

第十一章 调制与解调

11-1 调制解调的概念

一、基本概念

调制就是用一个信号（称为调制信号）去控制另一个做为载体的信号（称为载波信号），让后者的某一特征参数按前者变化。

解调：调制的逆过程，从已调信号还原出原来信号。

调制信号：消息信号。 $u_s(t)$

载波：消息载体，即为基本电磁波。 $u_c(t)$

已调信号：调制后的信号。 $u(t)$

二、调制的目的

1.将信息信号所具有的频谱 搬移到某频率处，使之与信道可传输的频谱相适应。

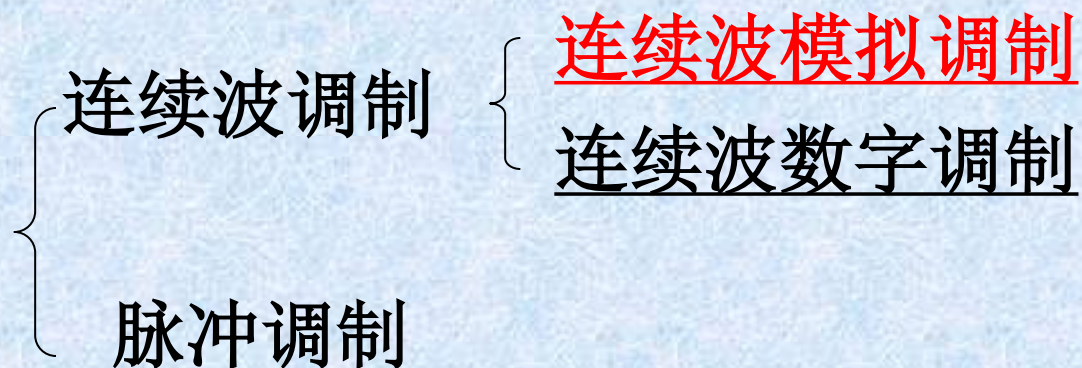
信道：传输信息的必经之路称为“信道”。也称为传送电信号的一条道路。

多路复用是指在数据传输系统中，允许两个或多个数据源共享同一个传输介质，就像每一个数据源都有自己的信道一样就是指把若干个彼此无关的信号合并为一个复合信号，并在一条共用信道上进行传输，在信号的接收端必须可以将复合信号分离出来。

2.实现信道多用。如：频分复用、时分复用。

3.通过调制，增强信号的抗噪声能力。

三、调制的分类



连续波调制：用模拟或数字调制信号去控制模拟高频载波信号（一般常用正弦波）。

- 正弦波的参量：幅度、频率、相位；
- 模拟或数字调制信号；

三、调制的分类

脉冲调制：用模拟调制信号控制脉冲序列信号或把模拟信号变换成数字信号（如**PCM**、**DM**）。

- 载波为脉冲序列信号，其理论依据为采样定理；
- 脉冲的参量：幅度、宽度、脉冲间隔；

11.2 连续波幅度调制

连续波模拟调制 { 振幅调制 (调幅、AM)
频率调制 (调频、FM)
相位调制 (调相、PM) } 调角

这三种调制方式的实质都是对原始信号进行频谱搬移，将信号的频谱搬移到所需要的较高频带上，从而满足信号传输的需要。

AM { 标准AM (SAM)
双边带AM (DSB AM)
单边带AM (SSB AM)

11.2.1 标准调幅AM (Amplitude Modulation)

标准调幅波数学表达式:

设调制信号为: $u_{\Omega}(t) = U_{\Omega m} \cos \Omega t$

载波信号为: $u_c(t) = U_{cm} \cos \omega_c t$

已调波表达式为:

$$\begin{aligned} u_{AM}(t) &= [U_{cm} + k_a u_{\Omega}(t)] \cos \omega_c t \\ &= [U_{cm} + k_a U_{\Omega m} \cos \Omega t] \cos \omega_c t \\ &= U_{cm} \left[1 + \frac{k_a U_{\Omega m}}{U_{cm}} \cos \Omega t \right] \cos \omega_c t \\ &= U_{cm} [1 + m_a \cos \Omega t] \cos \omega_c t \end{aligned}$$

称“调幅指数”
或“调幅度”。

调幅指数

$$m_a = \frac{U_{\Omega m}}{U_{cm}}$$

称“调幅指数”或“调幅度”

m_a 越大，幅度变化越剧烈。

{ $m_a=0$ 时，没有调幅，为原载波。

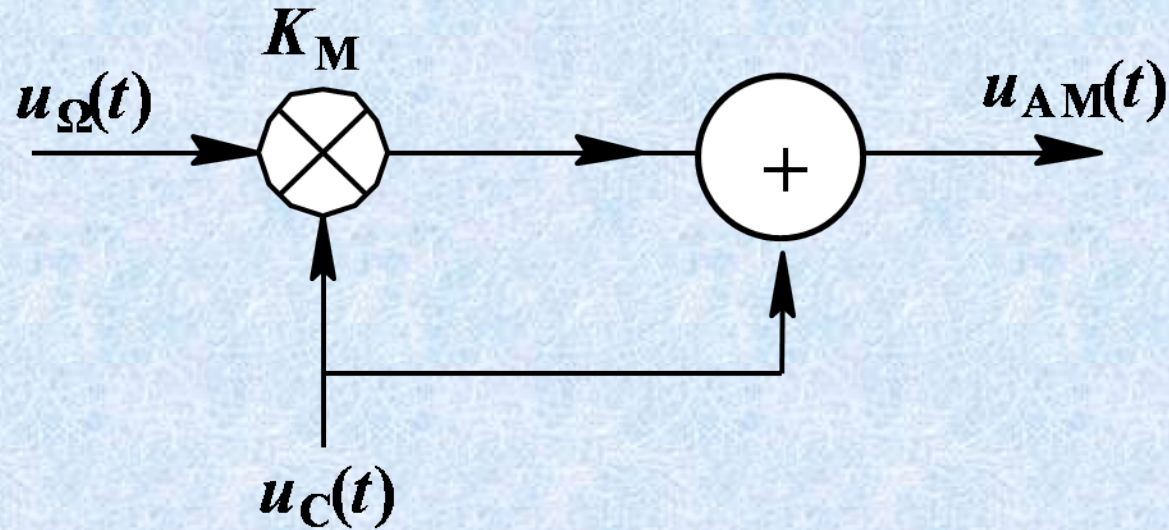
$m_a=1$ 时， $U_{\Omega m}=U_{cm}$ ，幅度在 $0\sim 2U_{cm}$ 之间变化，为100%的调幅。

$m_a>1$ 时， $U_{\Omega m}>U_{cm}$ ，过调幅，包络信号失真。

为了保证已调波的包络反映调制信号的变化，必须使：

$$0 < m_a \leq 1$$

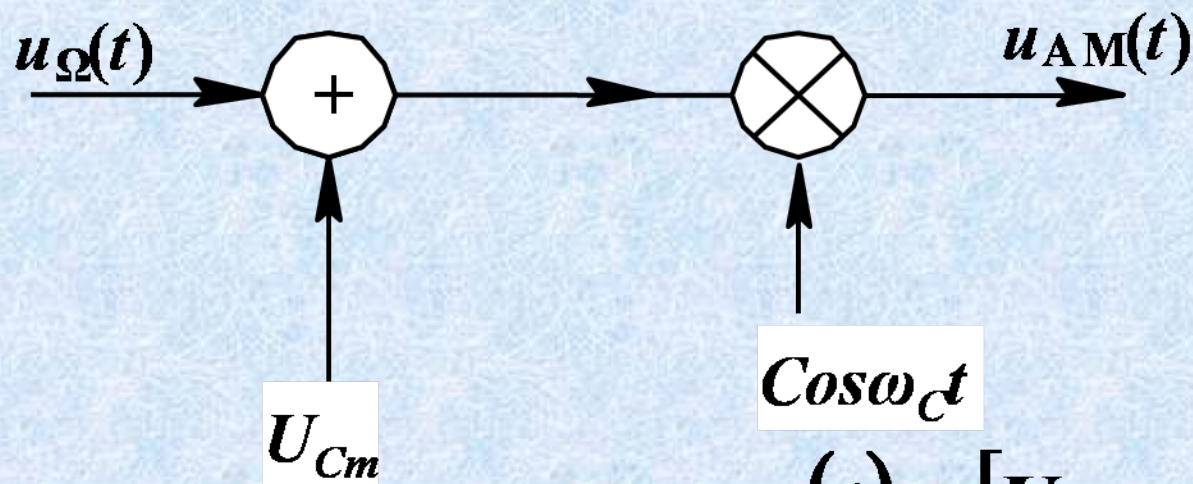
实现AM的方案



普通调幅波形成框图

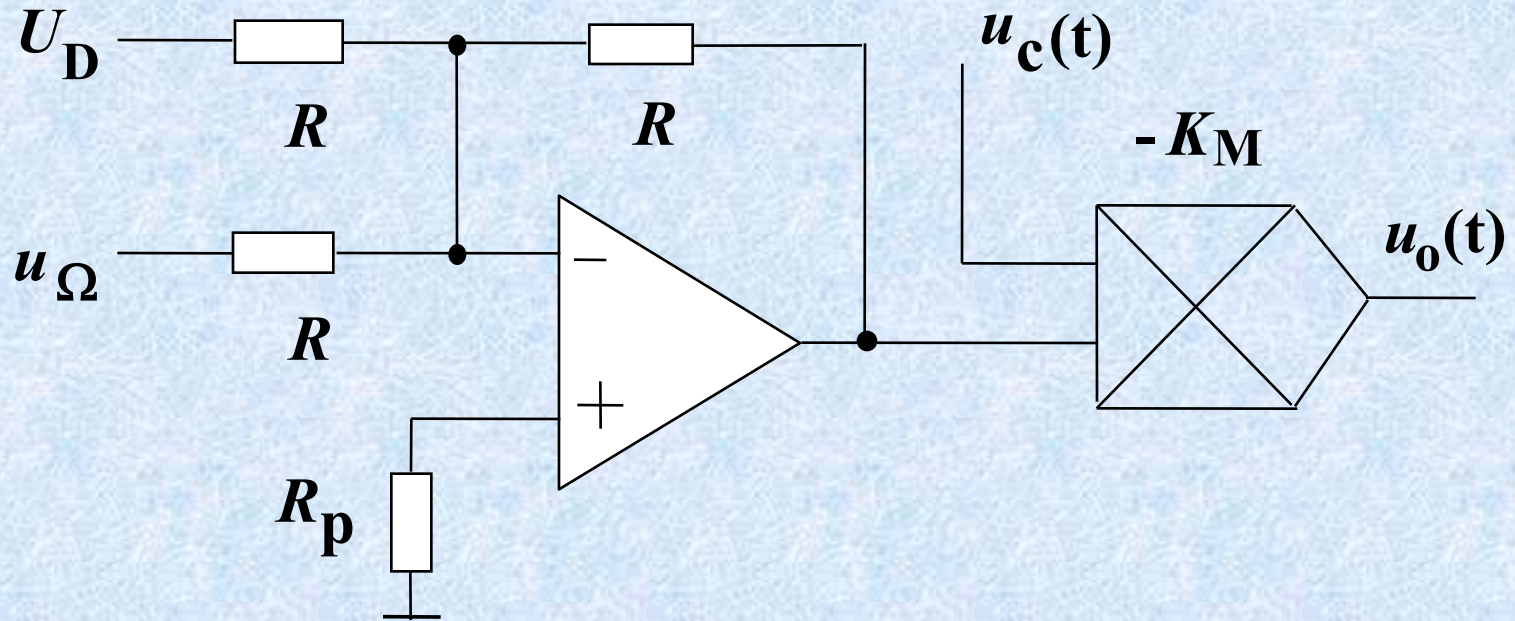
$$\begin{aligned} u_{AM} &= K_M U_{cm} \cos \omega_c t \times U_{\Omega m} \cos \Omega t + U_{cm} \cos \omega_c t \\ &= U_{cm} (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t \end{aligned}$$

$$m_a = K_M U_{\Omega m}$$



普通调幅波形形成框图

$$\begin{aligned}
 u_{AM}(t) &= [U_{cm} + u_{\Omega}(t)] \cos \omega_c t \\
 &= [U_{cm} + U_{\Omega m} \cos \Omega t] \cos \omega_c t
 \end{aligned}$$



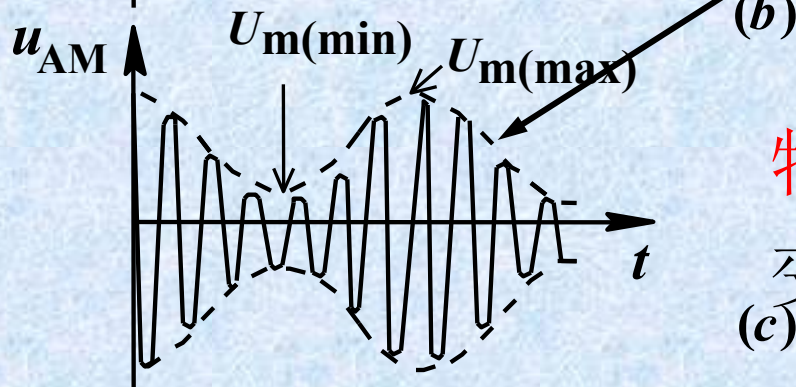
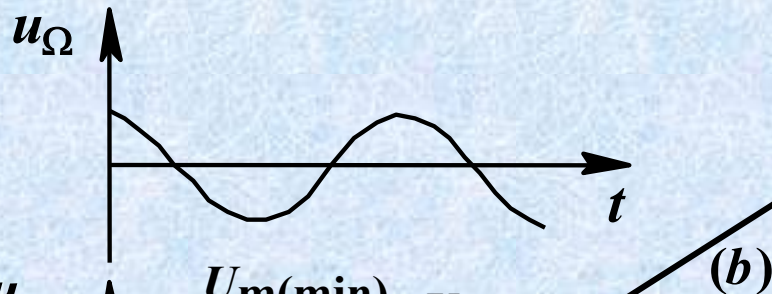
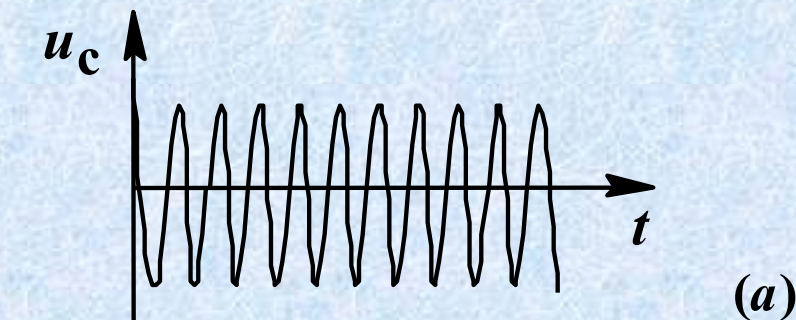
$$u_o(t) = K_M U_D U_{cm} \left(1 + \frac{U_{\Omega m}}{U_D} \cos \Omega t \right) \cos \omega_c t$$

$$= U_{m0} (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

$$= U_m(t) \cos \omega_c t$$

2. 波形图

$$u_o(t) = U_{m0}(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$



包络：最大幅度点的连线。

特点：载波的幅度随调制信号变化而变化。

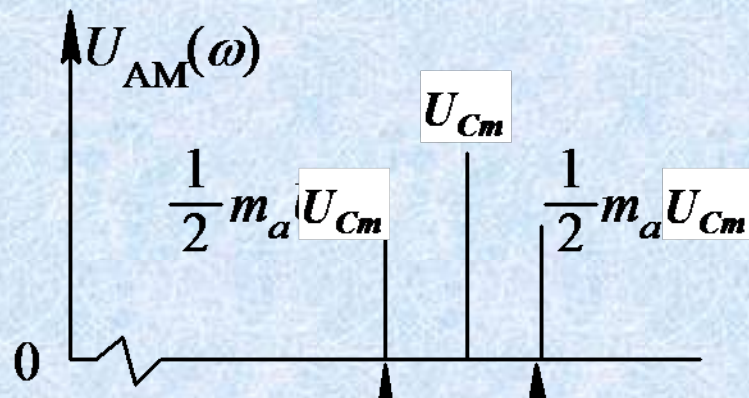
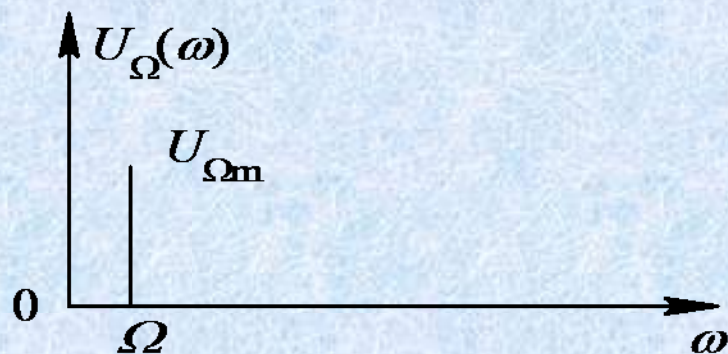
图11.1 AM调制的载波、调制信号和已调波的波形

3. 标准调幅波的频谱

$$\begin{aligned}u_{AM}(t) &= U_{cm} [1 + m_a \cos \Omega t] \cos \omega_c t \\ &= U_{cm} \cos \omega_c t + \frac{m_a U_{cm}}{2} \cos(\omega_c - \Omega)t + \frac{m_a U_{cm}}{2} \cos(\omega_c + \Omega)t\end{aligned}$$

三个频率成分:

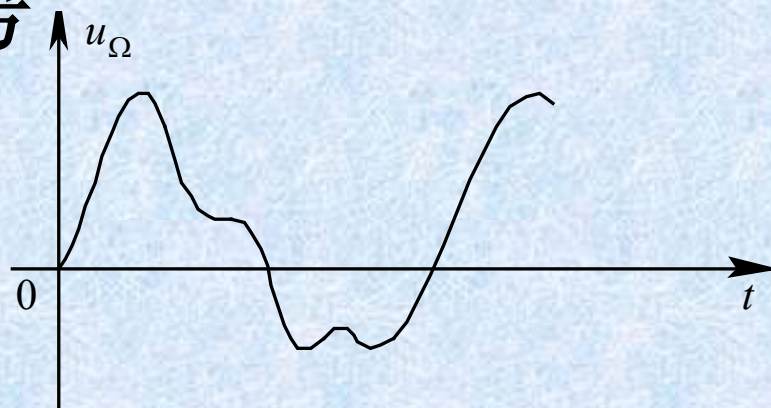
载频: ω_c ; 上边频: $\omega_c + \Omega$; 下边频: $\omega_c - \Omega$



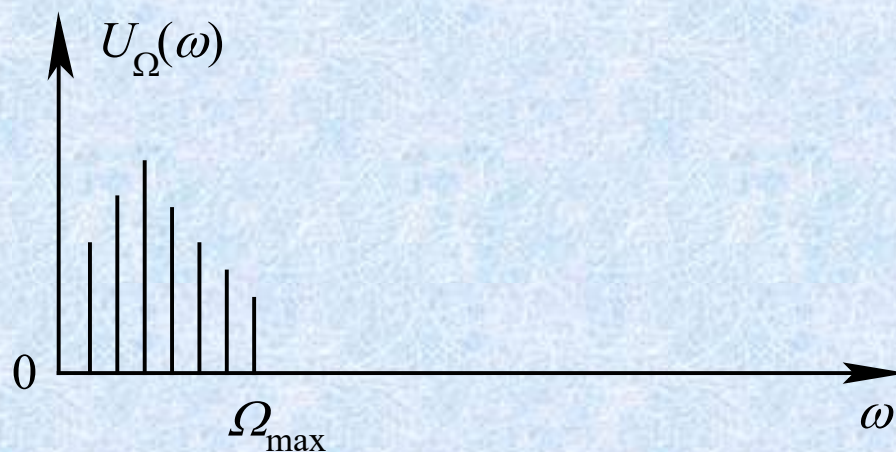
上下边频包含调制信号频率，表明携带调制信号特性，而载波分量与调制信号无关。

ω_c ω

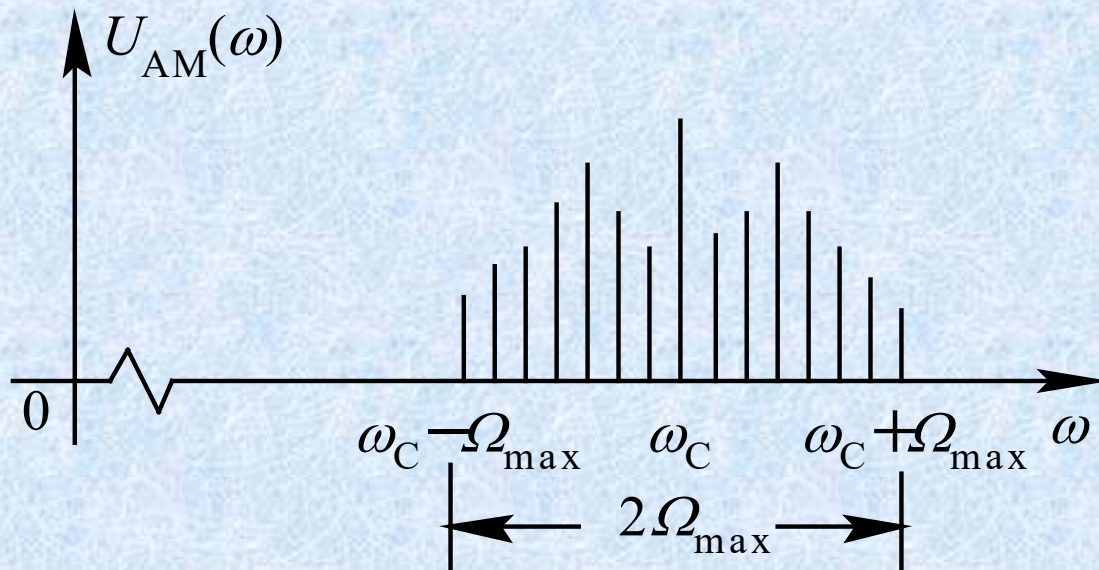
4. 复杂调制信号



(a) 复杂调制信号(多频信号)的时域波形



(b) 复杂调制信号(多频信号)的频谱



$$BW_{AM} = 2\Omega_m$$

(c) 多频调制AM已调波的频谱图

图11.4 多频AM调制频谱图

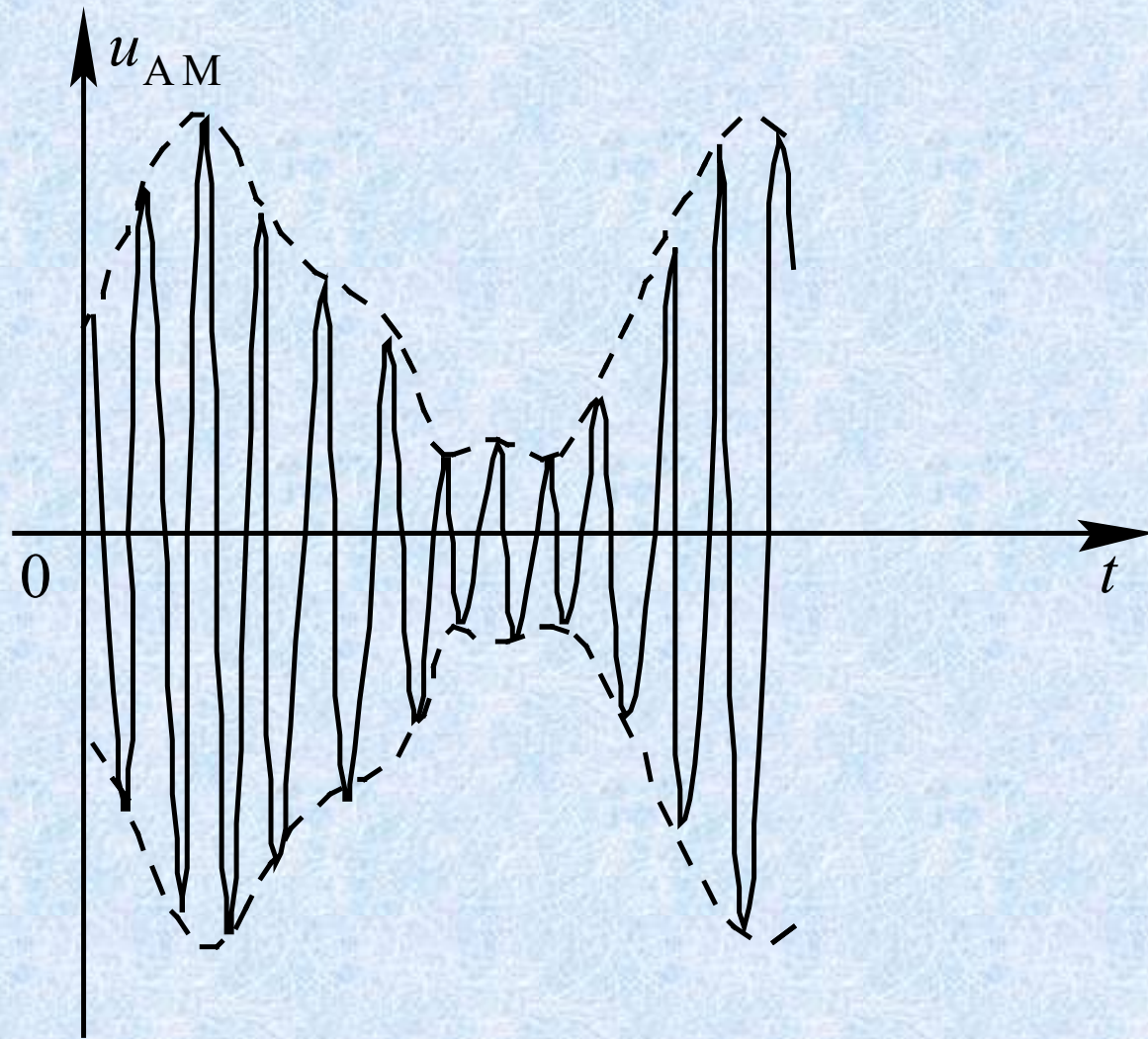


图11.5 多频AM已调波时域波形

多频率信号的标准调幅

上面分析的调制信号 u_{Ω} 是单一频率的信号，实际上调制信号都是由多频率成分组成的。如语音信号的频率主要集中在300~3400Hz范围。

$$BW_{AM} = 2\Omega_{max}$$

AM广播相邻两个电台载波频率的间隔是多少？

根据此原理:AM广播的已调波的带宽等于6800Hz，相邻两个电台载波频率的间隔必须大于6800Hz，通常取为10kHz。

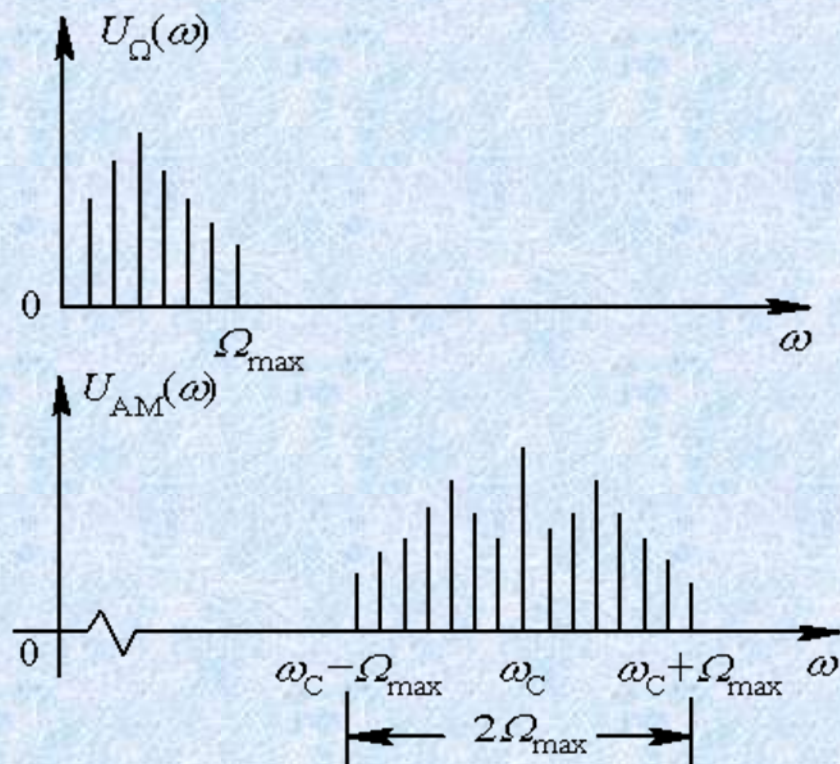
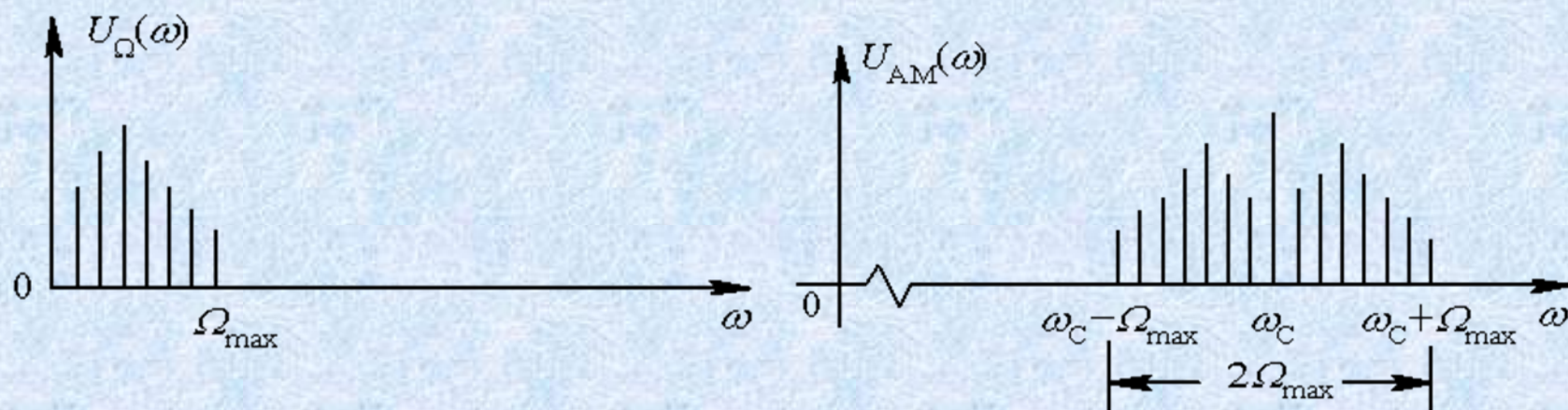


图11.4 多频调制AM信号频谱

总结



调幅过程**实质上**是一种频谱线性搬移。经过调制后，已调信号的频谱由低频处搬移到载频附近，形成上下边带。

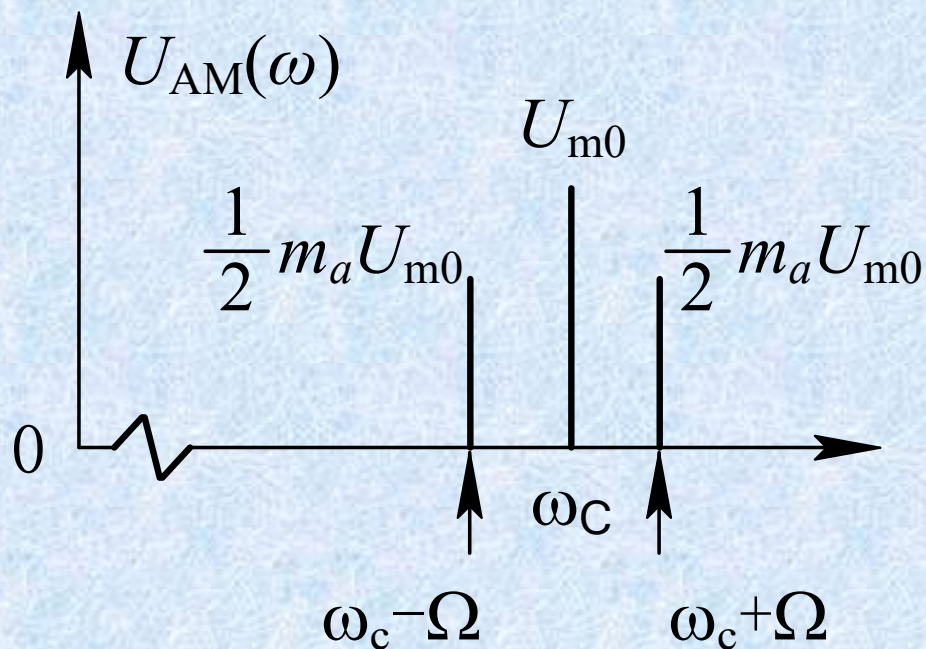
二、调幅波的功率

1、载波功率

$$P_c = \frac{U_{m0}^2}{2R_L}$$

2、边频功率

$$P_s = 2 \times \frac{1}{2R_L} \left(\frac{m_a U_{m0}}{2} \right)^2$$



3、总功率

$$P_{AM} = \frac{U_{m0}^2}{4R_L} (2 + m_a^2)$$

4、边频功率与总功率之比

$$\frac{P_s}{P_{AM}} = \frac{m_a^2}{2 + m_a^2} \quad (0 \leq m_a \leq 1)$$

当 $m_a=1$ 时，该比值达到最大值**0.33**。

若 $m_a=0.3\sim 0.5$ ，则效率更低。

结论：**从功率的角度看，AM调制很不经济。**

载波信号中不含调制信号 x 的信息，因此可以只保留两个边频信号。这种调制称为**双边带调制**。

11.2.2 双边带调幅 (Double Side Band AM)

1. DSB AM 调制电路框图

双边带调制是传送上、下边带而抑制载波的一种调制方式。

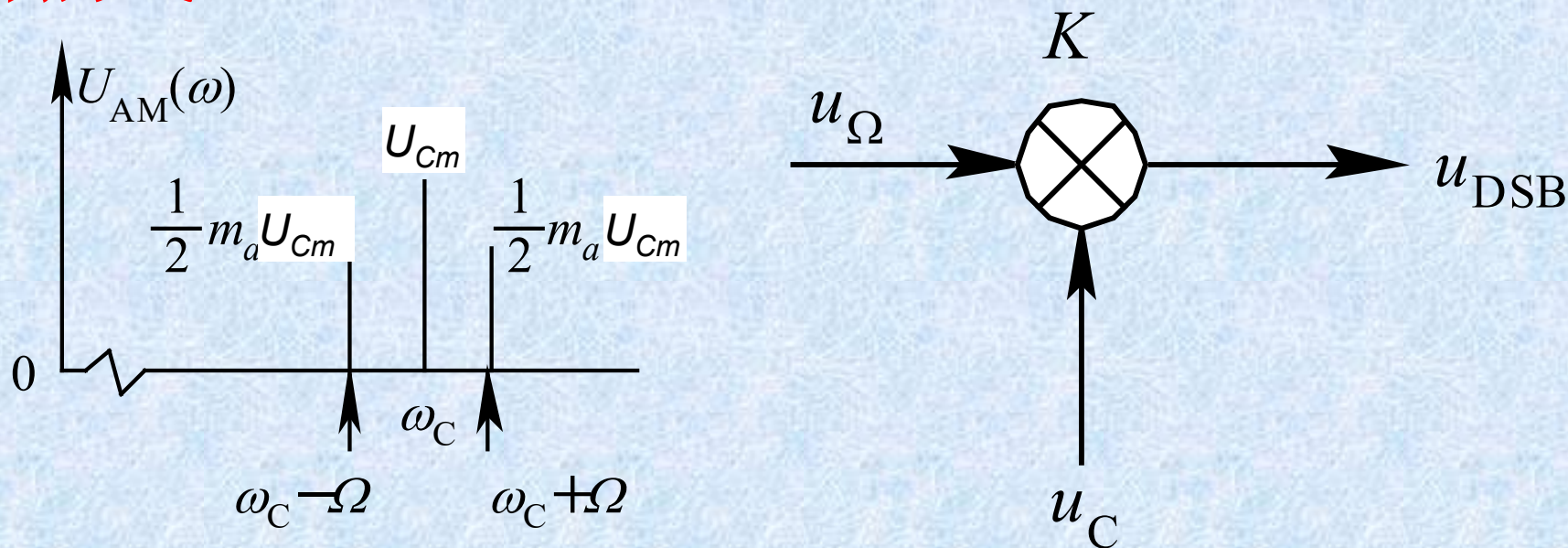


图11.6 DSB调制实现框图

2. 表达式

$$u_{DSB} = Ku_{\Omega}u_c = KU_{\Omega m}U_{cm} \cos \Omega t \cos \omega_c t$$

3. 波形图

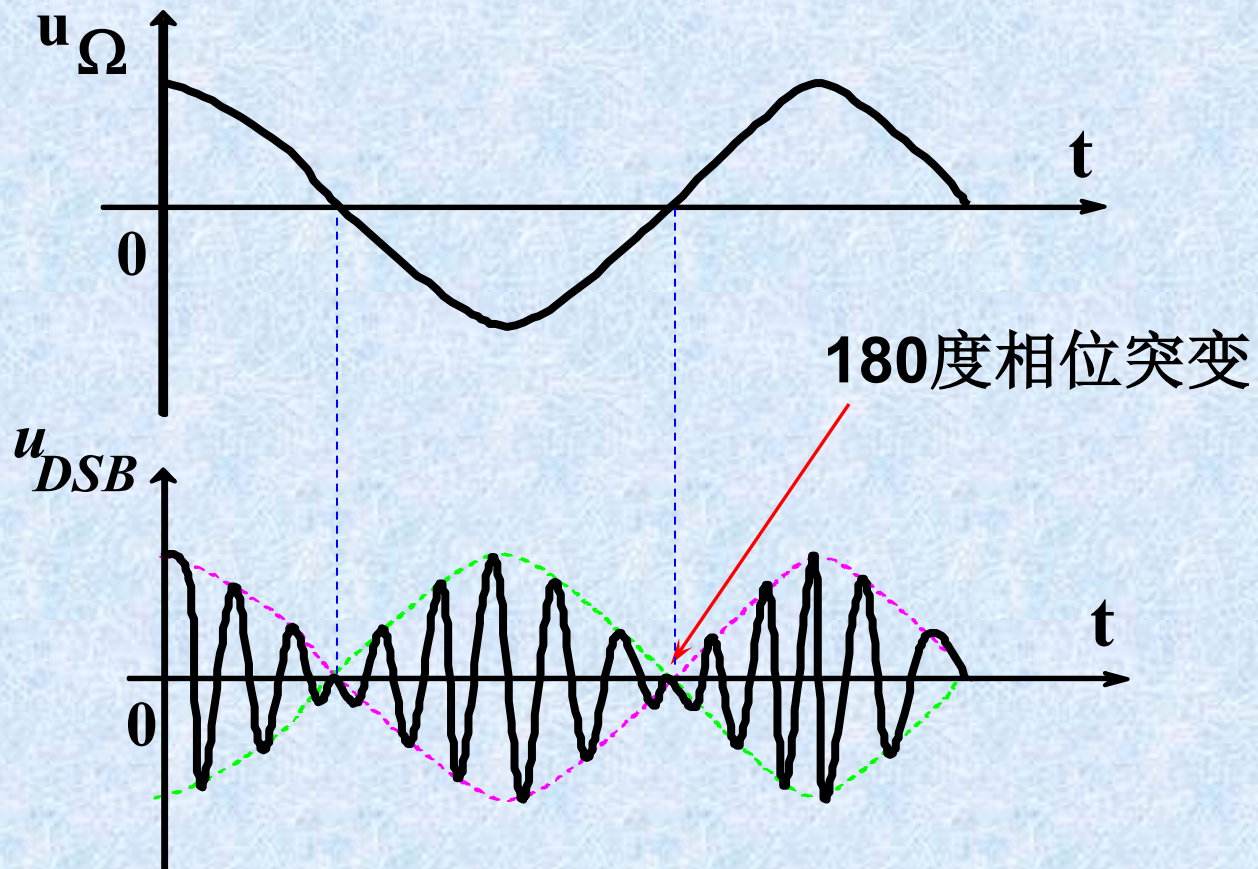


图11.8 DSB已调波时域波形

4. 频谱

$$u_{DSB} = \frac{1}{2} K U_{\Omega m} U_{cm} \cos(\omega_c - \Omega)t + \frac{1}{2} K U_{\Omega m} U_{cm} \cos(\omega_c + \Omega)t$$

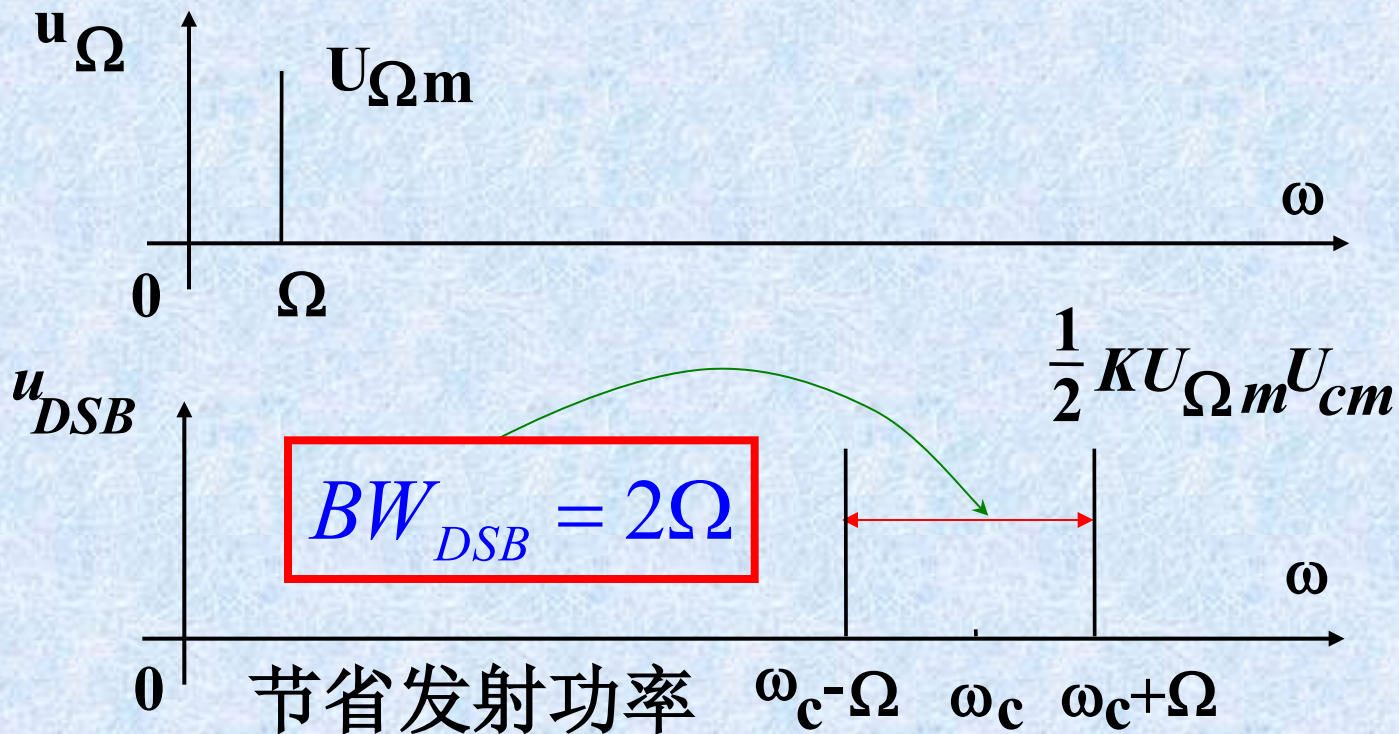


图11.7 DSB已调波频谱

11.2.3 单边带调幅 (Single Side Band AM)

单边带调制是仅传送一个边带的调制方法。

1. 上边带和 下边带都反映了调制信号的频谱结构，可抑制掉一个边带，而不会丢失有用信息。

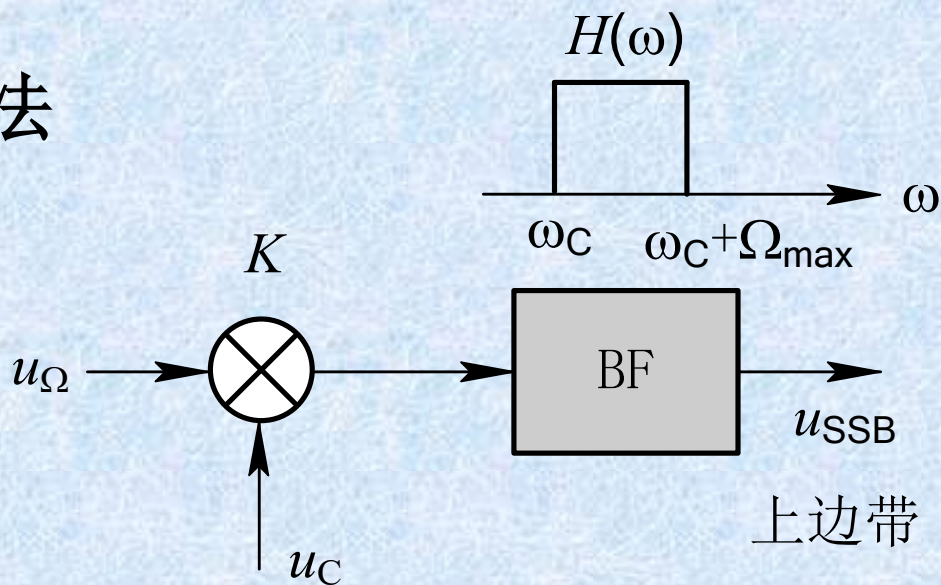
➤ 带宽变小 $BW_{SSB} = \Omega$;

➤ 与DSB一样，节省发射功率。

➤ 实现方法：滤波法和相移法。

2.实现方法

(1) 滤波法



上边带已调波

$$u_{SSB上} = U_{m0} \cos(\omega_c + \Omega)t$$

下边带已调波

$$u_{SSB下} = U_{m0} \cos(\omega_c - \Omega)t$$

图11.9 滤波法单边带调制

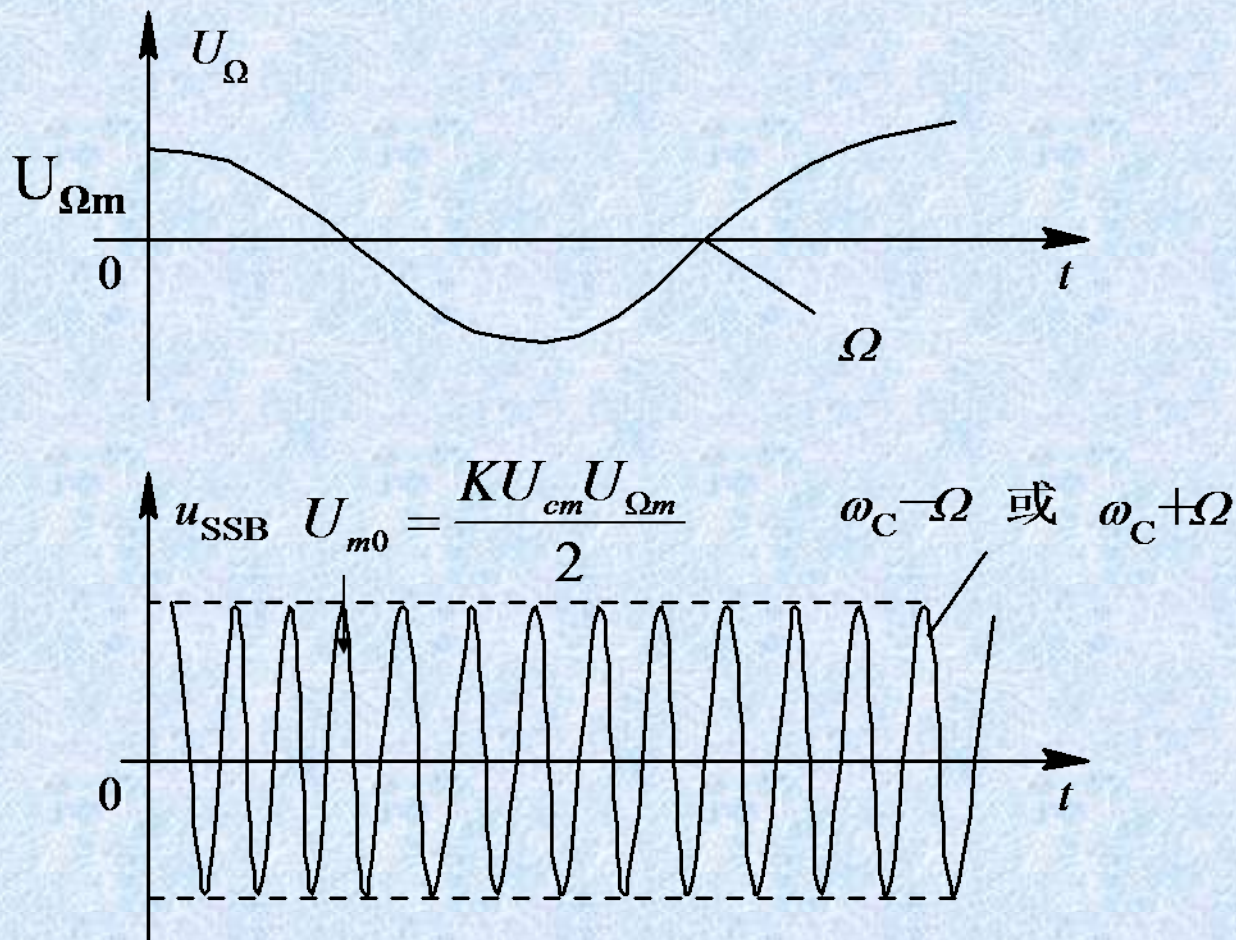


图11.11 单频调制SSB信号波形图

$$u_{SSB上} = U_{m0} \cos(\omega_c + \Omega)t$$

$$u_{SSB下} = U_{m0} \cos(\omega_c - \Omega)t$$

(2)相移法

上述滤波法要求滤波器过渡带很陡，当调制信号中的低频分量越丰富时，滤波器的过渡带要求越窄，实现起来就越困难。另一种方法叫相移法。

$$\begin{aligned}u_{SSB下} &= U_{m0} \cos(\omega_c - \Omega)t \\ &= U_{m0} \cos \Omega t \cdot \cos \omega_c t + U_{m0} \sin \Omega t \cdot \sin \omega_c t \\ &= U_{m0} \cos \Omega t \cdot \cos \omega_c t + U_{m0} \cos(\Omega t - \frac{\pi}{2}) \cdot \cos(\omega_c t - \frac{\pi}{2})\end{aligned}$$

$$u_{SSB\text{下}} = U_{m0} \cos(\omega_c - \Omega)t$$

$$= U_{m0} \cos \Omega t \cdot \cos \omega_c t + U_{m0} \sin \Omega t \cdot \sin \omega_c t$$

$$= U_{m0} \cos \Omega t \cdot \cos \omega_c t + U_{m0} \cos(\Omega t - \frac{\pi}{2}) \cdot \cos(\omega_c t - \frac{\pi}{2})$$

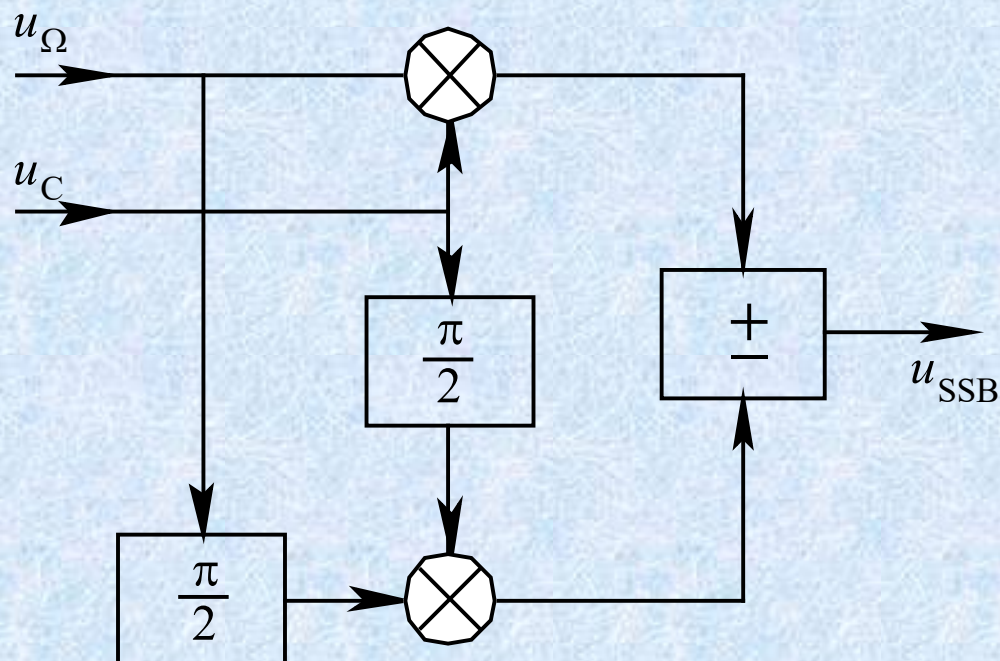


图11.12相移法实现单边带调制电路框图

3. 频谱

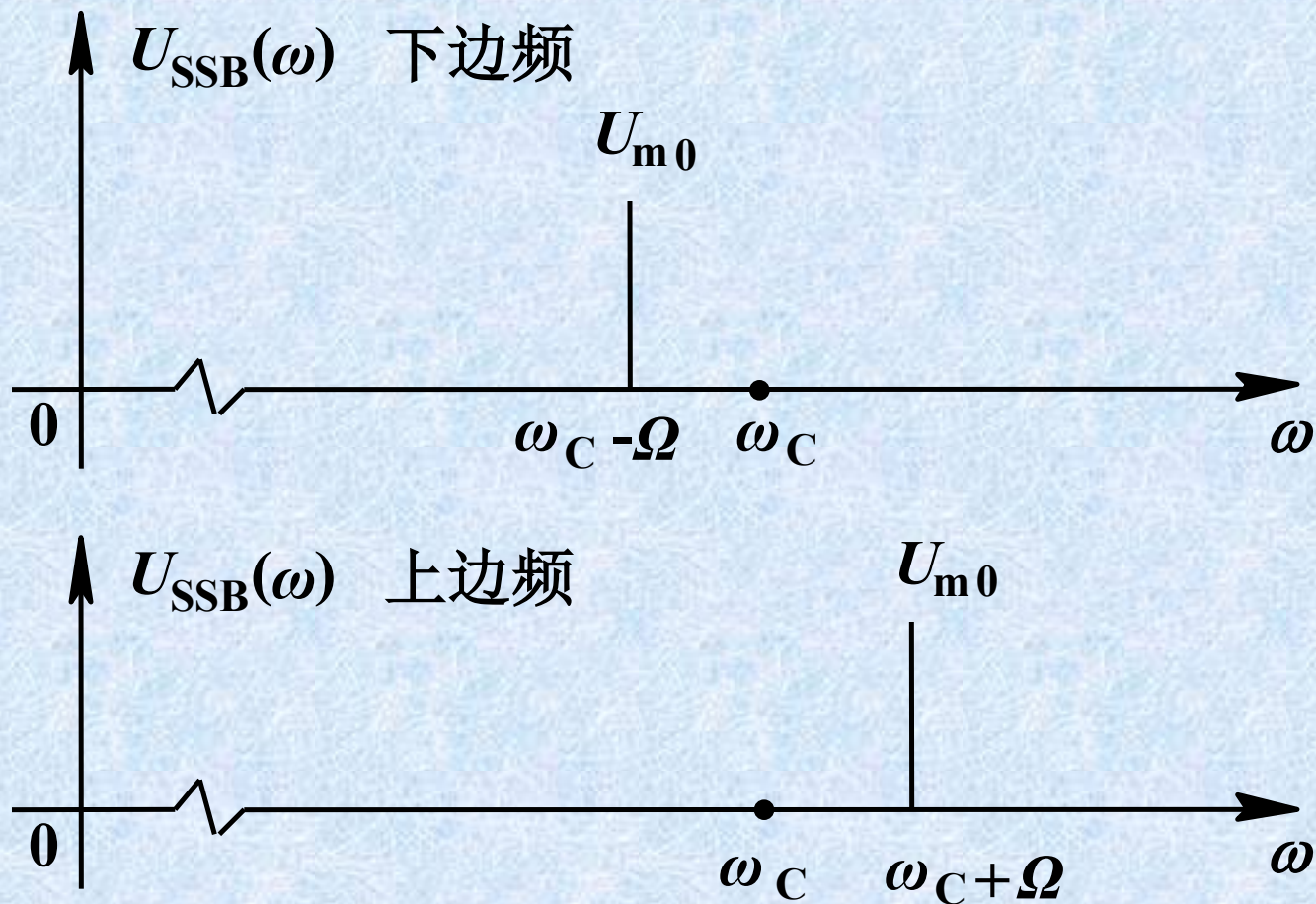


图11.10 单音SSB调制已调波频谱

4. 波形图

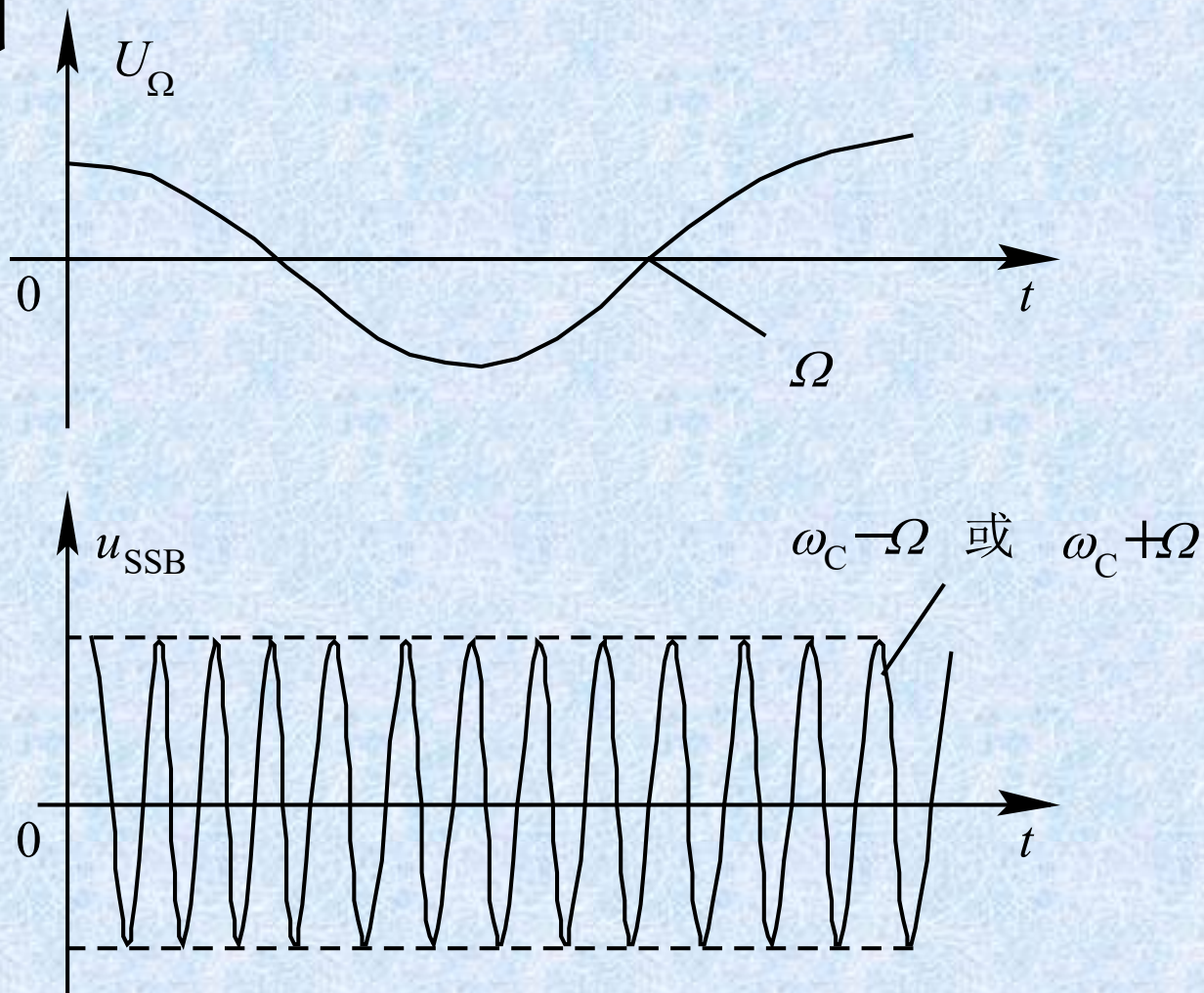


图11.11 单音SSB调制时域波形

载波信号的频率和相位随调制信号变化的调制分别称为频率调制(FM)和相位调制(PM)，简称调频和调相。

无论是调频或调相，都使得载波的总相角发生变化，因此两者统称为角度调制。

预备知识:瞬时频率和瞬时相位

余弦信号

$$u_C(t) = U_{cm} \cos \varphi(t) = U_{cm} \cos(\omega_C t + \varphi_0)$$

全相角

$$\varphi(t) = \omega_C t + \varphi_0$$

瞬时相位

----称某一时刻的全相角为瞬时相位

瞬时频率

— 称某一时刻的角频率为瞬时频率 $\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt}$

— 如果是纯余弦信号, 瞬时频率为 ω_C

11.3 相位调制 (PM)

调制信号为 $u_{\Omega}(t)$, 载波 $u_C(t) = U_{cm} \cos(\omega_c t + \varphi_0)$

调相信号 $u_{PM}(t)$ 的瞬时相位 $\phi(t)$ 不再是 $\omega_c t$, 而是随调制信号的变化而变化: $\phi(t) = \omega_c t + m_p \cos \Omega t + \varphi_0$

相位偏移

$$\Delta\phi(t) = \phi(t) - (\omega_c t + \varphi_0) = k_p u_{\Omega}(t)$$

设 $u_{\Omega}(t) = U_{\Omega m} \cos \Omega t$

则 $\Delta\phi(t) = k_p U_{\Omega m} \cos \Omega t = m_p \cos \Omega t$

$m_p = k_p U_{\Omega m}$ ----- 调相指数 (最大相偏)

载波的瞬时相位 $\phi(t) = \omega_c t + m_p \cos \Omega t + \varphi_0$

调相信号:

$$u_{PM} = U_{m0} \cos \phi(t) = U_{m0} \cos(\omega_c t + m_p \cos \Omega t + \varphi_0)$$

$$\omega(t) = \frac{d\phi(t)}{dt} = \omega_c - m_p \Omega \sin \Omega t = \omega_c - \Delta\omega_m \sin \Omega t$$

其中 $\Delta\omega_m = m_p \Omega = k_p U_{\Omega m} \Omega$ -----最大频偏

$$m_p = k_p U_{\Omega m} = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega}$$

2. 波形图

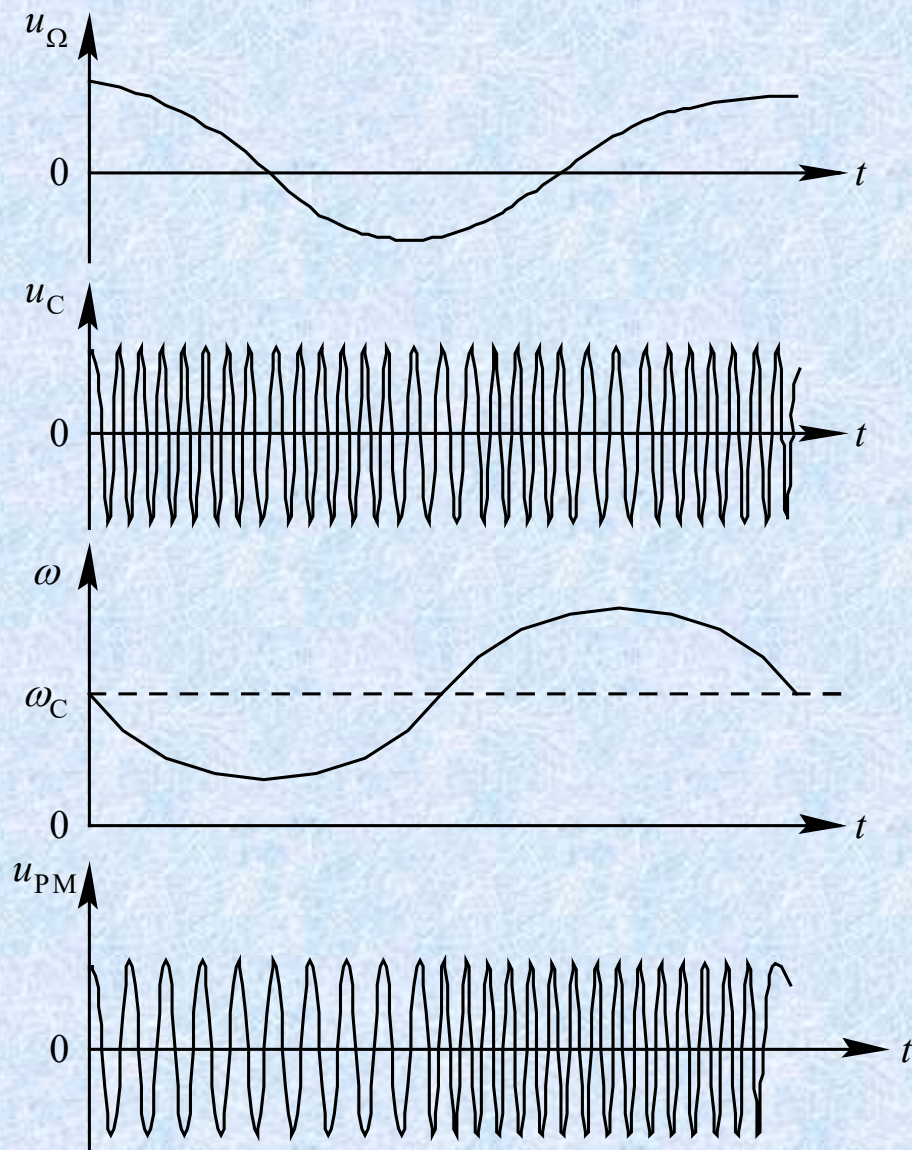
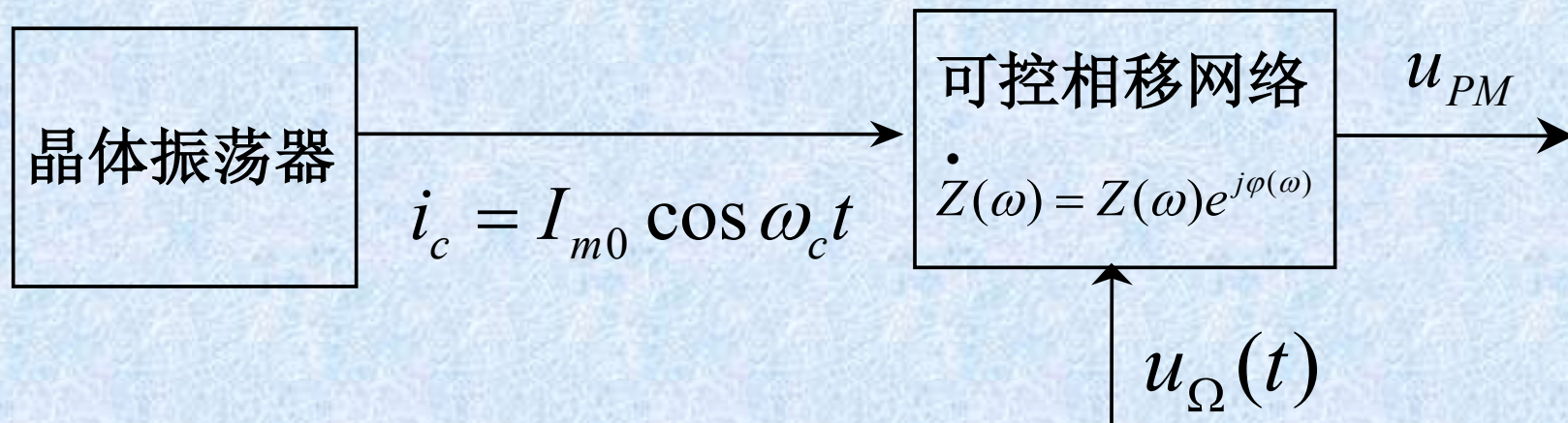


图11.13 调相过程各信号波形

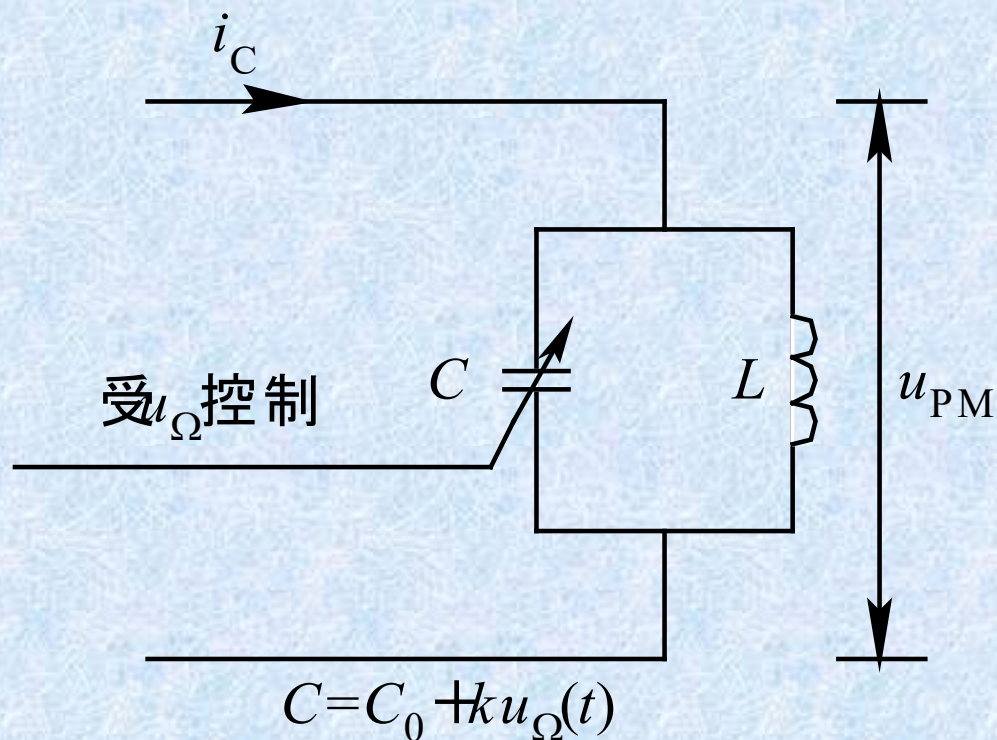
3.实现方法



$$u_{PM}(t) = I_{m0} Z(\omega) \cos[\omega_c t + \varphi(\omega)]$$
$$= I_{m0} Z(\omega) \cos[\omega_c t + k_p u_{\Omega}(t) + \varphi_0]$$

图 11.14 可控相移法调相电路实现框图

可控相移网络举例：LC并联谐振回路



$C(t) = C_0 + k u_{\Omega}(t)$ C_0 是控制电压为零时电容

图11.15 压控电容构成的LC并联谐振移相网络

11.4 频率调制 (FM)

调制信号为 $u_{\Omega}(t)$, 载波 $u_C(t) = U_{cm} \cos(\omega_c t + \varphi_0)$

调频信号 $u_{FM}(t)$ 的瞬时角频率 $\omega(t)$ 不再是常数

ω_c , 而是随调制信号的变化而变化: $\omega(t) = \omega_c + k_f u_{\Omega}(t)$

$$\Delta\omega = \omega(t) - \omega_c = k_f u_{\Omega}(t)$$

$$\phi(t) = \int \omega(t) dt = \int [\omega_c + k_f u_{\Omega}(t)] dt$$

$$= \omega_c t + \frac{k_f U_{\Omega m}}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0 \quad u_{\Omega}(t) = U_{\Omega m} \cos \Omega t$$

$$= \omega_c t + m_f \sin \Omega t + \varphi_0$$

$$m_f = \frac{k_f U_{\Omega m}}{\Omega} = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega}$$

-----调频指数

$$u_{FM} = U_{m0} \cos(\omega_c t + m_f \sin \Omega t + \varphi_0)$$

2. 波形图

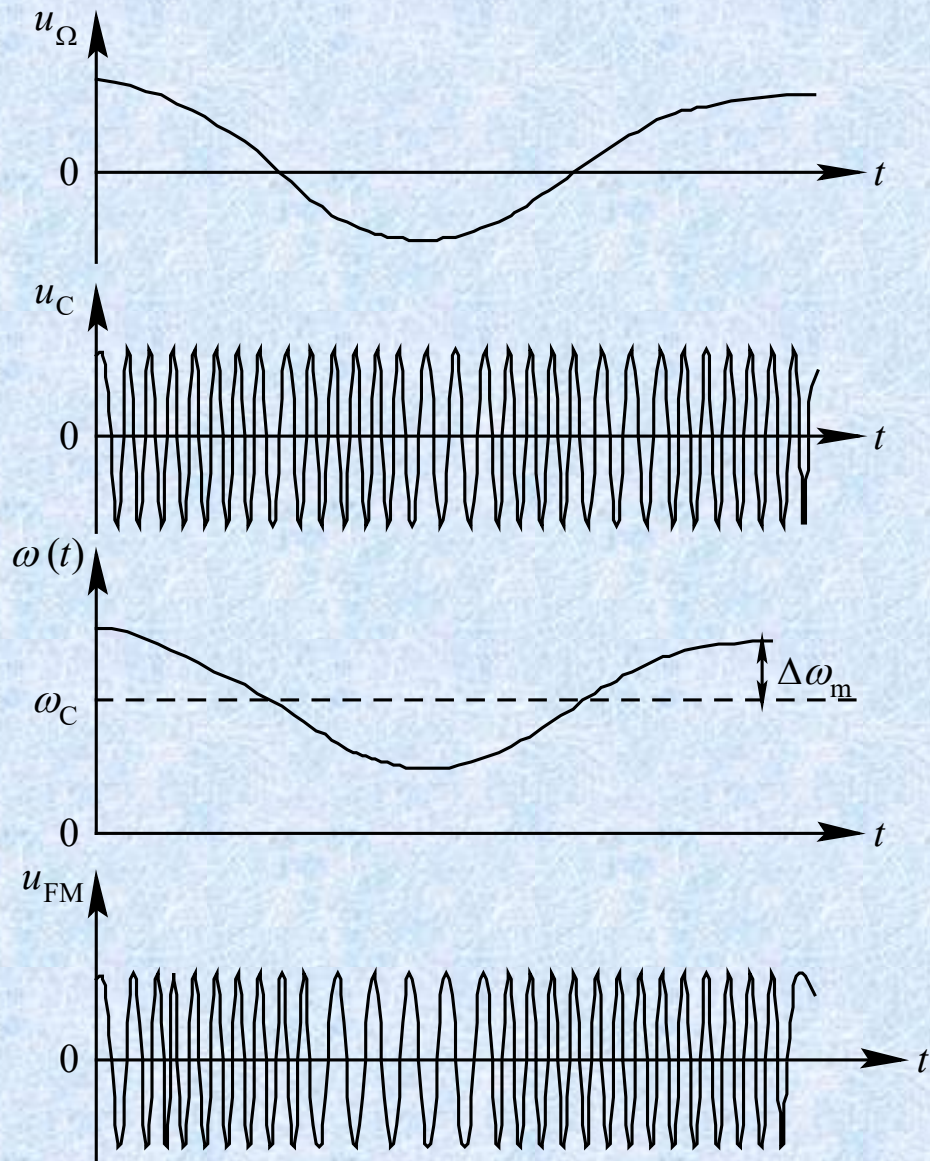


图11.16 调频过程各信号时域波形

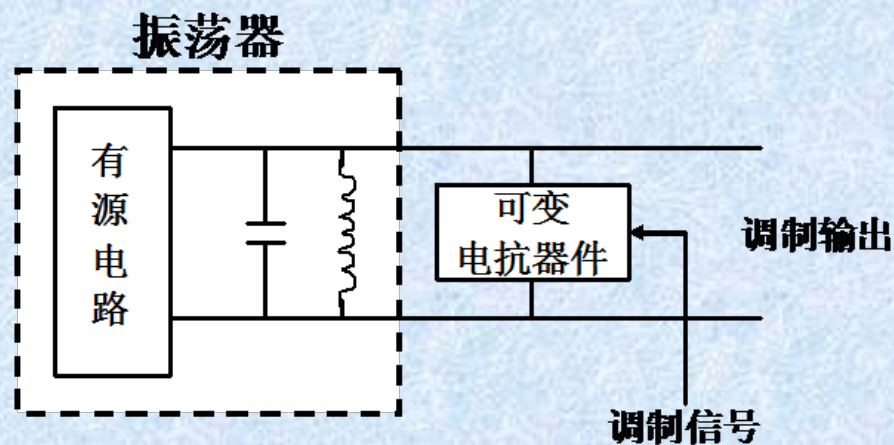
3.实现方法

(1)直接调频法

直接调频:就是直接使振荡器的频率随调制信号成线性关系变化

在一个由LC回路决定振荡频率的振荡器中，将一个可变电抗元件接入回路，使可变电抗元件的电抗值随调制电压而变化，则可使振荡器的振荡频率随调制信号而变化。

——变容二极管调频



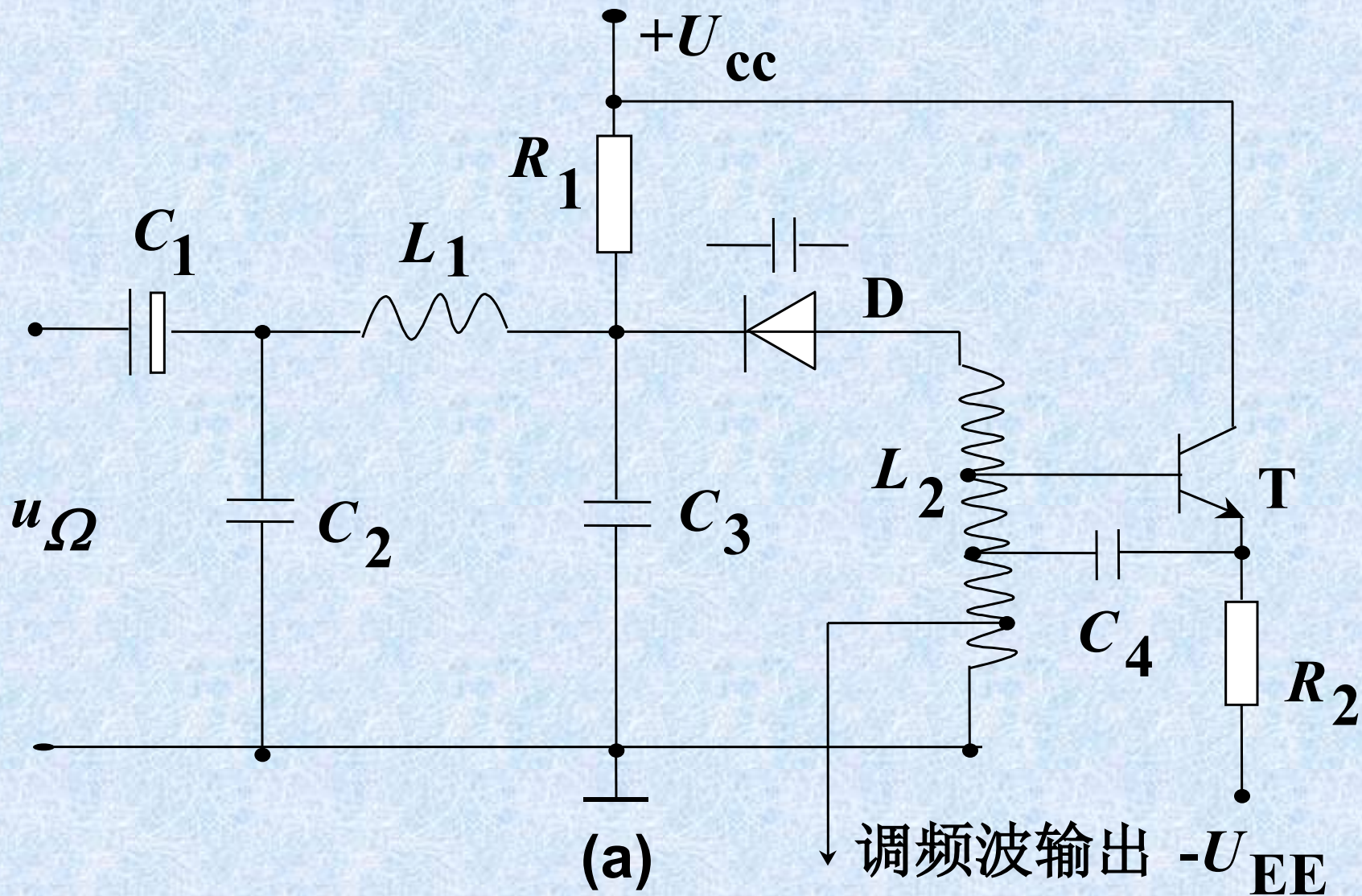
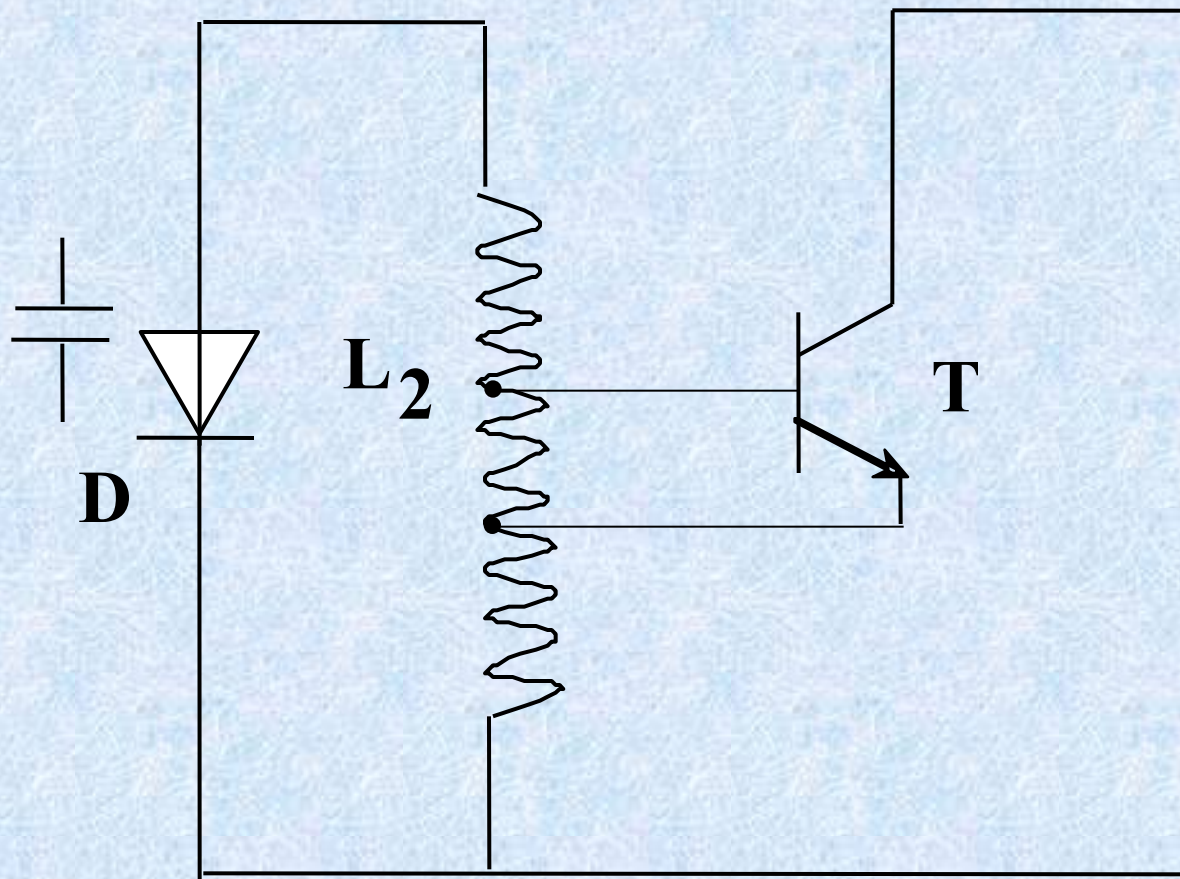


图11.18 采用变容二极管的直接调频电路



(b)

图11.18 采用变容二极管的直接调频电路

(2) 间接调频法

间接调频是利用调频信号和调相信号之间的内在联系，通过调相来实现调频。

调频波的瞬时相位：

$$\Phi(t) = \omega_c t + \int k_f u_{\Omega}(t) dt + \varphi_0$$

瞬时相移：
$$\Delta\Phi(t) = k_f \int u_{\Omega}(t) dt$$

因此：调频波的相位变化与调制信号的积分成正比

$$\Delta\phi = \phi(t) - (\omega_c t + \phi_0) = k_f \int_0^t u_\Omega(t) dt$$

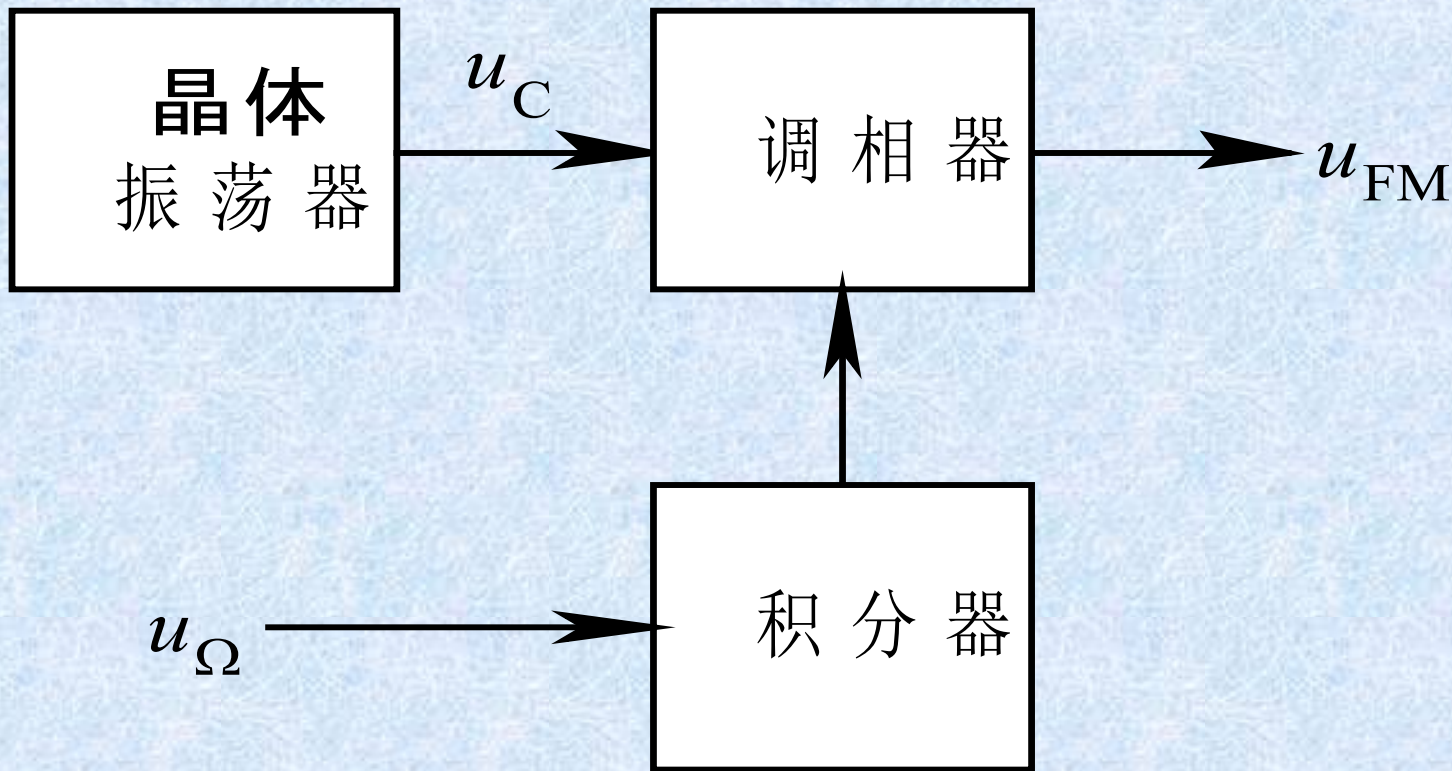


图11-19 间接调频法

11.5 调频与调相的联系与区别

$$u_{FM} = U_{m0} \cos(\omega_c t + m_f \sin \Omega t + \varphi_0)$$

$$u_{PM} = U_{m0} \cos(\omega_c t + m_p \cos \Omega t + \varphi_0)$$

	调频(FM)	调相(PM)
直接反映调制信号的量	$\Delta\omega = k_f u_\Omega$	$\Delta\phi = k_p u_\Omega$
最大角频偏	$\Delta\omega_m = m_f \Omega$	$\Delta\omega_m = m_p \Omega$
最大相偏	$\Delta\phi_m = m_f$	$\Delta\phi_m = m_p$
频带宽度	$\Delta\omega_m = k_f U_{\Omega m}$	$\Delta\omega_m = k_p U_{\Omega m} \Omega$

11.6 调角波的带宽

若忽略小于高频载波振幅的10%以下的边频分量

$$B = 2(m + 1)\Omega = 2(\Delta\omega_m + \Omega)$$

$$B = 2m\Omega = 2\Delta\omega_m \quad (m \gg 1)$$

-----卡森公式

► 调频与调幅对比

1. **调幅**：载波幅度变化，调制信号的信息蕴藏于幅度中；**调频**：载波频率变化（信号的疏密变化），而幅度不变，因此功率也是不变的。

2. 调幅系统产生一对边频，是一个**窄带系统**。而调频系统产生许多对边频，随着 m_f 增长，边频越多，它是一个**宽带系统**。

3. 调幅指数 $m_a \leq 1$ ，调频指数 m_f 一般大于1。

4. 相同条件下，调频给出的**信噪比**要比调幅系统好。

11.7 解调

解调是调制的逆过程，是从高频已调波中恢复出原低频调制信号的过程。从频谱上看，解调也是一种信号频谱的线性搬移过程，是将高频端的信号频谱搬移到低频端，解调过程是和调制过程相对应的，不同的调制方式对应于不同的解调。

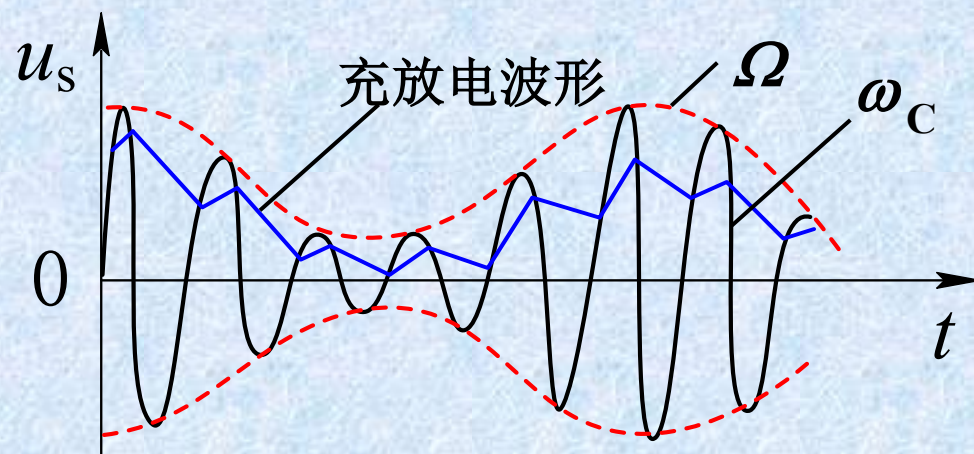
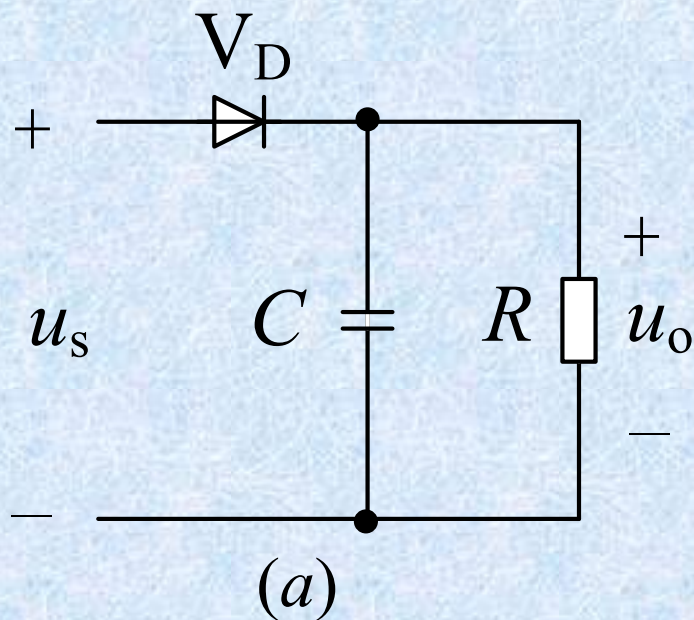
振幅调制过程： { AM调制
DSB调制
SSB调制

解调过程 { 非相干解调 (包络检波)： { 峰值包络检波
平均包络检波
相干解调 (同步检波)： { 叠加型同步检波
乘积型同步检波

11.7.1 调幅波的解调——检波

一、二极管峰值包络检波电路

1. 电路及工作原理



当 $u_D < 0$ 时，二极管截止，电容 C 通过电阻 R 放电。放电常数 RC ，由于 R 较大，因此 C 放电不会紧随载波变换，而是缓慢的按指数规律变化。

当然， R 也不能过大，否则出

现惰性失真。

图11.20 峰值包络

2. 惰性失真

一般为了提高检波效率和滤波效果，（ C 越大，高频波纹越小），总希望选取较大的 R ， C 值，但如果 R ， C 取值过大，使 R ， C 的放电时间常数 $\tau = RC$ 所对应的放电速度小于输入信号(AM)包络下降速度时，会造成输出波形不随输入信号包络而变化，从而产生失真，这种失真这是由于电容放电惰性引起的，故称为惰性失真。

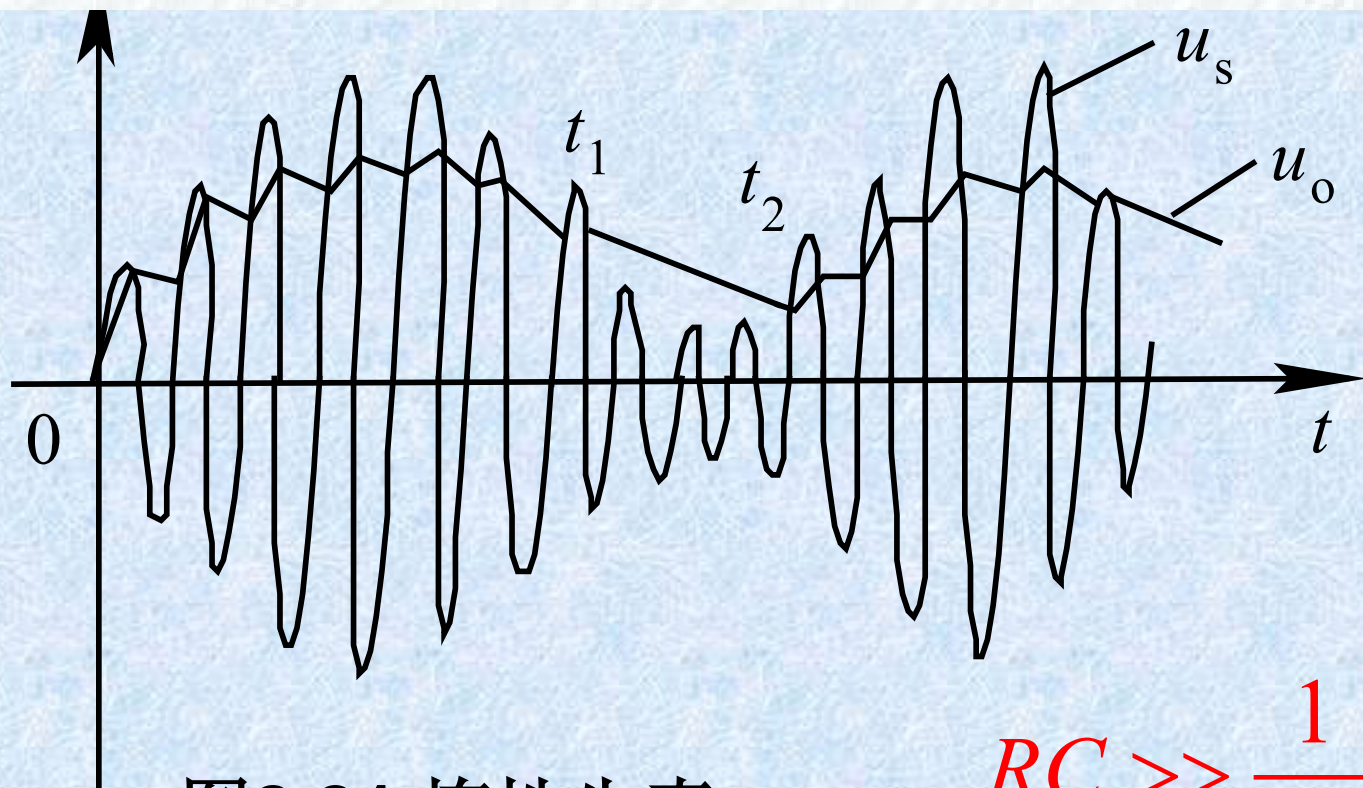


图2.21 惰性失真

$$RC \gg \frac{1}{\omega_c}, RC \ll \frac{1}{\Omega}$$

二、同步检波器（相干解调）

由于**DSB**和**SSB**信号的包络不同于一般调制信号，不能用包络检波器，只能用同步检波器，但需注意同步检波过程中，为了正常解调，必须恢复载波信号，而所恢复的载波必须与原调制载波同步（即同频同相）。

同步检波的作用:主要解调**DSB,SSB**波,也可调解**AM**波。

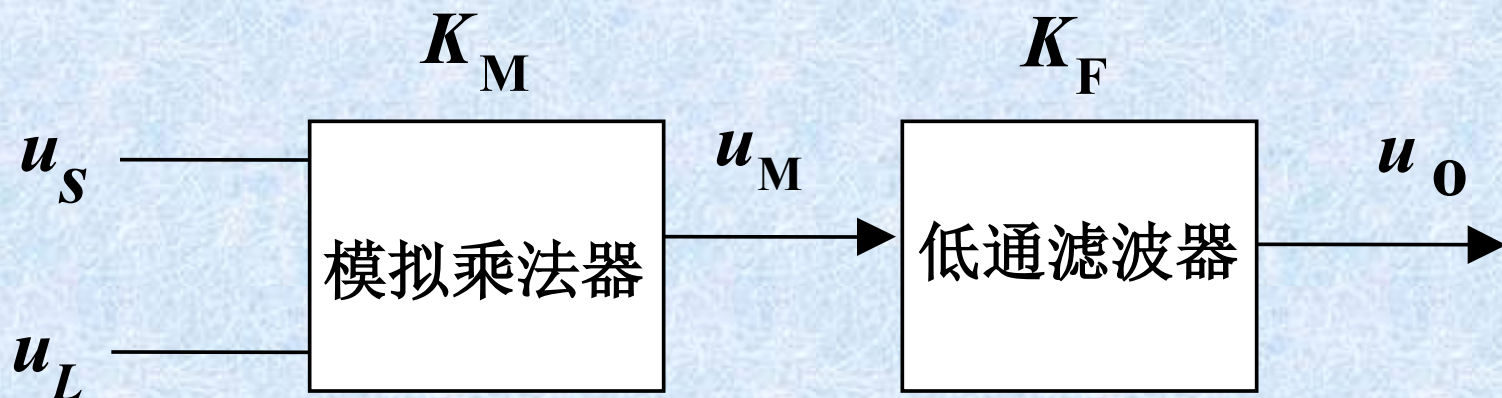
$$u_s(t) = U_{m0}(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

$$u_L(t) = U_{Lm} \cos \omega_c t$$

$$u_M = K_M u_s u_L$$

$$= U_{m0}(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t U_{Lm} \cos \omega_c t$$

图11.22 同步检波器



$$\begin{aligned}
 &= \frac{U_{m0} U_{Lm}}{2} + \frac{U_{m0} U_{Lm}}{2} m_a \cos \Omega t + \\
 &\quad \frac{U_{m0} U_{Lm}}{2} (1 + m_a \cos \Omega t) \cos 2\omega_c t
 \end{aligned}$$

要求参考信号 $u_L(t)$ 与载波在 **频率和相位** 上保持**严格同步**，否则会产生严重失真。

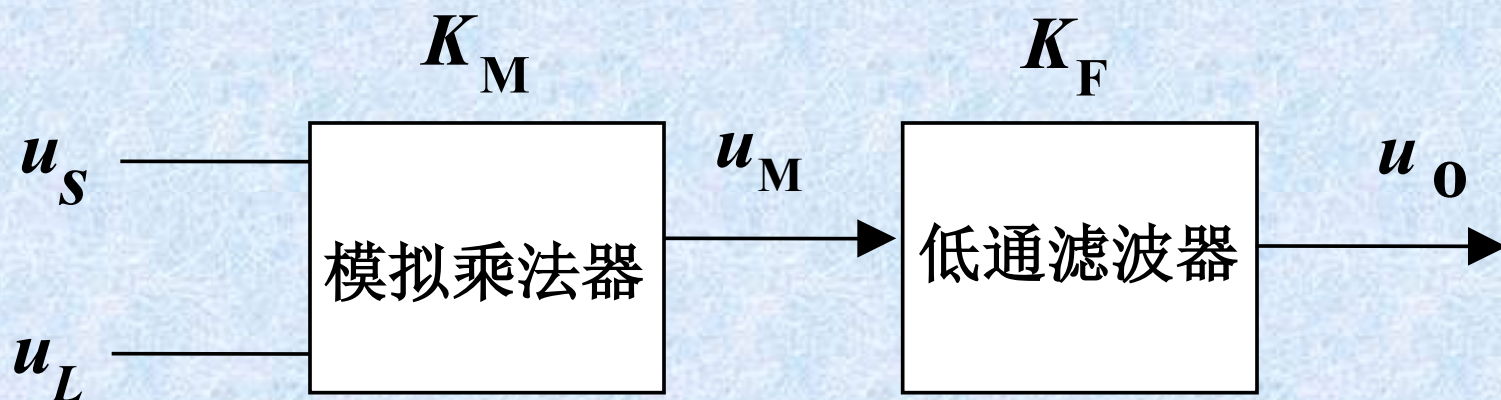
11.7.2 调角波的解调

调相波和调频波不能直接使用包络检波器来解调相波和调频波，必须采用相位检波器（鉴相器）和频率检波器（鉴频器）。

1. 鉴相原理

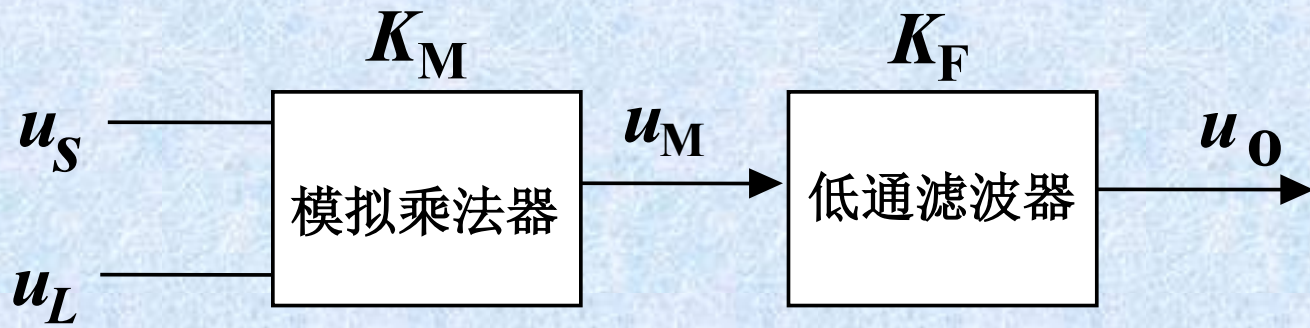
调相信号的解调叫做鉴相。它是将调相信号的相位 $[\omega_c t + m_p f(t)]$ 与载波的相位 $\omega_c t$ 相减，取出它们的相位差 $m_p f(t)$ ，并反映到输出电压上，从而实现相位检波。鉴相器可以看成相位/电压变换器。

1. 乘积型模拟鉴相器



$$u_S = u_{PM} = U_{m0} \cos(\omega_c t + m_p \cos \Omega t + \varphi_0)$$

$$u_L = U_{Lm} \sin(\omega_c t + \varphi_0)$$



$$u_M = K_M u_S u_L$$

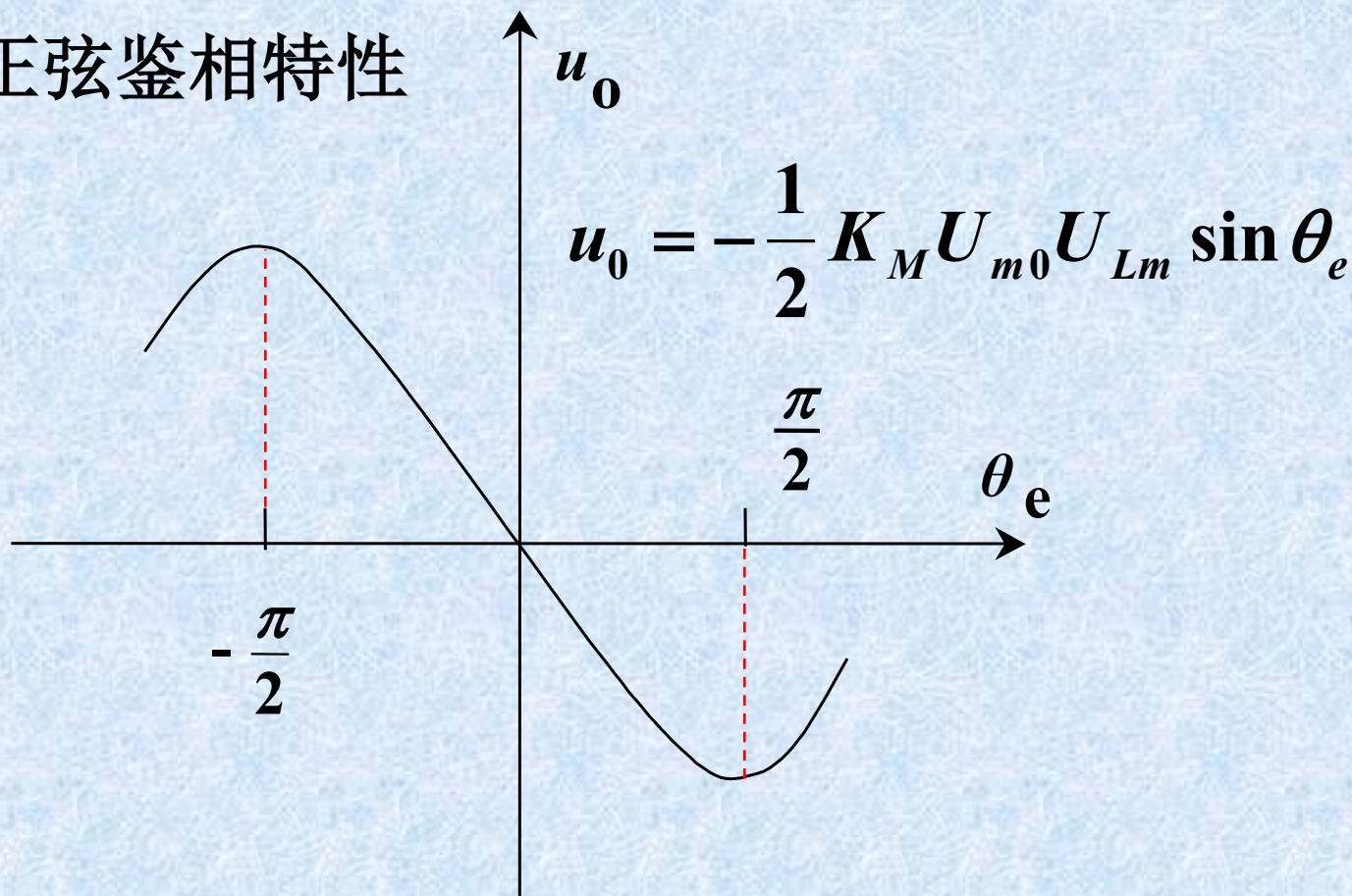
$$= K_M U_{m0} \cos(\omega_c t + m_p \cos \Omega t + \varphi_0) U_{Lm} \sin(\omega_c t + \varphi_0)$$

$$u_o = -\frac{1}{2} K_M U_{m0} U_{Lm} \sin(m_p \cos \Omega t) = -\frac{1}{2} K_M U_{m0} U_{Lm} \sin \theta_e$$

若 $|\theta_e| \leq \frac{\pi}{6}$, 则 $\sin \theta_e \approx \theta_e$

$$u_o \approx -\frac{1}{2} K_M U_{m0} U_{Lm} \theta_e = -\frac{1}{2} K_M U_{m0} U_{Lm} m_p \cos \Omega t$$

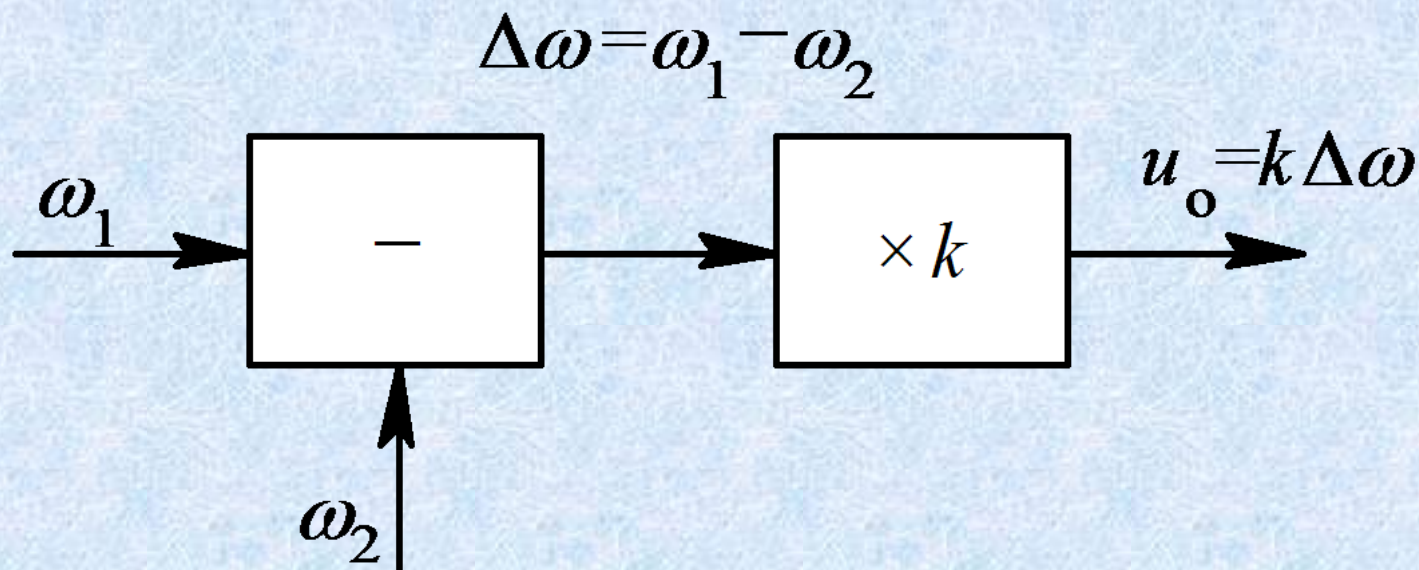
图11.23 正弦鉴相特性



线性范围一般为 $\pm\pi/6$ 。当 $|\theta_e|$ 大于 $\pi/2$ 时， u_0 与 θ_e 是多值关系，即对于同一个输出电压 u_0 存在多个 θ_e ，因此不能正确实现鉴相，所以 $\pm\pi/2$ 为具有正弦鉴相特性的鉴相器的最大鉴相范围。

二、鉴频原理

调频信号解调称为鉴频。它是把调频信号的频率 $\omega(t)=\omega_c+\Delta\omega(t)$ 与载波频率 ω_c 比较，得到频差 $\Delta\omega(t)=\Delta\omega_m f(t)$ ，从而实现频率检波。



频率检波框图

1. 频幅转换法

将调频信号通过一个幅频特性为线性的线性网络，使它变成调频/调幅信号，其振幅的变化正比于频率的变化(通过频幅变换网络将调频信号的频率的变化转换到振幅变化上来)；之后再用包络检波的方法取出调制信号。

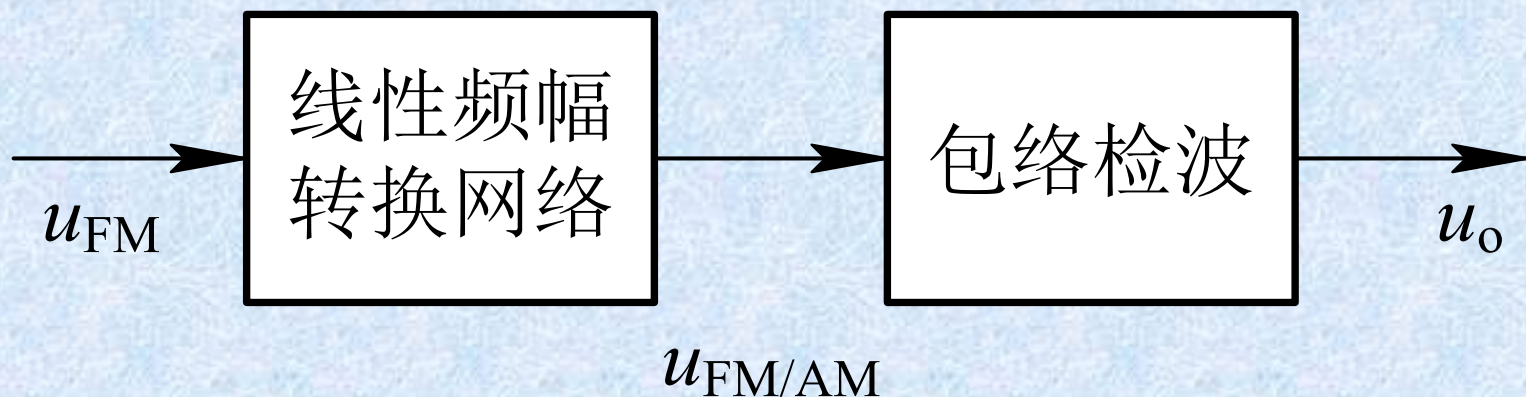


图11.26 斜率鉴频法框图

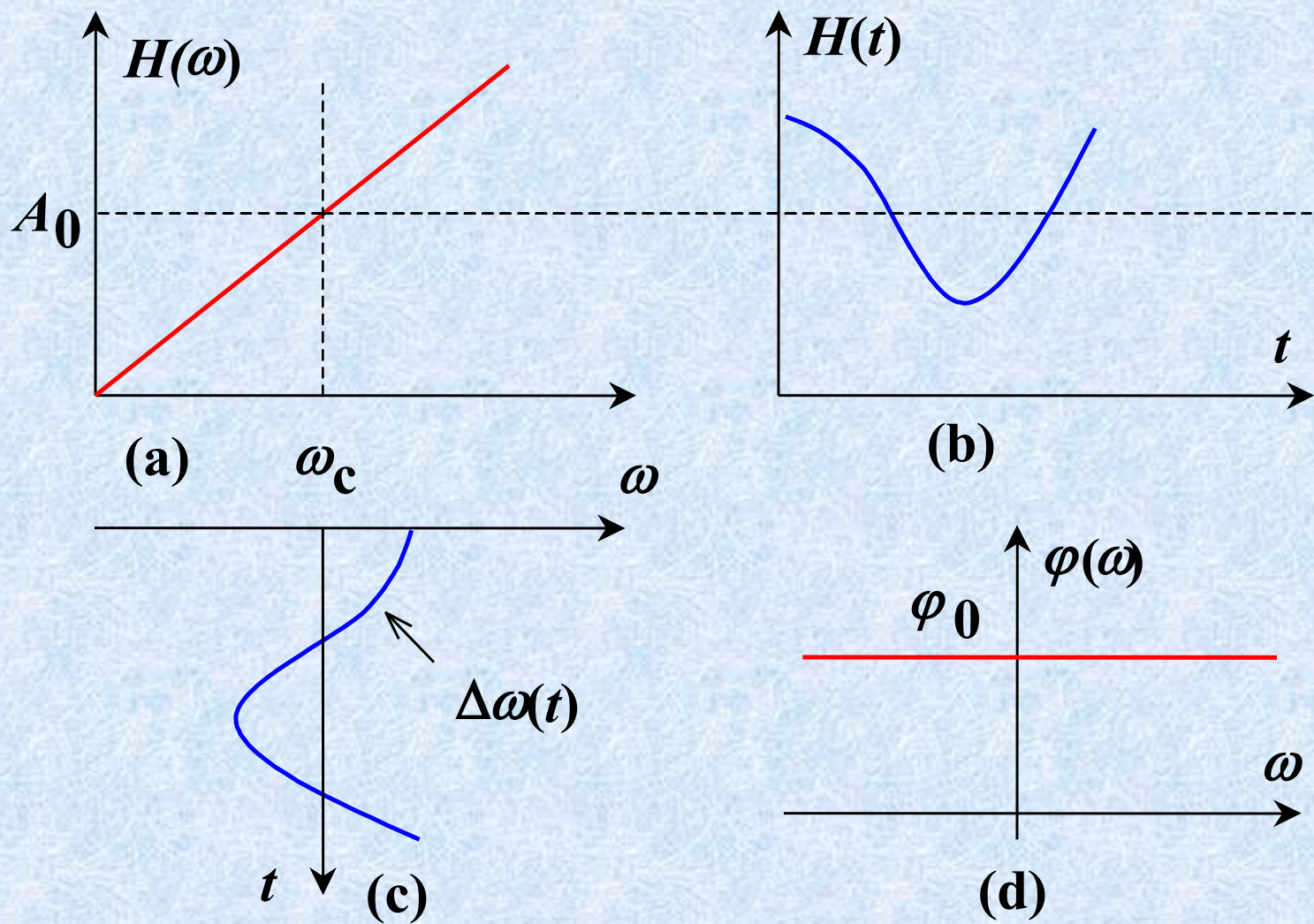


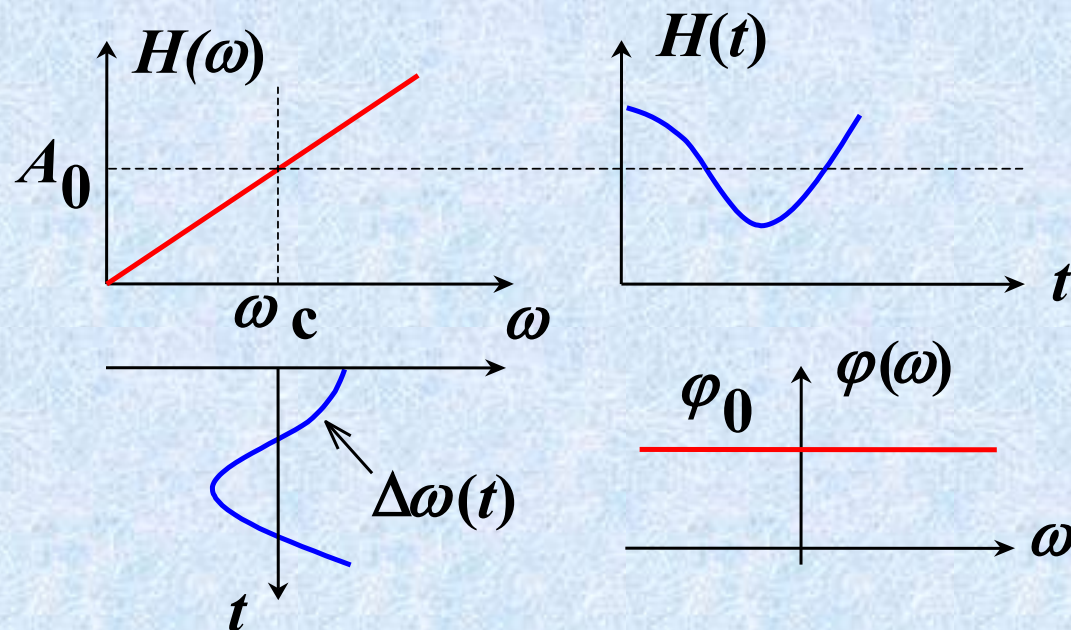
图11.25 频幅转换网络特性及原理

$$u_{FM} = U_{m0} \cos(\omega_c t + \Delta\omega_m \int_0^t f(t) dt)$$

$f(t)$ 为归一化幅度的任意调制信号

$$H(t) = k_H \omega(t) = k_H [\omega_c + \Delta\omega(t)]$$

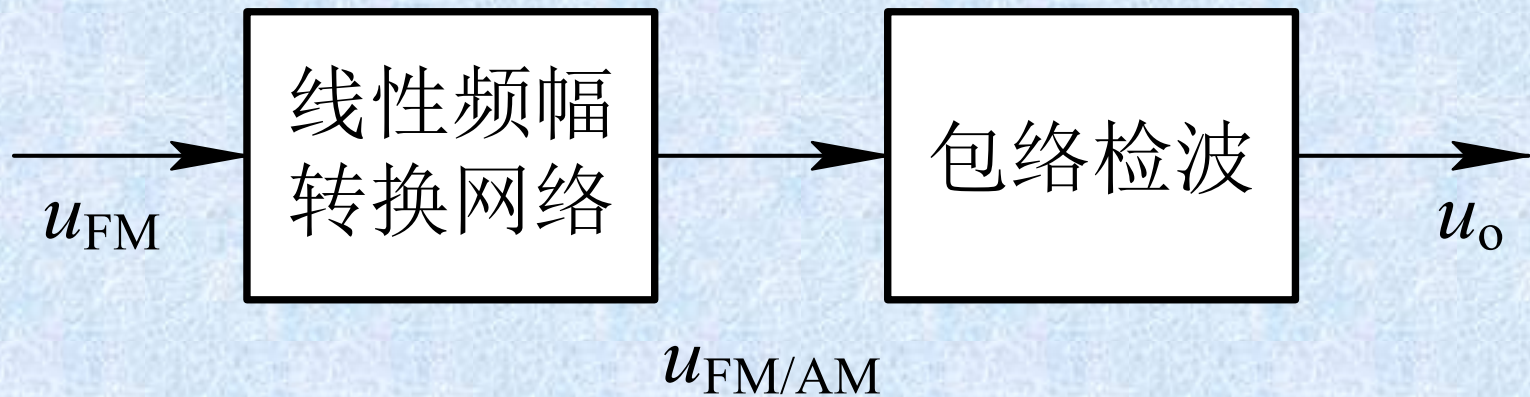
$$= k_H \omega_c + k_H \Delta\omega(t) = A_0 + k_H \Delta\omega(t)$$



$$u_{FM/AM} = U_{m0} [A_0 + k_H \Delta\omega(t)] \cos[\omega_c t + \Delta\omega_m \int_0^t f(t) dt + \varphi_0]$$

$$u_o = k_d U_{m0} [A_0 + k_H \Delta\omega(t)]$$

$$u_o = k_d U_{m0} k_H \Delta\omega(t)$$



作业

11-1

11-3

11-15

11-16

图11.15 压控电容构成的LC并联谐振移相网络工作原理分析

$$\begin{aligned}\omega_0(t) &= \frac{1}{\sqrt{LC(t)}} = \frac{1}{\sqrt{L(C_0 + ku_\Omega(t))}} && \text{回路的谐振频率} \\ &= \frac{1}{\sqrt{LC_0}} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{ku_\Omega(t)}{C_0}}} = \omega_{or} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{ku_\Omega(t)}{C_0}}}\end{aligned}$$

$$\varphi(\omega, t) = -\text{arctg} Q \left[\frac{\omega}{\omega_0(t)} - \frac{\omega_0(t)}{\omega} \right] \quad \text{回路的相角}$$

令 $\omega_{or} = \omega_c$ 则

图11.15 压控电容构成的LC并联谐振移相网络工作原理分析

$$\begin{aligned}\varphi(t) &= -\operatorname{arctg} Q \left[\frac{\omega_c}{\omega_0(t)} - \frac{\omega_0(t)}{\omega_c} \right] \\ &= -\operatorname{arctg} Q \left(\sqrt{1 + \frac{ku_{\Omega}(t)}{C_0}} - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{ku_{\Omega}(t)}{C_0}}} \right)\end{aligned}$$

如果满足 $ku_{\Omega} \ll C_0$

$$\varphi(t) \approx -\operatorname{arctg} Q \frac{ku_{\Omega}(t)}{C_0} \approx -Q \frac{ku_{\Omega}(t)}{C_0}$$

$$u_{PM} = U_{m0}(t) \cos \left[\omega_c t - Q \frac{ku_{\Omega}(t)}{C_0} \right]$$

标准调幅波:

$$U_m(t) = U_{m0}(1 + m_a \cos \Omega t)$$

$$\Delta U_m(t) = U_m(t) - U_{m0} = m_a U_{m0} \cos \Omega t$$

调相波:

$$\varphi(t) = \omega_c t + k_p u_\Omega(t) + \varphi_0$$

$$\Delta \varphi(t) = \varphi(t) - (\omega_c t + \varphi_0) = k_p u_\Omega(t)$$

调频波:

$$\omega(t) = \omega_c + k_f u_\Omega(t)$$

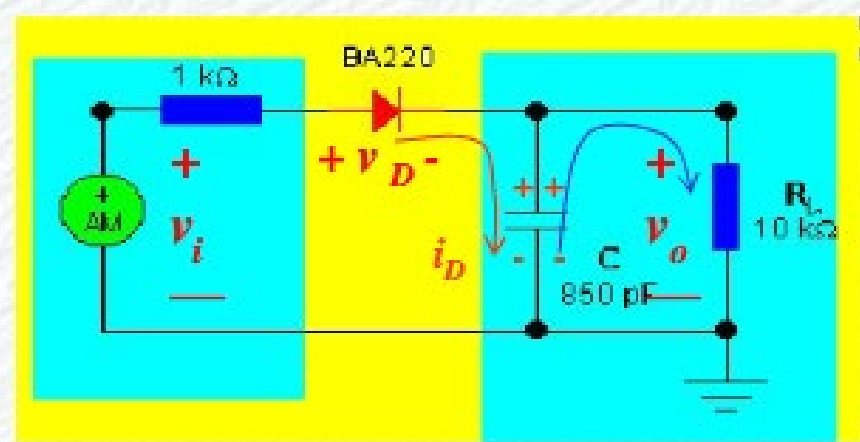
$$\Delta \omega = \omega(t) - \omega_c = k_f u_\Omega(t)$$

$$\cos(\alpha + \beta) = \cos \alpha \cos \beta - \sin \alpha \sin \beta$$

$$\cos(\alpha - \beta) = \cos \alpha \cos \beta + \sin \alpha \sin \beta$$

$$\sin(\alpha + \beta) = \sin \alpha \cos \beta + \cos \alpha \sin \beta$$

$$\sin(\alpha - \beta) = \sin \alpha \cos \beta - \cos \alpha \sin \beta$$



(1) 在输入信号的正半周，**D**受正向电压作用而导通，电流 i_D 对**C**充电，充电时间常数 $R_D C$ 很小，充电迅速，使 v_o 接近 v_i 即： $v_o \approx v_i$

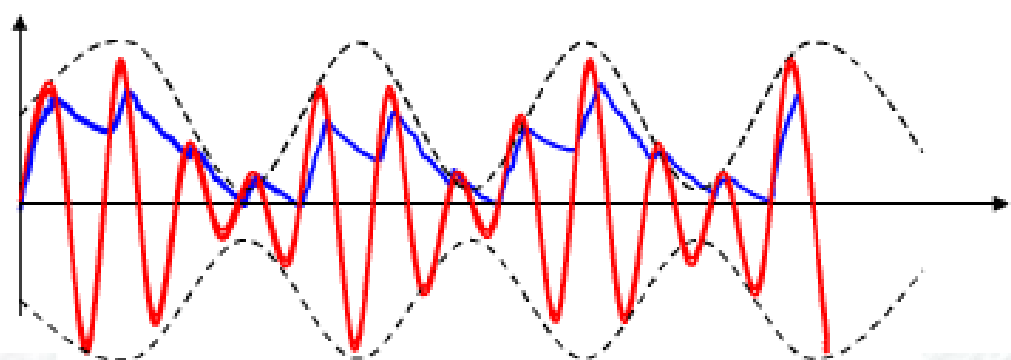
另外 v_o 又反向加在**D**负端，使二极管的端电压为 $v_D = v_i - v_o$ 故**D**的导通与截止决定于 $v_D = v_i - v_o$

另外 v_o 又反向加在**D**负端，使二极管的端电压为 $v_D = v_i - v_o$ 故**D**的导通与截止决定于 $v_D = v_i - v_o$

(2) 当 v_i 最大值下降到小于 v_o 时， $v_D = v_i - v_o < 0$ 二极管**D**截止，

而电容上的电压不能突变，**C**通过**R_L**放电，由于放电时间常数 $R_L C \gg T_c$

(其中 $T_c = \frac{1}{f_c} = \frac{2\pi}{\omega_c}$) 故放电较缓慢， v_o 能保持 v_i 的峰值而略有下降



(3) 当 v_i 的第二个正半周到来，且 $v_i > v_o$ 时，**D**又导通，对**C**迅速充电，使 v_o 能保持在 v_i 的峰值电压上。

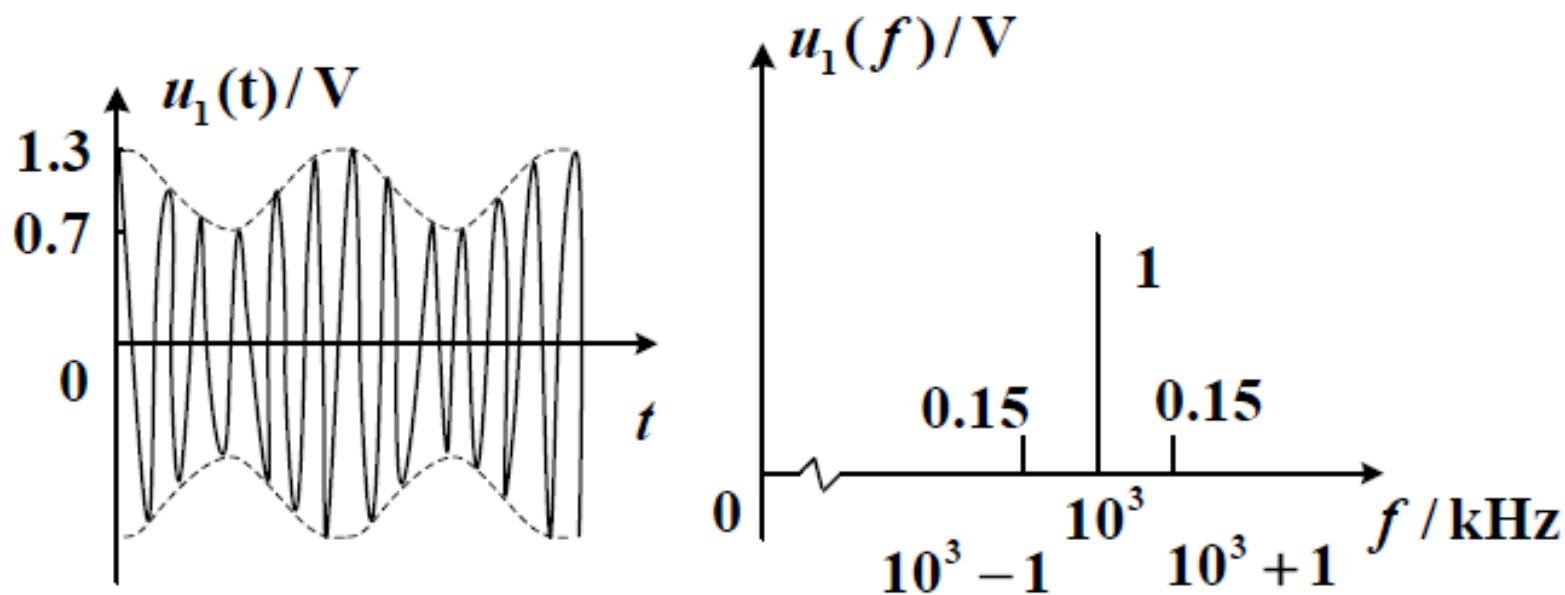
11-1. 试分别画出下列三种信号的波形图及振幅频谱图, 并说明它们可能代表什么信号?

$$(1) u_1(t) = (1 + 0.3 \cos 2\pi \cdot 10^3 t) \cos 2\pi \cdot 10^6 t (\text{V})$$

$$(2) u_2(t) = \cos 2\pi \cdot 10^3 t \cdot \cos 2\pi \cdot 10^6 t (\text{V})$$

$$(3) u_3(t) = 2 \cos 2\pi (10^3 + 10^5) t (\text{V})$$

11-1(1)为标准调幅波, 其中 $f_s = 10^3 \text{ Hz}$, $f_c = 10^6 \text{ Hz}$, $m_a = 0.3$ 。



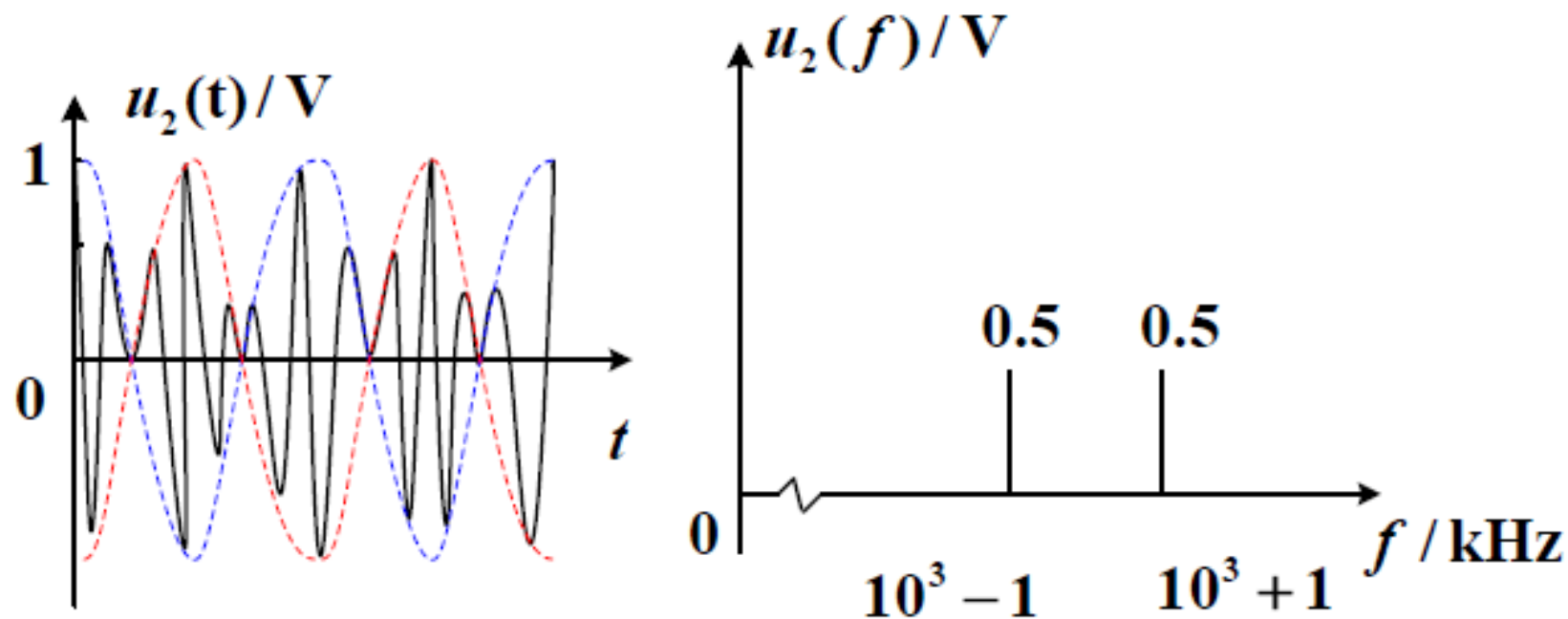
11-1. 试分别画出下列三种信号的波形图及振幅频谱图, 并说明它们可能代表什么信号?

$$(1) u_1(t) = (1 + 0.3 \cos 2\pi \cdot 10^3 t) \cos 2\pi \cdot 10^6 t (\text{V})$$

$$(2) u_2(t) = \cos 2\pi \cdot 10^3 t \cdot \cos 2\pi \cdot 10^6 t (\text{V})$$

$$(3) u_3(t) = 2 \cos 2\pi (10^3 + 10^5) t (\text{V})$$

(2) 为抑制载波的双边带调幅波, 其中 $f_s = 10^3 \text{ Hz}$, $f_c = 10^6 \text{ Hz}$ 。



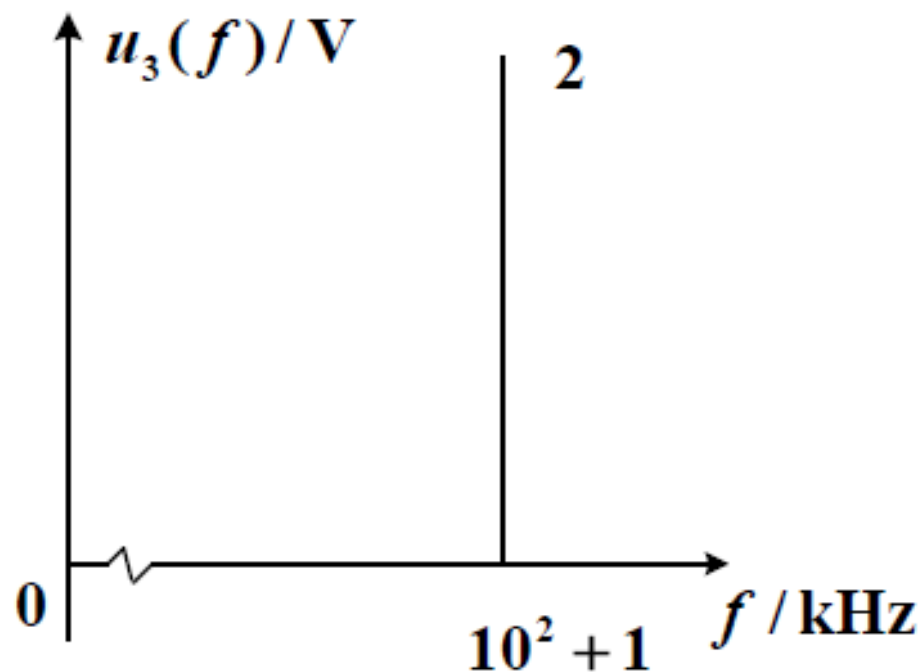
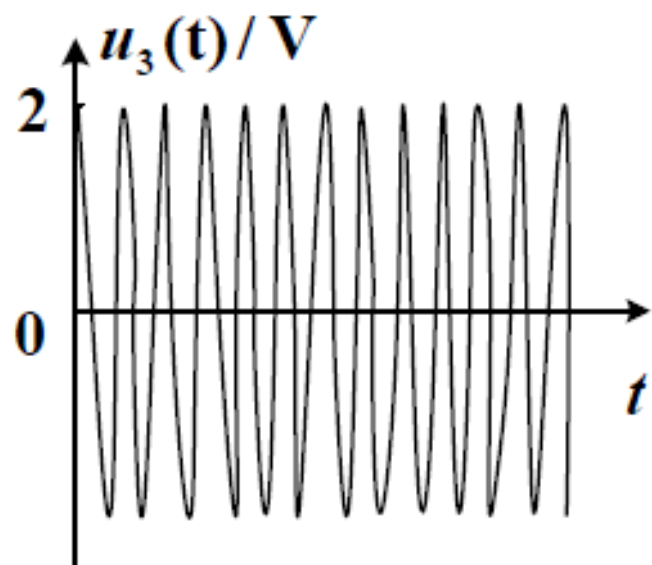
11-1. 试分别画出下列三种信号的波形图及振幅频谱图, 并说明它们可能代表什么信号?

$$(1) u_1(t) = (1 + 0.3 \cos 2\pi \cdot 10^3 t) \cos 2\pi \cdot 10^6 t (\text{V})$$

$$(2) u_2(t) = \cos 2\pi \cdot 10^3 t \cdot \cos 2\pi \cdot 10^6 t (\text{V})$$

$$(3) u_3(t) = 2 \cos 2\pi (10^3 + 10^5) t (\text{V})$$

(3) 为抑制载波的单边带调幅波, 其中 $f_s = 10^3 \text{ Hz}$, $f_c = 10^5 \text{ Hz}$ 。



11-3. 设已调信号为 $u(t) = 10(1 + 0.6 \cos 2\pi \cdot 5 \cdot 10^3 t) \cos 2\pi \cdot 10^6 t$ (V), 试问:

(1) 该信号是调幅波, 还是调频波?

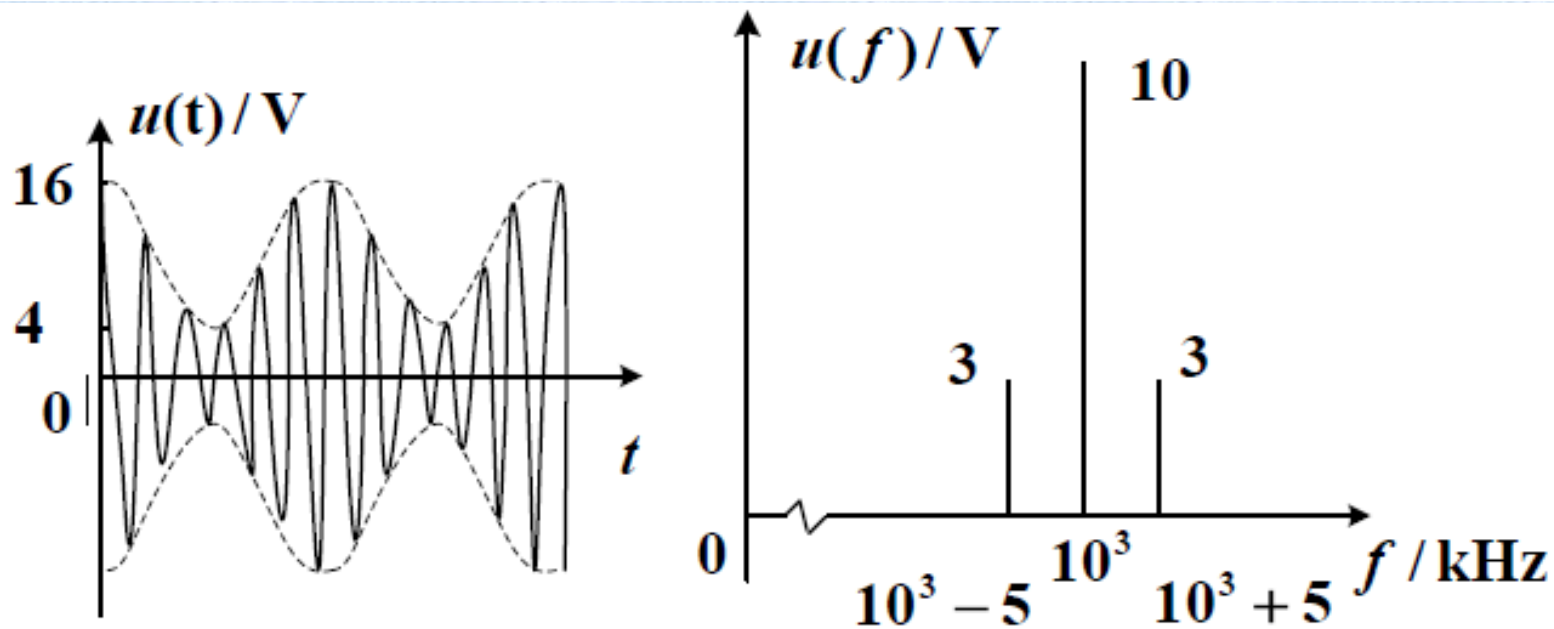
(2) 画出已调信号波形及振幅频谱图 (注明幅度及频率)。

(3) 已调信号的频带宽度 $BW = ?$

(4) 在单位电阻上消耗的平均功率 $P_{AV} = ?$

11-3(1) 该信号为标准调幅波, 其中调幅度 $m_a = 0.6$, $f_s = 5 \times 10^3$ Hz, $f_c = 10^6$ Hz;

(2) 波形、频谱图如下图所示。



11-3. 设已调信号为 $u(t) = 10(1 + 0.6 \cos 2\pi \cdot 5 \cdot 10^3 t) \cos 2\pi \cdot 10^6 t$ (V), 试问:

(1) 该信号是调幅波, 还是调频波?

(2) 画出已调信号波形及振幅频谱图 (注明幅度及频率)。

(3) 已调信号的频带宽度 $BW = ?$

(4) 在单位电阻上消耗的平均功率 $P_{AV} = ?$

$$(3) \quad BW = 2 \times 5 \times 10^3 = 10^4 \text{ Hz}$$

$$(4) \quad P_{AV} = \frac{1}{4} U_{cm}^2 (2 + m_a^2) = \frac{1}{4} \times 10^2 \times (2 + 0.36) = 59 \text{ W}$$

11-15. 有一调频波，它的最大频偏为75 kHz，当调制信号分别等于100 Hz和15 kHz时，试求调频指数和频带宽度。

$$11-15 \Delta f_m = 75 \text{ kHz}, f_{s1} = 100 \text{ Hz}, \text{ 则 } m_{f1} = \frac{\Delta f_m}{f_{s1}} = \frac{75}{0.1} = 750,$$

$$BW_{\text{FM1}} = 2(m_{f1} + 1)f_{s1} = 2 \times 750 \times 100 = 150 \text{ kHz}。$$

$$\Delta f_m = 75 \text{ kHz}, f_{s2} = 15 \text{ kHz}, \text{ 则 } m_{f2} = \frac{\Delta f_m}{f_{s2}} = \frac{75}{15} = 5,$$

$$BW_{\text{FM2}} = 2(m_{f2} + 1)f_{s2} = 12 \times 15 = 180 \text{ kHz}。$$

11-16. 受音频信号 $u_s(t) = 0.5 \cos \pi \cdot 10^4 t$ (V) 调制的某调频波的数学表达式为 $u_{FM}(t) = 8 \cos (2\pi \cdot 10^8 t + 5 \sin \pi \cdot 10^4 t)$ (V), 试求:

- (1) 此调频波的载频、调制频率和调频指数;
- (2) 瞬时相位 $\varphi(t)$ 和瞬时频率 $f(t)$ 的表达式;
- (3) 最大相移 $\Delta\varphi_m$ 和最大频偏 Δf_m ;
- (4) 该调频波的有效频带宽度 BW。

11-16(1) $f_c = 100\text{MHz}$, $f_s = 5\text{kHz}$, $m_f = 5$ 。

(2) $\varphi(t) = 2\pi \times 10^8 t + 5 \sin(\pi \times 10^4 t) \text{rad/s}$, $f(t) = 10^8 + \underline{5\pi \times 10^4 \cos(\pi \times 10^4 t)} \text{kHz}$ 。

(3) $\Delta\varphi_m = 5\text{rad}$, $\Delta f_m = m_f f_s = 5 \times 5 = 25\text{kHz}$ 。

2π

(4) $BW_{FM} = 2(m_f + 1)f_s = 12 \times 5 = 60\text{kHz}$

