控制下，基于时延、平均数据速率和 BER 进行逐个分组的控制，才能不损害业务的 QoS 性能。

### 13.6.4 移动性平面

当 IP 网络中引入移动性后，出现了一系列新的问题。最明显的是 TCP 的连接问题。当终端从一个接入点移动到另一个接入点时，TCP 连接会出现如下一些现象：

- (1) 老接入点的链路功率越来越低，BER 逐渐增大，TCP 开始掉包；
- (2) 当移动到某处，则老链路中断，终端尝试接入新的基站；
- (3) 最后，当新链路建立后，TCP 连接有可能恢复。

上述过程中，由于 TCP 拥塞窗减到最小后再增大到初始值需要很长时间，并且老链路的 RTT 值可能已经无效，需要重新探测新链路的 RTT 值，从而导致有一段时间 TCP 会掉包。为了解决这一问题，需要采用跨层设计。图 13.20 给出了一种解决方案。

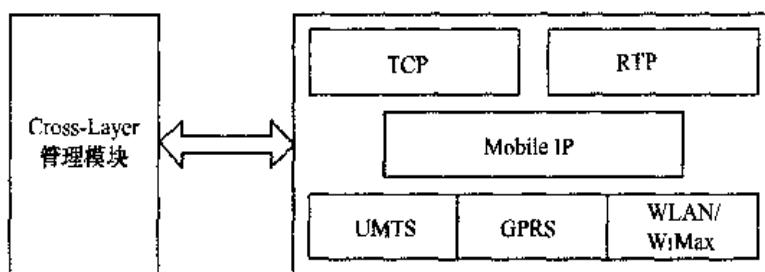


图 13.20 移动性协作平面

如图 13.20 所示，协议栈中心是 Mobile IP 层，对于高层而言，它屏蔽了支持移动功能的操作细节，这样在移动条件下，上层仍然可以透明传输、正常工作。但是单纯屏蔽切换信息，并不能消除它所造成的影响。因此，更好的方法是 Mobile IP 层将切换事件通知高层，以便上层协议可以更好地处理这些事件的影响。例如，TCP 可以采用下列两种优化方法。

#### 1. 水平切换

当移动终端在采用相同技术体制的相邻接入点之间进行切换，并且切换事件较短时，则属于水平切换。此时可以冻结 TCP 连接，也就是说，当切换完成后，TCP 可以采用与切换前相同的拥塞窗。通过这种简单优化，当切换发生时，TCP 连接可以很快恢复。

#### 2. 垂直切换

当移动终端在采用不同技术体制的接入点之间进行切换时，则属于垂直切换。此时由于新的接入链路属性与老链路不同，需要 TCP 从拥塞控制状态回复到慢速启动状态，快速探测新链路的带宽，丢弃老链路的 RTT 参数。

当然在上述两种情况下，首先都要由链路层向 Mobile IP 层上报切换事件。

### 13.6.5 分层协作模型

根据上述描述,可以得到如图 13.21 所示的协作模型,各个协作模块向管理器发出事件和状态变量。各种事件,如“切换开始”或“链路中断”可以触发或唤醒特定的管理算法。状态变量表示管理器获取/设定动作的端口,通过这些端口,允许管理器查询/修改系统的协议/模块内部状态。

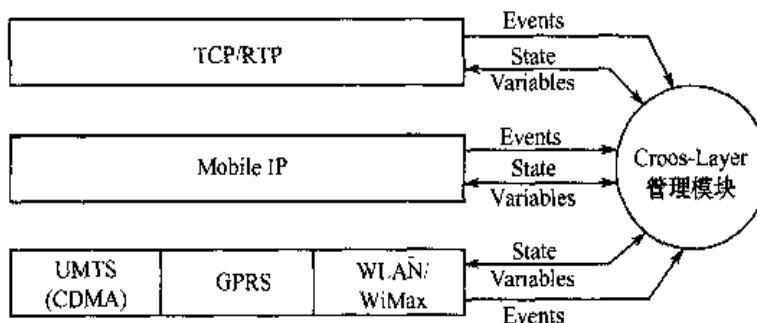


图 13.21 分层协作模型

## 13.7 本章小结

本章介绍了链路自适应技术的各种类型,包括物理层自适应技术和网络层自适应技术。其中重点介绍了功率控制原理及其在 2G/3G 系统中的应用、速率自适应原理及其在 3G 系统中的应用,最后简单介绍了跨层设计与自适应技术。链路自适应技术的理论基础都是基于信息论中的注水定理。

自适应技术的工程实现的目标之一就是在合理代价的前提下,尽可能地逼近理论最优,从而最大限度地挖掘系统潜力,提高系统性能。根据无线通信网络的结构特点可知,自适应技术其实包括 3 个层次:业务信源的自适应、无线链路的自适应和用户运动行为的自适应。链路自适应技术的研究现在已经越来越深入,许多理论已成功应用到实际系统中。

## 习题

- 13.1 试论述移动信道的慢衰落特性和分类,通常有哪些措施可以克服慢衰落?
- 13.2 试论述功率控制的各种准则,并详细描述经典的功率控制过程:开环、外环及内环控制,并区分它们的差异。
- 13.3 论述 CDMA2000 与 IS-95 系统中功率控制的差别。
- 13.4 论述 WCDMA 系统中的功率控制与 CDMA2000 系统中功率控制的差别。
- 13.5 在总功率受限条件下,详细推导多载波最优功率分配的解。
- 13.6 在总功率受限条件下,详细推导多天线最优功率分配的解。
- 13.7 在用户数为  $K=2, 4, 8, 16$  条件下,求理想功率控制下的信道容量  $C_0$ 、没有功率控制的平均容量  $C_{NFC}$  及采用多用户分集分配功率的系统容量  $C_{FC}$ ,并用 Matlab 绘图。
- 13.8 试论述 CDMA2000 1X EV-DO 系统的自适应速率控制算法的具体流程。

13.9 试论述 HSDPA 系统为了支持高速数据业务采用的编码调制方式。

13.10 论述跨层自适应技术引入的原因，解释协作平面的作用。

## 参 考 文 献

- [13.1] G. Carneiro, J. Ruela and M. Ricardo. Cross-Layer Design In 4G Wireless Terminals. IEEE Wireless Communications, Vol. 11, No. 4, pp. 7~13, Apr. 2004
- [13.2] T. M. Cover and J. Thomas. Elements of Information Theory. Wiley & Sons, 1991
- [13.3] R. Knopp and P. A. Humblet. Information capacity and power control in single-cell multiuser communications. ICC95 Seattle, Gateway to Globalization, Vol. 1, pp. 331~335, June 1995
- [13.4] T. S. Rappaport. Wireless Communications Principles and Practice. Prentice-Hall, Inc., 1996
- [13.5] D. N. Tse. Optimal Power Allocation over Parallel Gaussian Broadcast Channels. ISIT 1997, Ulm, Germany, pp. 27, June 1997
- [13.6] 3GPP TS 25.214 V4.0.0. Physical Layer Procedure(FDD). 2001.03
- [13.7] 3GPP TS 25.848 V4.0.0. Physical Layer Aspects of UTRA High Speed Downlink Packet Access. 2001.03
- [13.8] 3GPP2 C.S0002-A-1. Physical Layer Standard for CDMA2000 Spread Spectrum Systems. 2000.09
- [13.9] 3GPP2 C.S0024. CDMA2000 High Rate Packet Data Air Interface Specification. 2000.09
- [13.10] 吴伟陵. 信息处理与编码. 北京:人民邮电出版社, 2003
- [13.11] 周炯槃. 信息论基础. 北京:人民邮电出版社, 1983

# 第 14 章 移动网络的结构与组成

前面几章重点介绍了移动通信系统中的物理层相关技术，从本章开始，将重点转移至网络层与网络规划层。在后面的几章中，将分别介绍：移动网络的结构与组成，运营与资源管理，以及移动网络的规划、设计与优化。

本章将首先介绍移动网络的结构与组成，其主要内容有：移动网络的概念与特点，从 GSM/GPRS 至 WCDMA 网络的演进及从 IS-95 至 CDMA2000 网络的演进。

## 14.1 移动网络的概念与特点

### 14.1.1 引言

移动通信网是现代通信网中的一个重要组成部分，而现代通信网主要是由下列 4 个部分组成。

(1) 终端机：其主要功能是将待传送的信息转换成电信号并送入网内，同时从网上提取所需的信息。如电话机、手机、传真机、数传机、视频终端摄像机与显示器等。

(2) 信道：它是载荷信息的信号所传送的通道，它主要包含固体介质的传输线、电缆、光缆；空气介质的无线信道等。从特性上可以分为恒参量的非时变信道与变参量的时变信道，移动信道属于后者。

(3) 变换设施：要将简单的点对点的通信组成多点对多点的通信网就必须有交换设备。比如，电话网是通过电路交换转接的交换机来实现的；数据网可以采用电路转接的交换机，但是效率更高则是采用分组信息包转接即包交换方式；在移动通信中，还采用一种无需将信息送至转接站或交换点上进行交换，而是利用用户的地址信息直接送至线路或传输链路进行交换的技术，一般称它为多址接入技术。

(4) 信令与协议：构成一个完整的通信网，除了上述的信道及终端与交换的硬件设备以外，还必须有与硬件相应配套的软件。也就是说，仅有硬件设备还不能在通信网内高效地互相交换信息，尤其是对自动化程度高、使用的环境条件(信源、业务、信道、用户等方面)复杂时，必须要有一些规范性的约定。它在电话网中称为信令，而在计算机与数据网中则被称为协议。其实它就是网内使用的专用“语言”，用来协调网内、网间运行以达到互通互控的目的。

现代电信网一般是指全局性核心、干线网络，其最大特性是静态固定的网络。现代电信网 PSTN 一般是由陆地干线包含光缆、电缆、微波接力、卫星等构成全国、全地区的核心干线网络。

移动通信网，相对于 PSTN 网，它属于接入网，即是核心网外围面向移动用户的接入网络。移动通信网不同于静态的 PSTN 网，其网络配置是动态的。比如在电话通信时，手机是随着用户不断地动态移动，传输链路则是通过呼叫临时动态搭建，用户间的信息交换则主要

通过不同方式的动态多址接入方式进行交换。可见，在移动通信网中，一切都是动态的。

在移动通信网中，小范围的动态移动可以通过移动蜂窝式网络结构构成的小区覆盖连接，并利用小区蜂窝网间的切换实现小范围内动态的不同断通信。

用户在大范围动态移动，则通过移动蜂窝网的用户实时重新配置，实现在不同覆盖区间的漫游和自动的越区切换。

固定网使用的资源，如最典型的带宽，是可以通过增加设备而不断增大的，亦即可通过增加光纤线数量和电缆芯线而增大，但是移动网中，带宽与功率都受到明显的严格限制。

### 14.1.2 信令与协议

上面已指出信令与协议就是网内统一使用的通信规程和专用语言，用它来协调网内、网间的正常运行，以实现互通、互控的目的。下面将简要介绍移动通信网中主要的信令与协议。

#### 1. 通信信令

在语音通信中，人们将统一使用的通信规程和专用语言称为信令，在移动通信的语音通信中，也与固网中一样使用这些信令。

在移动通信中，手机拨号就是产生一种寻址信令，要求连接到目的用户，振铃则是识别对方呼叫的信令，而发送键和结束键则分别给出开始寻呼和通话结束的信令。

20世纪80年代初期，即第一代模拟移动通信时期，语音与信令同时共用一个传输信道，即带内传输并称为随路信令。由于信令速率远低于语音，而且当此信道不通话时，为了随时呼叫还必须保证信令通信而占用该信道，从而大大降低了信道的利用率。同时，还必须不断处理(不是同时)信令和用户数据。

一个典型的随路电话信令原理性示例如图14.1所示，它描述电话信号从呼叫开始到拆线为止的情况。

电话信令主要包括用户线信令和中继线信令两大类型。其中，用户线信令主要包括主叫端到交换局和交换局到被叫端之间的信号规范。最常用的有摘机、拨号音、忙音、拨号、振铃、挂机等。中继线信令是交换局之间联系的语言，也称为局间信令，其信号形式随中继线类型而异。最常用的有启动、准备好、地址、应答、通话、话终止、拆线、复原等。

20世纪80年代，电信网PSTN和移动电话网开始使用公共信道信令CCS系统。CCS是一种数字通信技术，它将同一信道中的用户数据(含语音和数据)和控制用的信令等网络数据分离开来，让CCS占用一个独立的信道与用户数据信息同时传送。显然，CCS是一种带外信令传送技术，因此，它支持的信令速率不再受到语音带宽的限制，它可以将很多用户信道控制信令及网络数据集中起来以允许更高的传输速率，即从每秒56Kbps一直到数兆比特。

在第二代移动通信网络中，CCS用来在用户与基站、基站与MSC及MSC之间传递用户数据信息和信令控制信息。在GSM系统中，CCS的用户数据信息和信令控制信息的分离是通过时分多路TDM方式来实现的。由于网络信令是突发而短暂的，所以它可以工作在无连接方式，因此很适合于分组包交换技术。

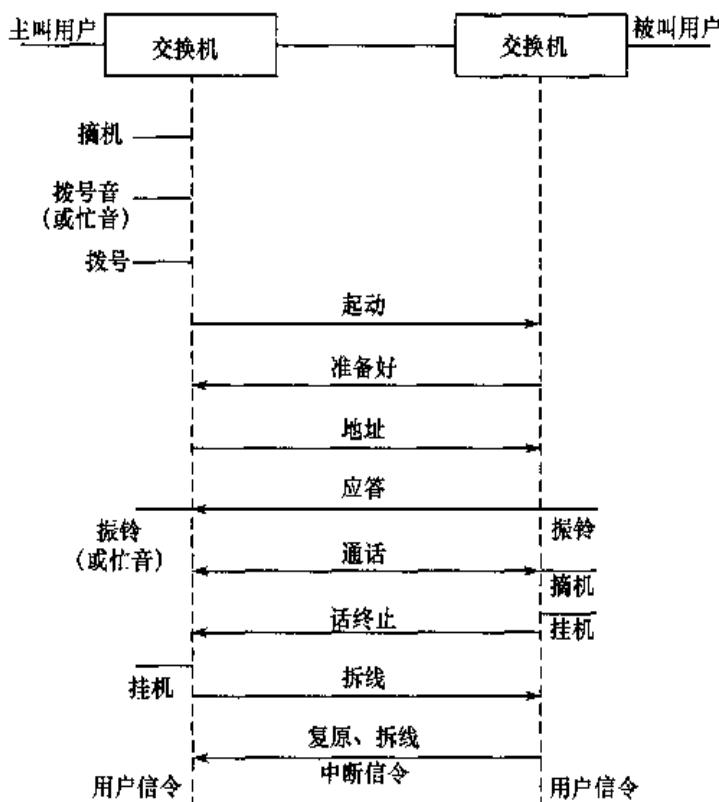


图 14.1 电话信令原理示例图

## 2. 七号信令 SS7

SS7 来源于 CCITT (ITU-T 的前身) 基于公共信道信令标准 CCS No. 6 开发的带外信令系统，后来又沿着 ISO 7 层体系结构思路发展，如图 14.2 所示。其中，OMAP 为操作维护和管理部分，ASEs 为业务应用单元。

第二代移动通信系统中，GSM 与 IS-95 的 IS-41 均使用 SS7 规定的信令协议，SS7 是在网络实体之间传送控制信息的信令系统。信令连接控制部分 SCCP 和消息传递部分 MTP 用在 GSM 的 A 接口及 IS-95 的相应 A 接口。GSM 和 IS-95 的移动应用部分 MAP 协议采用事务处理部分 TCAP 进行网络控制。SS7 的 ISDN 用户部分 ISUP 包含从 ISDN 标准承载的消息，如 GSM 的呼叫相关信令采用 ISUP 连接至外部网络。

## 3. 网络协议

协议这个词来源于计算机技术与数据通信，其含义与语音通信中的信令基本上类似。在现代通信中，传送的是多媒体业务，既含有语音也含有数据与图像等综合业务。因此，既需要信令也需要协议，而且两者互相渗透，有时几乎不加区分，这一点在前面介绍 SS7 信令时，对照 OSI 计算机与数据的 7 层协议模型就不难看出。在此重点介绍网络协议。

计算机中的网络协议是指计算机网络中互相通信的对等实体间交换信息时所必须遵守的规程。所谓对等实体，是指计算机网络体系结构中处于相同层次的通信进程。

OSI 网络体系结构是由国际标准化组织 ISO 提出和定义的计算机和数据通信的网络分

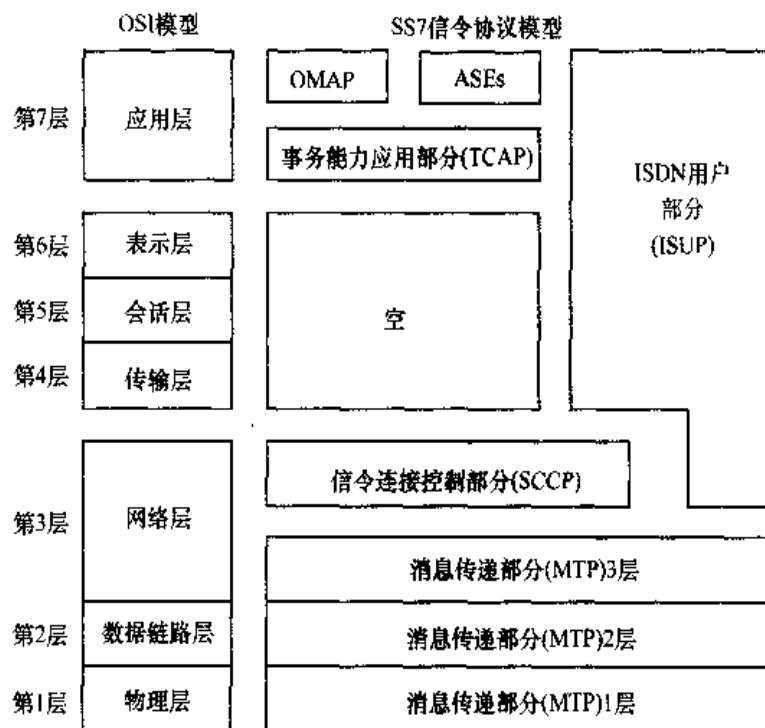


图 14.2 SS7 协议结构及 OSI 模型对照

层模型，如图 14.3 所示。

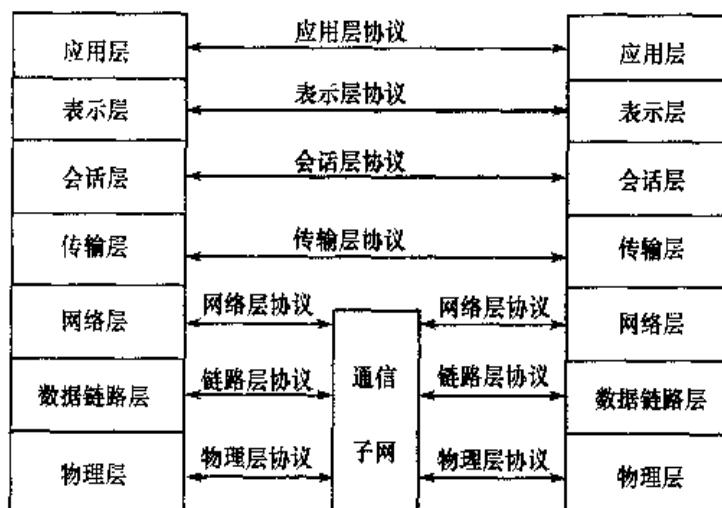


图 14.3 OSI 网络体系结构的示意图

由图可见，OSI 网络体系结构共分为 7 个层次：物理层、数据链路层、网络层、传输层、会话层、表示层、应用层，每层之间有相应的协议。对通信网而言，主要是下面 3 层即物理层、数据链路层和网络层，而上面的 4 层可统一看做高层即网络应用高层。

使用 OSI 网络体系结构时，除了物理层之外，网络中数据的实际传输方向是垂直的。用户发送数据时，自上而下首先在发送端由发送进程把数据交给应用层，而应用层在数据前面加上该层的有关控制和识别的信息，再把它交给表示层……这一过程一直重复至物理层，并

由传输媒介将数据传送至接收端。在接收端，信息反过来自下而上传递，并逐层拆除该层的控制和识别信息，最后将数据送至接收进程。整个变化过程如图 14.4 所示。

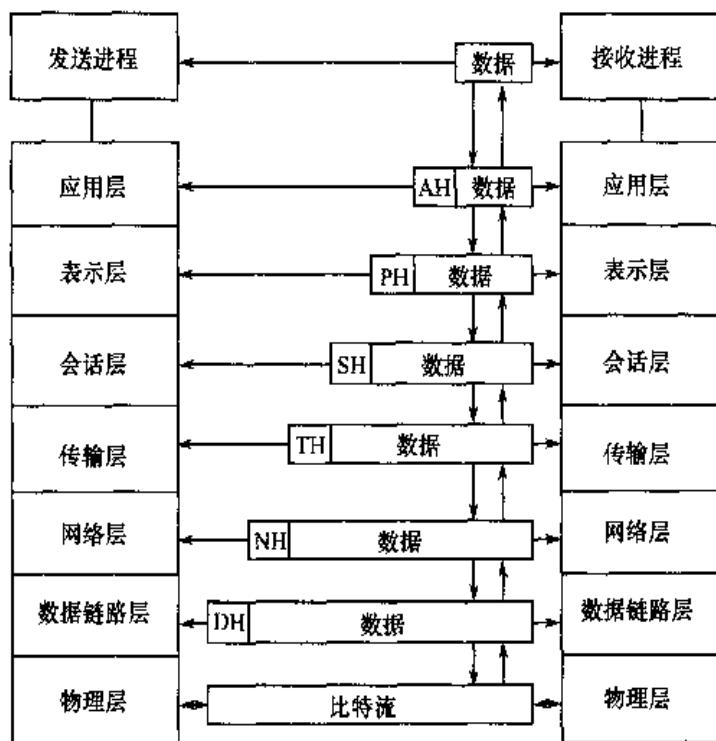


图 14.4 OSI 网络体系结构中数据传输时的数据变化过程

#### 4. TCP/IP 协议

TCP/IP 协议(Transmission Control Protocol/Internet Protocol)是网络中提供可靠数据传输和无连接数据报服务的一组协议。提供可靠数据传输的协议称为传输控制协议 TCP，提供无连接数据报服务的协议称为网际协议 IP。TCP/IP 协议的层次划分不同于 OSI 协议，它分为 4 层：网络层、网际层、传输层和应用层。它与 OSI 协议各层次的对应关系见表 14.1。

表 14.1 TCP/IP 协议与 OSI 协议的对应关系

OSI 协议		TCP/IP 协议	
7	应用层	4	应用层
6	表示层		3
5	会话层		2
4	传输层		1
3	网络层		
2	数据链路层		
1	物理层		

基于 TCP/IP 协议的网络体系结构如图 14.5 所示。由图可见，TCP/IP 协议分为 4 层：网络层、网际层、传输层和应用层。

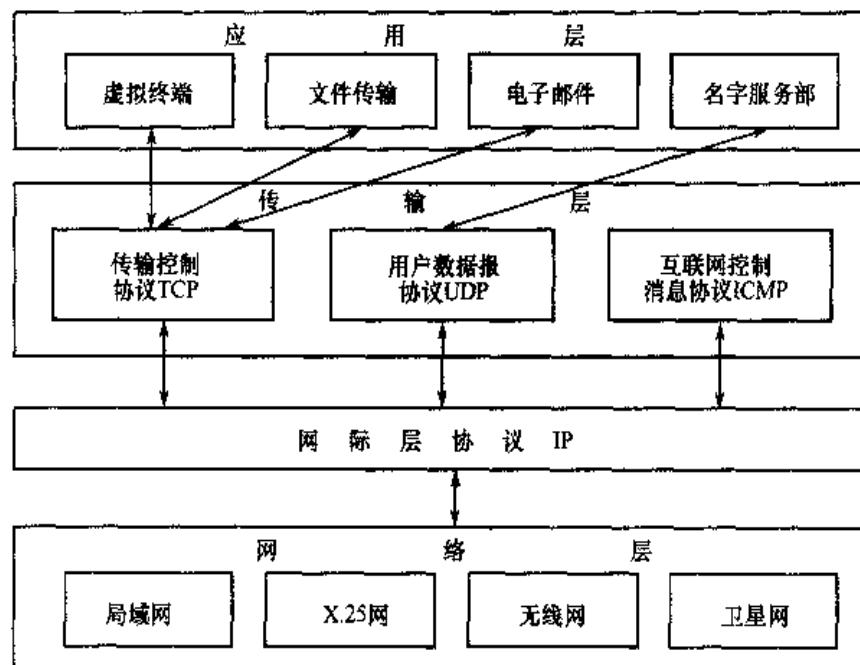


图 14.5 基于 TCP/IP 协议的网络体系结构

(1) 网络层: 它对应 OSI 协议中的物理层、数据链路层及网络层中的一部分, 该层中所使用的协议为各个通信子网本身固有的协议, 如分组交换的 X.25 协议、以太网的 8802-3 协议等。网络层的作用是传输经网际层处理过的信号。

(2) 网际层: 网际层所使用的协议是 IP 协议, 它将传输层送来的信号组装成 IP 数据包并将它送至网络层。IP 协议提供了统一的 IP 数据包格式, 以消除各通信子网的差异, 并为信号的收/发提供透明信道。

网际层的主要功能有: 因特网全网地址的识别与管理、IP 数据包路由功能、发送与接收时使 IP 数据包长度与通信子网所允许的数据包长度相匹配。

(3) 传输层: 它为应用程序提供端至端的通信功能, 包含 3 个主要协议, 即传输控制协议 (TCP)、用户数据协议 (UDP) 和互联网控制消息协议 (ICMP)。TCP 协议以建立高可靠的信号传输为目的, 将用户数据按一定长度组成多个数据包进行发送和接收, 该协议具有数据包顺序控制、差错检测及再发送控制等功能。UDP 协议提供无连接数据包服务, 也将用户数据分解为多个数据包发送、接收, 但是与 TCP 不同的是, UDP 协议没有建立连接、数据包顺序控制、再发送及流量控制的功能, 其可靠性由用户程序保证。UDP 协议具有执行代码小、系统开销小和处理速率快的优点。ICMP 协议主要用于端主机和网关及互联网管理中心, 实现控制、管理网络运行。

(4) 应用层: 它为用户提供所需要的各种服务, 主要包含: 远程登录、文件传输、电子邮件等。

## 5. 移动应用协议 MAP

它是专门用于移动通信网如 GSM 与 IS-41 等的协议。GSM 与 IS-95 均定义了相应的 MAP 协议, 而 MAP 又定义了交换机 MSC 与数据库 HLR、VLR 之间的应用协议, 以支持呼

叫管理、短消息传送、位置管理、安全管理、无线资源管理和移动设备管理等一系列功能。

从原理和功能上看, GSM 与 IS-95 各自定义的 MAP 是完全类似的, 然而在具体实现和协议方式上有所不同。

## 6. WAP 协议

WAP(Wireless Application Protocol)即无线应用协议, 也有人称它为无线因特网协议, 它是开发在移动网络上实现类似于因特网应用的一系列规范的组合, 即提供从无线网络接入到因特网的标准。

WAP 是针对无线与移动的特殊环境: 传输带宽窄, 传输环境延时大, 终端体积、重量小, 屏幕小, 存储能力有限, 处理能力有限等一系列特点, 改造、开发的专用适合于无线应用的协议。

WAP 是对现有的因特网协议进行改造和优化, 比如, 使用高压缩比的二进制格式传输数据, 以适应无线与移动环境下较大的响应时延和传输带宽窄的特点。

WAP 会话层协议可以处理用户区不连续的覆盖问题, 在承载层传输质量达不到要求时, 可以先将会话暂时挂起, 并在适当时机自动恢复。

在显示网页内容及网页切换上, WAP 定义了一种新的网页标记语言 WML, 即无线标记语言, 它类似于因特网中的 HTML, 它可以在移动终端的微浏览器上提供简单文本浏览、数据输入、图像和表格呈现等功能; 简化了复杂度, 适合于手机操作。

WAP 协议用无线传输安全层代替因特网上的传输安全层 TSL 的安全协议, 它根据无线与移动通信的特点, 如传输距离长、带宽窄, 增加了一些新的特性, 比如对数据报的支持、对握手协议进行优化、动态密钥刷新等。

总之, WAP 协议采用了一系列适应无线与移动特性的措施, 如简单的微浏览器, 尽可能少地占用移动电话上的资源: CPU 与内存等, 同时赋予 WAP 网关强大的功能, 将服务和应用都放在服务器端进行处理, 即加强网络功能来弥补便携式移动设备本身的缺陷。

WAP 通信协议采用层次化设计, 每层保持各自相对的独立性, 各层协议间通过标准接口进行通信。其基本结构与 WWW 协议对照如图 14.6 所示。

图 14.6 中, WAE: Wireless Application Environment, WSP: Wireless Session Protocol, WTP: Wireless Transaction Protocol, WTLS: Wireless Transaction Layer Security, HTTP: Hyper Text Transport Protocol, HTML: HyperText Markup Language, TLS-SSL: Transport Layer Security-Secure Socket Layer。

WAP 协议定义了从承载层到应用层的各层协议之间进行通信的标准接口, 每层协议均完成一定的功能, 底层协议通过标准接口向上层协议提供服务。其他的服或应用程序也可以通过对该接口的调用来使用该层协议提供的服务。

WAP 协议可支持任何符合 WAP 标准的微浏览器的移动终端, 如手机、PDA 等。WAP 协议可支持现有任何移动网络标准, 如 GSM/GPRS、CDMA、PHS、IS-136 及第三代的 IMT-2000。既支持电路交换, 也支持分组交换。WAP 还支持多种输入终端, 如键盘、手写板、触摸屏和笔等。

WAP 协议与因特网的 WWW(World Wide Web)协议极为相似, 实际上在制定 WAP 协

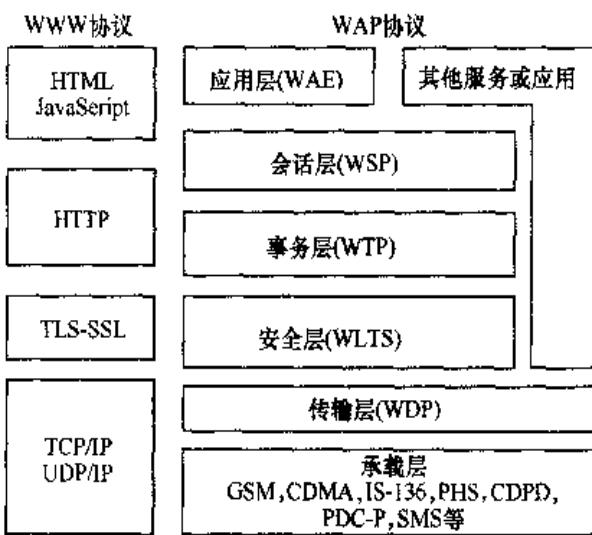


图 14.6 WAP 协议结构及与 WWW 协议比较

议标准时，人们有意识地尽量保留了 WWW 协议中的可用部分，而对不适用无线与移动的部分做了修改、增添与优化，这样可以保持两者的兼容性。对 WWW 比较熟悉者更易于掌握 WAP。

一个典型的 WAP 网络模型结构如图 14.7 所示。

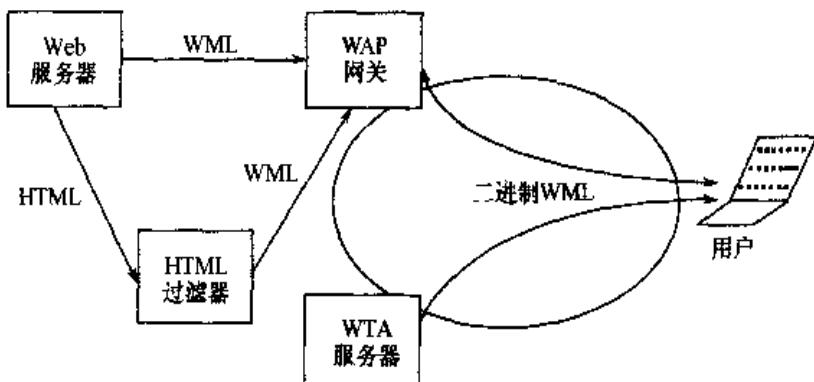


图 14.7 WAP 网络模型

若 Web 服务器内存放内容是 WAP 格式，即用 WML 或 WML Script 编写的，这时网关可将它直接编码为二进制格式后发送给用户。若 Web 服务器提供的内容为 WWW 格式，即用 HTML 或者 Java Script 编写的，则首先要通过一个 HTML 过滤器将 WWW 格式消息转化为 WAP 格式，然后再通过 WAP 网关将它编码为二进制格式发送给用户。

WAP 网关的主要功能有两个：一是进行协议转换，即将微浏览器发送来的 WAP 格式翻译成 WWW 可以理解的格式；二是进行消息编码译码，即将服务器响应的内容转化为较紧凑的二进制格式，以提高在无线、移动网上的传输效率。另外，WAP 网关还应有一些其他功能，比如，将来自 Web 服务器上数据聚合起来并缓存一些常用信息，以减少移动设备的应答时间，以及提供与用户数据库的接口，为用户动态定制 WML 页面等。

HTML 过滤器主要是将 WWW 格式的消息转化为 WAP 格式，可以使现有因特网上的内容直接被 WAP 用户浏览。但是现有过滤器只能实现有限转换功能，这样复杂的 HTML

网页转换结果很难使用户满意；手机用户很难从中找到自己有用的信息。

WTA(Wireless Telephone Application)即无线电话业务应用服务器，它可直接响应用户请求，提供电话呼叫等传统电话网上的服务。

### 14.1.3 路由与交换

#### 1. 无线网络中的业务路由选择

无线网络中所传输的业务类型决定了其网络路由选择的策略、所采用的协议及呼叫处理技术。网络常用的路由选择机制有两种。

(1) 面向连接的选择机制，又称为虚电路路由选择机制。它在整个传输过程中，通信路由是不改变的。亦即当呼叫建立以后，网络资源将被信源和信宿独占，由于传输线路的固定，到达信宿的消息顺序与传输顺序完全一样。为了保证传输可靠性，面向连接业务主要依靠信道编码技术。

(2) 虚连接选择机制，又称为数据包选择机制。其路由选择不用建立一个固定的连接，而采用分组(包)交换方式，即由若干个数据包组成一个消息，而每个数据包则独立选择路由，因此，一个消息中的若干个数据包可能是经不同的路由传输，且所用的时间也不相等。这时数据包也不需要按发送顺序到达接收端，但是在接收端，要按发送顺序重新排序。由于路由不同，各个数据包亦可能因故障或超过时延而被丢弃。虚连接路由选择可以避免重新传送整个消息，但是每个数据包需要附加更多的信头，包含信源/信宿地址、路由信息及用于接收端排序的信息。虚连接路由也无需在呼叫开始时进行呼叫建立，且每个消息突发是在网络中独立处理的。

#### 2. 电路交换

电路交换就是把两个用户终端通过局站的交换机接通一条专用的通道，使它们之间能相互通信直至通信结束，而且只有在通信结束后，该信道才能供其他用户终端使用。它提供的面向连接的业务，最典型的是电话业务。

在移动通信中，基站和PSTN间的语音信道由移动交换中心MSC分配给特定的用户，即用户通过呼叫建立起信源与信宿间的连接，这时无线信道已被移动用户与MSC间的双向通信所独占，直至通信结束，因而它是通过电路交换实现面向连接的语音业务。

电路交换机在整个呼叫与通信过程中占用了一条固定的线路，它包括基站与移动用户间的无线信道及MSC与PSTN间的独占电话线路。在占用过程中，即使用户可能越区切换至其他基站，也始终有一条向移动用户提供服务的专用无线信道，甚至同时MSC也独占一条至PSTN固定的全双工的电话连接。

事实上，电路交换只适合于语音传输或者持续时间长的数据业务，而对于突发而短暂的数据业务，电路交换不大适用。

#### 3. 分组交换

它将一个消息分解为若干个数据分组(包)，每个分组(包)由目的(宿)地址、编号和各种

控制比特等组成一个包头，它有点像邮政信封按地址在各交换点转接与交换。每份消息的各个分组(包)可以在同一路由上传送，称它为虚电路方式；也可以经过不同路由传送，称它为虚连接或数据报，它可以在接收端收到后按发送编号重新组成这个消息。每个消息包可进行差错控制；接收端可以根据数据分组(包)的编号检测信息包的丢失。下面主要介绍后一种的虚连接的数据报形式。典型分组数据格式如图 14.8 所示。

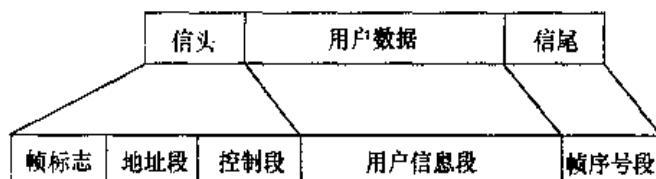


图 14.8 典型分组数据格式图

由图 14.8 可见，一个分组数据一般含有 5 个字段：帧标志、地址段、控制段、用户信息段及帧序号段。帧标志是一个特殊的顺序号，代表一帧的开始和结束；地址段包含用于传输消息与接收应答的信源和信宿地址；控制段含有传输的确认信息、自动请求重发 ARQ 及分组排序的功能；用户信息段包含用户信息且其长度是不确定的；帧序号段包含帧段校验字段或 CRC(循环冗余校验)，用于校验错误。

分组交换是无连接(或虚连接)业务中最常用的技术，它允许许多数据用户与同一物理信道保护虚电路连接，用户可随时接入网中，无需通过呼叫建立专用的独占线路。

与电路交换相比较，分组交换只有在发送和接收信息包分组(包)时，信道才被占用，虽然每个分组(包)要占用一定比例的信息头，但是它对突发性强的、较短的数据信息的传输仍具有更高的信道利用率。

在数据传输中，采用分组交换的比较多，最主要的有：X.25、帧中继、ATM 和 IP；在移动通信中，有蜂窝数字分组数据 CDPD、通用无线分组业务 GPRS，以及 CDMA2000 1X 数据业务与 CDMA2000 1X EV-DO 等。

#### 4. 异步传送模式 ATM

ATM(Asynchronous Transfer Mode)是以分组交换为基础并融合电路交换高速化的优点发展而成的一种高速传送与交换技术。但是它本质上仍是一种高速分组传送模式。

ATM 将数据、图像和语音等信息分解为定长的信息块，并在信息块前面装上含有地址等控制信息的信头以构成信元，并以信元为单位进行标志复用。由于在 ATM 中，信息插入是见缝插针或有空隙即可插入其位置，是非周期性的，故称之为异步传送模式。同时异步的含义也是相对于同步传送模式 STM，而在 STM 中，一旦通信双方建立通信信道后，不管是否传送信息，都会周期性地独占分配的时隙，它属于电路交换模式。

ATM 中的信元实际上就是分组(包)，只是为了区分 X.25 中的分组，才将 ATM 中的信息单位即分组(包)称为信元。ATM 信元具有固定的长度，为 53B(字节)，其中 5B 为信头。ATM 的信元结构如图 14.9 所示。

ATM 的信元中信头结构如图 14.10 所示。ATM 信元中的信头对于用户网络接口 UNI 和网间接口 NNI 稍有不同。其中，GFC 是一般流量控制字段，用于控制同一接口上多个终

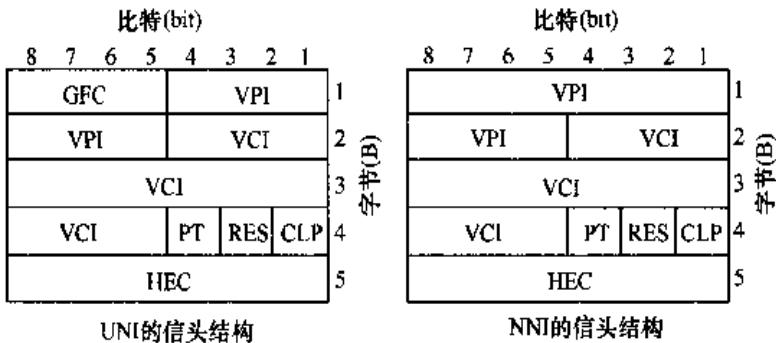
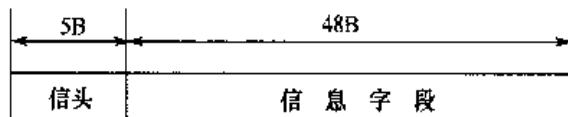


图 14.10 ATM 信元中的信头

端所发送的业务量;VPI 是虚通路标识符,虚通路是网络管理单位,它由一个接口上的若干个虚信道组成;VCI 是虚信道标识符,而虚信道则是随呼叫的建立或释放而生成或取消的;PT 是有效信息负载类型字段,是用来指示其信息是用户信息还是网络信息;CLP 是指信元丢失优先级的,而 RES 则为 1 位的备用字段,可用来增强信头的功能。

虚通路 VP、虚信道 VC 与传输信道之间的关系可以用图 14.11 来表示。

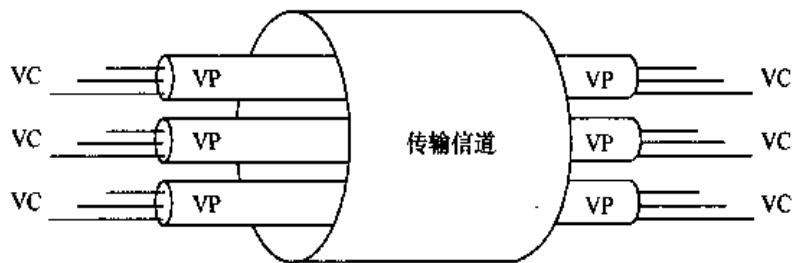


图 14.11 ATM 中 VP、VC 和传输信道间的关系

ATM 的交换原理如图 14.12 所示。

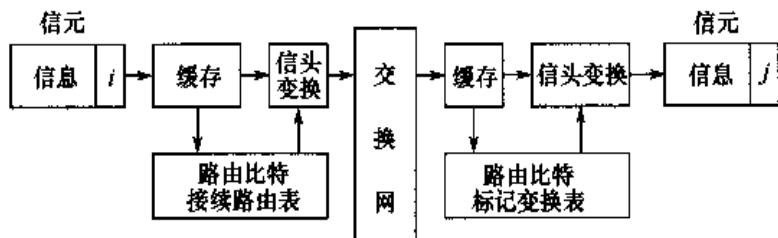


图 14.12 ATM 交换原理

由图 14.12 可见,ATM 呼叫接续不是按信元逐个进行路由控制的,而是采用分组交换中虚电路概念进行的。即传送信息前先建立该呼叫的信元接续路由,它一直用到呼叫结束为止。其中,交换前后的路由接续和标记变换表均按路由比特进行。而 i 和 j 为信元交换前、

后的信头。设备输入、输出缓存是为了防止信元的冲突。而核心交换网部分是通过 ATM 交換机内部识别符进行的。

ATM 提供面向连接的业务，其标记在呼叫建立时分配，呼叫结束时释放，信元在 ATM 层上传输。所以 ATM 网功能很单纯，它只有与 OSI 参考模型第一层相对应的物理层和 ATM 层，而与其他高层无关。在 ATM 中，将 OSI 参考模型的第一层细分为物理层、ATM 层和 ATM 自适应层 AAL，其主体协议模型如表 14.2 所示。

表 14.2 ATM 协议模型

高层功能		高层
会聚	CS	AAL
分段与重组	SAR	
一般流量控制 信头产生和提取 信元 VPI/VCI 翻译 信元复用和分用		ATM
信元速率解耦 HEC 信头序列的产生和检验 信元定界 传输帧自适应 传输帧生成与恢复	TC	物理层
比特定时 物理媒介	PM	

(1) 物理层: 它又可进一步分为物理媒介体(PM)子层和传输会聚(TC)层。PM 子层功能是在物理媒介上正确发送与接收数据比特流; TC 子层是将信元流变成能在物理媒介上传送的比特流。

(2) ATM 层: 它主要实现信元的复用与交换，提供不同的业务质量并对其进行控制。

(3) ATM 自适应层(AAL): 它介于 ATM 层与高层之间，根据 ATM 层所提供的服务，给用户以不同特性的通信业务的支持，将 AAL 提供的业务定义为 A、B、C、D 和用户自定义 5 类。AAL 层可分为两层: 上层为会聚子层(CS)，负责将业务数据变成 CS 数据单元; 下层是分段和重组(SAR)子层，负责将 CS 数据单元分段或重新组装，并处理与业务分类有关的信息位。

如图 14.13 所示为 ATM 与分组交换、帧中继之间的功能比较。由图可知，分组交换网的交换节点功能最复杂，它包含 OSI 的 1 至 3 层的全部功能。帧中继网只包含 OSI 第 2 层功能的核心部分，即帧定界、0 比特填充和 CRC 功能，而其他功能，如差错控制、流量控制及第 3 层功能，均交给终端去处理。ATM 网在三者之中最简单，它除了第 1 层功能之外，其交换节点不参与任何工作，因此，可以大为提高处理速率。从功能上看，ATM 网与电路交换网相似，因此，ATM 是融合了分组交换与电路交换两者的特点。由于 ATM 克服了分组交换与帧中继的缺点，并能适应多种类型业务，不论其速率高低、突发性大小及实时性和质量要

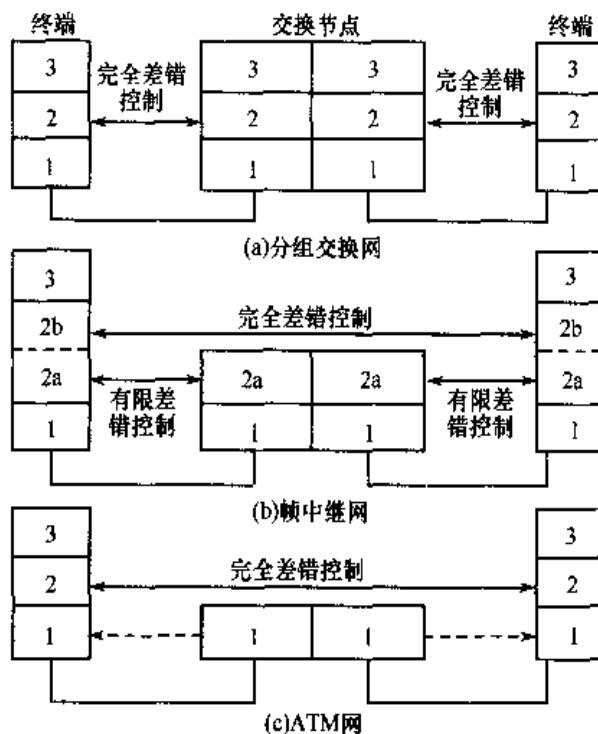


图 14.13 分组交换网、帧中继网与 ATM 网的比较  
求的不同。因此，1990 年 CCITT 确定 ATM 为 BISDN 的核心技术。

#### 14.1.4 蜂窝式网络结构

20世纪70年代，美国贝尔实验室提出了蜂窝网概念，使移动通信正式走向商用化。移动通信网利用蜂窝小区结构实现了频率的空间复用，从而大大提高了系统的容量。蜂窝的概念也真正解决了公用移动通信系统要求容量大与有限的无线频率资源之间的矛盾。蜂窝网不仅成功地用于第一代模拟移动通信系统，第二代、第三代也继续延用了蜂窝网的概念，并在原有基本蜂窝网的基础上进一步改进和优化，如多层次的蜂窝网结构等。

蜂窝式六边形结构是最佳形式的小区形状。众所周知，全向天线辐射的覆盖区在理想的平面上应该是以天线辐射源为中心的圆形，为了实现无缝隙覆盖，一个个天线辐射源产生的覆盖圆形必然会产生重叠。在通信中，重叠区就是干扰区。那么在理论上采用什么样的多边形无缝隙结构才能使实际的天线覆盖圆圈重叠最小呢？换句话说，采用什么样正多边形的无缝隙覆盖才能最接近实际的圆形覆盖呢？

下面给出用无缝隙的正多边形来逼近圆形覆盖小区的一些例子与参数，见表 14.3。

表 14.3 3 种小区形状的比较

小区形状	正三角形	正方形	正六边形(蜂窝)
邻区距离	$r$	$\sqrt{2}r$	$\sqrt{3}r$
小区面积	$1.3r^2$	$2r^2$	$2.6r^2$
重叠区面积	$1.2\pi r^2$	$0.73\pi r^2$	$0.35\pi r^2$

由表 14.3 可见，在服务区面积一定的情况下，蜂窝式的正六边形重叠面积最小，最接近理想的天线覆盖圆形区。因此，人们选用无缝隙的正六边形蜂窝为移动通信的小区，并称它为蜂窝网。

移动通信网中蜂窝区群结构与组成：在蜂窝移动通信系统中，为了避免干扰，显然相邻小区不能采用相同的信道，若想要实现同一信道在服务区内重复使用，同信道小区之间应有足够的空间隔离距离。满足空间隔离距离的区域称为空间复用区，而在同一个空间复用区内的小区组成了一个蜂窝区群，且只有在不同的区群间的小区才能实现信道再用。

区群组成的基本条件：区群之间可以互相邻接，且无缝隙、无重叠地进行覆盖；相互邻接的区群应保证各个相邻同信道小区之间的距离相等。

在上述正六边形蜂窝小区结构下，可以证明区群内的小区数目应满足下列表达式

$$N = a^2 + ab + b^2 \quad (14.1.1)$$

式中， $a \geq 0, b > 0$  的整数。表 14.4 给出了不同  $a, b$  值时区群数的  $N$  值。

表 14.4 区群内小区数  $N$  的取值

$N$	0	1	2	3	4
$b$	1	3	7	13	21
$a$	1	4	7	12	19
	16	21	28	37	48

下面给出几种简单区群结构的组成，如图 14.14 所示。

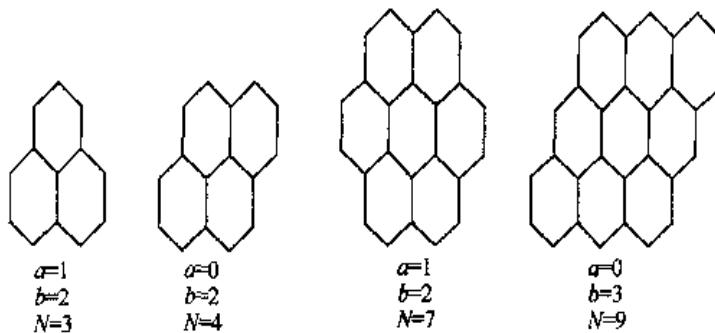


图 14.14 几种简单区群的结构与组成

在第一代模拟移动通信网中，经常采用 7/21 区群结构，即每个区群中包含 7 个基站，而每个基站覆盖 3 个小区，每个频率只用一次。在第二代数字式 GSM 系统中，经常采用 4/12 模式，其结构如图 14.15 所示。

蜂窝网的概念实质上是一种系统级的概念，它采用许多小功率的发射机形成的小覆盖区来代替采用大功率发射机形成的大覆盖区，并将大覆盖区内较多的用户分配给不同蜂窝小区的小覆盖区，以减少用户间和基站间的干扰，同时再通过区群间空间复用的概念满足用户数量不断增长的需求。

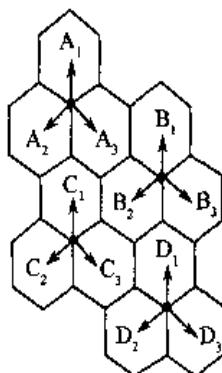


图 14.15 4 基站/12 小区模式

### 14.1.5 移动通信的服务质量(QoS)

ITU-T建议E-800对通信服务质量(QoS)作了如下定义：“通信性能的综合效果，决定了用户对其服务的满意程度。”

QoS主要取决于下列4个因素：业务支撑，主要指通过辅助性服务如信息、供应和收费等反映出来；使用便利性；传输的完整性；适用性，它是指网络在需要时建立呼叫和维持通信的能力。以上4个要素中，适用性最为重要。

在移动语音通信网络中，QoS参数主要与语音呼叫过程和通话质量密切相关，它通常与下列4个阶段有关。

(1) 在开始呼叫阶段与网络能否提供服务有关，或者称为拒呼率，即移动台始终处于“网络寻找”模式，寻找不到登记注册的网络。它与网络覆盖质量和业务容量有关。

(2) 在网络可用时呼叫失败，或称为呼损率。当移动台开始呼叫并拨号以后，该移动台返回至空闲状态或网络搜索模式，而被叫移动台接收到一个忙音信号。这个参数也与网络覆盖有关。

(3) 呼叫成功建立后发生中断，语音通信中断并收到忙音或没有声音。这个参数一般与切换和每个小区的容量有关。

(4) 一次通话完成，但通话质量低劣。

**数字与数据通信系统中的 QoS 性能：**在数字与数据通信系统中，一般采用平均误码率 BER(或  $\bar{P}_e$ )来描述，它又可分为平均误码率 BER、平均误帧率 FER 或者平均误包(分组)率 PER。

若为数字语音，按前面呼叫通话的4个阶段又可细分为：多信道冲突概率(一般小于20%)，虚、假呼叫(告警)概率，呼叫失败(呼损)概率，错误呼叫(同步丢失)概率，平均误帧率，信号处理时延(一般小于1~10ms)。

语音的QoS除了上述数字化传送过程的以客观测试指标为主的一系列指标以外，还与人的主观接受系统的性能有关。语音的最终评判准则一般采用与主观用户评估的MoS得分来度量。对于移动通信，当信干比  $C/I > 25\text{dB}$ , MoS=4。在移动通信中，QoS的需求对网络规划设计以网络成本均具有很大影响。

若设计一个覆盖率为95%，则每个小区覆盖面积大约  $39.4\text{km}^2$ 。若设计改为覆盖率提高

至 97%，即使提高两个百分点，则每个小区覆盖面积将缩小至  $31\text{km}^2$ 。若进一步考虑到室内在窗口附近(需留有 15dB 余量弥补建筑物穿透损耗)的覆盖率为 90%，则每个小区面积将缩小至  $8\text{km}^2$ 。小区数量的减少意味着覆盖区内小区数量的增加，也意味着网络成本的增大。

### 14.1.6 爱尔兰公式与爱尔兰表格

在语音通信中，如移动通信的小区语音容量设计中，爱尔兰公式与爱尔兰表格是必不可少的。在移动语音通信系统中，一般认为呼叫到达遵从泊松分布，而等待一个信道释放的时间则服从负指数分布。

在一个时间间隔  $t$  内到达  $k$  次呼叫的概率为

$$p_k = \frac{(\lambda t)^k}{k!} e^{-\lambda t} \quad (14.1.2)$$

式中， $\lambda$  为用户平均到达率。到达时间间隔  $\tau \leq t$  的概率  $A(t) = A(\tau \leq t)$  为

$$A(t) = 1 - e^{-\lambda t} \quad (14.1.3)$$

则平均到达时间间隔为

$$E[t] = \lambda / \mu \quad (14.1.4)$$

通常呼损率由下式给出

$$B = \sum_{k=N}^{\infty} \frac{A^k}{k!} \exp(-A) \quad (14.1.5)$$

式中， $A = \lambda / \mu$ ，其中  $\mu$  为用户平均离去率， $A$  为用爱尔兰表示的业务负荷； $N$  为提供服务的信道数目。在  $N$  个信道系统中，如果所用的信道忙，则到达呼叫会丢失，这时概率  $p_k$  变为

$$p_k = \frac{A^k / k!}{\sum_{i=0}^N A^i / i!} \quad (14.1.6)$$

当  $N$  个信道忙时呼叫受阻，这种情况的概率为

$$E(A, N) = p_N = \frac{A^N / N!}{\sum_{i=0}^N A^i / i!} = \frac{E(A, N-1)}{N/A + E(A, N-1)} \quad (14.1.7)$$

这个公式称为爱尔兰-B 公式。如果  $N$  很大，它可进一步简化为

$$E(A, N) \approx \frac{A^N}{N!} \exp(-A) \quad (14.1.8)$$

上述爱尔兰-B 公式通常还可以做成表格以方便查阅，这类表格本书不再列出，需要者可参阅相关书籍。爱尔兰-B 公式主要缺点是只能给出在低阻塞概率下的结果。

在移动通信中，由于用户的移动性、切换和漫游，减少了呼叫建立的小区信道的使用时

间，而漫游到该小区的移动台也会使业务量的增大导致阻塞率增大，且B公式也不能反映时间阻塞。因此，上述爱尔兰-B公式这时应予以修改。因而引入了爱尔兰-C公式，下面给出一种类型爱尔兰-C公式。

在爱尔兰-B公式中，假设被阻塞的呼叫不再重新发起申请，所以它没有反映出处于时间阻塞状态下如何处理呼叫。比如当新的呼叫到达时，若线路全被占用，则可将新到达的呼叫放到队列中等候，直至有空闲线路，从而减少阻塞。这种技术的模型是由爱尔兰-C公式来确定。

在受阻呼叫延迟模型中，受阻的呼叫在获得资源以前进行排序，即

$$p_k = \begin{cases} \frac{A^k}{N!} p_0 & 0 \leq k \leq N \\ \frac{A^k}{N!} N^{N-k} p_0 & k \geq N \end{cases} \quad (14.1.9)$$

式中

$$p_0^{-1} = \sum \frac{A^k}{k!} + \frac{A^N}{N!} \frac{1}{1 - A/N} \quad (14.1.10)$$

无信道可用时，一个呼叫被延迟的概率为

$$C(N, A) = \frac{A^N}{N!} \cdot \frac{1}{1 - A/N} p_0, k \geq N \quad (14.1.11)$$

这就是爱尔兰-C公式。如果平均通信时间为S，还可求得下列公式：

$$\text{所用呼叫平均等待时间 } T_m = \frac{S}{N-A} C(N, A) \quad (14.1.12)$$

排列序列中所有呼叫平均等待时间

$$T'_m = \frac{S}{N-A} \quad (14.1.13)$$

所有呼叫延时大于t秒的概率

$$p(\tau \geq t) = C(N, A) e^{-\frac{t}{T_m}} \quad (14.1.14)$$

排队序列中所有呼叫延时大于t秒的概率

$$p'(\tau \geq t) = e^{-\frac{t}{T'_m}} \quad (14.1.15)$$

位于排队序列中位置为p(或更高)，呼叫被延迟的概率为

$$p = C(N, A) \left( \frac{A}{N} \right)^p \quad (14.1.16)$$

## 14.2 从GSM网络到GSM/GPRS网络

由于GSM、GPRS均是以欧洲标准为核心研制、开发的国际制式标准。它们在总体制式与网络结构方面是一脉相承的，具有很大的相似性和兼容性，特别是在网络方面更是如此。将它们放在一起介绍，可以更清楚地了解移动通信网的演进与发展过程，了解如何从第二

代初期以语音为主体的电路交换 GSM 网络演进到二代半的既有电路交换又有分组交换的 GSM/GPRS 网络。

### 14.2.1 GSM 网络结构

GSM 是欧洲电信标准委员会 ETSI 为第二代移动通信制定的，可以国际漫游的泛欧数字式蜂窝移动通信系统的标准。表 14.5 给出 GSM900 第一、第二两阶段及 DCS1800 第一、第二两阶段无线接口(空口接口)的主要性能。

表 14.5 GSM 主要性能

	GSM900 (一阶段)	GSM900 (二阶段)	DCS1800 (一阶段)	DCS1800 (二阶段)
上行	890~915MHz	880~915MHz	1710~1785MHz	1710~1785MHz
下行	935~960MHz	925~960MHz	1805~1880MHz	1805~1880MHz
信道号范围	1 至 24	1 至 24 和 975 至 1023	512 至 885	512 至 885
收、发间隔(频率)	45MHz	45MHz	95MHz	95MHz
收、发间隔(时间)	3 个时隙	3 个时隙	3 个时隙	3 个时隙
调制数据率	270.833Kbps	270.833Kbps	270.833Kbps	270.833Kbps
帧周期	4.615ms	4.615ms	4.615ms	4.615ms
时隙周期	576.9μs	576.9μs	576.9μs	576.9μs
比特周期	3.692μs	3.692μs	3.692μs	3.692μs
调制方式	0.3GMSK	0.3GMSK	0.3GMSK	0.3GMSK
信道间隔	200kHz	200kHz	200kHz	200kHz
时隙数	8	8	8	8
移动台最大功率	20W	20W	1W	1W
移动台最小功率	13dBm	5dBm	4dBm	0dBm
功控调节次数	0~15	0~19	0~13	0~15
语音比特率	13Kbps	13Kbps	13Kbps	13Kbps

GSM 信道可以分为物理信道和逻辑信道。所谓物理信道，是指实际物理承载的传输信道，而逻辑信道则是按信道的功能来划分的。逻辑信道是通过物理信道传送的。

#### 1. 物理信道与帧结构

GSM 是一类数字式移动通信体制，它主要是通过时分多址 TDMA 方式来实现的，亦即用户间是以时间分割的不同时隙方式来传送不同用户信息的。所以时分多址是 GSM 的基本特点，因此，这里需要介绍 GSM 时分的帧结构。从表 14.5 可知，GSM 仅有 8 个时隙，它不足以满足每个小区内的实际用户数的需求，因此，GSM 系统是采用以时分为主体时分、频分相结合的方式(TDMA/FDMA 方式)。GSM 上、下行各占有 25MHz 频段，而每个信道仅占用 200kHz，因此，GSM 中总共可容纳 125 个信道(频点)，而每个信道(频点)可容纳 8 个时隙。

分用户，而且在组网时信道(频点)还可以在空间小区群复用。

在GSM中，上、下行总的可用频段各为25MHz，其中上行为 $915-890=25\text{MHz}$ ，下行 $960-935=25\text{MHz}$ 。由表14.5可知，每个信道间隔为200kHz，则GSM总共可容纳频分信道数为： $\frac{25\text{MHz}}{200\text{kHz}}=125$ （信道、频点），每个频分信道（频点，占用8个时隙），因此，GSM总共可提供时分信道数为： $125 \times 8 = 1000$ （个时分信道）。GSM900第二期，上、下行频段扩展至各35MHz，这时频点数（信道）将进一步增加至175个，时分信道也相应增至1400个时分信道；当服务区内1000（或1400）个用户信道不够用时，可利用小区蜂窝规划，考虑到对不同小区群间的空间频率再用即空分，进一步扩大可用信道数。

GSM 的帧结构:GSM 最大特色是时分多址,而时分是利用帧结构来实现的,其结构如图 14.16 所示。

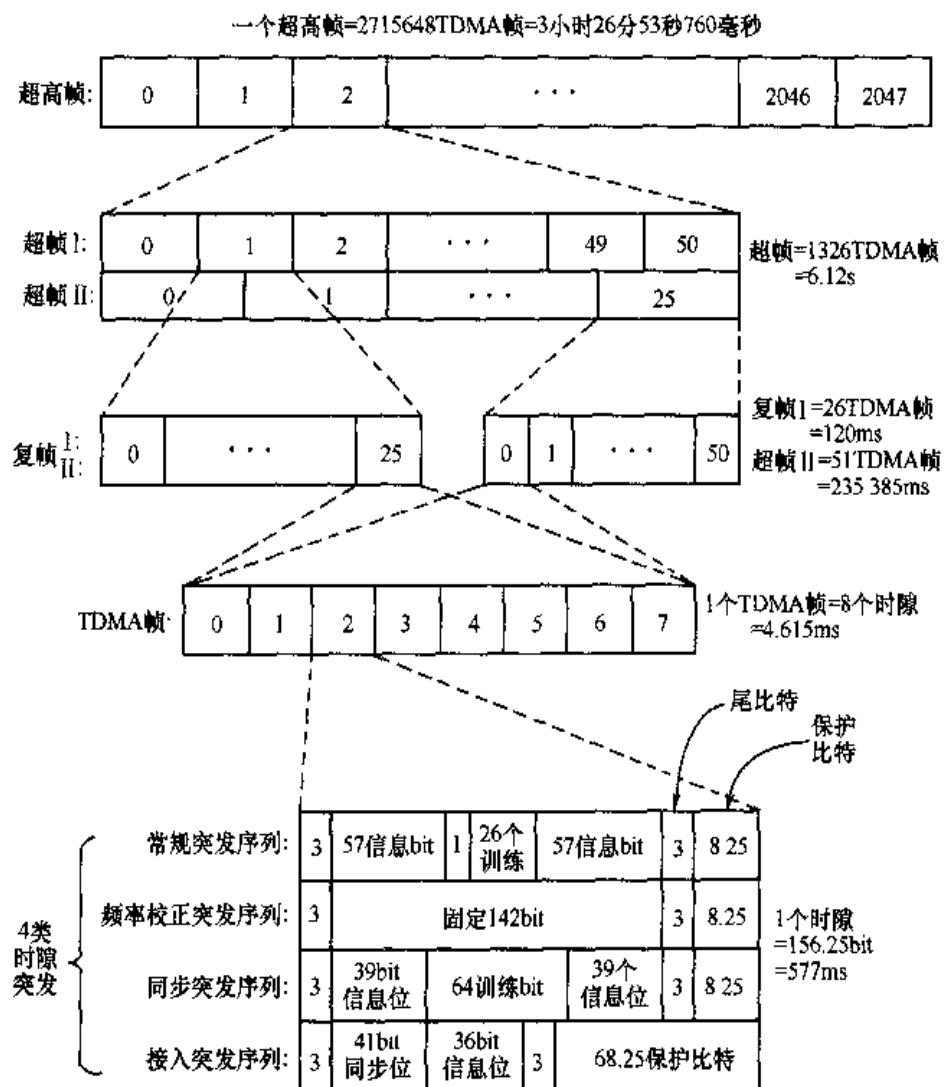


图 14.16 GSM 帧结构图

由图 14.16 可知, GSM 的帧结构分为 4 个层次: TDMA 帧、复帧、超帧、超高帧。其中, TDMA 帧是 GSM 中的基础帧,一个 TDMA 帧由 8 个时隙组成,而每个时隙可以是下列

4类时隙突发中的某一种类型：常规突发序列、频率校正突发序列、同步突发序列和接入突发序列。上述4类突发时隙中，仅第一类常规突发运用最多，主要用于信息通信，而后三类突发序列主要用于不同的控制。

由TDMA帧构成两类复帧。复帧Ⅰ：含26个TDMA帧，周期为120ms，主要用于业务信道及其随路控制信道（24帧用于业务，2帧用于信令）；复帧Ⅱ：含51个TDMA帧，周期为235.385ms，用于各类控制信道。

再由两类复帧分别构成两类超帧。超帧Ⅰ：含有51个26TDMA帧的复帧；超帧Ⅱ：含有26个51TDMA帧的复帧。两者周期均为1326个TDMA帧，即6.12s；最后再由两类超帧构成一个超高帧。它含有2715648个TDMA帧，其周期为3小时26分53秒760毫秒。

## 2. GSM逻辑信道

GSM按功能划分的逻辑信道结构如图14.17所示。

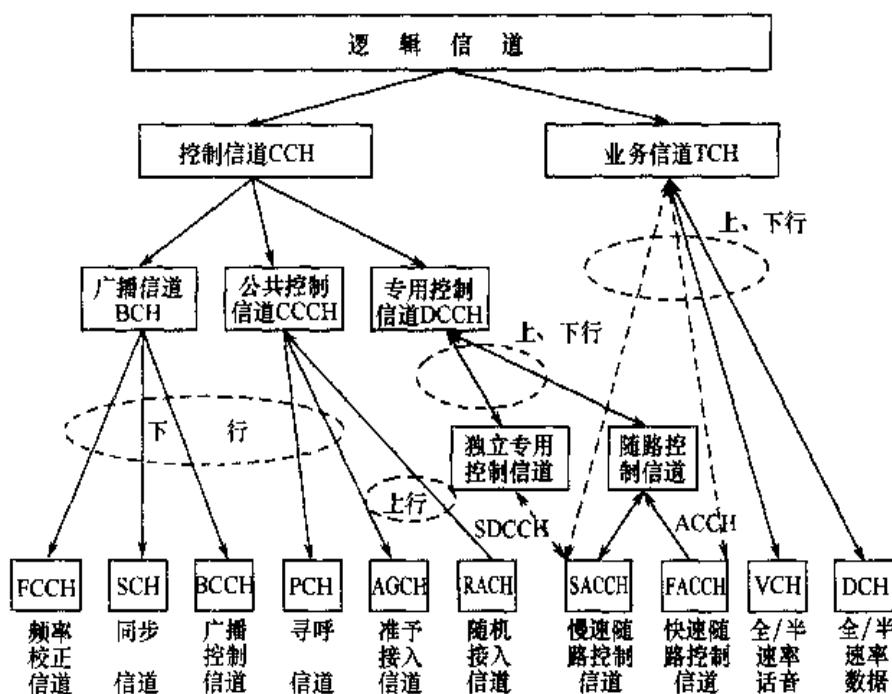


图14.17 GSM逻辑信道图

由图14.17可见，按照功能划分的逻辑信道可以划分为业务信道和为了配合业务正常进行的辅助性控制信道两大类型。

(1) 业务信道TCH又可分为语音与数据两类。语音信道分为全速率语音信道(TCH/FS)和半速率语音信道(TCH/HS)，分别为13Kbps和6.5Kbps。数据信道则可分为以下5种类型：9.6Kbps全速率数据业务(TCH/F9.6)；4.8Kbps全速率数据业务(TCH/F4.8)；≤2.4Kbps全速率数据业务(TCH/F2.4)；4.8Kbps半速率数据业务(TCH/H4.8)；2.4Kbps半速率数据业务(TCH/H2.4)。

(2) 控制信道CCH：它主要是为了保证业务信道有效且正常传送辅助信息的信道。它可分为3种类型：广播信道(下行)，它包含频率校正信道FCCH、同步信道SCH和广播控制信

道 BCCH; 公共控制信道 CCCH, 它包含下行的寻呼信道 PCH 和准予接入信道 AGCH 及上行的随机接入信道 RACH; 专用控制信道(上、下行), 它包含独立专用控制信道 SDCCH 和两类(快、慢)随路控制信道 FACCH、SACCH。

### 3. GSM 网络组成

GSM 网络的总体结构如图 14.18 所示。

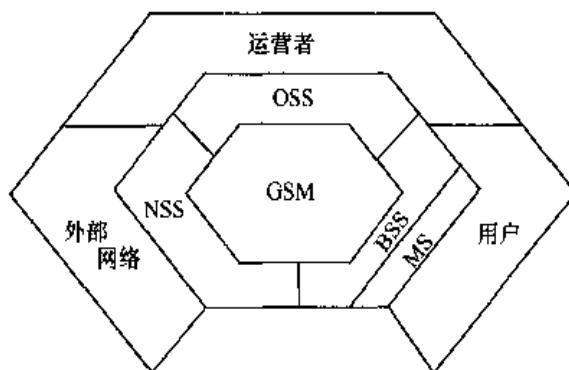


图 14.18 GSM 网络总体结构图

由图 14.18 可见, GSM 网络由 3 个面向和 4 个组成部分构成: 面向用户的移动台 MS 与基站系统 BSS 的两个组成部分; 面向外部网络(一般为本地核心网 PSTN)的网络子系统 NSS 部分; 面向运营者的操作支撑系统 OSS 部分。

GSM 的网络结构如图 14.19 所示, 由下列 4 个主要部分组成: MS, BSS, NSS 和 OSS。

#### (1) 移动台 MS(Mobile Station)

它主要包含手机、车载台(便携式)两种类型, 它们均包含移动设备 ME 和用户识别模块 SIM 两个部分, 而 SIM 卡中存有每个用户及其服务的所有信息, 它是个人身份的特征。

#### (2) 基站子系统 BSS(Base Station Subsystem)

它由基站收/发信台 BTS 和基站控制器 BSC 两个部分组成, 是组成蜂窝小区的基本组成部分。一个 BSC 可以控制数十个 BTS。BTS 可以直接与 BSC 连接, 当距离较远时, 也可通过基站接口设备 BIE 采用远端控制的连接方式。在 BSC 与移动业务交换中心的 MSC 之间的 BSC 一侧, 还应包括码变换器 TC 和相应子复用设备 SM。BSC 是在第二代移动通信网络中才引入的一个新设备, 它的引入使 BSC 与 MSC 间数据接口标准化, 这样运营商可以使用不同制造商的 BSC 与 MSC 设备。这也是移动网络从第一代演变至第二代的一个主要不同点。

#### (3) 网络子系统 NSS(Network Subsystem)

它主要满足 GSM 的语音与数据业务的交换功能及相应的辅助控制功能。它主要包含有: 移动交换中心 MSC(外来用户)、拜访位置的动态寄存器 VLR(本地用户)、归属位置静态寄存器 HLR、鉴权中心 AUC、短消息业务中心 SMSC、(移动)设备识别寄存器 EIR 及网关(人口)移动业务交换中心 GMSC。

MSC 和 GMSC 的主要功能有: 对本 MSC 覆盖区内的移动台业务完成交换与控制功能; 完成本 MSC 覆盖区内无线资源管理和移动性管理; 支持智能网业务; 是移动通信系统与其他公用固定通信网之间的接口。

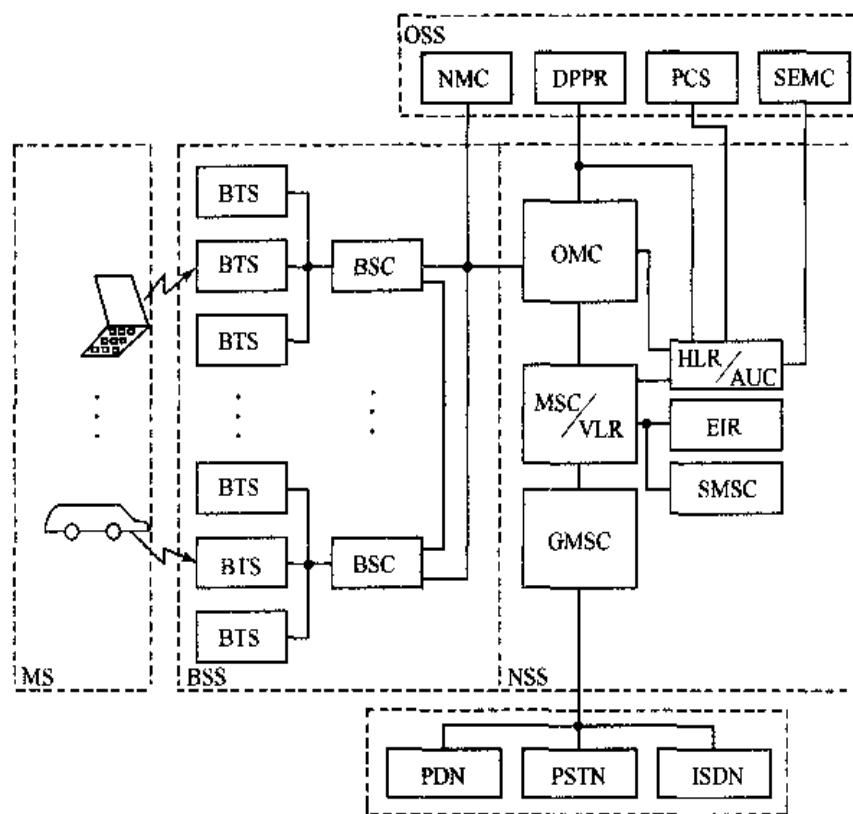


图 14.19 GSM 网络结构与组成

VLR，它一般与 MSC 放在一起，是管辖区中 MS 呼叫所需检索信息的数据库；提供用户号码、所处理的识别号码，并向用户提供本地用户服务等参数；它是一个动态用户数据库，即如果用户进入和退出该管辖区，它具有写入/删除功能，亦即仅负责管辖区内用户临时存储注册数据。

HLR，它一般同时管理几个 MSC/VCR，是管理部门用于移动用户管理的静态数据库，每个移动用户都应在某个 HLR 中注册登记，它是 GSM 系统中央数据库。它主要存储两类信息：一是当前移动用户位置信息，以便于建立至移动台的呼叫路由；另一个是用户一切有用的相关信息与参数，如移动用户识别号、用户类别、访问能力和补充业务等。

AUC，它一般与 HLR 合设置于一个物理实体中，完成对移动用户的身份认证和产生相应的鉴权参数，如随机数、符号响应 SRES 和密钥 K<sub>i</sub>的功能实体。

SMSC，它负责短消息处理。短消息是一类电信业务，主要是指长度不超过 160 字符的简短文本消息，它主要是通过控制的信令信道传送，利用手机 SIM 卡作为用户短消息数据库存储短消息，并可利用手机显示屏直接显示短消息内容。

EIR，它存储了移动设备 ME 的国际移动设备识别码 IMEI，并通过它鉴别被接入网络的 ME 的可用和合法性。

OMC，为了向运营部门为 GSM 系统提供方便且高效的操作维护功能而设立的集中式操作、维护功能实体，并且它支持电信管理网 TMN 的综合性操作与管理。其主要功能有：网络监视，路由改变；全部网络单元间的平衡及服务质量的保证；支持运营部门网络改造和发展；支持有效的维护等。

#### (4) 操作支持子系统 OSS(Operation Support System)

它主要面向运营商而相对独立于 GSM 的核心 BSS 与 NSS 的一个管理服务中心。它主要包含：网络管理中心 NMC、安全管理中心 SEMC、用户识别卡管理中心 PCS 及用于集中计费管理的数据后处理系统 DPPS。

GSM 系统主要接口关系如图 14.20 所示。

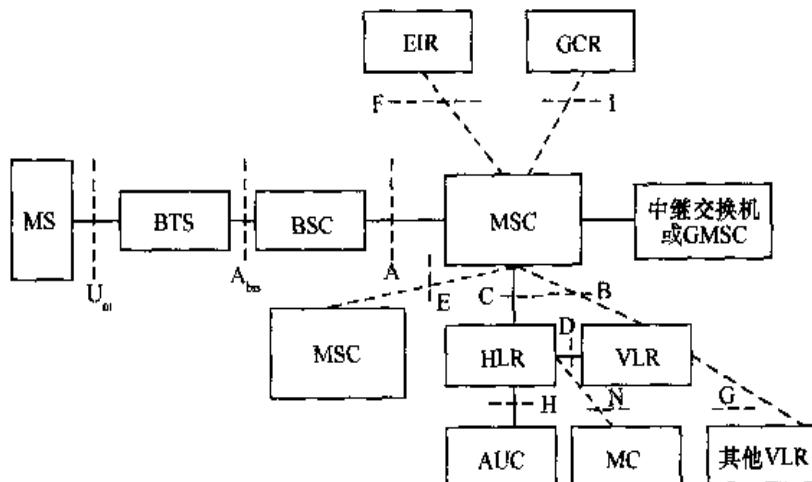


图 14.20 GSM 的网络接口

GSM 系统取得成功的最主要因素之一是将它设计成一个开放的系统。在 GSM 系统中，统一规定了国际上建议的接口标准和协议要求，并对所有国家、地区、厂家开放，以此可实现网络系统中不同功能实体的不同厂家设备的互连互通。

GSM 系统中主要接口有 3 个，它们是 MS 与 BSS 间的空中接口  $U_m$ ，BTS 与 BSC 间的  $A_{bis}$  接口及 BSS 与 MSC 间的 A 接口。其中，表 14.5 已给出  $U_m$  空中接口的主要性能，而  $A$  和  $A_{bis}$  接口在 GSM 08 系列中又给出明确规定。

其他的接口主要是 NSS 内部各功能实体之间的接口。其中，B, C, D, E, F, G 已标准化，但需要移动应用部分 MAP 来交换必要的数据，提供移动业务，而 H 与 I 接口目前尚未标准化，其中 I 接口是 MSC 与群呼叫寄存器 GCR(它为一个管理数据库)间的接口，而 GCR 供语音群或广播呼叫用。

#### 4. GSM 系统的协议栈

当 GSM 系统各功能实体之间的接口有明确定义和建议标准以后，同样 GSM 规范对各接口所使用的分层协议也做了详细的规定。GSM 系统各接口采用分层协议结构是符合开发系统互连 OSI 参考模型的。GSM 系统主要接口的协议分层示意图如下。

由图 14.21 可见，GSM 协议分层结构如下：

(1)  $L_1$  层，又称为物理层，它是无线接口的最低层，提供传送比特流所需的物理(无线)链路、为高层提供各种不同功能的逻辑信道，它包含业务与控制信道。

(2)  $L_2$  层，又称为链路层，其主要目的是在移动台与基站之间建立可靠的专用数据链路。 $L_2$  层的协议是基于 ISDN 的 D 信道链路接入协议 LAPD，但为了空中接口  $U_m$ ，需要做适当的修改，称它为  $LAPD_m$ 。

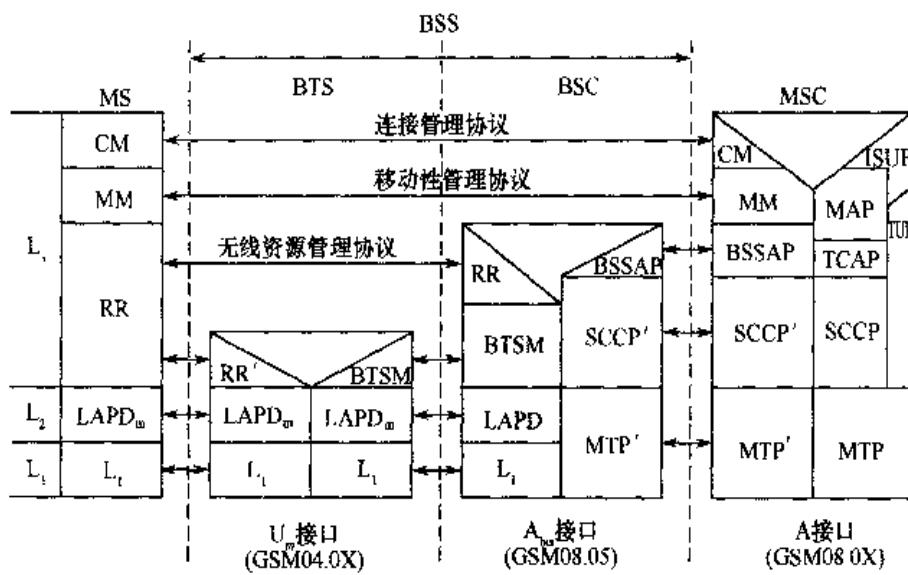


图 14.21 GSM 协议栈

(3) L<sub>3</sub>层，又称为网络高层，它主要是负责控制和管理的协议层。它把用户和系统控制过程的特定信道按一定的协议分组安排到指定的逻辑信道上。L<sub>3</sub>层包含下列3个子层：无线资源管理 RR；移动性管理 MM；接续呼叫管理 CM，它含有并行呼叫处理、补充业务管理和短消息业务管理。关于 L<sub>3</sub>层的主要功能将在后面的章节中做进一步深入介绍。

图 14.21 给出 GSM 3 个主要接口 U<sub>m</sub>、A<sub>bis</sub> 和 A 接口的协议体系。

(1) U<sub>m</sub>接口，又称为空中或无线接口，其定义最为复杂，功能也最全。其中除了 MS 与 BTS 两个协议栈间 L<sub>1</sub>、L<sub>2</sub>、L<sub>3</sub>(仅 RR 子层)连接以外，还包括 MS 与 MSC 两个协议栈之间的连接，它主要包含 L<sub>3</sub>层的 MM 与 CM 两个子层间的连接。

(2) A<sub>bis</sub>接口，BTS 与 BSC 间的消息传输是通过 A<sub>bis</sub>接口。对于语音业务，A<sub>bis</sub>接口支持的速率为 64Kbps；对于数据/信令业务，A<sub>bis</sub>接口支持的速率为 16Kbps。这两类业务都是通过 LAPD<sub>m</sub>来传输的。

(3) A 接口，它是 BSS 的 BSC 与 NSS 的 MSC 间的接口，是一个开放式接口，其物理层采用 2Mbps 的 CCITT 连接，采用的通信协议为 SS7 协议。对于无差错传输采用的协议是消息传输协议 MTP，而逻辑连接采用的协议为 SS7 中的信令连接控制部分 SCCP，这两部分在 GSM 中均做了小的修改，为了区别记为 MTP' 和 SCCP'。在应用中，采用 SS7 协议处理直接传输无线资源分配数据和管理信息，它是借助于 BSS 的应用部分 BSSAP，而对于操作和维护信息，则借助于 BSS 的操作与维护应用部分 BSSOMAP。

## 14.2.2 GSM/GPRS 网络

GPRS(General Packet Radio Service)即通用分组无线业务，其标准是欧洲电信标准化协会 ETSI 从 1993 年开始制定并于 1998 年完成的。它是从 GSM 系统基础上发展起来的分组无线数据业务，GPRS 与 GSM 共用频段、共用基站并共享 GSM 系统与网络中的一些设备和设施。GPRS 大大拓宽了 GSM 业务的服务范围，在 GSM 原有电路交换的语音与数据业务的基础上提供了一个平行的分组交换的数据与语音业务的网络平台。

GPRS的主要功能是在移动蜂窝网中支持分组交换业务，按时隙而不占用整个通路，将无线资源分配给所需的移动用户，收费亦按占用时隙计算，故能为用户提供更为经济的低价格服务；利用分组传送实现快速接入、快速建立通信线路，大大缩短用户呼叫建立时间，实现了几乎“永远在线”服务，并利用分组交换提高网络效率。它不仅可应用于GSM系统，还可以用于其他基于X.25与IP的各类分组网络中，为无线因特网业务提供一个简单的网络平台，为第三代3GPP WCDMA提供了过渡性网络演进平台。

### 1. GPRS的物理信道结构

与GSM一样，GPRS信道可以分为物理信道和逻辑信道两大部分。GPRS物理信道的总体结构与GSM是一样的，只是在具体实现的帧结构上有所差别。GPRS物理信道中的分组数据信道PDCH的具体结构如图14.22所示。

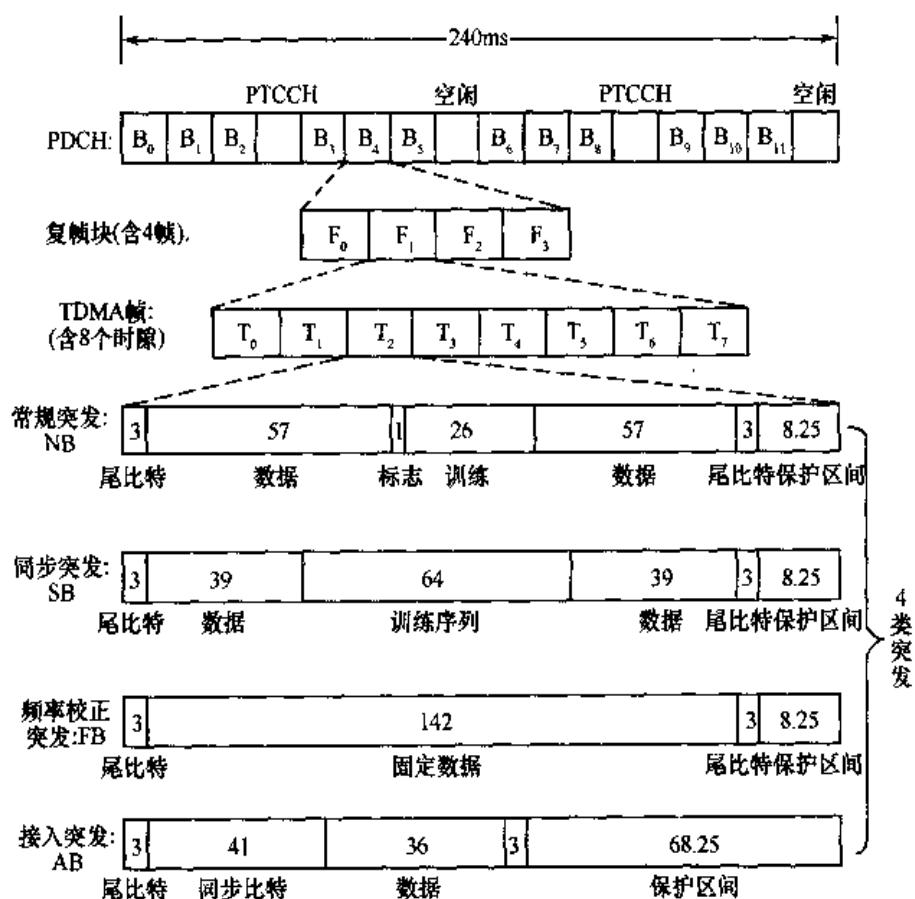


图14.22 GPRS中分组数据信道PDCH结构

在GPRS中，分组数据信道PDCH由52帧构成，其中有 $4 \times 12 = 48$ 个TDMA帧，以及两个分组定时提前量控制信道PTCCH帧和两个空闲帧。一个PDCH约占有240ms。

一个PDCH中的52帧分为4组，每组中含有4个TDMA帧，且其中含一个附加帧，附加帧可以是PTCCH帧或空隙帧之一。每组称它为一个复帧块B<sub>i</sub>或附加帧，一个PDCH中共有12个复帧块。每个TDMA帧中含有8个时隙。

每个时隙的内容又称为突发，GSM/GPRS系统中共有4种不同的突发。常规突发NB，

它承载所有的业务与大部分信令。同步突发 SB, 供建立同步用。频率校正突发 FB, 供频率校正用。接入突发 AB, 用于 MS 建立与 BTS 间首次连接或越区切换用。

## 2. GPRS 逻辑信道

GPRS 逻辑信道结构如图 14.23 所示。

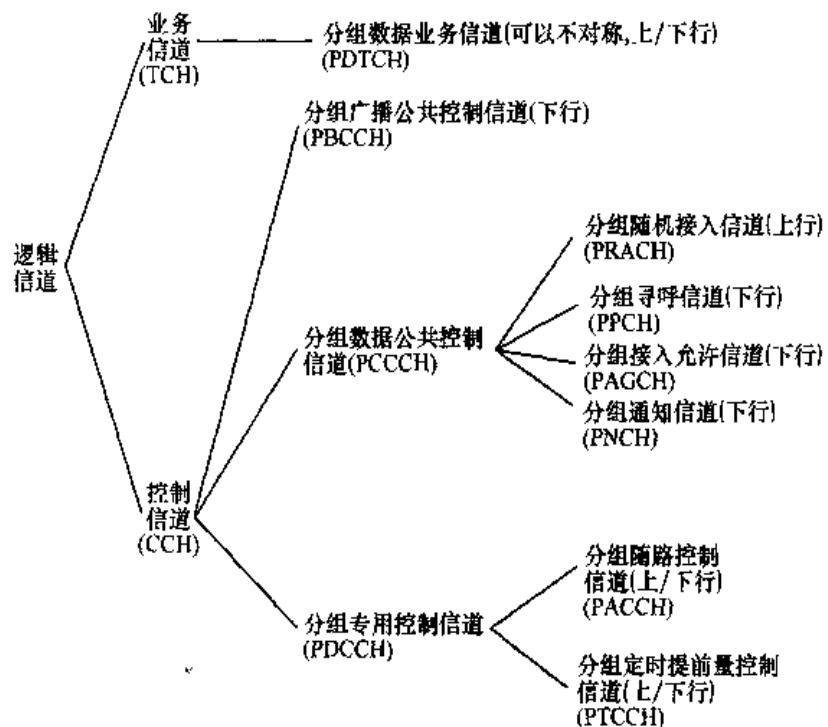


图 14.23 GPRS 逻辑信道结构

图 14.23 中, 业务信道 PDTCH 是单向(上行或下行)传送 GPRS 数据信息, 且一个用户可以对称或不对称使用一个至若干个 PDTCH。

控制信道可以分为 3 类:PBCCH, 它是用来广播 GPRS 系统的指定信息。PCCCH, 它进一步划分为以下 4 类:①PRACH, 它供 MS 请求接入, 并以突发形式发送数据与信令;②PPCH, 它供基站寻呼 MS;③PAGCH, 供分组传送前利用它发送资源分配信息给 MS;④PNCH, 供分组传送前利用该信道给 MS 传送通知。PDCCH, 它可以分为 3 类:①PACCH, 用它传送有关的信令信息, 如确认、功控、资源分配与再分配等;②PTCCHU(上行), 使 BTS 准期估计一个 MS 的时速;③PTCCHD(下行), 用于多个 MS 同时更新传输时速。

## 3. GPRS 网络结构

GPRS 网络结构如图 14.24 所示。其中, PCU 为分组控制单元; SGSN 为服务 GPRS 支持节点; GGSN 为网关 GPRS 支持节点; DNC 为域名服务器; BG 为边界网关; CG 为计费网络。由图可见, GPRS 网络的主要功能实体为:

### (1) 分组控制单元 PCU

其主要功能是:完成无线链路控制(RLC)与媒体接入控制(MAC)的功能;完成 PCU 与

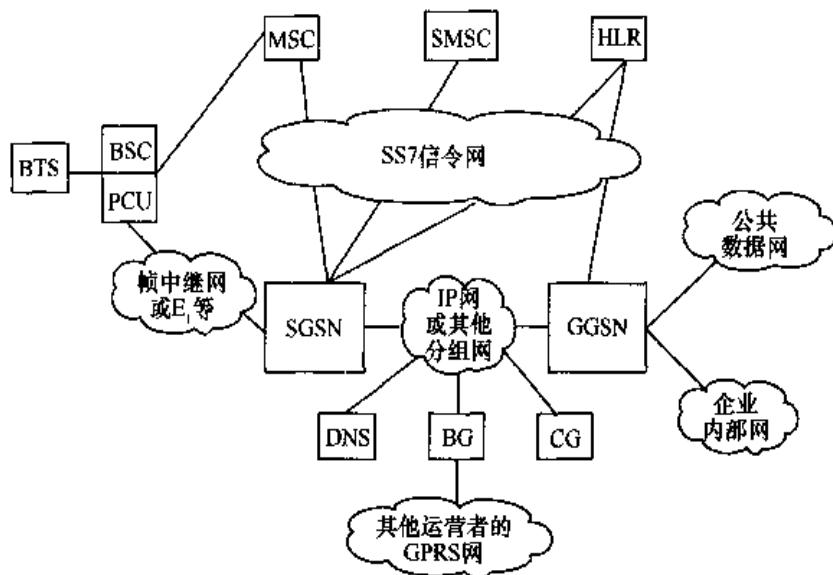


图 14.24 GPRS 网络结构

SGSN 之间 G<sub>b</sub> 接口分组业务的转换，如启动、监视、拆断分组交换呼叫、无线资源组合、信道配置等；PCU 与 SGSN 之间是通过帧中继或 E<sub>1</sub> 方式连接。

#### (2) 服务 GPRS 支持节点 SGSN

其主要功能是：负责 GPRS 与无线端的接入控制、路由选择、加密、鉴权、移动管理；完成它与 MSC、SMS、HLR、IP 及其他分组网之间的传输与网络接口；SGSN 可以看做为一个无线接入路由器。

#### (3) 网关 GPRS 支持节点 GGSN

其主要功能是：与外部因特网及 X.25 分组网连接的网关，可看做提供移动用户 IP 地址的网关路由器；GGSN 还可以包含防火墙和分组滤波器等；提供网间安全机制。

#### (4) 边界网关 BG

它是其他运营者的 GPRS 网与本地 GPRS 主干网之间互连的网关，它除了应具有基本的安全功能以外，还可以根据漫游协定增加相关功能。

#### (5) 计费网关 CG

它通过相关接口 G<sub>a</sub> 与 GPRS 网中的计费实体相连接，用于收集各类 GSN 的计费数据并记录和进行计费。

#### (6) 域名服务器 DNS

它负责提供 GPRS 网内部 SGSN、GGSN 等网络节点域名解析及接入点名 APN 的解析。

### 4. GPRS 网络逻辑结构与接口

GPRS 在逻辑功能上可以通过原有的 GSM 网络增加两个核心节点：SGSN 与 GGSN，因此需要定义一些新的接口，其基本逻辑结构如图 14.25 所示。其中，实线表示数据和信令传输及接口，虚线仅表示信令传输及接口。MAP-C、D、H、F 以及 S<sub>m</sub>、U<sub>m</sub> 和 A 表示原有 GSM 信令传输及接口，而其他接口则为 GPRS 新增接口。

由图 14.25 可见，在 GPRS 逻辑结构图中，SGSN 和 GGSN 是实现 GPRS 分组业务的核

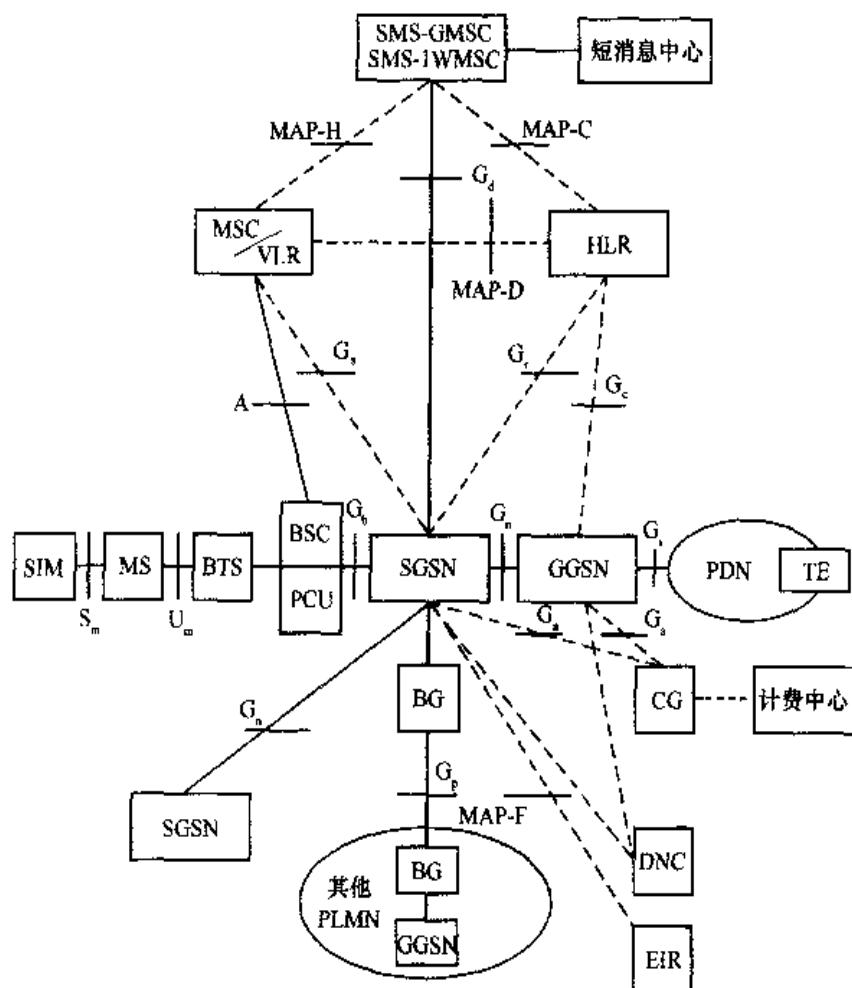


图 14.25 GPRS 系统基本逻辑结构与接口

心实体，其主要接口为：

分组业务经过 G<sub>b</sub> 接口由无线端进入 SGSN 和 GPRS 骨干网；在同一个共用陆地移动网 PLMN 之间的 SGSN 与 GGSN 以及 SGSN 与 SGSN 之间的 G<sub>s</sub> 接口，它们间的数据和信令在同一个传输平台中进行，它可以在 TCP/IP、X.25、ATM 等现有传输网中选择；G<sub>d</sub> 接口，它供 GPRS 的 MS 发/收短消息用。

在不同的公用陆地移动网 PLMN 的两个 GGSN 之间的接口 G<sub>p</sub>，它与 G<sub>s</sub> 接口的功能基本相同，但增加了 PLMN 间通信所需的安全功能。

GPRS 与固定的公共数据网 PDN 之间的 G<sub>e</sub> 接口，它实际上是一个参考点，还没有完全规定。具体可参考 GSM 09.61。

上面均为数据与信令传输的接口，另外，GPRS 还有一些仅用做信令传输的接口，如 G<sub>s</sub>、G<sub>c</sub> 和 G<sub>r</sub> 为可选接口。

除上述接口以外，还有原 GSM 接口，如 S<sub>m</sub> 接口、U<sub>m</sub> 接口、A 接口及 MAP-C、MAP-D、MAP-H、MAP-F 等接口。

## 5. GPRS 系统的协议栈

GPRS 系统的平面协议栈如图 14.26 所示。

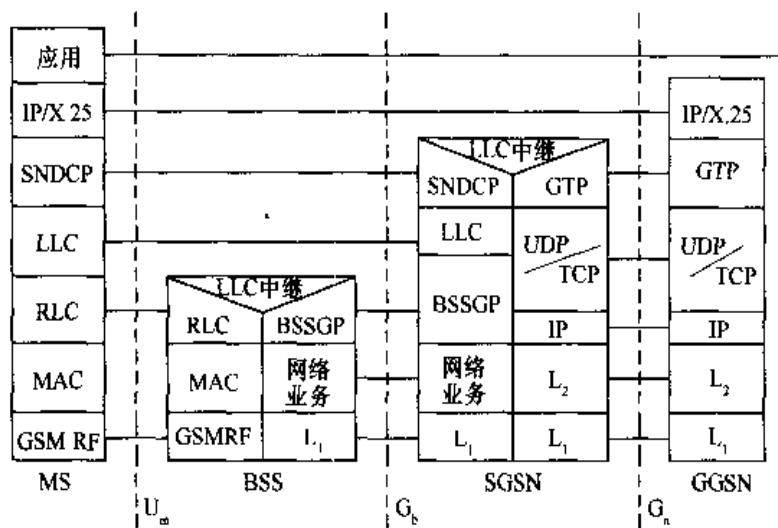


图 14.26 GPRS 传输平面协议栈

GPRS 协议栈在传输平面和信令平面之间是有区别的，图 14.26 给出传输平面的协议栈，它提供用户信息传递分层协议结构和相关信息传递过程，即 GPRS 传输/用户面的协议栈，它为用户提供信息传输，如流量控制、差错控制、差错纠正和差错恢复等功能。主要包含：

(1) GPRS 隧道协议，该协议在 GPRS 骨干网络内部的 GPRS 支持节点之间采用隧道方式传输用户数据和信令。

(2) UDP/TCP，其中 TCP 用于传输 GPRS 骨干网络内部的 GTP 分组数据单元，适用于需要可靠链路的协议，而 UDP 则用于传输不需要可靠链路协议的 GTP 分组数据单元。IP 是 GPRS 骨干网络协议，用于用户数据和控制信令的路由选择。

(3) 子网会聚协议 SNDCP，其功能是将网络层特性映射成下层逻辑链路特性，并将多个层 3 消息复用成单个虚逻辑链路连接，此外数据加密、分段和压缩均由 SNDCP 协议完成。

(4) 逻辑链路控制 LLC，该层提供更可靠的加密逻辑电路，LLC 独立于底层无线接口协议。

(5) LLC 中继，在基站子系统中，位于 U<sub>m</sub> 和 G<sub>b</sub> 接口之间中继的分组数据单元；在 SGSN 中，位于 G<sub>b</sub> 与 G<sub>n</sub> 接口之间中继分组数据协议 PDP 的分组数据单元。

(6) 基站系统 GPRS 协议 BSSGP，它在 BSS 和 SGSN 之间传递与路由和 QoS 有关的信息，但不执行差错纠正。

(7) 网络业务 NS，传输 BSSGP 协议数据单元，建立在 BSS 和 SGSN 之间帧中继连接的基础之上，可以是多跳的，并且可以穿越帧中继交换节点网络。

(8) RLC/MAC，这一层包含两个功能：无线链路控制功能，它提供无线解决方案有关的可靠链路；媒介质接入控制功能，它控制信令接入过程及将 LLC 帧映射成 GSM 物理信道。

(9) GSM RF，即空中接口 GSM 物理层，它主要用来完成数据调制/解调和编码/译码。

下面讨论 GPRS 传输平面的协议栈结构与 GSM 的主要区别。

(1) GSM 协议主要针对电路交换业务，而 GPRS 协议则针对分组交换业务。GPRS 允许移动用户占用多个时隙，但在 GSM 中，移动用户一般仅能占用一个时隙，亦即 GPRS 的 MS 可根据需要申请一个 TDMA 帧 8 个时隙中任意几个时隙。

(2) GPRS 的信道分配很灵活, 可以是对称的, 也可以是不对称的, 然而 GSM 中信道分配必须是对称的。不对称信道分配可以支持不对称业务, 这种不对称业务在因特网中是常见的, 在因特网中往往下行(下载)业务容量远远大于上行(上载)业务容量, 因此, GPRS 为无线因特网提供了良好的网络平台。

(3) GPRS 的资源分配也与 GSM 有些不同, 在 GSM 中, 小区可以支持 GPRS, 也可以不支持 GPRS。对于支持 GPRS 的小区, 其无线资源应在 GSM 和 GPRS 业务之间动态分配。

(4) GPRS 中上行链路和下行链路的传输是独立的, 而在 GSM 中, 由于语音的对称性, 这两者是不独立的。GPRS 中介质接入协议称为“主-从动态速率”接入, 它是由 BSS 集中完成组织时隙分配。其中“主”PDCH 包含公共控制信道, 用于传输开始分组传送所需的信令信息, 而“从”PDCH 包含用户数据和 MS 专门的信令信息。

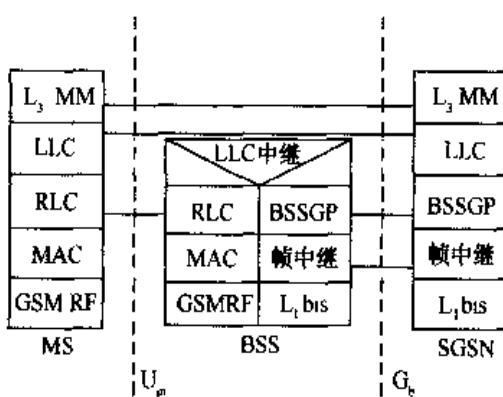


图 14.27 GPRS 的信令/控制面协议栈

前面已指出 GPRS 协议栈用户传输平面和控制信令平面是有区别的。图 14.27 给出控制信令平面的协议栈结构。

信令平面由控制和支持传输平面功能的协议组成。它主要包含: 控制 GPRS 网络接入连接, 如 GPRS 网络的附着与分离; 控制一个已建立的网络接入连接过程, 如分组数据协议地址的激活; 控制一个已建立的网络连接的路由通道; 控制网络资源安排, 指派网络资源; 短消息业务 SMS 的网络和分层协议。

## 6. 短消息业务 SMS

短消息业务类似于因特网中对等实体间的立即消息业务。SMS 用户可交换 160 个字符(映射域 140Byte)的包括字母和数字的消息, 并且消息的提交在几秒内即可完成。只要有 GSM, 就可提供 SMS 服务, 近年来业务相当火爆。SMS 业务在目标 MS 处于激活状态时, 几乎立即传送业务;而在 MS 关机时, 则存储并转发业务。

SMS 主要有两类业务: 小区广播服务, 如天气预报、股票价格等, 它属于无确认单向服务; 第二类是点对点 PTP 服务, 它利用 MS 手机数字键盘、PDA 或连接笔记本电脑, 或呼叫寻呼中心将消息发送给另一个 MS。近来 SMS 还可通过拨号服务中心和因特网发送, 发送方可请求接收方确认, 而接收方亦可发送确认消息。

SMS 占用 GSM 的逻辑信道, 不管是否有呼叫消息都会被传送并可能得到确认。SMS 的网络结构如图 14.28 所示。SMS 的网络协议栈如图 14.29 所示。

SMS 采用 GSM/GPRS 网络结构协议和物理层来传送和管理消息, 它具有存储转发特征。SMSC 存储和传送每则消息, 并对消息恰当地分类和路由, 消息采用 SS7 在网中传送。短消息业务分为两种类型: 来自移动台 MS 和发往移动台 MS 两种。来自移动台的短消息 SM, 首先进入 MSC 处理, MSC 中有一个专门功能的 SMS-互通(SMS-IWMSC)将 SM 转发至 SMSC。移动台接收到的 SM 是由 SMSC 转发给 MSC 中的 SMS-网关(SMS-GMSC), 再

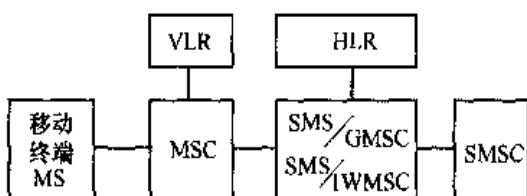


图 14.28 SMS 的网络结构

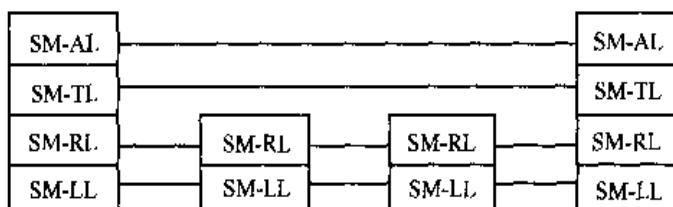


图 14.29 SMS 的网络协议栈

由 MSC 送至 MS。

在 GSM 中，SM 在 HLR 中排队或直接发送给接收方的本地 MSC 中的 SMS-GMSC，然后 SM 再转发给恰当的 MSC，再由这个 MSC 将消息传送至 MS。而传送是通过查询 VLR 中 MS 位置的详细信息和 BSC 控制的 BTS 提供的对 MS 的覆盖等完成。

SMS 协议包含 4 层：应用层 AL、传输层 TL、中继层 RL 和链路层 LL。SMAL 显示包含字母、数字和单字的消息；SMTL 为 SMAL 提供服务与 SM 交换消息并接受接收方 SM 的确认消息，它在每个方向上都可获得传递报告或发送 SM 的状态；SMRL 通过 SMLL 中继短消息协议数据单元 SMSPDU。而 SMS 有 6 种不同的 PDU，用它们来传送从 SMSC 到 MS 的短消息和相反方向的短消息、传送失败的原因、传送状态报告和命令。

在空中接口, SMS 占用控制信道的时隙来传送, 它可分几种情况。若 MS 处于空闲状态, 则在独立专用控制信道 SDCCH 上传送短消息, 其速率为 184bps, 时间大约为 240ms。若 MS 处于激活状态, 这时 SDCCH 用于呼叫建立和维持, 则采用慢速随路控制信道 SACCH 来传送短消息, 每 480ms 大概传送 168bit 或更低速率。若 SMS 在传送过程中, MS 状态产生了变化, 则报告传送失败, 短消息需重传。在小区广播情况下, 如发送天气预报或广播其他短消息给多个 BSC 的 MS, 它采用小区广播信道 CBCH 来传送。

### 14.3 第三代(3G)移动通信与3GPP 网络

### 14.3.1 IMT-2000 简介

IMT-2000 原含义为 International Mobile Telecommunications，工作于 2000MHz 频段，大约于 2000 年左右商用。1992 年，在世界无线电大会上将 2GHz 频段上大约 230MHz 频段分配给当时的 FPLMTS 和卫星业务。其核心频段如图 14.30 所示，为 1885~2025MHz 和 2110~2200MHz。其中，1980~2010MHz 和 2170~2200MHz 仅供卫星使用。后来 WARC'2000 又为第三代增加了以下的额外频带，即：806~960MHz，1710~1885MHz，2500~

2690MHz 三个新频段，各国可根据市场需求和各国情况具体选择，但需要进行统一协调。

IMT-2000 的目标与要求：全球同一频段、统一体制标准、无缝隙覆盖，并至少可实现全球漫游，提供以下不同环境下的多媒体业务。车速环境：144Kbps，步行环境：384Kbps，室内环境：2Mbps。具有接近固定网络业务服务质量，与现有移动通信系统相比，具有更高的视频利用率，可以很灵活地引入新业务，易于从第二代平滑过渡和演变，具有更高的保密性能，较低价格袖珍多媒体实用化手机。

国际电联 ITU-R/TG8-1 组于 1999 年 10 月 25 日至 11 月 5 日在芬兰赫尔辛基会议上通过建议草案“IMT-2000 无线接口规范”共列有以下 5 项：IMT-2000 CDMA-DS，它包含 UTRA/WCDMA 和美、日、韩提出的 W-CDMA 等；IMT-2000 CDMA-MS，主要包含 CDMA2000 1X；IMT-2000 CDMA-TDD，主要包含 UTRA-TDD 和我国提出的 TD-SCDMA；IMT-2000 TDMA-SC，主要包含 UWC136；IMT-2000 TDMA-MC，主要包含 DECT。

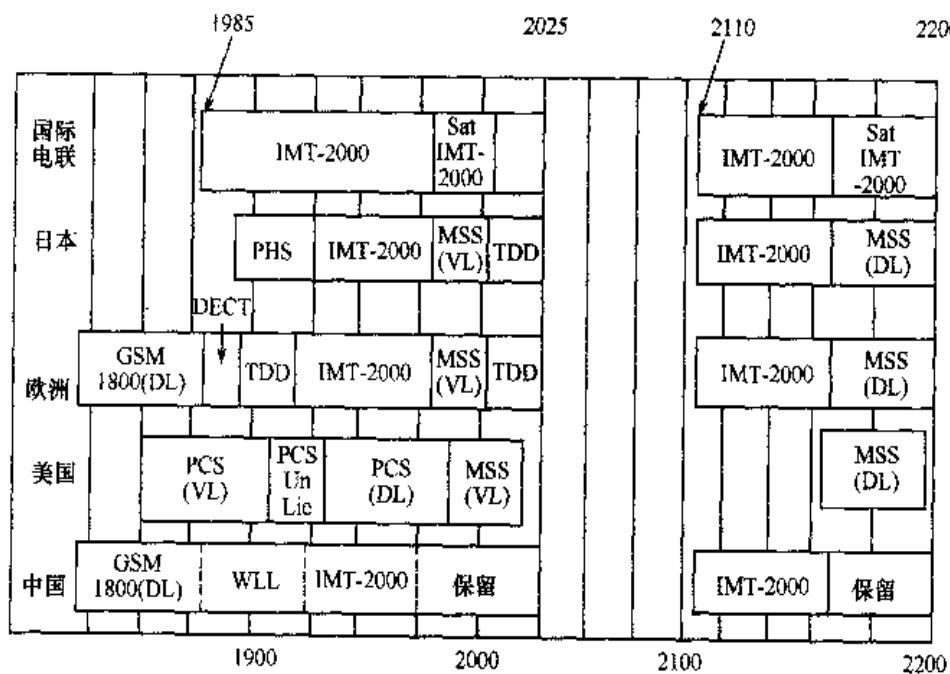


图 14.30 IMT-2000 的核心频段

IMT-2000 无线接口主要参数要求见表 14.6。

表 14.6 ITU 提出的 IMT-2000 无线接口主要参数表

环 境	室 内 办 公 室 (比特率, BER)	步 行 (比特率, BER)	车 辆 (比特率, BER)
典型语音 低时延	8—16—32Kbps $\leq 10^{-3}$ 语音激活 50%	8—16—32Kbps $\leq 10^{-3}$ 语音激活 50%	8—16—32Kbps $\leq 10^{-3}$ 语音激活 50%
电 路 交 换 短时延数据	64—144—384—512 —1024—2048 Kbps $\leq 10^{-6}$	64—144—384 Kbps $\leq 10^{-6}$	64—144Kbps $\leq 10^{-6}$

(续表)

环 境	室 内 办 公 室	步 行	车 辆
电路交换 长时延数据	64—144—384—512 —1024—2048Kbps $\leq 10^{-6}$	64—144—384Kbps $\leq 10^{-6}$	64—144Kbps $\leq 10^{-6}$
分组交 换 数 据	64—144—384—512 —1024—2048Kbps $\leq 10^{-6}$ 泊松到达	64—144—384Kbps $\leq 10^{-6}$ 泊松到达	64—144Kbps $\leq 10^{-6}$ 泊松到达

3GPP 与 3GPP2 是一个跨国的标准化组织的第三代伙伴计划。3GPP 是由欧洲 ETSI、日本 ARIB、TTC，韩国 TTA 及美国 TI 等组成，其宗旨是制定以 GSM 网络为核心网，以 UTRA(Universal Terrestrial Radio Access)为无线接口标准。它于 1998 年 12 月正式成立。3GPP2 是由美国 ANSI(TIA)，日本 ARIB、TTC，韩国 TTA 等组成，其宗旨是制定以北美 ANSI/IS-41 网络为核心网，以 CDMA-2000 及 UMC-136 为无线接口标准。它于 1999 年 1 月正式成立。

### 14.3.2 WCDMA 简介

WCDMA 是一类直接序列扩频的码分多址(DS-CDMA)技术。1998 年 6 月提交到 ITU 的第三代移动通信无线传输技术(RTT)共有 10 个提案，其中涉及 DS-CDMA 的有 6 个，它们是：欧洲 ETSI UTRA-UMTS(WCDMA)；日本 ARIB J. W-CDMA；美国 TIA WIMS W-CDMA；美国 TIPI WCDMA/NA；韩国 TTA CDMAII；中国 TD-SCDMA(TDD 方式)。以欧洲提案为主体融合其他方案形成最后的 3GPP WCDMA 方案。

3GPP 的 WCDMA 方案分为 WCDMA-FDD 方式和 WCDMA-TDD 方式，主要包含我国 TD-SCDMA 与 UTRA WCDMA-TDD 方案(以德国西门子公司为代表)。WCDMA 系统的参数见表 14.7。

表 14.7 WCDMA 的主要参数

信道带宽	5MHz
双工方式	FDD 或 TDD
码元速率	3.84Mbps
帧长	10ms
下行链路 和 RF 信道结构	直扩
扩频调制方式	上行：双信道 QPSK 下行：平衡 QPSK 复扩频电路
数据调制方式	上行：BPSK 下行：QPSK

(续表)

信道编码	交织和 Turbo 码
相干检测	上/下行: 用户专用的时间复用导频 下行: 共用导频
上行信道复用	控制和导频信道时分复用; 数据和控制信道 I&Q 复用
下行信道复用	数据和控制信道时分复用
多速率	可变扩频和多码
扩频因子	4~256
功率控制	开环和快速闭环 1.5kHz
下行扩频码	可变长度的正交序列码(OVSF)划分信道, $2^{18}-1$ 的 Gold 序列码区分小区和用户(周期 10ms)
上行扩频码	可变长度的正交序列码(OVSF)划分信道, $2^{25}-1$ 的 Gold 序列码区分用户(I/Q 时间偏移不同, 10ms)
切换	软切换 频率间切换

WCDMA 信道可以划分为物理信道、传输信道和逻辑信道。其中，物理信道是以物理承载特性定义的，如占用频带、时隙、码资源等；而传输信道则以数据通过空中接口的方式和特征来定义的；逻辑信道则是按信道的功能来划分。下面将分别给予介绍。

WCDMA 系统采用码分为主体，码分、频分相结合的方式来实现。WCDMA 上/下行在 IMT-2000 占用一定频段，然后将这一频段分配给不同的 5MHz 的信道，即每个码分信道只占用 5MHz，而且在组网时，不仅可以在使用频段中占用不同的 5MHz 信道，而且还可以类似于 GSM 进行空间小区群复用，不过复用的不是频率而是导频码的相位。

### 1. 物理信道与帧结构

物理信道主要是以物理承载特性加以区分，在 WCDMA 中，由于业务与控制类型都很复杂，所以物理信道也比较复杂。WCDMA 中基本物理资源是每个频点（即载波频率）上的码字数，另外还包括无线帧结构、时隙结构和符号速率等。传输信道经过信道编码，并且与物理信道提供的数据速率相一致，这样传输信道和物理信道就可以对应起来。WCDMA 的上/下行物理信道如图 14.31 所示。

WCDMA 系统的上行链路 DPDCH/DPCCH 信道的帧结构如图 14.32 所示。

在上行数据链路中，仅以 DPDCH/DPCCH 为例给出上述帧结构。其中一个超帧含 72 帧，每帧长 10ms，含有 15 个时隙，每个时隙含有 2560 个码元(chip)，且与一个功控周期相同。而每个时隙中比特的个数与物理信道的扩频因子有关，即  $SF = 256/2^k$ ，它可以取 256~4。256 码元中含有导频、功控、反馈和传输格式组合指示。上行物理信道 PACH 与 PCPCH 的帧结构这里就不再赘述。

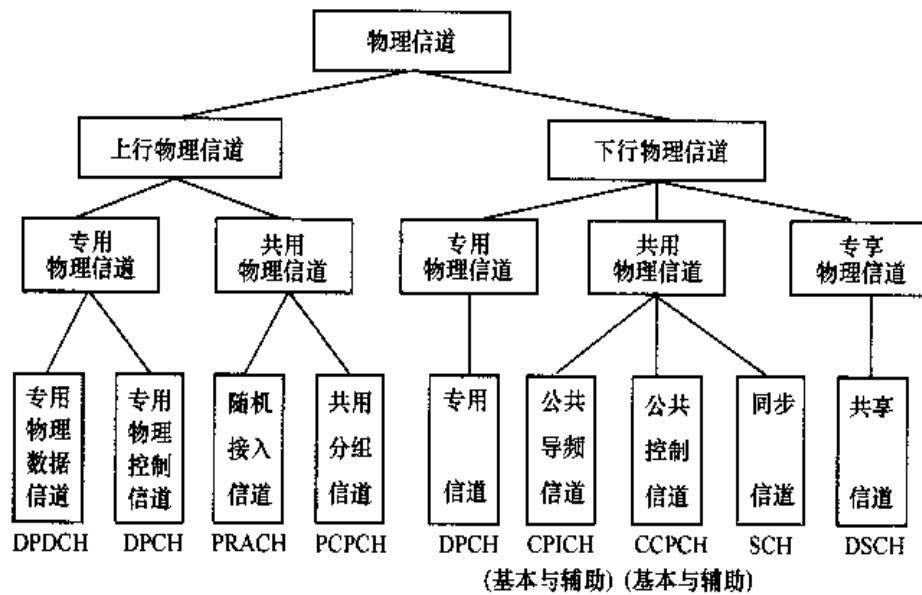


图 14.31 WCDMA 的上/下行物理信道结构

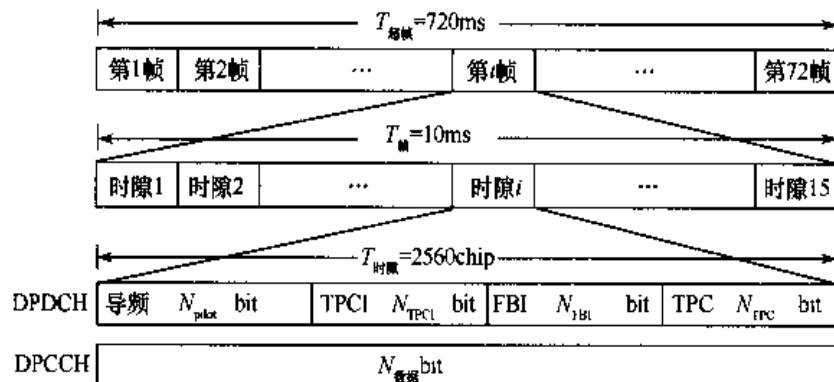


图 14.32 上行 DPDCH/DPCCH 的帧结构

WCDMA 系统下行链路 DPCCH 信道的帧结构如图 14.33 所示。

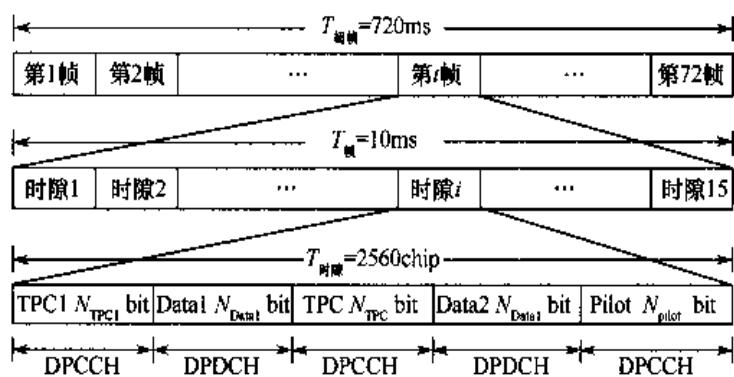


图 14.33 下行 DPCCH 的帧结构

与上行一样，下行链路中仅以 DPCCH 信道为例给出上述的帧结构。同样一个超帧含 72 帧，每帧长 10ms，含有 15 个时隙，每个时隙含有 2560 个码元(chip)，其内容有两组数据，一

组发送功率控制 TPC 命令, 一组传输格式组合指示信息 TFCI 和一组导频。下行其他类型信道帧结构这里不再赘述。

## 2. 逻辑信道

WCDMA 系统的逻辑信道如图 14.34 所示。

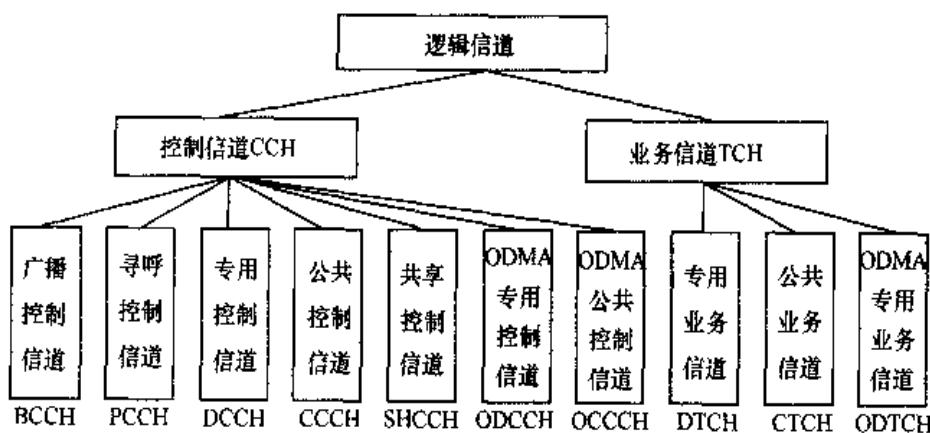


图 14.34 WCDMA 系统的逻辑信道结构

由图 14.34 可见, WCDMA 系统的控制信道有: BCCH, 下行广播系统控制信息。PCCCH, 下行传送寻呼信息, 用于如下情况: 网络无法识别移动台所在小区; 移动台在小区连接状态(利用休眠模式程序)。CCCH, 上/下行双向信道传递网络与移动台间控制信息, 用于以下情况: 移动台没有和网络端建立无线资源控制 RRC 的连接。在重新选择小区, 接入新小区后, 移动台用公用传送信道。DCCH, 点对点双向信道, 传递移动台与网络间专用控制信息。通过 RRC 连接建立过程建立这个信道。OCCCH, 双向信道, 在移动台之间传输控制信息。ODCCH, 点对点双向通道, 传送移动台之间的专用控制信道。通过 RRC 连接建立过程建立这个信道。

WCDMA 系统的业务信道主要有: DTCH, 点对点信道, 由一个移动台专用, 传送用户信息, 一个 DTCH 既可在上行亦可在下行链路中存在。ODTCH, 点对点信道, 由一个移动台专用, 在移动台之间传送用户信息。ODTCH 存在于中继链路中。一个点对多点单向信道用于为一组特定移动台传送专用用户信息。

## 3. 传输信道

WCDMA 的传输信道结构如图 14.35 所示。

由图 14.35 可见, 传输信道可分为专用和公用两类, 它是以其数据通过空中接口的方式和特征来定义的, 其中: 专用信道 DCH, 在整个小区中上/下行传送, 若采用波束成型天线, 则可在部分小区中传送, 具有快速速率变化(每 10ms)、快速功控等。公用信道, 它包含广播信道 BCH, 供下行广播小区和系统详细信息, 且传播给整个小区; 前向接入信道 FACH, 下行对整个小区传送, 对波束成型天线小区仅在部分小区传送, 且 FACH 使用慢速的功控; 寻呼信道 PCH, 下行对整个小区传送; 随机接入信道 RACH, 上行对整个小区内接收, 有碰撞危险, 并有开环功控; 公共分组信道 CPCH, 上行是按竞争方式随机接入, 用来传送突发分组

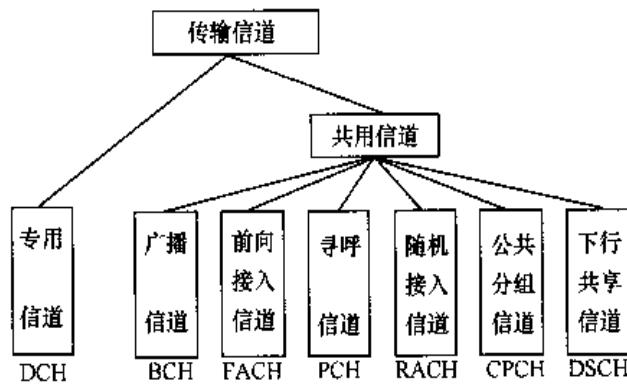


图 14.35 WCDMA 的传输信道结构

业务，且与下行专用信道相关连(为 CPCH 提供功控)；下行共享信道 DSCH，下行为多个移动台共享。

逻辑信道与传输信道间的映射关系如图 14.36 所示。

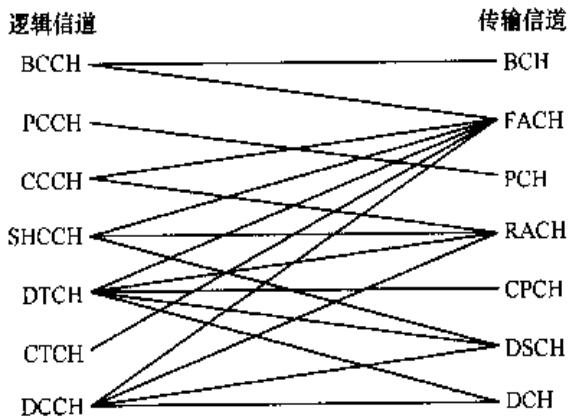


图 14.36 逻辑信道与传输信道间的映射关系

### 14.3.3 WCDMA 的网络结构

WCDMA 网络结构如图 14.37 所示。由图可见，WCDMA 网络由下列 3 个主要部分组成。

(1) 用户设备 UE(User Equipment)，它一般是一个多媒体的用户终端，含多媒体手机与多媒体车载台。它对应于第二代移动通信中的移动台 MS。

(2) 无线接入网 UTRAN(UMTS Terrestrial Radio Access Network)，它包含一个或几个无线网络子系统 RNS，而一个 RNS 则是由一个无线网络控制器 RNC 和一个或几个节点 B (Node B) 组成，它与第二代移动通信系统对应关系是：Node B 对应于 BTS，RNC 对应于 BSC，RNS 对应于 BSS。

(3) 移动核心网 CN(Core Network)，其功能包括电路交换 CS、分组交换 PS 和广播 BS 3 个主要部分。

WCDMA 系统与网络是分阶段实现的，目前是按 R99(Release 99)标准来部署。R99 标准基于 ATM，其 CN 采用 GSM/GPRS 增强型，UE 和 UTRAN 则是基于全新的 WCDMA

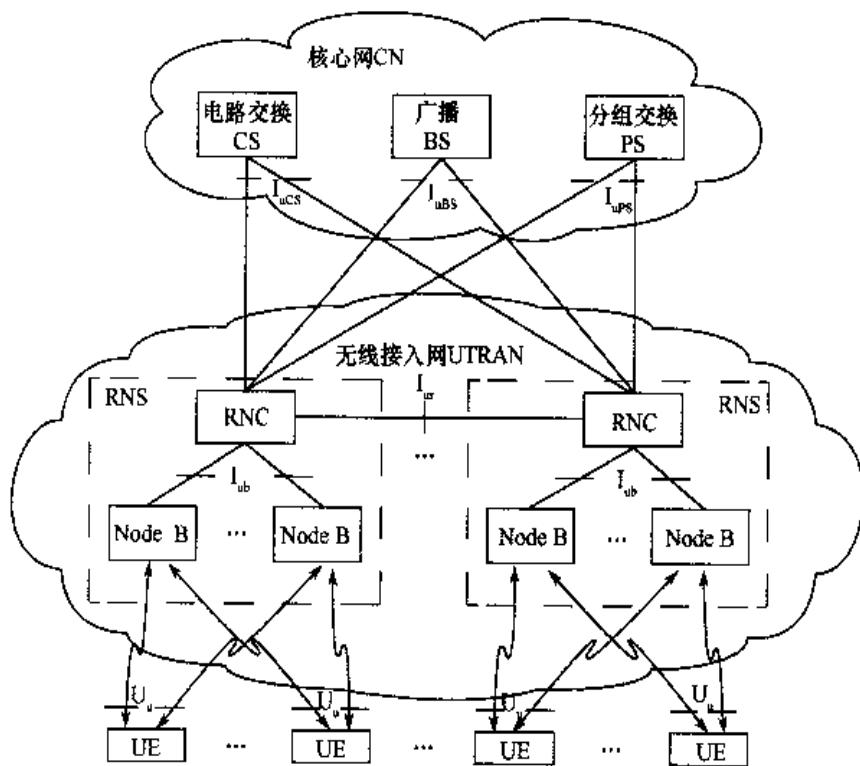


图 14.37 WCDMA 网络结构

无线接口协议。

与第二代 GSM 类似，第三代 WCDMA 网络主要接口有  $U_u$ 、 $I_{ub}$  和  $I_u$ 。另外在 3G 中，还增加了一个 RNC 之间的  $I_w$  接口，主要用于软切换。

### 1. 无线接口( $U_u$ )协议结构

无线接口( $U_u$ )协议结构如图 14.38 所示。

无线接口分为 3 个协议层：物理层  $L_1$ 、数据链路层  $L_2$  和网络层  $L_3$ 。数据链路层  $L_2$  又分为几个子层：在控制平面， $L_2$  包含媒体接口控制 MAC 协议和无线链路控制 RLC 协议；在用户平面，除了 MAC 与 RLC 以外， $L_2$  层还包含分组数据会聚协议 PDCP 和广播/组播控制协议 BMC。在控制平面  $L_3$  中，最低子层为无线资源控制 RRC 协议。无线接入网 UTRAN 接口通用协议模型如图 14.39 所示。

由图 14.39 可见，上述结构是按照层间与平面间相互独立的原则而建立的，这样可以带来更大的灵活性。协议结构横向包括两层：无线网络层和传输网络层，所有 UTRAN 相关问题只与无线网络层有关，传输层只是 UTRAN 采用的标准化传输技术，而与 UTRAN 的特定功能无关。物理层可用 E1、T1、STM-1 等数 10 种标准接口。协议结构的纵向为 3 个垂直平面，它包含：

(1) 主控制平面，包含无线网络层的应用协议及传输层用于传送应用协议消息的信令承载。传输层的 3 个接口： $I_u$ 、 $I_w$  和  $I_{ub}$  在 3G 的 R99 版本中统一采用 ATM 技术，3GPP 还建议可支持 No. 7 信令的 SCCP、MTP 及 IP 技术。

(2) 用户平面，包含数据流和用于传输数据流的数据承载。数据流是各个接口规定的帧

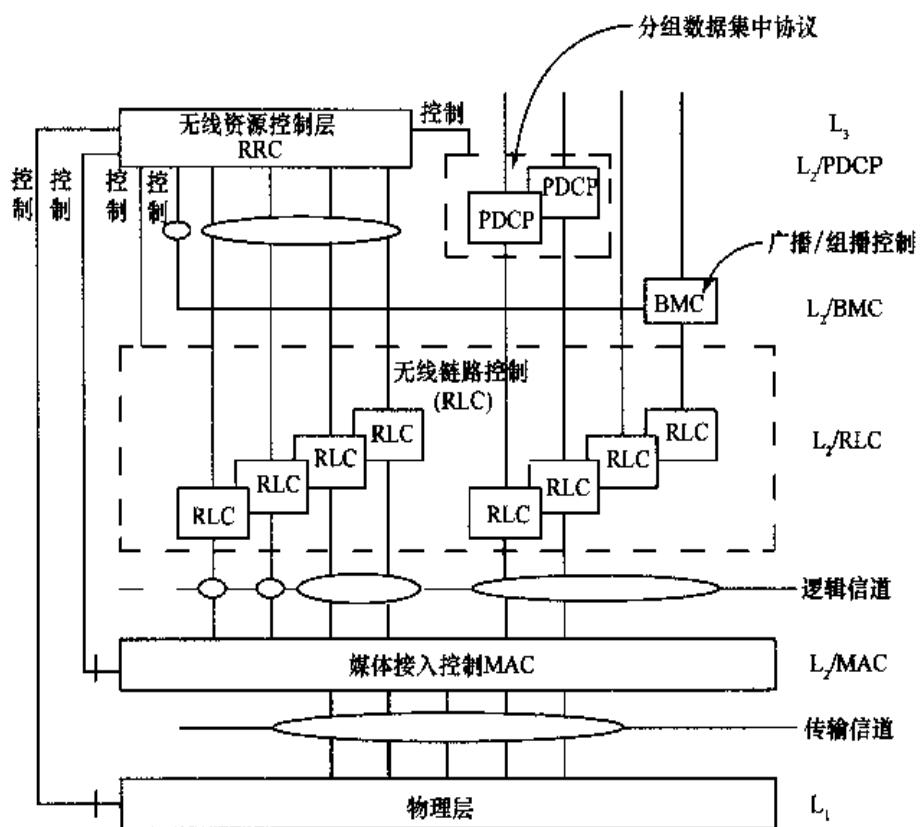


图 14.38 WCDMA 空中接口协议的结构

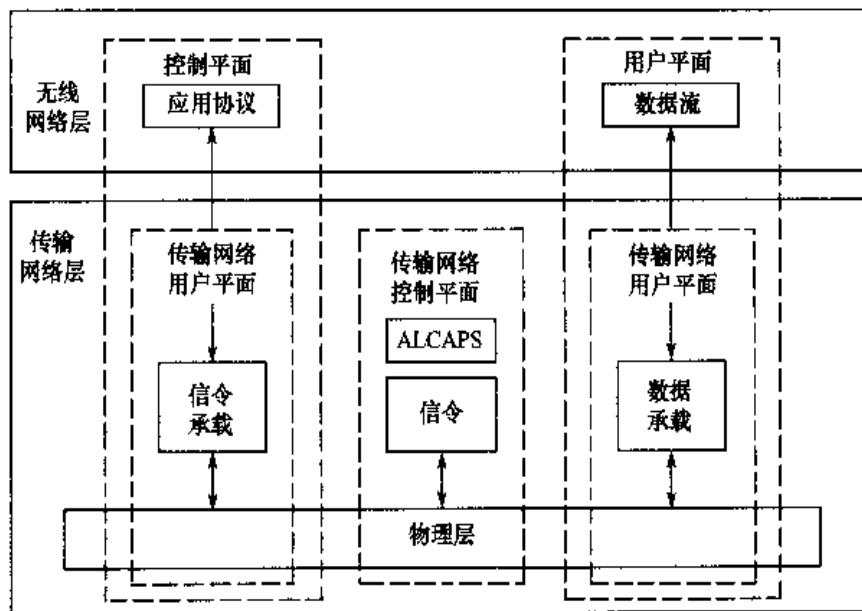


图 14.39 无线接入网 UTRAN 接口通用协议模型

协议。

(3) 传输网络控制平面，不包含任何无线网络控制平面信息，但包含用户平面数据承载所需的 ALCAP 协议及 ALCAP 所需的信令承载。该平面的引入使无线网控制平面的应用协议完全独立于用户平面数据承载技术。

## 2. I<sub>u</sub> 接口协议结构

I<sub>u</sub> 接口是无线接入网 UTRAN 和核心网 CN 之间的接口，它是开放接口，以便多个制造商的产品兼容。I<sub>u</sub> 接口有 3 种类型：面向电路交换的 I<sub>uCS</sub>，面向分组交换的 I<sub>uPS</sub> 和面向广播的 I<sub>uBS</sub>。I<sub>u</sub> 接口主要支持以下功能：建立、维持和释放无线业务承载过程；系统内切换、系统间切换和 SRNS 的重新分配；小区广播服务；一系列的一般服务，即不是针对某个人的特定 UE 服务；在协议层次上，对不同 UE 的信令区分和管理；在 UE 和 CN 之间传输非接入层的信令的直接传输；位置服务和 UTRAN 向 CN 的位置报告。位置信息可以包含位置的地理标识；一个 UE 可以同时接入多个 CN 域；对于分组数据流提供资源预留机制。I<sub>u</sub> 接口上的无线网络信令包含了 RANAP，而 RANAP 包含了处理所有 CN 和 UTRAN 之间过程的机制，同时还包含了 CN 和 UE 间非接入层消息。

I<sub>uCS</sub> 接口的协议结构如图 14.40 所示。

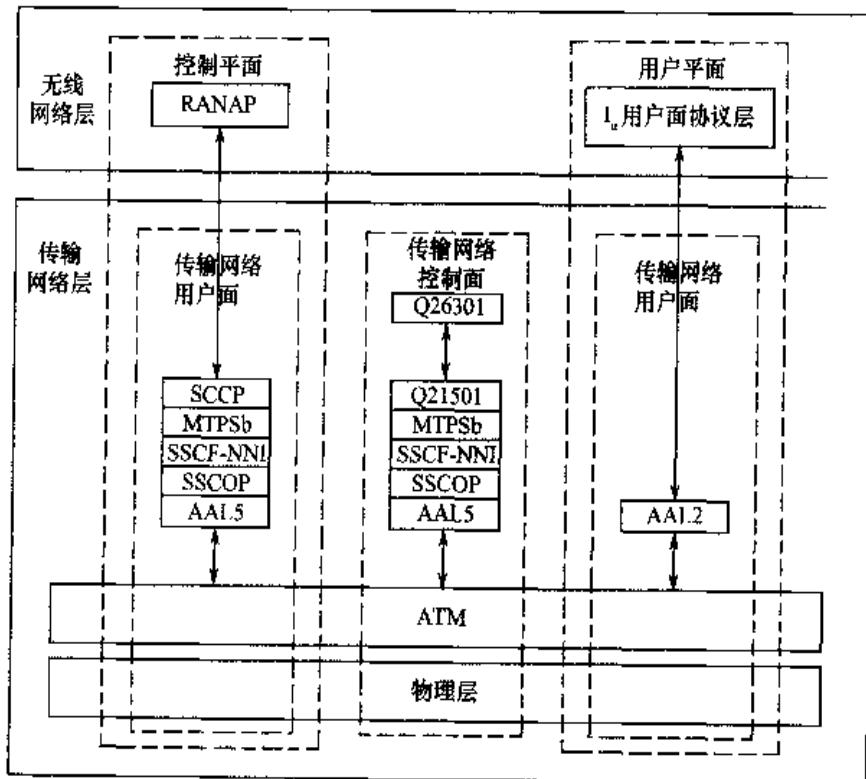
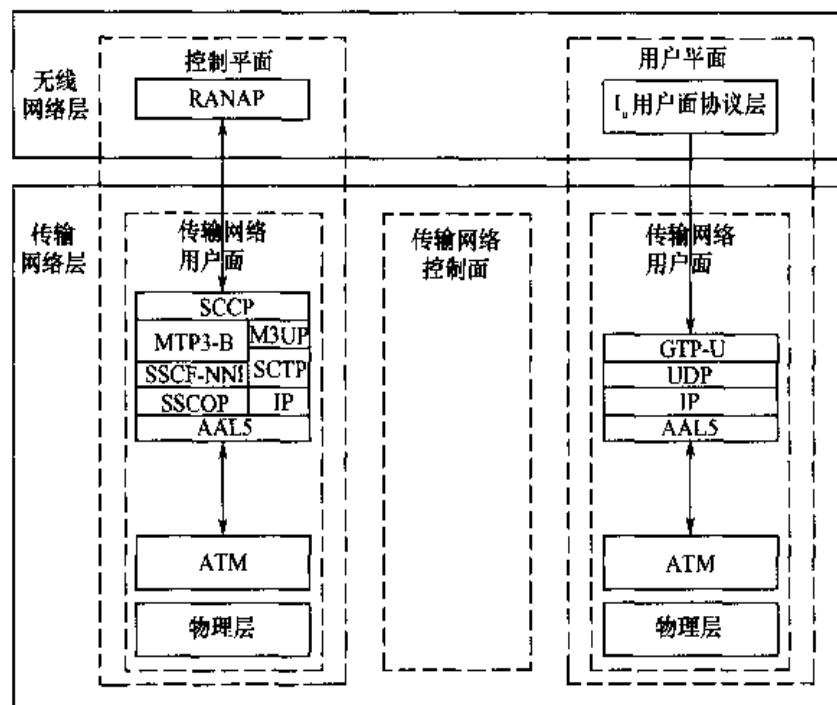
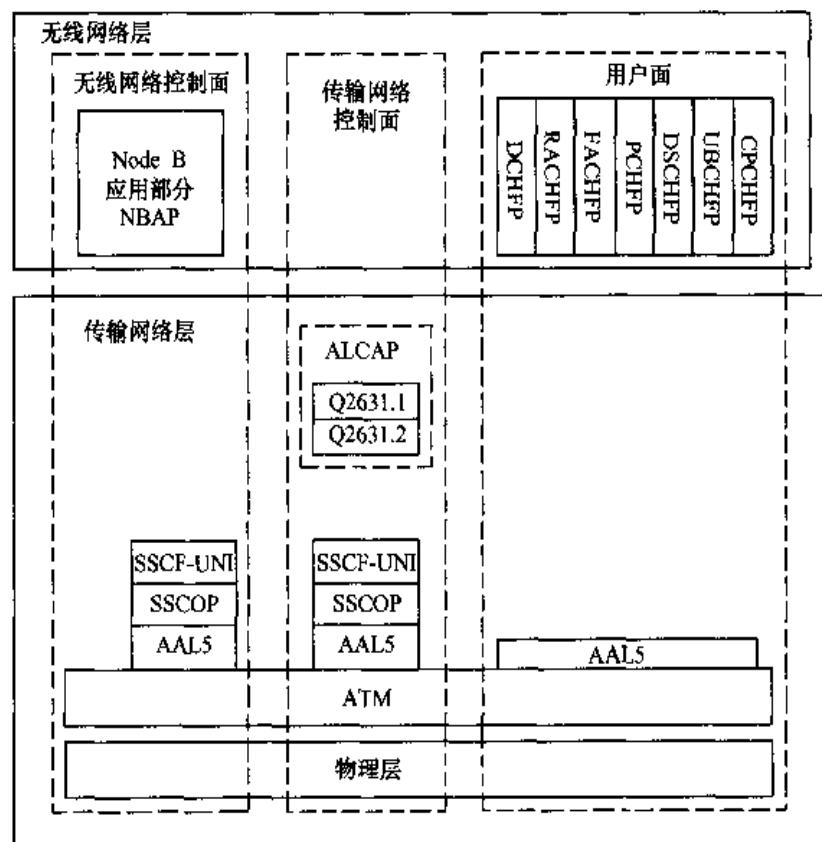


图 14.40 I<sub>uCS</sub> 接口的协议结构

由图 14.40 可见，它符合上述无线接入网 UTRAN 通用协议模型：横向两层，纵向 3 个平面的基本结构。I<sub>uPS</sub> 接口的协议结构如图 14.41 所示。它也符合 UTRAN 通用协议模型的基本结构。

## 3. I<sub>ub</sub> 接口协议结构

I<sub>ub</sub> 是一个连接基站(3GPP 协议中称为 Node B)与 RNC 之间的逻辑接口，是一个开放式接口，其协议结构如图 14.42 所示。

图 14.41 I<sub>uPS</sub> 接口的协议结构图 14.42 I<sub>u</sub> 接口的协议结构

由图 14.42 可见，其协议结构主要包含两个功能层：无线网络层，它定义了对节点

B(Node B)的操作过程，包括了无线网络控制面和无线网络用户面；传输层，它定义了建立RNC 和 Node B 间的物理连接。

#### 4. I<sub>w</sub>接口协议结构

I<sub>w</sub>接口是两个 RNC 间的接口，是专门用来支持 RNC 间的软切换，其协议结构如图 14.43 所示。

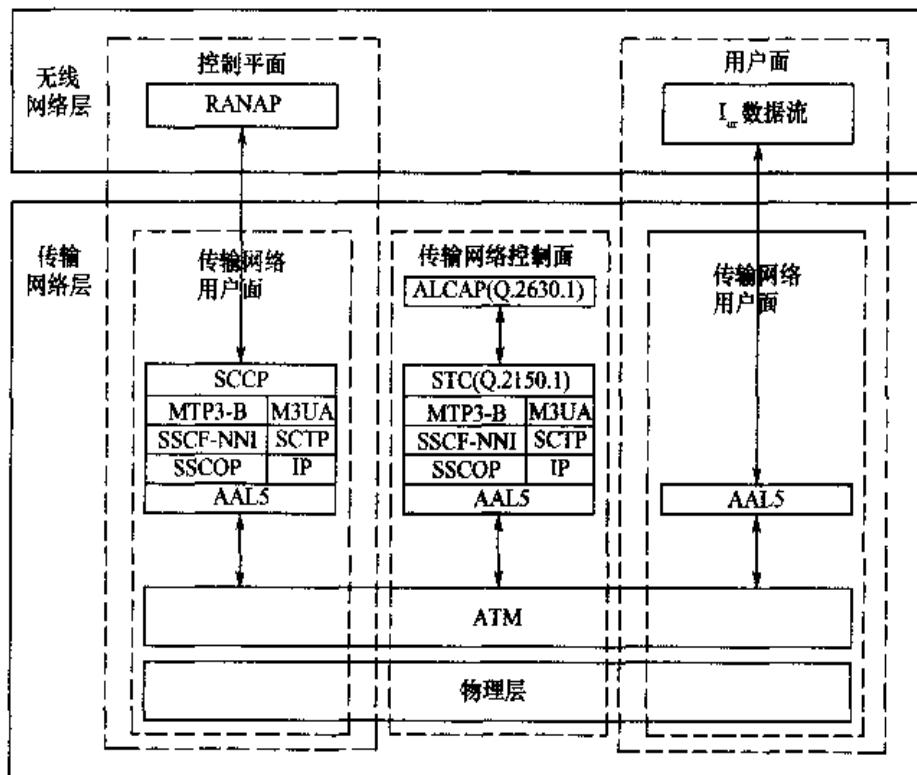


图 14.43 I<sub>w</sub>接口的协议结构

由图 14.43 可见，其协议结构主要包含两个功能层：无线网络层，定义了同一个公用陆地移动网 PLMN 内的两个 RNC 之间的相互作用过程，包含一个无线网络控制面和一个无线网络用户面；传输层，定义了在同一个 PLMN 内的两个 RNC 之间建立物理连接过程。I<sub>w</sub>接口设计的主要目标是：连接不同厂家生产的 RNC；保持 UTRAN 与不同的 RNC 之间的服务连续性；将 I<sub>w</sub>接口的无线网络功能与传输网络功能相分离，使得可以在将来方便地实现新的技术(指新的传输网络技术)。

#### 14.3.4 从第二代(2G)网络向第三代(3G)网络的平滑过渡与演进

从总体上来说，由 2G 向 3G 演进的步骤分为两步：第一步为过渡性方案；第二步实现 IP 核心网。

##### 1. R99 标准的 WCDMA 过渡性方案

3GPP R99 标准的 WCDMA 过渡性方案，其结构如图 14.44 所示。

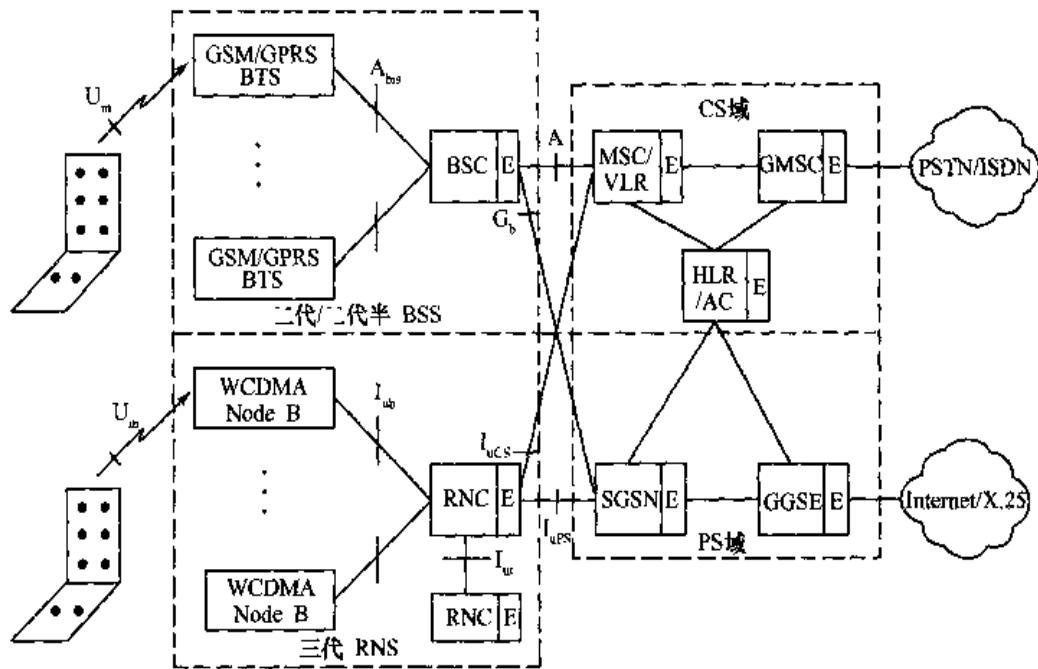


图 14.44 3GPP 标准中 WCDMA 过渡型方案 R99

由图 14.44 可见，它基本上是由二代的 GSM 与二代半的 GPRS 的网络平台基础上过渡和升级产生的。与 2G GSM PHASE2+ 及 GPRS 标准相比，3G 的 R99 中主要改动有以下几个方面。

#### (1) 无线接口

2G 和 2.5G 的 GSM 和 GSM/GPRS 采用的是时分多址 TDMA 方式，而三代(3G)的 WCDMA 则采用码分多址 CDMA 方式。可见，在空中接口的主要多址接入方式上是完全不同的，是完全不兼容的。

3G 在 2.5G 的 GPRS 基础上，分别支持电路交换 CS 和分组交换 PS 两类业务。3G 的传送数据能力有很大的增强，即从原来 2G 最低的 9.6Kbps 提高至 3G 最高达 2Mbps。

在 3G 中，实现了包含图像业务在内的多媒体业务传送。然而在 2G 中，只能传送语音与低速的电路交换数据业务，2.5G 虽然有所改善，但改善很有限。

(2) 语音业务，由于引入了自适应多速率语音编码 AMR，从而进一步提高了语音质量和系统的容量。

(3) 数据业务，特别是分组数据业务，为移动因特网的实现得到了实质性的进展。从分组传递、信息安全到协议和网络平台的改善，做了一系列较全面的改进。

(4) 无线接入网系统，在 3G 中基于 2G 原有结构与接口，引入了基于 ATM 的  $I_u$ 、 $I_{ub}$  和  $I_w$  接口。对应于 2.5G 的 GSM/GPRS 网络中的 A 接口和  $G_b$  接口，引入了分别针对电路交换 CS 的  $I_{uCS}$ 、针对分组交换的  $I_{ups}$  和针对广播域的  $I_{ubs}$ 。对应于 2G 的 GSM 中不开放的  $A_{bs}$  接口，将它改变成开放型的  $I_{ub}$  接口，以便于不同厂家产品间的连接。为了便于 3G 中软切换的实现，在不同的 RNC 之间增设了  $I_{ur}$  接口。

(5) 核心网系统，将核心网粗分为两个域，即电路交换 CS 和分组交换 PS 两个部分。电

路交换 CS 域供电路交换型业务，主要是语音业务及部分电路交换型数据业务用，并负责电路交换业务的呼叫、控制和移动管理；分组交换 PS 域供分组交换型业务，主要是分组数据业务及 IP 电话等分组交换型数据业务用，即分组数据业务的接入、控制和移动性管理；核心网还可以与广播性业务集中起来统一控制与管理。

3G 的 R99 是从 2.5G GSM/GPRS 升级的，两者的基本结构与实体相同。正如图 14.44 所示，两者间的主要差异仅在于功能上的加强与软件版本的升级，比如，在 CS 域，R99 增加了定位技术、号码可携带及一些智能型业务等。在 PS 域，也对一些具体接口协议、工作流程和业务能力做了部分改动与加强。图中为了区别 2.5G 与 3G，R99 中各主要功能块后面都附加了一个“E”，以表示它是原 2.5G GSM/GPRS 各相应功能块的改进型。

通过引入 BICC，实现了能同时在多个逻辑信道上传送一个用户的各种业务数据，使网络下层的承载与上层的业务数据相对独立。

## 2. 3GPP 的全 IP 核心网络

所谓全 IP 是指结构(含网络和终端)IP 化、协议 IP 化到业务 IP 化的全过程。全 IP 化应首先从核心网 IP 化开始，即一个 IP 核心网应能提供基于 IP 的各种媒体业务(含多媒体业务在内)；多种媒体(含语音、数据、图像等)流和多媒体流均应在统一的 IP 核心网上传送和交换；IP 作为承载和传输技术，应逐步从核心网开始逐步延伸至无线接入网、无线接口直至移动终端；全 IP 核心网结构是基于分层结构，而且控制域和传输域相互独立。

基本的全 IP 网络模型分为 4 层：应用和服务层，包含应用如电子邮件、日历和浏览；服务控制层，维持用户的资料、位置信息、账单和个人设置；安全和移动管理层，在网络控制层中实现；连接层，主要处理信令和业务的传输。

全 IP 可以有不同形式的实现方案，目前主要有两种方法，两者的主要区别在于移动性管理。一种是基于 2.5G 的 GSM/GPRS 的移动性管理方法，具有向下即对 2.5G 的兼容性；另一种是基于 IETF 的移动 IPv6 的方案。然而移动 IP 技术就目前而论，还仅仅能初步解决用户漫游问题，尚不能解决移动用户最核心的快速无缝隙切换的技术难题。

将来的方案很可能是上述两种方案互补结合的综合体。发展和实现全 IP 网络的主要因素是成本和灵活性。成本包含网络部署、维持运营及将来的升级等；而灵活性则应该体现在网络实现可以通过一些独立的模块，并在网络边缘引入智能和自动配置来实现。即通过一个 IP 开放式网络平台可以灵活地增加各种服务、支持不同的协议和网络子系统，将应用与下层网络相分离，服务的增加可独立于无线接入网。

3GPP 提出的全 IP 网络参数模型如图 14.45 所示。图中，R-SGW 为漫游信令网关，T-SGW 为传输信令网关，MGW 为多媒体网关，HSS 为本地用户服务器，CSCF 为呼叫状态控制功能，MRF 为多媒体资源控制，MGCF 为多媒体网关控制。

全 IP 网络要包含以下几个主要部分。

(1) 无线网络，主要有移动用户有关设备、无线链路和无线接入网，包括支持 3G 的 UTRAN 和支持 GPRS 改进型的 EDGE 及 HIPERLAN2 的 GERAN。

(2) GPRS 网络的 GSN 功能同安装在 R99 分组交换网中一样，为移动终端提供移动管理功能和 PDP 内容激活业务。而 HLR 的功能由 HSS(归属用户服务器)来实现，用来保存用

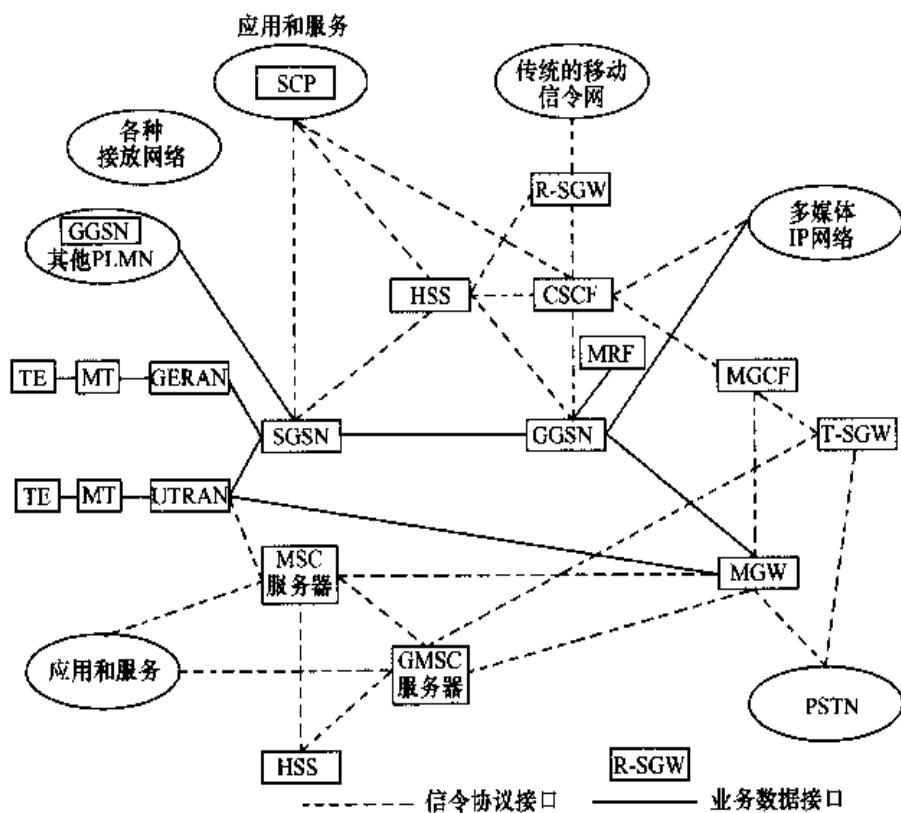


图 14.45 3GPP 全 IP 网络的参数模型

户特征数据。

(3) 呼叫控制，它由呼叫状态控制功能(CSCF)、媒体网关控制功能(MGCF)、漫游信令网关(R-SGW)、媒体网关(MGW)、传输信令网关(T-SGW)和媒体资源功能(MRF)实现。

(4) 连接其他网络的网关，与外部网络的互连是通过GGSN、MGCF、MGW、R-SGW 和 T-SGW 等部分来实现。其中，与传统移动网的信令接口通过 R-SGW、CSCF、MGCF、T-SGW 和 HSS 实现，承载接口通过 MGW 实现，与固定核心网的电路交换信令接口通过 CSCF、MGCF、T-SGW 实现。

(5) 业务结构，与应用和业务的接口由 HSS、SGSN 和 CSCF 来实现，与非标准业务接口则通过应用业务层实现。

3GPP 标准化组织已提出了一系列的对全 IP 网络的目标要求，主要包含：建立一个能够快速地增强服务的灵活环境，能够承载实时业务包含多媒体业务，具有规范化和可裁减性，接入方式独立性。无缝隙连接服务、公共服务扩展、专用网和公用网的共用、固定和移动汇集能力，将服务、控制和传输分开，将操作和维护集成，在不降低质量的前提下，减少 IP 技术成本，具有开放的接口，能够支持多厂家产品，至少能达到目前的安全性水平和 QoS 水平。

## 14.4 IS-95 到 CDMA2000

CDMA ONE、CDMA2000 1X、CDMA2000 3X 等均是美国高通公司研制和开发的国际

性移动通信标准，它们在制式与网络结构方面是一脉相承的，并具有兼容性和很多相似性。这里将它们放在一起介绍，可以更清楚地看到移动通信网的演进与发展过程。由于物理层的有关技术前面各章中已重点介绍过，本节将重点介绍从 IS-95 至 CDMA2000 1X 的信道结构、网络结构接口协议及整个网络的演进过程。

#### 14.4.1 IS-95 和 CDMA2000 系统简介

美国 Qualcomm 公司于 1990 年提出了基于直扩码分的数字蜂窝通信系统，1993 年正式成为北美数字蜂窝通信标准。IS-95 是第一个码分多址 CDMA 的空中接口标准。IS-95 空中接口主要参数见表 14.8。

表 14.8 IS-95 空中接口主要参数

频段	下行:(基→移):869~894MHz, 25MHz 上行:(移→基):824~849MHz, 25MHz
信道数	64 个码分信道/每一个载频
射频带宽	$2 \times 1.23\text{MHz}$ (其中第一频道为 $2 \times 1.77\text{MHz}$ )
调制方式	基站:QPSK; 移动台:OQPSK
扩频方式	直接序列扩频:DS-CDMA
语音编码	可变速率 CELP, 最大速率 8Kbps, 最大数据率 9.6Kbps
信道编码	卷积编码: 下行: 码率 $R=1/2$ , 约束长度 $K=9$ ; 下行: 码率 $R=1/3$ , 约束长度 $K=9$ , 交织编码: 交织间距: 20ms(语音帧周期)
地址码	信道地址码(下行): 64 阶 Walsh 正交码 基站地址码(下行): $m=2^{15}-1$ , m 序列码 用户地址码(上行): $m=2^{42}-1$ , m 序列长码截短
功控	800Hz, 周期 1.25ms

#### 1. CDMA ONE 标准系列简介

CDMA ONE 是以 IS-95 标准为核心的系列标准总称，它包含 IS-95, IS-95A, TSB74, STD-008, IS-95B 等。IS-95 是 CDMA ONE 系列标准中最先发布的标准，而 IS-95A 则是第一个商用化的标准，它是 IS-95 的改进版本。TSB-74 标准是在 IS-95A 基础上将其中支持原理 8Kbps 的语音升级为能支持 13Kbps 语音，它可以看做 IS-95A 的语音升级后的标准。STD-008 标准是为了将 IS-95A 从 800MHz 频段扩展至 1.9GHz 的 PCS 系统而发布的新标准。为了能支持较高速率的数据通信，TIA 于 1999 年又制定了 IS-95B 标准，可以将 IS-95A 的低速率 8Kbps 提高到  $8 \times 8\text{Kbps} = 64\text{Kbps}$ (或  $8 \times 9.6\text{Kbps} = 76.8\text{Kbps}$ ,  $8 \times 14.4\text{Kbps} = 115.2\text{Kbps}$ )。

#### 2. CDMA2000 标准系列简介

CDMA2000 是美国为了将 CDMA ONE 系列进一步升级至第三代移动通信而制定的标准。CDMA2000 系列标准主要包含 CDMA2000 1X、CDMA2000 1X-EV 和 CDMA2000 3X 等系列。其中，1X 和 3X 分别代表其载波 1 倍于 IS-95A(即与 IS-95A 相同)和 3 倍于 IS-95A

(即采用3载波方式)。

CDMA2000 1X 属于 2.5G 技术, 可提供 144Kbps 以上速率的电路或分组数据业务, 而且增加了辅助信道, 可以对一个用户同时承载多个数据流信息, 它提供的业务比 IS-95A 有很大提高, 并为支持未来多种媒体和多媒体分组业务打下了基础。

CDMA2000 1X EV 理论上属于 2.5G 技术, 因为仅占用一个载波 1.25MHz 带宽, 与 1X 和 IS-95A 占用带宽相同, 但实际上属于 3G 技术, 这是因为它虽仅占有 1.25MHz 带宽的一个载波, 却能完全实现第三代的业务要求。它又可分为两个阶段: CDMA2000 1X EV(Evolution)-DO(Data Only & Data Optimized)在 1X 语音业务不同的独立单载波上(仍为 1.25MHz 带宽)提供分组数据业务, 其峰值速率达 2.4Mbps, 平均速率为 650Kbps; CDMA2000 1X EV-DV(Data & Voice)可以和 1X 语音业务共享单载波(1.25MHz)提供的分组数据业务。

CDMA2000 3X 占有 3 个载波, 每个载波上都采用 1.2288 Mcps 的直接(DS)扩频, 故属于多载波(MC)方式, 其码片速率为  $3 \times 1.2288 \text{ Mcps} = 3.6864 \text{ Mcps}$ 。目前这一方案基本上被搁置, 也没有制造商问津, 因为它实际上已被性能更优越的 CDMA2000 1X EV 所代替。下面将 CDMA2000 1X 和 CDMA2000 3X 的一些主要物理参数列在一起以便比较, 实际上它们主要的空口接口参数是完全一样的(见表 14.9)。

表 14.9 CDMA 2000 主要物理参数

	CDMA2000 1X	CDMA2000 3X
信号带宽	1.25MHz	$3 \times 1.25 = 3.75 \text{ MHz}$
下行链路 RF 信道结构	直接扩频	多载波扩频
码片速率	上/下行: 1.2288Mcps	下行: 1.2288Mcps, 上行: 3.6864Mcps
定时	同步(定时驱动, 如从 GPS 来的定时)	
帧长	20ms/5ms, 可选	
扩频调制	下行: 平衡 QPSK, 上行: 具有混合相移键控的双信道 QPSK	
数据调制	下行: QPSK, 上行: BPSK	
相干检测	下行: 公共连续导频信道和辅助导频, 上行: 导频符号, 即导频和功控及 EIB 时分复用	
上行信道复用	控制、导频、基本和辅助码复用, I 和 Q 复用数据与控制信道	
多速率	可变扩频增益和多码	
扩频因子	4~256	
功率控制	开环和快速闭环(800Hz, 1.25ms)	
扩频码(下行)	信道扩频码: 可变长度正交 Walsh 码基站(小区)扩频码: $m = 2^{15} - 1$ , m 序列且 I 与 Q 用不同序列①	
扩频码(上行)	用户扩频码: $m = 2^{42} - 1$ (不同时间偏移并截短用于用户)	
切换	小区间, 小区间软切换, 频段间硬切换	
发分集	正交发分集, 空时扩展发分集	载波解复用, 用不同天线发射

①在码字受限时, 采用准正交函数 QoF。

### 14.4.2 系统网络结构

#### 1. IS-95 系统的网络结构

IS-95 系统的网络结构和网元之间的接口如图 14.46 所示。

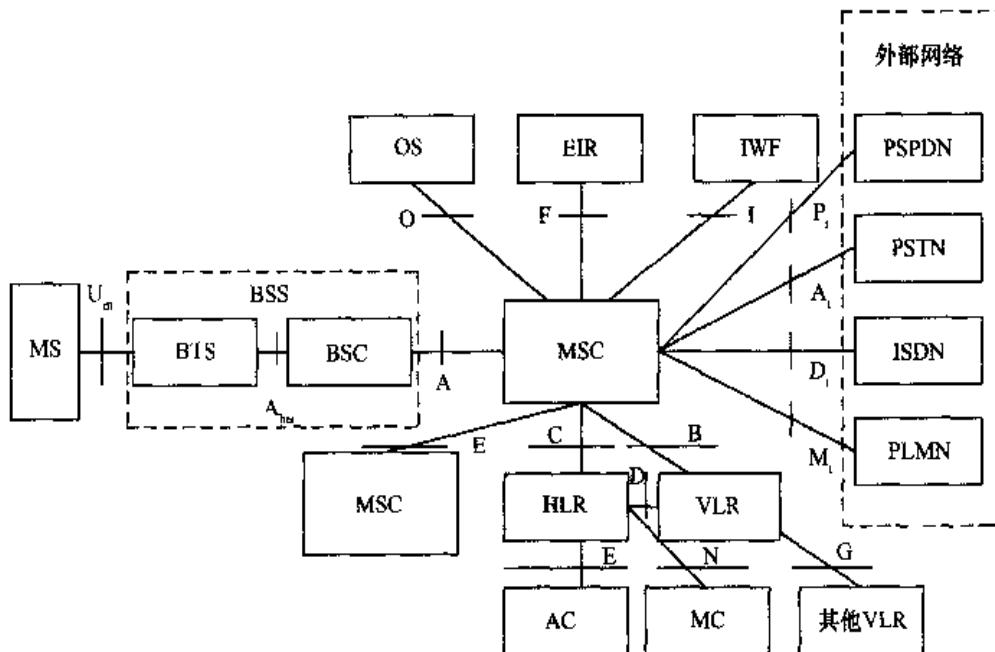


图 14.46 IS-95 网络结构与接口

由图 14.46 可见，其主要接口有：MS 与 BTS 间的  $U_m$  空中接口，该接口由 IS-95 标准规定，BTS 与 BSC 间的  $A_{bis}$  接口（没有规定），BSC 与 MSC 间的 A 接口（由 IS-634 标准规定），MSC 与 VLR 间的 B 接口（没有规定），MSC 与 HLR 间的 C 接口（由 IS-41 标准中规定），HLR 与 VLR 间的 D 接口（由 IS-41 标准规定），MSC 与 IWF 间的 I 接口（由 IS-658 标准中规定）。其他网络单元间的 E, F, G, N 等均由 IS-41 标准规定。

IS-95 与 GSM 类似，其主要接口可分为 5 类，即 MS 与 BTS 之间的空中接口  $U_m$ 、BTS 与 BSC 间的  $A_{bis}$  接口、BSC 与 MSC 间的 A 接口、MSC 与核心网其他实体间的遵从 IS-41 标准的系列接口及 MSC 与本地固定网间 No. 7 信令接口。由于  $U_m$  接口前面已介绍， $A_{bis}$  接口标准化工作尚未完成，暂不介绍，因此下面将重点介绍 A 接口与 IS-41 系列标准。

##### (1) A 接口(含 CDMA2000)

A 接口包含 4 个主要组成部分： $A_1/A_2/A_5$ ,  $A_3/A_7$ ,  $A_3/A_9$  和  $A_{10}/A_{11}$ ，下面分别简要介绍。A 接口部分的网络参考图如图 14.47 所示。

$A_1/A_2/A_5$  接口：它是 BSC 与 MSC 间的接口。其中， $A_1$  是控制信令部分，它使用 No. 7 信令中的消息传递部分 MTP 和信令的连接控制部分 SCCP 作为承载； $A_2$  是语音部分，采用 64K PCM 电路； $A_5$  为电路型数据，它在 64K PCM 电路的基础上定义了一个简单的协议用来传输数据。同时从系统结构上看，CDMA2000 与 IS-95 是完全一样的，所不同的仅是 CDMA2000 系统增加了相关的控制指令，这些控制指令是保证向 CDMA2000 平滑过渡的重要

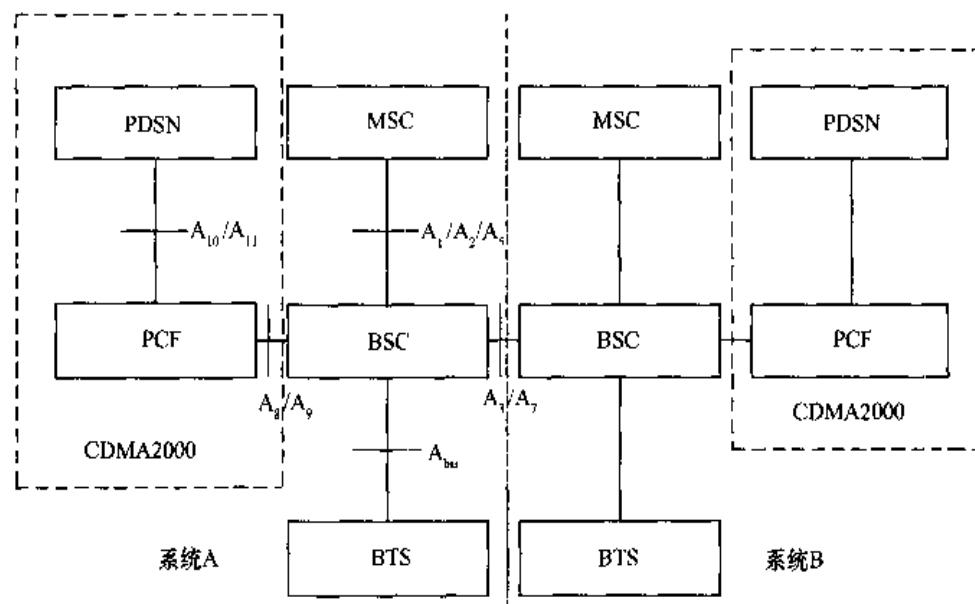


图 14.47 IS-95 网络系统中的 A 接口系列

技术手段与条件。

$A_3 / A_7$  接口：是两个基础控制器 BSC 间的接口，目的是支持 BSC 间的软切换功能。其中， $A_3$  接口负责传递业务信息，而  $A_7$  接口则负责传递控制信令信息。

$A_8 / A_9$  接口：是 BSC 与分组控制功能 PCF 间的接口，主要用于 CDMA2000 系统，大多数厂商都将 BSC 与 PCF 做在一个物理实体中，所以就不再详述。

$A_{10} / A_{11}$  接口：是 PCF 和 PDSN 间的接口，也主要用于 CDMA2000 系统的无线部分和分组部分之间的连接。其中， $A_{10}$  负责传递业务， $A_{11}$  负责传递信令。

A 接口是 CDMA 中最具有争议的一个接口标准，起源于 Motorola 在 GSM A 接口基础上增加了 CDMA 内容后提交 TIA 的，TIA 称它为 IS-634 O 版本，它主要用于电路交换，后来 TIA 又发布了 IS-634 A，它包含基于电路交换 A 结构和基于分组交换的 B 结构，后发现这两个结构内容互相排斥，不具备可操作性。

为了确保标准的可操作性，CDMA 的发展组织 CDG 在 IS-634 基础上发布了具有互操作性规范的 IOS 标准。其中，IOS2 是针对 IS-95A，IOS3 是针对 IS-95B，而 IOS4 则是支持 CDMA2000 1X，IOS5 则是支持 CDMA2000 1X EV-DV 的。

## (2) ANSI 41 系列标准

ANSI 41 系列版本首先于 1988 年发布，由于北美移动通信系统的一个最主要特色是强调平滑过渡、平滑演进，所以构成了一个不断发展的系列标准。

ANSI 41 又称 IS-41 标准，主要用于核心网中来提供服务，如自动漫游、鉴权、系统内切换、短消息等。所有无线核心网部件如 MSC，HLR，VLR，EIR 和 AUC 等，进行通信时都要采用这类消息协议，它类似于 GSM 的开发体系结构，从而允许在两个不同的北美系统之间实现漫游。其协议栈与 SS7 很相似，就不再赘述。

1988 年发布的 IS-41 仅简单地定义了通用越区切换过程。它主要针对模拟式的 AMPS，1991 年 1 月修正版本 A，即 IS-41A 中定义漫游功能。1991 年 10 月发布 IS-41B，增加了对双

模式 AMPS/TDMA 的 D-AMPS 的软切换操作。1997 年发布针对 CDMA 的 IS-41C，它又增加了对 CDMA 的鉴权、越区切换和短消息服务等功能。后来在 IS-41C 的基础上又进一步做了一些修改、完善，并增加了国际漫游功能后又形成了 IS-41D。目前，最新的版本是在 IS-41D 的基础上考虑了 QoS、多媒体服务功能和智能网络业务后的 IS-41E 版本。

## 2. CDMA2000 网络结构

CDMA2000 的网络结构如图 14.48 所示。其中，PDE 为定位实体，MPC 为移动定位中心，SCP 为业务控制节点，SSP 为业务交换节点，AAA 为认证、授权和计费，HA 为本地代理，FA 为外地代理，PCF 为分组控制功能，IWF 为互通功能。由图可见，CDMA2000 网络包含以下几个部分。

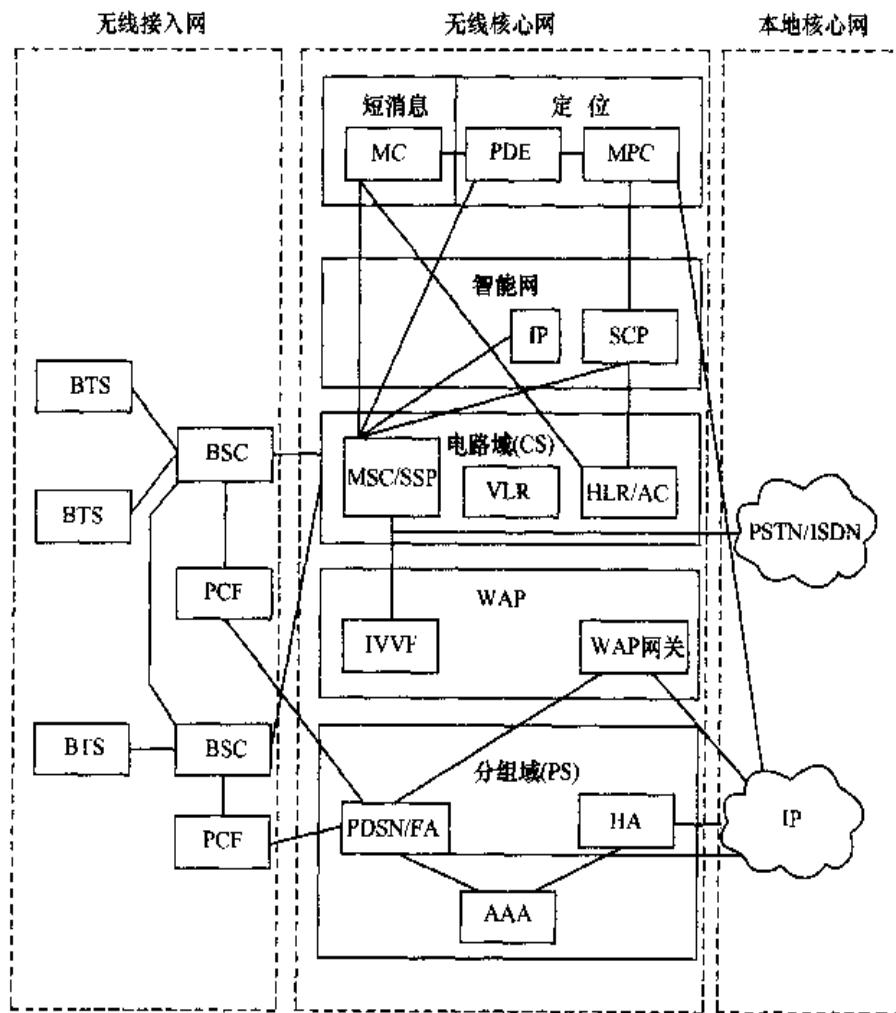


图 14.48 简化的 CDMA2000 网络结构

### (1) 无线接入网部分

主要包括基站发送、接收系统 BTS，基站控制器 BSC 和分组控制功能 PCF。PCF 主要负责与分组数据业务有关的无线资源的控制，是 CDMA2000 1X 为分组数据业务而新增加的部分，它可视为分组域的一个组成部分。

### (2) 无线核心网部分

它包含核心网的电路域，其主要组成有：移动交换中心 MSC、访问位置寄存器 VLR、归属位置寄存器 HLR 及鉴权中心 AC，还包括核心网的分组域，其主要组成有：分组数据服务节点 PDSN、外地代理 FA、认证/授权/计算单元 AAA 服务器和本地归属代理 HA。

### (3) 智能网部分

其主要组成包括：MSC/SSP 业务交换节点、IP、业务控制节点 SCP 等。

### (4) 无线应用协议

它主要包含互通功能 IWF 及 WAP 网关等。

### (5) 短消息 MC 和定位功能部分

### (6) 本地核心网

它包含电路域的 PSTN / ISDN 网和分组域的 IP 网。

## 3. IS-95 与 CDMA2000 协议结构

IS-95 和 CDMA2000 系统的分层协议结构如图 14.49 所示。其中，IP 为因特网协议，PPP 为点对点协议，TCP 为传输控制协议，UDP 为用户数据报协议，LAC 为链路接入控制，MAC 为媒体接入控制，RLP 为无线链路协议，OSI 为开放系统互连，阴影部分为 CDMA 2000 所特有。

由图 14.49 可见，IS-95 和 CDMA2000 系统的协议结构大致上是一样的，只不过 CDMA2000 更加齐全、更加完善。它们基本上是按照横向 3 层：物理层 ( $L_1$ )、链路层 ( $L_2$ ) 和高层 ( $L_3$ )，纵向两个平面：用户业务平面，分别含有电路和分组域的语音与数据业务，以及控制信令平面组织协议的。其主要组成包含有：

(1) 物理层：它由一系列前/反向物理信道组成，其功能主要是完成各类物理信道中的软、硬件信息处理，如信源编/译码、信道编/译码、调制/解调、扩频/解扩等。

(2) 链路层：它根据高层对不同业务的需求提供不同等级的 QoS 特性，并为业务提供协议支持和控制机制，同时要完成物理层与高层之间的映射和变换。它又可分为两个子层。媒体接入子层 MAC，它还可以进一步划分成两个子层：复用与 QoS 保证子层及 RLP 子层，它们共同完成媒体接入功能。链路接入控制层 LAC，它主要针对信令，完成信令打包、分割、重装、寻址、鉴权及重传控制等功能。

(3) 高层：它包含 OSI 中的网络层、传输层、会话层、表示层和应用层。主要功能是负责对各类业务的呼叫、接续，无线资源管理，移动性管理及相应的信令和协议的处理，并完成 2G 与 3G 间的高层兼容处理。

### 14.4.3 CDMA2000 中的分组数据业务与移动 IP

在 GSM 中，为了开展分组数据业务，建立了一套独立、完整的通用分组无线业务 GPRS 系统，然而 CDMA 2000 系统的思路则不一样，它本着尽可能利用已有的技术与成果，大量利用 IP 技术，构造自己的分组数据网络。CDMA2000 中的分组数据业务的协议结构如图 14.50 所示。

由图 14.50 可见，RN 为无线网络，它包含基站控制器 BSC、基站收/发系统 BTS 和分

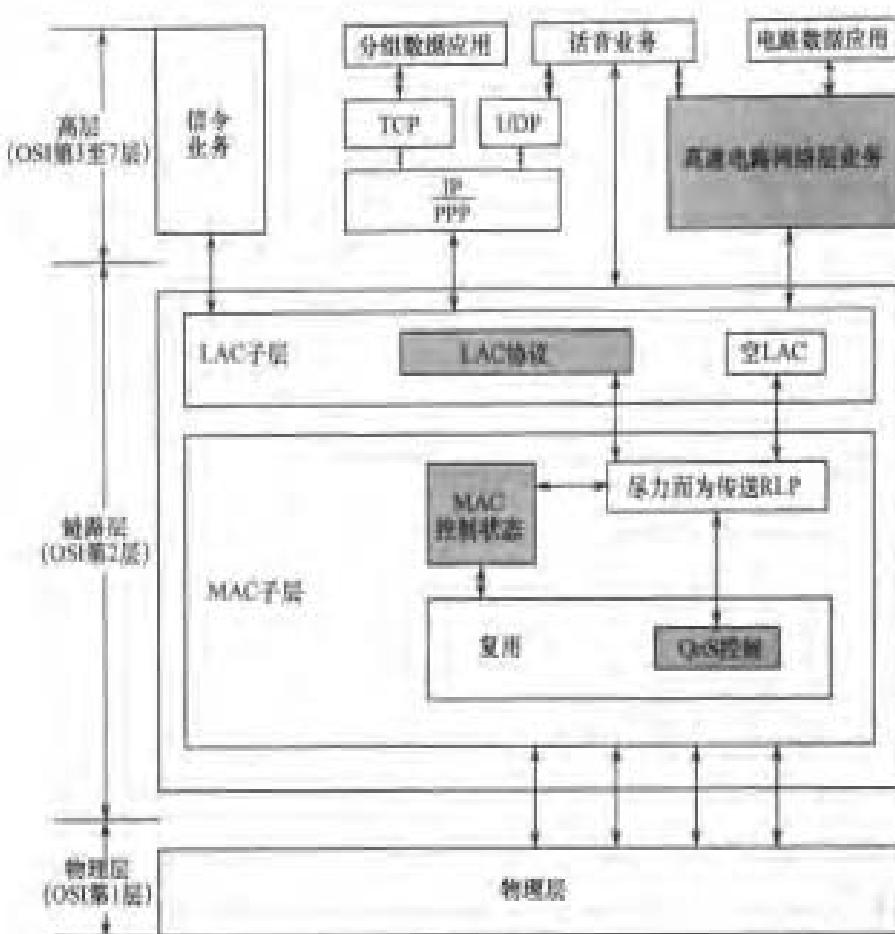


图 14.49 IS-95 和 CDMA 2000 系统的分层协议结构

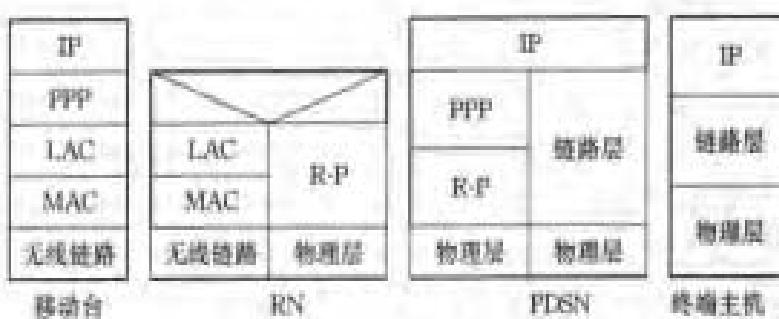


图 14.50 CDMA 2000 中的分组数据业务的协议结构

组控制功能 PCF；PDSN 为分组数据服务节点，从因特网角度看，它就是一个路由器，并根据移动网的特性进行了加强；终端主机是因特网上的一个服务器，它可以是 WWW 服务器或电子邮件服务器，向用户提供特定的数据业务。

移动台 MS 和 RN 间的接口即空中接口是由无线链路、媒体接入控制 MAC、链路接入控制 LAC、点到点协议 PPP 和 IP 层组成。其中，无线链路完成无线信道的编码、调制等过程；由无线链路、MAC 和 LAC 共同构成了无线信道；无线信道的上面是 PPP，它是 IP 协议集中的一个重要组成部分，由 RFC1661、RFC1662 所定义。再向上是 IP 协议集合，它包含 IP、传输控制协议 TCP/用户数据协议 UDP 及万维网 WWW 等协议。

RN 和 PDSN 间的接口即 R-P 接口，在 CDMA2000 系统中被看做 A 接口的一部分，即 A<sub>10</sub> 和 A<sub>11</sub> 接口。这部分实际上已经是地面本地固定网部分，由于承载的是 PPP 协议，因此可以使用 IP over ATM 或 IP over SDH 作为物理层和 R-P 接口传输层，在发展初期可采用更为简单的 100Mbps 以太网。这样 PDSN 基本上可以在现有路由器上改造实现。根据 IETF 建议，PPP 通常用低速点对点链路，因此，PPP 协议终止于 PDSN 中，IP 层协议连接终端主机和 PDSN。这部分的物理层和链路层已超出移动网范围，属于固定网，不予讨论。

### 1. CDMA2000 1X 分组数据业务

在 CDMA2000 系统中，承载分组数据业务的基本信道速率为 9.6Kbps，附加信道速率最大可达 153.6Kbps。根据资源可用性进行动态分配，附加信道速率为 19.2、38.4、76.8、153.6Kbps，前/反向附加信道相互独立。支持空中链路睡眠状态及睡眠模式下语音业务，支持简单(Simple)IP 与移动(Mobile)IP 两类模式，具有鉴权、计费等功能(利用 AAA 服务器)。

Simple IP 业务主要内容包括：动态分配 IP 地址、本地移动，因为动态 IP 地址在 PDSN 覆盖范围内有效，利用标准的拨号上网协议 CHAP(Challenge Handshake Authentication) 鉴权，可选择通过 LZTP 接入专网。

Mobile IP 业务主要内容包括：静态(公共和专用)或动态 IP 地址分配，本地移动并可漫游至外地(跨越 MSCs)，通过合作 HA(Home Agent)接入专网。MIP/AAA 鉴权需要通过 FA(Foreign Agent)和 HA 之间的反向安全信道进行。

### 2. 移动 IP 基本原理简介

在 IETF 的 RFC2002 定义移动 IP 协议的文件中，定义了 3 个功能实体：移动节点 MN、本地代理 HA 和外地代理 FA。移动代理(含 HA 和 FA)通过代理广播消息向用户广播它们的存在，当移动节点 MN 收到广播后，就能确定它目前是处于本地网还是外地网。

当 MN 确定它现在还处于本地网，若以前亦在本地网，则只需按照正常的节点工作。若以前不在本地网，目前是从外地网返回至本地网，则 MN 应首先到本地代理 HA 进行注册，然后再进行正常通信。

当 MN 确定当前位置已移至外地网，它就在本地网中获得一个转交地址(Care of Address)，这个转交地址既可以从外地代理的广播消息中获得，也可以由某个外地分配机制中获得。

在外地网中的 MN 采用外地转交地址向 HA 注册，其注册过程也可能要经过 FA；凡传送给 MN 的分组数据均首先要被 HA 截获，然后再通过专用隧道送至 MN 的转交地址并达到隧道的终点，它可能是 FA 也可能是 MN 本身，最后送至 MN；对于由 MN 发出的分组数据，则可根据标准 IP 路由送至目的地，而不需要经过 HA。

由上述分析的路由看，实际上送往移动主机的 IP 分组效率很低，因此，IETF 提出了业务路由的优化方法，即通过一些必要的信令交换使移动主机与目标主机之间建立直接路由。移动 IP 路由优化即由目标用户主机发送至移动主机的第一个分组路由如图 14.51 所示。由目标用户主机发送至移动主机的后续分组信号的路由如图 14.52 所示。

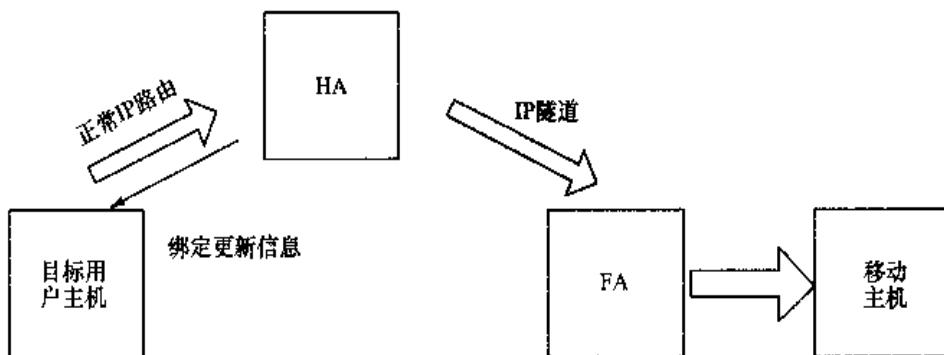


图 14.51 由目标用户主机发送至移动主机的第一个分组路由

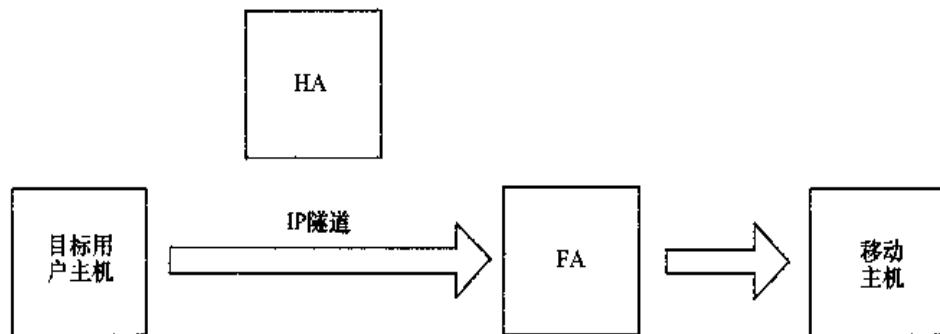


图 14.52 由目标用户主机发送至移动主机的后续分组信号的路由

其中，绑定更新消息是在 HA 收到发送给移动主机的分组后，除了通过 IP 隧道将分组发至转交地址或 FA，同时又发送一条绑定更新消息给这些目标用户的分组主机，更新消息中含有移动主机的转交地址，一旦这些目标用户的分组主机收到这条绑定消息以后，即可在目标用户的分组主机至移动用户主机之间建立一条直接通往转交地址的 IP 隧道。

### 3. CDMA2000 1X 中的移动 IP

按照 CDMA2000 1X 所采用协议的不同，其分组网的网络结构可以分为简单(Simple)IP 和移动(Mobile)IP 两类。简单 IP，通常是通过常用调制解调器 Modem 拨号上网，其特点是 IP 地址由漫游地的接入服务器分配，所以只能在当前接入服务器服务范围内使用，一旦用户漫游至另一个接入服务器，必须重新发起呼叫，重新获得新的 IP 地址。移动 IP 的 IP 地址由归属地负责分配，因此无论漫游至哪一个接入服务器，都能保证使用连续性，如果归属地采用固定 IP 地址，它还可以实现网络发起的业务。

CDMA2000 1X 的分组网络结构示意图如图 14.53 所示。图中，在无线接入网的基站系统 BSS 一侧增加一个分组控制功能 PCF 物理实体，以支持 BSS 中分组业务，即完成对分组数据业务的转换、管理和控制。在网络一侧增设分组数据业务节点 PDSN，它为 CDMA2000 1X 的移动台 MS 提供因特网功能和 WAP 协议，并提供简单 IP、移动 IP 接入、外部代理等功能，同时也作为 AAA 服务器的客户端。

外地代理 FA 是位于移动台外地拜访网络的一个路由器，为在该 FA 登记的移动台提供路由功能，一般 FA 通过 PDSN 来实现，在功能上类似于 2G 的移动交换中心 MSC。

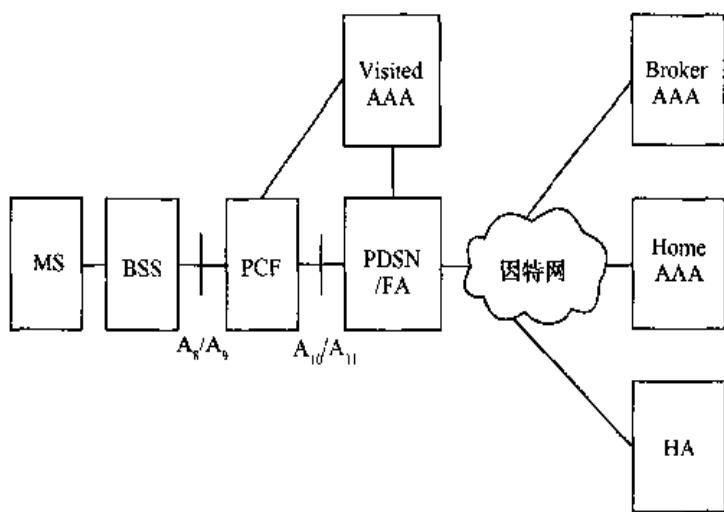


图 14.53 CDMA2000 1X 的分组网络结构示意图

本地代理 HA 是移动台在本地归属网上的路由器，负责维护移动台的当前位置信息，完成移动 IP 的登记功能，只有使用移动 IP 时才需要 HA，它功能上类似于 2G 中本地归属位置寄存器 HLR 的部分功能。

AAA 服务器，即鉴权、授权与统计计费服务器，其主要作用是对用户进行鉴权，以判断用户的合法性，保存用户业务配置信息，完成对分组数据的计费功能。它们可以根据在网络中的位置不同，进一步划分为本地归属 AAA 服务器(Home AAA)、外地拜访 AAA 服务器(Visited AAA)和代理网络 AAA 服务器。它们的功能分别类似于 2G 中的 HLR、VLR 和 AUC 中的部分功能。

移动台 MS 接入 CDMA2000 1X 中移动 IP 业务的基本步骤如下：在 MS 与 PDSN 之间通过  $A_8/A_9$  和  $A_{10}/A_{11}$  接口，建立一条点对点 PPP 链路，其中  $A_8/A_9$  与  $A_{10}/A_{11}$  接口已在前面介绍。PDSN / FA 通过 PPP 链路和 BSS 进行代理广播。当 MS 收到广播之后，可确定它在网中所处的位置，如果它现在与以前均位于归属的本地网，则按正常节点进行工作。如果 MS 是从外地返回本地网，则首先需要到 HA 注册，而 PDSN / FA 与 HA 之间通信采用 IP 基础上的 AAA 协议。若 MS 确定它已移动至外地网，则可从外地网中获得一个转交地址，它也可以从外地分配机制中获得。在外地的 MS 用外地转交地址向 HA 注册。凡送至 MS 的分组数据应该均首先被 HA 截获，然后通过专用隧道送至 MS 转交地址，并在隧道的终点得到分组数据，并将它最终送至移动用户 MS。对于 MS 发出的分组数据，则可根据标准 IP 路由直接送至目的地，而无需再经过 HA。

一个 PDSN 可以通过多个 PCF 与多个相应无线接入网的 BSS 连接，当 MS 在同一个 PDSN/FA 内切换或漫游时，PDSN 将完成将 MS 切换至所需的相应 PCF；而当 MS 在 PDSN 之间进行切换时，应首先切换物理信道，再由新的物理信道建立与新的 PDSN 间的连接。

实际上，在 CDMA2000 1X 的初期实验网中，首先实现的不是移动 IP，而是简单 IP。简单 IP 并不需要 HA，而仅需要 PDSN/FA 即可。在最简单情况下，MS 仅在同一个 PDSN/FA 区域内，它可以通过同一个 PCF，也可以通过多个 PCF 来实现，在多个 PCF 也可以通过切换来实现，并建立 IP 链路。

--旦 MS 移出原来 PDSN/FA 范围，则需要通过 PPP 重新向新的 PDSN/FA 申请新的转交地址，再建立新的 IP 链路，而原有的 IP 链路则经过一段时间后自动断开失效。

CDMA2000 1X 分组网与 WCDMA 分组网的主要区别在于：CDMA2000 1X 中对呼叫流控制和无线资源管理等功能是在无线接入网中完成的，而 WCDMA 中上述功能则集中在无线核心网中完成。

#### 4. CDMA2000 1X 中简单 IP 与移动 IP 的协议结构

简单 IP 中的协议结构如图 14.50 所示，这里就不再赘述。移动 IP 中的协议结构可以进一步分为控制协议与数据协议两类，它们分别如图 14.54 和图 14.55 所示。

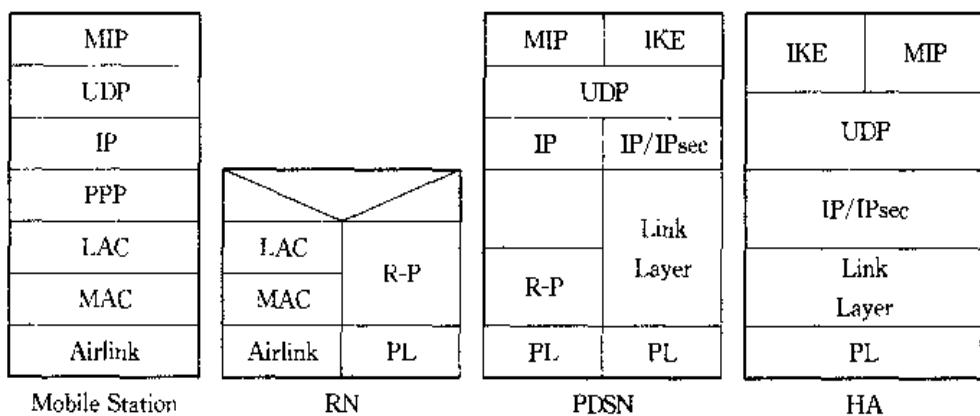


图 14.54 移动 IP 的控制协议栈

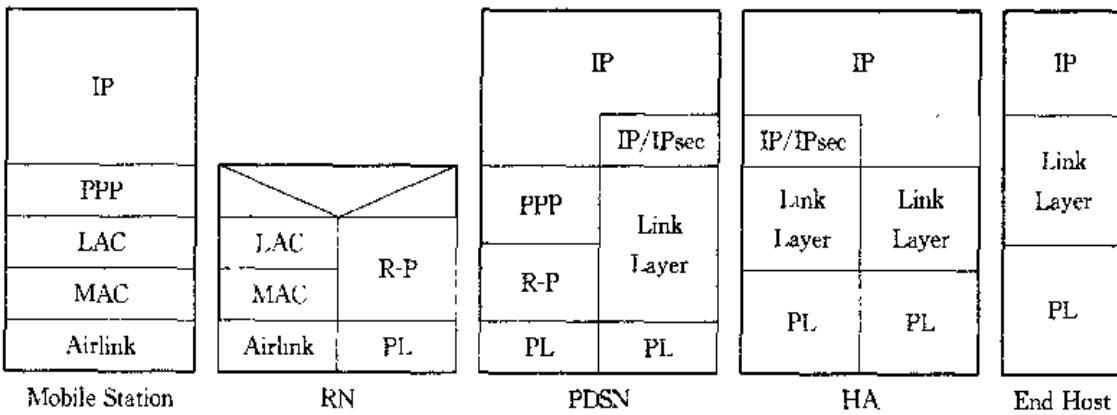


图 14.55 移动 IP 的数据协议栈

#### 14.4.4 CDMA2000 1X EV-DO 的网络协议

CDMA2000 1X EV-DO，又称为高速率分组数据 HDR。第 13 章的自适应链路传输中已简单介绍了其物理层，本节将简要介绍其网络层。CDMA2000 1X EV-DO(HDR)网络协议分层结构如图 14.56 所示。

应注意的是，CDMA2000 1X EV-DO 中的应用层和 OSI 中的应用层是不相同的。这里 EV-DO 中的 7 层是 OSI 协议栈的物理层和数据链路层的扩展。它从低到高共 7 层，各层又包含一个或多个协议，分别完成不同的功能，它们可以单独与对应端相应层次的协议进行协商。

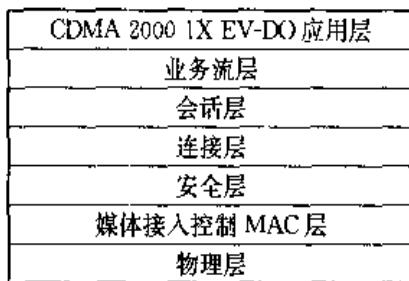


图 14.56 CDMA 2000 1X EV-DO 网络协议分层结构

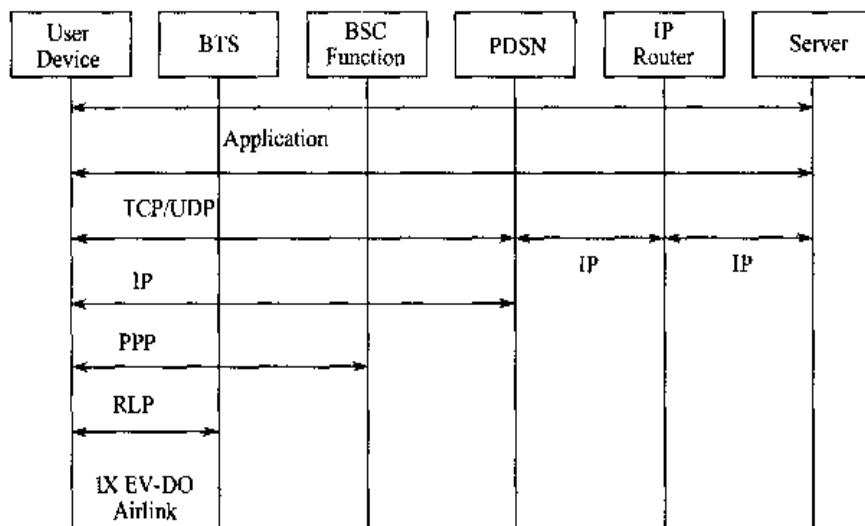


图 14.57 CDMA2000 1X EV-DO 系统协议栈结构

CDMA2000 1X EV-DO 系统协议栈结构如图 14.57 所示。图 14.57 给出了 EV-DO 系统各物理实体间的典型协议结构。其中，用户设备与 BTS 之间的空中接口协议最为复杂，下面简要介绍其中各层的作用。

(1) 物理层，它定义了前/反向链路的信道，以及这些信道的结构、编码、调制、功率输出特性、频率等。

(2) 媒体接入控制 MAC 层，它控制物理层的收/发数据，对网络的接入及优化空中接口链路的效率。它包含 4 个协议：控制信道 MAC 协议，主要负责空中接口上控制信道的数据的收/发；前向业务信道 MAC 协议，控制、管理前向业务信道上用户数据的发送及相应 ARQ 功能；接入信道 MAC 协议，控制移动台如何在接入信道上发送信息及功率与定时关系和业务建立连接等；反向业务信道 MAC 协议，控制、选择和管理反向业务信道及其数据速率。

(3) 安全层，它主要保障空中接口信息安全保障。这一层包含 4 个安全协议：安全协议，提供鉴权与加密协议所需的公共变量，如 Cryptosync、时间戳等；密钥交换协议，提供网络和移动台间密钥交换规程，以支持鉴权和加密；鉴权协议，提供对业务进行鉴权的规程；加密协议，提供对业务在空中接口的加密规程。

(4) 连接层，提高分组数据传送效率，预留资源并对业务优先级分类管理。它包含下列 4 项协议。

① 空中链路管理协议，它提供空中链接过程总状态管理机制，又可根据移动台的状态触

发 3 个状态协议：初始化状态协议，包含网络选择、导频捕获和系统同步；空闲状态协议，它负责已捕获但尚未进行数据收/发时，监视终端位置、提供启动连接规程、支持终端节电模式、支持挂起模式等；连接状态协议，它负责激活连接后，对无线链路管理及链路关闭的规程。

② 路由更新协议，它主要配合完成软切换和更软切换的功能，在移动台中不断向网络端提供当前使用基站状况及潜在其他基站情况供网络决策，并保证业务 QoS 要求。

③ 分组合并协议，为用户提供 QoS 保障和分级处理，它既可以对一个用户的多个业务按优先级处理，也可以对多个用户的多个业务按优先级处理。

④ 开销消息协议，主要负责在控制信道上广播与这些协议有关的必要参数，同时规定了监听这些消息的规则。

(5) 会话层，它为更低层提供支持并管理支持低层工作的配置信息。它包含：会话管理协议，它控制激活或停止本层的另外两个会话协议并确保会话是有效的，同时还管理会话的关闭以确保对资源利用的效率；地址管理协议，它负责初始地址分配及维护终端地址的规程；会话配置协议，负责对会话中所用到的协议进行协商和参数配置。

(6) 业务流层，主要负责所有空中链路上传送的信息加上一定标记(如报头)，读取标记，提供优先级机制及业务流的复用，以保证不同的 QoS 要求。

(7) 应用层，它主要是保证空中链路传输的高可靠性性能的实现，亦即使用协议栈有好的鲁棒性(Rubustness)。它可以分为两个子层。

① 默认信令应用，为信令消息提供尽力而为(Best Effort)的可靠传送。它又可以分为两个子子层：信令网络协议 SNP，它为信令消息提供消息传送服务，并由其他协议来完成特定的功能；信令链路协议 SLP，它负责运送 SNP 消息，并为信令消息提供拆、分机制及尽力而为的可靠传输。

② 默认分组应用，它除了向高层提供可靠、高效、低分组错误率的用户数据发送外，还完成移动性管理，它包含下列 3 个协议：无线链路协议 RLP、位置更新协议和流量控制协议。

## 14.5 TD-SCDMA 简介

### 14.5.1 概述

TD-SCDMA 系统的物理层主要技术与 WCDMA 基本类似，而网络结构与后者是一样的，都采用了 UMTS 网络结构。两者之间的主要区别在于空中接口；TD-SCDMA 采用了 TDD 的时分双工方式，另外在物理层运用了一些有特色的技，比如智能天线、联合检测、低码片速率与软件无线电，以及同步 CDMA 的一系列新技术。在网络方面，TD-SCDMA 后向兼容 GSM 系统，支持 GSM/MAP 核心网，使网络能够由 GSM 平滑演进到 TD-SCDMA。同时，它与 WCDMA 具有相同的网络结构和高层指令，两类制式可以使用同一核心网。而且，它们都支持核心网逐步向全 IP 方向发展。TD-SCDMA 网络层的主要特点是无线资源管理(RRM)中采用了先进的接力切换技术和动态信道分配 DCA 技术。本节将分别从物理层和网络层对 TD-SCDMA 予以简介。

### 14.5.2 TD-SCDMA 物理层的主要特色

#### 1. TDD/CDMA 的基本概念与主要特点

移动通信一般都需要支持双向通信，这种双向功能可以通过两种不同的方式来实现。一种是通过频分方式，称为频率双向、双工，即 FDD(Frequency Division Duplex)。2G 的 GSM、IS-95 系统、3G 的 WCDMA、CDMA2000 系统均采用 FDD 方案。另一种是通过时分方式，称为时隙双向、双工，即 TDD(Time Division Duplex)，无线个人通信系统 CT-2, CT-3, DECT, PHS 等均采用 TDD，3G 标准中，我国提出的 TD-SCDMA 和欧洲提出的 UTRA TDD 均采用了 TDD/CDMA 技术。

对于 FDD，发/收(或称上/下行)两个方向采用两个不同的频段，并采用频段间距来隔离两个方向的干扰。比如，在 2G 的 800~900MHz 频段，发/收(上/下行)频段相差 45MHz，在 3G 的 2GHz 频段发/收(上/下行)频段相差 90MHz。在 FDD 中，一般发/收(上/下行)频段带宽相等，它比较适合于对称的语音信道。

对于 TDD，发/收(上/下行)两个方向采用同一频段、不同时隙，并利用时隙的不同来隔离两个方向的干扰。TDD 在实现时不仅由于比 FDD 少一个射频频率双工隔离器而简化，而且由于发/收(上/下行)双向采用同一频段，更有利于智能天线、功率控制、发分集等新技术的实现。TDD 方式的最大特色是更适合于传输不对称型业务，如移动因特网等数据业务。另外，由于 TDD 不需要成对的频率资源，使频段分配与划分更加简单灵活，有利于提高频谱利用率。

当然，TDD 技术有上述诸多优点，但也存在一些主要缺点，比如在移动速率与覆盖范围方面不及 FDD。ITU-R 要求 FDD 移动速率为 500km/h，覆盖范围达到几十公里，而仅要求 TDD 移动速率为 120km/h 和几公里的较小覆盖范围。在发射功率方面，由于 TDD/CDMA 是间隙式发射，FDD/CDMA 为全部时隙连续发射，导致 TDD/CDMA 脉冲功率大，对其他用户的干扰也就大。由于 CDMA 为自干扰系统，在不同步或同步不良时，TDD/CDMA 可能存在多种(小区内、小区不同制式间)干扰，为了降低干扰，TDD/CDMA 对同步要求比较高，如基站间要采用高精度的 GPS 实现定时同步等。

#### 2. 两种 3G 标准 TDD 方式的主要参数和工作频段

UTRA TDD 与 TD-SCDMA 都属于 3G 标准的 TDD 制式，它们的主要参数见表 14.10。

表 14.10 两类 TDD/CDMA 的主要参数表

	UTRA TDD	TD-SCDMA	备注
占用带宽/MHz	5	1.6	
每载波码片速率/Mcps	3.84	1.28	
扩频方式	DS, SF=1/2/4/8/16	DS, SF=1/2/4/8/16	
调制方式	QPSK	QPSK	
信道编码	卷积码; R=1/2, 1/3, Turbo 码	卷积码; R=1/2, 1/3, Turbo 码	

(续表)

	UTRA TDD	TD-SCDMA	备注
帧结构/ms	系统帧 720, 无线帧 10	系统帧 720, 无线帧 10	
交织/ms	10/20/40/80	10/20/40/80	
时隙数	15	7	
上行同步	8chip	1/2chip	
容量(每时隙语音信道数)	8	16	同时工作
每载波语音信道数	56	48	对称业务
容量(每时隙总传输速率)	220.8Kbps	281.6Kbps	数据业务
每载波总传输速率	3.31Mbps	1.971Mbps	数据业务
语音频谱利用率/ $Erl \cdot MHz^{-1}$	10(使用语音激活时可增加 50%)	25	对称语音业务
数据频谱利用率/ $Mbps \cdot MHz^{-1}$	0.662	1.232	不对称语音业务
智能天线	较困难	容易	
多址方式	CDMA+TDMA	SCDMA+CDMA+TDMA	

根据我国对无线频谱的规划, TD-SCDMA 可使用频段为:

- 1900~1920MHz, 上/下行共用; 2010~2025MHz, 上/下行共用。
- 1850~1910MHz, 上/下行共用; 1930~1990MHz, 上/下行共用。
- 1910~1930MHz, 上/下行共用。
- 1880~1900MHz, 上/下行共用; 2300~2400MHz, 上/下行共用。

### 3. TD-SCDMA 的帧结构

TD-SCDMA 的物理信道采用 4 层帧结构: 系统帧、无线帧、无线子帧和时隙。时隙用于在时域上区分不同用户信号, 具有 TDMA 的特性。其结构图如图 14.58 所示。由图可知, TD-SCDMA 帧结构分 4 个层次: 系统帧、无线帧、无线子帧和时隙。一个系统帧长为 720ms, 由 72 个无线 TDMA 帧组成, 每个无线 TDMA 帧又可分为两个 5ms 的无线子帧, 它们的结构完全相同。

每个无线子帧长 5ms, 又可分为长度为  $675\mu s$  的 7 个常规时隙和 3 个特殊时隙: 下行导频时隙 DWPTS( $75\mu s$ ), 主保护时隙 Gp( $75\mu s$ ) 和上行导频时隙 UPPTS( $125\mu s$ )。

在 TD-SCDMA 系统中, 每个 5ms 的无线 TDMA 子帧又可分为上/下行对称分配与上/下行不对称分配两类, 这两类中的 7 个常规时隙的 0 时隙用于下行小区广播, 其余 6 个时隙在对称型中上/下比例为 3:3, 不对称型中上/下比例为 2:4, 上/下行转换时通过转换点实现, 控制转换点还可以灵活分配上/下行时隙的个数, 以适应不同业务的需求。

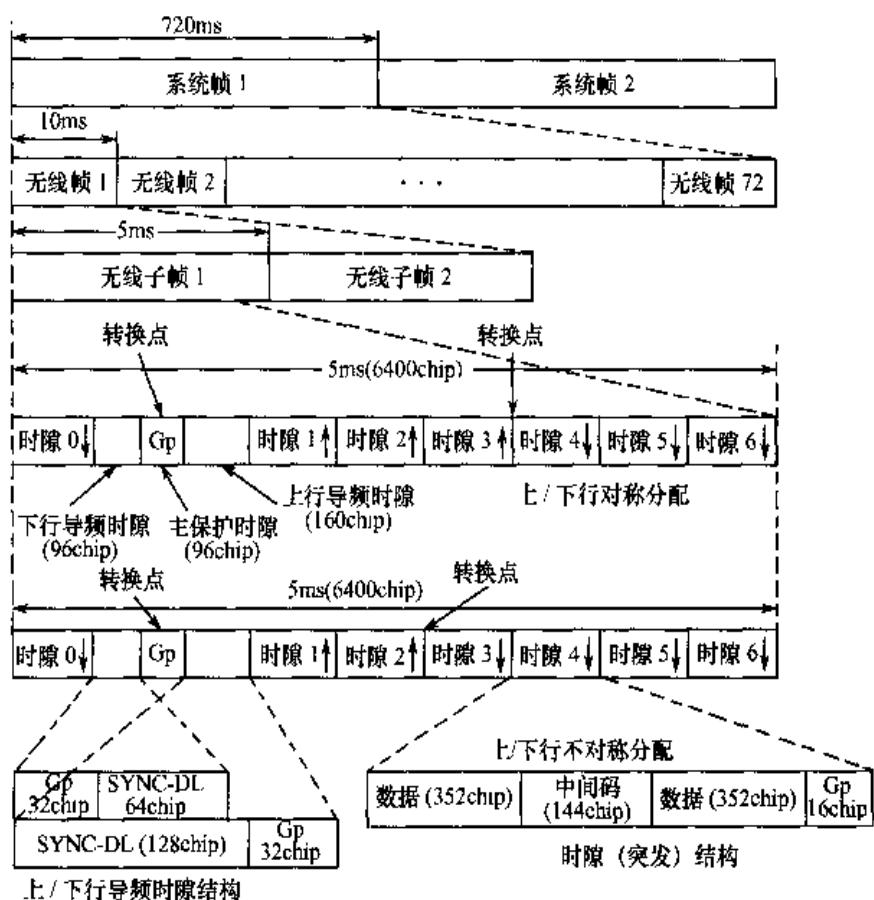


图 14.58 TD-SCDMA 的帧结构

#### 4. TD-SCDMA 系统中在物理层采用的其他关键技术

TD-SCDMA 除了采用时分双工 TDD 技术外，在物理层还采用了智能天线、联合检测、低码片速率接入等关键技术，下面予以简介。

##### (1) 智能天线技术

智能天线原理与技术在本书第 11 章已有较详细介绍，此处不再赘述，这里重点介绍 TD-SCDMA 系统中的智能天线技术。

首先，由于 TD-SCDMA 是 TDD/CDMA，其上/下行的互易性使智能天线能产生最大的载干比(C/I)增益。图 14.59 给出了 TD-SCDMA 系统中采用智能天线而得到的效益。

由图 14.59 可见，采用智能天线(8 元阵列)后，其天线方向性增益约为 8dB，相当于载干比 C/I 提高 8dB，等效于小区内干扰降低了 8dB。由于 CDMA 为干扰受限系统，干扰的降低就等效于容量的增加。另外，智能天线在扩大覆盖范围，特别是对人口稀疏地区也大有好处。

##### (2) 联合检测

CDMA 系统(包括 TDD/CDMA)由于采用正交码性能不理想，使得它通过时变信道以后会产生两种主要干扰：同一用户数据的符号间干扰 ISI 和不同用户数据之间的多址干扰 MAI。在 TD-SCDMA 中，影响信号的这两类干扰有 3 种相关性：不同用户码间相关性、不同用户符号间相关性及同一用户符号间的相关性。克服这两类干扰的主要手段是采用联合检测。联合检测技术属于多用户检测理论，本书在第 9 章中有较详细介绍，此处不再赘述。这里仅结合

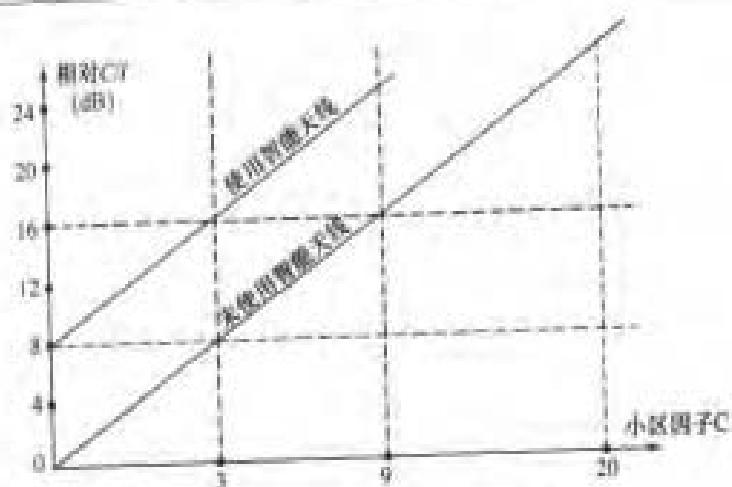


图 14.59 宏小区中采用智能天线的效率

TD-SCDMA 的 TDD 和智能天线的特色说明两点。

- 对于 TDD/CDMA 方式，由于上/下行采用同一频段，因而在时变信道中，它便于实现较精确的信道估计，改善多用户联合检测的性能。
- 将智能天线与多用户联合检测结合起来，可以大为简化多用户检测实现的复杂度，还可以进一步改善多用户检测的性能。

### (3) 低码片速率的接入技术

TD-SCDMA 的多址接入方式为直扩码分多址 DS-CDMA，扩频后的带宽为 1.6MHz，因此被称为低码片速率(LCR)，其双工方式采用 TDD 方式。TD-SCDMA 低码片速率接入方式如图 14.60 所示。

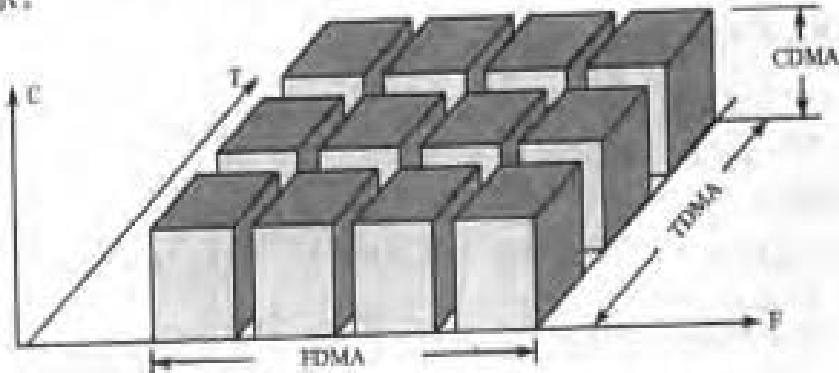


图 14.60 TD-SCDMA 低码片速率接入方式

由图 14.60 可知，在 TD-SCDMA 低码片速率接入方式中，除了直扩码分多址方式以外，还包括了时分多址方式的部分，它可看成 TDMA/CDMA 相结合的产物。而且还可以进一步做 FDMA 划分。正由于这一特点，它比同样采用 TDD 方式的 UTRA TDD 占用带宽窄，而且效率更高。

### 14.5.3 TD-SCDMA 网络层的主要特色

前面已指出 TD-SCDMA 系统的网络结构与 WCDMA 的网络结构是一样的，这里介绍的是 TD-SCDMA 在网络运营时的主要特色。TD-SCDMA 系统的无线资源管理 RRM 设计比

较灵活，其中最具有代表性的是 RRM 算法、采用的接力切换和动态信道分配 DCA(Dynamic Channel Allocation)技术。下面分别对接力切换、动态信道分配以及 TD-SCDMA 的组网方式予以简介。

### 1. 接力切换

接力切换是 TD-SCDMA 中一项重要的网络层核心技术，主要解决小区间切换，其原理是利用动态用户的位置信息作为辅助信息来决定用户是否需要进行切换与向何处切换，其过程类似于田径比赛中的接力，故形象地称为“接力切换”。下面简要介绍实现接力切换的必要技术条件、接力切换过程和接力切换的主要特色。

#### (1) 实现接力切换的必要技术条件

TD-SCDMA 系统网络如何能获得动态用户的准确位置信息是实现接力切换的关键。动态用户的准确位置信息包含用户信号的到达方向 DoA 和它与基站之间的距离两个主要信息。

TD-SCDMA 中的智能天线及其基带数字信号处理技术，使其能较精确地计算用户的 DoA，从而获得动态用户的方向信息。

TD-SCDMA 中的精确上行同步技术，使得系统可以获得动态用户信号传输的时间偏移，进而可计算出动态用户与基站之间的距离。

#### (2) 接力切换的主要过程

接力切换的主要过程可分为 3 步：测量、判决与执行。切换的基础是对用户当前服务小区和其周围可能被切换的目标小区位置及相应 QoS 性能的及时监测与评估，并将其结果及时报告所属无线网络控制器 RNC。

RNC 根据由动态用户或 Node B 传来的监测报告，进行分析、处理与评估，并决定动态用户是否要进行切换，若动态用户在当前的服务小区的信号服务质量低于业务需求门限，立即选择 RNC 中一个信号最强的小区作为切换的目标小区。

确定目标小区后，则 RNC 立即执行切换控制算法，判断目标小区基站是否可以接受该切换申请。如果允许接入，则 RNC 通知目标小区对动态用户实时检测以确定信号最强方向，做好建立新信道的准备，并反馈给 RNC，再通过原基站通知动态用户转入新信道，拆除原信道，最后与目标小区建立正常通信。

#### (3) 接力切换的主要特色

接力切换是介于软切换与硬切换之间的一类新切换技术。与软切换相比，两者均具有较高的切换成功率、较低掉话率及较小的上行干扰，而不同之处在于接力切换并不需要多个基站为一个移动台用户提供服务，因而提高了对资源的利用率，改善了软切换信令复杂、下行干扰大的缺点。与硬切换比较，两者均具有较高的资源利用率、较简单的算法和较轻的信令负荷，不同之处在于硬切换是先断后切，而接力切换则是断开与切换几乎是同时进行，从而降低了切换掉话率，提高了切换成功率。

综上所述，接力切换吸收了软/硬切换的主要优点，因此是一种性能良好的切换技术。

### 2. 动态信道分配 DCA 技术

动态信道分配(DCA)是 TD-SCDMA 系统中的另一项网络层核心技术。通过 DCA，能够

灵活地分配时隙资源，动态地调整上/下行时隙分配，从而灵活地支持对称和非对称型业务的需求。DCA 的主要目标是优化系统资源，在保证 QoS 的前提下提高信道利用率。

DCA 具有频带利用率高，无需信道预规划，并可自动适应网络负载和干扰变化的优点。其缺点是 DCA 算法相对于固定信道分配要复杂、相应的系统开销也要大得多。这里仅简介 DCA 原理、慢速 DCA 和快速 DCA。

### (1) DCA 原理

在 DCA 技术中，信道不是按传统方式固定地分配给某个小区，而是被集中在一起按一定规则和方式进行分配。只要能提供满足一定质量要求的、足够多的链路，任何小区都可以将空闲信道分配给呼叫用户。在实际运行中，无线网络控制器 RNC 集中管理一些小区的可用资源，根据各小区的网络性能参数、系统负荷和业务的 QoS 参数，动态地将信道分配给用户。动态信道分配 DCA 一般又可以分为两大类型：一类是将资源分配到小区，称为慢速 DCA；另一类是将资源分配给承载业务，称为快速 DCA，下面分别予以简介。

### (2) 慢速 DCA

慢速 DCA 包含对各小区进行资源分配及小区内上/下行之间的资源分配。它遵循下列原则：

- 在频域内，可进行频率再用，可以采用大于 1 的频率复用系数；
- 在 TDD 帧结构中，上/下行时隙可适应不同类型的不对称业务；
- 对不同小区、不同业务，小区的时隙分配可由干扰情况来决定；
- 可利用发/收数据的不连续空隙进行干扰测量，为 DCA 提供客观依据。

综上所述，慢速 DCA 可以看做 TD-SCDMA 系统宏观范围的资源动态分配。

### (3) 快速 DCA

相对于慢速的宏观范围资源动态分配，快速 DCA 则是在小区范围内对可承载业务的资源动态分配。它一般包含信道分配和信道调整两部分。快速 DCA 一般遵循下列原则：

- 在 TD-SCDMA 中，信道分配的基本资源单元 RU 是一个物理层中码字/时隙/载频/波束的组合。
  - 多速率业务通过对 RU 的集中分配获得，可以在码域/时域/空域中实现。
  - 上/下行时隙中最大可用码字的数目依赖于信道特性、环境、智能天线等。
  - 对于实时与非实时业务信道分配有所不同，实时业务可根据可变速率业务占用相应的信道资源，而非实时业务信道分配遵循最有效策略。
  - 对于小区内切换的信道重新分配可以由下列 3 个主要原因引起：时变信道的干扰变化；网络为接纳实时高速业务而进行的资源整合，以避免此类业务的码字被分散至过多的时隙中；采用智能天线时，DCA 可保证在同一时隙不同用户在空间上实现隔离。
- 快速 DCA 算法大致可以分成 3 类：随机分配、排序分配与重用最佳分配。

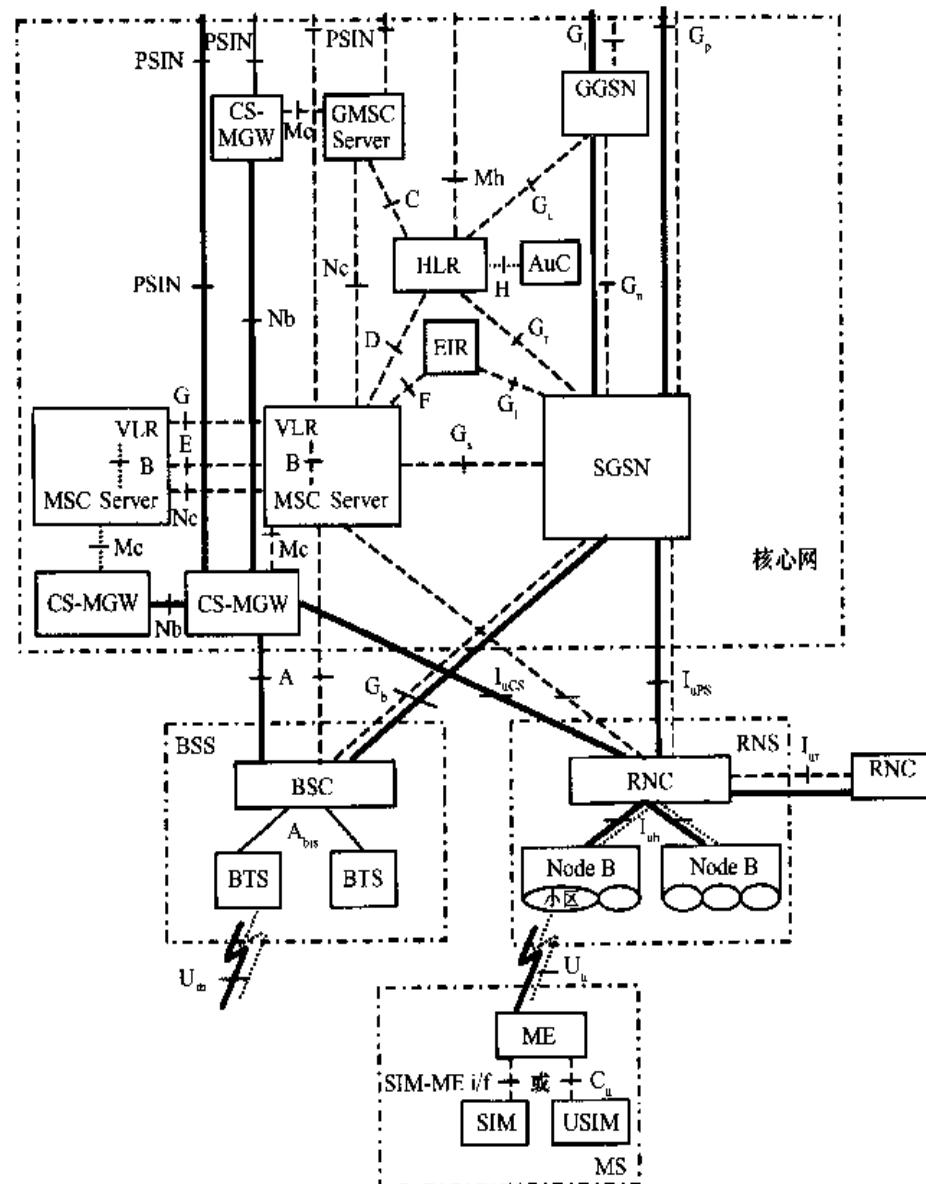
## 3. TD-SCDMA 的组网

TD-SCDMA 作为 3G 三大制式之一，具有较灵活的组网方式，不仅能够用于建设大区制的宏蜂窝网络系统，而且特别适合于高密度业务区组建微蜂窝和微微蜂窝网络，另外还可以与其他移动蜂窝网络实现网络资源共享。

TD-SCDMA 系统支持对称和不对称业务:语音、数据、各类 IP 业务、移动因特网业务、多媒体业务等。它具有系统容量大、频谱利用率高、抗干扰能力强、设备成本低等优点。下面分别介绍 TD-SCDMA 系统近期和将来组网的基本结构与配置。

### (1) TD-SCDMA 近期组网的基本结构与配置

TD-SCDMA 近期组网是按照 3GPP R4 版本,即 R4 网络支持的电路交换(CS)和分组交换(PS)的共用陆地移动网 PLMN 的基本配置来实现的,它不包含 IP、多媒体核心网子系统 IMS 域的功能实体。其结构如图 14.61 所示。



注: ①为了充分说明网络的平滑演进,在图中,我们把基站控制器(BSC)也加至网络结构图中。  
②图中实线代表用户数据,虚线表示信令。  
③目前没有协议对H接口和I接口的标准化进行描述。

图 14.61 支持 CS 和 PS 业务的 PLMN 的基本配置

由图 14.61 可见,2G 的 BSS 与 3G 的 RNS 地位相同,核心网为了兼容 2G BSS 在 SGSN 上的 G<sub>b</sub> 接口和 BSS 相连,增加核心网-媒体网关 CS-MGW,使得 CS 域的业务数据流和信令

流分离，在功能上使得整个核心网中 CS 域的功能单元分类更为清晰。其中，RNS 部分通过 Iu 接口与核心网相连。RNS 包括无线网络控制器 RNC 和一个或多个 Node B，而 Node B 可以处理一个或多个小区，并通过 Iu 接口与 RNC 相连，RNC 之间则通过 Iu 接口相连，它可以是直接的物理连接，也可以通过合适的传输网连接。

### (2) TD-SCDMA 将来组网的基本结构与配置

将来 TD-SCDMA 可以和 CDMA2000 共享核心网，即实现 3GPP 与 3GPP2 核心网融合。随着 IP 业务在电信网中地位的日益重要，移动核心网也将向全 IP 方向演进。全 IP 核心网能够提供统一平台，从而节约投资。另外，全 IP 核心网能实现信令与承载分离，其接口定义更加明确，实体功能也能够独立，其中的呼叫控制协议均采用 IETF 的多媒体体系结构的会话初始化协议 SIP，在全 IP 核心网中，TD-SCDMA 和 CDMA2000 共享型核心网结构如图 14.62 所示。

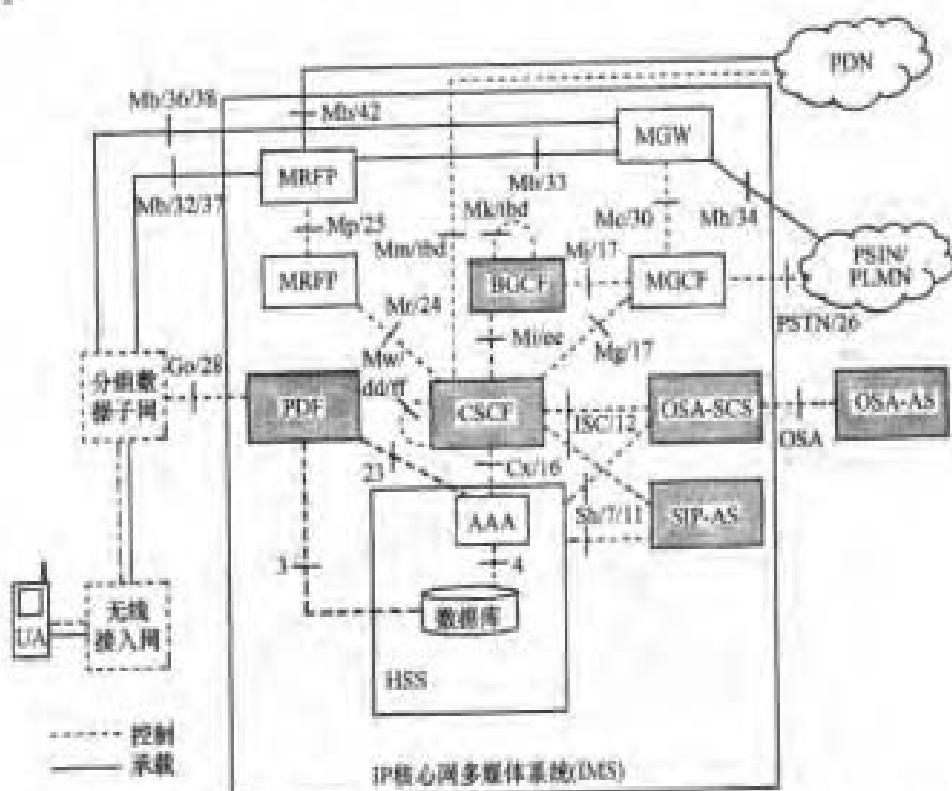


图 14.62 TD-SCDMA 和 CDMA2000 共同采用 3GPP 和 3GPP2 核心网的融合方式

## 14.6 本章小结

本章讨论并介绍了移动网络的结构与组成。主要内容有 4 个方面：首先介绍移动网络的概念和特点，包括移动网的特色、信令和协议、SS7 信令、TCP/IP 协议、MAP 协议、WAP 协议等，以及路由和交换、蜂窝式网络结构、移动通信的服务质量 QoS 和爱尔兰公式等。其次重点介绍 GSM、GPRS 和 WCDMA 移动通信系统的信道组成、网络结构和网络协议，并讨论了它们之间的逐步演进过程。又重点介绍了 IS-95、CDMA2000 1X、CDMA2000 1X EV

移动通信系统的信道组成、网络结构和网络协议，并讨论了它们之间的逐步演进过程。最后简单介绍了 TD-SCDMA 系统的主要物理层技术和网络层技术。

## 习 题

- 14.1 什么叫随路信令？它存在什么主要问题？什么叫公共信道信令 CCS，它有什么特点？这两种信令各自应用于哪些移动通信系统之中？
- 14.2 什么叫电路交换？什么叫分组交换？它们各自适合于移动通信中哪些业务？为什么？
- 14.3 ATM 的主要技术特点是什么？试画出 ATM 信元结构图。
- 14.4 什么是 ATM 中虚电路 VP 和虚信道 VC？它们之间是什么关系？
- 14.5 试比较分组交换网、帧中继网和 ATM 网三者的协议与功能。
- 14.6 移动通信中语音业务的 QoS 主要决定于哪些因素？最终采用什么准则来评估？数据业务又采用什么标准来评估？
- 14.7 GSM 中的帧结构可以划分为几个层次？每个 TDMA 帧由几个时隙组成？每个时隙又可以划分为几种类型的突发序列？
- 14.8 GSM 逻辑信道可以划分为哪两大类型？它们各自又包含哪些信道？
- 14.9 GSM 系统中主要接口有哪几种？GSM 网络协议主要划分为哪 3 层？其中每层的主要功能是什么？
- 14.10 GPRS 网络中的主要功能实体包含哪些主要部分？它们各自的功能是什么？
- 14.11 GPRS 网络与 GSM 网络是什么关系？它们各自针对什么类型业务？
- 14.12 在“IMT-2000 无线接口规范”中，主要包含哪 5 种制式？其中最主要的 3 种分别是什么类型的制式？
- 14.13 在 WCDMA 系统中，信道可以划分为物理信道、传输信道和逻辑信道，它们各自的含义与特点是什么？
- 14.14 WCDMA 网络主要由哪 3 个组成部分构成？各部分主要功能是什么？WCDMA 网络中的主要接口有几个部分？它们分别是什么类型的接口？
- 14.15 在 3GPP 提出的从 2G 向 3G 过渡、演进的方案中，R99 标准的主要特点有哪些？它与 2G GSM/2.5G GPRS 网络标准对比有哪些主要改动？
- 14.16 CDMA ONE 包括哪些标准？IS-95 与 CDMA ONE 是什么关系？CDMA2000 又包含哪些标准？它与 CDMA2000 1X、CDMA2000 1X EV、CDMA2000 3X 是什么关系？
- 14.17 试简述 CDMA2000 1X、CDMA2000 1X EV-DO(HDR)、CDMA2000 1X EV-DV 和 CDMA2000 3X 之间的相同点和不同点。它们之中哪些属于 3G？

## 参 考 文 献

- [14.1] 孙立新，尤肖虎，张平等. 第三代移动通信技术. 北京：人民邮电出版社，2000.12
- [14.2] 张平等. 第三代蜂窝移动通信系统——WCDMA. 北京：北京邮电大学出版社，2000.11
- [14.3] 杨大成等. CDMA2000 1X 移动通信系统. 北京：机械工业出版社，2003.1
- [14.4] 李世鹤. TD-SCDMA 第三代移动通信系统标准. 北京：人民邮电出版社，2003.10
- [14.5] T. Ojanpera, R. Prasad. WCDMA: Towards IP Mobility and Mobile Internet. Artech House, Inc. 2001

- 
- [14.6] J. W. Mark, W. H. Zhang. Wireless Communications and Networking. Prentice Hall, 2003
  - [14.7] K. Pahlvan, P. Krishnamurthy. Principles of Wireless Networks: A Unified Approach. 中译本: 无线网络通信原理与应用(刘剑等译). 北京: 清华大学出版社, 2002. 11
  - [14.8] S. Tabbane. Handbook of Mobile Radio Networks. 中译本: 无线移动通信网络(李新付等译). 北京: 电子工业出版社, 2002. 12
  - [14.9] 邬国扬. 蜂窝通信. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2002. 6
  - [14.10] 3GPP Technical Specification (3G TS) 25.401 UTRAN Overall Description.
  - [14.11] 3G TS 25.410~415, UTRAN Iu Interface.
  - [14.12] 3G TS 25.420~427, UTRAN Iur Interface.
  - [14.13] 3G TS 25.430~435, UTRAN Iub Interface.
  - [14.14] TIA/EIA/IS-2001-A Inter-operability Specification (IOS) for CDMA2000 Access Network Interfaces, Virginia: Telecommunications Industry Association, 2001.

# 第 15 章 移动网络运行

上一章讨论与介绍了移动通信网的基本结构与构成。建立移动通信网络的目的是配合物理层在用户移动的前提下完成移动通信业务，满足用户的 QoS 要求。这就是在已建立的移动通信网上进行网络运行的目的，也是本章所要讨论和介绍的内容。网络运行大致可以分为以下 5 个部分：移动网络的主要业务类型，通信的建立过程——呼叫与接续，移动性管理，无线资源管理，安全性管理。

由于安全性已在第 5 章中介绍，这里就不再赘述，本章将介绍前 4 个部分，而重点则是无线资源管理和移动性管理两个部分。业务类型及呼叫与接续仅做简要介绍。

## 15.1 移动通信中的业务类型

移动通信中开展的业务与固定网上的业务基本是类似的，也是由移动用户的需求驱动决定的。但是由于在客观条件上受到信道动态性和用户动态性的限制，在业务的类型、数量、速率、带宽乃至 QoS 要求上均比固网要差一些。

本节将主要介绍欧洲体系的 GSM、GPRS 及 WCDMA 系统中的业务，以及在智能网上开展的增值业务。

### 15.1.1 2G 中的 GSM 业务

GSM 中所定义的业务是建立在综合业务数字网 ISDN 的概念基础上，并考虑到移动的特点做了相应的修改，但是它仍然是以数字式语音业务为主体。GSM 提供的业务可以分为两类：基本通信业务和补充通信业务。这两类业务是独立的通信业务。基本通信业务又根据在网络中接入位置的不同划分为电信业务与承载业务。如图 15.1 所示。

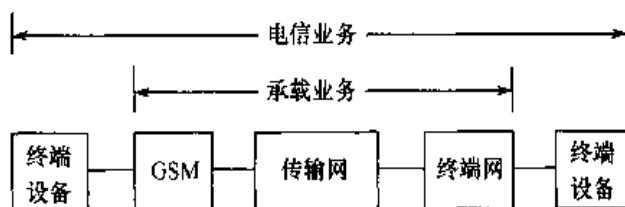


图 15.1 GSM 支持的基本业务

GSM 通信业务的分类见表 15.1。

表 15.1 GSM 通信业务的分类

GSM 通信业务			
承载业务		电信业务	
基本承载业务	基本承载业务 + 补充业务	基本电信业务	基本电信业务 + 补充业务

电信业务提供包含终端设备(TE)功能在内的完善通信能力。其特点是除了包括 OSI 模型中 1 至 3 层属性外, 还包含描述 OSI 参考模型中 4 至 7 层高层功能和协议的属性。

承载业务仅提供接入点之间传输信号的能力, 它仅包含 OSI 模型中 1 至 3 层相对应的底层属性。

补充业务是对两类基本业务的改进和补充, 它不能单独向用户提供, 而必须与基本业务一起提供。同一补充业务可能应用到若干个基本业务中, 这大大丰富了基本业务的功能, 也有利于引入智能化服务。GSM 可提供 8 大类型的补充业务, 这里就不再一一列举。

GSM 提供的主要电信业务有以下几个方面。

#### (1) 语音业务

双向电话, 为移动用户间或移动用户与固定用户提供实时双向通话, 这是 GSM 最主要的业务。紧急呼叫业务, 提供在紧急情况下的一种简单拨号方式接至最近紧急服务中心的特服业务。

#### (2) 短消息业务

点对点短消息业务, 它利用呼叫状态或空闲状态由控制信道传送, 其信息量较小, 一般限制在 160 个字节。它又可以进一步划分为移动台 MS 发送的短消息业务和移动台 MS 接收的短消息业务。

#### (3) 小区广播式短消息业务

它对移动网某一特定区域内以一定间隙向 MS 用户广播通用消息, 它也是在控制信道上发送且 MS 只有在空闲状态下才能接收广播消息, 其信息量一般限制在 93 个字节。

#### (4) 可视图文接入

它是指通过网络完成文本、图形信息检索和电子邮件功能的业务。

#### (5) 智能用户电报传送

它提供智能用户电报终端间的文本通信业务, 这类终端具有编辑、存储处理能力。

#### (6) 传真

具有自动 3 类传真及语音与 3 类传真交替传送业务。

GSM 设计的承载业务不仅可以在移动用户之间完成数据通信, 更重要的是, 为移动用户与 PSTN、ISDN 用户提供数据通信服务, 而且还能与其他公共陆地数据网(电路型、分组型)互连互通。GSM 能提供共计 10 大类承载业务, 这里不一一列举, 可参见 GSM 技术规范。

### 15.1.2 2.5G 中的 GPRS 业务

上一章介绍了 GPRS 网络结构与构成, 它实际上是在 GSM 电路交换平台上又提供了一个平行的分组交换平台, 为移动用户提供各种类型的分组数据业务。下面将简单介绍 GPRS 网络在近期和今后所能提供的业务类型。

#### 1. GPRS 近期可提供的业务

从目前看来, GPRS 网络可作为移动因特网的一种有效方式, 可提供的业务有:

(1) 接入因特网(采用 PC+GPRS 手机)和基于 PDA 的数据业务, 前者中 GPRS 手机仅

作为传输手段，PC 是终端。这两种数据业务的流程基本上相同，故可放在同一类中。

(2) WAP over GPRS，即利用具有 WAP 功能的 GPRS 手机，直接通过分组方式接入因特网。

(3) 短消息业务，即 SMS over GPRS，即利用 GPRS 网提供分组式的短消息服务。

## 2. GPRS 今后可提供的业务

从今后发展来看，GPRS 网络不但能提供常规的因特网移动接入服务，而且还可以为第三方业务商提供接入服务，另外，银行、中外大企业集团用户也可以利用 GPRS 网建立自己的虚拟专用网络。按应用范围划分，可以分为面向个人用户的端到端分组数据业务和面向集团内部用户的端到端分组数据业务两大类型。

今后 GPRS 所能提供的业务有：

- (1) E-mail 业务、Telnet 登录业务、FTP 文件传输业务、Web 浏览业务(含 HTTP 和 WAP)；
- (2) 信息检索业务、信息查询、电子号码簿服务；
- (3) 电子商务、电子银行、电子股票交易、信用卡确认；
- (4) 电子监控；
- (5) GPS 自动定位跟踪业务；
- (6) 集团、企业自认证与代认证业务；
- (7) 网络游戏。

### 15.1.3 WCDMA 的业务

#### 1. 引言

WCDMA 业务一般采用欧洲通用移动通信系统 UMTS 提出的标准和要求，与 GSM 及其他 2G 移动通信系统相比较，UMTS 提出允许对无线承载特性进行协商。UMTS 必须支持具有不同 QoS 要求的各种应用业务类型，UMTS 承载必须具有“通用”特性，能为现有和将来出现的新业务提供良好的支持。

#### 2. UMTS 承载业务

UMTS 允许用户或应用为所要传送的信息通过协商获得最适当的承载特性，也允许在已建立连接后，通过再协商来改变承载特性。承载协商是由应用发起，而再协商则可能是由应用或网络发起(如在切换时)。应用根据自己的需求提出所需的承载，网络检查可用的资源和用户注册并做出反映，用户可以接受或拒绝网络所提供的承载。承载性能直接影响服务价格，承载类型、承载的参数和参数值与应用及发送/接收两者之间的网络直接相关。

#### 3. UMTS 承载业务的体系结构

UMTS 承载业务的体系结构如图 15.2 所示。由图可见，UMTS 承载业务具有分层式结构，某一个特定层上的每个承载业务都使用下而几层所提供的业务来实现自己所承担的业

务,且UMTS承载业务在端至端的业务中占有主要角色。

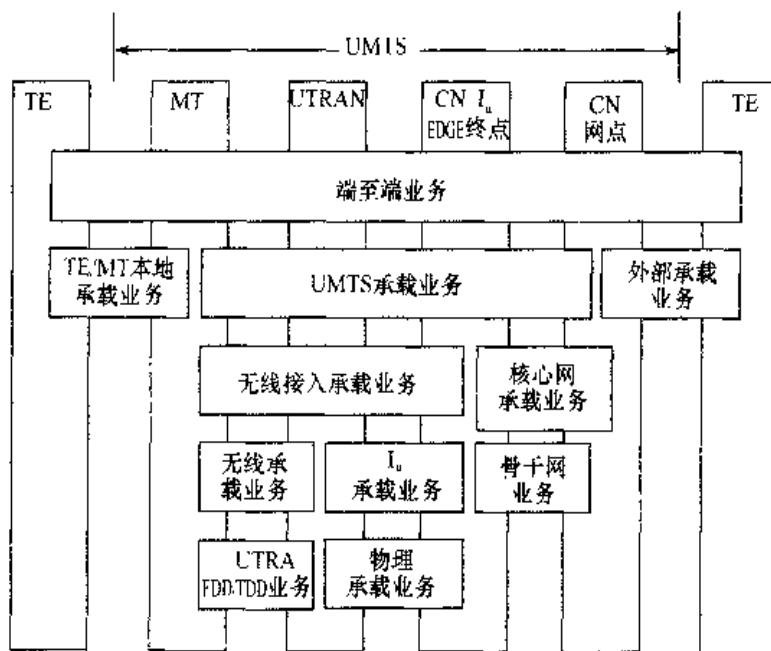


图 15.2 UMTS 承载业务的体系结构

#### 4. WCDMA(UMTS)的 QoS 类型

UMTS 中依据 QoS 定义了 4 种类型:会话类业务、数据流类业务、交互类业务和后台(背景)类业务。这 4 种类型业务的 QoS 要求与应用见表 15.2。

表 15.2 UMTS 业务的 QoS 要求和应用

业务类型	会话类	数据流类	交互类	后台(背景)类
基本特点	实时性强、时延小、抖动小、对误码率要求不高	单向连续流抖动小, 对时延和误码率要求不高	响应时延小而对其他时延和抖动要求不高, 低误码率	对时延和抖动无要求, 低误码率, 要保持数据的完整性
应用举例	语音、可视电话、视频游戏	网页广播、视频点播等流媒体	Web 浏览(HTTP、WAP)、定位服务、网络游戏、移动 VPN 等	E-mail、短消息后台下载、多媒体信息

##### (1) 会话类业务

① 自适应多速率 AMR 语音编码,它是为 WCDMA 选用的一类语音混合编码标准。其信源速率可以有 8 种:12.2(GSM-EFR), 10.2, 7.95, 7.40 (IS-641), 6.70 (PDC-EFR), 5.90, 5.15 和 4.75Kbps, 而 AMR 比特速率由移动接入网来控制而不依赖于语音激活性。AMR 编码可以根据需要在每一个 20ms 语音帧改变一次速率, 其速率转换可采用带内信令和专用信道两种方式的候选方案。几种速率中, 有 3 种是与其他移动通信方式兼容, 即 12.2Kbps 是与 GSM 改进型全速率(EFR)编解码器一致, 7.4Kbps 与美国 TDMA IS-641 编解码器一致, 而 6.7Kbps 则与日本 PDC EFR 编解码器一致。

② 可视电话。它与语音服务有类似的延时要求, 而误码率要求则比语音苛刻。UMTS 规定对于电路交换连接应使用 ITU-T 的 H.323;对于分组交换, 则有两个备选方案, 即 ITU-T

的 H.323 和 IETF 的 SIP。以上 3 个标准将在后面介绍。

(2) 数据流类业务，又称为流式多媒体，它是将数据转换成为一个稳定均匀而连续的流来处理的技术。最典型的业务有两类。

① 网页广播。利用服务器应用程序处理数据并将其转化成声音和图像，以广播形式提供给众多的用户。

② 视频点播。VOD 业务，用户根据需求通过服务器点播视频业务。

这两类数据流业务的特点：下载远大于上载，上载的仅是一些信令请求，而下载的则是语音、视频的多媒体流业务。另一个特点是这些视频均应用了视频压缩技术。另外还有一个特点是由于上/下行不对称，它比对称性会话类业务能容忍更大的时延、更大的传输抖动，且抖动可以用很简单的缓存器来平滑。

(3) 交互类业务，它是一类典型的数据通信机制，它采用终端用户请求响应模式，要求响应时延小且有较低的误码率。如 Web 浏览(含 HTTP 和 WAP)、定位服务、网络游戏及移动 VPN 等。

(4) 后台(背景)类业务，它包含电子邮件发送、短消息、数据库下载等。其数据传送可以以后台方式进行，这是因为这类业务不需要立即动作，时延可以在几秒、几十秒乃至几分钟以上，但误码率要求低。

## 5. WCDMA 中多媒体业务建议标准

### (1) 用于电信业务交换的 ITU-T H.324 建议

H.324 建议最初是为固定电话网 PSTN 的多媒体通信制定的，它指定与 PSTN 连接采用一种同步 V.34 调制解调器，后来加入了关于移动通信的扩展部分，如图 15.3 所示。

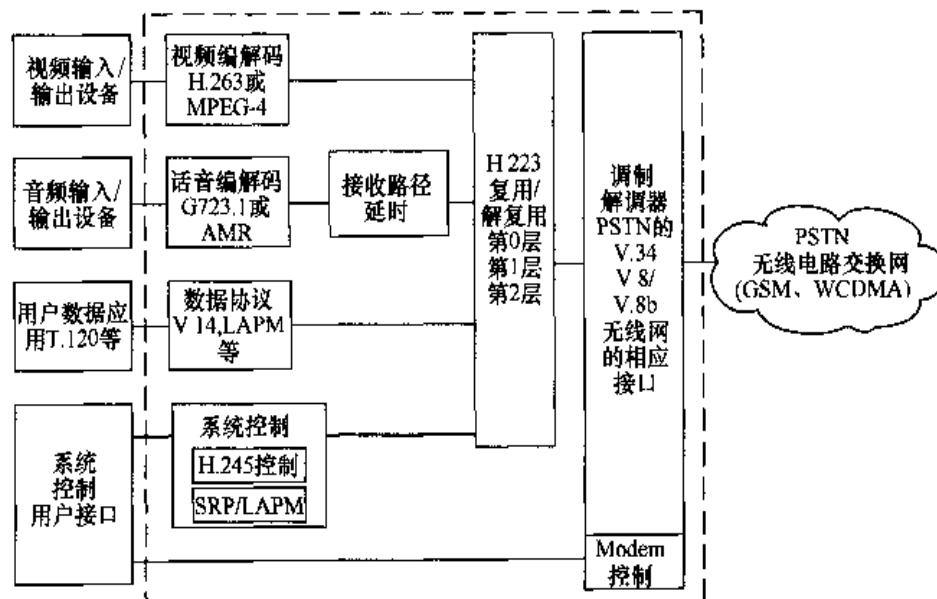


图 15.3 ITU-T H.324 建议概览

H.323 建议是针对分组交换网的，如图 15.4 所示，而 H.324 则是适合电路交换网的。适合于分组交换网的不仅有 H.323，还有一个候选方案 IETF 多媒体体系。

## (2) IETF 多媒体体系结构

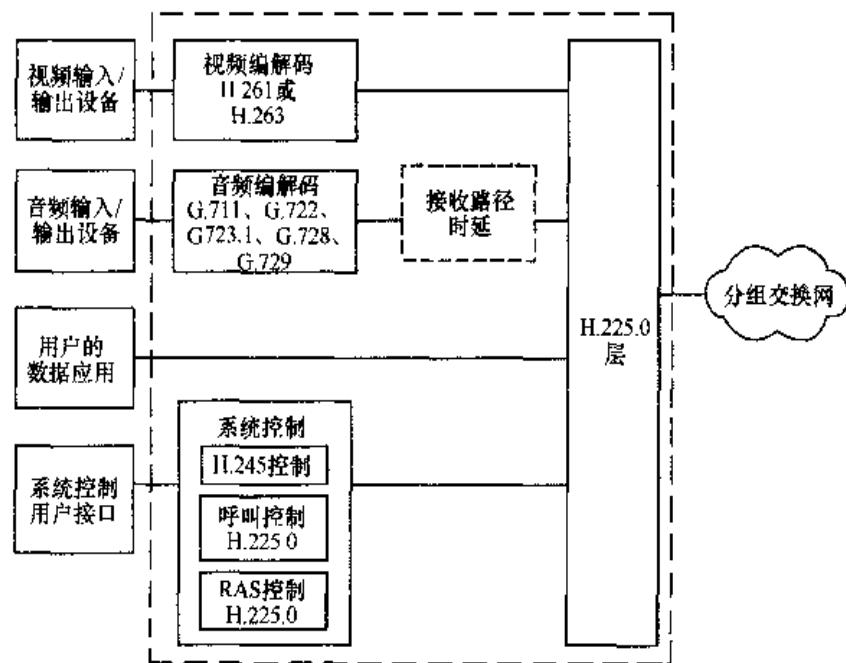


图 15.4 ITU-T H.323 建议概览

IETF主要是对因特网制定的标准，它基于文本的信令协议，如图15.5所示。其中，SIP为会话初始化协议，是用来代替H.323/H.245的信令协议；SAP为会话通告协议，用于多播通告；SDP为会话描述协议，用来描述基于文本的语法；STCP为控制远端服务器，它用于控制远程服务器的协议。另外，RTP则是用来进行媒体封装。

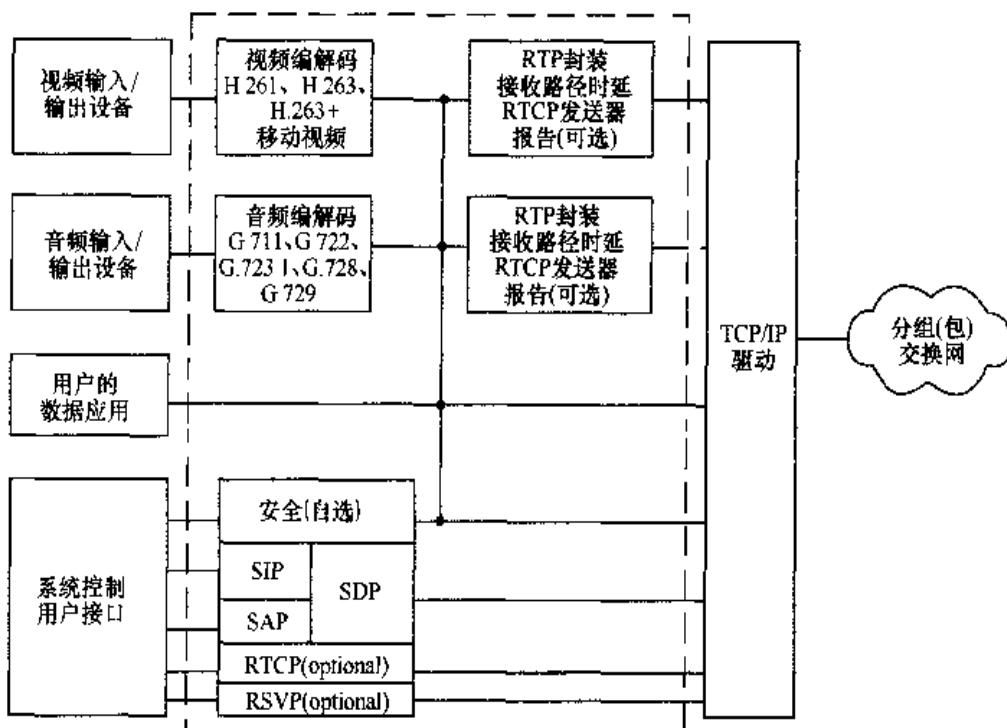


图 15.5 IETF 多媒体体系结构

### 15.1.4 移动智能网

#### 1. 智能网基本原理概述

##### (1) 什么是智能网

智能网( Intelligent Network, IN)是指在原有通信网的基础上设置一层叠加网络，用它快速方便、经济灵活地生成和实现各种新业务的体系结构。其目标是为现在、未来的所有通信网络服务，它包含电话网 PSTN、综合业务数字网 ISDN 和现有移动通信网及因特网等。

智能网的定义中并没有人们通常理解的“智能”含义，它不过仅仅是“业务网”，而且主要是针对语音业务的。

##### (2) 引入智能网的必要性

智能网可以很方便地生成新业务，其体系中配有业务生成环境 SCE，并利用它开发新的业务。智能网采用了模块的设计思想将实现业务的基本功能分成独立于业务的积木式模块 SIB。生成新业务时可根据新业务逻辑，将已有 SIB 连接组合构成新业务。

智能网便于管理业务，IN 系统中，配有业务管理点 SMP 和业务管理接入点 SMAP。用户可通过 SMAP 接入到 SMP，对业务数据及用户数据进行补充、修改、增加和删除等操作。通过这种方式运营商可以方便地管理业务。

智能网可以降低业务的提供成本，IN 中新业务生成可以充分利用原有资源 SIB，而一般情况下不需要增加新的硬件，也不需要对原系统软件进行修改，从而可以大大降低新业务生成的费用。

##### (3) 智能网与现有通信网的关系

智能网是建立在所有通信网之上的一种体系结构的概念，并为各种通信网提供丰富的增值业务，它是叠加在各种通信网基础上的一种增值业务网。智能网与现有通信网之间的关系如图 15.6 所示。图中，SCP：Service Control Point，业务控制点；SDP：Service Data Point，业务数据点；SSP：Service Switching Point，业务交换点。

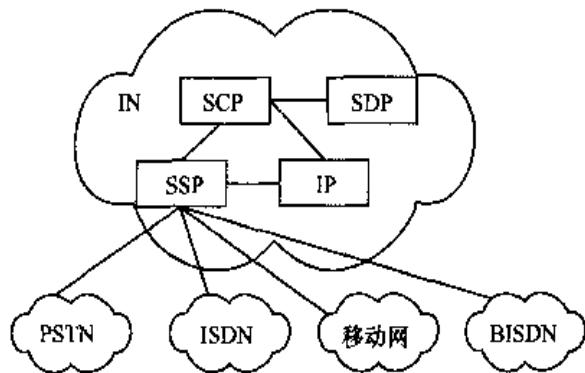


图 15.6 IN 与现有通信网的关系

智能网通常可分为两大类：叠加在固定核心网 PSTN、ISDN 等基础上的智能网，称为固定智能网；叠加在移动通信网(GSM、IS-41 等)等基础上的智能网系统，称为移动智能网。

为了在通信网中实现智能业务，要求通信网中部分设备进行改造，使其具有能检测智能呼叫的能力，并由智能网控制通信网完成智能呼叫的接续与传输。

对于不同类型的通信网，对其交换机的改造方法和难易程度是不一样的。智能网应针对不同通信网分别加以设计。

#### (4) 智能网的概念模型

在 ITU-T 智能网国际标准 CS1 中给出了下列智能网概念模型，如图 15.7 所示。

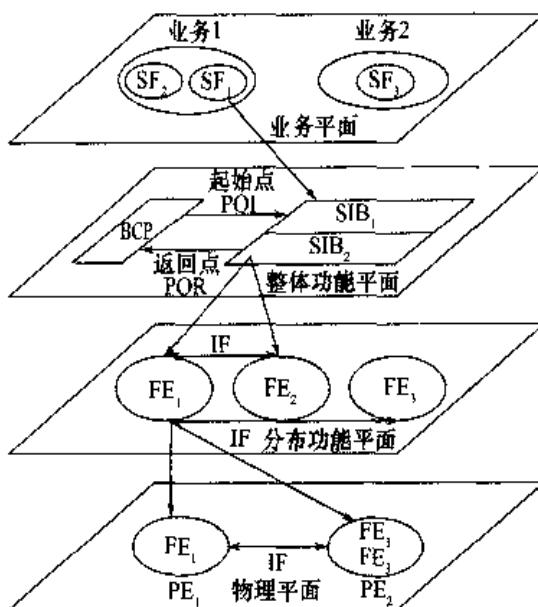


图 15.7 智能网的概念模型

由图 15.7 可见，它分为 4 个平面，分别为：

① 业务平面 SP。从业务用户和业务提供者出发，是面向用户的视图，每种业务由一个或多个业务特征 SF 构成。

② 整体功能平面 GFP。面向业务设计者，它将 IN 结构网看成一个完整的实体，是由与业务无关的构件与 SIB 构成业务。它还包含基本呼叫处理 BCF。

③ 分布功能平面 DFP。面向智能网的设计与实现者，它模拟了 IN 结构网的分布式视图。其中，含有多个功能实体 FE。由一个或多个功能实体动作及功能实体间的信息流 IF 构成 SIB。

④ 物理平面 PHP。面向网络运营者和设备提供者，它模拟 IN 结构网的物理内容，识别那些可存在于实际 IN 结构网中的不同物理实体 PE 和规程，说明哪个 FE 在哪个 PE 之中。

#### (5) 移动智能网原理

移动网与智能网是具有不同特色和不同目的的网络，但随着业务需求的发展，两者最终必将走向融合。

移动网的特色和目标是为各类移动用户提供有效且可靠的电信业务，智能网的特色和目标则是为固定型网络提供不同类型的增值业务。由于移动网用户也需要类似于固定网提供的不同类型的增值业务，因此也需要智能网，因而产生了移动智能网。

实现移动智能网的两步走方案：首先实现现有移动网与智能网的互连，即将现有的第二代移动通信网中的移动交换中心升级为移动业务交换点，以供智能网增值业务的互连，而移

动网中其他实体不变，这就是目前第二代移动通信系统中实现智能网的基本方案。第二步，综合移动网中数据库 VLR、HLR 与智能网中业务数据功能 SDF 数据库，为业务控制功能 SCF 提供统一的用户信息，以实现移动网与智能网的融合。这就是第三代移动通信系统中可能采用的智能网实现方案。

下面介绍移动网与智能网互连原理。移动网与智能网互连原理图如图 15.8 所示。

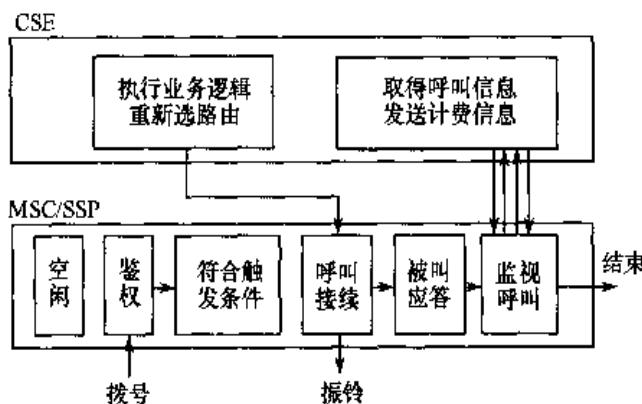


图 15.8 移动网与智能网互连原理图

由图 15.8 可见，它可分为两部分：由智能网 SCF、SDF 等组成的客户化的业务执行环境 CSE，它负责业务等逻辑的执行；移动网中的 MSC/SSP 为处理交换平台，它是将现有移动网升级构成的。在用户呼叫时，MSC/SSP 先对用户进行鉴权，然后判断用户呼叫是否满足触发智能呼叫的条件，如果满足，就将呼叫上报 CSE。CSE 收到上报呼叫信息后就开始执行相应的业务逻辑，控制交换平台对呼叫的接续。在呼叫接通后，CSE 继续监视并控制呼叫，收集呼叫信息并且发送计费信息，直到呼叫结束。

## 2. 智能网与移动智能网标准简介

最早对智能网提出标准的是 Bellcore 及以后提出的北美智能网标准，但最有权威性的标准是国际电联 ITU-T 和欧洲电信标准协会 ETSI 于 1989 年开始制定的智能网国际标准——智能网能力集(IN CS 系列)。IN CS 系列有 4 个版本，其中 CS-1 与 CS-2 标准主要研究智能网如何叠加到 PSTN/ISDN 网上，为 PSTN/ISDN 网中用户提供增值业务；CS-3 与 CS-4 标准主要研究移动智能网和宽带智能网。下面分别予以简介。

① ITU-T CS-1 是 1992 年发布的第一套智能网建议。CS-1 标准中列出了 8 种 IN 业务属性，如自动回叫、呼叫前转、反向计费、大众呼叫等。CS-1 标准中定义了 25 种新业务，如记账卡呼叫(ACC)、虚拟专用网(VPN)、通用个人通信(UPT)、被叫集中付费(FPH)等。而每一种业务都是由 38 种业务属性中的若干个属性组成，其中有必选的也有可选的。

② ITU-T CS-2 于 1997 年推出。它主要是研究智能网的网间互连及网间业务，同时又定义了 16 种新业务。与 CS-1 比较，有如下 4 个方面的扩展：CS-2 支持网间业务，如全球虚拟网、网间被叫集中付费、网间优惠电话、国际呼叫卡等；CS-2 支持移动业务，特别是终端移动业务；CS-2 对 CS-1 的一些业务进行了改进和增强，如会议电话、呼叫保持、呼叫转移、呼叫等待等；CS-2 增加了一些新业务，如消息存储转发、多媒体业务等。

③ ITU-T CS-3 又分为近期目标与中长期目标两个阶段。

近期目标(1997~1999年)。它于1999年初推出了初步方案,主要内容有:对IN CS-2的加强,如智能网与ISDN的接口及一些与呼叫无关的业务功能、与业务控制功能间的接口等;IN与因特网的综合,提供语音业务、点击拨号、因特网记账卡等业务;IN支持移动的第一步目标——窄带移动网上预付费业务,UPN、UPT、FPH业务,号码的可携性,虚拟归属环境的部分功能及支持移动管理。

中长期目标(1999~2000年以后)。1998年5月达成以下共识,将中长期目标中IN与B-ISDN结合及移动IMT2000留至CS-4中研究。

④ ITU-T CS-4 主要包含:IN与B-ISDN的综合,如宽带视频会议、VOD、远程教育、远程医疗、多媒体信息业务等;IN支持移动的第二步,主要是指宽带移动网上基本业务,UPT、VPN、FPH,实现虚拟归属环境VHE所有功能及全面支持IMT2000。

### 3. 移动网与智能网互连实现方案

目前国际上正在建设的移动网与智能网互连方案主要有两大类:一类是欧洲电信标准化协会ETSI于1997年推出的CAMEL(即Customized Application for Mobile Network Enhanced Logic)建议;另一个是由美国电信工业联盟TIA标准化组织制定的WIN(即Wireless Intelligent Network)。下面分别予以简介。

#### (1) ETSI的GSM移动智能网——CAMEL

ETSI的CAMEL建议是分阶段制定的,它分为CAMEL1阶段、CAMEL2阶段和CAMEL3阶段。目前我国的移动智能网建设就是基于CAMEL2阶段标准,它于1993年3月完成并冻结。

CAMEL2网络功能结构如图15.9所示,实际上其功能结构与CAMEL1基本上相似,只是在CAMEL1基础上又增加了一些实体及接口,另外协议的功能也有所加强。为了便于分析和理解,我们也将CAMEL1的网络功能结构图列出,如图15.10所示。

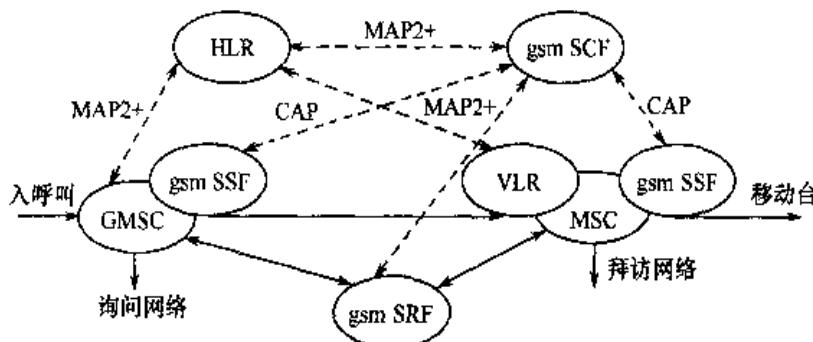


图 15.9 CAMEL2 网络功能结构

下面重点介绍CAMEL2网络功能结构,由图可见:与CAMEL1相比较,CAMEL2网络功能结构图中新增加了一个功能实体——GSM特殊功能gsm SRF,它是一个智能网中的新功能实体,用于提供各种特定资源,如提示语音资源、二次收号器等。新增接口有gsm SRF与MSC、GMSC和gsm SCF之间的接口。

图15.9中功能实体与连线的含义如下:gsm SCF为GSM业务控制功能点(实体),gsm SSF为GSM业务交换功能点(实体),gsm SRF为GSM特殊资源功能点(实体),实线为业务

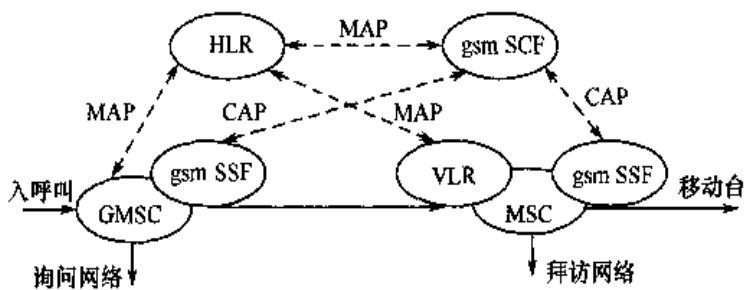


图 15.10 CAMEL1 网络功能结构

数据连线，虚线为控制信令协议连线。

CAMEL2 支持的业务及特征。CAMEL 阶段可提供的业务类型有：虚拟专用网、预付费业务、先进的选路业务、基于位置的业务、屏蔽业务（入呼叫、出呼叫）、使用限制等。CAMEL2 阶段需支持如下特征：移动发起和前转的呼叫、移动终止的呼叫、随时查询、消除录音通知、计费信息、补充业务调用通知。

但需要说明的是，CAMEL 业务不属于 GSM 紧急呼叫业务，因此，用户紧急呼叫时不会触发 CAMEL 业务。

## (2) ANSI 的 CDMA 移动智能网：WIN

WIN 标准也是分阶段制定的。当前，WIN 协议共有 3 个阶段：阶段 1、预付费阶段和阶段 2。它的智能网能力是基于 ITU-T 的 CS-2。

Motorola 公司对 CS-1 体系进行了扩充，推出了其无线智能网结构 WINA，其功能模型如图 15.11 所示。图中，SCEF（Service Creation Environment Function）为业务生成环境功能；SMF（Service Management Function）为业务管理功能；SDF（Service Data Function）为业务数据功能；SMAF（Service Management Access Function）为业务管理接入功能；SRF（Special Resource Function）为特殊资源功能；SCF（Service Control Function）为业务控制功能；DSF（Data Service Function）为数据业务功能；SSF（Service Switching Function）为业务交换功能；CCF（Call Control Function）为呼叫控制功能；CCAF（Call Control Agent Function）为呼叫控制代理功能；RCF（Radio Control Function）为无线控制功能；RACF（Radio Access Control Function）为无线接入控制功能。

WINA 与 ITU-T CS-1 比较，增加了 3 个功能实体：无线接入控制功能 RACF，它负责呼叫的移动性管理，包括移动呼叫始呼、路由选择、切换、位置登记、鉴权及无线接入；无线控制功能 RCF，它为呼叫提供无线承载资源管理，包含调制、信道分配、无线频率监视、切换请求处理与固定网络信道交互；数据业务功能 DSF，提供与数据通信有关的业务，包含电路与分组交换两类数据业务。将 WINA 映射到物理平面可以有多种方式，从而形成各种网络以适应于不同的应用环境。

WIN 支持的业务有：

- WIN 阶段 1：来话呼叫选择、主叫名显示、语言控制业务等；
- 预付费阶段：它专门针对预付费业务的要求在阶段 1 的基础上定义了一些新的触发点和信息流，以支持预付费业务；
- WIN 阶段 2：立即计费、灵活费率计费、免费电话、拒绝不期望的电话呼叫及增强的优

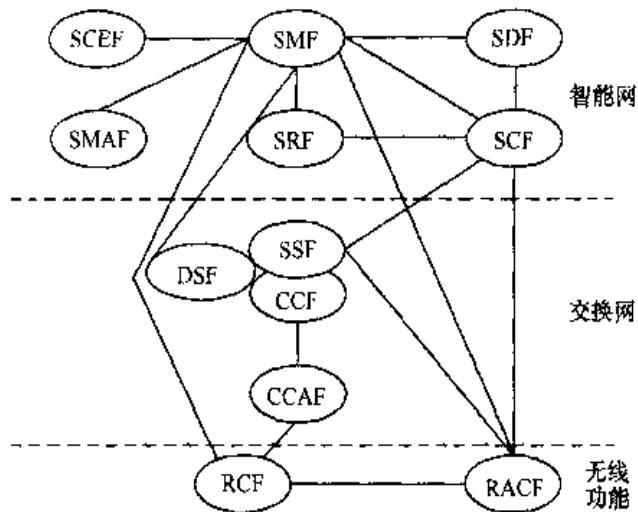


图 15.11 WINA 功能模型

选语言等。

#### 4. 2.5G 与 3G 的智能业务

就目前现状来看，智能网业务主要是针对语音业务，还缺乏对数据业务与智能网融合的全面考虑。已有的研究只是将个别数据业务与以后的移动智能网结合在一起，如在 ETSI CAMEL 系列规范中，在阶段 3 和阶段 4 分别考虑了智能短消息业务及位置业务与智能网设备的互通，在国内将短消息业务和多媒体消息业务应用到预付费业务用户上。可见这方面尚处于零散研究阶段，还缺乏对移动智能数据业务的整体考虑。

至于智能网在 3G 中，很可能与 2G 中以智能网与移动网互连为目标的设想不一样，而是以智能网与移动网融合、综合为主线，构成一个统一网络。这个统一网络包含 3 个部分，首先是以传输和交换功能为主体的核心网，其次是以为移动用户提供附加业务和控制逻辑的业务网络，它可以基于 IN 概念来实现，最后一部分则是包含所有与无线功能有关的接入网，以实现无线功能。目前由于 3G 的 IMT2000 网络规范仍在不断修订中，这里就不再赘述。

## 15.2 呼叫建立与接续

前面已着重讨论和介绍了移动通信中的主要物理层关键技术和网络层的基本结构，它们构成了移动通信系统的基本硬件和软件平台。15.1 节又进一步介绍了移动通信中的业务，从本节开始，我们将主要讨论如何利用已有的移动通信硬件和软件平台开展用户所需的业务，亦即移动网络运行中所必须解决的基本功能与技术。主要包含以下几个方面：支持通信业务的呼叫建立与接续；移动性网络管理，包括位置登记、更新、越区切换和用户漫游；无线资源管理，主要包含接入控制、负载控制、功率控制、资源预留、业务 QoS 保证及分配调度等。下面首先介绍呼叫建立与接续。

### 15.2.1 呼叫建立与接续的基本原理

任何一个移动通信系统，其网络运行的主要功能是要能够支持该移动通信系统业务的正

常运行，即需实现各移动用户之间及移动用户与本地核心网用户之间建立正常通信。这就包含支持呼叫建立和释放、寻呼、信道分配和释放等呼叫处理过程，并能支持补充业务的激活、去激活及登记和删除等业务操作。

移动台呼叫处理的基本原理如图 15.12 所示。

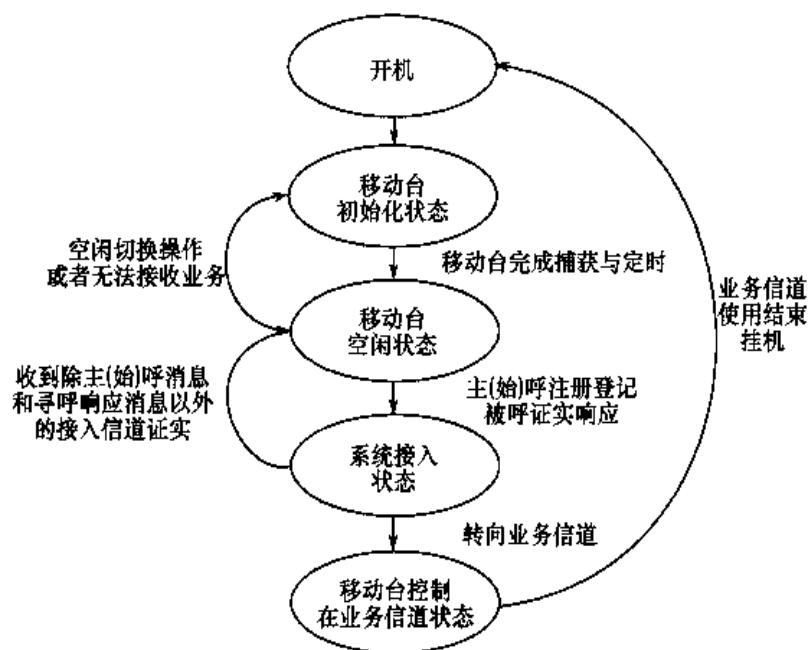


图 15.12 移动台呼叫处理状态图

从移动台呼叫处理完成的功能上看，呼叫处理包含下列 5 个部分：呼叫请求与建立、鉴权与加密、分配并建立信道、进行正常通信和结束通信与挂机。图 15.13 给出以移动用户为主叫方的基本流程。



图 15.13 MS 为主叫方的呼叫建立的基本流程

### 15.2.2 GSM 系统的呼叫建立与接续

GSM 中移动至移动且 MS 为主叫方的呼叫建立与接续的基本流程如图 15.14 所示。

步骤	信道类型	MS	BTS	BSC	MSC	第三层子层类别
(1) 呼叫请求	RACH	—	→	→		RRM
(2) 信道分配	AGCH	←	←	—		RRM
(3) 呼叫建立起请求	SDCCH	—	→	→	→	CM
(4) 鉴权请求	SDCCH	←	←	←	—	MM
(5) 鉴权响应	SDCCH	—	→	→	→	MM
(6) 加密指令	SDCCH	←	←	←	—	RRM
(7) 加密准备	SDCCH	—	→	→	→	RRM
(8) 发送目的地地址	SDCCH	—	→	→	→	CM
(9) 路由响应	SDCCH	←	←	←	—	CM
(10) 分配业务信道	SDCCH	—	→	→	—	MM
(11) 建立业务信道	FACCH	←	—	—	—	MM
(12) 可占用/忙信道	FACCH	—	—	—	—	CM
(13) 接受呼叫	FACCH	←	←	←	—	CM
(14) 建立连接	FACCH	—	→	→	→	CM
(15) 正常通信	TCH	←	—	—	→	—
(16) 通信结束	TCH	—	—	—	→	—

图 15.14 GSM 系统呼叫建立与接续流程

可见, GSM 中以 MS 为主叫方的呼叫建立与接续的基本流程与图 15.13 中一般移动通信中的 MS 为主叫方的呼叫建立与接续的基本流程几乎是完全一样的, 只不过图 15.14 进一步指出每一个流程的信道类型及相应网络第二子层中的类别。

图 15.15 进一步给出 GSM 中移动用户至本地网固定用户的呼叫流程。在这一流程中, 简化了呼叫与接续流程的具体步骤, 而增加参与流程的网络实体功能部分。

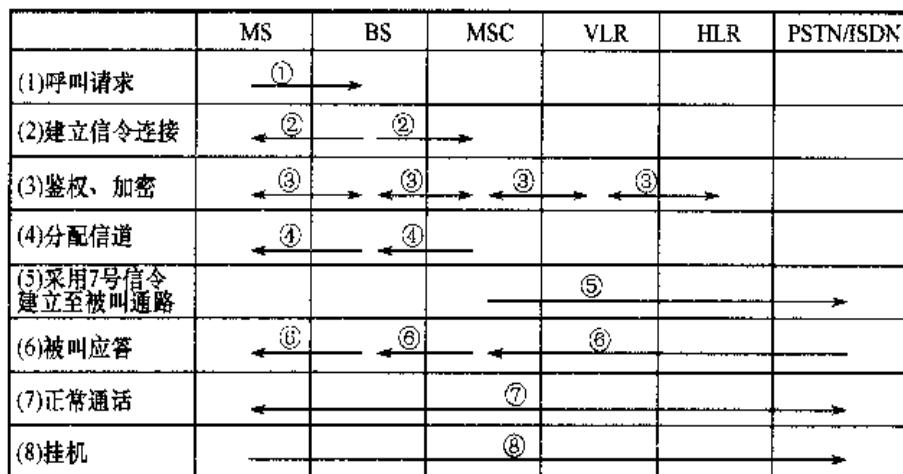


图 15.15 GSM 中移动用户至固定用户呼叫流程

图 15.16 给出一个 GSM 中由本地固定网用户呼叫移动用户的呼叫与接续流程。同样在这一流程中, 也进一步简化了具体的流程步骤而增加参与流程的网络中的实体功能部分, 以

进一步说明流程所涉及的网络单元。

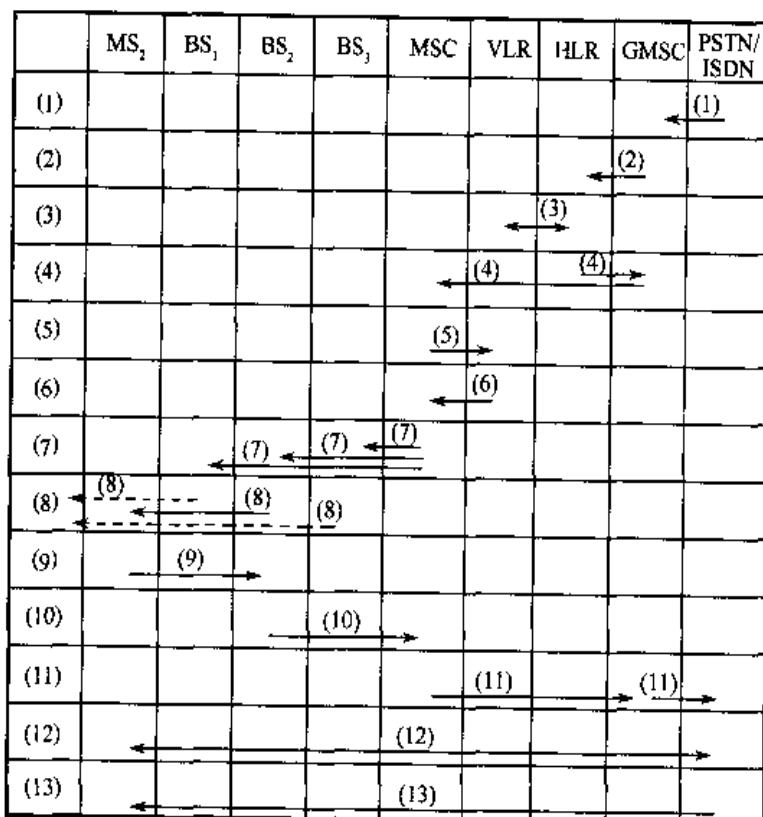


图 15.16 GSM 中固定网用户至移动用户的呼叫流程

图 15.16 中主要流程说明如下：

- (1) 通过 7 号信令接收来自本地固定网用户的呼叫；
- (2) GMSC 向 HLR 询问被叫移动用户所在 MSC 地址（即 MSRN）；
- (3) HLR 请求被访问的 VLR 分配 MSRN，并通知 HLR；
- (4) GMSC 从 HLR 获得 MSRN 后，可重新寻找路由，建立至被访 MSC 通路；
- (5)(6) 被访的 MSC 从 VLR 中获取有关用户数据；
- (7)(8) MSC 通过位置区内所有基站 BS 向移动台发送寻呼消息；
- (9)(10) 被叫移动用户 MS<sub>2</sub> 发回寻呼响应消息；
- (11) 被叫移动用户 MS<sub>2</sub> 通过 MSC 向本地固定网主叫发送应答与连接消息，并建立通信链路；
- (12) 正常通话；
- (13) 挂机。

### 15.2.3 IS-95/CDMA2000 系统的呼叫与接续

IS-95/CDMA2000 MS 起呼的简单呼叫流程如图 15.17 所示。IS-95/CDMA2000 MS 终止呼叫时的简单呼叫流程如图 15.18 所示。

CDMA2000 MS 始呼在前向补充码分信道上发送时的流程如图 15.19 所示。CDMA2000 MS 终呼在反向补充码分信道上发送时的流程如图 15.20 所示。

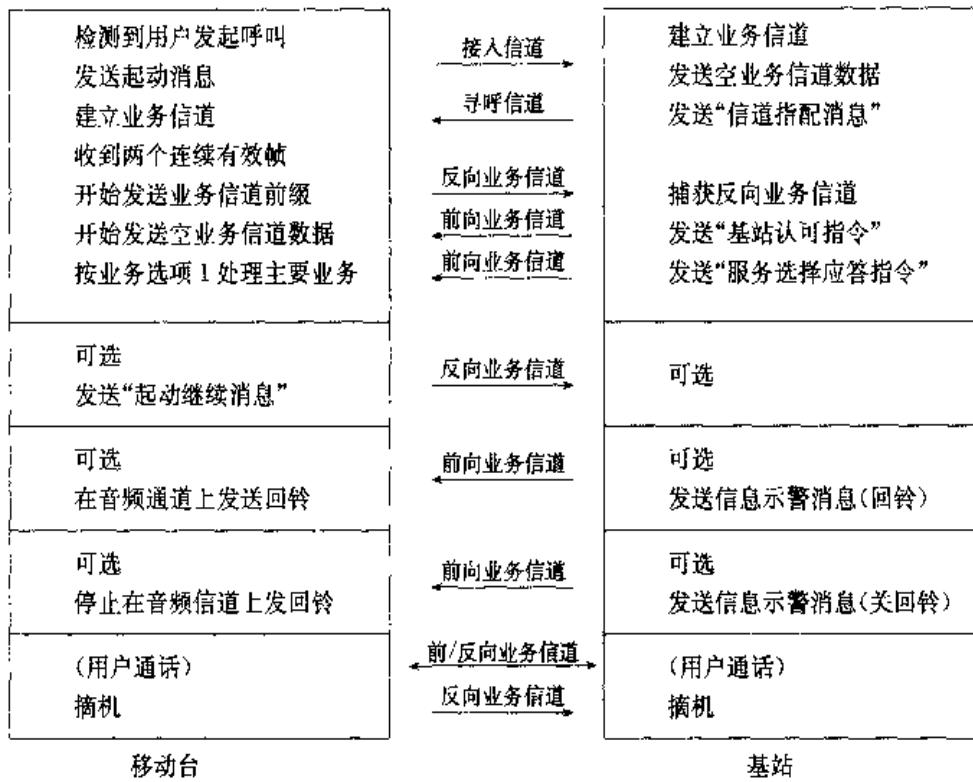


图 15.17 IS-95/CDMA2000 MS 起呼的简单呼叫流程

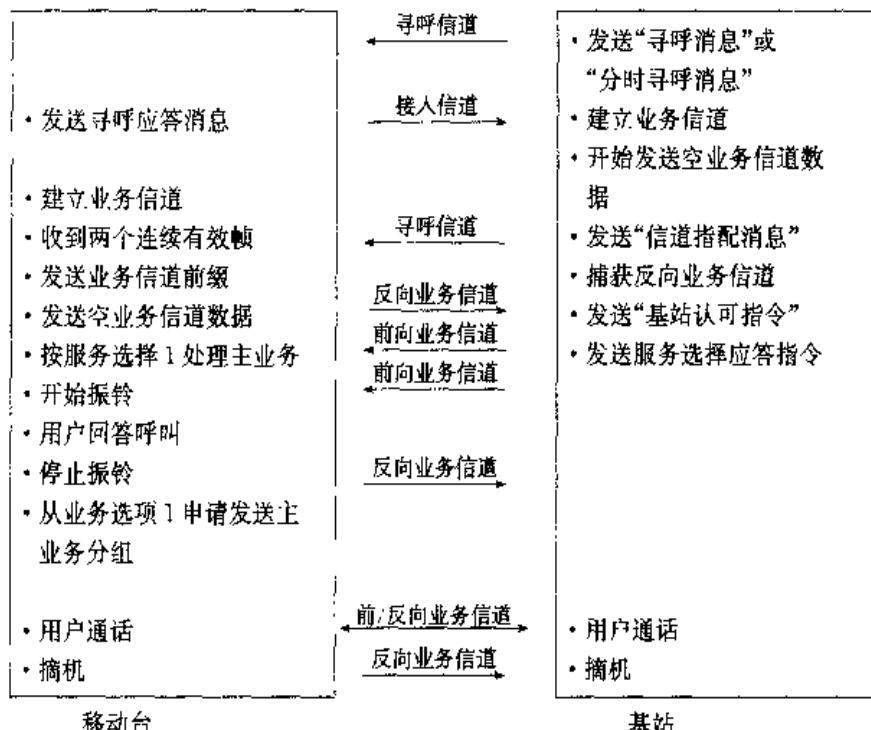


图 15.18 IS-95/CDMA2000 MS 终止呼叫的简单呼叫流程(适合 IS-95 业务)

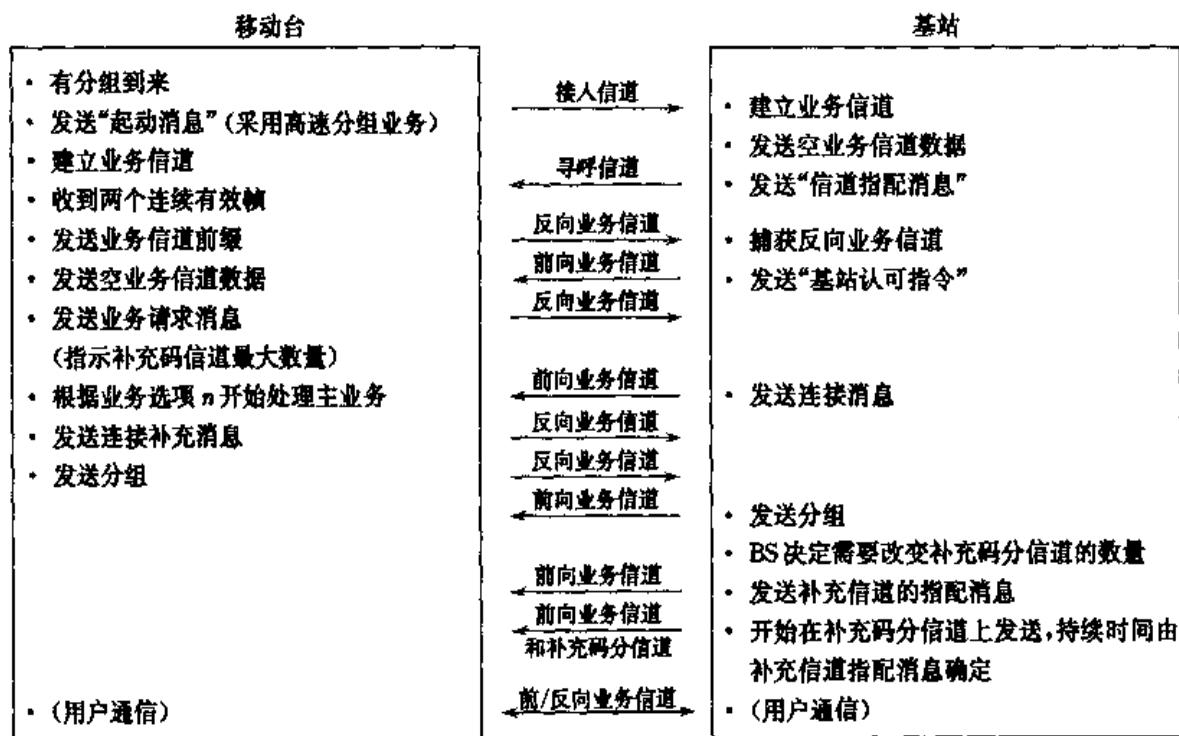


图 15.19 CDMA2000 MS 始呼在前向补充码分信道上发送时的流程

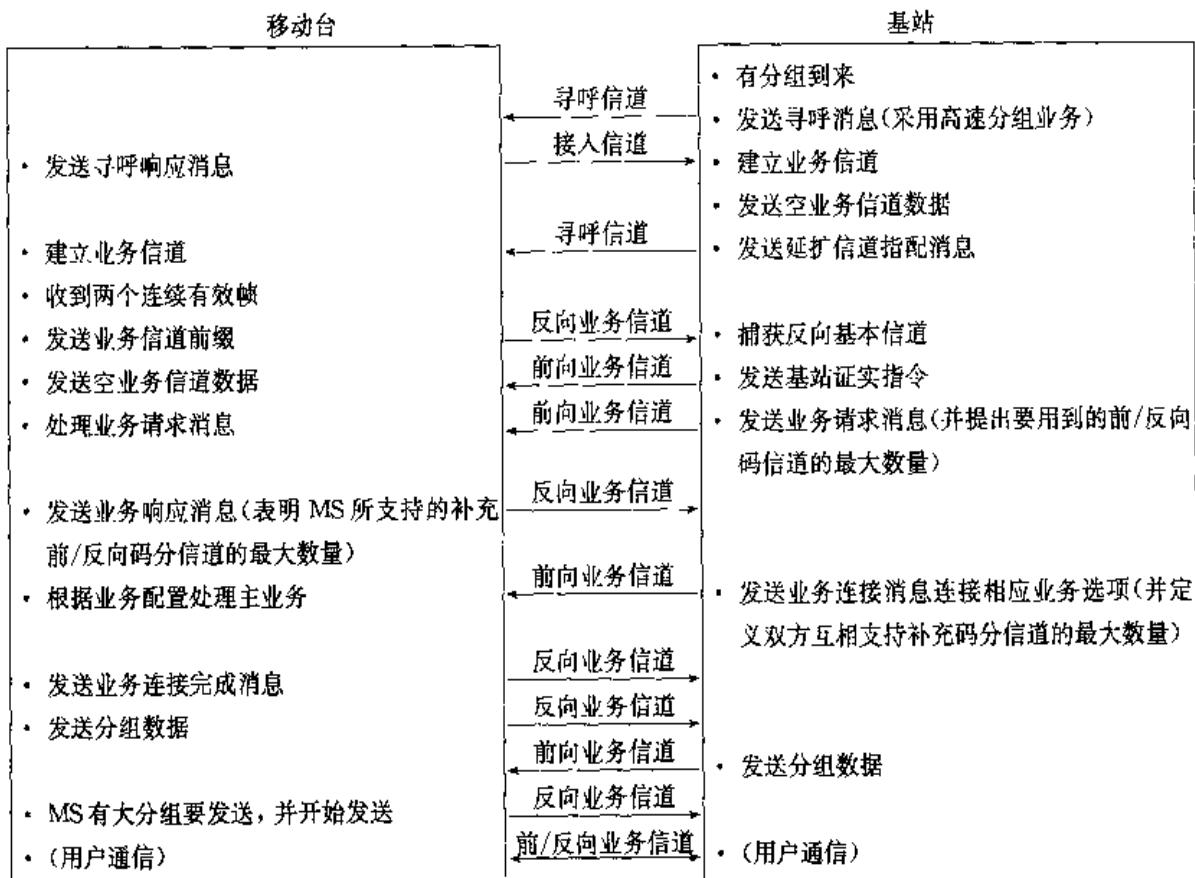


图 15.20 CDMA2000 MS 终呼在反向补充码分信道上发送时的流程

## 15.3 移动性管理

在固定式的电信网中，每个用户终端都可以通过一个固定的接入点与电信网连接。然而在移动通信系统中，移动终端没有固定的连接点，这个连接点是动态的，是随着用户的移动而不断改变的。因此，移动通信是由动态(移动)的终端通过动态的连接点而构成一个动态的通信链路。利用“动态”性满足“移动服务”是实现移动性网络的一项核心技术，这就是移动性管理。其内容大致包含下列 3 个部分。

- (1) 小区选择与位置登记。它是移动台开机后，首先需要进行的建立过程。
- (2) 越区切换。它是移动台在联机通信状态下，保持不间断、无缝隙通信的一种有效手段。
- (3) 小区重新选择与用户漫游。它是当移动台已选择本地小区后，又离开该小区，进入某个服务区内另一个较远的小区(处于不同的 MSC 之间)，但仍需要实现移动通信的基本保证。

移动性管理还可以从另一个角度来划分，即根据移动台所处的状态，它也可以认为是按移动性管理的宏观与微观的两个不同层面上来划分，可以分为两大类型。

(1) 移动台处于空闲(待机)状态。它可看做移动性管理的宏观层面，而且还可以进一步分为下列两类，但这两类同属于位置登记类型：小区选择与位置登记，移动台开机后并处于未登记状态；小区重新选择与用户漫游，移动台开机后并处于已登记状态，它主要用于漫游，在漫游中由于用户已离开原小区并漫游至其他小区或服务区内，需要重新选择小区和登记。

(2) 移动台处于联机(通话)状态。它可看做移动性管理的微观层面，这时移动台与网络之间已存在一条点对点无线链路，由于用户位置的移动，离开原小区而进入另一个新小区，产生了越区切换，网络必须保证已建立的无线链路在切换时实现不间断的通信。

### 15.3.1 位置登记

用户的位置信息是蜂窝式移动通信系统中的一项重要特征，它是通过移动位置管理来实现的。在固定式通信系统中，每个用户特征的号码即电话号码对应一个物理地址，它一般为一个电话线插座，是静态不变的。在移动式通信系统中，从网络观点看，用户的移动终端的号码仅是一个逻辑地址，它并不是固定的，而是动态变化的。

为了适应用户的移动性，系统需要不断地识别移动台所在位置，并且需要移动台始终处于“待机”(空闲模式)状态。并通过无线链路将用户位置告知网络，这些都属于移动性管理，显然它会增加大量的信令业务和无线接口上的处理工作量。这一点与固定式通信不同，固网中由于终端与接入点固定不动，因此也不会给网络增加任何附加的信令业务与相应的处理过程。

位置登记是指网络跟踪、保持移动台所处的位置并存储其位置信息，一般是存储在两个寄存器中，即静态的归属用户位置寄存器 HLR 和动态的访问用户位置寄存器 VLR 中。

位置登记主要包含以下过程：

- (1) 位置更新。当移动台开机后或在移动过程中，收到的位置区识别与其存储的位置区识别不一致时，即发出位置更新请求，并通知网络更新该移动台的新位置区识别消息。

(2) 位置删除。移动台到一个新位置区后，需要为其在当前 VLR 重新登记并从原来 VLR 中删除该移动台的有关信息。

(3) 周期性位置更新。使处于待机状态且位置稳定的移动台以适当的时间间隔周期性地进行位置更新。

(4) 国际移动用户识别号码 IMSI 的位置更新。它产生在移动台关机时及在所在位置区内开机时，或用户识别卡(如 GSM 的 SIM 卡)取出/插入时。

位置登记的目的是允许移动台在网络中选择一个最适合的小区，如具有最强的信号或最大的信噪比等。

移动台在“待机”(空闲)状态，执行小区选择/重新选择的位置登记处理过程，捕捉小区、建立通信链路、完成位置登记或将漫游后的重选位置告知网络，即需要完成(它要求移动台不断地收听附近基站信号)：记录网络发给移动台的数据，做好接入网络的准备，并将用户的移动情况通知报告给网络。

小区选择是移动台刚开机时进行的过程，而重新选择小区则是移动台已经选择了小区后才进行的，但是两者都可以使用相同的算法来选择小区。

在移动台开机后，要经历以下几个主要步骤：

(1) 搜索系统载波，移动台可以搜索系统全部或有选择的(存储器中或用户身份卡中)信道进行搜索。

(2) 选择信号功率(或信噪比)最大的几个信道。

(3) 从上述已选择的信道中收集相关数据，如小区状态、接入参数、切换参数、同步信息及各信道在频率和时间上的位置等。

(4) 若有需要，则在位置区进行登记，如该小区信号收不到，则选择一个更好的小区，如收到一个来自网络寻呼消息(MS 收)，移动台会发出一个与网络重新建立连接的请求消息。若位置区改变了，移动台要向网络发出相应数据，若移动台越出了当前网络覆盖区，则会选择一个新的网络，若同时存在多个网络(属于不同运营商覆盖同一区域)，则由用户移动台自行选择。

位置登记需要蜂窝系统中的多项参数，其中最常用的有：

(1) 在广播信道上的接收信号电平，即移动台需要接收其附近基站在广播信道上所发送的信号及其电平强度；

(2) 小区状态，是否由于资源拥塞、链路传输失败、切换等因素而禁止接入；

(3) 网络身份，若几个网络使用同一个频段、覆盖同一区域时；

(4) 地理区域，有些按地区分类的注册用户是可用的；

(5) 定时器参数，为了避免正在移动的用户在短时间间隔内选择属于不同位置区的小区，需要使用定时器参数。在立体分层式网络中，定时器还可用于为移动区指明特定类型小区，如慢速移动用户可接入微小区，快速移动用户则可接入宏小区等。

漫游是指移动台 MS 无论在原归属覆盖区还是在其他的新覆盖区内，均能保证进行正常通信的功能，如在通话时都可以进行去话呼叫和来话呼叫。其主要功能有：通过移动通信网实现对漫游用户(移动台)位置的自动跟踪、定位，在位置寄存器之间通过 No. 7 信令互相询问和交换移动台的漫游信息，需要在国内或国际不同运营网络和部门之间就有关漫游费率结算办法和网络管理方面达成协议，就能实现在相应网络间、运营商间的自动漫游功能。

漫游并不是移动通信系统所特有的，固定网络也可以实现漫游，这时漫游概念可拓广为“在网络中任一给定点使用通信终端实现正常通信的能力”。

在固定网络中，用户使用一张磁卡或其他电话卡或个人号码就可以接通任意通信网络终端，通过这种方式，网络可以追踪用户的位置，并为其通信确定路由。在蜂窝移动通信网中，它与固定网中的漫游有着较显著的差异：固定网中没有切换，移动网中有；固定网为用户提供的是不连续(间断)的可移动性，移动网中为用户提供的则是连续的移动性。

位置登记中的位置区方法：使用位置区(见图 15.21)的概念来进行自动位置管理。

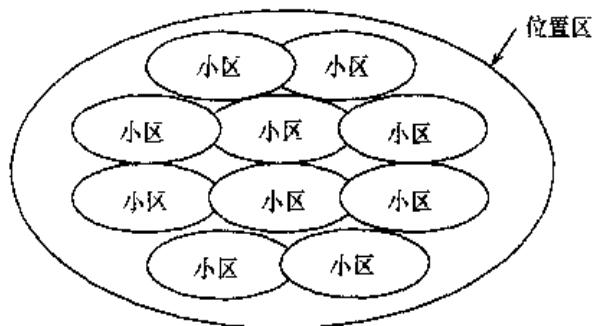
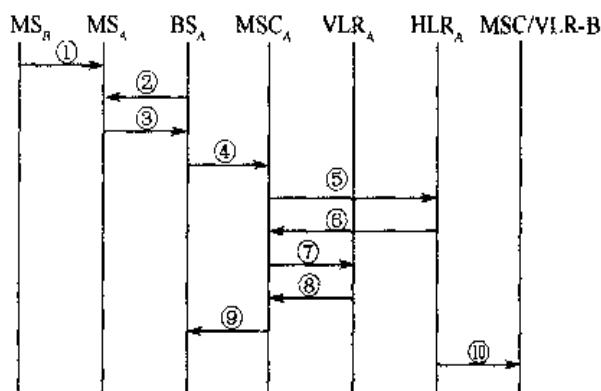


图 15.21 位置区结构

目前第一代、第二代蜂窝移动通信中广泛应用的位置管理办法是使用位置区来进行自动的位置管理。网络跟踪用户所在位置区，就能大致确定用户所在的范围。同一位置区内的移动用户，只要通过在位置区内寻呼即可建立正常通信，这样对资源的占用也仅限于本位置区内。网络必须连续不断地获得用户所在位置区的地址，并将它存储在一个包含位置指针的用户数据的数据库中。移动台开机后要在网络中登记，登记后网络就可以确定移动台的位置，并将其位置区地址存储到位置指针中，这样移动台就能获得接入网络的路径。当移动台关机时，可以删除已登记的地址，也可以不删除。

在蜂窝移动通信系统中，目前应用广泛的是种基于跨位置区的位置更新和周期性位置更新相结合的混合方法。移动台每次跨越位置区都要进行一次位置登记，另外还要加上定期的周期性位置更新，其更新周期是根据移动台的移动情况和无线传输环境来确定的。

**例 15-1** GSM 中的位置登记过程基本流程如图 15.22 所示。其中，若一个移动台从一个位置区 B 移动进入另一个位置区 A，或者移动台本身就起始于位置区 A，则其位置登记或更新的过程如下：



① 移动台 MS 从一个位置区 B 移动进入另一个位置区 A, 即  $MS_B \rightarrow MS_A$ , 它仅产生在位置区更新过程。若移动台 MS 本身就起始于位置区 A, 即为  $MS_A$ , 这一过程可省去。

②  $MS_A$  进入 A 位置区后(或原本就在 A 位置区), 通过  $MS_A$  检测到由基站  $BS_A$  所发送的广播消息, 移动台  $MS_A$  就会发现并收到位置区 A 识别消息。如移动台是从 B 位置区新进入 A 位置区, 则会发现新位置识别消息与原来 B 位置区识别消息的不同。

③④ 移动台  $MS_A$  通过该基站  $BS_A$  向所属  $MSC_A$  发送“我在这里”的信息位置登记或更新的请求。

⑤  $MSC_A$  把含有  $MSC_A$  标识和  $MS_A$  识别码的位置更新消息送给  $HLR_A$ , 并开始进行鉴权与加密过程, 这里就没有进一步描述。

⑥ 若移动用户顺利通过上述鉴权过程, 则  $HLR_A$  向  $MSC_A$  发回响应消息, 它们包含全部相关的用户数据。

⑦⑧  $MSC_A$  在用户被访问的寄存器  $VLR_A$  中进行用户数据登记。

⑨ 在  $VLR_A$  中用户数据登记以后,  $MSC_A$  将把有关位置登记或更新消息通过基站  $BS_A$  送给移动台  $MS_A$ , 如果需要重新分配临时移动用户号码 IMSI, 此时一起将它送至移动台  $MS_A$ , 若上述过程仅属于新用户登记, 则到此结束, 若移动台 MS 是从另一个位置区 B 进入到目前位置区 A, 则还有如下最后一步骤。

⑩ 新位置区 A 的归属寄存器  $HLR_A$  向原位置区 B 的访问寄存器  $VLR_B$  发出删除此移动用户 MS 所有的有关用户数据。

上述 10 个步骤中的起始 4 步, 是属于用户发出位置登记请求和建立登记过程; 接下来⑤⑥两步属于鉴权、确认过程; 再接下来, ⑦⑧⑨3 步则是属于用户数据登记、更新及通知用户的过程; 最后一步仅供位置更新用户删除更新前位置区中该用户数据。

### 15.3.2 越区切换

切换是指将一个正在进行中的呼叫与通信从一个信道、小区过渡至另一个信道、小区, 并且保证通信不产生中断的一项技术。切换允许在不同的无线信道之间进行, 也允许在不同的小区之间进行……广义来说, 根据切换在载频、时隙、地址码、小区及 BSC 和 MSC 等不同实体之间发生, 分别对应不同类型的切换。

在蜂窝式移动通信网中, 切换是保证移动用户在移动状态下, 实现不间断通信的可靠保证; 切换也是为了在移动台与网络之间保持一个可以接受的通信质量, 防止通信中断, 这是适应移动衰落信道特性的必不可少的措施; 切换, 特别是由网络发起的切换, 其目的是为了平衡服务区内各小区间业务量, 降低高用户小区的呼损率的有力措施; 切换可以优化无线资源(频率、时隙与码)的使用; 切换可以及时减小移动台的功率消耗和对全局的干扰电平的限制。

从网络角度看, 切换可以按下列方式分类, 如图 15.23 所示。由图可见, 网络越区切换可以划分为: 基站内, 小区间切换; BSC 内, 基站间切换; MSC 内, BSC 间切换; 同一移动网内, MSC 间切换( $MSC_1 \rightarrow MSC_2$ ); 同一移动网内, MSC 间切换( $MSC_2 \rightarrow MSC_3$ ); 移动网络间切换(移动网络 1 → 移动网络 2); 连续切换(① → ② → ③ → ④ → … → ⑥)。

切换实现方案主要有下列 3 种类型。

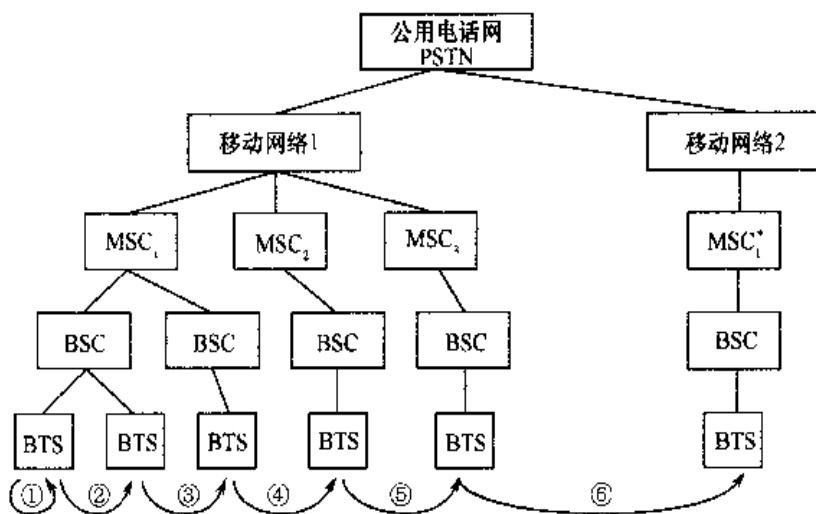


图 15.23 切换的分类图

### (1) 网络控制切换

切换过程完全由网络控制来决定，而移动台完全处于被动状态。首先由基站监测移动台的一些主要参数，如标志无线链路质量的接收信号强度指标 RSSI，当它低于某个给定的门限值时，则向 MSC 发出切换请求。MSC 指令其周围的基站监测到的该移动台的参数的结果上报、汇总到 MSC，MSC 根据汇总结果，分析、比较并选择被切换的目标小区的基站。一般它仅允许在小区间切换，且每次切换需要较长的时间，数秒钟左右。

这类切换主要用于模拟式的第一代移动通信 AMPS、TACS 等系统。这类切换的主要缺点有：相邻小区基站对移动台监测不是连续地进行，因此影响检测精度，往往为了减轻网络信令负担，其检测结果也不能连续发送，这样会影响切换性能。

#### (2) 移动台控制切换

这类切换中移动台与基站都参加监测接收信号强度 RSSI 和误码率 BER，切换最终判断由移动台完成，每次切换时间较短，大约为 100ms。它可用于小区间，也可用于小区内切换。这类切换主要用于个人通信系统，如欧洲 DECT 系统等，也可用于微微小区间切换。其主要缺点是切换过程控制过于分散，其优点是反应速度快、切换快。

### (3) 由移动台和网络共同控制的切换

这类切换中，移动台、基站都参加监测接收信号强度 RSSI 和误码率 BER，即移动台将邻近基站的 RSSI 测量结果报告给当前基站，被测参数由网络交给 BSC 和 MSC 进行评估。

这种移动台为主、网络为主的切换过程和算法更有利于随着业务量增长和网络需求而需要进行的调整和优化，更具有灵活性。这类切换所需时间大约为1s，它介于以上两类切换所需时间之间。这类切换已广泛应用于第二代移动通信中(GSM、IS-95)，它既允许小区内，也允许小区间进行切换。

## 1. 切换的基本原理

在一次呼叫的通信期内(传输用户的数据或信令)进行的切换一般可以分为3个阶段:链路监视和测量、目标小区的确定和切换触发及切换执行。3个阶段依次执行,并且目标小区

的确定一般在测量阶段就开始了。

每个阶段还必须满足一定的限制条件，如测量的延时必须小于穿过一个小区的时间，而穿越时间又与小区半径直接相关，因此这一限制性条件在微小区、微微小区更为苛刻。另外，为了实现实时切换，切换处理时间、目标小区的确定时间必须足够短。最后，切换的执行阶段应尽可能地快，以便使无线链路发生中断的概率降至最低，同时还要保证切换后通信质量不下降。下面将分别介绍这 3 个阶段。

### (1) 链路监测和系统参数收集阶段

在切换过程中，需要一组测量数据和收集一些系统参数，将它进行处理再用于切换触发和对目标小区的确定算法上。主要测量参数有：接收信号强度指标 RSSI，它表示无线链路的质量；误码率 BER；基站与移动台之间的距离；基站的身份；邻近基站的广播信道频率；各个信道的频率和时序。

触发切换所需的测量参数不能太多，以免引起基站和移动台处理时过载。同时测量参数的时间间隔必须足够小，使系统能及时做出反应。如在 GSM 中，测量参数一般取 3~10 个，测量参数报告的时间间隔改为 0.5s。而且移动台要向网络报告邻近的 6 个信号最强的基站的测量数据。

### (2) 目标(候选)小区选择与确定(以 IS-95 为例)

一般在参数测量和数据收集阶段，一个候选的目标小区名单已经产生。移动台将小区名单进行处理、列表、分类，即将小区(基站)的信道划分为下列 4 类：运行信道组，目前正在使用的信道组，它在软切换过程中往往有多个信道组；候选信道组，目前不在运行信道组中，但是其质量接近运行信道组，供运行信道组后备选用；邻近信道组，目前尚未达到候选信道组标准，但质量又比较好的信道组；剩余信道组，包括不在上述 3 类信道组中系统所剩下的所有信道。

如果一个基站符合下列标准之一时，移动台将做出下列处理选择：选中或撤销。导频信号的信号功率超过事先给定的门限值，则被选中；移动台首先收到一条包含某个基站网络身份的消息，其次收到该基站发出的信号功率超出了事先给定的门限值，则亦被选中；如果与某基站相对应的、经计算所得到的时延超过事先给定的门限，则将从小区列表中撤销、删除该基站；如果一个移动台将一个基站归入候选小区名单，而这时该候选名单已满额，则应将小区中计算时延首先到期(超过门限)的基站从表中删除。

### (3) 触发切换

触发切换是建立在对当前运行基站和对邻近基站的一次监测和参数收集、处理判决后才进行的。

监测参数数据与触发标准一般基于下列 3 个变量：测量平均窗口的持续时间、信号功率或信号质量的门限电平及滞后余量。

触发切换算法如下：

① 信号相对功率法。即当移动台收到邻近基站的信号功率大于目前基站发送来的信号功率时，切换即可被触发，其缺点是有可能在正常通信中被一个更大功率的邻近基站所触发而中断。

② 采用门限的信号相对功率法。它是在相对功率法基础上的改进，即只有在当前的信

号功率低于一个事先给定的门限值时，相对功率法才能生效，这是对正在正常通信基站的一个较有效的保护，但保护程度主要决定于门限值。

③采用滞后量的信号相对功率法。它是将上述门限值的限制性条件改为滞后余量值，与前一类情况类似，滞后余量值决定了切换的性能。

④采用滞后余量和门限的信号相对功率法。它将限制条件由一个改变为两个，只有两个限制条件均满足时，基本的相对功率法才能有效执行。其性能优于前3类，但是复杂性随之而增大，这一方法目前已用于GSM的标准之中。

#### (4) 切换执行

当一次切换被触发以后，一个新的信道将被建立，通信将被转移到新的链路，同时原来信道将被释放。切换处理过程可以根据新链路的建立途径进行分类。

①硬切换。它是在新链路建立之前就释放当前链路，即先断开后切换，会造成短暂的暂时中断。主要用于GSM及一切转换载频的切换。

②无缝切换。它是在新链路建立过程中同时释放当前链路，即断开、切换同时进行。它比较适合于动态分配的系统，如欧洲DECT标准采用了这种切换方式。

③软切换。它是在新链路建立之后才开始释放当前链路，即先切换后断开。它已广泛用于CDMA系统中，如IS-95等。

新链路的建立是通过移动台和目标基站之间的信令交换来完成的。而信令交换有两条途径来实现。如果信令交换是通过原来链路来实现的，称其为后向切换。它可用于相同类型小区之间的切换，其速度比前向切换慢，但是能提供对无线接口资源的更好控制。如果信令交换是通过无线接口直接从移动台传送至目标基站来实现的，称其为前向切换。它仅能在移动台对切换进行控制时才会出现，可避免通过无线接口传送大量的测量数据。它可用于不同类型小区间即不同类型的网络之间的切换，其优点是切换速度快，适合于小半径的微小区、微微小区的切换。但是它对时延要求比较苛刻，而其缺点是降低了网络对无线资源的控制能力。现有蜂窝系统中只采用后向切换，而前向切换只在移动台控制切换的个人通信和无绳电话系统如DECT中采用。

硬切换和软切换是2G与3G中使用最频繁的两类切换，下面将重点介绍。硬切换基本原理图如图15.24所示。其特点为在A、B小区分界线上“先断后切”，两状态(A→B)出现暂时中断，它出现在两个不同载波频率的小区间。

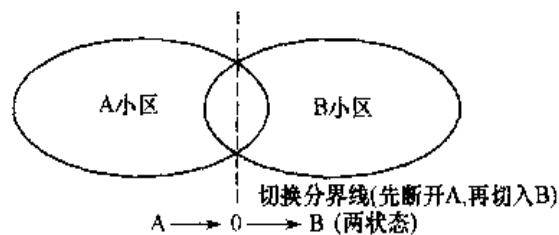
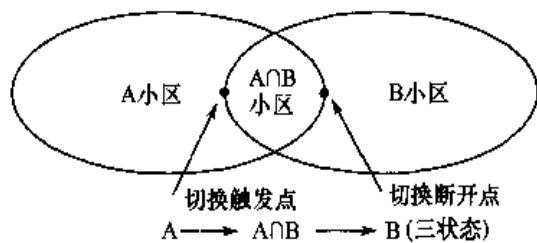


图 15.24 硬切换基本原理图

软切换基本原理图如图15.25所示。其特点为“先切后断”，三状态(A→A∩B→B)，无中断。它一般出现在具有同一载波频率的CDMA(IS-95等)系统中。



## 2. 实际切换过程

下面介绍几种简化的越区切换过程。

**例 15-2** GSM 中，单个 MSC 中的两个 BSC 之间的越区硬切换，其原理性简化流程如图 15.26 所示。

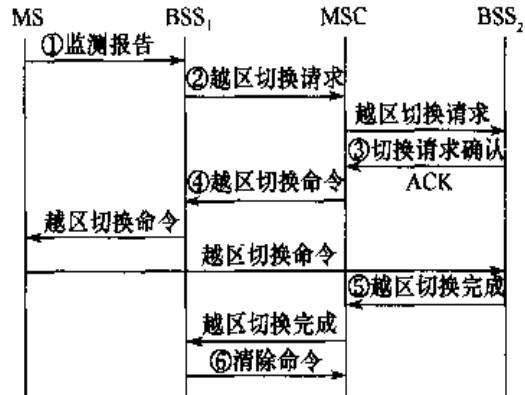


图 15.26 GSM 的单个 MSC 中两个 BSS 之间的硬切换简化流程

**例 15-3** GSM 中，两个 MSC 间的硬切换，其原理性简化流程如图 15.27 所示。

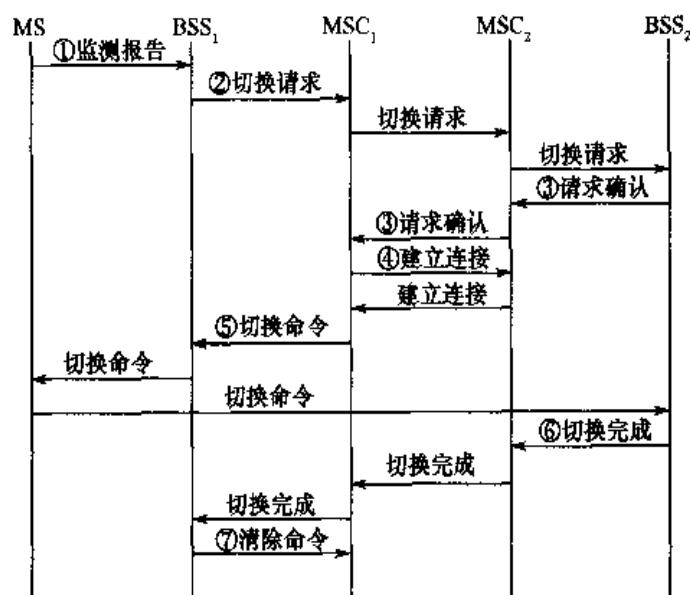


图 15.27 GSM 的两个 MSC 之间的硬切换简化流程

例 15-4 CDMA(IS-95)中两个 BS 间的软切换，其原理性简化流程如图 15.28 所示。

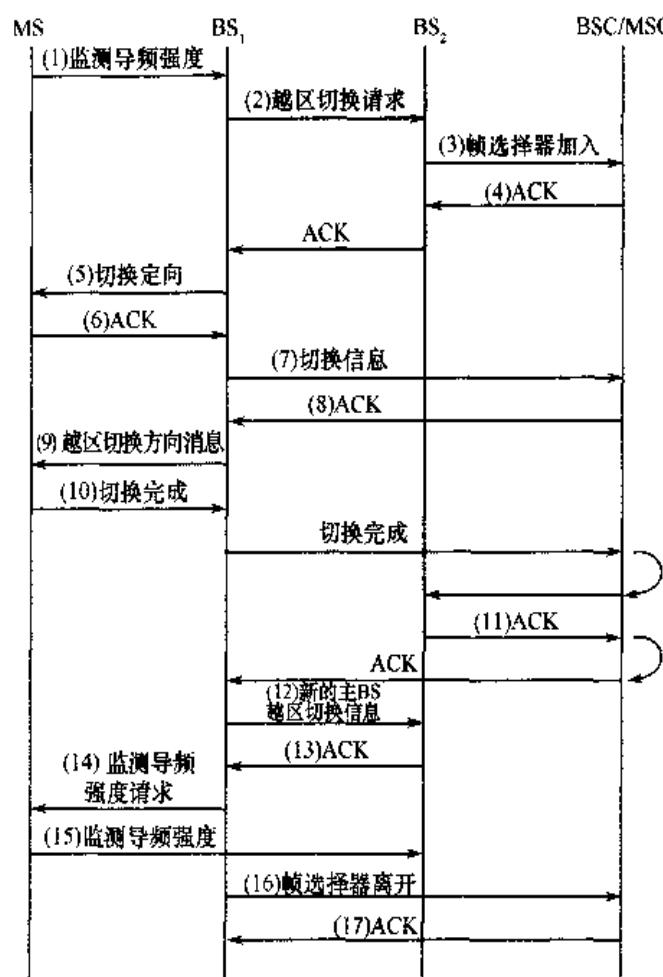


图 15.28 CDMA(IS-95)中两个 BS 之间软切换

在 CDMA(IS-95)软切换阈值的工作过程如图 15.29 所示。其中：(1) 导频强度大于 T-ADD，该导频进入候选导频组；(2) MS 将导频强度测量返回发端 BS，BS 发送越区切换引导给 MS；(3) 导频升至运行(激活)组，MS 请求业务信道并发送越区切换完成消息；(4) 导频降至低于 T-DROP 时，则启动软切换下降计时器；(5) 计时器超时后，导频仍低于 T-DROP，则 MS 发送另一组导频测量报告给关联的 BS；(6) 当 MS 收到相应的越区切换引导消息而导频不在其中时，则 MS 将导频加至相邻组；(7) 发送切换完成消息；(8) 如 BS 发送邻近更新名单消息还不包含导频，则将导频加至剩余组。

### 3. WCDMA 系统中的切换

在各类移动通信系统的切换中，WCDMA 中的切换最为全面、最为复杂，也最有代表性。下面将予以简介。

#### (1) WCDMA 系统中切换的分类

根据切换发生时移动台与源基站和目标基站连接的不同，并参考图 15.23 切换分类图，WCDMA 中切换主要可以划分为以下几类。

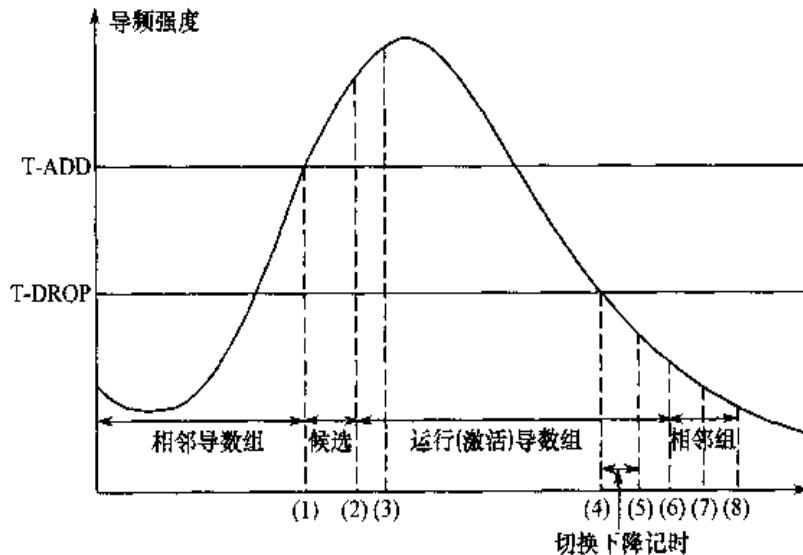


图 15.29 CDMA(IS-95)的软切换阈值工作过程图

① 更软切换，它产生在同一基站(Node B)的具有相同频率载波的不同小区之间(地址码起始相位不一样)。

② 软切换，它产生在同一个无线网络控制器 RNC(即 BSC)内不同的无线接入点 Node B(即 BTS)之间。一个移动台用户设备 UE 可以同时接到两个以上基站 Node B 上，具有分集增益但增大网络连接的开销。

③ 硬切换，WCDMA 中主要是指一次只有一种业务信道有效(被激活)的切换，通常产生在不同频率 CDMA 信道间。

④ 异频切换，是指两个载频频率之间的切换，WCDMA 中至少在下列两类情况下会产生：多层次混合小区结构，即宏小区、微小区、微微小区及室内小区的多层次重选覆盖时；热点小区比周围小区具有更多的载频时，这时，频间切换实际上是热点小区内不同频点之间的切换。

⑤ 不同系统之间的切换。它是指两个不同移动通信系统之间的切换。它一般又包含：WCDMA FDD 与 WCDMA TDD 或 WCDMA FDD 与 TD-SCDMA 之间的切换；3G 的 WCDMA 与 2G 的 GSM 之间的切换；空闲切换，即一种移动台处于闲置状态的切换，如没有处于激活状态时。

### (2) WCDMA 系统中的切换过程

正如前面在切换原理中已介绍的，切换可以归结为 3 个主要步骤与过程，即可概括为：测量、决策和执行。切换步骤可用简化的基本程序图来表示，如图 15.30 所示。

### (3) 切换的测量

测量的目的为切换决策收集信息、提供决策依据。测量的是平均值而非瞬时值，其周期

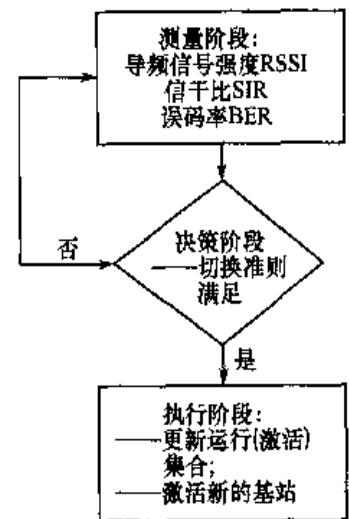


图 15.30 切换的基本程序

取决于移动台的运动速度。不同导频集需不同频度测量，运行(激活)集合测量最频繁，候选集合次之，剩余集合最不频繁。不同切换算法所需测量信息不同，应测项目见表 15.3。

表 15.3 WCDMA 切换测量项目表

接收信号的码片功率 RSCP	在基本公共导频信道 CPICH 上导频比特所测到的码片能量。RSCP 的参考点是移动台上的天线连接器
TDD 接收信号的码片速率	在 TDD 小区从主公共控制物理信道 PCCPCH 上测到的每个码片的能量。RSCP 的参考点是移动台上的天线连接器
无线链路合并后的码片速率	无线链路合并后，在基本的 CPICH 的导频比特上测到的每个码片的能量。RSCP 的参考点是移动台上的天线连接器
信干比	信干比定义为 $RSCP/ISCP \times SF/2$ ，其中，ISCP 为干扰信号码片能量。接收信号的干扰是在导频比特中测量的，它仅包含干扰的非正交部分。SF 为扩频因子，SIR 应在无线链路合并后测量，参考点是移动台上的天线连接器
GSM 载波的接收信号强度指示 RSSI	接收信号强度指示。在相关信道带宽内的接收信号功率，在 GSM 的 BCCH 载波中测量。RSSI 参考点是移动台上的天线连接器
公共导频信道 $E_c/N_0$	每个接收到码片的功率除以频带内的功率密度。 $E_c/N_0$ 和 RSCP/RSSI 是一样的，在基本的 CPICH 中测量。 $E_c/N_0$ 参考点为移动台上的天线连接器
传输信道的块误码率：BLER	BLER 估计是基于每个传输块在无线链路合并后的 CRC 校验值，在外环功控中用于设置快速功控的目标 SIR
物理信道的比特误码率：BER	它是在无线链路合并后，DPDCH 数据解码前平均比特误码率的估计值
接收信号强度指示 RSSI	在相关信道带宽内的接收功率，在下行链路载波上测量，RSSI 参考点是移动台上的天线连接器
移动台的传输功率	在一个载波上移动台发射的总功率。用户设备 UE 传输功率的参考点是移动台上的天线连接器

在测量阶段中，移动台完成下行链路的主要参量如信号质量及本小区和邻近小区的信号强度的测量，基站则完成上行的信号质量与强度的测量。

在测量阶段，希望在达到提供必要的决策信息的前提下，尽可能少地占用网络资源，如时隙、码信道等。同时还要尽可能减少测量的时延，它一般是由导频扫描引起的，如在 IS-95 中，其最大时延大约是 200ms。

在 WCDMA 的导频切换测量中，可以采用两种方案来实现，即双模式接收机和压缩模式。前者适合于移动终端采用天线分集时，且当前频率连接不会中断，但设备需两套，比较复杂，目前手机终端无法实现。而压缩模式则通常是在一个 10ms 帧内发送信息被压缩，它可周期性地出现，如图 15.31 所示。

#### (4) WCDMA 切换的决策

在一般 CDMA 如 IS-95 中，切换的决策主要取决于下行链路中对导频信号强度的测量结果。然而对于 3G 的 WCDMA，由于存在不对称的多媒体数据业务，因此需要更多的决策参数，

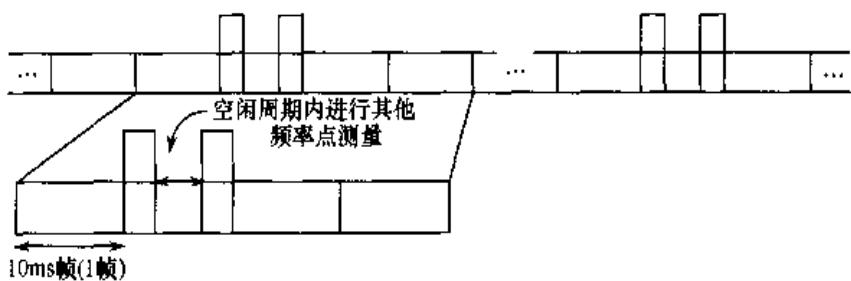


图 15.31 压缩模式传输方式

正如表 15.3 所列，其中至少需要以下 3 个方面的参数：衰落特性、上行链路干扰、下行链路干扰。

在切换决策时，如何考虑上/下行链路的干扰有很多办法，比如有下列 4 类方法，其中，最直接的方法是采用稳定的导频强度，并将上行链路的干扰值通知移动台，而下行链路的干扰可在移动台进行测量，这一办法在下行高负载时会减少系统容量；根据上行链路的负载来调整导频强度，以便根据导频强度来选择基站，同时也考虑到了干扰条件，根据下行链路的负载来调整导频强度；根据上/下行链路的负载来调整导频强度。

后 3 类调整导频方式其缺点是要比第一类稳定导频强度加上信令的方式要慢，而且降低导频功率，这将会对移动台接收性能有影响。上述方法可以由网络运行者来决定使用。

下面给出 IS-95 和 WCDMA 中的两个切换决策过程的简化例子，来进一步说明切换决策过程。

**例 15-5** IS-95 中有两个线性上升(导频 2)与线性下降(导频 1)的基站导频强度，其切换参数与切换过程如图 15.32 所示。

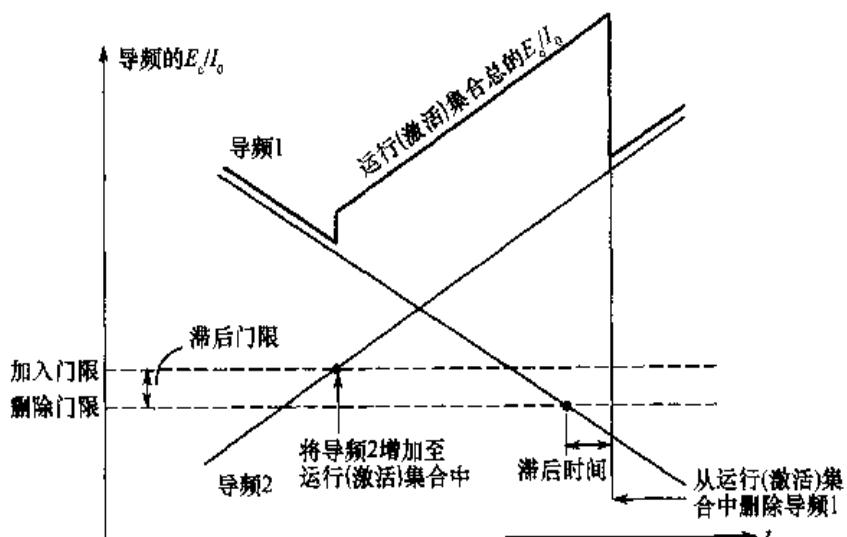


图 15.32 IS-95 中两个基站导频的简化切换过程

由图 15.32 可见，从运行(激活)集中加入和删除导频信号均将产生时延，当基站 2 导频信号强度超过加入门限时，移动台进入软切换状态，当基站 1 导频低于删除门限时，经一

段滞后时间后被删除。

例 15-6 考虑同时有 3 个基站时 WCDMA 的切换决策过程, 如图 15.33 所示。

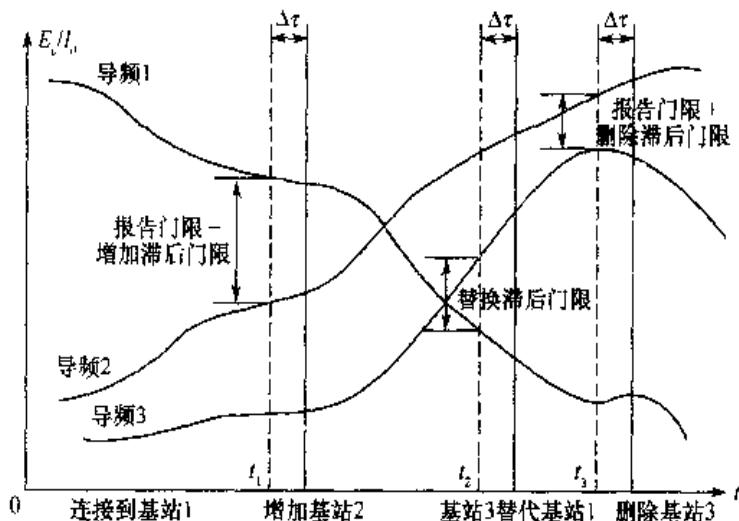


图 15.33 WCDMA 中 3 个基站间的切换过程

由图 15.33 可见, 其切换决策过程如下: 在初始阶段( $0 \rightarrow t_1$ ), 基站 1 的导频远强于基站 2 和基站 3, 这时移动台被连接到基站 1。随着时间的增长, 基站 2 的导频强度逐渐增强, 当  $t = t_1$ , 基站 2 的导频强度  $E_c/I_0$  达到最好导频  $E_c/I_0$  - (报告门限 - 增加滞后门限) 值时并维持  $\Delta\tau$  滞后时间, 在此期间运行(激活)集合没有满, 此时基站 2 的导频将被加入到运行(激活)集合中。随着时间的增长, 基站 3 的导频信号强度又逐渐增强, 并开始超过基站 1 的导频信号强度。当  $t = t_2$  时, 导频 3 的强度  $E_c/I_0$  达到(最好值)最弱导频强度  $E_c/I_0$  + 替换滞后门限值时, 并维持  $\Delta\tau$  滞后时间, 而这时运行(激活)集合中导频数目已满, 比如设系统设置运行集合最大数目为两个, 这时候选集中次强的基站 3 的导频将替代运行集合中的最弱基站 1 的导频, 被正式加入运行集合中。随着时间的增长, 图中基站 3 的导频信号强度开始逐步减弱。当  $t = t_3$  时, 基站 3 的导频强度  $E_c/I_0$  弱到(最好值)最好的基站 3 导频  $E_c/I_0$  - (报告门限 + 删减滞后门限) 值时并维持  $\Delta\tau$  时间后, 基站 3 的导频将被从运行(激活)集合中删除。

切换决策过程中的主要参数为: 报告门限是软切换中要增加或删除运行(激活)集合中基站的门限,  $\Delta\tau$  是留给动作触发的时间, 导频  $E_c/I_0$  是指经测量后的导频强度, 最好导频是指运行(激活)集合中信号最强的导频, 最弱导频是指运行(激活)集合中信号最弱的导频, 最好候选导频是候选集合中最强的导频。

滞后门限分为 3 类: 增加滞后门限是指要增加的无线链路的滞后门限, 删减滞后门限是指要删除的无线链路的滞后门限, 替换滞后门限是指要同时增加并释放一条无线链路的滞后门限。

比较例 15-5 和例 15-6, 即 IS-95 与 WCDMA 中的切换过程, 可以发现两者有如下的共同与不同之处。相同点: 两者均属于 CDMA 中的基站之间的切换; 不同点: 门限方式有所不同。IS-95 采用的是绝对门限, 即加入门限 T-ADD 与删除门限 T-DROP; WCDMA 则采用的是相对门限, 亦即在不同的基站或不同噪声环境中加入或删除运行(激活)集合的基站导频的门限是与当时运行(激活)集合中的最好导频、最弱导频的信号强度有关, 而不是事先规定好的。

若当时运行集合中导频信号都很强，则其他要想加入运行集合的门限也相应提高；反之，若运行集合中导频信号都很弱，则运行集合中任一个导频要删除运行集合的门限也相应降低，这样 WCDMA 的报告门限可以相对固定。

相对于 IS-95，WCDMA 中另外应需解决的问题还有随着用户移动速度的增加和业务速率的提高，WCDMA 必须进一步加快对导频强度测量的速度和对切换信令处理的速度。

#### (5) 切换的执行

在切换的执行时，将主要遇到 3 个问题：分集合并、切换同步与执行处理的时延。下面将分别予以简介。

宏分集合并。宏分集合并在哪里完成及如何完成，大致可以分为以下几类：在 Rake 接收机中、在信道译码器中、在信道译码器后及在信源编译码器后。在 Rake 接收机中合并，需要不同基站之间必须同步，可提供最大增益。由于这时 Rake 接收机可以将其他基站传送的信号看做多径信号，因此这类合并对移动台最合适，但是在网络侧，在 Rake 接收机中或信道译码器中合并都不切实际，因为它需要大量的信令，因而在信道译码器后合并比较合乎实际。至于如何完成合并，一般可分为最大比值合并、等增益合并与选择式分集合并。

最后，讨论软切换分集合并的几种可能性，它大致也有 3 种不同方式。同一 BSC(RNC) 内的不同的 BTS(Node B) 之间、同一无线核心网 MSC(CN) 内的不同的 BSC(RNC) 之间、不同的无线核心网 MSC(CN) 之间。

切换期间的同步。软切换的同步要求和解决方案取决于网络的同步和扩频码的设计。在同步网络如 IS-95 及 CDMA2000 系统中，其网络同步是在码片级达到几个毫秒，因此，切换过程除了传播时延外，不需要考虑软切换所涉及的基站之间的时间差别，故无需额外同步；而对于异步网络，如 WCDMA，它对切换同步会有一些特殊要求，其基站间（当前基站与被激活新基站）时差最坏时可超过帧长，而且这时码设计也会影响到切换的同步方案。

切换的执行时延。它有下列几个部分：到达新基站的信令、新基站对移动台反向链路信令的捕获及在新信道上启动传输。这个处理过程大致要花费 200~300ms，且当总时延超过 300ms 时，系统容量开始降低。因此在切换测量和执行中，时延影响不可忽视。

### 15.3.3 3G 中位置管理的改进与探讨

3G 网络将为更多的用户提供服务，同时由于频谱资源与网络的处理负荷的有限，寻求设计一个消耗资源更小的位置管理系统就显得更为突出。自 20 世纪 90 年代 3G 研发以来，研发人员在对移动性管理方面进行了大量的研究，并提出了各种建议与方案，归纳起来主要有两大类。

#### 1. 基于无记忆的方法

这类方法都是以算法和基于系统处理容量的网络结构为基础，它主要包含：

(1) 合理化的数据库结构。移动与位置管理部分依赖于网络系统结构，如数据库位置，设计一个合适的数据库可以减少信令业务量。数据库中最主要的是归属数据库 HLR 和访问数据库 VLR，其结构主要有 3 种类型：集中式、分布式与混合式。

(2) 利用智能网 IN 来管理信令。合适的组织移动性功能及其实体将有助于减少网络中的信令负担。

(3) 将位置区与寻呼区相结合。现有系统中，位置区既用于定位又用于寻呼，若将两者分开处理，将一个位置区分裂为几个寻呼区，则可以减少位置登记的次数，但是位置区过大时会产生一定的时延。

(4) 多层次位置区。由于位置区更新主要集中于位置区的边缘地区，因此，可以将位置区划分为不同子层次，而将每个移动台分别给定几个子层次。

(5) 建立反向虚拟呼叫(RVC)是一种新的传递移动终端呼叫的方法。它既可减少信令数量，又可减小呼叫建立时延。

## 2. 基于记忆的方法

由于蜂窝系统在每天的业务高峰时段都要进行几乎相同水平的位置更新处理过程，亦即系统一直进行着无记忆的处理。若采用短期或长期的记忆式处理，则可避免这一重复性操作。目前已提出了一些基于用户的系统行为观测和统计特征的方法，如用于动态位置区和寻呼区大小分配/调整的短期观测；用户短期运动行为的预测、移动性统计等。

# 15.4 无线资源管理

在移动通信系统中，无线资源管理 RRM(Radio Resource Management)负责空中接口资源的利用。从确保移动通信系统的服务质量 QoS、获取规划覆盖区域和提高系统的容量角度来看，它是移动通信系统中一个必不可少的重要组成部分。本节将重点介绍资源管理的基本概念、无线资源管理的特色和基本内容、无线资源管理的主要方法和实现算法。

## 15.4.1 资源管理的基本概念

### 1. 什么是系统资源

系统资源是指保证通信系统实现正常通信所需的物理条件，亦即传送和处理信息所占有的物理资源。它一般可以分为两大类：传输资源，它是指在传输过程中，载荷信息的信号所占用信道的主要物理参量，亦即在信道接口上的处理能力；网络资源，它是指通信网络的节点占用的物理资源与交换机的信息处理能力。

无论是传输还是网络交换，其物理资源主要包含以下几种类型：频率资源(F)，一般是指信道所占用频段(载频)和频带；时间资源(T)，一般是指业务用户所占用的时隙；码资源(C)，一般是指码分多址 CDMA 的正交码(Walsh 码等)和伪码(PN)码组及其码的导频相位；功率资源(P)，一般是指码分多址 CDMA 中利用功率控制来动态分配功率；地理资源(G)，一般是指覆盖区及小区的划分与接入；空间资源(S)，一般是指采用智能天线技术后，对用户及用户群的位置跟踪；存储资源(R)，一般是指空中接口或网络节点与交换机的存储处理能力。

实现系统资源管理的目的是提高系统有效性，扩大通信系统容量；提高系统可靠性，保证通信业务 QoS 性能；保障通信系统的保密、安全性能；逐步实现通信系统的性能优化。

总而言之，它力图在 3 个动态的环境下(用户动态需求、信道动态时变、用户位置动态改变)，与通信系统的有限传输资源(无线通信)和有限的网络节点与交换处理资源之间实现动

态(准动态)的匹配, 实现通信系统的性能优化。

## 2. 实现资源管理的主要技术指标

评价资源管理的性能涉及很多因素, 可以说是多种指标的综合。但是它们可以从两个角度来考虑:

首先对单个业务系统, 服务质量 QoS, 它包含带宽、时延、时延抖动及业务/数据包丢失等; 服务等级 GoS; 其次是系统指标, 主要包含吞吐量、公平度、资源利用率等; 另外还有健壮性、可度量性、灵活性及兼容性等。

决定资源管理的主要因素有 4 个:

(1) 用户业务需求及业务的 QoS 需求与通信系统网络节点与交换的处理能力间的矛盾;  
(2) 用户业务需求及业务的 QoS 需求与通信系统传输信道(空中接口)资源的有限性矛盾;

(3) 用户业务需求及业务的 QoS 需求与通信系统传输信道的时变动态性之间的矛盾;  
(4) 用户业务需求及业务的 QoS 需求与通信用户位置动态可变性之间的矛盾。

这里的用户业务需求及业务的 QoS 需求是指用户业务在数量与质量上的要求。依据以上 4 个基本矛盾, 引入了下列 3 种类型的通信系统的资源管理。

① 在固定(有线、核心)网络中, 由于采用了大容量波分复用的光纤传输, 因此, 系统与网络的瓶颈在网络节点与交换处理的资源的控制、调节与分配方面。即主要解决上述 4 个矛盾中的第(1)类矛盾, 它就是固网资源管理的主要内容。

② 在无线接入网中, 由于无线信道与接口的资源, 特别是频带资源有限, 对系统构成了瓶颈, 它主要解决上述 4 个矛盾中的第(2)类矛盾, 亦即无线接入网的资源管理, 主要是针对无线信道与接口的资源, 特别是有限的频带资源的控制、调节与分配, 同时由于无线通信的开放式传播的影响也涉及第(3)类矛盾, 这也是无线资源管理中应进一步考虑的问题。

③ 在移动网中, 它不仅要考虑无线信道与接口资源的有限性, 而且还要进一步考虑到由于用户的随机移动而带来的后果。因此, 它要同时考虑上述 4 类矛盾中的后三者, 但是由于第(4)类矛盾已在第 14 章中讨论过, 所以这里的移动性资源管理只需重点解决第(2)、第(3)类矛盾。

### 15.4.2 无线资源管理

前面已指出无线资源管理试图解决移动用户业务的动态数量与质量(QoS)的要求和无线信道与接口的有限资源及信道的时变动态特性之间的统计匹配, 以实现移动通信系统的优化。

#### 1. 移动通信中无线资源管理的类型

根据移动通信中业务的类型, 可以将无线资源管理分为:

(1) 电路型业务。它又可以进一步划分为: 硬阻塞系统, 如 1G FDMA 属于频段  $\Delta F$  受限, 2G GSM 的 TDMA 属于时隙  $\Delta T$  受限; 软阻塞系统, 如 2G IS-95 的 CDMA、3G 的 CDMA2000、WCDMA 及 TD-SCDMA 与 TD CDMA, 它们均属于 S/N 受限(或干扰受限)。

(2) 分组(包)型业务。用户接入后,根据一定的排队机制,对不同用户业务分组队列进行排队,并通过资源调度对不同用户的分组队列或分组包动态占用资源。

## 2. 无线资源管理的基本组成

无线资源管理一般包含以下3个基本部分:资源控制,它包含接入(纳)控制、负荷(拥塞)控制、切换控制、功率控制、速率控制等;资源分配,它包含基站(小区)分配与选择、信道分配、队列分配、资源预留、功率分配等;资源调度,它包含时隙(队列与分组包)调度;码资源调度、切换小区调度、自适应链路调度等。

## 3. 无线资源管理原理性结构

移动通信中无线资源管理原理性结构如图15.34所示。

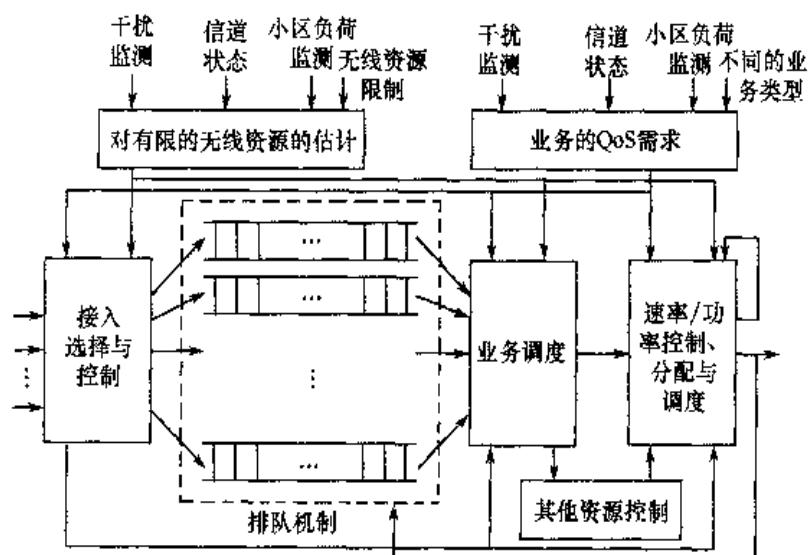


图 15.34 移动通信中无线资源管理原理性框架

下面依据上述原理性框图(见图15.34)论述移动通信中资源管理执行过程(以上行基站为例)。

接入选择与控制过程。接入(纳)过程中主要完成基站(小区)选择与接入控制。

基站(小区)选择与分配。移动用户的业务首先必须在多个基站中选择服务基础,其选择标准有:最小距离准则、最小路径损耗准则、最小干扰准则及最大信干比准则等。而在支持软切换时,则需依据相关准则为用户选择一个服务基站集合;在服务基站选定以后,服务基站需要为用户分配接入信道及其资源,信道可以按照频分、时分和码分分别分配相应的资源,具体分配是依据接入控制准则和算法执行。接入控制是一种提前避免系统超负荷的控制机制,其功能是根据系统的特点及业务的质量要求确定合理的系统接人门限条件,以控制用户的接入,以确保在满足各类业务服务质量的同时尽可能地提高系统资源利用率,以便为更多的用户提供服务。

接入控制的信道分配,依据业务类型可以采用不同的分配与控制机制。对电路型业务,信道分配是按照呼叫、通话一直到会话结束挂机或者切换发生时才释放,而且其相应的接入

控制对不同类型的移动通信体制采用不同的算法。如对 FDMA 和 TDMA 的硬阻塞系统，可采用频带和时隙受限准则，而对 CDMA 的软阻塞系统，则可采用信干比受限准则。对分组型业务，其信道分配采用分组时隙强占型，具有短时效性，它仅在用户有分组数据流或分组数据等待发送且依照系统的排队与调度规则才为其动态分配信道。

对于电路型业务，通过接入选择与控制后，选择了服务基站(小区)和接入信道，无需通过排队机制(它主要针对分组型业务)，直接进入业务调度，执行负载控制。负载控制也是一类避免系统超负荷的控制机制，它与接入控制的差异在于接入控制是一种预防式的提前避免超负荷的控制方式，而负载控制则是根据当前已接入用户系统负载进行及时调整的控制机制。对于电路型业务，主要是采用由网络控制的切换过程来实现的。而小区负载过载则主要是由于信道时变性引起的。通过业务调度的切换控制以后，对仍保留在小区与基站内的用户业务根据信道时变特性进行功率和速率资源控制分配与调度，实现链路自适应，这一点在码分多址移动通信系统中尤为重要。

对分组型业务，通过接入选择与控制后，即选择了服务基站(小区)和接入信道以后，需要进入一个按业务优先级队列排队机制和一个时分(以及码分)资源调度机制，再经过速率与功率控制、分配与调度后输出。分组业务的排队机制主要是按业务的优先等级进入不同队列，排队、存储、等待；时分(码分)调度机制，它依据队列等级、信道状态、干扰监测、业务 QoS 需求及对有限的无线资源估计，采用不同的准则和算法对业务进行调度；对通过调度以后的业务再进行功率/速率控制、分配与调度，实现自适应链路传输。

为了更好地实现上述移动通信中的无线资源管理和达到动态管理，还必须考虑到系统对有限的无线资源的估计，它包含系统吞吐量与公平度及对不同业务的 QoS 需求。

有限的无线资源估计。移动通信中无线资源是很有限的，因此是严格受限的。而且其受限特性与信道状态、干扰情况及负荷均有一定的关系。对有限的无线资源估计的目的主要是提高系统的有效性，即增大系统吞吐量，同时还包含必须满足对每个用户接入与传输的公平性要求。

对于不同的业务类型，QoS 需求是不一样的，而且其 QoS 特性是动态时变的，它与信道状态、干扰情况及小区负荷等均有一定关系，这些因素都必须予以考虑。

### 15.4.3 无线资源管理的几种主要方法与算法

移动通信中的无线资源管理比固网的资源管理和一般无线资源管理都要复杂，其内容也更加丰富，这一点在本节开始时已讨论过。本节将重点介绍两大类型业务即电路型和分组型业务的无线资源管理。

对于以语音为主的电路型业务是目前移动通信中的主要业务，其无线资源管理相对比较成熟，它涉及前面所介绍的大部分资源控制和资源分配。如基站(小区)选择与分配、信道分配、接入控制、负荷控制、切换控制、功率控制和速率控制等。其中，功率、切换与速率控制已在前面相应的章节中介绍过，这里就不再赘述。本节将重点介绍接入控制和负荷控制。

对于以数据，特别是以分组 IP 数据为主的分组业务，它将是未来移动通信中的主要业务，其无线资源管理相对比较不够成熟，它仍是目前需进一步研究和完善的技术，因此，这部分将重点介绍一些基本的调度与分配方法和算法。

## 1. 接入控制(Admission Control, AC)

接入控制通常也称为呼叫接纳控制(CAC)，它是指新用户到达时接入呼叫或业务请求(如切换请求)，并依据系统现状和一定准则判断是否允许接入，并分配相应的资源的整个过程。

### (1) 接入控制的基本原理

接入控制是移动通信系统限制超负荷的一种有效手段，它负责新用户接入和老用户切换接入阶段的负荷控制，是一种在大尺度范围内调节超负荷的手段。

负荷(拥塞)控制与切换控制，则是负责用户接入后，由于客观环境条件的变化，对已进入移动通信系统的用户业务功率、速率调整、小区调整(切换)及 QoS 等级的调整。它是一种在小尺度范围内调节超负荷的手段，其原理与接入控制基本相同。

接入控制与当前基站(小区)业务状态密切相关，如当前基站(小区)的负荷；当前剩余可用的空闲信道及接口资源；发起接入的用户业务对资源的要求和相对应 QoS 的需求。因此，接入控制就是依据上述主要几点所决定的基站(小区)的业务状态，并采用一定准则和算法，判断新接入用户或切换用户是否能接入本基站(小区)的一种手段和方法。

在移动通信中，当前基站(小区)的业务状态具有时变动态特性，它与当前多种因素有关：用户位置、业务类型、信道时变状态、已有小区负载状态、无线资源的限制、业务的 QoS 需求等。

对于不同的移动通信体制，其无线资源管理基本原理与方法大同小异，具体实现时，仍有所差异。比如，软阻塞(CDMA)与硬阻塞(FDMA、TDMA)有差异。软阻塞中同步与异步、相干与非相干控制也存在着一定的差别。后面的讨论与介绍中将以软阻塞 CDMA 及更为复杂的 WCDMA 作为重点。

### (2) 接入控制算法

当前对于码分多址 CDMA 系统的接入控制算法大致可以归纳为 4 种类型。

① 基于接收信号的功率  $S$ 、总干扰功率  $I$  及信干比 SIR 的控制算法。实际上，上述三者是等效的，其基本思路为当新用户呼叫请求和切换用户呼叫请求到来时，基站首先测量接收信号功率  $S$ 、总干扰功率  $I$  或信干比 SIR，估计接入和切入后的信号功率水平、干扰水平和信干比大小；将估计结果与一个给定的参考门限电平进行比较，并根据比较结果决定该用户是否能被接入该基站(小区)。而参考门限电平则是由当前基站(小区)动态状况所决定(负荷、资源、信道及 QoS 需求等)的。

② 基于系统或基站(小区)容量分析模型的接入控制算法。根据系统或基站(小区)业务容量数学分析模型决定是否接入、切入新用户。系统或基站(小区)业务容量的数学模型与系统或基站(小区)当前状况、信道状况及所支持业务特征状况密切相关且具有时变特性。其具体实现方法有：基于上/下行负载因子、基于最大呼叫用户数、基于剩余容量及基于阻塞率、中断概率反馈的动态调整门限等。

③ 基于等效带宽的接入控制算法。码分多址 CDMA 由于具有自干扰等特性，用户的分析无法独立。而等效带宽的思想是依照资源分配的单调性(即当一个用户多占用资源其余用户可获得资源将必然减少)及收敛性(即可分配的资源总量是固定不变的原则)分析出满足一

定的服务质量要求所需要的归一化系统资源。该资源仅与用户的速率、质量要求及信道条件等因素有关，称它为等效带宽。将用户接入请求所对应的速率、质量要求等代入等效带宽表达式，就可以求得用户需要的系统资源；根据用户需求的系统资源作为接入系统或基站（小区）接入的依据，这一方法可以使用户接入决定相互独立。基于有效带宽理论分析较复杂，一般需要做一些假设与简化，如干扰的分布、接收机类型及省略接收机噪声等。

④ 基于可行性接入控制算法。它一般与功率控制有关，即采用某种功率控制算法计算包含新呼叫在内所有呼叫的接收 SIR，看它是否大于所需门限 SIR 的要求，以决定是否接入。其具体实现时又可分为：基于固定基站的分配；基于动态基站选择的最小发射功率算法；基于分布式接入的控制算法。

### (3) 接入控制的性能评价准则

为了能比较各类 CAC 方法与算法的性能，通常给出下列评价标准。

① 掉线率。它是指用户信号 SIR 持续低于目标值并超过一定时间的门限，如语音与视频为 100ms，HTTP 和 E-mail 为 5s 的概率。

② 阻塞率。它是指用户呼叫请求被拒绝接入的概率。

③ 加权中断。它是将掉线率和阻塞率按一定比例求加权和，一般两者比例取 1:10，这是因为掉线率的影响要比阻塞率坏得多，如 10 倍。另外，还可以将其他性能指标，如切换失败率也考虑进来加权。

④ 绝对吞吐量。它是指在一定的呼叫到达强度情况下的时间范围内，某种业务所传送的绝对分组数。对给定的业务而言，它表达了每个用户传输的比特数量。

这个指标对分组业务性能更具有意义。但同样也可以用在电路型业务上，它表示新接入的某种业务将可能影响到系统中正在进行的其他业务的吞吐量性能，并使其下降。

## 2. WCDMA 系统的接入控制

在 WCDMA 中，要接受一个新的连接，首先必须了解当前系统、基站（小区）负载的现状，因为新的连接不能影响原有用户的连接与通信质量。WCDMA 接入控制的功能体位于无线网络控制器 RNC 中，在该处能获得来自几个小区的负载信息。其接入控制算法将评估建立这些承载所导致的无线网络负载的增加，这必须对上、下行链路两个方向进行评估。请求接入的用户仅当上、下行均被接入控制所接受时，才能正式被接入。

下面首先介绍 WCDMA 空中接口的上、下行负载及其测量，然后再在它们的基础上定量地讨论接入算法。

如果无线资源管理是基于空中接口的总干扰电平，那么应首先给出上、下行链路对负载的估计。

### (1) 上行链路的负载

这里介绍可用于 WCDMA 网络的典型链路负载测量与估计方法。

#### ① 基于宽带接收功率的负载估计

宽带接收功率电平可以用来估计上行链路负载，接收功率电平可以在基站中测量，基于这些测量就可以获得上行链路的负载因子。其具体计算方法如下：

若接收到的总宽带干扰功率为  $I_{\text{总}}$ ，则有

$$I_{\text{总}} = I_{\text{本}} + I_{\text{其他}} + P_N \quad (15.4.1)$$

式中,  $I_{\text{总}}$  为接收到的总宽带干扰功率总和;  $I_{\text{本}}$  为本小区的用户干扰;  $I_{\text{其他}}$  为其他小区(小区间)的用户干扰,  $P_N$  为背景噪声和接收机的噪声。

上行链路噪声恶化量定义为  $I_{\text{总}}$  与  $P_N$  之比, 即噪声恶化量

$$\frac{I_{\text{总}}}{P_N} = \frac{I_{\text{总}}}{I_{\text{总}} - (I_{\text{本}} + I_{\text{其他}})} = \frac{1}{1 - \frac{1}{I_{\text{总}}} (I_{\text{本}} + I_{\text{其他}})} = \frac{1}{1 - \eta_{\text{UL}}} \quad (15.4.2)$$

这里定义

$$\eta_{\text{UL}} = \frac{1}{I_{\text{总}}} (I_{\text{本}} + I_{\text{其他}}) \quad (15.4.3)$$

表示上行负载因子, 因为它仅与本小区及小区间的干扰有关。由式(15.4.2)可求得上行负载因子  $\eta_{\text{UL}}$  为

$$\eta_{\text{UL}} = 1 - \frac{P_N}{I_{\text{总}}} = \frac{\text{噪声恶化量} - 1}{\text{噪声恶化量}} \quad (15.4.4)$$

式中,  $I_{\text{总}}$  可以被基站测量, 而  $P_N$  值则是事先知道的。上行链路负载因子  $\eta_{\text{UL}}$  一般用做上行链路负载指示器。例如, WCDMA 中  $\eta_{\text{UL}} \approx 0.6$ , 即为 WCDMA 容量的 60%。

### ② 基于吞吐量的负载估计

这时上行链路的负载因子可以通过连接到该基站用户负载因子之和来计算, 即

$$\eta_{\text{UL}} = (1+i) \sum_{j=1}^N L_j = (1+i) \sum_{j=1}^N \frac{1}{1 + \frac{(E_b/N_0)_j R_j \gamma_j}{W}} \quad (15.4.5)$$

式中,  $N$  为本小区用户数;  $W$  为码片速率;  $L_j$  为第  $j$  个用户的负载因子;  $R_j$  为第  $j$  个用户的比特速率;  $(E_b/N_0)_j$  为第  $j$  个用户  $E_b/N_0$  的值;  $\gamma_j$  为第  $j$  个用户的语音激活因子;  $i$  为其他小区与本小区的干扰比。在负载估计中, 对  $E_b/N_0$ ,  $i$ ,  $\gamma$  和  $N$  的瞬时值测量可以被用来估计瞬时空中负载。

在上述基于吞吐量的负载估计中, 既没有考虑其他小区的干扰, 也没有考虑实际信道中的多径干扰, 这两个干扰均可以归纳到系数  $i$  中来考虑。

### ③ 上行链路负载估计方法的比较

表 15.4 给出了上述两类及基于基站连接数量的第三类负载估计方法进行比较的情况。

表 15.4 WCDMA 上行链路负载估计方法的比较

负载估计方法	基于宽带接收的功率	基于吞吐量	基于基站的连接数量
测量内容	每一个小区宽带接收的功率 $I_{\text{总}}$	每一个连接上行链路的 $E_b/N_0$ 和比特率 $R$	连接数量
需要的假设和测量	热噪声电平 - 零负载干扰功率 $P_N$	其他小区与本小区干扰的比值 $i$	一个连续产生的负载
其他小区的干扰	包含在宽带接收功率的测量中	在 $i$ 中假设已知	当选择最大连接数时假设已知
软容量	是, 自动	非直接, 可能通过 RNC	无
其他干扰源(邻信道)	降低容量	降低覆盖	降低覆盖

在基于宽带接收功率的方法中, 由于测量的功率包含了被基站接收的该载频的全部干扰, 即包含来自邻小区的多址干扰和本小区的多径干扰。若相邻小区负载低, 从宽带接收功率中可直接看到, 这时该小区可以获得更多的负载, 即可获得软容量。

基于吞吐量负载的估计不能直接考虑来自相邻小区或相邻载频的干扰。如果要求软容量, 关于邻小区负载的信息须从 RNC 中获得。基于吞吐量的无线资源管理将小区的吞吐量保持在预先规划的水平上, 如果相邻小区负载高, 将会影响本小区的覆盖区域。

基于基站的连接数量的负载估计是一类最简单、最直观的负载估计方法, 它可用于第二代移动通信网络中。在该网络中, 所有连接用户使用公平、具有相等或近似相等的低比特率, 且不可能具有高比特率的连接。然而在第三代移动通信网络中, 正是由于不同的比特率、业务和质量(QoS) 的需求的混合, 因此阻止了该方法的应用。因为一个 2Mbps 用户产生的负载与一个语音用户产生的负载是不一样的。

图 15.35 给出基于宽带接收功率和基于吞吐量的负载估计。

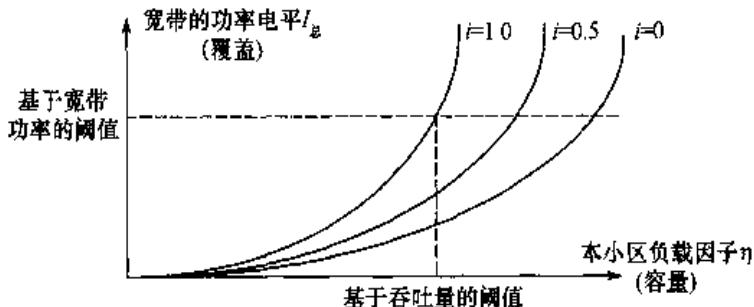


图 15.35 基于宽带功率和基于吞吐量的负载估计

图 15.35 中, 不同曲线代表邻小区不同的负载,  $i$  值越大, 来自邻小区的干扰就越大。基于宽带功率负载的估计保持覆盖范围在规划的限制下, 并且提供的容量依赖于邻小区的负载(软容量), 该方法可以有效地遏制超出规划值的小区的呼吸作用。

## (2) 下行链路的负载

### ① 基于功率的负载估计

小区下行链路的负载由下行链路的总发射功率  $P_{\text{总}}$  所决定。而下行链路的负载因子  $\eta_{\text{DL}}$  可定义为当前的总发射功率与基站最大发射功率  $P_{\text{max}}$  之比, 即

$$\eta_{\text{DL}} = P_{\text{总}} / P_{\text{max}} \quad (15.4.6)$$

应注意的是, 在这一方法中, 基站总发射功率  $P_{\text{总}}$  没有给出关于系统运行时它与下行链路空中接口容量发射功率的接近程度, 同样,  $P_{\text{总}}$  在较小的小区对应的空中接口负载比在较大小区高。

### ② 基于吞吐量的负载估计

在下行链路基于吞吐量的负载估计可能受到将下行链路所分配的比特速率的总和作为下行链路负载因子  $\eta_{\text{DL}}$  的影响。其负载因子定义为

$$\eta_{DL} = \frac{\sum_{j=1}^N R_j}{R_{max}} \quad (15.4.7)$$

式中,  $N$  为包含公共信道在内的下行链路连接的数量;  $R_j$  是第  $j$  个用户的比特速率;  $R_{max}$  是允许的最大小区吞吐量。

上述表达式还可以用  $E_b/N_0$  作为用户比特率的权重, 为

$$\eta_{DL} = \sum_{j=1}^N R_j \frac{\gamma_j (E_b/N_0)_j}{W} [(1 - \bar{\alpha}) + \bar{i}] \quad (15.4.8)$$

式中,  $W$  为码片速率;  $(E_b/N_0)_j$  为第  $j$  个用户的  $E_b/N_0$ ;  $\gamma_j$  为第  $j$  个用户的语音激活因子;  $\bar{\alpha}$  是小区平均正交性;  $\bar{i}$  是其他小区与本小区的下行链路平均干扰比。

上述的下行链路平均正交性可以通过基站基于上行链路的多径传播来估计,  $E_b/N_0$  则需要基于其环境的典型值来进行假设, 而来自其他小区的平均干扰则可通过基于邻小区负载从 RNC 中获得。

### (3) 基于宽带功率的接入控制

在基于接收的宽带干扰功率的接入控制策略中, 如果上行新的总宽带干扰电平低于干扰电平门限值, 则新用户允许接入基站(小区), 即

$$I_{\text{总(原有)}} + \Delta I < I_{\text{门限}} \quad (15.4.9)$$

式中,  $I_{\text{总(原有)}}$  为新用户接入前原有总接收带宽干扰功率;  $\Delta I$  为加入新用户后接收干扰增加量;  $I_{\text{门限}}$  为基站(小区)允许的干扰门限值;  $\Delta I$  与  $I_{\text{门限}}$  均由无线网络规划中设置。上述式(15.4.9)可以用如图 15.36 所示的曲线来表示。

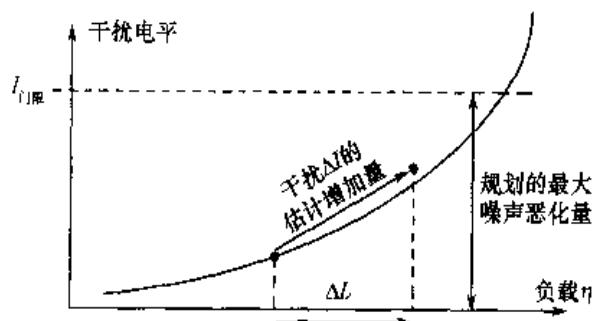


图 15.36 WCDMA 上行负载曲线和由于新用户对负载增加的估计

下面进一步给出两种不同上行链路功率增加的估计方法, 即估计由于新用户的增加而导致上行链路接收的宽带干扰功率  $I_{\text{总}}$  的增加量  $\Delta I$ , 新用户的接入和功率的增加的估计均由接入控制功能体来处理。在具体处理时可分别采用导数法和积分法来计算。

#### ① 导数法

由式(15.4.2) 噪声恶化量  $\frac{I_{\text{总}}}{P_N} = \frac{1}{1-\eta}$  可推导出

$$I_{\text{总}} = \frac{P_N}{1-\eta}, \quad \frac{dI_{\text{总}}}{d\eta} = \frac{P_N}{(1-\eta)^2} \quad (15.4.10)$$

再由  $\frac{dI_{\text{sh}}}{d\eta} = \frac{\Delta I}{\Delta L}$  可以求得

$$\Delta I = \frac{dI_{\text{sh}}}{d\eta} \Delta L = \frac{P_N}{(1-\eta)^2} \Delta L = \frac{I_{\text{sh}}}{1-\eta} \Delta L \quad (15.4.11)$$

### ② 积分法

干扰对负载因子的导数被积分，即从负载因子旧值  $\eta_{\text{旧}} = \eta$  到负载因子新值  $\eta_{\text{新}} = \eta_{\text{旧}} + \Delta L = \eta + \Delta L$ ，则有

$$\Delta I = \int_{\eta}^{\eta+\Delta L} dI_{\text{sh}} = \int_{\eta}^{\eta+\Delta L} \frac{P_N}{(1-\eta)^2} d\eta$$

可推出

$$\Delta I = \frac{P_N}{1-\eta-\Delta L} - \frac{P_N}{1-\eta}$$

最后可求得

$$\Delta I = \frac{I_{\text{sh}}}{1-\eta-\Delta L} \Delta L \quad (15.4.12)$$

式(15.4.11)和式(15.4.12)中都用到一个新用户负载因子  $\Delta L$ ，它是所估计到的新连接的负载因子，并可用下式获得

$$\Delta L = \frac{1}{W} \frac{1}{1 + \frac{\gamma \cdot E_b/N_0 \cdot R}{\gamma \cdot E_b/N_0 \cdot R}} \quad (15.4.13)$$

式中，W 为码片速率；R 为新用户比特速率； $E_b/N_0$  为新连接用户  $E_b/N_0$  值； $\gamma$  为新用户语音激活因子。

下行链路其原理与上行链路是一样的，即如果新的下行链路总发射功率没有超过预先定义的目标值，则新用户被允许接入，即

$$P_{\text{全(原有)}} + \Delta P < P_{\text{门限}} \quad (15.4.14)$$

式中， $P_{\text{全(原有)}}$  为新用户接入前原有旧用户的总发射功率； $\Delta P$  为接入新用户后负载增加值，可根据初始功率进行估计； $P_{\text{门限}}$  为基站(小区)预先定义的目标值，可用于无线网络规划设置。

### (4) 基于吞吐量的接入控制

如果发出请求的新用户在上行中满足下列条件将被允许接入

$$\eta_{\text{UL}} + \Delta L < \eta_{\text{UL门限}} \quad (15.4.15)$$

同理，它也适用于下行。即若满足

$$\eta_{\text{DL}} + \Delta L < \eta_{\text{DL门限}} \quad (15.4.16)$$

亦被允许接入。式中， $\eta_{\text{UL}}$ ， $\eta_{\text{DL}}$  为接入前上 / 下行负载因子； $\Delta L$  为新用户负载因子； $\eta_{\text{UL门限}}$ ， $\eta_{\text{DL门限}}$  为上、下行吞吐量门限值。

## 3. 负载控制(Load Control, LC)

无线资源管理功能的另一项任务是确保移动通信系统不过载，为了防止系统过载，负载控制应具有以下基本功能。实时监测系统资源使用状况，这里系统可以仅指一个基站(小区)，也可以指相关联的多个基站(小区)。当系统负载沉重时，应能做出判断并采取下列措

施来保证系统稳定可靠的工作;降低优先级相对低的业务的服务质量;释放一些质量差但却占用相对较多资源的业务;采用切换以分担负载。当系统负载较轻时,设法从相邻荷载较重的服务区或载频吸收业务量,以使系统总体工作量实现稳定。可见,上述负载控制处理过载的主要原理是在服务质量与资源占用上取得合理的折中。

WCDMA 中的负载控制。在 WCDMA 中为降低负载,可能采取的措施有:下行链路快速负载控制,拒绝执行收到来自移动台的下行链路功率增大指令;上行链路快速负载控制,降低被上行链路快速功控使用的上行链路  $E_b/N_0$  的目标值;切换到另一个 WCDMA 载波或切换到 GSM;降低实时用户的比特率,如 AMR 速率;以控制方式停止呼叫。

上述措施中前两项可以在一个基站内执行快速动作,而其他项负载控制一般都比较慢。

#### 4. 分组调度、分配算法

前面重点介绍了以电路型业务为对象的无线资源管理措施,这里将重点介绍以分组业务为对象的分组调度与分配算法。这一部分内容由于移动分组数据业务,特别是基于 IP 的分组数据业务在移动通信中还仅仅是开始,很多业务尚未正式使用,还处于不太成熟的阶段。所以这里也仅仅是以 WCDMA 中分组业务为背景做简要介绍。

##### (1) 分组数据业务模型

这一部分主要考虑 WCDMA 的主要 4 类业务:会话、流、交互与背景(见 15.1 节及表 15.2),其中,前两种即会话与流业务主要以实时连接在空中接口上传输,而后两类即交互与背景(后台)业务则属于非实时性业务,这里主要分析的是这类业务。

下面以 ETSI 分组数据模型作为一个例子。根据不同类型的应用,一个分组业务会话包含若干个(或一个)分组呼叫,而一个分组呼叫过程有可能产生几个分组,从而构成一个分组队列。分组呼叫的最大特点是具有突发性。下面给出一个 WWW 浏览的具体业务模型,如图 15.37 所示。

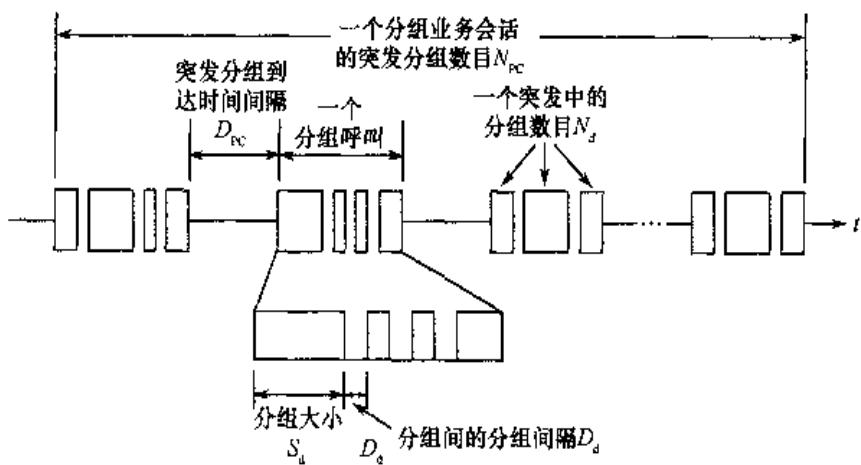


图 15.37 WCDMA 中 WWW 业务的分组模型

一个典型的分组数据业务包含:一个会话的到达过程,每次会话的突发分组数目  $N_{pc}$ ,突发分组到达的时间间隔  $D_{pc}$ (阅读时间)。在每一个突发分组中,分组数目为  $N_d$ ,突发分组时

间间隔为  $D_d$ , 分组大小为  $S_d$ 。会话到达的建立可以看做为一个泊松过程, 且对每一个业务都要分别进行处理。参数  $N_{PC}$ ,  $D_{PC}$ ,  $N_d$  和  $D_d$  都是遵从几何分布的随机变量, 其均值分别为  $\mu_{N_{PC}}$ ,  $\mu_{D_{PC}}$ ,  $\mu_{N_d}$  和  $\mu_{D_d}$ 。在离散的时间域内, 几何分布是指数分布的离散表示。遵从几何分布、均值为  $\mu_x$  的随机变量  $x$  为

$$P(x=k) = p(1-p)^k, k=0, 1, 2, \dots \quad (15.4.17)$$

式中,  $p=\frac{1}{1+\mu_x}$ 。在 WWW 应用中, 其分组大小可以采用 Pareto 分布来模拟, 其概率密度函数 pdf 可定义为

$$f_x(x) = \frac{\alpha k^\alpha}{x^{\alpha+1}} \quad (15.4.18)$$

式中,  $\alpha, K \geq 0$ ,  $x \geq k$ 。其积累分布 CDF 可定义为

$$F_x(x) = 1 - \left(\frac{k}{x}\right)^\alpha, x \geq k \quad (15.4.19)$$

并利用 Pareto 分布求得平均分组长度为

$$\mu_x = \frac{k \cdot \alpha}{\alpha - 1}, \alpha > 1 \quad (15.4.20)$$

表 15.5 给出了一个典型 WWW 业务的分布均值的例子。显然, 由式(15.4.20)与表 15.5 可求得平均分组长度:  $\mu_x = \frac{k \cdot \alpha}{\alpha - 1} = \frac{81.5 \times 1.1}{1.1 - 1} = 896$  Byte, 平均文件长度 = 平均分组长度  $\times$  一个突发中平均分组数  $= 896 \times 15 = 13.44$  KByte。

表 15.5 典型 WWW 业务的分布均值例子

$N_{PC}$	$D_{PC}$	$N_d$	$D_d(s)$	平均比特率(Kbps)	分组大小分布参数
3	12	15	0.96	8	$k=81.5$
			0.24	32	$\alpha=1.1$
			0.12	63	
			0.05	144	
			0.02	384	
			0.004	2048	

## (2) WCDMA 资源管理的分组数据分配与调度

WCDMA 中分组数据的分配与调度(见图 15.38)是由 RNC 中的分组调度器 PS 控制的, 其功能包括: 在分组数据用户之间划分可用的空中接口的容量; 确定每个用户的分组数据传输的传输信道; 监视分组分配和系统负载; WCDMA 分组接入允许非实时承载业务动态使用公共、专用或共享信道, 其功能由分组调度器控制, 实现对多个基站(小区)间的调度, 并同时考虑软切换; 基站(Node B)给分组调度器提供空中接口负载的实时测量。若负载超过目标值, 可以通过分组调度器 PS 降低分组数据业务的比特率, 以减少负载; 若负载小于目标值, 则可通过分组调度器分配更多的分组数据, 以增大负载。

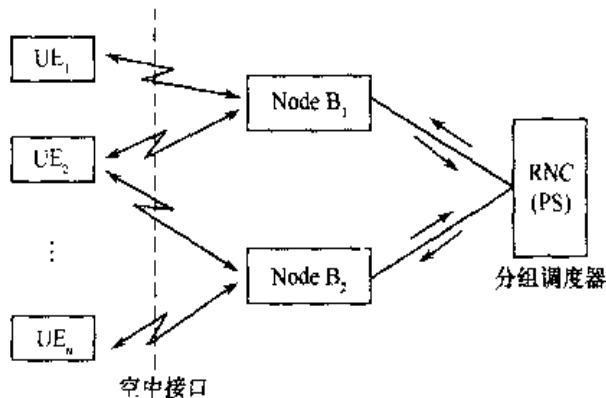


图 15.38 WCDMA 中的分组接入

分组数据的传输信道，在上面确定每个用户的分组数据传输时，要确定传输信道。WCDMA 共有 3 类传输信道可供分组数据传输：公共传输信道、专用传输信道和共享传输信道。它们的分类和特性见表 15.6。

表 15.6 WCDMA 中用于分组数据的信道及其特性

	专用信道		公共信道		共享信道	
	DCH	FACH	RACH	CPCH	DSCH	USCH
上/下行	上/下行	下行	上行	上行	下行	上行仅 TDD 用
码组使用	根据最大比特速率	每个蜂窝码固定	每个蜂窝码固定	每个蜂窝码固定	用户之间共享码组	用户之间共享码组
快速功控	使用	不使用	不使用	使用	使用	不使用
软切换	有	无	无	无	无	无
适用范围	中等或大数据量	小数据量	小数据量	中、小数据量	中、大数据量	中、大数据量
是否适合突发数据	否	是	是	是	是	是

RNC 中分组调度器基于以下参数的选择以确定数据传输的信道：业务类型或承载业务的参数（如时延等）；数据量大小；公共信道和共享信道的负载；空中接口上的干扰电平；不同传输信道的传输性能。

### （3）分组调度算法的类型

对于码分多址 CDMA 多业务系统，其无线资源的分组调度算法按其优化准则可划分为面向系统吞吐量与公平度以及面向业务质量 QoS 两大类型，我们这里主要介绍以面向系统吞吐量与公平度为主，并适当兼顾业务的 QoS 需求的分组调度。基于此分组调度算法的设计思想，实质上是要在整个系统的总吞吐量和各个用户在满足业务 QoS 的前提下使用的公平度之间寻求折中。对于多用户、多业务的多队列调度方式，其中最为典型的有下列几类。

① 系统总吞吐量最大化算法，也称为  $\max C/I$  法。基站根据移动台报告的所能支持的最大数据速率的估计值，其值与最大  $C/I$  值相对应，并选择其中数据速率最大的进行数据传输，

它可以使系统吞吐量达到最大。这一算法的缺点是不能满足对用户的公平性要求，如离基站近的用户，信道条件好，其 C/I 值总是占有优势，故这时基站内其他用户获得服务的机会就很小。

② 轮询算法。这一方法是对每个用户不管 C/I 值大小如何，一律以机会均等的方式提供公平服务。采用这一算法可能会使系统吞吐量下降，这是因为一旦某些信道条件不好的用户被轮询，能以较低的数据率传输，甚至会出现重传。而条件好的用户却未被轮询，系统吞吐量下降。

③ 比例公平调度算法。这是美国高通(Qualcomm)公司提出用于 CDMA2000 1X EV-DO 即 HDR 的一种调度算法。这一算法兼顾了吞吐量最大化和公平度，其调度的基本思路是基于优先级的，而优先级的计算方法使得信道条件越好的优先级越高，已经得到的吞吐量越高的用户其优先级越低。因此，可以采用下列公式表达

$$\text{优先级} = \frac{C/I}{\text{吞吐量}} \quad (15.4.21)$$

由上述公式可见，系统可根据所计算的优先级选择服务用户。这样，如果有些用户信道条件差，长时间得不到服务，就可使其优先级上升从而得到服务的机会。

#### (4) 第三代(3G)移动通信中分组调度的实现

在第三代移动通信的数据业务中特别是 IP 的分组业务中，上、下行是严重不对称的，一般上行少下行多。正由于分组业务需求的不对称，也必然带来了上、下行通信体制的不一样、不对称。因此在 3G 中，上、下行分组调度算法的侧重点是不一样的。上行中主要采用并行的码分调度，而在下行中则主要采用串行的时分调度，或时分、码分混合调度。下面分别予以简介。

① 并行的码分调度。在并行的码分调度方式中，多个用户可以同时拥有较低比特率的信道进行传输。码分调度原理如图 15.39 所示。

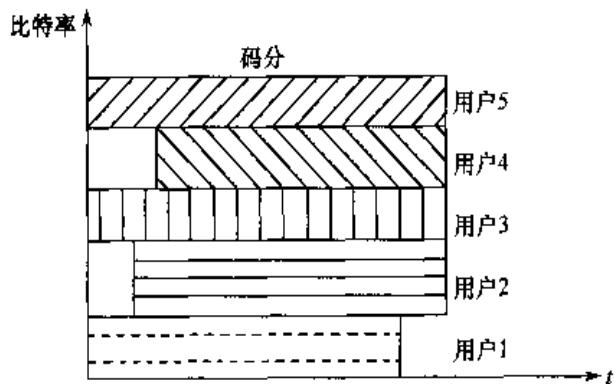


图 15.39 码分调度原理图

码分调度更适合于时延敏感的业务，如分组语音业务。码分调度对信道分配所需的信令交换过程比较容易实现且开销较小。在码分调度中，当激活用户增加而导致所需容量增大时，可减小给单个用户分配的比特率，而在信道传输条件恶化时，也可以采用减少用户的数量。使用码分调度，相对而言，由于比特速率较低、传输时间长，那么其建立和释放延迟所带来的容量损失小。码分调度在信道相对稳定时是静态的；而在衰落变化较快时是动态的，这时通常会采用功控技术保证动态平衡。码分调度在 3G 系统中一般用于上行链路，这是由

于在 3G 分组业务中上、下行不对称，而且一般上行业务速率较低。

② 串行的时分调度。在串行的时分调度中，可将每个时隙容量集中分配给某一个或几个用户且用户传输速率较高。时分调度原理如图 15.40 所示。

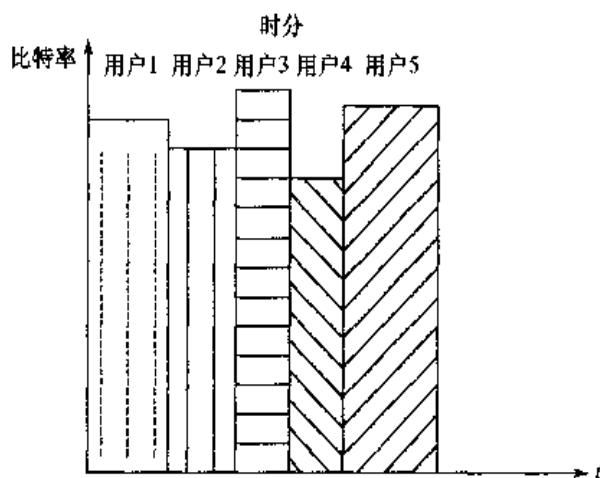


图 15.40 时分调度原理图

时分调度更适合于时延不敏感的业务，如非实时数据业务。时分调度和控制相对复杂，它需要更多的信令交互，因此开销较大。在时分调度中，每个用户可具有较高速率、使用时间短但时隙可以不相等，WCDMA 中最大时间分辨率为 10ms 帧长。当用户增加时，每个用户需等待时间将加长。

当系统存在很多突发分组时，可通过时分调度选择信道条件最好的用户传输，以提高系统吞吐量。在相同误帧率要求下，通常高比特率数据要比低比特率数据的每个发送比特所需的能量要小。如在上行链路中，256Kbps 要比 8Kbps 小大约 2dB，即从 8Kbps 增至 256Kbps 时，可以使系统吞吐量增大  $10^{0.2} - 1 = 58\%$ 。

当时分调度周期较小时，衰落可认为基本变化不大，以至于可以忽略。所以在时分调度中，通常采用速率控制，而不是在码分中采用的功率控制。

时分通常用于 3G 的下行链路，如 CDMA2000 1X EV-DO(HDR)、WCDMA 的 HSDPA，以及 WCDMA 的共享信道，专用信道(上、下行)也可以采用。而且在下行链路的时分调度的高速数据通信中，一般不采用软切换和更软切换。

③ 在 3G 的下行链路中，往往还采用低速率的码分专用信道和高速的时分共享信道混合使用。

下面给出 WCDMA 的时分与码分调度的性能比较，见表 15.7。

表 15.7 WCDMA 中时分、码分调度性能的比较

	时分调度	码分调度
空中接口上每个蜂窝同时传输的分组数	小(仅几个)	大(20~50)
每个分组用户的瞬时比特率	高(>100Kbps)	低(<50Kbps)
优点	总时延小; $E_b/N_0$ 更好	由于比特速率低，干扰电平易预测，对移动台能力要求少；由于用户多，干扰变化小

## 15.5 本章小结

本章讨论移动网络运行，主要内容有以下 4 个方面。首先介绍移动网络中业务的主要类型，包括 GSM 与 GPRS 中的业务及 3G WCDMA 中的 4 种类型业务：会话型、流媒体型、交互型和后台型，并简介了智能网业务和 3G 中多媒体业务建议标准。其次介绍了移动通信网中的呼叫与接续，包含其基本原理及在 GSM、IS-95、CDMA2000 和 WCDMA 中呼叫、接续的基本流程。第三介绍移动性管理，包括位置登记、漫游和越区切换基本原理及在 GSM、IS-95、CDMA2000 和 WCDMA 中的移动性管理内容和方案，特别是对其中的各类越区切换做了较详细的讨论。最后介绍移动通信中的无线资源管理，包括其基本原理和主要组成部分，并重点讨论和介绍了电路交换业务的无线资源管理，同时也简要介绍了分组类型业务的无线资源管理。

## 习 题

15.1 GSM 支持的基本业务可以分为电信业务与承载业务两大类型，它们有什么区别？GSM 支持的主要电信业务有几种类型？

15.2 GPRS 所支持的业务与 GSM 所支持的业务有什么主要不同？目前 GPRS 能支持哪些业务？将来 GPRS 还能支持哪些业务？

15.3 WCDMA 中依据 QoS 定义了哪 4 种类型业务？它们各自的特点是什么？试对 4 种类型业务各举 2~3 种具体业务。

15.4 什么是智能网？它主要是针对语音业务还是数据业务？引入智能网的目的是什么？它与现有通信网之间是什么关系？

15.5 目前国际上正在建设的移动网与智能网互连方案有哪两种？它们分别针对哪两种移动通信系统？

15.6 在第三代(3G)移动通信中，智能网的发展与现有 2G 智能网将会有什么主要不同？

15.7 移动台在建立正式通信以前，为什么要首先建立呼叫与接续过程？移动台的呼叫与接续处理主要包含哪几个部分？

15.8 在移动通信网中，为什么要采用移动性管理？它包含哪些主要内容？

15.9 在移动通信中，为什么要进行位置登记？HLR 与 VLR 在位置登记中各起什么作用？以 GSM 为例，说明位置登记可以概括为几个主要步骤与过程。

15.10 蜂窝网中为什么要采用越区切换？越区切换大致可以划分为多少种类型？

15.11 什么叫硬切换？什么叫软切换？GSM 中采用什么类型切换？IS-95 中又采用什么类型切换？

15.12 WCDMA 中采用了哪些类型切换？

15.13 试比较两种 CDMA，IS-95 与 WCDMA 的切换过程，它们有哪些共同点与不同点？

15.14 什么是系统资源？为什么在移动通信中要引入无线资源管理？它与固网中资源管理有什么不同？无线资源管理主要包含哪些组成部分？

15.15 试比较电路型业务与分组型业务在无线资源管理方面的共同点与不同点。

15.16 第三代(3G)的 WCDMA 中的上/下行分组调度有什么不同？为什么？

## 参 考 文 献

- [15. 1] H. Holma, A. Toskala. WCDMA FOR UMTS—Radio Access for third Generation Mobile Communication. 中译本:WCDMA 技术与系统设计(周胜等译). 北京:机械工业出版社, 2002. 1
- [15. 2] T. Ojanpera, R. Prasad. WCDMA; Towards IP Mobility and Mobile Internet. 中译本:WCDMA 面向 IP 移动与移动因特网(邱玲等译). 北京:人民邮电出版社, 2003. 9
- [15. 3] 杨大成等. CDMA2000 1X 移动通信系统. 北京:机械工业出版社, 2003. 1
- [15. 4] S. Tabbane. Handbook of Mobile Radio Network. 中译本:无线移动通信网络(李新付等译). 北京:电子工业出版社, 2001. 12
- [15. 5] K. Pahlavan, P. Krishnamurthy. Principles of Wireless Networks; A Unified Approach. 中译本:无线网络通信原理与应用(刘剑等译). 北京:清华大学出版社, 2002. 11

# 第 16 章 网络规划、设计与优化

前面章节重点介绍了移动通信系统中的物理层关键技术、网络层的协议与无线资源、移动性管理。本章将重点介绍网络的覆盖、小区拓扑结构、频率与导频相位规划、小区与网络的容量、网络服务质量等一系列涉及网络规划、设计与优化方面的问题。

本章将介绍 3 个方面的内容。首先介绍引入网络规划、设计与优化的必要性及其主要内容。然后阐述网络规划、设计与优化的基本原理，它们包含从覆盖角度进行规划与设计的基本原理，从容量角度进行规划与设计的基本原理，系统级仿真的主要方法及基本原理等。最后介绍第三代(3G) 网络规划、设计简介以及第二代(2G)GSM 系统的优化。

## 16.1 引言

移动通信系统面向整个服务区，为所有用户提供机动、灵活的移动通信业务。要实现它，仅依靠前面介绍的物理层的关键技术和网络层的协议是不够的，还必须有一个从宏观与整体上充分利用物理层与网络层软硬件设备为用户服务的移动网络平台，以构成一个完整的移动网络系统。这个网络平台与系统的规划、设计与优化就是本章要讨论的内容。

### 16.1.1 必要性与基本内容

构成一个完整的移动网络系统，首先要根据对服务区的覆盖和容量的需求、质量的要求，服务区域类型与地形、地貌，以及无线传播等初步确定小区与基站的数量、基站设备配置和大致工程预算。

其次要完成对移动通信正式运营的网络进行工程设计与拓扑结构的确定。其主要依据为：从覆盖角度进行设计，确定基站(小区)数目；从容量角度进行设计，确定基站(小区)数量。再根据小区区域类型及其地形、地貌选择并确定工程设计用的基站(小区)数目与位置，实际勘察地形，修改基站站址位置，再对基站的主要设计参量进行选择、调整、优化。

第三步是对工程设计的反复调整与优化。将初步工程设计参数输入专用的仿真软件进行仿真，将其结果与初步工程设计结果比较，并进一步修改设计参数；根据无线资源管理 RRM 参数及实测的网络性能，进一步仿真并反复修改工程设计，达到初步设计要求，交付正式运营使用。

经过一段正式稳定经营及根据对运营网络的实际路测、网测和运行报表的进一步分析，找出问题所在。首先要解决运营网络中的覆盖、容量和质量方面的主要问题，然后再进一步挖掘现有网络的潜力，进一步优化网络结构，改善覆盖，扩大容量，改善质量，提高效益。

### 16.1.2 移动通信中的频率规划

目前的移动通信网络是建立在蜂窝网的基础上，而蜂窝网式结构又是基于无线电波传播

特性而建立的。众所周知，无线电波是随着传播距离的增大而逐步衰减的，正是利用这一空间衰耗特性进行空间隔离，对移动通信中的载波频率或者导频相位进行重复性使用，并称它为频率规划和导频相位规划。前者已广泛用于第一代与第二代的TACS(AMTS)与GSM中，后者也已用于第二代IS-95及第三代中的几个主流体制WCDMA和CDMA2000中。

正由于有了这一特点，在一个地点上所使用的频率或导频相位就可以在离该地点足够远的另一地点重复性使用。利用这一原理，可以使移动通信系统覆盖很广的地区，如一个地区、一个国家甚至全世界，从而可以避免有限的无线频带、有限的地址码所带来的频率拥挤与地址码拥挤问题，并能提供足够大的用户容量。

### 1. 频率复用

基于上述原理，在一个基站所使用的频率，当另一个基站距离该基站足够远时，则该基站所使用的频率可以重复利用。每个基站覆盖一个区域，移动通信中称它为小区（或蜂窝），小区半径的大小取决于用户的密集程度。在蜂窝网中，称使用相同频率的小区为同频小区。为了使信道在受同频干扰时，而不至于降低通信质量，同频小区间的距离要足够的远。

### 2. 小区规划与小区覆盖的结构

在网络规划阶段，小区一般可看做一个理想的六边形蜂窝式结构，它可以不重叠无遗漏地覆盖服务区域。若信号是全向均匀传播且发、收之间没有障碍物，那么电波覆盖的小区应为圆形小区，显然它会产生重叠或遗漏。

实际上，发、收之间不仅有障碍物，而且所处的地形、地貌也不相同，这时小区间是不规则的，如图16.1所示。

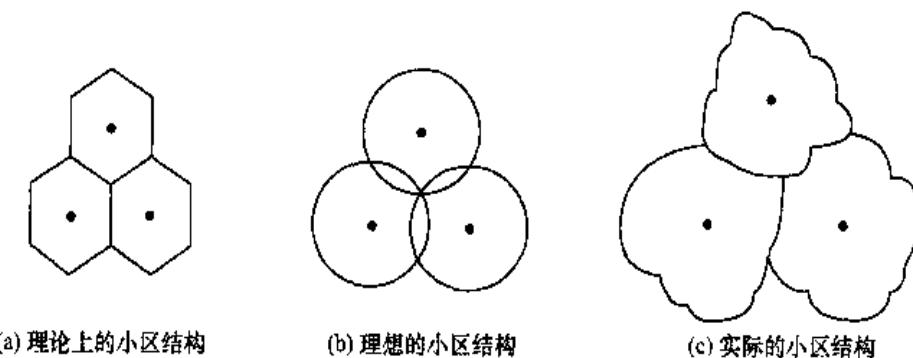


图 16.1 理论上与实际上小区结构与差异

### 3. 区群中的小区数目

在移动通信中，相邻小区是不能用相同载频的，为了确保同一载频信道小区间有足够的距离，小区（蜂窝）附近的若干个小区都不能采用相同载频的信道，由这些不同载频信道的小区组成一个区群，只有在不同区群间的小区才能进行载波频率的复用。

由蜂窝结构构成的区群中，小区数目应满足下列公式

$$N = a^2 + ab + b^2 \quad (16.1.1)$$

式中,  $a$ 、 $b$  为正整数, 且其中有一个可以为 0, 由此可以算出  $N$  的可能取值, 它如表 14.4 所示。

蜂窝网络规划经常使用的区群结构——9 蜂窝区群: 3 个基站, 每个基站 3 个小区; 12 蜂窝区群: 4 个基站, 每个基站 3 个小区; 21 蜂窝区群: 7 个基站, 每个基站 3 个小区。

**例 16-1** 下面给出 3 基站 /9 小区模式的结构和信道分配的举例, 如图 16.2 和表 16.1 所示。

表 16.1 3 基站 /9 小区模式中信道分配表

频率组	A <sub>1</sub>	B <sub>1</sub>	C <sub>1</sub>	A <sub>2</sub>	B <sub>2</sub>	C <sub>2</sub>	A <sub>3</sub>	B <sub>3</sub>	C <sub>3</sub>
信道	1	2	3	4	5	6	7	8	9
	10	11	12	13	14	15	16	17	18
	19	20	21	22	23	24	25	26	27

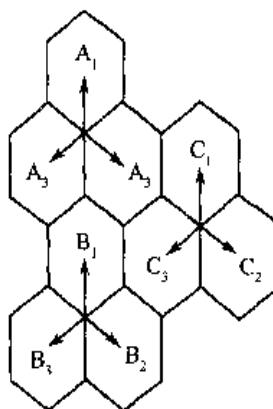


图 16.2 3 基站 /9 小区模式

**例 16-2** 我国 800MHz 移动数据通信系统采用等间隔频率分配方案的 13 小区全向型, 每个小区两个载频且同一小区内相邻两个频率间隔为 390kHz, 其结构如图 16.3 所示。

**例 16-3** 我国 800MHz 移动数据通信系统采用的另一种每个基站 3 小区的 7 基站 /21 小区模式的频率复用结构, 如图 16.4 所示。

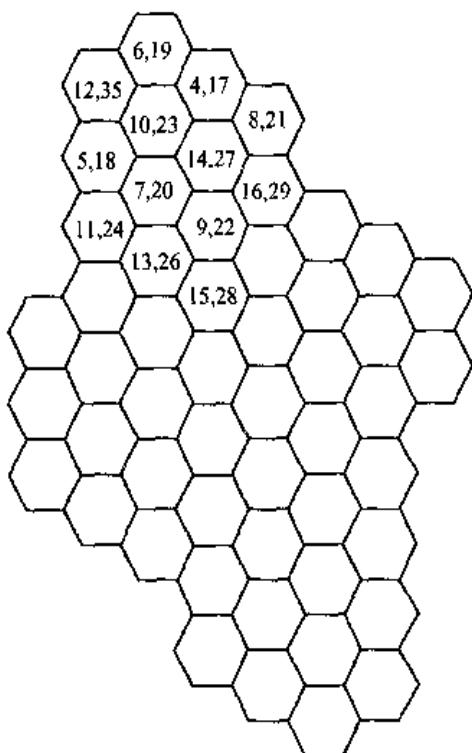


图 16.3 13 小区频率复用模式

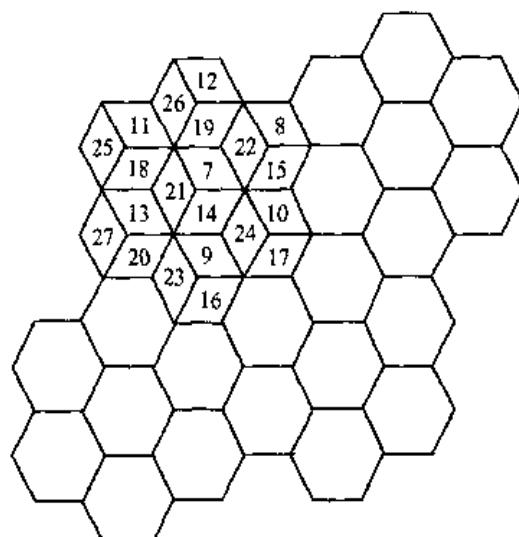


图 16.4 7 基站 /21 小区频率复用模式

#### 4. 蜂窝区群之间的复用距离

以图 16.4 所示的 7 基站 /21 小区模式为例, 求 7 基站 /21 小区区群之间的频率复用距离  $d_7$ , 求解如下:

设区群面积为  $A_1$ , 基站蜂窝面积为  $A_2$ , 若以蜂窝为基本单位, 相邻蜂窝间的距离为  $D$ , 则区群中的小区数(以蜂窝为基本单元)应为

$$N = \frac{A_1}{A_2} = \frac{d_7^2}{D^2} \quad (16.1.2)$$

对于正六边形蜂窝, 若正六边形外接圆半径为  $r$ , 则有

$$D = \sqrt{3}r \quad (16.1.3)$$

将式(16.1.3)代入式(16.1.2)求得

$$N = \frac{d_7^2}{(\sqrt{3}r)^2}$$

即

$$d_7 = \sqrt{3Nr}$$

可见, 区群内小区数目越多, 同频率间的复用距离也就越大。将上述结论推广至一般情况, 即若任一个小区群间的距离为  $d$ , 则有

$$d = \sqrt{3Nr} \quad (16.1.4)$$

#### 16.1.3 CDMA 中导频偏移量(又称导频相位)规划

CDMA 不同于传统的 FDMA 和 TDMA, 在 FDMA 和 TDMA 中, 前面已介绍可以利用电波信号的空间衰耗特性进行信道的载频频率复用, 以扩大服务的用户数量并能有效地解决无线频段受限问题。然而在 CDMA 的同一区群中, 所有小区(或扇区)采用的是同一载频频率, 不同的仅是小区的导频偏移量(相位)。即采用导频偏移量(相位)规划来代替常规的载频频率规划。

##### 1. 频率规划与导频偏移量规划类比

频率规划与导频偏移量规划类比见表 16.2。

表 16.2 频率规划与导频偏移量规划的类比

	FDMA TDMA 频率规则	CDMA 导频偏移量规则
干扰类型与度量标准	同频干扰频率复用距离 邻区频率干扰 频率隔离(防护)度	同相偏移干扰 相位复用距离 邻相偏移干扰 相位隔离(防护)度
理论分析方法与度量标准	概率统计分析方法 载干比 $C/I$ (FDMA)、 $E/I$ 与 $P_c$ (TDMA)	概率统计分析方法 $E/I$ 与 $P_c$
工程分析方法	在理论分析基础上的 频率规划与设计	在理论分析基础上的导频 偏移量规划与设计

## 2. 导频偏移量规划中的主要参数(主要以 IS-95 为例)

在 IS-95 中,为了有效地区分基站,它采用了  $m = 2^{15} - 1$  的短 PN 序列码,为了便于整除另加上一个 15 位全“0”码,共计有  $2^{15} = 32768$  chips(位)。在 IS-95 中,取相位隔离(防护)度为 64chips,其原因有:留足够多位的多径时延保护区,它主要防止本小区(扇区)多径传播而引入时延(相位)模糊,相邻小区(扇区)间的导频偏移量也应留有足够的间隔。

使用导频偏移量规划时,一定要防止远端使用同一导频偏移量的小区(扇区)所引入的混淆。它主要靠距离等效偏移量足够大来保证。所谓距离等效偏移量是指(在一定接收门限)下 CDMA 中的码片(chip)周期及其在空中的等效距离。

IS-95 码片(chip)周期与空中等效距离为

$$T_1 = \frac{1}{1.2288 \text{ Mcps}} = 0.8138 \mu\text{s}/\text{chip} \quad (16.1.5)$$

$$d_1 = T_1 \times c(\text{光速}) = 0.8138 \mu\text{s}/\text{chip} \times 299311 \text{ km} = 0.244 \text{ km}/\text{chip} \quad (16.1.6)$$

CDMA2000 3X 系统

$$T_2 = \frac{1}{3.6842 \text{ Mcps}} = 0.271 \mu\text{s}/\text{chip} \quad (16.1.7)$$

$$d_2 = 0.271 \mu\text{s}/\text{chip} \times 2.99311 \text{ km} = 0.081 \text{ km}/\text{chip} \quad (16.1.8)$$

WCDMA 系统

$$T_3 = \frac{1}{3.84 \text{ Mcps}} = 0.26 \mu\text{s}/\text{chip} \quad (16.1.9)$$

$$d_3 = 0.26 \mu\text{s}/\text{chip} \times 299311 \text{ km} = 0.0778 \text{ km}/\text{chip} \quad (16.1.10)$$

IS-95 中 PN 码设计中可用的相位偏移指数  $N_{\text{PN}}$  为

$$N_{\text{PN}} = \frac{2^{15}}{64} = \frac{32768}{64} = 512 \quad (16.1.11)$$

因此,在每一个 IS-95 的频点(占 1.25MHz 带宽),最大可提供的基站(全向天线)或小区(3 扇区)的地址码数目为 512 个。IS-95 中理论上,可使用的频点数为

$$N_1 = \frac{25 \text{ MHz}}{1.25 \text{ MHz}} = 20 \text{ 个} \quad (16.1.12)$$

实际上,要进一步考虑保护频带,则

$$N_2 = \frac{25 \text{ MHz}}{1.23 + 0.27} \approx 16.7 \text{ 个}, \text{ 取 } 16 \text{ 个} \quad (16.1.13)$$

在我国,IS-95 只给出 10MHz 频段,则

$$\left. \begin{aligned} N_1' &= \frac{2}{5} \times 20 = 8 \text{ 个} \\ N_2' &= \frac{2}{5} \times 16 \approx 6 \text{ 个} \end{aligned} \right\} \quad (16.1.14)$$

若不采用导频偏移量规划时，最大可提供的小区地址码数目  $K$ ，理论上有

$$K_1 = N_{PN} \times N_1 = 512 \times 20 = 10240 \text{ 个} \quad (16.1.15)$$

实际上

$$K_2 = N_{PN} \times N_2 = 512 \times 16 = 8192 \text{ 个} \quad (16.1.16)$$

我国的具体情况为

$$K_1' = K_1 \times \frac{2}{5} = 10240 \times \frac{2}{5} = 4096 \text{ 个} \quad (16.1.17)$$

$$K_2' = K_2 \times \frac{2}{5} = 8192 \times \frac{2}{5} = 3276 \text{ 个} \quad (16.1.18)$$

可见，我国若不使用导频偏移量规划，最多可使用的小区地址码数目为 3276 个。若每一个小区可提供 30(< 55，理论上) 码分用户，则不使导频规划最多可使用 98280 个码分用户。它比 GSM 用户不使用频率规划时最多能使用地址数 1000 个多 9 倍以上。

在导频偏移规划中，还需要再引入两个主要参数。

第一个参数是实际上可用于导频偏移规划的导频偏移指数，即实际上可使用的小区数  $N_{PN}$ ，它相当于在 FDMA/TDMA 的频率规划中的蜂窝群中的小区(或扇区)数目。

第二个参数是偏移量增量值 Pilot-INC，它是一个相对量，与第一个参量  $N_{PN}$  有如表 16.3 所示的对应关系。

表 16.3  $N_{PN}$  与 Pilot-INC 对应关系表

$N_{PN}$	512	256	170	128	102	85	...	51	...
Pilot-INC	1	2	3	4	5	6	...	10	...

理论分析指出，两个小区导频间产生干扰的概率与蜂窝小区群中实际使用的小区(扇区)数目  $N$  有如下关系(见图 16.5)

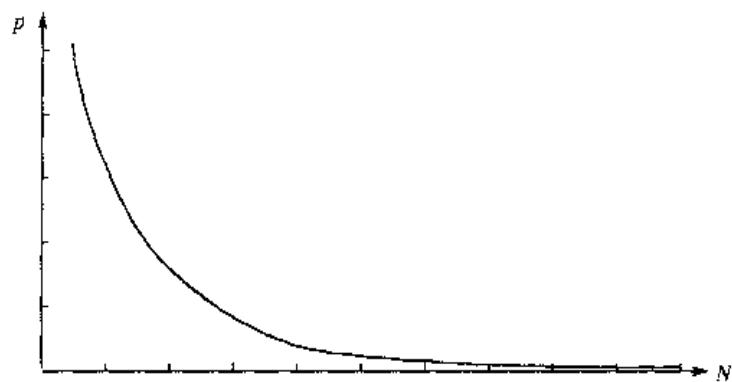


图 16.5 两个小区导频间产生干扰的概率与  $N$  的关系

$$P \leq \frac{1}{N^2} \text{ (上界)} \quad (16.1.19)$$

当  $N = 4$  时,  $p_4 \approx 0.06 = 6\%$ ; 当  $N = 10$  时,  $p_{10} \approx 0.1\%$ 。当取相位隔离度(防护度)为 64chip 时, 小区间的等效空间距离  $D_i$  为

对于 IS-95 与 CDMA2000 1X

$$D_1 = 64 \times d_1 = 64 \times 0.244 \text{ km/chip} = 15.6 \text{ km} \quad (16.1.20)$$

对于 CDMA2000 3X

$$D_2 = 64 \times d_2 = 64 \times 0.08 \text{ km/chip} = 5.18 \text{ km} \quad (16.1.21)$$

对于 WCDMA

$$D_3 = 64 \times d_3 = 64 \times 0.0778 \text{ km/chip} \approx 5 \text{ km} \quad (16.1.22)$$

### 3. 导频偏移量规划设计举例

**例 16-4** 若取 Pilot-INC = 10, 实际所用的导频组数目  $N_{PN}$  为:  $N_{PN}(10) = 512/10 = 51$  个。每个导频组偏移量为  $64 \times \text{Pilot-INC} = 64 \times 10 = 640 \text{ chip}$ , 它的等效空间距离为(对 IS-95)  $D'_1 = 640 \times 0.244 \text{ km/chip} = 156 \text{ km} \gg 15.6 \text{ km}$ (IS-95 的  $D_1$ )。可见, 它远远大于设计要求的小区间的等效空间距离 15.6 km。

在实际工程中, 应预留一些备用的导频偏移量以供一些特殊的基站(小区), 如超高站使用, 这样可使用的导频组数  $N_{PN}$  与实际在同一蜂窝区群中采用的导频组数  $N$  是不一样的。将这 51 个导频组划分为 3 组, 每组 17 个。见表 16.4。

表 16.4 51 个导频组的划分

第一组	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
第二组	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34
第三组	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51

表 16.4 中, 3 个导频组中每组 17 个, 取其中前 13 个为正式使用, 后 4 个为备用。这里  $N = a^2 + ab + b^2$ ,  $a = 3$ ,  $b = 1$ ,  $N = 13$ 。若采用全向天线, 则仅采用第一组即可, 这时  $N = 13$ , 后 4 个为备用。若采用 3 扇区天线, 则 3 组都使用, 仍以每组前 13 个正式使用, 而后 4 个为备用。这时每个小区内扇区间的导频组划分为各组对应的列为同一小区。如 1, 18, 35 为同一小区; 2, 19, 36 为同一小区等, 依次类推。

$N = 13$  所对应的小区覆盖的规划结构(以全向天线为例)如图 16.6 所示。其中,  $D_{13} = \sqrt{3N}r = \sqrt{3 \times 13}r = \sqrt{39}r \approx 6r$ ,  $r$  为小区半径, 若取  $r = 1 \text{ km}$ , 则有  $D_{13} = 6r = 6 \times 1 \text{ km} = 6 \text{ km}$ , 它等效于  $\frac{6}{0.244} = 26 \text{ chip}$ 。结论: 当激活导频搜索窗 srch-win 小于小区群间的距离一半  $\frac{d_{13}}{2} = \frac{1}{2} \times 26 \text{ chip} = 13 \text{ chip}$  时, 系统不会出现因导频偏移量规划而引入导频间的干扰。

**例 16-5** 若取 Pilot-INC = 4, 这时可使用的导频组数目为  $N'_{PN}(4) = \frac{512}{4} = 128$  个。每

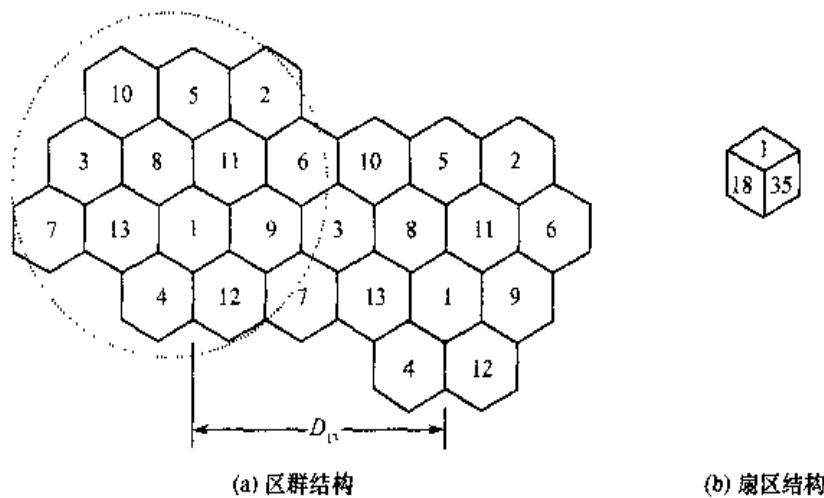


图 16.6 小群区的区群结构图及小区结构图

一个导频组的偏移量为  $64 \times \text{Pilot-INC} = 64 \times 4 = 256\text{chip}$ , 它的等效空间距离为:  $D'_1 = 256 \times 0.244\text{km/chip} = 62.46\text{km} \gg 15.6\text{km}$ 。可见, 它们仍远大于设计要求的小区间等效空间距离  $15.6\text{km}$ 。

现将这 128 个可使用导频组划分为 3 组, 每组 42 个, 见表 16.5。

表 16.5 128 个导频组的划分

第一组	1	2	3	4	…	36	37	38	39	…	41	42
第二组	43	44	45	46	…	73	74	75	76	…	83	84
第三组	85	86	87	88	…	110	111	112	113	…	127	128

根据  $N = a^2 + ab + b^2$ , 选  $a = 4$ ,  $b = 3$ , 则  $N = 4^2 + 4 \times 3 + 3^2 = 37$ , 即选用 37 个小区为一蜂窝区群。若采用全向天线, 则仅采用上述表格中第一组, 并取  $N = 37$ , 后面的 38~42 个备用。若采用 3 扇区天线, 则上述表格中的 3 组都采用, 仍取  $N = 37$ , 即每组前 37 个采用, 而后面均作为备用。这时每个小区内的扇区间的导频划分为各组对应的列为同一小区。即 1, 43, 85; 2, 44, 86, … 依次类推。 $N = 37$  的蜂窝群的结构如图 16.7 所示。其中,  $D_{37} = \sqrt{3Nr} = \sqrt{3 \times 37r} = 11r$ , 而  $r$  为小区半径, 若取  $r = 1\text{km}$ , 则有  $D_{37} = 11r = 11\text{km}$ , 它等效于  $\frac{11}{0.244\text{km/chip}} \approx 43\text{chip}$ 。可见, 当导频偏移量增量值 PILOT-INC 减少时, 复用距离  $D_{37} > D_{13}$  将增大。结论: 当激活导频搜索窗 srch-win 小于小区的区群间等效距离  $D_{37}$  的一半时, 即  $\frac{1}{2}D_{37} = \frac{1}{2} \times 43\text{chip} = 21.5\text{chip}$  时, 系统中不会因导频偏移量规划而引入导频间的干扰。

上述两个例子中留用的后备导频组主要可用于:个别小区业务量过大, 需增设或临时增设基站以分担其业务等特殊需求。

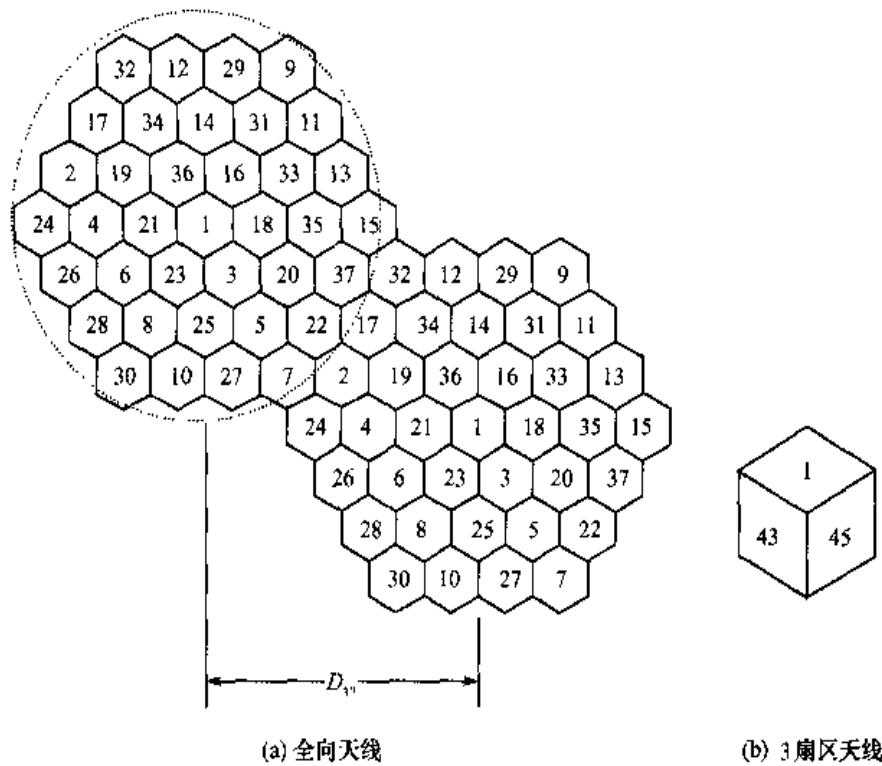


图 16.7  $N = 37$  的蜂窝小区的区群结构

## 16.2 网络规划、设计与优化的基本原理

### 16.2.1 三者之间的分工

### 1. 网络规划

网络规划一般是指在初始阶段对移动通信中网络工程的粗略估计与布局的考虑。规划阶段主要解决的问题是对移动网络工程的规模和投资进行初步估计，即根据对服务区的覆盖范围与业务量需求，初步估算服务区内基站站点数目、基站配置粗略估计、总体经营投资概算。在我国，信息产业部内主要分工是由原邮电部规划院来完成。

## 2. 网络设计

网络设计主要负责在初步规划的基础上对正式运营的不同制式移动通信蜂窝网进行工程设计，应考虑到网络工程设计与移动通信制式即是 TDMA、FDMA 还是 CDMA 以及一些具体设备生产厂家的技术性能密切相关。

具体移动网络工程设计一般又分为以下几个主要部分：无线（射频）网络规划设计，含基站、基站控制器部分；无线核心网络规划与设计，含MSC、HLR、VLR、AUC、SMS等部分，机房、供电、供水等土木建筑等配套措施设计。本章仅介绍无线（射频）网络规划。网络设计过程中的调整、修改与优化，一般称为设计优化或小优化。

在我国移动网络设计工程中，信息产业部内的分工主要是由原邮电部及各省市设计院来完成。但是电信体制改革后，规划与设计相互渗透，特别在省市级更是如此。

### 3. 网络优化

规划、设计一般是在正式建网以前进行并完成的，而网络优化，又称大优化，则是在正式建网后，并经过一段正式运营后才进行的。网络优化是一项复杂的系统工程，它涉及单小区的无线传输、多小区以及整个移动交换网络的优化，以及根据业务需求的扩容等问题。

网络优化的基础条件主要有：已正式运营的网络、大量且充分的实测数据与统计报表、专门用于数据分析与网络优化的软件支持系统及一批训练有素的网优技术人员。

网络优化主要是由运营商为主体来完成的。网络优化的主要目标是进一步提高容量，改进通信质量，完善覆盖性能及挖掘设备与网络系统的潜力，提高运营效率，另外还要为网络扩容服务。实现网络规划、设计的总体功能性框图如图 16.8 所示。

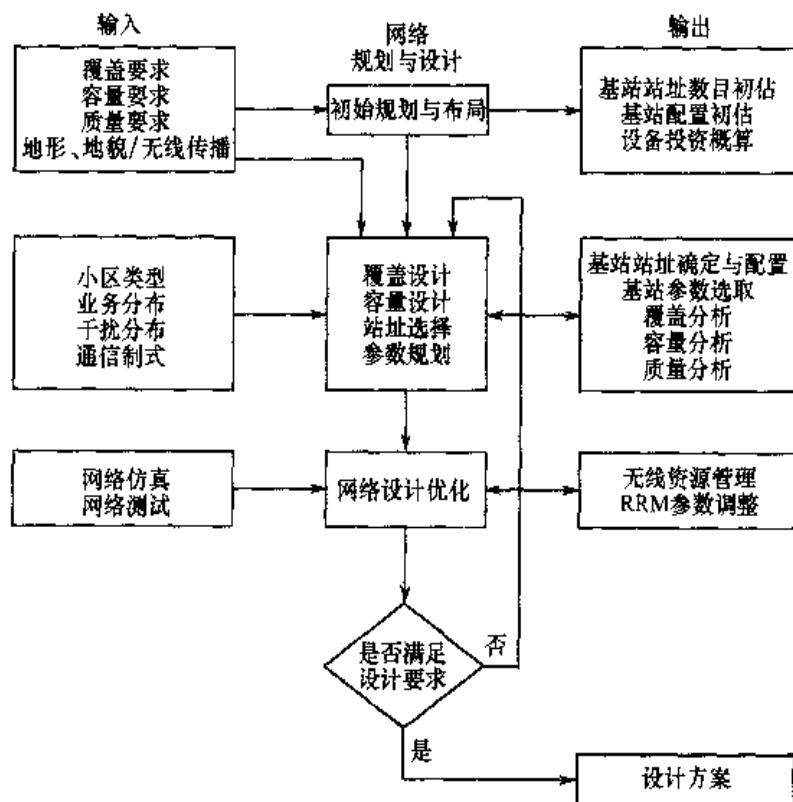


图 16.8 网络规划、设计总体功能框图

#### 16.2.2 网络规划与设计的基本原理

进行网络规划和设计，首先需要调研和分析服务区内的基础数据，如：人口与面积，业务需求、业务分布及现有各种通信手段使用状况，地形、地貌、道路与交通概况，干扰源分布及经济发展与文化、娱乐、旅游设施，以及对通信业务发展的预测等。

### 1. 网络规划、设计的主要实现原理与方法

从原理上可以分别从覆盖、容量和质量3个不同角度独立进行规划与设计，然后再根据具体的环境与条件选取其中之一为主体。

实际上，它们三者特别是由于通信质量与覆盖和容量是密切相关的，所以实际上的网络规划与设计归结为覆盖和容量两类方法，而将质量因素归并入上述两类方法之中。无线网络规划与设计的核心问题是基站数目选取及其网络拓扑结构与基站参数的选取。

### 2. 基站数目选取的原理

基站数目选取的方法如图16.9所示，包括以下3类。

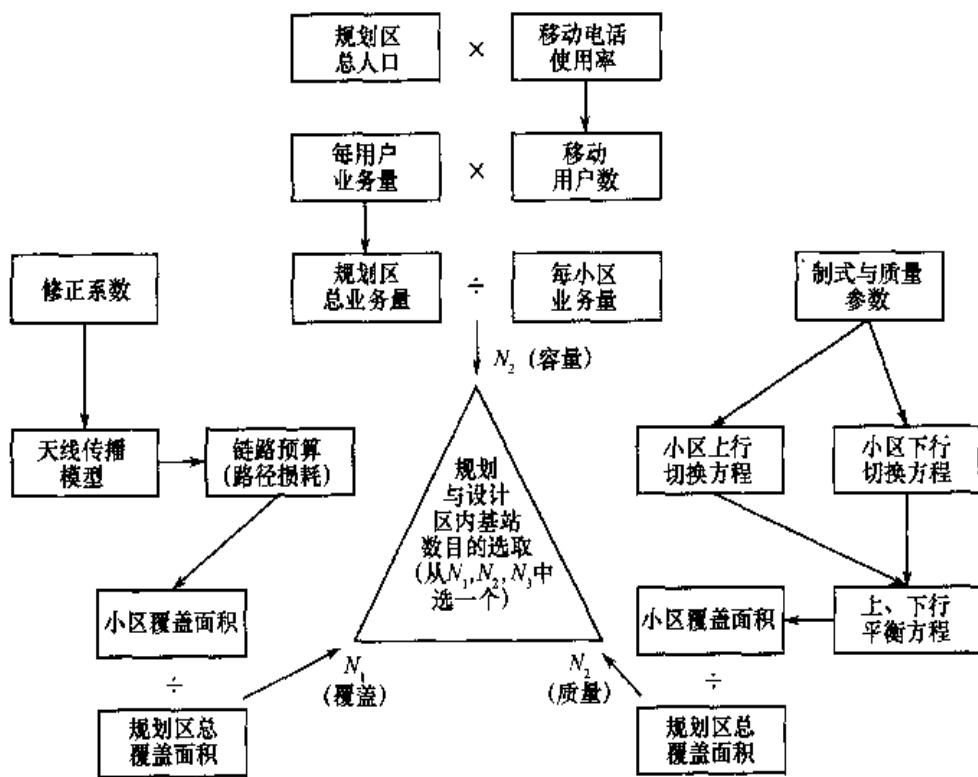


图16.9 基站数目选取的3类方法

#### (1) 从覆盖角度预测基站数目 $N_1$

从覆盖角度进行预测的基本思路是：首先根据无线电波传播模型估算出传播损耗，然后将其值代入无线链路方程中，求得小区覆盖面积，再除以服务区的总覆盖面积，即可求得基站数目  $N_1$ 。

无线电波传播模型目前已有很多类型，经常采用的有3类：Okumura-Hata模型，WIM及COST231模型，详细介绍可参见第2章有关内容。

关于无线链路方程，它可根据不同的移动通信制式、不同业务要求给出不同形式的无线链路方程。但是从本质上讲，均可归纳为上行链路和下行链路两类方程。

#### (2) 从容量角度预测基站数目 $N_2$

从容量预测的基本思路是：分别求出规划区内移动通信的总业务量或等效总业务量(它适

用于多业务类型)及每个小区的业务量,两者相除即可求得待求基站  $N_2$ 。总业务量或等效总业务量是通过调研服务区内的人口数量(含固定人口、流动人口)、移动手机使用率及每个用户手机使用率和业务量来实现的。每个小区用户数和业务量是与具体通信制式有关的设计要求值,它可通过计算或仿真求出。业务容量的预测也可以从其他类似等效手段如频谱利用率来进行。

### (3) 从质量角度预测的基站数目 $N_3$

从质量角度预测的基本思路是以不同制式下与不同业务类型下的质量参数为主体,求出上、下行链路的切换方程,并加以平衡,求出小区在质量准则下的覆盖面积。将这个小区在质量准则下的覆盖面积除以规划区的总覆盖面积(这是设计要求值)即可求得  $N_3$  值。再根据切换阻塞率、掉话率等质量指标对上述数据做进一步修正。

从覆盖、容量和质量3个角度综合考虑,分别求得  $N_1$ ,  $N_2$  和  $N_3$ ,然后再按下列情况做出最后选择。在满负载情况下,取  $N_1$ ,  $N_2$  和  $N_3$  中的最大者;在低负载情况下,取  $N_1$ ,  $N_2$  和  $N_3$  中的最小者;在一般情况下,取  $N_1$ ,  $N_2$  和  $N_3$  中的中间值。

由于从覆盖和容量角度都必须要进一步考虑到某些质量方面的需求,所以实际上往往没有必要从上述覆盖、容量和质量3个角度来求解,而是将质量要求融入覆盖和容量中,仅需从覆盖和容量两方面来求解。

## 16.3 从覆盖角度进行小区规划与设计

前面已指出,从覆盖角度进行小区规划中的核心问题是求解两个方程,一个是无线电波传播方程,利用它求解出电波传播的空间损耗;另一个是上 / 下行链路传输方程及其平衡方程。下面分别予以介绍。

### 16.3.1 无线传播方程

无线传播方程有基于理论的也有基于实际的两大类型,在移动网络规划中,更青睐基于实际方面的,它又可分为基于室外和基于室内两个部分。

#### 1. 自由空间传播模型

该模型描述了理想情况下的传播损耗。即发 / 收天线均为理想的全向天线,其增益为1,且在理想的自由空间中传播,这样发送功率与接收功率之比即为自由空间传播的路径损耗。设  $P_T$  为发射功率,  $d$  为发、收天线间的距离,则在接收端收到的电波功率密度应为

$$D = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} \quad (16.3.1)$$

再设接收天线有效面积为  $A_R$ (无方向),则有

$$A_R = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_R \quad (16.3.2)$$

式中,  $\lambda$  为波长,单位为米(m);  $G_R$  为接收天线增益,接收到的功率应为

$$P_R = DA_R = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} \times \frac{\lambda^2}{4\pi} G_R = \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 P_T G_T G_R \quad (16.3.3)$$

自由空间中的路径损耗为

$$L_p = \frac{P_T}{P_R} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 \times \left(\frac{1}{G_T G_R}\right) \quad (16.3.4)$$

则

$$L_p(\text{dB}) = 10 \lg \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 + 10 \lg \frac{1}{G_T \times G_R}$$

若不考虑收、发天线增益，即令  $G_T = G_R = 1$ ，则有

$$L_p(\text{dB}) = 20 \lg \frac{4\pi d}{\lambda} \quad (16.3.5)$$

或

$$L_p(\text{dB}) = 32.44 + 20 \lg f(\text{MHz}) + 20 \lg d(\text{km}) \quad (16.3.6)$$

## 2. 室外传播模型

在实际移动通信环境中，情况比较复杂，这时无线传播的路径损耗就不像式(16.3.6)中传播损耗仅与工作频率  $f$ 、传播距离  $d$  有关，实际上它还与收、发天线高度、具体地形、地貌等因素有关，这就是基于实际的经验公式，它可广泛地用于实际移动网络规划中。实际的室外传播模型很多，其中最具有代表性的 3 类模型已在 2.3 节详细介绍，这里就不再赘述。

## 3. 室内传播模型

室内无线传播是一个比较新的领域，大约在 20 世纪 80 年代才开始研究。这一部分在第 2 章中未涉及，因此在这里做初步介绍。

室内无线传播从原理上看与室外无线传播是一样的，都是基于直射、反射、绕射与散射，但由于室内与室外环境与条件有很大区别，其接收信号电平很大程度上决定于建筑物内的门是开还是关、天线安装在何处、房间大小、建筑物材料等。室内传播模型很多也远不如室外模型成熟、典型。下面仅介绍其中两个较简单的模型。

### (1) Ericsson 多重断点模型

它是通过测试多层办公室建筑提炼出来的，该模型有 4 个断点，并考虑了路径损耗的上、下边界。其图形如图 16.10 所示

该模型中，假定  $d_0 = 1\text{m}$  处衰减为 30dB，它对于载频  $f = 900\text{MHz}$  的单位增益天线是准确的。该模型没有考虑对数正态阴影部分。

### (2) 衰减因子模型

建筑物内的传播模型包含建筑物类型影响和阻挡物所引起的变化。该模型灵活性强，其预测路径损耗与测量值的标准偏差为 4dB，而对数距离模型的偏差高达 13dB，衰减

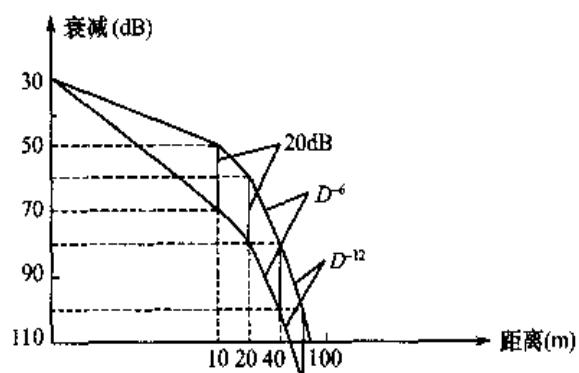


图 16.10 Ericsson 室内路径损耗模型

因子模型中传播路径损耗为

$$P_L(d) = P_L(d_0) + 10r_{SF} \lg\left(\frac{d}{d_0}\right) + \text{FAF} \quad (16.3.7)$$

式中,  $r_{SF}$  表示同层测试的指数值。如果同层存在很好的估计计算  $r_{SF}$ , 则不同楼层路径损耗可通过附加楼层衰减因子 FAF 来获得。或者在式(16.3.7) 中, FAF 由考虑多楼层影响的指数所代替。即

$$P_L(d) = P_L(d_0) + 10r_{MF} \lg\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (16.3.8)$$

式中,  $r_{MF}$  表示基于测试多楼层路径损耗指数。

室内路径损耗等子自由空间损耗加上附加损耗因子, 且随距离成指数增长, 对于多层建筑物, 有

$$P_L(d) = P_L(d_0) + 20 \lg\left(\frac{d}{d_0}\right) + \alpha d + \text{FAF} \quad (16.3.9)$$

式中,  $\alpha$  为信道衰减常数, 单位为 dB/m。

### 16.3.2 上 / 下行链路传输方程及其平衡

移动通信上 / 下行链路预算模型如图 16.11 所示。

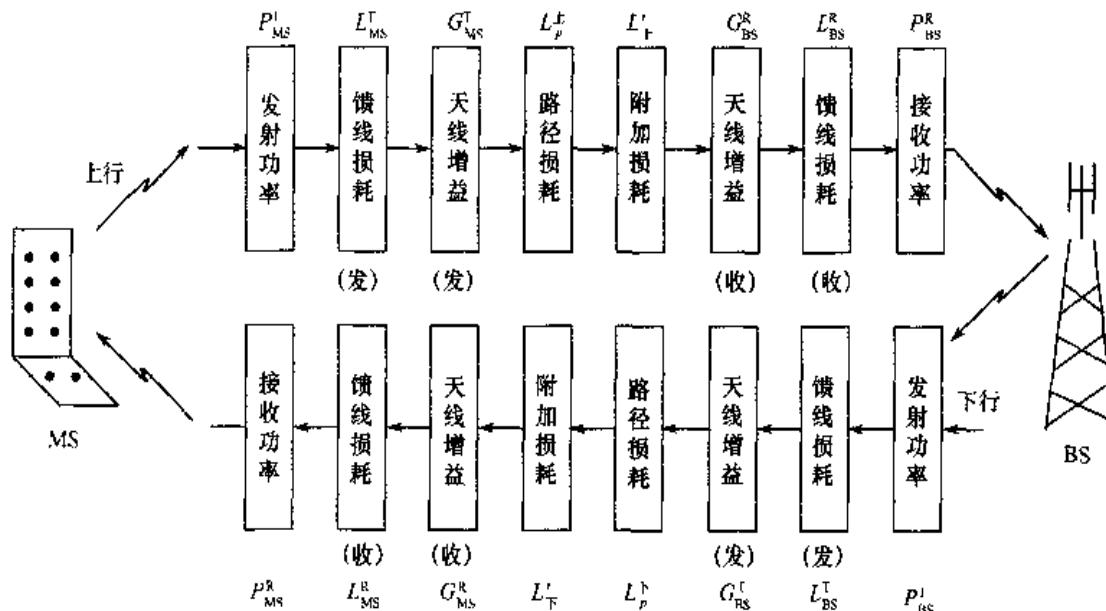


图 16.11 移动通信上 / 下行链路预算模型

以上 / 下行最大路径损耗为基准建立链路预算方程。

#### 1. 上行链路预算方程(移 → 基)

$$L_p^T = P_{MS}^T - L_{MS}^T + G_{MS}^T + G_{BS}^R - L_{BS}^R - L'_E - P_{BS}^R \quad (16.3.10)$$

式中,  $L_p^T$  为上行链路的无线传播损耗(dB);  $P_{MS}^T$  为移动台发射功率(dBm);  $L_{MS}^T$  为移动台发射

端馈线损耗(dB)，它一般可忽略； $G_{MS}^T$  为移动台发射天线增益(dBm)； $G_{BS}^R$  为基站接收天线增益

(dBm)； $L_{BS}^R$  为基站接收端馈线损耗(dB)； $L'_U$  为上行附加损耗(含附加增益)(dB)； $P_{BS}^R$  为基站接收功率(dBm)。且有

$$P_{BS}^R \geq P_{BS}^h + M_F + M_S \quad (16.3.11)$$

式中， $P_{BS}^h$  为基站接收的门限(dBm)； $M_F$  为快衰落余量(一般遵从瑞利分布，dB)； $M_S$  为慢衰落余量(一般遵从对数正态分布，dB)。

## 2. 下行链路预算方程(基 → 移)

$$L_p^F = P_{BS}^T - L_{BS}^T + G_{BS}^T + G_{MS}^R - L_{MS}^R - L'_D - P_{MS}^R \quad (16.3.12)$$

式中， $L_p^F$  为下行链路的无线传播损耗(dB)； $P_{BS}^T$  为基站发射功率(dBm)； $G_{BS}^T$  为基站发射端馈线损耗(dB)； $G_{BS}^T$  为基站发射天线增益(dBm)； $G_{MS}^R$  为移动台接收天线增益(dBm)； $L_{MS}^R$  为移动台接收端馈线损耗(dB)，一般可忽略； $L'_D$  为下行附加损耗(含附加增益)(dB)； $P_{MS}^R$  为移动台接收功率(dBm)。且有

$$P_{MS}^R \geq R_{MS}^h + M_F + M_S \quad (16.3.13)$$

式中， $R_{MS}^h$  为移动台接收的门限(dBm)； $M_F$  为快衰落余量(dB)； $M_S$  为慢衰落余量(dB)。

## 3. 上 / 下行链路平衡方程

设  $L_p^U - L_p^F = B_f$ ，称  $B_f$  为平衡因子，则有  $B_f \approx 0$ ，即  $L_p^U \approx L_p^F$ ，则上 / 下行链路基本达到平衡； $B_f > 0$ ，即  $L_p^U > L_p^F$ ，则系统中上行链路受到限制； $B_f < 0$ ，即  $L_p^U < L_p^F$ ，则系统中下行链路受到限制。若进一步考虑到实际情况，允许上 / 下行路径损耗有一定偏差  $\epsilon \approx 1 \sim 2$  dB，则有  $|B_f| \approx \epsilon$ ，即  $L_p^U \approx L_p^F$ ，上 / 下行基本平衡； $B_f > \epsilon$ ，即  $L_p^U > L_p^F$ ，上行链路受限； $B_f < \epsilon$ ，即  $L_p^U < L_p^F$ ，下行链路受限。

若以接收机门限为基准(参考点)，则有

$$R^h = G_B - L_{\text{总}} \quad (16.3.14)$$

式中， $R^h$  为接收机门限值(灵敏度)； $G_B$  为链路总增益； $L_{\text{总}}$  为链路总损耗。

$$\begin{aligned} R_{BS}^h &= G_{BS}^T - L_{BS}^T \\ &= (P_{MS}^T + G_{MS}^T + G_{BS}^R) - (L_{MS}^T + L_{BS}^R + L'_U + L_p^U + M_F + M_S) \\ &= P_{MS}^T + G_{MS}^T + G_{BS}^R - L_{MS}^T - L_{BS}^R - L'_U - L_p^U - M_F - M_S \end{aligned} \quad (16.3.15)$$

## 下行链路

$$\begin{aligned} R_{MS}^h &= G_{BS}^T - L_{BS}^T \\ &= (P_{BS}^T + G_{BS}^T + G_{MS}^R) - (L_{BS}^T + L_{MS}^R + L'_D + L_p^F + M_F + M_S) \\ &= P_{BS}^T + G_{BS}^T + G_{MS}^R - L_{BS}^T - L_{MS}^R - L'_D - L_p^F - M_F - M_S \end{aligned} \quad (16.3.16)$$

## 16.4 从容量角度的规划与设计

前面已指出决定移动通信技术指标的有3类：有效性、可靠性与安全性，前者属于数量指标，后两者为质量指标。而决定有效性即数量指标主要采用通信容量来度量。提高通信容量是移动通信中的最核心问题。本节主要研究从网络规划的角度来最大限度地提高移动通信的通信容量。

### 16.4.1 通信容量的概念

通信中的容量可以分别从侧重于理论和侧重于实际两个方面来研究。

(1) 侧重于理论的容量概念，一般是以单位带宽(时间或面积)的信息量为基础。对于语音业务：话务量(Erl)/单位带宽/单位面积；对于数据业务：比特(bit)/单位带宽(时间或面积)。上述定义的容量概念适用于理论上的比较，但实用上不大方便，因为信息量很难测量特别是模拟语音。

(2) 侧重于实际的容量概念，一般是以单位带宽(时间或面积)的信道(或用户)数为基础。对于语音业务：话路/单位带宽或者话路/单位带宽/单位面积；对于数据业务：信道/单位带宽。

这类定义比较适合于实际应用，但也有缺点，即对信道和话路的含义没有严格的说明，这一点往往导致在对频谱效率分析时的分歧与混乱。为了弥补这一缺点，一种办法是规定信道有一定的信道容量，另一种办法是规定信道必须传送一定质量的语音。虽然存在上述缺点，但在工程上还是采用这类侧重于实际的容量的概念，在小区规划中我们采用的就是这类定义。当然，上述两类方法在一定的条件下是可以互相转换的。

### 16.4.2 不同多址方式的蜂窝网通信容量

不同多址方式下蜂窝小区通信容量估算方式是不一样的。第一代(1G)采用FDMA，第二代(2G)采用TDMA(GSM)和CDMA(IS-95)，第三代(3G)主流3个制式均采用CDMA。下面将分别予以介绍。

#### 1. 1G FDMA 蜂窝网的通信容量

在FDMA蜂窝网中，采用空间频率再用技术以解决移动通信中频率资源有限与用户不断增长之间的矛盾。它是小区规划最核心的内容之一。在FDMA蜂窝网中，称使用相同频率(段)的小区为同频小区，同频小区间的干扰称为同频段干扰。下面从同频段干扰入手分析小区的通信容量。

同频段干扰抑制因子 $\alpha$ 的引入。若设 $r$ 为小区六边形外接圆的半径， $d$ 为相邻两个同频段小群区之间的距离，由式(16.1.4) $d = \sqrt{3Nr}$ 得

$$\alpha = \frac{d}{r} = \sqrt{3N} \quad (16.4.1)$$

$\alpha$ 是被用做处理同频段干扰的一个主要参数。

同频段干扰可以分为两种类型：基站受到邻近同频段小区中移动台的干扰和移动台受到邻近同频段小区中基站的干扰。以上两类干扰的分布与分析方法完全类似，因此不必分别讨论，它们都可归结为同频段小区群内的载干比的分析。

同频段小区群的载干比公式，即

$$\frac{C}{I} = \frac{P}{\sum_{i=1}^6 I_i + n_0} \quad (16.4.2)$$

式中， $P$  为信号功率； $n_0$  为背景噪声功率（本地），由于它一般远小于同频段小区间的干扰功率，因此可忽略不计； $I_i$  为来自邻近小区的干扰功率，一般它取运营（工作）小区四周近邻的 6 个小区，即  $i = 1 \sim 6$ ，由电波传播理论得

$$P = kr^{-3.5 \sim -5.5} \quad (16.4.3)$$

$$I_i = kd_i^{-3.5 \sim -5.5} \quad (16.4.4)$$

现将式(16.4.3)与式(16.4.4)代入式(16.4.2)，并取指数为 4，近似取  $d_i \approx d$ ，则

$$\frac{C}{I} = \frac{kr^{-4}}{\sum_{i=1}^6 kd_i^{-4} + n_0} \approx \frac{r^{-4}}{\sum_{i=1}^6 d_i^{-4}} \approx \frac{1}{6} \left(\frac{r}{d}\right)^{-4} \quad (16.4.5)$$

若规定载干比门限为  $\left(\frac{C}{I}\right)_{th}$ ，则

$$\left(\frac{r}{d}\right)^{-4} \geq 6 \left(\frac{C}{I}\right)_{th} \quad (16.4.6)$$

若 FDMA 系统中，总频段数为  $M$ ，则当总共可用的频带为  $W$ 、每个频段间隔为  $B$  时，有

$$M = \frac{W}{B} \quad (16.4.7)$$

当区群（同频小区群）中小区数  $N$  确定后，每一个小区可用的频道数  $n$  应为

$$n = \frac{W}{NB} \quad (16.4.8)$$

由式(16.4.1)得

$$(3N)^2 = \left(\frac{d}{r}\right)^4 \quad (16.4.9)$$

再利用式(16.4.6)，则有

$$(3N)^2 \geq 6 \left(\frac{C}{I}\right)_{th} \quad (16.4.10)$$

将式(16.4.10)代入式(16.4.8)，每一小区内可用的频段数  $n$  应为

$$n = \frac{W}{NB} \leq \frac{W}{B \sqrt{\frac{2}{3} \left(\frac{C}{I}\right)_{th}}} = \frac{M}{\sqrt{\frac{2}{3} \left(\frac{C}{I}\right)_{th}}} \quad (16.4.11)$$

式(16.4.11)说明，FDMA 的蜂窝系统中分配给每个小区的信道数  $n$  正比于可用的总带宽  $W$ ，反比于载干比的门限值  $\left(\frac{C}{I}\right)_{th}$ 。

## 2. 2G TDMA 蜂窝网的通信容量

在第3章多址技术中已指出 FDMA 与 TDMA 均属一维多址技术，很多特性是相似的，在小区规划中，都采用频率规划，即空间频率再用技术。所以从频率规划观点看，TDMA 蜂窝系统的通信容量也可采用式(16.4.11)进行计算。

对于 FDMA，式(16.4.11)中的  $B$  即为信道的频带带宽，而 TDMA 中  $B$  为等效信道带宽即  $B_0/m$ ，而  $B_0$  为 TDMA 的频道宽度，而每一个频道包含  $m$  个时隙，这时相应信道总数应为

$$M = W / \frac{B_0}{m} = mW/B_0 \quad (16.4.12)$$

对于 TDMA，每一小区内可用的频道数

$$n = \frac{W}{NB} = \frac{W}{NB_0/m} = \frac{mW}{NB_0} \leq \frac{mW}{B_0 \sqrt{\frac{2}{3} \left(\frac{C}{I}\right)_b}} = \frac{M}{\sqrt{\frac{2}{3} \left(\frac{C}{I}\right)_b}} \quad (16.4.13)$$

显然，它与 FDMA 中求得的信道数  $n$ ，即式(16.4.11)是完全一致的。

## 3. CDMA 蜂窝网的通信容量(以 IS-95 为例)

### (1) 反向链路小区容量分析

若一个小区内的移动用户数为  $K$ ，而每个用户的信号功率为  $P$ ，干扰功率为  $I$ ，对于具有自干扰系统的 CDMA，有

$$I = (K - 1)P \quad (16.4.14)$$

而接收机的信干比应为： $\frac{S}{I'} = \frac{P}{I + N}$ ，由于在 CDMA 中， $I \gg N$ ，则有

$$\frac{S}{I'} \approx \frac{P}{I} = \frac{1}{K - 1} \quad (16.4.15)$$

所以

$$K \approx \frac{I}{P} = \frac{I_0 F}{R E_b} = \frac{F/R}{E_b/I_0} \quad (16.4.16)$$

式中， $F$  为扩频后的信号带宽； $R$  为扩频前的信号速率； $E_b$  为每比特的信号能量； $I_0$  为干扰密度，即单位带宽内的干扰。显然，上述公式表明，小区中的用户数正比于  $F/R$  即扩频增益，反比于门限信干比  $E_b/I_0$ 。

式(16.4.16)仅给出单小区情况下全向天线理想条件下的小区容量。而在多小区并考虑到一些实际情况时，应进一步考虑下列因素的影响。其他小区对本小区的干扰，当采用 3 扇区时，干扰因子  $K_1 = \frac{1}{1+f} \approx 0.85$ 。语音激活的影响，一般取激活系数为  $3/8$ ，则激活增益为  $G_U = 2.67$  左右。小区天线增益，对于 3 扇区，每个扇区为  $120^\circ$ ，理论上对 CDMA 可提高 3 倍容量，若进一步考虑到实际情况，则小区无线增益一般取  $G_A = 2.4$ （大约损失 1dB）左右。进一步还需考虑到负载因子的影响，即  $K_2 \approx 40\% \sim 75\%$ 。另外还要考虑功控精度的影响，即  $K_3 \approx 85\% \sim 90\%$ （大约损失 1dB）。

这时小区内实际用户数大致为

$$K_{\text{反向}} = \frac{F/R}{E_b/I_0} \times K_1 \times G_U \times G_A \times K_2 \times K_3 \quad (16.4.17)$$

### (2) 前(正)向链路小区容量分析

前向链路小区容量是基于小区分配给移动台的业务信道的功率。在一个小区内，总功率分配如下：导频信道约占 20%，各类开销如同步、寻呼等约占 6%，可用于业务信道约占 74%。从统计数据可求得平均每个业务信道的功率约为导频信道功率的 23%。再进一步考虑到一些实际因素的影响，如语音激活增益： $G_U = 2.67$ ；切换开销的影响： $K_4 \approx \frac{1}{1.92}$ 。考虑上述各种因素，可以近似求得前向链路每小区平均容量为

$$K_{\text{前向}} = \frac{P_{\text{业务}}}{P_{\text{导频}}} \times 23\% \times G_U \times K_4 \quad (16.4.18)$$

式中， $P_{\text{业务}}$  为业务信道占用小区总功率的百分比； $P_{\text{导频}}$  为导频信道占用小区总功率的百分比。

### (3) 平衡上 / 下行链路用户数量

在 IS-95 中，下行(前向)链路采用同步相干检测，而上行(反向)链路为异步非相干检测，从链路质量上看，下行优于上行。

在 IS-95 中，下行为了实现同步相干检测需要占用 20% 以上功率传送导频信号，且无用开销也远大于上行，因而，占用有效用户的功率而影响小区用户的数量。

上述计算中，上行为最大容量，下行则为平均容量。在实际情况下综合考虑，一般选用下行平均容量更为恰当。在实际规划、设计中，要以不同地区如城区、郊区与农村地区等不同环境下的业务量分布的统计数据为依据，分别求出在不同地区的小区数量及相应的业务配置。

## 4. WCDMA 的容量规划与设计

在第三代(3G) 移动通信中，业务已从单一的语音业务拓广至多种媒体(语音、数据、图像等)乃至多媒体业务。它既包含电路交换(CS)型也包含分组交换(PS)型，而且它们的 QoS 要求是不一样的。

为了引用统一尺度来考虑多种业务，可以将各种业务数据速率的总和作为衡量业务量的一个标准。即

$$R_{\text{总}} = N \times N_B \times T \times R_{\text{业务}} \times \frac{1 + \frac{R_{\text{信令}}}{100} + \frac{R_{\text{开销}}}{100}}{3600} \quad (16.4.19)$$

式中， $R_{\text{总}}$  为总数据率； $N$  为用户数；其余参量均为单用户，包括  $N_B$  为忙时呼叫次数 BHCA， $T$  为持续时间， $R_{\text{业务}}$  为业务数据速率， $R_{\text{信令}}$  为承载信令数据速率， $R_{\text{开销}}$  为重发所需系统开销。

小区处理多种业务的能力可以通过频谱效率，即单个小区在 1MHz 频谱内所能提供的数据速率来体现。在 3G 中，各种业务的频谱效率是不一样的。根据各种业务的数据量在总数据量中所占的比重及各种业务的频谱效率，可以进一步求出平均频谱效率  $\bar{\eta}$  为

$$\bar{\eta} = \frac{\eta_1 \times R_{\text{业务}}^1}{R_{\text{总}}} + \frac{\eta_2 \times R_{\text{业务}}^2}{R_{\text{总}}} + \dots + \frac{\eta_N \times R_{\text{业务}}^N}{R_{\text{总}}} \quad (16.4.20)$$

式中， $\bar{\eta}$  为平均频谱效率； $\eta_i$  ( $i = 1, 2, \dots, N$ ) 为不同业务的频谱效率； $R_{\text{业务}}^i$  ( $i = 1, 2, \dots, N$ ) 为

不同业务的数据速率;  $R_{\text{总}}$  为总数据速率。

再根据小区配置情况及一些实际因素(小区因子、小区负载)影响, 对  $\eta$  加以修正。最后用修正后的平均频谱效率(即小区频谱效率)除以总数据率, 即可求得所需的基站数目。

## 16.5 网络设计的系统仿真

一旦制订了初步的网络设计方案后, 通常采用计算机仿真方法进行验证与分析, 并对一些关键参数进行修改与优化。CDMA 网络性能是由诸多复杂因素决定的, 这些因素一般分为 3 种类型: 基本上固定不变的因素, 如基站位置、基站天线方向角、基站最大发射功率; 可变因素, 如接纳控制算法、软切换算法、功控算法及调度算法等; 随机因素, 如系统负载、用户分布、用户业务、每个用户传播损耗等。仿真时, 采用的因素越多, 仿真越精确, 但随之复杂度也越高。因此, 系统级仿真往往是要在复杂度与精确度之间寻找合理的折中。

系统仿真一般采用两类主要方法: 静态仿真, 又称为“快照法(抓拍法)”, 它像用一部照相机对一个系统的运行情况进行静态的多次快照式抓拍再进行统计分析; 动态仿真, 又称为“时间驱动法”, 是指对所分析的系统在一定时间内的连续变化进行模拟的一种方法。

### 1. 静态仿真基本原理

静态仿真时, 每间隔一段时间进行一次快照抓拍(Snapshot), 这样每次抓拍是独立的。每次拍照中, 移动台随机分布于服务区中, 通过迭代方式计算功率、干扰等指标, 并记录下该瞬间的服务质量。将多次独立抓拍的结果进行统计平均, 其精度主要决定于抓拍的次数, 次数过少, 置信度就低, 然而次数过多, 复杂性又大大增加, 因此必须适当选取抓拍次数。

抓拍快照仿真的基本步骤包括:

- (1) 系统首先生成多个地理位置上用户服从随机均匀分布的移动台;
- (2) 计算移动台与基站之间的路径损耗, 并考虑对数正态的阴影慢衰落的影响, 生成链路传输矩阵;

- (3) 根据链路传输矩阵, 移动台采用适当的软切换算法选择基站(激活集合);

- (4) 启动一个静态功控过程, 调整工作链路功率, 使其满足目标载干比;

- (5) 当所有链路都经过更新以后, 调整移动台属性, 若链路载干比低于接收机灵敏度, 则该用户为不可用状态, 若链路载干比低于接收机门限值, 则该用户为故障状态, 若链路载干比高于门限值, 则该用户为正常状态。

采用 Monte Carlo 方法经过充分多的抓拍过程, 就可以得到系统容量的统计数据。

### 2. 动态仿真基本原理

动态仿真仅对所考虑的系统在一定时间内的连续变化进行仿真模拟。如对 CDMA2000 系统, 其动态仿真时间步长为一个功控周期 1.25ms, 一般情况下, 已能足够精确模拟系统中大部分的操作。

通常时间驱动法需模拟移动台的业务到达过程, 如语音呼叫业务隔一定时间的到达、移动台的位置移动及切换等动态过程。并在整个动态模拟过程中, 要及时不断地统计各种业务

的服务质量指标。

动态仿真与静态仿真相比具有如下优点:①可以更为精确地体现系统的动态特征;②可以较准确地模拟快速功率控制和切换过程;③可以更真实地模拟分组业务的到达模型及交互特性;④可以反映突发式分组业务与语音业务之间的相互影响;⑤可以更好地分析、检验和改进各种复杂的无线资源管理算法。动态仿真的主要缺点是运算量大、耗时长。

动态仿真的主要流程如图 16.12 所示。

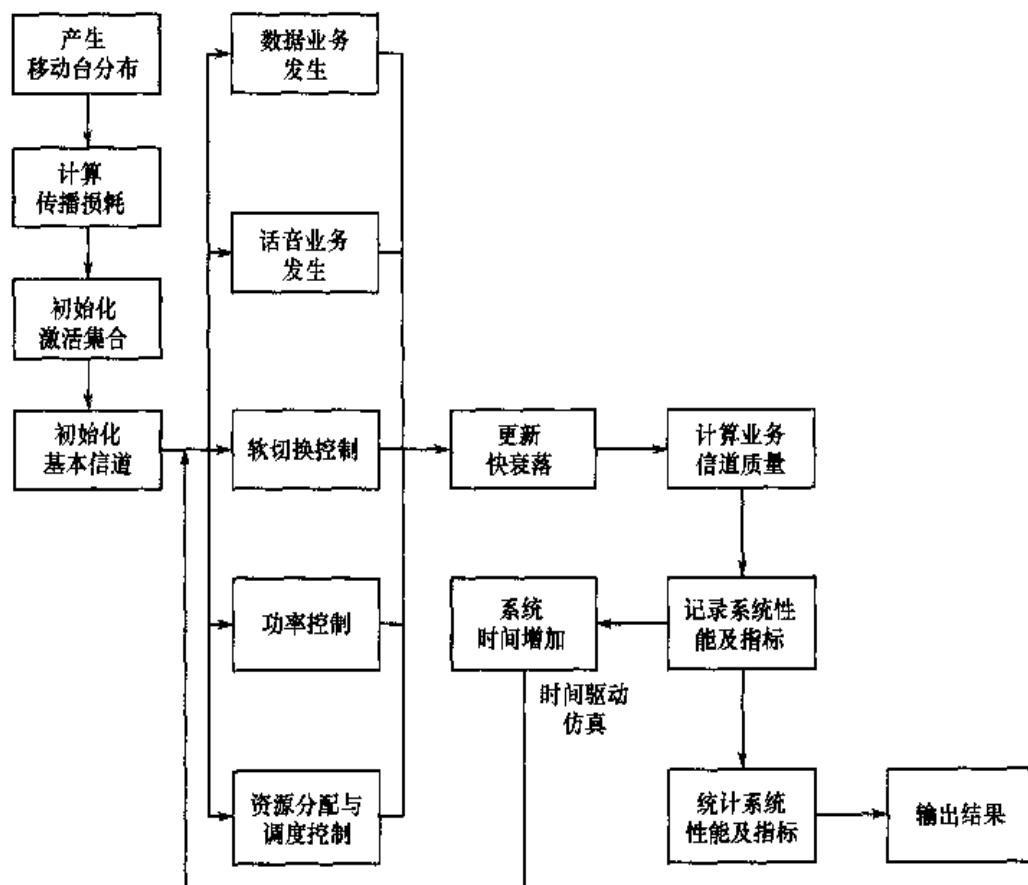


图 16.12 动态仿真流程图

## 16.6 室内规划与设计简介

根据话务量统计分析,目前约有 80% 业务集中于室内,即室内通话的手机数量占据了一大半业务量,因此,移动通信的室内规划与设计应引起移动通信网络规划与设计者足够的重视。

### 16.6.1 室内网络规划的必要性与复杂性

室内是移动用户的高度集中区,也是通话业务的高发区。显然,移动通信手段是必不可少的。大型写字楼、政府办公大楼、会议室与会议大厅有着大量基本上固定的移动用户和相对稳定的移动业务量。商场、机场、车站、宾馆、饭店、餐厅及娱乐场所和地下停车场有着大量流动但统计稳定的移动用户和移动业务量。

室内环境要远比室外环境复杂，不同建筑物规模、材料、结构对移动通信电波传播有很强的屏蔽、吸收作用，且屏蔽吸收的程度又与建筑物规模、结构和材料类型密切相关，通信质量与建筑物高度、用户所处位置密切相关。

在高层建筑物上，由于受到基站天线高度的限制，往往由于覆盖不到而形成盲区或弱信号区域；在中等建筑物和中等楼层，由于用户可接收来自不同基站的信号而产生信号重叠，并易于产生频繁切换的“乒乓”效应；在地下室、地下停车场，接收信号弱，有时还存在盲区和阴影区，严重影响信号通信质量。

由于环境的复杂性及通信条件的恶劣，需要利用网络规划来改进通信的覆盖、容量和质量。在覆盖方面，利用增设室内天线，加大功率，改进天线方向性等手段，消除覆盖范围内的盲区、阴影区、过覆盖区和弱信号区；在容量方面，通过增设微微小区与室内小区，以满足高业务量的一些室内小区的需求；在质量方面，通过优化小区结构与设计，增设室内小区，提高通话质量，改善服务质量。

### 16.6.2 室内覆盖设计

室内覆盖针对室内移动用户群，用于改善室内移动通信环境。即根据覆盖、容量和质量3个方面的要求通过网络的规划和设计来得以满足。

从整体上看，合理的室内覆盖要全面考虑并平衡射频性能、用户要求、设备投资和工程上便于安装与维护等各方面。室内覆盖有两种实现的基本方法：一种是通过加大室外信号功率来解决室内覆盖；另一种是增设室内信号分布系统来改善室内覆盖。

前一种方法需要在室内覆盖盲区设直放站，提高盲区及弱信号区的室外基站功率，增强电磁波穿透能力，改善针对室内弱信号区与盲区的室外天线方向性，从而解决室内覆盖问题。后一种方法利用增设的室内天线分布系统将信号送至室内需要通信的每个角落，实现无缝隙覆盖。它比前一方案更加有效，因此使用也更为广泛。

室内分布系统从功能上看，可分为两个大部分：信号接入系统，其作用是将信号引入室内；信号分配系统，其作用是将接入的信号分配并分布至室内每个需要通信的角落。

室内分布系统从信号接入的方式看，可分为：

(1) 无线接入，它采用室外天线将附近宏蜂窝基站的信号接收后经放大处理再由室内天线分布至所需覆盖的位置。

(2) 有线接入，它又可分为宏蜂窝与微蜂窝耦合。宏蜂窝接入方式是在附近基站信道较空闲时采用，即由宏蜂窝引一路信号到室内设备，再进行放大和分布，它与室外用户共用容量，一般用于低话务量区；另一种是微蜂窝方式，即将微蜂窝基站直接设在室内，它可增加网络信道资源，提高网络容量和质量，比较适合于大范围室内覆盖，由于是单纯的专用微蜂窝基站，与外部基站基本上无关，它可直接接至BSC，因此适合于大容量、高质量的室内小区。

有线接入的微蜂窝室内分布系统示意图如图16.13所示。室内分布系统按照所采用的设备类型，可分为无源天馈系统和有源天馈系统两类。无源天馈系统主要是由无源器件组成，设备性能稳定，安全性高，无噪声累积，成本低。信号通过耦合器与功分器和粗电缆（减少馈线损耗）传输线后，尽可能地平均分配给每一付天线，覆盖效果较好。但系统设计较为复杂，灵活性差，且当功率损耗较大时，还需加天线放大器。

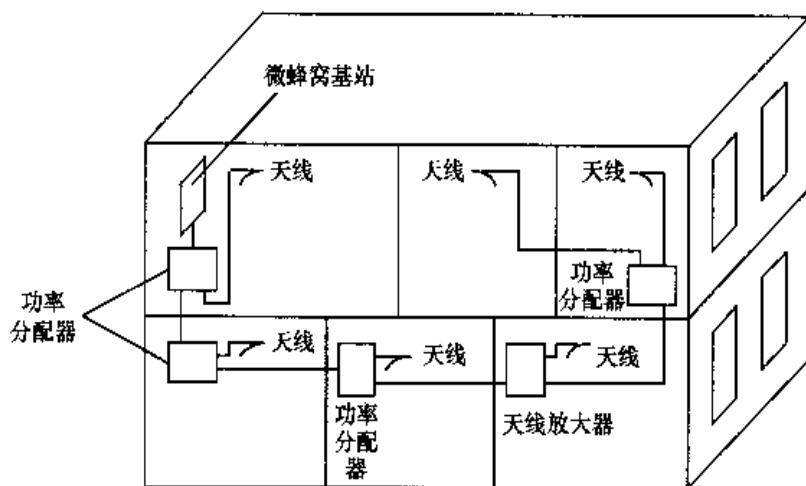


图 16.13 室内分布系统示意图

有源天馈系统主要通过有源器件如有源集线器、有源放大器、有源功率分配器及有源天线等。信号通过各级衰耗后到达末端，可放大以达到理想的强度，且增益可自动校验而无需手工调节，场强分布均匀可保证覆盖效果，但建设、维护较复杂，近端与远端所有器件设备均需电源，易损坏，系统安全性、稳定性较无源系统差。考虑到设备的安全性、稳定性及工程造价，一般在实际工程中更多采用无源系统。

室内分布系统按有线接入的布线来划分，可分为同轴电缆、泄漏电缆和光纤 3 种类型。

(1) 同轴电缆：它是最常用的传输线，性能稳定，造价便宜，使用频率范围广，安装方便，主要缺点是衰耗大，要采用多级放大器加以补偿，并引入噪声与互调，且需电源供给，由于造价低，安装方便，工程上采用较多。

(2) 泄漏电缆：它不需要室内天线，在电缆通过的地方，通过信号泄漏完成覆盖，场强均匀且能克服驻波比，在使用频率范围内不受使用频段限制。主要缺点是造价高且对电缆性能要求高，它一般用于地铁、隧道等狭长封闭环境。由于成本高，仅用于上述特殊环境。

(3) 光纤：它损耗小，无需天线放大器，性能稳定可靠，不受距离限制，主要缺点是无论在近端还是远端都需要增加光电转换设备，系统造价高，因此，它适合于超大型建筑及距离较远的楼群。

### 16.6.3 室内分布系统需解决的主要问题和方法

室内分布系统需要解决的主要问题包括：信号盲区、“乒乓”效应和“孤岛”效应。

室内主要盲区首先是各建筑物与大楼中的电梯间，其次是地下室和地下停车场及超过基站高度的一些高层建筑物。

一般高层建筑物中的大部分地区，特别是靠近窗户和靠近室外的地区，可以接收到室外多个基站信号，且其信号强度相差不大时，这时手机就可能在几个不同的小区(基站)之间来回切换，且语音质量很差。这就是所谓的切换“乒乓”效应。

形成“孤岛”效应的主要原因是：个别基站覆盖太远，同时由于附近基站并无相邻小区的参数设置，使得该小区用户无法正常切换而形成“孤岛”。这种情况容易出现在办公楼高层区域，外界有很强的信号覆盖，但是由于各种干扰因素造成无法登陆任何小区。

以上 3 类问题，第一类采用室内分布系统就可以很好地解决，然而对后两类，仅改善室内分布系统还无法获得满意的解决，因为它还涉及小区网络参数的调整与优化，甚至要对宏蜂窝的基站进行适当调整。

对于改善室内覆盖，在上述分类的基础上，一般可采用下列 3 类具体方式：直放站、宏蜂窝与微蜂窝来实现。前者属于无线接入，而后两者则属于有线接入，它们各自的优缺点和适用场合如下所述。

#### (1) 直放站方式

其优点是简单、快捷、成本低，工程量小。缺点为减少基站容量，影响系统性能且不能增加系统容量，直放站可能自激、干扰基站，增加网络优化难度。适用场合：低话务量、覆盖范围小的场合，如小型旅店、地下停车场等。

#### (2) 宏蜂窝方式

该方法的优点是投资少、实施简便。缺点有覆盖范围不易控制，覆盖效果不佳等。适用场合：低话务量、宿主基站离建筑物近的地方。

#### (3) 微蜂窝方式

其优点是增加网络资源，可提高网络容量和服务质量，不干扰室外宏蜂窝，也不受外部的干扰。缺点是投资成本比较高。适用场合：大范围室内覆盖、话务量密集地区。

### 16.6.4 室内覆盖系统的规划、设计的主要步骤

一旦网络运营者决定采用室内覆盖系统，则需按照下列几个主要步骤来实施。

(1) 研究现有宏蜂窝网，首先探讨从室外覆盖来改善室内覆盖的可能性，但是由于它一般不能增加系统容量，而且网络规划、设计者也不愿意改变原有室外网络来提供室内覆盖，因此很少使用，而更注重于专门室内设计方案。

(2) 其次在决定采用专门室内覆盖系统时，应按下列主要步骤进行：收集必要的建筑物信息，室内区域楼层规划样图，含墙、建筑模式与结构，需覆盖的楼层之间距离，墙体内、外材料类型，室内人口分布、设备数量及类型，覆盖环境外的建筑物和障碍物的有关信息，计算与预测话务量和数据吞吐量，根据室内建筑的用途和类型(如写字楼、办公楼、商场、机场、车站、会议中心、宾馆等)预测、计算话务量与数据吞吐量。

估计建筑物内天线安放位置，它主要决定于室内覆盖区的移动用户数量与业务量，重点考虑室外基站覆盖的盲区与欠覆盖区，重点保证热点地区，即移动通信话务量数据吞吐量大的地区。

天线主要划分为全向天线型和定向天线型，它要根据不同的目标与要求进行选择。

选择基站或直放站位置主要根据楼层规划与结构，尽可能放置在建筑物中间位置，可减少馈线长度，减少馈线损耗。

可供选择的电缆有同轴电缆、泄漏电缆和光缆，而走线结构则与室内房屋结构有关。

功率链路预算主要用于计算移动台接收到下行链路信号强度的最小值，若该值大于或等于设计目标值，则覆盖达到要求。

为了规划更准确，可有选择地对一些区域进行场强覆盖测试，可测得建筑物室内天线信号传播的一些特征，它对于设计天线位置很重要。

### (3) 确定室内天线位置的最优化方案

室内覆盖中最关键、最核心的问题是室内天线位置的定位与优化问题，目前最常用的有两种实现方案。

第一种方案是通过人工调整不同天线位置测试结果选择最合适的天线位置。设计人员通过实地勘测，根据个人的经验和直觉选择天线安装位置和配置。用测试仪表在室内进行实际场强测试并将测试数据输入电脑进行分析，通过不断调整天线位置和相应的场强测试分析结构，进行比较，选定最合适方案。

第二种方案是利用专用室内覆盖预测软件进行半自动化选择最优位置。首先将建筑物的结构、墙体材料等参数输入电脑的专用软件里，将发射机及天线的位置和输出功率利用经验分配好，通过专用软件工具仿真来评估是否达到所要求的性能指标，若未达到，则修改发射机及天线的位置和输出功率，如此反复。与上述第一种方案相比较，它大大减轻了测试的工作量。

将来在第二种方案的基础上进一步改进，达到智能化和自动化的要求，如设计一种专用软件，它可以根据不同的室内环境来实现自动化的分配天线位置和配置，并取得最优化的性能。

室内覆盖要解决的问题是在给定室内环境下以多少个天线、多大的功率及安装在什么位置时，才能取得最好的室内覆盖和最低费用，这是一个十分复杂的问题。

(1) 首先分析影响室内覆盖问题的重要因素：室内传播环境，即建筑物结构、墙体及门窗的材料，电波的衰落，多径的影响，室外信号对室内的渗透造成的干扰，用户的分布、需求及优先级等。由于布线、维护和安全等问题造成的天线位置受限，天线配置参数如天线高度、倾角、功率等，电波对人体健康的危害和会不会泄漏到室外影响室外信号。在以上诸多因素中，这里重点考虑天线位置的优化。

(2) 其次要分析天线优化的3个基本要素：变量、约束和目标函数。变量：它是优化求解过程中所选定的基本参数，在天线位置优化中就是天线位置变量，由于天线可安装在室内任何位置。因此，从理论上讲，它是一个取值无限的连续量。为了简化，可将位置在一定精度范围内离散化。约束：它是指在优化过程中对变量取值所给予的限制条件，如天线位置变量必须限制在上述有限精度范围内的有限个天线位置。目标函数：它表示对可行方案衡量标准的函数。对于基于CDMA的室内覆盖系统，目标函数是含前、反向链路性能和天线成本在内的一个多目标函数。具体求解时可分别对前向(下行)和反向(上行)分别求其优化解。

## 16.7 GSM系统的网络优化

GSM系统的网络优化是建立在网络规划与设计的基础上。进行网络优化应有一支素质较高的网络优化技术队伍，应有一个有一定基础的网络优化平台，它包含：

(1) 硬件平台：首先是正在运营的含MS、BTS、BSC、MSC、VLR、HLR、AUC等在内的蜂窝结构网；其次是具有一定的路测仪器设备：数据链路DT测试车及设备，通信质量测试CQT的各类测试手机；另外，还有专门提供A<sub>bis</sub>、A接口GSM的专用信令分析仪表和No.7分析仪等。

(2) 软件平台:包含网管 OMC 报表收集、分析处理软件;各类优化分析支持软件;系统仿真软件,以及优化结果档案的分类、管理和查询系统。

GSM 系统网络优化的目标是评估目前正在运营网络的现状,解决规划、设计中存在的遗留问题,找出运营后现有网络存在的主要问题,进一步挖掘现有网络的潜力,改善覆盖区域、增大用户容量、提高服务质量,建立一套科学评估网络的体系。

### 16.7.1 GSM 网络优化概述

GSM 蜂窝网的优化大致可以分为下列 3 个部分:单小区(无线系统)优化,它是主要部分,约占总体优化的 60%;多小区(基站间)优化,约占总体优化的 20%;网络(主要指交换分系统)优化,约占总体优化剩余的 20%。

#### 1. 单小区(无线系统)的优化

单小区(无线系统)的优化包括: $U_m$  接口(无线接口)无线测试数据分析与处理,天线参数优化,天线方向性、天线水平角的调整,天线俯仰角的调整,天线高度的调整,分集天线间的间隔调整(或极化分集性能调整),单小区基站参数的调整与优化,小区地理参数调整与优化,小区覆盖调整与优化,小区频点调整与优化,多(3) 小区间参数调整与优化。

#### 2. 多小区(基站间)参数调整与优化

多小区(基站间)优化是指优化同属于一个 BSC、不同 BTS 之间的系统,它包括:基站位置、配置、天线的调整与优化,BTS 与 BSC 间的  $A_{bs}$  接口信令分析与处理,BSC 与 BTS 单基站无线分系统的优化配合,BSC 频点选择与频率优化配置,基站告警收集与处理。

#### 3. 网络(交换)分系统的优化

网络(交换)分系统的优化包括:BSC 与 MSC 间 A 接口信令测试、分析、处理与优化, MSC 与 MSC 交换局间的数据测试、分析、处理与优化, MSC 与 PSTN 之间,即无线交换机与电信骨干网之间的数据测试、分析、处理与优化。

### 16.7.2 GSM 系统网络测试

GSM 系统的网络测试是建立在网络规划、设计与评估的基础上,建立在正式运营且稳定可靠的现有 GSM 蜂窝网基础上,网络测试的重点是针对网络正式运营中和网络评估中发现的主要问题,即重点地区、重点存在的问题,确定网络优化的具体目标。网络测试的目的是为了进一步挖掘现有网络的潜力(在覆盖、容量、质量 3 方面),以实现网络优化的目标。

GSM 系统的网络测试框图如图 16.14 所示。GSM 系统网络测试可以分为 3 个层次:路测、信令与报表。

(1) 路测:主要在  $U_m$  接口上对下行链路检测,路测为不定期测试,也可以采用车载式进行数据链路测试(DT),还包括通信质量测试(CQT)。

(2) 信令测试:信令测试为不定期测试,含 BTS/BSC 间的  $A_{bs}$  接口信令测试,包括 BSC/MSC 间的 A 接口信令测试及 MSC/PSTN 间的 No. 7 信令测试。

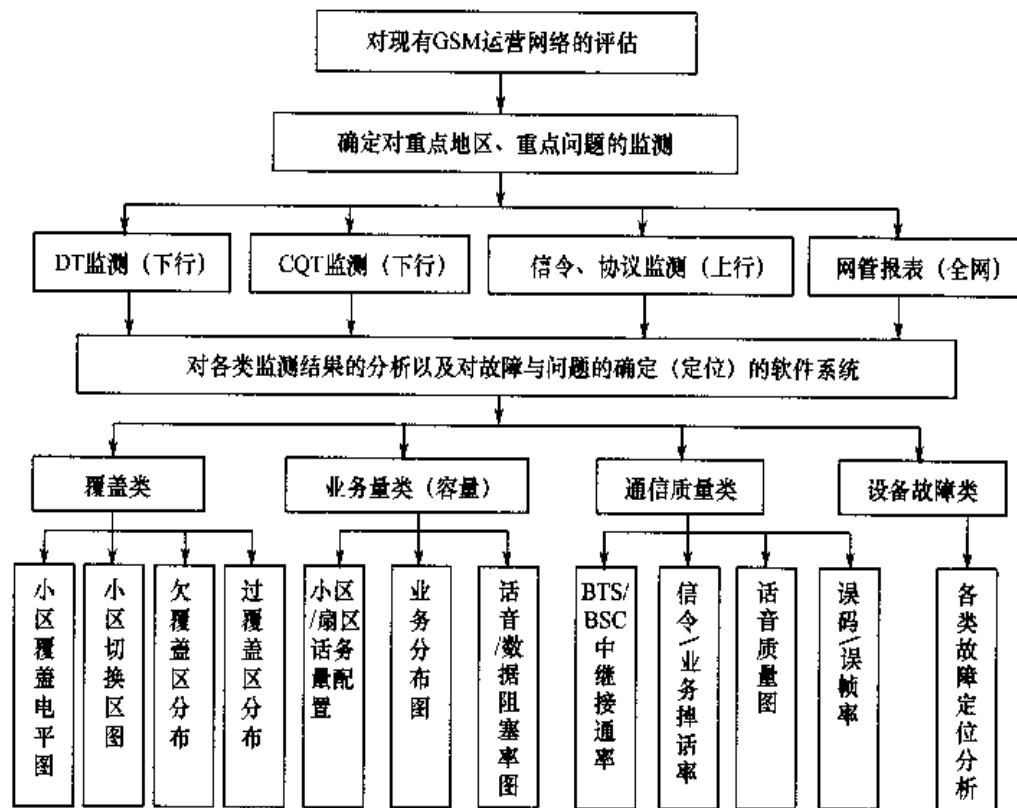


图 16.14 GSM 系统网络测试框图

(3) 网管报表测试: 网管报表是全网系统监测报表, 网管报表属正常运营经常性统计报表。它是日常正常运营网络性能监测、分析、评估的主要依据之一。

上述 3 项测试的具体测试项目包括:

(1) 路测的 DT 测试含网络覆盖, 确定无、欠和过覆盖区域;  
 (2) 通话质量测试, 可采用 8 级接收质量标准, 或者采用语音的 MOS 五级评分标准进行评估;

(3) 呼叫系统测试, 包括下列 6 项内容: 正常通话、接入时间、接通率、掉话率、切换成功率、位置更新成功率;

(4) 路测的 CQT 测试, 包含下列 6 项业务统计: 接通率、掉话率、单方通话率、语音断续率、回声及背景噪声与串话率;

(5) 信令测试: 利用专用信令分析仪分别在  $A_{bs}$  接口、A 接口及 No. 7 信令接口进行不定期监测与分析;

(6) 网管报表, 是从宏观上经常性监测整个蜂窝网运营现状的记录报表。它可分为: OMC-R 指无线接入网部分, 含无线接入网各组成部分的设备告警监测、接口监测及工作状态监测; OMC-T 指无线核心网部分, 含对各组成部分的设备告警监测、接口监测及工作状态监测。

### 16.7.3 GSM 系统的网络分析、仿真与优化

前面主要介绍了 GSM 系统网络优化的硬件平台, 它以测试为核心, 这里将介绍网络优

化的软件平台，它以网络分析与仿真为核心。

### 1. 后台分析处理软件

后台分析处理软件可以对小区的地理分布、场强预测和小区覆盖进行分析，也可以对干扰分布、同/邻小区干扰分析，并能够进行质量预测、模型校正及 OMC 性能统计分析。它应当具有对小区切换参数及功率控制参数设置与分析的功能模块，对频率配置优化、站址设置优化及天线参数优化的专门软件功能模块，对实测数据的掉话、切换、电平分布的分析，质量分布分析和网络优化分析系统的功能模块。还包括对各次网优工作结果的存档、分析、查询等功能的软件模块。

### 2. 网络仿真平台的建立

首先利用基础数据搭建网络仿真平台，它包括如下的各种数据库：

- (1) 地理信息库，它含地形、地貌的三维数字地图；
- (2) 信道模型库，它含 AWGN、慢衰落及空间、频率、时间 3 类选择衰落；
- (3) 业务分布与干扰分布库；
- (4) 基站与天线参数库；
- (5) 频率频点数据库。

GSM 系统的网络仿真框图如图 16.15 所示。

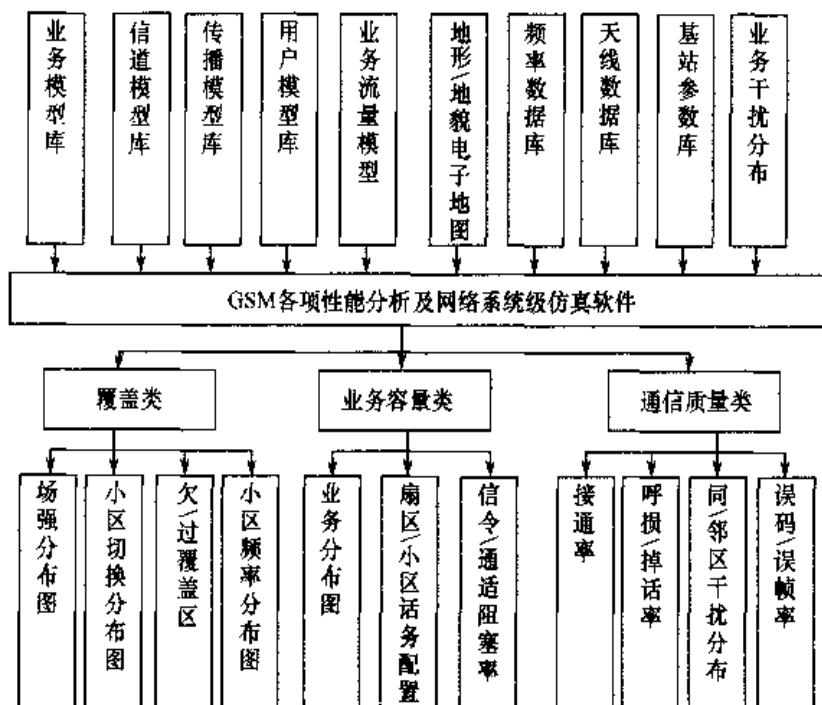


图 16.15 GSM 系统网络系统仿真

利用仿真平台，根据基础数据库进行系统仿真，主要给出下列几项结果：网络覆盖分布仿真结果与图形显示，网络话务及容量分布仿真结果与图形，网络通信质量仿真结果与图形，特别对于有问题的小区，采用明显的颜色加以区别。比较仿真结果与实测结果，并进行

分析,以确定待优化的区域与待优化的问题。

### 3. 网络优化实现描述

网络优化可以分为硬件与软件两大部分。

对硬件优化包括:设备故障告警、分析与排除,它主要包含天线与馈线、基站及接口等硬件部分。干扰测试与分析,GSM干扰分为系统内与系统外两类干扰。对系统内干扰,要不间断监测、统计空闲信道干扰与语音质量,确定同频与邻频干扰,并通过改变频率规划及天线方向性加以克服。对系统外干扰,一般采用频谱仪(有扫频功能)监测并确定对本小区干扰大的频率及其强度、频谱宽度及干扰源位置,亦采用调整天线方向性和改变频率规划加以克服。

天线系统优化,检查并调整天线参数与设计参数是否相符,若不符需调整;再根据实测数据及仿真结果的要求,对天线的方位角、俯仰角、高度、分集天线间距离等参数进一步调整与优化。

基站站址拓扑结构调整与优化,主要是根据实测和仿真结果的分析,针对无覆盖、欠覆盖和过覆盖区及话务量分布、通信质量等对基站数量进行增补,位置进行优化。

软件优化主要是对下列几部分进行优化:

(1) 频率选取优化,根据实测干扰分布、话务容量分布、质量分布及相应的仿真结果对小区频率分配进行优化分析与处理,频率优化特别是对北京、上海、广州等频率被多次复用的、业务量大的大型城市尤为重要。

(2) 配置调整,GSM系统的话务分布无论是在小区群间、小区间还是不同时段都存在着不平衡现象,这种业务分布的不平衡会引起相当多的地区设备能力空闲,频点资源浪费,同时又有一些地区设备能力和频点都很紧张。因此,区群间、小区间的设备能力和频点资源一般不能采用平均分配的方式,而应根据实际的需求不断调整(增、减)设备能力和频点资源。

(3) 配置参数调整,包括无线和交换两部分的各种定时参数,主要根据 A<sub>bis</sub> 接口和 A 接口信令监测仪监测的数据所做出的分析来确定。

GSM 网络分析与优化的总体框图如图 16.16 所示。

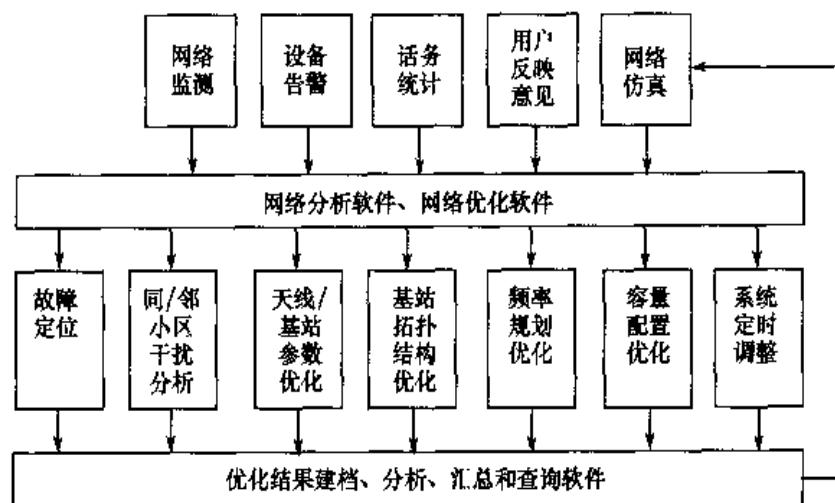


图 16.16 GSM 网络分析与网络优化总体框图

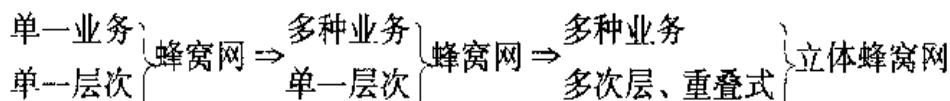
## 16.8 3G 移动通信的网络规划与设计

### 16.8.1 基本要求与实现方法

一个移动通信体制的性能取决于物理层技术、网络层平台性质与协议及网络规划层的拓扑结构，而且主要取决于后两者。2G 系统到 3G 系统的演进从网络平台看：

$$2G \text{ 的 CS 平台} \Rightarrow 2.5G \begin{cases} \text{CS} \\ \text{PS} \end{cases} \text{ 两个平行平台} \Rightarrow 3G \begin{cases} \text{CS} \\ \text{PS} \end{cases} \text{ 两个增强性平台}$$

正在逐步向全 IP 的 PS 平台过渡。从网络拓扑结构看：



3G 系统中不同业务有不同的 QoS 要求。语音业务实时性要求高，但对误码率要求不高，一般只需满足  $P_b \leq 10^{-3}$  即可；数据业务大部分不要求实时性，但是对误码率要求较高，一般需满足  $P_b \leq 10^{-6}$ 。

在 2G 系统中，主要是以单一速率语音业务为依据进行网络规划，从而确定决定小区边界，即小区边界是按  $P_b \leq 10^{-3}$  考虑。而在 3G 系统中，则需要以多种业务、不同的 QoS 要求为依据，如语音业务为  $P_b \leq 10^{-3}$ ，图像业务为  $P_b \leq 10^{-5}$ ，数据业务为  $P_b \leq 10^{-6}$ 。

3G 网络规划的演进方案：3G 网络规划的演进采用两步走的方案。

#### (1) 过渡性方案

该方案以兼容性为主，主要考虑后向兼容 2G/2.5G 网络平台和网络拓扑结构，在基本不改变原有小区规划拓扑结构的基础上，采取一些改进措施，以保证对不同业务的 QoS 要求。

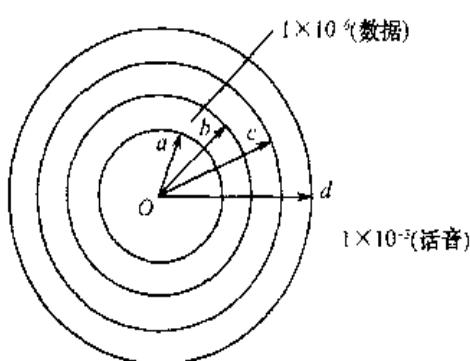


图 16.17 3G 中单小区条件下不同业务 QoS 要求的小区划分

下面给出以单小区为例具体改进的原理性示意图，如图 16.17 所示。其中，小区以  $r = Od$ （按  $P_b \leq 10^{-3}$  要求）为半径画出的覆盖圆，它满足语音业务的要求；对于数据业务，由于其 QoS 要求  $P_b \leq 10^{-6}$ ，即以  $r = Oa$  为半径画其覆盖区域圆。也就是说，不同业务由于 QoS 要求不一样，其小区大小是不一样的。为了使数据业务亦能在语音覆盖区  $r = Od$  范围内达到  $P_b \leq 10^{-6}$  的要求，必须要采取一些改进措施。主要措施有：

在物理层：传输数据可以采用性能更为优良的编码与调制方式，如这时它可将覆盖区从  $r = Oa$  覆盖圆形扩展至以  $r = Ob$  覆盖圆形，但是这还不够。

在网络层：可以采用 ARQ 或 HARQ 再将覆盖区从  $r = Ob$  扩至以  $r = Oc$  的覆盖圆。最后还可以采用功控技术，对数据业务适当加大功率，且数据速率越高，加大的功率亦越大，使得覆盖圆完全与语音业务  $r = Od$  的覆盖圆完全重合。

### (2) 采用多层次、重叠式立体网络规划方案

它是第三代(3G)移动通信系统的网络规划与设计的主要方案，可以达到较理想的目标。下面将重点介绍这类规划与设计方案。

## 16.8.2 多层次重叠式立体网络规划

### 1. 过渡性方案存在的主要问题

过渡性方案不改变网络拓扑结构，主要是从物理层及网络层采用一些相应补救的改进措施，如 ARQ 技术与功率控制技术等。若主要依靠 ARQ 技术，为了保证原有网络的拓扑结构和不同业务的 QoS，对数据业务等就有可能增大重传次数，它将大为降低数据业务的传输效率。若主要依靠功率控制技术，虽然可以提高数据业务的传输效率，但由于要对不同速率数据业务(含语音)分配不同的功率，才能保持在原有网络拓扑结构中对不同速率、不同性质业务的 QoS 要求。这时它也会带来一些新的问题。例如，不同类型业务、不同速率信息要采用不等强度的功率控制方案，这将大大增加实时功控的难度，另外增大了数据业务对语音业务的干扰。

以上分析表明，上述以兼容性为主的过渡性方案并非 3G 理想的规划与设计方案，只有进一步改变原有的网络拓扑结构，才能真正适应 3G 网络规划与设计的要求。

### 2. 3G 网络规划与设计的特色与要求

3G 中最主要特色之一是增加了业务需求的动态随机性，即用户可以动态随机地选取自己想要的业务类型。而 3G 业务有多种速率和多种业务类型，包含多媒体业务可供选取。在 3G 系统中，要满足不同的通信环境下，如高速车载、低速步行和准静止的室内无缝隙的通信要求；同时要支持不同类型的业务，如语音、数据、图像乃至多媒体等，3G 必须要满足这些不同业务的不同 QoS 要求。

另外，3G 的网络规划与设计必须要考虑后向兼容性，即要考虑从原有 2G/2.5G 网络规划与设计基础上的平滑过渡。新的网络规划、设计对于原有的规划与设计应是补台而不是拆台。

### 3. 多层次、重叠式立体网络结构

3G 系统的多层次、重叠式网络结构如图 16.18 所示。由图可见，它包含下列几个层次。

(1) 宏小区，一般指郊区与广大农村地区，适合于高速移动车载环境下通信，包括语音与低速率数据业务。要求基站功率较大，以满足较大范围小区覆盖。

(2) (一般) 小区，一般指近郊区与市区，适合于低速移动车载和步行环境下的通信，能够支持语音和低速率数据业务。其基站功率比宏小区稍小些，以满足中范围小区覆盖。

(3) 微小区，一般是指繁华市区，适合于步行和慢速车载环境下通信。既支持语音业务，也支持中低速率数据业务。基站功率比前两类稍小一些，以满足小范围小区覆盖。

(4) 微微小区，一般指室内小区，适合于在准静态和静态条件下的室内通信。既适合于语音业务，也适合于中低速数据业务，更适合于高速数据业务。基站功率一般比前 3 类均小，因

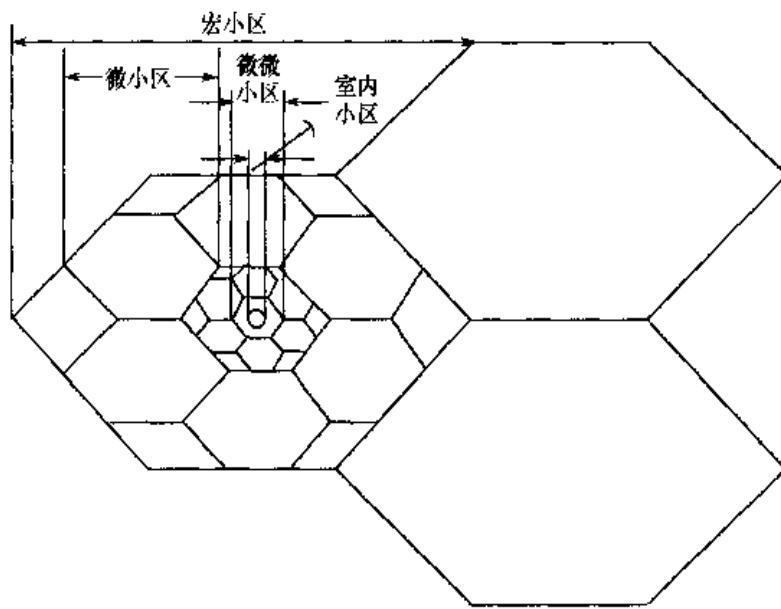


图 16.18 多层次、重叠式立体网络结构示意图

为它仅需满足指定范围内的微小范围室内通信。

上述网络结构实现时可采用两类不同方案：第一类是工作于同一频段的多层次小区方案，第二类是工作在不同频段上的多层次小区方案。

对于第一类方案，不同层次间的干扰采用导频相位规划来实现空间隔离。同一层次内的各不同业务间的干扰，主要采用功率控制技术来抑制。同一层次、小区内的干扰主要依靠信道的正交性，如码分正交性来抑制干扰。为了防止微小区内频繁切换和掉话，应设计比较大的软切换区，但又不能太大，太大会影响小区的用户效率。

对于第二类方案，WCDMA 每个层次要占用不同的 5MHz 带宽，而 CDMA2000 1X EV 每个层次占用不同的 1.25MHz 带宽。层次间干扰，主要依靠不同频段之间的频率隔离。层次内、小区间的干扰，主要依靠导频相位偏移规划来隔离。小区内不同用户、不同业务间的干扰主要依靠信道正交性及功率控制来抑制。

多层次、重叠式立体网络中包括两类切换：水平切换和垂直切换。

在同一层次、同一类型不同小区之间的切换，称为水平方向切换，简称水平切换。它是指在宏小区间、(一般) 小区间、微小区间、微微小区间及室内小区间同类业务的切换，其目的是保证服务区内业务实现无缝隙的不间断通信。

在不同层次、不同类型小区之间的切换称为垂直方向切换，简称为垂直切换。它是指宏小区、小区、微小区、微微小区及室内小区间的切换。其目的是为了适应不同环境、不同业务的通信需求。

#### 4. 多层次、重叠式立体网络规划的拓展

上述网络规划的框架可以进一步扩展至由多种类型无线网络组成的广义网络中。在这个广义网络体系中，可以将移动蜂窝网结构进行上下扩展，上扩展至卫星通信网络，下扩展至家电网络。

最大的全球范围移动卫星通信系统，可以包括全球星(Globalstar)系统、铱星(Iridium)系统、海事卫星系统、Teledisc 系统等，以及无线广域网的各类蜂窝式移动通信系统。它们包括现有的 2G/2.5G 的 GSM/GPRS 和 IS-95/CDMA2000 1X，以及 3G 的 WCDMA 和 CDMA2000 1X EV-DO(DV) 系统。甚至包括无线局域网系统，如 IEEE802.11 系列及欧洲 ETSI 的 HIPERLAN 系列。

最小的无线网络系统即室内家电网络，包括蓝牙系统、射频家电系统、红外连接系统，以及超宽带 UWB 系统、室内 / 外的传感器网络系统等。

## 16.9 本章小结

本章讨论移动通信系统的网络规划、设计与优化。主要内容有以下 3 个方面。首先介绍引入网络规划、设计与优化的必要性、分工与主要内容。其次重点介绍网络规划、设计与优化的基本原理，主要包含从覆盖角度进行的规划与设计原理：含电波传播方程、上 / 下行链路传输方程及其平衡；从小区容量角度进行规划、设计；工程设计优化与系统级仿真主要方法与基本原理，以及对室内规划与设计简介。最后简要介绍了第三代(3G) 移动通信中的网络规划与设计中的一些问题，并重点介绍了第二代(2G) 中 GSM 系统的网络优化及其中的一些主要问题。

## 习题

- 16.1 在移动通信中，为什么要使用频率规划？其基本原理是什么？
- 16.2 在 GSM 中，常采用一种 4 基站 /12 小区的频率规划模型，试画出其网络拓扑结构图，若小区半径为  $r = 500\text{m}$ ，试求其同频小区群间的距离  $d_4$  为多少？
- 16.3 在 CDMA 中，为什么不直接采用频率规划而是采用导频偏移量(相位)规划？它与 FDMA、TDMA 中的频率规划有哪些相同点与不同点？
- 16.4 在我国若采用 IS-95，但不采用导频偏移量(相位)规划，它最多能允许多少个小区(或扇区)？估计它又能最大允许多少个用户？
- 16.5 在移动通信中，为什么要进行网络规划、设计与优化？它们之间又如何分工？
- 16.6 试阐述从覆盖角度进行规划与设计的基本原理。其中无线传播方程与上 / 下行链路方程有什么不同？它们之间有什么关系？
- 16.7 试计算 GSM(900MHz) 与 WCDMA(2000MHz) 在自由空间中路径损耗  $L_p(\text{dB}) = ?$  并问哪个损耗大？为什么？
- 16.8 对于 IS-95 CDMA 蜂窝小区，在上行链路中，其容量在理论上主要决定于哪些因素？若考虑实际情况，又应该进一步考虑哪些因素的影响？
- 16.9 对于 IS-95 下行链路，其容量主要决定于哪些因素？
- 16.10 在 WCDMA 的小区容量规划中，应如何考虑多种媒体业务带来的影响？试用公式进一步加以说明。
- 16.11 在小区规划与设计中，系统仿真的作用是什么？在系统仿真中，一般采用哪两类方法？它们各自的特点有哪些？
- 16.12 为什么要进行室内规划与设计？它与室外规划与设计有哪些共同点与不同点？

- 16.13 在室内规划中, 主要解决哪些问题?试举出 3 个以上问题并加以说明。
- 16.14 解决室内通信覆盖、容量和质量应主要采用哪些措施?并比较它们各自的优、缺点。
- 16.15 在 WCDMA 网络规划的过渡性方案中, 如何考虑后向兼容及 3G 本身不同媒体业务的不同 QoS 要求?
- 16.16 多层次、重叠式立体网络规划的主要特点是什么?什么是横向切换?什么是纵向切换?
- 16.17 为什么要进行网络优化?进行优化应具备哪些基本条件?
- 16.18 网络优化中, 进行网络测试的目的何在?以 GSM 为例, 要对其上行、下行及全网各自进行哪些测试?

## 参 考 文 献

- [16.1] H. Holma, A. Toskala. WCDMA FOR UMTS—Radio Access for third Generation Mobile Communication. 中译本:WCDMA 技术与系统设计(周胜等译). 北京:机械工业出版社, 2002. 1
- [16.2] V. K. Garg. IS-95 CDMA and CDMA2000 Cellular/PCS Systems Implementation. Prentice Hall, PTR 2000
- [16.3] K. I. Kim. Handbook of CDMA System Design, Engineering and Optimization. Prentice Hall, PTR 2000
- [16.4] T. Ojanpera, R. Prasad. WCDMA: Towards IP Mobility and Mobile Internet. 中译本:WCDMA 面向 IP 移动与移动因特网(邱玲等译). 北京:人民邮电出版社, 2003. 9
- [16.5] S. Tabbane. Handbook of Mobile Radio Network. 中译本:无线移动通信网络(李新付等译). 北京:电子工业出版社, 2001. 12
- [16.6] K. Pahlavan, P. Krishnamurthy. Principles of Wireless Networks; A Unified Approach. 中译本:无线网络通信原理与应用(刘剑等译). 北京:清华大学出版社, 2002. 11