

数字控制仪表

《采样系统、装置、理论》

上册

阎秀兰

上海工业大学

一九八一年一月

TP37

第一章 采样系统理论

第一节 概述

第二节 信号的采样和复现

一. 采样过程

二. 信号的复现

三. 零阶保持器

第三节 Z 变换法一. Z 变换定义二. Z 变换三. Z 变换定理

第四节 采样系统的脉冲传递函数

一. 脉冲传递函数定义

二. 开环系统(或环节)脉冲传递函数

三. 闭环系统脉冲传递函数

四. 用 Z 变换法研究采样系统的局限性

第五节 采样系统的稳定性

一. S 域到 Z 域的映射及 Z 域稳定性分析二. w 平面的劳斯判据

第六节 采样瞬间的稳态误差

一. 静态误差系数法

二. 动态误差系数法

第七节 采样系统动态性能估算

一. 闭环零极点和瞬态分量的联系

二. 采样系统的动态性能估算

三. Z 域中的根轨迹

无锡职业大学



10310295

第八节 采样系统的校正

- 一. z 域中的伯法图校正
- 二. 脉冲传递函数 $D(z)$ 的实现

第二章 采样系统中的装置与电路

第一节 模拟开关

- 一. 机械能点式开关
- 二. 光电耦合器件开关

第二节 放大、比较与采样保持电路

- 一. 采样系统中的放大器
- 二. 电压比较器
- 三. 采样保持电路 (2-27)

第三节 数字—模拟转换电路

- 一. 梯型电阻网络数—模转换电路
- 二. 权电阻网络数—模转换电路
- 三. 变形权电阻网络数—模转换电路
- 四. 数—模转换器中的开关 (2-51)
- 五. 数—模转换电路用基准电压源
- 六. 单片集成数—模转换器
- 七. 数—模转换器的工作方式

第四节 模拟—数字转换电路

- 一. 概述
- 二. 比较式模—数转换器
- 三. 电压—时间式 ($V-T$ 式) 模数转换器
- 四. 电压—频率式模—数转换器
- 五. 复合式模—数转换器
- 六. 高速度、高精度模—数转换器

第三章 采样控制系统实例

第一节 DDC 系统的组成及其特点

- 一. DDC 系统的组成
- 二. DDC 系统的分时控制方式
- 三. DDC 系统用计算机
- 四. 工业控制机软件的结构和特点
- 五. DDC 的特点

第二节 DDC 系统的输入/输出 (I/O) 通道

- 一. 输入通道
- 二. 输出通道
- 三. 信号的量化问题

第三节 DDC 控制

- 一. DDC 的 PID 算式
- 二. DDC 的程序框图
- 三. DDC 的参数整定法

第四章 数字仿真

第一节 计算机仿真技术概述

第二节 连续系统的数字仿真

- 一. 连续系统的数学模型
- 二. 数值积分法
- 三. 面向微分方程的数字仿真程序
- 四. 连续系统结构图法数字仿真
- 五. 关于计算步距的选择

第三节 连续系统离散相似法数字仿真

- 一. 连续系统状态方程的离散化
- 二. 典型环节离散状态方程系数的确定

第四节 采样控制系统的数字仿真

- 一、采样周期与计算步距
- 二、采样控制系统的快速数字仿真
- 三、具有纯滞后环节的采样控制的仿真研究

返回

快速

仿真

研究

具有

纯滞后

环节的

采样控制

系统的

快速数字

仿真研究

具有纯滞后

环节的

采样控制

系统的

前 言

本讲义是为我校仪表自动化专业编写的一门专业课教材。本课程是在读者已经具备了数学、电路、电子技术、计算机技术、控制理论等课程的基础上编写的。

本门课将对采样系统的理论、装置、系统实例以及数字仿真的研究方法进行分析。分上、下二册

本讲义也可作为有关工程技术人员的参考。

第一章 采样系统理论

第一节 概述

近十几年来,随着数字技术与数字计算机的蓬勃发展,采样系统和数字控制系统得到了广泛的应用。采样系统、数字控制系统与连续系统的区别是:系统中的一处或几处的信号,是一串脉冲或数码。通常,把采样系统和数字控制系统统称为离散系统或采样系统。

由于采样系统和数字控制系统与一般模拟仪表所组成的连续系统不同,所以必须用采样系统的理论来进行分析,并且还必须用一些数字装置和仪表以及计算机来组成这种系统。

本门课将对采样系统理论及其装置进行分析和研究。

一个典型的采样系统的原理方块图如图 1-1 所示。由模拟数转换装置、数字校正装置、数模转换装置、被控对象以及测量元件等组成一个数字控制系统。

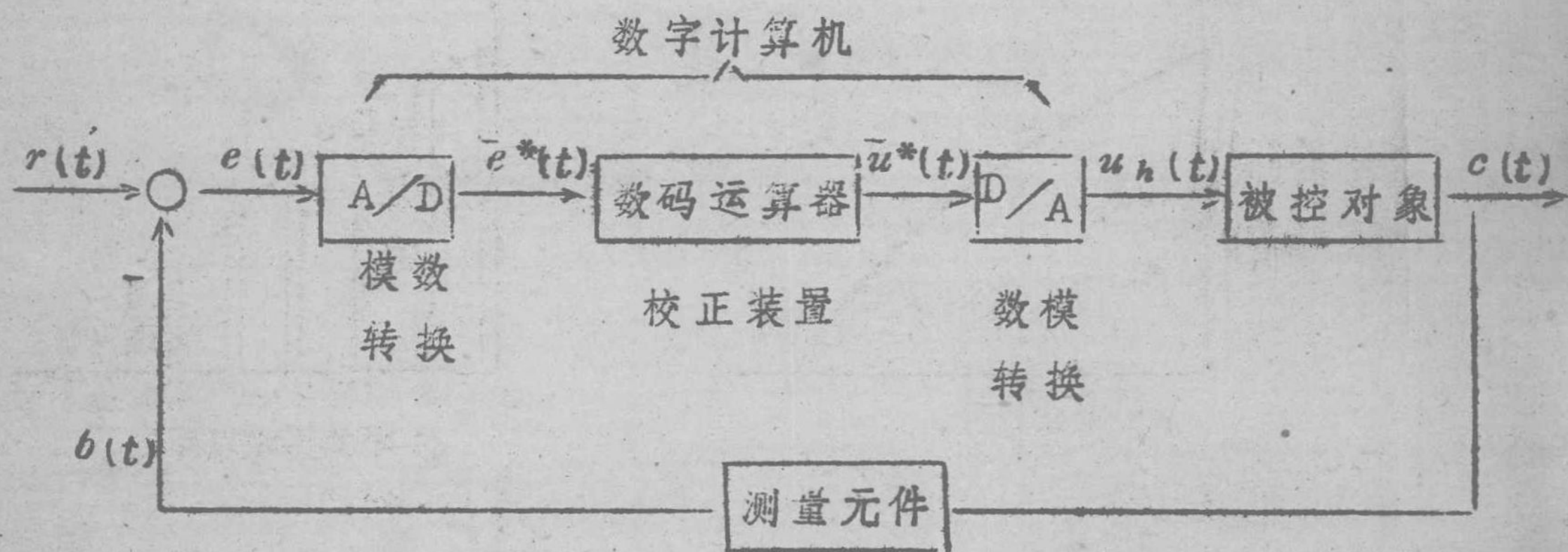


图 1-1 采样系统原理方块图

模数转换装置的作用是每隔 T 秒钟对输入连续信号 $e(t)$ 进行一次采样,将连续信号转变为脉冲或数码信号 $e^*(t)$,并进行整量化后变成数码信号 $\bar{e}^*(t)$,这就是编码过程。图 1-2(a)表示连续的偏

差信号，图 1-2(b) 表示断续的偏差信号，图中 T 表示采样周期， τ 表示采样持续时间。由于 τ 远远小于 T ，也远远小于系统连续部分的最大时间常数，故在实际分析中，可认为 τ 趋近于零，即将 $e^*(t)$ 近似看成一串强度等于矩形脉冲面积的理想脉冲 $e^*(t)$ ，如图 1-2(c) 所示。此外，由于在数字计算机中，任何数值只能表示成最小位二进制数的整数倍，把采样信号 $e^*(t)$ 在数值上表示为最小位二进制数的整数倍的过程称为整量化（简称量化）。模数转换装置最小的二进制单位，称为量化单位，用 q 表示。因此，采样信号 $e^*(t)$ 经量化后变成数字信号 $\bar{e}^*(t)$ 如图 1-2(d) 所示，这就是编码过程。通常 A/D 转换装置采用类似四舍五入的整量化方法，即把小于 $q/2$ 的值舍去，大于或等于 $q/2$ 的值进位。毫无疑问，量化会使信号失真，给系一带来量化噪声，影响系统的精度和过程平滑性。量化噪声的大小取决于量化单位 q 的大小。为了减小由于量化噪声对于系统精度和平滑性的不利影响，希望 q 值要足够小，同时希望数码有足够的字长。这样就可近似忽略由于量化所引起的信

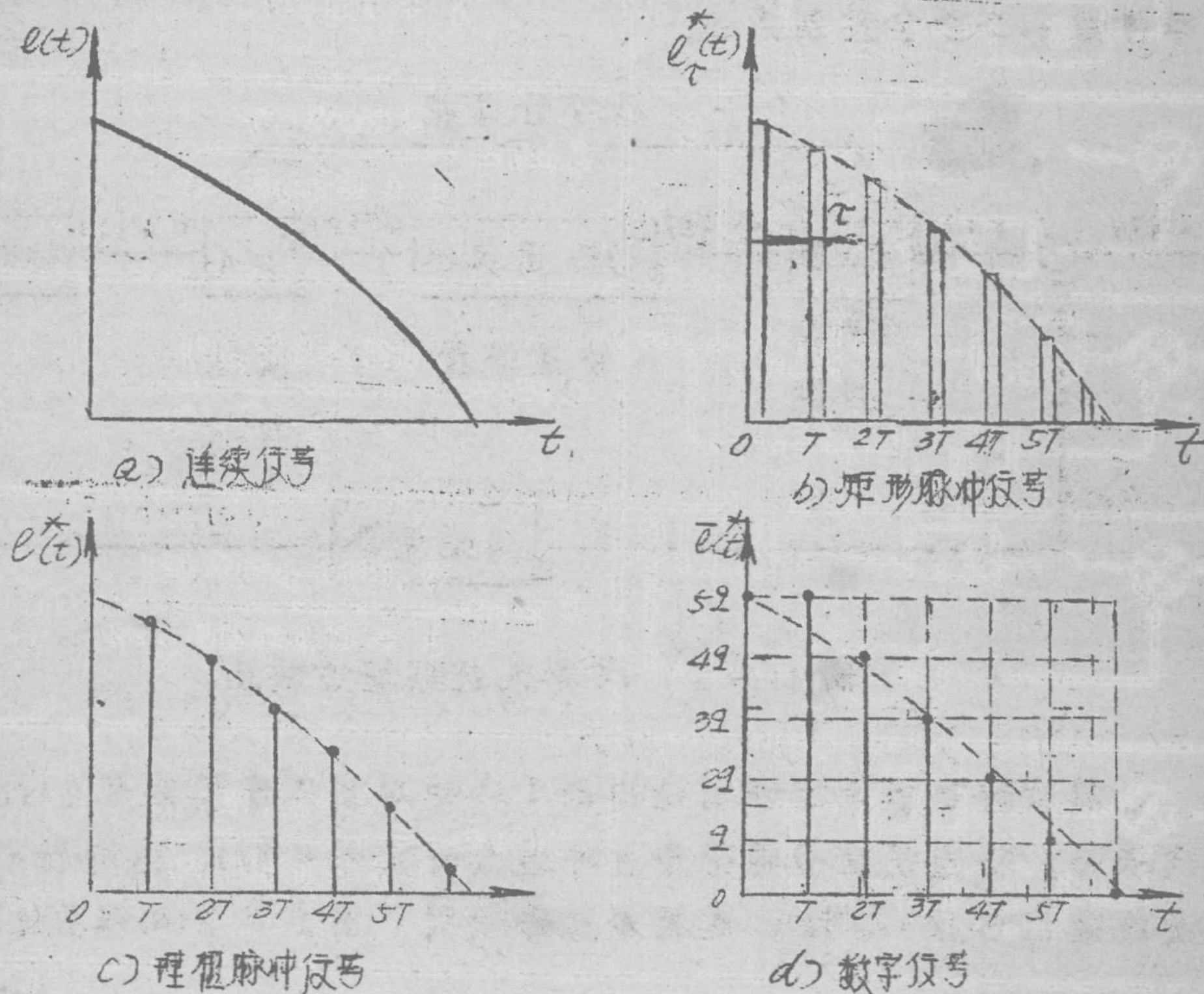
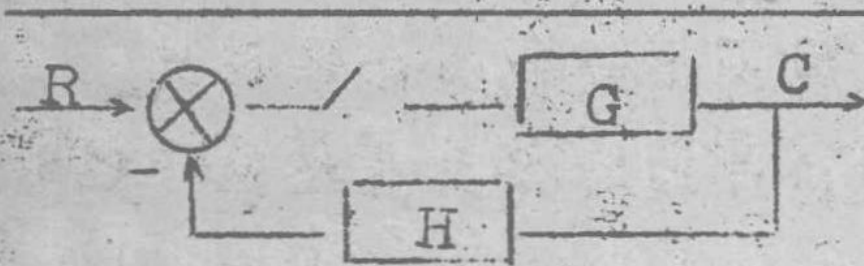
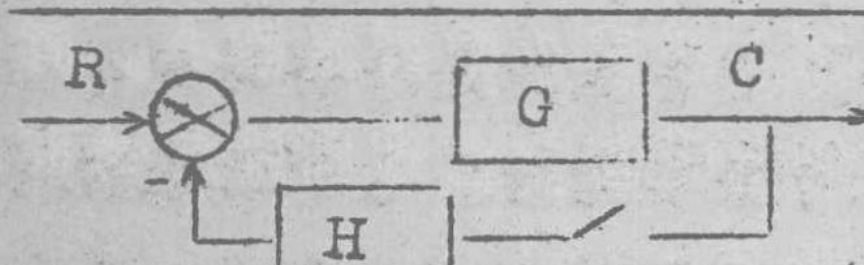
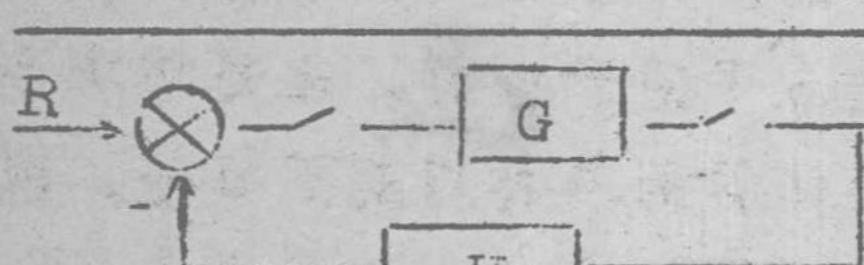
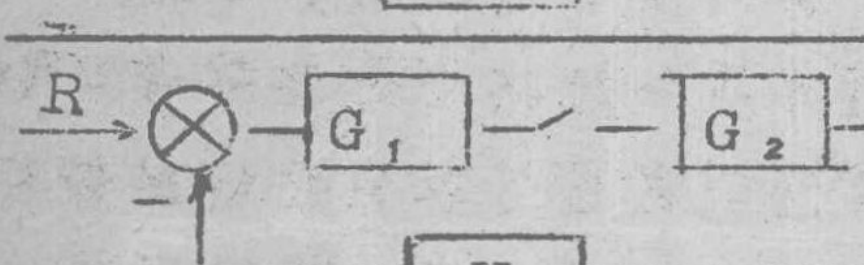
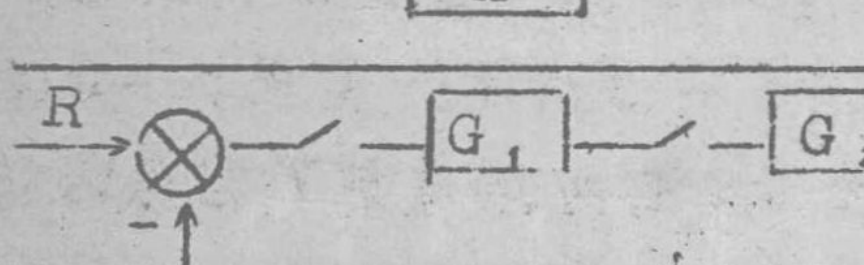
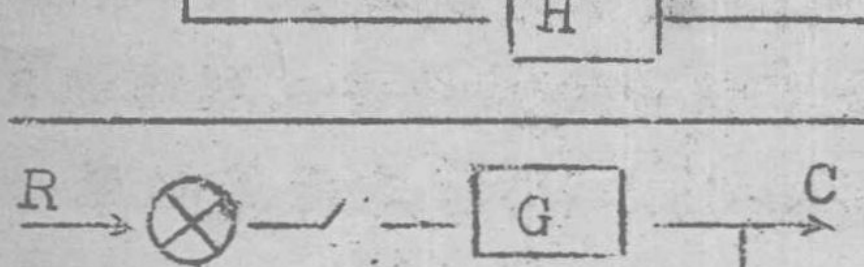


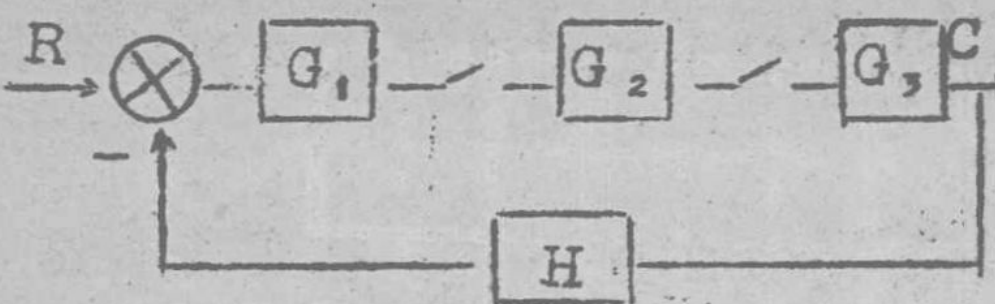
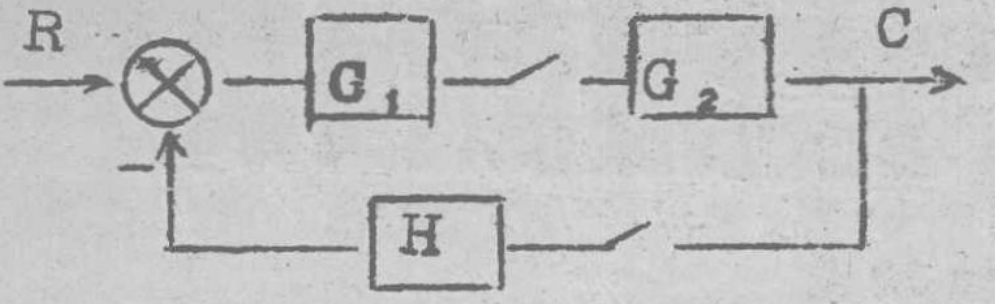
图 1-2 A/D 转换过程

号幅值上的断续性。此外，若认为采样编码过程瞬时完成，并用理想脉冲来等效代替数字信号，则数字信号可以看成采样信号，这时 A/D 过程就可以用一个每隔 T 秒瞬时闭合一次理想开关 S 来表示。通常将 S 称为采样开关或采样器。

一般说来，根据采样器在系统中所处的位置不同，也就是根据采样器对系统中不同信号的采样，如输入采样、输出采样、误差采样等，以及由几种不同信号采样组成的混合采样，而构成了各种采样系统的结构图。表 1-1 给出了一些常见的采样系统结构图。

表 1-1 闭环采样系统典型结构图

结 构 图	$C(z)$
	$C(z) = \frac{T(z)R(z)}{1 + HG(z)}$
	$C(z) = \frac{RG(z)}{1 + HG(z)}$
	$C(z) = \frac{G(z)R(z)}{1 + G(z)H(z)}$
	$C(z) = \frac{RG_1(z)G_2(z)}{1 + G_2HG_1(z)}$
	$C(z) = \frac{G_1(z)G_2(z)R(z)}{1 + G_1(z)HG_2(z)}$
	$C(z) = \frac{G(z)R(z)}{1 + G(z)H(z)}$

结 构 图	$C(z)$
	$C(z) = \frac{G_2(z)G_3(z)G_1R(z)}{1 + G_2(z)G_1G_3H(z)}$
	$C(z) = \frac{G_2(z)G_1R(z)}{1 + G_2(z)G_1H(z)}$

当采样器在闭合回路之外，或系统本身就不存在闭合回路时，称为开环采样系统，而采样器在闭合回路之内的称为闭环系统。

此外，当采样器和系统其余部分的传递函数都具有线性特性时，这种系统称线性采样系统。

采样器还可以有各种采样控制方式。最常见的是采样周期等于常数的等速采样，以及如果系统中有几个采样器时，它们的采样周期是相同的常数，而且在相位上是同步的，即单速同步采样。在实践中，或者是为了改善线性能，或者是为了便于分析，在系统中会出现采样周期不等于常数，或者几个采样器的采样周期不相等，或者在相位上不同步的各种变速、多速、非同步采样的控制方式。

数模转换装置的作用是将经数码运算后所给出的数字信号 $\bar{u}^*(t)$ 恢复成连续的电信号。通常最简单的方法是通过计算机的输出寄存器，使每个采样周期内保持数字信号为常值，然后再经解码网络，将数字信号转变为模拟电信号 $u_h(t)$ 如图 1-3 所示。显然， $u_h(t)$ 是一个阶梯信号，计算机的输出寄存器和解码网络起到了信号保持器的作用。当采样频率足够高时， $u_h(t)$ 趋近于连续信号。

综上所述，可把数字计算机中的数字信号等效地看成理想脉冲，把数码运算器等效地看成一个传递函数为 $G_c(s)$ 的脉冲网络和理想开关 S 相串联的环节，等效脉冲网络的输入为 $e^*(t)$ ，输出为 $u(t)$ ， $u(t)$ 经理想开关采样后，得到理想脉冲信号 $u^*(t)$ 。若忽略由于量

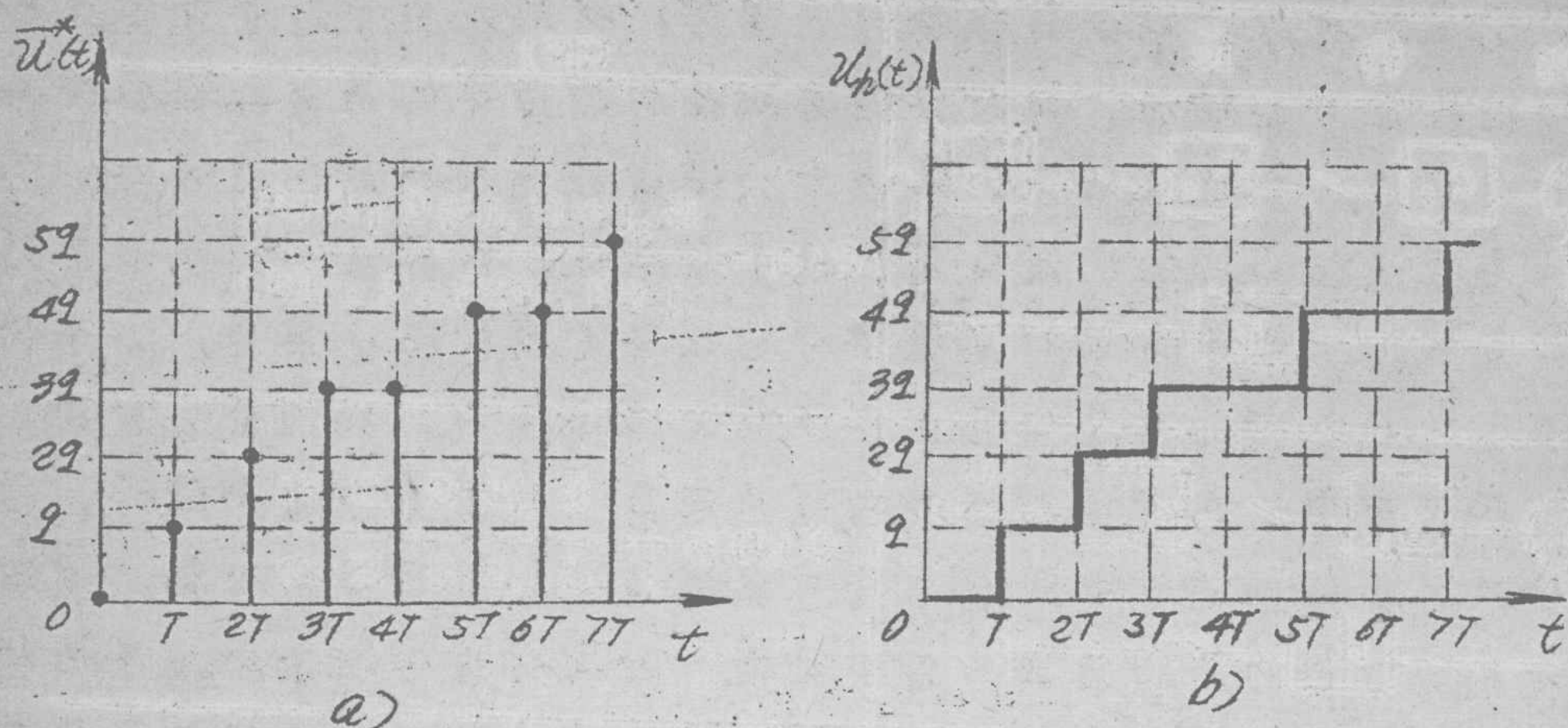


图 1-3 D/A 转换过程

化所引起的数字信号幅值上的断续性，那末图 1-1 中的数字控制系统，就可以等效地用图 1-4 所示的采样系统结构图来表示。

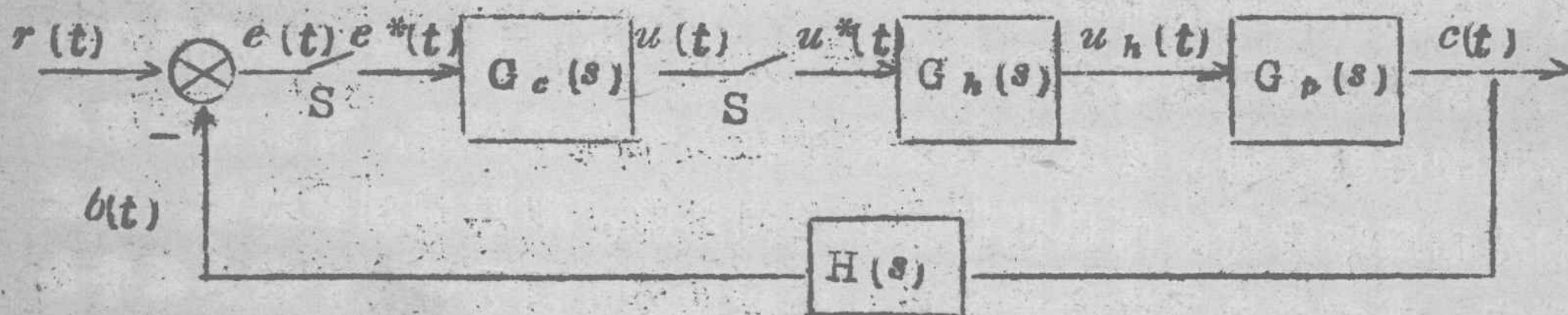


图 1-4 图 1-1 的等效结构图

图中 $G_c(s)$ 为等效脉冲网络的传递函数， $G_h(s)$ 为等效 D/A 过程的保持器传递函数， $G_p(s)$ 为被控对象的传递函数， $H(s)$ 为测量元件的传递函数。实际上，图 1-4 也是数字控制系统的常见的典型结构图。

采样和数字控制技术在自动控制领域中得到了广泛的应用。主要是由于采样系统较之一般的连续系统具有一系列的优点。例如：采样系统中，允许采用高灵敏度的控制元件来提高系统的灵敏度；只要数码的信号位数足够多，就能保证足够的计算精度；采样信号特别是数码信号的传递，可以有效地抑制噪声，从而提高了系统的抗干扰能力；可以用一台控制器或计算机，利用采样进行分时控

制若干被控对象，以提高设备的利用率；特别是由于数字计算机易于通过改变计算程序，而灵活地实现控制所需要的信息处理和校正（如自适应、最优化等），从而大大提高控制系统的性能等等。

由于采样系统的广泛应用，近十多年来，采样控制理论也得到了迅速发展。由于在采样系统中存在脉冲（或数码）信号，如果仍然沿用拉氏变换的方法来建立各环节的传递函数，我们将会看到，在某些环节中会出现复变量 S 的超越函数。为了克服这个障碍，通常采用 Z 变换法来研究采样系统。通过 Z 变换这种数学工具，可以把我们所熟悉的传递函数、频率特性、时间响应等概念应用于采样系统，并且还可以把用于连续系统中的许多方法经过适当改变后直接应用到系统中来。

第二节 信号的采样和复现

为了对采样系统进行定量研究，必须对信号的采样和复现过程用数学的方法来加以描述。

一. 采样过程

采样过程可以用一个周期性闭合的采样开关 S 来表示，如图 1-4(b) 所示。闭合的周期为 T ，每次闭合的时间为 τ 。在实际应用中，常常满足：采样持续时间 τ 远远小于采样周期 T ，也远远小于

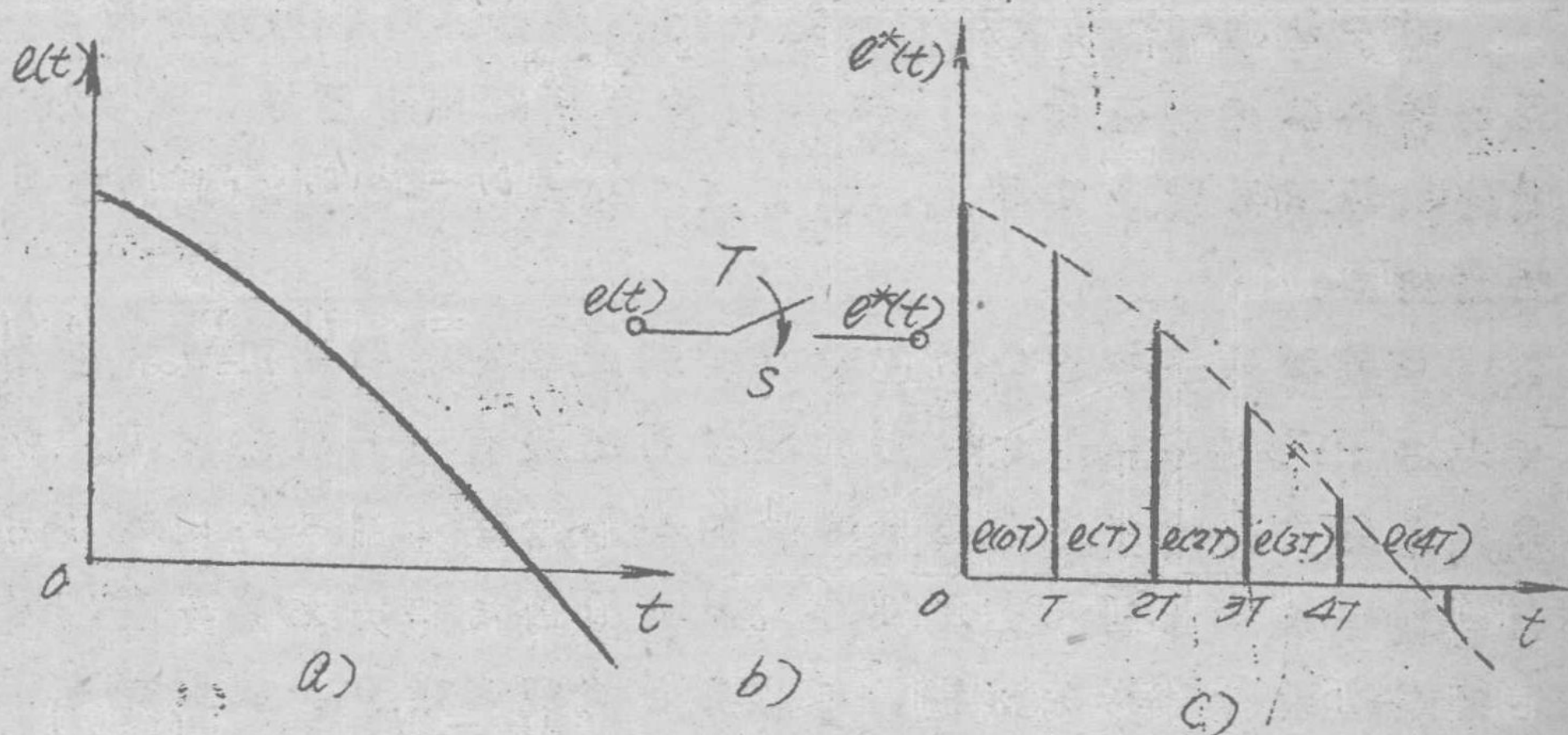


图 1-4 采样过程

采样器后面系统连续部分的最大时间常数。因此，在分析中，可以近似认为 τ 趋近于零。在这种条件下，当采样器的输入为连续信号 $e(t)$ 时，如图 1-4(a) 所示，输出采样信号 $e^*(t)$ 是一串理想脉冲，采样瞬时 $e^*(t)$ 的脉冲幅值等于相应瞬时 $e(t)$ 的幅值，即 $e(0T)$ ， $e(T)$ ， $e(2T)$ ，……， $e(nT)$ ，……如图 1-4(c) 所示。

采样过程可以看成是一个幅值调制过程。采样器好像是一个幅值调制器，见图 1-5(a)。其中 $\delta_T(t)$ 是调幅器的载波，如图 1-5(c) 所示，它是以 T 为周期的单位理想脉冲序列，图中脉冲的高度为

1，表示脉冲面积等于 1，因为对于宽度为无限小，幅度为无限大，而面积为 1 的单位理想脉冲，无法用几何图象表示，只好用高度来表示它的面积。

$\delta_T(t)$ 的数学表达式为

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

当载波 $\delta_T(t)$ 被输入连续信号 $e(t)$ 调幅后，其输出信号为 $e^*(t)$ 。这样的调制过程可以表示成

$$e^*(t) = e(t) \delta_T(t)$$

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

通常在控制系统中，认为 $t < 0$ 时信号为零，故

$$e(t) = 0 \quad (t < 0)$$

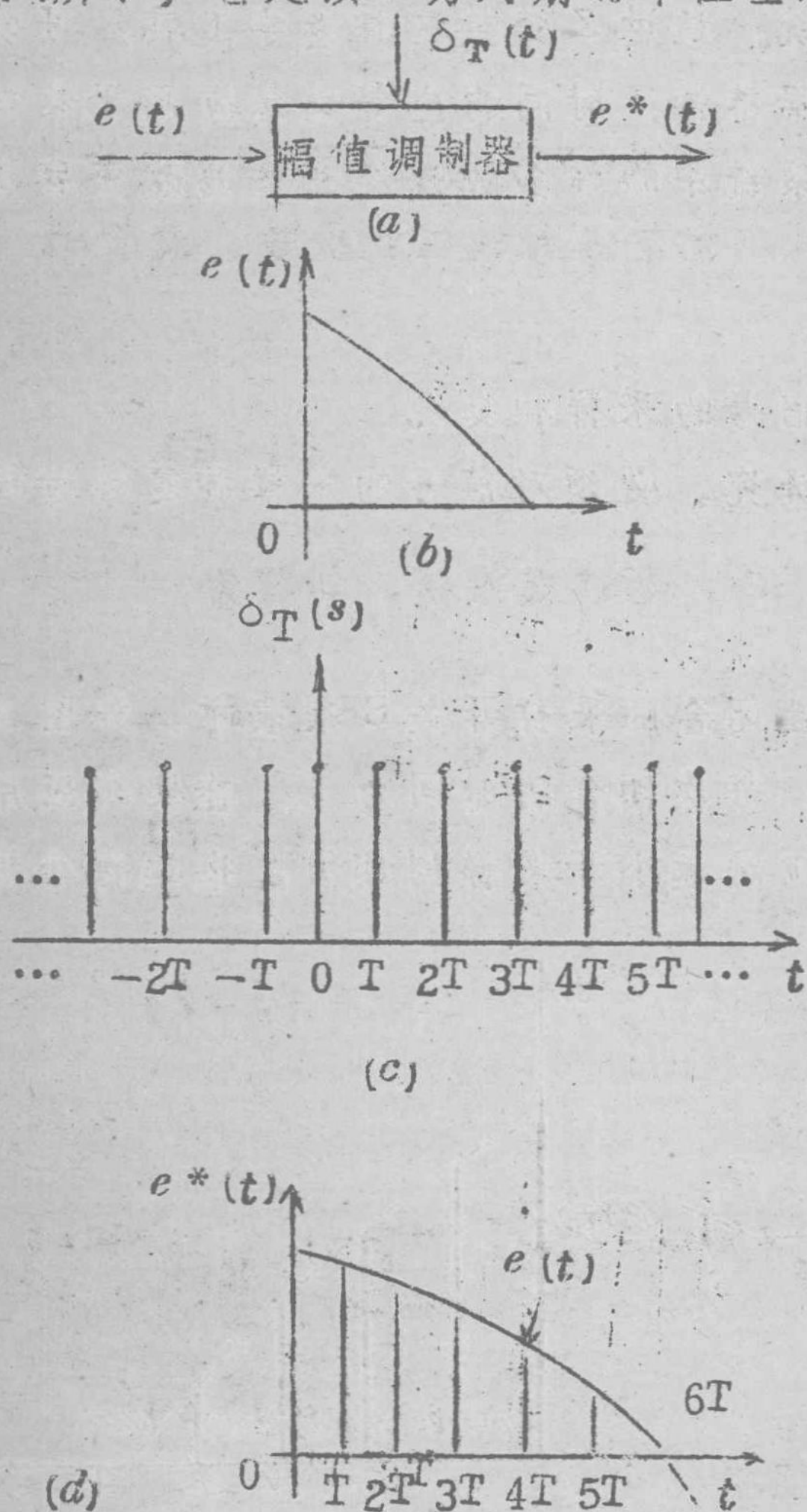


图 1-5 采样的脉冲调制过程

因此

$$e^*(t) = e(0)\delta(t) + e(T)\delta(t-T) + e(2T)\delta(t-2T) + \cdots + e(nT)\delta(t-nT) + \cdots$$

或

$$e^*(t) = \sum_{n=0}^{\infty} e(nT)\delta(t-nT) \quad (1-3)$$

对上式进行拉氏变换

$$L\{e^*(t)\} = E^*(s) = \sum_{n=0}^{\infty} e(nT)e^{-nTs} \quad (1-4)$$

其中 $E^*(s)$ 表示 $e^*(t)$ 的拉氏变换。 $E^*(s)$ 还可以用下面的方法求出。

因 $\delta_T(t)$ 是一个周期函数，可以把它展开成富氏级数，级数的复数形式为

$$\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C_n e^{jn\omega_s t} \quad (1-5)$$

式中， $\omega_s = \frac{2\pi}{T}$ 是采样角频率； C_n 是富氏系数，其值为

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \delta_T(t) e^{-jn\omega_s t} dt = \frac{1}{T} \int_{0-}^{0+} \delta(t) dt = \frac{1}{T} \quad (1-6)$$

将式 (1-6) 代入式 (1-5)，中得

$$\delta_T(t) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{jn\omega_s t} \quad (1-7)$$

再把式 (1-7) 代入式 (1-2)，得

$$e^*(t) = e(t) \cdot \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{jn\omega_s t} = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e(t) e^{jn\omega_s t} \quad (1-8)$$

两边求拉氏变换，由复数位移定理得

$$L\{e(t)\} = E^*(s) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} E(s + jn\omega_s) \quad (1-9)$$

其中 $E(s)$ 是 $e(t)$ 的拉氏变换。从式 (1-9) 不难看出:

$$E^*(s + jm\omega_s) = E^*(s) \quad (1-10)$$

式中 m 为任意整数。式 (1-10) 表明 $E^*(s)$ 是 S 的周期性函数, 周期等于 $j\omega_s$ 。式 (1-4) 与式 (1-9) 都是 $e^*(t)$ 的拉氏变换, 它们是等效的, 即

$$\sum_{n=0}^{\infty} e(nT) e^{-nTS} = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} E(s + jn\omega_s) \quad (1-11)$$

式 (1-11) 称为泊松总和公式。这两种 $e^*(t)$ 的拉氏变换式, 在数值上完全相等, 但在性质上有很大区别。式 (1-4) 把 $E^*(s)$ 与采样函数 $e(nT)$ 联系了起来, 可以直接看出 $e^*(t)$ 的时间响应; 而式 (1-9) 把 $E^*(s)$ 与 $e(t)$ 的拉氏变换 $E(s)$ 联系了起来, 可以直接从它找出 $e^*(t)$ 的频率响应。

二. 信号的复现

上面讨论了采样过程的数学描述。为使采样信号 $e^*(t)$ 复现成采样前的连续信号 $e(t)$, 就应当首先从研究 $e^*(t)$ 的频谱着手。通常, $E^*(s)$ 的极点都在 S 平面的左半平面, 因此, 可以用 $j\omega$ 代替式 (1-9) 中的 S , 得到采样信号 $e^*(t)$ 的富氏变换为

$$E^*(j\omega) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} E(j(\omega + n\omega_s)) \quad (1-12)$$

式中, $E(j\omega)$ 为 $e(t)$ 的富氏变换。

一般说来, 连续信号 $e(t)$ 的频谱 $|E(j\omega)|$ 是一个单一的连续频谱, 其最高频率为 ω_{mar} 。假设 $|E(j\omega)|$ 如图 1-6(a) 所示。而采样信号 $e^*(t)$ 的频谱 $|E^*(j\omega)|$ 则是以采样频率 ω_s 为周期的无限多个频谱之和, 如图 1-6(b) 所示, 其中 $n=0$ 时的频谱, 即采样前连续信号 $e(t)$ 的频谱, 只不过在幅值上变化了 $\frac{1}{T}$ 倍, 其余

各频谱 ($n = \pm 1, \pm 2, \dots$) 都是由于采样而引起的高频谱。

从图 1-6 不难看出, 要从采样信号 $e^*(t)$ 中完全复现出采样前的

连续信号 $e(t)$ ，必须满足：采样频率 ω_s 大于或等于两倍的采样器输入连续信号 $e(t)$ 频谱中的最高频率 ω_{max} 。即

$$\omega_s \geq 2\omega_{max} \quad (1-13)$$

这就是香农采样定理。

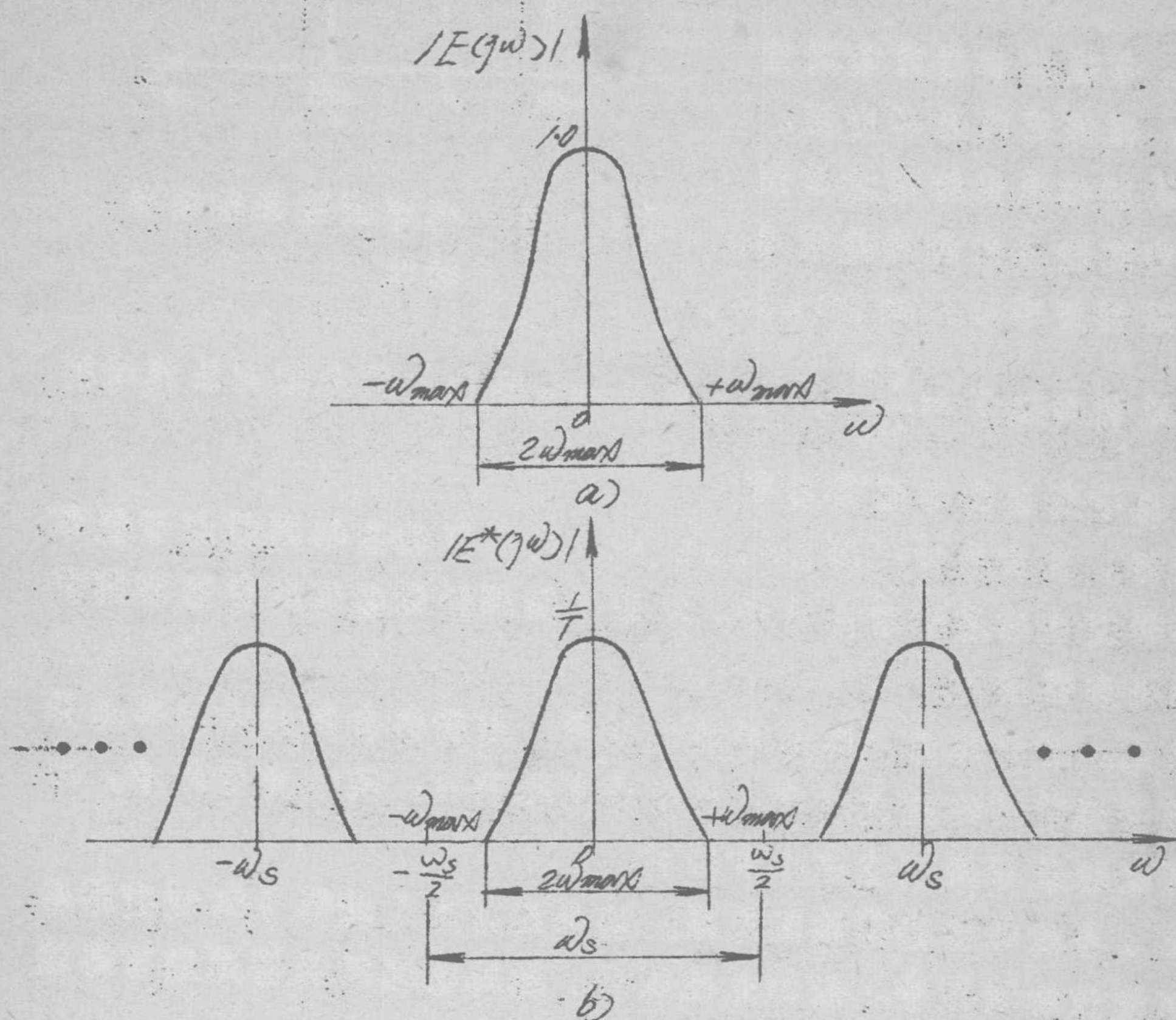


图 1-6 理想采样器输入和输出信号的频谱

显然，在满足香农采样定理的条件下，要想不失真地复现采样器的输入信号，这种理想滤波器的频率特性 $|F(j\omega)|$ ，必须在等于采样频率一半的频率上突然截止。见图 1-7。这种理想滤波器，实际上是不存在的。在工程上，通常只能采用接近理想滤波器性能的低通滤波器来近似代替。最简单、最常用的低通滤波器是零阶保持器。

采样周期的选取，对于具体的系统来说，是个很重要的问题，它与过程动态特性，所用的控制规律等多种因素有关。例如：

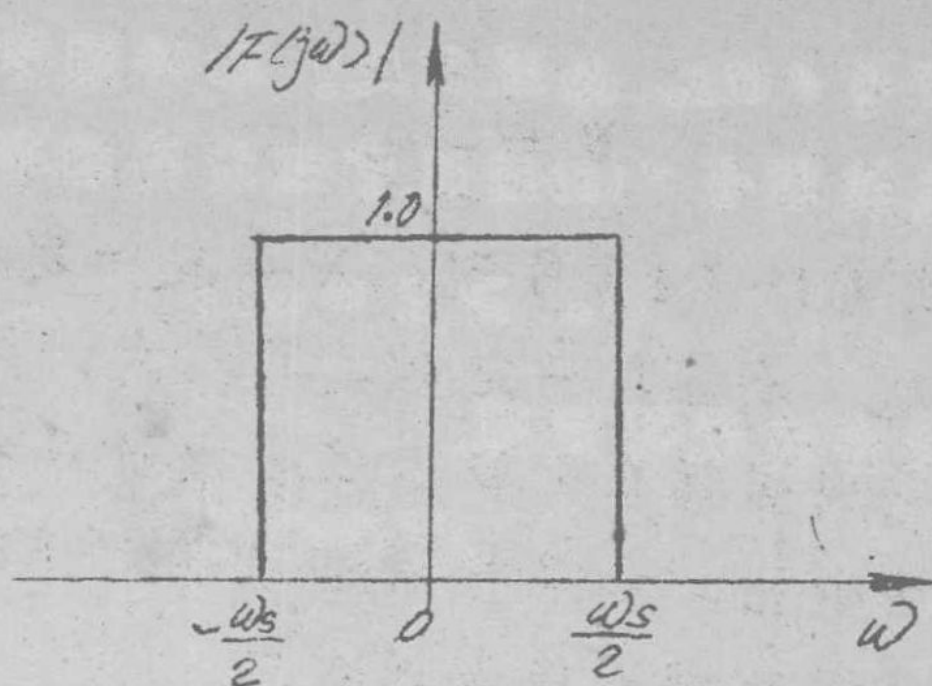


图 1-7 理想滤波器的频率特性

1. 与被控参数离散测量的关系：根据香农采样定理，为了使采样器采得的测量值接近原来的被控参数的连续信号，则要求采样频率 $\omega_s \geq 2\omega_{max}$ ，

即要求采样周期 $T = \frac{2\pi}{\omega_s}$ 。这里的 ω_{max} 实质上就是控制系统过渡过程频谱中所包含的最高频率。

同样，只有当 $\omega_s \geq 2\omega_{max}$ 时，计算机输出的离散信号经零阶保持器变成的连续输出信号，才能与相同控制规律的常规拟调节仪表的输出很接近。

因此，对于流量，压力等快速过程，其所包含的最大频率大于温度等慢速过程的最大频率，故前者所取的 ω_s 往往大于后者，即前者所取的采样周期往往小于后者。

2. 与过程动态特性的关系：当系统对象（过程）的过渡滞后占支配地位的过程中，控制比较简单，选比较短的采样周期可得到比较好的控制质量。

当对象纯滞后较为显著时，采样周期 T 可选为纯滞后时间的 $1/10$ 左右，也有人建议 T 可与纯滞后时间大致相等。

当对象具有纯滞后加容量滞后时，据有关研究表明，最好的质量是选择采样周期 T 接近于整个过程的时间常数。

3. 与控制回路数的关系：设每一控制回路接通计算机进行 PID 等运算的时间为 Δt ，则采样周期 T 与可控制的回路数 N 之间有下列关系：