

第六章 角度调制与解调



The introduction of Frequency Modulation

通信电子电路



- ★调角波的性质
- ★调频信号的产生
- ★调频电路
- ★调频波的解调
- ★限幅器

本章内容



[返回总目录](#)

6.1 引言

6.2 调角波的性质

6.3 调频信号的产生

6.4 调频电路

6.5 调频信号的解调

6.6 限幅器

6.7 调制方式的比较

本章重点与难点

(一) 本章重点

- 1) 调频的概念以及调频信号的基本性质及特点
- 2) 变容二极管调频电路及典型电路分析;
- 3) 电抗管调频电路及典型电路分析;
- 4) 晶体振荡器调频电路;
- 5) 调频信号的产生及调频波的频谱;
- 6) 鉴频的概念, 相位、比例鉴频器。

(二) 本章难点

- 1) 调相的概念与调相波形
- 2) 相位鉴频器

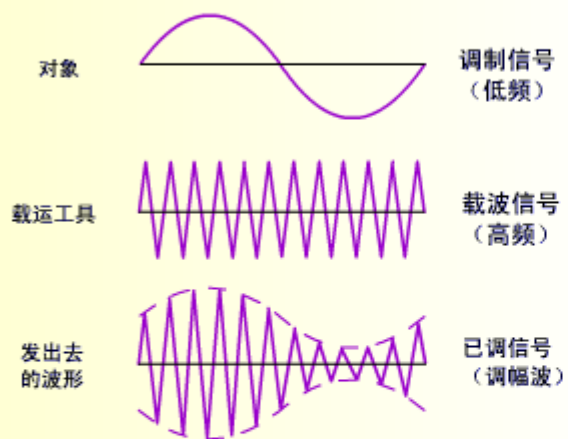
6.1 引言

一、调制

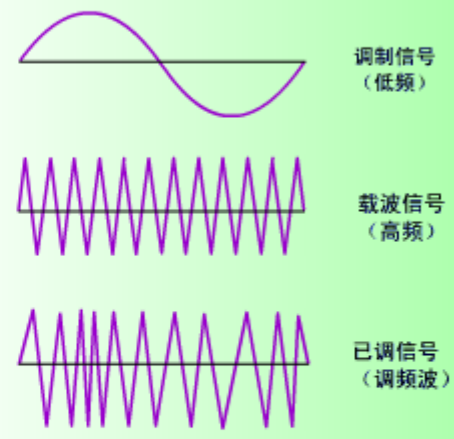
FM：用调制信号控制载波信号的频率, 使载波信号频率随调制信号而变, 称为频率调制或调频;

PM：用调制信号控制载波信号的相位, 使载波信号的相位随调制信号而变, 称为相位调制或调相。

在这两种调制过程中, 载波信号的幅度都保持不变, 而频率的变化和相位的变化都表现为相角的变化, 因此, 把调频和调相统称为角度调制或调角。



(a) 调幅



(b) 调频

图1-3 调制的波形

播放

暂停

YHZ/WXQ

二、调频和调相统称为调角的原因

一个固定频率的等幅载波 $u = U_m \cos(\omega_c t + \phi)$

U_m ——载波信号的幅度；

ω_c ——载波信号的角频率；

ϕ ——载波信号的初相角。

在时间间隔 $\Delta t = t_2 - t_1$ 内，

相角改变 $\Delta\theta(t) = \theta_2 - \theta_1$ ，

当 Δt 足够小时，角频率就是

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

$$\theta(t) = \int \omega(t) dt + \phi \quad (6-3)$$

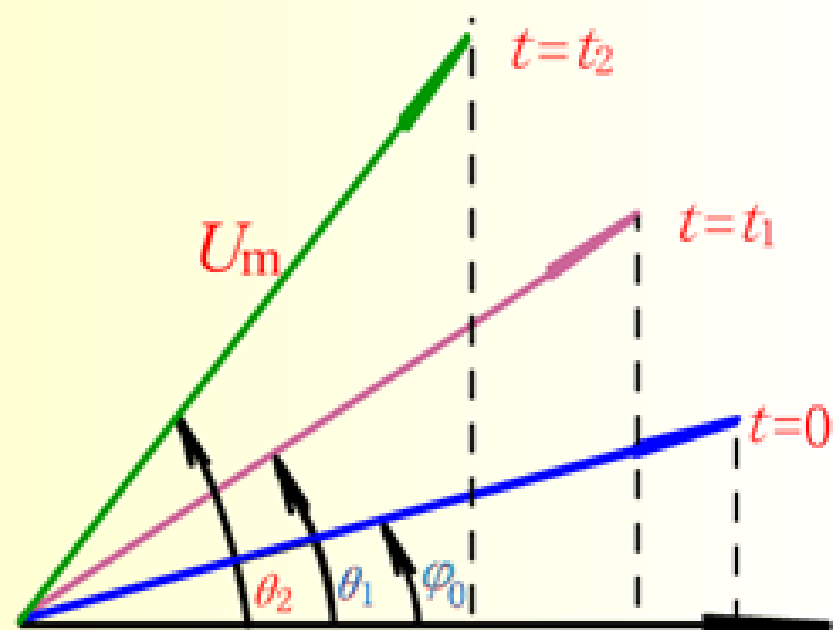
用旋转矢量在横轴上的投影表示高频信号，有

$$u(t) = U_m \cos \theta(t) \quad (6-4)$$

将式（6-3）代入式（6-4）中得

$$u(t) = U_m \cos \left[\int \omega(t) dt + \varphi \right] \quad (6-5)$$

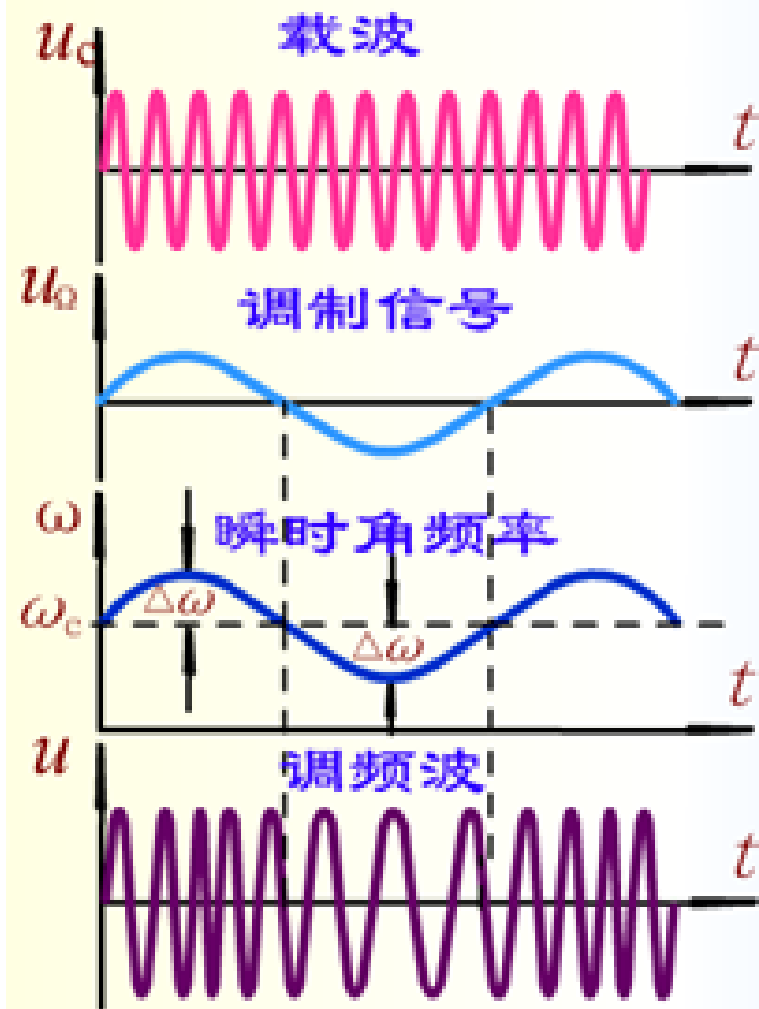
- 这说明了无论角频率的变化或相角的变化都可以归结为式（6-5）中载波角度 $\theta(t)$ 也即 $\int \omega(t) dt + \varphi$ 的变化，这正是调频与调相统称“角度调制”的原因。



φ_0 为载波信号的初相角,
 θ_1 和 θ_2 分别为 t_1 和 t_2 时
 刻的相角, U_m 为矢量长度

图6-2 用旋转矢量在横轴上的投影表示余弦函数

CHZ/WJH



$$u_c = U_m \cos \omega_c t$$

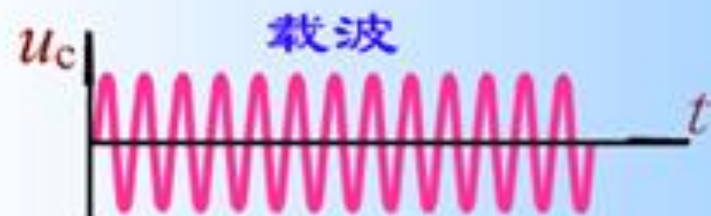
$$u_\Omega = U_\Omega \cos \Omega t$$

$$\begin{aligned} \omega &= \omega_c + K_f U_\Omega \cos \Omega t \\ &= \omega_c + \Delta\omega U_\Omega \cos \Omega t \end{aligned}$$

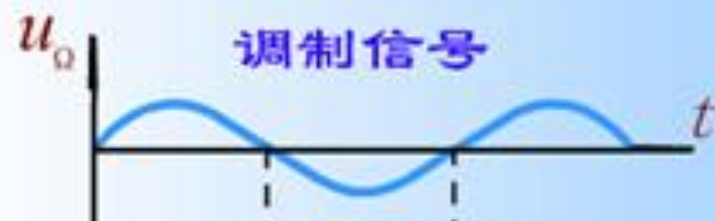
$$\begin{aligned} u &= U_m \cos \left(\omega_c t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t \right) \\ &= U_m \cos (\omega_c t + m_f \sin \Omega t) \end{aligned}$$

调频时波形示意图

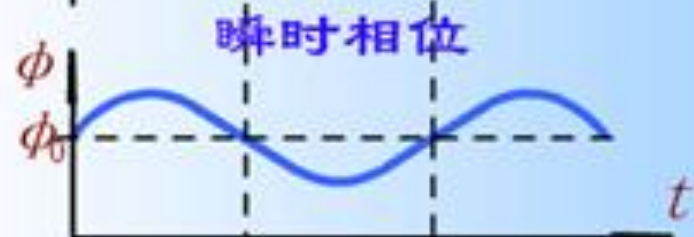
$$u_c = U_n \cos \omega_c t$$



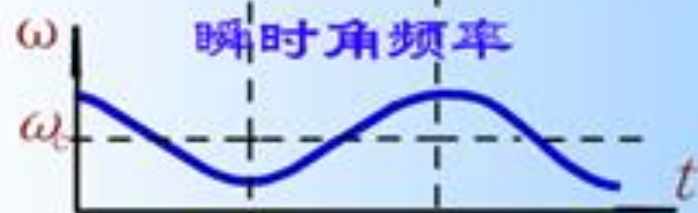
$$u_\Omega = U_\Omega \cos \Omega t$$



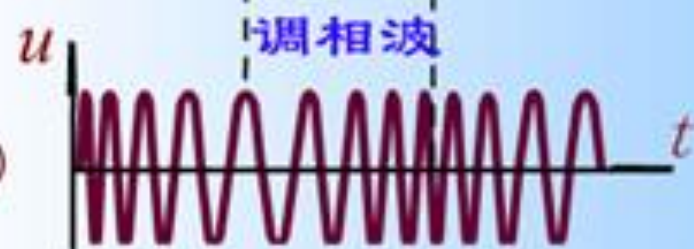
$$\begin{aligned} \phi(t) &= \omega_c t + K_p U_\Omega \cos \Omega t \\ &= \omega_c t + m_p \cos \Omega t \end{aligned}$$



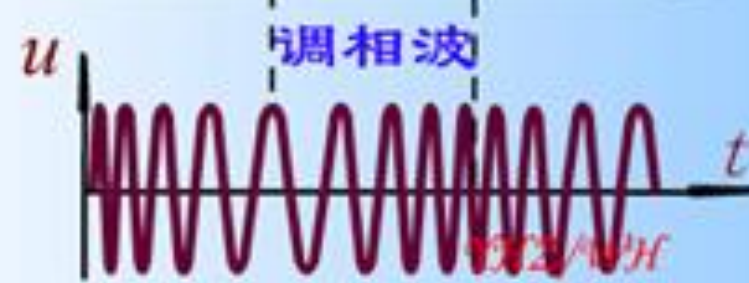
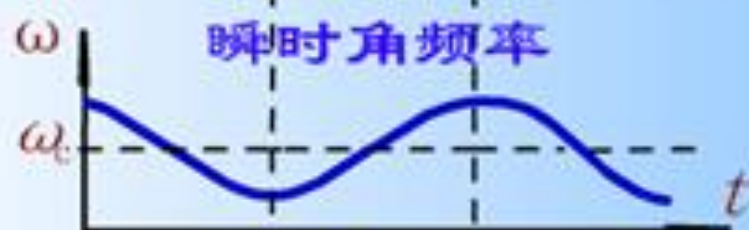
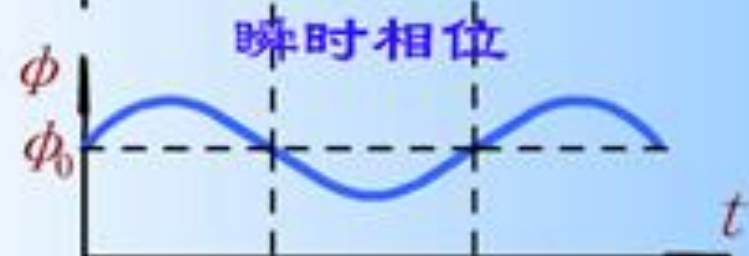
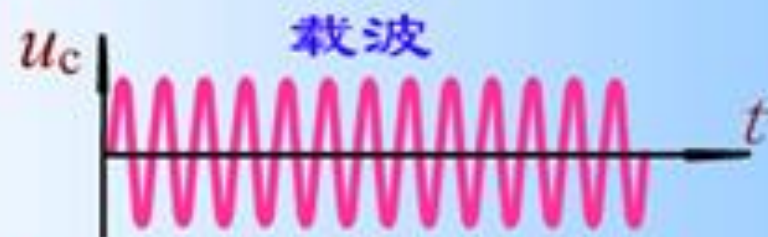
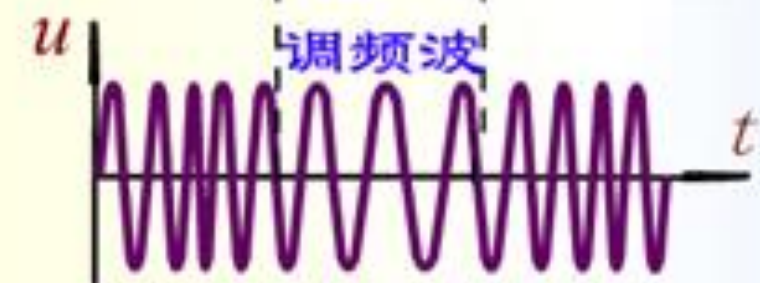
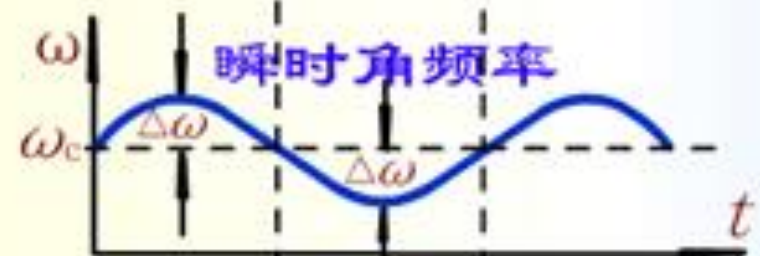
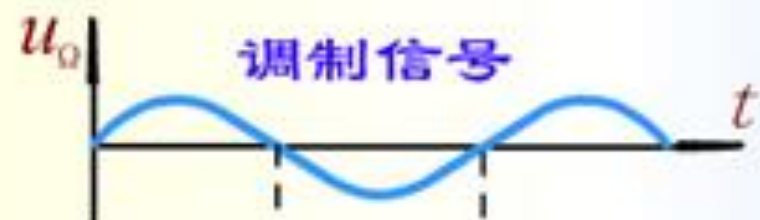
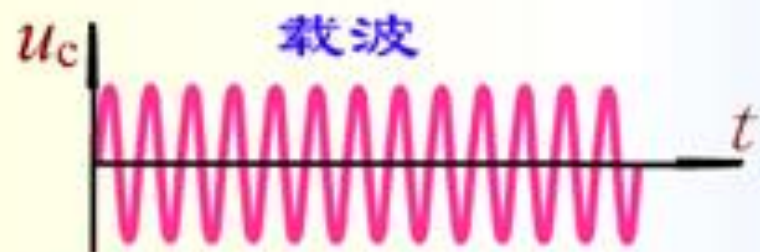
$$\begin{aligned} \omega(t) &= \frac{d\phi(t)}{dt} \\ &= \omega_c - m_p \Omega \sin \Omega t \\ &= \omega_c - \Delta \omega_p \sin \Omega t \end{aligned}$$



$$u = U_m \cos(\omega_c t + m_p \cos \Omega t)$$



调相时波形示意图



©2011/04/11

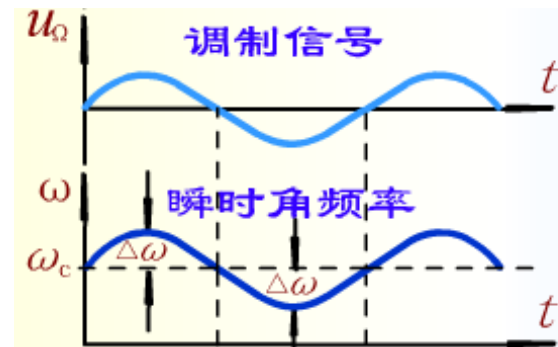
6.2 角度调制信号分析

- 一、调频及其数学表示式
- 二、调相及其数学表达式
- 三、调频与调相的关系
- 四、调角波的频谱
- 五、调角信号的频带宽度
- 六、调角信号频谱与调制信号的关系

一、调频及其数学表示式

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

载波信号为 $u_c(t) = U_m \cos \omega_c t$



$\Delta\omega(t)$ 是由调制信号 $u_{\Omega}(t)$ 所引起的角频率偏移，称频偏或频移。它与调制信号成正比，调频时，载波高频振荡的瞬时频率随调制信号呈线性变化，其比例系数为 K_f 即

$$\begin{aligned}\omega(t) &= \omega_c + \Delta\omega(t) \\ &= \omega_c + K_f u_{\Omega}(t) \\ &= \omega_c + K_f U_{\Omega m} \cos \Omega t \\ &= \omega_c + \Delta\omega \cos \Omega t\end{aligned}\quad (6-7)$$

式中， $\Delta\omega$ 是最大频偏。

$\Delta\omega(t)$ 的最大值称为最大频偏，用 $\Delta\omega$ 表示。

将式 (6-7) $\omega(t) = \omega_c + \Delta\omega \cos \Omega t$

代入式 (6-5) $u(t) = U_m \cos[\int \omega(t) dt + \varphi]$

就得到调频信号的数学表达式，即有

$$u(t) = U_m \cos[\int (\omega_c + \Delta\omega \cos \Omega t) dt + \varphi] \quad (6-8)$$

$$= U_m \cos(\omega_c t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi)$$

- $\frac{\Delta\omega}{\Omega}$ 叫调频波的调制指数，以符号 m_f 表示
$$m_f = \frac{\Delta\omega}{\Omega}$$

它是最大频偏与调制信号角频率之比。

m_f 值可以大于1（这与调幅波不同，调幅指数总是小于1的）。所以调频波的数学表达式为

$$u(t) = U_m \cos(\omega_c t + m_f \sin \Omega t + \varphi) \quad (6-11)$$

若 $\varphi = 0$, $u(t) = U_m \cos(\omega_c t + m_f \sin \Omega t)$

二、调相及其数学表达式

对于调相波，其瞬时相位除了原来的载波相位 $(\omega_c t + \varphi)$ 外，又附加了一个变化部分，这个变化部分与调制信号成比例关系，因此总的相角可表示为

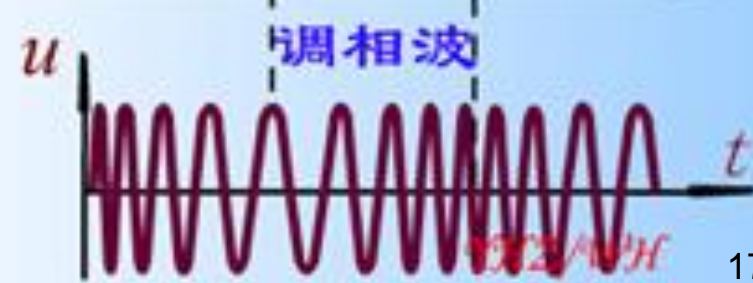
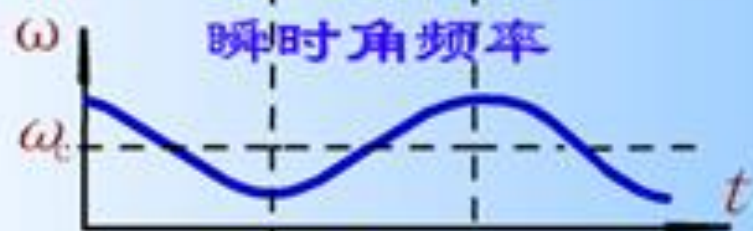
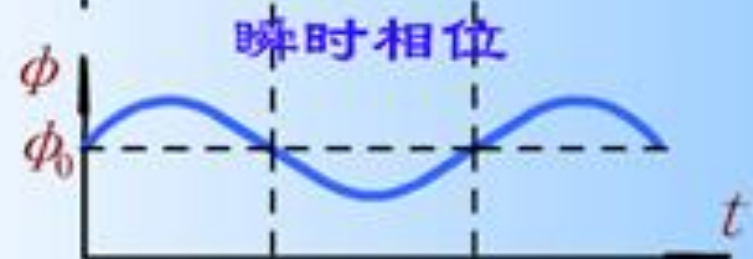
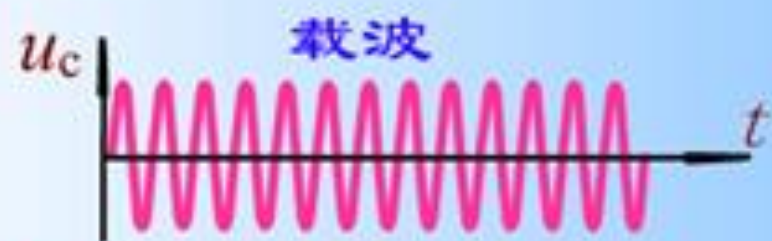
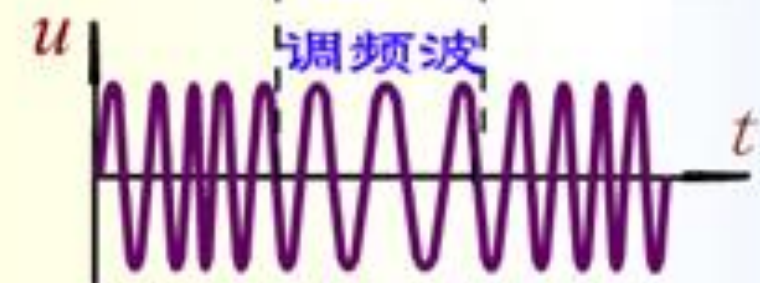
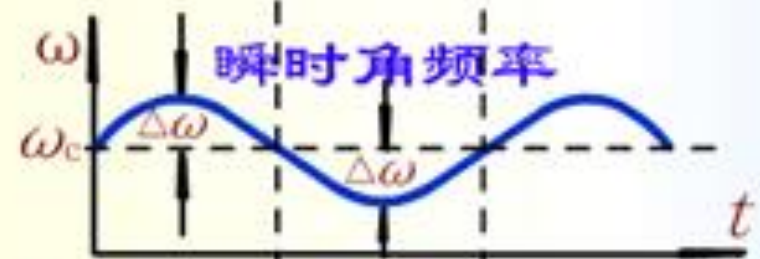
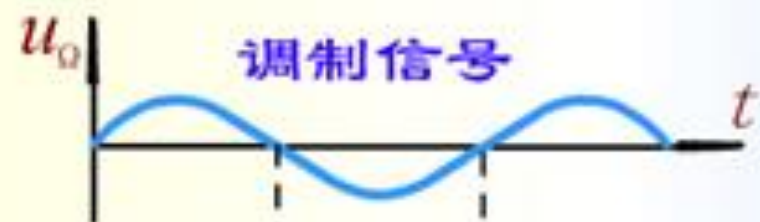
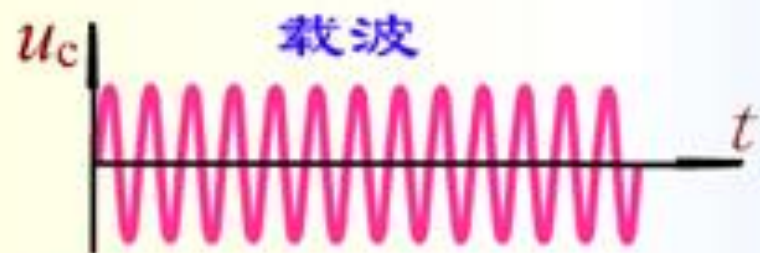
$$\theta(t) = \omega_c t + \varphi + K_p U_{\Omega m} \cos \Omega t \quad (6-12)$$

- $K_p U_{\Omega}$ 称为调相指数，以符号 m_p 表示，

即
$$m_p = K_p U_{\Omega m}$$

将式 (6-12) 代入式
$$u(t) = U_m \cos \theta(t)$$

$$u = U_m \cos(\omega_c t + \varphi + m_p \cos \Omega t) \quad (6-14)$$



三、调频与调相的关系

1) 两者在相位上相差 90度

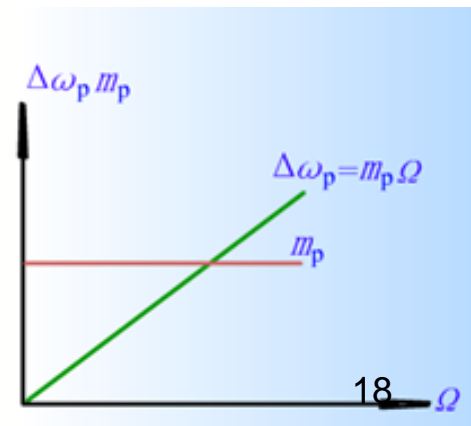
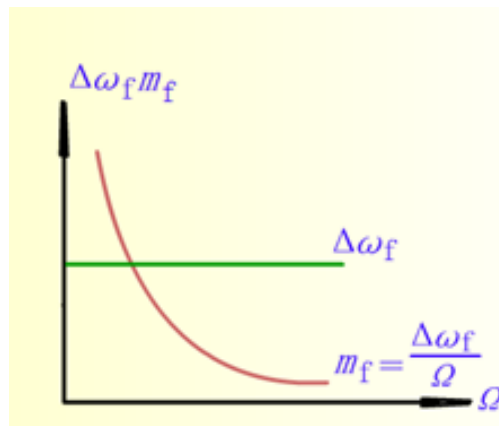
2) 调制指数

• 调频时调制指数, $m_f = \frac{\Delta\omega_f}{\Omega} = \frac{K_f U_\Omega}{\Omega}$

与调制信号的振幅成正比,
而与调制频率成反比。

• 调相时调制指数, 它与调制信号的振幅成正比, 而与调制频率无关。

$$m_p = K_p U_\Omega$$



3) 最大频率偏移的比较

调频时，它的最大频偏 $\Delta\omega_f = K_f U_{\Omega m}$ 与调制信号的振幅成正比，而与调制信号频率无关。

调相时的最大频偏 $\Delta\omega_p = m_p \Omega = K_p U_{\Omega m} \Omega$ 不仅与调制信号的振幅成正比，而且还和调制信号的角频率成正比。

调相时，因调相波相位变化，必然产生频率变化。此时角频率的瞬时值为

$$\begin{aligned}\omega(t) &= \frac{d\theta(t)}{dt} = \frac{d}{dt} (\omega_c t + \varphi + m_p \cos \Omega t) \\ &= \omega_c - m_p \Omega \sin \Omega t = \omega_c - \Delta\omega_p \sin \Omega t\end{aligned}$$

四、调角波的频谱与有效频带宽度

设 $\varphi = 0$ ，得 $u(t) = U_m \cos(\omega_0 t + m_f \sin \Omega t)$

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

$$\cos(m_f \sin \Omega t) = J_0(m_f) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(m_f) \cos 2n\Omega t$$
$$= J_0(m_f) + 2J_2(m_f) \cos 2\Omega t + 2J_4(m_f) \cos 4\Omega t + \dots$$

$$\sin(m_f \sin \Omega t) = 2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(m_f) \sin(2n+1)\Omega t$$
$$= 2J_1(m_f) \sin \Omega t + 2J_3(m_f) \sin 3\Omega t + \dots$$

$$u(t) = U_m [J_0(m_f) \cos \omega_0 t]$$

载频

$$+ J_1(m_f) \cos(\omega_c + \Omega)t - J_1(m_f) \cos(\omega_c - \Omega)t$$

第一对边频

$$+ J_2(m_f) \cos(\omega_c + 2\Omega)t + J_2(m_f) \cos(\omega_c - 2\Omega)t$$

第二对边频

$$+ J_3(m_f) \cos(\omega_0 + 3\Omega)t - J_3(m_f) \cos(\omega_0 - 3\Omega)t$$

第三对边频

+.....

这里， n 均取正整数， $J_n(m_f)$ 是以 m_f 为参量的 n 阶第一类贝塞尔函数， $J_1(m_f)$ $J_2(m_f)$...等分别是以 m_f 为参量的零阶、一阶、二阶.....第一类贝塞尔函数。

它们的数值可以查有关贝塞尔函数曲线（贝塞尔函数值与参量的关系），或直接查表。

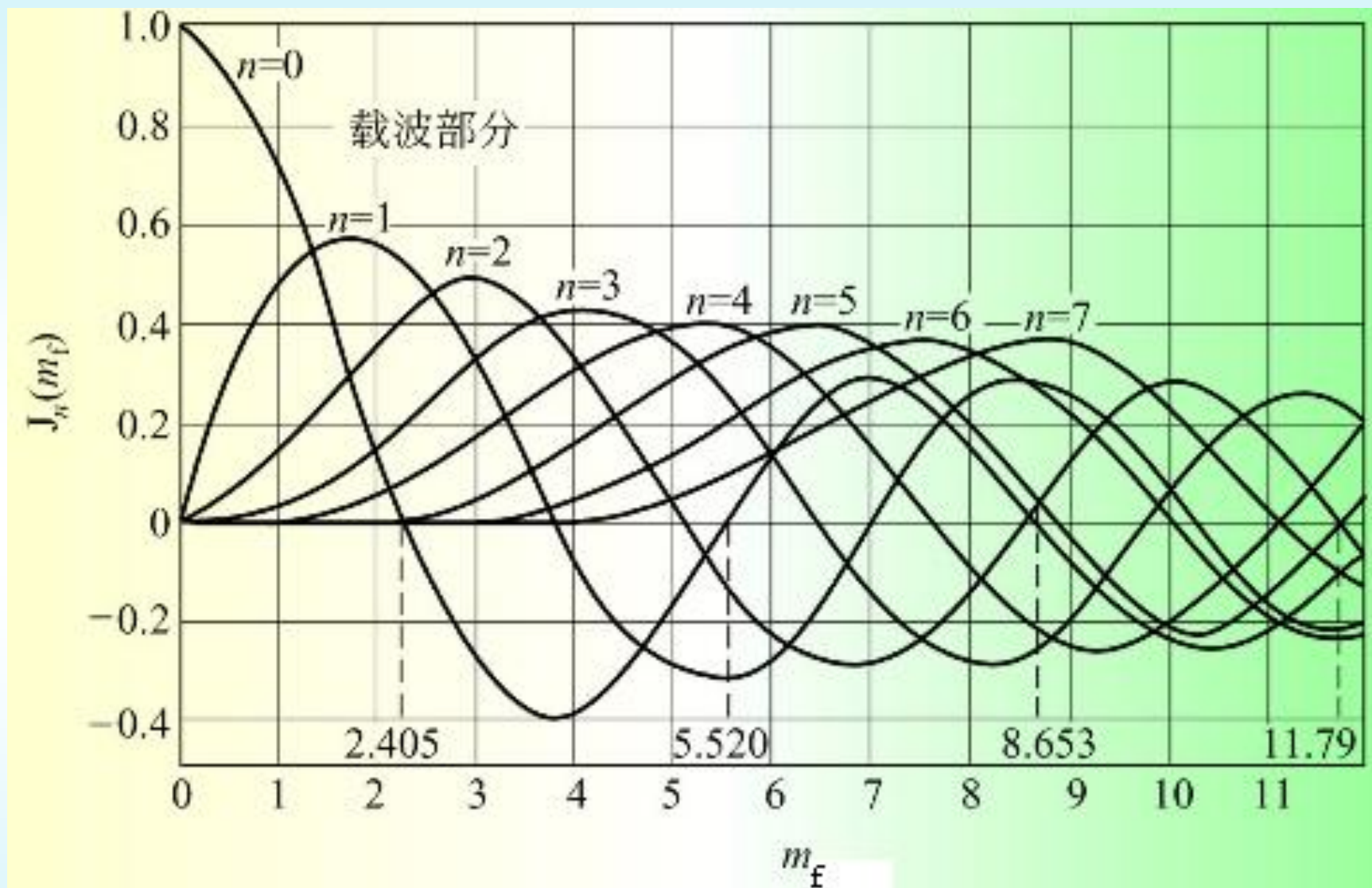


图6-6 贝塞尔函数曲线

调角信号的有效频带宽度

- 1) 理论上，调角信号的边频分量是无限多的，也就是说，**它的频谱是无限宽的。**
- 2) 实际上，**已调信号的能量绝大部分是集中在载频附近的一些边频分量上**，从某一边频起，它的幅度便非常小。**工程上习惯，凡是振幅小于未调制载波振幅的10%的边频分量可以忽略不计。**

有效的高低边频的总数等于 $2n \approx 2(m_f + 1)$ 个，
因此调频波的频谱有效宽度（频带宽度）为

$$B_f \approx 2(m_f + 1)F$$

又：
$$m_f = \frac{\Delta\omega}{\Omega} = \frac{\Delta f}{F}$$

$\therefore B_f \approx 2(\Delta f + F)$ （适用于 $m_f > 1$ 的情况，
也就是宽带调频）

对于 $m_f < 1$ ，窄频带调频频谱宽度为

$$B_f \approx 2F$$

五、调角信号频谱与调制信号的关系

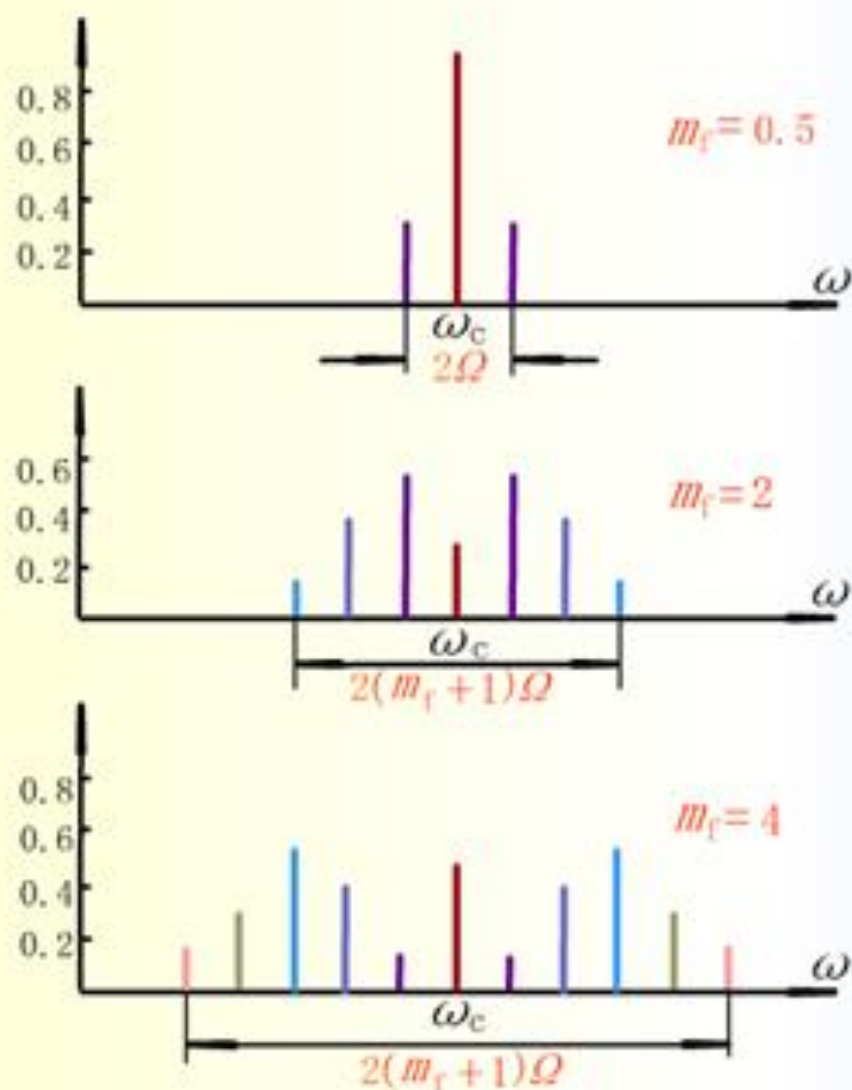
1. 保持 Ω 固定, 改变 m_f 时
 - 1) 当 $m_f < 1$ (窄频带调频)
 - 2) 当 m_f 增大时 (即调制信号加强时), 边频数目增多而频带加宽。这与调幅波的频谱结构有着根本的区别。

2. 保持 $\Delta\omega_f$ 固定, 改变 Ω 时 (固定 Δf , 改变 F)

1) 调频指数: $m_f \uparrow = \frac{\Delta f}{F \downarrow}$

2) 边频数: $2n \uparrow \approx 2(m_f + 1)$

3) 频带宽度: $B_f \downarrow = 2(m_f + 1)F \downarrow$



$$m_f = \frac{\Delta\omega}{Q}$$

$$B_f = 2(m_f + 1)\frac{Q}{2\pi}$$

Q 固定, m_f 增大时, 边频数增多而频带加宽。

$m_f < 1$ 时, 可以认为调频波的频谱与调幅波相同。但当 m_f 值增大, 其差别越来越大。

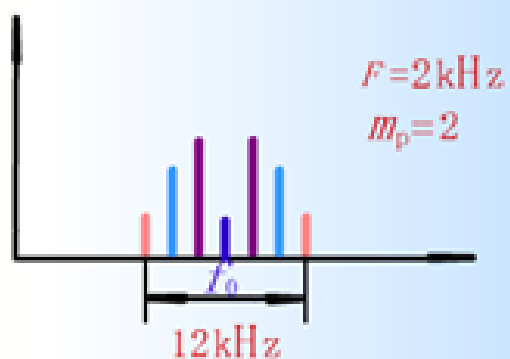
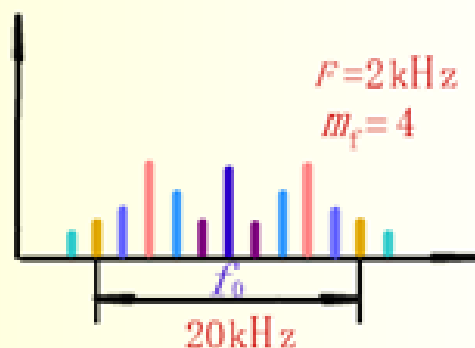
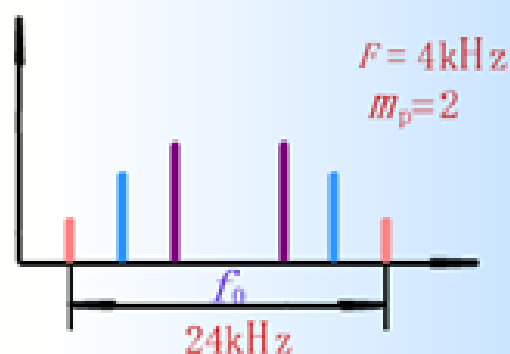
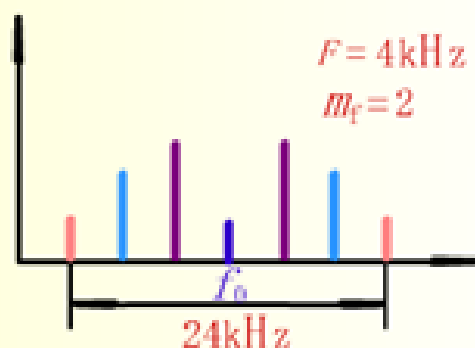
播放

图6-7 调频信号在不同 m_f 时 (Q 固定) 的频谱

YHZ/W/H

$$m_f = \frac{\Delta\omega_f}{\Omega}$$

调制信号强度固定而信号频率改变相当于最大频移 $\Delta\omega_f$ 固定而 Ω 改变随 Ω 的增大 m_f 减小, 边数减少, $B_f = 2(m_f+1)\frac{\Omega}{2\pi}$ 稍有加宽。



$$m_p = K_p U_\Omega$$

调制信号强度固定, 只改变 Ω 相当于 m_p 不变, 调相波的边频数不变, 而频带宽度 $B_p = 2(m_p+1)\frac{\Omega}{2\pi}$ 随调制信号频率成比例的改变。

播放

图6-8 调制信号频率不同时调频信号和调项信号的频谱分布

Hz/Hz

六、调角波的功率

调频波和调相波的平均功率与调幅波一样，也为载波功率和各边频功率之和。由于调频和调相的幅度不变，所以调角波在调制后总的功率不变，只是将原来载波功率中的一部分转入边频中去。所以载波成分的系数 $J_0(m_f)$ 小于 1，表示载波功率减小了。

单音调制时，调频波和调相波的平均功率可由式（6-21）求得，此处调制系数的下角标略去，即

$$P_{\text{av}} = \frac{1}{2} \frac{U_m^2}{R_L} [J_0^2(m) + 2J_1^2(m) + 2J_2^2(m) + \cdots + 2J_n^2(m) + \cdots]$$

利用贝塞尔函数的性质，则调频波和调相波的平均功率为

$$P_{\text{av}} = \frac{1}{2} \frac{U_m^2}{R_L}$$

可见，调频波和调相波的平均功率与调制前的等幅载波功率相等。



6.3 调频信号的产生

一、调频方法

调频的方法和电路很多，最常用的可分为两大类：**直接调频和间接调频**。

1. **直接调频**：就是用调制电压直接去控制载频振荡器的频率，以产生调频信号。

例如：被控电路是 LC 振荡器，那么，它的振荡频率主要由振荡回路电感 L 与电容 C 的数值来决定。

若在振荡回路中加入可变电抗，并用低频调制信号去控制可变电抗的参数，即可产生振荡频率随调制信号变化的调频波。

其调频电路原理，如图6-9所示。

在实际电路中，可变电抗元件的类型有许多种，如变容二极管、电抗管、晶体振荡器、锁相环调频等，所以直接调频的方法很多。

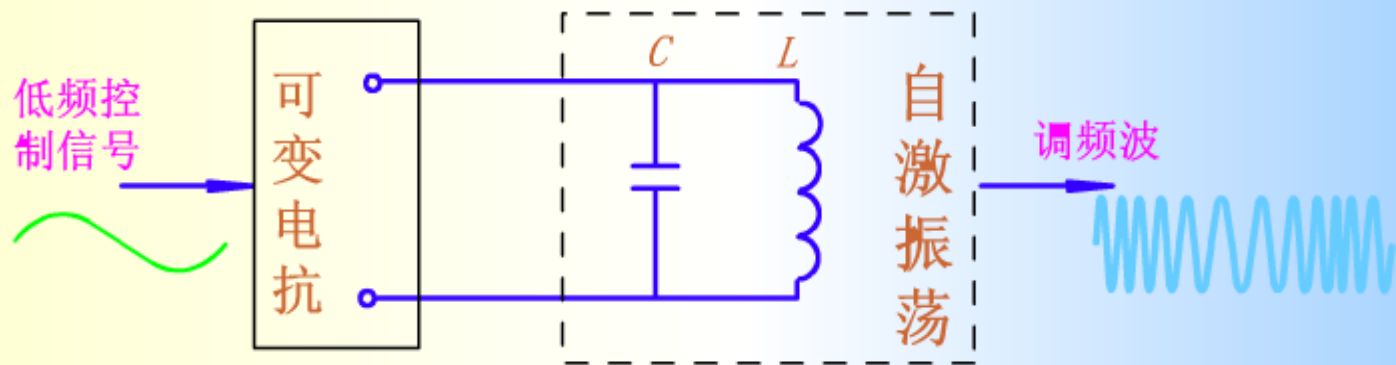


图6-9 调频电路原理

2. 间接调频

就是保持振荡器的频率不变，而用调制电压去改变载波输出的相位，这实际上是调相。由于调相和调频有一定的内在联系，所以只要附加一个简单的变换网络，就可以从调相获得调频。所以间接调频，就是先进行调相，再由调相变为调频。

二、调频电路的性能指标

1. 调制特性

受调振荡器的频率偏移与调制电压的关系称为调制特性，表示为
$$\frac{\Delta f}{f_c} = f(u_\Omega)$$

Δf 是调制作用引起的频率偏移， f_c 为中心频率

2. 调制灵敏度 S

调制电压变化单位数值所产生的振荡频率偏移称为调制灵敏度；若调制电压变化 Δu ，相应的频率偏移为 Δf ，灵敏度 S 的表示式为

$$S = \frac{\Delta f}{\Delta u}$$

显然， S 越大，调频信号的控制作用越强，越容易产生大频偏的调频信号。

3. 最大频偏

在正常调制电压作用下，所能达到的最大频偏值以 Δf_m 表示，它是根据对调频指数 m_f 的要求来选定的。通常要求 Δf_m 的数值在整个波段内保持不变。

4. 载波频率稳定度

虽然，调频信号的瞬时频率随调制信号在改变。但这种变化是以稳定的载波（中心频率）为基准的。如果载频稳定，接收机就可以正常地接收调频信号；若载频不稳，就有可能使调频信号的频谱落到接收机通常范围之外，以致不能保证正常通信。

因此，对于调频电路，不仅要满足一定频偏要求，而且振荡中心频率必须保持足够高的频率稳定度，频率稳定度可用下式表示，即

$$\text{频率稳定度} = \frac{\Delta f}{f_c} \bigg/ \text{时间间隔}$$

Δf -- 经过时间间隔后中心频率的偏移值

f_c -- 中心频率。



6.4 调频电路

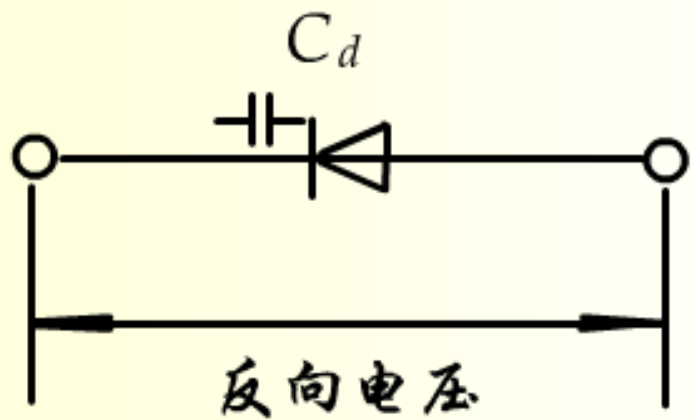
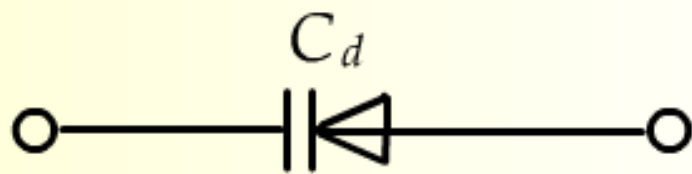
一、变容二极管调频电路

用变容二极管实现调频，电路简单，性能好，是目前最为广泛使用的一种调频电路。

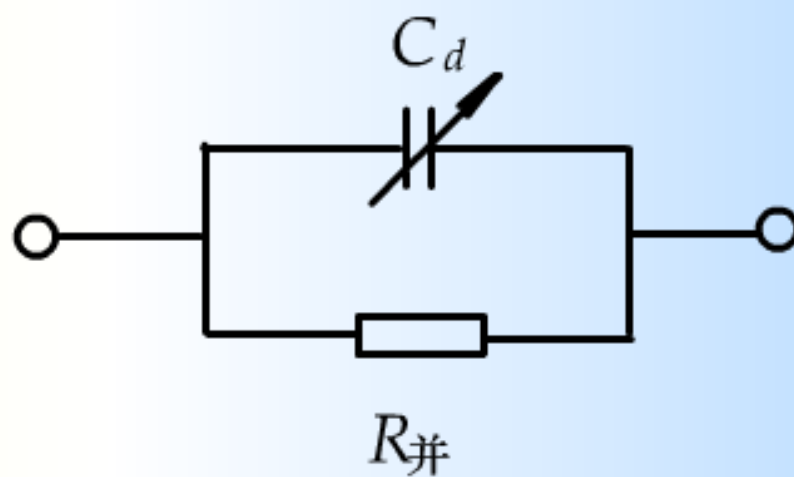
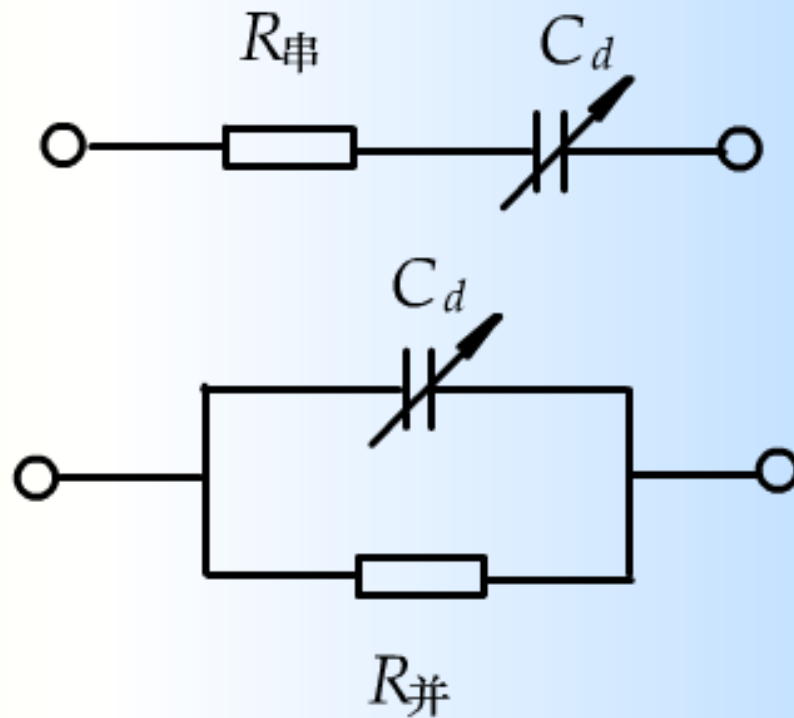
1. 变容二极管

变容二极管是利用半导体PN结的结电容随外加反向电压而变化这一特性，所制成的一种半导体二极管。

它是一种电压控制可变电抗元件。变容二极管与普通二极管相比，所不同的是在反向电压作用下的结电容变化较大。



(a) 符号



(b) 等效电路

图6-10 变容二极管的表示符号及其等效电路

变容二极管的电容 C 随着所加的反向偏压 U 而变化。

图6-11是我们用 $C-V$ 特性测试仪对变容二极管2CC13C 进行实测所绘制的 $C \sim U$ 特性曲线。可知，反偏压越大，则电容越小。这种特性可表示为

$$C = A(U - U')^{-n}$$

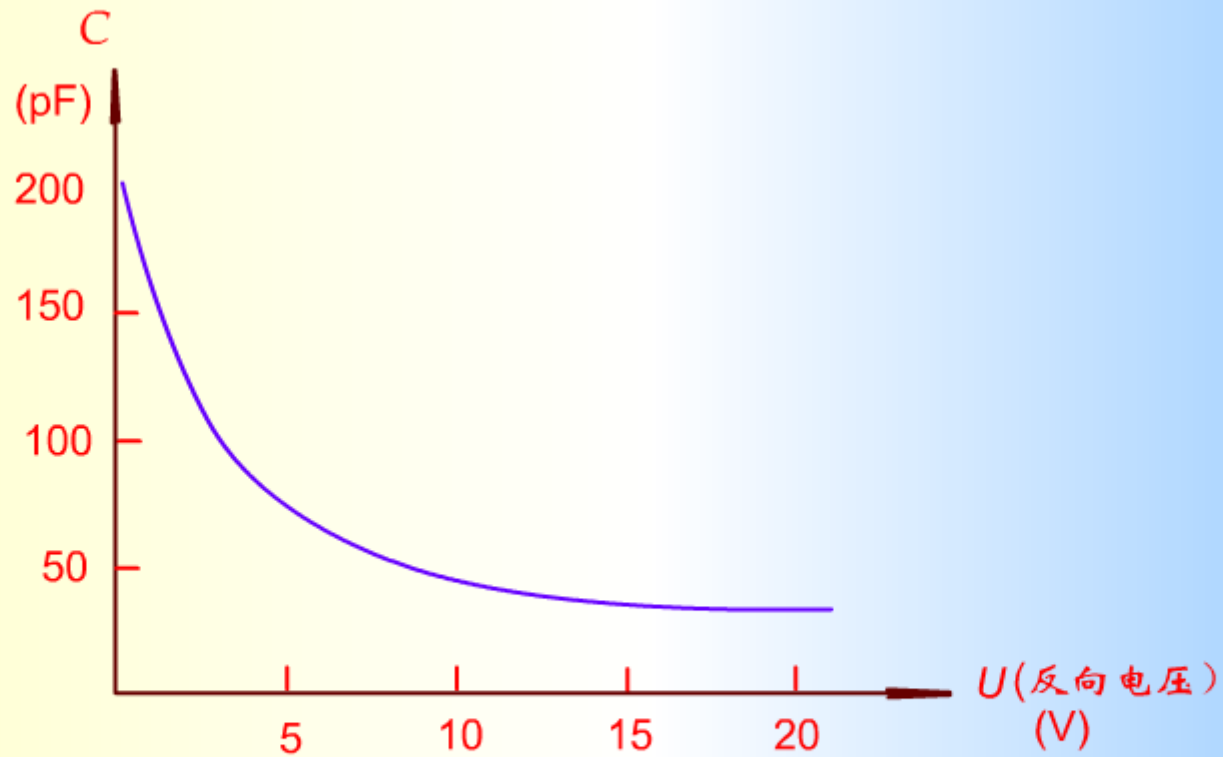


图6-11 2CC13C变容二极管的变容特性:

$$C=A(U-U')^{-n}$$

CHZ/WJH

2. 变容二极管调频原理

由于变容二极管接在振荡器回路中，其结电容成为回路电容的一部分。

当调制电压加在变容二极管上

- 使加在变容二极管上的反向电压受 u_{Ω} 控制
- 从而使得变容二极管的结电容受 u_{Ω} 控制
- 则回路总电容 C 也要受 u_{Ω} 控制
- 最后使得振荡器的振荡频率受 u_{Ω} 控制，即瞬时频率随 u_{Ω} 的变化而变化。

由变容二极管的电容和电感组成振荡器的谐振电路，其谐振频率近似为

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

在变容二极管上加一固定的反向直流偏压 $U_{\text{偏}}$ 和调制电压 u_{Ω} （图6-12 a），则变容二极管电容量 C 将随 u_{Ω} 改变，通过二极管的变容特性（图6-12 b）可以找出电容 C 时间的变化曲线（图6-12 c）。

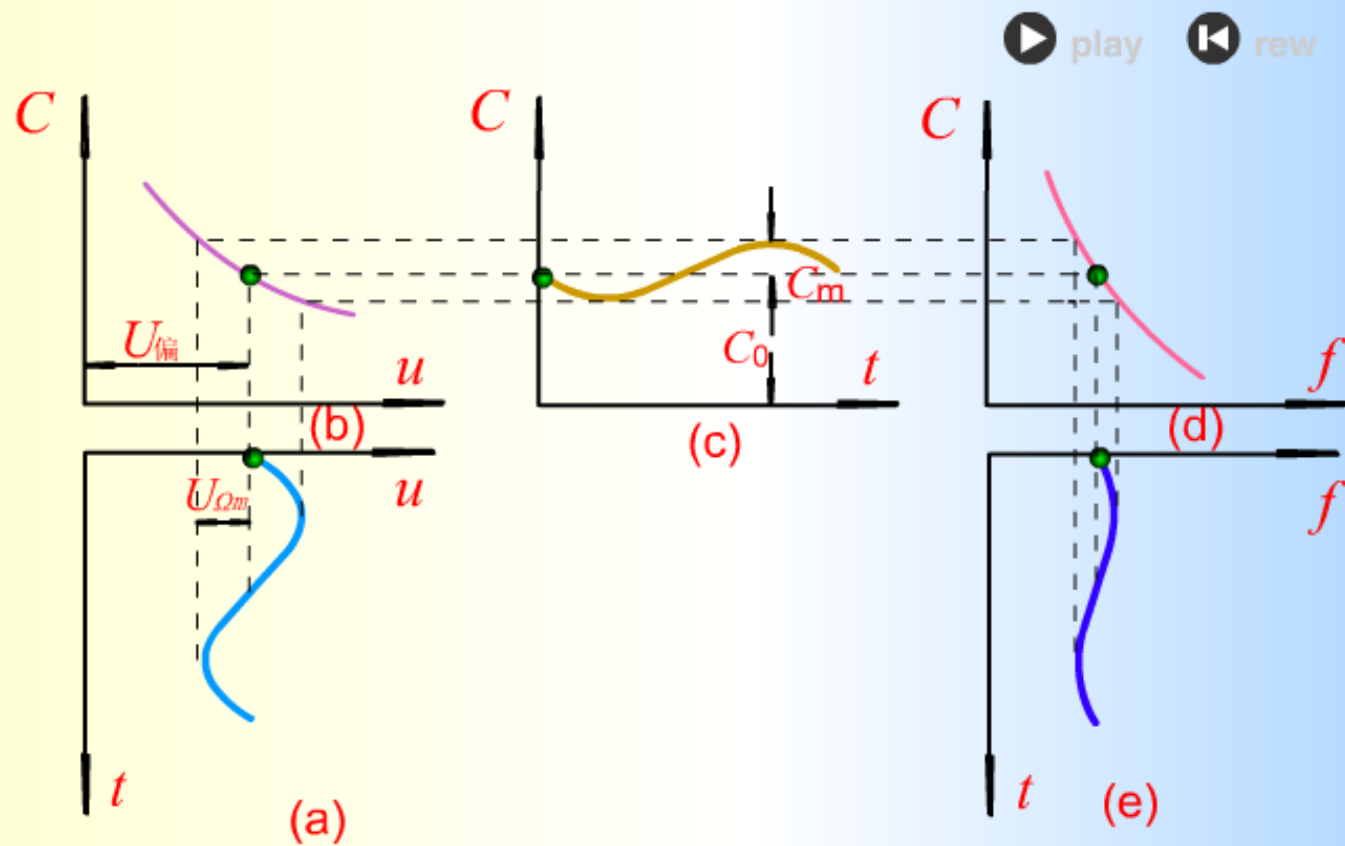


图6-12 变容二极管的调频原理

此电容 C 由两部分组成，一部分是 C_0 为固定值；另一部分是 $C_m \cos \Omega t$ 为变化值， C_m 是变化部分的幅度，则有

$$C = C_0 + C_m \cos \Omega t$$

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_0 + C_m \cos \Omega t)}}$$

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_0 \left(1 + \frac{C_m}{C_0} \cos \Omega t\right)}}$$

在 $\frac{C_m}{C_0} \ll 1$ 的条件下，将上式用二项式定理展开，并略去平方项以上各项，可得

$$\begin{aligned} f &= f_c - \frac{1}{2} f_c \cdot \frac{C_m}{C_0} \cos \Omega t \\ &= f_c + \Delta f \end{aligned}$$

式中 $\Delta f = -\frac{1}{2} f_c \frac{C_m}{C_0} \cos \Omega t$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_0}}$$

f_c 称为中心频率

Δf 是频率的变化部分

$\frac{1}{2} f_c \frac{C_m}{C_0}$ 是变化部分的幅值，称为频偏。

式中的负号表示当回路电容增加时，频率是减小的。

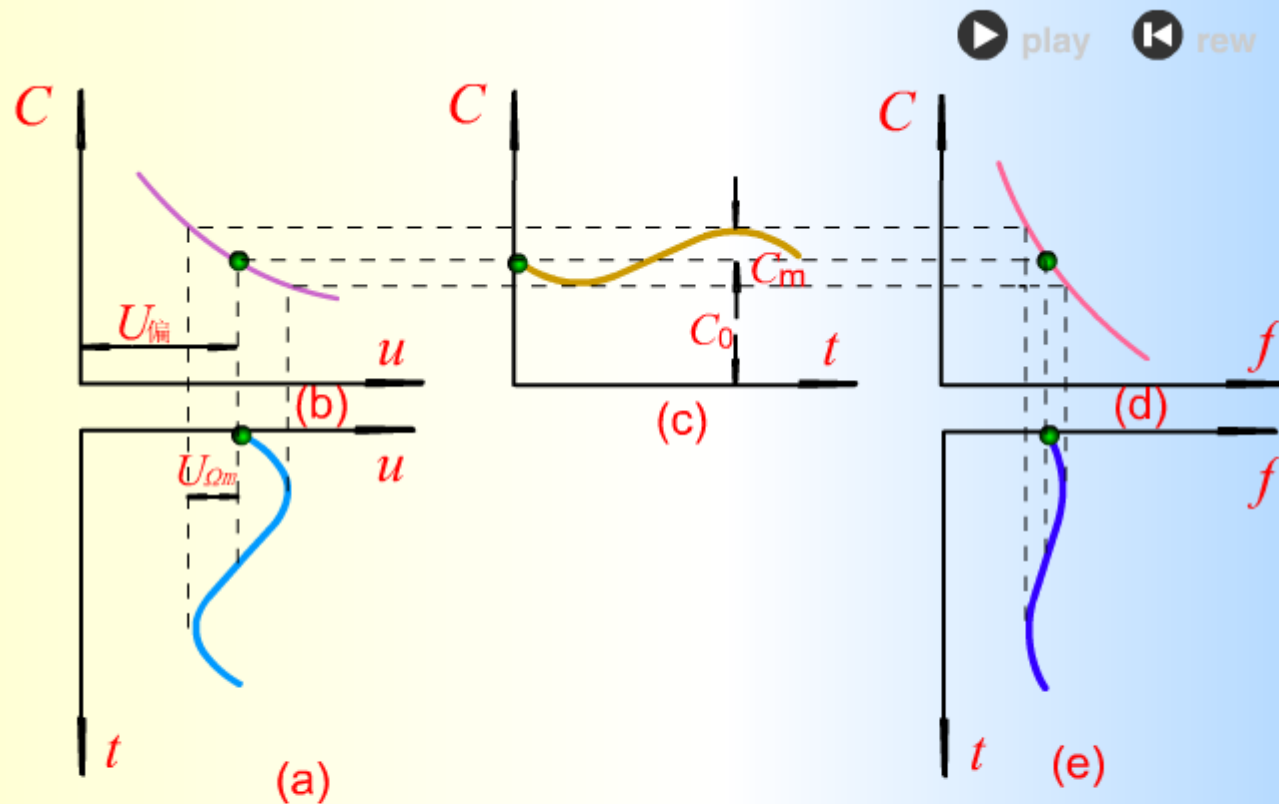


图6-12 变容二极管的调频原理

YHZ/WJH

比较图（图6-12 a）及图（图6-12 e），可见频率是在随调制电压而变，从而实现了调频。

由以上分析可知，因为变容二极管势垒电容随反向偏压而变，如果将变容二极管接在谐振回路两端，使反向偏压受调制信号所控制，这时回路电容有一部分按正弦规律变化，必然引起振荡频率作相应的变化。

它以 f_c 为中心作上下偏移，其偏移大小（频偏）与电容变化最大值 C_m 成比例。所以回路的振荡频率是随调制信号变化的，这就是变容二极管调频的基本原理。

由于 $C \sim U$ 和 $C \sim f$ 两条曲线并不是成正比的，最后得到的 $f \sim t$ 曲线形状将不与 $U_\Omega \sim t$ 曲线完全一致，这就意味着调制失真。

失真的程度不仅与变容二极管的变容特性有关，而且还决定于调制电压的大小。显然，调制电压愈大，则失真愈大。为了减小失真，调制电压不宜过大，但也不宜太小，因为太小则频移太小。实际上应兼顾二者，一般取调制电压比偏压小一半多，即

$$\frac{u_{\Omega m}}{U_{\text{偏}}} \leq 0.5$$

3. 小频偏变容二极管调频器的分析

小频偏调制，大多用于无线电调频广播、电视台的伴音系统和小容量无线多路通信设备。

它们的频偏范围约在几十千赫到几百千赫。

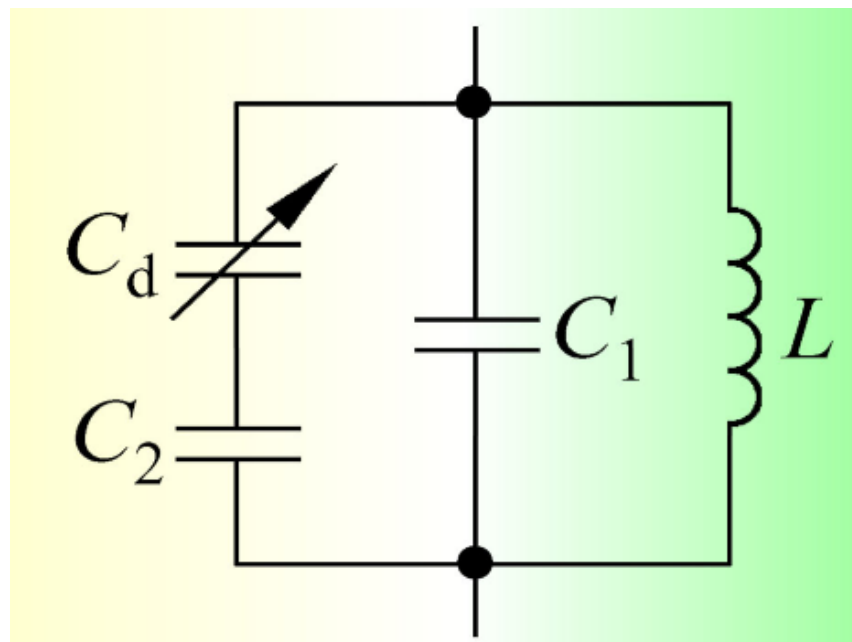


图6-13 变容二极管部分
部分接入振荡电路

分析思路

1) 在未加调制信号时回路总电容

$$\begin{aligned} C_0 &= C_1 + \frac{C_{d0} \cdot C_2}{C_{d0} + C_2} = C_1 \left(1 + \frac{\frac{C_2}{C_1}}{1 + \frac{C_2}{C_{d0}}} \right) \\ &= C_1 \left(1 + \frac{n_1}{1 + n_2} \right) \end{aligned} \quad (6-32)$$

式中， n_1 和 n_2 是电容的接入系数

$$n_1 = \frac{C_2}{C_1}, \quad n_2 = \frac{C_2}{C_{d0}}$$

$C_{d0} = AU_0^{-n}$ 未加调制信号时的结电容

2) 当加入调制信号后，回路总电容

当加入调制信号后，这时变容二极管的等效电容为 C_d ，回路总电容为

$$C = C_1 + \frac{C_d \cdot C_2}{C_d + C_2}$$

3) 回路总电容变化量

$$\begin{aligned}\Delta C_0 &= C - C_0 \\&= \left(C_1 + \frac{C_d \cdot C_2}{C_d + C_2} \right) - \left(C_1 + \frac{C_{d0} \cdot C_2}{C_{d0} + C_2} \right) \\&= C_2 \left(\frac{C_d}{C_d + C_2} - \frac{C_{d0}}{C_{d0} + C_2} \right) \\&= C_2 \left(\frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_d}} - \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_{d0}}} \right) \quad (6-33)\end{aligned}$$

分析上式，只有 C_2 / C_d 是随调制信号变化的。

经变换(展开成幂级数, 再利用三角关系, 由于是小频偏情况)可得总电容变化量为

$$\Delta C_0 = -C_2 \frac{\frac{C_2}{C_{d0}} F(n, m)}{(1 + \frac{C_2}{C_{d0}} + \frac{C_2}{C_{d0}} F(n, m)(1 + \frac{C_2}{C_{d0}})}$$

$$\approx -C_2 \frac{\frac{C_2}{C_{d0}} F(n, m)}{(1 + \frac{C_2}{C_{d0}})^2} = -\frac{C_2 n_2}{(1 + n_2)^2} F(n, m) \quad (6-41)$$

式中

$$F(n, m) = A_0 + A_1 \cos \Omega t + A_2 \cos 2\Omega t + A_3 \cos 3\Omega t + \dots$$

4) 总电容 C 变化引起频率的变化

总电容变化使它偏离未调制时总电容 C_0 的值为 ΔC_0 ，这时所引起的高频振荡角频率 ω_c 偏离值为 $\Delta\omega$ ，根据 LC 振荡原理，有 $\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC_0}}$

$$\omega_c + \Delta\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{L(C_0 + \Delta C_0)}} = \frac{1}{\sqrt{LC_0}} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\Delta C_0}{C_0}}}$$

上式两边同除以 ω_c 得

$$1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_c} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\Delta C_0}{C_0}}}$$

$$\frac{\Delta C_0}{C_0} = \frac{1}{(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega})^2} - 1 = -\frac{\frac{2\Delta\omega}{\omega_c} + (\frac{\Delta\omega}{\omega_c})^2}{(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_c})^2}$$

小频偏时， $\omega_c \gg \Delta\omega$ ，上式可简化为

$$\frac{\Delta C_0}{C_0} \approx -\frac{2\Delta\omega}{\omega_c}$$

或

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_c} \approx -\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta C_0}{C_0} \quad (6-31)$$

5) 谐振回路频偏 $\Delta\omega$ 与调制电压的变化规律

将式 (6-32) 和 (6-41) 代入式 (6-31) 中, 可得

$$\begin{aligned}\frac{\Delta\omega}{\omega_c} &\approx -\frac{1}{2} \frac{\Delta C_0}{C_0} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{-\frac{n_2 C_2}{(1+n_2)^2} F(n, m)}{C_1 \left(1 + \frac{n_1}{1+n_2}\right)} \\&= \frac{1}{2} \cdot \frac{n_2 C_2}{C_1 (1+n_2)(1+n_2+n_1)} F(n, m) \\&= \frac{1}{2} \cdot \frac{n_2 n_1}{(1+n_2)(1+n_2+n_1)} F(n, m)\end{aligned}$$

令
$$K = \frac{1}{2} \cdot \frac{n_2 n_1}{(1 + n_2)(1 + n_2 + n_1)}$$

则
$$\frac{\Delta\omega}{\omega_c} = KF(n, m)$$

即
$$\frac{\Delta f}{f_c} = KF(n, m)$$

$$\Delta f = Kf_c (A_0 + A_1 \cos \Omega t + A_2 \cos 2\Omega t + A_3 \cos 3\Omega t + \cdots)$$

(6-44)

6) 结论

(1) 在瞬时频率的变化中，含有与调制信号成线性关系的成分，其最大偏移为

$$\Delta f_1 = KA_1 f_c = \frac{1}{8} nm \left[8 + n(n-1)(n-2)m^2 \right] Kf_c$$

此外，还有与调制信号的二次、三次等谐波成分成线性关系的成分，其最大偏移为

$$\Delta f_2 = KA_2 f_c = \frac{1}{4} (n-1)m^2 Kf_c$$

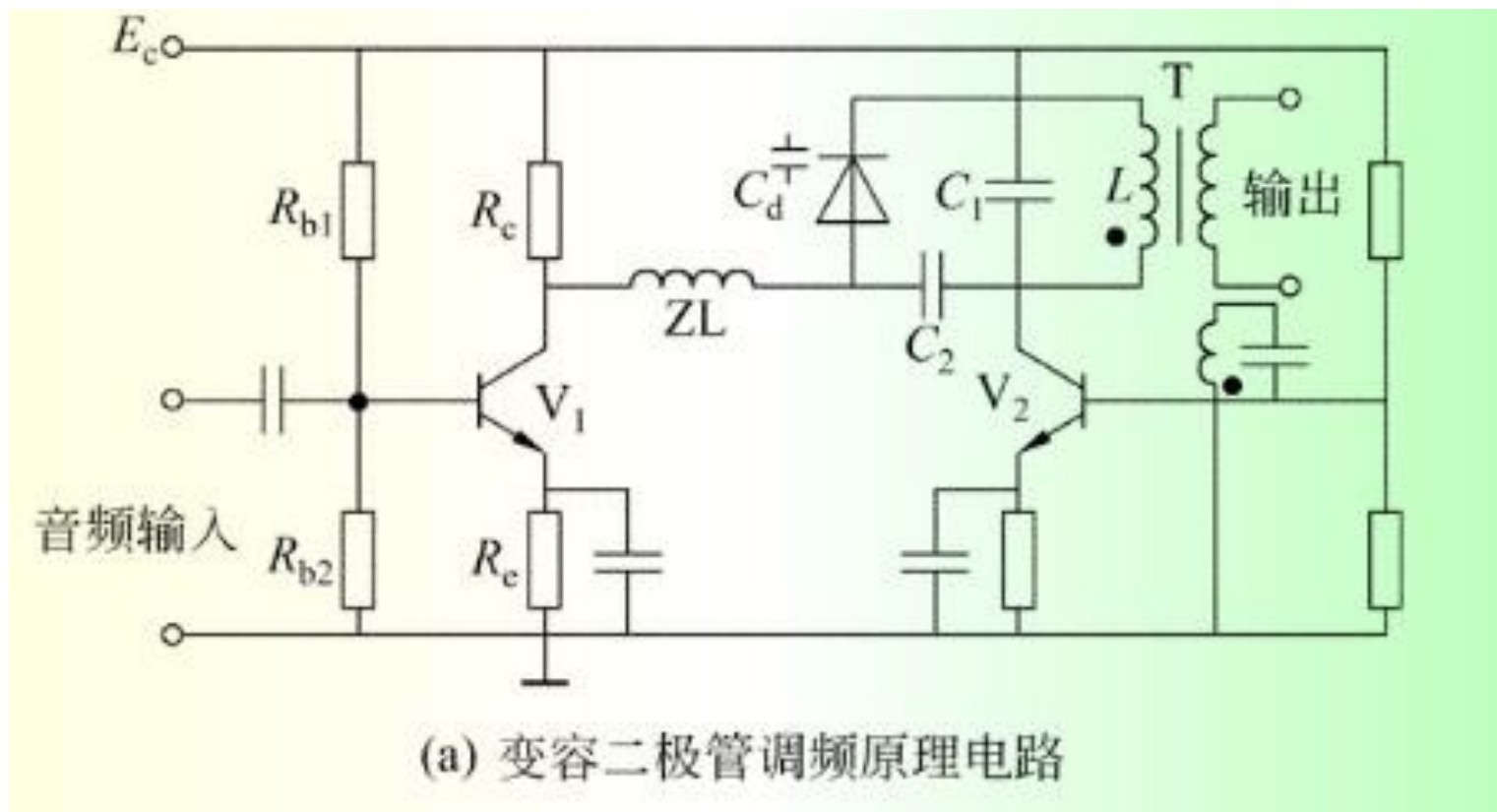
$$\Delta f_3 = KA_3 f_c = \frac{1}{24} n(n-1)(n-2)m^3 Kf_c$$

另外还有中心频率相对于未调制时的载波频率产生的偏移为 $\Delta f_c = KA_0 f_c = \frac{1}{4} n(n-1)m^2 Kf_c$

(2) 为了使调制线性良好, 应尽可能减小频率调制的非线性失真 (Δf_2 和 Δf_3) 以及 Δf_c (它是引起中心频率不稳定的一种因素)。
也就是希望 m 值愈小愈好 (即减小调制信号), 但是有用频偏 Δf_1 也同时减小。为了兼顾频偏 Δf_1 和减小非线性失真要求, m 值多取在 0.5 或 0.5 以下。

4. 利用变容二极管调频的原理电路举例

1) 电路



6-14 (a) 利用变容二极管调频的原理电路

2) 分析思路

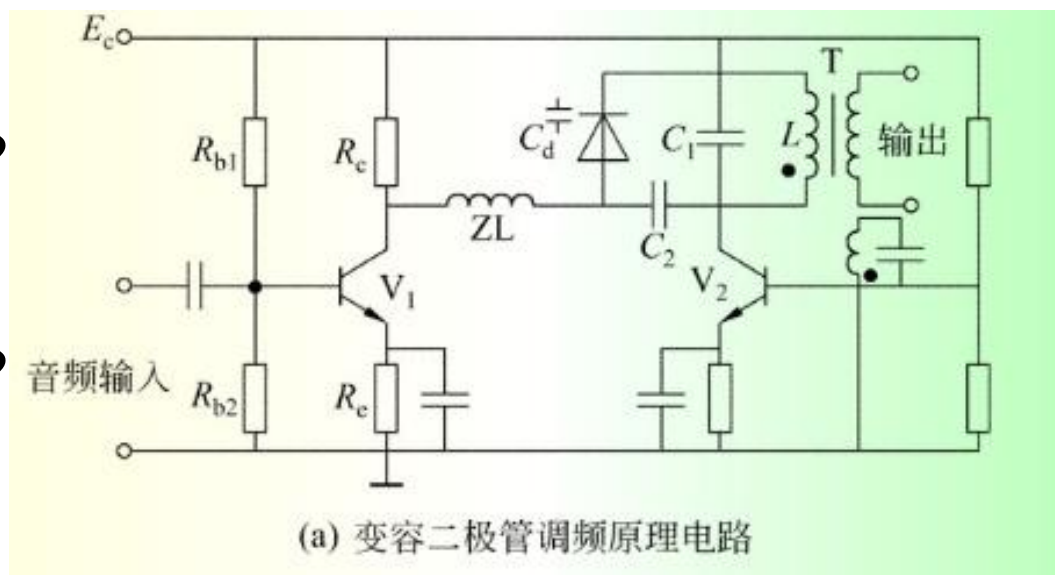
(1) 变容二极管上需加固定偏压及 u_{Ω}

(2) 变容二极管是高频振荡电路的一部分

C_2 ——对音频和直流容抗大，可看作开路

音频时等效电路？

高频时等效电路？



3) 元器件作用

V_1 是音频放大器， V_2 是高频振荡器，

L 、 C_1 、 C_2 、 C_d 组成振荡槽路，其中 C_1 代表槽路电容的固定部分， C_d 是变容二极管的电容。

C_2 是变容二极管和槽路之间的耦合电容，对直流和音频而言， C_2 是开路，以防止 C_d 上的直流偏压和音频电压对振荡电路的影响，对高频而言， C_2 与 C_d 串起来作为槽路的一部分。

R_c 是音频放大器的集电极负载电阻。

ZL 是高频扼流圈，对直流及音频而言， ZL 阻抗可以忽略不计，故 R_c 上的直流及音频电压可以加到变容二极管上，其中直流电压就作为变容二极管的直流偏压，音频电压用来改变 C_d 的容量。对高频而言，相当于开路，从而防止了高频对音频电路的影响。

值得提出的是加于变容二极管上的电压有三个，它们的大小应是这样的关系：为了避免高频电压对二极管电容的作用，高频电压应比音频电压小得多；为了减小失真，音频电压应比偏压小一半多。

问题： 电容 C_1 可不可以不加，为什么要加 C_1 ？

因为高频电路中存在分布电容，加大 C_1 提高稳定性，但频偏减小。

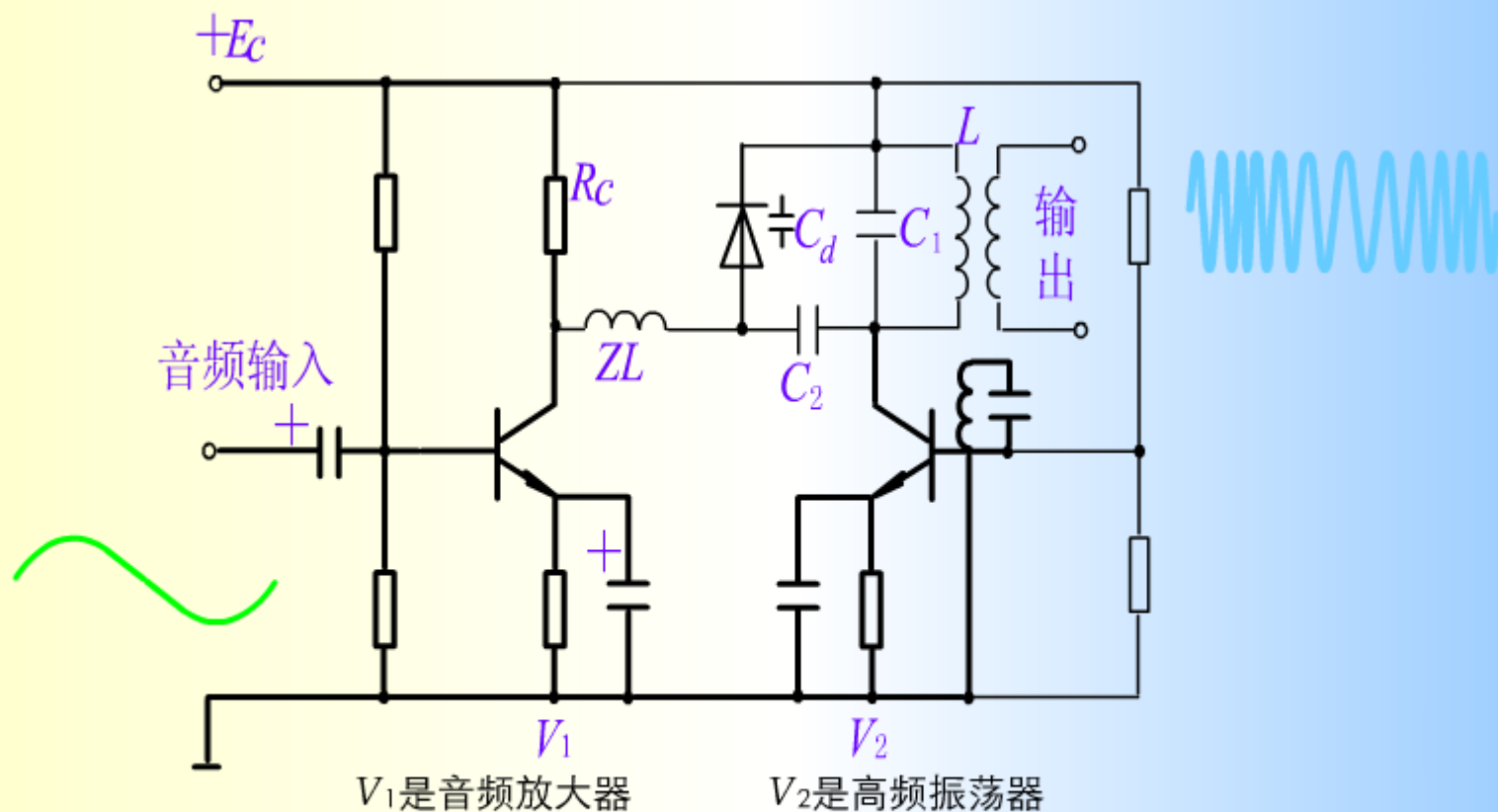


图6-14 (a) 变容二极管调频电路

YHZ/WJH

图6-14 (a) 变容二极管调频原理电路

5) 变容二极管其他调频电路

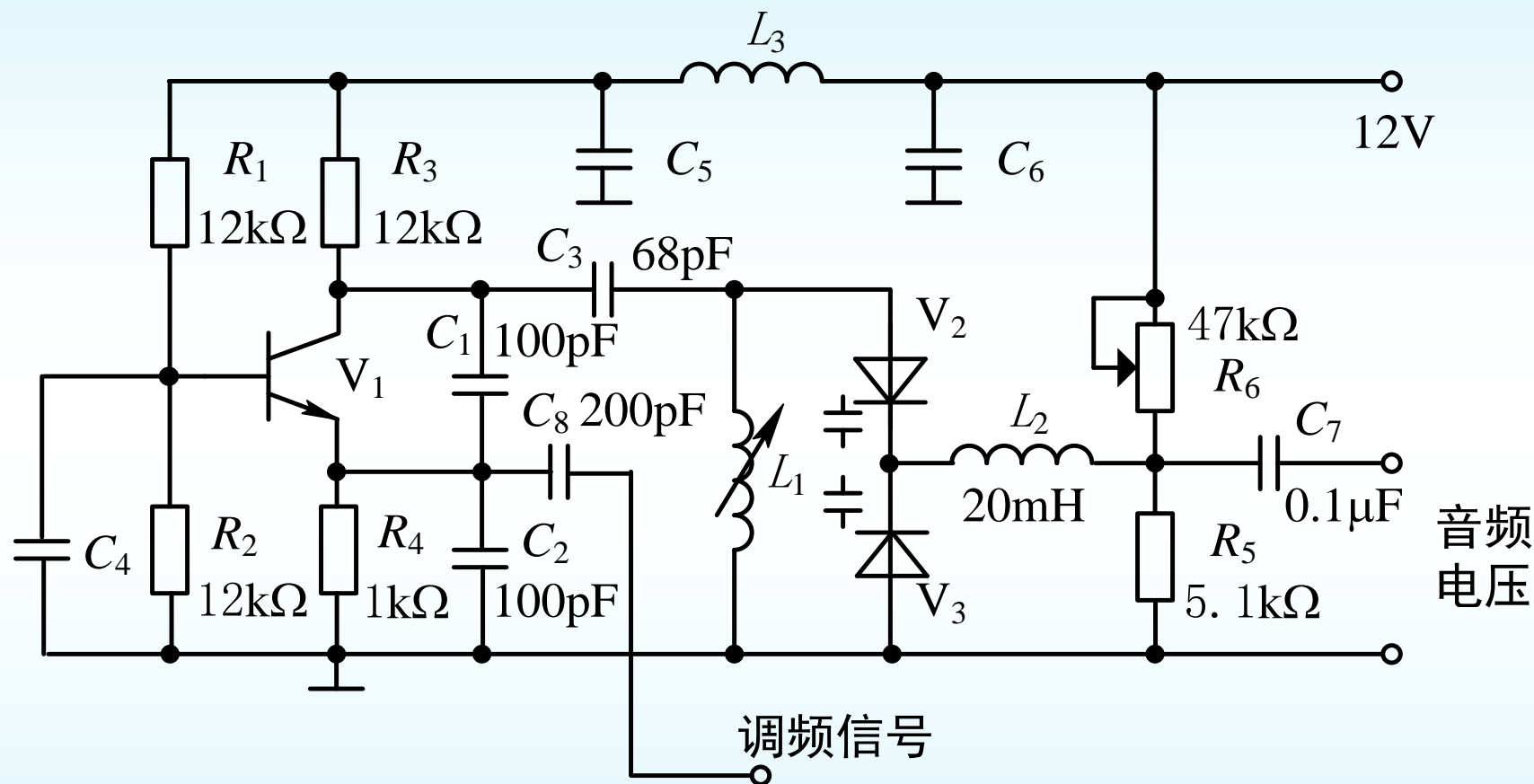


图6-14 (b) 变容二极管其他调频电路

图6-14 (b)所示电路，是我们设计的其中心频率为36MHz的变容二极管调频电路。以三极管 V_1 为核心构成西勒振荡器，音频电压经 C_7 耦合到变容二极管，改变其电容可实现调频，调频信号由 C_8 送出。两变容二极管反向串联是为了减小高频电压对变容二极管电容的影响。

二、电抗管调频电路

1. 电抗管调频原理

1) 组成：所谓电抗管，就是由一只晶体管或场效应管加上由电抗和电阻元件构成的移相网络组成。

顾名思义，电抗管等效于一个电抗元件（电感或电容），不过，它与普通的电抗元件不同，其参量可以随调制信号而变化。

2) 调频原理：将电抗管接入振荡器谐振回路，在低频调制信号控制下，电抗管的等效电抗就发生变化，从而使振荡器的瞬时振荡频率随调制电压而变，获得调频。

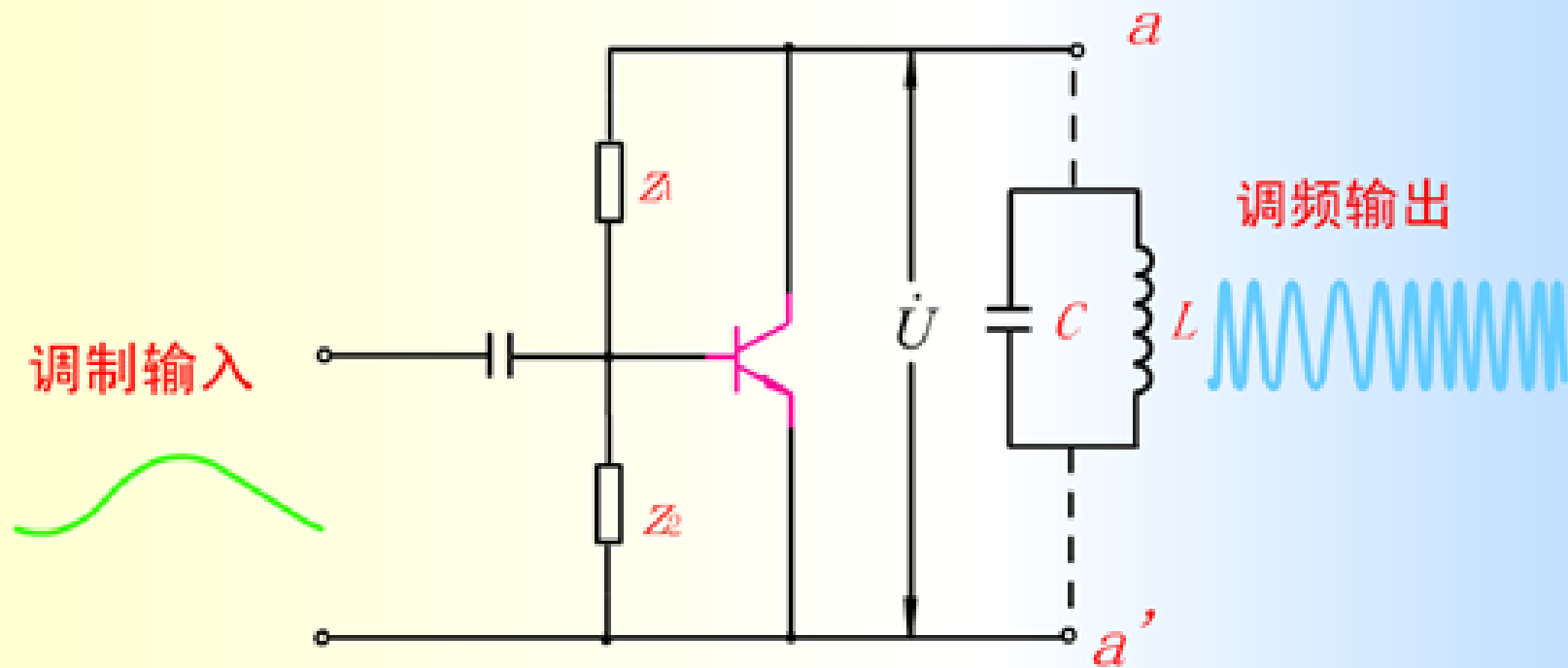
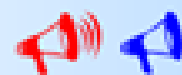


图6-15 电抗管调频原理电路



2. 等效电抗的推导

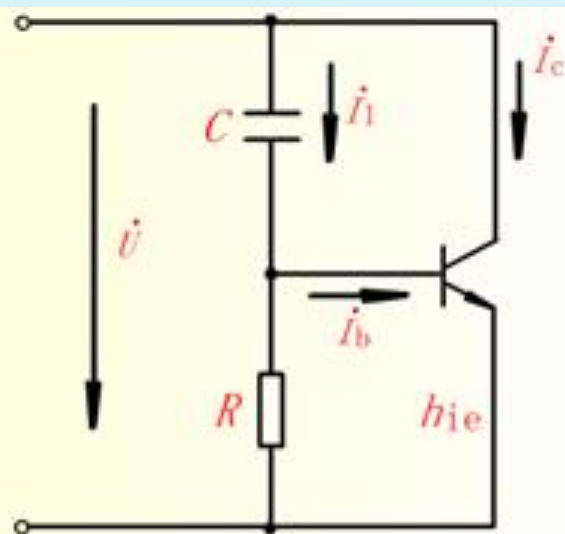
1) 晶体管电抗管的等效电抗

a. 等效电抗是一个电容

b. 等效电抗是一个电感（复习时推导）

2) 场效应管电抗管的等效电抗

等效电抗是一个电容



矢量图

图6-16 电容性电抗管的电路和矢量图

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C} \quad (\omega \text{ 是高频角频率})$$

$$Z_2 = R$$

若 $\frac{1}{\omega C} \gg R$ 则 $I_1 \approx j\omega C U$, I_1 超前于 U 90° 。又 I_1 到基极分成两部分, 一部分流入 R , 一部分流入基极。则流入基极的部分 I_b 为 $I_b = \frac{R}{R+h_{ie}} I_1 = \frac{R}{R+h_{ie}} j\omega C U$ 则 I_b 也超前于 U 90° 。

$I_c = \beta I_b = \frac{\beta R}{R+h_{ie}} j\omega C U$, I_c 与 I_1 同相位, 也超前于 U 90° , 故晶体管集射极间等效于一个电容, 其

大小为 $C_s = \frac{C\beta R}{R+h_{ie}} = \frac{C\beta}{1+\frac{h_{ie}}{R}}$ 又 $h_{ie} = r_{bb} + r_{be} = r_{bb} + (1+\beta_0) \frac{26}{I_c} = r_{bb} + \beta_0 \frac{26}{I_c}$

所以 $U \text{ 变} \rightarrow I_b \text{ 变} \rightarrow I_c \text{ 变} \rightarrow h_{ie} \text{ 变} \rightarrow C_s \text{ 变} \rightarrow f \text{ 变}$ 从而实现调频。

等效电抗是一个电感

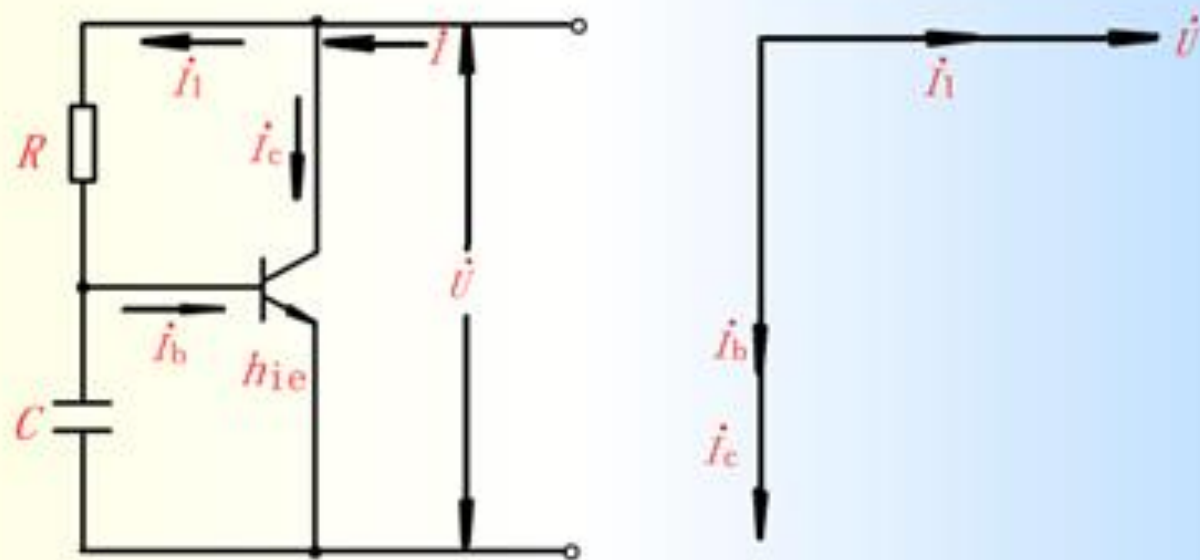


图6-17 电感性电抗管的电路和矢量图

$$Z_1 = R$$

$$Z_2 = \frac{1}{j\omega C} \quad \text{若 } R \gg \frac{1}{\omega C}; i \gg i_1 \quad \text{因为 } i_1 = \frac{\dot{U}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{\dot{U}}{R} \quad \text{所以 } i_1 \text{ 与 } \dot{U} \text{ 同相。}$$

$$\text{又有 } i_b = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{\frac{1}{j\omega C} + h_{ie}} i_1, \text{ 若 } h_{ie} \gg \frac{1}{\omega C}, \text{ 则 } i_b = \frac{1}{j\omega C h_{ie}} i_1 = \frac{\dot{U}}{j\omega C R h_{ie}} \quad \text{则 } i_b \text{ 滞后 } \dot{U} 90^\circ$$

$$i_c = \beta i_b, \text{ 所以 } i_c \text{ 也滞后 } \dot{U} 90^\circ. \text{ 则等效电抗为一电感, } L_{\text{等}} = \frac{C R h_{ie}}{\beta}.$$

$$h_{ie} = r_{bb} + \beta_0 \frac{26}{I_c}$$

所以 U 变 $\longrightarrow I_b$ 变 $\longrightarrow I_c$ 变 $\longrightarrow h_{ie}$ 变 $\longrightarrow C_0$ 变 $\longrightarrow f$ 变 从而实现调频。

三、晶体振荡器调频电路

变容二极管调频和电抗管调频的中心频率稳定度低，是由于它们都是在 LC 振荡器上直接进行的。而 LC 振荡器频率稳定度较低，再加上变容管或电抗管各参数又引进新的不稳定因素，所以频率稳定性更差，一般低于 1×10^{-4} 。

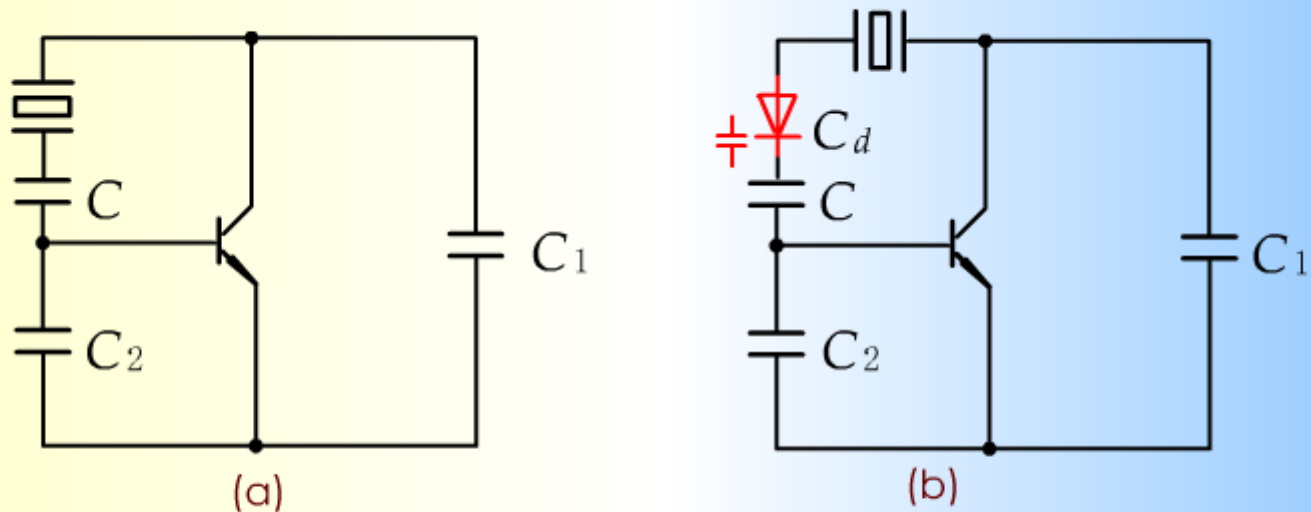


图6-18 晶体振荡器直接调频原理

YHZ/WJH

图6-18 晶体振荡器直接调频原理

为了提高调频器的频率稳定度，可对晶体振荡器进行调频，因为石英晶体振荡器的频率稳定度很高，可做到 1×10^{-6} 。

所以，在要求频率稳定度较高，频偏不太大的场合，用石英晶体振荡器调频较合适。

图6-19电路为晶体直接调频实际电路

该电路在完成晶体调频同时，兼有三倍频功能，输出中心频率为36MHz调频信号，增加了频偏。

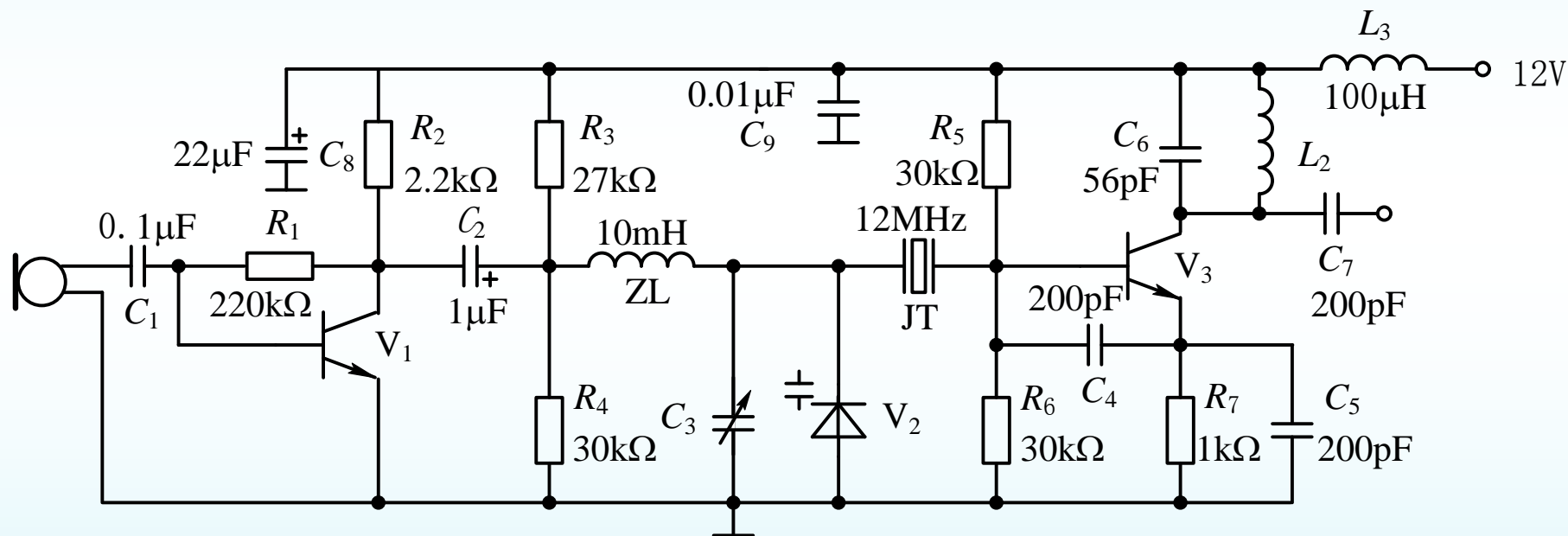


图6-19 晶体振荡器直接调频实际电路

晶体振荡器调频，可以获得较高的中心频率稳定度，但相对频偏很小（ 10^{-4} 量级）。

因此，利用晶体振荡器直接调频产生FM信号时必须扩展频偏，方法有两种：

①利用倍频和混频器分别扩展绝对频偏和相对频偏；

②在晶体支路中串联一个小电感，使晶体的串联谐振频率从 f_s 降低到 f_{s1} ，扩展 f_s 到 f_p 之间的范围。

四、调相和间接调频电路

- 间接调频：由调相波变为调频波。
- 调相的方法：失谐法
- 谐振电路含有变容元件，其电容量 C_d 受到调制信号控制。不调制时为 C_0 ，电路处于谐振状态，输出电压 U 与输入的 I 同相位。调制时，电容变为 $C_d = C_0 + \Delta C$ ，其中 ΔC 随调制电压变化，造成电路失谐，使 U 相对于 I 有相位差 $\Delta\theta$

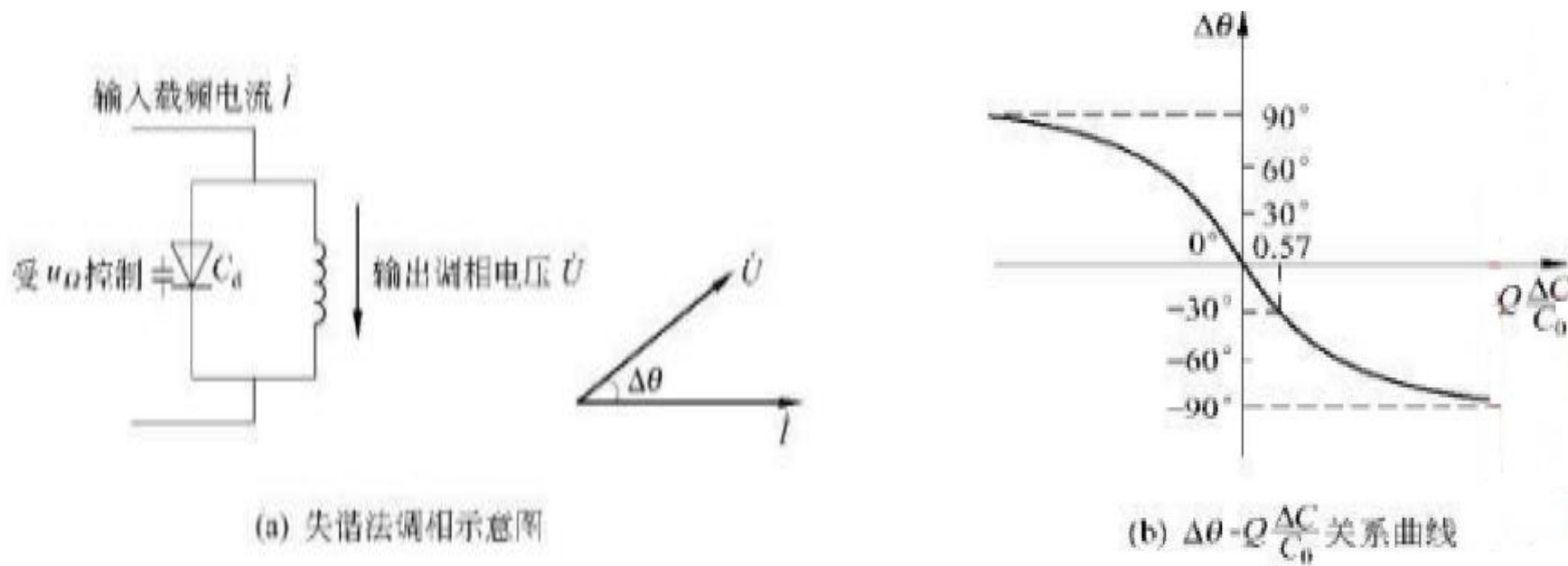


图6-21 失谐法调相

$\Delta\theta$ 与 ΔC 有如下关系：

$$\tan\Delta\theta = -Q \frac{\Delta C}{C_0} \quad 6-51$$

在 $|\Delta\theta| \leq 30^\circ$ 的范围内， $\Delta\theta \sim \Delta C$ 的关系基本是线性的。假如 $\Delta C \sim u_\Omega$ 也为线性的，那么 $\Delta\theta$ 随 u_Ω 线性变化，有

$$\Delta\theta \propto u_\Omega$$

此时可以获得线性调相。

上面讨论的只是调相的情况,我们知道,调相与调频有区别,其主要区别在于:对于调相波,最大相移 $\Delta\theta_m$ 与调制电压幅度 $U_{\Omega m}$ 成正比,而与调制频率 Ω 无关,即

$$\Delta\theta_m \propto U_{\Omega m}$$

对于调频波,最大频移 $\Delta\omega_f$ 与调制电压 $u_{\Omega m}$ 成正比,与 Ω 无关;而其最大相移则与 Ω 成反比,即

$$\begin{aligned}\Delta\omega_f &\propto U_{\Omega m} \\ \Delta\theta_m &= \frac{\Delta\omega_f}{\Omega} \propto \frac{u_{\Omega m}}{\Omega}\end{aligned}\tag{6-53}$$

如果要通过调相获得调频波,应使其相移不仅与调制电压大小成正比,而且还与调制频率 Ω 成反比。为此,需要在调制信号回路中加一个 RC 转换网络,如图 6-22 (a) 所示。

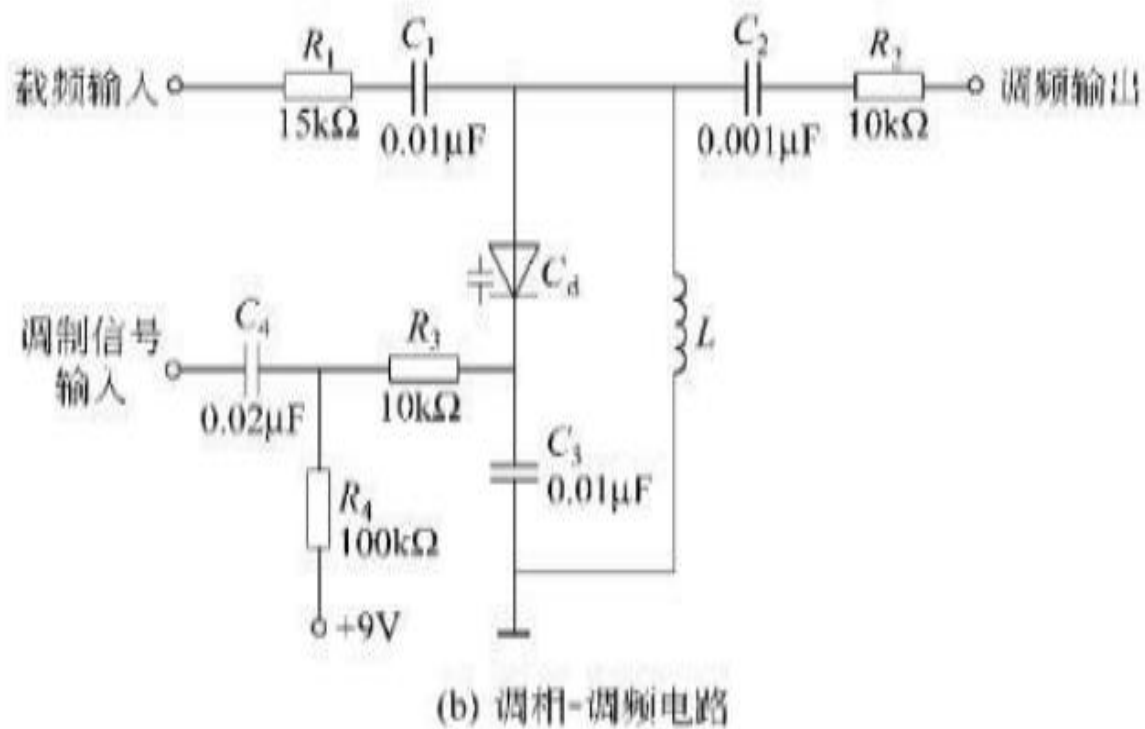
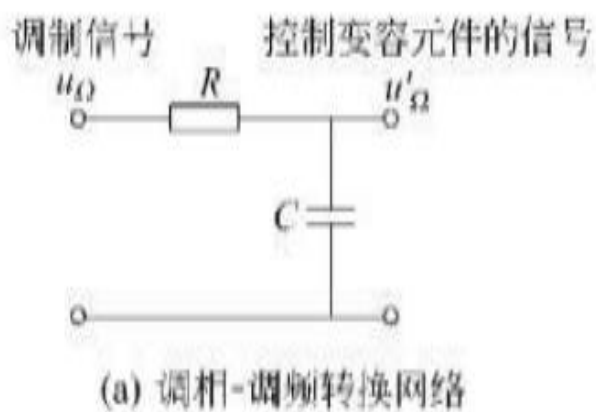


图6-22 失谐法调相-调频电路

这是一个积分网络,其参数应满足以下条件:

$$\frac{1}{\Omega C} \ll R$$

在这个条件下,其输出电压幅值 $U'_{\Omega m}$ 不仅与输入电压幅值 $U_{\Omega m}$ 成正比,且与频率 Ω 成反比。即有

$$U'_{\Omega m} = U_{\Omega m} \frac{\frac{1}{\Omega C}}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\Omega C}\right)^2}} \approx U_{\Omega m} \frac{\frac{1}{\Omega C}}{R} = \frac{U_{\Omega m}}{\Omega C R} \propto \frac{U_{\Omega m}}{\Omega}$$

如果用 u'_{Ω} 控制变容元件, 则

$$\Delta\theta_m \propto U'_{\Omega m} \propto \frac{U_{\Omega m}}{\Omega}$$