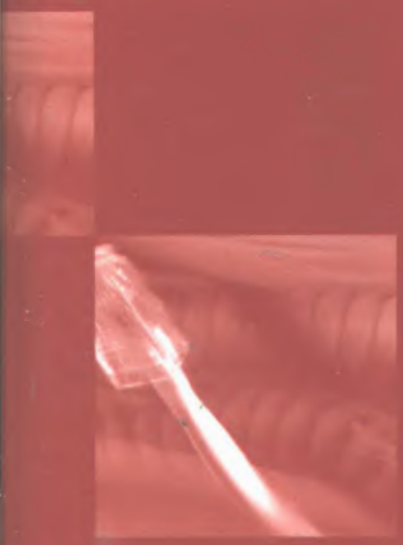
www.789pdf.com 789书库网

通信工程新技术实用手册

数字数据通信技术分册

本书编委会 编



北京邮电大学出版社

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

通信工程新技术实用手册

数字数据通信技术分册

本书编委会　编

（上　卷）

北 京 邮 电 大 学 出 版 社

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

图书在版编目(CIP)数据

通信工程新技术实用手册/《通信工程新技术实用手册》编委会编．－北京:北京邮电大学出版社,2002

ISBN 7－5635－0610－1

Ⅰ.通…　Ⅱ.通…　Ⅲ.通信工程－新技术－手册　Ⅳ.TN91－62

中国版本图书CIP数据核字(2002)第027964号

通信工程新技术实用手册

数字数据通信技术分册

北京邮电大学出版社出版发行

新华书店　经销

北京市铁成印刷厂印刷

787×1092毫米　16开本　88印张　1500千字

2002年6月第1版　2002年6月第1次印刷

印数　2000套

ISBN 7－5635－0610－1/TN·275

总定价:3976.00元(全十四卷)

分册定价:568.00元(全二卷)

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

《通信工程新技术实用手册》
编辑委员会

主　任: 周　正　（北京邮电大学电信工程学院）
副院长/博士生导师

周惠林　（铁道通信信息有限责任公司）
技术总监

副主任: 陈惠民　（铁路淮海通信信息有限公司）
技术总裁

李兴林　（交通部中国交通通信中心）
副主任

章加兴　（国家广播电影电视总局设计院
信息网络研究所）
所长/教授级高级工程师

戴未央　（铁道科学研究院）
研究员/通信博士生导师

闵士权　（中国通信广播卫星公司）
总工/研究员

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

编　委:(排名不分先后)

黄炎强	肖智能	李　巍	赵　娟
黎　江	陈　健	李安俭	白建英
叶周梅	薛　峰	任　乐	黄　萍
贾　丹	尼松涛	高志升	刘东晓
贺　萍	张辛军	刘大海	郭中磊
刘建国	李　洋	郝一佳	周志东
王爱民	任永昌	何　青	张晓来
陈　璐	王晓华	辛　然	朱庆海
张　冉	廖青山	刘红燕	刘　梅
贺国强	郑山富		

www.789pdf.com 789书库网

“湖”平面设计
1362 131 7831

www.789pdf.com 789书库网

通信工程新技术实用手册

多媒体通信技术分册（上下卷）
光通信技术分册（上下卷）
网络通信技术分册（上下卷）
数字数据通信技术分册（上下卷）
移动通信技术分册（上下卷）
交换技术分册（上下卷）
接入技术分册（上下卷）

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

目　录

第一章　数字通信技术概论……(1)
第一节　通信的概念及分类……(1)
第二节　通信系统的组成……(3)
一、模拟通信系统……(4)
二、数字通信系统……(5)
三、数字通信的优缺点……(6)
第三节　现代通信技术发展概况……(7)
一、现代通信发展简史……(7)
二、主要传输方式的发展情况……(8)
第四节　数字通信系统的主要性能指标……(10)
一、有效性指标……(10)
二、可靠性指标……(11)
第五节　通信信道及其数学模型……(12)
一、通信信道及其特征……(12)
二、通信信道的数学模型……(17)
第二章　数字通信技术理论基础……(20)
第一节　概率论基础……(20)
一、随机变量、概率分布和概率密度……(23)
二、随机变量的统计平均……(28)
三、一些常用的概率分布……(31)
四、尾部概率的上边界……(42)
五、随机变量之和与中心极限定理……(46)
第二节　随机过程基础……(49)
一、统计平均……(50)
二、功率谱密度……(53)
三、线性时不变系统对随机信号的响应……(54)
四、带限随机过程的抽样定理……(56)
五、离散时间随机信号与系统……(58)
六、循环平稳过程……(59)
第三节　信息论基础……(60)

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

一、信息的度量 …… (60)
二、信道容量与香农公式 …… (69)
第三章 信源编码技术 …… (75)
第一节 离散信源编码 …… (75)
一、离散无记忆信源的编码 …… (75)
二、平稳离散信源 …… (82)
三、L-Z算法 …… (84)
第二节 脉冲编码调制(PCM) …… (86)
一、概述 …… (86)
二、抽样 …… (86)
三、量化 …… (94)
四、均匀量化与线性PCM编码 …… (97)
五、非均匀量化 …… (101)
六、A律PCM编码原理 …… (104)
七、PCM译码原理 …… (109)
八、PCM、编译码器 …… (110)
第三节 增量调制(ΔM) …… (114)
一、简单增量调制 …… (114)
二、过载特性与编码动态范围 …… (117)
三、增量调制的抗噪声性能 …… (121)
四、改进的增量调制 …… (123)
第四节 自适应差分脉码调制(ADPCM) …… (129)
一、DPCM基本原理 …… (129)
二、自适应预测 …… (133)
三、自适应量化 …… (134)
四、32kb/s ADPCM编解码系统 …… (135)
第五节 子带编码(SBC) …… (144)
一、子带编码基本原理 …… (144)
二、比特分配与编码速率 …… (146)
三、子带的划分 …… (147)
四、16、24、32kb/s电话语声子带编码 …… (148)
第六节 参量编码 …… (149)
一、语声信号分析 …… (149)
二、线性预测编码(LPC)基本原理 …… (152)
三、线性预测合成分析编码 …… (153)
第七节 GSM及IP电话系统语声编码技术的应用及标准 …… (155)
一、G.728声码器 …… (155)
二、G.729声码器 …… (156)

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第八节　图像编码技术……(158)
一、图像信号及其数字化 ……(159)
二、数字图像的压缩编码 ……(162)
三、数字图像压缩编码的标准 ……(173)
第四章　时分复用与数字复接技术……(183)
第一节　时分复用原理……(183)
第二节　数字复接技术……(186)
一、正码速调整 ……(187)
第三节　PCM30/32 路系统 ……(190)
一、PCM30/32 路系统帧结构 ……(190)
二、PCM30/32 路系统的定时 ……(192)
三、PCM30/32 路系统的帧同步 ……(197)
四、PCM30/32 路系统的构成 ……(205)
第四节　同步数字体系 SDH ……(206)
一、SDH 的基本概念 ……(206)
二、SDH 的速率 ……(209)
三、SDH 的帧结构 ……(210)
四、SDH 的复用原理和复用单元 ……(212)
五、SDH 的开销功能 ……(214)
六、STM－0 子速率接口 ……(222)
第五章　数字信号的基带传输技术……(224)
第一节　数字基带信号的码型……(224)
一、信道对基带信号码型的要求 ……(224)
二、常见的基带信号码型 ……(225)
三、信号码型变换的误码增殖 ……(233)
四、信号码型特性的比较 ……(234)
第二节　数字基带信号的功率谱计算……(235)
第三节　传输无失真条件……(241)
一、抽样值无失真 ……(242)
二、转换点无失真 ……(246)
三、脉冲波形面积保持不变 ……(249)
第四节　部分响应基带传输系统……(249)
一、第Ⅰ类部分响应波形 ……(250)
二、部分响应系统的一般形式 ……(253)
第五节　数字信号基带传输的差错率……(256)
一、二元码的差错率 ……(257)
二、三元码和多元码的差错率 ……(260)
三、部分响应信号的差错率 ……(263)

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第六节 数字基带信号的再生中继传输 …… (264)
一、PCM 信号的基带传输信道 …… (264)
二、PCM 再生中继传输系统 …… (266)
第七节 眼图 …… (268)
第八节 均衡 …… (270)
一、时域均衡原理 …… (271)
二、均衡算法及实现 …… (272)
第六章 数字信号的载波传输技术 …… (277)
第一节 二进制数字调制 …… (277)
一、二进制幅度键控(2ASK) …… (277)
二、二进制频移键控(2FSK) …… (279)
三、二进制相移键控(2PSK) …… (283)
四、二进制差分相移键控(2DPSK) …… (285)
第二节 二进制数字调制系统的抗噪声性能 …… (287)
一、通断键控(OOK)系统的抗噪声性能 …… (288)
二、二进制移频键控(2FSK)系统的抗噪声性能 …… (293)
三、二进制移相键控及差分相位键控(2PSK 及 2DPSK)系统的抗噪声性能 …… (296)
四、二进制数字调制系统的性能比较 …… (301)
第三节 多进制数字的调制系统 …… (303)
一、多进制数字振幅调制(MASK)原理及抗噪声性能 …… (304)
二、多进制数字频率调制(MFSK)原理及抗噪声性能 …… (307)
三、多进制数字相位调制(MPSK)原理及抗噪声性能 …… (310)
第四节 现代数字调制技术 …… (322)
一、正交振幅调制(QAM) …… (323)
二、交错正交相移键控(OQPSK) …… (328)
三、最小频移键控(MSK) …… (330)
四、正弦频移键控(SFSK) …… (335)
五、平滑调频(TFM) …… (335)
六、高斯滤波的最小频移键控(GMSK) …… (336)
七、无码间串扰和相位抖动的偏移四相相移键控(IJF - OQPSK) …… (336)
第七章 数字信号的最佳接收方案 …… (340)
第一节 最大输出信噪比接收 …… (340)
一、匹配滤波器的传递函数 H(f) …… (340)
二、匹配滤波器的冲激响应 h(t) …… (342)
三、匹配滤波器的输出波形 $s_o(t)$ …… (343)
四、匹配滤波器的性能 …… (345)
五、匹配滤波器举例 …… (346)
六、最大输出信噪比接收 …… (349)

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第二节　最小均方误差接收……(349)
第三节　最小错误概率接收……(351)
第四节　最大后验概率接收……(355)
第五节　最佳接收机性能分析……(356)
第六节　基带系统最佳化……(361)
一、最佳基带系统结构……(361)
二、最佳基带系统性能分析……(362)
第七节　各类系统最佳接收机与实际接收机比较……(363)
第八章　数字信号的同步技术……(365)
第一节　载波同步技术……(365)
一、插入导频法……(365)
二、直接法……(368)
三、载波同步系统的性能指标……(371)
第二节　符号同步技术……(372)
一、量大似然定时估计……(372)
二、非面向判决定时估计……(373)
三、载波和符号定时的联合估计……(376)
四、最大似然估计器的性能……(378)
第三节　群同步技术……(381)
一、起止式同步法……(381)
二、集中插入法……(382)
三、分散插入法……(386)
四、群同步的保护……(387)
五、群同步系统的性能指标……(389)
第四节　网同步技术……(390)
一、网同步的方法……(390)
二、同步网的时钟等级和时钟源……(395)
三、网同步的技术指标和要求……(400)
第九章　差错控制技术……(413)
第一节　概述……(413)
一、差错控制的工作方式……(413)
二、差错控制编码的分类……(414)
第二节　差错控制编码的基本概念……(415)
一、差错控制编码的基本原理……(415)
二、差错控制编码的基本概念……(416)
三、几种简单实用的纠/检错编码……(417)
第三节　线性分组码……(421)
一、线性分组码的定义及性质……(421)

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

二、生成矩阵 G 和监督矩阵 H …… (421)
三、线性分组码的译码 …… (424)
第四节 汉明码 …… (426)
第五节 循环码 …… (426)
一、循环码的特点 …… (427)
二、生成多项式 …… (427)
三、循环码的生成矩阵和监督矩阵 …… (428)
四、循环码的编码 …… (430)
五、循环码的译码 …… (431)
第六节 卷积码 …… (432)
一、卷积码的编码 …… (433)
二、卷积码的译码 …… (433)
三、卷积码的生成矩阵和监督矩阵 …… (435)
第七节 m 序列 …… (438)
一、基本概念 …… (438)
二、m 序列的产生 …… (439)
三、m 序列的性质 …… (441)
第八节 网格编码调制 …… (442)
第九节 Turbo 码 …… (445)
一、Turbo 码编码器 …… (445)
二、译码器 …… (446)
第十章 数字信号处理技术 …… (448)
第一节 概述 …… (448)
第二节 线性和时不变 …… (449)
第三节 冲激响应和卷积 …… (450)
第四节 数学变换 …… (452)
一、复数 …… (452)
二、傅里叶变换和拉普拉斯变换 …… (453)
三、Z 变换 …… (456)
第五节 单位圆和收敛域 …… (456)
第六节 数字滤波器 …… (458)
一、概述 …… (458)
二、FIR 滤波器 …… (459)
三、IIR 滤波器 …… (461)
第十一章 局域网技术 …… (463)
第一节 局域网体系结构 …… (463)
一、协议体系结构 …… (463)
二、拓扑 …… (464)

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

三、媒体接入控制 …… (468)
四、逻辑链路控制 …… (470)
第二节　以太网 …… (472)
一、物理层 …… (473)
二、物理层接口 …… (474)
三、数据链路层 …… (475)
四、系统配置 …… (476)
第三节　其他类型的以太网 …… (477)
一、10BASE－5 …… (479)
二、10BASE－2 …… (480)
三、10BASE－T …… (480)
四、10BROAD－36 …… (481)
第四节　快速以太网 …… (482)
一、物理层的进一步划分 …… (483)
二、100BASE－T4 …… (483)
三、100BASE－TX …… (484)
四、100BASE－FX …… (484)
第五节　无线局域网 …… (485)
一、物理媒体规范 …… (486)
二、媒体接入控制 …… (486)
第六节　局域网设备 …… (489)
一、网络接口卡 …… (490)
二、桥接器 …… (490)
三、集线器 …… (493)
四、交换机 …… (494)
五、路由器 …… (495)
六、网关 …… (497)
第十二章　广域网技术 …… (499)
第一节　Internet 概述 …… (499)
一、Internet 的定义 …… (499)
二、Internet 的物理拓扑 …… (501)
第二节　IP 编址与域名系统 …… (504)
一、IP 编址 …… (504)
二、域名系统 …… (506)
第三节　Internet 协议 …… (508)
一、TCP/IP 协议 …… (508)
二、应用层协议 …… (516)
第四节　IPv6 …… (516)

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

一、下一代 IP …… (516)
二、IPv6 结构 …… (518)
三、IPv6 首部 …… (520)
四、IPv6 地址 …… (522)
五、逐跳选项首部 …… (523)
六、分片首部 …… (525)
七、路由选择首部 …… (525)
第十三章 传统的数字数据网络技术 …… (527)
第一节 分组交换网络概述 …… (527)
第二节 X.25 分组交换系统 …… (529)
一、数据链路层 …… (529)
二、网络层 …… (530)
三、X.25 的功能 …… (530)
四、LAPB 规程 …… (531)
五、分组级规程 …… (533)
第三节 数字数据网 DDN …… (538)
一、DDN 概述 …… (538)
二、DDN 的结构 …… (543)
三、DDN 网络业务 …… (547)
四、专用电路业务 …… (548)
五、帧中继业务 …… (549)
第四节 综合业务数字网 ISDN …… (555)
一、ISDN 概述 …… (555)
二、ISDN 网络的组成及功能 …… (563)
第五节 数据通信增值业务 …… (571)
一、电子信箱 …… (571)
二、可视图文 …… (575)
三、传真存储转发 …… (578)
四、EDI …… (582)
第十四章 宽带网技术 …… (586)
第一节 宽带网接入技术 …… (587)
一、xDSL …… (587)
二、有线电视 …… (599)
三、无线本地环路 …… (602)
四、混合本地环路 …… (603)
第二节 变换多北位数据业务(SMDS) …… (603)
一、SMDS 概述 …… (603)
二、有关标准 …… (604)

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

三、典型的 SMDS 拓补 …… (604)
四、SMDS 的层 …… (606)
五、SMDS 协议数据单元 …… (606)
六、SMDS 操作详述 …… (606)
七、交换运营商接口(ICI) …… (611)
八、服务质量(QOS)目标 …… (612)
第三节　宽带综合业务数字网(B－ISDN) …… (613)
一、概述 …… (613)
二、B—ISDN …… (614)
三、ATM 通信技术 …… (617)
第四节　高级智能网络 …… (632)
一、高级智能网的定义 …… (633)
二、业务创建环境 …… (633)
三、AIN 的结构 …… (633)
四、AIN 的业务 …… (634)
五、AIN 的未来 …… (636)
第五节　IP 电话技术 …… (637)
一、IP 电话概述 …… (637)
二、相关协议 …… (640)
三、IP 电话标准与 H.323 协议 …… (646)
四、IP 电话的服务质量 …… (653)
五、IP 电话系统的构成 …… (658)
第十五章　GSM 数字移动通信系统 …… (667)
第一节　GSM 系统概述 …… (667)
一、网络结构 …… (668)
二、GSM 的区域、号码、地址与识别 …… (672)
三、GSM 的主要业务 …… (676)
第二节　GSM 系统的无线接口 …… (677)
一、GSM 系统无线的传输特征 …… (677)
二、信道类型及其组合 …… (679)
三、话音和信道编码 …… (688)
四、跳频和间断传输技术 …… (688)
第三节　GSM 系统的控制与管理 …… (691)
一、位置登记 …… (691)
二、鉴权与加密 …… (694)
三、呼叫接续过程 …… (697)
四、过区切换 …… (700)
第四节　GSM 的无线资源管理 …… (704)

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

一、RR 对话的概念 …… (706)
二、初始化 …… (709)
三、传输管理 …… (711)
四、切换准备 …… (715)
五、功率控制和定时提前 …… (725)
六、无线信道管理 …… (730)
第十六章 CDMAIS－95 系统 …… (738)
第一节 直接序列扩频 …… (738)
一、扩频技术的类型 …… (738)
二、扩频系统的概念 …… (739)
三、DSSS 的性能 …… (741)
四、比特加扰 …… (744)
五、CDMA 系统的性能 …… (746)
六、伪随机噪声序列 …… (749)
第二节 IS－95 的系统结构 …… (760)
一、概述 …… (760)
二、TR－45/TR－46 参考模型 …… (761)
三、功能模型 …… (763)
四、无线智能网 …… (765)
第三节 IS－95CDMA 的空中接口 …… (769)
第十七章 第三代移动通信系统 …… (778)
第一节 概述 …… (778)
一、IMT－2000 概念的提出 …… (778)
二、ITU 对 IMT－2000 系统的总体要求 …… (778)
三、IMT－2000 系统的主要特点 …… (782)
四、IMT－2000 系统提供的业务 …… (782)
五、我国对 IMT－2000 系统的要求 …… (783)
第二节 第三代移动通信主要技术 …… (784)
一、第三代移动通信系统的组成 …… (784)
二、第三代移动通信的标准化 …… (785)
三、第三代移动通信系统的网络演进 …… (789)
四、实现第三代移动通信系统的关键技术 …… (791)
五、WCDMA 技术 …… (793)
六、TD－SCDMA 技术 …… (795)
第十八章 其他数字移动通信系统 …… (805)
第一节 数字集群无线通信系统 …… (805)
一、集群通信 …… (805)
二、集群通信的特点 …… (810)

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

三、信道的按需分配和动态分配 …… (811)
四、集群方式 …… (813)
五、集群通信系统的分类和比较 …… (816)
六、集群通信系统的组网 …… (819)
七、集群通信系统的功能 …… (825)
八、系统维护管理功能 …… (828)
九、集群移动通信系统与其他移动通信系统的比较 …… (829)
十、集群通信的发展趋势 …… (830)
第二节　数字无绳电话 …… (838)
一、无绳电话的发展 …… (838)
二、数字无绳电话 CT-2 系统[3,4] …… (841)
三、CT-2 公共空中接口(Common Air Interface，缩写为 CAI)[5] …… (844)
四、DECT 系统[6,7] …… (851)
五、CT-3 系统 …… (853)
六、无绳电话网的容量[8] …… (854)
第三节　无中心移动通信系统 …… (858)
一、什么是无中心移动通信系统 …… (858)
二、无中心移动通信系统 …… (859)
三、无中心多信道选址通信系统 …… (860)
四、900 兆赫无中心多信道选址电台性能 …… (864)
五、无中心多信道选址系统的容量 …… (865)
六、无中心多信道选址系统的组网设计 …… (866)
第四节　数字无线寻呼系统 …… (867)
一、寻呼系统及其发展 …… (867)
二、寻呼系统的结构 …… (868)
三、寻呼信号的格式与内容 …… (873)
四、寻呼发射机和接收机 …… (876)
五、寻呼系统的设计 …… (879)
六、自动寻呼系统[4,5] …… (883)
第十九章　无线数据技术 …… (885)
第一节　概述 …… (885)
一、数据通信业务 …… (885)
二、OSI 上层 …… (887)
三、无线数据系统 …… (887)
第二节　WLAN 标准 …… (891)
一、IEEE 802.11 …… (892)
二、无线信息网络论坛 …… (895)
三、高性能无线局域网 …… (895)

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

四、美国高级研究计划局(ARPA) …… (895)
第三节 接入方式 …… (895)
一、固定分配接入方式 …… (895)
二、随机接入式 …… (897)
三、载波检测多址接入 …… (898)
第四节 差错控制方法 …… (899)
第五节 IS－95的数据业务 …… (902)
第六节 异步数据和三步传真 …… (903)
第七节 短消息业务 …… (907)
第八节 CDMA蜂窝/PCS系统的分组数据业务 …… (910)
一、网络参考模型 …… (910)
二、网络单元 …… (910)
三、网络参考点 …… (911)
四、协议选项 …… (911)
五、可用的移动台类型 …… (912)
六、分组数据协议状态 …… (913)
七、分组模式数据业务特性 …… (916)
第二十章 数字微波通信系统 …… (918)
第一节 微波传输信道 …… (918)
一、微波传播 …… (918)
二、传播衰落与系统瞬断率 …… (921)
三、射频波道的频率配置 …… (924)
四、天馈线和收发信分并路系统 …… (928)
第二节 STM－4微波通信设备 …… (932)
一、终端站设备组成 …… (932)
二、中频调制解调器 …… (933)
三、数字微波收发信机的组成 …… (937)
第三节 SDH微波中继通信系统 …… (937)
第二十一章 数字卫星通信系统 …… (940)
第一节 概述 …… (940)
第二节 卫星频带 …… (942)
第三节 卫星系统 …… (944)
第四节 调制 …… (947)
第五节 多址联接 …… (949)
第六节 正交极化频率复用 …… (952)
第七节 国际卫星通信系统 …… (954)
一、INTELSAT系统 …… (955)
二、INMARSAT系统 …… (957)

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

三、卫星上处理 …… (958)
第八节　小天线地球站－VSAT卫星网络系统 …… (959)
一、VSAT网络的构成形式 …… (959)
二、C波段和Ku波段系统的比较 …… (961)
三、线路分析 …… (961)
第九节　卫星移动通信系统激光星间链路 …… (964)
一、卫星间光通信的特点 …… (965)
二、卫星间光通信的关键技术 …… (965)
第十节　中轨道(MEO)卫星移动通信系统 …… (969)
一、中轨道卫星系统简介 …… (969)
二、Odyssey卫星移动通信系统 …… (970)
第十一节　低轨道(LEO)卫星移动通信系统 …… (974)
一、铱(Iridium)卫星移动通信系统 …… (978)
二、全球星(Globalstar)系统 …… (990)
第二十二章　数字光纤通信系统 …… (1002)
第一节　光纤系统的基本原理 …… (1002)
一、斯涅尔定律 …… (1002)
二、光纤的构成 …… (1004)
三、带宽 …… (1006)
四、衰减 …… (1008)
五、数值孔径与接受角 …… (1010)
第二节　光纤子系统与光纤部件 …… (1011)
一、光纤产品 …… (1011)
二、光源 …… (1011)
三、光探测器 …… (1012)
第三节　波分复用 …… (1013)
第四节　传输系统 …… (1014)
一、SONET …… (1014)
二、国际系统——SL海底光缆 …… (1017)
三、局域网应用 …… (1020)
四、光纤到户 …… (1020)
五、HFC与线缆调制解调器 …… (1020)
第五节　全光网概述 …… (1022)
一、信息时代中的全光网 …… (1022)
二、全光网的发展过程 …… (1023)
三、全光网络的概念和分层结构 …… (1025)
四、全光网的光波复用 …… (1032)
五、光路由与光交换 …… (1038)

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

六、全光网的应用——光互联网 …… (1041)
第六节 全光传输 …… (1046)
一、光放大器 …… (1046)
二、超高速光纤传输 …… (1059)
三、系统设计 …… (1068)
第二十三章 数字广播电视系统 …… (1070)
第一节 数字音频广播 …… (1070)
一、传输方法 …… (1070)
二、频谱资源 …… (1072)
三、技术考虑 …… (1072)
第二节 数字电视 …… (1075)
一、MPEG 视频编码 …… (1075)
二、ATSC 数字电视 …… (1083)
三、从现有电视到数字电视的过渡 …… (1086)
第二十四章 无线数据通信新技术 …… (1090)
第一节 概述 …… (1090)
第二节 通用分组无线业务 GPRS …… (1092)
一、GPRS 概述 …… (1092)
二、GPPS 参考模型及移动台分类 …… (1096)
三、GPRS 业务分类及特点 …… (1098)
四、GPRS 的通用网络结构和传输机制 …… (1104)
五、GPRS 网络的逻辑结构 …… (1108)
六、接口与参考点 …… (1113)
第三节 蓝牙 …… (1114)
一、蓝牙概述 …… (1114)
二、蓝牙工作原理与主要技术指标 …… (1118)
三、蓝牙的使用模式 …… (1120)
四、蓝牙规范与使用许可认证 …… (1120)
五、蓝牙协议栈 …… (1124)
六、几种短距离无线通信技术的比较 …… (1134)
第四节 无线应用协议 WAP …… (1135)
一、概述 …… (1135)
二、WAP 体系 …… (1141)
三、WAP 网关及移动终端技术解决方案 …… (1152)
第二十五章 电子商务 …… (1163)
第一节 电子商务的有关概念 …… (1163)
一、电子商务的定义 …… (1163)
二、电子商务的特点 …… (1164)

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

三、电子商务的分类……(1164)
四、电子商务的层次……(1167)
五、电子商务的应用领域……(1167)
六、电子商务所采用的协议……(1168)
第二节　电子商务的发展现状和对电信业的影响……(1168)
一、电子商务的产生和发展……(1168)
二、电子商务的发展现状……(1169)
三、电子商务的发展趋势……(1169)
四、中国电子商务的发展……(1170)
五、电子商务面临的问题……(1171)
六、发展我国电子商务的策略……(1173)
七、实现我国电子商务总目标的步骤……(1173)
八、电子商务的发展对电信业的影响……(1174)
第三节　电子商务的业务功能……(1174)
一、B—B 模式电子商务的业务功能……(1174)
二、B—G 模式电子商务的业务功能……(1174)
三、B—C 模式电子商务的业务功能……(1176)
四、C—C 电子商务模式的业务功能……(1183)
第四节　电子商务的支撑系统(认证、支付、配送)……(1185)
一、认证……(1186)
二、支付……(1187)
三、配送……(1191)
第五节　电子商务的安全技术方案……(1192)
一、电子商务主要的安全要素……(1192)
二、电子商务的安全系统……(1193)
三、电子商务的安全技术……(1194)
四、我国电子商务安全技术的发展现状……(1195)
第六节　应用实例和发展展望……(1196)
一、电子商务应用实例……(1196)
二、电子商务的发展展望……(1197)
第二十六章　自适应均衡理论……(1199)
第一节　自适应线性均衡……(1199)
一、迫零算法……(1199)
二、LMS 算法……(1200)
三、LMS 算法的收敛特性……(1204)
四、由有噪梯度估计的过剩 MSE……(1205)
五、基带和带通线性均衡器……(1208)
第二节　自适应判决反馈均衡器……(1209)

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

一、网格编码信号的自适应均衡 …… (1210)
第三节 用于ML序列检测的自适应信道估计器 …… (1212)
第四节 自适应均衡的递推最小二乘算法 …… (1213)
一、递推最小二乘(卡尔曼)算法 …… (1215)
二、线性预测和格型滤波器 …… (1218)
第五节 自恢复(盲)均衡 …… (1222)
一、基于最大似然准则的盲均衡 …… (1222)
二、随机梯度算法 …… (1225)
三、基于二阶和高阶信号统计特征的盲均衡算法 …… (1229)
第二十七章 数据压缩理论 …… (1231)
第一节 什么是数据压缩 …… (1231)
第二节 数据压缩的必要性 …… (1232)
第三节 数据压缩技术的分类 …… (1234)
一、数据压缩的一般方法 …… (1234)
二、可逆压缩 …… (1234)
三、不可逆压缩 …… (1235)
四、实用的数据压缩技术 …… (1236)
第四节 数据压缩的标准和应用 …… (1237)
第五节 取样 …… (1239)
一、取样定理 …… (1239)
二、内插恢复 …… (1240)
第六节 量化 …… (1242)
一、无记忆量化 …… (1243)
二、矢量量化 …… (1247)
第七节 信号压缩系统的性能评价 …… (1251)
一、信号质量:客观度量 …… (1251)
二、信号质量:主观度量 …… (1254)
三、比特率 …… (1257)
四、复杂度 …… (1257)
五、通信时延 …… (1258)
六、编码与数字通信系统的性能空间 …… (1259)
第二十八章 扩频技术 …… (1261)
第一节 概述 …… (1261)
第二节 扩频模型及扩频信号 …… (1261)
一、扩频数字通信模型 …… (1261)
二、扩频信号 …… (1262)
三、处理增益和干扰容限 …… (1267)
第三节 扩频序列 …… (1267)

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

一、扩频序列概述 …… (1267)
二、几种扩频序列的介绍 …… (1268)
第四节　扩频序列的捕捉与跟踪 …… (1283)
一、扩频序列的捕捉 …… (1283)
二、扩频序列的同步 …… (1287)
第五节　扩频接收技术 …… (1290)
一、多径分离合并技术 …… (1290)
二、自适应阵列 …… (1294)
第六节　扩频技术的应用 …… (1297)
一、扩频技术在军事通信中的应用 …… (1298)
二、扩频技术在民用移动通信中的应用 …… (1299)
三、全球定位系统(GPS) …… (1300)
四、扩频技术在 VSAT 卫星通信中的应用 …… (1301)
第二十九章　微波与卫星的 SDH 传输 …… (1303)
第一节　概述 …… (1303)
第二节　微波在 SDH 网中的应用 …… (1303)
一、组网时的几种应用方式 …… (1303)
二、接口 …… (1305)
三、射频兼容互接 …… (1306)
四、STM－N 数字微波系统功能 …… (1306)
五、SDH 数字微波系统的射频波道倒换 …… (1306)
第三节　Sub－STM－1 传输速率的 SDH 微波系统 …… (1308)
一、网络接口 …… (1308)
二、Sub－STM－1 的复用结构 …… (1308)
三、Sub－STM－1 SDH DRRS 的复用段和再生段 …… (1310)
四、微波设备接口(RR－EI) …… (1310)
五、Sub－STM－1 DRRS 用微波补充段开销(RCSOH)来传输媒质专用功能 …… (1314)
六、Sub－STM—1 数字微波系统功能块图 …… (1315)
第四节　与现有系统兼容的射频波道配置、容量配置及调制方式选择 …… (1316)
一、高容量 SDH 数字微波 …… (1317)
二、中容量 SDH 数字微波 …… (1317)
三、小容量微波及卫星传输 …… (1318)
第五节　新传输技术的采用 …… (1318)
第三十章　计算机网络的安全 …… (1320)
第一节　网络安全问题概述 …… (1320)
一、计算机网络面临的安全性威胁 …… (1320)
二、计算机网络安全的内容 …… (1321)
第二节　数据加密的若干基本概念 …… (1322)

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

一、数据加密概述 …… (1322)
二、常规密钥密码体制 …… (1323)
三、数据加密标准 DES …… (1325)
四、公开密钥密码体制 …… (1327)
五、数字签名 …… (1328)
六、密钥分配 …… (1329)
第三节 网络环境下的威胁和安全措施 …… (1331)
一、对网络安全的威胁 …… (1331)
二、实现通信安全的加密策略 …… (1332)
三、在端到端加密下的若干措施 …… (1334)

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第一章　数字通信技术概论

人类社会已进入信息化时代。信息化离不开信息的传输，而数字通信是信息传输的重要手段。全球数字化已成为当今社会的主要潮流，数字通信技术的应用越来越广泛，数字通信的新设备不断涌现，人们越来越期望了解和掌握数字通信技术。

本章主要介绍通信的基本概念、通信系统的基本组成、衡量数字通信的主要性能指标，并介绍数字通信领域发展的现状等。

第一节　通信的概念及分类

一般地说，通信(communication)是指由一地向另一地进行消息的有效传递。

从远古到现代，人类社会的各种活动与通信密切相关，特别是当今世界已进入信息时代，通信已渗透到社会各个领域，通信产品随处可见。通信已成为现代文明的标志之一，对人们日常生活和社会活动及发展起到越来越重要的作用。

古代“消息树”、“烽火台”和现代仍使用的“信号灯”等也是利用不同方式传递消息的，理应归属通信之列。然而，随着社会生产力的发展，人们对传递消息的要求也越来越高。在各种各样的通信方式中，利用“电”来传递消息的通信方法称之为电信(telecommunication)。这种通信具有迅速、准确、可靠等特点，而且几乎不受时间、地点、空间、距离的限制，因而得到了飞速发展和广泛应用。如今，在自然科学中，“通信”与“电信”几乎是同义词了。本课程中所说的通信，均指电信。即这里的通信是指：利用电子等技术手段，借助电信号(含光信号)实现从一地向另一地进行消息的有效传递和交换的过程。

通信传输的消息具有不同的形式，如：符号、文字、语声、音乐、数据、图像等等。根据消息的不同形式、通信业务的不同种类、传输所用的不同信道，可将通信分成许多类，较常用的分类方法如下：

1. 按传输媒质分

按消息由一地向另一地传递时传输媒质的不同，通信可分为两大类：有线通信和无线通信。所谓有线通信，是指传输媒质为导线、电缆、光缆、波导等形式的通信，如明线通信、电缆通信、光缆通信等。所谓无线通信，是指利用高频电磁波经自由空间传递消息的一种通信方式。常见的无线通信有微波通信，短波、超短波通信，移动通信，卫星通信，散射通信等等。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

2. 按信道中所传信号的不同分

信道在这里可理解成传输信号的通路。在信道中传送的信号可分为数字信号和模拟信号。信道中传输模拟信号的系统为模拟通信系统，信道中传输数字信号的系统为数字通信系统。由此通信亦可分为数字通信和模拟通信。

3. 按工作频段分

根据通信设备工作频率的不同，通信通常可分为长波通信、中波通信、短波通信、微波通信等。为了比较全面地对通信中所使用的频段有所了解，下面把通信使用的频段及说明列入表 1－1 中。

表 1－1 通信使用的频段及主要用途

频率范围	波 长	符 号	传输媒介	用 途
3Hz～30kHz	10^8～10^4m	甚低频 VLF	有线线对 长波无线电	音频、电话、数据终端、长距离导航、时标
30 kHz～300 kHz	10^4～10^3m	低频 LF	有线线对 长波无线电	导航、信标、电力线通信
300 kHz～3 MHz	10^3～10^2m	中频 MF	同轴电缆 中波无线电	调幅广播、移动陆地通信、业余无线电
3 MHz～30 MHz	10^2～10m	高频 HF	同轴电缆 短波无线电	移动无线电话、短波广播、定点军用通信、业余无线电
30 MHz～300 MHz	10～1m	甚高频 VHF	同轴电缆 米波无线电	电视、调频广播、空中管制、车辆通信、导航
300 MHz～3 GHz	1～10^{-1}m	特高频 UHF	波导 分米波无线电	电视、空间遥测、雷达导航、点对点通信、移动通信
3 GHz～30 GHz	10^{-1}～10^{-2}m	超高频 SHF	波导 厘米波无线电	微波接力、卫星和空间通信、雷达
30 GHz～300 GHz	10^{-2}～10^{-3}m	极高频 EHF	波导 毫米波无线电	雷达、微波接力、射电天文学
10^5 GHz～10^7 GHz	3×10^{-6} 3×10^{-8}m	可见光、红外	光纤 激光空间传播	光通信，蓝牙通信

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

通信中工作频率和工作波长的关系为

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

式中，λ 为工作波长；f 为工作频率；c 为电波在自由空间中的传播速度，$c = 3 \times 10^8 \text{m/s}$。

4. 按调制方式分

根据消息在送到信道之前是否采用调制，通信可分为基带传输和频带传输。所谓基带传输是指信号没有经过调制而直接送到信道中去传输的一种方式，而频带传输是指信号经过调制后再送到信道中传输，接收端有相应解调措施的通信系统。

5. 按业务的不同分

目前通信业务可分为电报、电话、传真、数据传输、可视电话、无线寻呼等。另外从广义的角度来看，广播、电视、雷达、导航、遥控、遥测等也应列入通信的范畴。

6. 按收发者是否运动分

通信还可按收发者是否运动分为移动通信和固定通信。移动通信是指通信双方至少有一方在运动中进行信息交换。由于移动通信具有建网快、投资少、机动灵活的特点，它使用户能随时随地快速可靠地进行信息传递，因此，移动通信已被列为现代通信中的三大新兴通信方式之一。

另外，通信还有其他一些分类方法，如按多地址方式可分为频分多址通信、时分多址通信、码分多址通信等。按用户类型可分为公用通信和专用通信等。

总之，通信从本质上讲就是实现信息传递功能的一门科学技术，它要将大量有用的信息无失真、高效率地进行传输，同时还要在传输过程中将无用信息和有害信息抑制掉。当今的通信不仅要有效地传递信息，而且还有存储、处理、采集及显示等功能，通信已成为信息科学技术的一个重要组成部分。

第二节　通信系统的组成

通信的任务是完成消息的传递和交换。以点对点通信为例，可以看出要实现消息从一端向另一端的传递，必须有图 1-1 所示的五部分：信息源、发送设备、信道、接收设备、受信者。

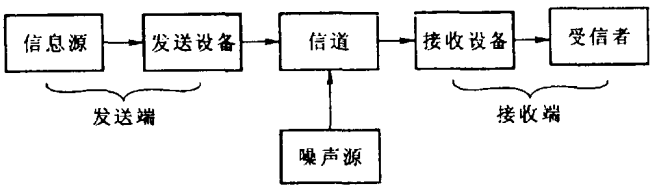


图 1-1　通信系统的模型

信息源（简称信源）的作用是把待传输的消息转换成原始电信号，如电话系统中电话

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

机可看成是信源，信源输出的信号称为基带信号。所谓基带信号是指没有经过调制(频率搬移)的原始信号，其特点是频率较低。基带信号可分为数字基带信号和模拟基带信号。

发送设备是个总体概念，它可以包括许多具体电路与系统，其作用是对基带信号进行某种变换或处理，使原始信号(基带信号)适应信道传输特性的要求。

信道是信号传输的通路，按传输媒质的不同，可分为有线和无线两大类。所谓有线通信，是指传输媒质为导线、电缆、光缆、波导等形式的通信。其特点是媒质看得见、摸得着。所谓无线通信，是指传输媒质为看不见、摸不着的不同频率的电磁波的通信形式。

信道中自然会有噪声。图 1－1 中噪声源，是叠加在信道中的所有噪声以及分散在通信系统中其他各处噪声的集合。图中这种表示是为了在分析和讨论问题时便于理解而人为设置的。

在接收端，接收设备的功能正好相反于发送设备，它将从收到的信号中恢复出相应的原始信号。

受信者(也称信宿或收终端)是将复原的原始信号转换成相应的消息，如电话机将对方传来的电信号还原成了声音。

通信传输的消息具有不同的形式，为了传递消息，各种消息需转换成电信号。凡信号的某一参量(如连续波的振幅、频率、相位，脉冲波的振幅、宽度、位置等)可以取无限多个数值，且直接与消息相对应的，称为模拟信号。模拟信号有时也称连续信号，但需要说明的是这个连续是指信号的某一参量可以连续变化(即可以取无限多个值)，而不一定在时间上也连续。强弱连续变化的语音信号，亮度连续变化的电视图像信号等都是模拟信号。凡信号在时间上离散，且表征信号的某一参量(如振幅、频率、相位等)只能取有限个数值，称为数字信号。数字信号是离散信号，但离散信号不一定是数字信号。如 PAM 不是数字信号，计算机输出的信号就是数字信号。按照信道中所传信号的形式不同，通信可以分为模拟通信和数字通信，为了进一步了解它们的组成及特点，下面分别加以论述。

一、模拟通信系统

模拟通信系统是指信道中传输模拟信号的系统。模拟通信系统的组成方框图(通常也称为模型)如图 1－2 所示。

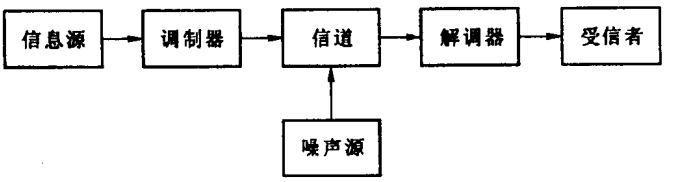


图 1－2 模拟通信系统模型

模拟通信系统，主要包含了两种重要变换。一种是把连续消息变换成电信号(由发端信息源完成)及把电信号恢复成最初的连续消息(由收端受信者完成)。由信源输出的电信号(基带信号)由于它具有频率较低的频谱分量，一般不能直接作为传输信号送到信道中去。因此，模拟通信系统里常有第二种变换，将基带信号转换成其频带适合信道传播的

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

信号，这一变换由调制器完成；在收端同样需经相反的变换，将信道中传播的信号恢复成最初的连续信号，这一过程由解调器完成。经过调制后的信号通常称为已调信号。已调信号的基本特性，一是携带有消息；二是适合在信道中传输。必须指出，从消息的发送到消息的恢复，事实上并非仅有以上两种变换，通常在一个通信系统里可能还有滤波、放大、天线辐射与接收、控制等过程。对信号传输而言，由于上面两种变换对信号起决定性变化，它是通信过程中的重要方面。而其他过程对信号来说，没有发生质的变化，只不过是对信号进行了放大和改善信号特性等，因此，这些过程我们认为都是理想的，而不去讨论它。

二、数字通信系统

利用数字信号传输信息的系统，称为数字通信系统。数字通信系统可进一步分为数字频带传输通信系统、数字基带传输通信系统、模拟信号数字化传输通信系统。下面分别加以说明。

数字通信的基本特征是，它的消息或信号是“离散”或“数字”的，因而使数字通信具有许多特殊的特性。在模拟通信中，强调已调参量与代表消息的信号之间的比例特性，即强调变换的线性特性；而在数字通信中，则强调已调参量与代表消息的数字信号之间的一一对应关系。

数字通信中还有以下特点：

(1)数字信号传输时，信道噪声或干扰所造成的差错，原则上是可以控制的。这是通过所谓的差错控制编码来实现的。于是，就需要在发送端增加一个编码器，而在接收端相应需要一个解码器。

(2)当需要实现保密通信时，可对数字基带信号进行加密，此时在接收端就必须进行解密。

(3)由于数字通信传输是一个接一个按一定节拍传送的数字信号，因而收端必须有一个与发端相同的节拍，否则，就会因收发步调不一致而造成混乱。另外，为了表述消息内容，基带信号都是按消息特征进行编组的，于是，在收发之间一组组的编码的规律也必须一致，否则接收时消息的真正内容将无法恢复。在数字通信中，称节拍一致为“位同步”或“码元同步”，而称编组一致为“群同步”或“帧同步”，故数字通信中必须有“同步”。

综上所述，点对点的数字通信系统模型一般可用图 1－3 所示。图中，同步环节没有示意出，这是因为它的位置往往不是固定的，在此主要强调信号流程所经过的部分。

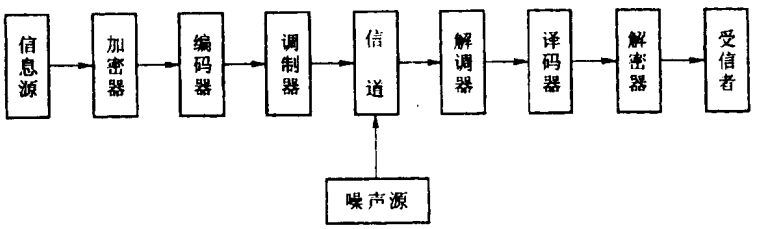


图 1－3　数字通信系统模型

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

需要说明的是,图中加密器/解密器、编码器/译码器、调制器/解调器等环节,在具体通信系统中是否全部采用,这要取决于具体设计条件和要求。但在一个系统中,如果发端有加密/编码/调制,则收端必须有解密/译码/解调。

通常把有调制器/解调器的数字通信系统称为数字频带传输通信系统,故图 1-3 也是数字频带传输通信系统模型。

与频带传输系统相对应,我们把没有调制器/解调器的数字通信系统称为数字基带传输通信系统,如图 1-4 所示。

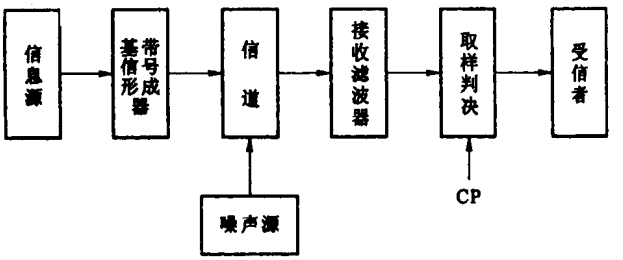


图 1-4 数字基带传输通信系统模型

图中基带信号形成器可能包括编码器、加密器以及波形变换等,接收滤波器亦可能包括译码器、解密器等。

上面论述的数字通信系统中,信源输出的信号均为数字基带信号。实际上,数字通信系统中传送的消息可以是数字的,也可以是模拟的,当要实现模拟信号在数字系统中的传输时,则必须在发端将模拟信号数字化,即 A/D 转换;在收端需进行相反的转换,即 D/A 转换。实现模拟信号数字化传输的系统如图 1-5 所示。

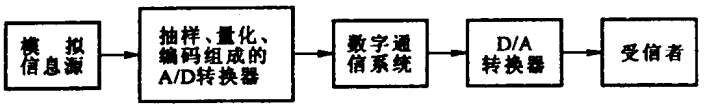


图 1-5 模拟信号数字化传输通信系统模型

三、数字通信的优缺点

从通信的发展趋势看,现代通信必须以数字通信为主,数字通信较之模拟通信有如下特点:

1. 抗干扰、抗噪声性能好

在数字通信系统中,传输的信号是数字信号。以二进制为例,信号的取值只有两个,这样发端传输的和收端需要接收和判决的电平也只有两个值,若"1"码时取值为 A,"0"码时取值为 0,传输过程中由于信道噪声的影响,必然会使波形失真,在接收端恢复信号时,首先对其进行抽样判决,才能确定是"1"码还是"0"码,并再生"1","0"码的波形。因此只要不影响判决的正确性,即使波形有失真也不会影响再生后的信号波形。而在模拟通信中,如果模拟信号叠加上噪声后,即使噪声很小,也很难消除它。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

数字通信抗噪声性能好，还表现在数字中继通信时，它可以消除噪声积累。这是因为数字信号在每次再生后，只要不发生错码，它仍然像信源中发出的信号一样，没有噪声叠加在上面，因而中继站再多，仍具有良好的通信质量。而模拟通信中继时，只能增加信号能量（对信号放大），而不能消除噪声积累。

2. 差错可控

数字信号在传输过程中出现的错误（差错），可通过纠错编码技术来控制。

3. 易加密

数字信号与模拟信号相比，容易加密和解密。因此，数字通信保密性好。

4. 易于与现代技术相结合

由于计算机技术、数字存储技术、数字交换技术以及数字处理技术等现代技术飞速发展，许多设备、终端接口均是数字信号，因此极易与数字通信系统相连接。正因为如此，数字通信才得以高速发展。

数字通信相对于模拟通信来说，主要有以下缺点：

以电话为例，一路数字电话一般要占据约 20 ~ 60 kHz 的带宽，而一路模拟电话仅占用约 4 kHz 带宽，故数字基带信号占用的频带宽。如果系统传输带宽一定的话，模拟电话的频带利用率要高出传统数字电话的 5 ~ 15 倍。

数字通信中，要准确地恢复信号，必须要求收端和发端保持严格同步。由于需要有严格的同步系统，所以，数字通信系统设备一般比较复杂。

虽然数字基带信号占用的频带宽，但它可通过压缩编码、调制技术（特别是多进制调制技术）提高频带利用率，还可以通过增大系统带宽来补偿。如在微波通信中，频带资源较富裕，故通过提高频率，可加大系统频宽。在光通信中，数字通信几乎成了惟一的选择。数字通信因要求有严格的同步系统，故设备复杂、体积较大。随着数字集成技术的发展，各种中、大规模集成器件的体积不断减小，加上数字压缩技术的不断完善，数字通信设备的体积将会越来越小。随着科学技术的不断发展，数字通信的缺点也越来越显得不重要了。实践表明，数字通信是现代通信的发展方向。

第三节　现代通信技术发展概况

一、现代通信发展简史

19 世纪开始发展电通信以来，通信技术的发展速度很快，特别是本世纪 50 年代以后发展更为迅速，通信发展简史介绍如下：

1838 年	摩尔斯发明有线电报
1864 年	马克斯韦尔提出电磁辐射方程
1876 年	贝尔发明电话
1896 年	马可尼发明无线电报

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

1906 年	发明真空管
1918 年	调幅无线电广播、超外差接收机问世
1925 年	开始采用三路明线载波电话、多路通信
1936 年	调频无线电广播开播
1937 年	发明脉冲编码调制原理
1938 年	电视广播开播
1940 - 1945 年	二次大战刺激了雷达和微波通信系统的发展
1948 年	发明晶体管;香农提出了信息论,通信统计理论开始建立
1950 年	时分多路通信应用于电话
1956 年	敷设了越洋电缆
1957 年	发射第一颗人造卫星
1958 年	发射第一颗通信卫星
1960 年	发明激光
1961 年	发明集成电路
1962 年	发射第一颗同步通信卫星;脉冲编码调制进入实用阶段
1960 - 1970 年	彩色电视问世;阿波罗宇宙飞船登月;数字传输的理论和技术得到了迅速发展;出现高速数字电子计算机
1970 - 1980 年	大规模集成电路、商用卫星通信、程控数字交换机、光纤通信系统、微处理机等迅速发展
1980 以后	超大规模集成电路、长波长光纤通信系统广泛应用;综合业务数字网崛起

由此可看出通信技术由模拟到数字的发展过程。最早出现的电报是一种最简单的数字通信,随着真空管的出现,模拟通信得到了发展。此后由于脉冲编码原理和信息论的提出以及晶体管和集成电路的发明,数字通信进入全盛时期。虽然目前各国通信网仍以模拟为主,但无疑数字通信是目前和今后通信技术的发展方向。

二、主要传输方式的发展情况

1. 电缆通信

电缆通信是最早发展起来的通信手段,用于长途通信已有 60 余年历史,在通信中占有突出地位。在光纤通信和移动通信发展之前,电话、传真、电报等各用户终端与交换机的连接全靠市话电缆。电缆还曾是长途通信和国际通信的主要手段,大西洋、太平洋均有大容量的越洋电缆。据 1982 年统计,我国公用网长途线路总长为 18 万余公里,其中 90% 为明线。目前,同轴电缆所占的比例已上升到三分之一左右。电缆通信中主要采用模拟单边带调制和频分多路复用(SSB/FDM)。国际上同轴电缆每芯最高容量高达 13200 路(或 6 路广播电视),我国沪 - 杭、京 - 汉 - 广同轴电缆干线可通 1800 路载波电话。自从数字电话问世以来,各国大力发展脉冲编码调制时分多路信号在同轴电缆中的基带传输技术,数字电话容量可达 4032 路。近年来,由于光纤通信的发展,同轴电缆有逐渐被光纤电缆取代的趋势。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

2. 微波中继通信

微波通信是本世纪60年代开始发展的，它弥补了电缆通信的缺点，可到达电缆无法敷设的地区，且容易架设，建设周期短，投资也低于同轴电缆。微波通信是美、苏、日等国国内长途电话和电视节目的主要传输手段。美国现有数十万公里微波中继线路，苏联最长的一条微波中继通信线路长达1万多公里，直通东欧。目前模拟电话微波通信容量每频道可达6000路，主要采用SSB/FM/FDM调制方式。

随着数字通信的发展，数字微波成为微波中继通信的主要发展方向。早期的数字微波大都采用BPSK、QPSK调制，为了提高频谱利用率，增加容量，现已向多电平调制技术发展，采用了16QAM和64QAM调制，并已出现256QAM、1024QAM等超多电平调制的数字微波。采用多电平调制，在40MHz的标准频道间隔内可传送1920－7680路脉冲编码调制数字电话，赶上并超过模拟微波通信容量。

我国现有5万多公里微波中继通信线路，其中3/5用于通信，2/5用于广播电视节目传送。预计2000年前还将新建10余万公里微波中继线路。尽管微波通信面临光纤通信的严重挑战，但仍将是长途通信的一个重要传输手段。

3. 光纤通信

光纤通信具有容量大、成本低的优点，而且不怕电磁干扰，与同轴电缆相比可以大量节约有色金属和能源。因此，自1977年世界上第一个光纤通信系统在芝加哥投入运行以来，光纤通信发展极为迅速，新器件、新工艺、新技术不断涌现，性能日臻完善。世界各国广泛采用光纤通信，大西洋、太平洋的海底光缆通信系统已经开通使用，其容量超出原有的海底电缆通信系统。由于长波长激光器和单模光纤的出现，每芯光纤通话路数可望达到百万路，中继距离将超过100公里，市话中继光纤通信系统的成本也将大幅度下降。目前，某些工业发达国家长途及市话中继系统光纤通信网的建设已基本完成，今后将集中发展用户光纤通信网。

至今我国光纤通信系统累计光缆长度已达九千公里。目前除了扩充改造原有同轴电缆载波线路，以充分发挥其作用外，已不再敷设同轴电缆，全部采用光纤通信新技术。预计未来十年内光缆将增加到10万公里。

光纤通信的主要发展方向是单模长波长光纤通信、大容量数字传输技术和相干光通信。

4. 卫星通信

卫星通信的特点是通信距离远，覆盖面积大，不受地形条件限制，传输容量大，建设周期短，可靠性高。自1965年第一颗国际通信卫星投入商用以来，卫星通信得到迅速发展，现在第六代国际通信卫星即将投入使用。目前，卫星通信的使用范围已遍及全球，仅国际卫星通信组织就拥有数十万条话路，80%的洲际通信业务和100%的远距离电视传输业务均采用卫星通信，卫星通信已成为国际通信的主要传输手段。同时，卫星通信已进入国内通信领域，许多发达国家和发展中国家拥有国内通信卫星系统。

我国自70年代起，开始将卫星通信用于国际通信，从1985年起开始发展国内卫星通信。至今已发射5颗同步通信卫星，连同租借的国际卫星的转发器，已拥有22个转发器。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

与182个国家和地区开通了国际通信业务，并初步组织了国内公用卫星通信网及若干专用网。

卫星通信中目前大量使用的是模拟调制及频分多路和频分多址。如同其它通信方式一样，其发展方向也是数字调制、时分多路和时分多址。卫星通信正向更高频段发展，采用多波束卫星和星上处理等新技术，地面系统的主要发展趋势是小型化。近年来蓬勃发展的VSAT(甚小口径终端)小站技术集中反映了调制/解调、纠错编码/译码、数字信号处理、通信专用超大规模集成电路、固态功放和低噪声接收、小口径低旁瓣天线等多项新技术的进步。

5. 移动通信

移动通信是现代通信中发展最为迅速的一种通信手段，它是随着汽车、飞机、轮船、火车等交通工具的发展而同步发展起来的。近十年来，在微电子技术和计算机技术的推动下，移动通信从过去简单的无线对讲或广播方式发展成为一个有线、无线融为一体，固定、移动相互连通的全国规模的通信系统。在电信工业中，移动通信设备所占比例已名列第三，仅次于电话、数据通信。目前，欧美各国蜂房公用移动通信系统的用户已有数百万，专用调度系统的移动用户也有数百万。我国公用移动通信尚处于发展初期，专用移动通信及无线寻呼在近几年发展迅速。

移动通信的发展方向是数字化、微型化和标准化。90年代将是蜂房电话迅速普及的十年，但目前世界上存在8种不同的技术体制，互不兼容，因此标准化是当务之急。数字化的关键是调制方式、纠错编码和数字电话语音编码方式的确定。微型化的目标是研制重量仅数十克的个人携带的移动电话。

第四节 数字通信系统的主要性能指标

各种通信系统有各自的技术性能指标，并互不相同。但衡量任何通信系统的优劣都是以有效性和可靠性为基础的，数字通信系统也不例外，它也有表示有效性和可靠性的指标。

一、有效性指标

1. 信息传输速率

信道的传输速率是以每秒钟所传输的信息量来衡量的。信息量是消息多少的一种度量。消息的不确定性程度愈大，则其信息量愈大。

信息论中已定义信源发出信息量的度量单位是“比特”，对于随机二进制序列，当“1”码和“0”码出现的概率相等，并前后相应独立，这时的一个二进制码元(一个“1”或者一个“0”)所含的信息量就是一个“比特”。所以，信息传输速率的单位是比特/秒，或写成bit/s。

2. 符号传输速率

符号传输速率也叫码元速率。它是指单位时间内所传输码元的数目，其单位为“波

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

特"(Bd)。这里的码元可以是多进制的,也可以是二进制的。符号传输速率和信息传输速率是可以换算的。1 波特 = 1 码元/秒,对信息传输速率,则必须将码元折合为相应的二进制码元数来计算。如图 1 - 3(b)所示的四进制码元是以 4 种不同的电平来区分符号状态的,每一个码元可以代表两个二进制码元,如表 1 - 2 所示。

表 1 - 2　四进制码元与二进制码元的对应关系

四进制	二进制
0	00
1	01
2	10
3	11

按表 1 - 2 的关系,多进制的进制数与等效对应的二进制码元数的关系为:

$$M = 2^n$$

式中,M 是进制数;n 是二进制码元数。因此,信息传输速率与符号传输速率的关系是

$$R_b = N_B \cdot \log_2 M$$

式中,R_b 为信息传输速率(bit/s);

N_B 为符号传输速率(码元/秒或波特);

M 为码元(或符号)的进制数。

3. 频带利用率

频带利用率是指单位频带内的传输速率。在比较不同通信系统的传输效率时,单看它们的传输速率是不够的,还应看在这样的传输速率下所占的频带宽度。通信系统占用的频带愈宽,传输信息的能力应该愈大。所以,用来衡量数字通信系统传输效率(有效性)的指标应当是单位频带内的传输速率。

即

$$\eta = \frac{\text{符号传输速率}}{\text{频带宽度}}(\text{Bd/Hz})$$

或

$$\eta = \frac{\text{信息传输速率}}{\text{频带宽度}}(\text{bit/s/Hz})$$

二、可靠性指标

衡量数字通信系统可靠性的主要指标是误码率和信号抖动。

1. 误码率

在传输过程中发生误码的码元个数与传输的总码元数之比,通常以 P_e 来表示,

$$P_e = \lim_{N \to \infty} \frac{\text{发生误码个数 } n}{\text{传输总码数 } N}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

误码率 P_e 是多次统计结果的平均量，所以这里指的是平均误码率。

误码率的大小由传输系统特性、信道质量及系统噪声等因素决定，如果传输系统特性、信道质量都很好，并且噪声较小，则系统误码率就较低；反之，系统的误码率就较高。这里讲的误码是指在一个再生中继段传输过程中，前一个站的输出与下一个站判决再生输出相比而言的一个中继段的误码，即指的是一个站的误码。在一个传输链路中，经多次再生中继后的总误码率是以一定方式累积的，在传输的终点以累积的结果作为总的误码率。

ITU－T(原为 CCITT)建议国际综合业务数字网(ISDN)连接的误码性能指标是：按秒计算误码率大于 10^{-3}，所占的时间比例少于 0.2%；按分计算误码率大于 10^{-6}，所占的比例应少于 10%。

2. 信号抖动

在数字通信系统中，信号抖动是指数字信号码相对于标准位置的随机偏移，其示意图如图 1－6 所示。数字信号位置的随机偏移，即信号抖动的定量值的表示也是统计平均值，它同样与传输系统特性、信道质量及噪声等有关。同样，多中继段链路传输时，信号抖动也具有累积效应。

从可靠性角度而言，误码率和信号抖动都直接反映了通信质量。如对语声信号数字化转输，误码和抖动都会对数/模变换后的语声质量产生直接影响。

图 1－6 信号抖动示意图

第五节 通信信道及其数学模型

一、通信信道及其特征

通信信道在发送机与接收机之间提供了连接。物理信道也许是携带电信号的一对明线；或是在已调光波束上携带信息的光纤；或是水下海洋信道，其中信息以声波形式传输；或是自由空间，携带信息的信号通过天线在空间辐射传输。可被表征为通信信道的其他媒质是数据存储媒质，例如磁带、磁盘和光盘。

在信号通过任何信道传输中的一个共同的问题是加性噪声。一般地，加性噪声是由通信系统内部组成元器件所引起的，例如电阻和固态器件。有时将这种噪声称为热噪声。其他噪声和干扰源也许是系统外面引起的，例如来自信道上其他用户的干扰。当这样的噪声和干扰与期望信号占有同频带时，可通过对发送信号和接收机中解调器的适当设计来使它们的影响最小。信号在信道上传输时可能会遇到的其他类型损伤有信号衰减、幅

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

度和相位失真、多径失真等。

可以通过增加发送信号功率的方法使噪声的影响最小。然而,设备和其他实际因素限制了发送信号的功率电平。另一个基本的限制是可用的信道带宽。带宽的限制通常是由于媒质以及发送机和接收机中组成器件和部件的物理限制产生的。这两种限制因素限制了在任何通信信道上能可靠传输的数据量,我们将在以后各章中讨论这种情况。下面描述几种通信信道的重要特征。

1. 有线信道

电话网络扩大了有线线路的应用,如话音信号传输以及数据和视频传输。双绞线和同轴电缆是基本的导向电磁信道,它能提供比较适度的带宽。通常用来连接用户和中心机房的电话线的带宽为几百千赫兹(kHz)。另一方面,同轴电缆的可用带宽是几兆赫兹(MHz)。图 1-7 示出了导向电磁信道的频率范围,其中包含波导和光纤。

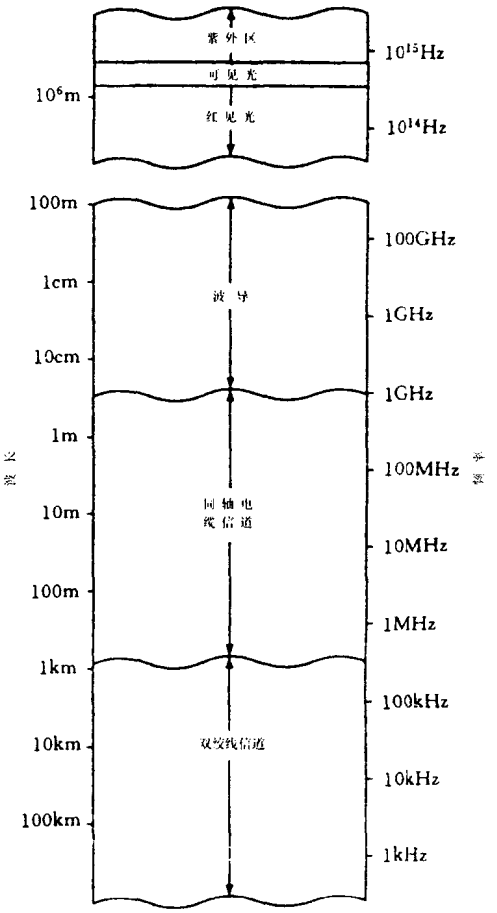


图 1-7　导向有线信道的频率范围

信号在这样的信道上传输时,其幅度和相位都会发生失真,还受到加性噪声的恶化。双绞线信道还易受到来自物理邻近信道的串音干扰。因为在全国和全世界有线信道上通

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

信在日常通信中占有相当大的比例，因此，人们对传输特性的表征以及对信号传输时的幅度和相位失真的减缓方法做了大量研究。在第 9 章中，我们将阐述最佳传输信号及其解调的设计方法。在第 10 章和第 11 章中，我们将研究信道均衡器的设计，它是用来补偿信道的幅度和相位失真的。

2. 光纤信道

光纤提供的信道带宽比同轴电缆信道大几个数量级。在过去的 10 年中，已经研发出具有较低信号衰减的光缆，以及用于信号和信号检测的可靠性光子器件。这些技术上的进展导致了光纤信道应用的快速发展，不仅应用在国内通信系统中，也应用于跨大西洋和跨太平洋的通信中。由于光纤信道具有大的可用带宽，因此有可能使电话公司为用户提供宽系列电话业务，包括话音、数据、传真和视频等。

在光纤通信系统中，发送机或调制器是一个光源，或者是发光二极管(LED)或者是激光。通过消息信号改变(调制)光源的强度来发送信息。光像光波一样通过光纤传播，并沿着传输路径被周期性地放大以补偿信号衰减(在数字传输中，光由中继器检测和再生)。在接收机中，光的强度由光电二极管检测，它的输出电信号的变化直接与照射到光电二极管上的光的功率成正比。光纤信道中的噪声源是光电二极管和电子放大器。

可以预计，在新的世纪，光纤信道将代替电话网络中几乎所有的有线信道。

3. 无线电磁信道

在无线通信系统中，电磁能是通过作为辐射器的天线耦合到传播媒质的。天线的物理尺寸和配置主要决定于运行的频率。为了获得有效的电磁能量的辐射，天线必须比波长的 1/10 更长。因此，在 AM 频段发射的无线电台，譬如说在 $f_c = 1\text{MHz}$(相当于波长 $\lambda = C/f_c = 300\text{m}$)，要求天线至少 30m。无线传输天线的其他重要特征和属性将在第 5 章阐述。

图 1－8 示出了不同频段的电磁频谱。在大气和自由空间中，电磁波传播的模式可以划分为 3 种类型，即地波传播、天波传播和视线传播。在 VLF 和音频段，其波长超过 10km，地球和电离层对电磁波传播的作用如同波导。在这些频段，通信信号实际上环绕地球传播。由于这个原因，这些频段主要用来在世界范围内提供从海洋到船舶的导航帮助。在此频段中可用的带宽较小(通常是中心频率的 1%～10%)，因此通过这些信道传输的信息速率较低，且一般限于数字传输。在这些频率上，最主要的一种噪声是由地球上的雷暴活动产生的，特别是在热带地区。干扰来自这些频段上的用户。

如图 1－9 所示，地波传播是 MF 频段(0.3MHz～3MHz)中频率的最主要传播模式是用于 AM 广播和海岸无线电广播的频段。在 AM 广播中，甚至大功率的地波传播范围都限于 150km 左右。在 MF 频段中，大气噪声、人为噪声和接收机的电子器件的热噪声是对信号传输的最主要干扰。

如图 1－10 所示，天波传播是电离层对发送信号的反射(弯曲或折射)形成的，电离层由位于地球表面之上高度 50km～400km 范围中的几层带电粒子组成。在白昼，太阳使较低大气层加热，引起高度在 120km 以下的电离层的形成。这些较低的层，特别是 D 层，吸收 2MHz 以下的频率，因此严重地限制了 AM 无线电广播的天波传播。然而，在夜晚，较低

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

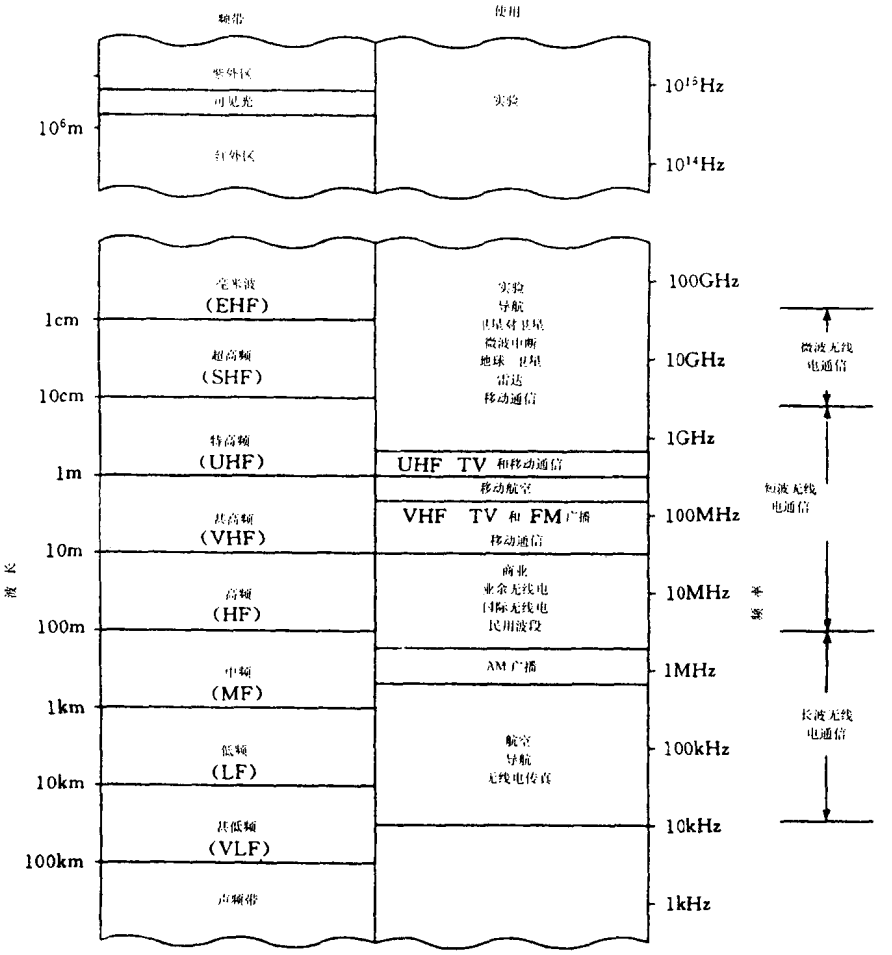


图 1-8　无线电磁信道的频率范围

层的电离层中的电子密度急剧下降，而且白天发生的频率吸收现象明显减少。因此，功率强大的 AM 无线电广播电台能够通过天波经 F 层电离层传播很远的距离，F 层电离层位于地球表面之上 140km ~ 400km 范围之内。

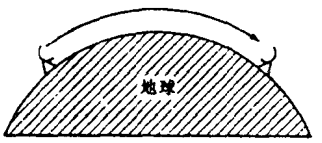


图 1-9　地波传播的说明

在 HF 频段范围内，电磁波经由天波传播时经常发生的问题是信号多径。信号多径发生在发送信号经由多条传播路径以不同的延时到达接收机的时候，一般会引起数字通信系统中的符号间干扰。而且，经由不同传播路径到达的各信号分量会相互削弱，导致信号衰落的现象，许多人在夜晚收听远地无线电台广播时会对此有体验。在夜晚，天波是主

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

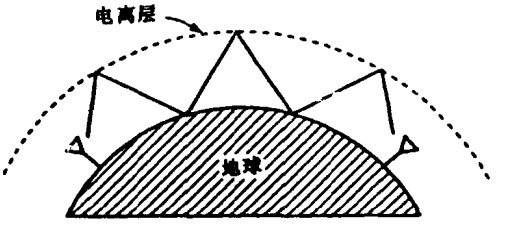


图 1-10 天波传播的说明

要的传播模式。HF 频段的加性噪声是大气噪声和热噪声的组合。

在大约 30MHz 之上的频率，即 HF 频段的边缘，就不存在天波电离层传播。然而，在 30MHz ~ 60MHz 频段，有可能进行电离层散射传播，这是由较低电离层的信号散射引起的。也可利用在 40MHz ~ 300MHz 频率范围内的对流层散射在几百英里的距离通信。对流层散射是由在 10 英里或更低高度大气层中的粒子引起的信号散射造成的。一般地，电离层散射和对流层散射具有大的信号传播损耗，要求发射机功率大和比较大的天线。

在 30MHz 以上频率通过电离层传播具有较小的损耗，这使得卫星和超陆地通信成为可能。因此，在 VHF 频段和更高的频率，电磁传播的最主要模式是视线(LOS)传播。对于陆地通信系统，这意味着发送机和接收机的天线必须是直达 LOS，没有什么障碍。由于这个原因，在 VHF 和 UHF 频段发射的电视台的天线安装在高塔上，以达到更宽的覆盖区域。

一般地，LOS 传播所能覆盖的区域受到地球曲度的限制。如果发射天线安装在地表面之上 h 米的高度，并假定没有物理障碍(如山)，那么到无线地平线的距离近似为 $d = \sqrt{15h}$km。例如，TV 天线安装在 300m 高的塔上，它的覆盖范围大约 67km。另一个例子，工作在 1GHz 以上频率、用来延伸电话和视频传输的微波中继系统将天线安装在高塔上或高的建筑物顶部。

对工作在 VHF 和 UHF 频率范围的通信系统，限制性能的最主要噪声是接收机前端所产生的热噪声和天线接收到的宇宙噪声。在 10GHz 以上的 SHF 频段，大气层环境在信号传播中担负主要角色。例如，在 10GHz 频率，衰减范围从小雨时的 0.003dB/km 左右到大雨时的 0.3dB/km；在 100GHz 时，衰减范围从小雨时的 0.1dB/km 左右到大雨时的 6dB/km 左右。因此，在此频率范围，大雨引起了很大的传播损耗，这会导致业务中断(通信系统完全中断)。

4. 水声信道

在过去的几十年中，海洋探险活动不断增多。与这种增多相关的是对传输数据的需求。数据是由位于水下的传感器传送到海洋表面的，从那里可能将数据经由卫星转发给数据采集中心。

除极低频率外，电磁波在水下不能长距离传播。在低频率的信号传输的延伸受到限制，因为它需要大的且功率强的发送机。电磁波在水下的衰减可以用表面深度来表示，它是信号衰减 $1/e$ 的距离。对于海水，表面深度 $\delta = 250/\sqrt{f}$，其中 f 以 Hz 为单位，δ 以 m 为单位。例如，在 10kHz 上，表面深度是 2.5m。声信号能在几十甚至几百公里距离上传播。

水声信道可以表征为多径信道，这是由于海洋表面和底部对信号反射的缘故。因为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

波的运动，信号多径分量的传播延时是时变的，这就导致了信号的衰落。此外，还存在与频率相关的衰减，它近似与信号频率的平方成正比。声音速度通常大约为 1500m/s，实际值将在正常值上下变化，这取决于信号传播的深度。

海洋背景噪声是由虾、鱼和各种哺乳动物引起的。在靠近港口处，除了海洋背景噪声外，也有人为噪声。尽管有这些不利的环境，还是可能设计并实现有效的且高可靠性的水声通信系统，以长距离地传输数字信号。

5. 存储信道

信息存储和恢复系统构成了日常数据处理工作的非常重要的部分。磁带（包括数字的声带和录像带）、用来存储大量计算机数据的磁盘、用作计算机数据存储器的光盘以及只读光盘都是数据存储系统的例子，它们可以表征为通信信道。在磁带或磁盘或光盘上存储数据的过程，等效于在电话或在无线信道上发送数据。回读过程以及在存储系统中恢复所存储的数据的信号处理，等效于在电话和无线通信系统中恢复发送信号。

由电子元器件产生的加性噪声和来自邻近轨道的干扰一般会呈现在存储系统的回读信号中，这正如电话或无线通信系统中的情况。

所能存储的数据量一般受到磁盘或磁带尺寸及密度（每平方英寸存储的比特数）的限制，该密度是由写/读电系统和读写头确定的。例如，在一个实验的磁盘存储系统中，封装密度可达每平方英寸 10^9 比特（当前的商用磁存储产品的密度低得多）。磁盘或磁带上的数据的读写速度也受到组成信息存储系统的机械和电子系统的限制。

信道编码和调制是良好设计的数字磁或光存储系统的最重要的组成部分。在回读过程中，信号被解调。由信道编码器引入的附加冗余度用于纠正回读信号中的差错。

二、通信信道的数学模型

在通过物理信道传输信息的通信系统设计中，我们发现，建立一个能反映传输媒质最重要特征的数学模型是很方便的。信道的数学模型可用于发送机中的信道编码器和调制器，以及接收机中的解调器和信道译码器的设计。下面，我们将简要地描述信道的模型，它们常用来表征实际的物理信道。

1. 加性噪声信道

通信信道最简单的数学模型是加性噪声信道，如图 1－11 所示。在这个模型中，发送信号 $s(t)$ 被加性随机噪声过程 $n(t)$ 恶化。在物理上，加性噪声过程由通信系统接收机中的电子元部件和放大器引起，或者由传输中的干扰引起（正如在无线电信号传输中那样）。

如果噪声主要由接收机中的元部件和放大器引起，那么，它可以表征为热噪声。这种模型的噪声统计地表征为高斯噪声过程。因此，该信道的数学模型通常称为加性高斯噪声信道。因为这个信道模型适用于很宽的物理通信信道，并且因为它在数学上易于处理，所以是在通信系统分析和设计中所用的最主要的信道模型。信道的衰减很容易加入到该模型。信号通过信道传输而受到衰减时，接收信号是

$$r(t) = \alpha s(t) + n(t)$$

式中，α 是衰减因子。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

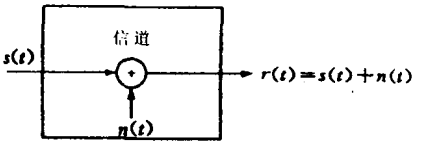


图 1－11 加性噪声信道

2. 线性滤波器信道

在某些物理信道中，例如有线电话信道，采用滤波器来保证传输信号不超过规定的带宽限制，从而不会引起相互干扰。这样的信道通常在数学上表征为带有加性噪声的线性滤波器，如图 1－12 所示。因此，如果信道输入信号为 $s(t)$，那么信道输出信号是

$$r(t) = s(t) * c(t) + n(t)$$
$$= \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau)s(t-\tau)\mathrm{d}\tau + n(t)$$

式中，$c(t)$是信道的冲激响应，$*$ 表示卷积。

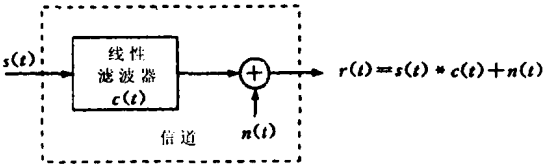


图 1－12 带有加性噪声的线性滤波器信道

3. 线性时变滤波器信道

像水声信道和电离层无线电信道这样的物理信道，它们会导致发送信号的时变多径传播，这类物理信道在数学上可以表征为时变线性滤波器。该线性滤波器可以表征为时变信道冲激响应 $c(\tau;t)$，这里 $c(\tau;t)$是信道在 $t-\tau$ 时刻加入冲激而在 t 时刻的响应。因此，τ 表示“历时(经历时间)”变量。带有加性噪声的线性时变滤波器信道如图 1－13 所示。对于输入信号 $s(t)$，信道输出信号是

$$r(t) = s(t) * c(\tau;t) + n(t)$$
$$= \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau;t)s(t-\tau)\mathrm{d}\tau + n(t)$$

用来表征通过物理信道的多径信号传播的模型是式(1－3－3)的一个特例，这样的物理信道如电离层(在 30MHz 以下的频率)和移动蜂窝无线电信道。该特例中的时变冲激响应为

$$C(\tau;t) = \sum_{k=1}^{L} a_k(t)\delta(\tau-\tau_k)$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

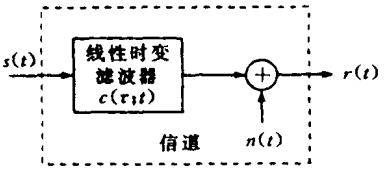


图 1－13　带有加性噪声的时变滤波器信道

式中，$\{a_k\}$表示 L 条多径传播路径上可能的时变衰减因子，$\{\tau_k\}$是相应的延时。如果将式(1－3－4)代入式(1－3－3)，那么接收信号为

$$r(t) = \sum_{k=1}^{L} a_k(t)s(t-\tau_k) + n(t)$$

因此，接收信号由 L 个路径分量组成，其中每一个分量的衰减为$\{a_k\}$，且延时为$\{\tau_k\}$。

上面描述的 3 种数学模型适当地表征了实际中的绝大多数物理信道。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第二章 数字通信技术理论基础

第一节 概率论基础

让我们来研究一个实验,例如一个滚动的骰子,它有几种可能的结果。该实验的样本空间是由所有可能的结果的集组成的。就骰子来说,

$$S = \{1,2,3,4,5,6\}$$

式中整数 1,…,6 表示该骰子 6 个面上的圆点的数目。这 6 个可能的结果是实验的样点。一个事件是 S 的一个子集,且可以由任意数目的样点组成。例如,事件 A 定义为

$$A = \{2,4\}$$

事件 A 由结果 2 和 4 组成。事件 A 的补对立事件记作 $\bar{A}$,$\bar{A}$ 是由 S 中不包含在 A 中的所有样点组成的。因此,

$$\bar{A} = \{1,3,5,6\}$$

如果两个事件没有公共样点,则这两个事件是互不相容的,也就是说,一个事件的发生会排除其他事件的发生。例如,如果 A 定义为式(2-1-2)且事件 B 定义为

$$B = \{1,3,6\}$$

那么,A 与 B 为互不相容事件。类似地,A 与 $\bar{A}$ 为互不相容事件。

两个事件的和是另一个事件,则该事件由两个事件中的所有样点组成。例如,B 是定义为式(2-1-4)的事件,而 C 是定义为

$$C = \{1,2,3\}$$

的事件,那么 B 与 C 之和记为 $B \cup C$,是事件

$$\begin{aligned} D &= B \cup C \\ &= \{1,2,3,6\} \end{aligned}$$

同样地,$A \cup \bar{A} = S$,式中 S 是整个样本空间或必然事件。另一方面,如果两个事件之交是由两个事件的公共点所构成的一个事件,因此,若 $E = B \cap C$ 表示分别由式(2-1-4)和式(2-1-5)定义的事件 B 和 C 之交,那么

$$E = \{1,3\}$$

当两个事件互不相容时,它们之交为零事件,记为 ϕ。例如,$A \cap B = \phi$ 及 $A \cap \bar{A} = \phi$。两个事件之和与之交的定义可直接推广到两个以上的事件。

将 A 与 S 中的每一事件联系起来的是概率 $P(A)$。在说明事件的概率时,我们采用

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

一种公理化的观点，即假定事件 A 的概率满足条件 $P(A)\geqslant 0$。还假定样本空间(必然事件)的概率为 $P(S)=1$，而第三个假定涉及互不相容的事件。假设 $A_i, i=1,2,\cdots$，是样本空间 S 的一定数量(也可能是无穷的)的事件，且有

$$A_i \cap A_j = \phi, \quad i \neq j = 1,2,\cdots$$

那么，这些互不相容事件之和的概率满足条件

$$P(\bigcup_i A_i) = \sum_i P(A_i)$$

例如，投掷一个匀质的骰子，每个可能的结果为 1/6。由式(2-1-2)定义的事件 A 由两个互不相容的子事件或结果组成，因此 $P(A)=2/6=1/3$。事件 $A\cup B$ 的概率是 $P(A)+P(B)=1/3+1/2=5/6$，其中 A 和 B 是分别由式(2-1-2)和式(2-1-4)定义的互不相容的事件。

1. 联合事件和联合概率

上面分析了单一试验的情况，下面进行两个试验并研究其结果，两个试验可以是一个骰子分别投掷两次，或者两个骰子各自投掷一次。在任何一种情况下，样本空间由 36 种成对的(i,j)组成，这里 $i,j=1,2,\cdots,6$。如果骰子是匀质的，那么样本空间中每一点出现的概率是 1/36。现在我们可以研究联合事件，例如$\{i$ 是偶数，$j=3\}$，那么由样点概率的知识可确定这类联合事件的联合概率。

一般情况下，如果一个试验的可能结果为 A_i 个$(i=1,2,\cdots,n)$，第二个试验可能的结果为 B_j 个$(j=1,2,\cdots,m)$，则联合试验具有可能的联合结果$(A_i,B_j)(i=1,2,\cdots,n,j=1,2,\cdots,m)$。与每一个联合结果$(A_i,B_j)$联系在一起的是联合概率 $P(A_i,B_j)$，它满足以下条件

$$0 \leqslant P(A_i,B_j) \leqslant 1$$

假定结果 $B_j(j=1,2,\cdots,m)$是互不相容的，由此可得

$$\sum_{j=1}^{m} P(A_i,B_j) = P(A_i)$$

类似地，如果结果 $A_i(i=1,2,\cdots,n)$是互不相容的，则有

$$\sum_{i=1}^{n} P(A_i,B_j) = P(B_j)$$

此外，如果两个试验所有的结果都是互不相容的，那么

$$\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{m} P(A_i,B_j) = 1$$

上述结论可以直接推广到两个以上的试验。

2. 条件概率

研究一个联合试验，其中一个联合事件以概率 $P(A,B)$发生。假定事件 B 已经发生，求事件 A 发生的概率。这称作在事件 B 发生的条件下，事件 A 的条件概率，且定义为

$$P(A|B) = \frac{P(A,B)}{P(B)}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

其中假定 $P(B)>0$。以相似的方式,在事件 A 发生的条件下,事件 B 的概率定义为

$$P(B|A)=\frac{P(A,B)}{P(A)}$$

其中 $P(A)>0$。式(2-1-11)与式(2-1-12)之间的关系可以表示为

$$P(A,B)=P(A|B)P(B)=P(B|A)P(A)$$

式(2-1-11)、式(2-1-12)和式(2-1-13)也适用于单一试验的情况,此时 A 和 B 是定义在样本空间 S 中的任意两个事件。$P(A,B)$可理解为 $A\cap B$ 的概率,也就是说,$P(A,B)$表示 A 和 B 同时发生的概率。例如,对于单独投掷一个骰子的情况,研究由式(2-1-4)和式(2-1-5)分别给出的事件 B 和 C,联合事件由样点$\{1,3\}$组成。在事件 B 发生的条件下,事件 C 的条件概率为

$$P(C|B)=\frac{\frac{2}{6}}{\frac{3}{6}}=\frac{2}{3}$$

在单个试验中,我们看到,当两个试验 A 和 B 是互不相容的,即 $A\cap B=\phi$ 时,$P(A|B)=0$。还有,如果 A 是 B 的一个子集,则 $A\cap B=A$,因此

$$P(A|B)=\frac{P(A)}{P(B)}$$

另一方面,如果 B 是 A 的一个子集,则 $A\cap B=B$,因此

$$P(A|B)=\frac{P(B)}{P(B)}=1$$

对于条件概率,一个极其有用的公式是贝叶斯(Bayes)定理。该定理说明,如果 $A_i(i=1,2,\cdots,n)$是互不相容的事件,正如

$$\bigcup_{i=1}^{n}A_i=S$$

而 B 是一个具有非零概率的任意事件,那么

$$P(A_i|B)=\frac{P(A_i,B)}{P(B)}=\frac{P(B|A_i)P(A_i)}{\sum_{j=1}^{n}P(B|A_j)P(A_j)}$$

在第5章,我们将利用这个公式推导数字通信系统的最佳接收机,其中事件 $A_i(i=1,2,\cdots,n)$表示在一个给定的时间间隔内可能发送的消息,$P(A_i)$表示它们的先验概率。B 表示接收信号,这个信号由受到噪声恶化的发送消息(A_i 中之一)组成,$P(A_i|B)$是在观察到接收信号 B 的条件下的 A_i 的后验概率。

3. 统计独立

两个或多个事件的统计独立是概率论中另一个重要的概念。当我们研究两个或更多个试验,或者对一个试验重复多次时,这个概念常常出现。为了解释这个概念,研究事件 A 和 B 及其条件概率 $P(A|B)$,它是在 B 发生的条件下 A 发生的概率。假设 A 的发生不依赖于 B 的发生,也就是说,

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$P(A|B) = P(A)$$

将式(2-1-15)代入式(2-1-13),可得如下结果

$$P(A,B) = P(A)P(B)$$

这就是说,事件 A 和 B 的联合概率因子分解成单个事件概率或边际概率 $P(A)$ 和 $P(B)$ 的乘积。当事件 A 和 B 满足式(2-1-16)时,称它们统计独立。

例如,研究两次连续投掷骰子的试验。令 A 表示在第一次投掷中的偶数样点 $\{2,4,6\}$,B 表示第二次投掷中可能的偶数结果 $\{2,4,6\}$。对于一个匀质骰子,令概率 $P(A)=1/2$ 和 $P(B)=1/2$。现在,"第一次投掷的偶数结果与第二次投掷的偶数结果"的联合事件的联合概率正好是 9 对 (i,j) 结果,$i=2,4,6$,$j=2,4,6$,其值为 1/4,即

$$P(A,B) = P(A)P(B) = \frac{1}{4}$$

因此,事件 A 和 B 是统计独立的。类似地,可以说两个试验的结果是统计独立的。

统计独立的定义可以推广到 3 个或更多个事件中。3 个统计独立的事件 A_1,A_2,A_3 必须满足下列条件

$$P(A_1,A_2)=P(A_1)P(A_2)$$
$$P(A_1,A_3)=P(A_1)P(A_3)$$
$$P(A_2,A_3)=P(A_2)P(A_3)$$
$$P(A_1,A_2,A_3)=P(A_1)P(A_2)P(A_3)$$

一般情况下,倘若联合事件(在某一时间,事件的个数为 $2,3,4,\cdots,n$)的概率因子分解成各个单独事件的概率的乘积,那么事件 $A_i(i=1,2,\cdots,n)$ 就是统计独立的。

一、随机变量、概率分布和概率密度

给定一个具有样本空间 S 且元素 $s\in S$ 的试验,我们可定义一个函数 $X(s)$,其变量域是 S,其函数范围是在实轴上的一组数,函数 $X(s)$ 称为随机变量。例如,如果掷一枚硬币,可能的结果是正面(H)和反面(T),所以 S 只包含标记 H 和 T 的两点。假设定义一个函数 $X(s)$ 为

$$X(s) = \begin{cases} 1 & (s = H) \\ -1 & (s = T) \end{cases}$$

那么可将掷硬币试验的两个可能的结果映射到实轴上的两个点(± 1)。另一个试验是投掷一只骰子,可能的结果 $S=\{1,2,3,4,5,6\}$。在此样本空间上定义一个随机变量,可以是 $X(s)=s$,在这种情况下,试验的结果被映射成整数 $1,\cdots,6$;也可以是随机变量 $X(s)=s^2$,在这种情况下,试验的结果被映射成整数 $\{1,4,9,16,25,36\}$。以上都是离散随机变量的例子。

虽然我们所举的试验例子都是具有有限组合的可能结果,但是也有许多物理系统(试验)产生连续的输出(结果)。例如,由电子放大器产生的噪声电压具有连续的幅度。因此,电压幅度 $v\in S$ 的样本空间是连续的,而且映射 $X(v)=v$ 也是如此。在这种情况下,随机变量 X 称为连续随机变量。

给定随机变量 X,研究事件 $\{X\leqslant x\}$,其中 x 是在 $(-\infty,\infty)$ 区间内的任意实数。将这

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

个事件的概率写成 $P(X \leqslant x)$，简记为 $F(x)$，即

$$F(x) = P(X \leqslant x) \quad (-\infty < x < \infty)$$

函数 $F(x)$ 称为随机变量 X 的概率分布函数，也称为累积分布函数(cdf)。因为 $F(x)$ 是一个概率，所以它的范围被限制在区间 $0 \leqslant F(x) \leqslant 1$ 内。事实上，$F(-\infty)=0$ 及 $F(\infty)=1$。例如，由掷一个匀质硬币产生的且由式(2-1-18)定义的离散随机变量具有图 2-1(a)所示的 cdf。在 $F(x)$ 中有两个不连续点或突变点，一点在 $x=-1$ 而另一点在 $x=1$。类似地，由投掷一个匀质骰子产生的随机变量 $X(s)=s$ 具有图 2-1(b)所示的 cdf，在这种情况下，$F(x)$ 有 6 个突变点，分别位于 $x=1,\cdots,6$ 上。

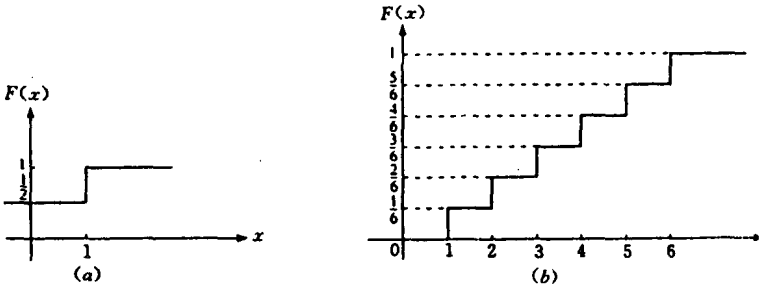


图 2-1 两个离散随机变量的累积分布函数的例子

一个典型的连续随机变量的 cdf 示于图 2-2，它是 x 的平滑非降函数。在某些实际问题中，会遇到一种混合型的随机变量，这种随机变量的 cdf 在实轴上的某些部分是平滑、非降函数，同时在一些 x 的离散值处有突变点。图 2-3 所示是这种 cdf 的一个例子。

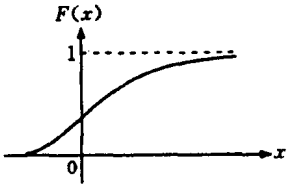


图 2-2 一个连续随机变量的累积分布函数的例子

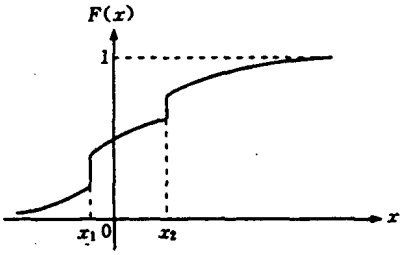


图 2-3 一种混合型随机变量的累积分布函数的例子

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

累积分布函数 $F(x)$的导数称为随机变量 X 的概率密度函数(pdf),记为 $p(x)$。于是有

$$p(x) = \frac{\mathrm{d}F(x)}{\mathrm{d}x} \quad (-\infty < x < \infty)$$

或等价为

$$F(x) = \int_{-\infty}^{x} p(u)\mathrm{d}u \quad (-\infty < x < \infty)$$

因为 $F(x)$是一个非降函数,所以 $p(x) \geqslant 0$。当随机变量是离散的或混合型的时,其 pdf 在 $F(x)$的不连续点处存在冲激。在这种情况下,$p(x)$的离散部分可表示为

$$p(x) = \sum_{i=1}^{n} P(X = x_i)\delta(x - x_i)$$

式中,$x_i(i = 1,2,\cdots,n)$是随机变量的可能离散值,$P(X = x_i)(i = 1,2,\cdots,n)$是概率,$\delta(x)$表示在 $x = 0$ 处的冲激。

我们常常要确定一个随机变量 X 落入(x_1, x_2)区间内$(x_2 > x_1)$的概率问题。为了确定这个事件的概率,从事件$\{X \leqslant x_1\}$开始,该事件总是可以表示成两个互不相容事件$\{X \leqslant x_1\}$和$\{x_1 \leqslant X \leqslant x_2\}$之和。因此,事件$\{X \leqslant x_2\}$的概率可表示成互不相容事件的概率之和,所以

$$P(X \leqslant x_2) = P(X \leqslant x_1) + P(x_1 < X \leqslant x_2)$$
$$F(x_2) = F(x_1) + P(x_1 < X \leqslant x_2)$$

或者等价为

$$\begin{aligned} P(x_1 < X \leqslant x_2) &= F(x_2) - F(x_1) \\ &= \int_{x_1}^{x_2} p(x)\mathrm{d}x \end{aligned}$$

换言之,事件$\{x_1 \leqslant X \leqslant x_2\}$的概率就是在 $x_1 \leqslant X \leqslant x_2$ 的范围内 pdf 下的面积。

1. 多随机变量、联合概率分布和联合概率密度

在处理联合试验或重复多次做某个试验时,会遇到多个随机变量及其 cdf 和 pdf。多随机变量基本上是在联合试验的样本空间上定义的多维函数。从两个随机变量 X_1 和 X_2 开始,X_1 和 X_2 可能是连续的、离散的或混合的。这两个随机变量的联合累积分布函数(联合 cdf)定义为

$$\begin{aligned} F(x_1, x_2) &= P(X_1 \leqslant x_1, X_2 \leqslant x_2) \\ &= \int_{-\infty}^{x_1}\int_{-\infty}^{x_2} p(u_1, u_2)\mathrm{d}u_1\mathrm{d}u_2 \end{aligned}$$

式中,$p(x_1, x_2)$是联合概率密度函数(联合 pdf)。后者也可以表示成如下形式

$$p(x_1, x_2) = \frac{\partial^2}{\partial x_1 \partial x_2} F(x_1, x_2)$$

当联合 pdf$p(x_1, x_2)$对其中一个变量积分时,可以得到另一个变量的 pdf,即

$$\int_{-\infty}^{\infty} p(x_1, x_2)\mathrm{d}x_1 = p(x_2)$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$\int_{-\infty}^{\infty} p(x_1, x_2)\mathrm{d}x_2 = p(x_1)$$

由对其中一个变量积分得到的 pdf，$p(x_1)$和 $p(x_2)$称为边缘概率密度函数。如果 $p(x_1, x_2)$对两个变量积分，得到

$$\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} p(x_1, x_2)\mathrm{d}x_1\mathrm{d}x_2 = F(\infty, \infty) = 1$$

以及 $F(-\infty, -\infty) = F(-\infty, x_2) = F(x_1, -\infty) = 0$。

上述表达式可直接推广到多维随机变量。假设 $X_i(i = 1, 2, \cdots, n)$是具有联合累积分布函数(cdf)的随机变量，其联合 cdf 定义为

$$\begin{aligned} F(x_1, x_2, \cdots, x_n) &= P(X_1 \leqslant x_1, X_2 \leqslant x_2, \cdots, X_n \leqslant x_n) \\ &= \int_{-\infty}^{x_1}\int_{-\infty}^{x_2}\cdots\int_{-\infty}^{x_n} p(u_1, u_2, \cdots, u_n)\mathrm{d}u_1\mathrm{d}u_2\cdots\mathrm{d}u_n \end{aligned}$$

式中 $p(x_1, x_2, \cdots, x_n)$是联合 pdf。对式(2-1-28)中的 $F(x_1, x_2, \cdots, x_n)$求偏导数，得到

$$p(x_1, x_2, \cdots, x_n) = \frac{\partial^n}{\partial x_1 \partial x_2 \cdots \partial x_n} F(x_1, x_2, \cdots, x_n)$$

在 $p(x_1, x_2, \cdots, x_n)$中的任何数量的变量可通过对这些变量的积分来消除。例如，对 x_2 和 x_3 积分，得到

$$\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} p(x_1, x_2, x_3, \cdots, x_n)\mathrm{d}x_2\mathrm{d}x_3 = p(x_1, x_4, \cdots, x_n)$$

也可以得到 $F(x_1, -\infty, -\infty, x_4, \cdots, x_n) = F(x_1, x_4, x_5, \cdots, x_n)$以及 $F(x_1, -\infty, -\infty, x_4, \cdots, x_n) = 0$

$$F(x_1, -\infty, -\infty, x_4, \cdots, x_n) = 0$$

2. 条件概率分布函数

我们来研究两个随机变量 X_1 和 X_2，其联合 pdf 为 $p(x_1, x_2)$。假设希望在条件

$$x_2 - \Delta x_2 < x_2 \leqslant x_2$$

下求随机变量 $X_1 \leqslant x_1$ 的概率，式中 Δx_2 是某个正增量，也就是说，希望求事件$(X_1 \leqslant x_1 \mid x_2 - \Delta x_2 < X_2 \leqslant x_2)$的概率。利用前面已建立的关于一个事件的条件概率的关系式，可将事件$(X_1 \leqslant x_1 \mid x_2 - \Delta x_2 < X_2 \leqslant x_2)$表示成联合事件$(X_1 \leqslant x_1, x_2 - \Delta x_2 < X_2 \leqslant x_2)$的概率除以事件$(x_2 - \Delta x_2 < X_2 \leqslant x_2)$的概率，因此

$$\begin{aligned} P(X_1 \leqslant x_1 \mid x_2 - \Delta x_2 < x_2 \leqslant x_2) &= \frac{\int_{-\infty}^{x_1}\int_{x_2-\Delta x_2}^{x_2} p(u_1, u_2)\mathrm{d}u_1\mathrm{d}u_2}{\int_{x_2-\Delta x_2}^{x_2} p(u_2)\mathrm{d}u_2} \\ &= \frac{F(x_1, x_2) - F(x_1, x_2 - \Delta x_2)}{F(x_2) - F(x_2 - \Delta x_2)} \end{aligned}$$

假定 pdf$p(x_1, x_2)$和 $p(x_2)$在$(x_2 - \Delta x_2, x_2)$区间上是连续函数，可用 Δx_2 除式中的分子和分母，并取 $\Delta x_2 \to 0$ 时的极限，可得到

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$P(X_1 \leqslant x_1 \mid X_2 = x_2) \equiv F(x_1 \mid x_2) = \frac{\partial F(x_1, x_2)/\partial x_2}{\partial F(x_2)/\partial x_2}$$

$$= \frac{\partial\left[\int_{-\infty}^{x_1}\int_{-\infty}^{x_2} p(u_1, u_2)\mathrm{d}u_1\mathrm{d}u_2\right]\Big/\partial x_2}{\partial\left[\int_{-\infty}^{x_2} p(u_2)\mathrm{d}u_2\right]\Big/\partial x_2}$$

$$= \frac{\int_{-\infty}^{x_1} p(u_1, x_2)\mathrm{d}u_1}{p(x_2)}$$

上式是在给定随机变量 X_2 的情况下，随机变量 X_1 的条件 cdf，$F(-\infty \mid x_2) = 0$ 及 $F(\infty \mid x_2) = 1$。将式对 x_1 微分，可得到相应的 pdf$p(x_1 \mid x_2)$，其形式为

$$p(x_1 \mid x_2) = \frac{p(x_1, x_2)}{p(x_2)}$$

换一种方式，可将联合 pdf$p(x_1, x_2)$以条件 pdf$p(x_1 \mid x_2)$或 $p(x_2 \mid x_1)$表示为

$$p(x_1, x_2) = p(x_1 \mid x_2)p(x_2)$$
$$= p(x_2 \mid x_1)p(x_1)$$

以上关系式很容易推广到多维随机变量的情况。从随机变量 $X_i(i = 1, 2, \cdots, n)$的联合 pdf 开始，可写出

$$p(x_1, x_2, \cdots, x_n) = p(x_1, x_2, \cdots, x_k \mid x_{k+1}, \cdots, x_n)p(x_{k+1}, \cdots, x_n)$$

式中，k 是在 $1 < k < n$ 范围的任意整数。相应于 pdf$p(x_1, x_2, \cdots, x_k \mid x_{k+1}, \cdots, x_n)$的联合条件 cdf 为

$$F(x_1, x_2, \cdots, x_k \mid x_{k+1}, \cdots, x_n)$$
$$\frac{\int_{-\infty}^{x_1}\int_{-\infty}^{x_k} p(u_1, u_2, \cdots, u_k, x_{k+1}, \cdots, x_n)\mathrm{d}u_1\mathrm{d}u_2\cdots\mathrm{d}u_k}{p(x_{k+1}, \cdots, x_n)}$$

这个条件 cdf 满足前面建立的关于这些函数的性质，例如

$$F(\infty, x_2, \cdots, x_k \mid x_{k+1}, \cdots, x_n) = F(x_2, x_3, \cdots x_k \mid x_{k+1}, \cdots, x_n)$$
$$F(-\infty, x_2, \cdots, x_k \mid x_{k+1}, \cdots, x_n) = 0$$

3. 统计独立的随机变量

我们已经阐明了一个样本空间 S 内的两个或更多个事件的统计独立的概念。统计独立的概念可以推广到定义在一个样本空间上的多个随机变量的情况，该样本空间是由联合试验或单个试验重复多次产生的。如果试验的结果互不相容，那么一个试验结果的概率与其他试验的结果无关，也就是说，试验结果的联合概率因子分解成相应的每个试验结果的概率的乘积。因此，如果与这些试验结果相应的随机变量的联合概率密度函数因子分解成各边缘概率密度函数的乘积，那么在这个意义上，这些随机变量是相互统计独立的，所以当且仅当

$$F(x_1, x_2, \cdots, x_n) = F(x_1)F(x_2)\cdots F(x_n)$$

或

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$p(x_1, x_2, \cdots, x_n) = p(x_1)p(x_2)\cdots p(x_n)$$

成立时，各多维随机变量是统计独立的。

二、随机变量的统计平均

在表征试验的结果以及根据试验的样本空间确定随机变量时，平均起着重要的作用。人们特别感兴趣的是单个随机变量的一阶矩和二阶矩，以及在多维随机变量集合中任意一对随机变量之间的联合矩，例如相关和协方差。单个随机变量的特征函数以及多维随机变量集合的联合特征函数也是很重要的。本节将专门对这些重要的统计平均下定义。

首先研究单个随机变量 X，它由 pdf$p(x)$表征。X 的均值或期望值定义为

$$E(X) \equiv m_x = \int_{-\infty}^{\infty} xp(x)\mathrm{d}x$$

式中，$E()$表示求期望值(统计平均)，这是随机变量 X 的一阶矩。一般地，n 阶矩定义为

$$E(X^n) = \int_{-\infty}^{\infty} x^n p(x)\mathrm{d}x$$

现在，假定一个随机变量 $Y = g(X)$，其中 $g(X)$是随机变量 X 的某个任意函数。Y 的期望值是

$$E(Y) = E[g(X)] = \int_{-\infty}^{\infty} g(x)p(x)\mathrm{d}x$$

特别情况，如果 $Y = (X - m_x)^n$，式中 m_x 是X 的均值，那么

$$E(Y) = E[(X - m_x)^n] = \int_{-\infty}^{\infty} (x - m_x)^n p(x)\mathrm{d}x$$

因为这是一个相对于均值的矩，所以该期望值称为随机变量 X 的 n 阶中心矩。当 $n = 2$ 时，该中心矩称为随机变量的方差，且记为 σ_x^2，即

$$\sigma_x^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (x - m_x)^2 p(x)\mathrm{d}x$$

这个参数提供随机变量 X 偏离的度量。将式的积分式中的$(x - m_x)^2$ 项展开，并注意到常数的期望值等于常数，可得到方差与一阶矩及二阶矩的关系式，即

$$\begin{aligned}\sigma_x^2 &= E(X^2) - [E(X)]^2 \\ &= E(X^2) - m_x^2\end{aligned}$$

在两个随机变量 X_1 和 X_2 具有联合 pdf$p(x_1, x_2)$的情况下，定义联合矩为

$$E(X_1^k X_2^n) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} x_1^k x_2^n p(x_1, x_2)\mathrm{d}x_1\mathrm{d}x_2$$

联合中心矩为

$$\begin{aligned}&E[(X_1 - m_1)^k (X_2 - m_2)^n] \\ &= \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} (x_1 - m_1)^k (x_2 - m_2)^n p(x_1, x_2)\mathrm{d}x_1\mathrm{d}x_2\end{aligned}$$

式中，$m_i = E(X_i)$。特别重要的是相应于 $k = n = 1$ 的联合矩和联合中心矩，这些联合矩分别称为随机变量 X_1 和 X_2 的相关和协方差。

在研究多维随机变量中，可定义任意阶的联合矩。然而，在实际应用中最有用的矩是

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

一对随机变量之间的相关和协方差。为进一步说明，假定 $X_i(i=1,2,\cdots,n)$ 是具有联合 pdf $p(x_1,x_2,\cdots,x_n)$ 的随机变量。令 $p(x_i,x_j)$ 是随机变量 X_1 和 X_2 的联合 pdf，那么 X_i 与 X_j 之间的相关由联合矩

$$E(X_iX_j)=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}x_ix_jp(x_i,x_j)\mathrm{d}x_i\mathrm{d}x_j$$

给出，而 X_i 与 X_j 的协方差是

$$\begin{aligned}\mu_{ij}&\equiv E[(X_i-m_i)(X_j-m_j)]\\&=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}(x_i-m_i)(x_j-m_j)p(x_i,x_j)\mathrm{d}x_i\mathrm{d}x_j\\&=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}x_ix_jp(x_i,x_j)\mathrm{d}x_i\mathrm{d}x_j-m_im_j\\&=E(X_iX_j)-m_im_j\end{aligned}$$

具有元素 μ_{ij} 的 $n\times n$ 矩阵称作随机变量 $X_i(i=1,2,\cdots,n)$ 的协方差矩阵。在节对联合高斯随机变量的讨论中，我们将遇到协方差矩阵。

如果 $E(X_iX_j)=E(X_i)E(X_j)=m_im_j$，则这两个随机变量是不相关的。在这种情况下，协方差 $\mu_{ij}=0$。我们注意到，当 X_i 与 X_j 是统计独立时，它们也是不相关的。然而，如果 X_i 与 X_j 是不相关的，它们不一定是统计独立的。

如果 $E(X_iX_j)=0$，则这两个随机变量是正交的。注意，这个条件也适用于 X_i 与 X_j 不相关且两个随机变量之一或两者都有零均值的情况。

特征函数

一个随机变量的特征函数定义为统计平均

$$E(e^{jvX})\equiv\psi(jv)=\int_{-\infty}^{\infty}e^{jvx}p(x)\mathrm{d}x$$

式中，变量 v 是实数且 $j=\sqrt{-1}$。我们注意到 $\psi(jv)$ 可以描述为 pdf $p(x)$ 的傅里叶变换。因此，其傅里叶反变换是

$$p(x)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\psi(jv)e^{-jvx}\mathrm{d}v$$

特征函数的一个有用的性质是它与随机变量矩的关系。注意到上式对 v 的一阶导数是

$$\frac{\mathrm{d}\psi(jv)}{\mathrm{d}v}=j\int_{-\infty}^{\infty}xe^{jvx}p(x)\mathrm{d}x$$

求在 $v=0$ 处的一阶导数，可得到一阶矩（均值）

$$E(X)=m_x=-j\left.\frac{\mathrm{d}\psi(jv)}{\mathrm{d}v}\right|_{v=0}$$

重复这个微分过程，从而计算在 $v=0$ 处 $\psi(jv)$ 的 n 阶导数，可得到 n 阶矩

$$E(X^n)=(-j)^n\left.\frac{\mathrm{d}^n\psi(jv)}{\mathrm{d}v^n}\right|_{v=0}$$

因此，一个随机变量的 n 阶矩可以由特征函数确定。另一方面，假定特征函数在 $v=0$ 点处可展成泰勒级数，即

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$\psi(jv) = \sum_{n=0}^{\infty}\left[\frac{\mathrm{d}^n\psi(jv)}{\mathrm{d}v^n}\right]_{v=0}\frac{v^n}{n!}$$

利用上式中的关系消去上式中的导数,将得到一个以矩表示的特征函数表达式,其形式为

$$\psi(jv) = \sum_{n=0}^{\infty}E(X^n)\frac{(jv)^n}{n!}$$

这个特征函数提供了一个求统计独立随机变量之和的 pdf 的简单方法。为了说明这一点,令 $X_i(i=1,2,\cdots,n)$为一组 n 个统计独立的随机变量,且令

$$Y = \sum_{i=1}^{n}X_i$$

问题是求 Y 的 pdf。先求 Y 的特征函数,再求傅里叶反变换,就可求得 Y 的 pdf。因此,

$$\begin{aligned}\psi_Y(jv) &= E(e^{jvY})\\ &= E\left[\exp\left(jv\sum_{i=1}^{n}X_i\right)\right]\\ &= E\left[\prod_{i=1}^{n}(e^{jvX_i})\right]\\ &= \int_{-\infty}^{\infty}\cdots\int_{-\infty}^{\infty}\left(\prod_{i=1}^{n}e^{jvx_i}\right)p(x_1,x_2,\cdots,x_n)\mathrm{d}x_1\mathrm{d}x_2\cdots\mathrm{d}x_n\end{aligned}$$

因为随机变量是统计独立的,$p(x_1,x_2,\cdots,x_n)=p(x_1)p(x_2)\cdots p(x_n)$,因此上式中的 n 重积分简化成 n 个单个积分的乘积,每个积分相应于某个 X_i 的特征函数。因此,

$$\psi_Y(jv) = \prod_{i=1}^{n}\psi X_i(jv)$$

如果除了它们是统计独立的之外,X_i 是相同分布的,那么所有 $\psi_{xi}(jv)$是相同的。因此,

$$\psi_Y(jv) = [\psi_X(jv)]^n$$

最后,Y 的 pdf 可由 $\psi_Y(jv)$的傅里叶反变换求得,即上式。

因为 n 个统计独立的随机变量之和的特征函数等于各单个随机变量 $X_i(i=1,2,\cdots,n)$的特征函数的乘积,所以在变换域内,Y 的 pdf 是 X_i 的 pdf 的 n 次卷积。在求 Y 的 pdf 中,用 n 次卷积的方法通常比上述特征函数方法更难。

在处理 n 维随机变量时,定义一个联合 pdf 的傅里叶变换是比较适宜的。具体地说,如果 $X_i(i=1,2,\cdots,n)$是具有 pdf $p(x_1,x_2,\cdots,x_n)$的随机变量,则 n 维特征函数定义为

$$\begin{aligned}&\psi(jv_1,jv_2,\cdots,jv_n)\\ &= E\left[\exp\left(j\sum_{i=1}^{n}v_iX_i\right)\right]\\ &= \int_{-\infty}^{\infty}\cdots\int_{-\infty}^{\infty}\exp\left(j\sum_{i=1}^{n}v_ix_i\right)p(x_1,x_2,\cdots,x_n)\mathrm{d}x_1\mathrm{d}x_2\cdots\mathrm{d}x_n\end{aligned}$$

我们特别感兴趣的是二维特征函数

$$\psi(jv_1,jv_2) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}e^{j(v_1x_1+v_2x_2)}p(x_1,x_2)\mathrm{d}x_1\mathrm{d}x_2$$

可以看到,$\psi(jv_1,jv_2)$对 v_1 和 v_2 的偏导数可以用来产生联合矩。例如,容易证明

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$E(X_1X_2) = -\left.\frac{\partial^2\psi(jv_1,jv_2)}{\partial v_1\partial v_2}\right|_{v_1=v_2=0}$$

用直接的方法可以得到高阶矩。

三、一些常用的概率分布

在后面各章中，我们将遇到几种不同类型的随机变量，如概率密度函数(pdf)、累计分布函数(cdf)及矩。本节从二项式分布开始介绍，它是一种离散随机变量的分布，然后介绍几种连续随机变量的分布。

1. 二项式分布

令 X 为一个离散随机变量，它有两个可能的取值：$X=1$ 或 $X=0$，其概率分别为 p 和 $1-p$。X 的 pdf 如图 2-4 所示，假定

$$Y = \sum_{i=1}^{n} X_i$$

式中 $X_i(i=1,2,\cdots,n)$是统计独立且同分布的随机变量，其 pdf 如图 2-4 所示。那么 Y 的概率分布函数是什么呢？

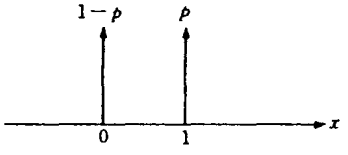


图 2-4　X 的概率分布函数

为了回答这个问题，我们看到 Y 的范围是 $0\sim n$ 的整数集合。$Y=0$ 的概率也就是所有 $X_i=0$ 的概率。因为 X_i 是统计独立的，

$$P(Y=0) = (1-p)^n$$

$Y=1$ 的概率也就是一个 $X_i=1$ 且其余 $X_i=0$ 的概率。因为这样的事件可有 n 种不同的方式发生，所以

$$P(Y=1) = np(1-p)^{n-1}$$

推广到一般情况，$Y=k$ 的概率就是 k 个 X_i 等于 1 且$(n-k)$个 X_i 等于零的概率。因为

$$\binom{n}{k} \equiv \frac{n!}{k!(n-k)!}$$

种不同的组合可以导致事件$\{Y=k\}$，所以

$$P(Y=k) = \binom{n}{k}p^k(1-p)^{n-k}$$

式中$\binom{n}{k}$为二项式系数。因此，Y 的 pdf 可以表示为

$$p(y) = \sum_{k=0}^{n} P(Y=k)\delta(y-k)$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$= \sum_{k=0}^{n}\binom{n}{k}p^k(1-p)^{n-k}\delta(y-k)$$

Y 的 cdf 是

$$F(y) = P(Y \leqslant y)$$
$$= \sum_{k=0}^{[y]}\binom{n}{k}p^k(1-p)^{n-k}$$

式中$[y]$表示最大的整数 m 且 $m \leqslant y$。上式中的 cdf 表征了一个二项式分布的随机变量。

Y 的一阶矩和二阶矩是

$$E(Y) = np$$
$$E(Y^2) = np(1-p) + n^2p^2$$
$$\sigma^2 = np(1-p)$$

特征函数是

$$\psi(jv) = (1 - p + pe^{jv})^n$$

2. 均匀分布

均匀分布随机变量 X 的 pdf 和 cdf 如图 2-5 所示。X 的一阶矩和二阶矩是

$$E(X) = \frac{1}{2}(a+b)$$

$$E(X^2) = \frac{1}{3}(a^2 + b^2 + ab)$$

$$\sigma^2 = \frac{1}{12}(a-b)^2$$

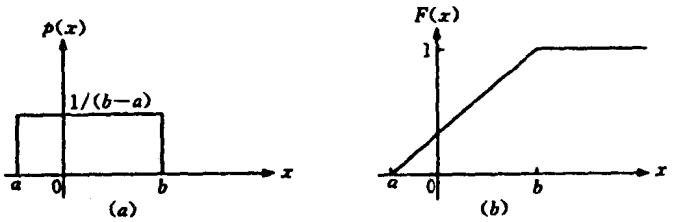


图 2-5 均匀分布随机变量的 *pdf* 和 *cdf*

特征函数是

$$\psi(jv) = \frac{e^{jvb} - e^{jva}}{jv(b-a)}$$

3. 高斯(正态)分布

高斯或正态分布随机变量的 pdf 是

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}e^{-(x-m_x)^2/2\sigma^2}$$

式中 m_x 和 σ^2 分别是随机变量的均值和方差,其 cdf 是

$$F(x) = \int_{-\infty}^{x} p(u)\mathrm{d}u$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}\int_{-\infty}^{x} e^{-(u-m_x)^2/2\sigma^2}\,\mathrm{d}u$$

$$= \frac{1}{2}\frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_{-\infty}^{(x-m_x)/\sqrt{2}\sigma} e^{-t^2}\,\mathrm{d}t$$

$$= \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\mathrm{erf}\left(\frac{x-m_x}{\sqrt{2}\sigma}\right)$$

式中，erf(x)表示误差函数，其定义为

$$\mathrm{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_{0}^{x} e^{-t^2}\,\mathrm{d}t$$

上述 pdf 和 cdf 如图 2-6 所示。

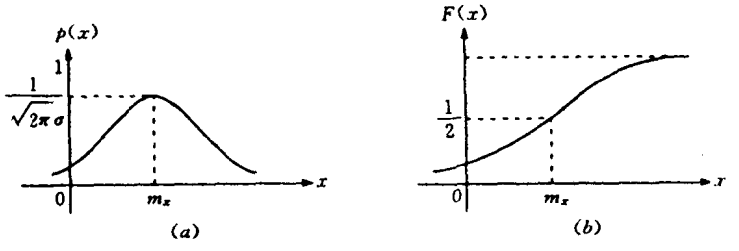


图 2-6　高斯分布随机变量的 pdf 和 cdf

其 cdf $F(x)$也可以用互补误差函数表示，即

$$F(x) = 1 - \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\frac{x-m_x}{\sqrt{2}\sigma}\right)$$

式中

$$\mathrm{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_{x}^{\infty} e^{-t^2}\,\mathrm{d}t$$

$$= 1 - \mathrm{erf}(x)$$

注意：erf($-x$) = $-$erf(x)，erfc($-x$) = 2 $-$ erfc(x)，erf(0) = erfc(∞) = 0 及 erf(∞) = erfc(0) = 1。对于 $x > m_x$，互补误差函数与高斯 pdf 尾部曲线下的面积成正比。当 x 值大时，互补误差函数 erfc(x)可以近似地表示成渐近的级数

$$\mathrm{erfc}(x) = \frac{e^{-x^2}}{x\sqrt{\pi}}\left(1 - \frac{1}{2x^2} + \frac{1\cdot 3}{2^2 x^4} - \frac{1\cdot 3\cdot 5}{2^3 x^6} + \cdots\right)$$

式中，近似误差小于所取的最后一项。

一种经常用来表示高斯尾部曲线下的面积的函数记为 $Q(x)$，且定义为

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{x}^{\infty} e^{-t^2/2}\,\mathrm{d}t,\ x \geqslant 0$$

比较式与式，可得

$$Q(x) = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right)$$

一个均值为 m_x，且方差为 σ^2 的高斯随机变量的特征函数是

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$\psi(jv) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{jvx}\left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}e^{-(x-m_x)^2/2\sigma^2}\right]\mathrm{d}x$$
$$= e^{jvm_x-(1/2)v^2\sigma^2}$$

高斯随机变量的中心矩是

$$E[(X-m_x)^k] \equiv \mu_k = \begin{cases} 1\cdot 3\cdots(k-1)\sigma^k & (\text{偶数 } k) \\ 0 & (\text{奇数 } k) \end{cases}$$

其原点矩可以用中心矩表示为

$$E(X^k) = \sum_{i=0}^{k}\binom{k}{i}m_x^i\mu_{k-i}$$

n 个统计独立的高斯随机变量之和也是一个高斯随机变量。为证明这点，令

$$Y = \sum_{i=1}^{n} X_i$$

式中，$X_i(i=1,2,\cdots,n)$是均值为 m_i 且方差为σ_i^2 的统计独立的高斯随机变量。利用上式的结果，求得 Y 的特征函数是

$$\psi_Y(jv) = \prod_{i=1}^{n}\psi X_i(jv)$$
$$= \prod_{i=1}^{n} e^{jvm_i-v^2\sigma_i^2/2}$$
$$= e^{jvm_y-v^2\sigma_y^2/2}$$

式中

$$m_y = \sum_{i=1}^{n} m_i$$
$$\sigma_y^2 = \sum_{i=1}^{n}\sigma_i^2$$

因此，Y 是均值为 m_y 且方差为σ_y^2 的高斯分布。

4.χ^2 分布

x^2 分布的随机变量在某种意义上和高斯分布随机变量有关，这就是说，前者可以看作为后者的变换。为了具体地说明，令 $Y=X^2$，其中 X 是高斯随机变量。那么，Y 具有 x^2 分布。我们来区分两种类型的 x^2 分布。第一种称为中心 x^2 分布，它是在 X 为零均值时得到的；第二种称为非中心 x^2 分布，它是 X 为非零均值时得到的。

首先研究中心 x^2 分布。令 X 是均值为零且方差为σ^2 的高斯分布。因为 $Y=X^2$，可直接利用式(2-1-47)中的结果，取 $a=1, b=0$。因此，得到 Y 的 pdf 如下

$$p_Y(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi y}\sigma}e^{-y/2\sigma^2}, y \geq 0$$

Y 的 cdf 是

$$F_Y(y) = \int_0^y p_Y(u)\mathrm{d}u$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}\int_0^y \frac{1}{\sqrt{u}}e^{-u/2\sigma^2}\mathrm{d}u$$

上式不能表示成封闭形式。然而，可以求得封闭形式的特征函数

$$\psi(jv) = \frac{1}{(1-j2v\sigma^2)^{1/2}}$$

现在，假定随机变量 Y 定义为

$$Y = \sum_{i=1}^{n} X_i^2$$

式中，$X_i(i=1,2,\cdots,n)$是统计独立且同分布的高斯随机变量，具有零均值和方差 σ^2。由于 X_i 是统计独立的，所以 Y 的特征函数是

$$\psi_Y(jv) = \frac{1}{(1-j2v\sigma^2)^{n/2}}$$

求这个特征函数的反变换可得到 pdf

$$p_Y(y) = \frac{1}{\sigma^n 2^{n/2}\Gamma\left(\frac{1}{2}n\right)}y^{n/2-1}e^{-y/2\sigma^2}, y \geqslant 0$$

式中，$\Gamma(p)$是 γ(gamma)函数，定义为

$$\Gamma(p) = \int_0^\infty t^{p-1}e^{-t}\mathrm{d}t, p > 0$$

$$\Gamma(p) = (p-1)!, p \text{ 为整数且 } p > 0$$

$$\Gamma\left(\frac{1}{2}\right) = \sqrt{\pi}, \Gamma\left(\frac{3}{2}\right) = \frac{1}{2}\sqrt{\pi}$$

这个 pdf 是上式的一般化，它称为具有 n 个自由度的 x^2(或 γ)pdf，如图 2-7 所示。当 $n=2$ 时，可求得指数分布。

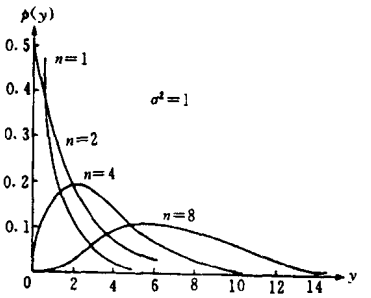


图 2-7　几种自由度的 x^2 分布的随机变量的 pdf

Y 的一阶矩和二阶矩是

$$E(Y) = n\sigma^2$$

$$E(Y^2) = 2n\sigma^4 + n^2\sigma^4$$

$$\sigma_y^2 = 2n\sigma^4$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

Y 的 cdf 是

$$F_Y(y) = \int_0^y \frac{1}{\sigma^n 2^{n/2}\Gamma\left(\frac{1}{2}n\right)} u^{n/2-1} e^{-n/2\sigma^2} \mathrm{d}u$$

$$y \geqslant 0$$

很容易将这个积分整理成不完全的 γ 函数形式，该函数已由皮尔逊(Pearson，1965)制成了表格。当 n 是偶函数时，上式的积分可以表示成封闭形式。具体地说，令 $m = n/2$，式中 m 是整数，那么通过反复进行分部积分，可得

$$F_Y(y) = 1 - e^{-y/2\sigma^2} \sum_{k=0}^{m-1} \frac{1}{k!}\left(\frac{y}{2\sigma^2}\right)^k, y \geqslant 0$$

现在研究一个非中心 x^2 分布，它由一个非零均值的高斯随机变量平方而得。如果 X 是均值为 m_x，且方差为 σ^2 的高斯变量，则随机变量 $Y = X^2$ 具有 pdf

$$p_Y(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi y}\sigma} e^{-(y+m_x^2)/2\sigma^2} \cosh\left(\frac{\sqrt{y}m_x}{\sigma^2}\right), y \geqslant 0$$

该上式是通过将式的结果应用于式(2－1－92)的高斯 pdf 而得到的。相应于该 pdf 的特征函数是

$$\psi_Y(jv) = \frac{1}{(1 - j2v\sigma^2)^{1/2}} e^{jm_x^2 v/(1-j2w^2)}$$

为了推广这些结果，令 Y 是高斯随机变量平方的总和，如式(2－1－108)所定义。假定 $X_i(i = 1,2,\cdots,n)$ 是统计独立的，具有均值 $m_i(i = 1,2,\cdots,n)$ 和相同的方差 σ^2，那么将(2－1－79)式应用于上式而得到 Y 的特征函数为

$$\psi_Y(jv) = \frac{1}{(1 - j2v\sigma^2)^{n/2}} \exp\left[\frac{jv\sum_{i=1}^{n} m_i^2}{1 - j2v\sigma^2}\right]$$

求特征函数的傅里叶反变换，得到 pdf

$$p_Y(y) = \frac{1}{2\sigma^2}\left(\frac{y}{s^2}\right)^{(n-2)/4} e^{-(s^2+y)/2\sigma^2} I_{n/2-1}\left(\sqrt{y}\frac{s}{\sigma^2}\right), y \geqslant 0$$

式中，定义

$$s^2 = \sum_{i=1}^{n} m_i^2$$

$I_\alpha(x)$ 是第一类 α 阶修正贝塞尔函数，它可以用无穷级数表示

$$I_\alpha(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(x/2)^{\alpha+2k}}{k!\Gamma(\alpha + k + 1)}, x \geqslant 0$$

上式给出的 pdf 称为 n 个自由度的非中心 x^2 pdf。参量 s^2 称为非中心分布参量。

n 个自由度的非中心 x^2 的 cdf 是

$$F_Y(y) = \int_0^y \frac{1}{2\sigma^2}\left(\frac{u}{s^2}\right)^{(n-2)/4} e^{-(s^2+u)/2\sigma^2} I_{n/2-1}\left(\sqrt{u}\frac{s}{\sigma^2}\right) \mathrm{d}u$$

该积分没有封闭形式的表达式。然而，当 $m = n/2$ 是整数时，cdf 可以用广义马库姆(Marcum's) Q 函数表示，该函数定义为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$Q_m(a,b) = \int_b^{\infty} x\left(\frac{x}{a}\right)^{m-1} e^{-(x^2+a^2)/2} I_{m-1}(ax)\mathrm{d}x$$

$$= Q_1(a,b) + e^{(a^2+b^2)/2}\sum_{k=1}^{m-1}\left(\frac{b}{a}\right)^k I_k(ab)$$

式中

$$Q_1(a,b) = e^{-(a^2+b^2)/2}\sum_{k=0}^{\infty}\left(\frac{a}{b}\right)^k I_k(ab), b > a > 0$$

如果将上式中的积分变量 u 变换为 x，这里

$$x^2 = u/\sigma^2$$

且令 $a^2 = s^2/\sigma^2$，那么容易证明

$$F_Y(y) = 1 - Q_m\left(\frac{s}{\sigma}, \frac{\sqrt{y}}{\sigma}\right)$$

最后，我们得到一个非中心 x^2 分布的随机变量的一阶矩和二阶矩是

$$E(Y) = n\sigma^2 + s^2$$

$$E(Y^2) = 2n\sigma^4 + 4\sigma^2 s^2 + (n\sigma^2 + s^2)^2$$

$$\sigma_y^2 = 2n\sigma^4 + 4\sigma^2 s^2$$

5. 瑞利(Rayleigh)分布

瑞利分布常常用来对无线信道(如蜂窝无线系统)上传输信号的统计特性建模，与中心 x^2 分布有密切的关系。为了说明这一点，令 $Y = X_1^2 + X_2^2$，其中 X_1 和 X_2 是零均值且统计独立的高斯随机变量，每一个变量的方差为 σ^2。由以上的讨论，可以得出 Y 是 2 个自由度 x^2 分布。因此，Y 的 pdf 是

$$p_Y(y) = \frac{1}{2\sigma^2}e^{-y/2\sigma^2}, y \geqslant 0$$

现在，假设定义一个新的随机变量

$$R = \sqrt{X_1^2 + X_2^2} = \sqrt{Y}$$

对上式的 pdf 的变量作一个简单的变换，可得出 R 的 pdf

$$p_R(r) = \frac{r}{\sigma^2}e^{-r^2/2\sigma^2}, r \geqslant 0$$

这是瑞利分布随机变量的 pdf。相应的 cdf 是

$$F_R(r) = \int_0^r \frac{u}{\sigma^2}e^{-u^2/2\sigma^2}\mathrm{d}u$$

$$= 1 - e^{-r^2/2\sigma^2}, r \geqslant 0$$

R 的矩是

$$E(R^k) = (2\sigma^2)^{k/2}\Gamma\left(1 + \frac{1}{2}k\right)$$

且方差是

$$\sigma_r^2 = \left(2 - \frac{1}{2}\pi\right)\sigma^2$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

瑞利分布随机变量的特征函数是

$$\psi_R(jv) = \int_0^\infty \frac{r}{\sigma^2} e^{-r^2/2\sigma^2} e^{jvr} \mathrm{d}r$$

该积分可以表示为

$$\psi_R(jv) = \int_0^\infty \frac{r}{\sigma^2} e^{-r^2/2\sigma^2} \cos vr \mathrm{d}r + j\int_0^\infty \frac{r}{\sigma^2} e^{-r^2/2\sigma^2} \sin vr \mathrm{d}r$$

$$= {}_1F_1\left(1, \frac{1}{2}; -\frac{1}{2}v^2\sigma^2\right) + j\sqrt{\frac{1}{2}\pi}v\sigma^2 e^{-v^2\sigma^2/2}$$

式中，${}_1F_1(1,1/2;-a)$是合流超几何函数，其定义为

$${}_1F_1(\alpha,\beta;x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\Gamma(\alpha+k)\Gamma(\beta)x^k}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta+k)k!}, \beta \neq 0, -1, -2, \cdots$$

波列(Beaulieu,1990)已证明，${}_1F_1(1,1/2;-a)$可以表示为

$${}_1F_1\left(1, \frac{1}{2}; -a\right) = -e^{-a}\sum_{k=0}^{\infty} \frac{a^k}{(2k-1)k!}$$

作为以上表达式的推广，研究随机变量

$$R = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} X_i^2}$$

式中，$X_i(i=1,2,\cdots,n)$是统计独立、同分布、零均值高斯随机变量。随机变量 R 具有广义瑞利分布。显然，$Y=R^2$ 是 n 个自由度的 x^2 分布，它的 pdf 由上式给出。简单地改变上式中的变量，可得到 R 的 pdf

$$p_R(r) = \frac{r^{n-1}}{2^{(n-2)/2}\sigma^n\Gamma\left(\frac{1}{2}n\right)} e^{-r^2/2\sigma^2}, r \geqslant 0$$

由于中心 x^2 分布与瑞利分布之间的函数关系，与两者相应的 cdf 是相似的。从而，对于任何 n，R 的 cdf 可以用不完整的 γ 函数形式表示。在特殊情况下，当 n 是偶数，即 $n=2m$ 时，R 的 cdf 可以表示成封闭形式

$$F_R(r) = 1 - e^{-r^2/2\sigma^2}\sum_{k=0}^{m-1} \frac{1}{k!}\left(\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)^k, r \geqslant 0$$

最后，我们得到 R 的 k 阶矩是

$$E(R^k) = (2\sigma^2)^{k/2} \frac{\Gamma\left(\frac{1}{2}(n+k)\right)}{\Gamma\left(\frac{1}{2}n\right)}, k \geqslant 0$$

上式对任意整数 n 都适用。

6. 赖斯(Rice)分布

正如瑞利分布与中心 x^2 分布有关那样，赖斯分布与非中心 x^2 分布有关。为了说明这种关系，令 $Y=X_1^2+X_2^2$，其中 X_1 和 X_2 是统计独立高斯随机变量，其均值为 $m_i(i=1,2)$且方差均为 σ^2。由前面的讨论可知，Y 是具有非中心参量 $s^2=m_1^2+m_2^2$ 的非中心 x^2 分布。在上式中取 $n=2$，可得 Y 的 pdf 为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$p_Y(y) = \frac{1}{2\sigma^2} e^{-(s^2+y)/2\sigma^2} I_0\left(\sqrt{y}\,\frac{s}{\sigma^2}\right), y \geq 0$$

现在,定义一个新的随机变量 $R=\sqrt{Y}$。对式进行简单的变量变换,可得到 R 的 pdf,即

$$p_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-(r^2+s^2)/2\sigma^2} I_0\left(\frac{rs}{\sigma^2}\right), r \geq 0$$

这是赖斯分布随机变量的 pdf。正如将在第 5 章证明的,该 pdf 表征了受到加性窄带高斯噪声恶化的信号包络的统计特性,它也用来对在无线信道上传输信号的统计特性建模。由上式中取 $m=1$ 这一特殊情况,容易得到 R 的 cdf,即

$$F_R(r) = 1 - Q_1\left(\frac{s}{\sigma}, \frac{r}{\sigma}\right), r \geq 0$$

式中,$Q_1(a,b)$由上式定义。

作为上面各式的推广,将 R 定义为上式,其中 $X_i(i=1,2,\cdots,n)$是统计独立的高斯随机变量,它们具有均值 $m_i(i=1,2,\cdots,n)$及相同的方差 σ^2。随机变量 $R^2=Y$ 是 n 个自由度的非中心 x^2 分布,且具有式(2-1-119)所给的非中心参量 s^2,它的 pdf 由式(2-1-118)给出。因此,R 的 pdf 是

$$p_R(r) = \frac{r^{n/2}}{\sigma^2 s^{(n-2)/2}} e^{-(r^2+s^2)/2\sigma^2} I_{n/2-1}\left(\frac{rs}{\sigma^2}\right), r \geq 0$$

且相应的 cdf 是

$$F_R(r) = P(R \leq r) = P(\sqrt{Y} \leq r) = P(Y \leq r^2) = F_Y(r^2)$$

式中,$F_Y(r^2)$由上式给出。特殊情况下,$m=n/2$ 是一个整数,则

$$F_R(r) = 1 - Q_m\left(\frac{s}{\sigma}, \frac{r}{\sigma}\right), r \geq 0$$

此式得自于上式。最后,得到 R 的 k 阶矩是

$$E(R^k) = (2\sigma^2)^{k/2} e^{-s^2/2\sigma^2} \frac{\Gamma\left(\frac{1}{2}(n+k)\right)}{\Gamma\left(\frac{1}{2}n\right)} {}_1F_1\left(\frac{n+k}{2}, \frac{n}{2}; \frac{s^2}{2\sigma^2}\right), k \geq 0$$

式中,$F_1(\alpha,\beta;x)$是合流超几何函数。

7.Nakagami m-分布

瑞利分布与赖斯分布常用来描述从多径衰落信道接收的信号的统计起伏性,第 14 章将研究这些信道的模型。另一种常用来表征通过多径信道传输的信号的统计特性的分布是 Nakagami m-分布。Nakagami(1960 年)给出了该分布的 pdf

$$p_R(r) = \frac{2}{\Gamma(m)}\left(\frac{m}{\Omega}\right)^m r^{2m-1} e^{-mr^2/\Omega}$$

式中,Ω 定义为

$$\Omega = E(R^2)$$

且参数 m 定义为矩的比值,称为衰落指数

$$m = \frac{\Omega^2}{E[(R^2-\Omega)^2]}, m \geq \frac{1}{2}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

通过定义另一个随机变量 $X = R/\sqrt{\Omega}$ 的方法，可以得出上式的归一化形式(参见习题 2-15)。R 的 n 阶矩是

$$E(R^n) = \frac{\Gamma(m + \frac{1}{2}n)}{\Gamma(m)}\left(\frac{\Omega}{m}\right)^{n/2}$$

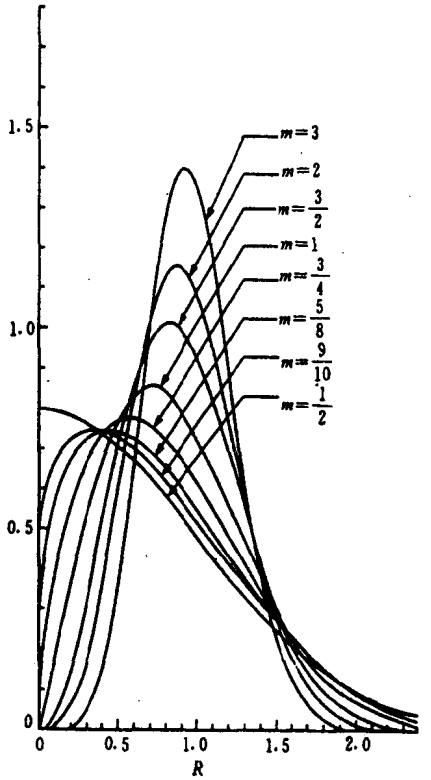


图 2-8 $\Omega = 1$ 时的 m-分布 pdf(m 是衰落指数)

通过设置 $m = 1$，上式简化成瑞利 pdf。对于在 $1/2 \leqslant m \leqslant 1$ 范围内的 m 值，得到的 pdf 曲线比瑞利分布随机变量具有更大的拖尾。对于 $m > 1$ 的值，pdf 曲线拖尾比瑞利分布拖尾衰减得快。图 2-8 示出了 m 取不同值时的 pdf 曲线。

8. 多变量高斯分布

在许多定义为多变量或多维分布中，多变量高斯分布是最重要的，而且在实际中是最常遇见的。下面将简要介绍这种分布，并描述它的基本性质。

假定 $X_i(i = 1,2,\cdots,n)$ 是高斯随机变量，并具有均值 $m_i(i = 1,2,\cdots,n)$、方差 $\sigma_i^2(i = 1,2,\cdots,n)$ 和协方差 $\mu_{ij}(i,j = 1,2,\cdots,n)$。显然 $\mu_{ii} = \sigma_i^2(i = 1,2,\cdots,n)$。令 $\mathbf{M}$ 表示元素为 $\{\mu_{ij}\}$ 的 $n \times n$ 协方差矩阵，令 $\mathbf{X}$ 表示随机变量的 $n \times 1$ 列向量，令 $\boldsymbol{m}_x$ 表示均值 $m_i(i = 1,2,\cdots,n)$ 的列向量。高斯随机变量 $X_i(i = 1,2,\cdots,n)$ 的联合 pdf 定义为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$p(x_1, x_2, \cdots, x_n)$$
$$= \frac{1}{(2\pi)^{n/2}(\det\mathbf{M})^{1/2}}\exp\left[-\frac{1}{2}(\mathbf{x}-\mathbf{m}_x)'\mathbf{M}^{-1}(\mathbf{x}-\mathbf{m}_x)\right]$$

式中 $\mathbf{M}^{-1}$定义为 $\mathbf{M}$ 的逆矩阵，$\mathbf{x}'$定义为 $\mathbf{X}$ 的转置矩阵。与该 n 维联合 pdf 相应的特征函数是

$$\psi(j\mathrm{v}) = E(e^{j\mathrm{v}'\mathrm{x}})$$

式中 V 是 n 维向量，其元素为 $v_i(i=1,2,\cdots,n)$。求这个 n 维向量的傅里叶变换，得

$$\psi(j\mathrm{v}) = \exp\left(j\mathbf{m}'_x\mathbf{v} - \frac{1}{2}\mathbf{v}'\mathbf{M}\mathbf{v}\right)$$

上式的一个特殊情况是双变量或二维高斯 pdf，这种情况下的均值 $\mathbf{m}_x$ 和协方差矩阵 $\mathbf{M}$ 是

$$\mathbf{m}_x = \begin{bmatrix} m_1 \\ m_2 \end{bmatrix}, \mathbf{M} = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & \mu_{12} \\ \mu_{12} & \sigma_2^2 \end{bmatrix}$$

式中，联合中心矩 μ_{12}定义为

$$\mu_{12} = E[(X_1 - m_1)(X_2 - m_2)]$$

为了方便，定义归一化协方差为

$$\rho_{ij} = \frac{\mu_{ij}}{\sigma_i\sigma_j}, i \neq j$$

这里 ρ_{ij}满足 $0 \leqslant |\rho_{ij}| \leqslant 1$ 的条件。当处理二维情况时，习惯上将 μ_{12}和 ρ_{12}的下标丢弃。因此，协方差矩阵可表示为

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & \rho\sigma_1\sigma_2 \\ \rho\sigma_1\sigma_2 & \sigma_2^2 \end{bmatrix}$$

它的逆矩阵是

$$\mathbf{M}^{-1} = \frac{1}{\sigma_1^2\sigma_2^2(1-\rho^2)}\begin{bmatrix} \sigma_2^2 & -\rho\sigma_1\sigma_2 \\ -\rho\sigma_1\sigma_2 & \sigma_1^2 \end{bmatrix}$$

且 $\det\mathbf{M} = \sigma_1^2\sigma_1^2(1-\rho^2)$。将 $\mathbf{M}^{-1}$代入上式，得到所期望的双变量高斯 pdf 为

$$p(x_1, x_2) = \frac{1}{2\pi\sigma_1\sigma_2\sqrt{1-\rho^2}}$$
$$\times \exp\left[-\frac{\sigma_2^2(x_1-m_1)^2 - 2\rho\sigma_1\sigma_2(x_1-m_1)(x_2-m_2) + \sigma_1^2(x_2-m_2)^2}{2\sigma_1^2\sigma_2^2(1-\rho^2)}\right]$$

我们注意到，当 $\rho = 0$ 时，上式中的联合 pdf $p(x_1, x_2)$分解成因子乘积 $p(x_1)p(x_2)$，这里 $p(x_i)(i=1,2)$是边缘 pdf。因为 ρ 是 X_1 与 X_2 之间相关的测度，我们已证明当高斯随机变量 X_1 与 X_2 不相关时，它们是统计独立的。这是高斯随机变量的一个重要性质，在一般情况下对其他分布不适用。这一性质可以直接推广到 n 维高斯随机变量，也就是，如果对于 $i=j$ 有 $\rho_{ij}=0$，那么随机变量 $X_i(i=1,2,\cdots,n)$是不相关的，因此也是统计独立的。

现在，我们来研究 n 个高斯随机变量 $X_i(i=1,2,\cdots,n)$的线性变换，其中 X_i 具有均

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

值向量 $\mathbf{m}_x$ 和协方差矩阵 $\mathbf{M}$,令

$$\mathbf{Y} = \mathbf{AX}$$

式中 $\mathbf{A}$ 是非奇异矩阵。如前所述,这个变换的雅可比是 $J = 1/\det\mathbf{A}$。因为 $\mathbf{X} = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{Y}$,将 $\mathbf{X}$ 代入式(2-1-150),得到 $\mathbf{Y}$ 的联合 pdf 为

$$p(y) = \frac{1}{(2\pi)^{n/2}(\det\mathbf{M})^{1/2}\det\mathbf{A}}\exp\left[-\frac{1}{2}(\mathbf{A}^{-1}\mathbf{y} - \mathbf{m}_x)'\mathbf{M}^{-1}(\mathbf{A}^{-1}\mathbf{y} - \mathbf{m}_x)\right]$$

$$= \frac{1}{(2\pi)^{n/2}(\det\mathbf{Q})^{1/2}}\exp\left[-\frac{1}{2}(y - \mathbf{m}_y)'\mathbf{Q}^{-1}(\mathbf{y} - \mathbf{m}_y)\right]$$

式中,向量 $\mathbf{m}_y$ 和矩阵 $\mathbf{Q}$ 定义为

$$\mathbf{m}_y = \mathbf{Am}_x$$

$$\mathbf{Q} = \mathbf{AMA}$$

这就证明了一组联合高斯随机变量的线性变换可形成另一组联合高斯随机变量。

假定希望进行一种线性变换,以得到 n 个线性独立的高斯随机变量。应当如何选择矩阵 $\mathbf{A}$ 呢?根据前面的讨论,我们知道,如果高斯随机变量是两两不相关的,也就是说,如果协方差矩阵 $\mathbf{Q}$ 是对角形的,那么这些高斯随机变量是统计独立的。因此,必须有

$$\mathbf{AMA}' = \mathbf{D}$$

式中 $\mathbf{D}$ 是对角阵。矩阵 $\mathbf{M}$ 是协方差矩阵,因此它是正定的。一种解决方法是选择 $\mathbf{A}$ 为正交矩阵($\mathbf{A}' = \mathbf{A}^{-1}$),组成该矩阵的列是协方差矩阵 $\mathbf{M}$ 的特征向量。那么 $\mathbf{D}$ 是一个对角阵,其对角元素等于 $\mathbf{M}$ 的特征值。

四、尾部概率的上边界

在数字通信系统性能的评估中,常有必要确定 pdf 尾部下面的面积,该面积称为尾部概率。本节将介绍尾部概率的两个上边界,第一个是由切比雪夫(Chebyshev)不等式得到的,它相当疏松;第二个称为契尔诺夫(Chernoff)边界,则紧得多。

1. 切比雪夫不等式

假设 X 是一个具有有限均值 m_x,和有限方差 σ_x^2 的任意随机变量。对任何正数 δ,

$$P(|X - m_x| \geqslant \delta) \leqslant \frac{\sigma_x^2}{\delta^2}$$

这个关系式称为切比雪夫不等式。该不等式的证明比较简单:

$$\sigma_x^2 = \int_{-\infty}^{\infty}(x - m_x)^2 p(x)\mathrm{d}x \geqslant \int_{|x-m_x|\geqslant\delta}(x - m_x)^2 p(x)\mathrm{d}x$$

$$\geqslant \delta^2\int_{|x-m_x|\geqslant\delta}p(x)\mathrm{d}x = \delta^2 P(|X - m_x| \geqslant \delta)$$

显而易见,切比雪夫不等式仅仅是 pdf $p(y)$ 尾部下的面积的上边界,其中 $Y = X - m_x$,也就是说,是 $p(y)$ 在 $(-\infty, -\delta)$ 和 (δ, ∞) 区间内的面积。因此,切比雪夫不等式可以表示为

$$1 - [F_Y(\delta) - F_Y(-\delta)] \leqslant \frac{\sigma_x^2}{\delta^2}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

或等价为

$$1-[F_Y(m_x+\delta)-F_Y(m_x-\delta)]\leqslant\frac{\sigma_x^2}{\delta^2}$$

还有另一种方法来观察切比雪夫边界。对于零均值随机变量 $Y=X-m_x$，为了方便，定义一个函数 $g(Y)$ 为

$$g(Y)=\begin{cases}1 & (|Y|\geqslant\delta)\\0 & (|Y|<\delta)\end{cases}$$

因为 $g(Y)$ 是 0 或 1，其概率分别为 $P(|Y|<\delta)$ 和 $P(|Y|\geqslant\delta)$，它的均值是

$$E[g(Y)]=P(|Y|\geqslant\delta)$$

假设用平方值 $(Y/\delta)^2$ 作为 $g(Y)$ 的上边界，即

$$g(Y)\leqslant\left(\frac{Y}{\delta}\right)^2$$

$g(Y)$ 的图形及上边界示于图 2-9，于是有

$$E[g(Y)]\leqslant E\left(\frac{Y^2}{\delta^2}\right)=\frac{E(Y^2)}{\delta^2}=\frac{\sigma_y^2}{\delta^2}=\frac{\sigma_x^2}{\delta^2}$$

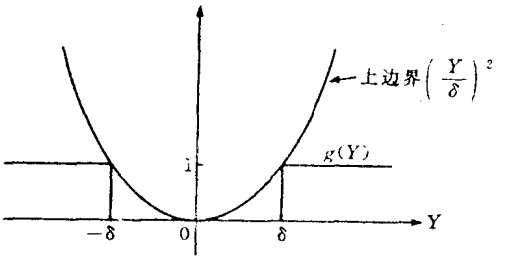


图 2-9　用来获得尾部概率的 $g(Y)$ 的平方上边界(切比雪夫边界)

正如从上式所见，因为 $E[g(Y)]$ 是尾部概率，所以得到切比雪夫边界。

对于许多实际应用，切比雪夫边界极其宽松，其原因可能是在对 $g(Y)$ 上方定边界时平方的 $(Y/\delta)^2$ 是疏松的。当然，有许多其他函数可以用作 $g(Y)$ 的上边界。下面，我们用一个指数边界来导出尾部概率的上边界，那是很紧密的。

2. 契尔诺夫边界

上面给出的切比雪夫边界包括 pdf 的两个尾部下面的面积。在某些应用中，我们仅对一个尾部下的面积感兴趣，这个尾部或是在 (δ,∞) 区间或是在 $(-\infty,\delta)$ 区间。在这种情况下，可以用指数在函数 $g(Y)$ 上方定边界来获得一个极紧的上边界，该指数具有一个可以最佳化的参数以产生尽可能紧的上边界。具体地说，我们研究在 (δ,∞) 区间上的尾部概率。函数 $g(Y)$ 的上边界为

$$g(Y)\leqslant e^{v(Y-\delta)}$$

式中 $g(Y)$ 定义为

$$g(Y)=\begin{cases}1 & (Y\geqslant\delta)\\0 & (Y<\delta)\end{cases}$$

且 $v\geqslant0$ 是最佳化参数。$g(Y)$ 曲线和指数上边界如图 2-10 所示。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

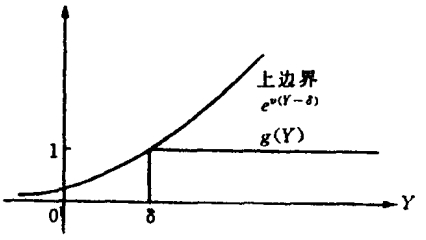


图 2-10 用来获得尾部概率的 $g(Y)$的指数上边界(契尔诺夫边界)

$g(Y)$的期望值是

$$E[g(Y)] = P(Y \geqslant \delta) \leqslant E(e^{v(Y-\delta)})$$

这个边界对任何 $v \geqslant 0$ 都是有效的。通过选择 v 值,使 $E(e^{v(Y-\delta)})$最小来获得最紧的上边界。求最小值的必要条件是

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}v}E(e^{v(Y-\delta)}) = 0$$

但是可以将微分和期望的次序交换,因此

$$\begin{aligned}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}v}E(e^{v(Y-\delta)}) &= E\left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}v}e^{v(Y-\delta)}\right)\\ &= E[(Y-\delta)e^{v(Y-\delta)}]\\ &= e^{-v\delta}[E(Ye^{vY}) - \delta E(e^{vY})] = 0\end{aligned}$$

所以,能给出最紧的上边界的 v 值是以下方程的解

$$E(Ye^{vY}) - \delta E(e^{vY}) = 0$$

令 $\hat{v}$ 是上式的解,那么单边尾部概率的上边界是

$$P(Y \geqslant \delta) \leqslant e^{-v\delta}E(e^{-vY})$$

这就是一个零均值的离散或连续随机变量的上尾部概率的契尔诺夫边界。这个边界可以用来证明 $Q(x) \leqslant e^{-x^2/2}$,其中 $Q(x)$是高斯 pdf 尾部下的面积。

用类似的方法,可以求得下尾部概率的上边界,其结果是

$$P(Y \leqslant \delta) \leqslant e^{-v\delta}E(e^{vY})$$

式中 v 是上式的解,且 $\delta < 0$。

例 研究(拉普拉斯)pdf

$$p(y) = \frac{1}{2}e^{-|y|}$$

如图 2-11 所示。根据契尔诺夫边界评估上尾部概率,并与准确的尾部概率比较,后者为

$$P(Y \geqslant \delta) = \int_{\delta}^{\infty}\frac{1}{2}e^{-y}\mathrm{d}y = \frac{1}{2}e^{-\delta}$$

为了从上式求解 $\hat{v}$,必须先求矩 $E(Ye^{vY})$和 $E(e^{vY})$。对于上式中的 pdf,求得

$$E(Ye^{vY}) = \frac{2v}{(v+1)^2(v-1)^2}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$E(e^{vY}) = \frac{1}{(1+v)(1-v)}$$

将这些矩代入上式，得到二次方程

$$v^2\delta + 2v - \delta = 0$$

它的解为

$$\hat{v} = \frac{-1 \pm \sqrt{1+\delta^2}}{\delta}$$

因为 $\hat{v}$ 必须是正的，所以舍弃两个解中的一个。因此

$$\hat{v} = \frac{-1 + \sqrt{1+\delta^2}}{\delta}$$

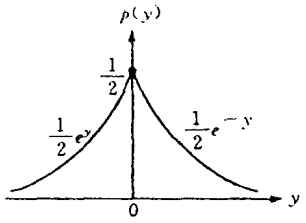


图 2-11　服从拉普拉斯分布的随机变量的 pdf

最后，我们来评估式(2-1-172)的上边界。利用式(2-1-176)中的第二个关系式消去 $E(e^{vY})$，并将式(2-1-178)中的 v 代入，其结果是

$$P(Y \geqslant \delta) \leqslant \frac{\delta^2}{2(-1+\sqrt{1+\delta^2})} e^{1-\sqrt{1+\delta^2}}$$

对于 $\delta \gg 1$，上式可简化为

$$P(Y \geqslant \delta) \leqslant \frac{\delta}{2} e^{-\delta}$$

注意，当 δ 增加时，契尔诺夫边界以指数规律减少。结果，它与上式的准确的尾部概率很接近。相反地，从两个尾部概率的一半(由于 pdf 对称性)得到的上尾部概率的切比雪夫边界是

$$P(Y \geqslant \delta) \leqslant \frac{1}{\delta^2}$$

因此，这个边界是非常疏松的。

下面将说明，当随机变量具有非零均值时，契尔诺夫边界可以推广。如果 $Y = X - m_x$，则有

$$P(Y \geqslant \delta) = P(X - m_x \geqslant \delta) = P(X \geqslant m_x + \delta) = P(X \geqslant \delta_m)$$

这里定义 $\delta_m = m_x + \delta$。因为 $\delta > 0$，所以 $\delta_m > m_x$。令 $g(Y)$ 为

$$g(X) = \begin{cases} 1 & (X \geqslant \delta_m) \\ 0 & (X < \delta_m) \end{cases}$$

上边界为

$$g(X) \leqslant e^{v(X-\delta_m)}$$

以下的推导步骤与上式～上式的步骤类似。最终的结果是

$$P(X \geqslant \delta_m) \leqslant e^{-\hat{v}\delta_m} E(e^{\hat{v}X})$$

式中 $\delta_m > m_x$，$\hat{v}$ 是下列方程的解

$$E(Xe^{vX}) - \delta_m E(e^{vX}) = 0$$

用类似的方法，可以求出下尾部概率的契尔诺夫的边界。对于 $\delta < 0$，有

$$P(X - m_x \leqslant \delta) = P(X \leqslant m_x + \delta) = P(X \leqslant \delta_m) \leqslant E(e^{v(X-\delta_m)})$$

根据前面的推导，由上式导出边界

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$P(X \leqslant \delta_m) \leqslant e^{-\hat{v}\delta m} E(e^{\hat{v}X})$$

式中 $\delta_m < m_x$，$\hat{v}$ 是上式的解。

五、随机变量之和与中心极限定理

前面研究了求 n 个统计独立随机变量之和的 pdf 的问题，本节将再次研究统计独立随机变量之和，但是用的方法不同，此法与总和中的随机变量特定的 pdf 无关。为了具体说明，假设 $X_i(i=1,2,\cdots,n)$ 是统计独立且同分布的随机变量，每个变量具有有限的均值 m_x 和有限的方差 σ_x^2。将 Y 定义为归一化总和，称为样本平均

$$Y = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} X_i$$

首先求 Y 尾部概率的上边界，然后证明一个非常重要的定理，即 Y 的 pdf 当 $n \to \infty$ 时的极限情况。

从多次观察 $X_i(i=1,2,\cdots,n)$ 来估计随机变量 X 的均值时，常常会遇到式(2-1-187)所定义的随机变量 Y。换句话说，$X_i(i=1,2,\cdots,n)$ 可以认为是从分布 $F_X(x)$ 中取出的一些独立的样本值，而 Y 是均值 m_x 的估计值。

Y 的均值是

$$\begin{aligned} E(Y) = m_y &= \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} E(X_i) \\ &= m_x \end{aligned}$$

Y 的方差是

$$\begin{aligned} \sigma_y^2 &= E(Y^2) - m_y^2 = E(Y^2) - m_x^2 \\ &= \frac{1}{n^2}\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n} E(X_i X_j) - m_x^2 \\ &= \frac{1}{n^2}\sum_{i=1}^{n} E(X_i^2) + \frac{1}{n^2}\sum_{\substack{i=1 \\ i\neq j}}^{n}\sum_{j=1}^{n} jE(X_i)E(X_j) - m_x^2 \\ &= \frac{1}{n}(\sigma_x^2 + m_x^2) + \frac{1}{n^2}n(n-1)m_x^2 - m_x^2 \\ &= \frac{\sigma_x^2}{n} \end{aligned}$$

注意，当 Y 被看作是均值 m_x 的一个估计值时，它的期望值等于 m_x，其方差随样本数 n 的增加成反比例地减少。当 n 趋于无穷大时，方差 σ_y^2 趋于零。当一个参数的估计值(在这种情况下是均值 m_x)满足这样的条件，即当 $n \to \infty$ 时，它的期望值收敛于参数的真值且方差收敛于零，那么该参数估计值称为一致性的估计值。

利用 2-1-5 节所述的边界，可以求得随机变量尾部概率的上边界。将切比雪夫不等式应用于 Y，可得

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$P(|Y-m_y|\geqslant\delta)\leqslant\frac{\sigma_y^2}{\delta^2}$$

$$P\left(\left|\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}X_i-m_x\right|\geqslant\delta\right)\leqslant\frac{\sigma_x^2}{n\delta^2}$$

当 $n\to\infty$ 时取极限，上式变成

$$\lim_{n\to\infty}P\left(\left|\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}X_i-m_x\right|\geqslant\delta\right)=0$$

因此，当 n 趋于无穷大时，均值的估计值与真正的均值之差大于 $\delta(\delta>0)$ 的概率趋于零。这种表述是大数定理的一种形式。由于上边界收敛于零相对缓慢，即反比于 n，所以上式称为弱大数定理。

将契尔诺夫边界应用于随机变量 Y 可得出一个与 n 指数相关的结果，从而在单边尾部概率上提供一个更紧的上边界。按照 2-1-5 节所用的步骤，可求出 y 的尾部概率

$$\begin{aligned}P(Y-m_y\geqslant\delta)&=P\left(\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}X_i-m_x\geqslant\delta\right)\\&=P\left(\sum_{i=1}^{n}X_i\geqslant n\delta_m\right)\leqslant E\left\{\exp\left[v\left(\sum_{i=1}^{n}X_i-n\delta_m\right)\right]\right\}\end{aligned}$$

式中，$\delta_m=m_x+\delta$ 且 $\delta>0$。但 $X_i(i=1,2,\cdots,n)$ 是统计独立且同分布的，因此

$$\begin{aligned}E\left\{\exp\left[v\left(\sum_{i=1}^{n}X_i-n\delta_m\right)\right]\right\}&=e^{-vn\delta_m}E\left[\exp\left(v\sum_{i=1}^{n}X_i\right)\right]\\&=e^{-vn\delta_m}\prod_{i=1}^{n}E(e^{vX_i})\\&=[e^{-v\delta_m}E(e^{vX})]^n\end{aligned}$$

式中，X 表示任一个 X_i。通过对上式微分并令导数为零，可以得到能产生最紧密上边界的参数 v。由此得到方程

$$E(Xe^{vX})-\delta_mE(e^{vX})=0$$

将式的解记为 $\hat{v}$。那么，上尾部概率的边界是

$$P\left(\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}X_i\geqslant\delta_m\right)\leqslant[e^{-\hat{v}\delta_m}E(e^{\hat{v}X})]^n,\delta_m>m_x$$

用类似的方法，求出下尾部概率的上边界为

$$P(Y\leqslant\delta_m)\leqslant[e^{-\hat{v}\delta_m}E(e^{\hat{v}X})]^n,\delta_m<m_x$$

式中，$\hat{v}$ 是上式的解。

例　令 $X_i(i=1,2,\cdots,n)$ 是一组统计独立的随机变量，其定义为

$$X_i=\begin{cases}1 & \text{概率 } p<\dfrac{1}{2}\\-1 & \text{概率 } 1-p\end{cases}$$

希望求出 X_i 的总和大于零的概率的紧密上边界。因为 $p<1/2$，总和将有负均值，因此我们求上尾部概率。使上式中的 $\delta_m=0$，则得到

$$P\left(\sum_{i=1}^{n}X_i\geqslant0\right)\leqslant[E(e^{vX})]^n$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

式中，$\hat{v}$ 是下列方程的解

$$E(Xe^{vX}) = 0$$

现在

$$E(Xe^{vX}) = -(1-p)e^{-v} + pe^{v} = 0$$

因此

$$\hat{v} = \ln\left[\sqrt{\frac{1-p}{p}}\right]$$

而且

$$E(e^{\hat{v}X}) = pe^{\hat{v}} + (1-p)e^{-\hat{v}}$$

因此上式中的边界为

$$\begin{aligned} P\left(\sum_{i=1}^{n} X_i \geqslant 0\right) &\leqslant [pe^{\hat{v}} + (1-p)e^{-\hat{v}}]^n \\ &\leqslant \left[p\sqrt{\frac{1-p}{p}} + (1-p)\sqrt{\frac{p}{1-p}}\right]^n \\ &\leqslant [4p(1-p)]^{n/2} \end{aligned}$$

我们看到，上边界随 n 按指数律减少，这正如所预料的。相反地，如果计算切比雪夫边界，则尾部概率随 n 成反比减少。

中心极限定理

我们以一个很有用的定理总结本节。该定理是关于多个随机变量总和的项数趋于无穷大时，总和随机变量的 cdf 的极限问题。这个定理有多种形式，我们将从下面的情况来证明这个定理：求总和的随机变量 $X_i(i=1,2,\cdots,n)$ 是统计独立且同分布的，每一个变量具有有限的均值 m_x 和有限的方差 σ_x^2。为方便计，定义归一化随机变量

$$U_i = \frac{X_i - m_x}{\sigma_x}, i = 1,2,\cdots,n$$

因此，U_i 具有零均值和单位方差。现令

$$Y = \frac{1}{\sqrt{n}}\sum_{i=1}^{n} U_i$$

因为总和中的每一项具有零均值和单位方差，因此归一化（除以 $1/\sqrt{n}$）随机变量 Y 具有零均值和单位方差。下面求 $n\to\infty$ 时，Y 的 *cdf* 的极限。

Y 的特征函数是

$$\begin{aligned} \psi_Y(jv) = E(e^{jvY}) &= E\left[\exp\left[\frac{jv\sum_{i=1}^{n} U_i}{\sqrt{n}}\right]\right] \\ &= \prod_{i=1}^{n} \psi_{U_i}\left(\frac{jv}{\sqrt{n}}\right) \\ &= \left[\psi_U\left(\frac{jv}{\sqrt{n}}\right)\right]^n \end{aligned}$$

式中 U 表示任一 U_i，它们是同分布的。将 U 的特征函数展开成泰勒级数，展开式为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$\psi_U\left(j\frac{v}{\sqrt{n}}\right)=1+j\frac{v}{\sqrt{n}}E(U)-\frac{v^2}{n2!}E(U^2)+\frac{(jv)^3}{(\sqrt{n})^3 3!}E(U^3)-\cdots$$

因为 $E(U)=0$ 且 $E(U^2)=1$，所以上式可简化为

$$\psi_U\left(\frac{jv}{\sqrt{n}}\right)=1-\frac{v^2}{2n}+\frac{1}{n}R(v,n)$$

式中 $R(v,n)/n$ 表示余项。注意，当 $n\to\infty$ 时，$R(v,n)$ 趋于零。将上式代入式(2－1－200)可得到 Y 的特征函数，其形式为

$$\psi_Y(jv)=\left[1-\frac{v^2}{2n}+\frac{R(v,n)}{n}\right]^n$$

取上式的自然对数，得到

$$\ln\psi_Y(jv)=n\ln\left[1-\frac{v^2}{2n}+\frac{R(v,n)}{n}\right]$$

对于小 x 值，$\ln(1+x)$ 可展成幂级数

$$\ln(1+x)=x-\frac{1}{2}x^2+\frac{1}{3}x^3-\cdots$$

将这个展开式应用于上式，得到

$$\ln\psi_Y(jv)=n\left[-\frac{v^2}{2n}+\frac{R(v,n)}{n}-\frac{1}{2}\left(-\frac{v^2}{2n}+\frac{R(v,n)}{n}\right)^2+\cdots\right]$$

最后，对上式取 $n\to\infty$ 时的极限，式(2－1－205)简化为 $\lim_{n\to\infty}\ln\psi_Y(jv)=-v^2/2$，或等价为

$$\lim_{n\to\infty}\psi_Y(jv)=e^{-v^2/2}$$

这正是一个具有零均值和单位方差的高斯随机变量的特征函数。因此，我们得出一个重要结论：均值和方差都是有限值的统计独立且同分布的随机变量总和，在 $n\to\infty$ 时趋近于一个高斯累积分布函数。这个结论就是中心极限定理。

虽然我们假定总和中的各随机变量是同分布的，但是只要在随机变量的性质上附加一些限制，就可以放宽这个假设。例如，中心极限定理有一种变化形式，此时不用假设随机变量是同分布的，而是利用总和中各随机变量的三阶绝对矩的一个状态。

第二节　随机过程基础

自然界发生的许多现象是时间的函数，例如，气象现象中的气温和气压的随机起伏都是时间的函数，电子设备(如无线电接收机)中的电阻产生的热噪声电压也是一个时间的函数。类似地，信息源输出的信号也可表征为变化的随机信号，在电话信道上传输的音频信号就是这类信号的一个例子。所有这些都是随机过程的例子。在研究数字通信时，在下列场合会遇到随机过程：信息源产生的信号的表征与建模，传输信息的通信信道的表征，接收机中噪声的表征以及设计最佳接收机以处理接收的随机信号等场合。

在任何给定的时刻，随机过程的值，无论它是电阻产生的噪声电压值，还是音频信源

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

产生的信号幅度,都是一个随机变量。因此,可以把随机过程看作随参数 t 而变化的随机变量,用 $X(t)$表示这样一个过程。一般地,参数 t 是连续的,而 X 可以是连续的或者是离散的,这取决于产生随机过程的信源的特征。

由单个电阻和单个信息源产生的噪声电压表示随机过程的一个实现,因此它称为随机过程的一个样本函数。所有可能的样本函数的集合,例如由各电阻产生的所有噪声电压波形的集合,构成了一个样本函数集(或总体),即随机过程。通常,假定样本函数集中的样本数目是非常大的,常常是无限大的。在将随机过程定义为样本函数的集合之后,可以研究在任一组时刻 $t_1 > t_2 > t_3 \cdots > t_n$ 随机过程的值,其中 n 为任意正整数。通常,随机变量 $X_{(ti)} \equiv X_{t_i}(i = 1,2,\cdots,n)$是用它们的联合 pdf $p(x_{t_1}, x_{t_2}, \cdots, x_{t_n})$来统计表征的。此外,2-1 节中定义的多维随机变量的概率关系式都可应用到随机变量 $X_{t_i}(i = 1,2,\cdots,n)$。

平稳随机过程

正如上面指出的,随机过程 $X(t)$在任意一组时刻 $t_1 > t_2 > t_3 \cdots > t_n$ 且 n 为任意值时得到的随机变量 $X_{t_i}(i = 1,2,\cdots,n)$可由联合 pdf $p(x_{t_1}, x_{t_2}, \cdots, x_{t_n})$来统计表征。研究另一组 n 个随机变量 $X_{t_i+t} \equiv X(t_i + t)(i = 1,2,\cdots,n)$,其中 t 是任意时移,这些随机变量由联合 pdf $p(x_{t_1+t}, x_{t_2+t}, \cdots, x_{t_n+t})$表征。随机变量 X_{t_i} 和 X_{t_i+t} 两者的 pdf 可以相同,也可以不同。当它们相同时,即当

$$P(x_{t_1}, x_{t_2}, \cdots, x_{t_n}) = p(x_{t_1+t}, x_{t_2+t}, \cdots, x_{t_n+t})$$

对所有 t 和所有 n 都成立时,该随机过程称为严平稳过程。也就是说,该平稳随机过程的统计特性不随时间轴的平移而变动。另一方面,当联合 pdf 不等时,随机过程是非平稳的。

一、统计平均

正如曾经定义随机变量的统计平均一样,可以类似地定义随机过程的统计平均,这样的平均也称为集平均。令 $X(t)$表示一个随机过程,且令 $X_{t_i} \equiv X(t_i)$。随机变量 X_{t_i} 的 n 阶矩定义为

$$E(X_{t_i}^n) = \int_{-\infty}^{\infty} x_{t_i}^n p(x_{t_i}) \mathrm{d}x_{t_i}$$

一般地,如果 X_{t_i} 的 pdf 与 t_i 有关,那么 n 阶矩的值也与瞬时 t_i 有关。当过程是平稳的,对于所有 t, $p(x_{t_i+t}) = p(x_{t_i})$。因此,pdf 与时间无关,$n$ 阶矩也与时间无关。

下面研究两个随机变量 $X_{t_i} \equiv X(t_i)(i = 1,2)$的情况。$X_{t_1}$ 与 X_{t_2} 之间的相关性可用下列联合矩度量

$$E(X_{t_1} X_{t_2}) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} x_{t_1} x_{t_2} p(x_{t_1}, x_{t_2}) \mathrm{d}x_{t_1} \mathrm{d}x_{t_2} \qquad (2-2-3)$$

因为这个联合矩与瞬时 t_1 和 t_2 有关,将它表示为 $\phi(t_1, t_2)$。函数 $\phi(t_1, t_2)$称为随机过程的自相关函数。当过程 $X(t)$平稳时,一对(X_{t_1}, X_{t_2})的联合 pdf 等于任意时刻 t 的另一对

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$(X_{t_1+\tau}, X_{t_2+\tau})$的联合 pdf。这意味着 $X(t)$的自相关函数与具体的 t_1 和 t_2 时刻无关，而与时间差 t_1-t_2 有关。因此，对于平稳随机过程，式(2-2-3)中的联合矩为

$$E(X_{t_1}X_{t_2}) = \phi(t_1,t_2) = \phi(t_1-t_2) = \phi(\tau) \tag{2-2-4}$$

式中，$\tau = t_1 - t_2$ 或等价于 $t_2 = t_1 - \tau$。如果令 $t_2 = t_1 + \tau$，则有

$$\phi(-\tau) = E(X_{t_1}X_{t_1+\tau}) = E(X_{t'_1}X_{t'_1-\tau}) = \phi(\tau)$$

因此，$\phi(\tau)$是个偶函数。我们也注意到，$\phi(0) = E(X_t^2)$表示过程 $X(t)$的平均功率。

也存在如下性质的非平稳过程：过程的均值与时间无关(常数)且自相关函数满足条件 $\phi(t_1,t_2) = \phi(t_1-t_2)$。这样的过程称为宽平稳过程。因此，宽平稳的条件不如严平稳的条件严格。在本书以后任何涉及平稳随机过程的讨论中(包括相关函数)，都指较不严格的条件(宽平稳)。

与随机过程自相关函数有关的是它的自协方差函数，后者定义为

$$\begin{aligned}\mu(t_1,t_2) &= E\{[X_{t_1}-m(t_1)][X_{t_2}-m(t_2)]\}\\ &= \phi(t_1,t_2) - m(t_1)m(t_2)\end{aligned} \tag{2-2-5}$$

式中，$m(t_1)$和 $m(t_2)$分别是 X_{t_1} 和 X_{t_2} 的均值。当过程平稳时，该自协方差函数可简化为

$$\mu(t_1,t_2) = \mu(t_1-t_2) = \mu(\tau) = \phi(\tau) - m^2 \tag{2-2-6}$$

式中 $\tau = t_1 - t_2$。

从一个随机过程 $X(t)$推导两个或更多个随机变量的高阶联合矩可用一个明显的方法定义。除高斯随机过程的高阶矩可用一阶矩和二阶矩表示之外，在实际应用中很少遇到高阶。

高斯过程的平均

假设 $X(t)$是个高斯随机过程，因此在 $t = t_i$ 时刻$(i = 1,2,\cdots,n)$，随机变量 $X_{t_i}(i = 1,2,\cdots,n)$是联合高斯的，且具有均值 $m(t_i)(i = 1,2,\cdots,n)$和自协方差

$$\mu(t_i,t_j) = E[(X_{t_i}-m(t_i))(X_{t_j}-m(t_j))], i,j = 1,2,\cdots,n \tag{2-2-7}$$

如果将具有元素 $\mu(t_i,t_j)$的 $n\times n$ 协方差矩阵用 $\mathbf{M}$ 表示，均值向量用 $\mathbf{m}_x$ 表示，那么随机变量 $X_{t_i}(i = 1,2,\cdots,n)$的联合 pdf 为式(2-1-150)。

如果高斯过程是平稳的，那么对所有 t_i 有 $m(t_i) = m$ 且 $\mu(t_i,t_j) = \mu(t_i-t_j)$。我们看到，高斯随机过程完全由均值和自协方差函数确定。因为联合高斯 pdf 只取决于这两个矩，那么如果高斯过程是宽平稳的，它也是严平稳的。当然，逆命题对所有的随机过程总是正确的。

联合随机过程的平均

令 $X(t)$和 $Y(t)$表示两个随机过程，且令 $X_{t_i} \equiv X(t_i)(i = 1,2,\cdots,n)$和 $Y_{t'_j} \equiv Y(t'_j)(j = 1,2,\cdots,m)$分别表示在 $t_1 > t_2 > t_3 > \cdots > t_n$ 和 $t'_1 > t'_2 > t'_3 > \cdots > t'_m$ 时刻的随机变量。这两个过程由任意一组时刻 $t_1,t_2,t_3,\cdots,t_n,t'_1,t'_2,t'_3,\cdots,t'_m$ 及任意正整数 n 和 m 的联合 pdf

$$p(x_{t_1},x_{t_2},\cdots,x_{t_n},y_{t'_1},y_{t'_2},\cdots,y_{t'_m})$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

来统计表征。

$X(t)$和 $Y(t)$的互相关函数 $\phi_{xy}(t_1,t_2)$定义为联合矩

$$\phi_{xy}(t_1,t_2) = E(X_{t_1}Y_{t_2}) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} x_{t_1}y_{t_2}p(x_{t_1},y_{t_2})\mathrm{d}x_{t_1}\mathrm{d}y_{t_2} \qquad (2-2-8)$$

互协方差是

$$\mu_{xy}(t_1,t_2) = \phi_{xy}(t_1,t_2) - m_x(t_1)m_y(t_2) \qquad (2-2-9)$$

当这些过程是联合平稳且单独平稳时，有 $\phi_{xy}(t_1,t_2)=\phi_{xy}(t_1-t_2)$及 $\mu_{xy}(t_1,t_2)=\mu_{xy}(t_1-t_2)$。在这种情况下

$$\phi_{xy}(-\tau) = E(X_{t_1}Y_{t_1+\tau}) = E(X_{t'_1-\tau}Y_{t'_1}) = \phi_{yx}(\tau) \qquad (2-2-10)$$

当且仅当在所有选定 t_i 和 t'_i 及所有正整数 n 和 m 的情况下

$$p(x_{t_1},x_{t_2},\cdots,x_{t_n},y_{t'_1},y_{t'_2},\cdots,y_{t'_m}) = p(x_{t_1},x_{t_2},\cdots,x_{t_n})p(y_{t'_1},y_{t'_2},\cdots,y_{t'_m})$$

随机过程 $X(t)$和 $Y(t)$才是统计独立的。如果

$$\phi_{xy}(t_1,t_2) = E(X_{t_1})E(Y_{t_2})$$

那么过程是不相关的。

因此，

$$\mu_{xy}(t_1,t_2) = 0 \qquad (2-2-11)$$

一个复随机过程 $Z(t)$定义为

$$Z(t) = X(t) + jY(t)$$

式中，$X(t)$和 $Y(t)$是随机过程。随机变量 $Z_{t_i}\equiv Z(t_i)(i=1,2,\cdots,n)$的联合 pdf 由组成分量$(X_{t_i},Y_{t_i})(i=1,2,\cdots,n)$的联合 pdf 确定。因此，表征 $Z_{t_i}(i=1,2,\cdots,n)$的 pdf 是

$$p(x_{t_1},x_{t_2},\cdots,x_{t_n},y_{t_1},y_{t_2},\cdots,y_{t_n})$$

在窄带高斯噪声以其等效低通分量表示时，将会遇到复随机过程 $Z(t)$。这种过程的一个重要特征是它的自相关函数。该函数定义为

$$\begin{aligned}\phi_{zz}(t_1,t_2) &= \frac{1}{2}E(Z_{t_1}Z^*_{t_2})\\ &= \frac{1}{2}E[(X_{t_1}+jY_{t_1})(X_{t_2}-jY_{t_2})]\\ &= \frac{1}{2}\{\phi_{xx}(t_1,t_2)+\phi_{yy}(t_1,t_2)+j[\phi_{yx}(t_1,t_2)-\phi_{xy}(t_1,t_2)]\}\end{aligned} \qquad (2-2-12)$$

式中，$\phi_{xx}(t_1,t_2)$和 $\phi_{yy}(t_1,t_2)$分别是 $X(t)$和 $Y(t)$的自相关函数，而 $\phi_{yx}(t_1,t_2)$和 $\phi_{xy}(t_1,t_2)$是互相关函数。在复随机过程定义中的因子 1/2 是一个任意的但在数学上便于归一化的因子，我们将在第 4 章处理这种随机过程时阐明这一点。

当过程 $X(t)$和 $Y(t)$既联合又各自平稳时，$Z(t)$的自相关函数为

$$\phi_{zz}(t_1,t_2) = \phi_{zz}(t_1-t_2) = \phi_{zz}(\tau)$$

式中 $t_2=t_1-\tau$。式(2-2-12)的复共轭是

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$\phi_{zz}^{*}(\tau) = \frac{1}{2}E(Z_{t_1}^{*}Z_{t_1-\tau}) = \frac{1}{2}E(Z_{t'_1+\tau}^{*}Z_{t'_1}) = \phi_{zz}(-\tau) \qquad (2-2-13)$$

因此，$\phi_{zz}(\tau) = \phi_{zz}^{*}(-\tau)$。

现在，假设 $Z(t) = X(t) + jY(t)$ 和 $W(t) = U(t) + jV(t)$ 是两个复随机过程。$Z(t)$ 和 $W(t)$ 的互相关函数定义为

$$\begin{aligned}\phi_{zw}(t_1, t_2) &= \frac{1}{2}E(Z_{t_1}W_{t_2}^{*}) \\ &= \frac{1}{2}E[(X_{t_1} + jY_{t_1})(U_{t_2} - jV_{t_2})] \\ &= \frac{1}{2}\{\phi_{xu}(t_1, t_2) + \phi_{yv}(t_1, t_2) + j[\phi_{yu}(t_1, t_2) - \phi_{xu}(t_1, t_2)]\}\end{aligned} \qquad (2-2-14)$$

当 $X(t)$、$Y(t)$、$U(t)$ 和 $V(t)$ 两两平稳时，式(2-2-14)中的互相关函数变成时间差 $\tau = t_1 - t_2$ 的函数，而且

$$\phi_{zw}^{*}(\tau) = \frac{1}{2}E(Z_{t_1}^{*}W_{t_1-\tau}) = \frac{1}{2}E(Z_{t'_1+\tau}^{*}W_{t'_1}) = \phi_{wz}(-\tau) \qquad (2-2-15)$$

二、功率谱密度

信号的频率含量是信号最基本的特征。一般地，信号可以归类为有限(非零)平均功率(无限能量)信号或无限能量信号。一个有限能量信号的频率含量可以从相应的时间函数的傅里叶变换得到。如果信号是周期的，能量是无穷的，那么它的傅里叶变换不存在。处理周期信号的方法是把它们表示成傅里叶级数。利用这种表示法，傅里叶系数就确定了在不同离散频率成分上的功率分布。

一个平稳随机过程是一个无限能量信号，因此它的傅里叶变换不存在。随机信号的谱特性可以通过计算自相关函数的傅里叶变换得到，即功率随频率的分布由下列函数给出

$$\Phi(f) = \int_{-\infty}^{\infty}\phi(\tau)e^{-j2\pi f\tau}\mathrm{d}\tau \qquad (2-2-16)$$

傅里叶反变换的关系式为

$$\phi(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty}\Phi(f)e^{j2\pi f\tau}\mathrm{d}f \qquad (2-2-17)$$

于是

$$\begin{aligned}\phi(0) &= \int_{-\infty}^{\infty}\Phi(f)\mathrm{d}f \\ &= E(|X_t|^2) \geqslant 0\end{aligned} \qquad (2-2-18)$$

因为 $\phi(0)$ 表示随机信号的平均功率，它是在 $\Phi(f)$ 之下的面积，所以 $\Phi(f)$ 是频率函数的功率分布。因此，$\Phi(f)$ 称为随机过程的功率密度谱。

如果随机过程是实的，$\phi(\tau)$ 是实的且偶的，那么 $\Phi(f)$ 也是实的且偶的。另一方面，如果过程是复的，即 $\phi(\tau) = \phi^{*}(-\tau)$，那么

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$\Phi^*(f)=\int_{-\infty}^{\infty}\phi^*(\tau)e^{j2\pi f\tau}\mathrm{d}\tau=\int_{-\infty}^{\infty}\phi^*(-\tau)e^{-j2\pi f\tau}\mathrm{d}\tau$$
$$=\int_{-\infty}^{\infty}\phi(\tau)e^{-j2\pi f\tau}\mathrm{d}\tau=\Phi(f) \tag{2-2-19}$$

因此，$\Phi(f)$是实的。

功率密度谱的定义可以推广到两个联合平稳随机过程 $X(t)$和 $Y(t)$，它们的互相关函数为 $\phi_{xy}(\tau)$。$\phi_{xy}(\tau)$的傅里叶变换，即

$$\Phi_{xy}(f)=\int_{-\infty}^{\infty}\phi_{xy}(\tau)e^{-j2\pi f\tau}\mathrm{d}\tau \tag{2-2-20}$$

称为互功率密度谱。如果对式(2-2-20)两边求共轭，得到

$$\Phi_{xy}^*(f)=\int_{-\infty}^{\infty}\phi_{xy}^*(\tau)e^{j2\pi f\tau}\mathrm{d}\tau=\int_{-\infty}^{\infty}\phi_{xy}^*(-\tau)e^{-j2\pi f\tau}\mathrm{d}\tau$$
$$=\int_{-\infty}^{\infty}\phi_{yx}(\tau)e^{-j2\pi f\tau}\mathrm{d}\tau=\Phi_{yx}(f) \tag{2-2-21}$$

这个关系式一般均成立。然而，如果 $X(t)$和 $Y(t)$是实随机过程，

$$\Phi_{xy}^*(f)=\int_{-\infty}^{\infty}\phi_{xy}(\tau)e^{j2\pi f\tau}\mathrm{d}\tau=\Phi_{xy}(-f) \tag{2-2-22}$$

将式(2-2-21)和式(2-2-22)的结果结合起来，我们发现两个实随机过程的互功率密度谱满足条件

$$\Phi_{yx}(f)=\Phi_{xy}(-f) \tag{2-2-23}$$

三、线性时不变系统对随机信号的响应

研究一个线性时不变系统(滤波器)，该系统由它的冲激响应 $h(t)$或等效地由它的频率响应 $H(f)$表征，这里 $h(t)$和 $H(f)$是一个傅里叶变换对。令 $x(t)$是系统的输入信号，且令 $y(t)$表示输出信号。系统的输出可以表示成卷积积分

$$y(t)=\int_{-\infty}^{\infty}h(\tau)x(t-\tau)\mathrm{d}\tau \tag{2-2-24}$$

现在，假定 $x(t)$是平稳随机过程 $X(t)$的样本函数，那么 $y(t)$是随机过程 $Y(t)$的样本函数。我们希望求该输出的均值与自相关函数。

因为卷积是对输入信号 $x(t)$的一种线性运算，积分的期望值等于期望值的积分。因此，$Y(t)$的均值是

$$m_y=E[Y(t)]=\int_{-\infty}^{\infty}h(\tau)E[X(t-\tau)]\mathrm{d}\tau$$
$$=m_x\int_{-\infty}^{\infty}h(\tau)\mathrm{d}\tau=m_xH(0) \tag{2-2-25}$$

式中，$H(0)$是线性系统在 $f=0$ 处的频率响应。因此，输出过程的均值是一个常数。

输出的自相关函数是

$$\phi_{yy}(t_1,t_2)=\frac{1}{2}E(Y_{t_1}Y_{t_2}^*)$$
$$=\frac{1}{2}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}h(\beta)h^*(\alpha)E[X(t_1-\beta)X^*(t_2-\alpha)]\mathrm{d}\alpha\mathrm{d}\beta$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$= \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} h(\beta)h^*(\alpha)\phi_{xx}(t_1 - t_2 + \alpha - \beta)\mathrm{d}\alpha\mathrm{d}\beta$$

最后一步表明二重积分是时间差 $t_1 - t_2$ 的函数。换言之，如果输入随机过程是平稳的，则输出也是平稳的。因此，

$$\phi_{yy}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} h^*(\alpha)h(\beta)\phi_{xx}(\tau + \alpha - \beta)\mathrm{d}\alpha\mathrm{d}\beta \tag{2-2-26}$$

对式(2-2-26)两边求傅里叶变换，可得到输出过程的功率密度谱，其形式为

$$\begin{aligned}\Phi_{yy}(f) &= \int_{-\infty}^{\infty}\phi_{yy}(\tau)e^{-j2\pi f\tau}\mathrm{d}\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} h^*(\alpha)h(\beta)\phi_{xx}(\tau + \alpha - \beta)e^{-j2\pi f\tau}\mathrm{d}\tau\mathrm{d}\alpha\mathrm{d}\beta \\ &= \Phi_{xx}(f)\,|H(f)|^2\end{aligned} \tag{2-2-27}$$

因此，我们得到一个重要的结论：输出信号的功率密度谱是输入信号功率密度谱乘以系统频率响应幅度的平方。

当要求的是自相关函数 $\phi_{yy}(\tau)$ 时，较容易的方法是先求功率密度谱 $\Phi_{yy}(f)$，然后计算其傅里叶反变换。因此，得到

$$\begin{aligned}\phi_{yy}(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty}\Phi_{yy}(f)e^{j2\pi f\tau}\mathrm{d}f \\ &= \int_{-\infty}^{\infty}\Phi_{xx}(f)\,|H(f)|^2 e^{j2\pi f\tau}\mathrm{d}f\end{aligned} \tag{2-2-28}$$

我们看到，输出信号中的平均功率是

$$\phi_{yy}(0) = \int_{-\infty}^{\infty}\Phi_{xx}(f)\,|H(f)|^2\mathrm{d}f \tag{2-2-9}$$

因为 $\phi_{yy}(0) = E(|Y_t|^2)$，于是

$$\int_{-\infty}^{\infty}\Phi_{xx}(f)\,|H(f)|^2\mathrm{d}f \geqslant 0$$

假设对于任意小的区间 $f_1 \leqslant f \leqslant f_2$，令 $|H(f)|^2 = 1$，而在这个区间之外 $H(f) = 0$，那么

$$\int_{f_1}^{f_2}\Phi_{xx}(f)\mathrm{d}f \geqslant 0$$

只有所有 f 都满足 $\Phi_{xx}(f) \geqslant 0$ 时，这个关系式才可能成立。

例　假设有一个低通滤波器，如图 2-12 所示，其激励随机过程 $x(t)$ 的功率密度谱为

$$\Phi_{xx}(f) = \frac{1}{2}N_0 \quad 对于所有\ f$$

具有平坦功率密度谱的随机过程称为白噪声，求输出过程的功率密度谱。低通滤波器的传输函数是

$$H(f) = \frac{R}{R + j2\pi fL} = \frac{1}{1 + j2\pi fL/R}$$

因此

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$|H(f)|^2 = \frac{1}{1+(2\pi L/R)^2 f^2} \tag{2-2-30}$$

输出过程的功率密度谱是

$$\Phi_{yy}(f) = \frac{N_0}{2}\frac{1}{1+(2\pi L/R)^2 f^2} \tag{2-2-31}$$

此功率密度谱示于图 2-13,对它进行傅里叶反变换可得到自相关函数

$$\begin{aligned}\phi_{yy}(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty}\frac{N_0}{2}\frac{1}{1+(2\pi L/R)^2 f^2}e^{j2\pi f\tau}\mathrm{d}f \\ &= \frac{RN_0}{4L}e^{-(R/L)|\tau|}\end{aligned} \tag{2-2-32}$$

自相关函数 $\phi_{yy}(\tau)$示于图 2-14。我们看到,过程 $Y(t)$的二阶矩是 $\phi_{yy}(0) = RN_0/4L$。

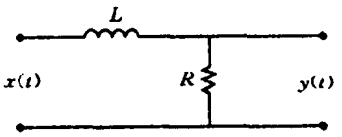


图 2-12 低通滤波器的实例

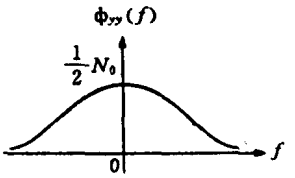


图 2-13 当输入是白噪声时,低通滤波器输出的功率密度谱

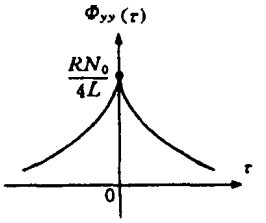


图 2-14 当输入白噪声时,低通滤波器输出的自相关函数

作为练习,求 $x(t)$和 $y(t)$之间的互相关函数,这里 $x(t)$表示线性系统的输入,$y(t)$表示线性系统的输出,有

$$\begin{aligned}\phi_{yx}(t_1,t_2) &= \frac{1}{2}E(Y_{t_1}X_{t_2}^*) = \frac{1}{2}\int_{-\infty}^{\infty}h(\alpha)E[X(t_1-\alpha)X^*(t_2)]\mathrm{d}\alpha \\ &= \int_{-\infty}^{\infty}h(\alpha)\phi_{xx}(t_1-t_2-\alpha)\mathrm{d}\alpha = \phi_{yx}(t_1-t_2)\end{aligned}$$

因此,随机过程 $X(t)$和 $Y(t)$是联合平稳的。由于 $t_1 - t_2 = \tau$,则有

$$\phi_{yx}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty}h(\alpha)\phi_{xx}(\tau-\alpha)\mathrm{d}\alpha \tag{2-2-33}$$

注意,式(2-2-33)中的积分是卷积积分。因此在频率域中,关系式(2-2-33)变成

$$\Phi_{yx}(f) = \Phi_{xx}(f)H(f) \tag{2-2-34}$$

我们看到,如果输入过程是白噪声,那么系统输入与输出的互相关是具有一个标尺因子的冲激响应 $h(t)$。

四、带限随机过程的抽样定理

我们知道,确定信号 $s(t)$具有傅里叶变换 $S(f)$,其所含最高频率为 W。如果对 $|f| > W$ 有 $S(f)=0$,则称 $s(t)$为带限信号。这样的信号不是唯一地用 $s(t)$的以 $f_s \geqslant 2W$(符

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

号/秒)速率的抽样值来表示。最小速率 $f_N = 2W$ 样值/秒称为奈奎斯特速率。低于奈奎斯特速率抽样会引起频谱交叠。

以奈奎斯特速率抽样的带限信号可以由其样值利用内插公式重构

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s\left(\frac{n}{2W}\right)\frac{\sin\left[2\pi W\left(t-\frac{n}{2W}\right)\right]}{2\pi W\left(t-\frac{n}{2W}\right)} \tag{2-2-35}$$

式中,$\{s(n/2W)\}$是 $s(t)$在 $t = n/2W(n = 0, \pm 1, \pm 2, \cdots)$时刻的样值。这等效为将抽样信号通过一个冲激响应为 $h(t) = (\sin 2\pi Wt)/2\pi Wt$ 的理想低通滤波器来重构$s(t)$。图 2-15 说明了基于理想内插的信号重构过程。

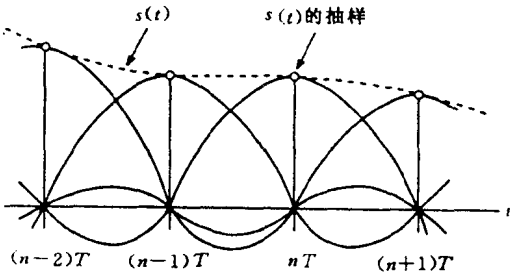


图 2-15　基于理想内插的信号重构

如果平稳随机过程 $X(t)$的功率密度谱 $\Phi(f)$在$|f| > W$ 时满足 $\Phi(f) = 0$,则该过程是带限的。因为 $\Phi(f)$是自相关函数 $\phi(\tau)$的傅里叶变换,所以 $\phi(\tau)$可以表示为

$$\phi(\tau) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \phi\left(\frac{n}{2W}\right)\frac{\sin\left[2\pi W\left(\tau-\frac{n}{2W}\right)\right]}{2\pi W\left(\tau-\frac{n}{2W}\right)} \tag{2-2-36}$$

式中,$\{\phi(n/2W)\}$是在 $\tau = n/2W(n = 0, \pm 1, \pm 2, \cdots)$时刻 $\phi(\tau)$的抽样值。

如果 $X(t)$是带限平稳随机过程,那么 $X(t)$可以表示为

$$X(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X\left(\frac{n}{2W}\right)\frac{\sin\left[2\pi W\left(t-\frac{n}{2W}\right)\right]}{2\pi W\left(t-\frac{n}{2W}\right)} \tag{2-2-37}$$

式中$\{X(n/2W)\}$是在 $t = n/2W(n = 0, \pm 1, \pm 2, \cdots)$时刻 $X(t)$的抽样值。这就是平稳随机过程的抽样表达式,其样值是随机变量,可用适当的联合概率密度函数对它们进行统计描述。通过对下式的证明(习题 2-17)

$$E\left\{\left|X(t) - \sum_{n=-\infty}^{\infty} X\left(\frac{n}{2W}\right)\frac{\sin\left[2\pi W\left(t-\frac{n}{2W}\right)\right]}{2\pi W\left(t-\frac{n}{2W}\right)}\right|^2\right\} = 0 \tag{2-2-38}$$

容易建立起式(2-2-37)所表达的信号。

因此,在均方误差为零的意义上,随机过程 $X(t)$与抽样表达式之间的相等性成立。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

五、离散时间随机信号与系统

上述连续时间随机信号的特征可以容易地应用到离散时间随机信号上，这样的信号通常通过对连续时间随机过程均匀抽样而获得。

一个离散时间随机过程 $X(n)$ 是由样值序列集合 $\{x(n)\}$ 组成的。$X(n)$ 的统计特性类似于 $X(t)$ 的特性，不过现在限定 n 为整数(时间)变量。因此，$X(n)$ 的 m 阶矩定义为

$$E[X_n^m] = \int_{-\infty}^{\infty} X_n^m p(X_n)\mathrm{d}X_n \tag{2-2-39}$$

而自相关序列是

$$\phi(n,k) = \frac{1}{2}E(X_nX_k^*) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} X_nX_k^* p(X_n,X_k)\mathrm{d}X_n\mathrm{d}X_k \tag{2-2-40}$$

类似地，自协方差序列为

$$\mu(n,k) = \phi(n,k) - E(X_n)E(X_k^*) \tag{2-2-41}$$

对于平稳过程，有 $\phi(n,k)\equiv\phi(n-k)$，$\mu(n,k)\equiv\mu(n-k)$，且

$$\mu(n-k) = \phi(n-k) - |m_x|^2 \tag{2-2-42}$$

式中，$m_x = E(X_n)$ 是均值。

正如在连续时间随机过程中那样，一个离散时间平稳过程的能量无限而平均功率有限，其平均功率为

$$E(|X_n|^2) = \phi(0) \tag{2-2-43}$$

离散时间过程的功率密度谱可通过 $\phi(n)$ 的傅里叶变换获得。因为 $\phi(n)$ 是离散时间序列，傅里叶变换定义为

$$\Phi(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty}\phi(n)e^{-j2\pi fn} \tag{2-2-44}$$

反变换关系式为

$$\phi(n) = \int_{-1/2}^{1/2}\Phi(f)e^{j2\pi fn}\mathrm{d}f \tag{2-2-45}$$

我们看到，功率密度谱 $\Phi(f)$ 是周期的，其周期为 $f_p = 1$，换言之，$\Phi(f+k) = \Phi(f)$ ($k = \pm 1, \pm 2, \cdots$)。这里像 $\phi(n)$ 这样的任何离散时间序列的傅里叶变换的一个特性。

最后，我们来研究一个离散时间、线性时不变系统对一个平稳随机输入信号的响应。该系统在时间域上的表征是其单位样值响应 $h(t)$，在频率域上是其频率响应 $H(f)$，这里

$$H(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n)e^{-j2\pi fn} \tag{2-2-46}$$

系统对平稳随机输入信号 $X(n)$ 的响应由下列卷积总和给出

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)x(n-k) \tag{2-2-47}$$

系统输出的均值是

$$m_y = E[y(n)] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)E[x(n-k)]$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$m_y = m_x \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k) = m_x H(0) \tag{2-2-48}$$

式中，$H(0)$是系统的零频率(直流)增益。

输出过程的自相关序列是

$$\begin{aligned}\phi_{yy}(k) &= \frac{1}{2}E[y^*(n)y(n+k)] \\ &= \frac{1}{2}\sum_{i=-\infty}^{\infty}\sum_{j=-\infty}^{\infty} h^*(i)h(j)E[x^*(n-i)x(n+k-j)] \\ &= \sum_{i=-\infty}^{\infty}\sum_{j=-\infty}^{\infty} h^*(i)h(j)\phi_{xx}(k-j+i)\end{aligned} \tag{2-2-49}$$

这就是系统输出的自相关序列的一般形式，它是以系统输入自相关和系统单位样值响应来表示的。对 $\phi_{yy}(k)$进行傅里叶变换，并替代式(2-2-49)，可得到相应的频域关系式

$$\Phi_{yy}(f) = \Phi_{xx}(f)\,|H(f)|^2 \tag{2-2-50}$$

该式与式(2-2-27))相同，只是在式(2-2-50)中，功率密度谱 $\Phi_{yy}(f)$和 $\Phi_{xx}(f)$以及频率响应 $H(f)$是频率的周期函数，且周期为 $f_p = 1$。

六、循环平稳过程

在处理携带数字信息的信号时，我们会遇到具有周期统计平均的随机过程的情况。下面具体地研究一个随机过程，其形式为

$$X(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t-nT) \tag{2-2-51}$$

式中，$\{a_n\}$是一个随机变量(离散时间)序列，其均值为 $m_a = E(a_n)$(对所有 n)且自相关序列为 $\phi_{aa}(k) = \frac{1}{2}E(a_n^* a_{n+k})$。信号 $g(t)$是确定性的。随机过程 $X(t)$表示几种不同类型的线性调制技术的信号，这将在第4章介绍。序列$\{a_n\}$表示在通信信道上传输的(符号的)数字信息序列，$1/T$ 表示信息符号的传输速率。

求 $X(t)$的均值和自相关函数。首先，均值是

$$\begin{aligned}E[X(t)] &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} E(a_n)g(t-nT) \\ &= m_a \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(t-nT)\end{aligned} \tag{2-2-52}$$

可以看到该均值是时变的。实际上，它是以 T 为周期变化的。

$X(t)$的自相关函数是

$$\begin{aligned}\phi_{xx}(t+\tau,t) &= \frac{1}{2}E[X(t+\tau)X^*(t)] \\ &= \frac{1}{2}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\sum_{m=-\infty}^{\infty} E(a_n^* a_m)g^*(t-nT)g(t+\tau-mT) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty}\sum_{m=-\infty}^{\infty} \phi_{aa}(m-n)g^*(t-nT)g(t+\tau-mT)\end{aligned} \tag{2-2-53}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

并且

$$\phi_{xx}(t+\tau+kT,t+kT)=\phi_{xx}(t+\tau,\tau) \qquad (2-2-54)$$

其中 $k=\pm1,\pm2,\cdots$。因此,$X(t)$的自相关函数也是周期的,其周期为 T。

这样的随机过程称为循环平稳或周期平稳过程。因为自相关函数与两个变量 t 和 τ 有关,所以它的频域表达式需要利用二维傅里叶变换。

因为需要用功率密度谱表征这种信号,所以一种处理方法是在一个周期上计算时间平均自相关函数,它定义为

$$\bar{\phi}_{xx}(\tau)=\frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2}\phi_{xx}(t+\tau,t)\mathrm{d}t \qquad (2-2-55)$$

因此,我们用时间平均的处理方法消除了与时间的相关性。那么,再对 $\bar{\phi}_{xx}(\tau)$求傅里叶变换,就可得到循环平稳随机过程的平均功率密度谱。用这种处理方法可以在频域用功率密度谱来简单地表征循环平稳过程,即功率密度谱为

$$\Phi_{xx}(f)=\int_{-\infty}^{\infty}\bar{\phi}_{xx}(\tau)e^{-j2\pi f\tau}\mathrm{d}\tau \qquad (2-2-56)$$

第三节 信息论基础

本章讲述香农信息论的一些基本概念,主要讨论信息量、熵、信道容量和有扰信道的信息传输问题。旨在使读者比较抽象和概括地了解通信中的信息传输过程,了解信道传输能力的理论极限。

一、信息的度量

通信系统的任务是传递信息,每一消息信号中必定包含有接收者所需要知道的信息。消息以具体信号形式表现出来,而信息则是抽象的、本质的内容。消息的出现是随机的、无法预知的。一个预先确知的消息不会给接收者带来任何消息,因而就失去了传递的必要。为了衡量通信系统的传输能力,需要对被传输的信息进行定量的测度。

在讨论信息量之前,我们首先来研究一下消息的统计特性。

1. 消息的统计特性

前已指出,消息可以分成两大类,即离散消息和连续消息。产生离散消息的信源称为离散信源,产生连续消息的信源则称为连续信源。

离散信源只能产生有限种符号,因而离散消息可以看成是一种有限个状态的随机序列,它可以用离散型随机过程的统计特性予以描述。

假设离散信源为包含 N 种符号 $x_1,x_2,\cdots,x_N$ 的集合,每个符号出现的概率分别为 $P(x_1),P(x_2),\cdots,P(x_N)$,那么可以用概率场

$$\begin{pmatrix} x_1, & x_2, & \cdots, & x_N, \\ P(x_1), & P(x_2), & \cdots, & P(x_N) \end{pmatrix},\sum_{i=1}^{N}P(x_i)=1 \qquad (2-1)$$

来描述离散信源。例如,英语中 26 个字母及单词间空格的出现概率如表 2-1 所示。汉

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

字电报的四单位十进制数字电码中，数字 0 至 9 的出现概率如表 2－2 所示。

一般情况下，离散信号中各符号的出现并不是独立的，而常常是相互关联的。当前出现的符号，其概率与先前出现过的符号有关，也就是必须用条件概率来描述离散消息。为了简化，通常只考虑前一个符号对后一个符号的影响。这是一个马尔可夫链问题，可以用转移概率矩阵

$$\begin{bmatrix} P(x_1/x_1) & P(x_1/x_2) & \cdots & P(x_1/x_N) \\ P(x_2/x_1) & P(x_2/x_2) & \cdots & P(x_2/x_N) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ P(x_N/x_1) & P(x_N/x_2) & \cdots & P(x_N/x_N) \end{bmatrix} \tag{2-2}$$

来描述。

表 2－1　英文字母出现概率

符号	概率	符号	概率	符号	概率
空隙	0.20	s	0.052	y, w	0.012
e	0.105	h	0.047	g	0.011
t	0.072	d	0.035	b	0.0105
o	0.0654	i	0.029	v	0.008
a	0.063	c	0.023	k	0.003
n	0.059	f, u	0.0225	x	0.002
l	0.055	m	0.021	j, q, z	0.001
r	0.054	p	0.0175		

表 2－2　汉字电报中数字代码的出现概率

数字	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
概率	0.26	0.16	0.08	0.062	0.06	0.063	0.155	0.062	0.048	0.052

连续信源可能产生的消息数目是无限的，其消息取值也是无限的，必须用概率密度函数才能反映其统计特性。消息各点之间的统计关联性可以用二维乃至多维概率密度来描述。我们通常只考虑各态历经的平稳随机过程。有关这方面的知识可以参考有关书籍。

2. 离散信源的信息量

任何一个物理量的定义都应当符号客观规律和逻辑上的合理性，信息量也不例外。

直观经验告诉我们，消息出现的可能性越小，则此消息携带的信息就越多。例如，北京的秋天常常是秋高气爽，因此在这季节里如果气象预报说："明天白天晴"，人们习以为常，因而得到的信息量很小。但若气象预报说："明天白天有雪"，人们将会感到十分意外，这一异常的气象预报给人们极大信息量，其原因是在秋天出现这种气候的可能性极小。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

从这个例子可以明显地看出信息量的大小与消息出现概率的联系。

直观经验又指出，当消息的持续时间增加时，其信息量也随之增加。一般来说，一份100字的报文所包含的信息量大体上是另一份50字报文的两倍。下列推论是合乎逻辑的：若干独立消息之和的信息量应该是每个消息所含信息量的线性叠加，即信息具有相加性。然而另一方面，对于由有限个符号组成的离散信息源来说，随着消息长度的增加，其可能出现的消息数目却是按指数增加的。例如，二元离散序列中，100位符号所构成的随机离散序列的信息量是200位序列的1/2，但100位序列可能出现的消息数为2^{100}，而200位序列可能出现的消息数却为2^{200}。

正是基于上述考虑，哈特莱[7]首先提出采用消息出现概率的对数测度作为离散消息的信息度量单位。某离散消息x_i所携带的信息量

$$I(x_i) = \log\frac{1}{P(x_i)} = -\log P(x_i) \tag{2-3}$$

式中，$P(x_i)$为该消息发生的概率。当对数以2为底时，信息量单位称为比特(bit)；对数以e为底时，信息量单位称为奈特(nit)。目前应用最为广泛的单位是比特。

对于由一串符号构成的消息，假设各符号的出现互相统计独立，离散信源的概率场如式(2-1)所示，则根据信息相加性概念，整个消息的信息量

$$I = -\sum_{i=1}^{N} n_i \log P(x_i) \tag{2-4}$$

式中n_i为第i个符号出现的次数，$P(x_i)$为第i个符号出现的概率，N为离散消息源的符号数目。

例 某离散信源由0,1,2,3四种符号组成，其概率场为

$$\begin{pmatrix} 0, & 1, & 2, & 3 \\ 3/8, & 1/4, & 1/4, & 1/8 \end{pmatrix}$$

求消息201 020 130 213 001 203 210 100 321 010 023 102 002 010 312 032 100 120 210的信息量。

解 此消息总长为57个符号，其中0出现23次，1出现14次，2出现13次，3出现7次。由式(2-4)可求得此消息的信息量

$$I = -\sum_{i=1}^{4} n_i \log P(x_i) = -23\log_2\frac{3}{8} - 14\log_2\frac{1}{4} - 13\log_2\frac{1}{4} - 7\log_2\frac{1}{8}$$

$$= 32.55 + 28 + 26 + 21 = 108.55(\text{bit})$$

以上讨论的是单个离散信源X所产生的信息量。当存在两个离散信源X和Y时，它们所出现的符号分别为x_i和y_i，则定义这两个信源的联合信息量

$$I(x_i y_j) = -\log P(x_i y_j) \tag{2-5}$$

其中$P(x_i y_j)$为信源X出现x_i而信源Y出现y_j的联合概率。由上式可知，当X和Y统计独立时，联合信息量即等于X和Y各自信息量之和。

在数字通信系统中，发送端信源发出的消息和接收端所收到的消息可以分别看成是离散符号集合X和Y，X为发送的符号集合，通常它的概率场是已知的，$P(x_i)$称为先验概率。接收端每收到离散信源Y中的一个符号y_j以后，接收者要重新估计发送端各符号

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

x_i 的出现概率分布，条件概率 $P(x_i/y_i)$ 又称为后验概率。

定义后验概率与先验概率之比的对数为互信息量，于是

$$I(x_i, y_j) = \log \frac{P(x_i/y_j)}{P(x_i)} \tag{2-6}$$

互信息量反映了两个随机事件 x_i 与 y_j 之间的统计关联程度。在通信系统中其物理意义也就是接收端所能获取的关于 X 的信息。由上式可知，当 x_i 与 y_j 统计独立时，互信息量为零；当后验概率为 1 时，互信息量等于信源 X 的信息量。

例　某人 A 预先知道他的三位朋友 B, C, D 中必定有一人于某天晚上要到他家中来，并且这三人来的可能性相同。令 $P(B), P(C), P(D)$ 分别表示 B, C, D 三人到 A 家来的概率，则有先验概率 $P(B) = P(C) = P(D) = 1/3$。但这天上午，A 接到 D 的电话说他晚上不来了。若该次电话称为事件 E，则有后验概率 $P(D/E) = 0, P(B/E) = P(C/E) = \frac{1}{2}$。这天下午，$A$ 又接到 C 的电话，说他也有事不能来了。若把下午电话称为事件 F，则有后验概率 $P(C/EF) = P(D/EF) = 0, P(B/EF) = 1$。

求互信息量 $I(B,E), I(C,E), I(D,E)$ 和 $I(B,EF)$。

解　接到上午电话后，A 获得的关于 B, C, D 的互信息量

$$I(B,E) = I(C,E) = \log \frac{P(B/E)}{P(B)} = \log_2 \frac{1/2}{1/3} = 0.585(\text{bit})$$

由于在 E 条件下，已不可能出现 D，故不必考虑 D 与 E 之间的互信息量。

在接到两次电话后，A 获得的关于 B, C, D 的互信息量

$$I(B,EF) = \log \frac{P(B/EF)}{P(B)} = \log_2 3 = 1.585(\text{bit})$$

由于此时 C, D 已不可能出现，故不必考虑 C, D 与 EF 之间的互信息量。

3. 离散信源的平均信息量

当消息很长时，用符号出现概率来计算消息的信息量是比较麻烦的，此时可以用平均信息量的概念来计算。所谓平均信息量是指每个符号所含信息量的统计平均值，因此 N 个符号的离散消息源的平均信息量

$$H(X) = -\sum_{i=1}^{N} P(x_i)\log P(x_i) \tag{2-7}$$

上述平均信息量计算公式与热力学和统计力学中关于系统熵的公式一样，因此我们也把信源输出消息的平均信息量叫做信源的熵。

例　计算上例中信源的平均信息量。

解　由式(2-7)得

$$H = -\frac{3}{8}\log_2 \frac{3}{8} - \frac{1}{4}\log_2 \frac{1}{4} - \frac{1}{4}\log_2 \frac{1}{4} - \frac{1}{8}\log_2 \frac{1}{8} = 1.9056(\text{bit/符号})$$

顺便指出，用上述平均信息量算得例 2-3 中消息的信息量

$$I = 1.9056\text{bit/符号} \times 57\text{符号} = 108.62\text{bit}$$

这里用平均信息量算得的总信息量与例 2-3 算得的结果并不完全相同，其原因是例 2-3 的消息序列还不够长，各符号出现的频次与概率场中给出的概率并不相等。随着序列长

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

度增大,其误差将趋于零。

如果消息中各符号的出现统计相关,则式(2-7)不再适用,而必须用条件概率来计算平均信息量。如果只考虑前一个符号的影响,即只考虑相邻两符号间的统计关联性,则前一个符号为 x_i,而后一符号为 x_j 时的条件平均信息量

$$\begin{aligned} H(x_j/x_i) &= \sum_{i=1}^{N} P(x_i) \sum_{j=1}^{N} [-P(x_j/x_i)\log P(x_j/x_i)] \\ &= -\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N} P(x_i)P(x_j/x_i)\log P(x_j/x_i) \\ &= -\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N} P(x_i,x_j)\log P(x_j/x_i) \end{aligned} \tag{2-8}$$

条件平均信息量又称条件熵。

例 某离散信源由 A,B,C 三种符号组成,相邻两符号的出现统计相关,其转移概率矩阵

$$\begin{bmatrix} P(A/A) & P(A/B) & P(A/C) \\ P(B/A) & P(B/B) & P(B/C) \\ P(C/A) & P(C/B) & P(C/C) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{9}{11} & \frac{1}{8} & 0 \\ \frac{2}{11} & \frac{3}{4} & \frac{2}{9} \\ 0 & \frac{1}{8} & \frac{7}{9} \end{bmatrix}$$

且已知 $P(A)=\frac{11}{36}, P(B)=\frac{4}{9}, P(C)=\frac{1}{4}$。求该信源的平均信息量。

解 由式(2-8),可求得该信源的条件平均信息量

$$\begin{aligned} H(x_j/x_i) &= -\sum_{i=1}^{3}\sum_{j=1}^{3} P(x_i)P(x_j/x_i)\log P(x_j/x_i) \\ &= -P(A)[P(A/A)\log P(A/A) + P(B/A)\log P(B/A) + P(C/A)\log P(C/A)] \\ &\quad -P(B)[P(A/B)\log P(A/B) + P(B/B)\log P(B/B) + P(C/B)\log P(C/B)] \\ &\quad -P(C)[P(A/C)\log P(A/C) + P(B/C)\log P(B/C) + P(C/C)\log P(C/C)] \\ &= 0.872(\text{bit/符号}) \end{aligned}$$

若上例中 A,B,C 符号统计独立,则可求得平均信息量

$$H(X) = -\sum_{i=1}^{N} P(x_i)\log P(x_i) = 1.543(\text{bit/符号})$$

这一结果说明,符号间统计独立时信源的熵高于统计相关时的熵,也就是说,符号间相互关联将使平均信息量减小。

可以证明,当离散信源中每个符号等概出现,而且各符号的出现为统计独立时,该信源的平均信息量最大。此时最大熵

$$H_{\max} = -\sum_{i=1}^{N} \frac{1}{N}\log\frac{1}{N} = \log N \tag{2-9}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

下面以二元离散信源作为一个典型例子分析。若二元离散信源的统计特性为

$$\begin{pmatrix} x_1, & x_2 \\ P, & Q \end{pmatrix}, P + Q = 1$$

则熵

$$H(X) = -(P\log_2 P + Q\log_2 Q) = -[P\log_2 P + (1-P)\log_2(1-P)] \quad (2-10)$$

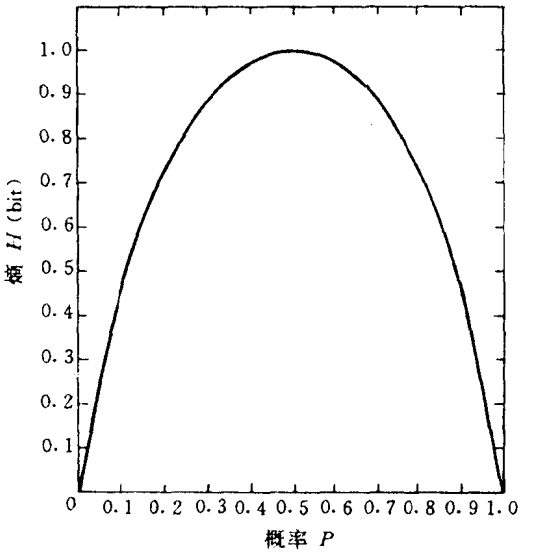


图 2-16　熵与概率的关系曲线

由 $dH(X)/dP=0$，不难得到 $P=\frac{1}{2}$，此时 $H_{max}=1\text{bit/符号}$，H 随 P 的变化曲线如图 2-16 所示。我们可以从概念上对这一变化曲线作如下定性解释：当 $P=0$（即 $Q=1$）或 $P=1$（即 $Q=0$）时，消息已完全确定，因而信息量最小；当 $P=Q=1/2$ 时，消息的不确定性最大，因而信息也最大。

在例 2-6 中，若 A, B, C 独立、等概出现，则信源的最大熵为

$$\log_2 3 = 1.585(\text{bit/符号})$$

如上所述，减小或消除符号间的关联，并使各符号的出现趋于等概，将使离散信源达到最大熵，从而以最少的符号数传送最大的信息量。这正是数字通信系统中信源编码所要研究的问题。

下面讨论两个离散信源情况下的平均信息量。

存在两个离散信源 X 和 Y 时，X 中 x_i 与 Y 中 y_i 同时出现的平均信息量称为联合熵或共熵，定义联合熵

$$H(XY) = -\sum_i \sum_j P(x_i y_j)\log P(x_i y_j) \quad (2-11)$$

已知 X 中出现 x_i 条件下 Y 中出现 y_j 的条件平均信息量

$$H(Y/X) = -\sum_i \sum_j P(x_i y_j)\log P(y_j/x_i) \quad (2-12)$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$H(Y/X)$又称为条件熵。同理有

$$H(X/Y) = -\sum_i\sum_j P(x_iy_j)\log P(x_i/y_j) \tag{2-13}$$

互信息量的统计平均值称为平均互信息量,定义为

$$\begin{aligned} I(X,Y) &= \sum_i\sum_j P(x_iy_j)I(x_i,y_j) \\ &= \sum_i\sum_j P(x_iy_j)\log\frac{P(x_i/y_j)}{P(x_i)} \end{aligned} \tag{2-14}$$

根据熵、条件熵、共熵和平均互信息量的定义,不难证明它们之间有如下关系:

(1)共熵与熵和条件熵之间的关系为

$$H(XY) = H(X) + H(Y/X) \tag{2-15a}$$

$$H(XY) = H(Y) + H(X/Y) \tag{2-15b}$$

及

(2)平均互信息量与熵和条件熵的关系为

$$I(X,Y) = H(X) - H(X/Y) \tag{2-16a}$$

及

$$I(X,Y) = H(Y) - H(Y/X) \tag{2-26b}$$

(3)平均互信息量与熵和共熵的关系为

$$I(X,Y) = H(X) + H(Y) - H(XY) \tag{2-17}$$

上述关系的证明留给读者练习。

4. 连续信源的信息度量

抽样定理告诉我们,如果一个连续信号的频带限制在0到W赫兹内,那么它完全可用间隔为$1/(2W)$秒的抽样序列无失真地表示。

我们来求每个抽样点所包含的信息量,以与离散消息中每个符号所携带的信息量相对应。可以把连续消息看成是离散消息的极限情况。连续消息信号在每个抽样点上的取值是一个连续的随机变量,其一元概率密度函数为$p(x)$。我们将随机变量的取值范围分成$2N$小段,当N足够大时,取值落在Δx_i小段内的概率可近似表示为

$$P(x_i \leqslant x \leqslant x_i + \Delta x_i) \approx p(x_i)\Delta x_i$$

由式(2-7),可得各抽样点统计独立时每个抽样点所包含的平均信息量

$$H(X) \approx -\sum_{i=-N}^{N} p(x_i)\Delta x_i \log[p(x_i)\Delta x_i] \tag{2-18}$$

令$\Delta x \to 0, N \to \infty$,则可得连续消息每个抽样点的平均信息量

$$\begin{aligned} H(X) &= \lim_{\substack{\Delta x\to\infty \\ N\to\infty}}\left\{-\sum_{i=-N}^{N} p(x_i)\Delta x_i\log[p(x_i)\Delta x_i]\right\} \\ &= -\int_{-\infty}^{\infty} p(x)dx\{\log[p(x)dx]\} \\ &= -\int_{-\infty}^{\infty} p(x)\log p(x)dx - \log dx\int_{-\infty}^{\infty} p(x)dx \\ &= -\int_{-\infty}^{\infty} p(x)\log p(x)dx + \log\frac{1}{dx} \end{aligned} \tag{2-19}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

上式中的第 2 项为无穷大。但在计算熵变化或比较不同连续消息的熵时，由于这一项始终出现而可相互抵消。因此我们定义连续信息的平均信息量

$$H(X) = -\int_{-\infty}^{\infty} p(x)\log p(x)\,dx \tag{2-20}$$

为了区分，有时把式(2-19)的计算结果称为绝对熵，而把式(2-20)的计算结果称为相对熵。

应当指出，式(2-20)算得的是相对的信息度量，它与坐标系有关。请看下例。

例　有一连续消息源，其输出信号在(-1, +1)取值范围内具有均匀的概率密度函数，求该连续消息的平均信息量。若将输出信号放大 2 倍，再求其平均信息量。

解　当信号取值为(-1, +1)时，概率密度函数 $p(x) = 1/2$，由式(2-20)算得平均信息量

$$H(X) = -\int_{-\infty}^{\infty} p(x)\log p(x)\,dx = -\int_{-1}^{1} \frac{1}{2}\log\frac{1}{2}\,dx = 1(\text{bit})$$

放大 2 倍后，取值范围变为(-2, +2)，$p(x) = \frac{1}{4}$，其平均信息量

$$H'(X) - \int_{-2}^{2} \frac{1}{4}\log\frac{1}{4}\,dx = 2(\text{bit})$$

信号放大后平均信息量显然不应该发生变化，上例说明式(2-20)的定义只是信息量的相对度量。尽管相对熵发生了变化，但信号的绝对熵并没有变化。式(2-19)中第 2 项随着信号放大 2 倍而由 $\log\frac{1}{dx}$ 变为

$$\log\frac{1}{2dx} = \log\frac{1}{dx} - \log 2$$

也就是说，随着信号放大 2 倍，第 2 项所包含的信息量减小了 1bit。

一般情况下，当坐标系由 x 变为 y 时，则 y 的概率密度函数为[3]

$$p(y) = p(x)\left|\frac{dx}{dy}\right| \tag{2-21}$$

在 y 坐标系中的熵也随之改变为

$$H(Y) = -\int_{-\infty}^{\infty} p(y)\log p(y)\,dy$$

在 n 维情况下，随机变量 $x_1, x_2, \cdots, x_n$ 的 n 维联合概率密度函数为 $p(x_1, x_2, \cdots, x_n)$。当坐标系由 $(x_1, x_2, \cdots, x_n)$ 变为 $(y_1, y_2, \cdots, y_n)$ 时，n 维联合概率密度函数变为 $p(y_1, y_2, \cdots, y_n)$。若 x_i 为 y_j 的单值连续函数，且 x_i 对 y_j 的偏导数处处存在，则有如下关系式[3]：

$$P(y_1, y_2, \cdots, y_n) = P(x_1, x_2, \cdots, x_n)\,|J| \tag{2-22}$$

其中 J 为坐标变换的雅可比变换式，有

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$J = \begin{vmatrix} \frac{\partial x_1}{\partial y_1} & \frac{\partial x_2}{\partial y_1} & \cdots & \frac{\partial x_n}{\partial y_1} \\ \frac{\partial x_1}{\partial y_2} & \frac{\partial x_2}{\partial y_2} & \cdots & \frac{\partial x_n}{\partial y_2} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial x_1}{\partial y_n} & \frac{\partial x_2}{\partial y_n} & \cdots & \frac{\partial x_n}{\partial y_n} \end{vmatrix} \tag{2-23}$$

此时熵改变为

$$\begin{aligned} H(Y) &= -\int\cdots\int p(x_1, x_2, \cdots x_n) \mid J \mid \log[p(x_1, x_2, \cdots, x_n) \mid J \mid] dy_1 \cdots dy_n \\ &= H(X) - \int\cdots\int p(y_1, y_2, \cdots, y_n) \log \mid J \mid dy_1 \cdots dy_n \end{aligned} \tag{2-24}$$

坐标变换的特殊情况是线性变换，设

$$x_i = \sum_{j=1}^{n} a_{ij} y_j \qquad i = 1, 2, \cdots, n$$

此时雅可比变换式即为行列式$\mid a_{ij} \mid$，因而

$$H(Y) = H(X) - \log \mid a_{ij} \mid$$

前已指出，离散消息源当其所有符号等概输出时，其熵最大。而连续消息源的最大熵条件则取决于消息源输出取值上所受到的限制。常见的限制有两种，即峰值受限和均方值受限。我们首先来讨论均方值受限情形。为简单起见，令 $p(x)$为一维分布，x 的均方值为σ^2。即

$$\int_{-\infty}^{\infty} x^2 p(x) dx = \sigma^2 \tag{2-25a}$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} p(x) dx = 1 \tag{2-25b}$$

在上述约束条件下，求

$$H(X) = -\int_{-\infty}^{\infty} p(x) \log p(x) dx$$

为最大值的概率密度函数 $p(x)$，这是一个泛函求极值问题，可用变分法中的拉格朗日乘数法求解。要使 $H(X)$最大，则要求

$$F(X) = \int [-p(x) \log p(x) + \lambda p(x) x^2 + \mu p(x)] dx \tag{2-26}$$

最大，式中 λ，μ 为待定系数。由$\frac{\partial F(x)}{\partial p(x)} = 0$，可得

$$-1 - \log p(x) + \lambda x^2 + \mu = 0 \tag{2-27}$$

由式(2-27)得

$$p(x) = e^{u-1} e^{\lambda x^2} \tag{2-28}$$

代入式(2-25b)得

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$e^{u-1} = \sqrt{\frac{-\lambda}{\pi}} \tag{2-29}$$

将(2-29)式代入式(2-28)再代入式(2-25a)得

$$\lambda = -\frac{1}{2\sigma^2}$$

$$e^{u-1} = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}$$

将这两个常数代入式(2-28),即得均方值受限时的最佳概率密度函数

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}e^{-x^2/(2\sigma^2)} \tag{2-30}$$

这是数学期望为0、方差为 σ^2 的正态分布。

不难求得最佳分布时的最大熵

$$H(X) = \ln\sigma\sqrt{2\pi e}(\text{nit})$$

或

$$H(X) = \log_2\sigma\sqrt{2\pi e}(\text{bit}) \tag{2-31}$$

同理可求得峰值受限情况下的最佳分布为

$$p(X) = \frac{1}{2A} \tag{2-32}$$

式中 A 为连续消息源输出的峰值,即 x 的取值范围为 $(-A, A)$。由式(2-32)可知,此时的最佳分布为均匀分布。最大熵为

$$H(X) = \log(2A) \tag{2-33}$$

使连续消息的概率密度函数变换为最佳分布以求得最大熵,同样也是信源编码所要解决的问题。

与离散信源相对应,当发送端连续信源为 X,接收到的连续信源为 Y 时,它们的相对条件熵

$$H(X/Y) = -\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} p(y)p(x/y)\log p(x/y)\,dxdy \tag{2-34}$$

其中 $p(y)$ 为接收信号 y 的概率密度函数,$p(x/y)$ 为条件概率密度。

同理,有

$$H(Y/X) = -\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} p(x)p(y/x)\log p(y/x)\,dxdy \tag{2-35}$$

连续信源的平均互信息量

$$I(X,Y) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} p(xy)\log\frac{p(xy)}{p(x)p(y)}\,dxdy \tag{2-36}$$

平均互信息量与条件熵和熵之间的关系依然成立,即

$$I(X,Y) = H(X) - H(X/Y) = H(Y) - H(Y/X) \tag{2-37}$$

二、信道容量与香农公式

信息必须经过信道才能传输。单位时间内信道上所能传输的最大信息量称为信息容量。实际信道中总是存在干扰,在有干扰情况下如何计算信道容量,是本节所要讨论的内

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

容。

1. 有扰离散信道的信息传输

信道输入和输出符号都是离散符号时，该信道称为离散信道。当信道中不存在干扰时，离散信道的输入符号 X 与输出符号 Y 之间有一一对应的确定关系。但若信道中存在干扰，则输入符号与输出符号之间存在某种随机性，它们已不存在一一对应的确定关系，而具有一定的统计相关性。这种统计相关性取决于转移概率 $P(y_j/x_i)$，$P(y_j/x_i)$是信道输入符号(即发送符号)为 x_i 而信道输出符号(即接收符号)为 y_j 的条件概率。离散信道的特性可以用转移概率来描述。

在一般情况下，发送符号集 $X=\{x_i\}$，$i=1,2,\cdots,L$，有 L 种符号；接收符号集 $Y=\{y_j\}$，$j=1,2,\cdots,M$，有 M 种符号。无记忆信道的转移概率可用下列矩阵表示：

$$P(y_j/x_i)=\begin{bmatrix} P(y_1/x_1) & P(y_2/x_1) & \cdots & P(y_M/x_1) \\ P(y_1/x_2) & P(y_2/x_2) & \cdots & P(y_M/x_2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ P(y_1/x_L) & P(y_2/x_L) & \cdots & P(y_M/x_L) \end{bmatrix} \tag{2-38a}$$

或

$$P(x_i/y_j)=\begin{bmatrix} P(x_1/y_1) & P(x_2/y_1) & \cdots & P(x_L/y_1) \\ P(x_1/y_2) & P(x_2/y_2) & \cdots & P(x_L/y_2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ P(x_1/y_M) & P(x_2/y_M) & \cdots & P(x_L/y_M) \end{bmatrix} \tag{2-38b}$$

所谓无记忆信道是指每个输出符号只取决于当前的输入符号，而与其它输入符号无关。实际信道往往是有记忆的，每个输出符号不但与当前输入符号有关，而且与以前的若干个输入符号有关。显然，无记忆信道的数学表达及分析最为简单，本节仅讨论这种情形。

当信道转移概率矩阵中各行和各列分别具有相同集合的元素时，这类信道称为对称信道。基于对称信道这一特点，各行的

$$-\sum_{j=1}^{M}P(y_j/x_i)\log P(y_j/x_i)=\text{常数} \tag{2-39}$$

即上述求和结果与 i 无关。因此，可推得对称信道的输入、输出符号集合之间的条件熵

$$\begin{aligned} H(Y/X)&=-\sum_{i=1}^{L}\sum_{j=1}^{M}P(x_iy_j)\log P(y_j/x_i) \\ &=-\sum_{i=1}^{L}\sum_{j=1}^{M}P(x_i)P(y_j/x_i)\log P(y_j/x_i) \\ &=-\sum_{j=1}^{M}P(y_j/x_i)\log P(y_j/x_i)\left[\sum_{i=1}^{L}P(x_i)\right] \\ &=-\sum_{j=1}^{M}P(y_j/x_i)\log P(y_j/x_i) \end{aligned} \tag{2-40}$$

上式表明，对称信道的条件熵 $H(Y/X)$与输入符号的概率 $P(x_i)$无关，而仅与信道转

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

移概率 $P(y_j/x_i)$有关。

同理可得

$$H(X/Y) = -\sum_{i=1}^{L} P(x_i/y_j)\log P(x_i/y_j) \tag{2-41}$$

有扰信道的典型例子是无记忆的二进制对称信道，如图 2-17 所示，它的传输特性可以用转移概率矩阵

$$P(y_j/x_i) = \begin{bmatrix} 1-\varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & 1-\varepsilon \end{bmatrix} \tag{2-42}$$

表示。这里，$P(y_1/x_1) = P(y_2/x_2) = 1-\varepsilon$，$P(y_1/x_2) = P(x_1/y_2) = \varepsilon$。

由式(2-16)可知，平均互信息量

$$I(X,Y) = H(X) - H(X/Y) = H(Y) - H(Y/X)$$

这就是从 Y 中获取的关于 X 的信息，因而也就是有扰离散信道上所传输的信息量。由此可知，有扰离散信道上所传输的信息量不但与条件熵 $H(Y/X)$或 $H(X/Y)$有关，而且与熵 $H(X)$或 $H(Y)$有关。尽管对称信道的条件熵只取决于信道转移概率，但 $H(X)$或 $H(Y)$却与 $P(x)$或 $P(y)$有关。

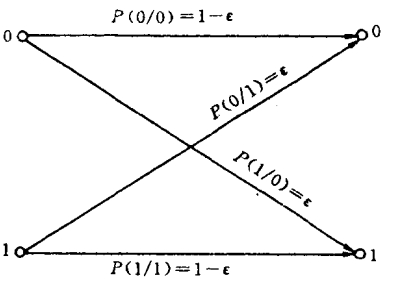


图 2-17　二进对称信道模型

假设通信系统发送端每秒钟发出 r 个符号，则有扰信道的信息传输速率

$$\begin{aligned} R &= I(X,Y)r = [H(X) - H(X/Y)]r \\ &= [H(Y) - H(Y/X)]r \end{aligned} \tag{2-43}$$

有扰离散信道的最高信息传输速率称为信道容量，定义为

$$\begin{aligned} C &= R_{\max} = \max[H(X) - H(X/Y)]r \\ &= \max[H(Y) - H(Y/X)]r \end{aligned} \tag{2-44}$$

显然，在条件熵一定的情况下，若能使 $H(Y)$或 $H(X)$达到最大，即可求得有扰离散对称信道的信道容量。

在对称信道时，信道输入符号的等概分布和输出符号的等概分布是同时存在的。设输入符号等概分布，即 $P(x_i) = 1/L$，对称信道转移矩阵中第 j 列元素为$\{P(y_j/x_1)\quad P(y_j/x_2)\cdots\quad P(y_j/x_L)\}$，则信道输出符号 y_j 的概率

$$P(y_j) = \sum_{i=1}^{L} P(x_i)P(y_j/x_i) = \frac{1}{L}\sum_{i=1}^{L} P(y_j/x_i) \tag{2-45}$$

由于对称信道各列由相同的元素组成，则有

$$P(y_j) = \frac{1}{L}\sum_{i=1}^{L} P(y_j/x_i) = \text{常数} \tag{2-46}$$

因此输出符号也是等概分布的，此时 $H(Y)$达到最大熵，$H_{\max}(Y) = \log M$。

由最大熵及式(2-44)，可得有扰离散对称信道的信道容量

$$C = [\log M + \sum_{j=1}^{M} P(y_j/x_i)\log P(y_j/x_i)]r \tag{2-47}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

例 求图 2-17 所示二进对称信道的信道容量

解 在二进对称信道中,发送符号集和接收符号集都只有 2 个元素,发送 $P(1)=P(0)=1/2$,且 $P(1/0)=P(0/1)=\varepsilon$,$P(1/1)=P(0/0)=1-\varepsilon$,$M=L=2$。代入式(2-47),求得信道容量 $C=[\log 2+\varepsilon\log\varepsilon+(1-\varepsilon)\log(1-\varepsilon)]r$

举一个数值例子,若每秒发送 1000 个符号,错误率 $\varepsilon=0.01$,则有 $H(Y/X)=-(0.99\log_2 0.99+0.01\log_2 0.01)=0.081\text{bit/符号}$,因传输不可靠而丢失的信息量为 81b/s,信道容量为 919b/s。

2. 有扰连续信息的信息传输

在有扰连续信道中,接收到的信号 y 是发送信号 x 和信道噪声 n 的线性叠加,即

$$y=x+n$$

假设信号和噪声在各抽样点上均为独立正态分布。此时只需考虑一维概率密度,而且条件概率密度函数 $p(y/x)$ 等于噪声 n 的概率密度函数 $f(n)$,即

$$p(y/x)=f(y-x)=f(n) \tag{2-48}$$

由连续信源的相对条件熵定义式(2-34)可得

$$\begin{aligned}H(Y/X)&=-\int_{-\infty}^{\infty}p(x)dx\int_{-\infty}^{\infty}p(y/x)\log p(y/x)dy\\&=-\int_{-\infty}^{\infty}p(x)dx\int_{-\infty}^{\infty}f(n)\log f(n)dn\\&=-\int_{-\infty}^{\infty}f(n)\log f(n)dn=H(N)\end{aligned} \tag{2-49}$$

上式表明,条件熵 $H(Y/X)$ 就是噪声源的熵 $H(N)$。因此平均互信息量

$$I(X,Y)=H(Y)-H(Y/X)=H(Y)-H(N) \tag{2-50}$$

对于频带限于 W 的连续信号,可以用抽样定理变换为离散信号,理想情况下最低抽样频率为 $2W$,因此有扰连续信道的信道容量

$$C=\max[H(X)-H(X/Y)]\cdot 2W=\max[H(Y)-H(Y/X)]\cdot 2W \tag{2-51}$$

假设干扰为与信号独立的加性白色高斯噪声,信号功率为 S,噪声功率为 N。在这种平均功率受限的条件下,由式(2-30)及(2-31)可知,$H(X)$ 或 $H(Y)$ 达到最大熵的最佳概率密度函数为高斯(正态)分布,并且最大熵为

$$H(X)=\log_2\sqrt{2\pi eS} \tag{2-52}$$

$$H(Y)=\log_2\sqrt{2\pi e(S+N)} \tag{2-53}$$

此外有

$$H(Y/X)=H(N)=\log_2\sqrt{2\pi eN} \tag{2-54}$$

由式(2-51)、(2-53)、(2-54)可得有扰连续信道的信道容量

$$C=W\log_2\left(1+\frac{S}{N}\right)(\text{b/s}) \tag{2-55}$$

上式就是著名的香农信道容量公式,简称为香农公式。

由香农公式可得如下结论:

(1)提高信号与噪声功率之比能增加信道容量。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

(2)当噪声功率 $N \to 0$ 时,信道容量 C 趋于∞,这意味着无干扰信道容量为无穷大。

(3)增加信道频带(也就是信号频带)W 并不能无限制地使信道容量增大。当噪声为白色高斯噪声时,随首 W 增大,噪声功率 $N = Wn_o$(这里 n_o 为噪声的单边功率谱密度)也增大,在极限情况下

$$\lim_{W\to\infty} C = \lim_{W\to\infty} W\log_2\left(1+\frac{S}{n_o W}\right) = \frac{S}{n_o}\lim_{W\to\infty}\frac{n_o W}{S}\log_2\left(1+\frac{S}{n_o W}\right) = \frac{S}{n_o}\log_2 e = 1.44\frac{S}{n_o}$$

由此可见,即使信道带宽无限增大,信道容量仍然是有限的。

(4)信道容量一定时,带宽 W 与信噪比 S/N 之间可以彼此互换。香农公式虽然并未解决具体的实现方法,但它却在理论上阐明了这一互换关系的极限形式,指出了努力的方向。脉冲编码调制在带宽与信噪比互换性能上最好,优于目前已提出的其它调制方式,这正是脉冲编码调制得到迅速发展的原因之一。

香农公式可以画成图 2 - 18 中的曲线。该图横坐标为信噪比,以分贝(dB)为单位;纵坐标为 C/W,单位为 b/s/Hz,其物理意义为归一化信道容量,即单位频带的信自己传输率。显然,C/W 愈大,则频带利用率愈高,即信道利用得愈充分。曲线表示任何实际通信系统所能达到的频带利用率极限。曲线下部是实际通信系统所能达到的区域,而上部区域则是不可能实现的。

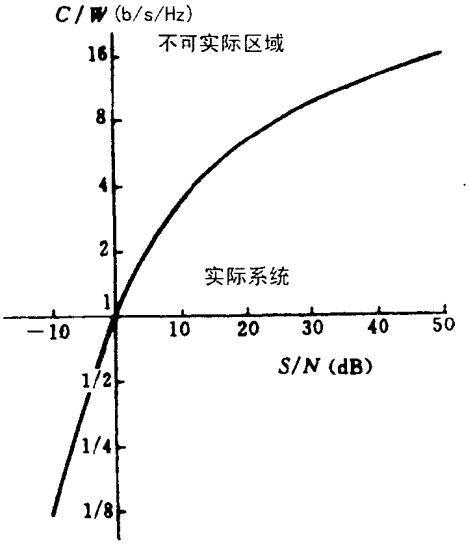


图 2 - 18　归一化信道容量与信噪比

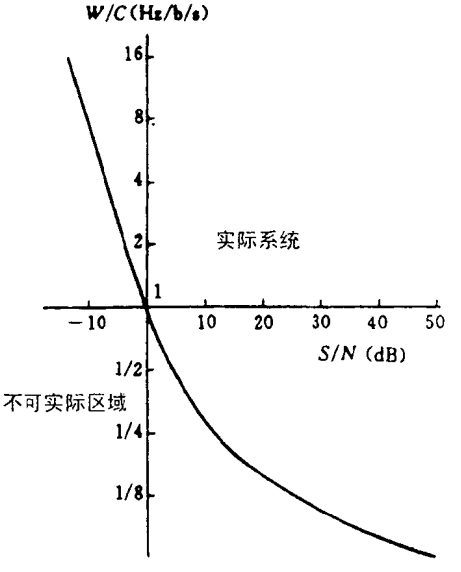


图 2 - 19　归一化信道带宽与信噪比

若将纵坐标改为 W/C,单位为 Hz/b/s,则可得到另一条曲线,如图 2 - 19 所示。这条曲线表示归一化信道带宽与信噪比之间的关系。它阐明了信噪比与带宽的互换关系。曲线上部为实际通信系统能达到的区域,下部则为不可能实现的互换区域。

香农公式虽然给出了理论极限,但对如何达到或接近这一理论极限,并未给出具体的实现方案。这正是通信系统研究和设计者们所面临的任务。四十余年来,人们正是围绕

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

着这一目标,开展了大量的研究,得到了各种数字信号表示方法和调制手段。这正是本书第三至第十章所要讨论的内容。

香农在他那篇著名的"通信的数学理论"论文中还提出了另一条具有十分重要指导意义的结论:若信道容量为 C,消息源产生信息的速率为 R,只要 $C \geqslant R$,则总可以找到一种信道编码方式实现无误传输;若 $C < R$,则不可能实现无误传输。这一结论为信道编码指出了方向。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第三章　信源编码技术

第一节　离散信源编码

在3-2节,我们介绍了离散随机变量 X 所含信息量的度量方法。当 X 是一个离散信源的输出时,信源熵 $H(X)$ 代表信源发出的平均信息量。本节将讨论信源输出的编码方法,即用二进制数字序列来表示信源输出的方法。有一种衡量信源编码效率的办法是把表示信源每一个输出字符所用的平均二进制数字的个数与信源熵 $H(X)$ 比较。初一看,有限字符集离散信源的编码相对来说是一个简单问题,然而,只有当信源无记忆时才是这样,即由信源发出的前后符号间统计独立,每个符号可以单独编码。这种离散无记忆信源(DMS)是能够想到的最简单的物理信源模型,但极少有实际信源是与此理想数学模型相符的。例如,从一台打印英语课文的机器里发出的前后字符被认为是统计相关的,另一方面,如果从机器里送出的是用 Fortran 语言编写的程序,那么输出符号序列之间的相关性要小得多。但不管是什么情况,都可以证明:对字符组编码总是比对单个字符编码效率高。如果使字符组足够长,则信源中的每个输出字符所用的二进制数字的平均个数可无限地趋近于信源熵。

一、离散无记忆信源的编码

假设有一个 DMS,每 τ_s 秒产生一个字符或符号,每个符号选自有限字符集 $x_i(i=1,2\ldots L)$,各符号发生的概率分别是 $P(x_i)(i=1,2\ldots L)$。以"bit/信源符号"为单位,该 DMS 的熵是

$$H(X)=-\sum_{i=1}^{L}P(x_i)\log_2 P(x_i)\leqslant \log_2 L \tag{3-1}$$

当各符号等概时,上式的等号成立。每信源符号的平均比特数是 $H(X)$,以比特/秒为单位计算的信源速率是 $H(X)/\tau_s$。

1. 固定长度码字

首先讨论一个分组编码的方案,为每个符号指定唯一的 R 位二进制数字串与之对应。因为每个符号有 L 个可能的取值,当 L 是 2 的幂次时,每个符号为了能唯一编码所需要的二进制位数应是

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$R = \log_2 L \tag{3-2}$$

当 L 不是 2 的幂次时，应有

$$R = [\log_2 L] + 1 \tag{3-3}$$

式中，$[x]$表示小于 x 的最大整数(取整)。在上述情况下，每个符号的码率等于 R(以比特为单位)，并且由于 $H(X) \leqslant \log_2 L$，可知 $R \geqslant H(X)$。

DMS 的编码效率定义为 $H(X)/R$ 之比。我们看到，当 L 是 2 的幂次且信源符号等概时，$R = H(X)$成立，这时每个符号 R 比特的固定长度码达到了 100% 的效率。但当 L 不是 2 的幂次而信源符号依然等概时，R 与 $H(X)$的差别至多是每符号 1 比特。当 $\log_2 L \gg 1$ 时，这种编码方式的效率仍然较高。另一方面，当 L 很小时，可以一次对 J 个符号的序列编码，这样的固定长度码能提高效率。为了实现要求的编码，需要 L^J 个不同的码字。若采用二进制数字序列，N 长的序列可表示 2^N 个可能的码字，所以 N 的选择必须满足条件

$$N \geqslant J\log_2 L$$

因此，满足要求的 N 的最小整数值是

$$N = [J\log_2 L] + 1 \tag{3-4}$$

于是，每信源符号的平均比特数是 $N/J = R$，与上述逐符号编码相比，(由取整造成的)效率降低约可减小一个因子 $1/J$。如果以 $JH(X)/N$ 的比值来度量编码效率，那么当 J 足够大时，编码效率可任意地趋近于 1。

上述编码方法并没有引进失真，因为从信源符号或符号组编成的码字是唯一的，这种类型的编码称为是无噪的。

下面，我们试图降低码率 R，在编码过程中放宽“唯一性”这个条件，假如假设在 L^J 种符号取值中只有一部分是一一对应编码的。说得更具体些，选择 $2^N - 1$ 种最有可能的 J 符号组，让它们一一对应编码，而剩余的 $L^J - (2^N - 1)$种 J 符号组统统编成余下的码字。采用这种处理方式后，每当遇到低概率符号组编成那个码字时，就会导致译码失败或译码差错概率(失真)。可以用 P_e 代表这个差错概率。对于这种分组的编码方法，香农(1948 年)提出了以下信源编码定理。

2. 信源编码定理 Ⅰ

若 X 是有限熵离散无记忆信源的字符集，由信源发出的 J 个字符组成的分组编成 N 长的二进制序列。对于任何 $\varepsilon > 0$，都可使分组译码差错的概率 P_e 任意小，只要

$$R \equiv \frac{R}{J} \geqslant H(X) + \varepsilon \tag{3-5}$$

以及 J 足够大。反之，如果

$$R \leqslant H(X) - \varepsilon \tag{3-6}$$

那么当 J 足够大时，P_e 可以任意地趋近于 1。

从上述结论可看到，想要以任意小的译码差错概率对 DMS 信源的输出编码，每个符号的平均比特数是以信源熵为下边界的。另一方面，如果 $R < H(X)$，则当 J 任意增大时，译码差错概率趋于 100%。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

3. 变长码字

当信源符号不等概时，更有效的办法是采用变长码字。这种码的例子之一可追溯到19世纪的莫尔斯码。在莫尔斯码中，发生频率较高的字母被指定到一个短的码字，而发生频率较低的字母被指定给长的码字。遵循这条思路，总可根据信源符号的不同发生概率来选择码字。问题是要推导出一种方法，使得能给信源符号选择和指定码字。这种类型的编码称为熵编码。

举例来说，假定有一个DMS信源，其输出符号为 a_1, a_2, a_3, a_4，相应的概率是 $P(a_1)=1/2, P(a_2)=1/4, P(a_3)=P(a_4)=1/8$，编码情况如表3-1所示。码 I 是一个有致命缺陷的变长码。为了看清这个缺陷，假设编码后的序列是001001…，显然，对应于00的第1个字符是 a_2；但下面4个比特是混淆的（非唯一可译），它们可以译成 a_4a_3，也可以译成 $a_1a_2a_1$。或许，下一比特的到来可以消除这种不确定性，但是这种译码延时是很不希望的。应该考虑的是那些立即可译的码，就是说不存在任何译码延时。

表3-1中的编码Ⅱ是立即可译且唯一可译的码。这种码的码字用图形表示比较方便，把它当作树图上的终端节点，如图3-1所示。我们看到，数字0在前3个码字中表示每个码字的结尾，这个特点以及最长的码字不超过3位二进制数字，使得这种码立即可译。注意，在这种码里，没有一个码字是另一个码字的前缀。一般来说，前缀条件是指对于一个长度为 k 的给定码字 $C_k=(b_1, b_2, \cdots, b_k)$，不存在另一个长度 $l<k(1\leqslant l\leqslant k-1)$，包含码元素 $(b_1, b_2, \cdots, b_l)$ 的码字。另一方面，也没有一个长度 $l<k$ 的码字等于另一个长度 $k>l$ 的码字的前 l 个二进制数字。这种性质使得该码立即可译。

表3-1　变长码

字符	$P(a_k)$	编码Ⅰ	编码Ⅱ	编码Ⅲ
a_1	$\frac{1}{2}$	1	0	0
a_2	$\frac{1}{4}$	00	10	01
a_3	$\frac{1}{8}$	01	110	011
a_4	$\frac{1}{8}$	10	111	111

表3-1中的编码Ⅲ具有图3-2所示的树结构。在这种情况下，码是唯一可译，但非立即可译的。显然，这种码并不满足前缀条件。

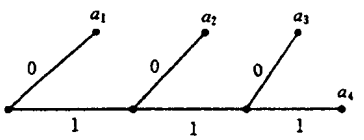


图3-1　表3-1中编码Ⅱ的码树

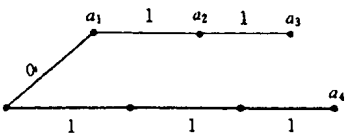


图3-2　表3-1中编码Ⅲ的码树

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

我们的主要目标是要找到一种用来构建唯一可译变长码的系统的方法，这种码在每信源符号所需的平均比特数最少，从这个角度看它是高效的。这里，信源符号的平均比特数定义为

$$\bar{R} = \sum_{k=1}^{L} n_k P(a_k) \tag{3-7}$$

满足前缀条件的码存在的条件由克拉夫特(Kraft)不等式给出。

4. 克拉夫特(Kraft)不等式

一个满足前缀条件且码字长度 $n_1 \leqslant n_2 \leqslant \cdots \leqslant n_L$ 的二进制码存在的充分和必要条件是

$$\sum_{k=1}^{L} 2^{-n_k} \leqslant 1 \tag{3-8}$$

第一步，我们证明(3-8)式是满足前缀条件的码存在的充分条件。要构成这样的码，首先作一个 $n = n_L$ 级的全二进制树，它有 2^n 个终端节点，从第 $k-1$ 级的每一节点导出第 $k(1 \leqslant k \leqslant n)$ 级的两个节点。如果选择第 n_1 级的任意一个节点作为第一个码字 C_1，这一选择消除了 2^{n-n_1} 个终端节点(或 2^n 的 2^{n_1} 分之一)。从剩余的 n_2 级节点中再选择一个作为第二个码字 C_2，这次选择又消除了 2^{n-n_2} 个终端节点(或 2^n 个终端节点中的 2^{n_2} 分之一)。这个过程延续下去，直到将最后一个码字指定给终端节点 $n = nL$。由于在 $j < L$ 级的节点处消除的终端节点比例是

$$\sum_{k=1}^{j} 2^{-n_k} < \sum_{k=1}^{L} 2^{n_k} \leqslant 1$$

总有一个 $k > j$ 级的节点可以指定给下一个码字。这样，可构成一个码树，它是嵌在 2^n 个节点的全树里的，如图 3-3 所示。图中的树有 16 个终端节点，信源输出由 5 个字符组成，分别是 $n_1 = 1, n_2 = 2, n_3 = 3$ 和 $n_4 = n_5 = 4$。

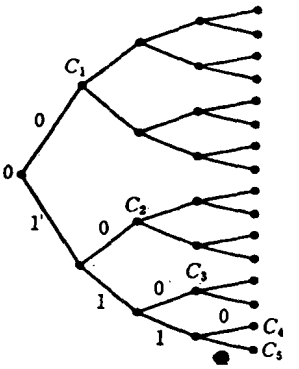


图 3-3 嵌在全树里的二进制码树的结构

要证明式(3-8)是必要条件，我们看码树的第 $n = n_L$ 级，在这一级上从总数 2^n 中消除的终端节点的数目是

$$\sum_{k=1}^{L} 2^{n-n_k} \leqslant 2^n$$

因此

$$\sum_{k=1}^{L} 2^{-n_k} \leqslant 1$$

这就完成了(3-8)式必要性的证明。

克拉夫特不等式可以用来证明(无噪)信源的编码定理，该定理适用于满足前缀条件的编码。

5. 信源编码定理Ⅱ

若 X 是有限熵 $H(X)$ 离散无记忆信源的字符集，与输出字符 $x_k(1 \leqslant k \leqslant L)$ 对应的发

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

生概率是 $p_k(1\leqslant k\leqslant L)$,那么有可能构成一个平均长度为 $\bar{R}$ 且满足前缀条件的码,该码满足下列不等式

$$H(X)\leqslant \bar{R} < H(X)+1 \tag{3-9}$$

为了确定式(3-9)的下限,注意到对于长度 $n_k(1\leqslant k\leqslant L)$的码字,$H(X)-\bar{R}$ 的差可以表示为

$$\begin{aligned} H(X)-\bar{R} &= \sum_{k=1}^{L} p_k \log_2 \frac{1}{p_k} - \sum_{k=1}^{L} p_k n_k \\ &= \sum_{k=1}^{L} p_k \log_2 \frac{2^{-n_k}}{p_k} \end{aligned} \tag{3-10}$$

利用式(3-10)中的不等式 $\ln x\leqslant x+1$,可得

$$\begin{aligned} H(X)-\bar{R} &\leqslant (\log_2 e)\sum_{k=1}^{L} p_k\left(\frac{2^{-n_k}}{p_k}-1\right) \\ &\leqslant (\log_2 e)\left(\sum_{k=1}^{L} 2^{-n_k}-1\right)\leqslant 0 \end{aligned}$$

式中,后面一个不等式来自克拉夫特不等式。当且仅当 $p_k=2^{-n_k}(1\leqslant k\leqslant L)$时,上式中的等号成立。

在 $n_k(1\leqslant k\leqslant L)$是整数的约束条件下选择$\{n_k\}$,使得满足 $2^{-n_k}\leqslant p_k<2^{-n_k+1}$,就能确定式(3-9)的上边界。但是,若将 $p_k\geqslant 2^{-n_k}$ 的项在$(1\leqslant k\leqslant L)$区间相加,可得到克拉夫特不等式。我们已证明过:对于该不等式,一定存在一个满足前缀条件的码。另一方面,如果取 $p_k<2^{-n_k+1}$的对数,可得

$$\log p_k < -n_k+1$$

等效于

$$n_k < 1-\log p_k \tag{3-11}$$

如果将式(3-11)两边乘以 p_k,并在 $1\leqslant k\leqslant L$ 范围内将各式相加,可得到所要求的(3-9)式的上边界。

自此我们确认,满足前缀条件的变长码对于任何信源符号不等概的 DMS 信源来说都是一种高效的信源编码。下面将介绍构造这种码的一种算法。

6. 霍夫曼(Huffman)编码算法

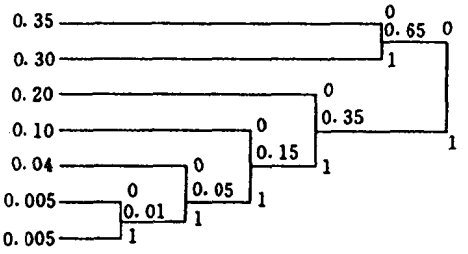
霍夫曼(1952 年)研究出一种基于信源符号概率 $P(x_i)(i=1,2,\cdots,L)$的变长码编码算法。这种算法在下述意义上是最优的:在码字满足前缀条件的情况下,用来表示信源符号的平均二进制数字的数目最小。正如上面定义过的,满足该条件的接收序列可被唯一且即时地译码。下面举两个例子来说明这种算法。

例 1　考虑一个有 7 种可能符号 $x_1,x_2,\cdots,x_7$ 的 DMS 信源,各种符号的发生概率如图 3-4 所示。按照概率递减的顺序将各符号排序,即 $P(x_1)>P(x_2)>\cdots>P(x_7)$。从最小概率的两个符号 x_6、x_7 开始编码,这两个码字捆绑在一起,如图 3-4 所示,上分支指定为 0 而下分支指定为 1,这两个分支的概率在两分支的汇合处相加而得到 0.01 的概率。这时有信源符号 $x_1,\cdots,x_5$ 以及一个新符号,比如称作 x'_6,是由 x_6 和 x_7 结合而成的。下

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

一步是将集合 x_1、x_2、x_3、x_4、x_5、x'_6 中最小概率的两个符号即 x_5 和 x'_6 捆绑在一起，结合后的概率是 0.05。由 x_5 来的分支指定为 0，x'_6 来的分支指定为 1。这个过程持续下去，直到把可能的信源符号用完。结果得到一棵码树，其分支包含要求的码字。码字是从树的最右节点开始数到左边的，最终得出的码字列于图 3－4。对于这种码，每个符号所需的平均二进制数的个数是 $\bar{R}=2.21$ 比特/符号，信源的熵是 2.11 比特/符号。



字符	概率	自信息	码
x_1	0.35	1.5146	00
x_2	0.30	1.7370	01
x_3	0.20	2.3219	10
x_4	0.10	3.3219	110
x_5	0.04	4.6439	1110
x_6	0.005	7.6439	11110
x_7	0.005	7.6439	11111
	$H(X)=2.11$	$\bar{R}=2.21$	

图 3－4 DMS 信源变长信源编码的例子

通过观察可知，该码未必是唯一的。例如在编码过程的倒数第二步，我们把 x_1 和 x'_3 结合在一起，因为这些符号是等概的。换一种方法，也可将 x_2 和 x'_3 结合在一起，如果这样，所得的码如图 3－5 所示。这种码每信源符号所需的平均二进制数字的数目也是 2.21，因此同样有效。另外，将上分支指定为 0，将下（低概率）分支指定为 1 也是随意的，完全可以把 0 和 1 反过来，同样可获得满足前缀条件的高效码。

例 2 作为第二个例子，确定图 3－6 所示 DMS 信源输出的霍夫曼码。这个信源的熵是 $H(X)=2.63$ 比特/符号。图 3－6 所示的霍夫曼码的平均长度是 $\bar{R}=2.70$ 比特/符号，因此，它的效率是 0.97。

上例描述的变长（霍夫曼）编码算法生成了一个前缀码，其 $\bar{R}$ 满足式（3－9）。然而，如果不是逐符号编码，而是一次对 J 个符号的分组进行编码，将使编码效率更高。在这种情况下，式（3－9）表示的信源编码定理Ⅱ的边界将为

$$JH(X) \leqslant \overline{R_J} < JH(X)+1 \tag{3-12}$$

来自 DMS 信源 J 个符号分组的熵是 $JH(X)$，$\overline{R_J}$ 是每个 J－符号组的平均比特数。如果把式（3－12）两边同除以 J，可得

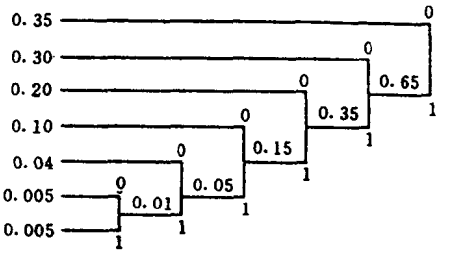
$$H(X) \leqslant \frac{\overline{R_J}}{J} < H(X)+\frac{1}{J} \tag{3-13}$$

式中，$\overline{R_J}/J \equiv \bar{R}$ 是每信源符号的平均比特数。这样，如果 J 选得足够大，$\bar{R}$ 就能以要求的程度趋近于 $H(X)$。

例 3 某 DMS 信源的输出符号有 x_1、x_2、x_3 3 种，对应的发生概率分别是 0.45、0.35 和

www.789pdf.com 789书库网

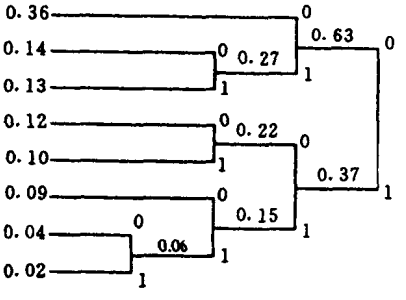
www.789pdf.com 789书库网



字符	码
x_1	0
x_2	10
x_3	110
x_4	1110
x_5	11110
x_6	111110
x_7	111111

$\bar{R}=2.21$

图 3-5　对例 3-1 中的 DMS 信源的另一种编码方法



字符	码
x_1	00
x_2	010
x_3	011
x_4	100
x_5	101
x_6	110
x_7	1110
x_8	1111

$H(X)=2.63$　$\bar{R}=2.70$

图 3-6　例 3-2 的霍夫曼码

0.2。该信源的熵是 $H(X)=1.518$ 比特/符号，其霍夫曼码（表 3-2 给出）要求 $\bar{R}=1.55$ 比特/符号，效率为 97.9%。如果改用霍夫曼算法将符号成对地编码，可得到表 3-3 所示的码。符号成对输出时的信源熵是 $2H(X)=3.036$ 比特/符号对，也就是编码效率可提高到 $2H(X)/\overline{R_2}=0.990$，即达到 99.0%。

表 3-2　例 3-3 的霍夫曼编码

符号	概率	自信息	码字
x_1	0.45	1.156	1
x_2	0.35	1.520	00
x_3	0.20	2.330	01
$H(X)=1.518$ 比特/符号，$\bar{R}=1.55$ 比特/符号效率 97.9%			

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 3-3 符号对编码的霍夫曼码

符号	概率	自信息	码字
x_1x_1	0.2025	2.312	10
x_1x_2	0.1575	2.676	001
x_2x_1	0.1575	2.676	010
x_2x_2	0.1225	3.039	011
x_1x_3	0.09	3.486	111
x_3x_1	0.09	3.486	0000
x_2x_3	0.07	3.850	0001
x_3x_2	0.07	3.850	1100
x_3x_3	0.04	4.660	1101
$2H(X)=3.036$ 比特/符号时，$\overline{R_2}=3.0675$ 比特/符号对，$\overline{R_2}/2=1.534$ 比特/符号，效率 99.0%			

总之，在逐个符号上利用霍夫曼算法的变长码可对 DMS 信源有效编码。如果每次对一个 J 符号组编码，编码效率可以进一步提高。这样，信源熵为 $H(X)$ 的 DMS 的输出可以编成变长码，每信源符号的平均比特数能任意地逼近 $H(X)$。

二、平稳离散信源

前面，我们描述了 DMS 信源输出的有效编码。本节将介绍一种离散信源，它的输出符号序列是统计相关的。我们仅讨论统计平稳的信源。

我们来计算平稳信源发出的符号序列的熵。从定义(3-13)和式(3-15)给出的结果，随机变量分组 $X_1X_2\cdots X_k$ 的熵是

$$H(X_1X_2\cdots X_k)=\sum_{i=1}^{k}H(X_i\mid X_1X_2\cdots X_{i-1}) \tag{3-14}$$

式中 $H(X_i\mid X_1X_2\cdots X_{i-1})$是前 $i-1$ 个符号给定后，发自信源的第 i 个符号的条件熵。k-符号组中每个符号的熵定义为

$$H_k(X)=\frac{1}{k}H(X_1X_2\cdots X_k) \tag{3-15}$$

将平稳信源的信息量定义为式(3-15)中当 $k\to\infty$ 时的每符号的熵，即

$$H_\infty(X)=\lim_{k\to\infty}H_k(X)=\lim_{k\to\infty}\frac{1}{k}H(X_1X_2\cdots X_k) \tag{3-16}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

极限存在性的证明在后面介绍。

换一种方法，也可把信源每字符的熵定义为 k 趋于无穷时条件熵 $H(X_k/X_1X_2\cdots X_{k-1})$ 的极限。这个极限也是存在的，等于式(3－16)的极限，即

$$H_\infty(X) = \lim_{k\to\infty} H(X_k \mid X_1X_2\cdots X_{k-1}) \tag{3-17}$$

下面证明这个结果，按照加拉杰(Gallager，1968 年)的方法来推导。首先证明当 $k\geqslant 2$ 时存在下列关系：

$$H(X_k \mid X_1X_2\cdots X_{k-1}) \leqslant (H(X_{k-1} \mid X_1X_2\cdots X_{k-2}) \tag{3-18}$$

根据前面的结论，给随机变量加上条件不会增加熵，有

$$H(X_k \mid X_1X_2\cdots X_{k-1}) \leqslant (H(X_k \mid X_2X_3\cdots X_{k-1}) \tag{3-19}$$

因信源是平稳的，因此

$$H(X_k \mid X_2X_3\cdots X_{k-1}) = H(X_{k-1} \mid X_1X_2\cdots X_{k-2}) \tag{3-20}$$

由此立即可得式(3－18)。这个结论证明了 $H(X_k \mid X_2X_3\cdots X_{k-1})$ 不随 k 而增大。

其次，由式(3－14)和式(3－15)，以及式(3－14)的和的最后一项是其余 $k-1$ 项的下边界这一事实，立即可得

$$H_k(X) \geqslant (H(X_k \mid X_1X_2\cdots X_{k-1}) \tag{3-21}$$

第三，根据 $H_k(X)$ 的定义，把它写成

$$\begin{aligned} H_k(X) &= \frac{1}{k}[H(X_1X_2\cdots X_{k-1}) + H(X_k \mid X_1\cdots X_{k-1})] \\ &= \frac{1}{k}[(k-1)H_{k-1}(X) + H(X_k \mid X_1\cdots X_{k-1}] \\ &\leqslant \frac{k-1}{k}H_{k-1}(X) + \frac{1}{k}H_k(X) \end{aligned}$$

上式可简化为

$$H_k(X) \leqslant H_{k-1}(X) \tag{3-22}$$

因此，序列 $H_k(X)$ 不随 k 增大。

由于 $H_k(X)$ 和条件熵 $H(X_k \mid X_1X_2\cdots X_{k-1})$ 都是非负的，都不随 k 增大，则它们的极限必然存在。求极限可利用式(3－14)和式(3－15)，把 $H_{k-j}(X)$ 表示为

$$\begin{aligned} H_{k+j}(X) = &\frac{1}{k+j}H(X_1X_2\cdots X_{k-1}) \\ &+ \frac{1}{k+j}[H(X_k \mid X_1\cdots X_{k-1}) + H(X_{k+1} \mid X_1\cdots X_k) \\ &+ \cdots + H(X_{k+j} \mid X_1\cdots X_{k+j-1})] \end{aligned}$$

因为条件熵是非增的，方括号里的第一项起着其余项的上边界的作用。因此

$$H_{k+j}(X) \leqslant \frac{1}{k+j}H(X_1X_2\cdots X_{k-1}) + \frac{j+1}{k+j}H(X_k \mid X_1X_2\cdots X_{k-1}) \tag{3-23}$$

对于一个固定的 k，当 $j\to\infty$ 时式(3－23)的极限为

$$H_\infty(X) \leqslant H(X_k \mid X_1X_2\cdots X_{k-1}) \tag{3-24}$$

式(3－24)对于所有 k 都成立，因此当 $k\to\infty$ 时它也成立。于是有

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$H_\infty(X) \leqslant \lim_{k\to\infty} H(X_k \mid X_1X_2\cdots X_{k-1}) \tag{3-25}$$

另一方面，由式(3-21)可得 $k\to\infty$ 时的极限

$$H_\infty(X) \geqslant \lim_{k\to\infty} H(X_k \mid X_1X_2\cdots X_{k-1}) \tag{3-26}$$

这样，式(3-17)必然成立。

现在假设有一个平稳离散信源，它发出 J 个字符，每字符的熵是 $H_J(X)$。用满足前缀条件的变长霍夫曼码对 J 字符序列编码，所用的是前一节介绍的方法。所得码的每 J 符号分组的平均比特数满足条件

$$H(X_1\cdots X_J) \leqslant \overline{R_J} < H(X_1\cdots X_J) + 1 \tag{3-27}$$

将式(3-27)各项同除以 J，得每信源符号平均比特数 $\bar{R} = \overline{R_J}/J$ 的边界如下

$$H_J(X) \leqslant \bar{R} > H_J(X) + 1/J \tag{3-28}$$

通过增加分组长度 J，能够任意趋近 $H_J(X)$，在 $J\to\infty$ 时的极限处，$\bar{R}$ 满足

$$H_\infty(X) \leqslant \bar{R} < H_\infty(X) + \varepsilon \tag{3-29}$$

式中，ε 等于 $1/J$ 而趋于 0。像这样把大长度符号块编成码字，可以实现平稳信源的高效编码。但是要强调的是，霍夫曼码的设计需要事先知道 J 符号组的联合 pdf。

三、L-Z 算法

从以上讨论可知，霍夫曼编码算法能产生最优信源编码，使码字满足前缀条件且平均分组长度最小。为了给 DMS 信源设计霍夫曼码，需要知道所有信源符号的发生概率。在有记忆离散信源的情况下，必须知道长度为 $n\geqslant 2$ 的分组的联合概率。然而在实践中，信源输出的统计特性往往是不知道的。从原理上说，只要观察到信源发出的一个长长的信息序列，就有可能估计出离散信源的概率。除非是估算与各信源输出符号发生频率相对应的边际概率，一般在涉及联合概率的计算时，复杂度非常高。结果，霍夫曼编码方法在许多真实的有记忆信源中往往不能实现。

与霍夫曼编码算法不同，L-Z 编码算法设计成与信源的统计特性无关，因此 L-Z 编码算法属于通用信源编码算法范畴，是一种可变的定长算法，其编码方法如下所述。

在 L-Z 算法中，离散信源的输出序列分解成长度可变的分组，称为码段(phrases)。每当信源输出字符组在最后位置加上一个字符后与前面的已有码段都不相同时，把它作为一种新的码段引入。这些码段列入一个位置字典，用来记载已有码段的位置。在对一个新的码段编码时，只要指出字典中现有码段的位置，把新字符附在后面就行了。

举一个例子，考虑一个二进制序列

101011010010011101010000110011101011000110 11

按上述方式分解序列可得以下码段

1,0,10,11,01,00,100,111,010,1000,011,001,110,101,10001,1011

我们看到，序列中的每一个码段是前面某一码段加上一个新的信源输出字符。为了对这些码段编码，构造一个字典如表 3-4 所示。字典位置按顺序编号，从 1 开始往下数，本例一直排到 16，它代表上述序列中的码段数。与各个位置对应的不同码段也列入表中。码字是由前码段的字典位置(二进制形式)决定的，这里所说的前码段是指前几位完全相同、

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

只有最后一位不同的码段。然后，把新的输出字符附在前码段字典位置的后面。最初位置0000用于原先没出现过的码段。

表3-4　L-Z算法的字典

	字典位置	字典内容	码字
1	0001	1	00001
2	0010	0	00000
3	0011	10	00010
4	0100	11	00011
5	0101	01	00101
6	0110	00	00100
7	0111	100	00110
8	1000	111	01001
9	1001	010	01010
10	1010	1000	01110
11	1011	011	01011
12	1100	001	01101
13	1101	110	01000
14	1110	101	00111
15	1111	10001	10101
16		1011	11101

该码的信源解码器在通信系统的接收端构造一个完全相同的表，对接收序列作相应的解码。

值得注意的是，该表将44位信源比特编码成16个码字，每码字5比特，总共是80位码字比特。所以，这种算法没有提供任何数据压缩。然而，本例效率低下的原因是因为所考虑的序列非常短。随着序列长度的增加，该编码算法的效率越来越高，实现了信源输出序列的压缩。

如何选择表中的总长度呢？一般而言，无论表有多大，它总是要溢出的。为了解决溢出问题，信源编、解码器必须达成一致，将无用的码段从各自的字典中删去，在它们留下的位置上换上新的码段。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

L－Z算法已被广泛应用于计算机文件的压缩。UNIX操作系统中的“compress”、“uncompress”，以及MS－DOS操作系统中的许多算法就是这种算法不同方式的实现。

第二节 脉冲编码调制(PCM)

通信中的电话、图象业务，其信源是在时间上和幅度上均为连续取值的模拟信号，要实现数字化的传输和交换，首先要把模拟信号通过编码变成数字信号。语音信号的编码称为语音编码，图象信号的编码称为图象编码，两者虽然各有其特点，但基本原理是一致的。电话业务是最早发展起来的，到目前还依然在通信中有最大的业务量，所以语音编码在模拟信号编码中占有重要的地位。

现有的语音编码技术大致可分为波形编码和参量编码两类。波形编码是直接把时域波形变换为数字代码序列，数码率通常在16 kbit/s～64 kbit/s范围内，接收端重建信号的质量好。参量编码是利用信号处理技术，提取语音信号的特征参量，再变换成数字代码，其数码率在16 kbit/s以下，最低可到1 kbit/s的数量级，但接收端的重建信号的质量不够好。本章只介绍波形编码的原理。

一、概述

脉冲编码调制(PCM)是波形编码中最重要的一种方式。PCM在光纤通信、数字微波通信、卫星通信中均获得了极为广泛的应用。

PCM过程主要由抽样、量化与编码三个步骤组成。抽样是把在时间上连续的模拟信号转换成时间上离散的抽样信号，量化是把幅度上连续的模拟信号转换成幅度上离散的量化信号，编码是把时间离散且幅度离散的量化信号用一个二进制码组表示。电话信号的PCM码组是由8位码组成的，一个码组表示一个量化后的样值。从调制的观点来看，以模拟信号为调制信号，以二进制脉冲序列为载波，通过调制改变脉冲序列中码元的取值，这一调制过程对应于PCM的编码过程，所以PCM称为脉冲编码调制。

脉冲编码调制的过程如图3－7所示。原始语音信号$x(t)$的频带约在40 Hz～10 000Hz左右，按标准电话信号的规定，在抽样前通过预滤波将语音信号的频带限制在300 Hz～3 400 Hz范围内。编码后的PCM信号经数字信道传输，传输方式可以是直接的基带传输，也可以是对微波、光波等载波调制后的调制传输。在接收端，二进制码组经解码后形成重建的量化信号，然后经低通滤波器滤除高频分量及进行必要的频率失真补偿，便可得到重建信号$\hat{x}(t)$。

二、抽样

将时间上连续的模拟信号变为时间上离散样值的过程称为抽样。能否由离散样值序列重建原始的模拟信号，是抽样定理要回答的问题。抽样定理是任何模拟信号数字化的理论基础。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

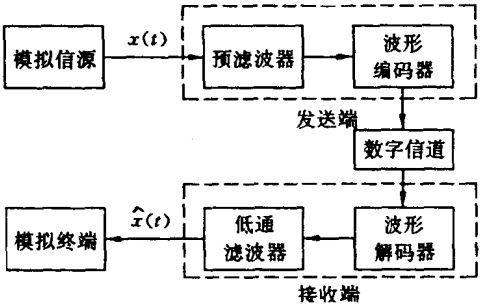


图 3－7　PCM 原理图

1. 低通抽样定理

低通信号抽样定理是：一个频带限制在$(0,f_H)$内的连续信号 $x(t)$，如果抽样频率 f_s 大于或等于$2f_H$，则可以由样值序列$\{x(nT_s)\}$无失真地重建原始信号 $x(t)$。

由抽样定理可知，当被抽样信号的最高频率为 f_H 时，每秒钟内的抽样点数目将等于或大于 $2f_H$ 个，这就意味着对于信号中的最高频率分量至少在一周期内要取 2 个样值。如果这个条件不能满足，则接收时将引起信号的失真。通常将满足抽样定理的最低抽样频率称为奈奎斯特(Nyquist)频率。

设 $x(t)$为低通信号，抽样脉冲序列是一个周期性冲激函数 $\delta_T(t)$，抽样信号可看成是 $x(t)$和 $\delta_T(t)$相乘的结果，如图 5－2 所示。抽样信号可表示为

$$x_s(t) = x(t)\delta_T(t)$$

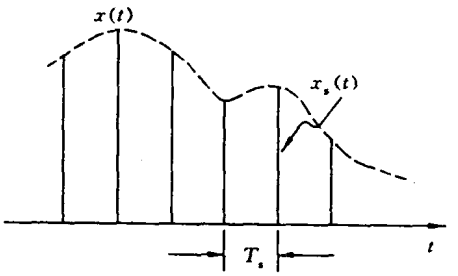


图 3－8　抽样信号的形成过程

利用傅氏变换的基本性质，以时域和频域对照的直观图形，可说明抽样定理，如图 3－8 所示。

$\delta_T(t)$是理想的单位冲激函数序列，其表达式为

$$\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s)$$

其中，T_s 为脉冲周期。信号和冲激序列相乘的结果也是冲激序列，冲激的强度等于 $x(t)$ 在相应时刻的取值，即样值 $x(nT_s)$。这样抽样信号 $x_s(t)$又可表示为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$x_s(t) = x(t)\delta_T(t) = x(t)\sum_{n=-\infty}^{\infty}\delta(t - nT_s) = \sum_{n=-\infty}^{\infty}x(nT_s)\delta(t - nT_s)$$

$x(t)$的频谱为 $X(\omega)$，$X(\omega)$的最高频率为 ω_H，如图 3-9(a)所示。$\delta_T(t)$的频谱也是由一系列冲激函数所组成，即

$$\delta_T(\omega) = \frac{2\pi}{T_s}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\delta(\omega - n\omega_s)$$

$\delta_T(t)$和 $\delta_T(\omega)$如图 3-9 所示。

根据频域卷积定理，式(5-1)所表达的抽样信号 $x_s(t)$的频域表达式为

$$\begin{aligned} X_s(\omega) &= \frac{1}{2\pi}[X(\omega) * \delta_T(\omega)] \\ &= \frac{1}{T_s}[X(\omega) * \sum_{n=-\infty}^{\infty}\delta(\omega - n\omega_s)] \\ &= \frac{1}{T_s}\sum_{n=-\infty}^{\infty}X(\omega - n\omega_s) \end{aligned}$$

上式说明抽样信号的频谱除了原信号的频谱 $X(\omega)$以外，在 ω_s 的整数倍即 $n = \pm 1, \pm 2, \cdots$处存在 $X(\omega)$的复制频谱。抽样信号 $x_s(t)$和抽样信号的频谱 $X_s(\omega)$如图 3-9(c)所示。只要 $\omega_s \geqslant 2\omega_H$，$X(\omega)$就周期性地重复，周期性频谱不会混叠。显然，抽样信号 $x_s(t)$包含了信号 $x(t)$的全部信息。使抽样信号通过一个低通滤波器，只允许低于 ω_H 的频率分量通过，而将更高的频率分量滤除，这样便能从 $X_s(\omega)$中无失真地恢复原信号 $X(\omega)$。低通滤波器的特性在图 3-9(c)上用虚线表示。

如果抽样频率 $\omega_s < 2\omega_H$，即抽样间隔 $T_s > 1/2f_H$，则抽样信号的频谱会发生混叠现象，此时不可能无失真地重建原始信号。

将抽样后的信号 $X_s(\omega)$通过截止频率为 ω_H 的低通滤波器，可以恢复出原来被抽样的信号 $X(\omega)$，这种在频域中的运算对应于时域中从 $x_s(t)$中恢复出 $x(t)$的运算。

设截止频率为 ω_H 的低通滤波器的传递函数为 $H(\omega)$，即

$$H(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| \leqslant \omega_H \\ 0, & |\omega| > \omega_H \end{cases}$$

当抽样信号 $X_s(\omega)$通过该滤波器时，滤波器的作用等效于用一门函数与 $X_s(\omega)$相乘，因此滤波器输出为

$$\hat{X}(\omega) = X_s(\omega)H(\omega) = X_s(\omega)\mathrm{rect}(\omega/2\omega_H) = \frac{1}{T_s}X(\omega)$$

根据时域卷积定理，时域中的重建信号是抽样信号 $x_s(t)$和滤波器冲激响应 $h(t)$的卷积，即

$$\begin{aligned} \hat{x}(t) = x_s(t) * h(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty}x(nT_s)\delta(t - nT_s) * \frac{1}{T_s}\left[\frac{\sin\omega_H t}{\omega_H t}\right] \\ &= \frac{1}{T_s}\sum_{n=-\infty}^{\infty}x(nT_s)\frac{\sin\omega_H(t - nT_s)}{\omega_H(t - nT_s)} \end{aligned}$$

由式可知，利用 Sa 函数作为内插函数，可以把时间离散的样值序列恢复为时间连续

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

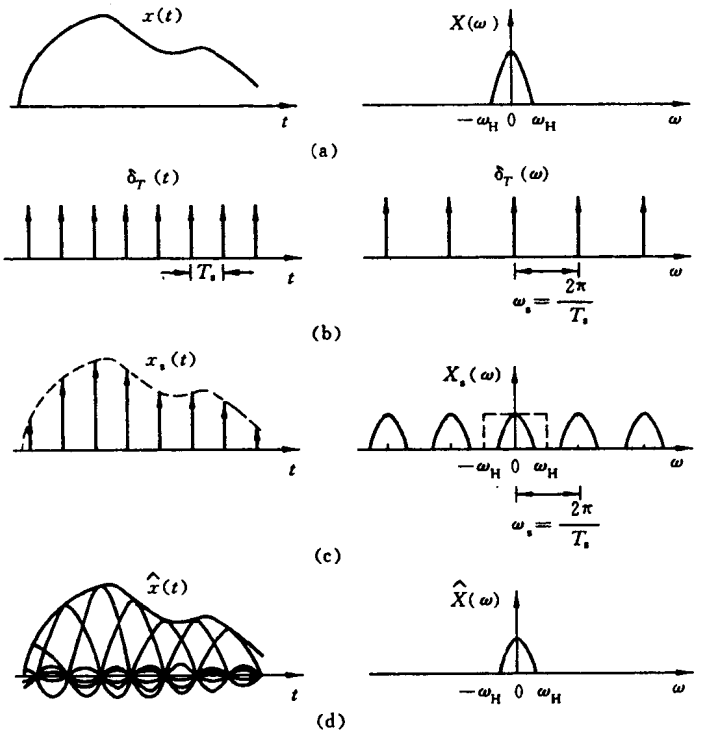


图 3－9　抽样信号的时域和频域对照图

的信号。重建信号的时域表达式称为内插公式，其中$\frac{\sin\omega_H t}{\omega_H t}$常称为核函数。由内插公式可知，一个时间上的连续信号可以展成 Sa 函数的无穷级数，级数的系数等于抽样值 $x(nT_s)$。从几何意义上来说，以每个抽样值为峰值画一个 Sa 函数的波形，则合成的波形就是 $x(t)$。图 3－9 表示用核函数重建信号的示意图。由于 Sa 函数和抽样信号的恢复有密切的联系，所以 Sa 函数又称为抽样函数。

2. 带通抽样定理

实际中遇到的许多信号是带通信号，这种信号的带宽 B 远小于其中心频率。若带通信号的上截止频率为 f_H，下截止频率为 f_L，此时并不需要抽样频率高于 2 倍上截止频率。带通抽样定理指出，此时的抽样频率 f_s 应满足

$$f_s = 2B\left(1 + \frac{M}{N}\right)$$

其中，$B = f_H - f_L$，$M = f_H/B - N$，N 为不超过f_H/B 的最大正整数。由于 $0 \leqslant M < 1$，所以带通信号的抽样频率在 $2B$ 至 $4B$ 之间变动。由式画出的曲线如图 3－10 所示。

将带通抽样信号的频谱画出，可形象地理解带通抽样定理的含义。设带通信号的最高频率 f_H 是带宽 B 的整数倍，即 $f_H = NB$。若抽样频率为 $f_s = 2B$，抽样后的频谱依然没有发生混叠。图 3－11 画出 $N = 3$ 的情形。将 $X(f)$分别向右和向左移动 f_s，频谱图如图 3－11(b)和(c)所示，移动若干次后的频谱恰好在频率轴上排开，如图(c)所示，这样，采用

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

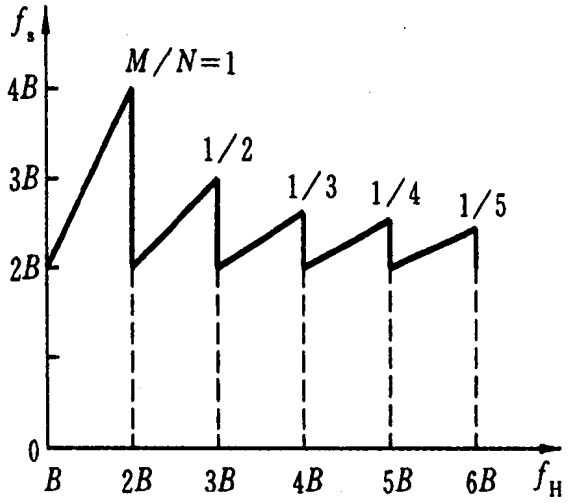


图 3-10 带通抽样定理

带通滤波器可无失真地恢复原始信号，但此时的抽样频率远低于低通抽样定理时 $f_s = 6B$ 的要求。

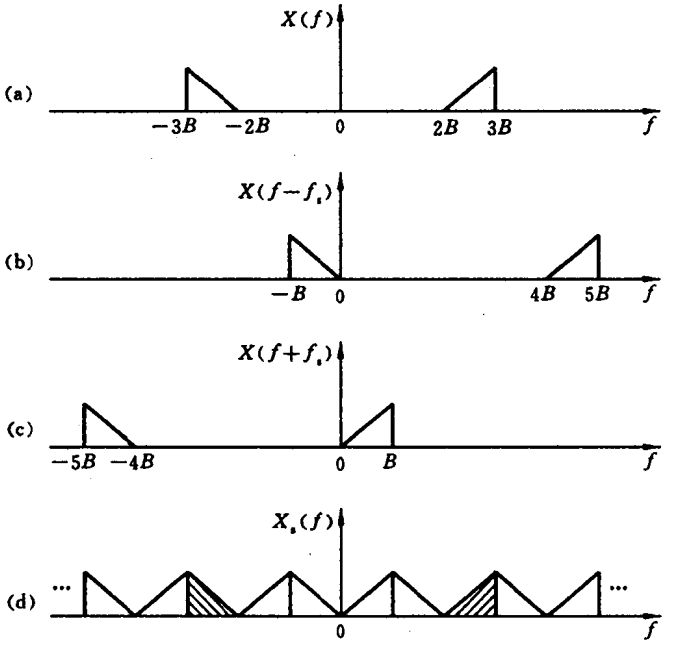


图 3-11 带通抽样频谱

设带通信号的最高频率不是带宽的整数倍，即 $f_H = NB + MB$，其中 $0 < M < 1$，这时如果仍以 $f_s = 2B$ 进行抽样，从频谱图上可以看到有明显的混叠现象。图 3-12 画出 $N = 3$，$M \neq 0$ 的情形，此时若要使频谱无混叠则必须使 $2f_H = 3f_s$。推广到一般情况，有

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$Nf_s = 2(NB + MB)$$

$$f_s = 2B\left[1 + \frac{M}{N}\right]$$

带通抽样定理在频分多路信号的编码中有很重要的应用，典型信号的抽样频率均有相应的建议。

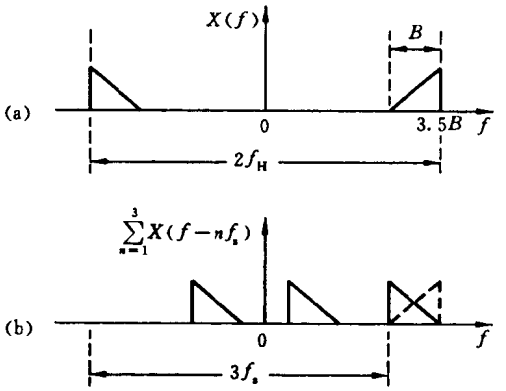


图 3－12　带通抽样频谱的混叠

由以上的讨论可知，低通信号的抽样和恢复比起带通信号来要简单。通常，当带通信号的带宽 B 大于信号的最低频率 f_L 时，便将此信号当作低通信号处理。只有在不满足上述条件时才使用带通抽样定理。模拟电话信号经限带后的频率范围是 300 Hz～3 400 Hz，所以按低通信号处理，抽样频率理论值至少应为 6 800 Hz。由于解调时不可能使用理想的低通滤波器，而实际的滤波器均有一定宽度的过渡带，又由于抽样前的限带滤波器也可能对 3 400 Hz 以上的频率分量作不到完全抑制，所以对语音信号的抽样频率取为 8 000 Hz。这样，在抽样信号的频谱之间便可形成一定间隔的“防护带”ΔB，既防止了频谱的混叠，又放宽了对低通滤波器的要求，如图 3－13 所示。

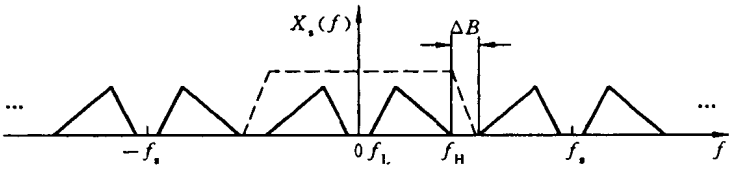


图 3－13　模拟电话抽样信号的频谱

3. 自然抽样

前面介绍的抽样使用的抽样脉冲序列是理想的冲激脉冲序列 $\delta_T(t)$，这种抽样称为理想抽样。由于无法得到冲激脉冲序列，所以实际抽样电路中抽样脉冲都具有一定的持续时间。相应地，已抽样信号在脉冲持续时间内其顶部便会有某种形状。

设抽样脉冲序列为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$c(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} p(t - nT_s)$$

其中 $p(t)$是任意形状的脉冲。抽样过程亦是信号 $x(t)$和抽样脉冲序列 $c(t)$相乘,即

$$x_s(t) = x(t) \cdot c(t)$$

若抽样脉冲 $c(t)$是周期性矩形脉冲序列,信号 $x(t)$与 $c(t)$相乘,便得到已抽样信号 $x_s(t)$。抽样的过程及所对应的频谱如图 3-14 所示。由图(d)可以看出,$x_s(t)$在抽样期间的脉冲顶部不是平的,而是随着 $x(t)$变化,因而称这种抽样为"自然抽样"。$c(t)$是周期性信号,可以用傅氏级数展开,得

$$c(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_s t}$$

其中 C_n 为傅氏级数的系数,有

$$C_n = \frac{1}{T_s}\int_{-T_s/2}^{T_s/2} p(t) e^{-jn\omega_s t} dt$$

式中 ω_s 为抽样角频率,T_s 为抽样间隔。将 $c(t)$表达式代入式,得

$$x_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t) C_n e^{jn\omega_s t}$$

所以自然抽样后信号的频谱为

$$X_s(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n X(\omega - n\omega_s)$$

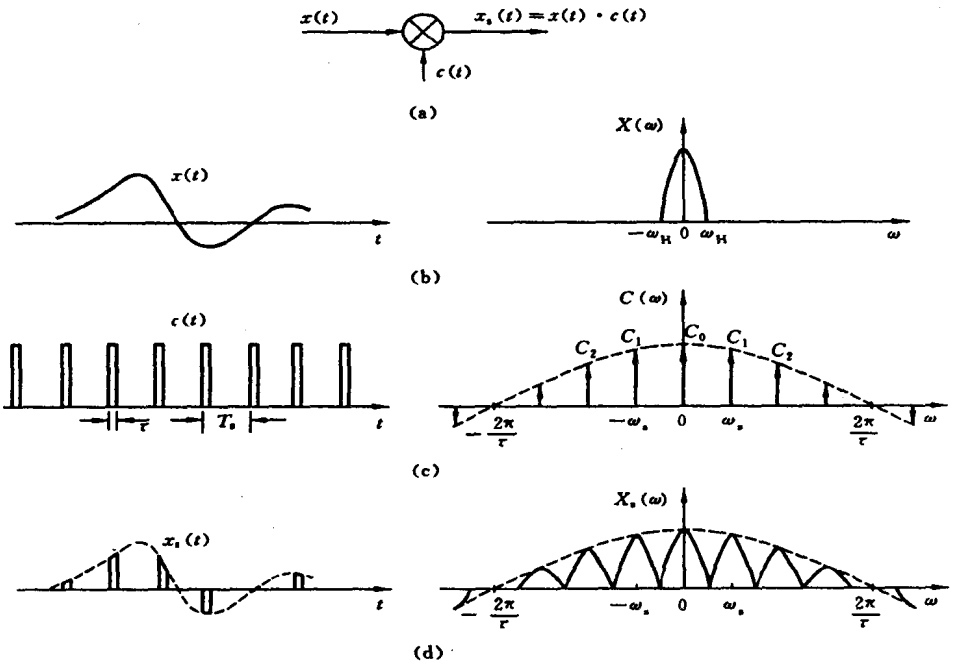


图 3-14 自然抽样

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

将式(5－8)和式(5－3)作比较可知，与理想抽样信号的频谱相比，自然抽样信号的频谱幅度变化了 C_nT_s 倍。C_n 随 n 的变化而变化，但对确定的 n 来说 C_n 是一个常数。因此 C_nT_s 对信号频谱是一种幅度加权，并不改变频谱的形状，只是随着 n 的不同，频谱的大小不同。这样，使用相应的低通滤波器，便可从抽样信号中无失真恢复原始信号。

4. 平顶抽样

自然抽样是很容易实现的，但在某些场合不能满足使用的要求。例如对抽样后的样值要进行编码，而在编码期间的样值必须是恒定不变的。在抽样脉冲期间幅度不变的抽样称为平顶抽样。在实际电路中，平顶抽样是通过窄脉冲自然抽样和平顶保持电路来实现的。

从理论上来说，平顶抽样可分为两步实现，即先进行理想抽样，然后再用一个冲激响应是矩形函数的网络对样值进行保持，抽样的过程及频谱如图 3－15 所示。

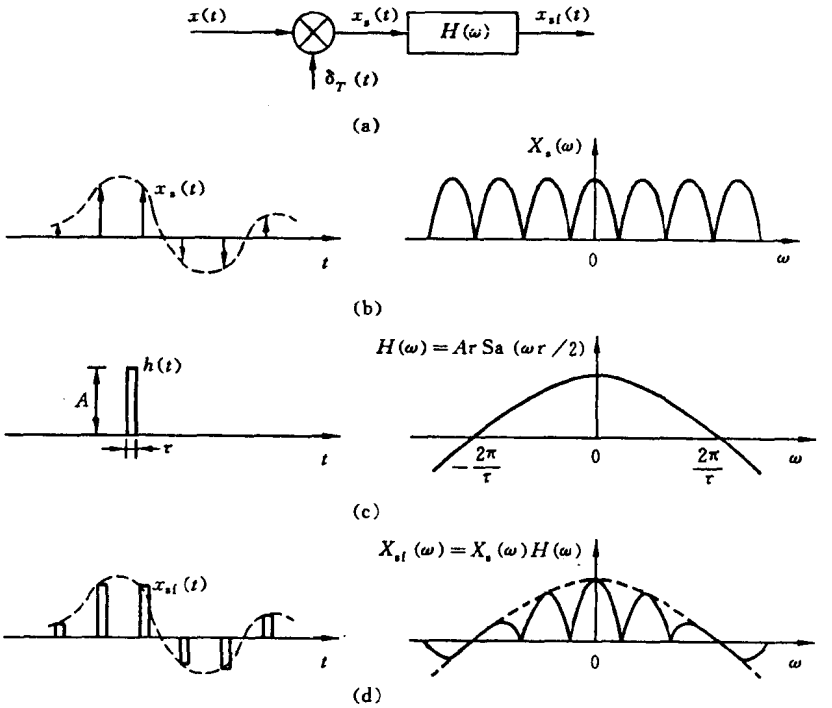


图 3－15　平顶抽样

网络的冲激响应为矩形脉冲，可表示为

$$h(t)=\begin{cases}A, & |t|\leqslant\tau\\ 0, & \text{其它}\end{cases}$$

网络的传递函数为 $H(\omega)$，有

$$H(\omega)=A\tau\frac{\sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2}$$

由形成过程可知，平顶抽样信号的时域表达式是理想抽样信号和网络冲激响应的卷积，即

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$x_{sf}(t) = x_s(t) * h(t)$$

相应的频域表达式为

$$\begin{aligned} X_{sf}(\omega) &= X_s(\omega)H(\omega) \\ &= \frac{1}{T_s}\sum_{n=-\infty}^{\infty} X(\omega - n\omega_s)A\tau\frac{\sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2} \\ &= \frac{A\tau}{T_s}\sum_{n=-\infty}^{\infty} X(\omega - n\omega_s)\frac{\sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2} \end{aligned}$$

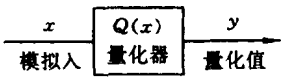
与理想抽样信号的频谱相比较，平顶抽样信号的频谱有一加权项$\frac{\sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2}$。由于加权项是频率的函数，因而引起了频率的失真，使频谱的形状发生了变化。这时，如简单地使用低通滤波器，将无法实现无失真解调。而平项抽样带来的频率失真在实际电路中又是不可避免的。在 PCM 解码电路中，对数字编码信号解码后得到量化的样值序列$\{\hat{x}(nT_s)\}$，由样值序列恢复出的原始信号的幅度与占空比 τ/T_s 成正比。为了尽可能增大输出信号的幅度，可将样值序列展宽成全占空的平顶阶梯波。这样，在解调时除使用低通滤波器外还必须使用传递函数为$\frac{\omega\tau/2}{\sin(\omega\tau/2)}$的网络进行频率补偿，以抵消平顶保持所带来的频率失真。这种频率失真常称为孔径失真。

三、量化

模拟信号 $x(t)$经抽样后得到了样值序列$\{x(nT_s)\}$。样值序列在时间上是离散的，但在幅度上的取值却还是连续的，即有无限多种取值。这种样值无法用有限位数字编码信号来表示，因为有限位数字 n 的编码最多能表示 $M = 2^n$ 种电平。这样，就必须对样值进一步处理，使它成为在幅度上是有限种取值的离散样值。对幅度进化离散化处理的过程称为量化，实现量化的器件称为量化器。

量化的过程可用图 3－16 所示的方框图表示。输入值 x 是连续取值的模拟量，量化器输出为量化值 y，y 有 L 种取值。y 是对 x 进行量化的结果，这一过程可表示为

$$y = Q(x)$$



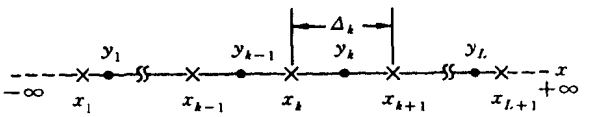


图 3－16 量化的过程

当输入信号幅度落在 x_k 和 x_{k+1}之间时量化器输出为 y_k，y_k 可表示为

$$y_k = Q\{x_k \leqslant x < x_{k+1}\}, k = 1,2,\cdots,L$$

这里 y_k 称为量化电平或重建电平，x_k 称为分层电平，分层电平之间的间隔 $\Delta_k = x_{k+1} - x_k$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

称为量化间隔，也称为量阶或阶距。量化间隔相等时称均匀量化，不相等时称非均匀量化。

量化器输出和输入之间的关系称为量化特性，采用量化特性曲线可形象地表示出量化特性。一个理想的线性系统，其输出－输入特性为一条直线，而量化器的输出－输入特性是阶梯形曲线。阶梯面之间的距离为阶距。均匀量化器的特性曲线是等阶距的，非均匀量化器的特性曲线是不等阶距的。根据阶梯面的位置特性曲线又分为中升型和中平型。各种特性曲线如图 3－17 所示。

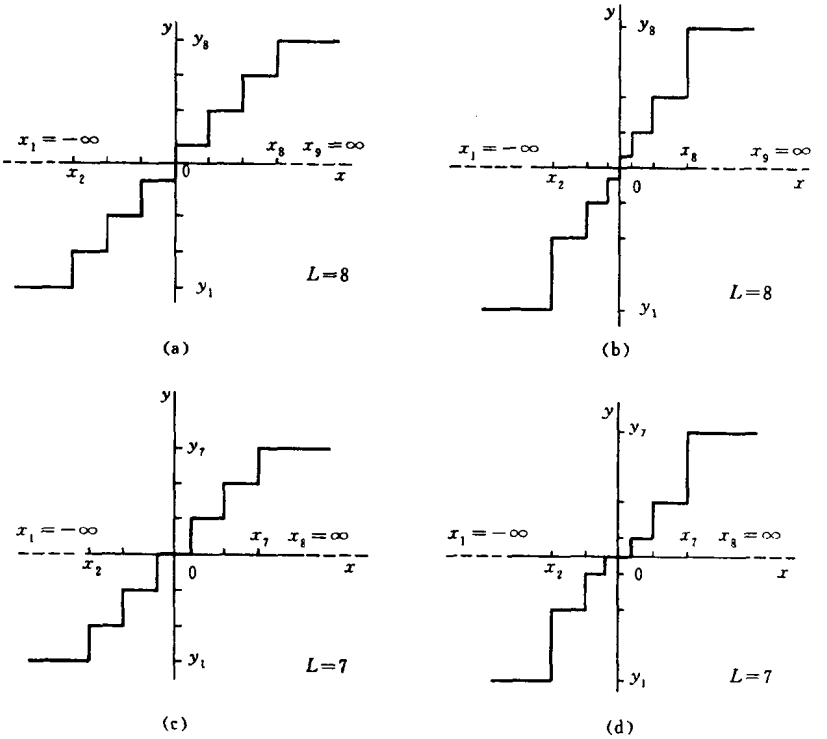


图 3－17　量化特性曲线

(a)均匀中升型；(b)非均匀中升型；(c)均匀中平型；(d)非均匀中平型

量化器的输入是连续值，输出是量化值，输入和输出之间存在着误差。这种误差是由于量化引起的，所以叫量化误差。定义量化误差 q 为量化器输入与输出之差，即

$$q = x - y = x - Q(x)$$

q 的规律由 x 的取值规律决定。对于确定性的输入信号，q 是一个确定性函数。但对于随机信号，q 是一个随机变量。量化误差的存在对信号的解调一定会产生影响，这种影响对信号是一种干扰，所以通常又把量化误差称为量化噪声。量化噪声是正、负交变的随机变量，平均值为零，所以量化噪声的影响要用平均功率来度量。量化噪声的平均功率用均方误差表示。设输入信号 x 的幅度概率密度为 $p_X(x)$，量化噪声的平均功率为

$$\sigma_q^2 = E[x - Q(x)]^2 = \int_{-\infty}^{\infty} [x - Q(x)]^2 p_x(x)\mathrm{d}x$$

由于有 L 个量化间隔，因此可以把积分区域分割成 L 个区间，则上式可写成

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$\sigma_q^2 = \sum_{k=1}^{L}\int_{x_k}^{x_{k+1}}(x - y_k)^2 p_x(x)\mathrm{d}x$$

式(5-13)是计算量化噪声平均功率的基本公式。在给定消息源的情况下，$p_x(x)$是已知的，因此量化噪声的平均功率与量化间隔的分隔有关。如何使量化噪声的平均功率最小或符合一定规律，是量化器的理论所要研究的问题。

当量化间隔数 L 较小时，利用式(5-13)可分段进行计算。当 $L \gg 1$，且量化间隔 Δ_k 很小时，信号幅度落入第 k 层的概率密度函数可用该函数在 x_k 的取值代替，即近似为一常数，因此有

$$p_x(x) \approx p_x(x_k)$$

在概率密度均匀分布的条件下，最佳量化电平应在分层电平的中点，即

$$y_k = \frac{x_k + x_{k+1}}{2}$$

这样，用式(5-13)计算量化噪声的功率可以得到简化。输入电平落在第 k 层量化间隔内的概率

$$P_k \approx p_x(x_k)\Delta_k$$

将上式代入式(5-13)，得

$$\begin{aligned}\sigma_q^2 &= \sum_{k=1}^{L}\int_{x_k}^{x_{k+1}}(x - y_k)^2 p_x(x)\mathrm{d}x \approx \sum_{k=1}^{L}\frac{P_k}{\Delta_k}\int_{x_k}^{x_{k+1}}(x - y_k)^2\mathrm{d}x \\ &= \sum_{k=1}^{L}\frac{P_k}{\Delta_k}\left[\frac{(x_{k+1} - y_k)^3}{3} - \frac{(x_k - y_k)^3}{3}\right] = \sum_{k=1}^{L}\frac{P_k}{\Delta_k}\frac{\Delta_k^3}{12} \\ &= \frac{1}{12}\sum_{k=1}^{L}P_k\Delta_k^2 = \frac{1}{12}\sum_{k=1}^{L}p_x(x_k)\Delta_k^3\end{aligned}$$

当 Δ_k 很小时，$\Delta_k = \mathrm{d}x$，这样，式(5-15)还可以写成积分形式，即

$$\sigma_q^2 = \frac{1}{12}\int_{-V}^{V}\Delta_k^2(x)p_x(x)\mathrm{d}x$$

其中 V 表示量化器的最大量化电平，显然式(5-16)适用于量化器不过载的情况。当输入电平超出量化范围时，量化器处于过载情况，其量化噪声称为过载噪声。过载时量化值保持为常数 V，过载噪声的功率为

$$\sigma_{qo}^2 = \int_{V}^{\infty}(x - V)^2 p_x(x)\mathrm{d}x + \int_{-\infty}^{-V}(x + V)^2 p_x(x)\mathrm{d}x$$

当 $P_x(X)$对称分布时，

$$\sigma_{qo}^2 = 2\int_{V}^{\infty}(x - V)^2 p_x(x)\mathrm{d}x$$

总的量化噪声功率应为不过载噪声和过载噪声功率之和，即

$$N_q = \sigma_q^2 + \sigma_{qo}^2$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

四、均匀量化与线性 PCM 编码

均匀量化器的量化特性是一条等阶距的阶梯型曲线，如图 3－18(a)，(b)所示。图中还有一条过原点的虚线，表示未量化时的关系。

设量化器的量化范围是 $-V$ 到 V，量化间隔数为 L，则量化间隔 Δ_k 为

$$\Delta_k = \Delta = \frac{2V}{L}$$

图 3－18 示出的是 $\Delta = 1$ 的均匀量化器的特性曲线。量化误差 q 与信号幅度 x 之间的关系如图 3－18(d)所示。在量化范围内，量化误差的绝对值 $|q| \leqslant 0.5\Delta$。当信号幅度超出量化范围后，量化值 y 保持不变，$|q| > 0.5\Delta$，此时称为过载。在设计量化器时，应考虑输入信号的幅度范围，使信号幅度不进入过载区，或者只能以极小的概率进入过载区。

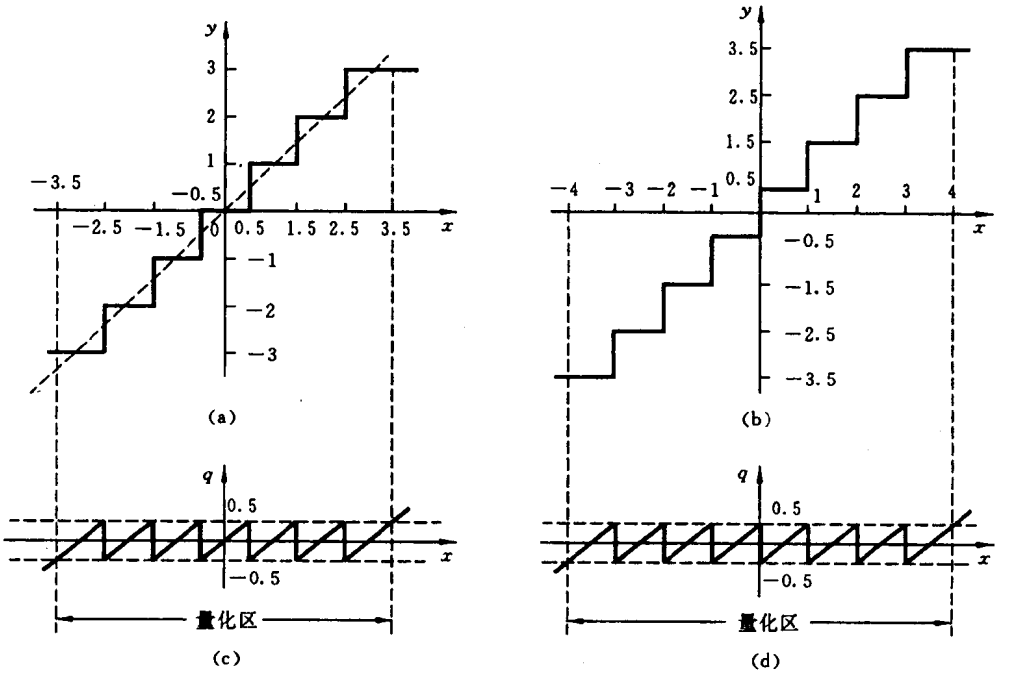


图 3－18　均匀量化特性和量化误差

在均匀量化的条件下，不过载噪声的功率

$$\sigma_q^2 = \frac{1}{12}\sum_{k=1}^{L} P_k \Delta^2 = \frac{\Delta^2}{12}\sum_{k=1}^{L} P_k$$

由于信号不过载，信号幅度落入量化范围内的总概率为 1，即

$$\sum_{k=1}^{L} P_k = 1$$

因此

$$\sigma_q^2 = \frac{\Delta^2}{12} = \frac{V^2}{3L^2}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

由式(5-21)可知,均匀量化器不过载量化噪声功率与信号的统计特性无关,而只与量化间隔有关。

对均匀量化的量化间隔或量化电平用 n 位码表示,就得到了数字编码信号,通常称为线性 PCM 编码信号。

为了衡量量化器的质量,定义信号的平均功率 S 与量化噪声平均功率 N_q 之比 S/N_q 为量化信噪比,简称信噪比,通常用符号 SNR 表示。在信号和量化特性已知的条件下,就可具体计算量化信噪比。下面分别以正弦信号和实际语音信号为例分析信噪比的特性。

(1)正弦信号

设输入信号为正弦波,且信号不过载。当正弦波的幅度为 A_m 时,正弦波的功率 $S = A_m^2/2$, SNR 为

$$SNR = \frac{S}{N_q} = \frac{A_m^2/2}{V^2/(3L^2)} = \frac{3A_m^2L^2}{2V^2} = \frac{3}{2}\left[\frac{A_m}{V}\right]^2 L^2$$

用 n 位二进制码表示 L 个量化电平时, $L = 2^n$。令归一化有效值 $D = A_m/(\sqrt{2}V)$,则式(5-22)可化成

$$SNR = 3D^2L^2$$

上式通常用 dB 值来表示,这时有

$$[SNR]_{dB} = 101g3 + 201gD + 201g2^n \approx 4.77 + 201gD + 6.02n$$

上式中 D 的物理意义是信号有效值与量化器最大量化电平之比。当 $A_m = V$ 时, $D = 1/\sqrt{2}$,则满载正弦波的 SNR 为正弦波所能得到的最大信噪比,这时有

$$[SNR]_{max\,dB} \approx 1.76 + 6.02n$$

这样,对正弦信号进行线性 PCM 编码的 $[SNR]_{dB}$ 值可由式(5-24)和式(5-25)求出。SNR 的 dB 值随信号功率的 dB 值的变化而变化;每增加一位编码, $[SNR]_{dB}$ 提高 6 dB。由式(5-24)画得的 $[SNR]_{dB}$ 曲线如图 3-19 所示。以 $201gD$ 为横坐标,以 n 为参变量,可画出若干条信噪比特性曲线。当 $201gD$ 取 -3 dB 时,对应于信号的过载点。曲线之间的距离为 6 dB。

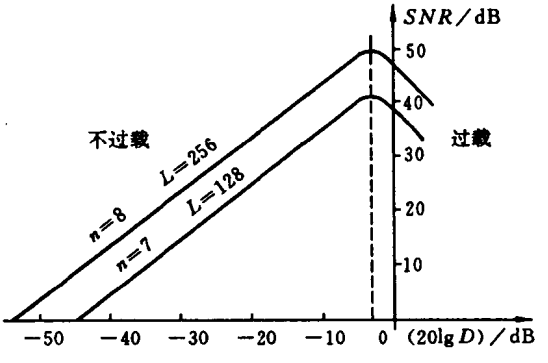


图 3-19 正弦信号线性 PCM 编码时的信噪比特性

(2)语音信号

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

语音信号幅度的概率密度可近似地用拉普拉斯分布来表示，即

$$p_x(x) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_x} e^{-\sqrt{2}|x|/\sigma_x} \tag{5-26}$$

这里，σ_x 是信号 x 的均方根值。如图 3-20 所示，无论量化器的量化范围怎样确定，总有极小一部分信号幅度超出量化范围而造成过载。过载噪声的平均功率可由分部积分法求出，即有

$$\sigma_{qo}^2 = 2\int_V^{\infty} \frac{(x-V)^2 e^{-\sqrt{2}x/\sigma_x}}{\sqrt{2}\sigma_x} dx = \sigma_x^2 e_x^{-\sqrt{2}V/\sigma} \tag{5-27}$$

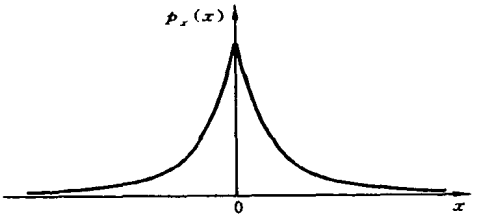


图 3-20　语音信号的概率密度

在通常的情况下，过载幅度所占的概率很小，在 $(-V, +V)$ 不过载范围内，可认为依然有 $\sum_{k=1}^{L} P_k \approx 1$，因此不过载部分的量化噪声平均功率也同样是

$$\sigma_q^2 \approx V^2/(3L^2)$$

总量化噪声的平均功率为

$$N_q = \sigma_q^2 + \sigma_{qo}^2 = \frac{V^2}{3L^2} + \sigma_x^2 e^{-\sqrt{2}V/\sigma_x}$$

语音信号的平均功率

$$S = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 p_x(x) dx = \sigma_x^2$$

由此可求出量化器的 SNR 为

$$SNR = \frac{S}{N_q} = \sigma_x^2 \left[\frac{V^2}{3L^2} + \sigma_x^2 e^{-\sqrt{2}V/\sigma_x}\right]^{-1}$$

令 $D = \sigma_x/V$，上式化为

$$SNR = \left[\frac{1}{3D^2L^2} + e^{-\sqrt{2}V/\sigma_x}\right]^{-1}$$

若用 dB 值表示，则上式可写为

$$[SNR]_{dB} = -10\lg\left[\frac{1}{3D^2L^2} + e^{-\sqrt{2}V/\sigma_x}\right]$$

当 $D < 0.2$ 时，过载噪声很小，不过载量化噪声功率 σ_q^2 是主要的，此时 $[SNR]_{dB}$ 可近似表示为

$$[SNR]_{dB} \approx -10\lg\left[\frac{1}{3D^2L^2}\right]$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$\approx 4.77 + 20\lg D + 6.02n$$

当信号的有效值很大时，过载噪声功率 σ_{qo}^2 是主要的，这时的 $[SNR]_{dB}$ 可近似表示为

$$[SNR]_{dB} \approx -10\lg e^{-\sqrt{2}V/\sigma_x} \approx 6.1\frac{V}{\sigma_x} = \frac{6.1}{D}$$

输入为语音信号时的信噪比特性如图 3－21 所示。

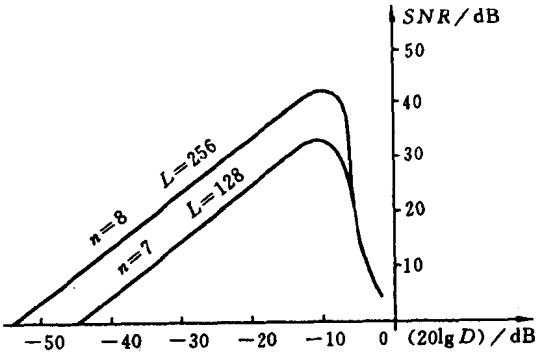


图 3－21 语音信号线性 PCM 编码时的信噪比特性

由图 3－19 与图 3－21 可见，对于正弦信号和语音信号来说，$[SNR]_{dB}$ 曲线的形状大致相同。在不过载范围内，$[SNR]_{dB}$ 曲线与信号功率是线性关系，在过载区域，曲线明显下降。

均匀量化器广泛用于线性 A/D 变换接口，例如在计算机的 A/D 变换中，n 为 A/D 变换器的位数，常用的有 8 位、12 位、16 位等不同精度。另外，在遥控遥测系统、仪表、图象信号的数字化接口等，也都使用均匀量化器。

在数字电话通信中，均匀量化则有明显的不足，这是由于电话信号的特点决定的。首先，电话信号的动态范围很大。动态范围指的是满足一定噪比要求的信号取值范围，通常用 dB 值表达，其表达式为

$$R_{dB} = 20\lg\frac{\sigma_{max}}{\sigma_{min}}$$

式中 σ 指的是信号有效值。在打电话时，不同发话人的音量不同，加上发话人情绪的影响，因此造成电话信号的变化范围约 30 dB。另外，电话机与市话交换机的距离不同，最大线路衰耗可达 25 dB～30 dB。以上两个因素决定了电话信号的动态范围一般在 40 dB～50 dB。第二，人们对电话信号要求的信噪比值应大于 25 dB。如果对电话信号采用均匀量化，为了满足在 40 dB～50 dB 的动态范围内 $[SNR]_{dB}$ 均大于 25dB，由式(5－32)计算可知，必须采用 $n = 12$ 位的均匀量化器。编码位数多就意味着编码后信息速率高，传输带宽宽。第三，语音信号取小信号的概率大，而在均匀量化时小信号的信噪比明显低于大信号。在保证电话通信质量的前提下，为了减少编码位数和提高小信号的信噪比，必须采用有效的办法。

例 对频率范围为 30 Hz～300 Hz 的模拟信号进行线性 PCM 编码。

(1)求最低抽样频率 f_s；

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

(2)若量化电平数 $L=64$,求 PCM 信号的信息速率 R_b。

解　(1)由模拟信号的频率范围可知,该信号应作为低通信号处理。最低抽样频率为

$$f_s = 2f_H = 2 \times 300 = 600(\text{Hz})$$

(2)由量化电平 L 可求出编码位数 n,即

$$n = \log_2 L = \log_2 64 = 6$$

PCM 信号的信息速率为

$$R_b = f_s n = 600 \times 6 = 3\,600(\text{bit/s})$$

例　设正弦信号动态范围为 40 dB ~ 50 dB,最低信噪比不低于 26 dB,求线性 PCM 编码的位数。

解　当最低信噪比为 26 dB 时,由动态范围 R_{dB} 可知,正弦信号的最大信噪比为

$$[SNR]_{\max dB} = [SNR]_{\min dB} + R_{dB}$$
$$= 26 + (40 \sim 50) = 66 \sim 76(\text{dB})$$

式(5-25)给出正弦信号最大信噪比与编码位数的关系,即

$$[SNR]_{\max dB} \approx 1.76 + 6.02n$$

由此得

$$n \approx \frac{(66 \sim 76) - 1.76}{6.02} = 11 \sim 13$$

由式(5-21)可知,量化噪声平均功率与阶距 Δ 的平方成正比。如果能找到一种量化特性,对小信号用小阶距量化,减小噪声功率提高信噪比;而大信号时用大阶距量化,噪声功率虽然有所增大,但由于信号功率大,仍然能保持信噪比在额定值以上。这样,就能在较宽的信号动态范围内均满足对信噪比的要求。

五、非均匀量化

量化间隔不相等的量化称为非均匀量化。从理论分析的角度,非均匀量化可认为是对信号非线性变换后再进行均匀量化的结果。这一过程如图 3-22 所示。对输入信号先进行一次非线性变换 $z=f(x)$,然后对 z 进行均匀量化及编码。对接收端解码后得到的量化电平要进行一次逆变换 $f^{-1}(x)$,才能恢复原始信号。

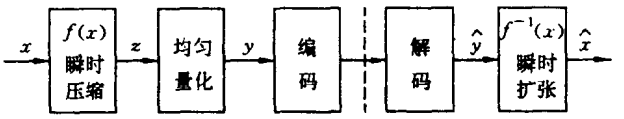


图 3-22　非均匀量化

由于 $f(x)$ 和 $f^{-1}(x)$ 分别具有把信号幅度范围压缩与扩张的作用,所以 $f(x)$ 称为压缩特性,$f^{-1}(x)$ 称为扩张特性。图 3-23 为非线性压缩特性的示意图。压缩特性是一条曲线,当 z 信号有均匀量化间隔 Δ 时,由于对应于输入信号有非均匀量化间隔 $\Delta_k(x)$,这就等效于对输入信号进行了非均匀量化。

基于对语音信号的大量统计和研究,国际电话电报咨询委员会(CCITT)建议采用两种

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

压缩特性，它们都是具有对数特性且通过原点呈中心对称的曲线。为了简化图形，通常只画出第一象限的图形。

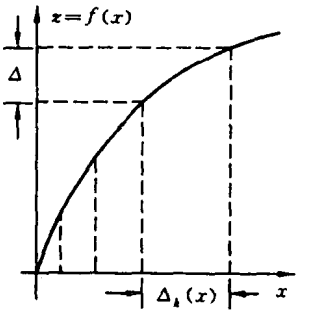


图 3-23 非均匀压缩特性

1. A 律对数压缩特性

令量化器的满载电压为归一化值 ±1，相当于将输入信号 x_i 对量化器最大量化电平 V 进行归一化处理，即信号的归一化值为

$$x = \frac{x_i}{V}$$

A 律对数压缩特性定义为

$$f(x) = \begin{cases} \dfrac{Ax}{1+\ln A}, & 0 \leqslant x \leqslant \dfrac{1}{A} \\ \dfrac{1+\ln Ax}{1+\ln A}, & \dfrac{1}{A} \leqslant x \leqslant 1 \end{cases}$$

式中 A 为压缩系数，$A=1$ 时无压缩，A 愈大压缩效果愈明显。由上式可知，在 $0 \leqslant x \leqslant 1/A$ 范围内，$f(x)$ 是线性函数，对应一段直线，也就是相当于均匀量化特性；在 $1/A \leqslant x \leqslant 1$ 的范围内，$f(x)$ 是对数函数，对应一段对数曲线。特性曲线如图 3-24 所示，在国际标准中取 $A=87.6$。

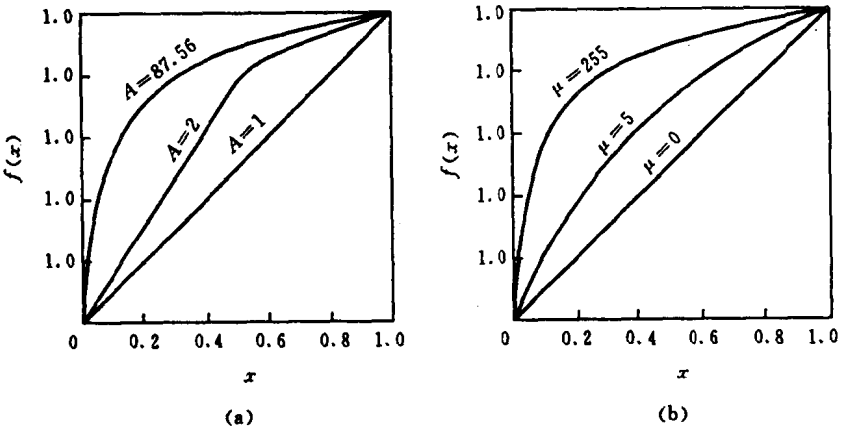


图 3-24 对数压缩特性

(a) A 律；(b) μ 律

由式(5-34)和式(5-16)可以计算出量化噪声功率 σ_q^2。使用 $A=87.6$ 的压缩特性，当输入信号为正弦信号时，信噪比曲线如图 3-25 所示，图中的虚线为均匀量化时的信噪比特性。经计算可知，当量化电平数 $L=256$，即编码位数 $n=8$ 时，与均匀量化相比，信噪比大于 25 dB 的动态范围从 25 dB 扩展到 52 dB，对小信号的信噪比改善值为 24 dB。

2. μ 律对数压缩特性

μ 律对数压缩特性定义为

$$f(x) = \frac{\ln(1+\mu x)}{\ln(1+\mu)}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

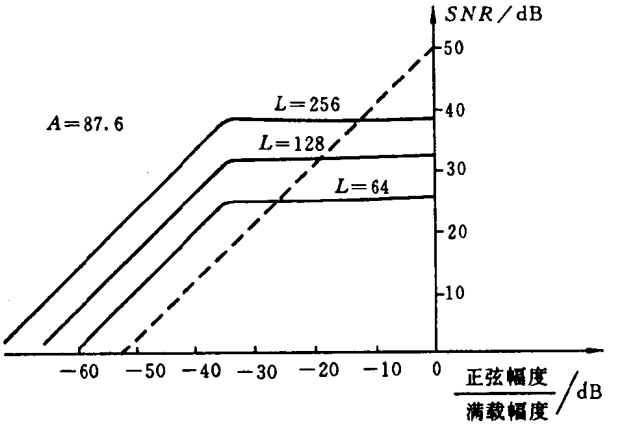


图 3-25　正弦信号 A 律压缩时的信噪比特性

式中 μ 为压缩系数，$\mu=0$ 时无压缩，μ 愈大压缩效果愈明显，如图 5-18(b)所示。在国际标准中取 $\mu=255$。当量化电平数 $L=256$ 时，对小信号的信噪比改善值为 33.5 dB。当输入信号是正弦信号时，A 律和 μ 律压缩特性的信噪比曲线如图 3-26 所示。图中虚线为均匀量化的特性。从整体上来看，μ 律与 A 律性能基本接近。μ 律最早由美国提出，A 律后来由欧洲提出，我国使用 A 律。

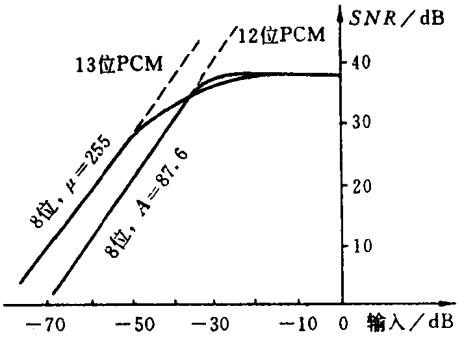


图 3-26　A 律和 μ 律性能比较

3. 对数压缩特性的折线近似

早期的 A 律和 μ 律压缩特性是用非线性模拟电路完成的，精度和稳定性都受到限制。后来用折线代替匀滑曲线，可用数字技术实现，近年来又制成大规模集成电路，质量和可靠性都得到了保证。

采用折线法逼近 A 律和 μ 律已形成国际标准。A 律压缩特性采用 13 折线近似，如图 3-27 所示，图中只画出了输入信号为正时的情形。输入信号幅度的归一化范围为(0,1)，将其不均匀地划分为 8 个区间，每个区间长度以 1/2 倍递减。其划分方法是：取 1 的 1/2为 1/2，取 1/2 的 1/2 为 1/4，以此类推，直到取 1/64 的 1/2 得到 1/128。输出信号幅度的归一化范围(0,1)则均匀地分成 8 个区间，每个区间的长度为 1/8。输入信号和输出信号按照同一顺序的 8 个区间对应有 8 段线段。正负方向各有 8 段，共有 16 段线段。将此 16

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

段线段相连便得到一条折线。正负方向的第 1 段和第 2 段因斜率相同而合成一段线段，因此 16 段线段从形状上变成 13 段折线，这条折线被称为 A 律 13 折线。但在定量计算时，仍以 16 段为准。

除第 1 段和第 2 段以外，组成折线的各线段斜率逐段递减 1/2，相应的信噪比改善值逐段下降 6 dB，各线段斜率和信噪比改善值如表 5－1 所示。

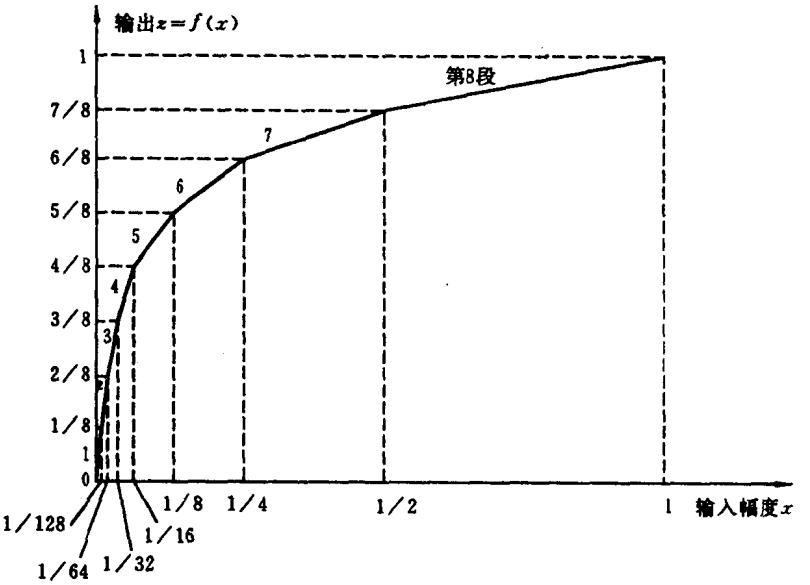


图 3－27 A 律 13 折线

A 律 13 折线起始段的斜率为 16，由式(5－34)可知，$A=87.6$ 的对数压缩特性起始段的斜率也为 16，这就是说，13 折线逼近的是 $A=87.6$ 的对数压缩特性。

表 3－5 折线线段斜率

折线段	1	2	3	4	5	6	7	8
斜率 $f'(x)$	16	16	8	4	2	1	1/2	1/4
信噪比改善 Q/dB	24	24	18	12	6	0	－6	－12

μ 律压缩特性用 15 折线来近似，如图 3－28 所示。折线近似时，在正方向和负方向各有 8 段线段，正方向和负方向的第 1 段因斜率相同而合成一段线段，所以 16 段线段从形状上变为 15 段折线，这条折线被称为 μ 律 15 折线。

六、A 律 PCM 编码原理

把量化后的信号电平值转换成二进制码组的过程称为编码，其逆过程称为解码。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

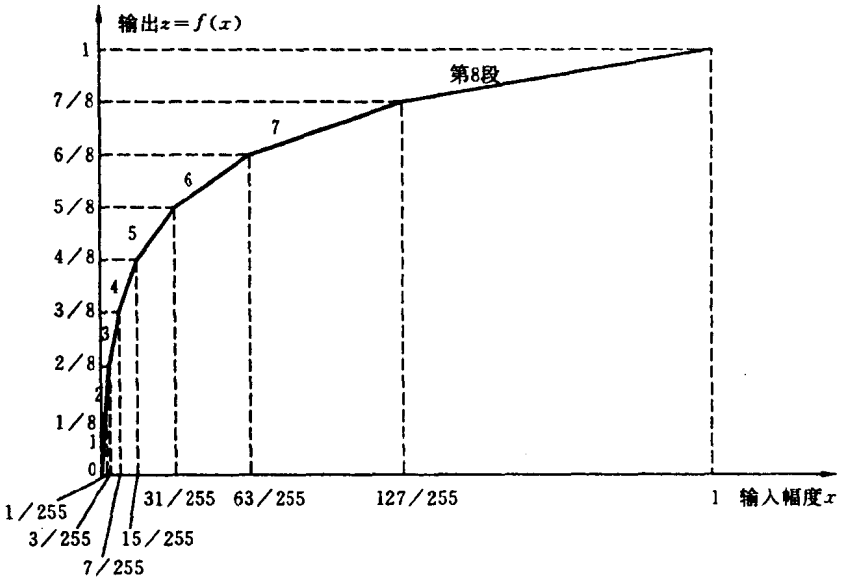


图 3－28　μ 律 15 折线

1. 折叠二进制码

常见的二进制码组有自然二进制码组 NBC(natrual binary code)、折叠二进制码组 FBC (folded binary code)和格雷二进制码组 RBC(gray or reflected binary code)。表 3－6 列出了用 4 位码表示 16 个量化级时,三种码的编码规律。

表 3－6　三种码组

电平序号	自然码 NBC				折叠码 FBC				格雷码 RBC			
	b_1	b_2	b_3	b_4	b_1	b_2	b_3	b_4	b_1	b_2	b_3	b_4
15	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0
14	1	1	1	0	1	1	1	0	1	0	0	1
13	1	1	0	1	1	1	0	1	1	0	1	1
12	1	1	0	0	1	1	0	0	1	0	1	0
11	1	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	0
10	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1
9	1	0	0	1	1	0	0	1	1	1	0	1
8	1	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0
7	0	1	1	1	0	0	0	0	0	1	0	0
6	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1	0	1
5	0	1	0	1	0	0	1	0	0	1	1	1
4	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0
3	0	0	1	1	0	1	0	0	0	0	1	0
2	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	1	1
1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	1
0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

自然二进制码就是一般的十进制正整数的二进制表示。折叠码左边第一位表示正负号,第二位至最后一位表示幅度绝对值。第一位用1来表示正,用0表示负。由于绝对值相同的折叠码,其码组除第一位外都相同,形成对相对零电平(第7电平和第8电平之间)的对称折叠,所以形象地称为折叠码。格雷码的特点是任何相邻电平的码组,只有一位码发生变化。

当信道传输中有误码时,各种码组在解码时产生的后果是不同的。如果第一位码 b_1 发生误码,自然码解码后,幅度误差为信号最大幅度的1/2,这样会使恢复出的模拟电话信号出现明显的误码噪声,在小信号时,这种噪声尤为突出。而对折叠码来说,在小信号时,解码后产生的误差要小得多。因为语音信号中小信号出现的概率大,所以从统计的观点看,折叠码因误码产生的误差功率最小。另外,折叠码的极性码可由极性判决电路决定。这样,在编码位数相同时,折叠码等效于少编一位码,使编码电路大为简化。由于以上这些原因,PCM编码采用折叠码。

2. *A* 律 PCM 编码规则

在 *A* 律13折线编码中,正负方向共有16个段落,在每一段落内有16个均匀分布的量化电平,因此总的量化电平数 $L=256$,编码位数 $n=8$。8位码的排列如下:

$$M_1 \quad M_2 \quad M_3 \quad M_4 \quad M_5 \quad M_6 \quad M_7 \quad M_8$$

第1位码 M_1 为极性码,1代表正极性,0代表负极性。第2至4位码 $M_2M_3M_4$ 为段落码,表示信号绝对值处在哪个段落,3位码共可表示8个段落,代表了8个段落的起始电平值。第5至8位码表示任一段落内的16个量化电平值。

将归一化值1分成4 096份,每份对应的电平称归一化电平,归一化电平以下标 Δ 标记,各位码的安排以及所代表的电平值如表3-7所示,电平值均用归一化电平表示。

表3-7 *A* 律正输入值编码表

段落号	段落码			段落码对应的起始电平	段内电平码对应的电平				段内量化间隔
	M_2	M_3	M_4		M_5	M_6	M_7	M_8	
1	0	0	0	0	16	8	4	2	2
2	0	0	1	32	16	8	4	2	2
3	0	1	0	64	32	16	8	4	4
4	0	1	1	128	64	32	16	8	8
5	1	0	0	256	128	64	32	16	16
6	1	0	1	512	256	128	16	32	32
7	1	1	0	1 024	512	256	128	64	64
8	1	1	1	2 048	1024	512	256	128	128

由编码表可知,编码实际上是对输入信号所对应的分层电平 x_k 进行编码,对于处在同一层的信号电平值 $x_k \leqslant x < x_{k+1}$,编码的结果是惟一的。由编码码组直接解出的信号

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

电平都是 $\hat{x}_k$。为了使编码造成的量化误差小于量化间隔 Δ_k 的一半，在解码时要加上该层量化间隔的一半，即解码输出 $\hat{x}$ 为

$$\hat{x} = \hat{x}_k + \Delta_k/2$$

这种方式的解码，等效于对量化电平 y_k 的编码。由以上过程可知，非线性压缩、均匀量化和编码实际上是通过非线性编码一次实现的。

例 5-3　输入信号抽样值 $x = 1260_\Delta$，按照 A 律 13 折线编码，求编码码组 C，解码输出 $\hat{x}$ 和量化误差 q。

解　此题分 3 步求解。

(1)编码过程及码组 C

因输入信号样值为正，故极性码 $M_1 = 1$。将 x 与段落码的起始电平相比较，$x > 1024_\Delta$，说明样值落入第 7 段，故段落码

$$M_2M_3M_4 = 110$$

将样值减去第 7 段起始电平，得 $1260_\Delta - 1024_\Delta = 236_\Delta$。再将剩余电平与电平码逐位比较：

$$236_\Delta < 512_\Delta, M_5 = 0$$

$$236_\Delta < 256_\Delta, M_6 = 0$$

$$236_\Delta > 128_\Delta, M_7 = 1$$

$$236_\Delta - 128_\Delta = 108_\Delta > 64_\Delta, M_8 = 1$$

所以编码码组

$$C = 11100011$$

(2)解码输出

$$\hat{x} = 1024_\Delta + 128_\Delta + 64_\Delta + 64_\Delta/2 = 1248_\Delta$$

(3)量化误差

$$q = 1260_\Delta - 1248_\Delta = 12_\Delta$$

$12_\Delta < 64_\Delta/2$，即量化误差小于量化间隔的一半。

3. 信道误码对信躁比的影响

在传输过程中，信道噪声总是或大或小地存在，对 PCM 信号产生干扰。当噪声足够大时，就会引起解码器错误判决，将二进制的 1 码误判为 0 码，将 0 码误判为 1 码。PCM 信号的每一码字(即码组)代表一个量化值，误码使解码后的样值产生误差，这样在恢复的语音信号中就会出现误码噪声。在信道噪声为高斯噪声的情况下，可以认为码字中码元出现误码是随机的，彼此独立的。PCM 信号的码字，由 n 位码构成，当码元的误码率为 P_e，且 $P_e \ll 1$ 时，在 n 位码中有 i 位差错的概率为

$$P_i(n) = C_n^i P_e^i (1 - P_e)^{n-i} \approx C_n^i P_e^i$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

当 $i=1$ 时,有

$$P_1(n) \approx C_n^1 P_e = nP_e$$

当 $i=2$ 时,有

$$P_2(n) \approx C_n^2 P_e^2 = n(n-1)P_e^2/2$$

依此类推,由于 $P_e \ll 1$,发生多于 1 位差错的概率确实远小于发生 1 位差错的概率,所以可以认为码字的差错率近似等于 nP_e。

码字中各位码的权重不重,差错的影响不同。为简化分析,设码字为自然二进制码。自然二进制码按 2 的幂次加权,由最低位到最高位的加权数为 $2^0, 2^1, 2^2, \cdots, 2^{i-1}, \cdots, 2^{n-1}$。量化级之间的间隔为 Δ,则第 i 位码元对应的量化值为 $2^{i-1}\Delta$,如果第 i 位码元发生了误码,其误差即为 $\pm(2^{i-1}\Delta)$。前面已经假定每一码元出现错误的可能性都相同,且码元数 n 与量化电平 L 的关系为 $2^n = L$,在一个码字中如有一个码元发生错误,则码元所造成的均方误差为

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}(2^{i-1}\Delta)^2 = \frac{\Delta^2}{n}\sum_{i=1}^{n}(2^{i-1})^2 = \frac{4^n-1}{3n}\Delta^2 = \frac{L^2-1}{3n}\Delta^2$$

由于码字差错率为 nP_e,所以平均误码噪声功率 N_e 为

$$N_e = \sigma_e^2 \cdot nP_e = (L^2-1)\Delta^2 P_e/3$$

这样,对于解码后的重建信号来说,其误差除了来源于量化噪声,还来源于信道误码噪声。由于这两种噪声产生的机理是独立的,在接收端引起的噪声总功率 N 是二者平均功率之和,即

$$N = N_q + N_e = \frac{\Delta^2}{12} + \frac{L^2-1}{3}P_e\Delta^2$$

假设输入信号为均匀分布,则满载时输入信号功率

$$S = \int_{-V}^{V} x^2 p(x)\mathrm{d}x = \int_{-V}^{V} x^2\left(\frac{1}{2V}\right)\mathrm{d}x = \frac{V^2}{3}$$

由式(5-19)可知量化间隔 $\Delta = 2V/L$,代入上式可得

$$S = \frac{L^2\Delta^2}{12}$$

由此可得总信噪比 SNR 为

$$SNR = \frac{S}{N} = \frac{L^2\Delta^2/12}{\Delta^2/12 + (L^2-1)P_e\Delta^2/3} = \frac{L^2}{1+4(L^2-1)P_e}$$

上式表明,当 $P_e = \frac{1}{4(L^2-1)}$ 时,误码噪声使总信噪比下降 3 dB。对于 $L=256$ 的 8 位线性 PCM 来说,所对应的 $P_e \approx 3.8\times10^{-6}$。在 PCM 信号的传输中,误码率低于 10^{-6} 并不困难,这时可基本不考虑误码带来的影响,只考虑量化噪声的影响就可以了。但是当 P_e 较大

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

时，误码噪声起主要作用，总信噪比与 P_e 成反比。

应当指出，式(5－40)是在自然码、均匀量化以及输入信号为均匀分布的前提下得到的。在折叠码、非均匀量化以及非均匀分布的情况下，所得到的结论比式(5－40)还要小

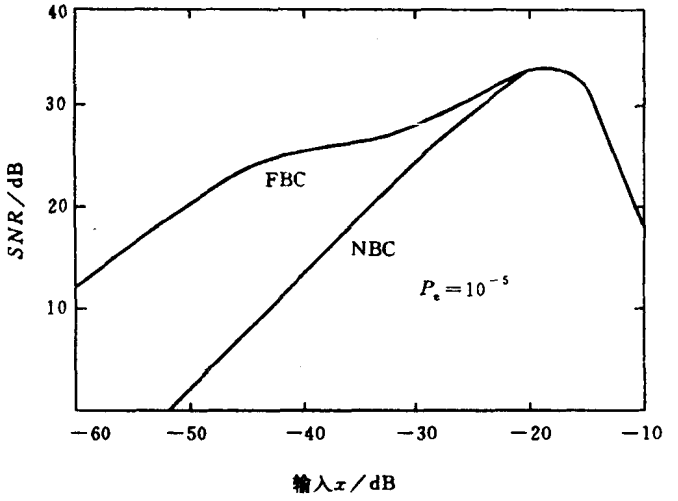


图 3－29 不同编码规律时信噪比与输入电平的关系

一些。图 3－29给出了输入信号为拉普拉斯分布、A 律 13 折线编码以及 $P_e=10^{-5}$等条件下，计算得到的信噪比与输入电平的关系曲线。在小信号时，折叠码的信噪比要比自然码高，这与定性分析是一致的。

七、PCM 译码原理

译码的作用是把收到的 PCM 信号还原成相应的 PAM 信号，即实现数/模变换(D/A 变换)。

A 律 13 折线译码器原理框图如图 3－30 所示，与图 3－29 中本地译码器很相似，所不同的是增加了极性控制部分和带有寄存读出的 7/12 位码变换电路，下面简单介绍这两部分电路。

极性控制部分的作用是根据收到的极性码 M_1 是“1”还是“0”来辨别 PCM 信号的极性，使译码后的 PAM 信号的极性恢复成与发送端相同的极性。

7/12 变换电路是将 7 位非线性码转变为 12 位线性码。在编码器的本地译码电路中采用 7/11 位码变换，使得量化误差有可能大于本段落量化间隔的一半，如在例 3－3 中，量化误差为 27Δ，大于 16Δ。为使量化误差均小于段落内量化间隔的一半，译码器的 7/12 变换电路使输出的线性码增加一位码，人为地补上半个量化间隔，从而改善量化信噪比。如例 3－3 的 8 位非线性码变为 12 位线性码为 001011100000，PAM 输出应为 608Δ＋16Δ

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

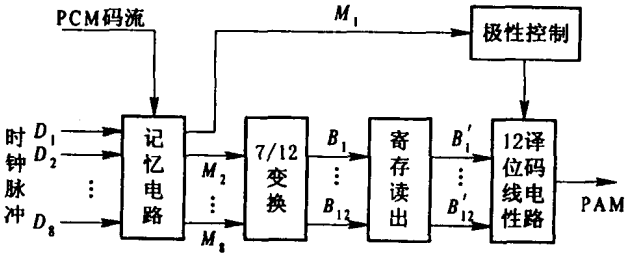


图 3-30 13 折线(A 律)译码器方框图

$=642\Delta$，此时量化误差为 $635\Delta-624\Delta=11\Delta$。

寄存读出电路是将输入的串行码在存储器中寄存起来，待全部接收后再一起读出，送入解码网络。实质上是进行串/并变换。

八、PCM、编译码器

PCM 编、译码器是数字通信专用大规模集成电路应用最广泛的单片，它的英文缩写符号为 CODEC(取英文编码、译码字首组成)。

表 3-8 中列出了几种典型的 PCM 编、译码器单片的性能。其中 Intel 2910(μ 律)、2911(A 律)属于采用 NMOS 工艺在一个芯片上集成编码器或译码器的第二代产品，Intel 2914、29C14，Motorola 14402、14403 均属于采用 NMOS 或 CMOS 工艺，在一个芯片上集成一个编码器和一个译码器的第三代产品。

表 3-8 几种典型的 PCM 编、译码芯片

公司	Intel	Intel	Intel	Intel	AMI	Mitel(加)	Motorola
型号	2910(μ) 2911(A)	2914 (非同步)	29C14	29C51	S3506	MT8960(μ) MT8963(A)	MC14402 MC14403
工艺	NMOS	NMOS	CHMOS	CHMOS	CMOS	CMOS	CMOS
组成部分	A/D、D/A 时隙分配 控制电路	A/D、D/A 发、收 滤波器	A/D 发、收 滤波器	A/D 平衡网络 第二话路编码	A/D、D/A 发、收 滤波器	A/D、D/A 发、收 滤波器	A/D、D/A 发、收 滤波器
管脚	22 24	24 20	28	28	22 28	18 20 24	16 18 22
电源/V	±5 ±12	±5	±5	±5	±5	±5	±5 或 +10
工作功耗/mw	230	170	70	90	110	40	45~70
低功耗/mW	33	10	5	8	9	2.5	3

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

公司	Intel	Intel	Intel	Intel	AMI	Mitel(加)	Motorola
D/A A/D	R 串 逐次逼近				$C-R$ 压扩 逐次逼近		$C-R$ 压扩 逐次逼近
参考源 U_{REF}	内含 +3.15V	内含 μ、A 可选择	内含	内含	内含	外接 2.5V	内含 (3.15)V 或外接

图 3-31 给出了 Intel 29C14 的原理图。该芯片包括 5 个部分：PCM 编码(发端)、PCM 译码(收端)、控制部分以及发端与收端的开关电容滤波器。输入的话音模拟信号由 V_{x+}、V_{x-} 端平衡地输入运算放大器，该放大器增益可由 GS_X 控制，最大可达 20 dB。然后信号经过开关电容话路带通滤波器，此滤波器在 300～3 400 Hz 通带内起伏小于 ±0.125dB，并对 50～60 Hz 电源干扰有 23 dB 以上的衰减。滤波后的模拟话音经抽样保持与数模转换 DAC 电路后，在模数转换控制逻辑电路的控制下，经过逐次逼近反馈编码后，输出 PCM 码，并寄存于输出寄存器中，最后由 D_X 端输出 8 位 PCM 码。该 8 位码的时隙位置由 FS_X 帧内电路定时控制决定。发送 PCM 码的数据率及其相位由发端主时钟 CLX_X 确定。收到的 PCM 码经输入寄存器后，在 DAC 数模转换控制逻辑电路的控制下，送入抽样保持与数模转换电路输出模拟信号，该模拟信号经收端开关电容滤波器滤波以及运放后再平衡输出。控制部分可以控制单片工作功耗状态(工作功耗与低功耗两种状态)。当单片暂不处于编译码工作状态时，可通过 PDN 控制单片处于低功耗状态，此时功耗只有正常工作状态的十分之一左右。控制部分还能使片子工作于 3 种不同输入时钟：2 048 kHz、1 544 kHz、1 536 kHz，以适应不同国家标准 PCM 系统基群数据率。开关电容滤波器的性能在不同时钟时保持不变。

单片 PCM 种类较多，具体结构略有差异，详细的技术性能及使用方法可以从各厂家的手册中查到。

目前，国内外单路编译码器的应用和开发主要有以下 4 个方面：

(1)传输系统的音频终端设备，如各种容量的数字终端机(基群、子群)和复用转换设备；

(2)用户环路系统和数字交换机的用户系统、用户集线器等；

(3)用户终端设备和数字电话机；

(4)综合业务数字网的用户终端。

图 3-32 是单路编译码器在数字交换用户级中应用的例子。

在电路连接上应注意以下几点：

(1)电源的去耦和滤波应良好；

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

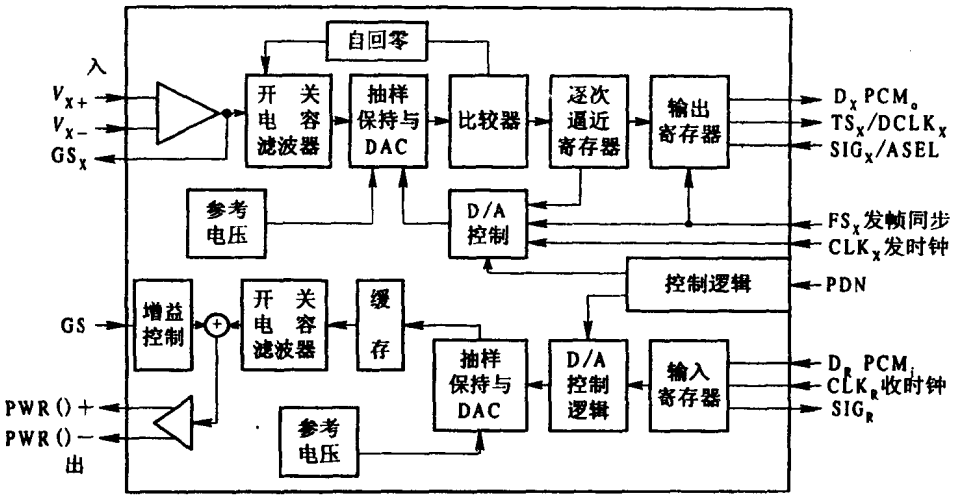


图 3-31 29C14 PCM 编译码器

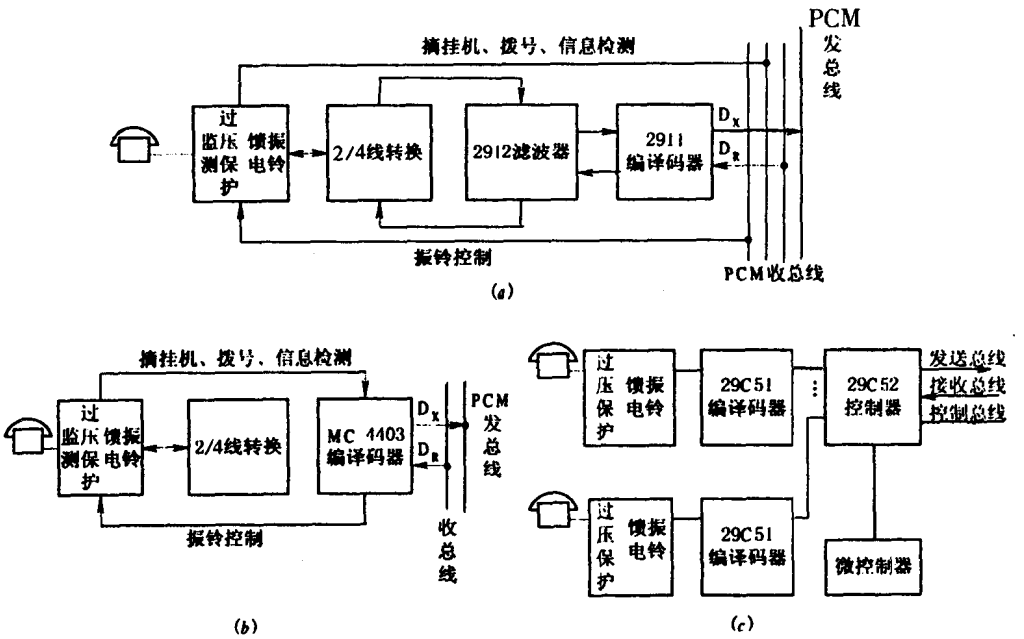


图 3-32 单路编译码器在数字变换用户级中的应用

(2)接地良好,元器件之间的导线应尽可能短,地线在印刷板上的宽度要尽可能宽;

(3)尽量减少模拟和数字信号间的交叉耦合;

(4)模拟地与数字地应分开连接;

(5)切忌带电操作,包括烙铁自身带电。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

运用单路编译码器组成 PCM 通路，首先要掌握各种单路编译码器的性能。表示工作性能有 3 个重要参数：极限工作参数、直流工作参数、交流工作参数。这些参数在产品手册中都能查到，在运用之前对一些重要参数必须进行测试。下面介绍各种参数的意义。

1)极限工作参数

极限工作参数表明，在使用单片话路编译码器时，若大于规定的额定值的范围，会造成器件永久性损坏。有时尽管器件未损坏，也会影响器件的可靠性，或者造成某些通路指标不合格。在使用时严加限制。表 3－9 列出了 MK5156 单路编译码器的主要极限工作参数。

表 3－9 MK5156 主要极限参数

序 号	参数名称	参数范围	序 号	参数名称	参数范围
1	直流电压	$\lvert U \rvert \leqslant 6V$	4	数字输入	$-0.5V \leqslant U_{in} \leqslant +6V$
2	工作温度	+0℃ ~ +70℃	5	参考电压	$0.5V \leqslant U_{REF} \leqslant +6V$
3	储存温度	－55℃ ~ +123℃			

2)直流工作参数

直流工作参数表明单路编译码器的直流工作情况。由于生产厂家工艺、技术不尽相同，直流工作参数的数值差别较大。当单片编译码器不带滤波器时，主要直流参数一般有 8 项：

(1)抽样和未抽样时的模拟输入电阻；

(2)模拟输入电容和输入偏移电压；

(3)模拟输出电阻、电容；

(4)当输入逻辑低电平和高电平时的输入电流；

(5)数字输出电容和漏电流；

(6)数字输出的高电位和低电位；

(7)正负电源和电流(包括正负参考电源和电流)；

(8)功耗。

当编译码器和收、发滤波器集成在一个芯片上时，直流参数一般包括：

(1)高电平和低电平时的输入电流；

(2)输入的高、低电压；

(3)输出的高、低电压；

(4)正、负电源电流；

(5)功耗。

对直流参数来讲，由于它总是满足规定的特性，用户较关心的主要是功耗。在使用芯

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

片时，一定要进行测量。如手册给出 Intel 2914 的功耗为 140 mW，在接 ± 5V 电源时，分别串入电流表测量，若测得 + 5 V 电源电流 5 mA，- 5V 电源电流 20 mA，则功耗是 5 × 5 + 20 × 5 = 125 mW。

3)交流工作参数

该参数表明单路编译码器有信号输入时各部分电路的工作性能。主要包括以下 8 项指标：

(1)增益随温度和电源的变化；

(2)数字毫瓦响应；

(3)模拟最大输出电平；

(4)信噪比；

(5)增益电平特性；

(6)空闲信道噪声；

(7)抽样和滤波噪声；

(8)谐波衰减。

不管何种测试方法，其结果必须满足 CCITT 的有关建议。

第三节 增量调制(ΔM)

增量调制简称 ΔM(或 DM)，最早是由法国工程师 De Loraine 于 1946 年提出来的。在以后的 50 多年里有很大发展。在军事和工业部门的专用通信网和卫星通信中得到广泛应用，近年来在高速超大规模集成电路中用作 A/D 转换器。

增量调制比起脉冲编码调制方式具有一些突出的优点，例如在低比特率时，ΔM 的量化信噪比高于 PCM；ΔM 的抗误码性能好且编译码设备简单等。这里我们将较为详细地讨论增量调制原理，并介绍几种改进型增量调制方式。

一、简单增量调制

在 PCM 中，将模拟信号的抽样量化值进行二进制(也可采用多进制)编码。为了减小量化噪声，需较长的码(通常对话音信号采用 8 位码)，因此编码设备较复杂。而 ΔM 只用一位二进制码就可实现模数转换，这比 PCM 简单得多。

显然，一位二进制码只能代表两种状态，当然不可能直接去表示模拟信号的抽样值，但是它却可以表示相邻抽样值的相对大小，而相邻抽样值的相对变化同样反映出模拟信号的变化规律，因此采用一位二进制码去描述模拟信号是完全可能的。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

1. 编码的基本思想

假设一个模拟信号 $x(t)$(为作图方便起见,令 $x(t)\geqslant 0$),我们可以用一时间间隔为 Δt,幅度差为 $\pm\sigma$ 的阶梯波形 $x'(t)$去逼近它,如图 3-32 所示。只要 Δt 足够小,即抽样频率 $f_s=1/\Delta t$ 足够高,且 σ 足够小,则 $x'(t)$可以相当近似于 $x(t)$。我们把 σ 称作量阶,$\Delta t=T_s$,称为抽样间隔。

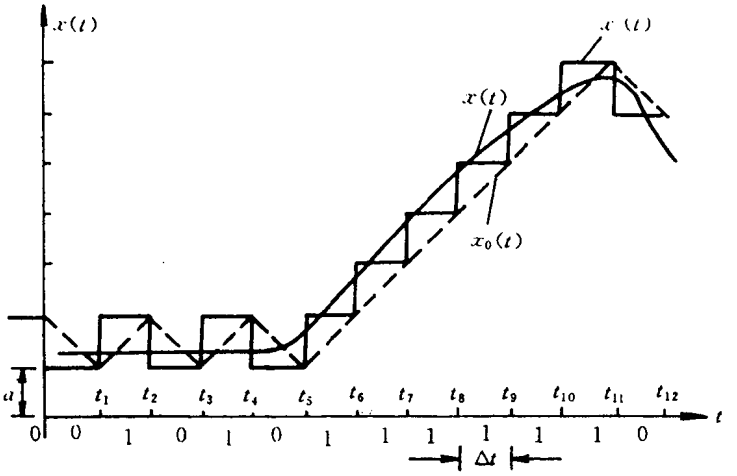


图 3-33　用阶梯或锯齿波逼近模拟信号

$x'(t)$逼近 $x(t)$的物理过程是这样的:在 t_1 时刻用 $x(t_1)$与 $x'(t_{1-})$(t_{1-}表示 t_1 时刻前某瞬间)比较,倘若 $x(t_1)>x'(t_{1-})$,让 $x'(t)$上升一个量阶 σ,同时 ΔM 调制器输出二进制"1"码;在 t_2 时刻,用 $x(t_2)$与 $x(t_{2-})$比较,若 $x(t_2)<x(t_{2-})$,让 $x'(t)$下降一个量阶 σ,同时 ΔM 调制器输出二进制码元"0";同理在 t_3 时刻,$x'(t)$上升 σ,ΔM 调制器输出"1"码;…。这样图 3-33 的 $x(t)$就可得到二进制代码序列为 010101111110…。总结以上过程,我们把上升一个量阶 σ 用 1 码表示,下降一个量阶用 0 码表示。除了用阶梯波 $x'(t)$去近似 $x(t)$以外,也可以用图 3-34 的锯齿波 $x_0(t)$去近似 $x(t)$,当 $x(t_i)(i=1,2,3,\cdots)$大于 $x_0(t_{i-})$时,$x_0(t)$按斜率 $\sigma/\Delta t$ 在下一个抽样时刻上升 σ,ΔM 调制器输出 1 码,当 $x(t_i)$小于 $x_0(t_{i-})$时,$x_0(t)$按斜率 $-\sigma/\Delta t$ 在下一抽样时刻下降 σ,ΔM 调制器输出 0 码,可以看出用 1 码表示正斜率,用 0 码表示负斜率,以获得二进制码序列。

2. 译码的基本思想

与编码相对应,译码也有两种情况,一种是收到 1 码上升一个量阶 σ(跳变),收到 0 码下降一个量阶 σ(跳变),这样把二进制代码经过译码变成 $x'(t)$这样的阶梯波。另一种是收到 1 码后产生一个正斜变电压,在 Δt 时间内上升一个量阶 σ,收到一个 0 码产生一个负的斜变电压,在 Δt 时间内均匀下降一个量阶 σ。这样,二进制码经过译码后变为如

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$x_0(t)$这样的锯齿波。考虑电路上实现的简易程度,一般都采用后一种方法。这种方法可用一个简单 RC 积分电路把二进制码变为$x_0(t)$波形,如图 3-34 所示。

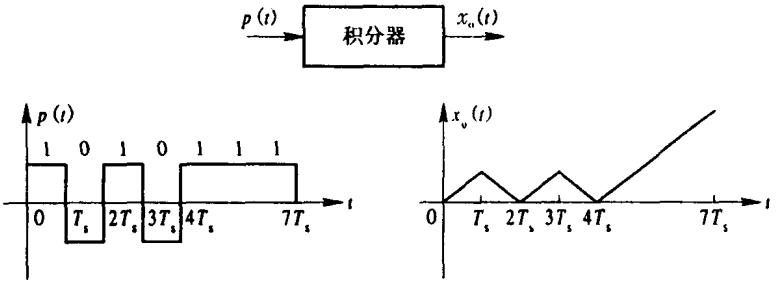


图 3-34 简单 ΔM 译码原理图

3. 简单增量调制系统框图

从简单 ΔM 调制解调的基本思想出发,我们可组成简单 ΔM 系统方框图如图 3-34 所示。发端由比较器、定时判决器、本地译码器(发端译码器)等组成,见图 3-34(a)。比较器是用来比较 $x(t)$与 $x_0(t)$大小的,定时判决器按 $x(t)-x_0(t)>0$ 输出 1,$x(t)-x_0(t)<0$ 输出 0 的原则进行判决,由本地译码器产生 $x_0(t)$。实际实用调制方框图还要复杂些,如图 3-35(b)所示。收端的核心电路应该是积分器,但实际电路框图还应有码型变换和低通。下面我们结合波形加以说明。

(1)放大和限幅电路。相减器在这里用多级放大和限幅电路代替,放大器输入端加上 $x(t)$和 $-x_0(t)$,起到相减的作用,经过放大 $e(t)=k[x(t)-x_0(t)]$;为了判决器更好工作,把 $e(t)$经放大限幅变成正负极性电压,只要 $x(t)-x_0(t)>0$,d 点为一较大的近似固定的正电平,反之 $x(t)-x_0(t)<0$,d 点为一较大的近似固定的负电压。图 3-36 中画出了 a、b、c、d 各点的波形。

(2)定时判决电路。它由 D 触发器和定时取样脉冲完成判决任务。定时取样脉冲是间隔为 T_s 的窄脉冲,在定时脉冲作用时刻,d 点电位为正,触发器呈高电位,相当于 1 码,反之 d 点为负,触发器呈低电位,相当于 0 码。e 点波形(即 $p(t)$)如图 3-36(f)所示,它是单极性的。1 码的高电位一般约为几伏;0 码时是低电位,一般为零点几伏。$p(t)$作为 ΔM 信号可直接送到线路上传输,或者经过极性变换电路变为双极性码后再传输,此外,$p(t)$送到本地译码器产生 $-x_0(t)$。

(3)本地译码器。它由码型变换和反相放大、积分器和射极跟随器等 3 部分组成。由于 $p(t)$是单极性的,因此加到积分器前一定要变为双极性信号,这就是需要码型变换的原因。反向放大一方面把双极性信号放大,另一方面使它反相,这样经积分就得 $-x_0(t)$。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

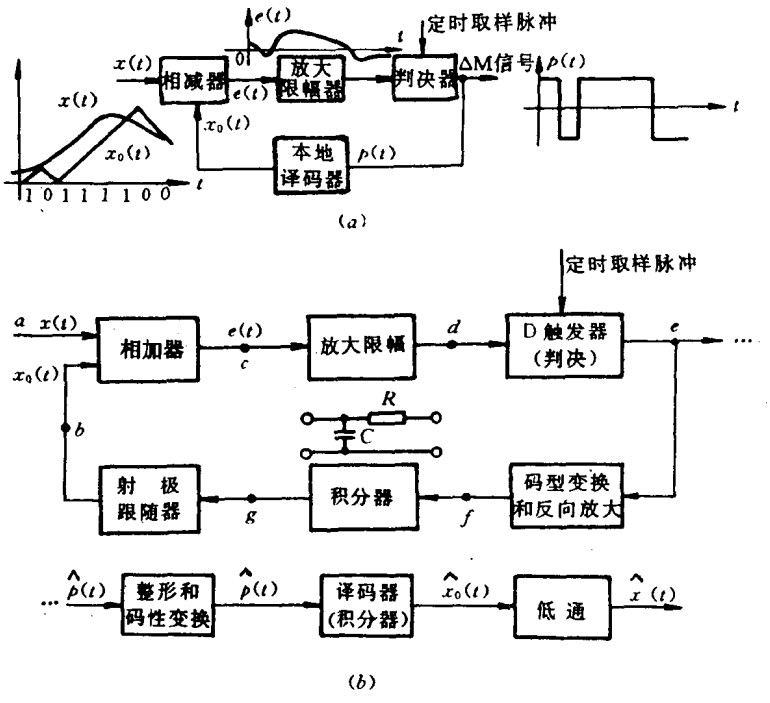


图 3－35　ΔM 系统原理框图

积分器一般用时间常数较大的 RC 充放电电路，这样可以得到近似锯齿波的斜变电压。积分器后面的射极器是把积分器和放大器分开，保证积分器输出端有较高的阻抗。f 点 g 点的波形也在图 3－36 中。g 点和 b 点波形是一样的。

积分器的时间常数 RC 选得越大，充电放电的直线线性越好，但 RC 太大时，在 T_s 时间内上升（或下降）的量阶 σ 越小，一般选择在（15～30）T_s 比较合适。

(4)解调器。解调器也是收端译码器。当收到 $\hat{p}(t)$ 后经码型变换和整形及积分器得到 $\hat{x}_0(t)$，再通过低通滤去量化误差的高频成份，恢复出 $\hat{x}(t)$。

$\hat{p}(t)$ 和 $p(t)$ 的区别是经过信道传输有误码，$\hat{x}_0(t)$ 和 $x_0(t)$ 的区别是误码造成的。$\hat{x}_0(t)$ 经过低通后得到的 $\hat{x}(t)$ 不但包含量化误差，还包含误码所产生的失真。

4. 简单 ΔM 调制的带宽

从编码的基本思想知道，每抽样一次，传输一个二进制码元，因此码元传输速率为 $f_b = f_s$，从而 ΔM 调制带宽 $B_{\Delta M} = f_s = f_b$(Hz)。

二、过载特性与编码动态范围

1. 增量调制系统的量化误差

增量调制系统中的误差，根据积分器惰性元件 C 是否能跟上外来信号变化分成两

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

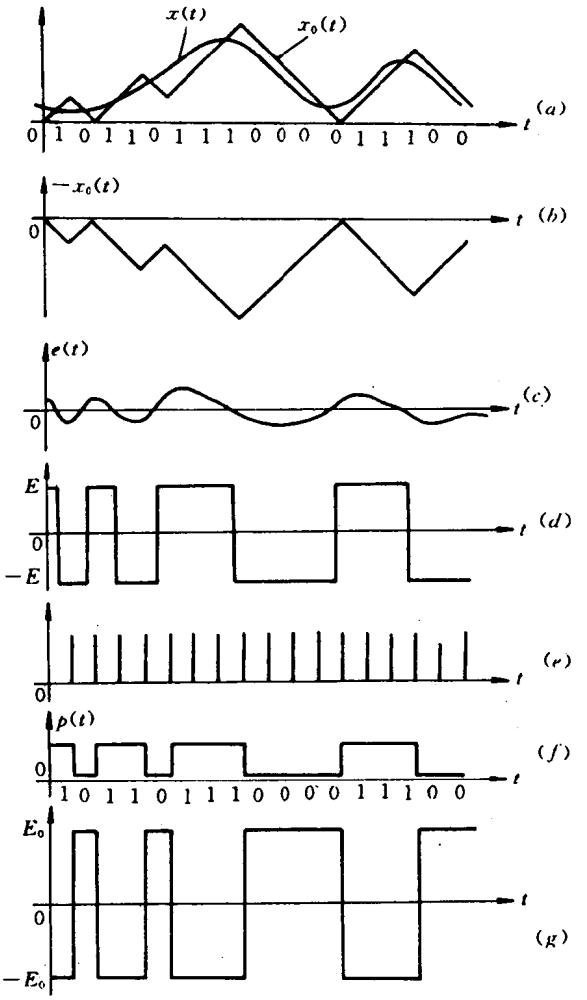


图 3-36 简单增量调制各点波形

(a) $x(t)$，$x_0(t)$的波形；(b) $-x_0(t)$的波形(即 b，g 点的波形)；

(c) $e(t)$的波形(即 c 点的波形)；(d) d 点的波形；(e)定时脉冲；

(f) e 点的波形；(g) f 点的波形

种：

(1)一般量化误差。像图 3-36 所示量化过程，当本地译码器为积分器时，量化误差 $e(t)=x(t)-x_0(t)$是一个随机过程，如图 3-36(c)所示，它总在 $-\sigma$ 到 σ 范围内变化，这种误差称为一般量化误差。

(2)过载量化误差。当信号 $x(t)$变化的速度很快，以致于积分器电容充放电跟不上 $x(t)$的变化时，就会产生过载现象，此时的误差称为过载量化误差，如图 3-37 所示。$|e(t)|$会大大超出 σ，而不能限制在 $-\sigma$ 到 σ 的范围内变化。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

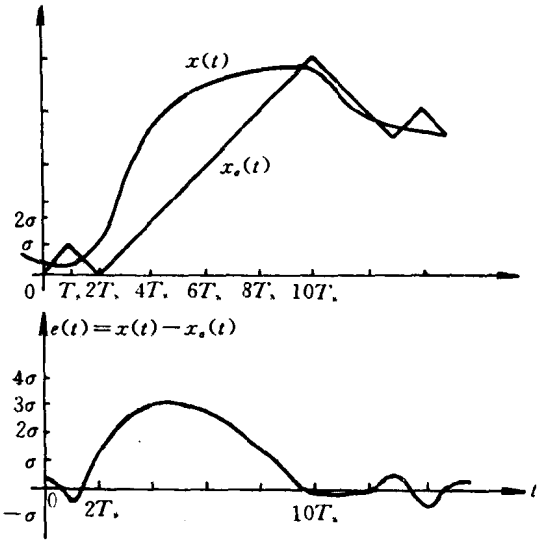


图 3-37　过载时波形

发生过载现象时，量化信噪比急剧恶化，实际应用中要防止出现过载现象。由于 $x(t)$ 变化的速率表现在它的斜率上，积分器充放电的速率也表现在它的斜率上，因此防止过载的办法是让斜变电压斜率绝对值 σ/T_s 大于或等于信号最大斜率的绝对值，即

$$\frac{\sigma}{T_s} \geqslant \left|\frac{\mathrm{d}x(t)}{\mathrm{d}t}\right|_{\max}$$

或

$$\sigma f_s \geqslant \left|\frac{\mathrm{d}x(t)}{\mathrm{d}t}\right|_{\max}$$

从防止过载出发，σf_s 要选得大些，但 σ 不能太大，否则一般量化误差会增大。因此只有使 f_s 适当大一些即可，如果 f_s 太大，会使码元速率增大，信号带宽增大，故要合理选择 f_s 和 σ_o 对于军用通信，对节省频带比较重要，为使带宽小些，f_s 要选得小些，如对于话音信号，f_s 选择 32 kHz。

2. 过载特性

设本地译码器为简单 RC 回路，输入端所加双极性信号电压绝对值为 E，则在 $T_s = \Delta t$ 时间内充放电变化的高度即为 σ，可以算出

$$\sigma = \frac{E}{RC}T_s = \frac{E}{RCf_s}$$

即

$$\sigma f_s = \frac{E}{RC}$$

当 E、R、C 给定后，积分器变化斜率就是一定的。下面举例说明。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

设 $x(t)=A\sin\omega_k t$，此时信号斜率为

$$\frac{dx(t)}{dt}=A\omega_k\cos\omega_k t$$

不过载且信号又是最大的条件为

$$\sigma f_s \geqslant A\omega_k$$

则 $A_{max}=(\sigma f_s)/\omega_k=E/(2\pi RCf_k)$ 是正弦信号最大振幅，此式即为振幅过载特性。此式表明，在 E、RC 一定时，或者在量阶 σ 和 f_s 一定时，过载电压与输入信号频率 f_k 成反比，即信号频率增大一倍，A_{max} 下降二分之一。用分贝表示，就是每倍频程以 6 dB 速率下降，这样就使得信号在高频段上简单的增量调制信噪比下降。

3. 动态范围

前面已讨论了避免过载的最大信号振幅 A_{max}，现在我们来研究能开始编码的最小信号振幅 A_{min} 是多少，找出上限 A_{max} 和下限 A_{min} 就可知道编码的动态范围。

当输入信号 $x(t)$ 为变化极缓慢的信号时，输出码序列 $p(t)$ 为一系列 0、1 交替码，如图 3-38 所示。可以说明如下：

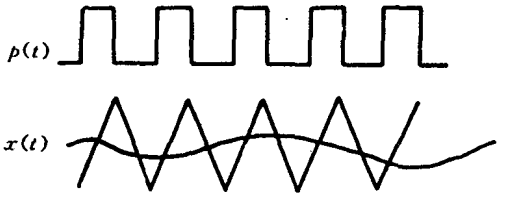


图 3-38 $x(t)$ 为极缓慢信号时的 $p(t)$

设在 t_0 时刻

$$e(t_0)=x(t_0)-x_0(t_0)=\frac{\sigma}{2}>0$$

则判决器输出 $p(t)$ 在 t_0 时刻由 0 变为 1。在 t_0 之后，$x_0(t)$ 将在 $-\sigma/2$ 基础上产生一正斜变电压，到 t_1 时刻上升到 $\sigma/2$。此时 $e(t_1)<0$，$p(t)$ 输出 0 码。$x_0(t)$ 在 t_1 之后将在 $\sigma/2$ 基础上产生一负斜变电压，到 t_2 时刻，$x_0(t)$ 又下降到 $\sigma/2$。此时 $e(t_2)>0$，$p(t)$ 又输出 1 码。$x_0(t)$ 则为三角波，幅度为 $\sigma/2$。

如果输入信号 $x(t)$ 为一正弦信号

$$x(t)=A\sin\omega_k t$$

则当 $x(t)$ 振幅小于 $\sigma/2$ 时，$p(t)$ 仍为正、负极性相同的周期性方波，只有当 $x(t)$ 振幅超过 $\sigma/2$ 时，$p(t)$ 才会受 $x(t)$ 的影响，从而改变输出码序列。所以，开始编码正弦信号振幅 A_{min} 为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$A_{\min} = \frac{\sigma}{2}$$

编码的动态范围定义为

$$D_c = 20\lg\frac{A_{\max}}{A_{\min}} \quad (\text{dB})$$

将 $A_{\max} = E/(2\pi RCf_k)$ 和(3-29)式代入(3-30)式得

$$D_c = 20\lg\frac{f_s}{\pi f_k}\text{dB}$$

一般用 $f_k = 800$ Hz 正弦波值为标准，上式为

$$D_c = 20\lg\frac{f_s}{800\pi} \quad (\text{dB})$$

数字计算结果列于表 3-10 中。

表 3-10

取样频率 f_s/kHz	10	20	32	40	80	100
编码动态范围 D_c/dB	12	18	22	24	30	32

由上表可见，简单增量调制的动态范围偏窄。在低传码率时，不符合话音信号要求。通常，话音信号动态范围要求为 35~50 dB。因此目前实际用到的是它的改进型。

三、增量调制的抗噪声性能

对于增量调制系统的抗噪声性能，我们仍用系统的输出信号噪声功率比来表征它。由图 3-24 可知，系统的噪声成分有两种，即量化噪声与加性噪声。由于这两种噪声是互不相关的，所以可以先分别讨论，最后再合在一起，构成总的信号噪声功率比。

1. 量化信噪比

从前面分析可知，量化误差有两种，即一般量化误差和过载量化误差，由于在实际应用中都是防止工作到过载区域，因此这里仅考虑一般量化噪声。

一般量化噪声的幅度总在 $(-\sigma,\sigma)$ 内，若在此区域内量化噪声为均匀分布，则未经过低通滤波器的噪声功率为

$$N'_q = \int_{-\sigma}^{\sigma}\frac{e^2}{2\sigma}\mathrm{d}e = \frac{\sigma^2}{3}$$

它与信号幅度无关。经过低通(设其截止频率为 f_L)滤波器后的噪声功率应为

$$N_q = \frac{\sigma^2}{3}\cdot\frac{f_L}{f_s}$$

f_L/f_s 是可通过低通的噪声分量比值。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

设信号工作于临界状态，则对于频率为 f_k 的正弦信号来说，信号功率 $S_0 = A_{max}^2/2$ 为最大值。把 $A_{max} = (\sigma f_s)/\omega_k$ 代入 S_0 得

$$S_0 = \frac{(\sigma f_s)^2}{8\pi^2 f_k^2}$$

因而得最大量化信噪比为

$$\left(\frac{S_0}{N_q}\right)_{max} = 0.04\frac{f_s^3}{f_L f_k^2}$$

式(3－34)说明了在临界时最大信噪比与抽样频率 f_s、信号频率 f_k 的关系。由于语音信号幅度是变化的，当信号幅度小于 A_{max}时，信噪比将下降。设信号幅度为 A，则有

$$\frac{S_0}{N_q} = \frac{A^2/2}{N_q} = \frac{A_{max}^2/2}{N_q}\cdot\frac{A^2}{A_{max}^2}$$

用分贝表示

$$\left(\frac{S_0}{N_q}\right)_{dB} = \left(\frac{S_0}{N_q}\right)_{max\,dB} + 20\lg\frac{A^2}{A_{max}^2}$$

上式说明，信噪比下降分贝数等于信号电平下降分贝数。

2. 误码信噪比

加性噪声会引起数字信号的误码，按收端由于误码而造成的误码噪声功率 N_e 为

$$N_e = \frac{2\sigma^2 f_s^2 p_e}{\pi^2 f_1}$$

其中 f_1 为低通滤波器低端截止频率，p_e 为系统误码率，把 N_e 代入误码信噪比 S_0/N_e 中得

$$\frac{S_0}{N_e} = \frac{f_1 f_s}{16 p_e f_k^2}$$

由上式看出，在 f_s、f_k、f_1 给定的情况下，系统误码信噪比与 p_e 成反比。

由以上给出的 N_q 和 N_e 可得出总信噪比为

$$\frac{S_0}{N_0} = \frac{S_0}{N_q + N_e} = \frac{3 f_1 f_s^3}{8\pi^2 f_1 f_L f_k^2 + 48 p_e f_s^2 f_k^2}$$

3.PCM 与 ΔM 系统性能比较

这里仅对 PCM 和 ΔM 两种方式抗噪能力做以简要说明，目的是进一步了解两种调制的相对性能。

在误码可忽略以及信道传输速率相同的条件下，PCM 与 ΔM 系统的比较曲线如图3－39所示。由图可看出，如果 PCM 系统编码位数小于 4，则它的性能比低通截止频率 f_L = 3 000Hz、信号频率 f_k = 1 000Hz 的 ΔM 系统差，如果 $k > 4$，则随着 k 的增大，PCM 相对于

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

ΔM 来说，其性能越来越好。

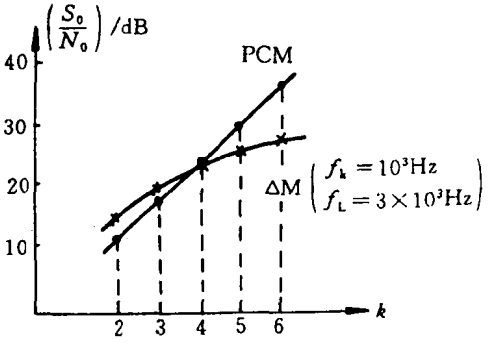


图 3-39 忽略 p_e 的 PCM 与 ΔM 比较

在考虑误码时，由于 ΔM 每一位误码仅表示造成 $\pm\sigma$ 的误差，而 PCM 的每一位误码会造成较大的误差(例如，处于最高位的码元将代表 2^{n-1} 个量化级的数值)，所以误码对 PCM 系统的影响要比 ΔM 系统严重些。这就是说，为了获得相同性能，PCM 系统将比 ΔM 系统要求更低的误码率。

四、改进的增量调制

从前面分析知，简单增量调制的主要缺点是动态范围小和小信号时量化信噪比低。造成这些缺点的原因是量阶 σ 是固定不变的量，因此改进型是从改变量阶大小考虑的。如果大信号(或信号斜率大)时能增大量阶，小信号(或信号斜率小)时能减小量阶，则编码的动态范围就可以增加，并能提高小信号时的量化信噪比。这里主要介绍常用的总和增量调制(Δ-∑)、自适应增量调制(ADM)、脉码增量调制(DPCM)及自适应脉码调制(ADPCM)的原理及特点。

1. 总和增量调制(Δ-∑)

1)Δ-∑的工作原理

从前面对过载特性分析知道，输入信号的最大振幅 A_{max} 与其工作频率成反比，由于话音信号的功率谱从 700~800 Hz 开始下降较快，每倍频下降约 8~10 dB，因此，与过载特性能很好地匹配。但是，在实际应用时，为了提高清晰度，对语音信号高频分量进行提升，即预加重，加重后的语音信号功率谱密度在 300~3 400 Hz 范围内近似于平坦特性，这样与过载特性反而不匹配了，容易产生过载现象。

改进的办法是对 $x(t)$ 信号先积分，然后进行简单增量调制，这种方法称为总和增量调制。为了从物理意义上说明这种改进的方法，作图 3-40，图中 $x(t)$ 的高低频率成份都很丰富。用简单增量时，$x_0(t)$ 跟不上 $x(t)$ 的急剧变化，出现严重过载失真，而当 $x(t)$ 缓

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

慢变化时，如果幅度变化在 $\pm\sigma/2$ 以内，将出现连续 10 交替码，这段时间幅度变化信息也将丢失。但如果我们对图 3－39(a)中 $x(t)$ 先进行积分，积分后的 $\int_0^t x(t)\mathrm{d}t$ 如图 3－30(b)所示，这时原来急剧变化时的过载现象和缓慢变化时信息丢失问题都将克服。

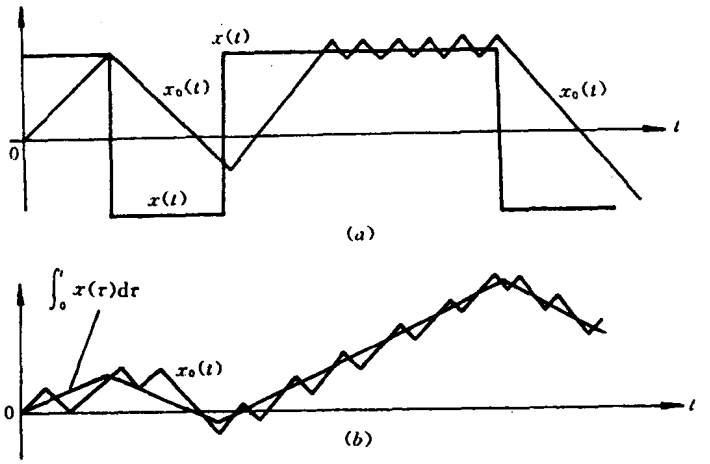


图 3－40 Δ－∑的工作波形

2)Δ－∑的方框图

从上面讨论可知，Δ－∑调制与 ΔM 的区别在于发端先对 $x(t)$ 进行积分，而为了恢复原来信号，接收端要对解调信号进行微分，以抵消积分对信号的影响。由此可以构成图 3－40(a)的 Δ－∑调制系统。

由于图 3－41(a)中收端译码器中有一个积分器，译码后又有一个微分器，微分和积分的作用相互抵消，因此收端只要有一个低通滤波器即可。另外，发端在相减器前面有两个积分器，这两个积分器可以合并为一个，放在相减器之后，这样可以得到图 3－41(b)所示的方框图。但实际应用中，因为积分器是一个很简单的 RC 电路(只有两个元件)，因此往往发端用图 3－40(a)所示电路，收端只用一个低通。

3)Δ－∑调制的特点

ΔM 调制代码反映着相邻两个抽样值变化量的正负，这个变化量就是增量，因此称为增量调制。增量又有微分的含义，因此增量调制又称为微分调制。二进制代码携带输入信号增量信息，或者说携带输入信号微分信息，故而恢复这种信息成输入信号，只需对代码积分即可。

Δ－∑调制的代码就不同了，因为信号先积分，再进行 ΔM 调制。这样 Δ－∑代码携带的是信号积分后的微分信息，由于微、积分相互抵消，因此 Δ－∑代码携带的是输入信号的振幅信息。此时收端只要加一个滤除带外噪声的低通滤波器即可恢复传输信号了。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

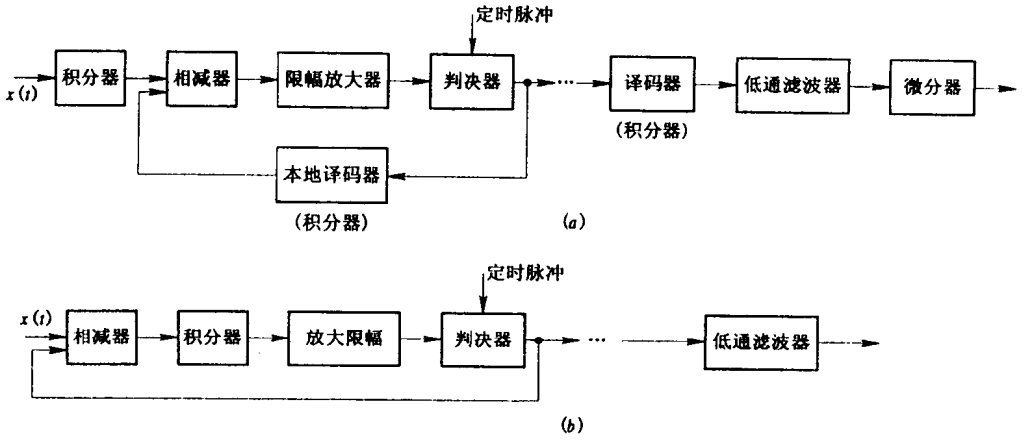


图 3－41　Δ－∑调制系统方框图

从过载特性看，前面已得到 ΔM 调制的 A_{max} 为

$$A_{max} = \frac{\sigma f_s}{2\pi f_k}$$

它与 f_k 有关，A_{max} 随信号频率 f_k 增大而减小，此时信噪比也将减小。

而 Δ－∑调制中，由于先对信号进行积分，再进行 ΔM 调制，因此有

$$A_{max} = \sigma f_s$$

它与 f_k 无关，这样信号频率不影响信噪比。也正是由于 Δ－∑调制信噪比与 f_k 无关，故对于预加重语音信号比较合适，而预加重话音信号在接收端还要加上去加重电路，这样还可提高信噪比。

对于 ΔM 调制与 Δ－∑调制性能，我们仅给出曲线如图 3－42 所示。其中 f_s、f_x、f_k 分别为抽样频率、信号高端截止频率、信号频率。S_0/N_q 为量化信噪比，S_0/N_e 为误码信噪比。

Δ－∑调制系统的动态范围与简单 ΔM 相似，即也存在着动态范围小的特点，要想解决这个缺点，只有使量阶 σ 的大小自动跟随信号幅度大小变化。

2. 数字音节压扩自适应增量调制

1)自适应增量调制(ADM)的基本概念

自适应增量调制是量阶自动跟随信号幅度大小变化的调制，具体地说是当大信号时，增大量阶 σ，小信号时，减小量阶 σ。前面已分析了 ΔM 调制的编码范围为 $A_{max} = \sigma f_s/\omega_k$ 到 $A_{min} = \sigma/2$。对于 ADM 调制，大信号时 σ 增大，A_{max} 也增大，小信号时 σ 减小，A_{min} 也减小，这就使编码动态范围增大。此外对于 ΔM 调制，小信号时，由于 σ 固定不变，量化信噪比较低，采用 ADM 调制时，小值号 σ 小，使量化噪声减小，从而提高小信号量化信噪比。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

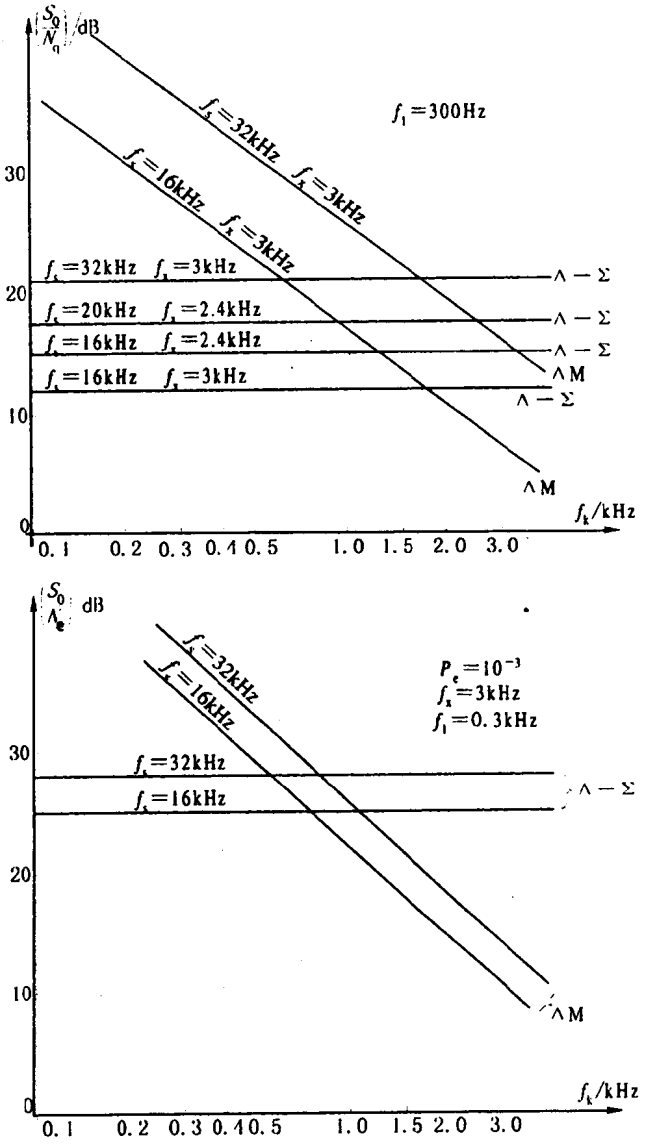


图 3－42 S_0/N_q、S_0/N_e 与 f_k 的关系曲线

这种提高小信号量化信噪比的方法与 PCM 利用压扩技术实现非均匀量化提高小信号量化信噪比是类似的。

发端 σ 可变，收端译码时也要用不同的 σ，这种可变的 σ 在 ADM 调制中随信号大小(信号斜率的大小)而变。因此在方框图的构成上应建在 ΔM 的基础上，增加检测信号幅度变化(斜率大小)的电路(提取控制电压电路)和用来控制 σ 变化的电路。

(1)提取控制电压的两种方法。一种是前向控制，即控制电压直接从输入信号 $x(t)$ 中提取话音信号的斜率，从而控制 σ，使斜率大时 σ 增大；反之斜率小时 σ 减小。这种方

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

法需把控制电压与调制后的代码同时传输到接收端，以便收端译码器对量阶进行调整，故这种方法目前很少应用。另一种是后向控制，控制信息从信码中提取，因此不需专门把控制电压从发端送到收端，这种方法目前用得最多。下面介绍的数字音节压扩增量调制就是用后向控制提取控制电压的一个实例。

(2)控制 σ 变化的两种方法。一种是瞬时压扩式，另一种是音节压扩式。瞬时压扩式的 σ 随信号斜率瞬时变化，这种方法实现起来比较困难。另一种是在一段时间内取平均斜率来控制 σ 的变化。其中用得最多的适合于话音信号的是音节压扩式。音节压扩式是用话音信号一个音节时间内的平均斜率来控制 σ 的变化。即在一个音节内 σ 保持不变，而不同音节内 σ 是变化的。音节是指话音信号包络变化的一个周期。经大量统计后，这个周期一般约为 10ms。

2)数字音节压扩增量调制系统方框图

数字音节压扩增量调制是数字检测、音节压缩与扩张自适应增量调制的简称。数字检测是指用数字电路检测和提取控制电压。

数字音节压扩增量调制系统方框图如图 3－43 所示。与简单 ΔM 调制比较，收发端约增加了虚线框内 3 个部件，即数字检测器、平滑电路和脉幅调制器。这 3 个部件正是用来完成数字检测和音节压扩的作用。下面扼要说明。

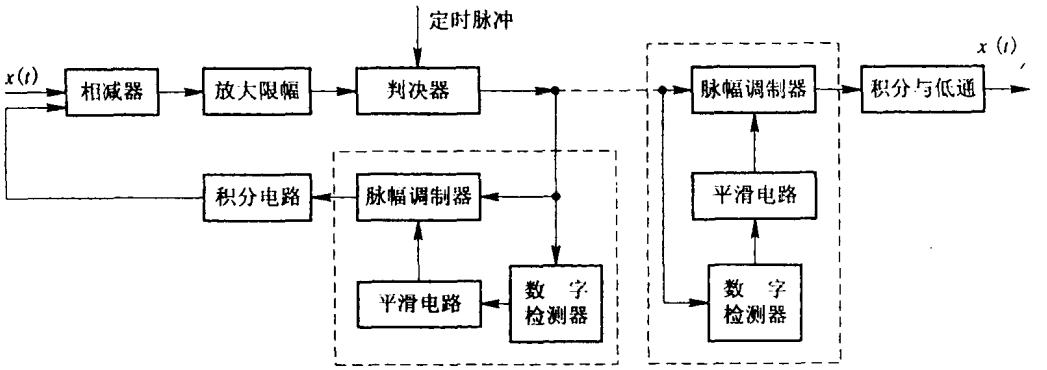


图 3－43　数字音节压扩增量调制方框图

(1)数字检测器。数字检测器是检测信码中连码多少的，连码是连“1”码和连“0”码的统称。连码越多表明信号斜率的绝对值越大。出现连码时数字检测器将输出一定宽度的脉冲。目前常用的数字检测器有两种。一种是输入 m 个连码时输出一个码元宽度为 T_b 的脉冲，输入 $(m+1)$ 个连码时输出一个码元宽度 $(2T_b)$ 的脉冲，其余类推。另一种是输入 m 个连码，输出 m 个码元宽度为 mT_b 的脉冲。m 可以是 2,3,4,…等正整数。m 取值不同压扩特性也不同。另外，m 相同时这两种不同的数字检测电路的压扩特性也不同，第

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

一种比第二种简单,用得也多。

(2)平滑电路。它的作用是将数字检测器输出脉冲平滑,取出其平均值。实际应用的平滑电路是时间常数很大(RC 接近 10 ms)的 RC 充放电电路。

(3)脉幅调制器。脉幅调制器的作用有两个:一是将单极性信码 $p(t)$ 变为双极性的脉冲,二是在平滑电路输出电压作用下改变输出脉冲的幅度。当连"1"码多,平滑电路输出的电压增大时,输出正脉冲的幅度增大,当连"0"码多,平滑电路输出的电压增大时,输出负脉冲的幅度增大,反之连码少,平滑电路输出电压减小,输出脉冲的幅度减小。

把上面几个部件的作用与简单增量调制器的原理结合起来,可以得出数字音节压扩增量调制物理过程为

$x(t)\rightarrow|\mathrm{d}x(t)/\mathrm{d}t|$ 在音节内的平均值增大→连码多→数字检测输出脉冲数目增多→平滑电路输出在音节内的平均电压增大→脉幅调制器得到的输入控制电压增大→脉幅调制器输出脉冲幅度增大→积分器的 σ 增大。

收端的方框图各部分工作原理与发端相同,这里不再重复。

这种改进型比简单 ΔM 调制在动态范围上有很大改进。它与连码检测的 m 数和脉冲压缩比 $\delta=\sigma_0/\sigma_{max}$($\sigma_0$、$\sigma_{max}$ 分别为最小量阶和最大量阶)有关,即 $m^{\uparrow}$(或 $\delta^{\downarrow}$)→$D_c^{\uparrow}$。如果简单 ΔM 调制 $D_c=10$ dB,那么当用 $m=3$ 和 $\delta=-45$ dB 时,数字音节压扩 ΔM 调制 D_c 为 55 dB 左右。

3. 数字音节压扩 Δ-∑调制

把数字音节压扩和总和增量调制结合起来,就形成用得最多的数字音节压扩 Δ-∑调制,其方框图如图 3-44 所示。

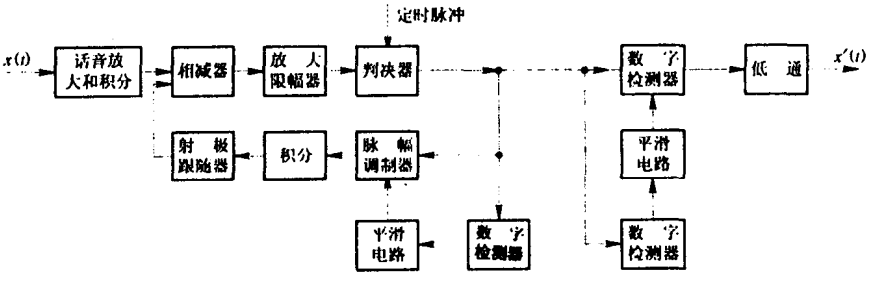


图 3-44 数字音节压扩 Δ-∑调制

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第四节 自适应差分脉码调制(ADPCM)

一、DPCM 基本原理

ADPCM 是在差分脉码调制 DPCM 基础上逐步发展起来的,ADPCM 的主要改进是量化器与预测器均采用自适应方式,即量化器与预测器的参数能根据输入信号的统计特性自适应于最佳或接近于最佳参数状态。尽管采用固定参数量化器与自适应预测器的语音编码系统有时也可称为 ADPCM,但本章中定义的 ADPCM,其量化器与预测器均为自适应方式。下面介绍 DPCM 的基本原理。

图 3-45 给出了 DPCM 系统原理框图。图中输入抽样值信号为 $S(k)$,接收端输出重建信号为 $S_r(k)$,$d(k)$是输入信号与预测信号 $S_e(k)$的差值,$d_q(k)$是量化后的差值,$l(k)$是 $d_q(k)$信号经编码后输出的数字码。

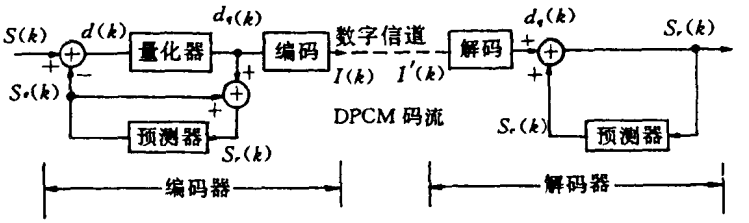


图 3-45 DPCM 系统原理图

编码器中的预测器与解码器的预测器完全相同,因此,在信道传输无误码的情况下,解码器输出的重建信号 $S_r(k)$与编码器的 $S_r(k)$完全相同。DPCM 的总量化误差 $e(k)$定义为输入信号 $S(k)$与解码器输出的重建信号 $S_r(k)$之差,即有

$$e(k) = S(k) - S_r(k) = [S_e(k) + d(k)] - [S_e(k) + d_q(k)]$$
$$= d(k) - d_q(k)$$

由上式可知,在这种 DPCM 系统中,总量化误差只和差值信号的量化误差有关。因此,系统总量化信噪比 SNR 定义为:

$$SNR = \frac{E[S^2(k)]}{E[e^2(k)]} = \frac{E[S^2(k)]}{E[d^2(k)]}\frac{E[d^2(k)]}{E[e^2(k)]} = G_p \cdot SNR_q$$

式中,预测增益 G_p 与 SNR_q 定义如下:

$$G_p = E[S^2(k)]/E[d^2(k)]$$
$$SNR_q = E[d^2(k)]/E[e^2(k)]$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

其中,符号 $E[\quad]$表示求统计平均值。式表明:DPCM 系统的总 SNR 取决于 G_p 和 SNR_q 的乘积。因此对 DPCM 的研究就是围绕着如何使这两个参数能取最大值而逐步完善起来,并最后发展为 ADPCM 系统。

ADPCM 中的预测信号是用线性预测的方法产生的。线性预测器可分为极点预测器与零点预测器。

(1)极点预测器

N 阶预测器的输出 $S_e(k)$是前 N 个 $S_r(k-i)$值($i=1,2,\cdots,N$)的线性组合,即

$$S_e(k) = \sum_{i=1}^{N} \alpha_i S_r(k-i)$$

式中,$\{\alpha_i\}$是一组预测系数。若略去量化误差不计,则图 3-46 所示 DPCM 系统中预测误差滤波器的传递函数

$$D(Z) = d_q(Z)/S_r(Z) = 1 - \sum_{i=1}^{N} \alpha_i Z^{-i}$$

接收端重建信号 $S_r(Z)$也就是发端本地解码信号,于是有

$$S_r(Z) = d_q(Z)/D(Z) = d_q(Z)H(Z)$$

由于重建逆滤波器的传递函数

$$H(Z) = 1/D(Z)$$

只有极点,因此称这种预测器为全极点预测器。

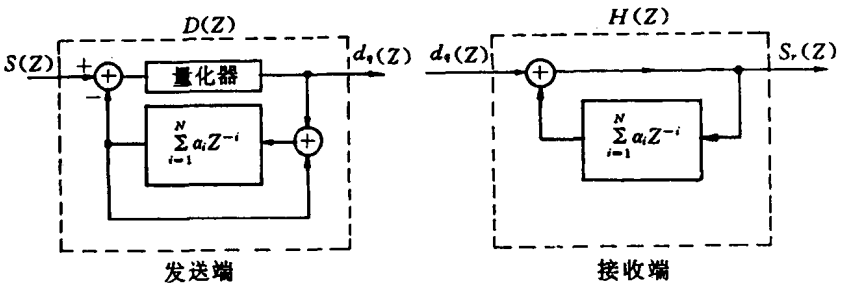


图 3-46 极点预测器 DPCM 系统

(2)零点预测器

若 M 阶预测器的输出为

$$S_e(k) = \sum_{i=1}^{M} b_i d_q(k-i)$$

式中,$\{b_i\}$是一组预测系数。该系统的重建信号

$$S_r(Z) = d_q(Z)H(Z) = d_q(Z)\left(1 + \sum_{i=1}^{M} b_i Z^{-i}\right)$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

因 $H(Z)$ 只有零点没有极点，故称零点预测器。

把零点和极点预测器组合在一起，称零极点预测器，如图 3－47 所示。图中，输入信号的预测值

$$S_e(k) = \sum_{i=1}^{N} \alpha_i S_r(k-i) + \sum_{i=1}^{M} b_i d_q(k-i)$$

重建信号

$$S_r(k) = S_e(k) + d_q(k)$$

重建逆滤波器的传递函数

$$H(Z) = \frac{1 + \sum_{i=1}^{M} b_i Z^{-i}}{1 - \sum_{i=1}^{N} \alpha_i Z^{-i}}$$

最佳线性预测器是具有最小均方预测误差的预测器，因而能获得最大的预测增益 G_p 和最大的 SNR。也就是要在最小 $E[d^2]$ 的条件下，确定一组最佳预测系数 $\{\alpha_{i\,opt}\}$。

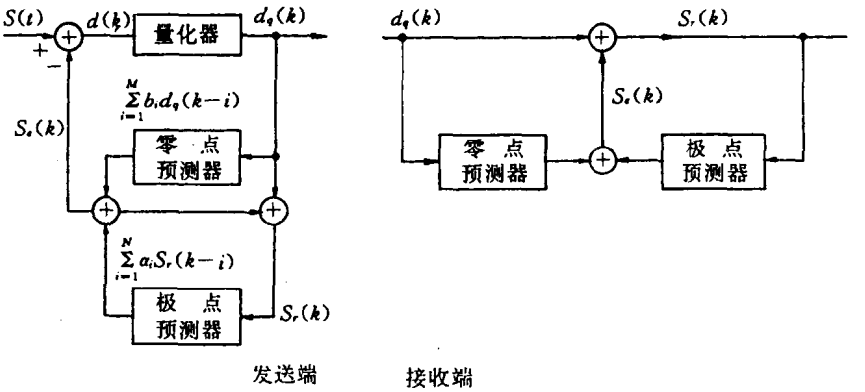


图 3－47　零极点预测器 DPCM 系统

对于一般的有极点预测器的 DPCM 系统，若略去量化误差，则

$$E[d^2] = E[S(k) - S_e(k)^2] = E[S(k) - \sum_{i=1}^{N} \alpha_i S(k-i)^2]$$

最佳预测系数 $\{\alpha_{i\,opt}\}$ 需满足

$$\frac{\partial E[d^2]}{\partial a_i} = 0 \qquad i = 1, 2, \cdots, N$$

由此可得到一组线性方程，其矩阵形式为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$\begin{bmatrix} R(1) \\ R(2) \\ \vdots \\ R(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R(0) & R(1) & \cdots & R(N-1) \\ R(1) & R(0) & \cdots & R(N-2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ R(N-1) & R(N-2) & \cdots & R(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_{1\,\mathrm{opt}} \\ \alpha_{2\,\mathrm{opt}} \\ \vdots \\ \alpha_{N\,\mathrm{opt}} \end{bmatrix}$$

式中，$R(i)=E[S(k)\cdot S(k-i)]$为相关函数，其中 $i=1,2,\cdots,N-1$，最佳预测系数 $\alpha_{i\,opt}$ 表示为

$$\alpha_{ope}=R_{ss}^{-1}$$

其中

$$\alpha_{\mathrm{opt}}=\begin{bmatrix} \alpha_{1\,\mathrm{opt}} \\ \alpha_{2\,\mathrm{opt}} \\ \vdots \\ \alpha_{N\,\mathrm{opt}} \end{bmatrix} \qquad r_{ss}=\begin{bmatrix} R(1) \\ (R)(2) \\ \vdots \\ R(N) \end{bmatrix}$$

$$R_{ss}=\begin{bmatrix} R(0) & R(1) & \cdots & R(N-1) \\ R(1) & R(0) & \cdots & R(N-2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ R(N-1) & R(N-2) & \cdots & R(0) \end{bmatrix}$$

假设信号与噪声不相关，由式可求得最小均方误差为

$$E[d^2]_{\min}=E[S^2(k)]-\sum_{i=1}^{N}\alpha_{i\,\mathrm{opt}}R(i)$$

由式(6-16)可求得最佳预测增益

$$G_{\mathrm{p\,opt}}=\frac{1}{1-\sum_{i=1}^{N}\alpha_{i\,\mathrm{opt}}\dfrac{R(i)}{E[S^2(k)]}}$$

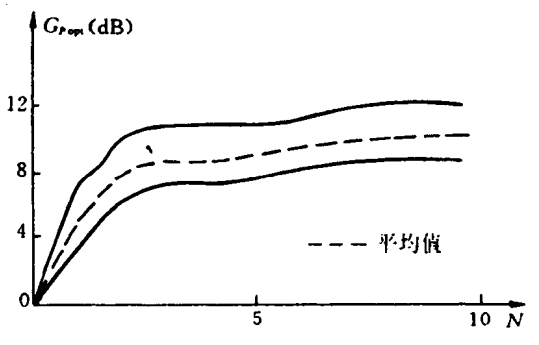


图 3-48 G_p 与预测阶数 N 的关系

对语音信号作大量统计，可以求出 $R(i)/E[S^2(k)]$值，因而根据式可求出不同预测阶数 N 情况下的$\{\alpha_{i\,\mathrm{opt}}\}$与 $G_{p\,\mathrm{opt}}$。由于不同讲话人的 $R(i)/E[S^2(k)]$不同，因而计算结果

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

因人而异，$G_{p\,opt}$的范围如图 3－48 所示。由图可见，$N>2$ 后，$G_{p\,opt}$很快趋于饱和，饱和值大约为 6—12dB。

二、自适应预测

实际语音信号是一个非平稳随机过程，其统计特性随时间不断变化，但在短时间间隔内，可以近似看成平稳过程，因而可利用类似于式的方法，按照短时统计相关特性 $R(i)$，求出短时最佳预测系数$\{\alpha_{i\,opt}(k)\}$。这种方法要求首先计算出 $R(i)$，再计算$\{\alpha_{i\,opt}(k)\}$，称为前向自适应预测算法。Durbin、Levinson 等人已经成功地导出了求$\{\mathrm{diopt}(bk)\}$的快速递推算法。但是，前向自适应预测会产生较长的编码延迟时间（约为 15—20ms），其运算量比较大，而且还要将$\{\alpha_{i\,opt}(k)\}$传输给接收端。因此，它只应用在低于 16 kb/s 的语音压缩编码系统中。

后向序贯自适应预测算法则采用序贯地不断修正预测系数$\{\alpha_i(k)\}$的方法来减少瞬时平方差值 $d_q^2(k)$信号，使$\{\alpha_i(k)\}$逐渐接近于最佳预测系数$\{\alpha_{i\,opt}\}$，以达到最佳预测状态。Widrow 提出的 LMS 算法中，预测系数的序贯修正准则朝着负梯度方向来修正$\{\alpha_i(k)\}$。而且，它是以包含量化误差 $d_q(k)$的重建信号 $S_r(k)$为基础的。由图 3－45 可知，

$$d_q(k) = S_r(k) - \sum_{i=1}^{N}\alpha_i(k)S_r(k-i)$$

$d_q^2(k)$的梯度

$$\nabla d_q^2(k) = 2d_q(k)\nabla d_q(k)$$

$$\alpha_i(k+1) = \alpha_i(k) + \beta_i(k)d_q(k)S_r(k-i)$$

其中 $\beta_i(k)$是梯度系数，它决定了预测系数自适应速率。当 $\beta_i(k)$很小时，从理论上来说，自适应系统能使$\{\alpha_i\}$系数接近于$\{\alpha_{i\,opt}\}$，或者说，围绕$\{\alpha_{i\,opt}\}$只有很小波动。但 $\beta_i(k)$值不能太小，否则当信号统计特性有很快变化时，预测系数 α_i 将不能跟上其变化。关键问题是通过大量实验来确定最合理的梯度系数。

为了进一步简化自适应预测算法，有人提出了一种梯度符号算法[9],[10]，它使运算量减少，而预测增益只降低 0.5dB，因而是一种实用的次优化方法。梯度符号算法可表达如下：

$$\alpha_i(k+1) = \lambda_i\alpha_i(k) + \beta_i(k)\mathrm{sgn}[d_q(k)]\mathrm{sgn}[S_r(k-i)]$$

式中，sgn[ ]为符号函数，λ_i 是抗误码因子，$\lambda_i = 1-2^{-k_i}(k_i \gg 1)$。

应当指出，这种梯度符号算法同样适用于零点预测器系数 b_i 的自适应修正：

$$b_i(k+1) = \lambda_i b_i(k) + \beta_i(k)\mathrm{sgn}[d_q(k)]\mathrm{sgn}[d_q(k-i)]$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

上式中 λ_i、sgn[ ]含义同式(6-20)。

三、自适应量化

在实际电话网中，由于说话人声音强弱不同，传输电路衰耗不同，语音信号的功率变化范围可达45dB左右。而最佳量化器的所有$\{d_n\}$、$\{d_{qn}\}$值均与输入量化器的功率有关。为了使量化器始终能处于最佳状态或接近于最佳状态，量化器的量化电平$\{d_{qn}\}$、分层电平$\{d_n\}$应能够自适应于输入方差 σ_d 的变化。

自适应量化方法有很多种。若严格根据输入方差 σ_d^2 来确定$\{d_n\}$与$\{d_{qn}\}$值，则称为前向自适应量化；若根据前一时刻输出数字码 $I(k)$或量化器输出值 $d_{qn}(k-i)$来确定$\{d_n(k)\}$与$\{d_{qn}(k)\}$值，则称为后向自适应量化。显然，后向自适应法比前向自适应法易于实现，但必须合理选择算法使其能收敛于最佳量化器参数。目前，实用的后向自适应量化算法是由 Jayant 或 Goodman 等人提出的。

设均匀量化器第 k 时刻量化间隔定义为$\Delta_n(k)=d_{n+1}(k)-d_n(k)=\Delta(k)$，第 k 时刻量化器短时输出方差估值 $\hat{\sigma}_{dq}^2(k)$可由以下递推公式导出：

$$\hat{\sigma}_{dq}^2(k)=\alpha_l\hat{\sigma}_{dq}^2(k-1)+(1-\alpha_l)d_q^2(k-1)$$

式中，α_l 是常数，$0<\alpha_l<1$。$\hat{\sigma}_{dq}^2(k-1)$是$(k-1)$时刻的估值。将式(6-22)两端除以 $\hat{\sigma}_{dq}^2(k-1)$项，可得

$$\frac{\hat{\sigma}_{dq}^2(k)}{\hat{\sigma}_{dq}^2(k-1)}=\alpha_1+(1-\alpha_1)\cdot\frac{d_q^2(k-1)}{\hat{\sigma}_{dq}^2(k-1)}$$

假定量化误差比较小，则量化器输入方差估值

$$\hat{\sigma}_d^2(k)\approx\hat{\sigma}_{dq}^2(k)$$

如前所述，量化间隔 $\Delta(k)$应自适应于输入方差估值 $\hat{\sigma}_d^2(k)$的变化，所以式(6-23)可化成

$$\frac{\Delta(k)}{\Delta(k-1)}=\sqrt{\frac{\hat{\sigma}_d^2(k)}{\hat{\sigma}_d^2(k-1)}}=\left[\alpha_1+(1-\alpha_1)\frac{\hat{d}_d^2(k-1)}{\hat{\sigma}_{dq}^2(k-1)}\right]^{\frac{1}{2}}$$

由于上式中右端只取决于 $d_q(k-1)$，即输出数字码$|I(k-1)|$，所以上式又可写成

$$\Delta(k)=\Delta(k-1)\cdot M(|I(k-1)|)$$

式(6-25)就是 Jayant 后向自适应量化算法。式(6-25)算法在有传输误码情况下，会产生误码扩散问题，因此采用修正式

$$\Delta(k+1)=\Delta(k)^{\beta}M(|I(k)|)$$

式中，β 为抗误码因子，在有传输误码情况下，能使接收端 $\Delta'(k)$与发送端 $\Delta(k)$相接近。M 称为量化间隔调整因子，它取决于量化器输出码字 $I(k)$，即量化电平等级。Jayant 等人根据大量实验确定了不同量化电平 L 时 PCM 与 DPCM 量化器的各种 M 值。$L=16$ 时

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

DPCM 量化器的 M 值见表 3－11(量化器为对称型，$|I(k)|=1$ 表示最小量化电平)。

表 3－11 $L=16$ 时 DPCM 量化器的 M 值

$\|I(k)\|$值	1	2	3	4	5	6	7	8
$M(\|I(k)\|)$	0.9	0.9	0.9	0.9	1.2	1.6	2.0	2.40

对于非均匀量化器，式(6－25)不能直接引用，而要引入定标因子 $y(k)$。固定非均匀量化器的输入信号 $d(k)$先进行一次归一化运算：

$$d'(k)=d(k)/y(k)$$

对于语音信号，$y(k)$可以采用式(6－26)形式进行自适应。它是一种快速瞬时自适应，能较好地与语音信号电平变化规律相适应。对于数据调制解调器(Modem)或音频信令信号，其信号功率电平变动范围远小于语音，因而式(6－27)的瞬时自适应反而会使量化器的量化间隔随最佳参数的起伏而引起过大波动，因此应选择慢自适应算法。具体来说，应采用不同于表 3－11 所列的数值，使 M 值基本上都接近于 1，尤其是 $M(|I(8)|)$应变成略大于 1，如 1.024 左右。

由上述分析可知，若要使量化器能对语音信号与数据 Modem 信号都要获得最佳自适应特性，就必须采用两种不同的定标因子 $y(k)$的自适应算法。CCITT G.721 建议采用的动态锁定量化器 DLQ 就是一种可控自适应速度的量化器。

四、32kb/s ADPCM 编解码系统

CCITTG.721 建议提出了能和已有的 PCM 数字电话网兼容的 32kb/s ADPCM 算法。该算法主要技术指标如下：

(1)语音信号经 ADPCM 编码后，客观测量 *SNR* 应完全符合 PCM 编码系统的指标要求(CCITT G.712、G.711 建议)，其主观听觉测试性能非常接近于 PCM 质量。

(2)经过 4 次音频转接后，主观语音测试质量良好，其主观平均判分(常简称 MOS 值)应大于 3.5 以上；

(3)在信道误码低于 10^{-3}的情况下能稳定工作；

(4)4800b/s 的 Modem 信号经过 4 次编解码后，其误比特率应小于 10^{-5}—10^{-6}。

CCITT G.721 建议的 ADPCM 编解码系统的原理框图如图3－49所示。以下着重介绍四个部分。

1. 输入输出单元

输入输出信号为标准的 A 律或 μ 律 64kb/s PCM 信号。目前 32kb/s ADPCM 主要应用于扩充现有 PCM 信道传输容量，即把两个 30 路 PCM 信号合并成一个 2048kb/s 的 60 路 ADPCM 信号，这是 CCITT G.761 建议的国际标准。因此，采用标准的 64kb/s PCM 作为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

ADPCM系统的输入接口是合理的。由于标准 64kb/s PCM 是经过对数压缩后的数字信号，它不能直接进行一般算术运算，所以，在进入 ADPCM 编码前，必须把 A 律 PCM 码变换成自然二进制码，即线性 PCM 码。这一变换可以通过两者之间内在的对应关系来实现。在接收端，则需要进行一次反变换，把 ADPCM 码解码得到用线性 PCM 码表示的重建信号 $S_r(k)$，变换成 A 律或 μ 律对数 PCM 信号输出。

2. 同步编码调整单元

同步编码调整单元的功能主要是为了防止在同步级联(即 ADPCM - PCM - ADPCM - PCM - ADPCM 全数字转接)的情况下，可能发生的量化噪声的积累问题。

同步编码调整的原理简述如下：在重建 PCM 信号 $S_p(k)$输出到信道前，让 $S_p(k)$再进行一次 ADPCM 编码，然后把这个码与输入 ADPCM 原始码进行比较。若比较后两者不相同，就对 $S_p(k)$PCM 码增加或减少一个 PCM 量化电平；如相同，则不作调整。其具体过程如下：

(1)重建 PCM 信号 $S_p(k)$变换成线性 PCM 重建信号 $S_r'(k)$；

(2)计算差值信号 $d_x(k) = S_r'(k) - S_e(k)$；

(3)根据定标因子 $y(k)$，将 $d_x(k)$再编成 ADPCM 码字 $IM(k)$；

(4)把 $IM(k)$与输入的 ADPCM 原始码 $I(k)$进行比较：

若 $IM(k) = I(k)$，则 $S_d(k) = S_p(k)$；

若 $IM(k) < I(k)$，则增加一个量化电平；

若 $IM(k) > I(k)$，则减小一个量化电平。

3. 自适应量化器

CCITTG7.21 建议采用 $L = 16$ 的双模式非均匀自适应量化器。由于差值信号 $d(k)$接近于高斯分布，所以采用输入为高斯分布的最佳非均匀量化器。为便于进行自适应运算，采用式(6-27)的引入定标因子 $y(k)$的方法。为避免进行除法运算，差值信号的归一化运算在对数域上进行，即

$$\log_2 d'(k) = \log_2[d(k)/y(k)] = \log_2 d(k) - \log_2 y(k)$$

为方便起见，将 $\log_2 y_k$ 记作$\bar{y}_k$，则上式写为

$$\log_2 d'(k) = \text{roog}_2 d(k) - \bar{y}(k)$$

此量化器的归一化量化特性见表 3-12。若分别取表 5-1 中 $L = 16$ 高斯量化器的 $x_{k,\text{opt}}$ 和 $y_{k,\text{opt}}$值作为表 3-12 中的 d_n 和 d_{n_q} 值，则可看出，表 3-12 中所列的数值与表 5-1 是一致的。

表 3-12 G.721 量化器与表 5-1 中 $L = 16$ 量化器的量化特性

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$\lvert I(k)\rvert$	G.721 量化器		表 5-1 中 $L=16$ 的量化器			
	归一化的输入范围 $\log_2\lvert d(k)\rvert-\tilde{y}(k)$	归一化的输出 $\log_2\lvert d_q(k)\rvert-\tilde{y}(k)$	$3.73\times d_n$	$3.73\times d_{nq}$	$\log_2(3.73d_n)$	$\log_2(3.73d_{nq})$
7	$[3.16,+\infty)$	3.34	8.9557	10.1941	3.16	3.35
6	[2.78,3.16)	2.95	6.8781	7.7174	2.78	2.95
5	[2.42,2.78)	2.59	5.3600	6.0351	2.42	2.59
4	[2.04,2.42)	2.23	4.0993	4.6849	2.04	2.23
3	[1.58,2.04)	1.81	2.9825	3.5152	1.58	1.81
2	[0.96,1.58)	1.29	1.9486	2.4499	0.96	1.29
1	[-0.05,0.96)	0.53	0.9631	1.4476	-0.05	0.53
0	$(-\infty,-0.05)$	-1.05	0	0.4789	$-\infty$	-1.05

如前所述，最佳非均匀自适应量化器对于不同输入统计特性应有不同的自适应调整因子 $M(I(k))$。CCITT 要求 32kb/s ADPCM 对语音与语音频带内数据信号都应具有最佳性能，故采用动态锁定 *DLQ* 或双模式自适应量化器。量化器的定标因子 $\tilde{y}(k)$ 由快速因子 $\tilde{y}_u(k)$ 与慢速因子 $\tilde{y}_l(k)$ 组合而成，即

$$\tilde{y}(k)=a_l(k)\tilde{y}_u(k-1)+[1-a_1(k)]\tilde{y}_l(k-1)$$

式中，$a_1(k)$ 为自适应速度控制参数。对于语音信号，$a_1(k)$ 趋于 1；对于 Modem 数据信号，$a_l(k)$ 趋于 0。$a_l(k)$ 是通过比较差值信号的短时平均值与长时平均值的差异来确定的。双模式非均匀自适应量化器的定标因子 $y(k)$ 产生的原理框图如图 3-49 所示。

慢速定标因子 $\tilde{y}_u(k)$ 自适应按式（6-26）进行。为运算方便起见，把它变换到对数域形式

$$\tilde{y}_u(k)=\beta\tilde{y}_u(k-1)+\log_2 M(\lvert I(k)\rvert)$$

式中，抗误码因子 $\beta=31/32=1-2^{-5}$，$\log_2 M(\lvert I(k)\rvert)$ 值见表 3-13。设定 $\tilde{y}_u(k)$ 在对数域上的变动范围为：

$$1.06\leqslant\tilde{y}_u(k)\leqslant 10.00$$

表 3-13　$\log_2 M(\lvert I(k)\rvert)$ 值

$\lvert I(k)\rvert$	7	6	5	4	3	2	1	0
$2^5\log_2 M(\lvert I(k)\rvert)$	69.25	21.25	11.50	6.12	3.12	1.69	0.25	-0.75

则相当于非对数域上 $y_{ud,\min}(k)=2.085$，$y_{ud,\max}(k)=1024$，此时有 $y_{ud,\max}$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

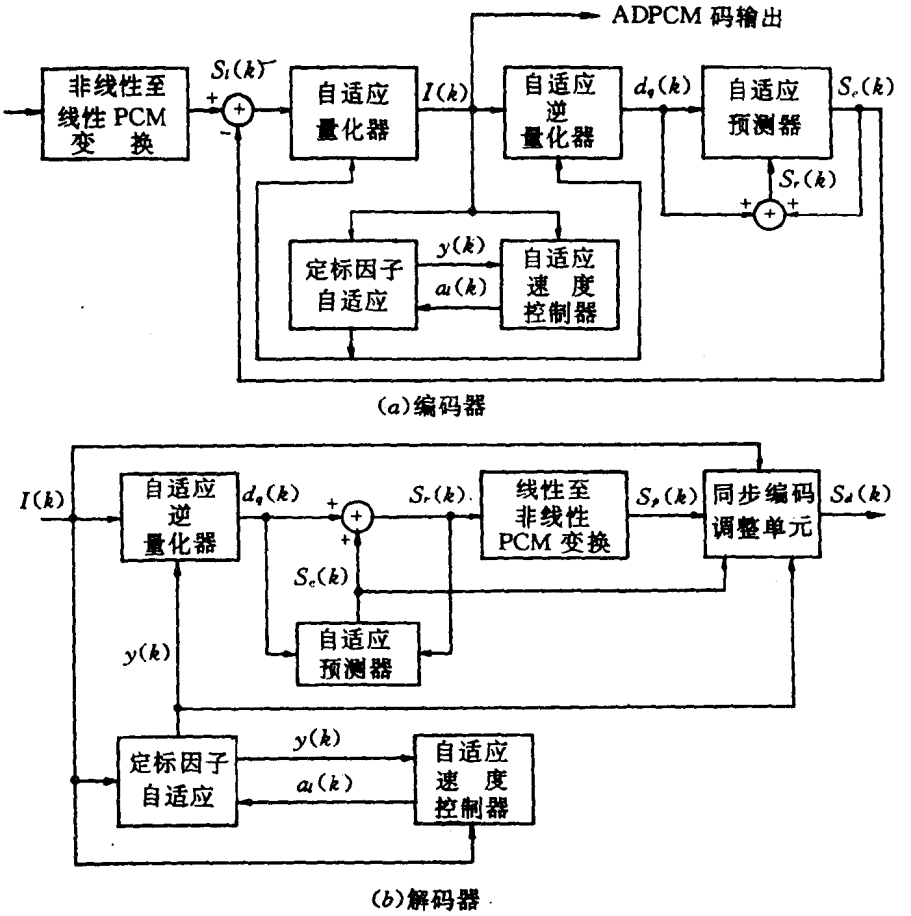


图 3-49 ADPCM 编解码系统原理图

$(k)/y_{ud,\min}(k) \approx 491$。

慢速定标因子 $\tilde{y}_l(k)$ 由 $\tilde{y}_u(k)$ 经低通滤波求得，有

$$\tilde{y}_l(k) = (1-2^{-6})\tilde{y}_l(k-1) + 2^{-6}\tilde{y}_u(k)$$

在慢速自适应时，$\alpha_1(k)=0$，由式（6-28）可知

$$\tilde{y}(k) = \tilde{y}_l(k-1)$$

设此时抗误码因子为 β_l，由式（6-30）、式（6-29）即可求出在非对数域上定标因子

$$y_d(k) = [y_d(k-1)]^{\beta_l} M_l\{I(k-1)\}$$

计算结果表明：$M_l\{I(k-1)\}$ 非常接近于 1，因而能实现慢速自适应。

要求得自适应控制参数 $\alpha_1(k)$ 的值，先要计算差值信号的短时平均值 $d_{ms}(k)$ 与长时平均值 $d_{m_l}(k)$，它们分别为

$$d_{ms}(k) = (1-2^{-5})d_{ms}(k-1) + 2^{-5}F\{I(k)\}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

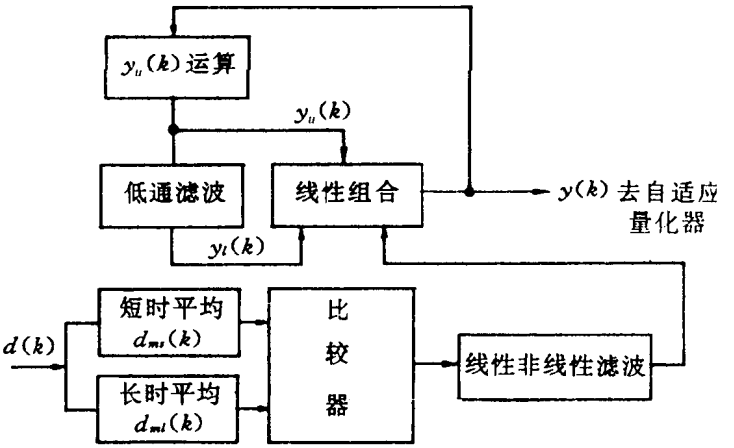


图 3-50　双模式 $y(k)$ 产生原理

$$d_{ml}(k) = (1-2^{-7})d_{ml}(k-1) + 2^{-7}F\{I(k)\}$$

$F\{I(k)\}$ 的定义如表 3-14 所示。

表 3-14　$F\{I(k)\}$ 值

$\lvert I(k)\rvert$	7	6	5	4	3	2	1	0
$F\{I(k)\}$	7	3	1	1	1	0	0	0

$d_{ms}(k)$ 与 $d_{ml}(k)$ 差值越大，则信号越不平稳，因而可根据 $\frac{\{d_{ms}(k)-d_{ml}(k)\}}{d_{ml(k)}}$ 来判决信号平稳度。

若 $\lvert d_{ms}(k)-d_{ml}(k)\rvert \geqslant 2^{-3}d_{ml}(k)$ 或 $y(k)<3$（相当无信号输入），则

$$\alpha_p(k) = (1-2^{-4})\alpha_p(k-1) + 2^{-3}$$

否则

$$\alpha_p(k) = (1-2^{-4})\alpha_p(k-1)$$

$$当\ \alpha_p(k-1) > 1,则\ \alpha_l(k) = 1$$

$$当\ \alpha_p(k-1) \leqslant 1,则\ \alpha_1(k) = \alpha_p(k-1)$$

4. 自适应预测器

G.721 建议采用零极点后向序贯自适应预测器。它有 6 个零点（$M=6$）与 2 个极点（$N=2$），并采用次优化的梯度符号法来自适应修正预测系数。由于 $N>2$ 的多阶极点预测器的稳定条件较难确定，因此，在有误码存在时，可能出现不稳定现象。实验证明，8 阶零点预测器能取得相当高的预测增益 G_p。因而，采用 6 阶零点与 2 阶极点预测器的组合，以取得良好的预测增益 G_p。其基本自适应规律由式（6-20）、（6-21）来确定。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

G.721 算法中给出了具体参数，所有零点预测器的预测系数均由下式进行自适应：

$$b_i(k+1)=\left(\frac{255}{256}\right)b_i(k)+\left(\frac{1}{128}\right)\mathrm{sgn}[d_q(k)]\mathrm{sgn}[d_q(k-i)]$$

极点自适应系数 $\alpha_1(k)$、$\alpha_2(k)$ 分别是：

$$\alpha_1(k+1)=\left(\frac{255}{256}\right)\alpha_1(k)+\left(\frac{3}{256}\right)\mathrm{sgn}[p(k)]\mathrm{sgn}[p(k-1)]$$

$$\alpha_2(k+1)=\left(\frac{127}{128}\right)\alpha_2(k)+\left(\frac{1}{128}\right)\mathrm{sgn}[p(k)]\mathrm{sgn}[p(k-2)]$$

$$-\left(\frac{1}{128}\right)f[\alpha_1(k)]\mathrm{sgn}[p(k)]\mathrm{sgn}[p(k-1)]$$

式中，$p(k)=d_q(k)+\sum_{i=1}^{6}b_i(k-1)\,d_q(k-1)$

$$f[\alpha_1(k)]=\begin{cases}4\alpha_1(k), & |\alpha_1(k)|\leqslant 1/2\\ 2\mathrm{sgn}\alpha_1(k), & |\alpha_1(k)|>1/2\end{cases}$$

为保证极点预测器稳定，作出如下限制：

$$|\alpha_2(k)|\leqslant 0.75$$

$|\alpha_1(k)|<(15/16)-\alpha_2(k)$ 显然，式（6-34）、（6-35）、（6-36）、（6-37）都是在式（6-20）基础上进行了适当的修正。主要考虑到在有传输误码情况下，自适应预测还能趋向于最佳预测参数，不致于造成误跟踪以及对双音多频信令的快速跟踪。

上述 G.721 ADPCM 算法于 1984 年 10 月经 CCITT 通过，形成建议后，美国，意大利等国在实际电路实验中发现了两个问题：

（1）1200b/s FSK 信号通过 ADPCM 编码后，在传输 ASCII 字符间隔时会产生严重误码。这是由于原 G.721 算法的自适应算法对单频与过渡状态跟踪速度不够快所致；

（2）若输入为“0000”或“1111”码型，则 ADPCM 解码器会产生溢出振荡现象。

由于上述问题，CCITT 于 1986 年 7 月对原 G.721 ADPCM 算法进行了以下修改：

（1）把原 16 量化电平的量化器改成 15 量化电平的中平型量化器。这样就消除了振荡现象。为此，把表 3-12 中数值改成表 3-15 中所列出的数值。

表 3-15　15 电平量化器的量化特性及其调整因子

$\lvert I(k)\rvert$	归一化的输入范围 $\log_2\lvert d(k)\rvert-y(k)$	归一化的输出 $\log_2\lvert d_q(k)\rvert-y(k)$	$2\log_2 M[I(k)]$
7	$[3.12,+\infty)$	3.32	70.13

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

（续）

$\lvert I(k)\rvert$	归一化的输入范围 $\log_2\lvert d(k)\rvert - y(k)$	归一化的输出 $\log_2\lvert d_q(k)\rvert - y(k)$	$2\log_2 M[I(k)]$
6	[2.72, 3.12)	2.91	22.19
5	[2.34, 2.72)	2.52	12.38
4	[1.91, 2.34)	2.13	7.00
3	[1.38, 1.91)	1.66	4.00
2	[0.62, 1.38)	1.05	2.56
1	[-0.98, 0.62)	0.031	1.13
0	(-∞, -0.98)	-∞	-0.75

（2）在 ADPCM 编码与解码端均需增加一个单音与过渡检测电路。当检测出单音或过渡信号后，立即控制自适应量化器转换到非锁定的快速自适应模式。

5.MC145532 ADPCM 代码转换器

（1）技术特点

·满足 ITU－T 建议，G.721—1988；

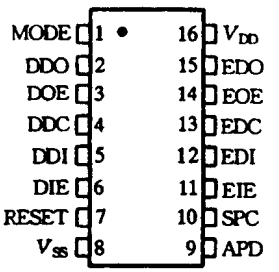


图 3－51　MC145532
引脚排列图

·全双工、单信道工作；

·选择引脚 μ 律或 A 律编码；

·同步或异步工作；

·容易与摩托罗拉的 PCM 编解码器、滤波器等接口；

·串行 PCM 和 ADPCM 数据传输速率为 64kbit/s～5120kbit/s；

·省电能力用于低电流的消耗；

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

·简单时隙分配定时用于代码转换器；

·单 5V 电源。

(2) MC145532 引脚符号与功能

MC145532 引脚排列图如图 3－51 所示。

MC145532 引脚符号与功能如表 3－16 所示。

表 3－16 MC145532 引脚符号与功能

引脚号	符号	功能	引脚号	符号	功能
1	MODE	模式选择	9	APD	绝对省电
2	DDO	译码器数据输出	10	SPC	信号处理器时钟
3	DOE	译码器输出使能	11	EIE	编码器输入使能
4	DDC	译码器数据时钟	12	EDI	编码器数据输入
5	DDI	译码器数据输入	13	EDC	编码器数据时钟
6	DIE	译码器输入使能	14	EOE	编码器输出使能
7	RESET	复位	15	EDO	编码器数据输出
8	V_{SS}	接电源负端	16	V_{DD}	接电源正端

(3) 应用电路

MC145532ADPCM 代码转换器/编解码器应用电路如图 3－52 所示。

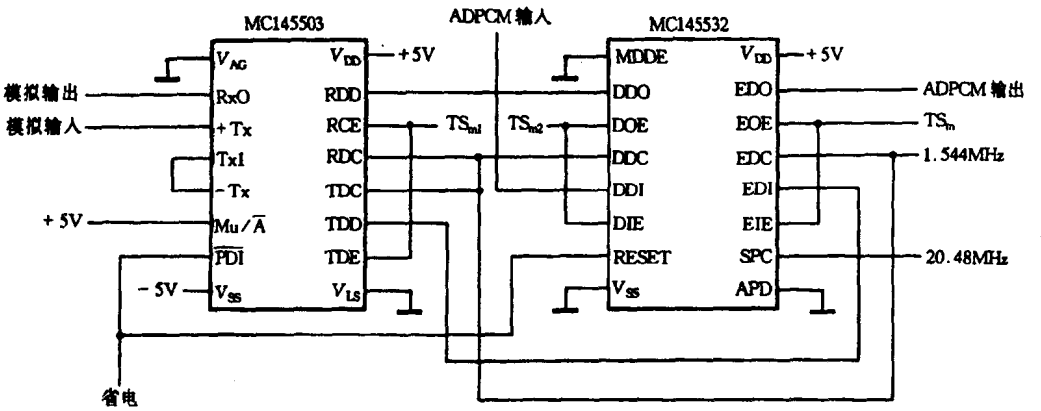


图 3－52 MC145532ADPCM 应用电路

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

6.MC145540ADPCM 编/解码器

（1）技术特点

·单电源工作（2.7～5.25V）；

·3V 时典型功耗为 60mW，省电时为 15μW；

·最小噪音的差分模拟电路设计；

·完全 μ 律或 A 律压扩 PCM 编解码器滤波器；

·64，32，24 和 16kbit/s 数据率 ADPCM 代码转换器；

·通用可编程双音频发生器；

·可编程发送增益、接收增益和侧音增益；

·用于与话筒接口的低噪声、高增益、三端输入运算放大器；

（2）MC145540 引脚符号与功能

MC145540 引脚排列如图 3－53 所示。

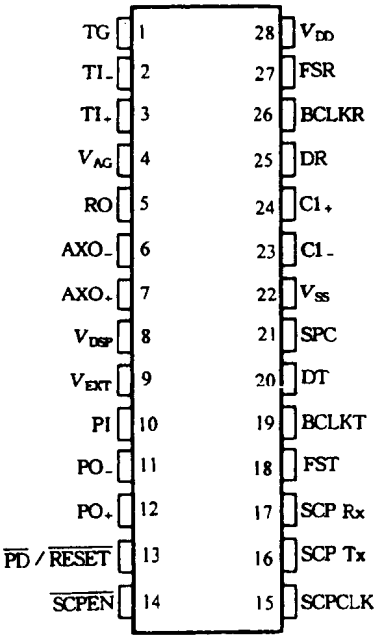


图 3－53　MC145540 引脚排列图

MC145540 引脚符号与功能如表 3－17 所示。

表 3－17　MC145540 引脚符号与功能

引脚号	符号	功　　能	引脚号	符号	功　　能
1	TG	发送增益	15	SCPCLK	串行控制口时钟输入
2	TI-	发送模拟输入（反相）	16	SCP T_X	串行控制口发送输出

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

引脚号	符号	功　能	引脚号	符号	功　能
3	TI_+	发送模拟输入（同相）	17	SCP R_X	串行控制口接收输入
4	V_{AG}	模拟地输出	18	FST	帧同步，发送
5	RO	接收模拟输出	19	BCLKT	比特时钟，发送
6	AXO_-	辅助音频功率输出（反相）	20	DT	数据，发送
7	AXO_+	辅助音频功率输出（同相）	21	SPC	信号处理器时钟
8	V_{DSP}	数字信号处理器电源输出	22	V_{SS}	接电源负端
9	V_{EXT}	外部电源输入	23	CI_-	电荷激励电容器引脚
10	PI	功率放大器输入	24	CI_+	电荷激励电容器引脚
11	PO_-	功率放大器输出（反相）	25	DR	数据，接收
12	PO_+	功率放大器输出（同相）	26	BCLKR	比特时钟，接收
13	$\overline{PDL}/\overline{RESET}$	省电输入/复位	27	FSR	帧同步接收
14	$\overline{SCPEN}$	串行控制口使能输入	28	V_{DD}	正电源输入/输出

（3）应用电路

MC14550手持机应用电路如图3－54所示。

第五节　子带编码（SBC）

前面已指出对语声信号的编码方式分类可粗略地分成波形编码和参量编码。前述的PCM，ADPCM编码方式为波形编码，其速率通常是在16～64kbit/s范围；LPC等声码器编码方式称为参量编码，其速率常在4.8kbit/s以下。本节所讨论的子带编码方式既不是纯波形偏码，又不是纯参量编码，它是二者的结合，称为混合编码。

一、子带编码基本原理

子带编码是首先将输入信号分割成几个不同的频带分量，然后再分别进行编码，这类编码方式称为频域编码。频域编码将信号分解成不同频带分量的过程去除了信号的冗余度，得到了一组互不相关的信号。这同DPCM方式的机理虽然不同，但从去除冗余度

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

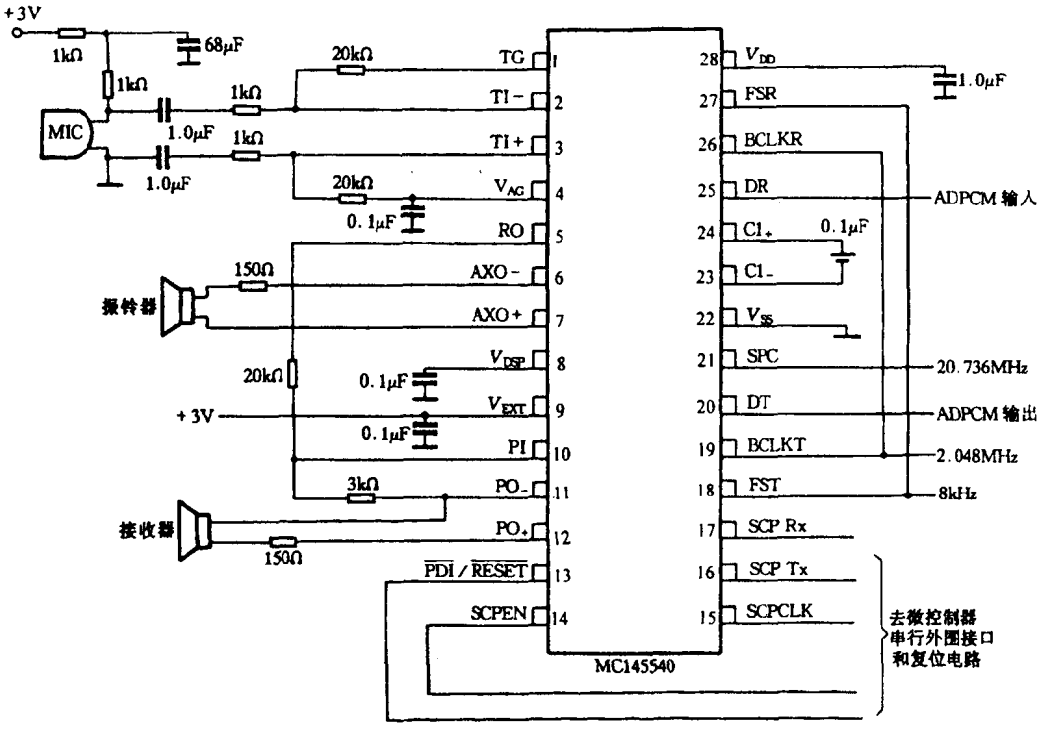


图 3－54　MC14550 手持机应用电路

角度这两者又是相似的。

把语声信号分成若干子带进行编码主要有两个优点。首先，如果对不同的子带合理地分配比特数，就可能分别控制各子带的量化电平数目以及相应的重建信号的量化误差方差值，使误差谱的形状适应人耳听觉特性，获得更好的主观听音质量。由于语声的基音和共振峰主要集中在低频段，它们要求保存比较高的精度，所以对低频段的子带可以用较多的比特数来表示其样值，而高频段可以分配比较少的比特。其次，子带编码的另一个优点是各子带的量化噪声相互独立，被束缚在自己的子带内，这样就能避免输入电平较低的子带信号被其它子带的量化噪声所淹没。

子带编码实现的原理框图如图 3－55 所示。在子带编码中，用带通滤波器将语声频带分割为若干个子带，每个子带经过调制将各子带变成低通型信号（图中未画出）。这样就可使抽样速率降低到各子带频宽的两倍。各子带经过编码的子带码流通过复接器复接起来。送入信道。在接收端，先经过分接器将各子带的码流分开，经过解码、移频到各原始频率位置上。各子带相加就恢复出原来的语声信号。

由于各子带是分开编码的，因此可以根据各子带的特性，选择适当的编码位数，以使量化噪声最小。例如在低频子带可安排编码位数多一些，以便保持音节和共振峰的结

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

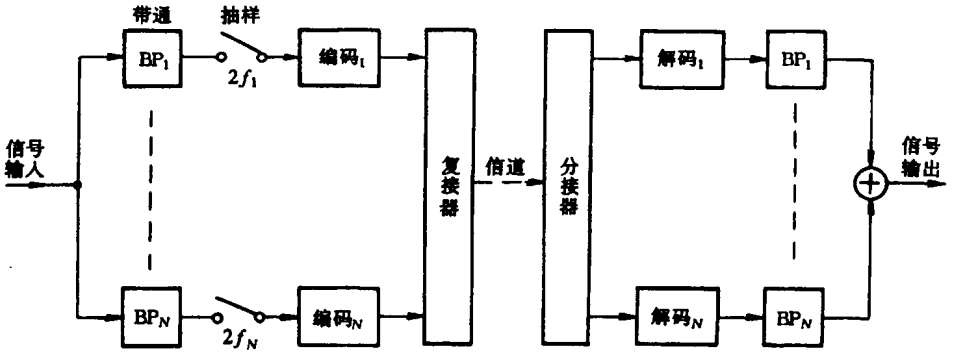


图 3－55 子带编码原理方框图

构；而高频子带对通信的重要性略低于低频子带，可安排较少的编码位数，这样就可以充分地压缩编码速率。

二、比特分配与编码速率

在子带编码器的设计中，必须考虑子带数目、子带划分、编码的参数、子带中比特的分配、每样值编码比特和带宽等主要参数。

在子带编码中，各子带的带宽 ΔB_k 可以是相同的，也可以是不同的。前者称为等带宽子带编码，后者称为变带宽子带编码。等带宽子带编码的优点是易于用硬件实现，也便于进行理论分析。在这种情况下带宽 ΔB_k 等于

$$\Delta B_k = \Delta B = B/m$$

式中，$k=1, 2, 3, \cdots, m$，m 是子带总数，B 是编码信号总的带宽。

在变带宽编码中，常用的子带划分方法是令各子带宽度随 k 增加而增加，即

$$\Delta B_{k+1} > \Delta B_k$$

也就是低频段的子带宽度较窄，高频段较宽。这样划分不仅和语声信号的功率相匹配，而且也和语声信号的可懂度或清晰度随频率变化的关系相匹配。研究表明，语声信号频带中具有相同带宽的各子带对语声可懂度的影响是不同的，低频段的影响大，高频段的影响小，因此，将低频段的子带分得细一些，量化精度高一些。但是，在等带宽分割时，对不同子带分配不同的比特数，等带宽子带编码也能获得很好的质量。

在子带编码中，每一个子带信号 $X_k(t)$ 按照频率 f_{sk} 经过抽样后，其每个样点使用 R_l 比特来进行数字编码，因此编码所需要的总速率 I 为

$$I = \sum_{k=1}^{m} f_{sk} R_k$$

对于等带宽子带编码有：$\Delta B_k = \Delta B = B/m$，则

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$f_{sk} = 2\Delta B = 2B/m$$

这时，式可简化为：

$$I = 2B/m\sum_{k=1}^{m} R_k(\text{bit/s})$$

如果 R 表示各子带每样点编码所用比特数的平均值，即

$$\sum_{k=1}^{m} R_k = mR$$

则式可写成

$$I = 2BR$$

这也就是通常熟知的全带时域波形编码传输速率的表示式，从式可以看到，在等带宽子带编码中，总传输速率 I 同 R_k 的和成正比。这样，等带宽分割在进行比特分配时，关系就比较简单。

例如，一个 4 子带的 SBC 系统，子带分别为〔0～800〕，〔800～1600〕，〔1600～2400〕，〔2400～3200〕，如果忽略同步的边带信息，子带的比特分配分别为 3、2、1、0 比特/样值，则 SBC 编码系统总的传输速率为

$$I = \frac{2B}{m}\sum_{k=1}^{m} R_k$$

设　$B = 3200\text{Hz}$，$m = 4$，$R_1 = 3$，$R_2 = 2$，

$R_3 = 1$，$R_4 = 0$，则总的传输速率为

$$I = \frac{2 \times 3200}{4}(3 + 2 + 1 + 0) = 9.6\text{kbit/s}$$

全带取样编码的平均比特数为

$$R = \frac{1}{m}\sum_{k=1}^{m} R_k = \frac{1}{4}(3 + 2 + 1 + 0) = 1.5\text{bit}$$

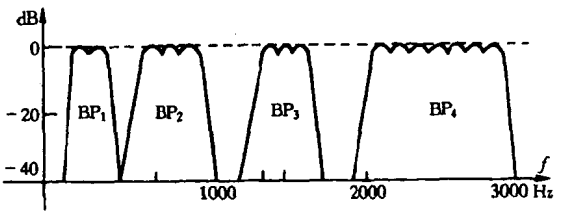


图 3－56　子带频域表示

三、子带的划分

语声信号各子带的带宽应考虑到各频段对主观听觉贡献相等的原则做合理的分配。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

通常语声信号经带通滤波器组滤波后分成4～6个子带，子带之间允许有小的间隙，如图3－56所示。

四、16、24、32kb/s电话语声子带编码

这种系统是用滤波器组将8kHz抽样的输入语声信号分成5个子带，如表3－18所示。在16及24kbit/s系统中只有4个子带，而丢弃3000～4000Hz的子带，32kbit/s系统使用全部5个子带。

表3－18 16、24、32kbit/s电话语声子带参数表

子带序号	由 f_s = 8kHz 的抽取比	子带频率范围	子带取样频率	R_k 比特/样点（kbit/s）		
				16	24	32
1	8	0～500	1000	4	5	5
2	8	500～1000	1000	4	5	5
3	4	1000～2000	2000	2	4	4
4	4	2000～3000	2000	2	3	4
5	4	3000～4000	2000	0	0	3

各子带被分割后，抽样频率由8kHz分别降到1kHz和2kHz，这时样点之间的相关性减弱了很多，每个子带内的谱包络较全频谱的平坦很多，这时采用DPCM编码会有一定的改善，但已不明显。为了简化系统，都采用PCM量化。比特分配也根据长时谱的统计特性使用固定比特分配方式。

正式的主观测试表明32、24及16kbit/s系统的平均MOS[注]* 分相应为4.3、3.9及3.1。也就是说，由于采用了子带编码技术，仅用PCM量化，32kbit/s系统也能达到64kbit/sPCM的质量。其24kbit/s系统达到接近网络质量，并经过两到三次音频转接后仍能给出比较满意的主观质量。16kbit/s系统的质量已明显下降，如果采用自适应预测、自适应量化和自适应比特分配，也能给出较好的语音质量。

例如：7kHz语声子带编码（ITU－TG.722）

该标准采用三种编码速率，即48、56及64kbit/s。输入语声信号带宽为50～7000Hz，分成两个等宽的子带，表3－19给出了系统的部分参数。

* [注]*：MOS：平均意见得分，MOS得分采用五级评分标准，5分—优；4分—良；3分—中；2—差；1—坏。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 3－19　7kHz 语声子带参数表

子带序号	子带频率范围（Hz）	子带抽样频率（Hz）	R_k 比特/样点（kbit/s）		
			48	56	64
1	0～4000	8000	4	5	6
2	400～800	8000	2	2	2

由于系统只有两个子带，并且总带宽为 7kHz，因此每个子带中的信号样点间的相关性较强，采用预测将会取得很好的效果。两个子带都使用了ADPCM编编码。为了简化系统，没有使用自适应比特分配，而是采用了固定比特分配，高带使用固定的 2 比特/样点，低带根据传输要求可使用 4～6 比特/样点，因此，总的传输率为 48～64kbit/s。主观测试表明，64、56、48kbit/s 平均 MOS 各相应为 4.1、4.0、3.7，均达到比较满意的效果。

第六节　参量编码

参量编码的原理和设计思想与波形编码完全不同。波形编码的基本思路是忠实地再现话音的时域波形，为了降低比特率，可充分利用抽样点之间的信息冗余性对差分信号进行编码，在不影响话音质量的前提下，比特率可以降至 32kbit/s。

参量编码根据对语声形成机理的分析，着眼于构造语声生成模型，该模型以一定精度模拟发出语声的发声声道，接收端根据该模型还原生成发话者的音素，根据频域分析可知该模型就对应为具有一定零极点分布的数字滤波器。编码器发送的主要信息就是该模型的参数，相当于该语声信号的主要特征，而并非具体的语声波形幅值。由于模型参数的更新频度较低，并可利用抽样值间的一定相关性，故可有效地降低编码比特率。因此，目前小于 16kbit/s 的低比特率话音编码都采用参量编码。它在移动通信、多媒体通信和 IP 网络电话应用中起到了重要的作用。

由前述说明可知，要了解参量编码原理，首先必须了解语声信号特征分析及语声形成机理。

一、语声信号分析

语声形成的大致过程可如图 3－57 所示。从肺部压出的空气由气管到达声门，气流流经声门时形成声音，然后再经咽腔，由口腔或鼻腔送出。其中咽腔、口腔、鼻腔等构成声道，当腔体呈不同形状，舌、齿、唇等处于不同位置时，相当于形成一个具有不同

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

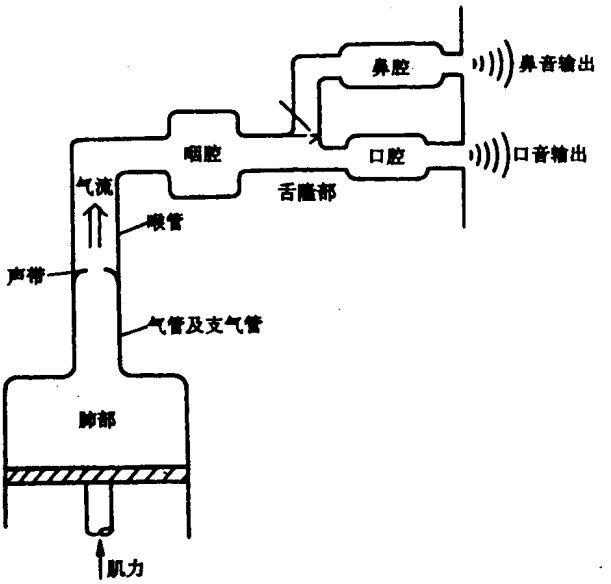


图 3－57 语声形成过程

零极点分布的滤波器，气流通过该滤波器后产生相应的频响输出，从而发出不同的音素。

从语声信号分析可知，音素分为两类：伴有声带振动的音称为浊音；声带不振动的音称为清音。由于声带振动有不同的频率，因此浊音就有不同的音调，称之为基音频率。男性基音频率一般为 50～250Hz，女性基音频率一般为 100～500Hz。另外气流压出的不同强度就对应为声音的音量大小。

1. 浊音与基音

浊音又称有声音，语声发声时声带在气流的作用下激励起准周期的声波，如图 3－58所示。由图可见浊音声波具有明显的准周期特性，这一准周期音称为基音，其基音周期为 4～18ms 相当于基音频率在 50～250Hz 范围内。

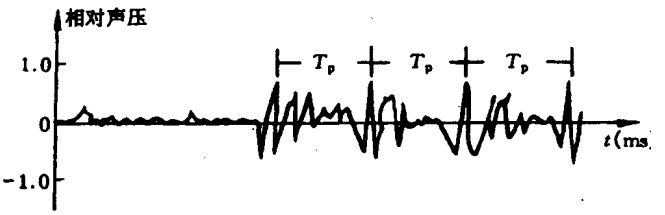


图 3－58 波音声波波形图

对语声信号的频谱分析可知，语声信号除基音外还存在基音的多次谐波，浊音信号

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

的能量主要集中在各基音谐波的频率附近，而且主要集中于低于 3kHz 的范围，其浊音的频谱特性如图 3－59 所示。图中虚线所示频谱包络中的峰值所对应的频率为口腔共振体的共振峰频率。

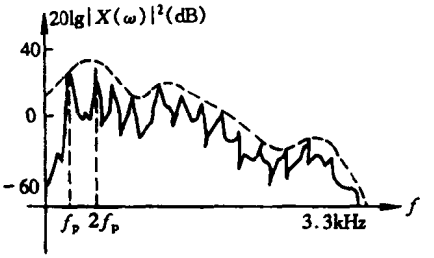


图 3－59　浊音频谱示意

2. 清音

清音又称无声音。由声学和力学理论可知，当气流速度达到某一临界速度时，就会引起湍流，此时声带不振动，声道被噪声状随机波激励产生较小幅度的声波，其波形与噪声相似，这就是清音，其波形示意图如图 3－60 所示。

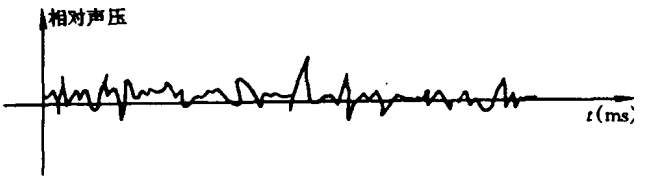


图 3－60　清音波形图

清音没有周期特性，典型的清音波形频谱如图 3－61 所示。从清音的频谱分析可知，清音中不含具有周期或准周期特性的基音及其谐波成分。从频谱分析还可看出，清音的能量集中在比浊音更高的频率范围内。

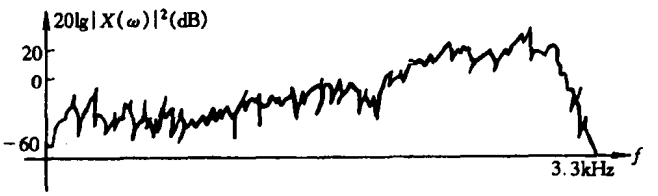


图 3－61　清音频谱示意

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

3. 语声信号产生模型

根据上面对实际发声器及语声的分析可知。语声信号发生过程可抽象为如图 3－61

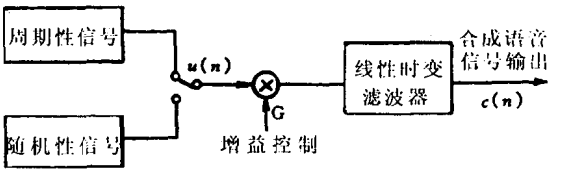


图 3－62 语声信号产生模型

所示模型。图中所示周期信号源表示浊音激励源；随机噪声信号源表示清音激励。图中 u（n）表示波形产生的激励参量；C（n）是合成的语声输出，声道特性可以看成一个时变线性系统，G 是增益控制，增益控制代表语声强度。这里的参量主要体现在线性时变系统参数 $\{a_i\}$ 和基音周期 P、清浊音判决 u/v 和代表语声强弱的增益控制参量 G。

二、线性预测编码（LPC）基本原理

以语声信号产生模型为基础，在发送端分析提取表征声源和声道相关特征的参量，并通过量化，编码将这些参量传输到接收端。在接收端再用这些特征参量重新合成语声信号。这一过程称为语声信号的分析合成，实现这一过程的系统称为声码器（Vocoder）。声码器的数码率可压缩到 4．8kbit/s 甚至更低。本节简要介绍线性预测编码（LPC）声码器的基本概念。

如前所述，若简单地将语声分成浊音和清音两大类根据语声线性预测模型，清音可以模型化为白色随机噪声激励；而浊音的激励信号为准周期脉冲序列，其周期为基音周期 T_p。由语声信号短时分析及基音提取方法，能逐帧将语声信号用少量特征参量，如清/浊音判决 u/v，基音周期 T_p，声道模型参数 $\{a_i\}$ 和增益 G 来表示。再把这些参量进行量化和编码。采用这种编码方式进行语声信号有效传输的系统称为线性预测编码（LPC），其实现方框图如图 3－63 所示。

在发送端，原始语声输入 A/D 变换器，以 8kHz 速率抽样并变换成数字化语声。然后以每 180 个样值为一帧（帧周期 22.5ms），以帧为处理单元逐帧进行线性预测系数分析，并作相应的清/浊音判决和基音提取，最后把这些参量进行量化、编码并送入信道传送。

在接收端，经参量解码分出参量 $\{a_i\}$、G、P 和 u/v 等。G、P 以及 u/v 用作语声信号的合成产生，$\{a_i\}$ 用作形成合成滤波器的参数。最后将合成产生的数字化语声信号再经 D/A 变换即还原为接收端合成产生的语声信号。

图 3－64 所示是简化的 LPC 原理框图。按照这一原理所构成的 LPC－10 声码器已用于美国第三代保密电话装置（STU－Ⅲ），其编码速率为 2.4kbit/s。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

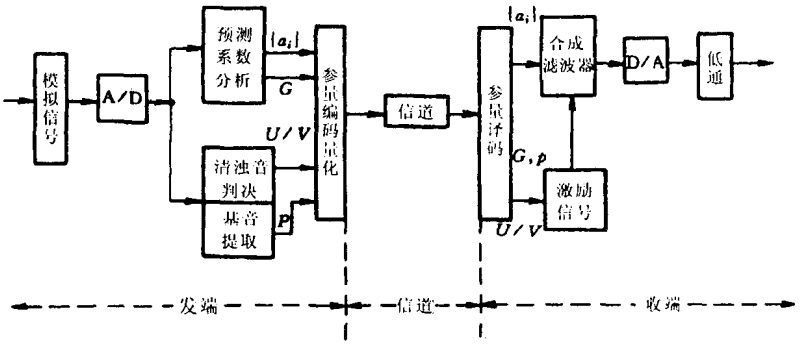


图 3－63　线性预测 LPC 编译码方框图

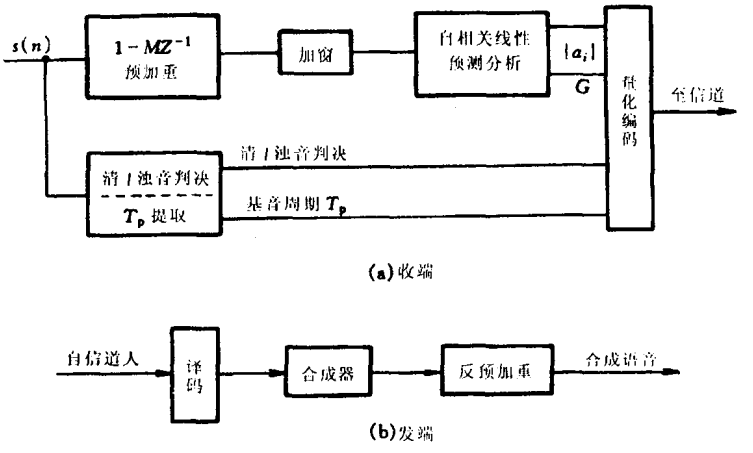


图 3－64　简化 LPC 原理框图

三、线性预测合成分析编码

1. 结构原理

线性预测合成分析(LPAS－Linear Analgsis－by－Synthosis)编码器，其原理结构如图 3－65 所示。激励生成器产生的激励信号经线性预测器后得到重构的话音信号 $\hat{S}(i)$，线性预测器模拟声道特性，加强了激励信号的某些频率域，减弱了另一些频率域，体现了语声信号的短时相关性。激励信号则体现了语声信号的长时相关性，输入线性预测器的激励信号是量化后的增益和基音信号。由于量化过程一定会产生量化误差，所以重构信号和输入信号 $S(i)$ 之间必然存在有限的差值 $e(i)$，称之为残差信号。最小化过程的目的就是调整激励信号，使残差的方差为最小，由此构成确定激励信号的闭环回路。激励生成器输出的是残差信号的估值，而不是原信号的估值。

经过最小化过程确定的激励信号量化值就是声码器的输出，接收端的解码器根据此信号和同样的线性预测器恢复原来的话音信号。图 3－65 虚线框部分所示闭环回路的下

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

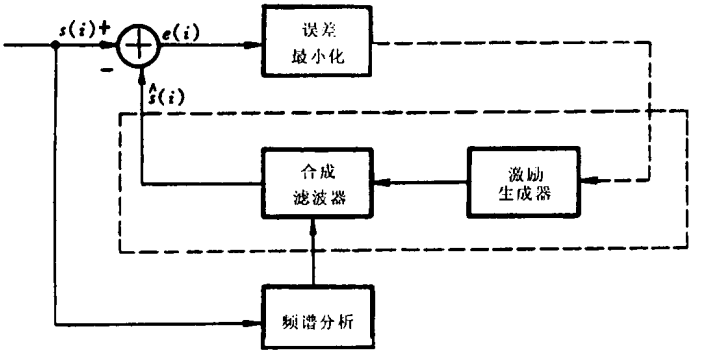


图 3-65 LPAS 声码器原理结构

半部分就是解码器结构，因此该结构的编码器已含解码器。在话音编码中，常称编码过程为语音分析，它的功能是将语声转换为低速率的数字信号；称解码过程为语音合成，其功能是将低速率的数字语声合成为模拟语声信号。反馈回路中的线性预测器是用来重建信号的，又称为预测合成器，整个编码器是通过内含的语声合成来完成语声分析过程的，所以称之为合成分析器。

2. 激励信号生成及表示

激励信号生成模型是声码器的主体部分，LPAS 声码器的合成分析指的就是激励信号的生成机理，它通过分析比较大量激励源合成的结果，从中选出最佳匹配的激励信号。声码器编码输出的主要部分也是激励信号。LPAS 声码器的比特率通常为 4～16kbit/s，这表示激励信号的量化比特约为每个抽样 0.5～2 比特。

激励信号包括清/浊音判定、基音周期和增益。清/浊音可根据语声信号自相关函数归一化峰值电平来判定。若电平值大于给定阈值，则为浊音，否则为清音。如为清音，则激励源为随机信号。如为浊音则为准周期脉冲信号，激励源为空间位置有规律分布的脉冲串，脉冲位置间隔体现为基音周期，它决定了语声信号的长时相关性。

激励信号的产生有如下几种：

(1) 多脉冲激励（MPE）

其设计思想是只对激励信号的重要部分抽样编码，忽略其它部分抽样，以此降低编码比特率。这些重要抽样可用有限数量脉冲的幅值和位置来表示，由此，可得出多脉冲激励信号为：

$$u(n) = \sum_{i=0}^{K-1} a_i \delta(n - n_i)$$

式中，a_i，n_i，K 分别为脉冲幅值、脉冲位置和脉冲数，δ（o）为 δ 函数。需要编码的信息就是脉冲位置和幅值。

(2) 规则脉冲激励（RPE）

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

其设计思想和多脉冲激励相同，但为了降低复杂度，脉冲位置限定为间隔为 S 的栅状位置，其激励信号表示为

$$u_k(n) = \sum_{i=0}^{k-1} a_i \delta(n - is - k)$$

式中，$k=0, 1, \cdots, s-1$，在给定的子帧中只有 s 个允许组合位置。激励信号搜索就是针对每种允许的格栅位置计算脉冲幅值和相应误差，选定最佳逼近原信号的参数，它需要求解一系列线性方程组。

(3) 码本激励

激励信号最终要量化后以二进制的形式发送出去。量化有两种类型。一种是标量量化，也就是对每个参数独立地进行量化，然后通过组合确定参数集。另一种是矢量量化，也就是将所有参数组合起来作为一个整体进行量化，在数学上就用矢量来表示参数的组合。所有可能的参数组合对应为一个有限的矢量空间，这一矢量空间的形成已经考虑了各参数之间的线性或非线性相关性以及它们的联合概率密度函数。

第七节 GSM 及 IP 电话系统语声编码技术的应用及标准

本节主要讨论 GSM 移动电话系统和 IP 网络电话应用中使用的低比特率参量编码技术及应用标准。

一、G.728 声码器

G.728 是 16kbit/s 的 LPAS 声码器，采用低时延码本激励线性预测（LD - CELP）方式。线性预测器使用的是反馈型后向自适应技术，预测器系数是根据上一帧的语声量化数据进行更新的，因此算法时延较短，为 0.625ms，即 5 个抽样点时间，这就是 G.728 的帧长时间。由于使用反馈型自适应方法，因此不需要传送预测系数，唯一需要传送的就是激励信号的量化值。G.728 码本总共有 1024 个矢量，即量化值需要 10 个比特，因此，其比特率为 10bit/0. 625ms，即为 16kbit/s。

1.G.728 编码器

G.728 的 LD - CELP 编码器的简化结构如图 3 - 66 所示。64kbit/s A/μ 律 PCM 码流首先经转换模块转换成线性 PCM 码，输入信号按 5 个连续抽样信号一组划分成块。对每块输入信号，编码器逐个搜索 1024 个激励码本矢量，每个矢量指示的激励信号通过增量控制和合成滤波器得到重构信号，求得对应的残差信号。按加权的最小均方差准则选取最佳的激励信号，将其对应的码本矢量量化值发往解码器。

2.G.728 解码器

G.728 解码器结构如图 3 - 67 所示。解码操作也是按块进行的。收到 10 个比特的码

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

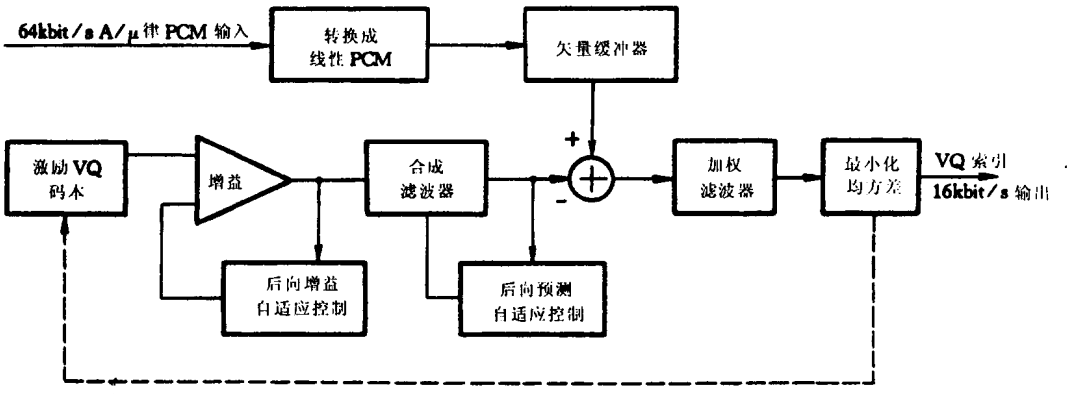


图 3-66 G.728 编码器结构

本矢量量化值后，解码器执行查表操作，从激励码本中抽取对应的码本矢量，该矢量通过增益控制单元和合成滤波器生成恢复后的解码信号。合成滤波器系数和增益按照和编码器同样的方式定期更新。

后置滤波器由长时相关滤波器、短时相关滤波器和增益控制三个模块级联组成。长时相关滤波器为梳状滤波器，其频谱峰值位于基音频率倍频处，每 4 个矢量时间更新一次。短时相关滤波器由一个 10 阶全极点滤波器和一个 1 阶全零点滤波器级联组成。短时滤波器也是每 4 个矢量更新一次。增益控制模块采用绝对值计算方法求得增益，增益值根据 1 个码本矢量的量化值平均算得。最后，由后置滤波器输出的 5 个抽样信号经转换模块恢复为 A/μ 律 PCM 信号。

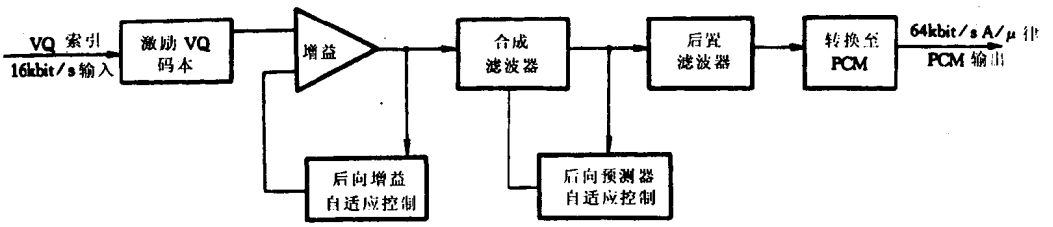


图 3-67 G.728 解码器结构

二、G.729 声码器

1.G.729 声码器性能特点

G.729 是 8kbit/s 的 LPAS 声码器，线性预测采用前馈型前向自适应技术。预测器系数根据当前帧和部分下一帧语声数据进行更新，因此算法时延相对 G.728 较长。其帧长取为 10ms，由 2 个帧组成。由于采用的是前馈型自适应技术，因此除了传送激励信号外，还需传送预测器系数。为了降低比特率，线性预测系数、激励信号波形、激励增益

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

都采用矢量量化，并利用了多级量化和分割量化技术。激励信号码本则采用高效的共轭结构代数码本。

ITU－T 制定 G.729 标准的主要应用目标是第一代数字蜂窝移动系统，日、美系统为 8kbit/s 左右，GSM 系统为 13kbit/s。由于要应用于移动系统，因此复杂程度比 G.728 低，为中等复杂程度算法，但是所需 RAM 容量比 G.728 多一半，原因是帧长时间加大了。

2.G.729 编码器

G.729 编码器如图 3－68 所示。模拟话音信号经话带滤波后，按 8kHz 频率抽样并变换成 16bit 线性 PCM 信号，这就是图中编码器的输入话音信号。该信号首先经预处理器，完成两个功能。一是信号定标，就是将信号幅度减半，以减小 DSP 定点实现时的数据上溢概率。二是高通滤波，阻止不希望的低频分量，采用 2 阶极/零点滤波器，截止频率为 140Hz。

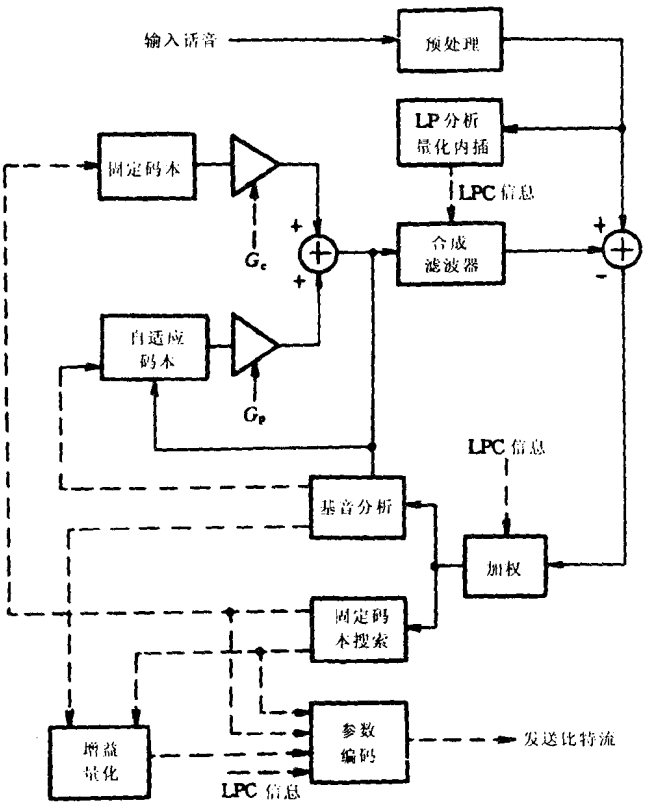


图 3－68 G.729 编码器结构

线性预测分析根据预处理后的输入信号进行线性预测分析，得到线性预测系数，即线性预测编码（LPC）信息，利用该系数即可构成合成滤波器。激励信号经合成滤波器后生成重构信号，与输入信号相减后得到残差信号。该残差信号经误差加权滤波器处

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

理，反馈回控制回路，根据使加权残差均方差最小的原则确定激励信号及增益。误差加权滤波器也是根据预测分析得到的 LPC 信息构成的。

基音分析模块通过自相关分析推得基音周期，据此信息搜索自适应码本，确定最佳自适应码本矢量。然后再搜索固定码本，根据最小化加权均方差（MSE）的准则确定最佳固定码本矢量。最后再确定两个码本矢量的增益。

上述过程确定的线性预测编码信息、自适应码本矢量、固定码本矢量和矢量增益构成完整的 G.729 声码器编码参数。所有这些参数均以码本矢量量化的形式发往接收端。

3.G.729 解码器

G.729 解码器结构如图 3－69 所示。其解码过程基本上是编码的逆过程，这里不再重述。

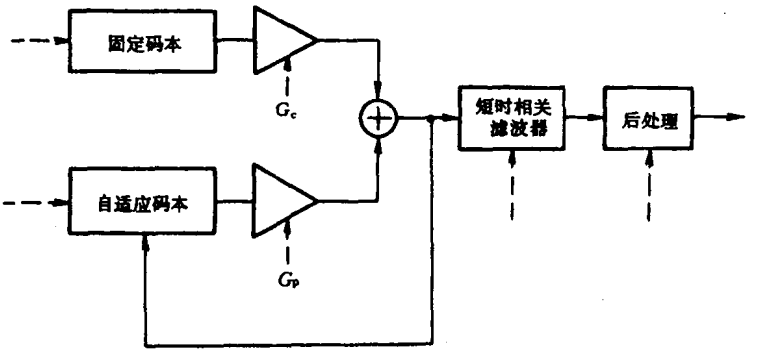


图 3－69 G.729 解码器结构

第八节 图像编码技术

图像是人类获得外界信息的主要形式之一。调查研究表明，在人们从外界接受的信息中，依靠视觉获取的比例是 60%，依靠听觉获取的比例是 20%，其他如触觉、味觉和嗅觉所占比例分别为 15%，3%和 2%，而在依靠视觉获取的信息中，图像占据了很大的比例，由此可见图像信息的重要性。但是很长一段时间以来图像通信的发展始终落后于语音通信和数据通信，其中的一个主要原因就是由于图像包含的信息量大，所需传输带宽和存储空间过多，影响了它在实际中的应用。例如，在模拟方式下，传输一路电话信号只需要带宽为 4kHz 的一条模拟话路，而一路标准电视信号的带宽是 6MHz，将需要 1 000 条以上的模拟话路。如果采用数字方式，传输一路电话信号只需要 64kbit/s 的一条数字话路，而采用 8 位线性码的一路数字电视信号编码速率为 $2\times6\times10^6\times8=96$ Mbit/s，同样需要 1 000 条以上的数字话路。因此，压缩数字图像信号的编码速率成为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

图像处理领域的首要任务，它比语音信号的压缩更为迫切，也更为复杂，迄今为止仍是通信与信息处理领域的研究热点。

近十多年来，随着数字图像压缩编码理论与方案的不断创新、数字通信与计算机技术的高速发展、超大规模集成电路（VLSI）的多次更新换代和成本的降低，图像通信的发展速度越来越快，着重表现为图像通信的普及程度和图像通信质量的提高。

一、图像信号及其数字化

一幅平面运动图像所包括的信息首先表现为光的强度或灰度，它随平面坐标、光的波长和时间而变化，因此图像函数可以表示成

$$I = f(x, y, \lambda, t)$$

根据具体情况不同，可以把图像分为各种不同的类型。如果只考虑光的能量而不考虑光的波长，在视觉效果上只有黑白深浅之分，而无色彩变化，此时的图像称为黑白活动图像，可表示为

$$I = f(x, y, t)$$

对于彩色活动图像，就要考虑光的波长。根据三基色原理，任何一种彩色都可以分解成红、绿、蓝三种基色，此时图像函数可表示为

$$I = \{f_r(x, y, \lambda, t), f_g(x, y, \lambda, t), f_b(x, y, \lambda, t)\}$$

当图像内容不随时间变化时，称之为静止图像。因此，黑白静止图像函数可简化为

$$I = f(x, y)$$

对于活动图像的研究，实际上也是以不同瞬时的静止图像为基础进行的。作为数字图像处理的基础，下面将主要讨论黑白静止图像函数 $f(x, y)$。

通常，我们把图像定义为平面上连续的一个矩形区域，长宽分别为 L_x 和 L_y。因此平面坐标 x 和 y 的取值范围是

$$0 \leqslant x \leqslant L_x, 0 \leqslant y \leqslant L_y$$

图像函数在某一点的值，即强度或灰度与图像在这一点的亮度成正比。该值是一个正数，而且有界，即有

$$0 \leqslant f(x, y) \leqslant B_m$$

其中 B_m 为最大亮度。总之，以上讨论的图像函数 $f(x, y)$ 是一个二元、有界、非负的连续函数，可解析、可积分、并有可逆的傅氏变换。它代表的是一幅人眼所看到

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

的模拟图像。显然，计算机无法对这样的连续图像进行处理，它也无法在各种数字系统中传输和存储。计算机只能处理数字信号，所以在处理图像之前，必须将代表图像的连续信号转变为离散信号，这个过程称为图像信号的数字化。

图像信号的数字化主要包括两个处理：抽样和量化。

1. 图像信号的抽样

图像在空间上的离散化称为抽样，即将空间上连续变化的图像离散化。从原理上讲，对图像信号的抽样要求和语音信号是一样的，经过抽样后的图像应当包含原始图像信号的所有信息，以便能通过某种变换无失真地恢复原信号。但图像信号是二维的，必须在两个方向上同时满足抽样定理。对图像信号的抽样通常采用等间隔的点阵抽样方式，就是直接对表示图像的二维图像函数 $f(x, y)$ 进行抽样，在 x 方向上取 M 点，在 y 方向上取 N 点，读取整个图像函数空间内这 $M \times N$ 个离散点的灰度值，所得结果就是一个用样点值所表示的阵列。

2. 图像信号的量化

抽样只是完成了图像空间位置的离散化，这时所得的信号还不是数字信号，还需要用离散的量化值代替连续变化的样点灰度值。图像量化的基本要求是在量化噪声对图像质量的影响可以忽略的前提下，用最少的量化电平进行量化。常用的量化方式是均匀量化。

设连续图像 $f(x, y)$ 经过等间隔抽样和量化之后，排成 $M \times N$ 的数字点阵 $f_{m,n}$，如下式所示：

$$f_{m,n} = \begin{bmatrix} f(0,0) & f(0,1) & \cdots & f(0,N-1) \\ f(1,0) & f(1,1) & \cdots & f(1,N-1) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ f(M-1,0) & f(M-1,1) & \cdots & f(M-1,N-1) \end{bmatrix}$$

该阵列是对原图像函数 $f(x, y)$ 的数字化近似表示。图像阵列中的每一个元素取值都是离散的，称为图像元素，简称像素（pixel）。每个元素对应的 x，y 坐标决定了像素在图像中的位置，通常用行增加的方向作为 x 轴的正方向，列增加的方向作为 y 轴的正方向。

为了便于数字电路的实现，数字图像的行数 M、列数 N 以及量化级数 Q 通常都取为 2 的整数次幂。M，N 的取值只要大到足够满足抽样定理即可，常用的 $M \times N$ 尺寸有 512×512，256×256，64×64，32×32 等。像素的值称为灰度级，通常采用二进制编码，即 $Q = 2^b$，其中 b 为正整数，表示编码所用的码位数。从实用的观点来看，由于人眼对黑白灰度级的区分能力有限，供人眼观察的图像有 64 个灰度级（6 bit）就足够了。在要求更为严格的计算机图像处理中，常常取 256 个灰度级（8 bit）。在遥感、卫星图片等要求更高的场合，灰度级可以取到 512（9 bit）或 1 024（10 bit），甚至 4 096（12

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

bit)。彩色图像可以用红、绿、蓝三个阵列来表示，也可以组成混合阵列。目前三个色彩各用 8 bit，总共 24 bit。

数字图像具有以下特点：

(1) 数据量大。未压缩前，一幅数字图像的总比特数是 $M \times N \times b$，即使经过压缩，数据量也很庞大。例如 256×256 低分辨率的一幅黑白图像，其数据量达到 64 kbit；对高分辨率彩色 512×512 图像，数据量则达 786 kbit；对 24 bit 真彩色静止图像，若分辨率为 1 000×1 000，则会产生 3 Mbit 的数据量。

(2) 占用频带较宽。与语音信号相比，图像信号占用的频带要大几个数量级。模拟语音信号的带宽仅为 4kHz，而电视图像的带宽为 5～6MHz，即使是变化缓慢的可视电话信号，其频带宽度也达到 1 MHz。转换成数字信号之后，如果不做压缩处理，则要求有 100 Mbit/s 的数据传输速率。

(3) 数字图像中的各个像素不是独立的，彼此之间的相关性很大。就电视画面而言，同一行中相邻两个像素或相邻两行间的像素，其相关系数可以达到 0.9；相邻两帧之间的相关性则比帧内的相关性还要大一些。因此，进行图像压缩的潜力非常大。

不同的数字图像处理系统其组成可能各不相同，但它们均对图像的质量有一定的要求，必须考虑图像质量的评价问题。图像质量的含义包括两个方面：一个是图像的逼真度，另一个是图像的可懂度。图像的逼真度用来描述被评价图像与标准图像的偏离程度，图像的可懂度则表示图像能向人或机器提供信息的能力。例如一幅被传送的文字图像中，能被读懂的文字数所占比例的大小，就是对可懂度的表示。多年以来，人们总是希望能够找到对图像逼真度和可懂度进行定量描述的方法，而且希望这些定量描述与人的主观感觉相吻合，以作为评价图像和设计图像系统的依据。但是由于目前还没有充分了解人的视觉系统性质，对人的心理因素也还未找出定量描述的方法，要想客观地评价图像质量困难很大，至今尚未获得公认的、比较权威的客观评价方法。

和语音信号一样，人是图像信号的最终接收者，采用主观评价方法是合理的。图像信号的主观评价就是以人作为图像的观察者，对图像的优劣按 5 分制作出主观评定。这时，所评价的图像质量不仅与图像本身的特性有关，还与观察者的特性以及观察条件有关，评价结果也只是在统计上有意义。尽管如此，它仍然是目前最常用的也是较可靠的方法。

不过，对于图像压缩编码算法的研究来说，总是采用主观评定方法并不现实。一是主观评定太复杂，牵涉人多，评定时间长；二是如果评定结果没有达到要求，它也不能指出问题在哪里，如何改进。所以，人们还是愿意使用最普通的信噪比参数。通常的做法是采用所研究的算法对一些标准图像（例如电影及电视工程师协会指定的“Girl”图像）进行压缩，测试压缩后的图像与标准图像的差异，检查信噪比是否符合要求，从而检验该算法是否可行。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

二、数字图像的压缩编码

1. 图像压缩编码原理及分类

虽然图像包含有大量的数据，但图像数据是高度相关的。一幅图像内部以及视频序列中相邻图像之间存在大量的冗余信息，如果能够去掉这些冗余信息，就可以实现图像的压缩。常见的冗余信息类型包括：

(1) 空间冗余

空间冗余指图像在空间某个区域上具有的相关性，即空间相关。例如照片上的一面墙或桌面如果是均匀着色的，就具有高度空间相关性。静止图像压缩的一个目标就是在保持可接受的重建图像质量的同时，尽量去除空间冗余度。

(2) 时间冗余

时间冗余指图像在前后时间上的相关性，即时间相关。例如关于人物演讲的一段视频录像，由于人物活动较少，大多数情况下相邻帧之间的图像差别都很小。对于视频压缩，在去掉空间冗余的同时去掉时间冗余，就可以达到比较高的压缩比。

(3) 信息熵冗余

信息熵冗余也称为编码冗余。由信息论可知，按照信息熵的大小来分配编码比特数可实现最小的编码速率。但是实际上很难得到图像中每一个像素的信息熵，通常还是采用相同的比特数来对每个像素进行编码，这样就必然存在信息的冗余。

以上三种冗余统称为统计冗余，它们都取决于图像数据的统计特性。

(4) 知识冗余

图像中所包含的某些信息与人们的一些先验知识有关，例如一般人脸图像中，人的头部、眼部和嘴部等的相互位置信息就是一些常识，这种冗余称为知识冗余。举例来说，可视电话中的编码对象为人的头肩像，这时可以利用对编码对象的先验知识为其建立一个模型，提取模型参数，用对参数的编码代替对图像直接进行编码，能实现非常高的压缩比。这就是模型编码的基本思想，它实际上去掉了一部分知识冗余。

(5) 视觉冗余

人眼的视觉系统并不完美，它是有缺陷的，例如对某些失真并不敏感，察觉不到图像的某些细微变化，这些图像信息即使丢失，人眼也感受不到，因此可视为视觉冗余。在以人眼作为图像信息最终接收者的大多数应用中，如果能够充分利用人眼的视觉冗余，就可以在保证图像主观质量的前提下实现较高的压缩比。例如，人眼对画面静止部分的空间分辨率高于对活动部分的空间分辨率，因此可以对静止部分减少时间分辨率，对快速运动部分减少空间分辨率。其次，人眼不能察觉亮度的细小变化，即存在视觉阈值，而且阈值随着图像内容的变化而变化。在平坦区，阈值低，对失真较敏感；在边缘和纹理区，对失真不敏感，这就是视觉掩盖效应。这种特性被广泛用来提高压缩比。另

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

外，人眼对屏幕中心区的失真比较敏感，对屏幕四周的失真不敏感，因此对四周的粗糙量化也可以提高压缩比。

(6) 结构冗余

某些图像的部分区域内存在非常强的纹理结构，或者在图像的各个部分之间具有某种关系，例如相似，这种情况称为结构冗余。

图像中存在信息冗余是可以对其进行压缩的前提条件。图像压缩编码就是要尽可能地消除这些冗余，使用尽量少的比特数来表示和重建图像。实现图像压缩的方法很多，对这些方法的分类也有多种。

根据恢复图像的准确度可以将图像压缩编码方法分为三类：信息保持编码、保真度编码和特征提取。信息保持编码技术主要应用在图像的数字存储方面，例如医学图像等比较敏感的场合。它用于实现对图像的高速读写，同时图像在通过数字存储介质进行多次重复复制时不会产生失真。这当然要求在对图像进行编解码的过程中不能丢失信息，以便完整地重建原始图像，因此属于无失真编码。无失真编码的优点是明显的，但是可以实现的压缩比较低，一般不会超过 3:1。在数字电视技术和多媒体通信领域里广泛使用的一般是保真度编码技术。这时图像的传输速率会受到信道容量的限制，而且接收图像信息的信宿又往往是人眼，采用过高的空间分辨率和过多的灰度级既不现实，也没有必要，因此允许在编码过程中丢失一部分信息，以降低编码速率。它属于有失真编码，但可以把失真度控制在一定范围之内，能获得较大的压缩比。另外，在图像识别、分析和分类等应用中，往往不需要图像的全部信息，这时就可以采用特征提取技术，只对人们关心的一些特征信息进行编码，从而大大降低图像的数据量。例如使用卫星图片进行农植物分类时，只需要区别农植物和非农植物的图像特征以及区别植物类别的特征。显然，特征提取也属于有失真编码。

从实现方式上来看，图像压缩编码可以分为概率匹配编码、变换编码和识别编码三大类。图像通信中主要应用的是变换编码，包括帧内和帧间预测变换，去除空间和时间上的相关性。函数变换也能将图像间的相关性大量地去掉，因而其压缩效率很高，并且有很多函数变换及快速算法，可以保证实时处理。一些新的方法也不断出现，例如分形编码、模型基编码、神经网络以及小波变换等，有些已应用到实际系统中。为了获得最佳的压缩编码效果，往往多种方法兼用，或以某种方法为主而融入其他方法。

所谓最佳的压缩编码效果，主要指以下几个方面：一是压缩效率，或称压缩比，即压缩前后编码速率的比值；二是压缩质量，指恢复图像的质量；三是编解码算法的复杂度；四是针对实时系统提出的编解码延时。图像系统的种类很多，压缩的要求也各不相同，例如有的系统关心减小图像存储容量，有的系统关心降低信道传输速率，也有的系统希望缩短图像处理时间等等，应根据具体情况来确定最合适的压缩编码算法。

图 3－70 是典型的图像压缩编码系统的原理框图。信源输出的可以是各种模拟图像

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

信号，经过 PCM 编码器后变为数字图像信号。压缩编码器对数字图像信号进行各种目的的压缩编码处理，如果不需要通过信道传输，就是一般的数字图像处理系统。如果再经过信道编码后在信道上传输，则为数字图像通信。

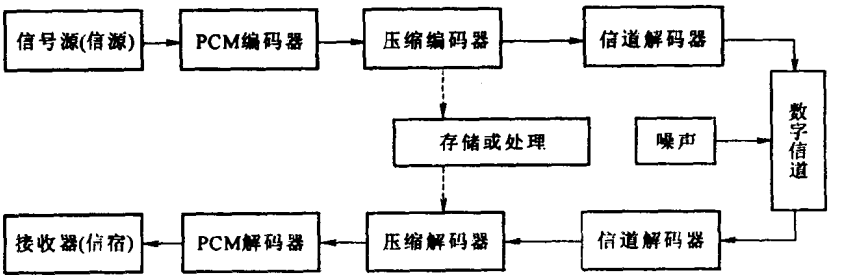


图 3－70 图像压缩系统的原理框图

2. 概率匹配编码

概率匹配编码是根据编码对象的出现概率分别给与不同长度的代码，即令代码长度与编码对象的概率相匹配，因此属于变字长编码。由于实际工作中，对象的概率分布往往是用统计方法获得的，所以概率匹配编码也叫统计编码，其理论基础是信息论。根据信息论原理，存在最佳数据压缩编码方法，压缩的理论极限是信息熵。就具体实现方法而言，最常用的是霍夫曼（Huffman）编码和游程长度编码。下面就对这两种方法分别加以介绍。

（1）霍夫曼编码

霍夫曼于 1952 年提出了一种编码方法，它的基本原理是对那些出现概率较大的信源符号编以较短的代码，而对那些出现概率较小的信源符号编以较长的代码。对于这种变字长编码，码字的平均长度为

$$R = \sum_{j=1}^{n} P(a_j) L_j$$

其中，$P(a_j)$ 为第 j 个信源符号出现的概率；L_j 为第 j 个信源符号对应的码字长度。可以证明，如果码字长度严格按照对应符号出现概率的大小逆序加以排列，则其平均码字长度最小，它的理论极限值就是信源的熵。

实现霍夫曼编码的基本步骤如下：

①按照出现概率从大到小的顺序对信源符号进行排列；

②把出现概率最小的两个符号分别指定为 1 和 0，将其概率相加，视为一个组合符号，并与前面的符号组成新的信息源；

③对新的信息源重复步骤（1）和（2），直至所有符号被合并。

图 3－71 是霍夫曼编码的一个实例，7 个信源符号 a_1，a_2，…，a_7 的出现概率分别为 0.20，0.19，0.18，0.17，0.15，0.10 和 0.01。可以看出，这个编码过程实际上是构

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

成一个二叉树的过程，码字都是从根出发排列的。通过计算可知，信源熵为 2.61bit，编码后的平均码字长度为 2.72，已经非常接近，属于最佳编码。

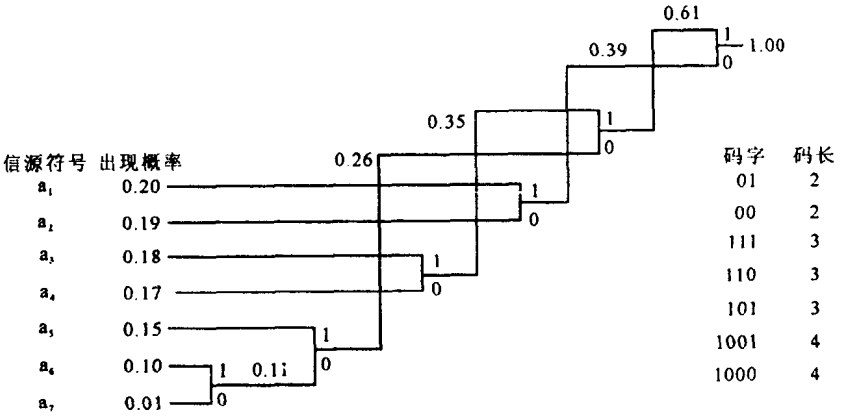


图 3－71　霍夫曼编码实例

需要注意的是，霍夫曼编码方法给出的最佳编码方案不是唯一的，但是所有方案得到的平均码字长度相同。另外，该编码方法只能用于离散信源，而且必须事先知道信源符号的概率分布，这给要求实时编码的应用带来了麻烦。实际中是根据对一系列标准图像的统计分析结果，预先在其 IC 芯片中做好码表，把实际的编码处理简化为一个查表过程，从而满足高速实时处理的需要。

(2) 游程长度编码

在游程长度编码中，被编码的对象不再是每个信源符号本身，而是每种信源符号在信息流中连续出现的长度。以黑白二值图像为例，图像中的每一个扫描行由若干段连续的白像素和连续的黑像素组成，分别称为白长和黑长。白长和黑长总是交替出现，这种现象在黑白文件传真更为明显。对于不同长度的白长和黑长，根据其出现概率的不同分别编以不同长度的码字，这就是游程长度编码。一般的视频信号也有类似情况，若干个相同亮度或色度的像素相连。不仅如此，人们还常常通过函数变换有意识地构造成片的零值元素，这时同样可以根据长度编码，而不必对每个像素单独编码，从而大大压缩了编码速率。

对符号长度进行编码时，游程长度的信息熵 $H(l)$ 为

$$H(l) = \sum_{i=1}^{m} p(i)\log_2 p(i)$$

其中 $p(i)$ 代表长度为 i 的符号序列出现的概率。该值是按长度编码后平均码长 R 的下限，即

$$H(l) \leqslant R$$

另一方面，统计意义下每个码字所代表的平均符号长度，即像素数为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$E = \sum_{i=1}^{m} i \cdot p(i)$$

由此可得每个像素平均所用的码字长度为 E/R，对于二值图像来说，其倒数就是压缩比。根据式（2.3.10），极限压缩比是 $H(l)/E$。

游程长度的具体编码方法应根据情况选择。如空白的比重很大时，可采用空白编码方法。在文件传真中，总是一段白和一段黑交替出现，可以不区分白长和黑长，只根据长度编码。但实际图像中的白长和黑长概率分布不同，因此这种方法不是很有效，这时可以对白长和黑长分别进行编码。

3. 预测变换编码

预测变换编码，简称预测编码，在图像编码研究中已有很长的历史，它是统计冗余数据压缩理论的三个重要分支之一。预测编码的基本思想是利用图像信号的空间和时间冗余特性，用相邻的已知像素（或图像块）来预测当前像素的值，再对预测误差进行量化、编码和传输。预测编码的关键在于预测算法的选取，这与图像信号的概率分布很有关系。实际工作中要根据大量的统计结果，采用简化的概率分布形式来设计最佳的预测器，有时还使用自适应预测器，以便更好地描述图像信号的局部特性，提高预测效率。

预测编码又分为帧内预测编码和帧间预测编码。前者在一幅图像内进行预测，以消除图像在空间域的相关性；后者在多幅图像之间进行预测，以消除图像在时间域上的相关性。

帧内预测编码系统的原理框图如图 3－72 所示。图中，设空间坐标为（i，j）的像素灰度值为 $f(i, j)$，根据前面已经出现的像素值，采用某种方法对 $f(i, j)$ 进行预测得到的预测值为 $\hat{f}(i, j)$。实际值与预测值之间的差值为

$$e(i,j) = f(i,j) - \hat{f}(i,j)$$

其中，$e(i, j)$ 称为预测误差。由于图像像素之间的相关性极强，因此这个误差会比较小。对 $e(i, j)$ 进行量化，得到量化值 $e(i, j)'$ 之后，再编码、发送。接收端译码时的预测过程与发送端相同，若收发两端所用的预测器相同，在接收端即可恢复 $\hat{f}(i, j)'$，它是输入信号 $f(i, j)$ 的近似值。如果不考虑噪声，$f(i, j)$ 和 $\hat{f}(i, j)'$ 的误差就是由发端量化器造成的。正确地设计框图中的各个部分，可以在允许的失真限度内降低图像传输的比特率。

图 3－72 中的预测器可以是固定的，也可以是自适应的；可以是线性的，也可以是非线性的。对实际图像进行二维线性预测时，预测阶数一般不大于四。这是因为图像的相关性随距离呈指数规律衰减，而且高阶方程的求解和统计计算都非常复杂，过多的预测点没有必要。当预测阶数为一时，就是最简单的前值预测。

图 3－73 为 $f(i, j)$ 的 3 阶预测域图，图中给出了像素（i，j）的三个相邻像素，$\hat{f}(i, j)$ 的值根据这三点得出，预测公式为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

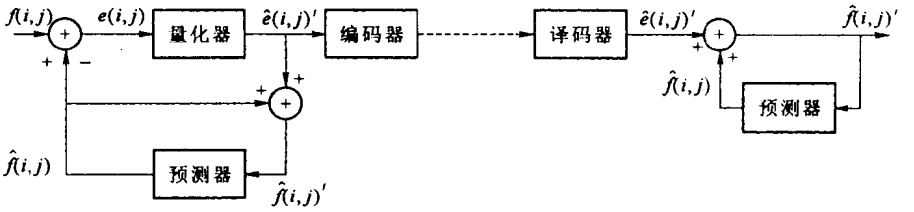


图 3－72　帧内预测编码系统的原理框图

$$\hat{f}(i,j) = a_1 f(i,j-1) + a_2 f(i-1,j-1) + a_3 f(i-1,j)$$

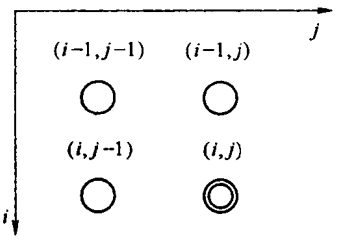


图 3－73　3 阶预测域

上式构成一个 3 阶预测器，其中 a_1，a_2 和 a_3 为待定的预测系数。当 a_1，a_2 和 a_3 使均方预测误差最小，且固定不变时，就构成最佳线性预测。有人提出 $a_1 = 1/2$，$a_2 = 1/4$ 和 $a_3 = 1/4$ 的方案，该方案的硬件实现简单，只需要移位和相加即可。

在预测编码中，量化导致图像质量下降的情况主要有四种：

(1) 斜率过载：在灰度急剧变化的交界处，灰度变化范围超过了最大的量化区域，导致失真，图像轮廓变模糊；

(2) 颗粒噪声：在图像灰度变化缓慢的区域，因为量化电平不够精细，造成解码后的图像在该区域出现颗粒状的细斑；

(3) 边缘繁忙：变化不太快的边缘部分由于噪声的影响出现闪烁不定的现象；

(4) 伪轮廓：由于对绝对值较小的预测误差使用的量化间隔过大，在图像的灰度平滑区域出现“假轮廓”。

对量化器的设计就是要在量化级数较少的情况下使这四种失真都不易使人眼察觉到，这需要利用人眼的视觉特性。

对人眼所作的视觉特性实验表明，在亮度变化大的区域，人眼所能察觉到的最小量化误差也更大。这种效应称为掩盖效应，实验测得人眼的视觉阈值与预测误差之间的关系曲线如图 3－74 所示。从图中可以看出，预测误差小的区域视觉阈值也小，这时量化间隔应该取得小一些，以免出现颗粒噪声；预测误差大的区域视觉阈值也大，这相当于图像的边缘部分，量化可以粗糙一些，避免出现斜率过载。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

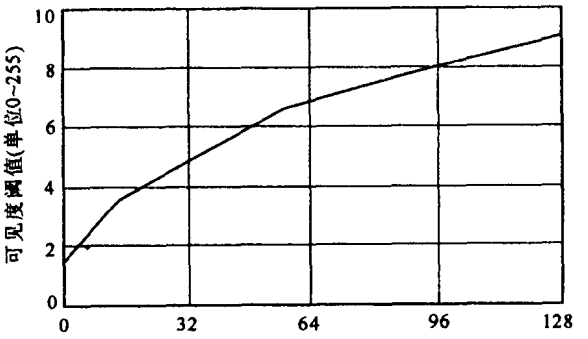


图 3－74 视觉阈值曲线

帧间预测编码技术处理的对象是运动图像（或图像序列），主要利用前一帧或前几帧对当前帧进行预测，以进一步消除图像信号的冗余度，提高压缩比。这种方法已经成为会议电视和可视电话压缩编码的主要方法，在视频图像编码中占有重要的地位。帧间预测编码一般是针对图像块所作的预测编码，即先把图像分块，再进行预测，以降低预测算法的运算复杂度和提高预测精度。不过，这种分块的处理势必造成分块边缘的不连续。

为了减小预测误差，现在的帧间预测编码都采用了运动补偿技术。这种技术的基本原理是在预测时考虑被预测像素的位移量（即运动补偿），使预测更准确，预测误差更小，从而提高压缩比。运动补偿技术的关键问题是如何获得运动部分的位移量，主要是如何用较少的时间获得较准确的位移量，即运动估值。对于运动图像只占整个画面较小部分的会议电视和可视电话，采用运动补偿技术可大大提高压缩比。

预测编码的特点是简单、经济、易于实现，但是压缩率不高，而且由于误差会传播，对信道噪声非常敏感，所以一般要求信道误码率不能大于 10^{-6}。因此，预测编码现在已很少独立使用，通常要与其他编码方法相结合。

4. 函数变换编码

函数变换编码，简称变换编码，是指将通常在空间域表示的信号变换到其他正交矢量构成的一个变换域中表示，并对变换后的信号进行压缩编码。

一般来说，在变换域里描述图像信号要比在空间域里描述来得简单，而且图像的相关性明显下降，这样变换本身就能实现对图像的压缩。如果在变换域中再对图像进行二维滤波并采用熵编码，可以进一步压缩图像的比特率。函数变换常常和预测变换同时运用，以获得更高的压缩比。常用的正交变换有傅里叶（Fourier）变换、沃尔什（Walsh）变换、离散余弦变换（DCT）、小波（Wavelet）变换等。

图 3－75 是图像变换编码的原理图，其中 G 表示输入的二进制图像，经过二维正交变换 U 后产生变换域中的变换系数 A，A 经过量化后得到 A'，A' 经过编码器再压缩后送入传输信道。在接收端经过译码器和逆变换后获得复原图像 G'。上述过程属于信

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

息非保持图像编码。如果没有量化这一环节，则属于信息保持图像编码。

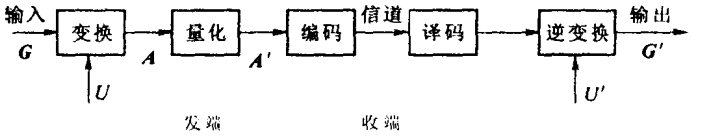


图 3-75　图像变换编码原理图

变换编码的主要特点是压缩比高时图像质量好，但所需的存储量大，结构复杂。区域取样时可将误码影响限制在一个方块内，抗噪声能力强，只要求信道误码率不大于 10^{-4}，对图像统计特性的变化不太敏感。

(1) 图像的二维傅里叶变换

1968 年，安德鲁斯（Andrews）等人认识到大多数自然图像的高频分量相对幅度可能较低，可完全舍弃或只用少量比特编码，从而提出不对图像本身进行编码，而对其二维离散傅里叶系数进行编码和传输。经过二维傅里叶变换后，图像各像素间固有的相关性被消除，其能量的大部分在变换域中主要集中在少数的变换系数上，即这些系数比较大，其他的系数比较小。对于比较小的系数，可近似地将它们忽略，而只对比较大的系数编码传输，从而达到压缩的目的。

二维傅里叶变换的定义为

$$Y = F_N X F_N$$

其中，X 为 $N \times N$ 的输入图像信号矩阵；F_N 为 $N \times N$ 傅里叶矩阵，矩阵中的第 i 行第 k 列元素为

$$f_{ik} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi ik/N}$$

式 (2.3.14) 的逆变换为

$$X = F_N^* Y F_N^*$$

其中，F_N^* 为 F_N 的共轭矩阵。

二维傅里叶变换算法的缺点是运算量大，处理复杂，影响了它在图像信号处理中的实时应用。

(2) 离散余弦变换

离散余弦变换（DCT）属于实数域的正交变换，它克服了 DFT 具有复杂的复数运算的缺点。由于 DCT 变换矩阵的基向量近似于 T 矩阵（Toeplitz 矩阵，一种相对于对角线对称的方阵）的特征向量，而 T 矩阵体现了人类语言及图像信号的相关性，所以 DCT 常被认为是对语音和图像信号压缩处理的准最佳变换。经 DCT 处理后，图像能量集中在少数系数上，其余大部分系数都为零。DCT 提出的各种快速算法往往具有规律性的结构或易于并行处理，比较容易实现，因此奠定了 DCT 目前在图像编码中的重要地位，

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

成为 H.261，JPEG，MPEG 等国际标准的主要环节。

N 阶一维 DCT 的定义如下：设 $\{X_m,\ m=0,\ 1,\ \cdots,\ N-1\}$ 为 N 个信号样点，$\{Y_k,\ k=0,\ 1,\ \cdots,\ N-1\}$ 为其变换值，则有

$$Y_0 = \frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{m=0}^{N-1} X_m$$

$$Y_k = \sqrt{\frac{2}{N}}\sum_{m=0}^{N-1} X_m \cos\frac{(2m+1)k\pi}{2N}, k = 1,\cdots,N-1$$

离散余弦反变换（IDCT）为

$$X_m = \sqrt{\frac{1}{N}}Y_0 + \sqrt{\frac{2}{N}}\sum_{k=0}^{N-1} Y_k \cos\frac{(2m+1)k\pi}{2N}, m = 0,1,\cdots,N-1$$

由于 DCT 的变换核构成的基向量与图像内容无关，且变换核是可分离的，因此可以通过两次一维 DCT 变换实现一个二维 DCT 变换，具体步骤为

① $$f_{m,n} \rightarrow \mathrm{DCT_C}\ [f_{m,n}] = F_{u,y} \xrightarrow{\text{转置}} F^{\mathrm{T}}_{u,y}$$

② $$F^{\mathrm{T}}_{u,y} \longrightarrow \mathrm{DCT_C}\ [F^{\mathrm{T}}_{u,v}] = F^{\mathrm{T}}_{u},\ v \xrightarrow{\text{转置}} F_{u,v}$$

其中 $f_{m,n}$ 为数字图像矩阵，$F_{u,v}$ 是对 $f_{m,n}$ 进行二维 DCT 处理后得到的变换图像矩阵，$\mathrm{DCT_C}$ [ ] 表示对列方向进行 DCT 变换，F^{T} 表示 F 的转置矩阵。同样，二维离散余弦反变换也可用两次一维 IDCT 实现。

DCT 编码并不是对整幅图像进行编码，而是将图像分成 8×8 或 16×16 等子像块分别处理。这是因为子块大小的选择与均方误差之间有一定的关系，子像块越大，所计入的相关像素越多，有利于减小均方误差；但当子像块足够大之后，再加入的像素与中心附近的相关性很小，对数据压缩的效果并不明显，而计算复杂度却显著提高。因此目前常用的子像块大小为 16×16，8×8，4×4 等等。不过，在高压缩比编码时，这种处理方式会导致重建图像的子块边缘不连续，即“方块效应”。

下面用一个例子具体说明运用 DCT 变换的过程。设某个 8×8 的数字图像子像块矩阵为

$$f_{m,n} = \begin{bmatrix} 139 & 144 & 149 & 153 & 155 & 155 & 155 & 155 \\ 144 & 151 & 153 & 156 & 159 & 156 & 156 & 156 \\ 150 & 155 & 160 & 163 & 158 & 156 & 156 & 156 \\ 159 & 161 & 162 & 160 & 160 & 159 & 159 & 159 \\ 159 & 160 & 161 & 162 & 162 & 155 & 155 & 155 \\ 160 & 161 & 161 & 161 & 160 & 157 & 157 & 157 \\ 161 & 162 & 161 & 163 & 162 & 157 & 157 & 157 \\ 162 & 162 & 161 & 161 & 163 & 159 & 158 & 158 \end{bmatrix} \tag{2.3.20}$$

对该像素块作 DCT 变换之后，得到的 DCT 系数矩阵为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$F_{u,v}=\begin{bmatrix}1\,260 & -1 & -12 & -5 & 2 & -2 & -1 & 1\\ -23 & -17 & -6 & -3 & -3 & 0 & 0 & -1\\ -11 & -9 & -2 & 2 & 0 & -1 & -1 & 0\\ -7 & -2 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0\\ -1 & -1 & 1 & 2 & 0 & -1 & 1 & 1\\ 2 & 0 & 2 & 0 & -1 & 1 & 1 & -1\\ -1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 2 & 1 & -1\\ -3 & 2 & -4 & -2 & 2 & 1 & -1 & 0\end{bmatrix} \tag{2.3.21}$$

从上式可以看出，在 DCT 变换域上，变换系数的分布明显不均匀，能量集中在矩阵左上角，即直流和低频部分，它代表的是图像灰度缓变的内容性，而图像细节则集中在变换域中能量较低的高频区。对该矩阵进行量化，低于一定门限值的系数均以 0 表示。门限值的确定要兼顾失真和压缩比两方面的要求：门限值高，“0”值项多，图像细节丢失多，但压缩比高；门限值低，量化噪声小，图像质量高，压缩比低。量化后的 DCT 系数矩阵为

$$F'_{u,v}=\begin{bmatrix}79 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\ -2 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\ -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\end{bmatrix} \tag{2.3.22}$$

从上式可以看出，量化后的 DCT 系数矩阵确实近似于 T 矩阵，采用“之”字形扫描（即 Zig－Zag 扫描）可以使零系数的游程长度最长，从而获得更高的压缩比。图 3－76 为 Zig－zag 扫描的示意图。

接收端译码后，对 DCT 系数矩阵 $F'_{u,v}$进行 IDCT 变换，可得恢复图像的抽样值如下：

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

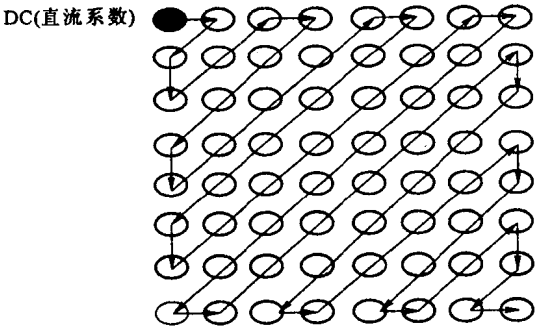


图 3－76 Zig－zag 扫描示意图

$$r_{m,n}=\begin{bmatrix}144&146&149&152&154&156&156&156\\148&150&152&154&156&156&156&156\\155&156&157&158&158&157&156&155\\160&161&161&162&161&159&157&155\\163&163&164&163&162&160&158&156\\163&163&164&164&162&160&158&157\\160&161&162&162&162&161&159&158\\158&159&161&161&162&161&159&158\end{bmatrix} \tag{2.3.23}$$

比较原始图像和恢复图像的抽样值，可以发现，由于经过了量化，两者之间存在一定的误差，误差的大小与量化精度有关。由式（2.3.20）和式（2.3.23）可算出如下矩阵

$$e_{x,y}=\begin{bmatrix}-5&-2&0&1&1&-1&-1&-1\\-4&1&1&2&3&0&0&0\\-5&-1&3&5&0&-1&0&1\\-1&0&1&-2&-1&0&2&4\\-4&-3&-3&-1&0&-5&-3&-1\\-2&-2&-3&-3&-2&-3&-1&0\\2&1&-1&1&0&-4&-2&-1\\4&3&0&0&1&-2&-1&0\end{bmatrix} \tag{2.3.24}$$

其结果为式（2.3.15）和式（2.3.18）对应的误差。

（3）小波变换

小波变换（WT）又称为子波变换，是由法国地理学家 Morlet 和数学家 Growwmann 提出的。它的出现，是信号分析理论发展史上的一个里程碑。这种变换方法具有良好的时域局域性与全局变换性，在相当程度上克服了传统变换编码方法的许多不足，使图像压缩编码技术的发展迈上了一个新的台阶。

在数学上，函数 $h(t)$ 经伸缩和平移后可得到一个函数族

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$h_{ab}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}}h\left(\frac{t-b}{a}\right), a \neq 0 \tag{2.3.25}$$

该函数族称为小波函数族，函数 $h(t)$ 称为基本小波，式中的参数 a 为伸缩因子，b 为平移因子。对于给定的信号 $f(t)$，定义小波变换为

$$F(a,b) = \frac{1}{\sqrt{a}}\int_{-\infty}^{+\infty} h\left(\frac{t-b}{a}\right)f(t)\mathrm{d}t \tag{2.3.26}$$

小波变换将要处理的信息分解成高频和低频分量分别处理。由小波变换的定义可知，它在分析信号的低频分量时，将基本小波放大 a 倍，使其频域分析能力增强；在分析信号的高频分量时，将基本小波缩小 a 倍，使其时域分析能力增强。因此，小波变换是一种具有多分辨能力的变换，有人称它具有时频域的“变焦距”特性。图 2.3.8 是利用小波变换将图像进行多尺度分解的示意图，图像被分解为亮度分量、水平边缘分量、垂直边缘分量和对角线边缘分量后分别处理，以达到兼顾压缩比和图像质量的目的。另外，小波压缩编码将图像作为一个整体来处理和传输，因此没有方块效应。

从实现来看，目前已有数字小波变换（DWT）的压缩编解码算法，它甚至可以做到比 DCT 方法更简单。如果结合其他措施，数据压缩比超过 100:1 是可能实现的。

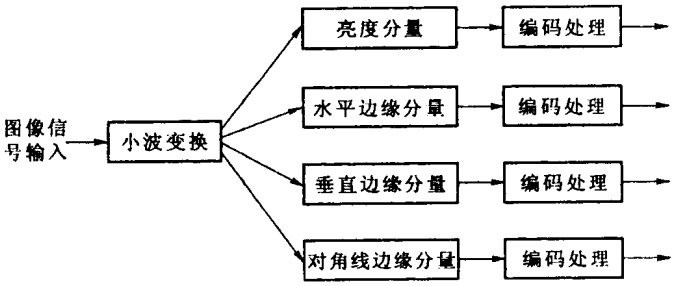


图 3-77　多尺度小波变换编码示意图

三、数字图像压缩编码的标准

为了满足用户从各种传输媒体中自由地读取数字音频、数字视频信息的需求，势必要有一套能为满足各方面需要提供保障的国际标准。从 1986 年起，ISO（International Standardization Organization，国际标准化协会）和 ITU-T 就开始致力于制定图像压缩编码方面的国际标准。针对活动图像压缩编码制定的国际标准 H.261 在 1990 年 12 月获得通过，它是几十年图像编码研究成果的集中体现，其后制定的几个标准，其原理和技术思想都与 H.261 一致。针对应用于数字存储媒体（DSM）的国际标准 MPEG-1 在 1993 年通过；为适应甚低码率（低于 64 kbit/s）的可视电话系统的需要，在 H.261 基础上改进的 H.263 国际标准于 1995 年 7 月提出。以上这些国际标准在制定的时候只是从服务于特定应用的原则出发，有其局限性。在当今数字技术会聚的时代，这种面向应用的标

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

准暴露出了它的问题，因此在新的国际标准 MPEG－2 的制定过程中，不再采用面向应用的原则，而趋向于制定一种通用的活动图像以及声音的编码标准，MPEG－2 标准在 1994 年 11 月获得通过。MPEG－4 同样是从通用性的原则出发，其目的是要实现真正的多媒体通信。

1.H.261 建议

H.261 建议是第一个视频图像压缩编码的国际标准。由于各个领域对利用综合业务数字网（ISDN：Integrated Services Digital Network）提供电视服务的需求不断增加，CCITT 第 15 研究组于 1984 年组建了一个关于可视电话编码的特别小组，其目标是建立一个传输速率为 $m \times 384$ kbit/s（$m = 1, 2, \cdots, 5$）的视频编码标准。在研究过程中又增加了对传输速率为 $p \times 64$ kbit/s（$p = 1, 2, \cdots, 30$）的视频编码标准的研究。

H.261 建议，又称为“$p \times 64$ kbit/s 视听业务的视频编码解码器”，具有覆盖整个 ISDN 基群信道的功能，它的应用目标是可视电话和会议电视。一般说来，当 $p = 1, 2$ 时，适用于面对面可视电话业务；当 p 再增加时（≥ 6），可用于会议电视。

（1）视频格式

世界上的彩色电视有 PAL，NTSC 和 SECAM 三种不同的制式，为了方便不同制式电视之间的互连，H.261 提出采用公共中间格式 CIF（Common Intermediate Format）和 1/4CIF（QCIF）作为可视电话/会议电视的视频格式。编码时，首先将 PAL 制、NTSC 制或 SECAM 制的视频信号转化成 CIF；译码时，将 CIF 转化为 PAL 制、NTSC 制或 SECAM 制视频信号，这样就解决了国际间互通时因不同电视制式引起的矛盾。

H.261 规定，所有的编码器都必须能实时处理 QCIF 格式的图像数据，CIF 作为选项。两种格式的最大图像速率均为 29.97 帧/秒，为达到这个速率，在编码器的传输帧中每隔 2，3 或 4 帧选取 1 帧进行编码传输，其余帧略去不传，称为帧亚抽样传输方式。CIF 的格式为 $352 \times 288 \times 29.97$，即每行 352 个像素，每帧 288 行，帧频为每秒 29.97 帧。QCIF 的格式则为 $176 \times 144 \times 29.97$。以 29.97 帧/秒的图像速率计算，CIF 和 OCIF 格式未被压缩的数据率分别为 36.45 Mbit/s 和 9.15M bit/s。采用 $p \times 64$ kbit/s（$p = 1, 2, \cdots, 30$）的 ISDN 信道传输这些视频信号需大幅度降低比特率。选择 CIF 还是 QCIF 取决于信道能力，当 $p = 1, 2$，时，QCIF 通常用于台式视频电话；当 $p \geq 6$ 时，可使用 CIF 格式。由于分辨率增加，CIF 更适合于会议电视。

如图 3－78 所示 CIF 和 QCIF 的数据结构分为 4 个层次，即

●图像层（P）：由图像头和块组数据组成。图像头包括一个 20 位的图像起始码以及视频格式、时间参数（帧数）等标志信息。

●块组层（GOB）：由块组头和宏块数据组成。块组头包括一个 16 位的块组起始码、块组编号、量化器信息等。

●宏块层（MB）：由宏块头和块数据组成。宏块头包括宏块地址、宏块类型等。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

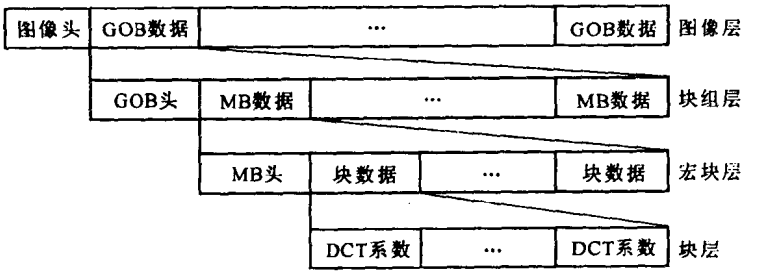


图 3－78　H.261 的数据结构图

●块层（B）：由 DCT 变换系数和块结束符组成。

以 CIF 格式为例，每个 P 由 12 个 GOB 组成，每个 GOB 由 3×11 个 MB 组成，每个 MB 由 4 个 8×8 的亮度块（Y_0，Y_1，Y_2，Y_3）和 2 个 8×8 的色差块（C_r，C_b）组成，各层之间的关系如图 3－79 所示。

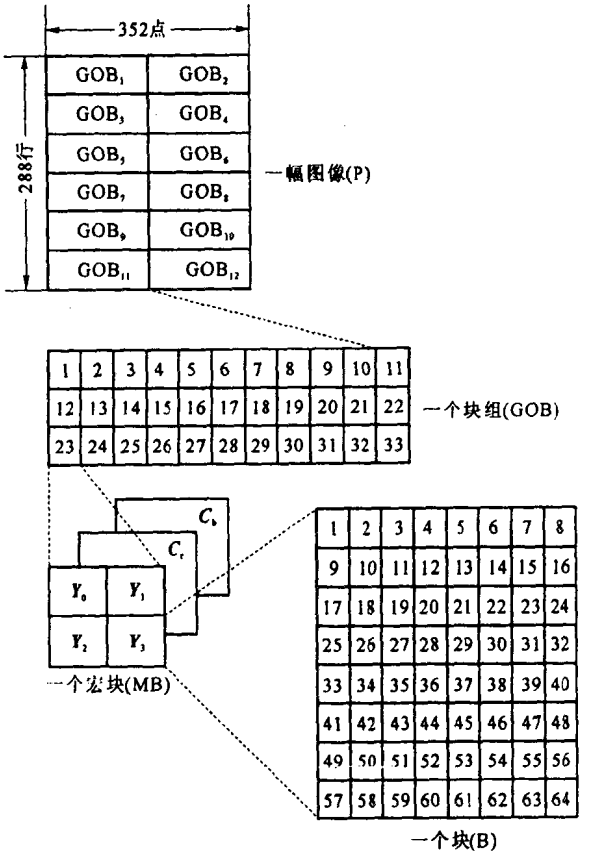


图 3－79　CIF 格式示意图

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

QCIF 和 CIF 的主要参数如表 3－20 所示。

表 3－20 CIF 和 QCIF 的主要参数

	CIF	QCIF
Y 抽样频率	6.75 Mbit/s	6.75 Mbit/s
C_r，C_b 抽样频率	3.375 Mbit/s	3.375 Mbit/s
Y 有效抽样点	352 点/行	176 点/行
C_r，C_b 有效抽样点	176 点/行	88 点/行
Y 有效行	288 行/帧	144 行/帧
C_r，C_b 有效行	144 行/帧	72 行/帧
GOB 数	12 组/帧	3 组/帧

(2) 视频编码

H.261 图像编码器采用的是混合编码方式，即帧内变换和帧间预测相结合，其基本原理如图 2.3.11 所示。若前后两帧很相似，采用帧间方式，即进行帧间预测，并对预测误差进行二维 DCT 处理；否则采用帧内方式，即对每一帧进行帧内 DCT 处理（图像块尺寸为 8×8），但第一帧总是采用帧内方式。

得到 DCT 系数后，要对 DCT 系数量化。量化器对直流系数采用量化步长为 8 的均匀量化，对其他系数采用变步长的均匀量化。步长可随宏块而变，变化幅度为 2，4，…，64，但在每个宏块中步长不能变。量化后采用 Zig－Zag 的扫描顺序对 8×8 块的 DCT 系数进行处理，以获得较长的连零值以便于游程编码。游程编码首先将量化后的系数变成若干对（游程－幅值）数据，其中游程指连零的个数，幅值指非零的数值。然后对这些游程－幅值对进行二维变字长编码。

预测算法的关键是要减少预测误差，这样可以提高压缩比，为此采用了运动估计和运动补偿的办法。在发端采用运动估计，在收端采用运动补偿，可以比较好的去掉活动图像之间的时间相关性。

2.H.263 建议

ITU－T 的 H.263 建议最开始是作为研究 MPEG－4 而提出的一种甚低码率编码方法，现已成为一种独立的压缩编码方法，其传输码率低于 64 kbit/s，适用于在低比特率条件下对运动图像进行压缩编码。它对运动图像的压缩比可以达到 300。

H.263 以混合编码为核心，其原理框图与 H.261 十分相似。原始视频数据也同样分成图像层、块组层、宏块层和块层。但 H.263 可以支持更多的图像格式：QCIF，Sub－QCIF，CIF，4CIF 和 16CIF，并且没有限定每秒帧数，因此可以通过减少帧数来限制最大编码速率。

H.263 采用了更复杂的二维预测，而且运动补偿采用半像素精度，以改善预测误差

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

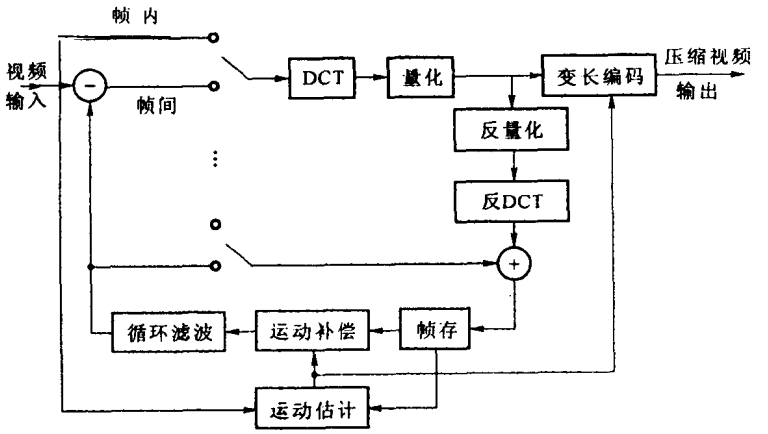


图 3-80 H.261 压缩编码原理图

精度。它主要采用以下几种可选模式来提高压缩比：

(1) 基于语法的算术编码模式：使用算术编码代替变字长编码，在不损失信噪比的前提下可大量减少数据量。

(2) PB-帧模式：一个 PB-帧（由 P 帧和 B 帧组成，P 帧和 B 帧的定义见 MPEG 部分）将两帧图像编码到一个单元，可在不大量增加数据量的前提下增加图像的帧频率。

(3) 先进的帧内编码模式：帧内编码的块首先由前面邻近的采用帧内编码方式的块预测得到，可大大提高按帧内方式编码的压缩性能。

(4) 自由运动矢量模式：运动矢量可以指向图像的外部，图像外部的像素用图像边界上的像素预测，这对摄像机的运动和大图像格式特别有用。

(5) 低解析度更新模式：采用低解析度对高解析度的参考图像进行更新。可用于快速运动场景的图像编码中，在维持静态区域为高解析度的同时，对运动区域进行更新。

(6) 去除块效应过滤器模式：对已解码的 I-帧和 P-帧（定义见 MPEG 部分）8×8 像素块的边界使用一个过滤器以减少块效应。

H.263 的典型应用是在使用 V.34 调制解调器连接时，对视频信号采用 20 kbit/s 的速率，音频信号采用 6.5 kbit/s 速率进行传输。

3. 静止图像压缩编码技术标准 JPEG

JPEG（Joint Photographic Experts Group）是由 ISO 和 CCITT 共同组成的联合图片专家小组的英文缩写，该小组于 1986 年底成立，多年来一直致力于静止图像的标准化工作，主要开发研制连续色调、多级灰度、彩色或单色静止图像的数字压缩编码方法，并于 1991 年 3 月提出 10918 号标准“连续色调静止图像的数字压缩编码”。该方法又称为 JPEG 算法，并被确定为第一个有关彩色灰度静止图像的国际标准。JPEG 算法是一个适

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

用范围非常广泛的通用标准，它不仅适用于静止图像的压缩，电视图像序列的帧内图像压缩编码也常采用 JPEG 标准。它的压缩比大约为 20～30。

在静止图像编码中，各种应用常有不同的压缩要求。JPEG 标准提供了一种无损编码模式和三种有损编码模式：

（1）无损模式：只采用简单的预测方法，不引入量化。保证解码后可完全精确地恢复源图像采样值，但其压缩比低于有损压缩编码方法。

（2）基于 DCT 的顺序模式（基准模式）：每一个图像分量按从左到右，从上到下的顺序扫描，一次扫描后即可完成编码。

（3）基于 DCT 的递进模式：图像编码在多次扫描中完成。每次扫描都是对前一次扫描结果的细化。接收端可以生成预显示的图像，而不必先对该图像完全解码。

（4）层次模式：可按照多种分辨率对图像编码，其水平分辨与垂直分辨的系数相差 2。当信道传输速率较慢或接收端显示器的分辨率较低时，对于低分辨率的图像，只需要作低分辨率的解压缩即可。

所有符合 JPEG 的编解码器都必须支持基准模式，其他模式可作为选择项根据不同的应用目的来取舍。

JPEG 引入了一个十分通用的图像模型，能够描述绝大多数格式的二维图像。它首先将图像分解成三基色信号（R，G，B）或亮度与色差信号（Y，U，V）。RGB 的显示方式有三个等分辨率的分量，YUV 的显示方式常常对图像的色度分量进行衰减抽样以减少存储量，这是因为人的视觉系统对可视光线的亮度分量十分敏感，而对色度分量的敏感性较低。

将源图像分成各分量后，进一步将各分量细分成 8×8 像素块的数据单元。在基准模式中，一个分量一个分量地处理这些数据单元，并且根据产生的顺序逐行传送给 DCT 作进一步处理，然后进行游程编码和霍夫曼编码。该处理过程如图 3－81 所示。

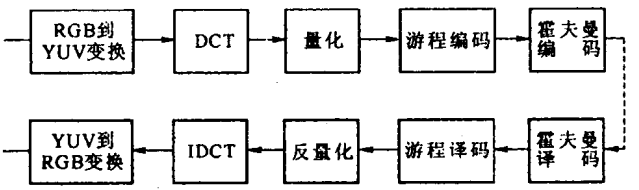


图 3－81 JPEG 基准模式编解码框图

JPEG 压缩算法的实现既可以用软件也可以用硬件完成。软件实现比较简单，只要对所采集的图像数据按照 JPEG 的方法一步一步地运算，就可将原图像数据量压缩 1～100 倍左右。经压缩的数据可以存储起来，也可以利用各种通信手段发送出去。无论是存储还是发送，要恢复被压缩的原图像，都必须采用 JPEG 的解码算法。软件实现的速度取决于所用的计算机和结构，相对于硬件来说速度较慢。硬件压缩、解压缩可以采用

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

如 CCUBE 公司生产的 CL550 专用编/解码芯片。

4.MPEG 标准

MPEG（Moving Picture Experts Group）是 ISO 组织下属的运动图像专家小组的英文缩写，成立于 1988 年，该小组主要研究多媒体计算机系统中运动图像压缩编码技术的标准。1991 年 11 月该小组提出用于数字存储媒介、比特率约为 1.5Mbit/s 的运动图像及其伴音的压缩编码方案，作为 ISO/IEC11172 号建议，于 1992 年正式通过，通常称为 MPEG 标准，后命名为 MPEG－1 标准。此后，在汉城会议上正式通过了 ISO/IEC 的 13813 号建议，并命名为 MPEG－2 标准。为了更具权威性，ISO 把 MPEG－2 标准提交给 ITU 纳入 ITU 的 H 系列标准，作为 ITU/H.262 建议。1998 年 MPEG 推出 MPEG－4 标准，最新的 MPEG－7 标准也在酝酿中，并即将推出。MPEG 标准包括 MPEG 视频、MPEG 音频和 MPEG 系统三大部分，这里主要介绍视频部分。

MPEG 系统由系统层和压缩层组成。系统层起控制作用，由定时信号、声像数据流多路分解标志、音频/视频同步信号三个部分组成。压缩层为数据部分，由压缩后的音频和视频数据流组成，其中视频部分的数据结构与 H.261 一样分为四个层次，即图像层、块组层、宏块层和块层。

MPEG 视频压缩是针对运动图像的压缩技术。为提高对图像数据的压缩比，MPEG 同时采用帧内压缩及帧间压缩技术。帧内压缩算法与 JPEG 压缩算法大致相同，采用基于 DCT 的技术，以减小空间域的冗余信息。帧间压缩算法采用预测法和插补法，预测误差可再进行 DCT 处理，进一步压缩数据量。

MPEG 是一个不对称的压缩算法，压缩算法的计算量比解压缩算法的计算量大得多。其压缩编码过程是首先对音频和视频信号进行采集和数字化，以独立文件的形式存储，然后对音频、视频分别压缩，并将压缩的数据经多路合一输出，生成 MPEG 系统数据流。

（1）MPEG－1 标准

MPEG－1 标准是针对数字存储媒介中视频、音频信息的压缩而提出的，可以应用于 CD－ROM、数字录音带、计算机硬盘和可擦写光盘等，比特率不超过 1.5 Mbit/s，传输信道可以是 ISDN 和 LAN。它为同步数字音频和数字逐行扫描视频定义了一种二进制比特流，可将它们压缩到最多 1.5 Mbit/s 的带宽内，其中大约有 1.1 Mbit/s 用于视频，128 kbit/s 用于音频，其余部分用于 MPEG－1 系统本身。使用 MPEG－1 算法，可以在一张光盘上压缩存储能播放 72 分钟的具有全运动画面的视频、音频节目，其压缩比高达 200:1。

MPEG－1 视频使用与 H.261 相同的图像格式，但允许更大的图像尺寸，亮度分量的最大分辨率为 768×576。由于随机访问和高压缩率是两种不能同时达到最优的性能，为了在二者之间取得折衷，MPEG－1 视频把图像编码类型分成 I 帧、P 帧、B 帧和 D 帧

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

四种：

①I 帧（帧内编码帧）：对该帧的编码不必参考其他帧而进行。MPEG－1 对 I 帧使用 JPEG 算法。I 帧强调对 MPEG－1 数据流的随机访问，可作为其他图像编码类型的参考帧，它的压缩率是所有已定义的编码类型中最低的。

②P 帧（预测编码帧）：该帧的编译码过程需要利用前面或后面的 I 帧和 P 帧信息，所得到的压缩率比 I 帧方法得到的压缩率高得多。不过，只有对该帧所参考的 I 帧或 P 帧完成译码后才可以访问 P 帧。

③B 帧（双向预测编码帧）：该帧的编译码过程同时需要参考前面和后面的 I 帧和 P 帧信息。由于使用了双向运动补偿预测，所以它得到的压缩率是最高的。B 帧不能作为其他图像编码类型的参考帧。

④D 帧（DC 帧）：该帧属于帧内编码类型，其中忽略不计“AC（交流）”因子。可以用于快进或快倒模式。D 帧不与前面几种模式一起使用。

MPEG－1 视频中主要使用帧内编码（I 帧、D 帧）和帧间编码（P 帧、B 帧）。帧内编码包括 DCT 变换（8×8 块算法）、量化、游程编码和霍夫曼编码。帧间编码包括带运动补偿的预测法和插补法（即在接收端利用一定的算法恢复被发送端省略的帧），运动补偿是基于 16×16 的块算法。

在 MPEG－1 中，图像的传输次序和显示次序可能不同。如图 3－82 所示，这种情况下首先必须传输 I 帧。由于第一个 I 帧和 P 帧是头两个 B 帧的参考帧，同时第一个 I 帧也是第一个 P 帧的参考帧，因此传输次序是 I 帧、P 帧、B 帧、B 帧。然后又是 I 帧、B 帧等等。实际应用中，可以不传输 B 帧，而由接收端收到的 I 帧和 P 帧预测得到。一般要求每 15 帧传输一个 I 帧。

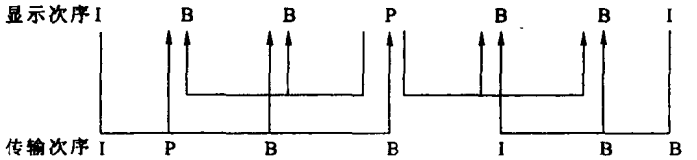


图 3－82 MPEG－1 中的显示和传输次序

（2）MPEG－2 标准

与 MPEG－1 一样，MPEG－2 也是为数字视听信号提出的压缩方法。它允许数据率高达 100 Mbit/s，并且支持隔行扫描视频格式和许多高级性能，包括支持 HDTV（高清晰度电视）。MPEG－2 最主要的应用是通过卫星、电缆和地面频道进行视频和音频数字传输。

MPEG－2 视频向下兼容 MPEG－1，并力求满足数字存储媒介、会议电视/可视电话、数字电视、HDTV、通信、网络等应用的要求，如分辨率要求有低（352×288，对应于 H.261 的 CIF）、中（720×480，对应于常规电视）、次高（1 440×1 080，对应于每

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

扫描行 1 440 取样点的 HDTV)、高（1 920 × 1 080，对应于每扫描行 1 920 取样点的 HDTV）等不同档次，压缩编码方法有从简单到复杂等不同等级。MPEG－2 支持固定比特率传送、可变比特率传送、随机访问、信道跨越、分级解码、比特流编辑以及一些特殊功能，如快进播放、快退播放、慢动作、暂停和画面凝固等。可以说它是迄今为止关于活动图像编码最完善的标准。

MPEG－2 视频的数据结构为分层的比特流结构，第一层称为基本层，其他层称为增强层。基本层可以被独立解码，增强层的解码必须依赖于基本层。基本层的结构与 MPEG－1 一致，即包括图像层、块组层、宏块层和块层等。如图 3－83 所示，宏块结构可以有 3 种格式：

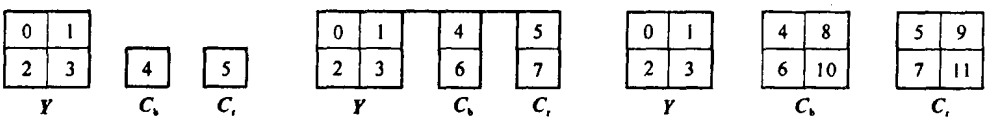


图 3－83　几种不同的宏块结构

①4:2:0 格式：一个宏块由 6 个块组成，其中包括 4 个亮度（Y）块、两个色差块（C_b 块和 C_r 块）。

②4:2:2 格式：一个宏块由 8 个块组成，其中包括 4 个亮度（Y）块、4 个色差块（两个 C_b 块和两个 C_r 块）。

③4:4:4 格式：一个宏块由 12 个块组成，其中包括 4 个亮度（Y）块、8 个色差块（4 个 C_b 块和 4 个 C_r 块）。

考虑到视频信号的隔行扫描特性，MPEG－2 专门设置了“按帧编码”和“按场编码”两种模式，并相应地对运动补偿和 DCT 方式作了扩展，从而显著提高了压缩编码效率。例如，对帧图使用 DCT 编码的宏块结构与场图使用 DCT 编码的宏块结构不同。帧 DCT 编码中，每个块由两场扫描行交替组成。场 DCT 编码中，每个块仅由两场之一的场扫描行组成。块的尺寸均为 8×8。

（3）MPEG－4 标准

MPEG－4 标准是针对低比特率视频编码方法提出的。随着网络、有线/无线通信系统的迅猛发展，交互式计算机和交互式电视技术的普遍应用，以及视频、音频数据综合服务等应用的发展，对计算机多媒体数据压缩编解码技术及其标准提出了更多更高的要求，MPEG－1、MPEG－2 已不能满足需要，MPEG－4 应运而生。

MPEG－4 与 MPEG－1，MPEG－2 的最根本区别在于 MPEG－4 是基于内容的压缩编码方法。MPEG－1，MPEG－2 是将图像分割成方块进行处理，MPEG－4 则是对图像按内容分割，如图像的场景、画面上的物体（物体 1、物体 2、……）等等，并将感兴趣的部分提取出来进行压缩编码处理。因为基于内容或物体分割的子块信息相关性强，所

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

以可产生高压缩比效果。

MPEG－4可用于多媒体表演（如虚拟现实游戏、三维动画）、训练和飞行模型，在低带宽信道上有效传送音像信号，在有限容量媒体上有效存储音像数据等。

基于内容的MPEG－4视频压缩编码主要包括3个步骤：

①从原始视频数据流中分割出视频物体VO（Video Object）；

②分别对各VO独立编码，即对不同VO的3类信息（运动信息、形状信息、纹理信息）分别编码，分配不同的码字；

③将各个VO的码流复合成一个符合MPEG－4标准的比特流。

MPEG－4提供了一个灵活的框架和一个开放的工具集，用以支持各种新功能。MPEG－4的一些建议还利用了不少新出现的图像编码方法，例如基于模型的编码方法、分形方法以及形态编码方法。

（4）MPEG－7标准

为了在大量的音像信息中选择感兴趣的内容，人们需要采用一定的检索方法。传统的检索方法是基于关键字或文件名，这种方法显然不适合数据量庞大且不具有天然结构特征的音像数据。因此，近年来多媒体研究的一个热点是如何对音像数据进行基于内容的检索，实现这种检索的一个关键步骤是定义一种描述音像信息内容的格式，而这与音像信息的存储形式（编码）密切相关。MPEG－7就是基于这个目的而提出的。

MPEG－7作为MPEG家庭中的新成员，其正式名称为“多媒体内容描述接口”，它将为各种类型的多媒体信息定义一种标准化的描述，这种描述与多媒体信息的内容一起支持用户对其感兴趣的各种“资料”进行快速、有效的检索。这些“资料”包括静止图像、图形、音频、动态视频，以及将这些元素组合在一起形成的合成信息。

这种标准化的描述可以加到任何类型的多媒体资料上。不管多媒体资料的表示格式如何、压缩形式如何，加上这种标准化描述就可以被索引和检索了。

MPEG－7的应用领域包括：数字化图书馆（图像分类目录、音乐字典等）、多媒体目录服务（“黄页”）、广播式媒体选择（收音机频道、电视频道等）、多媒体编辑（个人电子新闻服务、媒体著作）、教育、旅游信息、娱乐、购物等等。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第四章　时分复用与数字复接技术

第一节　时分复用原理

为了提高信道利用率，数字信号在传输过程中一般都采用时分复用（TDM）方式。时分复用是将传输时间划分为若干个互不重叠的时隙，互相独立的多路信号顺序地占用各自的时隙，合路成为一个复用信号，在同一信道中传输。在接收端按同样规律把它们分开。形成 TDM 信号所需的时序电路和复用电路如图 4－1（a）和（b）所示。设每路信号占用的时间为 T_C，n 路信号对时间 T_s 进行时隙分配，如图 4－1（c）所示。在时间 T_s 内，各路信号顺序出现一次，这样形成的时分复用信号称为帧，一帧的时间长度 T_s 称为帧周期。在 PCM 的时分复用信号中，对每一路信号的抽样频率必须满足抽样定理的要求，所以帧周期 T_s 就是抽样的时间间隔。每路信号占用的时间 T_c 越少，在一帧内能传输的路数越多。

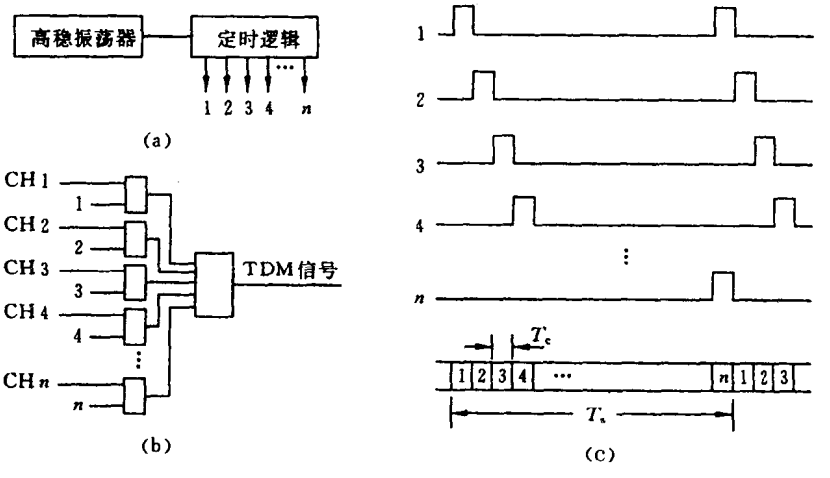


图 4－1　时分复用基本原理

时分复用 TDM 与频分复用 FDM 在原理上的差别是明显的。TDM 在时域上各路信号

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

是分割开的，但在频域上各路信号是混叠在一起的。FDM 在频域上各路信号是分割开的，但在时域上各路信号是混叠在一起的。TDM 信号的形成和分离都可通过数字电路实现，比 FDM 信号使用调制器和滤波器要简单。

采用 TDM 制的 PCM 数字电话系统，在国际上已逐步建立起标准，称为数字复接系列。系列形成的原则是先把一定路数的数字电话信号复合成一个标准的数据流，该数据流被称为基群。然后再用数字复接技术将基群复合成更高速的数据信号。在数字复接系列中，按传输速率不同，分别称为基群、二次群、三次群和四次群等。每一种群路通常是传送数字电话的，也可以用来传送其它相同速率的数字信号，如电视信号、数据信号或频分复用信号的群路编码信号。

现有的四次群以下数字复接系列称为准同步数字系列（PDH，plesiochronous digital hierarchy），其原因是采用了准同步复接技术。PDH 有 μ 律和 A 律两套标准。μ 律是以 1.544 Mbit/s 为基群的数字序列，A 律是以 2.048 Mbit/s 为基群的数字序列，这两种速率的数字复接等级分别如图 4－2（a），（b）所示。

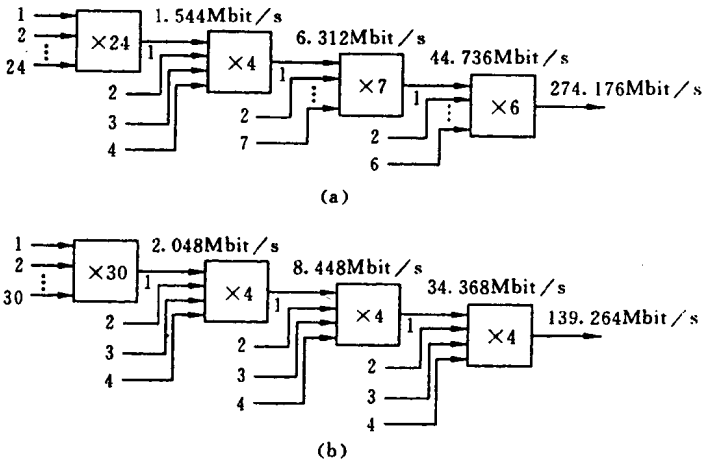


图 4－2 两种速率的数字复接等级

我国采用的是 A 律系列。从技术上来说，A 律系列体制上比较单一和完善，复接性能较好。而且 CCITT 还规定，当两种系列互连时，由 μ 律系列的设备负责转换。

随着光纤通信的发展，四次群速率已不能满足大容量高速传输的要求。在美国提出的同步光纤网（SONET）建议的基础上，CCITT 已形成正式建议，确定四次群以上采用同步数字系列（SDH，synchronous digital hierarchy），之所以称为同步复接系列是由于在复接时采用了同步复接技术。SDH 的第一级比特率为 155.52 Mbit/s，记作 STM－1。4 个 STM－1 按同步复接得到 STM－4，比特率为 622.08 Mbit/s。4 个 STM－4 同步复接得到 STM－16，比特率为 2 488.32 Mbit/s。4 个 STM－16 同步复接得到 STM－64，比特率为 9 953.28 Mbit/s。数字复接系列如表 4－1 所示。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

PDH 有两套标准，而 SDH 则是全球统一的标准。为了使现有的 PDH 系列和 SDH 系列衔接，CCITT 的建议规定了复接结构，如图 4－3 所示。

表 4－1　数字复接系列

制式 / 群路等级	北美、日本		欧洲、中国	
	信息速率/（kbit/s）	路数	信息速率/（kbit/s）	路数
基群	1 544	24	2048	30
二次群	6 312	96	8 448	120
三次群	32 064 或 44 736	480 或 672	34 368	480
四次群			139 264	1 920
STM－1	155 520			
STM－4	622 080			
STM－16	2 488 320			
STM－64	9 953 280			

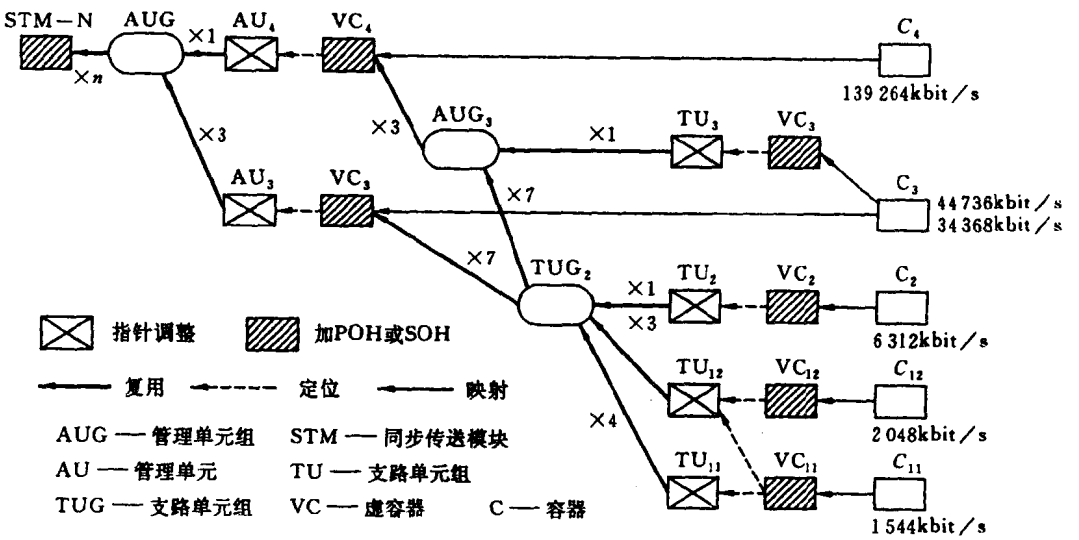


图 4－3　由 PDH 到 SDH 的复接结构

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第二节 数字复接技术

在时分制的 PCM 通信系统中，为了扩大传输容量，提高传输效率，必须提高传输速率。抽样定理确定，每帧长度不能短于 125μs。这样，传送路数越多，每路样值的 8 比特数码占的时间就越小。PCM 30/32 基群，占时 3.91μs。对于 PCM 120 路二次群系统，时隙长度应为 0.997μs，实用系统中只有 0.950μs。三次群 PCM 480 路系统每路时隙则更短。要在这么短时间间隔内直接完成 CCITT 高次群对数压扩的 PCM 编码器，技术上比较困难。实用上采用把 PCM 基群低速数字信号合并成一个高次群高速率数字信号，然后再通过一个高速信道传输。数字复接终端（又称为复接器）就是把低次群 PCM 码流变换成高次群 PCM 码流的设备。数字通信网中的数字复接设备相当于模拟通信网中的 FDM 的载波终端。

数字复接原理

数字复接终端包括复接器（digital multiplexer）和分接器（digital demultiplexer）二部分，如图 4－4 所示。数字复接器把 2 个或 2 个以上的支路信号按时分复用方式合并成一个合路数字信号。数字分接器把一个合路的数字信号分解为原始的各支路数字信号。对于一个双工通信系统，每一个终端设备必须有数字复接器与分接器，称为复接分接器（muldex），简称数字复接器。

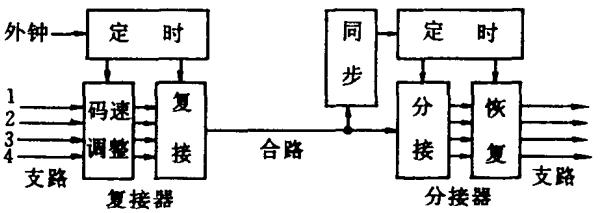


图 4－4 数字复接设备简图

数字复接器是由定时、码速调整和复接单元所组成。分接器是由同步、定时、分接和支路码速恢复单元组成。

由 TDM 合格原理可知，在数字复接器中的复接单元输入端上各支路数字信号必须是同步的，即数字信号的频率与相位完全是确定的关系。只要使各支路数字脉冲变窄，将相位调整到合适位置，并按照一定的帧结构排列起来即可实现数字合路复接功能。但是在复接器输入端的各支路信号不一定与本机定时信号是同步的。如果是同步的，称为同步复接器。如果不是同步的，则称为异步复接器。如果输入支路数字信号与本机定时信号标称速率相同，但实际上有一个很小的容差，这种复接器称为准同步复接器。

图 4－4 中码速调整单元的功能是把各准同步的输入支路的数字信号的频率和相位

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

进行必要的调整，形成与本机定时信号完全同步的数字信号。然后，由复接单元把它们合成群路信号。若输入支路是同步的，那么只需要调整相位，有时甚至连相位也无须调整，此时，调整单元大大简化，甚至可以去掉。

一、正码速调整

准同步复接包括码速调整与同步复接。码速调整技术可分为正码速调整、正/负码速调整和正/零/负码速调整三种。其中正码速调整应用最为普遍。

正码速调整部分主要由缓冲存储器与必要控制电路所组成。如图 4－5 所示，输入支路时钟频率为 f_i，其输出时钟即同步复接支路时钟的频率为 f_m。在正码速调整技术中，输出频率 f_m 大于输入频率 f_i。正码速调整的名称即来源于此。通常在每个复接帧中规定一个指定的时隙，称为正码速调整支路比特。如果该支路码速不需要调整，这个时隙就照常传送支路信码；如果该支路要调整码速，这个时隙则空闲一次，该时隙称为塞入位置 SV。

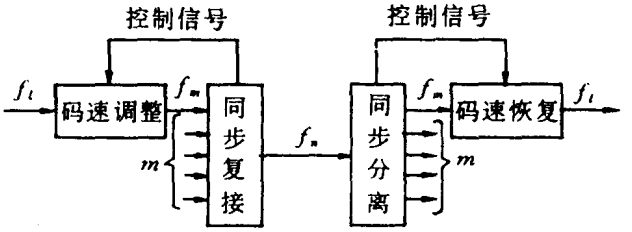


图 4－5　正码速调整准同步复接器

该塞入时隙 SV 无论是空闲还是信码，都必须由发端传送信息到收端码速恢复电路，才能正确地恢复原始码流。为此要在复接帧中留出指定的时隙来传送码速调整的指示信号。显然，这种指示信号是很重要的。它一旦出错，会导致支路码流丢失一比特或误塞入一比特，即出现滑动。为此通常采用三位以上的指示码来作为塞入标志（SZ）。

塞入位置 SV 及塞入标志 SZ 在复接帧中安排位置如图 4－6 所示。图中 m 是复接支路数，Q 为每帧内每个支路含信码数，K 是每帧中每个支路的非信息比特数，L_s 为帧长，有

$$L_s = m(Q + K)$$

定义标称码速调整速率（或称塞入速率）

$$f_{s0} = \frac{Q}{L_s} f_{h0} - f_{i0}$$

其中 f_{h0} 是同步复接单元标称速率，f_{i0} 是支路标称速率。最大码速调整速率定义为可能插入或删除调整数字的最大速率，$f_{s\max}$，通常规定在每一个支路复接帧中只留一个调整

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

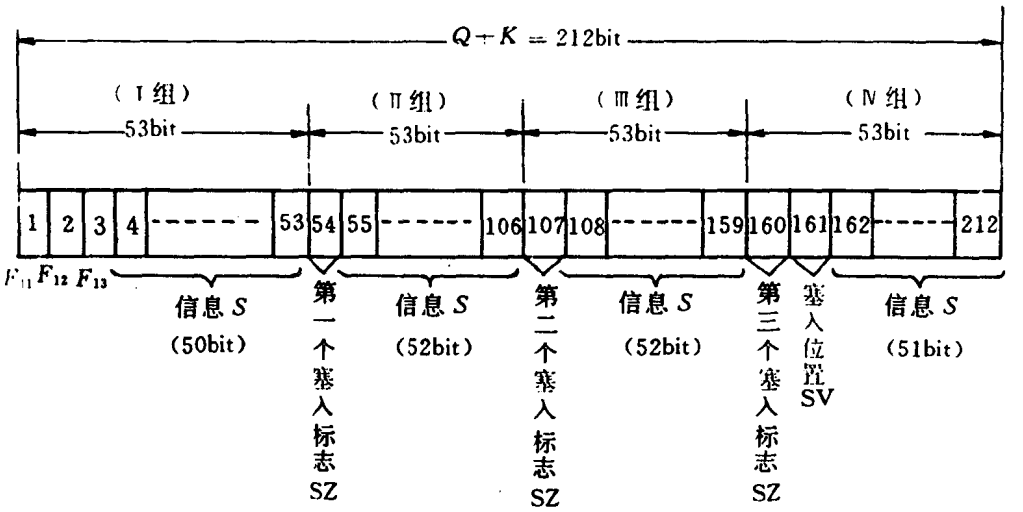


图 4-6 正码速调整帧结构

位置。所以最大码速调整速率

$$f_{s\,max} = \frac{f_h}{L_s} = \frac{f_m}{(Q+K)}$$

这里 f_h 为实际复接速率。调整比率定义为实际调整速率 f_s 与最大调整速率 $f_{s\,max}$ 之比，又称为塞入比 S，表示为

$$S = f_s / f_{s\,max} = \left[\frac{Qf_h}{L_s} - f_l\right] / f_{s\,max}$$

这里 f_l 为实际支路速率。因此，由上述一系列名词定义与关系式，可得出正码速调整的基本公式

$$\left(\frac{1}{m} - \frac{f_l}{f_h}\right) L_s = K + S$$

其中支路速率 f_l，$f_{h,m}$ 为已知量。L_s，K，S 是基本设计量。

CCITT 推荐的正码速调整准同步复接器的帧结构如表 4-2 所示，表中给出 2048 kb/s 速率系列的群复接帧结构。码速调整指示有三位或五位。标称码速调整比率取值在 0.419—0.439 之间。

表 4-2 CCITT 群复接帧结构

建　议	G742	G751	G751	G922
复接速率（kb/s）	8448	34368	139264	564992
支路速率（kb/s）	2048	8448	34368	139264
支路数	4	4	4	4
帧结构	组号/比特序号			

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

建　　议	G742		G751		G751		G922	
帧定位	Ⅰ	1—10	Ⅰ	1—10	Ⅰ	1—12	Ⅰ	1—12
告警指示		11		11		13		
国内用比特		12		12		14—16		
支路比特		13—212		13—834		17—488		13—384
码速调整指示	Ⅱ～Ⅲ	1—4	Ⅱ～Ⅲ	1—4	Ⅱ～Ⅴ	1—4	Ⅱ～Ⅵ	1—4
支路比特		5—212		5—384		5—488		5—384
码速调整指示	Ⅳ	1—4	Ⅳ	1—4	Ⅵ	1—4	Ⅶ	1—4
告警指示								
码速调整支路比特		5—8		5—8		5—8		5—8
支路比特		9—212		9—384		9—488		9—384
帧长（bit）	848		1536		2928		2688	
帧周期（μs）	100.38		44.69		21.02		4.36	
每个支路的比特数（bit）	206		378		723		663	
帧频（kF/s）（千帧/秒）	9.962		22.375		47.536		210.190	
标称码速调整率	0.424		0.436		0.419		0.439	

正码速调整准同步复接/分接过程会使支路码流带来二种附加影响，即塞入抖动与塞入误码。所谓塞入抖动是指分接后恢复的支路信号的位置会发生抖动。它主要由于码速调整过程中塞入调整码，在收端分接过程中减去调整码所造成的。它是衡量正码速调整系统的一项重要技术指标。合理优化设计正码速调整的参数及其电路，可以减小塞入抖动量。CCITT 推荐的正码速设计参数，如表 4－3 所示。

表 4－3　CCITT 推荐的复接参数

建　　议	G742	G751	G751	G922
f_l（kb/s）	2048	8448	34368	139264
f_h（kb/s）	8448	34368	139264	564992
$\frac{\Delta f_l}{f_l}$（ppm）	50	30	20	15
$\frac{\Delta f_h}{f_h}$（ppm）	30	20	15	15
Q（bit）	206	378	723	663
S	0.42424	0.43575	0.41912	0.43906
S_{max}	0.44064	0.45461	0.44440	0.4893
S_{min}	0.40785	0.41690	0.39383	0.41918
$A_{jpp\ max}$（UI%）	14.3	14.3	20.0	14.3

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$\frac{\Delta f_l}{f_l}$为标称支路速率的容差；$\frac{\Delta f_h}{f_h}$为标称复接速率的容差；$A_{jpp\ max}$为输入无抖动时的最大抖动峰峰值，单位为 UI%，表示单位间隔的百分数；S 为塞入比，最大值为 S_{max}，最小值为 S_{min}

传输过程中的信道误码会引起码速调整指示信号发生错误，从而导致码速恢复操作发生错误，即引起塞入误码。如把塞入比特误当作信码，或者信码误为塞入比特，都会导致分接器产生附加误码。为此，CCITT 规定高次群误比特率小于 10^{-6}，这样对支路误码影响比较小。

数字复接终端中码速调整技术种类比较多。除了上述正码速调整技术外，还有正/负码速调整以及正/零/负码速调整法等方法。CCITT 于 1984 年修订了 G.745，G.753，G.754 有关二、三、四次群正/零/负码速调整法有关标准。苏联、东欧、澳大利亚、土耳其等国已确定正/零/负码速调整结构作为国内通信数字复接标准。采用这个方式的数字复接设备可适应准同步、同步及数字变换等多种工作方式。可以统一同步/准同步复接制式，大幅度地降低塞入抖动。因此，在数字网中将获得广泛的应用。

第三节 PCM30/32 路系统

第一节介绍的是时分多路复用通信的基本概念和原理，本节将具体介绍 PCM30/32 路系统，这里复用的路数 $n = 32$，其中话路数为 30。

一、PCM30/32 路系统帧结构

话音信号根据 ITU－T 建议采用 8kHz 抽样，抽样周期为 125μs，在 125μs 时间内各路抽样值所编成的 PCM 信码顺序传送一次，这些 PCM 信码所对应的各个数字时隙有次序的组合称为一帧，显然，PCM 帧周期就是 125μs。

在帧中除了要传送各路 PCM 信码以外，还要传送帧同步码以及信令码。信令是通信网中与连接的建立、拆除和控制以及网络管理有关的信息，有时也称为标志信号。例如电话的占用、拨号、应答及拆线等状态的信息。就信令信道的位置而言，可以分为时隙内信令和时隙外信令。就信令信道的利用方式而言，可以分为共路信令和随路信令两类。把与许多路有关的信令信息，以及诸如网路管理所需的其它信息，借助于地址码在单一信令信道上传输的方式称为共路信令。在话路内或在固定附属于该话路的信令信道内，传输该路所需的各种信令的方式称为随路信令。后一种方式意味着一帧内包含有多少个话路就应设置有多少个信令信道。为了合理地利用帧结构，通常将若干个帧组成一个复帧，各个话路的信令分别在不同帧的信道中传输。既然有复帧也相应要求复帧中设置复帧同步码。

综上所述，一帧码流中含有帧同步码、复帧同步码、各路信码、信令码以及告警码

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

等。图 3.9 为 PCM30/32 路系统帧结构图。

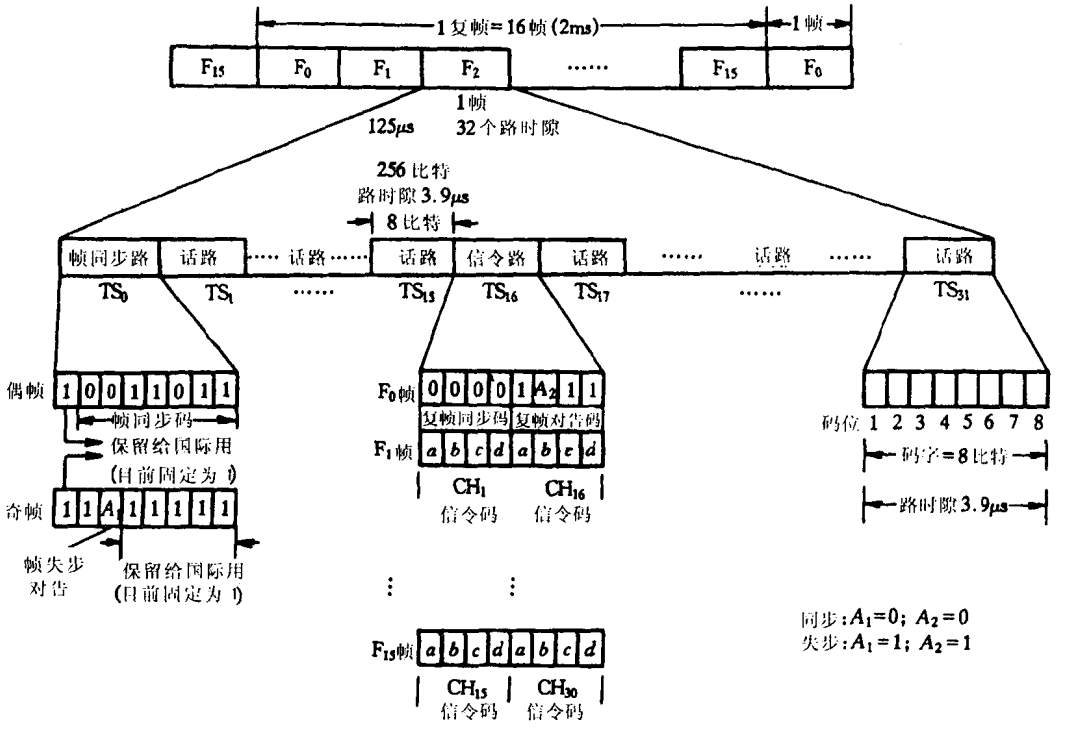


图 4－7　PCM30/32 路系统帧结构

下面分别进行说明。

（1）30 个话路时隙：$TS_1 \sim TS_{15}$，$TS_{17} \sim TS_{31}$

$TS_1 \sim TS_{15}$分别传送第 1～15 路（$CH_1 \sim CH_{15}$）话音信号，$TS_{17} \sim TS_{31}$分别传送第 16～30 路（$CH_{16} \sim CH_{30}$）话音信号。

（2）帧同步时隙：TS_0

在不同帧的 TS_0 位置所传送的信息是不一样，分为偶帧和奇帧两种情况。

偶帧 TS_0：发送帧同步码 0011011；偶帧 TS_0 中的 8 位码中第一位码保留给国际用，暂定为 1，后 7 位为帧同步码。

奇帧 TS_0：发送帧失步告警码。奇帧 TS_0 的 8 位码中的第一位也保留给国际用，暂定为 1。其第二位码固定为 1 码，以便在接收端用以区别是偶帧还是奇帧。第三位码 A_1 为帧失步时向对方发送的告警码，简称对告码。当帧同步时，A_1 为 0；当帧失步时，A_1 为 1，以便告诉对方，收端已经出现失步，无法工作。其第 4～8 位码可供传送其它信息，如业务联络等。这几位码未使用时，固定为 1 码。这样，奇帧 TS_0 时隙的码型为 $\{11A_1 11111\}$。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

(3) 信令与复帧同步时隙：TS_{16}

为了完成各种控制作用，每一路话音信号都有相应的信令信号，即要传信令信号。由于信令信号频率很低，其抽样频率取为500Hz，即其抽样周期为125μs，而且只有4位码（称为信令码或标志信号码，实际一般只需要3位码），所以对于每个话路的信令码，只要每隔16帧轮流传送一次就够了。将每一帧的TS_{16}传送两个话路信令码（前4位码为一路，后4位码为另一路），这样15个帧（$F_1 \sim F_{15}$）的TS_{16}就可以以轮流传送30个话路的信令码。而F_0帧的TS_{16}传送复帧同步码和复帧失步告警码。

16个帧和起来称为一个复帧（$F_0 \sim F_{15}$）。为了保证收端、发端各路信令码在时间上对准，每个复帧需要送出一个复帧同步码，以保证复帧得到同步。复帧同步码安排在F_0帧的TS_{16}时隙中的前4位，码型为｛0000｝，另外F_0帧TS_{16}时隙的第6位A_2为复帧对告码。复帧同步时，A_2码为0，复帧失步时则改为1。第5、7、8位码也可供传送其它信息用。如暂不用时，则固定为1码。

需要注意的是信令码｛a，b，c，d｝不能同时编为0000码，否则就无法与复帧同步码区别开。

对于PCM30/32路系统，可以算出以下几个标准数据：

帧周期125μs，帧长度$32 \times 8 = 256$bit。

路时隙 $t_C = \frac{T}{n} = \frac{125\mu s}{32} = 3.91\mu s$

位时隙 $t_B = \frac{t_C}{l} = \frac{3.91\mu s}{8} = 0.448\mu s$

数码率 $f_B = \frac{1}{t_B} = \frac{l}{t_C} = \frac{n \cdot l}{T} = f_s \cdot n \cdot l = 8000 \times 32 \times 8 = 2048\text{bit/s}$

二、PCM30/32路系统的定时

PCM通信是时分制多路复用通信。各话路信号分别在不同时间进行抽样、编码，然后送到接收端依次解码、分路，再重建恢复出原始话音信号。就是说在PCM通信方式中，信号的处理和传输都是在规定的时间内进行的。为了使整个PCM通信系统正常地工作，需要设置一个“指挥部”，由它来指挥系统各部件的工作。定时系统就是完成这项工作的。由定时系统提供给抽样、分路、编码、解码、标志信号系统以及汇总、分离等部件的准确的指令脉冲，以保证整体各部件能在规定的时间内准确、协调地工作。

定时系统产生数字通信系统中所需要的各种定时脉冲，这些脉冲主要有：

a. 供抽样与分路用的抽样脉冲（也称为路脉冲）；

b. 供编码与解码用的位脉冲；

c. 供标志信号用的复帧脉冲等。

定时系统包括发端定时和收端定时两种，前者为主动式，后者为从属式。从属式的

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

意思是收端定时系统的时钟是从 PCM 信码流中提取出来的，其本身并没有时钟源。下面分别进行介绍。

1. 发端定时系统

PCM30/32 路系统发端定时系统方框图如图 4－8 所示。

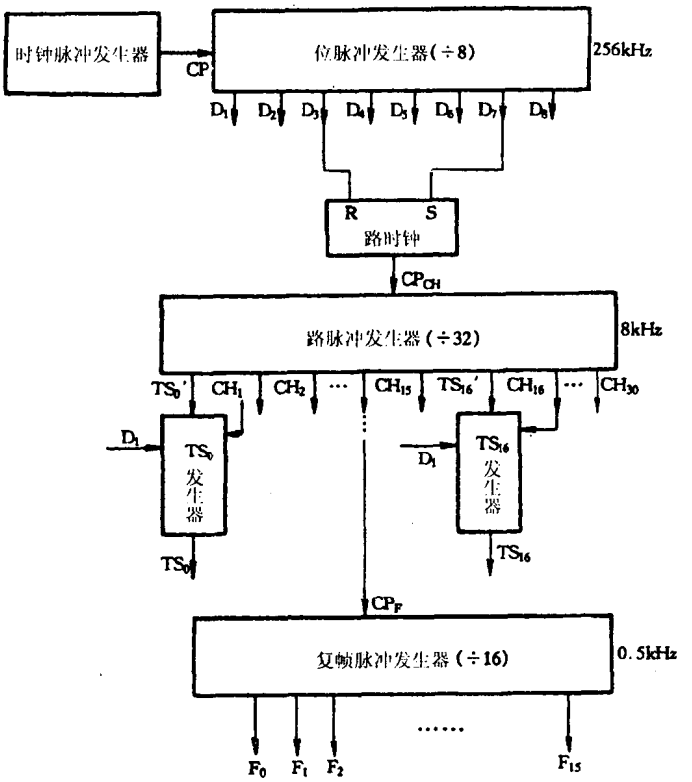


图 4－8　发端定时系统方框图

此方框图主要由时钟脉冲发生器、位脉冲发生器、路脉冲发生器、TS_0 和 TS_{16} 路时隙脉冲发生器以及复帧脉冲发生器等部分组成。发端定时脉冲的重复频率、脉冲宽度以及个数等如表 4－4 所示。发端各定时脉冲的时间波形见图 4－9。

（1）时钟脉冲

时钟脉冲发生器提供了高稳定性的时钟信号。PCM30/32 路系统的时钟频率 $f_{cp} = f_B = f_s \cdot nl = 8000 \times 32 \times 8 = 2048\text{kHz}$。时钟频率的频率稳定度一般要求小于 50×10^{-6}，即允许 2048kHz 的误差应在 ± 100kHz 以内，其占空比为 50%，即脉冲宽度占重复周期的一半。为满足上述要求，通常采用由晶体震荡器与分频器组成的时钟脉冲发生器。晶体震荡器的频率稳定度为 $10^{-6} \sim 10^{-11}$，它不需采用恒温措施，即可达到指标要求。由晶体震荡器组成的时钟脉冲发生器如图 4－10 所示。该电路由两级与非门级联后组成两级放

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

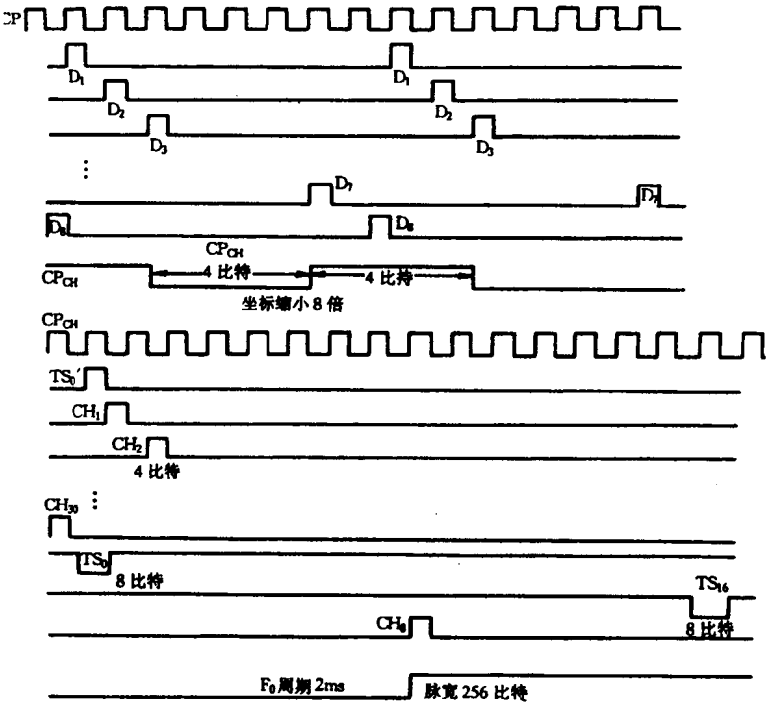


图 4－9 发端定时脉冲时间波形图

大器，其增益很高，输出与输入之间同相。因此接上晶体震荡器和电容 C 串联的反馈支路后，很容易在晶体的串联谐振频率上满足自激条件而自激。自激后进入与非门的非线性区，其输出波形为矩形波。R_1 和 R_2 并联在与非门上形成适当的负反馈，电容 C 和 C′并联除了起交流耦合作用外，它与晶体的等效串联谐振回路相串联，可视为等效电容的一部分。调整电容 C′值可以起到频率微调的作用。考虑到要求产生 50% 占空比的时钟脉冲，可采用 2 倍或 4 倍 f_{cp} 的石英晶体，然后进行二分频或四分频，即可得到理想的 50% 占空比的主时钟脉冲。

表 4－4 PCM30/32 路制式的发端定时脉冲（一种方案）

脉冲名称	符号	重复频率	脉 宽 (1bit = 0. 488μs)	相数	用 途
时钟脉冲	CP	2048kHz	1/2bit	1	总时钟源，产生各种定时脉冲
延迟时钟脉冲	CP*	2048kHz	1/2bit	1	下权，编码等用
路脉冲	$CH_1 \sim CH_{30}$ $TS'_0 \sim TS'_{16}$	8kHz	4bit 4bit	32	用于话路抽样和 TS_0，TS_{16} 时隙脉冲的产生，其中 TS'_0 用于产生 TS_0

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

脉冲名称	符号	重复频率	脉　宽（1bit = 0．488μs）	相数	用　　途
路时隙脉冲	TS_0 TS_{16}	8kHz	8bit	2	用于传送帧同步码和标志信号码
复帧脉冲	$F_0 \sim F_{15}$	0.5kHz	256bit	16	用于传送复帧同步码和标志信号码

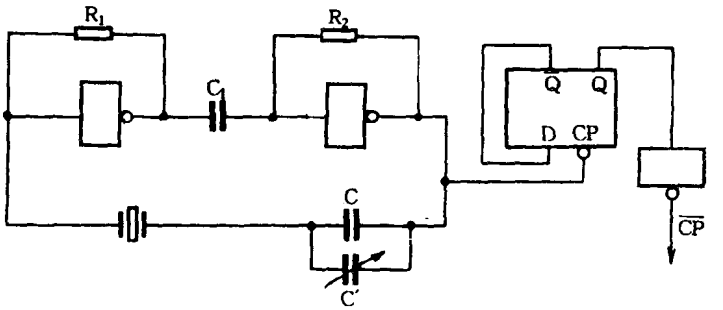


图 4－10　由晶体震荡器组成的时钟脉冲发生器

（2）位脉冲

位脉冲用于编码、解码以及产生路脉冲、帧同步码和标志信号码等。位脉冲的频率与脉冲宽度由抽样频率 f_s、路时隙数 n 和编码位数 l 来决定。在 PCM30/32 路制式中，f_s = 8kHz，位脉冲的频率为 8kHz × 32（路时隙数）= 256kHz。若每个抽样值编 8 位码，则位脉冲共有 8 相，可用 D_1、D_2、D_3，……D_8 来表示。每相的位脉冲宽度为 0．488/2 = 0．244μs。位脉冲产生的一种方案可以由一个 8 级环形移存器电路组成，如图 4－11 所示。输入的时钟脉冲 CP 的频率为 2048kHz，输出位脉冲的频率为 256kHz，为 D_1、D_2、D_3，……D_8 共 8 相。

（3）路脉冲

路脉冲是用于各话路信号的抽样和分路以及 TS_0、TS_{16} 路时隙脉冲的形成等。因为用于抽样，故路脉冲的重复频率为 8kHz，PCM30/32 路制式帧结构中有 32 个路时隙，则路脉冲的相数为 32 相。用 CH_1，CH_2，……CH_{30} 来表示 30 个话路的路脉冲（即抽样脉冲），TS'_0 和 TS'_{16} 两个路脉冲用于产生 TS_0，TS_{16} 路时隙脉冲。为了减少邻路串话，路脉冲的脉冲宽度为 4 比特，即 0.488μs × 4 = 1．95μs，具体规定为 D_7、D_8、D_1、D_2 四位码。

（4）路时隙与复帧脉冲

TS_0 路时隙脉冲用来传送帧同步码；TS_{16} 路时隙脉冲用来传送标志信号码。TS_0、

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

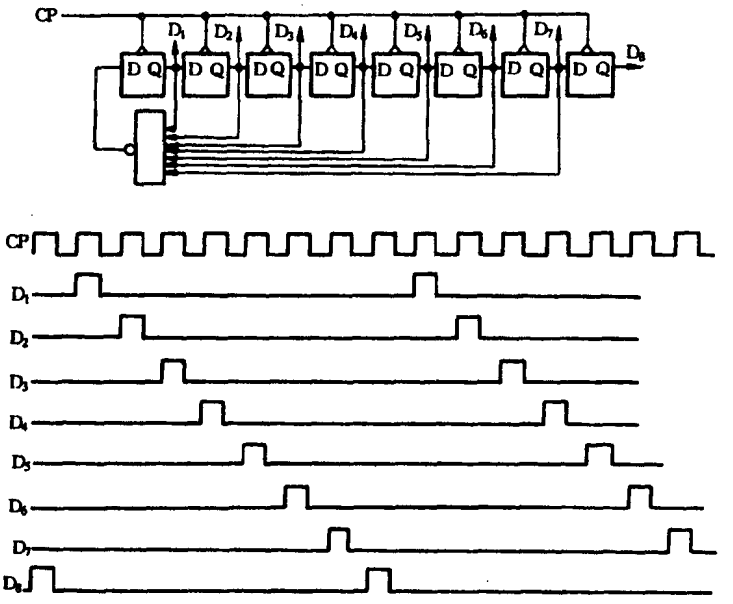


图 4－11 由环行移位寄存器组成的位脉冲发生器极其输出波形

TS_{16}路时隙脉冲的重复频率为 8kHz，脉宽为 8 比特，即 $0.488\mu s \times 8 = 3.91\mu s$。

复帧脉冲是用来传送复帧同步码（包括复帧失步对端告警码）和 30 个话路的标志信号码。其重复频率为 8kHz/16 = 0．5kHz，共有 16 相，即 F_0、F_1、F_2、……F_{15}，其脉冲宽度为 $125\mu s$。

2. 收端定时钟提取

接收端定时系统与发送端定时系统基本相同，不同之处是它没有主时钟源（晶体震荡器），而是由时钟提取电路代之。时分多路复用系统的一个重要问题是同步问题（即位同步、帧同步和复帧同步）。要作到接收端与发送端的位同步（时钟同步），也就是使收发两端的时钟频率相同，以保证收端正确识别每一位码元，则要求接收端的时钟与发送端的时钟完全相同，且与接收信码保持正确的相位关系（即与接收信码同帧、同相）。因为接收端为正确判决或识别每一个码元，要求抽样判决脉冲与接收信码频率相同、相位对准，而抽样判决脉冲是由时钟微分得到的，所以要求收端时钟与接收信码同频、同相。

为了满足对收端时钟的要求，也就是为了实现位同步，在 PCM 通信系统中，收端时钟的获得采用了时钟提取的方式，即从接收到的信息码流中提取时钟成分。定时钟提取电路一般采用谐振槽路提取时钟方式，其方框图如图 4－12 所示。

定时钟提取电路由全波整流、调谐放大、相移和整形电路等组成。

这里需要说明的是，收端定时系统与发端定时系统唯一不同的是产生时钟的方法不同。收端一旦采用定时钟提取的方式获得时钟后，产生位脉冲、路脉冲、复帧脉冲等的

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

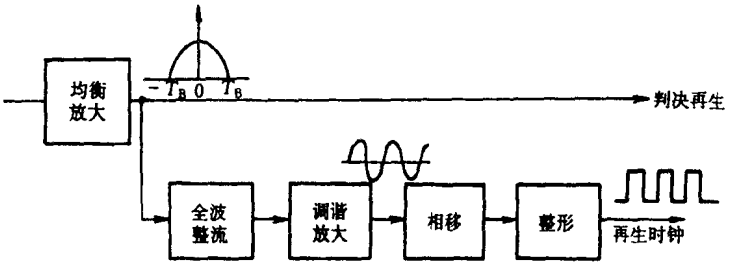


图 4－12　谐振槽提取定时钟的方框图

方法同发端定时系统一样。另外，收端采用定时钟提取的方式获得时钟相当于已经实现了位同步。

三、PCM30/32 路系统的帧同步

如前所述，位同步解决了收端时钟与接收信码之间的同频、同相问题，这样就可使收到的信码获得正确的判决。但是正确判决后的信码流是一连串无头无尾的信码流，这样收端无法判断出收到的信码中的某一位码是第几路信号的第几位码，即不能正确恢复发送端送来的话音信号。为此接收端要能完成以下功能：

a．要能从收到的信码流中，分辨出哪 8 位码是一个抽样值所编的码字，以便能正确解码；

b．还要能分辨出每一个码字（8 位码）是属于哪一路的，以便正确分路。

采用帧同步方法可以解决以上问题。

1. PCM30/32 路系统帧同步的实现方法

由 PCM30/32 路系统的帧结构可知，PCM30/32 路系统的帧同步码是采用集中插入方式的。ITU－T 规定 PCM30/32 路系统的帧同步码型为 0011011，它集中插入在偶帧 TS_0 的第 2～8 位。

对于 PCM30/32 路系统，由于发端偶帧 TS_0 发帧同步码（奇帧 TS_0 时隙发帧失步告警码），收端一旦识别出帧同步码，便可知随后的 8 位码为一个码字且是第一话路的，依次类推，便可正确接收每一路信号，即实现帧同步。

2. 前、后方保护

在上一节中介绍时分多路复用系统中的帧同步时，提到了前、后方保护，下面具体讨论 PCM30/32 路系统的前、后方保护所涉及的问题。

（1）前方保护

由前述可知，前方保护是为了防止假失步。

帧同步系统一旦出现帧失步（即收不到同步码），并不立即进行调整。因为帧失步可能是真正的帧失步，也可能是假失步。真失步是由于收发两端帧结构没有对准（即收

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

端的比较时标没有对准发端偶帧 TS_0 的帧同步码出现时刻）造成的；而假失步则是由信道误码造成的。

PCM30/32 路系统的同步码检出方式是采用码型检出方式。它是这样防止假失步的：当连续 m 次（m 称为前方保护计数）检测不出同步码后，才判为系统真正失步，而立即进入捕捉状态，开始捕捉同步码。

具体地说，从第一个帧同步码丢失起到帧同步系统进入捕捉状态为止的这段时间称为前方保护时间，可表示为

$$T_{前} = (m-1)T_s$$

其中 $T_s = 250\mu s$，为一个同步帧（同步帧等于两个帧）时间。ITU－T 的 G.732 建议规定 $m = 3 \sim 4$，即如果帧同步系统连续 3～4 个同步帧未收到帧同步码，则判系统已经失步，此时帧同步系统立即进入捕捉状态。

（2）后方保护

后方保护是为防止伪同步。

PCM30/32 路系统的同步捕捉方式是采用逐步移位捕捉方式。在捕捉帧同步码的过程中，可能会遇到伪同步码，所以第一次捕捉到的帧同步码还不能认为已经获得帧同步了，因为收到的帧同步码可能是真正的帧同步码，也可能是假的帧同步码（信息码中与帧同步码相同的码型，它是随机出现的）。如果这时收到的是伪同步码（误认为是帧同步码）而使系统恢复成帧同步状态，由于它不是真的帧同步码，即不是真的帧同步，还将经过前方保护才能重新开始捕捉，因而使同步恢复时间拉长。为了防止出现伪同步码造成的不利影响，采用了后方保护措施，即在捕捉帧同步码的过程中，只要在连续捕捉到 n（n 为后方保护计数）次帧同步码后，才能认为系统已真正恢复到了同步状态。

从捕捉到第一个真正的同步码到系统进入同步状态这段时间称为后方保护时间，可表示为：

$$T_{后} = (n-1)T_s$$

ITU－T 的 G.732 建议规定 $n = 2$。即帧同步系统进入捕捉状态后在捕捉过程中，如果捕捉到的帧同步码组具有以下规律：

①第 N 帧（偶帧）有帧同步码 $\{1\ \boxed{0}\ 0\ 1\ 1\ 0\ 1\ 1\}$ 第一位码固定为 1；

②第 $N+1$ 帧（奇帧）无帧同步码，而有对端告警码 $\{1\ \boxed{1}\ A_1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\}$；

③第 $N+2$ 帧（偶帧）有帧同步码 $\{1\ \boxed{0}\ 0\ 1\ 1\ 0\ 1\ 1\}$。

则判帧同步系统进入帧同步状态，这时帧同步系统已完成同步恢复。

检查第 $N+1$ 帧有没有帧同步组，是通过奇帧 TS_0 时隙的 D_2 位时隙，即第 2 位码 1 码来进行核对（因为偶帧的帧同步码在 TS_0 时隙的 D_2 位时隙是 0 码），则我们称它为监视码。如果第 $N+1$ 帧的 D_2 位时隙是 0 码，则表示前一帧第 N 帧的同步码是伪同步码，

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

必须重新捕捉。

3. 帧同步系统的工作原理

(1) 帧同步系统的工作流程图

根据 ITU－T 的 G.732 建议画出如图 4－13 所示的帧同步系统工作流程图。图中 A 表示帧同步状态；B 表示前方保护状态；C 表示捕捉状态；D 表示后方保护状态。图中 P_s 为帧同步码标志；P_c 为收端产生的比较标志。

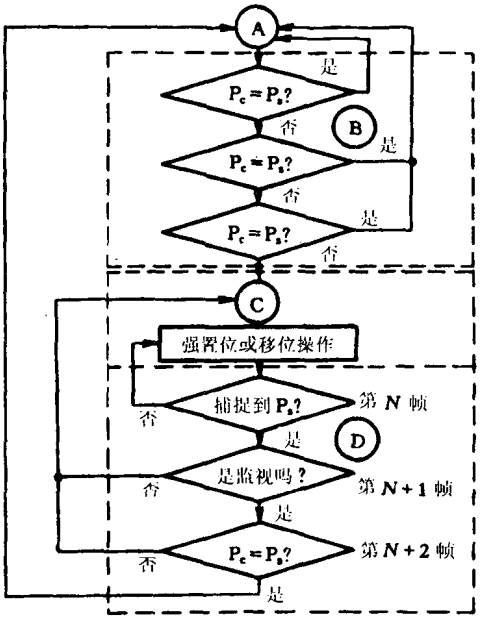


图 4－13　帧同步系统工作流程图

由上图 4－13 可以看出，如果系统连续地在预定时间检出帧同步码组，即 $P_c = P_s$（$P_c = P_s$ 表示 P_c 和 P_s 同时出现），系统处于帧同步状态 A。如系统开机还没有建立收、发端帧同步，或系统在帧同步状态下在规定时间内没有检出帧同步码组，即 $P_c \neq P_s$（表示 P_c 出现时而 P_s 没有出现），此时并不立即判定系统为帧失步，而进入前方保护状态 B。只有当连续 m 次 $P_c \neq P_s$ 时，系统便由同步状态 A 进入到捕捉状态 C。在捕捉状态 C，帧同步系统在接收到的信码流中捕捉帧同步码，当捕捉到帧同步码组后（注意这个帧同步码组可能是真的，也可能是假的），系统进入后方保护状态 D。在状态 D 中，从找到第一个帧同步码组起，每隔一帧（125μs）检查一次。结果有两种可能：一种是连续 n 次正好都对上，即检出监视码后继而检出帧同步码。在这种情况下，就认定这个码组上为真正的帧同步码组，而进入同步状态 A。另一种可能是在上述过程中只要有一次没有对上（即没有检出监视码或者检出监视码而没有检出帧同步码组），就认定在第一次检出的并不是真正的帧同步码组，系统又立即回到捕捉状态 C。

(2) 帧同步系统方框图及其工作原理

图 4－14 是一种帧同步系统的方框图。方框图由时标脉冲的产生、帧同步码组的检

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

出、前方后方保护与捕捉等部分组成。

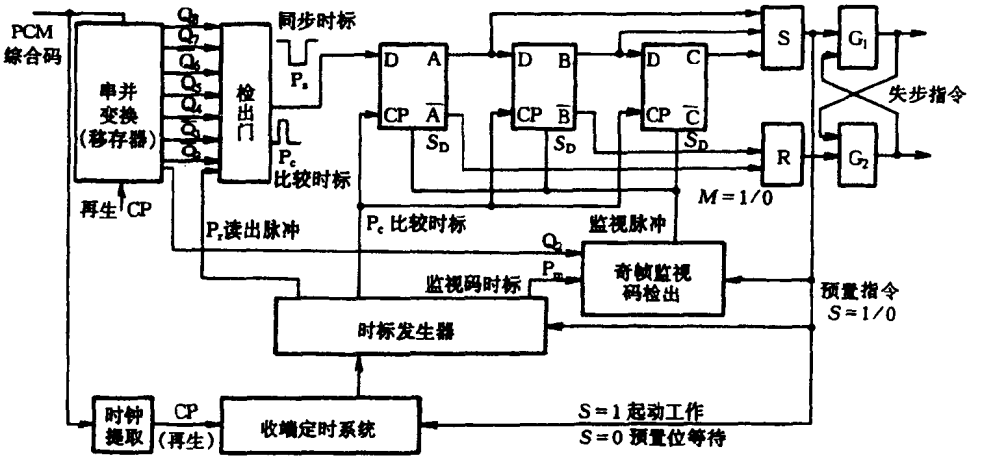


图 4－14 一种帧同步系统方框图

①时标脉冲的产生

本方案的帧同步系统共有三种时标脉冲，即读出时标脉冲 P_r，比较时标脉冲 P_c 以及监视码时标脉冲 P_m。

a．读出脉冲 P_r

在同步系统中，首先要解决帧同步码的检出，而帧同步码检出应在规定时间完成。当系统为帧同步状态时，$P_r = TS_0 \cdot D_8$，即每帧检查一次，检出时间是 TS_0（路时隙）D_8（位时隙）。当系统为帧失步状态时，$P_r = 1$，即进入逐比特检出识别状态。

b．比较时标 P_c

在帧同步时，P_c = 偶帧·$TS_0D_8 \cdot CP$，即在偶帧 TS_0D_8 时间产生 P_c。在帧失步时，$P_c = CP$，因为此时系统处于逐位检查识别帧同步码组的期间，因此 $P_c = CP$，以达到逐位识别的目的。

c．监视码时标 P_m

监视码的出现时间与比较时标 P_c 不同，P_m 是出现在收端定时系统的奇帧·D_8 位时隙，脉宽为 0.5 比特。

②帧同步码的检出

在 PCM30/32 路系统中，帧同步码组 {0 0 1 1 0 1 1} 共 7 位码，它是出现在 PCM 信码的偶帧 TS_0 时隙。帧同步码组的检出电路如图 4－15 所示。检出电路由 8 级移位寄存器与检出门组成。

由检出门的逻辑关系可得：

$$P_s = \overline{Q_2Q_3Q_4Q_5\,\overline{Q_6}Q_7Q_8 \cdot P_r}$$

由上式可知，只有帧同步码组 {0011011} 由再生时钟逐位移入寄存器，同时只能

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

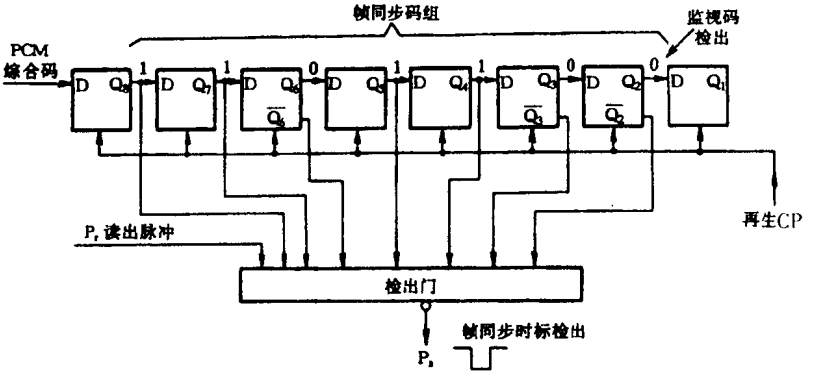


图 4－15　帧同步码组检出

在读出脉冲 P_r 出现时刻才有负脉冲的同步时标 P_s 检出。其它任何码组进入寄存器时，检出门的输出均为正电平的 P_s。

当帧同步系统为帧同步状态时，帧同步时标 P_s 标志着接收 PCM 信码流中的偶帧 $TS_0 \cdot D_8$ 出现时刻。读出脉冲 $P_r = TS_0 \cdot D_8$ 是收端定时系统的 TS_0 时隙的 D_8 位时隙出现。每隔 250μs（一个同步帧）在 $TS_0 \cdot D_8$ 时隙出现负脉冲的 P_s，就表明了收端定时系统与接收到的 PCM 码流是保持同步的关系。

③前、后方保护与捕捉

系统是否同步，采用比较时标 P_c 与帧同步时标 P_s 在时间上进行比较的方法。如果 P_c 正脉冲的出现时间与 P_s 负脉冲的出现时间正好一致，则表示系统同步，否则就是帧失步。时间比较是由 D 触发器 A 来完成的，比较时标 P_c 作为 A 触发器的时钟，在 P_c 的正脉冲出现时间，如果对准 P_s 的负脉冲，则触发器 A＝0，表示帧同步；如果没有对准 P_s 的负脉冲，则触发器 A＝1，表示帧失步。因此，A＝0 或 A＝1 就可判断出是帧同步还是帧失步。

D 触发器 A 除了完成时间比较任务外，还完成保护时间计数的记忆作用。为了完成前方保护时间 500μs 的任务，需要对连续失步三次的情况进行记忆，因此设置了三个 D 型触发器 A、B、C，当连续三次失步时，则：

$$A = B = C = 1, \text{与非门 } S = \overline{A \cdot B \cdot C} = \overline{1 \cdot 1 \cdot 1} = 0$$

这时预置指令 S＝0，发出置位等待指令，使收端定时系统暂时停止工作，而置位于一个特定的等待状态，例如停留在偶帧 TS_0 时隙的 D_8 的等待状态，这时系统进入捕捉状态。S＝0，系统进入捕捉状态后，虽然收端定时系统停留在一个特定的等待状态而停止工作，但收端再生时钟 CP 仍然继续工作，这时比较时标 P_c 改为 P_c＝CP，由 CP 进行逐位比较，如下图中帧同步系统的时间图中 t_2 所示，当然，这时的帧同步码的检出也改为逐位检出。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

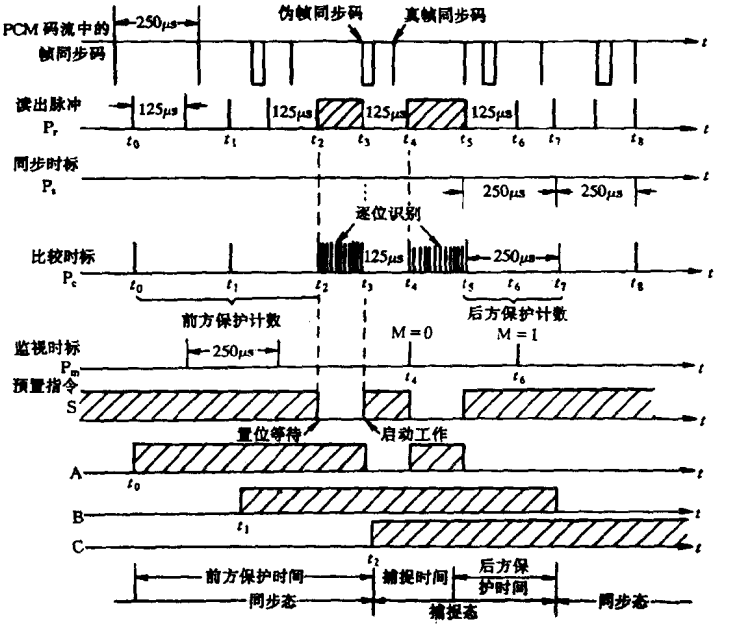


图 4-16 帧同步系统的时间图

在逐位比较识别过程中，一旦识别出帧同步码，这时 A = 0，$S = \overline{0 \cdot 1 \cdot 1} = 1$，就立即解除收端定时系统的预置等待状态，启动收端定时系统，恢复正常工作，从收端定时系统的比较时标与接收到的 PCM 信码流中的偶帧 $TS_0 \cdot D_8$ 时隙对准，从而达到帧同步的目的。考虑到伪同步码的存在，采用后方保护，它是由奇帧监视码检出与偶帧同步码检出来完成。监视码是利用对端告警码的第 2 位$\boxed{1}$码与帧同步码第 2 位$\boxed{0}$码不同而检测出来的。当进入捕捉状态后，进行逐位捕捉，当识别出一组帧同步码，就进行奇帧监视码的检出，如果在规定的时间没有监视码出现，说明前一组帧同步码是假的，此时监视脉冲 $M = 0$，由此负脉冲将 A、B、C 均置位于“1”状态，从而使 S = 0，又重新开始逐位捕捉。只有当逐位捕捉过程中，第 N 帧识别出一组帧同步码，在第 $N + 1$ 帧检出监视码，此时 $M = 1$，对 A、B、C 触发器不发生影响，在第 $N + 2$ 帧又识别出一组帧同步码时，才结束捕捉状态而进入同步状态，使收端解码器重新开始工作。在上图 3.18 中，于 t_2 时刻（已连续 3 次未检出同步码）：

$$S = \overline{A \cdot B \cdot C} = \overline{1 \cdot 1 \cdot 1} = 0$$

$$R = \overline{\overline{A \cdot B}} = \overline{0 \cdot 0} = 1$$

$$G_1 = 1$$

$$G_2 = 0$$

当 $G_1 = 1$，$G_2 = 0$ 时，发生失步指令，进行告警，并将解码器封锁，使其停止工作。S = 0，发出预置指令，将定时系统预置在特定的等待状态而停止工作。这时系统处

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

于逐位检出识别捕捉状态。

4. 帧同步码型与长度

在 PCM 信码流中，不可避免地随机地形成与帧同步码相同的码组，即伪同步码组。由于伪同步码组的出现，将使平均失步时间加长。所以在选择帧同步码组结构时，要考虑由于信息码而产生伪同步码的概率越小越好。如果增加帧同步码组的码位数，可使伪同步码组出现的机会减少；但是码位数过多，将减少有效通信容量或增加信道数码率。由前述可知帧同步码要具有特殊的码型，且长度要适当。所以综合考虑后，ITU－T 规定 PCM30/32 系统帧同步码位为 7 位，并采用集中插入方式，码型采用｛0011011｝。

对于集中插入帧同步码组方式来讲，并不是整个信息码流中任何一码组都会形成伪同步码组的。帧同步周期包含 512 比特，当采用一种特殊的码型时，有一段码流不会出现伪同步码组。根据这种情况，可将信息码流分为两个区域：随机区和覆盖区。如图 4－17 所示。

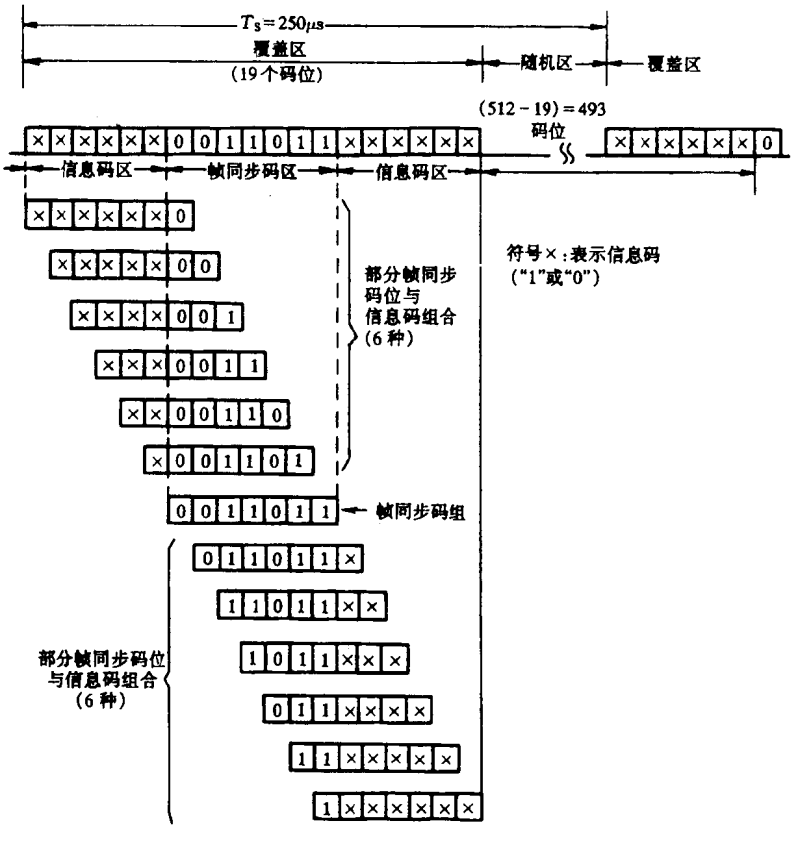


图 4－17　PCM 综合码流分区图

在随机区内是可能出现伪同步码组的，这是因为它完全由信息码所组成，而信息码的每一位码都是随机的。在覆盖区中任一码长为 i 的码组都是由部分信息码和部分帧同

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

步码共同组成的，仅有一组真正的帧同步码组，在这些码组中的某些码位不是随机的。在覆盖区内，于帧同步码组的两侧有（$l-1$）位，它们与帧同步码共同组成 2（$l-1$）$+l=3l-2$ 个码位。从图中可以看出，如果帧同步码组选得适当，在覆盖区内除帧同步码组本身外，没有伪同步码存在。这种帧同步码组的结构称为单极点码组，它表示在覆盖区内只有帧同步码组本身，而无伪同步码组存在。例如 PCM30/32 路系统中，帧同步码组为 {0011011}。

5. 帧同步系统性能的近似分析

衡量帧同步系统性能的主要因素有：平均失步时间和误失步的平均时间间隔。

（1）平均失步时间

平均失步时间是指帧同步系统真正失步开始到确认帧同步业已建立所需要的时间。它包括失步检出、捕捉、校核三段时间。其中捕捉和失步检出时间是主要的。

经过推导得出捕捉时间为：

$$T_{捕}=(N_s-1)\tau+(N_s-L)\left(\frac{p}{1-p}\right)T_s$$

在上式中，N_s 为同步帧的码位数，$N_s=512\text{bit}$；τ 为每一码位的宽度，$\tau=0.488\mu s$；$p=\left(\frac{1}{2}\right)^l$，为出现伪同步码的概率；$l$ 为帧同步码位数，$l=7$；L 为覆盖区的长度；T_s 为同步帧周期，$T_s=250\mu s$。

失步检出的时间是指系统从真正失步开始到最后判定系统为失步状态所需要的时间。它与前方保护时间有一定的关系。经过推导得出失步检出时间为：

$$\tau_m\approx\frac{m}{1-mp}T_s$$

（2）误失步平均时间间隔

误失步平均时间间隔是帧同步系统可靠性的指标，希望误失步平均时间间隔越长越好。如果信道没有误码，那么帧同步一经建立，从理论上说，就是一直保持帧同步状态。但是信道误码是不可避免的。因此，虽然帧同步系统处于正常同步，但因误码就可能在预定的同步位的位置收不到帧同步码，而会产生误码，其结果将正常同步状态误调到失步状态。为了防止误调，才用如前所述的前方保护，以提高系统的抗干扰的能力。经过推导可得误失步平均时间间隔为：

$$T_{误失步}\approx\frac{T_s}{(P_e l)^m}$$

式中，m 为前方保护计数；P_e 为信道误码率；l 为帧同步码位数；T_s 为同步帧周期。

当 $m=3$，$P_e=10^{-6}$，$l=7$，$T_s=250\mu s$ 时，

$$T_{误失步}=250\times10^{-6}\times(7\times10^{-6})^{-3}\approx$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$7.3 \times 10^{11} \text{ 秒} \approx 23000 \text{ 年}$$

由此可见，在这样的误码率下，帧同步系统基本不会发生因信道误码而引起的同步系统的误调。当然这是从统计意义上来讲的。当 $P_e = 10^{-4}$时，$T_{误失步} \approx 8.45$ 天，即误码率增加时，使误失步平均周期缩短。应当指出，设置前方保护是为了提高系统的抗干扰能力。如果前方保护计数 m 减少，虽可缩短前方保护时间使系统很快从失步状态返回到帧同步状态，但这却使 $T_{误失步}$的时间大大缩短，帧同步系统的抗干扰能力显著变坏。如果前方保护（$m = 1$）时，此时 $l = 7$，$P_e = 10^{-6}$，这时 $T_{误失步} \approx 36$ 秒。显然，这时帧同步系统是无法工作的，因此前方保护措施是绝对必要的。

四、PCM30/32 路系统的构成

在前面讨论的抽样、量化、编码以及时分多路复用等基本原理的基础上，下面介绍 PCM30/32 路系统方框图。图 4－18 为集中编码方式 PCM30/32 路系统方框图，图 4－21 为单片集成编解码器构成的 PCM30/32 路系统方框图。

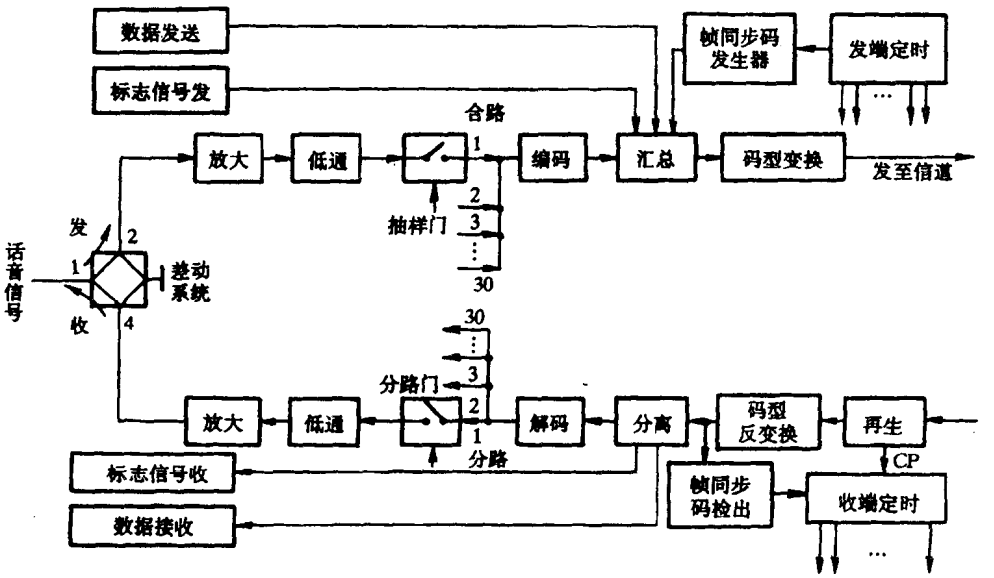


图 4－18　集中编码方式 PCM30/32 路系统方框图

PCM30/32 路系统工作过程简述如下：用户话音信号的发与收是采用二线制传输，但端机的发送支路与接收支路是分开的，即发与收是采用四线制传输的。因此用户的话音信号需要经过 2/4 线变换的差动变量器，经 1→2 端送入 PCM 系统的发送端。差动变量器 1→2 端与 4→1 端的传输衰减要求越小越好，但 4→2 端的衰减要求越大越好，防止通路振鸣。话音信号再经过放大（调节话音电平）、低通滤波（限制话音频带，防止折叠噪声的产生）、抽样和路及编码。编码后的信息码与帧同步码、信令码（包括复帧同步

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

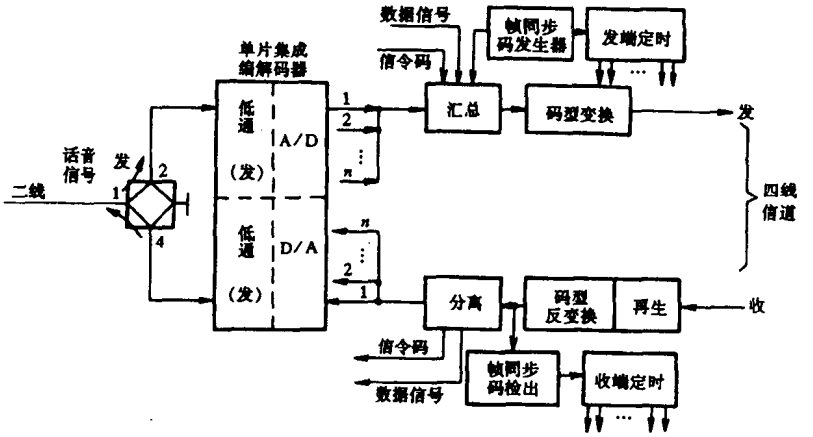


图 4－19 单片集成编解码器构成的 PCM30/32 路系统方框图

码）在汇总电路中，按各自规定的时隙进行汇总，最后经码型变换电路变换成适合于信道传输的码型送往信道；在接收端首先将接收到的信号进行整形再生，然后经过码型反变换电路恢复成原始的编码码型，由分离电路将话音信息码、信令码等进行分路。分离出的话音信码经解码，分路门恢复出每一路的 PAM 信号，然后经低通滤波器重建恢复出每一路的模拟话音信号。最后经过放大，差动变量器 4→1 端送到用户。在再生电路中提取的再生时钟，除了用于抽样判决识别每一个码元外，还由它来控制收端定时系统的位脉冲（解码用）与接收码元出现的时间完全同步（位同步）。帧同步码经帧同步系统检出并控制收端定时系统的路脉冲，使接收端能正确分辨出哪几位码是属于哪一个话路。

第四节 同步数字体系 SDH

一、SDH 的基本概念

SDH 网是由一些 SDH 网元（NE）组成的，在光纤上进行同步信息传输、复用、分插和交叉连接的网络。它有全世界统一的网络节点接口（NNI），从而简化了信号的互通以及信号的传输、复用、交叉连接和交换过程；它有一套标准化的信息结构等级（称为同步传送模块 STM－N），并具有一种块状帧结构，允许安排丰富的开销比特（即网络节点接口比特流中扣除净负荷后的剩余部分）用于网络的 OAM；它的基本网元有终端复用器（TM）、再生中继器（REG）、分插复用器（ADM）和同步数字交叉连接设备（SDXC）等等，其功能各异，但都有统一的标准光接口，能够在基本光缆段上实现横向兼容性，即允许不同厂家设备在光路上互通；它有一套特殊的复用结构，允许现存准同步数字体系、同步数字体系和 B－ISDN 信号都能进入其帧结构，因而具有广泛的适应性；它大量采用软件进行网络配置和控制，使得新功能和新特性的增加比较方便，适于将来的不断发展。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

光同步数字传输网早期应用时最重要的两个网元是终端复用器和分插复用器。以STM－1等级为例，其各自功能如图4－20和图4－21所示。终端复用器的主要任务是将低速支路电信号和155 Mbit/s电信号纳入STM－1帧结构，并经电/光转换为STM－1光线路信号，其逆过程正好相反。而分插复用器是一种新型的网元，它将同步复用和数字交叉连接功能综合于一体，具有灵活地分插任意支路信号的能力，在网络设计上有很大灵活性。

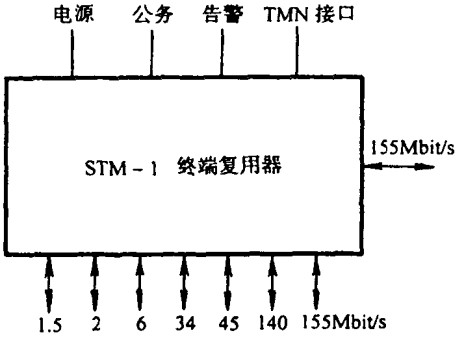


图4－20　STM－1终端复用器功能

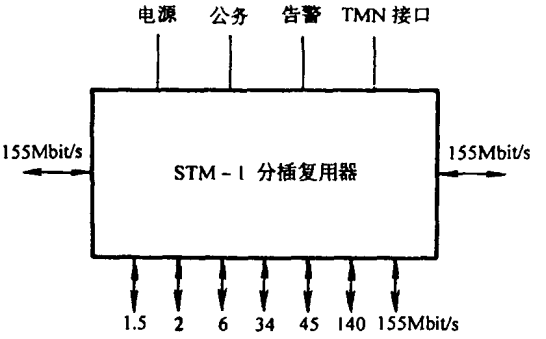


图4－21　STM－1分插复用器功能

以从140Mbit/s码流中分插一个2Mbit/s低速支路信号为例，我们将采用把传统准同步复用器和SDH分插复用器的信号流图同时表示在图4－22中，以便对比。

由图4－22可知，在传统准同步系统中，为了从140Mbit/s码流中分插一个2Mbit/s低速支路信号，需要经过140/34Mbit/s，34/8Mbit/s和8/2Mbit/s三次解复用和复用过程，而采用ADM后，可以利用软件直接一次分插出2Mbit/s支路信号，十分简单和方便。

由上述两个基本网元组成的典型网络应用有多种形式，诸如点到点传输（见图4－23）、线形（见图4－24）、枢纽网（见图4－25）和环形网（见图4－26）。当然实际应用时还可能出现别的形式或者各种组合形式，这里就不一一列举了。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

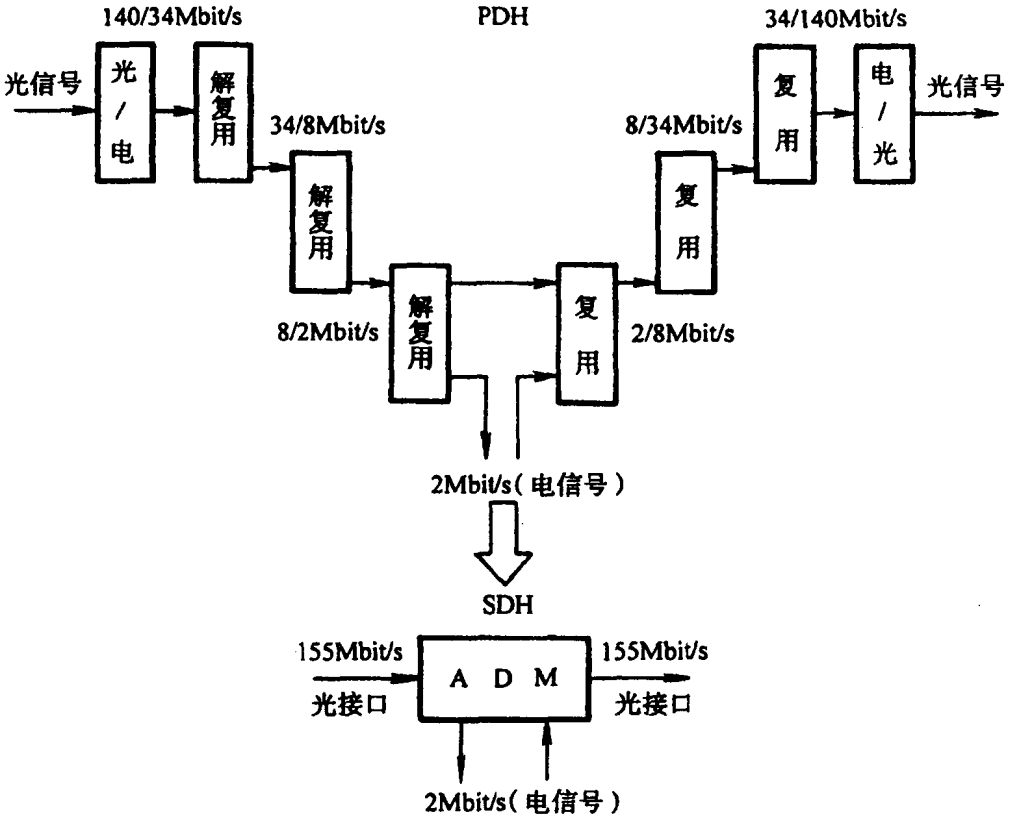


图 4－22 分插信号流图的比较

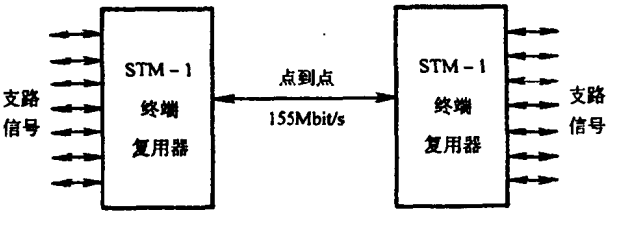


图 4－23 点到点的应用

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

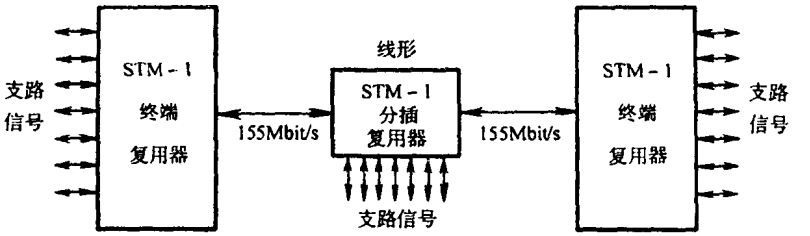


图 4－24　线形应用

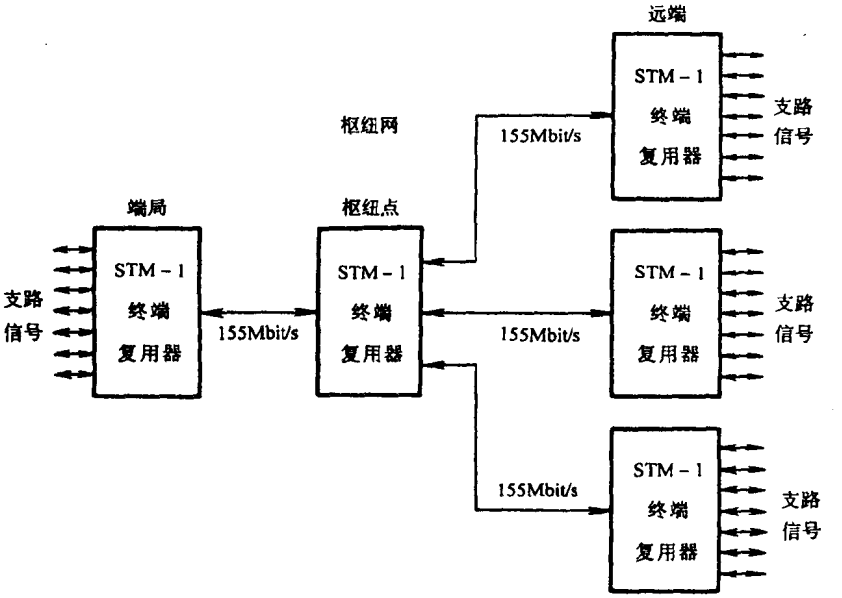


图 4－25　枢纽网应用

二、SDH 的速率

同步数字体系信号的最基本、最重要的模块信号是 STM－1，其速率为 155.520Mbit/s，相应的光接口线路信号只是 STM－1 信号经扰码后的电/光转换结果，因而速率不变。更高等级的 STM－N 信号可以近似看作是将基本模块信号 STM－1 按同步复用，经字节间插后的结果，其中 N 是正整数。目前 SDH 只能支持一定的 N 值，即 N 为 1、4、16、64 和 256。表 2－1 中列出了 ITU－T 建议 G.707 所规范的标准速率值。为了便于比较，也同时列出了美国国家标准所规定的 SONET 标准速率值。可以看出，SONET 的基本模块信号 STS－1 的速率是 51.840Mbit/s，其相应的线路速率也是同一数值，这与北美大量应用 DS3 速率（约 45Mbit/s）接口有关。此外，SONET 所允许的速率等级也较多，目前已正式规定的达 9 种，STS－96 等级尚未正式标准化。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

三、SDH 的帧结构

SDH 网的一个关键功能是要求能对支路信号（2/34/140Mbit/s）进行同步数字复用、交叉连接和交换，因而帧结构必须能适应所有这些功能。同时也希望支路信号在一帧内的分布是均匀的、有规律的以便于接入和取出。最后，还要求帧结构对 1.5Mbit/s 系列和 2Mbit/s 系列信号都能同样的方便和实用。这些要求导致 ITU－T 最终采纳了一种以字节结构为基础的矩形块状帧结构，其结构安排如图 2－2 所示。它由 $270 \times N$ 列和 9 行字节组成。每字节为 8bit。对于 STM－1 而言，帧长度为 $270 \times 9 = 2430$ 个字节，相当于 $2430 \times 8 = 19440$bit，用时间来表示即为 125μs。表示成二维的帧结构中字节的传输是从左到右按行进行的，首先由图中左上角第 1 个字节开始，从左向右，由上而下按顺序传送，直至整个 9×270 个字节都送完再转入下一帧。这个二维帧，用示波器来观察还是一维的。二维只不过是一种描述方法而已。如此一帧一帧地传送，每秒共传 8000 帧。

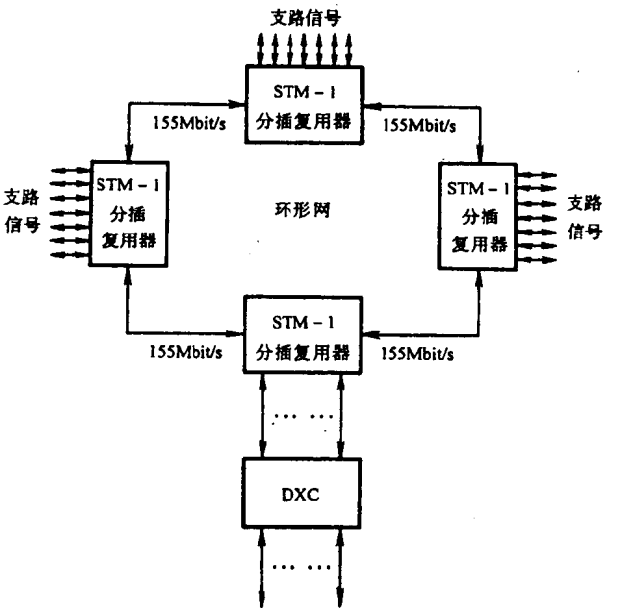


图 4－26 环形网应用

表 4－5 SDH 与 SDNET 的标准速率

SDH		SONET		
等级	速率（Mbit/s）	等级		速率（Mbit/s）
		光载波	电信号	
		OC－1	STS－1	51.840
STM－1	155.520	OC－3	STS－3	155.520

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

SDH		SONET		
		OC－9	STS－9	466.560
STM－4	622.080	OC－12	STS－12	622.080
		OC－18	STS－18	933.120
		OC－24	STS－24	1244.160
		OC－36	STS－36	1866.240
STM－16	2488.320	OC－48	STS－48	2488.320
		OC－96*	STS－96*	4976.640
STM－64	9953.280	OC－192	STS－192	9953.280
STM－256	39813.120	OC－576	STS－576	39813.120

* 表示尚待研究确定的值

由图 4－27 可知，整个帧结构大体上可以分为三个区域：

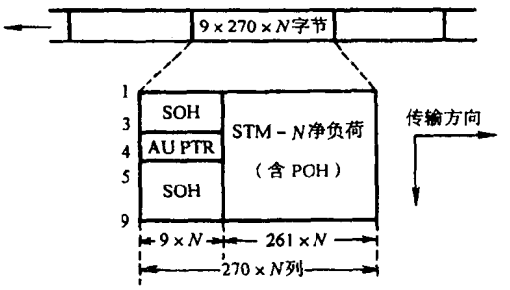


图 4－27　STM－N 帧结构

（1）段开销（SOH）区域

所谓段开销是指 STM 帧结构中为了保证信息正常灵活传送所附加的字节，这些附加字节主要是供网络运行、管理和维护使用的，图 4－27 中第 1 至第 $9\times N$ 列，第 1 至第 3 行和第 5 至第 9 行的 $8\times9\times N$ 个字节已分配给段开销。对于 STM－1 而言，相当每帧有 72 个字节（576bit）可用于段开销。由于每秒传 8000 帧，因而，STM－1 有 4.608Mbit/s 可用于网络运行、管理和维护目的。可见段开销是相当丰富的，这是光同步传输网的重要特点之一。

（2）信息净负荷（payload）区域

所谓信息净负荷区域就是帧结构中存放各种信息的地方。图 4－26 中第 $10\times N$ 至第 $270\times N$ 列，第 1 至第 9 行的 $261\times9\times N$ 个字节都属于净负荷区域。当然，其中还含有少量用于通道性能监视、管理和控制的通道开销字节（POH）。通常，POH 作为净负荷的一部分并与其一起在网络中传送。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

(3) 管理单元指针（AU PTR）区域

所谓指针是一组码，其值大小表示信息在净负荷区所处的位置，调整指针就是调整净负荷包封和 STM－N 帧之间的频率和相位，以便在接收端正确地分解出支路信号。图 2－2 中第 1 至第 $9\times N$ 列、第 4 行的 $9\times N$ 个字节是指针所处的位置。采用指针方式是 SDH 的重要创新，可以使之在准同步环境中完成复用同步和 STM－N 信号的帧定位。这一方法消除了常规准同步系统中滑动缓存器引起的延时和性能损伤。

四、SDH 的复用原理和复用单元

通常，有两种传统方法可以将低速支路信号复用成高速信号。一种是正比特塞入法，又称正码速调整。它利用位于固定位置的比特塞入指示来显示塞入的比特究竟是真实数据还是伪数据。这种方法的优点是可以允许被复用净负荷有较大的频率差异（异步方式）。然而，要想从复用后的高速信号中直接接入和取出各种净负荷几乎是不可能的。因为支路信号必须首先去掉塞入比特，然后再识别净负荷的定帧图案，这在高速信号中是难以做到的。其二为固定位置映射法，即利用低速支路信号在高速信号中的特殊固定比特位置来携带低速同步信号。这种方法在数字交换机用得较多时比较可行，此时可以将传输信号同步于网络时钟。这种方法允许比较方便地接入和取出传送支路净负荷，但不能保证高速信号与支路信号的相位对准，以及由于同步网故障或工作于准同步网环境而产生的两者之间的小频率差，因此在复用设备接口处需用 125μs 的缓存器来进行相位对准和频率校正，从而导致信号延时和滑动性能损伤。

在 SDH 中采用了净负荷指针技术，这样既可以避免采用 125μs 缓存器和在复用设备接口的滑动，又允许容易地接入同步净负荷。严格地说，指针指示了净负荷在 STM－N 帧内第 1 个字节的位置，因而净负荷在 STM－N 帧内是浮动的。对于净负荷的不大的频率变化，只需增加或减小指针值即可。这种方法比较完满地结合了正比特塞入法和固定位置映射法的特点，而付出的代价是必须处理指针和由于指针处理所引入的抖动。好在使用超大规模集成电路技术可以解决这一问题。

SDH 的一般复用结构示意如图 4－27 所示。

首先，各种速率等级的数字流先进入相应的不同接口容器 C。这些容器是一种信息结构，主要完成适配功能（例如速率调整），以便让那些最常使用的准同步数字体系信号能够进入有限数目的标准容器。目前，针对常用的准同步数字体系信号速率，ITU－T 建议 G.707 已经规定了 5 种标准容器：C－11、C－12、C－2、C－3 和 C－4，其标准输入比特率如图 2－3 所示，分别为 1544、2048、6312、34368（或 44736）和 139264kbit/s。由标准容器出来的数字流加上通道开销（POH）后就构成了所谓的虚容器（VC），这是 SDH 中最重要的一种信息结构，主要支持通道层连接。VC 的包封速率是与网络同步的，因而不同 VC 的包封是互相同步的，而包封内部却允许装载各种不同容量的准同步支路

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

信号。除了在 VC 的组合点和分解点（即 PDH/SDH 网边界处）外，VC 在 SDH 网中传输时总是保持完整不变的，因而可以作为一个独立的实体在通道中任一点取出或插入，进行同步复用和交叉连接处理，十分方便和灵活。由 VC 出来的数字流再按图中规定路线进入管理单元（AU）或支路单元（TU）。

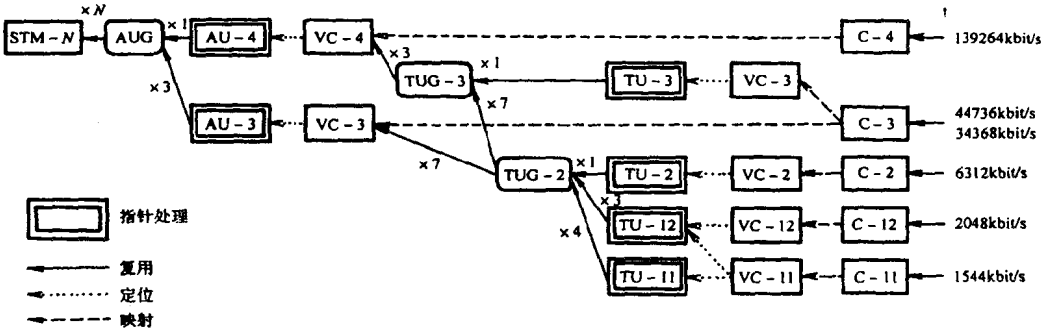


图 4－28　一般复用结构

AU 是一种为高阶通道层和复用段层提供适配功能的信息结构，它由高阶 VC 和 AU PTR 组成。其中 AU PTR 用来指明高阶 VC 在 STM－N 帧内的位置，因而允许高阶 VC 在 STM－N 帧内的位置是浮动的，但 AU PTR 本身在 STM－N 帧内位置是固定的。在 STM 帧中占有固定位置的一个或多个 AU 组成管理单元组（AUG），它由若干 AU－3 或单个 AU－4 按字节间插方式均匀组成。同理，TU 是一种为低阶通道层与高阶通道层提供适配功能的信息结构，它由低阶 VC 和 TU PTR 组成。在高阶 VC 净负荷中占有固定位置的一个或多个 TU 组成支路单元组（TUG）。

在 AU 和 TU 中要进行速率调整，因而低一级数字流在高一级数字流中的起始点是浮动的。为了准确地确定起始点的位置，设置两种指针（AU PTR 和 TU PTR）分别对高阶 VC 在相应 AU 帧内的位置以及 VC－1、2、3 在相应 TU 帧内的位置进行灵活动态的定位。最后，在 N 个 AUG 的基础上再附加段开销（SOH）便形成了最终的 STM－N 帧结构。

为了便于加深对 SDH 复用原理的理解，下面以 139.246Mbit/s 支路信号利用 AU－4 直接从 C－4 复用的复用映射过程为例来进一步详细说明整个复用映射过程。

复用方法如图 4－29 所示。首先，标称速率为 139.264Mbit/s 的准同步信号进入 C－4，经适配处理后的 C－4 输出速率为 149.760Mbit/s。加上每帧 9 个字节的 POH（相当 576kbit/s）后，便构成了 VC－4（150.336Mbit/s），这个过程称之为映射。VC－4 与 AU－4 的净负荷容量一样，但速率可能不一致，需要进行调整。AU PTR 的作用就是指明 VC－4 相对 AU－4 的相位，它占有 9 个字节，相当容量为 576kbit/s。于是，经过 AU PTR 指针处理后的 AU－4 速率为 150.912Mbit/s。这个过程称之为定位。得到的单个 AU－4

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

直接置入 AUG，再由 N 个 AUG 经单字节间插并加上段开销便构成了 STM－N 信号。当 $N=1$ 时，一个 AUG 加上容量为 4.608Mbit/s 的段开销后就树成了 SIM－1 的标称速率 155．520M bit/s。

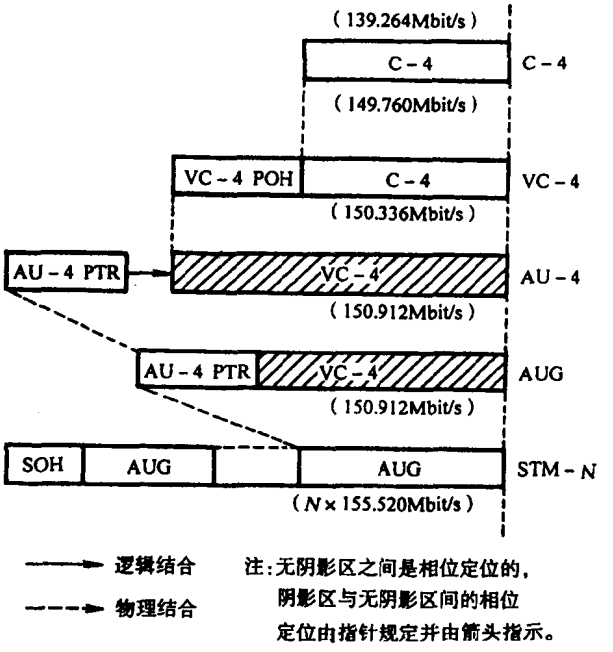


图 4－29 利用 AU－4 直接从 C－4 复用的方法

为了适应 SDH 的新发展，ITU－T 在 2000 年 4 月的 15 组会上提出了新的 G.707 及其复用结构。为便于读者了解新的动态，现将新的复用结构示于图 4－30。有关 STM－O 的 SDH 字节可参见图 12－14。

五、SDH 的开销功能

（一）开销类型

SDH 帧结构中安排有两大类不同的开销，即段开销 SOH 和通道开销 POH，分别用于段层和通道层的维护，可见开销是分层使用的。

1.SOH

SOH 中包含有定帧信息，用于维护和性能监视的信息以及其他操作功能。SOH 可以进一步划分为再生段开销（RSOH）和复用段开销（MSOH）。其中 RSOH 既可以在再生器接入，又可以在终端设备接入，而 MSOH 将透明地通过再生器，只能在 AUG 的组合点和分解点即终端设备处终结。在 SOH 中，第 1 至第 3 行分给 RSOH，用于再生段。每经过一个再生段更换一次 RSOH。而第 5 至第 9 行则分给 MSOH，用于复用段，每经过

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

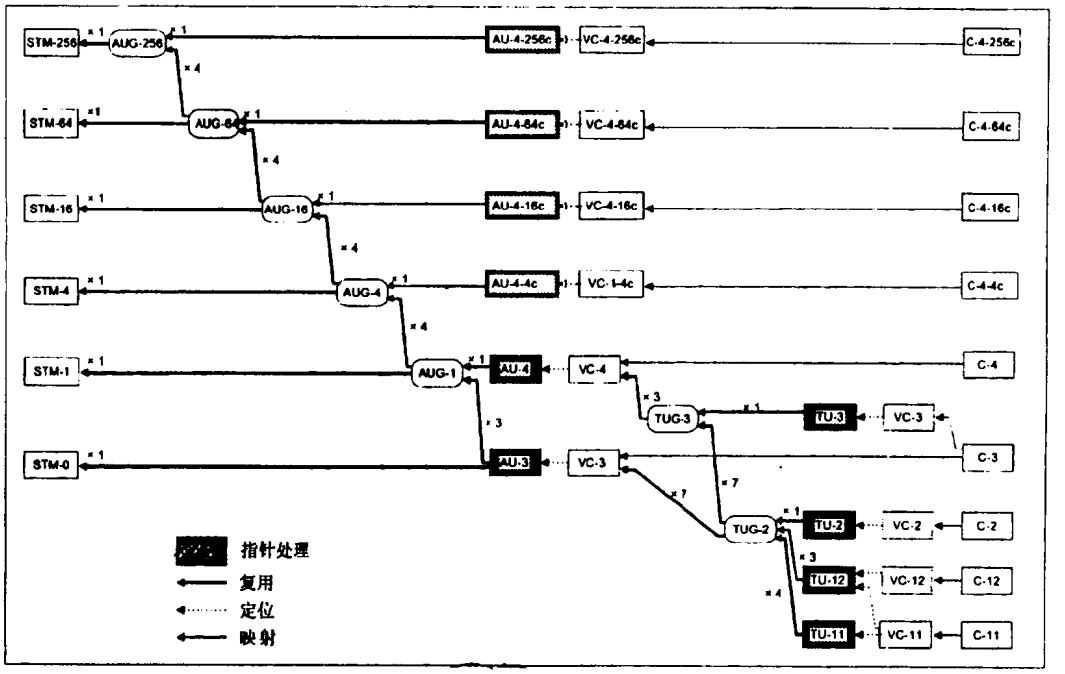


图 4－30　新的复用结构

一个复用段更换一次 MSOH。

2. VC POH

VC POH 也可以分为两类：

(1) 低阶 VC POH（VC－1/VC－2 POH）

将低阶 VC POH 附加给 C－1/C－2 即可形成 VC－1/VC－2。其主要功能有 VC 通道功能监视、维护信号及告警状态指示等。

(2) 高阶 VC POH（VC－3/VC－4 POH）

将 VC－3 POH 附加给 C－3 或者多个 TUG－2 的组合体便形成了 VC－3，而将 VC－4 POH 附加给 C－4 或者多个 TUG－3 的组合体即形成 VC－4。高阶 VC POH 的主要功能有 VC 通道性能监视、告警状态指示、维护信号以及复用结构指示等。

（二）段开销安排

1. 段开销字节的位置

段开销字节在 STM－N 帧内的位置可以用一个三坐标矢量 S（a，b，c）来表示。其中 a 表示行数，取值为 1 到 3，或 5 到 9。b 表示复列数，取值为 1 到 9。c 表示在复列数内的间插层数，取值可为 1 至 256，图 2－6 显示了 SOH 字节位置的编号方法。

各种不同 SOH 字节在 STM－1、STM－4、STM－16、STM－64 和 STM－256 帧内的安排分别如图 4－32、图 4－33、图 4－34、图 4－35 和图 4－36 所示。以 STM－1 内的 K1

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

字节为例，由于其处于第5行，第4复列，间插层数为1层，因此其矢量坐标为 S（5，4，1），其余也可照此类推。图中未标明用途的空白字节是保留给将来国际标准使用的。

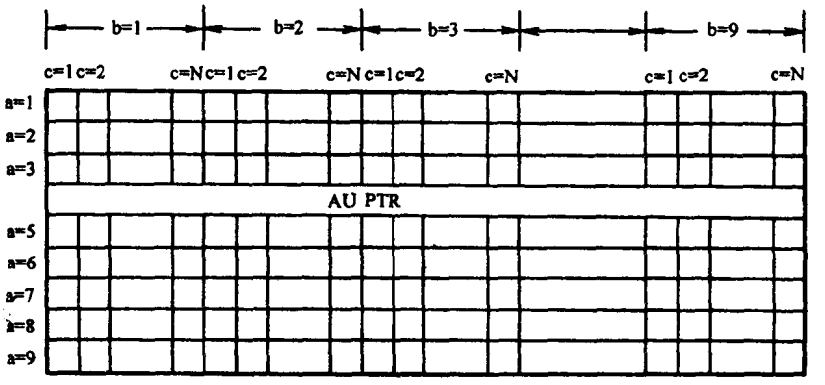


图4-31 SOH字节位置的编号

行数和列数的关系及其坐标可以用下面的式子来求得：

行数 $= a$

列数 $= N(b-1)+c$

下面举一实例说明。在STM-4帧结构中第2个STM-1的K1字节的行数和列数按照上面两个式子为：

行数 $=5$

列数 $=4(4-1)+2=14$

检查图4-33可知结果完全正确。

2. 段开销字节安排

下面将分别介绍段开销中的各种开销字节的功能和用途。

（1）帧定位字节——A1和A2

SOH中的A1和A2字节可用来识别帧的起始位置。A1和A2具有确定的二进制数值，即A1为11110110，而A2为00101000。

（2）再生段踪迹字节——J0

该字节在STM-N帧中位于S（1，7，1）或［1，$6N+1$］，再作再生段踪迹。该字节用来重复发送“段接入点识别符”，以便让段接收机可以确认它与预定的发送端是否处于持续的连接状态。在国内网，这个“段接入点识别符”可以是单个字节（包括0~255个编码）或是ITU-T建议G.831所定义的“接入点识别符”的格式。在国际边界或在不同运营者的网路边界，除双方另有协议外均应采用G.831的格式。

对于采用C1字节（STM识别符）的老设备与采用J0字节的新设备的互通可以用J0为“0000 0001”表示“再生段踪迹——未规定”来实现。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

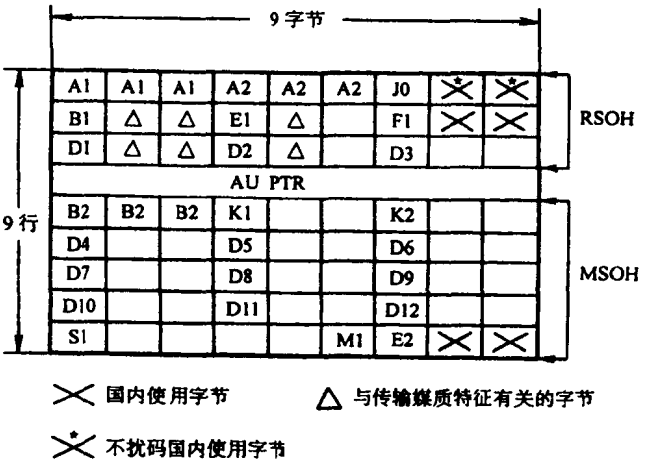


图 4－32　STM－1 SOH 字节安排

(3) 备用字节——Z0

这些字节位于 S（1，7，2）或［1，$6N+2$］到 S（1，7，N）或［1，$7N$］，为将来国际标准留用。

(4) 数据通信通路（DCC）——D1～D12

SOH 中的 DCC 用来构成 SDH 管理网（SMN）的传送链路。在传统的准同步系统中尽管也有控制通路，但都是专用的，外界无法接入。而 DCC 则是通用的，嵌入在段开销中，所有网元都具备，便于构成统一的管理网，也避免了为每个设备都配备专用数据通信链路的需要。其中结合的 D1～D3 字节称为再生段 DCC，用于再生段终端之间交流 OAM 信息，速率为 192kbit/s（3×64kbit/s）。而结合的 D4～D12 字节称为复用段 DCC，用于复用段终端之间交流 OAM 信息，速率为 576kbit/s（9×64kbit/s）。这总共 768kbit/s 的数据通路为 SDH 网的管理和控制提供了强大的通信基础结构。例如，SDH 网络管理控制的一个重要目标是实现快速的分布式控制，有了 DCC 通路后，网络管理系统所算得的最佳路由表可以随时经 DCC 通路迅速地传给网元。DCC 是 SDH 的物理通路，有其自己的协议栈 Qecc。

(5) 公务字节——E1 和 E2

这两个字节用来提供公务联络语声通路。E1 属于 RSOH，用于本地公务通路，可以在再生器接入。而 E2 属于 MSOH，用于直达公务通路，可以在复用段终端接入。公务通路的速率为 64kbit/s。

(6) 使用者通路——F1

该字节保留为使用者（通常指网络提供者）专用，主要为特定维护目的而提供临时的数据/语声通路连接。

(7) 比特间插奇偶校验 8 位码（BIP－8）—B1

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

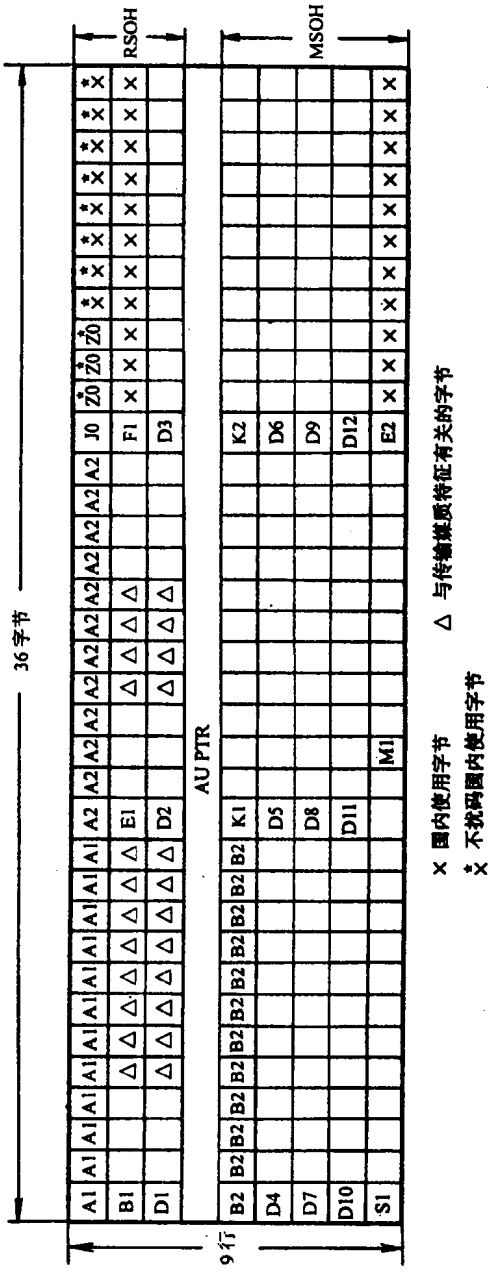


图 4－33 STM－4 SOH 字节安排

B1 字节（8bit）用作再生段误码监视，这是使用偶校验的比特间插奇偶校验码。BIP－8 码对扰码后的前一个 STM－*N* 帧的所有比特进行计算，计算的结果置于扰码前当前帧的 B1 字节位置。

这种误码监视方式是 SDH 的特点之一，它以比较简单的方式实现了对再生段的误码自动监视。但是，对于在同一监视码组内恰好发生偶数个误码的情况，这种方式无法

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

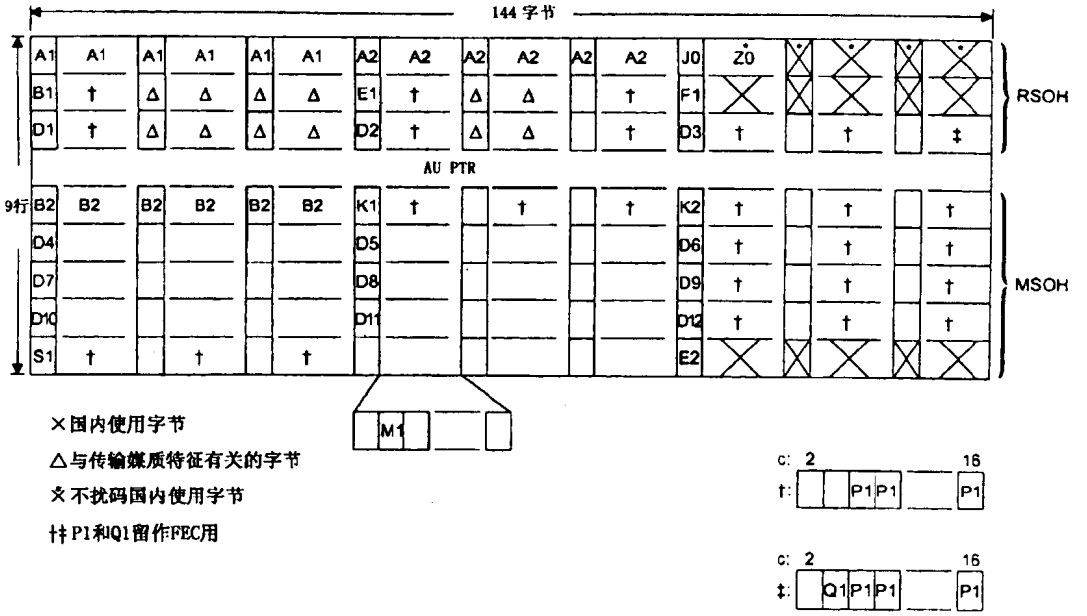


图 4－34　STM－16 SOH 字节安排

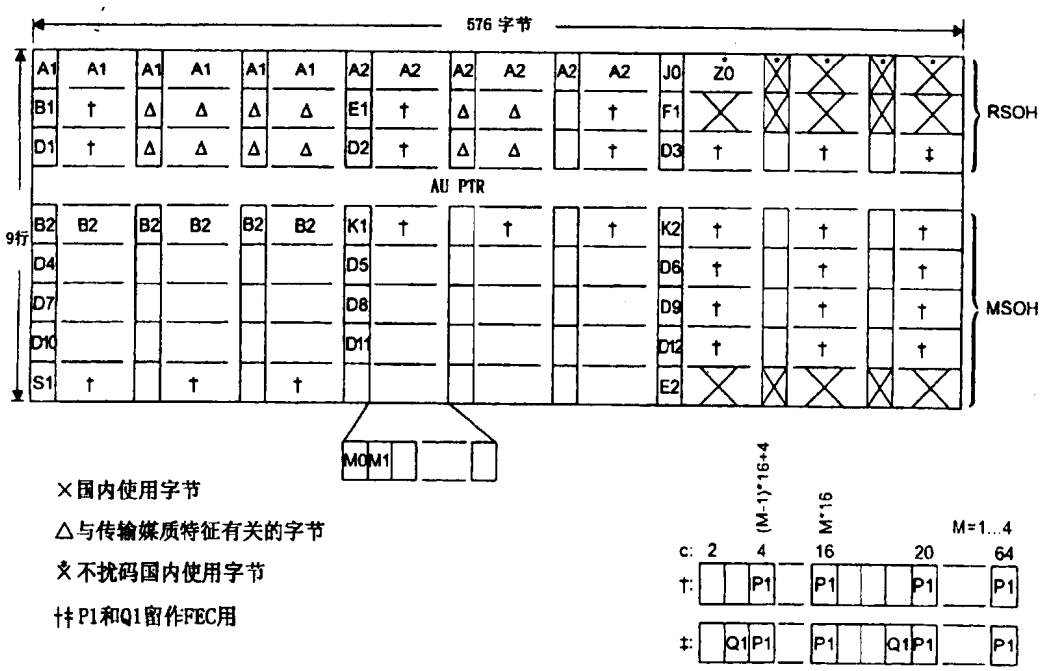


图 4－35　STM－64 SOH 字节安排

检出。好在这种情况的出现概率较小，因而总的误码检出概率还是较高的。

(8) BIP－$N\times24$——B2

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

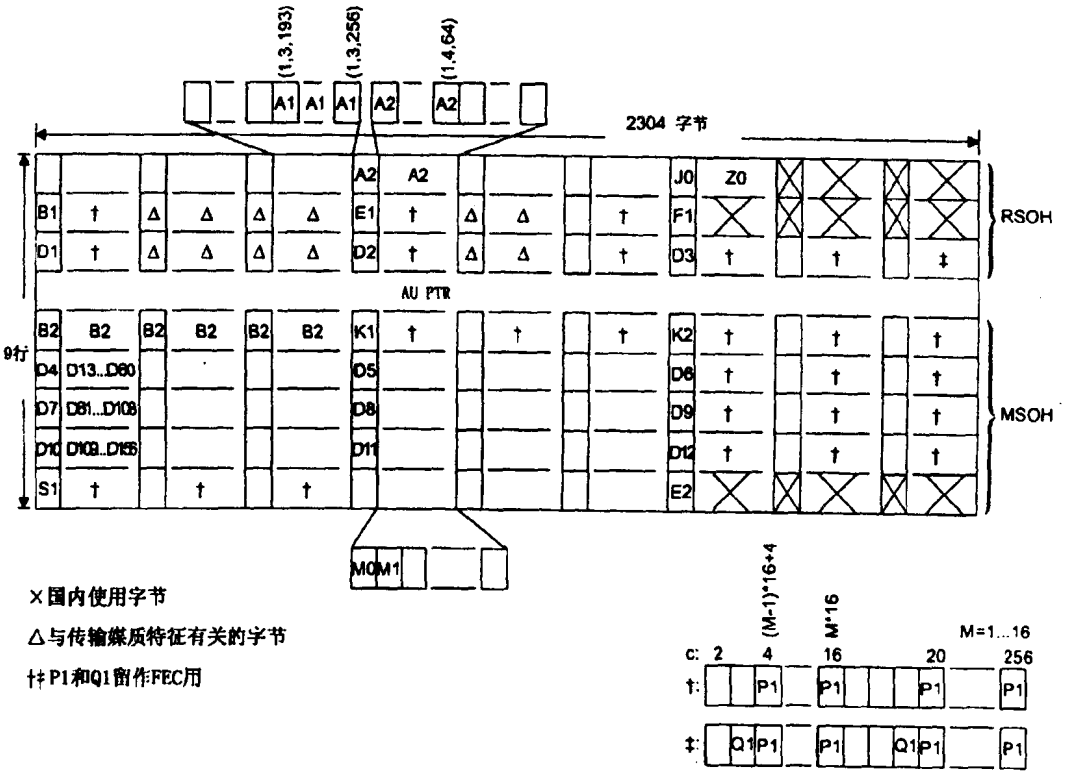


图 4－36 STM－256 SOH 字节安排

B2 字节用作复用段误码监视，段开销中安排有 3 个 B2 字节（共 24bit）作此用途。B2 字节是使用偶校验的比特间插奇偶校验 $N\times24$ 位码，其产生方式与 BIP－8 码类似，不再重复。BIP－$N\times24$ 码对前一个 STM－N 帧（除了 SOH 的第 1 至第 3 行以外）的所有比特进行计算，结果置于当前帧的 B2 字节位置。

SDH 除了在再生段和复用段中分别安排了 1 个 B1 字节（8bit）和 3 个 B2 字节（共 24bit）用于误码监视外，还在 VC－3/VC－4 高阶通道层 POH 中安排了 1 个 B3 字节（8bit）作误码监视，在 VC－1/VC－2 低阶通道层 POHV5 字节中安排了第 1 和第 2 比特（共 2bit）作误码监视。可以看出，SDH 在误码性能监视上的安排考虑是很周到的，每一层网络都有性能监视，共分 4 个不同层次，可以对小至一个再生段，大至任意一个 VC－1/VC－2 通道进行误码监视。

（9）自动保护倒换（APS）通路——K1 和 K2（b6～b8）

这两个字节用作 APS 信令（指令）。由于 K1 和 K2 是专用于保护目的的嵌入信令通路，因此保护响应时间较快。

（10）复用段远端缺陷指示（MS－RD1）K2（b6～b8）

MS－RDI 用于向发端回送一个指示，表示收端已检测到上游段失效或收到 MS－

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

AIS。MS－RDI 用扰码前在 K2 字节的 b6、b7 和 b8 插入“110”来产生。

(11) 同步状态字节——S1（b5～b8）

S1 字节的比特 5 到比特 8 用于传送四种同步状态信息。另外还有两种比特图案。一个表示同步质量未知，另一个表示该段不应用于时钟同步。

表 4－6 给出了不同同步等级或质量的比特图案安排。

例如一条 SDH 链路，始端由基准主时钟（PRC，G.811 时钟）同步，中间经过 K 个转接局从时钟（G.812 从钟）后到一个 SDH 网元（NE）。在正常情况下，始端 S1 字节的 b5～b8 为“0010”，最后一个 NE 的 S1 字节的 b5～b8 也为“0010”。而当第 3 个与第 4 个 G.812 从钟之间的链路中断时。那么中断部分之前的 NE 的 S1 字节为“0010”，第 4 个 G.812 从钟以后的 NE 的 S1 字节均为“0100”。有关“同步网定时基准传输链”的内容，可参见第九章。

(12) 复用段远端差错指示（MS－REI）——M1 字节

该字节用作复用段远端差错指示。

(13) 与传输媒质有关的特定字节

为了考虑与传输媒质有关的特殊需要，例如微波 SDH 中的保护倒换的早期告警、自动发送功率控制、快速多线无损伤倒换控制以及传播监视等，ITU－T 决定将帧结构中位于（2，2，1）、（2，3，1）、（2，5，1）、（3，2，1）、（3，3，1）和（3，5，1）的 6 个字节分给与传输媒质有关的特定应用，暂时用记号“△”表示，参见图 4－32。

表 4－6　同步状态消息编码

S1（b5～b8）	SDH 同步质量等级描述
0000	同步质量不知道（现存同步网）
0001	保留
0010	G.811 主基准时钟
0011	保留
0100	SSU－A
0101	保留
0110	保留
0111	保留

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

S1（b5～b8）	SDH 同步质量等级描述
1000	SSU－B
1001	保留
1010	保留
1011	G.813 选项 I（SEC）
1100	保留
1101	保留
1110	保留
1111	不应用作同步

SSU－同步供给单元

（14）保留给将来国际标准使用的字节

图 4－32 到图 4－36 中未标明用途的空白字节是保留给将来国际标准使用的字节。允许微波 SDH 暂时利用其中的一些字节进行路旁通信。但是，将来一旦确定了标准使用方法则将取代这些临时性应用。

3. 简化的 SOH 功能接口

在某些应用场合（例如局内接口），仅仅 A1、A2、B2 和 K2 字节是必不可少的，其他不少开销字节可以不用或者选用，从而使接口得以简化，设备成本可以降低。

六、STM－0 子速率接口

SDH 网络节点接口处 STM－0 的子速率的要求

- 比特率
- 帧结构
- 映射和复用格式
- 在 STM－0 子帧不同开销的功能实现

STM－0 子速率主要适用于小容量微波及卫星系统，它规定了两种子速率接口。

sSTM－2n 接口：可传送 n 个 TUG－2（n = 1、2 和 4）；每个 TUG－2 如 ITU－T G.707 所规定的为 9 行 12 列（108 字节），sSTM－21 由一个 TUG－2 再加 1 列开销组成。其他如 sSTM－22 是 9 行 25 列（225 字节），sSTM－24 是 9 行 49 列（441 字节）。

sSTM－1k 接口：可传送 k 个 TU－12（k = 1、2、4、8 和 16）；每个 TU－12 如 ITU

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

-T G.707 所规定的为 9 行 4 列（36 字节），sSTM - 11 由一个 TU - 12 再加 1 列开销组成。其他如 sSTM - 14 是 9 行 17 列（153 字节），sSTM - 116 是 9 行 65 列（585 字节）。sSTM - 1k 接口主要用于微波，而 sSTM - 11 接口也可用于简化功能的站内接口。

sSTM 接口速率如表 4 - 7 所示。

sSTM 格式综合进 ITU - T G.707 的复用路线如图 4 - 37 所示。

表 4 - 7　sSTM 接口速率

TU 结构	传送个数	开销	净荷字节数	比特率（kbit/s）
TUG - 2	1	9 字节	108	7 488
	2		218	14 400
	4		432	28 224
TU - 12	1	9 字节	36	2 880
	2		72	5 184
	4		144	9 792
	8		288	19 008
	16		576	37 440

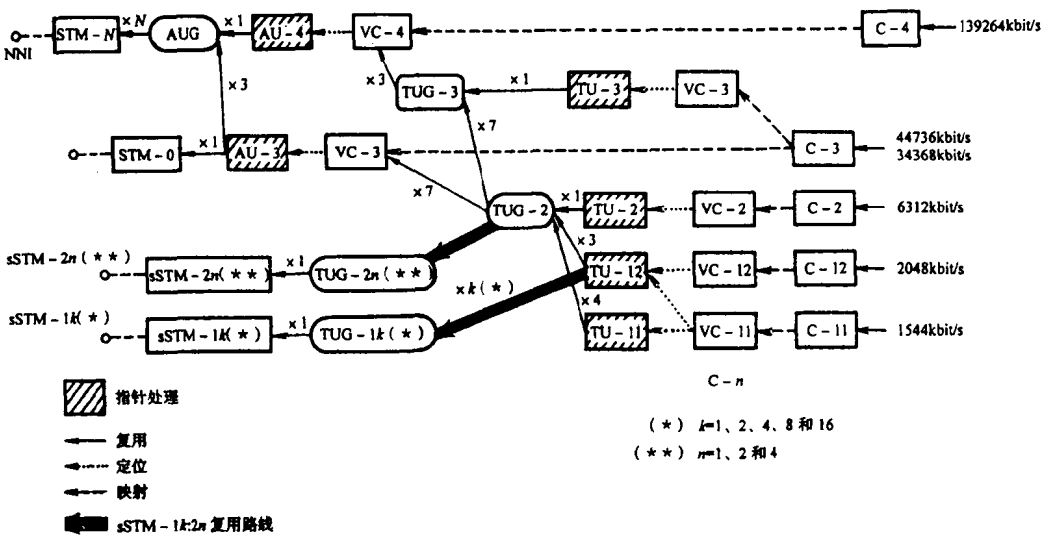


图 4 - 37　sSTM 格式综合进 ITU - T G707 的复用路线

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第五章 数字信号的基带传输技术

第一节 数字基带信号的码型

一、信道对基带信号码型的要求

适合于线路传输的传输码型应满足以下几个要求：

(1) 传输码型的功率谱中应不含直流分量，同时低频分量要尽量少。原因是 PCM 端机、再生中继器与电缆线路相互连接时，需要安装变量器，以便实现远端供电（因设置无人站）以及平衡电路与不平衡电路的连接。

图 5-1 是表示具有远端供电时，变量器隔离电源的作用，以保护局内设备。由于变量器的接入，使信道具有低频截止特性，如果传输信码流中存在直流和低频成份，则无法通过变量器从而引起波形失真。

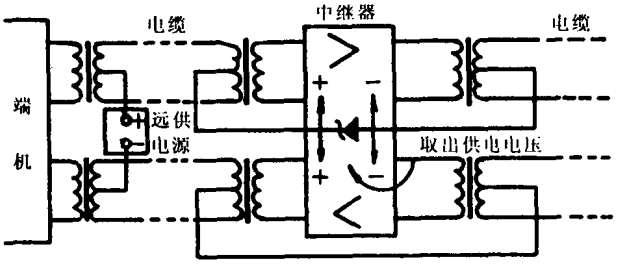


图 5-1 变量器的隔离作用

(2) 传输码型的功率谱中高频分量应尽量少。因为一条电缆中包含有许多线对，线对间由于电磁感应会引起串话，且这种串话随频率的升高而加剧。为尽量减少由于电磁感应引起的串音干扰，所以要求传输码型的功率谱中高频分量尽量少。

(3) 便于定时时钟的提取。传输码型功率谱中应含有定时钟信息，以便再生中继器或接收端能提取必需的定时钟信息。

(4) 传输码型应具有一定的检测误码能力。数字信号在信道中传输时，由于各种因

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

素的影响，有可能产生误码。若传输码型有一定的规律性，那么就可根据这一规律性来检测是否有误码，即做到自动监测，以保证传输质量。

(5) 要求码型变换设备简单、易于实现。

以上是对传输码型的几个要求。那么，什么样的传输码型符合要求，适合于在信道中传输呢？下面我们来分析一下几种常见的传输码型。

二、常见的基带信号码型

1. 单极性不归零码（即 NRZ 码）

图 5－2 是全占空（占空比 $a=100\%$）单极性码及其功率谱。

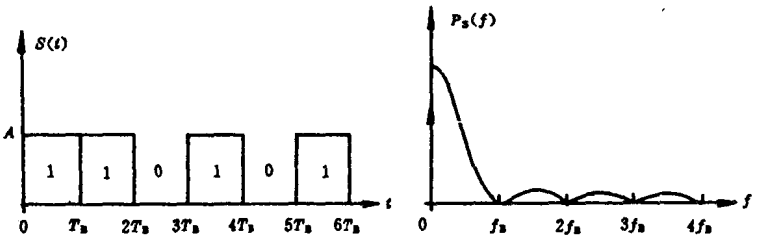


图 5－2　单极性不归零码及功率谱

由图可见，单极性不归零码有如下缺点：

(1) 有直流成份，且信号能量大部分集中在低频（占空比越大，则直流成份也越多，信号能量越集中在低频部分）。

(2) 提取时钟 f_B 困难。

(3) 无检测误码能力，因传输码型无规律。

综上所述，单极性 NRZ 码不符合要求，它不适合在电缆信道中传输。

2. 单极性归零码（即 RZ 码）

单极性归零码的码型及功率谱如图 5－3 所示。它与 NRZ 码的主要区别是占空比不同。NRZ 码的占空比为 100%，RZ 码的占空比为 50%。

RZ 码与 NRZ 码相比，f_B 成份不为零，其他缺点仍然存在。所以单极性归零码也不适合在电缆信道中传输。但设备内部传输常采用单极性归零码（码间干扰比 NRZ 码小）。

3. 传号交替反转码（AMI 码）

双极性半占空码的码型及功率谱如图 5－4 所示。由于传号码（我们称“1”码为传号码，“0”码为空号码）的极性是交替反转的，所以称为传号交替反转码，简称 AMI 码。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

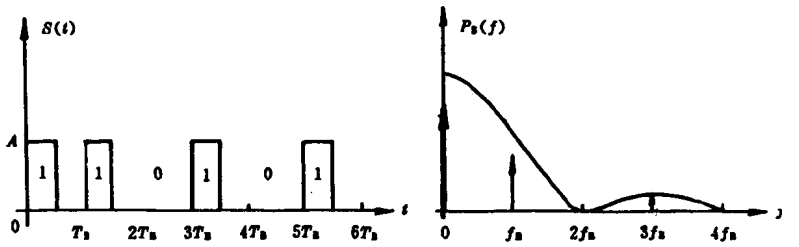


图 5－3 单极性归零码及功率谱

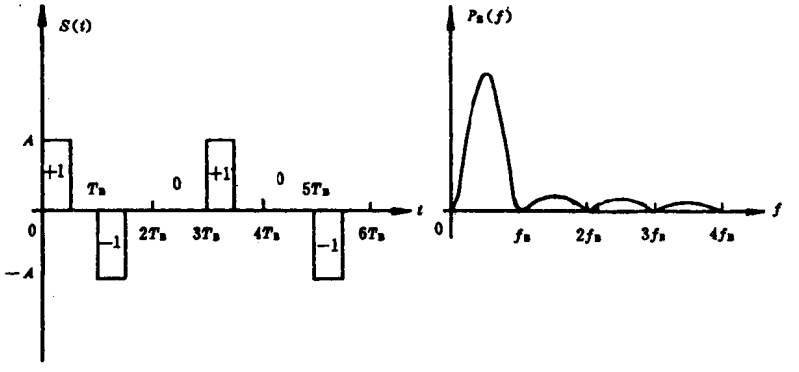


图 5－4 AMI 码及功率谱

AMI 码与二进码序列（指编码器输出的单极性二进码序列）的关系是：二进码序列中的“0”码仍编为“0”码，而二进码序列中的“1”码则交替地变为“＋1”及“－1”码。

例如：

二进码序列： 1 10 100 1000 1 1

AMI 码序列：＋1－10＋100－1000＋1－1

从 AMI 码的功率谱中可以看出它有以下优点：

（1）无直流成份，低频成份也少（由于 AMI 码的传号码极性交替反转），有利于采用变量器进行远供电源的隔离，而且对变量器的要求（如体积）也可以降低。

（2）高频成份少。这不仅可节省传输频带、提高信道利用率，同时也可以减少电磁感应引起的串话。

（3）码型功率谱中虽无定时钟频率 f_B 成份，但经全波整流，可将 AMI 码变换成单极性半占空码，就会含有定时钟 f_B 成份（见图 5－3），便可从中提取定时钟成份。

（4）AMI 码具有一定的检错能力。因为传号码的极性是交替反转的，如果收端发现传号码的极性不是交替反转的，就一定是出现了误码，因而可以检出单个误码。

由于上述优点，AMI 码广泛用于 PCM 系统中，它是 CCITT 建议采用的传输码型之

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

一。

由二进码转换成 AMI 码序列的电路原理图及其对应的波形如图 5－5 所示。

AMI 码的缺点是二进码序列中的“0”码变换后仍然是“0”码，如果原二进码序列中连“0”码过多，这就不利于定时钟信息的提取。为了克服这一缺点，引出了 HDB_3 码。

4. 三阶高密度双极性码（HDB_3 码）

HDB_3 码是三阶高密度码的简称。HDB_3 码保留了 AMI 码所有优点（如前所述），还可将连“0”码限制在 3 个以内，克服了 AMI 码如果长连“0”过多对提取定时钟不利的缺点。HDB_3 码的功率谱基本上与 AMI 码类似。

如何由二进码转换成 HDB_3 码呢？

HDB_3 码编码规则如下：

（1）二进码序列中的“0”码在 HDB_3 码中仍编为“0”码，但当出现四个连“0”码时，用取代节 000V 或 B00V 代替。取代节中 V 码、B 码均代表“1”码，它们可正可负（即 $V_+ = +1$，$V_- = -1$，$B_+ = +1$，$B_- = -1$）。

（2）取代节的安排顺序是：先用 000V，当它不能用时，再用 B00V。

000V 取代节的安排要满足以下两个要求：

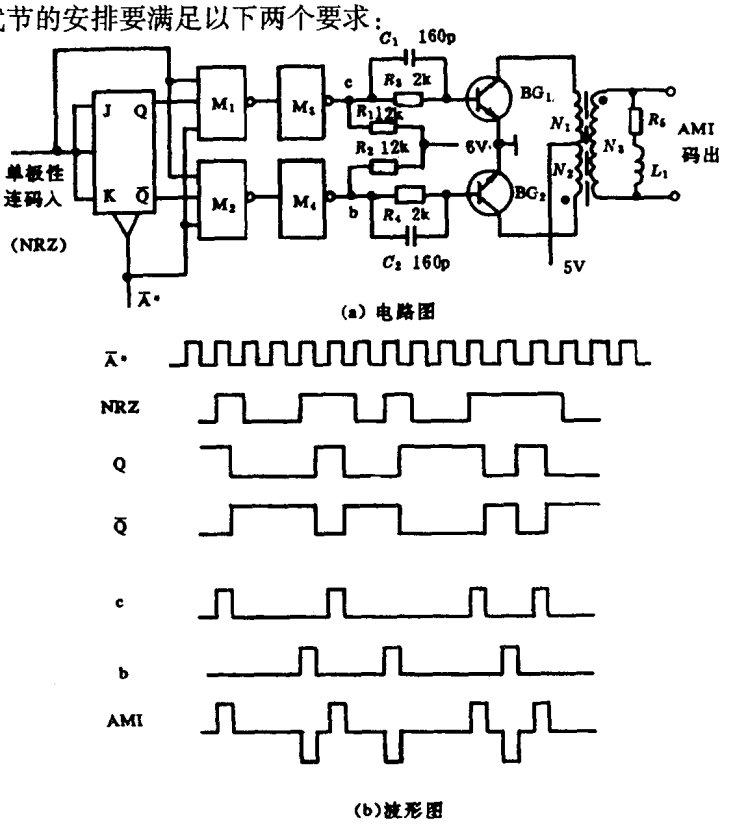


图 5－5　AMI 码编码电路原理图及其时间波形

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

①各取代节之间的V码要极性交替出现（为了保证传号码极性交替出现，不引入直流成份）。

②V码要与前一个传号码的极性相同（为了在接收端能识别出哪个是原始传号码，哪个是V码和B码，以恢复成原二进码序列）。

当上述两个要求能同时满足时，用000V代替原二进码序列中的4个“0”（用$000V_+$或$000V_-$）；而当上述两个要求不能同时满足时，则改用B00V（B_+00V_+或B_-00V_-，实质上是将取代节000V中第一个“0”码改成B码）。

(3) HDB_3码序列中的传号码（包括“1”码、V码和B码）除V码外要满足极性交替出现的原则。

下面我们举个例子来具体说明一下如何将二进码转换成HDB_3码。

例：

二进码序列：　　⋮ 1 0 0 0 0 1 0 1 0 0 0 0 0 1 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1

HDB_3码序列：V_+ ⋮ $-1000V_- +10-1B_+00V_+0-1+1-1000V_-B_+00V_+0-1$

从上例可以看出两点：

①当两个取代节之间原始传号码的个数为奇数时，后边取代节用000V；当两个取代节之间原始传号码的个数为偶数时，后边取代节用B00V。

②V码破坏了传号码极性交替出现的原则，所以叫破坏点；而B码未破坏传号码极性交替出现的原则，叫非破坏点。

HDB_3码编码器构成方框图、电原理图及时间波形图如图5-6（a），（b），（c）所示。

该编码器由连“0”码检出、取代节判决、破坏点产生和单双变换4个部分组成。连“0”检出电路的作用是：当信码流中出现4个连“0”码时，检出一个控制信号，该检出电路由JC_1～JC_4四级移位寄存器和与非门JC_{11}组成。取代节判决电路的作用是：当有4个连“0”码出现时，判决由哪种取代节（000V或B00V）来取代4个连“0”码，该判决电路由JC_5，JC_{12}，JC_6和JC_{10}组成。破坏点产生电路是把取代节最后1比特（即最后1个码元）变成极性交替的破坏点，它由JC_5，JC_7和JC_{12}组成。单双变换电路的作用是：将单极性不归零码变换成双极性不归零码，它由JC_{16}，JC_{17}，JC_{18}，JC_{15}，BG_1，BG_2及脉冲变压器组成。

HDB_3码解码器的电路原理图及时间波形图如图5-8所示。

接收端收到HDB_3码后，应对HDB_3码解码还原成二进码（即进行码型反变换）。根据HDB_3码的特点，HDB_3码解码主要分成三步进行：首先检出极性破坏点，既找出四连“0”码中添加的V码的位置（破坏点的位置），其次去掉添加的V码，最后去掉四连“0”码中第一位添加的B码，还原成单极性不归零码。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

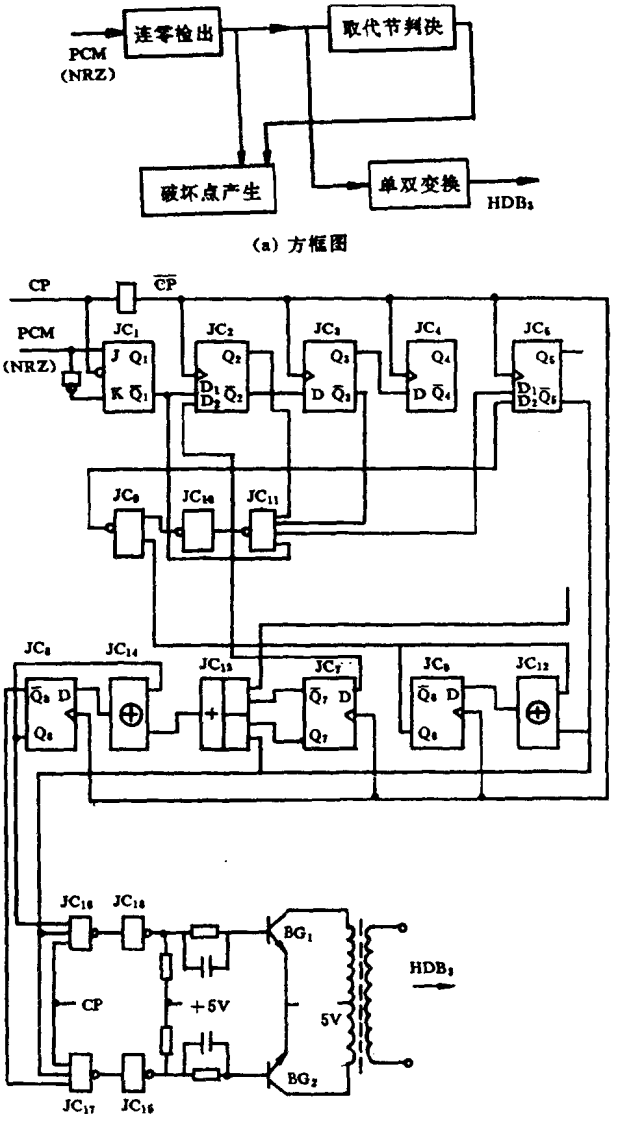


图 5－6　HDB_3 码编码器

HDB_3 码解码电路工作原理如下：JC_1，JC_2，两个 D 型触发器在时钟 CP 作用下，将信码再生后送来的 HDB_3 码（有正极性和负极性）都变成正的不归零码，再通过 JC_3，JC_4，JC_9，JC_{10}将破坏点 V 检出，由与非门 JC_{11}，JC_{12}构成的扣除门将破坏点 V 去除。为了去掉添加的 B 码，可将 JC_{13}输出信号经过 JC_5，JC_6，JC_7 三级移存器进行 3 比特移位，这样所添加的 B 码正好与破坏点相遇，再用扣除门 JC_{14}，在 JC_9，JC_{10}的扣除脉冲作用下，扣除 B 码。JC_{14}输出的已经是扣除添加的 B，V 码的负极性不归零信号，再经 JC_8 触发器定位整形，即可送出正极性的不归零码。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

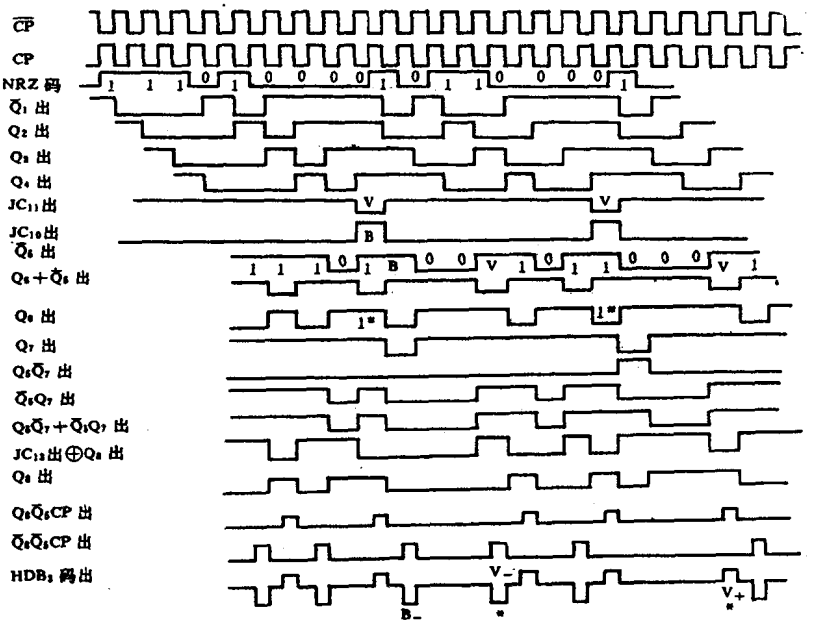


图 5－7 HDB_3 码编码器

以上介绍了 HDB_3 码编、解码器。目前大量采用型号为 CD22103 的 CMOS 大规模集成电路的 HDB_3 编、解码器。它可将编、解码器两大功能电路集成在一个大规模电路里，可将发送端送来的 NRZ（不归零）码变成 HDB_3 码，也可将接收到的 HDB_3 码还原为 NRZ 码。

5.5B6B 码

在传输中需要考虑自动监测问题。在电传输中，可以利用双极性码极性交替出现的规律来进行监测。但在光纤通信中不可能有负的光能，因此光脉冲只能是单极性码，因而在信码中不增加富余度就不可能实现自动监测。mBnB 码（$n>m$）是将 m 位码变成 n 位码的信码。由于增加了信码的富余度，不仅解决了监测问题，也改进了定时提取和基线漂移问题。

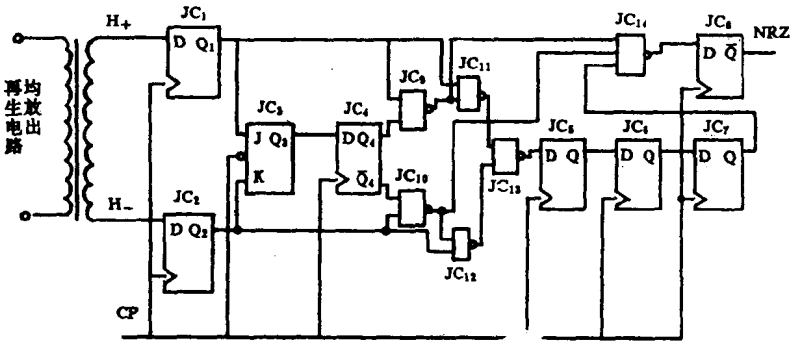
这里我们重点介绍 5B6B 码，它是 mBnB 码的一种型式，又称为分组码（Block Code）。在介绍 5B6B 码之前，先看一下有关基线漂移的问题。

（1）基线漂移的形成

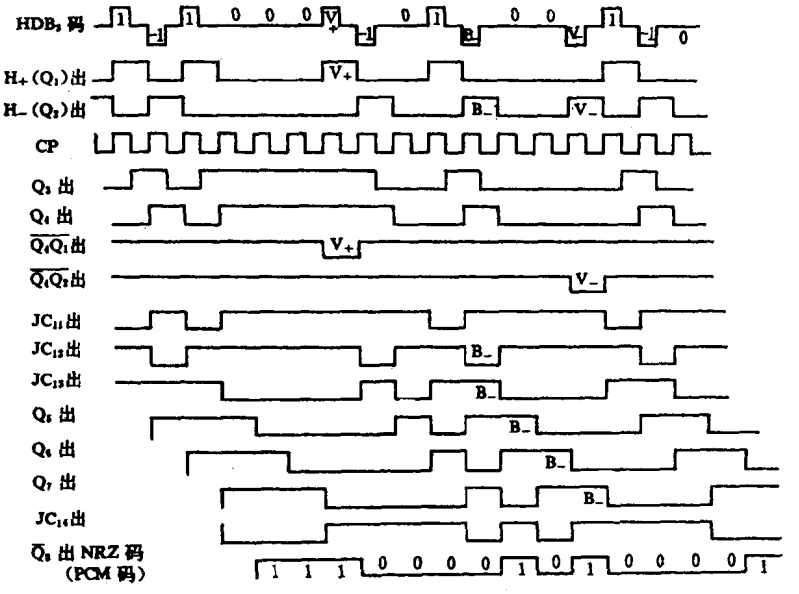
如前所述，单极性码的主要问题是信码中含有直流分量，同时低频分量比较丰富，它受到电路的交流耦合影响后，将产生“基线漂移”效应。图 5－9（a）是低频截止交流耦合的等效电路；图 5－9（b）是单极性码经过交流耦合电路后的输出脉冲。于图（b），在单极性的开始期间，由于连“1”码所形成的基线漂移（原信码零电平点的漂

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网



(a) 电路



(b) 波形图

图 5－8　HDB_3 码解码器

移)，将会影响接收电路对脉冲有无的识别能力，因而会引起误码。增加了富余度后，就有可能安排信码中的“1”码和“0”码的密度取得平衡一些，从而可改进基线漂移和定时提取。

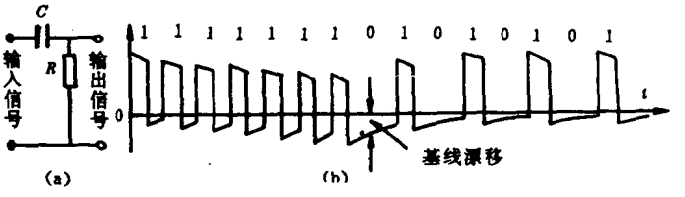


图 5－9　单极性码经过交流耦合后的基线漂移

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

(2) 5B6B 码

近年来在高速数字光纤传输系统中采用了 5B6B 码型。它是将每 5 位二元输入码组变换成 6 位二元码组。这样虽然增加了 (6/5 - 1) × 100% = 20% 的码速，但光纤带宽较宽，可以采用 5B6B 码型。5B6B 码的变换如表 5 - 1 所示。

表 5 - 1 5B6B 码型（一方案）

输入二元码组	输出二元码型			
	正模式	数字和	负模式	数字和
00000	000111	0	与正模式相同	0
00001	011100	0	与正模式相同	0
00010	110001	0	与正模式相同	0
00011	101001	0	与正模式相同	0
00100	011010	0	与正模式相同	0
00101	010011	0	与正模式相同	0
00110	101100	0	与正模式相同	0
00111	111001	+2	000110	-2
01000	100110	0	与正模式相同	0
01001	010101	0	与正模式相同	0
01010	010111	+2	101000	-2
01011	100111	+2	011000	-2
01100	101011	+2	010100	-2
01101	011110	+2	100001	-2
01110	101110	+2	010001	-2
01111	110100	0	与正模式相同	0
10000	001011	0	与正模式相同	0
10001	011101	+2	100010	-2
10010	011011	+2	100100	-2
10011	110101	+2	001010	-2
10100	110110	+2	001001	-2
10101	111010	+2	000101	-2
10110	101010	0	与正模式相同	0
10111	011001	0	与正模式相同	0
11000	101101	+2	010010	-2
11001	001101	0	与模式相同	0
11010	110010	0	与模式相同	0
11011	010110	0	与模式相同	0
11100	100101	0	与正模式相同	0
11101	100011	0	与正模式相同	0
11110	001110	0	与正模式相同	0
11111	111000	0	与正模式相同	0

5 位二元输入码组共有 $2^5 = 32$ 种码组，而 6 位二元码共有 $2^6 = 64$ 种码组。因此可在 64 种码组中选出适于线路传输的 32 种码组（当采用一种模式时）。6 位码组中含有 3 个“1”码和 3 个“0”码的平衡码组共有 20 种。在余下的 64 - 20 = 44 种不平衡码组中，

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

含有4个“1”码、2个“0”码的码组（正模式）以及含有4个“0”码、2个“1”码的码组（负模式）均为15种，但它们被选用的码组数均为12种，这样就构成了32种码组的5B6B码。其他44－30＝14种不平衡码组，由于“1”码与“0”码数相差过于悬殊，不予考虑。表中所列的数字和，是指将“1”码赋于＋1值，“0”码赋于－1值计算出来的。因此，平衡码组的数字和为零。如果5B6B码的32个码组都是平衡码组的话，只采用一个模式即可。但实际上码组中有12个不平衡码组，为使整个信码流的“1”码和“0”码取得平衡，当信码在某一模式的码组数字和不为零时，则后一码组选用另一模式；但当数字和为零时，则模式不变。这样，当码组出现不平衡时，交替使用正、负模式，就可保持基线基本稳定不起伏。

5B6B码具有误码检测性能，从表5－1可知，该方案仅用了32（正模式）＋12（负模式中不平衡码组）＝44种，尚有64－44＝20种码组未用，这20种未用的码组称为禁字。所以如果在收端出现这20种中的任何一种禁字必定是误码。另外，5B6B码流组的任何排列组合，其最大连“0”码或连“1”码数不会超过6个，这是5B6B码的特点，利用这一特点也可以用于检测误码。

附带指出，在mBnB码型中的1B2B码又称为CMI码，它是传号反转编码（Code Mark Inversion）的缩写。另外还有一种编码效率较高的分组变换码4B3T，它与5B6B码相类似也是一种双模式的码型。它与mBnB码不同的是，把4个二元（1，0）码变换成3个三元（＋1，0，－1）码，因此编码效率得到提高。

三、信号码型变换的误码增殖

数字信号在线路中传输时，由于信道不理想和噪声干扰，接收端会出现误码，当线路传输码中出现一个数字码错误时，在码型反变换后的数字码中出现一个以上的数字码错误的现象称为误码增殖。误码增殖是由各码元的相关性引起的。误码增殖现象可用误码增殖比（ε）来表示，定义为：

$$\varepsilon = \frac{\text{反变换后的误码个数}}{\text{线路误码个数}} = \frac{f_B \cdot P'_e}{f_T \cdot P_e}$$

式中：f_T为信道码速率；

P_e为信道误码率；

$f_T \cdot P_e$为1秒钟内的误码个数；

f_B为码型反变换后的码速率；

P_e'为码型反变换后的误码率；

$f_B \cdot P_e'$为码型反变换后1秒钟内的误码个数。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

下面举例说明误码增殖情况。先分析 AMI 码的误码增殖情况。下表中打 * 号者为信道误码位。在收端把 AMI 码恢复成二进码时，只要把 AMI 码中“+1”，“-1”码变为“1”码，“0”码仍然为“0”码即可。由于各码元之间互不关联，AMI 码中的一位误码对应着二进码的一位误码，即 $P_e' = P_e$，$f_B = f_T$，故误码增殖比 $\varepsilon = 1$。

原来的二进码	1	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1
		*								*			
正确的 AMI 码	+1	0	0	0	0	-1	0	+1	0	0	0	0	-1
		↓								↓			
错误的 AMI 码	+1	-1	0	0	0	-1	0	+1	0	+1	0	0	-1
		*								*			
恢复的二进码	1	1	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1

但在 HDB_3 码中的一位误码就可能使得相应的二进码中产生多位误码，例如：

原来的二进码	1	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1
			*							*			
正确的 HDB_3 码	+1	0	0	0	V_+	-1	0	+1	B_-	0	0	V_-	+1
			↓							↓			
错误的 HDB_3 码	+1	0	-1	0	V_+	-1	0	+1	B_-	+1	0	V_-	+1
恢复的二进码	1	0	1	0	1	1	0	1	1	1	0	1	1
			*		*				*	*		*	

可见，这时 $P'_e > P_e$，$f_B = f_T$，故 $\varepsilon > 1$。

四、信号码型特性的比较

综上所述，对于电缆信道的基带传输来说，AMI 码和 HDB_3 码满足对传输码型的几个要求，适合作为传输码型。AMI 码和 HDB_3 码各有优、缺点，下面将它们的性能作一个比较。

1. 最大连“0”数及定时钟提取

	AMI 码	HDB_3 码
最大连“0”数	未限	3 个
定时钟提取	不利	有利

2. 监测性能

AMI 码和 HDB_3 码均具有检测误码能力，即在开通业务的情况下进行线路监视。

对于 AMI 码，线路误码会引入违反“传号码极性交替出现”的原则的破坏点（此

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

码与前一个传号码极性相同），监测这些破坏点就可以测出线路误码情况。

HDB_3 码在传输中也会因误码而破坏“破坏点（即 V 码）之间极性交替”的原则，从而产生双重破坏点（参见下例），监测这些双重破坏点就可得到线路误码情况。例如：

原码：$+1000V_+ -1+1B_-00V_- +1000V_+ -1$

↑

误码（误成“0”）

误码后：$+1000V_+ -1+1B_-000+1000V_+ -1$

↑ ↑ ↘

V 码极性交替原则被破坏　　（双重破坏点）

3. 误码增殖

由前面分析可以得出：AMI 码无误码增殖，而 HDB_3 码有误码增殖。

4. 电路实现

AMI 码的实现电路（即码型变换电路，也叫 AMI 码编码器）简单。HDB_3 码实现电路比较复杂一些，但也可以实现。

以上对 AMI 码和 HDB_3 码在各方面进行了比较。综合考虑，在 PCM 一次群或二、三次群中，选用 HDB_3 码作为传输码型较为有利，主要是连“0”数最多不超过 3 个，对定时钟提取有利。另外，电路实现虽比 AMI 码的复杂一些，但比其他一些码型如 B6ZS 等（在此不做介绍）的电路实现简单。

第二节　数字基带信号的功率谱计算

在研究基带传输系统时，对于基带信号频谱的分析是十分必要的。由于基带信号是一个随机脉冲序列，故我们面临的是一个随机序列的谱分析问题。

随机脉冲序列的谱分析，根据实际给定条件的不同，应采用不同的方法。第 2 章中介绍的由随机过程的相关函数去求功率（或能量）谱密度的方法就是一种典型的分析宽平稳随机过程的方法。这里，我们准备介绍另一种分析方法，因为这种方法对于数字随机序列的谱分析比较简明和方便[10]。

设一个二进制的随机脉冲序列如图 5－10 所示。这里 $g:(t)$ 和 $g_2(t)$ 分别表示符号的 0 和 1，T_s 为每一码元的宽度。应当指出，图中虽然把 $g_1(t)$ 及 $g_2(t)$ 都画成了三角形（高度不同），但实际上 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 可以是任意的脉冲。

现在假设序列中任一码元时间 T_s 内 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 出现的概率分别为 P 和 $1-P$，且

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

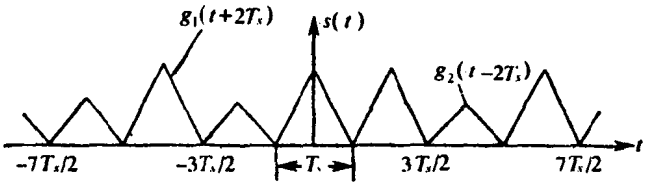


图 5－10 任一随机脉冲序列示意波形

认为它们的出现是互不依赖的(统计独立),则该序列 $s(t)$ 可由式表征,或者写成

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_n(t)$$

其中

$$s_n(t) = \begin{cases} g_1(t - nT_s), \text{以概率为 } P \\ g_2(t - nT_s), \text{以概率为 } 1 - P \end{cases}$$

下面我们来确定 $s(t)$ 的功率谱密度 $P_s(\omega)$。由于随机脉冲序列通常是功率型的,因而,$s(t)$ 的功率谱密度可由式确定,即

$$P_s(\omega) = \lim_{T\to\infty} \frac{E[|s_T(\omega)|^2]}{T}$$

设截取时间 T 为

$$T = (2N + 1)T_s$$

式中,N 为一个足够大的数值。

则 $s_T(t)$ 可表示成

$$s_T(t) = \sum_{n=-N}^{N} s_n(t)$$

且式变成

$$P_s(\omega) = \lim_{N\to\infty} \frac{E[|s_T(\omega)|^2]}{(2N + 1)T_s}$$

我们可以把截短信号 $s_T(t)$ 看成是由一个稳态波 $v_T(t)$ 和一个交变波 $u_T(t)$ 构成。这里的所谓稳态波,即是随机信号 $s_T(t)$ 的平均分量,它可表示成

$$v_T(t) = P\sum_{n=-N}^{N} g_1(t - nT_s) + (1 - P)\sum_{n=-N}^{N} g_2(t - nT_s) = \sum_{n=-N}^{N} [Pg_1(t - nT_s) + (1 - P)g_2(t - nT_s)]$$

这样,交变波 $u_T(t)$ 即为

$$u_T(t) = s_T(t) - v_T(t)$$

于是,我们得到

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

其中

$$u_T(t) = \sum_{n=-N}^{N} u_n(t)$$

$$u_n(t) = \begin{cases} g_1(t-nT_s) - Pg_1(t-nT_s) - (1-P)g_2(t-nT_s) = \\ \quad (1-P)[g_1(t-nT_s) - g_2(t-nT_s)], \text{以概率 } P \\ g_2(t-nT_s) - Pg_1(t-nT_s) - (1-P)g_2(t-nT_s) = \\ \quad -P[g_1(t-nT_s) - g_2(t-nT_s)], \text{以概率 } 1-P \end{cases}$$

或者写成

$$u_n(t) = a_n[g_1(t-nT_s) - g_2(t-nT_s)]$$

其中

$$a_n = \begin{cases} 1-P, \text{以概率 } P \\ -P, \text{以概率 } 1-P \end{cases}$$

稳态波及交变波都有相应的确定表示式，因而可以分别找到它们的频谱特性。我们就可最后找到 $s_T(t)$ 的频谱特性。

1. 求稳态波 $v_T(t)$ 的功率谱密度

看出，当 $T \to \infty$ 时，$v_T(t)$ 变成 $v(t)$，且有

$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [Pg_1(t-nT_s) + (1-P)g_2(t-nT_s)]$$

此时，因为 $v(t+T_s) = v(t)$，故 $v(t)$ 是以 T_s 为周期的周期性信号。于是，$v(t)$ 可展成傅里叶级数，即

$$v(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m e^{j2\pi m f_s t}$$

其中

$$\begin{aligned} C_m &= \frac{1}{T_s}\int_{-T_s/2}^{T_s/2} v(t) e^{-j2\pi m f_s t} dt = \\ &\frac{1}{T_s}\int_{-T_s/2}^{T_s/2} e^{-j2\pi m f_s t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [Pg_1(t-nT_s) + (1-P)g_2(t-nT_s)] dt = \\ &f_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-nT_s-T_s/2}^{-nT_s+T_s/2} [Pg_1(t) + (1-P)g_2(t)] e^{-j2\pi m f_s (t+nT_s)} dt = \\ &f_s \int_{-\infty}^{\infty} [Pg_1(t) + (1-P)g_2(t)] e^{-j2\pi m f_s t} dt = \\ &f_s [PG_1(mf_s) + (1-P)G_2(mf_s)] \end{aligned}$$

又

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$G_1(mf_s) = \int_{-\infty}^{\infty} g_1(t)e^{-j2\pi mf_s t}dt$$

$$G_2(mf_s) = \int_{-\infty}^{\infty} g_2(t)e^{-j2\pi mf_s t}dt$$

于是，$v(t)$ 的功率谱密度 $P_v(\omega)$ 为

$$P_v(\omega) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} |f_s[PG_1(mf_s) + (1-P)G_2(mf_s)]|^2 \cdot \delta(f - mf_s)$$

2. 求交变波 $u_T(t)$ 的功率谱密度

现在先求出交变波 $u_T(t)$ 的频谱函数 $U_T(\omega)$。由式，显然有

$$U_T(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u_T(t)e^{-j\omega t}dt =$$

$$\sum_{n=-N}^{N} a_n \int_{-\infty}^{\infty} [g_1(t - nT_s) - g_2(t - nT_s)]e^{-j2\pi ft}dt =$$

$$\sum_{n=-N}^{N} a_n e^{-j2\pi fnT_s}[G_1(f) - G_2(f)]$$

其中

$$G_1(f) = \int_{-\infty}^{\infty} g_1(t)e^{-j2\pi ft}dt$$

$$G_2(f) = \int_{-\infty}^{\infty} g_2(t)e^{-j2\pi ft}dt$$

于是

$$|U_T(\omega)|^2 = U_T(\omega)U_T^*(\omega) = \sum_{m=-N}^{N} \sum_{n=-N}^{N} a_m a_n e^{j2\pi f(n-m)T_s} \times [G_1(f) - G_2(f)] \times [G_1^*(f) - G_2^*(f)]$$

其统计平均为

$$E[|U_T(\omega)|^2] = \sum_{m=-N}^{N} \sum_{n=-N}^{N} E(a_m a_n)e^{j2\pi f(n-m)T_s} \times [G_1(f)] - G_2(f)] \times [G_1^*(f) - G_2^*(f)]$$

不难看到，当 $m = n$ 时

$$a_m a_n = a_n^2 = \begin{cases} (1-p)^2, & \text{以概率 } P \\ p^2, & \text{以概率 } 1-P \end{cases}$$

所以

$$E[a_n^2] = P(1-P)^2 + (1-P)P^2 = P(1-P)$$

当 $m \neq n$ 时

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$a_m a_n = \begin{cases} (1-p)^2, & \text{以概率 } P^2 \\ P^2, & \text{以概率} (1-P)^2 \\ -P(1-P), & \text{以概率 } 2P(1-P) \end{cases}$$

所以

$$E[a_m a_n] = P^2(1-P)^2 + (1-P)^2 P^2 + 2P(1-P)(P-1)P = 0$$

如果设 $u_T(t)$ 及 $u(t)$ 的功率谱密度分别为 $p_{uT}(\omega)$ 及 $p_u(\omega)$，利用式的关系，则可得

$$P_u(\omega) = \lim_{T\to\infty} P_{uT}(\omega) = \lim_{T\to\infty} \frac{E[|U_T(\omega)|^2]}{T}$$

将式(19)代入上式，并考虑式(20)及式(21)的结果，我们得到

$$P_u(\omega) = \lim_{N\to\infty} \frac{|G_1(f) - G_2(f)|^2 \sum_{n=-N}^{N} P(1-P)}{(2N+1)T_s} =$$

$$\lim_{N\to\infty} \frac{(2N+1)P(1-P)|G_1(f) - G_2(f)|^2}{(2N+1)T_s} =$$

$$P(1-P)|G_1(f) - G_2(f)|^2 \frac{1}{T_s}$$

这个结果指出，$u(t)$ 的功率谱密度与 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 的频谱以及出现概率 P 有关。

3. 求随机基带序列 $s(t)$ 的功率谱密度

由于 $s_T(t) = u_T(t) + v_T(t)$，故当 $T\to\infty$ 时，$s_T(t)$ 将变成

$$s(t) = u(t) + v(t)$$

于是，$s(t)$ 的功率谱密度 $P_s(\omega)$ 最后表示为

$$P_s(\omega) = P_u(\omega) + P_v(\omega) = f_s(1-P)|G_1(f) - G_2(f)|^2 +$$

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} |f_s[PG_1(mf_s) + (1-P)G_2(mf_s)]|^2 \delta(f - mf_s)$$

上式是双边的功率谱密度表示式。如果写成单边的，则有

$$P_s(\omega) = 2f_s P(1-P)|G_1(f) - G_2(f)|^2 + f_s^2 |PG_1(0) + (1-P)G_2(0)|^2 \delta(f) +$$

$$2f_s^2 \sum_{m=1}^{\infty} |PG_1(mf_s) + (1-P)G_2(mf_s)|^2 \delta(f - mf_s), f \geqslant 0$$

(1) 对于单极性波形：若设 $g_1(t) = 0, g_2(t) = g(t)$ 随机脉冲序列的功率谱密度(双边)为

$$P_s(\omega) = f_s P(1-P)|G(f)|^2 + \sum_{m=-\infty}^{\infty} |f_s(1-P)G(mf_s)|^2 \delta(f - mf_s)$$

式中，$G(f)$ 是 $g(t)$ 的频谱函数。当 $p = 1/2$，且 $g(t)$ 为矩形脉冲，即

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$g(t) = \begin{cases} 1, & |t| \leqslant \frac{T_s}{2} \\ 0, & 其他\ t \end{cases}$$

其频谱函数为

$$G(f) = T_s\left[\frac{\sin\pi fT_s}{\pi fT_s}\right]$$

那么,式将变成

$$P_s(\omega) = \frac{1}{4}f_sT_s^2\left[\frac{\sin\pi fT_s}{\pi fT_s}\right]^2 + \frac{1}{4}\delta(f) =$$

$$\frac{T_s}{4}\mathrm{Sa}^2(\pi fT_s) + \frac{1}{4}\delta(f)$$

(2) 对于双极性波形:若设 $g_1(t) = -g_2(t) = g(t)$,则有

$$P_s(\omega) = 4f_sP(1-P)\,|G(f)|^2 +$$

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} |f_s[(2P-1)G(mf_s)]|^2\delta(f-mf_s)$$

当 $P = 1/2$ 时,则式可变为

$$P_s(\omega) = f_s\,|G(f)|^2$$

若 $g(t)$ 为矩形脉冲,那么上式可写成

$$P_s(\omega) = f_s\left|T_s\left[\frac{\sin\pi fT_s}{\pi fT_s}\right]\right|^2 =$$

$$T_s\left[\frac{\sin\pi fT_s}{\pi fT_s}\right] = T_s\mathrm{Sa}^2(\pi fT_s)$$

由以上分析可以看出,随机脉冲序列的功率谱密度可能包括两个部分:连续谱 $[P_u(\omega)]$ 及离散谱 $[P_v(\omega)]$。对于连续谱而言,代表数字信息的 $g_1(t)$ 及 $g_2(t)$ 不能完全相同,故 $G_1(f) \neq G_2(f)$,因而 $P_u(\omega)$ 总是存在的;对于离散谱来说,在一般情况下,它也总是存在的。但我们容易观察到,若 $g_1(t)$ 及 $g_2(t)$ 是双极性的脉冲,且波形出现概率相同 $(P = 1/2)$,则式中的第二、三项为零,故此时没有离散谱(即频谱图中没有线谱成分)。

上述结果是十分有意义的,它一方面能使我们了解随机脉冲序列频谱的特点,以及如何去具体地计算它的功率谱密度;另一方面利用它的离散谱是否存在这一特点,将使我们明确能否从脉冲序列中直接提取离散分量,以及采用怎样的方法可以从基带脉冲序列中获得所需的离散分量。这一点,在研究位同步、载波同步等问题时将是重要的。

值得指出的是,以上的分析方法,由于 $g_1(t)$ 及 $g_2(t)$ 的波形没有加以限定,故即使它们不是基带波形,而是数字载波调制波形,也将是适用的。因此,只要满足上述分析方法中的条件,那么用上面的分析方法同样可确定调制波形的功率谱密度。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第三节　传输无失真条件

前面讨论的数字基带信号都是矩形波形，在画频谱时常常只画出能量最集中的频率范围，但这些基带信号在频域内实际上是无穷延伸的。如果直接采用矩形脉冲的基带信号作为传输码型，由于实际信道的频带都是有限的，则传输系统接收端所得的信号频谱必定与发送端不同，这就会使接收端数字基带信号的波形失真。大多数有线传输情况下，信号频带不是陡然截止的，而且基带频谱也是逐渐衰减的，采用一些相对来说比较简单的补偿措施（如简单的频域或时域均衡）可以将失真控制在比较小的范围内。较小的波形失真对于二元或三元基带信号影响不大，只是使其抗噪声性能稍有下降，但对于多元信号，则可能造成严重的传输错误。当信道频带严格受限时（如数字基带信号经调制通过频分多路通信信道传输），波形失真问题就变得比较严重，尤其在传输多元信号时更为突出。

为了研究波形传输的失真问题，我们首先来看一下基带信号传输系统的典型模型（如图 5－11 所示）。为了便于分析，把数字基带信号的产生过程分成码型编码和波形形成两步，码型编码的输出信号为 δ 脉冲序列，波形形成网络的作用则是将每个 δ 脉冲转换为一定波形的信号。传输信道在这里是广义的，它可以是传输介质（电缆、双绞线等等），也可以是带调制解调器的调制信道。接收滤波器的作用是限制传输信道所引入的噪声，并得到所需形状的接收波形。再生判决电路将接收到的波形恢复为 δ 脉冲序列。最后经码型译码，得到发送端所要传递的原始信码。

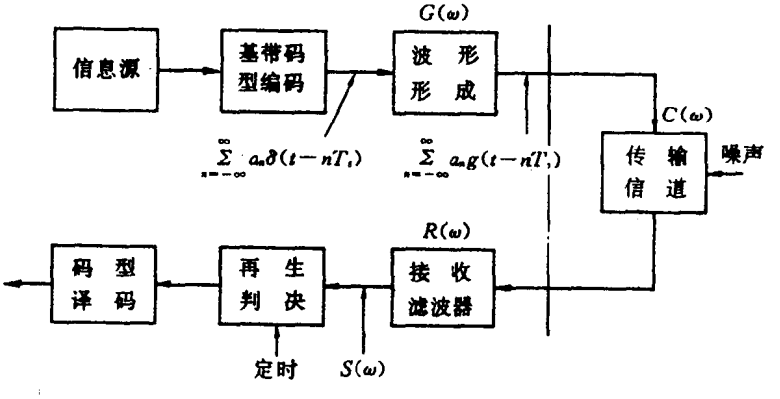


图 5－11　基带传输系统方框图

基带信号在频域内的延伸范围主要取决于单个脉冲波形 $G(f)$，不同编码规则的基带码型只起到改变加权函数的作用。因此，下面集中讨论单个脉冲波形传输时的不失真条件。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

由图 5 - 11 可知

$$\dot{S}(\omega) = \dot{G}(\omega)\dot{C}(\omega)\dot{R}(\omega)$$

显然，为在接收端得到无失真的波形 $S(\omega)$，必须满足下列条件：

$$\begin{cases} |\dot{C}(\omega)\dot{R}(\omega)| = K, & |\omega| \leqslant \omega_C \\ |\dot{G}(\omega)| = 0, & |\omega| > \omega_C \end{cases}$$

据频谱分析的基本原理：任何信号的频域受限和时域受限不可能同时成立。因此满足上述无失真条件的信号其波形在时域上必定是无限延伸的，这就带来了各码无间相互串扰的问题。但在数字基带传输中，码元波形是按一定间隔发送的，其信息携带在幅度上，接收端再生判决如能准确地恢复出幅度信息（即 δ 脉冲序列），则原始信码就能无误地得到传送。为此，只需要研究特定时刻的波形幅值如何无失真地传送，而不必要求整个波形不变。

奈奎斯特（Nyquist）及其他人研究了三种情况，得到了奈奎斯特第一准则、第二准则和第三准则，也有人称之为第一、第二、第三无失真条件[12、17~20]。下面我们分别讨论。

一、抽样值无失真

奈奎斯特第一准则，又称第一无失真条件，本质上是抽样值无失真条件。它告诉我们：如果信号经传输后整个波形发生了变化，但只要其特定点的抽样值保持不变，那么用再次抽样的方法（这在再生判决电路中完成），仍然可以准确无误地恢复原始信码，因为信息完全携带在抽样幅度值上。

以下先推导满足抽样值无失真的充要条件，然后讨论满足奈奎斯特第一准则的极限情况和常用波形。

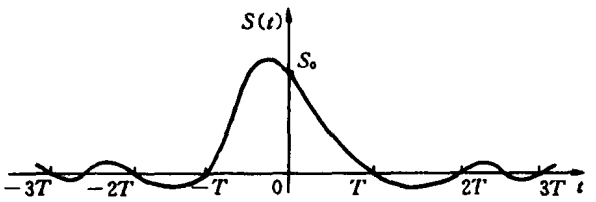


图 5 - 12 抽样值无失真波形

1. 抽样值无失真的充要条件

接收波形满足抽样值无失真传输的充要条件是仅在本码元的抽样时刻上有最大值，而对其他码元的抽样时刻信号值无影响，即在抽样点上不存在码间干扰。典型波形如图 5 - 12 所示。由图可知，接收波形 $S(t)$ 除了在 $t = 0$ 时抽样值为 S_0 外，在 $t = KT(K \neq 0)$ 的其他抽样时刻皆为 0，因而不会影响其他抽样值。用公式来表示，即有

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$S(KT) = S_0\delta(t)$$

其中
$$\delta(t) = \begin{cases} 0, & t \neq 0 \\ 1, & t = 0 \end{cases}$$

由于 $S(t)$ 是 $\dot{S}(\omega)$ 的傅氏反变换，因而有

$$S(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

由抽样无失真条件式可得

$$S(KT) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) e^{j\omega KT} d\omega$$
$$= \frac{1}{2\pi}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\int_{(2n-1)\pi/T}^{(2n+1)\pi/T} \dot{S}(\omega) e^{j\omega KT} d\omega$$

经变量置换可得

$$S(KT) = \frac{1}{2\pi}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\int_{-\pi/T}^{\pi/T} \dot{S}\left(\tau + \frac{2n\pi}{T}\right) e^{j\tau KT} d\tau$$
$$= \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi/T}^{\pi/T}\sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{S}\left(\tau + \frac{2n\pi}{T}\right) e^{j\tau KT} d\tau$$

这里，变量 τ 的定义域为 $(-\pi/T, \pi/T)$。上式表明，$S(KT)$ 是 $\sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{S}\left(\tau + \frac{2n\pi}{T}\right)$ 的傅氏展开系数。由式及式，有

$$S_0\delta(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi/T}^{\pi/T}\sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{S}\left(\tau + \frac{2n\pi}{T}\right) e^{j\tau KT} d\tau$$

因此

$$S_0 = \frac{1}{T}\sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{S}\left(\tau + \frac{2n\pi}{T}\right), \quad -\frac{\pi}{T} \leqslant \tau \leqslant \frac{\pi}{T}$$

由此得到满足抽样值无失真的充要条件为：

$$\begin{cases} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \mathrm{Re}\left[\dot{S}\left(\tau + \frac{2n\pi}{T}\right)\right] = S_0 T, & -\frac{\pi}{T} \leqslant \tau \leqslant \frac{\pi}{T} \\ \sum_{n=-\infty}^{\infty} \mathrm{Im}\left[\dot{S}\left(\tau + \frac{2n\pi}{T}\right)\right] = 0, & -\frac{\pi}{T} \leqslant \tau \leqslant \frac{\pi}{T} \end{cases}$$

这里 Re[　　] 表示实部，Im[　　] 表示虚部。

上式的物理意义是：把从波形形成输入到接收滤波器输出的传递函数（即 $\dot{S}(\omega)$）的实部在 ω 轴上以 $2\pi/T$ 为间隔切开，然后分段沿 ω 轴平移到 $(-\pi/T, \pi/T)$ 区间内，将它们叠加起来，其结果应当为一固定值 $S_0 T$，图为一示例。

同样，式的物理意义是：把传递函数的虚部在 ω 轴上以 $2\pi/T$ 为间隔切开，然后分段沿 ω 轴平移到 $(-\pi/T, \pi/T)$ 区间内，它们的叠加结果应当为 0，如图 9 - 15(b) 中所示。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

显然,满足式条件的信号有无穷多种。

2. 具有最窄频带的无串扰波形

作为一个特例,如果

$$\dot{S}(\omega) = 0, |\omega| > \pi/T$$

则由式及式所示的无失真条件可得

$$\begin{cases} \mathrm{Re}[\dot{S}(\tau)] = S_0 T, -\pi/T \leqslant \tau \leqslant \pi/T \\ \mathrm{Im}[\dot{S}(\tau)] = 0, \quad -\pi/T \leqslant \tau \leqslant \pi/T \end{cases}$$

即

$$\dot{S}(\omega) = \begin{cases} 0, & |\omega| > \pi/T \\ S_0 T = \text{常数}, & |\omega| \leqslant \pi/T \end{cases}$$

这是一个相位特性恒为0的理想低通滤波器的传递函数,它的冲激响应是 $\sin x/x$ 波形,如图 5 - 14 所示。此波形在 $t = 0$ 时不为0,在其它抽样时刻($t = KT, K \neq 0$)均为0,这意味着采用这种波形作为接收波形时,不存在码间串扰。由图 5 - 14 及式可知,无失真传输码元周期为 T 的抽样序列时,所需的最小频带宽度为 0—1/(2T)(角频率为 0—π/T)。通常,我们把 1/(2T) 称为奈奎斯特带宽,把 T 称为奈奎斯特间隔。由于抽样值传输速率为 1/T,而所需频宽为 1/(2T),因而采用理想低通滤波器冲激响应作为接收波形且抽样值序列为

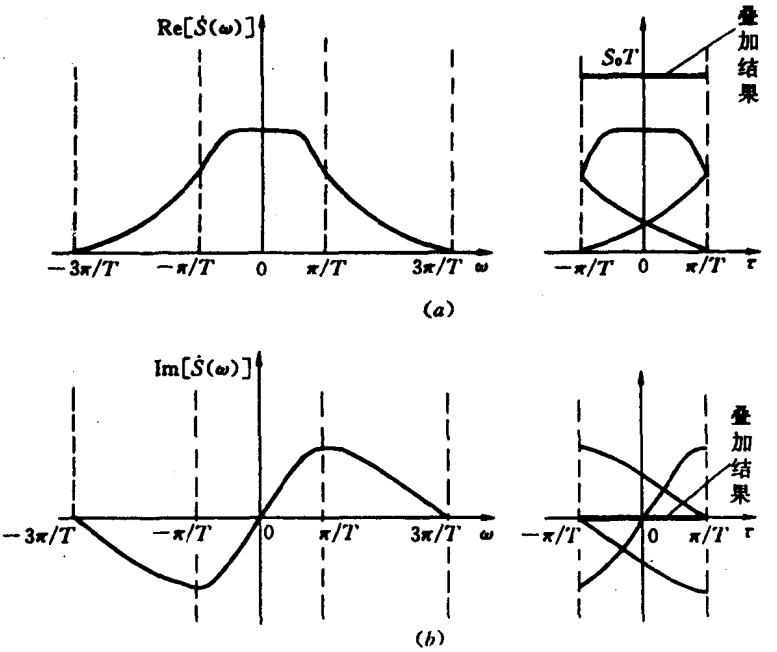


图 5 - 13 满足抽样值无失真条件的传递函数

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

二元信号时，其频带利用率为 2b/s/Hz。若抽样值序列为 n 元信号，则频带利用率为 $2\log_2 n$b/s/Hz。这是在抽样值无失真条件下，所能达到的最高频带利用率。

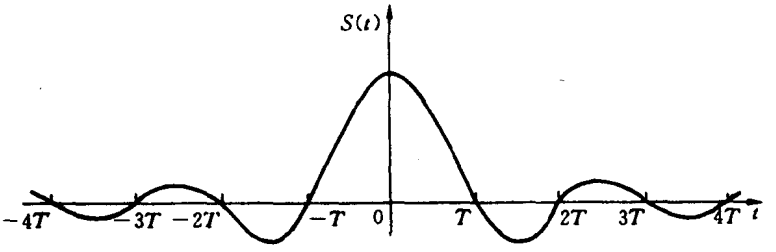


图 5－14　理想低通冲激响应

3. 升余弦滚降信号

式所表达的抽样值无失真传递条件只有理论意义，实际上是不可能达到的，因为它要求传递函数有无限陡峭的过渡带。在实际中得到广泛应用的是以 π/T 为中心，具有奇对称升余弦形状过渡带的一类无串扰波形，通常称之为升余弦滚降信号（注意，这里"滚降"指的是它的频谱过渡特性，而不是波形的形状）。若抽样值是 S_0，且只考虑传递函数的实部，则这类信号的数学表达式为

$$\mathrm{Re}[\dot{S}(\omega)] = \dot{S}(\omega)$$

$$= \begin{cases} \dfrac{S_0 T}{2}\left\{1 - \sin\left[\dfrac{T}{2\alpha}\left(\omega - \dfrac{\pi}{T}\right)\right]\right\}, & \dfrac{\pi(1-\alpha)}{T} \leqslant |\omega| \leqslant \dfrac{\pi(1+\alpha)}{T} \\ S_0 T, & 0 \leqslant |\omega| \leqslant \dfrac{\pi(1-\alpha)}{T} \\ 0, & |\omega| > \dfrac{\pi(1+\alpha)}{T} \end{cases}$$

这里，α 称为滚降系数，$0 \leqslant \alpha \leqslant 1$。不同 α 时的传递函数形状如图所示，图中画出的是归一化传递函数。

前已指出，由于发送端波形形成输入为 δ 脉冲（见图 5－11），因而 $\dot{S}(\omega)$ 既是系统的传递函数又是接收波形的频谱函数。由式很容易求出它的冲激响应（也就是接收波形）为

$$S(t) = \frac{S_0}{2}\frac{\sin\dfrac{\pi t}{T}}{\dfrac{\pi t}{T}}\frac{\cos(\alpha\pi t/T)}{1-(4\alpha^2 t^2/T^2)}$$

不同滚降系数 α 时的波形如图所示。图中给出的是归一化波形。由图可知，升余弦滚降信号在前后抽样值处的串扰始终为0，因而满足抽样值无失真传输条件。滚降系数 α 愈小，则波形的振荡起伏就愈大，但传输频带减小；反之，α 愈大，则波形振荡起伏愈小，但频带增加。作为两种极端情况：$\alpha = 0$ 时即为前面所述的具有最窄频带的无串扰波形；$\alpha = 1$ 时，所

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

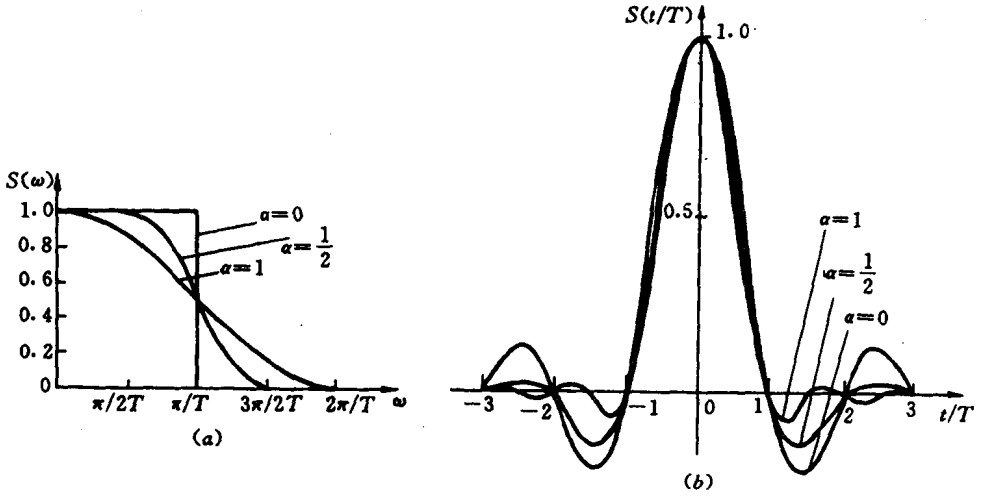


图 5－15 不同滚降系数时的升余弦滚降信号

(a) 传递函数；(b) 冲激响应

占频带最宽，为 $\alpha = 0$ 时的两倍，因而频带利用率降为一半，即 1b/s/Hz(二元抽样序列时)。

考虑到接收波形在再生判决中还要再抽样一次以得到无失真的抽样值，而理想的瞬时抽样不可能实现，也就是抽样的时刻不可能完全没有误差，抽样脉冲宽度也不可能等于0。因此，为了减小抽样定时脉冲误差所带来的影响，滚降系数 α 不能太小，通常选择 $\alpha \geqslant 0.2$。

二、转换点无失真

在传输二元码时，无失真恢复信码的另一种办法是：以一定电平对接收波形限幅，由此再生的脉宽正好等于码元间隔的矩形波。典型例子如图 5－16 所示，图中限幅电平为二分之一抽样值。判决信号幅度是否等于限幅电平的时刻称为转换点。为了避免因串扰而造成其它转换点处信号幅度等于或超出限幅电平，要求在其它转换点时串扰为 0。以上基于转换点无失真的条件称为奈奎斯特第二准则。下面，我们来求转换点无失真的充要条件。

奈奎斯特第二准则的数学表示式为

$$S(K) = S\left[\frac{T}{2}(2K-1)\right] = \begin{cases} 0, & K \neq 0,1 \\ \frac{1}{2}, & K = 0,1 \end{cases}$$

这里，$S(t)$ 为接收波形，T 为码元间隔，1/2 为归一化后的限幅电平。由傅氏反变换有

$$S(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

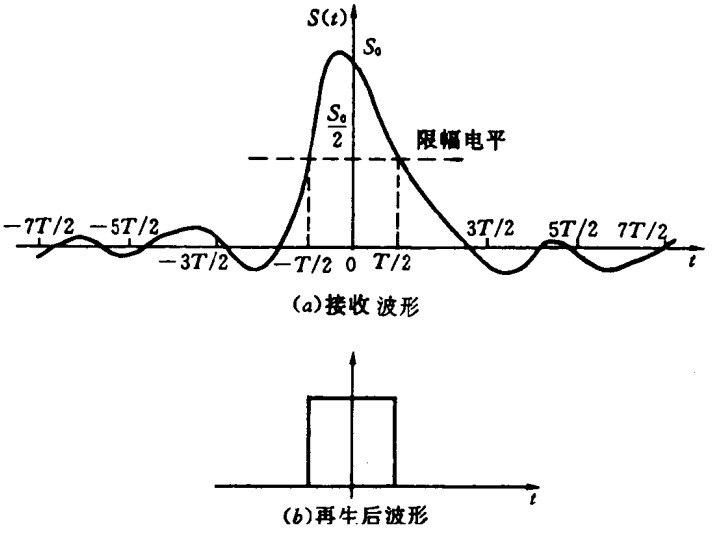


图 5－16　满足转换点无失真条件的波形

这里，$\dot{S}(\omega)$ 为接收波形的频谱函数。采用推导奈奎斯特第一准则过程中的类似办法，有

$$S(K)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\dot{S}(\omega)e^{-j\omega T/2}e^{j\omega KT}d\omega$$

$$=\frac{1}{2\pi}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\int_{-\pi/T}^{\pi/T}\dot{S}\left(\tau+\frac{2n\pi}{T}\right)\exp\left[-\frac{T}{2}\left(\tau+\frac{2n\pi}{T}\right)\right]e^{jKT\tau}d\tau$$

$$=\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi/T}^{\pi/T}\left\{\left[\sum_{n=-\infty}^{\infty}(-1)^n\dot{S}\left(\tau+\frac{2n\pi}{T}\right)\right]e^{-j\tau T/2}\right\}e^{jK\tau T}d\tau$$

这里，变量的定义域为 $(-\pi/T,\pi/T)$。由上式可知，$S(K)$ 是 $\frac{1}{T}\left\{\left[\sum_{n=-\infty}^{\infty}(-1)^n\dot{S}\left(\tau+\frac{2n\pi}{T}\right)\right]e^{-j\tau T/2}\right\}$ 的傅氏展开系数。因此

$$\left[\sum_{n=-\infty}^{\infty}(-1)^n\dot{S}\left(\tau+\frac{2n\pi}{T}\right)\right]e^{-j\tau T/2}=T\sum_{K=-\infty}^{\infty}S(K)e^{-jK\tau T}$$

由式(9－49)所给条件可将式(9－52)的右式简化为

$$T\sum_{k=-\infty}^{\infty}S(K)e^{-j\tau KT}=T\left(\frac{1}{2}+\frac{1}{2}e^{-j\tau T}\right)=\frac{T}{2}(1+\cos\tau T)+j\frac{T}{2}(-\sin\tau T)$$

令

$$S_R(\tau)=\mathrm{Re}\left[\sum_{n=-\infty}^{\infty}(-1)^n\dot{S}\left(\tau+\frac{2n\pi}{T}\right)\right],\ -\pi/T\leqslant\tau\leqslant\pi/T$$

$$S_I(\tau)=\mathrm{Im}\left[\sum_{n=-\infty}^{\infty}(-1)^n\dot{S}\left(\tau+\frac{2n\pi}{T}\right)\right],\ -\pi/T\leqslant\tau\leqslant\pi/T$$

因此式(9－52)的左式可化为

$$\left[\sum_{n=-\infty}^{\infty}(-1)^n\dot{S}\left(\tau+\frac{2n\pi}{T}\right)\right]e^{-j\tau T/2}=[S_R(\tau)+jS_I(\tau)]\left[\cos\frac{\tau T}{2}-j\sin\frac{\tau T}{2}\right]$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$= \left[S_R(\tau)\cos\frac{\tau T}{2} + S_I(\tau)\sin\frac{\tau T}{2} \right] + j\left[S_I(\tau)\cos\frac{\tau T}{2} - S_R(\tau)\sin\frac{\tau T}{2} \right]$$

由式(9 - 56) 和式(9 - 53),可得

$$S_R(\tau)\cos\frac{\tau T}{2} + S_I(\tau)\sin\frac{\tau T}{2} = \frac{T}{2}(1 + \cos\tau T),\ -\frac{\pi}{T} \leqslant \tau \leqslant \frac{\pi}{T}$$

$$S_R(\tau)\sin\frac{\tau T}{2} - S_I(\tau)\cos\frac{\tau T}{2} = \frac{T}{2}\sin\tau T,\ -\frac{\pi}{T} \leqslant \tau \leqslant \frac{\pi}{T}$$

求解式和式,即可得

$$S_R(\tau) = \mathrm{Re}\left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} (-1)^n \dot{S}\left(\tau + \frac{2n\pi}{T} \right) \right] = T\cos\frac{\tau T}{2},\ -\pi/T \leqslant \tau \leqslant \pi/T$$

$$S_I(\tau) = \mathrm{Im}\left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} (-1)^n \dot{S}\left(\tau + \frac{2n\pi}{T} \right) \right] = 0,\ -\pi/T \leqslant \tau \leqslant \pi/T$$

式和式就是转换点无失真的充要条件。其物理含义为:把传递函数 $\dot{S}(\omega)$ 的实部在 ω 轴上以 $2\pi/T$ 为间隔切开,乘上符号因子 $(-1)^n$ 后分段平移到 $(-\pi/T, \pi/T)$ 区间内,它们的叠加结果应为 $T\cos\frac{\tau T}{2}$;同理,把 $\dot{S}(\omega)$ 的虚部乘以 $(-1)^n$ 后分段平移到 $(-\pi/T, \pi/T)$ 区间内,其叠加结果应为零。图 5 - 17 中给出一个示例。与奈奎斯特第一准则不同的是,这里要乘上一个符号因子 $(-1)^n$。

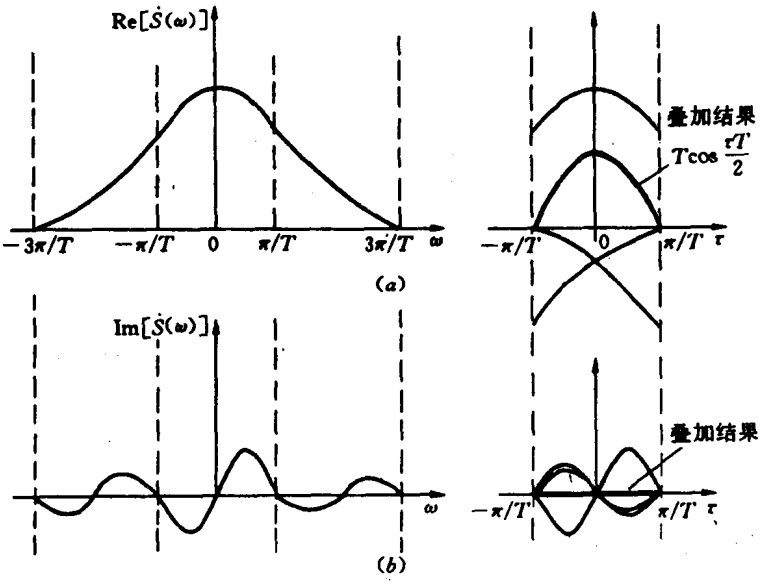


图 5 - 17 满足转换点无失真条件的传输函数

作为一个特例,如果传输函数在 $|\omega| > \pi/T$ 时恒为 0,则必须有

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$S_R(\tau) = \mathrm{Re}[\dot{S}(\tau)] = T\cos\frac{\tau T}{2}$$

$$S_I(\tau) = 0$$

才能满足转换点不失真条件。在 §9.4 中我们将会知道，这种波形类似于第 I 类部分响应信号。

三、脉冲波形面积保持不变

奈奎斯特指出，如果在一个码元间隔内接收波形的面积正比于发送矩形脉冲的幅度，而其它码元间隔的发送脉冲在此码元间隔内的面积为零，则接收端也能无失真地恢复原始信码。这称为奈奎斯特第三准则。

奈奎斯特的研究表明，为了实现脉冲波形面积保持不变这一无失真条件，要求传递函数为 $x/\sin x$ 函数的截短形式，其数字表达式为

$$S(\omega) = \begin{cases} \dfrac{(\omega T/2)}{\sin(\omega T/2)}, & |\omega| \leqslant \dfrac{\pi}{T} \\ 0, & |\omega| > \dfrac{\pi}{T} \end{cases}$$

它的冲激响应为

$$S(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi/T}^{\pi/T} \frac{(\omega T/2)}{\sin(\omega T/2)} e^{j\omega t} d\omega$$

$$= \frac{1}{\pi}\int_{0}^{\pi/T} \frac{(\omega T/2)}{\sin(\omega T/2)} \cos\omega t d\omega$$

在$\frac{2n-1}{2}T$至$\frac{2n+1}{2}T$一个码元时间间隔内对 $S(t)$ 求积分，即得脉冲波形的面积 A 为

$$A = \int_{\frac{2n-1}{2}T}^{\frac{2n+1}{2}T} S(t)\,dt, n = 0, \pm 1, \pm 2, \cdots$$

将式代入，并交换积分顺序，可得

$$A = \int_0^{\pi/T} \frac{\sin[(2n+1)\omega T/2] - \sin[(2n-1)\omega T/2]}{(2\pi/T)\sin(\omega T/2)} d\omega$$

$$= \frac{T}{\pi}\int_0^{\pi/T} \cos(nT\omega)\,d\omega = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & n \neq 0 \end{cases}$$

上述结果表明，如果传递函数确实满足式所给条件，则在每个码元间隔内除了本码元信号之外，其它信号的面积恒为零。这就证明了奈奎斯特第三准则的正确性。

第四节　部分响应基带传输系统

与理想低通信号相比较，升余弦信号除了可实现以外，还具有其它的优点，如拖尾的

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

振荡幅度减小，对定时误差的要求放宽等，因此得到了广泛的应用。但是这种波形的传输带宽却加宽了，也就是频带利用率降低了，因此不能适应高速传输的发展。近年来在高速、大容量传输系统中，部分响应基带传输系统得到了推广与应用。在部分响应基带传输系统中，利用人为的、有规律的“串扰”可达到压缩传输频带的目的。

一、第 Ⅰ 类部分响应波形

部分响应波形是具有持续 1bit 以上，且有一定长度码间串扰的波形。以一种最简单的部分响应波形为例，可以说明其中的道理。

对相邻码元的取样时刻产生同极性串扰的波形，称为第 Ⅰ 类部分响应波形。为了推导时域表达式的方便，令前一个码元取样时刻在 $t=-T/2$ 处，当前码元的取样时刻在 $T/2$ 处，其余码元的取样时刻在 $\pm 3T/2$，$\pm 5T/2$，…。用两个相隔一位码元间隔 T 的 $\sin x/x$ 的合成波形来代替 $\sin x/x$ 波形，如图 5－18 所示。合成波的数学表达式为

$$p(t)=\frac{\sin\frac{\pi}{T}\left(t+\frac{T}{2}\right)}{\frac{\pi}{T}\left(t+\frac{T}{2}\right)}+\frac{\sin\frac{\pi}{T}\left(t-\frac{T}{2}\right)}{\frac{\pi}{T}\left(t-\frac{T}{2}\right)}$$

经化简得

$$p(t)=\frac{4}{\pi}\left[\frac{\cos(\pi t/T)}{1-(4t^2/T^2)}\right]$$

由式可知，$p(t)$ 的幅度约与 t^2 成反比，而 $\sin x/x$ 波形幅度则与 t 成反比，因此波形拖尾的衰减速度加快了。从图 5－18 也可看到，相距一个码元间隔 $\sin x/x$ 波形的拖尾正负相反而相互抵消，使得合成波形拖尾迅速衰减。

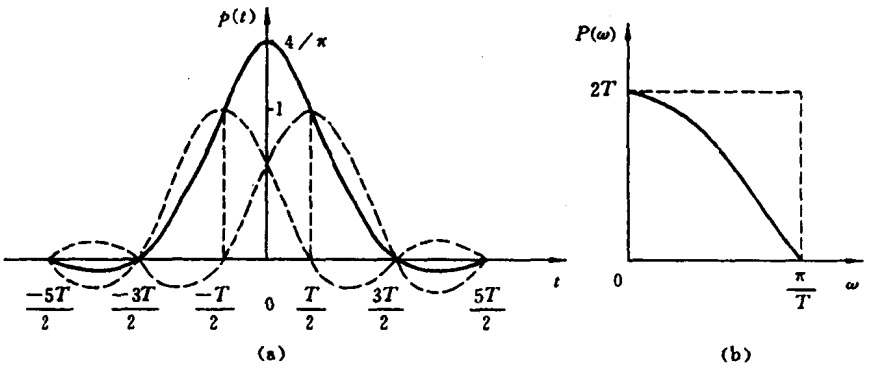


图 5－18 第 Ⅰ 类部分响应信号

(a) 波形；(b) 频谱

对式进行傅里叶变换，可以求出 $P(t)$ 的频谱函数为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$P(\omega)=\begin{cases}T(e^{-j\omega T/2}+e^{j\omega T/2}), & |\omega|\leqslant\dfrac{\pi}{T}\\ 0, & |\omega|>\dfrac{\pi}{T}\end{cases}$$

$$=\begin{cases}2T\cos(\omega T/2), & |\omega|\leqslant\dfrac{\pi}{T}\\ 0, & |\omega|>\dfrac{\pi}{T}\end{cases}$$

由上式画出的频谱函数如图5－18(b)所示。由图可见，$p(t)$的频谱限制在$\pm\pi/T$之内，而且呈余弦型。这种缓变的滚降过渡特性与陡峭衰减的理想低通特性有明显的不同。这时的传输带宽为

$$B=\frac{1}{2\pi}\frac{\pi}{T}=\frac{1}{2T}$$

频带的利用率为

$$\eta_b=\frac{R_b}{B}=\frac{1/T}{1/2T}=2\ \text{bit/(s}\cdot\text{Hz)}$$

达到基带传输系统在传输二元码时的理论最大值。

如果用$p(t)$作为传输信号的波形，在抽样时刻上，发送码元的样值将受到前一个发送码元的串扰，而对其它码元不会产生串扰。$p(t)$的形成过程可分为两步，首先形成相邻码元的串扰，然后再经过相应的网络形成所需的波形。通过有控制地引入串扰，使原先互相独立的码元变成了相关码元，这种串扰所对应的运算称为相关编码。将二进制信码用双极性二元码a_n表示，相关编码的规则为

$$c_n=a_n+a_{n-1}$$

a_n的可能取值为＋1或－1。据式得到的c_n的可能取值为＋2，0，－2三种电平，成了一种伪三元码。这是为取得所需要的传输性能而付出的代价。由$\{a_n\}$到$\{c_n\}$的形成过程如下：

二进制信码	1	0	1	1	0	0	0	1	0	1	1
a_n	+1	−1	+1	+1	−1	−1	−1	+1	−1	+1	+1
a_{n-1}		+1	−1	+1	+1	−1	−1	−1	+1	−1	+1
$c_n=a_n+a_{n-1}$		0	0	+2	0	−2	−2	0	0	0	+2

上述过程的波形示意图如图5－19所示，为简单起见，图中忽略了波形中的振荡部分。

在接收端，经再生判决得到$\hat{c}_n$，再用反变换得到a_n的估计值$\hat{a}_n$，即$\hat{a}_n=\hat{c}_n-\hat{a}_{n-1}$，其中$\hat{a}_{n-1}$是前一码元的估计值。然后不断递推运算下去。但递推运算会带来严重的差错扩散问题。如果在传输过程中，$\{c_n\}$序列中某个抽样值因干扰而发生差错，则不但会造成当前恢复的$\hat{a}_n$值错误，而且会影响到以后所有的$\hat{a}_{n+1}$，$\hat{a}_{n+2}$，…。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

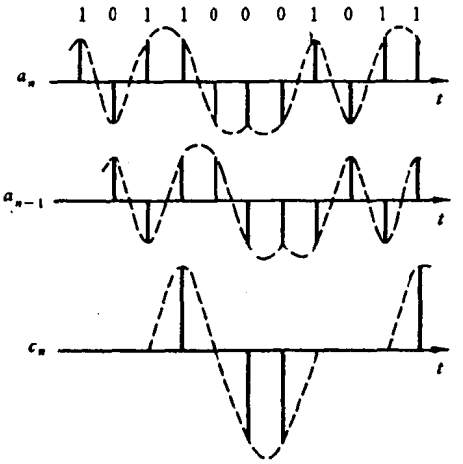


图 5－19 第 Ⅰ 类部分响应信号波形示意图

仍以前面的信号为例，差错传播的过程如下：

输入信码	1	0	1	1	0	0	0	1	0	1	1
发送端$\{a_n\}$	+1	−1	+1	+1	−1	−1	−1	+1	−1	+1	+1
发送端$\{c_n\}$		0	0	+2	0	−2	−2	0	0	0	+2
接收端$\{\hat{c}_n\}$		0	0	+2	0	−2	0	0	0	0	+2
接收端$\{\hat{a}_n\}$	±1	−1	+1	+1	−1	−1	+1	−1	+1	−1	+3

由上述过程可知，自$\{\hat{c}_n\}$出现错误之后，接收端恢复出来的$\{\hat{a}_n\}$全部是错误的。此外，在接收端恢复$\{\hat{a}_n\}$时还必须有正确的起始值 +1，否则也不可能得到正确的$\{\hat{a}_n\}$序列。

为了解决差错扩散问题，可在发送端相关编码之前进行预编码。设单极性二元码用a_n表示，预编码的规则为

$$a_n = b_n \oplus b_{n-1}$$

即

$$b_n = a_n \oplus b_{n-1}$$

式中，$\oplus$表示按模2相加，简称模2加。将b_n用双极性二元码表示，然后再按以下规则进行相关编码：

$$c_n = b_n + b_{n-1}$$

再次引用前面的例子，由输入a_n到接收端恢复$\hat{a}_n$的过程如下：

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

a_n	1	0	1	1	0	0	0	1	0	1	1
b_{n-1}	0	1	1	0	1	1	1	1	0	0	1
b_n	1	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0
c_n	0	+2	0	0	+2	+2	+2	0	-2	0	0
									↓		
$\hat{c}_n$	0	+2	0	0	+2	+2	+2	0	0	0	0
$\hat{a}_n$	1	0	1	1	0	0	0	1	1	1	1

判决的原则是

$$\hat{c}_n = \begin{cases} \pm 2, & \text{判 } 0 \\ 0, & \text{判 } 1 \end{cases}$$

此例说明，$\hat{c}_n$ 产生错误只影响本时刻的 $\hat{a}_n$ 值，差错不会向后蔓延，这是因为预编码已解除了码间的相关性。

二、部分响应系统的一般形式

部分响应波形的一般形式可以是 N 个 $\sin x/x$ 波形之和，其表达式为

$$p(t) = r_1 \frac{\sin \frac{\pi}{T}t}{\frac{\pi}{T}t} + r_2 \frac{\sin \frac{\pi}{T}(t-T)}{\frac{\pi}{T}(t-T)} + r_3 \frac{\sin \frac{\pi}{T}(t-2T)}{\frac{\pi}{T}(t-2T)} + \cdots$$

$$+ r_N \frac{\sin \frac{\pi}{T}[t-(N-1)T]}{\frac{\pi}{T}[t-(N-1)T]}$$

其中加权系数 $r_1, r_2, r_3, \cdots, r_N$ 为整数。式所示部分响应波形的频谱函数为

$$P(\omega) = \begin{cases} T\sum_{k=1}^{N} r_k e^{-j\omega T(k-1)}, & |\omega| \leqslant \frac{\pi}{T} \\ 0, & |\omega| > \frac{\pi}{T} \end{cases}$$

按串扰的规则，部分响应信号共分为5类，分别命名为第Ⅰ，Ⅱ，Ⅲ，Ⅳ，Ⅴ类部分响应信号，表5－2中给出5类部分响应信号的波形、频谱特性及加权系数 r_k。各类部分响应信号的频谱在 π/T 处均为0，有的在 $\omega = 0$ 处也出现零点，其带宽都不超过理想低通信号的带宽。但是它们的频谱结构以及对相邻码元抽样时刻的串扰情况不同。目前应用最广泛的是第Ⅰ类和第Ⅳ类部分响应信号。第Ⅰ类部分响应信号的频谱能量主要集中在低频段，适用于传输系统中信道频带高端受限的情况，这种信号又称为双二进制编码信号。第Ⅳ类部分响应信号无直流分量，而且低频分量也少，便于通过载波电路，实现单边带调制。以上两类部分响应信号的抽样值电平数比其它类别的少，这也是它们得到广泛应用的原因之一。当输入为 M 进制信号时，经部分响应系统得到的第Ⅰ，Ⅳ类部分响应信号的电平数

www.789pdf.com 789书库网

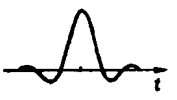
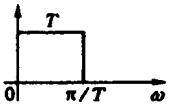
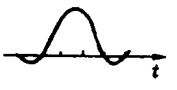
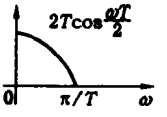
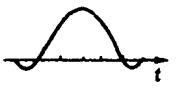
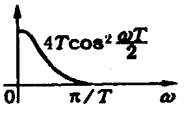
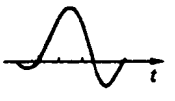
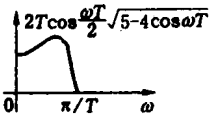
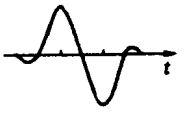
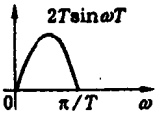
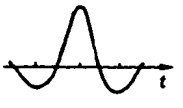
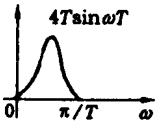
www.789pdf.com 789书库网

为 $2M-1$。

对于一般形式的部分响应信号来说，如果输入的数字序列为 $\{a_n\}$，当抽样时刻 $t=nT$ 时，对应的部分响应信号的样值为 c_n，它与其它码元的干扰有关，可以表示为

$$c_n = r_1 a_n + r_2 a_{n-1} + r_3 a_{n-2} + \cdots + r_N a_{n-(N-1)}$$

表 5－2 部分响应信号

类别	r_1	r_2	r_3	r_4	r_5	$p(t)$	$\lvert P(\omega)\rvert$	二进制输入时抽样值电平数
二进制	1							2
Ⅰ	1	1						3
Ⅱ	1	2	1					5
Ⅲ	2	1	－1					5
Ⅳ	1	0	－1					3
Ⅴ	－1	0	2	0	－1			5

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

其中加权系数 r_k 如表 5 - 2 所示。称为部分响应信号的相关编码，对于不同类别的部分响应信号有不同的相关编码形式，即 r_k 的取值不同。相关编码是为了得到预期的部分响应信号频谱。该式对应的网络是有 N 个抽头的延迟网络，每个抽头的系数分别是 $r_1, r_2, \cdots, r_N$，相邻两抽头之间的时延为 T，这种网络称为具有 N 个抽头的横向滤波器，其结构如图 5 - 20 所示。

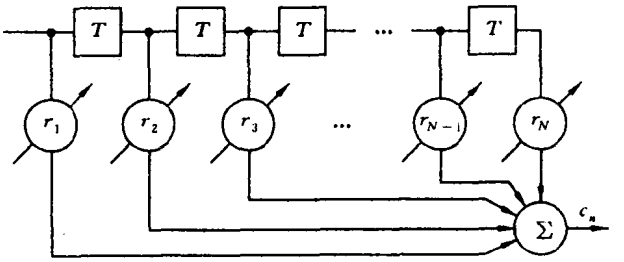


图 5 - 20　N 抽头横向滤波器

在传输系统接收端必须由接收到的抽样值序列 $\{c_n\}$ 恢复出原来的 $\{a_n\}$ 序列。要恢复出每一个数字 a_n，必须知道现在的样值 c_n 和前 $N-1$ 个样值，才能进行如下运算：

$$a_n = \frac{1}{r_1}\left[c_n - \sum_{i=1}^{N-1} a_{n-i} r_{i+1}\right]$$

正如 6.4.1 小节所指出的那样，式(6 - 42) 中的 N 个样值中只要一个有错，则不但造成当前恢复的 a_n 值错误，而且这种错误将向后传播，影响到所有的 $a_{n+1}, a_{n+2}, \cdots$ 抽样值。

为了避免因相关编码而引起的差错蔓延，应在相关编码之前先进行预编码。设预编码的序列为 $\{b_n\}$，当 $\{a_n\}$ 是 M 进制时，预编码为

$$a_n = r_1 b_n + r_2 b_{n-1} + \cdots + r_N b_{n-(N-1)} (\mathrm{mod} M)$$

上式是按模 M 相加。如果 $M = 2$，则按模 2 相加。按此关系得到新的编码序列 $\{b_n\}$，然后对 $\{b_n\}$ 再进行相关编码，由式可知

$$c_n = r_1 b_n + r_2 b_{n-1} + \cdots + r_N b_{n-(N-1)}$$

将式和式进行比较可得

$$a_n = c_n (\mathrm{mod}\ M)$$

上式说明，经过预编码后的部分响应信号各抽样值之间已解除了相关性，由当前 c_n 值可直接得到当前的 a_n 值。

需要指出的是，部分响应信号是由预编码器、相关编码器、发送滤波器、信道和接收滤波器共同形成的。由于部分响应信号的频谱是以非理想低通特性衰减的，因此对基带系统传输特性的要求可略有降低。但在多电平传输时，部分响应的电平数进一步增加，为防止

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

串扰造成的接收错误，对传输特性仍有较高的要求。在工程上通常用部分响应信号与波形无串扰传输准则相结合的方法，使基带系统具有升余弦滚降形式的传输函数，以避免人为的固定值串扰以外的串扰。

部分响应信号带来的好处是减小串扰和提高了频带利用率，其代价是要求发送信号功率增加。如果原来信号的脉冲幅度为 $\pm A$，而现在为 $\pm 2A$ 和 0 三种幅度。对于 M 进制信号来说，部分响应信号波形的相关编码电平也要超过 M 种。这样，当输入信噪比相同时，部分响应系统的抗噪声性能要差一些。

例 设输入信号 a_n 是四进制序列，即 $M=4$，a_n 的取值为 0,1,2,3 共 4 种。当采用第Ⅳ类部分响应信号时，列表说明全过程。

解 第Ⅳ类部分响应信号的预编码规则为

$$b_n = a_n + b_{n-2} \pmod 4$$

相关编码的规则为

$$c_n = b_n - b_{n-2}$$

由 a_n 到 $\hat{a}_n$ 的全过程如下：

a_n	0	0	0	1	3	2	1	0	3	2	3
b_{n-2}			0	0	0	1	3	3	4	3	3
b_n	0	0	0	1	3	3	4	3	7	5	6
$b_n \pmod 4$	0	0	0	1	3	3	0	3	3	1	2
c_n			0	1	3	2	-3	0	-1	-2	-1
$\hat{a}_n \pmod 4$			0	1	3	2	1	0	3	2	3

判决原则为

$$a_n = \begin{cases} 0, c_n = 0 \\ 1, c_n = 1, -3 \\ 2, c_n = 2, -2 \\ 3, c_n = 3, -1 \end{cases}$$

第五节 数字信号基带传输的差错率

在图 5－2 所示的基带信号传输系统中，接收滤波器有两个作用：一是限制传输信道所引入噪声；二是与发送端波形形成滤波器共同得到所需形状的基带信号波形。从限制传输信道所引入噪声的角度来说，接收滤波器应设计为匹配滤波器，以获得最大信噪比。但

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

此时发送端输出波形通常与所需无失真基带信号波形不同。在无线传输系统中，特别是信噪比比较差的情况下，这两个作用必须同时予以考虑，往往在两者之间取一折衷。而在有线传输系统中信噪比一般很高，因而毋需采用匹配滤波器，接收滤波器的作用主要是有效地利用频带，得到设计所预期的基带信号波形，使码间干扰最小。

下面主要讨论不考虑码间干扰时信道噪声对数字基带信号正确传输的影响。假设信道噪声为均值等于 0 的加性高斯白噪声。

一、二元码的差错率

假设二元码接收波形为 $S(t)$，信道引入的窄带高斯噪声为 $n(t)$，则接收滤波器的输出信号为：

$$r(t) = S(t) + n(t)$$

我们知道，二元码在抽样时刻的幅度值只有两种电平。设单极性 NRZ 二元码在抽样时刻 $t = KT$ 幅度为 0 或 A（通常分别对应于信码“0”或“1”），无码间干扰时有：

$$r(KT) = A + n(KT)$$

或

$$r(KT) = n(KT)$$

在接收端设定一判决门限 d，判决规则为：

$r(KT) > d$，判定信号幅度为 A；

$r(KT) < d$，判定信号幅度为 0。

上述判决过程的典型波形如图 5－21 所示。

均值为 0 的高斯噪声的幅度概率密度函数为

$$P(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-n^2/(2\sigma^2)}$$

其中 σ^2 为噪声功率，是均方值。

因此，当发送信号幅度为 0 时，叠加噪声后接收波形的幅度概率密度函数为：

$$P_0(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-r^2/(2\sigma^2)}$$

当发送信号幅度为 A 时，叠加噪声后接收波形的幅度概率密度函数为：

$$P_1(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-(r-A)^2/(2\sigma^2)}$$

图 5－22 中画出式所示的概率密度函数。

由图 5－21 和图 5－22 可知，即使发送信号幅度为 0，但若抽样时刻 $r(KT) > d$，则再生判决结果认为发送信号幅度为 A；同样，即使发送信号幅度为 A，但若抽样时刻 $r(KT) < d$，则再生判决结果认为发送信号幅度为 0。上述两种情况均导致信码传输错误。设“0”

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

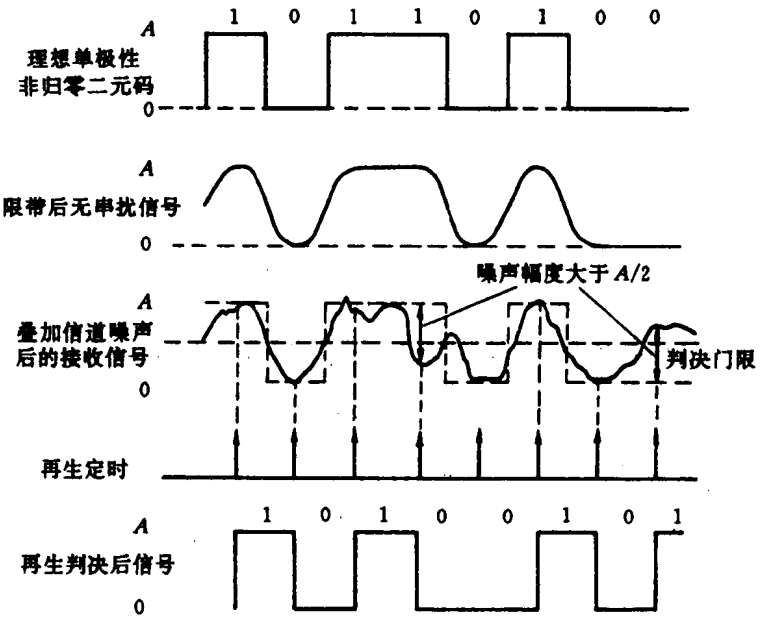


图 5－21 接收信号判决过程的典型波形

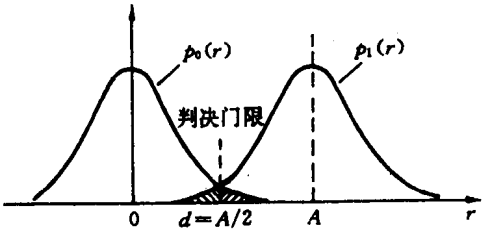


图 5－22 叠加噪声后二元码

幅度的概率密度函数

码(幅度为 0) 错判为“1” 码的概率为 P_{b0},“1” 码错判为“0” 码的概率为 P_{b1},则有

$$P_{b0} = \int_{d}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-r^2/(2\sigma^2)} dr$$

$$P_{b1} = \int_{-\infty}^{d} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-r^2/(2\sigma^2)} dr$$

假设信源发“0” 或“1” 码的概率分别为 P_0、P_1,则总误比特率为:

$$P_b = P_0 P_{b0} + P_1 P_{b1}$$

通常 $P_0 = P_1 = \frac{1}{2}$,于是有

$$P_b = \frac{1}{2}(P_{b1} + P_{b0})$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

由图 5 - 22 可知，此时最佳判决门限应选为 $d = \frac{A}{2}$，因为 $d = \frac{A}{2}$ 时图中斜线部分的总面积最小。由于两个斜线部分面积对称相等，因此总误比特率为

$$P_b = \int_d^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-r^2/(2\sigma^2)} dr$$

经变量置换得：

$$P_b = \int_{d/\sigma}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2} dx$$

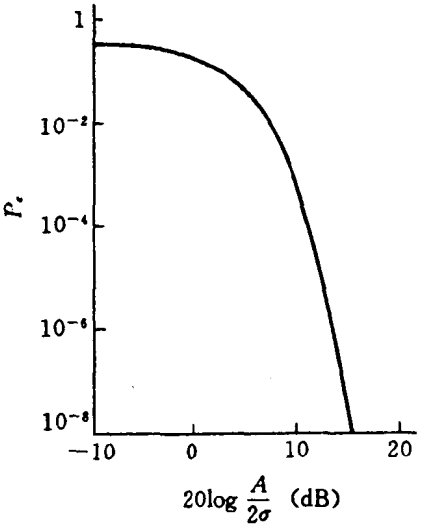


图 5 - 23　NRZ 二元码的误比特率曲线

上述积分常称为 Q 函数（见附录二），即有

$$P_b = Q\left(\frac{d}{\sigma}\right)$$

由于 $d = \frac{A}{2}$，因此

$$P_b = Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right)$$

由上式画得的误比特率曲线示于图 5 - 23 中。

如果二元码基带信号波形为矩形，$P_0 = P_1$，则平均信号功率为 $S = A^2/2$，而噪声平均功率为 $N = \sigma^2$。对单极性 NRZ 码，式可改写为

$$P_b = Q(\sqrt{S/2N})$$

对于双极性 NRZ 二元码来说，如果抽样时刻幅度为 $-\frac{A}{2}$ 或 $\frac{A}{2}$，不难得到与式相同的

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

结果。由于信号功率为 $S = A^2/4$,因而

$$P_b = Q(\sqrt{S/N})$$

将式与式比较可知,在相同误比特率情形下,单极性二元码的平均信号功率为双极性二元码的两倍;或者说在相同信噪比情况下,双极性二元码的误比特率低于单极性二元码。双极性二元码的另一个优点是当 $P_0 = P_1$ 时判决门限为0。由于以上原因,双极性二元码比单极性二元码应用更为广泛。

二、三元码和多元码的差错率

多元码基带信号的幅度取值有多种选择。对 M 元码来说,每个码元周期内所送的符号可以有 M 种幅度。当然,从一般意义上来说多元码是一种多进制传输信号,它并不限于是幅度电平的变化,也可以是载波频率、相位和其他的变化。但这里只限于讨论多元码基带信号。

通常,在 M 元码基带信号中幅度电平的间隔是均匀的,为了免除直流功率的无谓损耗,M 种幅度电平的均值为0。

以三元码为例,设相邻幅度间隔为 A,则信号幅度选为 $-A$、0、$+A$。若这三种幅度等概出现,最佳判决电平选为 $-\frac{A}{2}$、$+\frac{A}{2}$,则其幅度概率密度函数如图 5 - 24 所示。由图可知,$-A$ 电平发生错误判决的概率为

$$P_{s,-A} = \int_{-\frac{A}{2}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-(x+A)^2/(2\sigma^2)} dx = Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right)$$

这里,加性噪声为高斯白噪声,方差为 σ^2。类似地,有

$$P_{s,+A} = Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right)$$

及

$$P_{s,0} = 2Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right)$$

因此总误比特率为

$$\begin{aligned} P_b &= P_0 P_{s,0} + P_{-A} P_{s,-A} + P_{+A} P_{s,+A} \\ &= \frac{1}{3}\left[2Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right) + Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right) + Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right)\right] = \frac{4}{3} Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right) \end{aligned}$$

这里,取 $P_0 = P_{-A} = P_{+A} = \frac{1}{3}$。

上述三元码的信号功率为

$$S = \frac{1}{3}(0 + A^2 + A^2) = \frac{2}{3}A^2$$

噪声功率仍为 $N = \sigma^2$。由式(9 - 100) 可得

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

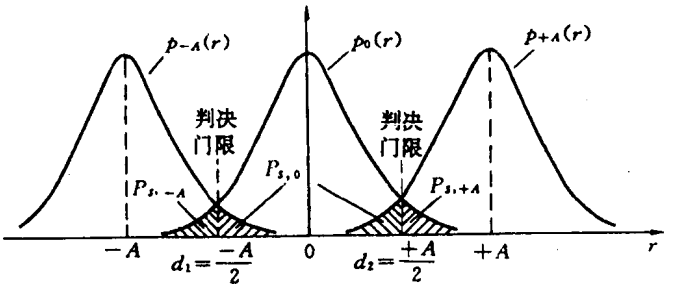


图 5－24　三元码幅度概率密度函数

$$P_b = Q\left[\sqrt{\frac{3}{8}\left(\frac{S}{N}\right)}\right]$$

将上式与式相比可知，三元码的平均信号功率应为双极性二元码的 8/3 倍，才能得到相同的误比特率。这意味着信噪比损失约 4.3dB。

应当指出，在某些三元码中三种幅度的出现概率不相等，最佳判决门限也不等于 $-\frac{A}{2}$ 和 $\frac{A}{2}$，这时误比特率计算公式与式不同。例如，AMI码中当信码 0、1 等概时，$-A$、0、$+A$ 三种幅度的出现概率分别为 $\frac{1}{4}$、$\frac{1}{2}$、$\frac{1}{4}$，显然判决门限应取为 $d_1 > \frac{A}{2}$、$d_2 < -\frac{A}{2}$。因而 $P_{s,-A}$、$P_{s,+A}$ 和 $P_{s,0}$ 与式不同，总误比特率也必然不同。

在 M 元码的一般情况下，若 M 种幅度等概出现，即每种幅度的出现概率为 $1/M$，在加性高斯噪声影响下造成符号判决错误的概率如图 5－25 中斜线部分面积所示，必须计及的斜线部分有 $2(M-1)$ 个。于是，由式容易推广到 M 元码误符号率的一般表达式为

$$P_s = \frac{2(M-1)}{M}Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right)$$

由上式可知，如果幅度间隔 A 不变，误符号率随着 M 增大而缓慢增加。

考虑到 M 元码有两种可能性：M 为奇数或偶数，我们可分别计算它们的信号功率。当 M 为偶数时，不同幅度值应选为

$$\pm\frac{A}{2},\ \pm\frac{3A}{2},\ \pm\frac{5A}{2},\cdots,\ \pm\frac{(M-1)A}{2}$$

假设它们等概出现，则平均信号功率为

$$S_e = \frac{2}{M}\left\{\left(\frac{A}{2}\right)^2 + \left(\frac{3A}{2}\right)^2 + \left(\frac{5A}{2}\right)^2 + \cdots + \left[\frac{(M-1)A}{2}\right]^2\right\}$$

$$= \frac{2}{M}\left(\frac{A}{2}\right)^2[1 + 3^2 + 5^2 + \cdots + (M-1)^2] = \frac{M^2-1}{12}A^2$$

当 M 为奇数时，幅度值选为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$0, \pm A, \pm 2A, \cdots \pm \frac{(M-1)}{2}A$$

它们等概出现时的平均信号功率为

$$S_o = \frac{2}{M}\left\{0 + A^2 + (2A)^2 + \cdots + \left[\frac{(M-1)}{2}A\right]^2\right\}$$

$$= \frac{2}{M}A^2\left[1 + 2^2 + 3^2 + \cdots + \left(\frac{M-1}{2}\right)^2\right] = \frac{M^2-1}{12}A^2$$

由式可知，根据上述幅度选取原则，M 元码的平均信号功率为

$$S = \frac{M^2-1}{12}A^2$$

因此用信噪比来表示的 M 元码误符号率公式为：

$$P_s = \frac{2(M-1)}{M}Q\left[\sqrt{\frac{3}{M^2-1}\left(\frac{S}{N}\right)}\right]$$

应当强调指出，多元码的每个符号可以用来表示一个二进制码组，对于 n 位二进制码组来说，可以用 $M = 2^n$ 元码来传输。与二元码传输相比，M 元码传输时所需信道频带可降为 $1/\log_2 M = \frac{1}{n}$。与此同时，由式计算得到的是 M 元码的误符号率，而不是二进制信码的误比特率。因此有必要研究一下 M 元码的误符号率与二进制信码的误比特率之间的关系。

由于 M 元码的二进制表示形式可有各种，因而在误符号率与误比特率之间不存在唯一的联系，而必须结合二进制表示形式来讨论。常用的二进制表示有两种：普通二进码和格雷码（又称循环码）。以 8 元码为例，各幅度电平与普通二进码及格雷码的对应关系如表 5－3 所示。格雷码的特点是：相邻幅度电平所对应码组之间只有一位码发生变化，即它们的码距为 1。但普通二进码则不然，相邻码组之间的码距是变化的，可以从 1 变到 n。

用普通二进制表示时，假设一幅度电平可能错误地判决为另外任一幅度电平，则可算出 n 位码组因错误地接收而成为另一码组所造成的码距总和为 $n2^{n-1}$，而错误码组的总比特数为 $(M-1)n = (2^n-1)n$。假设各种错误等概发生，则平均误比特率 P_b 为

$$P_b = \frac{n2^{n-1}}{(2^n-1)n}P_s = \frac{2^n}{2(2^n-1)}P_s$$

表 5－3

幅度电平	普通二进码	格雷码
7A/2	1 1 1	1 1 0
5A/2	1 1 0	1 1 1
3A/2	1 0 1	1 0 1

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

幅度电平	普通二进码	格雷码
$A/2$	1 0 0	1 0 0
$-A/2$	0 1 1	0 0 0
$-3A/2$	0 1 0	0 0 1
$-5A/2$	0 0 1	0 1 1
$-7A/2$	0 0 0	0 1 0

由上式可知

$$\frac{1}{2} < \frac{P_b}{P_s} \leqslant \frac{2}{3}$$

这表明，误比特率略小于误符号率。

采用格雷码时，假设信道噪声不太严重，绝大多数判决错误发生在相邻电平之间，由于格雷码相邻电平所对应码组的码距恒为1，因此有

$$P_b \approx \frac{1}{n} P_s$$

当 n 增大时，误比特率减小，与普通二进码相比稍有改善，因此格雷码在多元码传输中得到广泛应用。

三、部分响应信号的差错率

在部分响应基带信号中，由于抽样值之间存在固有的串扰而出现多电平，这些电平的出现概率并不相等。以三电平第Ⅰ类部分响应信号为例，出现0电平的概率为1/2，而出现正、负电平的概率各为1/4。若判决门限仍取为 $-A/2$ 和 $+A/2$，则可推得在加性高斯白噪声下的误符号率为

$$P_s = \frac{3}{2} Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right)$$

如果采用匹配滤波器最佳接收，可以推得用信噪比表示的误符号率为[23]

$$P_s = \frac{3}{2} Q\left(\frac{\pi}{4}\sqrt{S/N}\right)$$

与式所示的双极性二元码相比，第Ⅰ类部分响应基带信号所需信噪比在相同误符号率时约为双极性二元码的 $(4/\pi)^2$ 倍，即2.1分贝。但这种比较不公正，因为双极性二元码误符号率是在不用匹配滤波器的无限带宽信道情况下得到的，而部分响应信号的误符号率则是在实际信道情况下得到的。一种公正的比较是双极性二元码采用 $\alpha = 1$ 的升余弦滚降信道。为了保证信息传输率相等，双极性二元码必须变换为四元码。此时第Ⅰ类部分响应基带信号所要求的信噪比比双极性四元码时的低4.9分贝。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

对于 $2L-1$ 电平的部分响应信号的一般情形，可推得误符号率为

$$P_s = \frac{2(L^2-1)}{L^2} Q\left[\frac{\pi}{4}\sqrt{\frac{3}{L^2-1}\left(\frac{S}{N}\right)}\right]$$

与式相比，Q 函数变量中同样存在一个因子 $3/(L^2-1)$，这反映了多电平所带来的信噪比损失。

第六节　数字基带信号的再生中继传输

本节以数字信号传输的基本理论为依据来研究 PCM 信号的再生中继系统以及再生中继器各组成部分的原理和作用。

下面，我们首先讨论一下 PCM 信号的基带传输信道。

一、PCM 信号的基带传输信道

信道是指信号的传输通道，又称传输媒介，目前有两种定义方法：

狭义信道 —— 是指信号的传输媒介，其范围是从发送设备到接收设备之间的媒质。如架空明线、电缆、光导纤维以及传输电磁波的自由空间等。

广义信道 —— 指消息的传输媒介。除包括上述信号的传输媒介外，还包括各种信号的转换设备，如发送、接收设备，调制、解调设备等(第一节所介绍的基带传输系统中形成滤波器、信道、接收滤波器合起来，实际上就是广义信道)。

传输信道是通信系统必不可少的组成部分，而信道中又不可避免地存在噪声干扰，因此 PCM 信号在信道中传输时将受到衰减和噪声干扰的影响。随着信道长度的增加，接收信噪比将下降，误码增加，通信质量下降。所以，研究信道特性及噪声干扰特性是通信系统设计的重要问题。

第一节简单介绍了数字信号通过信道传输会产生失真。下面我们来看看信道传输特性对信号的影响，即经信道传输后，数字信号波形到底产生什么样的失真。

如果把信道特性等效成为一个传输网络，则信号通过信道的传输可用图 5－25 所示模型来表示。

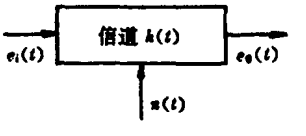


图 5－25　信道等效模型

其数学表示式为：

$$e_o(t) = e_i(t) * h(t) + n(t)$$

式中：$e_i(t)$ 为信道输入信号；

$e_o(t)$ 为信道输出信号；

$n(t)$ 为信道引入的加性干扰噪声；

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$h(t)$ 为以冲激响应表示的信道特性；

* 为卷积符号。

式是求传输响应的一般表示式。如果信道特性 $h(t)$ 和噪声特性 $n(t)$ 是已知的，在给定某一发送信号条件下，就可以求得经过信道传输后的接收信号。

由传输线基本理论可知，传输线衰减频率特性的基本关系是与 $\sqrt{f}$ 成比例变化的（f 是指传输信号频率）。图 5－26 表示出三种不同电缆的传输衰减特性。

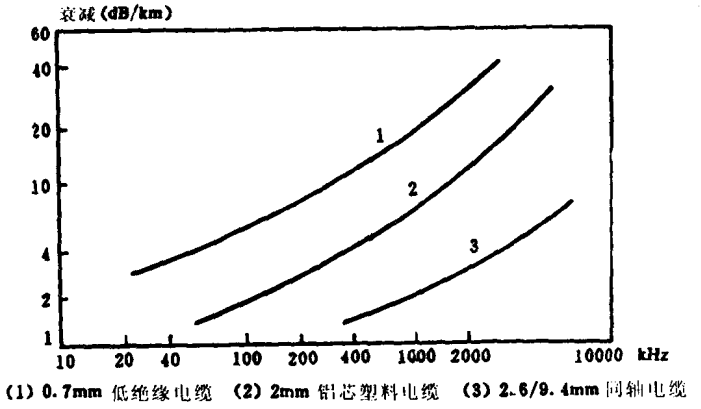


图 5－26　三种电缆的衰减特性

由图可见，衰减是与频率有关的，那么当具有较宽频谱的数字信号通过电缆传输后会改变信号频谱幅度的比例关系。

一个脉宽为 0.4μs、幅度为 1 伏的矩形脉冲（实际上它代表 1 个“1”码）通过不同长度的电缆传输后的波形示意图如图 5－27 所示。

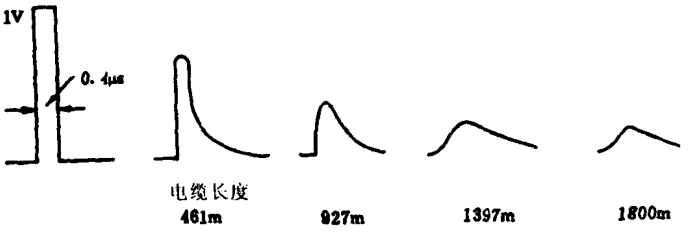


图 5－27　经电缆传输后脉冲波形失真示意图

由图可见，这种矩形脉冲信号经信道传输后，波形产生失真，其失真主要反映在以下几个方面：

• 接收到的信号波形幅度变小。这是由于传输线存在着衰减造成的。传输距离越长，衰减越大，幅度降低越明显。

• 波峰延后。这反映了传输线的延迟特性。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

• 脉冲宽度大大增加。这是由于传输线有频率特性，使波形产生严重的失真而造成的。波形失真最严重的后果是产生拖尾，这种拖尾失真将会造成数字信号序列的码间干扰。

我们已知数字信号是以 HDB_3 码，即双极性半占空的码型在信道中传输的。假设一个双极性半占空数字信号序列如图 5 - 28(a) 所示，它经电缆信道传输后的波形如图 5 - 28(b) 所示。

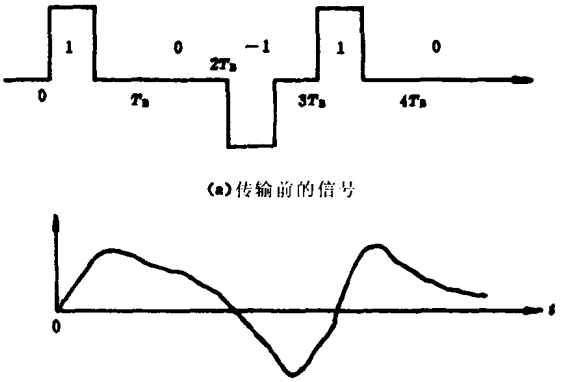


图 5 - 28 双极性半占空码序列及经信道传输后失真波形

由于数字信号序列经过电缆信道传输后会产生波形失真，而且传输距离越长，波形失真越严重。当传输距离增加到某一长度时，接收到的信号将很难识别。为此，PCM 信号传输距离将受到限制。为了延长通信距离，在传输通路的适当距离应设置再生中继装置，即每隔一定的距离加一个再生中继器，使已失真的信号经过整形后再向更远的距离传送。下面我们就来看看再生中继系统的有关问题。

二、*PCM* 再生中继传输系统

1. 再生中继系统的构成

再生中继系统的方框图如图 5 - 29 所示。

再生中继的目的是：当信噪比不太大的时候，对失真的波形及时识别判决（识别出是“1”码还是“0”码），只要不误判，经过再生中继后的输出脉冲会完全恢复为原数字信号序列。

再生中继器的方框简图如图 5 - 30 所示。它由三个基本电路组成，即均衡放大、定时钟提取和判决再生。它们的主要功能是：

均衡放大 —— 将接收的失真信号均衡放大成宜于抽样判决的波形（均衡波形）。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

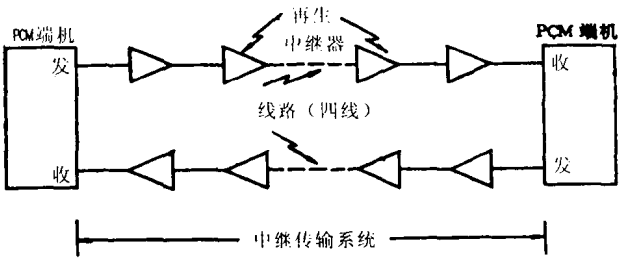


图 5 - 29　基带传输的再生中继系统

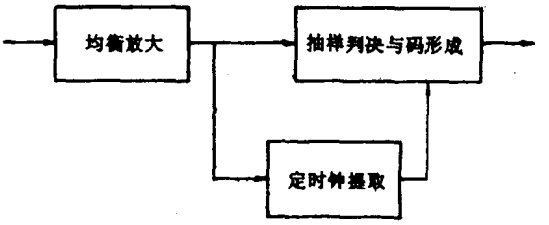


图 5 - 30　再生中继器方框简图

定时钟提取 —— 从接收信码流中提取定时钟频率成份，以获得再生判决电路的定时脉冲。

抽样判决与码形成(判决再生) —— 对均衡波形进行抽样判决，并进行脉冲整形，形成与发端一样的脉冲形状。

由图 5 - 29 和图 5 - 30 我们可以得到基带传输的再生中继系统的具体模型(简称基带传输系统模型)，如图 5 - 31 所示。

图 5 - 31 实质上就是图 5 - 7 所示的基带传输系统模型，只不过是更具体化了。

其中，$S(t)$ 为适合于信道传输的数字基带信号(HDB_3 码)。此图用一单个矩形脉冲("1"码)表示；图 5 - 7 中的形成滤波器在此就是码型变换器，传递函数为 $S(\omega)$，其作用是将信源(具体地说是信源编码器)产生的原始数字信号序列(占空比为 1 的单极性码)变换为适合于信道传输的 HDB_3 码；线路(信道)的传递函数为 $L(\omega)$；这里的均衡放大器(简称均放)相当于图 5 - 7 的接收滤波器，其传递函数为 $E(\omega)$，均放的输出波形 $R(t)$ 就是识别点或抽样判决点的波形，此时也叫均衡波形，其频谱为 $R(\omega)$。

图 5 - 31 所示基带传输系统的简化(也叫一般化模型)，见图 5 - 10，此外不再重画(为分析方便，用单位冲激脉冲序列近似表示信源产生的数字信号序列)。

图 5 - 31 中，从前一个中继器的输出端到下一个中继器输入端的识别点之间的总传递函数用 $T(\omega)$ 表示为：

$$T(\omega) = \frac{R(\omega)}{S(\omega)} = L(\omega) \cdot E(\omega)$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

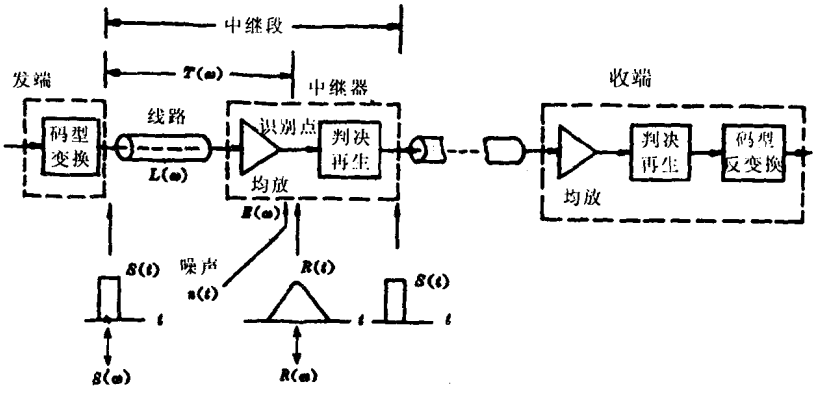


图 5－31 基带传输的再生中继系统模型

2. 再生中继系统的特点

再生中继系统中，由于每隔一定的距离加一再生中继器，所以它有以下两个特点：

(1) 无噪声积累

我们已知数字信号的在传输过程中会受到噪声的影响。噪声主要会导致信号幅度的失真。虽然模拟信号传送一定的距离后也要用增音设备对衰耗失真的信号加以放大，但噪声也会被放大，噪声的干扰无法去掉。因此随着通信距离的增加，噪声会积累。而数字通信中的中继传输系统，由于噪声干扰可以通过对信号的均衡放大、再生判决后去掉，所以理想的中继传输系统是不存在噪声积累的。

但是对再生中继系统来说会出现另一种积累，这就是下面要说的第二个特点。

(2) 有误码率的积累

所谓误码，就是指信息码在中继器再生判决过程中因存在各种干扰(码间干扰、噪声干扰等)，会导致判决电路的错误判决，即“1”码误判成“0”码，或“0”码误判成“1”码。这种误码现象无法消除，反而随通信距离增长而积累。因为各个再生中继器都有可能误码，通信距离越长，中继站也就越多，误码积累也越多。

第七节 眼 图

评价基带传输系统性能的一种定性而方便的方法是观察接收端的基带信号波形。如果将接收波形输入示波器的垂直放大器，把产生水平扫描的锯齿波周期与码元定时同步，则在示波器屏幕上可以观察到类似人眼的图案，称之为“眼图”。在二元码时，一个码元周期内只能观察到一只“眼睛”，三元码时可以看到两只“眼睛”，对于 M 元码则有 $(M-1)$ 只

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

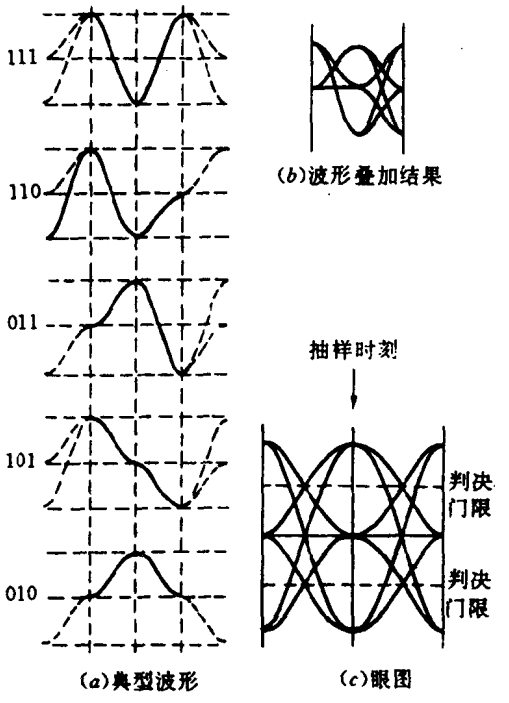


图 5－32　理想双极性三元码的波形及眼图

"眼睛"。满足无串扰条件的基带信号，由于在相邻抽样时刻的串扰恒为零，因而可以得到轮廓非常清晰的且在 M 个电平处会聚为一个点的眼图。如果不满足无串扰条件，则在抽样时刻的 M 个电平处不可能聚为一点，而呈发散状，从而"眼睛"中部的张开程度变小。"眼睛"的张开程度可以作为基带传输系统性能的一种度量，它不但反映串扰的大小，而且也可以反映信道噪声的影响。图 5－32 中画出理想三元码的波形及眼图，(a) 为 3 位码序列的若干种波形，(b) 为它们的叠加结果，(c) 为完整的眼图。图 5－33 表示有串扰双极性二元码的波形及眼图。图 5－34 给出三电平部分响应信号的眼图照片，(a) 为误码率等于零的情形，(b) 为误码率等于 10^{-3} 时的情形。

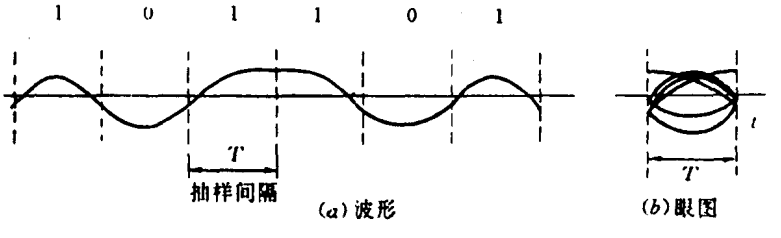


图 5－33　有串扰双极性二元码的波形及眼图

由上述例子可见，眼图为基带传输系统的性能提供了大量的信息。在一般情况下，眼

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

图 5 - 34 三电平部分响应信号的眼图

(a) 无误码;(b) 误码率为 10^{-3}

图可以用图 5 - 35 来表述:(1) 眼图张开部分的宽度决定了接收波形可以不受串扰影响而抽样、再生的时间间隔。显然,抽样的最佳时刻是"眼睛"张开最大的时刻;(2)"眼睛"在特定抽样时刻的张开高度决定了系统的噪声容限;(3)"眼睛"的闭合斜率决定了系统对抽样定时误差的敏感程度,斜率愈大则对定时误差愈敏感。

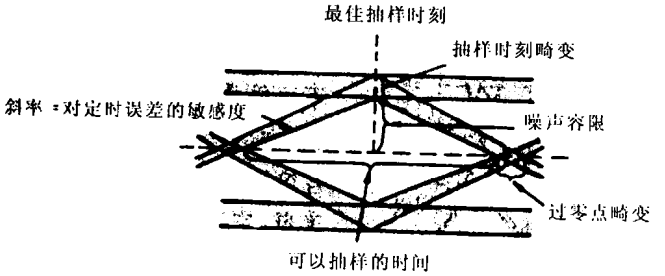


图 5 - 35 眼图的一般表述

当码间串扰十分严重时,"眼睛"会完全闭合起来,系统不可能无误工作。此时,必须对码间串扰进行校正才能正常工作。

第八节 均 衡

一个实际的基带传输系统不可能完全满足理想的波形传输无失真条件,因而串扰几乎是不可避免的。当串扰造成严重影响时,必须对整个系统的传递函数进行校正,使其接近无失真传输条件。这种校正可以采用串接一个滤波器的方法,以补偿整个系统的幅频和相频特性。这种校正是在频域进行的,称为频域均衡。如果校正在时域进行,即直接校正系统的冲激响应,则称为时域均衡。随着数字信号处理理论和超大规模集成电路的发展,时域均衡已成为如今高速数据传输中所使用的主要方法。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

一、时域均衡原理

目前时域均衡的最常用方法是在基带信号接收滤波器 $R(\omega)$(见图 5 - 10) 之后插入一个横向滤波器(或称横截滤波器),它由一条带抽头的延时线构成。抽头间隔等于码元周期,每个抽头的延时信号经加权送到一个相加电路汇总后输出,其形式与有限冲激响应滤波器(FIR) 相同,如图 5 - 36 所示。横向滤波器的相加输出经抽样送往判决电路。每个抽头的加权系数是可调的,设置为可以消除码间串扰的数值。假设有(2N + 1) 个抽头,加权系数分别为 $C_{-N}, C_{-N+1}, \cdots, C_N$。输入波形的抽样值序列为 $\{x_k\}$,输出波形的抽样值序列为 $\{y_k\}$,则有

$$y_k = \sum_{i=-N}^{N} C_i x_{k-i}, k = -2N, \cdots, 0, \cdots, +2N$$

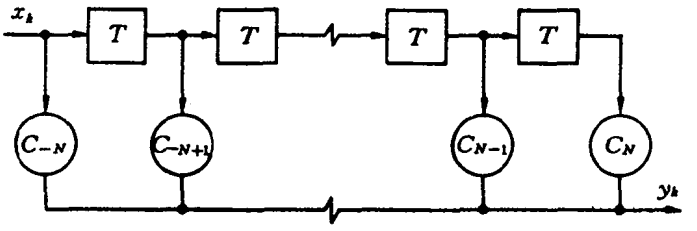


图 5 - 36　横向滤波器

输出序列可用矩阵进行计算。令

$$Y^T = [y_{-2N} \quad \cdots \quad y_0 \quad \cdots \quad y_{2N}]$$

$$C^T = [C_{-N} \quad \cdots \quad C_0 \quad \cdots \quad C_N]$$

$$X = \begin{bmatrix} x_{-N} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ x_{-N+1} & x_{-N} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ x_N & x_{N-1} & x_{N-2} & \cdots & x_{-N+1} & x_{-N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & x_N & x_{N-1} \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & x_N \end{bmatrix}$$

则式可表示为

$$Y = XC$$

例　已知均衡前的系统冲激响应如图 5 - 37 所示,$x_{-1} = \frac{1}{4}, x_0 = 1, x_1 = -\frac{1}{2}$。假设均衡器采用三抽头横向滤波器,抽头系数为 $C_{-1} = -\frac{1}{4}, C_0 = 1, C_1 = \frac{1}{2}$。由式可求得均衡

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

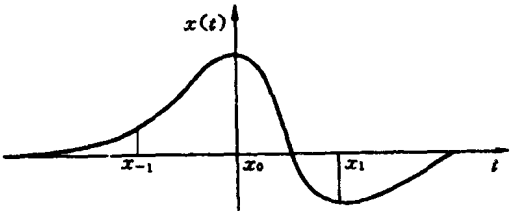


图5－37 例中均衡前波形

器输出序列为

$$Y = XC$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{1}{4} & 0 & 0 \\ 1 & \frac{1}{4} & 0 \\ -\frac{1}{2} & 1 & \frac{1}{4} \\ 0 & -\frac{1}{2} & 1 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{1}{4} \\ 1 \\ \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} -\frac{1}{16} & 0 & \frac{5}{4} & 0 & -\frac{1}{4} \end{pmatrix}$$

由上述结果可知，虽然邻近抽样点的码间串扰已校正为零，相隔稍远的抽样时刻却出现了新的串扰。其原因是横向滤波器的抽头数太少。尽管一般来说一个有限抽头的横向滤波器不可能完全消除码间串扰，但当抽头数较多时可以将串扰减小到相当小的程度。

二、均衡算法及实现

横向滤波器的特性完全取决于各抽头系数，而抽头系数的确定则依据均衡的效果。为此，首先要建立度量均衡效果的标准。通常采用的度量标准为峰值畸变和均方畸变。峰值畸变的定义是

$$D = \frac{1}{y_0} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} | y_k |$$

其物理意义是冲激响应的所有抽样时刻码间串扰绝对值之和与 $k = 0$ 时刻抽样值之比。码间串扰绝对值之和事实上反映了实际信息传输中某抽样时刻所受前后码元干扰的最大可能值，即峰值。显然，对于无码间串扰的冲激响应来说，$D = 0$。以峰值畸变为准则时，选择抽头系数的原则应当是使均衡后的冲激响应的 D 最小。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

理论分析证明[23]，如果均衡前的峰值畸变小于1(即眼图不闭合)，则均衡后的最小峰值畸变必定发生在使 $y_k = 0(k = \pm 1, \pm 2, \cdots, \pm N)$ 的情形。这里，认为横向滤波器的抽头数为 $2N+1$ 个。为了确定迫使码间串扰 y_k 为零时的抽头系数，需要解 $2N+1$ 个联立方程。自动求解联立方程的最准确和最便于实现的方法是迭代法。数学推导表明，峰值畸变 D 是抽头系数的凸函数，因此调整抽头系数的任何迭代技术都能使峰值畸变达到最小。基于迫使码间串扰为零的均衡算法称为迫零算法。

迫零算法的具体实现方案可以有多种。一种最简单的方法是预置式自动均衡，原理方框图如图5－38所示。在预置式自动均衡器中，在传输实际信息前先发送低重复频率的单脉冲信号，按照均衡输出冲激响应中各抽样值的正、负极性(y_0 除外)，以反极性方向在原抽头系数上加一个固定的增量，即增、减抽头系数一次。y_k 为正极性时，相应的 C_k 减小一个增量，反之亦然。为了快速调整，通常对 $2N+1$ 个抽头系数同时进行调整。控制电路的作用就是根据每次对码间串扰的判决结果，对抽头系数的增、减进行控制。可以预计，这种迭代法所能达到的均衡精度与增量大小有关，增量愈小精度愈高，但收敛时间就愈长。

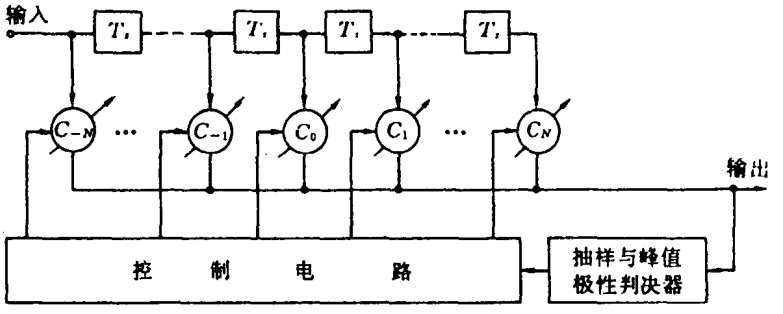


图5－38　预置式自动均衡器

在实际系统中，有时不允许在传输信息之前先进行预置式调整，即使允许预置式调整也不能保证信道在传输期间一成不变。为了在传输信息期间，利用包含在信号中的码间串扰信息自动调整抽头系数，就必须采用自适应均衡。自适应均衡时，不能直接采用各抽样值的极性作为控制信息，而必须从抽样值中提取误差信息(即偏离正常幅度取值的部分)，用统计的方法确定误差的正、负极性，然后控制抽头系数的调整方向。不难理解，在采用迫零算法的自适应均衡中，如果初始眼图是闭合的，则误差信息就会发生错误，从而抽头系数调整也会产生错误，这可能导致均衡过程不收敛。

图5－39为三个抽头的自适应均衡器的原理方框图。图中并－串转换为 $\log_2 M$ 位，M 为发送信号的电平数，而 A/D 变换器则为 $n = \log_2 M + 1$ 位。A/D 变换器的第一位输出码表示抽样值的极性，第 n 位则反映了误差信息。信号极性经移位寄存器与误差的极性用模2和求相关后送入可逆计数器进行统计，当可逆计数器溢出或退尽时控制抽头系数的增、

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

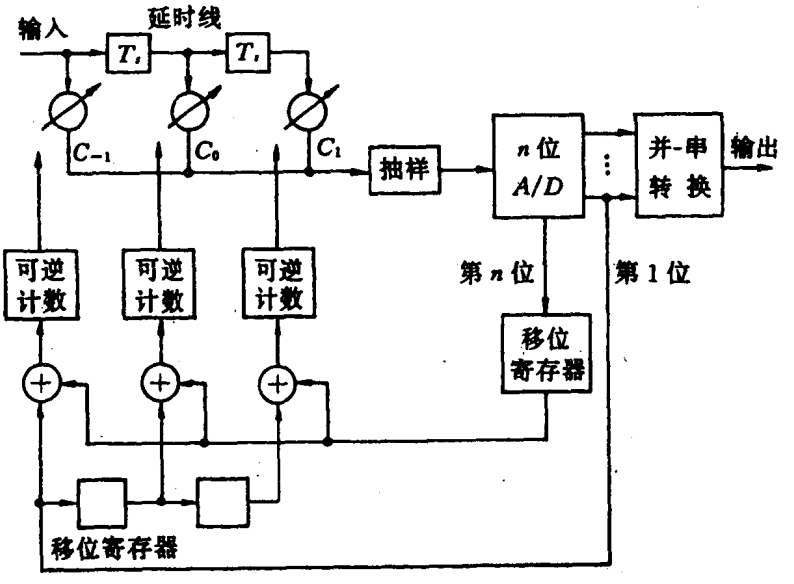


图 5－39 迫零算法自适应均衡器

减。图中所示为四电平的系统。

度量均衡效果的另一个标准为均方畸变，它的定义是

$$e^2 = \frac{1}{y_0}\sum_{\substack{k=-\infty \\ k\neq 0}}^{\infty} y_k^2$$

这里 y_k 为均衡后冲激响应的抽样值。在自适应均衡时，均衡器的输出波形不再是单脉冲冲激响应，而是实际的数据信号，此时误差信号为

$$e_k = y_k - \delta_k$$

这里，δ_k 为发送的幅度电平。均方畸变定义为

$$\overline{e^2} = \sum_{k=-N}^{N}(y_k - \delta_k)^2$$

这里，$\overline{e^2}$ 表示均方误差的时间平均。

以最小均方畸变为准则时，均衡器应调整它的各抽头系数，使它们满足

$$\frac{\partial \overline{e^2}}{\partial C_i} = 0, \quad i = \pm 1, \pm 2, \cdots, \pm N$$

由式得

$$\frac{\partial \overline{e^2}}{\partial C_i} = 2\sum_{k=-N}^{N}(y_k - \delta_k)\frac{\partial y_k}{\partial C_i}$$

将式代入式可得

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$\frac{\partial \overline{e^2}}{\partial C_i} = 2\sum_{k=-N}^{N} e_k x_{k-i}, i = \pm 1, \pm 2, \cdots, \pm N$$

由上式可知，当误差信号与输入抽样值的互相关为零时，抽头系数为最佳值。与迫零算法时相同，在最小均方误差算法中抽头系数的调整过程也可以采用迭代的方法，在每个抽样时刻抽头系数可以刷新一次，增或减一个步长。最小均方畸变算法可以用于预置式均衡器，也可以用于自适应均衡器。图 5－40 给出一个三抽头最小均方畸变算法的自适应均衡器原理方框图，图中可逆计数器用作统计平均。

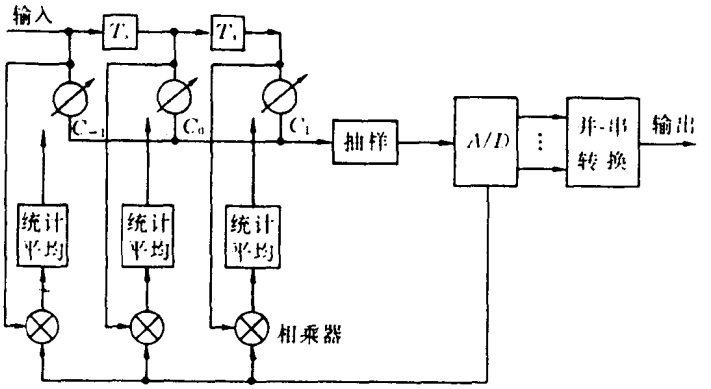


图 5－40　最小均方畸变算法自适应均衡器

理论分析和实验表明，最小均方误差算法比最小峰值畸变算法（即迫零算法）的收敛性好，调整时间短。

在实际系统中预置式均衡器常常与自适应均衡器混合使用。这是因为在上述自适应均衡器中误差信号是在有串扰和噪声情形下得到的，这在恶劣信道时会使收敛性变坏。作为一种解决办法，可以先进行预置式均衡，然后转入自适应均衡。预置式均衡可以采用已知的训练序列。整个均衡器方框图如图 5－41 所示。

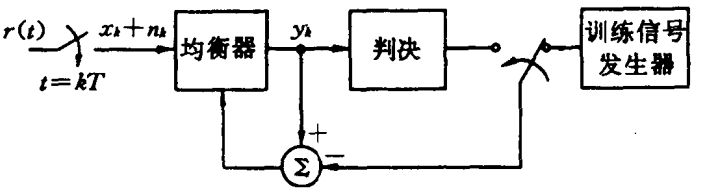


图 5－41　带预置均衡的自适应均衡器

上述自适应均衡器技术是基于采用线性滤波器（横向滤波器是一种线性滤波器）基础上的，误差信号的估值用直接判决的方法得到。为了进一步改善性能，可以采用非线性滤波器技术，即判决反馈均衡器（DFE）。在图 5－42 判决反馈均衡器中，一个横向滤波器用于线性的前向滤波处理，其判决结果反馈给另一个横向滤波器。如果前面的判决是正确的，则反馈均衡器就能消除由前面码元所造成的串扰。反馈均衡器的抽头系数由包括前向均衡器所造成的信道冲

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

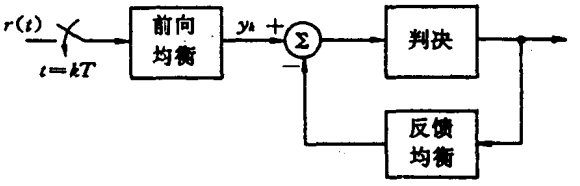


图 5－42 判决反馈均衡器

激响应拖尾所决定。不难理解，只要误码率小于 1/2，原则上就能保证收敛性。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第六章　数字信号的载波传输技术

数字基带信号的功率谱从零频开始而且集中在低频段，因此只适合在低通型信道中传输。但常见的实际信道是带通型的，例如各个频段的无线信道、限定频率范围的同轴电缆等。为了使数字信息在带通信道中传输，必须用数字基带信号对载波进行调制，使基带信号的功率谱搬移到较高的载波频率上。这种调制称为数字调制，相应的传输方式称为数字信号的调制传输。

和模拟调制相似，数字调制所用的载波一般也是连续的正(余弦)信号，但调制信号则为数字基带信号。由于数字信息是离散的，所以调制后的载波参量只具有几个有限数值。数字调制的过程就像用数字信息去控制开关一样，从几个具有不同参量的独立振荡源中选择参量，所以把数字调制称为“键控”。和模拟调制中的幅度调制、频率调制和相位调制相对应，数字调制的三种基本方式为幅度键控(ASK)、频移键控(FSK)和相位键控(PSK)。

第一节　二进制数字调制

数字调制最简单的情况是二进制调制，即调制信号是二进制数字信号。在二进制数字调制中，载波的幅度、频率或相位只有两种变化状态。

一、二进制幅度键控(2ASK)

在幅度键控中载波幅度随着调制信号而变化，也就是载波的幅度随着数字信号 1 和 0 在两个电平之间转换。二进制幅度键控中最简单的形式称为通-断键控(OOK)，即载波在数字信号 1 或 0 的控制下通或断。OOK 信号的时域表达式为

$$s_{OOK}(t) = a_n A\cos\omega_c t$$

这里，A 为载波幅度，ω_c 为载波频率，a_n 为二进制数字信息，a_n 可表示为

$$a_n = \begin{cases} 1, & \text{出现概率为 } P \\ 0, & \text{出现概率为 } 1-P \end{cases}$$

OOK 信号的典型波形如图 6 - 1 所示。

在一般情况下，调制信号是具有一定波形形状的二进制脉冲序列，可表示为

$$B(t) = \sum_n a_n g(t - nT_s)$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

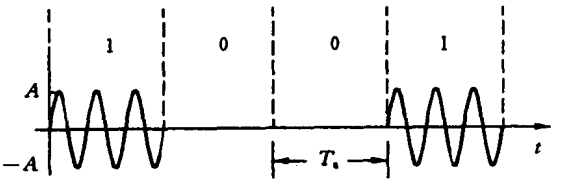


图 6－1 OOK 信号的波形

这里，T_s 为调制信号间隔，$g(t)$ 为单个脉冲信号的时间波形，a_n 为式表示的二进制数字信息。二进制幅度键控信号的一般时域表达式为

$$S_{ASK}(t) = \left[\sum_n a_n g(t - nT_s)\right]\cos\omega_c t$$

此式为双边带调幅信号的时域表达式，它说明 2ASK 信号是双边带调幅信号。

若二进制序列的功率谱密度为 $P_B(\omega)$，2ASK 信号的功率谱密度为 $P_{ASK}(\omega)$，则有

$$P_{ASK}(\omega) = \frac{1}{4}[P_B(\omega + \omega_c) + P_B(\omega - \omega_c)]$$

可知，幅度键控信号的功率谱是基带信号功率谱的线性搬移，其频谱宽度是二进制基带信号的两倍。图 6－2 给出 OOK 信号的功率谱示意图，由于基带信号是矩形波，所以从理论上来说这种信号的频谱宽度为无穷大。以载波 ω_c 为中心频率，在功率谱密度的第一对过零点之间集中了信号的主要功率，因此通常取第一对过零点的带宽作为传输带宽，称之为谱零点带宽。由图 6－2 可知，OOK 信号的谱零点带宽 $B_s = 2f_s$，f_s 为基带信号的谱零点带宽，在数量上与基带信号的码元速率 R_s 相同。这说明 OOK 信号的传输带宽是码元速率的 2 倍。

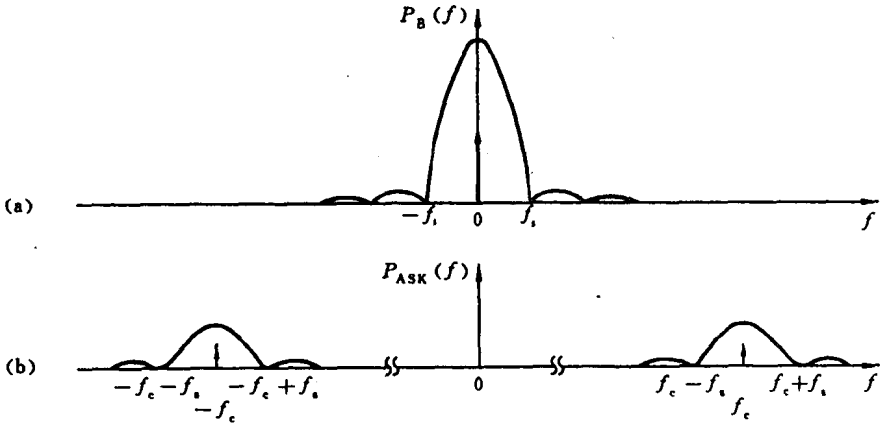


图 6－2 OOK 信号的功率谱

(a) 基带信号功率谱；(b) 已调信号功率谱

为了限制频带可以采用限带信号作为基带信号。图 6－3 给出基带信号为升余弦滚降信号时 2ASK 信号的功率谱密度示意图。

二进制幅度键控的调制器可以用一个相乘器来实现，如图 6－4 所示。对于 OOK 信号

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

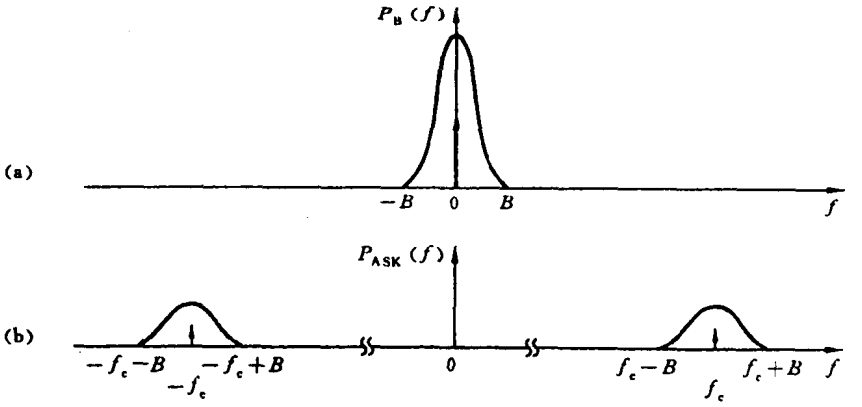


图 6－3　升余弦滚降基带信号的 2ASK 信号功率谱

(a) 基带信号功率谱；(b) 已调信号功率谱

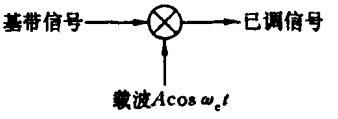


图 6－4　2ASK 调制器

来说，相乘器可用一个开关电路来代替。

和模拟常规调幅信号的解调一样，2ASK 信号也有包络检波和相干解调两种方式。相应地，两种解调器的方框图如图 6－5 所示。由于被传输的是数字信号 1 和 0，因此在每个码元间隔内，对低通滤波器的输出还要经抽样判决电路作出一次判决。相干解调需要在接收端产生一个本地的相干载波，由于设备复杂所以在 ASK 系统中很少使用。

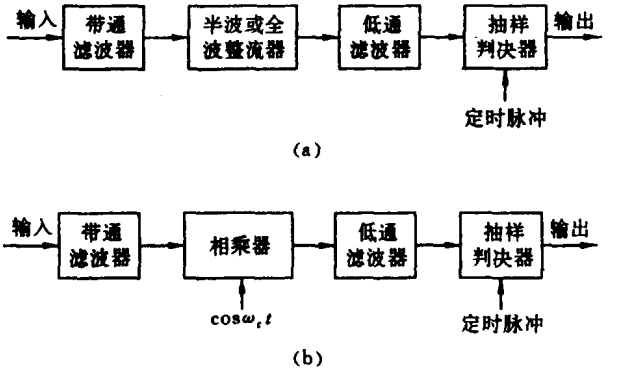


图 6－5　2ASK 信号的解调器

(a) 包络检波；(b) 相干解调

二、二进制频移键控(2FSK)

频移键控是利用载波的频率变化来传递数字信息。在二进制情况下，1 对应于载波频率 f_1，0 对应于载波频率 f_2。二进制频移键控如同两个不同频率交替发送的 ASK 信号，因

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

此已调信号的时域表达式为

$$S_{2FSK}(t) = \left[\sum_n a_n g(t - nT_s)\right]\cos\omega_1 t + \left[\sum_n \overline{a_n} g(t - nT_s)\right]\cos\omega_2 t$$

这里，$\omega_1 = 2\pi f_1$，$\omega_2 = 2\pi f_2$，$\overline{a_n}$ 是 a_n 的反码，a_n 和 $\overline{a_n}$ 可表示为

$$a_n = \begin{cases} 0, & \text{概率为 } P \\ 1, & \text{概率为 } 1 - P \end{cases} \qquad \overline{a_n} = \begin{cases} 1, \text{概率为 } P \\ 0, \text{概率为 } 1 - P \end{cases}$$

在最简单也是最常用的情况下，$g(t)$ 为单个矩形脉冲。2FSK 信号的波形如图 6 - 6(a) 所示，该波形可分解为图(b) 和图(c) 所示的波形。

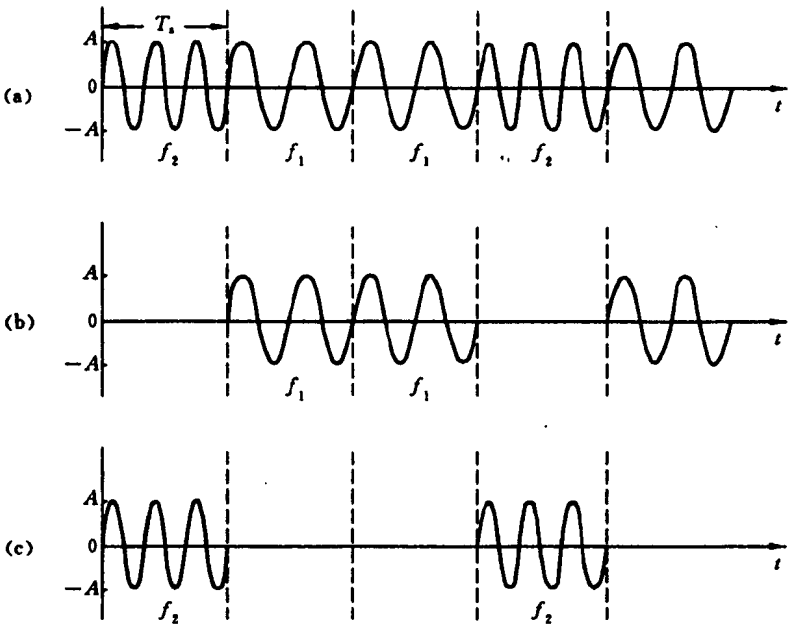


图 6 - 6 2FSK 信号的波形及分解

二进制频移键控信号可以看成是两个不同载频的 ASK 信号之和，2FSK 信号还可以表示为

$$S_{2FSK}(t) = \begin{cases} s_1(t) = A\cos 2\pi f_1 \\ s_2(t) = A\cos 2\pi f_2 \end{cases}$$

设两个载频的中心频率为 f_c，频差为 Δf，即

$$f_c = (f_1 + f_2)/2$$
$$\Delta f = f_2 - f_1$$

定义调制指数(或频移指数) h 为

$$h = \frac{f_2 - f_1}{R_s} = \frac{\Delta f}{R_s}$$

式中 R_s 是数字基带信号的速率。图 6 - 7 给出了 $h = 0.5$，$h = 0.7$，$h = 1.5$ 时 2FSK 信号的功率谱示意图。功率谱以 f_c 为中心对称分布。在 Δf 较小时功率谱为单峰。随着 Δf 的增

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

大，f_1 和 f_2 之间的距离增大，功率谱出现了双峰，这时的频带宽度可近似表示为

$$B_{2FSK} \approx 2B_B + |f_2 - f_1|$$

式中 B_B 为基带信号的带宽。

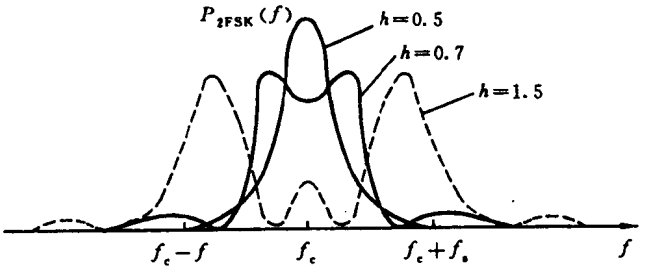


图 6－7　2FSK 信号的功率谱

在 FSK 信号中，当载波频率发生变化时，载波的相位一般来说是不连续的，这种信号称为相位不连续的 FSK 信号。相位不连续的 FSK 信号通常用频率选择法产生，方框图如图 6－8 所示，两个独立的振荡器作为两个频率的载波发生器，它们受控于输入的二进制信号。二进制信号通过两个门电路，控制其中一个载波信号通过。

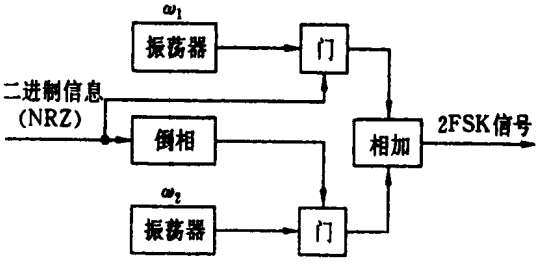


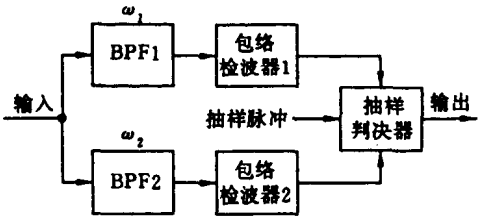
图 6－8　2FSK 信号调制器

2FSK 信号的解调也有非相干和相干两种。FSK 信号可以看作是用两个频率源交替传输得到的，所以 FSK 接收机由两个并联的 ASK 接收机组成。图 6－9 示出非相干 FSK 和相干 FSK 接收机方框图，其原理和 ASK 信号的解调相同。

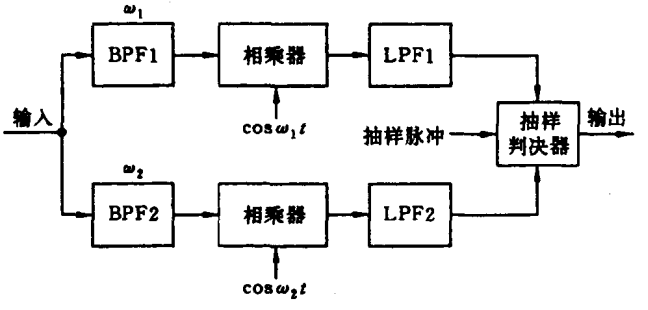
2FSK 信号还有其它的解调方法，其中过零检测法是一种常用而简便的解调方法。2FSK 信号的过零点数随不同载频而异，因而检测出过零点数就可以得到载频的差异，进一步得到调制信号的信息。过零检测法的原理框图及各点波形如图 6－10 所示。FSK 信号经限幅、微分、整流后形成与频率变化相对应的脉冲序列，由此再形成相同宽度的矩形波。此矩形波的低频分量与数字信号相对应，由低通滤波器滤出低频分量，然后经抽样判决，即可得到原始的数字调制信号。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网



(a)



(b)

图 6－9 2FSK 接收机方框图

(a) 非相干解调；(b) 相干解调

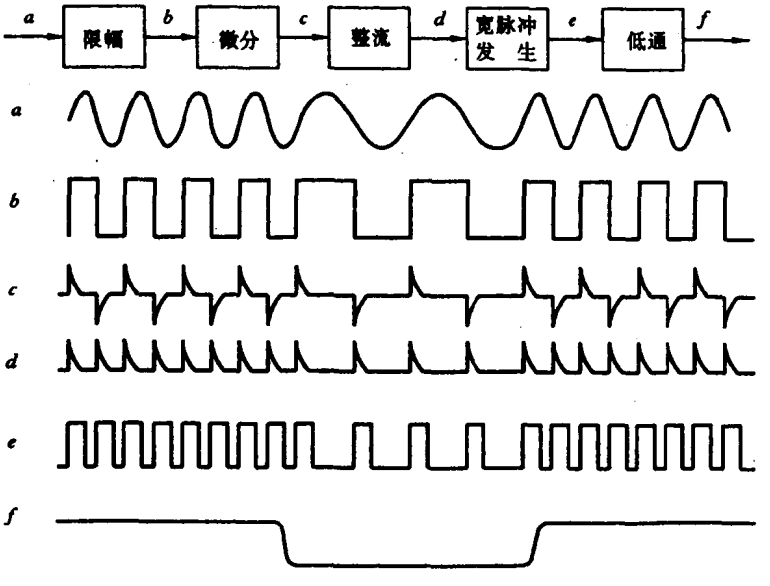


图 6－10 2FSK 信号的过零检测法

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

三、二进制相移键控(2PSK)

二进制相移键控(2PSK)是用二进制数字信号控制载波的两个相位，这两个相位通常相隔 π rad，例如用相位0和 π 分别表示1和0，所以这种调制又称二相相移键控(BPSK)。二进制相移键控信号的时域表达式为

$$S_{2PSK}(t) = \left[\sum_n a_n g(t - nT_s)\right]\cos\omega_c t$$

这里的 a_n 为双极性数字信号，即

$$a_n = \begin{cases} +1, & \text{概率为 } P \\ -1, & \text{概率为 } 1-P \end{cases}$$

如果 $g(t)$ 是幅度为1宽度为 T_s 的矩形脉冲，则2PSK信号可表示为

$$S_{2PSK}(t) = \pm\cos\omega_c t$$

当数字信号的传输速率 $R_s = 1/T_s$ 与载波频率间有整数倍关系时，2PSK信号的典型波形如图6－11所示。

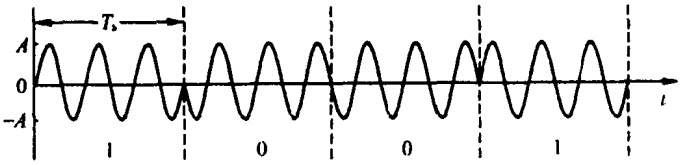


图6－11　2PSK信号的典型波形

将式(6－13)所示的2PSK信号与式所示的2ASK信号相比较，它们的表达式在形式上是相同的，其区别在于，2PSK信号是双极性脉冲序列的双边带调制，而2ASK信号是单极性脉冲序列的双边带调制。由于双极性脉冲序列没有直流分量，所以2PSK信号是抑制载波的双边带调制。这样，2PSK信号的功率谱与2ASK信号的功率谱相同，只是少了一个离散的载波分量。

2PSK调制器可以采用相乘器，也可以采用相位选择器，如图6－12所示。

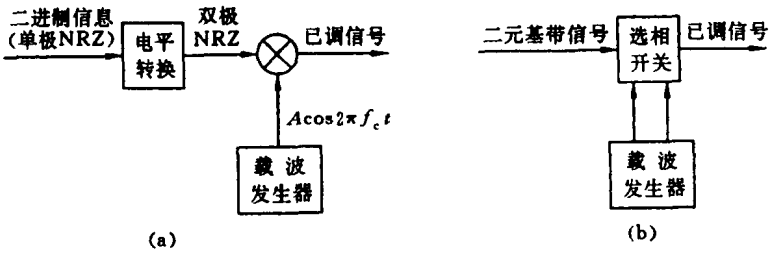


图6－12　2PSK调制器

(a) 相乘法；(b) 相位选择法

由于PSK信号的功率谱中无载波分量，所以必须采用相干解调的方式。在相干解调中，如何得到同频同相的本地载波是个关键问题。只有对PSK信号进行非线性变换，才能产生载波分量。常用的载波恢复电路有两种，一种是图6－13(a)所示的平方环电路，另一

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

种是图 6 - 13(b) 所示的科斯塔斯(Costas) 环电路。

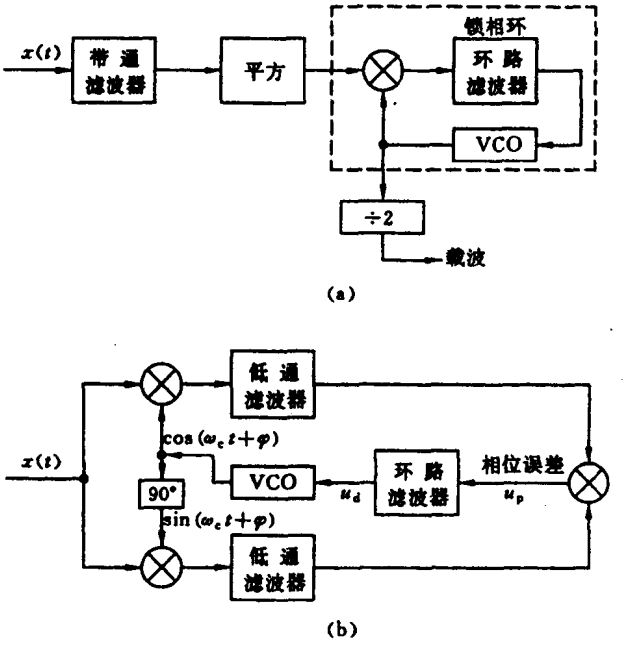


图 6 - 13 载波恢复电路

(a) 平方环;(b) 科斯塔斯环

在以上两种锁相环中,设压控振荡器 VCO 输出载波与调制载波之间的相位差为 $\Delta\varphi$。经分析可知,在 $\Delta\varphi = n\pi$(n 为任意整数)时 VCO 都处于稳定状态。这就是说,经 VCO 恢复出来的本地载波与所需要的相干载波可能同相,也可能反相。这种相位关系的不确定性,称为 0,π 相位模糊度。用锁相环从抑制载波的 PSK 信号中恢复载波,这是不可避免的共同问题。

2PSK 相干解调器如图 6 - 14 所示。

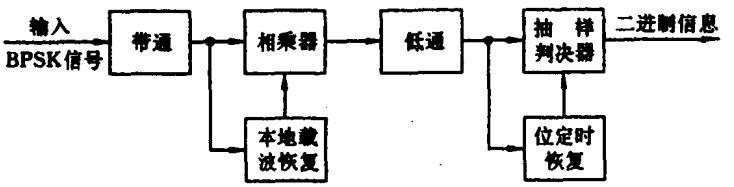


图 6 - 14 2PSK 相干解调器

2PSK 信号的调制和解调过程可列表如下:

信码 a_n	1	0	1	1	0	1	0	0	1	1	1
码元相位 φ	0	π	0	0	π	0	π	π	0	0	0
本地载波相位 φ_1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
本地载波相位 φ_2	π	π	π	π	π	π	π	π	π	π	π
$[\varphi \cdot \varphi_1]$ 极性	+	−	+	+	−	+	−	−	+	+	+

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$[\varphi \cdot \varphi_2]$ 极性	−	+	−	−	+	−	+	+	−	−	−
a_{n1}	1	0	1	1	0	1	0	0	1	1	1
a_{n2}	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0	0

其中码元相位表示码元所对应的PSK信号的相位，$[\varphi \cdot \varphi_1]$和$[\varphi \cdot \varphi_2]$表示相位为$\varphi$的PSK信号分别与相位为$\varphi_1$和$\varphi_2$的本地载波相乘。这样我们看到，本地载波相位的不确定性造成了解调后的数字信号可能极性完全相反，形成1和0的倒置。这对于数字信号的传输来说当然是不能允许的。

为了克服相位模糊度对相干解调的影响，通常要采用差分相移键控的方法。

四、二进制差分相移键控(2DPSK)

由于它是利用载波相位的绝对数值传送数字信息，因而又称为绝对调相。利用载波相位的相对数值也同样可以传送数字信息。由于这种方法是用前后码元的载波相位相对变化传送数字信息，所以又称为相对调相。

相对调相信号的产生过程是，首先对数字基带信号进行差分编码，即由绝对码变为相对码(差分码)，然后再进行绝对调相。基于这种形成过程，二相相对调相信号称为二进制差分相移键控信号，记作2DPSK。2DPSK调制器方框图及波形如图6－15所示。

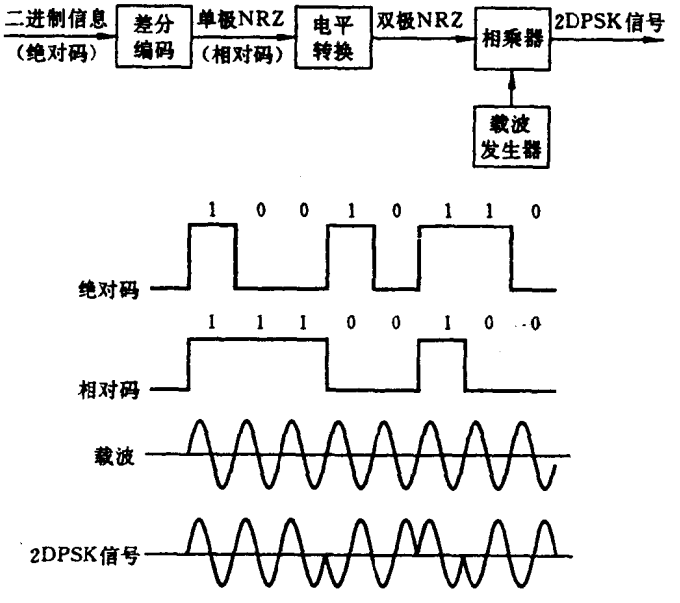


图6－15　2DPSK调制器及波形

差分码可取传号差分码或空号差分码。传号差分码的编码规则为

$$b_n = a_n \oplus b_{n-1}$$

式中$\oplus$为模2加，b_{n-1}为b_n的前一个码元，最初的b_{n-1}可任意设定。由已调信号的波形可知，在使用传号差分码的条件下，载波相位遇1变而遇0不变，载波相位的这种相对变化就

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

携带了数字信息。

对 DPSK 信号也要进行相干解调。由于本地载波相位模糊度的影响，解调得到的相对码 $\hat{b}_n$ 也是 1 和 0 倒置的，但由相对码恢复为绝对码时，要进行以下规则的差分译码：

$$\hat{a}_n = \hat{b}_n \oplus \hat{b}_{n-1}$$

$\hat{b}_{n-1}$ 是 $\hat{b}_n$ 的前一个码元，这样得到的绝对码不会发生任何倒置的现象。DPSK 信号的相干解调之所以能克服载波相位模糊的问题，就是因为数字信息是用载波相位的相对变化来表示的。2DPSK 的相干解调器和各点波形如图 6 - 16 所示。

2DPSK 信号的调制和解调过程列表如下：

绝对码 a_n		1	0	1	1	0	1	0	0	1	1	1
差分码 b_n	1*	0	0	1	0	0	1	1	1	0	1	0
码元相应 φ	0	π	π	0	π	π	0	0	0	π	0	π
载波相应 φ_1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
载波相位 φ_2	π	π	π	π	π	π	π	π	π	π	π	π
$[\varphi \cdot \varphi_1]$ 极性	+	−	−	+	−	−	+	+	+	−	+	−
$[\varphi \cdot \varphi_2]$ 极性	−	+	+	−	+	+	−	−	−	+	−	+
$\hat{b}_{n1}$	1	0	0	1	0	0	1	1	1	0	1	0
$\hat{b}_{n2}$	0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	0	1
$\hat{a}_n$		1	0	1	1	0	1	0	0	1	1	1

DPSK 信号的另一种解调方法是差分相干解调，其方框图和波形图如图 6 - 17 所示。用这种方法解调时不需要恢复本地载波，只需由收到的信号单独完成。将 DPSK 信号延时一个码元间隔 T_s，然后与 DPSK 信号本身相乘。相乘器起相位比较的作用，相乘结果经低通滤波后再抽样判决，即可恢复出原始数字信息。差分相干解调又称延迟解调，只有 DPSK

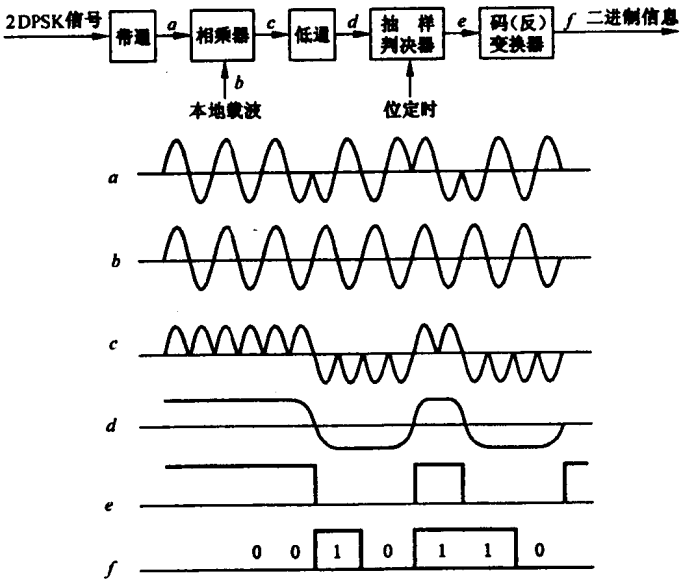


图 6 - 16 2DPSK 相干解调器及各点波形

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

信号才能采用这种方法解调。

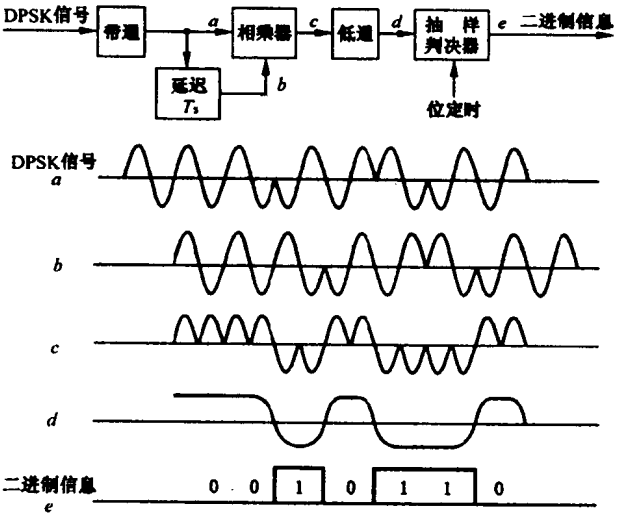


图 6－17　2DPSK 差分相干解调器及各点波形

2DPSK 信号的调制和延迟解调过程同样可列表如下：

绝对码 a_n		1	0	1	1	0	1	0	0	1	1	1
差分码 b_n	0*	1	1	0	1	1	0	0	0	1	0	1
码元相位 φ	π	0	0	π	0	0	π	π	π	0	π	0
延迟码元相位 φ_D		π	0	0	π	0	0	π	π	π	0	π
$[\varphi \cdot \varphi_D]$ 极性		−	+	−	−	+	−	+	+	−	−	−
绝对码 $\hat{a}_n$		1	0	1	1	0	1	0	0	1	1	1

差分相干解调不需要相干载波，而且在其它方面的性能也优于采用相干解调的绝对调相，但在抗噪声能力方面略有损失。

由于二进制移相键控系统在抗噪声性能及信道频带利用率等方面比二进制 FSK 及 OOK 的优越（下面即将分析），因而被广泛应用于数字通信中。考虑到 2PSK 方式有倒 π 现象，故它的改进型 2DPSK 受到重视。目前，在话带内以中速传输数据时，2DPSK 是 CCITT 建议选用的一种数字调制方式。

第二节　二进制数字调制系统的抗噪声性能

以上我们较详细地讨论了二进制数字调制系统的原理。本节将分别讨论二进制振幅键控、移频键控及移相键控系统的抗噪声性能。

通信系统的抗噪声性能是指系统克服加性噪声影响的能力。在数字通信中，信道加性噪声有可能使传输码元产生错误。错误程度通常用误码率（或称码元错误概率）来衡量。因此，与数字基带传输系统一样，分析数字调制系统的抗噪声性能，也就是要找出系统由

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

加性噪声产生的总误码率。

一、通断键控(OOK)系统的抗噪声性能

二进制振幅键控的应用虽然不像移频键控和移相键控那样广泛,但由于它的抗噪声性能分析方法具有普遍意义,因此,我们首先讨论二进制振幅键控系统的抗噪声性能。

由于信道加性噪声被认为只对信号的接收产生影响,故分析系统的抗噪声性能也只要考虑接收部分。同时认为这里的信道加性噪声既包括实际信道中的噪声,也包括接收设备噪声折算到信道中的等效噪声。

对于二进制振幅键控系统,在一个码元的持续时间内其发送端输出的波形 $s_T(t)$ 可以表示为

$$s_T(t) = \begin{cases} u_T(t) & \text{发送“1”时} \\ 0 & \text{发送“0”时} \end{cases}$$

其中

$$u_T(t) = \begin{cases} A\cos\omega_c t & 0 < t < T_s \\ 0 & \text{其他 } t \end{cases}$$

式中 T_s 为二进制码元的宽度。显然,在每一段时间$(0, T_s)$内观察,接收端的输入波形必可表示成

$$y_i(t) = \begin{cases} u_i(t) + n_i(t) & \text{发送“1”时} \\ n_i(t) & \text{发送“0”时} \end{cases}$$

式中,$u_i(t)$为 $u_T(t)$ 经传输后的波形。为简明起见,我们认为发送信号经传输后除有固定衰耗外未受到畸变,则式中 $u_i(t)$ 即可写成

$$u_i(t) = \begin{cases} a\cos\omega_c t & 0 < t < T_s \\ 0 & \text{其他 } t \end{cases}$$

而 $n_i(t)$ 为加性高斯白噪声。

带通滤波器恰好使信号完整地通过,则它的输出波形 $y(t)$ 由式为

$$y(t) = \begin{cases} u_i(t) + n(t) & \text{发送“1”时} \\ n(t) & \text{发送“0”时} \end{cases}$$

式中 $n(t)$ 为高斯白噪声通过带通滤波器后的噪声。根据第 2 章的讨论,$n(t)$ 便是一个窄带高斯过程,且它可表示为

$$n(t) = n_c(t)\cos\omega_c t - n_s(t)\sin\omega_c t$$

于是

$$y(t) = \begin{cases} a\cos\omega_c t + n_c(t)\cos\omega_c t - n_s(t)\sin\omega_c t & \text{发送“1”时} \\ n_c(t)\cos\omega_c t - n_s(t)\sin\omega_c t & \text{发送“0”时} \end{cases}$$

即

$$y(t) = \begin{cases} [a + n_c(t)]\cos\omega_c t - n_s(t)\sin\omega_c t & \text{发送“1”时} \\ n_c(t)\cos\omega_c t - n_s(t)\sin\omega_c t & \text{发送“0”时} \end{cases}$$

下面我们将分别讨论包络检波法和同步检测法的性能。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

1. 包络检波法的系统性能

若发送"1"码，则在$(0, T_s)$内，带通滤波器输出的包络为

$$V(t) = \sqrt{[a + n_c(t)]^2 + n_s^2(t)}$$

若发送"0"码，则带通的输出包络为

$$V(t) = \sqrt{n_c^2(t) + n_s^2(t)}$$

给出的包络函数，其一维概率密度函数服从广义瑞利分布；而给出的包络函数，其一维概率密度函数服从瑞利分布。因此，它们的概率密度分别可表示为

$$f_1(V) = \frac{V}{\sigma_n^2} I_0\left(\frac{aV}{\sigma_n^2}\right) e^{-(V^2+a^2)/2\sigma_n^2}$$

$$f_0(V) = \frac{V}{\sigma_n^2} e^{-V^2/2\sigma_n^2}$$

式中，σ_n^2为$n(t)$的方差。

显然，波形$y(t)$经包络检波器及低通滤波器后的输出由式决定。因此，再经抽样判决后即可确定接收码元是"1"还是"0"。我们可规定，倘若$V(t)$的抽样值$V > b$，则判为"是1码"；若$V \leqslant b$，则判为"是0码"。显然，我们选择什么样的门限电压b与判决的正确程度（或错误程度）密切相关。选定的b值不同，得到的误码率也不同。这一点可从下面的分析中清楚地看到。

(1) 当发送的码元为"1"时，错误接收的概率即是包络值V小于或等于b的概率，即

$$P_{e_1} = P(V \leqslant b) = \int_0^b f_1(V)\mathrm{d}V = 1 - \int_b^\infty f_1(V)\mathrm{d}V =$$

$$1 - \int_b^\infty \frac{V}{\sigma_n^2} I_0\left(\frac{aV}{\sigma_n^2}\right) e^{-(V^2+a^2)/2\sigma_n^2}\mathrm{d}V$$

上式中的积分值可以用Q函数（Marcum$Q$函数）计算，该函数定义为

$$Q(\alpha, \beta) = \int_\beta^\infty t I_0(\alpha t) e^{-(t^2+\alpha^2)/2}\mathrm{d}t$$

令上式中

$$\alpha = \frac{a}{\sigma_n}, \beta = \frac{b}{\sigma_n}, t = \frac{V}{\sigma_n}$$

则可以写成

$$P_{e1} = 1 - Q\left(\frac{a}{\sigma_n}, \frac{b}{\sigma_n}\right)$$

因为带通滤波器的输出信噪比为$a^2/2\sigma_n^2$，而b/σ_n可称为归一化门限值（记为b_0），故式又可表示为

$$P_{e1} = 1 - Q(\sqrt{2r}, b_0)$$

式中，$r = a^2/2\sigma_n^2$（信噪比）。

(2) 同理，当发送"0"时，错误接收概率为噪声电压的包络抽样值超过门限b的概率，即

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$P_{e2} = P(V > b) = \int_b^{\infty} f_0(V)\mathrm{d}V = \int_b^{\infty} \frac{V}{\sigma_n^2}\mathrm{e}^{-V^2/2\sigma_n^2}\mathrm{d}V = \mathrm{e}^{-b^2/2\sigma_n^2} = \mathrm{e}^{-b_0^2/2}$$

假设发送“1”码的概率为 $P(1)$，发送“0”码的概率为 $P(0)$，则系统的总误码率 P_e 为

$$P_e = P(1)P_{e1} + P(0)P_{e2} = P(1)\left[1 - Q(\sqrt{2r}, b_0)\right] + P(0)\mathrm{e}^{-b_0^2/2}$$

假如 $P(1) = P(0)$，则有

$$P_e = \frac{1}{2}\left[1 - Q(\sqrt{2r}, b_0)\right] + \frac{1}{2}\mathrm{e}^{-b_0^2/2}$$

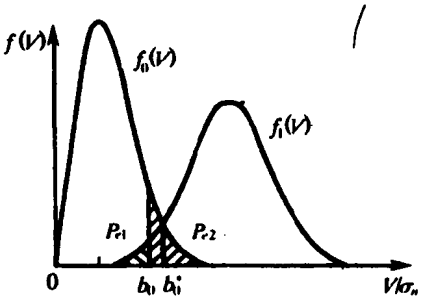


图 6－18 包络检波时误码率的几何表示

由此可见，包络检波法的系统误码率取决于系统输入信噪比和归一化门限值。下面我们对式中的关系做些必要的讨论。首先，我们看到式决定的误码率 P_e 即为图6－18所示的两块阴影面积之和的一半。设图中两条概率密度曲线 $f_1(V)$ 及 $f_0(V)$ 相交于 b_0^*，并令在该门限值下的 P_{e_1} 记为 $P_{e_1}^*$，P_{e_2} 记为 $P_{e_2}^*$，那么，若 $b_0 < b_0^*$，则有 $P_{e_1}^* > P_{e_1}$，而 $P_{e_2}^* < P_{e_2}$；若 $b_0 > b_0^*$，则有 $P_{e_1}^* < P_{e_1}$，而 $P_{e_2}^* > P_{e_2}$。这说明当 b_0 大于或小于 b_0^* 时将会导致 P_{e_1} 或 P_{e_2} 的一个增大而另一个减小，这是符合实际的。但我们从图中发现，因为总误码率 P_e 是由 P_{e_1} 和 P_{e_2} 的相应阴影面积相加而成的，而任何 $b_0 \neq b_0^*$ 时的两个阴影面积总是包含 $b_0 = b_0^*$ 时的两个阴影面积，因此，只有当 $b_0 = b_0^*$ 时，两个阴影面积的总和才是最小的。这就意味着，当门限值选择等于 b_0^* 时，系统将有最小的误码率。这个门限就称为最佳门限。

最佳门限值 V^* 可以由下列方程式确定

$$f_1(V^*) = f_0(V^*)$$

这是根据最佳门限值在两曲线的相交处而得到的，其中 V^* 即为 $b_0^*\sigma_n$。

$$r = \frac{a^2}{2\sigma_n^2} = \ln I_0\left(\frac{aV^*}{\sigma_n^2}\right)$$

在大信噪比（$r \gg 1$）条件下，上式变为

$$\frac{a^2}{2\sigma_n^2} = \frac{aV^*}{\sigma_n^2}$$

由此得到

$$V^* = a/2$$

或有

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$b_0^* = V^*/\sigma_n = \sqrt{r/2}$$

在小信噪比($r \ll 1$)条件下,变为

$$\frac{a^2}{2\sigma_n^2} = \frac{1}{4}\left(\frac{aV^*}{\sigma_n^2}\right)^2$$

由此得到

$$V^* = \sqrt{2\sigma_n^2} \text{ 或 } b_0^* = \sqrt{2}$$

显然,对于任意的 r 值,b_0^* 的取值将介于$\sqrt{2}$ 和$\sqrt{r/2}$ 之间。

实际上,采用包络检波法的接收系统通常工作在大信噪比的情况下,因而,最佳门限应取$\sqrt{r/2}$,即最佳非归一化的门限值 $V^* = a/2$。这就是说,这时门限恰好是接收信号包络值 a 的一半。对于大信噪比和最佳门限,因为 $\alpha \gg 1$、$\beta \gg 1$ 时有

$$Q(\alpha,\beta) \approx 1 - \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left[\frac{\alpha-\beta}{\sqrt{2}}\right] = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left[\frac{\beta-\alpha}{\sqrt{2}}\right]$$

式中

$$\mathrm{erfc}(x) = 1 - \mathrm{erf}(x)$$

于是,可得 OOK 非相干接收时的误码率为

$$P_e = \frac{1}{4}\mathrm{erfc}\left(\frac{\sqrt{r}}{2}\right) + \frac{1}{2}\mathrm{e}^{-r/4}$$

又因为 $x \to \infty$ 时,$\mathrm{erfc}(x) \to 0$,故当 $r \to \infty$ 时,上式的下界为

$$P_e = \frac{1}{2}\mathrm{e}^{-r/4}$$

值得提醒的是,以上讨论是在 $P(1) = P(0)$ 假设条件下得出的。如果 $P(1) \neq P(0)$,则应根据式及上面的分析方法去讨论,这里就不赘述了。

2. 同步检测法的系统性能

波形经过相乘器和低通滤波器之后,在抽样判决器输入端得到的波形 $x(t)$ 为

$$x(t) = \begin{cases} a + n_c(t), & \text{发送“1”时} \\ n_c(t), & \text{发送“0”时} \end{cases}$$

式中未计入系数 1/2,这是因为该系数可以由电路中的增益来加以补偿。由于 $n_c(t)$ 是高斯过程,因此当发送“1”时,过程 $a + n_c(t)$ 的一维概率密度为

$$f_1(x) = \frac{1}{\sigma_n\sqrt{2\pi}}\exp[-(x-a)^2/2\sigma_n^2]$$

其曲线如图 6 - 19(a) 所示。而当发送“0”时,$n_c(t)$ 的一维概率密度为

$$f_0(x) = \frac{1}{\sigma_n\sqrt{2\pi}}\exp[-x^2/2\sigma_n^2]$$

其曲线如图 6 - 19(b) 所示。

若仍令判决门限为 b,则将“1”错误判决为“0”的概率 P_{e1} 及将“0”错判为“1”的概率 P_{e2}

可以分别求得

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

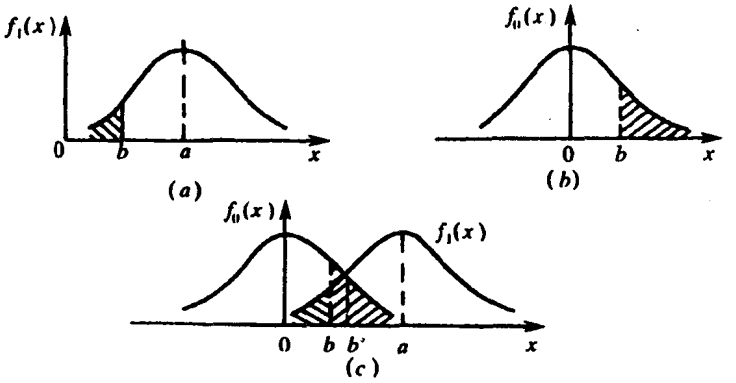


图 6－19 同步检测时误码率的几何表示

$$P_{e1} = \int_{-\infty}^{b} f_1(x)\mathrm{d}x = 1 - \frac{1}{2}\left[1 - \mathrm{erf}\left(\frac{b-a}{\sqrt{2\sigma_n^2}}\right)\right]$$

其中

$$\mathrm{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_0^x \mathrm{e}^{-u^2}\mathrm{d}u$$

$$P_{e2} = \int_{b}^{\infty} f_0(x)\mathrm{d}x = \frac{1}{2}\left[1 - \mathrm{erf}\left(\frac{b}{\sqrt{2\sigma_n^2}}\right)\right]$$

因此，假设 $P(1) = P(0)$，则可得系统总误码率 P_e 为

$$P_e = \frac{1}{2}P_{e1} + \frac{1}{2}P_{e2} = \frac{1}{4}\left[1 + \mathrm{erf}\left(\frac{b-a}{\sqrt{2}\sigma_n}\right)\right] + \frac{1}{4}\left[1 - \mathrm{erf}\left(\frac{b}{\sqrt{2}\sigma_n}\right)\right]$$

如果我们将 $f_1(x)$ 与 $f_0(x)$ 的曲线合画在同一个图中，如图 6－19(a) 所示，则上式表明，系统总误码率等于图 6－19(c) 中画有斜线区域总面积的一半。显然，误码率 P_e 与判决门限 b 有关。

这时的最佳门限，同样可以仿照前面的方法来确定，此时有

$$f_1(x^*) = f_0(x^*)$$

将式及式代入上述方程，即得

$$x^* = \frac{a}{2}$$

而归一化门限值 $b_0^* = x^*/\sigma_n = \sqrt{r/2}$。将这个结果带入式，则最后得到

$$P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}(\sqrt{r}/2)$$

当 $r \gg 1$ 时，上式变成

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{\pi r}}\mathrm{e}^{-r/4}$$

看出，在相同的大信噪比 r 下，OOK 信号同步检测时的误码率总是低于包络检波时的误码率，但两者的误码性能相差并不大。然而，包络检波时不需要稳定的本地相干载波信

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

号，故在电路上要比同步检测时简单。

例　设某 OOK 信号的码元速率 $R_B = 4.8 \times 10^6$B，采用包络检波法或同步检测法解调。已知接收端输入信号的幅度 $a = 1$mV，信道中加性高斯白噪声的单边功率谱密度 $n_0 = 2 \times 10^{-5}$W/Hz。试求：

(1) 包络检波法解调时系统的误码率；

(2) 同步检测法解调时系统的误码率。

解：(1) 因为 OOK 信号的码元速率 $R_B = 4.8 \times 10^6$B，所以，接收端带通滤波器的带宽近似为

$$B \approx 2R_B = 9.6 \times 10^6\text{Hz}$$

带通滤波器输出噪声的平均功率为

$$\sigma_n^2 = n_0 B = 1.92 \times 10^{-8}\text{W}$$

相乘器输入信噪比为

$$r = \frac{a^2}{2\sigma_n^2} = \frac{10^{-6}}{2 \times 1.92 \times 10^{-8}} \approx 26 \gg 1$$

于是，根据式可得包络检波法解调时系统的误码率为

$$P_e = \frac{1}{2}e^{-\frac{r}{4}} = \frac{1}{2}e^{-6.5} = 7.5 \times 10^{-4}$$

(2) 同理，根据式可得同步检测法解调时系统的误码率为

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{\pi r}}e^{-\frac{r}{4}} = \frac{1}{\sqrt{3.1416 \times 26}}e^{-6.5} = 1.67 \times 10^{-4}$$

二、二进制移频键控(2FSK)系统的抗噪声性能

在二进制移频键控系统中，如果数字信息的1和0分别用两个不同频率的码元波形来表示，则发送码元信号可表示为

$$s_T(t) = \begin{cases} u_{1T}(t), & \text{发送“1”时} \\ u_{0T}(t), & \text{发送“0”时} \end{cases}$$

其中

$$u_{1T}(t) = \begin{cases} A\cos\omega_1 t, & 0 < t < T_s \\ 0, & \text{其他 } t \end{cases}$$

$$u_{0T}(t) = \begin{cases} A\cos\omega_2 t, & 0 < t < T_s \\ 0, & \text{其他 } t \end{cases}$$

对移频键控信号的解调，同样可采用上一节所述的包络检波法和同步检波法。简化的接收系统如图 6－9 所示。在图中，每一系统用两个带通滤波器来区分中心角频率为 ω_1 和 ω_2 的信号码元。现在假设带通滤波器恰好使相应的信号无失真通过，则其输出端的波形 $y(t)$ 可表示成

$$y(t) = \begin{cases} u_{1R}(t) + n(t), & \text{发送“1”时} \\ u_{0R}(t) + n(t), & \text{发送“0”时} \end{cases}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

其中

$$u_{1R}(t)=\begin{cases}a\cos\omega_1 t, & 0<t<T_s\\ 0, & \text{其他 } t\end{cases}$$

$$u_{0R}(t)=\begin{cases}a\cos\omega_2 t, & 0<t<T_s\\ 0, & \text{其他 } t\end{cases}$$

式中 $n(t)$—— 窄带高斯过程。

与上一节一样，我们先来讨论包络检波法接收移频信号时的性能，然后再讨论同步检测法时的系统性能。

现在假设在$(0,T_s)$时间内所发送的码元为"1"(对应 ω_1)，则这时送入抽样判决器进行比较的两路输入包络分别为

$$V_1(t)=\sqrt{\left[a+n_c(t)\right]^2+n_s^2(t)}$$

$$V_2(t)=\sqrt{n_c^2(t)+n_s^2(t)}$$

式中 $V_1(t)$—— 相应于 ω_1 通道的包络函数；

$V_2(t)$—— 相应于 ω_2 通道的包络函数。

由前面讨论可知，$V_1(t)$ 的一维概率分布为广义瑞利分布，而 $V_2(t)$ 的一维概率分布为瑞利分布。显然，当 $V_1(t)$ 的取样值 V_1 小于 $V_2(t)$ 的取样值 V_2 时，则发生判决错误，其错误概率为

$$P_{e1}=P(V_1<V_2)=\int_0^\infty f_1(V_1)\left[\int_{V_2=V_1}^\infty f_2(V_2)\mathrm{d}V_2\right]\mathrm{d}V_1=$$

$$\int_0^\infty \frac{V_1}{\sigma_n^2}I_0\left(\frac{aV_1}{\sigma_n^2}\right)\exp[(-2V^2-a^2)/2\sigma_n^2]\mathrm{d}V_1$$

令

$$t=\frac{\sqrt{2}V_1}{\sigma_n},z=\frac{a}{\sqrt{2}\sigma_n}$$

则上式可以改写成

$$P_{e1}=\int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_n}\left(\frac{\sqrt{2}V_1}{\sigma_n}\right)I_0\left(\frac{a}{\sqrt{2}\sigma_n}\cdot\frac{\sqrt{2}V_1}{\sigma_n}\right)\mathrm{e}^{-\frac{V_1^2}{\sigma_n^2}}\mathrm{e}^{-\frac{a^2}{2\sigma_n^2}}\times$$

$$\left(\frac{\sigma_n}{\sqrt{2}}\right)\mathrm{d}\left(\frac{\sqrt{2}V_1}{\sigma_n}\right)=\frac{1}{2}\int_0^\infty tI_0(zt)\mathrm{e}^{-t^2/2}\mathrm{e}^{-z^2}\mathrm{d}t=$$

$$\frac{1}{2}\mathrm{e}^{-z^2/2}\int_0^\infty tI_0(zt)\mathrm{e}^{-(t^2+z^2)/2}\mathrm{d}t$$

根据 Q 函数的性质，有

$$Q(z,0)=\int_0^\infty tI_0(zt)\mathrm{e}^{-(t^2+z^2)/2}\mathrm{d}t=1$$

所以，上述的 P_{e1} 即为

$$P_{e1}=\frac{1}{2}\mathrm{e}^{-z^2/2}=\frac{1}{2}\mathrm{e}^{-r/2}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

式中，$r = z^2 = a^2/2\sigma_n^2$。

同理可求得当发“0”码时的错误概率 P_{e2}，其结果完全一样，即有

$$P_{e2} = \frac{1}{2}e^{-r/2}$$

于是，可得 2FSK 非相干接收系统的总误码率 P_e

$$P_e = \frac{1}{2}e^{-r/2}$$

在前面讨论的基础上，采用同步检测法接收移频信号的系统性能，就十分容易求得。

我们仍假定在$(0, T_s)$时间内所发送的码元为“1”，则这时送入抽样判决器进行比较的两路输入波形分别为

$$\begin{cases} x_1(t) = a + n_{1c}(t) \\ x_2(t) = n_{2c}(t) \end{cases}$$

式中　$x_1(t)$——相应于 ω_1 通道的输入；

$x_2(t)$——相应于 ω_2 通道的输入。

因为 $n_{1c}(t)$ 及 $n_{2c}(t)$ 都是高斯随机过程，故抽样值 $x_1 = a + n_{1c}$ 是均值为 a、方差为 σ_n^2 的正态随机变量；而抽样值 $x_2 = n_{2c}$ 也是均值为 0、方差为 σ_n^2 的正态随机变量。由于此时 $x_1 < x_2$ 将造成将“1”码错误判决为“0”码，故这时错误概率 P_{e1} 为

$$\begin{aligned} P_{e1} = P(x_1 < x_2) = \\ P[(a + n_{1c}) < n_{2c}] = \\ P(a + n_{1c} - n_{2c} < 0) \end{aligned}$$

令 $z = a + n_{1c} - n_{2c}$，则 z 也是正态随机变量，且均值为 a，方差为 σ_z^2。该 σ_z^2 为

$$\sigma_z^2 = \overline{(z - \bar{z})^2} = 2\sigma_n^2$$

因此，令 z 的概率密度为 $f(z)$ 时我们有

$$P_{e1} = \int_{-\infty}^{0} f(z)\mathrm{d}z = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z}\int_{-\infty}^{0} e^{-(z-a)^2/2\sigma_z^2}\mathrm{d}z = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right)$$

同理可求得发送“0”错判为“1”的概率 p_{e2}。显然，在上述条件下，p_{e1} 与 p_{e2} 相等。因此，我们得到 2FSK 接收系统总误码率 P_e 为

$$P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right)$$

此外，在大信噪比条件下成为

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{2\pi r}}e^{-r/2}$$

比较式和式同样可以看出，在大信噪比下，移频键控的包络检波系统和同步检测系统相比，在性能上相差是很小的，但采用同步检测时设备却要复杂得多。因此，在能够满足输入信噪比要求的场合，包络检波法比同步检测法更为常用。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

应该指出，对移频键控信号的解调，除上述两种接收方式外，在实际中还可采用鉴频法。由于此时数学分析较为复杂，限于篇幅，就不再讨论它的性能，有兴趣的读者可参阅有关书籍[12,10]。

例 采用二进制移频键控方式在有效带宽为2400Hz的传输信道上传送二进制数字信息。已知2FSK信号的两个频 $f_1 = 980\text{Hz}$，$f_2 = 1580\text{Hz}$，码元速率 $R_B = 300\text{B}$，传输信道输出端的信噪比为6dB。试求：

(1)2FSK信号的第一零点带宽；

(2) 采用包络检波法解调时系统的误码率；

(3) 采用同步检测法解调时系统的误码率。

解：(1) 根据式，该2FSK信号的带宽为

$$\Delta f \approx |f_2 - f_1| + 2f_s = |f_2 - f_1| + 2R_B = 1200\text{Hz}$$

(2) 由于码元速率为300B，故图6－6接收系统上、下支路带通滤波器 ω_1 和 $\omega 2$ 的带宽近似为

$$B \approx \frac{2}{T_s} = 2R_B = 600\text{Hz}$$

又因为已知信道约有效带宽为2400Hz，它是上、下支路带通滤波器带宽的4倍，所以带通滤波器输出信噪比 r 比输入信噪比提高了4倍。又由于输入信噪比为6dB(即4倍)，故带通滤波器输出信噪比应为

$$r = 4 \times 4 = 16$$

根据式，可得包络检波法解调时系统的误码率为

$$P_e = \frac{1}{2}e^{-\frac{r}{2}} = \frac{1}{2}e^{-8} = 1.68 \times 10^{-4}$$

(3) 同理，根据式，可得同步检测法解调时系统的误码率为

$$P_e = \frac{1}{2}\text{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right) = \frac{1}{2}\text{erfc}(\sqrt{8}) = 3.17 \times 10^{-5}$$

三、二进制移相键控及差分相位键控(2PSK及2DPSK)系统的抗噪声性能

前面说过，二进制移相键控方式可分绝对移相制和相对移相制两种。而且指出，为了克服“反向工作”问题，实际传输大都采用相对移相制。可是，无论是绝对移相信号还是相对移相信号，单从信号波形上看，无非是一对倒相信号的序列。因此，在研究移相键控系统的性能时，我们仍可把发送端发出的信号假设为

$$s_T(t) = \begin{cases} u_{1T}(t), & \text{发送“1”时} \\ u_{0T}(t) = -u_{1T}(t), & \text{发送“0”时} \end{cases}$$

其中

$$u_{1T}(t) = \begin{cases} A\cos\omega_c t & 0 < t < T_s, \\ 0, & \text{其他 } t \end{cases}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

注意，当 $s_T(t)$ 代表绝对移相信号时，上式"1"及"0"便是原始数字信息(绝对码)；当 $s_T(t)$ 代表相对移相信号时，则上式的"1"及"0"并非是原始数字信息，而是绝对码变换成相对码后的"1"及"0"。

给出的移相信号，通常可采用同步检测法(即极性比较法)和差分相干检测法(即相位比较法)进行解调，其简化的接收系统已示于图6－16(a)及图6－17(b)，并假设判决门限值为0电平。

从图6－16(a)所示的同步检测系统可以看出，在一个信号码元的持续时间内，低通滤波器的输出波形可表示为

$$x(t) = \begin{cases} a + n_c(t), & \text{发送"1"时} \\ -a + n_c(t), & \text{发送"0"时} \end{cases}$$

因为它们的检测系统是完全相同的。但应注意，当发送"1"时，只有由于噪声 $n_c(t)$ 叠加结果使 $x(t)$ 在抽样判决时刻变为小于0值时，才发生将"1"判为"0"的错误，于是将"1"判为"0"的错误概率 P_{e1} 为

$$P_{e1} = P(x < 0, \text{发送"1"时})$$

同理，将"0"判为"1"的错误概率 P_{e2} 为

$$P_{e2} = P(x > 0, \text{发送"0"时})$$

因为此时 $P_{e1} = P_{e2}$，故只需求得其中之一。我们来考察 P_{e1}。由于这时的 x 是均值为 a、方差为 σ_n^2 的正态随机变量，因此

$$P_{e1} = \int_{-\infty}^{0} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} e^{-(x-a)^2/2\sigma_n^2} dx = \frac{1}{2}\text{erfc}(\sqrt{r})$$

式中　$r = a^2/2\sigma_n^2$

因为 $P_{e2} = P_{e1}$，故2PSK信号采用极性比较法时的系统误码率为

$$P_{e1} = \frac{1}{2}\text{erfc}(\sqrt{r})$$

在大信噪比下，上式成为

$$P_e \approx \frac{1}{2\sqrt{\pi r}} e^{-r}$$

现在再来分析如图6－17(b)所示的差分检测系统的误码率。差分检测与同步检测的主要区别在于前者的参考信号不再像后者那样具有固定的载频和相位，此时它是受到加性噪声干扰的。因此，假定在一个码元时间内发送的是"1"，且令前一个码元也为"1"(也可以令其为"0")，则在差分检测系统里加到理想鉴相器的两路波形可分别表示为

$$y_1(t) = [a + n_{1c}(t)]\cos\omega_c t - n_{1s}(t)\sin\omega_c t$$

$$y_2(t) = [a + n_{2c}(t)]\cos\omega_c t - n_{2s}(t)\sin\omega_c t$$

式中　$y_1(t)$——无迟延支路的输入波形；

$y_2(t)$——有迟延支路的输入波形，也就是前一码元经迟延后的波形；

$n_{1c}(t)\cos\omega_c t - n_{1s}(t)\sin\omega_c t$——无迟延支路的窄带高斯过程；

$n_{2c}(t)\cos\omega_c t - n_{2s}(t)\sin\omega_c t$——有迟延后的窄带高斯过程。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

因为理想鉴相器的作用可以等效为相乘一低通滤波,故其输出为

$$x(t) = \frac{1}{2}\{[a + n_{1c}(t)][a + n_{2c}(t)] + n_{1s}(t)n_{2s}(t)\}$$

这个波形经取样后即按下述规则进行判决:

若 $x > 0$,则判为"1"——正确判决

若 $x < 0$,则判为"0"——错误判决

利用恒等式

$$x_1x_2 + y_1y_2 = \frac{1}{4}\{[(x_1 + x_2)^2 + (y_1 + y_2)^2] - [(x_1 - x_2)^2 + (y_1 - y_2)^2]\}$$

则这时将"1"码错判为"0"的概率 P_{e1} 为

$$P_{e1} = P\{[(a + n_{1c})(a + n_{2c}) + n_{1s}n_{2s}] < 0\} =$$
$$P\{[(2a + n_{1c} + n_{2c})^2 + (n_{1s} + n_{2s})^2 - (n_{1c} - n_{2c})^2 - (n_{1s} - n_{2s})^2] < 0\}$$

设

$$R_1 = \sqrt{(2a + n_{1c} + n_{2c})^2 + (n_{1s} + n_{2s})^2}$$
$$R_2 = \sqrt{(n_{1c} - n_{2c})^2 + (n_{1s} - n_{2s})^2}$$

则式变为

$$P_{e1} = P(R_1 < R_2)$$

因为 n_{1c}、n_{2c}、n_{1s}、n_{2s} 是相互独立的正态随机变量,故参见式及式可知,这里的 R_1 为服从广义瑞利分布的随机变量,而 R_2 为服从瑞利分布的随机变量,它们的概率密度分别为

$$\begin{cases} f(R_1) = \dfrac{R_1}{2\sigma_n^2} I_0\left(\dfrac{aR_1}{\sigma_n^2}\right) e^{-(R_1^2+4a^2)/4\sigma_n^2} \\ f(R_2) = \dfrac{R_2}{2\sigma_n^2} e^{-R_2^2/4\sigma_n^2} \end{cases}$$

将上式应用于式,则可得

$$P_{e1} = \int_0^\infty f(R_1)\left[\int_{R_2=R_1}^\infty f(R_2)\mathrm{d}R_2\right]\mathrm{d}R_1 =$$
$$\int_0^\infty \frac{R_1}{2\sigma_n^2} I_0\left(\frac{aR_1}{\sigma_n^2}\right) e^{-(2R_1^2+4a^2)/4\sigma_n^2}\mathrm{d}R_1$$

仿照求解式的方法,不难看出上式的结果为

$$P_{e1} = \frac{1}{2}e^{-r}$$

式中 $r = a^2/2\sigma_n^2$。

同理可求得将"0"错判为"1"的错误概率 P_{e2} 与式完全一样。因此,2DPSK差分相干检测系统的总误码率 P_e 为

$$P_e = \frac{1}{2}e^{-r}$$

前面已指出,对于差分移相信号的解调方式还可采用如图6-17(a)所示的极性比较—码变换的方法,即对差分移相信号先用极性比较法解调,然后将所得的相对码转换成

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

所需的绝对码。现在我们来分析这种接收系统的误码率。

显然，由于极性比较法就是同步检测法，因此，码变换器输入端的误码率即可用式所示的结果表示。于是，采用极性比较 — 码变换法的系统误码率，只需在式基础上再考虑码变换器所造成的误码率即可。

为说明码变换器输出的误码情形，让我们将差分移相键控系统的有关端点上的信号关系列于表 6 - 1 中。由此表看出，码变换器输出的每一个码元是由输入的两个相邻码元决定的。这里规定，若两相邻码元相同时，则输出为“0”；若两个相邻码元不同时，则输出为“1”（即输出数字为相邻输入数字的模 2 和）。从表中所示关系可以发现，若同步检测输出中有一个码元错误，则在码变换器输出中将引起两个相邻码元错误，如图 6 - 20(a) 所示，图中，带“×”的码元表示错码；若同步检测输出中有两个相继的错码，则在码变换器输出中也引起两个码元错误，如图 6 - 20(b) 所示；若输出中出现一长串连续错码，则在码变换器输出中仍引起两个码元错误，如图 6 - 20(c) 所示。按此规律，若令 P_n 表示一串 n 个码元连续错误这一事件出现的概率，$n = 1,2,3,\cdots$，则码变换器输出的误码率为

$$P'_e = 2P_1 + 2P_2 + \cdots + 2P_n + \cdots$$

表 6 - 1　各点的信号关系

发送数字信息	0 0 1 0 1 1 0 1 1 1
发送信号相位	0 0 π π 0 π π 0 π 0
同步检测输出	0 0 1 1 0 1 1 0 1 0
码变换输出	0 1 0 1 1 0 1 1 1

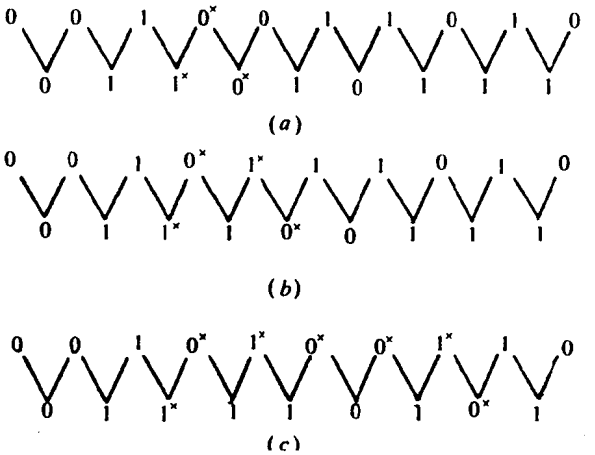


图 6 - 20　码变换发生错码的情形

显然，只要找到 P_n 与同步检测输出误码率 P_e 之间的关系，则 P'_e 与 P_e 之间的关系也就可通过式求得。在一个很长的序列中，出现一串 n 个码元连续错误这一事件，必然是“n 个码元同时出错与在该一串错码两端都有一码元不错”同时发生的事件。

因此

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$P_n = (1 - P_e)^2 P_e^n, n = 1,2,\cdots$$

于是,将式代入式后可得

$$P'_e = 2(1 - P_e)^2[P_e^1 + P_e^2 + P_e^3 + \cdots + P_e^n + \cdots] = 2(1 - P_e)^2 P_e[1 + P_e + P_e^2 + \cdots]$$

因为 P_e 总是小于 1,故下式必成立

$$1 + P_e + P_e^2 + \cdots = \frac{1}{1 - P_e}$$

将上式代入式,可得

$$P'_e = 2(1 - P_e)P_e$$

或有

$$\frac{P'_e}{P_e} \approx 2(1 - P_e)$$

由此可见,若 P_e 很小,则有

$$\frac{P'_e}{P_e} \approx 2$$

若 P_e 很大,以致使 $P_e \approx 1/2$ 则有

$$\frac{P'_e}{P_e} \approx 1$$

从而看到,实际中码变换器总是使误码率增加,增加的系数(P'_e/P_e)在 1 ~ 2 之间变化。将式的结果代入式,则得到采用极性比较一码变换法检测二进制相对移相信号时的系统误码率为

$$P'_e = \mathrm{erfc}\sqrt{r}\left(1 - \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\right)\sqrt{r}$$

或

$$P'_e = \frac{1}{2}[1 - (\mathrm{erfc}\sqrt{r})^2]$$

例 假设采用 2DPSK 信号在微波线路上传送二进制数字信息。已知码元速率 $R_B = 10^6$B,接收机输入端的高斯白噪声的单边功率谱密度 $n_0 = 2 \times 10^{-10}$W/Hz。今要求系统的误码率不大于 10^{-4}。试求:

(1) 采用差分相干解调时,接收机输入端所需的信号功率;

(2) 采用相干解调一码变换时,接收机输入端所需的信号功率。

解:接收端带通滤波器输出的噪声功率为

$$\sigma_n^2 = n_0 B = 2n_0 R_B = 2 \times 2 \times 10^{-10} \times 10^6 = 4 \times 10^{-4}\mathrm{W}$$

这里,利用了带宽 B 为第一零点带宽,即

$$B \approx 2R_B$$

对于差分相干解调 2DPSK 系统,根据式,可得误码率 P_e 与信噪比 r 的关系,即

$$P_e = \frac{1}{2}e^{-r} \leqslant 10^{-4}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

解出 r,可得

$$r = \frac{a^2}{2\sigma_n^2} \geqslant 8.52$$

故接收机输入端所需的信号功率为

$$P_s = \frac{a^2}{2} \geqslant 8.52 \times \sigma_n^2 =$$

$$8.52 \times 4 \times 10^{-4} = 3.4 \times 10^{-3}\text{W} = 5.32\text{dBm}$$

(2) 对于相干解调—码变换的 2DPSK 系统,可得

$$P'_e \approx 2P_e = 1 - \text{erf}\sqrt{r}$$

根据题意有

$$P'_e \leqslant 10^{-4}$$

因而有

$$1 - \text{erf}\sqrt{r} \leqslant 10^{-4}$$

即

$$\text{erf}\sqrt{r} \geqslant 1 - 10^{-4} = 0.9999$$

查误差函数表,可得

$$\sqrt{r} \geqslant 2.76$$

$$r \geqslant 7.62$$

现取 $r = 7.62$,那么

$$r = \frac{a^2}{2\sigma_n^2} = 7.62$$

故接收机输入端所需的信号功率为

$$P_s = \frac{a^2}{2} = 7.62 \times \sigma_n^2 =$$

$$7.62 \times 4 \times 10^{-4} = 3.04 \times 10^{-3}\text{W} = 4.82\text{dBm}$$

这个例子表明,当要求系统的误码率不大于 10^{-4} 时,采用差分相干解调接收机输入端所需的信号功率比采用 2DPSK 相干解调时多 0.5dB 左右。

四、二进制数字调制系统的性能比较

在上一节中,我们已经分别研究了二进制数字调制系统的几种主要的性能,比如系统的频带宽度、调制与解调方法以及误码率等。下面就针对这几方面的性能作一简要比较。

1. 频带宽度

当码元宽度为 T_s 时,2ASK 系统和 2PSK 系统的第一零点带宽为 $2/T_s$,2FSK 系统的第一零点带宽为 $|f_2 - f_1| + 2/T_s$。因此,从频带宽度或频带利用率上看,2FSK 系统最不可取。

2. 误码率

表 6 - 2 中列出了前面得到的各种二进制数字调制系统的误码率 P_e 与信噪比 r 的关

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

系。从该表清楚地看出，在每一对相干和非相干的键控系统中，相干方式略优于非相干方式。它们基本上是 $\mathrm{erfc}\sqrt{r}$ 和 $\exp(-r)$ 之间的关系，而且随着 $r \to \infty$ 它们将趋于同一极限值。另外，三种相干（或非相干）方式之间，在相同误码率条件下，在信噪比要求上 2PSK 比 2FSK 小 3dB、2FSK 比 OOK 小 3dB。由此看来，在抗加性高斯白噪声方面，相干 2PSK 性能最好，2FSK 次之，OOK 最差。图 6－21 是按表 6－2 画出的误码率曲线。由图可见，在相同信噪比 r 下，相干 2PSK 将有最低的误码率。

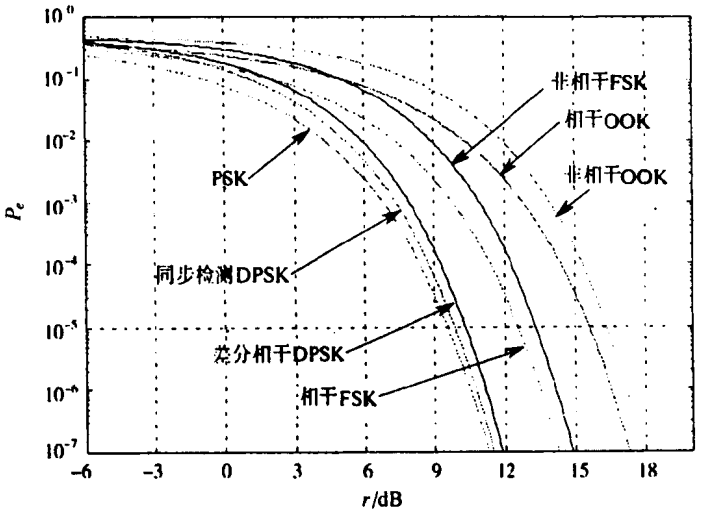


图 6－21　三种数字调制系统的 $P_e - r$

表 6－2　二进制系统误码率公式一览表

名　称	$P_e - r$ 关系	备　注
相干 OOK	$P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\frac{\sqrt{r}}{2}$	见式(6.3－29)
非相干 OOK	$P_e = \frac{1}{2}e^{-r/4}$	见式(6.3－22)
相干 2FSK	$P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{r}{2}}$	见式(6.3－45)
非相干 2FSK	$P_e = \frac{1}{2}e^{-r/2}$	见式(6.3－41)
相干 2PSK	$P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{r}$	见式(6.3－50)
差分相干 2DPSK	$P_e = \frac{1}{2}e^{-r}$	见式(6.3－57)
同步检测 2DPSK	$P_e = \mathrm{erfc}\sqrt{r}\left(1 - \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{r}\right)$	见式(6.3－65)

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

3. 对信道特性变化的敏感性

在选择数字调制方式时，还应考虑它的最佳判决门限对信道特性的变化是否敏感。在2FSK系统中，不需要人为地设置判决门限，它是直接比较两路解调输出的大小来做出判决。在2PSK系统中，判决器的最佳判决门限为零，与接收机输入信号的幅度无关。因此，它不随信道特性的变化而变化。这时，接收机容易保持在最佳判决门限状态。对于OOK系统，判决器的最佳判决门限为 $a/2$[当 $P(1) = P(0)$ 时]，它与接收机输入信号的幅度有关。当信道特性发生变化时，接收机输入信号的幅度 a 将随着发生变化；相应地，判决器的最佳判决门需随之改变。这时，接收机不容易保持在最佳判决门限状态，从而导致误码率增大。因此，就对信道特性变化的敏感性而言，OOK的性能最差。

当信道存在严重的衰落时，通常采用非相干检测，因为这时在接收端不容易得到相干解调所需的相干载波。当发射机有严格的功率限制时(例如，从宇宙飞船上发回遥测数据时，飞船发射功率是有限的)，可考虑采用相干检测。因为在给定的码元传输速率及误码率的条件下，相干检测所要求的信噪比要比非相干接收所要求的信噪比小。

4. 设备的复杂程度

对于二进制振幅键控、移频键控及移相键控这三种方式来说，发送端设备的复杂程度相差不多，而接收端的复杂程度则与所选用的调制和解调方式有关。对于同一种调制方式，相干解调的设备要比非相干解调时复杂；而同为非相干解调时，2DPSK的设备最复杂，2FSK次之OOK最简单。不言而喻，设备越复杂，其造价就越贵。

上面我们从几个方面对各种二进制数字调制系统进行了比较。可以看出，在选择调制和解调方式时，要考虑的因素是比较多的。通常，只有对系统的要求做全面的考虑，并且抓住其中最主要的要求，才能作出比较恰当的抉择。如果抗噪声性能是主要的，则应考虑相干2PSK和2DPSK，而OOK最不可取；如果带宽是主要的要求，则应考虑相干2PSK、2DPSK及OOK，而2FSK最不可取；如果设备的复杂性是一个必须考虑的重要因素，则非相干方式比相干方式更为适宜。目前用得最多的数字调制方式是相干2DPSK和非相干2FSK。相干2DPSK主要用以高速数据传输，而非相干2FSK则用于中、低速数据传输中，特别是在衰落信道中传送数据时，它有着广泛的应用。

第三节　多进制数字调制系统

以上我们较详细地讨论了二进制数字调制系统的原理以及性能。下面将要讨论多进制数字调制系统，因为实际中许多数字通信系统常常采用多进制数字调制。与二进制数字调制不同的是：多进制数字调制是利用多进制数字基带信号去调制载波的振幅、频率或相位。因此，相应地有多进制数字振幅调制、多进制数字频率调制以及多进制数字相位调制等三种基本方式。

由于多进制数字已调信号的被调参数有多个可能取值，因此，与二进制数字调制相比，多进制数字调制具有以下两个特点。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

(1) 在相同的码元传输速率下，多进制系统的信息传输速率显然比二进制系统的高。比如，四进制系统的信息传输速率是二进制系统的两倍；

(2) 在相同的信息速率下，由于多进制码元传输速率比二进制的低，因而多进制信号码元的持续时间要比二进制的长。显然，增大码元宽度，就会增加码元的能量，并能减小由于信道特性引起的码间干扰的影响等。正是基于这些特点，使多进制调制方式获得了广泛的应用。下面我们就上述三种多进制数字调制的原理及抗噪声性能，作一简要介绍。

一、多进制数字振幅调制(MASK)原理及抗噪声性能

1. 多进制数字振幅调制的原理

多进制数字振幅调制又称多电平调制。这种方式在原理上是通断键控(OOK)方式的推广。在最近几年它成了十分引人注目的一种高效率的传输方式。所谓高效率，即它在单位频带内有高的信息传输速率。其传输效率高的根本原因是：第一，它可以比二进制系统有高得多的信息传输速率；第二，可以证明，在相同的码元传输速率下，多电平调制信号的带宽与二电平的相同。前一章说过，对于二进制系统，其最高的信道频带利用率为 2bit/s · Hz。显然，对于多电平系统而言，其最高的信道频带利用率将可超过 2bit/s · Hz。

现在我们来证明，在相同信道传输速率下 $M(M>2)$ 电平调制与二电平调制具有相同的信号带宽。一个二电平调制波形一般可表示为

$$e_0(t)=\left[\sum_n a_n g(t-nT_s)\right]\cos\omega_c t$$

式中

$$a_n=\begin{cases}0,\text{概率为 } P\\1,\text{概率为 } 1-P\end{cases}$$

$g(t)$ 为单个基带信号码元波形，其持续时间为 T_s。

对于 M 电平调制信号，其表示式可由式推广而得

$$e'_0(t)=\left[\sum_n b_n g(t-nT_s)\right]\cos\omega_c t$$

式中

$$b_n=\begin{cases}0 & \text{概率为 } P_1\\1 & \text{概率为 } P_2\\2 & \text{概率为 } P_3\\\vdots & \vdots\\M-1 & \text{概率为 } P_M\end{cases}$$

且有，$P_1+P_2+P_3+\cdots+P_M=1$。

为清楚起见，把二电平调制波形 $e_0(t)$ 和 M 电平调制波形 $e'_0(t)$ 的某一实现画于图 6-22 中。图(a)为二电平调制波形；(b)为 M 电平调制波形。由图(b)波形不难看出，它可以用图(c)所示的诸波形叠加来等效。显然，图(c)的各个波形可表示为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

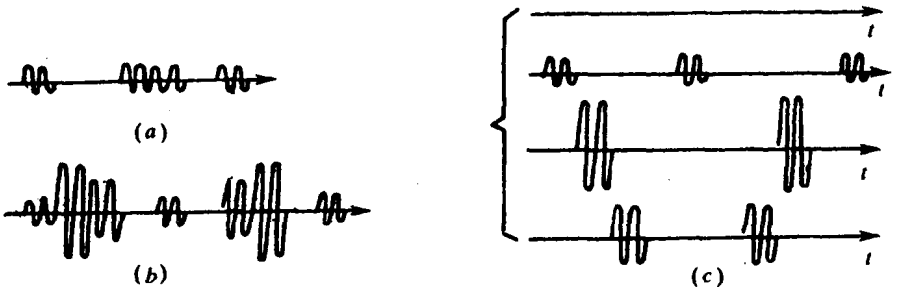


图 6－22　二电平和 M 电平的调制波形

$$\begin{cases}\left[\sum_n c_1 g(t-nT_s)\right]\cos\omega_c t\\ \left[\sum_n c_2 g(t-nT_s)\right]\cos\omega_c t\\ \qquad\vdots\\ \left[\sum_n c_M g(t-nT_s)\right]\cos\omega_c t\end{cases}$$

式中

$$\begin{cases}c_1 \equiv 0, & \text{概率为 } P_1\\ c_2 = \begin{cases}1, & \text{概率为 } P_2\\ 0, & \text{概率为 } 1-P_2\end{cases}\\ \quad\vdots\\ c_M = \begin{cases}1, & \text{概率为 } P_M\\ 0, & \text{概率为 } 1-P_M\end{cases}\end{cases}$$

而且，式中各波形在时间上是互不重叠的。

由此看到，$e'_0(t)$ 能够看成由时间上不重叠的 M 个不同振幅值的通断键控信号的叠加。因而，$e'_0(t)$ 的功率谱密度便是这 M 个信号的功率谱密度之和。于是我们得到，尽管叠加后的谱结构是很复杂的，但就信号的带宽而言，M 电平调制信号的带宽与二电平的相同。

目前多电平调制的实用形式大致有多电平残留边带制、多电平相关编码单边带制及多电平正交调幅制等。这些系统与二电平调制时的区别仅在于：发送端输入的二进制数字基带信号需经一电平变换器转换为 M 电平的基带脉冲再去调制，而接收端则需经一同样的电平变换器将解调得到的 M 电平基带脉冲变换成二进制基带信号。因此，关于这些系统的调制与解调原理就不再重复了。

2. 多进制数字振幅调制系统的抗噪声性能

设发送端 L 电平的基带码元的振幅位于 $\pm d, \pm 3d, \cdots, \pm(L-1)d$，相邻电平振幅的距离为 $2d$。该基带信号经线性调制后，其发送波形可表示为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$s_T(t)=\begin{cases}\pm u_1(t) & \text{当发送}\pm d\text{电平时}\\ \pm u_2(t) & \text{当发送}\pm 3d\text{电平时}\\ \vdots & \\ \pm u_{L/2}(t) & \text{当发送}\pm(L-1)d\text{电平时}\end{cases}$$

式中

$$\begin{cases}\pm u_1(t)=\begin{cases}\pm d\cos\omega_c t & 0<t<T_s\\ 0 & \text{其他 } t\end{cases}\\ \pm u_2(t)=\begin{cases}\pm 3d\cos\omega_c t & 0<t<T_s\\ 0 & \text{其他 } t\end{cases}\\ \vdots\\ \pm u_{L/2}(t)=\begin{cases}\pm(L-1)d\cos\omega_c t & 0<t<T_s\\ 0 & \text{其他 } t\end{cases}\end{cases}$$

假定信道不使 $S_T(t)$ 产生任何畸变，而且接收端输入带通滤波器有理想的特性，则该带通滤波器输出的波形可表示成

$$y(t)=\begin{cases}\pm u_1(t)+n(t) & \text{当发送}\pm d\text{电平时}\\ \pm u_2(t)+n(t) & \text{当发送}\pm 3d\text{电平时}\\ \vdots & \\ \pm u_{L/2}(t)+n(t) & \text{当发送}\pm(L-1)d\text{电平时}\end{cases}$$

式中 $n(t)$—— 窄带高斯过程。

在接收系统里将对收到的 $y(t)$ 做出属于哪一电平的判决。设采用同步检测法，则在抽样判决器输入端得到的波形可表示成

$$x(t)=V_k(t)+n_c(t)$$

式中 $V_k(t)$—— 第 k 个电平对应的信号，$k=1,2,\cdots,L$；

$n_c(t)$—— 窄带高斯过程 $n(t)$ 的同相分量。

由于到达抽样判决器之前的可能电平为 $\pm d,\pm 3d,\cdots,\pm(L-1)d$，故抽样判决器的门限电平应选择在 $0,\pm 2d,\cdots,\pm(L-2)d$。因此，当抽样值 $x=V_k+n_c$ 中的噪声值 $|n_c|>d$ 时，第 k 个电平的码元将会判错。但是，在 L 电平的系统中，对于电平等于 $\pm(L-1)d$ 的两个外层电平码元，噪声值仅在一个方向超过 d 时才会产生错误判决。于是，当发送 L 个电平的可能性相同时(等概发送，即发送每一电平的概率为 $1/L$)，多电平调制系统总的误码率为

$$P_e=\frac{L-2}{L}P(|n_c|>d)+\frac{2}{L}\cdot\frac{1}{2}P(|n_c|>d)=$$

$$\left(1-\frac{1}{L}\right)P(|n_c|>d)$$

因为 n_c 是均值为零、方差为 σ_n^2 的正态随机变量，故可得

$$P_e=2\left(1-\frac{1}{L}\right)\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n}\int_d^{\infty}e^{-t^2/2\sigma_n^2}\mathrm{d}t=$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$\left(1-\frac{1}{L}\right)\mathrm{erfc}\left(\frac{d}{\sqrt{2}\sigma_n}\right)$$

通常希望使系统误码率与接收机输入信噪比建立关系，故我们来分析 L 电平调制信号到达接收机输入端的功率。由式可知，这时的信号功率并不是确定的，因为这时的信号可能取 $\pm u_1(t)$，$\pm u_2(t)$，…，$\pm u_{L/2}(t)$ 中的任意一个。若各信号出现的可能性相同，则信号功率即为信号均方值的统计平均

$$P_s=\frac{2}{L}\sum_{m=1}^{L/2}[d(2m-1)]^2/2=d^2\left(\frac{L^2-1}{6}\right)$$

所以

$$d^2=\frac{6P_s}{L^2-1}$$

将上式代入式，则有

$$P_e=\left(1-\frac{1}{L}\right)\mathrm{erfc}\left(\frac{3}{L^2-1}\cdot\frac{P_s}{\sigma_n^2}\right)^{1/2}$$

因为 σ_n^2 即是输入噪声的平均功率，故若令信噪比 P_s/σ_n^2 等于 r，则可得

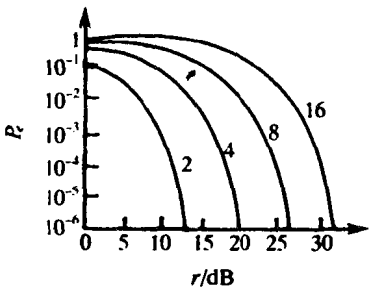


图 6－23　多电平调幅时的系统性能曲线

$$P_e=\left(1-\frac{1}{L}\right)\mathrm{erfc}\left(\frac{3}{L^2-1}r\right)^{1/2}$$

在目前的情况下，若 $L=2$，则上述调制信号即为抑制载波的振幅调制信号，或者说它是绝对移相调制信号。将 $L=2$ 代入式时，该式与式的确完全相同。

图 6－23 示出在 $L=2$、4、8 和 16 时系统误码率 P_e 与信噪比 r 的关系曲线。由此图看出，为得到相同的误码率 P_e，有效的信噪比大致需用因数 $3/(L^2-1)$ 加以修正。例如，四电平系统比二电平系统需要增加功率约 5 倍。

需要指出，多电平调制方式虽然是一种高效率的传输方式，但由于它的抗噪声能力，尤其抗衰落的能力不强，因而它一般只适宜在恒参信道中采用。

二、多进制数字频率调制(MFSK)原理及抗噪声性能

1. 多进制数字频率调制的原理

多进制数字频率调制简称多频制，它基本上是二进制数字频率键控方式的直接推广。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

因而,没有必要详细讨论。这里,仅简要介绍一个多频制系统的组成方框以及它的主要特点。

绝大多数的多频制系统,可用图 6 - 24 所示的方框表示。图中,串并变换器和逻辑电路将一组输入二进制码转换成有多种状态的多进制码。当某组二进制码到来时,逻辑电路的输出一方面打开相应的一个门电路,让与该门电路相应载波发送出去;另一方面却同时关闭其余所有的门电路。于是,当一组组二进制码元输入时,经相加器送出的便是一个多进制频率键控的波形。多频制的解调部分由多个带通滤波器、包络检波器及一个抽样判决器和有关逻辑电路组成。各带通滤波器的中心频率就是多个载频的频率。因而,当某一载频到来时,只有一个带通滤波器有信号及噪声通过,而其他带通滤波器只有噪声通过。抽样判决器的任务是在给定时刻上比较各包络检波器输出的电压,并选出最大者作为输出。

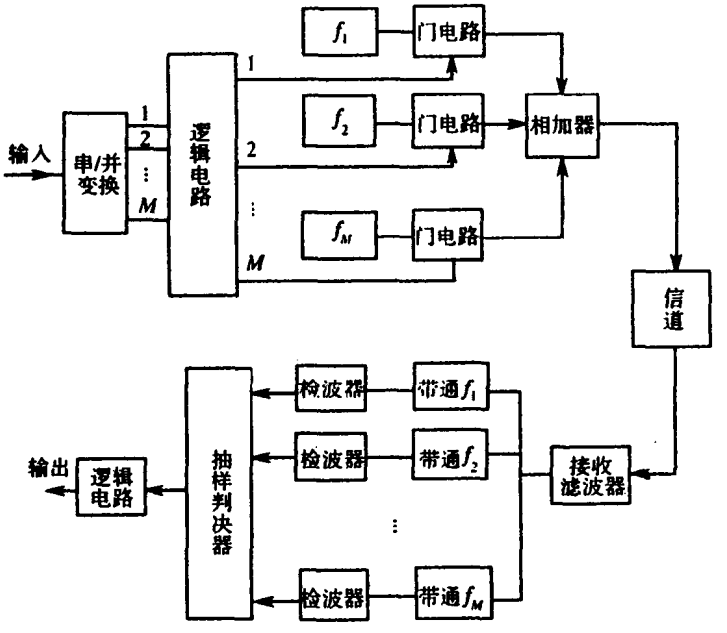


图 6 - 24 多频制系统的组成方框图

原则上,多频制同样具有多进制调制的一切特点,但由于多频制要占据较宽的频带,因此它的信道频带利用率不高。多频制的信号带宽一般定义为 $f_M - f_1 + \Delta f$,其中,f_M 为最高选用载频,f_1 为最低选用载频,Δf 为单个码元信号的带宽。多频制一般在调制速率不高的场合应用。

2. 多进制数字频率调制系统的抗噪声性能

多进制数字频率调制系统的性能分析方法可进行。由该节的讨论可知,对于非相干接收方式,除包含发送信号的那条通道的抽样值服从广义瑞利分布外,其余各条通道的抽样值都服从瑞利分布。假设多进制数字频率调制系统选用的 M 个发送信号互相正交时,接收单元中各通道接收的随机电压之间互不相关,则发生错误判决的概率 P_e 在发送各信号等可能的条件下有

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$P_e = 1 - P(\xi_k > \xi_i)$$

式中　ξ_k——包含发送信号通道所得的取样值；

ξ_i——其余$(M-1)$条通道所得的取样值，显然，这里 $i = 1,2,\cdots,M$，但 $i \neq k$。

根据 ξ_k、ξ_i 的概率性质，还可以改写为

$$P_e = 1 - [P(\xi_k > \xi_1)]^{M-1}$$

于是，经推导可得

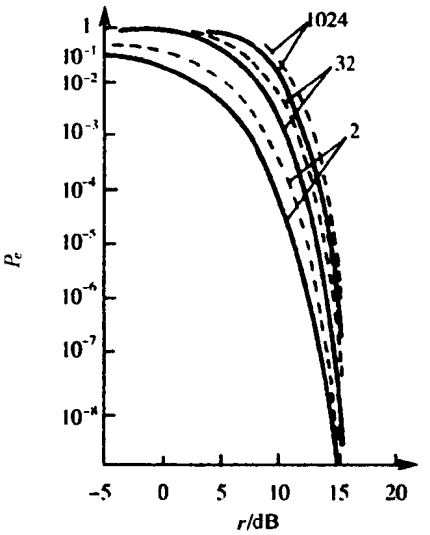


图 6－25　多频制时的误码率曲线

$$P_e = \int_0^{\infty} x e^{-[(x^2+a^2)/\sigma_n^2]/2} I_0\left(\frac{xa}{\sigma_n}\right)[1-(1-e^{-x^2/2})^{M-1}]dx$$

式中　a——接收信号的振幅。

同理，可求得相干检测系统的误码率，其结果如下

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{\infty} e^{-1/2(x-a/\sigma_n)^2}\left[1-\left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\right)\int_{-\infty}^{x} e^{-u^2/2}du\right]^{M-1}dx$$

多频系统相干检测和非相干检测时的误码率曲线如图 6－25 所示。由图可见，无论是相干检测还是非相干检测，系统误码率 P_e 都仅与信噪比 r 及进制数 M 有关。图中示出了 $M = 2,32$ 及 1024 时的 $P_e - r$ 曲线，其中实线表示相干检测时的误码率曲线，虚线则表示非相干检测时的误码率曲线。由图中的三对曲线可以看出，在 M 一定的情况下，r 越大，则 P_e 越小；在一定 r 下，M 越大，则 P_e 越大。另外，相干检测性能与非相干检测性能之间的差距将随 M 的增大而减小；而且，同一 M 下的每一对相干和非相干曲线将随信噪比 r 的增加而趋于同一极限值。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

三、多进制数字相位调制(MPSK)原理及抗噪声性能

1. 多进制数字相位调制的原理

多进制数字相位调制又称多相制,它是利用载波的多种不同相位(或相位差)来表征数字信息的调制方式。和二相调制一样,多相调制也可以分为绝对移相和相对(差分)移相两种。在实际通信中大多采用相对移相。

在深入讨论这两种多相制以前,让我们来说明 $M(M>2)$ 相调制波形如何表示。由于 M 种相位可以用来表示 K 比特码元的 2^K 种状态,故有 $2^K=M$。假设 K 比特码元的持续时间仍为 T_s,则 M 相调制波形可以表示为

$$e_0(t)=\sum_{k=-\infty}^{\infty}g(t-kT_s)\cos(\omega_c t+\varphi_k)=$$

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty}a_k g(t-kT_s)\cos\omega_c t-\sum_{k=-\infty}^{\infty}b_k g(t-kT_s)\sin\omega_c t$$

式中 φ_k——受调相位,可以有 M 种不同取值;

$a_k=\cos\varphi_k$;

$b_k=\sin\varphi_k$。

由式可见,多相调制的波形可以看作是对两个正交载波进行多电平双边带调制所得信号之和。这就说明,多相调制信号的带宽与多电平双边带调制时的相同。

通常,多相制中使用最广泛的是四相制和八相制,即 $M=4$ 或8。因此,下面将以四相制为例来说明多相制的原理。

由于四种不同的相位可以代表四种不同的数字信息,因此,对于输入的二进制数字序列应该先进行分组,将每两个比特编为一组;然后用四种不同的载波相应去表征它们。例如,若输入二进制数字信息序列为 1 0 1 1 0 1 0 0 1…,则可将它们分成 10,11,01,00 等,然后用四种不同相位来分别代表它们。

四相制与二相制相似,可以分为四相绝对移相调制(亦称四相绝对移相键控,记为4PSK 或 QPSK)和四相相对移相调制(又称四相相对移相键控,记为 4DPSK 或 QDPSK)两种。下面我们分别讨论这两种调制方式。

1) 四相绝对移相键控(QPSK)

四相绝对移相调制利用载波的四种不同相位来表征数字信息。由于每一种载波相位代表两个比特信息,故每个四进制码元又被称为双比特码元。我们把组成双比特码元的前一信息比特用 a 代表,后一信息比特用 b 代表。双比特码元中两个信息比特 ab 通常是按格雷码(即反射码)排列的,它与载波相位的关系如表 6 - 3 所列。矢量关系如图 6 - 26 所示。图(a)表示 A 方式时 QPSK 信号的矢量图,图(b)表示 B 方式时 QPSK 信号的矢量图。四相调制信号在用式表示时,相位 φ_k 在(0、2π)内等间隔地取四种可能相位。由于正弦和余弦函数的互补特性,对应于 φ_k 的四种取值,譬如 45°135°、225°、315°,其幅度 a_k 与 b_k 只有两种取值,即 $\pm\frac{\sqrt{2}}{2}$。此时,表示两个正交的二相调制信号的合成。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 6－3　双比特码元与载波相位的关系

双比特码元		载波相位 φ_k	
a	b	A 方式	B 方式
0	0	0°	225°
1	0	90°	315°
1	1	180°	45°
0	1	270°	135°

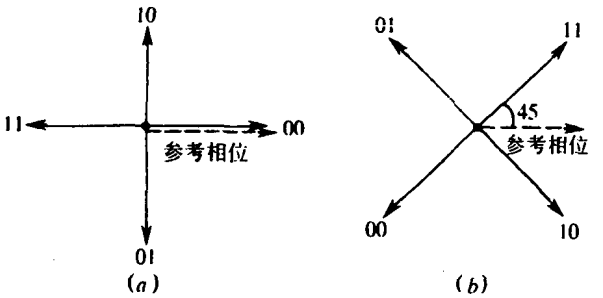


图 6－26　QPSK 信号的矢量图

由于四相绝对移相调制可以看作两个正交的二相绝对移相调制的合成，故两者的功率谱密度分布规律相同。

下面我们来讨论 QPSK 信号的产生与解调。QPSK 信号的产生方法与 2PSK 信号一样，也可分为调相法和相位选择法。

(1) 调相法。用调相法产生 QPSK 信号的组成方框图如图 6－27(a) 所示。图中，串 / 并变换器将输入的二进制序列依次分为两个并行的双极性序列。设两个序列中的二进制数字分别为 a 和 b，每一对 ab 称为一个双比特码元。双极性的 a 和 b 脉冲通过两个平衡调制器分别对同相载波及正交载波进行二相调制，得到图 6－27(b) 中虚线矢量。将两路输出叠加，即得如图 6－27(b) 中实线所示的四相移相信号，其相位编码逻辑关系如表 6－4 所列。

表 6－4　QPSK 信号相位编码逻辑关系

a	1	0	0	1
b	1	1	0	0
a 路平衡调制器输出	0°	180°	180°	0°
b 路平衡调制器输出	90°	90°	270°	270°
合成相位	45°	135°	225°	315°

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

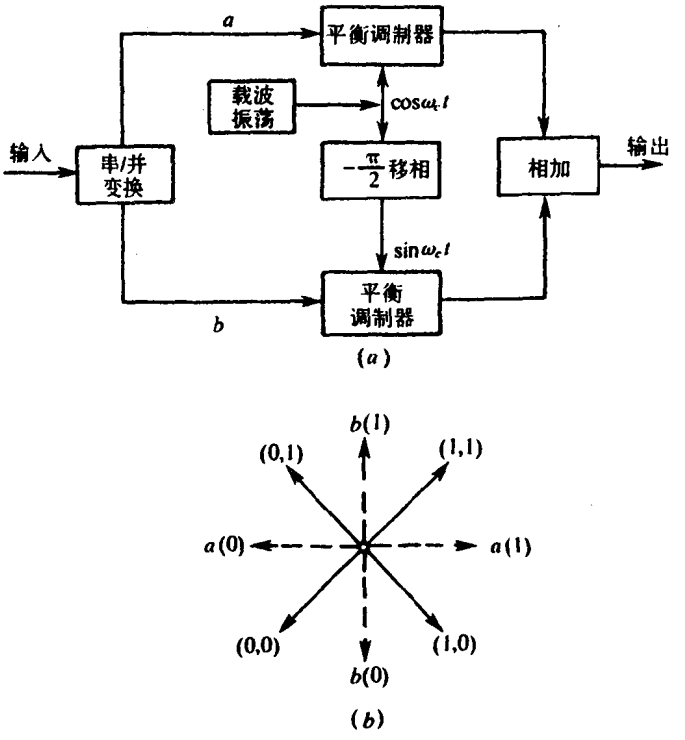


图 6 - 27 调相法的组成方框图

(2) 相位选择法。用相位选择法产生 QPSK 信号的组成方框图如图 6 - 28 所示。图中，四相载波发生器分别送出调相所需的四种不同相位的载波。按照串 / 并变换器输出的双比特码元的不同，逻辑选相电路输出相应相位的载波。例如，双比特码元 ab 为 11 时，输出相位为 45° 的载波；ab 为 01 时，输出相位为 135° 的载波等。

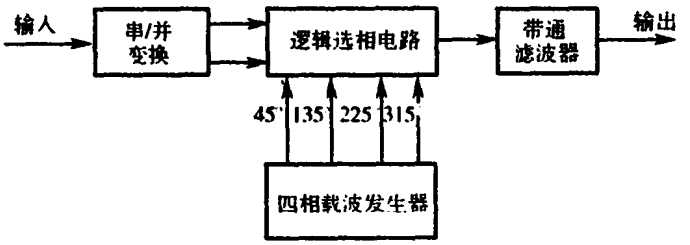


图 6 - 28 相位选择法的组成方框图

由于四相绝对移相信号可以看作是两个正交 2PSK 信号的合成，故它可以采用与 2PSK 信号类似的解调方法进行解调，即由两个 2PSK 信号相干解调器构成，其组成方框如图 6 - 29 所示。图中的并 / 串变换器的作用与调制器中的串 / 并变换器相反，它是用来将上、下支路所得到的并行数据恢复成串行数据的。

2) 四相相对移相键控(QDPSK)

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

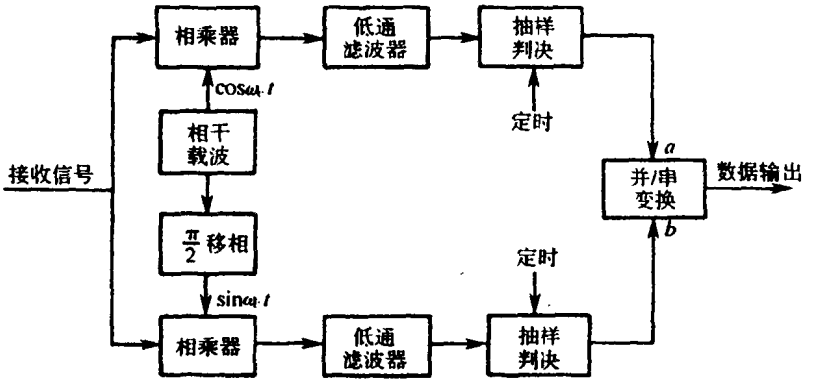


图 6 - 29　QPSK 信号解调方框图

所谓四相相对移相调制也是利用前后码元之间的相对相位变化来表示数字信息。若以前一码元相位作为参考，并令 $\Delta\varphi_k$ 为本码元与前一码元的初相差，则信息编码与载波相位变化关系仍可用表 6 - 3 来表示；它们之间的矢量关系也可以用图 6 - 26 表示。不过，这时表 6 - 3 中的 φ_k 应改为 $\Delta\varphi_k$；图 6 - 26 中的参考相位应是前一码元的相位。四相相对移相调制仍可用式表示，不过，这时它并不表示原数字序列的调相信号波形，而是表示绝对码变换成相对码后的数字序列的调相信号波形。另外，当相对相位变化以等概出现时，相对调相信号的功率谱密度与绝对调相信号的功率谱密度相同。

下面我们再来讨论 QDPSK 信号的产生和解调。在二相调制时已经指出，为了得到 2*D*PSK 信号，可以先将绝对码变换成相对码，然后用相对码对载波进行绝对移相。同样，QDPSK 信号的产生也可以采用这种方法。先将输入的双比特码经码型变换，再用码型变换器输出的双比特码进行四相绝对移相，则所得到的输出信号便是四相相对移相信号。通常采用的方法是码变换加调相法和码变换加相位选择法。

(1) 码变换加调相法产生 QDPSK 信号的组成方框图如图 6 - 30 所示。由图可见，它与图 6 - 27 所示的 QPSK 信号产生器相比，仅在串 / 并变换器后多了一个码变换器。关于调相法产生 QPSK 信号的原理，前面已经进行了较详细的讨论，这里，仅需对码变换器的原理加以讨论。

由图 6 - 30 可以看出，码变换器的作用是将输入的双比特码 *ab* 转换成双比特码 *cd*，且要求由 *cd* 产生的 QPSK 信号与由 *ab* 产生的 QDPSK 信号完全相同。由于对 *cd* 而言是绝对移相，故对比特码 *cd* 与载波相位的关系仍符合表 6 - 3 的规定；又因为这里载波经 $\pm\frac{\pi}{4}$ 相移后再分别加至上、下支路的平衡调制器，所以 *cd* 与载波相位的关系应为该表中的 *A* 方式，其调相信号的矢量图仍可用图 6 - 30(*a*) 来表示。对于双比特 *ab* 来说，它与载波相位的变化关系应满足表 6 - 5 的规定，其调相信号的矢量图仍可用图 6 - 30(*a*) 表示。不过，现在的参考相位不再是固定的载波相位，而是以前一双比特码元的相位为参考相位。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

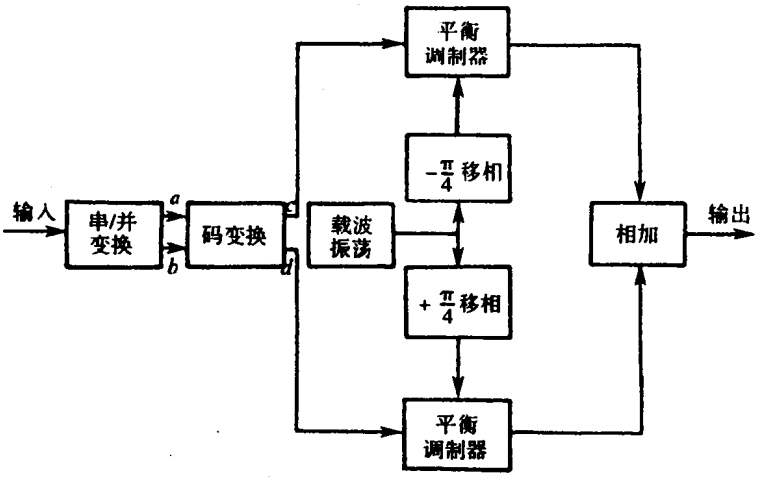


图 6－30 QDPSK 信号产生方法之一

表 6－5 QDPSK 信号相位编码逻辑关系

双比特码元		载波相位变化
a	b	$\Delta\varphi_k$
0	0	0°
1	0	90°
1	1	180°
0	1	270°

由表 6－5 可见，当输入双比特数据为 00 时，调相信号的载波相位相对于前一双比特码元的载波相位不变化；当输入双比特数据为 10 时，调相信号的载波相位相对于前一双比特码元的载波相位变化 90°，其余类推。但由于前一双比特码元的载波相位有四种可能，因此，对于输入某一双比特数据，得到的载波相位也不是固定的，同样有四种可能。例如，若输入双比特数据为 10，按表 6－5 规定载波相位应变化 90°，但由于前一双比特码元的载波相位有四种可能，现设它为 180°，那么，此时的载波相位应为 180° + 90° = 270°。按四相绝对移相表 6－3A 方式的规定，可查得其相应的输入双比特数据 cd 应为 01，而这时输入双比特数据 ab 却是 10。因此，码变换器应将输入数据 10 变成 01。如果前一双比特码元的载波相位为 270°，那么，此时的载波相位应为 270° + 90° = 360°(即 0°)。同样，按表 6－3 的规定，其相应的输入双比特数据 cd 应为 00，故码变换器应将输入双比特数据 10 变为 00。由上例不难看出，码变换器应完成表 6－6 所示的逻辑功能。表中，本时刻出现的码元状态 c_nd_n 与 θ_n 的关系是固定的，属于绝对调相；而输入双比特 a_nb_n 与 θ_n 的关系却是不固定的，有四种可能。可见，码变换器正是要完成我们所要求的这种转换。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 6－6　四相相对调相码变换的逻辑功能

本时刻到达的 ab 及所要求的相对相位变化			前一码元的状态			本时刻应出现的码元状态		
a_n	b_n	$\Delta\varphi_n$	c_{n-1}	d_{n-1}	θ_{n-1}	c_n	d_n	θ_n
0	0	0°	0	0	0°	0	0	0°
			1	0	90°	1	0	90°
			1	1	180°	1	1	180°
			0	1	270°	0	1	270°
1	0	90°	0	0	0°	1	0	90°
			1	0	90°	1	1	180°
			1	1	180°	0	1	270°
			0	1	270°	0	0	0°
1	1	180°	0	0	0°	1	1	180°
			1	0	90°	0	1	270°
			1	1	180°	0	0	0°
			0	1	270°	1	0	90°
0	1	270°	0	0	0°	0	1	270°
			1	0	90°	0	0	0°
			1	1	180°	1	0	90°
			0	1	270°	1	1	180°

需要指出，按表 6－6 规定的逻辑功能产生的 c_n、d_n 还应按 $0\rightarrow+1$、$1\rightarrow-1$ 的规律变换成双极性脉冲，然后再对载波进行调制。最后由相加器输出的信号便是所需的 QDPSK 信号。

(2) 码变换加相位选择法产生 QDPSK 信号的原理十分简单，它的组成方框图与图 6－28 所示的相位选择法产生 QPSK 信号的组成方框图完全相同。不过，这里逻辑选相电路除按规定完成选择载波的相位外，还应实现将绝对码转换成相对码的功能。也就是说，在四相绝对移相对，直接用输入双比特码去选择载波的相位；而在四相相对移相时，需要将输入的双比特码 ab 转换成相应的双比特码 cd，再用 cd 去选择载波的相位。这样，便可产生 QDPSK 信号。

QDPSK 信号的解调方法与 2DPSK 信号解调相类似，也有极性比较法和相位比较法两种方式。由于 QDPSK 信号可以看作两路 2DPSK 信号的合成，因此，解调时也可以分别按两路 2DPSK 信号解调。上述两种解调方法的组成方框图如图 6－31 所示。图(a)是极性比较法原理方框图；图(b)是相位比较法原理方框图。

由图 6－31(a)所示的极性比较法解调方框图。可见，它可以看成是由 QPSK 信号解调器和码变换器两部分构成。关于 QPSK 信号解调器的原理大家都是十分熟悉的，故这里着

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

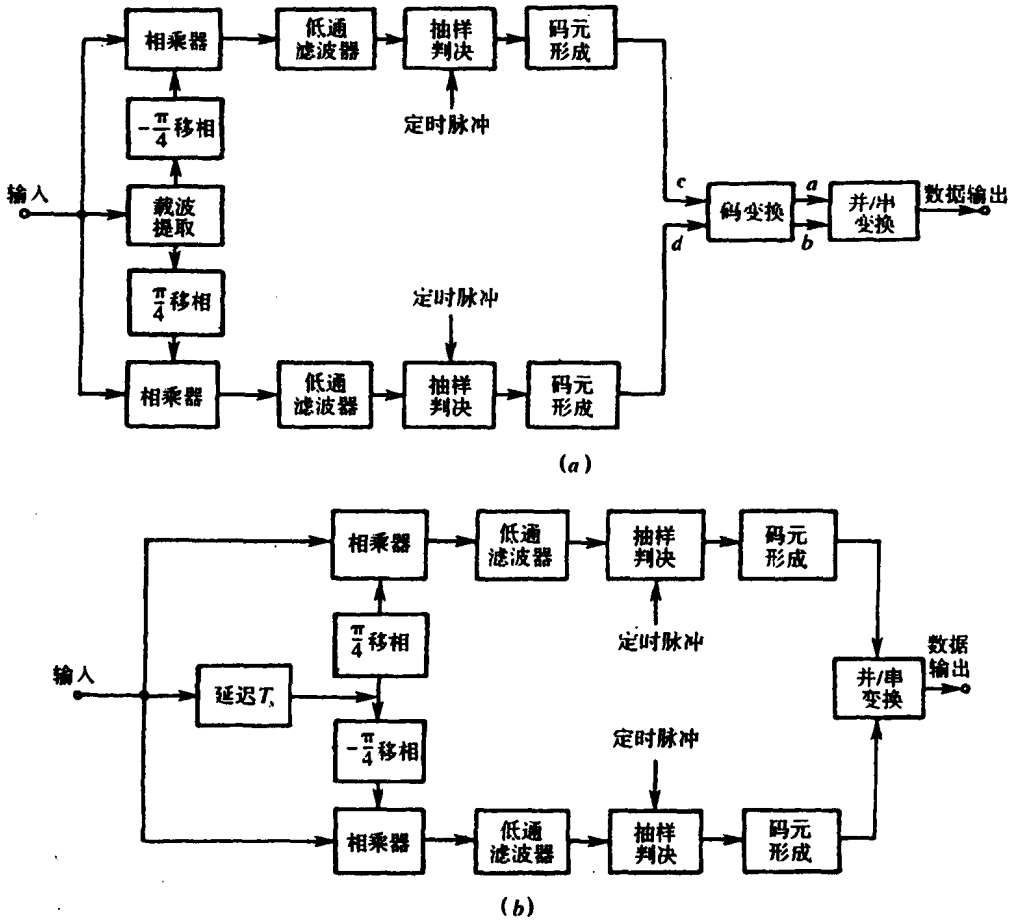


图 6－31 QDPSK 信号解调方框图

(a) 极性比较法；(b) 相位比较法。

重介绍码变换器的原理。

由于发送的 QDPSK 信号符合表 6－5 规定，故解调器中上、下支路的两个相干载波应为 $\cos\left(\omega_c t-\frac{\pi}{4}\right)$ 及 $\cos\left(\omega_c t+\frac{\pi}{4}\right)$。若不考虑信道引起的失真及噪声的影响，加到解调器输入端的接收信号在一个码元持续时间内可以表示为

$$s(t)=g(t)\cos(\omega_c t+\varphi_k)$$

上支路相乘器的输出为

$$s(t)\cdot\cos\left(\omega_c t-\frac{\pi}{4}\right)=g(t)\cos(\omega_c t+\varphi_k)\cdot\cos\left(\omega_c t-\frac{\pi}{4}\right)=$$

$$\frac{1}{2}g(t)\cos\left[2\omega_c t+\left(\varphi_k-\frac{\pi}{4}\right)\right]+\frac{1}{2}g(t)\cos\left(\varphi_k+\frac{\pi}{4}\right)$$

低通滤波器的输出为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$\frac{1}{2}g(t)\cos\left(\varphi_k+\frac{\pi}{4}\right)$$

同理，下支路相乘器的输出为

$$\frac{1}{2}g(t)\cos\left[2\omega_c t+\left(\varphi_k+\frac{\pi}{4}\right)\right]+\frac{1}{2}g(t)\cos\left(\varphi_k-\frac{\pi}{4}\right)$$

低通滤波器的输出为

$$\frac{1}{2}g(t)\cos\left(\varphi_k-\frac{\pi}{4}\right)$$

因此，上、下支路在 $t=T_s$ 时刻的抽样值可分别表示为

$$U_A\propto\cos\left(\varphi_k+\frac{\pi}{4}\right)$$

$$U_B\propto\cos\left(\varphi_k-\frac{\pi}{4}\right)$$

由以上分析不难得出表6－7所列的判决规则。这里，判决器按极性判决，负抽样值判为“1”，正抽样值判为“0”。

表6－7　QDPSK信号正交解调的判决规则

载波相位 φ_k	上支路抽样值 U_A 的极性	下支路抽样值 U_B 的极性	判决器输出	
			c	d
0°	+	+	0	0
90°	－	+	1	0
180°	－	－	1	1
270°	+	－	0	1

下面就来讨论码变换器的工作原理。这里的码变换器的功用恰好与发送端的相反，它需要将判决器输出的相对码恢复成绝对码。设码变换器当前的输入数据为 c_i，d_i；前一输入数据为 c_{i-1}，d_{i-1}；输出数据为 a_i，b_i。现在我们举例来说明它是如何完成所要求的功能的。假设输入解调器的信号相位序列为

$\{\varphi_k\}$：0°　90°　90°　270°　180°　0°　270°…

那么，前后码元相位差序列为

$\{\Delta\varphi_k\}$：90°　0°　180°　270°　180°　270°…

按表6－5的规定可知，发送端发送的信息数据序列为

$\{a_i\}$：1　0　1　0　1　0…

$\{b_i\}$：0　0　1　1　1　1…

根据上面假设的相位序列 $\{\varphi_k\}$ 及表6－7，可以得到码变换器输入数据序列为

$\{c_i\}$：0　1　1　0　1　0　0…

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$\{d_i\}$:0 0 0 1 1 0 1…

现在的任务就是如何由 c_i,d_i 来恢复发送的数据序列,即使得码变换器输出的数据序列与发送的数据序列相同。不难看出,码变换器的输出 a_ib_i 与输入 c_id_i 符合表6-8所列的逻辑关系。例如,令码变换器输入的第一、二组数据为 $c_0=0$、$d_0=0$ 及 $c_1=1$、$d_1=0$,这时,输出数据应为 $a_1=1$、$b_1=0$。同样,令码变换器输入的两组数据为 $c_1=1$,$d_1=0$ 及 $c_2=1$,$d_2=0$,这时,要求输出的数据应为 $a_2=0$,$b_2=0$。

表6-8 收端码变换器逻辑变换关系

前一输入双比特		本时刻输入		输出数据	
c_{i-1}	d_{i-1}	c_i	d_i	a_i	b_i
0	0	0	0	0	0
		0	1	0	1
		1	1	1	1
		1	0	1	0
0	1	0	0	1	0
		0	1	0	0
		1	1	0	1
		1	0	1	1
1	1	0	0	1	1
		0	1	1	0
		1	1	0	0
		1	0	0	1
1	0	0	0	0	1
		0	1	1	1
		1	1	1	0
		1	0	0	0

综上所述,对表6-8所列的逻辑变换关系可以分两种情况讨论:

第一种情况:前一状态上、下两支路具有相同数据00或11时,即满足 $c_{i-1}\oplus d_{i-1}=0$,则码变换器输出有

$$\begin{cases} a_i = c_i \oplus c_{i-1} \\ b_i = d_i \oplus d_{i-1} \end{cases}$$

第二种情况:前一状态上、下两支路具有不同数据01或10时,即满足 $c_{i-1}\oplus d_{i-1}=1$,则码变换器输出为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$\begin{cases} a_i = d_i \oplus d_{i-1} \\ b_i = c_i \oplus c_{i-1} \end{cases}$$

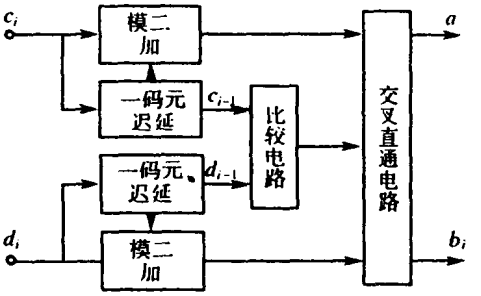


图 6－32　收端码变换器电路

根据式及式的关系，容易得到图 6－29 所示的码变换器电路图。两路输入信号 c_i、d_i 分别与其前一信号 c_{i-1}，d_{i-1} 模二相加，完成 $c_i \oplus c_{i-1}$ 及 $d_i \oplus d_{i-1}$ 的运算，然后比较前一信号 c_{i-1}，d_{i-1} 的极性，并用极性比较器输出的电压去控制交叉直通电路。当 $c_{i-1} \oplus d_{i-1} = 0$ 时，交叉直通电路处于直通状态，即把 $c_i \oplus c_{i-1}$ 作为 a_i 的输出，而把 $d_i \oplus d_{i-1}$ 作为 b_i 的输出；反之，当 $c_{i-1} \oplus d_{i-1} = 1$ 时，交叉直通电路处于交叉状态，即把 $c_{i-1} \oplus c_i$ 作为 b_i 的输出，而把 $d_{i-1} \oplus d_i$ 作为 a_i 的输出。

以上就是极性比较法解调 QDPSK 信号的原理。下面再简要说明图 6－31（b）所示的相位比较法的原理。它适用于接收按表 6－9 所规定的相位关系的 QDPSK 信号。这种解调方法与极性比较法相比，主要区别在于：它利用延迟电路将前一码元信号延迟一码元时间后，分别移相 $\pi/4$ 和 $-\pi/4$，再将它们分别作为上、下支路的相干载波。另外它不需要采用码变换器，这是因为 QDPSK 信号的信息包含在前后码元相位差中，而相位比较法解调的原理就是直接比较前后码元的相位。

表 6－9　QDPSK 信号相位编码逻辑关系

双比特码元		波相位变化
a	b	$\Delta\varphi_k$
0	0	0°
0	1	90°
1	1	180°
1	0	270°

由上述原理可以看出，在相同的信息速率下，四相信号的码长比二相的增加一倍，故它的频带可减小至二相时的一半。也就是说，四相相位键控系统在单位频带内的信息速率可比二相时的提高一倍。如果四相系统与二相系统的码元速率相同时，则四相系统的信息速率是二相系统的二倍。CCITTV.26 号建议规定，在四线租用电话线路上可以采用速率为 2400bit/s 的 QDPSK 方式的调解器。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

2. 多进制数字相位调制系统的抗噪声性能

在 M 相数字调制中，我们可以认为这 M 个信号矢量把相位平面划分成 M 等分，每一等分的相位间隔代表一个传输信号。

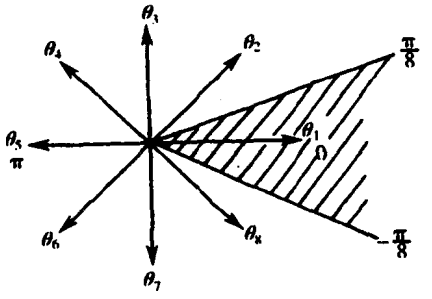


图 6－33 $M = 8$ 的矢量表示关系

在没有噪声时，每一信号相位都有相应的确定值。例如，$M = 8$ 时，每一信号间隔为 $\pi/4$，如图 6－33 所示。在有噪声叠加时，则信号和噪声的合成波形的相位将按一定的统计规律随机变化。这时，若发送信号的基准相位为零相位，$M = 8$，则合成波形相位 θ 在 $-\pi/8 < \theta < \pi/8$ 范围内变化时（见图中虚影区），就不会产生错误判决；如果在这个范围之外，将造成判决错误。因此，假设发送每一信号的概率是相等的，且令合成波形的相位服从一维概率密度 $f(\theta)$，则系统的误码率 P_e 为

$$P_e = 1 - \int_{-\frac{\pi}{M}}^{\frac{\pi}{M}} f(\theta)\mathrm{d}\theta$$

只要给定 $f(\theta)$，则 P_e 便可求得。

在一般情况下，一维概率密度 $f(\theta)$ 是不易得到的，故式也难以计算出结果。不过，在二相及四相时可得结果如下：

对于二相，有

$$P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{r}$$

对于四相，有

$$P_e = 1 - \left[1 - \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{r/2}\right]^2$$

其曲线如图 6－34 所示。可以指出，对于 M 相方式，当 r 足够大时，误码率 P_e 可近似为

$$P_e \approx \mathrm{e}^{-r\sin^2(\pi/M)}$$

以上是绝对移相的情形，对于多相相对移相时的性能，也可按上述原理导出。这里，由于前一码元的相位是受扰，故合成波形相位 θ 在

$$\varphi_0 - \frac{\pi}{M} < \theta < \varphi_0 + \frac{\pi}{M}$$

范围内时才不发生错判，其中，φ_0 为参考信号（即前一码元信号）之相位。这时错判的概率应为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

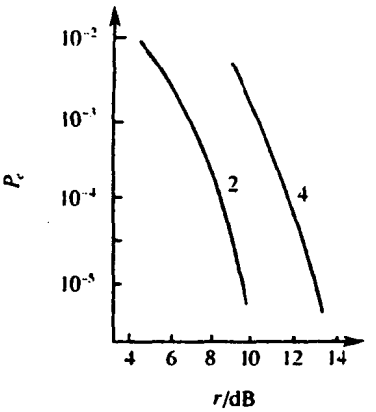


图 6－34　相干移相时的误码率

$$P_e(\varphi_0) = 1 - \int_{\varphi_0-\frac{\pi}{M}}^{\varphi_0+\frac{\pi}{M}} f(\theta)\mathrm{d}\theta$$

考虑到 φ_0 也是随机的，故若其概率密度为 $q(\varphi_0)$，则系统总误码率 P_e 为

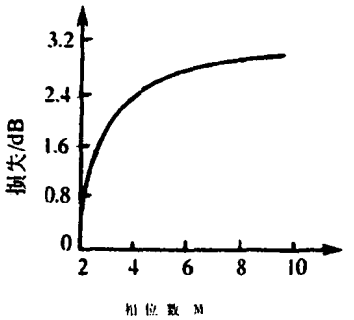


图 6－35　差分和相干移相在信噪比上的损失与相位数 M 的关系

$$P_e = \int_{-\pi}^{\pi} q(\varphi_0) P_e(\varphi_0)\mathrm{d}\varphi_0$$

在大信噪比的情况下，可得

$$P_e \approx \mathrm{e}^{-2r\sin^2\left(\frac{\pi}{2M}\right)}$$

比较式可见，在同样误码率下，将有下式成立

$$\frac{r_{差分}}{r_{相干}} = \frac{\sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right)}{2\sin^2\left(\frac{\pi}{2M}\right)}$$

这个结果已绘在图 6－35 中。由图可见，在 M 值很大时，差分移相和相干移相相比约损失 3dB 的功率。在四相时，大约损失 2.3dB 的功率。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第四节 现代数字调制技术

前面讨论了三种基本的数字调制方式。在现代通信中,需要解决的实际问题很多,仅使用这三种基本的数学调制方式是远远不够的。20 世纪 60 年代以来,在对流层散射通信和短波通信中,为了对抗衰落现象,出现了时频调制(TFSK)和时频相调制(TFPSK)等调制方式。随着大容量和远距离数字通信技术的发展,出现了一些新的问题,主要是信道的带限和非线性对传统信号的影响,新的调制技术的研究,主要是围绕充分节省频谱和高效率地利用频带展开的。多进制调制以及多参量联合调制是提高频谱利用率的有效方法,多进制正交振幅调制(MQAM)就是一个通过有限带宽信道进行数字传输的重要技术。恒包络调制能适应信道的非线性,保持较小的频谱占用率。

恒包络调制是指已调波的包络保持为恒定,它与多进制调制是从不同的两个角度来考虑调制技术的,它所产生的调制信号经过发端限带后,通过非线性部件时,其输出只产生很小的频谱扩展。这种已调波具有两个最主要的特点,其一是包络恒定或起伏很小;其二是已调波具有快速高频滚降特性,或者说已调波除主瓣以外,只有很小的旁瓣,甚至几乎没有旁瓣。实际上,已调波的频谱特性与其相位路径有着紧密的关系(因为 $\omega = d\theta(t)/dt$)。为了控制已调波的频谱特性,必须控制它的相位路径。

20 世纪 50 年代末出现了二相相移键控(2PSK),之后,为了提高信道频带利用率,又提出四相相移键控(QPSK)。这两种调制方式所产生的已调波,在码元转换时刻(点)上都可能产生 180°的相位跳变,使得频谱高频滚降缓慢,带外辐射大。为了消除 180°的相位突跳,60 年代末又在 QPSK 基础上提出了交错正交相移键控(OQPSK)。它虽然克服了 180°相位突跳的问题,但是,在码元转换点上仍可能有 90°的相位突跳,同样使得频谱中高频成分不能很快地滚降。为了彻底解决相位突跳的问题,人们很自然地会想到,相邻码元之间的相位变化不应该有瞬时突变,而应该在一个码元时间内逐渐累积来完成,从而保持码元转换点上相位连续。其相位累积规律首先出现的是直线型,这就是 70 年代初提出的最小频移键控(MSK)。1975 年又提出升余弦型,称之为正弦频移键控(SFSK),相继出现的还有串行 MSK,以及频移交错正交调制(FSOQ),它们都是 MSK 的改进型。

上述几种 MSK 方式,其相位特性仅局限于一个码元内,这就限制了选择不同相位路径的可能性。因此,有必要把相位特性的研究扩展到几个码元进行。于是 1977 年提出了受控调频(TFM),它是由相关编码器和频率调制所组成的,相关编码器改变数据的概率分布,从而改变基带信号的频谱,它的作用相当于一个滤波器。1979 年提出了采用高斯滤波器来代替 TFM 中的相关编码器,从而构成了调制高斯滤波的最小频移键控(GMSK)。

1979 年出现了另外一些编码方式,从而构成了无码间串扰和抖动的交错正交相移键控(IJF—OQPSK)、部分响应的无码间串扰和抖动的交错正交相移键控(PR—IJF—OQPSK)以及互相关相移键控(XPSK),XPSK 实质上是 IJF—OQPSK 的改进型。

上述几种调制方式,它们的相位路径各不相同。因此,对应的已调波频谱高频滚降的速率也不相同,其中 TFM 最快。下面分别对几种主要的调制方式,如 MQAM、OQPSK、

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

MSK、TFM、GMSK 以及 IJF - OQPSK 等以及一些新的调制技术做以简要介绍。

一、正交振幅调制(QAM)

单独使用振幅或相位携带信息时，不能最充分地利用信号平面，这可以由矢量图中信号矢量端点的分布直观观察到。多进制振幅调制时，矢量端点在一条轴上分布，多进制相位调制时，矢量端点在一个圆上分布。随着进制数 M 的增大，这些矢量端点之间的最小距离也随之减小。但如果我们充分地利用整个平面，将矢量端点重新合理地分布，则有可能在不减小最小距离的情况下，增加信号矢量的端点数目。基于上述概念我们可以引出振幅与相位相结合的调制方式，这种方式常称为数字复合调制方式，一般的复合调制称为幅相键控(APK)，两个正交载波幅相键控称为正交振幅调制(QAM)。

正交振幅调制的一般表达式为

$$y(t) = A_m \cos\omega_c t + B_m \sin\omega_c t, \quad 0 \leqslant t < T_b$$

式中，T_b 为码元宽度，A_m 和 B_m 为离散的振幅值，$m = 1, 2, \cdots, M$，M 为 A_m 和 B_m 的个数。

由上式可以看出，已调信号是由两路相互正交的载波叠加而成，每路载波被一组离散的振幅 $\{A_m\}$、$\{B_m\}$ 所调制，故称这种调制方式为正交振幅调制。其振幅 A_m 和 B_m 可以表示成

$$\begin{cases} A_m = d_m A \\ B_m = e_m A \end{cases}$$

式中 A 是固定的振幅，与信号的平均功率有关。(d_m, e_m) 表示 QAM 调制信号矢量端点在信号空间的坐标，由输入数据决定。

QAM 的调制和相干解调的原理框图如图 6 - 36 所示。在调制器中，输入数据经过串

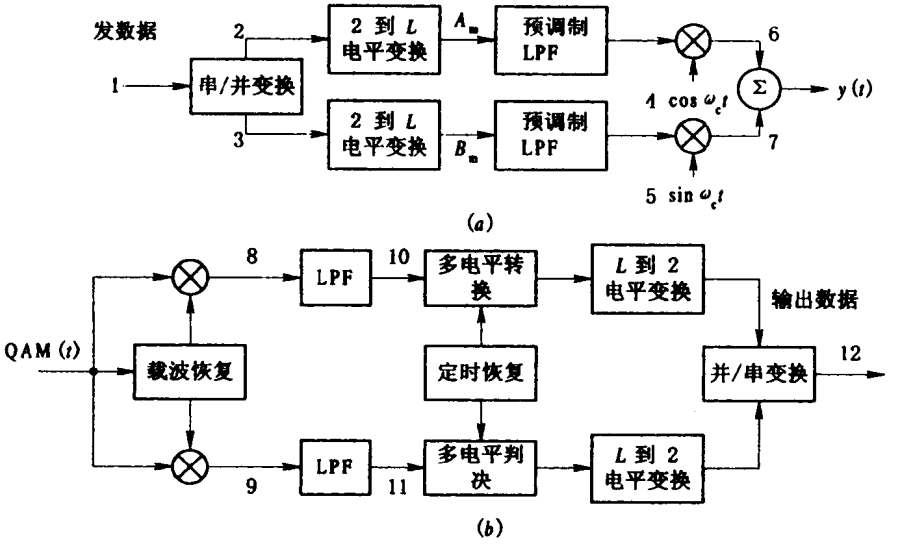


图 6 - 36　QAM 调制解调原理方框图

(a)QAM 调制框图；(b)QAM 解调框图

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

并变换分成两路，再分别经过二电平到 L 电平的变换，形成 A_m 和 B_m。为了抑制已调信号的带外辐射，A_m 和 B_m 要通过预调制低通滤波器，再分别与相互正交的两路载波相乘，形成两路 ASK 调制信号。最后将两路信号相加就可以得到不同的幅度和相位的已调 QAM 输出信号 $y(t)$。

在解调器中，输入信号分成两路分别与本地恢复的两个正交载波相乘，经过低通滤波器、多电平判决和 L 电平到二电平转换，再经过并串变换就得到了输出数据序列。

图 6－37 给出了四电平 QAM 的调制解调原理框图中各点的基本波形。

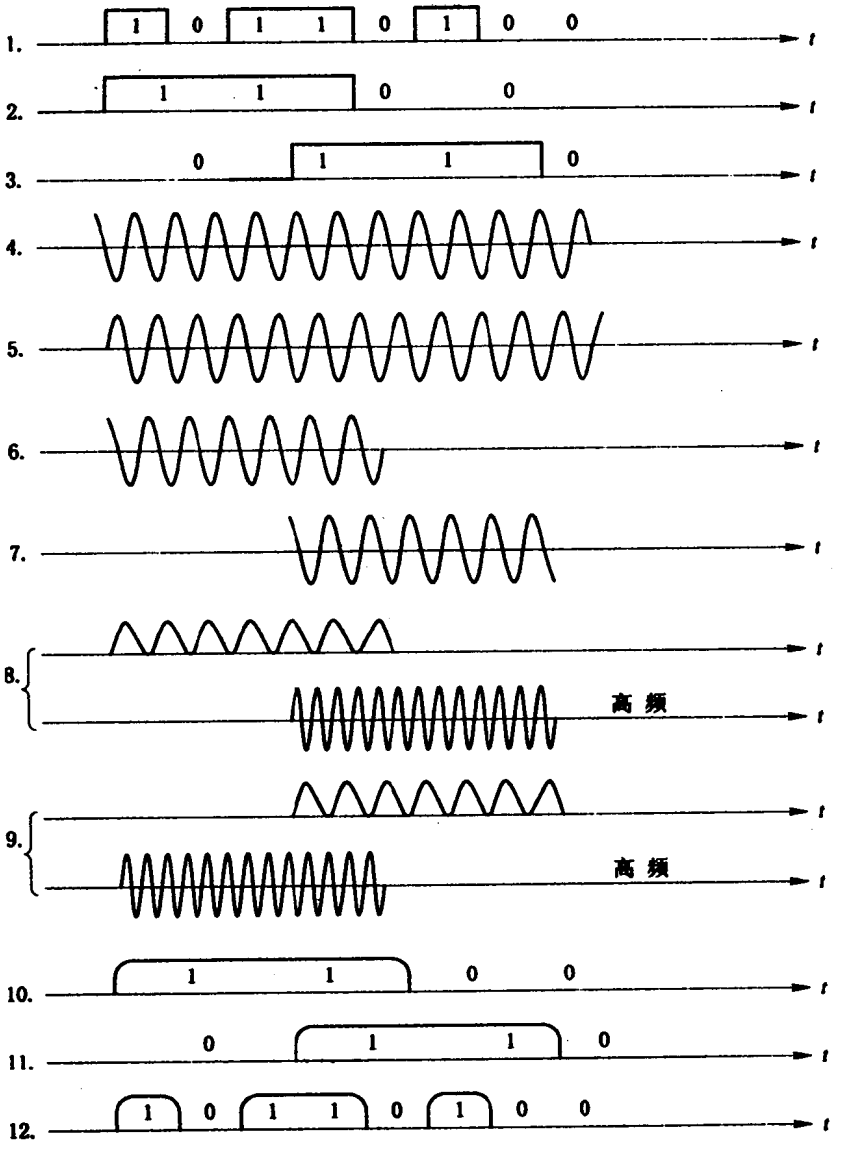


图 6－37 4QAM 调制解调过程各点波形

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

从4QAM的调制解调过程可以看出，系统可在一路ASK信号频率带宽的信道内完成两路信号的同时传输。所以，利用正交载波调制技术传输ASK信号，可使频带利用率提高一倍，达到2b/s·Hz。如果将其与多进制或其它技术结合起来，还可进一步提高频带利用率。在实际应用中，除了二进制QAM（简称4QAM以外，常采用16QAM（四进制）、64QAM（八进制）、256QAM（十六进制）等方式。

通常，把信号矢量端点的分布图称为星座图。以16进制调制为例，采用16PSK时，其星座图如图6-38（*a*）所示。若采用振幅与相位相结合的16个信号点的调制，两种可能的星座如图6-34（*b*）、（*c*）所示，其中（*b*）为正交振幅调制，记作16QAM，（*c*）是话路频带（300～3400Hz）内传送9600b/s的一种国际标准星座图，常记作16APK。

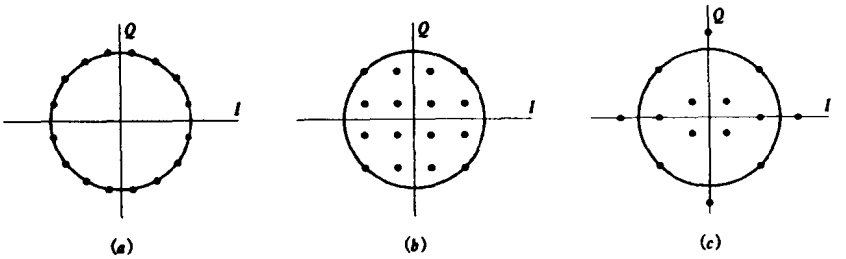


图6-38　16PSK、16QAM和16APK星座图

（*a*）16PSK；（*b*）16QAM；（*c*）16APK

目前，正交振幅调制正得到日益广泛的应用。它的星座图常为矩形或十字形，如图6-39所示。其中$M=4,16,64,256$时星座图为矩形，而$M=32,128$时则为十字形。前者M为2的偶次方，即每个符号携带偶数个比特信息；后者为2的奇次方，每个符号携带奇数个比特信息。

假设已调信号的最大幅度为1，不难算出MPSK时星座图上信号点的最小距离为

$$d_{\mathrm{MPSK}}=2\sin\left(\frac{\pi}{M}\right)$$

而MQAM时，若星座为矩形，则最小距离为

$$d_{\mathrm{MQAM}}=\frac{\sqrt{2}}{L-1}=\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{M}-1}$$

这里，$M=L^2$，L为星座图上信号在水平轴或垂直轴上投影的电平数。

由式可知，当$M=4$时，$d_{4\mathrm{PSK}}=d_{4\mathrm{QAM}}$。事实上，4PSK与4QAM的星座图相同。但当$M>4$时，例如$M=16$，则可算出$d_{16\mathrm{PSK}}=0.39$，$d_{16\mathrm{QAM}}=0.47$。$d_{16\mathrm{QAM}}>d_{16\mathrm{PSK}}$，这说明16QAM的抗干扰能力优于16PSK。

当信号的平均功率受限时，MQAM的优点更为显著，因为MQAM信号的峰值功率与平均功率之比为

$$k=\frac{L(L-1)^2}{2\sum_{i=1}^{L/2}(2i-1)^2}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

对 16QAM 来说，$L=4$，所以 $k_{16QAM}=1.8$。至于 16PSK 信号的平均功率就等于它的最大功率(恒定包络)，因而 $k_{16PSK}=1$，这说明 k_{16QAM} 大于 k_{16PSK} 约 2.55dB。这样，以平均功率相等为条件，16QAM 的相邻信号距离超过 16PSK 约 4.19dB。

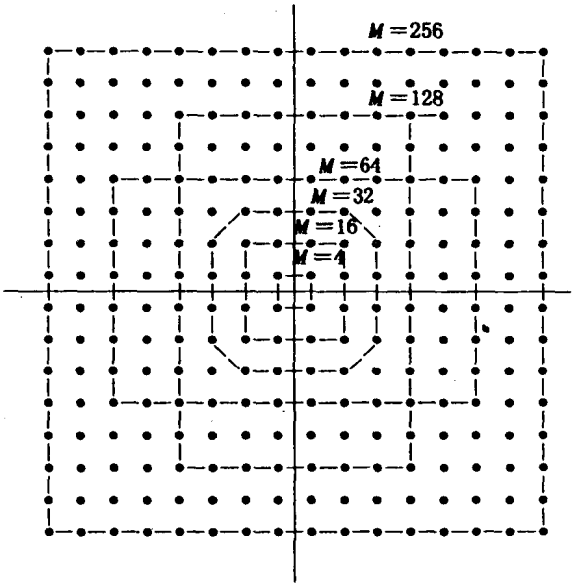


图 6-39 MQAM 星座图

由图 6-39 所示星座图可知，MQAM 如同 MPSK 一样，也可以用正交调制的方法产生。不同的是：MPSK 在 $M>4$ 时，同相与正交两路基带信号的电平不是互相独立，而是互相关联的，以保证合成矢量端点落在圆上。而 MQAM 的同相和正交两路基带信号的电平则是互相独立的。

MQAM 调制器的一般方框图如图 6-40(a)所示。图中串/并变换器将速率为 R_b 的输入二进制序列分成速率为 $R_b/2$ 的两电平序列，2 到 L 电平变换器将每个速率为 $R_b/2$ 的两电平序列变成速率为 $R_b/\log_2 M$ 的 L 电平信号，然后分别与两个正交的载波相乘，相乘的两个结果再相加即产生 MQAM 信号。

MQAM 信号的解调同样可以采用正交的相干解调方法，图 6-40(b)便是其方框图。同相路和正交路的 L 电平基带信号用有($L-1$)个门限电平的判决器判决后，分别恢复出速率等于 $R_b/2$ 的二进制序列，最后经并/串变换器将两路二进制序列合成一个速率为 R_b 的二进制序列。

调制过程表明：MQAM 信号可以看成是两个正交的抑制载波双边带调幅信号的相加，因此，MQAM 与 MPSK 信号一样，其功率谱都取决于同相路和正交路基带信号的功率谱。MQAM 与 MPSK 在相同信号点数时，功率谱相同，带宽均为基带信号带宽的两倍。

其实，QAM 信号的结构不是惟一的。例如，在给定信号空间中的信号点数目为 $M=8$ 时，要求这些信号点仅取两种振幅值，信号点之间的最小距离为 $2A$ 的情况下，几何可能的信号空间如图 6-41 所示。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

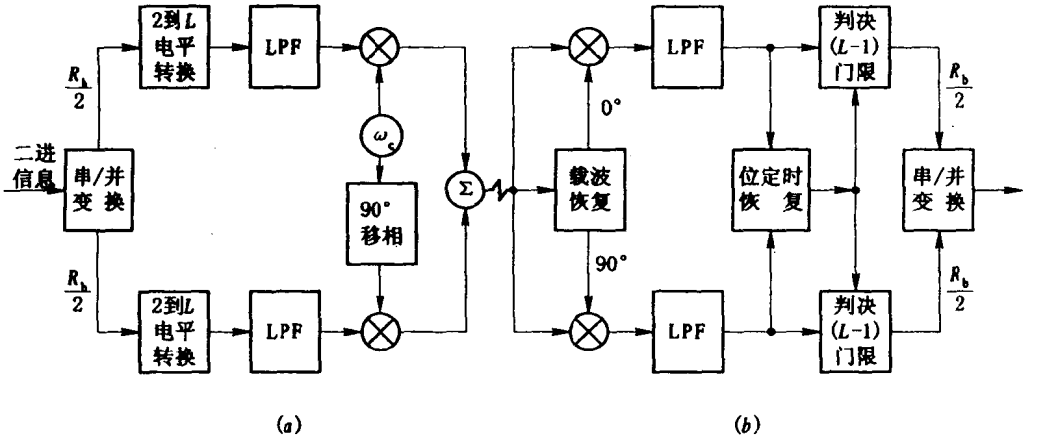


图 6－40　MQAM 调制器与解调器

(a)调制器;(b)解调器

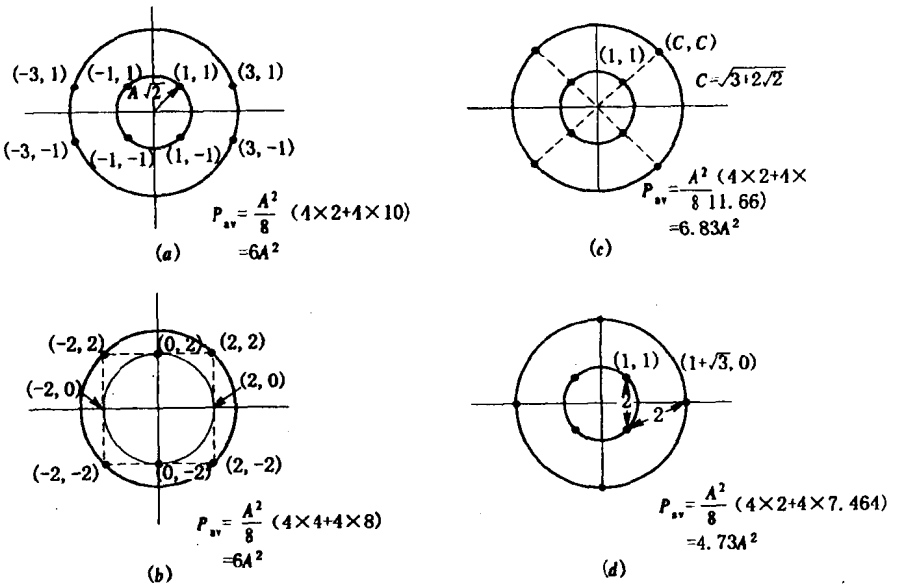


图 6－41　8QAM 的信号空间

在所在信号点等概率出现的情况下,平均发射信号功率为

$$P_{av}=\frac{A^2}{M}\sum_{m=1}^{M}(d_m^2+e_m^2)$$

图 6－41 中(a)～(d)的平均功率分别为 $6A^2$,$6A^2$,$6.83A^2$ 和 $4.73A^2$。因此,在相等信号功率条件下,图 6－41(d)中的最小信号距离最大,其次为图 6－41(a)和(b),图 6－42(c)中的最小信号距离最小。图 6－42(d)比图 6－42(a)和(b)大 1 dB,比图 6－42(c)大 1.6dB。

对于 $M=16$ 来说,若要求最小信号空间距离为 $2A$,则有多种分布形式的信号空间。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

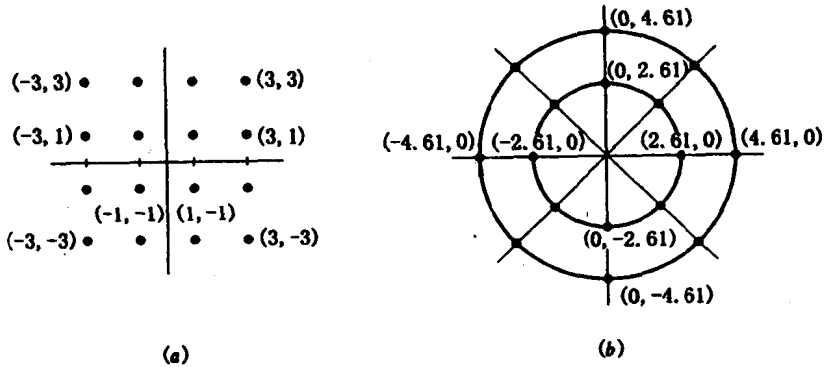


图 6-42 16QAM 的信号空间

(a)方型 QAM 星座图;(b)星型 QAM 星座图

两种具有代表意义的信号空间如图 6-43 所示。

在图 6-43(a)中,信号点的分布成方型,故称之为方型 QAM 星座,它也被称为标准型 QAM。在图 6-43(b)中,信号点的分布成星型,故称之为星型 QAM 星座。利用式,可得这两种形式的信号平均功率为

$$\text{方型 QAM} \quad P_{av} = \frac{A^2}{16}(4\times 2 + 8\times 10 + 4\times 18) = 10A^2$$

$$\text{星型 QAM} \quad P_{av} = \frac{A^2}{16}(8\times 2.61^2 + 8\times 4.61^2) = 14.03A^2$$

尽管两者功率相差 1.4dB,但两者的星座结构有重要的差别。一是星型 QAM 只有两个振幅值,而方型 QAM 有三种振幅值。二是星型 QAM 仅有 8 种相位值,而方型 QAM 有 12 种相位。这两点使得在衰落信道中,星型 QAM 比标准方型 QAM 更具有吸引力。

二、交错正交相移键控(OQPSK)

前面讨论过 QPSK 信号,它的频带利用率较高,理论值达 2b/s·Hz。但当码组 00↔11 或 01↔10 时,产生 180°的载波相位跳变。这种相位跳变引起包络起伏,当通过非线性部件后,使已经滤除的带外分量又被恢复出来,导致频谱扩展,增加对邻波道的干扰。为了消除 180°的相位跳变,在 QPSK 基础上提出了 OQPSK 调制方式。

OQPSK 是在 QPSK 基础上发展起来的一种恒包络数字调制技术,是 QPSK 的改进型,也称为偏移四相相移键控(offset-QPSK),有时又称为参差四相相移键控(SQPSK)或双二相相移键控(Double-QPSK)等。它与 QPSK 有同样的相位关系,也是把输入码流分成两路,然后进行正交调制。不同点在于它将同相和正交两支路的码流在时间上错开了半个码元周期。由于两支路码元半周期的偏移,每次只有一路可能发生极性翻转,不会发生两支路码元同时翻转的现象。因此,OQPSK 信号相位只能跳变 0°, ±90°,不会出现 180°的相位跳变。为了说明这点,表 6-10 给出了同相支路中码元转换时刻的相位变化。表中矢量是两路矢量的合成。由于两路码元在时间上偏离 $T_b/2$,当 $t_0 < t_1 < t_2 \cdots$ 时,矢量的合成顺序为 $I_{t_0}, Q_{t_1}, I_{t_2}, Q_{t_3}, I_{t_4}, \cdots$,由于初始条件不同,合成矢量也不相同。表中选择了 I_{t_0}, Q_{t_1} 和 I_{t_2} 三个相邻码元。t_1 时的矢量为 I_{t_0} 和 Q_{t_1} 的合成,t_2 时的矢量为 Q_{t_1} 和 I_{t_2} 的合成,

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

图中标出了由 t_1 到 t_2 的相位变化。在此规定矢量逆时针旋转为正。由图可以看出，不管矢量处于第几象限，其相位变化只有 0°，±90°三个值，不会出现 180°的相位跳变。对于 Q 支路，在相同的初始条件下，其分析过程与 I 支路相同，只是相位变化的符号相反。

OQPSK 信号的产生原理可由图 6－43 来说明。图中 $T_b/2$ 的延迟电路是为了保证 I、Q 两路码元偏移半个码元周期。BPF 的作用是形成 OQPSK 信号的频谱形状，保持包络恒定。除此之外，其它均与 QPSK 作用相同。

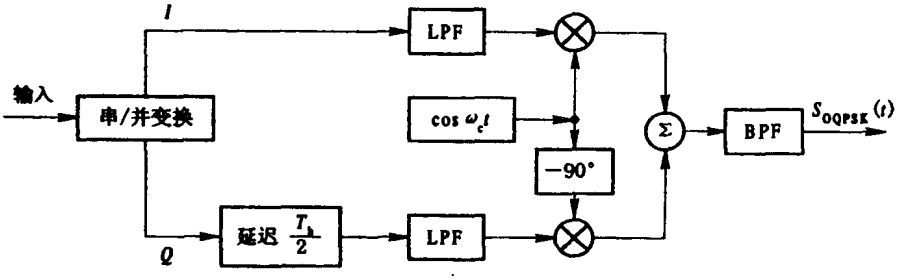


图 6－43　OQPSK 调制器方框图

表 6－10　同相支路中码元转换时刻的相位变化表

数据序列 I_{t_0} Q_{t_1} I_{t_2}	OQPSK 信号在 t_2 时的相位变化	信号矢量	数据序列 I_{t_0} Q_{t_1} I_{t_2}	OQPSK 信号在 t_2 时的相位变化	
初始			初始		
0 0 0	0°		1 0 1	0°	
0 0 1	+90°		1 0 0	−90°	
0 1 1	−90°		1 1 0	+90°	
0 1 0	0°		1 1 1	0°	

* $t_0 = 2KT_b$　$t_1 = (2K+1)T_b$　$t_2 = (2K+2)T_b$

OQPSK 信号可采用正交相干解调方式解调，其原理如图 6－44 所示。其波形和矢量图见图 6－45，OQPSK 信号的功率谱如图 6－46 所示。

由上面的图示可见，OQPSK 与 QPSK 信号的解调原理基本相同，且具有相同的功率

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

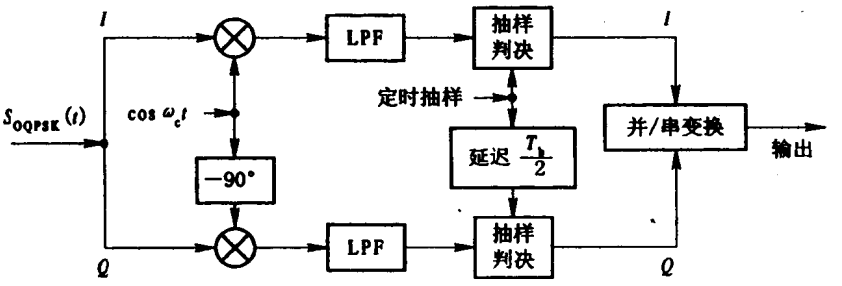


图 6-44 OQPSK 解调器方框图

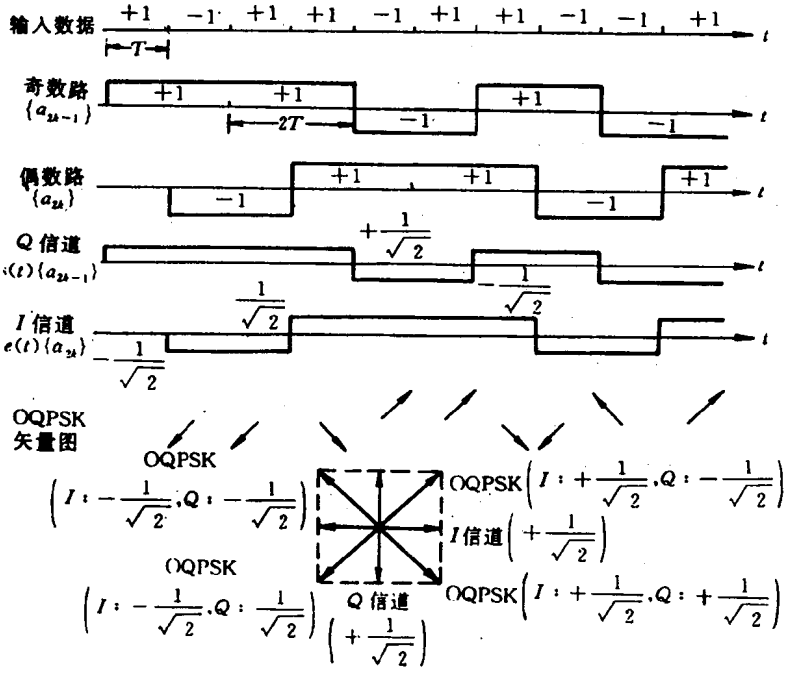


图 6-45 OQPSK 波形及矢量图

谱,但两种调制解调的差别在于对 Q 支路信号抽样判决时间比 I 支路延迟了 $T_b/2$,这是因为在调制时 Q 支路信号在时间上偏移了 $T_b/2$,所以抽样判决时刻也应偏移 $T_b/2$,以保证对两支路交错抽样。而 OQPSK 的功率谱主瓣包含功率的 92.5%,第一个零点在 $0.5R$ 处(R 为码元速率)。频带受限的 OQPSK 信号,包络起伏比频带受限的 QPSK 信号小,经限幅放大后频谱展宽也少。故 OQPSK 性能优于 QPSK。

OQPSK 克服了 QPSK 的 180°相位跳变,信号通过 BPF 后包络起伏小,性能得到了改善,因此受到了广泛重视。但是,当码元转换时,相位变化不连续,存在 90°的相位跳变,因而高频滚降慢,使得频带较宽。

三、最小频移键控(MSK)

OQPSK 由于在正交支路引入 $T_b/2$ 的偏移,结果消除了 QPSK 中的 180°的相位突跳现

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

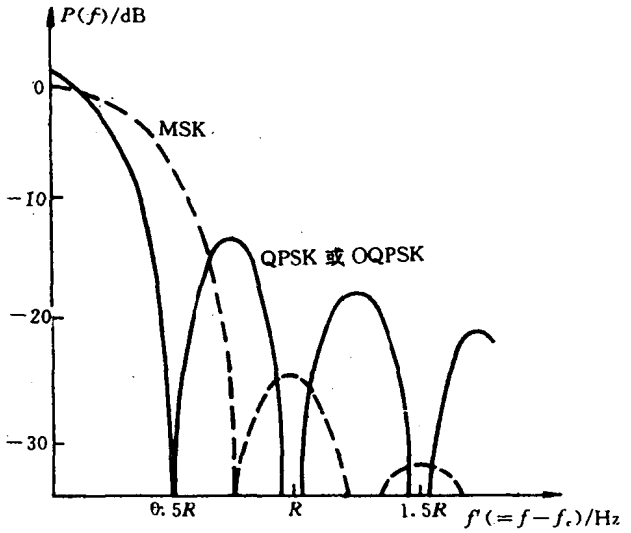


图 6-46　QPSK、OQPSK、MSK 的功率谱密度

象，但每隔 $T_b/2$ 信号可能发生 ±90°的相位变化。最小频移键控追求信号相位路径的连续性，是二进制连续相位 FSK(CPFSK)的一种。

MSK 又称快速频移键控(FFSK)，“快速”二字指的是这种调制方式对于给定的频带，它能比 2PSK 传输更高速的数据；而最小频移键控中的“最小”二字指的是这种调制方式能以最小的调制指数($h=0.5$)获得正交的调制信号。下面对 MSK 信号做简要分析。

在一个码元时间 T_b 内，CPFSK 信号可表示为

$$S_{CPFSK}(t)=A\cos[\omega_c t+\theta(t)]$$

当 $\theta(t)$ 为时间连续函数时，已调波在所有时间上是连续的，若传 0 码时载频为 ω_1，传 1 码时载频为 ω_2，它们相对于未调载频 ω_c 的偏移为 $\Delta\omega$，上式又可写为

$$S_{CPFSK}(t)=A\cos[\omega_c t\pm\Delta\omega t+\theta(0)]$$

其中

$$\left.\begin{aligned}\omega_c&=\frac{\omega_1+\omega_2}{2}\\ \Delta\omega&=\frac{\omega_2-\omega_1}{2}\end{aligned}\right\}$$

比较式可以看出，在一个码元时间内，相角 $\theta(t)$ 为时间的线性函数，即

$$\theta(t)=\pm\Delta\omega t+\theta(0)$$

式中 $\theta(0)$ 为初相角，取决于过去码元调制的结果。它的选择要防止相位的任何不连续性。

对于 FSK 信号，当 $2\Delta\omega T_b=n\pi$(n 为整数)时，就认为它是正交的。为了提高频带利用率，$\Delta\omega$ 要小，当 $n=1$ 时，$\Delta\omega$ 达最小值有

$$\Delta\omega T_b=\frac{\pi}{2}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

或者

$$2\Delta f T_b = \frac{1}{2} = h$$

h 称为调制指数。由式看出，频偏 $\Delta f = 1/(4T_b)$，频差 $2\Delta f = 1(2T_b)$，它等于码元速率之半，这是最小频差。所谓的最小频移键控(MSK)，正是取调制指数 $h = 0.5$，在满足信号正交的条件下，使频移 Δf 最小。

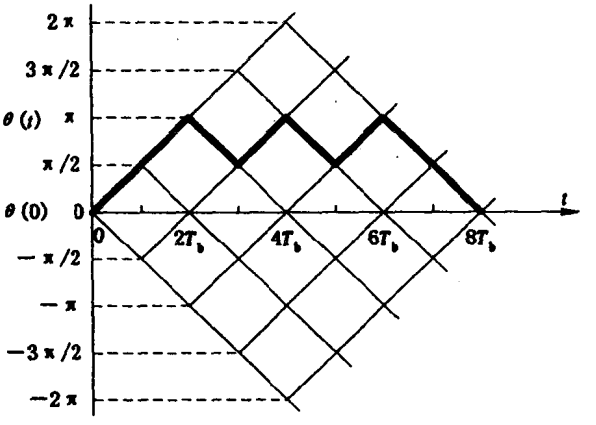


图 6-47 MSK 的相位网络图

利用式又可写为

$$\theta(t) = \pm\frac{\pi}{2T_b}t + \theta(0)$$

为了方便，假定 $\theta(0) = 0$，同时，假定 + 号对应于 1 码，一号对应于 0 码。当 $t > 0$ 时，在几个连续码元时间内，$\theta(t)$的可能值示于图 6-47 中。传 1 码时，相位增加 $\pi/2$，传 0 码时，相位减少 $\pi/2$。当 $t = T_b$ 时，可写为

$$\theta(T_b) - \theta(0) = \begin{cases} \frac{\pi}{2} & \text{“1”} \\ -\frac{\pi}{2} & \text{“0”} \end{cases}$$

因此，图中正斜率直线表示传 1 码时的相位轨迹，负斜率直线表示传 0 码时的相位轨迹。这种由可能的相位轨迹构成的图形称为相位网格图。在每一码元时间内，相对于前一码元载波相位不是增加 $\pi/2$，就是减少 $\pi/2$。在 T_b 的奇数倍上取 $\pm\pi/2$ 两个值，偶数倍上取 0、π 两个值。例如，图中粗线路径所对应的信息序列为 11010100。

若将式扩展到多个码元时间上可写为

$$\theta(t) = \frac{\pi t}{2T_b}P_k + \theta_k$$

其中 P_k 为二进制双极性码元，取值为 ±1。这表明，MSK 信号的相位是分段线性变化的，同时在码元转换时刻相位仍是连续的，所以有

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$\theta_{k-1}(kT_b)=\theta_k(kT_b)$$

或者
$$\theta_k=\theta_{k-1}+(P_{k-1}-P_k)k\cdot\frac{\pi}{2}$$

现在,将式代入式,便可写出 MSK 波形的表达式

$$S_{MSK}(t)=A\cos\left[\omega_c t+\frac{\pi t}{2T_b}P_k+\theta_k\right]$$

由式和图 6-47 看出,θ_k 为截矩,其值为 π 的整数倍,即 $\theta_k=n\pi$。利用三角等式并注意到 $\sin\theta_k=0$,有

$$\begin{aligned}S_{MSK}(t)&=A\left[a_I(t)\cos\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right)\cos\omega_c t-a_Q(t)\sin\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right)\sin\omega_c t\right]\\&=A[I(t)\cos\omega_c t-Q(t)\sin\omega_c t]\end{aligned}$$

其中,$I(t)=a_I(t)\cos[\pi t(2T_b)]$;$Q(t)=a_Q(t)\sin[\pi t/(2T_b)]$;$a_I(t)=\cos\theta_k$;$a_Q(t)=P_k\cos\theta_k$。

根据以上的分析,我们可以画出 MSK 调制器的框图如图 6-48 所示。

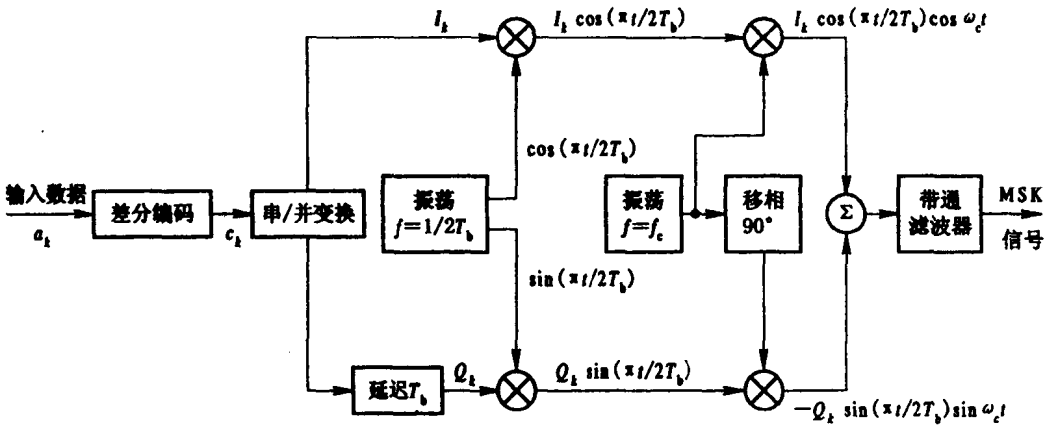


图 6-48　MSK 调制器方框图

MSK 信号的产生过程如下:

(1)对输入数据序列进行差分编码;

(2)把差分编码器的输出数据用串/并变换器分成两路,并相互交错一个比特宽度 T_b;

(3)用加权函数 $\cos(\pi t/2T_b)$和 $\sin(\pi t/2T_b)$分别对两路数据进行加权;

(4)用两路加权后的数据分别对正交载波 $\cos\omega_c t$ 和 $\sin\omega_c t$ 进行调制;

(5)把两路输出信号进行叠加。

假如给定一组输入数据序列 111010011110100010011 共 21 位码,那么 MSK 信号的变换关系及相应的波形图分别见表 6-11 和图 6-49。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 6-11 MSK 信号的变换关系

K	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
输入数据a_k	1	1	1	−1	1	−1	−1	1	1	1	1	−1	1	−1	−1	−1	1	−1	−1	1	1
差分编码	−1	1	−1	−1	1	1	1	−1	1	−1	1	1	−1	−1	−1	−1	1	1	1	−1	1
同相数据I_K		1		−1		1		−1		−1		1		−1		−1		1		−1	
正交数据Q_K			−1		1		1		1		1		−1		−1		1		1		1
ϕ_K(模2π)	0	0	0	π	π	0	0	π	π	π	π	0	0	π	π	π	π	0	0	π	π
$I_K=\cos\phi_K$		1	1	−1	−1	1	1	−1	−1	−1	−1	1	1	−1	−1	−1	−1	1	1	−1	−1
$Q_K=-a_K\cos\phi_K$			−1	−1	1	1	1	1	1	1	1	1	−1	−1	−1	−1	1	1	1	1	1
频　率	f_2	f_2	f_2	f_1	f_2	f_1	f_1	f_2	f_2	f_2	f_2	f_1	f_2	f_1	f_1	f_1	f_2	f_1	f_1	f_2	f_2

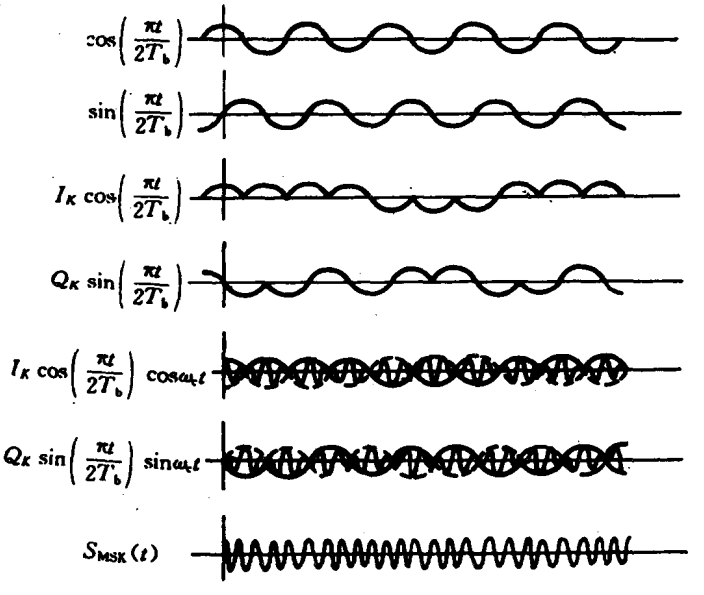


图 6-49 MSK 的信号波形

综合以上分析可知，MSK 信号必须具有以下特点：

(1)已调信号的振幅是恒定的；

(2)信号的频率偏移严格地等于 $\pm 1/(4T_b)$，相应的调制指数 $h=\Delta fT_b=(f_2-f_1)T_b=1/2$；

(3)以载波相位为基准的信号相位在一个码元期间内准确地线性变化 $\pm\pi/2$；

(4)在一个码元期间内，信号应包括四分之一载波周期的整数倍；

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

(5)在码元转换时刻,信号的相位是连续的,或者说,信号的波形没有突跳。

四、正弦频移键控(SFSK)

MSK 信号由于相位是连续变化的,因而频谱衰减速度较快。但当相邻两个符号极性变化时,相位路径在符号转换时刻将产生一个拐点,相位路径在转换时刻的斜率是不连续的,这仍然影响已调信号频谱的衰减速度。

基于上述考虑,如果改变相位路径的变化规律,可以派生出多种恒包络调制方式。图 6-50 画出了几种不同的恒包络调制的相位路径。SFSK 的相位路径是在 MSK 线性变化规律上,再叠加一个正弦变化,称为升余弦型。升余弦型相位路径在符号转换时刻的斜率变化是连续的,从而消除了 MSK 相位路径中的拐点,而一个符号内相位的变化量与 MSK 相同,仍为 90°。因此 SFSK 信号保留了 MSK 信号的优点,而频谱在主瓣以外衰减得更快。其功率谱如图 6-51 所示。

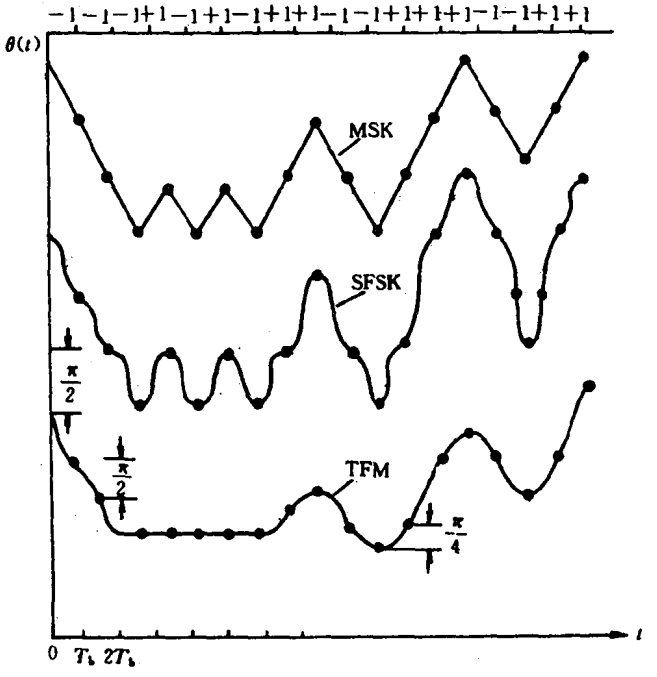


图 6-50　MSK、SFSK 和 TFM 相位路径

五、平滑调频(TFM)

进一步改进频谱衰减而且得到实际应用的方法有多种。其中一种是将相位路径中一个符号间隔内的升余弦平滑扩展到几个符号间隔内,采用类似部分响应信号的相关编码技术(注意,这里是用于相位路径成形,而不是基带信号波形成形),随着信息码元的组合不同,在一个符号间隔内相位变化值由原来的单一值($\pi/2$)变为多种值(如 0、$\pm\pi/2$、$\pm\pi/4$)。这种利用相关编码技术的连续相位调制称为平滑调频,常记作 TFM,应用于移动通

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

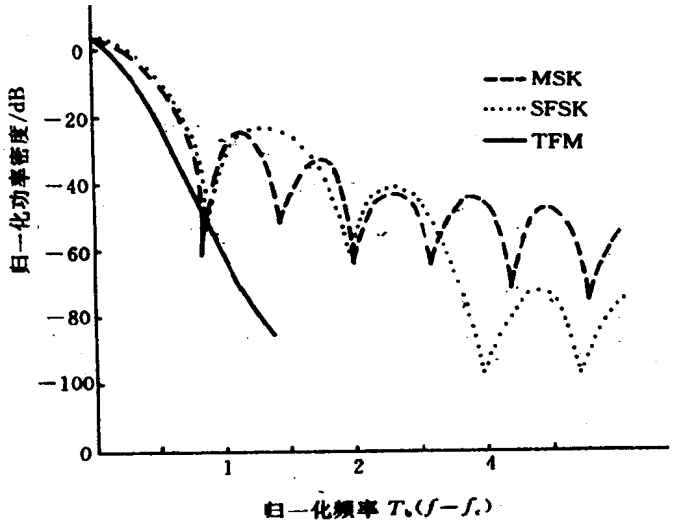


图 6-51 MSK、SFSK 和 TFM 功率谱

信。它的相位路径如图 6-50 所示。*TFM* 相位路径的平均变化率小于 SFSK，因而它的频谱特性衰减得更快，如图 6-51 所示。

六、高斯滤波的最小频移键控(GMSK)

尽管 MSK 具有包络恒定、相对较窄的带宽和能进行相干解调的优点，但它不能满足诸如移动通信中对带外辐射的严格要求，所以还必须对 MSK 做进一步的改进，高斯滤波器的 MSK 就是在 MSK 调制器之前，用高斯型低通滤波器对输入数据进行处理。如果恰当地选择此滤波器的带宽，能使信号的带外辐射功率小到可以满足一些通信场合的严格要求的程度。

为了有效地抑制 MSK 的带外辐射并保证经过预调制滤波后的已调信号能采用简单的 MSK 相干检测电路，预调制滤波器必须具有以下特点：

(1)带宽窄并且具有陡峭的截止特性；

(2)冲击响应的过冲较小；

(3)滤波器输出脉冲面积为一常量，该常量对应的一个码元内的载波相移为 $\pi/2$。

GMSK 中，基带信号首先成形为高斯型脉冲，然后再进行 MSK 调制。由于成形后的高斯脉冲包络无陡峭沿，亦无拐点，因此相位路径得以进一步平滑，如图 6-52 所示。GMSK 信号的频谱特性也优于 MSK 和 SFSK。GMSK 已确定为欧洲新一代移动通信的标准调制方式。

七、无码间串扰和相位抖动的偏移四相相移键控(IJF-OQPSK)

加快频谱衰减的另一种有效方法为无符号间串扰和无抖动的偏移正交相移键控，常记作 IJF-OQPSK。在这种调制方法中，输入的二进制信息序列先进行 IJF 编码，形成 IJF

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

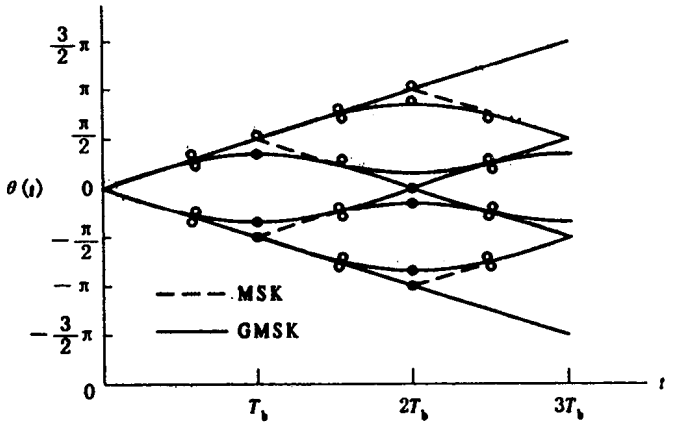


图 6－52　GMSK 信号的相位路径

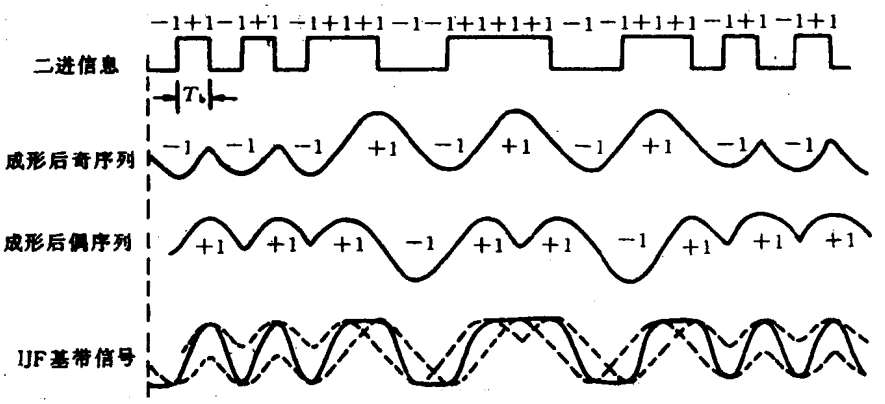


图 6－53　*IJF* 基带信号波形

基带信号，再进行 OQPSK 调制。所谓 IJF 基带信号是指底带为两倍符号间隔的升余弦脉冲。信码 1 和 0 分别对应正、负极性的升余弦脉冲，由此而得到的 IJF 信号为一连续变化的信号，无跳变沿，如图 6－53 所示。两路 IJF 基带信号和经 OQPSK 调制后所得信号的相位路径同示于图 6－54 中，其平滑程度与 TFM 相近。IJF－OQPSK 的频谱特性如图 6－55 所示，优于 MSK。

以上所述各种恒包络调制方式，从实现方法来说，大体上可以分成两类。一类是采用基带信号波形加权正交调制，如 MSK、SFSK、IJF－OQPSK，其实现方框图见图 6－56；另一类是采用预滤波后接 VCO 调频器，如 TFM、GMSK，实现方框图见图 6－57。各种调制方式的加权波形及调制前预滤波器类型列于表 6－12 中。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

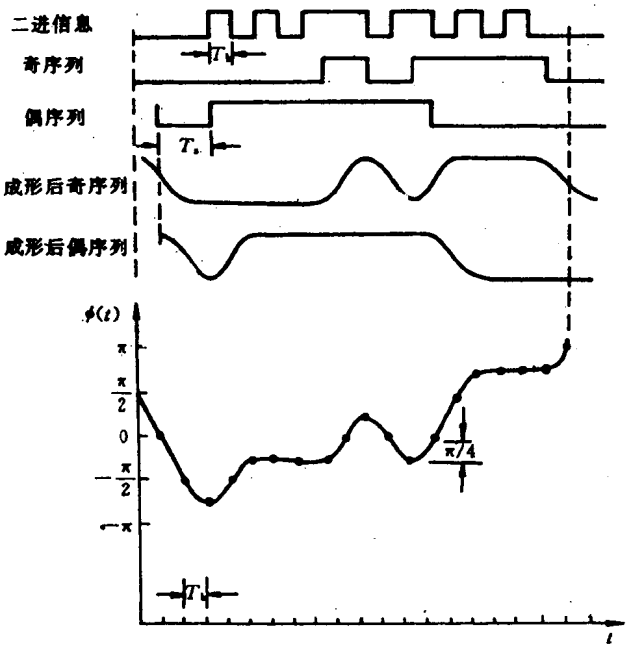


图 6－54 IJF－OQPSK 信号的相位路径

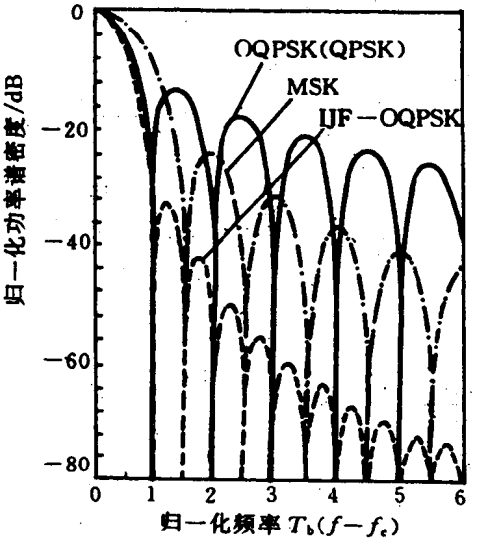


图 6－55 IJF－OQPSK 信号的功率谱

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

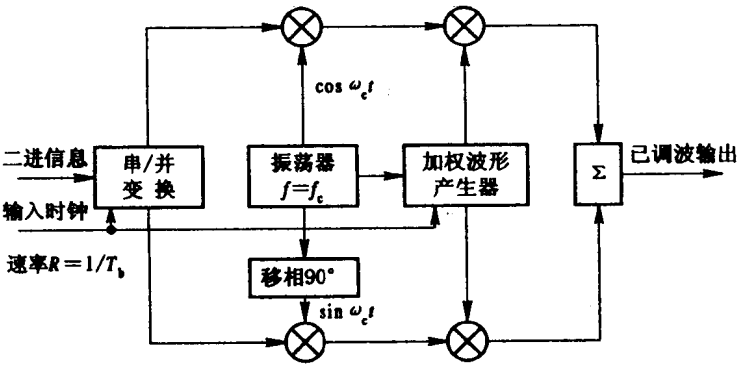


图 6－56　基带信号波形加权正交调制器的一般原理方框图

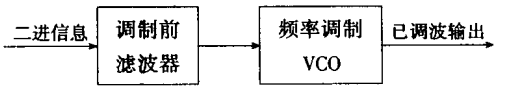


图 6－57　预滤波恒包络调制器一般原理方框图

表 6－12　恒包络调制的加权波形和预滤波

调制方式	基带信号加权波形	调制前预滤波
QPSK	矩形	——
OQPSK	矩形	——
MSK	正弦	——
SFSK	单符号间隔升余弦	——
IJF－OQPSK	双符号间隔升余弦	——
TFM	——	相关滤波器
GMSK	——	高斯滤波器

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第七章 数字信号的最佳接收方案

最佳接收是从提高接收机性能角度出发，研究在输入相同信噪比的条件下，如何使接收机最佳地完成接收信号的任务。因此，我们要研究最佳接收机的原理和数学模型，讨论它们在理论上的最佳性能，并与现有各种接收方法比较，指出改进的方向。这里所谓的最佳接收机并不是一个绝对的概念，而是在相对意义上说的，是指在某一个“标准”或“准则”下是最佳，而对其他准则，则不一定仍是最佳。因此，对于不同的准则可能会出现不同的最佳接收机。但在有些条件下，不同的准则也可能是等效的。数字通信中最常用的“最佳”准则有：最大输出信噪比准则、最小均方误差准则、最小错误概率准则、最大后验概率准则等。我们将分别研究在这些准则下的最佳接收机的模型及其性能。

第一节 最大输出信噪比接收

匹配滤波器是指在白噪声为背景的条件下，输出信噪比最大的最佳线性滤波器。如果用匹配滤波器作接收机的输入滤波器，则滤波器输出的信噪比最大。因此，用匹配滤波器构成的接收机是满足最大输出信噪比准则的“最佳”接收机，也称匹配滤波接收机。最大信噪比对数字信号的接收具有特别重要的意义。因为数字信号传输中我们最关心的是在有噪声和干扰的情况下能否正确地识别信号，当然信噪比越高越利于正确判决。下面先介绍匹配滤波器，然后介绍匹配滤波接收机。

一、匹配滤波器的传递函数 $H(f)$

现在来推导匹配滤波器的传递函数 $H(f)$。设匹配滤波器输入输出信号与噪声如图 7 - 1 所示。

在图 7 - 1 中，输入端有用信号为 $s(t)$；噪声为 $n(t)$，它是白噪声，其功率谱密度 $P_n(f)=\frac{n_0}{2}$；输出端有用信号为 $s_o(t)$；输出噪声为 $n_o(t)$，其功率谱密度 $P_{n_o}(f)=P_n(f)|H(f)|^2=\frac{n_0|H(f)|^2}{2}$。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

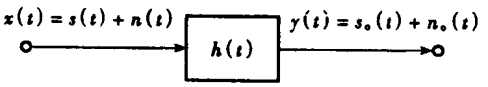


图 7－1　匹配滤波器方框图

由于匹配滤波器是输出信噪比最大的滤波器，所以首先要找到滤波器输出信噪比的表示式。

根据 $s_o(t)$ 与 $S_o(f)$ 为一对傅里叶变换及 $s_o(f) = H(f)S(f)$，可知

$$s_o(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S_o(f)e^{j2\pi ft}\mathrm{d}f$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} H(f)S(f)e^{j2\pi ft}\mathrm{d}f$$

若在 $t = t_0$ 时刻取样，则在取样时刻输出信号 $s_o(t_0)$ 表示式为

$$s_o(t_0) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f)S(f)e^{j2\pi ft_0}\mathrm{d}f$$

设取样时刻信号功率为 S_0，则

$$S_0 = |s_o(t_0)|^2 = \left|\int_{-\infty}^{\infty} H(f)S(f)e^{j2\pi ft_0}\mathrm{d}f\right|^2$$

设输出噪声功率为 N_0，则

$$N_0 = \int_{-\infty}^{\infty} P_{n_0}(f)\mathrm{d}f = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{n_0|H(f)|^2}{2}\mathrm{d}f$$

$$= \frac{n_0}{2}\int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2\mathrm{d}f$$

因此匹配滤波器在 t_0 时刻输出信噪比 r_0 为

$$r_0 = \frac{S_0}{N_0} = \frac{\left|\int_{-\infty}^{\infty} H(f)S(f)e^{j2\pi ft_0}\mathrm{d}f\right|^2}{\frac{n_0}{2}\int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2\mathrm{d}f}$$

从式可看出，匹配滤波器的输出信噪比与其 $H(f)$ 的特性密切相关。如何才能使 r_0 取最大值呢？数学家许瓦茨证明了如下不等式：

$$\left|\int_{-\infty}^{\infty} P(f)\boldsymbol{\theta}(f)\mathrm{d}f\right|^2 \leqslant \int_{-\infty}^{\infty} |P(f)|^2\mathrm{d}f \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |\boldsymbol{\theta}(f)|^2\mathrm{d}f$$

式中当 $P(f) = K\boldsymbol{\theta}^*(f)$ 时，$\left|\int_{-\infty}^{\infty} P(f)\boldsymbol{\theta}(f)\mathrm{d}f\right|^2$ 取最大值，并且此时不等式变为等式，即最大值为上式的右边式子。

令

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$\begin{cases} P(f) = H(f) \\ \boldsymbol{\theta}(f) = S(f)e^{j2\pi ft_0} \end{cases}$$

许瓦茨不等式中取最大值的条件 $P(f) = K\boldsymbol{\theta}^*(f)$ 则对应于

$$H(f) = K[S(f)e^{j2\pi ft_0}]^* = KS^*(f)e^{-j2\pi ft_0}$$

式中 $S^*(f)$ 是输入信号频谱 $S(f)$ 的共轭复数。

在满足条件下，$\left|\int_{-\infty}^{\infty} H(f)S(f)e^{j2\pi ft_0}\mathrm{d}f\right|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2\mathrm{d}f \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)e^{j2\pi ft_0}|^2\mathrm{d}f$，

并且此时它的值最大，于是得到最大信噪比

$$r_{0,\max} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2\mathrm{d}f \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)e^{j2\pi ft_0}|^2\mathrm{d}f}{\frac{n_0}{2}\int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2\mathrm{d}f}$$

$$= \frac{2}{n_0}\int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2\mathrm{d}f = \frac{2E}{n_0}$$

式中 E 为输入信号能量，且 $E = \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2\mathrm{d}f$。

就是所要求的匹配滤波器的传递函数。从该式可以看出匹配滤波器的传递函数完全由输入信号决定，这意味着不同波形的信号对应着不同传递函数的匹配滤波器。

两边求模得到

$$|H(f)| = |KS^*(f)|\,|e^{-j2\pi ft_0}| = K|S(f)|$$

式中 $|H(f)|$ 是匹配滤波器的幅度特性；$|S(f)|$ 是信号的振幅谱。

由式可知匹配滤波器的幅度特性与信号的振幅谱完全相同，可以定性解释匹配滤波器为什么能提高输出信噪比。所谓匹配滤波器，就是其幅度特性与信号的振幅特性相同，而相位特性与信号的相位特性相反的滤波器。由于匹配滤波器幅度特性与信号振幅谱相同，因此信号中频谱幅度大的频率成分，匹配滤波器对其衰减小，而信号中频谱幅度小的频率成分衰减大，这样信号经过匹配滤波器后损失较小。但对噪声来说，因为输入是白噪声，首先信号带外的噪声全部被匹配滤波器抑制，而信号带内的噪声在信号频谱幅度较小的频段内也受到匹配滤波器较大的抑制，很显然输出的噪声较小。同时，由于匹配滤波器相位特性与信号相位相反，则原来信号中各频率分量相位不同，经匹配滤波器传输后都变为同相相加，使输出信号达到最大，从而大大提高了输出信噪比。

二、匹配滤波器的冲激响应 $h(t)$

根据 $H(f)$ 与 $h(t)$ 是一对傅里叶变换，可知

$$h(t) = \mathscr{F}^{-1}[H(f)] = \mathscr{F}^{-1}[KS^*(f)e^{-j2\pi ft_0}]$$

运用傅里叶变换的运算特性

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$S(f)e^{j2\pi f t_0} \leftrightarrow s(t+t_0)$$

$$S^*(f) \leftrightarrow s(-t)$$

可得

$$h(t) = \mathscr{F}^{-1}K[S(f)e^{j2\pi f t_0}]^*$$

$$= Ks(t_0 - t)$$

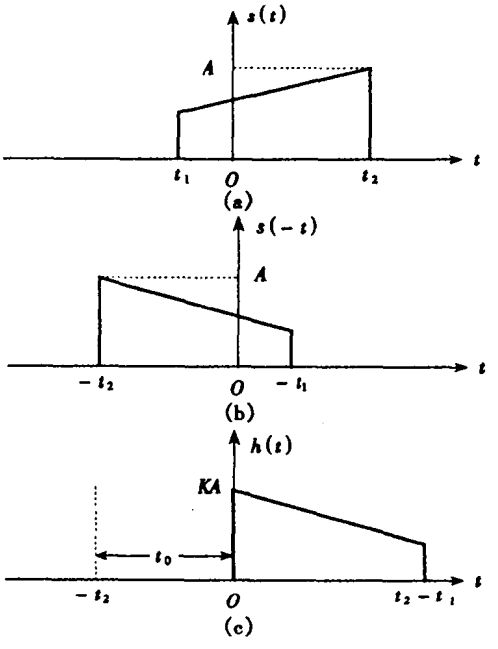


图 7－2　匹配滤波器的冲激响应实例

匹配滤波器的冲激响应便是输入信号的镜像信号在时间上时延 t_0。t_0 是取样时刻。从提高传输速度考虑，希望 t_0 小，但是 $h(t)$ 是冲激响应，从物理可实现性考虑，当 $t<0$ 时 $h(t)=0$，即 $h(t)$ 在时间为负时，不应有值。$h(t)$ 为信号的镜像同时又要保证物理可实现，则必须把该镜像波形右移到 $t>0$，右移的时间便是 t_0。t_0 取多少比较合适呢？我们用下面的例子加以说明。设信号 $s(t)$ 如图 7－2(a) 所示，$s(t)$ 的镜像信号 $s(-t)$ 如图(b) 所示，t_0 为最小的物理可实现的 $h(t)$ 见图(c)。从图(c) 可以看到 $t_0=t_2$。t_2 是信号 $s(t)$ 结束时间，这就是说输入信号刚刚结束，立即取样，显然它的速率是最高的，同时它对应的 $h(t)$ 也是物理可实现的。若取样时间先于信号结束的时间，即 $t_0<t_2$，显然是不正确的。

根据匹配滤波的冲激响应是输入信号的镜像信号并右移 t_0 这一特性，可以很方便地求得 $h(t)$，然后根据 $h(t)$ 的波形对它进行傅里叶变换便能求出 $H(f)$。在后面的例题中将用这种方法分别求出 $h(t)$ 和 $H(f)$。

三、匹配滤波器的输出波形 $s_o(t)$

前面已经讲述了匹配滤波器的 $H(f)$ 和 $h(t)$，根据线性网络的特性，网络的输出信号

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

等于输入信号与冲激响应的卷积，可得

$$
\begin{aligned}
s_o(t) &= s(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau)h(t-\tau)\mathrm{d}\tau \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau)Ks[t_0-(t-\tau)]\mathrm{d}\tau \\
&= K\int_{-\infty}^{\infty} s(\tau)s(t_0-t+\tau)\mathrm{d}\tau \\
&= Kr_s(t_0-t)
\end{aligned}
$$

式中 $r_s(t_0-t)$ 是 $s(t)$ 的自相关函数，根据自相关函数是偶函数的特性，则

$$s_o(t) = Kr_s(t-t_0)$$

就是匹配滤波器输出信号波形的表示式，它说明匹配滤波器输出信号是输入信号自相关函数的 K 倍。取样时刻 $t = t_0$ 时，

$$s_0(t_0) = Kr_s(0)$$

$r_s(0)$ 是自相关函数为 0 时的值，此值最大。故取样时刻的输出信号为最大值，此时判决最为有利，因此我们也说匹配滤波器是输入信号的自相关器。

对于输出噪声

$$
\begin{aligned}
n_o(t) &= n(t) * h(t) \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} n(\tau)Ks[t_0-(t-\tau)]\mathrm{d}\tau \\
&= K\int_{-\infty}^{\infty} n(\tau)s(t_0-t+\tau)\mathrm{d}\tau \\
&= Kr_{ns}(t_0-t)
\end{aligned}
$$

式中 $r_{ns}(t_0-t)$ 是输入噪声与输入信号的互相关函数。在取样时刻 $t = t_0$，则 $n_0(t_0) = Kr_{ns}(0)$。

$r_{ns}(0)$ 是互相关函数在 0 时刻的值，它表示 $n(t)$ 与 $s(t)$ 相乘并积分。由于 $n(t)$ 与 $s(t)$ 是不相关的，因此积分值较小，故输出噪声较小。由此可见，匹配滤波器是输入信号与噪声的互相关器。正是由于匹配滤波器对输入信号是自相关器，对输入噪声是互相关器，才使得输出信噪比明显提高。

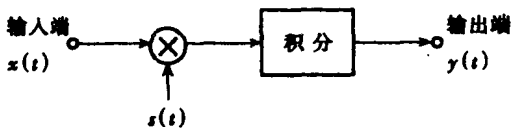


图 7－3 匹配滤波器的相关器实现电路

根据匹配滤波器的上述特性，匹配滤波器可用图 7－3 所示的相关器来实现。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

当输入端加入信号 $s(t)$ 时,则输出端

$$y(t) = K\int_{-\infty}^{\infty} s(t)\cdot s(t)\mathrm{d}t = Kr_s(0)$$

当输入为噪声时,则输出端

$$y(t) = K\int_{-\infty}^{\infty} n(t)\cdot s(t)\mathrm{d}t = Kr_{ns}(0)$$

图 7 - 3 所示的电路能实现匹配滤波器的功能。该电路与传统方法实现的匹配滤波器相比,它的适应性更好。因为图中 $s(t)$ 是本地信号产生器产生的信号,改变 $s(t)$ 就可以改变滤波器的特性,所以图 7 - 3 所示的电路对任意波形的输入信号都适用。当输入信号变化时,对应的匹配滤波器仅需改变本地信号 $s(t)$,可以免去制作传统滤波器的许多麻烦。但是该电路的同步是实现的难点,只要本地产生的 $s(t)$ 与信号同步准确,其性能是相当好的。

四、匹配滤波器的性能

我们已仔细地研究了匹配滤波器的传递函数、冲激响应和输出波形,这里再对它的特性作进一步说明:

(1) 匹配滤波器的 $H(f) = KS^*(f)\mathrm{e}^{-j2\pi f t_0}$,因此信号不同,对应的匹配滤波器也不相同。这一概念也可以这样理解:某个给定的滤波器对某个信号是匹配滤波器,但对其他的信号则就不是匹配滤波器了。

(2) 匹配滤波器 $|H(f)| = K|S(f)|$,通常 $S(f) \neq C$(C 为常数),所以信号通过匹配滤波器要产生严重的波形失真。

(3) 匹配滤波器只能用于数字信号接收。因为匹配滤波器输出能获得最大信噪比,它有利于取样判决,减小误码概率,而匹配滤波器同时也使输出波形产生严重失真,因此它不能用于模拟信号的接收或滤波。

(4) 根据式 $r_{0,\max} = \dfrac{2E}{n_0}$,说明最大输出信噪比仅与信号能量及白噪声的功率谱密度有关,与信号波形无关。提高信号幅度和增大信号作用时间,都能有效地提高信号能量,从而提高匹配滤波器输出信噪比。

(5) 为方便查阅和记忆,我们把匹配滤波器的重要参数列于表 7 - 1。

表 7 - 1　匹配滤波器参数表

$H(f)$	$h(t)$	$s_o(t)$	$s_o(t_0)$	$r_{0,\max}$
$Ks^*(f)\mathrm{e}^{-j2\pi f t_0}$	$Ks(t_0 - t)$	$Kr_s(t - t_0)$ 或 $Kr_s(t_0 - t)$	KE 或 $Kr_s(0)$	$\dfrac{2E}{n_0}$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

最后,介绍一下匹配滤波器名称的由来。在电工学中,当负载阻抗为电源内阻的复共轭时,负载得到最大功率,这种关系通常称为阻抗匹配。由于式非常类似复共轭的关系,因此称为匹配滤波器。但是应当指出:前者是指负载阻抗与电源内阻之间的匹配,输出最大功率;而后者是指滤波器传递函数与输入信号频谱之间的匹配,使输出信噪比最大。名称相似,但本质不同。

五、匹配滤波器举例

例 已知信号 $s(t)$ 如图7-4(a)所示,求对应的匹配滤波器的传递函数和输出信号波形。

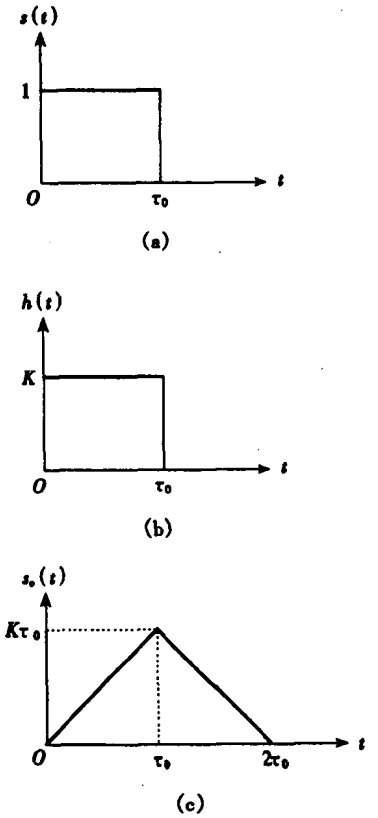


图7-4 例7-1图

解 根据式

$$h(t) = Ks(t_0 - t)$$

式中 t_0 取为 τ_0,即

$$h(t) = Ks(\tau_0 - t)$$

此式表示 $h(t)$ 是 $s(t)$ 镜像并右移 τ_0 且幅度是 $s(t)$ 的 K 倍,$h(t)$ 的图形如图7-4(b)

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

所示。因为

$$h(t)=\begin{cases}K & 0\leqslant t\leqslant \tau_0\\ 0 & \text{其他}\end{cases}$$

因此匹配滤波器的传递函数

$$H(f)=\mathscr{F}[h(t)]=K\tau_0\mathrm{Sa}(\pi f\tau_0)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f\tau_0}$$

匹配滤波器输出信号

$$\begin{aligned}s_o(t)&=s(t)*h(t)\\&=\begin{cases}\int_0^t K\mathrm{d}\tau & 0\leqslant t\leqslant \tau_0\\ \int_{t-\tau_0}^{\tau_0} K\mathrm{d}r & \tau_0\leqslant t\leqslant 2\tau_0\\ 0 & \text{其他}\end{cases}\\&=\begin{cases}Kt & 0\leqslant t\leqslant \tau_0\\ 2K\tau_0-Kt & \tau_0\leqslant t\leqslant 2\tau_0\\ 0 & \text{其他}\end{cases}\end{aligned}$$

$s_o(t)$ 波形如图 7 - 4(c) 所示。

例　求如图 7 - 5(a) 所示信号对应的匹配滤波器的传递函数及输出波形。

解　$h(t)$ 是 $s(t)$ 的镜像再右移 τ_0，其图形如图 7 - 5(b) 所示，表达式为

$$h(t)=\begin{cases}KA\cos 2\pi f_0 t & 0\leqslant t\leqslant \tau\\ 0 & \text{其他}\end{cases}$$

$H(f)$ 是 $h(t)$ 对应的频谱，由于 $h(t)$ 可以看成幅度为 KA、时间仅存在于 $0<t<\tau$ 的矩形脉冲与 $\cos 2\pi f_0 t$ 的乘积，则

$$\begin{aligned}H(f)&=\mathscr{F}[h(t)]\\&=\frac{1}{2}KA\tau_0\mathrm{Sa}[\pi(f-f_0)\tau_0]\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\pi(f-f_0)\tau}\\&\quad+\frac{1}{2}KA\tau_0\mathrm{Sa}[\pi(f+f_0)\tau_0]\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\pi(f+f_0)\tau}\end{aligned}$$

输出信号

$$\begin{aligned}s_o(t)&=s(t)*h(t)\\&=\int_{-\infty}^{\infty}s(t)h(t-\tau)\mathrm{d}\tau\end{aligned}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

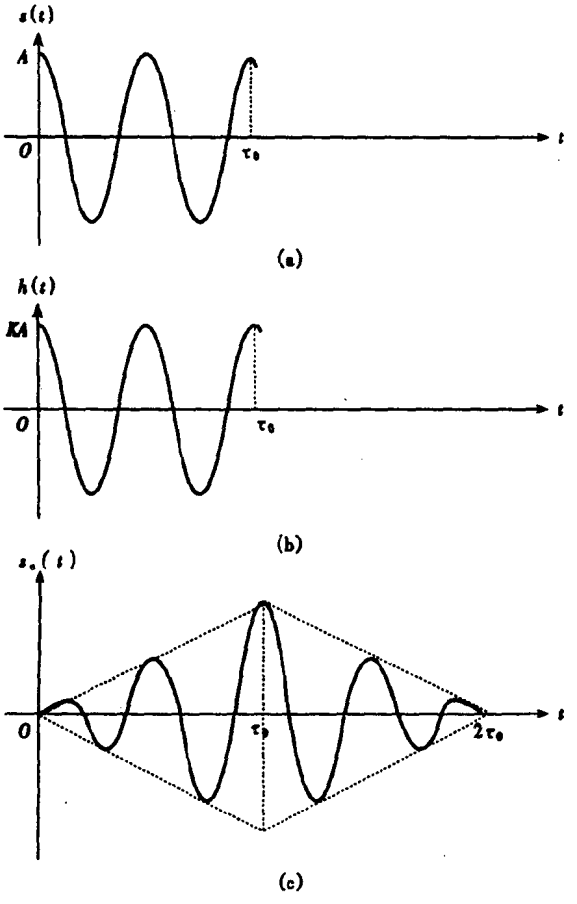


图7－5 例7－2图

$$=\begin{cases}\int_0^{\tau_0} A\cos 2\pi f_0\tau\cdot KA\cos 2\pi f_0(t-\tau)\mathrm{d}\tau & 0\leqslant t\leqslant\tau_0\\ \int_{t-\tau_0}^{\tau_0} A\cos 2\pi f_0\tau\cdot KA\cos 2\pi f_0(t-\tau)\mathrm{d}\tau & \tau_0\leqslant t\leqslant 2\tau_0\\ 0 & \text{其他}\end{cases}$$

$$=\begin{cases}KA^2\int_0^{t}\frac{1}{2}[\cos 2\pi f_0 t+\cos 2\pi f_0(t-2\tau)]\mathrm{d}\tau & 0\leqslant t\leqslant\tau_0\\ KA^2\int_{t-\tau_0}^{\tau_0}\frac{1}{2}[\cos 2\pi f_0 t+\cos 2\pi f_0(t-2\tau)]\mathrm{d}\tau & \tau_0\leqslant t\leqslant 2\tau_0\\ 0 & \text{其他}\end{cases}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$
= \begin{cases} \dfrac{KA^2}{2} t\cos 2\pi f_0 t + \dfrac{KA^2}{4\pi f_0}\sin 2\pi f_0 t & 0 \leqslant t \leqslant \tau_0 \\ \dfrac{KA^2(2\tau - t)}{2}\cos 2\pi f_0 t - \dfrac{KA^2}{4\pi f_0}\sin 2\pi f_0 t & \tau_0 \leqslant t \leqslant 2\tau_0 \\ 0 & \text{其他} \end{cases}
$$

当 f_0 较大时，上式中的最右边一项忽略，则

$$
s_o(t) = \begin{cases} \dfrac{KA^2}{2} t\cos 2\pi f_0 t & 0 \leqslant t \leqslant \tau_0 \\ \dfrac{KA^2}{2}(2\tau_0 - t)\cos 2\pi f_0 t & \tau_0 \leqslant t \leqslant 2\tau_0 \\ 0 & \text{其他} \end{cases}
$$

其波形如图 7 - 5(c) 所示。

六、最大输出信噪比接收

由上面的讨论知道，匹配滤波器输出能获得最大信噪比，因此用它作输入滤波器的接收则为最大输出信噪比接收。

用匹配滤波器构成的二元制数字信号接收机的方框图如图 7 - 6 所示。

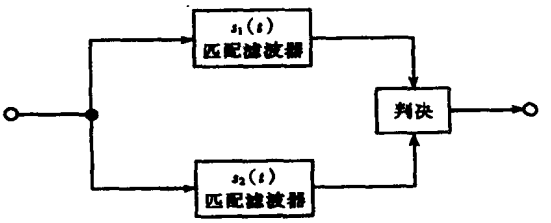


图 7 - 6　匹配滤波器法接收机方框图

因为匹配滤波器是输入信号的自相关器，因此图 7 - 6 的方框图也可用自相关器形式的模型来实现，如图 7 - 7 所示。由于判决器每个码元判决一次，因此积分器积分时间为 0 ~ T_B。

第二节　最小均方误差接收

满足最小均方误差准则的“最佳”接收机为最小均方误差接收机。设接收机所接收到的信号为 $x(t)$，它包含信号与噪声，其中信号为 $s_1(t)$ 和 $s_2(t)$，它们与接收信号之间的均方误差 $\overline{\varepsilon_1^2(t)}$ 和 $\overline{\varepsilon_2^2(t)}$ 为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

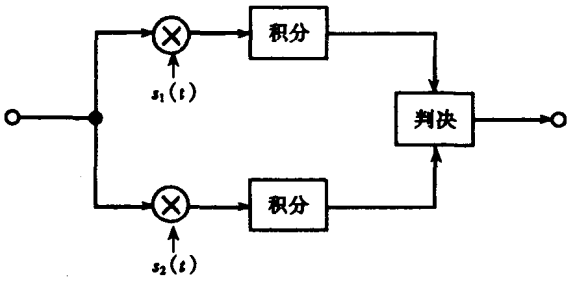


图 7－7 用相关器法实现的匹配滤波器法接收机方框图

$$\overline{\varepsilon_1^2(t)} = \frac{1}{T_B}\int_0^{T_B}[x(t) - s_1(t)]^2 dt$$

$$\overline{\varepsilon_2^2(t)} = \frac{1}{T_B}\int_0^{T_B}[x(t) - s_2(t)]^2 dt$$

根据最小均方误差准则来进行比较判决：当$\overline{\varepsilon_1^2(t)} < \overline{\varepsilon_2^2(t)}$时，判输入为 $s_1(t)$；当$\overline{\varepsilon_1^2(t)} > \overline{\varepsilon_2^2(t)}$时，判输入为 $s_2(t)$。对应的最小均方误差接收机模型如图 7－8 所示。

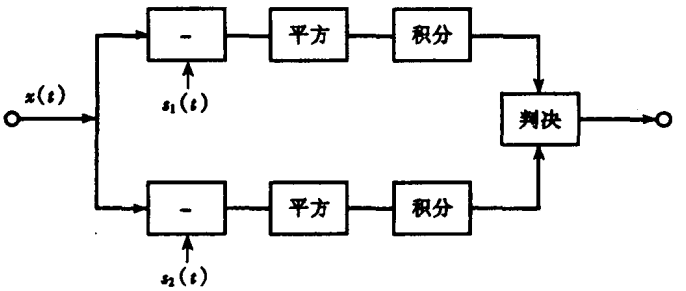


图 7－8 最小均方误差接收机模型

图 7－8 的模型虽然是可行的，但是结构比较复杂，尤其平方器是非线性部件，理想的平方律部件不易实现。那么图 7－8 的模型是否能够简化？

根据上述的最小均方误差准则，可写成下式

$$\overline{\varepsilon_1^2(t)} \underset{s_2}{\overset{s_1}{\lessgtr}} \overline{\varepsilon_2^2(t)}$$

即

$$\frac{1}{T_B}\int_0^{T_B}[x(t) - s_1(t)]^2 dt \underset{s_2}{\overset{s_1}{\lessgtr}} \frac{1}{T_B}\int_0^{T_B}[x(t) - s_2(t)]^2 dt$$

$$\frac{1}{T_B}\int_0^{T_B}[x^2(t) - 2x(t)s_1(t) + s_1^2(t)]dt \underset{s_2}{\overset{s_1}{\lessgtr}} \frac{1}{T_B}\int_0^{T_B}[x^2(t) - 2x(t)s_2(t) + s_2^2(t)]dt$$

若 $s_1(t)$ 与 $s_2(t)$ 为等能量信号，即

$$\int_0^{T_B} s_1^2(t)dt = \int_0^{T_B} s_2^2(t)dt$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

则式可简化为

$$\int_0^{T_B} x(t)s_1(t)\mathrm{d}t \underset{s_2}{\overset{s_1}{\lessgtr}} \int_0^{T_B} x(t)s_2(t)\mathrm{d}t$$

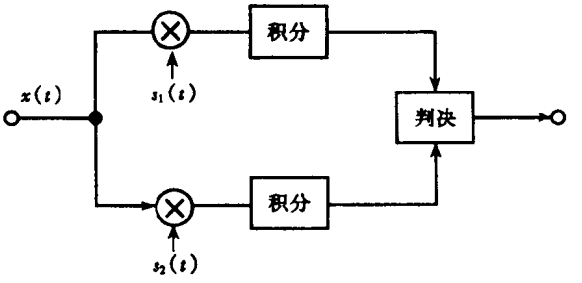


图 7－9　相关接收机模型

根据式可以画出最小均方误差接收机的另一种模型，如图 7－9 所示。它是用相关器实现的，故也称为相关接收机。

图 7－9 说明按照均方误差最小准则建立的最佳接收机为相关接收机。从图 7－9 可看出它是通过比较互相关函数的大小进行判决的。如果 $x(t)$ 与 $s_1(t)$ 的互相关函数大于 $x(t)$ 与 $s_2(t)$ 的互相关函数，则比较判决器将判为 $s_1(t)$；否则，判为 $s_2(t)$。它的物理意义也很明显，互相关函数越大，说明接收到的波形 $x(t)$ 与该信号越相像，因此正确判决的概率也越大。

比较图 7－9 和图 7－7，我们发现这两个模型相同，都是相关接收，那么匹配滤波接收也是最小均方误差接收。但是两者还是有一点差别：对于最小均方误差接收，采用相关接收模型是没有条件的。正如前面我们在讨论最小均方误差接收机时，对输入的噪声并没有加任何限制，无论是高斯白噪声，还是其他类型的噪声，相关接收模型都是满足最小均方误差准则下的“最佳”接收机。但是对匹配滤波接收而言，输入噪声应该是高斯白噪声，它才满足匹配滤波器最大输出信噪比的要求；否则，相关接收模型不能认为是匹配接收，因为它不一定满足最大输出信噪比的准则，然而此时它仍满足最小均方误差准则。

第三节　最小错误概率接收

由于信道存在噪声，发送 s_1 时不一定判为 s_1，发送 s_2 时也不一定判为 s_2，因此造成了误判。假设判决为 s_1 的事件记为 D_1，判决为 s_2 的事件记为 D_2。参考图 7－10 得到

$$P_e = P(s_1)P(D_2/s_1) + P(s_2)P(D_1/s_2)$$

式中

$$P(D_2/s_1) = \int_{-\infty}^{V_T} f(x/s_1)\mathrm{d}x$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$P(D_1/s_2) = \int_{V_T}^{\infty} f(x/s_2)\mathrm{d}x$$

其中：V_T——判决门限；

$f(x/s_1)$——发 s_1 时接收端信号与噪声联合概率密度；

$f(x/s_2)$——发 s_2 时接收端信号与噪声联合概率密度。

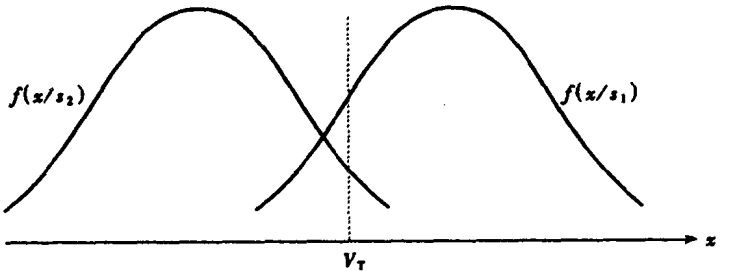


图 7－10 条件概率密度曲线及判决电平

当发送信号 s_1、s_2 波形确定，先验概率也确定，信道噪声为高斯白噪声，则 P_e 大小完全由判决门限确定。

要使 P_e 最小，必然存在一个最佳判决门限。令$\frac{\partial P_e}{\partial V_T} = 0$，从中能求出最小错误概率的条件：

$$\frac{\partial P_e}{\partial V_T} = \frac{\partial[P(s_1)P(D_2/s_1) + P(s_2)P(D_1/s_2)]}{\partial V_T}$$

$$= \frac{\partial[P(s_1)\int_{-\infty}^{V_T} f(x/s_1)\mathrm{d}x + P(s_2)\int_{V_T}^{\infty} f(x/s_2)\mathrm{d}x]}{\partial V_T}$$

$$= P(s_1)f(V_T/s_1) - P(s_2)f(V_T/s_2) = 0$$

所以

$$\frac{f(V_T/s_1)}{f(V_T/s_2)} = \frac{P(s_2)}{P(s_1)}$$

是最小错误概率的条件。

因为

$$\lambda(x) = \frac{f(x/s_1)}{f(x/s_2)}$$

称为似然比，令 $\lambda(V_T) = \frac{f(V_T/s_1)}{f(V_T/s_2)} = \lambda_B$，称为似然比门限。

判决准则：$\begin{cases} x > V_T \text{ 时} & \text{判 } s_1 \\ x < V_T \text{ 时} & \text{判 } s_2 \end{cases}$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

从图 7－10 可见，当 $x > V_T$，$\begin{cases} f(x/s_1)\uparrow \\ f(x/s_2)\downarrow \end{cases}$，使 $\lambda(x)\uparrow$，则 $\lambda(x) > \lambda_B$，此时应判为 s_1；类似地，$x < V_T$，$\lambda(x) < \lambda_B$，此时应判 s_2。因此上述判决准则也可记为

$$\lambda(x) \underset{s_2}{\overset{s_1}{\lessgtr}} \lambda_B$$

因为输入噪声为零均值高斯型白噪声，它是一个平稳随机过程，要全面描述它，需用 k 维概率密度来描述，并且 $k \to \infty$。由于高斯白噪声有不同时刻取样是相互独立的，所以

$$\begin{aligned} f(n) &= f(n_1)f(n_2)\cdots f(n_k) \\ &= \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma_n)^k} e^{-\frac{1}{2\sigma_n^2}\sum_{i=1}^{k} n_i^2} \end{aligned}$$

式中 $f(n)$ 为高斯白噪声 k 维联合概率密度；$f(n_1)$、$f(n_2)\cdots f(n_k)$ 分别为高斯白噪声当 $t = t_1$、$t_2\cdots t_k$ 时刻对应的一维概率密度；$\sigma_n^2 = n_0 B$，B 为噪声带宽，并且 $B \to \infty$。

按取样定理，若带宽为 B，则取样速率为 $2B$，取样间隔 $\Delta t = \frac{1}{2B}$，那么在一个码元中样点个数为 $\frac{T_B}{\Delta t} = 2B \cdot T_B = k$，所以 $k\Delta t = T_B$。当 $k \to \infty$，则 $\Delta t \to 0$，并以 $\mathrm{d}t$ 表示；此时 n_i 变成连续函数，记为 $n(t)$；并且连续求和号可改为积分号。

根据以上分析，则

$$\begin{aligned} \lim_{k\to\infty} \frac{1}{2\sigma_n^2}\sum_{i=1}^{k} n_i^2 &= \lim_{k\to\infty} \frac{1}{2n_0 B}\sum_{i=1}^{k} n_i^2 \\ &= \lim_{k\to\infty} \frac{\Delta t}{n_0}\sum_{i=1}^{k} n_i^2 \\ &= \lim_{k\to\infty} \frac{1}{n_0}\sum_{i=1}^{k} n_i^2 \Delta t \\ &= \frac{1}{n_0}\int_0^{T_B} n^2(t)\mathrm{d}t \end{aligned}$$

得到

$$f(n) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma_n)^k} e^{-\frac{1}{n_0}\int_0^{T_B} n^2(t)\mathrm{d}t}$$

因为当在 s_1 发生的条件下 $x(t) = s_1(t) + n(t)$，运用式将 $x(t)$ 看成均值为 $s_1(t)$ 的正态分布，则

$$f(x/s_1) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma_n)^k} e^{-\frac{1}{n_0}\int_0^{T_B}[x(t)-s_1(t)]^2\mathrm{d}t}$$

相应地

$$f(x/s_2) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma_n)^k} e^{-\frac{1}{n_0}\int_0^{T_B}[x(t)-s_2(t)]^2\mathrm{d}t}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

根据式和式，有 $\lambda(x) = \dfrac{f(x/s_1)}{f(x/s_2)} \underset{s_2}{\overset{s_1}{\lessgtr}} \lambda_B$，并将上两式代入，得到

$$\lambda(x) = \frac{\dfrac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma_n)^k} e^{-\frac{1}{n_0}\int_0^{T_B}[x(t)-s_1(t)]^2 dt}}{\dfrac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma_n)^k} e^{-\frac{1}{n_0}\int_0^{T_B}[x(t)-s_2(t)]^2 dt}} \underset{s_2}{\overset{s_1}{\lessgtr}} \lambda_B$$

$$\lambda(x) = \exp\left\{\frac{1}{n_0}\left[\int_0^{T_B}[x(t) - s_2(t)]^2 dt - \int_0^{T_B}[x(t) - s_1(t)]^2 dt\right]\right\} \underset{s_2}{\overset{s_1}{\lessgtr}} \lambda_B$$

等式两边取对数，得到

$$\int_0^{T_B}\{[x^2(t) - 2x(t)s_2(t) + s_2^2(t)] - [x^2(t) - 2x(t)s_1(t) + s_1^2(t)]\} dt \underset{s_2}{\overset{s_1}{\lessgtr}} n_0 \ln\lambda_B$$

令 $E_1 = \int_0^{T_B} s_1^2(t) dt$，$E_2 = \int_0^{T_B} s_2^2(t) dt$，化简上式，得到

$$\int_0^{T_B}[2x(t)s_1(t) - 2x(t)s_2(t)] dt \underset{s_2}{\overset{s_1}{\lessgtr}} n_0 \ln\lambda_B + E_1 - E_2$$

即

$$\int_0^{T_B} x(t)s_1(t) dt - \int_0^{T_B} x(t)s_2(t) dt \underset{s_2}{\overset{s_1}{\lessgtr}} \frac{n_0}{2}\ln\lambda_B + \frac{E_1 - E_2}{2}$$

若设先验等概，$\lambda_B = 1$，则 $\ln\lambda_B = 0$，并设 $s_1(t)$、$s_2(t)$ 等能量，即 $E_1 = E_2$，代入式，得到

$$\int_0^{T_B} x(t)s_1(t) dt - \int_0^{T_B} x(t)s_2(t) dt \underset{s_2}{\overset{s_1}{\lessgtr}} 0$$

画出最小错误概率模型，如图 7 - 11 所示。

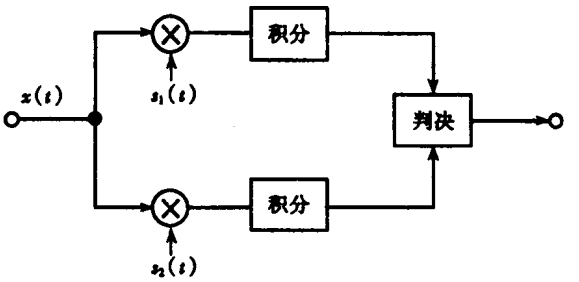


图 7 - 11 最小错误概率接收模型

从图 7 - 11 可以看出它与匹配滤波器接收、相关接收模型都是相同的，这就是说对高斯白噪声而言上述三个准则是等价的。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第四节　最大后验概率接收

在二元传输系统中，后验概率密度分别为 $f(s_1/x)$ 和 $f(s_2/x)$，最大后验概率准则是

$$f(s_1/x) \underset{s_2}{\overset{s_1}{\gtrless}} f(s_2/x)$$

按此准则判决的接收机称为理想接收机，如图 7 - 12 所示。

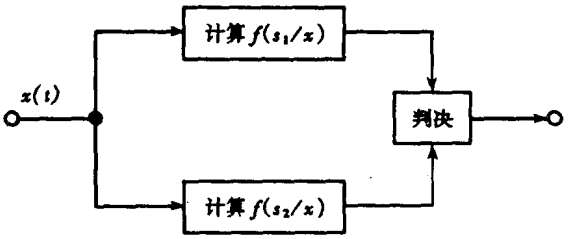


图 7 - 12　理想接收机

根据概率论知识：

$$f(s_1,x) = f(x)f(s_1/x) = f(s_1)f(x/s_1)$$

$$f(s_2,x) = f(x)f(s_2/x) = f(s_2)f(x/s_2)$$

式中 $f(s_1,x)$、$f(s_2,x)$ 为联合概率密度，$f(s_1)$、$f(s_2)$ 为先验概率密度，$f(x/s_1)$、$f(x/s_2)$ 为条件概率密度。因此得到

$$f(s_1/x) = \frac{f(s_1)}{f(x)}f(x/s_1)$$

$$f(s_2/x) = \frac{f(s_2)}{f(x)}f(x/s_2)$$

所以最大后验概率准则也可表示为

$$\frac{f(s_1)}{f(x)}f(x/s_1) \underset{s_2}{\overset{s_1}{\gtrless}} \frac{f(s_2)}{f(x)}f(x/s_2)$$

或

$$f(s_1)f(x/s_1) \underset{s_2}{\overset{s_1}{\gtrless}} f(s_2)f(x/s_2)$$

所以

$$\frac{f(x/s_1)}{f(x/s_2)} \underset{s_2}{\overset{s_1}{\gtrless}} \frac{f(s_2)}{f(s_1)} = \frac{P(s_2)}{P(s_1)}$$

根据式和式，则

$$\lambda(x) \underset{s_2}{\overset{s_1}{\gtrless}} \frac{P(s_2)}{P(s_1)} = \lambda_B$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

式与式完全相同，所以最大后验概率准则与最小差错概率准则等效。

由以上分析得出：对高斯白噪声按最大信噪比准则、最小均方误差准则、最小差错概率准则及最大后验概率准则等构成的接收机结构是相同的，它们的性能也应该相同，即四种准则对高斯白噪声都是等价的。

第五节　最佳接收机性能分析

既然上述四种最佳接收机性能相同，我们可选任一种进行分析，其结果是一样的。

条件仅仅是输入噪声是零均值高斯白噪声。

$$\upsilon(t) = \int_0^{T_B} x(t)s_1(t)\mathrm{d}t - \int_0^{T_B} x(t)s_2(t)\mathrm{d}t$$

$$= \int_0^{T_B} [s_1(t) - s_2(t)]x(t)\mathrm{d}t$$

在输入为 $s_1(t)$ 的情况下，$x(t) = s_1(t) + n(t)$，此时把 $\upsilon(t)$ 记为 $\upsilon_1(t)$，即

$$\upsilon_1(t) = \int_0^{T_B} [s_1(t) - s_2(t)][s_1(t) + n(t)]\mathrm{d}t$$

$$= \int_0^{T_B} [s_1(t) - s_2(t)]n(t)\mathrm{d}t + \int_0^{T_B} s_1^2(t)\mathrm{d}t - \int_0^{T_B} s_1(t)s_2(t)\mathrm{d}t$$

$$= \int_0^{T_B} [s_1(t) - s_2(t)]n(t)\mathrm{d}t + E_1 - \rho\sqrt{E_1E_2}$$

式中 $E_1 = \int_0^{T_B} s_1^2(t)\mathrm{d}t$，$E_2 = \int_0^{T_B} s_2^2(t)\mathrm{d}t$，$\rho = \dfrac{\int_0^{T_B} s_1(t)s_2(t)\mathrm{d}t}{\sqrt{E_1E_2}}$，$\rho$ 为 $s_1(t)$、$s_2(t)$ 的互相关系数。

式中因为 $n(t)$ 是高斯噪声，而 $\upsilon_1(t)$ 仅是 $n(t)$ 的积分等运算，因积分可以看成连续求和，所以 $\upsilon_1(t)$ 仍是高斯分布。因此要求 $\upsilon_1(t)$ 的一维概率密度，则只要求出它的数学期望和方差：

$$E\upsilon_1 = E\left\{\int_0^{T_B} [s_1(t) - s_2(t)]n(t)\mathrm{d}t + E_1 - \rho\sqrt{E_1E_2}\right\}$$

$$= \int_0^{T_B} [s_1(t) - s_2(t)]E[n(t)]\mathrm{d}t + E_1 - \rho\sqrt{E_1E_2}$$

因 $E[n(t)] = 0$，所以上式中积分项为零。则

$$E\upsilon_1 = E_1 - \rho\sqrt{E_1E_2} = m_1$$

$$D\upsilon_1 = E(\upsilon_1 - E\upsilon_1)^2$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$= E\left\{\int_0^{T_B}[s_1(t)-s_2(t)]n(t)\mathrm{d}t\right\}^2$$

$$= E\left\{\int_0^{T_B}[s_1(t)-s_2(t)]n(t)\mathrm{d}t\cdot\int_0^{T_B}[s_1(\tau)-s_2(\tau)]n(\tau)\mathrm{d}\tau\right\}$$

$$= E\left\{\int_0^{T_B}\int_0^{T_B}[s_1(t)-s_2(t)][s_1(\tau)-s_2(\tau)]n(t)n(\tau)\mathrm{d}t\mathrm{d}\tau\right\}$$

$$= \int_0^{T_B}\int_0^{T_B}[s_1(t)-s_2(t)][s_1(\tau)-s_2(\tau)]E[n(t)n(\tau)]\mathrm{d}t\mathrm{d}\tau$$

因为 $E[n(t)n(\tau)]$ 是白噪声的自相关函数，它与功率谱密度为一对傅里叶变换，白噪声的功率谱密度为$\frac{n_0}{2}$，所以相关函数为冲激函数，即

$$E[n(t)n(\tau)] = R(t-\tau) = \frac{n_0}{2}\delta(t-\tau)$$

将此式代入 $D\upsilon_1$ 表达式，则

$$D\upsilon_1 = \int_0^{T_B}\int_0^{T_B}[s_1(t)-s_2(t)][s_1(\tau)-s_2(\tau)]\frac{n_0}{2}\delta(t-\tau)\mathrm{d}t\mathrm{d}\tau$$

$$= \frac{n_0}{2}\int_0^{T_B}[s_1(t)-s_2(t)]\left\{\int_0^{T_B}[s_1(\tau)-s_2(\tau)]\delta(t-\tau)\mathrm{d}\tau\right\}\mathrm{d}t$$

$$= \frac{n_0}{2}\int_0^{T_B}[s_1(t)-s_2(t)]^2\mathrm{d}t$$

$$= \frac{n_0}{2}\int_0^{T_B}[s_1^2(t)+s_2^2(t)-2s_1(t)s_2(t)]\mathrm{d}t$$

$$= \frac{n_0}{2}(E_1+E_2-2\rho\sqrt{E_1E_2})$$

$\upsilon_1(t)$ 的数学期望、方差均已求得，则它的概率密度表示式为

$$f(\upsilon_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}\mathrm{e}^{-\frac{(\upsilon_1-m_1)^2}{2\sigma^2}}$$

式中数学期望 $m_1 = E_1-\rho\sqrt{E_1E_2}$，方差平方根 $\sigma=\sqrt{\frac{n_0}{2}(E_1+E_2-2\rho\sqrt{E_1E_2})}$。因此可以求出漏报概率

$$P(D_2/s_1) = \int_{-\infty}^{V_T}f(\upsilon_1)\mathrm{d}\upsilon_1$$

式中 $V_T = \frac{n_0}{2}\ln\lambda_B+\frac{E_1-E_2}{2}$。则 $P(D_2/s_1) = \Phi\left(\frac{V_T-m_1}{\sigma}\right) = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\frac{m_1-V_T}{\sqrt{2}\sigma}\right)$

当输入为 $s_2(t)$ 时，$x(t) = s_2(t)+n(t)$，此时 $\upsilon(t)$ 记为 $\upsilon_2(t)$，即

$$\upsilon_2(t) = \int_0^{T_B}[s_1(t)-s_2(t)][s_2(t)+n(t)]\mathrm{d}t$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$= \int_0^{T_B} \{[s_1(t) - s_2(t)]n(t) + [s_1(t) \cdot s_2(t)] - s_2^2(t)\}\mathrm{d}t$$

$$= \int_0^{T_B} [s_1(t) - s_2(t)]n(t)\mathrm{d}t + \rho\sqrt{E_1E_2} - E_2$$

因 $E[n(t)] = 0$,所以

$$E\upsilon_2 = \rho\sqrt{E_1E_2} - E_2 = m_2$$

$$D\upsilon_2 = E(\upsilon_2 - E\upsilon_2)^2$$

$$= E\left\{\int_0^{T_B} [s_1(t) - s_2(t)]n(t)\mathrm{d}t\right\}^2$$

此式与式完全相同,所以

$$D\upsilon_2 = D\upsilon_1 = \frac{n_0}{2}(E_1 + E_2 - 2\rho\sqrt{E_1E_2})$$

$$f(\upsilon_2) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}\mathrm{e}^{-\frac{(\upsilon_2 - m_2)^2}{2\sigma^2}}$$

因此可以求出虚报概率

$$P(D_1/s_2) = \int_{V_T}^{\infty} f(\upsilon_2)\mathrm{d}\upsilon_2 = 1 - \int_{-\infty}^{V_T} f(\upsilon_2)\mathrm{d}\upsilon_2$$

$$= 1 - \Phi\left(\frac{V_T - m_2}{\sigma}\right)$$

$$= 1 - \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\frac{m_2 - V_T}{\sqrt{2}\sigma}\right)$$

由于此时 $m_2 < V_T$,则利用公式$\frac{1}{2}\mathrm{erfc}\ x = 1 - \frac{1}{2}\mathrm{erfc}(-x)$,得到

$$P(D_1/s_2) = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\frac{V_T - m_2}{\sqrt{2}\sigma}\right)$$

根据全概率公式

$$P_e = P(s_1)P(D_2/s_1) + P(s_2)P(D_1/s_2)$$

$$= P(s_1) \cdot \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\frac{m_1 - V_T}{\sqrt{2}\sigma} + P(s_2) \cdot \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\frac{V_T - m_2}{\sqrt{2}\sigma}$$

式中:

$$V_T = \frac{n_0}{2}\ln\lambda_B + \frac{E_1 - E_2}{2}$$

$$\lambda_B = \frac{P(s_2)}{P(s_1)}$$

$$m_1 = E_1 - \rho\sqrt{E_1E_2}$$

$$m_2 = \rho\sqrt{E_1E_2} - E_2$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$\sigma = \sqrt{\frac{n_0}{2}[E_1 + E_2 - 2\rho\sqrt{E_1E_2}]}$$

若 s_1、s_2 等概、等能量，即

$$P(s_1) = P(s_2), E_1 = E_2 = E_s$$

则

$$\lambda_B = 1, V_T = 0$$

$$m_1 = (1-\rho)E_s,\ m_2 = (\rho - 1)E_s$$

$$\sigma = \sqrt{n_0E_s(1-\rho)}$$

所以

$$P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\frac{m_1}{\sqrt{2}\sigma}$$

$$= \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\frac{(1-\rho)E_s}{\sqrt{2n_0E_s(1-\rho)}}$$

$$= \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{(1-\rho)E_s}{2n_0}}$$

是在先验等概，并且 0、1 码能量相等的条件下得到的，下面对此式进行讨论。

可以清楚地看出 n_0 减小、E_s 增加，则 P_e 减小。它们的物理意义很明显。另外从公式也可看出 ρ 增加，则 P_e 增加，这就是说 0、1 码波形越相像则误码率越大，这是因为 ρ 增加，0、1 码波形相似则判决难度增加。

对 2PSK 信号

$$\begin{cases} s_1(t) = a\cos 2\pi f_c t \\ s_2(t) = a\cos(2\pi f_c t + \pi) = -a\cos 2\pi f_c t, \text{则} \end{cases}$$

$$\rho = \frac{\int_0^{T_B} s_1(t)s_2(t)\mathrm{d}t}{\sqrt{E_1E_2}} = \frac{-\frac{a^2}{2}T_B}{\sqrt{\frac{a^2}{2}T_B \cdot \frac{a^2}{2}T_B}} = -1$$

得到

$$P_{e,\mathrm{PSK}} = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{(1-\rho)E_s}{2n_0}}$$

$$= \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{E_s}{n_0}}$$

对 FSK 信号

$$\begin{cases} s_1(t) = a\cos 2\pi f_1 t \\ s_2(t) = a\cos 2\pi f_2 t \end{cases}$$

当选择

$$f_1 - f_2 = \frac{n}{T_B}, f_1 + f_2 = \frac{m}{T_B}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

则
$$\int_0^{T_B} s_1(t)s_2(t)\mathrm{d}t = 0$$
即
$$\rho = 0$$
代入式,则
$$P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{E_s}{2n_0}}$$

由此可见,2FSK 抗噪性能不如 2PSK,原因是 2FSK 信号 $\rho = 0$ 为正交,而 2PSK $\rho = -1$ 为超正交。若要使 FSK 误码率与 2PSK 相等,则 2FSK 的 E_s 要增大 1 倍,故 2FSK 的信号功率要增加 3dB。

对 ASK 信号的分析比较麻烦,因为 ASK 信号
$$\begin{cases} s_1(t) = a\cos 2\pi f_c t \\ s_2(t) = 0 \end{cases}$$
它不符合等能量的条件。

若假设 0、1 码等概,即
$$P(s_1) = P(s_2) = \frac{1}{2}$$
$$\lambda_B = \frac{P(s_2)}{P(s_1)} = 1$$
$$E_2 = 0$$
则
$$V_T = \frac{n_0}{2}\ln\lambda_B + \frac{E_1 - E_2}{2} = \frac{E_1}{2}$$
对 ASK 信号,$\rho = 0$,则
$$m_1 = (1-\rho)E_1 = E_1, m_2 = 0, \sigma = \sqrt{\frac{n_0 E_1}{2}}$$
$$\begin{aligned} P_e &= P(s_1)\cdot\frac{1}{2}\mathrm{erfc}\frac{m_1 - V_T}{\sqrt{2}\sigma} + P(s_2)\cdot\frac{1}{2}\mathrm{erfc}\frac{V_T - m_2}{\sqrt{2}\sigma} \\ &= \frac{1}{4}\mathrm{erfc}\frac{m_1 - V_T}{\sqrt{2}\sigma} + \frac{1}{4}\mathrm{erfc}\frac{V_T - m_2}{\sqrt{2}\sigma} \\ &= \frac{1}{4}\mathrm{erfc}\frac{E_1 - \frac{E_1}{2}}{\sqrt{2}\sigma} + \frac{1}{4}\mathrm{erfc}\frac{\frac{E_1}{2} - 0}{\sqrt{2}\sigma} \\ &= \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\frac{E_1/2}{\sqrt{2}\sigma} = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\frac{E_1/2}{\sqrt{2}\sqrt{\frac{n_0}{2}E_1}} \\ &= \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{E_1}{4n_0}} \end{aligned}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

上式要求0、1码等概，E_1 为1码能量，它与PSK、FSK公式中的 E_s 是相等的，因为PSK、FSK中0、1码等能量，即 $E_s = E_1 = E_2$。因此从ASK误码公式得到，在 n_0 相同时，要达到PSK的误码率，则 E_1 要增大4倍，即与PSK相比ASK信号功率要增加6dB。若要与FSK相当，则ASK信号功率相应要增加3dB。

第六节　基带系统最佳化

一、最佳基带系统结构

基带系统最佳化，实质是研究如何设计一个基带系统，使其既能消除码间串扰，同时又有最好的抗噪声性能。我们知道要满足无码间串扰传输必须满足无码间串扰传输条件；要使抗噪声性能最好，虽然有各种准则(前面已证明)，但在白噪声为背景的条件下，各准则是等效的，并且都可以等效为匹配滤波器，因此最佳基带系统必须满足如下的联立方程：

$$\begin{cases} H(f) = G_T(f)C(f)G_R(f) \\ G_R(f) = [G_T(f)C(f)]^* e^{-j2\pi f t_0} \end{cases}$$

方程中中的 $H(f)$ 应满足无码间串扰要求

$$H_{eq}(f) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} H\left(f + \frac{i}{T_B}\right) = T_B$$

对 $H(f)$ 的相位特性并没有考虑，而是认为 $H(f)$ 为实数，默认为 $H(f)$ 的相位为0，这相当于仅研究了 $H(f)$ 的幅度特性，即它的模。因此在讨论联立方程解时，也只研究它们的幅度特性，于是解上述方程得到：

$$\begin{cases} |G_R(r)| = |G_T(f)C(f)| \\ |G_R(f)| = \sqrt{H(f)} \end{cases}$$

下面分三种情况来讨论 $H(f)$、$G_T(f)$、$G_R(f)$ 之间的关系：

(1) 信道特性为理想特性，$C(f) = 1$

将 $C(f) = 1$ 代入式和式得到

$$|G_R(f)| = |G_T(f)| = \sqrt{H(f)}$$

发送滤波器和接收滤波器有相同的幅度特性，并且等于 $|H(f)|$ 的平方根。

若要考虑匹配滤波器的相位，因 $G_R(f) = G_T^*(f)e^{-j2\pi f t_0}$，则要求 $G_R(f)$ 和 $G_T(f)$ 为共轭，并且 $G_R(f)$ 还要移相 $2\pi f t_0$。这就是说，发送和接收滤波器的相位，可以有多种组合，只

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

要它们总相移为线性相移 $2\pi f t_0$ 即可。

(2) $C(f) \neq 1$

根据上式，$|G_R(f)| = |\sqrt{H(f)}|$，若设 $G_R(f)$ 与情况(1)相同，因 $|G_R(f)| = |G_T(f)C(f)| = |G_T(f)| \cdot |C(f)|$，因此设计 $G_T(f)$ 时要考虑 $C(f) \neq 1$ 的影响，即 $|G_T(f)| = \frac{|G_R(f)|}{C(f)}$。相位特性也类似，设计 $G_T(f)$ 相位时，应考虑 $C(f)$ 的相位的影响。总的合成相位(包括 $G_R(f)$ 相位在内)仍应满足线性相移特性的要求。

(3) $C(f) \neq 1$，并且 $G_T(f)$ 已给定

由于 $G_T(f)$ 已给定，通过测量可以得到 $G_T(f)C(f)$。因此最佳接收机滤波器应满足

$$|G'_R(f)| = |G_T(f)C(f)|$$

令

$$\begin{aligned}|H'(f)| &= |G'_R(f)| \cdot |G_T(f)C(f)| \\ &= |G_T(f)|^2 \cdot |C(f)|^2\end{aligned}$$

因为 $G_T(f)$ 是给定的，$C(f)$ 是实测的，因此 $|H'(f)|$ 不一定恰好满足无码间串扰的要求，为了实现无码间串扰传输，需要采用时域均衡：

$$T(f) = \frac{T_B}{\sum_i \left|G_T\left(f + \frac{i}{T_B}\right)\right|^2 \left|G\left(f + \frac{i}{T_B}\right)\right|^2}$$

因此接收机滤波器 $G_R(f)$ 应为 $G'_R(f)$ 与 $T(f)$ 链联，结构如图 7 - 13 所示。

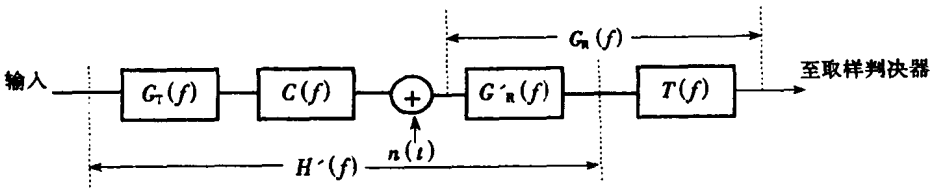


图 7 - 13 $G_T(f)$ 给定的非理想信道最佳基带系统

图中 $G'_R(f)$ 的相位特性仍按匹配滤波器的要求设计。$T(f)$ 若是自适应均衡器，则它对信道特性的变化将有较好的自适应能力，因此具有较好的性能。

二、最佳基带系统性能分析

最佳基带系统性能分析同样可分析，如基带双极性系统 $E_1 = E_2 = E_s$，$\rho = 1$，若“0”和“1”等概，

$$P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{E_s}{n_0}}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

若为单极性系统，$E_2 = 0, \rho = 0, V_T = \frac{E_1}{2}, \sigma = \sqrt{\frac{n_0 E_1}{2}}$，并设“0”、“1”码等概

$$P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\frac{E_1/2}{\sqrt{2}\sigma} = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{E_1}{4n_0}}$$

第七节　各类系统最佳接收机与实际接收机比较

前面我们已经讲过各类最佳接收机的误码性能，已分析了实际接收机误码性能，现列于表 7－2 比较各类最佳接收机与实际接收机的性能。

表 7－2　实际接收机与最佳接收机误码性能比较

	实际接收机	最佳接收机
2PSK	$P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{r}$	$P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{E_s}{n_0}}$
2FSK	$P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{r}{2}}$	$P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{E_s}{2n_0}}$
2ASK	$P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{r_1}{4}}$	$P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{E_1}{4n_0}}$
基带双极性	$P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{r_b}{2}}$	$P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{E_s}{n_0}}$
基带单极性	$P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{r_{1b}}{8}}$	$P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{E_1}{4n_0}}$

式中：$r = \frac{\frac{1}{2}a^2}{\sigma_n^2} = \frac{\frac{1}{2}a^2}{n_0 B} = \frac{1}{2}\frac{a^2 T_B}{2n_0} = \frac{E_s}{2n_0}$　其中 $B = 2f_B = 2\frac{1}{T_B}$

$r_1 = \frac{E_1}{2n_0}$

$r_b = \frac{S}{N} = \frac{A^2}{n_0 B} = \frac{A^2 T_B}{n_0} = \frac{E_s}{n_0}$　其中 $B = f_B = \frac{1}{T_B}$

$r_{1b} = \frac{E_1}{n_0}$

将上述信噪比表示式带入实际接收机 P_e 的表示式：

PSK 信号　$P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{E_s}{2n_0}}$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

FSK 信号 $P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{E_s}{4n_0}}$

ASK 信号 $P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{E_1}{8n_0}}$

基带双极性信号 $P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{E_s}{2n_0}}$

基带单极性信号 $P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{E_1}{8n_0}}$

因此上述 5 个式子与对应的最佳接收公式相比，误码性能都明显低于最佳接收机。若要达到最佳接收机性能，显然要求输入信噪比提高 1 倍即相差 3dB。可见，最佳接收机性能是优于实际接收机。另外实际接收机计算带宽时，我们仅以频谱的主瓣来计算，实际上带宽比此值要大，因此实际接收机性能比公式计算结果还要差。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第八章　数字信号的同步技术

同步是数字通信技术中的重要问题。数字通信系统能否有效地、可靠地工作，在很大程度上依赖于有无良好的同步系统。本章主要讲述同步系统的基本原理和性能。

第一节　载波同步技术

载波同步的方法通常有直接法（自同步法）和插入导频法（外同步法）两种。载波同步的具体实现方案与采用的数字调制方式有着一定的关系，也就是说，具体采用哪一种载波同步方式，应视具体的调制方式而定。

一、插入导频法

插入导频法（外同步法）分为两种：一种是在发送信息的频谱中或频带外插入相关的导频信号，称为频域插入导频法；另一种是在一定的时段上传送载波信息，称为时域插入导频法。

1. 频域插入导频法

在抑制载波系统中，无法从接收信号中直接提取载波，如 DSB 信号、2PSK 信号、VSB 信号、SSB 信号等。这些信号可以本身不含有载波或虽然含有载波但不易取出，对于这些信号可以用插入导频法。

插入导频是在已调信号的频谱中再加入一个低功率的频谱（其对应的正弦波形即称为导频信号）。在接收端可以容易地利用窄带滤波器把它提取出来，经过适当的处理形成接收端的相干载波。显然，导频的频率应当与载频有关或者就是载频。插入导频的传输方法有多种，基本原理相似。

插入导频的位置应该在信号频谱为零的位置，否则导频与信号频谱成分重叠在一起，接收时不易取出。对于模拟调制的信号，如 DSB 和 SSB 等信号，在载波 f_c 附近信号频谱为 0，但对于 2PSK 和 2DPSK 等数字调制的信号，在 f_c 附近的频谱不但有，而且比较大。因此对于这样的数字信号，在调制以前先对基带信号 $x(t)$ 进行相关编码，相关编码的作用是把如图 8－1(a) 所示的基带信号频谱函数变为如图 8－1(b) 所示的频谱函数，这样经过双边带调制以后可以得到如图 8－1(c) 所示的频谱函数，在 f_c 附近频谱函数很小，且没有离散谱，这样可以在 f_c 处插入频率为 f_c 的导频（这里仅画出正频域）。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

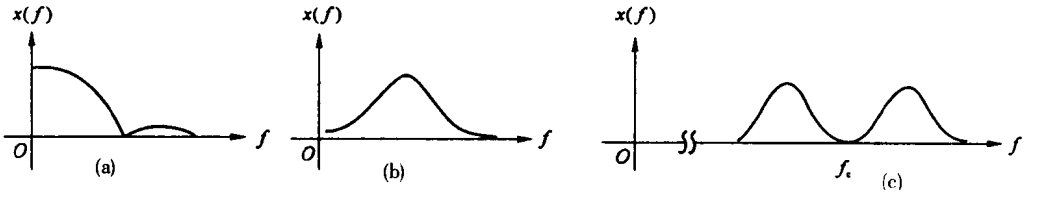


图 8－1 几种信号的正频谱图

由正向频谱可以看出，由于插入的这个导频与传输的上下边带是不重叠的，接收端易通过窄带滤波器提取导频作为相干载波。插入的导频并不是加入调制器的载波，而是将该载波移相 $\pi/2$ 的“正交载波”。其波形如图 8－2(a) 所示，其发端框图如图 8－2(b) 所示。

设调制信号为 $x(t)$，$x'(t)$ 为相关编码后的基带信号，且无直流成分，载波为 $A\sin\omega_c t$，则发端输出的信号为

$$u_o(t) = Ax'(t)\sin\omega_c t - a\cos\omega_c t$$

DSB，SSB，2PSK 和 2DPSK 的插入导频方法相同。接收端的解调是采用相干解调器，方框图如图 8－2 所示。

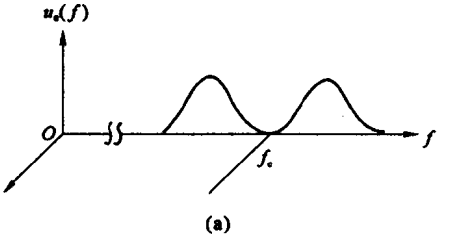


图 8－2 发端框图

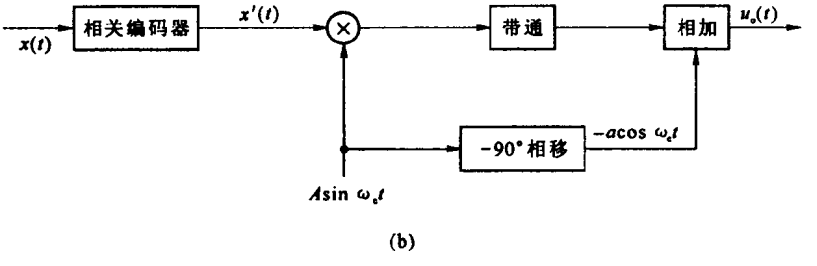


图 8－2 发端框图

如果不考虑信道失真及噪声干扰，并设接收端收到的信号与发送端发送的信号完全相同，则此信号通过中心频率为 f_c 的窄带滤波器，再将其移相 $\pi/2$，就可以得到与调制载波同频同相的相干载波。如图 8－3，接收端的信号经乘法器后的输出为

$$[Ax'(t)\sin\omega_c t - a\cos\omega_c t]a\sin\omega_c t = \frac{1}{2}Aax'(t) - \frac{1}{2}Aax'(t)\cos2\omega_c t - \frac{1}{2}a^2\sin2\omega_c t$$

经低通滤波器后的输出为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

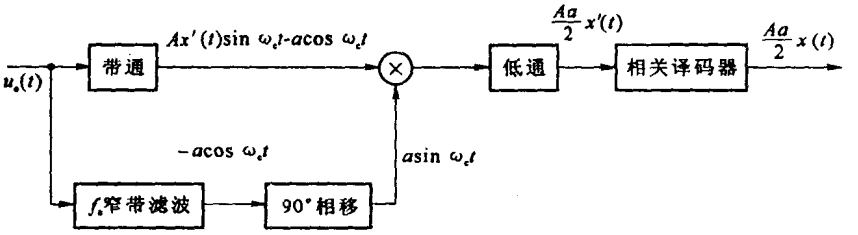


图 8－3　接收端方框图

$$\frac{1}{2}Aax'(t)$$

可以证明如果在发送端导频不是正交插入，而是同相插入，则接收端解调增加了一个直流项，这个直流项经过低通滤波器后将对数字信号产生不良影响。这就是发端导频应采用正交插入的原因。

与 DSB，SSB，2PSK 和 2DPSK 插入导频方法不同的是，VSB 的插入导频技术较复杂，通常采用双导频法，基本原理与前面类似，但在收到双导频后，需作某些处理及调整，才能得到所需的载波。

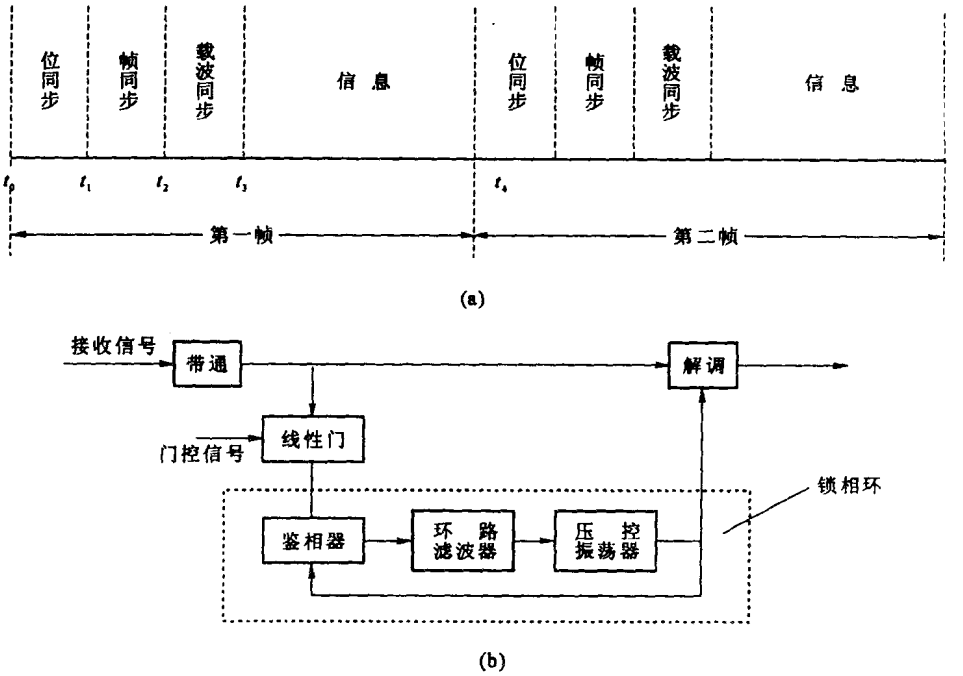


图 8－4　时域插入导频法

2. 时域插入导频法

除了在频域插入导频的方法以外，还有一种在时域插入导频以传送和提取同步载波的方法。时域插入导频法较多应用在时分多址通信卫星中。时域插入法中对被传输数据信

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

号和导频信号在时间上加以区别，例如按图 8 - 4(a) 那样分配。把一定数目的数字信号分作一组，称为一帧。在一帧中，除有一定数目的数字信号外，在 $t_0 - t_1$ 的时隙中传送位同步信号，在 $t_1 - t_2$ 的时隙内传送帧同步信号，在 $t_2 - t_3$ 的时隙内传送载波同步信号，而在 $t_3 - t_4$ 时间内才传送数字信息，以后各帧都是如此。这种时域插入导频只是在每帧的一小段时间内才作为载频标准，其余时间是没有载频标准的。在接收端用相应的控制信号将载频标准取出以形成解调用的同步载波。但是由于发送端发送的载波标准是不连续的，在每一帧内只有很少一部分时间存在，因此如果用窄带滤波器取出这个间断的载波是不能应用的。对于这种时域插入导频方式载波提取往往采用锁相环路，其方框图如图 8 - 4(*b*) 所示。

二、直接法

直接法(自同步法)又可分为非线性变换——滤波法和特殊锁相环法。有些信号不含有载波分量，但如果首先对接收到的已调信号进行非线性处理，就可得到相应的载频分量；然后，再用窄带滤波器或锁相环进行滤波，滤除调制谱与噪声引入的干扰。常用的有平方变换法、平方环法、M 次方环法等。用直接法提取载波分量的另一途径是采用特殊的锁相环，这种特殊锁相环具有从已调信号中消除调制和滤除噪声的功能，所以能鉴别接收到的已调信号中被抑制了的载波分量与本地 VCO 输出信号之间的相位误差，从而恢复出相应的相干载波。通常采用的特殊环路有：同相 - 正交环、逆调制环、判决反馈环和基带数字处理载波跟踪环等。本书主要讨论平方变换法、平方环法、同相 - 正交环法。

1. 平方变换法

此法适合于抑制载波的双边带信号。图 8 - 5 所示是平方变换法提取同步载波成分的方框图。假设输入信号是 2PSK 信号，其已调信号为 $x(t)\cos\omega_c t$，同时有加性高斯白噪声，经过带通滤波器以后滤除了带外噪声，其中信号 $x(t)\cos\omega_c t$ 经过平方律部件以后输出为 $e(t)$。

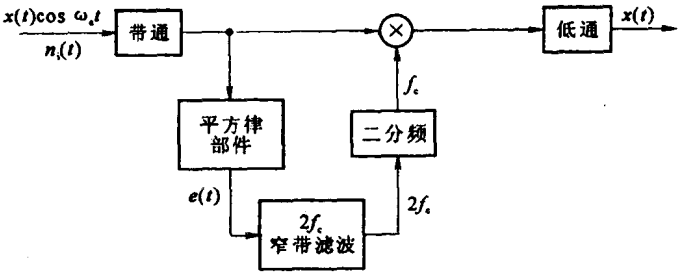


图 8 - 5 平方变换法提取同步载波

$$e(t) = [x(t)\cos\omega_c t]^2 = \frac{1}{2}x^2(t) + \frac{1}{2}x^2(t)\cos 2\omega_c t$$

$e(t)$ 经过中心频率为 $2f_c$ 的窄带滤波器以后就可取出 $2f_c$ 的频率成分，这就是对已调信号进行非线性变换的结果。实际上，对于 2PSK 信号，设 $x(t)$ 是双极性矩形脉冲，且

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$x(t)=\pm 1$,则经过非线性变换——平方律部件后得

$$e(t)=\frac{1}{2}+\frac{1}{2}\cos 2\omega_c t$$

由此可知,从 $e(t)$ 中很容易通过窄带滤波器取出 $2f_c$ 频就成分,再经过一个二分频器就可得到 f_c 的频率成分,这就是所需要的同步载波。如果二分频电路处理不当,将会使 f_c 信号倒相,造成的结果就是"相位模糊",即"反向工作"。对 2DPSK 则不存在相位模糊的问题。

2. 平方环法

为了改善平方变换的性能,使恢复的相干载波更为纯净,常常在非线性处理之后加入锁相环。具体做法是在平方变换法的基础上,把窄带滤波器改为锁相环,其原理方框图如图 8 - 6 所示,这样实现的载波同步信号的提取就是平方环法。由于锁相环具有良好的跟踪、窄带滤波和记忆功能,即锁相环不仅具有窄带滤波器的作用,而且在一定范围内还能自动跟踪输入频率的变化,以及当输入中断时自动保持输入频率和相位的功能。平方环法比一般的平方变换法具有更好的性能,因此,平方环法提取载波得到了广泛的应用。

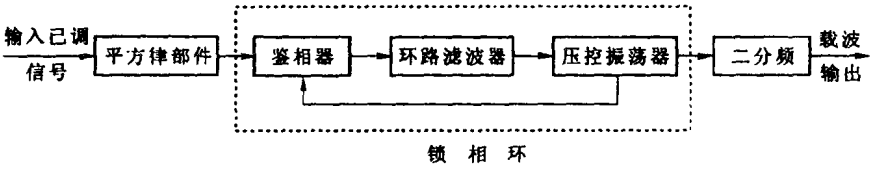


图 8 - 6　平方环法提取同步载波

顺便说明,M 次方环法是对多进制调制信号而言的,对 MPSK 信号就可以采用 M 次方环。对于 QPSK 来说,可以采用四次方环进行载波跟踪,其原理方框图如图 8 - 7 所示。

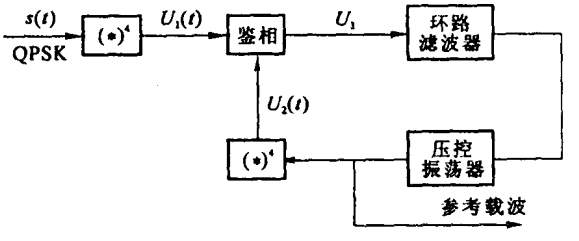


图 8 - 7　四次方环原理方框图

输入信号经过四次方运算后,调制信息被消除,产生了四倍的载波分量,然后用普通锁相环对四倍载频分量进行跟踪,由此得到了参考载波。四次方环在 $(0,2\pi)$ 范围内有 0, $\pi/2$, π, $3\pi/2$ 四个稳定的锁相点。这种现象称为四次方环具有四重相位模糊。

3. 同相 - 正交环法(科斯塔斯环)

利用锁相环提取载波的另一种常用的方法是采用同相正交环,也称科斯塔斯环。科斯塔斯(Costas)环的原理图如图 8 - 8 所示。其中包括两个鉴相器,它们的输入信号相同,分

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

别与两个在相位上正交的本地载波信号相乘，上支路叫做同相支路，下支路叫做正交支路。两个鉴相器的输出经低通滤波器后同时送入乘法器，并通过环路滤波器形成闭环系统，去控制压控振荡器(VCO)，使本地载波自动跟踪发射载波的相位。在同步时，同相支路的输出即为所需的解调信号，这时正交支路的输出为0。因此，这种方法叫做同相正交法。

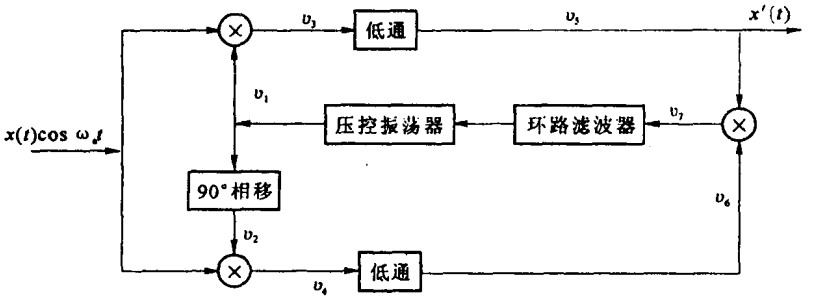


图 8－8 同相－正交环法(科斯塔斯环)

这种环路中，压控振荡器提供两路相互正交的载波，与输入信号分别在同相和正交两个鉴相器中进行鉴相得 v_3，v_4，经低通滤波器后得到 v_5，v_6，再送到一个乘法器相乘，去掉 v_5，v_6 中的数字信号，得到反映 VCO 与输入载波相位之差的误差控制信号 v_7。

假定环路已锁定，若不考虑噪声，则环路的输入信号为

$$x(t)\cos\omega_c t$$

同相与正交两鉴相器的本地参考信号分别为

$$v_1 = \cos(\omega_c t + \theta)$$

$$v_2 = \sin(\omega_c t + \theta)$$

输入信号与 v_1，v_2 相乘后得

$$v_3 = x(t)\cos\omega_c t\cos(\omega_c t + \theta) = \frac{1}{2}x(t)[\cos\theta + \cos(2\omega_c t + \theta)]$$

$$v_4 = x(t) = \cos\omega_c t\sin(\omega_c t + \theta) = \frac{1}{2}x(t)[\sin\theta + \sin(2\omega_c t + \theta)]$$

经低通滤波器后得

$$v_5 = \frac{1}{2}x(t)\cos\theta$$

$$v_6 = \frac{1}{2}x(t)\sin\theta$$

将 v_5，v_6 送乘法器相乘后得

$$v_7 = v_5 v_6 = \frac{1}{4}x^2(t)\sin\theta\cos\theta = \frac{1}{8}x^2(t)\sin 2\theta$$

$$\approx \frac{1}{8}x^2(t)2\theta = \frac{1}{4}x^2(t)\theta$$

由式可以看出：这个电压经过环路滤波器以后控制 VCO 使它与 ω_c 同频，相位只差一

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

个很小的 θ。此时 $v_1 = \cos(\omega_c t + \theta)$ 就是要提取的同步载波，而 $v_5 = \frac{1}{2}x(t)\cos\theta \approx \frac{1}{2}x(t)$ 就是解调器的输出 $x'(t)$。

科斯塔斯环的优点有两个：一是科斯塔斯环工作在 ω_0 频率上，比平方环工作频率低，且不用平方器件和分频器，显然，当载波频率很高时，工作频率较低的同相正交环路易于实现；二是当环路正常锁定后，同相鉴相器的输出就是所需要解调的原数字序列。因此，这种电路具有提取载波和相干解调的双重功能。科斯塔斯环的缺点是电路较复杂以及存在着相位模糊的问题。

对于2PSK或DSB信号可采用上述科斯塔斯环来恢复载波。对于多相PSK可采用相应的多相科斯塔斯环来提取载波。

三、载波同步系统的性能指标

载波同步系统的主要性能指标有4个：

(1) 效率

为获得同步，载波信号应尽量少消耗发送功率，在这方面直接法由于不需要专门发送导频，因此是高效率的；而插入导频法由于插入导频要消耗一部分发送功率，因此效率要低一些。载波同步追求的是高效率。

(2) 精度

精度指提取的同步载波与需要的载波标准比较，应该有尽量小的相位误差。如需要的同步载波为 $\cos\omega_c t$，提取的同步载波为 $\cos(\omega_c t + \Delta\Phi)$，$\Delta\Phi$ 就是相位误差。通常 $\Delta\Phi$ 又分稳态相位误差和随机相位误差。

稳态相位误差主要是指载波信号通过同步信号提取电路以后，在稳态下所引起的相位误差。用不同方式提取载波同步信号，所引起的稳态相位误差就有所不同。随机相位误差是由于随机噪声的影响而引起同步信号的相位误差。实际上，随机相位误差的大小也与载波提取电路的形式有关，不同形式就会有不同的结果。我们期望 $\Delta\Phi$ 越小越好，以确保载波同步的高精度。

(3) 同步建立时间 t_s

对 t_s 的要求是越短越好，这样同步建立得快。

(4) 同步保持时间 t_c

对 t_c 的要求是越长越好，这样一旦建立同步以后可以保持较长的时间。

误差信号由这两个滤波器的输出相乘产生，因此

$$e(t) = \frac{1}{8}\{[A(t) + n_c(t)]^2 - n_s^2(t)\}\sin(2\Delta\phi) - \frac{1}{4}n_s(t)[A(t) + n_c(t)]\cos(2\Delta\phi)$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第二节 符号同步技术

在数字通信系统中，解调器的输出必须以符号速率周期性地在精确的抽样时刻 $t_m = mT + \tau$ 上抽样，其中 T 是符号间隔，τ 是计及信号从发送机到接收机传播时间的标称延时。为了周期抽样，要求在接收机中有一个时钟。在接收机中提取这种时钟信号的处理过程通常称为符号同步或定时恢复。

定时恢复是同步数字通信系统的接收机中最关键的功能之一。应当注意，接收机不仅必须知道匹配滤波器或相关器输出的抽样频率($1/T$)，也要知道在每一个符号间隔的什么位置上抽样。在持续时间为 T 的符号间隔内，抽样时刻的选择称为定时相位。

符号同步有几种方式。在某些通信系统中，发送机和接收机的时钟都同步到一个主时钟上，该时钟提供一个非常精确的定时信号。在这种情况下，接收机必须估计和补偿发送与接收信号之间的相对延时，甚低频(VLF) 段(低于 30kHz) 的无线通信系统属于这种情况，该系统中由无线主站发送精确的时钟信号。

获得符号同步的另一种方法是发送机在伴随信息信号的同时发送一个时钟频率为 $1/T$ 或 $1/T$ 的倍频信号。接收机可以使用一个调谐到发送时钟频率上的窄带滤波器提取时钟信号用来抽样，这种方法具有简单易行的优点，但也有缺点。一个缺点是时钟信号的传输占用发送机的有用功率，另一个缺点是时钟信号的传输占用一小部分有用的信道带宽。尽管有这些缺点，这种方法常用于电话传输系统，该系统使用比较大的带宽传输许多用户的信号。在这种情况下，信号解调中的时钟信号的传输被许多用户共享。通过这种时钟信号的共享使用，发送机功率和带宽分配上付出的代价随用户数成比例地减少。

从接收的数据信号中提取时钟信号有许多方法，时钟信号使得可以在接收机中获得自同步。本节将讨论面向判决和非面向判决两种方法。

一、量大似然定时估计

首先求延时 τ 的 ML 估计值。如果信号是一个基带 PAM 波形，它可表示为

$$r(t) = s(t;\tau) + n(t)$$

式中

$$s(t;\tau) = \sum_n I_n g(t - nT - \tau)$$

正如在 ML 相位估计中那样，可区分两种类型的定时估计器，即面向判决定时估计器和非面向判决估计器。在前者中，由解调器输出的信息符号当作已知的发送序列。此时，对数似然函数为：

$$\Lambda_L(\tau) = C_L \int_{T_0} r(t) s(t;\tau) \mathrm{d}t$$

可得到

$$\Lambda_L(\tau) = C_L \sum_n I_n \int_{T_0} r(t) g(t - nT - \tau) \mathrm{d}t$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$= C_L \sum_n I_n y_n(\tau)$$

式中，$y_n(\tau)$ 定义为

$$y_n(\tau) = \int_{T_0} r(t) g(t - nT - \tau) \mathrm{d}t$$

求 τ 的 ML 估计值 $\hat{\tau}$ 的必要条件是

$$\frac{\mathrm{d}\lambda_L(\tau)}{\mathrm{d}\tau} = \sum_n I_n \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau} \int_{T_0} r(t) g(t - nT - \tau) \mathrm{d}t$$

$$= \sum_n I_n \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau} [y_n(\tau)] = 0$$

式中的结果提出了跟踪环的实现方法，如图 8－9 所示。可以看到，环路中的求和器作为环路滤波器，其带宽由求和器的滑动窗口的长度控制。环路滤波器的输出驱动压控时钟(VCC)或压控振荡器，VCC 控制环路输出的抽样时间。因为在 τ 的估计中使用了已检测信息序列 $\{I_n\}$，所以该估计是面向判决的。

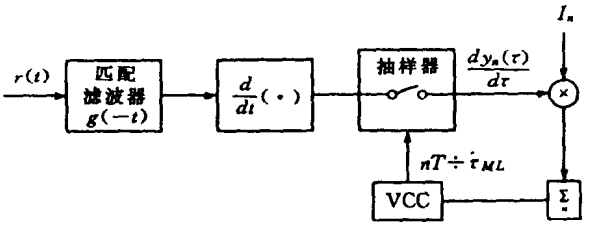


图 8－9　基带 PAM 的面向判决 ML 定时估计

可以采用等效低通信号的处理方法，直接将上述基带 PAM 信号的 ML 定时估计技术推广到载波已调信号的形式，例如 QAM 和 PSK。因此，载波信号的符号定时的 ML 估计问题与基带 PAM 信号的问题表述起来非常相似。

二、非面向判决定时估计

求非面向判决定时估计的方法是首先将似然比 $\Lambda(\tau)$ 在信息符号的 pdf 上求平均，得出 $\bar{\Lambda}(\tau)$；再对 $\bar{\Lambda}(\tau)$ 或 $\ln\bar{\Lambda}(\tau) = \bar{\Lambda}_L(\tau)$ 求导，得到求最大似然估计值 $\hat{\tau}_{ML}$ 的条件。

在二进制(基带)PAM 的情况下，其中 $I_n = \pm 1$ 且等概，对数据求平均，得

$$\bar{\Lambda}_L(\tau) = \sum_n \ln \cosh C y_n(\tau)$$

这正如在相位估计器中的情况。因为对小 x 有 $\ln \cosh x \approx \frac{1}{2}x^2$，因此在低信噪比时平方律近似式

$$\bar{\Lambda}_L(\tau) \approx \frac{1}{2} C^2 \sum_n y_n^2(\tau)$$

是适当的。对于多电平 PAM，可以用零均值且单位方差的高斯 pdf 来近似信息符号 $\{I_n\}$ 的统计特征。将 $\Lambda(\tau)$ 在高斯 pdf 上求平均时，$\bar{\Lambda}(\tau)$ 的对数与式给出的 $\bar{\Lambda}_L(\tau)$ 相同。因此，对

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

式求导可得到 τ 的非面向判决估计值，其结果是延时的 ML 估计值的近似值。式的导数是

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}\sum_n y_n^2(\tau) = 2\sum_n y_n(\tau)\frac{\mathrm{d}y_n(\tau)}{\mathrm{d}\tau} = 0$$

式中，$y_n(\tau)$ 由式定义。

基于式中的 $\overline{\Lambda}_L(\tau)$ 导数的跟踪环实现方案如图 8 - 10 所示。另外一种实现方案基于式的跟踪环，如图 8 - 11 所示。在两种方案中，求和器用来驱动 VCC 的环路滤波器，图 8 - 11 中的定时环与用于相位估计的科斯塔斯环相似。

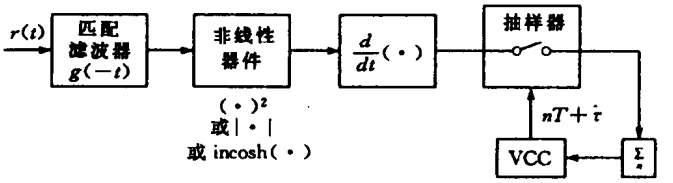


图 8 - 10　二进制基带 PAM 的非面向判决定时估计

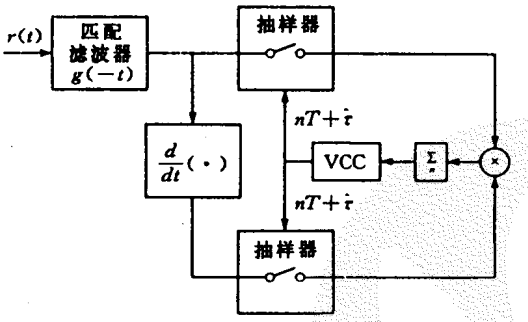


图 8 - 11　基带 PAM 的非面向判决定时估计

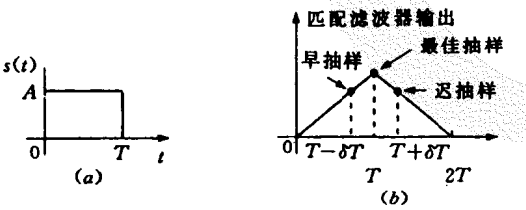


图 8 - 12　矩形信号脉冲(a)及其匹配滤波器的输出(b)

早 - 迟门步器

另一种非面向判决定时估计器利用匹配滤波器或相关器输出端信号的对称特性。为了说明这种方法，研究图 8 - 12(a) 所示的矩形脉冲 $s(t)$，$0 \leqslant t \leqslant T$。匹配滤波器对 $s(t)$ 的输出在 $t = T$ 时达到最大，如图 8 - 12(b) 所示。因此，匹配滤波器的输出是脉冲 $s(t)$ 的时间自相关函数。当然，这个论点对任意脉冲形状都成立，所以我们介绍的方法一般适用于任何信号脉冲。显然，匹配滤波器输出达到最大值的抽样时刻 $t = T$，即在相关函数的

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

峰值点。

在噪声存在的情况下，对信号峰值的辨别一般较困难。假定不在峰值点对信号抽样，而在，$t = T - \delta$ 时早抽样，在 $t = T + \delta$ 时迟抽样，早抽样的绝对值 $|y(m(T-\delta)|$ 和迟抽样的绝对值 $|y(m(T+\sigma)|$ 比峰值样值 $|y(mT)|$ 小(存在噪声的平均意义上)。因为自相关函数相对最佳抽样时刻 $t = T$ 是偶函数，所以在 $t = T - \delta$ 和 $t = T + \delta$ 时刻的自相关函数的绝对值相等。在这种条件下，适当的抽样时刻是在 $t = T - \delta$ 与 $t = T + \delta$ 之间的中点。这一条件构成早 - 迟门符号同步器的基础。

图 8 - 13 示出了早 - 迟门同步器的方框图。在该图中，相关器取代了等效的匹配滤波器。两个相关器在符号间隔 T 上积分，但是一个相关器比所估计的最佳抽样时刻提早 δ 秒开始积分，另一个积分器比所估计的最佳抽样时刻迟 δ 秒开始积分，两个相关器输出绝对值之差形成误差信号。为了平滑噪声对信号样值恶化的影响，将误差信号通过一个低通滤波器。如果偏离最佳抽样时刻，则低通滤波器输出的平均误差信号非零，且时钟信号是迟后的或提前的，这取决于误差的正负号。因此，平滑的误差信号用来驱动压控时钟(VCC)，VCC 的输出就是期望的时钟信号，用来抽样。同时，*VCC* 的输出也用作符号波形发生器的时钟信号，该发生器能产生与发送滤波器一样的基本脉冲波形。该脉冲波形被提前或推迟，然后馈送给两个相关器，如图 8 - 13 所示。注意，如果信号脉冲是矩形的，则在跟踪环内不需要信号脉冲发生器。

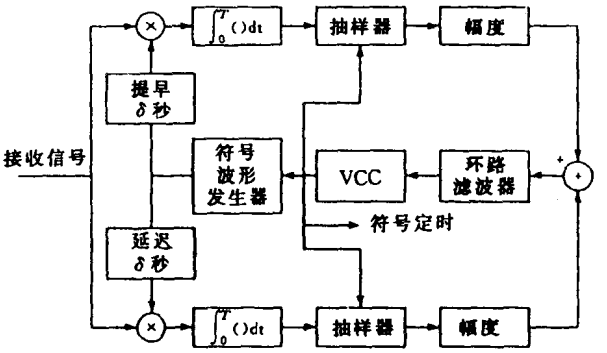


图 8 - 13　早 - 迟门同步器方框图

早 - 迟门同步器基本上是一个闭环控制系统，其带宽与符号速率 $1/T$ 相比较窄。环路的带宽决定了定时估计的质量。如果信道传播延时是常数且发送机中的时钟振荡器不随时间而漂移(或随时间很缓慢地漂移)，那么窄带环路在加性噪声上较长时间的平均可改善抽样时刻估计的质量。另一方面，如果信道传播延时随时间而变且 / 或发送机的时钟也随时间漂移，那么必须增加环路的带宽才能快速跟踪符号定时随时间的变化。

在跟踪模式中，两个相关器受到邻近符号的影响。然而，正如 PAM 和其他信号调制中那样，如果信息符号序列的均值为零，那么在低通滤波器中由邻近符号对相关器输出的贡献平均是零。

早 - 迟门同步器的一种等价的实现方案如图 8 - 14 所示，该方案较容易实现。在该方案中，由 VCC 产生的时钟信号被提前和延迟 δ，并用这两个时钟信号对两个相关器的输出

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

抽样。

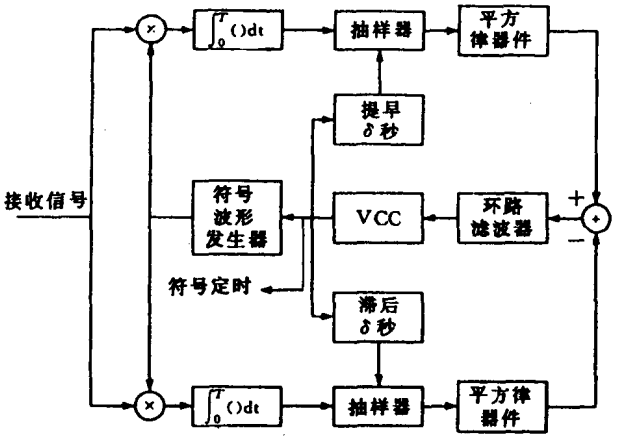


图 8 - 14 另一种形式的早 - 迟门同步器的方框图

以上所述的早 - 迟门同步器是一个非面向判决符号定时估计器，近似于最大似然估计器。这一断言可以如下证明：用有限差近似对数似然函数的导数，即

$$\frac{d\bar{\Lambda}_L(\tau)}{d\tau} \approx \frac{\bar{\Lambda}_L(\tau+\delta)-\bar{\Lambda}_L(\tau-\delta)}{2\delta}$$

若将式代入式，可得到导数的近似式为

$$\begin{aligned}\frac{d\bar{\Lambda}_L(\tau)}{d\tau} &= \frac{C^2}{4\delta}\sum_n[y_n^2(\tau+\delta)-y_n^2(\tau-\delta)] \\ &= \frac{C^2}{4\delta}\sum_n\left\{\left[\int_{T_0} r(t)g(t-nT-\tau-\delta)dt\right]^2\right. \\ &\quad \left.-\left[\int_{T_0} r(t)g(t-nT-\tau+\delta)dt\right]^2\right\}\end{aligned}$$

式中的数学表达式基本上描述了图 8 - 13 和图 8 - 14 说明的早 - 迟门符号同步器执行的功能。

三、载波和符号定时的联合估计

载波和符号定时的估计可以如上所述分别实现或联合实现。两个或更多个信号参数的联合 ML 估计产生的估计值同样甚至通常更好于由各自似然函数最佳化得到的估计值。换言之，由联合最佳化得到的信号参数的方差小于或等于由各自似然函数最佳化得到的参数估计的方差。

下面研究载波相位和符号定时的联合估计。这两个参数的对数似然函数可用等效低通信号形式表示为

$$\Lambda_L(\phi,\tau) = \mathrm{Re}\left[\frac{1}{N_0}\int_{T_0} r(t)s_l^*(t;\phi,\tau)dt\right]$$

式中 $s_l(t;\phi,\tau)$ 是等效低通信号，它的一般形式为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$s_l(t;\phi,\tau) = e^{-j\phi}\left[\sum_n I_n g(t-nT-\tau) + j\sum_n J_n w(t-nT-\tau)\right]$$

式中，$\{I_n\}$ 和 $\{J_n\}$ 为两个信息序列。

注意，对于 PAM，令 $J_n = 0$(所有 n)，且序列 $\{I_n\}$ 是实的。对于 QAM 和 PSK，令 $J_n = 0$(所有 n) 且 $\{I_n\}$ 是复值的。对于偏移 QPSK，两个序列 $\{I_n\}$ 和 $\{J_n\}$ 是非零的且 $w(t) = g\left(1-\frac{1}{2}T\right)$。

对于 ϕ 和 τ 面向判决 ML 估计，对数似然函数为

$$\Lambda_L(\phi,\tau) = \mathrm{Re}\left\{\frac{e^{j\phi}}{N_0}\sum_n\left[I_n^* y_n(\tau) + jJ_n^* x_n(\tau)\right]\right\}$$

式中

$$y_n(\tau) = \int_{T_0} r(t)g^*(t-nT-\tau)\mathrm{d}t$$

$$x_n(\tau) = \int_{T_0} r(t)w^*(t-nT-\tau)\mathrm{d}t$$

求 ϕ 和 τ 的 ML 估计值的必要条件是

$$\frac{\partial\Lambda_L(\phi,\tau)}{\partial\phi} = 0, \quad \frac{\partial\Lambda_L(\phi,\tau)}{\partial\tau} = 0$$

为方便计，定义

$$A(\tau) + jB(\tau) = \frac{1}{N_0}\sum_n\left[I_n^* y_n(\tau) + jJ_n^* x_n(\tau)\right]$$

利用这个定义，简化为

$$\Lambda_L(\phi,\tau) = A(\tau)\cos\phi - B(\tau)\sin\phi$$

式中求联合 ML 估计值的条件为

$$\frac{\partial\Lambda(\phi,\tau)}{\partial\phi} = -A(\tau)\sin\phi - B(\tau)\cos\phi = 0$$

$$\frac{\partial\Lambda(\phi,\tau)}{\partial\tau} = \frac{\partial A(\tau)}{\partial\tau}\cos\phi - \frac{\partial B(\tau)}{\partial\tau}\sin\phi = 0$$

可得

$$\hat{\phi}_{\mathrm{ML}} = -\tan^{-1}\left[\frac{B(\hat{\tau}_{\mathrm{ML}})}{A(\hat{\tau}_{\mathrm{ML}})}\right]$$

结合式可得出式的解答为

$$\left[A(\tau)\frac{\partial A(\tau)}{\partial\tau} + B(\tau)\frac{\partial B(\tau)}{\partial\tau}\right]_{\tau=\hat{\tau}_{\mathrm{ML}}} = 0$$

由这些方程得到的 QAM(或 PSK) 面向判决跟踪环如图 8 - 15 所示。

偏移 QPSK 的 ϕ 和 τ 的联合估计需要较复杂的结构，该结构易从式导出。

除了上面给出的联合估计之外，有可能导出载波相位和符号定时的非面向判决估计。

应当指出，可以将参数估计问题与信息序列 $\{I_n\}$ 的解调联合起来研究，也就是研究 $\{I_n\}$、载波相位 ϕ 和符号定时参数 τ 的联合最大似然估计。这些联合估计问题的研究成果已发表在一些技术文献中，如柯贝雅西(Kobayashi，1971)、福尔科纳(Falconer，1976) 及福

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

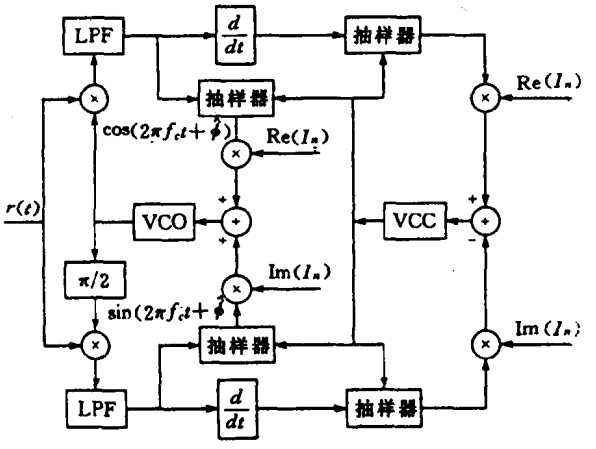


图 8－15　对 QAM 和 PSK 中载波相位和符号定时的面向判决联合跟踪环

尔科纳与扎尔茨(Salz,1977)的论文。

四、最大似然估计器的性能

信号参数估计的质量通常用其偏差及方差来度量。为了定义这两个术语,假定观测序列$[x_1 x_2 x_3 \cdots x_n] = \mathbf{x}$具有 pdf　$p(\mathbf{x} \mid \phi)$,可从中求出参数ϕ的估计值。估计$(\hat{\phi}\mathbf{x})$的偏差定义为

$$偏差 = E[\hat{\phi}(\mathbf{x})] - \phi$$

式中,ϕ是参数的真值。当$E[\hat{\phi}(\mathbf{x})] = \phi$时,称该估计值是无偏的。估计值$\hat{\phi}(\mathbf{x})$的方差定义为

$$\sigma_{\hat{\phi}}^2 = E\{[\hat{\phi}(\mathbf{x})]^2\} - \{E[\hat{\phi}(\mathbf{x})]\}^2$$

一般地,$\sigma_{\hat{\phi}}^2$的计算较困难。参数估计(参见 Helstrom,1968 年)的一个众所周知的成果是均方误差的克拉默－罗(Cramér－Rao)下界限,定义为

$$E\{[\hat{\phi}(\mathbf{x}) - \phi]^2\} \geqslant \left[\frac{\partial}{\partial\phi}E[\hat{\phi}(\mathbf{x})]\right]^2 \Big/ E\left\{\left[\frac{\partial}{\partial\phi}\ln p(\mathbf{x} \mid \phi)\right]^2\right\}$$

注意,无偏估计时,式的分子是 1,并且该界限成为估计值$\hat{\phi}(\mathbf{x})$的方差$\sigma_{\hat{\phi}}^2$的下界限,即

$$\sigma_{\hat{\phi}}^2 \geqslant 1 \Big/ E\left\{\left[\frac{\partial}{\partial\phi}\ln p(\mathbf{x} \mid \phi)\right]^2\right\}$$

因为$\ln p(\mathbf{x} \mid \phi)$与对数似然函数的差别在于与$\phi$无关的常数因子,由此得出

$$E\left\{\left[\frac{\partial}{\partial\phi}\ln p(\mathbf{x} \mid \phi)\right]^2\right\} = E\left\{\left[\frac{\partial}{\partial\phi}\ln\Lambda(\phi)\right]^2\right\}$$

$$= -E\left\{\frac{\partial^2}{\partial\phi^2}\ln\Lambda(\phi)\right\}$$

因此,方差的下界限为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$\sigma_{\hat{\phi}}^2 \geqslant 1\Big/E\left\{\left[\frac{\partial}{\partial\phi}\ln\Lambda(\phi)\right]^2\right\} = -1\Big/E\left[\frac{\partial^2}{\partial\phi^2}\ln\Lambda(\phi)\right]$$

该下界限是非常有用的结果，它为任何实际估计值方差与该下界限的比较提供了一个基准。无偏的且方差达到下界限的估计称为有效估计。

一般地，有效估计是很少的。当它们存在时，是最大似然估计。参数估计理论的一个众所周知的结果是任何 ML 参数估计是渐近的（任意大的观测次数）无偏和有效的。在很大程度上，这些期望的性质构成了 ML 参数估计的重要性。人们也知道，ML 估计是渐近高斯分布的（具有均值 ϕ，且方差的下界限）。

本章所述的对两个信号参数 ML 估计的情况下，它们的方差一般与信噪比成反比，或者等价于与信号功率同观测间隔 T_0 乘积成反比。而且，在低错误概率时，面向判决估计的方差一般低于非面向判决估计的方差。事实上，ϕ 和 τ 的 ML 面向判决估计的性能达到了下界限。

下例是对载波相位 ML 估计的克拉默 - 罗（Cramér - Rao）下界限的评估。

例　未调载波相位的 ML 估计值满足条件

$$\int_{T_0} r(t)\sin(2\pi f_c t + \hat{\phi}_{ML})\mathrm{d}t = 0$$

式中

$$\begin{aligned} r(t) &= s(t;\phi) + n(t) \\ &= A\cos(2\pi f_c t + \phi) + n(t) \end{aligned}$$

式的条件可由最大化似然函数

$$\Lambda_L(\phi) = \frac{2}{N_0}\int_{T_0} r(t)s(t;\phi)\mathrm{d}t$$

导出。$\hat{\phi}_{ML}$ 的方差下界限为

$$\begin{aligned} \hat{\phi}_{ML}^2 &\geqslant \left\{\frac{2A}{N_0}\int_{T_0} E[r(t)]\cos(2\pi f_c t + \phi)\mathrm{d}t\right\}^{-1} \\ &\geqslant \left\{\frac{A^2}{N_0}\int_{T_0}\mathrm{d}t\right\}^{-1} = \frac{N_0}{A^2 T_0} \\ &\geqslant \frac{N_0 2T_0}{\frac{1}{2}A^2} = \frac{N_0 B_{eq}}{\frac{1}{2}A^2} \end{aligned}$$

因子 $1/2T_0$ 是理想积分器的（单边）等效噪声带宽。

由此例可见，ML 相位估计的方差下界限为

$$\sigma_{\hat{\phi}_{ML}}^2 \geqslant 1/\gamma_L$$

式中 $\gamma_L = A^2/2N_0B_{eq}$ 是环路 SNR，这也是面向判决估计的 PLL 中相位估计的方差。正如已看到的，非面向判决估计的性能不够好，这是由用来除去调制分量的非线性损失造成的，例如平方损失和 M 方损失。

也可以求得上面推导的符号定时估计质量的类似结果，除了与 SNR 有关之外，它们还是信号脉冲形状的函数。例如，通常实用的脉冲形状具有升余弦谱。对于这样的脉冲，

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

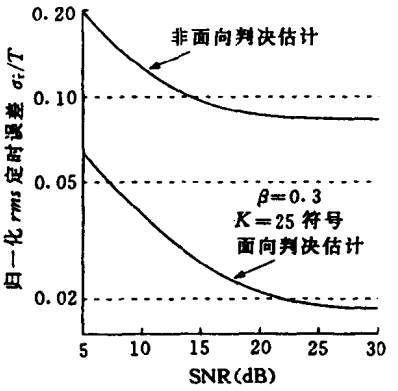


图 8－16　对于固定信号和环路带宽的基带符号定时估计的性能

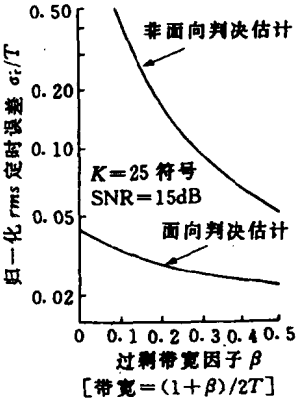


图 8－17　对于固定 SNR 和固定环路带宽的基带符号定时估计的性能

rms 定时误差($\sigma_{\hat{\tau}}$)是 SNR 的函数，如图 8－16 所示，图中示出了面向判决和非面向判决估计的两种情况。注意，面向判决估计的性能比非面向判决估计有显著的改进。可是，如果改变脉冲带宽，改变脉冲形状，那么定时误差的 rms 值也随之改变。例如，具有升余弦谱的脉冲带宽改变时，rms 定时误差也随之改变，如图 8－17 所示。注意，误差随脉冲带宽的增加而减少。

本节阐述了信号参数估计的方法及其性能特征，并将它应用到载波相位和符号定时的估计中。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第三节　群同步技术

载波同步解决了同步解调问题，既把频带信号解调为基带信号。而位同步确定了数字通信中各个码元的抽样判决时刻，即把每个码元加以区别，使接收端得到一连串的码元序列，这一连串的码元序列代表一定的信息。通常由若干个码元代表一个字母（或符号、数字），而由若干个字母组成一个字，若干个字组成一个句。在时分多路传输系统中，信号是以群（帧）的方式传送的。每一群（帧）包括许多路（或称“字”）。为了把各路信号（或各个“字”）区分开来，需要知道各路（字）出现的时刻。为此需要在每一帧中加入一个特殊的标志，这就是群（帧）同步信号。

群（帧）同步的任务就是在位同步的基础上识别出数字信息群（字、句、帧）的起始时刻，使接收设备的群定时与接收到的信号中的群定时处于同步状态。换句话说，帧同步就是确定每帧的起始时刻，确定了这个时刻，就可以根据预定的帧结构来确定帧的长度和其中各字、各句的位置了。

实现群同步的方法，通常采用插入群（帧）同步码的方法，它是因在发送端的数字信号序列中插入群同步脉冲或群同步码而得名的。具体插入法又可以分为集中插入法和间歇式插入法。

同步系统通常应满足下列要求：

(1) 正确建立同步的概率要大，即漏同步概率要小，错误同步或假同步的概率要小。

(2) 捕获时间要短，即同步建立的时间要短。一旦系统失步，也能很快地恢复同步。

(3) 稳定地保持同步。采取保持措施，使同步保持时间持久稳定，即同步系统应具有识别假失步和避免伪同步的能力。

(4) 在满足群同步性能要求的条件下，群同步码的长度应尽可能短一些，这样可以提高信道的传输效率。

一、起止式同步法

起止式同步方式在早期的数字通信中广泛地应用在电传机中。它用 5 个码元代表一个字母（或符号等），在每个字母开始时，先发送一个码元宽度的负值脉冲，再传输 5 个码元的编码信息，接着再发送一个宽度为 1.5 个码元的正值脉冲。开头的负值脉冲称为“起脉冲”，它起着同步的作用。末尾的正值脉冲称为“止脉冲”，它使下一个字母开始之前产生一个间歇。那么接收端就是根据 1.5 个码元宽度的正电平第一次转换到负电平这一特殊规律，确定一个字的起始位置，因而就实现了群同步。一个字母实际上由图 8 - 18 所示的

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

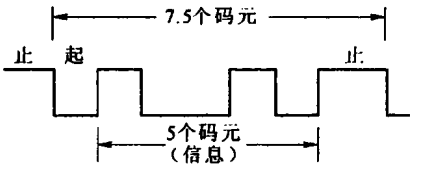


图 8－18 起止式同步信号的编码波形

占有 7.5 个码元宽度的波形组成。

由于这种同步方式中的止脉冲宽度与码元宽度不一致，会给同步数字传输带来不便。另外，在这种起止式同步方式中，7.5 个码元中只有 5 个码元用于传输信息，效率较低。但起止同步有简单易行的优点。

二、集中插入法

集中插入法又称为连贯式插入法。这种方式就是将帧同步码以集中的形式插入信息码流中，帧同步码集中插入在一帧的开始，此方法的关键是要找出作为群同步码组的特殊码组。这个特殊码组一方面在信息码元序列中不易出现以便识别，另一方面识别器也要尽量简单。最常用的群同步码组有巴克码或其他码型。

1. 巴克码

巴克(Barker)码是一种具有特殊规律的二进制码组，是有限长的非周期序列。它的特殊规律是：若一个 n 位的巴克码 $\{x_1, x_2, \cdots, x_n\}$ 可取值 +1，或 −1，它的局部自相关函数为

$$R(j) = \sum_{i=1}^{n-j} x_i x_{i+j} = \begin{cases} n, & j = 0 \\ 0 \text{或} \pm 1, & 0 < j < n \\ 0 & j \geqslant n \end{cases}$$

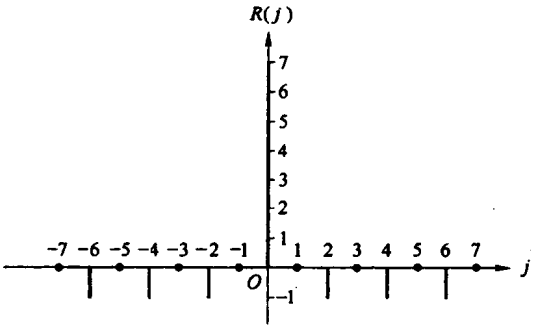


图 8－19 7 位巴克码的自相关函数

目前已找到的巴克码组如表 8－1 所示，“+”表示 +1，“−”表示 −1。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 8－1　巴克码组

n	巴克码组
2	+ +
3	+ + −
4	+ + + −，+ + − +
5	+ + + − +
7	+ + + − − + −
11	+ + + − − − + − − + −
13	+ + + + + − − + + − + − +

以 7 位巴克码{+ + + − − + −}为例，由式求出自相关函数如下：

当 $j = 0$ 时，$R(j) = \sum_{i=1}^{7} x_i^2 = 1 + 1 + 1 + 1 + 1 + 1 + 1 = 7$，

当 $j = 1$ 时，$R(j) = \sum_{i=1}^{6} x_i x_{i+1} = 1 + 1 - 1 + 1 - 1 - 1 = 0$。

同样可以求出 $j = 2,3,4,5,6,7$ 时，$R(j)$ 的值分别为 $-1,0,-1,0,-1,0$。另外，再求出 j 为负值的自相关函数值，两者一起所画出的 7 位巴克码的 $R(j)$ 与 j 的关系曲线如图 8－19 所示。由图可见，自相关函数在 $j = 0$ 时具有尖锐的单峰特性。局部自相关函数具有尖锐的单峰特性正是对连贯式插入群同步码组的主要要求之一。

群同步问题实质上是一个对群同步标志进行检测的问题。以 7 位巴克码为例，用 7 级移相寄存器、相加器和判决器就可以组成一个巴克码识别器，如图 8－20 所示。7 级移位寄存器的 1，0 按照 1 1 1 0 0 1 0 的顺序接到相加器，接法与巴克码的规律一致。当输入码元加到移位寄存器时，如果图中某移位寄存器进入的是 1 码，则该移位寄存器的 1 端输出为 +1，0 端输出为 −1；反之当某移位寄存器进入的是 0 码，则该移位寄存器的 1 端输出为 −1，0 端输出为 +1。实际上巴克码识别器是对输入的巴克码进行相关运算，当一帧信号到来时，首先进入识别器的是群同步码组，只有当 7 位巴克码在某一时刻正好全都进入 7 位寄存器时，7 个移位寄存器输出端都输出 +1，相加后的最大输出为 +7，其余情况相加结果均小于 +7。对于数字信息序列，假设几乎不可能出现与巴克码组相同的信息，故识别器的相加输出也只能小于 +7。若判别器的判决门限电平定为 +6，那么就在 7 位巴克码的最后一位进入识别器时，识别器输出一个同步脉冲表示一群的开头。波形如图 8－21 所示的一般情况下，信息码不会正好都使移位寄存器的输出为 +1，因此实际上很容易判定巴克码全部进入移位寄存器的位置。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

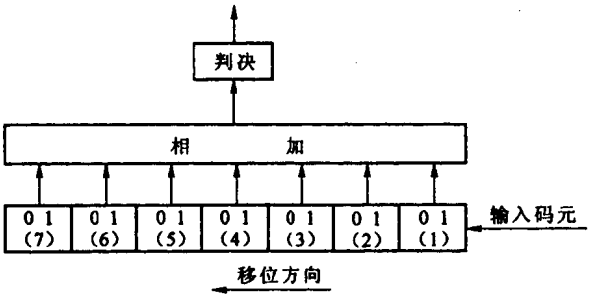


图 8 - 20 7 位巴克码识别器

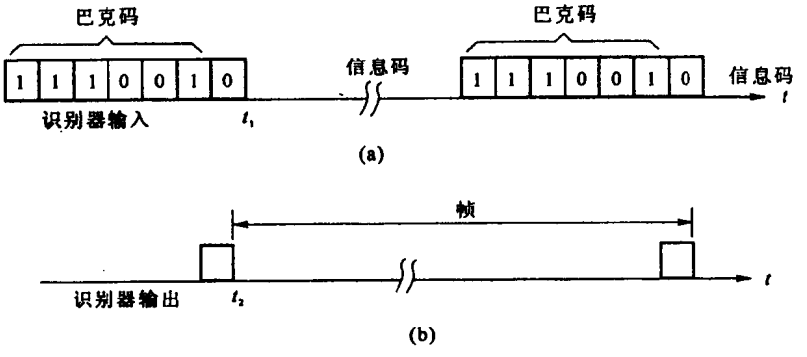


图 8 - 21 7 位巴克码识别器的输出波形图

2. 集中插入同步法的典型应用

PCM30/32 路(我国和欧洲国家采用)的帧同步采用集中插入方式,它是在每偶帧 TS_0 的第 2 至第 8 位插入 0011011 帧同步码。

集中插入法的优点是能够迅速地建立群同步。通常采用集中插入同步码的滑动法来恢复帧同步信号。典型电路如图 8 - 22 所示。电路由 5 部分组成,其作用分别为:① 移位寄存器和识别门组成同步码检出电路;② 前后方时间保护计数器完成前方保护时间和后方保护时间的计数,并通过 R-S 触发器发出同步及失步指令,收定时系统根据起止信号 S 决定系统处于工作状态还是等待状态;③ 收定时系统产生收端所需要的各类定时脉冲;④ 时标发生器产生与 PCM 码元中同步码的时间相一致的偶帧时标信号 P_r,作为比较脉冲将识别门和收到的同步码进行比较,并产生与 PCM 码流中奇帧监视码时间关系一致的奇帧时标信号 P_m,用来检出监视码,同时还产生供保护时间计数使用的触发时钟 P_c;⑤ 奇帧监视码检出电路用来检出奇帧 TS_0 中的第 2 位。其时间关系如图 8 - 23 所示。

系统同步时,前后方时间保护计数器处于起始状态。S = 1,收定时系统处于正常的工

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

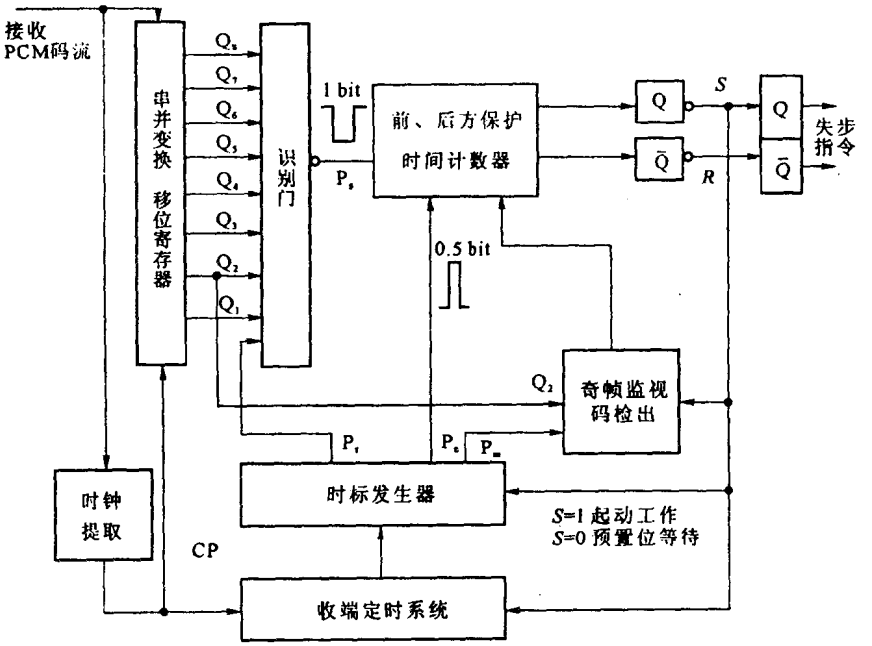


图 8－22　*PCM*30/32 路的帧同步集中插入方式电路

作状态，时标发生器产生三种时标信号 P_r，P_m，P_e 分别加到识别门、监视码检出电路和保护时间计数器。PCM 码进入移位寄存器，当出现同步码组时，由于处于同步状态，收定时系统产生的各种定时脉冲与接收到的码流中时序规律相同。只有当帧同步码“0011011”进入移位寄存器，且帧结构的时序状态保持对准关系，即 P_r 时标出现“1”的时刻，由八级移位

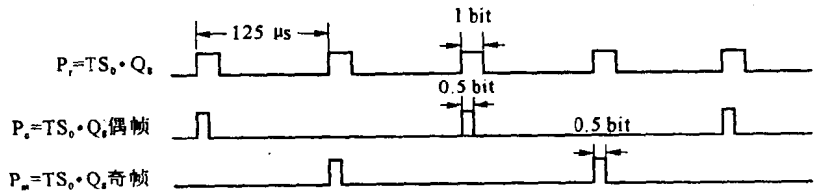


图 8－23　时标时间图

寄存器和识别门组成的同步码检出电路才有同步码 P_s 检出。P_s 输出的同步码是周期为 250μs、脉宽 1 *bit* 的负脉冲。因此，若不存在假同步码组，只要有 P_s 检出，就表示接收定时系统的 TS_0 已经与接收 PCM 码流中的 TS_0 对准了；反之，若无 P_s 输出，就没有对准。但由于假同步和假失步总会存在，就不能仅根据 P_s 有无来判断系统的同步与否。

下面简要说明图 8－22 的工作原理及工作过程。当出现同步码错误时，收端定时系统产生的 P_r 就不能与接收 PCM 码流中的 TS_0 对准，识别门无同步码检出，即识别门输出 P_s 为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

高电平。在时标 P_c 的作用下开始前方保护时间计数，如果连续丢失3(或4)个帧同步码，计数器计满，输出指令 S = 0，将收定时系统强迫置位到一个固定的等待状态，系统进入同步捕捉态。此时，收定时系统停止动作，使时标发生器输出的时标信号 P_r 为高电平状态，以便捕捉同步码。

系统进入捕捉态后，收定时系统虽被强制在某一特定状态下不再运行，但收端再生时钟 CP 照样工作，P_c 也改用时钟 CP，以便进行逐比特识别(同步时，一个同步帧周期只识别一次)。所以识别门照样可以进行同步码检出，保护计数器照样可以计数。

当 PCM 码恢复正常后，同步系统从输入码流中捕捉到 0011011 码组。相当于第 N 帧有同步码，识别门输出一个检出脉冲 P_s 用于帧同步，此时，后方保护时间计数开始，S = 1，收定时系统启动，并使时标发生器产生各类时标 P_r，P_m，P_c，时标 P_m 加到奇帧监视码检出电路，如果 N + 1 帧中 TS_0 的第 2 位码检出的是高电平“1”，表示可以对 N + 2 帧进行核对。如果 N + 2 帧识别门有同步码检出，则表明收端定时系统产生的时钟和接收码流中的时序脉冲保持了对准关系，后方保护计数器计满，系统进入同步态。当 N + 1 帧出现的第 2 位码不是“1”而是“0”，则表示 N + 1 帧无同步码的要求不成立，奇帧监视码检出电路输出一个负脉冲，将计数器强制复位到起始状态，同步系统重新进入捕捉态。如果 N 帧和 N + 1 帧均符合规定，N + 2 帧无同步检出，后方保护时间计数器所计的数无效，系统也必须重新进行捕捉。

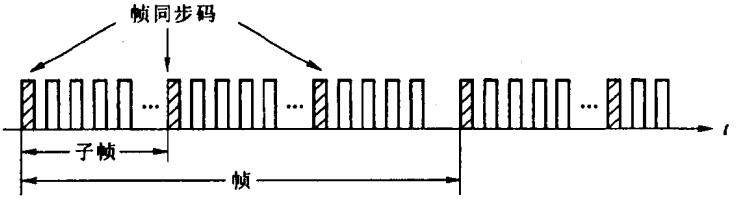


图 8 - 24　间歇插入群同步方式

三、分散插入法

分散插入法又称为间歇式插入法。它是将群同步码以分散的形式插入信息码流中。这种方式比较多地用在多路数字电路系统中。间歇式插入的示意图如图 8 - 24 所示，群同步码均匀地分散插入在一帧之内。帧同步码可以是 1，0 交替码型。例如 24 路 *PCM* 系统中，一个抽样值用 8 位码表示，此时 24 路电话都抽样一次共有 24 个抽样值，192 个信息码元。192 个信息码元作为一帧，在这一帧插入一个群同步码元，这样一帧共有 193 个码元。接收端检出群同步信息后，再得出分路的定时脉冲。

间歇式插入法的缺点是当失步时，同步恢复时间较长，因为如果发生了群失步，则需

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

要逐个码位进行比较检验，直到重新收到群同步的位置，才能恢复群同步。此法的另一缺点是设备较复杂，因为它不像连贯式插入法那样，群同步信号集中插入在一起，而是要将群同步码在每一子帧里插入一位码，这样群同步码编码后还需要加以存储。

四、群同步的保护

在数字通信系统中，由于噪声和干扰的影响，当有误码存在时，有漏同步的问题；另外，由于信息码中也可能偶然出现群同步码，这样就产生假同步（伪同步）的问题，为此，要增加群同步的保护措施，以提高群同步性能。

对帧同步系统的要求主要有两点，一是同步建立（或恢复）时间要短；二是稳定性要好。对于第一个要求就是开机以后系统要能很快地进入同步，或一旦失步后，能很快恢复同步。帧失步将使信息丢失，对于语言通信来讲，人耳不易觉出小于 100*ms* 的通信中断，所以同步恢复时间小于几十毫秒一般是允许的，但对于数据传输，要求就严得多。

要求同步性能稳定，具有一定的抗干扰能力，除了在选择同步码型、插入方式等方面采取措施外，最常用的保护措施是设置保护电路，即前方保护和后方保护两种。通常，可将群同步的工作划分为两种状态，即捕捉态和维持态（同步）。系统进入同步态后，如果不采取保护措施，帧同步码一旦有误就会立即漏检使系统重新进入捕捉态。若同步 → 捕捉 → 同步 → 捕捉交替频繁发生，系统就难以保证通信质量，为了解决这种频繁失帧问题，在 *CCITT* 复用设备中都采用帧同步保护。

具体地说，前方保护是为了防止假失步。有了前方保护，系统一旦发现失步，并不立即调整收端定时系统，而是设计成只在连续检测出 m 次（前方保护计数器容量）失步后，才判为系统已失步，使系统从同步状态进入捕捉状态，开始同步捕捉。后方保护为了防止假同步码，在同步捕捉过程中，连续捕捉到几次同步码后，才判为真同步，并使系统从捕捉状态立即进入同步状态。

CCITT 对 PCM30/32 路制式建议的前方保护时间为 $T_P = 500 \sim 750\mu s$，后方保护时间 $T_B = 250\mu s$。这里不再重复。

系统帧同步保护参数的选择是以漏同步概率和假同步概率的大小为依据来考虑的。要提高群同步的工作性能，就要求漏同步概率 P_1 和假同步概率 P_2 都要低。

例如，如前图 8－22 所示的 7 位巴克码识别器，若同时满足上述要求，对识别器判决门限的选择是矛盾的。因为，在群同步识别器中，只有降低判决门限电平，才能减少漏同步，但是为了减少假同步，只有提高判决门限电平。因此，可在接收端增加保护电路，把同步过程分为两种不同的状态，以便在不同状态对识别器的判决门限电平提出不同的要求，达到降低漏同步和假同步的目的。

在捕捉态时，将判决门限提高，判决器容许群同步码组中最大错码数就会下降，假同

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

步概率 P_1 就会下降。在维持态下，将判决门限降低，判决器容许群同步码组中最大错码数就会上升，但漏同步概率 P_2 就会下降。如图 8－25 所示，假设识别器的判决门限电平为 $+6V$，由于干扰，7 位巴克码有一位错误，此时相加为 $+5V$ 小于判决门限，识别器会漏识别同步信号。此时，要识别器不致产生漏同步，可将识别器的判决门限电平由 $+6V$ 降为 $+4V$，这样在同步码组中存在一个错误码元时，仍可识别出来。

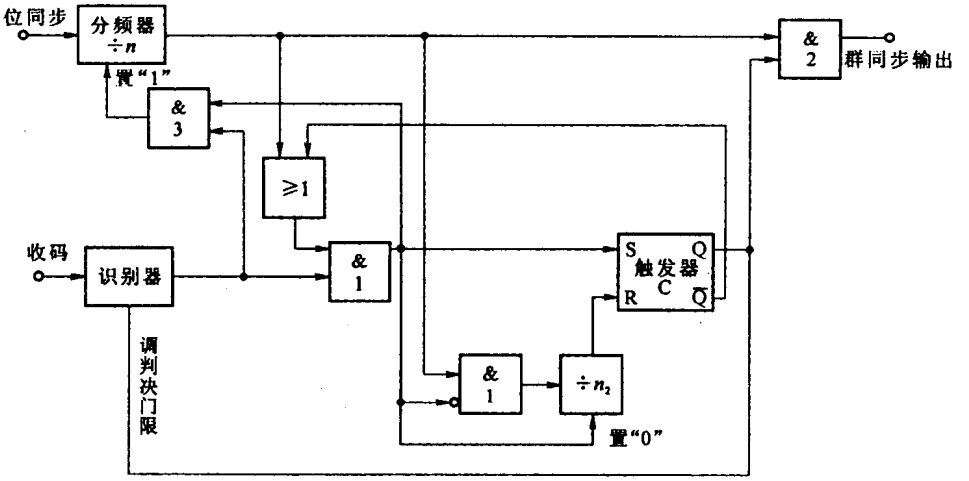


图 8－25 连贯式插入法群同步保护原理图

图 8－25 给出了一种集中式插入法群同步保护的原理图。在同步未建立时，系统处于捕捉态，状态触发器 C 和 Q 端为低电平，此时同步码组识别器的判决电平较高，因而减小了假同步的概率。一旦识别器有输出脉冲，由于触发器的 $\bar{Q}$ 端此时为高电平，于是经或门使与门 1 有输出。与门 1 的一路输出至分频器使之置"1"，这时分频器就输出一个脉冲加至与门 2，该脉冲还分出一路经过或门又加至与门 1，与门 1 的另一路输出加至状态触发器 C，使系统由捕捉态转为维持态。这时 Q 端变为高电平，打开与门 2，分频器输出的脉冲就通过与门 2 形成群同步脉冲输出，因而同步建立。

同步建立以后，系统处于维持态。为了提高系统的抗干扰和抗噪声的性能以减小漏同步概率，具体做法就是利用触发器在维持态时 Q 端输出高电平去降低识别器的判决门限电平，这样就可以减小漏同步概率。另外同步建立以后，若在分频器输出群同步脉冲的时刻，识别器无输出，这可能是系统真的失去同步，也可能是由偶然的干扰引起的，只有连续出现多次这种情况才能认为真的失去同步。这时与门 1 连续无输出，经"非"门后加至与门 4 的便是高电平，分频器每输出一脉冲，与门 4 就输出一脉冲。这样连续 n_2 个脉冲使"$\div n_2$"电路计满，随即输出一个脉冲至状态触发器 C，使状态由维持态转为捕捉态。当与门 1 不是连续无输出时，"$\div n_2$"电路未计满就会被置"0"，状态就不会转换，因此增加了系统在

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

维持态时的抗干扰能力。

同步建立以后，信息码中的假同步码组也可能使识别器有输出而造成干扰，然而在维持态下，这种假识别的输出与分频器的输出是不会同时出现的，因而这时与门 1 就没有输出，故不会影响分频器的工作，因此这种干扰对系统没有影响。

五、群同步系统的性能指标

本章在开头就对群(帧)同步系统提出了具体要求，这些要求基本反映了群同步系统的性能情况。群同步实质上就是要正确地检测群同步的标志，在防止漏检的同时还要防止错检。群同步系统应该建立时间短，并且在群同步建立后应有较强的抗干扰能力。通常用漏同步概率 P_1，假同步概率 P_2 和群同步平均建立时间 t_s 来衡量这些性能。

1. 漏同步概率 P_1

由于干扰的存在，接收的同步码组中可能出现一些错误码元，从而使识别器漏识别已发出的同步码组，出现这种情况的概率称为漏同步概率，记为 P_1。漏同步概率的计算如下：

设 Pe 为码元错误概率，n 为同步码组的码元数，m 为判决器容许码组中的错误码元最大数，则同步码组码元 n 中所有不超过 m 个错误码元的码组都能被识别器识别，因而，未漏同步概率为

$$\sum_{r=0}^{m} c_n^r p_e^r (1 - p_e)^{n-r}$$

故得漏同步概率为

$$P_1 = 1 - \sum_{r=0}^{m} c_n^r p_e^r (1 - p_e)^{n-r}$$

2. 假同步概率 P_2

在接收的数字信号序列中，也可能在表示信息的码元中出现与同步码组相同的码组，它被识别器识别出来误认为是同步码组而形成假同步信号，出现这种情况的概率称为假同步概率，记为 P_2。

假同步概率 P_2 的计算就是计算信息码元中能被判为同步码组的组合数与所有可能的码组数之比。设二进制信息码中 1,0 码等概率出现，即 $P(1) = P(0) = 0.5$，则由该二进制码元组成 n 位码组的所有可能的码组数为 2^n，而其中能被判为同步码组的组合数也与判决器容许码组中的错误码元最大数 m 有关，若 $m = 0$，则只有 c_n^0 个码组能识别；若 $m = 1$，则有 $c_n^0 + c_n^1$ 个码组能识别，其余类推。于是可求出信息码中可被判为同步码组的组合数为 $\sum_{r=0}^{m} c_n^r$，因而可得假同步概率的普遍式为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$P_2 = \frac{1}{2^n}\sum_{r=0}^{m} c_n^r$$

从式可以看出，当 m 增大时，P_1 减小很快，而 P_2 在增加；当 n 增大时，P_1 在增加，而 P_2 减小很快，P_1 和 P_2 总是有矛盾的。因此对 m 和 n 的选择要兼顾对 P_1 和 P_2 的要求。

3. 平均同步建立时间 t_2

对于集中插入法（连贯式插入法），假设漏同步和假同步都不出现，在最不利的情况下，实现帧同步最多需要一帧时间，设每帧的码元数为 N，每码元的时间宽度为 T，则一帧的时间为 NT。在建立同步过程中，如出现一次漏同步，则建立时间要增加 NT；如出现一次假同步，建立时间也要增加 NT，因此，帧同步的平均建立时间为

$$t_s = (1 + P_1 + P_2)NT$$

对于分散式插入法，其平均建立时间经过分析计算可得

$$t_s \approx N^2 T$$

帧同步平均建立时间越短，通信的效率越高，通信的性能也就越好。因此，我们希望帧同步的平均建立时间越短越好。通常，信息码元为随机二进码（$P = 1/2$），且 $N > 1$，将集中插入法平均建立时间式和分散式平均建立时间式作一比较，就可以看出，集中插入法同步的建立时间比分散方法要短得多，因而在数字传输系统中被广泛应用。

另外，要提高通信的效率，无论是集中式还是分散式插入帧同步，在满足帧同步性能的前提下，都应该减少帧同步的插入次数和帧同步码的长度，使其减少到最小程度。

群同步一旦建立，就要有相应的保护措施，这一保护措施也是根据群同步的规律而提出来的，既要保证较低的假同步概率，也要保证较低的漏同步概率。前例的保护措施对此已作了说明。

当输入信号流为PCM基群信号流，且一次滑码增加或丢失的码元数 N 为256bit时，上式可以改写为：

$$R_s = 2\left|\frac{\Delta f}{f}\right| \cdot F_s$$

式中，F_s 为 PCM 基群的帧频等于 8kHz。

第四节　网同步技术

一、网同步的方法

网同步的方法可以分为准同步和同步两大类，同步又可分为主从同步、等级主从同步、外基准同步和互同步，互同步可包括单端控制法和双端控制法，网同步的方法如图8－

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

26所示，图中的圈表示交换节点，带箭头的实线表示时钟信号或控制信号的传输途径，以下分别介绍常用的网同步的方法。

1. 准同步

准同步网各节点的时钟信号是互相独立的，在网中的各节点之间没有时钟信号的传输路线，也没有控制信号的传输路线。各节点依靠采用高精度的时钟彼此工作接近于同步状态。准同步网中常用的时钟为铯钟，它的频率精度为 1×10^{-11}。由于各节点的时钟是互相独立的，因而滑码是不可避免的。但是采用了高精度时钟，使得滑码的频率保持在可以接受的范围内。如采用铯钟，当码流为基群速率时，滑码率为每72天滑码一次，同时，为了提高可靠性，每个节点一般设置3台原子钟，处于自动切换状态。准同步方式主要用于国际电话网中，或者用于幅员辽阔的国内网中，在国际网中采用准同步方式，可以避免国家之间的从属关系。在大国的国内网采用准同步方式，可以使网络的结构灵活，并避免时钟信号或者控制信号的长距离传输。

2. 主从同步

主从同步是目前得到广泛应用的一种同步方式。这种方式在一个交换局设立一高精度的基准时钟，通过传输链路把此基准时钟信号送到网中的各从节点，各从节点利用锁相环把本地时钟频率锁定在基准时钟频率上，从而实现网内各节点之间的时钟信号同步。主从同步网中时钟的传输可以呈现星状结构或树状结构。在星状结构中，基准时钟通过链路直接传至从节点，但由于有些节点和拥有基准时钟的主节点之间无直达传输链路，这时采用逐级传递的方式，传输路线呈树状结构。

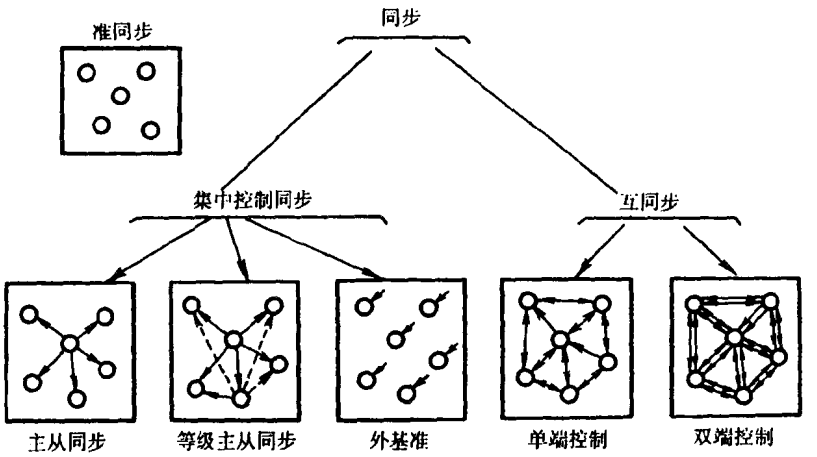


图8－26　网同步的方法

等级主从同步是为改善可靠性而采用的一种主从同步方式。在这种方式中，交换局的

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

时钟精度都有一个等级，当基准时钟失效时就采用次一等级的时钟作为主钟，送至交换局的时钟信息都带有等级识别信息，这是以复杂性换取可靠性的一种同步的方法。

从节点时钟系统的基本结构是一个带有变频振荡器的锁相环，如图 8 - 27 所示。从较高一级或者主节点来的定时信号输入到相位比较器，锁相环的变频振荡器根据比较器的输出产生新的时钟信号。从节点的时钟系统有四个作用：(1) 产生时钟信号供给本节点的数字设备；(2) 当输入的时钟信号失效时能继续输出稳定的时钟信号；(3) 减少从高一级节点送来的时钟信号中所含的高频噪声分量；(4) 避免由于时钟输出线路的改换而引起的相位跳跃。

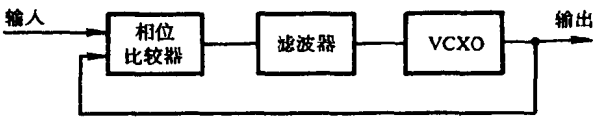


图 8 - 27 主从同步锁相环

主从同步方式是同步网中采用的主要同步方式，其主要优点可以归纳如下：

(1) 在主从同步的区域内形成一个全同步网，从而避免了准同步网中固有的周期性滑动。

(2) 在主从同步网中绝大多数的节点是从节点，从节点的时钟处于跟踪基准时钟状态，因此从节点的压控振荡器(VCXO) 只要求较低的精度。

(3) 从节点的控制过程较为简单，适用于树形或星形网络，这和当前电信网的结构是一致的。

主从同步方式的缺点主要是：

(1) 一旦与主节点的基准时钟或定时信号之间的传输链路发生故障，将会导致全系统或局部系统丧失同步能力，必须设置多重备份设备。

(2) 系统采用单端控制，定时信号传输链路上的扰动将会导致定时基准信号的扰动，这会在一定程度上影响时钟同步的质量。

在主从同步网中采用的锁相环有紧耦合和松耦合两种。紧耦合锁相环是指普通的锁相环，当锁相环正常工作时，它的输出时钟信号频率紧紧跟随基准时钟信号频率，而当基准时钟信号不复存在时，锁相环的输出信号与原基准信号不再存在依赖关系，因而偏离了基准频率。这种输出信号频率紧紧地与基准信号频率耦合在一起的锁相环称为紧耦合锁相环。

松耦合锁相环是指采用微机控制的具有频率记忆功能的锁相环。在这种锁相环中，依靠微处理机根据统计平均规律建立虚拟基准源，虚拟基准源有存储输入基准信号频率信

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

息的功能，因为，一旦基准时钟信号丢失，锁相环能按照存储的基准时钟信息继续工作相当长的时间。这种锁相环即使在基准信号丢失的情况下，环路振荡器输出频率仍可保持为基准频率，环路的输出和输入基准频率耦合不紧，因此称为松耦合锁相环。采用松耦合锁相环，即使时钟分配链路中断几天，仍可使节点时钟维持同步的精度要求。因此，这种松耦合锁相环在长途局一级的时钟产生系统中得到了广泛的应用。

松耦合振荡器是松耦合压控晶体振荡器(LCVCXO)的简称，它是网同步钟的核心部件。它的各项指标直接决定了同步钟的指标。在正常运行时，松耦合振荡器的输出频率紧跟于输入的同步频率，当输入频率消失后，立即进入记忆状态，输出频率保持在输入消失前瞬间的频率及相位。此后由于晶体老化等影响，输出频率会慢慢地变化，性能良好的电路可保证在一天或几天后的变化很小。具备以上有记忆性能的同步振荡器就是松耦合振荡器。

图8－28为时钟同步设备的松耦合振荡器(LCVCXO)的一个例子，图中示出了它的方框结构，输入为5MHz正弦波，电平电压为＋2dB，经过整形器后输出的5MHz方波与输出送来的5MHz方波在鉴相器进行比相后输出直流鉴相电压 V_d，加于运算放大电路。

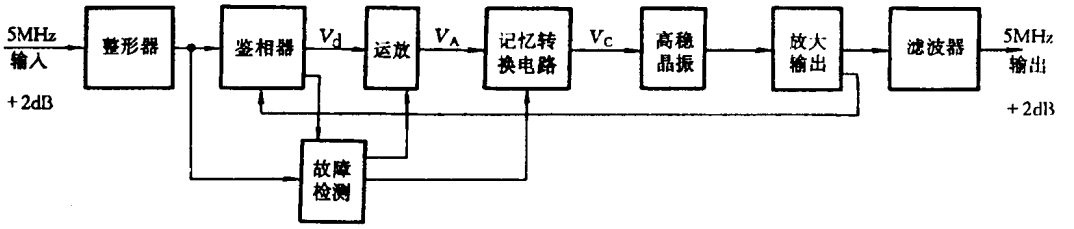


图8－28　松耦合振荡器主要部分方框图

运放电路由运算放大器及其它RC组件组成，它对 V_d 的变化进行放大，并加以时延校正，输出放大后的电压 V_A。输入记忆转换电路。记忆转换电路在正常工作时，输出的控制电压 V_c 与输入的电压 V_A 大小基本上相同。当输入的5MHz基准信号消失后，记忆转换电路输出的控制电压立即停于故障前瞬间的数值，即记忆住了故障前的情况。

高稳晶振是由高稳定度压控晶体振荡器，恒温槽控制，高质量的5MHz晶体及电路组成，其输出频率直接受控于输入的控制电压 V_c，当控制电压由较低到较高度变化时，输出频率变化应大于外来同步频率最大偏差及自身老化引起的频率变化。输出放大由门电路组成，它将高稳晶振输出比较小的信号放大整形，再送到鉴相器及滤波器。滤波器由两节低滤波器组成，输出＋2dB电压电平的5MHz正弦波。故障检测器对输入信号进行整流，对鉴相器情况进行监视，当输入信号消失后，对运放及记忆转换电路进行封锁，完成记忆功能，另外也发出各种告警信号。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

3. 互同步

在互同步网中，交换节点无主节点和从节点之分，时钟传输路线呈网状结构。各节点的时钟信号由一多输入端的锁相环产生，一个节点的锁相环的输入信号是除了本节点以外的其它节点的时钟信号，经相位比较后取它们的加权平均值来控制压控振荡器。互同步的原理如图 8 - 29 所示。

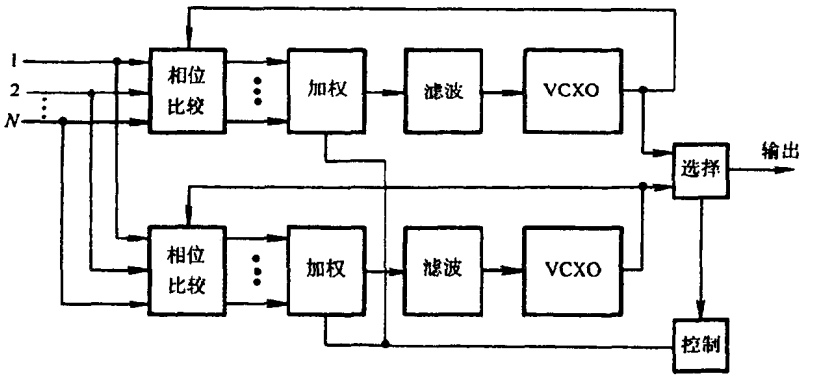


图 8 - 29 互同步的工作原理

互同步网是一个复杂的多路反馈系统。在网中各点时钟的互相作用之下，如果网络参数选择得合适，网中所有节点时钟在经过短暂的瞬态过程之后，最后将达到一个稳定的系统频率，从而实现网内各节点的时钟同步。

互同步的控制方式可以分为单端控制和双端控制两种，但两者都属于双向控制，示于图 8 - 26 中。单端控制中传输的是两个局的时钟频率，而双端控制除了传输两个局的时钟频率之外，还传送了两个节点的时钟频率经相位比较器比较后的输出信号，因此节点振荡器除了受本节点相位比较器的输出信号控制外，还受其它节点的相位比较器的输出信号所控制。采取这样的措施以后，可以防止同步系统的系统频率随节点之间的传输时延的变化而变化，使得系统的频率更稳定。

4. 同步方法的比较

准同步方法适用于各种规模和结构的网络，这种方法容易实施，而且没有稳定性问题，又使得各个国家之间处于平等地位。主要缺点是为了满足正常滑码指标必须使用成本高的高稳定时钟。

主从法实施容易，没有网络的稳定性问题。但是由于依赖于单个主时钟，所以其可靠性低。因此，从局中的时钟应有相当高的稳定度，使得全部系统在主时钟故障期间能够维持工作。

等级主从法的可靠性有所改善，对链路故障不敏感，而且适用于任何网络结构，但必

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

须给每个时钟信号分配一个等级识别信息。

互同步中的单端控制适用于网状网，定时可靠性有很大改善，时钟稳定度原则上低于主从法所要求的时钟稳定度。其缺点是系统频率变化频繁，而系统频率又与传输时延的改变有关。双端控制由于系统频率和时延变化无关，故同步系统得到进一步改善，但是系统变得更为复杂。

二、同步网的时钟等级和时钟源

1. 主从同步网时钟的等级

前面已经讨论了数字同步网的同步方式，在同步网中采用互同步方式的可能性已经排除，其原因是互同步系统的频率变化比较频繁，在引入新的节点以后，对系统的频率都会产生影响，这和通信网不断扩大的形势不相适应。

同步网中采用的同步方式主要是主从同步方式，这一点已经达成共识。在主从同步网中节点的时钟要分级，其原因是减少同步网中节点时钟的复杂性和成本，少数高级别的节点采用高精度的时钟，而级别低的时钟节点采用低精度，结构较简单的时钟。

目前主从同步网的时钟一般划分为三个等级，这三级时钟的划分和设置的位置归纳于表 8 - 2。

表 8 - 2　同步网的分级和时钟设置

同步网分级	时钟等级	设置位置
第 1 级	1 级基准时钟	设置在省自治区中心和直辖市的长途通信枢纽楼
第 2 级	2 级节点时钟	设置在省自治区中心和直辖市的各长途通信楼，地市级长途通信楼和汇接长途话务量大且具有多种业务要求的重要汇接局所在通信楼
第 3 级	3 级节点时钟	设置在本地网内的汇接局和端局所在通信楼

注：1：基准时钟有两种，一种是含铯原子钟的全国基准时钟(PRC)，另一种是在同步供给单元上配置的全球定位系统 GPS 组成的区域基准(LPR) 时钟，它可以接受 PRC 的同步。

注 2：除采用 2 级节点时钟的主要汇接局以外，其它汇接局设置 3 级节点时钟，端局根据需要也可以设置 3 级节点时钟。

数字同步网根据时钟的级别形成一个等级结构，它与传统电话网的等级结构的对应关系示于图 8 - 30。

2. 时钟信号源的产生

由上所述，在同步网中时钟信号分成为等级，下面讨论各等级时钟信号的产生。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

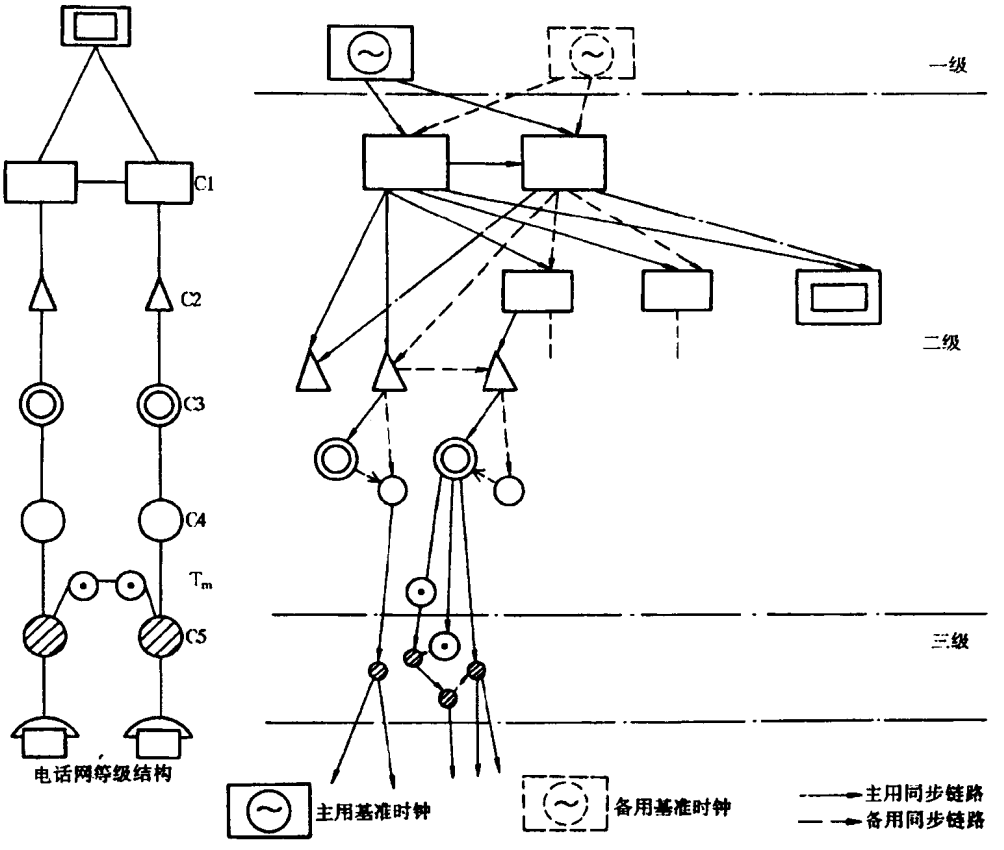


图 8－30 数字同步网的等级结构和电话网等级结构之间的关系

(1) 铯钟

基准参考时钟，是长期频率偏离低于 1×10^{-11} 的时钟源，在同步网中作为主节点的时钟源经分配路由传送至从节点，控制以下各等级的时钟。基准参考时钟是由铯钟提供的，铯钟的主要部件是铯素管，利用铯原子的固有特征，根据能级跃迁的谐振特性，产生固定的谐振频率。

铯钟选择的能态是超精细结构中的超精细能级，这两个超精细能级之间的跃迁频率对磁场的变化不敏感，被用来定义为原子秒，其振荡频率为 9192631770Hz。

铯素管提供的谐振频率为 9192631770Hz，不能直接使用，利用一个相位锁定环路把输出为 5MHz 的高稳石英晶体振荡器锁定于铯素管的谐振频率上，再通过 2.048MHz 处理器和接口电路，输出一组定时基准信号，其标称输出为 2.048MHz，也可以根据需要输出 64kHz、1MHz、5MHz 和 10MHz 的信号。

为了提高可靠性，通常需要采用三套铯钟及其相应配套装置，组成基准时钟源，图 8－31 示出了基准时钟源的结构，系统也包括了三套独立的铯振荡源、频率变换装置、频率测

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

量装置和倒换开关，当某一路输出不符合要求时，则切换到另一路输出上去。

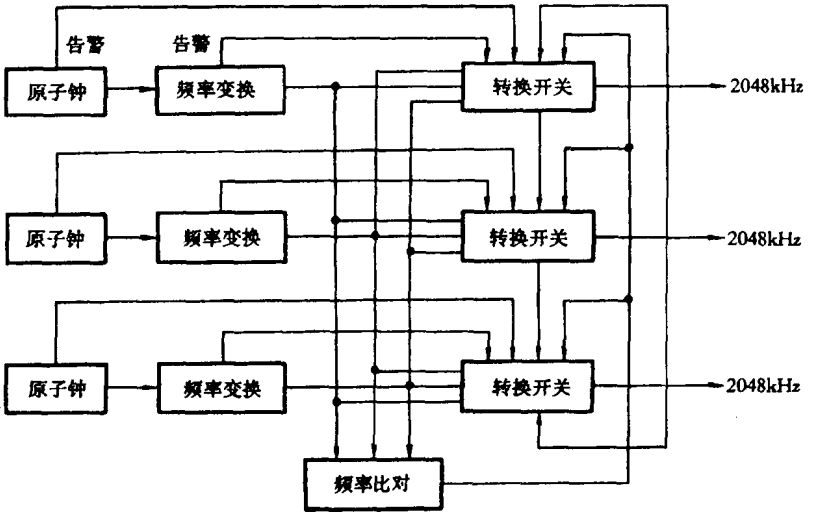


图 8－31　基准时钟源的组成

(2) 铷钟

在同步网中除了铯钟以外，还会用到铷钟，铷钟一般作为从节点的时钟源，铷钟的基本工作原理与铯钟相似，也是利用能级跃迁的谐振特性产生固定的频率，铷钟和铯钟相比，其体积小，预热时间短，成本也较低，长期老化率为 2×10^{-10}／年。

铷元素在灯泡内被激励后形成等离子区，形成发光系统。激励用的入射光经谐振腔到达光检测器，光检测器输出信号送到幅度相位检测器及伺服控制电路，经过伺服电路可将误差信号转换成控制电路加到压控振荡器上使铷钟有准确的 5MHz 和 10MHz 的输出。

(3) 晶体钟

在同步网中大量使用的是晶体振荡器，它利用晶体的谐振特性，产生振荡频率再通过锁相环根据需要输出相应的频率，晶体振荡器的输出频率会随着温度变化而变化，为了改善晶体振荡器的温度特性可以采取以下三种措施：

① 把晶体和对温度敏感的元件封装起来，从而减少外界温度的变化对谐振频率的影响。

② 设置温度补偿电路，用温度传感器生成校正电压，加到振荡器电路中的温度敏感元件上，用感抗值的变化来补偿温度变化而引起时钟的频率变化，采用温度补偿的办法可以把频率的温度特性改善 20 倍左右。

③ 把晶体和其它的对谐振频率的准确性有影响的元件放入恒温槽中，将其中的温度调节到使晶体的频率对温度变化的斜率为零或很小，采用恒温控制的办法可使频率的温

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

度特性改善 1000 倍左右。

(4)GPS 接收设备

基准时钟源的另一个提供者是 GPS(Clobal Positioning System) 系统接收设备。这些系统利用跟踪于从 GPS 接收到的定时信息的铷或晶体钟作为时钟源,这些时钟源是受控源,但是这些时钟能够达到基准钟的精确度,常把它们作为基准钟来看待。

GPS 是导航星全球定位系统(Navistar Clobal Positioning system) 的英文缩写。它是在 1973 年底由美国陆海空三军等单位协调分工提出的一种能为海军舰船、空军飞机和陆地车辆用户提供全球、全天候,连续、实地服务的高精度三维导航系统。1991 年,海湾战争爆发,美国凭借着当时已发射在轨的导航卫星,使多国部队各军兵种在定位、导航、授时及测绘、后勤运输等方面,显示了卓越的功能,为这场战争立下了汗马功劳。战争中,GPS 的抗干扰性、保密性和低故障率也受到了实际的检验,使它在军事及民用方面受到各国政府和商业界的重视,并进一步促进了 GPS 系统的发展。直到 1994 年 7 月,美国才最后完成目前在轨的 24 颗 GPS 导航星的发射,并从军用转到军民两用,从而促使世界各国军事和民用有关方面大力地开发和研制适于各类应用的 GPS 接收机,促成了近年来 GPS 技术市场的热潮。

GPS 卫星系统如图 8 - 32 所示。

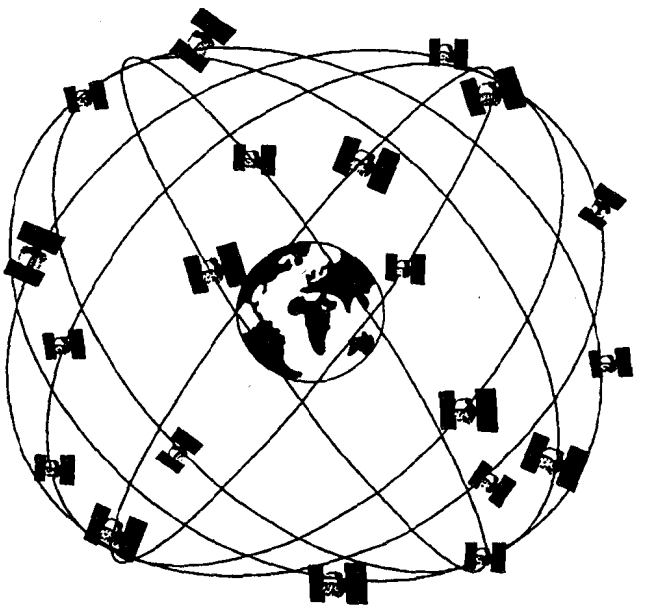


图 8 - 32 GPS 的卫星系统

GPS 由空间系统、地面监控系统和用户定位设备三部分组成,如图 8 - 33 所示。

① 空间系统:由 24 颗卫星组成,分布在 6 个圆形轨道上,每个轨道有 4 颗卫星,实际供

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

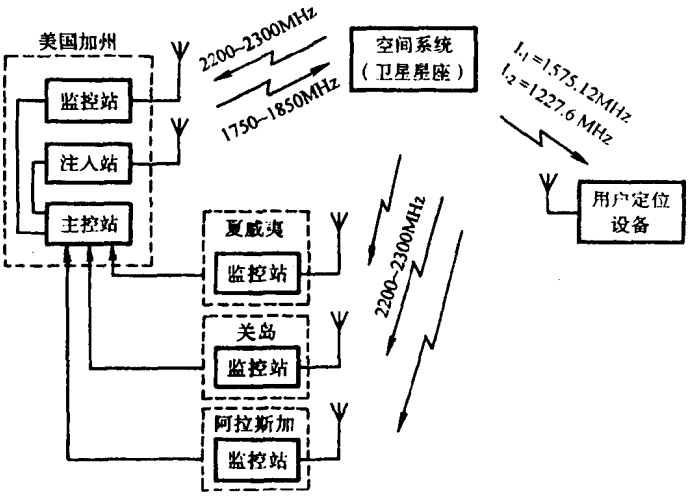


图 8－33　GPS 系统的组成

定位用户使用的有 21 颗，另 3 颗为备用卫星。卫星的设计寿命为 7.5 年，轨道高度为 2000km 以上，周期 12 小时。在全球任何地方、任一时刻平均能看到 6 ~ 8 颗卫星，足以提供给全球任一地点的移动和固定用户作连续实时三维定位导航用。卫星的导航分系统为其心脏部分，由导航电文储存器、高稳定度铯和铷原子时钟、P(Precise) 码和 C/A(Coarse/Acquisition) 粗捕码发生器、计算机、接收机、发射机和天线等组成。

② 地面监控系统：这是整个系统的神经中枢，是保证整个系统协调运行的核心，它由一个主控站和若干个分布在美国各地的 4 个监控站组成，内部设有一组标准原子时钟。主控站设在美国加州范登堡空军基地，还包括一个监控站和一个注入站。其余监控站设置在夏威夷、阿拉斯加和关岛。监控站是无人值守站，对卫星跟踪测轨，以 2200 ~ 2300MHz 频率接收卫星的测试数据，进行轨道预报，并收集当地气象及大气和对流层对信号的传播时延数据，连同时钟修正、轨道预报参数一起传输给主控站。主控站设有工作人员，负责接收、处理来自各监控站的资料，完成卫星星历和原子时钟计算，产生向空间卫星发送更新的导航资料，这些更新资料送到注入站，利用 S 频段(1750 ~ 1850MHz) 向卫星发射，由于卫星上的原子时钟有足够的精确度，所以导航更新资料约需每天更新一次。实际上，主控站在计算处理资料过程中也常常使用空军卫星控制和海军水面武器中心对卫星监控后发来的资料，使更新的导航资料更为精确。

③ 用户定位设备：由天线、接收机、带软件的数据处理器和控制、显示部分组成，可对在轨运行卫星进行作业选择、数据采集、加工处理、运算和存储。用户接收机只要收到 4 颗卫星发来的导航信号，便可测量伪距离和伪距离的变化，经数据处理，即可求解得到三维位置、速度和时间数据。三维位置用以地心为中心的直角坐标系表示，可以换算成其它坐

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

标系和地理的经纬度、高度，显示在接收机的屏幕上。持有这种定位接收机的移动用户。凭借所显示的资料，便可以进行自我定位导航。由于各类军事和民用的要求不同，有机载式、弹载式、星载式、舰载式、车载式等，其精度、移动体的移动速度和加速度、抗干扰性能、价格等也各有不同的要求。因此，许多国家的厂商都在竞相研制开发，便形成了适应于各种不同场合、不同指标和不同精度要求的各种类型的用户接收设备。

当移动用户站同时接收到4颗卫星发来的信号时，根据导航电文便能辨认出是哪一颗卫星，在什么时间所发的信号及该卫星所在的位置。此处，由于移动用户站在地面或近地空间地点相对地心的三维空间有3个未知数，且移动站本身的时钟与GPS系统标准精密时钟还有一时差未知数。这样，4颗卫星的已知三维位置和时间与移动站未知的三维位置和时差，便构成了一个有4个未知数的联立方程组，GPS接收机利用软件程序解此方程，即得到移动台的三维坐标，也可以变换成其它坐标系或经纬度和高度供输出或显示，从而使移动台获得了它在地球表面的确切位置，这种位置信号，在一般接收机里可每秒更新一次。

上面对GPS系统的组成及其定位应用进行了讨论，在电信网的应用中主要利用GPS系统的时钟系统。GPS系统提供跟踪世界协调时的精确时钟，提供的时钟和世界协调时的性能相比在一秒钟的时间内，时间误差控制在50ns范围内，因此GPS系统除了能够精确定位以外，还可以作为精密时间的世界资源，从GPS接收机收到的时钟信号具有足够的精度，在电信网的同步系统中作为本地的基准时钟信号。

我国数字同步网中所使用的接收设备为通信领域中专用的多通道GPS接收机，它不仅提供GPS的1PPS精密定位服务时间信号、10MHz频率基准信号，还提供跟踪GPS的通信专用的E1、T1信号输出，通过采用数字滤波电路平滑滤除时钟信号的抖动分量，同时使用多通道接收即动态均衡的方法，使GPS信号的长期稳定性和机内高稳晶体钟或铷钟的短期稳定性相结合，可滤除大部分由于实施SA干扰所增加的误差，使输出时钟信号校准精度优于1×10^{-12}，时间同步性能优于25ns，已经达到了电信网中对基准时钟信号的要求。

三、网同步的技术指标和要求

(一) 时钟的技术指标

1. 抖动

抖动是指数字信号相对于其理想位置的瞬时偏离。瞬时的含义是指相位振荡的频率大于或等于10Hz，10Hz的限制意味着对抖动通过等效单极点高通滤波器(其极点频率为10Hz)进行测量。

偏离包括超前或滞后，指定时信号以它自身的频率围绕着理想位置前后摆动，表征偏

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

离有幅度和频率两个参数，幅度表示实际位置偏离理想位置的大小，频率表示相位变化的速率，偏离的幅度通常用UI、ns、ms来表示，UI表示一个比特的脉冲宽度，在1.544kbit/s的T1系统中UI等于648ns，在2048kbit/s的T1系统中，UI等于488ns，对于偏离的频率，以10Hz为界限，10Hz以上的偏离为抖动，10Hz以下的偏离为漂移，定时信号抖动如图8－34所示。

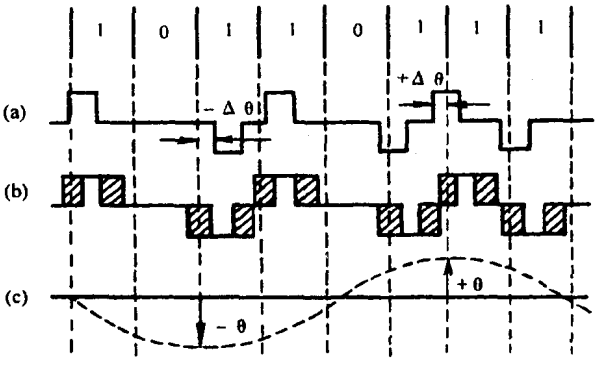


图8－34　定时信号的抖动

图8－34中示出了含有单一频率的定时信号抖动，图8－34(a)表示数据脉冲偏离它的理想位置，其前沿的变化范围从$+\theta$到$-\theta$。图8－34(b)为用示波器测量得到的实际波形。图8－34(c)是一条记录抖动的函数曲线，代表相位随时间的变化，这一曲线反映了抖动幅度和抖动频率的大小。

在数字网中，抖动是传输损伤中最麻烦的问题之一，像模拟网中的噪声一样，数字网中的抖动会随着数字信号的传输距离的增加而增加，也会随着运行环境复杂度的增加而增加，在实际的系统中抖动不是单一频率的，而是由很多频率分量组成的复合波型。

通常抖动有两种类型，一种是系统性抖动，另一种是待时性抖动，系统性抖动是由再生中继器在恢复数字脉冲信号时产生的，将随着通过多个再生中继器而形成累积，待时性抖动是由于在信号复接和解复接过程中产生的，在复接过程中由于要加入或去掉其中的开销比特，在信号流中产生了间隙和等待时间，这些间隙形成了相位移动，从而形成了抖动。

SDH/SONET系统中的指针调节也将产生抖动，这种调节使得脉冲信号移动8UI之多，当发生一次调整时，一次群信号产生一次对应的相应跃变，因此SDH系统不适宜于用来传输基准定时信号。

2. 漂移

漂移是指数字信号相对于其理想位置的缓慢偏离，缓慢是指其相位振荡的频率小于10Hz，而10Hz的限制意味着漂移是通过极点频率为10Hz的等效低通滤波器进行测量的，漂移通常用最大时间间隔误差(*MTIE*)、时间方差(*TVAR*)、时间偏差(*TDEV*)进行衡量。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

3. 时钟的准确度和稳定度

时钟的准确度是衡量时钟信号相对于理想值的长期偏离的一个技术指标，它可以用下式表达：

$$时钟的准确度 = \frac{f - f_d}{f_d}$$

式中 f 是时钟的实际数值

f_d 是时钟的理想值

时钟的准确度也就是时钟的相对误差，是衡量时钟准确程度的一个常用指标，对于时钟的要求常用时钟准确度来表征，例如，对基准钟的要求为相对误差小于 1×10^{-11}。

时钟的稳定度是衡量时钟随时间变化的另一技术指标，当考察时钟稳定度时，仍可用以上公式来估算，但公式中的 f_d 表示时钟的期望值而不是理想值。

一般来说，准确度用来衡量时钟在自由运行模式下的性能指标，而稳定度则用来衡量时钟在保持模式下的性能指标。

4. 时间方差 TVAR

时间方差 TVAR 是衡量时钟信号漂移的一个指标，考察的是在某一频谱范围内的时钟信号相位变化的均方值，该项指标的测量是让相位噪声信号通过一带通滤波器，带通滤波器的高端截止频率为观察时间 s 的倒数，低端截止频率为高端的十分之一。

时间偏差 TDEV 是时间方差的均方根值，表示为

$$TDEV = (TVAR)^{\frac{1}{2}}$$

在实际应用中经常使用的是时间偏差 TDEV，其量纲为时间，用 ns 来表示，用来考察相位噪声的谱分量。

5. 时间间隔误差

时钟准确度是一个长期平均值，不足以反映时钟随时间变化的规律，因此引入了时间间隔误差(Time Interval Error) 这一指标。

时间间隔误差 TIE 定义为在一段特定的时间间隔内，给定的时钟信号相对于理想时钟信号的时间延迟。

时间间隔误差的定义可以通过图 8 - 35 来进一步说明，图中的横坐标 t 表示时间，纵坐标是节点时钟和标准时间之间的误差，观察时间 s 时的时间间隔误差是在时间 t 时 ΔT 与在时间 $t + s$ 时的 ΔT 之间的差值，可以用公式表示为

$$TIE(s) = |\Delta T(t + s) - \Delta T(t)|$$

频率偏差和时间间隔误差 TIE 之间的关系可以表示为

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{TIE(s)}{x}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

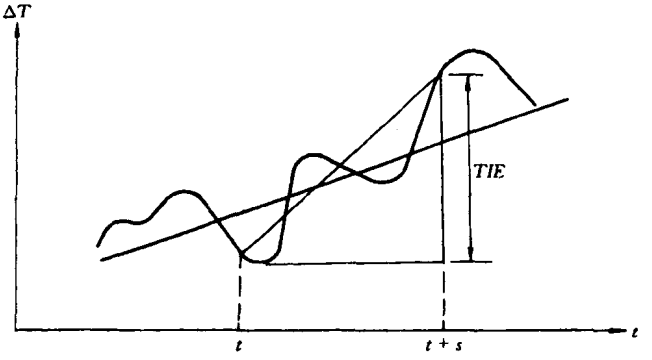


图 8－35　时间间隔误差的定义

时间间隔误差反映了时钟信号随时间变化的情况，通常所说的这只钟一天内快或慢了多少，就是反映了观察时间为一天时的时间间隔误差为多少。

除了时间间隔误差之外，还常会用到最大时间间隔误差(MTIE)，最大相对时间间隔误差(MRTIE)，下面分别加以说明。

最大时间间隔误差 *MTIE* 是在观察时间 *s* 内出现的时间间隔误差 *TIE* 的最大值，*MTIE* 和 *TIE* 之间的关系示于图 8－36 图中横坐标是时间 *t*，当观察时间 *s* 发生变化时，*TIE* 和 *MTIE* 就会取不同的值。

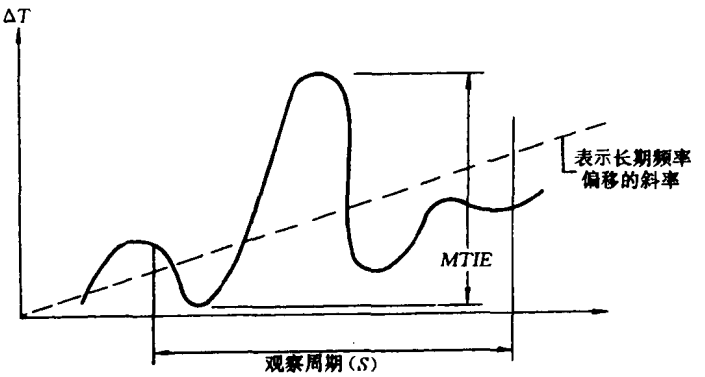


图 8－36　*TIE* 和 *MTIE* 之间的关系

最大相对时间间隔误差 *MRTIE* 是时钟信号与某一指定的参考时钟信号相比较时得到的最大时间间隔误差，*MTIE* 和 *MRTIE* 的区别在于前者是以理想时钟信号为参照信号而得到的时延值，而后者是以一特定的时钟信号作为参照信号得到的时延值。

(二) 基准时钟的定时特性

时钟的定时特性可以分为基准时钟和从钟来进行讨论，基准时钟是指高稳定度的铯

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

钟,从钟指长途局或市话局时钟,是在基准时钟的控制下的时钟输出,对于这两时钟 ITU－T 在 G.811 和 G.812 对它们的特性作了相应的规定,下面先讨论基准时钟的定时特性。

1. 频率准确度

在各种应用运行条件下,对于大于 7 天的连续观察时间,基准时钟频率准确度应优于 $\pm 1 \times 10^{-11}$。

2. 噪声产生

基准时钟的噪声产生表示在其输出接口产生的相位噪声量。噪声产生又分为漂移产生和抖动产生两类。用最大时间间隔误差 *MTIE* 和时间方差 *TDEV*,对噪声产生性能来进行测量。

以最大抽样时间 $\tau_0 = 1/30$s,通过一个等效的 10Hz 单极点低通滤波器来测量 *MTIE* 和 *TDEV*。*TDEV* 的最小测量时间 T 应是积分时间 τ 的 12 倍,即 $T = 12\tau$。对于更长观察时间的测量,需要特殊考虑测量滤波器带宽或抽样时间。

(1) 漂移产生

在基准时钟输出接口,在 τ 观察时间内 *MTIE* 不应超过表 8－3 中的限值。

表 8－3 作为观察时间 τ 的函数—基准时钟的 *MTIE* 限值

观察时间 τ(s)	*MTIE* 要求(μs)
$0.1 < \tau \leqslant 1000$	$0.275 \times 10^{-3} \cdot \tau + 0.025$
$\tau > 1000$	$10^{-5} \cdot \tau + 0.29$

在 τ 积分时间内 *TDEV* 不应超过表 8－4 中的限值。

表 8－4 基准时钟的 *TDEV* 的限值

观察时间 τ(s)	*TDEV* 要求(μs)
$0.1 < \tau \leqslant 100$	3
$100 < \tau \leqslant 1000$	0.03τ
$1000 < \tau \leqslant 10000$	30

MTIE 和 *TDEV* 要求分别如图 8－37 和图 8－38 所示。

(2) 抖动产生

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

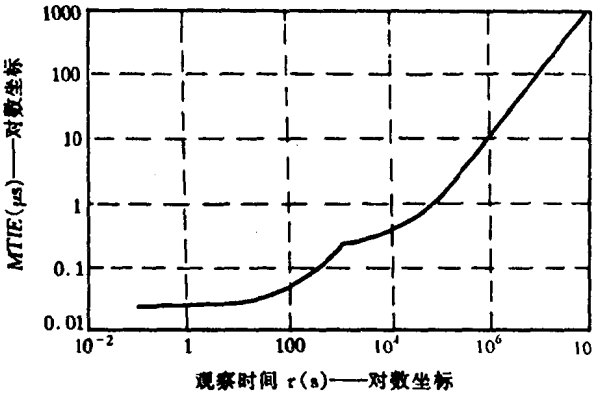


图 8－37　基准时钟 *MTIE* 模板

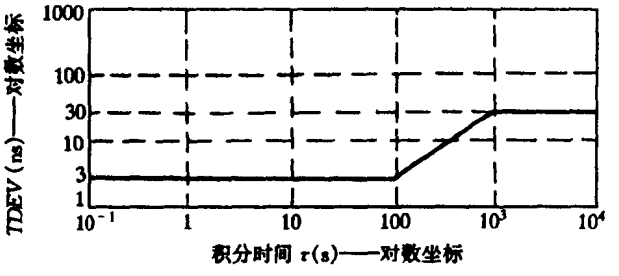


图 8－38　基准时钟 *TDEV* 模板

在 2048kHz 和 2048kbit/s 输出接口，当采用一个转折频率分别为 20Hz 和 100Hz 的单极点带通滤波器测量时，在 60s 内测得固有抖动不应超过 0.05UI。

3. 相位不连续性

在基准时钟输出接口(2048kHz 或 2048kbit/s)，由于时钟内部操作而引起的任何相位不连续性都不应超过 1/8UI。

4. 输出接口

规定基准时钟的定时基准输出接口为 2048kHz 和 2048kbit/s 两种。这两种接口均应符合 G.703 的要求。接口的抖动和漂移应符合前述要求。

(三) 从节点时钟的定时特性

一个时钟的相位锁定于从上一级节点传送过来的定时信号上，该时钟称为从钟。

从钟具有以下四种工作模式。

• 理想工作模式：是指从钟锁定于主钟，而接收到的基准时钟信号没有受到传输扰动的影响，虽然这种假设不符合实际情况，但是在这种模式下进行讨论，有利于确定时钟

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

性能的界限。

• 强制工作模式:这时从钟锁定于基准时钟信号,但在基准时钟信号的传输过程中它受到了传输损伤,时钟在基准钟的控制下进行工作。

• 保持工作方式:在失去定时基准信号的情况下,时钟将工作于保持工作模式。这时以锁相相环记忆电路中存储的时钟信号作为比较基准,输出时钟的准确度主要受初始频率偏差和存储时钟信号的缓慢偏移的影响,保持功能的优劣是衡量某一级时钟性能的重要方面。

• 自由运行工作模式:此时系统失去定时基准信号,也失去定时记忆信号,进入自由振荡状态。

1. 频率准确度

以基准时钟为参考基准,在连续同步工作 30 天之后,保持一年时间的情况下,2 级节点时钟和 3 级节点时钟的频率准确度要求如表 8 - 5 所示。

表 8 - 5 2 级节点时钟和 3 级节点时钟频率准确度要求

2 级节点时钟	3 级节点时钟
优于 $\pm 1.6 \times 10^{-8}$	优于 $\pm 4.6 \times 10^{-6}$

2. 牵引入和保持入范围

无论内部振荡器频率偏差是多少,2 级节点时钟和 3 级节点时钟的最小牵引入 / 保持入范围如表 8 - 6 所示。

表 8 - 6 2 级节点时钟和 3 级节点时钟牵引入 / 保持入范围

	最小牵引入范围	最小保持入范围
2 级节点时钟	$\pm 1.6 \times 10^{-8}$	$\pm 1.6 \times 10^{-8}$
3 级节点时钟	$\pm 4.6 \times 10^{-6}$	$\pm 4.6 \times 10^{-6}$

注 1:牵引入范围(Pull - in range):是指从钟参考频率和规定的标称频率间的最大频率偏差范围,在这个范围之内,从钟将达到锁定状态。

注 2:牵引出范围(Pull - out range):是指从钟参考频率和规定的标称频率间的频率偏差范围,在这个范围之内从钟工作在锁定状态,在这个范围之外从钟不能工作在锁定状态,而无论参考频率如何变化。

注 3:保持入范围(Hold - range):是指从钟参考频率和规定的标称频率间的最大频率偏差范围,在这个范围之内,无论参考频率如何缓慢变化,从钟都工作在锁定状态。

3. 噪声产生

当从钟具有理想参考信号或进入保持状态时,其噪声产生表示在输出接口产生的相

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

位噪声量,包括漂移和抖动产生的噪声性能用最大时间间隔误差 *MTIE* 和时间方差 *TDEV* 来进行测量(测试条件:以最大抽样时间 $\tau_0 = 1/30$s,通过一个等效的 10Hz 单极点低通滤波器来测量 *MTIE* 和 *TDEV*。*TDEV* 的最小测量时间 *T* 应是积分时间 τ 的 12 倍。)

(1) 漂移产生

当从钟工作在锁定状态时,在恒温(±1℃之内变化)条件下,*MTIE* 和 *TDEV* 的限值分别如图 8 - 39 和图 8 - 40 所示。

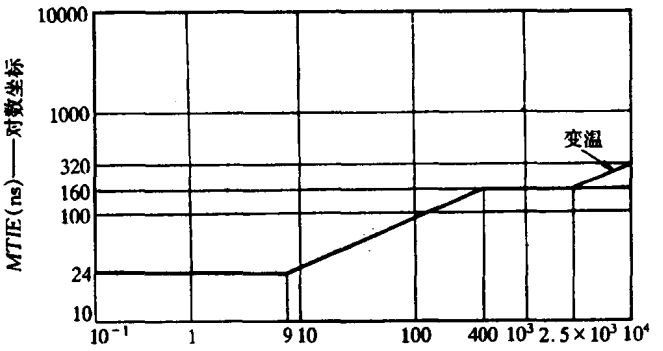


图 8 - 39　2 级节点时钟和 3 级节点时钟的 *MTIE* 的限值

当考虑温度变化(温度变化率待定)的影响时,其变温曲线也示于图 8 - 40 中。

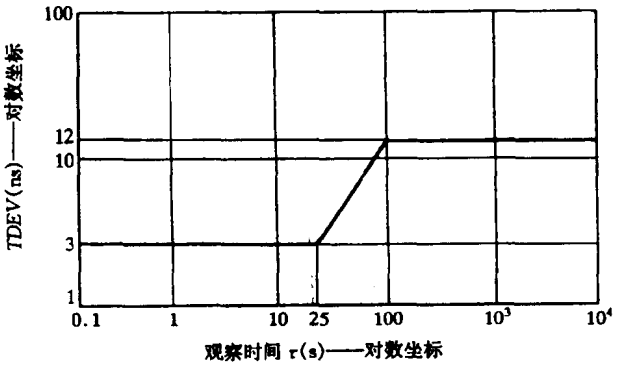


图 8 - 40　2 级节点时钟和 3 级节点时钟的 *TDEV* 的限值

(2) 抖动产生

虽然节点时钟性能中绝大多数要求与测量它的输出接口无关,但对于抖动产生却不是这样,抖动产生要求则根据不同接口类型有不同的限制。为和其他抖动要求相一致,其值以 UI 为单位,其中 UI 相当于接口比特速率的倒数。

①2048kHz 和 2048kbit/s 接口的输出抖动

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

在没有输入抖动的情况下，当通过一个转折频率分别为20Hz和100kHz的单极点带通滤波器进行测量时，以60s为测量间隔在2048kHz和2048kbit/s输出接口产生的固有抖动峰峰值应不超过0.05UI。

②STM－N接口的输出抖动

在同步接口不存在输入抖动的情况下，以60s为测量间隔，在STM－N光输出接口产生的固有抖动不超过表8－7所给出的限值。STM－1电接口所允许的固有抖动也在表8－7中给出。

测量滤波器的低端滚降频率特性为20dB/十倍频程，高端滚降频率特性为60dB/十倍频程。

4. 噪声容限

噪声容限表示从钟输入口能接受的最大相位噪声幅度的最低门限，而且时钟维持在特定的性能门限内(此性能门限特定)、不引起时钟任何告警、倒换参考和时钟进入保持。

通常，为了维持可接受的性能，从钟的噪声容限和同步接口的网络门限一致。然而同步接口的网络门限由于应用的不同而不同。因此，为了决定从钟的噪声容限，应采用最恶劣情况下的网络门限。

下文所规定的漂移和抖动容限表示承载同步的接口应表现的最恶劣情况。用于一致性测试的 *TDEV* 信号应通过加入白噪声、高斯噪声源来产生，这些噪声信号经过过滤，在适当的幅度下得到适当的噪声处理类型。

以最大抽样时间 $\tau_0 = 1/30s$，通过一个等效的10Hz单极点低通滤波器来测量 *MTIE* 和 *TDEV*。*TDEV* 的最小测量时间 T 应是积分时间 τ 的12倍，即 $T = 12\tau$。

表8－7 STM－N接口的抖动限值

接口类型	测量滤波器(－3dB频率点)	峰峰幅度(UI)
STM－1电接口	500Hz ~ 1.3MHz	0.50
	65kHz ~ 1.3MHz	0.075
STM－1光接口	500Hz ~ 1.3MHz	0.50
	65kHz ~ 1.3MHz	0.10
STM－4	1000Hz ~ 5MHz	0.50
	250kHz ~ 5MHz	0.10
STM－16	5000Hz ~ 20MHz	0.50
	1 ~ 20MHz	0.10

注：
对于STM－接口，1UI = 6.43ns。
对于STM－4接口，1UI = 1.61ns。
对于STM－16接口，1UI = 0.40ns。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

(1) 输入漂移容限

2 级节点时钟和 3 级节点时钟的输入漂移容限的 *MTIE* 限值如图 8 - 41 所示。

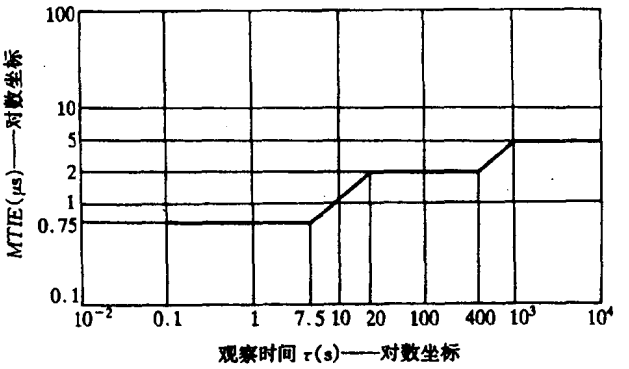


图 8 - 41　2 级节点时钟和 3 级节点时钟

噪声输入漂移容限(*MTIE*)

2 级节点时钟和 3 级节点时钟输入漂移容限的 *TDEV* 限值如图 8 - 42 所示。

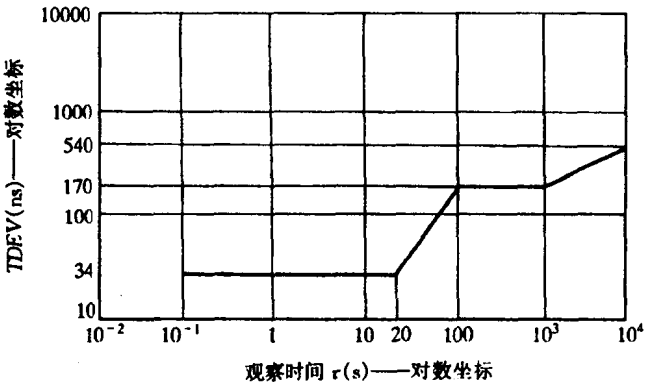


图 8 - 42　2 级节点时钟和 3 级节点时钟

噪声输入漂移容限(*TDEV*)

(2) 抖动容限

2 级节点时钟和 3 级节点时钟最大可容忍的正弦输入抖动的限值如图 8 - 43 所示。

5. 噪声传递特性

从钟的传递特性决定了时钟传递输入相位的属性。噪声传递特性可以用以下两种方法来规定。

(1) 通过观察从钟在理想输入相位和实际输入相位时输出之间的差别，可以把它看作是一个低通滤波器。表 8 - 8 给出该低通滤波器工作的最大允许带宽和通带内最大允许

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

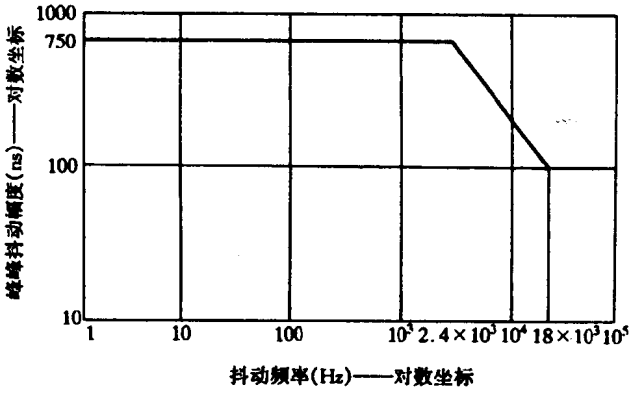


图 8－43 2级节点时钟和3级节点时钟
最大正弦输入抖动容限

增益的规定。

表 8－8 噪声传递要求

最大带宽(MHz)	最大增益(dB)
3	0.2

(2) 噪声传递特性描述了由于时钟输入端噪声引起的输出端观察到的噪声量。当输入端噪声限制于宽带噪声信号时(例如，*TDEV* 输入容限模板)。2级节点时钟和3级节点时钟输出噪声信号的限值如图 8－44 所示(测试条件：以最大抽样时间 $\tau_0 = 1/30$s，通过一个等效单极点低通滤波器来测量 *MTIE* 和 *TDEV*。*TDEV* 的最小测量时间 T 应是积分时间 τ 的12倍，即 $T = 12\tau$)。

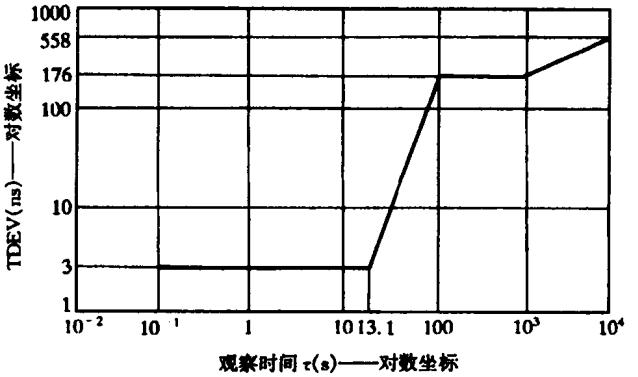


图 8－44 2级节点时钟和3级节点时钟的
噪声输出漂移模板

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

6. 相位瞬变和保持性能

由于输入信号受到干扰或传输失效(例如,短时中断,不同同步信号之间的倒换,参考信号丢失等)的影响,导致节点从钟的输出信号产生相位瞬变,因此,要求节点从钟具有一定的抵抗干扰的能力,以避免传输缺陷或失效的影响。

为保持传输的完整性,节点从钟输出口的相位变化应满足下列规定。

(1) 相位瞬变

相位瞬变要求反映时钟一旦由于参考通路失效造成所选的输入参考信号的丢失,并且立刻可得到源于同一参考时钟的第二路输入参考信号;或者在检测到失效之后不久其输入参考信号又可利用(例如,自动恢复情况)时的性能。

对于 2048kHz 和 2048kbit/s 接口,其输出口最大时间间隔误差(*MTIE*)的限值,以及 STM - N 接口,其输出口相位最大时间间隔误差(*MTIE*)的限值如图 8 - 45 所示。

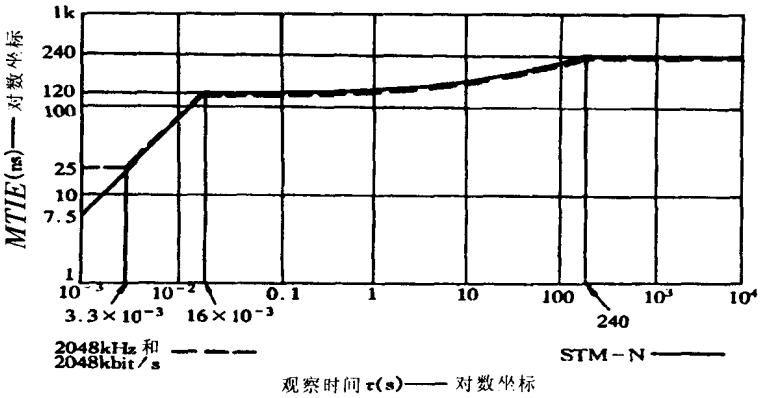


图 8 - 45　2 级节点时钟和 3 级节点时钟的输出口相位瞬变模板(*MTIE*)

(2) 保持性能

当一个从钟失去所有参考后,它进入保持状态。以下要求规定了输出定时信号的最大变化。另外,它限制了在输入信号损伤或内部紊乱时相位变化的积累。

① 对于 2 级节点时钟,相位 $\Delta x(S)$ 的微分,及频率偏差,在经过任何 Ss 的时间后,应满足:

$$|d(\Delta x(S))/dS| \leqslant Y(S)$$

这里 $Y(S)$ 是最大频率偏差,其要求如表 8 - 9 和图 8 - 45 所示。$Y(S)$ 从进入保持状态之后 5000s 开始,也就是说,对于 < 5000s 的 S,$Y(S)$ 没有定义,以确保与进入状态相关的任何相位瞬变已经结束。在起始 5000s 期间,应符合上述中的相位瞬变要求。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

② 对于3级节点时钟，从钟丢失参考并经过任何 Ss 的时间后，从钟输出口的相位差 Δx 应满足：

$$|\Delta x(S)| \leqslant \{(A_1 + A_2)S + 0.5BS^2 + C\}\text{ns}$$

表8－10给出了以上常系数的可容许值，3级节点时钟进入保持后允许的最大频率偏差如图8－46所示。

表8－9 2级节点时钟保持特性

时间 S(s)	最大频率偏差 $Y(S)$(ns/s)
$0 < S \leqslant 5000$	未定义
$5000 < S \leqslant 86400$	0.1
$86400 < S \leqslant 1.38 \times 10^7$	1.16×10^{-6}S
$1.38 \times 10^7 < S \leqslant 3.2 \times 10^7$	16

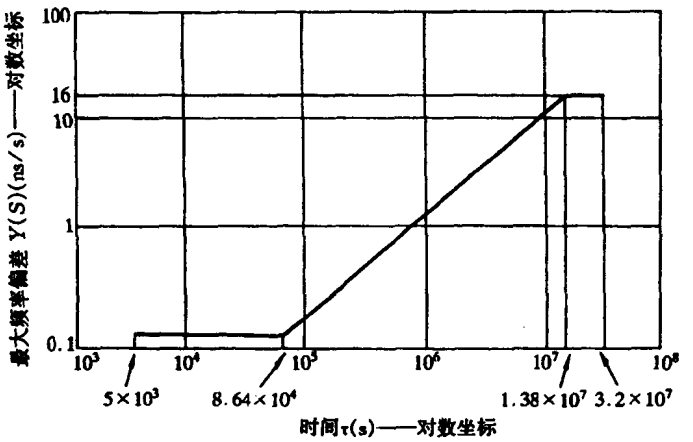


图8－46 2级节点时钟保持特性

表8－10 3级节点时钟保持特性

系　　数	要　　求
A_1(ns/s)	1.0
A_2(ns/s)	10
B(ns/s²)	1.6×10^{-5}
C(ns)	150

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第九章　差错控制技术

第一节　概　　述

一、差错控制的工作方式

差错控制的基本工作方式有四种，它们分别是前向纠错（简称 FEC）、检错重发（简称 ARQ）、混合纠错（简称 HEC）和信息反馈（简称 IF）。它们的基本构成如图 9－1 所示。

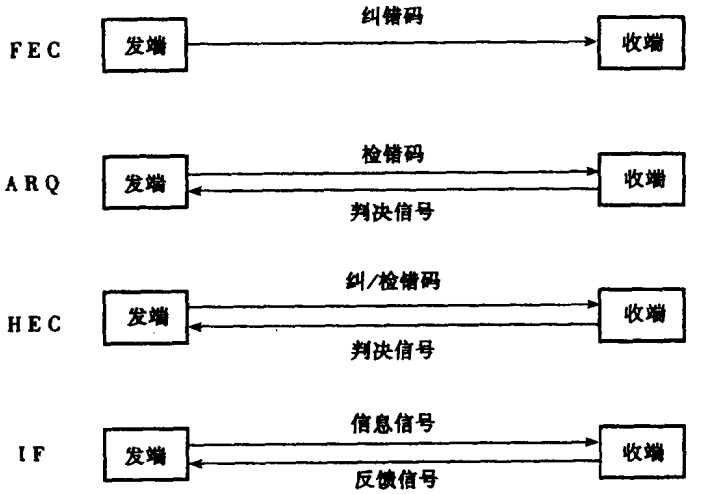


图 9－1　差错控制的工作方式

前向纠错系统中，发端发送纠错码，接收端的译码器能自动发现和纠正错误。其优点是只需要单向信道，它能自动纠错，不要求重发，故实时性好。主要缺点是传输的可靠性受设备的限制，即所需的纠错能力越强，编、译码设备越复杂。

检错重发系统又称判决反馈或反馈重发。发端发出检错码，通过前向信道送往接收端，收端的译码器判决后将判决信号由反向信道送回发端，发端重发有错的信息，直至正确接收为止。其优点是译码设备不会太复杂，对突发错误特别有效，但需要双向信道。

混合纠错系统可看作是 FEC 和 ARQ 的结合。当收端收到少量错码时，在收端直接纠

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

正，即采用前向纠错；当错码太多超过其纠错能力时，则采用检错重发。该方式能充分利用纠错和检错系统的特点，获得较好的综合性能。但需双向信道和较复杂的译码设备和控制系统。

以上三种方式都是在收端识别有无错码的，而信息反馈是收端将接收的消息原封不动地送回发端，由发端将反馈信息和原发送信息进行比较，发现错误进行重发，其优点是方法原理和设备简单，无需纠(检)错编译系统。缺点是需要双向信道，而且传输效率低，实时性差。

为了对差错控制的工作方式有较完整的认识，我们以检错重发系统为例，介绍其系统结构和工作方式。

图 9－2 所示为检错重发系统的基本结构。信源经信源编码后送存储缓冲器，再进行信道编码并由发射机通过前向信道传送检错码；在收端由检错译码器判断是否出现误码，没有误码则将该码直接传给接收器，否则发出反馈信号通知发端哪组编码出现错误，并进行重发。

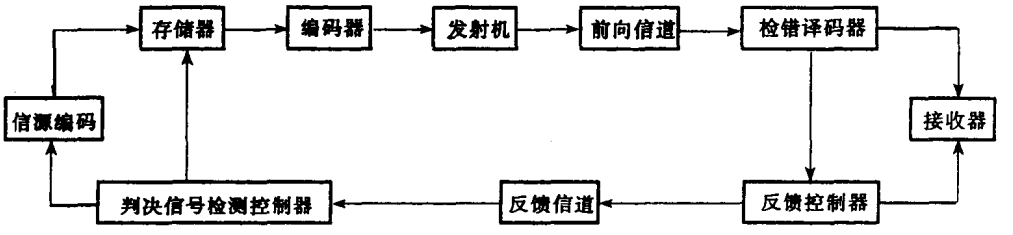


图 9－2 检错重发系统的基本结构

图 9－3 所示为反馈重发的 ARQ 系统收发两端的工作情况。在该系统中，发端不断顺序发送码组。当接收到反馈信号时，则从下一码组起重发出现错误的码组以后的码组。图中收端发现第 3 个码组出现错误，发端在发送第 6 个码组时收到反馈信号，则在下一个码组从第 3 组起重新发送。

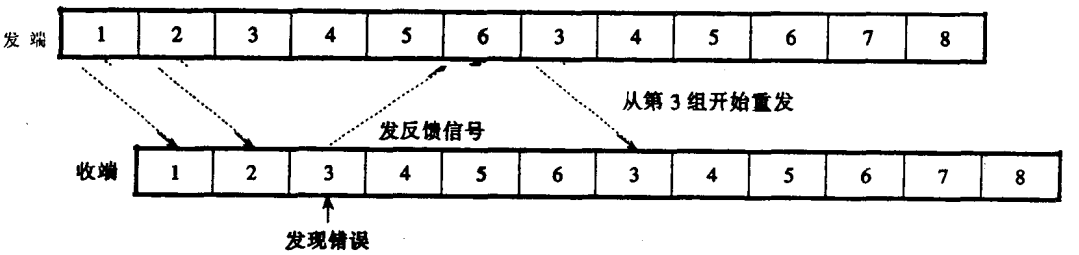


图 9－3 反馈重发的 ARQ 系统的工作方式

二、差错控制编码的分类

差错控制系统中使用的信道编码种类十分丰富。

按照差错控制编码的用途不同可分为检错码、纠错码和纠删码。检错码可检测错误；

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

纠错码可纠正错误;而纠删码则同时具有纠错和检错能力,当发现不可纠正错误时,发出错误指示或将其删除。

按照监督码元和信息码元之间的关系可分为线性码和非线性码。监督码元和信息码元之间满足一定的线性关系,即满足一组线性方程,称线性码;反之称非线性码。

按照对信息元处理方式的不同可分为分组码和卷积码。分组码的监督码元仅与本码组的信息码元有关,它又可分为循环码和非循环码。而卷积码的监督码元不仅与本码组的信息码元有关,还与前面几个码组有约束关系。

按照码组中信息码元在编码前后是否相同可分为系统码和非系统码。编码前后信息码元保持原样不变的称系统码,反之称非系统码。

按照纠(检)错误的类型可分为纠(检)随机错误码、纠(检)突发错误码、和既能纠(检)随机错误同时又能纠(检)突发错误码。

按照每个码元的取值可分为二进码和多进码。

第二节　差错控制编码的基本概念

一、差错控制编码的基本原理

我们已经知道,信道编码的基本思想是在被传输信息中附加一些冗余码,即一些监督码元,利用附加码元与信息码元间的约束关系加以校验,以检测和纠正错误。这种纠/检错能力是用编码的冗余度换取的。我们以重复码为例简述差错控制编码的基本原理。

例如,对于二进制系统,要表示“红”和“黑”两种颜色只需要一位编码,即“1”表示“红”,“0”表示“黑”。这种编码无冗余度,效率最高,但同时它也无抗干扰能力。若在传输过程中发生误码,即“1”错成“0”或“0”错成“1”,收端无法判断收到的码元是否发生错误,故无纠/检错能力。

(2,1)重复码增加了1位冗余码,即码长为2,信息位为1位。若“11”表示“红”,“00”表示“黑”,则传输过程中发生1位错误,即码字变为“10”或“01”时收端可以检测到有错。但它不能纠错,因为“11”和“00”出现1位误码时都可能变成“10”或“01”。这种编码只能用于ARQ系统。

(3,1)重复码增加了2位冗余码,即码长为3,信息位仍为1位。“111”表示“红”,“000”表示“黑”,则传输过程中出现1位错误可以纠正。如接收端收到“110”,则可认为是“111”出现了1位误码,并据此加以纠正。另外,该编码用于检错能检测2位错码。例如发送“红”应为111,若有2位出错变为100,010或001,则这三个码既不代表红,也不代表黑,于是收端能发现出了错误,但此时不能确定错在那儿。

(5,1)重复码增加了4位冗余码,“11111”表示“红”,“00000”表示“黑”,同理,它能纠正2位错误,用于检错能检测4位错码。

从以上例子可以看出,增加冗余码的个数,可增加纠检错能力。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

二、差错控制编码的基本概念

1. 码长、码重、码距和编码效率

码组(又称码字或码矢)中编码的总位数称为码组的长度,简称码长。如"1101"码长为4,"10110"码长为5。

码组中"1"码元的数目称为码组的重量,简称码重。如"11010"码重为3。

两个等长码组之间对应位上码元不同的位数称为码组的距离,简称码距,又称汉明距离。如"11010"和"10110"有两个对应位不同,故码距为2。在有多个等长码组成的码组集合中,任意两个码组距离的最小值称为最小码距(d_0),它是衡量编码纠/检错能力的重要依据。

在分组码中,有些码元代表了传递的信息,称为信息位,而为了纠/检错而增加的码元称为监督位。分组码一般可用符号(n,k)表示,其中k是码组中信息码元的数目,n是码组的长度,则监督码元的数目r为$(n-k)$。那么编码效率R可表示为

$$R=\frac{k}{n}$$

2. 抗干扰能力与最小码距的关系

最小码距d_0与纠/检错能力有着密切关系,它们之间的关系可归纳如下:

(1)检测e个错码,要求最小码距

$$d_0 \geqslant e+1$$

(2)纠正t个错码,要求最小码距

$$d_0 \geqslant 2t+1$$

(3)纠正t个错码,同时检测e个错码,要求最小码距

$$d_0 \geqslant e+t+1 \quad (e>t)$$

利用上式可以清楚地说明重复码的纠检错能力。

(2,1)重复码$d_0=2$,只能检测1位错码。

(3,1)重复码$d_0=3$,可以检测2位错码,另外可以纠正1位错码。

(5,1)重复码$d_0=5$,可以检测4位错码,可以纠正2位错码,根据上式,用于HEC方式可以纠正1位错,同时能检测3位错码。

下面利用几何图形简要证明上面的三个不等式。

设A、B为分组码中码距为d_0的两个码字,A位于0点。

若码字A发生1位错码,则其位置不会超出以A为圆心、1为半径的圆;若码字A发生2位错码,则其位置不会超出以A为圆心、2为半径的圆;依次类推,若码组A发生e位错码,则其位置不会超出以A为圆心、e为半径的圆。如图9-4(a)所示,若要检测e位错码,最小码距d_0至少应为$(e+1)$,因为$d_0=e+1$时码集中的其他码字均在以A为圆心、e为半径的圆外,故能同错码区别,这就证明了上式。

图9-4(b)是A、B各自发生误码不超过t个时,两码字移动的位置分别不会超过A、B为圆心、t为半径的圆。只要这两圆不相交,则不会发生混淆,码字落在哪个圆内便可

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

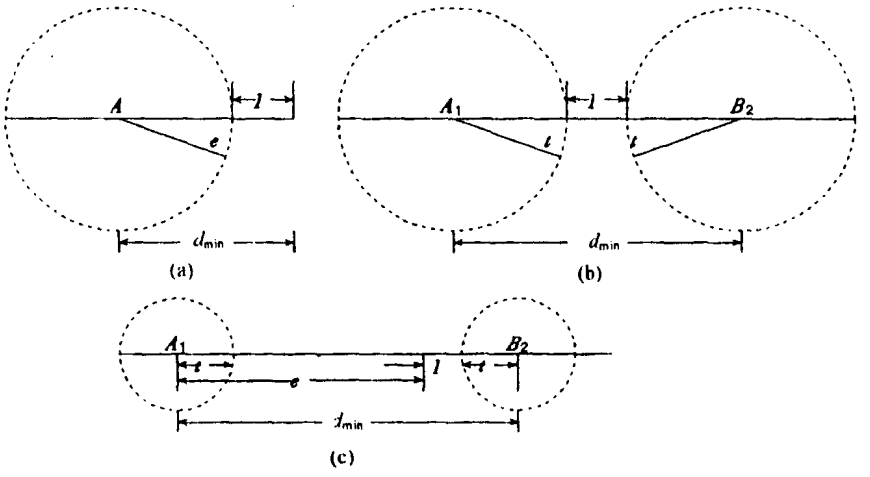


图 9-4　码距与检错和纠错能力的关系

判为 A 或 B，故能纠正误码。此时，两圆不相交的最小距离为 $(2t+1)$，故最小码距 d_0 应大于等于 $(2t+1)$，这就证明了上式。

为纠正 t 个错码，同时检测 e 个错码 $(e>t)$，在最坏情况下，即 A 发生 e 位误码，B 发生 t 位误码，两码组仍不发生混淆，要求最小码距 $d_0 \geqslant e+t+1$。如图 9-4(c)所示。请读者注意，这里 $e>t$ 的条件是必需的，因为若 $e<t$，则式不能满足；若 $e=t$ 则式变成了式。另外还应说明，关系(3)中"纠正 t 个错码，同时检测 e 个错码"中"同时"两字的含义，不能理解为纠正了 t 个错后还能发现 e 个错，而应该理解为当错码小于等于 t 时能纠正；当错码大于 t 小于等于 e 时能发现。

三、几种简单实用的纠/检错编码

一般说来，最小码距 d_0 越大，码的纠/检错能力越强。但同时随着冗余码元的增加，信息传输速率也随之减小，编码效率降低。由此可见，编码效率和码的纠/检错能力间存在矛盾。我们希望编码能实现编码效率尽量高，纠/检错能力尽量强，同时编/解码规律简单，在实际应用中易于实现且节省开支。本节介绍几种简单实用的纠/检错编码，稍后还将介绍其他编码方式。

1. 重复码

简单的重复码前面已讲过，这里再推广到一般情况，即任意码长、任意进制的重复码。它是将信息按照一位一组分成若干信息组，其冗余码元重复该信息位。假设码组的长度为 n，信息码元为 a_0，其编码规则可用下式表示

$$C_{n-1}=a_0$$
$$C_{n-2}=a_0$$
$$C_{n-3}=a_0$$
$$\vdots$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$C_1 = a_0$$
$$C_0 = a_0$$

用矩阵表示为

$$[C_{n-1}, C_{n-2}, C_{n-3}, \cdots, C_1, C_0] = a_0[1,1,1,\cdots,1,1]$$

这是一个$(n,1)$线性分组码,括号中 n 表示码长,1 表示信息位数。对于二进制系统,它仅包含两种码组,即$(0,0,0,\cdots,0,0)$和$(1,1,1,\cdots,1,1)$,码距为 n。这种编码方法简单,且随着 n 的增加,它可用来纠/检任意个数的错误。但其编码效率 $R=1/n$,信息传输速率也随之降低。因而,它是分组码中纠错能力极强,但效率极低的一种编码。它适于对速度要求很低的场合,实现起来设备较为简单。

2. 奇偶监督码

奇偶监督码又称奇偶校验码,是一种最基本的检错码,其基本思想是将$(n-1)$个信息码元后面附加一位监督码元,构成$(n,n-1)$的分组码。括号中 n 表示码长,$(n-1)$表示信息位数,该监督码元使得长为 n 的码组中"1"的个数保持为奇数或偶数个。码组中"1"的个数保持为奇数个的称为奇校验,保持为偶数个的称为偶校验。以偶校验为例,其编码规则可表示为

$$\begin{aligned}
C_{n-1} &= a_{n-1} \\
C_{n-2} &= a_{n-2} \\
C_{n-3} &= a_{n-3} \\
&\vdots \\
C_1 &= a_1 \\
C_0 &= a_{n-1} + a_{n-2} + a_{n-3} + \cdots + a_1
\end{aligned}$$

用矩阵表示为

$$[C_{n-1}, C_{n-2}, C_{n-3}, \cdots, C_1, C_0]$$
$$= [a_{n-1}\, a_{n-2}\, a_{n-3} \cdots a_1] \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

式中最后一个方程中的"+"为模 2 加。由上述方程可以推出

$$\sum_{i=0}^{n-1} C_i = 0$$

若为奇校验,只要将式中最后一个方程改写为 $C_0 = a_{n-1} + a_{n-2} + a_{n-3} + \cdots\cdots + a_1 + 1$ 即可,相应的式可写成

$$\sum_{i=0}^{n-1} C_i = 1$$

奇偶校验码的最小码距为 2,无论是奇校验还是偶校验,都只能检测出单个或奇数个信道误码,其检错能力低,但编码效率 $R=(n-1)/n$ 随着 n 的增加而增加。奇偶校验在

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

计算机数据传输中得到广泛的应用。例如在传递标准 ASCII 码时，通常采用 7 比特码元表示 128 种字符，在传输时再加 1 位奇偶校验位，成为 8 位码组，收端根据是否满足奇偶校验的条件来判断传输过程中是否发生错误。

3. 水平奇偶监督码

水平奇偶监督码是对奇偶监督码的一种改进，它有利于检测突发错误。其基本原理是先把信息按奇偶监督进行编码，按行排列成方阵，每行为一组奇偶监督码，但发送时按列的顺序发送。接收时仍按发送前的格式排成方阵形式，按行进行奇偶校验，故称水平奇偶校验，或称交织奇偶校验。在表 9－1 的例子中，信息码元为 7 位，监督码元为 1 位，校验方式为偶校验。发送时按列从左到右发送，则发送序列为 10101011100100011…011101。在接收端仍按表 9－1 的形式排列，按奇偶监督关系逐行进行检查。

从上述例子中，我们不难看出：水平奇偶监督码除了具备奇偶监督码的检错能力外，还能发现所有突发长度不大于 N（N 为表的行数）的突发错误，本例中 $N=6$。

表 9－1　水平奇偶监督码

信息码元							监督码元
1	1	0	1	0	1	0	0
0	1	0	0	1	0	1	1
1	1	0	0	1	0	0	1
0	0	1	1	0	0	1	1
1	0	1	1	0	0	1	0
0	1	1	1	0	1	1	1

4. 水平垂直奇偶监督码

在水平奇偶监督码的基础上，对其每一列也进行奇偶校验，就可以得到水平垂直奇偶监督码。如表 9－2 所示。

表 9－2　水平垂直奇偶监督码

信息码元							监督码元
1	1	0	1	0	1	0	0
0	1	0	0	1	0	1	1
1	1	0	0	1	0	0	1
0	0	1	1	0	0	1	1
1	0	1	1	0	0	1	0
0	1	1	1	0	1	1	1
1	0	1	0	0	0	0	0

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

它能发现每一行或每一列所有奇数个错误及长度不大于行数或列数的突发错误。

5. 恒比码

恒比码又称等比码或等重码。恒比码中，每个码组中“1”和“0”的个数都相同。编码时选取“1”和“0”比例相同的码组作为许用码组，其余作为禁用码组。这种码在收端进行检测时，只要检测码组中“1”的个数是否与规定的相同，就可判断有无错误。

目前，我国电传通信中普遍采用“1”和“0”的比为 3:2 的恒比码，又称 5 中取 3 码。即码组长度为 5，其中有 3 个“1”。那么可用码组的数目为 $C_5^3 = 10$，正好表示 10 个阿拉伯数字。如表 9－3 所示。

表 9－3 5 中取 3 数字保护码

阿拉伯数字	保护码	阿拉伯数字	保护码
1	01011	6	10101
2	11001	7	11100
3	10110	8	01110
4	11010	9	10011
5	00111	0	01101

在国际无线电报通信中广泛采用的是“1”和“0”的比为 3:4 的恒比码，可用码组数量为 $C_7^3 = 35$，代表 26 个英文字母和其他符号。实践证明，这种码使通信的误码率保持在 10^{-6} 以下。

恒比码的主要优点是简单且适于传输电报或其它键盘设备产生的字母或符号，但它不适用于信源发出的是二进制随机数字序列的场合。

6. 群计数码

群计数码是将信息码元分组后，计算每组码元中“1”的个数，然后将这个数目的二进制表示作为监督码元，一起送往发送端。如一组 8 位的信息码元为“10111001”，其中“1”的个数为 5 个，于是将“101”作为监督码元。这样，传输的码组为“10111001 101”。收端只要检测监督码元所表示的“1”的个数与信息码元中“1”的个数是否相同来判断错误与否。

群计数码检错能力很强，它可以检测除 1 变为 0 和 0 变为 1 成对出现的错误以外的其他形式的错误。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第三节　线性分组码

一、线性分组码的定义及性质

前面已经提及，所谓线性分组码，是指信息码元与监督码元之间的关系可以用一组线性方程来表示的分组码。奇偶监督码就是一种简单的线性分组码。稍后，还将具体介绍其他几种线性分组码。

线性码的概念是建立在代数学中群论的基础上，因此又称群码。在代数学中，有一类集合，这类集合对于某种运算满足以下条件：

(1)封闭性——集体中任意两个元素经该运算后仍为该集合的元素；

(2)存在单位元素——集合中任意元素与该元素运算后，仍为原来的元素；

(3)存在逆元素——集合中任一元素与某一元素运算后能得到单位元素；

(4)结合律成立——如$(A+B)+C=A+(B+C)$。

我们把这样的集合称为群。如果集合除满足上述四个条件外，同时满足交换律，则称为可交换群或阿贝尔群。

线性分组码是满足交换律的，它对于模2加运算构成可交换群。其主要性质有以下两点：

(1)任意两个许用码组相加后(按位模2相加)仍为一个许用码组，即满足封闭性；

(2)最小码距等于除全零码组以外码的最小重量。

从上述特性可以很方便地找出一种线性分组码的最小码距，由此判断其纠/检错能力。

二、生成矩阵 G 和监督矩阵 H

不同的线性分组码与不同的线性方程组相联系，因此有不同的生成矩阵和监督矩阵。(n,k)分组码实际上就是从2^n个可能码组中取出2^k个许用码组。分组码中的每个码组可看成一个n维向量，2^n个向量的集合构成n维向量空间，通过一组线性方程取出2^k个向量。所有许用码组的集合可看成n维向量空间的k维子空间。分组码中的每个码组可用向量的形式表示，即

$$C=(C_{n-1},C_{n-2},C_{n-3},\cdots,C_2,C_1,C_0)$$

在(7,3)码中，码长$n=7$，信息码元的数目$k=3$，则监督码元的数目为4位。(7,3)码可看成是从7维向量空间中取出3维子空间。每个码组可写成

$$C=(C_6,C_5,C_4,C_3,C_2,C_1,C_0)$$

其中C_6,C_5,C_4为信息位，C_3,C_2,C_1,C_0为监督位。若它们之间的监督关系由下列方程组决定：

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$C_3 = C_6 + C_5 + C_4$$
$$C_2 = C_6 + C_4$$
$$C_1 = C_5 + C_4$$
$$C_0 = C_6 + C_5$$

因为 $k=3$,因而只有8种许用码。由监督方程式,可以写出这8种许用码,如表9-4所示。

表9-4 (7,3)码的8种许用码组

编号	信息码元			监督码元			
	C_6	C_5	C_4	C_3	C_2	C_1	C_0
1	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	1	1	1	1	0
3	0	1	0	1	0	1	1
4	0	1	1	0	1	0	1
5	1	0	0	1	1	0	1
6	1	0	1	0	0	1	1
7	1	1	0	0	1	1	0
8	1	1	1	1	0	0	0

1. 生成矩阵

我们可以将码组中的各位码元与信息码元 C_6、C_5、C_4 之间的关系,用下面一组方程完整的表示:

$$\begin{aligned}
C_6 &= C_6 \\
C_5 &= \quad\;\; C_5 \\
C_4 &= \qquad\quad C_4 \\
C_3 &= C_6 + C_5 + C_4 \\
C_2 &= C_6 + \quad\;\; C_4 \\
C_1 &= \quad\;\; C_5 + C_4 \\
C_0 &= C_6 + C_5
\end{aligned}$$

将式用矩阵表示为

$$[C_6 \quad C_5 \quad C_4 \quad C_3 \quad C_2 \quad C_1 \quad C_0] = [C_6 \quad C_5 \quad C_4]\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

令

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$G=\left[\begin{array}{ccc:cccc}1&0&0&1&1&0&1\\0&1&0&1&0&1&1\\0&0&1&1&1&1&0\end{array}\right]=[I_kQ]$$

设信息组 $M=[C_6\quad C_5\quad C_4]$，则式可简记为

$$C=M\cdot G$$

我们把 G 称为生成矩阵。由式可见，G 为 $k\times n=3\times 7$ 阶矩阵。其中，I_k 为 $k\times k=3\times 3$ 阶单位方阵；Q 为 $k\times(n-k)=3\times 4$ 阶矩阵。我们把系统码的生成矩阵能写成 $G=[I_kQ]$形式的称为典型生成矩阵。再将生成矩阵 G 的每一行与许用码组中的码字作比较，可以看出，它们分别对应于表 9－3 中编号为 5、3、2 的码组。其他 5 个码组是这 3 个码组的线性组合。

典型生成矩阵的各行必定是线性无关的，每一行都是一许用码组，由它产生的分组码必定是系统码，信息码元保持不变，监督码元附加其后。k 行许用码组经行运算可生成全部 2^k 个不同许用码组。非典型形式的生成矩阵经过运算一定能化为典型形式。

2. 监督矩阵

我们将式后四个方程移项，可得到下面四个相互独立的监督方程组：

$$\begin{aligned}&C_6+C_5+C_4+C_3&&=0\\&C_6\qquad+C_4\qquad+C_2&&=0\\&\qquad C_5+C_4\qquad+C_1&&=0\\&C_6+C_5\qquad\qquad+C_0&&=0\end{aligned}$$

将式用矩阵表示为

$$\begin{bmatrix}1&1&1&1&0&0&0\\1&0&1&0&1&0&0\\0&1&1&0&0&1&0\\1&1&0&0&0&0&1\end{bmatrix}[C_6\quad C_5\quad C_4\quad C_3\quad C_2\quad C_1\quad C_0]^T=\begin{bmatrix}0\\0\\0\\0\end{bmatrix}$$

其中$[C_6\quad C_5\quad C_4\quad C_3\quad C_2\quad C_1\quad C_0]^T$ 表示$[C_6\quad C_5\quad C_4\quad C_3\quad C_2\quad C_1\quad C_0]$的转置，可简记为 C^T。令

$$H=\left[\begin{array}{ccc:cccc}1&1&1&1&0&0&0\\1&0&1&0&1&0&0\\0&1&1&0&0&1&0\\1&1&0&0&0&0&1\end{array}\right]=[PI_{n-k}]$$

设 O^T 是码组 $O=[0\,0\,0\,0]$的转置，H^T 为 H 的转置，则式可简记为

$$H\cdot C^T=O^T$$

或

$$C\cdot H^T=O$$

我们把 H 称为监督矩阵，或称一致校验矩阵。由式可见，H 为$(n-k)\times n=4\times 7$ 阶矩阵。其中 P 为$(n-k)\times k=4\times 3$ 阶矩阵，I_{n-k}为$(n-k)\times(n-k)=4\times 4$ 阶单位方阵。我们把系统码的监督矩阵能写成 $H=[PI_{n-k}]$形式的称为典型监督矩阵。由典型形式的

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

监督矩阵及信息码元很容易算出各监督码元。

由线性代数的基本理论可知,典型形式的监督矩阵各行一定是线性无关的,非典型形式的监督矩阵可以经过行运算化为典型形式。

3. 生成矩阵 G 与监督矩阵 H 之间的关系

由上面的推导可以看出,生成矩阵 G 与监督矩阵 H 之间有一一对应的关系。由于 G 的每一行都为码字,因此它必然满足式规定的式子,即

$$H \cdot C^T = O^T$$

所以

$$[PI_{n-k}] \cdot [I_k O]^T$$

$$= [PI_{n-k}] \begin{bmatrix} Ik \\ Q^T \end{bmatrix} = [PI_k + I_{n-k}Q^T] = [P + Q^T] = O^T$$

其中,O 为 $k \times (n-k)$ 阶零矩阵;“+”为模二加。只有当 $P = Q^T$ 时,式才为零。因此,生成矩阵可以写成

$$G = [I_k Q] = [I_k P^T]$$

同样,监督矩阵可写成

$$H = [PI_{n-k}] = [Q^T I_{n-k}]$$

因此,只要得到了生成矩阵 G,监督矩阵 H 就确定了,反之亦然。由此可见,线性码可由生成矩阵或监督矩阵完全确定。在讨论编码问题时,通常采用生成矩阵;在讨论译码问题时,往往采用监督矩阵。

三、线性分组码的译码

由前面的讨论可以看出,若某一码字为许用码组,则它必然满足式。利用这一关系,在接收端将收到的码组和事先与发端约定好的监督矩阵相乘,看是否为零。若满足条件,则认为接收正确;反之,则认为传输过程中发生了错误,进而设法确定错误的数目和位置。

下面以前面所列举的(7,3)码为例,具体说明这种译码方法。为了说明方便,我们引入伴随式的概念。

设发送的码组为 $C = (C_6, C_5, C_4, C_3, C_2, C_1, C_0)$,接收码组为 $R = (R_6, R_5, R_4, R_3, R_2, R_1, R_0)$,传输过程的错误图样为 $E = (E_6, E_5, E_4, E_3, E_2, E_1, E_0)$,则 $E = R - C = R + C$。

$$E_i = \begin{cases} 1 & R_i \neq C_i \\ 0 & R_i = C_i \end{cases} \qquad i = 0, \cdots, 6$$

$E_i = 1$ 表示 i 位出现了错误,$E_i = 0$ 表示 i 位接收正确。当接收到 R 后,用监督矩阵 H 进行校验,即进行如下运算:

$$H \cdot R^T = H \cdot (C + E)^T = H \cdot C^T + H \cdot E^T = H \cdot E^T$$

令

$$S^T = H \cdot E^T \quad 或 \quad S = E \cdot H^T$$

则 S 称为伴随式,或称校验子。S 为 $1 \times (n-k)$ 阶矩阵,即 $(n-k)$ 维行向量。很明显,若接收码组 R 的伴随式 S 为零,可断定接收到的为许用码组,否则必定在传输过程中发生

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

了错误。式表明伴随式 S 与错误图样 E 有确定的线性变换关系，它与发送码组 C 无关。故 S 能确定传输中是否发生了错误及错码的位置。例如 $C=1001101$，$R=1000101$，则 $E=0001000$，把式的监督矩阵 H 代入式得到

$$S^T=\begin{bmatrix}1&1&1&1&0&0&0\\1&0&1&0&1&0&0\\0&1&1&0&0&1&0\\1&1&0&0&0&0&1\end{bmatrix}[0\quad 0\quad 0\quad 1\quad 0\quad 0\quad 0]^T=\begin{bmatrix}1\\0\\0\\0\end{bmatrix}$$

进一步分析不同码位发生一位错码的情况，可以得到表 9－5 所示的伴随式与错误图样之间的对应关系。

从表中可以看出：发生一位错码时，S^T 与监督矩阵 H 的列一一对应。如 R_0 发生错误，则 S^T 与 H 的最后一列相同；R_1 发生错误，则 S^T 与 H 的倒数第二列相同，依次类推。故收端可以据此纠正 1 位错码。对于 (n,k) 线性分组码，S 有 2^{n-k} 种不同的形式，可代表 $(2^{n-k}-1)$ 种错误图样。为了指明单个错误的位置，必须要求：

$$2^{n-k}-1\geqslant n$$

表 9－5　伴随式与错误图样的对应关系

编　号	错码位置	E	S
1	R_0	0000001	0001
2	R_1	0000010	0010
3	R_2	0000100	0100
4	R_3	0001000	1000
5	R_4	0010000	1110
6	R_5	0100000	1011
7	R_6	1000000	1101

应该指出，若传输过程中错码的位置不止一位时，S 可能与表 9－5 中所列的任意一种都不同，这时系统只能检错而不能纠错，并根据不同系统的要求将该码组丢弃或要求重发，此时，S 也有可能正好与发生一位错误时的某种伴随式相同，这样，经纠错后反而“越纠越错”。在传输过程中，发送码组的某几位发生错误后成为另一许用码组，这种情况收端无法检测，我们称之为不可检测的错误。不过从统计的观点来看，这种情况出现的概率要小得多。

从以上分析可以得出线性分组码译码的基本步骤：

(1)计算接收码组 R 的伴随式 S；

(2)根据 S 找出错误图样 E（E 的选取应为信道中最可能出现的错误图样），判定错码位置；

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

(3)根据 $\boldsymbol{E}$ 纠正错误,得到正确的码组 $\boldsymbol{C}=\boldsymbol{E}+\boldsymbol{R}$。

第四节 汉 明 码

汉明码是一类常见的线性分组码,是一种能纠正单个错误的完备码。前面已经指出,要纠正码组中的单个错误,要求与单个错误图样对应的伴随式各不相同,且不能为全零。若码长为 n,监督码元的个数为 r,则要求 $(2^r-1)\geqslant n$,码组为汉明码时取等号。也就是说,用来纠正单个错误时,汉明码所用的监督码元个数最少,故与码长相同的其他纠正单个错误的线性码相比,汉明码效率最高。

汉明码有以下特点:

(1)监督码元的个数 $r=n-k$,码长满足 $n=2^r-1$,则信息码元的个数 $k=2^r-1-r$。其中 $r\geqslant 2$,且为正整数。给定 r 后,就可确定线性分组码的码长 n 及信息码元的个数 k。如 $r=3$,汉明码为(7,4)码;$r=4$,汉明码为(15,11)码;$r=5$,汉明码为(31,26)码,等等。

(2)无论码长 n 为多少,最小码距 $d_0=3$。故它只能纠1位错码,可用于FEC系统,一般不用于ARQ、HEC系统。

(3)其编码效率为 $\eta=k/n=(2^r-1-r)/(2^r-1)=1-r/n$。可以看出,随着码长的增加,编码效率也随之增加。

汉明码的监督矩阵有 r 行,n 列。它的 n 列分别由除全零之外 (2^r-1) 种 r 位码组构成,每个码组在不同的列中出现且仅出现一次。其排列顺序不同,相应的监督矩阵也不同,得到许用码组的构成方式也不同。以(7,4)汉明码为例,我们可以构造出如式所示的典型监督矩阵,也可构造出如式所示的非典型监督矩阵。当然,还有其他不同形式。

$$\boldsymbol{H}=\begin{bmatrix}1&1&1&0&1&0&0\\0&1&1&1&0&1&0\\1&1&0&1&0&0&1\end{bmatrix}$$

或

$$\boldsymbol{H}=\begin{bmatrix}0&0&1&0&1&1&1\\0&1&1&1&0&1&0\\1&1&0&0&0&1&1\end{bmatrix}$$

汉明码的译码可采用上一小节中所述的先计算伴随式,然后确定错误图样并加以纠正的方法。汉明码中伴随式的非零形式与错误图样一一对应,而且伴随式的图样除全零外为 (2^r-1) 个,正好与码长相等,因而最充分地利用了监督位所提供的信息,故称完备码。

第五节 循 环 码

循环码是另一类重要的线性分组码,它的特殊构造便于应用代数理论加以分析和研究。同时,循环码的性质有利于系统按照所要求的纠错能力来编码,并且实现容易,性能

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

优良。循环码不但能纠正独立的随机错误，而且能纠正突发错误。正因为如此，循环码得到了广泛的研究和应用。

一、循环码的特点

循环码是一种分组码，通常前 k 位为信息码元，后 r 位为监督码元。它除了具有线性分组码的一般特点外，还具有循环性。所谓循环性，是指循环码中的任一码组循环移动一位后，仍为该循环码中的一许用码组。表 9－6 列出了(7,3)循环码和(6,3)循环码的所有码字。

表 9－6　(7,3)循环码和(6,3)循环码

编　　号	(7,3)循环码码字	(6,3)循环码码字
1	0000000	000000
2	0011101	001001
3	0100111	010010
4	0111010	011011
5	1001110	100100
6	1010011	101101
7	1101001	110110
8	1110100	111111

从表中可以直观地看出：(7,3)循环码有两个循环圈，一个是编号为 1 的全零码字组成的循环圈，其码重 $W=0$；另一个是剩余 7 个码字组成的循环圈，若从编号为 2 的码字开始，每次向左移动一位，可以得到如下的循环圈(用码字的编号表示)：$\begin{matrix} 2\rightarrow 4\rightarrow 8\rightarrow 7 \\ \nwarrow \qquad\qquad \swarrow \\ 5\leftarrow 3\leftarrow 6 \end{matrix}$，其码重 $W=4$。

同样，可以看出(6,3)码有四个循环圈，分别是码重 $W=0$ 的全零码字，码重 $W=6$ 的全 1 码字，码重 $W=2$ 的 2、3、5 号码字，以及码重为 4 的 4、6、7 码字。不难看出，同一循环圈的码字具有相同的码重。

为了便于用代数理论分析循环码，可以用代数多项式表示循环码的码字，这种多项式称为码多项式。对于码长为 n 的循环码，其码多项式为

$$C(X)=C_{n-1}X^{n-1}+C_{n-2}X^{n-2}+\cdots\cdots+C_2X^2+C_1X+C_0$$

如码字 0011101，可用多项式 $C(X)=X^4+X^3+X^2+1$ 表示。

二、生成多项式

循环码完全由其码组长度及生成多项式 $g(X)$ 所决定。循环码中，除全零码组之处，

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

次数最低的多项式称为生成多项式。对于(n,k)循环码,其生成多项式$g(X)$是(X^n+1)的一个因式,它是$r=n-k$次多项式,常数项为1。循环码的码多项式是生成多项式$g(X)$的倍式。假设信息码多项式为$M(X)$,则码多项式$C(X)=M(X)\cdot g(X)$。

为了寻找生成多项式,首先应对(X^n+1)进行因式分解,这一步骤可用计算机来实现。对于某些码长n,(X^n+1)只有很少几个因式,因而这些n值的循环码很少。对于少数码长n,X^n+1可能有较多的因式,这些n值的循环码也较多。选择不同的因式的乘积作为生成多项式,可构成不同类型和码组的循环码。以$n=7$为例,对(X^7+1)进行因式分解:

$$X^7+1=(X+1)(X^3+X+1)(X^3+X^2+1)$$

它可构成(7,6)、(7,4)、(7,3)及(7,1)循环码。

三、循环码的生成矩阵和监督矩阵

循环码的生成矩阵可以很容易地由生成多项式得到。因此,循环码的生成矩阵$\boldsymbol{G}$可以写成

$$\boldsymbol{G}(\boldsymbol{X})=\begin{bmatrix} X^{k-1}g(X) \\ X^{k-2}g(X) \\ \vdots \quad \vdots \\ X \quad g(X) \\ \quad g(X) \end{bmatrix}$$

例如,(7,3)循环码的生成多项式$g(X)=(X+1)(X^3+X^2+1)=(X^4+X^3+X^2+1)$,其生成矩阵为

$$\boldsymbol{G}(\boldsymbol{X})=\begin{bmatrix} X^2g(X) \\ Xg(X) \\ g(X) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} X^6+X^5+X^4+X^2 \\ X^5+X^4+X^3+X \\ X^4+X^3+X^2+1 \end{bmatrix}$$

即

$$\boldsymbol{G}=\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

对照表9-6可以看出,生成矩阵的三行均为(7,3)循环码的码字。从式来看,$\boldsymbol{G}$不符合$[\boldsymbol{I}_k\boldsymbol{Q}]$的典型形式,但将矩阵进行简单的矩阵行变换,可很容易地化为典型阵

$$\boldsymbol{G}'=\left[\begin{array}{ccc:cccc} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{array}\right]$$

当然,对于$n=7$的循环码,也可以选择$g(X)=(X+1)(X^3+X^2+1)=X^4+X^2+X+1$作为(7,3)循环码的生成多项式。显然,选择的生成多项式不同,产生的循环码组也不同。

若选取$g(X)=X^3+X+1$,则$r=3$、$k=4$构成(7,4)循环码的生成矩阵为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$G(X)=\begin{bmatrix} X^{k-1}g(X) \\ X^{k-2}g(X) \\ \vdots \\ X\ \ g(X) \\ g(X) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} X^2g(X) \\ Xg^2(X) \\ Xg(X) \\ g(X) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} X^6+X^4+X^3 \\ X^5+X^3+X^2 \\ X^4+X^2+X \\ X^3+X+1 \end{bmatrix}$$

即

$$G=\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

将 G 化为典型矩阵

$$G'=\left[\begin{array}{cccc:ccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{array}\right]$$

对应的

$$H=\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

式与式相同，它也是汉明码的监督矩阵。

若选 $g(X)=X^3+X^2+1$，则

$$G=\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

对应的

$$H=\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

同样，式既是循环码、也是汉明码的监督矩阵。

对于典型形式的汉明码，除式和式外还有 $4!-2=22$ 种 H 矩阵，它们能构成汉明码，但不能构成循环码。

由于 $g(X)$ 为 (X^n+1) 的因式，可令

$$h(X)=(X^n+1)/g(X)=X^k+h_{k-1}X^{k-1}+\cdots+h_1X+1$$

其逆多项式为

$$\bar{h}(X)=X^k+h_1X^{k-1}+h_2X^{k-2}+\cdots+h_{k-1}X+1$$

则监督矩阵可表示为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$H(X)=\begin{bmatrix} X^{n-k-1}\bar{h}(X) \\ X^{n-k-2}\bar{h}(X) \\ \vdots \\ X \quad \bar{h}(X)) \\ \bar{h}(X)) \end{bmatrix}$$

例如表9-6中的(7,3)循环码，$g(X)=X^4+X^3+X^2+1$，则 $h(X)=X^3+X^2+1$，所以 $\bar{h}(X)=X^3+X+1$，监督矩阵为

$$H(X)=\begin{bmatrix} X^6+X^4+X^3 \\ X^5+X^3+X^2 \\ X^4+X^2+X \\ X^3+X+1 \end{bmatrix}$$

即

$$H=\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

同样，也可通过矩阵行变换化为$[PI_{n-k}]$的典型形式。

四、循环码的编码

循环码编码时，首先应根据(n,k)确定生成多项式，即从(X^n+1)的因子中选出一个$(n-k)$次多项式作为 $g(X)$。由于所有的码多项式均能被 $g(X)$整除，所以可以利用这一原则来进行编码。

设 $M(X)$为信息码多项式，将其升$(n-k)$次幂后除以 $g(X)$得到商式 $Q(X)$和余式 $r(X)$，即

$$\frac{x^{n-k}M(X)}{g(X)}=Q(X)+\frac{r(X)}{g(X)}$$

由此得编出的码组

$$C(X)=X^{n-k}M(X)+r(X)$$

上述编码过程可用除法电路来实现。如 $g(X)=X^4+X^2+X+1$ 时，(7,3)循环码编码器如图9-5所示。

图中 D_0、D_1、D_2、D_3 为四级移位寄存器，反馈线与 $g(X)$中非0系数对应。初始时，D_0、D_1、D_2、D_3 清零。信息码 $M(X)$输入时门1断开，门2接通，信息码直接输出，余数存入四级移位寄存器；当3位信息码输入完毕，门2断开、门1接通，移位输出监督码元(即移位寄存器中存入的余数)。当一个码字编码完毕，将移位寄存器清零，准备为下一组信息编码。若信息为“101”，其编码过程如表9-7所示。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

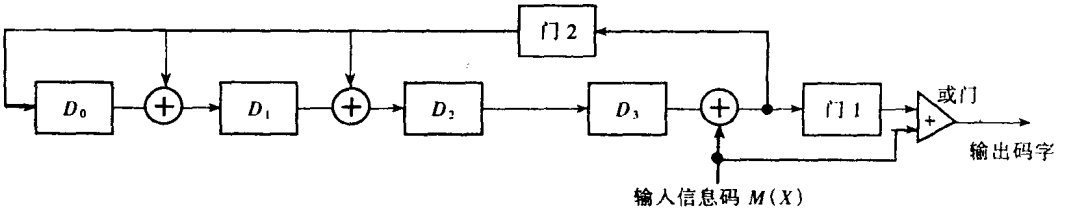


图 9－5　(7,3)循环码编码器

表 9－7　(7,3)循环码的编码

输入	移存器状态 D_0	D_1	D_2	D_3	门 1	门 2	输出
	0	0	0	0			
1	1	1	1	0	断开	接通	1
0	0	1	1	1			0
1	0	0	1	1			1
0	0	0	0	1	接通	断开	1
0	0	0	0	0			1
0	0	0	0	0			0
0	0	0	0	0			0

五、循环码的译码

接收端译码有两个要求：检错和纠错。用于检错时，只要判断接收码组 $R(X)$ 是否能被生成多项式 $g(X)$ 整除。若能除尽，即余式为零，则表明接收正确，否则表明有误码。

用于纠错时，还应继续进行以下步骤：将余式 $r(X)$ 用查表的方法或通过计算校正子等方法得到错误图样 $E(X)$；再将 $R(X)$ 与 $E(X)$ 模 2 加就可得到纠错后的码组。

例如，对应于图 9－5 所示的编码器的纠错译码电路如图 9－6 所示。

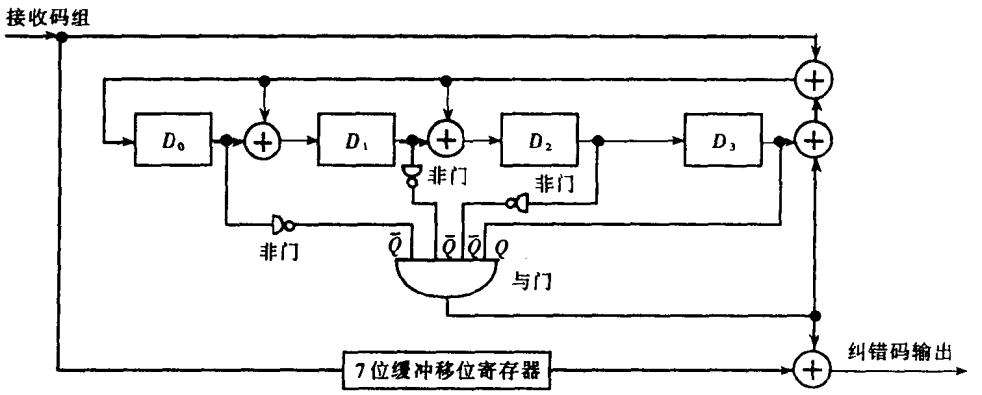


图 9－6　(7,3)循环码纠错译码器

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

假定接收到的码组为1000101,其中第二个码元为错码,此码进入除法电路进行纠错译码时,移位寄存器及与门输出状态变化如表9-8所示。应注意,除法电路中 D 的输出状态 Q 比输入落后一个时钟周期,即与门的输出与前一时钟周期中的 D 值有关。

表9-8 (7,3)循环码的译码

输入	移位寄存器				"与门"输出	缓冲输出	译码输出
	D_0	D_1	D_2	D_3			
	0	0	0	0			
1	1	1	1	0	0		
0	0	1	1	1	0		
0	1	1	0	1	0		
0	1	0	0	0	0		
1	1	0	1	0	0		
0	0	1	0	1	0		
1	0	0	1	0	0		
0	0	0	0	1	0	1	1
0	0	0	0	0	1	0	1
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	1	1
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	1	1

当所有码元进入除法电路后,寄存器 D_0、D_1、D_2、D_3 的状态不为全零,表明接收码组有误码。此时,输入端保持输入为"0",移位寄存器移位,移位两次后"与门"输出"1",即指出误码在第2位。这时与门输出的"1",一方面与缓冲寄存器的输出进行模2加,从而纠正错码得到译码输出;另一方面与反馈移位寄存器的 D_3 的输出进行模2加,以达到清零的目的。

以上介绍的译码方法称为梅吉特译码。此外还有捕错译码、大数逻辑译码等方法。这些译码方法的讨论已超出本书的范围,有兴趣的读者可参阅有关编码技术的专著。

第六节 卷 积 码

卷积码与前面讨论的分组码不同,属于非分组码。通常,为了达到一定的纠/检错能

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

力和编码效率，分组码的码长较大。由于编译码时必须把整个码组存储起来，故产生的延时随码长 n 的增加而线性增加。而卷积码的信息码元个数 k 和码长 n 通常较小，故延时小，特别适宜于以串行形式传输信息的场合。与分组码相比，卷积码在任何一段规定时间内编码产生的 n 个码元，不仅与该段时间内的 k 个信息有关，而且与前面 $(N-1)$ 段规定时间内的信息有关。我们称这相互关联的 nN 个码元的数目为卷积码的约束长度。随着 N 的增加，卷积码的纠错能力随之增大，而误码率却呈指数下降。故在实际应用中，卷积码的性能优于分组码，且设备简单。

正因为卷积码的许多优良性能，使它得到了广泛的研究和应用。但目前尚未找到较严密的数学手段，将纠/检错能力与码的构成十分有规律地联系起来，一般采用计算机搜索来寻找合适码组，其译码算法也有待于进一步研究与完善。本节从实例入手，分析和讨论卷积码的基本性能，它仅仅是卷积码问题的入门。

一、卷积码的编码

卷积码通常可记为 (n,k,N)。其中，n 为码长，k 为码组中信息码元的个数，N 为相互关联的码组的个数。为了使读者对卷积码的编码原理有一初步的认识，我们以 $(2,1,5)$ 卷积码为例加以说明。图 9-7 所示为这种卷积码编码器的结构。

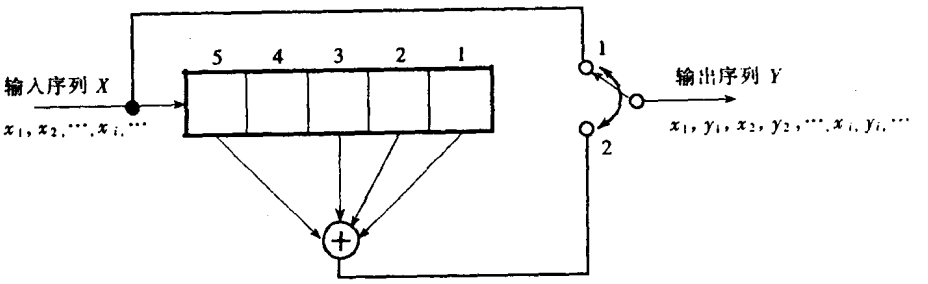


图 9-7　(2,1,5)卷积码编码器结构

该卷积码的编码方法是：输入序列 X 依次送入一个五级移位寄存器，编码器每输入一位信息位 x_i，其输入端的开关在 1、2 之间来回切换一次，输出 x_i 和 y_i，其中 x_i 为信息位，y_i 为监督位。$y_i = x_i + x_{i-2} + x_{i-3} + x_{i-4}$。编码器的输入输出时序关系可用图 9-8 表示。

若输入“1”码，并且移位寄存器 $x_i x_{i-1} \cdots x_{i-4}$ 为“10010”，则对应输出的卷积码为“10”。

二、卷积码的译码

卷积码的译码可分为两大类。一类是代数译码，这种译码利用编码本身的代数结构，不考虑信道的统计特性。该方法硬件实现简单，但性能较差，具有典型意义的是门限译

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

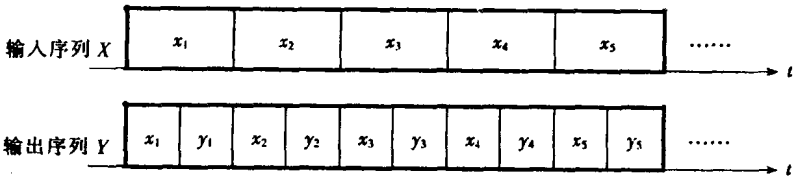


图 9-8 编码器的输入输出时序关系

码。另一类是概率译码,这种译码通常建立在最大似然准则的基础上。由于计算时用到了信道的统计特性,因而提高了译码性能,但这种性能的提高是以增加硬件的复杂度为代价的。其中以维特比译码和序列译码为代表。

下面以门限译码为例,介绍卷积码的译码原理。该译码方式虽然性能不如概率译码,但其设备简单、实现方便,还可用于一些分组码的译码,所以具有典型意义。

门限译码是一种二进制择多译码器。它通过一组正交校验方程进行计算,通过择多逻辑门判决信息位是否出错,并用模 2 加加以纠正。这里的"正交"是指以将要译出的信息位作为校验方程的一个元素,出现在校验方程组的每一个方程中,而其他码位至多在方程组中出现一次。

下面介绍对应于图 9-7 中(2,1,5)编码器的门限译码器(如图 9-9 所示),并说明其工作原理。门限译码器中有一个与图 9-7 中相同的编码电路,它按照接收到的信息重新计算一个监督码元序列,并与实际接收到的监督序列相比(即进行模 2 加),比较结果称为校正子。校正子送入校正子移位寄存器。

当接收码元完全正确时,译码器重新计算出的监督序列应与接收到的监督序列相同,此时所有校正子均为零。当发生一位错码时,校正子移存器中移入一个"1"。下面进一步判定是信息位还是监督位发生误码。

从图 9-9 可以看出,当一位信息误码位于信息移存器的第 1、2、3、5 级时,校正子才为"1",此时校正子序列为"10111";反之,若一位误码出现在监督位,校正子序列为"10000"。因此,当校正子序列中出现第一个"1"时,可认为是检出了一个错误,后面几个校正子则指出错误发生在信息位还是监督位。

在具体电路中,通过门限电路电来进行纠错。假定 m_1 以前的各码元均正确,则校正子移位寄存的校正子值 S 可表示为

$$\begin{cases} S_1 = e(m_1) + e(n_1) \\ S_2 = e(m_2) + e(n_2) \\ S_3 = e(m_3) + e(n_3) + e(m_1) \\ S_4 = e(m_4) + e(n_4) + e(m_1) + e(m_2) \\ S_5 = e(m_5) + e(n_5) + e(m_1) + e(m_2) + e(m_3) \end{cases}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

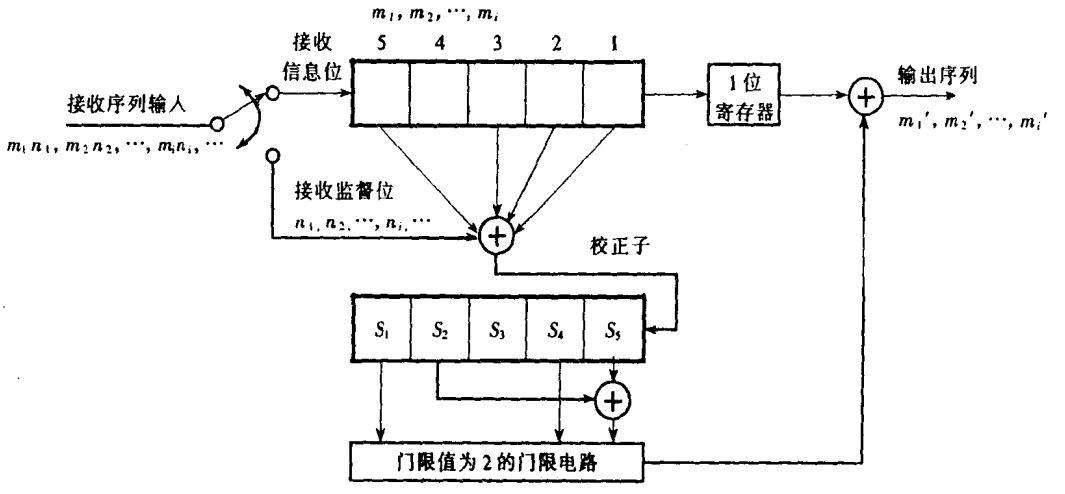


图 9-9　卷积码门限译码器

式中 $e(m_i)$、$e(n_i)=\begin{cases}0 & m_i、n_i \text{ 接收正确} \\ 1 & m_i、n_i \text{ 为错码}\end{cases}$，其中 m_i 为接收的信息位，n_i 为接收的监督位。将式经过简单线性变换，可以得到

$$\begin{cases} S_1 = e(m_1) + e(n_1) \\ S_4 = e(m_1) + e(m_2) + e(m_4) + e(n_4) \\ S_5 + S_2 = e(m_1) + e(n_2) + e(m_3) + e(n_5) + e(n_5) \end{cases}$$

这是一组关于 $e(m_1)$的正交校验方程，我们把门限值定为 2。在考察的接收序列 m_1n_1，m_2n_2，…，m_5n_5 中，当发生 1 位错码且错码为 m_1 时，其输出才大于门限值，使门限电路输出为“1”，它与信息位 m_1 相加，可用于纠错。

三、卷积码的生成矩阵和监督矩阵

卷积码不是分组码，但仍属于线性码，同样可由生成矩阵 $\boldsymbol{G}$ 和监督矩阵 $\boldsymbol{H}$ 来确定。假设在图 9-7 中第一个信息位 x_1 输入前，编码器各移位寄存器处于“0”状态，则输出序列 Y 与输入信息 X 之间的关系如下所示：

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$\begin{cases} x_1 = x_1 \\ y_1 = x_1 \\ x_2 = x_2 \\ y_2 = x_2 \\ x_3 = x_3 \\ y_3 = x_1 + x_3 \\ x_4 = x_4 \\ y_4 = x_1 + x_2 + x_4 \\ x_5 = x_5 \\ y_5 = x_1 + x_2 + x_3 + x_5 \\ x_6 = x_6 \\ y_6 = x_2 + x_3 + x_4 + x_6 \\ \vdots \end{cases}$$

写成矩阵形式为

$$[x_1 y_1 x_2 y_2 \cdots x_5 y_5 x_6 y_6 \cdots]$$

$$= [x_1 x_2 \cdots x_5 x_6 \cdots] \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & \cdots \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & \cdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & \cdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & \cdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & \cdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \cdots \end{bmatrix}$$

式中最右边的矩阵即为生成矩阵 G，可以看出它是一半无穷阵，每一行的结构相同，只是下一行比上一行向右移动了 2 位，而前 5 行就已代表了卷积码的全部特征，故得到截短生成矩阵 G_1，且

$$G_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ & & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ & & & & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ & & & & & & 1 & 1 & 0 & 0 \\ & & & & & & & & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

一般说来，对于卷积码(n, k, N)，截短生成矩阵 G_1 具有如下形式

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$G_1=\begin{bmatrix} I_k & Q_1 & O & Q_2 & O & Q_3 & \cdots & O & Q_N \\ & & I_k & Q_1 & O & Q_2 & \cdots & O & Q_{N-1} \\ & & & & I_k & Q_1 & \cdots & O & Q_{N-2} \\ & & & & & & \vdots & \vdots & \vdots \\ & & & & & & & I_k & Q_1 \end{bmatrix}.$$

其中，Q_1 为 $k\times(n-k)$ 阶矩阵；I_k 为 k 阶单位方阵；O 为 k 阶零方阵。我们称 $g=[I_kQ_1OQ_2OQ_3\cdots OQ_N]$ 为基本生成矩阵。

类似地，可以写出该编码器的监督方程：

$$\begin{cases} x_1+y_1=0 \\ x_2+y_2=0 \\ x_1+x_3+y_3=0 \\ x_1+x_2+x_4+y_4=0 \\ x_1+x_2+x_4+y_4=0 \\ x_1+x_3+x_4+y_5+y_5=0 \\ \vdots \end{cases}$$

则其截短监督矩阵 H_1 可写成

$$H_1=\begin{bmatrix} 1 & 1 & & & & & & & & \\ 0 & 0 & 1 & 1 & & & & & & \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & & & & \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & & \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

对于卷积码(n,k,N)，其截短监督矩阵 H_1 具有如下的一般形式

$$H_1=\begin{bmatrix} P_1 & I_{n-k} & & & & & & & \\ P_2 & 0 & P_1 & I_{n-k} & & & & & \\ P_3 & 0 & P_2 & 0 & P_1 & I_{n-k} & & & \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & & \\ P_N & 0 & P_{N-1} & 0 & P_{N-2} & 0 & \cdots & P_1 & I_{n-k} \end{bmatrix}$$

其中，P_i 为$(n-k)\times k$ 阶矩阵；I_{n-k}为$(n-k)$阶单位方阵；O 为$(n-k)$阶零方阵。我们将 $h\leqslant[P_NOP_{N-1}O\cdots P_1I_{n-k}]$称为基本监督矩阵。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第七节 m 序 列

m 序列是目前广泛应用的一种伪随机序列。所谓伪随机序列，是指具有随机特性的确定序列，又称伪噪声(PN)码。m 序列是最长线性反馈移位寄存器序列的简称，是由线性反馈移位寄存器产生的周期最长的一种序列。m 序列是一种很实用的正交码，由于各码组间相关性很弱，因而具有很强的抗干扰能力。m 序列的特性使其在保密通信、码分多址通信、计算误码率及延时测距等方面有着广泛的应用。

本节首先介绍一些基本概念，然后介绍 m 序列的产生及性质。

一、基本概念

1. 正交码

两个长度均为 n 的码组 X、Y，其互相关系数定义为

$$\rho(X,Y)=\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}x_iy_i$$

对于二进制序列，其互相关系数可进一步写成

$$\rho(X,Y)=\frac{A-D}{A+D}$$

其中，A 为 X、Y 中对应位相同的码元的个数；D 为 X、Y 中对应位不同的码元的个数。

式适用于计算(+1，-1)的二进制序列，对于(0,1)二进制序列可用式计算，或将 0、1 分别对应 +1、-1，再用式计算。

对于某种码组的集合 $\{x_1x_2\cdots x_l\}$，若任意两个不同码组的互相关系数均为零，即

$$\rho(x_i,x_j)=0\quad(i\neq j)$$

则称这种码组为正交码。与之类似，若互相关系数小于 0，称超正交码；互相关系数为 0 或 -1，称为双正交码。

2. 三个定理及本原多项式的概念

为了便于后面分析移位寄存器，我们不加证明地介绍以下三个定理：

定理 1　n 级线性反馈移位寄存器的相继状态具有周期性，周期 $P\leqslant 2^n-1$。

定理 2　若序列具有最长周期($P=2^n-1$)，则其特征多项式 $f(x)$ 为既约多项式(不能再分解因式的多项式)，即(x^p+1)必能被 $f(x)$ 整除。如对于 $P=2^4-1=15$，x^4+x+1 为它的一个特征多项式。

定理 3　若 n 级移存器的特征多项式 $f(x)$ 为既约多项式，其产生的序列周期应为使

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$f(x)$能整除的(x^P+1)中，P取值的最小值为P_0。

下面引出本原多项式的概念。若n次多项式$f(x)$满足：

(1)$f(x)$为既约多项式；

(2)$f(x)$可整除(x^P+1)，$P=2^n-1$；

(3)对任何$q<P$，$f(x)$均不能整除(x^q+1)；

则称$f(x)$为本原多项式。

有了以上这些基本概念，就可以开始讨论m序列了。

二、m序列的产生

m序列产生器的基本结构如图9-10所示。

从图9-10可以看出它实际上是一个反馈移位寄存器。一旦级数和反馈系数C_i确定后，其输出序列也就确定了，但并不是说任何反馈移位寄存器都能产生m序列。那么如何确定m序列发生器的结构呢？我们可以把图中的状态关系用递推方程表示。已知移存器各级的初始状态及反馈连接状态如图9-10所示，则反馈到第1级的信号为

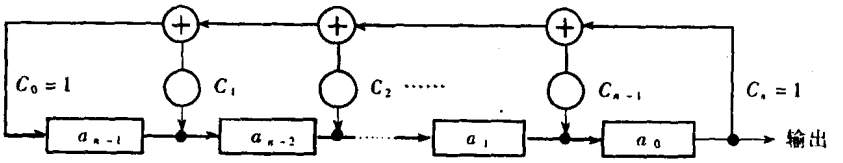


图9-10　m序列产生器结构

$$a_n = C_1a_{n-1} + C_2a_{n-2} + \cdots + C_{n-1}a_1 + C_na_0 = \sum_{i=1}^{n} C_ia_{n-i}$$

一般说来，对任意一个状态a_k，有

$$a_k = \sum_{i=1}^{n} C_ia_{k-i}$$

式为递推方程，它给出了移位输出a_k与移位前各级状态的关系。

反馈移位寄存器的C_i是一个重要的参量，它的取值决定了移存器的结构，我们将其用下列方程表示

$$f(x) = C_0 + C_1x + C_2x^2 + \cdots + C_nx^n = \sum_{i=1}^{n} C_ix^i$$

$f(x)$称为特征多项式。C_i取“0”或“1”，“0”表示无反馈线，“1”表示有反馈线。

从前面的知识我们知道，只要找到本原多项式$f(x)$，就能构成m序列产生器。如要用一个4级反馈移存器产生m序列，则移存器产生的m序列长度为$P=2^4-1=15$。我

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

们将$(x^{15}+1)$分解因式，从中寻找一个4次本原多项式作为移存器的特征多项式，从而确定 m 序列产生器的结构。我们可以求出

$$x^{15}+1=(x+1)(x^2+x+1)(x^4+x+1)(x^4+x^3+1)(x^4+x^3+x^2+x+1)$$

上式表明$(x^{15}+1)$可分解为5个既约因子，其中后3个为4次多项式，但$(x^4+x^3+x^2+x+1)$不是本原多项式，因为它还可以整除(x^5+1)。其余两个4次多项式中的任意一个都可作为特征多项式，构成 m 序列产生器。如以(x^4+x+1)作为特征多项式，其 m 序列产生器结构如图9-11所示。

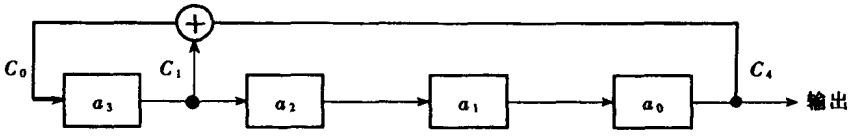


图9-11 m 序列产生器

但是寻找本原多项式的工作有时并不简单，根据前人的经验我们列出部分本原多项式，以备查用。表9-9中列出的是对于级数 n 项数最少的本原多项式，这样可使构成的 m 序列产生器尽可能简单。

表9-9 部分本原多项式

级数 n	序列长度	本原多项式	级数 n	序列长度	本原多项式
			11	2047	$x^{11}+x^2+1$
2	3	x^2+x+1	12	4095	$x^{12}+x^6+x^4+x+1$
3	7	x^3+x+1	13	8191	$x^{13}+x^4+x^3+x+1$
4	15	x^4+x+1	14	16383	$x^{14}+x^{10}+x^6+x+1$
5	31	x^5+x^2+1	15	32767	$x^{15}+x+1$
6	63	x^6+x+1	16	65535	$x^{16}+x^{12}+x^8+x+1$
7	127	x^7+x^3+1	17	131071	$x^{17}+x^8+1$
8	255	$x^8+x^4+x^3+x^2+1$	18	262143	$x^{18}+x^7+1$
9	511	x^9+x^4+1	19	524287	$x^{19}+x^5+x^2+x+1$
10	1023	$x^{10}+x^3+1$	20	1048575	$x^{20}+x^3+1$

本原多项式的逆多项式仍为本原多项式，如(x^4+x+1)与(x^4+x^3+1)为互逆多项式。即“10011”与“11001”互为逆码。则表9-9中的互逆多项式也可用于产生 m 序列。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

三、m 序列的性质

(1)均衡性

m 序列每个周期中,“1”的个数比“0”的个数多一个。如周期 $P=15$ 的 m 序列中,“1”为 8 个,“0”为 7 个。

(2)游程分布随机性

m 序列中,取值连续相同的元素合称一个游程。游程中元素的个数称为游程长度;一般说来,m 序列中,长度为 1 的游程占游程总数的 1/2;长度为 2 的游程占游程总数的 1/4……长度为 k 的游程占游程总数的 $2^{-k}[1\leqslant k\leqslant(n-1)]$。且长度为 $k[1\leqslant k\leqslant(n-2)]$ 的游程中,连“1”游程和连“0”游程各占一半。如 $n=4$ 的 m 序列一个周期为“100011110101100”,共有 8 个游程,长度为 4 的游程有一个,即“1111”;长度为 3 的游程有一个即“000”;长度为 2 的游程有两个即“00”和“11”;长度为 1 的游程有 4 个,即两个“1”两个“0”。

(3)移位相加特性

一个周期为 P 的 m 序列 m_p 与经任意次移位产生的序列 m_r 模 2 相加,所得序列 m_s 必为 m_p 某次移位后的序列。

如 $m_p=100011110101100$,向右移位 3 次得到 $m_r=100100011110101$,则

$$m_s=m_p+m_r=10011110101101$$

m_s 与 m_p 向左移动 1 次结果相同。

(4)自相关函数

由式可以推得自相关函数的定义为

$$R(j)=\frac{A-D}{A+D}=\frac{A-D}{P}$$

其中,A 为 m 序列与其 j 次移位后的序列在一个周期中对应位相同的元素数目,即 $a_k+a_{k+j}=0$ 的数目;D 为 m 序列与其 j 次移位后的序列在一个周期中对应位不同的元素数目,即 $a_k+a_{k+j}=1$ 的数目;P 为 m 序列的周期。

由移位相加性可知,(a_k+a_{k+j}) 仍为 m 序列中的元素,再根据 m 序列的均衡性,$A-D=P$ 或 -1,故

$$R(j)=\begin{cases}1 & j=0\\ -1/P & j=1,2,\cdots,P-1\end{cases}$$

不难看出,由于 m 序列有周期性,其自相关函数也有周期性,且为偶函数,如图 9-12 所示。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

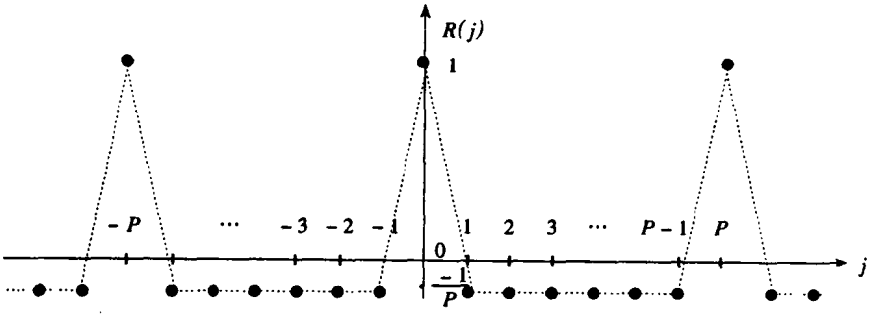


图 9-12 m 序列的自相关函数

第八节 网格编码调制

前面学习的调制和信道编码是作为两种独立的信号处理方式，以实现各自的目的。信道编码是在信息码流中添加监督位，即增加冗余度，达到纠错或检错目的。由于添加监督位，码流速率提高，相应信号带宽增大，因此信道编码是以带宽为代价换取差错率的降低。在带限信道中，我们希望在不增加带宽的前提下降低差错率，若把调制和信道编码作为统一整体进行综合设计，能实现上述目的，这就是近年发展起来的网格编码调制(Trellis Coded Modulation)，简称 TCM。

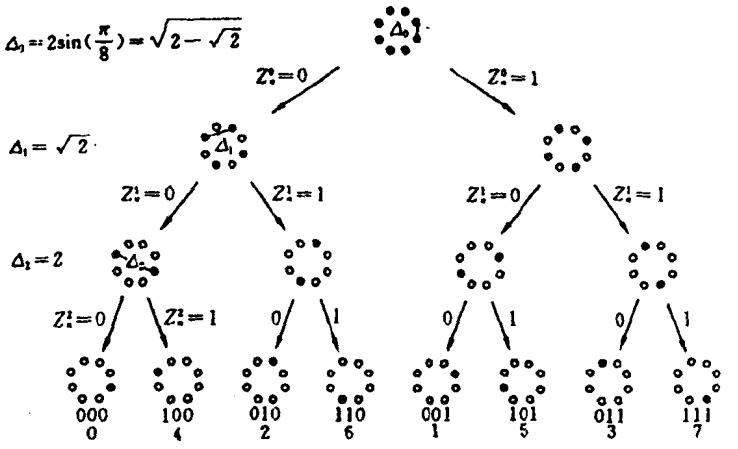
在学习调制原理时我们知道，MPSK 和 MQAM 两种调制在进制 M 增加时，信号带宽并不增加，但在调制信号点集即星座图中对应的信号点数增加。这些增加的信号点引入了冗余度，可用于信道编码。采用卷积码并经映射使前后信号点之间相互依赖，它可模型化为网状结构，因此得名网格编码调制。

网格编码调制为对 MPSK 和 MQAM 信号点集进行编码，需把信号点集分割成子集。子集每分割一次，应使子集内信号点间的最小空间距离增大，该空间距离被称为欧几里得距离，每个子集对应一组编码。8PSK 和 16QAM 信号点集分割如图 9-13 所示。从图 9-13(a)看出，8PSK 信号点集经一次分割变成两个子集，各以 0、1 表示；再经第二次分割变成四个子集，对应的子集编码为 00、01、10、11。从图 9-13(b)可见，16QAM 在进行三次分割后得到 8 个子集，分别与三位码对应。图中 Δ 为欧几里得距离，Δ 符号的下标表示分割的次数，显然 $\Delta_0 < \Delta_1 < \Delta_2 \cdots$。这正如前面所说，每分割一次，欧几里得距离增大。

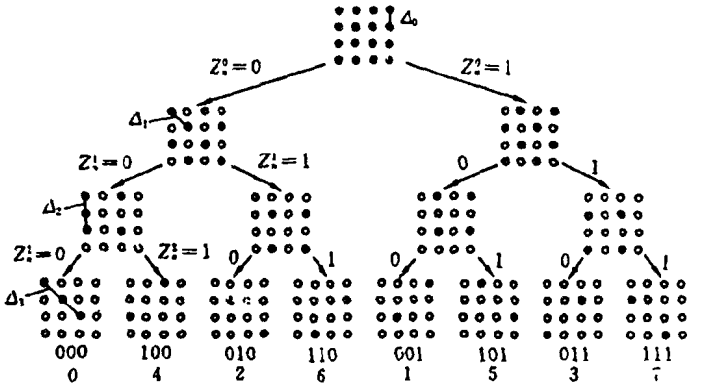
网格编码调制原理如图 9-14 所示。在每次编码调制时间间隔内，输入 n 位信息(二进制)，对其中 $q(q < n)$ 位进行卷积编码，得到的码字用以选择子集；后 $n-q$ 位则用以选择子集中信号点，从而确定输出信号点。图中信号映射方框的作用是把代码转换成相应

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网



(a)8PSK 集分割



(b)16QAM 集分割

图 9－13　集分割示意图

的多电平或多相位的信号。这类网格编码调制是由 Ungerboeck 最先提出的。另一类网格编码调制映射方框将代码转换成相应特定调制指数或频率偏移的连续相位移频键控信号(CPFSK)。本书仅介绍前一种网格编码调制。

为了清楚地说明它的工作原理,我们以 8PSK 四状态网格编码调制器为例,详细介绍编码调制过程。

8PSK 四状态 TCM 编码调制方框如图 9－15 所示。四状态是因为图 9－15 中的卷积编码器有两级移位寄存器,故有四种状态(若有三级移存器则为八状态,四级为十六状态)。8PSK 四状态 TCM 编码调制器,在每编码时间间隔输入 2 位二进制信息 S_2S_1,对第一位 S_1 进行(2,1,3)卷积编码,该编码器电路如图 9－15 中的卷积编码器所示。D_1D_2 为两移存器状态。S_1 输入对应输出的卷积码为 a_2a_1 两位码,用以选择 8PSK 的四个子集;S_2 则用来选择子集中的信号点。这样 $S_2a_2a_1$ 三位码与 8PSK 的 8 个信号点(即八种相

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

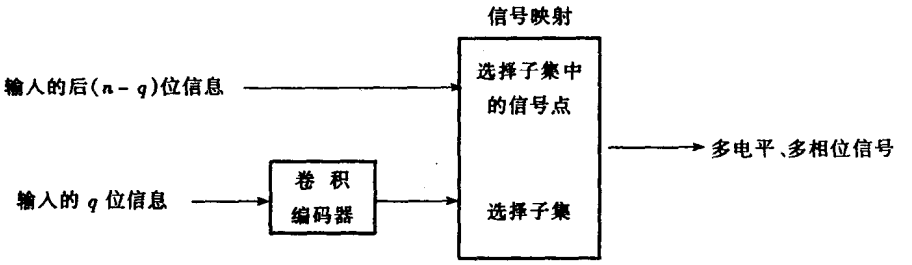


图 9-14 TCM 原理框图

位)相对应。S_1 进行卷积编码对应的网格图如图 9-16 所示。

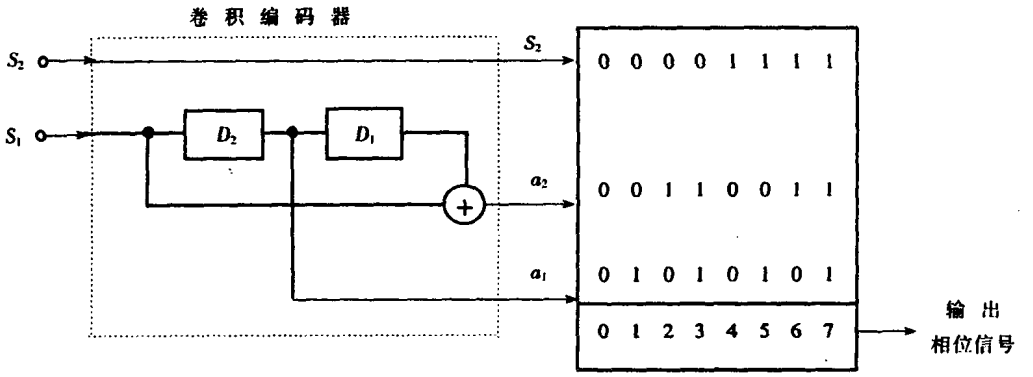


图 9-15 8PSK 四状态 TCM 原理图

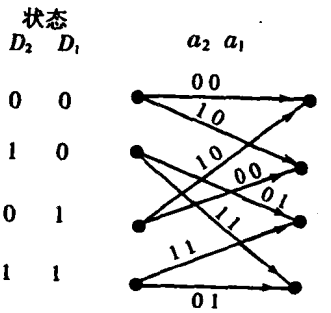


图 9-16 卷积编码网格图

状态转移联线上所标的为卷积码。当起始状态 D_2D_1 为 00 时,若 $S_1=0$ 则 $a_2a_1=00$,$S_1=1$ 则 $a_2a_1=10$;当起始状态 D_2D_1 为 10 时,若 $S_1=0$ 则 $a_2a_1=01$,若 $S_1=1$ 则 $a_2a_1=11$。因此 a_2a_1 不仅仅由 S_1 决定,而且与 D_2D_1 状态有关,因此子集的选择不是独立的,这样将具有纠错能力。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

信号映射是按 $S_2a_2a_1$ 选择对应信号点，确定输出信号相位的。如 $S_2a_2a_1=000$，从相位分割图中看出，对应的相位为 $-22.5°$；$S_2a_2a_1=100$，相位为 $157.5°$，依次类推。这样每当输入 S_2S_1，便输出一个相位信号与之对应，于是便完成了网格编码调制。

如果卷积码编码器有三个移存器 $D_3D_2D_1$，则卷积码网格图将有八种状态，网格图要更复杂些。

网格编码调制的解调与译码采用维特比译码算法，它是软判决最大似然译码，其编码增益与欧几里得距离有关，即

$$G=10\lg\left(\frac{d_{\text{free}}^2}{d_{\text{ref}}^2}\right)$$

式中，d_{free}为编码后的自由欧几里得距离，d_{ref}为无编码调制方案的最小欧几里德距离。对于四状态 8PSK TCM，$d_{\text{free}}=\Delta_2=2$，$d_{\text{ref}}=\sqrt{2}$，故 G 为 3dB。当卷积码状态数增加时，d_{free}会增大。G 和状态数的关系如表 9－10 所示。

表 9－10　G 和状态数关系

状态数	4	8	16	32	64	128	256	512
G(dB)	3	3.6	4.1	4.6	4.8	5	5.4	5.7

第九节　Turbo 码

Turbo 码于 1993 年首次被提出，它的提出可以说是自 1982 年 Ungerboeck 提出 TCM(格码调制)以来编码界的又一重大突破。它实际上是前人工作的巧妙综合与发展，其基本思想就在于利用短码的并联来构造长码，译码时再转化为短码来译码，并利用了循环迭代的思想。仿真结果表明，其译码性能可以接近香农公式极限，如利用两个码率为 1/2 的卷积码并联的 Turbo 码，在信噪比为 0.7dB 时比特误码率可以达到 10^{-5}，这表明 Turbo 码的确提供了一条构造好码的思路。

一、Turbo 码编码器

典型的 Turbo 码编码器结构如图 9－17 所示。它由两个成员码编码器、一个交织器和一个截取复接器组成。第一个编码器直接对信源信息序列的分组进行编码，第二个编码器对经过交织器交织后的信息序列的分组进行编码，最后的编码输出由信息序列和两个编码器产生的校验序列经截取和复接后得到。两个成员码编码器可以相同也可以不同，

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

既可以是卷积码，也可以是分组码，构成的Turbo码分别被称为CTC(卷积Turbo码)和BTC(分组Turbo码)。用于Turbo码的交织器大致可以分为三种：行列(分组)交织器、卷积交织器和随机交织器。其中，卷积交织器具有性能好、低时延和易于实现等优点，且其结构的规律性强，利于理论分析，适合于面向流的Turbo码。截取与复接的目的是为了获得合适的码率。另外，除了采用并行级联的结构外，Turbo码还可采用串行级联的结构，成员码的个数也可以选择两个以上，通过多个交织器并行级联或串行级联而构成高维Turbo码；或先并联再串联(或先串联再并联)组成Turbo码，称为混合级联Turbo码。

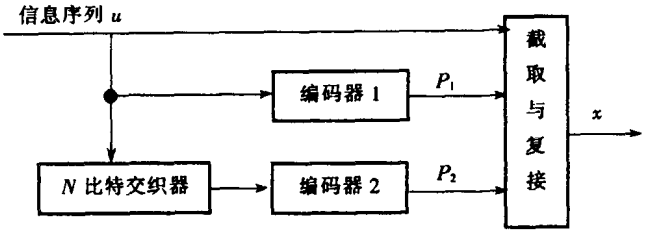


图 9－17 Turbo码编码器

卷积码编码器在一帧结束时，通常要加 m(m 为编码存储长度)个比特的收尾序列，使编码器返回全0状态。但在Turbo码中，因为交织器的引入，m 个比特的收尾序列很难使两个编码器都返回全0态，因此，Turbo码末状态的处理就有多种方法，目前主要有四种，如图9－18所示。

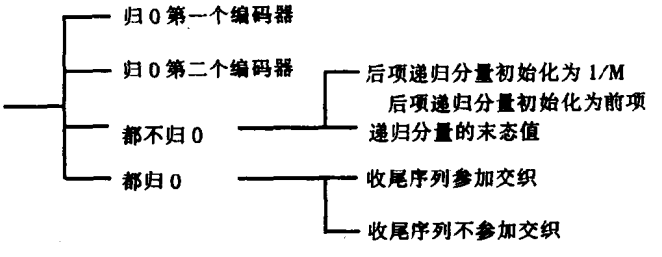


图 9－18 主要的收尾方案

二、译码器

典型的译码器结构如图9－19所示，译码器1完成对一个数据帧的译码并经过交织后，由译码器2进行译码，经过解交织，由译码器1完成再译码，如此反复迭代，直至正确译码或不能再纠正错误为止。

在Turbo码出现以前，编码界对于级联码的次优译码算法进行了大量的研究，包括多个(通常是两个)译码器协同循环译码。其译码算法可采用逐符号MAP算法，又常被称为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

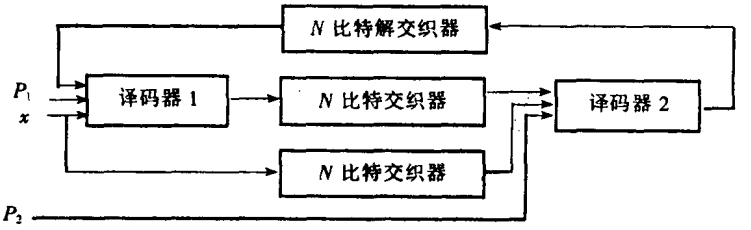


图 9－19　Turbo 码译码器

BCJR 算法、*BAHL* 算法。因其计算太复杂，这里就不进行介绍了。

Turbo 码的编译码算法涉及到复杂的理论推导，限于篇幅，本节仅介绍其基本编译码器结构，读者需详细了解，可参考专门书籍。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第十章 数字信号处理技术

第一节 概 述

数字信号处理(DSP)技术主要研究用数字或符号序列来表示、分析和控制信号。它与数字录音、取样、量化的机理类似,只不过它不是一种存储方法而是一种处理方法。DSP与在计算机和微处理器中应用的技术类似:计算机用来处理数据,DSP用于处理信号。DSP芯片是一种通用数字信号处理器,其功能相当于将数值转化为比特流信号的数学公式或算法。数字信号是随时间变化的序列,如果能够得到数字音频序列,就可以利用数字信号处理技术对其进行处理了。

信号可以是按照某种方式变化的任何自然现象或者人工现象。例如,当其自变量为时间时,信号可以是气压、温度、电流或者电压的变化。它的表示方法可以是模拟的,也可以是数字的。

数字信号处理具有以下明显的优点:精度高、灵活性大(改变系数就可以得到不同的系统)、可靠性强、不易受环境条件(如温度、震动、电磁感应等)的影响、易于大规模集成和进行时分复用(可利用一套设备同时处理几个信道的信号)。另外,数字集成电路还具有小体积、高可靠性、低投入、高性能处理能力的优点。

当然,DSP也有不足的地方,例如,DSP不能应用于高频信号处理。数字信号处理比相应的模拟信号处理要求更高的带宽,而且DSP技术相对比较昂贵,且要求有高处理性能的电路。而且当用于模拟方面时,就需要进行A/D和D/A转换。另外,对于太弱的信号(如天线信号)或太强的信号(如扩音器输出的信号)的处理还有困难。这就是说对数字信号处理时,要求对信号的强弱进行适当的调整。

在20世纪60年代,信号处理还采用模拟的方法,利用电磁设备产生连续的时间信号。1965年,离散傅里叶变换及功能强大的计算机的产生,推动了离散数学理论和现代DSP的发展。

早期数字信号处理的应用主要包括用计算机进行土壤分析、天然气勘探、雷达探测、航空等方面。随着专用硬件的诞生,数字信号处理在通信系统中也得到了广泛应用,包括调制解调器、计算机间的数据传输、语音合成及电话多路复用技术等。在医疗方面可以将数字信号处理应用于X射线和核磁共振。从轨道卫星上获取的图像可以利用图像技术来进行增强。电视技术中利用数字信号处理能控制图像信号。分析仪则利用数字信号处

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

理中的一些变换,例如利用 FFT 进行分析处理。数字信号处理技术从处理方法、界面、用户控制和计算机控制方面对音频技术进行彻底的改变。用户可以从多媒体计算机、CD 播放机、DVD 播放机、数字电视机、数字广播接收器、电话等许多方面感受到数字信号处理的应用。

DSP 广泛地应用于音频信号处理中,例如纠错、多路复用、取样率转换、语音合成、数据复制、数据压缩、滤波、自适应均衡、动态压缩和扩展、混响、噪声抵消、保密和水印、语音分析等方面均运用到数字信号处理技术。

数字音频信号处理是对音频取样值的处理过程。单频取样值都是以数字来表示的,因此数字音频信号处理是一门计算科学。所有关于对音频 DSP 的理解都必须从其数学基础开始讨论。

当变量是连续变量(例如时间变量)时,定义在任意的时间值 t 处的信号就是一个连续的时间信号。如果是定义在离散时间值(nT)上的信号,则为离散时间信号。我们在第 2 章中介绍过,利用取样定理,任何有限带宽的连续时间函数从理论上都能无损的用离散时间信号表示。尽管离散时间信号和数字信号都由取样值得到,但离散时间信号可以取任意数值,而数字信号只能取有限的数值。在数字音频处理中,音频的取样值都需要经过量化。

第二节　线性和时不变

离散系统能够有一个或多个输入信号 $x(n)$,按照一定的规则,产生一个或多个输出信号 $y(n)$,输入和输出的离散时间信号是一系列的数字。如果每隔 T 秒对模拟信号 $x(t)$进行取样,则得到离散时间信号 $x(nT)$(这里 n 是整数)。时间变量经过归一化后,可以将其表示为 $x(n)$。

离散系统中两个重要的特征是线性和时不变。线性系统的特点是叠加信号的输出等于各自输出之和,即输入信号 $x_1(n)+x_2(n)$的输出信号为 $y_1(n)+y_2(n)$,并且线性系统输出值的大小正比于输入信号的幅度,即输入信号 $ax(n)$对应的输出信号为 $ay(n)$。综合这些性质,对于线性离散系统,输入信号 $ax_1(n)+bx_2(n)$对应的输出信号为 $ay_1(n)+by_2(n)$,这里 a,b 是常数。将要在下面的章节中介绍到的 Z 变换和傅里叶变换也都是线性的。

时不变的离散时间信号是指对于输入信号 $x(n-k)$,它对应的输出为 $y(n-k)$,其中 k 为整数。换句话讲,线性时不变离散(LTD)系统在所有的时间里均表现出相同的特性。例如,输入延迟 k 个取样,输出也会延迟 k 个取样。

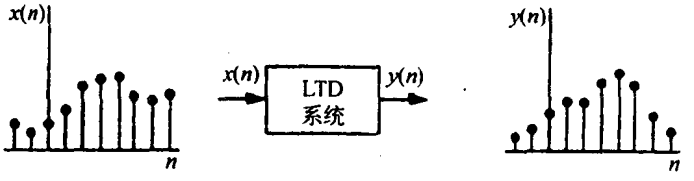
因果离散系统是输出变化不会超前于输入变化的系统。换言之,系统的输出只取决于此时及以前的输入。

www.789pdf.com 789书库网

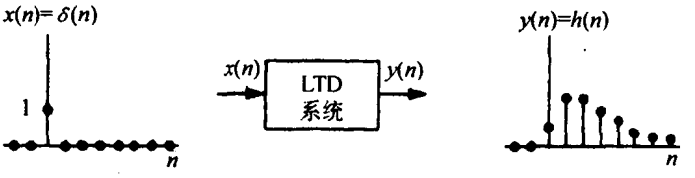
www.789pdf.com 789书库网

第三节 冲激响应和卷积

冲激响应在很多场合是非常有用的。在时域中，冲激响应给出了线性离散系统的完整描述。像任何离散系统一样，一个线性时不变离散系统(LTD)将输入信号转化为输出信号，如图 10－1A 所示。但是 LTD 系统有一个特性，例如当一个冲激函数(δ 函数)作用于 LTD 系统时，输出的系统冲激响应如图 10－1B 所示。冲激响应描述的是系统的时域特性，它也可以作用于频域来描述频率响应。一般说来，许多数字滤波器都是 LTD 系统。稳定系统是指输入信号有界、输出信号也必定有界的系统。换言之，每一个输入信号和冲激响应绝对值的和必须是有限的。实际中使用的离散系统都是稳定的。



A LTD系统的输入、输出



B. LTD 系统的冲激响应

图 10－1 LTD 系统的两个特性

冲激响应被取样之后，可以用来过滤信号。将滤波器的冲激响应值乘以信号值可用来对信号进行滤波。滤波器冲激响应的每一个值乘以一个信号值，就得到一系列经过输入信号调制的滤波器的冲激响应。将所有这些经过调制的冲激响应相加就得到了最终的输出结果。

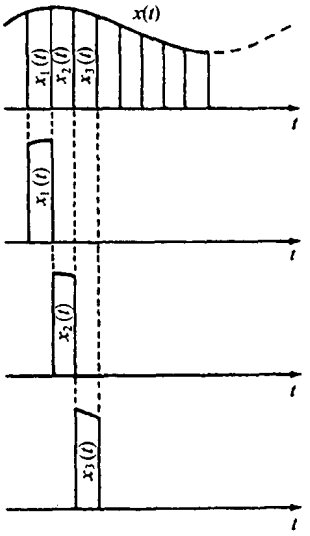
上述运算操作实际上就是卷积过程。线性系统的输出等于信号与系统冲激响应的卷积。卷积是一个时域内的运算过程，等效于对两个网络的频率响应相乘之积求逆傅里叶变换。

一般可以将卷积理解为取样值(代表信号在不同时间的取样)乘以加权系数，连续地将这些数值叠加之后产生最后的输出。FIR 重复取样滤波器就是一个很好的例子(已在第 4 章讲述过)，一组取样值与描述冲激响应的系数相乘、叠加之后产生输出。在时域中可以将其理解为输入的时间信号与时域滤波器冲激响应函数的卷积。例如，理想低通滤波器的频率响应可以用等效于时域函数 $\sin(x)/x$ 的冲激响应的系数获得，输入信号和这些系数的卷积就是滤波器的输出信号。

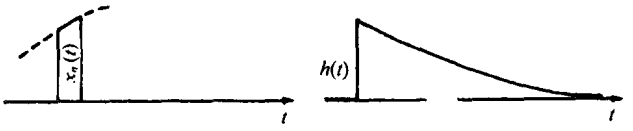
因为卷积不是一个直观的现象，下面结合图形来解释。对于图 10－2A 所示的波形，

www.789pdf.com 789书库网

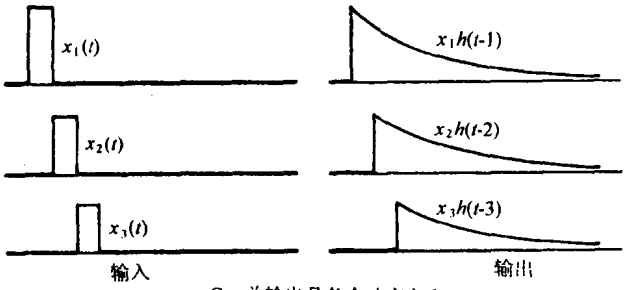
www.789pdf.com 789书库网



A　输入信号的不同取样值



B　取样对应的输出



C　总输出是各个响应之和

图 10－2　卷积的图形解释

它可以被分解为 $x(t)=x_1(t)+x_2(t)+x_3(t)+\cdots$，也可以表示为

$$x(t)=\sum_{k=-\infty}^{\infty}x_k(t)$$

其中 $k=1,2,3\cdots$。

以单个波形作为输入产生输出为 $h(t)$ 的网络如图 10－2B 所示。输出 $h(t)$ 定义了一个网络，从这个单响应我们可以得到网络针对于任何输入信号的输出。网络的完全响应可以将针对所有输入信号的输出进行叠加得到。输入 $x_1(t)$ 的响应 $h(t)$ 被 $x_1(t)$ 进行

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

了幅度调制，这里输出 $h(t)$ 相对于 $x_1(t)$ 是时不变的。各个输入的响应之和便是最终的输出：

$$y(n) = \sum_{k=1}^{x} h(k)x(n-k)$$

上式等价于：

$$y(n) = \sum_{k=1}^{x} x(k)h(n-k)$$

卷积可以用数学公式表示为：

$$y(n) = h(n) * x(n)$$

这里“*”表示卷积。

为了更好地理解卷积，我们以下面一个时间序列在 5 个连续时间的取样值为例来进行讨论：

$t=0T$	$t=1T$	$t=2T$	$t=3T$	$t=4T$
x_0h_0	x_0h_1	x_0h_2	x_0h_3	x_0h_4
	x_1h_0	x_1h_1	x_1h_2	x_1h_3
		x_2h_0	x_2h_1	x_2h_2
			x_3h_0	x_3h_1
				x_4h_0

响应值是每列的和：

$$y_0 = x_0h_0$$
$$y_1 = x_0h_1 + x_1h_0$$
$$y_2 = x_0h_2 + x_1h_1 + x_2h_0$$
$$y_3 = x_0h_3 + x_1h_2 + x_2h_1 + x_3h_0$$
$$y_4 = x_0h_4 + x_1h_3 + x_2h_2 + x_3h_1 + x_4h_0$$

这里，我们再强调一下卷积定理：两个信号在时域卷积的傅里叶变换等于它们的傅里叶交换的乘积。

第四节 数学变换

一、复数

模拟网络和数字网络有着相同的数学基础。一般来讲，无论电阻、电容还是电感，无论延迟还是叠加过程，均可以通过复数来理解。一个复数 z 可以表示为 $z = x + jy$，其中 x 和 y 是实数，x 是实部，y 是虚部。虚部可以由任意实数乘以 j 构成，其中 $j = \sqrt{-1}$。实际中没有任何数的平方会得负数，但数学家们创造了虚数这个概念。$x + jy$ 是复数的直角坐标表示，它代表二维量，例如，实部表示距离，虚部表示方向。复数可通过一个矢量来表

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

示。

波形也可以用复数来描述。一般以极坐标形式表示，它有两个参数 r 和 θ。也可以用 $re^{j\theta}$ 来表示。如果圆上有一点在旋转，它可以用一个随时间变化的波形来描述。点的轨迹可以表示成复数，45°时的位置可以表示为 0.707 + 0.707j，90°时的位置对应 0 + 1j，135°时的位置对应 - 0.707 + 0.707j，180°时为 - 1 + 0j，圆的半径代表幅度。

一个实数乘以任意虚数就成为复数，虚数相乘则变为实数。乘以一个复数可以认为是进行了相移。例如，乘以 j 代表 90°相移，乘以 0.707 + 0.707j 代表进行了 45°相移。在电信号中，相移由时间延迟产生，一个包含延迟的数字网络可以将每个延迟转化为相移进行分析。例如，延迟 10°对应复数为 0.984 - 0.174j。如果输入信号乘以这个复数，输出信号将与输入信号同幅度，但延迟 10°。

二、傅里叶变换和拉普拉斯变换

不论模拟信号或者数字信号处理，都可以在时间域和频率域中进行。模拟信号对应连续时间域和频率域。取样后的信号对应离散时间和离散频率。变换是一种在时域和频域间进行转换的数学工具。连续变换针对连续时间和连续频率的信号，序列变换对应于连续时间和离散频率的信号，离散变换则对应离散时间和离散频率的信号。

图 10 - 3A 给出了连续时间信号及其对应的傅里叶变换(FFT)和拉普拉斯变换，图 10 - 3B 给出了离散时间信号及其对应的离散傅里叶变换和 z 变换。

拉普拉斯变换用于分析连续时间信号和频率信号，它将时域函数 $x(t)$ 变换为频率域函数 $X(s)$。拉普拉斯变换的形式为：

$$X(s) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-st}dt$$

拉普拉斯变换在模拟设计中非常有用。

傅里叶变换是一种特殊的拉普拉斯变换，它将时间函数 $x(t)$ 映射为频率函数 $X(j\omega)$，其中 $X(j\omega)$ 描述了信号 $x(t)$ 的频谱。傅里叶变换的形式为：

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

当 $s = j\omega$ 时，这个等式与拉普拉斯变换是一样的。当实部 $s = 0$ 时，拉普拉斯等同于傅里叶变换。傅里叶级数是傅里叶变换的一种特殊情况，它对应于周期性的时间信号。

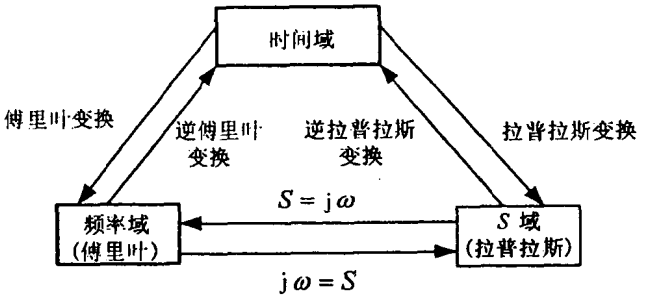
图 10 - 4 表示出了变换的过程。一般可以用两种方法来得到输出信号，即时域卷积和频域相乘。尽管卷积的概念很明了，但实际应用中人们多采用频域相乘的方法。在分析信号时，变换的作用是主要的，它不仅可以分析频率特性，也可以预知离散信号进行滤波的效果。

离散信号的傅里叶变换产生了连续谱，计算起来很困难。离散时间信号的有限时宽取样谱称为离散傅里叶变换(DFT)。类似傅里叶变换(FFT)针对连续信号进行变换一样，DFT 用来对离散信号进行变换，它用一组归一化幅度、相位的正弦信号来表示。DFT 的逆运算可以恢复原始信号。

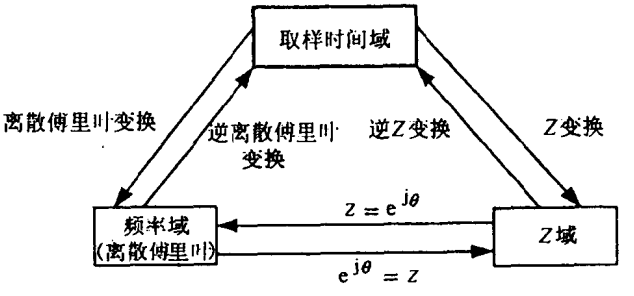
DFT 是取样信号的傅里叶变换。当取样点数为 N 时，N 点的 DFT 可以表示为：

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

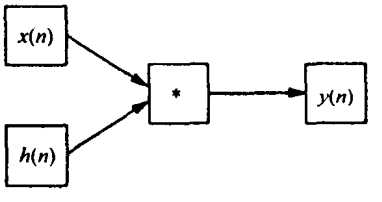


A 模拟信号在时间域、频率域和 S 域之间变换

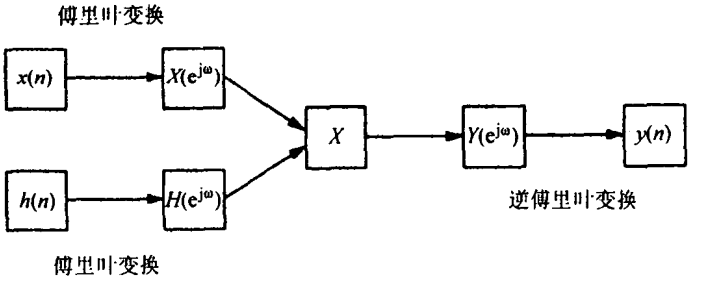


B 离散信号在取样时间域、频率域和 z 域之间的变换

图 10-3 将信号从一个域转换到另一个域的变换



A 直接卷积



B 傅里叶变换、相乘及逆傅里叶变换

图 10-4 时域卷积和频域相乘得到输出信号的方法

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$X(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j(2\pi/N)mn}$$

$X(m)$描述了信号在频域 N 个等间距点的幅度。当 $m=0$ 时，代表信号的直流分量。DFT 对信号中的所有频率分量进行了描述。在数学上，正、负频率幅度是相同的，但在实际工程应用中通常只采用正频率，将其幅度乘以 2 得到实际的幅度。

图 10-5 示出了一个 DFT 的例子。输入信号是一个简单的周期函数 $x(n)=\cos(2\pi n/6)$，周期为 6。图中分别给出了 $N=6$、$N=12$ 和 $N=16$ 的 DFT，在前两种情况中，N 等于 6 或是 6 的整数倍，N 越大，频率的分辨率就越大。对于 $N=16$ 的情况，由于频率泄漏，离散频率谱并不能很好、准确地反映出输入信号。从图中可以看出，所有情况下的频谱都是对称的。

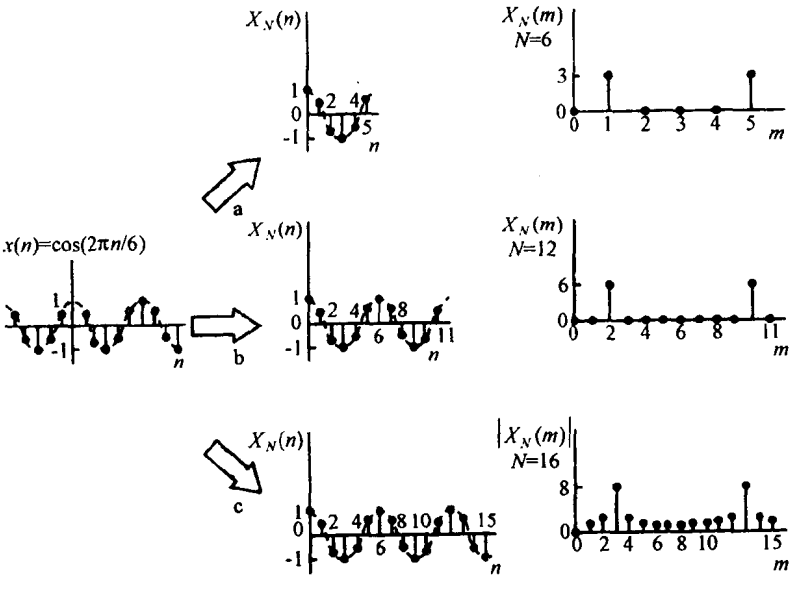


图 10-5　周期信号的 N 点($N=6$, $N=12$ 和 $N=16$)DFT

DFT 计算比较费时，它需要作 N^2 次复数乘法、$N(N-1)$次复数加法运算。DFT 的快速算法称为 FFT，它利用了计算的对称性，只需要 $N\log_2 N$ 次计算，运算速度提高了 100 倍。FFT 只能在 N 为 2 的幂次时使用，它并不是另一种变换，只是一种有效快速计算 DFT 的方法。它一般是通过计算一组短时的 DFT，然后将结果进行合并。FFT 的用途非常广泛，包括信号分析与滤波器的设计等。

FFT 将一组时间序列，例如网络的冲激响应，转化为频域的实部和虚部，这样就可以得到网络传输函数的幅度和相位。逆 FFT 的变换可以用来恢复时域信号。FFT 滤波器通过频域相乘来实现。将滤波器的冲激响应转换到频域，输入信号经过 FFT 转换到频域，二者相乘，再经过逆 FFT 变换就得到滤波后的信号。由于 FFT 计算比较方便，便成为计算卷积的一种方法。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

三、Z 变换

Z 变换在分析时域离散信号时起着重要的作用。在时域连续系统理论中，拉普拉斯变换可以看做是傅里叶变换的一种推广；在时域离散系统中，Z 变换可以看做是 DFT 的一种推广。当 $z=e^{j\omega}$ 时，Z 变换等同于傅里叶变换，DFT 是 Z 变换的特例。序列 $x(n)$ 的 Z 变换定义为：

$$X(z)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}x(n)z^{-n}$$

其中，z 是复变量，z^{-1} 代表一个单元的延迟。逆 Z 变换可以利用积分定理推导出来。

Z 变换是数字信号处理中的数学工具，例如，输入信号的 Z 变换与滤波器冲击响应的 Z 变换相乘，就会得到滤波器输出结果的 Z 变换。换言之，滤波器输出结果的 Z 变换与输入信号的 Z 变换之比(传输函数)等于其冲激响应的 Z 变换，而且这个传输函数是由滤波器决定的一个固定函数。在 Z 域，冲激响应的输出就等于其传输函数。

第五节 单位圆和收敛域

离散信号的的傅里叶变换等效于其在单位圆上的 Z 变换。等式 $z=e^{j\omega}$ 定义了复平面的单位圆。变量 z 是复数，$X(z)$ 是复变量函数。在复平面上使 $X(z)$ 有限的那些 z 值集合构成了收敛域，而使 $X(z)$ 值无限的那些 z 值集合称为发散域，它也是收敛区域之外的那部分区域。$X(z)$ 定义在整个复平面上，但只在收敛域内有效。拉普拉斯变换中的复变量 s 用于表示复数频率。S 域可以映射到 Z 域，S 域上的垂直线映射为 Z 域内的圆。

由于取样点数有限，实际应用的系统都必须设计在收敛域内。稳定系统在 Z 域的极点必须位于单位圆内。

从 S 域变换到 Z 域是比较重要的。理论上，设计者可以通过这个映射函数从模拟系统的传输函数得到 Z 域的传输函数。然而从 S 域并不一定总能映射到 Z 域的单位圆内。例如，稳定的模拟滤波器并不一定能直接映射为稳定的数字滤波器。一般可以乘以一个系数来使模拟滤波器和数字滤波器相对应。

通常可以通过模拟表示式来推导出数字表示式。以系统函数 $H(s)$ 描述的稳定模拟滤波器为例，可以通过 $H(s)$ 在 S 域虚轴上的点得到其频率响应，然后，将 S 平面映射到 Z 平面上，即将 S 平面的虚轴映射成 Z 平面的单位圆来计算系统函数 $H(z)$。

线性时不变离散系统的传输函数 $H(z)$ 可以通过冲激响应 $h(n)$ 的 Z 变换得到。数字滤波器的传输函数可以其 Z 变换的形式来表示，这样就可以利用滤波器的零点、极点进行分析。零点是使滤波器传输函数分子为零的那些值，极点是使其分母为零的那些值。从数学的角度来讲，在零点 $H(z)=0$，而在极点 $H(z)$ 无限。当将 $H(z)$ 表示成 z 的函数时，极点出现在 z 平面的上方，而零点则位于 z 平面上。我们可以想像一个 Z 平面和它上方可变的轮廓，传输函数的幅值通过这些零点、极点，在极点处取到峰值，在零点处为谷值，沿单位圆跟踪这些起落的轮廓，就可以得到频率响应。例如，滤波器在任意频率处的

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

增益可以通过轮廓的幅度值得到，在任意频率处的相位偏移就等于复数的幅角。

$|z|=1$ 在复平面上对应单位圆，$|z|>1$ 在复平面上对应单位圆外的点，$|z|<1$ 对应单位圆内的点。序列的 Z 变换可以通过它在复平面零点、极点的位置来表示。

图 10-6A 给出了一个 Z 平面上点的分布图，一般可以通过零点矢量和极点矢量的相互关系来对响应进行分析。图中的 π 位置处是奈奎斯特取样频率，这是包含一个零点、一个极点的例子，可以将零矢量长度和极矢量长度相除得到频率响应的幅度。从图 10-6B 可以看出，0 频到奈奎斯特频率之间的频率响应是一个低通滤波器。类似地，可以通过零点矢量和极点矢量之间的角度差得到相位响应。当零点和极点的位置改变时，滤波器的频率响应也随之变化。例如，若极点沿负实轴移动时，滤波器逐渐变为高通滤波器。

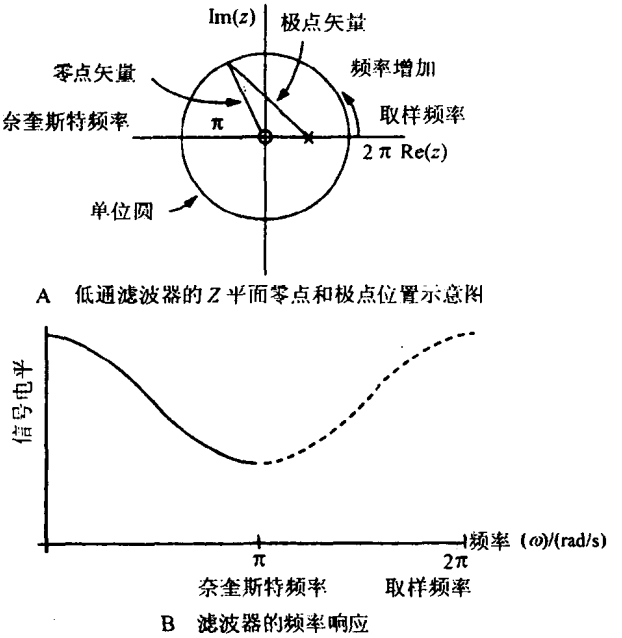


图 10-6　滤波器的频率响应图

当所有的极点均位于单位圆内时，滤波器是稳定的。零点可以位于 Z 平面的任意位置。当零点均位于单位圆内时，称这样的系统为最小相位系统。当所有的极点均位于单位圆内，所有的零点均位于单位圆外，且零点与极点镜像对称于单位圆的系统，称为全通系统。如果系统仅含有零点，且零点间在单位圆内呈镜像关系出现，这样的系统称为线性相位系统。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第六节 数字滤波器

一、概述

滤波在许多音频应用中都是很重要的。模拟滤波器采用各种设计方案得到信号的频率响应及相位，它可以用线性时不变微分方程描述。在数字滤波器中，每一取样值经过传输函数进行处理后改变频率响应或相位，它通常用线性非移变差分方程表示，它们描述了离散时间信号在时域中从一时刻到另一时刻的变化。在无限高的采样频率下，这些差分方程等同于模拟滤波器中使用的方程式。

数字滤波器可以从模拟滤波器出发进行设计，冲激不变法非常适合设计截至频率远低于采样频率的低通滤波器。其他滤波器的设计都采用变换的方式将模拟滤波器变换成满足预定指标的数字滤波器，这些变换函数将模拟系统的频率范围映射到从 0Hz 到奈奎斯特频率的数字范围。

数字滤波器可用如下的差分方程表示：

$$y(n)+b_1y(n-1)+b_2y(n-2)+\cdots+b_Ny(n-N)$$
$$=a_0x(n)+a_1x(n-1)+a_2x(n-2)+\cdots+a_Mx(n-M)$$

也可以将方程写为：

$$y(n)=\sum_{i=0}^{M}a_ix(n-i)-\sum_{i=0}^{N}b_ix(n-i)$$

其中 x 是输入信号，y 是输出信号，常数 a_i 和 b_i 是滤波器的系数，代表采样时间的 n 是滤波器表达式中的变量。差分方程用于把 $y(n)$ 表达成当前输入、输入的延迟以及前面输出值的函数。滤波器的阶次由最大时宽决定，例如下式

$$y(n)=x(n)-y(n-2)+2x(n-2)+x(n-3)$$

表示的是 3 阶滤波器。

为了设计数字滤波器，我们对差分方程进行 Z 变换：

$$Y(z)=\sum_{i=0}^{M}a_iz^{-i}X(z)-\sum_{i=0}^{N}b_iz^{-i}Y(z)$$

其中 z^{-i} 代表时域中延迟 i 个单元。重新整理上式，就可以得到传输函数 $H(z)$ 的表达式：

$$H(z)=\frac{Y(z)}{X(z)}=\frac{\sum_{i=0}^{M}a_iz^{-i}}{\left(1+\sum_{i=0}^{N}b_iz^{-i}\right)}$$

我们曾经提到过，可通过传输函数来得到滤波器的零点、极点。具体地讲，就是使传输函数表达式中分子为 0 的那些解对应零点，而使分母为 0 的那些解对应极点。零点表示前馈支路，极点表示反馈支路，沿单位圆进行跟踪，滤波器的频率响应就很容易得到了。

滤波器是否稳定是通过当 $n\to\infty$ 时，冲击响应是否趋于 0 来进行判断的。当然可以

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

利用卷积由冲击响应直接实现滤波，将输入信号同滤波器的冲击响应进行卷积，就可以得到输出的滤波信号。换言之，卷积的作用等同于差分方程，而冲击响应相当于差分方程中的系数。一般我们可以根据滤波器的结构及应用场合，决定使用差分方程还是卷积来设计滤波器。

二、FIR 滤波器

一般差分方程可以写为如下形式：

$$y(n)+b_1y(n-1)+b_2y(n-2)+\cdots+b_Ny(n-N)$$
$$=a_0x(n)+a_1x(n-1)+a_2x(n-2)+\cdots+a_Mx(n-M)$$

$b_i=0$ 时的差分方程为：

$$y(n)=\sum_{i=0}^{M}a_ix(n-i)$$

它在 Z 域的传输函数为：

$$H(z)=\sum_{i=0}^{M}a_iz^{-i}$$

在这个表示式中没有极点，即无反馈分量，属于非递归滤波器。也可以表示为如下形式：

$$y(n)=ax(n)+bx(n-1)+cx(n-2)+dx(n-3)+\cdots$$

FIR 滤波器的冲击响应是有限时宽的。FIR 滤波器的零点可位于原点之外的任何位置，也可以是线性相位的，而且 FIR 滤波器都是稳定的。由于 FIR 滤波器没有反馈，也称其为非递归滤波器。非递归滤波器通常都是 FIR 滤波器，然而 FIR 滤波器却不一定都需要采用非递归结构。

结合前面介绍的 FIR 特性可知，取样值之间大的差异体现在高频部分，而小的差异则在低频部分体现。滤波器可以改变连续取样值之间的差异。由 $y(n)=0.5[x(n)+x(n-1)]$ 描述的滤波器的当前输出等于当前输入值和前一输入值之和的一半。假设输入序列为 1,8,6,4,1,5,3,7，两个连续取样值之差的范围是 2～7，第一组的两个数进入滤波器之后，经过加法和乘法运算：$(1+8)\times0.5=4.5$，下一组是 $(8+6)\times0.5=7.0$。在输入序列完全通过滤波器之后，得到的输出序列为 4.5,7,5,2.5,3,4 和 5，它们相互之间的差值范围是 0.5～2.5。这个滤波器将当前取样值和前一取样值进行了平均，平均过程也就平滑了输出信号，减弱了高频成分。换言之，这是一个低通滤波器。

上述滤波器的差分方程为：

$$y(n)=0.5[x(n)+x(n-1)]$$

在 Z 域可以写为：

$$Y(z)=0.5[X(z)+z^{-1}X(z)]$$

传输函数 $H(z)$ 为：

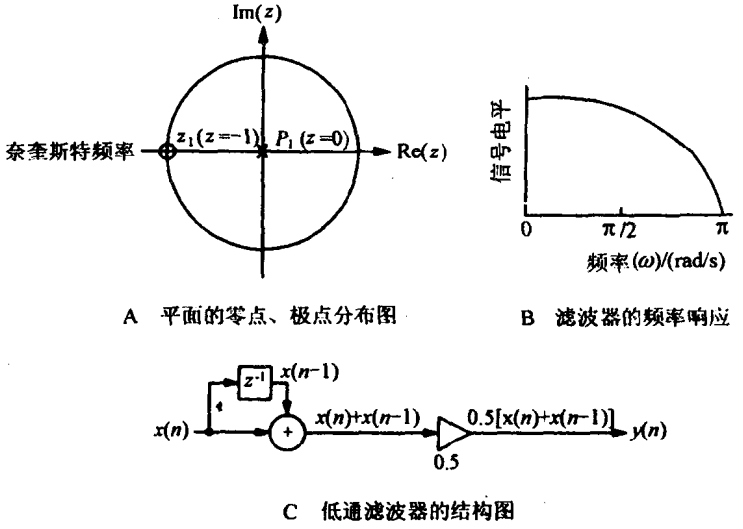
$$H(z)=\frac{Y(z)}{X(z)}=\frac{(1+z^{-1})}{2}=\frac{(z+1)}{2z}$$

如图 10－7A 所示，该滤波器在 $z=-1$ 处有一个零点，在 $z=0$ 处有一个极点。沿单位圆进行跟踪，就可以得到图 10－7B 所示的低通滤波器的频率响应。最后在图 10－7C

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

中给出了用差分方程实现该滤波器时的结构图。



A 平面的零点、极点分布图　　B 滤波器的频率响应

C 低通滤波器的结构图

图 10-7 数字低通滤波器 FIR 的频率响应及结构图

另一个滤波器的例子是输出值等于当前输入值与前一输入值之差的一半。这样，取样值之间细小的差别就会减弱，而大的差别(高频成分)就会加强。这个滤波器的表达式与前一个仅有略微的差别：

$$y(n)=0.5[x(n)-x(n-1)]$$

在 Z 域的可以写为：

$$Y(z)=0.5[X(z)-z^{-1}X(z)]$$

传输函数为：

$$H(z)=\frac{Y(z)}{X(z)}=\frac{(1-z^{-1})}{2}=\frac{(z-1)}{2z}$$

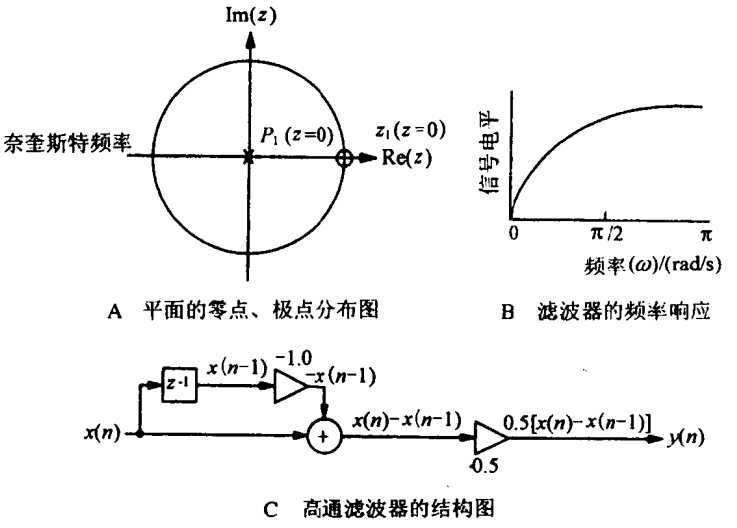
如图 10-8A 所示，$z=-1$ 处是零点，$z=0$ 处是极点。跟踪单位圆可以得到如图 10-8B 所示的频率响应。这是一个高通滤波器，可用图 10-8C 中给出的差分方程来实现。高通滤波器的实现仅仅在乘以 -1 因子处与前面所提到的低通滤波器不同。在所有这些例子中，滤波器仅需存储一个过去的取样值。根据不同的应用，可以将滤波器设计成能够存储大量的，但必须是有限的取样值。

图 10-9 给出了实现 FIR 滤波器的直接形式结构图，用于实现卷积和。为了达到预先设定的频率响应，必须计算 FIR 滤波器的系数。简单地将冲击响应的尾部截断求取系数会导致孔径效应和 Gibbs 现象。实际应用中所有的滤波器都是有限带宽的，即必须截断冲击响应。

许多 DSP 的应用都是针对很长数据中的有限取样值进行的，这必然会带来副作用，例如，实际应用中滤波器的长度与理想情况间的差异会导致 Gibbs 现象。当然，这可以通过乘以一个窗函数来减弱，但是这样又会改变传输函数的过渡带。例如，用一个矩形函数作为窗函数，窗函数的长度必须是整数，且是输入信号周期的整数倍。当窗口长度不是输

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网



A　平面的零点、极点分布图　　B　滤波器的频率响应

C　高通滤波器的结构图

图 10-8　数字高通滤波器 FIR 的频率响应及结构图

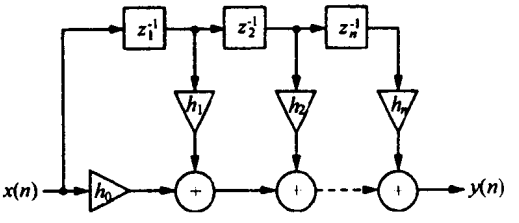


图 10-9　FIR 滤波器直接形式结构图

入信号周期的整数倍时，就造成了频谱分量从其正常频谱中扩展开来，出现频谱泄漏。一般情况下，可以使用别的窗函数来避免频率泄漏，它们使输入信号在边缘处比较圆滑，从而减小了陡峭的边缘所引起的副瓣分量。

其他的设计方法可以利用要求的频率响应在一个周期内的取样来规定滤波器，利用离散傅里叶逆变换得到冲击响应。另外，还可以推导出一组条件，利用最优化的方法得到所要求的滤波器的最佳逼近。

三、IIR 滤波器

理论上，IIR 滤波器的冲击响应应该持续无限时宽，它的响应不会衰减至零。这种类型的滤波器等效于无限时长的 FIR 滤波器，实际应用中的 IIR 滤波器的冲击响应会按指数规律衰减，但由于是有限时长而不会衰减至零。

通常一个 IIR 滤波器可以描述为：

$$y(n) = ax(n) + by(n-1)$$

当 b 值相对于 a 增加时，低通滤波加强，即截至频率降低。b 值应该小于 1，否则会导致滤波器不稳定。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

IIR 滤波器有零点和极点，也可以引入相位偏移。当一个极点和多个极点位于单位圆上或单位圆外时，滤波器将不稳定。IIR 滤波器一般不具有线性相位特性，除非传输函数中的所有极点均位于单位圆上。由于 IIR 滤波器的输出结果经过反馈又作为输入值，因此称其为递归滤波器。IIR 滤波器总会包含一个递归结构，但含有递归结构的滤波器却不全是 IIR 滤波器。IIR 滤波器的任何反馈回路均应包含一个延迟元素。

接下来我们讨论由下式描述的 IIR 滤波器：

$$y(n)=x(n)-x(n-2)-0.25y(n-2)$$

可以重新整理为：

$$y(n)+0.25y(n-2)=x(n)-x(n-2)$$

在 Z 域表示为：

$$Y(z)+0.25z^{-2}Y(z)=X(z)-z^{-2}X(z)$$

传输函数为：

$$H(z)=\frac{Y(z)}{X(z)}=\frac{(1-z^2)}{(1+0.25z^{-2})}=\frac{(z^2-1)}{(z^2+0.25)}=\frac{(z+1)(z-1)}{(z+0.5j)(z-0.5j)}$$

如图 10－10A 中所示的，在 $z=\pm 1$ 处是零点，$z=\pm 0.5j$ 处是一对极点。其带通响应示于图 10－10B。图 10－20C 中给出了滤波器的结构，在这里合并延迟单位是为了使设计简单化。类似地，差分方程 $y(n)=x(n)+x(n-2)+0.25y(n-2)$ 表示的也是一个 IIR 滤波器，关于它的零点、极点图、频率响应及滤波器的设计就留给读者来完成。

通常设计稳定的具有线性相位的 FIR 滤波器要比设计 IIR 滤波器容易。然而，对于给定的一组系数，IIR 滤波器比 FIR 滤波器具有更陡的滚降特性。而对于给定的技术指标，设计 FIR 滤波器需要更多的步骤且计算量大。像所有的数字处理过程一样，在滤波器的设计中也必须考虑噪声的影响、滤波器的类型、拓扑结构、算法及系数值的选取等。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第十一章　局域网技术

用来满足整体的需要。

一种更有吸引力的解决办法是在建筑或部门内使用更低成本、更低容量的网络，然后再用高容量局域网把它们互联起来。后一种网络就称为主干局域网。

第一节　局域网体系结构

对局域网体系结构的最好解释就是为组织局域网基本功能而进行的协议分层。本节概述标准的局域网协议体系结构，包括物理层、媒体接入控制层和逻辑链路控制层，并依次讨论其中的每一层。

一、协议体系结构

为局域网和城域网传输定义的专门协议着重强调数据块在网络中的传输。在开放系统互联(OSI)诸概念中，由于应用于局域网、城域网和广域网的较高层协议(第三层或第四层以上)独立于网络体系结构，这样对局域网体系结构的讨论就集中在开放系统模型的较低层次上。

图 11－1 把局域网与 OSI 体系结构加以比较。该体系结构由 IEEE 802 委员会开发，并由所有开发局域网规范的机构采纳。通常称为 IEEE 802 参考模型。

自底向上，IEEE 802 参考模型最底层与 OSI 模型物理层相对应，它包含以下功能：

- 对信号的编码/解码。
- 前同步序列生成/去除(为同步用)。
- 比特传送/接收。

除此之外，802 模型的物理层还包括了传输媒体和拓扑的规范。一般认为，这些是位于 OSI 模型最底层的下面。但是，在局域网设计中，传输媒体和拓扑的选择是至关重要的，所以，802 模型中也包含了媒体的规范。

物理层之上是有关向局域网用户提供服务的功能，包括：

- 在发送方，把数据和地址及差错检测字段组装成帧。
- 在接收方，分解帧并完成地址识别和差错检测。
- 对接入局域网传输媒体的管理。
- 向高层提供接口并完成流控制和差错控制。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

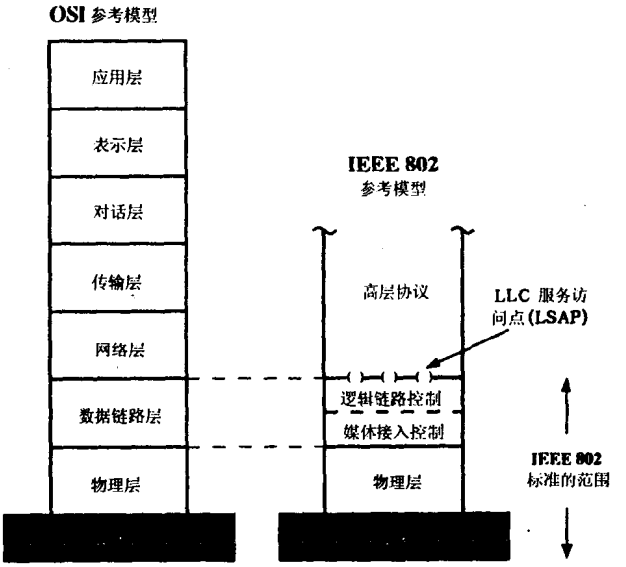


图 11－1 IEEE 802 协议层与 OSI 模型的对照

这些功能典型地与 OSI 第 2 层有关。最近公布的功能集合组成了一个逻辑链路控制(LLC)层。前三项中的功能作为一个独立的层，称为媒体接入控制(MAC)。这样划分的原因在于：

• 在传统的第二层数据链路控制中，没有对共享接入媒体的管理所需要的逻辑。

• 对同一 LLC，可以提供几个 MAC 选择。

图 11－2 展示了体系结构各层之间的关系。高层数据被传递到 LLC，LLC 创建一个 LLC 协议数据单元(PDU)，把控制信息作为首部加上。该控制信息在 LLC 协议操作中使用。整个 LLC PDU 被发送到 MAC 层，MAC 又在分组的前面和后面加上控制信息，形成一个 MAC 帧。同样，帧中该控制信息也是 MAC 协议操作所需要的。相关地，图中也显示了 TCP/IP 的使用以及局域网协议之上的应用层。

二、拓扑

我们在物理层的讨论限于介绍基本的局域网拓扑结构。拓扑结构一般有总线、树、环和星形(如图 11－3)。其中总线是树的特殊形式，它只有一个不带树枝的树干；后面在不介意两者区别的情况下，我们将用总线这个词来指代它们。

总线与树形拓扑结构

总线与树形拓扑结构的特征是使用多点通信媒体。就总线而言，所有站通过称为分接头的硬件接口直接连接到一个线性传输媒体上。在站和分接头间的全双工通信使得数据在总线上发送和接收。来自任一站的一次传输沿前后两个方向传遍整个媒体，并被所有其他站接收。在总线的两端是端接器，它吸收所有信号并将之排出总线。

树形拓扑是通用化的总线拓扑。传输媒体是没有回路的分支缆线。树形布局从一个

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

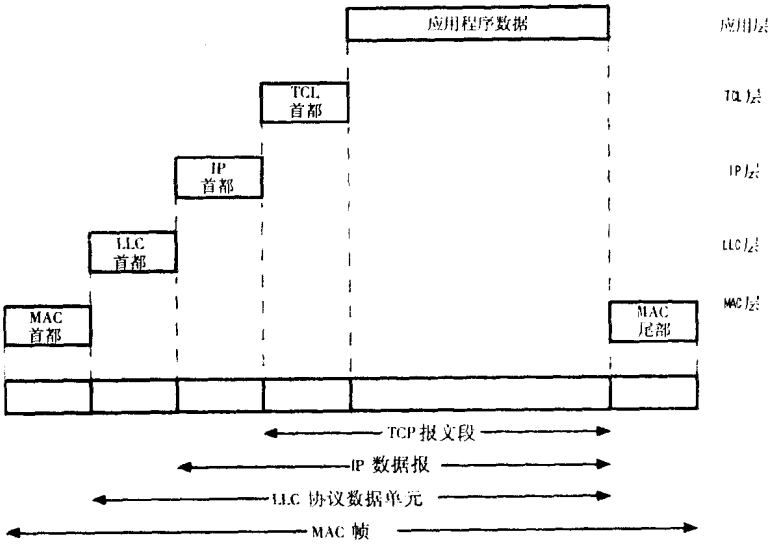


图 11－2　局域网协议上下文

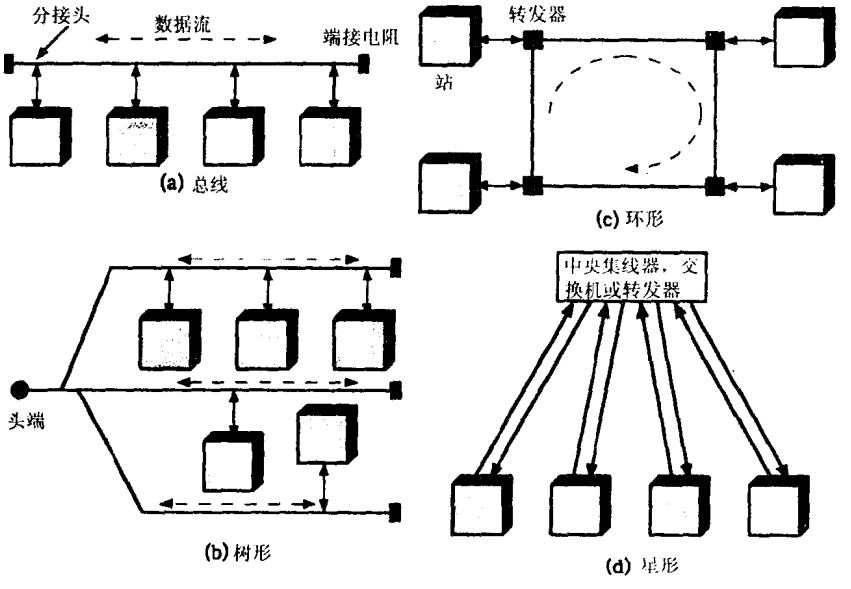


图 11－3　局域网拓扑结构

称为头端的点开始，伸出一条或多条缆线，每条缆线都可以有分支。随着这些分支再伸出更多的分支，使树形布局越来越复杂。与总线形一样，来自任一站的一次传输将传遍整个媒体，并被所有其他站接收。

由此而产生两个问题。首先，由于所有其他站都接收发自一个站的传输，这就需要能指示到底要发给谁。其次，考虑到如果两个站同时想在总线上发送的情况，那么它们的信号将造成重叠而相互混淆。考虑到当一个站试图长时间地连续发送的情况，还需要有控

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

制传输的机制。

为解决这些问题,各站以称为帧的小型数据块的形式进行发送。每一帧由两部分组成,一部分是站要发送的数据,另一部分是含有控制信息的帧头。其中总线上每个站都指派惟一的地址或标识,并把目的地的地址放入帧头中。

图 11-4 对该模式作了说明。在这个示例中,站 C 要向站 A 发送一帧数据。其帧头包含站 A 的地址。随着帧沿着总线传播,它途经站 B,B 审查其地址并放弃该帧。而当帧途经站 A 时,A 审查发现该帧是发给自己的,于是将其中的数据从该帧中复制下来。

这样采用帧结构就解决了上述第一个问题:它提供了指示数据接收者的机制。它也提供了解决第二个问题的基本工具,即接入控制。尤其是,各站以某种合作的方式轮流发送帧,以及在帧头中附加控制信息。

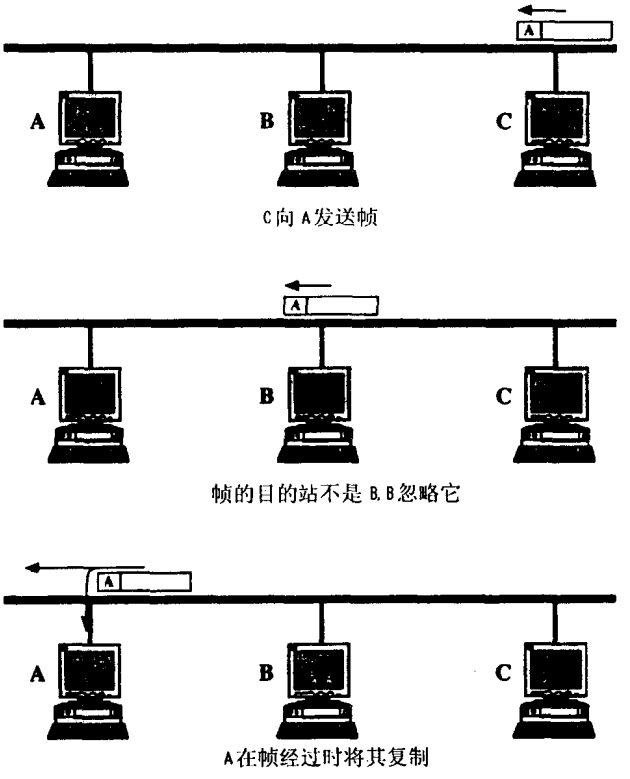


图 11-4 总线局域网上的帧传输

对总线形和树形拓扑结构来说,由于传输信号到达媒体两端时就被终端负荷吸收,所以无须加入将帧从媒体中删除的特殊操作。

环形拓扑结构

在环形拓扑结构中,网络由形成回路的一组连接在点到点链路上的转发器构成。转发器是一种较为简单的设备,它能接收其一端所连链路的数据,并以接收的速度按字节方式发送到其另一端所连链路上,而且它不带任何缓存。链路是单向的:即数据只按同一个方向传输。其结果是数据在环中按一个方向作循环(顺时针或逆时针)。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

每个站与网上的一个转发器相连，通过转发器向网上发送数据。

与总线形和树形拓扑结构的局域网一样，环形拓扑结构的局域网也以帧的形式发送数据。随着帧在环上传播到所有其他站，目的站在帧流经自己时识别出其地址，并将其复制到一个本地缓存中。而帧还要继续沿环路传播下去，直到它回到源站为止，在回到源站时它将被删除(见图 11－5)。

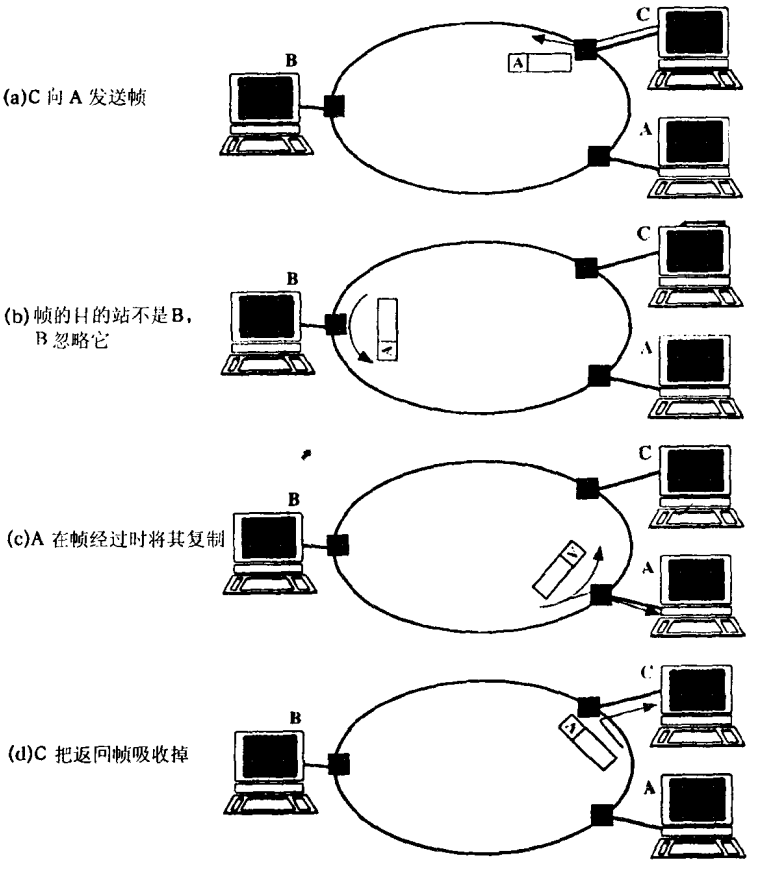


图 11－5　环形局域网上的帧传输

由于多个站共享环，所以媒体接入控制需要确定每个插入帧的时间。

星形拓扑结构

在星形局域网的拓扑结构中，每个站都直接连到一个公共的中心节点上。典型地，每个站都通过两个分别用于传输和接收的点到点链路，连到一个称为星形耦合器的中心节点上。

一般地，中心节点的操作有两种选择。一种是中心节点以广播模式运行：从某个站发往中心节点的帧在所有流出的链路上转发。在这种模式下，尽管在物理上拓扑布局是星形的，但在逻辑上是总线形。从任一站发出的帧被所有其他站接收，并且一次只有一个站能够成功发送。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

另一种方法是中心节点类似于一个帧交换设备。一个到达帧在节点内缓存后转发到去目的站的链路上。

三、媒体接入控制

由于所有的局域网和城域网都由一组必须共享网络传输带宽的设备组成，所以需要一些手段来控制对传输媒体的访问，以保证有序且有效地使用网络传输带宽。这就是媒体接入控制(MAC)协议提供的功能。

在所有媒体接入控制技术中最关键的参数是“哪里”和“怎么做”。“哪里”是指控制是否以集中式或分布式的方式进行。在集中式模式中，要指定一个有权决定接入网络的控制器。一个想要发送的站必须一直等到它收到控制器发来的许可。在分布式网络中，由站共同完成媒体接入控制功能，动态地决定站发送的顺序。集中式模式具有某些优点，譬如：

- 通过提供如优先级、忽略以及保证的带宽，提供更多对接入的控制。
- 允许站使用相对简单的接入逻辑。
- 避免在对等实体之间分布式合作的问题。

集中式模式的主要缺点在于：

- 产生单点故障问题。也就是说，如果在网络中有一个点出现故障，将导致整个网络失败。
- 它可能成为瓶颈，降低性能。

分布式模式的优点和缺点与集中式的优缺点正好相反对应。

第二个参数“怎么做”受到拓扑结构的限制，并且是几个竞争因素如价格、性能以及复杂性等的折衷。一般地，我们可以把接入控制技术分成同步或异步两大类。在同步技术中，对每个连接都指定了一个专有带宽；这与电路交换的频分复用(FDM)以及同步时分复用(TDM)采用的是同一方法。这种技术通常对局域网和城域网来说并不是最佳的，因为无法预测站的需求。通常更愿意采用能够以异步(动态)方式分配带宽的技术，或多或少能立即响应需求。异步方法可以进一步划分成三类：循环、预约和争用。

循环

在循环方式中，每个站轮流有发送机会。在轮到某个站发送时，它最少可以不发送，最多可以发送事先规定的最大上限，最大上限通常用最大数据传输量或一次发送时间来表示。一旦该站完成当前一轮的发送，它将取消自己的发送资格，而把发送权传递到逻辑序列上的下一个站。发送次序的控制既可以是集中式的，也可以是分布式的。如轮询法就是一个典型的集中式控制技术。

当很多站都有需要延续一段时间发送的数据时，循环发送技术就很有效。但当只有少数站有需要延续一段时间发送的数据时，站间的循环则会造成相当大的开销，这是因为多数站将不发送任何数据，而只是纯粹传递它们的发送权。在这种情况下，应用其他技术可能更有效，这就要看数据是以流通信为基础还是以突发通信为基础来区分。其中流通信量是以长的持续传输为特征，如话音通信、远距离测量和大批文件传输；而突发通信则是以短的、零星的传输为特征，如交互式的终端－主机间通信。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

预约

预约技术很适于流通信。一般地,类似同步时分复用方法把占用媒体的时间细分成时隙。想发送数据的站首先要预约未来的时隙,来申请后续传输的时间片,甚至是不确定的时间片。同样,预约控制既可是集中式的,也可是分布式的。

争用

争用(contention)技术通常适于突发通信。在争用方式下,不事先给站确定占用媒体的机会,而是让所有站以同样的方式争用占用媒体时间。表面上它给我们一种相当无序的印象,其本质上是自然分配的结果。其主要优点在于实现简单,在负荷不大的情况下是有效的。但是在负荷很重的情况下可能会崩溃。

虽然目前集中式和分布式的预约技术都出了一些局域网产品,但循环和争用技术是最为普遍采用的。

上述讨论可能有些抽象,我们将在第14章结合具体技术进行更清晰的探讨。表11-1给出了一些在局域网和城域网标准中定义的媒体接入协议,以供参考。

MAC帧格式

MAC层接收来自LLC层的数据块,负责执行与媒体接入和数据发送相关的功能。同其他协议层一样,MAC利用这一层的协议数据单元来实现这些功能。在这里,协议数据单元称为MAC帧。

表11-1 标准化的媒体接入控制技术

	总线网拓扑	环形网拓扑	交换网拓扑
循环	令牌总线(IEEE 802.4) 轮询(IEEE 802.11)	令牌环(IEEE 802.5;光纤分布式数据接口 FFDI)	请求/优先级(IEEE 802.12)
预约	分布队列双总线(IEEE 802.6)		
争用	载波监听多点接入/冲突检测 CSMA/CD(IEEE 802.3) 载波监听多点接入 CSMA(IEEE 802.11)		载波监听多点接入/冲突检测 CSMA/CD(IEEE 802.3)

由于现行各种MAC协议,所以相应的MAC格式也不尽相同。但基本上所有MAC帧格式都类似于图11-6所示的帧格式。帧的各字段组成如下:

- **MAC控制**。该字段包含执行MAC协议功能所需的所有协议控制信息。如在这里要确定优先级。
- **目的MAC地址**。该字段注明该帧发向局域网中的目的物理连接点。
- **源MAC地址**。该字段注明该帧所在局域网中的源物理连接点。
- **LLC**。该字段是来自再上一层的LLC数据。
- **CRC**。即循环冗余检验字段(也称帧检验序列FCS字段)。它是差错检测代码,正

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

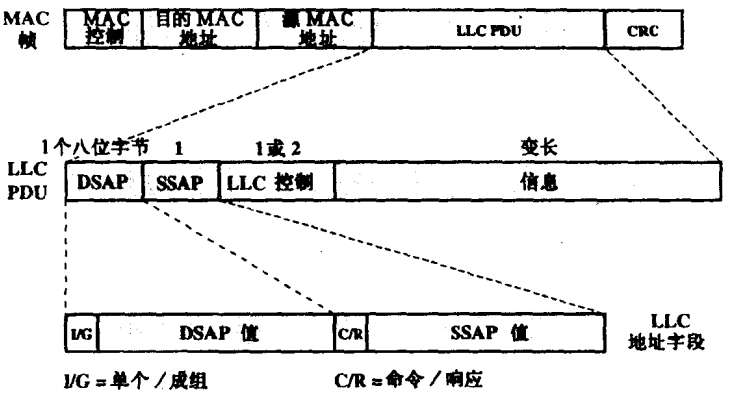


图 11-6 LLC PDU 的一般 MAC 帧格式

如高级数据链路控制规程 HDLC 以及其他数据链路控制协议(见第 7 章)中看到的一样。

在大多数据链路协议中,数据链路协议实体不仅要负责用 CRC 检测误码,而且要负责为消除差错而重发那些受损伤的帧。在局域网协议体系结构中,这两项功能是在 MAC 和 LLC 层之间分离来完成的。其中 MAC 层负责差错检测,并丢弃出错的帧。而 LLC 层负责有选择地记住那些被正确接收的帧,并重发那些不成功接收的帧。

四、逻辑链路控制

局域网中 LLC 层与其他通用的链路层在很多方面都很相似。像所有链路层一样,LLC 负责在两站间传输链路级协议数据单元(PDU),无须中间交换节点。LLC 有以下两个不为大多数其他链路控制协议所共有的特点:

1. 它必须支持多点接入、媒体共享的链路需要(这点不同于多点线路,因为它没有主节点)。

2. MAC 层承担了它在链路接入上的一些工作。

LLC 的寻址包括指定源 LLC 用户、目的 LLC 用户。典型的用户是站中的一个高层协议或一个网络管理函数。这些 LLC 用户地址被称为服务访问点(SAP),它们与 OSI 关于协议层用户的概念相一致。

下面我们先看看 LLC 为高层用户提供的各种服务,而后再探讨 LLC 协议。

LLC 服务

LLC 指定了在媒体上对站寻址以及控制两个用户间交换数据的机制。其操作和格式标准以 HDLC 为基础。以下三种服务模式可供使用 LLC 的网上设备进行选择:

- **不确认的无连接服务**。它就是一种数据报服务。该服务不包含任何流控制和差错控制机制,实现起来非常简单。这样,数据传输就无须确认。但是,对多数设备来说,还需要由软件的某个高层来负责可靠性问题。
- **连接方式服务**。该服务与 HDLC 提供的相类似。即对两个要交换数据的用户建立逻辑连接,提供流控制和差错控制。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

- **带确认的无连接服务**。该服务介于前面两者之间。它提供要确认的数据报，但不事先建立逻辑连接。

典型地讲，供应商在用户购买系统时根据顾客需要选择提供这些服务。顾客可购买可能提供两种或三种服务都有的系统，然后根据自己的应用需求选择使用其中的一种服务。

不确认的无连接服务在逻辑上需求最少，并适用于两种应用背景。首先一种情况是，软件的上层协议提供了必要的可靠性和流控制机制，这样可以避免重复。例如，不论是TCP还是ISO传输协议标准都已提供了确认数据可靠交付的机制。第二，有些情况下建立和维护连接的额外开销是不必要的，甚至会起负面作用：如定期对源数据采样的数据收集操作，向传感器和安全设备或网络部件发送的自动自检报告就是这种情况。在这些监视操作的应用上，偶尔丢失个别数据单元并无大碍，因为下一报告将很快到达。因此，多数情况下，不确认的无连接服务是最好的选择。

连接方式服务可以用于像终端控制器这样的简单设备，它们很少有该层以上的操作系统软件。在这种情况下，有必要在该层提供本应由通信软件更高层提供的流控制和可靠性保证机制。

带确认的无连接服务在某些场合非常有用。对于连接方式服务，逻辑链路控制软件必须为每个当前连接建立表格并加以保持，以便记住连接状态。如果用户需要确认的交付，而数据发向的目的站又很多，那么连接方式服务可能因为要构造大量的表格而不太可行，如一个控制进程或自动化工厂环境下的一个中央节点都可能需要与大量的处理机和可编程控制器进行通信。另一个应用是传送某些非常重要且时间性也很强的信息，如工厂中的告警或应急控制信号，因为重要，所以要加以确认，以便发送方能确认信号已成功交付。由于信号紧急，所以用户不希望先花时间建立逻辑连接之后再发送数据。

LLC协议

基本的LLC协议以HDLC为蓝本，并与HDLC具有一些相似的功能和格式。它们两者的区别概括如下：

- LLC为支持连接方式服务而采取HDLC的平衡方式，这称为操作类型2。没有使用其他HDLC方式的内容。
- LLC使用无编号信息的PDU以支持无连接服务。这称为操作类型1。
- LLC使用两个新的无编号信息帧来支持带确认的无连接服务。这称为操作类型3。
- LLC利用LLC服务访问点(LSAP)来实现复用。

所有这三种LLC协议都使用相同的PDU格式(参见图10-6)，它们都由四个字段组成。其中目的服务访问点DSAP和源服务访问点SSAP两个字段都包含7比特位地址，标识源LLC用户和目的LLC用户。而DSAP还有一位注明DSAP是单个目的服务访问点地址还是组地址。SSAP还有一位注明PDU是命令PDU还是响应PDU。LLC控制字段的格式等同于HDLC的(见图7-10)，都用扩展的(7比特位)序号。

对操作类型1而言，它支持不确认的无连接服务，用不编号(UI)PDU来传输数据。它没有确认、流控制以及差错控制。但它有差错检测，并在MAC层丢弃出错的帧。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

另外两种 PDU 用来支持所有三类操作中的管理功能。这两种 PDU 的使用方式如下。一个 LLC 实体可以发出一个交换标识帧 XID 命令或测试帧 TEST(C/R 比特置 0)。收方 LLC 实体则发出相应的 XID 或 TEST 响应帧。其中 XID PDU 用于交换两类信息:支持的操作类型和窗口大小信息。TEST PDU 则用于在两个 LLC 实体间传输路径上做回路反馈式测式。一旦收到一个 TEST 命令 PDU,目的 LLC 实体尽可能快地发出 TEST 以响应 PDU。

对操作类型 2 来说,在数据交换前就在两个 LLC 服务访问点之间建立起一个数据链路连接。建立连接反映了第二类协议中对用户请求的响应。LLC 实体发出一个 SABME PDU 以请求与另一个 LLC 实体建立逻辑连接。如果目的服务访问点字段确定的 LLC 用户接受该连接,则目的 LLC 实体就会返回一个无编号确认(UA)PDU。从此,该连接就为这一对服务访问点用户所惟一标识。如果目的 LLC 用户拒绝该连接请求,那么它的 LLC 实体就返回一个断连方式(DM)PDU。

一旦建立了连接,数据就像在 HDLC 中那样,通过使用信息 PDU 进行交换。这些信息 PDU 包括发送和接收序号,以便排序和进行流控制。监督 PDU 也像在 HDLC 中那样,用于流控制和差错控制。每个 LLC 实体都能通过返回一个断连(DISC)PDU 来结束一个逻辑 LLC 连接。

对操作类型 3 来说,每个发出的 PDU 都要被确认。这里定义了一种新的(不在 HDLC 中)带确认的无连接(AC)信息 PDU。用户数据以带确认的无连接(AC)命令 PDU 形式发送,并且必须以一个 AC 响应 PDU 来确认。为保证不丢失 PDU,使用一个 1 比特的序号。发送方在 AC 命令 PDU 中交替使该比特为 0 和 1,接收方则在返回 AC 响应 PDU 时,将该比特置为与对应的 AC 命令 PDU 中该比特位相反的值。某一时刻在每个传输方向上只有一个当前的 PDU。

第二节 以 太 网

虽然以太网不是第一种数据通信网,但是它十分重要,因为它是第一个提供通用通信接口和协议的网络。在 Xerox 公司的研究实验室开发出的实验产品的基础之上,Xerox、Digital Equipment 和 Intel 公司联合推出了基于共同通信标准的商业产品。这一举措使得其他的电信产品制造商也纷纷开发出与之兼容的产品。这一市场策略非常成功,使得以太网接口很快便成为了标准,即使那些不使用基带同轴电缆作为传输媒质的系统也采用这种接口标准。

以太网的网络结构是在由夏威夷大学开发的 Aloha 卫星通信网络的基础上发展起来的。Aloha 系统允许多个分布式设备通过同一条无线信道互相通信,而将卫星作为无线收发机。一个基站在等待到信道空闲后(由承载探测器决定),开始与另一个基站进行通信。它将向目的基站发出包含目的地址、源地址和冗余校验比特的数据分组。所有的空闲基站都会连续不断地检测到来的数据,当数据分组中的目的地址与其本身的地址匹配,并且有合法的校验和的时候,基站就会将该数据分组接收下来。每当接收基站接收到一个数据分组,它就会向发送该数据分组的基站返回一条确认消息。如果在指定的时间间隔内

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

没有收到这条确认信息，该基站就会假设数据分组受到噪音或者其他同时发送的数据分组干扰(后一种情况又被称为“冲突”)，进而重新发送此数数据分组。以太网采用了与Aoha相似的结构，使用同轴电缆连接网络设备。

一、物理层

以太网的传输媒质开始只局限于使用较粗的同轴电缆做基带传输，传输速率为10Mbit/s。其他用于以太网传输的媒质包括了细同轴电缆、各种类型的双绞线以及各种各样的光纤。各种类型的同轴电缆都支持总线技术，而双绞线则只支持星型拓扑结构的以太网。

基带传输表示系统传输数据时不使用载波，而是只定义一个信道用于传输。与之相比，宽带传输就是将媒质的带宽按频率分为多个信道，从而能够支持多种类型信号(语音、数据和视频等)的并发传送。图11-7比较了基带和带宽两种不同的传输方式。在IEEE 802.3的系列建议中，宽带以太网，又称为10BROAD-36，已经被标准化。下面我们会讨论IEEE 802.3的系列标准。

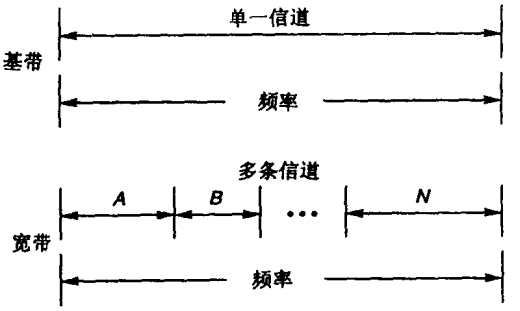


图11-7　基带传输与宽带传输

在10Mbit/s的以太网环境中，当一台工作站传输数据时，它占用了系统的所有资源。数据被编成曼彻斯特码传输，如图11-8所示。在10Mbit/s和1Gbit/s的以太网中，使用了不同的编码方法，有关内容将在本章后面的部分予以讨论。

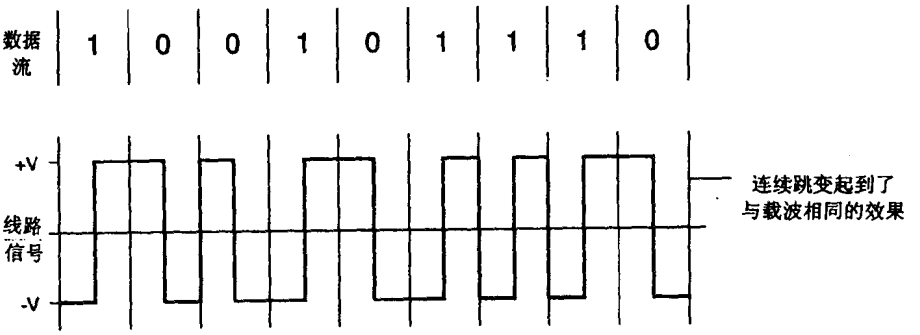


图11-8　曼彻斯特编码

曼彻斯特码为时钟的恢复提供了强大的支持，因为时钟的跳变总是发生在每个比特的中间。在这种编码方式中，每个比特周期被二等分，一个由负电平向正电平的跳变表示了二进制码元“1”，而一个由正电平向负电平的跳变表示了二进制码元“0”。曼彻斯特码的另一特性就是它总是保证相等的正负电平数量。这种方法避免了直流增益的出现，简化了数据检测器中判决门限的实现。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

虽然数据没有和载波一起传输,但是曼彻斯特码中电平的连续跳变起到了与载波相同的效果,因此可以很方便地监视信道的状态(例如,使用载波侦听技术)。对同轴电缆网络的多路访问可以通过安装被动的 taps 实现。这样,你就能在不中断系统通信的前提下添加或删除工作站的连接(又称为 drops)。

对于传输链路及相关的电子设备的另一项需求就是在传输数据期间,发送/接收器必须能够检测到其他处于激活状态的数据发送器的存在。这一功能被称为"冲突检测"。这样,访问以太网中线路的三个基本步骤就被简称为 CSMA/CD(载波侦听,带有冲突检测的多路访问)。

冲突检测功能使发生冲突的工作站释放信道,即使它只占用了很短的一段时间。传统的 Aloha 系统(没有冲突检测功能)只是将消息发送出去,而不管是否发生了冲突。因为以太网上的工作站在传输数据前会检测载波的存在,所以如果两台工作站在等于传输延迟的时间间隔内同时发送数据就会发生冲突。将发送接收的距离限制在 2500 米就能将冲突窗口的大小降至 23 微秒,其中包括了中继器的延时。

当一台工作站开始发送数据时,如果在 46.4 微秒的往返传输时间内没有检测到冲突,就认为不会发生冲突。因为在 10Mbit/s 的网络上传输 1 个比特的数据需要 0.1 微秒,所以冲突检测时间相当于 464 个比特传输时间。最大的帧长度是 12144 比特,所以冲突将在帧传输的早期就被探测出来,这样会比没有冲突检测功能的网络节约大量传输时间。

当冲突发生后,涉及到冲突的所有工作站将会等待一段时间后重新传输,这一时间长度是随机设定的。这样工作站不等待确认超时就重传数据分组(确认信息在这一层协议中不是必须的,但是在高层协议中为了确保数据分组正确到达目的地必须使用确认信息)。等待随机长度的时间后重新传输数据分组,减小了再次发生冲突的可能性。在通信十分繁忙的时期,10 次不成功的尝试后,平均时延将会开始增加。检测到 16 次冲突后,将不再进行冲突检测,发送/接收器将会向工作站报错。

发送数据帧之前,物理层在数据帧前插入 64 个比特的起始标志,以保证发送接收能够同步。起始标志中包含了交替出现的"1"和"0",并以两个连续的"1"结束,表示有效数据的开始。

二、物理层接口

标准的以太网电缆连接器是 15 针的 D - shell 连接器(MLL - C - 24308 或类似产品)。发送/接受器有一个 male connecor,工作站设备上有一个 female connector。用于互连的电缆必须具有各种类型的连接器。下表是管脚分配表:

表 11 - 2

管　脚	功　能
1	屏蔽
2	冲突检测 +
3	发送 +

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

管　脚	功　能
4	保留
5	接收
6	电源返回
7	保留
8	保留
9	冲突检测 -
10	发送 -
11	保留
12	接收 -
13	电源
14	保留
15	保留

图 11 - 9 表示了将工作站连接到同轴电缆上的有关硬件设备的相互关系。网络接口板或适配卡通常被安装在个人计算机的扩展槽中。这种板卡通常被称为以太网控制器。

以太网控制器将计算机上的数据按照规定的格式生成数据帧，通过电缆发送到接收器上。接收器将单级电平编码的数据转换为曼彻斯特码信号。另外，接收器还通过检查电缆上电平值检测冲突。当电平值超过正常的大小时表明发生了冲突。

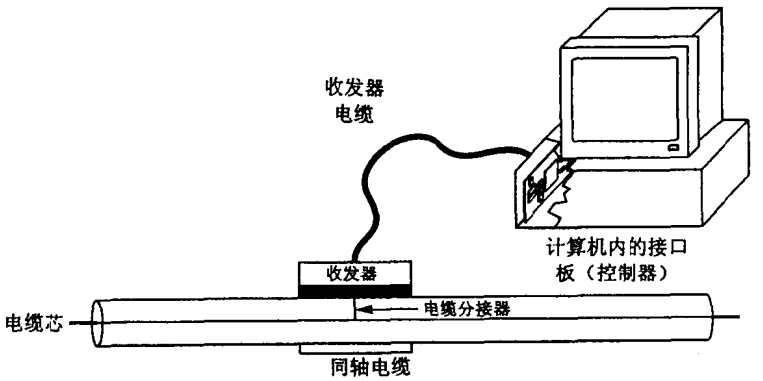


图 11 - 9　以太网硬件设备间的相互关系

三、数据链路层

数据链路层负责消息打包和链路管理。它基本上独立于物理信道。消息打包功能包

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

括了以下几个方面：

- 生成帧：标识消息的开始和结束。
- 寻址：在指定的域中记录源地址和目的地址。
- 差错检测：使用冗余码检测错误。

图 11－10 显示了以太网的帧格式。8 个字节的起始标志是连续交替出现的 101010…比特序列，它表示了数据帧的开始。产生和去除起始标志由物理层负责完成。类似地，去除载波侦听信号后，通过检测帧校验序列后的比特就能确定帧的结束。注意，数据帧的大小必须是整数个字节，取值范围是 72 到 1526 个字节（即 572 到 12208 比特）。数据帧中的类型域被保留，用于指示使用到的上层协议。

8 字节	6 字节	6 字节	2 字节	46-1500 字节	4 字节
同步序列	目的地址	原地址	类型	数据	帧校验序列

图 11－10 以太网数据链路层帧格式

如果打算研究以太网数据帧的长度，你就会注意到相关规定上的差异。一些书籍和商业文献认为数据帧最小长度为 64 个字节，而另一些则认为是 72 个字节。同样地，一些书籍和商业文献认为数据帧最大长度为 1518 个字节，而另一些则认为是 1526 个字节。

存在上述差异的原因可以追溯到以太网和 IEEE 802.3 标准以及这两种标准中规定的标准帧的参考长度。在以太网标准中，帧的长度由包含了起始标志的长度，所以最小和最大帧的长度分别为 72 和 1526 个字节。而在 IEEE 802.3 标准中，MAC 层不包含用于帧同步的比特，所以帧的长度范围变成了 64～1518 字节。然而，只要加上用于帧同步的比特的长度，帧的长度的范围就变成 72～1526 字节了——与以太网标准中规定的一样。正如一位很受欢迎的播音员所说的，“这是故事的其他部分”。

四、系统配置

除了 11－9 所示的单电缆系统外，还有其他大规模的网络配置，其中可能包括多个网段（不同的网段可能分布在不同建筑物中），它们之间通过点对点电缆和中继器连接在一起。图 11－11 是一个典型的多网段系统配置图。具体参数如下：

最大长度：

multidrop 电缆：1500 米。

网段间的点对点电缆：1000 米。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

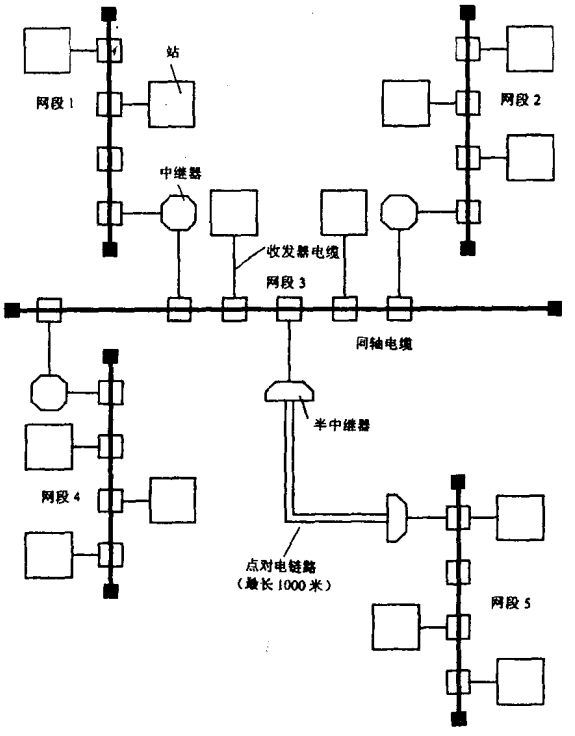


图 11－11 一个典型的大规模以太网配置

6 根发送/接收电缆:300 米。

1 根发送/接收电缆:50 米。

最大可支持的工作站的数量:1024。

第三节 其他类型的以太网

实际上,我们所说的以太网是指基于 CSMA/CD 协议的网络。最早由 Xerox、Digital Equipment 和 Intel 制定的以太网标准是 50 欧姆同轴电缆,总线型结构,数据传输速率为 10Mbit/s 的网络的标准。当以太网被 IEEE 802.3 协会标准化以后,又颁布了 5 种其他的以太网标准,它们都支持 10Mbit/s 的数据传输速率。实际上,这些新标准是几种新型的高速以太网的标准。

IEEE 802.3μs 快速以太网标准参考了使用 CSMA/CD 协议的 100Mbit/s 局域网的物理层的规范。还有一些人参考了 IEEE 802.12 的 100VG－AnyLAN 标准,该标准中的请求优先级访问策略能被用于以太网和其他类型的局域网。最近发布的 IEEE 吉比特以太网标准实际上是一系列支持在铜线或光纤上以 1Gbit/s 速率传输数据的标准。了解了所谓低速以太网的特征后,本章将继续讨论快速以太网和吉比特以太网。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 11－3 中，将 IEEEE 802.3 低速网络标准中的某些特性与最早的以太网标准进行了比较。

IEEE 使用通用的格式“s type 1”为所有的 CDMA/CD 网络命名。在这里，s 指以 Mbit/s 为单位的网络数据传输速率；type 表示信号类型，可以选择 BASE 表示基带传输，BROAD 表示宽带传输；1 指示网络中最大网段的长度。10BASE－5 表示该网络是数据传输速率为 10Mbit/s 的基带传输的局域网，最大网段长度为 500 米并且使用 CSMA/CD 协议。读者应当注意到，1 并不总是指示最大网段长度或者准确地表示了网段最大长度。例如，10BASE－2 网络中最大网段长度为 185 米，10BASE－T 中的 T 表示使用双绞线进行网络连接，最大网段长度为 100 米。

IEEE 802.3 标准中的帧格式如图 11－10 所示。这种帧格式与最初的以太网规范中规定的数据帧格式有微小的差异，导致了基于这两种规范设计的网络存在一定程度的不兼容。

表 11－3 以太网和 IEEE 802.3 网络的特性比较

工作特性	以太网	10BASE－5	10BASE－2	1BASE－5	1BASE－T	10BOARD－36
传输速率（Mbit/s）	10	10	10	1	10	10
访问协议	CSMA/CD	CSMA/CD	CSMA/CDP	CSMA/CD	CSMA/CD	CSMA/CD
信号类型	基带	基带	基带	基带	基带	基带
数据编码方式	曼彻斯特编码	曼彻斯特编码	曼彻斯特编码	曼彻斯特编码	曼彻斯特编码	DPSK
网段的最大距离（米）	500	500	185	250	100	1800
站/网段数量	100	100	30	12/集线器	12/集线器	100
媒质阻抗	50 欧姆	50 欧姆	50 欧姆	非屏蔽	非屏蔽	100 欧姆
同轴	同轴（粗）	双绞线（粗）	双绞线（细）	双绞线对	同轴线对	
拓扑结构	总线型	总线型	总线型	星型	星型	总线型

图 11－12 是 IEEE 802.3 标准规定的数据链路层帧格式。与图 11－10 中的数据帧格式相比，你就会发现起始标志域的长度变成了 7 个字节，并且添加了一个帧定界起始域。该域紧接在起始标志域的后面，其值固定为 10101011。注意，最后两位比特是“11”，而不是以太网规范中起始标志域值的最后两位“10”。

另一处差异是 IEEE802.3 标准的数据帧用长度域替代以太网规范中定义的类型域。长度域出现在数据域之前，以字节为单位表示了有效数据的长度。虽然这种差异可能是微不足道的，但是这可能会导致产生全新的数据帧，我们将会在后面章节中讨论。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

IEEE 802.3

同步序列	帧起始定界符	目的地址	源地址	长度	数据	帧校验序列
7 字节	1 字节	2/6 字节	2/6 字节	2 字节	46-1500 字节	4 字节

图 11－12 IEEE 802.3 数据链路层帧格式

最早的以太网标准中，通过在类型域中填上不同的值表示上层使用的不同的网络协议。例如，在该域中填上 16 进制值 0800 表示上层使用 IP 协议，而填上 16 进制值 8137 表示上层使用 NetWare IPX 和 SPX 协议传输数据。通过使用类型域，能够实现上层的多协议传输。

在 IEEE 802.3 标准中，用长度域替代类型域，就不能在上层使用多种协议。但是幸运的是，参照以太网子网访问协议（Ethernet－SNAP）对 IEEE 的帧格式做一些修改就能够在同一网络中传输不同协议的数据了。

图 11－13 是 Ethernet－SNAP 帧的帧格式。注意，Ethernet－SNAP 帧中的 DSAP 和 SSAP 域长度都是一个字节，用于记录邮箱设备的信息，目前没有使用。长度为一个字节的控制域记录服务类型和种类的信息。在 Ethernet－SNAP 帧中，这三个字节一般被置为 16 进制数 AA－AA－33。组织代码域标识了对域附值的组织的名称，这个域可以被用来记录数据帧使用的上层传输协议。通过应用 Ethernet－SNAP 帧，就能够在 IEEE 802.3 网络中应用多种协议传输数据，实现方式与上述以太网标准中规定的方式类似。

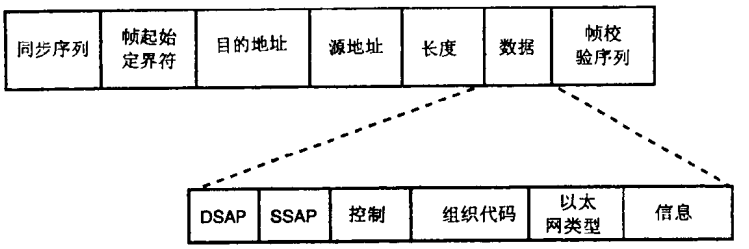


图 11－13 Ethernet－SNAP 帧

一、10BASE－5

虽然 10BASE－5 网络与原先的以太网遵循一样的配置规则，但是在某些术语使用上的变化容易使人产生误解。图 11－14 显示了原有的 50 欧姆同轴电缆以太网和 IEEE 802.3 10BASE－5 网络中有关专业术语的差异。

以前所说的控制器在 10BASE－5 网络中就是 NIC，或称网络接口卡。发送/接收电缆

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

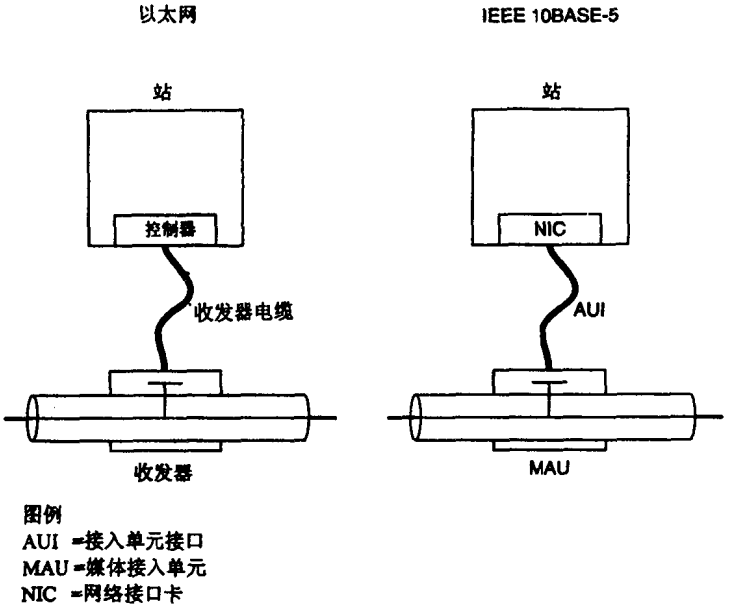


图 11－14 以太网和 IEEE 10BASE－5 网络有关术语的差异

就是 AUI,或称访问单元接口。发送/接收器则是 MAU,或称媒质访问单元。

大多数 10BASE－5 网络中的 NIC 使用 DB－15 和 BNC 连接器,DB－15 提供与 AUI 的连接,而 BNC 则提供与 10BASE－2 网络的连接功能。双连接器使得 NIC 能够应用在两种类型 802.3 网络中。

二、10BASE－2

10BASE－2 网络构筑在细同轴电缆上,在一定程度上,这种细电缆比 10BASE－5 网络中使用的粗电缆具有更好的灵活性。除此之外,这种电缆更加经济实惠。10BASE－2 网络上的结点通过 BNC 连接器与细电缆相连,这种连接器又被称为桶型连接器。

图 11－15 是将工作站连接到 10BASE－2 网络上的示意图。这种类型的以太网在每个电缆段上最多允许连接 30 台工作站。你可以通过使用段间中继器(IRCS)扩展 10BASE－2 网络的规模,或者你还可以将 10BASE－2 网络与 10BASE－5 网络连接起来,但是在进行这些操作的同时,必须注意不能违背任何电缆连接规则。

三、10BASE－T

另一种类型的以太网是 10BASE－T 网络,它是一种较新的网络,使用非屏蔽双绞线构筑 10Mbit/s 的以太网。在 10BASE－T 标准同样参考了 IEEE 802.3i 标准,工作站通过双

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

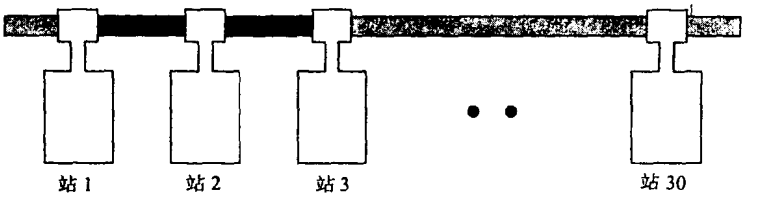


图 11－15 用电缆连接 10BASE－2 网络

绞线连接到媒质访问单元(MAU)上,这种 MAU 常被称为集线器。每个集线器通常都有内置的访问接口单元(AIU),通过它能够连接到同轴发送/接收器上。可以将工作站按照星型拓扑结构配置后,通过 MAU 连接到总线结构的主干电缆上,主干电缆连接了多个 MAU。如图 11－16 所示,这是一种混合结构的以太网媒质配置。个人计算机通过双绞线连接到 MAU 上,而 MAU 又连接到同轴电缆上。同轴电缆不仅连接了多个 MAU,还连接着网络中的主控计算机。

MAU 的功能与中继器类似,它在某个端口上接收信号,再将重新产生的信号通过其他端口发送。由于采用这样的操作方式,MAU 又被称为共享媒质集线器,因为所有到达集线器的连接分享共同的媒质访问路径。

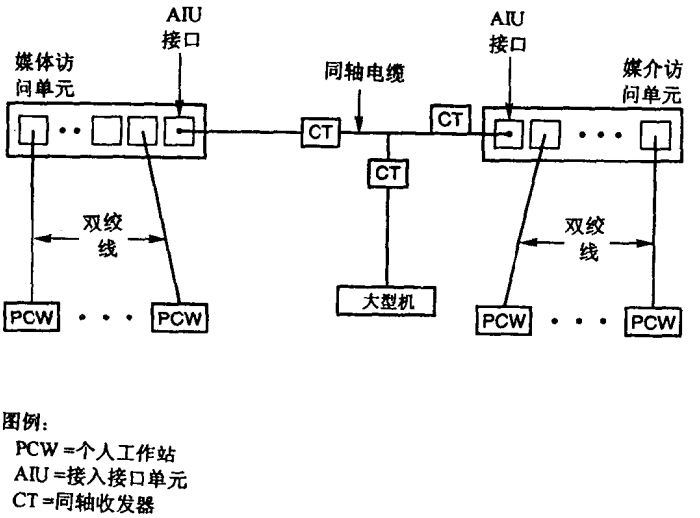


图 11－16 一种混合结构的以太网媒质配置

四、10BROAD－36

IEEE 惟一的宽带网络标准就是基于 CSMA/CD 协议的 10BROAD－36 标准。与使用曼彻斯特编码的低速以太网不同,10BROAD－36 网络使用无线频率(RF)调制解调器。RF

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

调制解调器使用一个信道发送数据，而使用另一个信道接收数据。

10BROAD－36 网络使用 75 欧姆同轴电缆连接各个 w 网络结点，这种电缆与有线电视系统中使用的电缆类似。一条信道的带宽是典型的 6MHz，并且遵循有线电视产业的有关技术标准。因为同轴电缆的可用带宽是 500～750MHz，所以每条电缆中包含有 80 到 120 条信道。

IEEE 802.3 宽带标准允许使用单电缆或双电缆建造宽带局域网。如果使用单电缆，频率转换器必须被安装在电缆末端，它在一个信道上收到信号后，以新的频率将其转发给另一个信道。由于频率转换器安装在电缆末端，所以它常被称作末端转换器。

图 11－17 显示了末端频率转换器在 10BROAD－36 树型网络结构中的位置。因为发送信号的信道的频带低于接收方信道的频带，所以通常说频率转换器上调了接收到的信号的频率，将它以更高的频率重新传输出去。

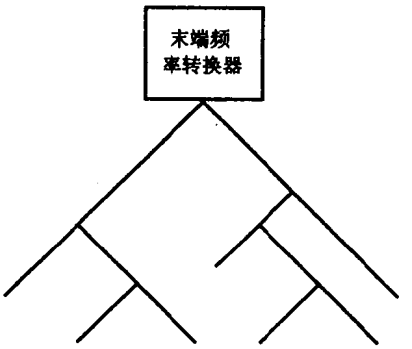


图 11－17 频率转换器在末端的树型宽带网络

宽带网络的主要优势在于它支持多重传输。电视信号、视频会议信号、语音、数据在同一时间内能够在同一条电缆上传输。然而，使用 RF 调制解调器的费用昂贵，同轴电缆的带宽存在限制，另外，使用双绞线还具有很大的吸引力。以上的种种因素都限制了宽带网络发挥它应有的潜能。

第四节 快速以太网

本章中前面部分提到的“快速以太网”引用的是 IEEE 802.3μS 附录中三个 100Mbit/s 局域网物理标准中的概念。这些规范是 100BASE－T4、100BASE－TX 和 100BASE－FX，其中的每一种规范都使用了 CSMA/CD 协议。10/100Mbit/s 自适应网络试配卡使得在

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

100Mbit/s 网络上的投资能够升级到 100Mbit/s 的网络上。

一、物理层的进一步划分

与划分数据链路层相似，IEEE 802.3μ 规范将物理层进一步细分。进行这样的划分是为了对三种媒质类型提供支持，它们是非屏蔽双绞线、屏蔽双绞线和光纤。

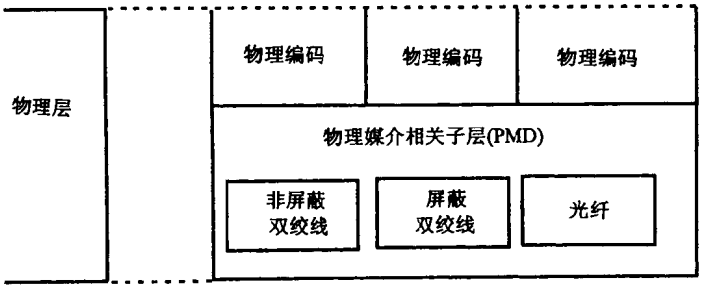


图 11－18 快速以太网物理层的划分

图 11－18 表示了与快速以太网有关的物理层的划分。因为在不同类型的媒质上支持 100Mbit/s 的速率需要使用不同的编码方式，所以物理编码子层负责针对不同的传输媒质进行不同的编码。物理编码子层是与物理媒质相关的(PMD)子层。PMD 子层通过合适的接口将物理编码传送到媒质上。

二、100BASE－T4

100BASE－T4 网络是 100Mbit/s 的 CSMA/CD 网络，网络结点间的连接基于 4 对非屏蔽双绞线或屏蔽双绞线。虽然 100BASE－T4 网络与 100BASE－T 网络类似，但是为了确保冲突检测的准确性，一段网段的长度被限制在 250 米之内，工作站与集线器端口之间的距离不得超过 100 米。

为了实现 100Mbit/s 的传输速率需要在物理层作三项改变。首先，将三对电线用于传输数据(第四对电线用于冲突检测)。这样就比 100BASE－T 网络的传输速度快了 3 倍。第二，采用 8B6T 编码替代曼彻斯特编码，将 8 个输入比特转换成为包含 6 个 3 位比特串的单一码组，将数据吞吐量提高为 100BASE－T 网络的 2.65 倍。第三，将时钟频率由 20MHz 提高到 25MHz，这样将会把数据吞吐量提高为 100BASE－T 网络的 1.25 倍。如果对 100BASE－T 网络作了这三项改进，则数据传输速率将提高为原来的 10 倍，即 100MHz。

图 11－19 是典型的 100BASE－T4 网络的结构图，它包括了电缆连接的限制和管脚的功能。注意 100BASE－T4 网络中使用的连接器是 RJ－45，工作站与集线器端口的连接被简化为只需将插头插在插座中即可。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

三、100BASE－TX

100BASE－TX 网络是第二种类型的快速以太网。这一标准规定使用两对 5 类非屏蔽双绞线连接网络中的结点。其中一对电线被用于冲突检测和接收数据。

使用两对双绞线，而不是像 100BASE－T4 网络那样使用四对双绞线，就要求对时钟频率与编码方式都作相应的改变。100BASE－TX 网络中采用 125MHz 的时钟频率和 4B5B 的编码方式。这种编码方式中，每 4 个数据比特被映射为一个 5 比特码。因为以该方式编码只需要使用 16 个比特串表示数据，所以其他比特串被用于传输控制信息。由于 100BASE－TX 网络使用了较高的时钟频率，所以必须使用第 5 类 UPT。而 100BASE－T4 网络中时钟频率为 25MHz，所以可以采用第 3、4 或 5 类的 UTP 或 STP。与 100BASE－T4 网络类似，一段网段的长度仍然被限制在 250 米之内，工作站与集线器端口之间的距离不得超过 100 米。

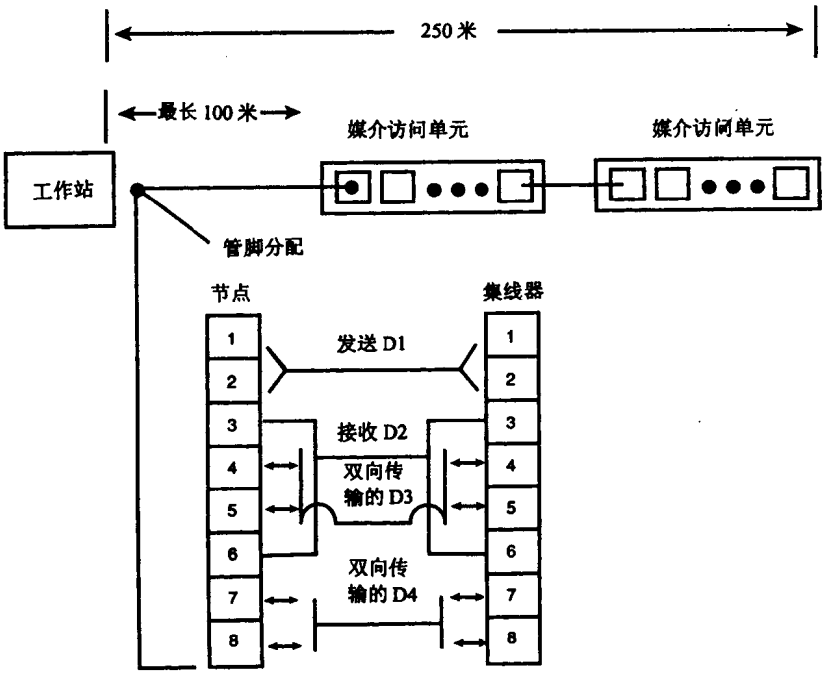


图 11－19 典型的 100BASE－T4 网络结构图

四、100BASE－FX

第三种快速以太网的连接方案是使用两股 62.5/125 微米的多模光纤作为传输媒质。这就是 100BASE－FX 网络所采用的连接方式。该种网络使用的编码方式为 100BASE－

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

TX 网络相同。

在 100BASE - FX 网络中，发送和传输数据分别在不同的光纤上进行，信号的交换由网络适配器完成。数据传输使用波长为 1350 纳米(nm)的光波。100BASE - FX 将网段长度的限制拓展到了 425 米。

100BASE - FX 标准支持三种连接器：SC、MIC 和 ST。

- SC 连接器是为了使用方便而设计的，逐渐将被取代。
- MIC(媒质接口连接器)是 FDDI 局域网中使用的标准连接器。MIC 连接器主要用于设备互连。
- ST 连接器将 spring - loaded 和 bayonet - type 连接机制结合在一起，在它内部的 sleeve 上设置了一把钥匙，还设置了一个外部的 bayonet 环。当使用 ST 连接器进行连接时，首先将钥匙插入 ST 的插槽中，然后将连接器推入，并用外部的 bayonet 环将其固定。
- 与其他连接技术进行网际互联的能力。

第五节 无线局域网

IEEE 802.11 委员会已经开发了一组无线局域网标准。802.11 中的名词和某些特性是该标准惟一的，并没有在所有商业产品中体现出来。但是，熟悉这个标准还是非常有用的，因为它的特性代表了无线局域网的需求。

图 11 - 20 显示了 802.11 工作组开发的模型。无线局域网中最小的模块是基本服务集合(BBS, Basic Service Set)，由一组执行相同 MAC 协议、争用对同一共享媒体接入的站组成。基本服务集合可以是孤立的，也可以通过一个接入点连到一个主干分布系统上去。接入点的功能是一个网桥。MAC 协议可以是完全分布式的，也可以由一个位于接入点的中心协调功能控制。基本服务集合通常与文献中的蜂窝小区(cell)对应。

扩展服务集合(ESS, Extened Service Set)由两个或多个基本服务集合通过一个分布式系统互联而成。典型地讲，分布式系统是一个有线主干局域网。对逻辑链路控制(LLC)层而言，扩展服务集合像一个单一的逻辑局域网。

标准基于移动性定义了三种类型的站：

- **无转移**。这种类型的站或者是静止的，或者只在一个 BSS 内通信的站中直接通信的范围内移动。
- **BSS 转移**。这种类型站的移动是在同一 ESS 内从一个 BSS 移动到另一个 BSS。在这种情况下，发送到该站的数据要求寻址功能能识别出该站的新位置。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

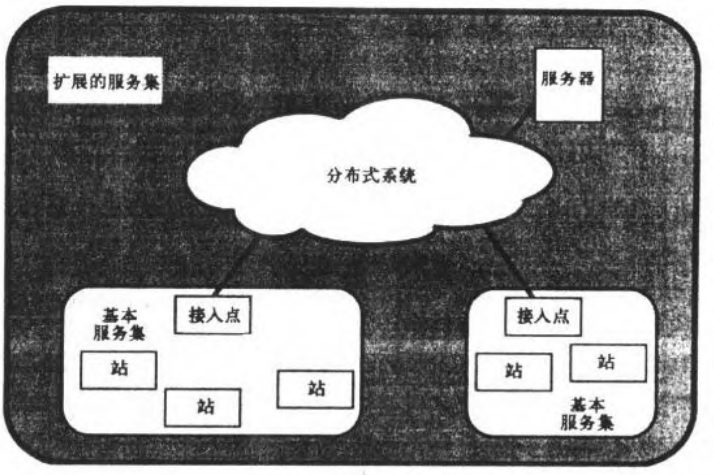


图 11-20 IEEE 802.11 的体系结构

- **ESS 转移**。这种定义的站从一个 ESS 的 BSS 移动到另一个 ESS 的 BSS。只有在该站可移动时才支持这种情况。802.11 支持的对高层连接的维护将无法得到保证。事实上,有可能发生服务的崩溃。

一、物理媒体规范

在目前的 802.11 标准中定义了三种物理媒体:

- **红外的**:波长在 850~950nm,运行在 1Mb/s 和 2Mb/s 上。
- **直接序列扩频**:运行在 2.4GHz ISM 波段,最多可用 7 个通道,每个通道的数据率为 1Mb/s 到 2Mb/s。
- **跳频扩频**:运行在 2.4GHz ISM 波段,数据率为 1Mb/s 到 2Mb/s。

两个正在进行的项目涉及运行在 3Mb/s 的跳频扩频和 8Mb/s 的直接序列扩频的 2.4GHz 选项,以及运行在 20Mb/s 的 5GHz 扩频选项。

二、媒体接入控制

802.11 工作组为 MAC 算法考虑了两类建议:分布式接入协议,类似于 CSMA/CD,采用载波监听机制把发送的决定权分布到所有节点;集中式接入协议,由一个集中的决策模块来控制发送。分布式接入控制采用一种对等工作站的特别网络,可能对其他主要是突发性通信量的无线局域网颇具吸引力。如果配置中是由许多互联起来的无线站以及一些连到某个主干有线局域网的基站组成,则采用集中式接入控制是自然而然的;如果某些数据是有时间要求或具有高优先级,这种方法特别有用。

802.11 的最终结果是一个称为 DFWMAC(Distributed foundation wireless MAC,即分布式

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

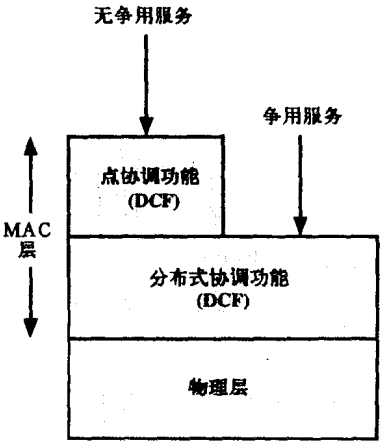


图 11-21 IEEE 802.11 协议体系结构

基础无线 MAC)的 MAC 算法,它提供了一个分布式接入控制机制以及在其上的一个可选的集中式控制。图 11-21 说明了该体系。MAC 层的低子层是分布式协调功能(DCF, distributed Coordination Function)。DCF 采用争用算法向所有通信量提供接入。普通异步通信量直接使用 DCF。点协调功能(PCF, Point Coordination Function)是一个集中式 MAC 算法,用于提供无争用服务。PCF 建筑在 DCF 之上,并利用了 DCF 的特性来保证它的用户的接入。我们将顺序考虑这两个子层。

分布式协调功能

DCF 子层使用一种简单的 CSMA 算法。如果有一个 MAC 帧要发送,则站点先监听媒体。如果是空闲的,站可以发送;否则,必须等到当前的发送结束后才能发送。DCF 不包括冲突检测功能(即 CSMA/CD),因为在无线网络中进行冲突检测是不实际的。媒体上信号变动范围很大,所以一个正在发送的站无法把到达的弱信号与噪声及自己的发送区别开来。

为了保证算法的平稳和公平运行,DCF 包含了一组等价于优先级策略的时延。我们首先考虑称为帧间间隔(IFS, InterFrame Space)的一个时延。事实上,有三种不同的 IFS 值,但为了更好地解释该算法,我们把这个细节忽略了。采用 IFS 后,CSMA 接入规则如下:

1. 要发送的站监听媒体。如果媒体是空闲的,等待一段 IFS 长的时间,看媒体是否仍然空闲,如果是的话,可立即发送。

2. 如果媒体是忙的(或者因为一开始就发现是忙的,或者因为在 IFS 空闲时间内发现媒体是忙的),则推迟发送,并继续监听媒体直到当前的发送结束。

3. 一旦当前的发送结束,站延迟另一段 IFS 时间。如果媒体在这段时间内都是空闲

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

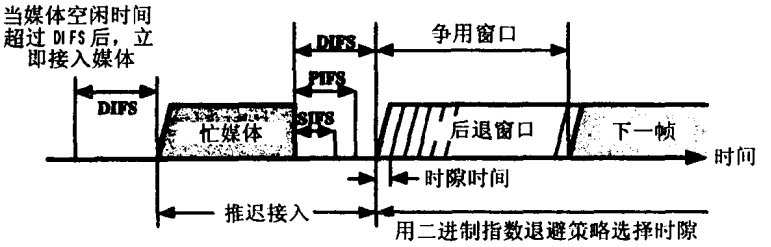
的,则站采用二进制指数退避策略后退一段时间并重新监听媒体。如果依然是空闲的,则可以开始发送。

像以太网一样,二进制指数退避策略提供了一种处理重载的办法。如果站要发送并发现媒体是忙的,它后退一段时间后再重试。重复的失败导致更长的退避时间。

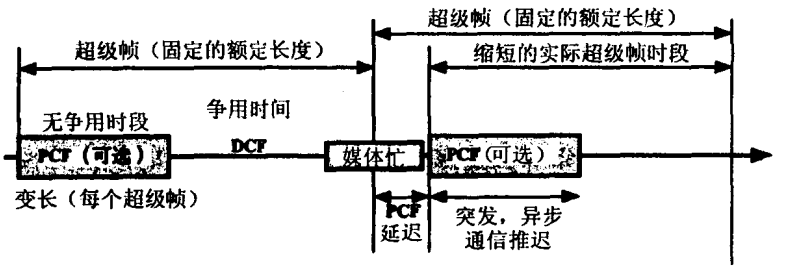
以上算法在 DCF 中通过三种不同的 IFS 值被细化,以提供基于优先级的接入:

- **SIFS(短 IFS)**。最短的 IFS,用于所有立即响应的动作,见后面的解释。
- **PIFS(点协调功能 IFS)**。中等长度的 IFS,由 PCF 策略中的集中控制器在发布轮询时使用。
- **DIFS(分布式协调功能 IFS)**。最长的 IFS,由异步帧在争用接入时用作媒体时延。

图 11-22(a)显示了这三种时间值的使用。首先考虑 SIFS。任何发送机会取决于 SIFS 的站在事实上都具有最高的优先级,因为它总在等待 PIFS 或 DIFS 时间的站之前得到接入权。SIFS 用于以下环境:



(a)基本接入方法



(b)PCF 超帧构造

图 11-22 IEEE 802.11 MAC 时间关系

- **确认(ACK)**。当接收到地址只为它自己的帧时(不是组播和广播),站仅在等待一个 SIFS 时隙后就响应一个 ACK 帧;这有两个效果:首先,因为不使用冲突检测,所以比 CSMA/CD 更有可能发生冲突,且 MAC 层 ACK 提供了有效的冲突恢复;第二,SIFS 可用来有效地提交一个需要多个 MAC 帧的 LLC 协议数据单元(PDU)。在这种情况下,会发生以下情况。一个有多帧 LLC PDU 要发送的站一次发送一个 MAC

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

帧,每个帧在 SIFS 之后收到接收方的确认。当源站收到一个 ACK 时,它立即(在 SIFS 之后)发出序列中的下一帧。其结果是,当站争用信道时,它将维持对信道的控制,直到它发完所有的 LLC PDU 段。

- **准备发送(CTS)**。站可在一开始发出一个小的请求发送(RTS)帧,保证它的所有数据帧通过,如果该帧的目的站准备接收它的话,就必须立即发出一个 CTS 帧。其他所有站收到 RTS 并延迟使用媒体,直到看到相应的 CTS 或发生超时。
- **轮询响应**。在下面的 PCF 讨论中解释。

下一最长的 IFS 间隔是 PIFS;它是集中控制器在释放轮询时使用的,具有比普通争用通信量更高的优先级。但是,用 SIFS 发送的帧比 PCF 具有更高的优先级。

最后,DIFS 间隔用于所有普通的异步通信量。

点协调功能

PCF 是在 DCF 之上实现的另一种接入方法。其运行由向集中轮询控制器(点协调器)的轮询组成。点协调器在发布轮询时采用 PIFS。因为 PIFS 比 DIFS 小,所以点协调器在发布轮询和接收响应时能截获并锁定所有异步通信量。

作为一种极端情况,我们考虑以下情景。一个无线网络的配置是,某些有时间要求的站被点协调器控制,而其他站采用 CSMA 算法争用接入。点协调器可以向所有配置成轮询的站以循环方式发布轮询。当发布一个轮询后,被轮询的站可用 SIFS 响应。如果点协调器收到一个响应,它就用 PIFS 发布另一个轮询。如果在预计的往返时间内没有收到响应,协调器就发布一个轮询。

如果实现以上描述的规程,则点协调器通过重复发布轮询可锁住所有异步通信量。为了避免这种情况,定义了一个称为超帧的间隔。在这一间隔的开始部分,点协调器以循环方式向所有配置成轮询的站发布轮询,然后在超帧的后部分时间里空闲,允许异步通信量有一段时间争用接入。

图 11-22(b)显示了超帧的使用。在超帧的开始,点协调器可选择性地在一给定时间内截获控制和发布轮询。由于响应站发布的帧长是变化的,所以这个间隔是变化的。超帧的后面部分用于基于争用的接入。在超帧间隔的最后,点协调器用 PIFS 争用对媒体的接入。如果媒体是空闲的,点协调器得到接入,其后是另一个全超帧期。但是,媒体在超帧的最后可能是忙的。在这种情况下,点协调器必须等到媒体空闲以获得接入;其结果是下一个相应缩短的超帧周期。

第六节 局域网设备

除了所连接的设备(也称节点或站),局域网还利用其他设备来控制对共享媒体的物

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

理接入,扩展局域网的最大到达范围、交换业务等。这种硬件所采用的形式包括 NIC/NIU、收发器 MAU、桥接器、集线器、路由器及网关。和在本书中所介绍的多数技术一样,这些设备和它们的功能之间的界限比较模糊。因而,这里将关注经典的定义,同时讨论一下这些概念,并且适当说明一下多功能设备。

一、网络接口卡

也称为网络接口单元(NIU),网络接口卡(NIC)是一种印刷电路板,提供从节点到局域网媒体的物理接入。如前面所述,NIC(见图 11-23)负责对数据传输进行分段,并对数据包进行格式化,加上必要的头部和尾部。一个标准的 IEEE NIC 包括一个惟一的硬编码的逻辑地址,它被预置在每个数据包的头部。NIC 一般都带有一定数量的缓存区,这些缓存区能够缓存一些由其联网设备发送的位,将其形成数据包,并且保持它们直至网络可用时为止。在开放系统互联参考模型的环境中,NIC 作用在最低端的两层——物理层及数据链路层。NIC 也可能包含一个微处理器,该微处理器能减轻与其连接的设备的一些例行的计算操作。

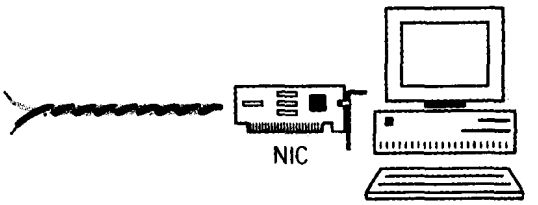


图 11-23 以太网联网的工作站及网络接口卡

NIC 可以放在 PC 机的扩展槽中,或者放在独立的机盒中。一个独立的多端口 NIC 能为许多设备服务,因而提供了一种附加的竞争控制。收发器用在局域网中,接收载波信号然后再沿其路径发送出去。它们都嵌置在 NIC/NIU 和 MAU 中。MAU(媒体接入单元,或多站接入单元)是一种包含 NIC 的独立设备,可以支持一个或多个节点。

二、桥接器

桥接器是一种相对简单的设备,用于连接同样结构的局域网(例如,以太网到以太网)。桥接器作用于 OSI 参考模型最下面两层,提供物理层和数据链路层的连接。最基本级的桥接器,只是简单起到了扩展局域网物理可达到范围的作用,同时根据目的地址从一个局域网网段向另一个局域网网段传递数据包业务。换句话说,它们起到局域网中继器的作用,利用桥接器可以超出规定的距离限制(见图 11-24)。桥接器也含有缓冲区,因此在目的链路业务量拥塞的情况下,它可以存储和前向转发数据包。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

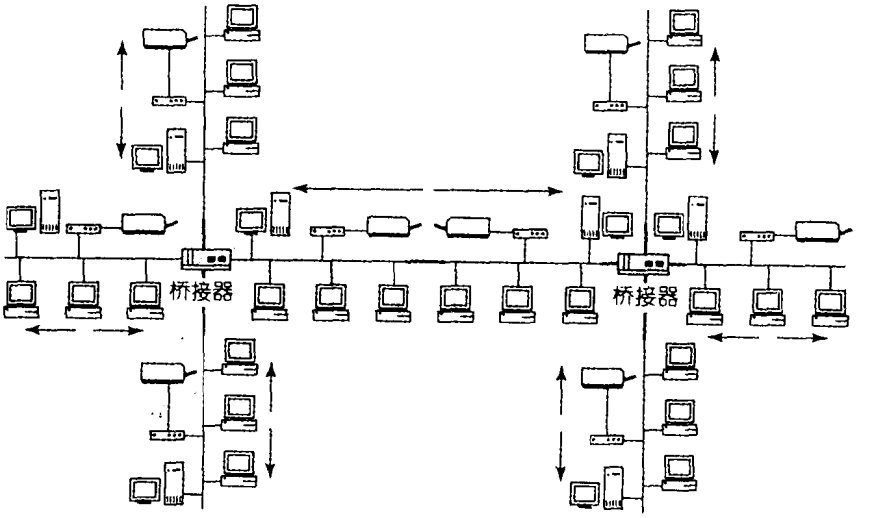


图 11－24 桥接式的局域网网络

桥接器的一个关键优势就是其内在的简单性。作为一种独立于协议的设备，它们对通过的数据包并不执行复杂的处理过程；它们也不设法将网络作为一个整体来估计，以做出端到端的路由选择。更确切地说，它们只是简单地读取输入数据包的目地地址，并沿着其路径前向转发到下一条链路；级联的桥接器完成同样的处理，逐条链路进行处理。因此，桥接器成本低廉且执行速度快。这种桥接器能支持多个局域网及通过多种媒体连接的局域网网段。基本上，桥接器可提供多个端口以便同合适组合的同轴电缆、UTP、STP、RF、红外线以及光纤传输系统相接口。此外，同一个桥接器可支持多个完全不同源的局域网。例如，它可以提供以太网到以太网和令牌环网到令牌环网的连接。使用封装式桥接器也可以进行以太网到令牌环网的互联；这种桥接器中密封有原始局域网数据，数据附近是一些到目标设备所在局域网的适当的控制信息(见图 11－25)。

更高级的桥接器增加了更多的功能，尽管它们更为昂贵且速度较慢。这种桥接器能根据目的地址对局域网间的业务进行简单的路由选择。系统管理员可以把路由表输入可编程逻辑中，或者桥接器能在查看通过它的业务的源地址一段时间后，对路由表进行学习。当被初始化后，自学习桥接器一般向所有连接设备广播一个查询请求。当设备对桥接器的查询请求进行响应时，桥接器就把数据包的源地址和输入数据所在的端口联系起来。在这种方式中，桥接器逐端口地建立路由表。随后，桥接器查看所传送数据包的目的地址，并查询地址表，同时仅在连接到正确端口的链路上转发数据包。由于信息包不通过其他链路转发，所以这种过滤型桥接器以很低的费用完成了大量的工作——缓解了逐网段基础上的总体拥塞。结果，它们也提高了总体接入和吞吐量。经过一段时间后，桥接器

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

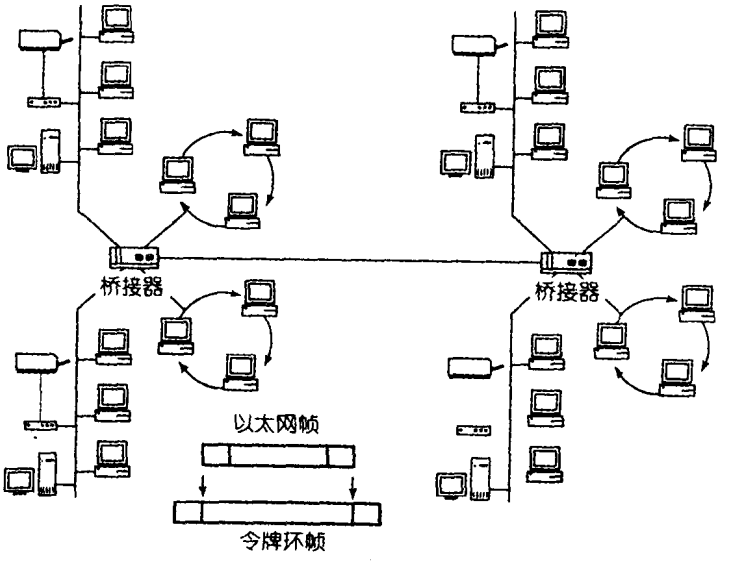


图 11－25 支持以太网到令牌环网络的封装式桥接器

向它们的路由表添加新地址，并删除那些在一段时间内没有被查看的旧地址。桥接器还不时地重复其广播查询过程，以重建和重新同步它们的地址表。

媒体接入控制(MAC)桥接器更高级一些。MAC 桥接器具有连接不相似或完全不同的局域网(例如，以太网到令牌环网)的能力。这是通过封装或转换处理来实现的(如图 11－25)。当工作在这种模式时，桥接器通过用控制数据对原始信息包进行封装来改变信息包/帧格式，控制数据是特别针对支持目标设备的目的局域网协议的。这种方式可以用于将一个以太网和一个令牌环局域网连接起来，或者用于通过 FDDI 主干网将两个以太网连接起来[8－20]。

特定的桥接器协议包括跨接树协议、源路由选择协议以及源路由选择透明协议。

跨接树协议(UTP)桥接器，也称为学习型桥接器，在 IEEE 802.1 标准中定义。跨接树桥接器是自学习的过滤式的桥接器，可用于在点到点基础上连接局域网。该桥接器是可编程的或通过自行学习来了解网络所有设备的地址；随后，桥接器的网络树为每个局域网到局域网的连接提供了惟一的一个跨接。一些跨接树桥接器也具有提供安全性的能力，这主要是通过在基于用户和终端标识的基础上拒绝对某些资源的访问来实现。支持跨接树算法的桥接器，在某个网段发生故障的情况下，能够自动将它们改接到替换路径上，因而提高了整体的可靠性[8－22]。

IBM 源路由选择协议(SRP)桥接器对每个信息包的特定路由是可编程的，这主要是基于对诸如节点物理位置和涉及到的桥接器数目等的考虑而做的。所跳接的桥接器的最大

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

数目是13个。

源路由选择透明协议(SRT)由IEEE 802.1标准定义。它是STP和SRP的一种很有效的结合。SRT路由器能够通过两种方法中的任何一种连接各个局域网,就如同编制程序一样[8-2]。

三、集线器

集线器反映出脱离总线结构而向星型结构方向发展的趋势。集线器可以是有源的或无源的。无源集线器只是简单地作为电缆连接设备,而有源集线器却还可以作为信号中继器使用[8-2]。第一代集线器(1984年)作为局域网集中器和中继器使用,它带有一根内部折叠式主干总线,以用于连接相似的局域网。第二代集线器通过分隔开的端口适应多种局域网结构(例如,以太网和令牌环网);它也具有基本的网络管理和配置功能[8-20]。

折叠式主干是一个相当简单的概念,并且值得详细研究。局域网传统上都是工作在公共电气总线上(即共享式电缆媒体),每个设备或一组设备都直接连到该公共总线上。虽然这种方式能有效地工作,但它需要在整个工作场所铺设电缆。传统的同轴电缆媒体生产和实施成本都很高——对于光纤也是如此。此外,线缆容易受到物理损坏,除非使用管道、铠装设施或其他一些方法将其保护起来。所有的这些都涉及到附加成本。可以选择的另外一种方法是,高速主干总线可以折叠并放置在集线器内部,各种设备可以通过诸如UTP等不甚昂贵的媒体连接到集线器上。在这种方法中,主干总线被保护起来,并且布缆费用减少。如果一个单独的设备(例如,工作站、NIC或MAU)出现了问题,可以通过禁止其连至集线器的端口来隔离该设备。如果UPT电缆遭到损坏,其连接也可以类似地被禁止,并且故障修复费用相对较低。UTP电缆本质上性能不如同轴电缆或光缆,但只要各台设备和集线器间的距离在容许的距离内,它就可以提供等同的带宽。如图11-26所示,这是一个关于10Base-T结构的精确的描述。根据带宽需求和所涉及到的距离,多个集线器可以用不同的媒体进行互联。

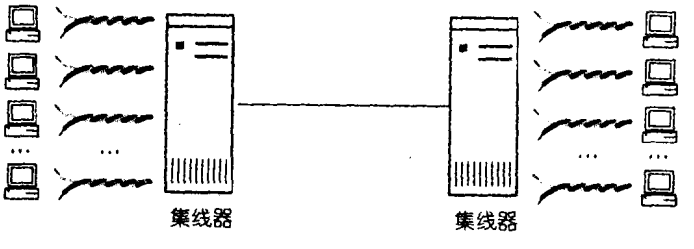


图11-26 10Base-T集线器互联

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

对照 OSI 参考模型,集线器工作在第一层和第二层,提供物理层和数据链路层的连接。由于集线器像桥接器一样,是特定于协议的,所以其工作速度很快。实际上,集线器极其类似于桥接器,只是集线器可以在双绞线基础上提供终端连接。除了能对集线器间的业务流进行过滤外,在本质上,集线器对于控制拥塞无能为力。例如,一个 10Base - T 集线器,在折叠式主干总线上运行以太网 CSMA/CD 协议,同时所联网的设备通过 UTP NIC 进行同样的工作。然而,集线器确实可以用于控制拥塞,因为它们被定位成工作组解决方案,该方案用来限制连接到集线器上的多个用户的业务量——这很像经典的以太网实现中,过滤桥接器用来限制到同轴网段的业务量。

智能集线器是第三代集线器,可以为多个局域网提供多个总线,这些局域网结构可以相同,也可以完全不同(见图 11 - 23)。它们还支持多种媒体(例如,同轴电缆、UTP 以及光纤)、多种速率,以及多个局域网协议。作为可寻址设备,它们可以通过简单网络管理协议(SNMP)或其他合适的网络管理协议来集中管理。智能集线器也提供桥接和基本的路由选择功能。

不管是哪一代集线器,它们至少可以用作局域网联网设备进行互联的中心点。此外,还可作为局域网业务量的集中器和局域网中继器,其中多个集线器可通过高速媒体互联。许多集线器制造商还提供了可堆叠的集线器,它具有可扩展的优势;换句话说,集线器可以被堆叠和互联以增加端口和业务容量。

四、交换机

带有基本路由选择功能的智能集线器也称为局域网交换机。它们具有读取信息包的目标地址并将它们直接转发至正确的端口的功能,该端口与目标局域网网段或局域网连接设备有关。在这个过程中,交换机避免了为其他局域网段增加拥塞。局域网交换机也具有大容量的优势,多总线交换矩阵能在点到点的基础上,为多路同时通信提供全部局域网带宽。例如,一台工作站能通过 10Mb/s 的连接,接入另一台工作站,而另一台工作站以 10Mb/s 的速度连接至一台数据库服务器,并且仍然是那台工作站正在高速向打印服务器传送文件。

局域网交换机(见图 11 - 27)是更为高级的智能集线器,它们也具有基本的路由选择功能。这种设备可以包含有一条或多条高速内部总线。每条总线都能支持多个逻辑链路,这种支持是通过一种类似于时分多路复用的过程对总线容量进行细分实现的。为了实现这个小创举,原始的数据包要被存入缓冲存储区,进行差错检验,然后分割成更小的数据子集。然后,数据段通过共享总线,直接流向交换机已指定的输出端口。在接收端口,数据段最终聚合在缓冲存储区中,并重新形成重构的数据包。例如,根据具体的交换机制造商不同,一个多达 18000 字节的令牌环帧,可以被分成 28、64 或 4096 个字节的数据

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

段。数据段大小上的折衷是出于对性能的考虑——小数据段可以使更多的用户在给定的时间内共享总线，而较大的段则提高了交换机速度，因为交换机分析和处理的数据包的头部信息少了。

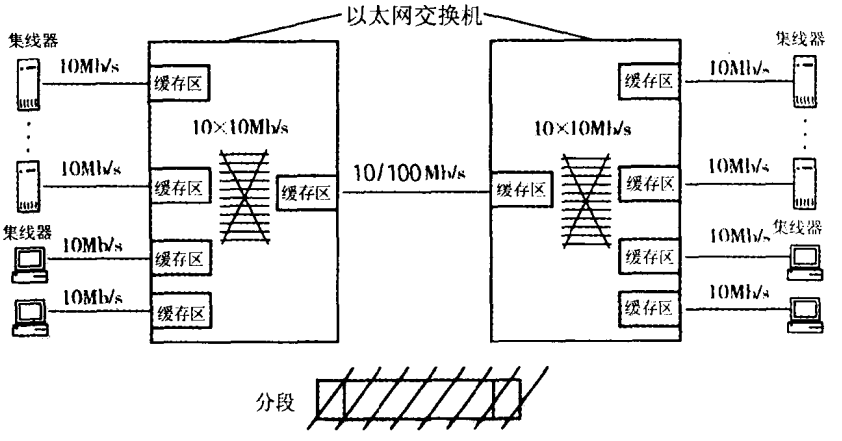


图 11-27 带有缓存区和分段的互联式局域网交换机

交换机能读取数据包的目的地址，并正确过滤和转发数据包。过滤选项可以包括MAC地址(第二层)和IP地址(第三层)。交换机工作在OSI参考模型的物理层和数据链路层——分别是第一层和第二层。第三层和第四层的交换(认为是有争议的术语)涉及到交换机和路由器的组合，其中路由器做出有关建立一条网络路径的网络和传输级上的判定，而交换机则基于路由器的指令去执行该路径。在本章后面部分，将讨论有关交换主题的所有这些变化。

交换机可以工作在伺机通过，或者存储-转发的基础上。在伺机通过方案中，数据包地址被快速读取，然后数据包逐位快速地流经交换矩阵。存储转发式交换机在数据包到达输入交换机端口时将其存入缓存区，允许整个数据包在通过交换矩阵传至输出端口前进行差错检验。虽然伺机通过交换更快且成本较低，但它有传播误码的风险并且会导致对总体吞吐量产生潜在的不利影响。

局域网交换机可以定位在工作组级上，在该级别上，它能支持多路同时传输。交换机也可安置在主干网上，以缓解工作组集线器和交换机之间的拥塞。近年来，交换机成本已急剧下降，甚至到了通常可以有效地同集线器进行竞争的地步。然而，交换机的成本易受诸如传输媒体、接口的类型和速度、端口的数目和速度、缓存区的数目和大小、内部总线的数目和速度，以及内部交换矩阵的复杂性等因素的影响。

五、路由器

路由器是高度智能的设备，可以支持类似的或完全不同的局域网之间的连接，如图

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

11-28所示。此外,路由器能提供对各种广域网的接入,例如,X.25、ISDN及帧中继。路由器到ATM的接口也是可能的,尽管其他诸如局域网仿真以及基于ATM的多协议也可以采用。路由器是对协议敏感的;它们一般支持多种协议,以及大的和可变化的数据包的尺寸,这种数据包尺寸在支持以太网和令牌环网时可能会涉及到。路由器一般工作在OSI模型的最下面三层,即使用物理层、链路层和网络层来提供连接、寻址和交换。

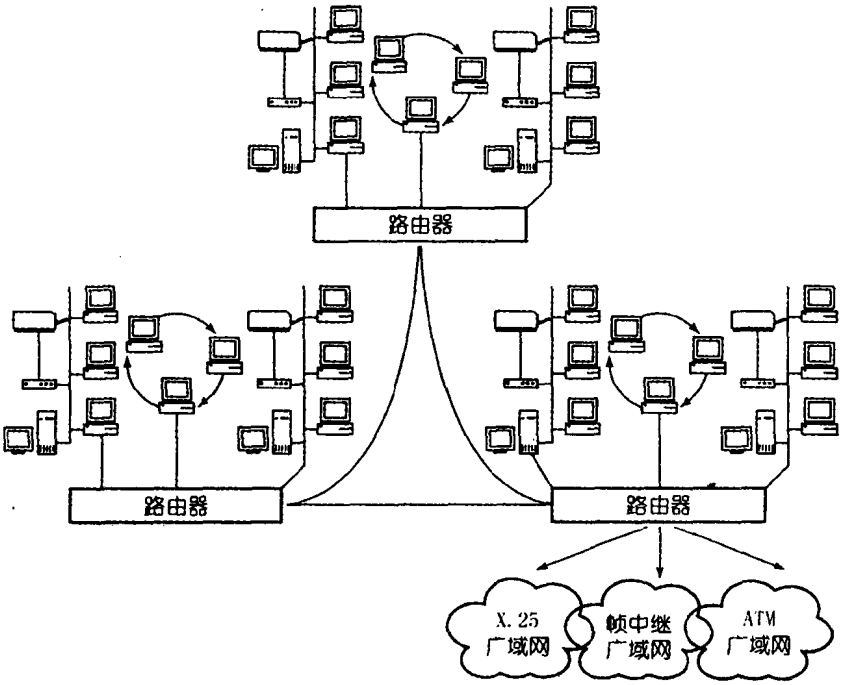


图 11-28 路由器网络

基于服务器的路由器可采用在服务器中嵌入路由器软件的形式来实现。由于这种路由器工作起来比基于硬件的路由器慢许多,所以通常并不考虑将它们用于企业范围的应用。但它们的确在支持较小型远程地点方面得到了应用。

除了支持过滤和封装,路由器还基于高级的智能对业务进行路由选择,该种智能使得它们把网络作为一个整体看待。相反地,桥接器、集线器及交换机只是简单地把网络看成是建立在逐个链路基础之上的。路由选择考虑的因素可能包括目的地址、有效负载类型、数据包优先级、最经济路线、最小路由延迟、最小路由距离及路由拥塞级别。路由器也是自学习型的,因为它们可以告知其他设备它们本身的存在,并且可以了解到新路由器、新节点和新局域网段的存在。路由器将网络作为一个整体不断地监视其状态,动态地适应网络端到端状态的变化。路由器是具有高速主干线的多端口设备,其主干线速度可以达到1Gb/s+的级别。此外,它们一般能提供一定的冗余度,因此不太容易发生灾难性的故

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

障。

路由器具有独一无二的基于网络策略对数据进行路由选择的能力。基于策略的路由器能在基于诸如用户标识、终端及有效负载类型等因素的基础上提供各种级别的业务。从企业网的一端到另一端,一个端路由器可以通过位于中心的交换机或路由器选出最合适的路径。这个过程的一个重要部分通常是把企业网分成多个子网。与一个子网相关的用户可以被赋予仅到有限的网络资源子网的接入权,网络资源的形式可以是站点、链路、主机、文件、数据库和应用程序。除了就接入这种资源而言所受到的限制以外,这种子网中的用户可能被禁止从资源中接受数据。实际上,甚至连这些资源的存在都被屏蔽成为不可见的。创建这种孤立子网的目的可能是出于安全的原因,或只是简单地作为避免不必要拥塞的手段。

路由器通常都具有迂回选路和反复用的功能。正如 Charles Darling 所提及的,就可靠性的缺乏程度而言,专用广域网链路所欠缺的是成本效益。先进的制造商现在可提供能够检测出网络故障,并通过迂回连接重建连接的路由器;虽然备份 ISDN BRI 链路和 T-1 连接相比缓慢得令人痛苦,但 Darling 建议,慢总比停止要好。此外,一些路由器还提供在 ISDN 和 T-载波设备上的反复用功能。

路由器协议既包括桥接协议又包括路由协议,因为它们能完成这两方面的功能。这些协议分为三类:网关协议、串行线路协议和协议堆栈选路及桥接。

路由器间协议是路由器到路由器的协议,该协议可在不同类型的网络上运行。该协议在空闲期间传送路由选择信息和保活数据包。这样的例子有:来自于 Novell 公司的 RIP(路由选择信息协议)和来自于互联网工程项目部的 OSPF(开放式最短路径优先协议)。

串行线路协议是为在连接不同类网络的串行或拨号链路上进行通信而提供的协议。例如,HDLC、SLIP(串行线路接口协议)及 PPP(点到点协议)。在主要讨论互联网的第 12 章,我们将对这些特定的协议做更多的讨论。

协议堆栈路由选择和桥接协议,通知路由器应该对哪些数据包进行选路,对哪些数据包进行桥接。

六、网关

网关这个术语最初是指现在我们称之为路由器的设备,网关位于局域网协议层的最顶层。网关路由器可以完成路由器和桥接器的所有功能,同时还能在 OSI 参考模型的所有七个层次上完成协议转换。网关通常由安装在主机中的软件组成,该主机具有和中型机或大型机一样的处理能力,网关技术成本高,但功能极为强大。

协议转换(不是封装),能够用于从以太网到令牌环网、FDDI 或其他任何标准的或专有的局域网协议的完全转换。此外,协议转换可以到达 OSI 模型的更高层,或许直至第七

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

层,即应用层。IBM SNA(系统网络体系结构)、DECnet、互联网 TCP/IP 及其他协议,可以在网络之间转换。由于协议转换过程较为复杂,因而网关工作速度和桥接器及路由器相比相当慢。结果,它们强加给分组业务以附加的时延,并且在使用高峰期间会产生拥塞的瓶颈效应。再者,路由器倾向于放在较复杂的企业网周边部分,在那里它们可以完全发挥本身的优势。因而,它们仅在需要的时候才做出复杂的和耗时的判定,并调用复杂的和耗时的处理过程。交换机一般放在网络核心区域内,因为它们能以较高的速度工作,交换机可能会按路由器的指令工作。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第十二章　广域网技术

第一节　Internet 概述

一、Internet 的定义

Internet 是网络的全球性网络(万维网),目前连接了超过 60 000 个网络,并跨越了 150 多个国家。根据 Network Wizards 公司的调查结果,在 1998 年连接到 Internet 上的主机数量增加了 45%,超过 4300 万(见表 12 - 1)。根据 IUT - T 的报导,在地球表面上大约有 1.5 亿人可以接入 Internet。那相当于 60 亿总人口的 2.5%,其中包括 10 亿是家庭上网。大约有 5600 万(37.3%)的 Internet 用户是在美国,而且绝大多数是在工业化国家。国际数据通信公司估计到 2002 年 Internet 用户将增长到 3.2 亿,而且他们将使用不少于 5.15 亿台计算机和其他设备来实现上网。图 12 - 1 给出了 Internet 用户增长图;值得注意的是,Internet 在 1969 年只有 4 台主机。电子邮件是 Internet 上最普及的应用,据估计,电子邮件每月总计超过 2 亿封,其数据量超过 200 万兆字节(2TB)。

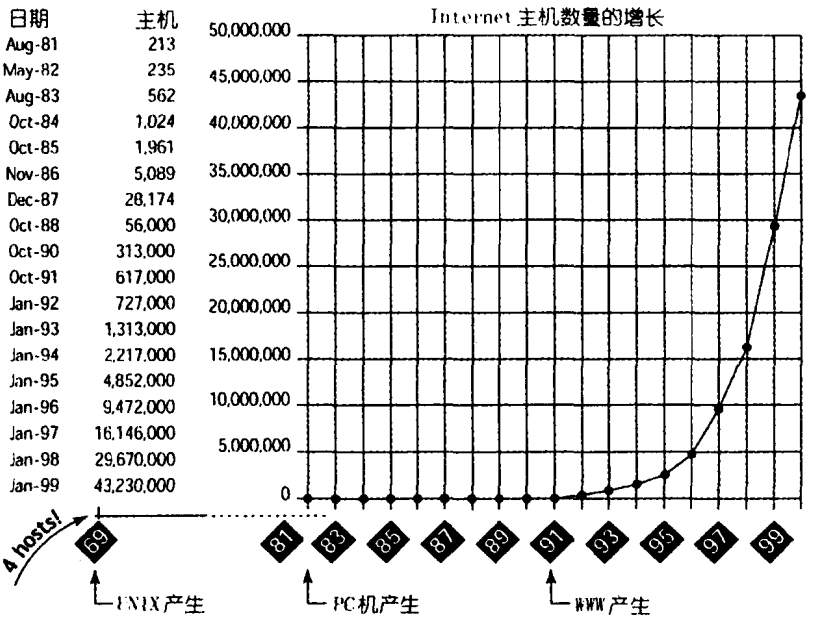
表 12 - 1　Internet 领域调查,1999 年 1 月:主机数量、区域和网络
(HTTP://WWW.NW.COM)

			网络类别		
日期	主机数量	区域(平方公里)	A(大型)	B(中型)	C(小型)
1999,1	43 230 000	不详	不详	不详	不详
1998,1	29 670 000	不详	不详	不详	不详
1997,1	16 146 000	不详	不详	不详	不详

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

			网络类别		
1996,1	9 472 000	240 000	92	5 655	87 924
1995,1	4 852 000	71 000	91	4 979	34 340
1994,1	2 217 000	30 000	74	4 043	16 422
1993,1	1 313 000	21 000	54	3 206	4 998



源自: *Network Wizards (http://www.nw.com) and Mark Gibbs, Gibbs & Co.*

图 12－1 Internet 主机的增长

Internet 以美国国防部 ARPANET(高级研究计划局网络)为基础。ARPANET 始建于 1969 年,用于将从事各种计算机科学和军事研究项目的个人和系统连接起来。ARPANET 和它的后继网络——DARPANET(国防高级研究计划局网络)发展成为完全可靠的网络。计算机能力的分配和数据冗余的交换以及计算机间的连接,其目的都是为了提供一个能够承受核打击的网状网络。

70 年代初,斯坦福大学开始着手设计一套网际互联协议,以证实 ARPANET 计算机之间的互联性。1974 年 5 月,Vinton G. Cerf(斯坦福大学)和 Robert E. Kahn(美国国防部高

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

级研究计划局)在 IEEE 通信汇刊发表了一篇题为"一种用于分组网络互通的协议"的论文。该协议称为 TCP/IP(传输控制协议/网际协议)。他们在 1980 年完成了协议的开发工作,并且在 1983 年国防安全局要求 ARPANET 的用户接受新的计算机协议,从而使 TCP/IP 成为 ARPANET 的标准。为了鼓励各个学院和大学转移到 TCP/IP,DARPA 简化了 Berkeley 软件分布的实现过程,Berkeley 软件分布一般称为 BSD UNIX 或 Berkeley UNIX——UNIX 操作系统的一个版本,当时的工作站大都运行 UNIX 操作系统。基于此,DARPA 建立了 Bolt Baranek 公司和 Newman 公司(BBN,现为 GTE Internetworking),以在 Berkeley UNIX 中实现 TCP/IP 协议;这项技术填补了网际互联协议的空白,并形成了 Internet 的基础。

1983 年末,ARPANET 分成了两个不同的网络,DARPANET(国防 ARPANET)和 MILNET(军事网)。虽然 ARPANET 在 1990 年被正式弃用,但 Internet 继续保存下来。ICP/IP 协议最近已经增强,而且目前在教育、研究与开发和商业应用中得到广泛普及。

国家科学基金会在 1985 年成立了 NSFNET(国家科学基金网),以连接它的超级计算机中心,并提供到 Internet 的接入。NSFNET 是一个由许多条网状结构点对点链路构成的高速主干网络。1998 年以初始速率 56kb/s 实现了整个网络。1986 年,NSFNET 分建了一些地区网,并连接到主干网上。1992 年,主干网升级到 T-3,工作速率为 45Mb/s。最近,NSFNET 的主要部分升级到 OC-3(155mb/s)以及更高的速率。NSFNET 在 1995 年正式被淘汰,并由 MERIT 网络所取代。MERIT 最初是一个州域网,由 Michigan 大学控制,而且它既属于 NSFNET,也属于 Internet 的一个地区网。

二、Internet 的物理拓扑

Internet 的物理拓扑实际上并不重要,只要达到互联即可。Internet 的拓扑也一天天改变,而且对不同的地点变化很大。然而,无论你是谁,都应像我一样必须在某种程度上了解 Internet 的物理拓扑是由租用线组成,租用线用于通过交换机和路由器连接各种主要的计算中心。这种租用线网络为了具有冗余和网络复原能力而采用部分网状结构。最初,ARPANET 由大约 50 个 BBN 分组交换节点(PSN)组成,这些 PSN 是定制的,并分散在美国和西欧。NSFNET(1985)由 56kb/s 的租用电路组成,该租用电路连接着 NSF 在加利福尼亚州的 San Diego、科罗拉多州的 Boulder、伊利诺斯州的 Champoign、宾西法尼亚州的 Pittsburgh、纽约的 Ithaca 以及新泽西的 Princeton 等地的超级计算中心。在这期间,大量的 NSFNET 主干网上的 Internet 业务本质上是商业的业务,从而促使一些私人的商业 Internet 主干网供应商来建立这种业务的交换点。该交换点建立在加利福尼亚州 Santa Clara 的 Willel 局,并称为 CIX(商业 Internet 交换局)。

1988 年由 MERIT 公司、IBM 公司和 MCI 公司(现在为 MCI Worldcom)联合对最初的 NSFNET 网络进行了扩展。网络连接的地点增加了加利福尼亚州的旧金山、华盛顿的 Se-

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

图 12－2　网络接入点(NAP)种类

除了主干网络,NSFNET 还在州级或地区级建立了一些中级网络。在各种网络中也已建立了接入网,支持用于特定的组织或联合体的主干连接。校园网也通过从各种电信公司租用的专用线连接到主干网。在近期的发展中,各个大学已经对 Internet 性能降低而

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

主干网。

一些不知名的

竞争性的。

到目前为止,我们的

为 Internet 是美国的一项发明。

是美国的网络。当 Internet 逐渐扩展到

施确定其路由。那意味着,举个例子,从香港地区

要通过 San Jose 的西 MAE 确定路由,然后再返回到香港。

种明显的效率低下问题,目前在国际上的许多地方都有 NAP

(HKIX)为香港的 50 家 ISP 服务;日本 Internet 交换有限公司(JPIX)为

阿姆斯特丹 Internet 交换局为法国的 36 家 ISP 服务;伦敦 Iiternet 交换局为英国的

服务。超量的业务仍通过美国的 NAP/MAE 接入点沿环路返回。

为了使这种物理布局合理化并且上下衔接,让我们考虑一下关于层的概念。虽然这些层并没有被完全定义,但它们确实在人们脑海中用于形成 Internet 的拓扑结构。在第 1 层上是互联点,在第 5 层上是终端用户。在长途越洋通信中,可能通过所有的 5 个层发送和接收信息。

◆第 1 层包括所有的 NAP 和 MAE。既有美国国内的,又有国际的。同样,这些 NAP 是主要的互联点。在该互联点处,国内的或者可能是地区的各个电信公司交换业务。NAP 供应商可能独立于其他层(例如,国际 NAP),或者可能是第 2 层供应商(例如,MCI Wroldcom 或 Sprint 公司)。

◆第 2 层是国家主干层。处在这一层的是国家业务供应商,如 ATET 公司、Cable 与 Wireless 公司(当 1998 年 9 月 Worldcom 公司吞并 MCI 公司时,它收购了 MCI 的主干网)、GTE Internet Working 公司、UUNET 公司(MCI Worldcom 公司之一)和 Sprint 公

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

司。由于第2层供应商拥有长途高速传输设备以用于互联它们的各种高速交换机和路由器,因此他们是主要提供设备的供应商。

◆第3层包括各地区电信公司,这种电信公司控制一个州或可能几个州的主干网。第3层业务供应商也是基于设备的,但比第2层业务供应商的层次低。尽管RBOC被限制在本地接入和转送区内,但它们工作在该层上。

◆第4层包括各个Internet服务提供商(ISP)。ISP可以是小的家庭经营型公司,或者它们本身也可以是属于本地接入和转送区内的公司(即,RBOC)、地区范围内的公司或国家范围内的公司。在任何情况下,ISP不会拥有传输设备。更确切地说,他们通过租用电路将他们的用户在第3层或第2层,或甚至可能在第1层上连接到Internet主干网。一个第3层或第2层的业务供应商,在那些他们没有适当的设备的地区可能工作在第4层;这种情况的例子包括美国在线公司、CompuServe公司、Prodigy公司、PSINET公司和UUNET公司。

◆第5层由终端用户组成。第5层可以通过第4层、第3层、或第2层的供应商连接到Internet。在前面章节中讨论的接入技术提出了全网范围的解决方案。并且在本章后面将再次讨论。这样的技术包括租用线、拨号接通、xDSL、帧中继和ATM。

第二节 IP编址与域名系统

一、IP编址

尽管IPv6也是可用的,而且最近已用在一些大型网络中,但大多数网络目前使用IPv4(IP协议第4版)。IPv4和IPv6的详细说明在本章稍后讨论。现在,关注一下编址方案的问题,重点在于RFC791中定义的IPv4。

IPv4提供了一个32位的地址字段,该地址将产生2^{32}或4294967296个不同的地址。编址结构包括五种地址格式,每一种都用开始的1、2、3或4位来区分网络的类型(A、B、C、D或E类)。网络标识域识别特定的网络,而主机标识域识别网络上特定的主机。

◆A类地址以起始位0来标始。剩下的七位标识特定的网络,只有可能的128(2^7)种。剩余的24位用于识别网络中特定的主机,有16 777 216(2^{24})台可能的主机。A类用于极大型网络以支持大量的主机。1988年1月,51个已分配的A类地址分配已给了包括Bolt公司、Baranek公司和Newman(BBN)公司、IBM公司、Hewlell - packard公司、Ford Motor公司和计算机科技公司在内的许多公司。

◆B类地址由2比特起始位10来识别。接下来的14位用于标识网络,有16 384(2^{14})

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

个可能的网络。剩下的16位用于标识特定的主机，有65 536(2^{16})台可能的主机，1998年1月，大约有12 000个B类地址已分配出去。

◆C类地址由前三位110来识别。接下来的21位用于标识网络，有2 097 152个可能的网络。剩下的8个比特用于标识网络中特定的主机，有256(2^8)台可能的主机。大部分组织拥有C类地址。1988年1月大约有800 000个C类地址已分配出去。

◆D类地址由前四位为1110来识别。D类地址主要用于多点应用中，剩下的28比特指定用于多点地址。

◆E类地址由前四位为1111来识别，E类地址留作将来使用。

所有的IP地址都写成加点的十进制数形式。每一个32位的地址被分成四个字段，表示为xxx.xxx.xxx.xxx，每一个字段给出一个0~255的十进制数，表示为一个单独的8位字节(2^8=256，或0~255)。A类地址从1~127，B类为128~191，C类为192~233。例如Northwest link(我的ISP)有一个199.xxx.xxx.xxx的地址，很容易识别出它为C类地址。

正如前面提到的，ICANN分配IP地址给那些想要在Internet上设置计算机的组织；IP地址类型和可用的主机地址具体号码取决于组织的规模。然后，由该组织在静态或动态地址分配的基础上向各个主机再分配号码。静态地址分配是指将一个IP地址永久地分配给特定的主机。动态地址分配是指每次为主机建立连接时分配可用的IP地址。例如，一个Internet服务提供商(ISP)可以拥有一个或多个C类地址块。倘若只有有限的IP地址可用，则每次当拨号用户接入ISP试图同Internet连接时，ISP再分配一个IP地址给用户主机。一旦连续终止，则该IP地址可再分配给其他用户使用。这种动态IP地址分配通常通过一个运行DHCP(动态主机配置协议)的路由器来完成。相反，一个具有xDSL接入的ISP，一般分配一个或多个静态IP地址给用户。由于xDSL连接一直为开放式，因而动态地址分配对此类用户来说是不合适的。

前面说过，IPv4提供了一个32位的地址域，产生了2^{32}或4 294 967 296个不同的地址。这种地址并不足以为地球上每个人分配一个IP地址，但是它大约可满足10亿左的用户。这看上去足够用很多年。TCP/IP的普及，尤其是基于IP的Internet的商业化，经使IPv4编号方案的IP地址即将用尽——正如联网的传真机、移动电话、寻呼接收机、计算机调制解调器、甚至复印机的普及，已经导致了用于PSTN编号方案号码的用尽。另一个问题是可容纳相当多主机的A类和B类被分配给大型用户组织，而他们实际上并不需要这么大的地址块。由于实际使用的仅有很少一部分地址，因而大量的可用地址被浪费掉了。这就同电话号码分配给U.S.LEC所造成的浪费类似——每次在CO字冠前加上10 000，不管他们实际上是需要1，或10，或100，或10 000。

为了缓解，至少部分地缓解这个问题，IETF公司于90年代早期在RFC1518和1519中推荐了无类别域间路由选择(CIDR)。CIDR建立在超级联网的思想上，它允许多个C类

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

子网地址块组成一个单独地址。例如,一个 ISP 需要 1000 个 IP 地址使它能够
续的 C 类块,而且在这 4 个 C 类地址块中的所有地址都会被发送到相同的主机。
单地使用短码来指定子网的掩码(在网络地址中 1 比特的数目)。CIDR 减少了路由
量,从而也减少了 Internet 交换机和路由器必须支持的路由表的大小和复杂性。虽然 CIOR 对 IP 的地址分配方案增加了灵活性,但它不会解决将来 IP 地址缺乏的基本问题。

IPv6 通过将地址字段扩展到 128 位来解决这个问题,因而产生了 2^{128} 个可用的地址。这样,总的可用地址数为 340 282 366 920 938 463 463 374 607 431 768 211 456。根据我家邻居 11 岁的儿子的说法,那不仅仅是一个天文数字。根据 Christian Huitema 的说法,地球表面陆地上在每平方英尺足够分配 32 个地址——应该刚好达到目的。假设建议为联网的咖啡壶、冰箱、加热器和空调系统,以及实际上每一个可想像的设备分配 IP 地址,则 IPv6 明显增加了其价值。尽管 CPE 需要升级,但 IPv6 也提供了附加的功能。

二、域名系统

Internet 被分成许多逻辑区域,在 IPv4 的情况下,由总地址的 32 位来标识。域名系统(DNS)中地址的管理是由 ICANN 负责,每个地址遵循一个标准规则:用户@组织.区域。大约 4500 万已经注册的顶层域(TLD)中绝大多数是商业性质的。由域地址后缀识别的 TLD,具有两种类型:通用的顶层域(gTLD)和国家码。

gTLD 包括:

.com 商业组织

.edu 教育机构

.gov 政府部门

.int 国际贸易组织

.mil 军队

.net 网络访问服务商

.org 非赢利组织

例如:ray@contextcorporation.com 是 Ray Horak(用户)在 Context 公司的 e-mail 地址(提供连接的组织),该公司属于一家商业企业(注意到域名不能超过 26 个字符,例如:contextcorporation)。1998 年,对建立一组新的 gTLD 进行了严肃认真地考虑,这组新的 gTLD 包括.arts(主要从事文化实体和娱乐事务的实体)、.firm(商业或公司)、.info(提供信息服务的实体)、.nom(个人或私人命名法,即一个人的笔名)、.rec(娱乐事务的实体)、.shop(提供购买商品的商业集团)和.web(主要从事万维网事务的实体)。目前,对新的 gTLD 还没有进行积极的考虑。

顶层域也用来标识国家,以两个字符的国家码表示。国家码附加在标准地址上,而且

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

1. 域名和IP地址

已经讨论过 Internet 工作在 IP 地址基础上。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

一台主机,但 IP 地址难以记忆,而且难以正确地键入。域名则更容易记忆和输入,但是必须进行从域名到 IP 地址的转换;各种路由器和交换机根据这种转换,将使数据能发送到正确的目的设备。转换过程通过地址转换协议(ARP),以及驻留在服务器上地址转换数据库实现。

例如,假设要发送一封电子邮件(E - mail)到 ray@contextcorporation.com(这是我的邮箱地址,这也是一个缩略测试,答案将在后面给出),可以在 SOHO 从 PC 机上通过一个 UTP 本地环路上的 xDSL 线接入 ISP,UTP 本地环路是 ISP 从 ILEC 租用以用于再出售。因为 DSL 线是一直打开的,所以可以在静态基础上获得一个 IPv4 地址。你的客户 PC 机相对于 ISP 的服务器运行,它们都运行 TCP/IP 协议。E - mail 报文利用 SMTP 协议,SMTP 是一种 TCP 协议上层的应用层协议,而且在使用 PPP 的串行模式中被置于 UTP 本地环路上。当报文到达中心局时,通过从 ILEC 租用的多路 T - 载波电路上的 DSLAM 被上行传到 ISP。在 ISP 处,由 E - mail 服务器接收 E - mail 报文。然后,在另一个服务器上检索 DNS 数据库,将 ray@contextcorporation.com 转换成 ray@nwlink.net——Northwest link 公司 E - mail服务器的 TLD,我的 TLD 所在的 ISP 作为他们的域名服务器逻辑分区上的一个有效域。然后,该 TLD 被转换成 IPv4 地址 199.xxx.xxx.xxx,该地址即是 Northwest link 服务器的 IP 地址。ISP 的 DNS 通过从 InterNIC 的下载周期性地更新数据。在 ISP,E - mail 报文也被转换成帧中继的格式并通过可能是从 CLEC 租用的非多路 T - 载波电路传送到 NAP,在 CLEC,E - mail 报文进入 Internet 主干网。在 Internet 的主干网的中心,E - mail 报文在 AAL3/4 以 ATM 格式传送。在 Internet 主干网的目的地端,处理过程同 Northwest link 相反,它将 IPv4 地址转换成我的域,并将收到的 E - mail 报文放进我的信箱中。我通过拨号连接并通过一个 56 kb/s 调制解调器查看 E - mail 时,也使用 PPP 和 TCP/IP 客户/服务器面向连接的通信方式。当连接到我的 ISP 上时,一输入口令 ISP 便会通过 DHCP 自动分配给我一个 IPv4 地址。然后,我接入 E - mail 服务器并将报文下载到 PC 机。

第三节 Internet 协议

Internet 协议包括 TCP 和 IP 协议以及应用层协议。TCP/IP 协议对 Internet 的运行来说是最基本的,而应用层协议用于支持特定的用户应用。

一、TCP/IP 协议

正如第 7 章所讨论的,传输控制协议(TCP)和网际协议(IP)是特定的分层协议,该协议运行在一般称为 TCP/IP 协议组的协议栈中。TCP/IP 是公共范围的协议,因为它是用公

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

共基金开发出来的,并用在公共网络(Internet)中。TCP/IP 网络协议组工作在 OSI 参考模型下的第 3 层(网络层)和第 4 层(传输层)。TCP/IP 协议已经不断地增强,并广泛用于各种计算机网络中,包括 X.25 和以太网。此外,一些经销商已经在 TCP/IP 协议之上加入了 ISO FTAM(文件传送和存取管理)、X.400 和 X.500 等应用协议(第 7 层)。它的优点当然包括高级的文件、易于使用、稳定性好以及应用广泛。TCP/IP 协议提供了一种在实际的任何能发送和接收比特的网络之间传送数据报的方法。

1. 网际协议(IP):无连接数据报传送

网际协议(IP)是 Internet 的基本构建块,是第 3 层(网络层)网际互联协议,用于对通过网关的数据报进行选路,网关用于连接网络和子网。IP 是一个无连接协议,因为在源设备和目的设备之间没有建立真正的连接。更确切地说,IP 数据包由源设备发送到网络并通过网络进行处理,不了解目的设备是否存在及是否可用。IP 以面向数据报为特征,因为每一个 IP 数据包通过网络独立地传送,并不考虑它是否属于某个较大数据包流中的一个。因此,不对 IP 数据包编号,也不支持对数据包的重新排序。IP 协议也是最费力的协议,因为它不提供传送保证,不按顺序,而且没有差错检测和纠错机制。

IP 协议为数据包提供分段和重组,而且如前所述,它还提供以带点的十进制符号形式表示的特殊的编址规则。IP 协议支持选路控制以及状态转换和通信。虽然 IP 协议不考虑数据包的详细内容或它的业务要求,但它也支持多种业务类型,包括短时延的、高带宽的和高度可靠路径的业务。拨号 IP 接入协议包括 SLIP 和 PPP。

IP 数据报的总长度(包括 IP 报头,header),能达到 65 535 个八位字节长。所有网络必须支持的最小数据报长度为 576 个八位字节。如图 12-4 所示,最小的 IPrbc 报头长度为 20 个八位字节。注意:IP 数据报呈 32 位宽(即,4 个八位字节),因为执行 IPv4 协议的源端处理器有 32 位字长。IPv4 数据报包含以下字段:

◆**VERS** 4 比特,用于标识 IP 版本号。版本号为 4。

◆**IHL** 4 比特 Internet 报头长度。最小值为 5 个 32 位字,或 20 个八位字节。IHL 也提供 TCP 报头的长度,或其他更高层报头的起始位置。

◆**服务类型** 8 比特,用于标识数据报所要求的服务质量。虽然 TCP/IP 网络目前不提供服务质量保证,但网络将设法实现参数形式的服务质量请求,这些参数包括数据包优先(即,优先权)、低时延、高吞吐量和高可靠性。

◆**总长度** 16 比特,用于描述数据报的总长度(包括 IP 报头)。最大的长度为 65535($2^{16}-1$,没有值时 0 不需考虑),而且所有网络主机必须能够处理至少 576 个八位字节长的数据报。

◆**标识** 16bit,用于分段控制。在接收端网络不能容纳总长度特别长的数据报的情

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

况下，必须将该数据报分段。每一段在 IP 报头中必须包含标识字段的副本和指定的其他字段，以使它们能重新结合起来，并重构数据报。

◆**标志** 3 比特，用于确定以什么方式进行分段。第一个比特总是设置为 0。第 2 个比特定义是否允许分段。例如，在只有完整的数据报才有用的某些应用中可能不允许分段。第 3 个比特用于标识一系列分段中的最后一段。

◆**段偏移** 13 比特，用于标识该段在包含源数据报的全部段集合中的位置。该字段用于对各个段进行正确地排序，因为各个段到达目的设备可能是无序的。

图 12－3 网际协议版本 4(IPv4)数据报格式

◆**生存时间(TTL)** 8 比特，用于指定数据报能驻留在 Internet 系统中的时长，以秒计。最大时长为 255 秒(2^8-1，0 不需考虑，因为它是数据报被消除的时刻)或 4.25 分钟。从 IP 数据报进入 Internet 时起，每个对数据报进行处理的网关的主机都将 TTL 减 1。TTL 的默认值为 64。

◆**协议** 8 比特，用于识别高层协议，该高层协议生成了包含在数据字段中的报文。例如：TCP 和 UDP。

◆**报头校验和** 16 比特，用于报头的差错控制。如第 6 章所述，该过程即是 CRC(循环冗余校验)。

◆**IP 源地址** 32 比特，包含源主机的 IP 地址。

◆**IP 目的地址** 32 比特，包含目的主机的 IP 地址。

◆**IP 可选项(任意)** 可选的可变长字段，由网关用于控制分段路由选择。

◆**填充** 可变长字段，仅在需要时使用，以保证 IP 报头刚好为多个 32 位。

◆**数据** 可变长字段，包含实际数据内容。

SLIP 串行线路接口协议(SLIP)——原始的但仍是最基本的协议，用于处理语音级电话连接上串行比特流中的数据包。SLIP 安装在用户的工作站和业务供应商的服务器，以传送由 TCP/IP 软件生成的数据包。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

PPP 点到点协议(PPP)的基本功能和SLIP一样。此外,为了在传输流中长序列数据包的报头中消除没有用的或冗余的数据,它还执行相当复杂的压缩处理。进一步地说,PPP支持多个本地的机器和网络协议,而且支持子网的路由选择。例如,PPP安装在一个居家办公人员家中的PC机上,这台PC机就可以通过连接到一个以太网上的路由器和家庭办公室进行通信。PPP通过Internet也支持IP分组通信。

2. Internet协议版本6(IPv6):改进版

IPv6规范(由RFC2460取代RFC1883)出自于IETF IPng(下一代IP)工作组的努力,以定义一个IPv4的后续协议。正如在学习IPv4时所发现的,IPv4协议对目前的分组网络互联是高度受限的。IPv4的限制包括它的编址方案太有限(仅为32位),它的地址分配没有足够的灵活性,应用层协议没有严格综合,服务质量(QoS)没有保证,以及缺乏安全性。IPv6通过40个八位字节长的报头(和IPv4的20字节比较)克服了所有这些缺点,40个八位字节的报头可根据需要通过可选报头扩展。

◆**编址** IPv6将地址字段从32位扩充到128位,从而为很好地向21世纪发展提供了大量的空间。

◆**地址分配** IPv6通过两种方法较好地改善了地址分配的灵活性,这两种方法都提供了自动地址分配和搜寻可用空间的功能。有政府状态的自动配置类似于动态主机配置协议(DHCP),当设备需要IP地址时,配置服务器就动态地分配惟一的地址给该设备,IP地址是从共享地址资源中取出的。无政府状态的自动配置采用两个IP地址,并且在移动应用中特别有利。一个地址永久地分配给移动设备,另一个地址用于将数据发送到该移动设备当时所连接的网络。这种无政府状态的方法非常像发送一个数据报由网络转交给设备,而且对许多移动设备是有用的,这些设备在寻呼、蜂窝分组无线电、无线LAN和其他无线网络之间移动。

◆**地址类型** IPv6支持多种地址类型,包括单点下落、多点下落和任意点下落(是一种新模式)。单点下落支持源到目的地对间的通信。多点下落是指将数据传送给多个主机,每一个主机都有它自己的IP地址。多点下落不采用传统的方法(传统的方法是将数据包流复制到源路由器上,然后在单点下落基础上将这一串数据包流按序传送给每一台设备),而且是一次传输到网络。网络根据各台设备通常所处的物理方向,信息将分组流输出到它的同等网络中,该过程持续到找到所有目的设备,并将数据传送到目的设备。任意点下落是一种新的方案,它支持源主机和一组目的设备中最近的设备之间的通信,这组设备共享一个任意点下落的IP地址。在这种模式下,网络根据路由选择协议对距离的测量结果,将分组发送到共享同一地址的设备组中最近的设备,然后由该设备负责将数据转发到设备组中的各台设备。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

◆**优先级** IPv6 包括一个 4 位的优先级字段，可以使一台源主机给数据包分配传送优先级。例如，可以分配面向流的语音或视频极高的优先级，分配给网络管理数据稍低的优先级，分配给路由表更新较低的优先级，分配给 e - mail 数据最低的优先级。这种优先级的指定设计允许网络在优先的基础上处理具有最低时延容忍的数据。进一步地说，一个 24 位的流量标记可用于识别面向流的实时数据应用。开发能提供服务质量保证的协议的工作还在继续。

◆**有效性和灵活性** IPv6 的报头包括一个字段用于识别附加的可选报头，该可选报头可以同 TCP 结合起来，或者是 6 个 IPv6 扩展报头之一。逐段扩展包括必须由每一个网络节点(包括目的节点)检查和处理的信息。目的地扩展包括仅需要通过目的节点，而不需要网络中间节点检验的信息。路由选择报头用于指定分组从源传送到目的地所经过的中间节点。分段报头用于将大的数据包分段成较小的数据包，以使中间节点能对其进行处理。因为网络中功能最弱的设备(即，IPv4 节点)可能不能处理超过 576 个八位字节长的数据包。在必须将数据包分段的地方，必须将分段报头复制到每一个段，以使这些段最终能够重组。假定从源到目的地的所有节点都能够在本机模式下运行 IPv6，则可利用 16 位的有效负荷长度字段来识别大的有效负荷方案。该方案将数据包长度扩展超出了 IPv4 65 535 个八位字节长度的限制。

◆**安全性** IPv6 包括一个以 IPsec 形式的 IP 安全性选择项，它通过使用可选的文电鉴别报头和保密安全有效负荷报头来识别。文电鉴别报头用来证实报头中或各个数据包中源地址的有效性，从而确保源设备有权接入到目地网络、它的内部资源、并报告对话窃取的程序无效。保密安全有效负荷(ESP)利用加载到设备中的加密算法加密整个数据报。IPsec 是一套基于标准透明运行的安全组件，在一些应用中它可免去对防火墙的需要。IPsec 也提供了在 IPv4 数据包中封装安全的 IPv6 有效负荷的功能，并考虑到了提高安全性能和到 IPv6 的长期过渡过程。

总之，IPv6 比它的前身 IPv4 具有明显的优点。通过隧道(即，在 IPv4 数据包中封装 IPv6 数据包)，IPv6 是反向兼容的。然而，只有当所有从源到目的地的节点都能够运行在本机模式下的 IPv6，IPv6 的真正优点才能实现。对大多数来说，IPv6 需要不断升级。因此，IPv6 正在非常缓慢地寻找进入网络互联领域的途径。现有的基于 IP 的网络，不论专用的(如，Internet2)还是公用的(如，Level3 和 Qwest)，都是从基础建立起来的，它们都很容易实现 IPv6。它们也必须运行双重协议栈来支持两种版本下的本机模式。类似地，在大型企业网络中新的主干路由器设备可以很容易地支持两种版本。逐渐地，当 IPv6 从主干网发展到桌面时 IPv6 将取代 IPv4，但是整个过程可能需要几十年。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

3. 传输控制协议(TCP):可靠的数据流传送

传输控制协议(TCP)是第4层(传输)协议,它是从ARPANET的网络控制协议(NCP)发展而来的。NCP是开发用于通过本质上不可靠的模拟UTP和分组无线电(如,阿罗华网络)媒体提供可靠的传输。为了支持较高层的应用,TCP能以利用虚拟电路为特征支持面向字节流的通信。作为一个面向连接的协议,TCP通过虚拟电路支持状态交换和同步。在发送端TCP将文件分段形成数据包,在接收端再进行重组。TCP(见图12-4)也提供数据包排序、端到端的流量控制和差错控制,从而保证了正确地传送数据。由目的设备接收的数据包流中的每一个数据包,或者确认已经正确接收,或者出错请求重传。对没有收到确认或重传请求的数据包被认为是不确认的,并由源主机重新传送。

在两个主机之间传送的TCP数据单元称为报文段。TCP用报文段建立连接、传送实际数据、确认数据包接收和请求重新传送以及终止连接。图12-4给出了一个TCP报文头以及它的组成字段。虽然额外的4个八位字节可以用于容纳可选项,但TCP报文头的标准长度为20个八位字节,TCP报文头字段定义如下:

◆**源端口**　16比特,定义由源应用程序使用的TCP端口号。TCP端口是连接的逻辑点。熟知端口号是从0到1 023,用于系统处理或者由享有特权的用户执行程序。例如,熟知端口包括端口25用于SMTP(简单邮件传输协议)、端口80用于HTTP(超文本传输协议),以及端口107用于远程登录业务。

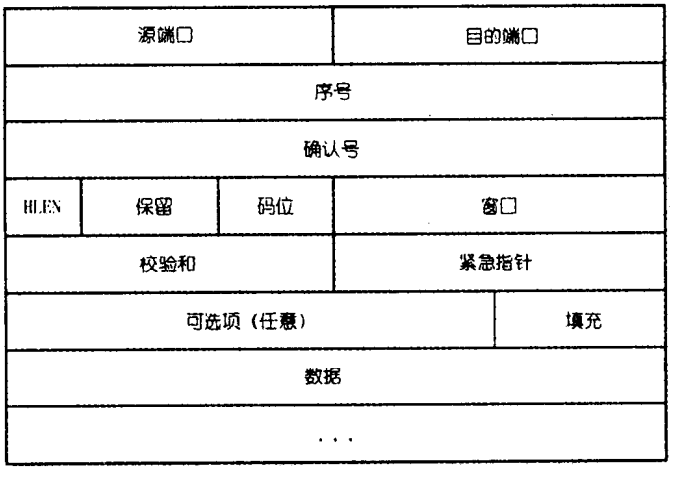


图12-4　传输控制协议(TCP)分段格式

◆**目的端口**　16比特,定义由目的应用程序使用的TCP端口号。

◆**序号**　32比特,用于标识数据在TCP报文段中相对于整个发端字节流的位置。如果数据要在目的主机进行正确排序,这个字段很关键。为了能向源主机发送肯定

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

的证实以及发送重传报文段的请求,该字段也很关键。

◆**确认号** 32比特,用于标识本端期望收到的下一个八位字节的确认号。

◆**HLEN** 4比特,指定报文段头的长度,单位为32位。

◆**保留位** 6比特,留作将来使用。

◆**码位** 6比特,定义报文段的目的和内容。例如,确认、连接复位和字节流结束。

◆**窗口** 16比特,用于通知发送器的接收窗口(即,根据缓存器大小,主机能接收多少数据)大小。

◆**校验和** 16比特,用于数据字段和报头的差错控制。该过程即是如第6章所述的CRC(循环冗余校验)。

◆**紧急指针** 16比特,用于标识紧急的带外数据(即,不属于信息流部分的数据)。这种数据在高优先级的基础上,在数据流八位字节之前进行处理,这些数据流八位字节可能正在等待目的主机的接收。例如,紧急的数据可能是一个键盘序列,以中断或退出一个程序。

◆**可选项(任意)** 24比特,指明可选项的类型,诸如MSS(最大段长度)。

◆**填充** 8比特,是一个仅在需要时才使用的可选字段,以确保TCP报头恰好为32位的整数倍。该字段仅当使用可选项(任意)字段时才使用。

◆**数据** 可变长字段,包含实际的数据内容。当TCP结合IP使用时,数据字段的最小值是536个八位字节——IP数据报的最小长度,每个标准的IP和TCP报头长度少于20个八位字节。

4.UDP

用户数据报协议(UDP)是一种简化的主机到主机协议,提供和IP一样不可靠的、无连接的数据报传送。历史上,UDP用于在应用程序之间发送数据报。和TCP一样,UDP使用IP进行编址和路由选择。与TCP不同的是,UDP不提供有序的报文传送或流量控制机制。使用UDP的应用程序负责全部的可靠性问题,包括数据丢失、数据完整性、数据包时延、数据排序和连接丢失。UDP广泛用于VoIP(互联网上的语音)应用中,在VoIP中通过设计压缩技术在高度共享的分组网络上,缓解上述可靠性问题。

标准UDP报头的长度为8个八位字节;如图12-5所示,它包含以下字段:

◆**源端口** 16比特,定义源应用程序使用的UDP端口号。

◆**目的端口** 16比特,定义目的应用程序使用的UDP端口号。

◆**UDP报文长度** 16比特,识别数据字段中报文的长度。

◆**报头校验和** 16比特,仅用于报头误码控制。如果其值置为0,就不必使用这一校

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

UDP源端口	UDP目的端口
UDP报文长度	UDP校验和
数据	
...	

图 12－5　用户数据报协议数据报格式

验和，也就不考虑它了。对报头控制缺乏考虑是可能的，因为它也在 IP 报头中完成。校验和过程即是 CRC(循环冗余校验)。

◆**数据段**　可变长字段，包含实际的数据内容[12－3]。

5. 传输帧

既然我们已经讨论了报头格式和 IP、TCP 以及 UDP 的功能特点，现在应该关注一下在 Internet 中传输帧的格式，如图 12－6 所示。这种格式一般遵循在第 6 章所述的通用数据格式。当需要路由选择时 IP 报头先到。接着，是 UDP 或 TCP 报头。最后，到达实际的应用数据。整个传输帧或是 UDP 数据报或是 TCP 报文段。如果在以太网的 802.3LAN 中考虑这一点，则数据报或报文段就成为以太网帧的有效负荷，而且长度限制在 1 500 个八位字节内。对以太网报头和报尾加上另外 18 个八位字节，成帧过程就完成了。

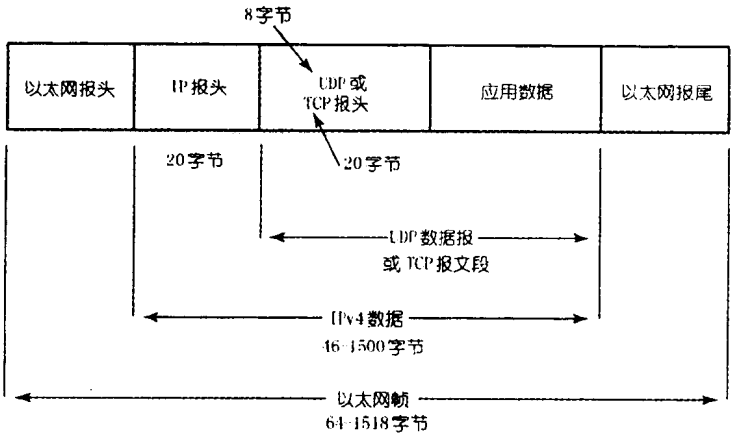


图 12－6　以太网 802.3LAN 的 IPv4 传输帧组成

注意，整个 IPv4 数据报的最小长度为 576 个八位字节，最大长度为 65 535 个八位字节。IP 报头占 20 个八位字节、TCP 标准报头为 20 个八位字节、UDP 报头为 8 个八位字节。按照本地网络的限制，对应用层数据可进行调整。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

二、应用层协议

应用层协议(OSI参考模型的第7层)的功能位于TCP/CP协议组之上,以支持特定的Internet应用。应用层协议的例子包括TELNET、FTP、SMTP和SNMP。

1.TELNET

电信网(TELNET)可能是最早的Internet应用协议。TELNET在TCP连接上提供了终端仿真,使用户能对驻留在远程系统上的应用进行控制。虚拟网络终端服务允许DTE在客户/服务器环境中,透明地仿真其他终端设备。

2.FTP

文件传送协议(FTP)支持在两个主机之间通过Internet进行文件交换。在人必须同远程的主机交互工作的情况下,FTP也支持交互式的用户接口。文件类型的细节和数据格式(如,ASCII、EBCDIC、二进制、以及压缩或未压缩)可以从客户到服务器确定。FTP也需要客户以注册和口令的形式满足安全性验证。

3.SMTP

简单邮件传输协议(SMTP)是UDP的扩展,为进网的电子邮件提供基本的处理能力。虽然SMTP不提供用户接口,但它支持任意两个支持MHS(报文处理服务)的设备之间面向文本的电子邮件。多用途Internet邮件扩展(MIME)是SMTP的扩展,它允许在文本型e-mail上附加其他类型的文件,包括声音文件、图形文件和图像文件。从而,可以通过网络传送复合的邮件。SMTP是它前身MTP(邮件传输协议)的简化。

4.SNMP

简单网络管理协议(SNMP)支持主机之间网络管理信息的交换,一般包括一个或多个集中化的网络管理控制中心,以实时地管理大量的网络设备。SNMP运行在UDP上,从而避免了同TCP有关的开销。

第四节 IPv6

网际协议(IP)已成为Internet的基础,事实上它也是所有的多厂商专用互联网的基础。这个协议正在走向它意义重大的一生的尽头,目前已经定义了一种新的协议称为IPv6(IP版本6),最终将会由它来取代IP。

我们首先要了解一下开发新版本IP的动机,然后再讨论它的一些细节问题。

一、下一代IP

采纳新版本IP的主要动机在于IPv4中的32比特地址字段具有很大的局限性。从理

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

论上说,使用32比特的地址字段总共可以分配232个不同的地址,它代表了超过40亿个可能的地址。你可能认为这个地址数量完全能够满足Internet上的地址需求。但是,到了20世纪80年代人们就预料到可能会出问题,到了20世纪90年代初期,这个问题开始逐渐浮现。32比特地址字段的不当之处有以下几点:

- IP地址的两级结构(网络号,主机号)很方便,但却会浪费地址空间。一旦为某个网络分配了一个网络号,那么在这个网络号下的所有主机号地址都是分配给这个网络的。该网络的地址空间的使用可能是稀稀落落的,但是就有效的IP地址空间而言,一旦使用了一个网络号,那么这个网络中的所有地址就都被用掉了。
- 通常IP地址结构模型要求为每个IP网络分配一个惟一的网络号,不论它实际上是否与Internet相连接。
- 网络快速激增。大多数组织都鼓吹使用多个局域网,而不是一个局域网系统。无线网络也正在迅速成长。而Internet自身也在近年来呈爆炸性地增涨。
- 随着TCP/IP在新领域中应用的增多,对惟一性IP地址的需要也迅速增加(例如使用TCP/IP连接电子柜员机终端以及使用有线电视接收机时,这些设备都需要惟一的IP地址)。
- 典型情况下,每个主机分配有一个IP地址。而一种比较灵活的分配方式是允许每个主机具有多个IP地址。当然,这也增加了对IP地址的需求。

因此,对更多的地址空间的需求使人们不得不考虑新版本的IP。另外,IP是一种很老的协议了,目前人们已经在安全性、路由选择灵活性以及通信量支持等领域定义了一些新需求,IP必须满足这些需求。

为了满足这些要求,Internet工程任务小组(IETF)于1992年7月发出通知征集对下一代IP(IPng)的建议。该组织收到了许多建议,到了1994年,IPng的最终设计已初露端倪。在1995年1月,RFC 1752,"The Recommendation for the IP Next Generation Protocol(IP下一代协议的建议书)"的发表是这项工作进展中的一个重要里程碑。RFC 1752概述了IPgn的需求,定义了协议数据单元的格式,并且强调了IPng在地址、路由选择以及安全性等领域中所采取的方式。另外还有许多Internet文档定义了这个协议的一些细节问题,此时这个协议的正式名称就是IPv6。这些文档包括IPv6的整体规范(RFC 2460)、一个讨论IPv6中寻址结构的RFC(RFC 2373)以及其他许多文档。

IPv6在IPv4的基础之上所做的改进有:

- **扩展的地址空间**:IPv6使用的是128比特地址,而不是IPv4中使用的32比特地址。这使得地址空间增加了296倍!有文章曾指出[HIND95],这使得在地球上每平方米的面积就可以拥有6×10^{23}个数量级的惟一地址!即使地址的分配是非常低效的,似乎也不必为地址担心。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

- **改进的选项机制**:IPv6 的选项放置在独立的选项首部中,这个选项首部位于 IPv6 首部和传输层首部之间。大多数的选项首部在传输途中并没有被任何路由器检查或处理过。因此与 IPv4 数据报相比,路由器简化且加速了对 IPv6 分组的处理。这样也更容易添加其他更多的选项。
- **地址自动设置**:这种能力是为 IPv6 地址的动态分配而提供的。
- **增加寻址的灵活性**:IPv6 具有任意广播地址的概念,也就是说分组只传递给一组节点中的任意一个。通过在组播(multicast)地址中增加一个范围字段,从而提高了组播路由选择的可扩展能力。
- **支持资源分配**:IPv6 能够根据发送方所请求的特殊处理,将分组标记为属于某个特定的业务通信量,而不是像 IPv4 那样使用服务类型字段。这种方法有助于对特殊通信量如实时视像的支持。

除了安全特性之外,所有这些特性都将在本节剩余内容中介绍。安全特性将在第 18 章中讨论。

二、IPv6 结构

IPv6 协议数据单元(称为分组)的通用格式如下:

←40 个八位组→	←0 或者更多→			
IPv6 首部	扩展首部	…	扩展首部	传输级 PDU

惟一的那个必须存在的首部简称为 IPv6 首部。它具有固定的尺寸,也就是 40 个八位组的长度,而相对地,在 IPv4 首部中必不可缺的部分只有 20 个八位组(见图 12-3)。以下是已经定义了的扩展首部:

- **逐跳选项首部(Hop-by-Hop Options Header)**:定义了要求逐跳处理的特殊选项。
- **路由选择首部(Routing Header)**:提供了类似于 IPv4 源选路的扩展路由选择。
- **分片首部(Fragment Header)**:包含了分片和重装的信息。
- **鉴别首部(Authentication Header)**:提供了分组的完整性及其鉴别。
- **封装安全净负荷首部(Encapsulating Security Payload Header)**:提供了保密手段。
- **目的选项首部(Destination Options Header)**:包含了由目的节点检查的可选信息。

根据 IPv6 标准的推荐,当使用多个扩展首部时,IPv6 首部出现的顺序如下:

1. IPv6 首部:必不可少的,永远必须最先出现的。
2. 逐跳选项首部。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

3. 目的选项首部:此处的选项是由 IPv6 目的地址字段中指出的第一个目的以及在路由选择首部中列出的后续目的来处理。

4. 路由选择首部。

5. 分片首部。

6. 鉴别首部。

7. 封装安全净负荷首部。

8. 目的选项首部:此处的选项只由分组的最后目的处理。

图 12-7 所示为 IPv6 分组的一个例子,在这个分组中除了与安全有关的首部之外,每个首部都存在。请注意,IPv6 首部以及每个扩展首部都含有一个下一首部(Next Header)字段。这个字段标识了紧随其后的首部的类型。如果下一个首部是扩展首部,那么这个字段包含的是该首部的类型标识符,否则这个字段包含的是使用 IPv6 的上层协议的协议标识符(通常是传输层协议),它的值与 IPv4 的协议字段的值相同。在图 12-7 中,上层协议是 TCP,所以这个 IPv6 分组运载的上层数据是由 TCP 首部加上应用数据块组成的。

我们首先要介绍主要的 IPv6 首部,然后再依次描述各扩展首部。

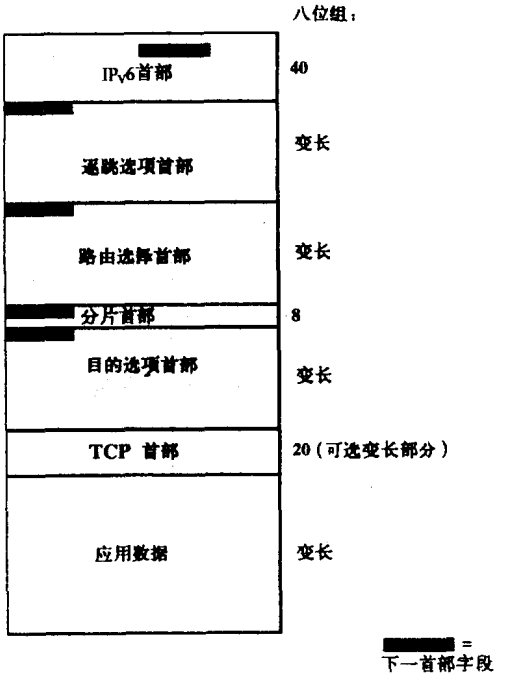


图 12-7　具有扩展首部的 IPv6 分组
(包含一个 TCP 数据段)

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

三、IPv6 首部

IPv6 首部具有固定的 40 个八位组的长度，由以下的字段组成(见图 12－8)：

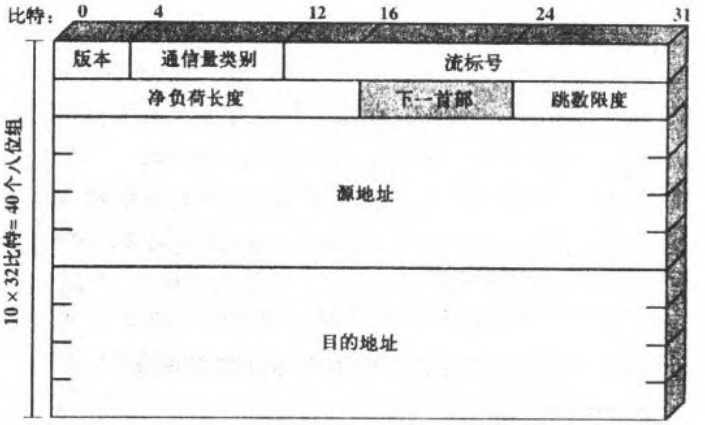


图 12－8 IPv6 首部

- **版本(Version)(4 比特)**：网际协议版本号。这个值为 6。
- **通信量类别(Traffic Class)(8 比特)**：由原始节点和(或)转发路由器使用，以识别和区分不同的通信量类别或不同优先级的 IPv6 分组。这个字段的使用仍在研究中。
- **流标号(Flow Label)(20 比特)**：主机可以使用这个字段来为分组做标记，说明这些分组请求网络中的路由器对其进行特殊处理。讨论见后。
- **净负荷长度(Payload length)(16 比特)**：跟在这个首部之后的剩余 IPv6 分组的长度，以八位组为单位。换言之，就是所有扩展首部再加上传输层协议数据单元的长度。
- **下一首部(Next Header)(8 比特)**：标识了紧跟在 IPv6 首部后面的首部的类型。它可能是一个 IPv6 扩展首部，也可能是高层的首部，如 TCP 或 UDP。
- **跳数限度(Hop Limit)(8 比特)**：这个分组还能允许的跳数。跳数限度是由源设置的，设置值为某个希望的最大值。转发这个分组的每一个节点都要将这个值减 1。如果跳数限度被递减到零，那么这个分组就被丢弃。它所要求的处理比 IPv4 的生存期字段要简单。大家一致认为 IPv4 中为计算时间间隔所做的努力对这个协议带来的影响不大。
- **源地址(Source Address)(128 比特)**：分组生成者的地址。
- **目的地址(Destination Address)(128 比特)**：该分组预期的接收者。事实上，如果路由选择首部存在的话，它可能不是最终的目的地，稍后再解释。

虽然 IPv6 首部比起 IPv4 首部来说，必需的部分更长(分别为 40 个八位组与 20 个八

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

位组),但它包含的字段较少(分别为8个字段与12个字段)。因此,路由器在处理每个首部时的工作量更少,也就是提高了路由选择的速度。

通信量类别

8比特长的通信量类别字段使得数据源能够为每个分组标识一个期望的通信量处理特性,这个处理特性是相对于同一个源站发出的其他分组而言。其目的是为了支持区分服务的多种格式,如第16章中所讨论的。就在我写此文时,这个字段的使用还没有正式的规定。RFC 2460提供以下几点指导方针:

- 与IPv6接口的服务必须使上层协议能够提供通信量类别字段的值。
- 如果节点支持通信量类别字段的特定用途,那么就要允许节点根据这些特定用途来改变由它们生成、转发或接收到的分组中的这些比特值。
- 上层协议不能认为接收到的分组中的通信量类别比特值就是这个分组在源站发送时的值。

流标号

IPv6标准定义的流是指从特定的源站发送到特定目的站(单播或组播)的分组序列,并且数据源希望中介路由器对它进行某些特殊的处理。通过源地址、目的地址和一个20比特的非零流标号(flow label)的组合就可以惟一地标识出一个流。因此,被某个源站设置了相同流标号的所有分组都是同一个流的组成部分。

从数据源的角度来看,通常,一个流就是由该数据源上的某一个应用实例生成的,且具有相同传送服务需求的分组序列。一个流可以包含一个TCP连接,或者是多个TCP连接。后一种情况的例子就是文件传送应用,它可以具有一条控制连接及多条数据连接。单个应用也可能生成一个或多个流。后一种情况的例子就是多媒体会议,它可能有一个声音流和一个图像窗口的数据流,这两个流在数据率、时延以及时延变化等方面的要求各不相同。

从路由器的角度来看,一个流就是共享相同属性的分组序列,这些属性将会影响路由器对这些分组的处理方式,包括路径、资源分配、丢弃要求、计费以及安全属性。路由器可能对来自不同流的分组进行多种不同方式的处理,包括分配不同的缓存大小、指定转发时的不同先后顺序以及请求不同的网络服务质量。

任何一个流标号都不具有特殊的意义。确切地说,向某个分组流所提供的特殊处理必须通过其他方式来声明。例如,一个数据源可能会使用控制协议提前向路由器协商或请求特殊的处理,也可能在传输时通过分组的扩展首部之一(如逐跳选项首部)来完成与路由器之间的协商或请求。可能会请求的特殊处理如一些非默认的服务质量,以及某种形式的实时服务等。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

原则上,一个用户为某个特定的流所做的各种请求都可以在扩展首部中定义,且包含在每个分组中。如果我们希望将流的概念扩大,以包括各种各样的请求,这种设计方式可能会导致分组的首部变得庞大无比。另一种方法是使用流标号,这也是 IPv6 采用的方法,通过流标号,流的请求在这个流发出之前定义,并且为这个流设置一个惟一的流标号。在这种情况下,路由器必须为每个流保存该流的请求信息。

流标号服从于下述一些原则:

1. 不支持流标号字段的主机或路由器必须在生成分组时将这个字段设置为零,并在转发分组时不对该字段做任何改变,而在接收分组时对这个字段忽略不计。

2. 某个给定数据源生成的所有具有相同非零流标号的分组必须具有相同的目的地址、源地址、逐跳选项首部内容(如果这个首部存在)以及路由选择首部内容(如果这个首部存在)。其目的是让路由器做到仅仅察看表中的流标号就能够决定如何为分组选路以及如何处理,而不用检查首部中的其余部分。

3. 数据源为一个流设置一个流标号。新的流标号必须从 1 到 $2^{20}-1$ 范围内统一地用(伪)随机方式选择,以遵从以下约束条件,就是说数据源在为一个新流分配流标号时不能重复使用仍在生存期内的现存流的流标号。零值流标号是专门用来指示没有使用流标号的情况。

以上的最后一点还需要进一步阐明。路由器必须维持每个可能会经过它的活动流的特征信息,很可能是使用一些表来做到这一点。为了高效且迅速地转发这些分组,对表的查找必须是高效率的。一种可选的方法是使用一张具有 2^{20}(大约一千万)个项目的表,每个项目对应一个可能的流标号,这样做会为路由器带来不必要的存储空间的负担。另一种可选的方法是每一个活动的流在表中都具有一个项目,而每个项目中存放着对应的流标号,这就要求路由器在每次遇到分组时都要搜索整张表,这种方法为路由器带来了不必要的处理负担。事实上,大多数路由器的设计可能会使用某些散列表方式。在这种方式下,使用的是一张大小适中的表,并且流标号通过一个散列函数被映射到各个流的项目上。这个散列函数可能仅仅是取流标号的几个低位比特(如 8 个或 10 个),或者是对流标号的 20 个比特进行简单的计算。无论哪一种情况,散列方式的效率通常取决于流标号是否在可能的取值范围内是均匀分布的(这就是上述第 3 条出现的原因)。

四、IPv6 地址

IPv6 地址的长度为 128 比特。地址是为节点上的每一个接口设置的,而不是为节点本身设置的。一个接口可能具有多个惟一的单播地址。与一个节点的接口相关联的任何单播地址都可以用来惟一地标识这个节点。

长地址与一个接口对应多个地址相结合,就能够在 IPv4 的基础上进一步提高路由选

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

择的效率。在 IPv4 中，地址结构通常对路由选择并没有什么帮助，因此路由器需要维持一张巨大的路由选择路径表。比较长的互联网地址则允许将网络的层次、接入提供者、地理位置、公司等等信息加以综合形成地址。这种综合地址使得路由选择表更小，且对表的搜索也更快。允许每个接口具有多个地址也就使在同一个接口上使用多个接入提供商服务的用户能够为每个提供商配置一个地址，这些地址可以在各自提供商的地址空间下聚集(aggregate)。

IPv6 允许三种类型的地址：

- **单播(Unicast)**：单个接口的标识符。发送到某个单播地址上的分组将会被传递到由这个地址标识出的接口上。
- **任意广播(Anycast)**：一组接口的标识符(通常这些接口分属于不同的节点)。发送到某个任意广播地址的分组将会被传递到由这个地址标识出的一组接口中的某一个接口上(根据路由选择协议的距离量度所认为的“最近”的那个接口)。
- **组播(Multicast)**：一组接口的标识符(通常这些接口分属于不同的节点)。发送到某个组播地址的分组将会被传递到由这个地址标识出的所有接口上。

五、逐跳选项首部

如果逐跳选项首部存在的话，其中携带的选项信息必须被沿途的每个路由器检查。这个首部包括[图 12-9(a)]：

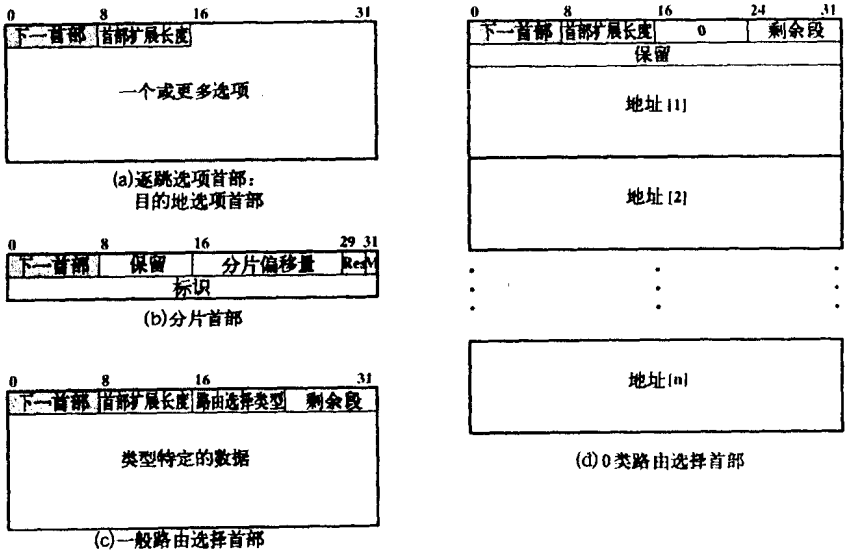


图 12-9　IPv6 扩展首部

- **下一首部(Next Header)(8 比特)**：标识了紧跟在这个首部之后的首部类型。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

- **首部扩展长度(Header Extension Length)(8 比特)**:以 64 比特为单位的首部长度,不包括最前面的 64 比特。
- **选项(Options)**:由一个或多个选项定义组成的变长字段。其中每一个定义由三个子字段组成:选项类型(8 比特),它标识了该选项;长度(8 比特)指出了该选项数据字段的长度,以八位组为单位;选项数据,它是这个选项的变长的规约。

事实上是选项类型字段中的低五位被用来指定具体的选项类型。它的最高两位指明了无法识别该选项类型的节点应当采取什么样的动作,如下所述:

- 00—忽略这个选项,继续处理这个首部。
- 01—丢弃这个分组。
- 10—丢弃这个分组,并向该分组的源地址发送一个 ICMP 参数问题报文,指向这个无法识别的选项类型。
- 11—丢弃这个分组,并且只有在这个分组的目的地址不是组播地址时,才会向该分组的源地址发送一个 ICMP 参数问题报文,指向这个无法识别的选项类型。

它的第三高位比特指明了在分组从源站到目的站沿途中,它的选项数据字段是不能改变(0)还是可以改变(1)。

上述这些选项类型字段的约定同样可应用到目的选项首部上。

在 IPv6 标准中,目前只定义了两个选项:特大净负荷(Jumbo Payload)选项和路由器警戒(Router Alert)选项。特大净负荷选项用于发送净负荷长度大于 65 535 个八位组的 IPv6 分组。这个选项的选项数据字段长度为 32 比特,它给出了这个分组除去 IPv6 首部之外的其他部分的长度,以八位组为单位。对于这种分组,其 IPv6 首部中的净负荷长度字段必须被置为零,并且必须没有分片首部。使用这个选项,IPv6 可以支持的分组长度可达 40 亿个八位组。这样做是为了便于大型视像数据的传输,并且使 IPv6 能够最佳利用任何传输媒体上的有效容量。

路由器警戒选项的存在是向路由器通知说此分组的内容是路由器感兴趣的,并且由路由器对所有的控制数据进行相应处理。如果在一个 IPv6 数据报中没有这个选项,那就是告诉路由器说此分组中没有路由器需要的信息,因此这个分组安全地经过路由选择,而不需要进一步做分组解析。在某些特殊环境下要求主机在生成 IPv6 分组时必须包含这个选项。这个选项的用途是向诸如 RSVP 这样的协议提供高效率的支持,RSVP 协议生成的分组为了达到通信量控制的目的而必须经过中间路由器的检查。有了这个首部,当需要引起类似的注意时就可以提醒路由器,而不再需要中间路由器仔细地检查分组的扩展首部。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

六、分片首部

在 IPv6 中，只有源节点能够执行数据的分片处理，分组传递途中的其他路由器都没有这个权利。为了充分地利用网际互联环境所带来的优势，节点必须执行一种路径发现算法，使之能够了解到沿途所有子网络都能够支持的最小的最大传输单元(MTU)。掌握了这一情况，源节点就能够在必要的情况下为每一个给定的目的地址执行分片处理。否则，数据源必须将所有的分组限制在 1280 个八位组的长度之内，这是每个子网络都必须支持的最小 MTU。

分片首部的组成如下[图 12-9(b)]：

- **下一首部(Next Header)(8 比特)**：标识了紧跟在这个首部之后的首部类型。
- **保留(Reserved)(8 比特)**：为将来的使用而保留。
- **分片偏移量(Fragment Offset)(13 比特)**：指示出这个数据段的净负荷在原始分组中的位置。它的计算单位为 64 比特，隐含之义是数据段中(除了最后一个数据段)所包含的数据字段的长度必须是 64 比特的整数倍。
- **Res(2 比特)**：为将来的使用而保留。
- **M 标志(1 比特)**：1 = 还有更多的数据报片；0 = 最后一个数据报片。
- **身份标识(Identification)(32 比特)**：它被用来惟一地标识一个原始分组。在这个分组仍然存在于互联网期间，对相同的分组的源地址和目的地址来说，这个标识符必须是惟一的。

七、路由选择首部

路由选择首部由一个或多个中间节点的列表组成，这些中间节点是分组在发往目的地的途中需要经过的。所有路由选择首部都是以 32 比特的数据块为开始，这个数据块由四个 8 比特的字段组成，其后是路由选择数据，它是由给定的路由选择类型决定的图[12-9(c)]。这四个 8 比特的字段如下：

- **下一首部(Next Header)**：标识了紧跟在这个首部之后的首部类型。
- **首部扩展长度(Header Extension Length)**：以 64 比特为单位的此首部的长度，其中不包括第一个 64 比特。
- **路由选择类型(Routing Type)**：标识了一个特定的路由选择首部变量。如果路由器不认识这个路由选择类型值，它必须丢弃这个分组。
- **剩余段(Segments Left)**：剩余的路由段数。也就是说，在到达最后目的地之前，明确列出的还需要访问的中间节点的个数。

在 RFC 2460 中惟一明确的路由选择首部格式是 0 类路由选择首部[图 12-9(d)]。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

在使用0类路由选择首部时,源节点并不在IPv6首部中放入最终的目的地址。相反,这个地址是在路由选择首部中列出的最后一个地址[图12-9(d)中的地址(n)],而IPv6首部中所包含的目的地址是希望沿途最先到达的路由器。在分组到达由IPv6首部标识出的节点之前,不会检查该分组的路由选择首部。而在这个节点上,分组的IPv6首部和路由选择首部的内容都会被更新,并且被转发。其中所做的修改包括将下一个要访问的地址放入IPv6首部,并递减路由未完

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第十三章　传统的数字数据网络技术

第一节　分组交换网络概述

分组网络是一类包含智能交换节点的数据网。其一般特点为：

• 数据传输之前每个数据被分割为多个数据块，每个数据块中都包含寻址和排序信息的头信息。每个分组都作为链路层协议的传输信息字段，该层通常具有差错控制的功能。

• 分组快速地从一个节点传输到另一个节点，在极短的时间内到达其最终的目的地。

• 作为节点的计算机不存储数据，一旦下一个节点进行了差错检测（如果要求）并确认已接收，则发送节点就把消息“忘掉”。

• DTE 和 DCE 这两个术语在前面已介绍过了。在分组网中，还出现了另外一个术语：数据交换设备（DSE）。DSE 是汇接了 3 条或更多条链路的一个网络节点。图 13－1 给出了分组网中 DTE、DCE 和 DSE 三者之间的关系。串行接口电缆连接到 DCE 上的那一点有时又被称作“网关”。

不同于第一层一个消息或一组消息专用某一特定的链路，数据分组是在 DSE 之间进行转发的，正是通过这种方式，从多个源发出到达多个目的地的数据分组可以在同一时间间隔内的不同时刻通过同一条终端链路。

根据不同的具体情况，分组交换较之其他的数据通信技术，一般具有以下优点：

• 对于终端之间的业务量不足以占用一个专用电路的数据应用而言，采用分组交换可能会比采用专线进行传输更省钱。

• 对于数据通信会话的时间比电话呼叫中最小的收费时间单元还短的应用，采用分组交换可能会比采用拨号传输数据更省钱。

• 因为目的地址是分组内容的一部分，大量的消息到达各不同目的端的速率同源 DTE 发送消息的速率一样地快。取决于所使用分组业务的类型，在传输包含实际数据的分组之前，不存在任何的连接延迟。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

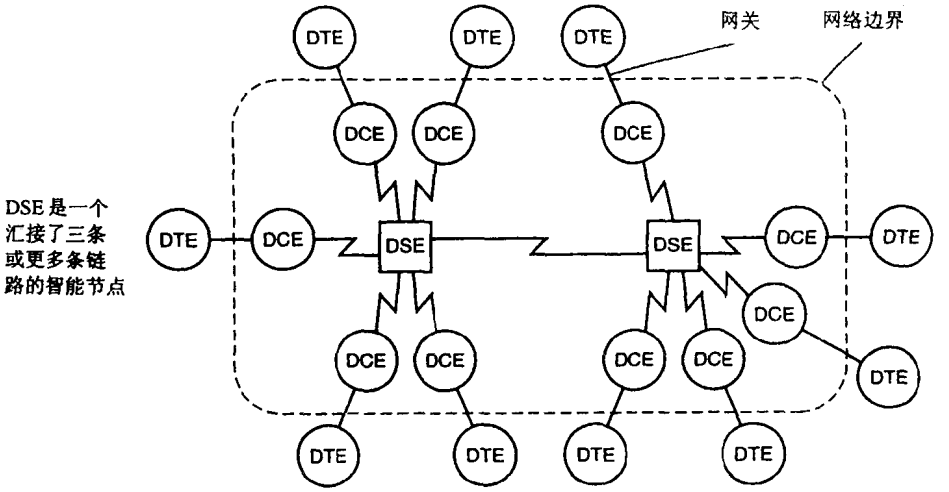


图 13－1 具有两个节点的分组网

• 因为网络具有智能(即每个节点都是计算机),所以可以动态地实现数据的路由选择。每一分组沿着由网络建立的当前最佳路由进行传输。这一特点可以使传输效率达到最高并使出现拥塞的可能性最小。

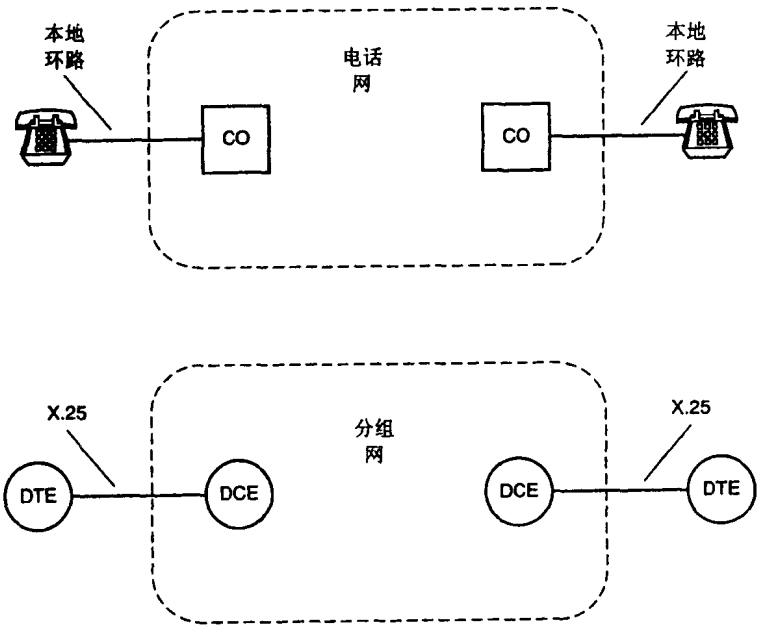


图 13－2 X.25 和本地环路之间的比较

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

• 网络的智能有助于克服分组网的缺陷。因为每当链路或节点失效时，绕过网络中出现故障的部分，可自动地重新进行路由选择。

• 由于网络具有智能，所以可实现各种基本的通信业务。例如差错检测和纠错、消息传递验证、组寻址、反向计费、消息序列检查和诊断等。

第二节　X.25 分组交换系统

分组交换系统的 ITU X.25 标准是影响现在和未来数据通信的最重要的网络体系结构之一。X.25 标准实际上只是 ITU 在公共数据网方面大量建议中的一部分。为了全面地了解它，必须研究“X”系列的全部内容。

X.25 标准中包括与分组交换网的网关上，DTE 和 DCE 之间接口的物理层、链路层和网络层协议。最初，就网关参数而言，分组网这一概念看起来有些特别，但就用户而言，它是很必要的。就电话网而言，如果你打算把所有与本地环路及其信号的物理的、电的、逻辑的及性能特性的相关标准收录到一个文档中，则应该把电话网和 X.25 等同看待。如图 13－2 所示，X.25 把数据终端连接到分组网的网关上所采用的方式与本地环路信令标准中把话机连接到电话网中心局上所采用的方式完全相同。

如果我们从未接触过电话或从未打过电话，则对于本地环路及其信令的了解是不会对话机或电话网的结构有更多了解的，但我们却可以从中知道如何去使用它们。类似地，X.25 标准既不涉及数据终端，也不涉及分组数据网，而它揭示的是为终端和网络能够做些什么。正是由于这一原因，使得 X.25 标准显得极为重要。

如前所述，X.25 标准中规定在串行接口网关上有三个独立的协议层。物理层协议定义了 X.21(或 X.21 bis)的物理层特性。X.21 使用 15 针的同步接口，由于先于 X.21 出现的 RS－232 和 V.35 的已广泛使用，所以在美国没有被接受。基于这样的事实，ITU 已采纳 X.21 bis 作为另一种可选协议。X.21 bis 规定了 V.24/V.28(实际上与 RS－232 等同)、X.26/IS－4902(实际上与 RS－449 等同)和 V.35 三种比特率。因为美国的生产厂商通常支持 RS－232 或 V.35，因此不需要任何改动。

一、数据链路层

在数据链路层，所指定的协议是 HDLC 的一个子集，即 X.25 术语中的 LAPB，即平衡型链路接入控制规程。(在 X.25 的一个旧版本中把链路协议简称为 LAP，实际上现在已逐渐不再使用了)。LAPB 支持在 DTE 和 DCE 之间的网关上进行双向同步通信。LAPB 的帧结构与第八章介绍过的 SDLC 的帧结构相同，其中的定界符(标志)、取消、空闲信道、透

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

明(零插入)、帧排序、流量控制机制与 SDLC 的相同。LAPB 规程与 SDLC 规程之间的区别主要体现在线路控制和寻址方面。这些将在本章稍后的 LAPB 部分加以详细介绍。

二、网络层

X.25 的网络层指的是标准中的分组层,它把所有 X.25 分组放入 LAPB 信息命令帧的信息字段后发送出去。一个分组中至少包含一个由 3 个或更多个 8 比特组组成的分组头(一个 8 比特组包含若干个 8 比特)。多数分组中还包含用户数据,但有些分组仅用于控制、状态指示或诊断。一个数据分组中到底最多可以包含多少用户数据,这要由网络设备的生产厂家决定,但通常是 128 个 8 比特组。

三、X.25 的功能

X.25 标准中规定了两种业务,为了严格地遵循该标准,它们必须由电信运营商提供。这两种业务分别是虚呼叫业务和永久虚电路业务。

1. 嘘呼叫业务

在虚呼叫业务(VC)中,通常在发送数据分组之前,必须在源于主叫 DTE 的一条逻辑信道和终止于被叫 DTE 的一条逻辑信道之间建立虚“连接”。建立虚连接的过程等同于在开始通话之前先进行电话呼叫。使用特殊的分组建立和拆除虚连接,该特殊分组只有一个比特流,通常不包含数据。连接建立后,两个 DTE 之间可以持续进行一次双向的对话,直至发出出了一个“清除请求分组”(即断开连接)才结束。

VC 连接之所以被称为虚拟的,是因为在网络中不存在一条固定的物理路径。网络所做的只是简单地用一个 DTE 上指定的逻辑信道号来替换另一个 DTE 上的逻辑信道号。

在同一个 X.25 接口中,一个 DTE 可以有多个逻辑信道号同时有效(这一点很重要)。

在一个 DTE 上的逻辑信道 #319 和另一个 DTE 上的逻辑信道 #14 之间建立了一个虚连接后,实际的数据分组头只需提供逻辑信道号。智能的网络负责维持它们之间的会话关系,即源于一个 DTE 逻辑信道 #319 的一个数据分组将出现在另一个 DTE 逻辑信道 #14 上,并由网络实现转换。将在下面对此进行详细地讨论。

2. 永久虚电路业务

永久虚电路(PVC)在功能上与专线业务是一样的。与 VC 一样,不存在端到端的物理路径。网络所做的是将两个 DTE 中各自的逻辑信道互换。DTE 不需要发送特殊的分组来建立或拆除连接。在提供分组网业务的电信运营商那里进行申请,就可以建立一个 PVC,该 PVC 一直保持有效,直至申请拆除为止。位于已建立 PVC 的两个端点之间的终端只能在申请时由运营商指定的逻辑信道上发送数据。因为在 X.25 接口中,一个 DTE 可以有多个逻辑信道同时有效,因此有些可被指定为 PVC,而另一些可用于在请求时建立

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

VC,但全部都在同一个 X.25 接口上。

对于 VC 和 PVC,网络都按照提交分组的顺序来发送分组,即使物理路径由于电路重载、失效或其他的原因而发生变化,也应如此。VC 和 PVC 之间的关系与长途电话和专线业务之间的关系相似。分组网的一些其他功能,如差错控制和诊断,和 VC、PVC 都相同。

3. 设备

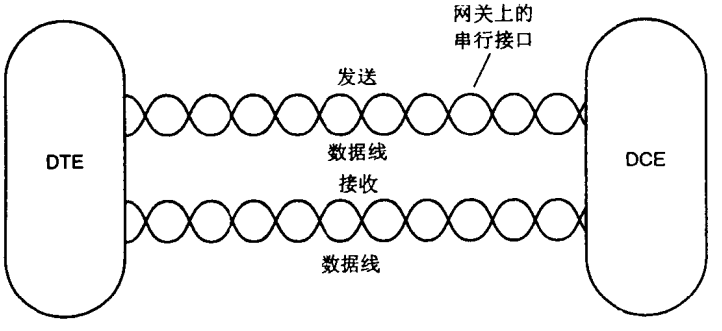
在 ITU - T 中,设备是和业务一起提供的,用户可以自由进行选择。X.25 为 VC 和 PVC 业务指定了大量的设备。不管怎样,对业务和设备的最终选择将由用户决定。

VC 业务的设备包括快速选择、阻止入呼叫、阻止出呼叫、闭合用户群和反向计费。快速选择向用户提供了非常快速和有效地从多个不同的远程站接收或向多个不同的远程站发送数据的能力,而不需要实际建立固定的虚连接。这一功能可用于分布式的电子邮件、目录轮询等应用。

四、LAPB 规程

由于篇幅所限,不能对 X.25 的链路层协议进行全面的讨论。但在下面,将介绍有关 LAPB 规程的一般知识。完整的细节包含在 X.25 标准中。

LAPB 支持在分组网关中 DTE 和 DCE 之间双向、同步点对点链路上的传输(如图 13 - 3 所示)。因为链路是点对点的,所以在 LAPB 帧的 A(地址)字段中,只出现 DTE 的地址或 DCE 的地址,这些地址如图 13 - 3 所示。A 字段的内容指的是链路地址,而不是网络地址。目的终端的网络地址嵌入在分组头(PH)中,即 I 字段中的一部分。



数据发送线上的帧包含
A=10000000 表示命令和
A=11000000 表示响应.

数据接收线上的帧包含
A=11000000 表示命令和
A=10000000 表示响应.

图 13 - 3　LAPB 中的命令及其响应

DTE 和 DCE 站都能够向另一个发出命令和响应,如图 13 - 4 所示。一个帧是命令还

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

是响应由以下两方面的因素决定，它们是：

• 帧传送的方向，即它是在源于 DTE 的发送数据线上，还是在终止于 DTE 的接收数据线上。

• A 字段的值。

由于采用这种方法，所以即使帧在 DTE 和 DCE 之间同时沿着相反的方向传送，也不会出现不确定的现象。

表 13－1 和表 13－2 给出了 LAPB 帧中有效的命令和响应以及对应的控制 8 比特组的取值。

表 13－1 LAPB 命令

命令名	控制内容 876	5	八比特组 432	位数 1
I(信息)	N	P	N	0
RR(接收方准备好)	N	P	000	1
RNR(接收方未准备好)	N	P	010	1
REJ(拒绝)	N	P	100	1
SABM(置异步平衡方式)	001	P	111	1
DISC(断开连接)	010	P	001	1

表 13－2 LAPB 响应

响应名	控制内容 876	5	八比特组 432	位数 1
RR(接收方准备好)	N	F	000	1
RNR(接收方未准备好)	N	F	010	1
REJ(拒绝)	N	F	100	1
UA(无编号确认)	011	F	001	1
DM(断开方式)	000	F	111	1
FRMR(拒收)	100	F	011	1

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

下面将就其中的缩写和术语加以解释。

在进行 LAPB 操作时，多数帧都是命令。当接收到一个包含 P = 1 的命令帧时，才产生响应帧。该响应帧中包含 F = 1，其他所有帧中都包含 P = 0 或 F = 0。

SABM/UA 是一个命令/响应对，用于会话开始时对所有计数器和定时器进行初始化。类似地，DISC/DM 是一个在会话结束时使用的命令/响应对。FRMR 是对任何根据帧校验序列(FCS)字段没有传输错误的非法命令的响应。

I 命令用于传输分组，即 I 字段。发送出去的分组不是响应。N 是一个 3 位的分组计数器，可以从 0 计数到 7(二进制的 000 至 111)。发送完 7 个分组后，计数器又再次循环回 000，开始下一次计数。

N(S)是对从链路一端发出的分组进行计数，而 N(R)则是期望从链路的另一端返回的下一个 N(S)值。一个站对正确接收到的分组进行确认的方式与 SDLC 帧被确认的方式相同。例如，如果一个 DTE 发出了一个 N(S) = 5 且 P = 1 的 I 命令，而 DCE 返回一个 N(R) = 6 和 F = 1 的 RR 响应，则 DTE 可知分组被正确地接收了。如果返回的是 N(R) = 5 和 F = 1，则表明分组未被正确地接收。由于会导致二义性，所以最多只允许有 7 个未确认的分组。

当允许一个站进行发送，却它没有分组可发送时，则发送 RR。例如，对于一个 I 命令的响应可能是一个 F = 1 的 RR。这一规程被称为检查点。检查点是 LAPB 用于差错检测的一种技术。

REJ 是另一种请求发送帧的方式。RNR 用于流量控制以指示忙状态。它可以避免继续进行发送，直至该状态被 RR 清除。

五、分组级规程

X.25 中最具吸引力的是网络(分组)层协议。已经知道分组是包含在链路(帧)层的 I 命令中，而且每个分组的信头至少包含 3 个 8 比特组。大多数但并不是全部的分组中都包含用户数据。其他的分组用于控制、状态指示或诊断。图 13 - 4 给出了 X.25 分组头的一般结构。

1. 数据分组

一个分组在分组头的 8 比特组 # 3 中位 # 1 的值为 0，则是一个数据分组。数据分组的分组头后面的用户数据长度可达 128 个 8 比特组。图 13 - 5 给出了一个典型的数据分组结构。在本章不打算涉及 X.25 标准修正和扩展的全部内容。例如，对于模值为 128 的 P(S)和 P(R)计数器的规定，每个计数器都必要有 7 位。在这种系统中数据分组的分组头至少应该包含 4 个 8 比特组。

前面曾提到过，X.25 可提供两种重要的业务：虚呼叫和永久虚电路业务。在建立一

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

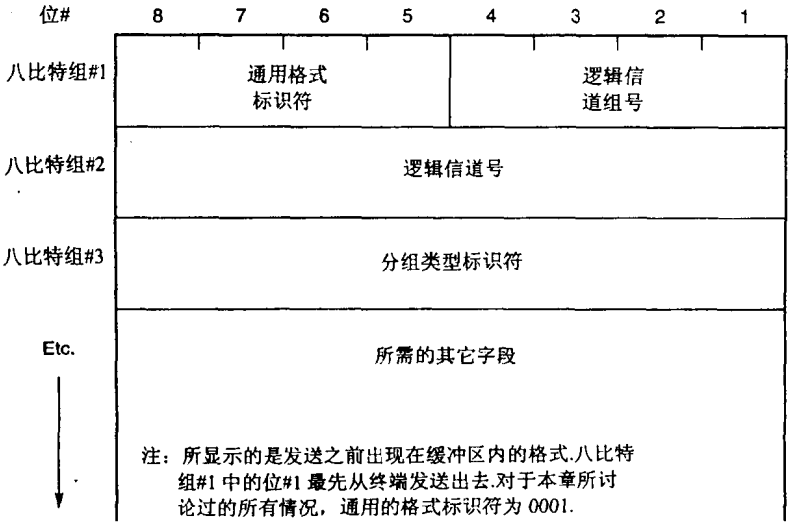


图 13-4 X.25 分组头的一般结构

个 VC 后，则 VC 业务中数据分组的操作与在 PVC 业务中数据分组的操作相同。在下面，首先介绍 PVC 业务中的操作，然后讨论 VC 业务中的操作，如呼叫建立等。

在理论上，每个 X.25 网关接口可支持 16 组逻辑信道，每一组中可包含二个 3 位的字段：P(S)和 P(R)以及一个 1 位的字段 M。M 是“更多数据”的标记，当 M 字段的值为 1 时，后面的单元是另外的数据分组；当 M 字段的值为 0 时，则表示该单元中后面已没有分组了。P(S)和 P(R)是数据分组计数器，每个计数器的计数值范围在 000 到 111(0～7)之间变化。当计数到 111 后，计数器又循环回到 000(这与前面讨论过的 N(S)和 N(R)有所不同)。只有数据分组有 P(S)计数器，在网关上每有一个数据分组通过 DTE 到 DCE 的接口，则 P(S)计数一次(如图 13-1 所示)，且在网关上每有一个数据分组从 DCE 发送到 DTE，则 P(S)计数一次。

从定义可知，P(R)是指从逻辑信道另一端发送过来的下一个期望的 P(S)值。在网络层的一条逻辑信道上 P(S)和 P(R)这两个值相互关联，与一个点对点链路上 N(S)和 N(R)两者相互关联一样。但 Ns 和 Ps 两者没有什么关系，因为 Ns 指的是在链路上所发送的所有分组，而 Ps 仅指该链路中某一条逻辑信道上所发送的数据分组。

图 13-6 说明了 P(S)和 P(R)的使用，同时还给出了在分组网关上 DTE/DCE 接口中一条逻辑信道中一系列双向、同步(全双工)数据分组的传输。在该图中，每个矩形代表一个分组。矩形中的第一个数字是该分组头中的 P(S)值，第二个数字是该分组头中的 P(R)值。

观察图 13-6 中的序列，可知两点：

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

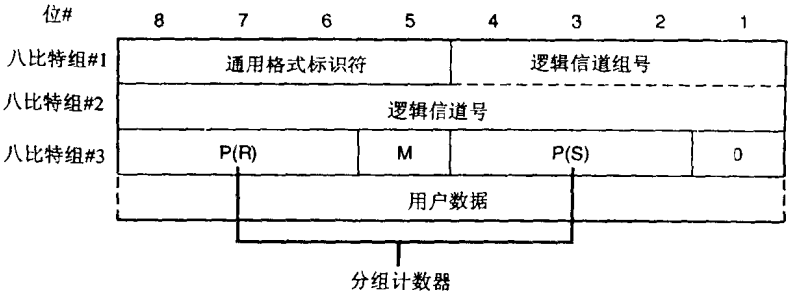


图 13－5　ITU X.25 数据分组的组成

• 在一条逻辑信道的某一方向上的 P(S)值依次为 1,2,3……

• 直到 P(S)值为 i－1 的整个分组完全无差错地接收了，分组中的 P(R)值才更新为 i。此更新操作是对该逻辑信道上到 P(S)＝i－1 的所有分组的确认。

使用特殊的分组动态地建立或拆除 VC，与在公用电话网上开始和结束电话呼叫非常相似，如表 13－3 和表 13－4 所示。在这两个表中，出现了 7 种新的分组名称。在网络一端的事件通常与网络另一端的互补事件成对出现。例如，在一个接口上从主叫 DTE 到 DCE 的呼叫请求分组的出现，会导致另一个接口上从 DCE 到被叫 DTE 的入呼叫分组的出现。表 13－5 给出了这些分组类型对的分组类型标识符(分组头中的 8 比特组 #3)。

表 13－3　呼叫建立过程的比较

电话网	X.25 分组网
摘机	发送“呼叫请求”分组
听拨号音	收到“入呼叫”分组
对方摘机	发送“呼叫接收”分组
听到“喂”	收到“呼叫连接”分组
应答失败	发送“清除请求”分组★
无应答、忙或占线	收到“清除指示”分组
挂机	发送“清除证实”分组★

★原因在分组中

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

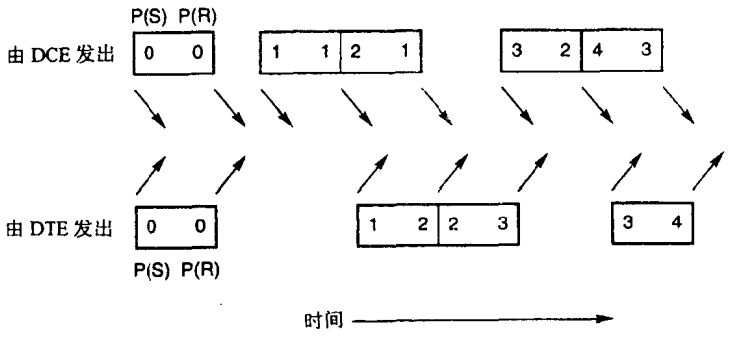


图 13－6 一系列数据分组的 P(S)和 P(R)值

表 13－4 呼叫建立后的比较

电话网	X.25 分组网
挂机断开连接	发送“清除请求”分组
听到对方挂机	收到“清除指示”分组★
在对方挂机后挂机	发送“清除证实”分组
由网络断开呼叫连接	收到“清除指示”分组★

★原因在分组中

图 13－7 给出了建立一条 VC,进行双向、同步的数据传输以及断开连接的“一般”过程。可以注意到表 13－5 中的 4 种分组类型标识符只简单地在网络中进行传送,而网络并不修改它们。

图 10－8 说明了当 VC 未建立完毕时出现的现象。如果被叫 DTE 拒绝建立 VC,则被叫 DTE 会发出清除请求。如果网络拒绝建立 VC,则主叫 DTE 会收到清除指示。

表 13－5 呼叫建立和清除的分组类型标识符

DTE 到 DCE	DCE 到 DTE	8 比特组 #3
呼叫请求	入呼叫	00001011
呼叫接收	呼叫连接	00001111
清除请求	清除指示	00010011
DTE 产生的—	网络产生的—	00010111
清除证实	清除证实	

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

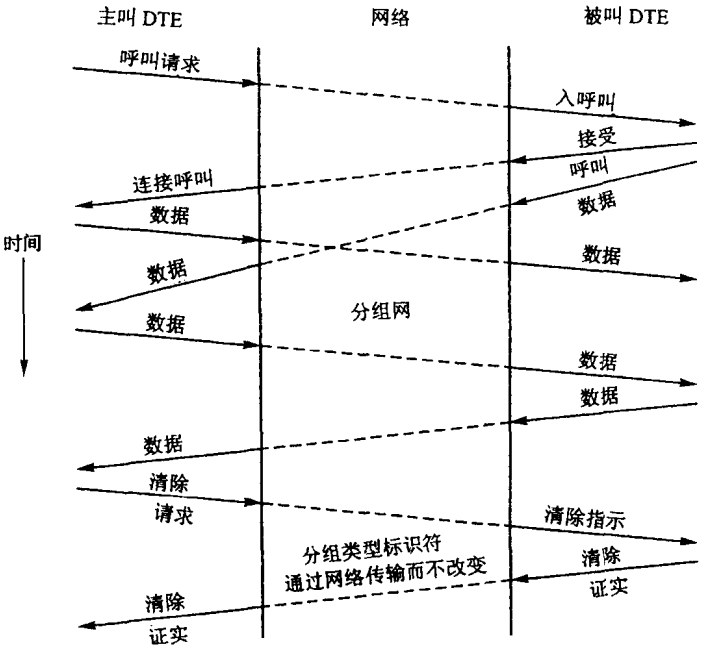


图 13-7　一个"正常"的 VC 过程

2. 呼叫请求/入呼叫分组

呼叫请求/入呼叫分组中的分组头是各类分组头格式中最复杂的。其中不仅包含图 13-4 中所示的三个基本的 8 比特组，而且还包含目的地寻址和设备选择信息。在某些情况下，还会包含用户数据。

电信运营商从指定 PVC 业务使用的编号范围内选择逻辑信道号(LCN)和逻辑信道组号(LCGN)分配给 PVC 业务。一条给定逻辑信道两端分配的逻辑信道号不一定相同。一条信道两端所分配的号码不同，且网络中拥有智能交换机可以实现分组来回传输时进行适当的转换。

在 PVC 业务中，一个接口两端的逻辑信道号是不相同的，网络需要经常地进行来回转换。所使用的信道号是在呼叫建立时从可用的编号池中指定的。

在发出呼叫请求时，主叫 DTE 在不超过电信运营商规定的限制内选择一个未被其他 VC 使用的、编号最高的逻辑信道号。然后，网络将所选择的逻辑信道号与源于主叫 DTE 的 VC 进行配对；在目的端，网络选择一个不低于电信运营商规定的，且被叫 DTE 没有使用的、编号最小的逻辑信道号。然后，网络将该逻辑信道号与到达该被叫 DTE 的 VC 进行配对。处理 PVC 或 VC 事务的两个 DTE 不必了解(也不关心)其他 DTE/DCE 接口使用了哪个 LCGN 或 LCN。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

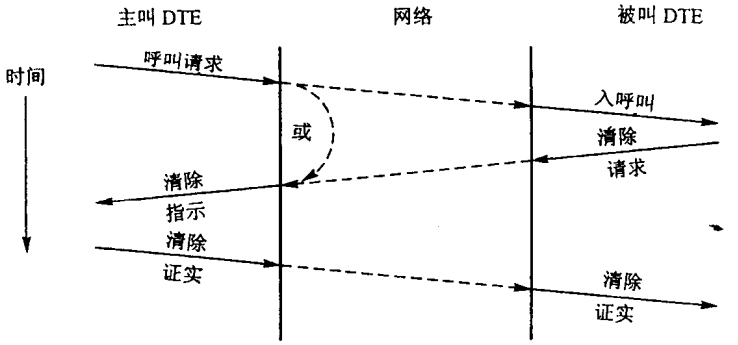


图 13－8 为完成的 VC 过程

3.VC 目的寻址

在呼叫请求/入呼叫分组格式中，DTE 地址字段包含类似于电话号码的一串数字，国际 VC 中该字段的长度可达 14 位。X.121 中给出了这 14 位数字的排序。对于国内呼叫，该字段需要的位数较少。

由于篇幅所限，X.25 标准中许多其他的细节无法涉及，而且设备和诊断代码的数量在不断地增加，具体细节请参阅标准。

第三节 数字数据网 DDN

一、DDN 概述

1.DDN 的定义

数字数据业务，是指为公用电信网内部和用户提供点到点和点到多点数字专用电路、虚拟专用网(VPN)业务、帧中继业务和话音三类传真业务。

DDN 是一种利用数字通道提供半永久性连接电路，以传输数据信号为主的数字传输网络，它为用户提供数字数据业务。

从某种意义上说，DDN 也是一种综合业务的数字传输网，但它和 ISDN 有明显差别，即 DDN 没有统一的用户接口，信令和业务也不分离。DDN 和早期数据通信的明显区别是 DDN 直接用数字通道传输数据和其他业务(某些用户接入回路，还有利用模拟信道传输的情况)。DDN 属于数字传输系统。DDN 有 $E1/T1$ 帧结构，属于低二层，但用户速率不大于 $E1/T1$，故表现为全透明，而且 $E1/T1$ 帧结构由 TDM 电路实现，没有软件中间处理，只有复用，时延小。DDN 的网络层则定义网络和用户的发送信号过程，如随路信令等。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

2.DDN 的特性

DDN 具有以下优点：

(1)传输质量高、距离远

和老式的模拟传输相比，DDN 具有传输质量高、传输距离远等数字传输的优点。

(2)传输速率高、网络时延小、无阻塞

DDN 利用电信数字网的数字通道传输，采用时分复用技术，传输中没有中间处理过程(只有复用和解复用的处理过程)，网络时延小(在 10 个节点转接条件下最大不超过 40ms)，传输速率只受 PCM 设备限制(国外有达到 $E3/T3$，即 34Mbit/s 或 44Mbit/s；或更高的 OC3 速率的产品)，由于时分复用所以网络不会阻塞。

(3)透明性好

尽管 DDN 在中继传输时有帧结构，如 $E1$，但在用户速率为 $N \times 64$kbit/s($N = 1 \sim 31$)或子速率时，复用/解复用都由硬件实现，用户无需任何软件协议，所以对用户数据是透明的，可支持其他协议和开放各种业务网。

(4)用户接入方便

DDN 一般以电信数字网(电话)为基础，所以覆盖面广，便于接入。DDN 对用户的端口没有特别的要求，其接口范围很广，各种速率、各种接口方式的用户都可以接入。目前国内用户从 45.5bit/s ~ 2048kbit/s 都可接入(一般情况下，子速率下限为 600bit/s，但也有支持 45.5bit/s 的产品)。

(5)适合高流量用户接入

(6)传输安全、可靠

DDN 采用多路由网络拓扑结构，在中继电路故障时会自动迂回路由保证通信。由于 DDN 是专线电路，比公用网(简称公网)要安全，非法入侵者较难进入专线攻击。

(7)网络管理方便

用户也可申请 VPN，自行管理自己的资源。

3.DDN 和 X.25、ISDN、帧中继的比较

DDN 和 X.25 相比具有网络时延小(可开放实时性要求高的话音、图像业务)、传输速率高、用户覆盖范围广以及不阻塞、网络比较安全等优点。但也有一些缺点：DDN 费用比分组 X.25 要高，信道利用率不如分组高，实现点对多点连接不如分组简单(需用多点桥设备或用轮询方式)。X.25 的链路层、分组层都有复杂的软件协议，执行费时，故时延大。

DDN 和 X.25 的比较见表 13 - 6

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 13－6 DDN 和 X.25 比较表

	DDN	X.25
传输原理	TDM 为基础的半永久性连接，按时隙分配用户，固定资源分配，可能造成时隙浪费	交换式的分组包传输，统计时分复用方式，信道利用率高，不浪费资源
时延	很小(没有中间处理)	大(存储转发，纠错等)
速率	高(用户可达 E1)	低(一般为 64kbit/s)
透明性	很好	对协议敏感，不透明
业务	话音、图像、数据、VPN	主要适用于数据
差错控制 流量控制	无，网络不会阻塞	有，会阻塞
突发业务 支持能力	差	差
连接方式	TDM 专线，点对点，点对多点(广播轮询或多点桥)	虚电路(PVC 或 SVC)，点对多点或点对点；数据报(无连接方式)
体系结构	物理层、链路层、网络层	物理层、链路层、分组层(网络层)
计费方法	按用户速率、距离收月租费(固定的，昂贵)	按用户速率及占用时间、信息量计费，与距离无关(按需计费)
适用对象	相对固定的高流量、多业务用户	分散的、不固定的、业务量不大(小流量)数据用户

表 13－7 列出了 ISDN 和 DDN 的各种比较。

ISDN 有关分组业务的标准，目前还不完善。ISDN 的链路层有 D 通道 LAP—D 协议，网络层协议是七号信号(SS7)，发信号协议 DSS1。ISDN 的 D 通道有 BONDING、MLPPP 协议，可用于聚集带宽，所以它有一定支持突发业务能力。

表 13－7 DDN 和 ISDN 比较表

	DDN	ISDN(窄带)
传输原理	TDM 为基础的半永久性连接，固定资源分配	电路交换为主，分组交换(暂无)，固定资源分配，统计时分复用(分组)

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

	DDN	ISDN(窄带)
时延	很小	电路交换时延很小 分组交换时延大(国内暂无)
用户速率	国内 45.5bit/s ~ 2048kbit/s	64、128、384、1536、1920kbit/s 分组速率待定
透明性	很好	数据透明,有信令协议
支持业务	话音、数据、图像、VPN	话音、数据、图像等
用户接入	多种接口,大部分为端到端数字连接	统一接口(S、T、U、R),全程数字连接
信令	电话信令与业务不分离	7 号信令,并与业务分离
连接方式	TDM 专线连接	拨号接入的交换电路或分组的虚电路(暂无)
计费方法	按速率、距离收固定月租(昂贵)	按实际通信时间(分)、速率和距离收费(按需计费)
体系结构	物理层、链路层、网络层	下三层:物理层、链路层、网络层
适用对象	相对固定的高流量、多业务用户	相对固定或分散用户都适用,尤其适合因特网用户上网

我国的 ISDN(窄带)目前尚不开放分组业务,已开放 ISDN 业务的城市不太多,提供(30B + D)的业务也不多。窄带 ISDN 无法提供高于 2Mbit/s 的业务。某些情况下(如话音),DDN 不提供全程数字传输,但 ISDN 提供全程数字连接。

表 13 - 8 列出了 DDN 与帧中继之间的比较。

表 13 - 8　DDN 和帧中继比较表

	DDN	帧中继
传输原理	TDM 为基础的半永久性连接固定资源分配,可能有浪费	交换式的帧中继包 统计时分复用,信道利用率高
时延	很小(没有中间处理)	小(有少量中间处理)
用户速率	45.5bit/s ~ 2048kbit/s	9.6kbit/s ~ 2048kbit/s

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

透明性	很好	不透明
业务	话音、数据、图像、VPN	数据为主，VPN(目前已支持话音业务)
支持突发业务能力	差	很好
网络阻塞	无	会阻塞
连接方式	TDM 专线，允许点到点、多点连接	PVC 虚电路(点到点，点到多点)
体系结构	物理层、链路层、网络层	物理层、链路层
计费方法	按速率、距离收固定月租(昂贵)	按相应 CIR 速率、距离收月租，为同等条件下 DDN 的 0.4，但从两端收费
适合对象	相对固定的高流量、多业务用户	特别适合 LAN－LAN 通信

从表 13－6、表 13－7、表 13－8 相比较可以看出 X.25、帧中继、DDN、ISDN 都各有其优缺点。

X.25 曾是数据通信的主流技术，它的信道利用率高，用户费用低，使用灵活；但它的吞吐量小，用户速率低，结构过于复杂(链路、分组层均有纠错、流量控制)，不能传送实时性要求高的信号。X.25 适用于分散、小流量的低速用户。

帧中继简化了 X.25(省去纠错、流量控制，省去分组层)，用户速率高，网络时延较小，支持突发业务，资费政策优惠，信道利用率高；但帧中继和 X.25 一样在业务繁忙时有可能引起阻塞，降低网络性能，二者都是公网，相对专用网(简称专网)，其安全性要差一些，易于遭到攻击。帧中继特别适用于有突发性的计算机通信，如 LAN 之间的通信(用于话音通信较少)。帧中继在 DDN 接入时，还要加收 DDN 接入费用。

窄带 ISDN 具有综合数据、话音、图像、传真等业务的优点，且用户接口统一(S、T、U、R)，业务和信令分离，资费优惠，故业务有所增长。ISDN 还有提供用户端到端全程数字传输的优点，不会阻塞，接入灵活(专指采用电路交换时)。但由于标准和设备的原因，ISDN 尚不提供分组业务。窄带 ISDN 的用户速率种类少(以 64kbit/s、128kbit/s 为主)，也较易遭攻击(指公网)，信道利用率不太高。尽管 ISDN 没有达到原先设想的效果，但其业务仍在发展。窄带 ISDN 特别适合因特网用户上网，这是当初没有人会预料到的结果。

DDN 具有用户速率高(国外有 *E*3/*T*3、150Mbit/s 设备)、时延小(没有中间处理)、吞吐量大、全透明传输(适于各种业务接入)及不会阻塞等优点，而且由于 DDN 是专用网，相对公网安全。DDN 还可提供 VPN 业务，且覆盖面最广，容易接入；但 DDN 费用偏高，且不如电路交换那么灵活，资源利用率稍低。DDN 既适于相对固定的大流量高速用户，也适于

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

多种业务用户使用,还可开放帧中继等多种业务。用户可根据自己的实际需求、自己的条件、资费政策等各种因素综合考虑后决定选用何种方式。

注意:选择网络技术的要点是速度和成本。

二、DDN 的结构

DDN 属于低三层,以硬件为主,所以从硬件观点来分析 DDN 的结构是合理的。DDN 由节点、节点间数字中继通道、本地传输系统(用户接入部分)和网络管理四大部分组成,如图 13-9 所示。

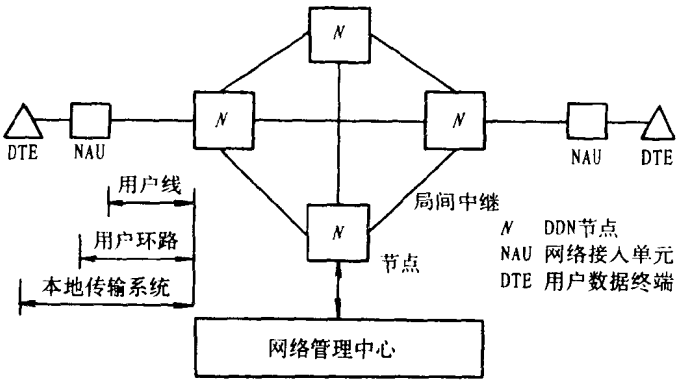


图 13-9　DDN 结构

DDN 节点就是 DDN 节点机,数字通道即节点机所在局之间的局间中继电路,通常是 PCM 数字通道(以 2048kbit/s 为主)。本地传输系统包括用户环路、用户接入设备(网络接入单元 NAU)和用户终端。

1.DDN 节点和三级网络结构

DDN 节点的主要功能,是通过用户接入系统把用户的业务(数据)复用到中继数字通道(同时完成交叉连接),传输到目标节点后,通过解复用,把业务传送到目标用户。类似地,DDN 为电信网提供内部使用的数字通道。可以说,节点机的主要功能是复用和解复用,交叉连接,提供各种数字通道接口和用户接口,接入各种业务,保持网络同步。

(1)DDN 节点机分类

从网络的角度可以把 DDN 节点机分为三类:骨干节点机、接入节点机和用户节点机。

(1)骨干节点机(大型 2Mbit/s 节点机)

骨干节点机是高层骨干网的节点机,它主要执行网络业务的转接功能,包括:

①2048kbit/s 数字通道的接口和交叉连接;

②$N \times 64$kbit/s($N = 1 \sim 31$)数字通道的复用和交叉连接;

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

③帧中继业务的转接。

(2)接入节点机(中型节点机)

接入节点机主要提供接入功能,包括:

①$N \times 64$kbit/s($N = 1 \sim 31$)数字通道的接口,复用;

②2048kbit/s 数字通道的接口;

③低于 64kbit/s 的子速率的复用和交叉连接;

④帧中继用户接入、本地帧中继功能;

⑤话音和 G3 传真用户接入。

(3)用户节点机(小型节点机)

用户节点机为 DDN 用户入网提供接口和必要的协议转换。它可能是一个复用器,可以接入多种业务。

实际上往往把骨干节点机和接入节点机归作一类,或把接入节点机和用户节点机归作一类。

(2)复用

从资源分配角度看,复用有固定资源分配的结构型复用(时分复用,频分复用),次结构型复用(轮询)和非结构型复用(统计时分复用)。在 PCM 数字通道中都采用时分复用,时分复用在一定程度上提高了信道利用率,但可能会产生浪费;然而却有时延小(没有中间处理)、没有阻塞的优点。DDN 利用电信网的数字通道工作,时分复用是 DDN 的基本技术。目前国内尚无高次复用,只有 $N \times 64$kbit/s($N = 1 \sim 31$)和子速率二级复用,即 $N \times 64$kbit/s 复用到 2048kbit/s 数字通道或 64kbit/s 复用到 $N \times 64$kbit/s(部分 $E1$),以及低于 64kbit/s 子速率复用到 64kbit/s 数字通道。由于这些复用都用硬件实现,只要用户数据是 $N \times 64$kbit/s($N = 1 \sim 31$)或规定的子速率,用户无需软件协议,是透明传输。硬件实现复用/解复用使得处理速度很快,时延很小。

(3)交叉连接

数字交叉连接系统 DCS(digital cross - connect system),也有称为 DACS(digital access crossconnect system),系指一种具有一个或多个 G.702(准同步)或 G.707(同步)标准的数字端口的设备,可对其任一端口信号(或其子速率信号)与其他端口信号(或其子速率信号)进行可控的连接或再连接。换言之,它是可实现数字信道(端口,其实即对应某些时隙)半永久性连接或再连接的设备。在老式的 PCM 设备中,$E1$($T1$)数字线路经复用器分接成各个 64kbit/s 数字通道,若干个背靠背的复用器,如果要实现不同时隙数字通道的连接,必须通过数字配线架间的硬布线实现。它不但费工费时,不灵活,还易出错。数字交叉连接设备取代了背靠背的复用器和硬布线,通过控制部分自动完成交叉连接或再连接功能,它的作用远不止微机控制下的同步复用器加上智能配线架。数字交叉连接实际上相当于

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

时隙交换机，其原理图如图 13－10 所示。

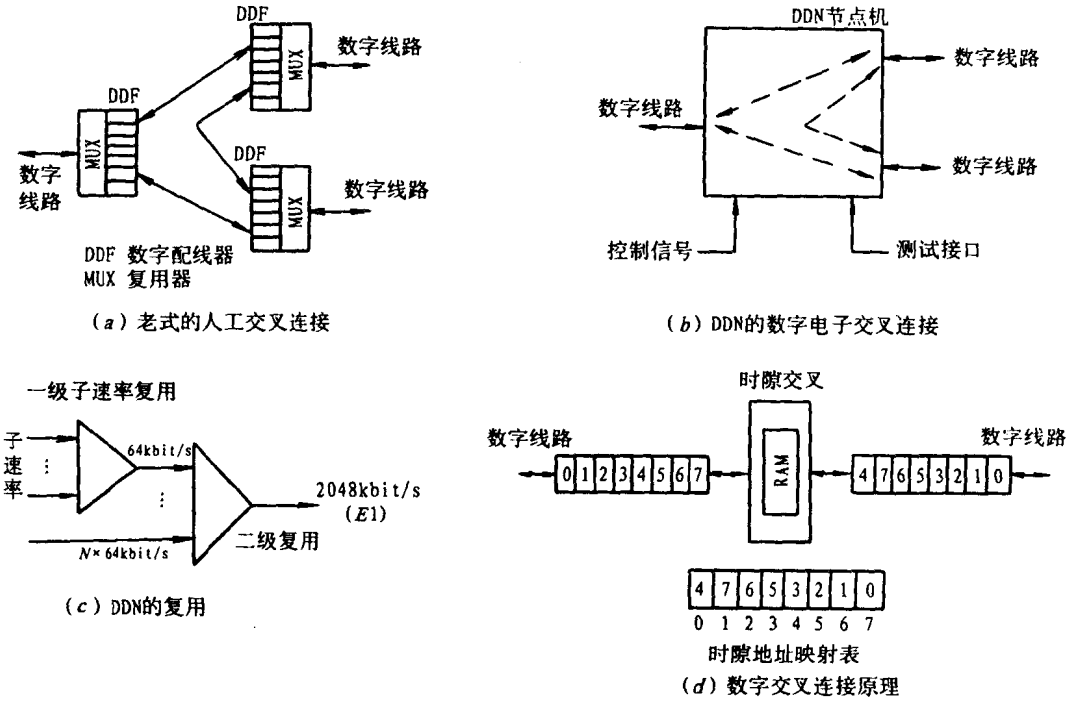


图 13－10　DDN 的交叉连接和复用

(4)DDN 的三级网络结构

我国 DDN 网络结构按网络的组建、运营、管理的地理区域，可分为一级干线网、二级干线网和本地网三级。从网络的功能层次看，DDN 网络可分成核心层、接入层和用户层三层。

①一级干线网

一级干线网就是全国的骨干网。从地域角度看，一级干线网节点主要是各省会城市节点、直辖市节点。从业务角度看，干线节点主要提供省际长途 DDN 业务，也提供国际 DDN 业务。一级干线网也是全国 DDN 网络的核心网，它主要完成网络业务的转接功能。一级干线网上有若干国际出入口节点(北京、上海、广州)，并有若干枢纽节点。枢纽节点具有 2048kbit/s 数字通道的汇接，公共备用功能。枢纽节点之间采用全网状连接；国际出入口节点之间，出入口与枢纽节点之间亦是网状连接(国际出入口实际上都是枢纽节点)。非枢纽节点至少有两个方向连接，并至少与一个枢纽节点连接。

一级干线网就是 CHINANET，它的节点实际由 2Mbit/s 节点机构成，也有一定接入能力。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

②二级干线网

二级干线网从地理上说就是省网，它由省内各城市节点组成。从业务上说，省网节点主要提供省内长途和出入省的 DDN 业务。省网也可设置枢纽节点。省网中的某些发达地、市、县可建本地网，其他节点可作接入节点或用户节点，可以直接连到一级干线网节点上，或经二级干线网其他节点连到一级网。省网相邻节点之间可设直达数字电路。

③本地网

本地网是城市(地区)范围的网络，它主要提供本地和长途(省内，省际)DDN 业务。本地网也可由多层次网络组成(核心层、接入层、用户层)。在本地网内还区分营业区间和营业区内的 DDN 网络。

DDN 的三级网络结构如图 13－11 所示。在三级网络结构下，两个用户之间最长的连接可能经过 10 个节点转接(省际 4 个大区，省内 3 个节点)。

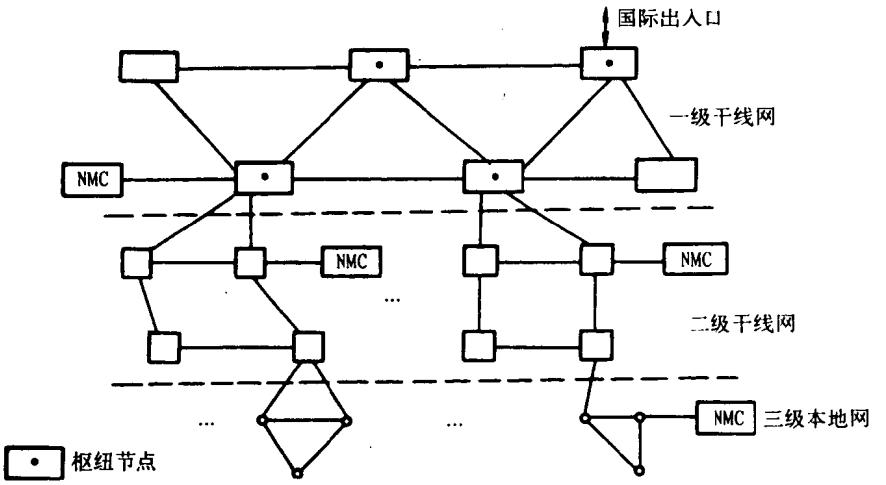


图 13－11 DDN 三级网络结构

2. 局间中继

DDN 节点间的中继通道就是 DDN 节点机所在局的局间数字中继通道，在我国，目前主要采用 $E1$(2048kbit/s)数字通道，少数也有采用部分 $E1$ 数字通道。网络结构要保证网中任两节点间有迂回路由，并保留一些冗余通道。局间传输的一个重要问题是网络同步时钟的供给。局间中继和节点构成了 DDN 的核心网部分。

3. 本地传输系统

本地传输系统包括用户环路和用户设备；用户环路包括用户线和网络接入单元(NAU)。用户设备通常是数据终端、电话机、PC、路由器/桥、传真机等。用户线在目前主

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

要还是市话电缆,网络接入单元可能是基带(小部分可用频带)MODEM、多路复用器。用户终端产生的原始数据信号经过网络接入单元变换成在用户线上传输的线路信号,经过用户线传输,在局端的相应网络接入单元还原成基带数据信号,经过 DDN 节点的用户接口电路进入 DDN 节点机。该用户信道复用,交叉连接到某个中继数字通道的某个或某组时隙,经过局间中继,其他 DDN 节点的转接,到达目的节点。在目的节点,该用户信号经过解复用从中继数字通道中分离出来,通过用户接口和本地传输系统到达目标用户。用户接入和接口是 DDN 中比较繁杂,但又十分重要的一部分。在用户接入部分必须面对各种接口标准、各种用户设备。

DDN 的核心部分全部是数字传输,传输质量有保证,维护管理也十分方便。在本地传输部分,绝大部分也提供端到端的数字传输,但某些情况下(话音等)仍然沿用模拟传输。这些以后再讨论,但这并不意味着 DDN 全网传输的质量可能会有所降低。近年来数字用户线技术 XDSL 正在逐步改变传统用户环路的落后面貌,提高了在市话电缆上的传输速率、传输质量和距离。

三、DDN 网络业务

DDN 网络业务主要包括 TDM 专用电路、帧中继、压缩话音/G3 传真及 VPN(虚拟专用网)。

DDN 的基本业务是为用户提供中、高速优质点对点和点对多点数字专用电路(TDM 电路)。在此基础上通过安装帧中继服务模块(FRM)提供永久性虚电路(PVC)方式的帧中继业务(目前 SVC 尚不成熟)。目前的话音业务都是模拟话音(ISDN 除外),所以在 DDN 的用户接口处安装话音业务模块可以提供压缩或不压缩的话音业务和 G3 传真业务。

DDN 还可以提供一个相对独立的逻辑子网为集团用户所独享,集团用户中的各个用户可以共享该子网中的所有网络资源,如节点机、数字通路,这个子网就称为虚拟专用网(VPN, virtual private network)。其他用户无法使用该子网的资源,同时还可以设立虚拟网管,由该集团用户自主使用,自行管理该 VPN 的一切资源。

DDN 可以为用户提供专用电路来实现增值网,大型集团可以租用 DDN 实现自己的专网。DDN 支持的业务和网络见图 13 - 12。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

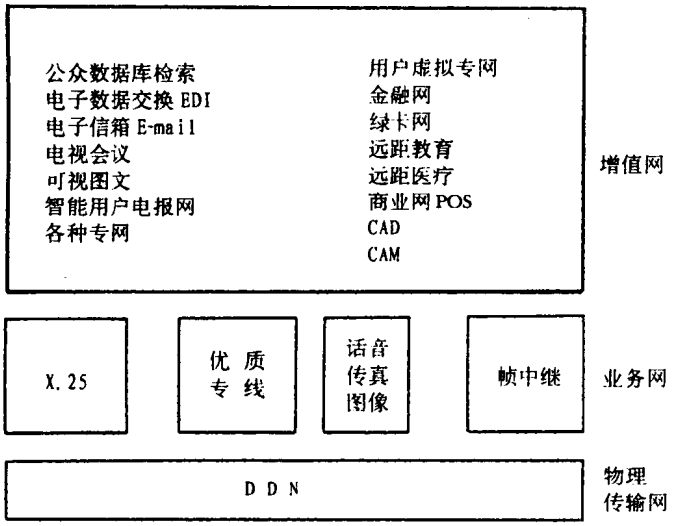


图 13－12 DDN 支持的业务

四、专用电路业务

1. 基本专用电路

在两个用户之间提供双向、对称的 TDM 专用电路。这些专用电路的速率一般是：2048kbit/s、$N \times 64$kbit/s（$N = 1 \sim 31$）；子速率是 2.4kbit/s、4.8kbit/s、9.6kbit/s、19.2kbit/s。

部分厂家设备可提供异步起止式的子速率电路，速率范围更为灵活。

部分厂家设备还可提供双向不对称专用电路或单向电路或半双工电路。

2. 特殊要求的专用电路

特殊要求的专用电路有：高可用度电路（高优先级，有备用电路等）、低时延电路（不经过卫星电路）、定时开放电路（在用户要求的时间接通、断开，例如某个重要会议）、多点专用电路。

(1)单向广播专用电路

一个广播源用户向多个广播接收用户的单向电路，例如证券行情发布。

(2)双向多点专用电路

一个控制站用户（主机）发出的信息为某个辅助站接收，辅助站发出的信息为控制站接收，辅助站之间没有通路。全部信息由控制站控制，构成轮询方式，例如主机和终端之间的轮询（但不适于客户机——服务器方式）。

(3)N 向多点

N 个用户中任一用户发出的信息可为所有其他用户所接收。例如电视会议、电话会

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

议。如果不能提供 N 向多点业务，也可通过外加多点控制单元设备来实现。

五、帧中继业务

在过去进行模拟传输时，通信系统的传输质量差，而且许多用户终端没有智能，没法进行数据处理(计算机的成本很高)，所以传输中的检错、纠错、流量控制都放在传输设备中解决，这就是 X.25 流行时的实际情况。随着光纤传输技术的发展以及相应设备成本的下降，光纤传输已广泛应用。光纤传输的质量很高，差错率很低，高带宽的成本已相当低，同时计算机的运算能力很高，成本也比较低，所以适应现在的实际情况，差错控制和流量控制都可以放到高层，由各个计算机去完成，通信设备不再进行这些信息处理。在这种思想指导下就出现了“帧中继(FR)”技术。

帧中继保留了 X.25 统计复用的优点，省去了 X.25 在链路层、分组层的差错控制、流量控制、排序，所以大大减少了处理时间，提高了信息的传输速率，降低了网络时延。帧中继还取消了分组层，增加了路由功能，这更使帧中继如虎添翼。帧中继原本是设计在 ISDN 上开放的一种业务，出乎设计者想象的是 ISDN 并未如愿发展，帧中继却迅速发展，成为一种新型的传输技术，这真是“有心栽花花不开，无心插柳柳成荫”。帧中继已经自成体系，我国也有了帧中继网络。帧中继没在 ISDN 上有太大发展，但在 DDN 上却成为一种重要业务。在本书中把帧中继记作 FR(frame relay)，以后凡见 FR 均指帧中继。

1. 帧中继业务功能

DDN 上开放的帧中继业务以 ISDN 有关帧中继的标准为依据，它们包括原 CCITT 建议：

I.122　提供附加分组式载荷业务的框架；

I.233.1　ISDN 帧中继载荷业务；

I.370　ISDN 帧中继载荷业务的阻塞控制；

Q.922　帧方式载荷业务 ISDN 数据链路层规范；

I.555　帧中继载荷业务的互通。

如前所述，在目前我国的 ISDN 业务并不打算开放分组式(帧中继)业务(因为目前的设备不具备此项功能)。

DDN 上开放的帧中继业务为用户提供 Q.922 链路层核心功能的 PVC 永久性虚电路连接。该核心功能用于支持帧中继承载业务，其主要功能包括：

①帧定界、同步和透明性；

②使用帧头中地址段进行帧复用/解复用；

③帧传输差错检测(不纠错)；

④帧有效检查，包括检测帧长是否正确，是否由整数个字节组成等；

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

⑤拥塞控制功能。

(1)DDN 开通帧中继业务的方法

根据帧中继用户的分布和实际业务量的大小,在相应的 DDN 节点上安装帧中继模块(FRM)、帧中继装/拆模块(FAD),注意并非所有 DDN 节点都要安装,只是在有帧中继用户的节点上才安装。在 FRM 之间、FRM 和 FAD 之间都用基本专用电路互连。这些 FRM、FAD 以及它们之间的专用电路实际上构成一个与 DDN 相对独立的帧中继子网,即逻辑上的帧中继网。

DDN 上开放的帧中继协议结构如图 13 - 13 所示。

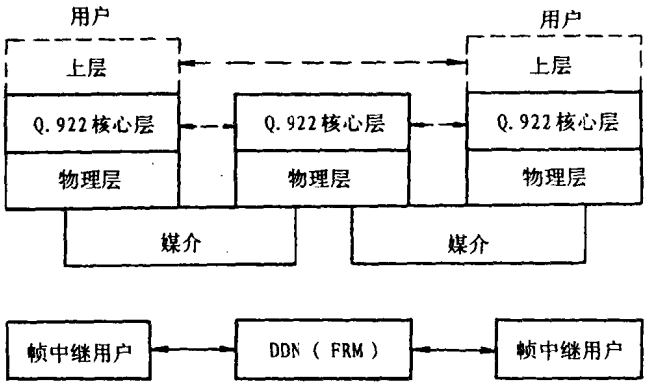


图 13 - 13 DDN 上开放的帧中继协议结构

(2)帧中继用户的接入

①具有 Q.922 接口的用户可称为帧中继用户,它们可直接与 FRM 模块连接。FRM 的功能是按帧中继路由表和每个帧的帧头中的数据链路连接标识符(DLCI)存储转发帧中继帧。

②普通用户不具有 Q.922 接口功能,它们被称为非帧中继用户,必须先经过帧中继装/拆模块(FAD)装上(拆开)帧中继帧的包封后才可以与 FRM 模块连接。

③如果用户附近节点没有 FRM,FAD 模块可以通过 DDN 基本专用电路连接到具有帧中继模块(FRM、FAD)的节点,然后进入帧中继子网。

帧中继 PVC 路由表是 FRM 上数字通路与各帧中 DLCI 的对照表,它由网管中心制定,再分装到各个 FRM 模块中。

图 13 - 14 是一个在 DDN 上开放帧中继业务的例子。节点 *A* 到节点 *H* 是一个 DDN 网,有五个用户,其中用户 3 和用户 4 都是非帧中继用户。节点 *A*、节点 *B*、节点 *C*、节点 *D*、节点 *G* 五个节点构成一个逻辑帧中继网络。

用户 3 经过节点 *B* 中安装的 FAD 模块进入帧中继子网,用户 4 则因距离远,需要经

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

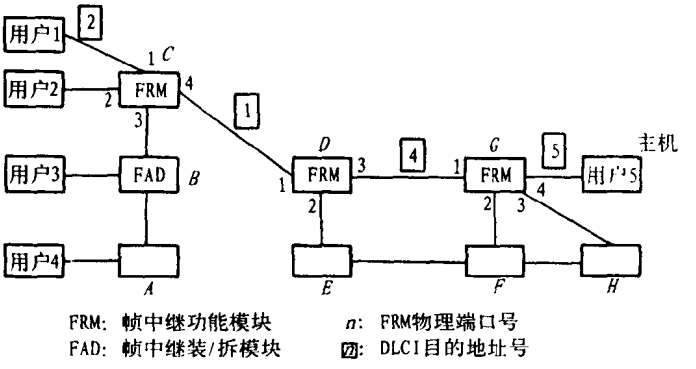


图 13－14　DDN 上开放的帧中继业务

过节点 *A* 到节点 *B* 的专用电路才可接到节点 *B* 的 FAD 模块。节点 *G* 的用户 5 是中心主机用户，而用户 1 到用户 4 都是营业点用户。设用户 1 到用户 4 都分别和用户 5 有一条 PVC 虚电路连接。以用户 1 和用户 5 的情况为例说明。

用户入网时，用户 1 和用户 5 与网络约定好发送、接收的各帧的 DLCI 分别用 2 和 5。其他 FRM 之间所用的 DLCI 数值由网管中心在 PVC 路由表中规定。各个 FRM 按路由表进行 DLCI 的转换，构成用户之间的虚通道连接。表 13－9 列出了对应节点的帧中继 PVC 路由表(以图 13－14 为例)。

表 13－9　各节点帧中继路由表

	节点 *C*	节点 *D*	节点 *G*	…
物理端口/DLCI(入) 物理端口/DLCI(出)	1/2 4/1	1/1 3/4	1/4 4/5	⋮
物理端口/DLCI(入) 物理端口/DLCI(出)	⋮	⋮	⋮	⋮
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮

DDN 上的帧中继实质上是在 DDN 上开辟的某个带宽内(通道内)进行的统计时分复用。

2. 帧中继的帧格式

帧中继的 Q.922 核心层对应 OSI 的第二层数据链路层，所以帧中继信息以帧的格式

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

传送，如前述，DDN 节点内的 FRM 模块就是根据帧中继帧头中的地址信息和帧中继路由表对每个帧寻址，该帧格式如图 13－15 所示。

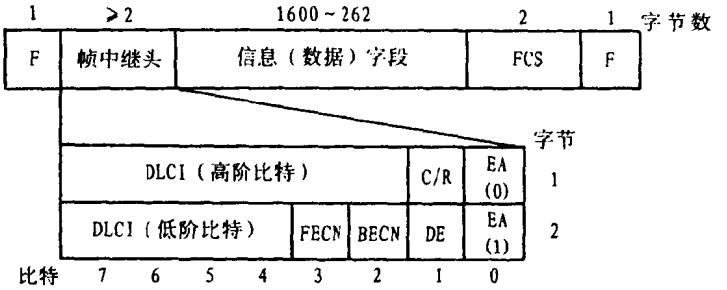


图 13－15 帧中继的帧结构

帧结构中各字段定义如下：

(1)标志字段(F)

标志字段为 HDLC 的标志 01111110，用于帧定界，帧头字段之前的标志为开始标志，帧校验字段序列(FCS)之后的标志为结束标志。

(2)帧头字段(A)

帧头字段是数据链路层控制标志，一般为 2 字节，由以下六部分组成(若扩展，由双方协商而定)。

①数据链路连接标识符(DLCI) 用于识别用户与网络或网络之间接口上的永久性虚电路(PVC)连接，一般为 10 比特，即给用户的地址号码。

②C/R(命令响应)比特 该比特通过帧中继网络被透明传递。

③帧头字段扩展比特(EA) 帧头字段按字节扩展，最后一个字节的 EA 置“1”，前面字节的 EA 均置“0”(帧头字段即是帧中继头字段)。

④前向显式拥塞通知(FECN)比特 用于通知用户启动拥塞控制程序，若该比特置“1”，说明与载有该 FECN 指示的帧同方向的信息量太多，即指向目的用户方向拥塞，用户应降速。

⑤后向显式拥塞通知(BECN)比特 用于拥塞控制，说明与载有 BECN 指示的帧反方向的信息量情况，BECN 置“1”表示指向目的用户方向拥塞，即要求源端用户降速，减轻指向目的方向的拥塞。

⑥可丢弃指示比特(DE) 若 DE 置“1”，表示该帧可在网络拥塞时丢弃。

若 DLCI 为全零，表示该帧是管理用的信息帧。若 DLCI 不为全零，则是数据帧。

(3)信息(帧数据)字段

用户数据应由整数个 8 比特组(字节)组成，默认的最大字节数为 262，最小字节数为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

1。网络应能支持协商的帧信息字段最大字节数至少为1600。

(4)帧检验序列(FCS)

FCS字段为2字节序列,用于检验帧是否有差错。有关PVC管理规程应符合建议Q.933。帧中继只检错,不纠错,故FCS视为检验序列合理,校验则应能校正。

3. 帧中继带宽控制

带宽控制是对每条虚电路上传送的数据进行监控,保证带宽资源的合理使用,也是帧中继能适应用户突发数据的保证,当然用户的突发数据速率是有限制的,不可能也不应该是无限制的。

每个用户入网时都要遵守网络和用户双方商定的约法三章,用这三个参数就可以实现网络的带宽控制。

(1)约定的信息速率(CIR)

CIR(committed information rate)指正常情况下网络对用户承诺的用户数据传送速率,单位为bit/s。

(2)约定的突发数据量(B_c)

B_c(committed burst size)指在约定的时间间隔 T_c 之内,网络对用户承诺的可靠传送数据量,单位是bit。

(3)超过的突发数据量(B_e)

B_e(excess burst size)指在约定的 T_c 时间间隔内,网络对用户承诺的可传送的超过 B_c 的数据量,单位是bit。

网络以约定的时间间隔 T_c(committed time interval)对每条虚电路上传送的数据量进行监控。T_c 的计算公式是 $T_c = B_c/\mathrm{CIR}$。

网络的 T_c 越大,适应突发性数据能力越强,一般在几秒到10秒内选取。网络根据监测的结果采取行动。

①在 T_c 内测得的数据量不大于 B_c,说明用户的传输速率在CIR范围内,网络转发这些帧,在正常情况下应保证这些帧传到目的地。

②测得用户数据量大于 B_c,但不大于($B_c + B_e$),说明用户速率已超过CIR,但仍在约定范围内,网络把这些帧的DE置"1"后传送,尽量把这些帧传送到目的地。但如网络发生严重拥塞,则丢弃这些DE置"1"的帧。

③测量得到的数据量大于($B_c + B_e$),说明用户已经违规,网络将丢弃这些帧。

实际上不同的CIR值体现了不同的业务等级。网络为了保证CIR的兑现,需采取一些措施。DDN分配给帧中继业务的中继线容量必须大于该中继线上全部FR的PVC所约定的CIR之和,即中继线容量 C 满足:

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$C = \sum_i \mathrm{CIR}_i + 余量$$

式中余量是各用户超过的突发数据量 B_e 所争用的共享部分。帧中继的虚电路带宽控制如图 13－16 所示。

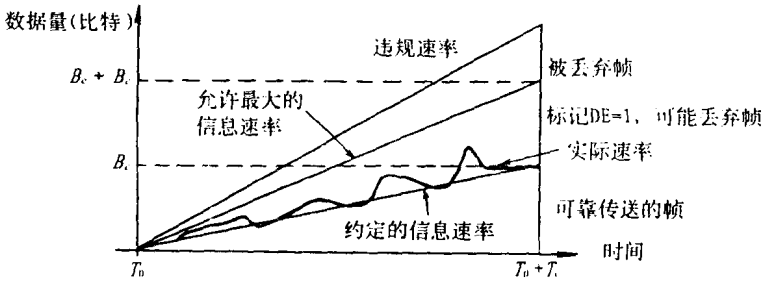


图 13－16 帧中继的带宽控制

4. 帧中继的阻塞控制

采用统计时分复用有可能会产生网络拥塞。FR 和其他分组式网络一样，认为发生阻塞时主要的解决办法就是降低用户的实际传输速率。根据阻塞的轻重程度，网络将采取下述一项或多项措施。

①将前向传送帧 FECN 置“1”，对目的用户进行控制。

②将后向传送帧的 BECN 置“1”，对源点用户进行控制。以上两项都是发生轻微拥塞时采取的防止网络性能进一步恶化的措施。

③在发生严重拥塞情况下，除发出拥塞通知外，网络丢弃 DE 置“1”的帧。

④如果采取上述三项措施仍无效时，为了防止网络崩溃，网络可能采取更为强硬的措施，例如每隔 N 帧丢弃一帧，如 $N=1$ 则只有丢弃全部帧了。

用户在收到 FECN/BECN 置“1”的帧后，必须降速，如果连续收到 FECN/BECN 为“1”的帧，用户应继续进一步降速。

如果连续 N 帧的 FECN/BECN 为“0”，表示网络已不拥塞，用户可以升速。图 13－17 显示了帧中继的拥塞控制。此外还有加强型链路层管理 CLLM 控制拥塞。

5. 帧中继应用业务

(1)块交互型通信

为高分辨率可视图文、CAD/CAM 等需要传送高分辨率图形数据的用户提供高吞吐量、低时延的数据业务。

(2)文件传输

为大型文卷提供高通过量的数据传送，其实际时延可比块交互型通信高一些，但吞吐

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

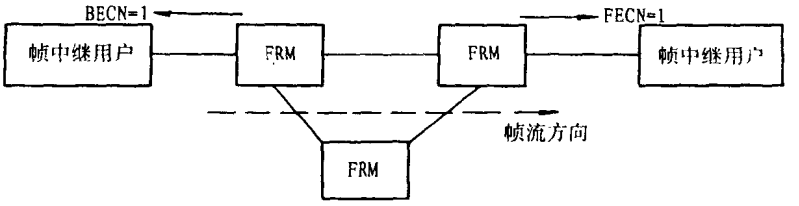


图 13－17　帧中继拥塞通知

量仍然较大。

(3)低速数据

可提供较为经济的数据传输。

(4)局域网互联

为要求互联的 LAN 用户提供高速、低时延、适合突发性的数据传输，例如因特网互联。

6. 帧中继用户的接入

帧中继用户的接入参看第七章，其接入方法与一般数据用户相似，例如通过话带调制解调器(二线或四线)，基带调制解调器(二线或四线)，基带加时分复用等方式接入。

用户基本入网速率为：9.6kbit/s、14.4kbit/s、19.2kbit/s、28.8kbit/s、48kbit/s、$N \times 64$kbit/s ($N = 1 \sim 31$)、2048kbit/s。

用户接口规程：物理接口可参看第七章，例如 X.21、X.21bits、V.24/V.28、V.10/V.11 等，也可以是 G 系列接口。

链路层 UNI 处的数据链路层协议应符合 Q.922 要求。

第四节　综合业务数字网 ISDN

一、ISDN 概述

(一)通信业务种类

现已建立的通信网有多种，例如电话网、传真网、数据通信网、用户电报网等，而其中非话新业务主要有以下五种。

①智能用户电报(Teletex)：其终端有电话机、微机、高速打印机、显示器等。

②用户传真(Telefax)：可在电话网上拨号接通，使用较多的有国际三类传真机(G_3)，

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

它可以自动调节其传输速率，如自动调至4800bit/s、7200bit/s、9600bit/s，以适应不同质量的信道要求，保证其较低的误码率，每页传送时间为1分钟。还有四类机(G_4)它具有差错控制功能，传输速率高，可达64kbit/s，每页文件传送时间只需6秒～12秒。

③交互型电视数据(Videotex)：自动电话用户可向数据库检索商品、旅游、订票、电话号码、气象、新闻等信息，是一种数据通信业务。

④电子信箱：利用程控交换机的存储功能，给每一个用户开设一个"信箱"，按存储信息的不同，可分别设有"话音信箱""文件信箱""传真信箱"等。工作时，发方先发送对方信箱号码，然后把消息存入对方"信箱"；而收方先拨一个接入号码，再拨自己身份代码，交换机应答后，就把"信箱"中已存的信息传送给接收用户。用毕，可以把"信箱"中信息消去。此外，在需要时还可以加密。

⑤慢扫描电视：用于远程医疗诊断、教育和会议电视等场合。

(二)综合业务数字网(**Integrated Services Digital Network——ISDN**)

通常的通信连接包括用户环路、交换节点和传输链路三部分。传输链路将数字交换节点互相连接起来就构成了综合数字网(IDN)，用于传送电话业务的综合数字网称为电话IDN。图13－18表示了在模拟网、模数混合网与数字网等几种情况下的通信连接。

虽然模拟网、混合网以及电话IDN在组成上显著不同，反映在传输性能上也有差别，但用户接入的方式并没有变化。从用户使用业务上看，基本上感觉不出这几种网的区别。就传统的模拟电话而言，采用模拟进网方式是很自然的。电话网也可用于传送一些非话业务信号，所以就某种意义上说，电话网(包括模拟电话网)也是一个综合业务网(ISN)。不过对于本来就是数字形式的一些非话业务(例如用户电报、智能用户电报、传真、数据等)信号而言，模拟进网方式未必是合理的。因为目前的模拟进网将每话路所能传送的频带限制在300Hz～3400Hz或者是比特率低于9600bit/s的范围内。在这个范围内的一些非话信号虽然可以经过调制解调器(modem)进入电话网，但传送的效率和质量都受到限制。至于更高速率的业务就更无法进入模拟话路。为了获得较好的性能、较高的效率与通信处理能力，就需建专网来承载这些非话业务。虽然对于这些业务也可分别建设专用网来承载，但随着新业务的不断出现，建设众多的专用业务网，毕竟存在投资大、电路利用率低、不便管理和共享资源等缺点。对于需要传送多种业务的用户而言，因需接入不同的网络，同样也是不经济、不方便的。

因此，主管部门希望只用一个网路来承载各种通信业务，用户希望只用一个通用接口和一种编号就能获得各种业务。上述要求现在已有可能实现了，这是因为各种非话信号本身就是数字信号，而电话机数字化已由于单路编译码器(codec)的出现和用户线接口电路(SLIC)的大规模集成化而变得容易实现，这使得各种业务信号都表现为同一形式——

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

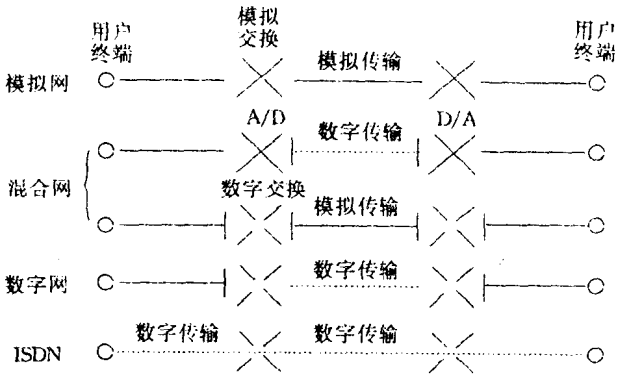


图 13－18　在模拟网、混合网、数字网与 ISDN 中的通信连接

数字信号。此外，电话 IDN 本身就具有传送多种业务信号的潜力，只是由于用户模拟进网而限制了这些能力的发挥而已。因此在电话 IDN 的基础上，只要能实现用户信号数字进网，就有可能提供端对端的数字连接，从而可用同一个网来承担各种业务。这个网就是综合业务数字网（ISDN）。

CCITT 对 ISDN 的提法：

ISDN 通常是由电话综合数字网（IDN）发展而成的一种网络，它可综合各种业务（包括话音与非话多种），以有限、一组标准的、多用途的用户/网络接口接入该网，实现（提供）端到端的数字连接（过去只是交换机之间数字连接，现扩大到用户）。上述描述如图 13－19 所示。

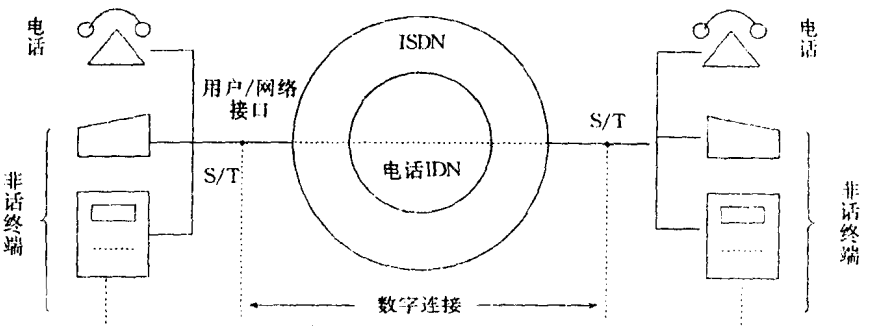


图 13－19　ISDN 示意图

现将 ISDN 的定义具体解释如下：

①ISDN 是从电话 IDN 发展而来的。即：IDN＝数字交换＋数字中继线＋共路信令。

②ISDN 完全是数字式的，从用户/网络接口到网络内部交换、处理、传输、信号控制都是以数字形式完成的。数字接口有预定的和认可的各种协议，采用分层结构，能够提供：

• 用户终端之间提供 64kb/s 端—端透明传输通路。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

• 用户环路上提供的速率如表 13－10 所示。

• 使用尽可能少的国际标准化接口种类。

表 13－10 用户环路上可提供的速率

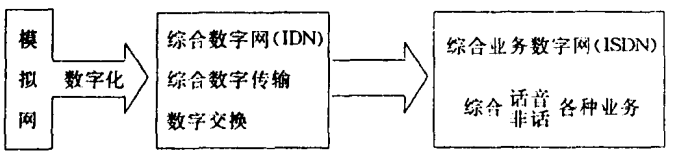
类型编号	信道结构	D 信道速率	总数据速率	备注
1	只有 D	16kb/s	16kb/s	基本型
2	B＋D	16kb/s	80kb/s	
3	2B＋D	16kb/s	144kb/s	
4	A＋C	A:模拟信号;C:8 或 16kb/s	此结构非 CCITT 标准	
5	23B＋D	64kb/s	1.536Mb/s	基群型
6	30B＋D	64kb/s	1.984Mb/s	

③通过标准的 ISDN 用户/网络接口,用户可获得各种通信业务,包括交换(分组交换和电路交换)和非交换连接。

④ISDN 网中,只对用户/网络接口点给出地址号,而不管该点有多少个终端和业务类型。

⑤ISDN 的发展,要有大于 64kb/s 传输速率的宽带业务。

从模拟网向 ISDN 过渡的一般趋势为:



从现有网络过渡到全面 ISDN,可能需要十几年或几十年的持续时间。在这个过渡期间 ISDN 的可能结构如图 13－20 所示。

对用户来说只要能提供 ISDN 所规定的业务和接口,用户就认为这种网就是 ISDN。

(三)**ISDN** 的优点

ISDN 具有经济、灵活、适应性强的优点,特别是采用超大规模集成电路后,设备的体积小、投资费用少、维护方便。具体表现在:

①多种业务只需要一个接口,用户使用方便;

②每对用户线可提供两个 64kb/s 信道,另加一个 16kb/s 信令、分组及控制信息信道;

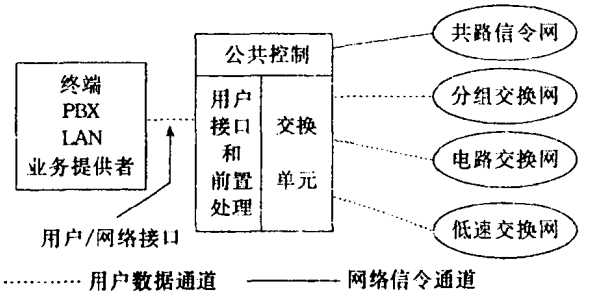
③每条用户线可接多至八个终端,各自有自己的地址;

④每对用户线可进行二或三个分开的、相互独立的、到不同目的地去的通信;

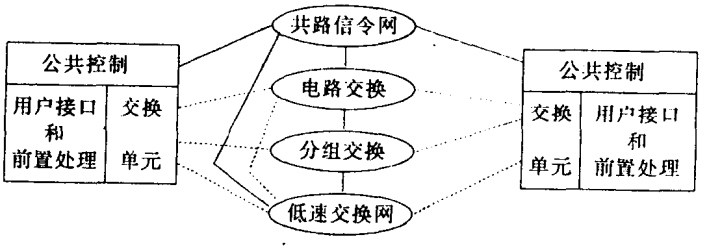
⑤有很多附加业务;

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网



(a)本地ISDN交换、长途分网进行的ISDN结构



(b)传输网分开传输的ISDN结构

⑥可同时使用不同的业务；

⑦每一个用户只用一个用户号码，每种业务不必占一个号码；

⑧容易增加新业务；

⑨可以提高现有业务和新业务的性能；

⑩可避免因建立多个非话业务专业网而带来操作、维护和管理的不便；

⑪建立 ISDN 与建立几个业务专业网比较，ISDN 组网合理、节省费用；

⑫用户只与一个业务单位打交道，比较方便。

(四)**ISDN** 能提供的业务

①通信业务，包括电话、图像、通信、电报、传真等；

②传送业务，即提供用户间端到端的数字连接；

③附加业务，包括闭合用户群、用户间信令传送、分地址寻址、主叫识别等；

④增值业务，包括邮箱、查阅资料、各种业务互通等；

⑤遥控、遥测、告警、读表等；

⑥宽带业务，包括可视会议电话、高速文件传送等；

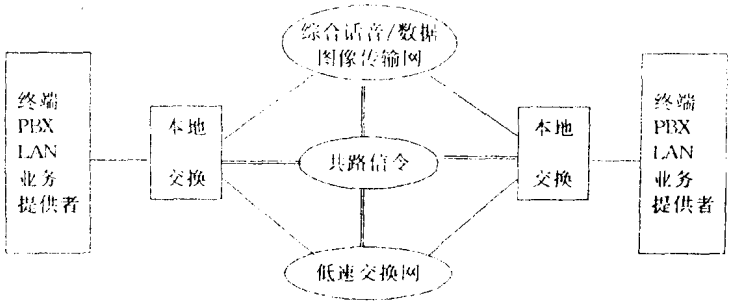
⑦管理业务，订货、规划、价格报表等；

⑧专业应用，包括医务记录、病员/非病员监察等。

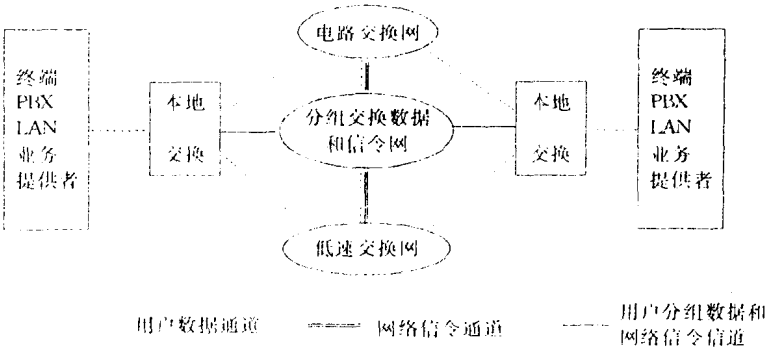
随着经济的发展，还可能出现一些其它的新的业务服务项目。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网



(c) 话音/数据/图像综合的ISDN结构



(d) 综合分组和信令网分出电路交换的ISDN结构

(e) 最终的ISDN结构

图 13-20 过渡期 ISDN 可能的结构

(五)**ISDN** 的基本结构

首先介绍 ISDN 网络的功能。一个通信过程不仅需要具备传输与交换功能,还需要有控制连接的建立与释放所需的信令功能,连接期间所需的维护功能以及网络管理和操作功能等。对于机器与机器间的通信或人与机器间的通信,还需要有通信处理功能(如信息存储、电文处理等功能)。上述功能常由 ISDN 网络与终端的结合来提供,在某些场合下还需要由 ISDN 之外的某些网络或特殊节点来提供。为了使网与网、网与终端可以分别开发而又能保证兼容互通;为了使 ISDN 的功能能适应新业务的需要而又可灵活地增加或修改,ISDN 采用了开放或系统互连(OSI)分层原则,将一个通信过程可能要执行的全部功能划分为七种类型,定义为七层,又可看成是七种有次序的子系统。如需要变更某一层的功能,只需独立修改与该层相对应的软件或硬件模块即可,不会因此而影响相邻层的功能,

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

因而不致因某些功能的扩展而使原设计过时。按照这一原则所分配的 ISDN 七层功能如表 13－11 所示。在 ISDN 中将第 1～3 层功能称为低层功能(LLF),即通信传送功能,这是网络与终端均需具备的功能。CCITT 已经制定了第 1～3 层相应的规程标准,按照这些标准依靠低层功能就能保证用户/网络接口间透明的信息传送。第 4～7 层功能被称为高层功能(HLF),即通信处理功能,通常需由终端设备或终端适配器来提供。第 4～7 层的规划标准随业务类型而异,CCITT 也有了一些相应的建议。利用高层功能,可以保证同一种业务的不同类型终端,甚至一些不同业务的终端间都可以互通。

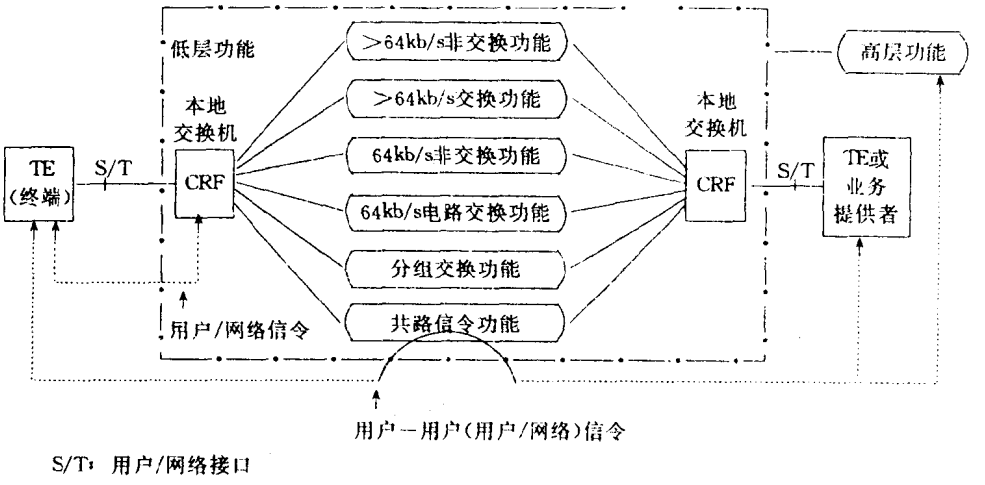


图 13－21　ISDN 的功能体系模型

从表 13－11 中可以看出,网络通常只需提供低层功能。但就交换而言,用户信息并不都要通过,对于 B 通路电路交换业务,可以只在第一层进行;对于 D 通路上分组用户信息,可以在第二层上“交换”,以便经过分组处理器连到在 ISDN 之外的分组网;对于 B 通路上分组交换信息,具有分组交换功能的交换机能够在第三层上实现交换。

表 13－11　ISDN 的七层功能

层号及名称	层　功　能
7(用户应用层)	提供为用户直接感受的服务,提供使用户程序能接续到 OSI 环境中的手段
6(描述控制层)	为通信双方句法的差异解释信息含义,实现数据码型和格式变换
5(会晤控制层)	控制会晤连接的建立和终止
4(传送控制层)	为通信双方提供双向透明的数据传送,实现顺序控制和流量控制
3(网络控制层)	在链路层的基础上,提供保持和终止网络连接的手段,具有用户设备间经网络接口功能
2(数据链路层)	具有实电路上逻辑复用的链路接口功能

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

1(物理层)	具有电气机械接口上实现信号传输的功能

概括起来,ISDN 网络具有的七种主要的交换和信令能力如图 13－21 和表 13－2 所示。这七种能力既可以都在 ISDN 内实现,也可以一部分由专用网来提供。

表 13－12 ISDN 网路的七种主要交换和信令功能

实现方法 / 功能	对应的功能实体位置	接续方法		备注
64kb/s 电路交换能力	在 ISDN 本地中心以及长途网交换机内实现	• 信息传输:在用户/网络接口上通过 B 通路(64kb/s 速率在信息通路传输)实现 • 交换:在 ISDN 内以 64kb/s 速率由电路交换功能实体上实现 • 与连接有关的信令:在用户/网络接口上经 D 通路(具有 16kb/s 速率的信令通路)传输,由本地交换机处理		64kb/s 电路交换是 ISDN 最基本和最先具有的能力,适于传送 64kb/s 载荷业务及语音、话带、数据、传真等
64kb/s 非交换能力	可在 ISDN 本地中心及长途交换机实现	信息在用户/网络接口上经 B 通路传输 经过交换机(例如利用硬线连接)利用 ISDN 传输网来建立连接		适于传 X.21 或 X.25DTE 信号或速率复用为 64kb/s 的多个子速率信号
> 64kb/s 电路交换能力	在宽带交换功能实体或 ISDN 本地中心和长途交换机实现	• 利用宽带交换功能实体提供高比特率交换连接 • 在 ISDN 初期可利用 64kb/s 电路交换功能实体在半永久(通过交换网在用户约定时间内提供)基础上实现高比特率连接		适于传送声音节目编码信号,会议电视,电视电话等
> 64kb/s 非交换能力	可在 ISDN 本地中心及长途交换机实现	利用电子调节装置绕过交换机接到 ISDN 传输网(信息在用户/网络接口上经过 H 通路——宽带通路上传输)上		适于宽带租用线业务
分组(交换和非交换)能力	可集中在一组特殊交换节点内或长途交换机内,后期可在 ISDN 本地中心实现	经 B 通路接续	• 通过本地交换机电路交换到专用分组网 • 通过本地交换机电路交换到 ISDN 的分组网 • 在本地交换机内分组处理功能	适于传输次数多,而每次量不大的数据
		经 D 通路接续	• 通过本地交换机处理到 ISDN 之外的专用分组网 • 通过本地交换机处理到 ISDN 内部分组网 • 在本地交换机内分组交换	
共路局间信令能力	在本地中心 SP 点及长途网 STP 点实现	利用地址信息在与用户信息不同的一个单独通路上(例如 64kb/s 通路)传送与电路复用功能或网络管理有关的信令信息		国际 ISDN 局间应使用 No.7 信令

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

ISDN 本地功能能力	在本地中心实现	在用户/网络接口上经 D 通道接续，用户信息经 B 通路传输（例用用户/网络信令能力，计费等运行和维护功能）	并非所有连接类型均需全部本地功能

二、ISDN 网络的组成及功能

从总体上看，ISDN 网络的组成分为三部分：即用户网、本地网、长途网，如图 13－22 所示。将组成网络的有关部分的结构及其功能介绍如下。

（一）概述

首先对图 13－22 所示模型中有关功能块的功能和相应设备做一简要介绍。

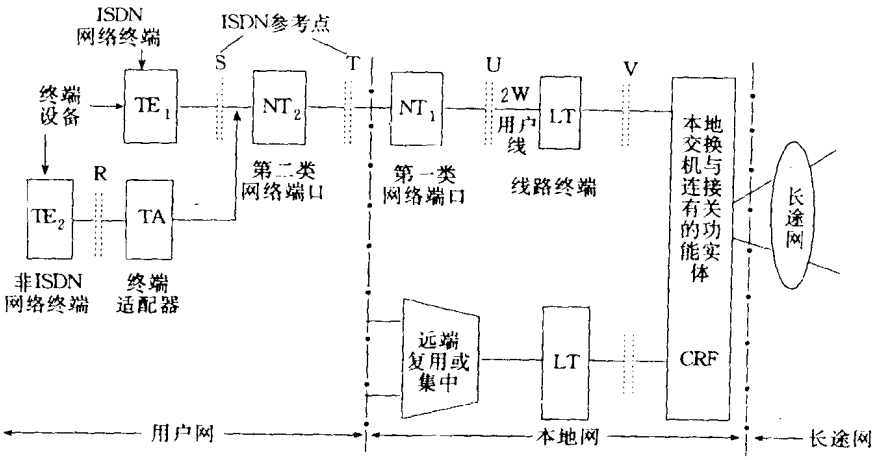


图 13－22　用户/网络连接结构模型

1. 网络终端 TE

TE 包括有 ISDN 网络的终端 TE_1 和非 ISDN 的网络终端 TE_2（如 X 或 V 系列终端）。其对应设备有：数字电话、数据终端等。TE 具有如下功能：

①提供用户接续规程运行所需功能，包括属于 X_{200} 参考模型中第一层及较高层功能；

②规程处理（Protocol handling）；

③维护功能（maintenance functions）；

④接口功能（interface functions）；

⑤其他设备连接功能（connection functions to other euipments）。

2. 终端适配器 TA

TA 对应的设备是速率适配器，达到传输速率适配的目的，其主要功能为：实现 TE_2 和

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

ISDN 用户/网络接口(S 或 T)之间适配所需的第一层及较高层功能(一般属于 X_{200} 参考模型第一层或较高层)。

在 TA 中进行速率适配的方法,一般采用二步法进行:第一步,把 4.8kb/s(包括低于此速率的)、9.6kb/s、19.2kb/s 分别填充到 8kb/s、16kb/s、32kb/s;第二步,再把 8kb/s、16kb/s、32kb/s 填充为 64kb/s 中,而高于 32kb/s 的(如 48kb/s)则直接填充到 64kb/s。填充方法:在 B 通道的 8 比特组,以先传出的第一位,依次编号为 1 ~ 8 位,这时 8kb/s 占用第 1 位,其余七位填"1";16kb/s 占用第 1、2 位,其余填"1";32kb/s 占用 1,2,3,4 位,余者四位填"1"。

3. 第二类网络端口 NT_2

NT_2 所对应的设备有:小型交换机(PABX)1 ~ 3 层、局部网(LAN)、终端控制器。其功能大体上等效于 X_{200} 参考模型第一层或较高层,包括:

①第二、三层规程处理(Layers 2 and 3 protocal handling);

②第二层或第三层的多路复用(Layers 2 and 3 multiplexing);

③交换(Switching);

④维护功能(maintenance functions);

⑤接口功能(interface functioins)。

在特殊接续时,NT_2 可能仅仅是一般的物理连线。

4. 第一类网络端口 NT_1

NT_1 所对应的设备是用户线传输终端,其功能等效于开放系统互连(OSI)的第一层功能:

①线路传输端口(Line transmission termination);

②第一层线路维护和性能监控;

③定时(timing);

④电功率转换(power transfor);

⑤第一层多路复用(Layer 1 multiplexing);

⑥接口终端(interface termination),其中包括使用第 1 层争用裁决的多点终端;

⑦供电。

(二)**ISDN** 用户接口参考配置的物理实现

如图 13 - 23 给出了各配置的例子,这些配置表明了在参考点 R、S 和 T 处的物理接口的组合。图 13 - 23(*a*)和图 13 - 23(*b*)表示了在 S 和 T 处分开的接口;图 13 - 23(*c*)和图 13 - 23(*d*)表示了在 S 处的接口,而不是在 T 处;图 13 - 23(*e*)和图 13 - 23(*f*)表示在 T 处的接口,而不是在 S 处;图 13 - 23(*g*)和图 13 - 23(*h*)表示了 S 和 T 相重合处的接口。此外,图 13 - 23(*b*)、图 13 - 23(*d*)和图 13 - 23(*f*)、图 13 - 23(*h*)表示了在参考点 R 的接口。

图 13 - 24 和图 13 - 25 给出的是物理实现的举例。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

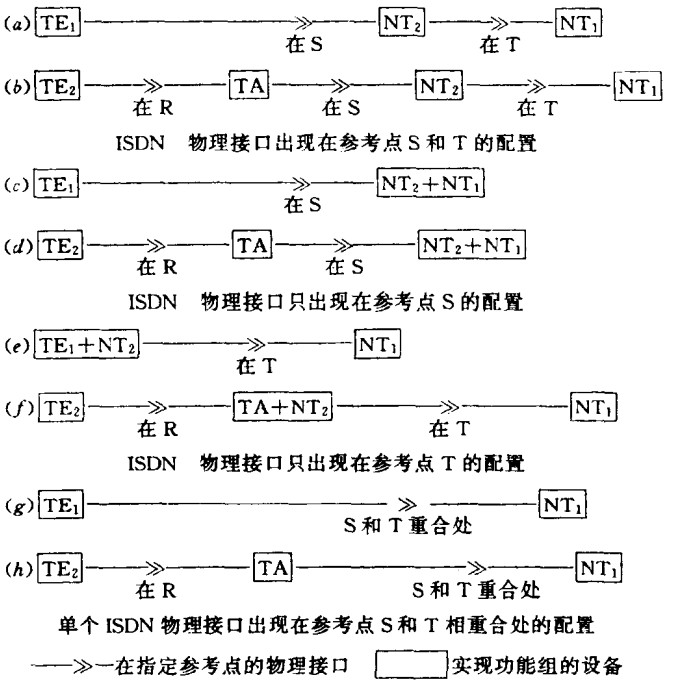


图 13－23　物理配置举例

图 13－24 中所给出的例子表明功能组 TE、NT_1 和 NT_2 的物理实现。它们都是出现在参考点 R、S 和 T 的物理接口。

图 13－25 中给出的例子表明当多个物理接口出现在一个参考点时，参考配置转变成物理配置的应用。

①图 13－25(*a*)和(*b*)表明 NT_2 功能只由物理连接组成的情况下，参考配置的应用。图 13－25(*a*)描述了使用一个多点装置(即母线)把多个 TE(n 个 TE_1 或 n 个 TE_2 + TA)连至 NT_1 的直接物理连接。图 13－25(*b*)表明若干个 TE 连至 NT_1 的分别连接。

在这些情况下，参考点 S 和 T 处所采用的物理接口之全部特性必须是相同的。

②图 13－25(*c*)给出了 NT_2 和 TE 之间的多路连接的规定。NT_2 可能包括各种类型的分布安排，如：包括在设备内的星形、总线和环形配置等。图 13－25(*d*)表明在各 TE 和 NT_2 设备之间采用总线分布的情况。

③图 13－25(*e*)和(*f*)表明在 NT_2 和 NT_1 设备间采用多路连接的安排。图 13－25(*e*)绘出了多个 NT_1 设备的情况。图 13－25(*f*)表示 NT_2 向第 1 层提供多路连接的向上复用情况。(*f*)

④图 13－25(*g*)表明 NT_1 和 NT_2 的功能合并在同一个设备中的情况。对图 13－25 的其他配置，NT_1 和 NT_2 功能的这种合并也可能出现。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

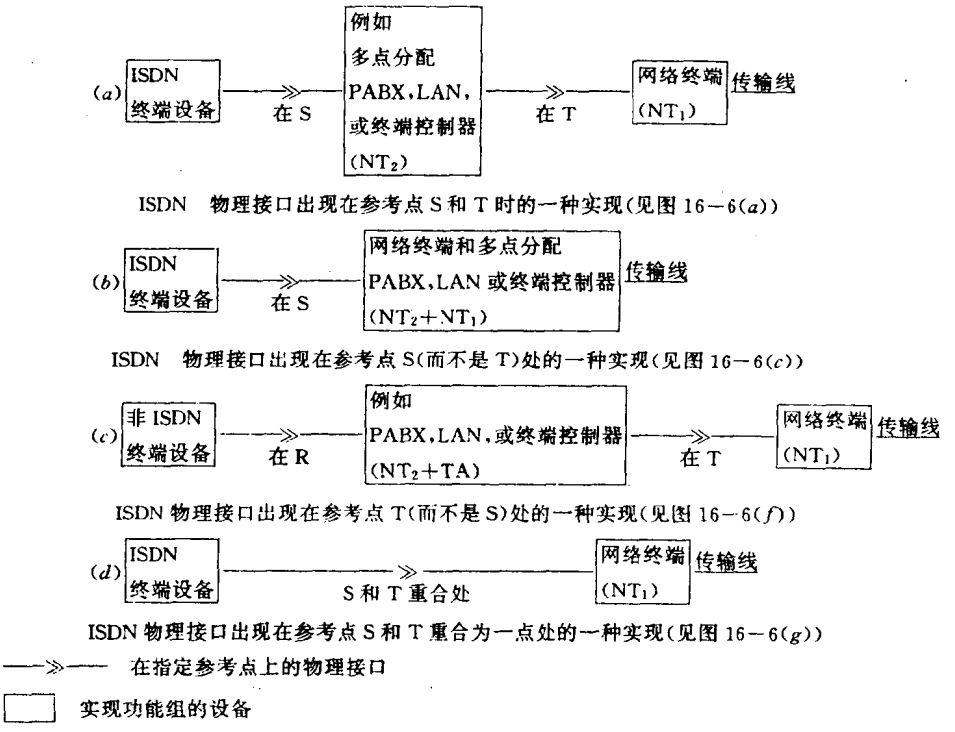


图 13－24 实现 NT_1 和 NT_2 的功能举例

⑤图 13－25(*h*)表明 TA 和 NT_2 的功能合并在同一设备中的情况。对图 13－25 的其他配置,TA 和 NT_2 功能的这种合并也可能出现。

⑥除了图 13－24 和图 13－256 中所示的物理实现的实例之外,应该考虑 NT_1、NT_2、和 TA 可能组合而形成一个物理实体,在这个实体中参考点 S 和 T 都可以存在,但不能成为物理接口。可以认为这种实现是提供连接到 ISDN 的一种临时方法,并且可以在 ISDN 实现的初期阶段,作为通过参考点 S 和 T 处的物理接口来连接各终端的补充方法。不应认为它仅为参考配置,因为它对目前正在研究的 ISDN 模型会造成一些重要影响。

⑦这些物理实现,在它们的安排和组合方面受到接口规范和设备的电特性以及其他特性的限制。

(三)**ISDN** 用户接口概述

1. 引言

1984 年 CCITT 正式通过了 I 系列建议书。图 13－26 示出 I 系列建议体系概要。其中 I.400 系统建议——用户/网络接口,是整个 I 系列建议的重要组成部分。标准接口——I 接口,可视为各种不同的 ISDN 终端接入网络的通用插座(consent)。

2.I 接口概要

(1)用户系统标准结构(I 接口参考点)

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

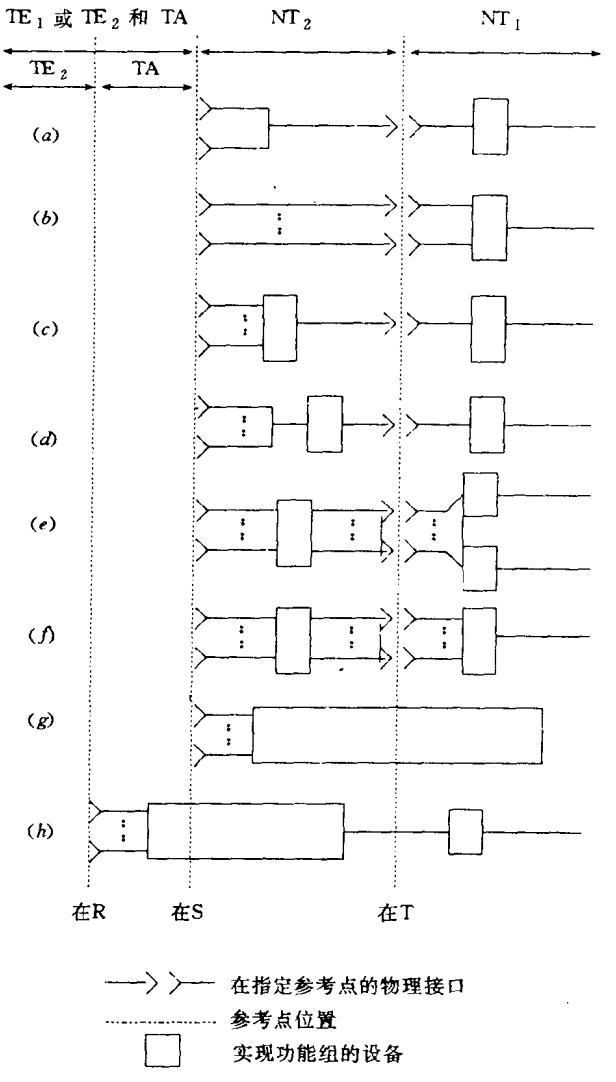


图 13－25　采用多路连接的物理配置举例

如图 13－22 所示，其功能见前述部分。

(2)通道类型(包括有 B、D、E、H 通道)及其应用

①B 通道：它是有定时的 64kbit/s 的通道。B 通道的显著特性是它不传递 ISDN 电路交换的信令信息。ISDN 电路交换的信令信息是由其它类型的通路，例如 D 通路来传递的。B 通道可以提供在 ISDN 范围内的各种通信方式的接入，这些方式包括：电路交换；分组交换；承担分组方式的终端和半固定连接。

②D 通道：它主要是用来传递 ISDN 电路交换的信令信息。D 通道可以有不同的比特速率(16kb/s 和 64kb/s)，除电路交换的信令信息外，D 通道也可用来传递遥控信息和分组交换数据。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

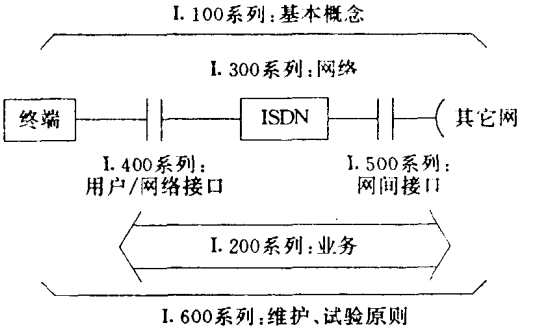


图 13－26 I 系列建议体系概要

③E 通道：它是速率为 64kbit/s 的通道，主要用来传递 ISDN 电路交换的信令信息。在用户/网络接口处，E 通路只用于基群速率的复用通路结构，以作为对于多个接入接口配置的替代安排。E 通道使用分层规约来提供建立、保持和终接网络连接的手段。

④H 通道：H 通道有如下比特率，并伴随有定时：

H_0 通道：384kbit/s；

H_1 通道：1536(H_{11})和 1920(H_{12})kbit/s。

H 通道是用来传递各种用户信息流的。它的显著特征是不传递 ISDN 电路交换的信令信息。用户信息流可以在专用的、交替的或在同时的前提下通过 H 通道传递，但信息流的比特率应与 H 通道比特率一致。用户信息流的实例如：高速传真，影像(例如电视会议)，高速数据，高质量音频或声音节目，已被速率所适配或复用在一起的各信息流，它们每一个的速率低于各自 H 通道比特率(例如：64kbit/s 的话音)，分组交换信息等。

(3)接口结构

介绍 B 通道接口结构。

①基本接口结构。基本接口结构由两个 B 通道和一个 D 通道组成，即 2B + D。在基本接口结构中，D 通路比特率是 16kbit/s，B 通道可以独立地使用，也就是说可同时用于不同的连接中。

②基群接口结构。这些结构相应的基群速率为 1544kbit/s 和 2048kbit/s，它由若干 B 通道和一个 D 通道组成，D 通道的比特率为 64kbit/s。在 1544kbit/s 基群速率下，接口结构是 23B + D；在 2048kbit/s 基群速率下，接口结构是 30B + D。

(4)接口的层次

主要是低三层。

3.CCITT 有关 I 系列建议的简介

(1)I 接口 1 层建议(I.430、I.431 建议)

①基本接口 I.430 建议主要包括：通道结构、配线结构、传输媒体、连接器、供电方法、

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

启动和停止规程、帧结构、维护试验条件、电气特性等。

②基群接口 I.431 建议。内容从略。

(2)I 接口 2 层建议(I.441 建议)

主要包括:多点通信控制规程;终端识别符初始设置;电路交换、分组交换综合化规程。

(3)I 接口 3 层建议(I.451 建议)

(略)

(4)现有接口接入 ISDN 时的变换规则

具有 CCITT 建议 X、V 系列等接口的现有数据通信终端,接入 ISDN 的协议变换规则,在建议 I.460 中已有规定。

(四)ISDN 接口 1 层构成技术

基本接口结构 S 或 T 参考点的配置图如图 13－27 所示。除非特别说明,在下述部分中将用 NT 表示 NT_1 和 NT_2 的网络终端各部分,用 TE 表示 TE_1 或 TE_2 和 TA 的终端各部分。

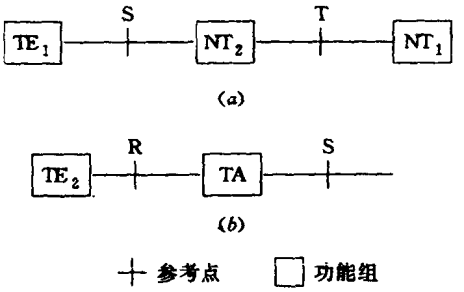


图 13－27　用户/网络接口的参考配置

1. 基本接口构成

如图 13－28 所示。

①采用无源总线传送方式。

②接口线为 4 线(收、发电路各二线)。

③在来自 NT 的主总线上配置多达 8 个标准的通用插座。

④连接到总线上的各终端与来自 NT 的时钟同步后,向不同的通道位置发送帧脉冲。NT 从接收的帧脉冲中提取定时信息,并以此来识别脉冲。这样可以减少因接收脉冲重叠对传输距离的限制。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

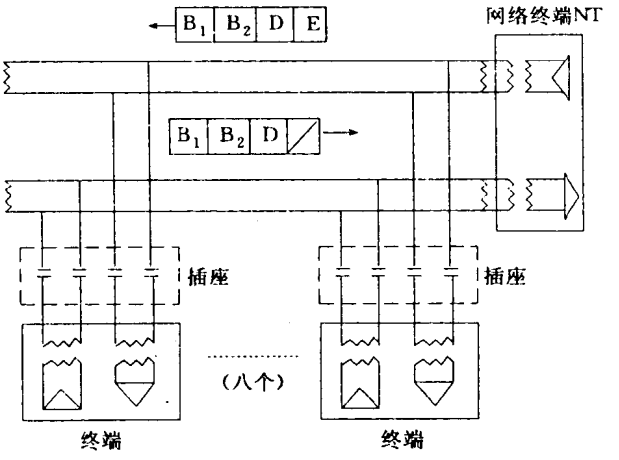


图 13-28 基本接口构成示意图

2. 电气、物理条件构成要素

①功能方面:主要技术有传输码、帧结构。

②规程方面:D 通道竞争控制方法。

③电气方面:信号相位、输入/输出阻抗、供电等。

3. 传输码型与帧结构

(1)传输码

基本接口(第一层)采用无源总线方式,要求传输码型满足以下两个条件:

①总线上的多个终端按时分分配通道。因为各终端连接位置不同,造成传输距离不同,使得 NT 接收信息的相位不同,以致产生通道间信号波形的重叠。要求对这种重叠的波形具有较大范围的识别能力。

②由于采用变压器耦合,因此要求传输码不包含直流电成分。

为此,CCITT 选定 100% 占空 AMI 码作为传输码。即对于两个传输方向均采用如图 13-29 所示的 100% 占空比的伪三进制码。编码实施如下:

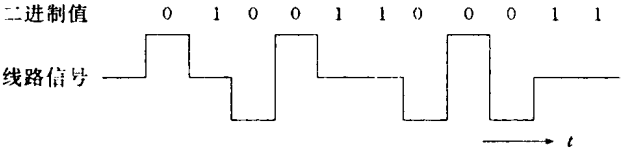


图 13-29 一个伪三进制码的实用例

以二进制码的"1"表示没有线路信号,用二进制码中的"0"表示正或负脉冲。跟在帧定位平衡比特后的第一个二进制码中的"0"的极性与帧定位平衡比特的极性一致。随后

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

的二进制码中“0”的极性交替变化。如果跟在前一个平衡比特之后的二进制码“0”的数目是奇数,则下一个平衡比特是二进制码“0”。如果跟在前一个平衡比特之后的二进制码“0”的数目是偶数,则下一个平衡比特是二进制码“1”。

第五节　数据通信增值业务

数据通信的增值业务是指通过计算机处理的信息服务以及计算机与通信网结合对传送的信息进行加工处理后提供的服务。由于加工处理有存储功能、改变速率、变换码型和通信规程等,增加了使用价值,故称为增值业务。这种业务向用户提供完整的 OSI 七层协议服务,用户可以通过简便易学的方式直接获得信息系统服务,而不必关心低层复杂的网络协议。

一、电子信箱

1. 电子信箱的概念

电子信箱(E - mail)是计算机与通信相结合的产物,是采用存储转发的方式进行电子邮件传递的信息处理系统,主要用于计算机用户之间交换电子邮件。电子邮件可以是文本文件、数据文件,也可以是传真、话音以及图像文件。电子信箱系统的功能相当于普通的邮政系统。信箱相当于邮局,信箱之间的文件的存储、交换、转发等功能,相当于普通邮政系统信件的寄递过程。但与邮政信函相比,电子信箱业务具有快速、方便,不受时空限制等优点,在电子信箱业务中登记的用户都有各自的“邮箱”,用户可在任何时间、任何地点,利用各种终端设备进行信件(电文)的传送和提取。电子信箱的突出优点是快速、便捷、安全、保密、不受时间地点的限制,是现代化办公的必备手段,已被国内外用户广泛采用。用户可以通过电子信箱互相通信,还可以向信箱系统上的布告栏发送广告信息,供众多用户阅读,如生活指南、新闻报导、产品介绍等,布告栏适于做公告、布告和广告。

2. 电子信箱的基本原理

具有网络环境的电子信箱系统为每个注册客户分配一个信箱,也就是在计算机的存储空间内划分出区域并确定相应的客户名,与客户名对应可设有一个口令,客户可以随时随地通过计算机键盘使用口令开启信箱,并根据自己的需要,按照屏幕的提示进行信件编辑、发送、接收、浏览等,客户也可以将磁盘上编辑好的磁盘文件发送出去。

3. 用户接入电子信箱的方式

电子信箱系统与电话网、分组交换网、用户电报网都有接口。这些网上的用户通过各种方式均能接入电子信箱系统。分组交换网接入信箱系统可以有两种方式:专线或电话拨号,其中专线又分为异步专线和同步专线两种。接入电子信箱的用户终端可以是各类

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

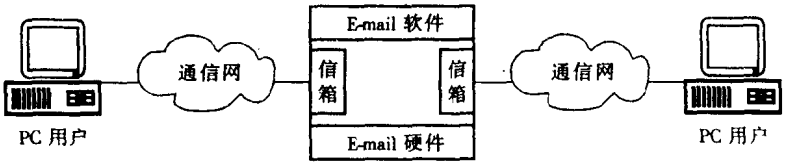


图 13－30 电子信箱的实现

计算机、G3 传真机、用户电报终端等。

(1)通过分组交换网(包括分组交换网电话拨号接入方式)接入电子信箱系统,用户可直接呼叫电子信箱在分组交换网上的网络地址接入电子信箱。这种方式操作简单,适用于通信量大,线路质量要求高的用户。用户还可通过先拨电话特服号进分组交换网,然后再输入电子信箱的网络地址接入电子信箱。

(2)通过公用电话网(PSIN)接入。对于非分组交换网上的用户,可利用已有的电话通信线路,投资少、接入方式灵活,不受地点空间的限制,用户在任何地点,只要有一台微机及一个调制解调器就可接入信箱系统。

(3)通过用户电报网接入。用户电报网用户可通过用户电报网接入电子信箱系统,向电子信箱用户发送信件,或接收来自电子信箱用户传来的信件。

4. 电子信箱用户的范围及条件

用户只要有一台计算机、一个调制解调器和一条电话线以及相应的通信软件就具备了使用电子信箱的条件。可以使用电子信箱业务的用户有三类:

(1)分组交换网上的计算机用户,包括专线用户和电话拨号用户;

(2)用户电报用户;

(3)公用电话网上的计算机用户。

5. 电子信箱业务的特点

(1)电子信箱业务为用户提供有友好的用户界面,且操作简便。电子信箱集写信、读信及其他各种信件处理方法(如回信、归档信件、转发信件等)为一体,使用户足不出户即可进行信息交流。

(2)电子信箱系统克服了传统单项业务系统在技术、经济和使用方面的不足,做到一机多用。拥有一个信箱,除了可以与信箱用户通信外,还可以给世界范围内任何一台传真机或电传机传递信息。

(3)电子信箱系统安全可靠。电子信箱设有两道密码,用户有权随时更改,其中私人密码用于阅读机密性的私人信件,当连续三次密码(或用户名称)输入不正确时,系统将自动转成异常记录。

(4)电子信箱以存储转发方式工作,克服了时差障碍,是实时性通信与非实时性通信的统一。电子信箱业务的最大特点就是它的非实时性,但只要用户要求,系统可以做到将

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

指定信箱的信件实时输出到指定传真机或电传机上，从而实现信息服务的实时性。

(5)信箱业务不受时间、空间的限制，用户可以在合适的地方、合适的时间随时打开信箱收发信件。

(6)使用电子信箱业务经济、实用。

(7)实现了一点到多点的同文广播式发送(即将同一信件发送给多个接收者)，大大提高了效率。

(8)可以实现不同类型的终端和不同网上的用户之间的通信。

(9)提供投送失败通知。如果信件不能投送到接收者，电子信箱系统可按照原发信者的意图将信件返回给原发信者，并说明信件退回的原因，或改投到他的朋友代为接收或进一步转发或转交本人。

6. 电子信箱的业务功能

(1)信件的编辑

用于信件的建立和修改。编辑的内容包括收、发信人的地址、标题和内容，编辑时可修改、存储，可以指定一个或多个收信人，还可以复制给其他人。

(2)信件的发送

和普通的邮政业务一样，信箱用户也可以给信件指定等级和类别，如加急信件、私人信件、挂号信件、接收证实、投送证实等。另外，还可以定时发送信件，以及多址发信、同文发信、短地址发信等。

(3)信件的接收处理

用户可以检索接收的信件、查看发信人、发送日期、标题等，可以读信件的内容，还可以回信或转发给其他人，也可删除读过的信件。

(4)信件的存储及归档

用户可以对信箱中的信件进行管理，把一些重要的信件存储起来，或建立一个文件夹，以备日后查阅。

(5)直接业务功能

信箱用户可以向非电子信箱用户终端发送信件，其投送过程完全由电子信箱系统自动完成。如向 G3 传真机投递；向用户电报网的终端投递；向分组交换网的专线用户终端投递；向直拨电话网投递；还可以向在系统中注册过的站(STV)投递，这个站可以是上述终端设备中的任意一种。

(6)文件传输

用户可以通过电子信箱系统传输各种类型的文件，如：文本文件、数据、程序等等。

(7)布告栏

用户可以向信箱系统上的布告栏发送广告信息，供众多用户阅读，如：生活指南、新闻报导、产品介绍等，信箱系统可以建立不同的范围及等级的布告栏。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

(8)呼叫连接

当用户正在自己的信箱中操作时,可以不必退出信箱,而直接呼叫并进入远端的主机或数据库,获取所需要的信息资料,还可以把资料捕捉到自己的信箱中存储起来,以便阅读。

(9)与其他网络的互通

电子信箱系统不仅与分组交换网、电话网互连、而且还可通过 X.400 协议与国际的电子信箱系统及 Internet 用户相互交换信息。

(10)电子格式程序

电子信息系统向用户提供一些标准的电子格式程序,用户可以利用电子格式语言开发应用软件。

(11)远程用户代理(RUA)软件

电子信息系统可以向用户提供 RUA 软件(如 PC - MAIL 软件),该软件装在 PC 机中,可以脱机进行信件的编辑、信件归档等许多操作,缩短了占用通信线路的时间,提高了效率、节省了通话费用。

(12)多语言环境

系统还向用户提供中英文的语言环境,用户可以根据需要选择使用中文或英文。

(13)安全保密

每个信箱用户都必须输入自己的信箱名和口令,才能进入自己的信箱。用户还可以有一个私人密码,对于私人信件,用户除了输入信箱名、口令进入信箱,还必须输入私人密码才能读到此信。用这个办法,还可以实现多个人共用一个信箱。

(14)地址助记功能

顾名思义,地址助记功能就是用各种助记符帮助用户记忆各类地址、简化地址内容,信箱系统提供多种助记符方式,以适应各种不同场合的使用。

7. 电子信箱业务的发展

近几年来,由于科学技术的迅猛发展,国际标准的统一和国际竞争的需要,电子信箱、电子数据互换(EDI)等一代新信息处理方式的发展日新月异,现在全世界的电子信箱用户已超过 2000 多万个,随着各种商业应用的开发,E - mail 将在今后继续保持飞跃发展的势头。中国公用电子信箱系统(CHINAMAIL)自 1992 年 10 月在北京、上海先后开通,其后在广州、深圳、江门、青岛、福建、江苏、辽宁陆续引进了电子信箱系统,信息总容量 27000 多个,目前各系统均已投入使用,上述公用电子信箱均引进美国 Sprint 公司的设备,目前已连通了美国(Telemail)、美国(MCI)、日本、新加坡、香港、台湾、意大利等国家的信箱系统,其他国家将陆续互联。为了便于国内信箱系统的管理,1995 年 7 月实现了全国电子信箱系统联网,全国设一个虚构 ADMD、九个 PRMD,ADMD 名为 CHINAMAIL,实体分设在三个地区(北京、上海、广州),九个 PRMD 之间两两相连,即 PRMD 之间的信息不经 ADMD 连

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

接。

电子信箱系统利用分组交换网的通信平台，向分组交换网、电话网和用户电报网上的所有用户提供电子信箱服务，用户可通过 CHINAMAIL 与国内外的电子信箱用户，Internet 上的电子用户互通电子邮件。用户也可以将系统电子邮件投送给国内外的非电子信箱用户，如分组交换网上的计算机终端、打印机、传真机和用户电报终端等。

8. 电子信箱的业务资费

中国公用电子信箱业务的收费共有五项：开户费；通信费；存储费；至其他网络的投送费；其他。具体如下：

(1)开户费(一次性收取)：140 元(分组交换网用户)；240 元(不是分组交换网用户)。

(2)通信费包括：信箱使用费(月租费)，40 元/月；信息传送费(进出信箱都收)，每址按分组通信费计时计量收取；多址传送，每增加一址加收一址传送费。

(3)存储费：存储时间 30 天以内，免收；超过 30 天，每天 0.2 元/千字符。

(4)至传真、用户电报、分组交换网的投送费按实加收；

(5)其他，如软件复制费、培训费等，按实收取。

二、可视图文

1. 可视图文的概念

可视图文(Videotex)业务是近年来发展起来的一种面向电话网上用户的新的电信增值业务。它利用数据库通过公用电信网向配备专用终端设备或个人计算机等可视终端的用户提供文字、数字或图形等可视信息服务。一个可视图文系统可以包括本地或跨城市、跨省的若干个接入点设备(VAP)，用户可以就近通过公用电信网将自己的可视终端与任一个接入点设备相连，并可以得到该系统内所需的信息服务。可视图文是一种开放式的信息检索型系统，它规定了一套统一的屏幕显示格式检索方法，还提供了一套公用通信系统，数据库一旦接入这个网络，它就可以向网上的所有用户提供服务，使用户获得网上所有数据库中的信息。可视图文的突出优点是用户使用简单，格式统一，可以实现信息资源共享。

可视图文系统覆盖面广，安装使用方便。可视图文利用两个公用电信网(公用电话交换网和公用分组交换数据网)开展业务，利用公用分组交换数据网将分布在各地的数据库联接起来，通过接在电话交换网上的可视图文用户终端将数据库信息提供给用户，为广大用户提供内容广泛的信息服务，实现全社会的信息资源共享。

可视图文是一种简单实用的信息服务手段，具有广阔的应用前景，几乎可以在社会所有领域里推广应用如：信息查询服务(如电话号码；火车、飞机时刻表等)；广告、新闻、天气；信息、情报；图书检索；法律、法规、专利公报检索；证券行情、商品行情；饭店、旅游信息查询；教育培训；自动翻译机；交易式服务(如证券股票、期货交易、订票购物、预订客房

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

等)。

中国电信经营管理的可视图文业务是全国性信息服务系统,用户可以通过电话网使用可视图文业务。可视图文业务与电视中可以看到的图文电视有着根本区别,后者仅可收看,不能交互式检索。目前,我国开放可视图文业务和正在建设系统的城市有上海、北京、广州、南京、唐山、郑州、大连、南宁、珠海、杭州、沈阳、乌鲁木齐等城市。可视图文业务的电话入网拨号是"1646",其网络结构如图 13 - 31 所示。

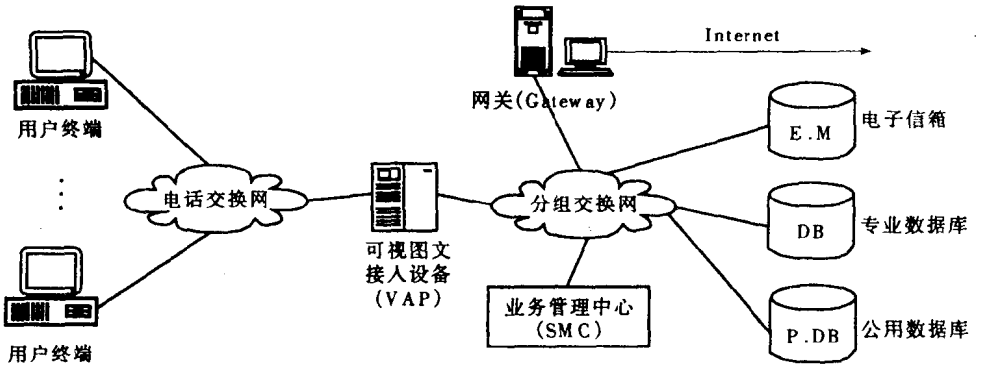


图 13 - 31 可视图文业务的网络结构

2. 可视图文的用户接入

可视图文业务的用户可分为两类:信息提供者和信息检索者。可视图文用户终端包括专用终端、PC 机 + 适配器和彩色电视机 + 适配器 + 简单键盘三种。

信息源用户把自己的数据库接入可视图文系统,需具备以下条件:1)按可视图文技术要求修改数据库,使其符合可视图文标准;2)通过分组交换网把数据库接入可视图文系统。

信息检索者按其访问数据库的权限又可分为两类:普通用户和授权用户。

(1)普通用户:指备有可视图文终端,并已登记的用户,普通用户可查询所有不加限制的数据库信息。

(2)授权用户:指除具有普通用户的权限外,还具有数据库分配的"口令",或属于闭合用户群的用户。因此,授权用户还可接入某些特定的数据库,或检索特定的、有密级的信息。

检索可视图文信息库,需具备以下条件:1)可视图文用户终端;2)一条电话线;3)办理使用可视图文登记手续。

可视图文的接入方式有四种:1)本地接入方式;2)长途接入方式;3)经分组交换网连接方式;4)用户终端与小型数据库的连接。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

3. 可视图文的业务功能

可视图文是面向电话网上用户的交互式信息服务新业务，可以向用户提供检索型、交易型、计算和信息处理型业务。

(1)检索型业务是指向用户提供新闻、气象、金融、交通、市场、法律、文化、艺术、体育等可供检索的信息；

(2)交易型业务是指用户可通过可视图文用户终端进行火车票、飞机票、旅馆客房和用餐等的预订，以及电子购物和银行的电子业务等；

(3)计算和信息处理型业务是指用户通过可视图文的服务中心计算机软件和硬件的共享，帮助用户进行各种科学和工程计算等。用户通过终端输入有关的条件、数据和要求，在终端屏幕上获取计算机运算的相应结果。

4. 可视图文的应有

(1)可视图文在公众电信业务中的应用

①电话号码簿业务

电话号码簿业务是可视图文系统为用户提供的电话号码查询服务。近年来，邮电通信事业发展很快，电话用户激增，电话号码变化频繁，纸质电话号码簿无法适应，特别是异地电话号码的查询，靠纸质电话号码簿是不行的。因此，必须有一处新的查询系统来实现。可视图文系统中的电话号码簿数据库，是由若干个处于不同地域和不同级别的数据库组成的分布式数据库系统，它能向各地用户提供全国范围的电话号码查询服务。利用数据库的维护技术，可以方便、及时地对电话号码进行增加、删除和修改。

②电子信箱业务

在可视图文系统中，另一种公用业务是电子信箱业务。可视图文用户利用终端给本地网上的其他用户写信，也可读取其他用户写给自己的信。在电子信籍业务中，有若干个电子信箱数据库主机，这些数据库构成分布式电子信箱数据库。在电子信箱业务中，登记的用户都有各自的“邮箱”，即租用的数据库的某一存储器(该存储器是动态分配的)，写信人按收信人租用的存储器写入信件内容，收信人随时可以从自己的信箱中读出。电子信箱还可以通过广播方式实现一个用户向多个用户发送相同内容信件的功能。

(2)可视图文在公众信息领域中的应用

①可视图文系统可向用户提供火车时刻表和飞机航班表的服务，它们都是实时更新的。还可以向旅客介绍由甲地到乙地的几种走法及换乘地点，用户还可以了解到列车及飞机是否晚点等。

②可视图文系统能向用户提供各地的天气预报及当地的天气情况等信息。还能提供天气卫星云图、气象形势图等。

③用户还可以通过可视图文系统得到旅游指导，包括旅游景点介绍、乘车路线及当时的住宿情况等。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

④对于科技工作者,可视图文系统为他们提供了方便的图书资料的检索手段,用户可以在自己的办公室查询到各大图书馆的图书资料。

⑤在金融及证券交易中,可视图文系统也有十分广泛的应用。用户可以查询到当天的外汇牌价,当时的股市行情。用作证券交易时,相应的数据库将询问用户的保密号,并核对该用户账户上可供交易的资金。之后,用户可进行股票或证券的买入或卖出。由于终端可随身携带,无论走到哪里,只要当地开通了可视图文业务,用户都会很方便地通过电话线接入可视图文业务网,足不出户,就能完成证券交易。

⑥可视图文的应用涉及到各个领域,用户可以通过可视图文终端开展娱乐活动,可进行机器翻译,可帮助学生出题并进行解答,可提供法律、法规的咨询,可提供广告业务,可求医问药等等。

5. 可视图文的业务资费

可视图文的业务资费主要有:

(1)进网费(户);

(2)安装调测费(户);

(3)基本使用费(户);

(4)通信费;

(5)信息费(归信息提供者所有):又分为免费类、一类、二类、三类、四类、五类、六类等。一页(满屏)的信息费约为3-5个分组,系统的实际计费是根据实际传送分组数来计算的。

三、传真存储转发

1. 传真存储转发的概念

传真是人们熟悉的一种图像通信业务,是办公自动化不可缺少的工具。尽管传真机按照用途和工作特点,可以分为文件传真机、照片传真机、报纸传真机以及云图气象传真机等,但以往各类传真机都是采取"借鸡下蛋"的方式,利用公用电话网进行传递,而且像打电话那样采取电路交换方法,将传真机双方临时用电路连通,传完以后再把电路拆掉。这种信息实时传递方式不适合大业务量的通信需要,而且安全保密性能差。尤其是随着传真用户日益增多,用户在电话网上呼叫时,常常会因电路繁忙需要进行多次重复性的呼叫。这样不仅接通率低,而且用户操作繁锁,特别是同一份报文要同时发送到不同地点时,这类麻烦尤为突出。为使传真通信能最大限度地为广大用户服务,"传真存储转发"应运而生。

传真存储转发(Fax Store & Forward)是一种具有存储转发功能的非实时性的传真通信。传真存储转发业务是现代通信技术与计算机应用相结合的产物,是专为拥有传真机的用户提供的,它利用计算机存储的功能,先将发方的传真报文存储到主机里,然后再通

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

过现代化的通信网络(传真网和电话网),将传真报文转发到被叫传真机上。传真存储转发利用分组交换网的通信平台为电话网上的传真用户提供高速、优质、经济、安全、便捷的传真服务,通过该系统,用户可以利用本地电话(无长途功能)进行国内、国际传真通信,并节省开支提高传真质量和办公效率。

传真存储转发改变了以往普通传真业务在发送客户与接收客户之间直接打交道的状况,使发送客户仅需与距离自己最近的传真存储转发设备发生联系,而不管接收客户距离自己有多远以及接收客户的传真机是否空闲。传真存储转发系统将根据发送客户给出的接收方传真机的电话号码(一个或多个)自动将传真报文传送到接收客户的传真机上。如遇到接收客户的电话占线,传真存储转发系统会在一定时间内自动地反复拨叫被叫的传真机号,直到拨通发出传真报文或确认接收传真机确实无法工作为止。随后,传真存储转发系统还可将传真报文发送情况(报文投递成功或失败)通知发送客户。由此可见,传真存储转发系统为客户提供了快捷,便利的传真通信手段,并大大提高了客户发送传真一次成功的可靠性。

中国电信经营的传真存储转发(CHINAFAX)业务面向全国用户,提供传真存储转发系统的各项业务功能,其接入号根据入网方式的不同有:“1643”,“1644”和“1645”。

2. 传真存储转发的工作原理

传统传真的实现方法,是通过电话网将两个传真机直接连通,如图 13－32 所示。

传真存储转发系统是在用户传真机之间设立存储转发设备,用户间的传真要经过传真存储转发设备的控制,如图 13－33 所示。

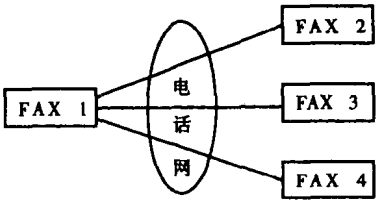


图 13－32　传统传真的实现方法

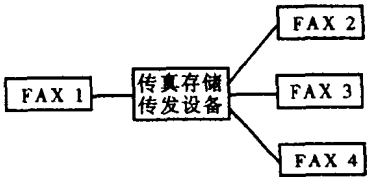


图 13－33　传真存储转发的实现

3. 传真存储转发的接入方式

传真存储转发系统有三种入网方式:

(1)通过自动拨号器入网(CHINAFAX 接入号是 1643);

(2)通过语音信箱入网(CHINAFAX 接入号是 1644);

(3)通过 ASCII 终端入网(CHINAFAX 接入号是 1645)。

4. 传真存储转发的特点

(1)节约时间

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

以往的点到点传真,如遇被叫端占线,发方需一次次地拨号才能发送成功。而使用传真存储转发系统,发方只需一次拨入,然后由系统代替用户不断地拨叫直至发送成功,为用户节约了时间。

(2)使用方便

当用户的同一份文件向多个被叫发送时,发方只需将信件发往系统,系统就会按各个被叫地址把信件一一发到对端,方便了用户操作。

(3)更加经济

由于采用先进技术,使用传真存储转发系统发送信件将比以往点到点的传真发送便宜20%左右。

5. 传真存储转发的业务功能

传真存储转发业务可以提供多项功能:传真信箱、图文传真、定时投递、重新呼叫、信息查询、自动迂回、状态报告等等。还可以实现不同类型的传真机之间互通以及ASCII终端与传真机的通信。传真存储转发业务提供的各种特种业务功能,有些功能入网即可使用,有些功能需要用户提前进行登记注册。

(1)普通传真业务。用户如果发送传真给本地接收方,可以不经过传真存转发网而使用普通传真业务,操作同传统方式一样。

(2)缩位拨号业务。用户需向网络登记,将经常使用的多位数字电话号码缩为两位。使用时只拨两位号码即可。

(3)同文传真。即广播式发送,用户只需发送一次传真,网络即可将报文自动转发给指定的多个传真机。同文传真有三种发送方式:

- 同时输入多个全位或缩位电话号码;
- 事先将多个电话号码登记在一个组号码中,使用时拨组号即可;
- 混合拨号,同时输入组号和多个全位电话号码。

(4)加急发送。因为传真存储传转发网是将多个传真集中在一起发送,会有一定的时延,但最长滞留时间不超过30分钟。用户可以申请加急业务,网络将会把传真排在队列的前面,优先发送。

(5)定时发送和定时取消。用户若需要在指定时间发送传真或者使发出的传真在某个时间后失效,可以选择此项业务。

(6)分账业务。多个客户或部门使用同一台传真机时,每个客户或部门可以独立设置自己的账号,发送传真时加上账号后,网络会按月将分账账单发送到入网的传真机上,分账号码最多可以有1 000个。

(7)传真信箱。传真信箱同电话语音信箱类似。传真信箱有两种状态:开启时传真报文送入信箱,关闭时传真直接送到信箱所属人的传真机上。传真信箱有以下功能:

- 传真信箱是公开的,任何客户均可向信箱发送传真;

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

• 信箱主人可以使用传真机从信箱中提取所有传真；

• 信箱主人可以从信箱中提取所有保留传真的清单；

• 信箱主人可以删除信箱中任何传真报文；

• 信箱主人可以从信箱中检索特定的报文，并可将其发送到指定的传真机上。

(8)布告栏。布告栏的所有者(一般为公司、厂家)可以向布告栏发送消息，布告栏为完全公开的，任何传真用户均可从布告栏提取信息。

(9)计算机传真。计算机可以通过调制解调器使用传真存储转发业务向普通传真机用户发送由 ASCII 码组成的报文。其间由特殊的传真服务器将 ASCII 码报文转为传真报文格式。

(10)传真报告及查询。用户使用传真存储转发业务时需要知道使用情况，网络可以根据用户要求自动发送传真业务报表，用户可以选择的有：日报告、当前报告、月报告和广播报告。用户还可随时向网络索取信息，可供用户查询的有：客户登记情况查询、网络业务功能查询、业务编码列表查询、国家代码查询和长途区号编码查询。

(11)多址投送。使用该功能可将一份传真同是投送给多个用户，发送传真的用户仅需将传真报文一次送交传真存储转发系统，并给出多址投送的用户名单。该业务特别适合总部与其多个分支机构之间的传真通信。

(12)定时投送。根据用户要求，系统可在指定时间把传真投送给收件人。

(13)传真保险箱。根据用户要求将传真报文存放到用户自己的传真信箱内，同时系统拨打用户寻呼机或以其他形式通知用户打开信箱提取传真。

(14)指定接收人通信。当有用户的传真时，系统先给用户来报通知，接收人输入正确密码后方可收到报文。

(15)报文存档。系统把成功发送的传真报文存档，以作为发送传真的凭证。

(16)辅助功能。系统可为用户提供传真报头、通信结果、遇忙重复呼叫、语言提示查询、缩位发送，加急发送，分账付费，索取发送情况报告等功能，便于用户使用。

6. 传真存储转发的业务资费

中国电信经营的传真存储转发业务(CHINAFAX)可以为国内所有传真用户提供服务，国内的传真存储转发业务网通过国际出入口局与其他国家电信公司经营的传真存储转发网互联，为国际传真用户提供服务。其资费共有四项：开户费；使用费；通信费；报文存储费。具体如下：

(1)开户费(一次性)：100 元。

(2)使用费(月租费)：200 元。

(3)通信费：

• 基本传送费：市内，按市内电话费收取；长途，按长途电话费的 80% 收取；

• 多址传送：每增加一址加收一址传送费；

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

• 加急业务:加收25%的基本传送费。

(4)存储费:超过30天,每天0.2元/千字符;否则免收存储费。

四、EDI

1.EDI的概念

EDI(Electronic Data Interchange)意为"电子数据互换",是80年代发展起来的一种新颖的电子化贸易工具,是计算机、通信和现代管理技术结合的产物。它通过计算机通信网络将贸易、运输、保险、银行和海关等行业信息,用一种国际公认的标准格式,来实现各相关部门或公司与企业之间的数据交换与处理,并完成以贸易为中心的全部过程。EDI技术是电子信箱技术的自然发展。EDI和E-Mail之间既有关联,又有区别。EDI比电子信箱更形式化,更规范化。

国际标准化组织(ISO)于1994年确认了电子数据互联(EDI)的技术定义:"根据商定的交易或电文数据的结构标准实施商业或行政交易从计算机到计算机的电子数据传输"。这表明EDI应用有它自己特定的含义和条件,即:

(1)使用EDI的是交易双方企业之间的文件传递,而非同一组织内的不同部门。

(2)交易双方传递的文件是特定的格式,采用的是报文标准,现在主要采用的是联合国的UN/EDIFACT。

(3)双方各有自己的计算机(或计算机管理信息系统)。

(4)双方的计算机(或计算机系统)能发送、接收并处理符合约定标准的交易电文的数据信息。

(5)双方计算机之间有网络通信系统,信息传输则是通过该网络通信系统实现的。需要说明的是,信息处理是由计算机自动进行的,无需人工干预和人为的介入。

EDI中的数据或信息是指交易双方互相传递的具备法律效力的文件资料,可以是各种商业单证,如订单、回执、发货通知、运单、装箱单、收据发票、保险单、进出口申报单、报税单、缴款单等,也可以是各种凭证。如进出口许可证、信用证、配额证、检疫证、商检证等等。EDI是对传统贸易的革命,由于EDI的使用可以完全取代传统的纸张文件的交换,因此也被称为"无纸贸易"或"电子贸易"。EDI由电子单证代替了纸面单证,由传统的多点对多点的联系变为网络信息传递。它把制造商、批发商、代理商、零售商以及政府有关部门、仓储运输、银行、保险等联成一体,从而实现了降低成本、节约时间、提高效率、增强竞争力的目的。EDI不是用户之间简单的数据交换,EDI用户需要按照国际通用的消息格式发送信息,接收方也需要按国际统一规定的语法规则,对消息进行处理,并与其他相关系统进行综合处理。整个过程都是自动完成,无需人工干预,减少了差错,提高了效率。由此可见,与其说EDI是一项技术不如说是一项严谨的规范与作业流程。这项流程的完成需要计算机系统和超过技术之外的企业以及银行各部门的配合来完成数据传输的作业流

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

程。因此可以说 EDI 是未来商业发展的重要工具。

2.EDI 的基本原理

(1)EDI 系统的三要素

数据标准化、EDI 软件及硬件(计算机系统)、数据通信网络是构成 EDI 系统的三要素。

①数据标准

EDI 标准是由各企业、各地区代表共同讨论、制订的电子数据互换共同标准,可以使各组织之间的不同文件格式,通过共同的标准,获得彼此之间文件交换的目的。目前国际上最为流行的是联合国欧洲经济委员会(UN/ECE)下属第四工作组(WP4)1986 年制定的"用于行政管理、商业和运输的电子数据互换"标准——EDIFACT(Electronic Data Interchange For Administration, Commerce and Transport)。另外还有广泛应用于北美地区,由美国国家标准化协会(ANSI)于 1985 年制定的 ANSI X.12 标准。我国 EDI 标准采用的是 EDIFACT。

②EDI 软件及硬件

实现 EDI,需要配备相应的 EDI 软件和硬件。

EDI 软件具有将用户数据库系统中的信息译成 EDI 的标准格式,以供传输交换的能力。EDI 标准具有足够的灵活性,可以适应不同行业的众多需求,然而每个公司有其自己规定的信息格式,因此当需要发送 EDI 电文时,必须用某些方法从公司的专有数据库中提取信息,并把它翻译成 EDI 标准格式,进行传输,这就需要 EDI 相关软件的帮助。EDI 软件由以下几部分组成:

- 转换软件(Mapper):转换软件可以帮助用户将原有计算机系统的文件,转换成翻译软件能够理解的平面文件(Flat File),或是将从翻译软件接收来的平面文件,转换成原计算机系统中的文件。
- 翻译软件(Translator):将平面文件翻译成 EDI 标准格式,或将接收到 EDI 标准格式翻译成平面文件。
- 通信软件:将 EDI 标准格式的文件外层加上通信信封(Envelope),再送到 EDI 系统交换中心的邮箱(Mailbox),或由 EDI 系统交换中心内,将接收到的文件取回。

EDI 所需的硬件设备由以下几部分组成:

- 计算机:目前所使用的计算机,无论是 PC、工作站、小型机、主机等,均可利用。
- 调制解调器:由于使用 EDI 来进行电子数据互换,需通过通信网络,目前采用电话网络进行通信是很普遍的方法,因此 Modem 是必备硬件设备。Modem 的功能与传输速度,应根据实际需求而决定选择。
- 通信线路:一般最常用的是电话线路,如果传输时效及资料传输量上,有较高要求,可以考虑租用专线(Leased Line)。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

③数据通信网络

通信网络是实现 EDI 的手段。EDI 通信方式主要有三种:点对点(PTP)方式、增值网(VAN)方式和 MHS 方式。EDI 最初采用 PTP 的通信方式,但随着贸易伙伴数目的增多,当多家企业直接通信时,会出现由于计算机厂家不同、通信协议相异以及工作时间不易配合等问题,造成相当大的困难。为了克服这些问题,许多应用 EDI 公司逐渐采用第三方网络与贸易伙伴进行通信,即增值网络(VAN)方式。增值网络除具有一般的数据传输和交换功能外,还应提供存储转发、记忆保管、通信协议转换、格式转换、安全保密等功能。消息处理系统 MHS(Message Handling System)为实现 EDI 提供了最理想的通信环境,ITU - T 于 1990 年根据 EDIFACT 的要求,提出 EDI 的通信标准 X.435,使 EDI 成为 MHS 通信平台的一项业务。

(2)EDI 系统的结构模型

EDI 系统一般由报文生成及处理模块、格式转换模块、通信模块、联系模块(包括用户接口模块和内部接口模块)组成。EDI 中心系统是一个电子数据处理系统,可通过公司电信网络(如:电话网、分组交换网、DDN、INTERNET 等)将不同中心系统联网。EDI 的系统结构如图 13 - 34 所示。

(3)EDI 用户的入网方式

①通过电话网的入网方式:用户通过呼叫 EDI 业务的电话特服号码(CHINAEDI 的入网号是 1642)接通 EDI 中心主机。

②通过分组交换网的入网方式:用户通过专线或拨号方式进入分组交换网,以 PVC 或 SVC 方式与中心主机相连。

③专线方式:用户主机通过专线与中心主机相连,无需呼叫,可直接与中心主机通信。该方式主要用于业务量特别大的用户。

3.EDI 的特点

(1)EDI 的使用对象是具有固定格式的业务信息和具有经常性业务联系的单位。

(2)EDI 所传送的资料是一般业务资料,如发票、订单等,而不是指一般性的通知。

(3)采用共同标准化的格式,这也是与一般 E - mail 的区别,例如联合国 EDIFACT 标准。

(4)尽量避免人工的介入操作,由收送双方的计算机系统直接传送,交换资料。

(5)与传真或电子邮件的区别是:传真与电子邮件需要人工的阅读判断处理才能进入计算机系统。传真与电子邮件需要人工将资料重复输入计算机系统中,浪费人力资源,也容易发生错误;传真与电子邮件没有法律效力。

(6)降低了文件处理的纸面和人工费用,避免了文件的重复录入,减少了差错,能降低贸易成本,加强竞争力。

(7)简化了交易过程,加快了商业文件的传递速度,缩短了贸易周期,能大幅度提高工

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

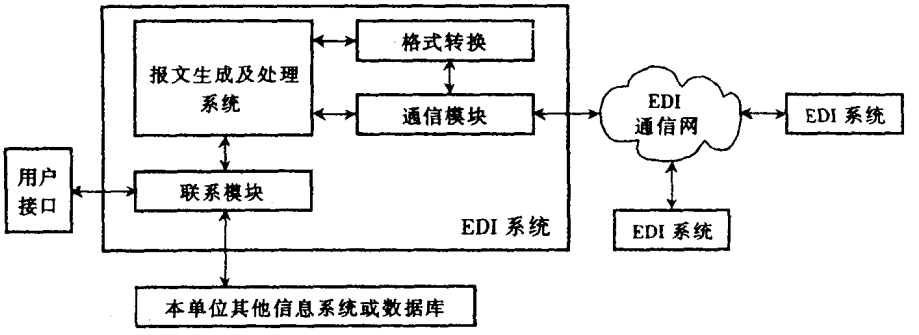


图 13－34　EDI 的系统结构

作效率和贸易效率。

(8)安全可靠,具有法律效力。在 EDI 系统中每个环节都建立了责任的概念,每个环节上信息的出入都有明确的签收、证实的要求,以便于为责任的审计、跟踪、检测提供可靠的保证。在 EDI 的安全保密系统中广泛应用了密码加密技术,以提供防假冒、防否认等安全服务。

4.EDI 的应用

EDI 适用于需要进行单据处理与交换的单位和行为,其应用领域有金融、银行、保险机构;外贸、进出口公司;海关、政府机关、公用事业;交通运输部门;商业、零售业;工业企业、制造业、石油化工、汽车业等。

(1)EDI 用于金融、保险和商检

EDI 用于金融、保险和商检,可以实现对外经贸的快速循环和可靠的支付,降低银行间转账所需的时间,增加可用资金的比例,加快资金的流动,简化手续,降低作业成本。

(2)EDI 用于外贸、通关和报关

EDI 用于外贸业,可提高用户的竞争能力。EDI 用于通关和报关,可加速货物通关,提高对外服务能力,减轻海关业务的压力,防止人为弊端,实现货物通关自动化和国际贸易的无纸化。

(3)EDI 用于税务

税务部门可利用 EDI 开发电子报税系统,实现纳税申报的自动化,即方便快捷、又节省人力物力。

(4)EDI 用于制造业、运输业和仓储业

制造业利用 EDI 能充分理解并满足客户的需要,制订出供应计划,达到降低库存,加快资金流动的目的。运输业采用 EDI 能实现货运单证的电子数据传输,充分利用运输设备、仓位,为客户提供高层次和快捷的服务。对仓储业,可加速货物的提取及周转,减缓仓储空间紧张的矛盾,从而提高利用率。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第十四章 宽带网技术

未来的广域网包括仅仅到现在才确定的技术，实际上，仅仅到现在这些技术才在许多实例中确定下来。宽带连网是近期和远期电信的未来——对速度的需要！正如在前面的章节中所提到的，PSTN 平台仍然是合理的，而且是高度可行的，它能很完美地为语音服务，而且能很好地为许多非语音应用服务，高度可靠且有很高的成本效益。但是，它只能提供有限的带宽，在本地环路使用模拟双绞线，带来了传输差错，建立连接相对缓慢，并且对通信量大的应用费用昂贵。

传统的公用数据网络（PDN）从 PSTN 发展而来。虽然 PDN 是特别为数据通信而设计的，但它仍然依赖于或至少部分依赖于 PSTN 模型用于基本连接（如本地环路和语音交换机搭配的数据节点及公共传输设备）。传统的数据模型可任意选择专用电路、交换电路和 X.25 分组交换。就速度、差错控制、吞吐量与网络管理而言，传统的 PDN 通常提供了改善的性能。

宽带网络模型正在出现。虽然一些宽带网络技术还相当不成熟，但在发达国家，它们已被迅速应用在主干网络中。为了网络接入目的，它们也直接扩展到大型终端用户。宽带网络也在某种程度上依靠语音模型，通常使用虽然已升级的但还是同样的本地环路、在 PSTN 交换机中相连的设备，以及公共的已升级的主干传输设备。一些宽带技术特别为数据传输业务设计，而其他的则设计用于支持全范围的语音、数据、视频及图像业务。在这一章里，将介绍宽带接入和传输技术。

在经典的意义上，宽带网络被定义为可以提供 45Mb/s 或更大带宽的网络，如 DS－3（T－3）或更高的带宽。主干网络中的长途传输设备应用了这个经典的定义。短途的通信接入或本地环路，也可以使用这个定义，但至少在使用光纤的情况下才可以使用该定义。一般而言，接入技术并不是真正的宽带，但是能比传统的本地环路具有更强的功能。宽带接入和传输技术通常按要求分配带宽，以满足诸如视频会议和多媒体会议，以及突发 LAN 到 LAN 和 Internet 业务。作为所期望的高速网络，误码性能是极好的而且网络管理是健全的。宽带光纤系统是高度冗余的系统，因而具有高度的灵活性。虽然这些网络在要求带宽很高的应用和支持大流量业务方面，具有很高的成本效益，但其生产和施工的绝对成本相当高。因此，建设基础设施时必须慎重。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第一节　宽带网接入技术

不管主干网络技术是否具有完善性和完美性，都需要接入它以共享它的容量。尽管以光缆或光纤/同轴电缆连接到用户区有些大材小用，但在这种接入技术中已经做了小部分投资。在商业办公场所或多层建筑中的许多用户组织，都具有从 LEC、IXC 或 LAP 的直接光纤连接。少数特殊的住宅和小商业用户，在正进行着试验的地区也有这种接入。其余的还必须和双绞线本地环路的限制斗争。然而，在 UTP 的使用方面已取得了相当大的进展。此外，光纤和无线的技术已经发展到可将宽带能力扩展到用户区。特别地，我们要探讨属于 xDSL 系列的有线本地环路接入技术、正在开发的 CATV 方案，以及属于无线本地环路（WLL）的无线技术和固定无线电。

在进行各种技术讨论之前，让我们暂停下来以注意这样的事实，即只有有意义的（生产收益、生产效益或节省开支）应用才能证实其实现的正确性。换句话说，它们是已存在的铜线本地环路（如，UTP 或同轴电缆）技术的增强。在各种规范和基本物理定律的限定下，改进的方法相当可观地改善了下层传输媒体的性能。无线本地环路通常覆盖传统的铜网络，并由于包含成本和性能在内的种种理由而旁路铜网络。光纤环路完全替换或覆盖环路中的中继设备。不管接入技术是通过提高、覆盖还是替换来实现，所需的绝对成本都相当大。然而，可以通过它所支持的有利的应用（需要很多资源的应用）所产生的收益，来克服这种高成本。

一、xDSL

xDSL（通用数字用户线）包括了一组大量用于住宅、小型办公室/家庭办公室（SOHO）和小商业市场的数字网络接入技术。DSL 由传统的 UTP（非屏蔽双绞线）本地环路设备提供。UTP 环路包含 ILEC 的大多数网络接入设备。从 1880 年开始，一直延续到 20 世纪，对大多数业务而言，UTP 是惟一的方案，或者说是惟一富有生命力的方案。正如从前几章所了解的，UTP 按带宽、误码性能、传输距离等标准衡量，是所有传输媒体中最受限制的。但是，一对二线 UTP 电路用于支持模拟语音和通过调制解调器的语音级数据是非常充分的。它用于支持 ISDN BRI 也是非常充分的，ISDN BRI 是可提供运行速率为 144Mb/s 的数字业务。UTP 甚至支持信号速率达到1．544Mb/s 的部分的 T－1、T－1 和 ISDN PRI。我们继续应用 UTP 的主要理由很简单，就是它已经存在了。我们继续使用 UTP 的主要原因是，生产和施工特别是扩展遗留的以 UTP 为基础的网络相对不贵。

然而最近，在提高信息传送速度和改善误码性能要求的压力下，嵌入式双绞线本地环路已变得非常紧张。主要原因是由于数据通信的增长——尤其是 Internet 和万维

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

网（WWW）的普及。由于这些因素和 CATV 以及其他供应商带来的竞争，ILEC 已经大力寻求开发新技术，通过改善它的通用性能特性来延长 UTP 本地环路的使用寿命。

xDSL 是包括 ADSL、G.lite、HDSL、HDSL2、IDSL、RADSL、SDSL 和 VDSL 等的一组技术。它们中的一些是专用的，一些已经标准化了，而另一些正在标准化的过程中。所有这些技术本身都是数字的，并且利用高级的压缩算法和多路化技术，尽可能地使基于 UTP 的环路从固有的限制中获得高性能。每种技术都是环路专用的，在点对点本地环路电路的每一端都要求使用特殊设备。大多数 xDSL 技术支持语音和数据；对语音要给予优先处理，而对数据则要以相对高的速度来支持。一些方案也支持视频信号，而一些仅支持数据。大多数技术包括集中化的分离设备，也称调制解调器或过滤器，即环路连接用户侧的设备。运行在 4kHz 频率的语音信号，“穿过”由本地交换机上电的分离设备，以防电源故障。因此，不像 ISDN 电话机，如果停电就会停止工作。所有 xDSL 技术的主要优点是它们支持“永久”数据接入，因为从通过前端分离器的 PC 机到中心局或其他集中化的地方的集中化分离器和 DSLAM（DSL 接入复用器），以及到 Internet 的电路总是可用的。不像 ISDN 和传统的调制解调器，xDSL 没有通过基于 PSTN 交换电路连接建立的时延。

所有 xDSL 技术都能相当好地满足本地环路的要求——对本地环路的异常，一些绝对不能容忍，而一些能自适应。在我们检查专用技术前，应先检查基于电的本地环路，它们中的每一个对 xDSL 的性能都有明确的影响。

◆环路长度对信号强度有相当大的影响，从而会影响误码性能。在高频率时特别如此，因为高频时信号衰减（即强度损失）比低频率时更快（即传输距离更短）。而且，在给定的电缆设备外双绞线语音级为窄规格（通常 24 - 或 26 - 规格）的情况下，衰减特别成问题。由于所有的 xDSL 技术都是设计用于支持相对高速的数据，因而它们运行在相对高的频率上，至少能等同或超过要求支持语音的 4kHz 范围。许多 xDSL 技术都设计工作在长为 18 英尺的本地环路上，它可覆盖 ILEC 授权的大多数市场。其他 xDSL 技术由于利用了更高的频率而要求更短的环路长度。

◆接头和混合高格能导致回波或信号反射，而回波或信号反射是噪声和信号失真的根源。在给定本地环路中要找到 24 - 和 26 - 规格电缆的接头是不容易的。ILEC 技工并不是闭着眼睛进入存电缆的仓库，但是如果他们这样做的话，效果同前述的找电缆接头是一样的。Telcordia 技术估计，住宅的本地环路平均包括 22 个接头，它们中的每一个都可能有问题［9 - 1］。一些接头可能机械连接不正确，而一些接头的外壳可能绝缘不是很好。对更长的环路，问题很可能更糟。回波消除器、差错检测和纠错算法能对这种噪声补偿很多，但是它总是带来困难。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

◆桥接抽头是不在中心局和用户区间的直接电路上的电缆部分。因为位于中心局和主建筑物间以前的用户已经通过同样的线对连接到中心局，所以它们通常是合适的。当用户断开业务时，接头并不去除。既然高频信号为达到最优性能，要求点对点的本地环路，作为能增加电损失的桥接抽头，必须拆除以便 xDSL 业务能正常工作，或至少工作在最理想的状态。

◆负载线圈是滤波器频率高于 4kHz 的无源设备。为使 xDSL 业务能正常工作必须拆除负载线圈。换句话说，xDSL 最好用干式铜线对（不带电的线对），这种铜线电路也称为夜盗告警电路。

◆干扰是 UTP 的固有问题（如第 2 章所述），UTP 易受环境噪声源的影响，比如，静电、无线电和电视位置，以及邻近的电动机。而且在多对配线电缆上，一条电缆对上的高频 xDSL 业务能对 POTS 服务、T－1 服务或邻近线对的其他 xDSL 业务产生不利的影响。诸如 xDSL 等高频信号会从铜芯中心向外辐射，从而产生串音现象，而且串音随距离增加而增强。远端串音（Far－End CrossTalk，FEXT），即在环路的用户区端的串音，通常不是重要的问题。这是因为电路是点对点的，并且分别地接在网络接口单元（NIU）的终端，同时不存在其他的线对（至少不存在大量传送高频信号的其他线对）。近端串音（Near－End GressTalk，NEXT），即环路的电话公司端的串音，是较重要的问题。因为多个高频信号可能被送到同一个多对电缆，而产生相当程度的相互干扰。可以注意到，这种干扰是在邻近环路以相同的频率范围传输的地方所特有的问题；这种现象限制了单电缆中 T－1 的数目，并且类似地限制了指定电缆中 DSL 电路的数目。

◆室内线系统在住宅、SOHO 和小商业环境中具有不确定的质量。在许多情况下，室内线许多年一直是合适的，并且一次又一次和建筑物改变相接合，并添加了用于模拟电话机、传真机和计算机调制解调器的新插口。这些工作的一部分由专业人员完成，其余的部分由业余人员来完成。例如，我的家庭办公室是由建于 1927 年的一所房子的地下室改建的。对写书来说它的空间足够大了，但它没有值得夸耀的有技术性的布线系统。我亲爱的妻子 Margaret 要与她的实践顾问保持通信联系，因此与我共享空间。我们已经有 3 条线接入我们的 SOHO，并正计划加入第 4 条，我甚至数不清我们用于接模拟电话设备、传真机和计算机调制解调器的插口的数目。Margaret 安装了一些插口，因此我必须小心放进打印的东西，但是可以满意地说我们的布线系统毕竟有几分不寻常。无论如何，运行高速数据对我们的工作站会是一种难以形容的有趣体验。

◆语音设备信号状态能影响在 xDSL 环境中的数据通信。虽然模拟语音电路和设备已经标准化，但广泛多样性的设备各自的电特性不同。当声音和数据的综合信号在普通室内线上传输时，足可以导致不可预知的问题。当模拟电话机振

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

铃、摘机或又回到挂机时，xDSL 数据通信对话会中断。最终的解决方案是使用一种自适应的分离器或调制解调器。对 xDSL，至少对一些 xDSL 的变型的一些过渡性解决方案，装配带有便宜的附加过滤器的防卫电话装置，该电话装置可插在电话机和插口之间。

◆数字环路载波（DLC）系统是嵌入本地环路分配设备以提高其性能的语音级复用器。例如，用户线 96（SLC 96），涉及从中心局到远程节点运行的四线铜电路，并提供四个 T-1 逻辑的电路，以支持 96 路 64kb/s 的语音级信道。每个终接在用户区的语音级本地环路，在远程节点集中和复用（见图 9.1）。SLC 96 和其他更高级的 DLC 系统，在支持从中心局远处被删除的地区的语音级的通信业务方面具有很高的成本效益。然而 DLC 系统筛选诸如 xDSL 等的高频信号，并将它们整形和放大以适合于 64kb/s 信道——每个电话号码一个信道。因此，传统的 DLC 并不改变 xDSL。惟一可行的解决方法是将语音信道拆分开，通过下一代 DLC（NGDLC）运行。视频信号和数据信道必须分离，以便通过远程 DSL 接入复用器（DSLAM）运行。DSL 接入复用器是特地为此目的而设计的分组复用设备。在美国所有本地环路中，估计有 30% 是通过 DLC 提供服务。在人口密度很大的城市区域，DLC 的需求相对少些，而人口稀少的乡村地区则广泛使用 DLC。例如，BellATlantic 仅有全部用户的 15% 的服务通过 DLC。Bell-South 公司以这种方式为它的用户的 40% 服务。西南贝尔环路的 74% 为 DLC [9-2] [9-3] [9-4]。

在探讨专门的 xDSL 技术方案之前，让我们先看看通常包括的网络设备。这些设备包含分离器或调制解调器、本地环路和 DSLAM。

◆分离器或调制解调器是必须安装在匹配对中的接口单元，该匹配对一个在用户区，另一个在网络端。集中化的分离器是改进的网络接口单元（NIU），NIU 是电信公司提供的本地环路和室内线及电缆系统之间的终结点和分界点。NIU 通常被缚在建筑物的外面，或放置在地下室墙内、车库墙上或其他入口处。分离器可以是机顶盒，如 CATV 变换器。分离器的功能可以是频分复用器 FDM 或时分复用器 TDM，这取决于 xDSL 所采用的技术。此外，分离器还可以压缩数据传输。分离器也可以作编码器，在语音和传真传输时进行必需的数字化。G.-lite 和其他 xDSL 技术有时使用分化调制解调器，而不是集中化的分离器。这种调制解调器功能上被置于 PC 或 LAN 和室内线及电缆系统之间，使用高于 4kHz 的频率进行高速数据传输。

◆本地环路是用户区和网络边缘间点对点的电路。功能上，本地环路通过位于 NIU 和终端设备间的分离器或调制解调器，终止在第一个用户区的 NIU。在网络边缘，放置了匹配分离器/调制解调器。如果业务供应商是 ILEC，则接口点

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

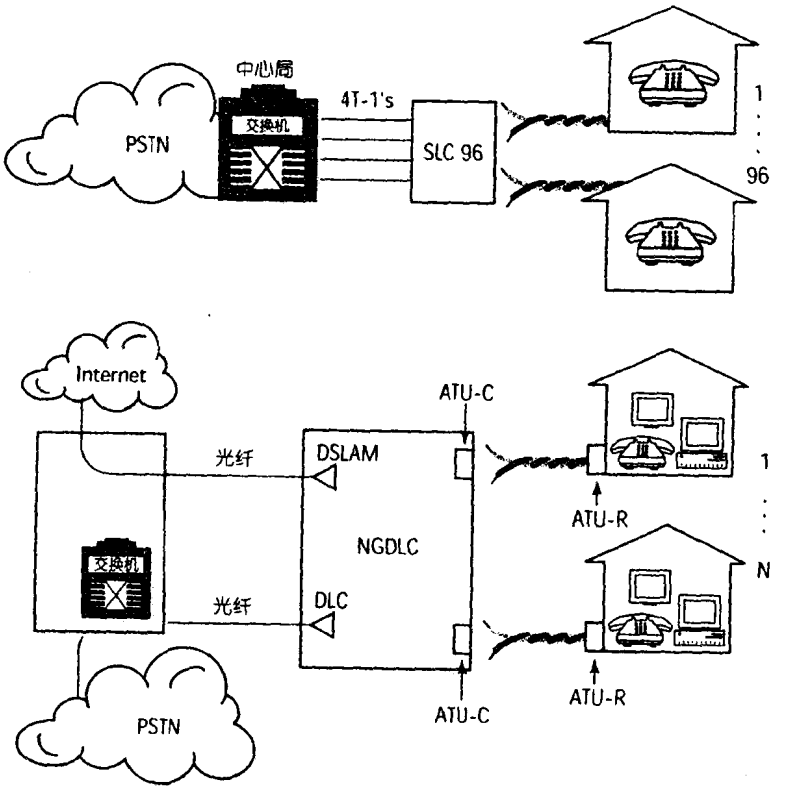


图 14-1 用户线载波-96（SLC-96）

可以是与中心交换局相关的 xDSL 的线路卡片形式。在上行方向上，ILEC 分离器为 PSTN（公共交换电话网）分离低频语音信号，并通过 DSLAM 为 PDN（公用数据网络）分离高频率的数据信号。

◆DSL 接入复用器（DSLAM）是 xDSL 本地环路与诸如互联网等 PDN 的接口，可能通过上述的 ILEC 分离器。DSLAM 是分组复用器，通常通过非多路的 T-1、T-3 或 SONET 电路连接到 PDN。

◆单点终接（SPOT）机架一般用在 CLEC 或 ISP 向 ILEC 租用干铜线的地方，以提供 xDSL 数据业务。SPOT 机架和其他硬件位于 ILEC 中心局，通常保证其独立的租用空间。ILEC 在主配线架（MDF）交叉连接各租用电路，并将它们在 SPOT 机架终接，在此处 CLEC 或 ISP 将它们连接到 DSLAM。

总之，xDSL 的应用正如期望的那样增长很快，而且在不久的将来会相当可观。国际数据公司估计到 2001 年底将安装 250 万线 xDSL。Datamonitor 估计，到 2002 年将

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

有550万欧洲家庭安装xDSL。虽然这些估计可能有出入，但似乎预示着xDSL将对下一个十年产生重要的影响。首先讨论的xDSL技术是那些主要用于住宅、SOHO和小商业市场的技术，如：ADSL、RADSL、IDSL、及G. lite。最后讨论的技术是那些主要用于较大的商业市场的技术，如：HDSL、HDSL2及SDSL。

1. 非对称数字用户环路

非对称数字用户环路（ADSL）是一种高级的大带宽本地环路技术，它设计用于传输宽带信号，以延长已存在的UTP环路的寿命。它是Bellcore（现在Tecordia）在RBOC的请求下，根据ANST T-1.413标准开发出来的。ADSL通过相对短的电信公司服务区（CSA）的本地环路，提供非常高的传输容量。ADSL利用T-1中也使用的离散多音（DMT）信号来完成这种功能。专注于宣传xDSL技术的ADSL论坛，促进了该技术的发展。

术语“非对称”来自带宽是不对称提供的这一事实，下行方向比上行方向具有更多的带宽。除了通过分隔模拟通道以支持运行在4kHz及4kHz以下的POTS语音，ADSL还支持26kHz及26kHz以上的高速数据业务。高速的下行信道建立在T-1基础上，提供1.536Mb/s到6.144Mb/s的增值速率。此外，双向信道提供64kb/s到640kb/s的增值速率。

每个信道取自于FDM或回波抵消。对FDM，一个频带用于上行数据，一个频带用于下行数据。然后，TDM将每一方向的频率分成一个或多个高速和低速信道。回波抵消重叠上行和下行信道，并通过电路两端的本地回波消除分离这两个信道。在这两种情况下，4kHz信道在频带的直流（DC）末端被分离以接入POTS。表14-1给出几种ADSL变型。

表14-1 ADSL变型

下行信道（单工）	双向信道（双工）	最大距离
6.144Mb/s（US）*	640kb/s	2英里（3公里）
51.84Mb/s（US）	5Mb/s	0.6~1.2英里（1~2公里）
155Mb/s（US）	15Mb/s	500米
8Mb/s（欧洲）	608kb/s	3~4公里

*4个1.536Mb/s数据率的载荷信道产生6.144Mb/s的数据率；有附加开销。而且，存在许多在ANSI T-1E1.4/94-007修订版8中指定的变型。

原始输入的语音、数据和图像信息通过ATM主干网——理想上是光纤主干网，在WAN中按预期的方式传输。视频信号也可以通过宽带ATM WAN传送，通过广播卫星或

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

微波由中心局（CO）前端设备接收，或者将节目存贮在CO的视频服务器的磁带或磁盘中。语音输入在连接的每一个端通过频率分离器处理，以保证它不受存在或缺乏数字数据的影响。在环路的网络侧，视频和输入数据被时分复用到来自ADSL集中式终接单元（ATU－C）的ADSL信号中。然后，该信号沿本地环路电缆设备传输，在位于用户区的匹配ATU－R（ADSL远程终接单元）终止（见图14－2）。ATU－R充当调制解调器，将总带宽分成三个信道：下行信道、双向信道和语音信道。ATU－R可以单独存在，或者以在PC机内或其他主机内的印制电路板的形式存在。ATU－R也可包含在视频或电视应用的机顶盒内。ADSL的误码率（BER）比传统T－1的更好。

ADSL旨在需要高速的下行信道和相对低速的上行信道的应用。虽然这种技术并不适合于许多占用带宽很大的业务和会话型数据通信应用，但它用于娱乐电视CATV、商业电视及教育电视似乎很理想。远程办公用户也能通过ADSL很好地为远程LAN接入服务。在SOHO环境中，ADSL为大多数应用提供足够的带宽，包括Internet访问以及文件和图像传输。将来，ADSL有可能为视频点播（VOD）应用服务，并为多路下行视频信道和上行视频选择信道提供充足的带宽。

对ADSL最感兴趣的是负有责任的电话公司，它们需要面对来自CATV公司在家庭语音和数据市场方面的竞争。由于CATV供应商准备为此业务进行竞争，因此他们升级已存在的同轴电缆设备以增加双向传输能力以及提供语音和数据交换的能力。CAP和IXC也有类似的计划，虽然他们或者必须建设新的本地环路设备或从负责任者那儿租用本地环路设备，以得到有线或无线的市场，获得一种或另一种形式的本地环路设备所有权。面对这种压力，电话公司必须找出增加本地环路带宽的方法以便有效地参与竞争。他们的方案有：铺设新电缆设备（光纤或同轴）、利用无线技术、或增加现存双绞线的容量。ADSL提供相对便宜的解决方法，适合在已存在的各种电缆上开展娱乐电视、视频会议和高速数据传输业务。

虽然ADSL在实验室状态下运行良好，但还需要在具体环境中证明其自身。如上所述，基于标准的ADSL完全不容许异常的基于UTP本地环路的电缆设备。环路长度必须在表14－1所确定的范围内，并且接头的数目必须保持在最少。ADSL不能容许混合规格、桥接抽头和负载线圈。显然，只有极少数的本地环路满足这些标准。而那些已存在的不合标准的设备则必须拆除。那些电缆对的绝缘体或接头盒陈旧、破碎或没有妥善处理的电缆必须修复或替换。一旦认为电缆设备是可接受的，分离器必须安装在用户区，而且为了使误差严格地处于允许范围内，必须进行电路测试。本地环路业务和分离器的安装都需要ILEC“信息通路滚动”，这使其实现过程相当费力，因此费用昂贵。

Bell Altantic是推动ADSL发展的主要力量，并在该技术上继续领先。美国所有主要的ILEC都在最低的速度水平上试验全速率的ADSL。这些试验已经被限定到具有优质电缆设备的地区，以便为具有合理的高用户密度的广泛领域，提供可接收到的综合语音、

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

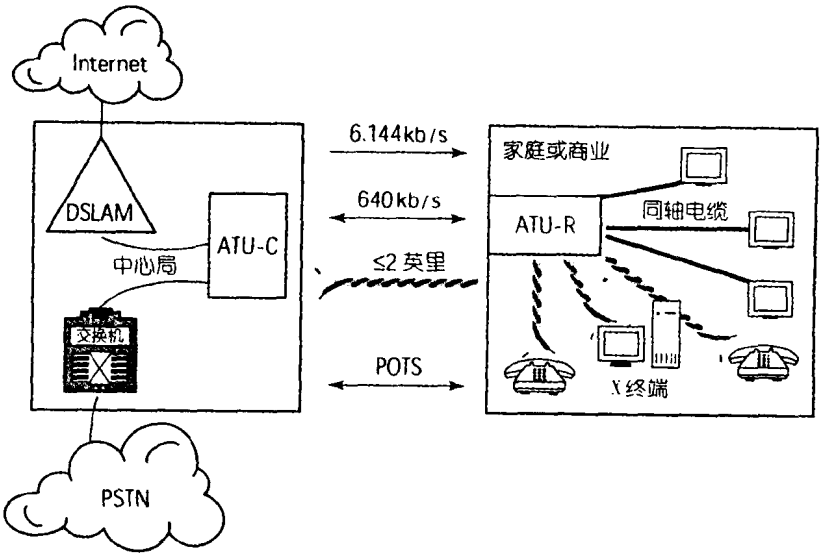


图 14－2 住宅应用实例中的 ADSL 配置

数据及视频业务。

除了引起美国 LEC 的强烈兴趣外，ADSL 也已引起了外国电信公司的注意。英国电信（UK）于 1994 年 2 月开始进行现场实验，一个月后西班牙的 Telefonica de 步其后尘。Mercury 通信和澳大利亚电信也进行了实验，并计划为意大利、法国、韩国、荷兰、巴西、芬兰、挪威、德国和香港地区建立网络。实施 ADSL 技术的成本在绝对条件下是很高的，但和放置诸如混合光纤/同轴电缆相比还是很合理的。也存在一些由 GTE 和其他供应商试验的非标准版本。

2. 自适应速率数字用户线

自适应速率数字用户线（RADSL）是一种非标准的 ADSL 版本。RADSL 调制解调器非常像传统的调制解调器，它根据电路的容量进行下行传输速率的自适应。由于 ADSL 需要高质量的本地环路，而且由于这种环路并不多见，因此 RADSL 的自适应特性显然使这种技术得到广泛推广。

Nortel 的 1－Mb/s 调制解调器（见图 14－3）是 RADSL 的一个杰出的例子。Nortel 的解决方法支持高达 1.3Mb/s（实际上 960kb/s）的下行速率和 120kb/s 的上行速率，使用 24－规格的 UTP 环路长度可超过 18 000 英尺，使用 26－规格则环路长度可达 15 000英尺，使用混合规格的环路长度则更短一些。尽管存在一些合理数目的桥接抽头，甚至在考虑电磁干扰（EMI）的情况下，也能在甚至更长的环路长度下保证误码率（BER）同 T－1 标准相一致。如果是由于环路长度、桥接抽头的数量或 EMI 导致出现了麻烦，那么在给定保持确定的 BER 要求下，电路每一端的匹配调制解调器都

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

自动适配到最大允许速率。

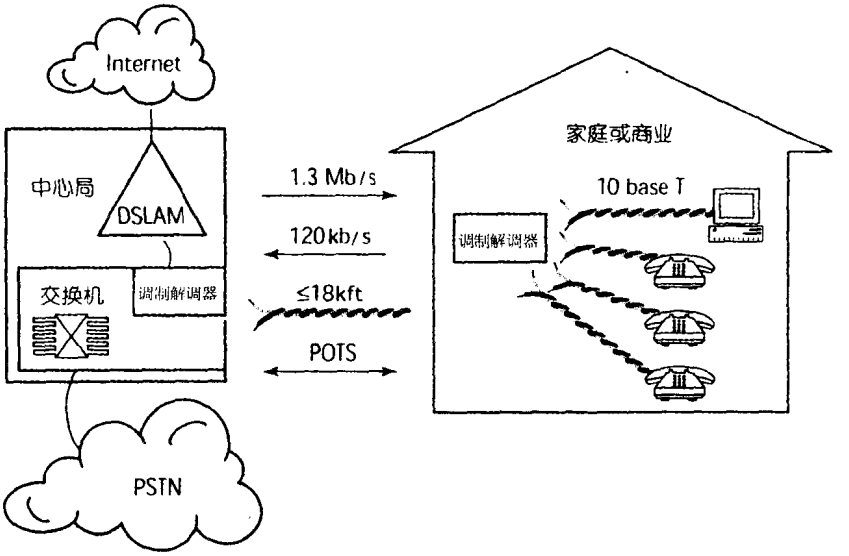


图 14-3 Nortel 1-Mb/s 调制解调器

调制解调器使用先进的 64 正交调幅（QAM）和自适应均衡。用户区的调制解调器通过标准的 RJ11 电话插口连接到本地环路，并通过 10BaseT 端口连接到计算机和 LAN。调制解调器也支持 RJ11 插口接口，以用于连接模拟电话、传真机或传统的计算机调制解调器。通过频分复用利用运行在 4kHz 及 4kHz 以下的语音信道，可在同一本地环路的上同时支持语音和数据通信。用户区调制解调器由本地供电，但是在本地电源故障的情况下，可通过直连中心局获得语音级通信的供电。在环路的网络侧是一种匹配调制解调器，该调制解调器以 ASIC（专用集成电路）的形式，嵌入 Nortel 中心局电路交换机内或远程节点内的数字线路卡。

3.G.LITE

也称为 ADSL Lite、统一 ADSL，以及无分离 ADSL。G. lite 是统一 ADSL 工作组（UAWG）建议的 RADSL 的简化版本。G. lite 已经作为 ADSL 规范 ANST T-1. 143 的一种可互操作扩展被标准化了，并且已被 ITU-T 接受用来作为 G.992.2 的国际标准开发。最终的 ITU-T 标准有望在 1999 年发布。有三种实施方案要进行回顾，这三种实施方案都支持在一条物理线对的单 UTP 本地环路上同时进行语音和数据通信。

◆分离的 ADSL 类似于当前标准化版本的 ADSL。在此情况下，一个单独的专业化安装的分离器，将被安装在用户区本地环路的终接点。这种方法保证最高的数据性能，同时保证多对电缆内的其他信号不受高频 ADSL 数据信号的影响。

◆分布式分离器 ADSL 包括许多 ADSL 分离器，一些为前端 PC 机而另外一些为前

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

端模拟电话机。这种方法保证了语音和数据信道互不干扰，并且避免了在已分离的 ADSL 中所描述的同专业安装单个分离器相关的费用和延迟。

◆无分离 ADSL（见图 14－4）是最引人注目的 G.lite 方案，它旨在支持语音和数据的同时传输，既不要求集中化的分离器，也不要求多重分布式的分离器。而且，高频数据通信通过每一个 PC 前端的单一 ADSL 调制解调器得到支持。虽然标准化过程还在进行中，但早期版本的 ADSL 调制解调器现在已经可用了。Compaq、Dell 和其他厂商，现在已提供内建早期版本的 G.lite 的调制解调器的计算机。

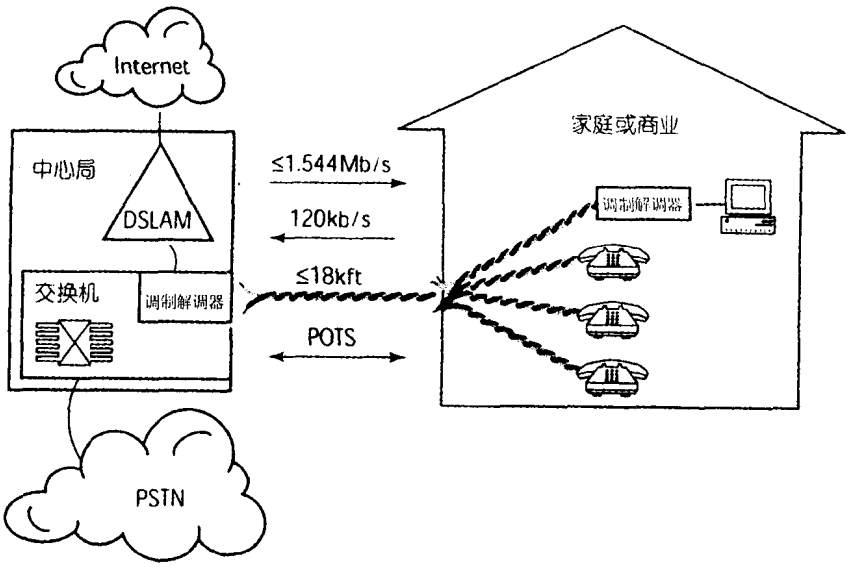


图 14－4 无分离的 G.lite

不管这种方法最终是否被采纳作为推荐标准，预计 G.lite 是工作在不对称的基础上，环路长度可达 18 000 英尺，下行速率达到 1.544Mps，上行速率可达 512kb/s。无疑，内部布线将成为一个问题。通过将内部线升级到 5 类线可以获得最好的性能，至少在通过家用电缆接口到网络接口单元（NIU）的 PC 连接上是如此。

4.ISDN 数字用户线（IDSL）

ISDN DSL 是一种 xDSL 技术，它使用 ISDN BRI（基本速率接口）技术，在长达 18 000英尺的数字铜线环路上提供速率为 128kb/s 或 144kb/s 的对称传输。如同已在第 7 章中讨论过的 ISDN BRI，IDSL 终止在用户区的标准 ISDN 终端适配器（ISDN TA）。在这一点上，这两种概念是不同的。ISDN 是一种连接到电信公司区域边缘中心局的电路交换业务。相反的，IDSL 却是一种或多或少直接终接在 DSLAM 的总是开通的数据接入业务。ISDN 支持语音、数据和任何其他形式的由一个或多个载荷（B）信道提供的业务

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

——每个 B 信道占 64kb/s 的带宽。ISDN 也支持在一个数据（D）信道上以 9.6kb/s 速度的 X.25 分组数据。IDSL 支持通过一个具有宽度为 128 或 144kb/s 的相邻带宽段的数据接入。ISDN 能支持多路传输，每路数据传输都用一个单独的信道。IDSL 有时也支持较宽的单一信道上的单个数据传输。

IDSL（见图 14-5）是只用于数据通信应用的专用接入业务。在 LEC 中心局，环路终接在已安装的电子设备中，这些电子设备或者以 IDSL 的形式接入交换机，或者以 IDSL 调制解调器组的形式连接到路由器或 DSLAM。在 LEC 不是作为 Internet 服务提供商（ISP）的情况下，该连接通过高带宽专用电路（如，非多路的 T-1 或 T-3）连接到第三方 ISP POP。

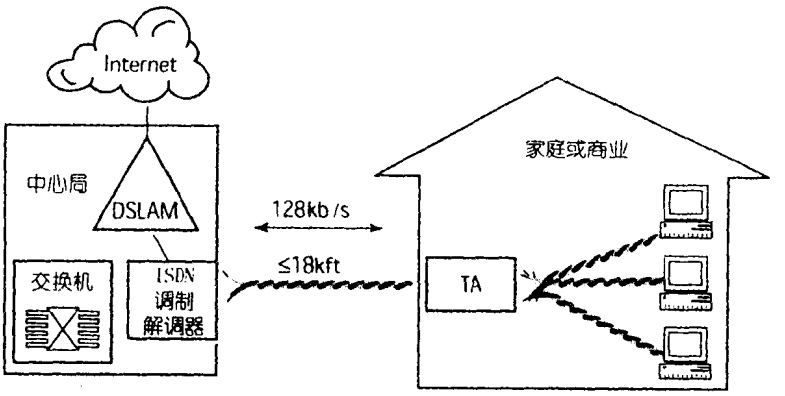


图 14-5　ISDN DSL（ISDL）配置

在竞争技术上，IDSL 具有一些优势。IDSL 以标准化的、很好理解的并广泛实现的 ISDN 网络技术为基础。IDSL 的工作频率不干扰具有多对铜线的电缆中邻近线对上的其他信号。IDSL 利用标准的、在用户区以终端适配器形式存在的架外数据通信设备（DCE）。尽管它提供的带宽公认地少于竞争的 DSL 技术，至少在下行方向如此，但 IDSL 提供完全对称的带宽。虽然可能需要一条状态电路，但 IDSL 不需要为 CPE 目的的“信息通路滚动”。其不利方面是，IDSL 是专用的，只支持数据，因而需要附加的本地环路。尽管许多 ISP 已宣布他们提供 IDSL 业务的意图，但那些计划的当前状态却并不清楚。例如 UUNET，1997 年 3 月开始在全国范围内提供 IDSL 业务，但从那时起它也已宣布将来支持 G.lite。与 G.lite 等技术相比，IDSL 支持的带宽相对较小，使它明显处于不利地位。

5. 甚高数据率数字用户线（VDSL）

VDSL（very-high-data-rate Digital Subscriber Line）是很早就定义了的一种高速 ADSL 技术（达到 51.84Mb/s）。最初的 VDSL 实现可能是不对称形式的，从本质上说 VDSL 是关于 ADSL 方案的甚高速版本。它的目标可以根据 SONET/SDH 基本的 155Mb/s 速率的子速

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

率来说明（SONET/SDH 将在本章稍后讨论）。特别是，其下行通路性能为 51.84 ~ 55.2Mb/s、1 000 英尺（300 米）的 UTP 本地环路，或 25.92 ~ 27.6Mb/s、3 000 英尺（1 000 米），或 12.96 ~ 13.8Mb/s、4 5000 英尺（1 500米）。上行数据速率有望分成三类：1.6 ~ 2.3Mb/s、19.2Mb/s 以及同上行速率相等的速率。VDSL 不选用线性编码技术。频分复用（FDM）将用于分离下行和上行信道，并从 POTS 语音信道中将它们分开。

VDSL 的应用是采用混合本地环路方案，利用 FTTN（光纤到社区）提供从 CO 到邻域的分配，并用通过 UTP（非屏蔽双绞线）的 VDSL 将信号传送到用户居住区的终端。显然，这种专门的应用适合于占用很大带宽的信息流业务，如 HDTV 和视频点播。关于 VSDL 的早期工作已在标准化组织中开始进行，这些标准化组织包括 ANSI T1E.4、ETSL、DAVIC、ATM 论坛和 ADSL 论坛。

6. 高比特率数字用户线（HDSL）

Bellcore（现在为电信协调技术）在 RBOC 的要求下也开发了高比特率数字用户线（High Bit-Rate Digital Subscriber Line，HDSL），并将其作为一种在现存的 UTP 上提供 T - 1 本地环路的更有成本效益的手段。HDSL 取消了在 T - 1 本地环路中用于使距离达到 12 000英尺的中继器，通过使用线路倍增器可扩展到另一个12 000英尺，该线路倍增器实质上即是一个 HDSL 中继器。传统的 T - 1 使用二对线，每对以 1.544Mb/s 的全 T - 1 传输速率工作在单工方式（一条上行，一条下行）（见图 14 - 6）。在这样的高传输速率下，载波频率自然相对很高（在 1.5MHz 的范围内），而且衰减问题也很严重。因此，需要每隔6 000英尺左右设置中继器，以调整失真和信号损失。同时，在 T - 1 频率上辐射电磁场也很严重。所以，电缆系统中 T - 1 线对和其他线对之间的干扰是一个问题。

HDSL 也使用两对 UTP，并将这两对 UTP 拆分为双工（FDX）信道。每一对运行在 784kb/s，784kb/s 是 T - 1 速率的一半加上附加开销。因为每对线的传输速率被二等分，所以频率也相应被二等分。从而，信号衰减小得多而且辐射电磁场也小得多。因此不用中继器也可以传输更长的距离，并且失真更小。为了达到这种效果，HDSL 使用与用在 ISDN 中相同的 2B1Q（2 个二元，1 个四元）编码技术。在 HDSL 的电路的每一端，都必须安装终端适配设备。它们将 HDSL 信号转换回传统的 T - 1 格式。例如，用户区的分界点是 HDSL 调制解调器，它可以将标准的 T - 1 信号送到用户的数字信号单元（DSU）。虽然 HDSL 容许适度的混合规格和桥接抽头，但为了使 HDSL 能如所期望的那样正常地工作，UTP 电缆设备必须处于良好的工作状态。注意到，HDSL 的电路长度范围限制了 HDSL 在接入环境中的应用——HDSL 不是一种可用在长途、专用线路和 T - 1 应用中的技术。

HDSL 的真正优势是能以低得多的成本和短得多的时间间隔提供 T - 1 接入电路。由于取消了中继器或减少了中继器的数目，而使得 HDSL 的增加成本在某种程度上减少了。此外，支持 HDSL 的电缆设备不需要特殊的条件或工程技术，而且减少了成本，并

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

能更快地提供业务。最后，HDSL所具有的误码性能大约为10^{-10}，而双绞线上通过已中继的T-1的误码性能为10^{-7}。采用HDSL最低的优点在于，对T-1网络的接入更迅速而且使用HDSL便宜很多——而且误码性能比用传统的T-1更好。因此电信公司实现T-1的收益更快，并且以这种降低的成本为端用户节省许多费用。这种费用节省通过降低安装费及减少业务的月租费来实现。在美国，估计已安装了50万或更多HDSL环路。国际版HDSL通过三对线路的信号拆分，支持总速率为2.048Mb/s的E-1标准。

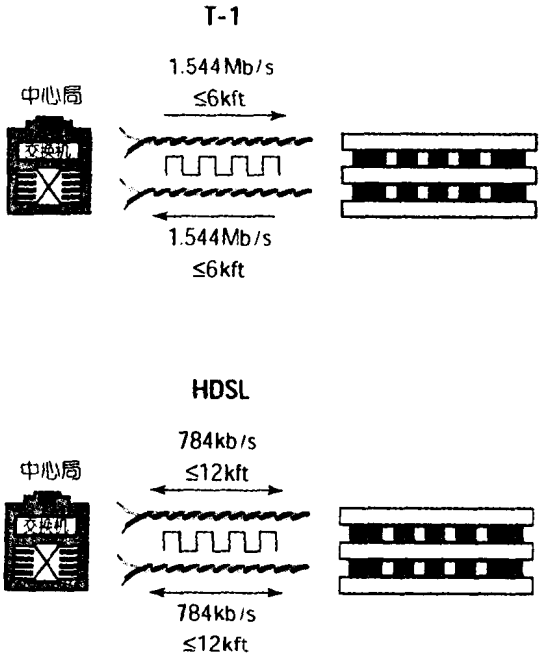


图14-6　T-1和HDSL的比较

HDSL2（第二代HDSL）预计在1999年标准化。HDSL2在单对双绞线上支持相同环路长度（12 000英尺）的T-1。通过两条铜线环路将最大传输距离扩大到16 500英尺的HDSL2技术，正在研制中。HDSL2通过成熟的16-脉冲PAM 2B1Q线路编码技术来实现其性能。对称DSL（SDSL）也称单线HDSL，是HDSL的变型，运行速率为384和768 kb/s时，环路长度分别为18 000英尺和12 000英尺。

二、有线电视

在过去几年里，作为提供综合业务的可选择方案，有线电视（CATV）网络已经引起了广泛关注。CATV网络是开发用来从单个共享式天线向各个社区或电视接收不好的地区传送电视信号。为使信号强度达到最大，通常将很高的社区天线放置在山顶上或该地区的其他最高点上，以达到最大的覆盖面。从天线来的多路模拟电视信号通过频分复

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

用器（FDM）交织，并通过同轴电缆系统传送到社区或邻近服务区。每路模拟电视信号需要一个 6MHz 的信道，其中信号大约需要 4.5MHz，其余的是过渡频带，或者说是保护频带。现代的同轴 CATV 系统支持 500～750MHz 的总带宽，因此可以同时支持系统内的许多电视信道。在住宅区端，同轴电缆下落并终接在作为频分多路分配器的转换盒或机顶盒内。对每一个选定的单一信道，机顶盒都选择一个适当的频率范围。传统上，这些网络是模拟的、基于同轴的、用下行信道传输模拟娱乐电视的单向网络。CATV 网络采用树和分支型结构，每个分支有多个下落，每个下落对应一户住宅。除了包括微波和卫星天线用于接受国内的广播电视和收音机信号外，在 CATV 网络中许多年来几乎没有发生变化（见图 14-7）。

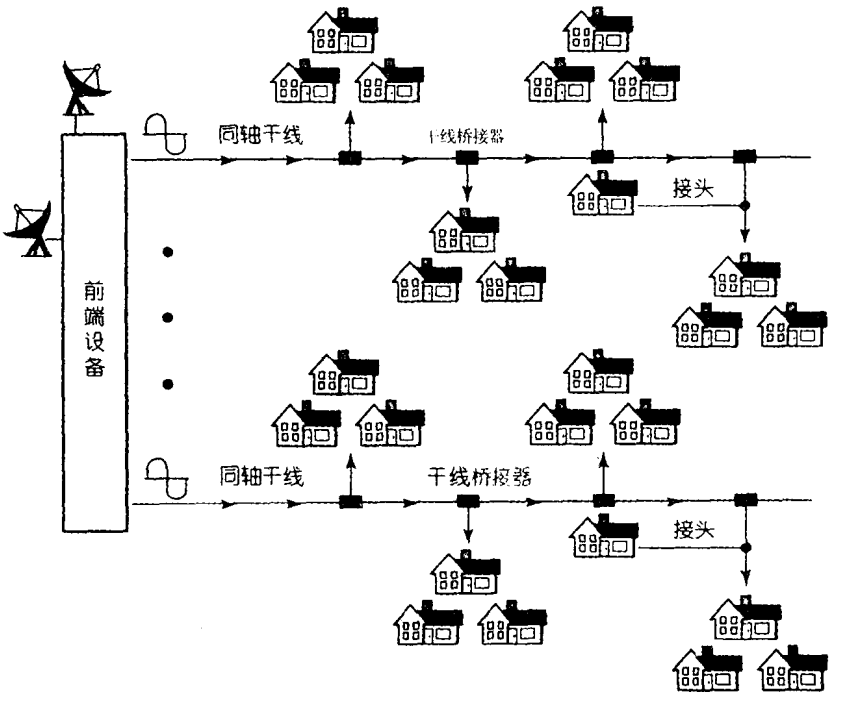


图 14－7　树和分支结构的传统 CATV 网络

在 90 年代中期，一些大的 CATV 供应商开始升级他们陈旧的同轴电缆系统。由于那些网络大多安装于 60 年代末和 70 年代早期，因此它们的外形已变得很难看。而且，那些网络的容量限制了 CATV 供应商通过引入收费电影频道和按观看次数计费（PPV）等业务，来寻求更高的收益和利润。升级在某些情况下超出了简单的同轴电缆升级和替换。它包括从前端设备到社区的主干设备均采用光纤，在社区，光纤终止在光－电转换盒内，光－电转换盒将光纤同最终接在用户区的现存同轴电缆相接口。

由于 1996 年的电信法案解除了对电信领域的管制，使 CATV 供应商也开始考虑作

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

为 CLEC 来运营。用现有的技术升级同轴电缆系统以通过频率分离支持双向通信，就像 xDSL 技术在双绞线上所做的一样。同轴放大器和机顶盒也能升级。而且，通过用中继器替换放大器能使系统转换成数字的，同时 TDM 信道能运行在 FDM 信道内，这也非常像 xDSL。同轴电缆当然能提供比双绞线宽得多的带宽和远得多的传输距离，并且通过升级，误码性能可以改善到令双绞线逊色的程度。在网络的长途部分（即从前端设备到邻域）使用光纤，这显然使 CATV 系统能更有效地同 ILEC 的本地环路进行竞争。而且，不能强迫大部分未稳定的 CATV 供应商出售他们的本地环路给竞争者，因为这不符合联邦政府规定的对 ILEC 的要求。

对于这一方案还有几个问题。大多数 CATV 运营者都在负债运行，因此，他们不能负担网络升级所必需的投资。所需电路和分组交换机必需的投资，大大地加深了这一问题。此外，CATV 供应商缺乏支持基于事务的语音和数据业务传输所必需的技巧、管理和记账系统。而且，不存在机顶盒的标准。由于 CATV 网络通常不是互相连接的，所以 CATV 领域并不是以标准为基础的。

主要的电信公司已经开始兼并 CATV 供应商，他们提出了关于这个方案的实现和管理问题。最值得注意的是，AT&T 在 1999 年初已兼并 TCI（TeleCommunications 公司），并且正在收购 MediaOne 的过程中，MediaOne 是美国最大的两家 CATV 供应商之一；他们将投资几十亿美元进行系统升级。1997 年 3 月，由多媒体电缆网络系统合作公司（MCNS）的有限合作公司研制了机顶盒的 DOCSIS（基于电缆的数据业务接口规范）标准，从而解决了缺乏机顶盒标准的问题。通过匹配在前端设备和用户区的 DOCSIS 电缆调制解调器，HFC（混合光纤同轴电缆）系统能提供双向的电缆路径。网络的前端设备部分是电缆调制解调器终端系统（CMTS），CMTS 支持到路由器上的 IEEE 802.3 10/100 - Mb/s 以太网端口的分组数据链接。用户区的调制解调器采用电视/数据机顶盒的形式，它可以使传统的同轴电缆能连接多台电视机，而且可以使 10/100BaseT 以太网能连接到一台 PC 机，或连接到为多台 PC 机服务的集线器。

像大多数 xDSL 技术一样，DOCSIS 本质上是不对称的。DOCSIS 调制解调器从同轴电缆上在 91MHz 和相关系统上限的 857MHz 之间，以 6 - MHz 信道的形式划出下行信道（即下行信道从 91MHz 到 857MHz，可提供很多路 6 - MHz 带宽的信息传送）。上行通路带宽在 5MHz 到 42MHz 之间。下行传输是在共享的点对多点网络上向所有用户区广播。从用户区到前端设备的上行传输是采用有争议的 Ethernet LAN 接入协议 CSMA/CD 还是 TDM，取决于 CATV 供应商的实现细节。当前版本的 DOCSIS 为下行信道定义了一种 64 - 点的 QAM（正交调幅）压缩方法，该压缩方法使得每赫兹可传 6bit，6MHz 的信道潜力为 36Mb/s。但是合成帧和前向纠错（FEC）的开销减少了可用带宽，使 6MHz 信道只能达到 27Mb/s 的共享带宽。上行业务使用 1.8MHz 信道，该信道通过使用 QPSK（Quadrature Phase Shift Keying，四相相移键控）压缩技术能运行在 3.6Mb/s，即 2bit/Hz。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

再者，合成帧和 FEC 的开销减少了可用带宽，在这种情况下，可用带宽约为 1.8Mb/s。遗憾的是，直到 1999 年 4 月，仅有三家厂商的调制解调器得到了 DOCSIS 认证。

也有一些电话公司返回式调制解调器，这些调制解调器使用电路交换 PSTN 作为上行通路，但这种方式通常并不完全令人满意。电话公司返回式方法需要使用电话公司的本地环路，这又增加了成本。而且，上行和下行通路上速率的不匹配使下行服务器的速率减慢，因此不能运行在最佳的效率上。

CATV 网络仍受到一些固有限制的困扰。首先，CATV 是一种面向消费者的网络。CATV 网络主要是为住宅区服务，并不能扩展到大多数商业领域（毕竟，你应该在工作的时间工作，而不是看电视）。这对 CATV 来说是十足的限制因素，虽然对于 xDSL 这不是一种限制，但它却是一个总的限制因素。第二，CATV 网络是多点总线型网络，非常像经典的 10Base5 LAN 以太网。既然语音和数据传输经过了每一个连接到同轴电缆的其他房子，那么在缺少有效的加密机制时，安全就成了主要问题。第三，也非常像 10Base5，本地环路网络是共享的。因此，使用网络的用户越多，网络性能越差。虽然 CATV 供应商说能提供 500Mb/s 的总带宽，而且用户接入速率可达 10Mb/s，但这是最好的情况；这是在假设共享媒体上的负载很轻，足以对所有活动用户支持 10Mb/s 的传送输率的情况下才如此。和大多数 xDSL 方案一样，DOCSIS 电缆调制解调器工作在不对称的基础上。特别地，根据 CATV 网络的具体情况，下行信道的最大速率可以是 10Mb/s，最大上行速率范围从 200kb/s 到 2Mb/s。采用的压缩方法可以是 64QAM，或者是 QPSK。目前，下行信道选用 QAM 编码方法，每 6 - MHz 信道传送速率可达 27Mb/s，而下行信道选用 QPSK 编码方法。

尤其是在 AT&T 的推动下，CATV 有一个极好的机会，使得它在高速 Internet 接入方面开辟一个广阔的市场。CATV 网络可为 1.05 亿（大约 95%）的美国家庭服务，而 CATV 用户大约有 7500 万，Kinetic Strategies 估计，1998 年 5 月通过电缆调制解调器的商业业务已超过 1100 万家庭。Kinetic Strategies 也预测，到 1999 年末，总的用户将达到 100 万。虽然这一估计似乎是不现实，但 100 万的一部分也很多。采用 CATV 方案的有利之处是它的费用低——通过 CATV 网络接入高速 Internet 的费用，通常只是 xDSL 和 ISDN 的费用的一部分。

三、无线本地环路

无线本地环路（WLL）技术（将在第 11 章详细讨论）是指能支持双向通信的相对低功率的无线数字发射器。许多厂商已推出这种语音应用产品，如 AT&T、Ericsson 和 Motorola 公司。这种系统设计用于支持相对小的地理区域内的语音和低速数据通信，通过位于用户区的无线收发机为多个终端设备服务。扩频无线电供应商提供了安全性及带宽利用率。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

虽然它的服务质量（QoS）通常不能和有线方式相比较，但 WLL 确实具有实施迅速和不受许多地形问题干扰的优势。顺便说一下，WLL 并不局限于窄带的语音；虽然是基于无线的，但宽带 WLL 的运行非常像 ADSL。宽带 WLL 系统的 Bellcore 标准包括 ADML 和 LMDS。非数字微小区链路（ADML），在每个无线站提供 1Gb/s 的聚合带宽，每个用户区可提供 1Mb/s 的带宽。本地多点分布业务（LMDS）类似于 ADML，但覆盖面积更大。

四、混合本地环路

混合本地环路技术是一些媒体和传输技术的组合。通常在有关综合方案的文章中讨论。混合本地环路一般是指光纤到社区（CFTTN），它终止在包含 TDM MUX 和光电转换设备的远程架。传送信号的最后几百米左右，可通过 CATV 环境中的同轴电缆、ILEC 环境中基于 UTP 的 xDSL、或是无线（WLL）方式。这种方法提供了到远程单元的最大的带宽和信号质量。远程单元包含所有昂贵的光电转换设备，以便在集中化的基础上为大量的用户区完成转换处理。从远程单元到用户区相对短的连接，能很容易地通过传统的有线或无线本地环路系统进行高速支持。

第二节　交换多北位数据业务（SMDS）

一、SMDS 概述

SMDS 是一种高速无连接分组交换业务，它将类似于 LAN 的性能扩展到用户位置以外。其用途是减轻低速广域网（WAN）存在的地理限制。SMDS 是为跨越 LAN、MAN 和 WAN 而设计的。

SMDS 的主要目标是提供到客户系统的高速接口，同时，使客户能够利用他们现有的设备和软件。因此 SMDS 操作不在最终用户机器上进行，而是在用户驻地设备（CPE）（如路由器）上进行。

SMDS 定位为一种服务。就其本身而言，SMDS 并不是一项新技术，它没有提出任何设计或建立网络的新方法。之所以强调这一点，是因为 SMDS 使用 DQDB 技术，然后向 SMDS 客户提供各种增值服务，例如按需带宽。

SMDS 针对的是那些需要大的通信管道但不需要管道持续一段时期的大客户和复杂应用。SMDS 通常面向以突发方式传输“大量比特”的数据应用。

不过，使用 SMDS 的应用可以是交互的。例如，两个应用可以通过 SMDS 进行交互，从而实现对信息（例如 X 线、文件或类似的东西）的交换。SMDS 的局限性（如果使用这个术语公平的话）在于它不是为实时和全动视频应用而设计的。尽管如此，它仍支持

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

用户间的交互对话，并使他们能在很短的时间里交换大量的信息。例如，在 SMDS 网络上发送一幅高质量彩色图形图像只需 1 到 2 秒的时间。对许多应用来说，这个速度足够了。

这样，SMDS 支持需要操作大量数据、CAD/CAM、源代码传送和大多数形式的映象的应用。它是为一定范围的业务设计的，虽然这个范围很大。

伴随着交换运营商（IXC）提供的交换业务，美国的 LEC 正在采用全国性的 SMDS。所有主要市区将通过 SMDS 用户网络接口（SNI）和交换运营商接口（ICI）实现互连。

二、有关标准

SMDS 基于 MAN DQDB 标准，该标准以 IEEE 802.6 形式颁布。SMDS 规范由 Bellcore 颁布，如表 14－2 所示。

表 14－2 SMDS 标准

TR－TSV－000773，《支持交换多兆位数据业务（SMDS）的本地接入系统的总体要求、目标和接口》，Bellcore 技术参考，第 1 期。
TA－TSV－000774，《SMDS 操作技术网络单元总体要求》，Bellcore 技术咨询，第 3 期，1991 年 2 月；增刊 1，1991 年 4 月
TR－TSV－000775，《支持交换多兆位数据业务（SMDS）记费方法的使用度量总体要求》，Bellcore 技术参考，第 1 期。
TA－TSV－001059，《支持 SMDS 业务的交换系统间接口总体要求》，Bellcore 技术咨询，第 1 期，1990 年 12 月。
TA－TSV－001060，《交换机接入 SMDS 业务总体要求》，Bellcore 技术咨询，第 1 期，1990 年 12 月。
TA－TSV－001061，《支持交换机间和交换机接入 SMDS 的操作技术网络单元总体要求》，Bellcore 技术咨询，第 1 期，1991 年 5 月。
TA－TSV－001062，《SMDS 客户网络管理业务总体要求》，Bellcore 技术咨询，第 1 期，1991 年 2 月。
Internet 请求注解，RFC1209，《SMDS 业务上的 IP 数据报传输》，1991 年 3 月。
TA－TSV－001237，《对支持交换机接入和公司间业务方案的初始操作管理功能的 SMDS 总体要求》，Bellcore 技术咨询，第 1 期，1993 年 6 月。
TA－TSV－001239，《低速 SMDS 接入总体要求》，Bellcore 技术咨询，第 1 期，1993 年 6 月。
TA－TSV－001240，《帧中继接入 SMDS 总体要求》，Bellcore 技术咨询，第 1 期，1993 年 6 月。

三、典型的 SMDS 拓补

SMDS 在 SMDS SNI 上使用 DQDB 协议。SNI 只对 IEEE 802.6 标准作了少许改动，它定义了用户 CPE 与 SMDS 网络实现接口的规程。图 14－8 为典型的 SMDS 拓扑。如图所示，可以把 SNI 称为 SMDS 接口协议（SIP）或“接入 DQDB”。SNI 在 CPE 和 SMDS 交换

www.789pdf.com 789书库网

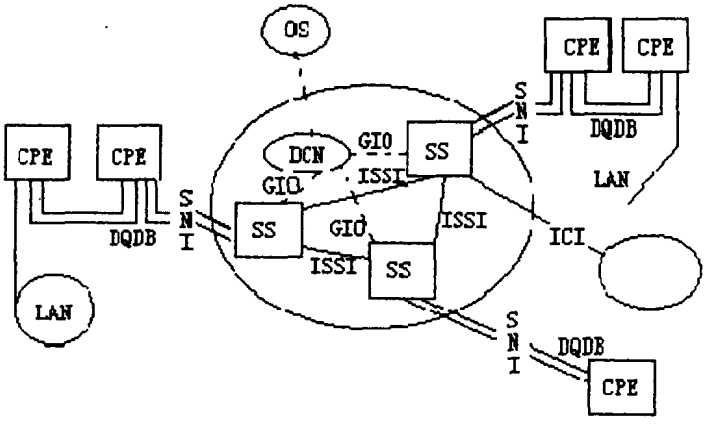
www.789pdf.com 789书库网

系统（SS）之间运行。SS一词取代了术语MAN交换系统（MSS）。SS是一台高速分组交换机，它支持本地访问与传输区域（LATA）内部的操作。SS拓扑不只一种，可以实行集中或分布式路由控制。

SS必须能够支持各种媒体上的SMDS，但SMDS的重点在于DS1或DS3接入线路。每个SS通过数据通信网络（DCN）的通用接口与OS（BOC OS）进行通信，这个接口称为操作系统/网络元素（OS/NE）接口，其用途是为SMDS网络管理操作（如数据收集和报告、命名协定、存储器管理和计费）提供一个标准。多个SS也可通过交换系统间接口（ISSI）实现互连。

交换运营商接口（ICI）通过局间通信公司将两个LEC连接起来。这个接口提供LATA间业务，也叫交换局接入SMDS（XA SMDS）。LATA内部不使用ICI。

每个SS通过一般接口操作（GIO）与Bellcore操作系统（OS）通信。该接口处定义了操作、管理、维护和保障（OAM&P），包括网络管理、数据收集、检测和故障排除等活动。



CPE = 用户驻地设备
DCN = 数据通信网络
DQDB = 分布队列双总线
GIO = 一般操作接口
ICI = 交换运营商接口
ISSI = 交换系统间接口
OS = 操作系统
SNI = 用户网络接口（AKSIP或接入DQDB）
SS = 交换系统

图 14－8　SMDS拓扑

www.789pdf.com 789书库网

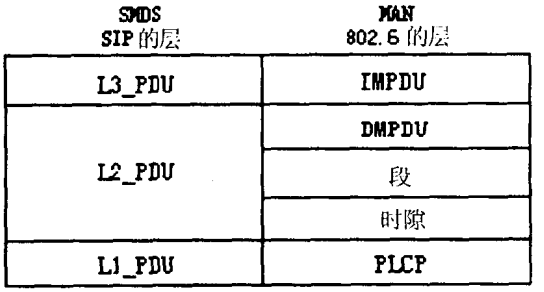
www.789pdf.com 789书库网

四、SMDS 的层

图 14－9 显示了 SMDS 的各层，这些层（有少数例外）与 MAN 的各层相同，但术语不一样。为方便起见，也将 MAN 的各层列在图中。读者会注意到 SMDS SIP 没有像 MAN 那样把第 2 层分成 3 个子层，但仍然执行相同的功能。

五、SMDS 协议数据单元

跟讨论 MAN PDU 时一样，对 SMDS PDU 的详细讨论也放在后面进行，因为 SMDS 的许多功能涉及 PDU 的生成、分段和重装。因此，对这些 PDU 的讨论安排在下一节。



DMPDU = 衍生 MAC PDU

IMPDU = 初始 MAC PDU

PDU = 协议数据单元

PLCP = 物理层会聚规程

图 14－9 SMDS 和 802.6 的层

六、SMDS 操作详述

SNI 面临的最大挑战是控制业务、解决潜在的或实际的拥塞问题、为用户提供高质量的服务以及有效地使用网络资源。为了说明 SMDS（从 Bellcore 的角度）如何解决这些难题，本节讨论 SMDS 的拥塞观点、如何定义以及如何度量拥塞。下一节将说明 SMDS 如何控制业务并为用户分配带宽以解决这些难题。

1. 拥塞的定义和度量

当网络在吞吐量或延迟方面的性能下降时，就发生了拥塞。拥塞的发生不仅因为用户业务的以外增加，也可能是网络发生了故障。发生拥塞时，网络节点要么增加其缓冲区中的队列长度（这将导致延迟增加），要么，如果缓冲区已满的话，就丢弃业务。每一种情况都是我们不希望看到的。

拥塞的严重程度用其时间特征来说明。时间特征描述了网络性能在一段测量时间内下降的程度，它在两个时间段上建立：(a) 拥塞开始；(b) 拥塞消除。拥塞开始指的是

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

网络负载不断增加直到超过网络所能承受的业务容量这段时间。相反，拥塞消除指的是所提供的负载少于网络可承受的容量的那个时间。

开始和消除的类型对于确定网络如何作用于业务是非常重要的。前面讲过，每个用户与网络之间的会话很可能表现了不同的业务形式，而网络必须适应所有这些形式。

图 14－10 以各种组合描述了开始和消除的概念。Bellcore 认为这些情形中有五种组合最有可能发生。最容易处理的情况是慢速开始伴随慢速、中速或快速消除，慢速开始使网络能够适应业务的相对平缓的增加。

第二种类型的时间特征是中速开始伴随慢速、中速和快速消除。这种情况对网络来说也不是一个严重问题。就像慢速开始一样，网络有时间对此作出调整。

第三种类型是快速开始伴随快速消除，这种时间特征将带来重大问题。虽然消除很快，但可以预料，快速开始将以突发的方式非常偶然而迅速地发生，以致网络没有时间对它作出反应。来自多个用户的快速开始聚集起来，将严重地冲击网络业务。

第四种类型是快速开始伴随中速消除，第五种可能的情形是快速开始伴随慢速消除。这两种情况都将带来严重问题，它们的出现将导致网络性能长期下降。

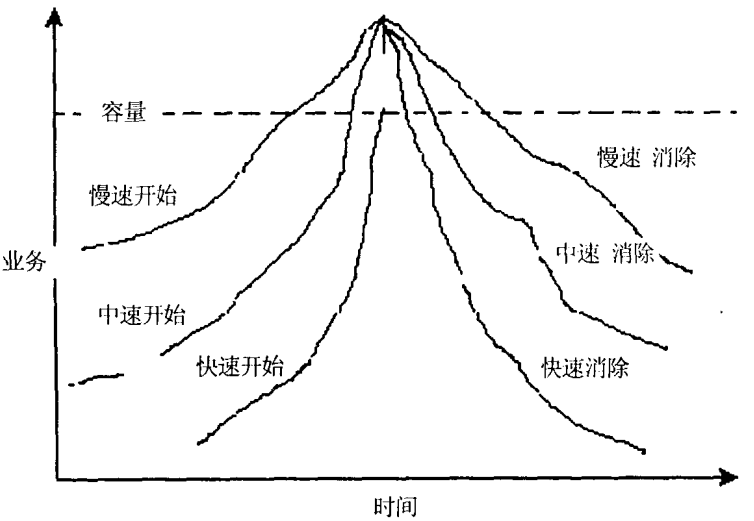


图 14－10　业务开始与消除

业务管理人员必须能够鉴别一段时间间隔，它能有效地度量分组损失以及业务开始和消除。对于前者，SMDS 计算在 SNI 丢弃的 L3-PDU 的数目；对于后者，SMDS 建立一种称为容限策略的机制，该机制基于 7 号信令系统（SS7）操作。这种方法可观察到多个拥塞级，拥塞级取决于拥塞量及其持续时间。这些拥塞级根据拥塞容限来区分，而拥塞容限定义了机器拥塞（MC）级，如图 14－11 所示。每个 MC 由两个容限确定：（a）开始容限（OT）表示何时拥塞正在增强，而资源正在通过度量容限（比如，正在通过

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

MC_1 到 MC_2）；（b）消除容限（AT）表示何时拥塞正在减弱，比如通过 MC_1 到 MC_2。每个 SMDS SS 必须支持这种多级容限策略（建议至少 4 个级别）。

根据这些参数，SMDS 建立了一个适合前面提到的任何拥塞级的算法模型。当经过任何 OT 级时，该算法被触发，这意味着资源正在进入 MC_n。该算法的工作方式是：一旦注意到 OT_i，信令系统（SS）就必须向 OS 发送一个指示，告诉它资源已经进入 MC_i。此时可执行任何需要的动作。此后，当该资源处于 MC_i 时，该算法必须应对三种可能性。第一种可能性是越过 OT_{i+1}，这意味着拥塞正在加重。在这种情况下，SS 必须确定资源已经在 OT_i 停留了多久，并给 OS 发送一个信号，通知它资源实际上处于 MC_{i+1}。资源在这个点采取任何所需的拥塞度量。第二种可能的情况是越过 AT_i，这表明拥塞正在减弱。这种情况要求 SS 必须确定资源已经在 MC_i 上停留了多久，并向 OS 发送指示，通知它资源现在处于 MC_{i-1}。此后，针对这种情况采取行动。

第三种可能性是资源在 OT_i 和 OT_{i+1} 停留的时间超过了规定的时间，当然，这意味着消除还未发生。在这种情况下，SS 必须通知 OS：消除尚未发生，必须采取补救措施以强迫拥塞开始消除。

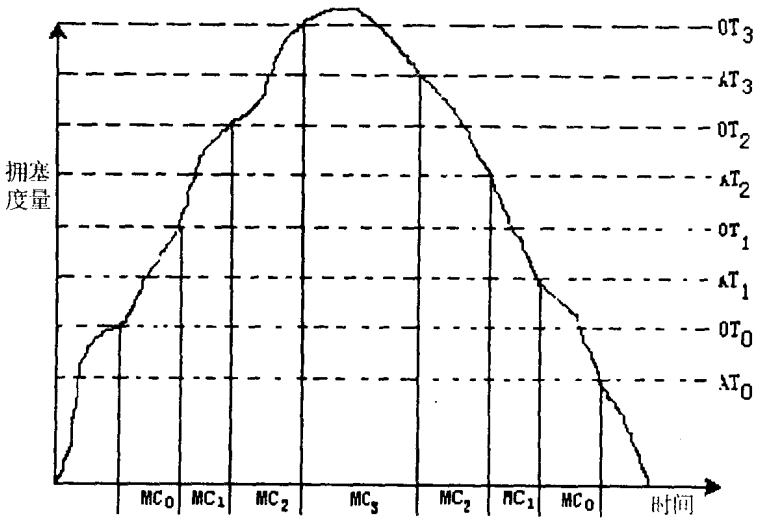


图 14－11 拥塞度量与容限［Bellcore TA－TSV－000774］

显然，容限的概念是一种很一般的模型，针对特定的接口（用户数量、网络容量、UNI 的容量、服务于 UNI 的处理器的容量等等），必须采用特定的规程。此外，对于最后一种情况，即 OT_i 和 OT_{i+1} 超过了规计时间，其解决方法显然是丢弃业务。

虽然解决这个问题的方法有点抽象，但这个模型的确为讨论和分析需求驱动网络中的业务管理问题提供了一个有用的工具。讨论了这些之后，下一节考察 SMDS 网络的轻

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

概念、重实用的业务管理方法。

2. 持续信息速率（SIR）和访问种类

SMDS 业务管理操作建立在持续信息速率（SIR）的基础上，SIR 类似于帧中继规范的承载信息速率（CIR）（本书前面讨论过）。

SIR 建立在访问种类的基础上，访问种类是为 DS3 电路而非 DS1 电路提供的。图 14－12总结了访问种类。每种访问种类标识着不同应用的不同业务特性。访问种类限制了 CPE 通过 SNI 发往 SS 的持续信息量，也限制了从 CPE 到 SS 的传输的突发。

访问种类未提供使用 DS3 线路部分的方法，因为当 CPE 通过 DS3 线路发送数据时，可以使用 DS3 提供的最大速率（除去开销后大约 34Mbit/s）。因此，数据突发可以以最大访问速率发生，但 CIR 限制了突发的持续时间。访问种类还限制了经过接口传输信息的平均速率。

用户业务进入 SS 时，SS 通过信用管理器“平衡”各用户的业务。这种信用以字节计。如果有信用，网络就接收该业务。如果没有信用，SS 将不为用户有效负载提供服务。

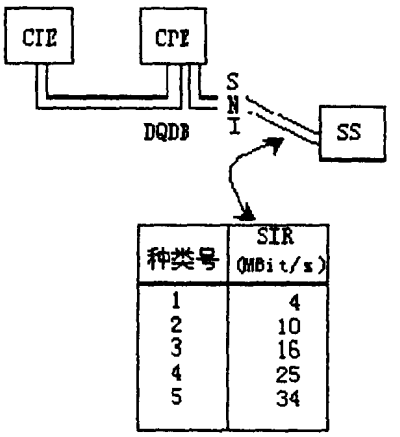


图 14－12　访问种类

信用管理器的参数在预定期间建立，定义如下：

- C_{max}　能提供给客户的最大信用（以字节计）
- I_{inc}　信用递增之间的间隔
- N_{inc}　信用管理器对传入 L2＿PDU（SIP 第 2 层 PDU，见图 14－13）计数时所增加的信用字节数。

I_{inc}由信用管理器通过对所有的（空的或满的）L2＿PDU 计数来度量。I_{inc}和 N_{inc}协同工作以控制信用累积速率；实际上，它们决定了可以长时间维持的最大传输速率

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

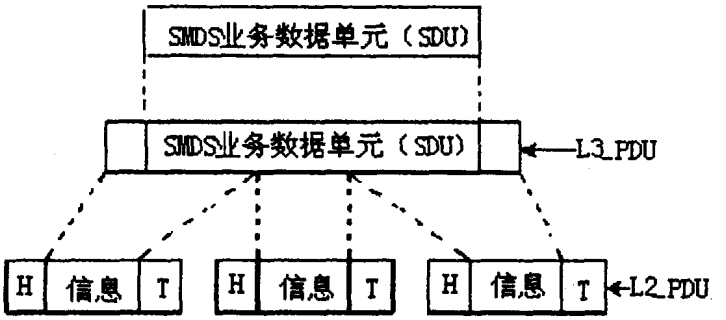


图 14－13 SIP 的 L3－PDU 和 L2－PDU

[TR－TSV－000771]。相反，C_{max}限制了数据传输的突发。

SIR 是通过 SNI 传输数据的平均速率，计算公式是：

SIR（Mbit/s）＝8×（12 L2 _PDU/125μsec）×（N_{inc}字节/I_{inc}L2 _PDU）

其中：8＝每字节的比特数。

Bellcore TR－TSV－000772 提供了 N_{inc}、I_{inc}、C_{max}以及与 SMDS 访问种类有关的 SIR 的值。表 14－3 给出了这些值。为了说明怎样计算 SIR，考虑 4Mbit/s 令牌环 LAN 的例子，公式是：

3 993 600＝8×（12/0. 000125）×（26/5）

因为 C_{max}限制了用户业务的增加，它允许用户在达到信用极限之前以第 1 至第 4 种类突发许多 L3－PDU（SIP 第 3 层 PDU，如图 14－13 所示）。

表 14－3 Bellcore 为 SIR 和访问种类提供的值

访问种类	SIR（Mbit/s＊）	参数		
		N_{inc}（字节）	I_{inc} L2-PDU 计数	C_{max}（字节）
1	4	26	5	9188
2	10	13	1	9188
3	16	21	1	9188
4	25	32	1	9188
5	34	NA	NA	NA

＊近似值

如图 14－12 所示，第 1、2、3 类分别允许用户设备以 4、10 和 16Mbit/s 的持续速率发送业务。这种方法将支持 4 Mbit/s IEEE 802.5 LAN、10 Mbit/s 802.3 LAN 以及 16 Mbit/s 802.5 LAN。第 4 类允许 SIR 工作在 16 和 34 Mbit/s 之间，这一类的设计是为了支持具有

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

高比特率的设备以及不需要一条完整的 DS3 信道的设备。对于第 5 类，SNI 没有强制性的要求。SIR 是在 DS3 环境中所能得到的经过 SIP 的最大带宽，约为 4 Mbit/s。

3.SIP 分段与包封功能

SIP 的包封和去包封功能与 MAN 的 802.6 规范十分相似。图 14－13 显示了 SIP 的第 3 层和第 2 层 PDU。SMDS 业务数据单元（SDU）被送至第 3 层，该层负责为之加上适当的地址信息，并提供附加的控制信息，然后把业务送到第 2 层。第 2 层负责进一步分段，并生成附加的头部和尾部。

与 OSI 概念一致，SMDS SDU 是一个参数，它含有在同一台机器的各层之间传递的数据。相反，PDU 是一个在不同机器的相同层中的对等实体之间水平交换的数据单元。

SMDS 第 3 层 PDU 的格式与 802.6MAN 规范中的对应部分几乎完全相同。因此，我们将把进一步的讨论放在后面进行，建议读者参考图 14－2 到 14－5 以获得更多的信息。

4.SNI 服务质量（QOS）操作

SMDS 定义了许多需要由 SMDS 网络代表 CPE 执行的性能和 QOS 目标。这些操作遍及整个网络，它的发生是在一个 LATA 内从一个 SNI 到另一个 SNI。这些操作划分为 3 组：可用性、准确性和延迟。

可用性指的是实际服务时间与计划服务时间之比，它包括一个计划服务时间，定义了期望网络处于服务状态的时长（以小时计）。读者可能期望计划服务时间为每天 24 小时，每周 7 天。可用性还规定了平均服务中断间隔时间（MTBSO），描述的是连续提供服务的时间的平均值。规定 MTBSO 不应少于 3 500 小时，也即平均每年的服务中断应不多于 2.5 次。可用性目标还涉及平均恢复时间（MTTR），表示从服务丢失到完全恢复的这段时间。规定 MTTR 不超过 3.5 小时。

准确性目标描述了对丢失业务、误传业务、重复传递的业务、失序业务等的处理操作。这些统计数字和服务包括 L3 _PDU 和 L2 _PDU 的各个目标。这些比率（准确性）包括通过 SNI 所传递的错误数据单元数与正确 PDU 数之比，还包括误传、未传、重复和失序的 PDU 的比率。

第三是延迟目标，该目标也涉及 L3 _PDU 和 L2 _PDU。对于 L3 _PDU，性能是建立在单独寻址的基础上，包括所有具有最大长度 9 188 字节的有效负载的 PDU。要求 95%的 L3-PDU 从 SNI 到 SNI 的传输时间小于 20 毫秒，这一延迟目标针对的是 SNI 之间的完全 DS3 连接。对于一个 CPE 使用 DS3 路径而另一个 CPE 使用 DS1 路径的拓扑结构，延迟应小于 80 毫秒。最后，对于两个 CPE 均使用 DS1 路径的情况，延迟应小于 140 毫秒。对于组地址，对应于这三种配置的延迟分别是 100、160 和 220 毫秒。

七、交换运营商接口（ICI）

交换运营商接口（ICI）的用途是通过交换运营商（IXC）使 Bellcore 客户公司

www.789pdf.com 789书库网

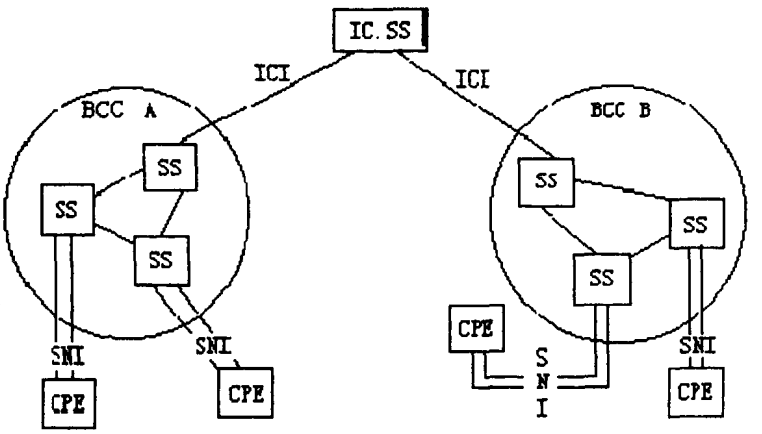
www.789pdf.com 789书库网

(BCC) 互相联系。如图 14－14 所示，交换运营商交换系统将两个 BCC（BCC A 和 BCC B）连接到 ICI 协议（ICIP）。ICIP 负责提供交换局接入 SMDS 业务（XA－SMDS）。

ICIP 基于 IEEE 802.6 标准。但其第 1 层是基于 DS3 或 SONET STS－3c 传输路径。第 2、3 层与 802.6DQDB 的层几乎完全相同。因此，我们将不再花费很多时间讨论所有的头部和尾部，本章前几节已经对它们进行了大量讨论。

ICI 是为实现两个主要思想而设计的：首先，把 SS 和 IC SS 间的信元处理减到最小，以迅速和尽可能有效地处理用户业务；其次，定义 SS 和 ICSS 之间的 QOS 特性。

当 BOC SS 接收 SIP LU＿2 PDU 时，它用最小的转换来处理这些数据单元。第一个 SIP LU＿2PDU 用来生成一个新的 ICIP 第 3 层头部，这个头部被作为第一个 ICIP L2＿PDU 通过 ICI 发送到 IC SS。方法是把 ICIP 第 3 层头部填进第一个 ICIP L2＿PDU 的全部 44 字节。此后，SIP L2＿PDU 成为 ICIP L2＿PDU。继续处理下去，直到在最后一个 ICIP L2-PDU 中形成 ICIP 第 3 层的尾部。这样就完成了对初始 MAC PDU 的处理。回顾一下图 14－13，也许对理解这部分内容有所帮助。



BCC = Bellcore客户公司
CPE = 用户驻地设备
ICI = 交换运营商接口
ISSI = 交换系统间接口
SS = 交换系统

图 14－14 交换运营商接口（ICI）

八、服务质量（QOS）目标

ICIP 规定了许多 QOS 和性能目标，IC SS 和 SS 必须满足它们。与这些目标有关的操作和前面讨论 SNI 时所描述的操作十分相似。例如，该接口对服务可用性、准确性及延迟方面的性能也作了规定。读者在阅读这部分材料时，可以回过头来参考一下本章前面

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

讲述的 SNIQOS 目标。

简单地讲，ICI 要求平均服务中断间隔时间不小于 2 917 小时，也即每年的服务中断次数不超过 3 次，平均恢复时间不超过 3 小时。至于准确性目标，出错 ICIP - SIP L3 _PDU 的比率应小于 5×10^{-13}，误传 ICIP - SIP L3 _PDU 的比率应小于 5×10^{-8}，未传递的比率应小于 1×10^{-4}，重复传递 ICIP - SIP L3 _PDU 的比率应小于 5×10^{-8}。最后，失序 ICIP - SIP L3 _PDU 的比率应小于 1×10^{-9}。延迟目标与 SNI 中的十分相似，范围是 10 到 160 毫秒，这取决于使用的路径基于 DS3 还是 DS1。

第三节　宽带综合业务数字网（B—ISDN）

一、概述

目前，窄带 ISDN 已进入实用化阶段，不少国家的通信网中虽已引入 N—ISDN（窄带 ISDN），但未收到预期的效果，其原因之一是由于窄带 ISDN 还缺乏引入新的业务。近一二年来，随着各种接入网技术，尤是铜线接入网，铜线接入新技术和多媒体的兴起，N—ISDN 再次呈现出发展的新趋势。我国一些大城市也即将开通 N—ISDN 业务。

N—ISDN 之所以不能提供新业务，其原因是信息传输速率受到限制，在用户入网接口处，其传输速率不能高于 PCM 的一次群速率，这就限制了电视类信号的传送。

为了克服 N—ISDN 的局限性，在 20 世纪 80 年代初 N—ISDN 刚刚问世不久，人们便在寻求一种更新的网络，这种网络能够提供传送全部现有的和将来可能出现的业务，传输速率从低到 ≤ 10bit/s 的遥测信号到速率为 100Mbit/s ~ 150Mbit/s 的高清晰度电视（HDTV）信号，均可用同样方式在网络中传送和交换，共享网络资源。这个网络是灵活、高效和经济的，能适应新技术和新业务的需要，它的资源能得到充分、有效的利用。与可提供同样业务的其它网络相比，该网络的生产、安装、运行和维护费用均较低廉，CCITT 将这种网络定名为宽带 ISDN（B—ISDN）即（Broadband ISDN）。

光纤传输技术的发展为宽带 ISDN 的实现创造了条件。在 B—ISDN 中，无论是交换节点之间的中继线，还是用户与交换机之间的用户线路，都采用光纤传输，其传输速率从 150Mbit/s 到几十 Gbit/s。

B—ISDN 是一种全新的网络，它不是现有通信网演变的产物。因此，其信息传送方式、交换方式、用户接入方式、通信协议都是全新的。1990 年 5 月 CCITT 通过了 B—ISDN 的 13 个建议，目前还在对这些建议进行不断地补充和修改。网络结构将从同步转移模式（STM），过渡到运用灵活、适应性更强的异步转移模式（ATM）。预计 B—ISDN 在 21 世纪将成为通信的支柱网络。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

宽带 ISDN 的特点为：

①在一个网中（包括：用户系统、中继系统）可支持语言、数据、传真、图像、视频等多种业务。

②网络能支持不同带宽的用户业务，信息速率范围较宽，从≤10bit/s～几百 Mbit/s。

③网络可支持突发性业务，例如，可进行以计算机通信为代表的高速数据传送。

④网络可提供多种新业务，且可与原网络相兼容。

⑤为用户提供方便、灵活的入网接口，具有个人或用户可控制功能。

⑥网络安全、可靠且较为经济，收费标准能为用户接受。

二、B—ISDN

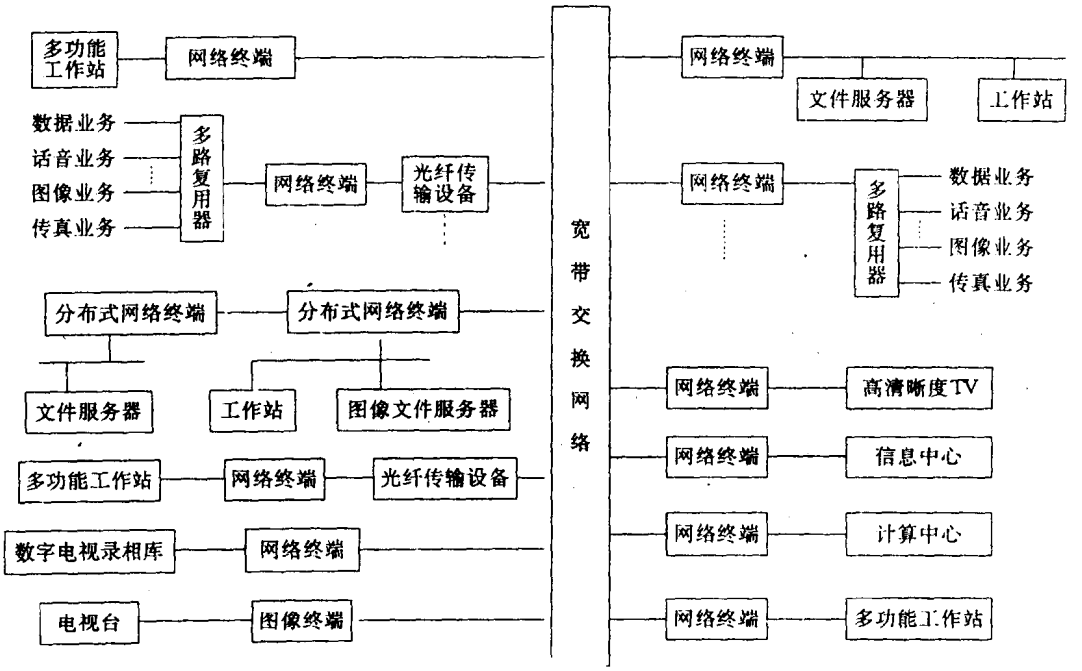


图 14－15 B—ISDN 网络基本结构

1.B—ISDN 网络基本结构

B—ISDN 网络基本结构是由宽带交换网、光纤传输设备、多路复用设备、网络终端设备、用户终端设备、相关接口设备等所组成，如图 14－15 所示。

2.B—ISDN 的主要业务

CCITT 的 1.211 建议将 B—ISDN 的业务分为两类：交互型业务和分配型业务，如表 14－4 所示。

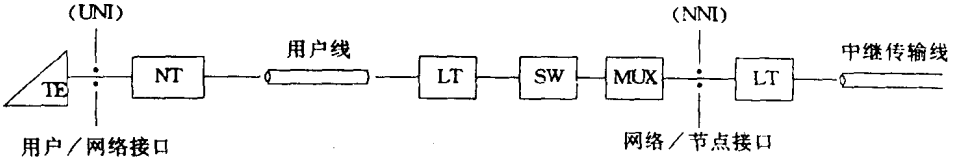
www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

各个国家发展 B—ISDN 的策略有所不同。例如，美、日、英等国把发展 B—ISDN 的重点面向大商业用户（用作高速数据交换、局域网、互连分布式数据共享、大容量文件传送业务）；而法国等国，则把发展重点面向居民，包括为居民提供娱乐型视频节目、可视电话、查询业务等。

3. 宽带用户/网络接口（B—UNI）和网络节点接口（B—NNI）

图 14－16 示出 B—UNI 和 B—NNI 接口示意图。



TE：终端；NT：电路终端设备；LT：传输终端设备；SW：交换设备；MUX：复用设备。

图 14－16　B—UIN 和 B—NNI 示意图

表 14－4　B—ISDN 业务分类

业务分类		信息类型	应用举例
交互型业务	会话型业务	语音和活动图像	普通电话和可视电话、电视监视、会议电话、图像通信
		数据	计算机局域网互联和分布式数据库共享，大容量数据文件传送、实时控制与遥测、低速数据传送
		文件	传真业务、混合业务、文件，从用户到用户的传送
	消息型业务	图像和声音	动画和伴音传送所用的电子邮箱业务
		文件	传送混合文件的电子邮箱业务
交互型业务	检索型业务	文本、数据、图形、声音、静止与活动图像	电子广告、购物、新闻检索。从信息中心、档案馆等检索混合文件，远端教育与培训、娱乐目的节目
分配型业务	由用户干预	文本、图形、声音、静止的图像	远端教育与培训、电子广告、新闻检索、电子软件
		电视	电视节目分配（包括标准电视节目和高清晰度电视）
	不由用户干预	文本、图形和静止图像	电子报低、电子出版物
		数据	非受限数据分配业务

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

在这里，若从概念上来分析，网络节点接口（NNI）是网络节点之间的接口，但在具体实施中则 NNI 是传输设备和网络节点之间的接口。NNI 在网络中的可能位置如图 14－17 所示。规范统一的 NNI 需要进行大量的工作，首先是统一接口速率和帧结构。

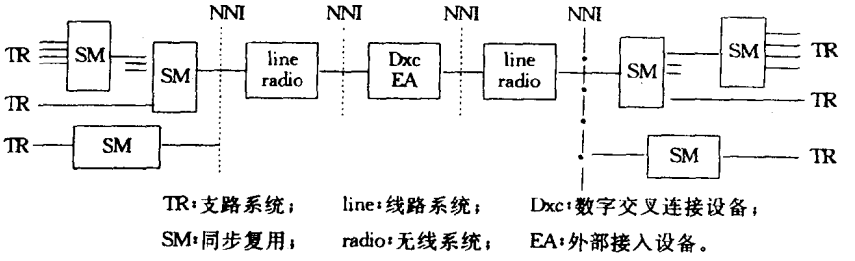


图 14－17 NNI 在网络中的可能位置

4.B—ISDN 的传输技术和交换技术

前述部分中已指出对 B—ISDN，无论是中继线路还是用户线路一律采用光纤传输。传送媒体解决之后，B—ISDN 的关键技术则是适合不同业务特点的高速信息传送和交换。在交换节点上，需用超大规模高速集成器件来处理和传递信息，还需要以全新概念来组成网络，合理分配网络和终端设备功能，使网络具有高速处理功能。

在 B—ISDN 开发初期，做为通信网可能采用的传送方式有：电路交换、多速率电路交换、快速电路交换、分组交换、帧交换和帧中继（Frame switching and frame relaying）以及快速分组交换——异步转移模式（Fast Packet switching——Asynchronous Transfer Mode）。1988 年，CCITT 在蓝皮书中正式将上述最后一种技术定名为异步转移模式 ATM，并将其推荐为 B—ISDN 的信息传送方式。

为将各种服务统一在一个网内，简化网的结构与管理，实现不同厂商生产的设备相互兼容，可采用不同的方法。这里主要有两种方法：同步转移模式（Synchronose Transfer Mode STM）和异步转移模式（ATM）。

STM 的特点是将各种比特率的信息通过同步复接来进行处理，这些处理包括信息的传输、交换和复用等，这里所谓“转移模式”是专指“复接和交换”而言。因为在 STM 中，一个信道是由很多时隙组成的，而时隙则由周期性 125μs 帧识别。对待定业务，信道在其呼叫持续时间内，一直是分配给它使用的，故在单位时间内为用户传送的比特数是固定的。然而实际用户是多样的，所需信息量也是变化的，若采用 STM 去传输不仅造成浪费，而且将不同速率的信息组合接入 STM—1 帧，也是很复杂的，使用起来很不灵活。

利用 ATM 技术可解决上述问题。因为 ATM 以灵活的信元方式代替固定位置时隙，故它有运用灵活的特点，尤其是在处理突发业务方面尤为突出。1990 年 1 月 CCITT 确定 ATM 作为 B—ISDN 目标转移方式。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

鉴于 ATM 接口大多是同步光纤网络或同步数字系列（SONET/SDH），且 B—ISDN 用户/网络接口的传输速率采用 SDH 中的标准速率，并考虑到 SDH 在未来国家信息基础设施（NII）中的重要地位，故在下述部分中将分别对 SDH（STM）和 ATM 技术加以介绍。

5. 实现 B—ISDN 的技术关键

在以 ATM 方式实现 B—ISDN 的过程中，主要关键技术有：

①B—ISDN 网络体制标准的研究。

②ATM 复用理论与实现技术。

③ATM 交换理论与实现技术。

④相应 ATM 功能模块及处理芯片研制。

⑤可变比特率的语音、图像及其综合的编码理论与实现技术。

⑥高速、高效率的光纤传输技术。

⑦B—ISDN 的网络管理和智能化。

⑧宽带、多功能的用户终端设备。

⑨现有网络向 B—ISDN 过渡策略的研究。从现有窄带通信网向宽带 ISDN 过渡要经历一个漫长的过程，尤其在这一过程中应特别注意新技术的出现。在不同国家，应根据本国国情采取不同方法。

三、ATM 通信技术

近年来，世界范围内出现了信息高速公路。信息高速公路是美国信息基础设施 NII（National Information Infrastructue）的别名。1993 年 9 月美国克林顿政府率先提出 NII 行动计划（即信息高速公路计划）；一年后，又提出了建立全球信息基础设施（GII）的倡议。信息高速公路的建设是在国家政府指导下的庞大社会系统工程，是一项通信、计算机及多媒体等技术的综合技术。而作为信息高速公路的基础，必须首先建立一个高速宽带的通信网络，在这种高速通信网中应具有图像、语音、数据等多样化的信息，各种信息速率的差别很大，而且还会不断出现新品种。在多种速率情况下，需要寻求一种合适的传输与交换方式。

建立以光纤为通信介质的宽带综合业务数字网（B—ISDN）是未来通信网络的主要发展方向，异步转移模式（ATM）和同步数字体系（SDH）都是当今宽带通信技术的研究热点。ITU－T 将 ATM 作为 B—ISDN 的最终的传送方式，建立于 SDH 光纤网上的 ATM 宽带交换网络，是未来信息高速公路的基础设施。因此可以认为存在如下关系：

SDH + ATM + AN（用户接入网）+ MMDB（多媒体数据库）+ MMT（多媒媒体终端）= ISHW（信息高速公路）。

由于 ATM 具有高速性和灵活性，使其已成为信息高速公路的基础技术，而 ATM 网络为开展宽带业务提供了极好的平台。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

（一）ATM（异步转移模式）概念

1.STM 向 ATM 过渡

“同步光纤网”（SONET）中所传送的数字信息，既可用同步的方法构成也可用异步的方法构成。也就是说，SONET 既可以用于传载以 ATM 为基础的有效负荷，也可以传载以 STM 为基础的有效载荷。前者是 ATM 模式，后者则是 STM 模式。

（1）STM 方式

其优点是有利于接续信息流业务的电话、图像信号和长列数据；其缺点是：它以固定速率的信道同步地传输信息，即无论有无信息的发送都要占用固定的带宽，故其信道利用率低，灵活性受到限制。

（2）ATM 方式

其优点是能动态地分配信道频带，能充分利用信道带宽，即在有信息发送时才占用信道带宽，而在无信息发送时则释放信道，故具有较强的灵活性，特别适用于突发型业务；缺点主要是有可变延迟性。

2.ATM 概念

CCITT 在 I.113 建议中给 ATM 下了如下的定义：ATM 是一种转移模式（即前述的传送方式），在这一模式中，信息被组织成信元，而包含一段信息的信元并不需要周期性地出现，从这个意义上来说，这种转移模式是异步的。

如上所述 ATM 是一种宽频带，类似于分组的复接和交换技术。ATM 将数字化的信息（文字、音频、图片、数据及视频等信息）分成若干段，并加上写有地址和控制信息的字头，构成信元（Cell），其长度比原来分组交换的分组短。

信元长若为可变的，其带宽利用更好，但在排队管理、交换和复接上实现较困难，因此未被 CCITT 采用；信元长若为固定的，虽然在带宽利用上较差，但它便于排队管理、交换和复接。因此 CCITT 采用了固定长度为 53 字节、信头占 5 个字节的这种方法。

综括之，ATM 继承了分组交换的优点，并进行了以下改进：

①以固定长的分组传送信息，因此，能适应任意速率的信息。是一种与信息速率无关的传送方式。

②具有通信网和智能终端分担协议的处理功能。通信网以简洁的方式构成，专门传送信息，提高网络的传输能力。

③用硬件代替软件进行简化的协议处理及交换。

ATM 是对线路进行单元的复用，利用信头识别信道和完成交换，而 STM 则需要固定长度的帧，靠帧内时隙的相对位置识别信道。上述两种模式的区别，示图 14－18 中。

从图可看出：在 STM 中，同一信道的信息单元，周期性地出现在每一帧的相同时隙的位置上；而在 ATM 中，来自同一信源的信元不再周期性地出现，它可以出现在任

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

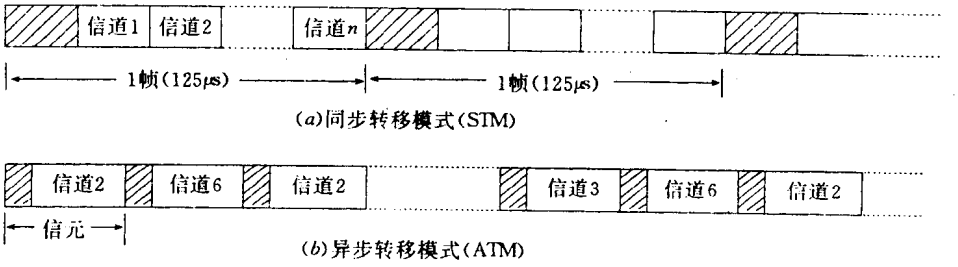


图 14－18　两种模式的区别

何时刻。

3.ATM 的功能

利用 ATM 技术的通信网，具有如下功能：

①通过用户/网络接口（UNI），可以灵活地提供同时传送具有几个高分辨率图像通信的任意传送速率。

②能实现两种不同类型的业务：连续比特流（速率一定，无抖动传送语音和图像信号）；突发型业务（按要求速率及可变速率编码的语音和图像信号）。

③按照各种业务对传送质量的不同要求，可将它们分为不同的业务质量等级。

ATM 三个主要组成部分是交换技术、突发编码技术和流量控制技术。其中交换技术是核心。

（二）**ATM** 信元结构与传输帧结构

1．ATM 信元结构

ATM 信元结构如图 14—19 所示。其中 UNI 中的信元由 5 字节信元头和 48 字节信息场组成。含有下列内容：

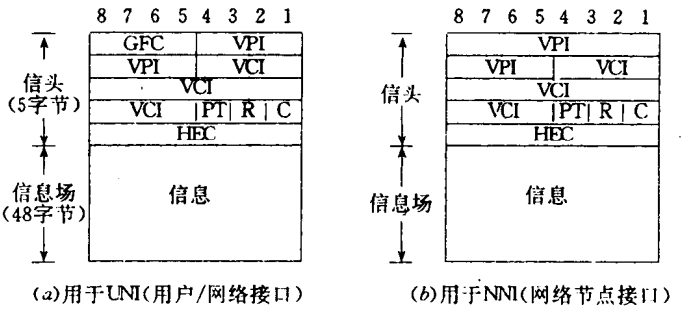


图 14－19　ATM 信元结构（R：RES；C：CLP）

（1）总流量控制 GFC（Generic FLow Control）

只在 UNI 中出现，占有信元头第一个字节的前 4 个比特，用于协助用户端对不同质

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

量的信息控制业务流量。

(2) VPI 和 VCI

用于实现路由选择功能。

①虚通道识别码 VPI (Virtual Path Identifier)：它为 ATM 信元提供明确的通道路径识别，即用于识别同一物理媒质中的不同虚通道 (VP)。

②虚通路识别码 VCI (Virtual Channel Identifier)：它为 ATM 信元提供明确的通路识别，即用于识别同一虚通道中不同的虚通路 (VC)。

③虚通路 VC：是用户到用户、用户到网络、网络到网络的端点之间信息转移的通信链路，是 ATM 交换服务的最基本的传送实体。

④在通道和通路前面加上“虚”字：是因为它们不固定于某个用户，而是根据用户是否要传送信息来建立和释放的，即需要时将信道分配给用户，用户使用完毕后就立即拆掉。

⑤通路 (C)：是较通道为小的单元，通道可以包含着多个通路。

(3) 净荷类型 PT (2bit)

即有效负载类型。它用于识别 ATM 信元的信息是否属于用户信息、信令信息或操作维护信息等。

(4) R (ES) (1bit) 保留位

用于今后扩展功能。

(5) C (LP) (1bit)

它为信元丢失优先权指示位。若 CLP 置于“1”，则在网络拥塞时，此信元首先被丢弃；若置于“0”，则信元具有更高的级别。

(6) 信源头差错控制 HEC (Head Error Control)

它用于控制信源头的差错，是由物理层产生的。基于循环码 (CRC) 原理，在只发生一个误码时它予以校正，而在两个以上误码时，则对信元予以舍弃。HEC 作用是：

①若信元没有 HEC 功能，只要一产生误比特就将信元舍弃。那么，对一个 155.52Mbit/s 的信元流，在 10^{-8} 传输误码时，每天就要舍弃近 1 万多个信元，平均每秒丢失一个，这是不能允许的。

②若信元中具备了 HEC 功能后，按上述原则，则有 2 个 (或以上) 误码存在时才舍弃信元，这样一来，一年半才丢失一个信元。可以看出，HEC 的作用非常重要。

当网络中不进行流量控制时，在图 14 - 19 (*b*) 的 NNI 中的信元头结构中不含有 GFC，第一个字节全部属于 VPI，其它字节与前述 UNI 信元头结构相同。

在 ATM 网的用户/网络接口 (UNI)，采用与同步数字体系 (SDH) 相同的码率和帧周期。

2. ATM 传输帧结构

目前有两种帧结构，即：

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

①欧洲电信标准学会（ETSI）提出的纯信元的传输帧结构，它由一连串信号组成，每个信元包含53个字节，其原理比较简单。

②美国TISI提出的SDH帧的传输帧结构，如图14－20所示。在这里，利用SDH的段开销（SOH）作外同步的框架，并传送运行管理和维护（OAM）信息。

ATM信元流首先被对应装到C－4，然后与VC－4通道开销一起被装入图14－20所示的VC－4容器，ATM信元的边界是与STM字节边界对齐的。由于C－4的容量（2340个字节）并非信元长度（53个字节）的整数倍，故一个信元可能跨过C－4的边界。为此，用AU－4的指针（SOH中H_1和H_2字节）去寻找VC－4的第一个字节。

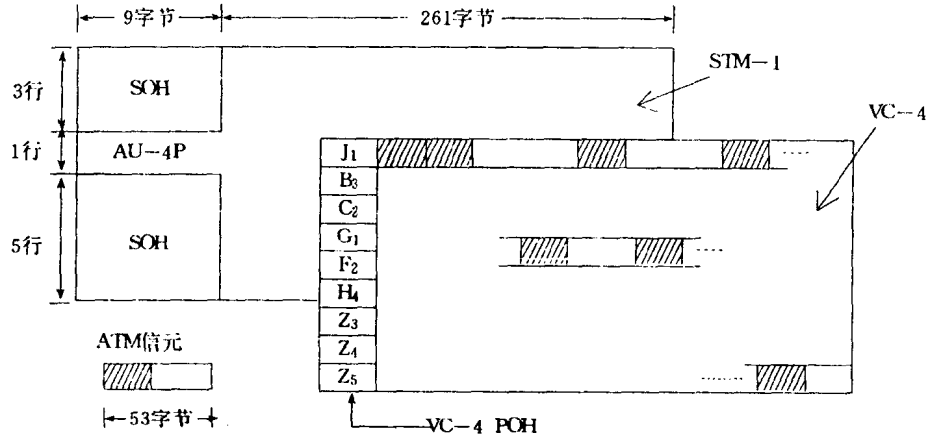


图14－20　ATM信元装到STM－1信号的映射

传输能力为155.52Mbit/s，按SDH帧结构则具有净荷运载能力为149.76Mbit/s。

ATM信元格式是由5个字节的信头和48个字节的信息场组成。根据全部信元信息场的大小，接口的最大可用速率为135.631Mbit/s，对速率超过此值的电视信号（接近140Mbit/s）在B—ISDN上的转移还需进一步研究。

从SDH的开发来看，则需以SDH开发STM与ATM共存的网。SDH帧具有优越性，现说明如下：

①利用SDH帧既可传送ATM负载，也可传送STM负载，在大容量的光纤传输系统上两者可以兼容。

②SDH帧具有为ATM信道提供交叉连接的功能，是“虚通道识别码”（VPI）连接的一种取代，虽不能动态适应负载变化，但简单易行，是一种解决电路拥挤的潜在手段。

③可直接将多个ATM信元流复接成高次码率的信元流。例如，可将四个155.52Mbit/s信元流复接为一个622.08Mbit/s信元流。

对目前ATM的两种传输帧结构，即基于纯信元传输帧和基于SDH传输帧，进行比

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

较可知：前一种只要找到OAM信元，就能判定信元的边界从而去划分信元；而在SDH帧中，它能使ATM的传输与STM系统兼容。

3.ATM基本工作原理

（1）ATM的特点

ATM技术的主要特点是：

①将话音、数据以及图像等多种业务均划分成固定分组长度——信元，以实现业务的综合和快速处理。

②具有统计复用和自动适配功能，能适应突发业务和提高网路资源的利用率。

③在链路级上没有纠错及流量控制功能，只有预防性的资源分配措施。因此，排队溢出所造成的危害较大。

④采用面向连接的工作方式。在传输时，首先进入虚连接阶段，用户向网络预定（申请）所需的统计资源，网络检查并计算出剩余的资源，以决定是否批准。由于虚通道（VP）和虚通路（VC）的两级交换增加了网络的灵活性，尤其是VP的交换可实现信元的快速交换和组网的灵活性。

⑤分组头的功能很少，主要是虚连接识别信号，以用于自选路由。

⑥信息场较短。其目的是减少内部缓冲及排队延时。

（2）ATM的工作过程

ATM提供给用户的是一个高带宽的网络，采用面向连接的传输方式，数据部分分割成固定长度的多个信元，通过虚电路独立的进行交换。ATM的传输过程包括以下三个阶段：

①呼叫建立。当发送端欲与接收端通信时，ATM通过UNI送一要求连接的控制信号。接收端通过网络收到该控制信号，并同意建立连接后，一个虚电路（Virtual Circuit）的点对点连接就会被建立。虚电路用VPI/VCI表示。发送端在使用控制信令创建这些连接的同时，也规定连接的期望属性，如带宽需求和期望服务质量等。

②数据传输。当虚电路建立后，需要传送的数据信息，被分割成（53 byte）固定长度信元，经网络在虚电路上传送到对方。若发端有一个以上的信息同时发送，则根据相同程序建立不同的到达相应接口端的不同虚电路，信息则可交替地传送。

在虚电路中，相邻两个交换点间信号的VCI/VPI值保持不变，此两点间形成一VC链（VC Link），一串VC相链连形成VC连接VCC（VC Connection）。VP链（VP Link）和VP连接也可以类似的方式形成。VCI/VPI值在经过ATM交换点时，要根据VP连接的目的地，在该VP交换点将输入信元的VPI值，改为可导向接收端的新VPI值，赋予信元并输出。以上过程称为VP交换，其过程可从图14－21中得到较直观的了解。需指出的是在此过程中VCI值不变。图14－22则示出了VC交换原理，VC交换点经过VC链和VP链后，VCI与VPI将同时被改为新值。由上述分析可知，ATM可利用VC/VP达到交

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

换与传输数据的目的。

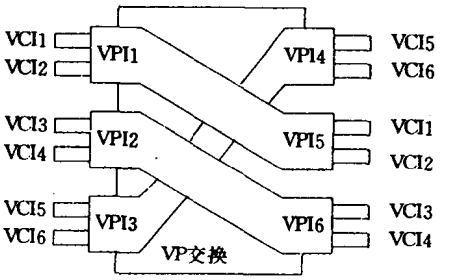


图 14-21 VP 交换

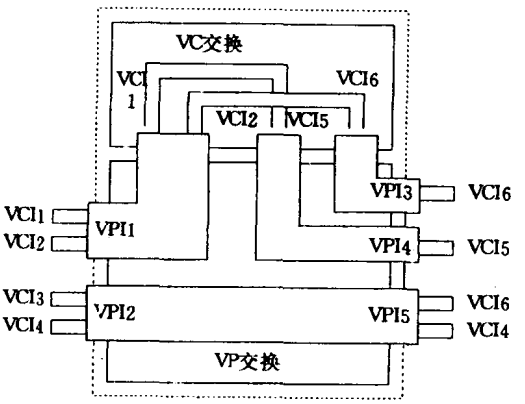


图 14-22 VC 交换

③呼叫中止。当数据传输完成后，发送者再次利用信令过程通知网络不再需要连接，随后网络可释放这些虚电路。

（三）ATM 系统模型

I.321 建议中定义了 B—ISDN 的协议参考模型。和窄带 ISDN 一样，B—ISDN 的协议参考模型是一个立体的分层模型，如图 14-23 所示。

该模型由三个平面组成，即：用户面 U（User Plane）、控制面 C（Control Plane）和管理面 M（Management Plane）。其中：

（1）U 面

采用分层结构，它提供用户信息的传送，以及相关的（流量/差错）控制、验证和重发。

（2）C 面

用来处理呼叫控制和连接功能，它涉及呼叫建立的（信令）信息传送。

（3）M 面

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

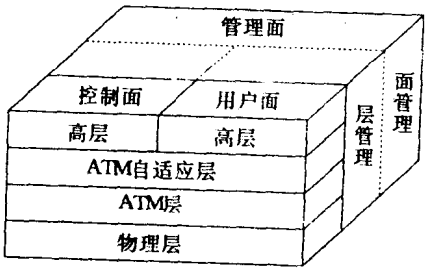


图 14－23 ATM 协议模型结构

用来提供如下两种功能：

①层管理功能：即完成与资源和协议实体内的参数相关的功能。用它来处理操作维护（OAM）信息流。

②面管理功能：即可协调各面的工作。

协议参考模型则包括四层功能：物理层实施传输信息（比特/信元）；ATM 层负责交换、路由选择和信元复用；ATM 自适应层 AAL 的功能，是将各种业务的信息适配成 ATM 信元流；高层则根据不同业务特点实现高层功能。

现将 ATM 的三个低层分析如下。

1. 物理层

这里，将物理层进一步划分为两个子层：一是物理媒质子层 PM，仅具有与传输媒质有关的功能；二是传输会聚子层 TC，通过它可将 ATM 信元流，变换成能在物理媒质上传输的比特流。

（1）PM（Physical Mediurm sublayer）

它具有比特传送和定时比特传送功能。对光纤媒质，还涉及到光纤特性、光驱动、光接收电路以及线路编码方式等方面的处理。

（2）TC（Transmission Conuergence sublayer）

其功能为：

①实现传输帧的产生与恢复；

②按传输帧净荷结构来构成信元流和从传输帧中提取这一信元流；

③信元定界，在发端，对 ATM 信元流扰码；在收端，则识别和证实信元边界且解扰信元流；

④实现信头差错控制序列 HEC 的产生和验证；

⑤向 ATM 信元流插入或删除空闲信元；使 ATM 信元的速率与传输系统的有效负载容量相适应。对空闲信元的识别则通过普通流量控制（GEC）编码来完成。

ATM 物理层与窄带 ISDN 相比，主要区别是，前者需对信元进行处理，如信元定界、信头 HEC 序列产生和校验等。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

2.ATM 层

ATM 层是实现 ATM 协议最重要的一层，其特性与物理载体和拓扑结构无关，它与 ATM 适配层（AAL）一起构成 ATM 技术的全部细节。ATM 层主要任务是对信元头进行处理。

它可灵活地将来自各个虚通道（VP）和虚通路（VC）的信元，组合成非连接的合成信元流。在接收端又将它定向分解到相应的 VP 和 VC 中去。此外，还有 VIP、VCI 转移，产生信元头等功能。

概括起来，ATM 层主要完成信元的复用/分解、信元的 VPI/VCI 变换、信元头的产生和提取，该层还有流量控制等功能。

3.ATM 适配层——AAL 层（ATM Adaptation Layer）

AAL 层根据 ATM 层给予 AAL 的服务，为用户提供所需的业务。

在发端，AAL 将用户数据装入 ATM 信元的信息场中；在收端，AAL 从 ATM 信元信息场中将用户数据取出，通过 AAL 协议支持 AAL 的内部功能。

AAL 层与特定业务相关的具体功能，由它所适配的服务类别来决定。业务分类又是根据如下基本参数来确定的：

①信源与信宿之间的定时关系是相关或无关的；

②比特速率是可变或不变的；

③连接模式是面向连接的或非连接的。

上述这些参数可有不同组合，表 14－5 列出四种可能的组合。

表 14－5　三种参数的四种组合

参数＼类型	Ⅰ	Ⅱ	Ⅲ	Ⅳ
信源与信宿间的定时	有　关		无　关	
比特率	不　变	可　变		
连接模式	面向连接			非连接

为了对 AAL 的上层业务提供支持，在 AAL 内部又要分两个子层完成以下功能：

（1）分段和重装子层 SAR（Segmentation And Reassembly sublayer）

SAR 子层与 ATM 层相接，将用户信息按 ATM 信元信息场的大小，进行分割，或将信息场重新装配成原来的用户信息。

（2）会聚子层 CS（Convergence Sublayer）

该层为 AAL 业务接入点（SAP）提供 ALL 业务。具有消息识别、时间/时钟恢复等

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

功能。

在 ATM 层与 AAL 层的接口处，对业务进行有效的处理是成功利用 ATM 的重要环节。适配协议对 ATM 复用和交换结构是透明的，它提供与业务相关的特定数据结构。

在开发适配协议的最初阶段，将集中对现存业务进行端到端传输，而话音、分组数据及图像传播和高速画面传送是宽带网络的早期用户。所以这些业务的适配方案可看作是接入 ATM 网的基本要求。

对于 U 面和 C 面的高层，以及 M 面中的面管和层管功能，有许多问题尚待研究。

（四）ATM 交换技术

如前所述，目前通信网中有两种主要的交换机构：一种是同步转移模式 STM 的交换机构，这种机构用于数字电话网和窄带 ISDN 中，可提供速率为 64kbit/s 的电路交换；另一种则是分组交换网的交换机构，以虚电路或数据报方式进行分组传递。这两种交换机构均不能满足宽带 ISDN 的要求，其主要原因是：

①B—ISDN 要求高速交换（速率为 150Mbit/s ~ 600Mbit/s），以适应高速传输和宽带业务的要求。

②B—ISDN 采用 ATM 方式传送信息，因此，要求交换机构能够适应 ATM 信元流的统计特性。且 ATM 信元长度短，信头功能简单，这与目前分组网中的数据单元和通信协议有很大差别。

为了创造一种全新的宽带 ATM 交换机构，20 世纪 80 年代后期开始在世界各国开展了大量的研究与实验，目前已有多种可行的 ATM 交换机构问世，一些发达国家已研制出了产品。

1.ATM 交换的基本原理

ATM 交换的基本原理如图 14 - 24 所示。图中的交换节点有 n 条入线（$I_1 \sim I_n$）、q 条出线（$Q_1 \sim Q_q$），每条入线和出线上传送的均为 ATM 信元流，而每个信元的信头值则表明该信元所在的逻辑信道。不同的入线（或出线）上可以采用相同的逻辑信道值。ATM 交换的基本任务就是，将任一入线的任一逻辑信道中的信元，交换到所需的任一出线上的任一逻辑信道上去。例如，图中入线 I_1 的逻辑信道 x 被交换到出线 Q_1 的逻辑信道 K 上；入线 I_1 的逻辑信道 y 被交换到出线 Q_g 的逻辑信道 m 上等等。在这里，交换包含了两方面的功能：一是空间交换，即将信元从一条传输线改送到另一条传输线上去，该功能又叫做路由选择；另一个功能是时间交换，即将信元从一个时隙改换到另一时隙中来。应注意，ATM 的逻辑信道和时隙并没有固定的关系。逻辑信道的身份是靠信头值来标志的，因此时间交换是靠信头翻译来完成的。例如，I_1 的信头值 x 被翻译成 Q_1 上的 K 值。以上空间交换和时间交换的功能可以用一张翻译表来表示。图 14 - 24 列出了该交换节点的一种翻译表。

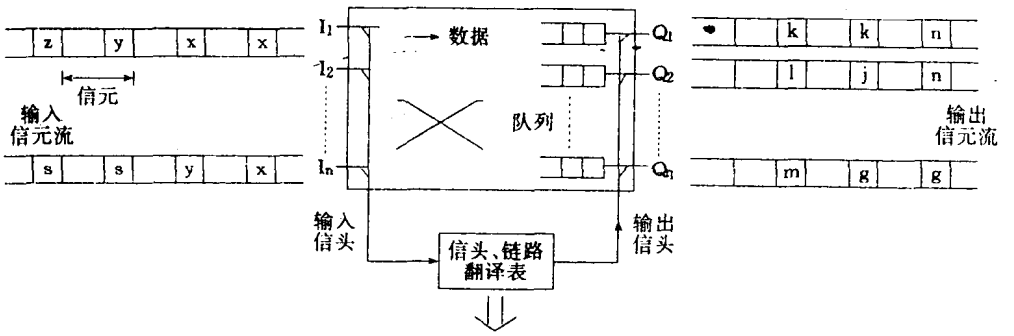
www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

由于 ATM 采用的是一种异步传送方式，逻辑信道上信元的出现是随机的，这就可能存在争用（或称碰撞），即在同一时刻，两条或多条入线上的信元要求转到同一输出线上去。例如，I_1 信道的 x 和 I_n 信道的 x 都要求交换到 Q_1 上，前者使用 Q_1 的信道 K，后者使用 Q_1 的信道 n。为了不使碰撞时引起信元丢失，交换节点中应提供一系列缓冲区，以供信元排队。

综上所述，ATM 交换的三大功能是路由选择、信头翻译和排队。任何一种 ATM 交换机构均需具有这三种功能。

ATM 交换机由传输和控制两部分组成，传输部分负责将输入信元正确地输送到输出线的信道上去，传输部分完成用户平面的功能（见图 14－23）。传输部分的质量指标为信元丢失率、误码率、信元时延及时延抖动等。控制部分则是根据输入信令控制传输部分工作，控制部分要实现图 14－23 中控制平面的功能。控制部分的质量指标为呼叫建立时间、呼叫释放时间等。由于控制部分的功能多半涉及到信令，而 B—ISDN 的信令目前尚未形成标准，故在此暂不予以讨论。



输入链路	信头值	输出链路	信头值
I_1	x	Q_1	k
	y	Q_1	m
	z	Q_2	v
⋮			
I_n	x	Q_1	n
	y	Q_2	j
	z	Q_4	q

图 14－24　ATM 交换的基本原理

2. 对 ATM 交换的要求

因 B—ISDN 覆盖的业务范围十分广阔，速率从≤10kbit/s 到几百 Mbit/s；有的采用固定速率，有的采用可变速率；不同业务对语义透明性（信元丢失、误解码率）和时间透明性（时延、时延抖动）的要求也各不相同。为了适合所有的业务，ATM 交换必须

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

满足以下要求：

①能够交换不同速率的信息，从≤10kbit/s 直到 150Mbit/s（HDTV）。目前，ATM 交换机构的入线和出线速率一般都是 155.52Mbit/s，但是交换机内部可用串并变换和复用/分路等方法来改变信号的速率。

②能够提供点到多点或广播方式的通信。这是为了适合一些分配型业务的要求，将同一信号源的信号送到多个或所有的目的地去，例如，电视广播业务和图像库检索业务等。

③尽量减少内部连接阻塞。如前所述，当 ATM 交换机的某条入线和出线之间要建立逻辑连接时，如果交换机构内部没有足够的资源（如内部连接通路）来支持这个连接，就会出现内部连接阻塞。ATM 交换机构内部连接阻塞的概率取决于交换机构的结构、配置和交换方式。有的交换机构不存在内部连接阻塞，只要入线和出线的带宽（或称吞吐量）能够支持新的连接请求，交换机构内部总能找到资源来供这个连接使用。有的交换机构存在内部连接阻塞，但是可依靠合理的结构、配置和交换方式来使内部连接阻塞出现的概率很小。

④信元丢失和误插的概率小。在 ATM 交换机构中，当多个信元争用同一链路（内部连接链路），而又没有足够的存储空间来供这些信元排队时，就会出现信元丢失。这种信元丢失的概率必须很小，才能保证语义的透明性。一般来说，ATM 交换机构的信元丢失概率应是 10^{-8} ~ 10^{-11}。有的 ATM 交换机构依靠巧妙的设计使内部不存在信元丢失的问题。

ATM 交换机构还会出现误投递信元的问题，即将信元送往错误的逻辑信道上去。出现信元误插的概率应控制在 10^{-11} ~ 10^{-14}以下。

⑤交换时延和时延抖动小。ATM 交换时延的典型值是 $100_{\mu s}$ ~ 1000μs，时延抖动应在几百 μs 以下。时延抖动的指标又经常使用偏移量来表示，例如，100μs 和 10^{-10}偏移表示：交换时延超过 100μs 的概率应小于 10^{-10}。

3．基本交换单元

这里的 ATM 交换机构是指完整的交换系统。它具有一定的规模，是 ATM 交换机的传输部分。ATM 交换机构是由容量较小的基本单元组成，一般在 16 条入线和 16 条出线（16×16）以下，入线和出线的速率分别为 150Mbit/s 和 600Mbit/s。由很多相同的基本交换单元连接在一起，可组成 ATM 交换机构。基本交换单元的容量和速率取决于所采用的大规模集成电路的技术和水平。

现将基本交换单元的排队方法阐明如下：

基本交换单元要解决的主要问题是信元排队问题。因为基本交换单元的入线和出线均为 ATM 信元的复用线，而信元的复用是随机的，于是，在某一时刻，两条入线上同时到达的信元要到同一出线上去，这就出现了碰撞，只有将两个信元之中的一个暂时存

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

储起来，稍后再送往目的地，才能避免信元丢失。但是信元究竟在基本交换单元的什么位置进行排队为好，是一个值得研究的问题。目前存在着三种排队方法：

(1) 输入队列

输入队列就是在交换单元的入口处设置队列，来解决可能出现的信元碰撞。

(2) 输出队列

输出队列方法是在每条出线处设排队列。也就是说，不同入线上竞争同一出线的信元，可以在一个信元的时间内同时到达该出线，但它们必须在输出队列中排队，然后一个个地送到出线上去。

(3) 中央队列

中央队列的方法是在基本交换单元的中央设一个排队列，这个排队列被所有的入线和出线公用。

采用三种不同排队方式的基本交换单元具有不同的性质，现列入表 14－6 中。

表 14－6　三种排队方法的比较

性　　能	输出队列	输入队列	中央队列
对存储器速度的要求	高	低	高
队列的控制逻辑	FIFO	FIFO	复杂
需要的存储器容量	较大	很大	较小
传输媒体速率	高	低	高
实现点到多点通信	容易	困难	困难

综上所述，采用上述三种不同排队方法的基本交换单元，各有优缺点，可以根据需要和不同的器件条件来选用。

4.ATM 交换

ATM 交换机有各种分类方法。主要是按缓存器的位置和交换机构的方案来分类。按缓存器位置，可分为输入缓存、输出缓存、共享缓存、中间交叉点缓存以及它们的混合等。输入缓存交换机由于存在队头阻塞问题，每一路的最大吞吐量仅有 0.586。为了提高吞吐量，已提出了各种改进方案。输出缓存交换机中，每一个输出端设有一个缓存器，不存在队头阻塞问题。但在 $N \times N$ 输出缓存交换机中，一个时隙内，最多可能有 N 个信元进入缓存器，这就要求有关的电路工作速率要提高 N 倍，或采用并行处理。当 N 很大时，会有困难。解决的方法之一是采用淘汰式交换机，即在每一个输出端，若同时到达的信元数多于 L（$L < N$）时，例如 $L = 8$，则淘汰掉一些信元，使进入输出缓存器

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

的信元数不超过 L。在上述输出缓存方案中，每一路缓存器的容量应足够大，以使信元丢失率满足要求，这样一来，总的缓存器容量要很大。为了节省缓存器容量，又提出了所谓共享缓存器的方案，即将输出缓存器合在一起共同使用。由于具有统计合用的作用，故可大大节省总的缓存器容量。目前国际上很多公司研制的局用 ATM 交换机采用了共享缓存器的思路。缓存器容量的设置是 ATM 交换机设计时要考虑的重要内容，若容量不够，会在业务量繁忙时造成信元丢失。

交换机构是 ATM 交换机的核心，它可分为时分和空分两大类。前者可分为共享媒体和共享缓存器两种。后者又可分为单路径结构和多路径结构。属于单路径的有交叉连接、Banyan、Batcher—Banyan 等。Banyan 交换网是一种能自找路由的结构，而 Batcher 网则是一种排序网络。对于 ATM 交换，目前正研制性能更好的 ATM 交换用成组芯片，对现有方案可采用容忍故障的改进结构等。

（五）突发编码技术和流量控制技术

1. 突发编码技术

突发编码与通常的固定速率编码不同，它是一种可变速率编码。对现有固定速率编码，在编码时要将语言、图像信息中的冗余信息进行压缩，因而在编码器输出端得到的是不均匀的数据流。为了使其能与固定速率的信道相匹配，要将这不均匀数据流转换为均匀数据流。即在信息量过大时，要丢弃一些信息，而当信息量不足时，又要添加一些无用的比特。

ATM 的传送信道是任意速率的信道，所以，可不采用固定速率的编码，而用突发编码。突发编码是根据采样点的信息量来调节编码速率的，即当信息量大时，采用高速编码；而当信息量小时，则采用较低速率编码。

突发编码和固定速率编码相比，在相同的平均传送速率下，前者可得到较高的传送质量；而在相同的传送质量下，前者的平均传送速率为后者的 1/2。

应指出的是，ATM 突发编码技术还不够成熟。目前正在对突发编码的算法、突发信号流量特性的模型、延时晃动的补偿和高质量速率控制等问题进行研究。

在 ATM 网络中，经常需将若干路低速信元流，经统计复接集合为高速信元流。因而复接器中存在着排队，而信元丢失率和排队时延时重要性能。为进行分析，需要建立输入信元流的模型，通常采用一些参量较少的模型。在选定模型时，要注意物理模型和信元流的实际是否近似。

对于一路业务源，主要的模型有：

①连续比特信源。在这一模型中设想信元是周期性到达的，有一个参量是周期间隔。

②通断信源。即在通路状态下，信元以一定的速率出现；在切断状态下，无信元产生。通断状态的变化可用一个二状态马尔柯夫过程来描述。一路分组话音常用此模型来

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

描述。早期研究分组话音常采用连续时间马尔柯夫过程。由于 ATM 复接器是离散时间工作的，故采用离散时间的马尔柯夫链。这种信源有三个参量，其中二个参量用来描述马尔柯夫过程，另一个参量用来描述通路状态下的到达间隔或速率。三个参量可以有不同的名目，但相互等效。

③变速信源。变速率压缩编码电视是这种信源的实例，文献中曾提出过多种此类模型，其中有一种模型，近似为 M 个（例如 M = 10）相同的通断信源的叠加。

在分析信元丢失率和时延时，需建立排队模型。上述信源流模型决定了顾客到达过程。对于 ATM，服务时间是定长的，服务员的个数一般取 1。但也有的取 S（S > 1），以表示输出速率是某一输入速率的倍数。当然，对于输出速率高于输入速率的情形，还是可取服务员数为 1 的，只是选取输入过程要注意。

对于排队性能分析，主要方法有：

①根据排队模型可以得出一个一维或多维马尔柯夫过程，列出状态方程再求解。可用的数学工具有：数值法、Neuts 的矩阵几何法，谱分解法等。

②将多路合成信源近似等效为一个较简单的信元流模型，例如，二状态 MMPP（Markov Modulated Poisson Process）过程，则排队模型为 MMPP/D/1/K，较易求解。

③流体流法。此法很适用于负载量较大，缓存器容量较大的情形。

上述三种方法均存在不同程度的计算复杂性。在某些场合，例如，连接允许控制但需要实时计算性能时，文献提出了一些较简单的计算方法。减小计算量的代价是降低了精确度，因此，需统一考虑。

2. 流量控制技术

流量控制的目的是，为在 ATM 通信网中，使多种业务灵活有效地共用网络资源，实现高速的无差错传送。现将流量控制技术分类简介如下。

（1）受理呼叫、带宽分配控制

用户发出呼叫申请时，应向业务控制点申报业务的特性和所要求的传送质量。控制点以此为根据，计算出网络资源情况，然后作出判断，判断能否满足用户要求。为此，需知道用户业务的特性（如突发性等）并具有满足所需网资源的算法。

（2）单元转移控制

受理呼叫后，有时虽然适当地分配了网资源，但由于突发业务的大量出现，可能在瞬时不能满足质量要求。为了避免这种情况发生，可采用优先级的控制方法，以使要求质量高的业务有较高的优先级，优先传送。

（3）拥塞控制

ATM 网络在统计复接和交换时，设有缓冲存储器。当业务量过大时，网络中可能发生拥塞现象（即缓存器溢出），致使信元丢失。发生拥塞的原因有两个：一是受理呼叫的控制理论不适用，此时需要改进算法；二是用户实际输入的业务量超出其申报值。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

此时，在通信网中要监视用户是否按其申报值通信，若发现有超出时，可将超出申报值的单元丢弃。

在广域宽带网络中，信号的传播时延与信元的传送间隔时间相比往往很大，若采用反应式拥塞控制，可能不够及时。因此，在广域宽带网中，主要采用阻塞的预防性控制；而在局域网中，可采用反应式拥塞控制。

第四节 高级智能网络

以前，网络都是非智能的，到60年代甚至进入70年代，这种情况仍没有改变。换句话说，网络主要是交换机和管道，几乎不能处理直接的呼叫连接外的任何事。分层工作状态提供了有限的交换智能。这些智能是以非常有限的可编程逻辑的形式驻留在以最低等级交互的数据库中。总之，换句话说，每台交换机执行它自己的功能，很少把网络做为一个整体考虑。

版本1的智能网络（IN/1）产生于1976年，它是随着INWATS（800）服务和第一个CCS（公共信道信令）系统的引入而产生的。IN/1为交换机提供了集中化协商，用于进行路由选择和授权码检验的业务和用户的数据库（见图14－25）。IN/1业务包括INWATS、呼叫卡确认和VPN（虚拟专用网络）。

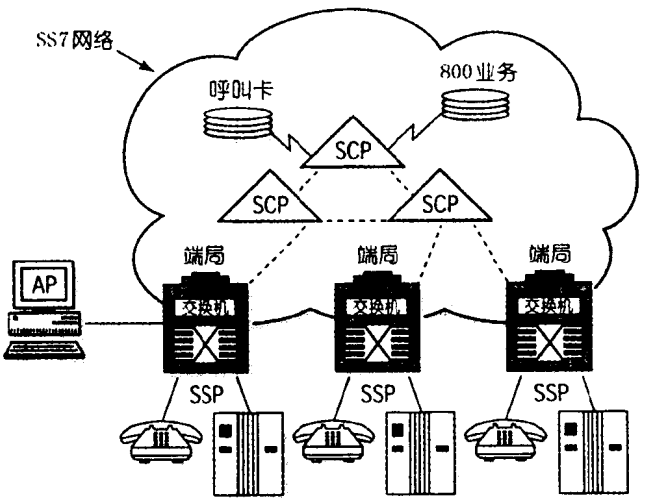


图14－25 支持800业务和信用卡验证的智能网

智能网的关键是业务创建单元（SCE）。它是一套模块化编程工具，以使研究人员能独立于交换机开发业务——交换机的特性和业务可根据厂商和通用性要求而改变。SCE从交换逻辑中分离业务特定的可编程逻辑，从而能独立开发业务，使业务对所有网

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

络中的交换机可用。稀疏网络的概念是集中化智能支持的非智能交换机之一；集中化智能连接着分布交换机和通过高速数字电路提供的集中化逻辑。在复杂网络环境中，这个方案在性能和经济上都是可行的。

IN/1 方法的应用很少，这是因为它在 SCE 和交换机级仍要求相当多的编程工作。Bellcore（现在的 Telcordia Technologies）的研究导致了 IN/2 的研制，IN/2 在端局中要求相当大的投资。IN/2 更像是 IN/1 +，是当前版本的 AIN。

一、高级智能网的定义

80 年代早期，Bellcore 将高级智能网（AIN）定义为 AIN 软件版本 1.0。这个发行版本，旨在提供可以灵活创建、发展和管理业务的通用的、模块化的工具集。这些软件工具包含了一整套独立运行的交换逻辑，其业务能被所有交换业务网络接受。当然，在多经销商环境下，这些业务可以被定义、发展和快速使用。

AIN 软件版本 1.0 的深度和复杂度，导致电话公司发布他们的不同 AIN 版本，命名为版本 0.X。所有的版本 0.X 都很好地兼容 Bellcore 的版本 1.0。版本 1.0 可能从来没有按其原始定义方式执行。AIN 版本 0.0 列举了业务交换点（SSP）的所有功能模型和信令控制点（SCP）的所有数据库功能。AIN 版本 0.1 定义了 SSP 和 SCP 间的所有交互式模型，包括 N - ISDN 业务所支持的。AIN 版本 0.2 增加了智能外设（IP）。

AIN 的特性包括业务创建工具包。业务创建工具包能生成集中化逻辑，该逻辑驻留在用于发展和传送通过网络的特性的集中化数据库中。AIN 支持 ISDN 的所有特性，包括主叫用户 ID、选择性呼叫阻塞和特色振铃。最后，AIN 旨在 PCS（个人通信业务）。PCS 允许通过所有网络支持用户特性。PCS 是当前的概念，不要同蜂窝业务中的“PCS”混淆。

二、业务创建环境

业务创建环境（SCE）是 AIN 的关键特性。SCE 是为电信公司提供的用于业务开发的一套工具包，该业务可在网络基础上提供。这些业务可以是通用的或用户指定的。通常，你可以通过改变相关的通用业务的可用选项和参数，来创建用户指定业务。另外，SCE 可以对想提供用户化业务的用户组织开放。

三、AIN 的结构

AIN 的结构和传统网络很不相同，甚至不同于 AIN/1。最大差异在于驱动业务的程序逻辑和数据库处理。SIN 结构（见图 14 - 26）包括 SS7、业务交换点、信号传输点、业务管理系统、附属处理器和智能外围设备。

如前讨论，公共信道信令系统 7（SS7）是一种用于电信公司网络设备间通信的带外信令系统。ISDN 和 AIN 绝对要求 SS7。SS7 应用在全世界范围的网络中，支持所有先

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

进的网络和网络业务。

业务交换点（SSP）是运行在AIN集中化数据库指示基础上的PTSN交换机。如讨论PSTN时的定义（见第5章），SSP可以是端局交换机或汇接局交换机。

信号转接点（STP）是在SSP与SCP以及STP之间的、对信令选路和控制信息运行的分组交换机。

信令控制点（SCP）包含驻留在集中化网络服务器的数据库中的所有用户信息。当有询问和请求时，SCP向SSP提供路由和其他指令。

业务管理系统（SMS）是网络的控制接口，该接口使业务供应商能改变AIN业务的参数。在一定的环境下，可以允许用户组织接入SMS的一个区。

附属处理器（AP）是分散化的SCP，通过单一SSP或其子集提供受限业务。AP可以为单一交换机或子区域内的交换机，提供路由表或特定的授权方案。

智能外围设备（IP）为外围设备提供一定的智能，以增强SCP要求卸载处理的一定业务的传送能力，并为SCP提供一套基本的业务集。IP的典型任务包括数字集中，语音提示的收集和播放，语音响应的收集并转换为数字，菜单业务和数据库查询。例如，语音处理和识别的完成，需要“收集”呼叫处理的支持。像MCI的1-800-COLLECT业务，允许集中或三方处理的、无操作员介入的记账电话。在高度安全的应用中，语音识别也可用于用户身份鉴别的声波纹（一种能识别每个人声音的语音摄谱仪）。通过智能外围设备，许多LEC提供自动目录检索业务，实现了语音输入识别基础上的数据库查询。术语“IP”（智能外围设备）已经与一些基于网络和业务的“IP”（Internet Protocol）混淆，因此，经常用“特殊资源功能（SRF）”这个术语来描述这些外围设备和它们执行的功能。

四、AIN的业务

AIN的业务是真正如想像般开放的。但是，AIN在美国和世界的应用是不均衡的。AIN业务很广泛，包括：

◆Find-Me业务，提供所有呼叫转移的灵活性和选择性。传送的呼叫号码能在任何地方编制和重新编制。主叫优先级接入需要在呼叫端输入适当的、由被叫方提供的口令。这些功能已经出现在商务市场，依靠被称为个人助手的外设来实现。这样的系统也提供定时的follow-up呼叫，提供定时的提醒信息，以及保持联系表。

◆Follow-Me业务，提供按预定时间表的呼叫转移。例如，一位电信工作人员在正常的工作时间内，每周三天将网络呼叫转接到家中的办公室，每周有两天直接接到通常上班的办公室。正常工作时间以外的呼叫自动地接到语音信箱系统。

◆计算机安全业务自动地根据呼叫线路ID（CLID）和附加的授权码，提供网络中

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

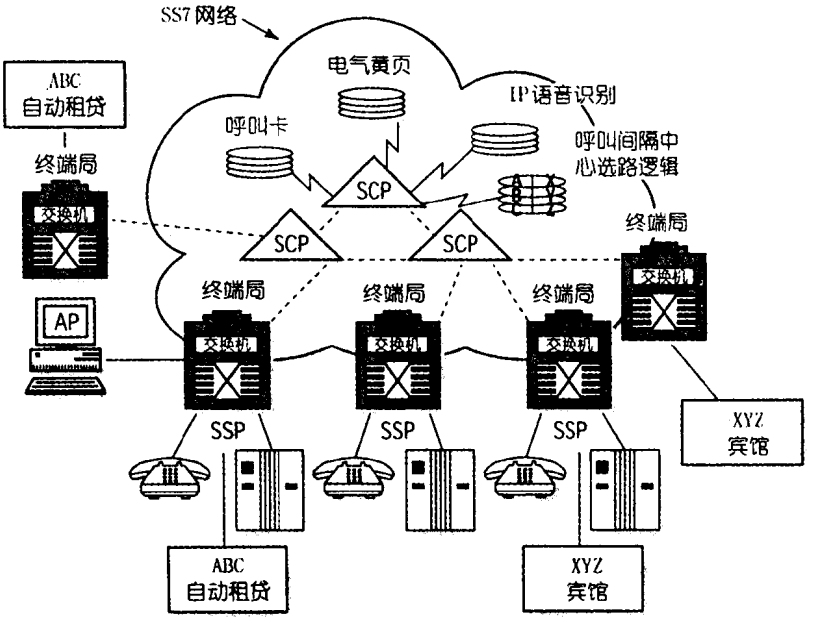


图 14－26　支持网络呼叫中心的 AIN 配置

对主机的安全接入。此外，网络自动地保留所有的接入和试图接入的登记情况，从而可以提供记录检查依据。

◆呼叫拾取业务，也称呼叫通知业务，通过语音处理器为呼叫提供自动应答。可以通过由寻呼机、传真、e－mail 或其他手段保存的语音信息来通知被叫端。主叫可以输入被叫端授权的权限码来区分主叫方的优先级。为拾取呼叫，被叫方拨网络交换机的直接内向系统接入（DISA）端口，并输入口令（以与接入目前的语音信箱系统类似的方式）。

◆位置存储业务，也称单一号码拨打，提供对单一号码的广告能力。网络按照地理位置或时区，根据主叫的源地址（电话号码）向最近的存储位置发送呼叫。美国广泛开展了这项业务，以支持比萨饼店和其他提供送货业务的商店。它也被广泛用于直接呼叫到类似预约中心（如：机场、自动租用代理和连锁旅店）等的网络来话呼叫中心。

◆多地点扩充拨号，提供以号码为基础的网络呼叫。这种虚拟专用网业务类似于网络的 PBX 环境。

◆呼叫阻塞，支持到国际目的地（全部的或特定的国家号码）呼叫的阻塞。呼叫阻塞支持到特定号（如号码 900/976）的呼叫阻塞。这种功能在许多国外网络中应用相当普遍，但在美国的 PSTN 中未得到广泛应用。中东、巴哈马群岛和中南美洲的一些国家为了消除蜂窝欺骗，蜂窝无线电提供者已经广泛利用这种能力。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

Ameritech 公司开始提供呼叫控制业务（1994 年），允许住宅用户对除了允许列表外的特定或所有号码进行呼叫阻塞。近期广泛使用这种功能是不太可能的。

◆主叫命名，是主叫 ID 的变更，更确切地说，是直接和业务目录相连的 CLID。来话呼叫根据原始号码，辅以目录列表，在 VDU（视频显示器）上标识。VDU 可以放在电话中，或是可视电话和电路之间某一位置的辅助单元。在 CTI（计算机电话集成）环境下，VDU 可以是 PC 或计算机工作站。

◆增强的呼叫返回，允许用户接入高复杂的、基于网络的语音信箱系统。Bell Atlantic 的实验系统使用户能呼叫系统，使用安全码可再次进入交换机和数据存储器。一个语音通知标识了最后一次来话呼叫的日期、时间和电话号码，在这一点可由电话键盘按下的数字发起返回的呼叫［10－56］。

◆增强的呼叫路由，是 800 呼叫网络性能的增强。给主叫提供这样的选择：根据他们特定的需要，然后连接到最能使他们满意的办公室或个人。在 1995 年早期，MCI（现在的 MCI Worldcom）和 Stentor（加拿大）开始对这种系统进行实验，以便无缝互联美国和加拿大的网络。

◆呼叫完成业务，允许查号操作员能自动扩展呼叫（可能是附加的改变）。这种能力由蜂窝提供者如 US West Cellular（没有附加的计费）提供，以解决“驱动和拨号”引起的意外。

◆号码便携性，为电话号码提供便携性，如 INWATS 和 900 号码。由于调整者坚持 LEC（本地交换电信公司）间的本地号码的便携性，使这种功能应用日益广泛。由 1996 年的《电信法案》颁布的本地号码便携性（LNP）业务实质上促进了本地竞争。

五、AIN 的未来

如 Bellcore 的定义，AIN 的未来是不可预测的。为支持 800 业务、呼叫卡业务和其他多种业务，GIE 与每一个 RBOC 和 IXC 都开发了自己的 AIN 版本。虽然看起来不可能，但他们是否会沿着标准版本发展还不清楚。AIN 将通过主要的电信公司实现；实际上，他们已经部分实现。由于 AIN 功能是渐进的，因此，我们可能永远看不到宣布达到 AIN 的大标题。当然，它已缓慢地进入了网络，并继续如此发展。继续推动这类功能发展的动力，包括 FCC 和州 PUC 支持主叫标识和名字标识的决定，主叫标识和名字标识需要 SS7 和某些层次的 AIN。许多电信公司已经提供了自动查号台；这种趋势可能会继续。1996 年，《电信法案》引入本地竞争，已经具有要求本地号码的便携性及本地交换局级的平等接入的动机——AIN 是实现这些灵活性的关键。

更多的奇特功能（如图 14－26 所示）包括利用网络处理能力的预订系统；的确，下述的近似方案已在许多情况下采用。一个旅店的预订网络，可以包括纽约、芝加哥和

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

旧金山的来话呼叫中心。所有这些呼叫中心都通过 AT&T 联成网络，这样，主叫就可以直接呼叫最近的呼叫中心；呼叫中心根据队列长度、平均占用时间及由主叫 ID 或 PIN 号，确定的主叫优先级等标准处理这些呼叫。和第三方经销商合作，旅店可能编写一个通用软件来完成呼叫选路。程序通过查询包含用户资料的相关数据库，使呼叫以最恰当的方式处理。程序和数据库可以存储在芝加哥呼叫中心，第三方经销商或者可能是电信公司线路中心的集中化计算机平台上。集中化的网络控制和选路系统，能经常对呼叫中心的各个 ACD 进行频繁的状态检测，以确定话务负载，并做出同用户可定义的服务质量参数的比较。根据这些处理，每个呼叫都以最有效的方式选路。一旦这种系统被使用并有效地运行，就能被经过许可的其他连锁旅店、汽车租用代理或其他的预订网络所使用。每个有许可的用户就可以有类似的能力，通过系统管理员远程接入可编程逻辑和数据库的物理及逻辑区，以支持它们自己的预订网络（由 MCI Worldcom 或 Sprint 公司支持）。通过这种方案，多个用户就能利用嵌在电信公司网络中并支持多个预订网络的计算机和数据库技术。电信公司之间的交互作用通过 SS7 链路完成。

虽然宽带总是好的，但这些业务类型没必要要求宽带网络的支持。在这个面向直接满足的世界中，仍然总是越多越好，越快越好。宽带网络当然满足更快通信的、更多带宽要求的需要。将来，AIN 的真正潜力只能通过基于 ATM 的、支持 SS7 的、多媒体的宽带网络才能实现。

第五节　IP 电话技术

一、IP 电话概述

1.IP 电话的概念

IP 语音传输或称为 VoIP（Voice over IP）是将语音信号进行编码、压缩和分包等处理，通过 IP（Internet Protocol）网络传输，在接收端还原出话音的一种语音传输技术。IP 电话简单地说就是在 IP 网上打电话，它是 VoIP 技术的通俗说法。IP 网泛指基于 IP 协议的分组交换网络，包括 Internet（因特网）和 Intranet。当语音在 Internet 上传输时称为“Internet 电话”或“因特网电话”。

VoIP 技术起源于计算机网上的语音通信。早在 20 世纪 70 年代，在 Internet 的前身阿尔帕（ARPA）网上进行过语音通信的试验，当时的通话质量很差。不能通信的主要原因有两个，一是当时的网络速度慢，不能传送高比特率的编码话音信号；二是当时没有有效的数字信号压缩技术。直到 90 年代，信息处理技术、计算机技术和通信技术飞速进展，数字语音压缩技术有了国际标准，通信线的容量和传输速率大大提高，这一切

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

为在 IP 网络传送较高质量的语音创造了条件。

VOIP 技术的出现是在 1995 年初，当时 Internet 已经商业化，在全世界特别是发达国家迅速发展。在一些国家（如美国），本地电话和 Internet 接入采用包月制，不限时限量，Internet 几乎是免费的。人们都希望能通过这种几乎免费的网络进行传统的电话和传真服务。1995 年初，以色列 VocalTec 公司研制出可以通过 Internet 网打长途电话的软件产品“Internet Phone”。用户只要在多媒体 PC 机上安装该软件，就可以通过 Internet 网和任何地方安装同样软件的联机用户通话。

最初的 IP 电话仅能在 Internet 上使用，因此通常称为“Internet 电话”。应该说，这种 Internet 电话是 IP 电话的雏形，但这个技术上的突破引起全世界的瞩目，其背后的无限商机使许多公司开展此项技术的研究，使 IP 电话技术迅速发展。经过几年，它从最初的 Internet 联机应用发展成为可以利用普通电话机实现的一项业务，从一项业余活动逐渐步入电信市场。它正逐步走向成熟，并有可能对未来的通信方式产生重大的影响。

2.IP 电话的应用形式

IP 电话应用形式有 3 种，即“PC 到 PC”、“PC 到电话”和“电话到电话”方式。

“PC 到 PC”方式是在多媒体 PC 的基础之上利用适当的软件，完成两台已上网 PC 间的通信。它的所有呼叫过程都发生在 IP 网络上，用户使用没有脱离 Internet，需要使用计算机设备，呼叫时需要获得对方 IP 地址，操作较繁琐。尽管这种方式的技术有许多不足，使用也不太方便，但至今仍为广大爱好者使用，一个原因是这种方式不需通话费（只需少量的上网费用），可以长时间聊天；另一个原因是这种方式很容易实现多媒体通信功能，许多软件都可以实现话音、视频、图像、文字的通信，从而享用目前通常的通信方式还不能提供的功能。目前较好的 IP 电话软件除了由 VocalTec 公司率先推出的 Internet Phone 外，还有微软的 NetMeeting、IBM 的 Internet Connection Phone、Intel 的 Internet Video Phone、IDT 的 Net2Phone，NetSpeak 的 WebPhone 等。

“PC 到电话”方式中，主叫方是上网 PC，被叫方是普通电话。主叫方在多媒体计算机通过应用软件输入被叫号码，连接到离被叫方较近 IP 电话的网关（Gateway）上（通常与被叫在一个 PSTN 本地网内），再由网关把被叫号码转到 PSTN（公用电话交换网）呼叫被叫方，接通之后就可以正常通话了。这种通话方式相对于“PC 到 PC”方式来说，被叫方的设备和操作都很简单。在 PC 上有不少软件能进行这种呼叫，如 IDT Net2Phone、Delta Three PC - to - Phone、MediaRing Talk99 等，在 Internet 上还有不少网关能与这类软件合作，完成 PC 到电话的语音传输。这种方式通话时需占用一方的网关设备和 PSTN 本地网线路，要支付少量通话费。由于上网一方可以呼叫任何普通电话，且费用低廉，也有许多用户使用。

“电话到电话”方式中，主被叫双方都是普通电话。主叫方用电话机拨号到本地或者较近的网关，该网关与离被叫方较近的网关通信，由被叫方的网关通过电话网向被叫

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

电话机拨号，完成通话过程。这种方式通话时需占用双方的网关设备和 PSTN 本地网线路，支付通话费高于第二种方式，但远远低于普通电话的长途话费。对使用者来讲，这种方式使用最简单，与传统电话的使用方法没有区别，完全可以完成传统的电话功能，面向所有普通电话用户，应用非常广泛，是 IP 电话最有前途、最有市场的形式。目前，国内外许多电信公司都已经开展这项业务。

3.IP 电话的特点

IP 电话与传统电话都可以实现电话业务，通过与现有电话的比较（14－7）可以看出 IP 电话的特点。

表 14－7 IP 电话与现有电话的比较

	IP 电话	现有电话
承载网络	IP 网	PSTN（公共电话交换网）
交换方式	分组交换	电路交换
每个呼叫所需带宽	10Kb/s 以下	64Kb/s 带宽
网络利用率	高	低
话音质量	低/较高	高
费用	低	高
提供的功能	多（多媒体、智能）	少

现有电话是在基于电路交换的 PSTN 电话网上传输的。首先，话音信息从起点到终点始终沿唯一的一条路径传输，信息是顺序传送的；其次，网络采用 PCM 技术将话音信息编码成固定的 64Kb/s 数字信号进行交换和传输。现有电话网为每次呼叫都提供 64Kb/s 的固定信道，并且在通话过程中，无论是否讲话，始终占据此信道。

IP 电话是在基于分组交换的 IP 网上传输的。在 IP 网上，信息根据 IP 协议被打成一个个的分组进行传输，每个分组上都带有目的地址和分组的顺序号，分组沿不同的路径到达目的地，然后在目的地将分组重新组装成原来的信息。话音信息不占用固定信道，只是在讲话时才传送信息，因此 IP 电话的带宽利用率高于现有电话。另外，IP 电话在 IP 网上传输数据前采取语音压缩技术，通常将 PSTN 网上 64Kb/s 的 PCM 信号压缩到 10Kb/s 以下，对带宽的占用率远低于现有电话网。随着语音压缩技术的发展，语音压缩率的提高，将更大地降低 IP 电话的带宽，降低单个电话的运营成本。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

对于用户来说，IP电话最大的优势在于长途话费很低，特别是国际长途收费只有传统电话的五分之一到十分之一，因此对用户有很大的吸引力。IP电话成本低除了是因为可以充分地利用带宽外，运营商不需要配置本地电话交换机，也使投资和成本大为下降。

另外，IP电话可以为用户提供很多附加功能，比如呼叫转移、呼叫等候、呼叫阻塞、主叫号码显示等，还可以利用Internet提供综合业务（包括语音、数据、视频等），从传统的电话会议、呼叫控制服务等发展到综合的Web服务和电子邮件服务等。

IP电话的主要缺点是语音质量问题。以目前的技术和IP网的网络条件而言，IP电话的质量还无法与现有电话相比。主要原因是Internet是一种不可管理的网络，带宽条件动态变化，不保证服务质量，因此在公共Internet上实现很好的话音质量非常困难。对于Intranet和专网来说，有保证服务质量的机制可以实现较好的话音质量。当然，随着语音压缩技术的发展和IP网络的发展，IP电话的话音质量会不断提高。

二、相关协议

1.RTP/RTCP协议

RTP协议中包含两部分内容。其一为RTP协议（实时传送协议），它定义数据报文格式及其使用规则；其二为RTCP协议（实时传送控制协议）。

RTP传输服务使用者之间的连接称为RTP会话。就每一个会话参加者而言，会话由一对传输层地址标识，这对地址是一个网络层地址加上两个端口地址。其中，一个端口为RTP报文的发送/接收占用，另一个端口为RTCP报文的发送/接收占用。在进行多媒体数据通信时，不同媒体类型的数据由不同的RTP会话传输。借助于RTCP，会话参加者不仅可以监测数据通信质量，还可以完成基本的会话控制功能，如参加/退出会话、识别其他参加者身份等。

（1）实时传送协议RTP（Real Time Protocol）

RTP提供具有实时特征的端到端的数据传送服务，用来传送声音和运动图像数据。在这项数据传送服务中包含装载数据的标识符、序列计数、时戳和传送监视。通常RTP的协议元用UDP协议元装载，并利用UDP的复用和校验实现RTP的复用。用UDP装载RTP协议元如图14－27所示。

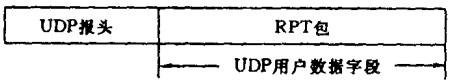


图14－27 用UDP装载RTP协议元

注意，RTP没有提供任何确保按时传送数据的机制，也没有提供任何质量保证的机制，因而要实现服务质量（QOS），必须由下层网络保证。同时，RTP不保证数据分组

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

按序号传送，包含在 RTP 中的序号可供接收方用于重构数据包序列，也可用于分组的定位。

在 RTP 中，复用由目的传送地址（网络地址和端口号）提供，一个传送地址定义一个 RTP 会话。例如，在一个会议中包含编码的音频码流和视频码流是分别用不同的 RTP 会话（一般用同一个目的网络地址的不同端口号确定不同的传送地址）传送的。

固定报头的 RTP 报文的结构如图 14－28 所示，其中各字段的含义如下：

·版本（V）：长度为 2 比特，表示本 RTP 的版本号。

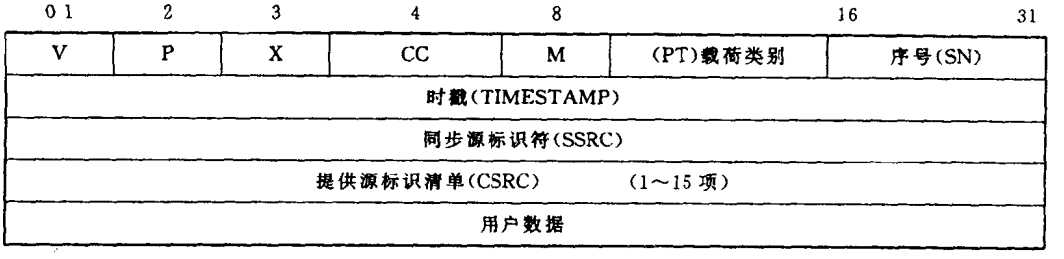


图 14－28　固定报头的 RTP 报文

·填充（P）：该位置“1”表示在用户数据字段的最后加有填充位。用户数据字段中的最后一个字节（8 位组）是填充位计数，表示一共加了多个填充位。

·扩展（X）：该位置“1”表示 RTP 报头后紧随一个扩展报头。

·CSRC 计数（CC）：长度为 4 比特，表示在定长 RTP 报头后的 CSRC 标识符的数量。

·标记（M）：具体解释由轮廓值定义。

·载荷类别（PT）：长度 7 比特，指示在用户数据字段中承载数据的载荷类别。

·序号（SN）：长度 16 比特，每发送一个 RTP 数据分组该序号增加 1。该序号在接收方可用来发现丢失的数据分组和对接收到的数据分组进行排序。

·时戳（TS）：长度 32 比特，表示 RTP 的数据字段中第一个字节的采样时刻。时戳的时间表示应为线性单调递增的，以便实现同步和抖动的计算。如果若干个 RTP 数据分组的数据是同时产生的（如一帧图像），那么这几个 RTP 可有相同的时戳值。

·同步源标识符（SSRC）：长度 32 比特，用来标识一个同步源。

·提供源标识清单（CSRC）：它可以有 0～15 项标识符，提供源标识，项数由 CC 字段确定。每一段标识符的长度为 32 比特。

为了满足各种应用的需要，RTP 报头可进一步扩展，此时扩展位 X 置为“1”，扩充的 RTP 报头部分在紧随的 CSRC 清单之内。RTP 固定头后紧接着的头扩展格式如图 14－29 所示。前 16 位内容由轮廓文件决定，主要用来标识不同的头扩展类型。这种头扩展方式主要用来传递独立于具体格式的载荷的应用信息。

（2）实时传送控制协议 RTCP（RealTime Control Protocol）

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

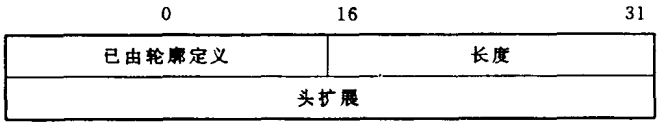


图 14－29 RTP 头扩展

RTP 协议是用户携带具有实时特征的数据，与之配套的另一个协议是 RTCP 协议。

RTCP 为实时控制协议，主要监视延时和带宽。一旦传送的多媒体信息流的带宽变化，接收端通知发送端，改变符号化识别码和编码参数，其主要功能为：

·用反馈信息的方法提供分配数据的传递质量。RTP 向会话的所有参加者发送反馈报文，这种反馈可用来控制流量，也可以直接用来监视网络，诊断网络中出现的问题。这种反馈功能由 RTCP 中的发送者报告（sender report，简称 SR）和接收者报告（receiver report，简称 RR）实现。

·RTCP 为每一个 RTP 源分配一个永久性的传输层标识符，称为 CNAME（Canonical NAME）。虽然上节介绍的 SSRC 标识符可以区分会话中的不同码流，当 RTP 发现不同码流的 SSRC 标识发生冲突或应用重新启动时，SSRC 值被更改，因而接收者需要利用 CNAME 而非 SSRC 跟踪每一个会话参加者。另外，借助 CNAME，接收者可以关联同一用户经由不同 RTP 会话传来的码流以完成特定的任务，如音频流和视频流间的同步。CNAME 由 RTCP 的 SDES 报文（source description，源描述）携带。

·由于上述两项功能要求所有的会话参加者发送 RTCP 报文，因而为了在一个 RTP 会话中接纳更多的用户，RTCP 给出了调整控制报文发送速率的方法。一个 RTP 用户能够通过接收来自其他用户的 RTCP 报文，独立地了解会话参加者的数目，RTCP 利用该数值参数为每个会话参加者计算控制报文的发送间隔，以达到 RTCP 所占用的通信带宽不超过会话带宽 5%的目的。

·RTCP 提供了基本的会话控制功能，如在不同的会话参加者之间互换身份信息等。该功能为可选项，主要用于控制较松散的会话，这样的会话对用户的加入和离开没有严格的管理。

RTP 报文的接收者可以利用两种类型的 RTCP 报告报文（SR 或 RR）来提供有关数据接收质量的统计信息。SR 报文和 RR 报文的主要区别在于前者包含 20 字节长的有关发送者的信息。SR 报文格式如图 14－30 所示。

与 RTP 报文格式类似，RTCP 报文同样带有一个固定长度（8 字节）的头。报文头中 PT 域的取值反映了该报文的类型（如 SR 的 PT 为 200，RR 的 PT 为 201 等）。SR 报文头中的 SSRC 标识一方面表明了该控制报文的产生者，另一方面反映了该报文携带的发送者信息块内的统计数据针对的具体码流，RR 报文头中的 SSRC 标识值仅表明报文的

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

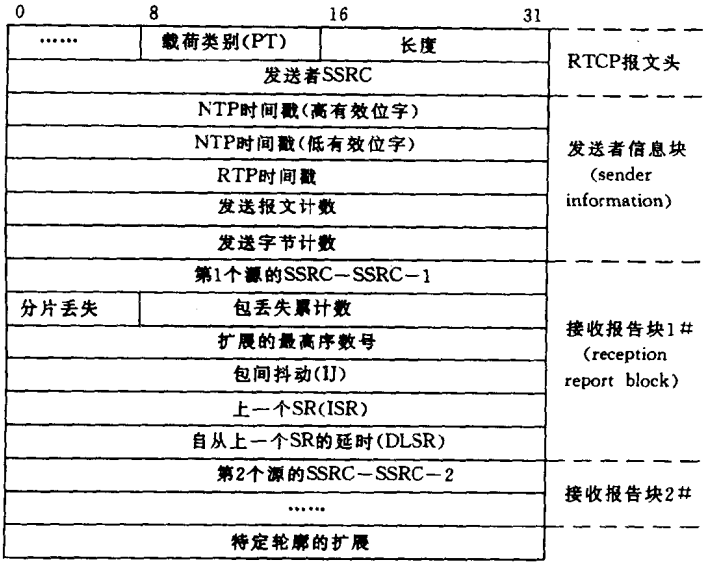


图 14－30　SR 报文格式

产生者。

SR 报文的发送者信息块（sender information block）携带有关连续码流发送情况的统计信息，其中 NTP 时间戳记录该 SR 报文的发送时刻；RTP 时间戳的含义与 NTP 时间戳相同，不过它的计时单位和计时原点与 RTP 数据报文的时间戳相同；报文计数记录到该 SR 报文发送时所发的 RTP 数据报文的总数；字节计数记录到该 SR 报文发送时所发的连续数据的字节总数。

接收报告块（reception report block）携带有关连续码流接收情况的统计信息。在一个 RTP 会话中，参加者有可能收到多个具有相同媒体类型的码流，因而在一个 SR 或 RR 报文中可能包含多个接收报告块。SSRC 值标明统计信息针对的具体码流。分片丢失是自上一个 SR 或 RR 报文发送后，在数据接收过程中丢失的 RTP 报文数与所应收到的 RTP 报文总数的百分比。累积丢失报文数记录到该 RTCP 报文发送时，在接收过程中丢失的 RTP 数据报文的总数。扩展的最大次序号由两部分构成，低 16 位记录到发送该 RTCP 报文时，收到的 RTP 报文的最大次序号值；高 16 位值包含所经历的次周期数（由于 RTP 报文中的次序号只有 16 位，因而序号是周期计数的），两者联合反映了应收到的 RTP 数据报文的总数。IJ 域所含内容是对数据传输过程中 RTP 报文经历的延时抖动的估测，可以大致反映 RTCP 报文发送时网络的拥塞状况。LSR 为最近收到的 SR 报文到发送该 RTCP 报文的延时，通过 LSR 域和 DLSR 域可以估算两点之间的往返传播延时为 A－LSR－DLSR，其中 A 表示该 RTCP 报文的到达时刻。

RTCP 提供了两种传递用户信息的方式：其一，轮廓文件中定义了对于 SR 报文或

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

RR 报文的扩展方式，以此来周期性传递和数据的发送/接收相关的附加统计信息；其二，利用 RTCP 的 APP 报文，格式如图 14－31 所示，其中名字域标识不同类型的用户数据。

……	PT＝APP＝204	长度
SSRC		
名字(ASCII)		
与应用有关的数据		

图 14－31 APP 报文格式

两种方式相比较，前者为 RTCP 报文的处理程序带来的额外开销较小，主要是因为前者无需另外传递 RTCP 的固定报文头且无需应用程序引入新的模块以处理新的报文类型。应用程序可以通过扩展的 SR 或 RR 报文传递既和具体应用密切相关又直接影响数据通信质量的重要信息，如协调发/收端特定编/解码器工作所需的信息。

RTCP 分组的类型还有 SDES：源描述，其中包括 CNAME；BYE：指示与会者退出；APP，应用的特定功能。每一个 RTCP 分组都以和 RTP 数据报的固定部分类似的结构开始，后随的结构单元和 RTCP 分组的类型相似，其长度随类型的不同而不同，但都是 32 比特的整数倍。

(3) 轮廓文件和格式文件

对一个具体应用而言，有关 RTP 协议的完整说明需要额外的一个或多个相关文件，这些文件分为两类：轮廓文件和格式文件。

由于 RTP 可以为许多类型的应用提供实时数据的传输服务，不同类型的应用又有不同的需求及特点，因此为了增强其自身在适应不同应用需求方面的灵活性，RTP 允许在一个独立的轮廓文件中在特定应用环境下向特定类型的应用提供数据传输服务，就 RFC1889 给出的基本规定作恰当的调整和扩充。缺省的轮廓文件是针对音频和视频会议应用类型定义的 RFC1890。

另一种类型的文件为格式文件，格式文件定义了特定类型的负载数据（如符合 H.261 压缩标准的视频数据）在 RTP 报文中的格式，即定义了用户数据的打包方案。一个格式文件可为多个轮廓文件引用，也可以独立于任一个轮廓文件而被具体应用单独使用。

从实质上讲，轮廓文件连同其引用的格式文件是 RTP 服务与具体应用之间的一种约定。一方面，多媒体应用通过这种约定设置 RTP 协议的运行和运行方式，如约定 RTP 报文某些域的取值含义、范围等，以此满足其特定的应用需求（如计时精度的要求等）；另一方面，RTP 服务借助于这种约定了解具体应用的特点，实施某些特定的操作。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

轮廓文件对 RTP 服务能完成的调整和扩充可归纳为如下几个方面：

·RTP 报文的固定头：轮廓文件可以指定 RTP 报文头中包含标记域和负载类型域的字节的比特位分配方案，如允许标记域占用多个比特（缺省为 1）。

·负载类型：轮廓文件中定义了 RTP 报文的负载类型值与格式文件之间的映射关系，以及 RTP 报文时间戳采用的时钟频率，时钟频率的取值应当满足数据采样的精度要求。如 RFC1890 定义了各种音频和视频编码方式及相应的时钟频率值。

·RTP 报头的扩展：轮廓文件可以选用两种扩充 RTP 报文头的方式，第一种方式是利用报文头中的扩展位，第二种方式是在 RTP 固定头的 SSRC 域后直接添加由轮廓文件定义的新域。相比而言，后者开销少，且易于处理。

·RTCP 机制：轮廓文件或其引用的格式文件定义新的 RTCP 报文类型，指定 SR/RR 报文的扩充方式，以及 RTCP 调整报文所占会话带宽的比值、报文发送的最小间隔等参数。

·传输层地址：轮廓文件指定为 RTP 及 RTCP 分配传输层地址的方案。如 RFC1890 规定 RTP 占用的 UDP 端口号为偶数，RTCP 占用的 UDP 端号为 RTP 的端口号加 1。

2.RSVP 协议

由于 RTP 本身不提供任何机制确保信息的准时传输或其他服务质量要求，这需要由下层协议完成。RSVP（Resource Reservation Protocol）即是其中的一个候选协议。

RSVP 是一个资源预约协议，提供一种有效的资源预约方式，可以有效地描述应用程序对资源的需求。

RSVP 建立在 IP 协议之上，可以利用 IP 数据报传输 RSVP 消息。RSVP 是一个单工协议，只在一个方向上预订资源。特别地，RSVP 是一个面向客户端的协议，由信宿负责资源预订，满足点到多点通信中各个客户端不同的需求。每个客户端可以预订不同数量的资源，接收不同的数据流。RSVP 还提供动态适应成员关系的变化，动态适应路由变化的能力。RSVP 可以满足大型点到多点通信的资源预订需求。为了建立和维护分组数据传输通道中各个交换机的状态，RSVP 建立了一个信宿树。信宿树以信宿为根节点，以信源为叶节点，信源和信宿之间的通道作为树的分支。资源预订消息由信宿开始，沿信宿树传输到各个信源节点。

资源预订的产生和维护过程如下：在每个数据源开始传输数据之前，首先发一个包含数据源流量规范的消息，当中间交换机（路由器）接收到消息后，建立并维护包括输入和输出接口的信宿树到达各个用户。在预订消息经过的路由上，各个交换机可以拒绝该预订，并将拒绝消息传送回客户端，丢弃该预订。如果预订消息到达信源，资源预订过程完成。在接收各个信宿的预订消息后，各个中间交换机（路由器）将同一个点到多点群（multicastgroup）的资源请求合并。为了维护各个中间节点的通道状态，需要周期性地沿着信宿树传输刷新消息。当客户端确定终止连接时，发出一个通道撤消消息，释

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

放网络的通道状态和预订资源。

RSVP具有以下特点：

·RSVP由客户端启动资源预订过程，满足各个客户端的不同要求和动态成员关系的变化。

·资源预订和分组过滤分离，满足信道动态变化的需求。

·动态适应路由变化，自动修正点到点、点到多点路由的变化。

·将路由协议和资源预订分开，充分利用已有任何点到点和点到多点的路由协议，使协议设计更通用化。

三、IP电话标准与H.323协议

1.IP电话的标准化工作

为了使不同厂家的IP电话产品之间有良好的互联互通性，国际标准化组织积极参与制定IP电话标准。IP电话的国际标准化组织主要有国际电联标准化部（ITU－T）、欧洲电信标准协会（ETSI）、Internet工程任务组（IETF）和多媒体远程会议集团（IMTC）等。

国际电信联盟标准化部门（ITU－T）的SG16研究组主要从事多媒体终端和安全问题的研究，最主要的工作就是制定H.323系列建议。

欧洲电信标准协会（ETSI）的TIPHONE工程组的主要目标是规定一套业务互操作性要求，确定接口和功能方面的体系结构，对呼叫控制程序、信息流和协议进行规定，研究端到端服务质量参数、E.164地址与IP地址之间的转换，同时规定计费和安全问题。TIPHONE工程组希望向各类网络运营者提供面向业务的解决方案，其工作主要基于H.323系列建议和现有的电路交换网标准。

Internet工程任务组（IETF）是一个制定Internet新标准的主要机构。它的主要工作是制定新的信令协议，包括会话初始协议（SIP）、Internet和PSTN的网络互通。IETF和IP电话工作组负责制定相关协议和框架文件，包括呼叫处理语法等，以及网关属性分配协议等。

多媒体远程会议集团（IMTC）由来自北美、欧洲和亚太地区的150多个成员组成，宗旨是建立开放的国际标准，推动交互式多媒体远程会议的解决方案的应用和实现。IMTC的Voice Over IP Forum不定期地举行活动来制定标准，促进IP电话业务的发展。

由于Internet的飞速发展，以及分组话音业务的前景，在各厂商的积极推动下，上述组织积极推进了IP电话的标准化进程。其中，ITU－T的H.323建议是目前最重要的IP电话标准，下面将详细介绍H.323协议。

2.H.323协议概况

H.323是ITU多媒体通信系列标准H.32x的一部分，该系列标准使得在现有通信网

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

络上进行视频会议成为可能，其中 H.320 是在 N－ISDN 上多媒体通信的标准，H.321 是在 B－ISDN 上多媒体通信的标准，H.322 是在有服务质量保证的 LAN 上多媒体通信的标准，H.323 是在无服务质量保证的分组网络上多媒体通信的标准，H.324 是在 PSTN 和无线网络上多媒体通信的标准。

H.323 是 ITU 的一个标准协议族，其中 H.323vl 已于 1996 年由 ITU 的第 15 研究组 SG－15 通过，1998 年 SG－16 完成了 H.323v2 的制定，目前正在制定 H.323v3。H.323 建议定义的多媒体会议系统工作的网络基础是一个无 QOS（服务质量）保证的分组网络 PBN（Packet Based Networks），如 X.25、ATM、帧中继和 IP 网都是这样的网络，因而其适用面相当宽，特别是 IP 网迅速发展，公用 IP 网和专用 IP 网都在大规模建设，使得 IP 网在通信和信息领域越来越重要。

H.323 建议中定义的多媒体会议系统由终端、网关（Gateway）、关守（Gatekeeper）、多点控制器（MC）、多点处理器（MP）和多点处理单元（MCU）等组成。

3.H.323 终端

H.323 终端的功能型框图如图 14－32 所示。

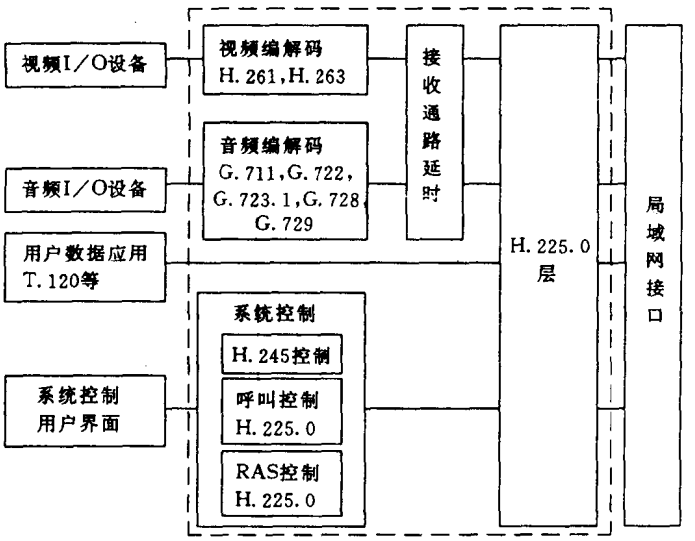


图 14－32 H.323 终端框图

H.323 的多媒体会议系统中的信息流包含视频、音频、数据和控制信息。这些信息流采用 H.225.0 建议打包和传送，规定网络接口对 H.245 控制信道、数据信道、呼叫信令信道提供可靠的端到端服务（如 TCP）；对音频、视频和 RAS 信道提供不可靠的端到端服务（如 RTP/RTCP、UDP 等）。这些服务可以是双工或单工的，单播或组播的。

H.323 终端的视频编解码器必须支持 H.261 QCIF 格式；如能支持 H.263CIF 或更高

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

分辨率格式，必须支持 H.261CIF 格式；如能支持 H.263 的终端，必须也能支持 H.263 QCIF 格式。除了以上格式外，还可以通过 H.245 交换能力信息协商使用其他视频编解码算法。H.323 的视频通道可以是对称的或不对称的，可以是一个方向一条视频通道或多条视频通道，使用 H.245 中打开关闭选择信道消息打开和关闭视频通道。对于分布式的 H.323 系统，终端具有 MC 或 MP 功能，因而作为可选功能，终端具备视频复合和切换功能。

H.323 会议终端的音频编解码器必须能够提供 G.711 的语言编解码能力。作为可选项，H.323 会议终端的音频编解码器也可以具有 G.722、G.723.1、G.728、G.729 和 MPEG1 audio 音频编解码能力。音频编解码器的选定是通过 H.245 能力协商实现的。对于分布式 H.323 会议系统，终端具有 MC 和 MP 功能，因而作为可选功能，终端具备音频混合（多个音频码流在终端中混合）功能。

H.323 会议系统的数据功能（静止图像传送、文件传送、电子白板、应用共享等）基于 T.120 系列建议，H.323 终端通过 H.245 的打开逻辑信道、关闭逻辑信道等消息建立一个至数个单向或双向逻辑信道，在这些逻辑信道上实现 H.323 系统的全部数据功能。

H.323 会议终端有 6 类控制信号，包括 H.245 中的 4 类消息、RSA 信号和呼叫信号。

H.323 终端使用的 H.245 消息有确定主/从关系消息、交换能力消息、逻辑信道信令、双向逻辑信道信令、关闭逻辑信道信令、模式请求、环境延时确定信令、维护环建/拆信令。

RSA 信号在终端与关守（详见后述）之间使用，是终端与关守之间为了登记（Registration）、管理（Admission）、状态（status）、带宽改变和二者间脱离关系等过程所需的信令。RSA 信道不受 H.245 控制信道管理。系统没有关守时，不建立 RSA 信道，系统中存在关守时 RSA 是最早建立的信道。

呼叫信号是用于在 H.323 系统中两个末端设备（endpoints）之间建立呼叫连接用的。呼叫信令信道与 RSA 信道和 H.245 控制信道都是独立的。呼叫信令信道与 RSA 信道一样，是最早建立的信道，并且不受 H.245 控制信道的管理。在无关守场合，呼叫信道在两个 H.323 终端设备间建立；在有关守的场合，由关守决定呼叫信道是在终端与关守之间还是在终端与终端之间建立。

上述 6 类信号在 H.225.0 层复用解复用，H.225.0 层用逻辑信道对上述 6 类信号进行复用和解复用，H.225.0 的逻辑信道数为 0 ~ 65535，逻辑信道 0 永久性指定给 H.245 控制信道使用。根据收发端及传输通道的能力，每一个逻辑通道可以有一个上限速率。

4. 关守（Gatekeeper）

与电路交换（SCN）网络上的会议系统不同，H.323 针对分组交换的质量不保证的

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

网络，从而出现了一个很特殊的角色——关守。

关守向 H.323 末端设备提供呼叫控制服务。在 H.323 系统中，关守是可选的，可以有一个或多个关守，关守之间还可以相互通信，也可以没有关守。从逻辑上讲，关守是一个独立的设备（功能模块），实际上关守与终端，MC、MP、MCU、网关等在一个设备上，但其功能是独立的。

关守的职责是

·地址翻译：将别名地址翻译成运输层地址。

·入会场许可的控制与管理：根据一些准则确定终端用户是否有权进入会场。

·带宽控制与管理：根据网络上带宽资源的使用情况对终端用户使用带宽进行控制和管理。

·呼叫管理：关守处理终端用户的入呼叫，并可进行呼出或呼叫转移。

·域管理：H.323 域是指由单一关守管理的所有终端、网关和多点控制器的结合，既有技术上的意义，也有管理上的意义。

从 H.323 建议来说，关守是一个可选的设备，在某些很简单的场合，特别是点对点会议的场合，或者用带外信令将多个终端和 MCU 连成一个会议的场合，是可以不用关守的。但在绝大多数场合，关守是十分有用的。如前所述，关守一个十分重要的功能就是别名和运输层地址的翻译。当一个 H.323 会议终端要寻找另一个终端并与之建立连接时，看上去这是一件十分简单的事，但做起来不是那么容易，因为用户很难记住对方终端的网络地址（运输层地址），比较容易记住的是别名（如用户姓名、单位名等比较好记的别名）。在 IP 电话应用中，典型的情况是系统通过网关连接 PSTN，网关得到的则是主叫用户拨出的被叫电话号码。在这些情况下，没有关守呼叫就建立不起连接。关守的另一个功能是入会场许可的管理和控制，根据某些准则和用户登记的条件，关守有权允许某些符合条件的用户进入会场，这时关守对进入会场的用户进行身份检查和论证，确定用户是否是合法用户。关守的第三个重要功能是带宽的管理和控制，由于 IP 网是一个服务质量不能确保的网络，除了 H.323 终端采用种种技术措施外（图像可变尺度编码、语言可变尺度编码等），还要能保证一定的带宽，以保证会议有一个基本的质量，带宽控制能够根据网络的实际情况控制用户数或者用户的使用带宽。从这 3 个功能来看，虽然 H.323 会议系统中的关守是可选设备，实际上如果是一个实用化的 H.323 会议系统，没有关守很难很好地工作。

为了关守的工作，H.323 专门设计了一个信道，即 RSA（Registration Admissionand and Status）信道。

由于关守的功能很多，涉及到它的通信流程相当复杂，这里仅举一例说明关守在 H.323 会议中的作用。

例如，终端 A 要与终端 B 建立一个会议，终端 A 和终端 B 知道对方的别名，但不

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

知道对方的网络地址。此时要建立会议连接，必须经过关守。设有一个关守参与，具体步骤如下：

(1) 寻找主管的关守

一般情况下，终端不知道谁是它的关守，因而，首先它寻找其主管关守。终端 A、B 首先用组播方式发出寻找关守的请求命令（GRQ）。当关守接到 GRQ 请求命令时，如终端已在关守处登记过，或关守认为有能力管理终端，发出关守确认命令（GCF）。这样，终端与关守的关系就建立起来了。

(2) 终端在关守处登记

当终端与关守建立关系后，终端要将自身的有关信息登记在关守中。登记时，先发送请求登记的命令（RRQ），同时将要登记的信息（如别名、地址等）随之发送过去。关守接受登记则回发 RCF 作为确认，至此登记完成。

(3) 终端 A 呼叫终端 B

终端 A 呼叫终端 B 有两种流程：

①终端 A 呼叫终端 B，信令经关守传递时工作步骤如下：

·终端 A 向关守请求进入会场。

·经过论证，确定终端 A 为登记用户，发出确认响应。

·终端 A 请求建立连接请求。

·关守向终端 B 转发建立连接请求。

·终端 B 向关守请求进入会场。

·关守经过论证，确定终端 B 为登记用户，发出确认请求。

·终端 B 同意建立连接。

·关守转发终端 B 同意建立连接，向终端 A 发出同意建立连接。

至此，终端 A 与终端 B 之间的通信连接建立起来。由于呼叫的全过程经过关守，因而关守要有处理呼叫建立的能力，而且由于连接是经过关守的，今后的通信全过程都将经过关守，这对关守是一个很大的负担。

②终端 A 呼叫终端 B，信令不经过关守，工作步骤如下：

·终端 A 向关守请求进入会场并告知终端 B 的别名，请求给予终端 B 的网络地址。

·关守经论证确定终端 A 为登记用户，发出确认响应并传回终端 B 的网络地址。

·终端 A 根据在响应中传回的终端 B 的网络地址向终端 B 发出建立连接请求。

·终端 B 向关守请求进入会场。

·经论证，确定 B 为登记用户，且尚有宽带供终端 B 使用，继而发出确认请求。

·终端 B 向终端 A 发出连接确认。

至此，终端 A 与终端 B 之间的通信连接建立起来了。可见，这种方法的通信连接是直接建立的，这里关守只起指路和入会论证功能。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

上面举了一个例子说明关守在用户通信连接建立过程中的作用，当然这是一个十分简单的例子，大多数场合下的通信连接比此复杂得多。

5. 多点控制单元（**MCU**）

多点控制单元（MCU）由多点控制器（MC）和多点处理器（MP）组成。H.323 建议的多点会议控制、管理和处理可以集中处理也可以分散处理。同样，MC 和 MP 可以合在一起作为一个设备存在，也可以作为一个功能块放在其他设备中（如终端、网关等）。

多点控制器（MC）提供支持多点会议的控制功能。在多点会议中，MC 将进行与每一个终端间的能力交换，以确定会议中的公共能力。有一个终端加入或离开会议时 MC 将修改能力集并将它发送给与会终端。MC 为会议选定通信模式，使得在会议中的各终端工作在共同的选定的通信模式中。连接完成后，MC 使用 H.245 信令选择会议方式（集中方式或分散方式）。

多点处理器（MP）在集中处理方式和混合处理方式时接收来自终端的音频、视频和数据码流，这些码流在 MP 中处理后送回终端。MP 对视频的处理有两种方式，其一是视频切换，这可根据主席控制和声音大小来控制视频的切换；其二是视频复合，将若干站点的画面复合在一个画面上（如左右组合、上下左右组合和 9 画面组合等）。MP 对音频的处理主要是混合，它可以是 M 条通道输入经过处理获得 N 条通道的输出。由于音频编码是非线性的，不同的多路编码的音频码流不能直接混合，先要解码还原到线性的语音编码，将多路线性的语音编码混合起来后编码成合适的语音编码输出。MP 音频处理还可音量衰减，以抑制噪声和防止不必要站点的语音干扰会场。在数据处理方面，H.323 中 MP 的主要处理对象是 T.120 数据，MP 起着顶级多点通信服务提供者的作用，用 T.120 建议处理会议中数据流的流量流向。

H.323 会议的多点控制和管理工作方式有：

·集中方式的多点控制和管理

这种工作方式中，所有终端都通过点对点方式（注意，这里的点对点方式并非指物理连接，而是指逻辑连接）与 MCU 相连，或者与多个级联的 MCU 相连。由 MCU 中的多点控制部分（MC）通过 H.245 实现多点控制功能，由 MCU 中的多点处理单元实现多点音频混合、多点视频切换或复合，以及多点数据传递控制等多点处理功能。

·分布式多点控制和管理

在这种管理方式中，系统中没有 MCU，即没有集中控制和集中管理的设备，MCU 功能以 MC 和 MP 功能模块分别存在于系统的其他设备（如终端、网关和关守）中实现。

·混合方式的多点控制和管理

在这种方式下，多点控制（MC）以集中方式工作。多点处理有音频集中处理视频分散处理和视频集中处理音频分散处理两种。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

6. 网关（Gateway）

在会议系统中，网关是跨接在两个不同网络之间的设备，把位于两个不同网络上的会议终端连接起来组成一组会议，如图 14－33 所示，通过网关实现局域网终端与电路交换网终端、ISND 终端等的互操作。

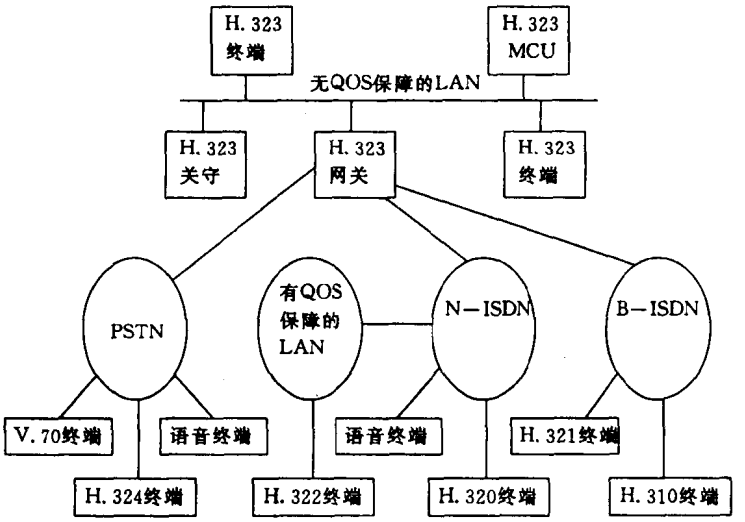


图 14－33 网关的功能

网关的主要功能有 3 大类：第一大类是通信格式的转换，如 H.323 会议网络（如 IP 网）和电路交换网（SCN）之间必须通过网关实现 H.225.0 码流和 H.221 码流间的互译，以完成链路层的连接；第二大类是视频、音频和数据信息编码格式之间的互译，以完成表示层之间相互通信；第三大类是通信协议和通信规程（如 H.245 与 H.242 之间）的互译，以实现应用层的通信。

由于目前的会议大多在 SCN（电路交换网）上，图 14－34 说明了 H.323 会议与 SCN 会议间的网关。由于网关跨接在两个网之间，对于两个网中的任一个来说，网关都是该网的一个设备，都起着各自终端的作用。

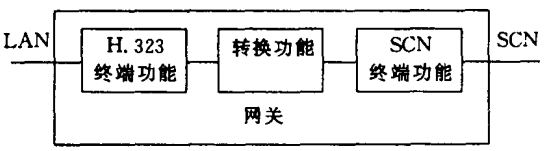


图 14－34 网关实现的一种配置

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

四、IP电话的服务质量

从用户的观点来看，IP电话的服务质量应该包括通话的语音质量和使用是否方便两个方面。

在使用方面，目前使用IP电话时还需要进行2次拨号，需要输入用户号（IP电话卡号）、密码等号码等，使用不便。这主要是由目前IP电话的系统结构决定的，需要在IP电话系统结构进一步发展和完善并与现有PSNT进一步融合的情况下才能逐步解决。

IP电话的通话语音质量是人们最关注的问题，也是影响IP电话发展的主要因素。目前IP电话的主要问题是语音质量无法与传统电话相比，如果这个问题得到解决，IP电话将会有更大的发展。这里将主要讨论IP电话语音质量问题。

（一）影响IP电话语音质量的因素

影响IP电话语音质量的主要因素有3个方面：

1. 话音编解码器的语音质量

由于IP电话都采用语音压缩编码技术，话音编解码器本身的语音质量将直接影响IP电话的通话质量。

由于近几年来，话音编码技术有了很大的进步，在中速率（4 Kb/s ~ 16 Kb/s）的情况下已可以达到或接近长途通信质量。如H.323标准建议的G.723.1和G.729/G.729A等算法都可以提供很好的语音质量，其语音质量已超过现在使用的GSM或CDMA蜂窝电话系统的语音质量，几乎听不出与普通电话的质量区别。

可见在正常情况下，语音编码已不是影响IP电话语音质量的因素。但是，如果传输网络不保证传输质量，丢失数据分组时，将严重影响语音质量。因为这些语音编码算法都以帧为单位，一旦丢失数据分组，特别是连续丢失包时，话音编码算法将难以恢复原始语音，合成语音质量将明显下降。

2. 回波

回波是指通过电话系统反射回发送端的经过延时和失真的语音信号。回波对人的影响与回波延时及大小有关，延时较大（如大于50ms），回波的干扰会使谈话者感到不舒服，甚至使谈话无法进行。回波主要有两种，一种是声学回波，它由声波的反射以及麦克风和扬声器的耦合造成。另一种是线路回波，它是由二四线转换时的阻抗不匹配造成。

IP网中的传输是“四线”形式，公用电话网用户线是“二线”传输的，这样就会遇到二/四线转换，出现线路回波。由于IP电话延时较大，所以必须采用回波抵消器（Echo Canceller）消除线路回波影响。实际在IP电话网关中都有数字回波抵消器（通常在语音编码器中实现），因而线路回波的影响可以忽略。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

回波抵消器的原理见第 2 章。

当电话终端采用麦克风和扬声器工作时（如终端是 PC 时），将产生声学回波。这时应注意减小麦克风和扬声器的声学耦合（如减小放音音量或使用头戴式耳机），也可以采用话音激活控制的半双工方式。

3. 延时

延时是在从发话人开始讲话到受话人听到发话人讲话经过的时间。正常的电话通信中，通话的人根本觉察不到延时，因为延时很小。但如果延时超过了一定限度，双方对话时就会觉察。一般地，如果延时超过 100ms，即 0.1 秒，对话时就会觉察，感到对方说话不自然、反映迟钝；如果延时超过 250ms（即 0.25 秒），会使对话的双方都感到不舒服。延时过长，甚至使双方无法交流。

IP 电话的延时大致分为 4 个部分：

·语音编/解码延时。它是由语音编码算法引起的，根据不同的语音编码算法，其值在 5ms ~ 70ms 之间；

·打包延时。在组成 RTP 或 UDP 分组时等待编码数据到达引起的延时。这个延时与分组大小有关。

由于在链路上传输的总的分组大小除编码数据外还包括 IP 首部（20 字节）、UDP 首部（8 字节）、RTP 首部（12 字节）。显然如果分组小，打包延时小但传输效率低，分组大又会增加打包的延时。用 G.729 编码时，如取 1 个语音帧数据打包（不增加延时），有用的语音数据（10 个字节）仅占一个分组数据的 20%，效率很低。

·数据分组传输延时。由 IP 网的传输带宽和路由情况决定。在低速信道或信道过于拥挤时可能导致长延时。在目前的 Internet 上，这个延时较大。

·缓存延时。这是语音编码数据在接收端数据缓存器缓存引起的延时。

由于 IP 分组到达时间不稳定（延时抖动），在数据接收端需要设置数据缓存器来吸收 IP 分组的延时抖动，这称为抑制缓冲技术。

抑制缓冲技术用于控制延时抖动时，需要在每个语音分组上提供一个时间标记（由 RTP 提供），以确保不同分组先后到达时在缓存器中正确重组编码数据。如果缓存器设置较大，可以抑制较大的延时抖动，但缓存延时增加；如缓存器设置较小，缓存延时较小，但会丢失到达较迟的分组。缓存时间的确定比较困难，它与 IP 网络传输质量有关，一般的延时最长可达几百毫秒。

从上面的几个影响 IP 电话语音质量的因素的分析可以看出，IP 网的数据分组传输延时（固定延时和延时变化）和丢包是影响话音质量的根本原因。下面将讨论两个提高 IP 电话语音质量的主要途径，第一是提高 IP 网络的服务质量（QOS），这是最根本的途径；第二是丢包恢复技术。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

（二）IP 网的 QOS

QOS（Quality Of Service）即服务质量，是指为保证所提供业务的质量达到相应的标准而采取的一系列措施的技术总称。IP 网是无质量保证的分组交换网，对于传送语音和视频这样的实时信号，必须采取一定的 QOS 方案，才能保证最终的通信效果。目前，众多国际组织、网络设备制造商和业务提供者致力于 QOS 的研究开发和应用，各种协议、标准、产品和解决方案相继出台。

（1）3 种 QOS 机制

Internet 网的 QOS 机制历经 3 个阶段的变化，即尽力而为 QOS、相对 QOS、绝对 QOS。

早期的 Internet 状况是所谓的尽力而为 QOS。Internet 上的路由器对所有数据分组都一视同仁，对于任何语音数据的通过速率、分组的丢失或分组的延时都不承诺任何保证。这种“尽力而为”机制不能有效地支持语音传输。

相对 QOS（Relative QOS）的传输机制在 IP 头中使用 ToS（Type of Service，服务类型）字节，该字节表示分组的延时优先级和分组丢失优先级，VoIP 网关需要一个标志分组来申请低的延时和低的分组丢弃率。与尽力而为 QOS 相比，相对 QOS 是进步，但要保证语音数据的质量还是比较困难，它只能在一个管理良好的 IP 网上达到较好的 VoIP 质量。网络设备制造商们开始调整他们的产品，以支持优先排队和拥塞控制机制。

绝对 QOS（Absolute QOS）建立在相对 QOS 之上，但是它需要有足够的带宽才能控制延时和延时变化。绝对 QOS 可以较好地解决服务质量问题。

（2）QOS 的技术实现

一个网络提供 QOS 保证的途径有过度建设、优先级、队列、避免拥塞和传输整形等。

·过度建设方案靠提供大量带宽来满足用户的业务需求。

过度建设是最简单的一种 QOS 途径，一般是应用在局域网（LAN）中的 QOS 方案。但是在广域网（WAN）环境中，过度建设不太实际。虽然不断下降的 WAN 带宽价格将使越来越高的速度更易为人接受，并将在一定程度上减轻用户对 WAN 网络 QOS 的需要。但是 WAN 带宽价格对于许多用户来说仍较高，因此在 WAN 中最有可能的解决方案是过度建设与 QOS 特性相结合。

·优先级是指对每个 IP 数据分组分级别处理。

由于不同级别的数据分组在网络进行预留带宽分配、通过顺序、延时抖动、丢包等方面的处理时待遇不同，这样可以确保像语音、图像等对实时性要求比较高的数据分组享受高级别，从而提高其传输的质量。

在传统的 IPv4 协议中，IP ToS 对于 IP 分组的格式预留了一个域。在此域中，用户可以指定延时、吞吐量以及可靠性服务等优先级属性，有许多典型的路由器支持这种优

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

先级。新近出台的资源预留协议（RSVP）比 IP ToS 更复杂，它规定了特有的信令机制，该机制可用于向路由器传输应用的 QOS 请求。

·队列和队列算法是在已经应用了优先级的前提下采用的一种 QOS 方案。

队列实际上是路由器或交换机内部的一块缓存区，用来存储带有优先级别的 IP 数据分组。队列算法是一种特定的计算方法，用来确定存储在队列中的数据分组的发送顺序。算法的思路是对优先级高的分组提供更好的服务。如规定低优先级队列每传输一个分组要从高优先级队列中传输出两个分组同优先级的分组按照先进先出的原则传输。

·消除拥塞。拥塞控制与避免机制是 QOS 的另一个重要方面。

拥塞控制使终点站在网络发生掉包时降低传输流速度。许多年前，TCP/IP 就支持拥塞控制，但拥塞控制本身不能保证 QOS。然而，当拥塞控制与拥塞避免功能同时存在时，拥塞控制具有更强大的功能。TCP/IP 的拥塞避免功能是一项相对较新的技术，目前已成为 ISP 与电信级公司路由器中的标准特性。

·传输整形是一种处理和修改数据以保证 QOS 的技术，如分组分段。

ATM 网络提供高 QOS 的原因之一是它采用了短信元。任何信元可以被延时的最大限量是传输一个信元所需的时间。借鉴 ATM 技术，路由器和交换机厂商在产品中增加了分段功能，如将有的分组分割成 64 字节长的分组，这样有助于在路由器内保证持续的 QOS。

未来的 QOS 系统应该是将上述几种功能集成在一起的整体，形成一个基于策略的管理系统，称为策略服务器。策略服务器和现有网管软件相结合，对网络进行实时监控，动态配置路由器和交换机，最终达到提供端到端的 QOS 服务。

（3）QOS 的发展

随着 Internet 和 IP 技术的发展，QOS 越来越成为人们关注的焦点。目前，与 QOS 相关的技术也在日新月异地发展。下面介绍其中的几种。

·MPLS 对 QOS 的支持

MPLS（多协议标记交换）是 IETF 为提高 Internet 网络的扩展性，增强 Internet 的路由器交换处理能力而提出的基于第二层/第三层相结合的数据分组交换协议。它在网络层（第三层）的数据分组头和链路层（第二层）数据分组头之间插入固定长度的标签，网络根据固定长度的标签选择路由并转发。这样就解决了路由表中不同长度的路由表在路由判决时耗费的时间，同时在网络中将网络层的数据分组转换到链路层实现，使网络充分发挥链路层的效率和优势。MPLS 实现了第三层数据分组到第二层的映射，因而可以利用 MPLS 实现 QOS。在应用 MPLS 的网络中，可根据 IP 层数据分组的优先级类别将其映射到一些特殊的链路层标签上。对于这些特殊标签的数据，链路层提供特殊的传输通道以满足这些数据分组对延时及带宽的需求。这样，通过链路层定义的特殊标签实现了网络层上不同的 QOS 业务需求。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

·QOS 路由（QOSR）技术

QOSR 是根据网络现有资源状况决定流量路径的路由协议。QOSR 根据所考虑的测量值计算和选择最佳路由。计算测量值的信息包括所有节点的带宽资源情况，包括端到端的延时、资源的可用性及每一节点的转发机制等。QOSR 根据用户特定的需求定义路由选择机制，网络管理员可很方便地根据业务类别来作网络参数的调整与配置、资源的分配、网络带宽的控制。如对一些要求低延时的应用，QOSR 尽量选择光纤线路，避开卫星传输线路，以保证选择最低延时的路由，对于对带宽有要求的应用，QOSR 保证选择的路由经过的链路都满足带宽的要求。QOSR 在计算路由时考虑的因素较多，因而其路由协议同现在 Internet 网的路由协议相比复杂得多。QOSR 在路由协议上提供了对不同业务类别的处理机制，因而对 QOS 有很好的支持。

·IPv6 对 QOS 的支持

IPv6 不仅用于解决 Internet 网络地址的危机，而且在解决 Internet 网络性能方向有很大的突破，提供对 QOS 的支持。在 IPv6 中定义了两个重要参数：业务类别域和数据流标志位。业务类别域将 IP 分组的优先级分为 16 级，0～7 用于在网络发生拥塞时通过减少数据分组的发送速度实现拥塞控制的业务；8～15 用于实时性很强的业务，在网络拥塞时不作任何减少流量的控制。对于需要特殊 QOS 的业务，可在 IP 数据分组中设置相应的优先级，路由器根据 IP 分组的优先级处理这些数据。数据流标志位用于定义任意一个传输的数据流，以便网络中所有的节点能对这一数据进行识别，并作特殊的处理。除了在 RSVP 协议中使用数据流标志外，IPv6 中未对数据流标志的使用作详细说明。但有了数据流标志位，就可以使路由器处理具有特殊业务请求的数据分组。

（三）丢包恢复技术

如前所述，IP 网中的话音数据分组丢失会严重影响语音质量。这里主要讨论话音数据分组的丢包恢复技术。

丢包恢复技术分为两大类：基于发送者的恢复技术，包括前向纠错（FEC）、重传技术和嵌入编码技术等；基于接收者的恢复技术包括插入技术、内插技术和再生技术等。

（1）基于发送者的恢复技术

所谓基于发送者的恢复技术是指需要发送者参与处理的丢包恢复技术，主要有：

·前向纠错技术：在所发送的分组中除了携带信息的信息分组外附加一些纠错分组，在接收端修复传输中丢失的分组。

前向纠错编码有两类。一类是与媒介无关的前向纠错编码，它的纠错分组独立于信息的内容，且恢复的结果是完全替代丢失的分组。其计算量相对较小且易于实现，但附加延时、附加带宽较大。另一类是媒介相关前向纠错编码，如采用复合分组传输语音单元，即在后续分组中重传前一分组语音的次要编码。次要编码通常选择低带宽、低质量

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

的编码方法。

·重传技术：如果端到端延时可以容忍，利用重传可以完全恢复丢包。

但在IP电话中有严格的延时要求，因而其典型应用一般不使用基于重传的分组恢复技术。目前存在一种“半可靠重传技术”，其原理是接收者如果发现分组丢失，向发送者发出NACK信息。如果该分组仍在发送队列中，发送者重发该分组。这样就可以获得符合通信中时间限制的恢复方法。这里，重传的语音编码分组可以采用低带宽编码，不必与原始编码完全一致。

·嵌入编码技术已在前面介绍过，这里不再重复。

(2) 基于接收者的恢复技术

基于接收者的恢复技术由接收者完成，无需发送者参与。这类恢复技术的思想是产生一个与丢失数据分组相似的替代分组，其基础是语音信号具有的短时相关特性。显然，这种恢复技术只对短时间（如 < 40ms）的语音数据丢失有效。对于长时间的语音数据丢失，只能采用简单插入静默数据或背景噪声数据的方法。

·插入技术：即插入一个填充的分组来修复丢失。

填充的方法非常简单，如插入静默数据、噪声数据或重复前一帧数据。这种技术容易实现但效果较差。其中，插入背景噪声数据的方法的效果好于插入静默数据，是简单常用的方法。这两种方法利用了人脑可以有意识地利用正确的声音修复丢失的语音片断的能力。重复丢失分组前到达的分组也是一种有效的方法，加上渐变特性效果会更好，例如可以让重复分组的前10～20ms与前帧保持相同振幅，经过200～300ms渐变为零振幅。

·内插技术：即利用丢失分组两侧或丢失分组前的若干分组获得一个替代分组。

与插入技术相比，它的优点是考虑到语音信号特征的改变，效果较好，但需要更多处理时间和处理能力。如常用的波形替代方法是对恢复的时域波形进行内插，寻找丢失分组前或后的适合波形来替代。可用简单的波形替代、基音波形替代和基于模式匹配的波形替代方法等。

·再生技术：利用语音压缩算法的知识获得编码参数，合成出丢失语音。

由于这种技术必须依赖编码器，同时因为有大量的状态信息用于语音恢复，所以效果较好，但需要的计算量较大。这种技术实现起来代价高但效果良好。如对线性预测类的编码器，对于短丢失，可以根据清音或浊音情况在丢失的两侧内插线性预测系数，激励参数可用前一帧数据的。

五、IP电话系统的构成

1.IP电话系统的整体结构

基于H.323标准的IP电话系统的整体结构如图14－35所示。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

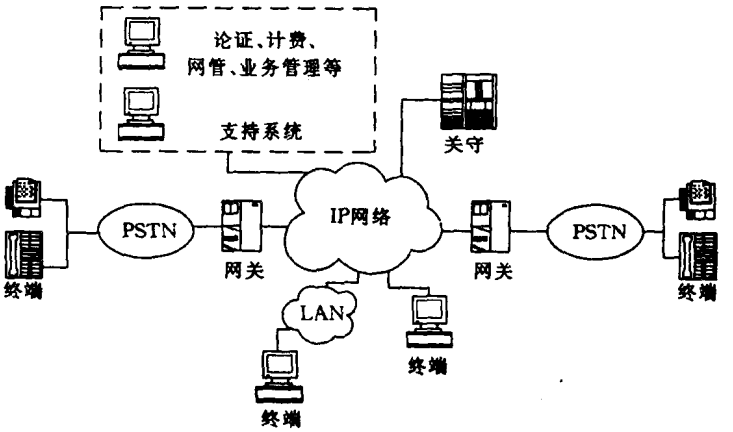


图 14－35 IP 电话网的整体结构

从图中可以看出，IP 电话系统由公用交换电话网（PSTN）、IP 网络，各种终端、网关、关守和支持系统等部分构成。

公用交换电话网主要负责 PSTN 用户的基本接入与连通，完成端到端通信。IP 网络主要负责提供 IP 电话的网络传输通路。

IP 电话的终端有多种类型，包括传统的语音电话、传真、ISDN 终端、PC，也可以是集语音、数据和图像于一体的多媒体业务终端。不同种类的终端产生的数据源结构不同，要在同一个网络上传输，需要由网关进行数据转换，形成统一的 IP 数据分组。如果终端直接连接 IP 网，则无须通过网关。

网关（GW）负责提供 IP 网络（Internet 或 Intranet）和传统的 PSTN 接口，从而提供廉价的长途通信业务。网关可以支持多种电话线路，包括模拟电话线、数字中继线和 PBX 连接线路，并提供语音编码压缩、配合关守进行呼叫控制、信令转换等功能。

关守（GK）是网关的管理者，控制网关完成呼叫接续过程。关守主要完成地址翻译、用户认证（与认证中心配合）、呼叫管理、带宽管理等功能。

支持系统主要包括认证中心、计费中心、网络管理中心和业务管理中心。认证中心负责存储用户的基本数据，完成用户的身份认证；计费中心负责计费信息的采集及处理并最终产生计费话单；网管中心负责网络设备的监控及故障处理；业务管理中心负责有关 IP 电话业务方面的管理。

有两点需要说明：第一，上述各部分的功能并非所有 IP 电话系统都必备。网关的功能是必需的（除了纯粹的 PC 到 PC 方式），其他功能根据不同 IP 电话系统的规模而有所不同；第二，上述结构主要是功能上的，其物理实现在不同 IP 电话系统内不同。一般网关都是必须的，而关守和支持中心却不一定物理存在。如可能系统只有网关，而把关守和支持中心的一些功能集中在网关中实现，也可能系统只有网关和关守，支持中心

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

的功能在关守中实现。

2. 关守

本章第4节介绍了H.323中的关守，这里进一步说明关守在IP电话系统中的作用。

一般地，关守可实现的主要功能有呼叫控制及论证功能、地址翻译、拨号计划管理、带宽管理、网络管理与维护、数据库管理和集中化帐务和计费管理等。显然，其中有些功能是支持中心的功能。

(1) 呼叫控制及论证功能

目前，大部分厂家的关守都提供对PC到PC、PC到IP网关、IP网关到IP网关等3种业务的支持。当呼叫来到时，关守对呼叫终端进行验证，符合业务要求的呼叫才被许可通过，并给予一个可连接网关的地址。

下面分别介绍网关在这3种业务类型中的工作情况。

在PC到PC中，当一个PC终端的呼叫请求到达关守时，关守对此呼叫业务的类型以及呼叫终端的权限进行验证。如果通过验证，关守在用户数据库中搜索被叫终端的地址，找到后将地址信息返回主叫终端，主叫终端根据返回的地址与被叫终端连接，通信过程开始建立。如果验证不符合要求或非法呼叫，返回错误请求信息，断开连接。

在PC到IP网关中，PC终端的呼叫到达关守，在通过关守的验证后，关守为主叫终端选择一个合适的网关（如靠近被叫电话），其地址发送给主叫，主叫终端根据返回的地址连接到相应的网关，并通过该网关连接被叫方的电话。

在IP网关到IP网关中（这是IP电话最普遍的方式），主叫方电话先连接到本地网关，输入用户账号和密码。本地网关把呼叫请求发送到关守，关守对用户账号和密码进行检验，验证该用户是否经过呼叫授权。通过授权检验后，关守搜索合适的对端网关，并向本地网关返回对端网关的地址。最后，本地网关将呼叫传送到远端网关，通信开始建立。

综上所述，在一个IP电话的通信建立过程中，关守负责对呼叫进行身份和密码验证，并完成呼叫的初始化功能。

(2) 地址翻译

根据H.323的规定，在IP网络范围内的呼叫可以用一个别名标记其目的地终端地址。对于来自IP网络外的呼叫，例如PSTN，当呼叫到达网关时，网关收到一个符合E.164标准的号码地址（如0086－025－4533123）表示目标终端的地址。关守的地址翻译功能是把这个别名或者E.164地址转换成IP网络可以识别的形式，也就是常见的IP地址（如210.28.138.235），在IP网络内靠IP地址寻址和路由选择。

(3) 带宽管理

关守通过发送远程访问服务（RAS）消息支持对带宽的控制功能，这里的RAS消息包括带宽请求（BRQ）、带宽确认（BCF）和带宽丢弃（BRJ）等。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

例如，网络管理人员可以规定一个门限，定义可以同时连接 IP 电话网的最大值，当超过这个门限时，关守将拒绝新的连接请求。可以通过规定门限值限制网络可分配的最大带宽，这样，把剩余的带宽用来传输一些特定的应用。

(4) 拨号计划管理

对于 IP 电话的运营者或者管理者，控制提供给某个用户的权限和业务种类，即规定用户可以使用何种业务类型以及业务所能达到的地域是很重要的。只有实现上述控制，运营商和网络管理者才可以根据不同的需求向用户提供更加多样的业务。

此外，在呼叫到来时，如何选择合适的网关提供业务也相当重要。只有充分利用每个可能到达网关的功能，才可以最大限度发挥整个网络的效益。因此，呼叫方到网关的路由选择方法要动态地确定和更改，这也是通过对拨号计划的管理实现的。

总之，关守要能够提供一种灵活的符合国际号码标准的拨号管理机制，以实现对 IP 电话业务种类以及路由选择方案的整体控制和维护。

(5) 数据库管理功能

任何一种完善的应用型业务体系都离不开大量的数据，并且随着信息技术的发展，这种数据量呈几何级数比例增长，IP 电话系统也是如此。

IP 电话系统包含的数据来源有系统初始化信息、网络结构信息、网关配置信息、网络连接信息、用户详细信息以及呼叫记录信息等。这里，网络连接信息和呼叫记录信息的数据量都相当大，并且动态增加。因此，面对如此庞大的数据内容，必须有一个性能稳定、安全性好的大型数据库系统承载。

关守提供的一大功能就是数据库管理，一般来讲，关守大都集成了其他大型数据库厂商已经成型的产品提供的功能，例如 Oracle 数据库管理系统、SYBASE 数据库等。数据库和网络维护人员之间的接口可以采用原数据库厂商的工具，也可以由 IP 电话制造商自己开发。

(6) 网络管理功能

关守是整个 IP 电话网络的中心，也担负网络管理的重担。

关守应该自动生成网络各个设备的连接和运行状态的报告，以及向网络维护人员提供各种事件的日志，以便在出现问题时有线索可寻。维护人员员可以通过对事件日志的浏览和网络设备的实时监测及时发现问题，预防故障的发生。

关守还应该动态分析整个网络的性能，进行流量控制和错误检测。

远程控制、远程管理和远程配置也是关守的重要功能。通过关守，可以对处在远端的网络设备的参数进行修改和配置，并可即时增加和删除网关设备。

(7) 集中化账务和计费管理

关守应该可以为所有的呼叫详细记录（CDR）提供集中、开放的接口，并支持储金卡和预付费方式的计费。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

此外，关守应自动生成CDR日志，并保证系统中所有的呼叫信息集中存放在一个地方，以方便计费。

关守还可以为第三方计费系统和客户管理系统提供开放的接口。

3. 网关

在IP电话系统中，网关是最重要的组成部分之一，是实现IP电话的关键。本章第4节介绍了H.323中的网关，这里进一步说明关守网关在IP电话系统中的作用。

最初的IP电话必须通过PC机实现，这种PC到PC的方式有一定的局限性。首先，PC机的用户数有限，打IP电话比较复杂（需要得到对方IP地址）；而且对于业务提供商来说，它不利于作为一项业务去开展。另外，只有双方同时联网才能使用，这意味着使用这项应用必须提前预约。许多公司开发的软件之间不兼容，双方必须使用同样的软件。这些缺陷使IP电话的厂商开始考虑能否使用普通的电话机拨打IP电话。

要实现这一想法，必须有一种设备把传统的电话网PSTN和IP网连接起来，使得本地的话音走本地电话网，长途的话音经过IP网传输，或者通过IP网旁路电话网的长途线路。由于在IP网上传输信息很便宜，因此用户在打长途电话时可以只交纳本地电话费以及少量的服务费和上网费，大大节省费用。这种设备就是网关。

网关是专门完成转换功能的设备，用户的话音经过PSTN传送到网关，网关对它进行压缩、分组和一些保证质量的处理，将IP话音分组发送到IP网上传送，到达对方所在地的网关后，对话音分组进行反处理，形成话音信号经过PSTN传输到对方的电话机。

通常使用的IP网关有两种形式，一种是在服务器或PC机上加插DSP语音处理接口卡并运行安装呼叫管理软件；另一种形式是在Internet接入服务器上改进，加上语音处理等功能。在IP网侧，每个网关被赋予一个IP地址，通常采用以太网接口；在PSTN侧，每个网关有一个接入号码，可采用数字或模拟中继接口。

网关应具备以下基本功能：

·号码查询

当发送方IP网关接收到用户呼叫请求后，首先寻找被叫号码所在网关的IP地址。这种寻找工作一般通过与关守通信完成。在某些简单系统中，可以在IP网关内置一张号码表，通过简单的查询完成。

·建立通信连接

源IP网关负责和目的IP网关建立通信连接，完成呼叫设置、兼容性检查等工作。

·信号数字化

当与PSTN采用模拟接口时，源IP网关首先将模拟语音信号数字化为PCM信号。许多IP网关支持ISDN或T1/E1接口，可直接得到PCM信号。

·语音压缩编码/解码

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

对 PCM 编码经过专门的 DSP 芯片进行语音压缩编码（如 G.723.1、G.729a 等），以降低 IP 网络上的传输带宽。在目的 IP 网关进行相反的解码过程。

·传真信号解调/调制

有些 IP 语音网关可以智能地识别数字信号是语音还是传真，并切换到相应类型的工作方式。如果数字信号是传真，需要用 DSP 处理，将其转化为符合传真标准的 2.4～14.4 Kb/s 数字格式。反之，在目的 IP 网关需要进行传真调制过程。

·信令转换

网关负责提供与 PSTN 的接口，因此 IP 电话网关的一个重要功能就是信令的解释和转换，即把来自 PSTN 的呼叫控制信令翻译解释成 IP 电话网络内部可以识别的信令格式，然后通过 IP 网络传输。当采用模拟接口时，需要由 DSP 检测/产生 DTMF 信号。

·数据打包/解包

对呼叫和控制信号、压缩的语音数据分别采用 TCP、RTP/RTCP 或 UDP 传输。

4.IP 电话的通信过程

现在以普通电话服务为例介绍 IP 电话系统是如何完成一个基本通信过程的。

对于普通电话服务，其基本的通信过程可分为呼叫建立和通话两个部分。在呼叫建立过程中，需要完成用户身份认证、确定网关路由、协商话音编码方法等工作；在通话过程中，应建立 RTP 话音分组流及进行带宽管理、通话质量管理等。

图 14－36 为基本通信过程的示意图。IP 电话系统的基本通信过程为：用户拨打接入号码与网关连接；网关对用户进行认证及授权（通过关守使用 RAS 协议或其他认证方法），并进行呼叫管理；关守根据网关送来的用户输入的被叫电话号码选择对端网关，并将对端网关呼叫信令地址返回发端网关；两端网关使用 H.225.0 协议建立呼叫（可以通过关守也可以不通过关守）。若呼叫成功，在两端使用 H.245 协议建立话音通道；在通话中，网关对语音信号进行编解码并用 RTP/RTCP 或 UDP 协议传输，同时系统执行计费、管理等功能；通话结束，拆除呼叫连接并终止计费（图中省略了拆除呼叫过程）。

在这个通信过程中，网关分别完成传统电话网侧的传输和 IP 网侧的传输、执行两侧不同的话音编码方法的转换。对来自传统电话网侧的信令和来自 IP 网侧的信令进行必要的翻译。当有网关不处理的补充业务时，相应的信令由网关透明传送至对端。

对于实时传真业务，首先由主叫和网关之间按照 T. 4/T. 30 建立连接，然后主叫端网关对被叫端网关进行寻址，寻址完成后按照 H.323 建立呼叫，被叫端网关再建立与被叫的连接。

连接建立后，两端网关间采用 T.38 建立实时传真传输通路。至此，通过 IP 网络的“虚拟”T.4/T. 30 的连接建立起来，两端传真机实现实时通信。

上述通信过程是一个典型的符合 H.323 标准的过程，有一些小规模的 IP 电话系统

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

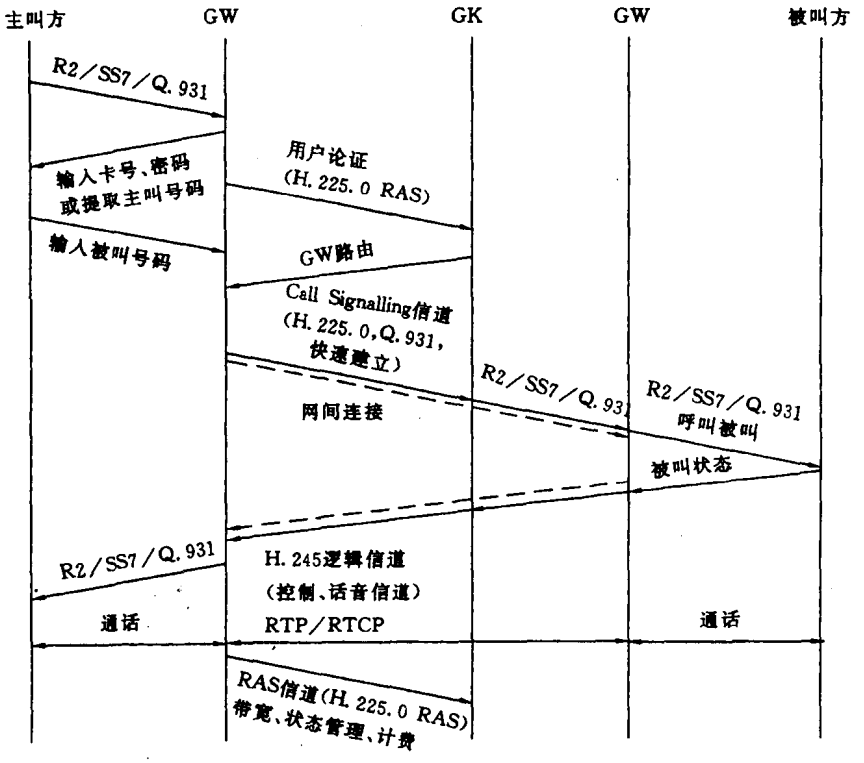


图 14－38 IP 电话基本通信过程流程

自成体系，其结构和通信过程（特别是通信协议）不一定符合这里的描述。

5. 有关的接口、信令与协议

(1) IP 电话系统与传统电话网之间互联的接口与协议

IP 电话系统通过网关与传统电话网连接。

IP 网关与传统电话网交换机之间采用模拟或数字中继接口，信令采用 No. 7 信令或 R2 信令。由于 No. 7 信令在缩短接续时间、提高通信质量、提高信道利用率等方面有很大的优越性，应优先采用。

当 IP 网关连接 PBX 时，可以采用用户线接口和用户线信令。

当 IP 网关连接 ISDN 交换局时还可采用 DSS1 信令。

(2) IP 电话系统与 IP 网互联的协议

根据 H.323 协议，IP 电话系统信息流采用 H.225.0 建议打包和传送，对控制、数据和呼叫信令信道采用 TCP 协议；对于音频、视频，RAS 信道采用 RTP/RTCP 或 UDP 协议。

(3) IP 电话系统内部协议

IP 电话系统内部的网关和网关及网关和关守之间遵照 H.323 协议交互：

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

·网关和关守间使用 H.225.0 RAS（H.225.0 协议中定义的远程接入服务）进行认证、地址翻译、计费和控制等。

·网关和网关间使用 H225.0 协议和 Q.931 协议建立呼叫。

·网关和网关间使用 H.245 协议建立话音通道。语音编码采用有关的 G 系列标准。

·当系统有多关守时，关守与关守之间的通信完成不同域之间的呼叫建立。目前呼叫方式和标准还不完善。同一厂家的关守之间通过内部标准互通。

6.IP 电话网组织结构

根据 H.323 建议，一组网关以及管理它们的关守构成一个域，域内的呼叫过程和地址转换相对独立。IP 电话网络可以只由一个域构成，也可以由多个域构成。一个支持系统可以对应一个域，也可以对应多个域。

根据上述不同组网方式，网关、关守及支持系统的设置方案有以下 3 种：

·在集中式方式中，全网就是一个域。全网只设置一个关守，负责对全网的网关进行集中管理，并设置一个支持系统，负责管理整个域。集中式方式具有网络结构简单、功能集中、易于实现等优点，适用于用户数不多且话务量不大的 IP 电话网。但网络的安全性不高，一旦关守或支持系统出现故障，将影响到整个网络的运行。

·在半分布式方式中，全网由多个域构成，所有的域都对应同一个支持系统。半分布式方式由不同的关守对网关进行分片管理，某一关守出现故障不会影响到整个网络的运行，增加了网络的安全性。但由于所有网关只能和同一个支持系统交互数据，所以造成网关的作用不明显，网络结构不清晰，建网时一般不采用这种方案。

·在全分布式方式中，全网由多个域构成，不同的域对应不同的支持系统。分布式方式具有网络结构清晰、安全可靠等优点，提供较大的用户数和话务量。但网络的结构较复杂，实现较困难，而且不同的关守和网关之间存在互联问题。目前国际上还没有制定不同厂商的关守设备之间的互联标准。

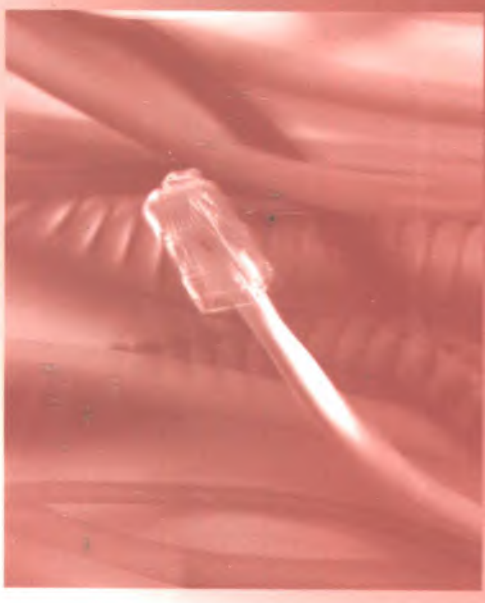
www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

责任编辑：陈露晓
封面设计：胡　湖



ISBN 7-5635-0610-1

9 797563 506100 >

ISBN 7 - 5635 - 0610 - 1/TN • 275

总定价：　3976.00（全十四卷）
分册定价：568.00　（全二卷）

www.789pdf.com 789书库网