



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8章 通信系统

Communication Systems

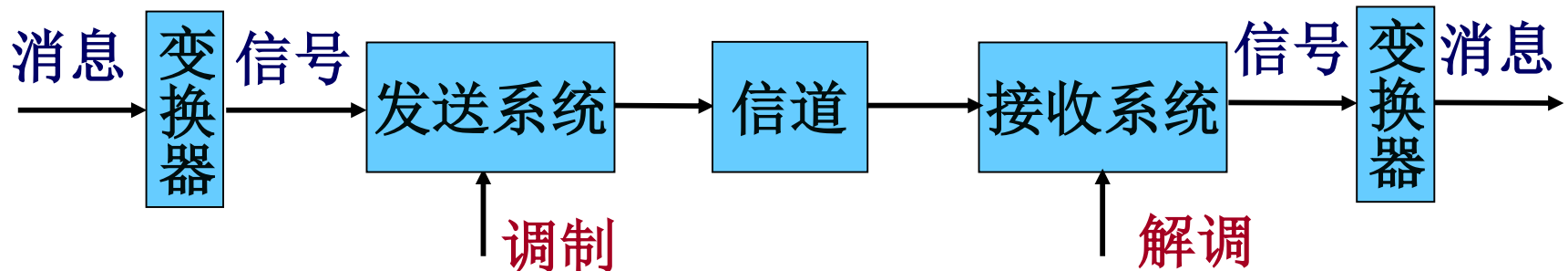
本章主要内容

作为傅立叶分析在工程实际中的应用，本章将讨论通信系统中的某些基本技术及其分析方法。

1. 正弦幅度调制——DSB调制与AM调制。
2. 同步解调与包络解调；频分复用（FDM）。
3. 单边带（SSB）幅度调制。
4. 脉冲串载波调制与时分复用（TDM）。
5. 脉冲幅度调制(PAM)与脉冲编码调制(PCM)。
6. 离散时间正弦幅度调制。

8.0 引言 (Introduction)

一般的通信系统总是由以下环节组成:



在通信系统中**调制与解调**是一种基本的技术。

调制是指用一个信号去控制另一个信号的某一个参量的过程。被控制的信号称为**载波 (Carrier Wave)**。控制信号称为**调制信号 (Modulation Signal)**，也称为基带信号。

有线信道与无线信道

- 有线信道：架空明线、对称（平衡）电缆、同轴电缆、光缆、波导管等。
- 无线信道：根据无线电波工作频段及电磁波传播情况的不同，无线电波可划分为以下几个波段：

中长波段：工作频率为30kHz~3000kHz。电磁波主要沿地球表面传播，称为地波传播方式。这种传播方式主要用于广播、导航及海上通信。

短波波段：工作频率范围为3MHz~30MHz。电磁波通过电离层反射的方式进行传播，称为天波传播方式。

超短波波段：工作频率范围为30MHz~300MHz。电磁波传播方式为直线视距传播，称为空间波传播方式。多用于电视、雷达、移动电台通信。

微波波段：工作频率范围为300MHz~1000GHz，工作在微波波段的通信系统包括微波中继通信系统和卫星通信系统，由于工作频率高，工作频带宽，通信容量大，工作稳定可靠，所以这种通信方式获得迅速发展。

常见信号的大致频率范围

生理信号:

- 1. 心电图 (EGC) 0~100 Hz
- 2. 自发脑电图 0~100 Hz
- 3. 表面肌电图 (EMG) 10~200 Hz
- 4. 眼电图(EOG) 0~20 Hz
- 5. 语音 20~4000 Hz

地震信号:

- 1. 风噪声 100~1000 Hz
- 2. 地震勘探信号 10~100 Hz
- 3. 地震及核爆炸信号 0.01~10 Hz

电磁信号:

- 1. 无线电广播 30~3000 kHz
- 2. 短波 3M~30GHz
- 3. 雷达、卫星通信 300M~30 GHz
- 4. 远红外 $3 \times 10^{11} \sim 3 \times 10^{14}$ Hz
- 5. 可见光 $3.7 \times 10^{14} \sim 7.7 \times 10^{14}$ Hz
- 6. 紫外线 $3 \times 10^{15} \sim 3 \times 10^{16}$ Hz
- 7. 射线与X射线 $3 \times 10^{17} \sim 3 \times 10^{18}$ Hz

在通信系统中广泛采用调制技术是因为:

1. 几乎所有要传送的信号都只占据有限的频带, 且都位于低频或较低的频带上, 而信道的带宽往往比一路信号的带宽要大得多, 需要将传输信道进行复用;
2. 任何信道都有它自己合适的频率传输特性, 需要将待传信号和信道之间进行匹配;
3. 若信号以电磁波形式发送到信道, 当发射天线的尺寸大约为信号波长的 $1/10$ 或更大一些时, 天线的辐射效率最高。

调制的作用

A. 便于发送

对无线传输信号而言，信号需要通过发射天线发送出去。根据天线理论，发射天线的尺度与信号的波长满足一定的关系式时，信号才能得到有效的发射，

$$\text{即} \quad l = \frac{\lambda}{10} \quad \lambda = \frac{c}{f}$$

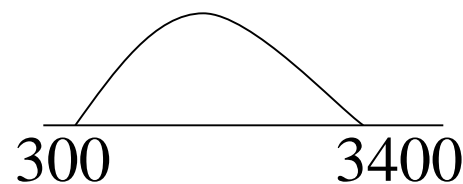
$$\text{如: } f = 3\text{KHz}, \lambda = \frac{3 \times 10^8}{3 \times 10^3} = 10^5, l = 10^4 \text{ m}$$

$$f_c = 30\text{MHz}, \lambda = \frac{3 \times 10^8}{3 \times 10^7} = 10, l = 1 \text{ m}$$

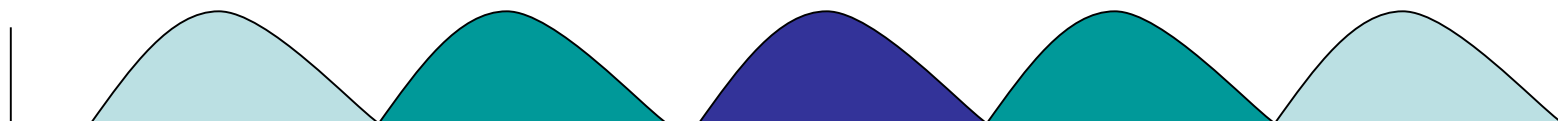
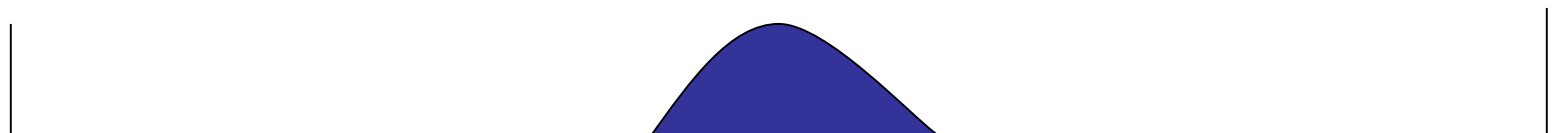
GSM手机的工作频段为 900/1800MHz

B. 提高信道的利用率

比如，语音信号的频率范围为300~3400Hz.



微波信道的频率范围为 300M~3GHz



300M

3G

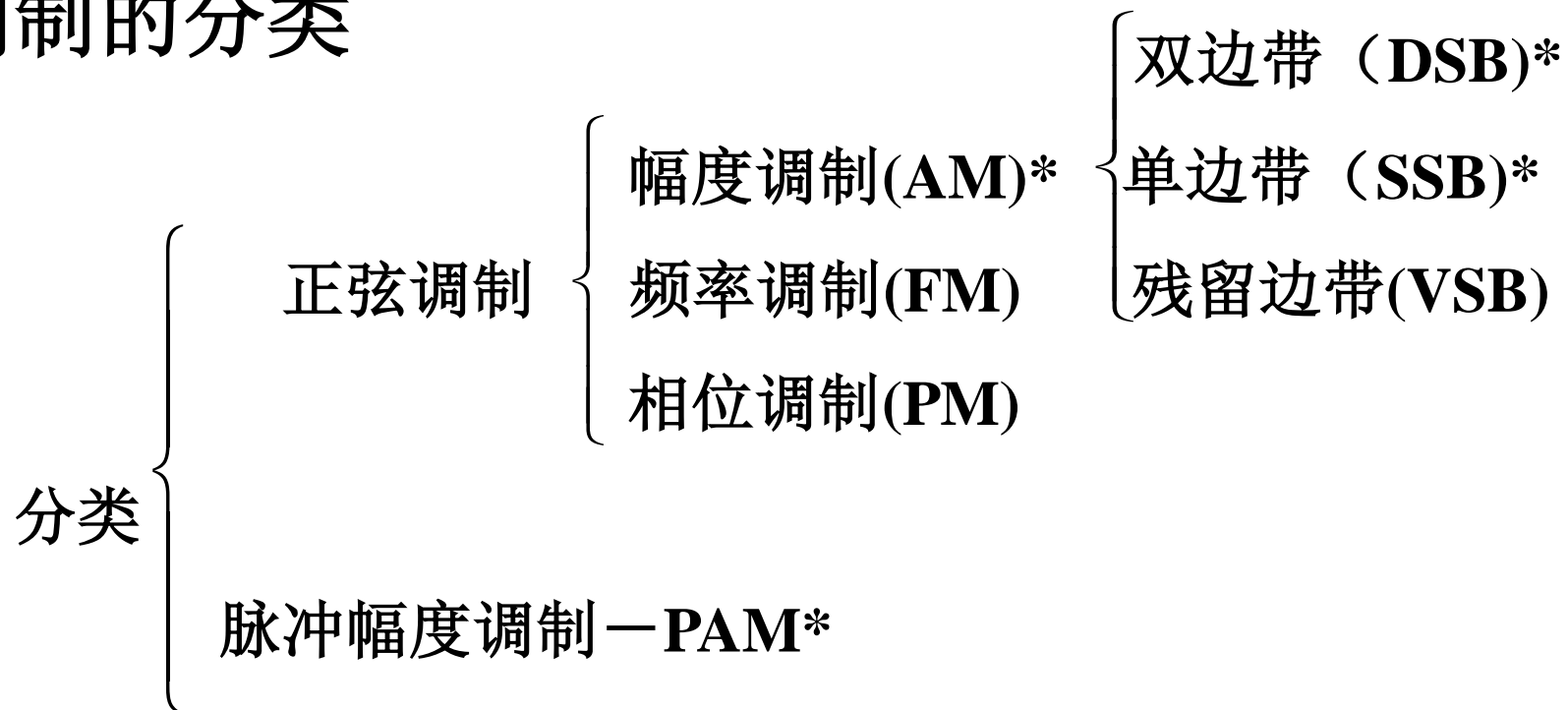
以无线电广播的中波波段为例：

波段范围为 530KHz~1600KHz, 每一个广播电台的频段为9K,

在这一中波波段中就均匀分布着多个电台。

上述即为**频分复用**，它是通过采用不同载波频率的调制完成的。

调制的分类



注：带*的为本文所讲内容。

通常采用的调制方式:

一. 正弦载波的情况:

根据被控制的参量分为:

AM-----Amplitude Modulation

FM-----Frequency Modulation

PM-----Phase Modulation

} 角度调制

在正弦幅度调制中, 又有带载波和抑制载波的:

AM/wc----AM/with carrier

AM/sc-----AM/suppressed carrier

在抑制载波的正弦幅度调制中有双边带、单边带、残留边带：

DSB-----Double side-band

SSB-----Single side-band

VSB-----Vestigial side-band

对正弦载波的情况，若调制信号是脉冲信号，则称为：

ASK-----幅度键控(Amplitude Shift Keying)

FSK-----频率键控(Frequency Shift Keying)

PSK-----相位键控(Phase Shift Keying)

二. 脉冲载波的情况:

根据被控制的参量可分为:

PAM-----Pulse Amplitude Modulation

PWM-----Pulse Width Modulation

PPM-----Pulse Periodic(Position) Modulation

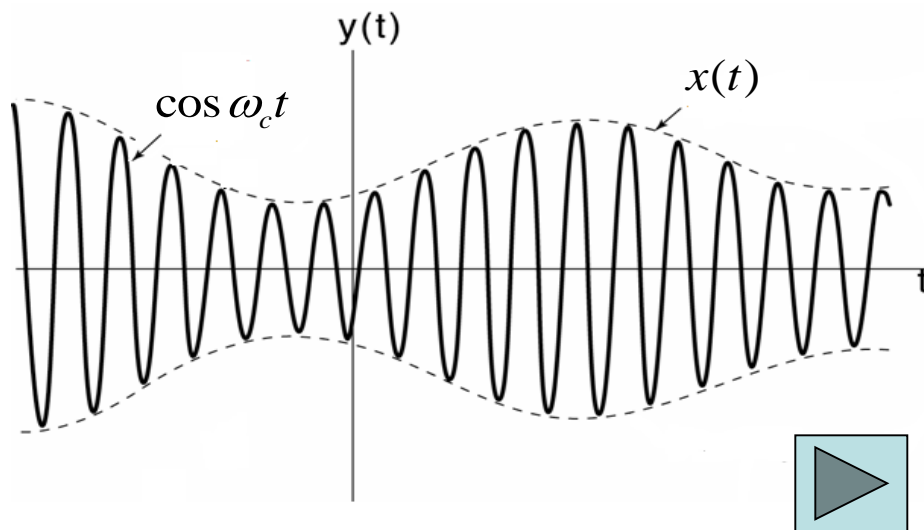
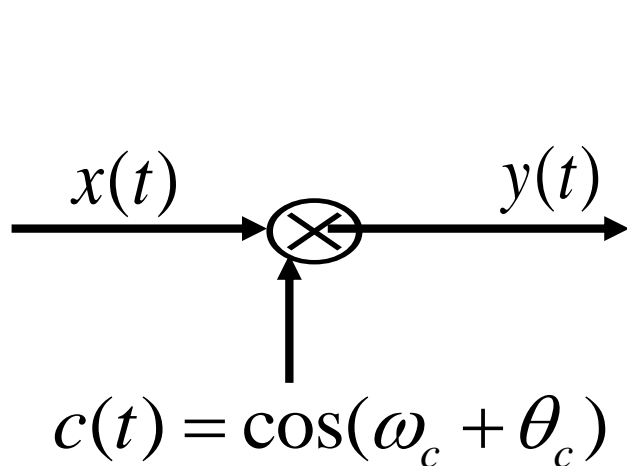
当调制信号是脉冲编码信号时,

PCM-----Pulse Code Modulation

8.1 正弦幅度调制 (DSB)

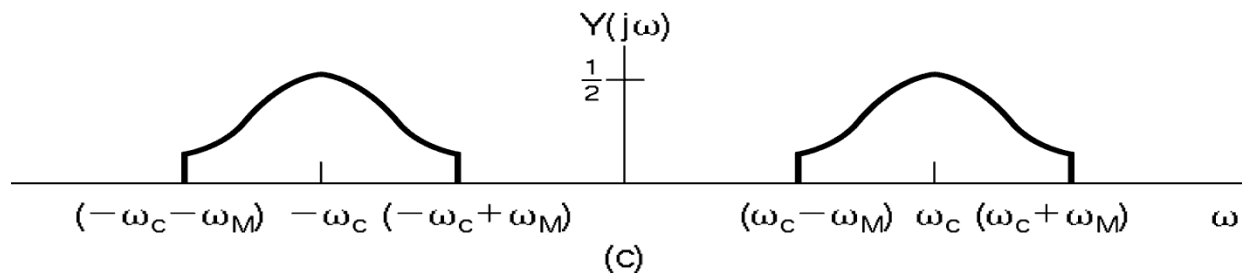
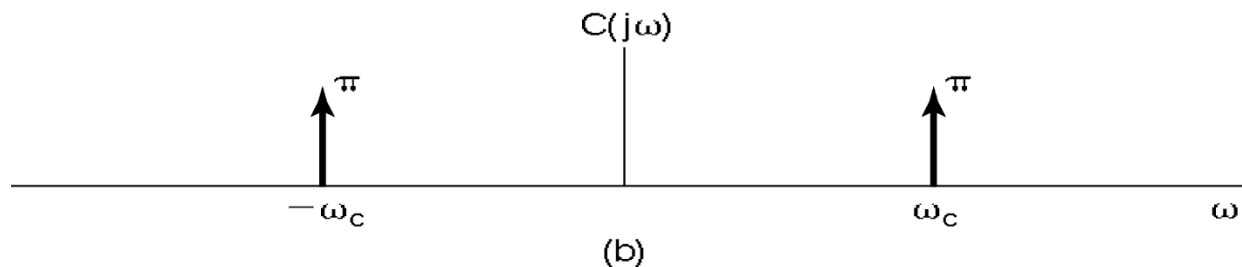
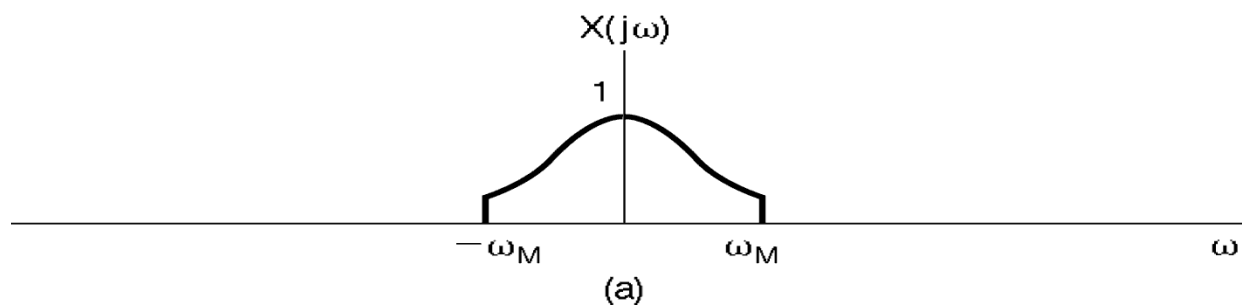
幅度调制的数学模型是乘法器。 $x(t)$ 为调制信号
(基带信号), $c(t)$ 为载波, $y(t) = x(t)c(t)$ 为已调信号。

正弦幅度调制。



若 $y(t) = x(t) \cos \omega_c t$ 由于 $C(j\omega) = \pi[\delta(\omega - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_c)]$

则 $Y(j\omega) = \frac{1}{2\pi} X(j\omega) * C(j\omega) = \frac{1}{2} \{X[j(\omega - \omega_c)] + X[j(\omega + \omega_c)]\}$



表明: 对基带信号进行正弦幅度调制, 就等于在频域将基带信号的频谱搬移到载频的位置。

为了在接收端能从 $y(t)$ 恢复成 $x(t)$, 要求**频谱搬移过程中不发生频谱重叠。**

为此, 应满足:

1. $x(t)$ 必须带限于 ω_M 。
2. $\omega_c > \omega_M$

8.2 正弦AM的解调

Demodulation for Sinusoidal AM

一. 同步解调:(Synchronous demodulation)

将 $y(t)$ 再次与同频载波相乘，有

$$\begin{aligned}w(t) &= y(t) \cos \omega_c t = x(t) \cos^2 \omega_c t \\&= \frac{1}{2} x(t) + \frac{1}{2} x(t) \cos 2\omega_c t\end{aligned}$$

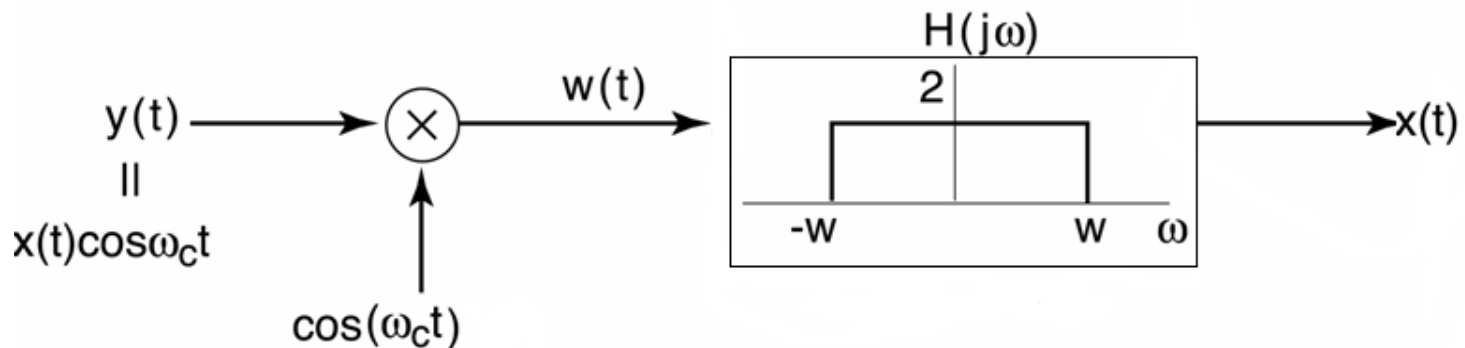
显然，只要滤掉第二项即可实现对 $x(t)$ 的恢复。

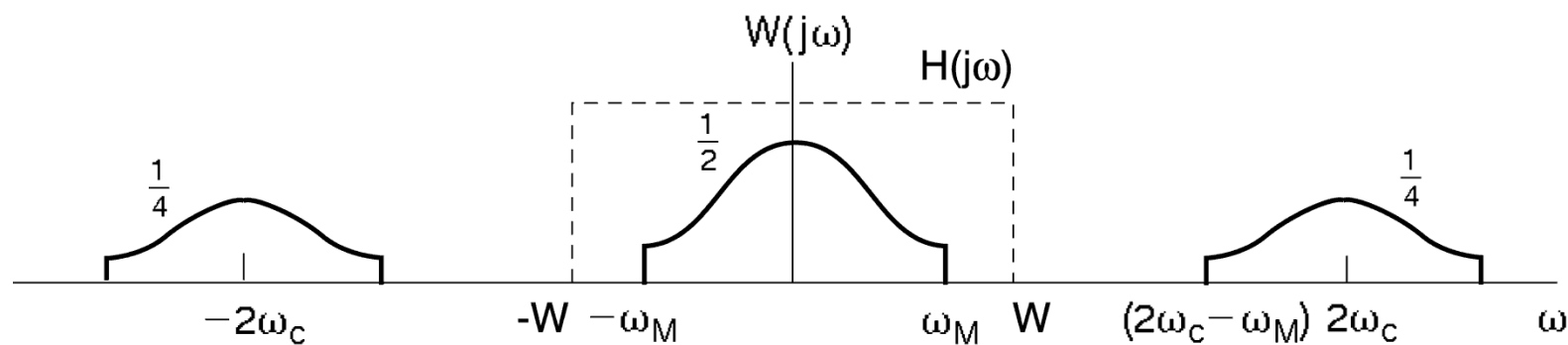
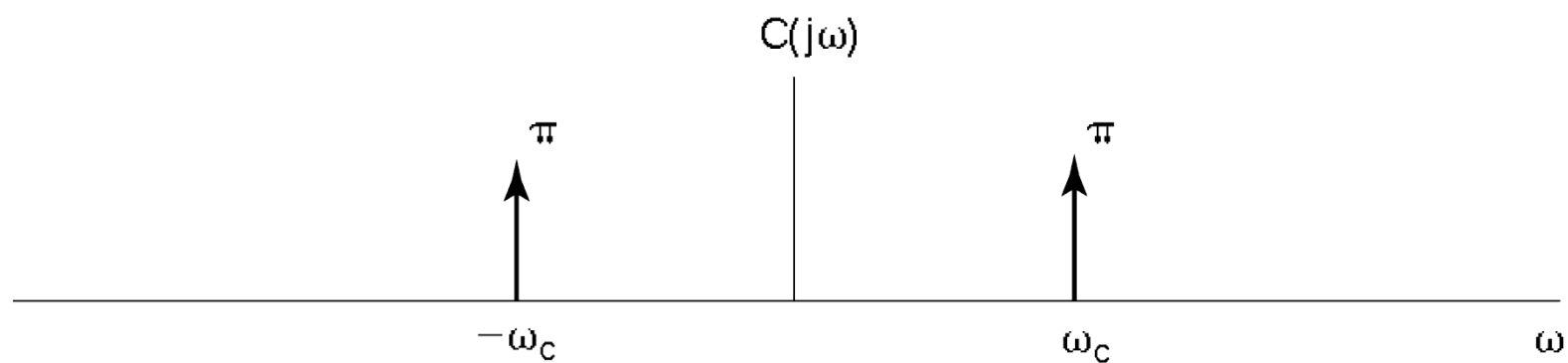
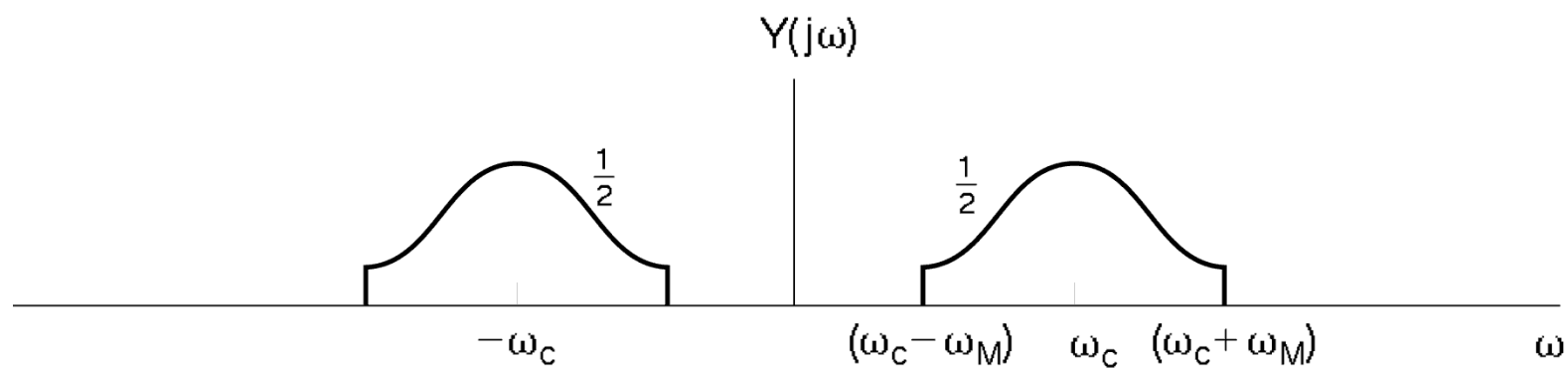
◆ 所用理想低通滤波器的截止频率要满足：

技术关键： $\omega_M < W < 2\omega_c - \omega_M$

◆ 解调端所用的载波必须与调制时的载波完全同频。

此时，可采用如下系统实现解调：





载波相位的影响:

假定调制时的载波 $c_1(t) = \cos(\omega_c t + \theta_c)$, 解调时的载波 $c_2(t) = \cos(\omega_c t + \varphi_c)$,则

$$\begin{aligned} w(t) &= x(t) \cos(\omega_c t + \theta_c) \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_c) \\ &= \frac{1}{2} x(t) \cos(\theta_c - \varphi_c) + \frac{1}{2} x(t) \cos(2\omega_c t + \theta_c + \varphi_c) \end{aligned}$$

- ◆ 当 $\theta_c - \varphi_c$ 不随时间变化, 而且 $\theta_c - \varphi_c \neq \pm \frac{\pi}{2}$ 时, $\cos(\theta_c - \varphi_c)$ 是一个常数。此时, 可以通过前面讨论的解调系统实现解调。

◆ 当 $\theta_c - \varphi_c = \pm \frac{\pi}{2}$ 时，由于 $\cos(\theta_c - \varphi_c) = 0$ 不能实现解调。

可见，必须要求调制和解调时所使用的载波不仅要严格同频，而且要相位同步(以保证相位差与时间无关)。因此这种解调方法称为同步解调(Synchronous Demodulation)。

技术实现的关键:

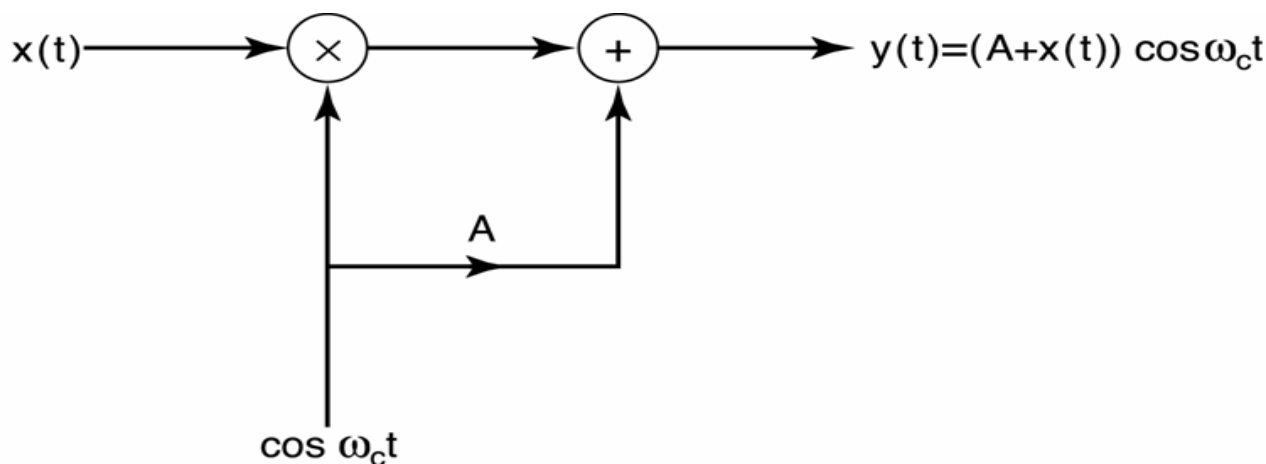
采用频率合成器以保证频率准确度和频率稳定度，采用锁相技术以保证相位同步。

说明:

由于在已调信号的频谱中同时保留了基带信号的上、下两个边带，故称其为**DSB**调制。这种调制方式只适合于点对点的通信。

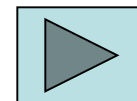
二.非同步解调(包络解调): (Envelope Demodulation)

要想从已调信号的包络解调出原基带信号，必须要求已调信号的包络完全保留基带信号的形状，即要求调制信号始终非负。为此，要在DSB调制方案中加入足够大的载波分量。

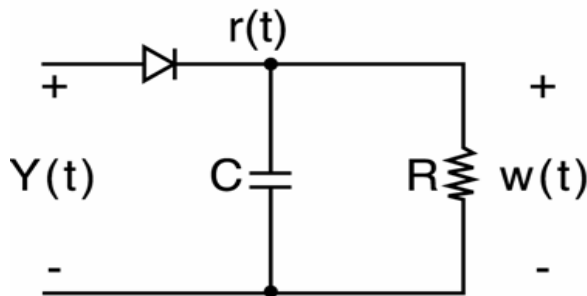


$$y(t) = [A + x(t)] \cos \omega_c t, \quad \text{当 } A \geq |x(t)|_{\max} \text{ 时,}$$

即可保证 $A + x(t) \geq 0$, 已调信号的包络将会保留 $x(t)$ 的形状。

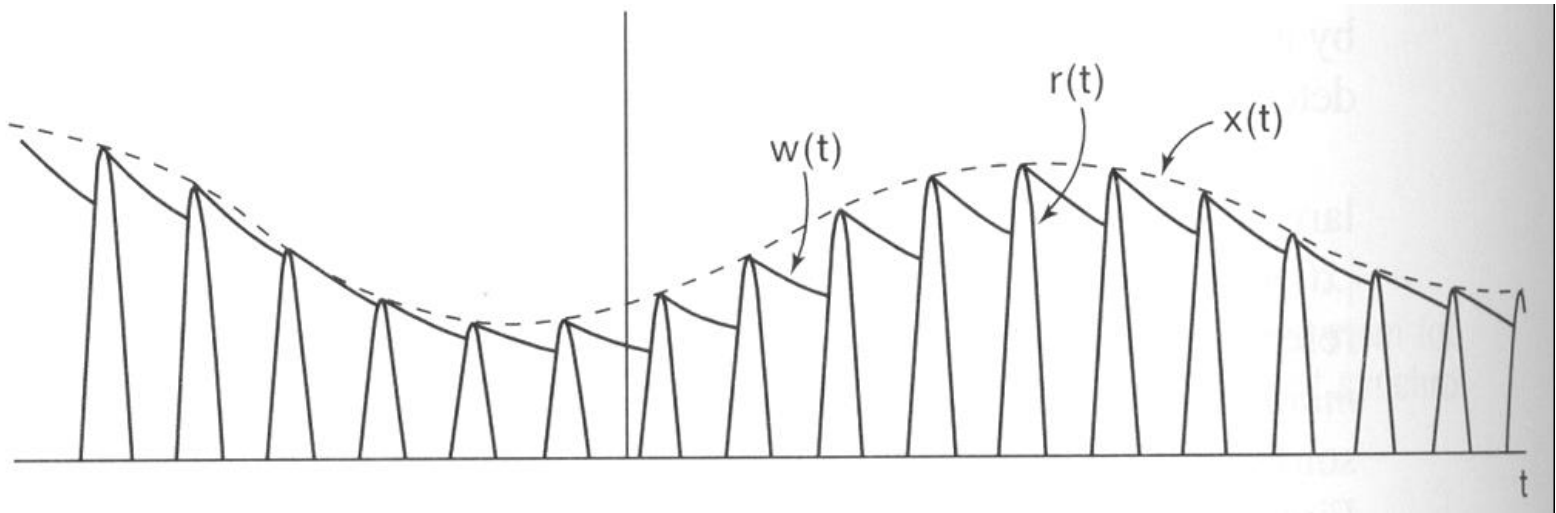
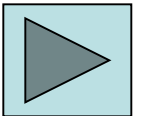
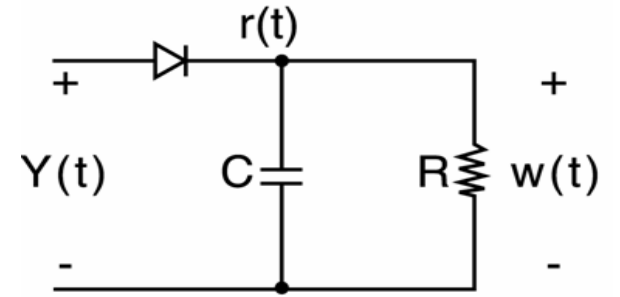
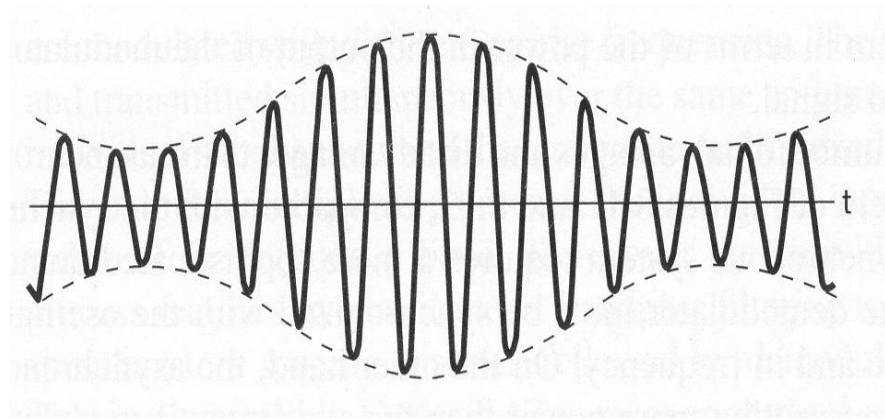


此时只需通过简单的包络检波器即可实现从已调信号中解调出 $x(t)$



$$\frac{1}{f_c} \leq RC \leq \frac{1}{f_M}$$

这种调制方式被称为**标准的AM调制**。

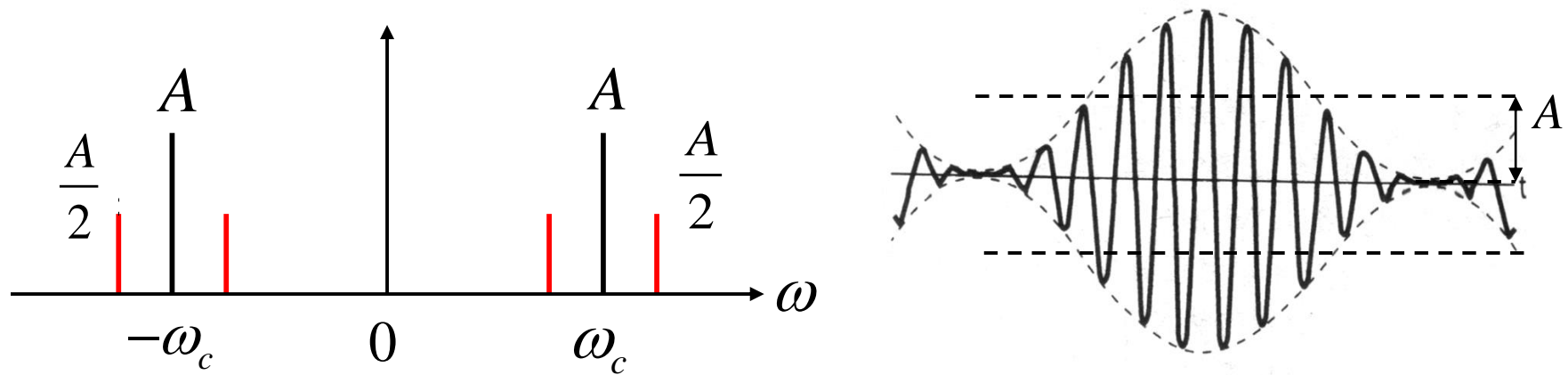


包络解调付出的代价是发送功率的浪费。因为加入的载波并不携带任何有用信息，这部分功率的发射对有用信息的传输是无益的。

如果 $|x(t)|_{\max} = K$ ，定义 K / A 为调制指数 m ，显然 $0 < m \leq 1$ 。



当调制信号是单音正弦时，在 $m = 1$ 的情况下，已调信号的频谱如下：



此时，已调信号的平均功率是载波功率的**1.5** 倍，而这些功率中真正用于传输有用信息的边带功率只是载波功率的**1/2**，只占整个已调信号总功率的**1/3**。

已调信号的最大峰值等于载波峰值的 2 倍。这就要求发射机的峰值功率容限是载波功率的 4 倍，发射机的效率是很低的。

$$\eta_{\max} = \frac{1.5P_c}{4P_c} = \frac{3}{8} = 37.5\%$$

从功率利用的角度， m 越大越好；从包络检波的效果来看， m 越小越好。因此，在包络解调中，通常折衷地取 $m = 0.5 : 0.8$

8.3 频分多路复用(FDM)

Frequency Division Multiplexing

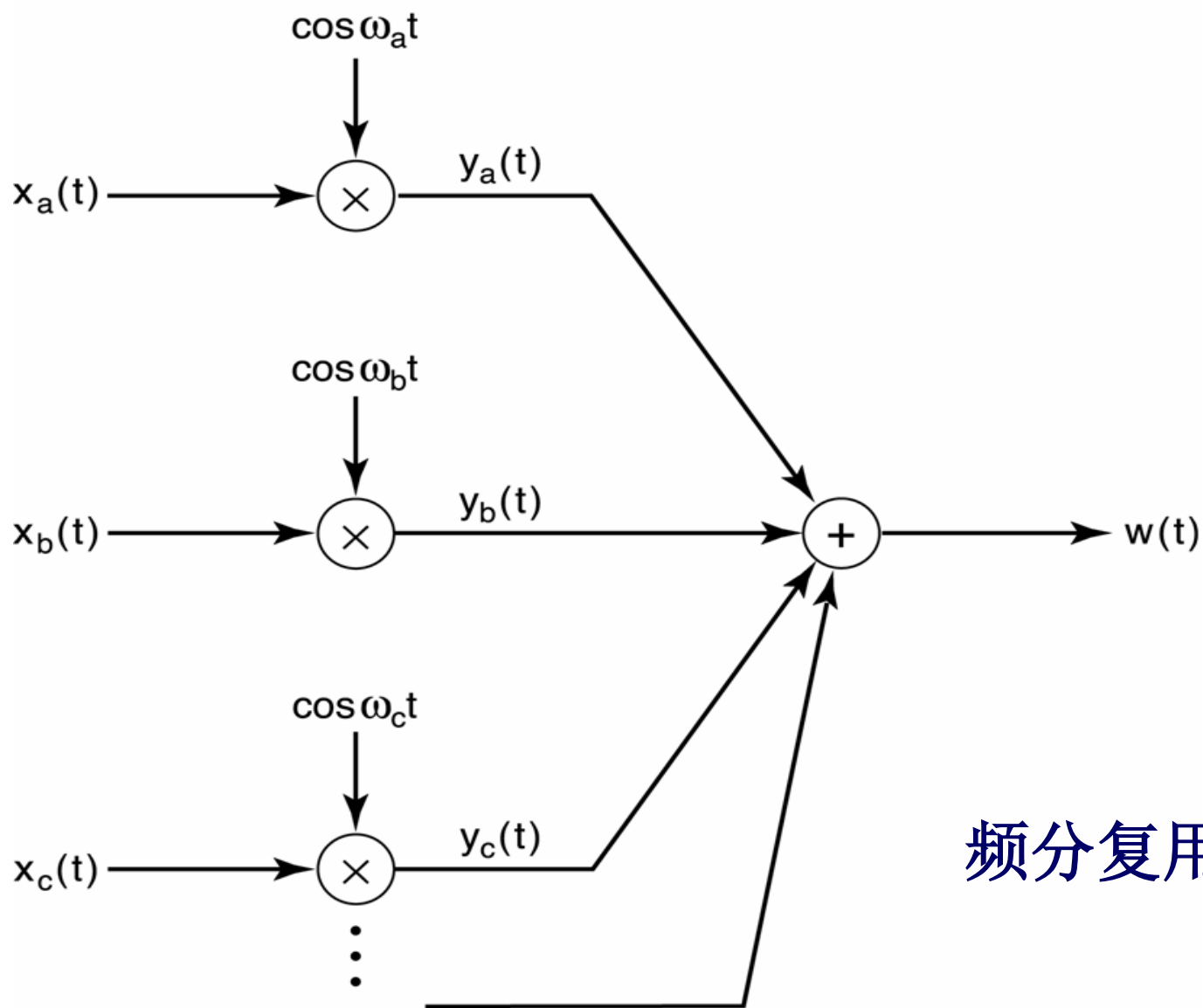
在前面的讨论中已经提到：

▲信道具有相应的频率特性，不同信道对不同频段的信号具有最佳传输特性。

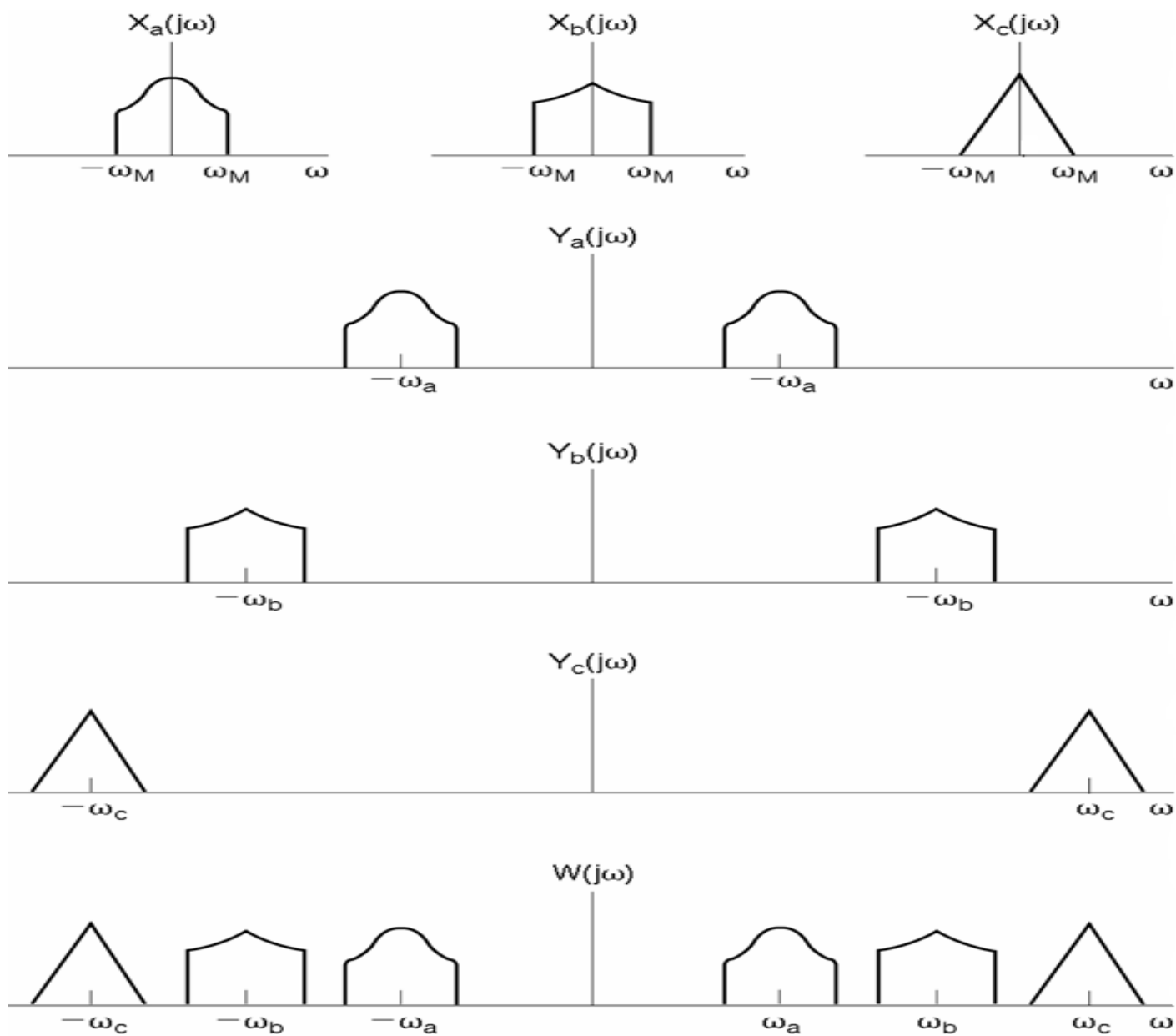
▲信道具有比信号带宽大得多的频带。

如果在一个信道中只能同时传输一路信号，显然对有限的信道频率资源是一种浪费。

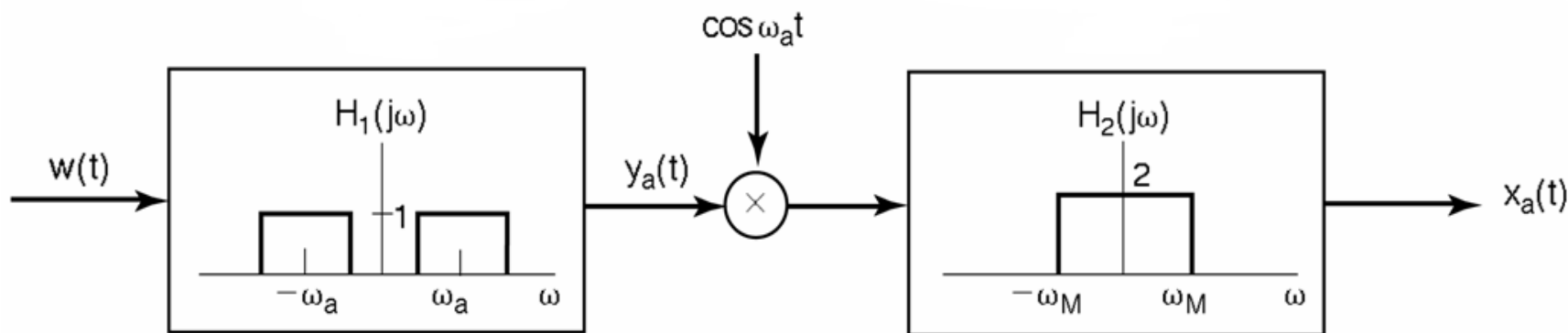
频分复用可以大大提高信道频率资源的利用率。



频分复用



对频分多路复用信号解调时，首先要**解复用**：
从复用信号的频谱中利用带通滤波器滤出所需的一路信号，然后对该路信号进行解调。

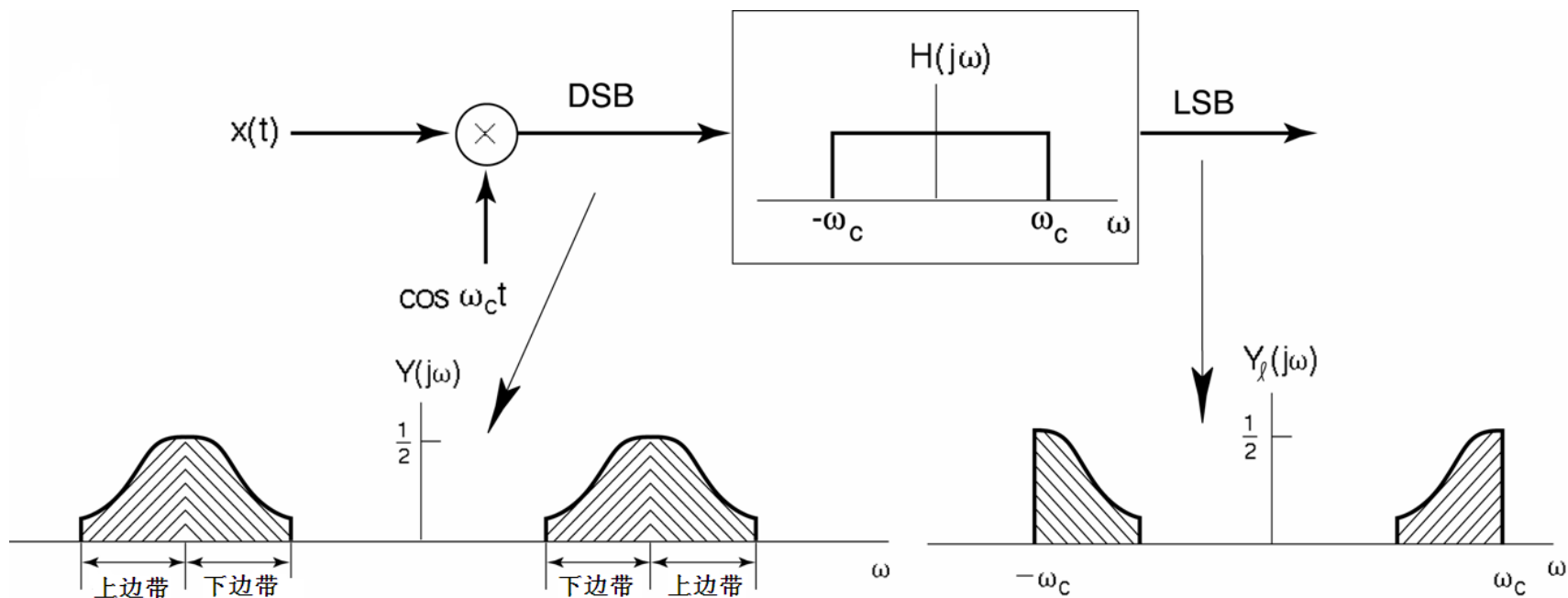


8.4 单边带正弦幅度调制(SSB)

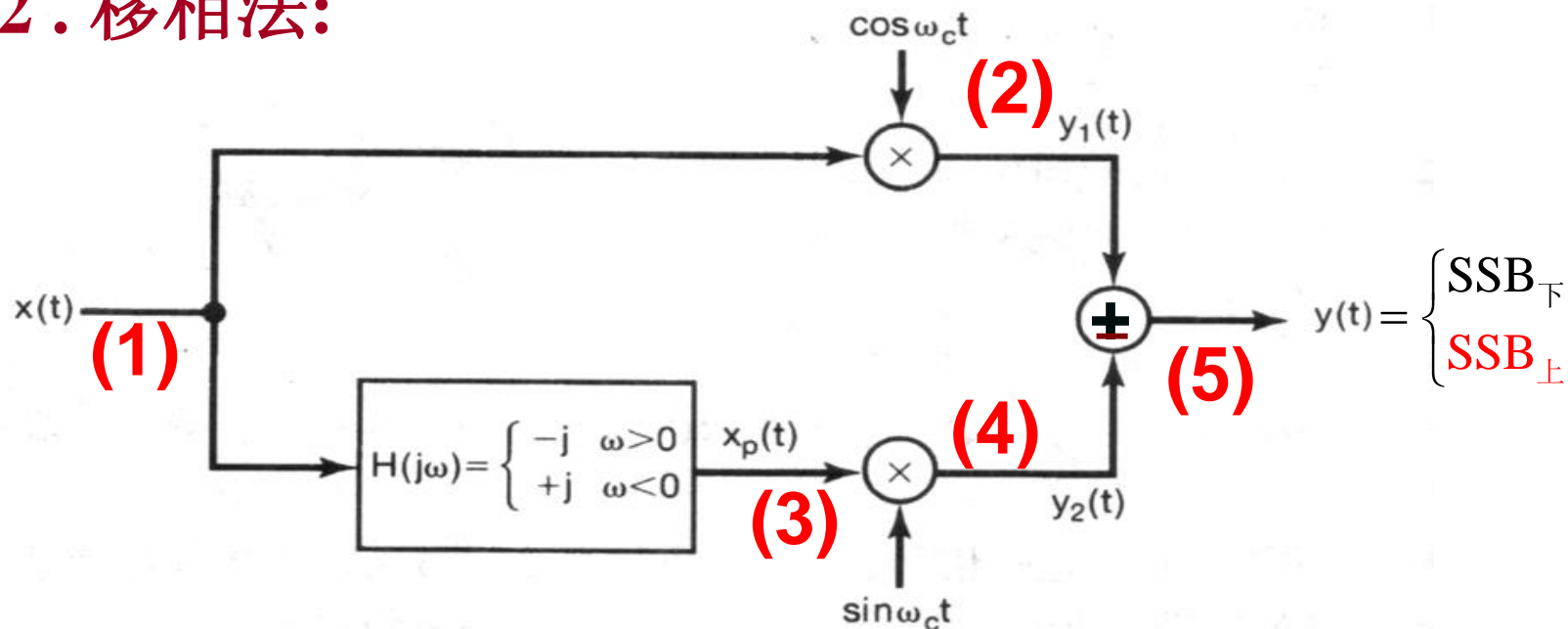
Single-Sideband Sinusoidal Amplitude Modulation

SSB信号的产生:

1. 滤波法: 利用边带滤波器, 滤除一个边带。

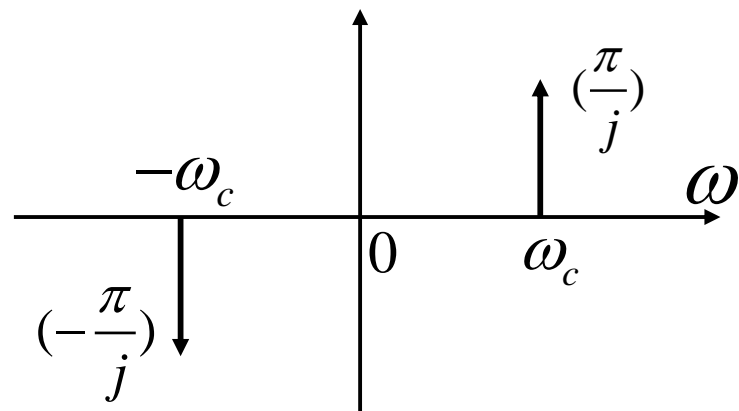


2. 移相法:

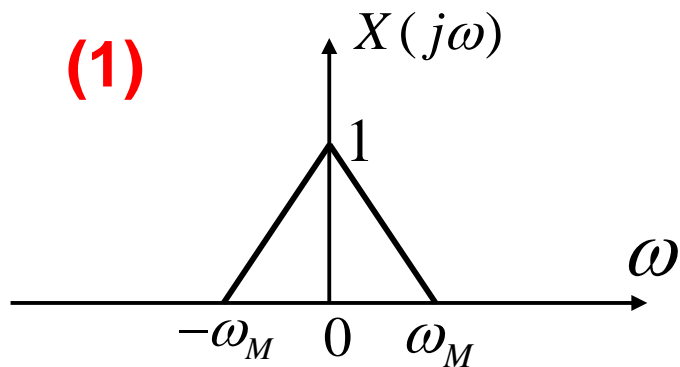


其中:

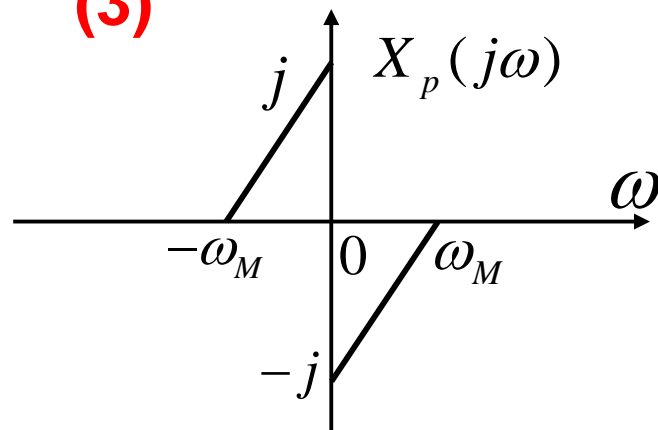
$$\sin \omega_c t \leftrightarrow \frac{\pi}{j} [\delta(\omega - \omega_c) - \delta(\omega + \omega_c)]$$



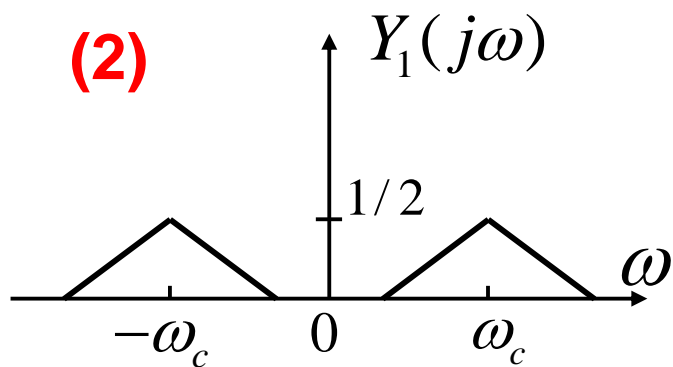
(1)



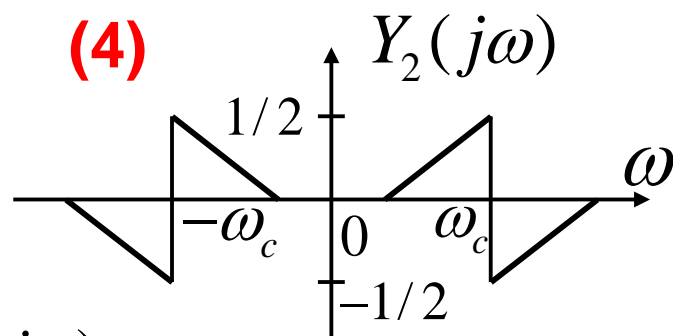
(3)



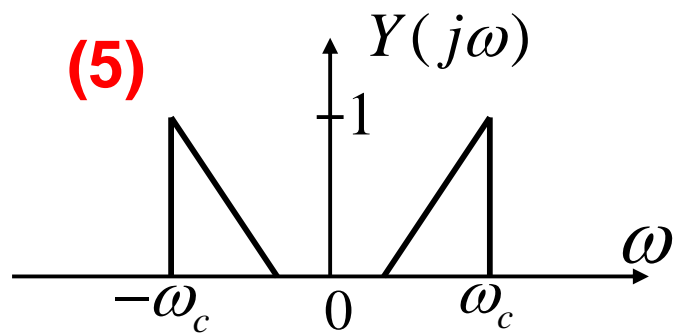
(2)



(4)



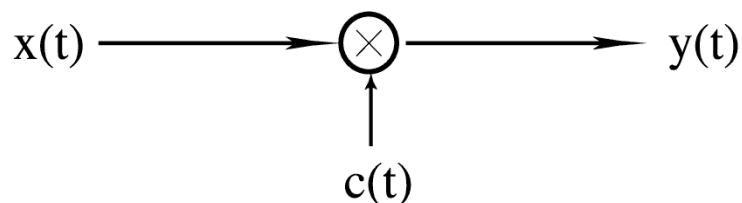
(5)



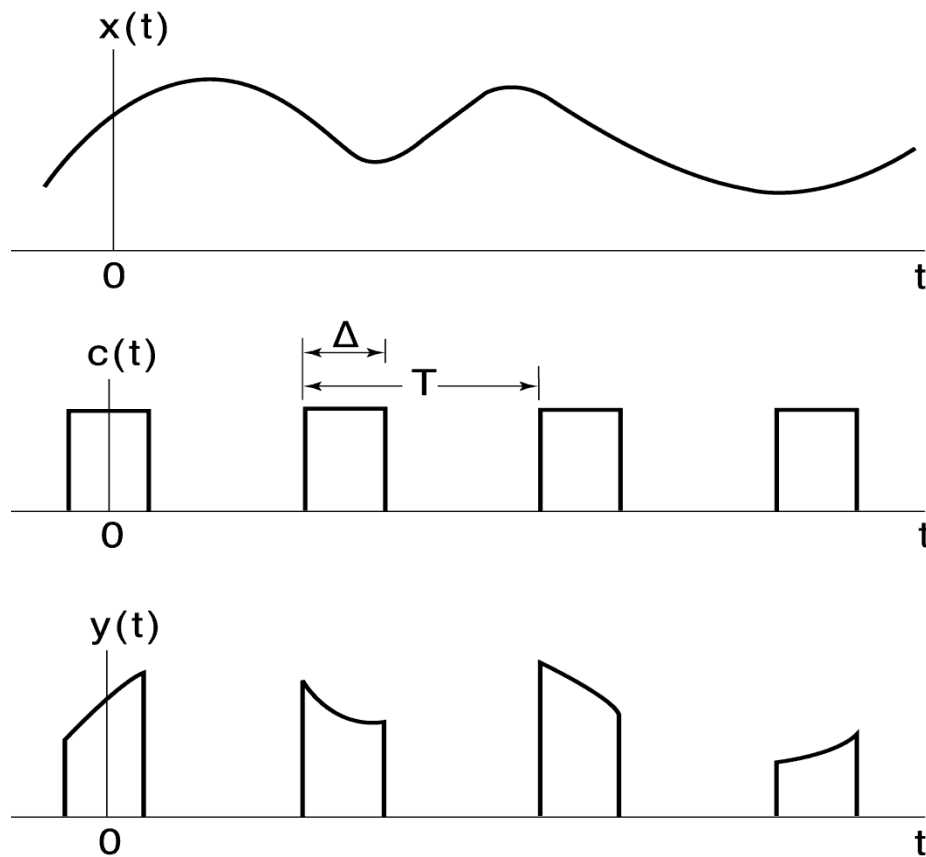
8.5 脉冲串作载波的幅度调制

Amplitude Modulation with a Pulse-Train Carrier

一. 脉冲串载波调制:



当幅度调制的载波信号是脉冲串时，称为**脉冲串载波调制**。



$$C(j\omega) = 2\pi \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \delta(\omega - \frac{2\pi}{T}k)$$

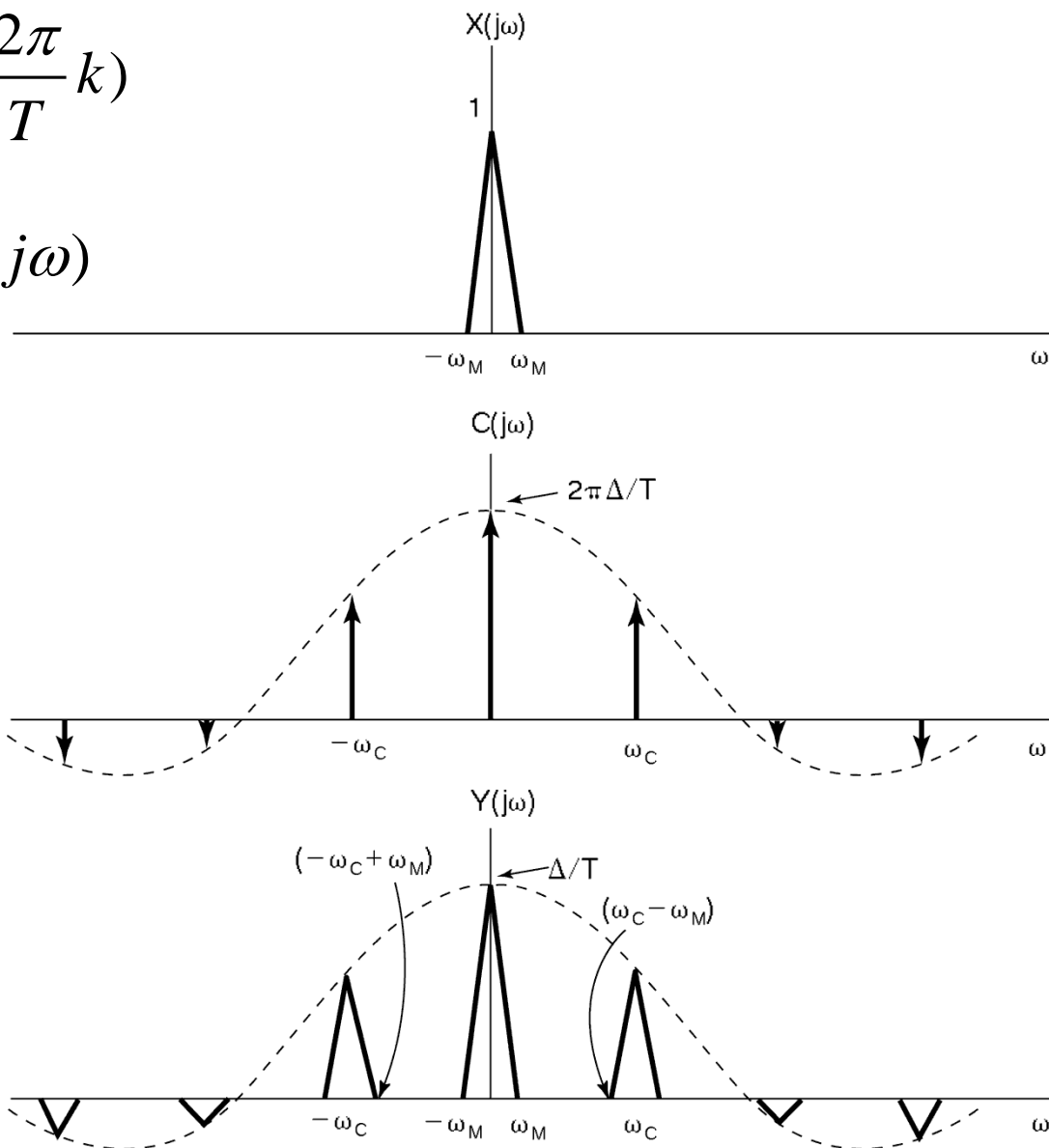
$$Y(j\omega) = \frac{1}{2\pi} X(j\omega) * C(j\omega)$$

$$= \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k X\left[j(\omega - \frac{2\pi}{T}k)\right]$$

其中：

$$a_k = \frac{\Delta}{T} \operatorname{sinc}\left(\frac{\Delta}{T}k\right)$$

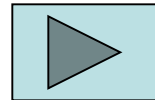
$$= \frac{\sin \frac{\Delta\pi}{T}k}{\pi k}$$



- 只要 $x(t)$ 的最高频率 ω_M 满足 $2\omega_M \leq 2\pi/T$,
即可保证在 $Y(j\omega)$ 中不发生频谱的重叠, 可以用理想低通滤波器从已调信号中解调出 $x(t)$ 。
- 低通的截止频率 W 要满足 $\omega_M < W < \omega_c - \omega_M$ 。

时分复用的思想:

脉冲串载波调制时能否解调出 $x(t)$, 与脉宽 Δ 无关, 从时域角度, 在一个周期内可以为每一路信号分配一个时隙, 依次传送多路信号。



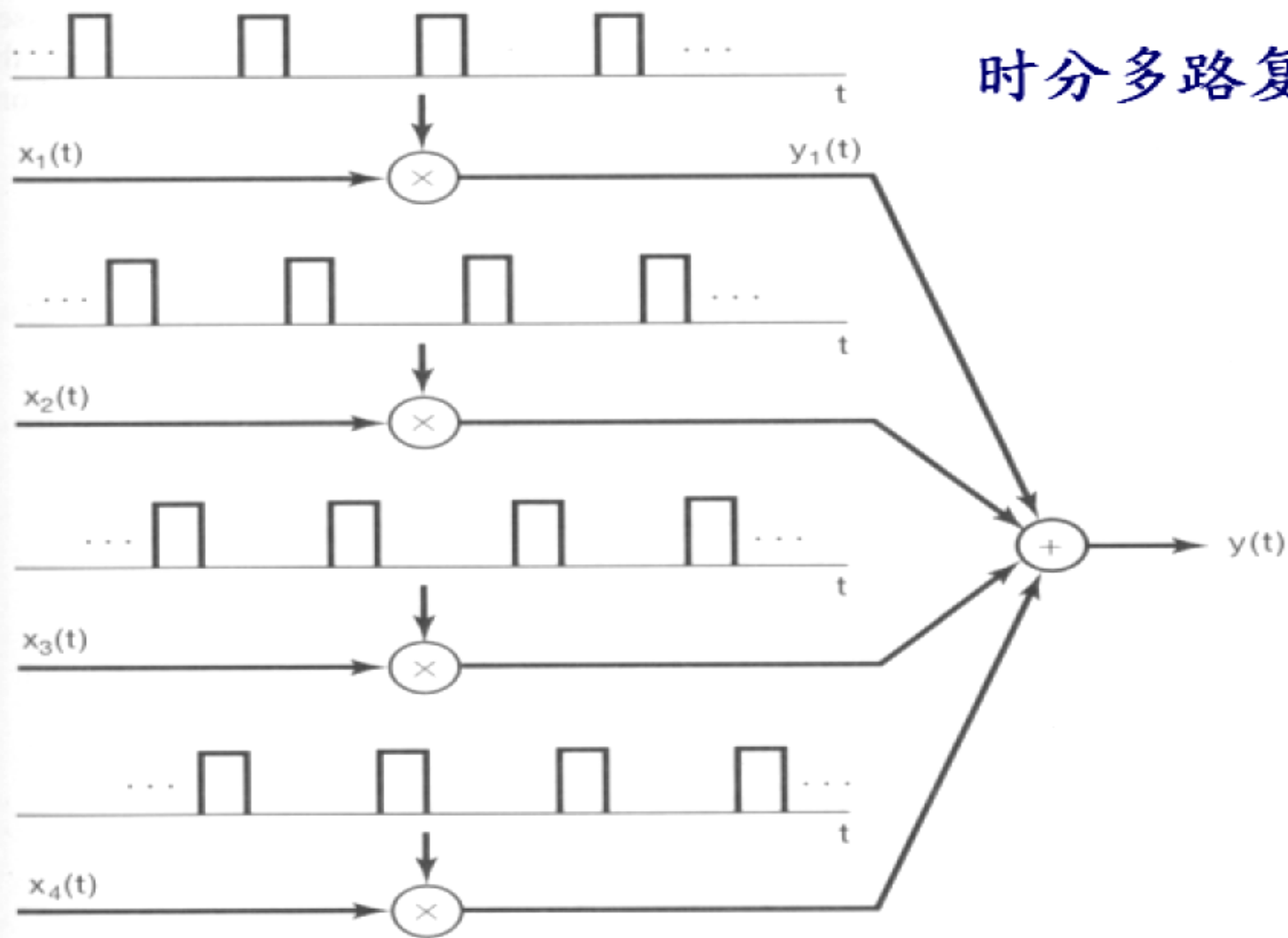
二. 时分多路复用TDM: (Time-Division Multiplexing)

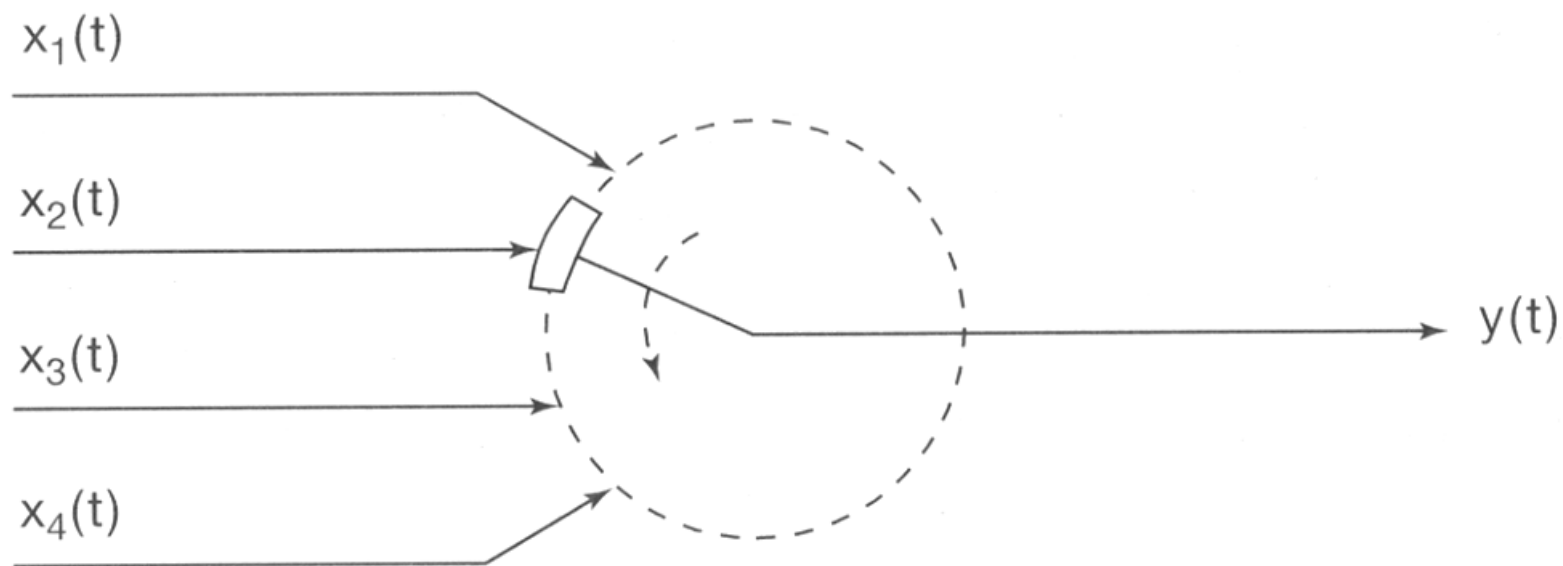
在脉冲串载波的每个周期里，依次为各路信号分配一个相应的时隙，在该时隙内传送这一路信号。只要各路信号的时隙彼此不重叠，就可以实现多路信号的同时传送。在接收端通过循徊检测实现解复用。

时分多路复用的实现：



时分多路复用

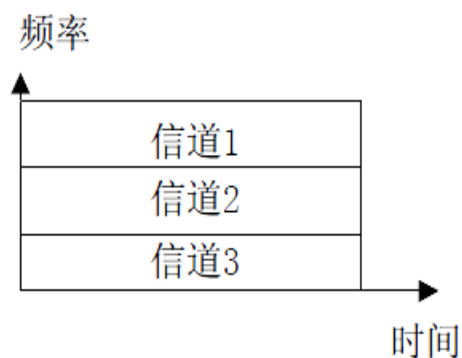




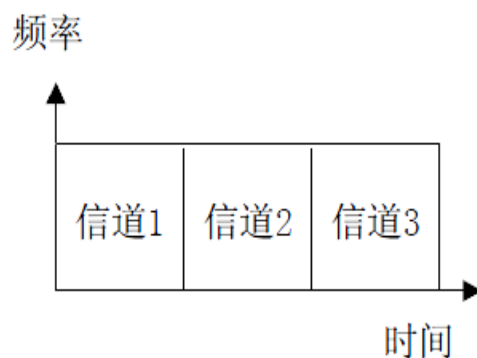
时分多路复用的实现

FDMA、TDMA、CDMA

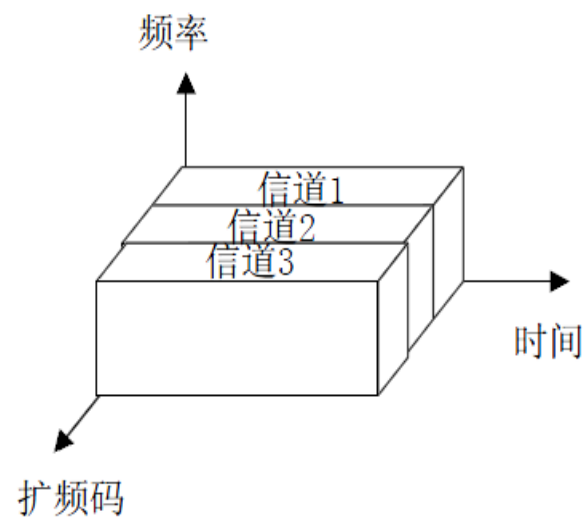
Frequency/Time/Code Division Multiple Access



(a) FDMA



(b) TDMA



(c) CDMA

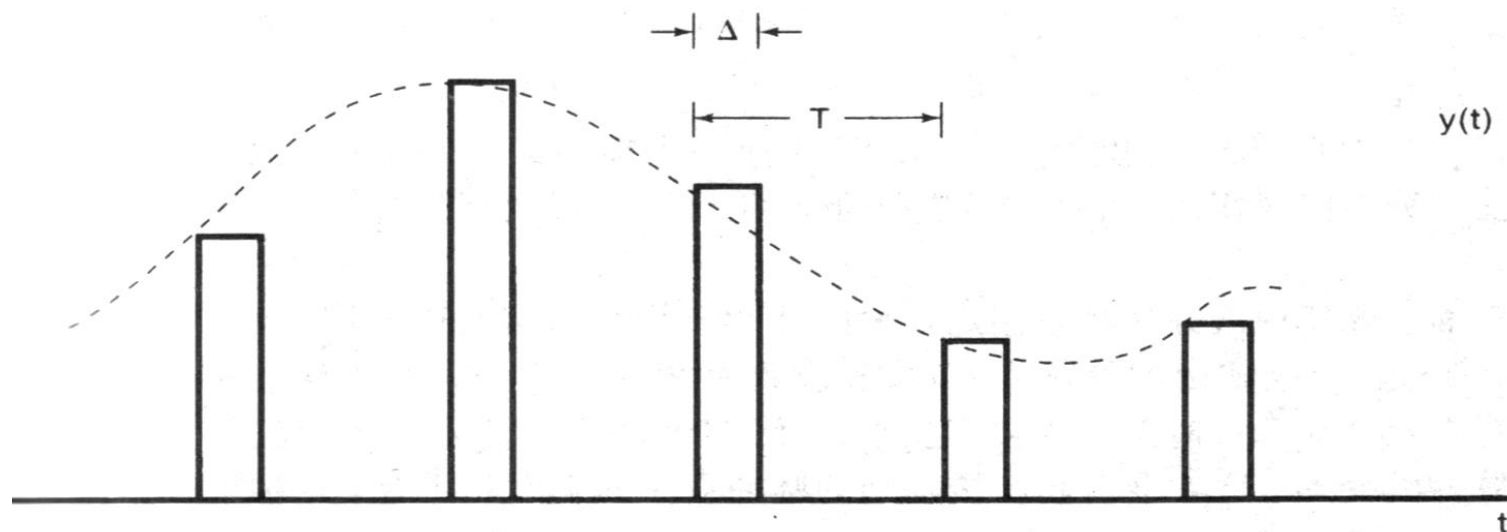
8.6 脉冲幅度调制 (PAM)

Pulse-Amplitude Modulation

一. PAM调制

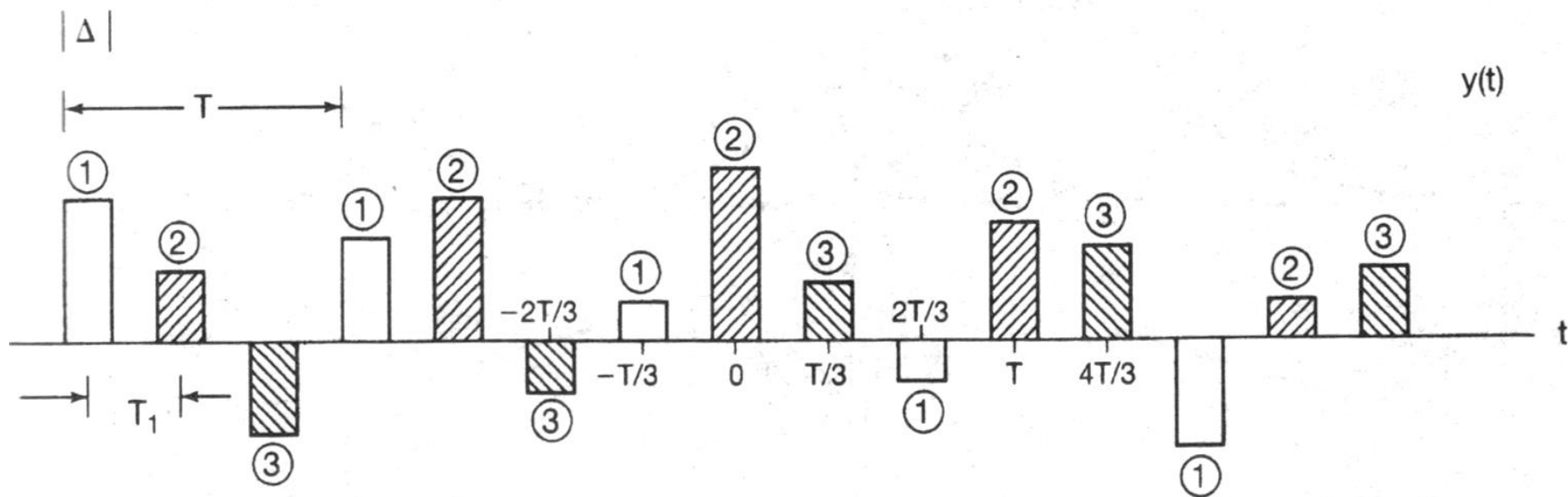
以脉冲串作载波的幅度调制，在载波的宽度 Δ 内是以调制信号的原始波形为传送对象的。由于此时 $\omega_c = (2\pi / T) > 2\omega_M$ 满足Nyquist抽样率，因此，在 Δ 时隙内只需要传送 $x(t)$ 的一个样本值即可。

PAM调制就是用 $x(t)$ 在各时隙的样本值去调制载波脉冲的幅度。

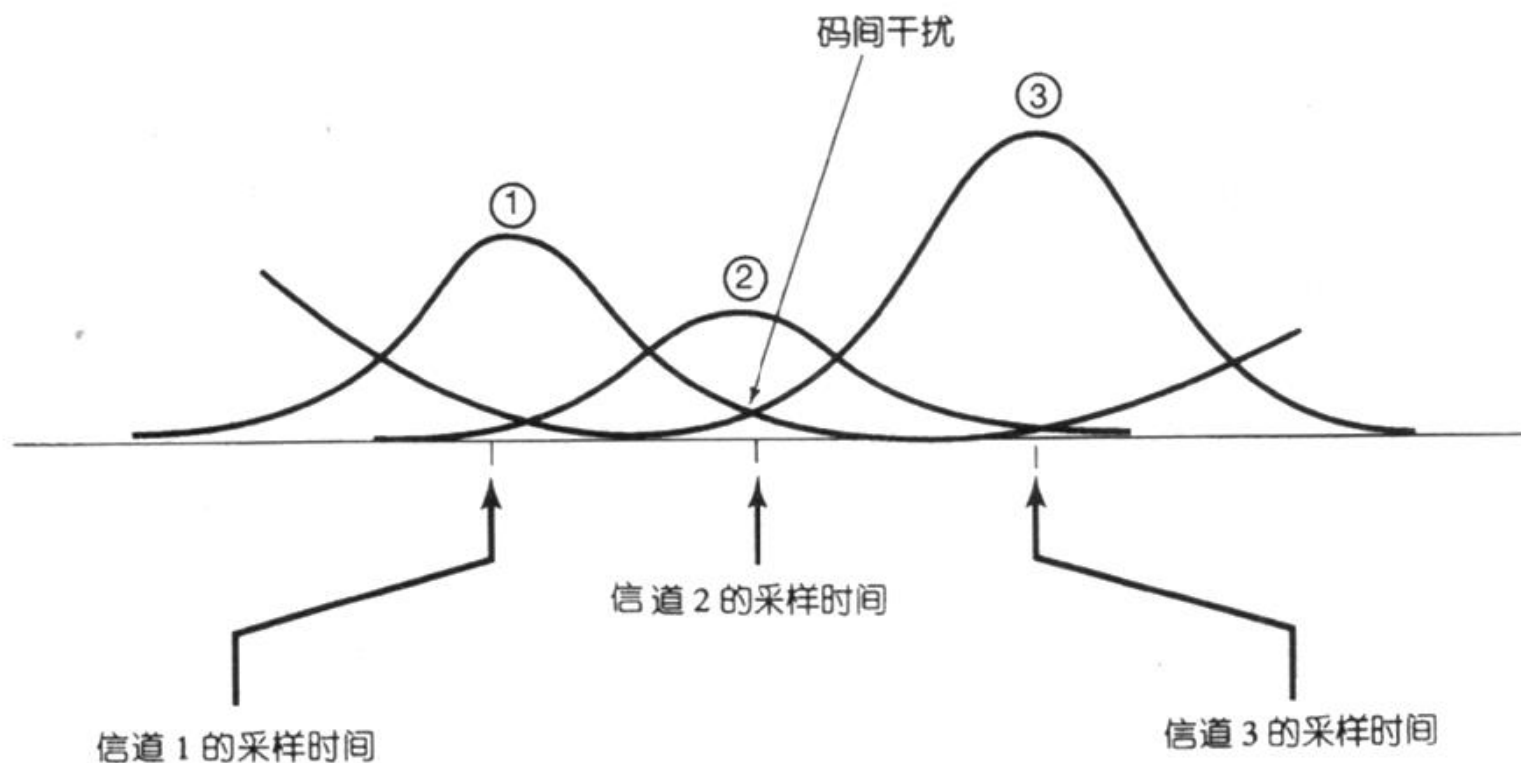


二. PAM系统中的码间干扰

对时分复用的PAM信号，在理想情况下，各路信号在传输过程中不发生波形失真，在接收端只要通过采样判决就可以实现对每路信号的解复用。



但是，在工程实际中，由于信道的非理想频率特性及加性噪声的引入，总会造成PAM信号的波形发生失真。从而产生码间干扰，使采样判决时刻得到的样本值并非是该路信号应该有的样本值。



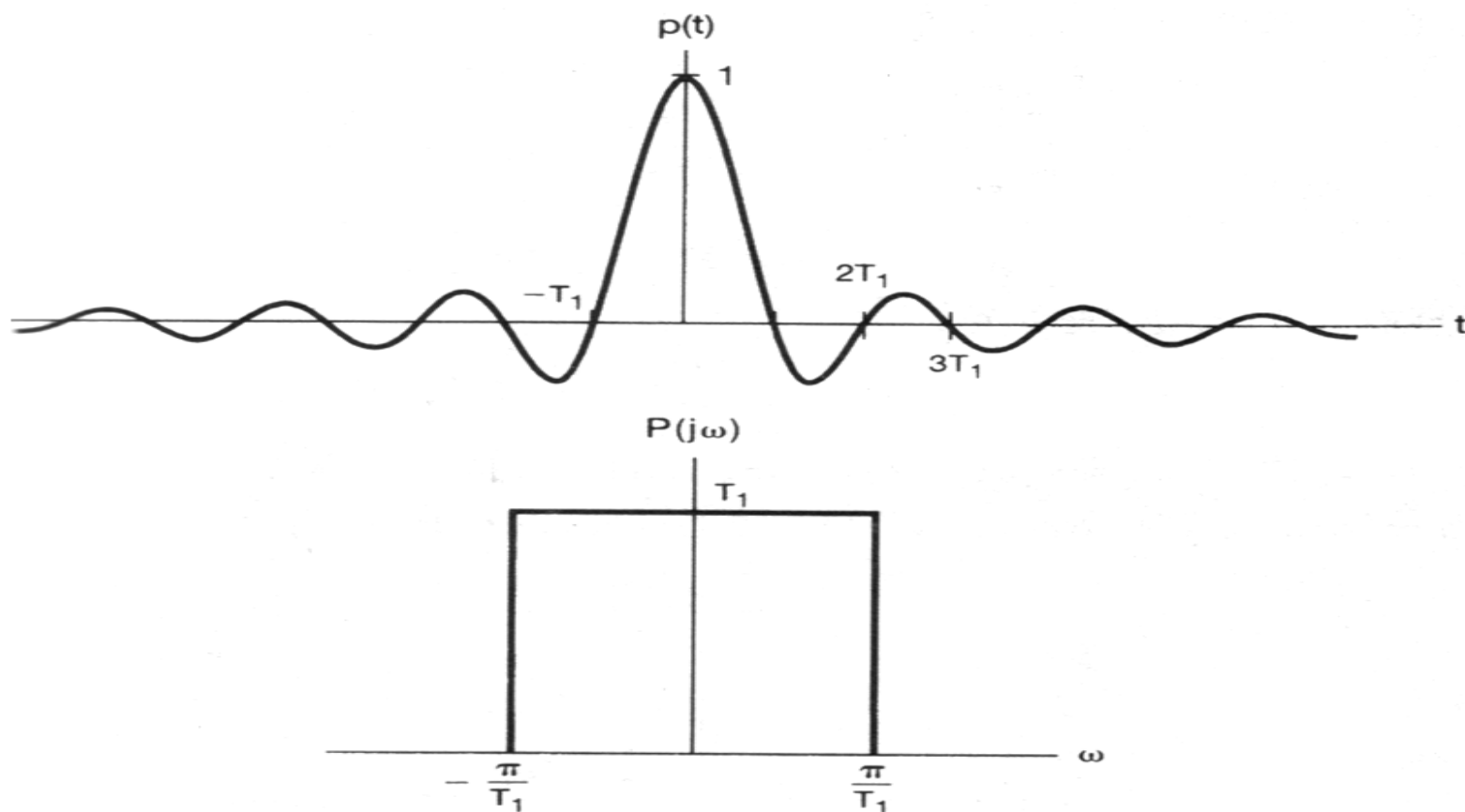
产生码间干扰的原因:

1. 信道带宽有限使脉冲的前后沿变缓;
2. 非线性相位使群时延非恒定而产生相位弥散。

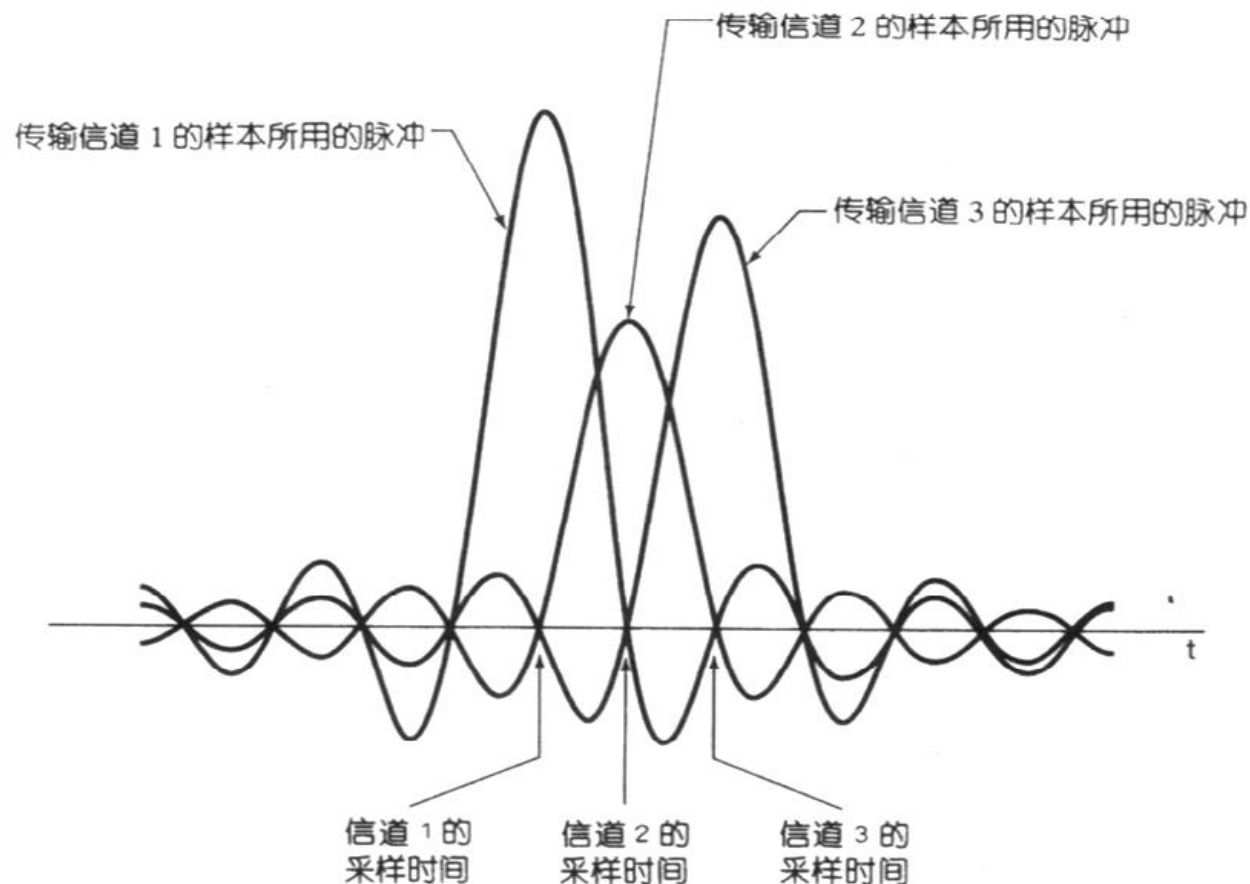
消除码间干扰的方法:

▲ 针对由于信道带宽有限而产生的码间干扰，应该在形成 PAM 信号时，使用一种非矩形的脉冲作为载波。这种脉冲在所有采样判决时刻都过零点，而且是带限的，其最高频率在信道的通带内。例如采用如下脉冲：

$$p(t) = \frac{T_1 \sin(\frac{\pi t}{T_1})}{\pi t}$$



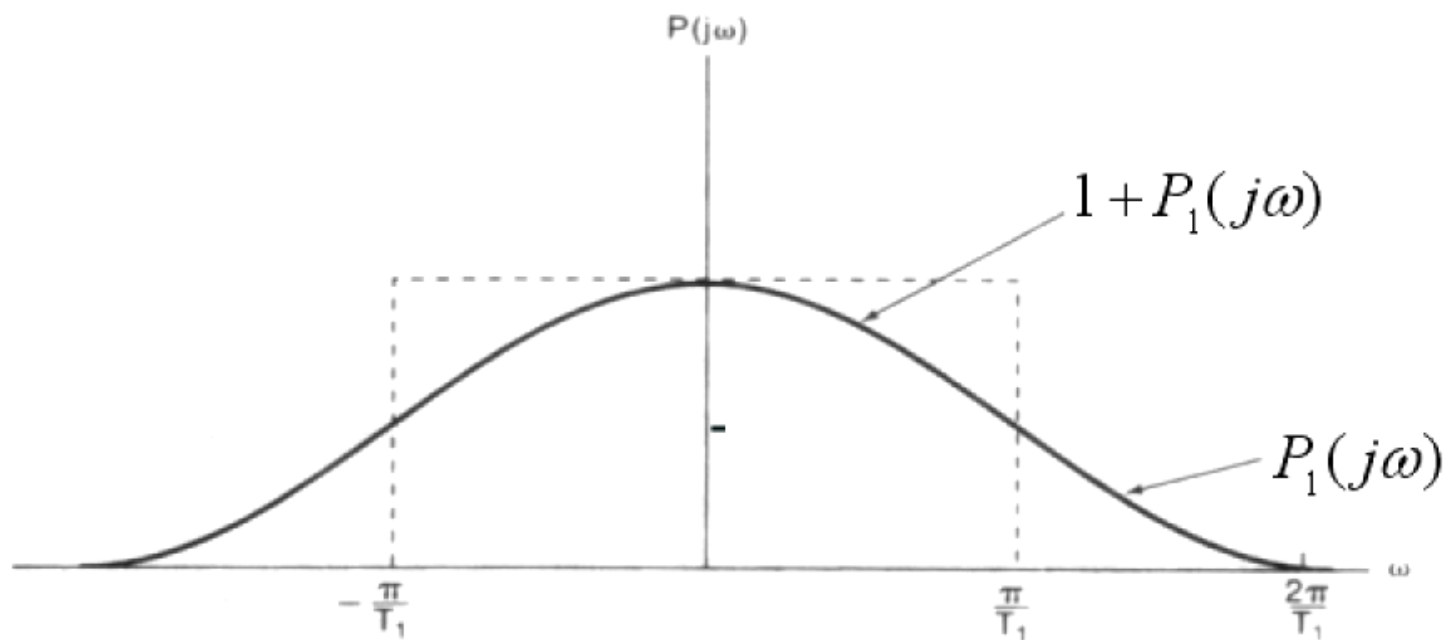
当以这样的脉冲作为PAM调制的载波时，就不会造成采样判决时的码间干扰。



▲ 更一般的情况，从频域考虑，只要使 $P(j\omega)$ 是以 π/T_1 奇对称的。例如：

$$P(j\omega) = \begin{cases} 1 + P_1(j\omega) & |\omega| \leq \pi / T_1 \\ P_1(j\omega) & \pi / T_1 < |\omega| \leq 2\pi / T_1 \\ 0 & \text{其它 } \omega \end{cases}$$

其中 $P_1(-j\omega + j\frac{\pi}{T_1}) = -P_1(j\omega + j\frac{\pi}{T_1}) \quad 0 \leq \omega \leq \frac{\pi}{T_1}$



具有上述频谱的脉冲在所有采样判决时刻均过零点。在工程应用中,常常用具有升余弦滚降特性的滤波器作为成形滤波器就是出于这样的考虑,目的在于消除码间干扰。

如果信道的频率特性在通带内有起伏（或不恒定）还需要进行信道幅度均衡；如果信道的相位特性非线性，则需要进行相位均衡。否则，码间干扰一定会产生。

三.数字脉冲幅度调制与脉冲编码调制 (PCM)

- PAM调制中信号的样本 $x(nT)$ 往往被量化成数字信号，它可以被认为是一个存储于数字系统中或是由某一数字系统产生的。由于数字系统的有限字长， $x(n)$ 只能有有限个量化电平，从而造成已调脉冲的幅度只能有有限个可能的幅度值。

- 数字化的PAM量化形式又可以用二进制的电平表示成一组二进制码字。码字中的每一位称为一个比特。如：话音信号带限于3.4KHZ，以8KHZ采样，再用 8 位二进制码量化编码，则话音信号的数据量是每秒64Kbit。

- 在传输数字脉冲幅度调制信号时，为了传输可靠，防止误码，往往要在传输前将其通过编码变换成另一个二进制序列，这种经编码后的PAM调制就称为PCM。

8.8 离散时间调制

Discrete-Time Modulation

一. 离散时间正弦幅度调制

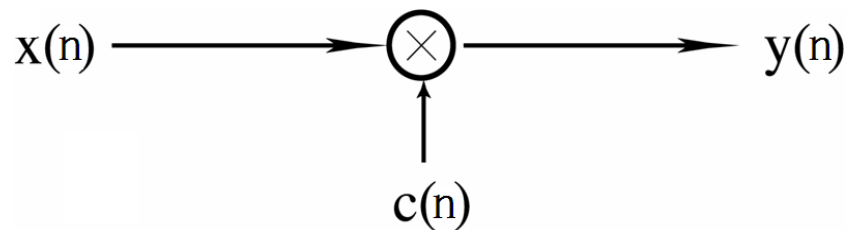
1. 复指数载波:

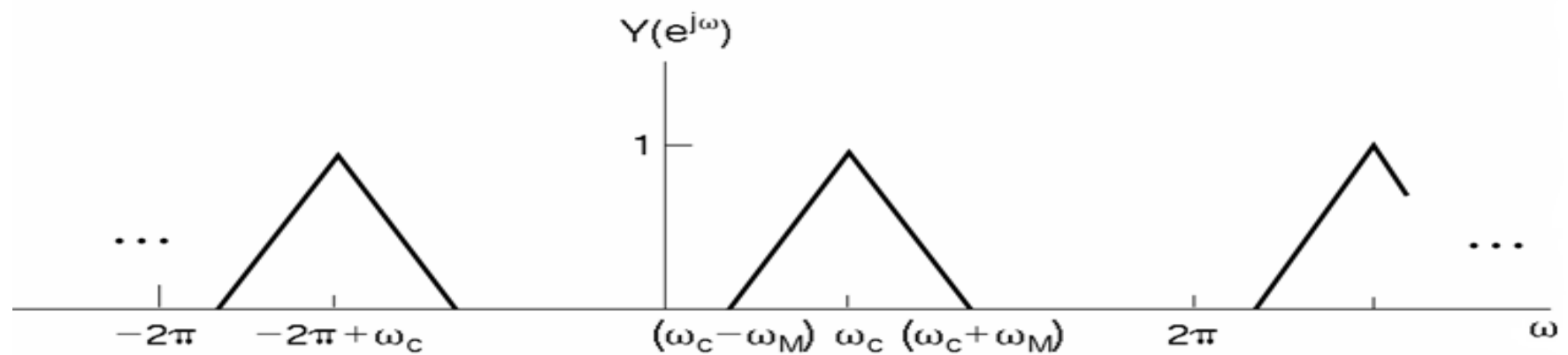
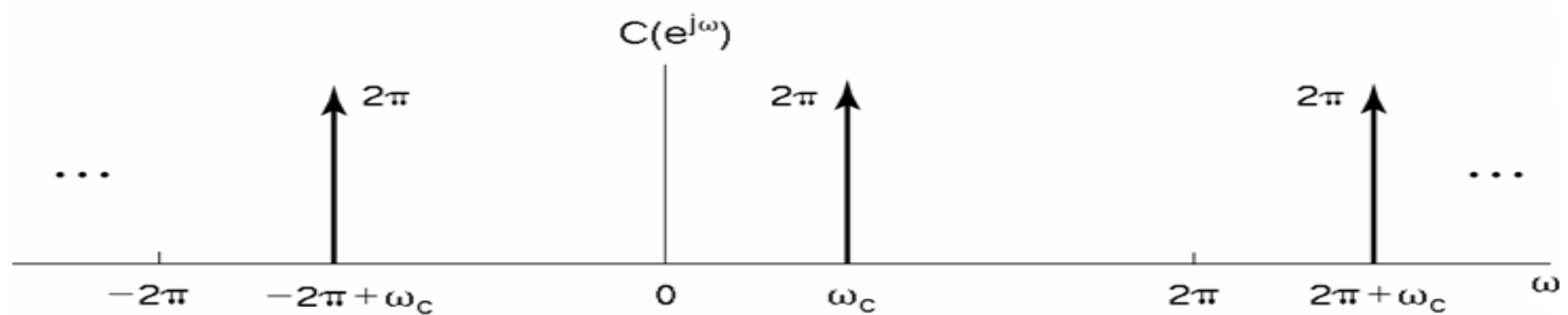
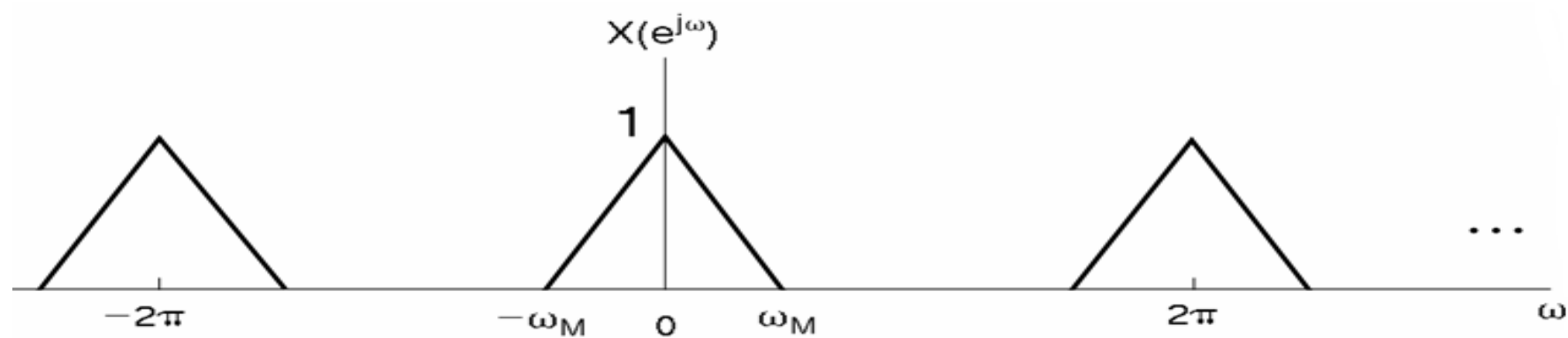
$$c(n) = e^{j\omega_c n}$$

$$y(n) = x(n)e^{j\omega_c n}$$

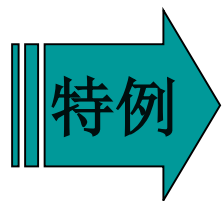
$$C(e^{j\omega}) = 2\pi \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - \omega_c - 2\pi k)$$

$$Y(e^{j\omega}) = \frac{1}{2\pi} X(e^{j\omega}) \otimes C(e^{j\omega}) = X(e^{j(\omega - \omega_c)})$$



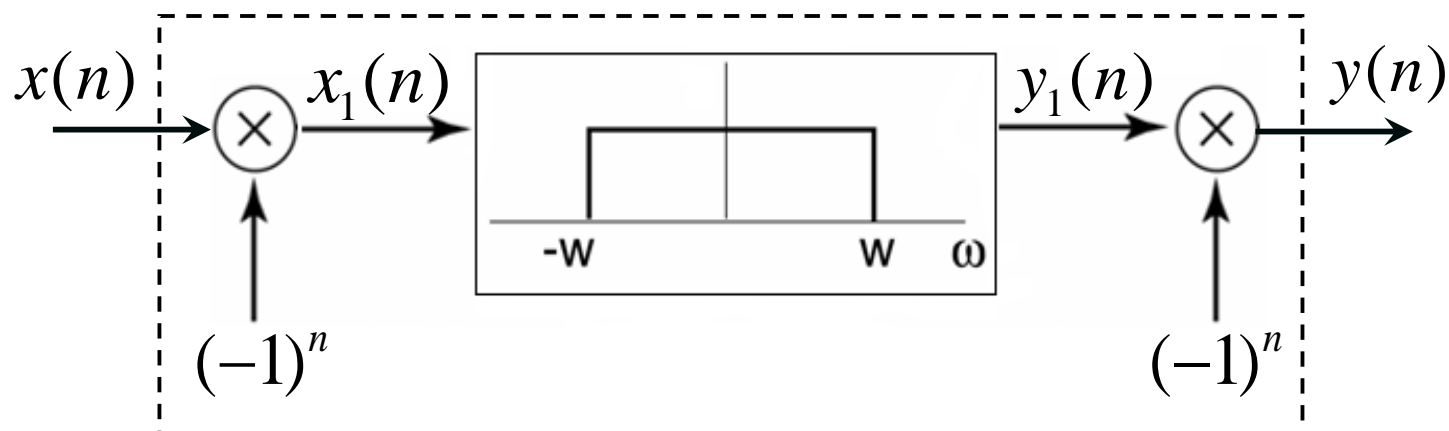


可见：用 $x(n)$ 去调制载波的幅度，就是将 $x(n)$ 的频谱搬移到载频的位置。通过同步解调就可以恢复原基带信号： $w(n) = y(n)e^{-j\omega_c n} = x(n)$



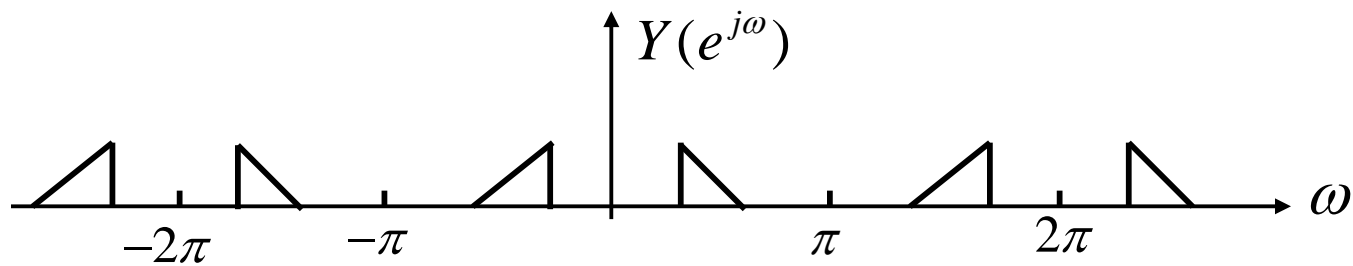
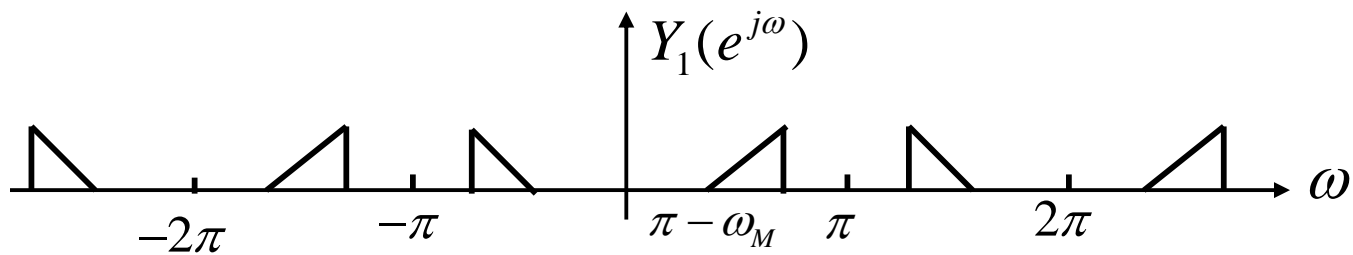
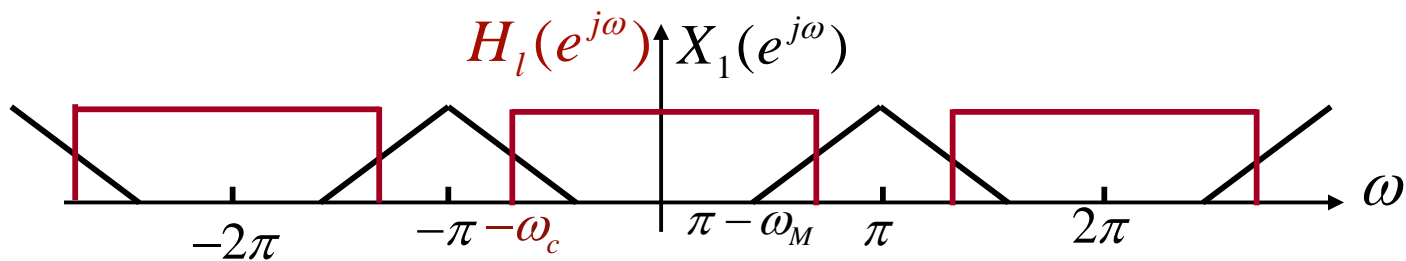
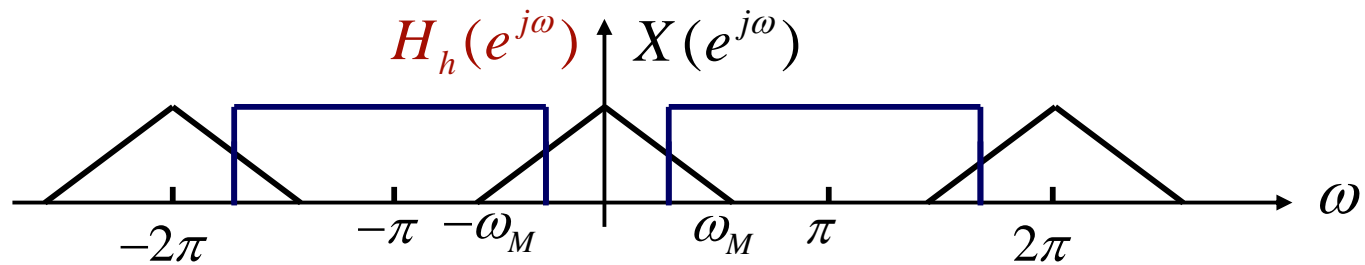
若 $\omega_c = \pi$ ， $c(n) = (-1)^n$ ，此时就是改变 $x(n)$ 中奇数位各点的正负号。解调时，只需再一次改变 $y(n)$ 奇数位各点的正负号即可。在频域则表现为信号频谱中的高、低频成分相互交换。

利用这一点可以通过调制及低通滤波器实现一个高通滤波器，反之亦然。

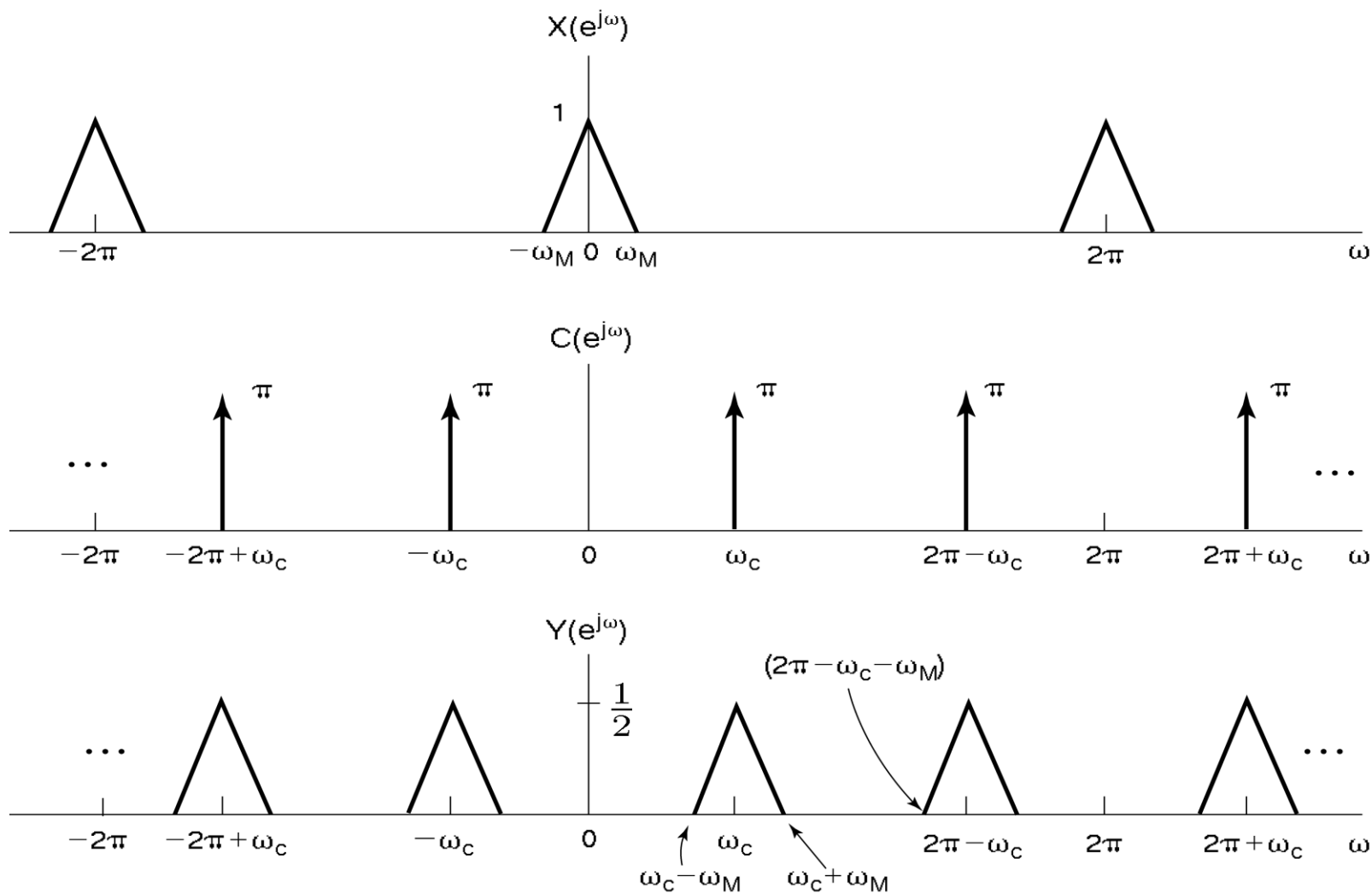


整个系统相当于一个高通滤波器

若将该系统中的低通换成高通，则整个系统相当于一个低通滤波器。



2. 正弦载波: $c(n) = \cos \omega_c n$ $y(n) = x(n) \cos \omega_c n$

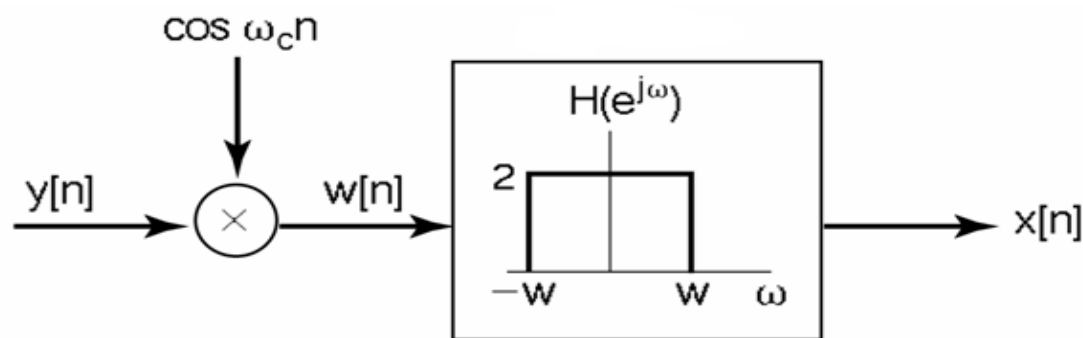


要从 $y(n)$ 中解调出 $x(n)$ ，必须保证在 $Y(e^{j\omega})$ 中不发生频谱的重叠。为此应有：

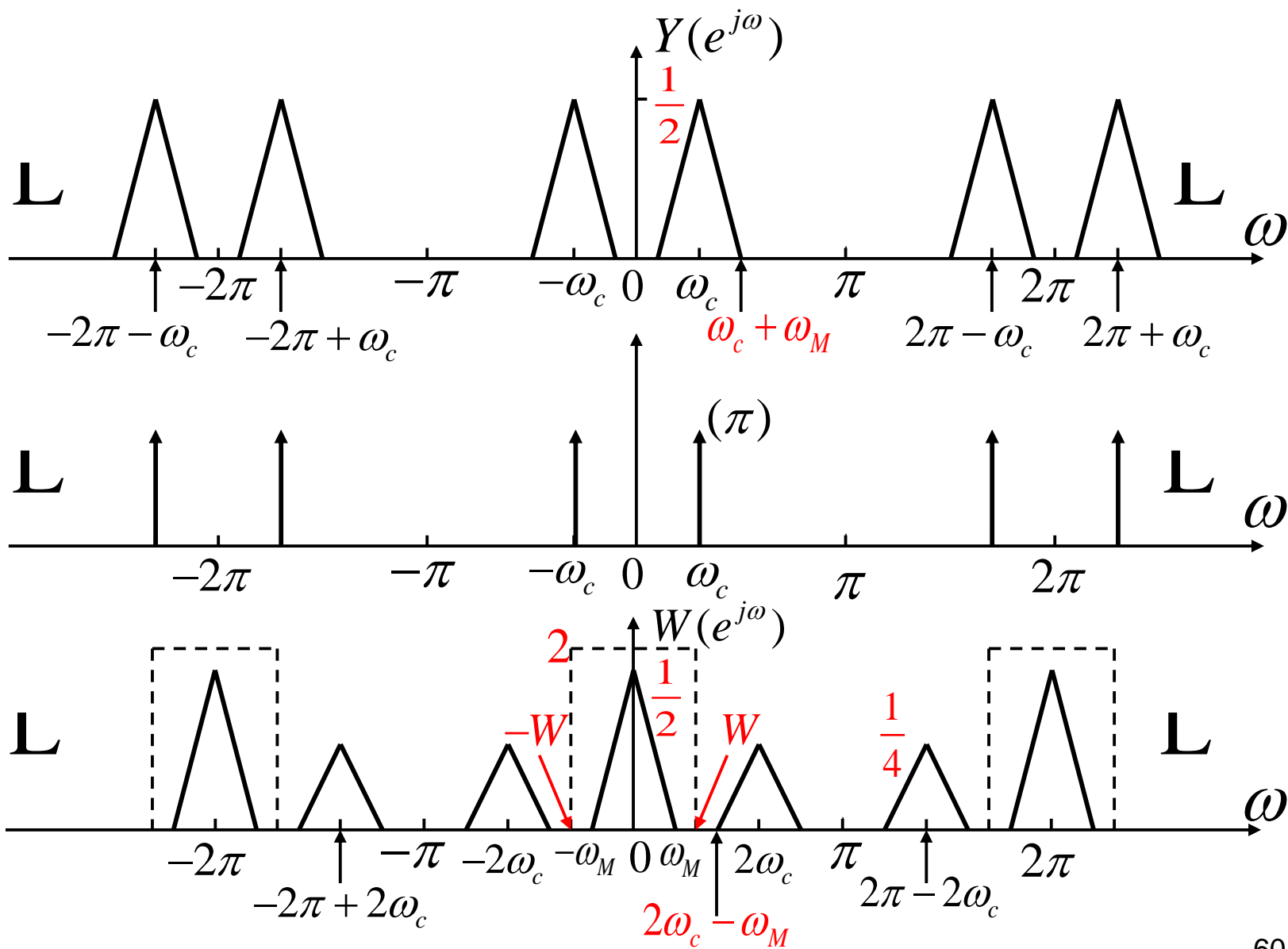
$$\omega_c > \omega_M, \quad \omega_c + \omega_M \leq \pi$$

即： $\omega_M < \omega_c < \pi - \omega_M$

此时可以通过同步解调恢复 $x(n)$



(教材中图8.43是在 $\omega_c = \pi/2$ 的特定情况下绘制的)



低通滤波器的截止频率应满足:

$$\omega_M < W < 2\omega_c - \omega_M \quad \text{通带增益为2}$$

解调时, 在 $W(e^{j\omega})$ 中可能于 $\pm\pi$ 附近会出现频谱混叠(在 $2\omega_c + \omega_M > \pi$ 时会发生重叠), 但这对解调没有影响。

- 离散时间幅度调制和解调的分析方法与连续时间是相同的。在频域分析时, 只要注意到离散时间信号的频谱均以 2π 为周期这一差异即可。

- 可以用同样的方法来讨论以脉冲串作载波时的幅度调制，会得到许多相同的结论。
- 要把 M 路序列按FDM复用起来，则要求每一路信号所占带宽不大于 π / M (即每路信号必须带限于 π / M)。若原来每路信号都是从连续时间信号以Nyquist率抽样得来的， $\omega_s = 2\omega_M$ ，序列频谱占满了整个信道频带，要复用这些信号就必须通过对原信号**增抽样**，将其频带压缩到 π / M 之内，才能进行FDM复用。

二. 离散时间调制的转换:

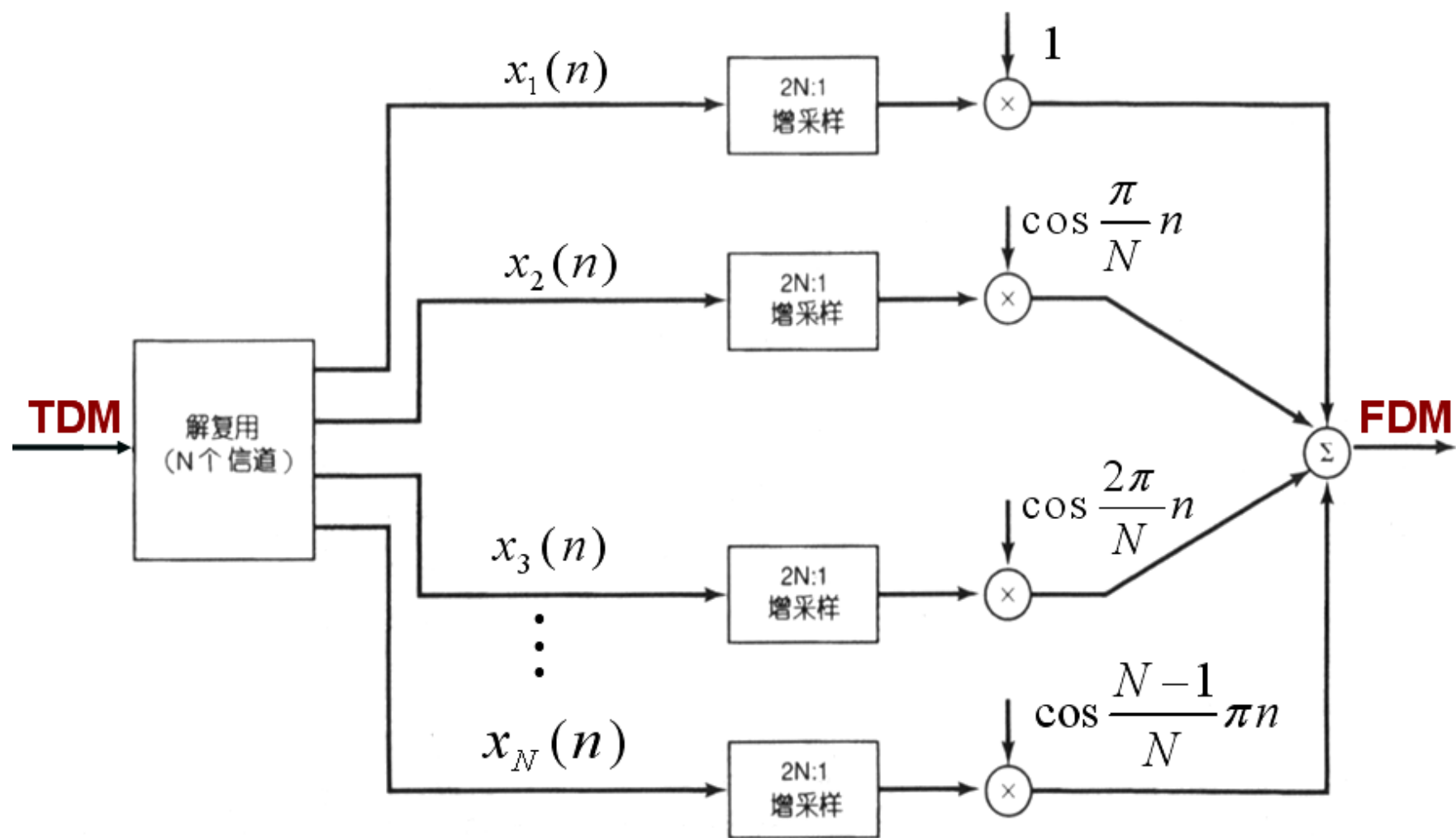
在数字通信系统中，信号往往是FDM或TDM复用的。有时由于在发送或接收端有某种不同限制或要求，要把已经用某种方式复用起来的信号，重新再次加以复用，就产生了把TDM复用转换成FDM复用，或者反过来的情况。

这种从一种复用方式转变成另一种复用方式的过程，称为**调制转换(Transmodulation)**或**复用转换(Transmultiplexing)**。

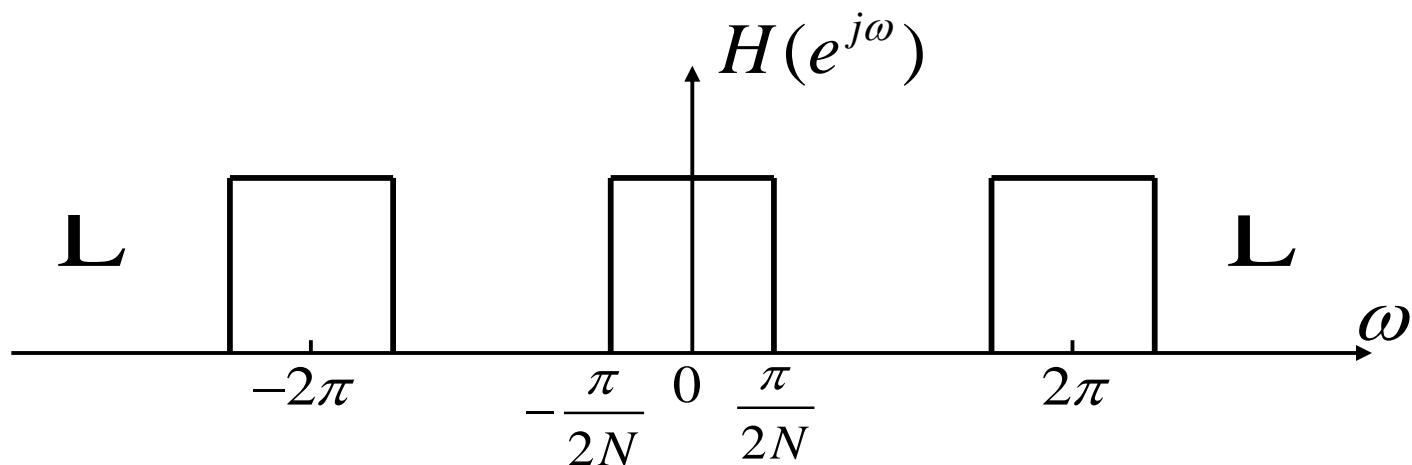
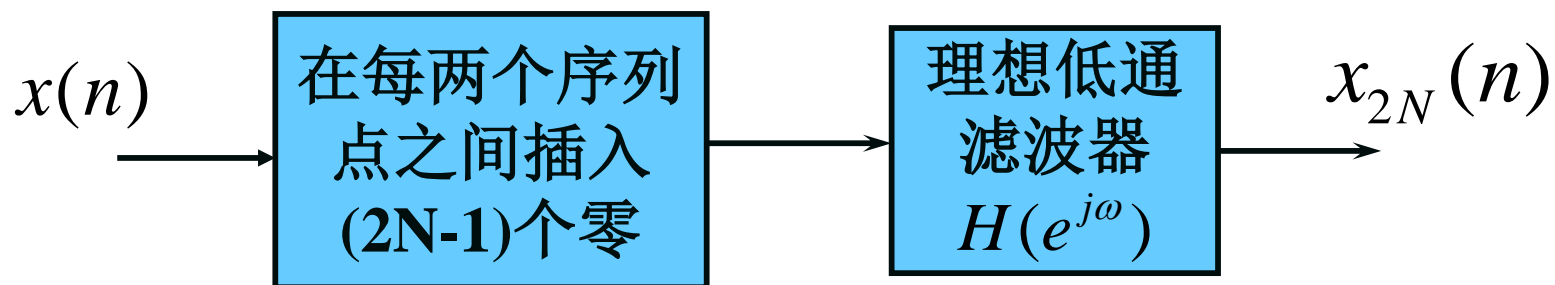
实现复用转换的最直接的方法是先对复用信号解复用和解调，再按新的复用要求重新进行调制、复用。当重新复用的信号仍在离散时间域内时，可以直接在离散时间域内进行转换。

例如：

将离散时间TDM变为FDM可以如下图进行：



其中， $2N:1$ 增采样的实现方法：



8.9 小结 (Summary)

作为傅立叶分析在通信领域的应用:

- 讨论了与通信系统有关的基本概念，特别是通信系统中采用的调制技术。
- 以正弦信号作为载波，讨论了DSB、AM以及SSB调制与解调方案。
- 以脉冲串作载波，讨论了PAM调制及相关的数字通信中的问题。

- 对离散时间信号的正弦幅度调制。
- 由于幅度调制而产生的FDM和TDM复用方式。
- 可以看到频域分析的方法对于分析和解决通信系统的许多问题是很直观而且方便的，傅立叶分析方法在通信系统中有广泛的应用。

作业

#8.4

8.9

8.21

8.22

#8.12

8.24

8.28

8.36

8.40

本章习题中的错误更正

- 1、题 4 中：“若乘积 $g(t)(\sin 400\pi t)$ 通过一个截止频率为 400π ”，应该为：“若乘积 $g(t)(\sin 400\pi t)$ 通过一个截止频率为 500π ”。且书后答案不对。
- 2、题 8.36 (b) 中“(b) 固定选频滤波器是一个以频率 ω_f 为中心的带通滤波器，如图(c)所示。希望该滤波器 $H_2(j\omega)$ 的输出是 $r(t) = x_1(t) \cos \omega_f t$ 时，依据 ω_c 和 ω_M ，为了保证 $x_1(t)$ 的一个不失真的频谱集中于 $\omega = \omega_f$ 周围， ω_r 必须满足什么约束？”中的 ω_r 应该改为 ω_T 。