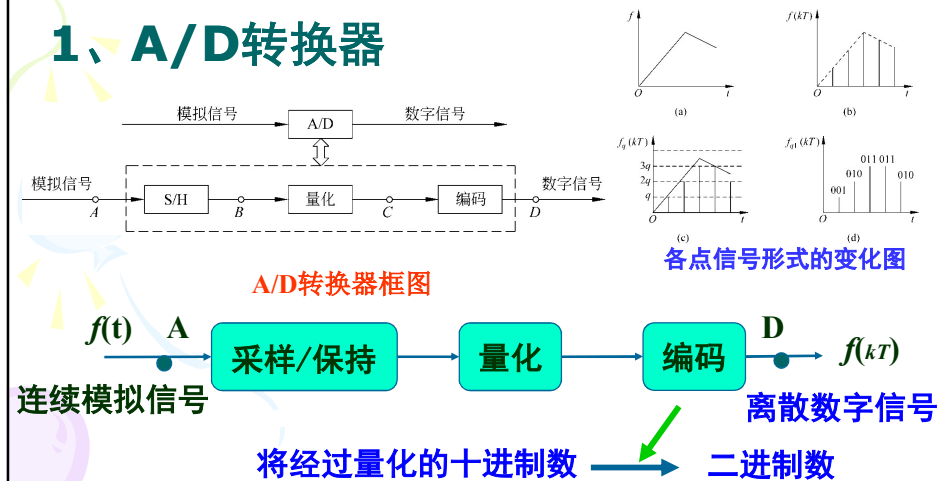


2.1 CCS信号

1、A/D转换器



A/D转换器框图

各点信号形式的变化图

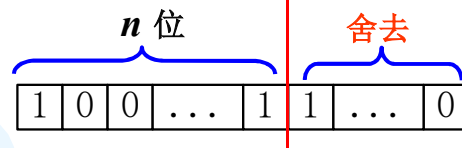
北京航空航天大学自动化学院

3/42

(2) 量化

将十进制数 \longrightarrow 二进制数的最小位的整数倍

设A/D、计算机、D/A的位数为 n



可表示的二进制最小位为 $\frac{1}{2^n} = q$ (不考虑符号位)

$$n = 3, q = \frac{1}{2^3} = \frac{1}{8}$$

用数字量表示模拟量产生的误差

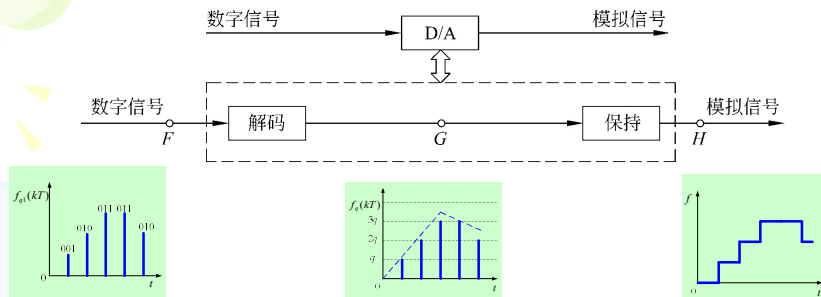
例: $f = 0.73$ $\xrightarrow{\text{A/D}, n=3}$ $\begin{cases} 6/8 = 0.75 \\ 5/8 = 0.625 \end{cases}$ 有量化误差

增加字长 n 可以减小量化单位

北京航空航天大学自动化学院

4/42

2、D/A变换



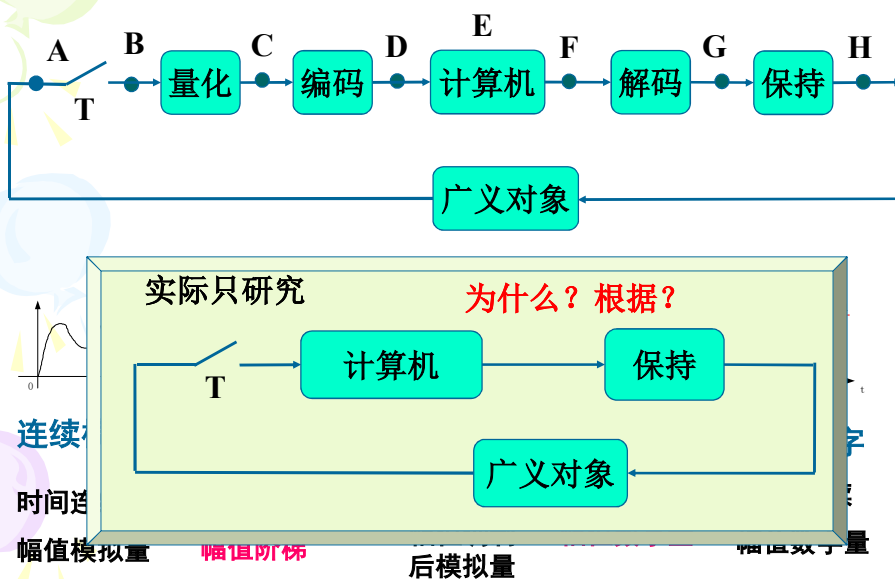
D/A的信号变换框图

1. 解码器
2. 信号恢复器 —— 保持

北京航空航天大学自动化学院

5/42

3、计算机控制系统中信号的分类



北京航空航天大学自动化学院

6/42

补充知识——单位脉冲函数：δ函数

1、定义

$$\delta \text{函数} \begin{cases} \delta(t) = \begin{cases} \infty & t = 0 \\ 0 & t \neq 0 \end{cases} \\ \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) dt = 1 \end{cases} \xrightarrow{\delta \text{在 } t_0 \text{ 出现}} \begin{cases} \delta(t-t_0) = \begin{cases} \infty & t = t_0 \\ 0 & t \neq t_0 \end{cases} \\ \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t-t_0) dt = 1 \end{cases}$$

2、δ函数的采样性质

——若 $f(t)$ 为时间连续函数

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \delta(t) dt = f(0)$$

一般情况下，有 $\int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \delta(t-t_0) dt = f(t_0)$

采样性质表明：δ函数和任意连续有界函数相乘的积分能筛选出脉冲发生时刻的函数值。

北京航空航天大学自动化学院

7/42

3、δ函数的拉氏、傅氏变换

拉氏变换： $L[\delta(t)] = \int_0^{+\infty} \delta(t) e^{-st} dt = \int_0^{+\infty} \delta(t) e^{-s \cdot 0} dt = 1$

$$L[\delta(t-t_0)] = e^{-st_0}$$

$$\mathcal{Q} \delta(t-t_0) e^{-st} = \delta(t-t_0) e^{-st_0}$$

傅氏变换： $F[\delta(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) e^{-j\omega \cdot 0} dt = 1$

$$F[\delta(t-t_0)] = e^{-j\omega t_0}$$

$$\begin{cases} \delta(t) = \begin{cases} \infty & t = 0 \\ 0 & t \neq 0 \end{cases} \\ \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) dt = 1 \end{cases}$$

北京航空航天大学自动化学院

8/42

解释与“信号检测技术”的信号描述区别

※ 信号检测

※ 周期信号---

(1) 三角幅度频谱+三角相位频谱

(2) 复数幅度频谱+复数相位频谱

※ 非周期信号---

(3) 密度函数频谱，对应傅氏变换得到的频谱

• 计算机控制系统

※ 无法预知---傅式函数

北京航空航天大学自动化学院

9/42

频谱:

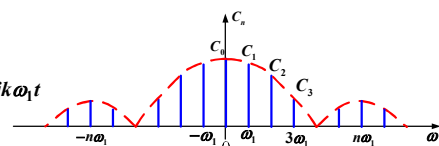
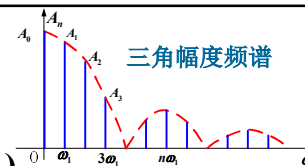
周期信号的三角
函数傅氏级数:

$$f(t) = \sum_{k=0}^{\infty} A_k \sin(n\omega_1 t + \varphi_k)$$

周期信号的指数
形式傅氏级数:

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k e^{jk\omega_1 t}$$

$$f(t) = C_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [C_k e^{jk\omega_1 t} + C_{-k} e^{-jk\omega_1 t}]$$



复数幅度频谱

• 非周期信号的 傅里叶变换

补充：典型函数的F变换的意义



$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt$$

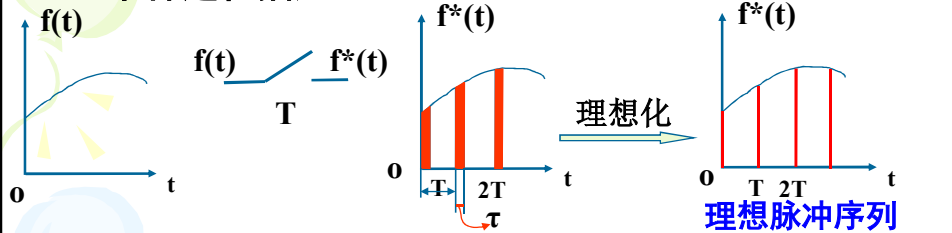
$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(j\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

北京航空航天大学自动化学院

10/42

2.1.1 采样过程的描述及特性

1、采样过程描述



理想采样的条件？特点？

采样系统分类：

- 均匀采样、非均匀采样、随机采样。
- 单速率系统、多速率系统。

多速率系统如飞控系统，姿态运动快， T 小；轨迹运动慢， T 大。
(速度陀螺信号快，高压差信号慢)

只研究：理想采样
均匀采样

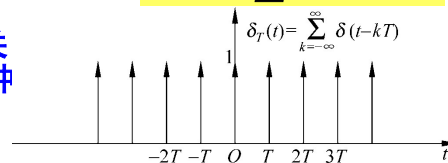
北京航空航天大学自动化学院

11/42

2. 理想采样信号时域数学描述

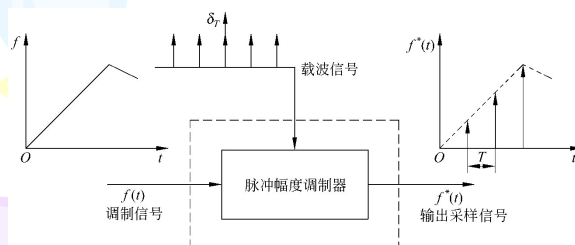
$f^*(t)$ 为 $f(t)$ 经理想采样开关而得，可视为 $f(t)$ 被单位脉冲序列串 $\delta_T(t)$ 调制的过程

$$\delta_T(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT)$$



理想采样的数学描述

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



理想采样信号的时域表达式为：

$$f^*(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} f(kT) \delta(t - kT)$$

图2-3 采样器—脉冲幅值调制器

$$f^*(t) = f(t) \delta_T(t) = f(0) \delta(t) + f(T) \delta(t - T) + f(2T) \delta(t - 2T) + \dots$$

北京航空航天大学自动化学院

12/42

3、理想采样信号的复域描述

1) 理想采样信号的拉氏变换

(1) 已知理想采样信号的时域表示式

$$F^*(s) = \mathcal{L}[f^*(t)] = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT)e^{-kTs}$$

$$\mathcal{L}[\delta(t-t_0)] = e^{-st_0}$$

$$f^*(t) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT)\delta(t-kT)$$

(2) 已知连续信号的拉氏变换式 $F(s)$

$$F^*(s) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} F(s + jn\omega_s)$$

北京航空航天大学自动化学院

13/42

2) $F^*(s)$ 的特性

描述采样信号的复域特性

$$F^*(s) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} F(s + jn\omega_s)$$

(1) $F^*(s)$ 是周期函数，其周期值为 $j\omega_s$ 。

$$F^*(s + jm\omega_s) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT)e^{-kTs} = F^*(s) \quad m = \pm 1, \pm 2, \dots$$

(2) 假设 $F(s)$ 在 $s=s_1$ 处有一极点，那么 $F^*(s)$ 必然在 $s=s_1 + jm\omega_s$ 处具有极点， $m = \pm 1, \pm 2, \dots$ 。

例2-1

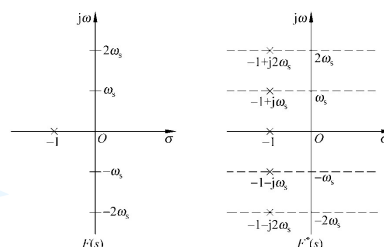


图2-4 $F(s)$ 及 $F^*(s)$ 极点分布图

(3) 采样信号的拉氏变换等于连续信号的拉氏变换的乘积再离散化，则前者可从离散符号中提取出来，即

$$Y^*(s) = [E^*(s)G(s)]^* = E^*(s)[G(s)]^* = E^*(s)G^*(s)$$

42

4、理想采样信号的频域特性

1) 理想采样信号的频谱

采样信号的拉氏变换：

$$F^*(s) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} F(s + jn\omega_s)$$

采样信号的频谱：



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

北京航空航天大学自动化学院

15/42

理想采样信号的频谱求取法

理想采样信号频谱的数学表达式

$$\begin{aligned} \text{时域} \quad f(t) &\longleftrightarrow F(j\omega) = \mathcal{F}[f(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt \\ f^*(t) &\longleftrightarrow F^*(j\omega) = \mathcal{F}[f^*(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} f^*(t)e^{-j\omega t} dt \end{aligned} \quad \text{频域}$$

求法1: $\mathcal{Q} \delta_T(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{jk\frac{2\pi}{T}t} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{jk\omega_s t}$

其中: $c_k = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \delta_T(t) e^{-jk\omega_s t} dt = \frac{1}{T} \int_{0-\epsilon}^{0+\epsilon} \delta(t) [e^{-jk\omega_s t}]_{t=0} dt = \frac{1}{T}$

$$F^*(j\omega) = \mathcal{F}\left[f(t) \bullet \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{jk\omega_s t}\right] = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \mathcal{F}[f(t) \cdot e^{jk\omega_s t}] = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} F(j\omega - jk\omega_s)$$

求法2—直接用傅氏变换定义: $F^*(j\omega) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{jk\omega_s t} e^{-j\omega t} dt$

亦可写成一般式:

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

16/42

理想采样信号的频域特性

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

$$|F^*(j\omega_s)| = \frac{1}{T} \left| \sum_{n=-\infty}^{\infty} F(j\omega + jn\omega_s) \right| \leq \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} |F(j\omega + jn\omega_s)|$$

工程近似为：

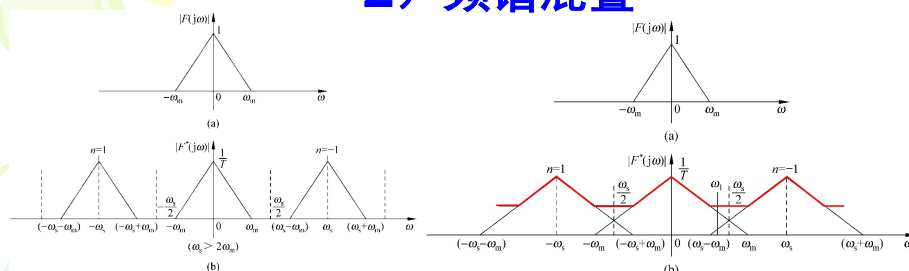
$$|F^*(j\omega_s)| \approx \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} |F(j\omega + jn\omega_s)|$$

- (1) 当 $n=0$ 时, $F^*(j\omega) = F(j\omega)/T$, 该项称为采样信号的**基本频谱**, 它正比于原连续信号 $f(t)$ 的频谱, 仅幅值相差 $1/T$ 。
- (2) 当 $n \neq 0$ 时, 派生出以 ω_s 为周期的高频谐波分量, 称为**旁带**。每隔1个 ω_s , 就重复原连续频谱 $F(j\omega)/T$ 1次。

北京航空航天大学自动化学院

17/42

2) 频谱混叠



$\omega_m > \omega_s / 2$ 时频率产生混叠

- 理想采样信号频谱产生频率混叠现象的情况：

- (1) 当连续信号的频谱带宽是有限时, ω_m 为信号中的最高频率, 若采样频率 $\omega_s / 2 < \omega_m$, 则采样信号频谱的各个周期分量将会互相交叠。



北京航空航天大学自动化学院

18/42

2) 频谱混叠

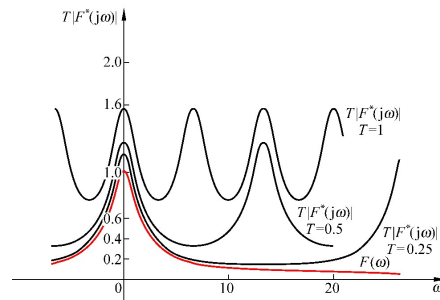


图2-10 $f(t)=e^{-t}$ 及其采样信号频谱

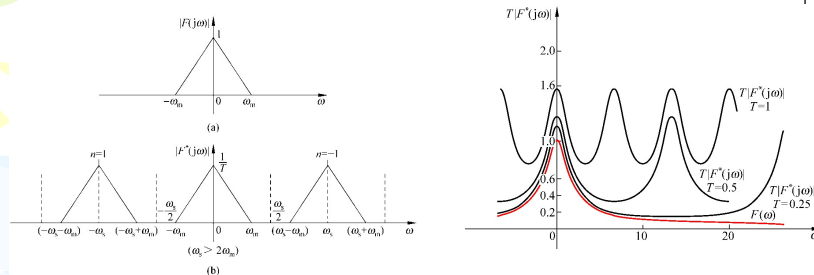
- 理想采样信号频谱产生频率混叠现象的情况：
 - (1) 当连续信号的频谱带宽是有限时， ω_m 为信号中的最高频率，若采样频率 $\omega_s/2 < \omega_m$ ，则采样信号频谱的各个周期分量将会互相交叠。
 - (2) 连续信号的频谱是无限带宽时，无论怎样提高采样频率，频谱混叠或多或少都将发生。

北京航空航天大学自动化学院

19/42

3) 采样器的静态增益

$$s_k = \frac{F^*(j\omega)}{F(j\omega)} \bigg|_{\omega=0} = \frac{\frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} F(j\omega \pm jn\omega_s)}{F(j\omega)}$$



- 若连续信号是有限带宽，且折叠频率 $(\omega_s/2) > \omega_m$ ，即不产生混叠时， $s_k = 1/T$ ；
- 若采样信号频谱产生混叠时， $s_k > 1/T$ ，具体等于多大，将视混叠的严重程度而定。

北京航空航天大学自动化学院

20/42

例 画出 $f(t) = e^{-t} (t < 0, f(t) = 0)$ 和它对应的采样信号的幅频特性。

解: $f(t)$ 的傅氏变换

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-t} e^{-j\omega t} dt = \int_0^{\infty} e^{-(1+j\omega)t} dt = \frac{1}{1+j\omega}$$

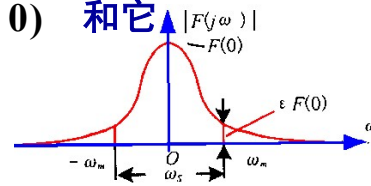
其幅频特性为

$$|F(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\omega^2 + 1}}$$

当频率相当高时, 幅值已很小。若取幅值衰减至5%时的频率为该信号的最高有效频率 ω_m , 即

$$|F(j\omega_m)| = \varepsilon |F(0)| \quad \varepsilon = 0.05$$

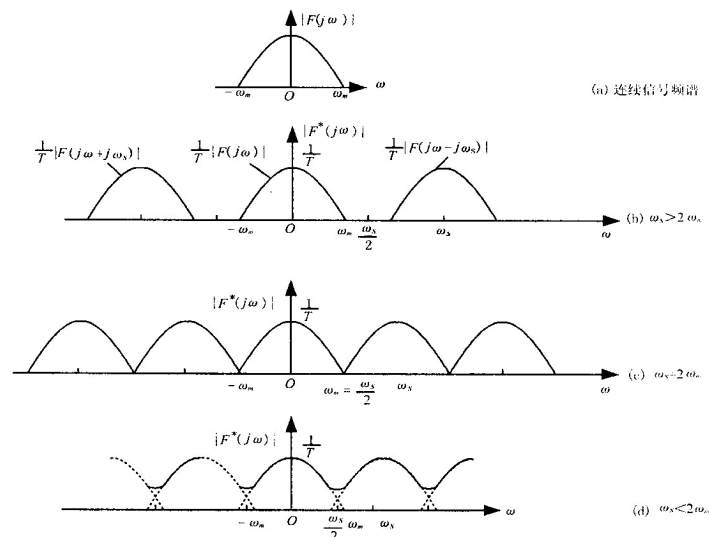
并取采样频率 $\omega_s > 2\omega_m$, 则此时 $F^*(s)$ 的混叠不会太严重



北京航空航天大学自动化学院

21/42

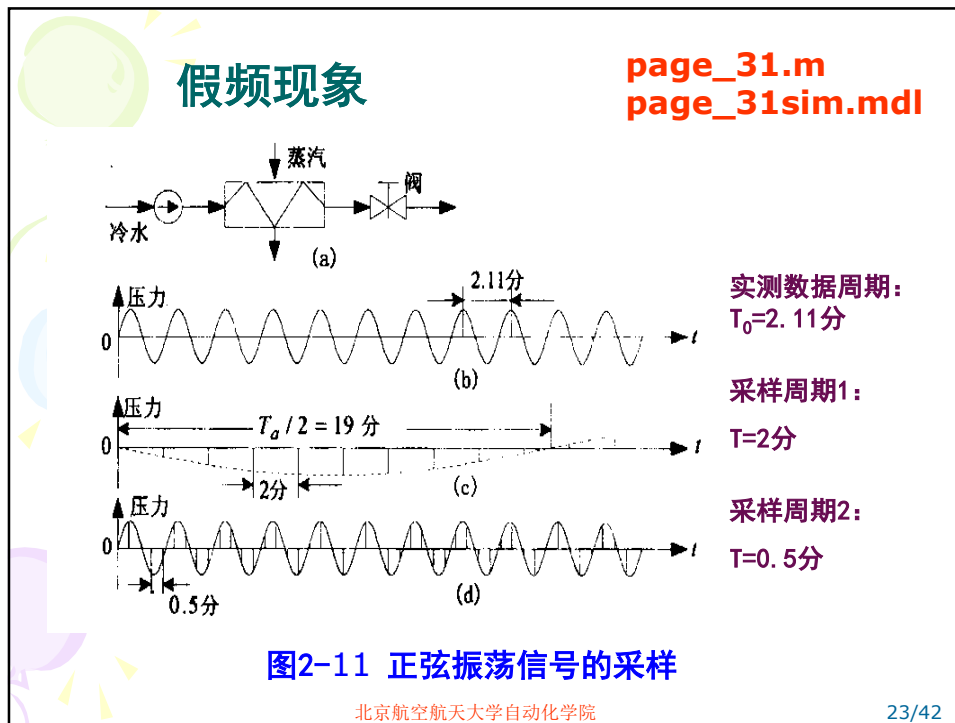
信号演示: 更改采样频率的不同结果



连续信号频谱和采样信号频谱

北京航空航天大学自动化学院

22/42



频率混叠现象出现的情况：

- ※ 当 $\omega_s < 2\omega_m$ 时，采样信号频谱与原来连续信号的频谱发生很大的区别，以至无法滤出原连续信号的频谱。
- ※ 若连续系统的频谱为无限带宽，则无论怎样提高采样频率，频率混叠都会发生。

北京航空航天大学自动化学院

24/42

2.1.2 采样定理

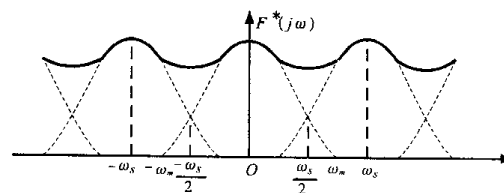
1. 采样定理（香农定理）

- ※ 若一个连续信号所含频率分量的最高频率为 ω_{\max} ，如果采样频率 $\omega_s > 2\omega_{\max}$ ，则可以从采样信号中不失真地恢复原连续信号。

香农采样定理：

$$\omega_s \geq 2\omega_{\max}$$

$\omega_s / 2$ 称为折叠频率，又称为乃奎斯特（Nyquist）频率。



频率混叠现象

北京航空航天大学自动化学院

25/42

2. 采样信号失真

(1) 信号的高频分量折叠为低频分量 example_2_2.m

$$x_1(t) = \cos\left(\frac{2\pi}{8}t\right) \quad x_2(t) = \cos\left(\frac{2\pi \cdot 7}{8}t\right) \quad T=1$$

(2) 隐匿振荡 (Hidden oscillation)

- ※ 如果连续信号 $x(t)$ 的频率分量等于采样频率 ω_s 的整数倍时，则该频率分量在采样信号中将会消失。

采样间隔之间， $x(t)$ 中存在的振荡称为隐匿振荡。

信号： $x(t) = x_1(t) + x_2(t) = \sin(t) + \sin(3t)$

example_2_2_2.m

采样频率 $\omega_s = 3\text{rad/s}$ ， $T = 2\pi / \omega_s = 2\pi / 3$ 。采样序列为

$$x(kT) = \sin(2\pi k / 3) + \sin(3 \times 2\pi k / 3) = \sin(2\pi k / 3) + \sin(2\pi k) = \sin(2\pi k / 3)$$

北京航空航天大学自动化学院

26/42

$$x(t) = \sin \omega_1 t \quad y(t) = \sin \omega_2 t$$

$$(\omega_1 = 1 \text{ rad/s}) \quad (\omega_2 = 4 \text{ rad/s})$$

$$\omega_s = 3 \text{ rad/s}$$

$$T = 2\pi / \omega_s = 2\pi / 3$$

example_2_2_3.m

$$x(kT) = \sin(kT) = \sin(2k\pi / 3)$$

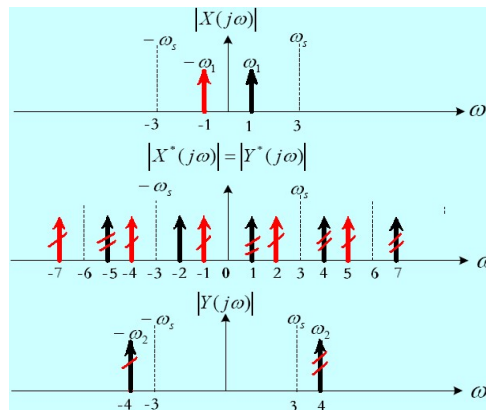
$$y(kT) = \sin(4kT)$$

$$= \sin(4k \cdot 2\pi / \omega_s) = \sin(8k\pi / 3)$$

$$= \sin(2k\pi + 2k\pi / 3) = \sin(2k\pi / 3)$$

$$x(kT) = y(kT) \text{ —— 假频现象2}$$

结论：如果两个信号的频率相差正好是 ω_s 的整数倍，即 $\omega_1 - \omega_2 = n\omega_s$ (n 为整数)，则它们的采样值可能相同



用频谱特性解释假频现象

北京航空航天大学自动化学院

27/42

频率混叠现象出现的情况：

- ※ 当 $\omega_s < 2\omega_m$ 时，采样信号频谱与原来连续信号的频谱发生很大的区别，以至无法滤出原连续信号的频谱。
- ※ 若连续系统的频谱为无限带宽，则无论怎样提高采样频率，频率混叠都会发生。
- ※ 当不满足采样定理时，采样后的信号会发生**频率混叠**和**假频**等现象。解决办法：在采样开关前串联一个**前置滤波器**。

北京航空航天大学自动化学院

28/42

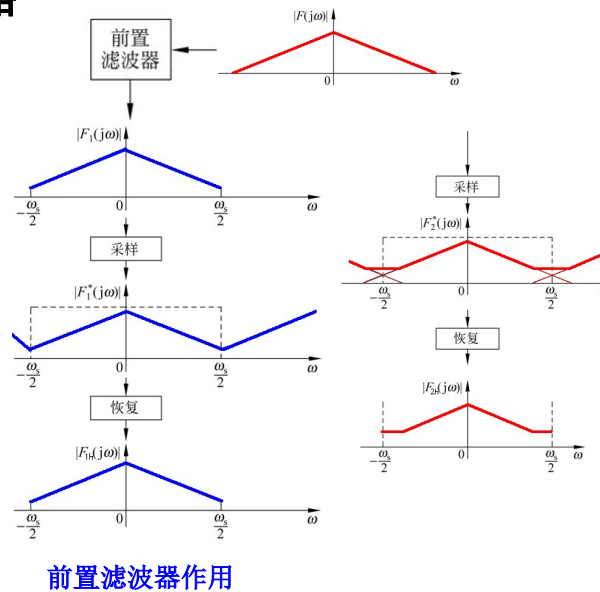
3. 前置滤波器

- 串在采样开关前的模拟低通滤波器，又称为抗混叠滤波器。

- 作用

※ 滤除连续信号中高于 $\omega_s/2$ 的频谱分量，从而避免采样后出现频谱混叠现象。

※ 滤除高频干扰。

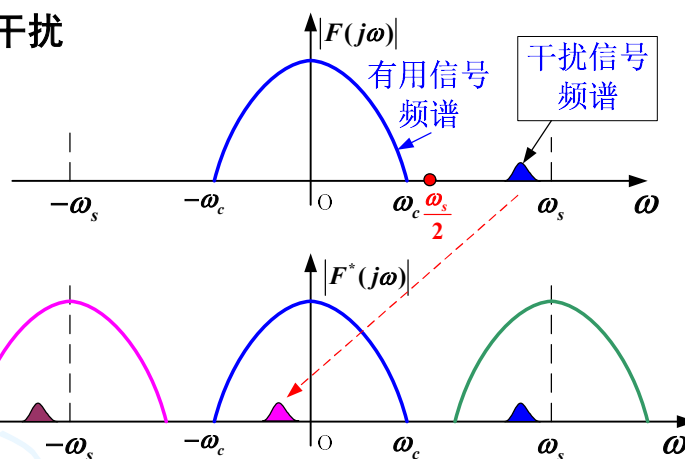


北京航空航天大学自动化学院

29/42

前置滤波器作用

- 滤除高频干扰



前置滤波器最常用的形式：
$$G_F(s) = \frac{1}{T_p s + 1}$$

北京航空航天大学自动化学院

30/42

2.1.3 信号的恢复与重构

信号恢复：被控对象是连续的

采样信号 \rightarrow 连续信号

离散信号 \rightarrow 连续信号

信号恢复过程：

理想恢复过程：理论结果

非理想恢复过程：利用采样点信号

从时域上：

通过离散的采样值求出连续的时间函数

北京航空航天大学自动化学院

31/42

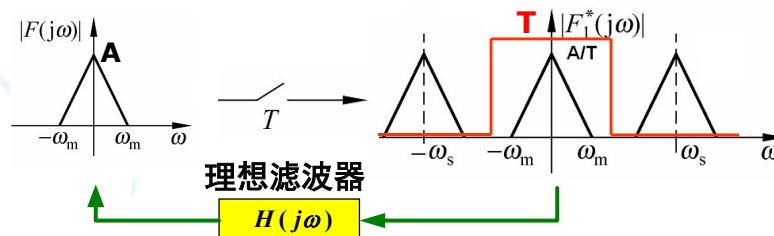
1. 理想恢复过程

• 信号恢复：

- ※ 时域——由离散的采样值求出所对应的连续时间函数
- ※ 频域——除去采样信号频谱的旁带，保留基频分量。

• 理想不失真的恢复需要具备3个条件：

- ※ 原信号有限带宽频谱
- ※ 采样必须满足采样定理
- ※ 具有理想低通滤波器，对采样信号进行滤波。

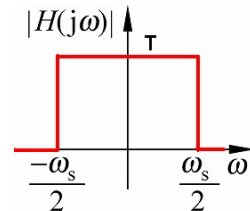


北京航空航天大学自动化学院

32/42

理想低通滤波器

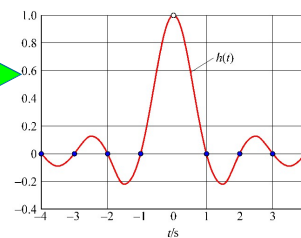
$$H(j\omega) = \begin{cases} T & |\omega| \leq \omega_s/2 \\ 0 & |\omega| > \omega_s/2 \end{cases}$$



- 在 $t=0$ 时输入一个脉冲信号，产生的脉冲响应为：

$$h(t) = F^{-1}[H(j\omega)] = \frac{\omega_s}{\pi} \frac{\sin(\omega_s t/2)}{(\omega_s t/2)}$$

理想低通滤波器频谱特性



理想低通滤波器是物理不可实现的。

理想低通滤波器脉冲响应

北京航空航天大学自动化学院

33/42

2. 非理想恢复过程

- 物理上可实现的恢复只能以现在时刻及过去时刻的采样值为基础，通过外推插值来实现。

数学上，

$$f_k(t) = f(kT) + f'(kT)(t - kT) + L$$

其中： $f(kT) = f(t)$, $kT \leq t < (k+1)T$

$$f'(kT) = \left. \frac{df(t)}{dt} \right|_{t=kT} \quad f'(kT) \approx \{f(kT) - f[(k-1)T]\} / T$$

“零阶外推插值”
或称“零阶保持器”：

$$f_k(t) = f(kT) \quad , kT \leq t < (k+1)T$$

一阶外推插值：

$$f_k(t) = f(kT) + (t - kT) \{f(kT) - f[(k-1)T]\} / T$$

$$kT \leq t < (k+1)T$$

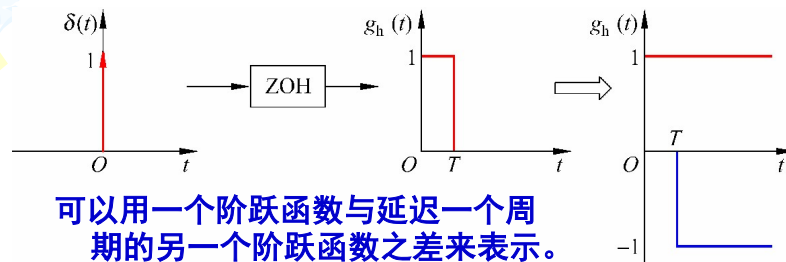
零阶保持器 ZOH(Zero Order Hold)

时域方程: $f_k(t) = f(kT)$, $kT \leq t < (k+1)T$

数学表达式: $g_h(t) = u_s(t) - u_s(t-T)$

ZOH的脉冲过渡函数

单位阶跃函数



北京航空航天大学自动化学院

35/42

ZOH

- 传递函数（拉氏变换式）

$$G_h(s) = L[g_h(t)] = L[u_s(t) - u_s(t-T)] = \frac{1}{s} - e^{-sT} \frac{1}{s} = \frac{1 - e^{-sT}}{s}$$

- 频率特性

$$G_h(j\omega) = \frac{1 - e^{-j\omega T}}{j\omega} = T \frac{e^{-j\omega T/2} (e^{j\omega T/2} - e^{-j\omega T/2})}{T \times 2j\omega/2} = T \frac{\sin(\omega T/2)}{\omega T/2} e^{-j\omega T/2}$$

$$= \frac{2\pi \sin(\omega\pi/\omega_s)}{\omega_s} \frac{\omega\pi/\omega_s}{\omega\pi/\omega_s} e^{-j(\omega/\omega_s)\pi}$$

- 幅频特性

$$|G_h(j\omega)| = T \left| \frac{\sin(\omega T/2)}{\omega T/2} \right| = \frac{2\pi}{\omega_s} \left| \frac{\sin(\omega\pi/\omega_s)}{\omega\pi/\omega_s} \right|$$

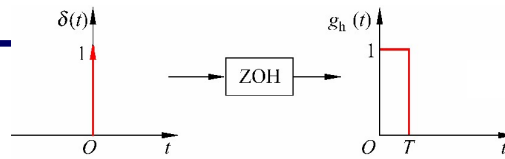
- 相频特性

$$\theta_h(\omega) = -\frac{\pi\omega}{\omega_s} + \angle \frac{\sin(\omega\pi/\omega_s)}{\omega\pi/\omega_s}$$

北京航空航天大学自动化学院

36/42

零阶保持器ZOH——



时域方程: $f_k(t) = f(kT), kT \leq t < (k+1)T$

脉冲响应函数: $g_h(t) = u_s(t) - u_s(t-T)$

传递函数: $G_h(s) = L[g_h(t)] = \frac{1 - e^{-Ts}}{s}$

频率特性: $G_h(j\omega) = \frac{1 - e^{-j\omega T}}{j\omega} = T \frac{\sin(\omega T / 2)}{(\omega T / 2)} e^{-j\omega T / 2}$

幅频特性: $|G_h(j\omega)| = T \frac{|\sin(\omega T / 2)|}{(\omega T / 2)} = \frac{2\pi}{\omega} \frac{|\sin(\omega\pi / \omega_s)|}{(\omega\pi / \omega_s)}$

相频特性: $\theta_h(\omega) = -\omega\pi / \omega_s + \angle \sin(\omega\pi / \omega_s)$

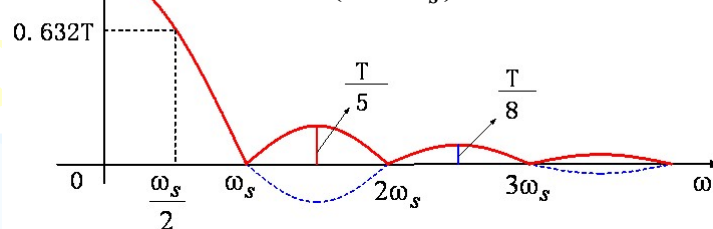
北京航空航天大学自动化学院

37/42

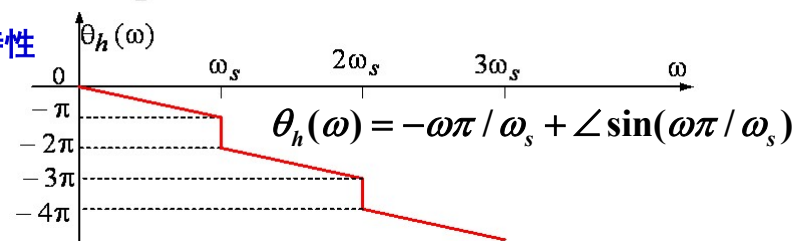
ZOH频率特性图

page_36_ZOH.m

幅频特性 $|G_h(j\omega)| = \frac{2\pi}{\omega} \frac{|\sin(\omega\pi / \omega_s)|}{(\omega\pi / \omega_s)}$



相频特性

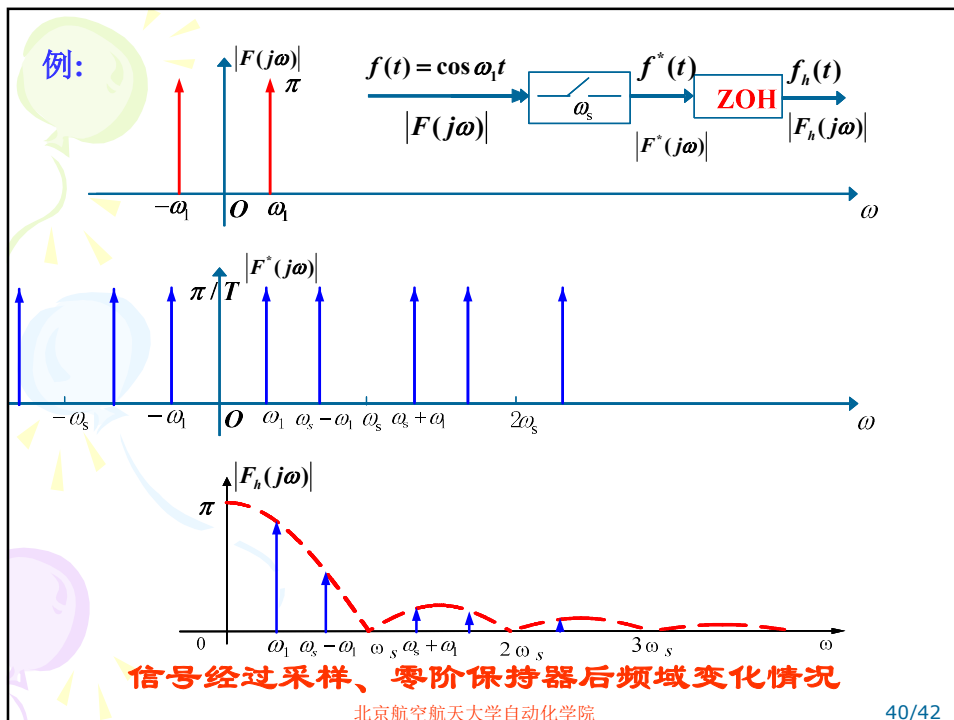
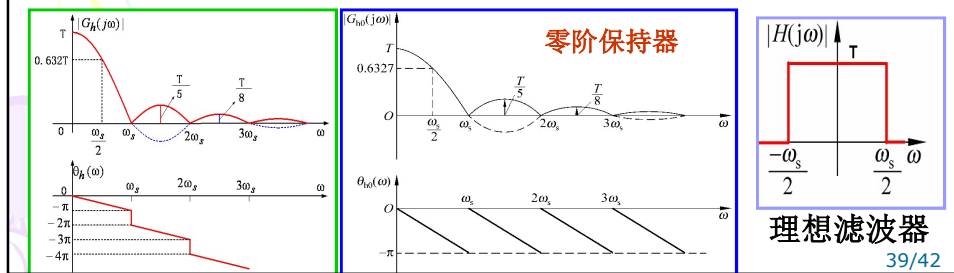


北京航空航天大学自动化学院

38/42

ZOH与理想低通滤波器相比

- 理想滤波器截止频率为 $\omega_c = \omega_s/2$ ，在 $\omega \leq \omega_c$ 时，采样信号无失真地通过，在 $\omega > \omega_c$ 时锐截止；
- 零阶保持器有无限多个截止频率 $\omega_c = n\omega_s (n=1,2,\dots)$ ，在 $0 \sim \omega_s$ 内，幅值随 ω 增加而衰减。
- 零阶保持器允许采样信号的高频分量通过，不过它的幅值是逐渐衰减的。
- 相频特性：零阶保持器是一个相位滞后环节，相位滞后的大小与信号频率 ω 及采样周期 T 成正比。

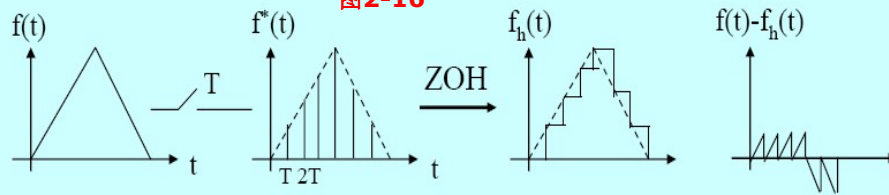


信号经过采样、ZOH后变化情况（时域）

- ZOH特性相当于低通滤波器，除了基频分量通过以外，还有部分高频分量通过。
- 为降低高频噪声对系统动态特性有不良影响，可在保持器后串联一个低通滤波器——后置滤波器。

$$G_F(s) = \frac{1}{T_F s + 1}$$

图2-16

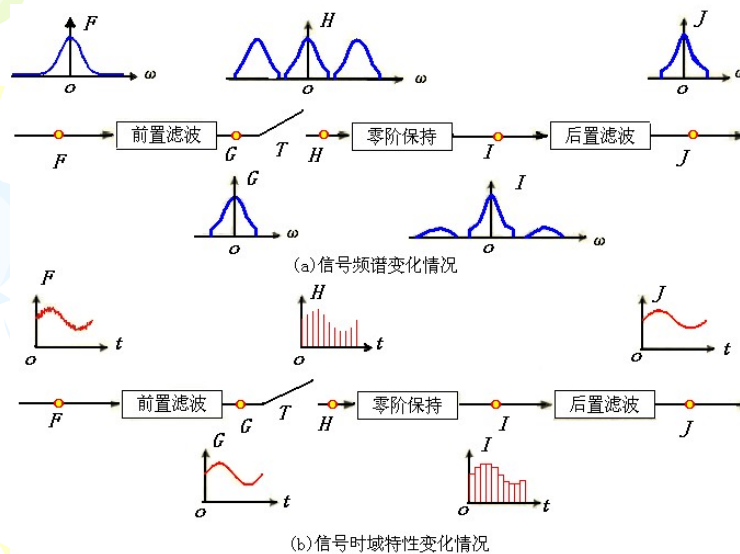


相当于一个延迟了 $T/2$ 的 $f(t)$ 叠加上一个高频分量
 高频信号的频率与采样频率成正比，幅值与采样频率成反比，可以写成：
 $f_h(t) = f_1(t) + N(t)$, $f_1(t)$ 为 $f(t)$ 时间延迟 $T/2$

北京航空航天大学自动化学院

41/42

采样和恢复过程中信号特性的变化



第2章 第1节结束!

42/42