上节内容

5.1 引言

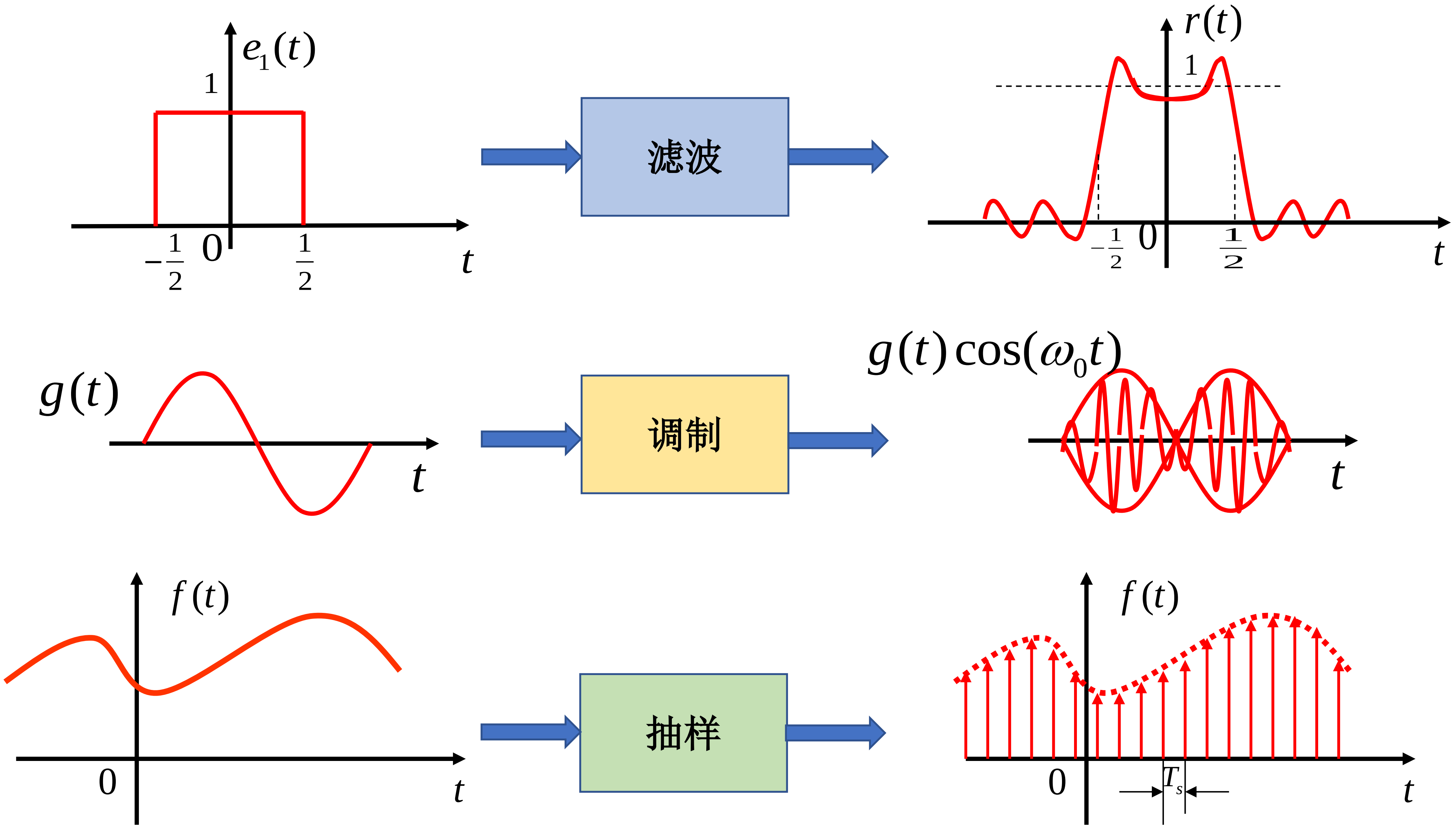
5.2 利用频域系统函数求响应

5.3 无失真传输

5.4 理想低通滤波器

5.5 系统的物理可实现性

5.1 引言



系统函数

激励与零状态响应的关系：

- 时域

$$e(t) \longrightarrow \boxed{h(t)} \longrightarrow r(t)=e(t)*h(t)$$

- *s*域

$$E(s) \longrightarrow \boxed{H(s)} \longrightarrow R(s)=E(s)H(s)$$

- 频域

$$E(\omega) \longrightarrow \boxed{H(\omega)} \longrightarrow R(\omega)=E(\omega)H(\omega)$$

频域系统函数（频率响应）的定义和物理意义

定义： $H(\omega)=\dfrac{R(\omega)}{E(\omega)}$ 或 $H(\omega)=F[h(t)]$

零状态响应的傅里叶变换为：

$$R(\omega)=H(\omega)E(\omega)=|H(\omega)|e^{j\varphi(\omega)}E(\omega)$$

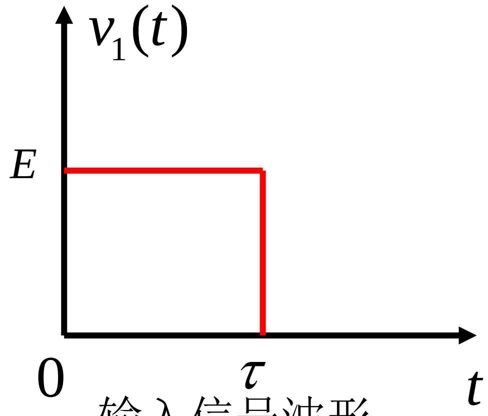
频率响应的功能：改变输入信号的频谱

1、对信号各频率分量进行加权，某些频率分量增强，而另一些分量则相对削弱或不变。

2、每个频率分量在传输过程中都产生各自的相移。

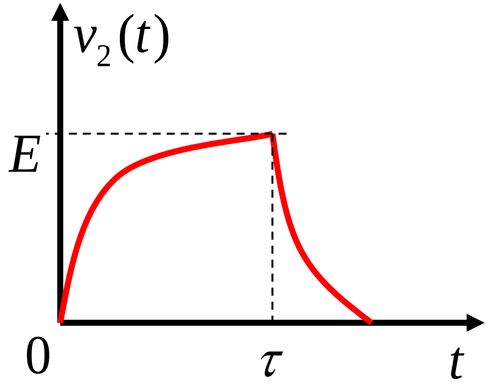
频域系统函数可以直观的体现信号通过系统后信号频谱的改变，解释激励与响应时域波形的差异，**物理概念清楚**。

5.2 利用频域系统函数求响应



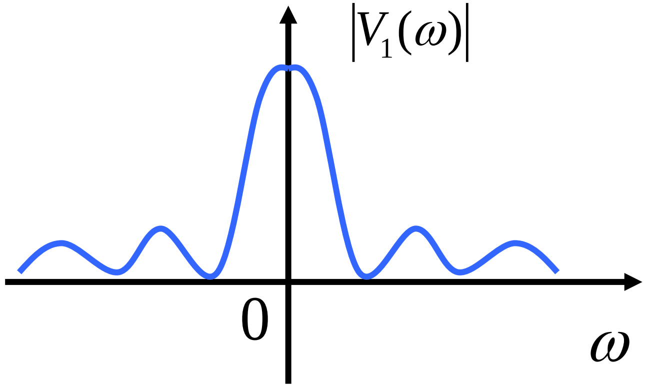
输入信号波形

通过低通滤波器

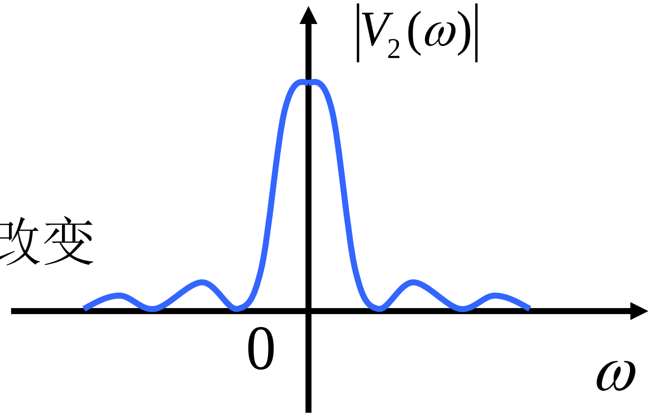


输出信号的失真波形

输出信号的波形发生了失真，主要表现在上升和下降特性上。



频谱发生改变



输入信号的频谱的高频分量比起低频分量受到较严重的衰减。

（1）$H(\omega)$ 描述正弦稳态响应的频响特性。

$$H(s)\big|_{s=j\omega}=H(\omega)=|H(\omega)|e^{j\varphi(\omega)}$$

（2）$H(\omega)$ 为系统函数，即是系统冲激响应**h(t)**的傅里叶变换。

$$H(\omega)=F[h(t)]$$

两者相等条件：*H*(*s*)的极点都位于s平面的左半平面（稳定系统）。

$$F[h(t)]=H(\omega)=H(s)\big|_{s=j\omega}$$

5.3.1 信号失真原因

在频域观察，线性系统引起的信号失真有两方面因素：

（1）幅度失真：系统对信号中各频率分量幅度产生不同程度的衰减，使响应分量的相对幅度发生变化。

（2）相位失真：系统对各频率分量产生的相移不与频率成正比，使响应的各频率分量在时间轴上的相对位置发生变化。

二者都不产生新的频率分量，没有频率失真。

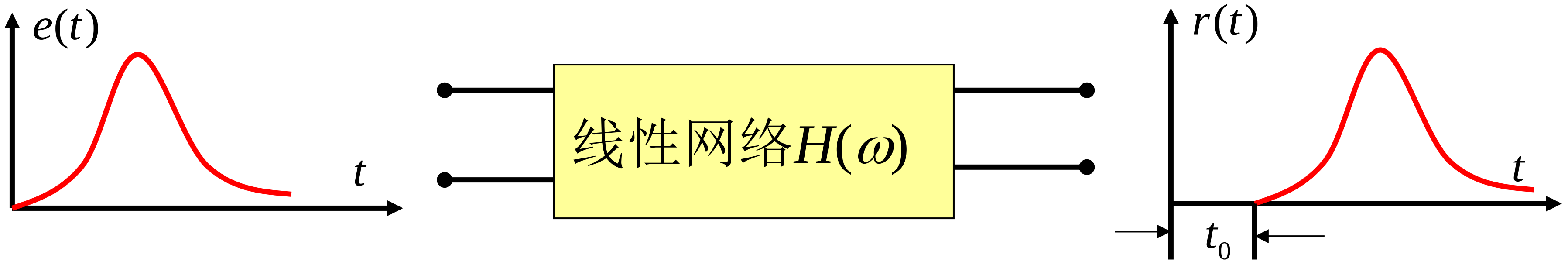
5.3.2 信号无失真传输的概念

无失真传输：响应信号与激励信号相比，只是大小与出现的时间不同，没有波形上的变化（时域波形传输不变），即

$$r(t) = Ke(t - t_0)$$

K是一常数，t_0为滞后时间。

满足无失真条件时，$r(t)$波形是$e(t)$波形经t_0时间的滞后。



5.3.3 信号无失真传输条件（对系统的要求）

1. 系统无失真传输的频域条件

$$r(t)=Ke(t-t_0)$$

两边取傅里叶变换： $R(\omega)=KE(\omega)e^{-j\omega t_0}$

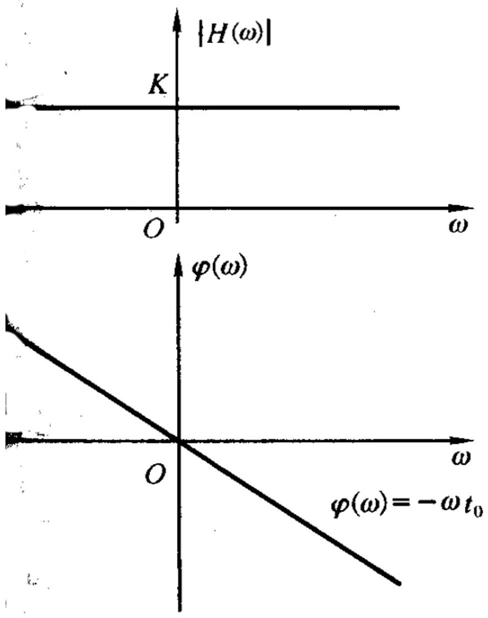
$R(\omega)=H(\omega)E(\omega)$ $H(\omega)=Ke^{-j\omega t_0}$

其中： $|H(\omega)|=K$ $\varphi(\omega)=-\omega t_0$

即要求系统的幅频响应特性为常数K；

相频响应为一通过原点的斜率为$-t_0$的直线。

全通网络，信号幅度不失真



线性相位，波形不失真

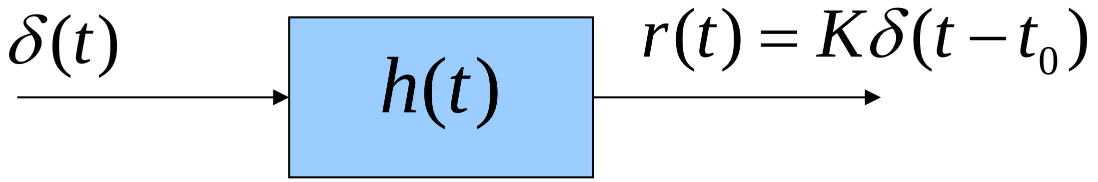
5.3 无失真传输

2. 系统无失真传输的时域条件

$$H(\omega) = Ke^{-j\omega t_0}$$

取傅里叶逆变换：$h(t) = K\delta(t - t_0)$

即要求系统的冲激响应也是冲激函数，而时间延后t_0。

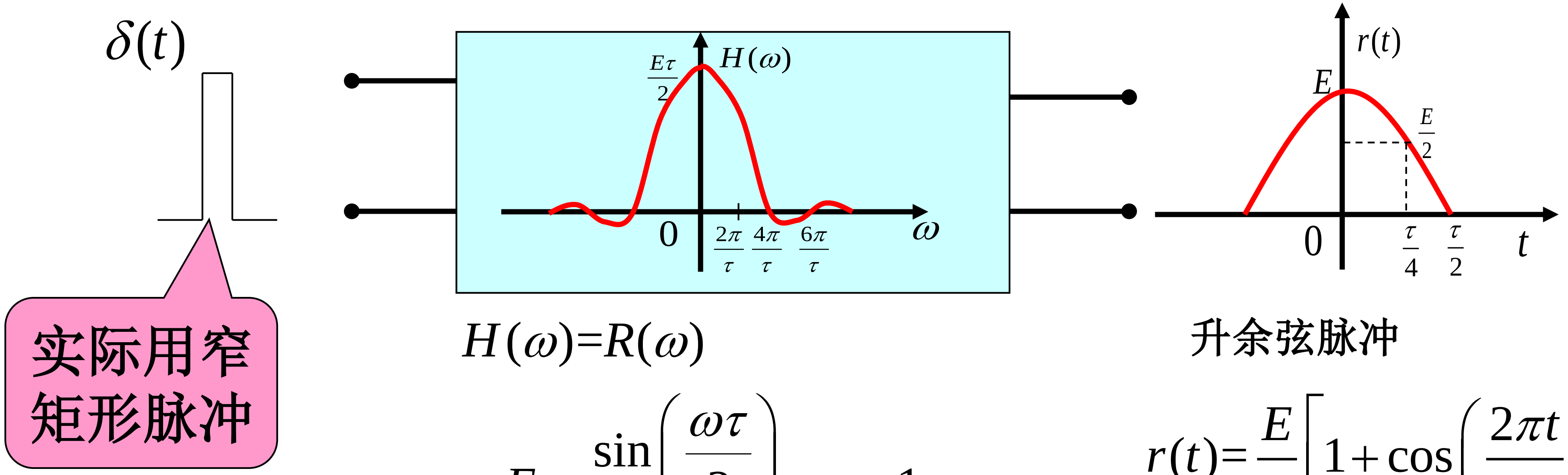


常用冲激信号作为测试系统保真度的信号。

5.3.5 利用失真产生特定波形

在实际中，可通过**设计系统函数，利用信号失真形成特定波形。**

利用冲激信号作用于系统产生特定波形**r(t):**



$H(\omega)=R(\omega)$

$$=\frac{E\tau}{2}\cdot\frac{\sin\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)}{\frac{\omega\tau}{2}}\cdot\frac{1}{1-\left(\frac{\omega\tau}{2\pi}\right)^2}$$

升余弦脉冲

$$r(t)=\frac{E}{2}\left[1+\cos\left(\frac{2\pi t}{\tau}\right)\right]$$

$$\left(-\frac{\tau}{2}<t<\frac{\tau}{2}\right)$$

多选题 1分

设置

关于理想低通滤波器正确的说法是（ ）

A 其幅频响应在整个频谱范围内是常数

B 其冲激响应的波形为Sa函数

C 其带宽与阶跃响应的上升时间成反比

D 其为因果系统

提交

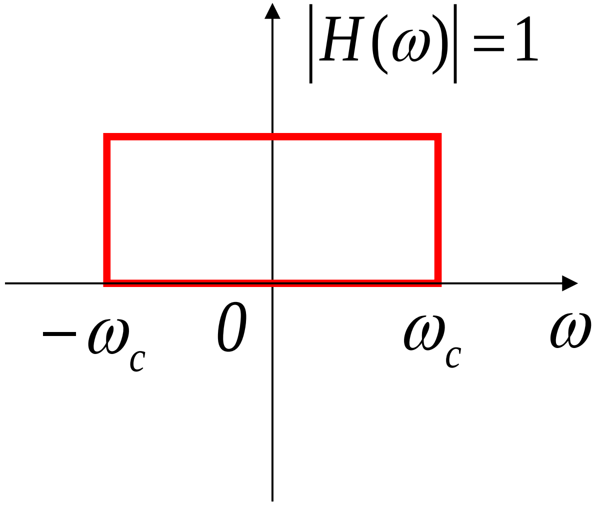
5.4.1 理想低通滤波器的频域特性和冲激响应

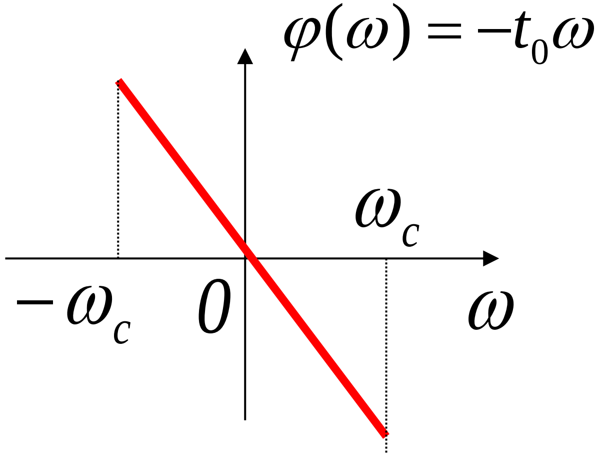
理想滤波器：频率响应具有**矩形幅度**特性和**线性相移**特性。

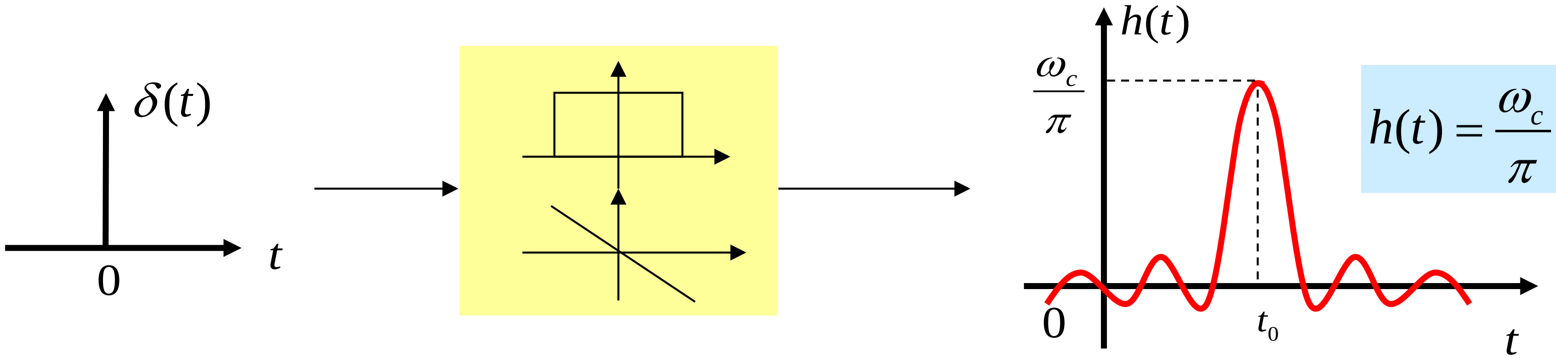
理想低通滤波器的频率响应：

$$H(\omega)=|H(\omega)|e^{j\varphi(\omega)}=\begin{cases}1\cdot e^{-j\omega t_0} & |\omega|<\omega_c\\ 0 & other\end{cases}$$

ω_c称为截止频率。







$$h(t)=\frac{\omega_c}{\pi}Sa[\omega_c(t-t_0)]$$

分析：

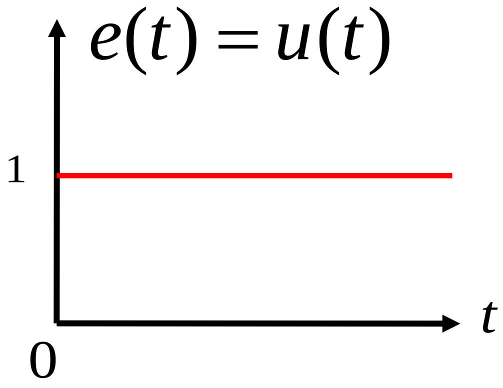
（1）***h*(*t*)**的波形是一个**抽样函数即Sa函数**，不同于输入信号$\delta(t)$的波形，**有失真**。

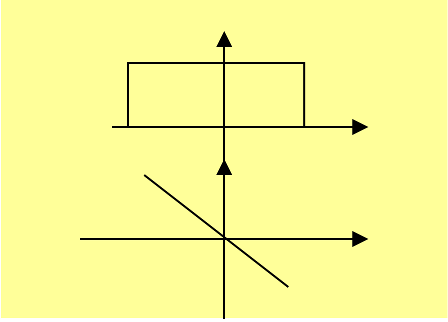
✓ 原因：**理想低通滤波器**是一个**带限系统**，而冲激信号$\delta(t)$的频带宽度为无穷大。

（2）***h*(*t*)**主峰出现时刻延迟了一段时间t_0 。t_0是**理想低通滤波器**的**群延时**。

（3）***h*(*t*)**在 ***t*<0** 时也存在输出，可见**理想低通滤波器**是一个**非因果系统**，因而它是一个**物理不可实现**的系统。

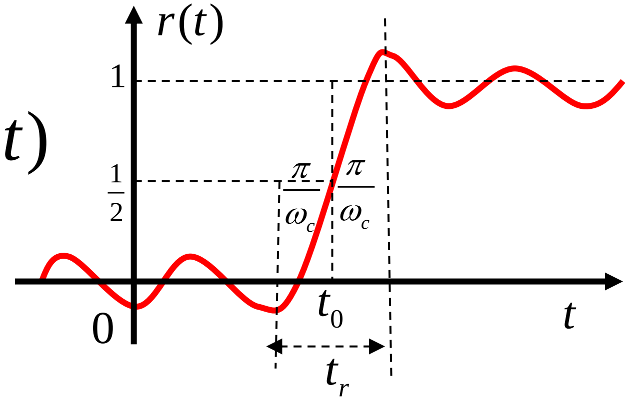
5.4.2 理想低通滤波器的阶跃响应





$$H(\omega)=e^{-j\omega t_0}\qquad |\omega|<\omega_c$$

$$r(t)=g(t)$$



$$r(t)=\frac{1}{2}+\frac{1}{\pi}Si[\omega_c(t-t_0)]$$

$$Si(y)=\int_0^y \frac{\sin x}{x}dx$$

分析：

(1) **$g(t)$比$u(t)$**出现时刻延迟了时间t_0 。

(2) 上升时间：输出由最小值到最大值所需要的时间。

$$t_r=2\cdot\frac{\pi}{\omega_c}$$

阶跃响应的上升时间与系统的截止频率(带宽)成反比。（测不准原理，详见教材6.10节）

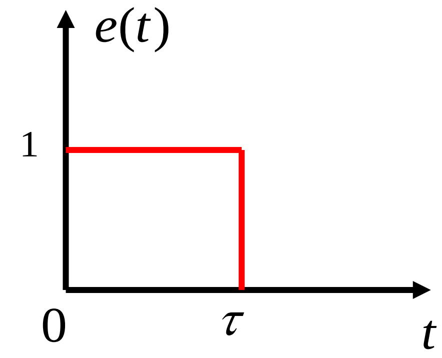
(3) 存在吉布斯现象（详见教材P291页）。

5.4.3 理想低通滤波器的矩形脉冲响应

$$e(t)=u(t)-u(t-\tau)$$

$$r(t)=\left\{\frac{1}{2}+\frac{1}{\pi}Si[\omega_c(t-t_0)]\right\}-\left\{\frac{1}{2}+\frac{1}{\pi}Si[\omega_c(t-\tau-t_0)]\right\}$$

$$r(t)=\frac{1}{\pi}\{Si[\omega_c(t-t_0)-Si[\omega_c(t-t_0-\tau)]\}$$

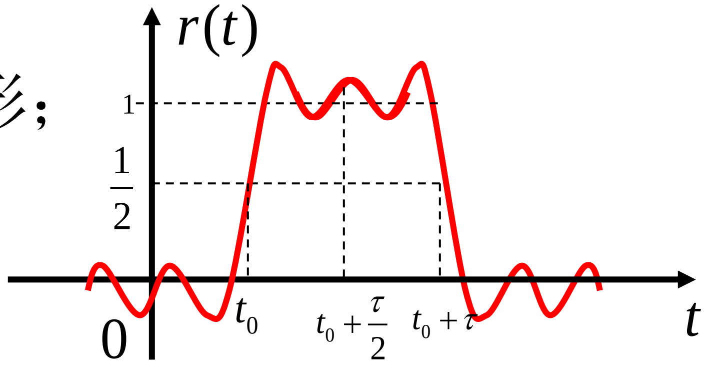


输入信号波形

输入信号带宽为$B=2\pi/\tau$。

当脉宽$\tau>>\dfrac{2\pi}{\omega_c}$，即$\omega_c>>B$时，响应波形大体为矩形；

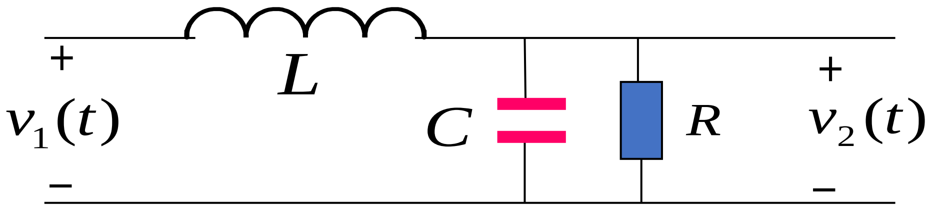
当脉宽$\tau\le\dfrac{2\pi}{\omega_c}$时，响应波形失真严重，像正弦波。



矩形脉冲通过理想低通滤波器

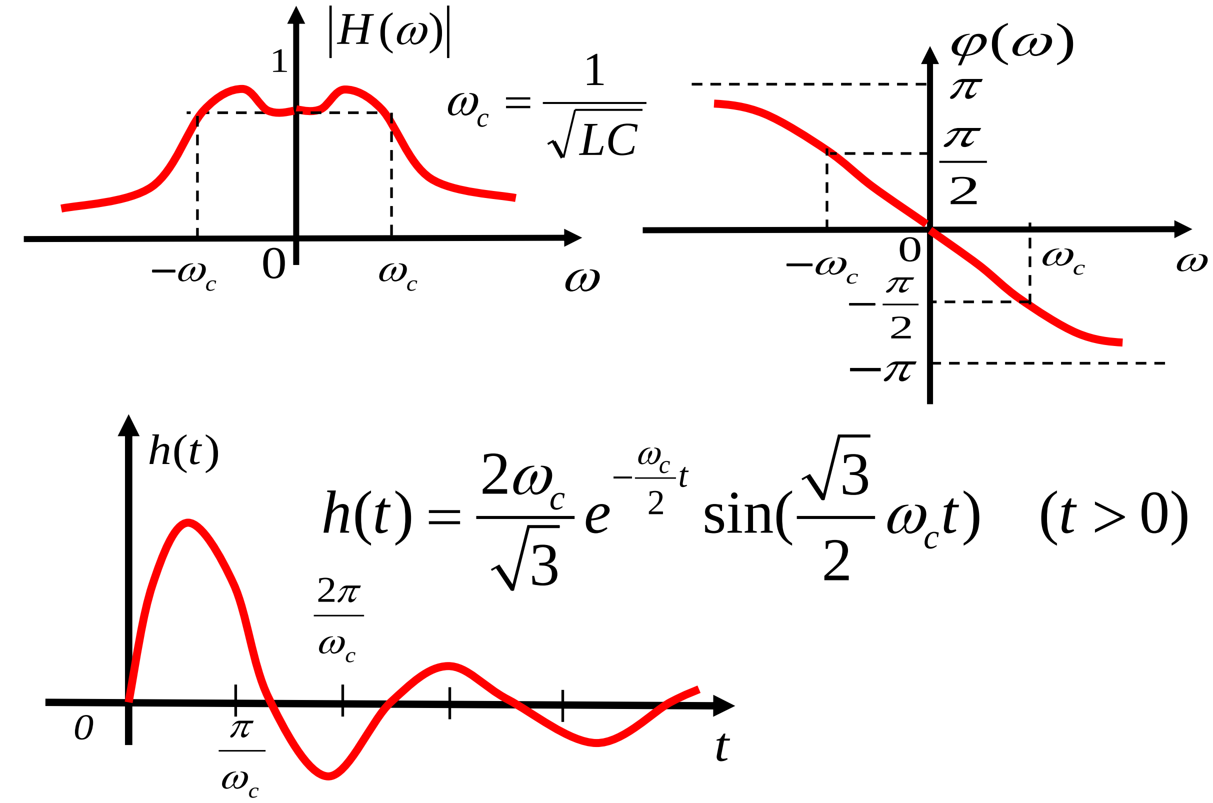
5.5 系统的物理可实现性

一个低通滤波器电路如图所示。

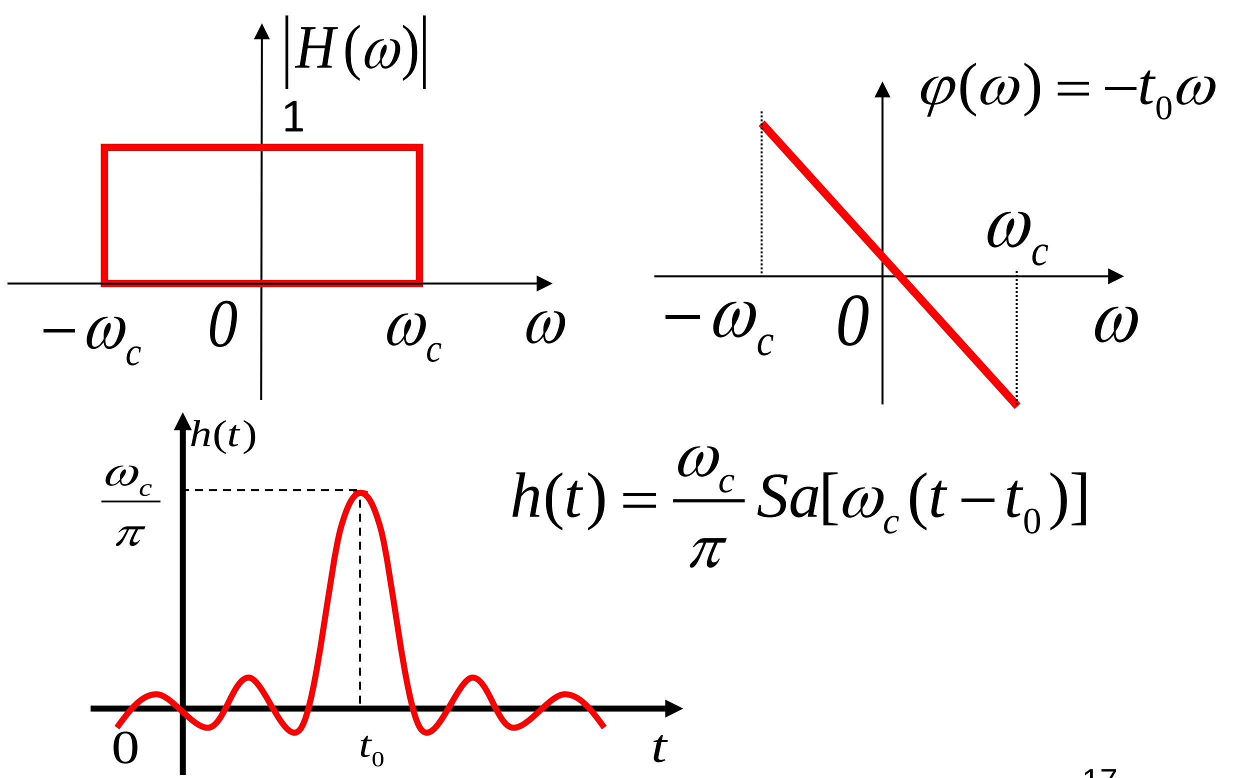


$$R=\sqrt{L/C}$$

物理可实现低通滤波器的频率响应和冲激响应　　理想低通滤波器的频率响应和冲激响应



$$h(t)=\frac{2\omega_c}{\sqrt{3}}e^{-\frac{\omega_c}{2}t}\sin(\frac{\sqrt{3}}{2}\omega_c t)\quad (t>0)$$



$$h(t)=\frac{\omega_c}{\pi}Sa[\omega_c(t-t_0)]$$

理想低通、带通、高通、带阻滤波器在物理上都是不可实现的。

物理可实现的标准：

（1） 时域——因果性（输出只与输入的现在和过去有关）是物理可实现的充分必要条件，即 $h(t)=0\ (t<0)$。

（2） 频域——如果幅度响应的平方可积 $\int_{-\infty}^{\infty}|H(\omega)|^2 d\omega<\infty$

佩利-维纳（Payley-Wiener）准则——物理可实现（因果性）的必要条件

$$\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\left|\ln|H(\omega)|\right|}{1+\omega^2}d\omega<\infty$$

没有给出相位特性约束

不满足这个条件，系统就是不可实现的。

仅允许 $|H(\omega)|$ 特性在某些不连续的频率点上为零；但不允许 $|H(\omega)|$ 在一个有限频带内为零。即限制了幅度特性的衰减速度。理想低通、理想高通、理想带通和理想带阻等都是不可实现的。

如果 $|H(\omega)|=0,\ \left|\ln|H(\omega)|\right|\to\infty$

佩利-维纳准则是物理可实现（因果性）的必要条件，不是充分条件。

$h(t) \to H(\omega)$ 因果

$h(t+t_0) \to H(\omega)e^{j\omega t_0}$， $t_0 > 0$ 非因果

两者幅度特性相同，满足佩利-维纳准则，但相位特性不同。

如果$|H(\omega)|$已被检验满足佩利-维纳准则, 就可以找到适当的相位函数$\phi(\omega)$与$|H(\omega)|$一起构成物理可实现的系统函数。

本次课内容

5.6 利用希尔伯特变换研究系统函数的约束特性

5.7 调制与解调

5.8 从抽样信号恢复连续时间信号

5.9 频分复用（FDM）与时分复用（TDM）

本次课目标

1. 了解系统函数实部和虚部的希尔伯特变换对特性；

2. 熟练掌握调制和解调的频域分析；

3. 抽样信号的保持和频域分析；

4. 理解复用的概念和分析方法。

系统可实现性的实质是系统具有因果性。由于系统的因果性，系统函数的实部与虚部之间一定具备某种相互制约的特性：满足希尔伯特（Hilbert）变换对的制约关系。

对于因果系统，其冲激响应应为：$h(t)=h(t)u(t)$

根据频域卷积定理：$F(h(t))=\dfrac{1}{2\pi}\{F[h(t)]*F[u(t)]\}$

可得：$H(\omega)=R(\omega)+jX(\omega)=\dfrac{1}{2\pi}\left\{[R(\omega)+jX(\omega)]*\left[\pi\delta(\omega)+\dfrac{1}{j\omega}\right]\right\}$

$$=\frac{1}{2\pi}\left\{R(\omega)*\pi\delta(\omega)+X(\omega)*\frac{1}{\omega}\right\}+\frac{j}{2\pi}\left\{X(\omega)*\pi\delta(\omega)-R(\omega)*\frac{1}{\omega}\right\}$$

$$=\underbrace{\left\{\frac{R(\omega)}{2}+\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{X(\lambda)}{\omega-\lambda}d\lambda\right\}}_{R(\omega)}+j\underbrace{\left\{\frac{X(\omega)}{2}-\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{R(\lambda)}{\omega-\lambda}d\lambda\right\}}_{X(\omega)}$$

希尔伯特变换对：

$$R(\omega)=\frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{X(\lambda)}{\omega-\lambda}d\lambda \qquad X(\omega)=-\frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{R(\lambda)}{\omega-\lambda}d\lambda$$

说明：对于因果系统，其系统函数具有一个重要特性--实部 $R(\omega)$ 被已知的 虚部$X(\omega)$唯一的确定，反之，虚部$X(\omega)$ 被已知的实部$R(\omega)$ 唯一确定。

推广：

对于任意因果函数（信号），其傅里叶变换的实部与虚部也构成希尔伯特变换对的特性。

即：若函数**f(t)**满足 $f(t)=f(t)u(t)$，且**f(t)**的傅里叶变换为 $F(\omega)=R(\omega)+jX(\omega)$。则 $R(\omega)$与$X(\omega)$之间构成希尔伯特变换对。

关于希尔伯特变换下列说法**错误**的是（ ）

A 因果系统的系统函数 $H(\omega)$ 的一个重要特性是实部被已知虚部唯一的确定，反之亦然。

B $R(\omega)=\frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{X(\lambda)}{\omega-\lambda}d\lambda$ 和 $X(\omega)=-\frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{R(\lambda)}{\omega-\lambda}d\lambda$ 称为希尔伯特变换对。

C 傅里叶变换实部与虚部构成希尔伯特变换对的特性，只限于具有因果性的系统函数。

提交

例5-4：已知系统冲激响应$h(t)=e^{-\alpha t}u(t)$，求系统函数并验证其实部与虚部之间满足希尔伯特变换关系。

解：
$$H(\omega)=R(\omega)+jX(\omega)=F\left[e^{-\alpha t}u(t)\right]$$
$$=\frac{1}{\alpha+j\omega}=\frac{\alpha}{\alpha^2+\omega^2}-j\frac{\omega}{\alpha^2+\omega^2}$$

可得：
$$R(\omega)=\frac{\alpha}{\alpha^2+\omega^2},X(\omega)=\frac{-\omega}{\alpha^2+\omega^2}$$

现欲验证实部与虚部之间满足希尔伯特变换关系，即通过 $X(\omega)$ 求 $R(\omega)$。

$$\frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{X(\lambda)}{\omega-\lambda}d\lambda=\frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{-\lambda}{(\alpha^2+\lambda^2)(\omega-\lambda)}d\lambda$$

$$=\frac{1}{\pi(\alpha^2+\omega^2)}\int_{-\infty}^{\infty}\left(-\frac{\omega\lambda}{\alpha^2+\lambda^2}+\frac{\alpha^2}{\alpha^2+\lambda^2}-\frac{\omega}{\omega-\lambda}\right)d\lambda$$

$$=\frac{1}{\pi(\alpha^2+\omega^2)}\left[-\frac{\omega}{2}\ln(\alpha^2+\lambda^2)+\alpha\arctan\left(\frac{\lambda}{\alpha}\right)-\omega\ln(\omega-\lambda)\right]\Bigg|_{-\infty}^{\infty}$$

$$=\frac{\alpha}{(\alpha^2+\omega^2)}=R(\omega)$$

同理可得：

$$-\frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{R(\lambda)}{\omega-\lambda}d\lambda=-\frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\alpha}{(\alpha^2+\lambda^2)(\omega-\lambda)}d\lambda$$

$$=\frac{\omega}{(\alpha^2+\omega^2)}=X(\omega)$$

用希尔伯特变换对证明佩利-维纳准则

系统的频率响应可表示为： $H(\omega)=|H(\omega)|e^{j\varphi(\omega)}=e^{A(\omega)+j\varphi(\omega)}$

其中， $A(\omega)=\ln|H(\omega)|$ 为衰减因子， $\varphi(\omega)$ 为相位因子。

考虑希尔伯特变换对，则：

$$A(\omega)=\frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\varphi(\lambda)}{\omega-\lambda}\,\mathrm{d}\lambda \qquad \varphi(\omega)=-\frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{A(\lambda)}{\omega-\lambda}\,\mathrm{d}\lambda$$

因为任何可行滤波器的相位均满足 $|\varphi(\omega)|<\infty$，所以

$$\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\ln|H(\lambda)|}{\omega-\lambda}\,\mathrm{d}\lambda<\infty \longrightarrow \int_{-\infty}^{\infty}\frac{|\ln|H(\lambda)||}{\omega^2+\lambda^2}\,\mathrm{d}\lambda<\infty$$

令 $\omega=1$，则有

$$\int_{-\infty}^{\infty}\frac{|\ln|H(\lambda)||}{1+\lambda^2}\,\mathrm{d}\lambda<\infty$$

关于调制正确的说法有（ ）

A 调制频率越高，天线尺寸越小

B 调制频率越高，信号在传输中衰减越小

C 必须要本地载波才可以实现解调

D 调制后的频谱可能不会再与原始频谱相似

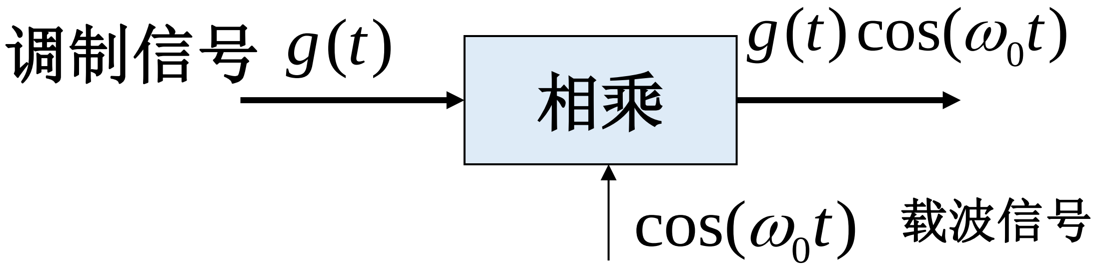
提交

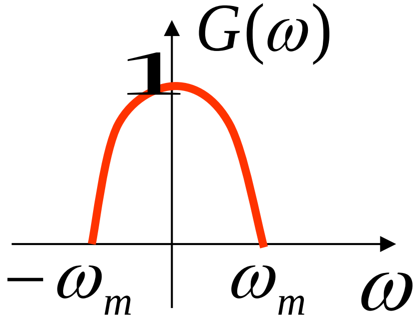
5.7.1 调制的目的

- 信号能有效的被辐射条件：天线尺寸为被辐射信号波长的十分之一或更大些。如：对于语音信号，天线尺寸要在几十公里以上，不可能实际制作。
- 调制：将信号频谱搬移到任何所需的较高频率范围，制作合理尺寸的天线，容易发射。
- 调制作用的实质是把各种信号的频谱搬移，使它们互不重叠地占据不同的频率范围，即信号依附于不同频率的载波上，接收机可以分离出所需频率的信号，不致互相干扰。（频移定理）
- 改善电波传播的衰减：高频信号容易衰减。
- 实现多路复用：用同一部电台将各路信号的频谱分别搬移到不同的频率区段，在同一信道内传送多路信号的多路通信。

频分复用：基于傅里叶变换的频移特性

5.7.2 调制原理

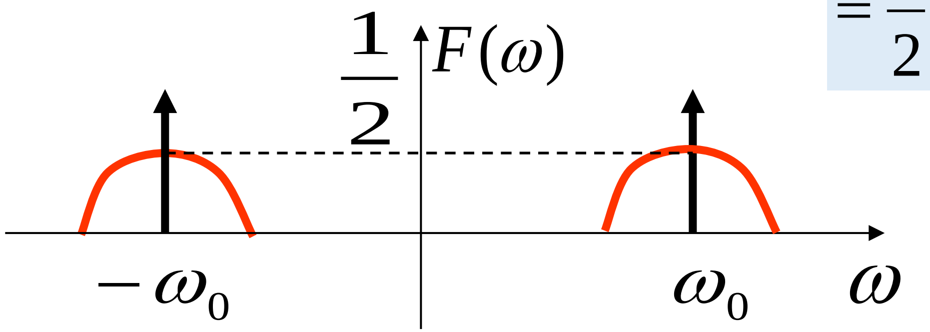




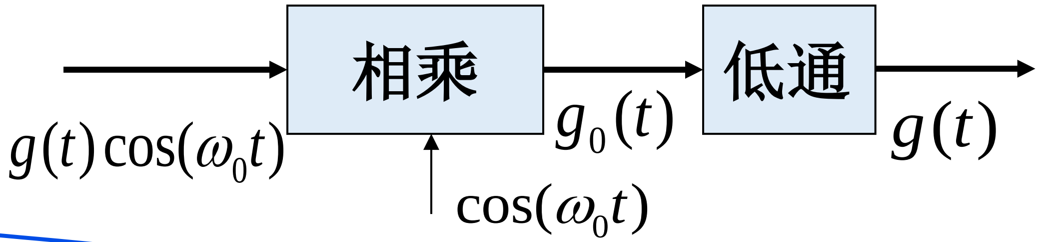
已调信号 $f(t)=g(t)\cos\omega_0 t$

$$F(\omega)=\frac{1}{2\pi}G(\omega)*[\pi\delta(\omega+\omega_0)+\pi\delta(\omega-\omega_0)]$$

$$=\frac{1}{2}[G(\omega+\omega_0)+G(\omega-\omega_0)]$$



5.7.3 同步解调原理



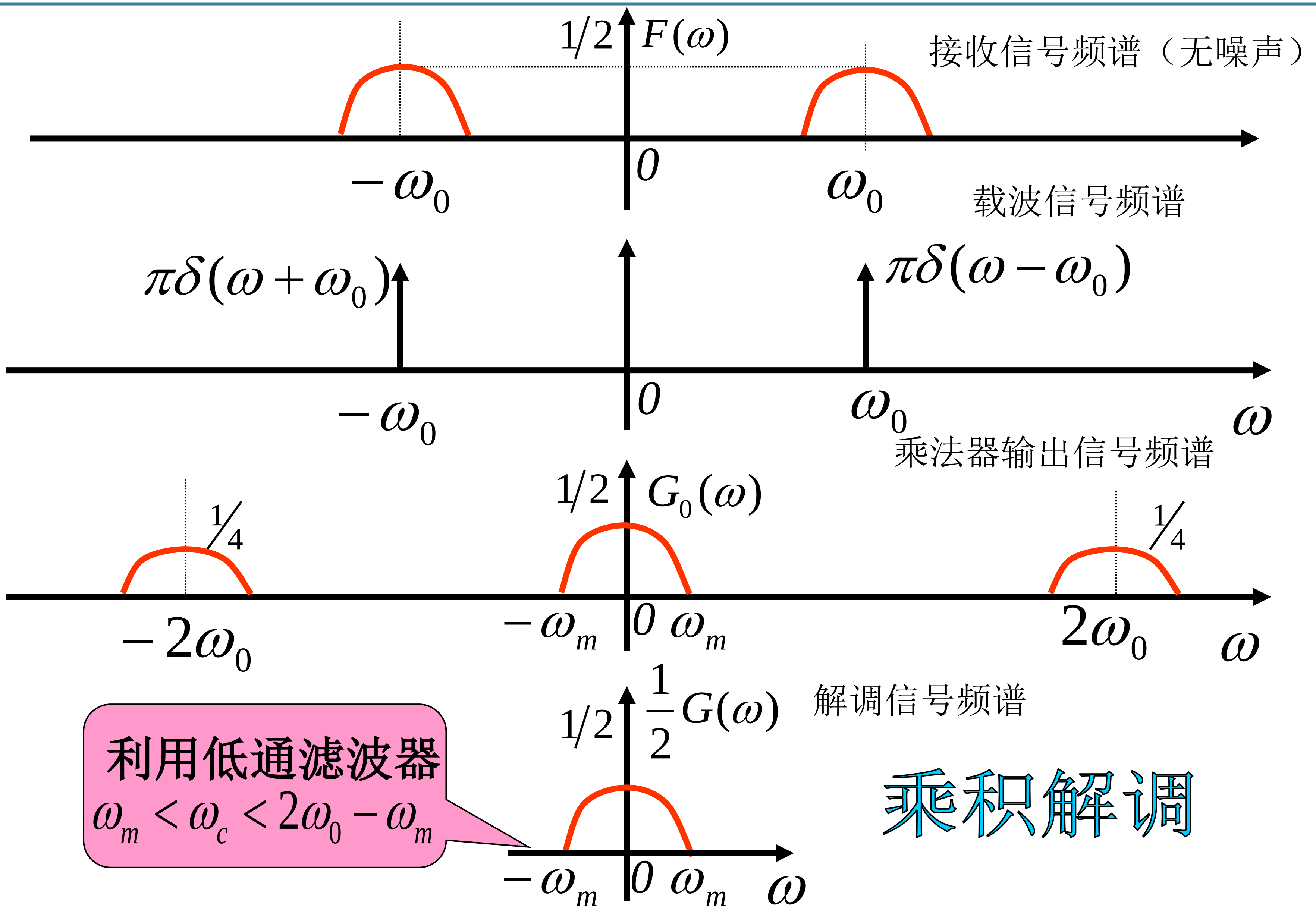
同步解调：接收端与发射端具有同频同相的本地载波。

$$g_0(t)=[g(t)\cos\omega_0 t]\cos\omega_0 t$$

$$=\frac{1}{2}g(t)(1+\cos 2\omega_0 t)$$

$$=\frac{1}{2}g(t)+\frac{1}{2}g(t)\cos 2\omega_0 t$$

$$G_0(\omega)=\frac{1}{2}G(\omega)+\frac{1}{4}[G(\omega+2\omega_0)+G(\omega-2\omega_0)]$$


$\frac{1}{2}$ $F(\omega)$
接收信号频谱（无噪声）
$-\omega_0$ 0 ω_0
载波信号频谱
$\pi\delta(\omega+\omega_0)$
$\pi\delta(\omega-\omega_0)$
$-\omega_0$ 0 ω_0 ω
乘法器输出信号频谱
$\frac{1}{2}$ $G_0(\omega)$
$\frac{1}{4}$ $\frac{1}{4}$
$-2\omega_0$ $-\omega_m$ 0 ω_m $2\omega_0$ ω
解调信号频谱
$\frac{1}{2}$ $\frac{1}{2}G(\omega)$
利用低通滤波器
$\omega_m < \omega_c < 2\omega_0 - \omega_m$
$-\omega_m$ 0 ω_m ω

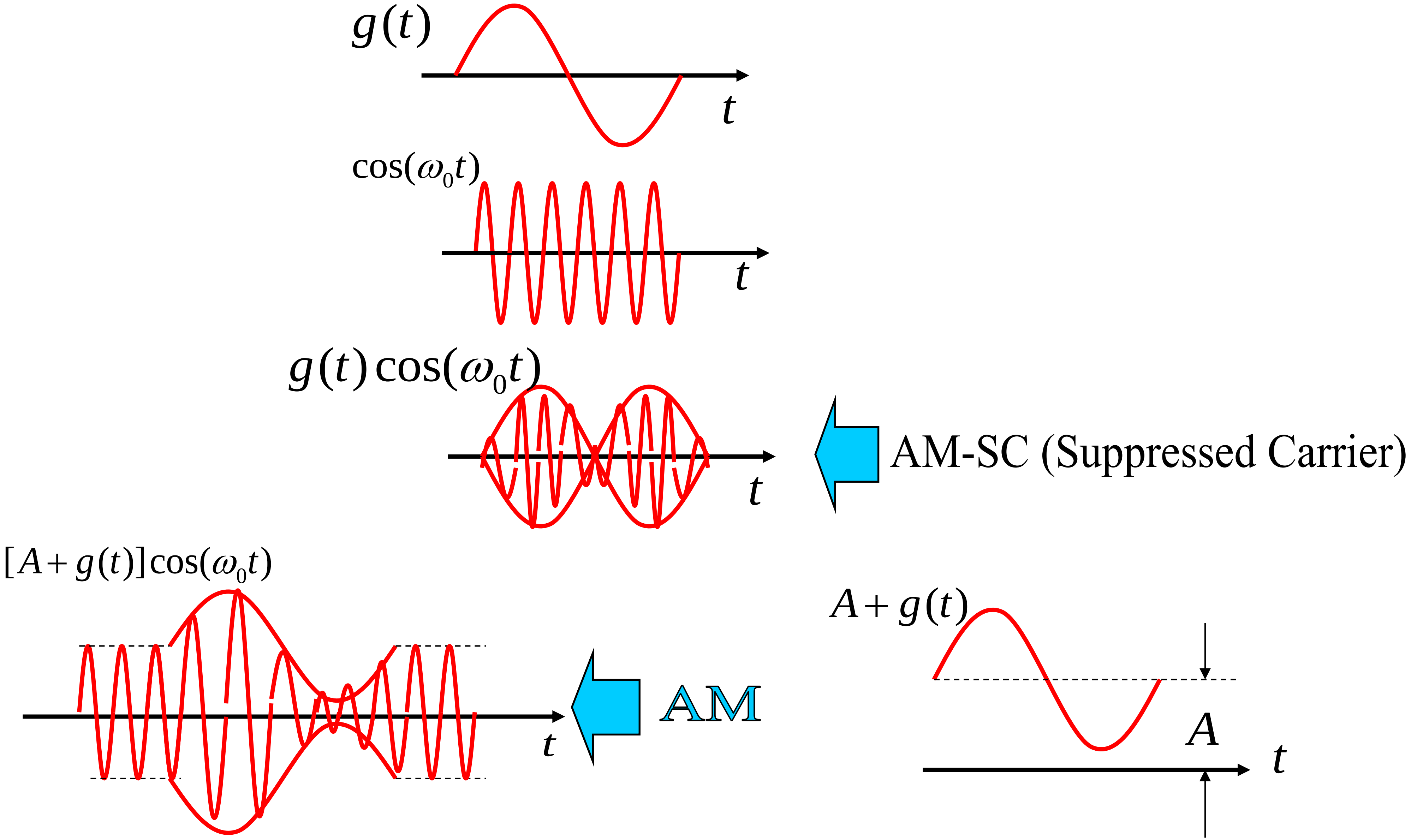
乘积解调

5.7.4 无需本地载波信号的解调

- 优点：简化接收机的结构，只需用包络检波器即可（二极管、电阻、电容组成）。
- 发送端的发射信号中加入一定强度的载波信号 $A\cos\omega_0 t$，即合成发射信号为 $[A+g(t)]\cos\omega_0 t$。如果**A**足够大，对于全部的 ***t***，***A*+*g*(*t*) > 0**，已调制信号的包络就是***A*+*g*(*t*)**。可以恢复出***g*(*t*)**。
- 技术简单，价格低，常用于民用通信设备。

Amplitude Modulation (AM)

5.7 调制与解调

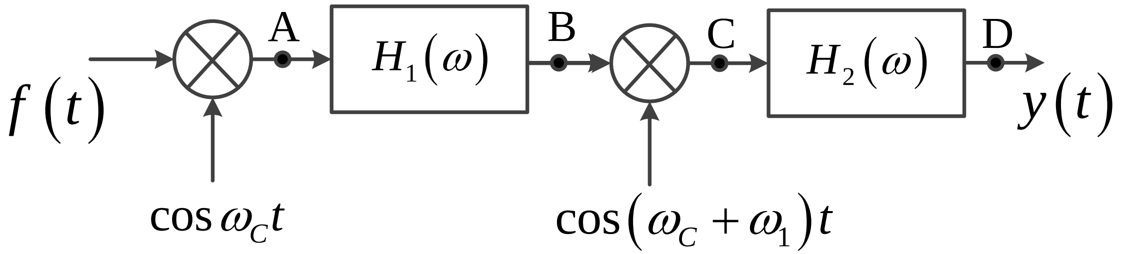

$g(t)$
t
$\cos(\omega_0 t)$
t
$g(t)\cos(\omega_0 t)$
t
AM-SC (Suppressed Carrier)
$[A+g(t)]\cos(\omega_0 t)$
t
AM
$A+g(t)$
A
t

例5-5：通信工程中为了保密，常用倒频系统将语音信号在传输前进行倒频，在接收端收到倒频信号后，再设法恢复原信号。一倒频系统如下图（a）所示，激励限带信号*f*(*t*)的频谱如下图（b）所示，已知两个滤波器的频率响应分别为

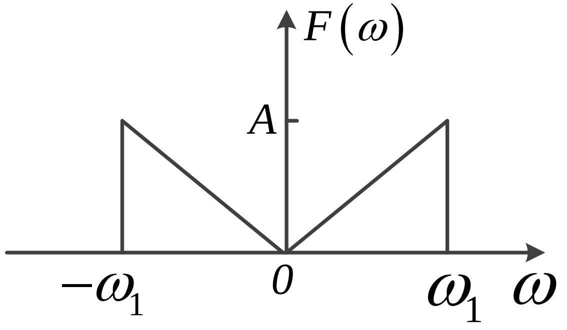
$$H_1(\omega)=\begin{cases}K & |\omega|>\omega_C\\ 0 & |\omega|<\omega_C\end{cases},\quad H_2(\omega)=\begin{cases}K & |\omega|<\omega_C\\ 0 & |\omega|>\omega_C\end{cases}$$

，其中 $\omega_C >> \omega_1$ 。

给出两个滤波器的名称。试绘出当*f*(*t*)通过该系统时，系统中A、B、C、D点的频谱，并给出解释。



（a）

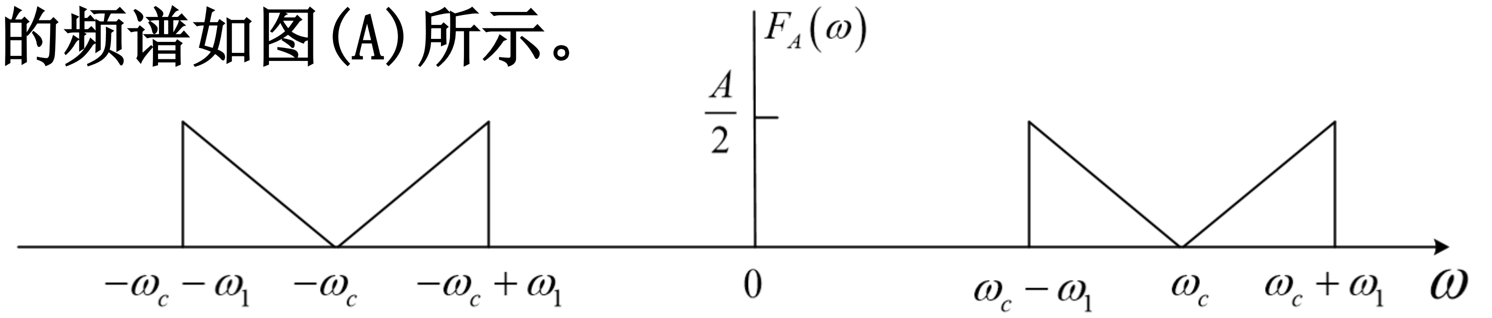


（b）

解： 第一个为高通滤波器，第二个为低通滤波器。

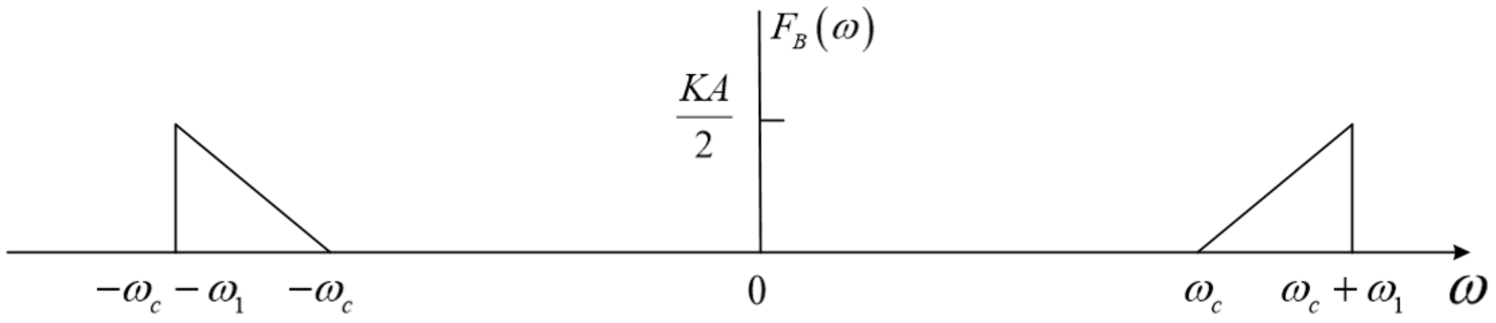
$$f_A(t)=f(t)\cos\omega_C t\leftrightarrow F_A(\omega)=\frac{1}{2}\left[F(\omega+\omega_c)+F(\omega-\omega_c)\right]$$

$F_A(\omega)$的频谱如图(A)所示。



(A)

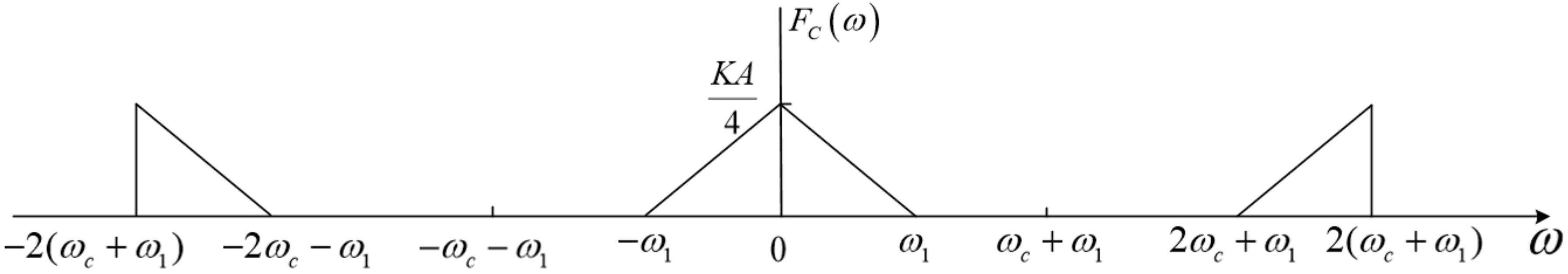
通过理想高通滤波器后，频率低于 ω_c 的部分不通过。$F_B(\omega)$ 的频谱如图(B)所示。



(B)

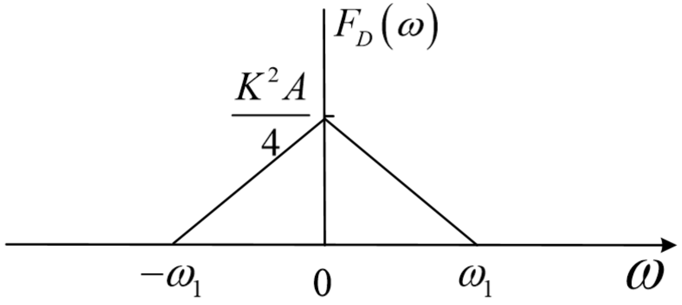
因为 $f_C(t)=f_B(t)\cos(\omega_C+\omega_1)t\leftrightarrow F_C(\omega)=\dfrac{1}{2}\left[F_B\left(\omega+(\omega_c+\omega_1)\right)+F_B\left(\omega-(\omega_c+\omega_1)\right)\right]$

所以 $F_C(\omega)$ 的频谱如图(C)所示。



(C)

通过理想低通滤波器后，频率高于截止频率ω_c的部分不通过。所以 $F_D(\omega)$ 的频谱如图(D)所示。

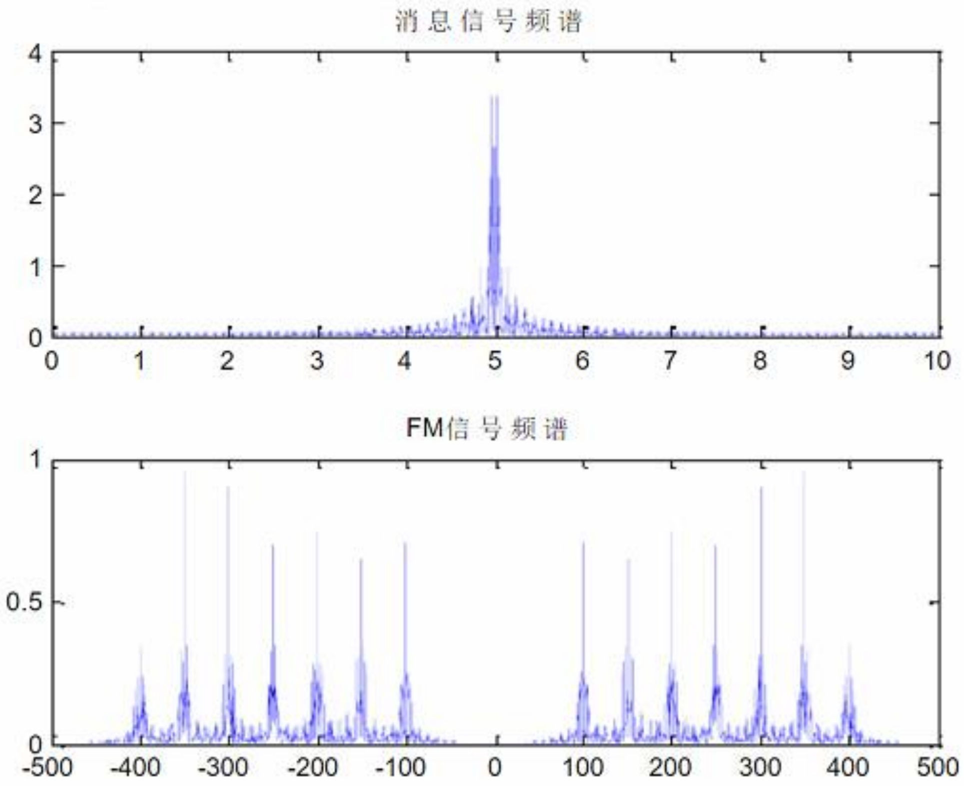


(D)

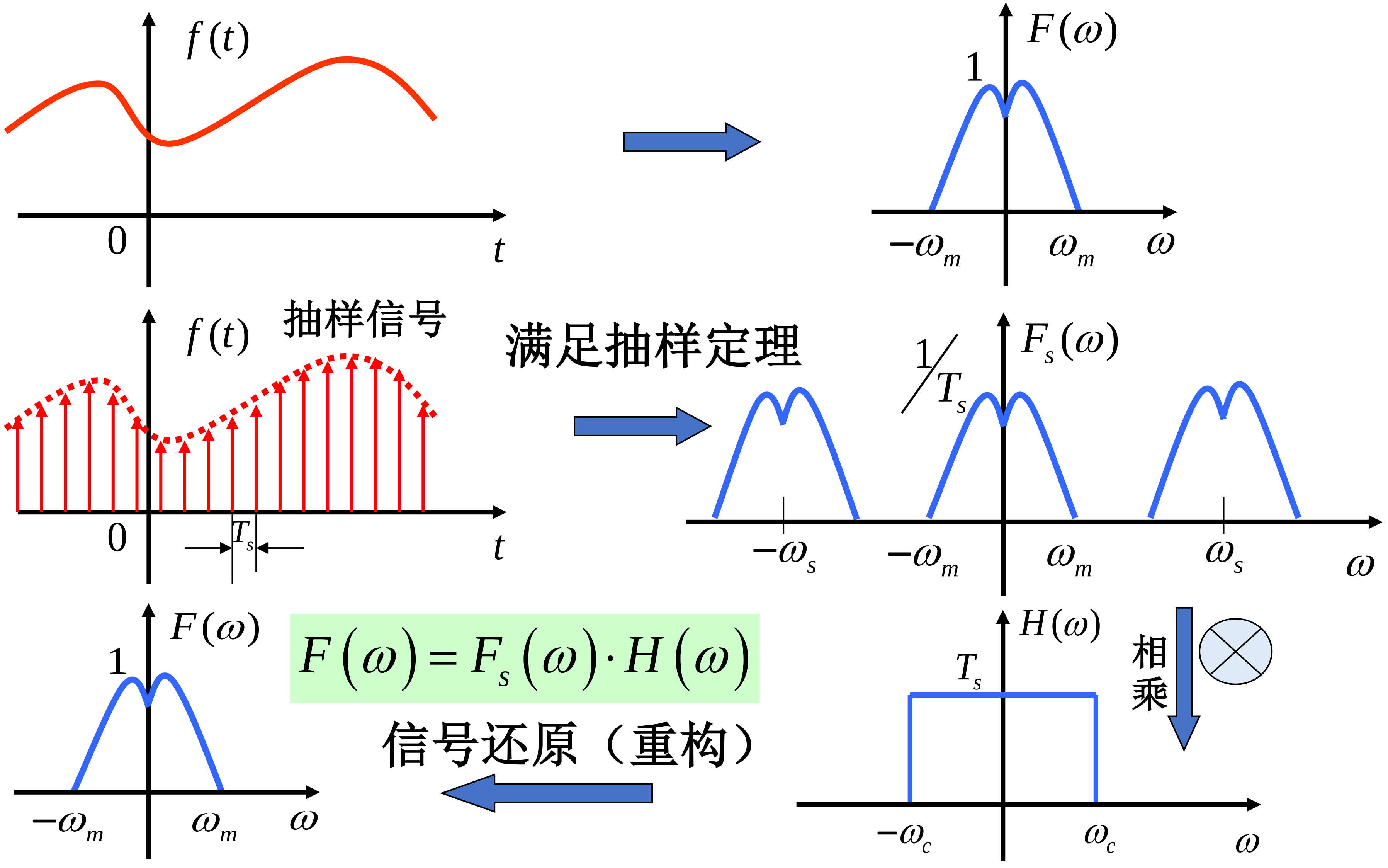
5.7.5 非线性调制的原理

使高频载波的**频率或相位**按调制信号的规律变化而振幅保持恒定的调制方式，称为频率调制（**FM**）和相位调制 (**PM**)，分别简称为**调频**和**调相**。频率或相位的变化都可以看成是载波角度的变化，故调频和调相又统称为角度调制。

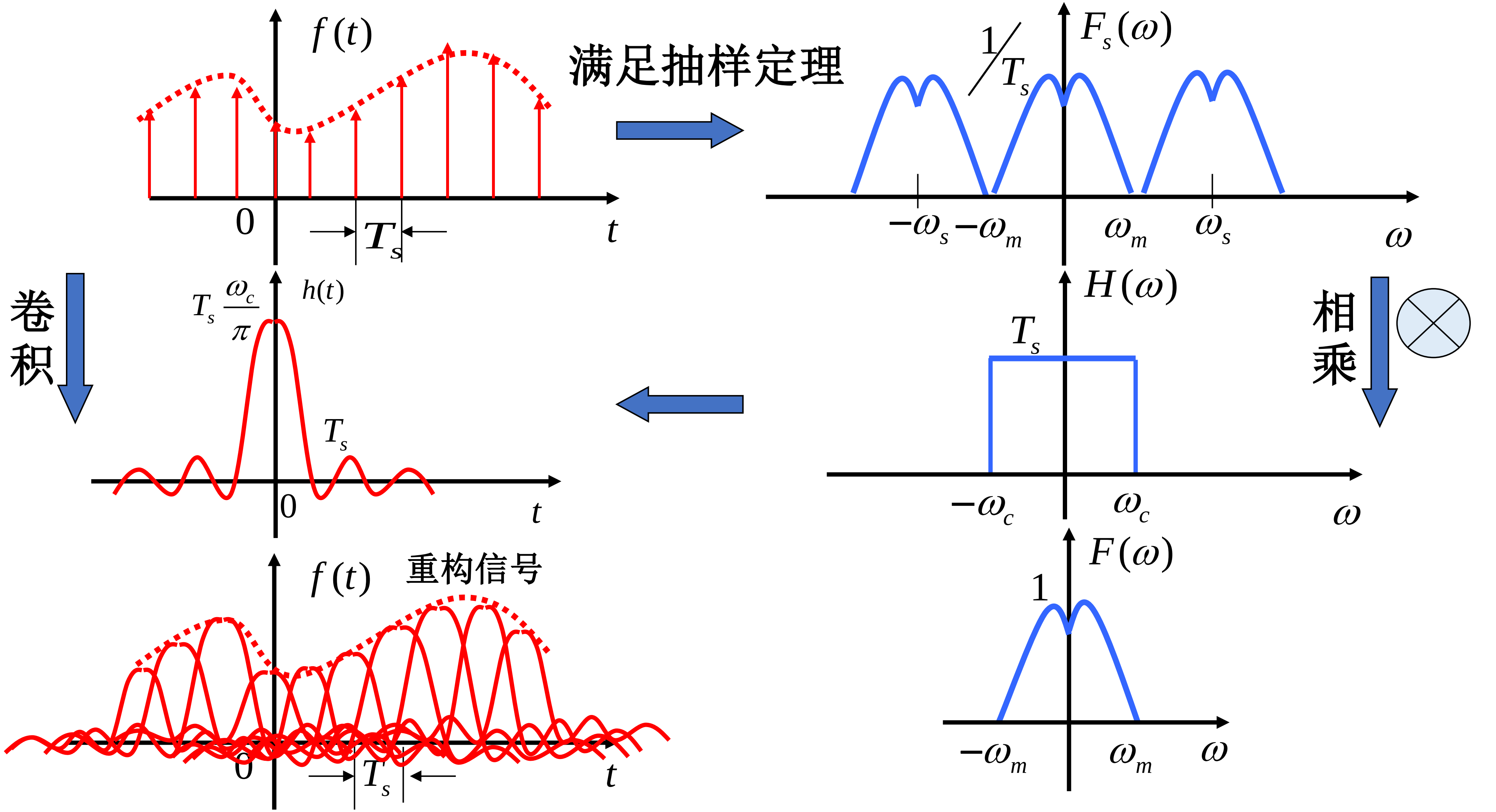
右图为一调频信号示意图，可见调制后的频谱与原始频谱不再相似。



5.8 从抽样信号恢复连续时间信号



从冲激抽样信号恢复连续时间信号



5.8 从抽样信号恢复连续时间信号

时域分析

$$f_s(t)=f(t)\sum_{n=-\infty}^{\infty}\delta(t-nT_s)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}f(nT_s)\delta(t-nT_s)$$

$$F_s(\omega)=\frac{1}{T_s}\sum_{n=-\infty}^{\infty}F(\omega-n\omega_s) \qquad \omega_s=\frac{2\pi}{T_s}$$

$$\therefore f(t)=h(t)*f_s(t)=T_s\cdot\frac{\omega_c}{\pi}Sa(\omega_c t)*\sum_{n=-\infty}^{\infty}f(nT_s)\delta[\omega_c(t-nT_s)]$$

$$=T_s\cdot\frac{\omega_c}{\pi}\sum_{n=-\infty}^{\infty}f(nT_s)Sa[\omega_c(t-nT_s)]$$

插值公式—在抽样点之间插值，恢复连续时间信号。

连续信号$f(t)$展成了抽样函数的无穷级数，级数的系数与$f(nT_s)$成正比。（线性叠加）

临界抽样时，$\omega_s=2\omega_m, T_s=\pi/\omega_m, \omega_c=\omega_m$

$$\therefore f(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}f(nT_s)Sa[\omega_c(t-nT_s)]$$

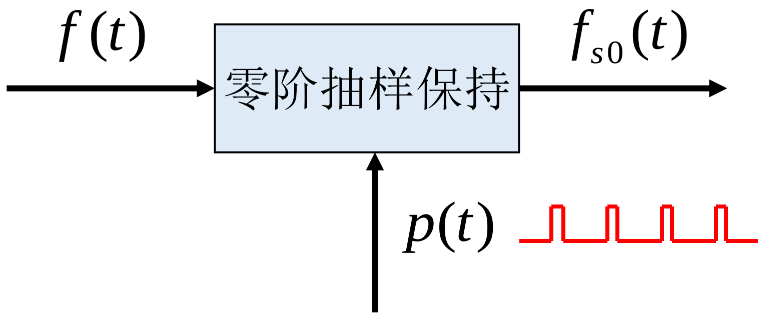
抽样保持

由于理想的抽样脉冲在实际电路中产生及传输都很困难，在通信系统中采用其它抽样方式，最常用的是**零阶抽样保持**，简称**抽样保持**。

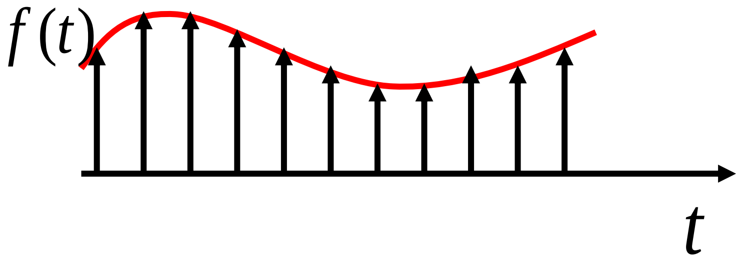
$$f(t) \xrightarrow[\text{脉冲序列}p(t)]{\text{抽样}} f_S(t)$$

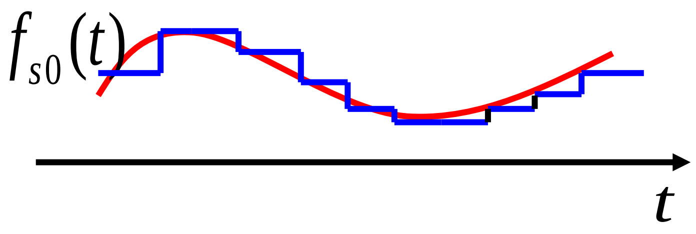
$$\xrightarrow[\text{某抽样瞬间}]{\text{保持样本值}} \text{下一个抽样瞬时}$$

$$\xrightarrow{\text{输出}} \text{阶梯形状的}f_{s0}(t)$$



零阶抽样保持框图

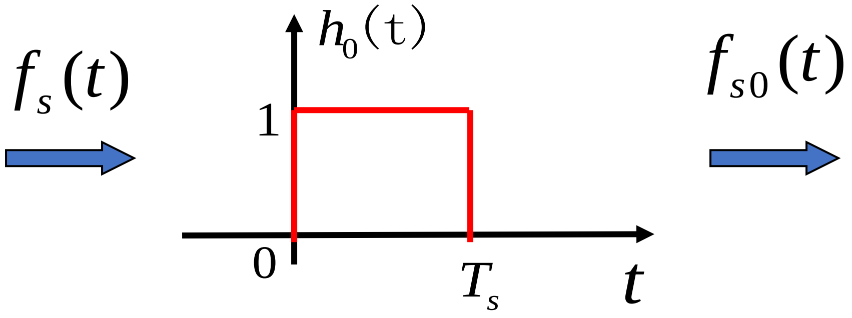




5.8 从抽样信号恢复连续时间信号

抽样保持：构建一个线性系统使其达到保持电平作用

此线性系统必须具有如下单位冲激响应：



$$\therefore f_{s0}(t)=f_s(t)*h_0(t) \qquad H_0(\omega)=T_s Sa\left(\frac{\omega T_s}{2}\right)e^{-j\frac{\omega T_s}{2}}$$

$$\therefore F_{s0}(\omega)=F_s(\omega)H_0(\omega)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}F(\omega-n\omega_s)Sa\left(\frac{\omega T_s}{2}\right)e^{-j\frac{\omega T_s}{2}}$$

$F_{s0}(\omega)$的频谱基本特征仍是$F(\omega)$,其频谱以ω_s周期重复，但要乘上$Sa\left(\frac{\omega T_s}{2}\right)$函数，并附加了延时因子项$e^{-j\frac{\omega T_s}{2}}$。

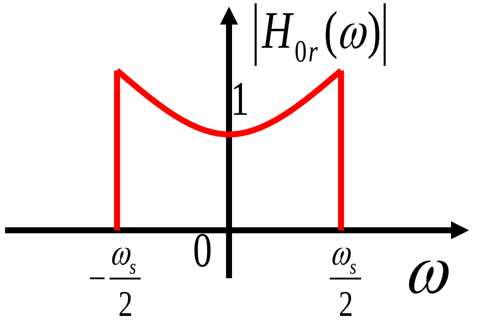
5.8 从抽样信号恢复连续时间信号

$$\xrightarrow{\text{恢复}} F(\omega)=F_{s0}(\omega)\cdot H_{0r}(\omega)\xrightarrow{\mathscr{F}^{-1}} f(t)$$

为复原信号$f(t)$, 使用**有补偿性质的低通滤波器**。

其频响特性为：

$$H_{0r}(\omega)=\begin{cases}\dfrac{e^{j\frac{\omega T_s}{2}}}{Sa\left(\dfrac{\omega T_s}{2}\right)} & |\omega|\le\dfrac{\omega_s}{2}\\ 0 & |\omega|\ge\dfrac{\omega_s}{2}\end{cases}$$



一般仅要求:$|H_{0r}(\omega)|$曲线大致接近补偿;$\varphi(\omega)$ 线性相移特性。

应用：多用于数字通信系统中产生和传输信号。

5.9.1 多路复用

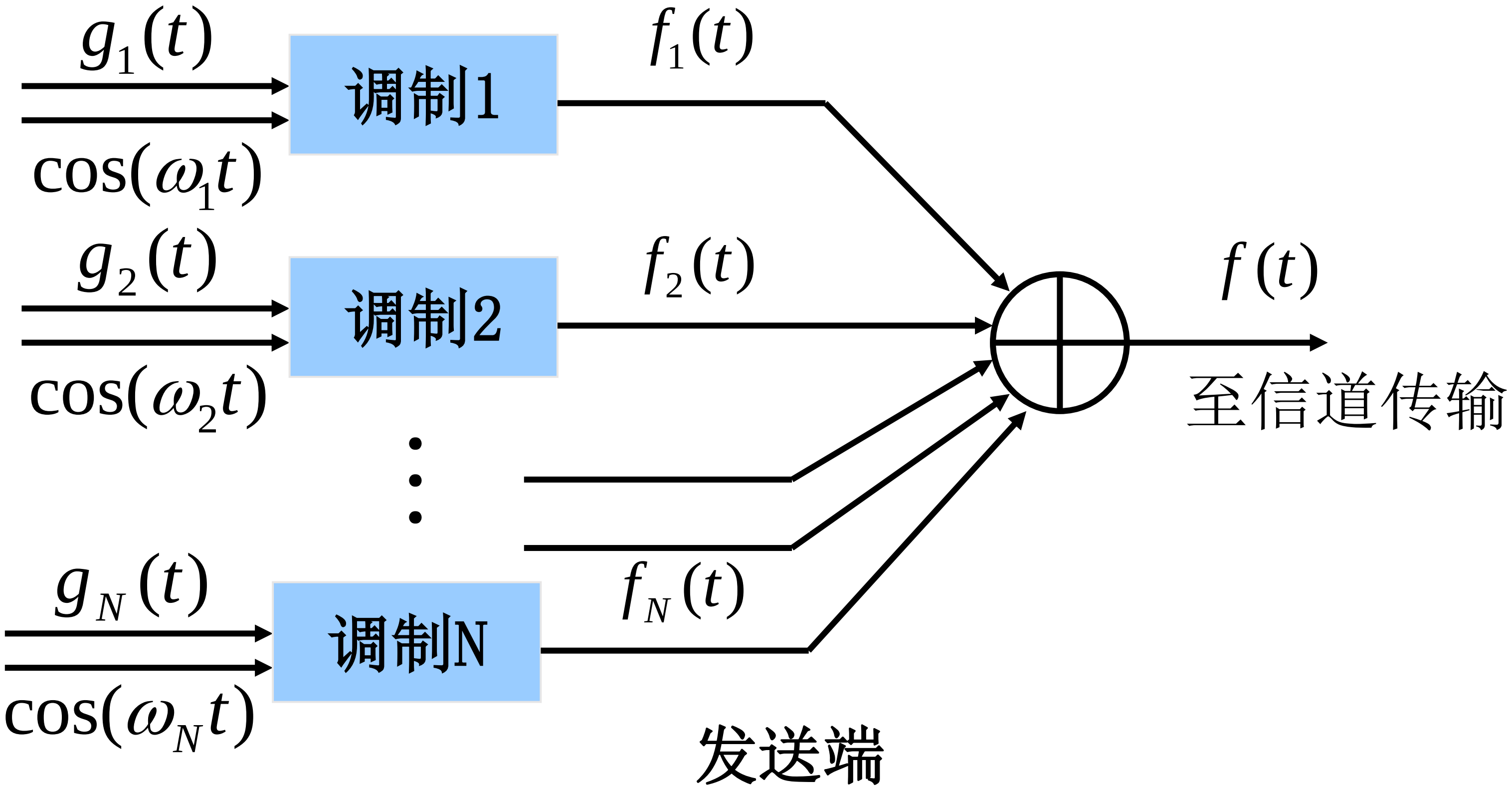
将若干路信号以某种方式汇合，统一在同一信道中传输称为多路复用。

5.9.2 频分复用（Frequency Division Multiplexing,FDM）

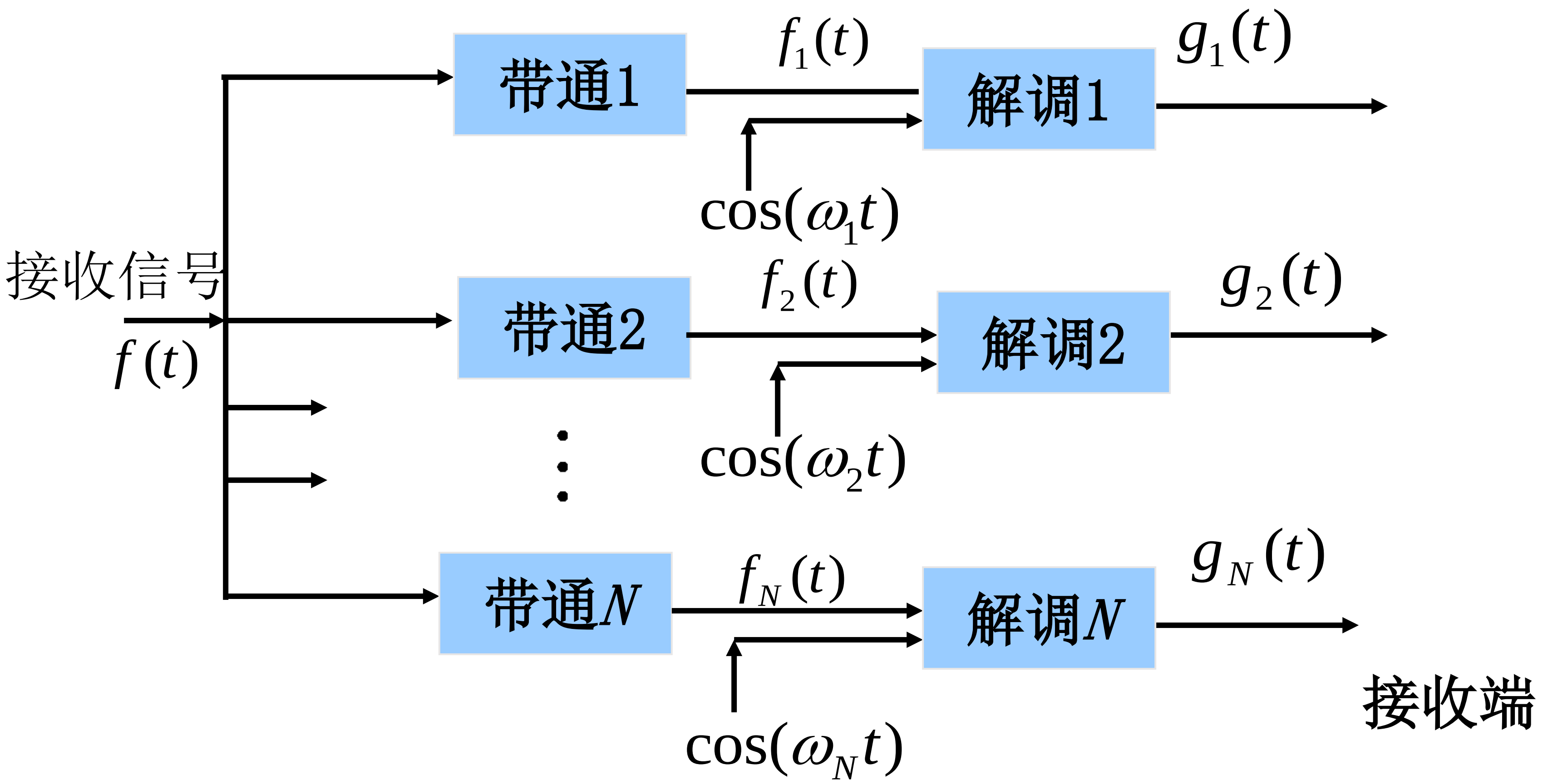
（1）在发送端将各路信号频谱搬移到各不相同的频率范围，使它们在频谱上互不重叠，这样就可复用同一信道传输。

（2）在接收端利用若干滤波器将各路信号分离，再经解调即可还原为各路原始信号。

频分复用通信系统框图：

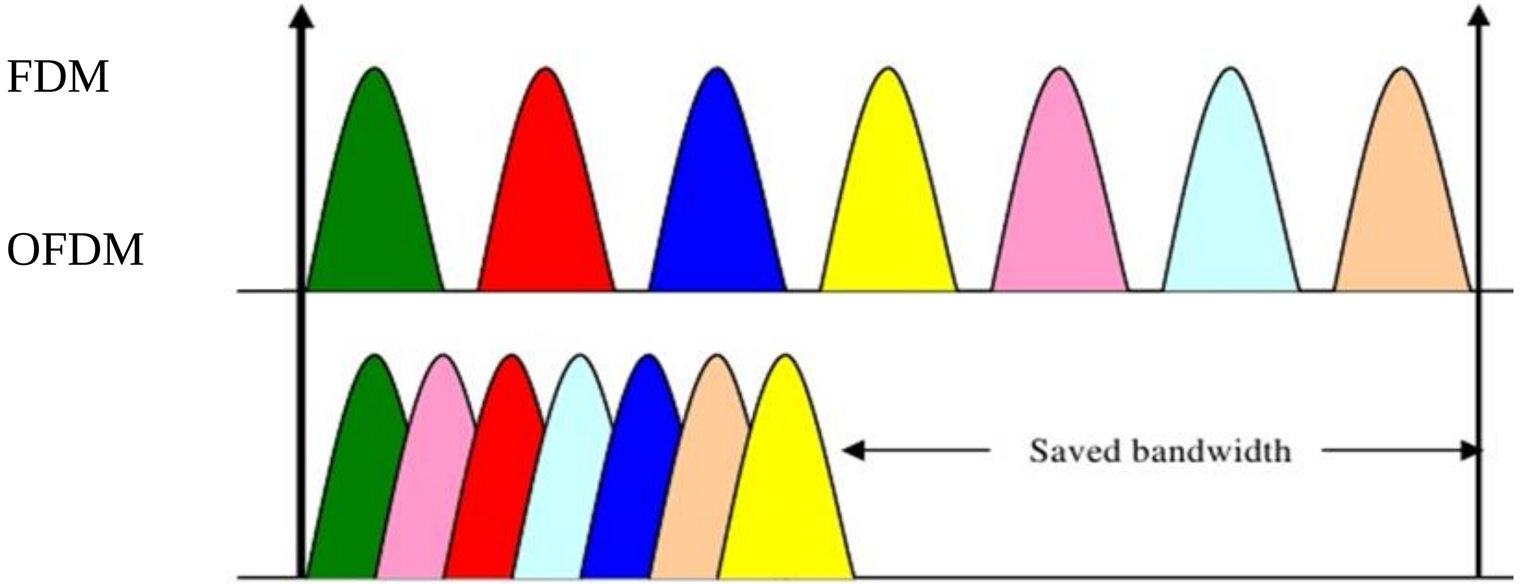

$g_1(t)$
调制1
$\cos(\omega_1 t)$
$f_1(t)$
$g_2(t)$
调制2
$\cos(\omega_2 t)$
$f_2(t)$
$f(t)$
至信道传输
$g_N(t)$
调制N
$\cos(\omega_N t)$
$f_N(t)$
发送端

5.9 频分复用（FDM）与时分复用（TDM）



5.9.3 正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)

- 正交频分复用使用部分相互重叠的正交子载波。
- 正交频分复用比频分复用频谱效率更高, 用于5G，WiFi等系统。



5. 9. 4 时分复用(Time Division Multiplexing, TDM)

时分复用的理论依据：抽样定理。

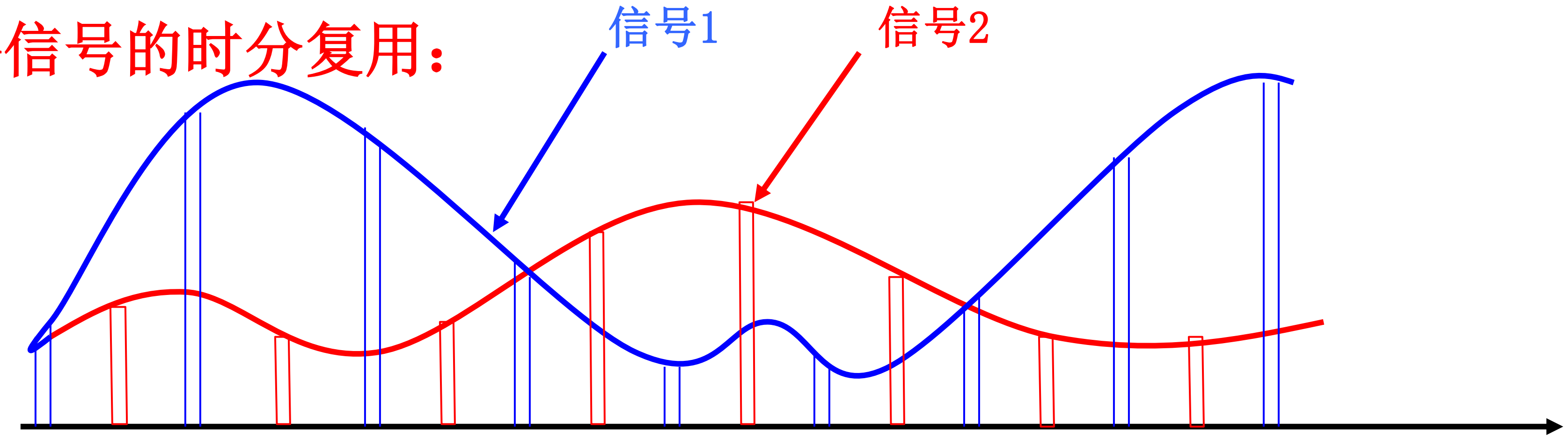
$-f_m \sim +f_m$的信号，可由间隔为$1/(2f_m)$的抽样值唯一确定。从这些瞬时抽样值可以正确恢复原始的连续信号。

信道仅在抽样瞬间被占用，其余的空闲时间可供传送第二路、第三路……等各路抽样信号使用。

将各路信号的抽样值有序的排列就可实现时分复用。

在接收端，这些抽样值由适当的同步检测器分离。

两路信号的时分复用：

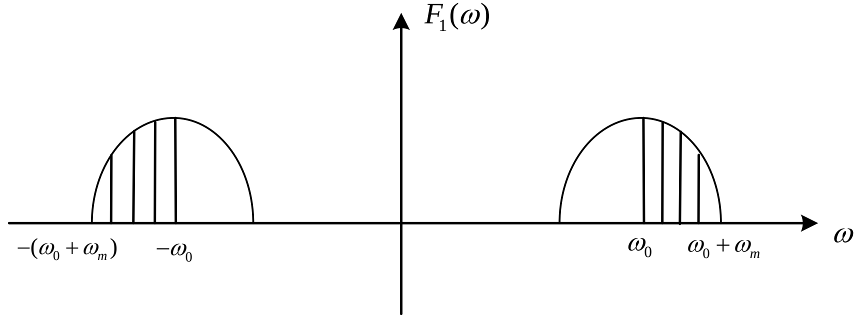


作业

基础题：5-17，5-19，5-20，5-24，5-25。
加强题：5-27。

【说明】5-17中，采用**单边带调制**，即在双边带调制基础上滤除掉频谱当中重复的部分（上边带/下边带），分为抑制上边带调制与抑制下边带调制，可节省一半带宽。

5-17图所示为**抑制下边带调制**，即只保留上边带（图示阴影部分）。



抑制上边带调制的原理类似，如下图所示：