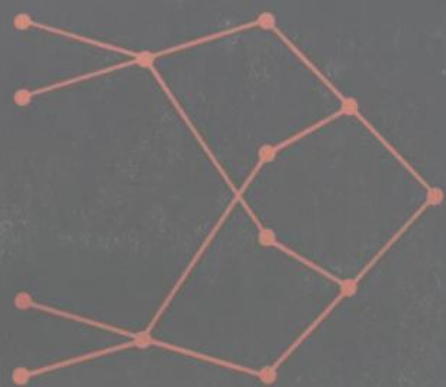


# PCM



## 脉冲编码调制通信进展

[日] 猪濑博·宫川洋编 王德文译

# 脉冲编码调制通信进展

【日】 猪瀬博·宫川洋 编

王 德 文 译

人民邮电出版社

猪濑博·宫川洋 /编

## PCM通信の進歩

産報 1974年 8月

### 内 容 提 要

本书综合介绍了日本和世界其他国家在脉冲编码调制 (PCM) 通信方面所取得的最新技术成果。重点地陈述了它们的技术原理和实现方法。内容包括波形传输理论、PCM与FDM (频分多路) 的互联、高效率新式编码方法、最新的数字处理方法、高质量图像信号的编码与频带压缩、同步及PCM长途交换方式。可供有关技术人员、科研人员和大专院校师生参考。

### 脉冲编码调制通信进展

(日)猪濑博·宫川洋编

王 德 文 译

\*

人民邮电出版社出版

北京东长安街27号

天津新华印刷一厂印刷

新华书店北京发行所发行

各地新华书店经售

\*

开本：787×1092 1/32 1982年2月第一版

印张：16 12/32页数：262 1982年2月天津第一次印刷

字数：375千字 印数：1—3,700册

统一书号：15045·总2553-无8170

定价：1.65元

## 原 序

自从本书的姊妹篇《脉码调制通信基础与新技术》1968年由产報出版以来，脉码调制通信在各界引起了极为广泛的重视，致使该书重印了4版，这是编者甚感欣慰的。

第一本书的目的在于介绍脉码调制的基础理论和主要的新技术。介绍的内容是作为基础理论的信源编码理论，传输理论以及编码理论；同时论述了作为新技术的终端方式、中继方式、同步方式、电视传输方式、交换方式、宇宙飞行器的遥测方式及非同步多路通信方式等。

在已经进入信息化时代的今天，信息的量的扩大化和质的多样化的确是十分惊人的。长途电话业务量和国际电话的业务量分别以每年15%和25%的递增率增长着。同时对数据通信的需要也与日俱增，至于对图象通信，移动通信等的要求也迅速地提出来了。但是要想以有限的人力和物力资源来满足这些需要，通信技术就必须尽快进行革新。其中发展以脉码调制为主的数字通信就是直到现在为止的中心任务。事实上由于局间中继的多重化，已经使近距离的脉码调制方式每年都在大量投入使用；同时也由于超大容量的长途交换机的出现，不仅使脉码调制方式进入了实用阶段，而且在大容量传输、卫星通信、图象通信方式等方面，也在考虑广泛采用脉码调制方式。

另外，由于数据和经脉码调制编码化了的各种模拟信息的综合使用的结果，已可预见到将要出现全新的时分制数字通信网。脉码调制通信技术是在这种形势下发展起来的，并且在

日本做出了许多有创造性的成就，从而引起了世界上的关注。

脉码调制的最新知识，对目前在电信及信息传输技术领域内，从事研究开发的人员，计划运用的人员，尤其是从事设计制造的人员都是很需要的。鉴于这种形势的需要，编者和东京大学教授宫川洋博士一起打算将在日本的脉码调制通信技术领域内所取得的独创性成就陆续编辑出版，并将各国有关的最新技术加以综合介绍。

然而由于这些新技术所涉及的内容庞杂，分支亦颇多，故若将其完全收容在一本书内不仅困难，而且也不能说透彻。因而出版这第二本书，专论脉码调制通信的最新技术成果。选题由与有线通信有关的 8 章组成，而执笔者皆为科研第一线上有卓著成就者。

如果说第一本书论述的是脉码调制通信的基础理论及有关的新技术，那么第二本书则是论述与脉码调制通信有关的各项独立的技术成果及最新技术，故定名为《脉码调制通信进展》。因此希望有志掌握脉码调制通信技术的人，在学习本书的同时，最好并读第一本书。

最后还应指出，本书的内容并没有包括脉码调制通信的另一个侧面，即微波、毫米波、光波中的脉码调制传输技术以及使用脉码调制方式的卫星通信、图象通信、数字数据网等。所有这些，将有待于本书的续篇来完成了。

猪濑博

1974年7月

# 目 录

<b>第 1 章 波形传输理论</b> .....	宫川洋	1
1.1 波形的不确定性 .....		1
1.1.1 高斯波形 .....		2
1.1.2 余弦半波波形 .....		8
1.1.3 椭球波形 .....		14
1.2 奈奎斯特理论及其扩充 .....		29
1.2.1 奈奎斯特理论 .....		29
1.2.2 奈奎斯特取样值的无失真条件 .....		32
1.2.3 奈奎斯特变换点的无失真条件 .....		34
1.2.4 满足奈奎斯特取样值无失真条件的传输系统 .....		35
1.2.5 奈奎斯特取样值无失真条件的扩充 .....		37
1.2.6 奈奎斯特变换点无失真条件的扩充 .....		42
1.2.7 码元间干扰的估算 .....		46
1.3 波形设计与传输系统设计 .....		47
1.3.1 在信道中波形的劣化 .....		47
1.3.2 数字信息传输系统的模型 .....		50
1.3.3 基本关系式 .....		59
1.3.4 无抖动时的最佳解 .....		65
1.3.5 计算例 .....		73
1.4 部分响应方式 .....		78
1.4.1 码元间干扰与信道编码 .....		78
1.4.2 码元间干扰为整数比的传输系统 .....		80
1.4.3 部分响应方式的原理 .....		83

1.4.4	各种部分响应方式及其性质	86
1.4.5	维特毕译码法	92
	参考文献	103
<b>第2章</b>	<b>模拟FDM传输系统与PCM传输系统的相互联接</b>	
	.....樋下重彦	105
2.1	方式的特征及适用范围	105
2.2	FDM—PCM方式	109
2.2.1	线路构成和所要求的特性	109
2.2.2	编码与译码	112
2.2.3	误码及抖动噪声	120
2.2.4	FDM—PCM方式的实例	124
2.3	PCM—FDM方式	126
2.3.1	PCM—FDM方式的构成	127
2.3.2	载波段调制方式	129
2.3.3	多值码的传输	134
2.3.4	自动均衡与各种控制	150
2.3.5	PCM—FDM变换装置的构成	154
2.3.6	PCM—FDM方式的举例	156
	参考文献	158
<b>第3章</b>	<b>数字均衡器</b> .....大槻幹雄	162
3.1	多值码的传输与波形整形	163
3.2	通过回波合成的波形均衡	165
3.3	均衡器设计中的逐次近似法	169
3.4	自动均衡器的均衡算法	173
3.4.1	线性失真的估计标准	174
3.4.2	以迭代法为前提的算法	176
3.4.3	零扰动算法	177
3.4.4	均方算法	183

3.4.5	改进的零扰动算法 .....	184
3.4.6	混合算法 .....	184
3.4.7	其他算法 .....	184
3.4.8	各种算法的比较 .....	185
3.5	均衡器的构成 .....	187
3.5.1	零扰动算法形均衡器 (预置形) .....	188
3.5.2	零扰动算法形均衡器 (自适应形) .....	193
3.5.3	使用导频脉冲控制方式的自适应均衡器 (零扰动算法形) .....	196
3.5.4	均方算法形均衡器 .....	198
3.5.5	改进的零扰动算法形均衡器 .....	199
3.5.6	混合算法形均衡器 .....	200
	参考文献 .....	201
<b>第4章</b>	<b>非线性编码器</b> .....	<b>大桥康隆 203</b>
4.1	各种非线性编码器的比较 .....	203
4.2	反馈形双曲线编码器 .....	210
4.2.1	电路构成和工作原理 .....	210
4.2.2	误差的分析 .....	216
4.2.3	设计例与实测结果 .....	225
4.3	串联形对数编码器 .....	227
4.3.1	电路构成和工作原理 .....	227
4.3.2	误差的分析 .....	232
4.3.3	设计例与实测结果 .....	238
4.4	逻辑压缩形折线编码器 .....	239
4.4.1	电路构成和工作原理 .....	239
4.4.2	误差的分析 .....	244
4.4.3	设计例与实测结果 .....	247
	参考文献 .....	251



<b>第5章 数字信号处理</b> .....	<b>金子尚志</b>	<b>254</b>
5.1 数字信号处理的基础 .....		254
5.1.1 通信中的数字处理 .....		254
5.1.2 取样 .....		257
5.1.3 二进制数的表示 .....		258
5.1.4 数字运算所产生的噪声 .....		260
5.1.5 数字处理的基本运算电路 .....		261
5.2 数字滤波器 .....		263
5.2.1 Z变换 .....		263
5.2.2 数字滤波器的构成 .....		266
5.2.3 简单的数字滤波器的例 .....		268
5.2.4 数字滤波器的设计法 .....		274
5.2.5 数字滤波器设计上的诸问题 .....		278
5.3 数字压缩扩张 .....		283
5.3.1 折线形压扩律的公式化 .....		283
5.3.2 数字扩张电路 .....		288
5.3.3 数字压缩电路 .....		290
5.3.4 对压缩码的数字处理 .....		291
5.4 增量调制信号的数字处理 .....		294
5.4.1 增量调制信号的特性 .....		294
5.4.2 增量调制信号与脉码调制信号的相互变换 .....		300
5.4.3 增量调制信号的数字滤波器 .....		302
5.4.4 自适应增量调制 .....		306
5.5 在数字终端方式中的应用 .....		308
5.5.1 数字PCM终端 .....		308
5.5.2 数字FDM终端 .....		309
5.5.3 数字差分脉码调制终端 .....		312
5.5.4 在其他数字处理通信中的应用 .....		313
参考文献 .....		316

<b>第6章 哈达玛矩阵及其应用</b> .....	羽鳥光俊	320
6.1 哈达玛矩阵与哈达玛变换 .....		320
6.2 哈达玛矩阵的构造方法 .....		330
6.3 快速哈达玛变换 .....		341
6.4 用哈达玛变换对图象信号进行编码 .....		357
附录6.5 速率畸变理论 .....		367
参考文献 .....		375
<b>第7章 相互同步方式</b> .....	斎藤忠夫	378
7.1 PCM通信网中的同步方式 .....		379
7.1.1 PCM通信网 .....		379
7.1.2 PCM通信网的同步 .....		381
7.1.3 相互同步系统的构成 .....		386
7.2 相互同步系统的静态特性 .....		387
7.2.1 静态特性的基本方程式 .....		387
7.2.2 相互同步系统的系统频率和振荡相位 .....		390
7.2.3 相互同步系统的系统频率的存在条件 .....		394
7.2.4 局间传输延迟的调整与延迟调整系统的工作模式 .....		400
7.2.5 相等的完全连接系统的工作模式 .....		407
7.3 相互同步系统的动态特性 .....		411
7.3.1 动态特性的基本方程式 .....		412
7.3.2 相互同步系统的动态稳定性 .....		417
7.3.3 系统的时域响应 .....		421
7.4 相互同步的诸方式 .....		428
7.4.1 同步控制信息 .....		428
7.4.2 一般化了的相互同步方式的分类 .....		433
7.4.3 FSU积分控制系统的特性分析 .....		437
7.4.4 诸方式的特性及其比较 .....		440
参考文献 .....		444

<b>第 8 章 PCM 长途交换方式</b> .....	<b>猪濂博</b>	<b>446</b>
8.1 脉码调制与长途交换 .....		447
8.2 脉码调制交换的诸方式 .....		449
8.2.1 PCM 交换的基本原理 .....		449
8.2.2 暂时存储的利用 .....		454
8.3 脉码调制长途交换的实例 .....		459
8.4 时分制长途交换网中接续电路网络的构成 .....		465
8.4.1 构成接续电路网络时出现的一些问题 .....		465
8.4.2 话路转换与成对控制关系 .....		471
8.4.3 脉冲移相器及其控制 .....		479
8.4.4 联络线门电路及其控制 .....		486
8.4.5 接续电路网络的构成 .....		491
8.4.6 最佳化接续电路网络及其比较 .....		502
8.5 脉码调制交换的今后课题 .....		507
参考文献 .....		510

# 第1章 波形传输理论

本章论述数字信息传输的基础，即波形传输理论。

数字信息，必须变换成与之对应的码元波形方能进行传输。因此，在研究数字信息传输时，首先了解码元波形的各种性质，乃是十分必要的。所谓码元波形，就是(信息)在时间轴或频率轴上的展开，并且不能把二者同时限制在任意小的界限值之内，这个性质就称为波形的不确定性，本章的第一节主要讨论这些问题。另外在数字信息是以等间隔连续传输的情况下，一种常用的码元波形是按一定间隔取样后的归零脉冲，而采用这样的码元波形，则可实现无码间干扰的波形传输。本章的第2节将讨论构成这种波形的条件。

在第3节中，将叙述当实际信道给定情况下，用哪种波形来传输数字信息能获得最佳效果的问题。这个问题实际上归结到求所希望的波形即波形设计的问题，具体将结合能获得最大信噪比的波形进行详细地讨论。

在最后的第4节内，将介绍各种编码形式和波形设计问题，特别是详尽地论述了部份响应方式与波形设计的关系。

## 1.1 波形的不确定性

在数字信息传输中，数字信息是分别用各自对应的波形来

传输的。当信源码为 $S_1, S_2, \dots, S_M$ 时,最简单的方法就是将这些代码分别变换成与之对应的码元波形 $S_1(t), S_2(t), \dots, S_M(t)$ ,亦即当从信源产生出第 $i$ 个代码时,则在信道上就传输一个与之对应的码元波形 $S_i(t)$ 。在这种传输方式中,每次从 $M$ 个波形中选择一个。如果用信息量来表示,就是每次有 $\log_2 M$ 比特的信息被发送出去。我们就把这样的传输方式叫做 $M$ 值传输方式。而当 $M \geq 3$ 时,就统称为多值传输方式。4相或8相相位调制方式等就是这种方式的代表性方式,它们分别与 $M = 4$ 及 $M = 8$ 相对应。

显然在上述的 $M$ 值传输方式中,发送端必须有 $M$ 个码元波形产生器。但是为了简化起见,也可以只用一种波形,而将其振幅改变 $M$ 次,来代替 $S_1(t), S_2(t), \dots, S_M(t)$ ,也就是说只构造一种波形,而将其幅度变化 $a$ 倍来传输,当 $a$ 有 $M$ 个不同的值时,就称这种传输方式为 $M$ 电平传输方式。例如当 $a$ 在 $-L, -L+1, -L+2, \dots, 0, 1, 2, \dots, L-1, L$ 的范围内变化时,则可得到 $M = 2L + 1$ 种码元波形。

可见在上述的多值或多电平传输方式中,最基础的东西乃是传输波形的性质。为了既能有效地利用频谱又能减小波形失真,这就希望每个码元波形的频谱扩展得尽可能小,这对于传输密布在时间轴上的信息来说,也就是希望码元波形在时间轴上的扩展要尽可能地小。

但是,正如我们所知道的那样,任何信号的频谱与它的时间宽度不可能被同时限制在任意小的界限值以内,这就叫做波形的不确定性。本节将主要讨论这种波形不确定性的基础。

### 1.1.1 高斯波形

众所周知,高斯波形是不确定性最小的波形。这里我们把

它的根据讨论如下。

一般当波形为  $S(t)$  时, 则通常把  $S(t)$  的富里叶变换

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

叫做波形  $S(t)$  的幅度谱。而当  $S(j\omega)$  已知时,  $S(t)$  可以通过富里叶逆变换来得到。即

$$S(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (1.2)$$

但是, 上式成立的条件是

$$\int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)| d\omega \quad (1.3)$$

必须为有限值。

同时还把

$$W(j\omega) = |S(j\omega)|^2 \quad (1.4)$$

叫做波形  $S(t)$  的能量谱。并且把

$$\varphi(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t-\tau) s(t) dt \quad (1.5)$$

叫做波形  $s(t)$  的自相关函数。波形的能量谱与自相关函数构成一对富氏变换, 二者之间存在着如下的维纳-欣钦关系。

即

$$W(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (1.6)$$

$$\varphi(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} W(j\omega) e^{j\omega\tau} d\omega \quad (1.7)$$

特别是当式 (1.7) 中的  $\tau = 0$  时, 则得到

$$\varphi(0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} W(j\omega) d\omega \quad (1.8)$$

又根据 (1.5) 式,  $\varphi(0)$  为

$$\varphi(0) = \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt \quad (1.9)$$

可见 $\varphi(0)$ 即表示波形的总能量。

式(1.8)的左边表示波形的总能量，而右边则相当于把 $W(j\omega)$ 在 $\frac{d\omega}{2\pi}$ 轴上积分。 $W(j\omega)$ 为单位带宽的能量密度，这也就是把它叫做能量谱的理由。

为了导出高斯波形，我们可以把波形的总能量归一化为1，亦即

$$\int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)|^2 d\omega = 1 \quad (1.10)$$

并且把波形能量分布的平均值按与时间的原点相一致地来选择较为方便，即

$$\int_{-\infty}^{\infty} t |s(t)|^2 dt = 0 \quad (1.11)$$

以后在考虑这种波形时，将把它的有效时宽 $\sigma_t$ 及有效带宽(有效角频率带宽) $\sigma_\omega$ 用下式来定义：即

$$\sigma_t^2 = \int_{-\infty}^{\infty} t^2 |s(t)|^2 dt \quad (1.12)$$

$$\sigma_\omega^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \omega^2 |S(j\omega)|^2 d\omega \quad (1.13)$$

那么，现在就要说明不管 $s(t)$ 采用什么样的波形，下式总能成立，即

$$\sigma_t \cdot \sigma_\omega \geq \frac{1}{2} \quad (1.14)$$

式(1.14)所表示的关系就称为波形的不确定性。也就是说为了满足(1.14)式，波形的有效时宽 $\sigma_t$ 和有效带宽 $\sigma_\omega$ 不能同时被减小到某一界限值以下。

下面证明式 (1·14)。

首先把式 (1·13) 变换为下面的形式, 即

$$\begin{aligned}\sigma_s^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |j\omega S(j\omega)|^2 d\omega \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{d}{dt} s(t) \right|^2 dt\end{aligned}\quad (1\cdot15)$$

这里已知  $\frac{d}{dt}s(t)$  的幅度谱为  $j\omega S(j\omega)$ , 根据休瓦兹不等式, 得到下列不等式

$$\begin{aligned}\sigma_t^2 \cdot \sigma_s^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} |ts(t)|^2 dt \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{d}{dt} s(t) \right|^2 dt \\ &\geq \left| \int_{-\infty}^{\infty} ts(t) \frac{d}{dt} s(t) dt \right|^2\end{aligned}\quad (1\cdot16)$$

如果把上式右边进行分部积分, 则有

$$\begin{aligned}\int_{-\infty}^{\infty} ts(t) \frac{d}{dt} s(t) dt &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} t \frac{d}{dt} s^2(t) dt \\ &= \frac{1}{2} \left[ ts^2(t) \Big|_{-\infty}^{\infty} - \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt \right]\end{aligned}\quad (1\cdot17)$$

在这里我们假定当  $t = \pm\infty$  时,  $ts^2(t) = 0$ , 利用式 (1·10), 便得到

$$\int_{-\infty}^{\infty} ts(t) \frac{d}{dt} s(t) dt = -\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt \quad (1\cdot18)$$

并且把上述结果代入 (1·16) 式内, 于是立即得到

$$\sigma_t^2 \cdot \sigma_s^2 \geq \frac{1}{4} \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt \quad (1\cdot19)$$

从而证明了式 (1·14) 所给出的波形的不确定性。

下面将证明, 实际上能满足 (1·19) 式的波形仅限于高斯



波形。因为为了能使式 (1·19) 的等号成立，在式 (1·16) 的休瓦兹不等式中  $ts(t)$  与  $\frac{d}{dt}s(t)$  必须成比例关系。

在这里，我们设比例常数为  $K$ ，则导出

$$-\frac{d}{dt}s(t) = Kts(t) \quad (1\cdot20)$$

解这个微分方程，得到它的解为

$$s(t) = Ae^{\frac{K}{2}t^2} \quad (1\cdot21)$$

式中  $A$  为积分常数。然而由于  $s(t)$  的总能量为 1，显然  $K$  必为负值。因此当  $A$  求出之后，可得  $K = -\frac{1}{2\sigma^2}$  及

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{1}{4\sigma^2}t^2} \quad (1\cdot22)$$

我们用这个波形的有效时宽  $\sigma_t$  代替  $\sigma$ ，而当  $\sigma_t$  已知时，便可得到

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_t^2}} e^{-\frac{1}{4\sigma_t^2}t^2} \quad (1\cdot23)$$

显然，这里  $|s(t)|^2$  恰好与方差为  $\sigma_t^2$  的高斯分布具有同一形状\*，而  $s(t)$  本身则与方差为  $2\sigma_t^2$  的高斯分布具有相似的形状。

式 (1·23) 的幅度谱由下式给出

$$S(j\omega) = \sqrt{2} \sqrt{2\pi\sigma_t^2} e^{-\sigma_t^2\omega^2} \quad (1\cdot24)$$

$\frac{|s(j\omega)|^2}{2\pi}$  恰好是方差为  $\sigma_\omega^2 = \frac{1}{4\sigma_t^2}$  的高斯分布。

\* 此时  $|s(t)|^2 = \frac{1}{\sigma_t\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2\sigma_t^2}t^2}$

——译注