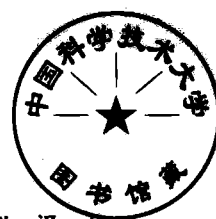


电子学译丛

上海市电子学会編译委员会編

9

上海市科学技术編译館



电子学译丛

第九輯

上海市电子学会編译委员会編

*

上海市科学技术編译館出版

(上海南昌路59号)

新华书店上海发行所发行 各地新华书店經售

上海市印刷六厂印刷

*

开本 787×1092 1/16 印张 6 字数 186,000

1965年1月第1版 1965年1月第1次印刷

印数 1-4,500

編 号：62·243

定 价：0.80 元

目 录

1. 用脉碼調制法傳輸电话信号.....	1
2. 短途中继綫用实验性脉碼調制系統.....	14
3. 电磁波束的导向傳播.....	23
4. 寬帶光調制器用部分負載双导体傳輸綫的傳輸特性.....	31
5. 鉄氧体开关.....	36
6. 波导中的鉄氧体椭球.....	40
7. 光束波导中損耗的測量.....	46
8. 用磁化鉄氧体在两个正交波导中傳送能量.....	51
9. Y接头鉄氧体环行器的工作原理.....	53
10. Y型环行器的繞射模型.....	59
11. 滤波网络的近似理論.....	63
12. 从高斯噪声中檢測正弦波.....	78
13. 幅值分层理論及其在計算相关量中的应用.....	84
14. 用高增益直流放大器加电压反饋来設計电子开关——一項日益重要的設計工具.....	93

1. 用脉碼調制法傳輸電話信号

В. М. Штейн

«Электросвязь» 1963. №1 p. 36~47. 1963 № 2 p. 37~47 (俄文)

本文討論了用脉碼調制法進行電話信号多路傳輸的原理,以及在電纜線路上傳輸脉碼信号的某些問題。本文引用了已有文獻的某些結果,和作者的某些尚未發表的材料。未涉及設備的電路和裝置的討論。

用脉碼調制法傳輸連續信号

脉冲傳輸的方法是以大家熟知的取样定理^[1]为基础的,根据这个定理,有限頻譜信号(事实上即在通信技术中所遇到的所有信号)可由彼此間隔为 $T \leq \frac{1}{2f_0}$ 的一系列瞬时值完全确定,其中 f_0 是信号的上限頻率*。

假設有有限頻譜的信号为图 1a 的时间函数,只要 $T \leq \frac{1}{2f_0}$, 这个函数就完全由图 1б 中的瞬时值的序列所确定,这些瞬时值称为样品,把連續信号变换为不連續序列的过程称为取样或者時間量化。可以认为,由于这个过程的结果,周期性脉冲序列(图 1в)受信号 a) 所調幅(脉幅調制)。

其次假定,信号頻譜的模为頻率的函数——連續的 $|S(f)|$ 或离散的 $|S'(f)|$ (图 2a 和 в)。在 $f > f_0$ 时, $|S(f)| = 0$ 。如果信号对重复頻率 $f_0 = \frac{1}{T} \geq 2f_0$ 的窄脉冲序列进行調幅,則已調制序列的頻譜的模用图 2 的 г 和 д 的頻率函数 $|g(f)|$ 或 $|g'(f)|$ 描述。

頻帶 1 和 2 是由虚拟載頻 f_0 的調幅而产生的,頻帶 3 和 4 是由虚拟載頻 $2f_0$ 的調幅而产生的,以此类推。

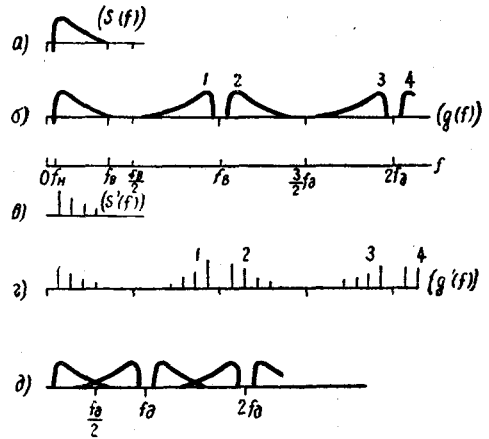
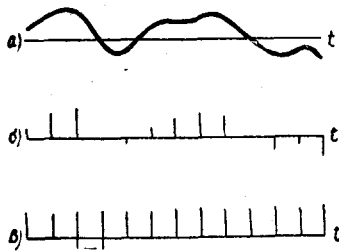


图 2

如果让調幅脉冲序列通过截止頻率 f_{zp} ($f_0 \leq f_{zp} \leq f_0 - f_0$) 的低通滤波器,則頻譜 $g(f)$ 和 $|g'(f)|$ 相应地变为 $S(f)$ 和 $S'(f)$, 而調幅脉冲序列变为原始信号。

当 $f_0 < 2f_0$ (图 2д) 时,发生了頻帶的重迭,則通过低通滤波器后就得不到不失真的原始信号。

因此,为了在通信線路上傳輸上限頻率 f_0 的信号,只需傳輸重复頻率 $f_0 \geq 2f_0$ 的調幅脉冲序列就足够了。如果在接收站調幅脉冲序列通过截止頻率 $f_{zp} \approx \frac{f_0}{2}$ (精确一点为 $f_0 \leq f_{zp} \leq f_0 - f_0$) 的低通滤波器,接收站就可以收到不失真的信号。尤其是当線路本身就具有截止頻率 $f_{zp} \approx \frac{f_0}{2}$ 的低通滤波器特性时,在接收端也能得到不失真的信号。

脉碼調制的基础是脉幅調制信号的幅度量化或者简单地是脉幅調制信号的量化。量化的过程

* 如果下限頻率 $f_N \neq 0$, 則一般滿足条件 $T \leq \frac{1}{2(f_0 - f_N)}$ 就足够了

类似于把数字四舍五入。如果必须将数字 0.3687、0.5312、0.12675、0.97511 进行四舍五入，在小数点之后取三位数，则四舍五入的结果得到 0.369、0.531、0.127、0.975。显然，数字 0.3692、0.3686、0.36945 经四舍五入的结果均变为同一个数 0.369。而且只要当被四舍五入的数处在 0.3685 和 0.3695 之间时都得到这一结果。

在量化过程中，用类似的方式处理：如果脉冲幅度 x 处在 $y_k - \frac{\Delta}{2}$ 和 $y_k + \frac{\Delta}{2}$ 之间，则用幅度为 y_k 的脉冲代替幅度为 x 的脉冲进行传输。量化的实质示于图 3。将时间函数 2 离散化所得到的脉冲序列 1，被变换为脉冲序列 3。因此，量化乃是非线性变换，其结果是信号的瞬时值有一定的改变（整数化）。这时产生了误差，间隔 Δ （量化单位）越小，则此误差也越小。

量化的主要作用在于不用传输无限多个瞬时值，只要传输某些有限的几个数值就够了。如果幅度为 x 的脉冲在量化后变为幅度为 y_k 的脉冲，则用电报技术中已知的方法在通信线路上传输标码 k 就足够了，也即传送脉冲顶部所属的这个幅度间隔的号码就可以了。在接收站按已知标码 k 可以恢复幅度为 y_k 的脉冲，即恢复到原来的信号瞬时值，但带有某个偏差，这就是脉码调制的实质。

标码 k 可以用各种方法在通信线路上传输，最普遍采用的是根据二进制数码的方法，这时，不同的 y_k 值等于 2^n ，而 n 是整数，例如，对于图 3 中的情况， $2^n=8$ 和 $n=3$ 。

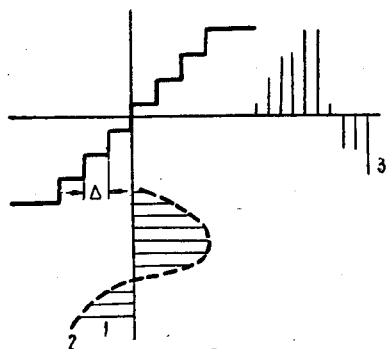


图 3

在表 1 中，第一行写出了十进制制的 k 值， k 值同样可以写为二进制制（第二行）。为了表示 2^n 个 k 值利用 n 位二进制数就够了。为了使所有的数有相同的位数，在少于 n 位的数的前面加上相应位数的零。

假设用传号和空号组成的码组形式来传送 k

表 1

0	1	2	3	4	5	6	7
000	001	010	011	100	101	110	111

值，例如，若要求传送二进制数 010，则码组将包含空号，传号和空号。

表的第三行表示了相当于 k 值从 0 到 7 的码组的时间展开图，为了传送 2^n 个值，码组应该包括 n 个单元或 n 位。将脉幅调制信号转换为码组的过程称为编码，而实现这个过程的设备称为编码器。相反的过程称为译码，相应的设备称为译码器。

我们研究了用脉码调制传输单路信号的方法，在多路传输的时候，相应于不同信号的码组，是按时间先后顺序发送到线路上去的，因此没有必要每一个通路都有单独的编码器和译码器，因为各个通路可以公用这些设备（群设备）。图 4 是传输多路电话信号的脉码调制线路的方框图。需要传输的信号经过低通滤波器加到调制器 M_1 、 M_2 、 M_3 ...，每一个调制器是一个电键（门）。当辅助输入端有外加振荡器的脉冲时，它就闭合。在每一个调制器的输出端出现脉幅调制信号，它的包络线对应于被传输的信号。控制各个调制器工作的脉冲在时间上是错开的。在调制器的公共输出端（A 点）出现了由时间分路的并且每一通路均为脉幅调制的群信号。这个信号加到群编码器上，编码器轮流产生对应于每一通路信号瞬时值的码组，由多路脉码调制信号总合起来构成的传号和空号的码组沿着通信线路传输。

在接收站，群译码器轮流进行码组的译码，在译码器的输出端产生了群脉幅调制信号，它加到 B 点，即脉冲分配器的输入端。这信号与 A 点信号的差别仅是编码过程产生的量化误差，正象在下面所看到的，通信线路对传输质量实际上没有影响。

脉冲分配器将 m 路脉幅调制信号变换为 m 个单路脉幅调制信号。分配器由开关装置组成，它类似于调制器并固定在各个通路上。当有相应通路的脉冲作用于 B 点时，开关就闭合。为此，控制各路开关电路的脉冲序列应彼此错开。

脉幅调制信号的解调，即从脉幅调制信号恢复成原始信号，是在每个通路中，由接在开关电路输出端的低通滤波器来实现的。

群压缩器和群扩展器（图 4 中用虚线表示）在下一节说明。

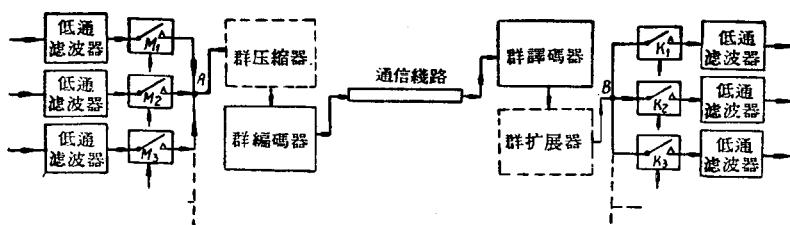


图 4

脉碼傳輸时的頻帶和 量化噪声

如前面所指出的, 取样频率 f_d 应该大于或等于信号上限频率 f_o 的两倍。在傳輸电话信号时, 选择取样频率为 $f_d \approx 8$ 千赫, 即較高于频率 f_o (≈ 3.4 千赫) 的两倍, 以降低調制器前面和接收开关后面的低通滤波器的要求。

假定碼組位数为 n , 通路数为 m , 則傳輸速度等于 $f_{ca} = f_d n m$ 每秒二进单位(毕特)。如果通信綫路本身的特性近似于理想的低通滤波器, 則如我們在前面所看到过的, 为了傳輸每秒 $f_d n m$ 个脉冲, 要求頻帶为 $\frac{1}{2} f_d n m$ 赫。

但是实际綫路上的特性与理想滤波器特性有很大差别, 于是为了满足傳輸脉碼調制信号的要求, 不得不利用大約两倍寬的頻帶, 即約为 $f_d n m$ 赫。因此在 $f_d = 8000$ 赫时, 通信綫路的頻帶大約等于 $8000 n m$ 赫。現有的頻分通路的通信系統(在調幅和单边帶傳輸时), 为了傳輸 m 个通路, 要求頻帶約为 $4000 m$ 赫, 所以采用脉碼調制时, 其頻帶寬度約为一般頻分制的 $2n$ 倍, 如下面将看到的位数 n 通常等于 $6 \sim 7$, 即在脉碼調制时, 頻帶将增大为 $12 \sim 14$ 倍。

在編碼过程中产生的量化誤差, 用所謂量化设备的模型来研究較为方便。量化设备可以連接編碼器和譯碼器而得到。因为量化的效果和通路数无关, 故只要研究单路信号的傳輸。在图 3 中表示量化设备輸出的(脉冲幅度)瞬时值与輸入瞬时值的函数关系, 量化級数等于 $(2^n - 1)$, n 是位数。

图 3 的特性可以表示为特性 1 和 2 (图 5) 的和, 而量化设备本身表示为两个四端网络的并联 (图 6), 特性 1 (图 5) 和四端网络 1 (图 6) 确定了沒有失真的信号分量; 特性 2 (图 5) 和四端网络 2 (图 6) 确定了量化誤差, 而对于大的瞬时值确定了过载

效应。在图 6 中表示了量化设备輸入端脉冲序列 a 、它的輸出信号的不失真分量 b 和由量化及过载引起的誤差序列 c 。

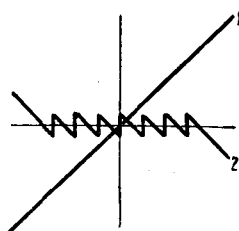


图 5

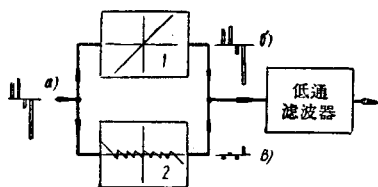


图 6

可以証明, 如果脉幅調制信号的功率足够大(脉幅調制信号占量化程度相当大), 則量化誤差与信号瞬时值彼此无关^[2]。在四端网络 1 和 2 輸出端产生的二个信号分量, 在低通滤波器輸出端构成了不失真的信号和与信号无关的噪声(量化噪声)。严格地說, 由量化产生的不是噪声, 而是一种特殊的非綫性失真, 但听者感觉到量化效应与噪声(伴随噪声)一样。

現在来确定量化时的信噪比。首先求出量化的均方誤差。如果量化程度 Δ 远远小于信号的最大值, 則可以认为所有誤差值在 $-\frac{\Delta}{2}$ 到 $+\frac{\Delta}{2}$ 区間內是等概率的并且均方誤差为

$$\bar{\delta}^2 = \frac{1}{\Delta} \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{+\frac{\Delta}{2}} x^2 dx = \frac{\Delta^2}{12} \quad (1)$$

当信号功率在很寬的范围内变化时这个值实际上保持不变。

当量化设备没有过载时, 脉幅调制信号的最大值为

$$U_a = \frac{A}{2} (2^n - 1) \approx 2^{n-1} A \quad (2)$$

如果信号的峰值因数等于 c (信号最大值与均方值之比), 则脉幅调制信号的均方值为

$$U_c = \frac{2^{n-1} \cdot A}{c} \quad (3)$$

根据(1)和(3)得出脉幅调制信号平均功率与噪声平均功率(在量化设备输出端)之比值

$$\frac{U_c^2}{\delta^2} = \frac{12 \times 2^{2n-2}}{c^2} \quad (4)$$

如果在调制器输入端信号能谱受频带 (f_n, f_o) 限制, 则在量化设备输出端脉幅调制信号能谱将集中在频带 (f_n, f_o) 、 $(f_o - f_n, f_o - f_n)$ 等之内(参阅图2)。因为量化误差不是相关的, 故量化噪声的能谱将是均匀的。在 $(0, \frac{f_o}{2})$ 频带内, 信号功率与量化噪声功率之比将同脉幅调制信号与噪声平均功率的比值(4)相同。在频带为 (f_n, f_o) 的接收滤波器输出端, 信号功率仍然不变, 而噪声功率减为原来的 $\frac{f_o}{2(f_o - f_n)}$, 即信号功率与量化噪声功率之比将等于

$$\frac{P}{N} = \frac{12 \times 2^{2n-2}}{c^2} \times \frac{f_o}{2(f_o - f_n)} \quad (5)$$

在 $f_o = 8$ 千赫, $f_n = 3.4$ 千赫, $f_n = 0.3$ 千赫时,

$$\frac{P}{N} = 3.87 \frac{2^{2n}}{c^2} \quad (6)$$

从(5)得出, 当增加一个码位时, 信号与量化噪声的电平差提高6分贝(0.69奈贝)。在脉幅调制时, 信噪比是位数 n 的指数函数, 因而也是频带的指数函数, 也就是和理想的 Шеннон 系统^[3] 遵循着同样的规律。

$\frac{P}{N}$ 比也可以提高取样频率 f_o 来增大。但是, 这时 $\frac{P}{N}$ 值正比于 f_o , 但增大得相当慢, 正如在前面所指出的, 在脉幅调制传输时, 频带近似等于 $f_o/2$ 赫, 在频带一定时, 当 n 为最大值和 f_o 为最小值时将有最大的 $\frac{P}{N}$ 。

如果量化设备有图3中的特性, 则量化噪声不仅在传输语言信号时出现(伴随噪声), 而且在空闲时亦出现, 因为在量化设备输入端上任意小的起伏, 均在输出端产生幅度为 $\pm \frac{A}{2}$ 的噪声脉冲。个幅度电话通路的质量通常取决于最大正弦信号(即在这

时通路开始过载)的功率与空闲时噪声的杂音计功率之比。考虑到正弦信号的峰值因数 $c = \sqrt{2} = 1.414$, 空闲时的量化噪声功率为量化伴随噪声功率的三倍(量化均方误差用 $\frac{A^2}{4}$ 以代替 $\frac{A^2}{12}$)和量化噪声的杂音计功率约等于0.3~0.34千赫频带内的同一噪声功率的0.56倍, 从(6)求出

$$\begin{aligned} \frac{P_{\text{сшн}}}{N_{\text{псиф-найс}}} &= 3.87 \frac{2^{2n}}{2} \times \frac{1}{3 \times 0.56} \\ &= 1.15 \times 2^{2n} \end{aligned} \quad (7)$$

根据国际电报电话諮詢委员会的建议, 在电路通路中, 长2500公里标准电路上, 相对零电平点的杂音计噪声功率应不大于10,000微微瓦。在这一点上, 正弦信号的最高电平在有限幅器时应该等于+0.4奈贝, 这相当于2,225毫瓦功率。由公式(7)确定的空闲时量化噪声的杂音计功率与位数 n 的关系曲线($P_{\text{сшн}} = 2,225$ 毫瓦)见图7。因此为了使量化噪声的杂音计功率不超过10,000微微瓦, 必须使位数不小于9。对于短途线路, 量化噪声的功率应该更小一些, 因而位数应为10~11左右。

把量化特性偏移0.54(图8)时, 可以消除空闲时的噪声, 使语言的弱声的传输条件变坏。但是, 由于通路调制器的载漏不同, 要准确地调节编码器

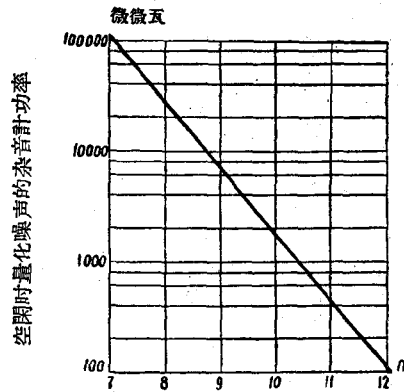


图 7

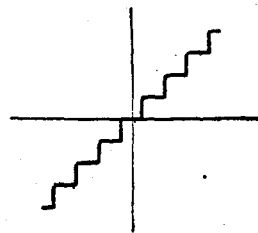


图 8

的工作点是很难的。这就意味着,在傳輸不同通路的信号时,編碼器的工作点应有不同的偏差。

至于量化伴随噪声(在通話时产生的)的允許功率,目前对这个問題还没有固定的看法。大概可以这样认为:如果語言信号的平均功率(不考虑空闲时)超过量化噪声的平均功率(不是杂音計功率)达20分貝(2.3奈貝)时,傳輸质量将是滿意的。由計算証明,对于語言信号当位数 $n=5$ 时,就能滿足这个条件。但是需要考虑,語言信号的电平可在很寬的範圍內变化(取决于不同用戶的各种語言特点,中继綫的不同衰耗,送話器质量等)。在某些情况下,认为語言信号电平的变化范围为40分貝^[4](4.6奈貝)。語言信号电平的变化越大,位数 n 也应该越大。图9表示語言信号电平的允許变化 ΔW 与位数 n 的关系,这时的条件是:对于最弱的信号(即最不利的情况下)要保証平均信号功率超过量化噪声功率达20分貝,而强信号的最大峰值則处在量化设备的过载限以下。因此,为了在語言信号电平可能的波动範圍下保証滿意的傳輸质量,位数 n 同样不应该小于10~11。

按这个位数設計的脉碼調制设备的制造,在編碼速度很高时,是一个很复杂的問題。为了避免这个困难,在傳輸電話信号的时候,采用了量化特性不均匀的量化设备(图10),这样的特性实际上是依靠接到編碼器輸入端的非綫性四端网络——压缩器和接收譯碼器輸出端的有相反特性的四端网络——扩展器来达到的(图4)。压缩器按着一定的規律来变换脉冲幅度,例如按照图11的特性之一。扩展器消除了由压缩器引入的非綫性失真。

用在脉碼調制设备中的压缩器和扩展器对信号

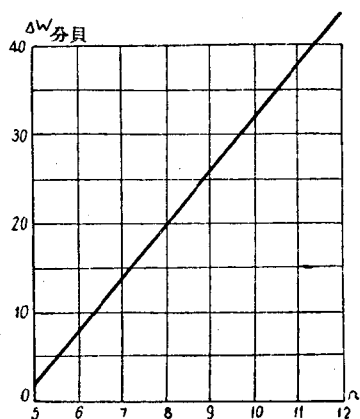


图 9

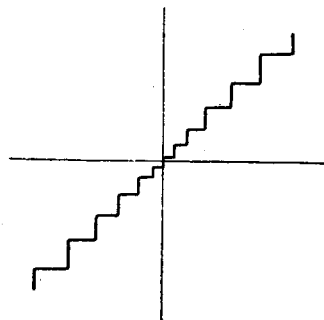


图 10

瞬时值起反应,可用作群路设备(在脉幅調制信号的群路中),而象长途通信技术中采用的慣性压缩器,則是属于各个低频通路的。

不均匀量化是把强信号的傳輸条件稍为降低些以换取弱信号的傳輸条件的改善。在理想的压缩情况下,量化伴随噪声功率的平均值正比于信号的平均功率,即信噪比与語言信号电平无关。这正如Smith^[4]所指,对数型压缩器的特性接近于理想的特性。

对数型压缩器的特性用下面的方程表示

$$v = \frac{V \log \left(1 + \frac{\mu e}{V} \right)}{\log (1 + \mu)} \quad 0 \leq e \leq V \quad (8)$$

和

$$v = - \frac{V \log \left(1 - \frac{\mu e}{V} \right)}{\log (1 + \mu)} \quad 0 \geq e \geq -V \quad (8')$$

这里 v 为在压缩器輸出端的电压, e 为輸入端电压, V 为最大电压和 μ 为确定压缩程度的参数。

不同 μ 值的压缩器特性示于图11。在图12中,用分貝或位数 Δn 来表示采用了不同 μ 值的压缩器得到的弱信号增益 Q ^[4]。最后,在图13中表示了信号的平均功率与量化伴随噪声的平均功率之比 R 对語言信号电平 W 的关系^[4]。这时零电平对应于最强的信号,它的峰值处在量化设备过载限(由峰值与均方值之比确定的語言信号的顛值因素取13分貝)。繪出了 $n=5, 6, 7$ 和 $\mu=100$ 的曲线(实綫)。直綫($\mu=0$)是指压缩器断开的情况。因此,在采用压缩器时当語言信号电平变化为39.4、31.0、16分貝时,只要 n 相应地等于7、6、5,信号功率超出噪声功率达到允許值(20分貝)。当沒有压缩器时,語言信号电平的允許变化相应地为13.8、7.8、1.8分貝。

当增大 μ 时,語言信号电平的允許变化范围亦增大,但增大 μ 有下列困难:

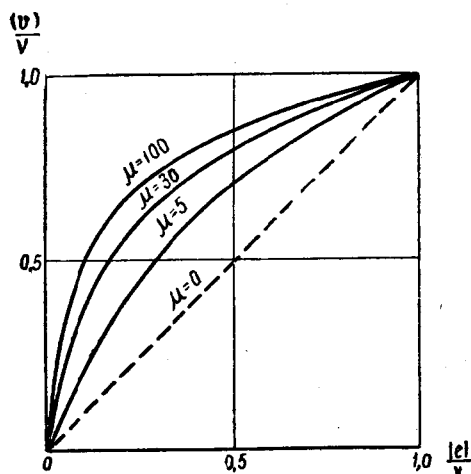


图 11

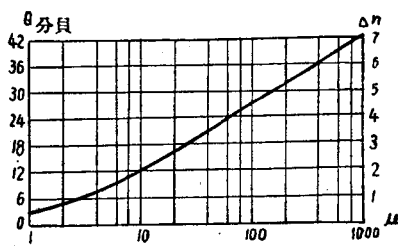


图 12

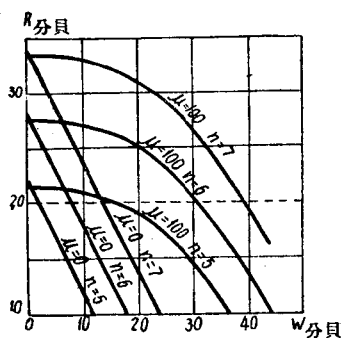


图 13

1. 在 μ 值大时, 调制器中, 必须保证抑制脉冲载漏的程度很高。反之, 由于各个通路调制器的脉冲载漏不同, 压缩器的工作点将遭到不同的偏移。这时, 压缩器的工作效果变坏。

2. μ 值愈大, 特性稳定的扩展器愈难实现。在 μ 值大时, 要实现特性彼此相反而精确度高的压缩器和扩展器是困难的。甚至于在精确地实现压缩器和扩展器的特性时, 当 μ 值大时, 编码器的零工作点的稍许偏移将会引起非线性失真^[5]。

压缩系数 $\mu=100$ 的扩展器, 实际上已做出来

了。从图 12 和图 13 中的曲线上得知, 在 $\mu=100$ 时, 位数可降到 6~7 (以代替没有扩展器时的 10~11)。这可以大大地使脉码调制设备简化, 并且脉码调制信号所占频带至少可缩窄为 $\frac{1}{1.5} \sim \frac{1}{1.7}$ 。

4 调制

已知还有一种以离散形式传输连续信号的方法, 它利用 Δ 调制。

在 Δ 调制时由跟踪阶梯函数实现连续信号的近似(图 14a)。这个近似是通过信号 $\varphi(t)$ 与跟踪阶梯函数值 $\psi(t)$ 在量化时刻的瞬时值的比较来实现的。如果函数 $\varphi(t)$ 的定期值超过跟踪函数 $\psi(t)$ 的值, 则 $\psi(t)$ 值增加一个量化级, 并在通信线路上送出一个脉冲(图 14b)。如果函数 $\varphi(t)$ 的定期值小于 $\psi(t)$ 函数的值, 则 $\psi(t)$ 值减小一个量化级, 并在线路上传送脉冲。用 Δ 调制方法的多路传输是依靠时间分路来实现的(轮流发送各路脉冲)。在接收站信号的解调是靠积分网络来实现的。

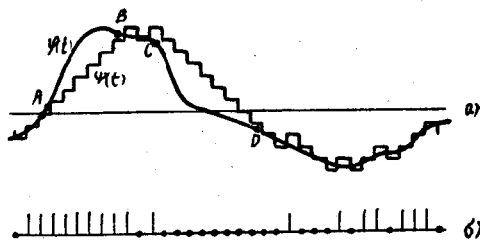


图 14

在脉码调制中, 编码器的过载是在被传输函数的峰值超过了某个值 $(2^{n-1} \cdot \Delta)$ 时引起的。在 Δ 调制时, 在被传输函数的斜率大于单调上升(或单调下降)的阶梯函数的平均斜率的时候(参阅图 14a 上 AB 和 CD 区间)开始过载。所以当传输正弦函数时, 幅度反比于频率。 Δ 调制更适宜于用来传输语言信号, 因为语言中低频成份占了多数, 所以语言信号的最大斜率是比较小的。

如同在前面所指出过的, 在脉码调制时, 当取样频率增大一倍时, 加到低频通路上的量化噪声功率下降 3 分贝, 信噪比提高 3 分贝。

在 Δ 调制时, 把取样频率增高一倍, 量化噪声功率同时下降 3 分贝。因为单调上升(或者下降)的阶梯函数的斜率增高一倍, 信号功率增加了 6 分贝。因此, 信噪比提高了 9 分贝。选择足够高的取样频率, 可以在 Δ 调制时得到语言信号的高质量传输。

但是,正如 Van de Weg^[6] 的計算所証明的,为了高质量地傳輸電話信号, Δ 調制的方法比脉碼調制方法的頻帶必須寬得多。

图 15 可用以确定从脉碼調制轉为 Δ 調制时頻帶必須展寬多少。橫軸表示用脉碼調制方法傳輸单路电话信号时的脉冲重复频率, $f_{ca} = f_{\delta} n$ 千赫(鉛直虛綫相应于 $n=4, 5, 6, 7$ 和 $f_{\delta}=8$ 千赫)。纵軸表示同一个信号在用 Δ 調制方法傳輸时的取样频率 (f_{δ})。根据 Van de Weg^[6] 的計算得出的实綫上的点表示用两种方法傳輸在无压缩器时质量相同(即同样的信号/量化噪声比)。

評定傳輸质量的結果^[7]証实了这种計算的正确性。按評定质量來說,在图 15 上的小圓圈表示用速度为每秒 $f_{\delta}=40000$ 二进单位的 Δ 調制方法进行傳輸等效于用位数为 4 (即傳輸速度为每秒 $f_{\delta} n=8,000 \times 4=32,000$ 二进单位)的脉碼調制方法进行傳輸。

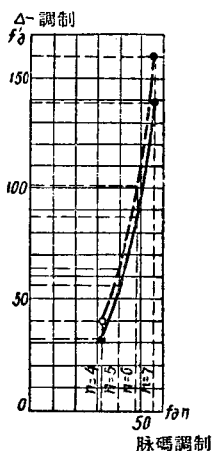


图 15

纵軸: Δ 調制, 橫軸: 脉碼調制

虛綫上其它的点是通过外推法計算得到的,在脉碼調制时,位数 n 增加一位,信噪比提高 6 分貝;在 Δ 調制时,要得到同样的結果,則要提高取样頻率 f_{δ} 为原来的 1.59 倍。

可以得出結論:在低质量傳輸电话信号时,脉碼調制和 Δ 調制在利用頻帶的关系上几乎是相等的。

在高质量傳輸时脉碼調制要求頻帶为 Δ 調制的 $\frac{1}{2} \sim \frac{1}{3}$ 。

如果电话通路有二次复用,則脉碼調制方法的优点更为突出,因为二次复用的信号具有比电话信号更不利于用 Δ 調制方法傳輸的頻譜(不是低頻成

份占主要的)。

Δ 調制的主要优点在于把連續信号变为二进制脉冲序列的设备简单。脉碼調制中的編碼器和譯碼器則复杂得多。但是,脉碼調制中的編碼器和譯碼器是群路设备,它輪流地用于所有的通路,而在 Δ 調制中,則每一个通路使用各别的变换器。脉碼調制中的压缩扩展器同样是群路设备,而在 Δ 調制中这些设备被固定給每一个通路的。

在 Δ 調制时也可以做成群路设备,但是这样的设备不会比脉碼調制设备简单^[8]。

从上述可以得出結論, Δ 調制不是脉碼調制的主要对手。只有在单路或者少量通路的信号傳輸中,同时在頻帶扩展 2~3 倍沒有重大关系或者允許低质量傳輸时, Δ 調制才可以得到应用。

还有一种介于 Δ 調制和脉碼調制之間的調制方法即 Δ ——脉碼調制。在这种方法中,信号的定期值与近似阶梯函数值之間的差值被量化了,并且量化級数为 2^n 。 Δ 調制是 Δ ——脉碼調制当 $n=1$ 时的特例。正象脉碼調制所做的那样,在通信綫路上傳輸 n 位的碼組。如同 Van de Weg 的計算所証明的,在同样位数和同样的取样頻率下(即在同样頻帶下), Δ ——脉碼調制在傳輸語言信号时可以提高信噪比 4 分貝(同脉碼調制比較)。

Δ ——脉碼調制用来傳輸电视信号(或靜止图象)是很有价值的。高质量傳輸电视信号用脉碼調制方法要求 6 位的碼組^[9]。量化效应主要是在亮度近乎相同的大图象区域中出現。这些区域中亮度的逐渐变化被边界十分明确的頻帶所代替。

用 Δ ——脉碼調制方法傳輸电视信号时,对信号和近似阶梯函数的差值,可以采用不均匀量化,这样可以較大地改善在亮度几乎相同的区域內的图象的质量。由此原因,应用 Δ ——脉碼調制在碼組采用 3 位时就可以得到滿意的图象,也就是与脉碼調制頻帶相比可減縮一半。

在电綫綫上傳輸脉碼調制信号

已知在电綫綫上傳輸离散信号有两种方法:

1. 傳輸已調制的載頻。
2. 傳輸直流脉冲。

第一种方法应用于电话通路上傳輸数字信息(数据傳輸)的情况,并且采用各种形式的調制(双边帶調幅或部份抑制单边帶的調幅、調頻和調相)。

用已調載頻的方法傳輸脉碼調制信号时,可以

利用現有的頻分通路傳輸制的群路。但这种方法，其应用是有限的，因为在群路的頻带中用頻分制可以安排的电话通路数为用脉碼調制时的12~15倍。

已調載頻的方法可以用为了傳輸脉碼調制信号而专门建立的通路来实现。这种傳輸方法应用在无线中继线路上，在将来，将应用在波导线路上。在電纜線路上这种方法是不用的，主要是由于很难做出简单的已調制信号的再生器，并且必須展寬頻带。

至于傳輸直流脉冲，如果信号頻譜受到变换，则这个方法不能用在頻分制的群路上。事实上，在这种变换时，接收信号的頻譜相对于发送信号的頻譜产生了某些偏移，导致脉冲波形失真，而这种失真是不能允许的。

第二种方法应用于沿特殊电路傳輸脉碼調制信号的情况，这种电路以電纜線路为基础，采用再生中继(再生器)。在这种情况下，傳輸脉碼調制信号如同傳輸电报信号一样是用直流脉冲实现的，差别仅仅在于傳輸脉碼調制信号的速度为傳輸电报信号的 $10^4 \sim 10^5$ 倍。

图16表示在再生站上脉碼調制信号的再生原理。图a表示送到再生段輸入端的脉冲序列。图b表示再生段終端的(在再生器輸入端)同一个脉冲序列。由于附加噪声和頻带限制，产生脉冲波形的失真和时间位置的偏移。再生器应该恢复脉冲波形和它们的相对位置。为此，在再生器中，用某种方法产生梳状窄脉冲(图c)，它們在时軸上的位置对应于沒有噪声时到达的脉冲的尖峰的位置。依靠这个梳状脉冲对到达的脉冲进行取样(图d)。选通脉冲序列被加到鉴别器上，如果脉冲幅度超过某个值(图e的虛线)，则鉴别器动作，并且在再生器輸出端輸出形状和幅度完全固定的、并且在时軸上的位置已修正了的脉冲(图f)。

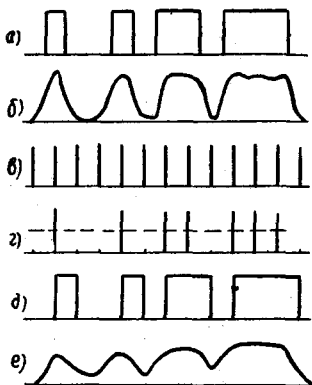


图 16

門限值近似地选为未迭加噪声时脉冲幅度的一半。这时，在干扰幅度达到脉冲幅度一半的情况下，脉冲还是可能再生的。对于瞬时值是正态分布的噪声，几乎能沒有誤差地工作——如果信号幅度为噪声均方值的10倍， 3.5×10^6 二进单位的信息才有誤差。

在增加线路长度的情况下，应用再生器特别有利。如果再生段的段数为 k ，则线路的誤差概率将为一段的 k 倍。只要在再生器輸出端稍許增大信号功率就可以急剧地减低誤差概率。例如，若信号幅度与噪声均方值的比值从10提高到12，一段的誤差概率减小到原来的1/300。增大再生器輸出信号幅度百分之二十，可以在保持相同傳輸可靠性的情况下把线路长度增加300倍。由这个意义了解到：在脉碼調制的情况下，包含再生器的线路上不存在噪声和失真的累积*。

在利用一般的放大器时(在线路終端有一个再生器)线路长度增加300倍，噪声功率同样要增大300倍，为了保持同样的傳輸可靠性，必須每一个放大器的輸出功率增加300倍，也就是信号幅度增加17倍。这个例子証明了在装置再生放大器的线路上傳輸离散信号的优点。

傳輸脉碼調制信号时綫性失真的校正

如已指出过的，在脉碼調制时，干扰的峰值可以达到信号幅度的一半。这时假定脉冲的失真不大(參閱图16c)，并且脉冲之間实际上沒有相互干扰。但在现实条件下，脉冲波形总会有很大的失真(图16e)，它导致了抗干扰性的减弱。

为了减小在電纜線上傳輸脉碼調制信号时产生的失真，通常在再生器的輸入端接校正器。

为了简化再生器，不采用相位特性的校正，力求使衰耗特性有这种形状(例如參閱图17曲綫1)，这时相位特性的失真最小(采用最小相移型四端网络)。曲綫2表示電纜的衰耗特性。如果在线路終端接入校正网络，它的衰耗特性如曲綫3所示，则合成的衰耗特性(曲綫4)将是向上移动了的特性曲綫1。曲綫4在纵軸上的截距 b_0 即零頻时的衰耗，

* 应该指出，这些計算仅仅是在理想再生器和高斯噪声时才是正确的。否則，为了补偿誤差的累积效应，必須較多地增加信号幅度

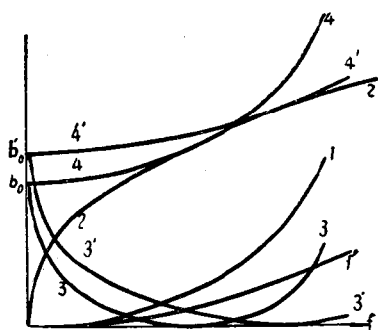


图 17

以确定已校正的电路对宽脉冲的衰耗。

如果为了减小脉冲失真扩展传输频带，并取例如特性 $1'$ 作为基础以代替特性 1 ，则必须接入具有特性 $3'$ 的网络，而总的特性如曲线 $4'$ 。此曲线在纵轴上的截距 $b'_0 > b_0$ 。因此，在扩展频带时已校正电路的衰耗亦增加，而信噪比减小，因为在校正网络输出端的噪声幅度几乎不变。因而在扩展频带时减小了信号幅度和信噪比，而当缩窄频带时增加了脉冲波形的失真并降低了允许的干扰幅度。所以存在一个最佳频带，在此频带下，再生器的工作可处于良好的状态。如果在最佳频带下不能保证传输可靠性，则必须缩短线路的长度。

传输脉码调制信号的方法

图 16a 和 16b 中的脉冲序列不包括周期性分量（如果不考虑直流成份的话）。为了得到周期性的选通脉冲序列（图 16c），必须分离出周期性分量。为此，再生器输入端的脉冲序列（图 16d）先加到微分网络上去，然后加到全波整流器去。利用窄带滤波器从整流后的微分脉冲序列中选出周期性分量。

如果再生器送到线路上去的是彼此有一定间歇的窄脉冲^[10] 则分离周期性分量的方法可以简化。图 18a 表示用窄脉冲传输的脉冲组。窄脉冲序列可以单独分解为周期性脉冲序列（图 18b）和随机序列（图 18c）。分离周期性分量是用窄带滤波器实现的，而不需任何信号的变换。这种传输方法的优点还在于窄脉冲可以从简单的间歇振荡器得到，而宽脉冲的序列则需较复杂的电路产生。这个方法的缺点是必须在一定程度上加宽频带。

其它沿电缆传输脉码调制信号的方法，应该提到传输双向电流脉冲（图 18z）。这种序列与单向信号序列（图 18a）的差别在于相邻的脉冲始终有不同的极性。双向信号序列不包含周期分量，周期分

量可以把信号整流后得到。应用这个方法可以减低对线路近端串扰的要求（参阅《近端串扰》一节）^[11]。且大大地简化了这种信号在具有低频失真电路上的传输（参阅《由低频限制而形成的干扰》一节）。

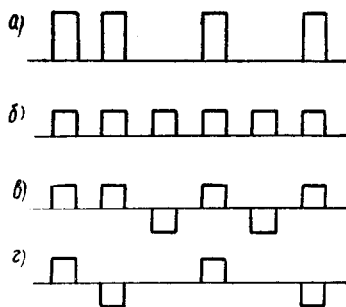


图 18

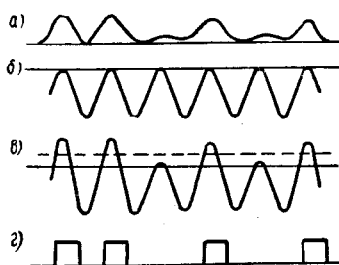


图 19

随着用各种方法传输脉码调制信号，也应用各种方法来再生信号。尤其是分为脉码调制信号的完全再生和部份再生。在完全再生时，再生器输出脉冲的幅度、波形和时间位置实际上同输入脉冲的幅度、波形和时间位置的随机偏移无关。因此，在完全再生的情况下，由一个再生段上的噪声或干扰所引起的脉冲幅度、波形或时间位置的变化，不被传送到下一段，从而在包含大量再生器的线路上，噪声和失真的积累效应完全消除了。在部份再生时，为了简化再生器电路，输出脉冲的幅度、波形和时间位置与输入脉冲的相应参量之间允许有某种关系，也就是允许一定程度的噪声和失真的累积。

Wraithall^[10,12] 再生器电路可以作为部份再生的例子，其中用窄带滤波器从信号（图 19a）中分离出正弦波（图 19b）来代替窄的选通脉冲。正弦波的相位是这样选择的，使鉴别器在两脉冲的间隔内制动。当合成信号（图 19c）高于门限值（图 19c 中的虚线）时，鉴别器才动作（图 19z）。

显然，这个方法只能部份再生，因为输出脉冲的时间的大小在某个范围内取决于输入脉冲的幅度、波形和时间的随机偏移、正弦波幅度和噪声瞬时值。

在電纜線上傳輸脈碼調制 信號時的噪聲源

在電纜線上傳輸脈碼調制信號時，再生段的長度主要取決於噪聲電平的大小。

影響脈碼調制信號傳輸的各種噪聲大体上可以分為兩類：

1. 由外界原因形成的噪聲——雷電、動力設備、無線電站、起伏噪聲及同一電纜中按其它綫對傳輸的同類型的信號產生的綫性串擾噪聲。

2. 由脈碼調制信號本身形成的噪聲。

第一類噪聲的影響只要增加脈碼調制信號功率就可以減小。與頻分制不同，在這一類噪聲中，起伏噪聲無多大意義，如果復用的僅僅是電纜的一部份綫對，而電纜的其它綫對上傳輸控制自動電話局機械的普通控制信號，則這些信號對复用脈碼調制信號的電路的影响是這一類噪聲中最主要的噪聲源。由於這種影响主要是發生在自動電話局附近的電纜段上，所以縮短從自動電話局到第一個再生器的距離就可以減少這種干預^[1]。我們不詳細研究這類噪聲的特性，因為這種研究超出了本文的範圍。

屬於第二類的噪聲為：

1. 近端串擾，如果相對方向的傳輸是沿同一電纜的綫對進行。

2 在電纜綫中由二次反射形成的干預（伴流）由於低頻截止而產生的干預也可歸為第二類。

近端串擾

按單電纜制傳輸時，主要的噪聲源是近端串擾，它決定再生段的長度。

假定脈碼調制信號的能譜的連續部份（由它的隨機分量決定）為 $S(\omega)$ ，那麼在再生器輸入端（在校正網絡後面）干預的能譜為

$$g(\omega) = S(\omega) e^{-2[b_{\sigma K}(\omega) + b_{KK}(\omega)]} \quad (9)$$

這裡： $b_{\sigma K}(\omega)$ 和 $b_{KK}(\omega)$ 分別為近端串擾衰耗和校正網絡衰耗的頻率關係。干預電壓的均方值為

$$N = C \int_0^\infty g(\omega) d\omega \quad (10)$$

顯然，近端串擾的脈沖特性是緩慢減幅（同脈沖的重复周期比較）的隨機過程的樣本。所以，在校正網絡輸出端產生的干預可以看作大量隨機脈沖的迭加，而近似的認為這個干預是具有正態分布和已知

功率(10)的平穩隨機過程。

在傳輸單向窄脈沖時，脈碼調制信號包含了周期性分量(圖18b)，它增加了近端的干預效应。實際上僅僅考慮周期性分量的一次諧波就足够了。

近端串擾的周期性分量還有一個困難。如果分出信號周期性分量的通路接在再生器輸入端而不是輸出端，則干預的周期性分量能夠引起選通脈沖的相位偏移。如果認為這個偏移不應該超過 30° ，在重复頻率 $f_{CA} = f_{\sigma m}$ 下的近端串擾衰耗 $b_{\sigma K}(\omega)$ 至少比再生段衰耗 b_K 高 0.7 奈貝(6 分貝)。因為這個條件不是始終能夠滿足的，因此在某種情況下，利用双向窄脈沖(圖18c)的傳輸來代替單向窄脈沖的傳輸。這時，同樣的條件 ($b_{\sigma K} - b_K > 0.7$ 奈貝) 只需在頻率 $\approx \frac{1}{2} f_{CA}$ 時實現^[11]，這簡單得多。

由電纜中二次反射引起的干預

在傳輸脈碼調制信號時，另一種干預源是由特性阻抗不均勻處的二次反射構成的伴流。必須指出，在利用低頻電纜時特性阻抗的不均勻性可能很大。同時，再生器通常在輸出端反射系數近於 1 的情況下工作。所以，最主要的伴流成份是由電纜不均勻處的二次反射和再生段終端不匹配而產生的(圖20)。

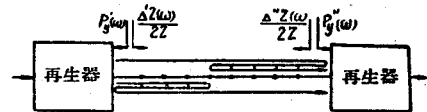


圖 20

在校正網絡輸出端，伴流的隨機分量的能譜（我們不考慮信號周期分量的二次反射）等於：

$$F(\omega) = S(\omega) e^{-2[\beta(\omega)l + b_{KK}(\omega)]} \times \left[|p'_y(\omega)|^2 \frac{|Z'(\omega)|^2}{4Z^2} + |p''_y(\omega)|^2 \frac{|Z''(\omega)|^2}{4Z^2} \right] \quad (11)$$

這裡 $S(\omega)$ 是再生器輸出脈碼調制信號的能譜的連續部份， $\beta(\omega)l$ 是再生段的衰耗， $b_{KK}(\omega)$ 是校正網絡的衰耗， $p'_y(\omega)$ 和 $p''_y(\omega)$ 是放大器在輸出端和輸入端對額定特性阻抗 Z 的反射系數*， $Z'(\omega)$ 和 $Z''(\omega)$ 是由不均勻性所產生的電纜輸入阻抗和特性阻抗 Z 的偏移。

* 通常，再生器輸出端的反射系數 $p'_y(\omega)$ 在傳令和空號時是不同的，因而 $|p'_y(\omega)|$ 應該指反射系數模量的均方值

由二次反射引起的过渡过程的持续时间超过脉冲重复周期很多。重复上一节中所做的结论,可以近似的认为这个干扰是正态分布的平稳过程,它的色散可对(11)按频率进行积分来测定。

由低频限制形成的干扰

在应用电缆线时,脉码调制信号的直流分量通常是不沿线路传输的,因为再生器的输入和输出用变压器与线路隔开。这时衰耗和相移特性在低频范围内总是有畸变的,这就在传输脉码调制信号时形成了低频干扰。

现在来研究低频失真的影响。假如一个再生段(电缆加校正网络)的传输系数为

$$T(\omega) = e^{-i\omega\tau}[1+k(\omega)] \quad (12)$$

式中 τ 是传播时间;在中频和高频范围内 $k(\omega) = 0$,在低频范围 $\omega < \omega_1$ 内 $k(\omega) \neq 0$,显然 $k(0) = -1$ 。图 21 表示由延迟线(τ)及传输系数为 1 和 $k(\omega)$ 的两个四端网络所组成的等效电路,这两个四端网络要连接成使总的传输系数为两者之和。

在传输系数为 1 的四端网络输出端上产生不失真的信号分量,在传输系数为 $k(\omega)$ 的四端网络输出端产生低频干扰。

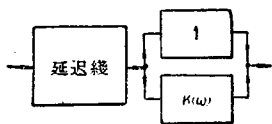


图 21

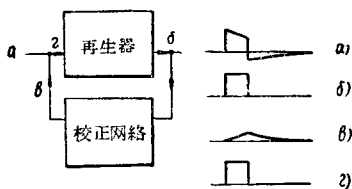


图 22

显然,信号的周期性分量没有失真,因为对于脉冲重复频率 $f_{ca} = f_{\delta nm}$ 来说传输系数 $k(2\pi f_{ca}) = 0$ 。信号中能谱为 $S(\omega)$ 的随机分量构成了低频干扰,它的平均功率为

$$N_n = C \int_0^{\omega_1} S(\omega) |k(\omega)|^2 d\omega \quad (13)$$

减低 ω_1 时这个干扰的平均功率可以减小。但这时再生器对于由外因形成的低频噪声变得灵敏了。因此在文献中叙述了其它减小低频失真影响的方法。

基本方法之一是采用量化反馈^[10,13]。图 22 说明了这个方法的实质。脉冲 a 经过具有低频失真的电路加到再生器输入端,再生器产生脉冲如 δ 。在反馈回路上,也就是再生器的输出和它的输入之间,接入校正网络,它对脉冲 δ 的反应示于图 c 。因此在再生器的输入端加有校正信号 $\epsilon(a + \delta)$ 。

再提出一种采用特殊脉码的方法,即采用脉冲数彼此相同的码组。如果把这样的信号分解为周期的和随机的分量,则不难看出,随机分量不包含低频成份,因而信号对低频失真是不灵敏的。

例如,可以利用 8 位码组,它包括了 4 个传号和 4 个空号。这样的组合的总数等于 70。如果这样的码同普通能构成几乎同样组合数(64)的 6 位码比较,则应用特殊码的频带,必须展宽 33%。

前面所叙述的双向码(图 18)同样对低频失真是不灵敏的。

解决低频失真还有其它方法,但目前还没有根据来肯定那一种方法较好。

脉码调制的应用范围

把脉码调制复用制同频分制相比较,可以看出以下几点:

1. 脉码调制复用制具有高得多的抗干扰性,这就使脉码调制可用在对频分制不适合的高噪声电平的线路上。

2. 再生器的应用更加突出了脉码调制在抗干扰性方面的优点,因为实际上在包含几个转播站的线路上得以避免噪声和失真的积累。

3. 现行的频分制仅仅是在高质量和高稳定度群路下才能利用。尤其是必须监视和调节电平图,采用复杂的手动或自动通路衰耗调节系统来准确地校正频率失真;必须具有很小的非线性失真等等。

脉码调制电路不要求控制非线性失真和电平图,同时,在每一再生段上允许较大的衰耗特性的不稳定性。

4. 频分制对群路的负载条件很灵敏。如果群信号的功率超过许可值,则所有通路中的噪声电平急剧升高。传输二次复用信号(如音频电报、传真电报、数字消息、广播等信号)只能利用有限数目的通路,因为每一个信号的平均功率比电话信号的平均功率大得多。

脉码调制复用制对群路负载的条件没有任何限制。这一点很重要,因为近年来传输数字消息的容

量預期會急劇增加。

必須指出，脈碼調制通路可以用來高速傳輸數字消息。如果數字消息不在低頻通路上而在群路上引入，則在一個電話通路上傳輸消息的速度可以達到每秒 56,000 二進單位（在 7 位碼時），而不是利用低頻通路時的每秒 1000~2000 二進單位。剩餘的速度可以用來提高傳輸的可靠性，這依靠採用校正碼。但是，脈碼調制通路的這種應用只是在數字消息發送器（或貯存器）與脈碼調制設備同步時才有可能。如果不同步，只能達到較低的速度（在一個電話通路上每秒 30,000~40,000 二進單位）。

5. 目前對脈碼調制和頻率复用制進行經濟方面的比較為時尚早。僅僅可以指出，在脈碼調制的終端設備中分路設備比頻分制的簡單。而脈碼調制終端站的群路設備則較複雜，但是大部份部件不要求準確的調節，至於外線電路，可以預期，再生器是比頻分制的增音機要簡單而且廉價*。

脈碼調制電路可以利用比頻分制電路便宜的電纜，尤其是可以利用低頻對扭電纜，這對於頻分制是不適用的。

同時必須指出，脈碼調制复用制也有缺點。主要的缺點是同頻分制比較，在傳輸模擬信號，特別是電話信號時，必須把頻帶擴展 15 倍左右。在某些應用中，這個缺點由較高的抗干擾性所補償，例如在低頻電纜上复用脈碼調制時，利用了由於綫間串擾而不適于頻分制的那些頻段。在其它的情況下，頻帶展寬，導致通路的減少。正如前面所指出的，在傳輸离散信號時，脈碼調制通路比現行模擬通路可以更合理地利用頻帶。

目前還沒有研究出沿一實線電路雙工傳輸脈碼調制信號的簡單方法，而在頻分制中已採用這樣的方法。

因此，不能認為在最近期內脈碼調制將取代頻分制，但對於某些用途來說，脈碼調制現在已經顯示了優點，首先是复用短途電纜綫，例如長度在 50 公里以內的電纜綫，脈碼調制不只是可以在現行低頻電纜上而且亦可以在特殊的簡化電纜上使用。脈碼調制同樣可以用於少量通路的無線中繼綫路的复用。

在較遠的將來脈碼調制將在長途通信上應用，首先是在頻帶沒有明顯界限的綫路上應用。屬於這種綫路的，有利用 H_{01} 波和可傳輸幾十兆赫頻帶的波導綫路。在波導中，在不均勻點產生波型的變化，這導致出現類似於電纜中的伴流**。在波導綫

路中，伴流信號的積累引起寬頻帶信號很大的失真。從目前的知識水平來看，只有應用脈碼調制，才可以基本上克服波導綫路的這個缺點，因為脈碼調制時可以避免伴流在較長綫路上的積累。這時，用時分制的群信號或頻分制的群信號進行脈碼調制變換都是可以的^[15]。

已研究過用脈碼調制方法在通信綫路上傳輸消息（主要是電話的）的問題。但通信問題不限於傳輸消息，對交換問題也并不稍為次要，到目前為止，交換問題和傳輸問題是作為完全獨立無關的問題研究的。同時脈碼調制方法不僅可以應用於傳輸，而且亦可以用於交換，把交換方法和傳輸方法結合起來可以在技術上和經濟上獲得很好的效果。

大家知道，例如電子自動電話交換機在應用時分制方法時，交換元件數可以很經濟，這時，運用了時分制的群信號，它由每個通路的脈幅調制信號組成，而交換元件是開關，它在規定的時間閉合和實現通路的接續。改變開關閉合的時間，可以在最少的交換元件的情況下接通任何一對通路。不足之處是由於多路脈幅調制信號的脆弱性必須採用高質量的開關；否則，消除不了通路之間的干擾和影響。此外，脈幅調制實際上不適於中繼綫路的复用。因此，在交換機的輸入端和輸出端，必須接入把低頻信號變為脈幅調制信號的變換器和相反方向的變換器。

脈碼調制代替脈幅調制是很自然的。在這種情況下，同樣可以建立以時分制為基礎的交換機，並且對於接續脈碼調制信號的開關，在噪聲、串擾和失真諸方面的要求要低得多。但是更重要的是，脈碼調制不但可用於交換而且可用於中繼綫路的复用。

有的文獻中已敘述了用脈碼調制原理構成市話網實驗設備^[16]。圖 23 表示這種網的簡圖，這個網由總局 UC 、分局 K 、它們之間的中繼綫和用戶綫組成。分局盡量靠近用戶點，以使用戶綫長度縮到最短程度。

從用戶進入分局的語言信號，被變換為脈碼調制信號，並沿着已复用的中繼綫的任何空間通路向總局傳送。總局將由輸入中繼綫的時分通路來的脈碼調制信號傳輸到輸出中繼綫的時間通路去，這個輸出中繼綫由自動電話交換機接至其它分局，在那

* 在文獻[14]中敘述了一種脈碼調制再生器；它的體積為 1.6 立方厘米，總共只包含一個晶體三極管和 8 個無源元件

** 和電纜中的伴流不同，波導中的伴流不僅可以滯後而且可以超前基本信號

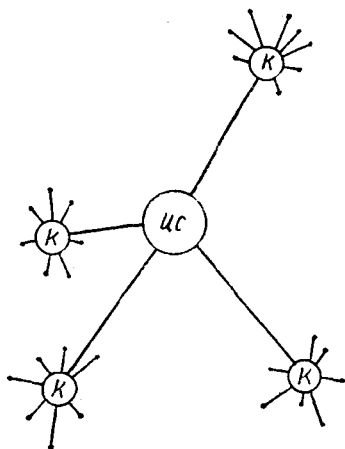


图 23

里把脉码调制信号反变换为语言。因此，在网路上（除去短的用户线）只有脉码调制信号。

这样的制式具有下列优点：

1. 因为所有的中继线都复用，故线路建设费用少。

2. 总局没有交接设备，并且运用了共同的复用和接续原理，可以缩小交接机房中设备总体积。

3. 因为用时分制而交换元件的数目不多，所以，总局的设备比较简单，而在接续离散信号时对这些元件的要求也很简单。

4. 对任何一对用户来说净衰减不大。

这样的网路还有一个重要的优点，因为离散信号几乎直达用户，不难利用这个网路来高速传输任何离散的消息并且有高度可靠性。占用一个电话通路时，用户就可以把速度为 56,000 二进单位（在 7 位码时传输）的离散消息传送到网路的任何一点。占用两个通路时，可以传送速度为 112,000 二进单位的消息，等等。因为任何信号可以变换为离散信号，所以传送必需的消息给交换网的已知点是可能的。显然这种灵活的网路，根据目前应用的低频通路的接续原理是不可能构成的。

按照某些作者的意見^[17]，用离散的方法实现所有信号的传输，交换和再生在将来对市话通信以及长途通信中均能广泛采用。

参考文献

- [1] В. А. Котельников. О пропускной способности «эфира» и проволоки в электросвязи. Всесоюз. энерг. ком. Материалы к первому всесоюзному съезду по вопросам реконструкции дела связи и разв. слабостр. пром-сти, (изд. Ред. упр. связи

РККА, 1933).

- [2] Б. Р. Левин. Теория случайных процессов и её применение в радиотехнике. Изд. «Советское радио», 1957.
- [3] К. Шеннон. Статистическая теория передачи электрических сигналов. Теория передачи электрических сигналов при наличии помех. Сб. переводов. 1953.
- [4] Smith. Instantaneous companding of quantized signals. «BSTJ», 1957, May.
- [5] Л. К. Остапенко. Нелинейные искажения в тракте ИКМ при сдвиге характеристики компрессора относительно характеристики экспандера. Сб. научных трудов ЦНИИС, 1961, № 2.
- [6] H. Van de Weg. Quantizing noise of a single integration delta modulation system with an N -digit code. «Philips Research Reports», 1953, October.
- [7] David, Mathews, McDonald. Description and results of experiments with speech using digital computer simulation. «Proc. of the Nation. Electronic Conference» 1958, vol. XIV, October.
- [8] Bowers. What use is delta modulation to the transmission engineer. «Communication and Electronics», 1957, May.
- [9] Carbrey. Video transmission over telephone cable pairs by pulse code modulation. «Proc. IRE», 1960, September.
- [10] Wrathall. Transistorized Binary Pulse Regenerators. «BSTJ», 1956, September.
- [11] Aaron. PCM Transmission in the Exchange Plant. «BSTJ», 1962, January.
- [12] Sunde. Self-Timing Regenerative Repeaters. «BSTJ», 1957, July.
- [13] Bennet. Synthesis of active networks. «Proc. of the Symposium on Modern Network Synthesis», 1955.
- [14] King, Raisbeck. Preliminary study of a miniature underwater cable system. «IRE Transactions», OS-9, 1961, June.
- [15] В. М. Штейн. О передаче группового сигнала с частотным делением каналов методом кодово-импульсной модуляции. «Электросвязь», 1959, № 2.
- [16] James, Johannesen. A Remote Line Concentrator for a Time-Separation Switching Experiment. «BSTJ», 1960, January.
- [17] Plouffe. Digital Communication Systems. «IRE National Convention Record», 1958, part 3.

(石柏銘譯 胡健棟、徐惠民校)

2. 短途中继綫用实验性脉碼調制系統

C. G. Davis

《The Bell System Technical Journal》1962. 1. pp. 1~24 (英文)

本文叙述应用固体器件的实验性 24 路脉碼調制系統。在选择系統結構和电路时,考虑的主要因素是:設計的經濟性和在現行中继電綫上工作的能力。这种系統有着特殊的要求。本文扼要地介紹了滿足这些要求的設計思路,詳尽的介紹可見另外几篇論文(見参考文献)。

引 言

我們在頻分制系統方面已有丰富的經驗。近年来,由于发展了一些新系統,对影响这些系統性能的因素的知識逐漸增加了。但在时分制系統方面則还没有类似的經驗。因此,在决定发展民用脉碼調制系統时,先建立了一个实验模型,以証明总的系統安排和采用的电路措施是否切实可行。实验系統也建立了可以預期的各种傳輸性能的标准。

本文和另外几篇文章描述了該实验系統,分析了在实验系統中测量的結果,并与預期的性能进行了比較。

系統的应用和特点

发展脉碼調制系統是为了滿足載波系統的需要,要求它能以中继電綫對工作,而且对 10 到 25 哩左右的短距离來說是經濟的。短途載波系統自然應該具有廉价的端机。下面将表明,脉碼調制系統在端机方面,由于公共設備所占的比例大,而公共設備的成本分攤給所有的通路,所以是經濟的。由于脉碼調制信号所占的頻帶寬,中继站的間隔近,这使系統的規模有一定限度。

这个系統的特点总结如下:

端机

話路数目为 24。

以七位二进碼表示語言取样的幅度。

用瞬时压缩扩展器使噪声和串音减少 26 分貝。

装入的振鈴系統利用分配給每个話路的第八位数字和在話机挂上时用第七位数字发送回呼脉冲。

只采用固体器件。

在 11 呎高, 23 吋寬和 6 吋厚的架子上可以装三个端机。

中继綫

設計来用于 19 号或 22 号綫徑的電綫綫对。

增音站的額定距离为 6000 呎。

再生中继站从脉型(Pulse Pattern)中接收定时信息。

脉冲重复頻率為 1.544 兆赫。

电源通过幻綫來供給。

利用双向脉型以减少基綫的漂移和减少系統間的定时頻率的串扰。

本文对系統和設計方案进行概述。另外几篇論文对系統的关键部分(即編碼裝置及再生中继器)的設計和性能作更詳細的描述。

系統結構

語言处理

系統的語言部分的方框图示于图 1。进入一个通路盘的語言信号,在通过差动系統后,进行頻帶限制以去除 4 千赫以上的頻率。通过联在这个通路上的取样門,这个頻帶受限制的信号每秒被取样 8000 次。得到的取样,其幅度和取样瞬間的信号电平成比例,使低电平信号在通过压缩器后有較大的增益,再送入編碼器。編碼器以七位二进数碼或可能是 128 个不同等級之一来表示取样幅度。第一位数字具有 64 的权,最末位数字具有 1 的权。信号达到編碼器时是在一个 64 单位高的基座上,因而数碼 64 相应于零信号幅度。七位碼送到傳輸綫上,后面跟随的第八位時間間隙用来負載該路用的監視信号。

各通路按循环順序被取样。每 125 微秒內,每