



成都信息工程大學
Chengdu University of Information Technology

高频电子线路

第六章 角度调制与解调电路





■ 调角信号的概念

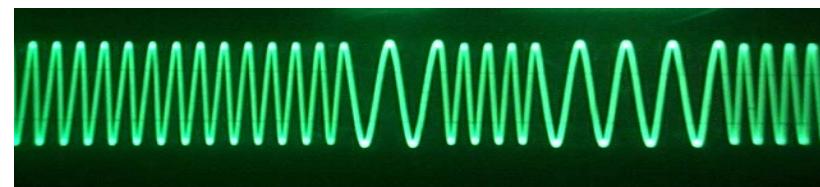
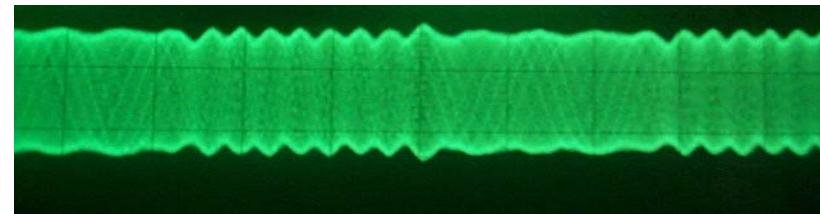
- 重要内容

■ 调频电路

- 直接调频电路
- 了解间接调频电路

■ 鉴频电路

- 斜率鉴频器
- 限幅器



角度调制的基本特性

- 角度调制是用调制信号控制高频载波的瞬时频率或瞬时相位，分别称为调频(Frequency Modulation, FM)和调相(Phase Modulation, PM)。
- 调频(FM)是用调制信号控制载波振荡的频率，使载波的瞬时频率随调制信号线性变化；
- 调相(PM)则是用调制信号控制载波的相位，使载波的瞬时相位随调制信号线性变化。
- 解调是从高频已调信号中还原出原调制信号

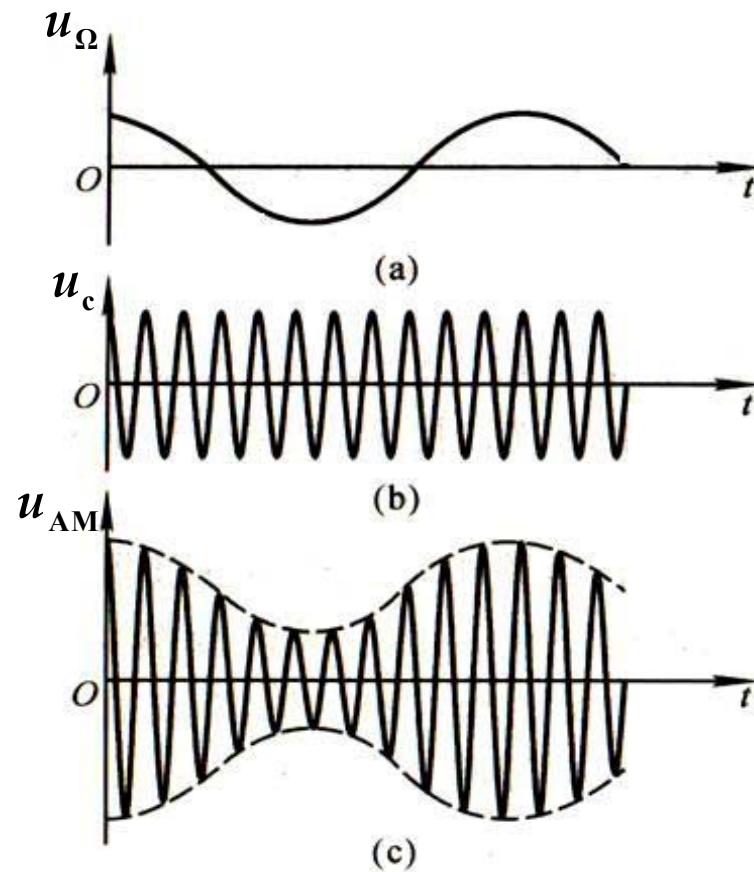


角度调制的基本特性

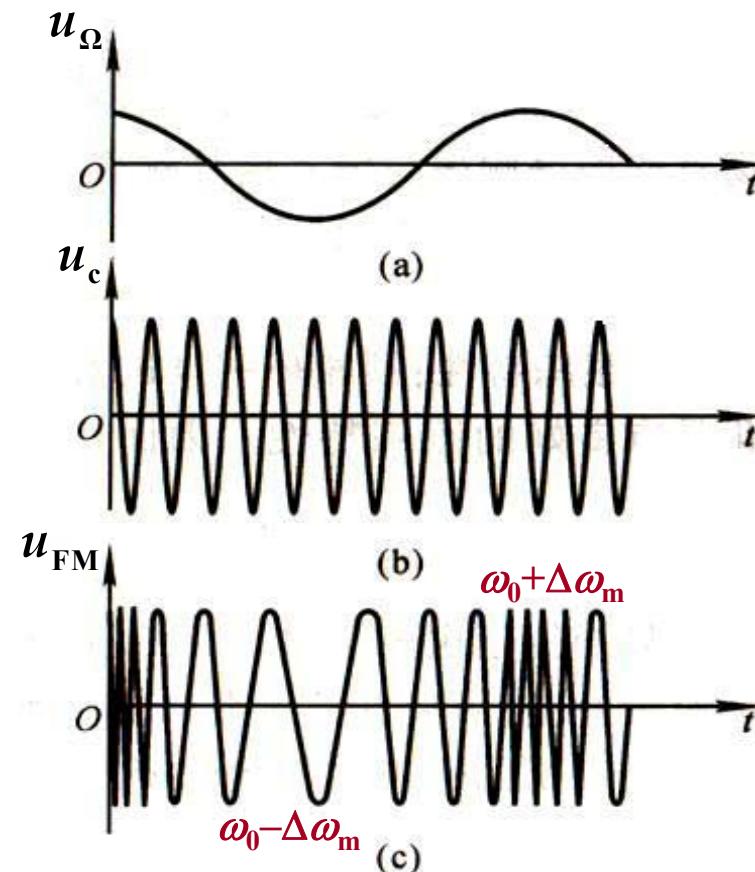
- 在调幅过程中，已调波信号的频谱结构完全保持了原调制信号的频谱结构，所以把调幅制称为线性调制。
- 在角度调制中，已调波的频谱结构不再保持原调制信号的频谱结构形式，而是产生了频谱的非线性变换，因此，称为非线性调制或非线性频谱搬移。
- 在角度调制过程中，载波信号的幅度不受调制信号的影响。
- 调频信号的解调称为鉴频，调相信号的解调称为鉴相。它们都是从已调信号中还原出原调制信号。



调幅与调频



调幅示意图



调频示意图



调幅与调频

设任意一高频信号 $u(t) = U_m \cos \omega_c t$ 为载波信号

用 $u_\Omega(t) \rightarrow U_m(t) = U_m + k_a u_\Omega(t)$ 称为调幅 \Rightarrow (AM)

用 $u_\Omega(t) \rightarrow \omega(t) = \omega_c + k_f u_\Omega(t)$ 称为调频 \Rightarrow (FM)

用 $u_\Omega(t) \rightarrow \phi(t) = \omega_c t + k_p u_\Omega(t)$ 称为调相 \Rightarrow (PM)

其中调频及调相统称为角度调制，简称调角。



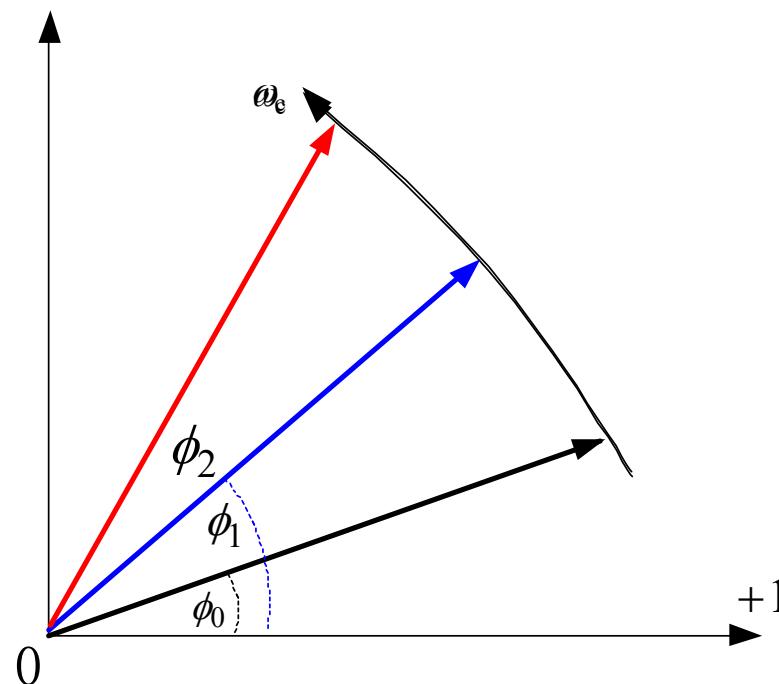
瞬时频率与瞬时相位

调频波和调相波都是瞬时相角 $\theta(t)$ 受到调制而载波振幅不变的已调波

$$u_c = U_{cm} \cos \theta(t)$$

高频振荡信号在未调制时是角频率为 ω_c 的简谐波，表示为

$$u_c = U_{cm} \cos(\omega_c t + \phi_0) = U_{cm} \cos \theta(t)$$



高频电子线路

高频振荡电压在未调制时瞬时相角为

$$\theta(t) = \omega_c t + \phi_0$$

当高频载波的瞬时频率或瞬时相位受到低频信号调制时，

相角 $\theta(t)$ 随时间的变化也不再是常数。

$\theta(t)$ 与角频率的关系可表示为

$$\omega(t) = \frac{d\theta(t)}{dt}$$

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(\tau) d\tau + \phi_0$$

可见，瞬时频率 $\omega(t)$ 等于瞬时相角 $\theta(t)$ 对时间的微分；
瞬时相角 $\theta(t)$ 等于瞬时频率 $\omega(t)$ 对时间的积分与初始
相位之和。这是角度调制中的两个基本关系。



调角波的表达式

1. 调频信号的时域分析

(1) 调频波的表达式

单音信号 $u_{\Omega}(t) = U_{\Omega_m} \cos \Omega t$

未调载波电压为 $u_c = U_{cm} \cos \omega_c t$

调频波的瞬时角频率为

$$\omega(t) = \omega_c + k_f u_{\Omega}(t) = \omega_c + \Delta\omega_m \cos \Omega t$$

其中 $\Delta\omega_m = k_f U_{\Omega_m}$ (最大角频率偏移) k_f 为比例常数

k_f 是单位调制电压产生的频率偏移量，也称调频灵敏度



$$\text{瞬时角频率 } \omega(t) = \omega_c + \Delta\omega_m \cos \Omega t$$

调频波的相位 $\varphi(t)$ 是角频率 $\omega(t)$ 对时间的积分，

$$\begin{aligned}\varphi(t) &= \int_0^t \omega(\tau) d\tau = \omega_c t + \Delta\omega_m \int_0^t \cos \Omega t dt \\ &= \omega_c t + \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} \sin \Omega t \\ &= \omega_c t + M_f \sin \Omega t = \omega_c t + \Delta\varphi \quad \omega_c \text{ 称为中心频率}\end{aligned}$$

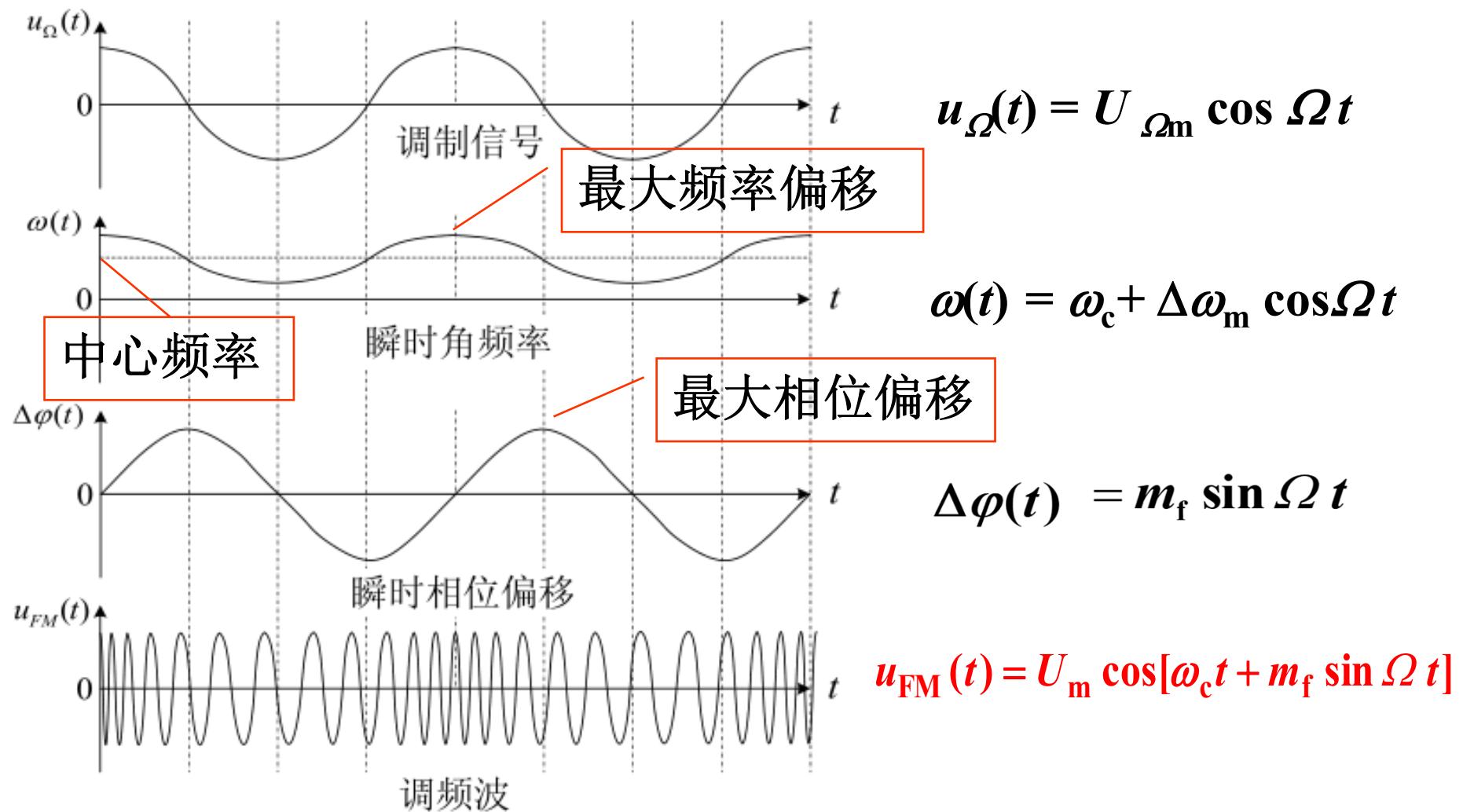
$$M_f = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} = \Delta\varphi_m \quad (\text{最大相位偏移或调频指数})$$

则调频波的一般表达式为

$$u_{FM}(t) = U_{cm} \cos(\omega_c t + M_f \sin \Omega t)$$



调频波的波形图



(2) 调频信号的基本参数

$$u_{\text{FM}} = U_{\text{cm}} \cos(\omega_c t + M_f \sin \Omega t)$$

ω_c 为载波频率（中心频率） Ω 是调制信号的角频率

$\Delta\omega_m$ 是相对于载频的最大角频偏

另外 $M_f = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} = \Delta\varphi_m$ 称为调频指数或最大相位偏移

$\Delta\omega_m$ 和 M_f 是调频信号的重要参数。



2. 调相波

单音信号

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

未调载波电压为

$$u_c = U_{cm} \cos \omega_c t$$

调相波的瞬时相位为 $\phi(t) = \omega_c t + k_p U_{\Omega m} \cos \Omega t$

调相波的一般表达式为

$$u_{PM}(t) = U_{cm} \cos(\omega_c t + M_p \cos \Omega t)$$

$M_p = k_p U_{\Omega m} = \Delta \phi_m$ (最大相位偏移或调相指数)



$$u_{\text{PM}} = U_{\text{cm}} \cos(\omega_c t + M_p \cos \Omega t)$$

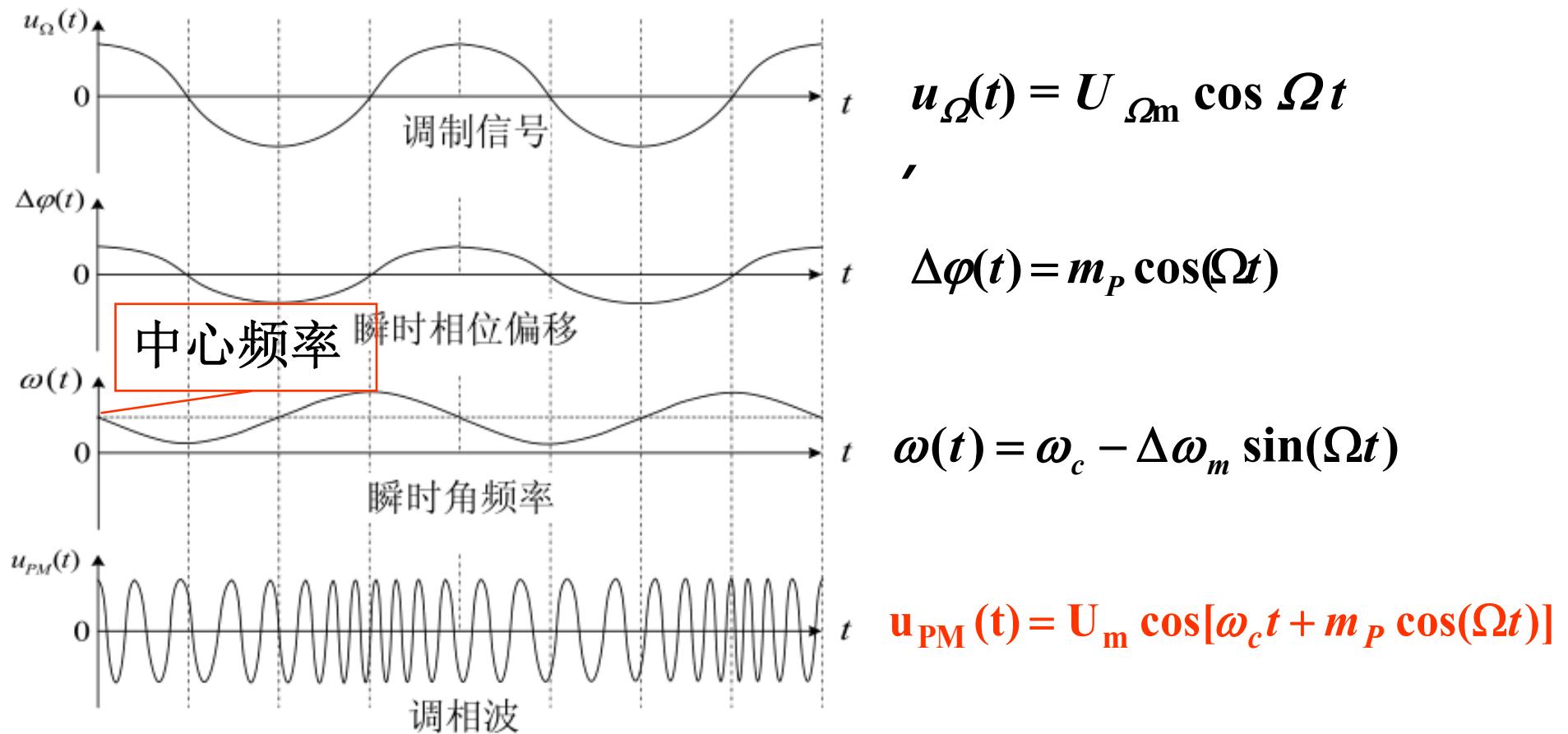
调相波的角频率为：

$$\begin{aligned}\omega(t) &= \frac{d\phi(t)}{dt} = \omega_c - M_p \Omega \sin \Omega t \\ &= \omega_c - \Delta\omega_m \sin \Omega t\end{aligned}$$

$$\Delta\omega_m = M_p \Omega \quad (\text{最大角频率偏移})$$



调相波的波形图



高频电子线路

	FM波	PM波
数学表达式	$U_0 \cos \left[\omega_0 t + K_f \int_0^t u_\Omega(t) dt \right]$	$U_0 \cos \left[\omega_0 t + K_p u_\Omega(t) \right]$
瞬时频率	$\omega_0 + K_f u_\Omega(t)$	$\omega_0 + k_p \frac{du_\Omega(t)}{dt}$
瞬时相位	$\omega_0 t + K_f \int_0^t u_\Omega(t) dt$	$\omega_0 t + K_p u_\Omega(t)$
最大频偏	$\Delta\omega_m = K_f u_\Omega(t) _{max}$	$\Delta\omega_m = K_p \left \frac{du_\Omega(t)}{dt} \right _{max}$
调制指数	$m_p = K_f \left \int_0^t u_\Omega(t) dt \right _{max}$	$m_p = K_p u_\Omega(t) _{max}$

附：上述比较中的调制信号 $u_\Omega(t)$, 载波 $U_0 \cos \omega_0(t)$



对比

调频

$$\begin{aligned} u_o(t) &= U_m \cos[\omega_c t + k_f \int_0^t u_\Omega(t) dt] \\ &= U_m \cos[\omega_c t + m_f \sin \Omega t] \end{aligned}$$

调相

$$\begin{aligned} &U_m \cos[\omega_c t + k_p u_\Omega(t)] \\ &= U_m \cos[\omega_c t + m_p \cos \Omega t] \end{aligned}$$

- 调频与调相可互相转换
 - 将调制信号先微分，然后再对载波调频
 - 得调相信号
 - 将调制信号先积分，再对载波进行调相
 - 得调频信号



[例] 已知 $u_Q(t) = 5 \cos(2\pi \times 10^3 t)$ V，调角信号表达式为

$$u_o(t) = 10 \cos[(2\pi \times 10^6 t) + 10 \cos(2\pi \times 10^3 t)]$$

试判断该调角信号是调频信号还是调相信号，并求调制指数、最大频偏、载波频率和载波振幅

[解] $\varphi(t) = \omega_c t + \Delta\varphi(t) = 2\pi \times 10^6 t + 10 \cos(2\pi \times 10^3 t)$

附加相位正比于调制信号，故为调相信号

调相指数 $m_p = 10$ rad

最大频偏 $\Delta f_m = m_p F = 10 \times 10^3 = 10$ kHz

载波频率 $f_c = 10^6$ (Hz)

振幅 $U_m = 10$ V



调角波信号的频谱和带宽

将调频波展开为傅里叶级数

$$\begin{aligned} u_{\text{FM}}(t) &= U_m \cos[\omega_c t + M_f \sin(\Omega t)] \\ &= U_m [\cos(\omega_c t) \cos(M_f \sin(\Omega t)) - \sin(\omega_c t) \sin(M_f \sin(\Omega t))] \end{aligned}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \cos(m \sin \Omega t) = J_0(m) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(m) \cos(2n\Omega t) \\ \sin(m \sin \Omega t) = 2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(m) \sin((2n+1)\Omega t) \end{array} \right.$$

$J_n(M_f)$ 是宗数为 M_f 的 n 阶第一类贝塞尔函数



调角波信号的频谱和带宽

将调频波展开为傅里叶级数

$J_n(M_f)$ 是宗数为 M_f 的 n 阶第一类贝塞尔函数

$$\begin{aligned} u_{\text{FM}}(t) &= U_m \cos[\omega_c t + M_f \sin(\Omega t)] \\ &= U_m [\cos(\omega_c t) \cos(M_f \sin(\Omega t)) - \sin(\omega_c t) \sin(M_f \sin(\Omega t))] \\ &= U_m \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(M_f) \cos(\omega_c + n\Omega)t \end{aligned}$$

若 $n=0$, $U_m J_0(M_f) \cos \omega_c t$ 为载波分量

若 $n \neq 0$, $U_m \sum_{n=1}^{\infty} J_{\pm n}(M_f) \cos(\omega_c \pm n\Omega)t$ 为无穷多对边带分量



将式 $u_{\text{FM}} = U_m \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(M_f) \cos(\omega_c + n\Omega)t$ 进一步展开，有

$$\begin{aligned} u_{\text{FM}} = & U_m [J_0(M_f) \cos \omega_c t \\ & + J_1(M_f) \cos(\omega_c + \Omega)t - J_1(M_f) \cos(\omega_c - \Omega)t \\ & + J_2(M_f) \cos(\omega_c + 2\Omega)t + J_2(M_f) \cos(\omega_c - 2\Omega)t \\ & + J_3(M_f) \cos(\omega_c + 3\Omega)t - J_3(M_f) \cos(\omega_c - 3\Omega)t \\ & + J_4(M_f) \cos(\omega_c + 4\Omega)t + J_4(M_f) \cos(\omega_c - 4\Omega)t \\ & + \dots] \end{aligned}$$

调频波是由 ω_c 和无数边频 $\omega_c + n\Omega$ 组成，这些边频对称地分布在载频两边，其幅度决定于调制指数 M_f 。



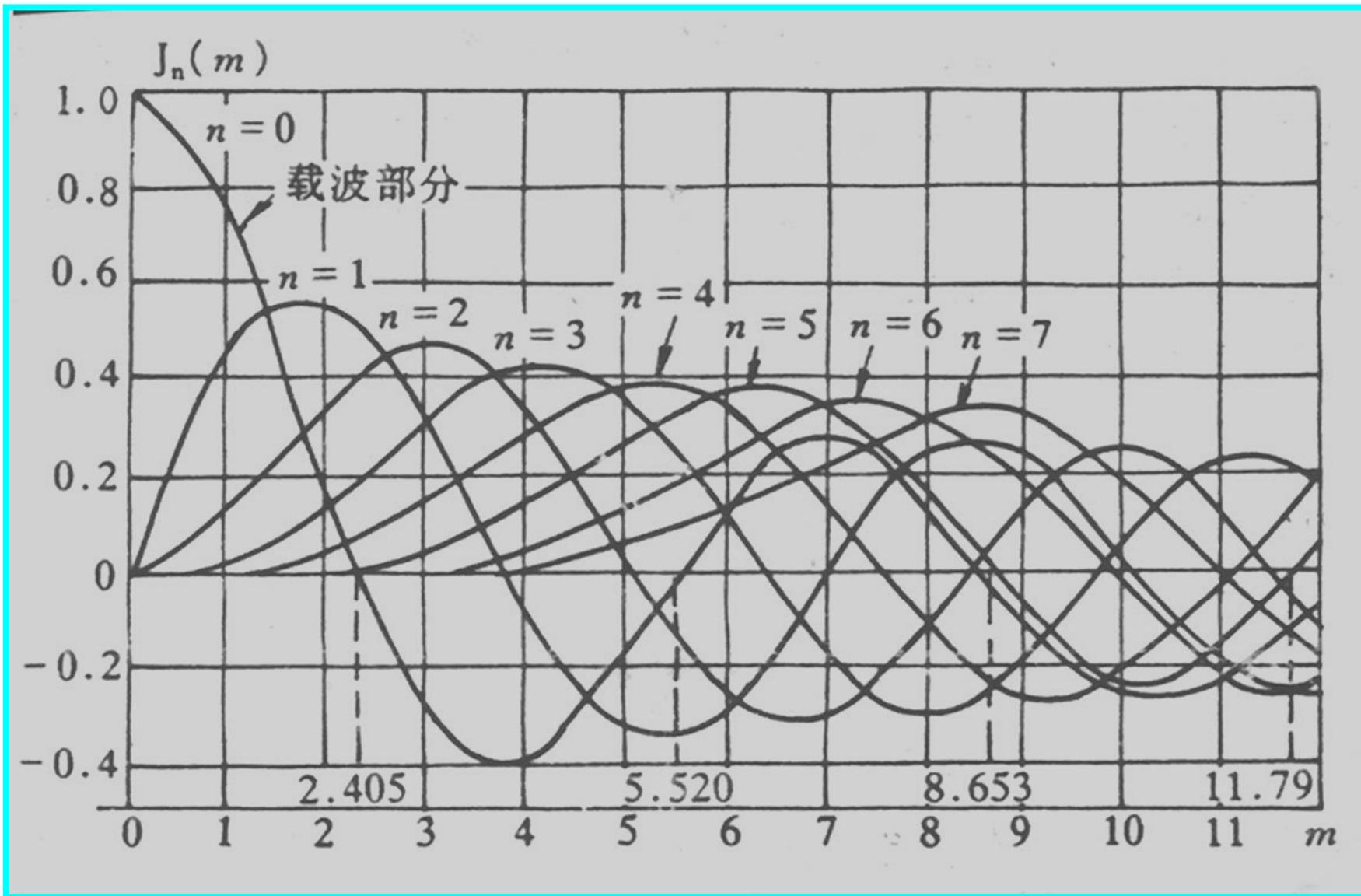
调角波信号的频谱和带宽

- { M_f 值不同，则 $J_n(M_f)$ 不同，即每个频率分量振幅不同。
- 对于调频： M_f 可大于1，可小于1。
(与调幅不同)

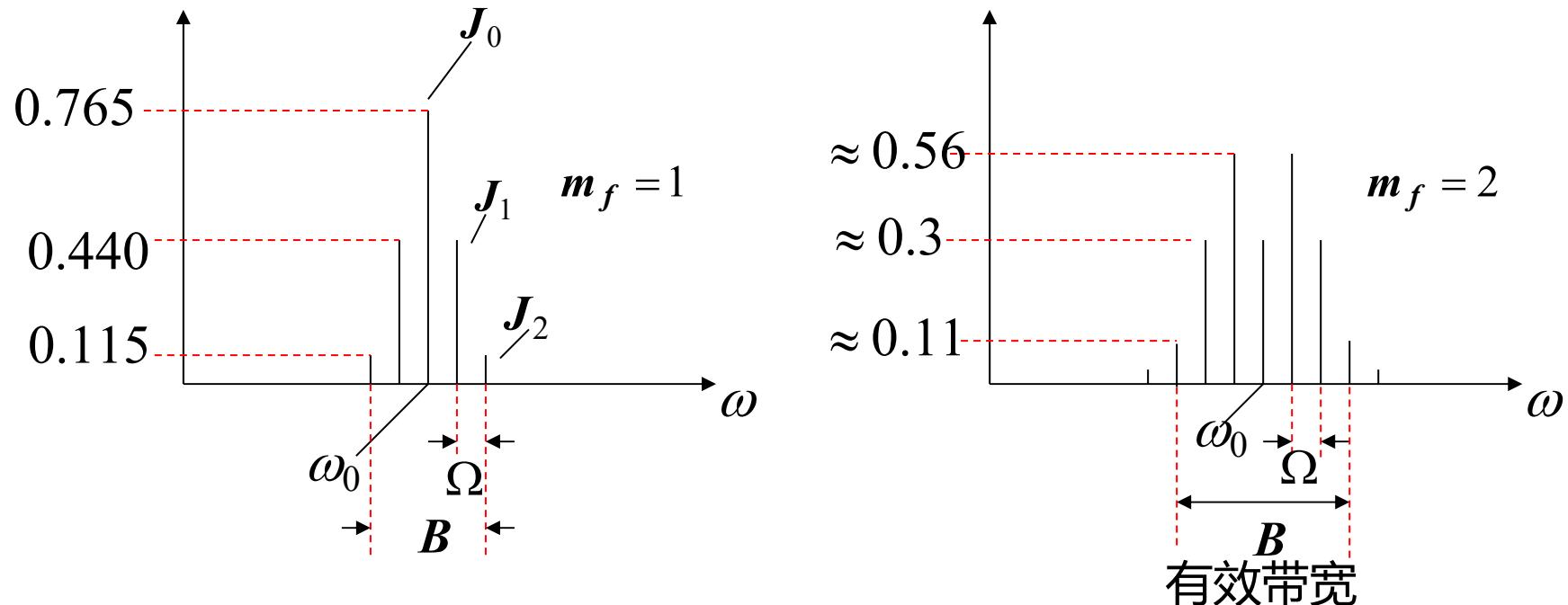
频带宽度与 M_f 值有关



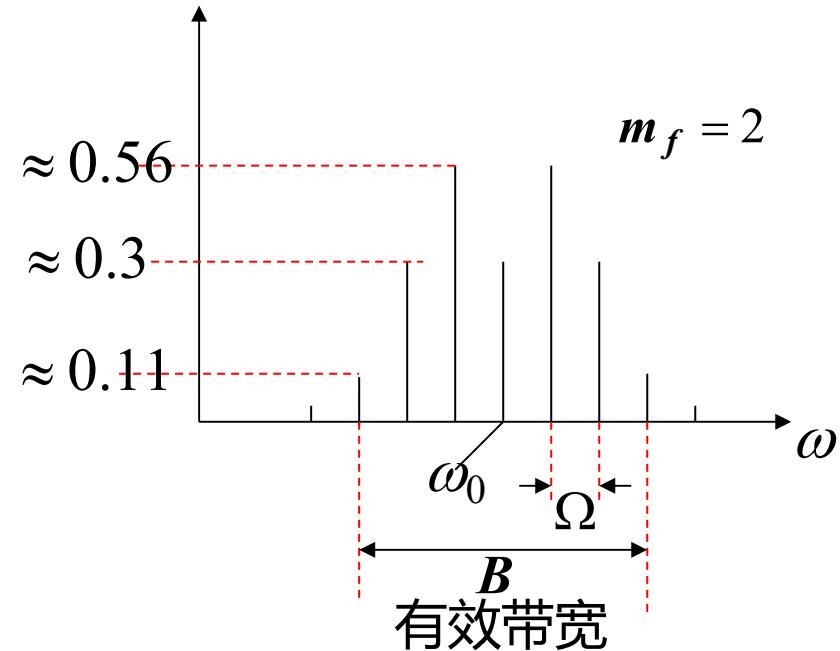
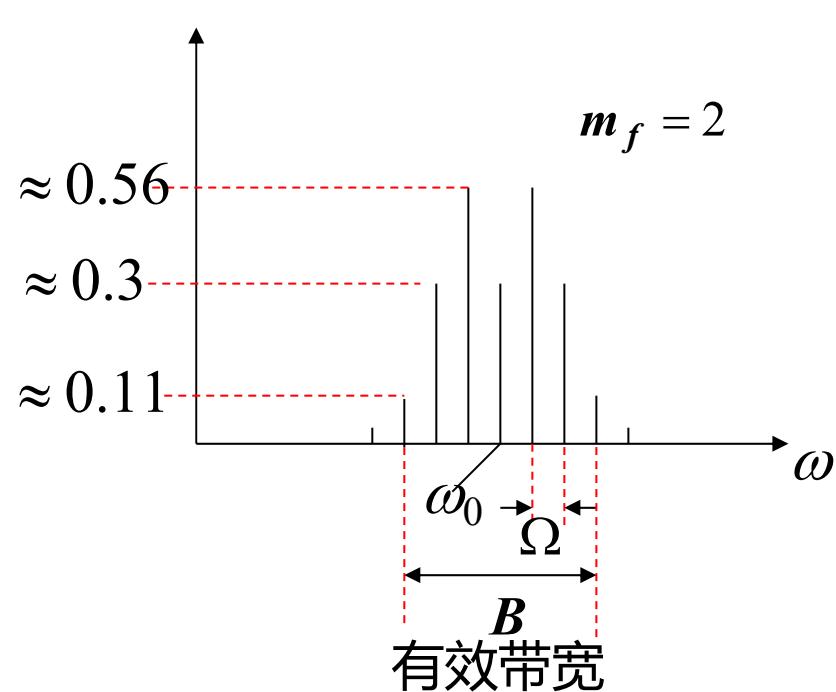
高频电子线路



(a) Ω 一定 m_f 改变



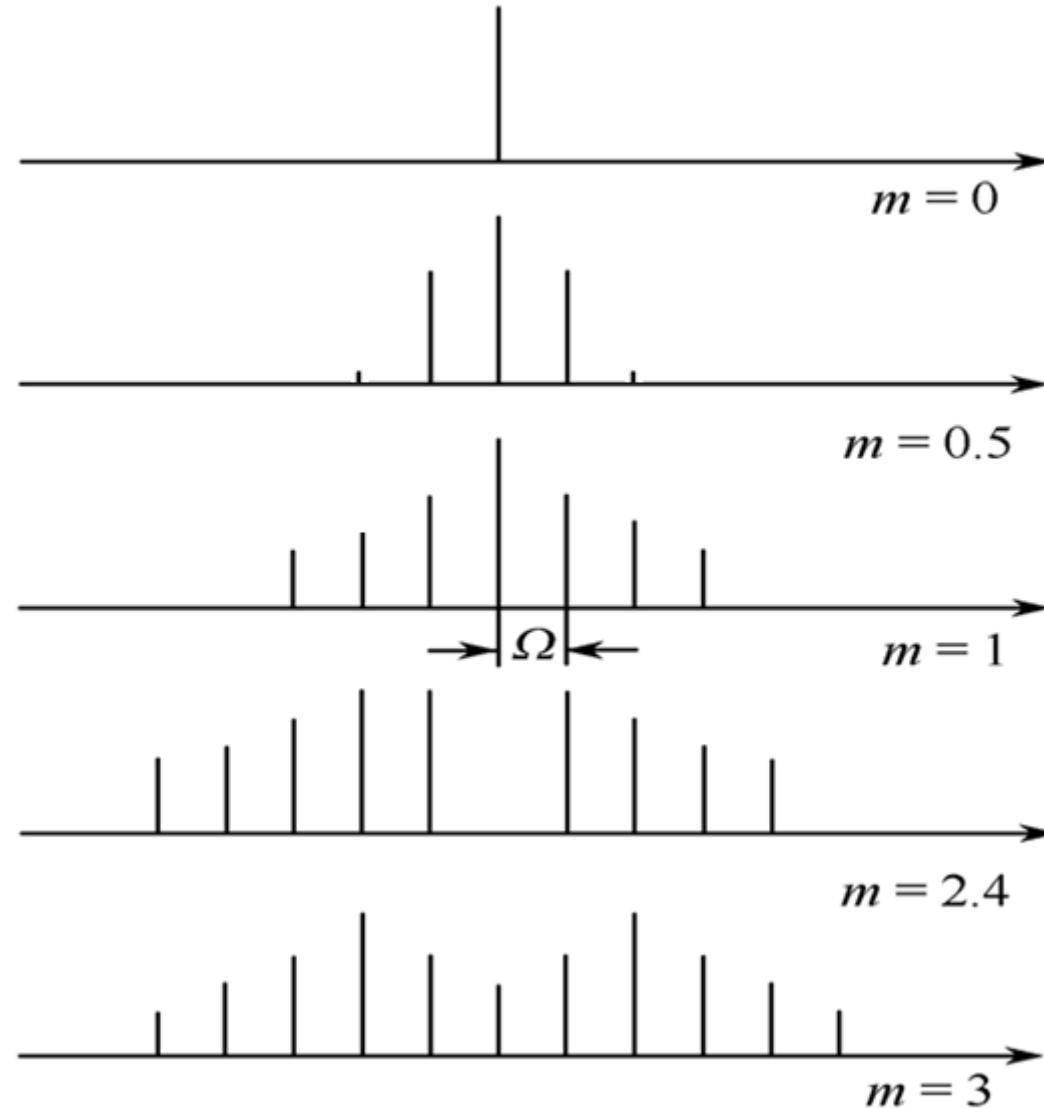
(b) m_f 一定, Ω 改变



频带宽度

实际 $BW \rightarrow \infty$

角度调制属于频谱的非线性变换，调频信号所占频带比调幅信号宽得多。



频带宽度

- 1) 单音调制时, 调频波的频谱不是调制信号频谱的简单搬移, 而是由载波和无数对边带分量所组成, 它们的振幅由对应的各阶贝塞尔函数值所确定。其中, 奇次的上、下边带分量振幅相等、极性相反; 偶次的振幅相等、极性相同。
- 2) 调制指数 m_f 越大, 具有较大振幅的边频分量就越多。这与调幅波不同, 在单频信号调幅的情况下, 边频数目与调制指数无关。
- 3) 载波分量和各边带分量的振幅均随 m_f 变化而变化。对于某些 m_f 值, 载频或某边频振幅为零。籍此可以测定调制指数 m_f 。
- 4) 值得注意的是有些边频分量的幅度可能超过载频分量的幅度。这是调频波频谱的一个重要特点。



调频波和调相波的频谱和频带宽度

调频波的平均功率等于各频谱分量平均功率之和。因此，在电阻 R 上，调频波的平均功率应为

$$\begin{aligned} P_f &= \frac{U_{cm}^2}{2R} [J_0^2(m_f) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}^2(m_f) + 2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}^2(m_f)] \\ &= \frac{U_{cm}^2}{2R} [J_0^2(m_f) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_n^2(m_f)] & \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(M_f) = 1 \\ &= \frac{U_{cm}^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(M_f)}{2R} = \frac{U_{cm}^2}{2R} \quad (\text{载波功率}) \end{aligned}$$

上式表明，当 U_{cm} 一定时，不论 m_f 为何值，调频波的平均功率恒为定值，并且等于未调制时的载波功率。换句话说，改变 m_f 仅会引起载波分量和各边带分量之间功率的重新分配，但不会引起总功率的改变。



调频波和调相波的频谱和频带宽度

虽然调频波的边频分量有无数多个，但是，对于任一给定的 m_f 值，高到一定次数的边频分量其振幅已经小到可以忽略，以致滤除这些边频分量对调频波形不会产生显著的影响。

通常规定：凡是振幅小于未调制载波振幅的1%（或10%，根据不同要求而定）的边频分量均可忽略不计，保留下来的频谱分量就确定了调频波的频带宽度。

如果将小于调制载波振幅10%的边频分量略去不计，则频谱宽度 BW 可由下列近似公式求出：

$$BW_{CR} = 2(M_f + 1)\Omega = 2(\Delta\omega_m + \Omega)$$



调频波和调相波的频谱和频带宽度

在实际应用中也常区分为：

$$\begin{cases} m_f \ll 1, \text{称为窄带调频, } B_{FM} \approx 2F \text{(与AM波频带相同)} \\ m_f \gg 1, \text{称为宽带调频, } B_{FM} \approx 2m_f F = 2\Delta f_m \text{(\Delta f_m为最大频偏)} \end{cases}$$

从上面的讨论知道，调频波和调相波的频谱结构以及频带宽度与调制指数有密切的关系。总的规律是：调制指数越大，应当考虑的边频分量的数目就越多，无论对于调频还是调相均是如此。这是它们共同的性质。

但是，由于调频制与调相制和调制频率 F 的关系不同，仅当 F 变化时，它们的频谱结构和频带宽度的关系就互不相同。



频波和调相波的频谱和频带宽度

下面分析一下含多个频率成分信号调制的调频信号的频谱，

$$a(t) = U_c [\cos \omega_c t \cos(\sum_{n=1}^N m_{fn} \sin \Omega_n t) - \sin \omega_c t \sin(\sum_{n=1}^N m_{fn} \sin \Omega_n t)]$$

以双频信号为例

$$\begin{aligned} a(t) = & U_c [\cos \omega_c t \cos(m_{f1} \sin \Omega_1 t + m_{f2} \sin \Omega_2 t) \\ & - \sin \omega_c t \sin(m_{f1} \sin \Omega_1 t + m_{f2} \sin \Omega_2 t)] \end{aligned}$$

$$\cos(m_f \sin \Omega t) = J_0(m_f) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(m_f) \cos 2n\Omega t$$

$$\sin(m_f \sin \Omega t) = 2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(m_f) \sin(2n+1)\Omega t$$

此时增加了许多组合频率，使频谱组成大为复杂。



调频电路

产生调频信号的电路叫调频器。

调频器的四个要求：

- 已调波的瞬时频率与调制信号成比例地变化；——基本要求
- 未调制时的载波频率，即已调波的中心频率具有一定的稳定性（视应用场合不同而有不同的要求）；
- 最大频移与调制频率无关；
- 无寄生调幅或寄生调幅尽可能小。

产生调频信号的方法很多，归纳起来主要有两类：第一类是用调制信号直接控制载波的瞬时频率——直接调频。第二类是由调相变调频——间接调频。



调频电路的主要性能指标

(1) 线性调制特性

已调波的瞬时频率与调制信号成比例地变化。

(2) 中心频率稳定

未调制时的频率 ω_c ，即中心频率具有一定的稳定性。

(3) 频偏 $\Delta\omega_m$ 要大

(4) 调制灵敏度高

单位调制电压产生的频率偏移称为调制点灵敏度，通常

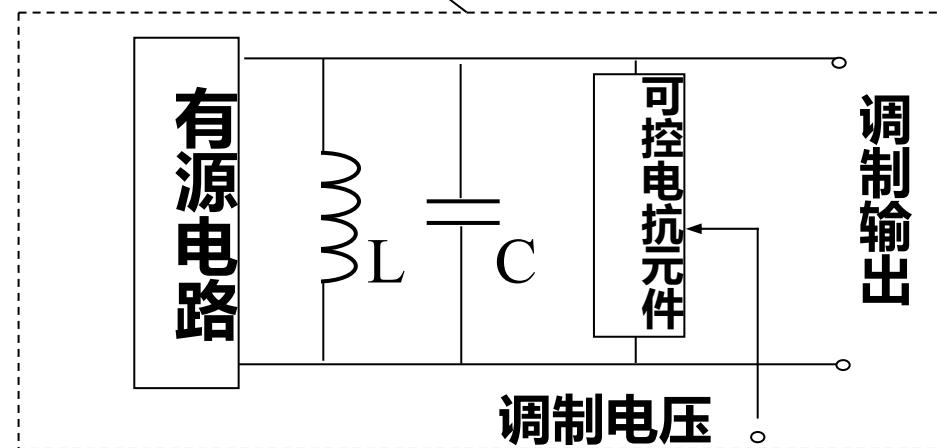
用 $S_F = \frac{\Delta f_m}{U_{\Omega m}}$ (Hz / V) 或 $k_f = \frac{\Delta\omega_m}{U_{\Omega m}}$ (rad / S × V) 来估算。



调频的方法

- 主要方法
 - 直接调频
 - 间接调频
- 直接调频法
 - 用调制信号直接控制振荡器频率，使其与调制信号成正比

振荡电路

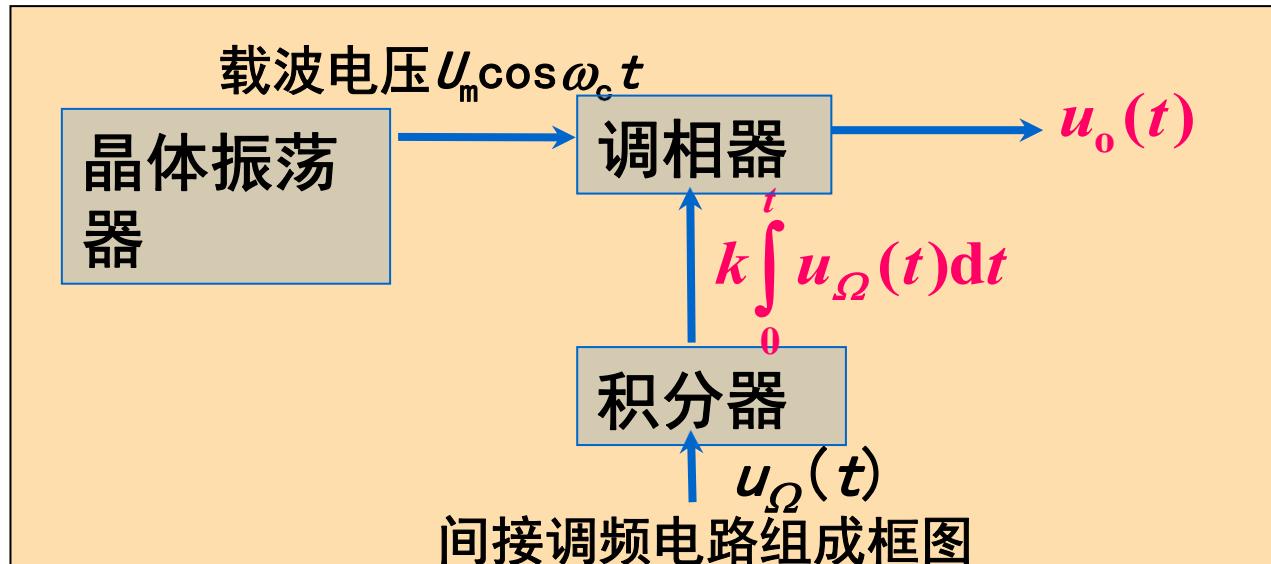


直接调频法

优点：频偏较大

缺点：中心频率易不稳定





间接调频

间接调频法不在振荡器中进行

优点：中心频率较稳定

缺点：不易获得大频偏

$$\begin{aligned} u_o(t) &= U_m \cos[\omega_c t + k_p u'_n(t)] \\ &= U_m \cos\left[\omega_c t + k_p k \int_0^t u_\Omega(t) dt\right] \\ &= U_m \cos[\omega_c t + m_f \sin(\Omega t)] \end{aligned}$$



直接调频电路

用调制信号直接控制振荡器的瞬时频率变化的方法称为直接调频法。

如果受控振荡器是产生正弦波的*LC*振荡器，则振荡频率主要取决于谐振回路的电感和电容，那么将调制信号去控制可变电感或可变电容，就可以使振荡频率按调制信号的规律变化，实现直接调频。

可变电抗的器件很多，其中应用最广的是变容二极管。



直接调频电路

- 变容二极管或反向偏置的半导体**PN**结，可以作为电压控制可变电容元件。
- 具有铁氧体磁芯的电感线圈，可以作为电流控制可变电感元件。方法是在磁芯上绕一个附加的线圈，当这个线圈中的电流改变时，它所产生的磁场随之改变，引起磁芯的磁导率改变（当工作在磁饱和状态时），因而使主线圈的电感量改变，于是振荡频率随之产生变化。



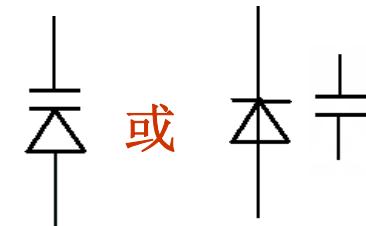
变容二级管的特性

利用PN结反相偏置时，势垒电容随外加反偏电压变化的机理，在制作工艺上进行处理，可使二极管的势垒电容随反偏电压呈现较大的变化。这样制作的电容可视为一压控电容，在调频振荡器中起到可变电容的作用。

变容二极管，其结电容 C_j 与反偏电压的关系为：

符号：

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{u}{U_B}\right)^n}$$



$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{u}{U_B}\right)^n}$$

其中: u 为外加电压

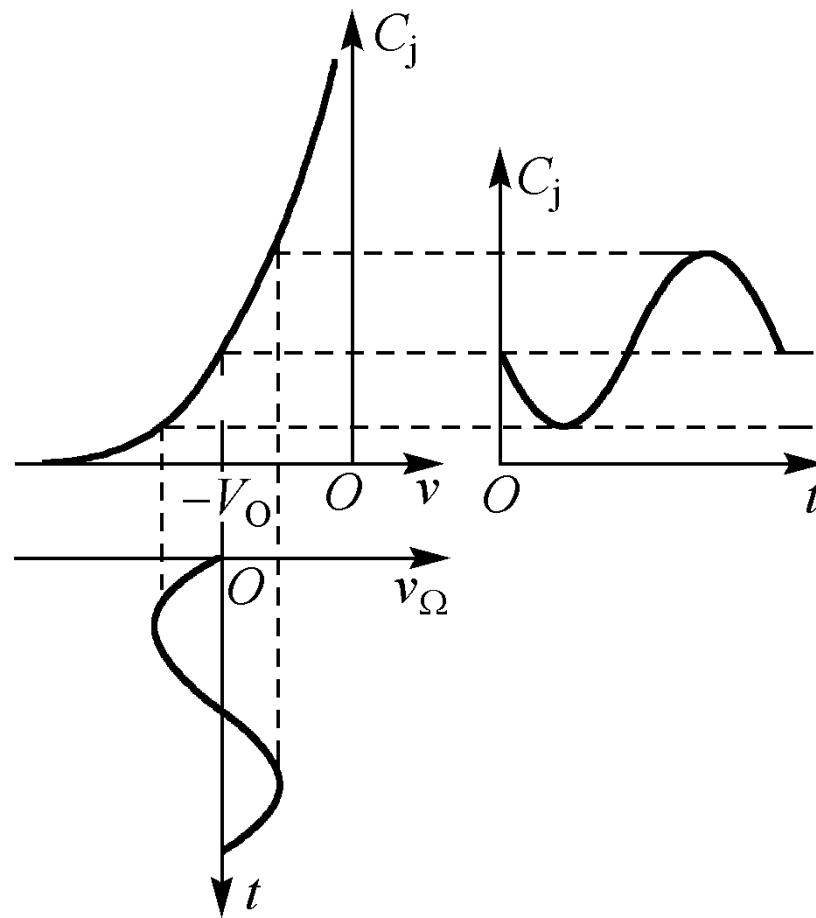
U_B 为PN结内建电压

C_{j0} 为 $u=0$ 时的结电容

n 为变容管的变容指数, 其大小与制造工艺有关。



变容二极管电容随外电压变化曲线



为了保证变容二极管在调制过程中保持反偏，必须加一个大于 $U_{\Omega m}$ 的反向偏压 U_Q ，所以外加电压为

$$u = -[U_Q + u_\Omega(t)]$$



$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{u}{U_B}\right)^n}$$

$$u = -[U_Q + u_\Omega(t)]$$

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

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 + \frac{U_Q + U_{\Omega m} \cos \Omega t}{U_B}\right)^n}$$



$$\begin{aligned}C_j &= \frac{C_{j0}}{\left(1 + \frac{U_Q + U_{\Omega m} \cos \Omega t}{U_B}\right)^n} \\&= \frac{C_{j0}}{\left(1 + \frac{U_Q}{U_B}\right)^n} \times \frac{1}{\left(1 + \frac{U_{\Omega m}}{U_B + U_Q} \cos \Omega t\right)^n} \\&= C_{jQ} / [1 + m \cos \Omega t]^n = C_{jQ} / [1 + x]^n\end{aligned}$$

其中：

$$m = \frac{U_{\Omega m}}{U_B + U_Q}$$

称为调制指数。

$$x = \frac{U_{\Omega m} \cos \Omega t}{U_B + U_Q}$$

称为归一化
调制电压。

$$C_{jQ} = \frac{C_{j0}}{\left(1 + \frac{U_Q}{U_B}\right)^n} \quad \text{为 } u_{\Omega}(t) = 0 \text{ 时的结电容。}$$



$$C_j = C_{jQ} / [1 + m \cos \Omega t]^n$$

$$C_{jQ} = \frac{C_{j0}}{\left(1 + \frac{U_Q}{U_B}\right)^n} \quad m = \frac{U_{\Omega m}}{U_B + U_Q}$$

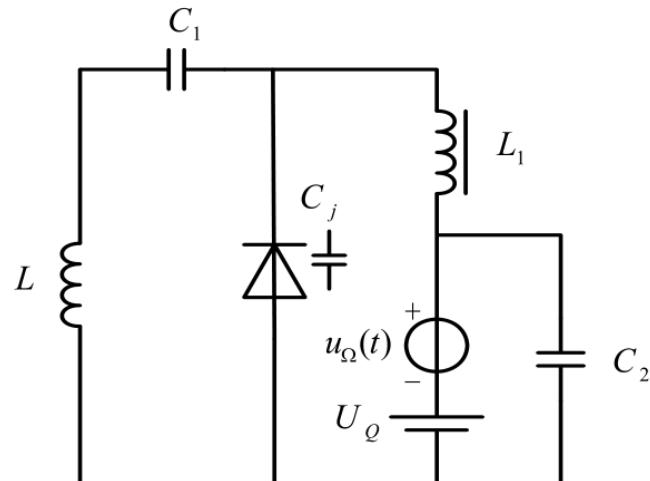
将此变容二极管接入振荡回路，根据 $u_\Omega(t)$ 的变化，将会引起 C_j 的变化，进而引起回路振荡频率的变化，从而实现调频。



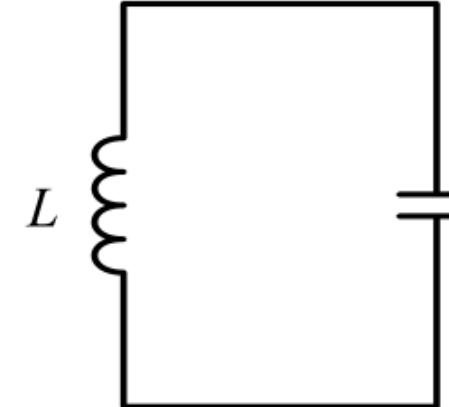
变容管的直接调频电路

用调制信号去控制高频信号的瞬时频率，使其随调制信号作线性变化的电路。

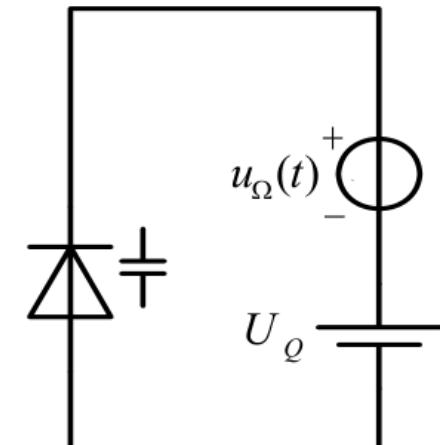
(1) 变容管全部接入振荡回路



原理电路



高频通路



直流和调制频率通路

振荡回路由 L 、 C_j 构成， C_1 为高频耦合电容， L_1 为高频扼流圈， C_2 为高频旁路电容。



高频电子线路

$$C_j = C_{jQ} / [1 + m \cos \Omega t]^n \quad m = \frac{U_{\Omega m}}{U_B + U_Q}$$

$$\begin{aligned}\omega(t) &= \frac{1}{\sqrt{LC_j}} = \frac{1}{\sqrt{LC_{jQ}}} (1 + m \cos \Omega t)^{\frac{n}{2}} \\ &= \omega_c (1 + m \cos \Omega t)^{\frac{n}{2}}\end{aligned}$$

式中 $\omega_c = 1 / \sqrt{LC_{jQ}}$ 为振荡器的中心频率。

若 $n=2$ ，则有

$\omega(t) = \omega_c (1 + m \cos \Omega t) = \omega_c + \Delta\omega(t)$ 为线性调频。

最大角频偏 $\Delta\omega_m = m\omega_c$



一般情况下， $n \neq 2$ 将 $\omega(t) = \omega_c(1 + m \cos \Omega t)^{n/2}$

按幂级数展开，并忽略高次项，得

$$\omega(t) = \omega_c + \frac{n}{8} \left(\frac{n}{2} - 1\right) m^2 \omega_c + \frac{n}{2} m \omega_c \cos \Omega t + \frac{n}{8} \left(\frac{n}{2} - 1\right) m^2 \omega_c \cos 2\Omega t$$

$$= \omega_c + \Delta\omega_c + \Delta\omega_m \cos \Omega t + \Delta\omega_{2m} \cos 2\Omega t$$

中心频率漂移

角频偏 $\Delta\omega$

二次谐波

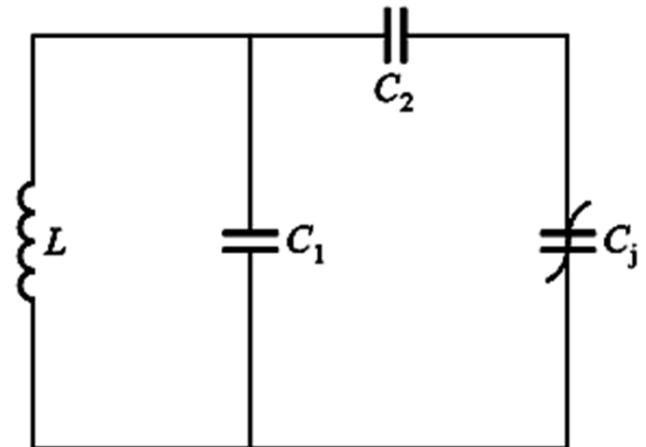
最大角频偏 $\Delta\omega_m = \frac{n m \omega_c}{2}$



(2) 变容管部分接入的直接调频

变容管作为振荡回路总电容时，调制信号对振荡频率的调变能力强，灵敏度高，较小的 m 值能产生较大的相对频偏。但同时，因外界因素变化引起 U_Q 的变化时，载波频率的不稳定也相对增大。

为了克服这些缺点，一般采用变容管部分接入的振荡回路。



变容管部分接入的振荡回路

$$C_{\Sigma} = C_1 + \frac{C_2 C_j}{C_2 + C_j} = C_1 + \frac{C_2 C_{jQ}}{C_2 (1 + m \cos \Omega t)^n + C_{jQ}}$$



$$C_{\sum} = C_1 + \frac{C_2 C_j}{C_2 + C_j} = C_1 + \frac{C_2 C_{jQ}}{C_2(1 + m \cos \Omega t)^n + C_{jQ}}$$

振荡频率为

$$\omega(t) = \frac{1}{\sqrt{LC_{\sum}}} = \frac{1}{\sqrt{L \left(C_1 + \frac{C_2 C_{jQ}}{C_2(1 + m \cos \Omega t)^n + C_{jQ}} \right)}}$$



在采用变容管部分接入振荡回路的直接调频电路中，选用 $n > 2$ 的变容管，并反复调节 C_1 、 C_2 和 U_Q 的值，就能在一定的调制电压范围内使 $n \approx 2$ ，获得近似线性调频。

当 C_1 和 C_2 调整到最佳值时，最大角频偏为

$$\Delta\omega_m = \frac{nm\omega_c}{2P}$$

式中 $\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L(C_1 + \frac{C_2 C_{jQ}}{C_2 + C_{jQ}})}}$

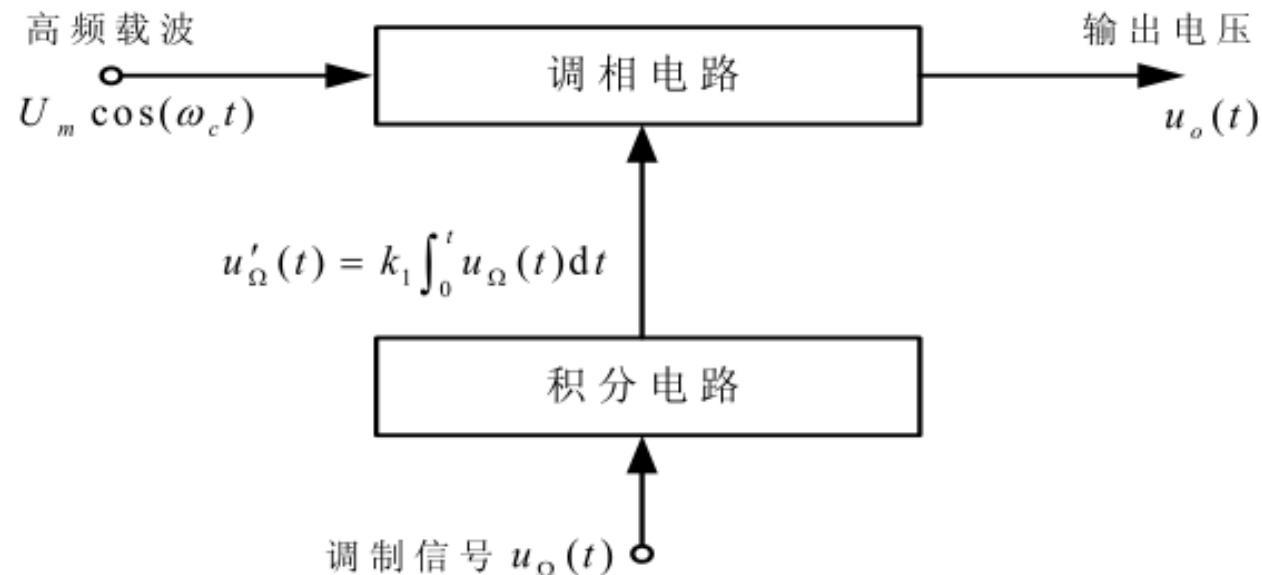
$$P = (1 + P_1)(1 + P_2 + P_1 P_2)$$

其中 $P_1 = C_{jQ}/C_2$ ， $P_2 = C_1/C_{jQ}$



间接调频电路

为了得到中心频率稳定度更高的调频信号，采用间接调频法。间接调频法就是利用调相的方法来实现调频。



定义：若用 $\dot{u}_\Omega = \int_0^t u_\Omega dt$ 信号实现调相，实际上对 u_Ω 而言是实现调频，则称为间接调频。



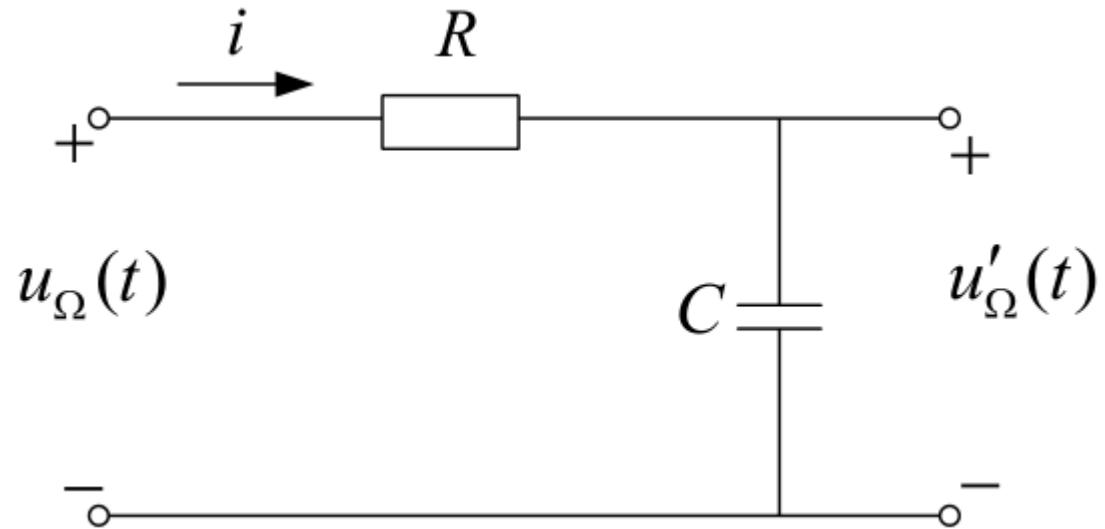
积分电路

RC 积分网络

条件: $R \gg \frac{1}{\Omega C}$

设输入信号电压

$$u_{\Omega}(t) = U_{\Omega m} \cos \Omega t \approx R i$$



$$u'_{\Omega}(t) = \frac{1}{C} \int i dt = \frac{1}{RC} \int u_{\Omega}(t) dt = \frac{U_{\Omega m}}{RC\Omega} \sin \Omega t = U'_{\Omega m} \sin \Omega t$$



矢量合成法调相电路

矢量合成法原理

单音调制时，调相信号可表示为

$$u_{PM}(t) = U_m \cos[\omega_c t + m_p \cos(\Omega t)]$$

$$= U_m \cos(\omega_c t) \cos[m_p \cos(\Omega t)] - U_m \sin(\omega_c t) \sin[m_p \cos(\Omega t)]$$

当 $m_p < (\pi / 12) rad$ ，即 $m_p < 15^\circ$ 时有

$$\cos[m_p \cos(\Omega t)] \approx 1, \quad \sin[m_p \cos(\Omega t)] \approx m_p \cos(\Omega t)$$

$$u_{PM}(t) \approx U_m \cos(\omega_c t) - U_m m_p \cos(\Omega t) \sin(\omega_c t)$$

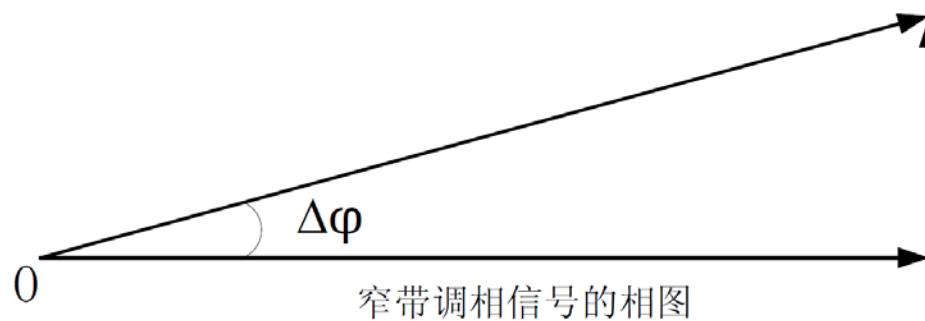


矢量合成法调相电路

当 $m_p < (\pi / 12) rad$ ，即 $m_p < 15^\circ$ 时有

$$u_{PM}(t) = U_m \left[\cos(\omega_c t) - m_p \cos(\Omega t) \sin(\omega_c t) \right]$$

$$= U_m \cos(\omega_c t) + U_m m_p \cos(\Omega t) \cos(\omega_c t + \frac{\pi}{2})$$



$$\Delta\varphi(t) = \arctan[m_p \cos(\Omega t)]$$

$\approx m_p \cos(\Omega t)$

可实现窄带调相

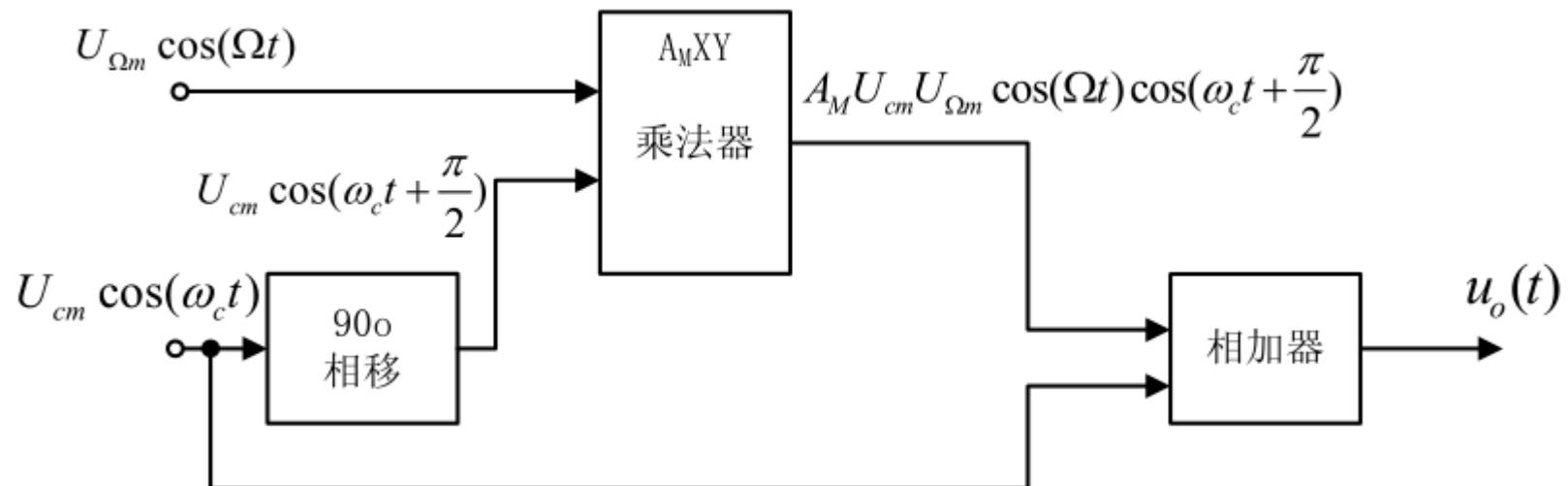


矢量合成法调相电路

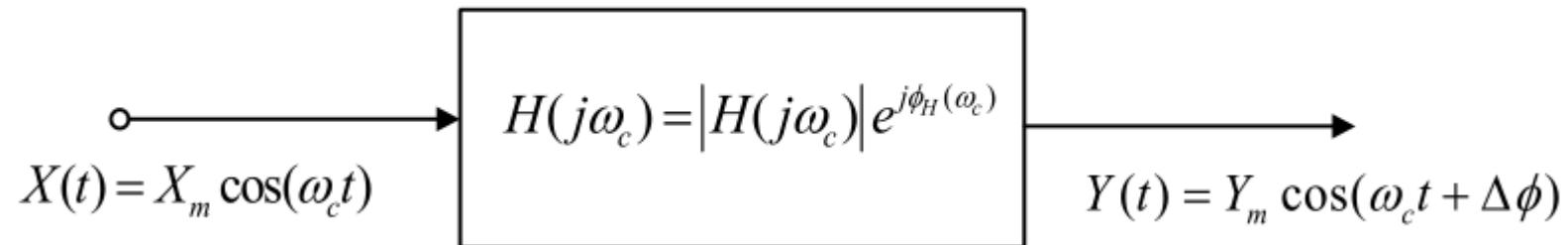
窄带调相信号

$$u_{PM}(t) = U_m [\cos(\omega_c t) - m_p \cos(\Omega t) \sin(\omega_c t)]$$

$$= U_m \cos(\omega_c t) + U_m m_p \cos(\Omega t) \cos(\omega_c t + \frac{\pi}{2})$$



移相法调相电路



$$Y_m = |H(j\omega_c)| X_m$$

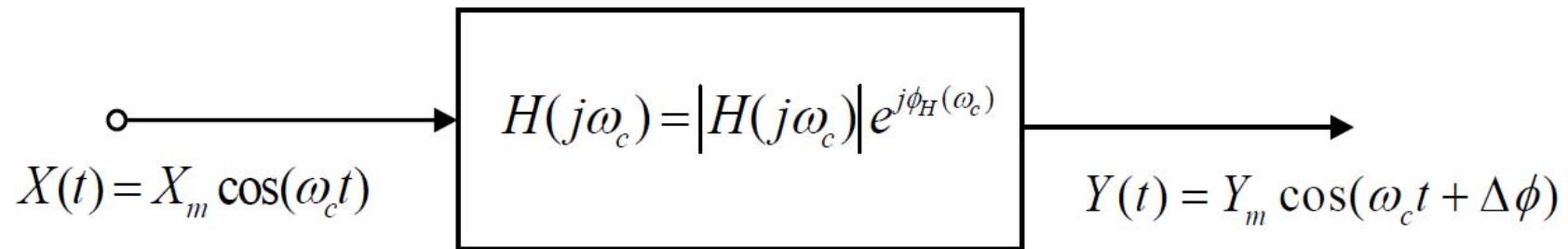
$$\Delta\phi = \phi_H(\omega_c)$$

$u_\Omega(t) \Rightarrow$ 网络中可变电抗元件 \Rightarrow 网络传输函数 $H(j\omega_c)$ $\begin{cases} \Rightarrow |H(j\omega_c)| \Rightarrow \text{输出信号振幅} \\ \Rightarrow \phi_H(\omega_c) \Rightarrow \text{输出信号的相位} \end{cases}$



移相法调相电路

将载波信号 $X(t) = X_m \cos(\omega_c t)$ 通过一个相移受调制信号控制的网络，即可实现调相。



$$Y_m = |H(j\omega_c)| X_m$$

$$\Delta\phi = \phi_H(\omega_c)$$

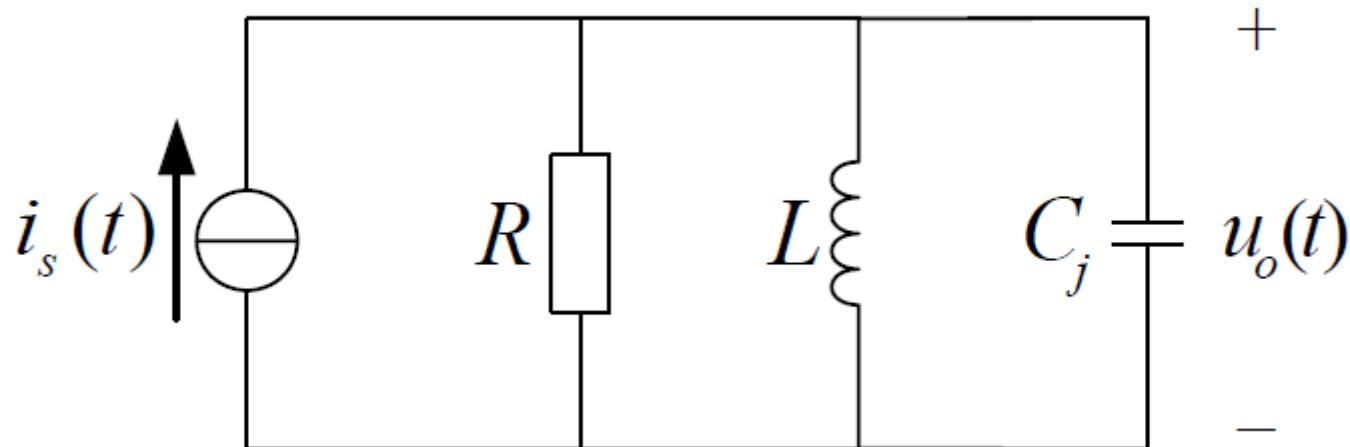
传输函数的模 $|H(j\omega_c)|$ 基本不变

传输函数的相角 $\phi_H(\omega_c)$ 却会产生比较大的变化

可变移相电路的实现框图



变容二极管调相电路



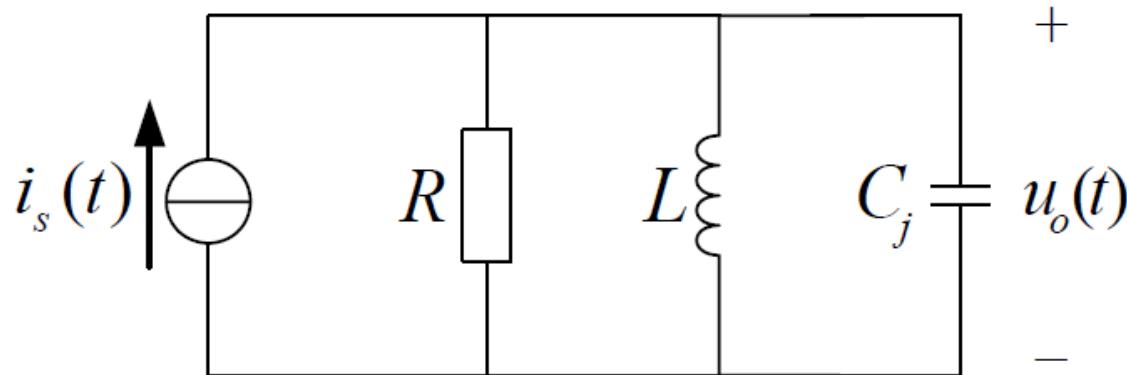
调相等效电路

调相过程: $v_\Omega \rightarrow C_j \rightarrow f_0 \rightarrow \Delta f (= f_c - f_0) \rightarrow \Delta\varphi$

$$\Delta\varphi = -\arctan \frac{2Q_e \Delta\omega}{\omega_c} \quad \text{当 } \varphi < \frac{\pi}{6} \text{ 时, } \Delta\varphi \approx -\frac{2Q_e \Delta\omega}{\omega_c}$$



变容二极管调相电路



调相等效电路

$$|Z(j\omega_c)| = \frac{R_e}{\sqrt{1 + \left[2Q_e \frac{(\omega_c - \omega_0)}{\omega_c}\right]^2}} \approx R_e \left\{ 1 - \frac{1}{2} \left[2Q_e \frac{(\omega_c - \omega_0)}{\omega_c} \right]^2 \right\}$$

$$\phi_z(\omega_c) = -\arctg \left[2Q_e \frac{(\omega_c - \omega_0)}{\omega_c} \right] \approx -2Q_e \frac{(\omega_c - \omega_0)}{\omega_c}$$



扩展最大频偏的方法

最大频偏是频率调制器的主要性能指标，在实际调频设备中，如果需要的最大频偏不能由调频电路达到，则如何扩展最大频偏是设计调频设备的关键问题。



1. 基本概念

改变频偏的方法 $\left\{ \begin{array}{l} 1. \text{倍频} \\ 2. \text{混频} \end{array} \right.$

(1) 倍频可以扩大绝对频偏，保持相对频偏不变。

设一调频波的瞬时角频率为 $\omega = \omega_c + \Delta\omega_m \cos \Omega t$

将其 n 倍频后得 $\omega' = n\omega_c + n\Delta\omega_m \cos \Omega t$

可见，倍频可以将载波频率 ω_c 和最大线性频偏 $\Delta\omega_m$ 同时增大 n 倍。但其相对频偏不变。

即： $n\Delta\omega_m/n\omega_c = \Delta\omega_m/\omega_c$



(2) 混频可以保持绝对频偏不变，改变相对频偏。

混频具有频率加减的功能，它使调频波的载波角频率降低或提高，但不会使最大角频偏变化。

设一调频波的瞬时角频率为 $\omega = \omega_c + \Delta\omega_m \cos\Omega t$

混频后角频率变为 $\omega = \omega_I + \Delta\omega_m \cos\Omega t$

可见，混频可以在保持最大角频偏 $\Delta\omega_m$ 不变的条件下，改变中心频率，从而改变相对角频率。

相对角频率为 $\Delta\omega_m / \omega_I$



2. 扩大频偏的方法

可先用倍频器增大调频信号的最大频偏，然后再用混频器将调频信号的载波频率降低到规定的数值。



6.3

鉴频电路

主讲教师：周杨



鉴频电路

调角波的解调就是将已调波恢复成原调制信号的过程。调频波的解调电路称为频率检波器或鉴频器，调相波的解调电路称为相位检波器或鉴相器。是将调角波瞬时频率或者相位的变化转化为输出信号的变化，从而使输出信号的变化与原调制信号一致。

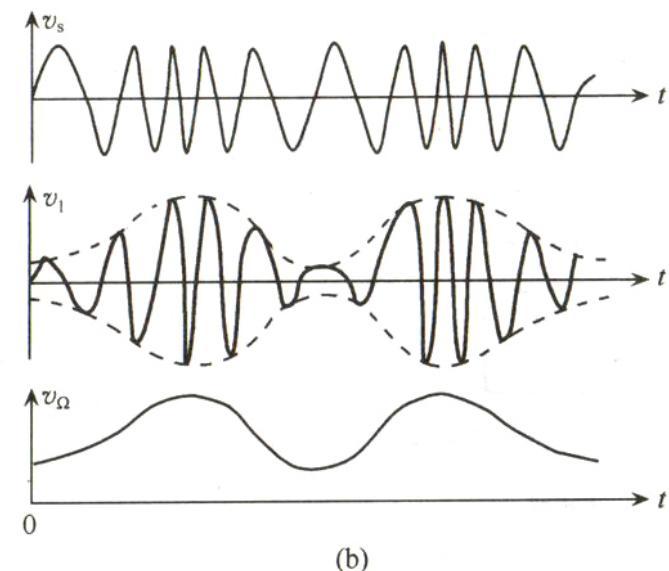
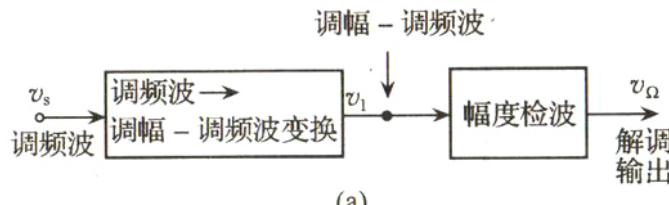


鉴频电路

实现鉴频的方法

实现鉴频的方法很多，常用的方法有以下几种：

1. 利用波形变换进行鉴频
将调频信号先通过一个线性变换网络，使调频波变成调频调幅波，再作振幅检波即可恢复原调制信号。



利用波形变换鉴频的方框图与波形图

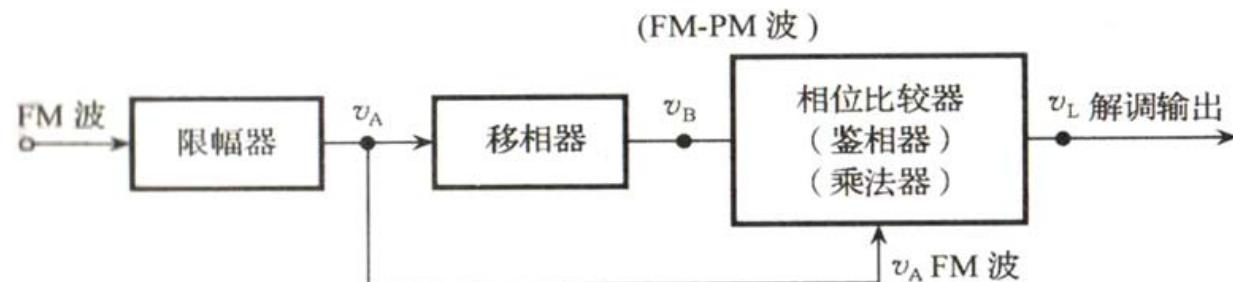


鉴频电路

2. 相移乘法鉴频

将调频波经过移相电路变成调频调相波，其相位的变化正好与调频波瞬时频率的变化成线性关系，然后将此调频调相波与未移相的调频波进行相位比较，即可得到鉴频电路的解调输出。

由于相位比较器一般都选用乘法电路，所以称为相移乘法电路。



6.3.1

鉴频电路主要 性能指标

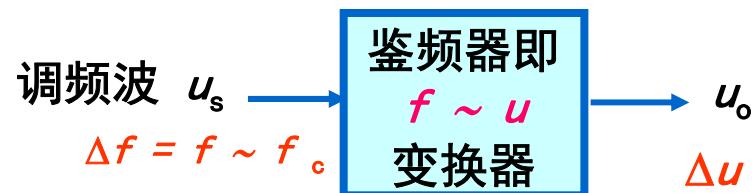
主讲教师：周杨



成都信息工程大學
Chengdu University of Information Technology

鉴频电路

鉴频器的性能指标

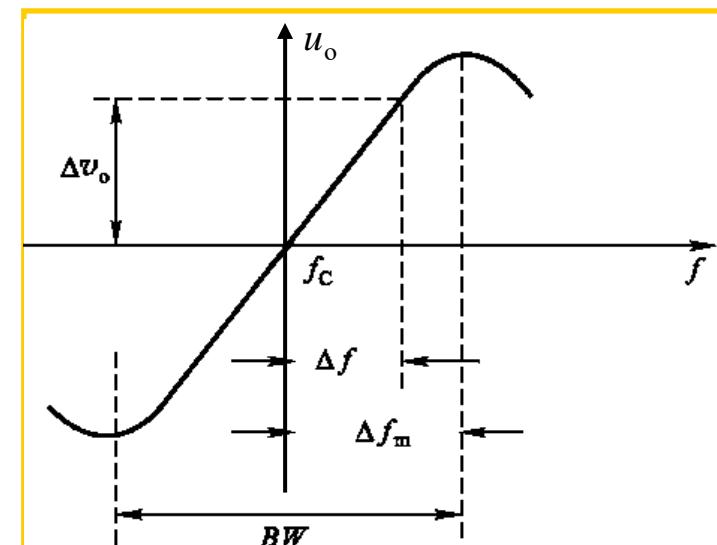


1. 鉴频器中心频率 f_c

2. 鉴频灵敏度：单位频偏 $S_D = \frac{\Delta u_o}{\Delta f}$ V/Hz
产生的输出电压大小

3. 带宽：鉴频特性中近似直线的范围 $BW = 2\Delta f_{max}$

4. 非线性失真



鉴频特性曲线



6.3.2

斜率鉴频器

主讲教师：周杨



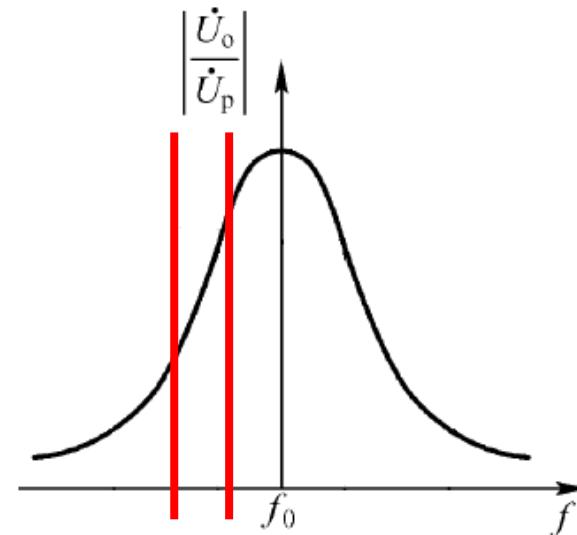
斜率鉴频器

斜率鉴频器原理是，把等幅调频波变换成幅度与频率都随调制信号变化的调频调幅（FM-AM）波，然后通过包络检波器将FM-AM波的包络变化，还原出原调制信号。

关键

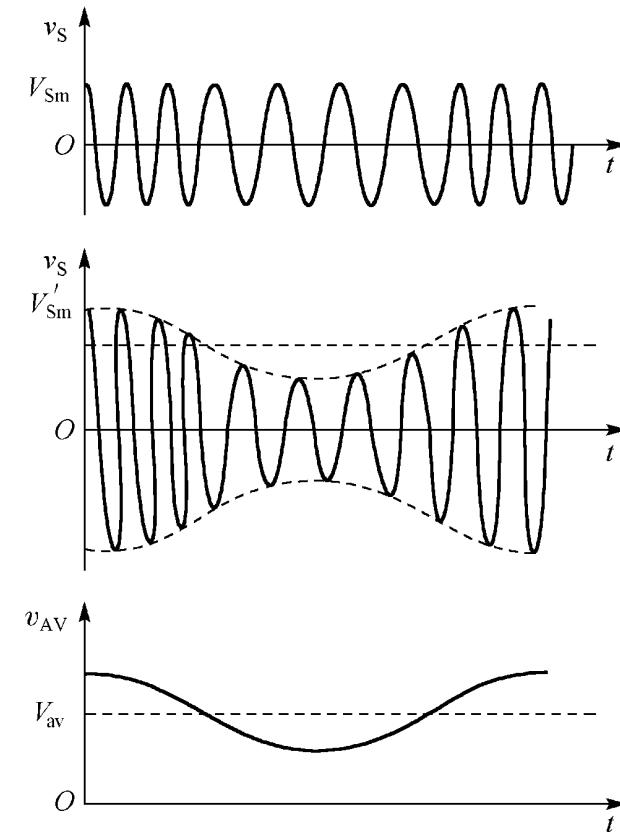
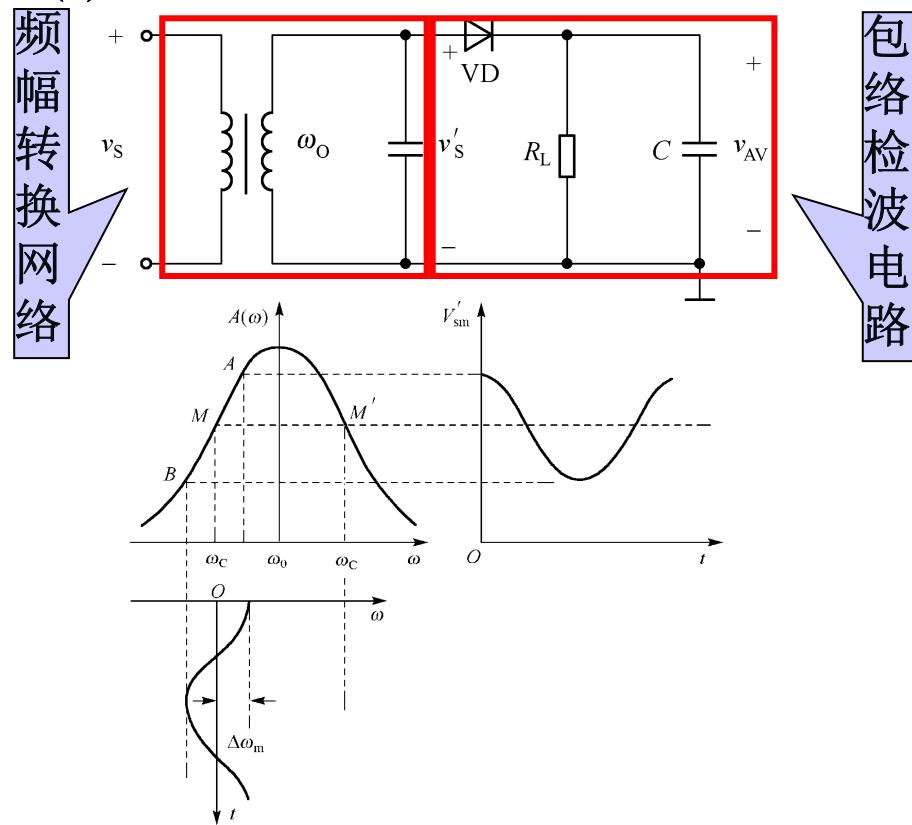
具有线性或近似线性频幅转换网络

LC并联失谐回路



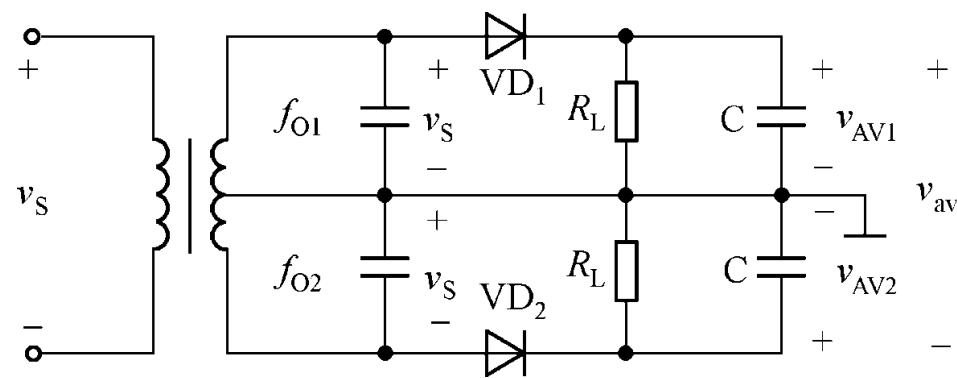
斜率鉴频器

(1) 单失谐回路斜率鉴频器工作原理



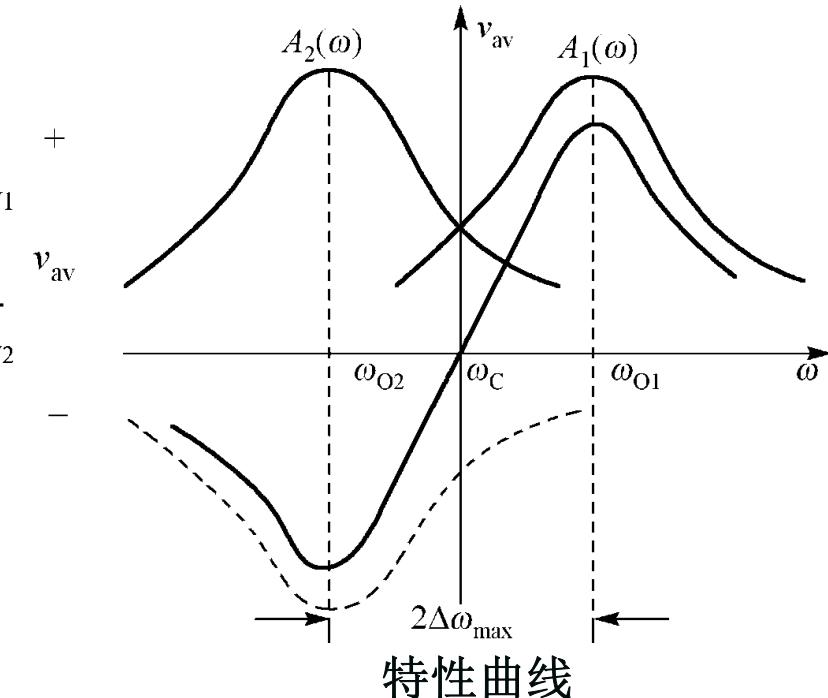
斜率鉴频器

(2) 双失谐回路斜率鉴频器



◆ 特点

- a) L_1C_1, L_2C_2 的 Q 值是相同的
- b) $\omega_{01} \neq \omega_{02} \neq \omega_c$, 而 ω_{01}, ω_{02} 对称地失谐在 ω_c 的两侧
(即 $\omega_{01} - \omega_c = \omega_c - \omega_{02}$)
- c) 包络检波器上下对称 $u_{av} = u_{AV1} - u_{AV2}$



上、下两个单失谐回路的鉴频器特性
相互补偿, 使鉴频器非线性失真减小,
线性范围和鉴频灵敏度增大



6.3.3

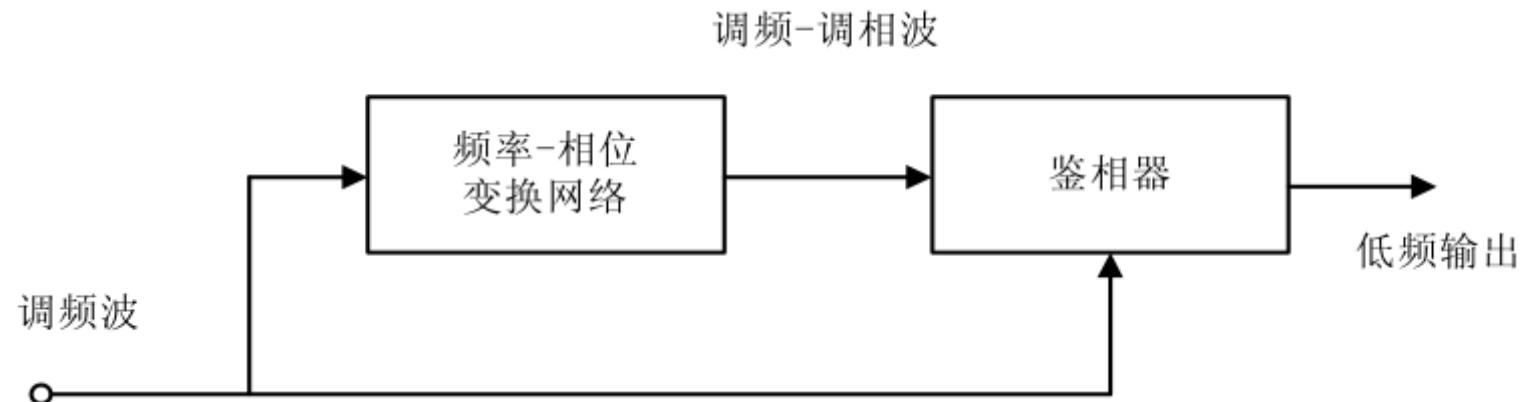
相位鉴频器

主讲教师：周杨



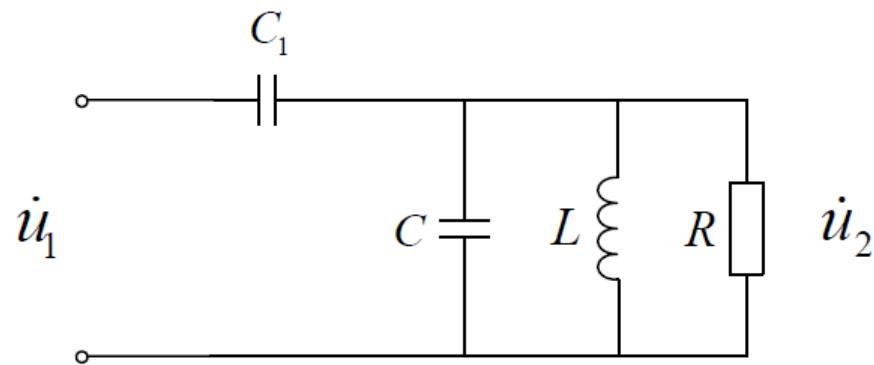
相位鉴频器

相位鉴频器也是利用波形变换进行鉴频的一种方法。它是利用具有频率—相位转换特性的线性相移网络，将调频波变成调频—调相波（FM-PM），然后把调频—调相波和原来的调频波一起加到鉴相器上，就可通过相位检波器解调此调频波信号。



相位鉴频器

1. 频率相位变换网络



$$A_u(j\omega) = \frac{\dot{u}_2}{\dot{u}_1} = \frac{\frac{1}{R + j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L}}}{\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{R + j\omega C + \frac{1}{j\omega L}}} = \frac{j\omega C_1}{\frac{1}{R} + j\left(\omega C_1 + \omega C - \frac{1}{\omega L}\right)}$$



相位鉴频器

$$\text{令 } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L(C_1 + C)}}, \quad Q_e = \frac{R}{\omega_0 L} = R\omega_0(C_1 + C)$$

$$\text{网络的传递函数 } A_u(j\omega) = \frac{j\omega_0 C_1 R}{1 + j2Q_e \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}}$$

$$\text{网络的幅频特性 } |A_u(j\omega)| = \frac{\omega_0 C_1 R}{\sqrt{1 + \left[2Q_e \frac{(\omega - \omega_0)}{\omega_0} \right]^2}}$$

$$\text{网络的相频特性 } \phi_z(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctg \left[2Q_e \frac{(\omega - \omega_0)}{\omega_0} \right] \approx \frac{\pi}{2} - 2Q_e \frac{(\omega - \omega_0)}{\omega_0}$$



相位鉴频器

$$\phi_z(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctg \left[2Q_e \frac{(\omega - \omega_0)}{\omega_0} \right] \approx \frac{\pi}{2} - 2Q_e \frac{(\omega - \omega_0)}{\omega_0}$$

当 $\varphi(\omega)$ 以 $\frac{\pi}{2}$ 为中心，在 $\Delta|\varphi(\omega)| < \frac{\pi}{6}$ 时才可近似为直线。

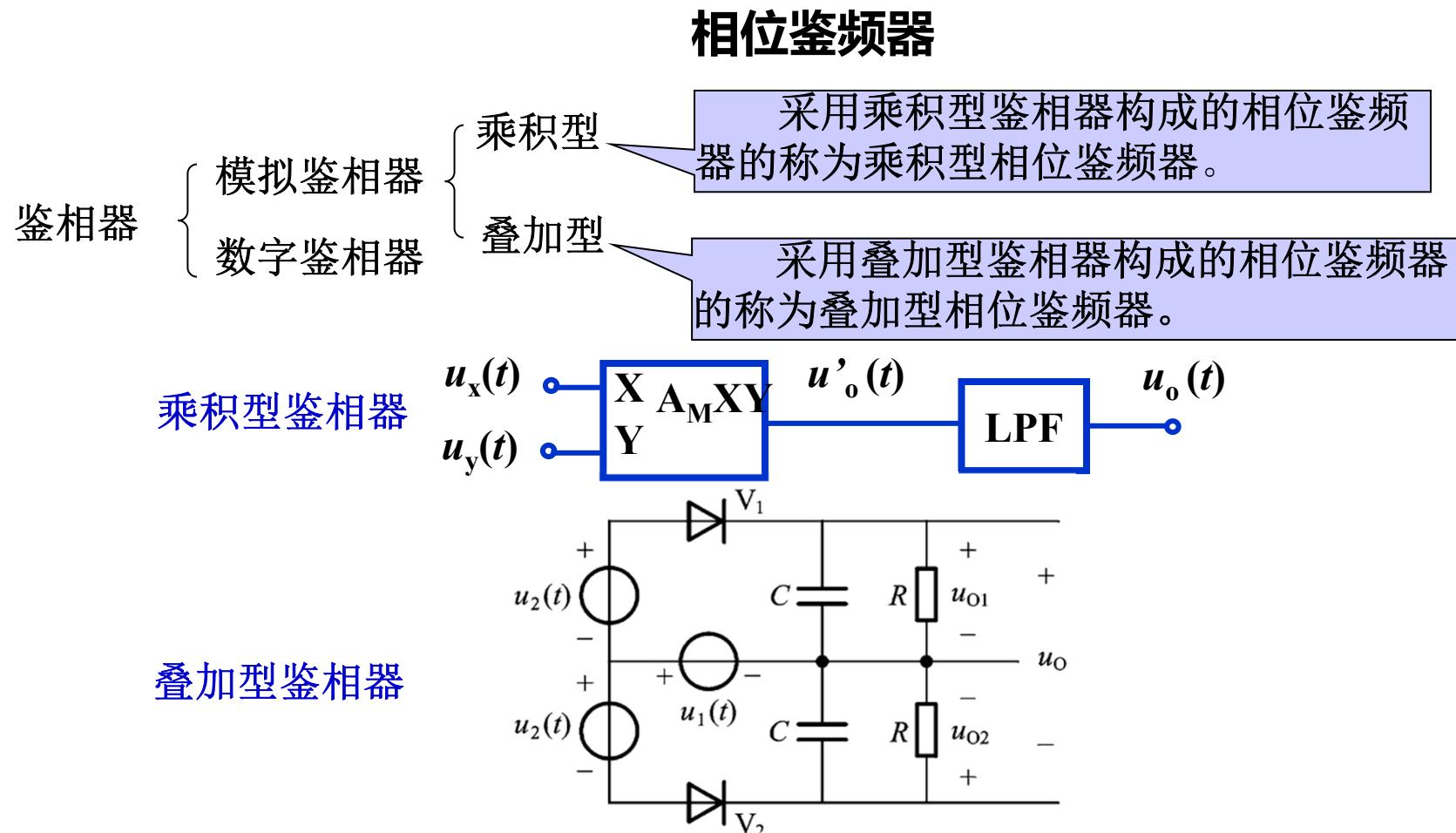
此时 $\varphi(\omega) \propto \Delta\omega \propto u_\Omega(t)$

可以实现不失真的频率—相位变换。

频相变换网络的相频特性在某个特定角频率附近可以表示为：

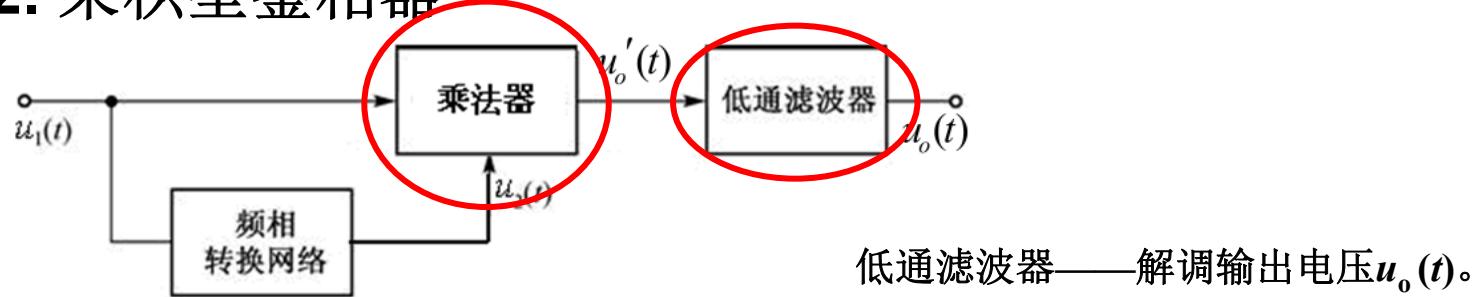
$$\phi_H(\omega) = \phi_H(\omega_Q + \Delta\omega) = \pm \frac{\pi}{2} + k \cdot \Delta\omega$$





相位鉴频器

2. 乘积型鉴相器

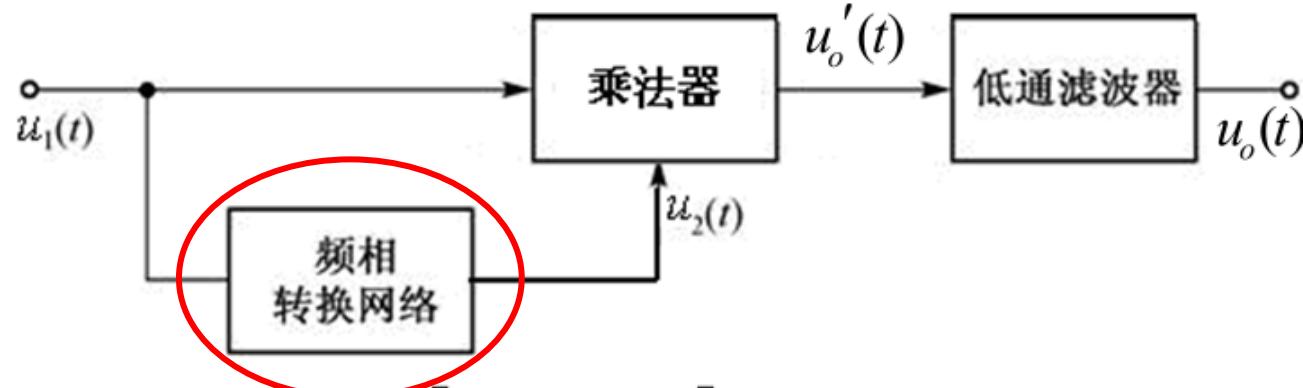


$$u_1(t) = U_{1m} \cos \left[\int_0^t \omega(t) dt \right] \quad u_2(t) = U_{2m} \cos \left[\int_0^t \omega(t) dt + \phi_H(\omega(t)) \right]$$

$$\begin{aligned} u_o'(t) &= A_M U_{1m} U_{2m} \cos \left[\int_0^t \omega(t) dt \right] \cos \left[\int_0^t \omega(t) dt + \phi_H(\omega(t)) \right] \\ &= \frac{1}{2} A_M U_{1m} U_{2m} \cos[\phi_H(\omega(t))] + \frac{1}{2} A_M U_{1m} U_{2m} \cos \left[2 \int_0^t \omega(t) dt + \phi_H(\omega(t)) \right] \\ u_o &= \frac{1}{2} A_M U_{1m} U_{2m} \cos[\phi_H(\omega(t))] \end{aligned}$$



相位鉴频器



$$\phi_z(\omega) = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \left[2Q_e \frac{(\omega - \omega_0)}{\omega_0} \right] \approx \frac{\pi}{2} - 2Q_e \frac{(\omega - \omega_0)}{\omega_0}$$

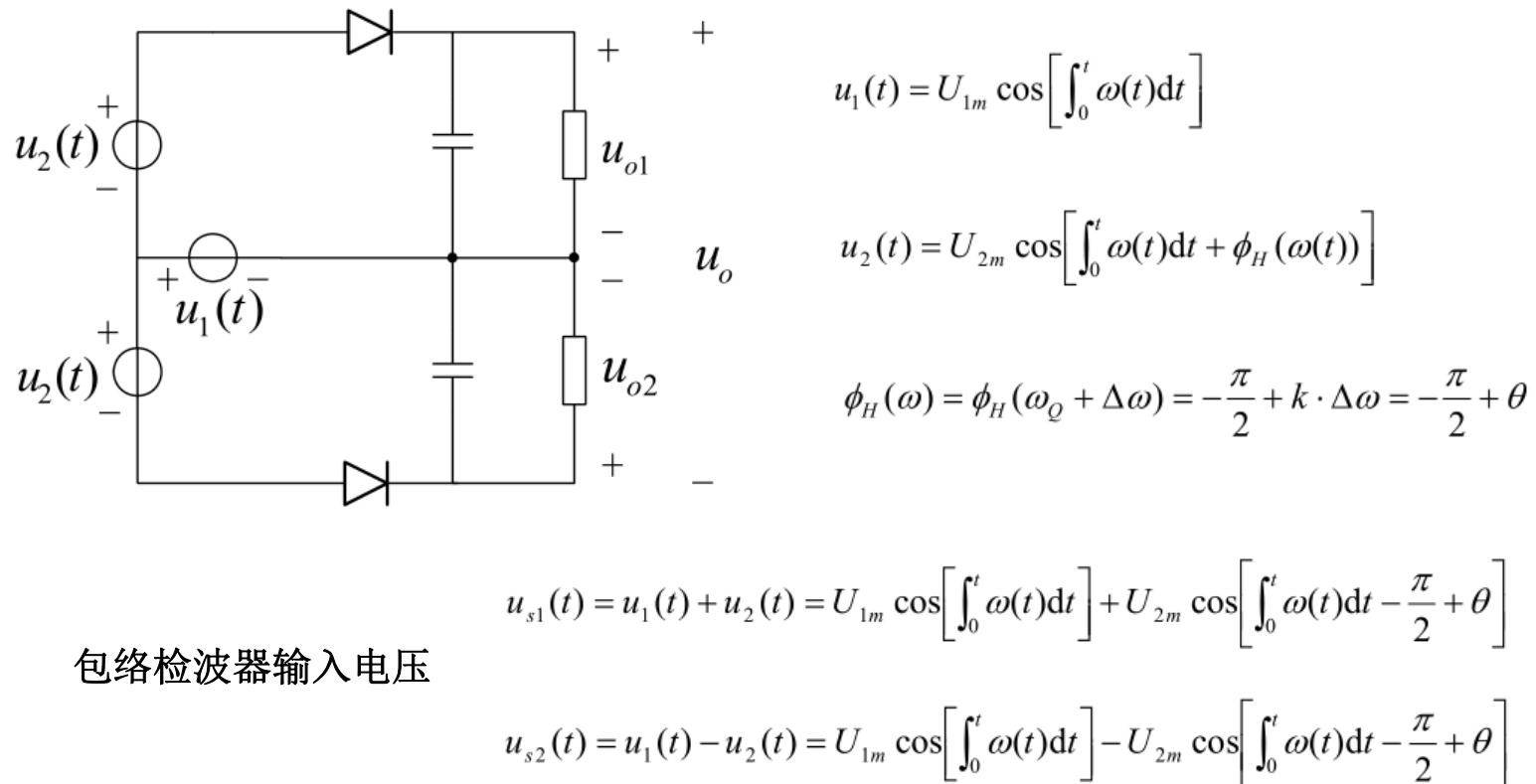
$$u_o = \frac{1}{2} A_M U_{1m} U_{2m} \cos[\phi_H(\omega(t))] = \frac{1}{2} A_M U_{1m} U_{2m} \sin \left[2Q_e \frac{(\omega - \omega_0)}{\omega_0} \right]$$

$$\approx A_M U_{1m} U_{2m} Q_e \frac{(\omega - \omega_0)}{\omega_0}$$



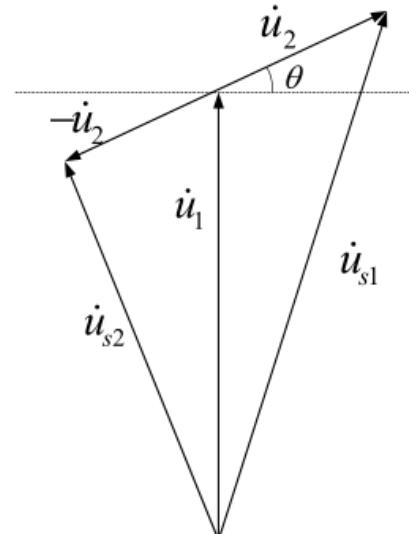
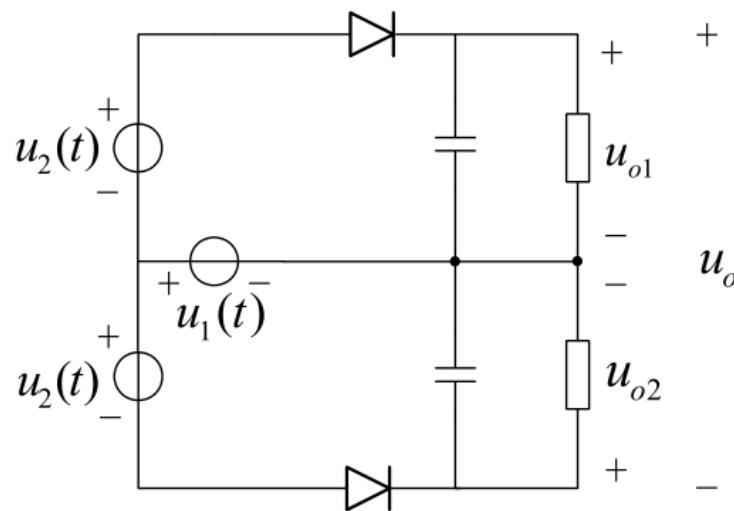
相位鉴频器

3. 叠加型鉴相器



相位鉴频器

3. 叠加型鉴相器



$$U_{s1m} = \sqrt{(U_{1m} + U_{2m} \sin \theta)^2 + (U_{2m} \cos \theta)^2} = \sqrt{U_{1m}^2 + U_{2m}^2} \cdot \sqrt{1 + \frac{2U_{1m}U_{2m}}{U_{1m}^2 + U_{2m}^2} \sin \theta}$$

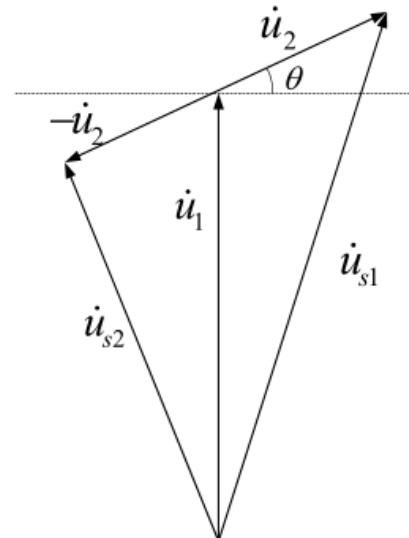
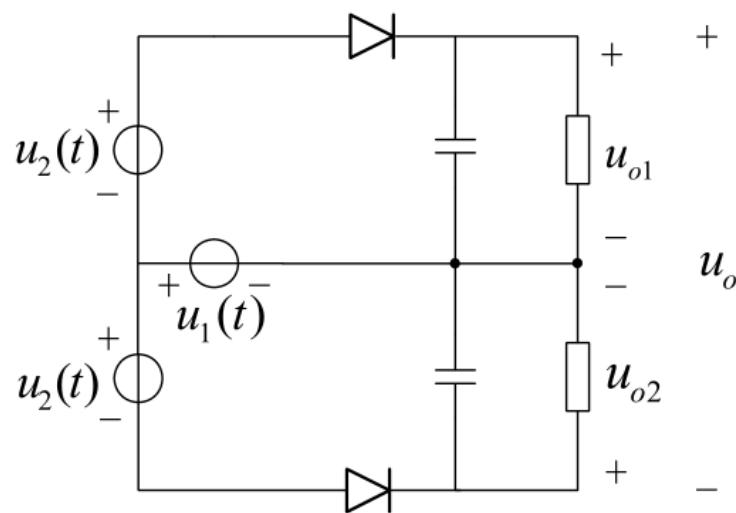
当 θ 较小时

$$U_{s1m} \approx \sqrt{U_{1m}^2 + U_{2m}^2} \cdot \left(1 + \frac{U_{1m}U_{2m}}{U_{1m}^2 + U_{2m}^2} \sin \theta \right) \approx \sqrt{U_{1m}^2 + U_{2m}^2} \cdot \left(1 + \frac{U_{1m}U_{2m}}{U_{1m}^2 + U_{2m}^2} \cdot \theta \right)$$



相位鉴频器

3. 叠加型鉴相器

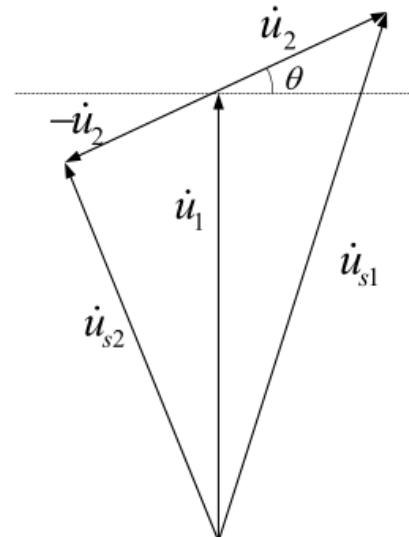
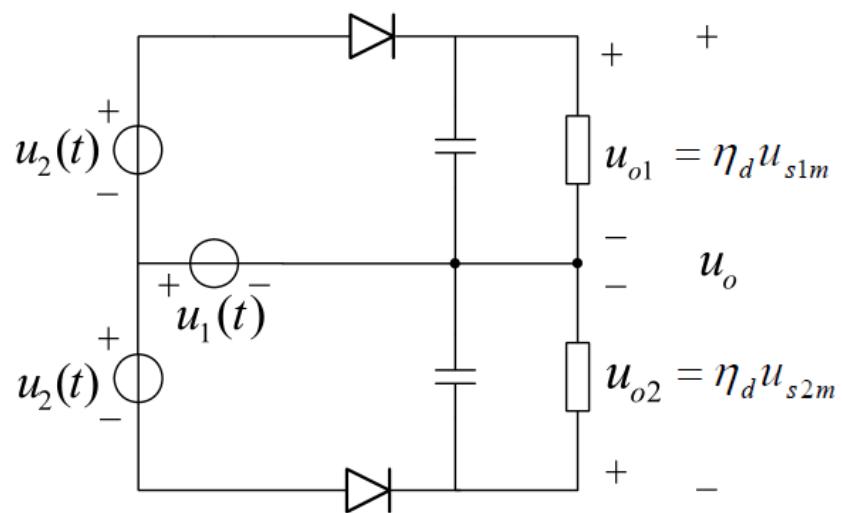


同理
$$U_{s2m} \approx \sqrt{U_{1m}^2 + U_{2m}^2} \cdot \left(1 - \frac{U_{1m} U_{2m}}{U_{1m}^2 + U_{2m}^2} \sin \theta \right) \approx \sqrt{U_{1m}^2 + U_{2m}^2} \cdot \left(1 - \frac{U_{1m} U_{2m}}{U_{1m}^2 + U_{2m}^2} \cdot \theta \right)$$



相位鉴频器

3. 叠加型鉴相器

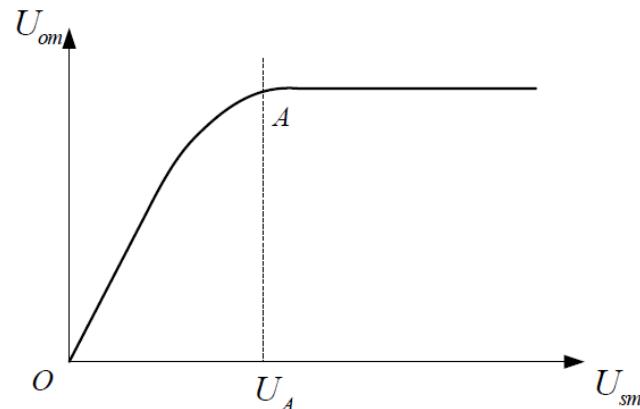


$$u_o = u_{o1} - u_{o2} = \eta_d (u_{s1m} - u_{s2m}) = \eta_d \frac{2U_{1m}U_{2m}}{\sqrt{U_{1m}^2 + U_{2m}^2}} \cdot \theta \quad \theta = k \cdot \Delta\omega$$



限幅器

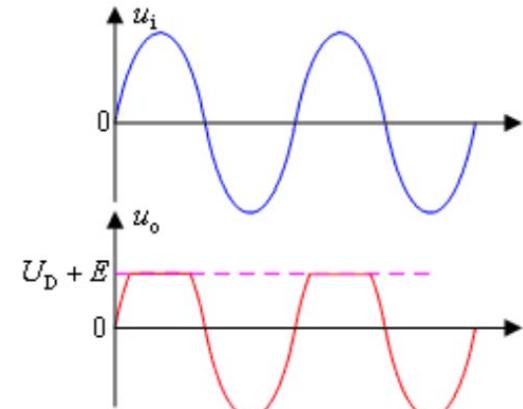
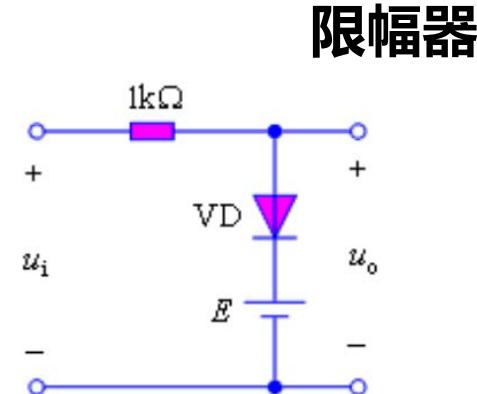
所谓限幅电路是限制信号输出幅度的电路，它能按限定的范围削平信号电压的波形幅度，是用来限制信号电压范围的电路，又称限幅器、削波器等。限幅电路应用非常广泛，常用于整形、波形变换、过压保护等电路



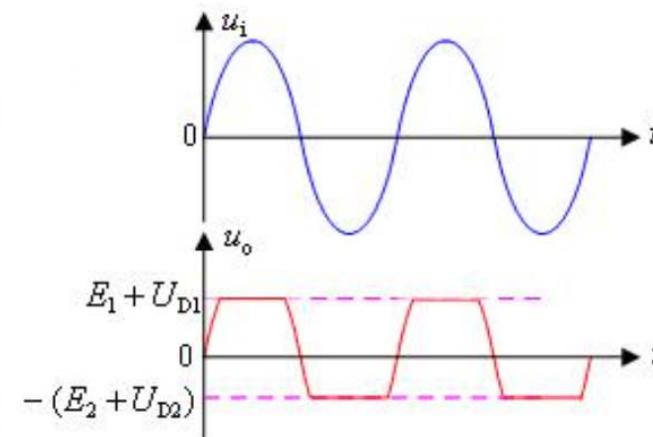
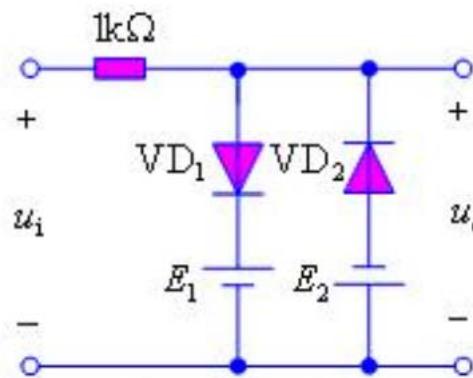
限幅器的传输特性



1. 二极管单向限幅器



2. 二极管双向限幅器



鉴频电路

