

第3章 周期信号的傅里叶级数表示

本章主要内容：

I. 周期信号的频域分析

II. 傅立叶级数的性质

III. LTI系统的频域分析

3.0 引言 Introduction

- **时域分析方法的基础：**

- 1) **信号在时域的分解。**

- 2) **LTI系统满足线性、时不变性。**

❖ **从分解信号的角度出发，基本信号单元必须满足两个要求：**

1. **本身简单，且LTI系统对它的响应能简便得到。**

2. **具有普遍性，能够用以构成相当广泛的信号。**

3.1历史的回顾（A Historical Perspective）

傅里叶的两个最重要的贡献——

- “周期信号都可以表示为成谐波关系的正弦信号的加权和”——傅里叶的第一个主要论点
- “非周期信号都可以用不全成谐波关系的正弦信号的加权积分来表示”——傅里叶的第二个主要论点

傅里叶 (1768—1830)

- 1768年生于法国
- 1807年提出“任何周期信号都可以用正弦函数的级数来表示”
- 拉格朗日反对发表
- 1822年首次发表“热的分析理论”
- 1829年狄里赫利第一个给出收敛条件



3.2 LTI系统对复指数信号的响应

❖ 考查LTI系统对复指数信号 e^{st} 和 z^n 的响应



由时域分析方法有，

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{s(t-\tau)} h(\tau) d\tau = e^{st} \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) e^{-s\tau} d\tau = H(s) e^{st}$$

$$y[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} z^{(n-k)} h[k] = z^n \sum_{k=-\infty}^{\infty} h[k] z^{-k} = H(z) z^n$$

可见LTI系统对复指数信号的响应是很容易求得的。
这说明 e^{st} 和 z^n 符合对单元信号的第一项要求。

特征函数 (Eigenfunction)

❖ 如果系统对某一信号的响应只不过是该信号乘以一个常数，则称该信号是这个系统的特征函数。系统对该信号加权的常数称为系统与特征函数相对应的特征值。

结论：

❖ 复指数函数 e^{st} 、 z^n 是一切LTI系统的特征函数。 $H(s)$ 、 $H(z)$ 分别是LTI系统与复指数信号相对应的特征值。

$$H(s) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)e^{-st} dt \qquad H(z) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h[n]z^{-n}$$

❖ 只有复指数函数才能成为一切LTI系统的特征函数。

对时域的任何一个信号 $x(t)$ 或者 $x[n]$,若能将其表示为下列形式：

$$x(t) = a_1 e^{s_1 t} + a_2 e^{s_2 t} + a_3 e^{s_3 t}$$

利用系统的齐次性与叠加性

由于 $e^{s_1 t} \rightarrow H(s_1)e^{s_1 t}$ $e^{s_2 t} \rightarrow H(s_2)e^{s_2 t}$

$e^{s_3 t} \rightarrow H(s_3)e^{s_3 t}$ 所以有

$$x(t) \longrightarrow y(t) = a_1 H(s_1)e^{s_1 t} + a_2 H(s_2)e^{s_2 t} + a_3 H(s_3)e^{s_3 t}$$

即： $x(t) = \sum_k a_k e^{s_k t} \longrightarrow y(t) = \sum_k a_k H(s_k)e^{s_k t}$

同理： $x[n] = \sum_k a_k Z_k^n \longrightarrow y[n] = \sum_k a_k H(Z_k)Z_k^n$

***问题：**究竟有多大范围的信号可以用复指数信号的线性组合来表示？

例3.1 作为式(3.5)和式(3.6)的一个解释,考虑输入 $x(t)$ 和输出 $y(t)$ 的时延为3的线性时不变系统,即

$$y(t) = x(t - 3) \quad (3.17)$$

若该系统的输入是复指数信号 $x(t) = e^{j2t}$, 那么由式(3.17)有

$$y(t) = e^{j2(t-3)} = e^{-j6} e^{j2t} \quad (3.18)$$

正如我们能想到的,式(3.18)具有与式(3.5)相同的形式,因为 e^{j2t} 是一个特征函数,有关的特征值是 $H(j2) = e^{-j6}$ 。对这个例子可以直接来验证式(3.6)。根据式(3.17),该系统的单位冲激响应是 $h(t) = \delta(t - 3)$, 将其代入式(3.6)后可得

$$H(s) = \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(\tau - 3)e^{-s\tau} d\tau = e^{-3s}$$

所以 $H(j2) = e^{-j6}$ 。

以输入信号为 $x(t) = \cos(4t) + \cos(7t)$ 作为第二个例子，用以说明式(3.11)和式(3.12)。根据式(3.17)， $y(t)$ 当然就为

$$y(t) = \cos(4(t-3)) + \cos(7(t-3)) \quad (3.19)$$

为了说明这也就是式(3.12)的结果，可以先用欧拉关系将 $x(t)$ 展开为

$$x(t) = \frac{1}{2}e^{j4t} + \frac{1}{2}e^{-j4t} + \frac{1}{2}e^{j7t} + \frac{1}{2}e^{-j7t} \quad (3.20)$$

根据式(3.11)和式(3.12)，有

$$y(t) = \frac{1}{2}e^{-j12}e^{j4t} + \frac{1}{2}e^{j12}e^{-j4t} + \frac{1}{2}e^{-j21}e^{j7t} + \frac{1}{2}e^{j21}e^{-j7t}$$

或者

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{1}{2}e^{j4(t-3)} + \frac{1}{2}e^{-j4(t-3)} + \frac{1}{2}e^{j7(t-3)} + \frac{1}{2}e^{-j7(t-3)} \\ &= \cos(4(t-3)) + \cos(7(t-3)) \end{aligned}$$

对于这个简单例子来说， $x(t)$ 中的每一个周期指数分量(如 $\frac{1}{2}e^{j4t}$)乘以相应的特征值(如 $H(j4) = e^{-j12}$)，引起了该输入分量的时延为3。很显然，在这种情况下，凭直观观察就可以用式(3.19)来确定 $y(t)$ ，而无须使用式(3.11)和式(3.12)。然而，下文中将会看到，寄寓在式(3.11)和式(3.12)中的一般特性不仅可以用来计算更复杂的线性时不变系统响应，而且还提供了线性时不变系统分析和频域表示的基础。

3.3 连续时间周期信号的傅里叶级数表示

一. 连续时间傅里叶级数

成谐波关系的复指数信号集: $\Phi_k(t) = \{e^{jk\omega_0 t}\}$

$k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, 其中每个信号都是以 $\frac{2\pi}{|k\omega_0|}$ 为周期的, 它们的公共周期为 $\frac{2\pi}{|\omega_0|}$, 且该集合中所有的信号都是彼此独立的。

如果将该信号集中所有的信号线性组合起来,

有
$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k e^{jk\omega_0 t}, \quad k = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$$

显然 $x(t)$ 也是以 $\frac{2\pi}{|\omega_0|}$ 为周期的。该级数就是傅里叶级数, a_k 称为傅立叶级数的系数。

这表明用傅里叶级数可以表示连续时间周期信号, 即: 连续时间周期信号可以分解成无数多个复指数谐波分量。 $e^{\pm jk\omega_0 t}$ 称为第k次谐波, a_0 直流分量

例1:

$$x(t) = \cos \omega_0 t = \frac{1}{2} e^{j\omega_0 t} + \frac{1}{2} e^{-j\omega_0 t}$$

显然该信号中，有两个谐波分量， $a_{\pm 1} = \frac{1}{2}$ 为相应分量的加权因子，即傅立叶系数。

例2: $x(t) = \cos \omega_0 t + 2 \cos 3\omega_0 t$

$$= \frac{1}{2} [e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t}] + e^{j3\omega_0 t} + e^{-j3\omega_0 t}$$

**在该信号中，有四个谐波分量，即 $k = \pm 1, \pm 3$ ，
时对应的谐波分量。**

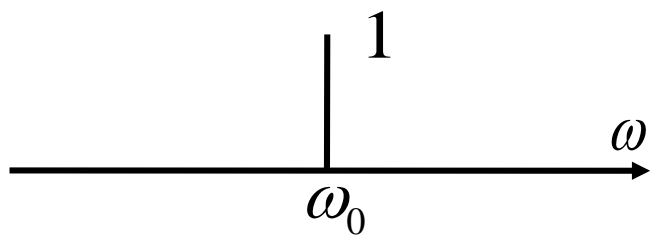
傅里叶级数表明：连续时间周期信号可以按傅立叶级数分解成无数多个复指数谐波分量的线性组合。

二. 频谱 (Spectral) 的概念

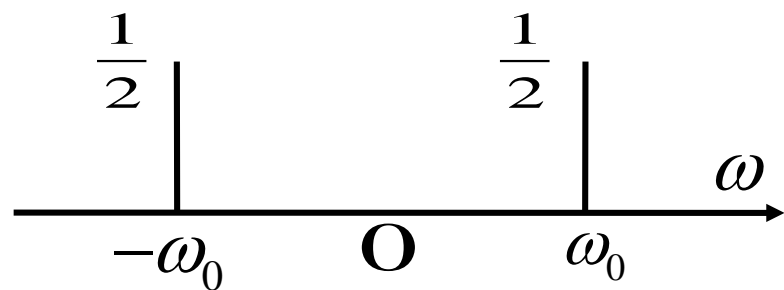
信号集 $\Phi_k(t)$ 中的每一个信号，除了成谐波关系外，每个信号随时间 t 的变化规律都是一样的，差别仅仅是频率不同。

在傅里叶级数中，各个信号分量（谐波分量）间的区别也仅仅是幅度（可以是复数）和频率不同。因此，可以用一根线段来表示某个分量的幅度，用线段的位置表示相应的频率。

分量 $e^{j\omega_0 t}$ 可表示为

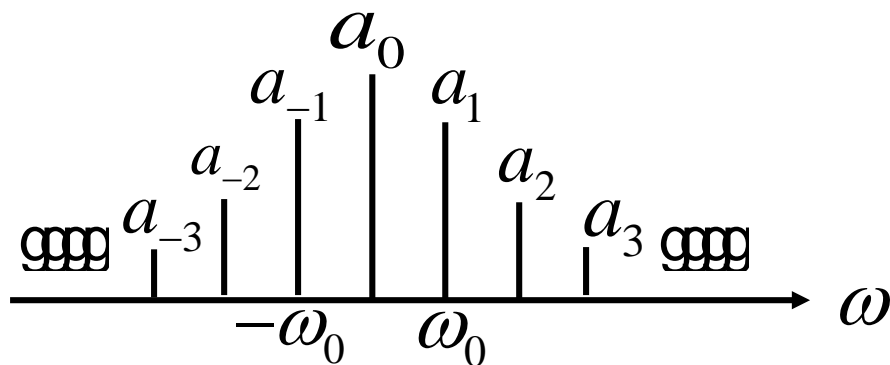


$\cos \omega_0 t = \frac{1}{2} (e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t})$ 表示为



因此，当把周期信号 $x(t)$ 表示为傅里叶级数

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k e^{jk\omega_0 t} \text{ 时，就可以将 } x(t) \text{ 表示为}$$



这样绘出的图
称为**频谱图**

频谱图其实就是将 a_k 随频率的分布表示出来，
即 $a_k \sim \omega$ 的关系。由于**信号的频谱完全代表了信号**，研究它的频谱就等于研究信号本身。因此，
这种表示信号的方法称为**频域表示法**。

例3.2 有一个周期信号 $x(t)$ 的基波频率为 2π ，写成式(3.25)的形式为

$$x(t) = \sum_{k=-3}^{+3} a_k e^{jk2\pi t} \quad (3.26)$$

其中，

$$a_0 = 1, \quad a_1 = a_{-1} = \frac{1}{4}, \quad a_2 = a_{-2} = \frac{1}{2}, \quad a_3 = a_{-3} = \frac{1}{3}$$

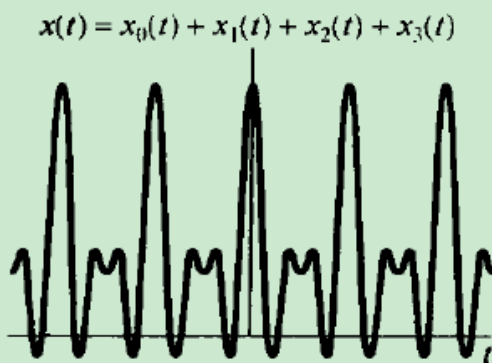
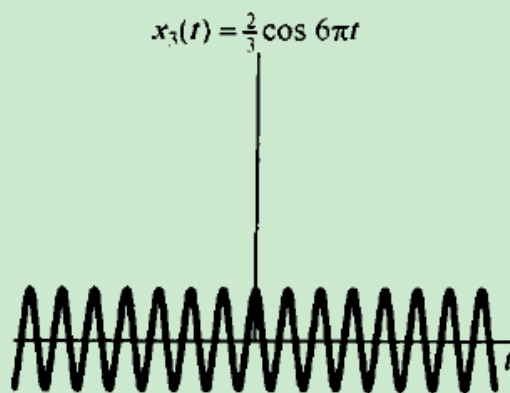
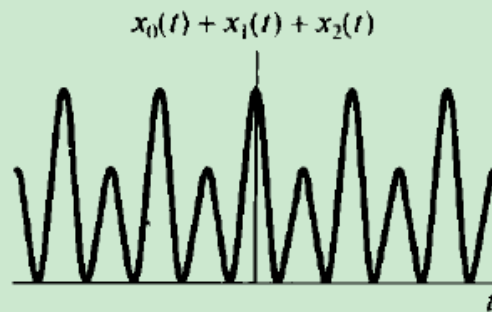
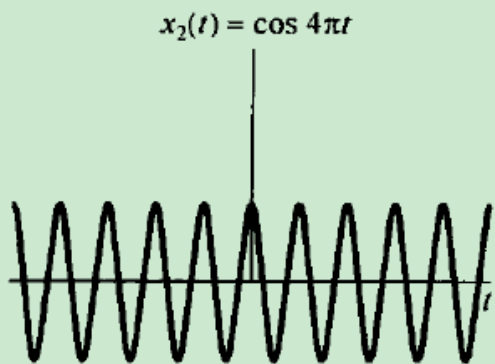
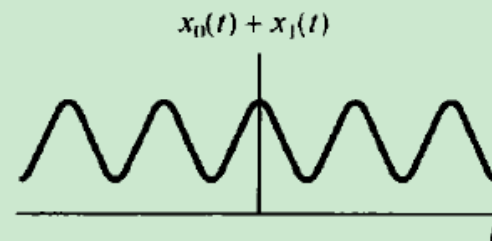
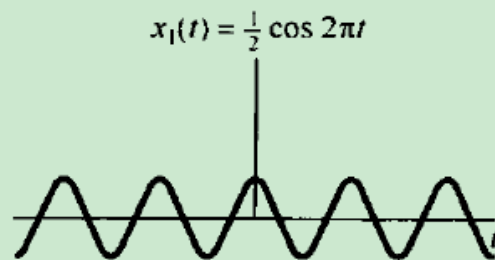
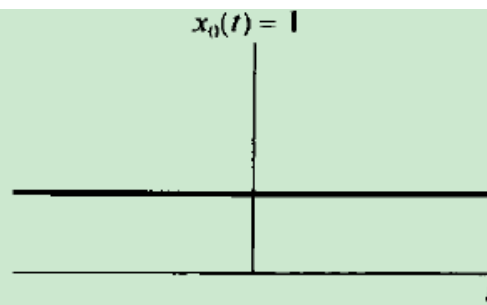
将式(3.26)中具有同一基波频率的谐波分量合在一起，重新写成

$$x(t) = 1 + \frac{1}{4}(e^{j2\pi t} + e^{-j2\pi t}) + \frac{1}{2}(e^{j4\pi t} + e^{-j4\pi t}) + \frac{1}{3}(e^{j6\pi t} + e^{-j6\pi t}) \quad (3.27)$$

再用欧拉关系， $x(t)$ 可写为

$$x(t) = 1 + \frac{1}{2} \cos 2\pi t + \cos 4\pi t + \frac{2}{3} \cos 6\pi t \quad (3.28)$$

图3.4中用图解的方法说明了 $x(t)$ 是如何由这些谐波分量构成的。



三.傅里叶级数的其它形式

若 $x(t)$ 是实信号,则有 $x(t) = x^*(t)$, 于是

$$x^*(t) = \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k e^{jk\omega_0 t} \right]^* = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k^* e^{-jk\omega_0 t} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{-k}^* e^{jk\omega_0 t} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k e^{jk\omega_0 t}$$

$$\therefore a_k = a_{-k}^* \quad \text{或} \quad a_k^* = a_{-k}$$

若令 $a_k = A_k e^{j\theta_k}$, 则 a_0 为实数。于是

$$\begin{aligned} x(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k e^{j\theta_k} e^{jk\omega_0 t} = a_0 + \sum_{k=-\infty}^{-1} A_k e^{j(k\omega_0 t + \theta_k)} + \sum_{k=1}^{\infty} A_k e^{j(k\omega_0 t + \theta_k)} \\ &= a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [A_{-k} e^{-jk\omega_0 t} e^{j\theta_{-k}} + A_k e^{jk\omega_0 t} e^{j\theta_k}] \end{aligned}$$

$$\text{Q } a_k^* = a_{-k} \quad \therefore A_k e^{-j\theta_k} = A_{-k} e^{j\theta_{-k}}$$

$$\text{即: } A_k = A_{-k} \quad \theta_k = -\theta_{-k}$$

表明 a_k 的模关于 k 偶对称 , 幅角关于 k 奇对称。

$$\begin{aligned}\therefore x(t) &= a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [A_{-k} e^{-jk\omega_0 t} e^{j\theta_{-k}} + A_k e^{jk\omega_0 t} e^{j\theta_k}] \\ &= a_0 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(k\omega_0 t + \theta_k)\end{aligned}$$

——傅里叶级数的三角函数表示式

若令 $a_k = B_k + jC_k$ 则

$$\begin{aligned}x(t) &= a_0 + \sum_{k=-\infty}^{-1} (B_k + jC_k) e^{jk\omega_0 t} + \sum_{k=1}^{\infty} (B_k + jC_k) e^{jk\omega_0 t} \\ &= a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \left[(B_k + jC_k) e^{jk\omega_0 t} + (B_{-k} + jC_{-k}) e^{-jk\omega_0 t} \right]\end{aligned}$$

$$\text{Q } a_k^* = a_{-k} \quad \therefore B_k - jC_k = B_{-k} + jC_{-k}$$

$$\text{因此 } B_k = B_{-k} \quad C_k = -C_{-k}$$

即 a_k 的实部关于 k 偶对称，虚部关于 k 奇对称。

将此关系代入，可得到

$$\begin{aligned} x(t) &= a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \left[(B_k + jC_k) e^{jk\omega_0 t} + (B_k - jC_k) e^{-jk\omega_0 t} \right] \\ &= a_0 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \left[B_k \cos k\omega_0 t - C_k \sin k\omega_0 t \right] \end{aligned}$$

——傅里叶级数的另一种三角函数形式

四.连续时间傅里叶级数系数的确定

1. FS系数计算公式

如果周期信号 $x(t)$ 可以表示为傅里叶级数

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k e^{jk\omega_0 t}, \quad \omega_0 = \frac{2\pi}{T_0} \quad \text{则有}$$

$$x(t)e^{-jn\omega_0 t} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k e^{j(k-n)\omega_0 t}$$

对两边同时在一个周期内积分，有

$$\int_0^{T_0} x(t)e^{-jn\omega_0 t} dt = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \int_0^{T_0} e^{j(k-n)\omega_0 t} dt$$

$$\int_0^{T_0} e^{j(k-n)\omega_0 t} dt = \int_0^{T_0} \cos(k-n)\omega_0 t dt + j \int_0^{T_0} \sin(k-n)\omega_0 t dt$$

$$= \begin{cases} 0, & k \neq n \\ T_0, & k = n \end{cases}$$

$$\therefore \int_0^{T_0} x(t) e^{-jn\omega_0 t} dt = a_n T_0 \quad \text{即} \quad a_n = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} x(t) e^{-jn\omega_0 t} dt$$

**在确定此积分时，只要积分区间是一个周期即可，
对积分区间的起止并无特别要求，因此可表示为**

$$a_k = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} x(t) e^{-jk\omega_0 t} dt \quad a_0 = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} x(t) dt$$

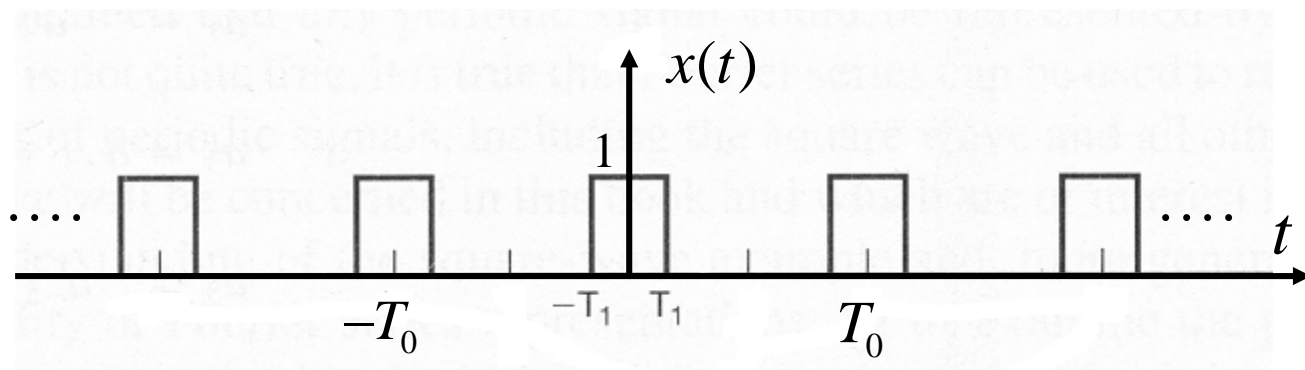
a_0 是信号在一个周期的平均值，通常称直流分量。

$$\left\{ \begin{array}{ll} x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k e^{jk\omega_0 t} & \text{综合公式} \\ a_k = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} x(t) e^{-jk\omega_0 t} dt & \text{分析公式} \end{array} \right.$$

$$a_0 = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} x(t) dt$$

a_k 为傅里叶数级系数或频谱系数

五.周期性矩形脉冲信号的频谱

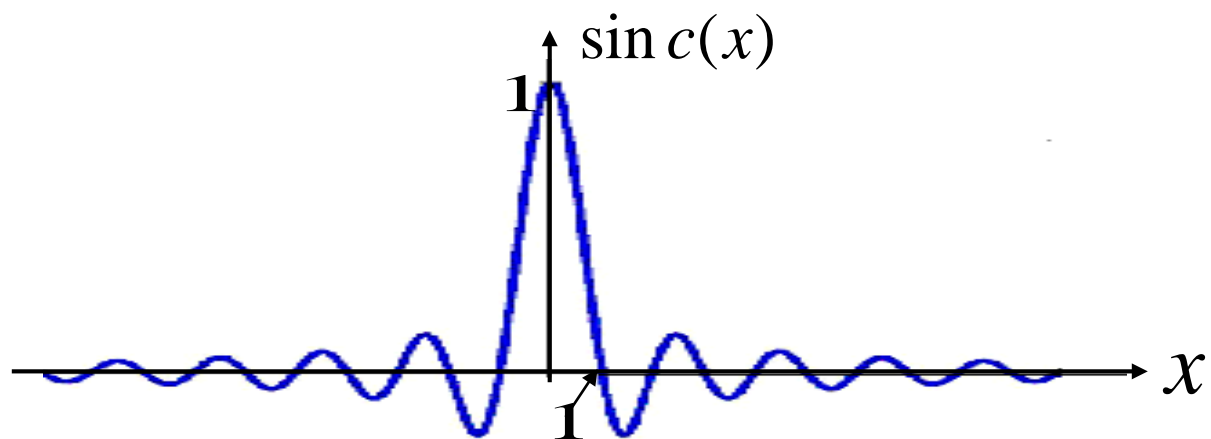


$$a_k = \frac{1}{T_0} \int_{-T_1}^{T_1} e^{-jk\omega_0 t} dt = -\frac{1}{jk\omega_0 T_0} e^{-jk\omega_0 t} \Big|_{-T_1}^{T_1} = \frac{2 \sin k\omega_0 T_1}{k\omega_0 T_0}$$

$$= \frac{2T_1}{T_0} \frac{\sin k\omega_0 T_1}{k\omega_0 T_1} = \frac{2T_1}{T_0} \text{Sa}(k\omega_0 T_1) = \frac{2T_1}{T_0} \text{sinc}\left(\frac{2T_1}{T_0} k\right)$$

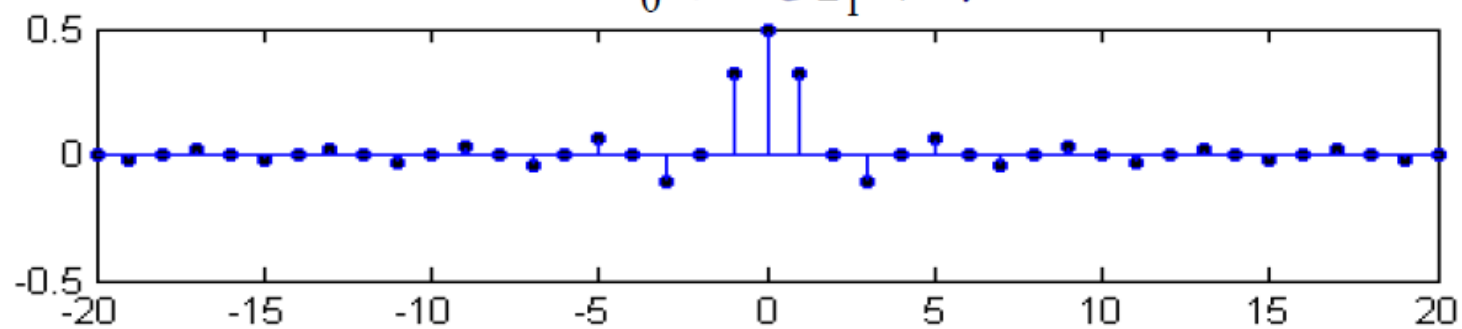
其中

$$\text{Sa}(x) = \frac{\sin x}{x} \qquad \text{sinc}(x) = \frac{\sin \pi x}{\pi x}$$

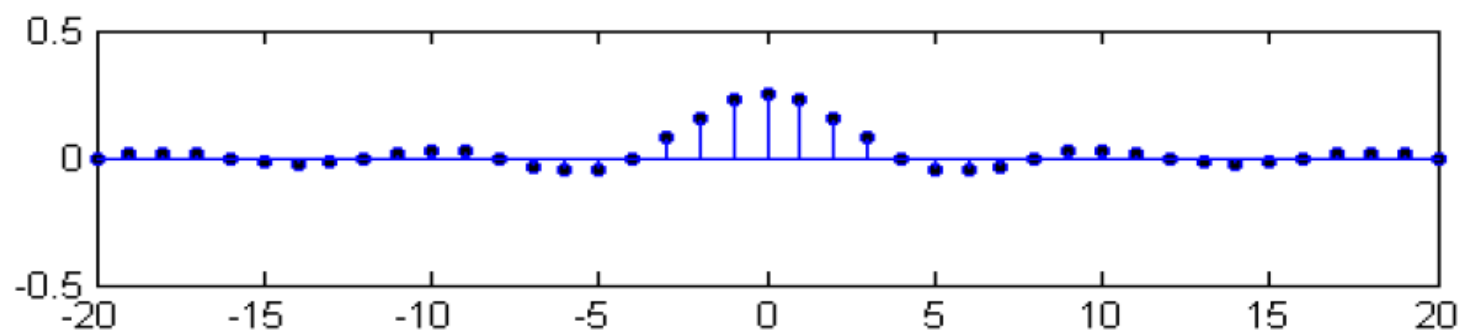


根据 a_k 可绘出 $x(t)$ 的频谱图。 $\frac{2T_1}{T_0}$ 称为占空比

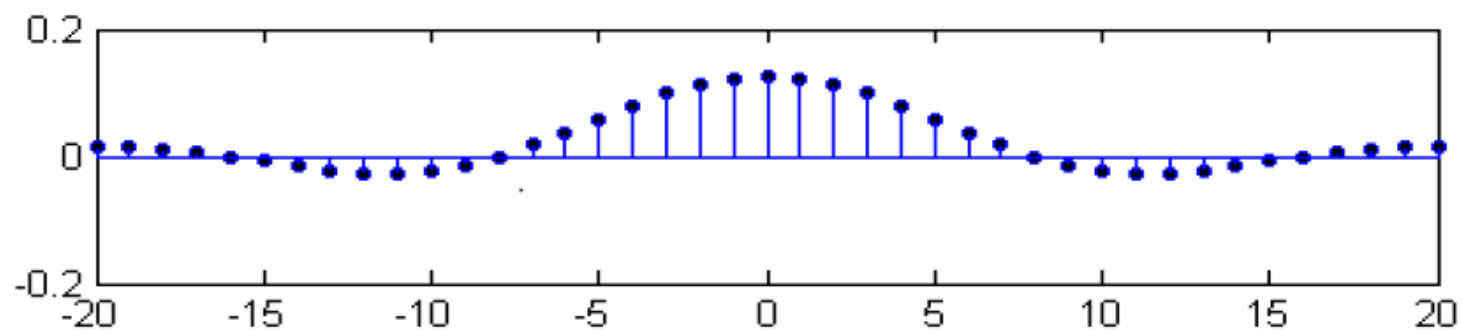
T_0 不变 $T_1 \downarrow$ 时



$$\frac{2T_1}{T_0} = \frac{1}{2}$$

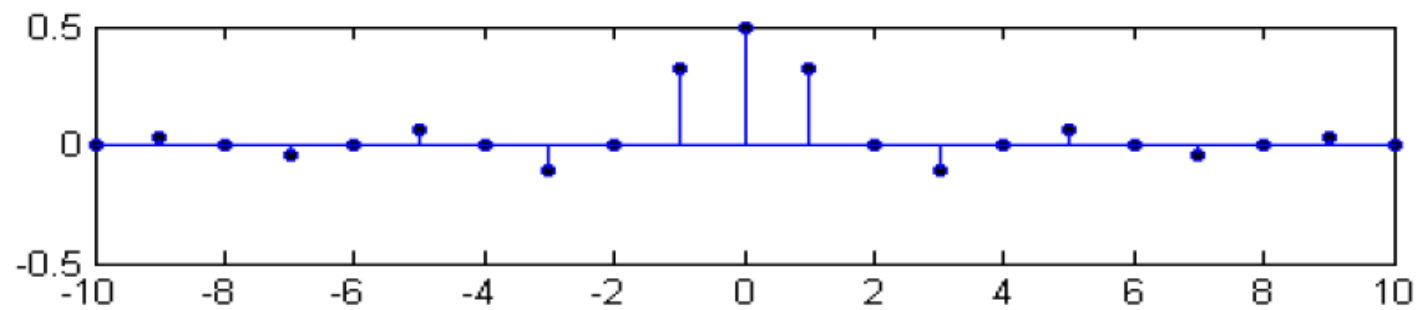


$$\frac{2T_1}{T_0} = \frac{1}{4}$$

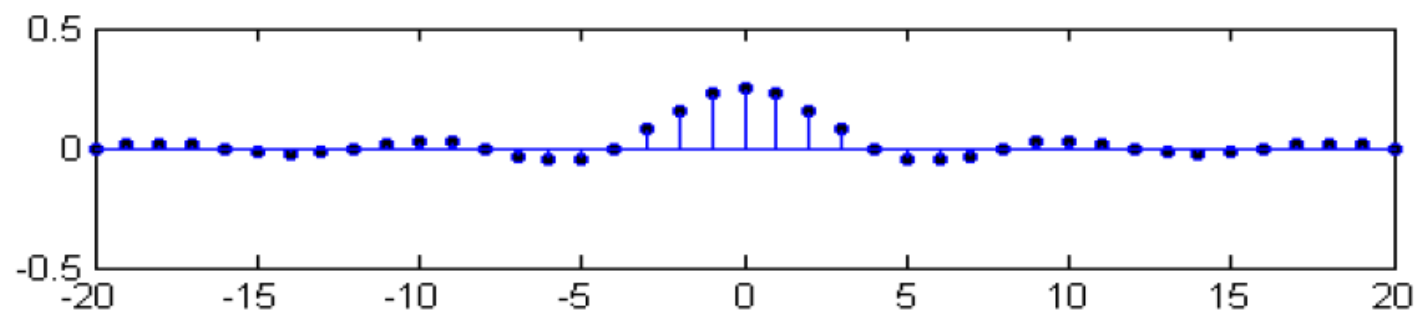


$$\frac{2T_1}{T_0} = \frac{1}{8}$$

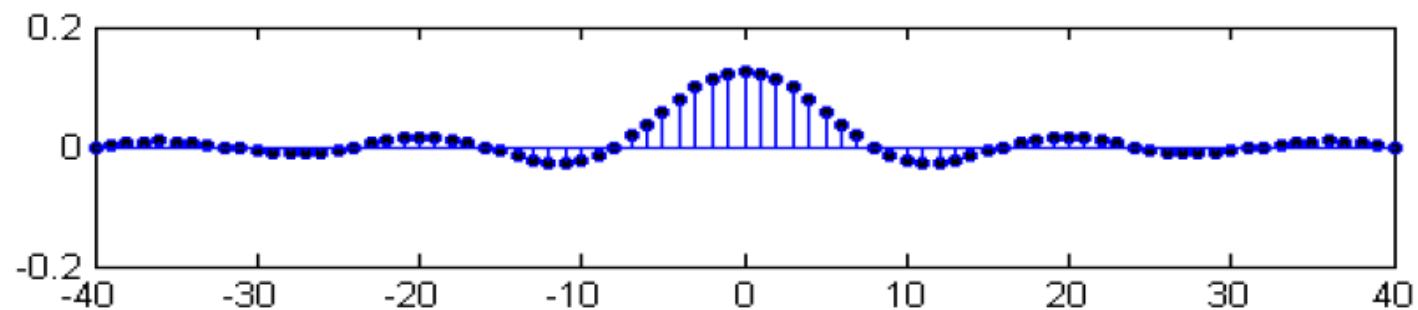
T_1 不变 $T_0 \uparrow$ 时



$$\frac{2T_1}{T_0} = \frac{1}{2}$$



$$\frac{2T_1}{T_0} = \frac{1}{4}$$



$$\frac{2T_1}{T_0} = \frac{1}{8}$$

周期性矩形脉冲信号的频谱特征:

1. 离散性
2. 谐波性
3. 收敛性

考查周期 T_0 和脉冲宽度 $2T_1$ 改变时频谱的变化:

1. 当 T_1 不变, 改变 T_0 时, 随 $T_0 \uparrow$ 使占空比减小, 谱线间隔变小, 幅度下降。但频谱包络的形状不变, 包络主瓣内包含的谐波分量数增加。
2. 当 T_1 改变, T_0 不变时, 随 $T_1 \downarrow$ 使占空比减小, 谱线间隔不变, 幅度下降。频谱的包络改变, 包络主瓣变宽。主瓣内包含的谐波数量也增加。

实信号对称性与频谱的关系:

当 $x(t) = x(-t)$ 时, 即时域为实偶信号, 有

$$a_k = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) e^{-jk\omega_0 t} dt = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} x(t) \cos k\omega_0 t dt$$

表明: 偶信号的 a_k 是关于 k 的偶函数、实函数。

当 $x(t) = -x(-t)$ 时, 即时域为实奇信号, 有

$$a_k = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) e^{-jk\omega_0 t} dt = -j \frac{2}{T} \int_0^{T/2} x(t) \sin k\omega_0 t dt$$

表明: 奇信号的 a_k 是关于 k 的奇函数、虚函数。

3.4 连续时间傅里叶级数的收敛

Convergence of the Fourier series

这一节来研究用傅氏级数表示周期信号的普遍性问题，即满足什么条件的周期信号可以表示为傅里叶级数。

一. 傅里叶级数是对信号的最佳近似

若 $x(t)$ 以 T_0 为周期 $x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k e^{jk\omega_0 t}$ $\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$

用有限个谐波分量近似 $x(t)$ 时，有

$$x_N(t) = \sum_{k=-N}^N a_k e^{jk\omega_0 t}$$

误差为 $e_N(t) = x(t) - x_N(t)$

以均方误差作为衡量误差的准则，其均方误差为

$$\begin{aligned} E_N(t) &= \frac{1}{T_0} \int_{T_0} |e_N(t)|^2 dt = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} |x(t) - x_N(t)|^2 dt \\ &= \frac{1}{T_0} \int_{T_0} \left[x(t) - \sum_{k=-N}^N a_k e^{jk\omega_0 t} \right] \left[x(t) - \sum_{k=-N}^N a_k e^{jk\omega_0 t} \right]^* dt \end{aligned}$$

于是：

$$E_N = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} |x(t)|^2 dt + \sum_{k=-N}^N A_k^2 - \frac{2}{T_0} \sum_{k=-N}^N A_k B_k \cos(\varphi_k - \theta_k)$$

其中 $a_k = A_k e^{j\theta_k}$

$$\int_{T_0} x(t) e^{-jk\omega_0 t} dt = B_k e^{j\phi_k}$$

在均方误差最小的准则下，可以证明，此时 a_k 应满足：

$$a_k = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} x(t) e^{-jk\omega_0 t} dt$$

—— 这就是傅氏级数的系数

结论：在均方误差最小的准则下，傅里叶级数是对周期信号的最佳近似。

二. 傅里叶级数的收敛

傅里叶级数收敛的两层含义:

- ① a_k 是否存在?
- ② 级数是否收敛于 $x(t)$?

两组条件:

1.平方可积条件:

如果 $\int_{T_0} |x(t)|^2 dt < \infty$ 则 a_k 必存在。

Q $x(t)$ 能量有限 $\therefore a_k$ 一定存在。

Dirichlet条件：

① $\int_{T_0} |x(t)| dt < \infty$ ，在任何周期内信号绝对可积。

$$|a_k| \leq \frac{1}{T_0} \int_{T_0} |x(t)e^{-jk\omega_0 t}| dt = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} |x(t)| dt < \infty$$

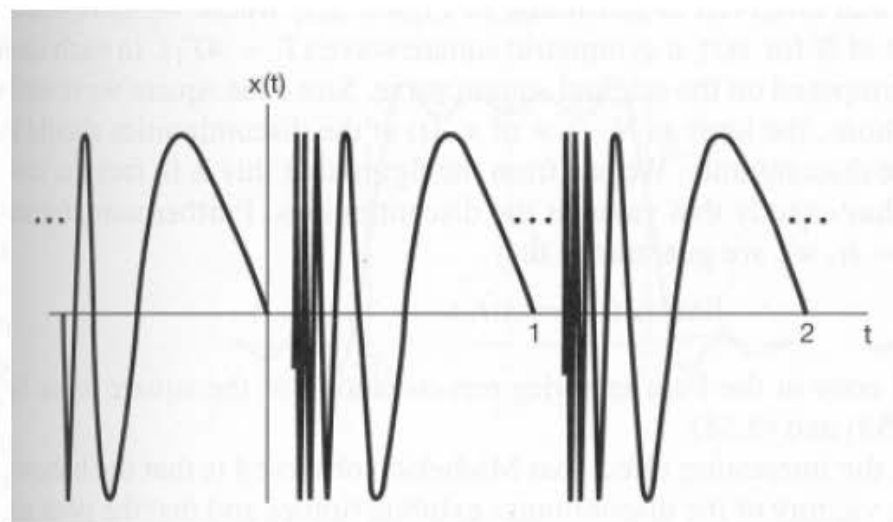
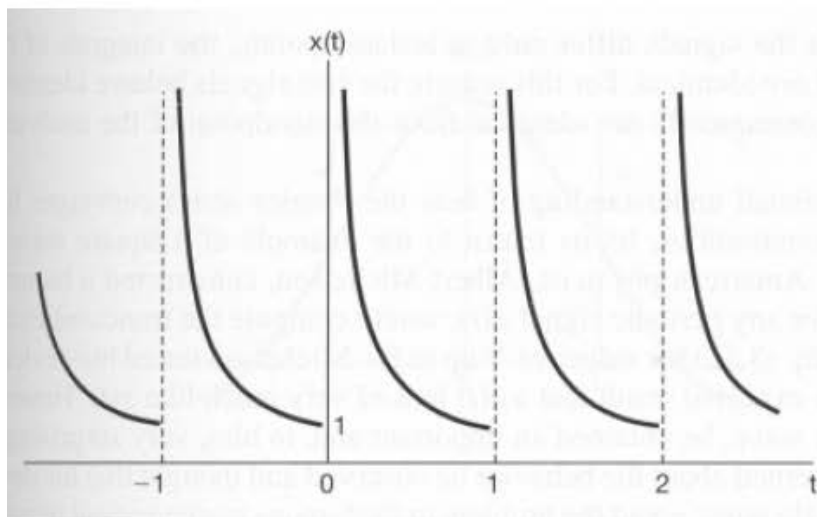
因此，信号绝对可积就保证了 a_k 的存在。

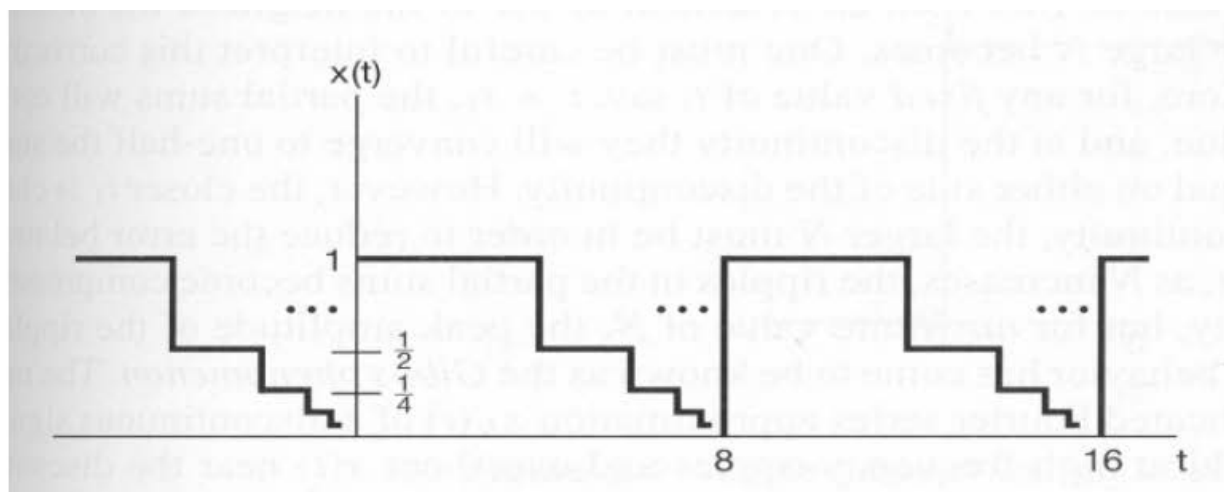
② 在任何有限区间内，只有有限个极值点，且极值为有限值。

③ 在任何有限区间内，只有有限个第一类间断点。

这两组条件并不完全等价。它们都是傅里叶级数收敛的充分条件。相当广泛的信号都能满足这两组条件中的一组，因而用傅里叶级数表示周期信号具有相当的普遍适用性。

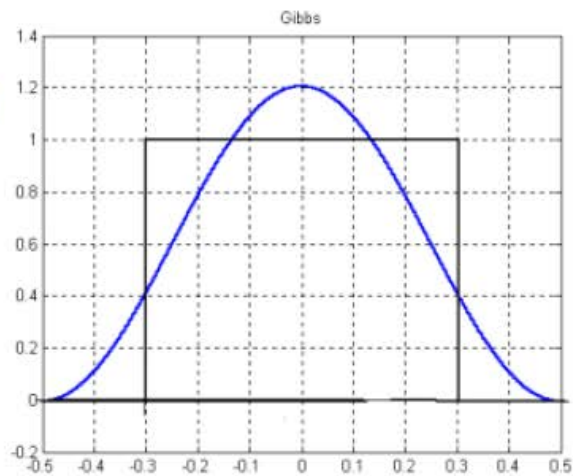
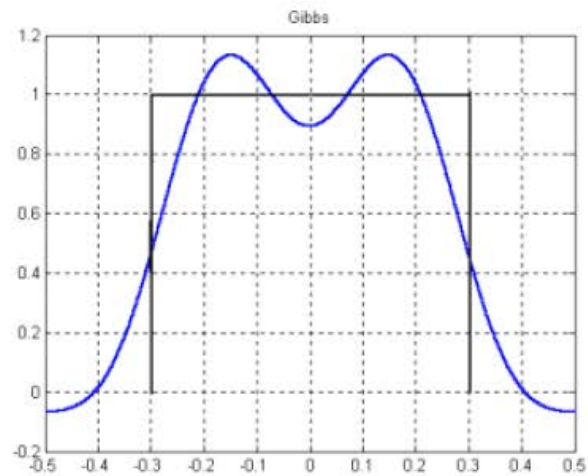
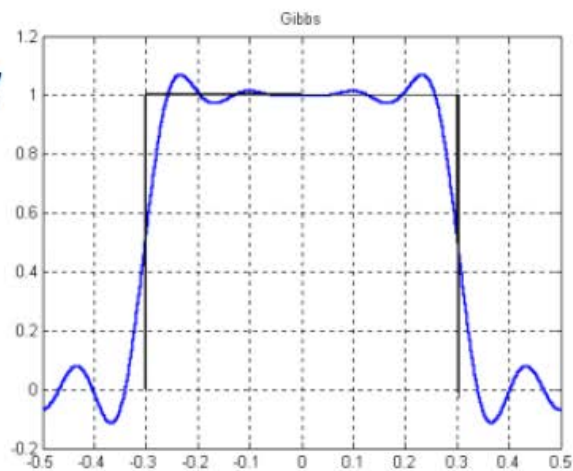
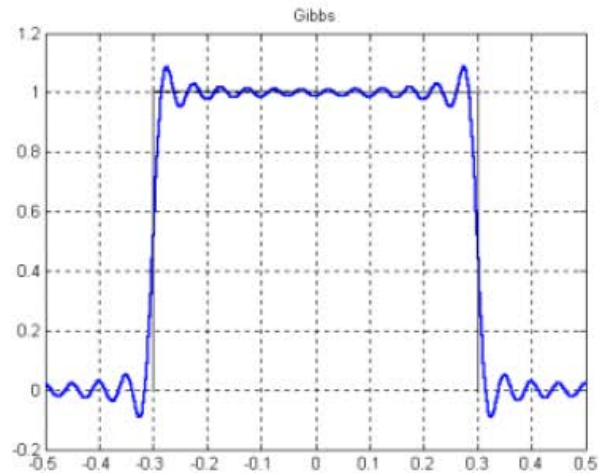
几个不满足Dirichlet条件的信号



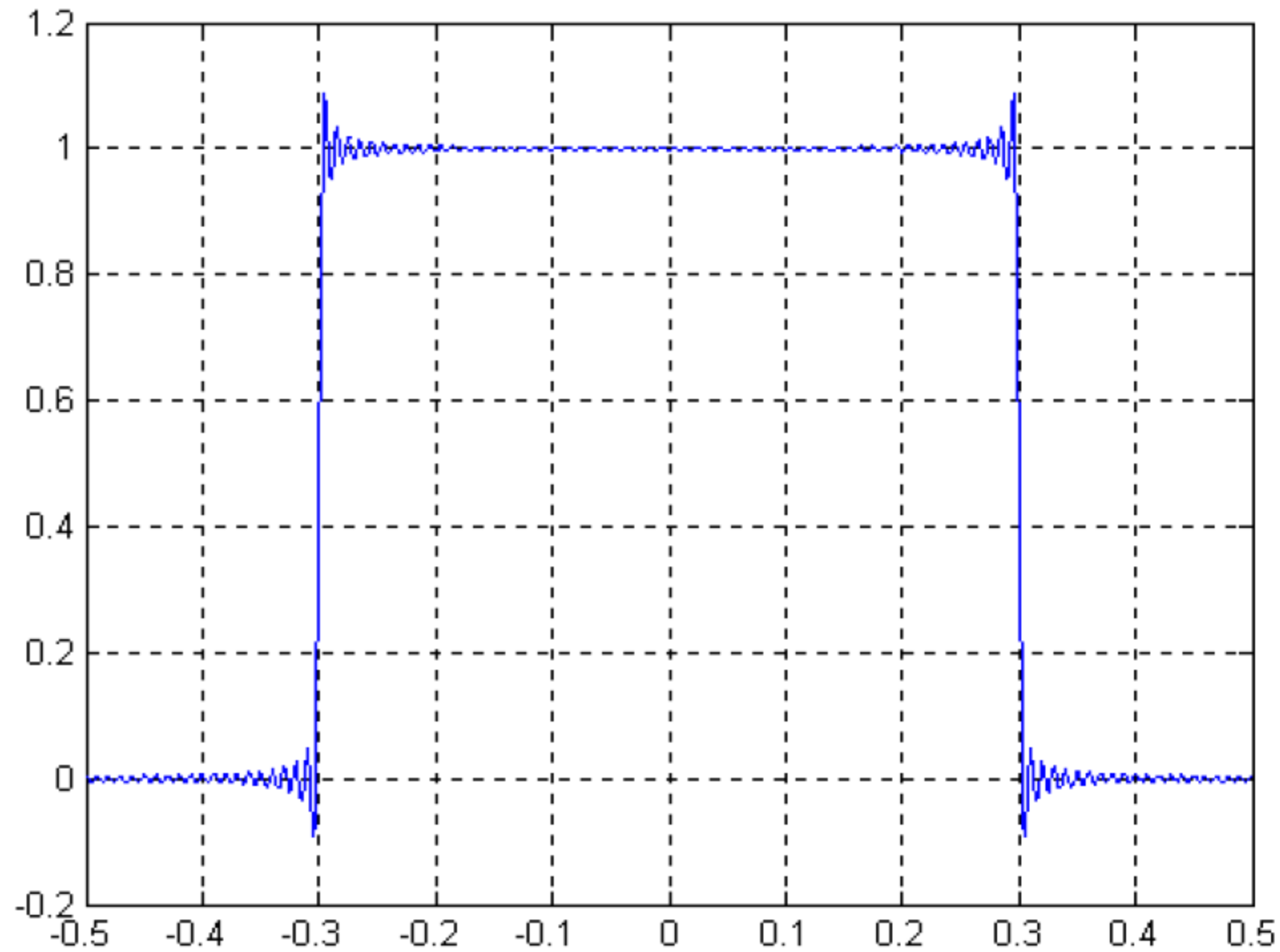


三. Gibbs现象

满足 **Dirichlet** 条件的信号，其傅里叶级数是如何收敛于 $x(t)$ 的。特别当 $x(t)$ 具有间断点时，在间断点附近，如何收敛于 $x(t)$ ？

$N=1$  $N=3$  $N=7$  $N=19$ 

Gibbs $N=100$



Gibbs现象表明:

用有限项傅里叶级数表示有间断点的信号时，在间断点附近会不可避免的会出现振荡和超量。超量的幅度不会随所取项数的增加而减小。只是随着项数的增多，振荡频率变高，并向间断点处压缩，从而使它所占有的能量减少。

3.5 连续时间傅里叶级数的性质

学习这些性质，有助于对概念的理解和对信号进行级数展开。

一. 线性：

若 $x(t)$ 和 $y(t)$ 都是以 T 为周期的信号，且

$$x(t) \xleftrightarrow{FS} a_k \qquad y(t) \xleftrightarrow{FS} b_k$$

则 $Ax(t) + By(t) \xleftrightarrow{FS} Aa_k + Bb_k$

二.时移: 若 $x(t)$ 是以 T 为周期的信号, 且

$$x(t) \xleftrightarrow{FS} a_k \quad \text{则} \quad x(t - t_0) \xleftrightarrow{FS} a_k e^{-jk\omega_0 t_0} \quad \omega_0 = \frac{2\pi}{T}$$

$$b_k = \frac{1}{T} \int_T x(t - t_0) e^{-jk\omega_0 t} dt \quad (3.59)$$

令 $\tau = t - t_0$, 并注意到新的变量 τ 也是在某一 T 的区间内变化的, 于是可得

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_T x(\tau) e^{-jk\omega_0(\tau+t_0)} d\tau &= e^{-jk\omega_0 t_0} \frac{1}{T} \int_T x(\tau) e^{-jk\omega_0 \tau} d\tau \\ &= e^{-jk\omega_0 t_0} a_k = e^{-jk(2\pi/T)t_0} a_k \end{aligned} \quad (3.60)$$

其中 a_k 就是 $x(t)$ 的第 k 个傅里叶级数系数。也就是说, 若

$$x(t) \xleftrightarrow{FS} a_k$$

那么

$$x(t - t_0) \xleftrightarrow{FS} e^{-jk\omega_0 t_0} a_k = e^{-jk(2\pi/T)t_0} a_k$$

这个性质的一个结果就是: 当一个周期信号在时间上移位时, 它的傅里叶级数系数的模保持不变, 即 $|b_k| = |a_k|$ 。

三.反转: 若 $x(t)$ 是以 T 为周期的信号, 且

$$x(t) \xleftrightarrow{FS} a_k \quad \text{则} \quad x(-t) \xleftrightarrow{FS} a_{-k}$$

当一个周期信号 $x(t)$ 经过时间反转后, 其周期 T 仍然保持不变, 为了确定 $y(t) = x(-t)$ 的傅里叶级数系数, 先看一下时间反转对综合公式(3.38)所带来的影响:

$$x(-t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k e^{-jk2\pi t/T} \quad (3.61)$$

进行变量置换 $k = -m$, 得

$$y(t) = x(-t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_{-m} e^{jm2\pi t/T} \quad (3.62)$$

可见上式的右边就具有对 $x(-t)$ 的傅里叶级数展开形式, 其傅里叶级数系数 b_k 就是

$$b_k = a_{-k} \quad (3.63)$$

这就是说, 若

$$x(t) \xleftrightarrow{FS} a_k$$

那么

$$x(-t) \xleftrightarrow{FS} a_{-k}$$

四.尺度变换: 若 $x(t)$ 是以 T 为周期的信号, 且

$x(t) \xleftrightarrow{FS} a_k$ 则 $x(at)$ 以 T/a 为周期, 于是

$$x(at) \xleftrightarrow{FS} b_k = a_k$$

$$x(at) \xleftrightarrow{FS} b_k = \frac{a}{T} \int_{T/a} x(at) e^{-jka\omega_0 t} dt$$

令 $at = \tau$,

于是有 :
$$b_k = \frac{1}{T} \int_T x(\tau) e^{-jk\omega_0 \tau} d\tau = a_k$$

$$x(\alpha t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k e^{jk(\alpha\omega_0)t}$$

五. 相乘: 若 $x(t)$ 和 $y(t)$ 都是以 T 为周期的信号, 且

$$x(t) \xleftrightarrow{FS} a_k$$

$$y(t) \xleftrightarrow{FS} b_k$$

则

$$x(t)y(t) \xleftrightarrow{FS} \sum_{l=-\infty}^{\infty} a_l b_{k-l} = a_k * b_k$$

证明:

$$x(t)y(t) \xleftrightarrow{FS} C_k = \frac{1}{T} \int_T x(t)y(t)e^{-jk\omega_0 t} dt$$

也即

$$C_k = \frac{1}{T} \int_T \sum_{l=-\infty}^{\infty} a_l e^{jl\omega_0 t} y(t) e^{-jk\omega_0 t} dt$$

$$C_k = \sum_{l=-\infty}^{\infty} a_l \frac{1}{T} \int_T y(t) e^{-j(k-l)\omega_0 t} dt = \sum_{l=-\infty}^{\infty} a_l b_{k-l}$$

$$\therefore x(t)y(t) \xleftrightarrow{FS} \sum_{l=-\infty}^{\infty} a_l b_{k-l} = a_k * b_k$$

六.共轭对称性:

若 $x(t)$ 是以 T 为周期的信号, 且 $x(t) \xleftrightarrow{FS} a_k$

则 $x^*(t) \xleftrightarrow{FS} a_{-k}^*$

由此可推得, 对实信号有: $a_k = a_{-k}^*$ 或 $a_k^* = a_{-k}$

对实信号, 当 $x(t) = x(-t)$ 时, $a_k = a_{-k}$ (实偶函数)

当 $x(t) = -x(-t)$ 时, $a_k = -a_{-k}$ (虚奇函数)

七.Parseval 定理：

$$\frac{1}{T} \int_T |x(t)|^2 dt = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} |a_k|^2$$

$$\frac{1}{T} \int_T |a_k e^{jk\omega_0 t}|^2 dt = \frac{1}{T} \int_T |a_k|^2 dt = |a_k|^2$$

表明：一个周期信号的平均功率就等于它所有谐波分量的平均功率之和.

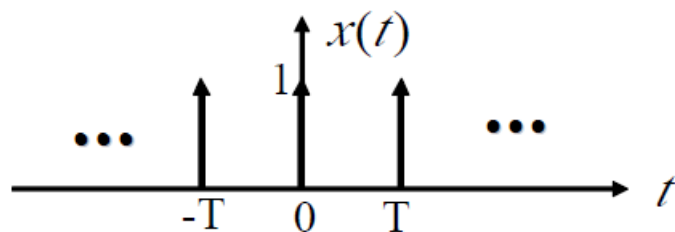
八. 时域微积分性

$$x^{(m)}(t) \xleftrightarrow{FS} (jk\omega_0)^m a_k$$

表 3.1 连续时间傅里叶级数性质

性 质	节 号	周 期 信 号	傅里叶级数系数
		$\left. \begin{array}{l} x(t) \\ y(t) \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{周期为 } T, \\ \text{基本频率 } \omega_0 = 2\pi/T \end{array}$	$\begin{array}{l} a_k \\ b_k \end{array}$
线性	3.5.1	$Ax(t) + By(t)$	$Aa_k + Bb_k$
时移	3.5.2	$x(t - t_0)$	$a_k e^{-jk\omega_0 t_0} = a_k e^{-jk(2\pi/T)t_0}$
频移		$e^{jM\omega_0 t} x(t) = e^{jM(2\pi/T)t} x(t)$	a_{k-M}
共轭	3.5.6	$x^*(t)$	a_{-k}^*
时间反转	3.5.3	$x(-t)$	a_{-k}
时域尺度变换	3.5.4	$x(\alpha t), \alpha > 0$ (周期为 T/α)	a_k
周期卷积		$\int_T x(\tau) y(t - \tau) d\tau$	$Ta_k b_k$
相乘	3.5.5	$x(t)y(t)$	$\sum_{l=-\infty}^{+\infty} a_l b_{k-l}$
微分		$\frac{dx(t)}{dt}$	$jk\omega_0 a_k = jk \frac{2\pi}{T} a_k$
积分		$\int_{-\infty}^t x(t) dt$ (仅当 $a_0 = 0$ 才为有限值且为周期的)	$\left(\frac{1}{jk\omega_0} \right) a_k = \left(\frac{1}{jk(2\pi/T)} \right) a_k$
实信号的共轭对称性	3.5.6	$x(t)$ 为实信号	$\begin{cases} a_k = a_{-k}^* \\ \operatorname{Re}\{a_k\} = \operatorname{Re}\{a_{-k}\} \\ \operatorname{Im}\{a_k\} = -\operatorname{Im}\{a_{-k}\} \\ a_k = a_{-k} \\ \angle a_k = -\angle a_{-k} \end{cases}$
实偶信号	3.5.6	$x(t)$ 为实偶信号	a_k 为实偶函数
实奇信号	3.5.6	$x(t)$ 为实奇信号	a_k 为纯虚奇函数
实信号的奇偶分解		$\begin{cases} x_e(t) = \mathcal{E}\nu\{x(t)\} & [x(t) \text{ 为实信号}] \\ x_o(t) = \mathcal{O}d\{x(t)\} & [x(t) \text{ 为实信号}] \end{cases}$	$\begin{array}{l} \operatorname{Re}\{a_k\} \\ j\operatorname{Im}\{a_k\} \end{array}$
周期信号的帕斯瓦尔定理			
$\frac{1}{T} \int_T x(t) ^2 dt = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k ^2$			

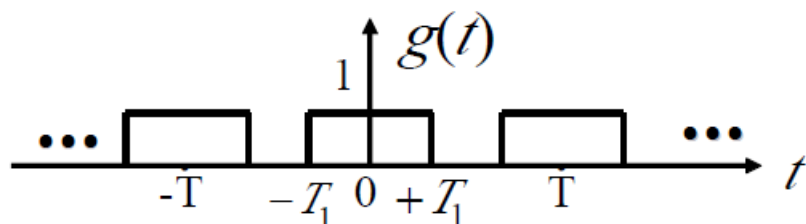
例1: $x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT)$



$$a_k = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \delta(t) e^{-jk\omega_0 t} dt = \frac{1}{T}$$

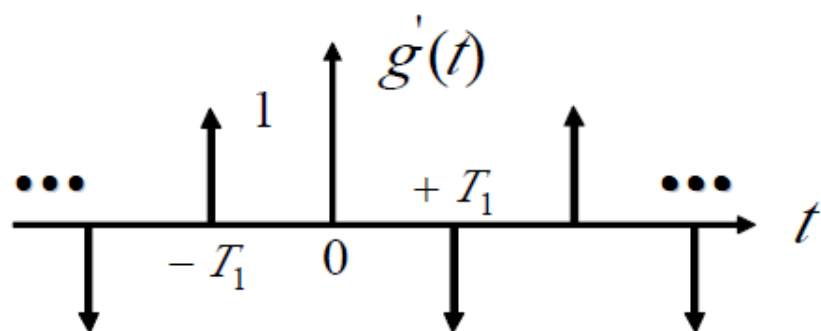
$$\therefore x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} e^{jk\omega_0 t} \quad \omega_0 = \frac{2\pi}{T}$$

例2: 周期性矩形脉冲



将其微分后可利用例1表示为

$$g'(t) = x(t + T_1) - x(t - T_1) \quad (\text{不记直流分量})$$



设 $g(t) \xleftrightarrow{F} c_k$ $g'(t) \xleftrightarrow{F} b_k$ 由时域微分性质有

$b_k = jk\omega_0 c_k$ 根据时移特性, 有

$$b_k = a_k \left[e^{jk\omega_0 T_1} - e^{-jk\omega_0 T_1} \right] = 2ja_k \sin k\omega_0 T_1$$

由例1知 $a_k = 1/T$ $\omega_0 = 2\pi/T$

$$\therefore c_k = \frac{b_k}{jk\omega_0} = \frac{2 \sin k\omega_0 T_1}{k\omega_0 T} = \frac{2T_1}{T} \frac{\sin k\omega_0 T_1}{k\omega_0 T_1} \quad k \neq 0$$

3.6 连续周期信号的傅立叶级数的计算方法

1、根据定义计算

2、利用常用信号的傅立叶级数公式和性质来计算

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(t-mT) \xleftrightarrow{FS} a_k = \frac{1}{T}$$

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} AP_{\tau}(t-mT) \xleftrightarrow{FS} a_k = \frac{A\tau}{T} \text{Sa}\left(\frac{k\omega_0\tau}{2}\right)$$

3、微分冲击法

$$x(t) \xleftrightarrow{FS} a_k = ?$$

$$x^{(m)}(t) \xleftrightarrow{FS} b_k = (jk\omega_0)^m a_k \quad \text{可求}$$

则, $a_k = \frac{b_k}{(jk\omega_0)^m}$, 对于 a_0 单独利用公式求。

例 3.9 假设关于某一信号 $x(t)$ 给出下列条件：

1. $x(t)$ 是一个实信号。

2. $x(t)$ 是周期的，周期为 $T=4$ ，它的傅里叶级数系数是 a_k 。

3. $a_k = 0$ ， $|k| > 1$ 。

4. 傅里叶系数为 $b_k = e^{-j\pi k/2} a_{-k}$ 的信号是奇信号。

5. $\frac{1}{4} \int_4 |x(t)|^2 dt = 1/2$ 。

现在要证明, 以上所给条件, 除了一个正负号可供选择外, 足以将信号 $x(t)$ 确定。根据条件 3, $x(t)$ 至多只有三个非零的傅里叶系数 a_k , 即 a_0 , a_1 和 a_{-1} 。然后, 因为 $x(t)$ 的基波频率 $\omega_0 = 2\pi/4 = \pi/2$, 于是

$$x(t) = a_0 + a_1 e^{j\pi t/2} + a_{-1} e^{-j\pi t/2}$$

又由条件 1, $x(t)$ 为实信号, 利用表 3.1 中的对称性质可得 a_0 为实数, 且 $a_1 = a_{-1}^*$ 。这样就有

$$x(t) = a_0 + a_1 e^{j\pi t/2} + (a_1 e^{j\pi t/2})^* = a_0 + 2\operatorname{Re}\{a_1 e^{j\pi t/2}\} \quad (3.81)$$

现在来确定由条件 4 给出的傅里叶系数为 b_k 的信号。根据表 3.1 的时间反转性质, a_{-k} 就对应于信号 $x(-t)$ 。另外, 时移性质又指出, 第 k 次傅里叶系数乘以 $e^{-jk\pi/2} = e^{-jk\omega_0}$ 就相应于信号向右移 1 (即以 $t-1$ 代替 t)。这样就得出, 系数 b_k 对应于信号 $x(-(t-1)) = x(-t+1)$; 又根据条件 4, 它必须为奇信号。因为 $x(t)$ 为实信号, $-x(-t+1)$ 也必须为实信号。根据表 3.1, $x(-t+1)$ 的傅里叶系数一定为纯虚数, 而且为奇函数, 于是 $b_0 = 0$ 和 $b_{-1} = -b_1$ 。由于时间反转和时移运算都不可能改变每个周期内的平均功率, 所以条件 5 即使在 $x(t)$ 被 $x(-t+1)$ 替代后仍然成立, 即

$$\frac{1}{4} \int_4 |x(-t+1)|^2 dt = 1/2 \quad (3.82)$$

现在利用帕斯瓦尔定理可得

$$|b_1|^2 + |b_{-1}|^2 = 1/2 \quad (3.83)$$

在式(3.83)中以 $b_{-1} = -b_1$ 代入, 可得 $|b_1| = 1/2$ 。因为已知 b_1 也为纯虚数, 所以 b_1 一定为 $j/2$, 或者 $-j/2$ 。

现在,可以把加在 b_0 和 b_1 上的这些条件转移到加在 a_0 和 a_1 上的等效条件。首先。因为 $b_0=0$, 条件 4 就意味着 $a_0=0$; 当 $k=1$ 时, 这一条件就意味着 $a_1 = e^{-j\pi/2} b_{-1} = -jb_{-1} = jb_1$ 。据此, 若取 $b_1 = j/2$, 那么 $a_1 = -1/2$, 由式(3.81), $x(t) = -\cos(\pi t/2)$; 若取 $b_1 = -j/2$, 那么 $a_1 = 1/2$, $x(t) = \cos(\pi t/2)$ 。

3.7 离散时间周期信号的傅里叶级数表示

一.离散时间傅里叶级数（DFS）

考察成谐波关系的复指数信号集： $\Phi_k[n] = \{e^{j\frac{2\pi}{N}kn}\}$

该信号集中每一个信号都以 N 为周期，且该集合中只有 N 个信号是彼此独立的。

将这 N 个独立的信号线性组合起来，一定能表示一个以 N 为周期的序列。即：

$$x[n] = \sum_{k=\langle N \rangle} a_k e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \quad \text{其中 } k \text{ 为 } N \text{ 个相连的整数}$$

这个级数就称为离散时间傅里叶级数（DFS），其中 a_k 也称为周期信号 $x[n]$ 的频谱。

二. 傅里叶级数系数的确定

给 $x[n] = \sum_{k=\langle N \rangle} a_k e^{j\frac{2\pi}{N}kn}$ 两边同乘以 $e^{-j\frac{2\pi}{N}rn}$, 得 :

$$x[n]e^{-j\frac{2\pi}{N}rn} = \sum_{k=\langle N \rangle} a_k e^{j\frac{2\pi}{N}(k-r)n}$$

显然 $x[n]e^{-j\frac{2\pi}{N}rn}$ 仍是以 N 为周期的 , 对两边求和

$$\sum_{n=\langle N \rangle} x[n]e^{-j\frac{2\pi}{N}rn} = \sum_{n=\langle N \rangle} \sum_{k=\langle N \rangle} a_k e^{j\frac{2\pi}{N}(k-r)n} = \sum_{k=\langle N \rangle} a_k \sum_{n=\langle N \rangle} e^{j\frac{2\pi}{N}(k-r)n}$$

$$\text{而 } \sum_{n=\langle N \rangle} e^{j\frac{2\pi}{N}(k-r)n} = \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}(k-r)n} = \frac{1 - e^{j(k-r) \cdot 2\pi}}{1 - e^{j(k-r)\frac{2\pi}{N}}} = \begin{cases} 0, & k \neq r \\ N, & k = r \end{cases}$$

$$\text{其中 } \sum_{n=\langle N \rangle} e^{jk(2\pi/N)n} = \begin{cases} N, & k = 0, \pm N, \pm 2N, \dots \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

$$\therefore \sum_{n=\langle N \rangle} x[n] e^{-j\frac{2\pi}{N}rn} = Na_r$$

$$x[n] = \sum_{k=\langle N \rangle} a_k e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \quad a_k = \frac{1}{N} \sum_{n=\langle N \rangle} x[n] e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}$$

显然上式满足 $a_{k+N} = a_k$ ，即 a_k 也是以 N 为周期的，或者说 a_k 中只有 N 个是独立的。

三.周期性方波序列的频谱



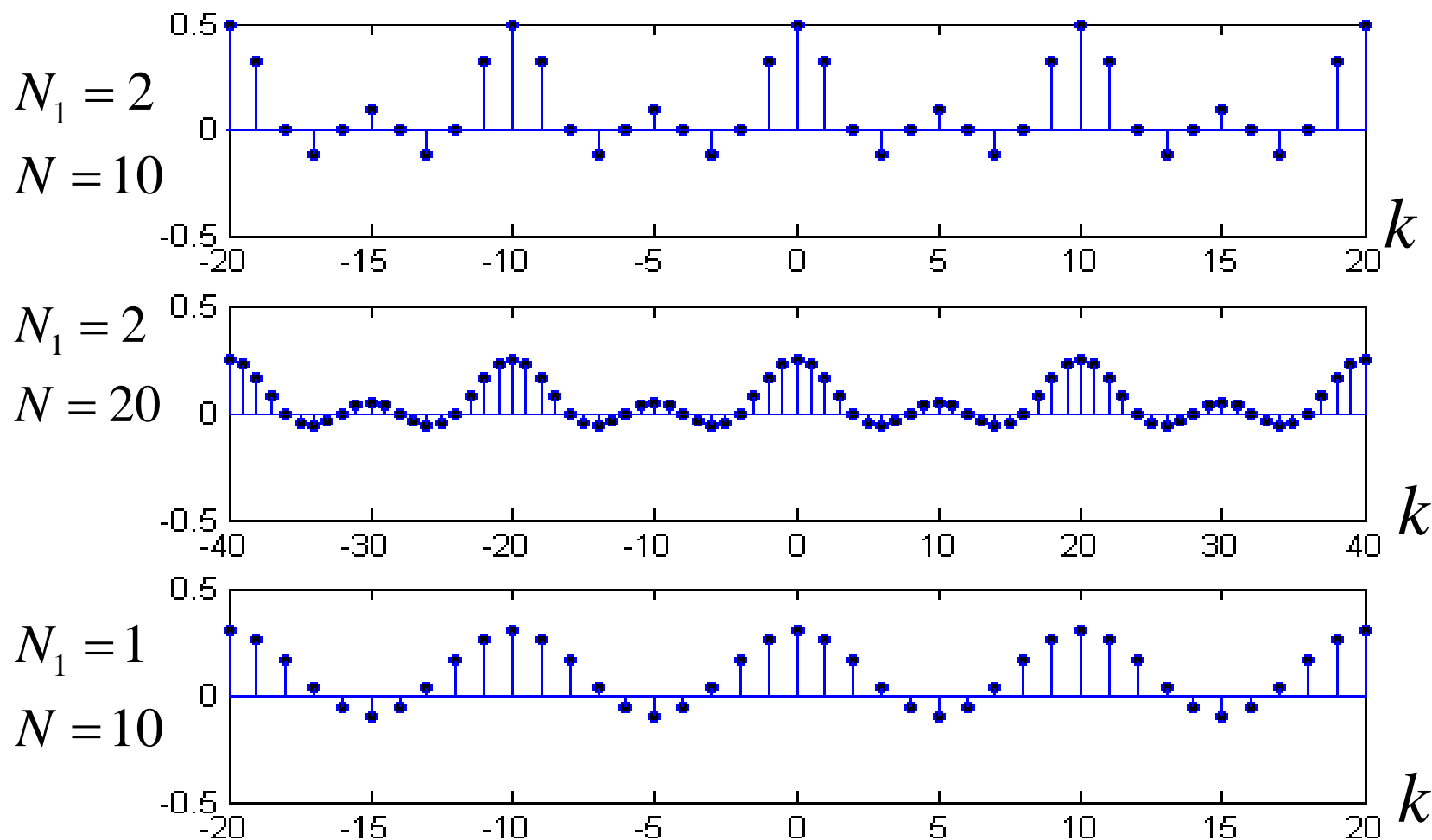
$$\begin{aligned}
 a_k &= \frac{1}{N} \sum_{n=-N_1}^{N_1} e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} = \frac{1}{N} \frac{e^{j\frac{2\pi}{N}kN_1} - e^{-j\frac{2\pi}{N}(N_1+1)k}}{1 - e^{-j\frac{2\pi}{N}k}} \\
 &= \frac{1}{N} \frac{e^{-j\frac{\pi}{N}k} \left[e^{j\frac{2\pi}{N}k(N_1+\frac{1}{2})} - e^{-j\frac{2\pi}{N}k(N_1+\frac{1}{2})} \right]}{e^{-j\frac{\pi}{N}k} \left[e^{j\frac{\pi}{N}k} - e^{-j\frac{\pi}{N}k} \right]}
 \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{N} \frac{\sin \frac{\pi}{N} k (2N_1 + 1)}{\sin \frac{\pi}{N} k} \quad k \neq 0, \pm N, \pm 2N, \dots$$

$$a_k = \frac{2N_1 + 1}{N} \quad k = rN \text{ 时}$$

显然 a_k 的包络具有 $\frac{\sin \beta x}{\sin x}$ 的形状。

周期性方波序列的频谱



◆ 当 N_1 不变、 $N \uparrow$ 时，频谱的包络形状不变，只是幅度减小，谱线间隔变小。

◆ 当 N_1 改变、 N 不变时，由于 a_k 的包络具有 $\frac{\sin \beta x}{\sin x}$ 的形状，而 $\beta = 2N_1 + 1$ ，可知其包络形状一定发生变化。

◆ 当 $N_1 \downarrow$ 时，包络的第一个零点会远离原点从而使频谱主瓣变宽。这一点也与连续时间周期矩形脉冲的情况类似。

周期序列的频谱也具有离散性、谐波性，当在区间 $-\pi \sim \pi$ 考查时，也具有收敛性。不同的是，离散时间周期信号的频谱具有周期性。

三. DFS的收敛

DFS 是一个有限项的级数，确定 a_k 的关系式也是有限项的和式，因而不存在收敛问题，也不会产生Gibbs现象。

3.8 DFS的性质

DFS有许多性质，这里只选几个加以讨论。

1. 相乘 $x[n] \xleftrightarrow{FS} a_k \quad y[n] \xleftrightarrow{FS} b_k$

$$x[n]y[n] \xleftrightarrow{FS} c_k = \sum_{l=\langle N \rangle} a_l b_{k-l} \quad \text{周期卷积}$$

2. 差分 $x[n] \xleftrightarrow{FS} a_k$

$$x[n] - x[n - n_0] \xleftrightarrow{FS} (1 - e^{-jk\omega_0 n_0}) a_k$$

3. 时域内插

$$x_m(n) = \begin{cases} x(n/m) & n = rm \\ 0 & n \neq rm \end{cases} \quad \text{若 } x(n) \text{ 以 } N \text{ 为周期,}$$

则 $x_m(n)$ 以 mN 为周期。 令 $x_m(n) \xleftrightarrow{F} h_k$

$$h_k = \frac{1}{mN} \sum_{n=\langle mN \rangle} x_m(n) e^{-j\frac{2\pi}{mN}kn} \quad \text{令 } n = rm, \text{ 则有}$$

$$n \in 0 \sim mN \text{ 时 } r \in 0 \sim N$$

$$h_k = \frac{1}{mN} \sum_{r=\langle N \rangle} x(r) e^{-j\frac{2\pi}{mN}krm} = \frac{1}{mN} \sum_{r=\langle N \rangle} x(r) e^{-j\frac{2\pi}{N}kr} = \frac{1}{m} a_k$$

4. Parseval定理

$$x[n] \xleftrightarrow{FS} a_k$$

$$\frac{1}{N} \sum_{n=\langle N \rangle} |x[n]|^2 = \sum_{k=\langle N \rangle} |a_k|^2$$

左边是信号在一个周期内的平均功率，右边是信号各次谐波的总功率。

这表明：一个周期信号的平均功率等于它的所有谐波分量的功率之和。也表明：周期信号的功率既可以由时域求得，也可以由频域求得。

性 质	周期信号	傅里叶级数系数
	$\left. \begin{array}{l} x[n] \\ y[n] \end{array} \right\} \text{周期为 } N, \\ \text{基本频率 } \omega_0 = 2\pi/N$	$\left. \begin{array}{l} a_k \\ b_k \end{array} \right\} \text{周期的, 周期为 } N$
线性	$Ax[n] + By[n]$	$Aa_k + Bb_k$
时移	$x[n - n_0]$	$a_k e^{-jk(2\pi/N)n_0}$
频移	$e^{jM(2\pi/N)n} x[n]$	a_{k-M}
共轭	$x^*[n]$	a_{-k}^*
时间反转	$x[-n]$	a_{-k}
时域尺度变换	$x_{(m)}[n] = \begin{cases} x[n/m], & \text{若 } n \text{ 是 } m \text{ 的倍数} \\ 0, & \text{若 } n \text{ 不是 } m \text{ 的倍数} \end{cases}$	$\frac{1}{m} a_k$ (看成周期的, 周期为 mN)
周期卷积	$\sum_{r=\langle N \rangle} x[r] y[n-r]$	$Na_k b_k$
相乘	$x[n] y[n]$	$\sum_{l=\langle N \rangle} a_l b_{k-l}$
一阶差分	$x[n] - x[n-1]$	$(1 - e^{-jk(2\pi/N)}) a_k$
求和	$\sum_{k=-\infty}^n x[k] \left(\begin{array}{l} \text{仅当 } a_0 = 0 \text{ 才为有限} \\ \text{值且为周期的} \end{array} \right)$	$\left(\frac{1}{1 - e^{-jk(2\pi/N)}} \right) a_k$
实信号的共轭对称性	$x[n]$ 为实信号	$\begin{cases} a_k = a_{-k}^* \\ \operatorname{Re}\{a_k\} = \operatorname{Re}\{a_{-k}\} \\ \operatorname{Im}\{a_k\} = -\operatorname{Im}\{a_{-k}\} \\ a_k = a_{-k} \\ \angle a_k = -\angle a_{-k} \end{cases}$
实偶信号	$x[n]$ 为实偶信号	a_k 为实偶数
实奇信号	$x[n]$ 为实奇信号	a_k 为纯虚奇数
实信号的奇偶分解	$\begin{cases} x_e[n] = \mathcal{E}\mathcal{V}\{x[n]\} & [x[n] \text{ 为实}] \\ x_o[n] = \mathcal{O}\mathcal{D}\{x[n]\} & [x[n] \text{ 为实}] \end{cases}$	$\begin{cases} \operatorname{Re}\{a_k\} \\ j\operatorname{Im}\{a_k\} \end{cases}$
周期信号的帕斯瓦尔定理		
$\frac{1}{N} = \sum_{n=\langle N \rangle} x[n] ^2 = \sum_{k=\langle N \rangle} a_k ^2$		

3.9 傅里叶级数与LTI系统

LTI系统对复指数信号所起的作用只是给输入信号加权了一个相应的特征值。

对连续时间系统 $H(s) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)e^{-st} dt$

对离散时间系统 $H(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h[n]z^{-n}$

$H(s)$ 、 $H(z)$ 被称为系统的**系统函数**。

如果 $s = j\omega$ 则 $H(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)e^{-j\omega t} dt$

$H(j\omega)$ 被称为连续时间LTI系统的频率响应

如果 $z = e^{j\omega}$ 则 $H(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h[n]e^{-j\omega n}$

$H(e^{j\omega})$ 称为离散时间LTI系统的频率响应

$H(e^{j\omega})$ 对 ω 而言，是以 2π 为周期的。

如果一个LTI系统输入周期性信号 $x(t)$ 或 $x[n]$

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k e^{jk\omega_0 t} \quad \omega_0 = \frac{2\pi}{T}$$

$$x[n] = \sum_{k=\langle N \rangle} a_k e^{j\frac{2\pi}{N}kn}$$

则

$$y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k H(jk\omega_0) e^{jk\omega_0 t}$$

$$y[n] = \sum_{k=\langle N \rangle} a_k H(e^{j\frac{2\pi}{N}k}) e^{j\frac{2\pi}{N}kn}$$

*** 可见，LTI系统对周期信号的响应仍是一个周期信号，LTI系统的作用是对各个谐波频率的信号分量进行不同的加权处理。**

例 3.2 有一个周期信号 $x(t)$ 的基波频率为 2π , 写成式(3.25)的形式为

$$x(t) = \sum_{k=-3}^{+3} a_k e^{jk2\pi t} \quad (3.26)$$

其中,

$$a_0 = 1, \quad a_1 = a_{-1} = \frac{1}{4}, \quad a_2 = a_{-2} = \frac{1}{2}, \quad a_3 = a_{-3} = \frac{1}{3}$$

将式(3.26)中具有同一基波频率的谐波分量合在一起, 重新写成

$$x(t) = 1 + \frac{1}{4}(e^{j2\pi t} + e^{-j2\pi t}) + \frac{1}{2}(e^{j4\pi t} + e^{-j4\pi t}) + \frac{1}{3}(e^{j6\pi t} + e^{-j6\pi t}) \quad (3.27)$$

再用欧拉关系, $x(t)$ 可写为

$$x(t) = 1 + \frac{1}{2} \cos 2\pi t + \cos 4\pi t + \frac{2}{3} \cos 6\pi t \quad (3.28)$$

例 3.16 假设例 3.2 中讨论的周期信号 $x(t)$ 是某个线性时不变系统的输入信号, 该系统的单位冲激响应是

$$h(t) = e^{-t}u(t)$$

为了计算输出 $y(t)$ 的傅里叶级数系数, 就是首先求频率响应

$$H(j\omega) = \int_0^{\infty} e^{-\tau} e^{-j\omega\tau} d\tau = -\frac{1}{1+j\omega} e^{-\tau} e^{-j\omega\tau} \Big|_0^{\infty} = \frac{1}{1+j\omega} \quad (3.125)$$

利用式(3.124)和式(3.125), 考虑到本例中 $\omega_0 = 2\pi$, 因此可得

$$y(t) = \sum_{k=-3}^{+3} b_k e^{jk2\pi t} \quad (3.126)$$

由于 $b_k = a_k H(jk2\pi)$, 所以

$$\begin{aligned} b_0 &= 1 \\ b_1 &= \frac{1}{4} \left(\frac{1}{1+j2\pi} \right), & b_{-1} &= \frac{1}{4} \left(\frac{1}{1-j2\pi} \right) \\ b_2 &= \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1+j4\pi} \right), & b_{-2} &= \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1-j4\pi} \right) \\ b_3 &= \frac{1}{3} \left(\frac{1}{1+j6\pi} \right), & b_{-3} &= \frac{1}{3} \left(\frac{1}{1-j6\pi} \right) \end{aligned} \quad (3.127)$$

应该注意, $y(t)$ 一定是实值信号, 因为 $y(t)$ 是 $x(t)$ 和 $h(t)$ 的卷积, 而这两个都是实信号。检查一下式(3.127), 并注意到 $b_k^* = b_{-k}$ 就能证明这一点。因此, $y(t)$ 也能够表示成式(3.31)和式(3.32)两种形式, 即

$$y(t) = 1 + 2 \sum_{k=1}^3 D_k \cos(2\pi kt + \theta_k) \quad (3.128)$$

或者

$$y(t) = 1 + 2 \sum_{k=1}^3 [E_k \cos 2\pi kt - F_k \sin 2\pi kt] \quad (3.129)$$

其中,

$$b_k = D_k e^{j\theta_k} = E_k + jF_k, \quad k = 1, 2, 3 \quad (3.130)$$

这些系数都能直接由式(3.127)求出, 例如:

$$\begin{aligned} D_1 = |b_1| &= \frac{1}{4\sqrt{1+4\pi^2}}, & \theta_1 = \angle b_1 &= -\arctan(2\pi) \\ E_1 = \operatorname{Re}\{b_1\} &= \frac{1}{4(1+4\pi^2)}, & F_1 = \operatorname{Im}\{b_1\} &= -\frac{\pi}{2(1+4\pi^2)} \end{aligned}$$

例 3.17 考虑一个线性时不变系统, 其单位脉冲响应 $h[n] = \alpha^n u[n]$, $-1 < \alpha < 1$, 输入为

$$x[n] = \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \quad (3.132)$$

和例 3.10 相同, $x[n]$ 能写成傅里叶级数形式

$$x[n] = \frac{1}{2}e^{j(2\pi/N)n} + \frac{1}{2}e^{-j(2\pi/N)n}$$

同时, 由式(3.122)

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^{\infty} \alpha^n e^{-j\omega n} = \sum_{n=0}^{\infty} (\alpha e^{-j\omega})^n \quad (3.133)$$

利用习题 1.54 的结果, 该几何级数收敛为

$$H(e^{j\omega}) = \frac{1}{1 - \alpha e^{-j\omega}} \quad (3.134)$$

利用式(3.131), 得到输出的傅里叶级数为

$$\begin{aligned} y[n] &= \frac{1}{2}H(e^{j2\pi/N})e^{j(2\pi/N)n} + \frac{1}{2}H(e^{-j2\pi/N})e^{-j(2\pi/N)n} \\ &= \frac{1}{2}\left(\frac{1}{1 - \alpha e^{-j2\pi/N}}\right)e^{j(2\pi/N)n} + \frac{1}{2}\left(\frac{1}{1 - \alpha e^{j2\pi/N}}\right)e^{-j(2\pi/N)n} \end{aligned} \quad (3.135)$$

若写成下式:

$$\frac{1}{1 - \alpha e^{-j2\pi/N}} = re^{j\theta}$$

那么式(3.135)就化简为

$$y[n] = r \cos\left(\frac{2\pi}{N}n + \theta\right) \quad (3.136)$$

例如，若 $N=4$ ，则

$$\frac{1}{1 - \alpha e^{-j2\pi/4}} = \frac{1}{1 + \alpha j} = \frac{1}{\sqrt{1 + \alpha^2}} e^{j(-\arctan(\alpha))}$$

因此

$$y[n] = \frac{1}{\sqrt{1 + \alpha^2}} \cos\left(\frac{\pi n}{2} - \arctan(\alpha)\right)$$

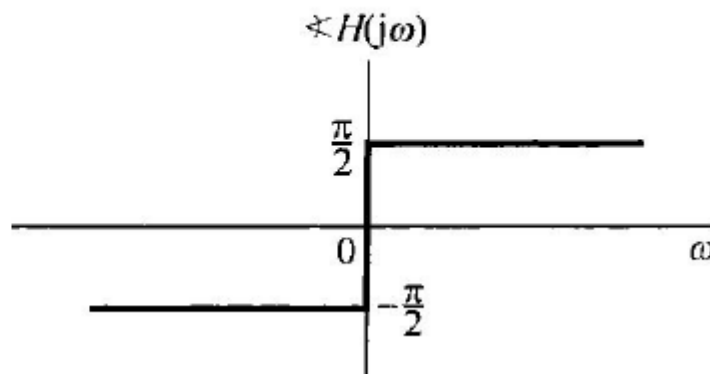
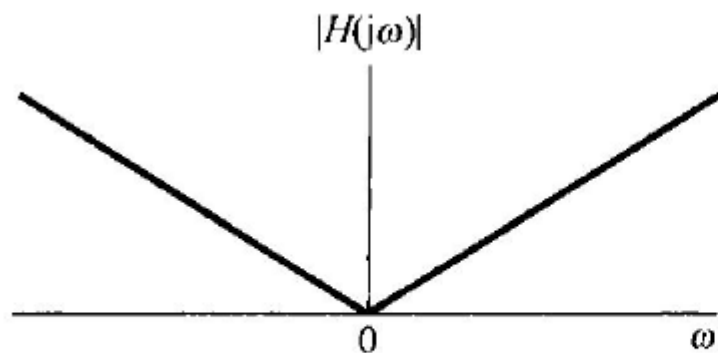
3.9 滤波

3.9.1 频率成形滤波器（改变频谱形状的LTI）

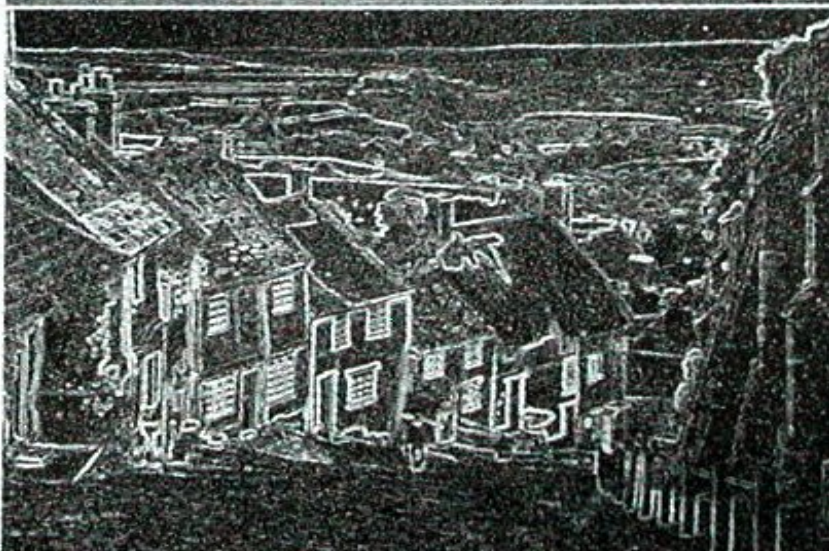
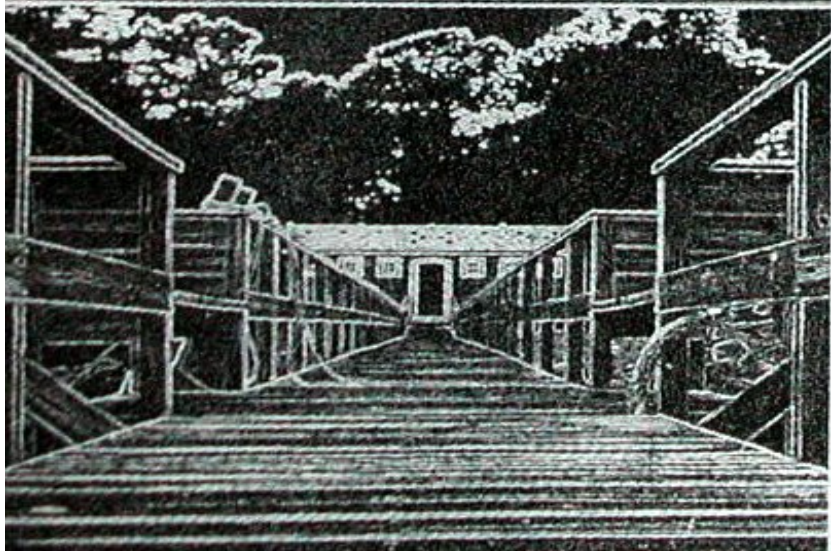
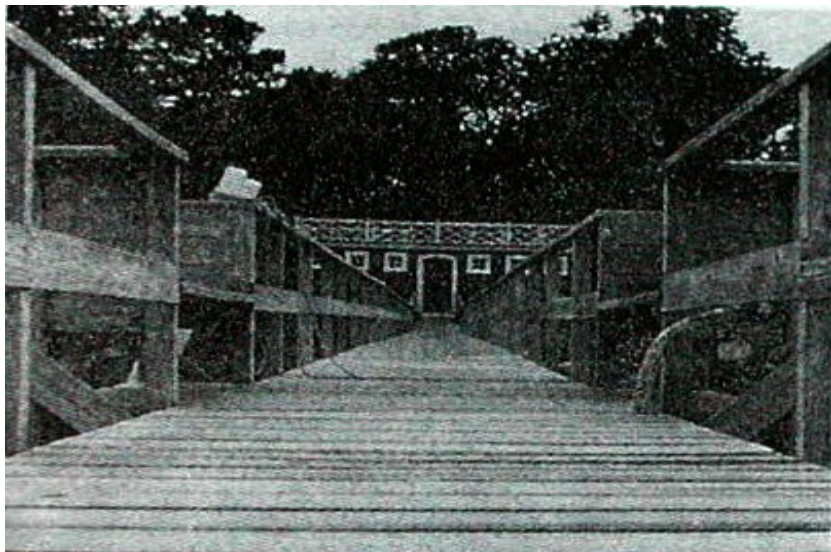
例子：微分滤波器 $y(t) = dx(t)/dt$

$$x(t) = e^{j\omega t} \text{ 时, } y(t) = j\omega e^{j\omega t}$$

$$H(j\omega) = j\omega$$



图像滤波(微分滤波器)



离散时间滤波器例子

$$y[n] = \frac{1}{2}(x[n] + x[n-1])$$

$$h[n] = \frac{1}{2}(\delta[n] + \delta[n-1])$$

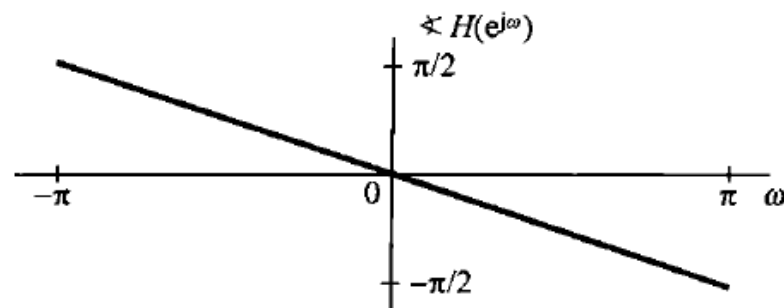
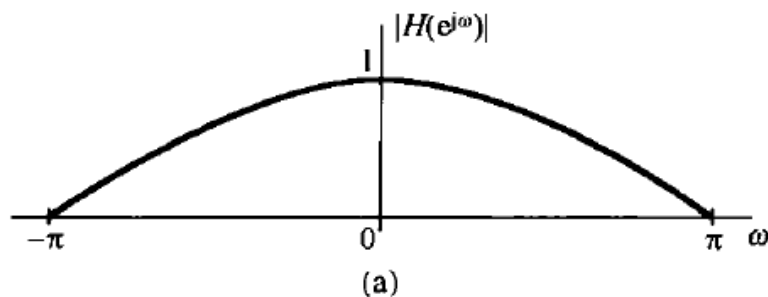
$$H(e^{j\omega}) = \frac{1}{2}[1 + e^{-j\omega}] = e^{-j\omega/2} \cos(\omega/2)$$

$$x[n] = Ke^{j0 \cdot n} = K$$

$$y[n] = H(e^{j0})Ke^{j0 \cdot n} = K = x[n]$$

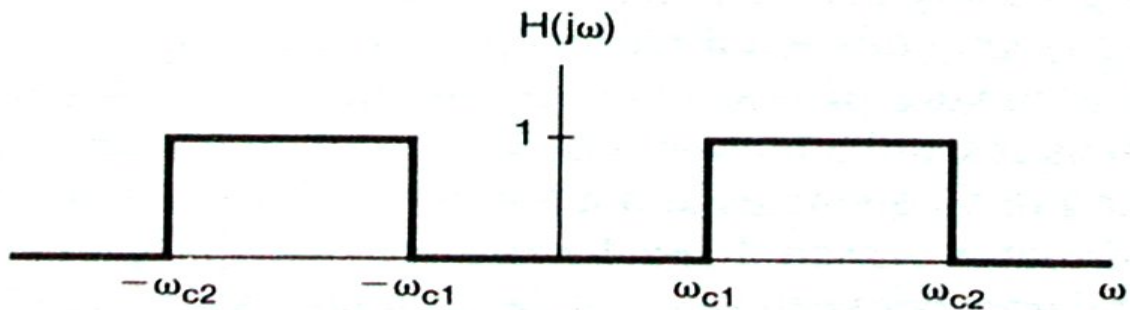
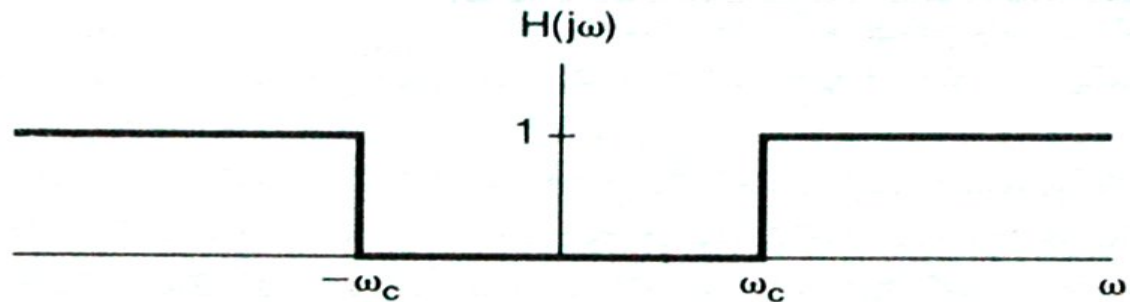
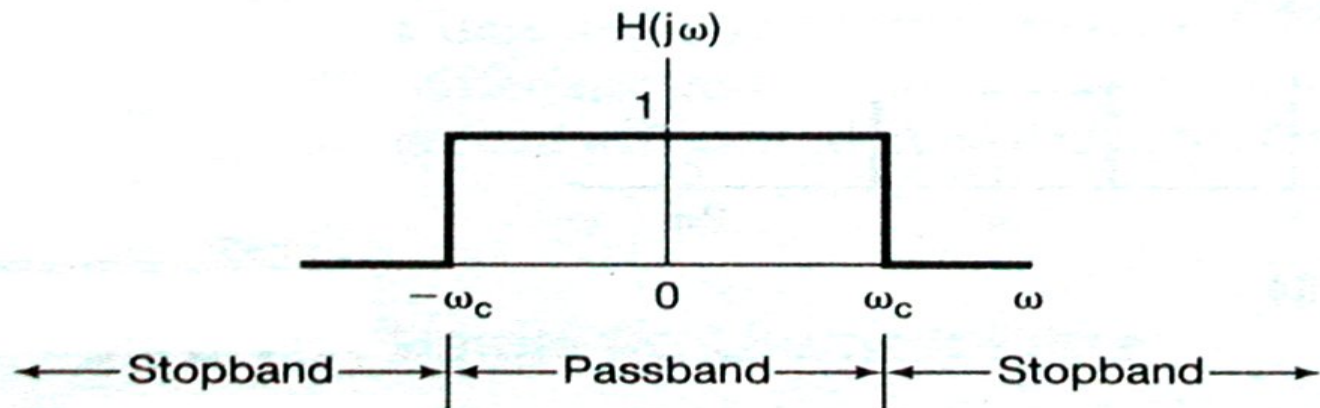
$$x[n] = Ke^{j\pi n} = K(-1)^n$$

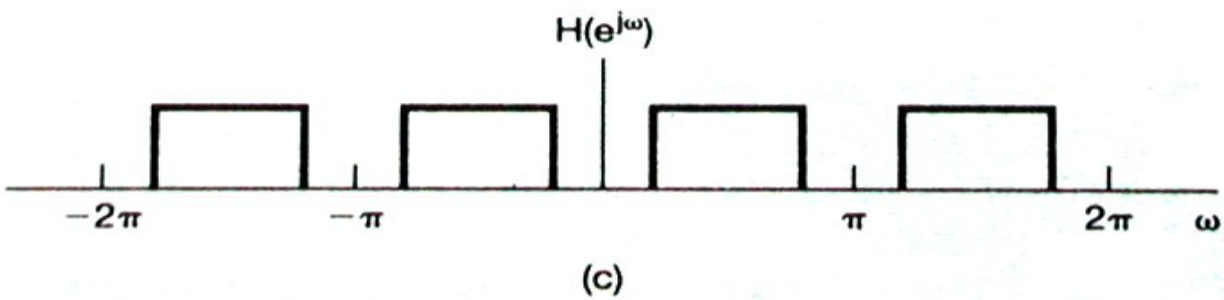
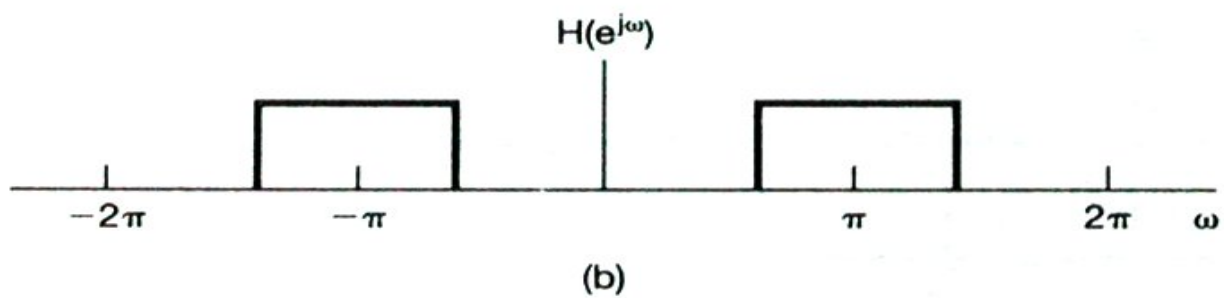
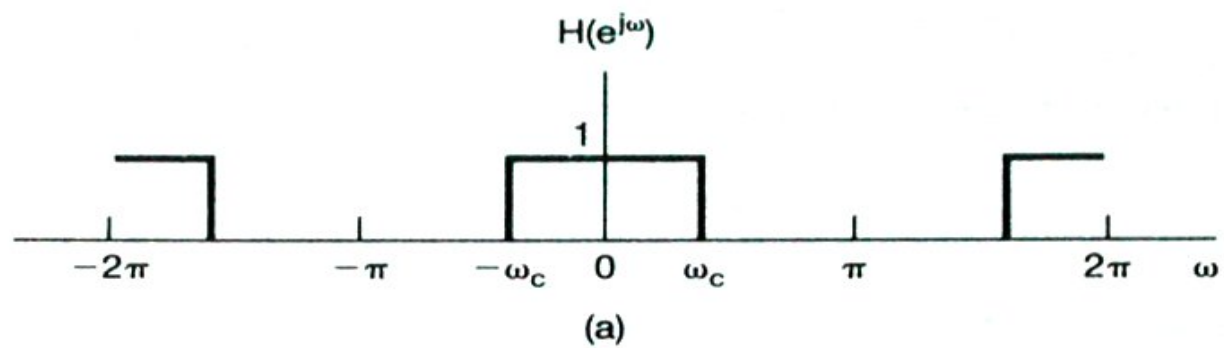
$$y[n] = H(e^{j\pi})Ke^{j\pi \cdot n} = 0$$



3.9.2 频率选择性滤波器

- (1) 低通滤波器
- (2) 高通滤波器
- (3) 带通滤波器

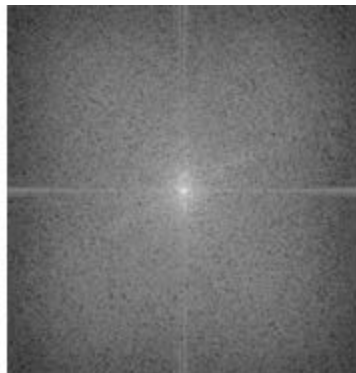




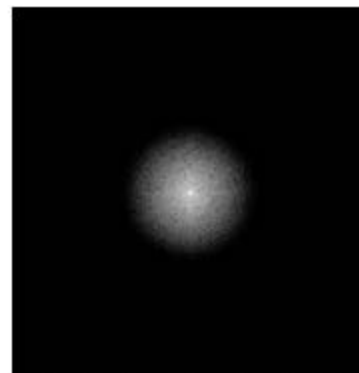




(a) 玛丽莲·梦露

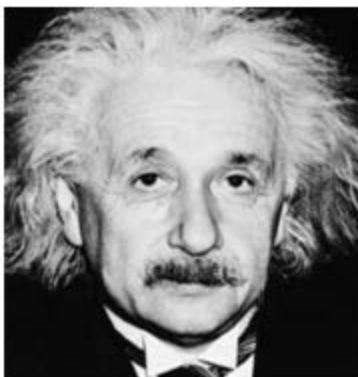


(b) 傅里叶系数



(c) 高斯低通滤波结果

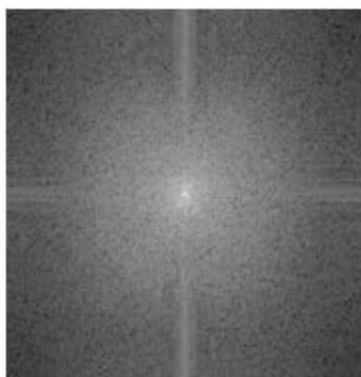
GHPF滤波($d_0=15$)



(d) 阿尔伯特·爱因斯坦

GHPF滤波($d_0=15$)

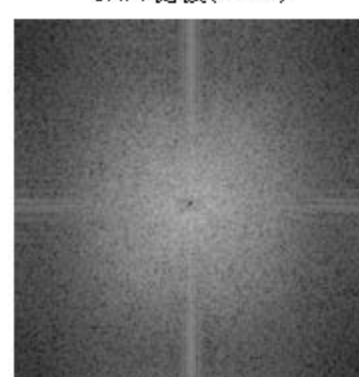
GHPF滤波($d_0=15$)



(e) 傅里叶系数

GHPF滤波($d_0=15$)

GHPF滤波($d_0=15$)

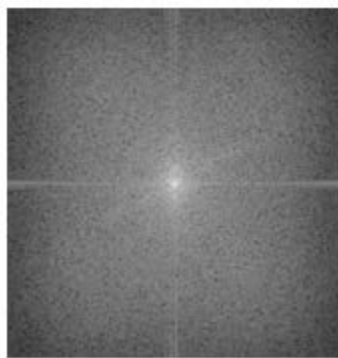


(f) 高斯高通滤波结果

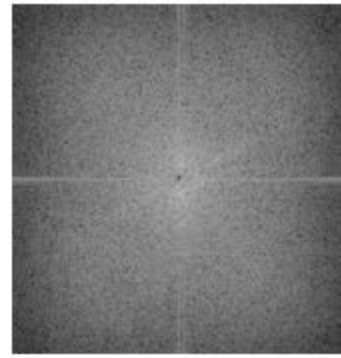




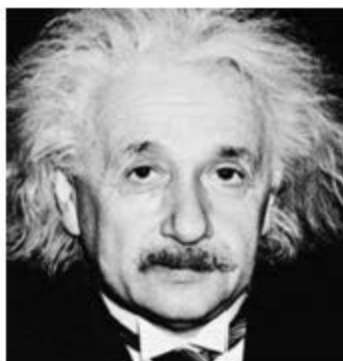
(a) 玛丽莲·梦露



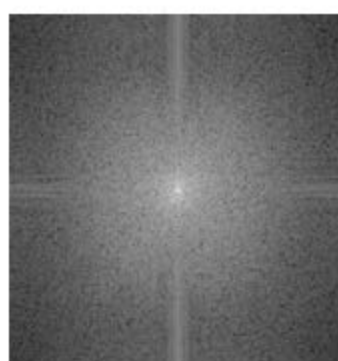
(b) 傅里叶系数



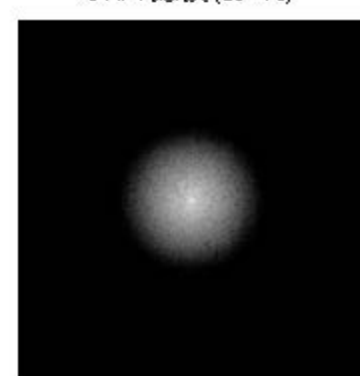
(c) 高斯高通滤波结果
GHPF滤波 ($d_0=15$)



(d) 阿尔伯特·爱因斯坦
GHPF滤波 ($d_0=15$)



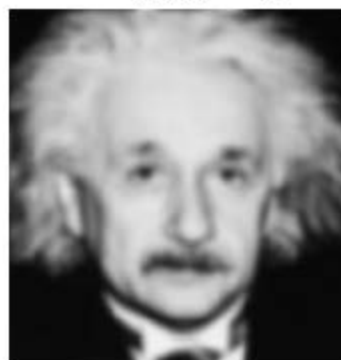
(e) 傅里叶系数
GHPF滤波 ($d_0=15$)



(f) 高斯低通滤波结果



(g) 高频分量

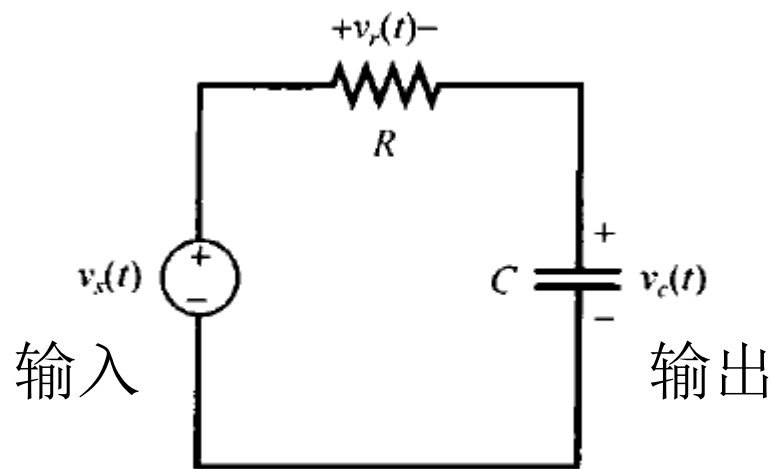


(h) 低频分量



(i) 合成图像

简单RC低通滤波器



$$RC \frac{dv_c(t)}{dt} + v_c(t) = v_s(t)$$

$$v_s(t) = e^{j\omega t}$$

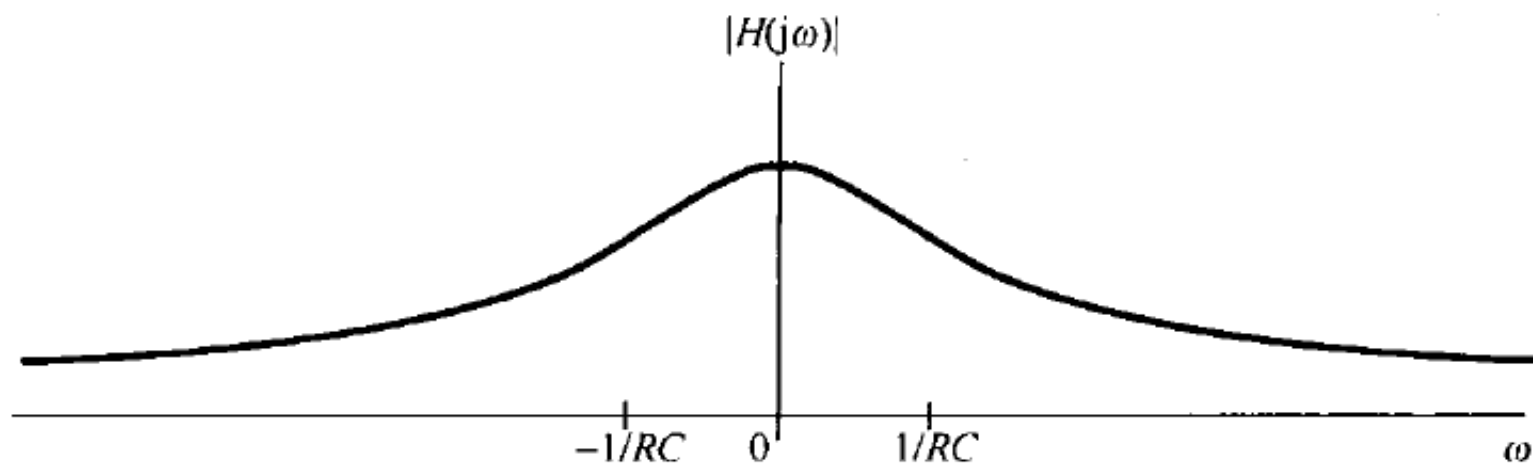
$$v_c(t) = H(j\omega) e^{j\omega t}$$

$$RC \frac{d}{dt} [H(j\omega) e^{j\omega t}] + H(j\omega) e^{j\omega t} = e^{j\omega t}$$

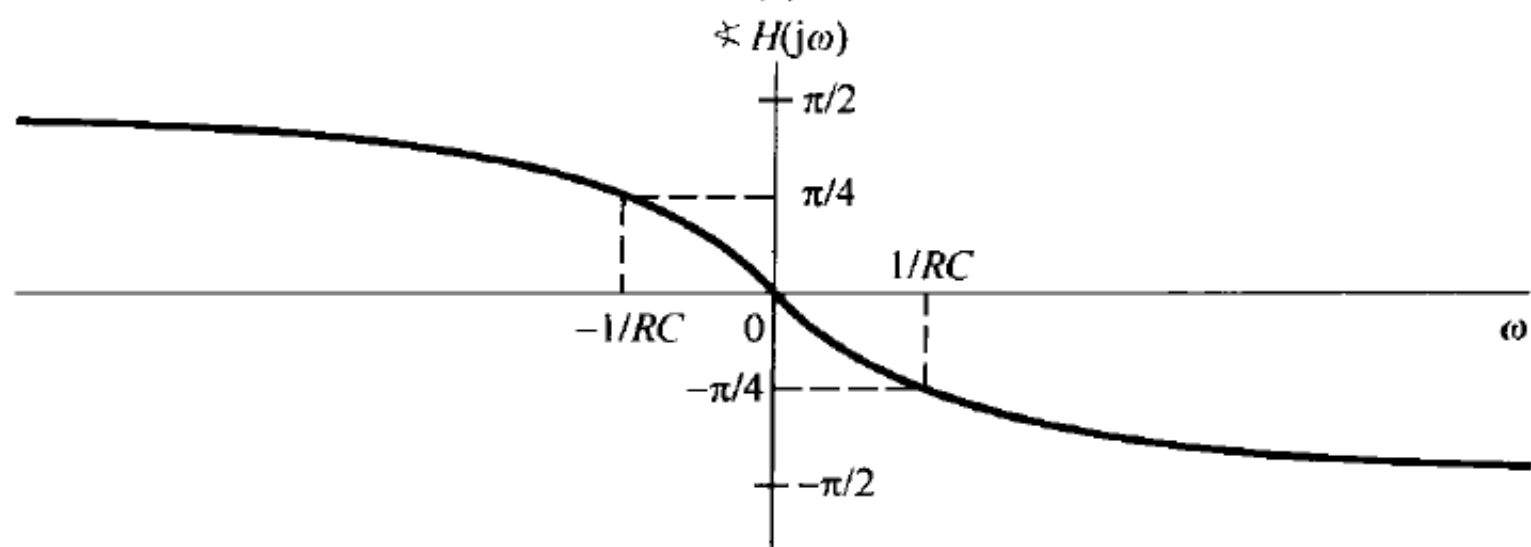
$$RC j\omega H(j\omega) e^{j\omega t} + H(j\omega) e^{j\omega t} = e^{j\omega t}$$

$$H(j\omega) e^{j\omega t} = \frac{1}{1 + RC j\omega} e^{j\omega t}$$

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + RC j\omega}$$



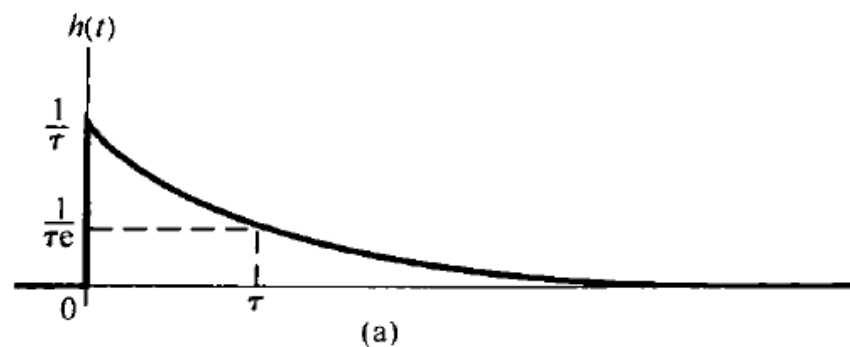
(a)



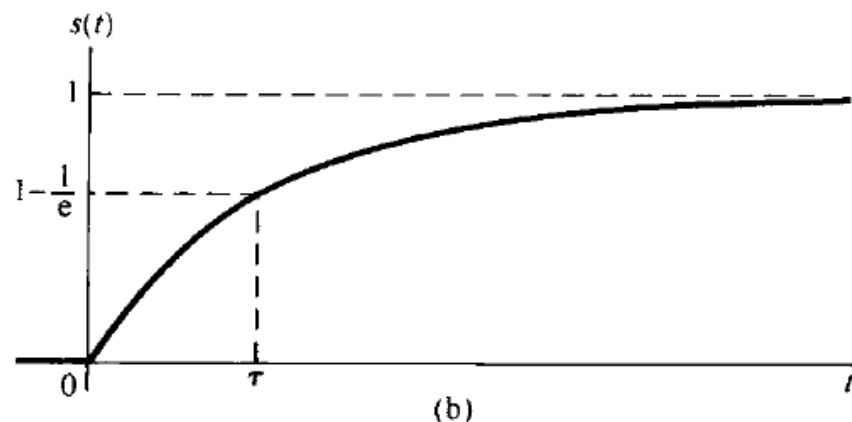
(b)

$$h(t) = \frac{1}{RC} e^{-t/RC} u(t)$$

$$s(t) = [1 - e^{-t/RC}] u(t)$$



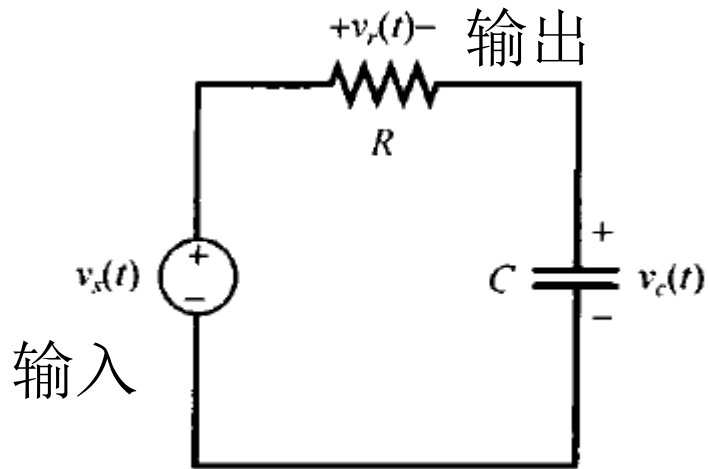
(a)



(b)

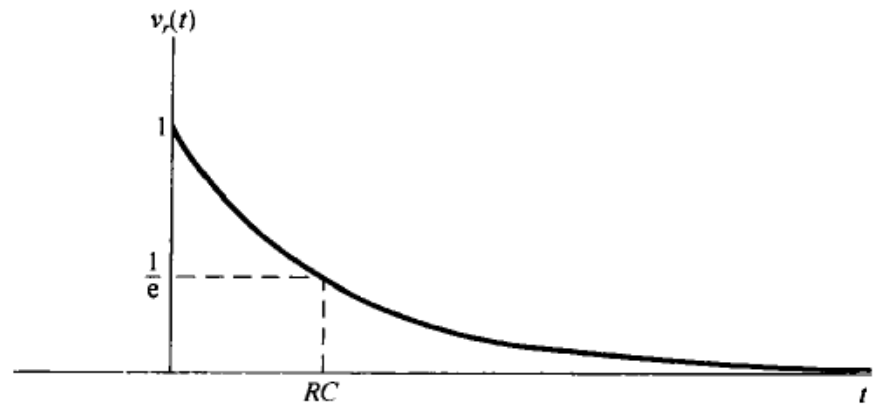
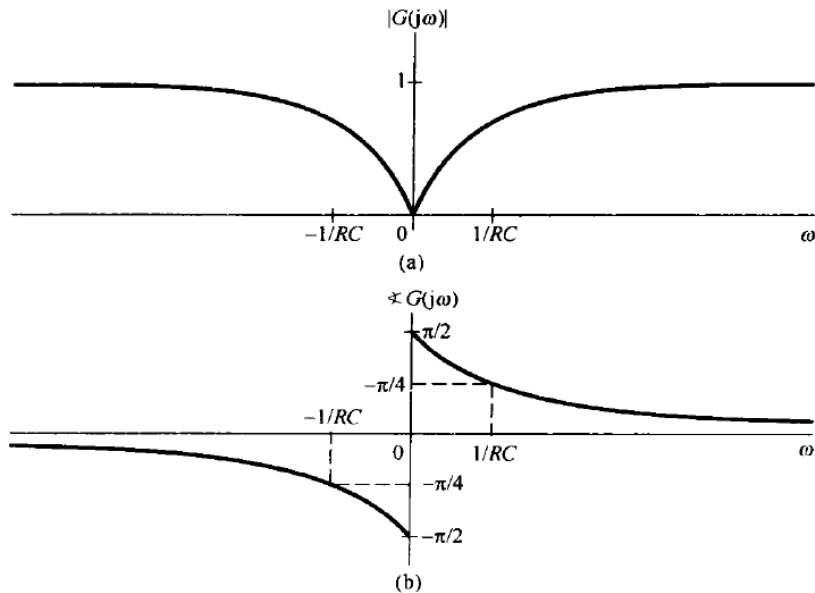
图 3.31 (a) $\tau = RC$ 的一阶 RC 低通滤波器的单位冲激响应; (b) 该滤波器的阶跃响应

简单RC高通滤波器



$$RC \frac{dv_r(t)}{dt} + v_r(t) = RC \frac{dv_s(t)}{dt}$$

$$G(j\omega) = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC}$$



一阶递归离散时间滤波器

$$y[n] - ay[n-1] = x[n] \quad x[n] = e^{j\omega n} \quad y[n] = H(e^{j\omega})e^{j\omega n}$$

$$H(e^{j\omega})e^{j\omega n} - aH(e^{j\omega})e^{j\omega(n-1)} = e^{j\omega n} \quad H(e^{j\omega}) = \frac{1}{1 - ae^{-j\omega}}$$

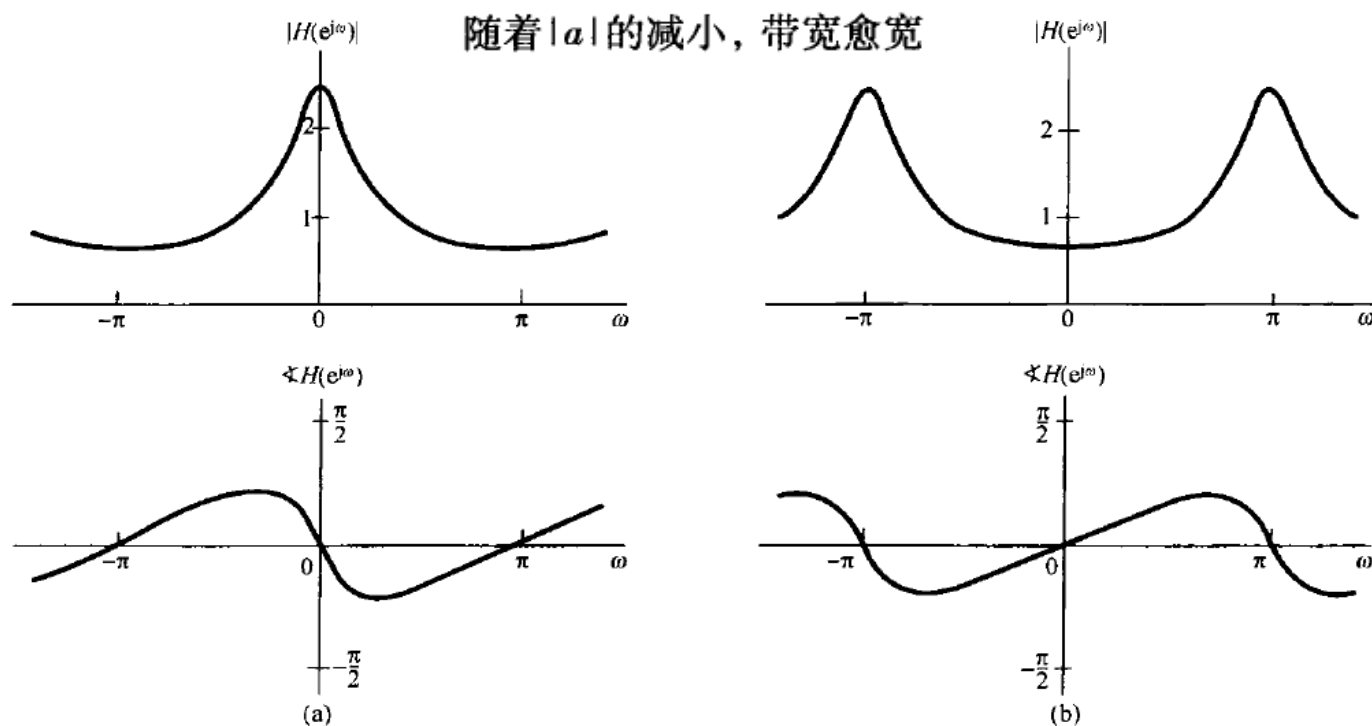


图 3.34 式(3.151)中一阶递归离散时间滤波器的频率响应。(a) $a = 0.6$; (b) $a = -0.6$

$$h[n] = a^n u[n]$$

$$s[n] = \frac{1 - a^{n+1}}{1 - a} u[n]$$

从上两式可看到， $|a|$ 也控制着单位脉冲响应和阶跃响应趋向它们长期稳态值的速度。较小的 $|a|$ 值会有较快的响应，所以滤波器也就具有较宽的通带宽度。与微分方程一样，高阶递归差分方程能够给出较陡峭的滤波器特性，并且在时域和频域特性的均衡上也能提供更大的灵活性。

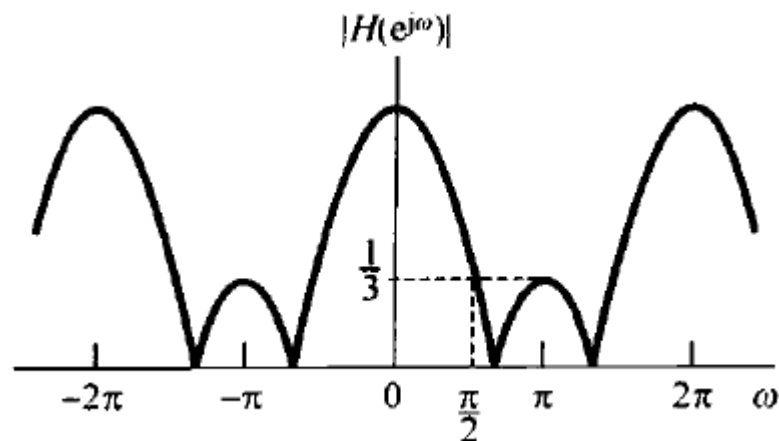
非递归离散时间滤波器

$$y[n] = \sum_{k=-N}^M b_k x[n-k]$$

$$y[n] = \frac{1}{3}(x[n-1] + x[n] + x[n+1])$$

$$h[n] = \frac{1}{3}[\delta[n+1] + \delta[n] + \delta[n-1]]$$

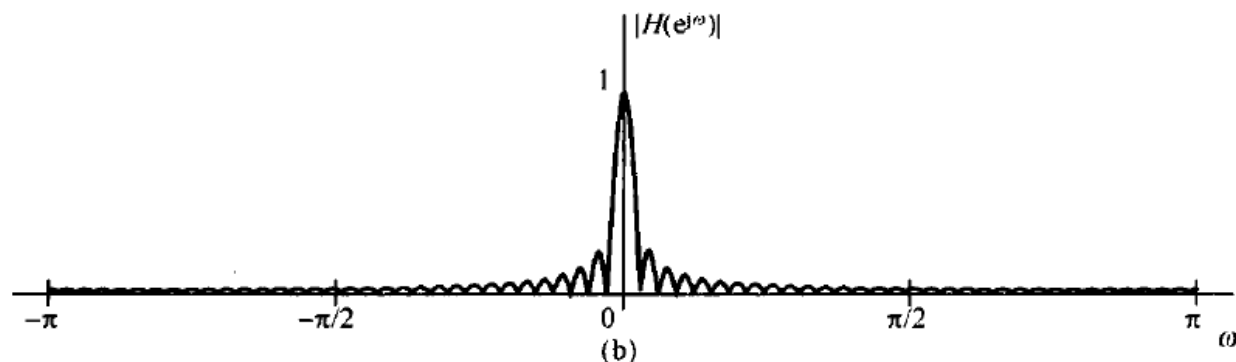
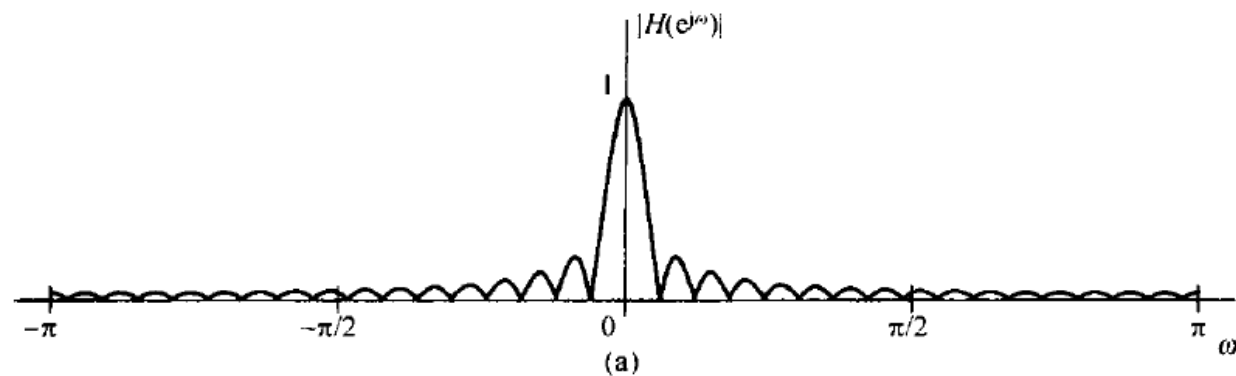
$$H(e^{j\omega}) = \frac{1}{3}[e^{j\omega} + 1 + e^{-j\omega}] = \frac{1}{3}(1 + 2\cos\omega)$$



$$y[n] = \frac{1}{N + M + 1} \sum_{k=-N}^M x[n - k]$$

$$H(e^{j\omega}) = \frac{1}{N + M + 1} \sum_{k=-N}^M e^{-j\omega k}$$

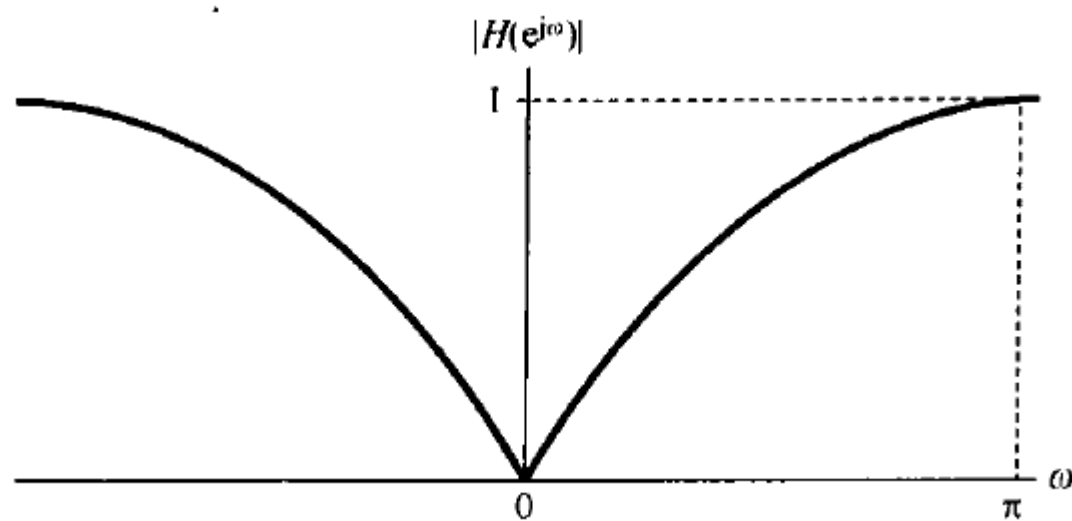
$$H(e^{j\omega}) = \frac{1}{N + M + 1} e^{j\omega[(N-M)/2]} \frac{\sin[\omega(M + N + 1)/2]}{\sin(\omega/2)}$$



(a) $M = N = 16$; (b) $M = N = 32$

$$y[n] = \frac{x[n] - x[n-1]}{2}$$

$$H(e^{j\omega}) = \frac{1}{2}[1 - e^{-j\omega}] = je^{j\omega/2} \sin(\omega/2)$$



3.10 小结 Summary

本章主要讨论了：

- ❖ **复指数函数是一切LTI系统的特征函数。**
- ❖ **建立了用傅里叶级数表示周期信号的方法，实现了对周期信号的频域分解。**

❖研究了傅里叶级数的性质

❖通过对连续时间傅氏级数和离散时间傅氏级数的讨论，既看到它们的基本思想与讨论方法完全类似，又研究了它们之间的重大区别。

❖在对信号分析的基础上，研究了LTI系统的频率响应及LTI系统对周期信号的响应。