

# 第6章 角度调制与解调

---

## 6.1 概述

## 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 调频波的解调

## 6.6 限幅器

## 6.7 调制方式的比较

## 6.8 集成调频、解调电路芯片介绍

## 6.1 概述

### 1. 非线性调制

任何一个简谐信号，总是由振幅、频率和相位三个基本参数来描述的。

**线性调制**——频谱的线性搬移（调幅）

**非线性调制**：①频率调制 ②相位调制

### 2. 非线性调制中，瞬时频率和瞬时相位之间的关系

设载波  $u_c(t) = U_m \cos(\omega_c t + \varphi) = U_m \cos[\theta(t)]$ ，调制后

$$\text{瞬时频率 } \omega(t) = \frac{d\theta(t)}{dt}$$

瞬时频率是瞬时相位的导数

$$\text{瞬时相位 } \theta(t) = \int \omega(t) dt + \varphi$$

瞬时相位是瞬时频率的积分

- 
- **定义：**  $\left. \begin{array}{l} \text{调频} \\ \text{调相} \end{array} \right\} \text{载波的} \left\{ \begin{array}{l} \text{瞬时频率} \\ \text{瞬时相位} \end{array} \right\} \text{随调制信号的变化而变化，振幅保持不变。}$

调频和调相都使载波的相角发生变化，统称为调角，或角度调制。

角度调制的优点是：抗干扰性强。

- **应用：** 调频主要应用于调频广播，广播电视，通信及遥测等。  
调相主要应用于数字通信系统中的移相键控。

调频波和调相波的基本性质有许多的相似之处，在模拟系统中一般都采用调频，或者先产生调相波，然后将调相波转变为调频波。

# 第6章 角度调制与解调

---

6.1 概述

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 调频波的解调

6.6 限幅器

6.7 调制方式的比较

6.8 集成调频、解调电路芯片介绍

## 6.2 调角波的性质

---

### 6.2.1 调频及其数学表达式

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

载波:  $u_c(t) = U_m \cos \omega_c t$

#### 1. 定义

**FM:**  $\omega(t) = \omega_c + K_f u_{\Omega}(t) = \omega_c + \Delta\omega(t)$

载波信号的瞬时频率随调制信号线性变化。

$K_f$ ——调频系数, 是一个由调频电路决定的常数。

瞬时相位

$$\theta(t) = \int \omega(t) dt = \omega_c t + K_f \int u_{\Omega}(t) dt$$

## 2. 参数

---

角频率的最大偏移 ( 最大频偏 )

$$\Delta\omega_m = |\Delta\omega(t)|_{\max} = K_f |u_\Omega(t)|_{\max} = K_f U_{\Omega m}$$

调频指数 ( 最大相移 )

$$m_f = |\Delta\theta(t)|_{\max} = K_f \left| \int u_\Omega(t) dt \right|_{\max} = K_f \frac{U_{\Omega m}}{\Omega}$$

$$m_f = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} = \frac{\Delta f_m}{F}$$

调频信号的数学表达式

$$u_{\text{FM}}(t) = U_m \cos[\omega_c t + K_f \int u_\Omega(t) dt] = U_m \cos[\omega_c t + m_f \sin \Omega t]$$

调频的结果导致相角也随时间变化。

## 6.2.2 调相及其数学表达式

1. 定义 **PM**:  $\theta(t) = \omega_c t + K_p u_\Omega(t) = \omega_c t + \Delta\theta(t)$

载波信号的瞬时相位随调制信号线性变化。

$K_p$ ——调相系数，取决于调相电路。

瞬时频率  $\omega(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} = \omega_c + K_p \frac{du_\Omega(t)}{dt}$

2. 参数

调相指数 ( **最大相移** )  $m_p = |\Delta\theta(t)|_{\max} = K_p |u_\Omega(t)|_{\max} = K_p U_{\Omega m}$

角频率的最大偏移 ( **最大频偏** )

$\Delta\omega_m = |\Delta\omega(t)|_{\max} = K_p \left| \frac{du_\Omega(t)}{dt} \right|_{\max} = K_p U_{\Omega m} \Omega = m_p \Omega$

$$m_p = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega}$$

调相信号的数学表达式

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

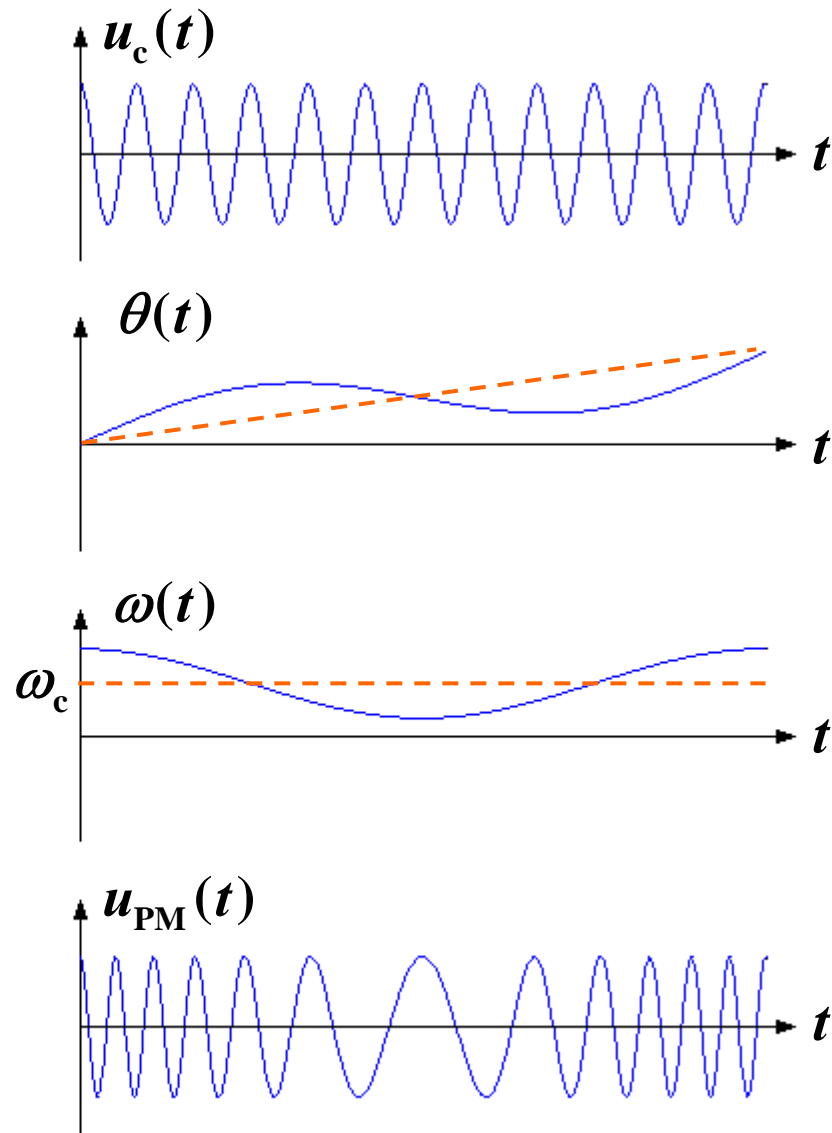
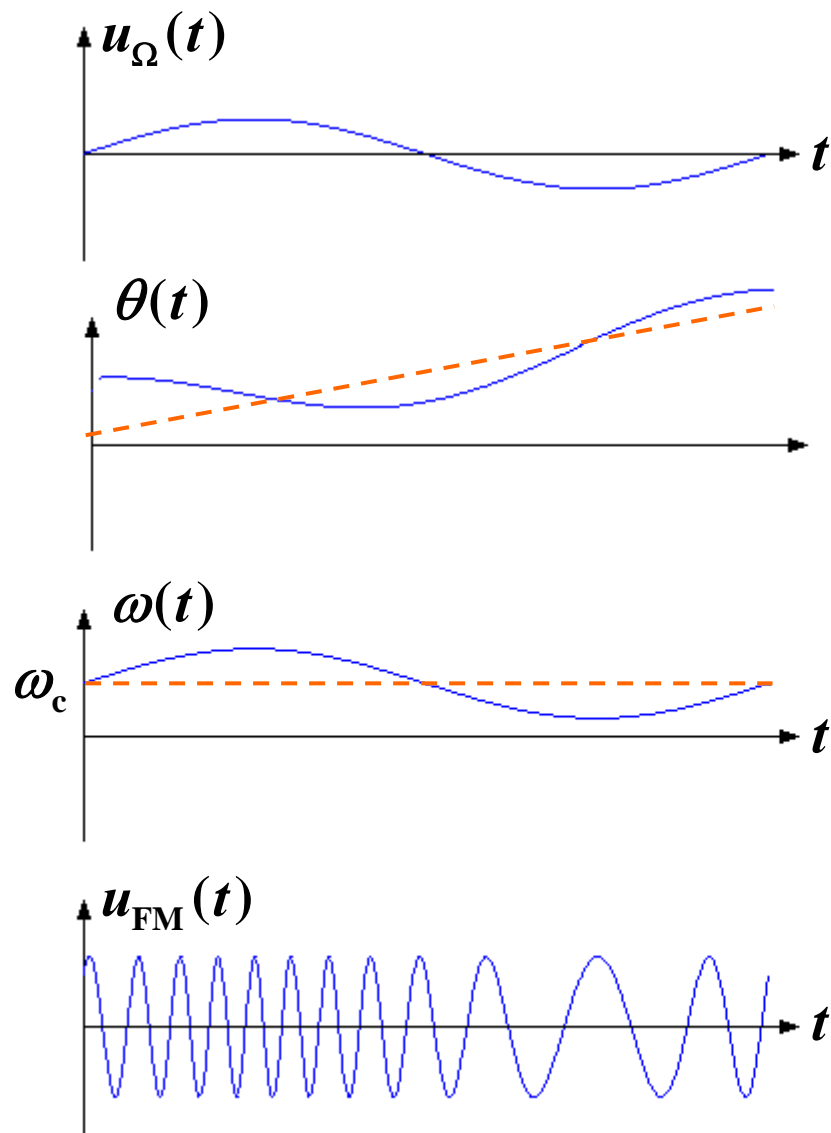
调相的结果导致频率也随时间变化。

表6-1 调频信号和调相信号比较 (单音调制)

	调频信号	调相信号
瞬时频率	$\omega(t) = \omega_c + K_f u_{\Omega}(t)$	$\omega(t) = \omega_c + K_p \frac{du_{\Omega}(t)}{dt}$
瞬时相位	$\theta(t) = \omega_c t + K_f \int u_{\Omega}(t) dt$	$\theta(t) = \omega_c t + K_p u_{\Omega}(t)$
最大频偏	$\Delta\omega_m = K_f U_{\Omega m}$	$\Delta\omega_m = K_p U_{\Omega m} \Omega$
最大相移	$m_f = \frac{K_f U_{\Omega m}}{\Omega} = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega}$	$m_p = K_p U_{\Omega m} = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega}$
数学表达式	$U_m \cos[\omega_c t + m_f \sin \Omega t]$	$U_m \cos[\omega_c t + m_p \cos \Omega t]$



## 单音调制时的调频和调相信号波形



### 6.2.3. 调频与调相的比较:

---

1. 无论是调频还是调相，瞬时频率和瞬时相位都在随时间发生变化，调频引起相位变化，调相引起频率变化。

调频时，

瞬时频率的变化与调制信号成线性关系  $\omega_c + K_f u_\Omega$

瞬时相位的变化与调制信号的积分成线性关系

$$\omega_c + K_f \int_0^t u_\Omega(t) dt$$

调相时，

瞬时相位的变化与调制信号成线性关系  $\omega_c t + K_p u_\Omega(t)$

瞬时频率的变化与调制信号微分量成线性关系

$$\omega_c + K_p \frac{du_\Omega}{dt}$$

2. 无论是调频还是调相，最大频移和最大相移（调制指数）之间的关系都是相同的。

---

$$\Delta\omega_m = m\Omega \quad \text{或} \quad \Delta f_m = mF \quad \left( \Delta f_m = \frac{\Delta\omega_m}{2\pi}, F = \frac{\Omega}{2\pi} \right)$$

$\Delta f_m$ ——最大频移（频偏），表示调制信号变化时瞬时频率偏离中心频率  $f_c$  的最大值

所以瞬时频率的最大值为  $f_c + \Delta f_m$ ，最小值为  $f_c - \Delta f_m$

作业： P210 6-5

## 课堂练习

---

1. 调角波  $u(t) = 10 \cos(2\pi \times 10^6 t + 10 \cos 2\pi \times 10^3 t)(V)$ , 试确定:

① 最大频偏; ② 最大相移; ③ 能否确定这是FM波或是PM波?

2. 调角波  $u(t) = U_m \cos(\omega_c t + A \omega_1 t^2)$ , 试求它的  $\Delta\theta(t)$ 、 $\Delta\omega(t)$  的表达式。如果它是调频波或调相波, 试问, 它们相应的调制电压各为多少? (设调频、调相系数  $K_f$ ,  $K_p$  已知)

## 6.2.3 调角波的频谱与有效频带宽度

---

讨论单音调制的情况

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

1. 窄带调频 (NBFM) :  $m_f \ll 1$

$$\begin{cases} \cos(m_f \sin \Omega t) \approx 1 \\ \sin(m_f \sin \Omega t) \approx m_f \sin \Omega t \end{cases}$$

$$\begin{aligned} u_{\text{FM}}(t) &= U_m \cos \omega_c t - U_m \sin \omega_c t \cdot m_f \sin \Omega t \\ &= U_m \cos \omega_c t + \frac{1}{2} m_f U_m [\cos(\omega_c + \Omega)t - \cos(\omega_c - \Omega)t] \end{aligned}$$

频带宽度:  $B=2F$

## 2. 宽带调频 (WBFM) : $m_f \gg 1$

---

$$u_{\text{FM}}(t) = U_m [\cos \omega_c t \cdot \cos(m_f \sin \Omega t) - \sin \omega_c t \cdot \sin(m_f \sin \Omega t)]$$

$$\cos(m_f \sin \Omega t) = J_0(m_f) + 2J_2(m_f) \cos 2\Omega t + 2J_4(m_f) \cos 4\Omega t + \dots$$

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

$$\sin(m_f \sin \Omega t) = 2J_1(m_f) \sin \Omega t + 2J_3(m_f) \sin 3\Omega t + \dots$$

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

以Bessel函数为系数的三角函数展开

这里,  $J_n(m_f)$  是以  $m_f$  为参数的  $n$  阶第一类贝塞尔函数, 其值有曲线和函数表可查。

由图可见:

- ①阶数 $n$ 或数值 $m_f$ 越大,  $J_n(m_f)$ 的变化范围越小;
- ② $J_n(m_f)$ 随 $m_f$ 的增大作正负交替变化;

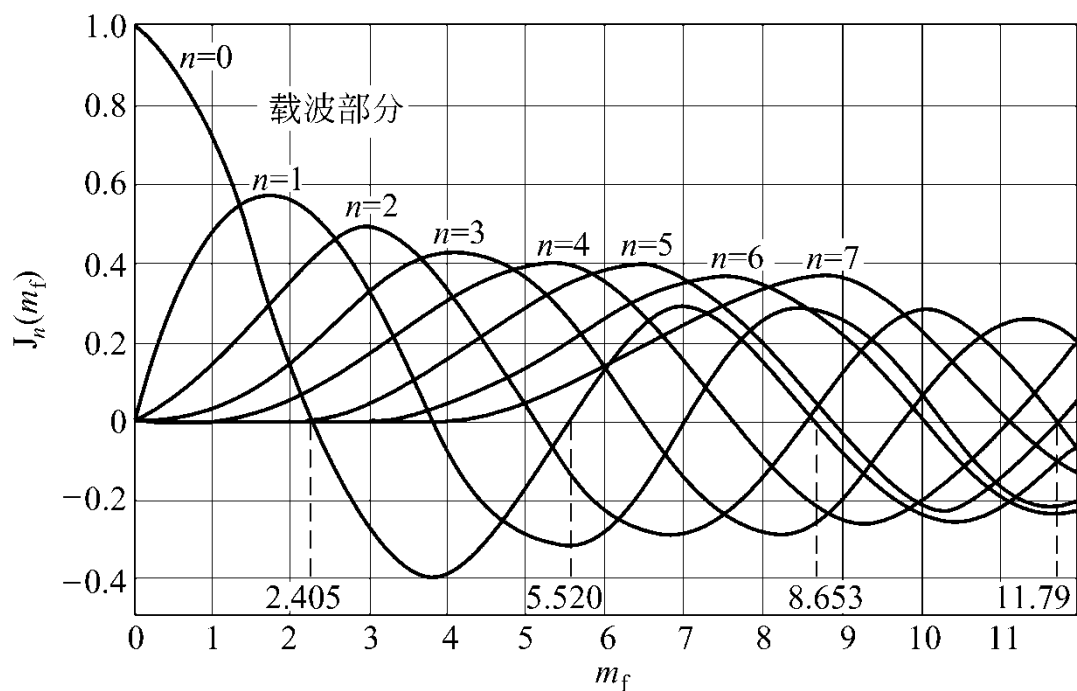


图6-6 贝塞尔函数曲线

③  $m_f$ 在某些数值上,  $J_n(m_f)$ 为0, 例如 $m_f=2.40, 5.52, 8.65, 11.79$ 时,  $J_0(m_f)$ 为0。

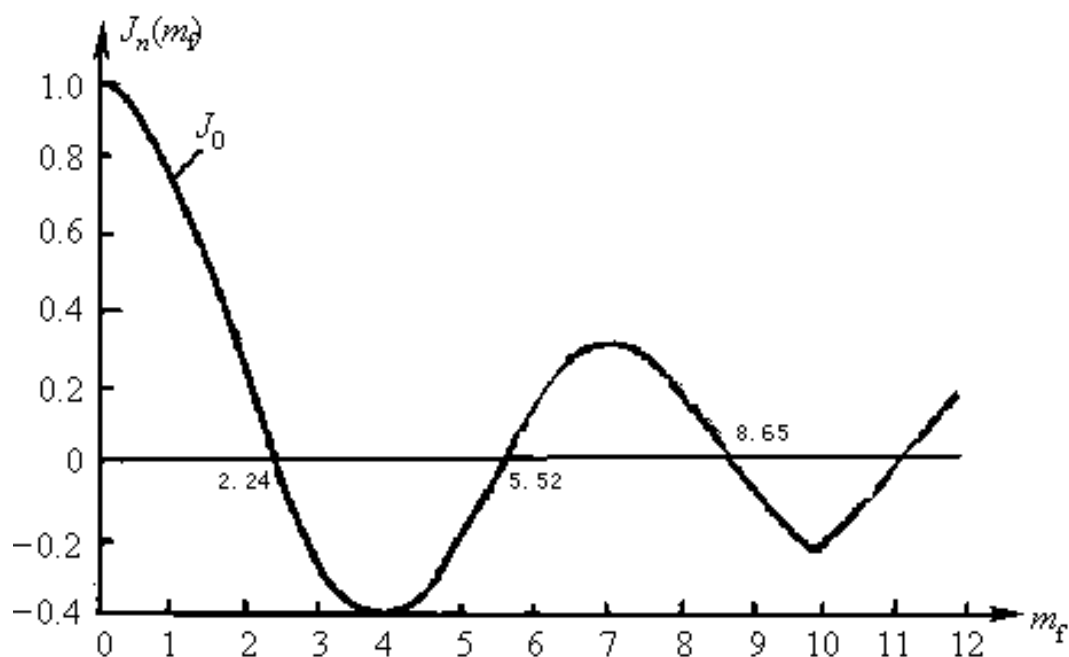




表6-2 贝塞尔函数表

$m_f$	$J_0(m_f)$	$J_1(m_f)$	$J_2(m_f)$	$J_3(m_f)$	$J_4(m_f)$	$J_5(m_f)$	$J_6(m_f)$	$J_7(m_f)$	$J_8(m_f)$
0.01	1.00	.005							
0.20	0.99	.100							
0.50	0.94	0.24	0.03						
1.00	0.77	0.44	0.11	0.02					
2.00	0.22	0.58	0.35	0.13	0.04				
3.00	0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01		
4.00	0.39	0.06	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.01	
5.00	0.18	0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02

贝塞尔函数具有下列性质：

$$\textcircled{1} J_n(m_f) = \begin{cases} J_{-n}(m_f), & n \text{ 为偶数} \\ -J_{-n}(m_f), & n \text{ 为奇数} \end{cases}$$

$$\textcircled{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(m_f) = 1$$

因此，调频波的数学表达式可表示为

$$u_{\text{FM}}(t) = U_m [\cos \omega_c t \cdot \cos(m_f \sin \Omega t) - \sin \omega_c t \cdot \sin(m_f \sin \Omega t)]$$

$$J_0(m_f) + 2J_2(m_f) \cos 2\Omega t + 2J_4(m_f) \cos 4\Omega t + \dots$$

$$2J_1(m_f) \sin \Omega t + 2J_3(m_f) \sin 3\Omega t + \dots$$

$$= U_m J_0(m_f) \cos \omega_c t$$

载频

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

第一对边频

$$+ U_m J_2(m_f) [\cos(\omega_c + 2\Omega)t + \cos(\omega_c - 2\Omega)t] + \dots$$

$$u_{\text{FM}}(t) = U_m \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_f) \cos(\omega_c + n\Omega)t$$

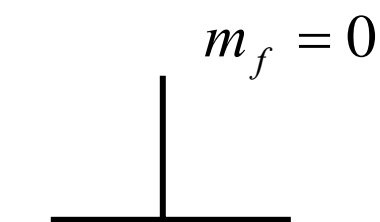
第二对边频

## 结论:

(1) 调频波中有无穷多个频率分量:  $\omega_c$ 、 $\omega_c \pm \Omega$ 、 $\omega_c \pm 2\Omega$ 、 $\omega_c \pm 3\Omega \cdots$  相邻的两个频率分量间隔为  $\Omega$ 。

$\omega_c$  为载频,  $\omega_c \pm n\Omega$  为上、下边频,  
振幅由相对应的各阶 **Bessel** 函数值决定。

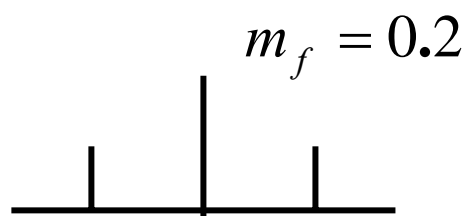
(2) 边频的数目与  $m_f$  有关,  $m_f$  越大, 边频就越多。P167表6-2



$$J_0(m_f) = 1$$

$$J_n(m_f) = 0$$

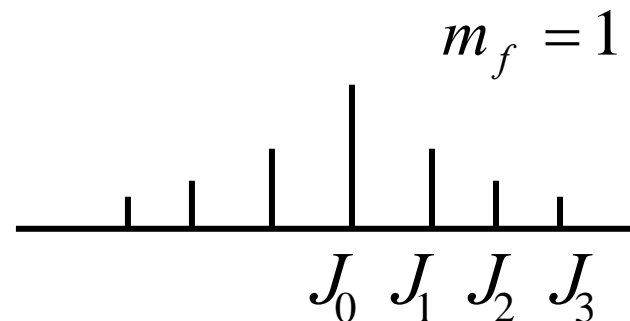
$$(n > 0)$$



$$J_0(m_f) = 0.99,$$

$$J_1(m_f) = 0.1$$

$$J_n(m_f) = 0 (n > 1)$$



$$J_0 \quad J_1 \quad J_2 \quad J_3$$

与调幅波不同,  
边频的数目与  $m_a$  无关。

---

### (3) 调频波的频带宽度可认为是有限的。

虽然调频波的边频分量有无穷多个，但边频分量的幅度随阶数 $n$ 的增加而下降，较高阶的边频幅度很小，可以忽略，对调频不会产生显著的影响。

# 有效频带宽度

---

理论上：边频分量有无穷多对  $\longrightarrow$  频谱无限宽；

实际上： $n \uparrow \rightarrow J_n(m_f) \downarrow$ ，当 $n$ 大到一定数值后，更高次的边频可忽略不计。

工程上规定，振幅小于未调制载波振幅10%的边频分量可忽略不计。因此，调频波的有效频带宽度

$$B = 2(m_f + 1)F$$

——经验公式，卡森带宽公式

相当于有 $m_f + 1$ 对边频带

$$\text{又 } m_f = \frac{\Delta\omega}{\Omega} = \frac{\Delta f}{F} \quad \therefore B_f = 2(\Delta f + F) \text{ 或 } 2(\Delta\omega + \Omega)$$

---

例6—1, 调频广播的最高调制频率为 $F = 15\text{KHz}$ ,  
 $m_f = 5$ , 求频偏 $\Delta f$ , 频谱宽度 $B_f$ .

$$\Delta f = m_f F = 5 \times 15 = 75\text{KHz}$$

$$B_f = 2(m_f + 1)F = 2 \times 6 \times 15 = 180\text{KHz}$$

根据 $\Delta f$ 的不同, 调频制又可以分为两类: 宽带、窄带。

宽带调制:  $\Delta f \gg F (m_f \gg 1), B_f \approx 2\Delta f$

窄带调制:  $m_f \ll 1, B_f \approx 2F$

## 调频波和调相波的比较:

---

**共同点:** 调频波、调相波的频谱结构、频带宽度都与调制指数 $m_f(m_p)$ 有关,  $m_f(m_p)$ 越大, 应考虑的边频分量数目就越多, 频带宽度都增加。

$$m_f = \frac{K_f U_{\Omega m}}{\Omega}, \quad m_p = K_p U_{\Omega m}$$

如果调制频率不变, 只改变调制信号的振幅: 振幅增加,  $m_f$   $m_p$ 都增加, 频带宽度都增加。两种调制的频谱结构的变化规律相同。

不同点:

---

如果调制频率改变:

对于FM波

当 $m_f \gg 1$ 时,  $B = 2(m_f + 1)F \approx 2\Delta f$ , 由于 $\Delta f$ 与 $F$ 无关, 所以 $B$ 近似与 $F$ 无关。因此, FM被称为恒定带宽调制。

对于PM波

当 $m_p \gg 1$ 时,  $B \approx 2\Delta f$ , 此时 $\Delta f = K_p U_{\Omega_m} \Omega$ , 与 $\Omega$ 成正比, 即PM信号的带宽随调制信号频率而近似线性变化。

因此, 在模拟调制时, 除利用调相来获得FM信号外, 很少采用PM调制。

P169 例6-2

作业: 6—6, 6—10



## 6.2.5 调角波的功率

---

单音调制时,  $u(t) = U_m \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m) \cos(\omega_c + n\Omega)t$ , 因此,

调角波的平均功率

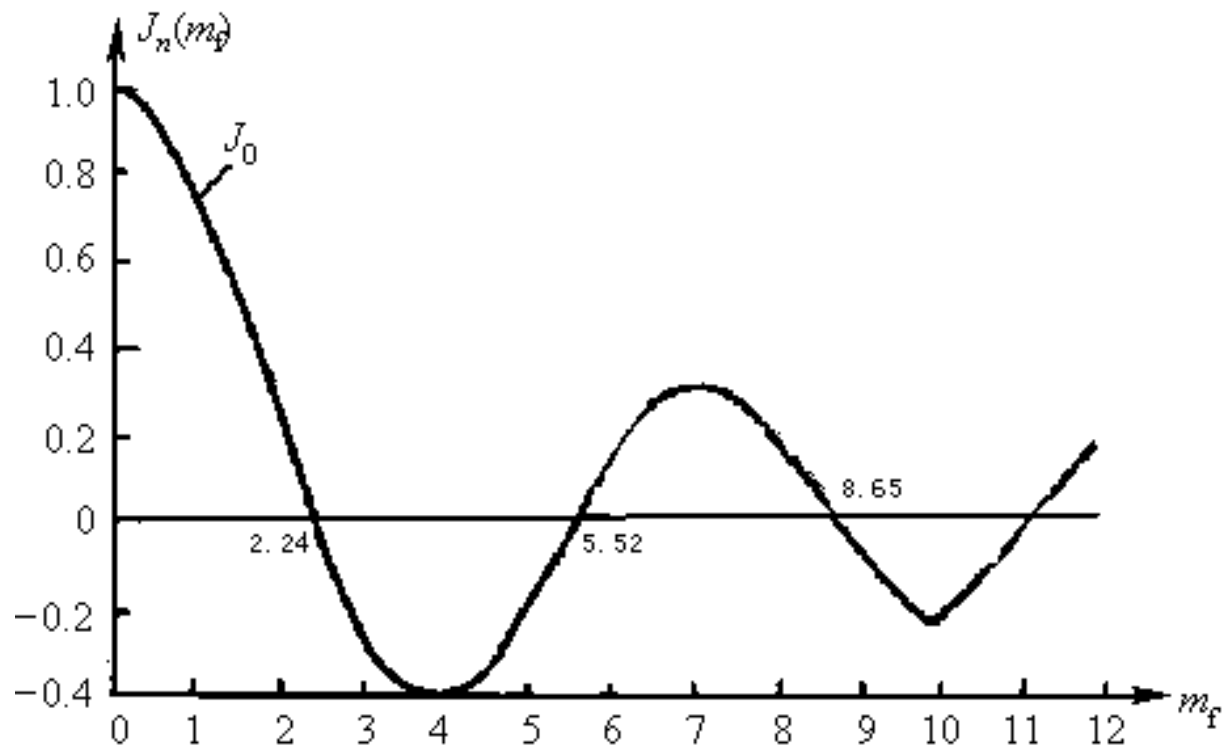
$$P_{av} = \frac{1}{2} \frac{U_m^2}{R_L} [J_0^2(m) + 2J_1^2(m) + 2J_2^2(m) + \dots + 2J_n^2(m) + \dots]$$

利用贝塞尔函数的性质, 则调角波的平均功率为

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

调频前载波的功率  $P_c = \frac{U_m^2}{2R_L}$ , 因此平均功率没有发生变化,

即调频时能量从载频向 边频分量转移, 总能量 未变。



在 $m_f = 2.4, 5.52, 8.65 \dots$ 特殊点上,  $J_0(m_f) = 0$ 。

在这些点上, 载频功率为0。平均功率就是边频功率。

(这与调幅波不同)

# 第6章 角度调制与解调

---

6.1 概述

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 调频波的解调

6.6 限幅器

6.7 调制方式的比较

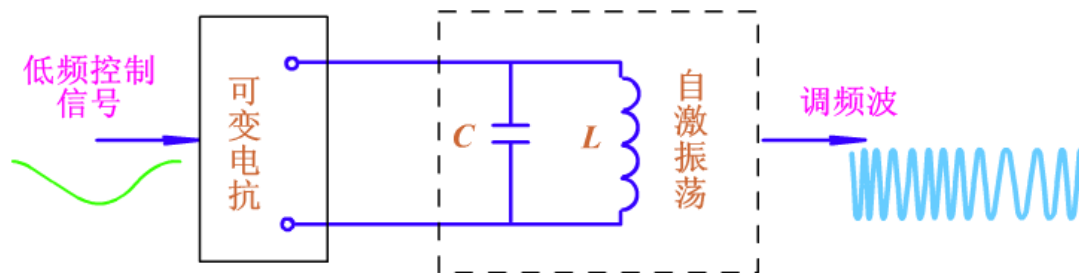
6.8 集成调频、解调电路芯片介绍

## 6.3 调频信号的产生

调频方法 { 直接调频  
间接调频

### 1. 直接调频

调制信号直接控制决定振荡器振荡频率的某个参数，使振荡器瞬时频率随调制信号大小线性变化。 $\omega_f(t) = \omega_c + K_f U_\Omega(t)$

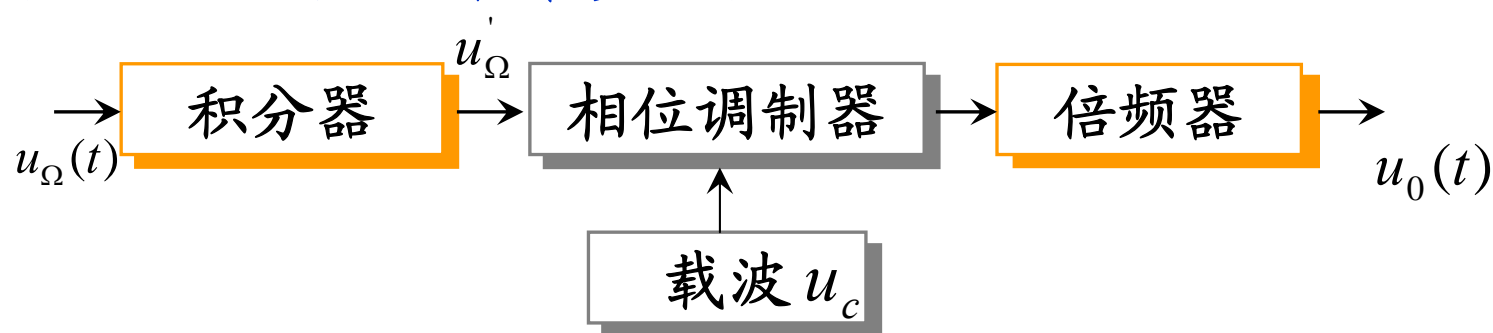


直接调频的电路基础是一个振荡器电路。其优点是能够获得较大的频偏，缺点是频率稳定度较低。

## 2. 间接调频

间接调频就是利用调相来实现调频。

框图为



(1) 先将调制信号积分, 得  $u'_{\Omega}(t) = K \int u_{\Omega}(t) dt = K \frac{U_{\Omega m}}{\Omega} \sin \Omega t$

(2) 用  $u'_{\Omega}(t)$  对载波调相,  $u_0(t) = U_{cm} \cos(\omega_c t + K_p K \frac{U_{\Omega m}}{\Omega} \sin \Omega t)$   
 $= U_{cm} \cos(\omega_c t + m_f \sin \Omega t)。$

间接调频的关键是调相电路。间接调频的振荡器和调制器是分开的, 因此可以获得较高的频率稳定度。但受线性调制的限制, 相移、最大频偏都较小, 通常不能满足要求, 因此需加倍频器, 以扩展频偏。

## 二、调频电路的性能指标-----P171: 1-4

### 1. 调制特性要求为线性

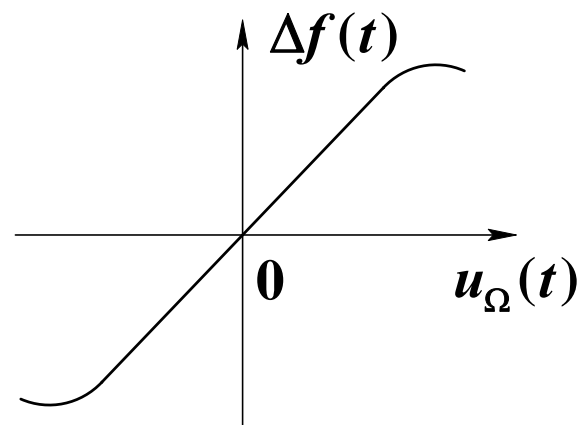
调制特性是描述瞬时频率偏移  $\Delta f(t)$  随调制电压  $u_{\Omega}(t)$  变化的特性，要求它在特定调制电压范围内是线性的。

### 2. 调制灵敏度

单位调制信号电压变化所产生的频率偏移，用  $S$  表示。

在线性调频范围内， $S$  相当于  $K_f$ 。

$$S = \left. \frac{d\Delta f(t)}{du_{\Omega}(t)} \right|_{u_{\Omega}(t)=0}$$



### 3. 最大频偏

---

在正常调制电压作用下，在调制信号频率范围内， $\Delta f_m$ 应保持不变。

调频广播系统的要求是75kHz，调频电视伴音系统的要求是50 kHz。

### 4. 载波频率稳定性

若载波不稳定，有可能使调制信号的频谱落到接收机通带范围之外，导致不能正常通信。

调频广播系统要求载频漂移不超过 $\pm 2\text{kHz}$ ，调频电视伴音系统要求载频漂移不超过 $\pm 500\text{Hz}$ 。

# 第6章 角度调制与解调

---

6.1 概述

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 调频波的解调

6.6 限幅器

6.7 调制方式的比较

6.8 集成调频、解调电路芯片介绍



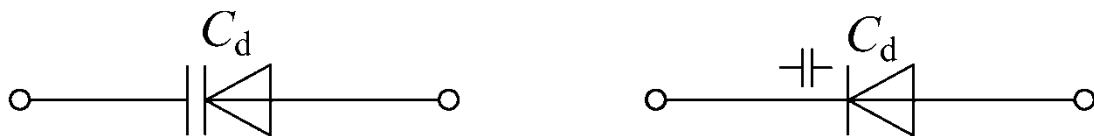
## 6.4 调频电路

变容二极管调频电路  
电抗管调频电路  
晶体振荡器调频电路

### 6.4.1 变容二极管调频电路

#### 1. 变容二极管

利用PN结的势垒电容随反偏压大小而变化的特性而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。



#### 2. 结电容与反向电压 $u$ 的关系

$$C_d = \frac{C_{d0}}{(1 + u/U_D)^n}$$

$C_{d0}$  —  $u = 0$  时的结电容;

$U_D$  — PN结的势垒电位差，一般0.7V左右;

$n$  — 变容指数，取决于PN结的工艺结构，随半导体的掺杂浓度和PN结构的不同而不同。

### 3. 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 $u_{\Omega}$ 加在变容二极管上

→使加在变容二极管上的反向电压受 $u_{\Omega}$ 控制；

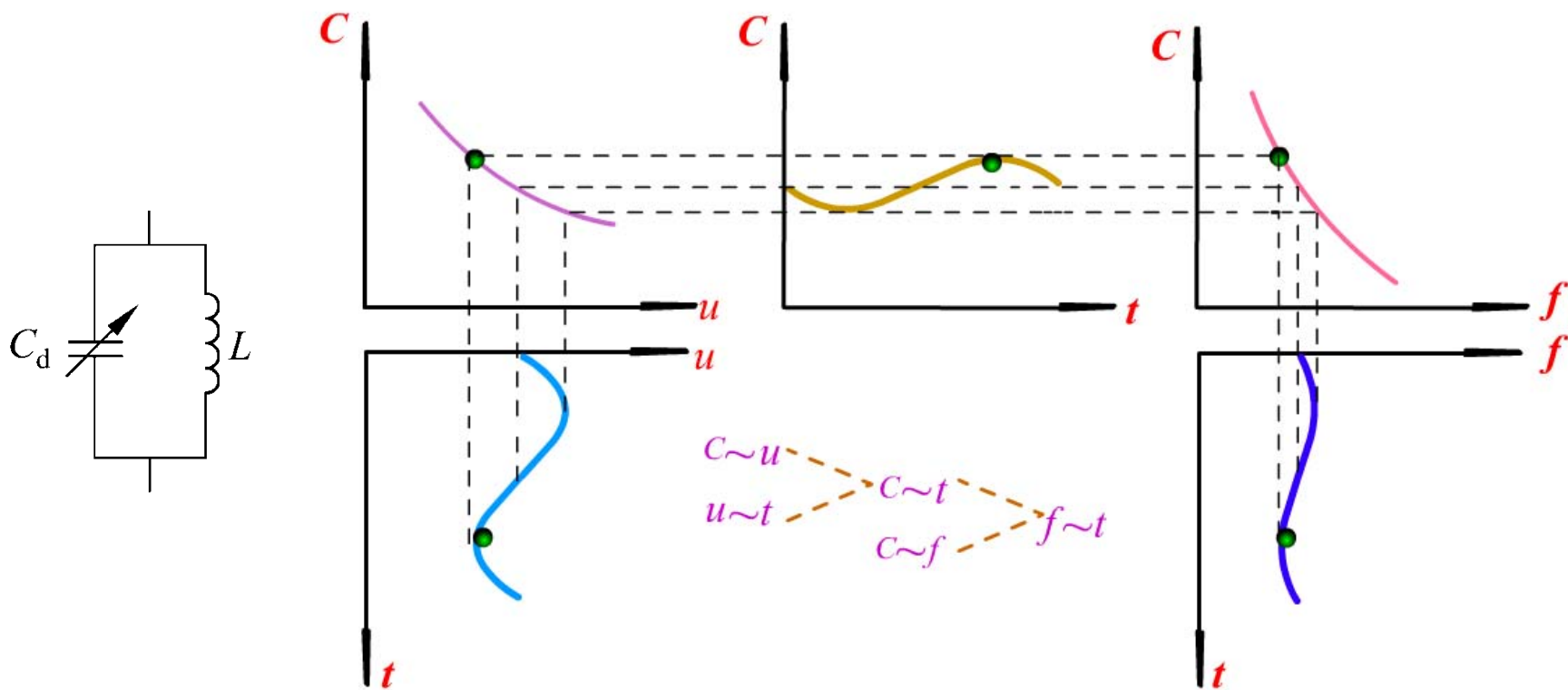
→从而使得变容二极管的结电容 $C_d$ 受 $u_{\Omega}$ 控制；

→则回路总电容 $C$ 也要受 $u_{\Omega}$ 控制；

→最后使得振荡器的振荡频率受 $u_{\Omega}$ 控制，即瞬时频率随 $u_{\Omega}$ 的变化而变化。

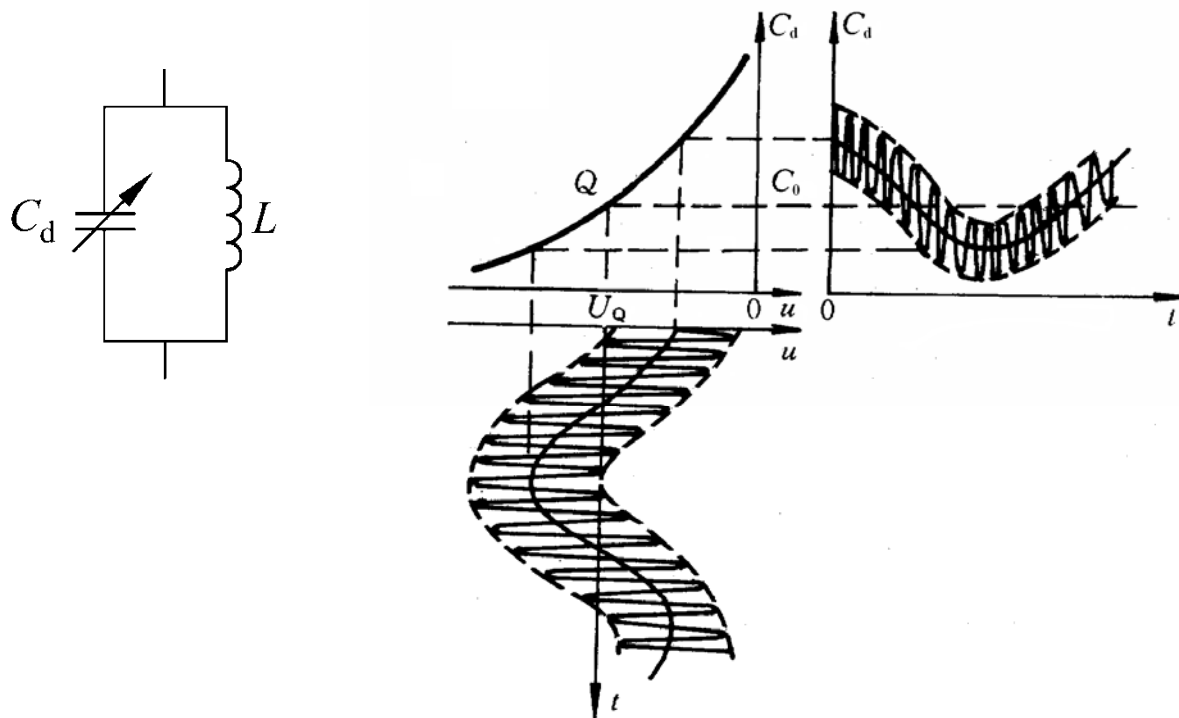
$$u_{\Omega}(t) \rightarrow C_d(t) \rightarrow \Delta C(t) \rightarrow \Delta \omega(t)$$

## (1) 变容二极管作为振荡回路总电容



## 存在问题:

叠加在变容二极管两端的高频电压不仅影响振荡频率随调制电压的变化规律，而且还影响振荡幅度和频率稳定度等性能。



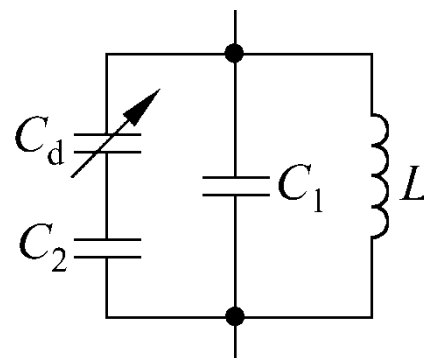
变容二极管上叠加高频振荡电压对结电容的影响

## 变容管部分接入振荡回路（小频偏）P175-图6-13

$C_2$ 的作用：

①使变容二极管部分接入振荡回路，  
提高中心频率的稳定性；

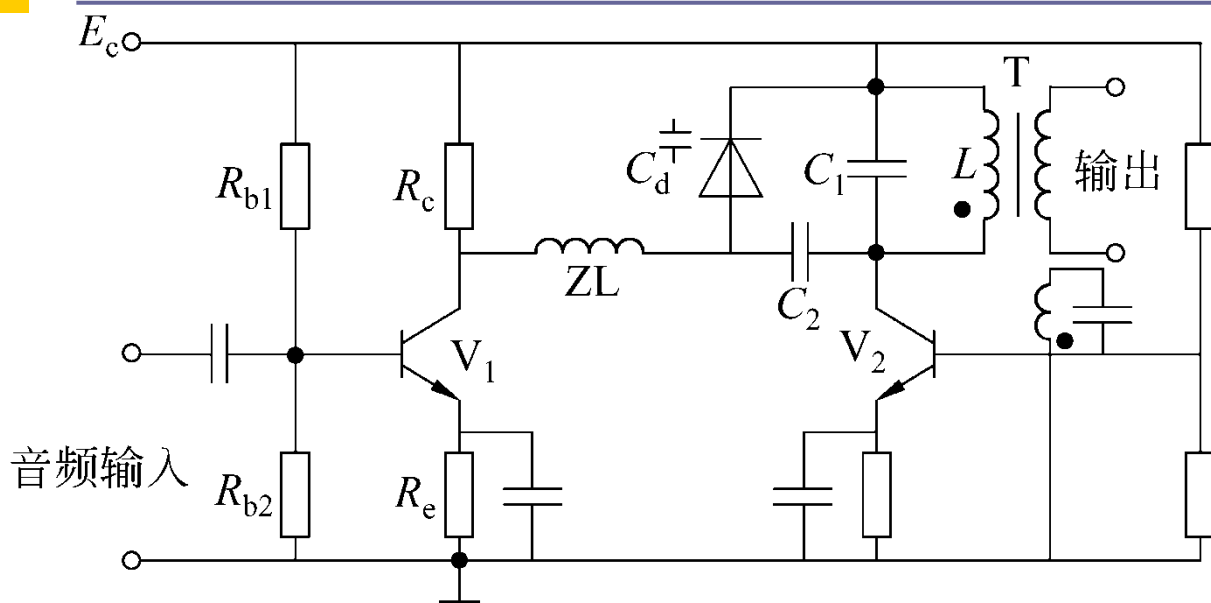
②由于 $C_2$ 的分压，加到变容二极管上的高频振荡电压也相应减小。



**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。

## 4. 变容二极管调频原理电路



分析思路:

①变容二极管上需加固定偏压及  $u_{\Omega}$ ;

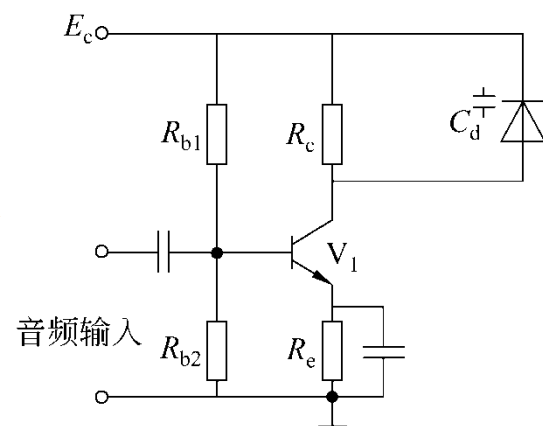
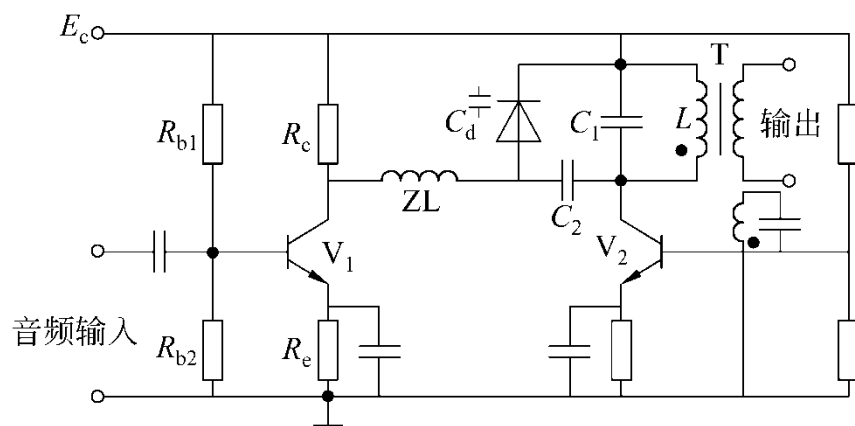
②变容二极管是高频振荡电路的一部分。

$Z_L$  — 高频扼流圈:

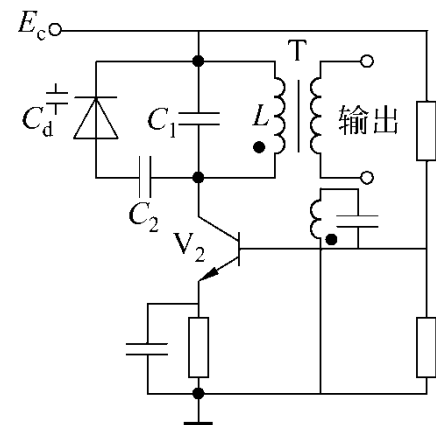
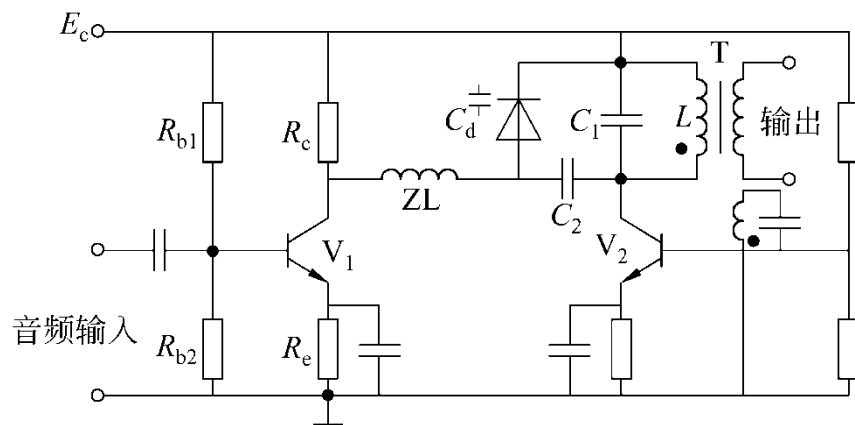
$E_c$  经  $R_c$ , 与  $u_{\Omega}$  一起加到  $C_d$  上。避免振荡回路的高频对音频电路的影响。

$C_2$  — 耦合电容: 对直流和  $u_{\Omega}(t)$  相当于开路; 避免对高频振荡回路的影响;

## 音频时等效电路

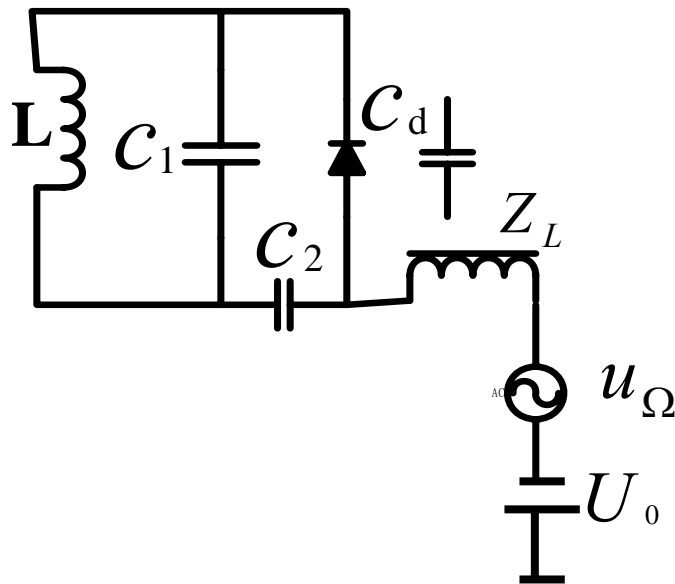


## 高频时等效电路



## (2) 电路分析:

将受到调制信号控制的变容二极管接入载波振荡器的振荡回路



$L$ 、 $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_d$ 组成振荡回路

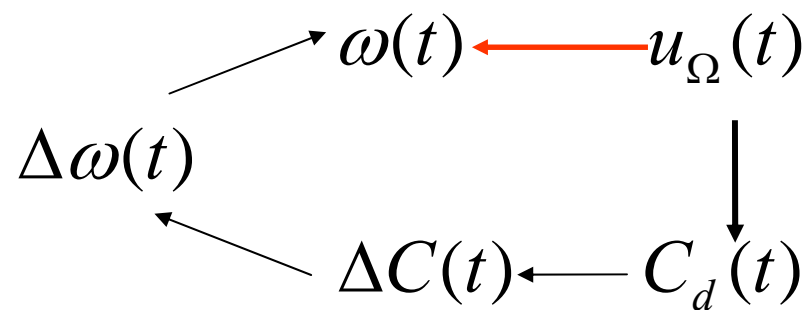
加到 $C_d$ 上的反向偏压为

$$u = U_0 + U_{\Omega m} \cos \Omega t$$

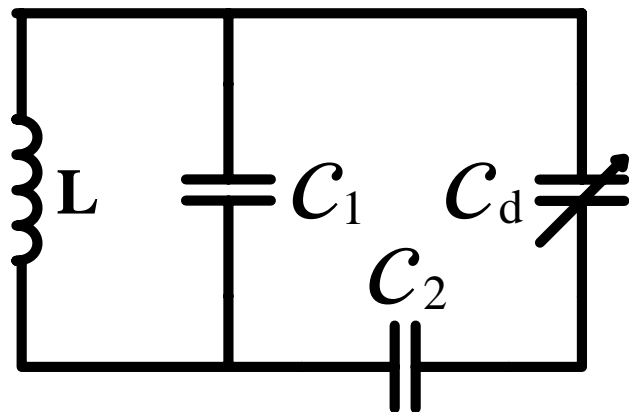


---

本节的主要目的是要找出  $\omega(t)$  与  $u_{\Omega}(t)$  的关系。



振荡回路的等效电路:



(1) 若  $u_{\Omega}(t) = 0$  , 则结电容

$$C_{dQ} = \frac{C_{d0}}{\left(1 + \frac{U_0}{U_D}\right)^n}$$

静态工作点电容

振荡回路总电容

$$C_0 = C_1 + \frac{C_2 C_{dQ}}{C_2 + C_{dQ}}$$

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

$$C_d = \frac{C_{d0}}{\left(1 + \frac{U_0 + u_\Omega}{U_D}\right)^n} = \frac{C_{d0}}{\left(1 + \frac{U_0}{U_D}\right)^n} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{U_{\Omega m} \cos \Omega t}{U_0 + U_D}\right)^n}$$

令  $m = \frac{U_{\Omega m}}{U_0 + U_D}$  —— 结电容的调制指数，

反映结电容随调制电压变化的大小。

则  $C_d = \frac{C_{d0}}{(1 + m \cos \Omega t)^n}$

振荡回路的总电容  $C = C_1 + \frac{C_2 C_d}{C_2 + C_d}$

### (3) 由调制信号引起的振荡回路总电容变化量

---

$$\begin{aligned}\Delta C(t) &= C - C_0 = \frac{C_2 C_d}{C_2 + C_d} - \frac{C_2 C_{dQ}}{C_2 + C_{dQ}} \\ &= \frac{C_2}{1 + \frac{C_2}{C_{dQ}} (1 + m \cos \Omega t)^n} - \frac{C_2}{1 + \frac{C_2}{C_{dQ}}}\end{aligned}$$

$F(x) = (1+x)^n$  按 *Taylor* 级数展开 ( $x < 1$ )

$$F(x) = F(0) + F'(0)x + \frac{1}{2!} F''(0)x^2 + \cdots = 1 + nx + \frac{1}{2} n(n-1)x^2 + \cdots$$

$$m < 1, \quad (1 + m \cos \Omega t)^n = 1 + nm \cos \Omega t + \frac{1}{2} n(n-1)m^2 \cos^2 \Omega t$$

$$+ \frac{1}{6} n(n-1)(n-2)m^3 \cos^3 \Omega t + \cdots = 1 + F(m, n)$$

$m < 1$ , 函数  $F(m, n)$  收敛的, 通常取前几项近似地表示  $(1 + m \cos \Omega t)^n$ , 例如取前四项:

---

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

各项系数都与  $m, n$  有关。 ( $A_0, A_1, A_2, A_3$  见 6-39 式)

$$\therefore \Delta c(t) = \frac{C_2}{1 + \frac{C_2}{C_{dQ}} [1 + F(m, n)]} - \frac{C_2}{1 + \frac{C_2}{C_{dQ}}} = \frac{\frac{-C_2^2}{C_{dQ}} F(m, n)}{\left(1 + \frac{C_2}{C_{dQ}}\right)^2}$$

小频偏情况下,  $\frac{C_2}{C_{dQ}} F(m, n) \ll 1$  ( $\Delta c(t)$  小)

(4) 由  $\Delta C(t)$  引起振荡频率的变化:

---

未调制时,  $\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC_0}}$

加调制信号后, 振荡频率:

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

$$\therefore 1 + \frac{\Delta\omega(t)}{\omega_c} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\Delta C(t)}{C_0}}} \approx 1 - \frac{1}{2} \frac{\Delta C(t)}{C_0} \quad (\text{小频偏, } \frac{\Delta\omega(t)}{\omega_c} \text{ 很小, } \frac{\Delta C(t)}{C_0} \text{ 很小})$$

$$\text{则 } \frac{\Delta\omega(t)}{\omega_c} \approx -\frac{1}{2} \frac{\Delta C(t)}{C_0} = \frac{C_2^2}{\left(1 + \frac{C_2}{C_{dQ}}\right)^2} \cdot \frac{1}{2C_{dQ}C_0} F(m, n) = KF(m, n)$$

$$\text{或 } \frac{\Delta f(t)}{f_c} = KF(n, m)$$

---

$$\Rightarrow \Delta f(t) = K f_c [A_0 + A_1 \cos \Omega t + A_2 \cos 2\Omega t + A_3 \cos 3\Omega t]$$

(1) 调频时频偏  $\Delta f_1 = KA_1 f_c$

(2) 中心频率不稳定, 相对于未调制时的载波频率也产生偏移。  $\Delta f_0 = KA_0 f_c = \Delta f_c$

(3) 调制信号的二次谐波、三次谐波产生的偏移

$$\Delta f_2 = KA_2 f_c, \quad \Delta f_3 = KA_3 f_c$$

这是频率调制的非线性失真。

---

为了减小非线性失真，调制线性良好，应尽量减少 $\Delta f_2$ 、 $\Delta f_3$ 。为使中心频率稳定度尽量少受变容二极管的影响，尽量减少 $\Delta f_c$ 。

所以 $m$ 的取值要小，但同时也会减小有用频偏 $\Delta f_1$ 。为了兼顾频偏和减小非线性失真，通常取 $m \approx 0.5$ 或0.5以下。



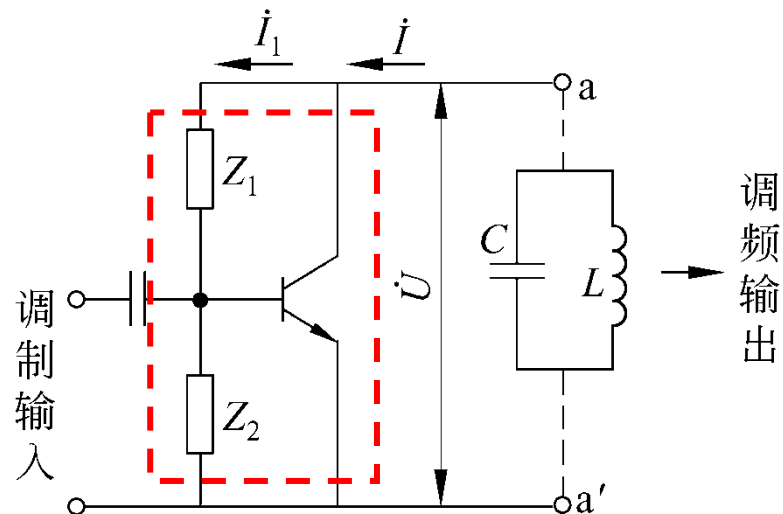


## 6.4.2 电抗管调频电路

### 1. 电抗管调频原理

#### (1) 组成

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。



#### (2) 调频原理

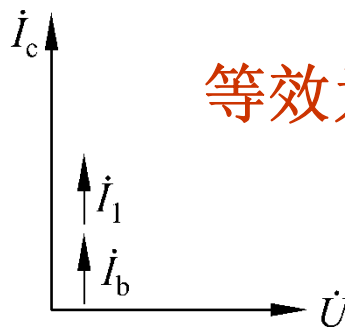
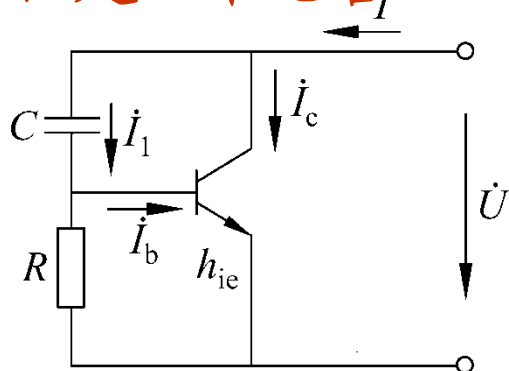
将电抗管接入振荡器谐振回路，在低频调制信号控制下，电抗管的等效电抗发生变化，从而使振荡器的瞬时振荡频率随调制电压而变，获得调频。

## 2. 等效电抗的推导

### (1) 晶体管电抗管的等效电抗

#### ① 等效电抗是一个电容

$$\frac{1}{j\omega C} \gg R$$



等效为一个电容

$$\dot{I}_1 \approx j\omega C \dot{U}$$

$$\dot{I}_b = \frac{R}{R + h_{ie}} \dot{I}_1$$

$$\dot{I}_c = \beta \dot{I}_b = \frac{\beta R}{R + h_{ie}} \dot{I}_1 = \frac{\beta R}{R + h_{ie}} j\omega C \dot{U}$$

$$\dot{I} \approx \dot{I}_c$$

#### ② 等效电抗是一个电感 P181: 6-17

## (2) 场效应管电抗管的等效电抗

$$\dot{I}_1 \approx j\omega C \dot{U}$$

$$\dot{U}_{GS} = \dot{I}_1 R$$

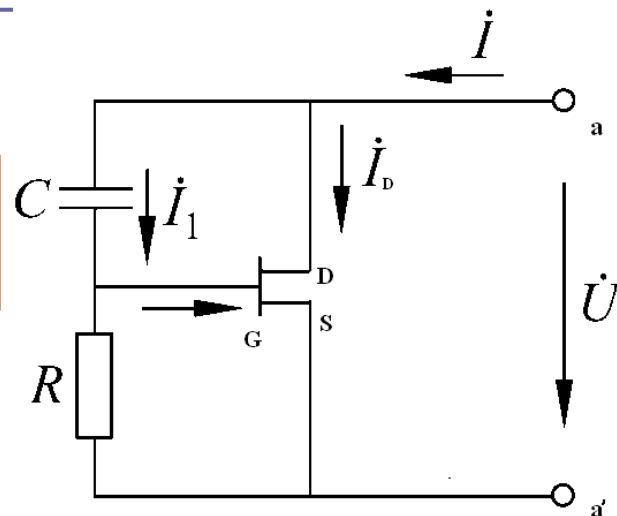
$$\dot{I}_D = g_m \dot{U}_{GS} = j\omega RC g_m \dot{U}$$

$$Z_{aa'} = \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = \frac{\dot{U}}{\dot{I}_D} = \frac{1}{j\omega RC g_m} = \frac{1}{j\omega C_{\text{等效}}}$$

$$C_{\text{等效}} = RC g_m$$

$$\frac{1}{j\omega C} \gg R$$

$$\dot{I} \approx \dot{I}_D$$



**P182: 表6-4四种等效电抗**

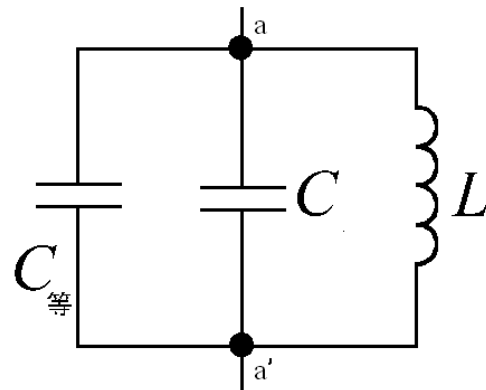
# 电抗管调频

$$i_D = I_{DSS} \left[ 1 - \frac{u_G}{U_{GS(OFF)}} \right]^2$$

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_G} \right|_{u_D = \text{常数}} = \frac{2I_{DSS}}{U_{GS(OFF)}} \left( \frac{u_G}{U_{GS(OFF)}} - 1 \right) \propto u_G$$

将 $u_\Omega$ 加至栅极，则 $C_{\text{等}}$ 与调制信号成线性关系

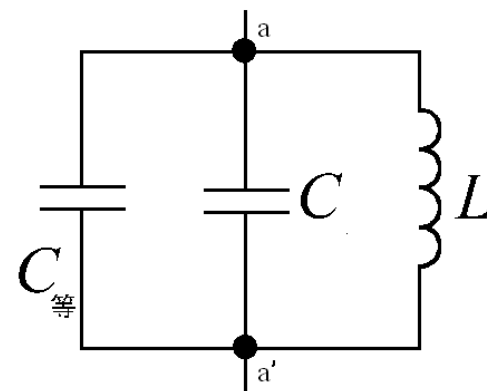
将 $aa'$  两端并联到振荡器的**LC**回路



①  $u_{\Omega} = 0$

设场效应管跨导为  $g_{m0}$ ，则  $C_{\text{等}} = g_{m0}RC$

振荡回路的振荡频率 
$$f_c = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L(C_0 + C)}}$$



②  $u_{\Omega} = U_{\Omega m} \cos \Omega t$

则  $C_{\text{等}} = C_0 + \Delta C(t) = C_0 + k u_{\Omega}(t)$

振荡频率

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L[C + C_0 + \Delta C(t)]}} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L(C + C_0) \left(1 + \frac{\Delta C(t)}{C + C_0}\right)}} = \frac{f_c}{\sqrt{1 + \frac{k u_{\Omega}(t)}{C + C_0}}}$$

小频偏，

$$f(t) \approx f_c \left[ 1 - \frac{1}{2} \frac{k}{C + C_0} u_{\Omega}(t) \right]$$

$$\frac{\Delta f(t)}{f_c} = \frac{f(t) - f_c}{f_c} \approx -\frac{1}{2} \frac{k}{C + C_0} u_{\Omega}(t)$$

线性调频

### 6.4.3 晶体振荡器调频电路

---

直接调频的缺点是：中心频率稳定性差。

例如：调频电台在88-108MHz波段内，为了减少邻近电台间的干扰，通常规定各电台调频信号中心频率的绝对稳定度不大于 $\pm 2\text{kHz}$ 。如果中心频率为100MHz，则其相对频率稳定度小于 $2 \times 10^{-5}$ 。这种稳定度要求，前几种直接调频方法都无法达到。

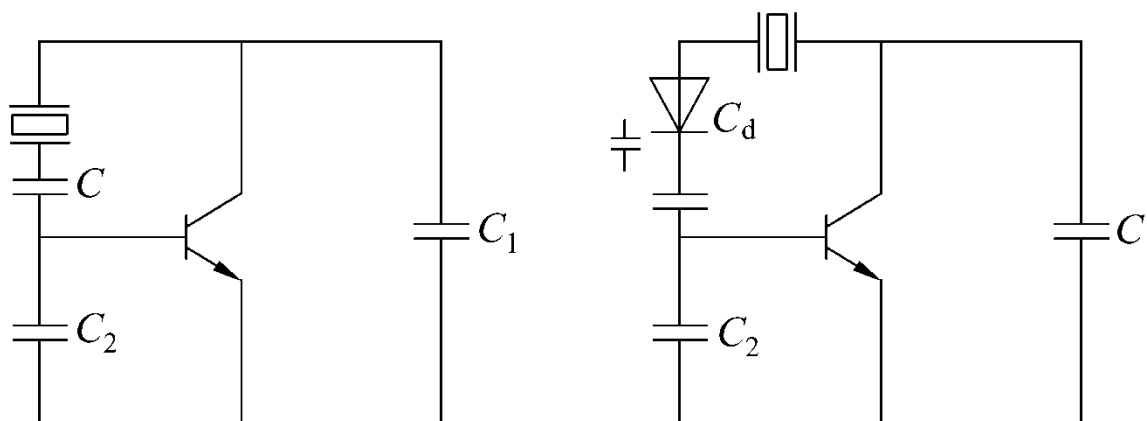
目前，稳定中心频率常采用一种方法：

- 对石英晶体振荡器进行直接调频；
- 采用自动频率控制电路；
- 利用锁相环路稳频。

## 6.4.3 晶体振荡器调频电路

### 调频原理

用调制信号控制变容二极管的结电容，以引起晶体等效电抗的变化，从而使振荡频率受调制信号控制。





---

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）—— $f_s < f(t) < f_p$

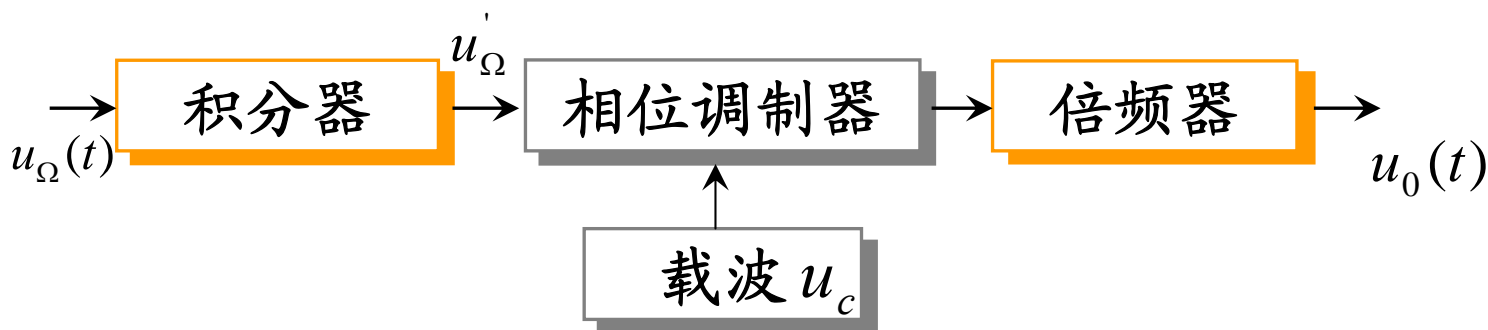
因此，利用晶体振荡器直接调频产生FM信号时必须扩展频偏，方法有两种：

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。

## 6.4.4 调相和间接调频

- 直接调频的缺点是中心频率稳定度低，即便是使用晶体振荡器直接调频电路，其频率稳定度也比不受调制的晶体振荡器有所降低。

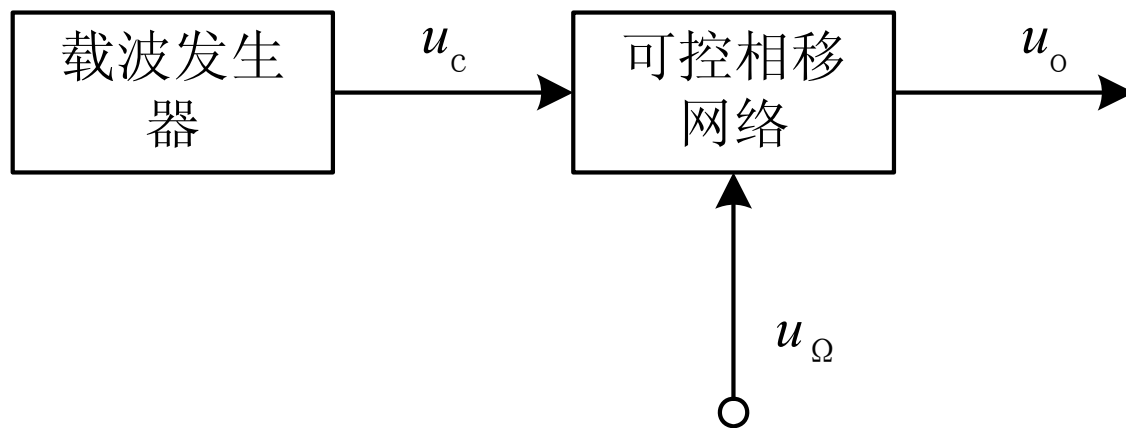


间接调频是借助调相实现调频，调制不是在主振器中进行，可以提高中心频率稳定度。

间接调频的关键电路是调相电路，常用方法有矢量合成法、相移法（失谐法）等。

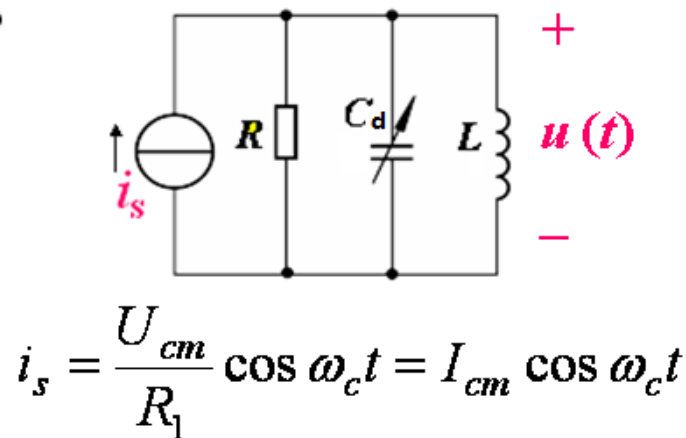
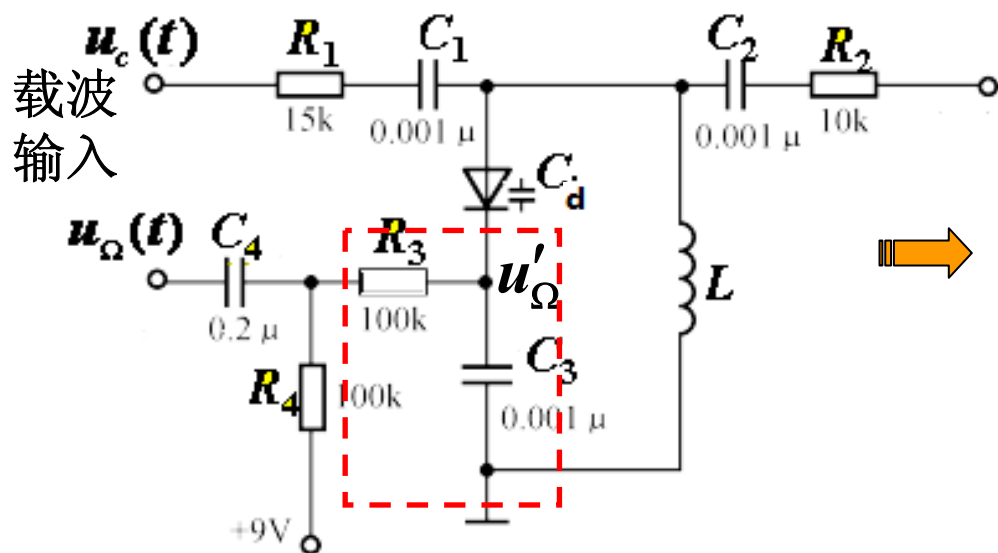
## 可变相移法调相电路

将振荡器产生的载波电压  $U_m \cos \omega_c t$  通过一个可控相移网络，此网络在  $\omega_c$  上产生的相移  $\varphi(\omega_c)$  受调制电压的控制，且呈线性关系，即



可控相移网络有多种实现电路，其中应用最广的是变容二极管调相电路。

# 1.电路组成



当  $R_3 \gg \frac{1}{\Omega C_3}$  即  $R_3 C_3 \Omega \gg 1$   $R_3 C_3$  电路对调制信号构成积分电路

实际加到变容二极管上的调制电压  $u'_\Omega(t)$  为

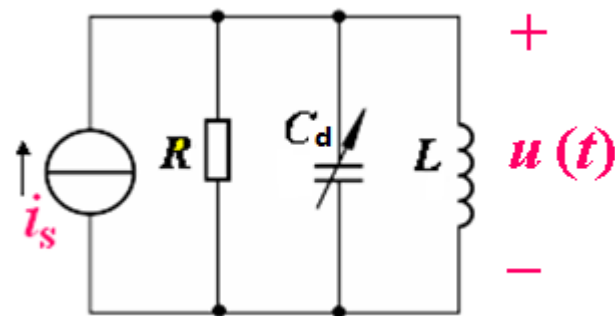
$$u'_\Omega(t) = \frac{1}{C_3} \int_0^t i_\Omega(t) = \frac{1}{R_3 C_3} \int_0^t u_\Omega(t) \quad \text{构成间接调频。}$$

## 2. 调相分析

设输入载波信号  $u_c(t) = U_{cm} \cos \omega_c t$

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

$$i_s = \frac{U_{cm}}{R_1} \cos \omega_c t = I_{cm} \cos \omega_c t$$

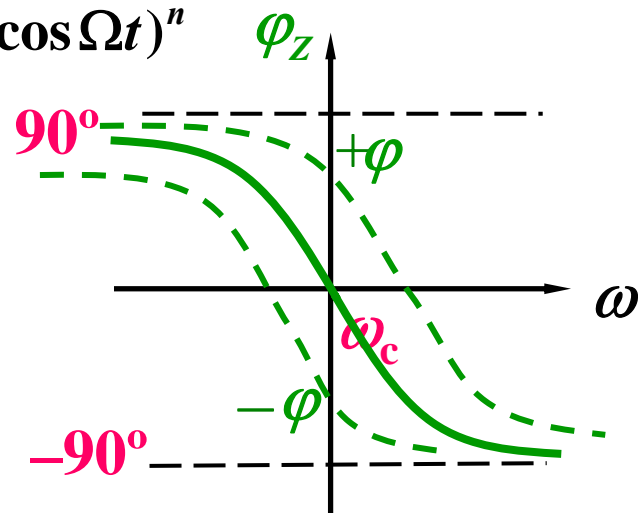


(1) 变容二极管作为回路总电容，当 $m$ 很小时，回路的谐振频率

$$\omega(t) = \sqrt{\frac{1}{LC_d}} = \sqrt{\frac{(1 + m \cos \Omega t)^n}{LC_{d0}}} = \omega_c \sqrt{(1 + m \cos \Omega t)^n}$$

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

$$\Delta\omega(t) = \frac{n}{2} m \omega_c \cos \Omega t$$



输出电压:  $u(t) = I_{cm} Z(\omega_c) \cos(\omega_c t + \varphi)$

$z(\omega_c)$ 和 $\varphi$  分别是谐振回路在  $\omega = \omega_c$ 上呈现的阻抗幅值和相移。

在失谐不大的条件下,  $\varphi = -\arctan 2Q \frac{\omega_c - \omega(t)}{\omega(t)}$  **P10**

---

当  $\varphi < \frac{\pi}{6} rad$  时,  $tg \varphi \approx \varphi$

$$\varphi \approx -2Q \frac{\omega_c - \omega(t)}{\omega(t)} = -2Q \frac{\omega_c - [\omega_c + \Delta\omega(t)]}{\omega_c + \Delta\omega(t)} \approx 2Q \frac{\Delta\omega(t)}{\omega_c}$$

$$\Delta\omega(t) = \frac{n}{2} m \omega_c \cos \Omega t$$

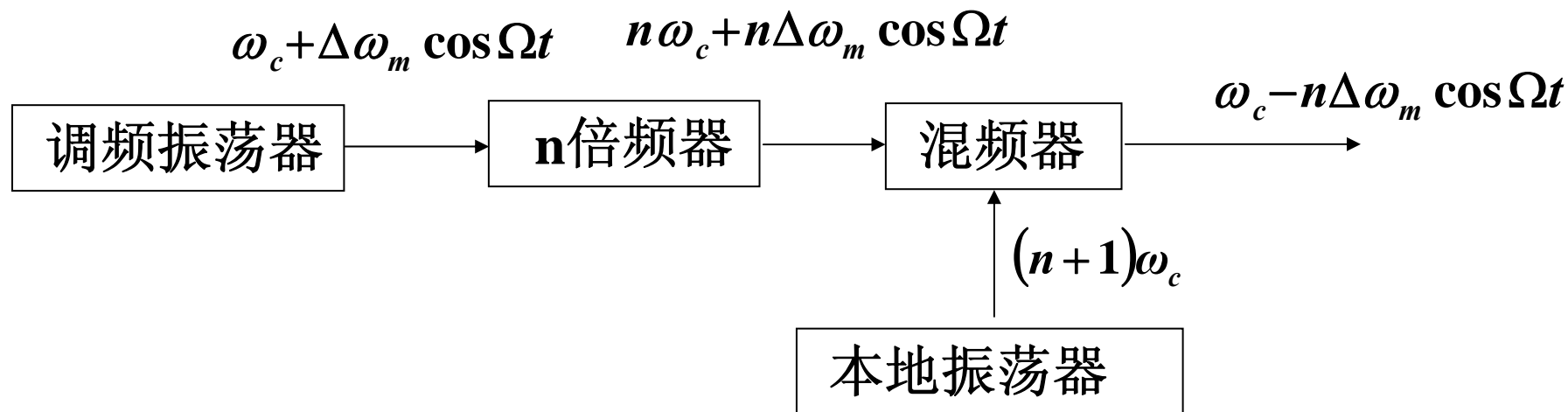
$$\therefore \varphi \approx Qnm \cos \Omega t = m_p \cos \Omega t \quad (m_p = Qnm)$$

$$u(t) = I_{cm} Z(\omega_c) \cos[\omega_c t + m_p \cos \Omega t]$$

实现线性调相的条件:  $\varphi_m < \frac{\pi}{6} rad$   $(m_p < \frac{\pi}{6})$

频偏较小, 不能满足需要。

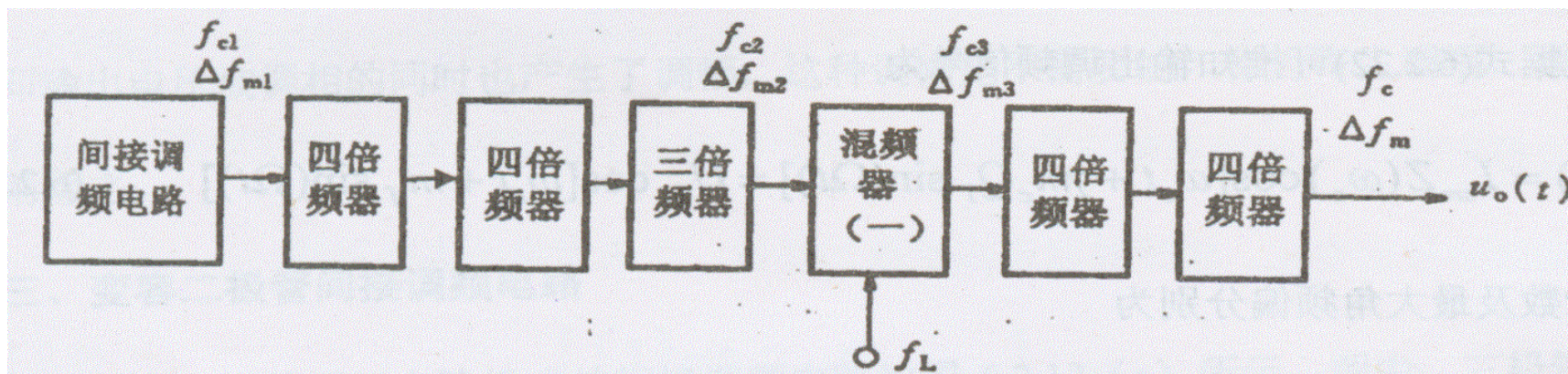
### 3. 扩展线性频偏的方法



可先用倍频器将载波频率和最大频偏同时扩展n倍，  
然后再用混频器将调频信号的载波频率改变为所需值。

例

图所示为某调频设备的组成框图，已知间接调频电路输出的调频信号中心频率 $f_{c1}=100\text{kHz}$ ，最大频偏 $\Delta f_{m1}=97.64\text{Hz}$ ，混频器的本振信号频率 $f_L=14.8\text{MHz}$ ，取下边频输出，试求输出调频信号 $u_o(t)$ 的中心频率 $f_c$ 和最大频偏 $\Delta f_m$ 。



解:  $f_{c2} = 4 \times 4 \times 3 \times f_{c1} = 48 \times 100\text{kHz} = 4.8\text{ MHz}$

$$\Delta f_{m2} = 4 \times 4 \times 3 \times \Delta f_{m1} = 48 \times 97.64\text{ Hz} = 4.687\text{ kHz}$$

$$f_{c3} = f_L - f_{c2} = (14.8 - 4.8)\text{ MHz} = 10\text{ MHz}$$

$$\Delta f_{m3} = \Delta f_{m2} = 4.687\text{ kHz}$$

$$f_c = 4 \times 4 \times f_{c3} = 16 \times 10\text{ MHz} = 160\text{ MHz}$$

$$\Delta f_m = 4 \times 4 \times \Delta f_{m3} = 16 \times 4.687\text{ kHz} = 75\text{ kHz}$$