



西安交通大学  
网络教育资源建设工程



# 信号与系统 SIGNALS AND SYSTEMS

## 第3章 周期信号的傅里叶级数表示

### Fourier Series Representation of Periodic Signals

# 第3章 周期信号的傅里叶级数表示



## 本章内容:

I. 周期信号的频谱分析

II. LTI系统的频域分析

III. 傅里叶级数的性质



## 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，能够用其构成相当广泛的信号。



### 3.1 历史的回顾 (A Historical Perspective)

任何科学理论，科学方法的建立都是经过许多人的不懈努力而得来的，其中有争论，还有人人为之献出了生命。历史的经验告诉我们，要想在科学的领域有所建树，必须倾尽全力为之奋斗。

我们将要学习的傅里叶分析法，也经历了曲折漫长的发展过程，刚刚发布这一理论时，有人反对，也有人认为不可思议。但在今天，这一分析方法已在许多领域发挥了巨大的作用。





# 傅里叶生平



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



西安交通大学  
XI'AN JIAOTONG UNIVERSITY



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正弦信号的加权积分来表示” ——傅里叶的第二个主要论点







## 3.2 LTI系统对复指数信号的响应

### The Response of LTI Systems to Complex Exponentials

❖ 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。

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

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



利用系统的齐次性与叠加性，则有

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

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

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

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

$$\text{同理: } x(n) = \sum_k a_k z_k^n \longrightarrow y(n) = \sum_k a_k H(z_k) z_k^n$$

**\*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？



### 3.3 连续时间周期信号的傅里叶级数表示

## Fourier Series Representation of Continuous-Time Periodic Signals

### 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,



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

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， $a_k$  称为傅里叶级数的系数。

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。

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， $a_1 = a_{-1} = \frac{1}{2}$  为相应分量的加权因子，即傅里叶系数。

**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：当  $k = \pm 1, \pm 3$ ，  
时对应的谐波分量。  $a_1 = a_{-1} = \frac{1}{2}$ ；  $a_3 = a_{-3} = 1$

**这表明：**连续时间周期信号可以按傅里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

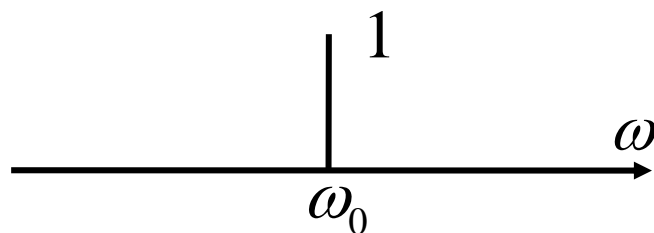
信号集  $\Phi_k(t)$  中的每一个信号，除了成谐波关系外，每个信号随时间  $t$  的变化规律都是一样的，差别仅仅是频率不同。

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。

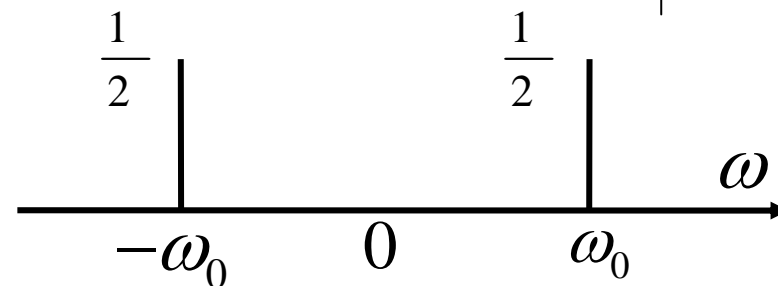




分量  $e^{j\omega_0 t}$  可表示为

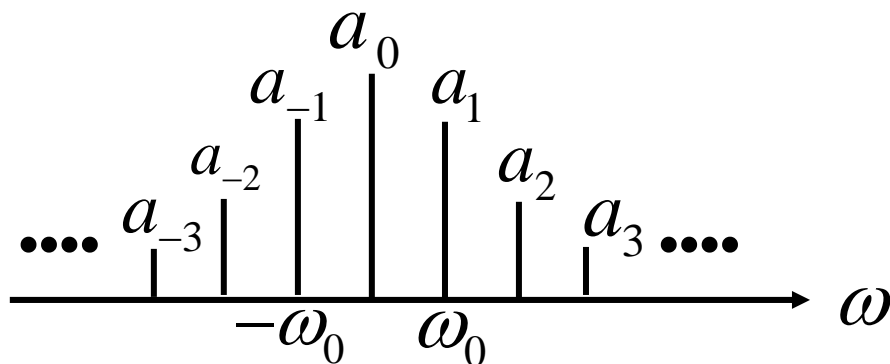


$\cos \omega_0 t = \frac{1}{2}(e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t})$  表示为



因此，当把周期信号  $x(t)$  表示为傅里叶级数

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



这样绘出的图  
称为频谱图



西安交通大学  
XI'AN JIAOTONG UNIVERSITY



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。

### 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

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

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

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

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

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



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

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

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



西安交通大学  
XI'AN JIAOTONG UNIVERSITY



## 四. 连续时间傅里叶级数系数的确定

如果周期信号  $x(t)$  可以表示为傅里叶级数

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

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

对等式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

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

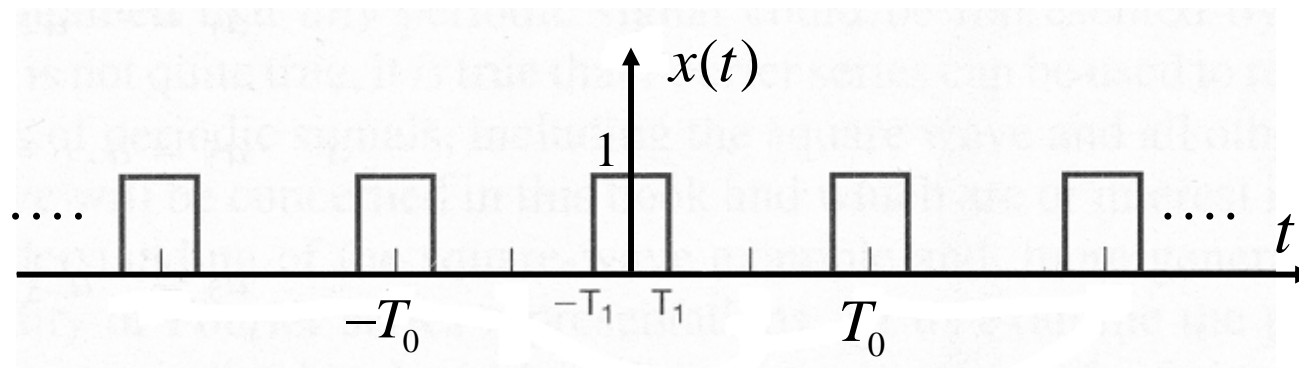
$a_0$  是信号在一个周期的平均值，常称为直流分量。



西安交通大学  
XI'AN JIAOTONG UNIVERSITY



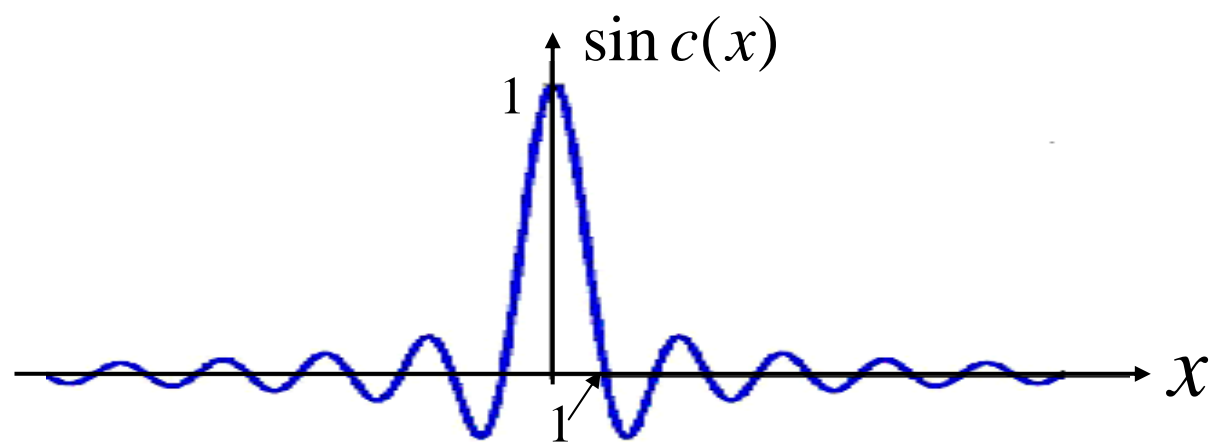
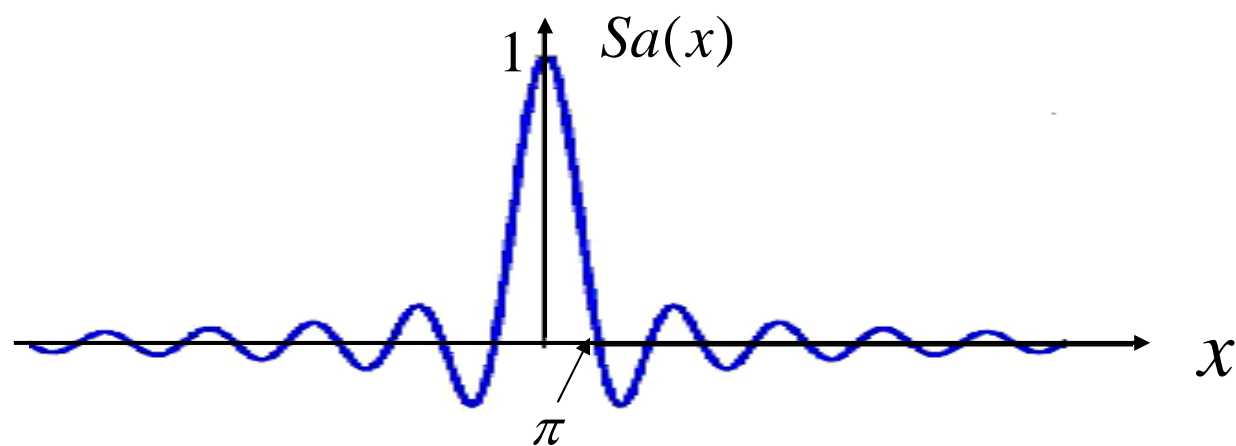
## 五. 周期性矩形脉冲信号的频谱



$$\begin{aligned} a_k &= \frac{1}{T_0} \int_{-T_1}^{T_1} e^{-jk\omega_0 t} dt = -\frac{1}{jk\omega_0 T_0} e^{-jk\omega_0 t} \Big|_{-T_1}^{T_1} = \frac{2 \sin k\omega_0 T_1}{k\omega_0 T_0} \\ &= \frac{2T_1}{T_0} \frac{\sin k\omega_0 T_1}{k\omega_0 T_1} = \frac{2T_1}{T_0} \text{Sa}(k\omega_0 T_1) = \frac{2T_1}{T_0} \text{sinc}\left(\frac{2T_1}{T_0} k\right) \end{aligned}$$

其中  $\text{Sa}(x) = \frac{\sin x}{x}$

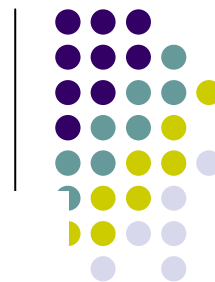
$$\text{sinc}(x) = \frac{\sin \pi x}{\pi x}$$



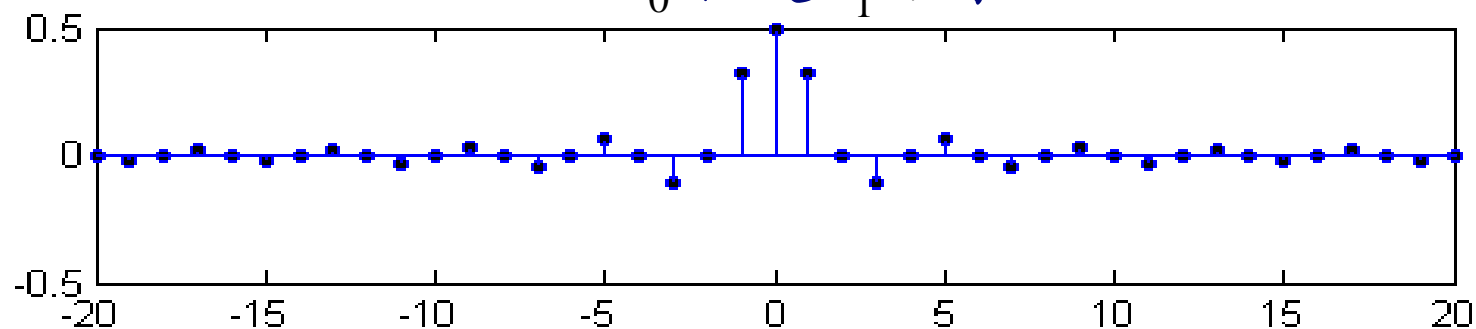
根据  $a_k$  可绘出  $x(t)$  的频谱图。  $\frac{2T_1}{T_0}$  称为占空比。



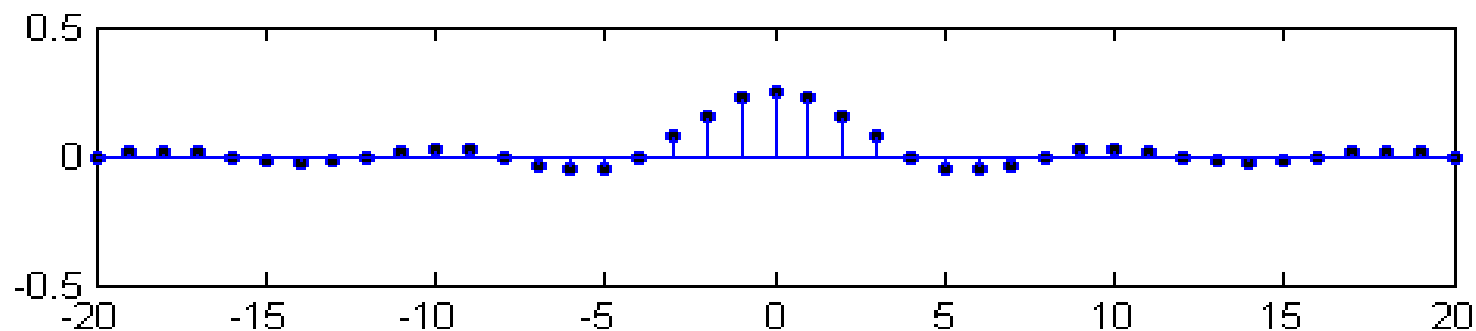
西安交通大学  
XI'AN JIAOTONG UNIVERSITY



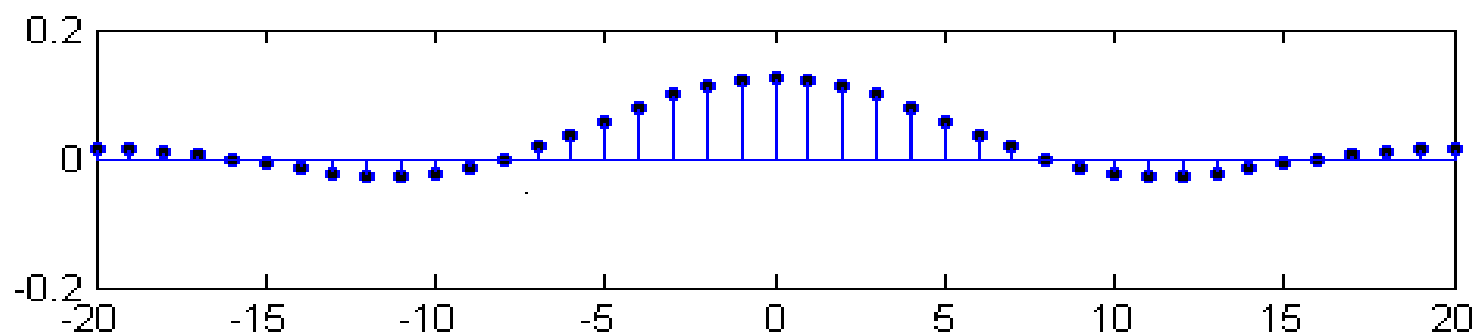
$T_0$ 不变  $T_1 \downarrow$  时



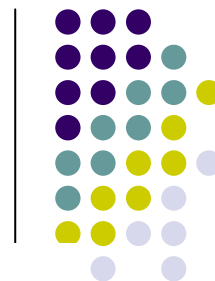
$$\frac{2T_1}{T_0} = \frac{1}{2}$$



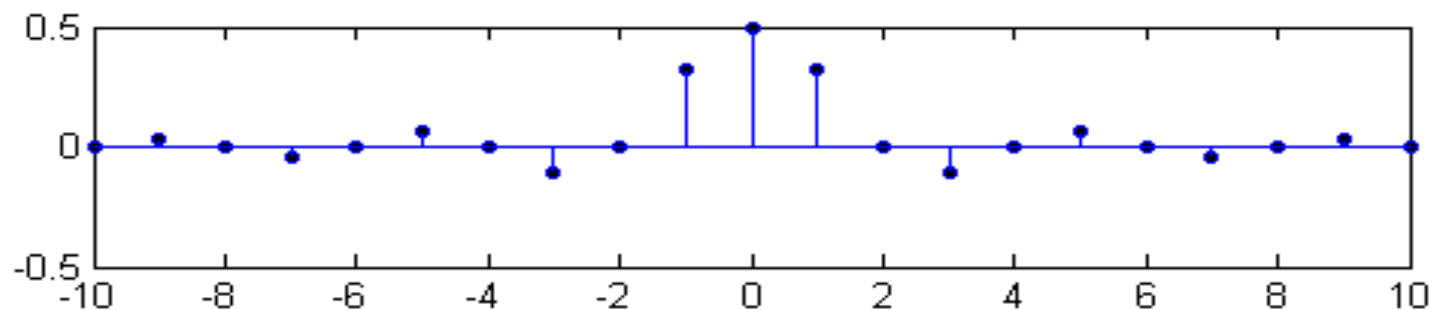
$$\frac{2T_1}{T_0} = \frac{1}{4}$$



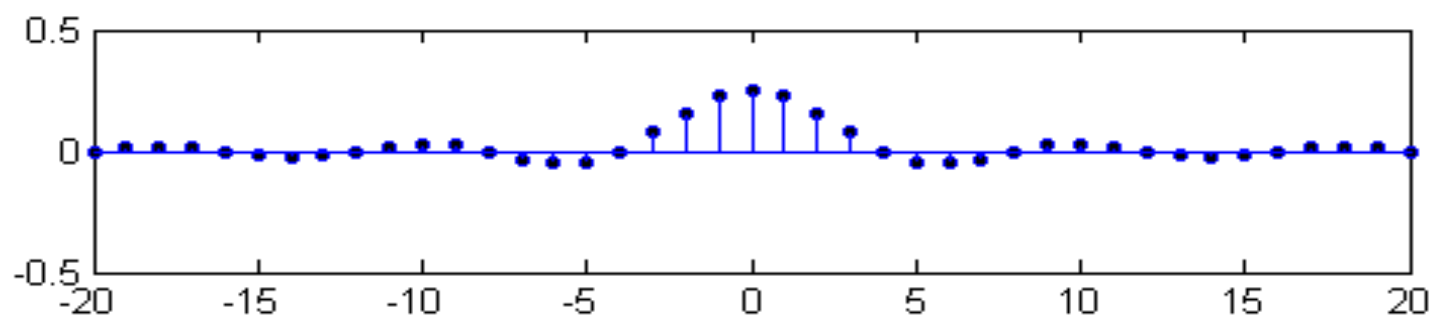
$$\frac{2T_1}{T_0} = \frac{1}{8}$$



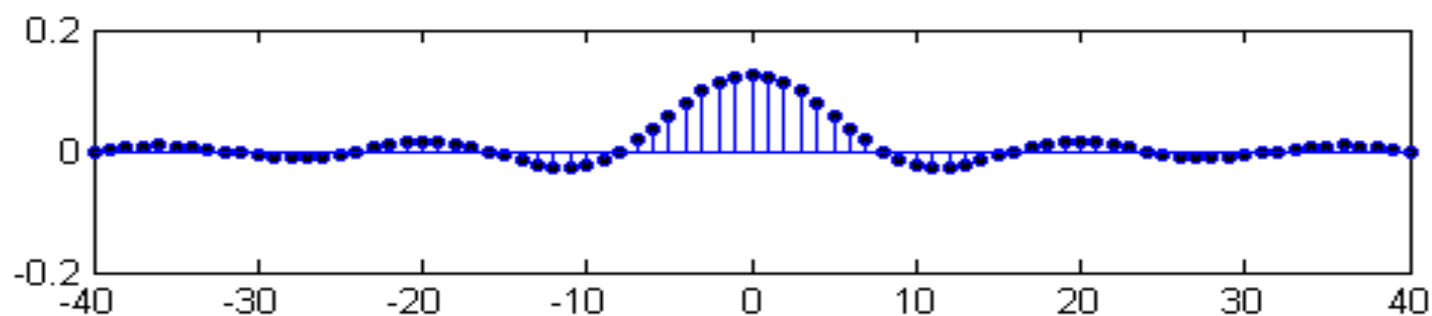
$T_1$  不变  $T_0 \uparrow$  时



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



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



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





## 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  $T_1$  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增加。
2. 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数量也增加。







## 信号对称性与频谱的关系:

当实信号  $x(t) = x(-t)$  时, 有

$$a_k = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x(t) e^{-jk\omega_0 t} dt = \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} x(t) \cos k\omega_0 t dt$$

表明: 实偶信号的  $a_k$  是关于  $k$  的偶函数、实函数。

当  $x(t) = -x(-t)$  时, 有

$$a_k = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x(t) e^{-jk\omega_0 t} dt = -j \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} x(t) \sin k\omega_0 t dt$$

表明: 实奇信号的  $a_k$  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

本节研究用傅里叶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  $e_N(t) = x(t) - x_N(t)$

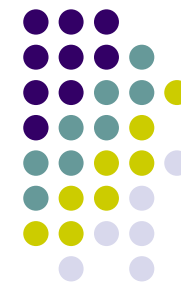
以均方误差作为衡量误差的准则，其均方误差为

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

于是：

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





其中  $a_k = A_k e^{j\theta_k}$

$$\int_{T_0} x(t) e^{-jk\omega_0 t} dt = B_k e^{j\varphi_k}, \quad \int_{T_0} x^*(t) e^{jk\omega_0 t} dt = B_k e^{-j\varphi_k}$$

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, 即  $a_k < \infty$ 。

$\therefore x(t)$  在一个周期内能量有限,  $\therefore a_k$  一定存在。





## 2. 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。

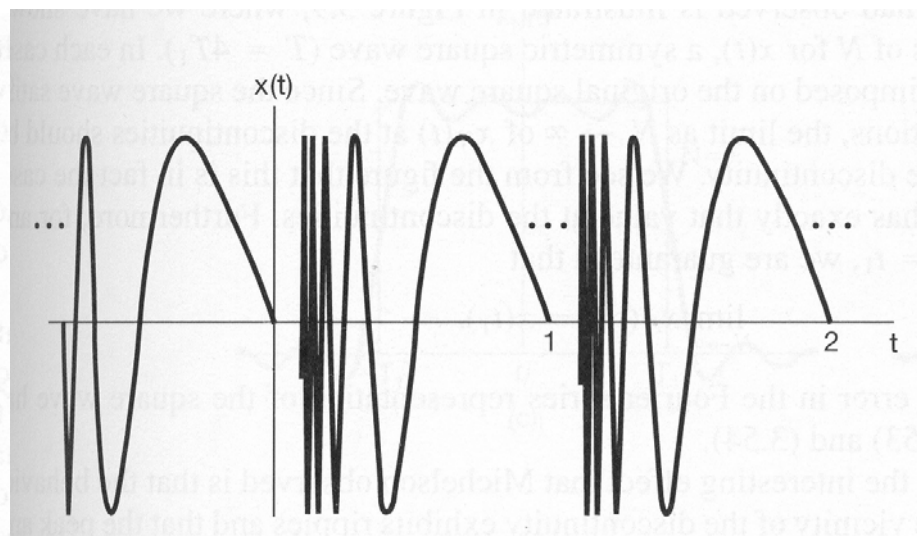
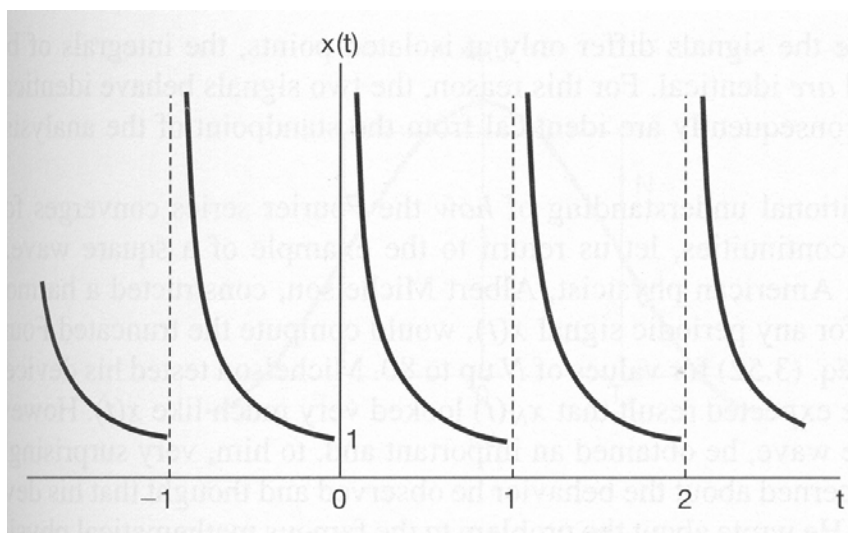
3. 在任何有限区间内，只有有限个第一类间断点。

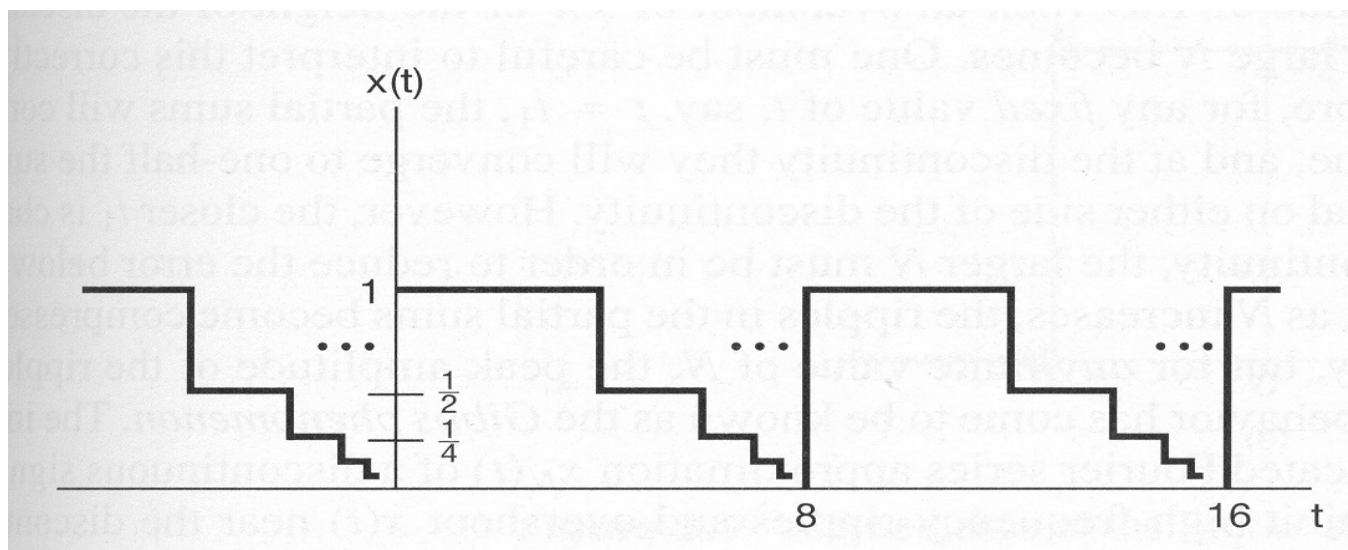




这两组条件并不完全等价。它们都是傅里叶级数收敛的充分条件。相当广泛的信号都能满足这两组条件中的一组，因而用傅里叶级数表示周期信号具有相当的普遍适用性。

## 几个不满足 Dirichlet 条件的信号



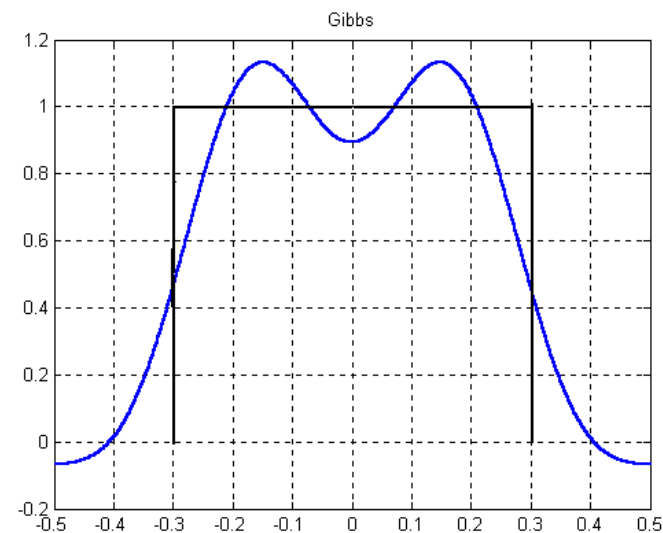
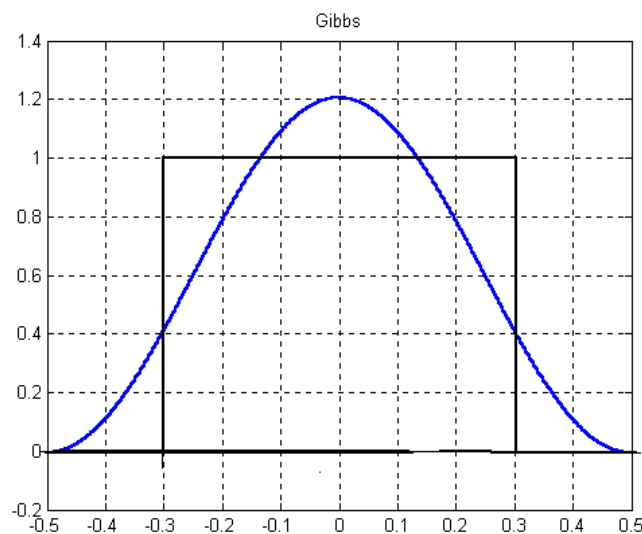


### 三. Gibbs现象

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  $x(t)$  ？

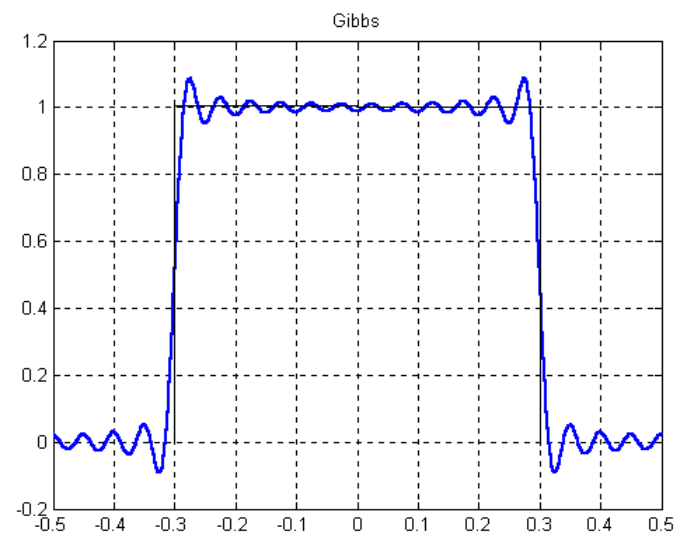
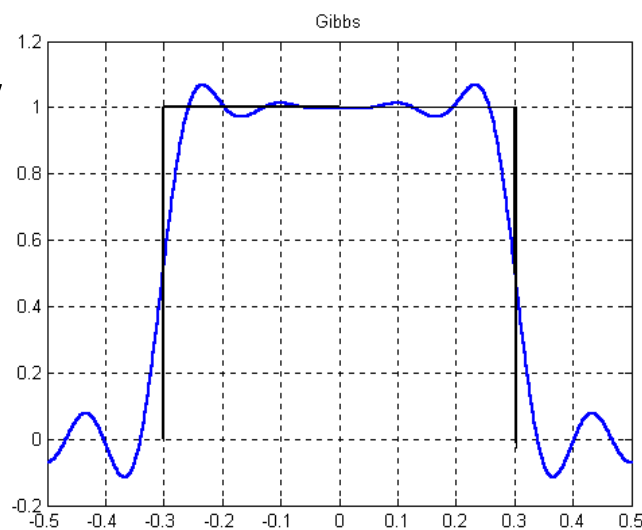


$N = 1$



$N = 3$

$N = 7$



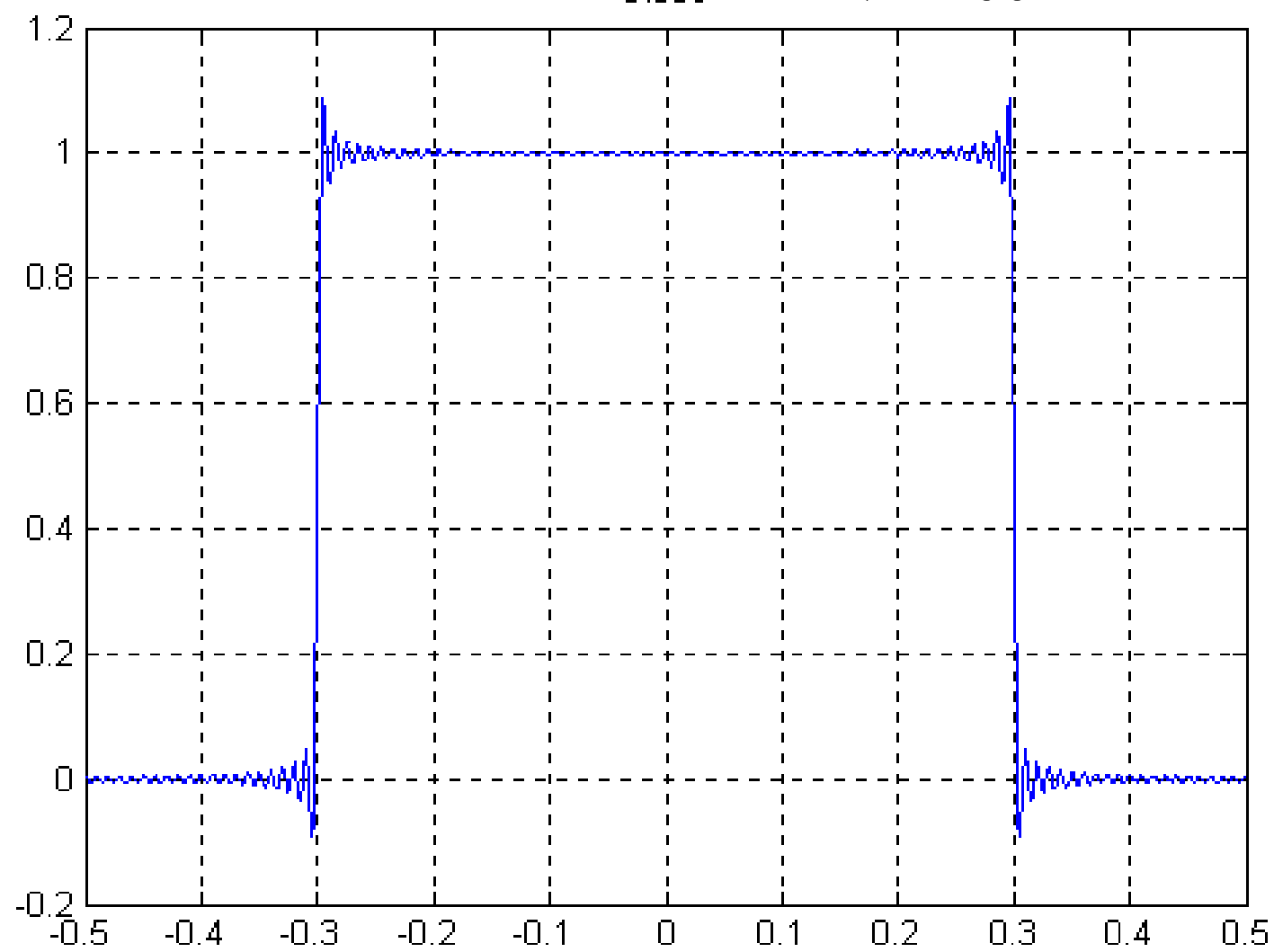
$N = 19$



西安交通大学  
XI'AN JIAOTONG UNIVERSITY



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逐步减少。



## 3.5 连续时间傅里叶级数的性质

### Properties of Continuous-Time Fourier Series

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。

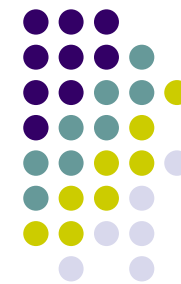
#### 一. 线性:

若 $x(t)$ 和 $y(t)$ 都是以 $T$ 为周期的信号，且

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

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





二. 时移: 若  $x(t)$  是以  $T$  为周期的信号, 且

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

三. 反转: 若  $x(t)$  是以  $T$  为周期的信号, 且

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

四. 尺度变换: 若  $x(t)$  是以  $T$  为周期的信号, 且

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

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



令  $at = \tau$  , 当  $t$  在  $0 \sim T/a$  变化时,  $\tau$  从  $0 \sim T$  变化,

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

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

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

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

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

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

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







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

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

## 六. 共轭对称性:

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

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

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

当  $a_k = A_k e^{j\theta_k}$  时有:  $A_k = A_{-k}$        $\theta_k = -\theta_{-k}$

当  $a_k = B_k + jC_k$  时有:  $B_k = B_{-k}$        $C_k = -C_{-k}$



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:

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

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.

\* 掌握表3.1

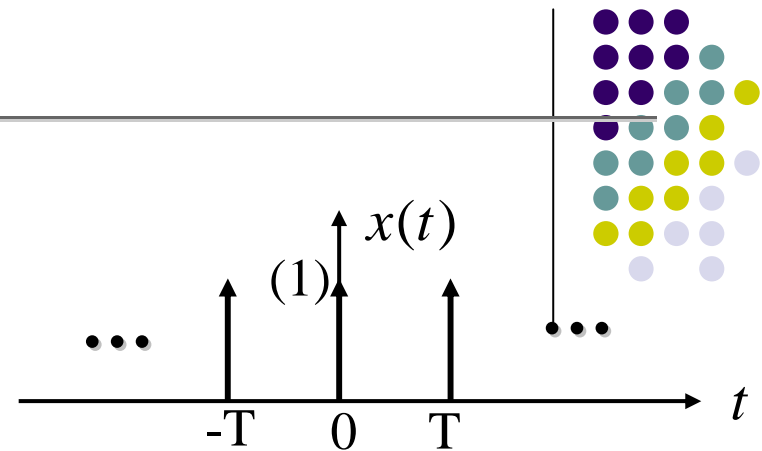


西安交通大学  
XI'AN JIAOTONG UNIVERSITY

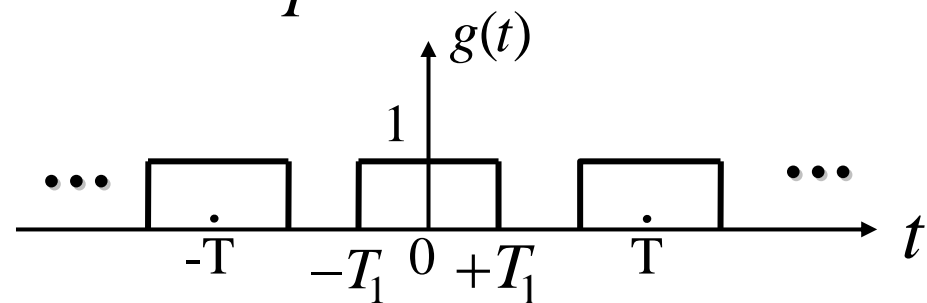
例1: 
$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT)$$

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

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

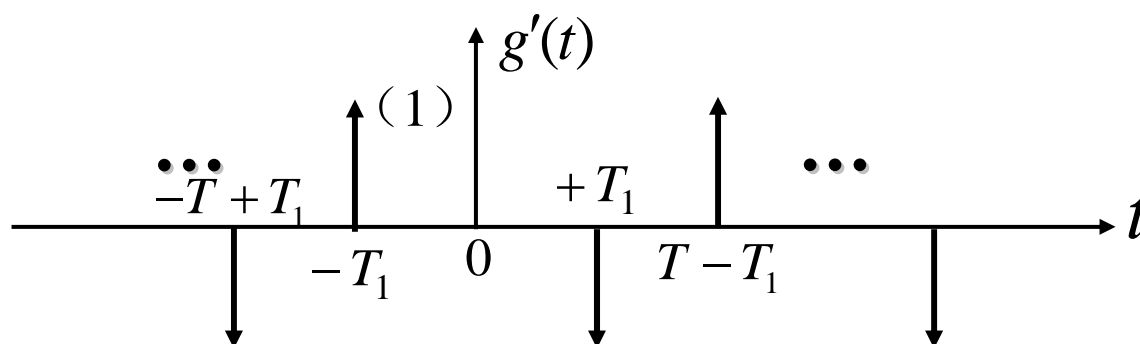


例2: 周期性矩形脉冲



将其微分后，可利用例1表示为

$$g'(t) = x(t + T_1) - x(t - T_1)$$



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  $a_k = 1/T$   $\omega_0 = 2\pi/T$

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



西安交通大学  
XI'AN JIAOTONG UNIVERSITY



## 3.6 离散时间周期信号的傅里叶级数表示

Fourier Series Representation of Discrete-Time Periodic Signals

### 一. 离散时间傅里叶级数 (DFS)

#### Discrete-Time Fourier Series

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

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



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

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

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

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

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





即 
$$a_r = \frac{1}{N} \sum_{n=\langle N \rangle} x(n) e^{-j \frac{2\pi}{N} rn}$$

或 
$$a_k = \frac{1}{N} \sum_{n=\langle N \rangle} x(n) e^{-j \frac{2\pi}{N} kn}$$

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。

对实信号同样有：  $a_k^* = a_{-k}$

$$|a_k| = |a_{-k}|$$

$$\angle a_k = -\angle a_{-k}$$

$$\operatorname{Re}[a_k] = \operatorname{Re}[a_{-k}]$$

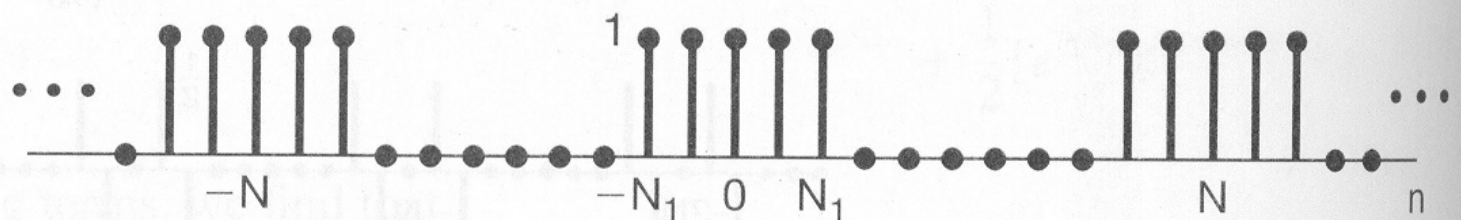
$$\operatorname{Im}[a_k] = -\operatorname{Im}[a_{-k}]$$







### 三. 周期性方波序列的频谱



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





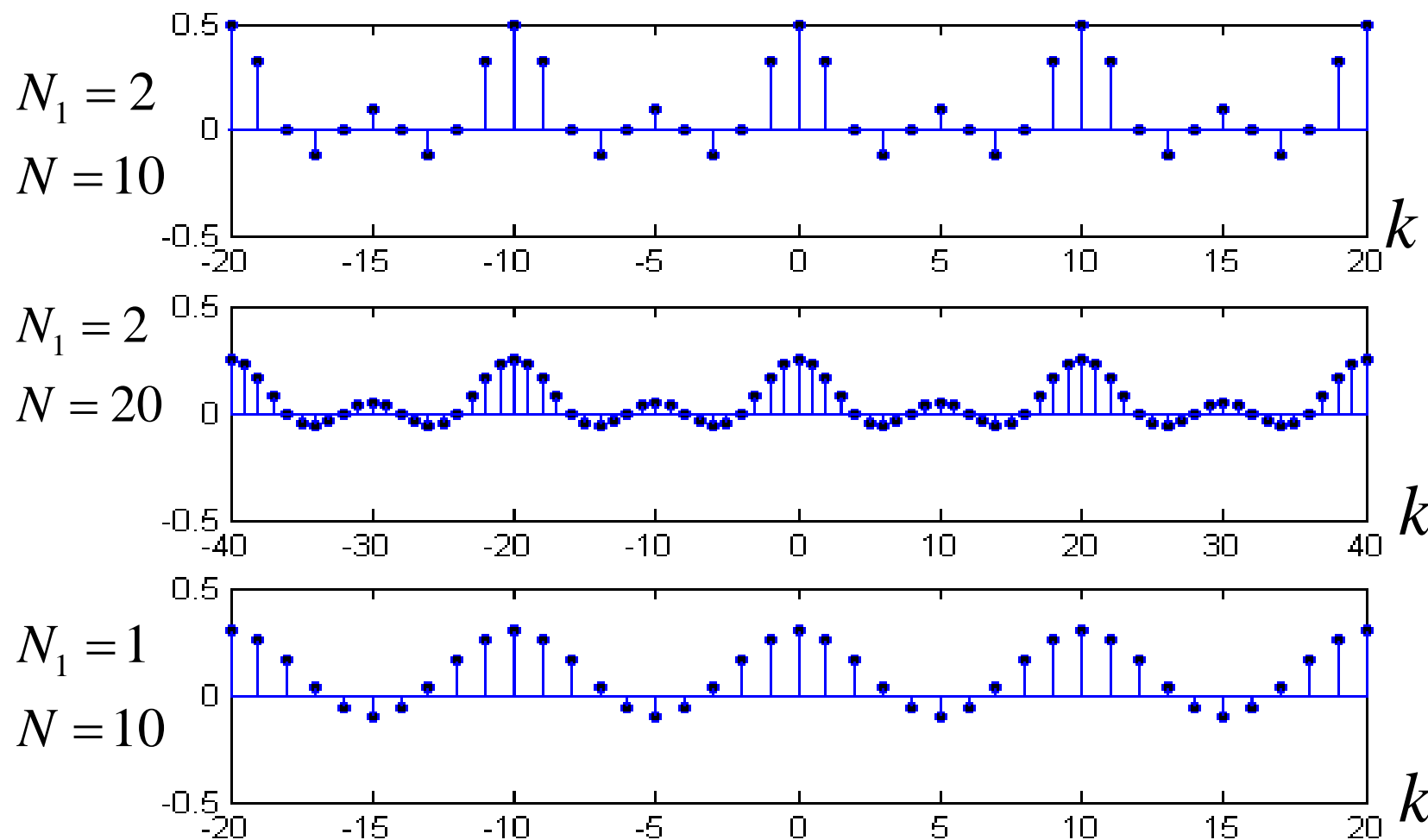
$$= \frac{1}{N} \frac{\sin \frac{\pi}{N} k (2N_1 + 1)}{\sin \frac{\pi}{N} k} \quad k \neq 0, \pm N, \pm 2N, \dots$$

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

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。

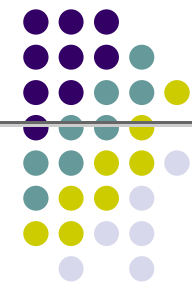
◆当  $N_1$  改变、 $N$  不变时，由于  $a_k$  的包络具有  $\frac{\sin \beta x}{\sin x}$  的形状，而  $\beta = 2N_1 + 1$ ，可知其包络形状一定发生变化。当  $N_1 \downarrow$  时，包络的第一个零点会远离原点从而使频谱主瓣变宽。这一点也与连续时间周期矩形脉冲的情况类似。



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。



## 3.7 DFS的性质

### Properties of Discrete-Time Fourier Series

DFS 有许多性质，这里只选几个加以讨论。

1. 相乘  $x(n) \xleftrightarrow{DFS} a_k \quad y(n) \xleftrightarrow{DFS} b_k$

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

2. 差分  $x(n) \xleftrightarrow{DFS} a_k$

$$x(n) - x(n - n_0) \xleftrightarrow{DFS} (1 - e^{-j\omega n_0}) a_k$$





### 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  $x_m(n) \xleftrightarrow{F} h_k$

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

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

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



#### 4. Parseval 定理 $x(n) \xleftrightarrow{DFS} a_k$

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

等式左边是信号在一个周期内的平均功率，右边是信号的各次谐波的总功率。

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。







### 3.8 傅里叶级数与LTI系统

Fourier Series and LTI Systems

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。



西安交通大学  
XI'AN JIAOTONG UNIVERSITY



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  $\omega$  而言，是以  $2\pi$  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系统的作用是对信号的各个谐波分量进行不同的加权处理。



例：某离散时间LTI系统， $h(n) = \alpha^n u(n)$ ， $-1 < \alpha < 1$

输入为  $x(n) = \cos(\frac{2\pi}{N}n)$ ，求输出  $y(n)$ 。

$$x(n) = \frac{1}{2} \left[ e^{j\frac{2\pi}{N}n} + e^{-j\frac{2\pi}{N}n} \right] \quad \text{即：} a_1 = a_{-1} = \frac{1}{2}$$

$$H(e^{j\frac{2\pi}{N}k}) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} h(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}$$

$$= \sum_{n=0}^{+\infty} \alpha^n e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} = \frac{1}{1 - \alpha e^{-j\frac{2\pi}{N}k}}$$





$$\therefore H(e^{j\frac{2\pi}{N}}) = \frac{1}{1 - \alpha e^{-j\frac{2\pi}{N}}}$$

$$H(e^{-j\frac{2\pi}{N}}) = \frac{1}{1 - \alpha e^{j\frac{2\pi}{N}}}$$

$$\text{由 } b_k = a_k H(e^{j\frac{2\pi}{N}k})$$

$$\text{得 } b_1 = \frac{1/2}{1 - \alpha e^{-j\frac{2\pi}{N}}}$$

$$b_{-1} = \frac{1/2}{1 - \alpha e^{j\frac{2\pi}{N}}}$$

$$\therefore y(n) = \sum_{k=\pm 1} b_k e^{j\frac{2\pi}{N}kn}$$





## 3.9 滤波 Filtering

本节移至第6章讲授。

## 3.10 用微分方程描述的连续时间滤波器举例

本节移至第6章讲授相关内容时由学生自学。

## 3.11 用差分方程描述的离散时间滤波器举例

本节移至第6章讲授相关内容时由学生自学。

### 3.12 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。
- ❖ 以周期性矩形脉冲信号为典型例子，研究了连续时间周期信号和离散时间周期信号的频谱特点及信号参量改变对频谱的影响。



- ❖ 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。







# 作业

- 第一次: 5, 8, 22(a)abc
- 第二次: 28(a)bc, 11, 30, 34(b)(c), 36
- 第三次: 43(a)(b), 45, 48(a)(b)(c)(d)