

邮电高等函授教材

数字信号处理

张筱华 编

YOU DIAN GAO DENG

HAN SHOU

YOU DIAN GAO DENG

HAN SHOU

YOU DIAN GAO DENG HAN SHOU

JIAO CAI



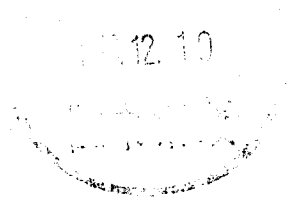
GAO HAN

73.42
592

邮电高等函授教材

数字信号处理

张筱华 编



人民邮电出版社

9810078

0057/03
登记证号(京)143号

内 容 提 要

本书主要介绍数字信号处理、自适应信号处理及其在通信中的应用。全书共分八章。绪论部分介绍数字信号处理的概念和基本特点。第一章是全书的基础部分。第二章介绍了数字滤波器的运算结构。第三、五章分别讨论了二类数字滤波器的设计方法,而第四章主要涉及数字信号的频谱分析。第六章专门讨论了自适应信号处理的相关理论。第七章较详尽地介绍了数字信号处理,尤其是自适应信号处理在通信中的广泛应用。

本书为邮电高等函授院校高年级及研究生的教材,也可作为其它大专院校高年级学生和研究生教材,亦可供工程技术人员自学参考。

邮电高等函授教材

数字信号处理

张筱华 编

责任编辑:滑 玉

*

人民邮电出版社出版发行

北京朝阳门内南竹杆胡同111号

北京顺义振华印刷厂印刷

新华书店总店科技发行所经销

*

开本:850×1168 1/32 1995年5月 第 一 版

印 张:10 1995年5月 北京第1次印刷

字 数:262千字 印 数:1—7000册

ISBN 7-115-05532-7/TN·846

定价:12.00元

8700188

序 言

本书是根据邮电高等函授“数字信号处理”课程教学大纲的要求编写的邮电高函教材。

“数字信号处理”是在近三十年内产生和迅速发展的一门新兴技术和学科。目前,它已广泛应用在通信、雷达、声纳、自动控制、医疗、电视等多个领域之中。

本书除绪论外共分七章。绪论部分介绍了数字信号处理的概念和它的基本内容,这是必读的内容之一。第一章是全书的基础部分。第二章介绍了数字滤波器的运算结构。第三、五章分别讨论了二类数字滤波器的设计方法,第四章涉及到数字信号的频谱分析及其应用问题。以上五章作为内部印刷教材“数字信号处理”的内容已经试用多年。近年来,“自适应信号处理”作为数字信号处理的一个重要分支,获得了许多重要的应用。为此,笔者又将自己为中国科技大学研究生院编写的教材作了适当的整理和删节,编为本书的第六章和第七章,从而使本书内容更加丰富。

为了学好本教材,读者最好具备复变函数、信号分析和网络理论初步等方面的知识。

张筱华

一九九四年九月于北京

目 录

绪 论	1
第一章 离散时间信号与离散时间系统	6
§ 1.1 抽样	6
§ 1.2 序列及其运算	15
§ 1.3 离散时间系统与差分方程	22
§ 1.4 Z 变换	32
§ 1.5 Z 变换的基本性质	46
§ 1.6 拉氏变换、傅氏变换与 Z 变换的关系	58
§ 1.7 系统函数	65
本章小结	76
习题	78
第二章 数字滤波器的结构	84
§ 2.1 数字滤波器的结构特点与表示方法	84
§ 2.2 IIR 滤波器的结构	91
§ 2.3 FIR 滤波器的结构	98
本章小结	100
习题	100
第三章 IIR 数字滤波器的设计	103
§ 3.1 概述	103
§ 3.2 模拟滤波器的设计方法	105
§ 3.3 脉冲响应不变法	116
§ 3.4 双线性变换法	123
§ 3.5 数字滤波器设计举例	130

本章小结	138
习题	139
第四章 离散傅里叶变换(DFT)	141
§ 4.1 离散傅里叶级数(DFS)	141
§ 4.2 离散傅里叶变换(DFT)	150
§ 4.3 DFT 与 Z 变换的关系	169
§ 4.4 快速傅里叶变换(FFT)	171
§ 4.5 快速卷积	184
本章小结	191
习题	193
第五章 FIR 数字滤波器的设计	195
§ 5.1 具有线性相位的 FIR 滤波器	195
§ 5.2 利用窗口法设计 FIR 滤波器	207
§ 5.3 窗口函数	216
§ 5.4 IIR 与 FIR 滤波器的比较	221
本章小结	223
习题	223
第六章 自适应滤波	225
§ 6.1 概述	225
§ 6.2 自适应线性组合电路	231
§ 6.3 二次性能面的性质	242
§ 6.4 搜索性能面	253
§ 6.5 LMS 算法	270
本章小结	280
习题	281
第七章 数字信号处理的应用	283
§ 7.1 系统模拟和系统辨识	283
§ 7.2 均衡和解卷积	292
§ 7.3 噪声删除技术	302

本章小结	309
参考文献	310

绪 论

近年来,由于大规模集成电路(LSI)的迅猛发展和电子计算机的广泛应用,在通信和电子技术的其它领域中,正日益广泛地采用数字信号及数字技术,因而逐渐产生和形成了一门新的学科——数字信号处理。

顾名思义,“数字信号处理”就是对数字信号进行分析、处理和加工。它大致包括数字滤波和频谱分析两大方面。当然,由于数字信号处理在近十多年中发展极为迅速,它所涉及的内容和课题愈来愈多,因而要对该学科做一个较全面的介绍是不大可能的。本书所要讨论的仅仅是它的基础部分。

为了对数字信号处理有一个大致的概念性的了解,我们先从模拟信号的数字化处理谈起。模拟信号是指幅度的连续的信号,例如人们对着话筒讲话产生的话音电流以及大量的实际电信号都属于模拟信号,其波形一般如图 0-1(a)所示。数字信号是指幅度离散的信号,例如编码信号等等,这类信号的波形如图 0-1(b)所示。



图 0-1

什么是模拟信号的数字化处理? 模拟信号的数字化处理就是先将模拟信号转变为数字信号,然后用数字技术的处理手段对该数字

信号进行处理和加工(例如进行数字滤波等);处理和加工后的信号将仍为数字信号。最后将这个数字信号再还原为模拟信号。上述整个的处理过程称为模拟信号的数字化处理。

图 0-2 示意地画出了模拟信号的数字化处理系统的方框图,对此说明如下。



图 0-2

一、将模拟信号转变为数字信号

模拟输入信号 $x_a(t)$ (如图 0-3(a)所示)首先要经过抽样器。抽样器的功能是每隔 T 秒抽取一次输入信号 $x_a(t)$ 的幅度(将在 § 1.1 中详细介绍),并把抽到的样值存放在 A/D 变换器内的保持电路中。经过抽样以后的信号称为“离散时间信号”或“样值”信号,因为它只表达了 $x_a(t)$ 在抽样时刻($t=0, T, 2T, 3T, \dots, nT, \dots$)的信号幅值(称为样值)。因而可记之为 $x_s(0), x_s(T), \dots, x_s(nT)$, 如图 0-3(b)所示。这个“样值信号”就是一组在特定时刻处具有幅度的信号,所以称为离散时间信号,它亦可以看作是一个“序列”。

图 0-2 中, A/D 变换器的作用,是将暂时存放在保持电路中的抽样信号(即样值)进一步转换为数字,即用若干位二进制码来表示这一个个的样值电平。假定规定每一个样值用 3 位二进制码来表示,且用第一位码表示样值的极性(样值为正时令该码为 1,样值为负时令该码为 0),而用后二位码表示样值幅度的大小。如可将样值“+3”表示为 111 码,样值“-1”可表示为 001 码……。于是样值信号就被转换成一串数码。这个过程如图 0-4(b)、(c)所示。

显然,由于样值信号的幅值并不一定是整数值而是多种多样的,因此无论采用多少位二进制码来表示样值电平,它都只能表示有限个不同的电平值(例如 3 位码只能表示 $2^3=8$ 种不同的样值电平

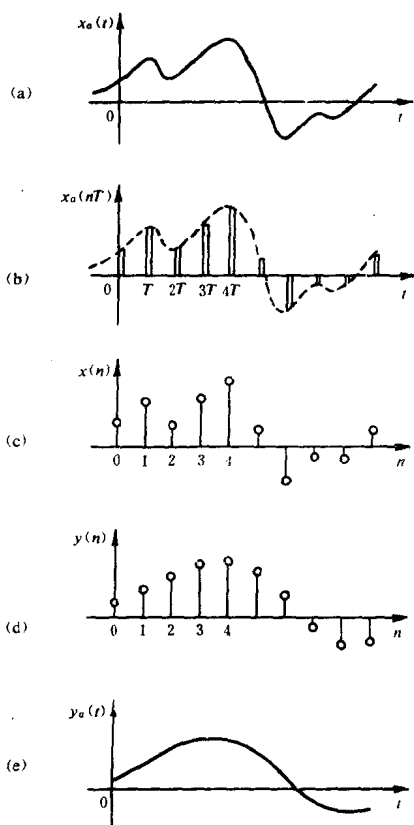


图 0-3

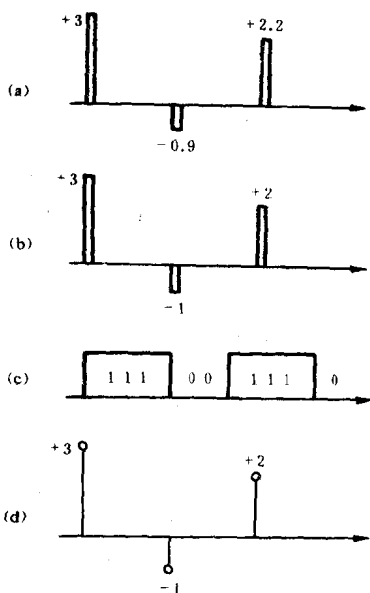


图 0-4

值),这些样值电平称为量化电平。而当离散时间信号的幅值(样值幅度)与这 8 种量化电平不等时,就只有用其最接近的一个量化电平来近似,例如 $+2.2\text{V}$ 被近似为 $+2$,以 110 码输出,如图 0-4(a)、(b)、(c)所示。因此,A/D 变换器的作用,就是将离散时间信号的无穷多个不同的幅值转换成有限种量化电平值(称为量化值),并将其编成二进制码输出。

经过 A/D 变换之后,信号不仅在时间上离散,在幅度上也离散

化了。这种幅度离散、时间离散的信号称为“数字信号”。可见数字信号就是一序列的“数”，而每一个数都是用有限位的二进制数码来表示的，如图 0-4(c)所示。

为了本书的讨论明晰和便于理解，将用信号的量化电平值来表示数字信号而不采用二进制码来表示它们，即虽知经 A/D 变换后的输出信号应是一组组的数码串，但仍把它们用其量化电平值来表示，并称之为数字信号序列，如图 0-4(d)所示，务请读者注意这一点。

数字信号序列用 $x(n)$ 来表示，其中自变量 n 是一个整数变量，它表示这个数在序列中的次序位置。为了形象起见，用一根线段来表示其数值的大小，如图 0-4(d)所示。采用这种表示方法，图 0-3(a)所示信号 $x_a(t)$ 经抽样和 A/D 变换后亦可用“数字信号序列”表示，如图 0-3(c)示。

经过上述的处理过程，模拟信号 $x_a(t)$ 已转换为数字信号 $x(n)$ ，可以进行数字信号处理了。

二、数字信号处理

由 A/D 变换器输出的数字序列 $x(n)$ ，输入到数字信号处理器中(参看图 0-2)，按一定的要求进行加工(例如对 $x(n)$ 作数字滤波等等)之后，转变为另一组数字序列 $y(n)$ 输出($y(n)$ 序列实际上仍为二进制数码串，为了清晰，将其亦表为数字序列)，如图 0-3(d)所示。

可见，数字信号处理器的输入和输出均为“数字信号序列”。换句话说，数字信号处理就是对数字信号序列进行的加工和处理。

三、将数字信号还原为模拟信号

由数字信号处理器输出的数字信号序列，实际上仍是二进制的数码串，该数字信号再经数/模(即 D/A)变换后，即还原为模拟信号(参看图 0-2)。

在 D/A 变换器中， $y(n)$ 数码序列首先被还原为该数码对应的一

个个的样值,例如 011 还原为 -3 , 101 还原为 $+1$ ……,这非常类似于图 0-4 中由图(c)还原为图(b)的过程。然后通过一定的滤波器,滤去这个信号中的一些不必要的高频成份,就得到了系统的输出,这就是模拟信号 $y_a(t)$,如图 0-3(e)所示。

图 0-2 所示的就是上述的整个模拟信号的数字化处理过程。

实际上一个系统并不一定都需要图 0-2 所示的所有三个部分。例如有些系统因其终端直接以数字形式打印或以数码管显示,因而不需要经过 D/A 变换。另外也有一些系统,其本身的输入就是数字量,因此“抽样”与“A/D 变换”也就不需要了,这种系统有时也称为“纯数字系统”。

因此可以看出,在图 0-2 中,最核心的部分是数字信号处理器,其作用往往是对数字信号 $x(n)$ 进行滤波或者进行其它处理。本书主要涉及的是数字信号的滤波和频谱分析方面的问题。

由以上概述可以想到,数字信号处理具有如下几个明显的特点:

1. 数字信号处理器的输入信号和输出信号都是数字信号,或称数字序列,而不是模拟连续信号。它实际上是一个将输入的数字序列转换为另一种数字序列的运算加工系统。

2. 由于数字信号处理器处理的是数字信号(一串串的二进制数码),因而它可以采用计算机软件,亦可以采用诸如存储器、移位寄存器、加法器、乘法器等硬件来实现,而不是象模拟电路那样(例如模拟滤波器等),用 L、C 等元件来实现。

限于篇幅,本书仅对数字信号处理基础方面的部分内容作介绍。读者如有兴趣,可以查阅本书介绍的有关参考资料。

第一章 离散时间信号与离散时间系统

§ 1.1 抽 样

由绪论中可以看出,“抽样”是由连续时间信号到离散时间信号过渡的桥梁,它可以看作是信号的数字化处理的第一个环节。因此,首先应该研究的课题是,信号经过抽样之后有些什么变化?例如信号的频谱有没有变化,信号的基本内容会不会丢失。还需关心这样的问题:能否从离散时间信号再恢复成连续时间信号,怎样恢复?下面先从抽样过程着手分析。

一、理想抽样

抽样器一般是由电子开关组成,它的工作原理可用图 1-1-1(a)来说明。图中,电子开关 SA 在控制脉冲的作用下,每隔 T 秒短暂地闭合一次,将连续时间信号 $x_a(t)$ 与输出端连通,实现了一次抽样,如果开关每次闭合的时间为 τ 秒的话,那么抽样器的输出将是一串重复周期为 T ,宽度为 τ 的脉冲,而这些脉冲的幅度就是在这段 τ 时间内信号 $x_a(t)$ 的幅度。如设输入的连续时间信号(即模拟信号) $x_a(t)$ 如图 1-1-1(b)所示,以 $x_p(t)$ 表示抽样器的输出信号,以图 1-1-1(c)表示控制脉冲 $P(t)$,则抽样输出信号 $x_p(t)$ 如图 1-1-1(d)所示。仔细观察图(b)、(c)、(d),我们显然可以将这个过程看作是一个脉冲调幅的过程,其中 $P(t)$ 可以看成是脉冲载波,而调幅信号就是 $x_a(t)$,从而调制输出波 $x_p(t)$ 可以看成二者之积:

$$x_p(t) = x_a(t) \cdot P(t) \quad (1-1-1)$$

一般地,电子开关的闭合时间 τ 是很小的,而且 τ 愈小,抽样器输出的脉冲幅度就越准确地反映了输入信号 $x_a(t)$ 在离散时间点 0 、 T 、 $2T$ 、 $3T$ 、……处的瞬时“样值”。当 τ 很小时,这些抽样控制脉冲就接近于 δ 函数的性质。如果我们将 $P(t)$ 的每个脉冲的持续宽度 τ 看成无限窄的话,那么此时的抽样控制脉冲序列就成为冲激脉冲序列 $M(t)$,如图 1-1-1(e)所示,称在这种控制脉冲作用下的抽样为理想抽样。

显然 $M(t)$ 可以表为:

$$M(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \quad (1-1-2)$$

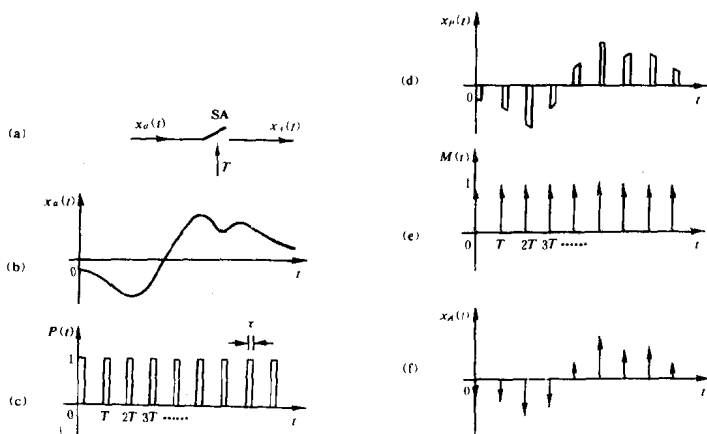


图 1-1-1

设在理想抽样时的输出为 $x_A(t)^*$, 因而由式(1-1-1)可得:

$$x_A(t) = x_a(t) \cdot M(t) \quad (1-1-3)$$

将式(1-1-2)代入上式可得:

* 书中一律用下标 a 表示连续时间信号(或称模拟信号),例如 $x_a(t)$;而以下标 A 表示它的理想抽样信号,例如 $x_A(t)$ 即为 $x_a(t)$ 的理想抽样信号。

$$x_A(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_s(t) \delta(t - nT) \quad (1-1-4)$$

根据 $\delta(t-nT)$ 的性质, 它仅在 $t=nT$ 时为非零值, 因此有:

$$x_s(t) \delta(t - nT) = x_s(nT) \delta(t - nT)$$

从而式(1-1-4)可表为:

$$x_A(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_s(nT) \delta(t - nT) \quad (1-1-5)$$

应当说明, 理想抽样是实际抽样的特殊情况, 它反映了抽样过程的本质。在今后的理论分析中, 我们都是依据理想抽样来进行的。

二、理想抽样信号的频谱

设输入信号 $x_s(t)$ 的傅里叶变换为 $X_s(j\Omega)^*$, 即:

$$X_s(j\Omega) = \mathcal{F}[x_s(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} x_s(t) e^{-j\Omega t} dt \quad (1-1-6a)$$

其反变换为:

$$X_s(t) = \mathcal{F}^{-1}[X_s(j\Omega)] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X_s(j\Omega) e^{j\Omega t} d\Omega \quad (1-1-6b)$$

设理想抽样信号 $x_A(t)$ 的傅氏变换以 $X_A(j\Omega)$ 表示, 即:

$$X_A(j\Omega) = \mathcal{F}[x_A(t)]$$

将式(1-1-3)代入, 可得:

$$X_A(j\Omega) = \mathcal{F}[x_A(t)] = \mathcal{F}[x_s(t) \cdot M(t)] \quad (1-1-7)$$

若要由上式求出理想抽样信号的频谱 $X_A(j\Omega)$ 与原模拟信号的频谱 $X_s(j\Omega)$ 之间的关系, 须先将 $M(t)$ 表示成另一种形式。

由图 1-1-1(e) 可见, $M(t)$ 是一个周期函数, 其重复周期为 T , 或者说其每秒重复的次数 f_s 为:

* 这里的 Ω 表示模拟信号的角频率。

$$f_s = \frac{1}{T} \quad (1-1-8)$$

或 $\Omega_s = \frac{2\pi}{T} \quad (1-1-9)$

我们称 f_s (或 Ω_s) 为抽样频率。

因为 $M(t)$ 是一个以 Ω_s 为重复频率的周期函数, 因而它可以用傅氏级数来表达:

$$\begin{aligned} M(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m e^{jm\Omega_s t} \end{aligned} \quad (1-1-10)$$

式中的系数 a_m 可通过下述计算求得:

$$\begin{aligned} a_m &= \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} M(t) e^{-jm\Omega_s t} dt \\ &= \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) e^{-jm\Omega_s t} dt \end{aligned}$$

在 $|t| \leq \frac{T}{2}$ 的积分区间中, 只有一个冲激脉冲 $\delta(t)$, 其它冲激 $\delta(t - nT)$ 都在积分区域之外 ($n \neq 0$ 时), 因此有:

$$\begin{aligned} a_m &= \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \delta(t) e^{-jm\Omega_s t} dt \\ &= \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \delta(t) dt \\ &= \frac{1}{T} \end{aligned} \quad (1-1-11)$$

上式过程中应用了 $\delta(t)$ 的性质:

$$\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \delta(t) dt = 1$$

将式(1-1-11)代入式(1-1-10)可得:

$$M(t) = \frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{jm\Omega t} \quad (1-1-12)$$

上式表明 $M(t)$ 具有 Ω_s 及其各次谐波的成份, 而这各次谐波的幅度均为 $\frac{1}{T}$ 。

将式(1-1-12)代入式(1-1-7)可得:

$$\begin{aligned} X_A(j\Omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} x_A(t) e^{-j\Omega t} dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} x_s(t) M(t) e^{-j\Omega t} dt \\ &= \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} x_s(t) \cdot \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{jm\Omega_s t} \cdot e^{-j\Omega t} dt \\ &= \frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_s(t) e^{-j(\Omega - m\Omega_s)t} dt \end{aligned} \quad (1-1-13)$$

根据式(1-1-6a)和傅氏变换的“频移”性质, 可得:

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} x_s(t) e^{-j(\Omega - m\Omega_s)t} dt \\ = X_s[j(\Omega - m\Omega_s)] \end{aligned}$$

将此式代入式(1-1-13), 可得:

$$X_A(j\Omega) = \frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} X_s[j(\Omega - m\Omega_s)]$$

$$\text{或} \quad X_A(j\Omega) = \frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} X_s(j\Omega - jm\Omega_s) \quad (1-1-14)$$

亦可写作:

$$X_A(j\Omega) = \frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} X_s(j\Omega - jm\frac{2\pi}{T}) \quad (1-1-15)$$

分析一下式(1-1-14)表示的意义。此式中有 $X_s(j\Omega)$ 的成份 ($m=0$ 时), 称为基带频谱, 这表明它仍含有原连续信号 $x_s(t)$ 的频谱; 还有 $X_s[j(\Omega - \Omega_s)]$ 、 $X_s[j(\Omega - 2\Omega_s)]$ 、……的频率成份 ($m=1, 2, \dots$ 时), 这是原 $X_s(j\Omega)$ 沿频率轴向右移动 $\Omega_s, 2\Omega_s, \dots$ 的结果; 另