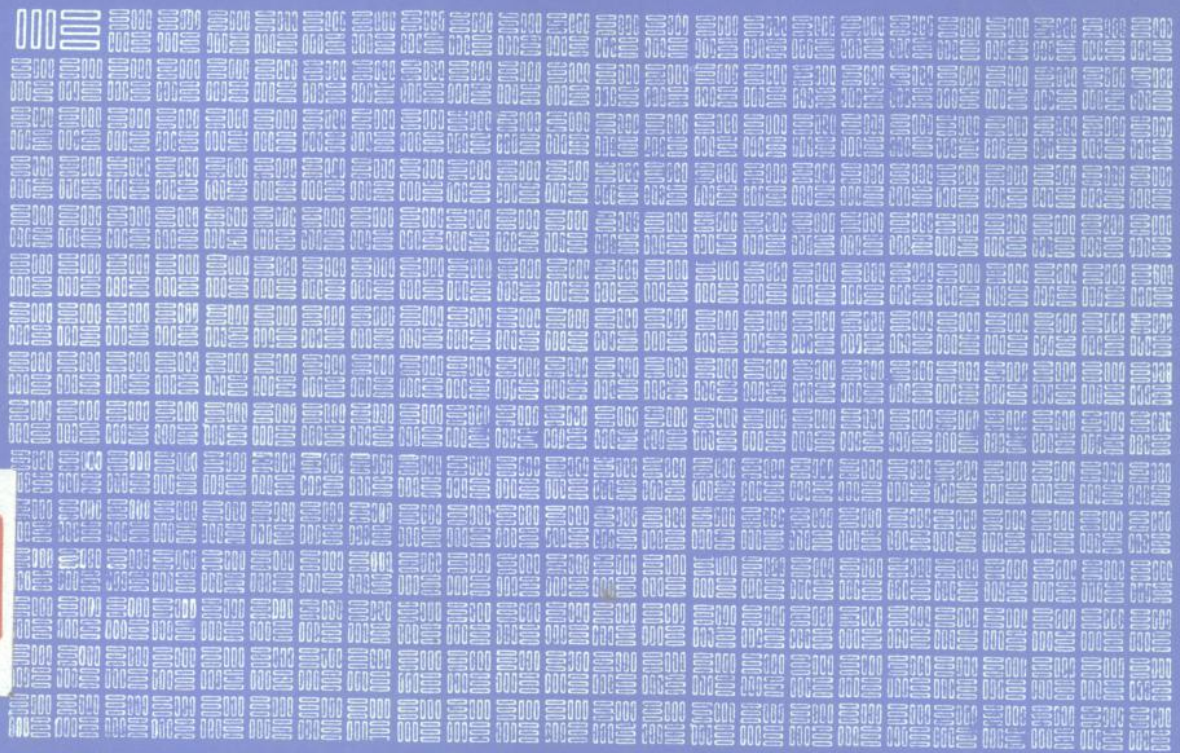


计算机局部网基础

逯昭义 编著

- 波形传输理论
- 局部网体系结构
- 计算机网络技术
- 局部网的特征
- 数据包交换理论
- 典型局部网



5
2

ELEMENTARY
LOCAL AREA NETWORKS

计算机局部网基础

逯昭义 编著

兰州大学出版社

内 容 提 要

本书系统介绍了计算机局部网的基本概念、原理、工程技术实现方法及其基础理论。内容包括波形传输理论，计算机网络技术，数据包交换理论，局部网的体系结构，局部网的特征，典型局部网以及简易局部网的制作等。

本书材料新颖，内容丰富，理论性与应用性并重。可作为高等院校无线电、计算机、信息科学、通信等专业的大学、研究生、教师的教学参考书。对于局部网实际工作者及有关人员的培训也有很好的参考价值。

JS426/413

计算机局部网基础

逯昭义 编著

兰州大学出版社出版

(兰州大学校内)

兰州八一印刷厂印刷 甘肃省新华书店发行
开本：787×1092 1/16 印张：15.5

1987年8月第1版 1987年8月第1次印刷
字数：368千字 印数：1—3200

ISBN7-311-00019-X/O·3

书号：13402·7 定价：2.98元(平)
5.48元(精)

前 言

本书是笔者1985年在日本东京大学工学部猪濑博、齐藤忠夫两位教授的通信研究室进修期间完成初稿的。在两位教授的指导下，笔者开展了星形LAN的研究。与此同时，对整个计算机网络及计算机局部网的理论、发展概况和研究进展方面的最新资料进行了归纳汇总（其中部分资料就是猪濑、齐藤先生提供给笔者的），在此基础上产生了本书的初稿。

笔者回国后，兰州大学出版社鉴于本书所选材料较为新颖，国内这方面的工作开展较晚，资料缺口大等情况，积极组织本书的出版。为此，笔者在较短时间内又对原稿进行了第二次修改。

考虑到我国特别是我国西部地区LAN发展的现状，兰州大学无线电系张英林先生让笔者尽早地给他的八位研究生讲授了计算机局部网这门课，同时他也抽时间旁听指导并提出了许多宝贵的修改意见。在教学过程中笔者又作了第三次修改。脱稿后卢智远、张爱民两同志通读了全稿。

为了增强系统性，本书首先对计算机局部网的基础——计算机网络作了论述；对计算机网的最重要基础理论——波形传输理论也专章进行论述；在此基础上才讲述局部网。目前，计算机局部网不仅在研究领域进展迅速，并有逐渐向社会生活普及发展的趋势。因此，在本书内容的安排上，理所当然就要兼顾深度和广度两个方面，以求能满足不同层次读者的需求。本书可供从事计算机网络教学和科研的大专院校师生和科技工作者参考，对于局部网实际工作者及有关人员的培训也有很好的参考价值。

本书由兰州大学无线电系张英林先生主审。在本书编写过程中，猪濑博、齐藤忠夫两位教授给笔者提供了许多宝贵资料；兰州大学无线电系和兰州大学出版社的许多同志给予了大力支持和帮助，在此一并向他们表示衷心的感谢。

由于时间仓促，加之笔者水平有限，书中定有不少不妥甚至错误之处，敬请读者予以指正，并恳切希望提出宝贵建议，笔者将不胜感激。

遯昭义 1987年初春

目 录

绪 论	(1)
第一章 波形传输理论	(3)
第一节 数字信息传输	(3)
一、数字信息传输的代码形式	(3)
二、数字信息的频谱	(5)
三、时分多重PCM传输方式	(8)
第二节 波形设计	(10)
一、波形的不确定性质	(10)
二、椭圆波动波	(17)
第三节 传输系统设计	(21)
一、奈奎斯特理论及扩展	(21)
二、数字信息的最佳检出和代码间干扰的评价	(29)
三、传输系统设计	(32)
第四节 波形设计和传输系统设计的关系	(40)
一、巴格—达富茨设想	(40)
二、求最小平均失真功率	(42)
第二章 计算机网络	(45)
第一节 计算机网概述	(45)
一、什么是计算机网络	(45)
二、计算机网的结构分类	(47)
三、按其它特征对计算机网进行分类	(49)
四、计算机网的主要功能	(50)
第二节 网络传输系统	(51)
一、数据传输系统简介	(51)
二、数据传输介质和数据交换方式	(52)
三、差错控制	(53)
四、数据编码格式和报文传输格式	(57)
五、传输规程(帧级协议)	(60)
第三节 数据终端设备和通信子网端接设备的接口	(69)
一、EIA RS—232C、RS—449	(70)
二、CCITT X·21建议、V·24建议	(73)
第三章 数据包交换的理论	(78)
第一节 数据包交换网	(78)

一、什么是数据包交换网	(78)
二、数据包交换网交换过程介绍	(78)
三、数据包交换网的机能	(80)
四、数据包级协议	(81)
第二节 数据包交换中的排队论	(92)
一、排队论在交换中的几个规律	(92)
二、 $m/m/n$ 排队模型	(99)
三、 $m/g/1$ 排队模型	(101)
四、数据包交换网的排队问题	(104)
第三节 数据包交换网的最大信息流量和径路选择	(111)
一、图论基础	(111)
二、网络径路选择	(116)
第四节 流量控制解析	(123)
一、信息流控制原理	(123)
二、流量控制的解析	(124)
第四章 计算机网络体系结构	(126)
第一节 什么是计算机网络体系结构	(126)
一、网络体系结构的提出	(126)
二、七层协议概述	(127)
三、ISO, CCITT等介绍	(129)
第二节 ISO/OSI	(131)
一、ISO/OSI概述	(131)
二、ISO/OSI参考模型及分层协议	(133)
第三节 计算机网络体系结构之一——SNA的介绍	(145)
一、SNA的概述	(145)
二、数据格式、数据流、数据流控制	(150)
三、通信控制器	(154)
第五章 计算机局部网的特征	(156)
第一节 局部网概述	(156)
一、由接插装置到局部网	(156)
二、局部网与分散处理系统	(161)
三、局部网的发展过程	(164)
第二节 局部网的特征	(167)
一、局部网的拓扑结构与传输介质	(167)
二、局部网的存取方式	(167)
三、LAN的总线结构和环形结构	(172)
四、局部网的接口	(175)
五、局部网的分层协议	(177)

第六章 典型局部网	(182)
第一节 Ether Net (E网)	(182)
一、E网详细说明.....	(182)
二、几个部件的构成.....	(184)
三、E网分层结构	(187)
四、E网控制器的大规模集成板.....	(191)
第二节 PLAN4 0 0 0	(195)
一、PLAN4000详细说明.....	(195)
二、链路层.....	(196)
第三节 其它LAN简介	(197)
一、Z-Net.....	(197)
二、PC-宽带网.....	(198)
三、Token Ring.....	(200)
第四节 Omni Net (O网)	(201)
一、O网详细说明.....	(201)
二、O网分层结构.....	(203)
附录一 简易网的制作	(209)
附录二 部分英文缩写词汇	(232)
附录三 美国信息交换的标准代码 ASC II	(236)
部分参考文献	(237)

绪 论

早在60年代初期，许多国家的厂矿企业、机关学校在日常事务处理和学习研究中就引进了计算机。到了60年代后期，世界上的发达国家已经到了离开计算机，社会机能就要停止工作的地步。计算机技术浸透于社会各个领域的最重要方面是数据通信系统。由于通信技术和计算机技术的结合，就产生了计算机通信网和计算机局部网。为了研究计算机网，自然需要掌握数据通信理论基础，因此我们在第一章讲述波形传输理论。

在数据通信发展的早期，为了满足社会的需求，研究制造工作几乎是自由竞争状态。各个国家，就是一个国家的许多公司厂家，几乎都是无秩序地进行着研究和制造，于是就出现了数据通信系统在不同地区、不同单位自成体系的局面。随着数据通信的进一步发展，不同数据通信系统的互联，不同工厂产品的接续产生了很多困难。这个问题很快被人们所认识。面对数据通信系统的互联问题，国际标准化组织迅速进行了系统的研究工作。近年出现的网络分层体系结构和阶层协议（如ISO/OSI）就是数据通信网标准体系结构的推荐模型，也是开放系统互联的结构模型。这种分层体系结构正是计算机局部网体系结构型式的基础，必须全面掌握。本书在第四章进行了讲述。

早期的数据通信，大都在一个单位、一个部门进行，由于各单位业务活动的不断扩展，要求从其它单位迅速获得数据信息的愿望日益强烈。这样的要求如果能够实现，各单位独有的计算机资源（程序、数据、处理手段等）就有可能得到更为有效地利用。于是就出现了所谓的计算机网络。尔后，由于计算机网的发展，也由于微机、专用机的发展，办公室自动化等业务要求很快被提上日程，于是计算机网络的发展出现了回旋上升的局面，即又回旋到单位、部门之中。这样就形成了网发展的一个重要方向——局部通信网，简称局部网。可见，计算机网络是计算机局部网发展的基础。为了本书的连续性，讲述计算机网络的部分知识是必要的。但考虑到国内“计算机网络”方面的图书已出版了多种版本，故本书不打算占用很多篇幅，只在第二章用一章的篇幅进行归纳讲述。

计算机网络技术产生于70年代初，由于它具有许多优点，在飞快发展的基础上很快进入实用阶段。以资源共享和数据通信为目的的计算机网的发展，不仅引起了计算机工作者、网络工作者的极大兴趣，而且也引起了通信工作者的极大兴趣。为了有效地发挥网的功用，参加网的计算机资源的数量要达到某一程度以上，以前所用的电信、电话线路，无论响应时间，还是可靠性都不大能满足要求。能够实现资源共享的计算机网，必须使用新的通信媒质。经过通信工作者的努力，终于实现了新通信媒质的数据通信——数据包交换通信。数据包交换不仅广泛用于大网的通信中，也使用于全部局部网中。讲局部网离不开讲包交换，因此本书在第三章就数据包交换的理论和技術进行了分析计算和全面阐述。这样就为局部网奠定了基础理论。

一般说，无论那一种新技术都可分为导入期、扩大期、极盛期、休止期四个时期。数据通信进入到数据包交换的计算机通信网和计算机局部通信网，大约已进入极盛期，这个时期预计要维持较长一个时期。

虽说计算机网从70年代就进入实用时期，但主要的障碍是主机结构复杂、造价很昂贵；用户对小型计算机的接口等部件几乎没有选择的余地；计算机本身造价高，附加的网也很昂贵。这样就严重阻碍计算机网络用户的家庭化。以后由于超大规模集成电路的发展，很快出现了微机和单板机。由于微机造价低廉，每个家庭都可以拥有。随着微机用户的增长，又考虑到通信信息量大部分都集中在较小范围内，于是计算机网的一个重要分枝——计算机局域网被人们广泛重视起来。计算机局部通信网（也称LAN）是80年代发展起来的。LAN和计算机网的关系，与微机和大中型计算机的区别相类似。粗看起来，LAN似乎与早期数据通信在局部地区进行的情况没有多大差别。如前所述，实质上计算机局域网是早期数据通信在更高性能层上的回旋发展，并不是走老路。正是因为这一点，LAN与早期数据通信在局部范围进行的情况有本质的区别。本书在第五章讲述LAN的特征。

LAN的历史很短，正在发展阶段。尽管目前上市的LAN有百余种之多。但大规模的研制工作不但没有停止的势头，反而正在强化之中。作为局部网的书只能将其中典型的具有代表性的LAN给读者以分析讲述，实不能包罗万象。本书讲了EtherNet、PLAN系列等数种型号的LAN。随着LAN的发展，会有更新的东西出现，但基础性的LAN恐怕离不开常见的数种LAN。这一部分内容本书集中在第六章一章讲述。

LAN的研究和制造，在我国开展较晚，大约1983年前后东部地区的一些单位陆续开展了引进和研究工作。但是，1985年以来进展很快，很多专业研究部门、重点高等院校几乎都开展了LAN的研究教学工作。不过截止目前，计算机局域网的研究工作仍然主要停留在引进和二次开发工作上。综观全局，在计算机网的软硬件方面我们比先进国家要落后好多年，而且由于国家的财力有限，计算机网的研究开发工作一时还不能提到予想的高度。但是，就目前我们的现状和条件看，就最近几年的发展速度看，缩短这些差距还是有可能的。如果搞得好一点，有可能在数年之后大大缩短差距，特别是跟踪计算机网新理论方面更是如此。

第一章 波形传输理论

波形传输理论是数字信息传输的基础，自然也是计算机网数据传输的基础。数字信息必须变换成代码波形才能进行有意义的传输，因此研究波形传输理论，必须了解两方面的内容。数字信号的性质方面的内容在脉冲数字技术之类的课程中进行讲述，代码波形的各种性质，本章予以讲述。

第一节 数字信息传输

一、数字信息传输的代码形式

传输数字信息的方法是按传输数字信息的波形来分类的。因此要对数字信息波形首先作一介绍。最简单的数字信息的二代码波形就是让符号“1”和“0”对应直流的正负，或者对应正负之中的一个和0电位。象这样不使用载波，而直接让“1”和“0”对应适当电位的方法叫基带方式。与基带方式相对，使用载波调制，即在载波的振幅、频率、相位诸物理量中，使其与“1”或“0”对应而传输数字信息的方法叫载波方式。该方式分调幅、调频、调相三种。

1. 基带方式

基带方式的典型波形如图1—1所示。

下边对图1—1稍加说明。

(1) 单极性方式：让“1”对应正电位（或负电位），让“0”对应0电位。该方式简单，但代码波形容易受线路特性改变的影响，不宜长距离传输。

(2) 双极性方式：让“1”对应正电位，让“0”对应负电位。该方式与单极性方式相比，受波形失真的影响较小，常用于低速通信。

(3) 双极性RZ方式，单极性RZ方式：这两种方式与上两种方式唯一不同的是脉冲波形窄，代码波形之间有一定间隔，特别是双极性RZ方式的代码波形都要复原为0电平（所谓的归零），容易保持所谓的比特同步。

(4) 时基方式（TPC方式）：该方式是单极性方式的变形。单极性方式的代码波形中第奇数个时间间隔（或者第偶数个时间间隔）中有脉冲时，脉冲极性不变。第偶数个时间间隔（或者第奇数个时间间隔）有脉冲时，就改变脉冲极性。这样就形成时基性方式。

(5) 差分方式：当正电位↘负电位，或负电位↗正电位的变化出现时，对应“0”代码，不变化时对应“1”代码。这种代码波形即使是脉冲极性发生翻转也能正确译码。

(6) Bipolar方式：将单极性方式的脉冲交替变换为正负交替的脉冲，即可得Bipolar方式。只要将表中的单极性RZ方式与Bipolar方式进行比较就可明了。因为该方式交替使用了正负脉冲，代码波形的平均值为0，所以不易受通信线路直流截止特性的影响。

(7) Dicode方式：首先将代码作成一种单极性代码波形，即有“1”→“0”或“0”→“1”的变化时，取负电位，没有变化时取0电位。然后再按照Bipolar方式进行变换，即

波形和代码	传输方式
	单极性方式
	双极性方式
	单极性RZ方式
	双极性RZ方式
	时基方式
	差分方式
	Dicode方式
	Bipolar方式

图1-1 基带方式

可得Dicode方式。不过，这样构成Dicode方式的代码波形不大简便。通常按如下步骤作成Dicode方式的代码波形。现举例说明如下

代 码

→ 0 1 1 0 1 0 0 1 0

由代码作成单极性代码波形

→

将单极性代码波形延迟一个单位时间

→

从单极性代码波形中减去延迟后的波形，得Dicode波形

→

上边虽然介绍了基带传送的典型代码波形，但它能否满足传输上的种种要求，还需在实用时结合具体情况讨论。

2. 载波方式

载波调制方式的典型波形如图 1—2 所示。该波形不需解释，一看自明。

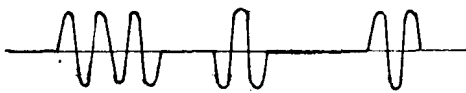
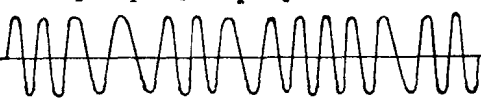
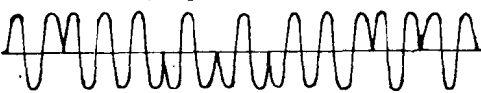
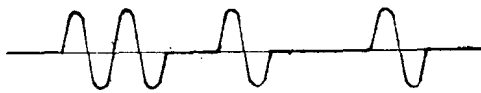
波形	传输方式
<p>0 1 1 0 1 0 0 1 0</p> 	<p>振幅调制 AM</p>
<p>0 1 1 0 1 0 0 1 0</p> 	<p>频率调制 FM</p>
<p>0 1 1 0 1 0 0 1 0</p> 	<p>相位调制 PhM</p>
<p>0 1 1 0 1 0 0 1 0</p> 	<p>Dipulse方式 AM方式的特例</p>

图 1—2 载波调制方式

二、数字信息的频谱

1. 单一脉冲波形的频谱特性

任意函数波形 $S(t)$ ，其频谱特性用 $\dot{C}_s = s(\omega) e^{j\phi(\omega)}$ 表示时，可用付立叶积分表示如下

$$S(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S(\omega) e^{j\phi(\omega)} e^{j\omega t} d\omega$$

$$\dot{C}_s(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) e^{-j\omega t} dt \quad (1.1)$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} S(t) \cos \omega t dt - j \int_{-\infty}^{\infty} S(t) \sin \omega t dt$$

$$= a(\omega) - jb(\omega)$$

其中 $S^2(\omega) = a^2(\omega) + b^2(\omega)$

$$\text{tg} \phi(\omega) = b(\omega)/a(\omega)$$

$S(t)$ 式意味着：脉冲函数（即 δ 函数） $\delta(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} e^{j\omega t} d\omega$ 通过传递函数为 $H(\omega) = S(\omega) e^{j\phi(\omega)}$

$\omega \geq 0$ 的滤波器时, 其输出波形为 $S(t)$ 。这一点用拉氏 (或付氏) 变换不难证明。

2. 基带方式信息列的功率频谱

(1) 单极性代码波形的功率频谱

如图 1-3 所示, 设 “1” 和 “0” 码元波形分别为 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$, 图中波形的周期为 T 。

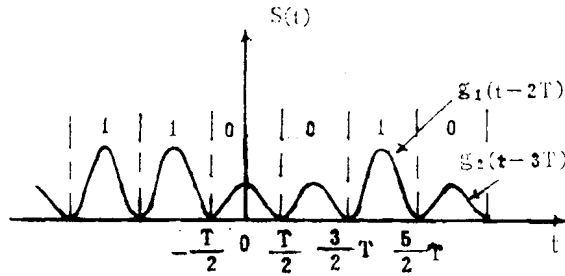


图 1-3 二元信息列和波形

设代码信息为 $\{ \dots a_{-2}, a_{-1}, a_0, a_1, \dots \}$, 则在传输信道上, 这个信息列可表示如下, 考虑到第 n 个时间间隔内的代码波形为

$$S_n(t) = a_n g_1(t - nT) + (1 - a_n) g_2(t - nT) \quad \left(n - \frac{1}{2} \right) T \leq t \leq \left(n + \frac{1}{2} \right) T$$

则
$$S(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_n(t) \quad (1.2)$$

$S(t)$ 的表达式说明, 在 $\left(n - \frac{1}{2} \right) T$ 和 $\left(n + \frac{1}{2} \right) T$ 内, 代码波形 $S_n(t)$ 等于 $g_1(t)$ 还是 $g_2(t)$,

是由 $t = nT$ 时刻代码信息列的值为 “1” 还是为 “0” 来决定的。

上边我们将代码和代码波形联系起来, 下边就可以计算功率频谱。

首先将波形分解为平均部分 $\bar{S}(t)$ 和变化部分 $S(t) - \bar{S}(t)$, 且分别用 $U(t)$ 和 $u(t)$ 表示, 即 $U(t) = \bar{S}(t)$, $u(t) = S(t) - \bar{S}(t)$ 。这里所谓的平均是 $\{ \dots a_{-2}, a_{-1}, a_0, a_1, \dots \}$ 的信息列的集合平均。即

$$\bar{S}(t) = U(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [p g_1(t - nT) + (1 - p) g_2(t - nT)]$$

其中 p 为 $a_n = 1$ 的概率, $1 - p$ 为 $a_n = 0$ 的概率。

$$\begin{aligned} S(t) - \bar{S}(t) = u(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g_1(t - nT) + (1 - a_n) g_2(t - nT) \\ &- \sum_{n=-\infty}^{\infty} [p g_1(t - nT) + (1 - p) g_2(t - nT)] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \sum_{n=-\infty}^{\infty} (a_n - p) [\delta_1(t - nT) - \delta_2(t - nT)] \\
&= \sum_{n=-\infty}^{\infty} [a_n(1-p) - (1-a_n)p] [\delta_1(t - nT) - \delta_2(t - nT)]
\end{aligned}$$

将 $S(t)$ 分解为两部分后, 如果考虑到 $U(t) = U(t+T)$ 则 $U(t)$ 的功率频谱容易计算。
将 $U(t)$ 按付氏级数展开为

$$\begin{aligned}
U(t) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m e^{j2\pi m t / T} \\
C_m &= \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} U(t) e^{-j2\pi m t / T} dt \\
&= \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} p \delta_1(t - nT) + (1-p) \delta_2(t - nT) \right] e^{-j2\pi m t / T} dt \\
&\stackrel{U(t)=U(t+T)}{=} \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} [p \delta_1(t) + (1-p) \delta_2(t)] e^{-j2\pi m t / T} dt \\
&= \frac{1}{T} \left[p G_1\left(\frac{m}{T}\right) + (1-p) G_2\left(\frac{m}{T}\right) \right] \tag{1.3}
\end{aligned}$$

其中 $G_1\left(\frac{m}{T}\right)$ 和 $G_2\left(\frac{m}{T}\right)$ 是 $\delta_1(t)$ 、 $\delta_2(t)$ 的付氏变换。显然 $U(t)$ 具有线状频谱, 且分布于频率轴上 $\frac{m}{T}$ 的地方。

下边再计算 $u(t)$ 的功率频谱。用 $R_u(\tau)$ 表示 $u(t)$ 的相关函数, 则得

$$\begin{aligned}
R_u(\tau) &= \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u(t) u(t+\tau) dt \\
&= \frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} p(1-p) \overline{a_n a_m} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \delta_{12}(t - mT) \delta_{12}(t - nT + \tau) dt \\
&= \frac{p(1-p)}{T} \int_{-\infty}^{\infty} \delta_{12}(t) \delta_{12}(t+\tau) dt \tag{1.4}
\end{aligned}$$

$$\text{其中 } \delta_{12}(t) = \begin{cases} \delta_1(t) - \delta_2(t) & -\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2} \\ 0 & t < -\frac{T}{2} \quad t > \frac{T}{2} \end{cases}$$

上式的积分因为是 $g_{12}(t)$ 的相关函数, 故得

$$\int_{-\infty}^{\infty} g_{12}(t) g_{12}(t+\tau) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |G_{12}(\omega)|^2 e^{j\omega\tau} d\omega$$

式中 $G_{12}(\omega)$ 是 $g_{12}(t)$ 的付立叶变换, 于是得

$$R_s(\tau) = \frac{p(1-p)}{T} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |G_{12}(\omega)|^2 e^{j\omega\tau} d\omega \quad (1.5)$$

由维那-欣钦关系 (稍后要作讲述) 知, $u(t)$ 的功率频谱为

$$\frac{p(1-p)}{T} |G_{12}(\omega)|^2 \quad (1.6)$$

设 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 的付立叶变换为 $G_1(\omega)$ 和 $G_2(\omega)$, 则

$$G_{12}(\omega) = G_1(\omega) - G_2(\omega)$$

综合上述, 可得单极性代码波形的功率频谱为

$$W(\omega) = \frac{1}{T} p(1-p) |G_1(\omega) - G_2(\omega)|^2 + \frac{1}{T^2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left| p G_1\left(\frac{m}{T}\right) + (1-p) G_2\left(\frac{m}{T}\right) \right|^2 \delta\left(\omega - \frac{m}{T}\right) \quad (1.7)$$

(2) 双极性代码波形的功率频谱为

$$W(\omega) = \frac{4p(1-p)|G(\omega)|^2 \sin^2 \omega \frac{T}{2}}{T[1 + (2p-1)^2 + 2(2p-1)\cos\omega T]} \quad (1.8)$$

当 $\omega = 0$ 时 $W(0) = 0$

通过具有直流截止特性的传输电路, 双极性信号不产生失真。

三、时分多重PCM传送方式

脉冲调制编码通信 (PCM) 多重 (也称复用) 传送方式按照多重的方法分为时分多重 PCM (TDM-PCM), 频分多重 PCM (FDM-PCM) 和其它多重传送。考虑到时分多重是数据通信中常见的多重传输方式, 本节作介绍。

在数据通信中, 选定容易合并信息, 容易分离信息的多重方式是很重要的问题。图 1-4 表示了现在正在使用的近距离 24 路的多重化构成方式。

全部输入信息都具有相同的取样周期 ($125\mu\text{s}$), 在 $125\mu\text{s}$ 的各个间隙中串联排列着各信道样值的第 1 位到第 8 位数字 (每个样值用 8 位数字表示)。象这样, 以 $125\mu\text{s}$ 的串联为基础, 通过反复重复实现多重化。 $125\mu\text{s}$ 组成的帧叫基本帧。24 路方式的时钟频率为

$$\frac{8 \times 24 + 1}{125} = 1.544\text{MHz}$$

基本帧先按信道分隔 (简记 C), 然后在各信道的间隙中 (也称槽) 放入各信道样值的数字位 (简记 D)。象这样的多重化结构叫做以信道为单位的排列方式, 简称 CD 方式。与此相反, 也存在图 1-4-c 所示那样的方式, 首先仅把各个信道中的第一数字位汇总于基本帧的开始部分串联排列起来, 接着把第二数字位汇总起来, 依次类推。该方式称为比特为单

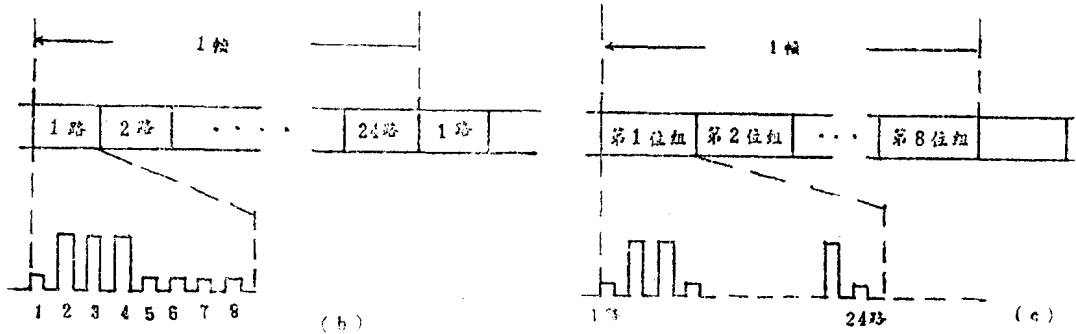
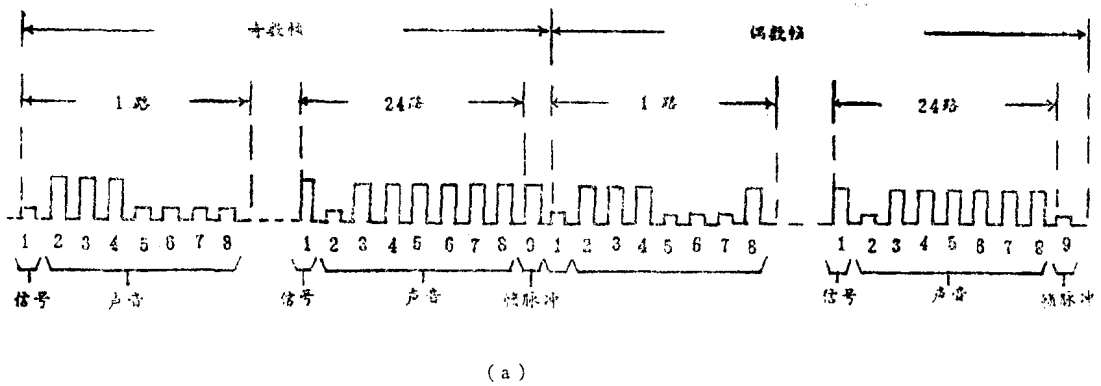


图 1—4

- (a) 近距离24路方式的帧结构
- (b) CD方式的帧结构
- (c) DC方式的帧结构

位的排列方式，简称DC方式。

如果想进一步提高多重度，比如构成120路的多重时，把120路当作24路那样的一次群，也能够构成120路的CD方式或DC方式。但是，如果已经存在24路作为一次群体时，由五个一次群体也可构成120路。通常把24路的一次群体起名为G，按照C、D与G的不同顺序分割基本帧，一般有DCG、DGC、GCD、GDC、CGD、CDG六种方法。实践证明，CDG和CGD两种方法作为多重构成方式是比较好的。CDG叫做比特单位多重化，CGD叫做信道单位多重化。贝尔研究所研制的224兆位的PCM方式采用了比特单位的多路构成方式。比特单位构成方式在遇到分离与合并时，代码不需要重新排列，这一点优于信道单位构成方式。但是，用比特单位排列，当“0”代码出现很多时，使用中继器的电路会出现计时不稳定。

图 1—5 为时分交换机的原理图。图中将传输路径按时间划分，再分配给各个信道。各信道轮到分配给自己的时间段时，就把需要传输的信息发送到预定的传输径路上去，如果没有信息发送，该时间段就空闲。如上

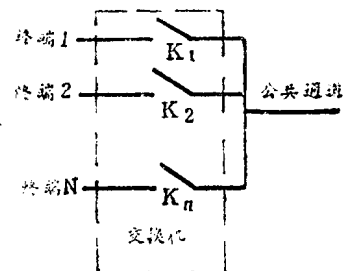


图 1—5 时分交换机原理

所述,通常一条公共径路,允许24个时分用户(或30个用户)同时通信。为了实现时分复用公共通道,在第一个时间段交换机只接通开关 K_1 ,此时就实现终端1和主机的通信。随后在第2个时间段,交换机只接通开关 K_2 ,依此类推,在不同时间段接通不同开关,实现不同终端和主机之间的通信。采用该方式,好象终端之间的信息传送是不连续的,但因交换机由电子开关组成,动作很快,用户在通信中不会有中断感觉。

第二节 波形设计

一、波形的不确定性质

1. 什么是波形的不确定性质

代码的码元波形,既可以在时间轴上表示,又可以在频率轴上表示,但却同时不能将二者限制于任意小的界限值之内。这一点与量子力学中的测不准关系相似。

就代码波形的传输看,常见的有 M 值传输和 M 电平传输。数字信息的代码 a_1, a_2, \dots, a_M ,只有将它们变换成与之对应的代码波形 $s_1(t), s_2(t), \dots, s_M(t)$,才能在信道上进行传输。信息源产生第 i 个代码,则在信道上就传输与之对应的代码波形 $s_i(t)$ 。这种传输为 M 值传输,即发送端必须有 $s_1(t), s_2(t), \dots, s_M(t)$ 的 M 个代码波形产生器。但是,为了简单化,只用一种波形,而将振幅变化 M 次也是可以的。这就是 M 电平传输。无论是多值传输还是多电平传输,最根本的还是传输波形的性质。从有效利用频带,从减少波形失真的意义方面讲,希望每个码元波形的频带宽度小。为了在时间轴上密布传输信息,希望码元波形在时间轴上尽可能扩展小。可是,任何信息波形的频谱和波形的时间宽度不可能同时被限定于任意小的界限范围内,这就是代码波形的不确定性质。比如 δ 函数的时间宽度很小,频谱无限宽,要想保持时宽为0,而让频宽为有限,那是不可能的。

2. 高斯波形的不确定性关系

(1) 预备知识

a. 高斯波形 高斯波形虽依据方差的不同而有各种表示,但函数的形式是一致的。方差为 $2\sigma^2$ 的高斯分布为

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{4\pi\sigma^2}} e^{-t^2/4\sigma^2}$$

高斯波形也可象图1—6所示那样进行表示。

b. 维那-欣钦关系 设码元波形为 $s(t)$, 频谱为 $s(j\omega)$, 则

$$s(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt \quad (\text{付氏变换})$$

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} s(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (\text{付氏反变换})$$

$$\psi(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) s(t-\tau) dt \quad (\text{相关函数})$$

$$\psi(\tau) \Big|_{\tau=0} = \psi(0) = \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt \quad (\text{总能量})$$

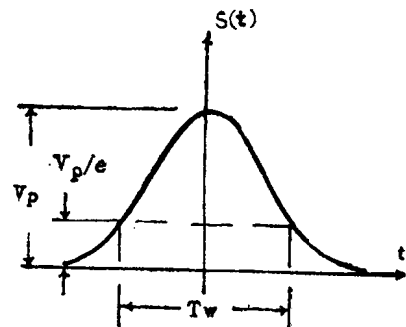


图1—6 高斯波形