



# 第八章 角度调制与解调

8.1 调角波的基本性质

8.2 调频信号通过非线性电路

8.3 调频信号通过线性网络

8.4 调频波的产生

8.5 鉴频

## 8.4 调频波的产生



V—F转换（电压—频率转换）



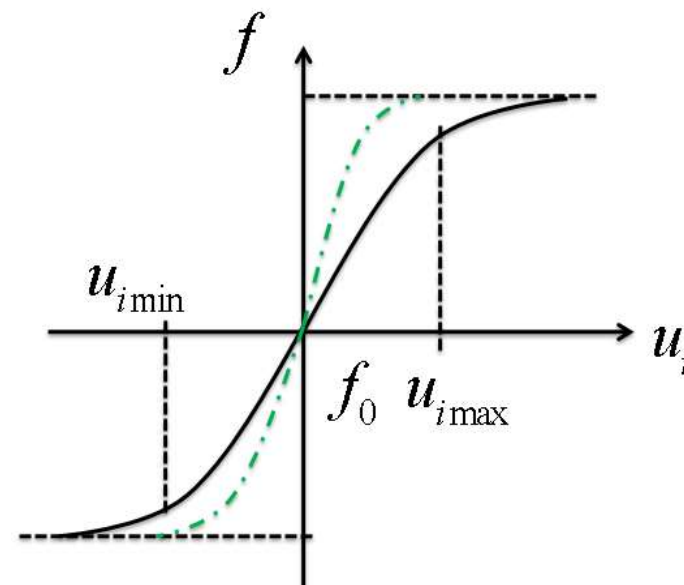
### 1. 调频器主要要求

#### (1) 线性

在  $u_{i\min} \sim u_{i\max}$  之间， $f$  与  $u_i$  呈线性关系

(2) 调制灵敏度：单位电压引起的频率变化量。

$$k_f = \left. \frac{df}{du} \right|_{f=f_0} \quad \text{—即调制特性过原点处曲线的斜率。}$$



调制灵敏度与线性是一对矛盾关系， $k_f$  越大，线性工作范围越小。

(3) 中心频率稳定性 若  $\omega_0 = 108 \times 10^6 \text{ Hz} = 108 \text{ MHz}$ ，稳定度  $= 10^{-4}$

则有  $108 \times 10^6 \times 10^{-4} = 0.11 \text{ MHz}$  偏差

## 8.4 调频波的产生

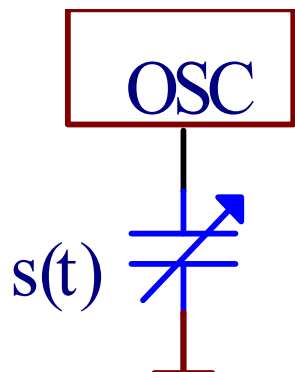


### 2. 调频方法

#### (1) 直接调频

直接利用基带信号线性地控制载波振荡器的振荡频率。

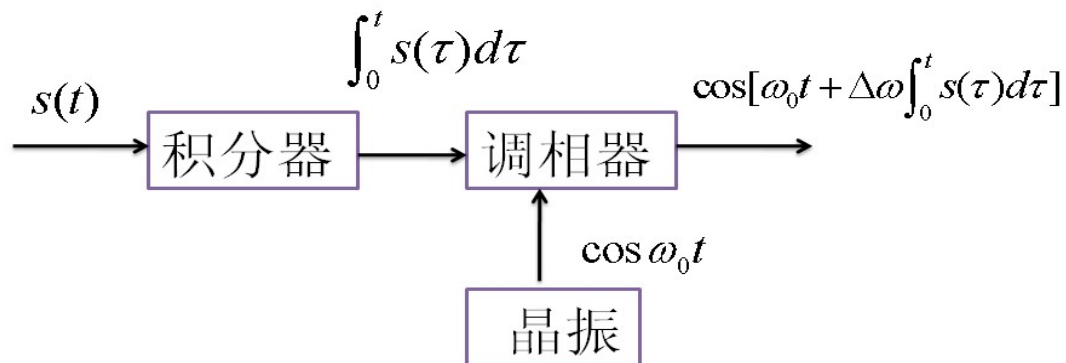
本质上为一振荡器，不同的是有一决定振荡频率的电抗元件的大小受  $s(t)$  控制。



最常用的可控电抗是变容二极管和电抗管。

- 特点：
- ①调频载波为正弦波，且频率比较高。
  - ②简单，频率稳定度差
  - ③用于调频式步话机。

#### (2) 间接调频



特点：

- ①复杂，频率稳定度高。
- ②真正的大型调频台使用。

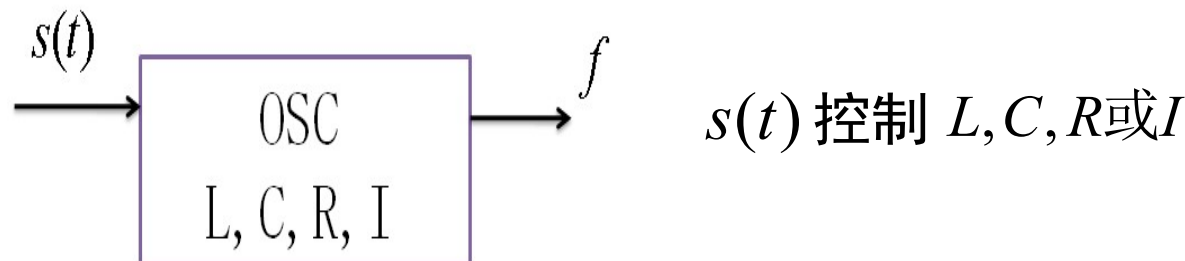
载波振荡器保证频率稳定度

## 8.4 调频波的产生



### 8.4.1 变容二极管直接调频电路

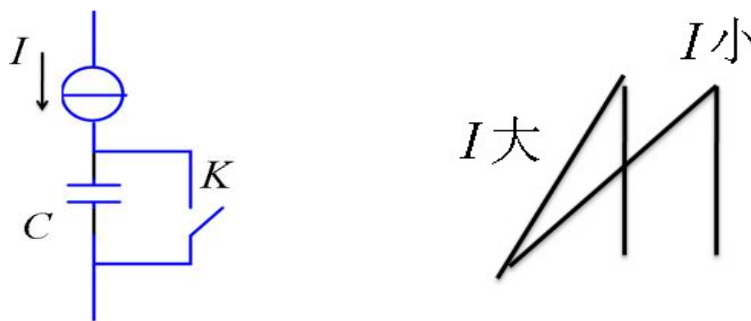
#### 1. 直接调频概述



#### (1) 低频

① RC-OSC C较小，不适于做受控对象。受控为R，一般利用场效应管的压阻效应（当  $u_{DS} < 100mV$  时，工作在可变电阻区），用  $s(t)$  改变  $u_{GS}$  达到改变电阻、从而改变振荡频率的作用。

#### ② IC-OSC



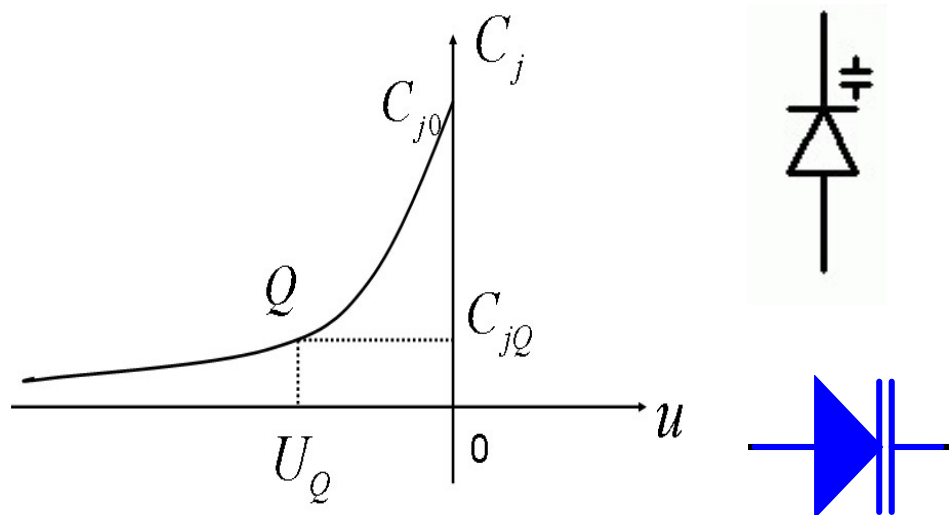
I向C充电，C上电压直线上升，上升到一定程度控制开关K闭合，电压迅速降到0，然后重新充电。用  $s(t)$  控制I，I的大小决定频率。

## 8.4 调频波的产生



中国科学技术大学  
University of Science and Technology of China

(2) 高频: LC-OSC 定时元件: 变容二极管, 电抗管等。



变容二极管工作在反偏状态, 有:

$$C_j = C_{j0} \left(1 + \frac{u}{U_\phi}\right)^{-\gamma}$$

$U_\phi$  - 变容二极管势垒电位,  $0.2 - 0.9V$

$C_{j0}$  - 零偏压时的结电容

$\gamma$  - 变容指数

$$u = U_Q + U_\Omega \cos \Omega_{\max} t \Rightarrow C_j = C_{jQ} (1 + M \cos \Omega_{\max} t)^{-\gamma}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{jQ} = C_{j0} \left(1 + \frac{U_Q}{U_\phi}\right)^{-\gamma} - \text{工作点处的结电容} \\ M = \frac{U_\Omega}{U_Q + U_\phi} - \text{归一化交流电压幅度} \end{array} \right.$$

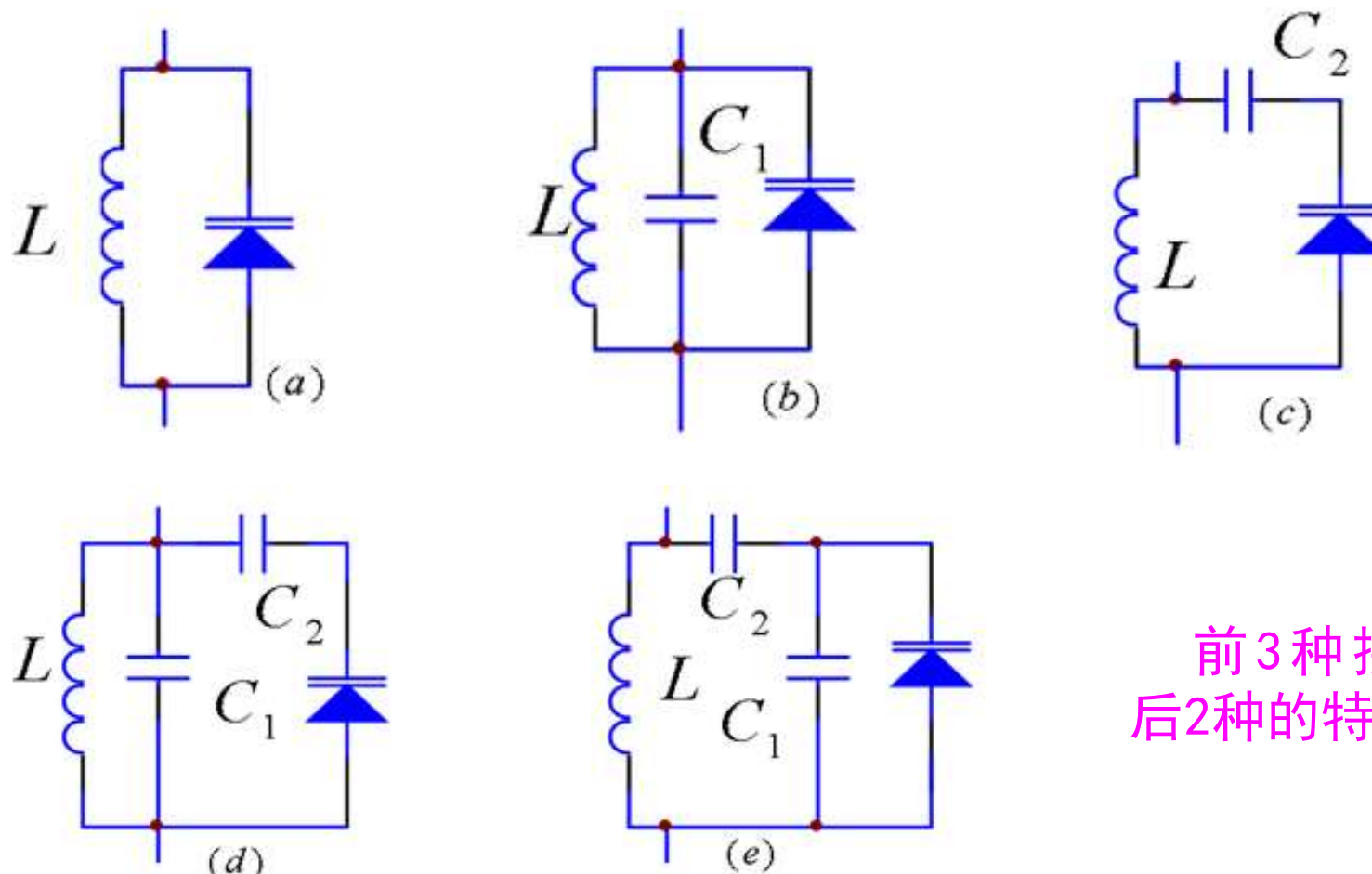
用  $s(t)$  控制  $C_j$ ,  
从而改变振荡频率。

## 8.4 调频波的产生



### 2. 变容二极管直接调频电路

变容二极管直接调频电路中，受基带信号控制的变容二极管的结电容作为LC振荡器振荡电容的全部或部分。

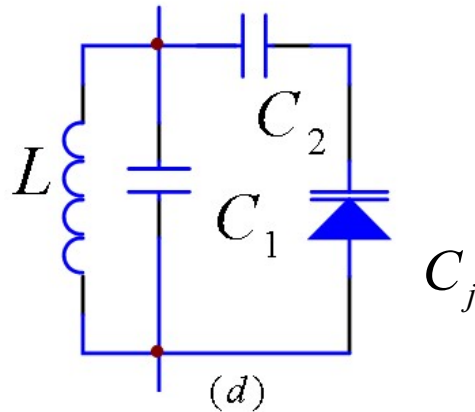


前3种接法是  
后2种的特例。

## 8.4 调频波的产生



以图 (d)  
所示电路为  
例分析，所  
得结果适用  
于所有电路



设  $u = U_Q + U_\Omega s(t)$

回路谐振频率：

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L(C_1 + \frac{C_2 C_j}{C_2 + C_j})}}$$

$$= \omega_0 \sqrt{\frac{B + (1-B)[1 + Ms(t)]^\gamma}{A + (1-A)[1 + Ms(t)]^\gamma}} \quad (1)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L(C_1 + \frac{C_2 C_{jQ}}{C_2 + C_{jQ}})}}$$

$$A = \frac{C_{jQ}}{C_{jQ} + C_{open}} = \frac{C_{jQ}}{C_{jQ} + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}$$

$$B = \frac{C_{jQ}}{C_{jQ} + C_{close}} = \frac{C_{jQ}}{C_{jQ} + C_2}$$

调频波中心频率

$C_{open}$  - 设想电感开路时，与变容管连接的外部总电容。

$C_{close}$  - 设想电感短路（ $C_1$ 被短路）时，与变容管连接的外部总电容。



## 8.4 调频波的产生



将式 (1) 展开成  $s(t)$  的麦克劳林级数 (收敛要求, 展开级数越高, 系数越小), 即:

$$\omega = \omega_0 [1 + D_1 s(t) + D_2 s^2(t) + D_3 s^3(t) + \dots]$$

$$= \omega_0 + D_1 \omega_0 s(t) + D_2 \omega_0 s^2(t) + \dots = \omega_0 + \Delta\omega s(t) + \dots$$

$$\Delta\omega = \omega_0 D_1 \Rightarrow D_1 = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} D_1 = \frac{1}{2} M \gamma (A - B) \end{array} \right. \quad \text{—代表相对频偏}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} D_2 = \frac{1}{8} (A - B) M^2 \gamma (3\gamma A + \gamma B - 2\gamma - 2) \end{array} \right. \quad \text{—代表调频电路的非线性}$$

$$\omega \stackrel{s(t)=\cos\Omega_{\max}t}{=} \omega_0 \left[ \left(1 + \frac{1}{2} D_2 + \dots\right) + (D_1 + \dots) \cos \Omega_{\max} t + \left(\frac{1}{2} D_2 + \dots\right) \cos 2\Omega_{\max} t + \dots \right]$$



## 8.4 调频波的产生



中国科学技术大学  
University of Science and Technology of China

$$(1) \quad \omega = \omega_0 + D_1 \omega_0 s(t) + D_2 \omega_0 s^2(t) + \dots = \omega_0 + \Delta\omega s(t) + \dots$$

近似调频波频率

$$m_f = \frac{\Delta\omega}{\Omega_{\max}} = \frac{D_1 \omega_0}{\Omega_{\max}}$$

$$\Delta\omega = D_1 \omega_0$$

$$BW = 2(m_f + 1)\Omega_{\max}$$

$$k_f = \frac{\Delta\omega}{U_\Omega} = \frac{\omega_0}{U_\Omega} D_1$$

均取决于 $D_1$ ，随 $D_1$ 增大而增大。

采用大 $\gamma$ 变容二极管，加大基带信号幅度 $M$ ，  
或加大A-B值（加大 $C_2$ ，减小 $C_1$ ），可得到最大的 $D_1$ 。

$$\text{中心频率漂移 } \varepsilon = \frac{\bar{\omega} - \omega_0}{\omega_0} = \frac{1}{2} D_2$$

$$\text{调频二次谐波失真 } \delta = \frac{D_2}{2D_1}$$

$$(2) \quad \bar{\omega} = \omega_0 \left(1 + \frac{1}{2} D_2 + \dots\right) \neq \omega_0$$

皆与 $D_2$ 成正比

应根据对调频电路的主要性能指标要求并兼顾次要指标，折中地选取  $M, \gamma, C_1, C_2$  等参数。当变容管和基带信号大小选定后，正确选取与变容管串、并联的外部电容，使调频非线性现象如二次谐波失真和中心频率相对漂移达到最小。

## 8.4 调频波的产生



**举例：**图示调频电路中，变容管的特性为： $C_j = 1080(1 + 1.25u_c)^{-2} pF$ 。

**已知：** $C_1 = 100 pF, C_2 = 220 pF, C_3 = 22 pF, C_4 = C_5 = C_6 = 510 pF,$

$C_7 = C_9 = 50 \mu F, C_8 = 0.01 \mu F, L = 2.2 \mu H, R_4 = 220 K\Omega, R_5 = 10 K\Omega$

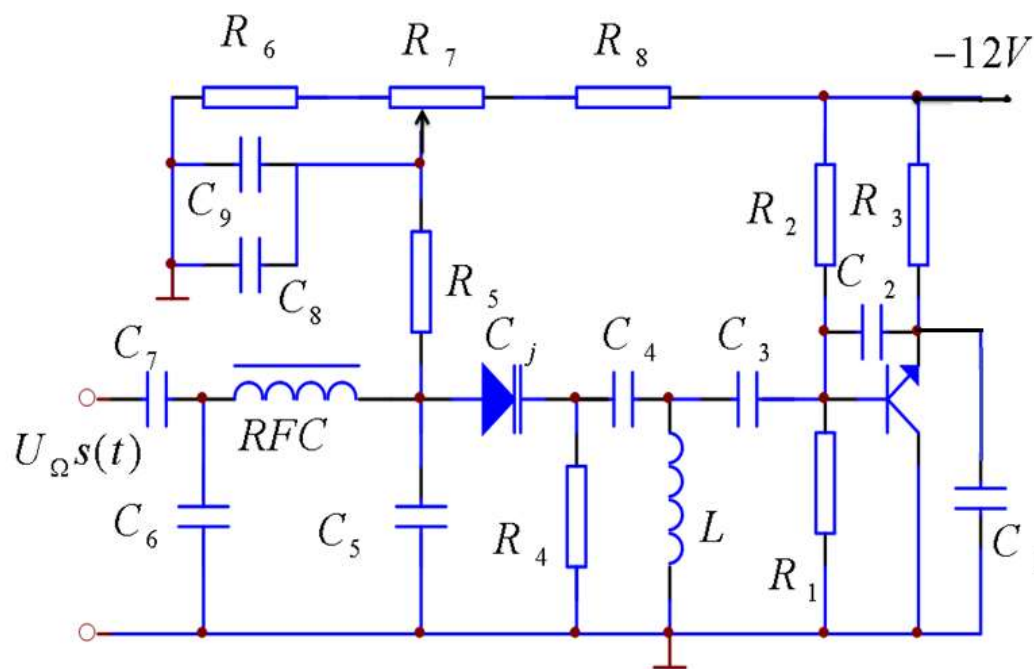
$R_6 = 360 \Omega, R_7 = R_8 = 470 \Omega。$

**要求：**

1. 画出交流等效电路，并叙述电路的工作原理；

2. 设未加交流基带信号时，振荡中心频率为16.27MHz，试确定变容管的工作电压；

3. 为保证调频波的二次谐波失真  $\delta \leq 2\%$ ，确定基带交流信号幅度；在此基础上计算调频电路所产生调频波的最大频偏和中心频率相对漂移。



## 8.4 调频波的产生

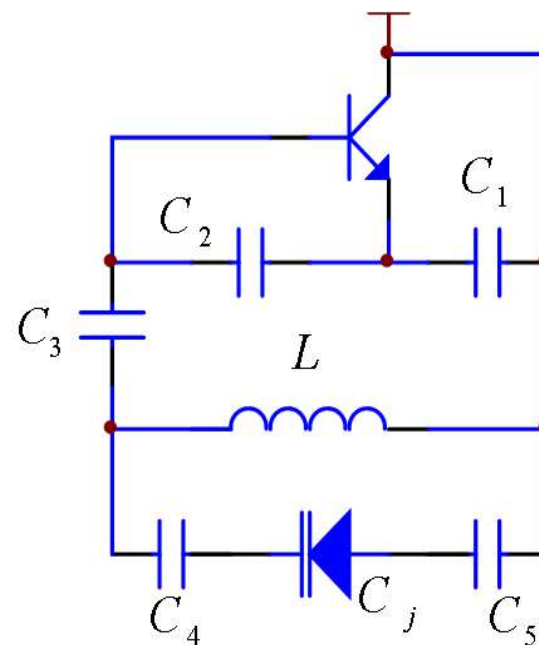
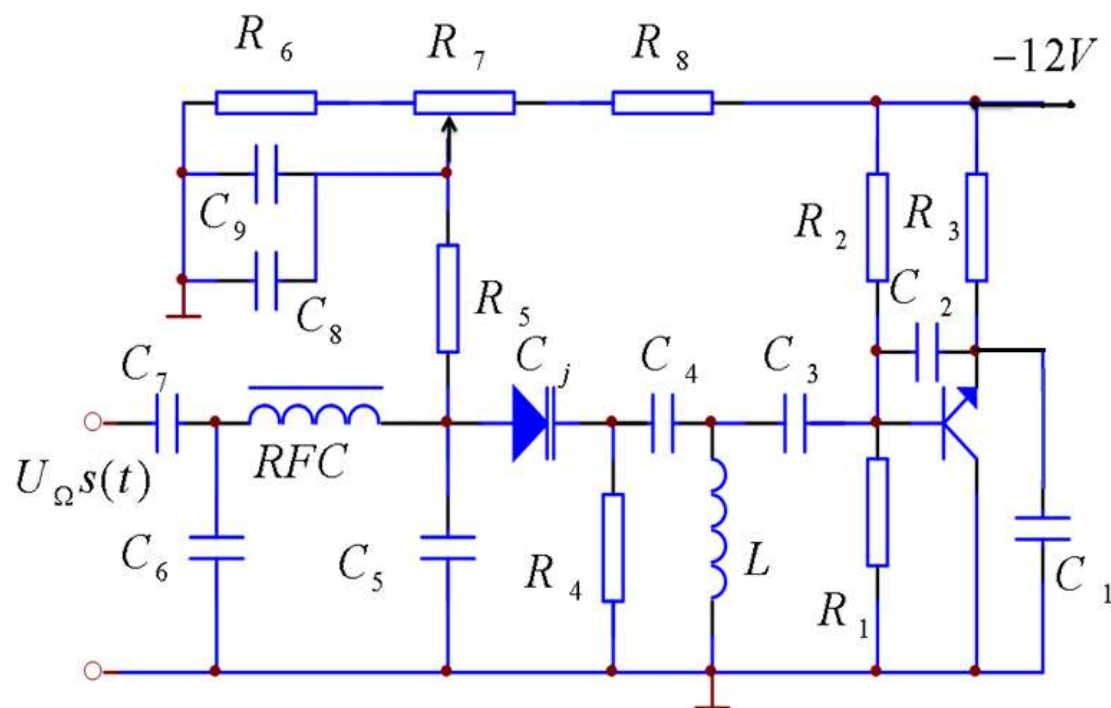


1. 画出交流等效电路，并叙述电路的工作原理；

**解答：**本电路由主振器，变容二极管偏压电路和音频信号注入电路组成。

### ① 振荡器部分交流等效电路

看调频电路, 首先要看振荡器



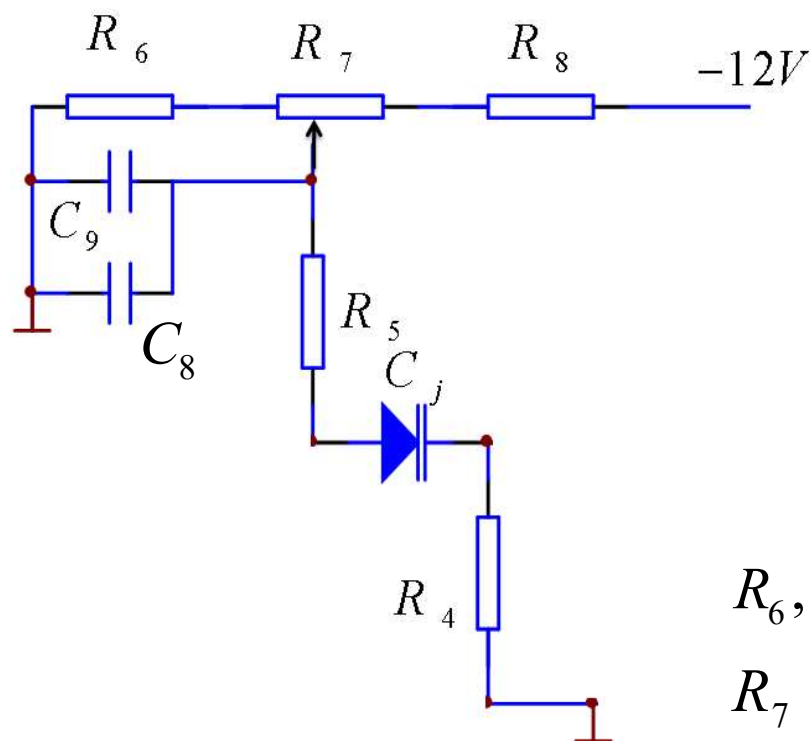
典型的Sillier电路  $C_3 \ll C_1, C_2$

## 8.4 调频波的产生

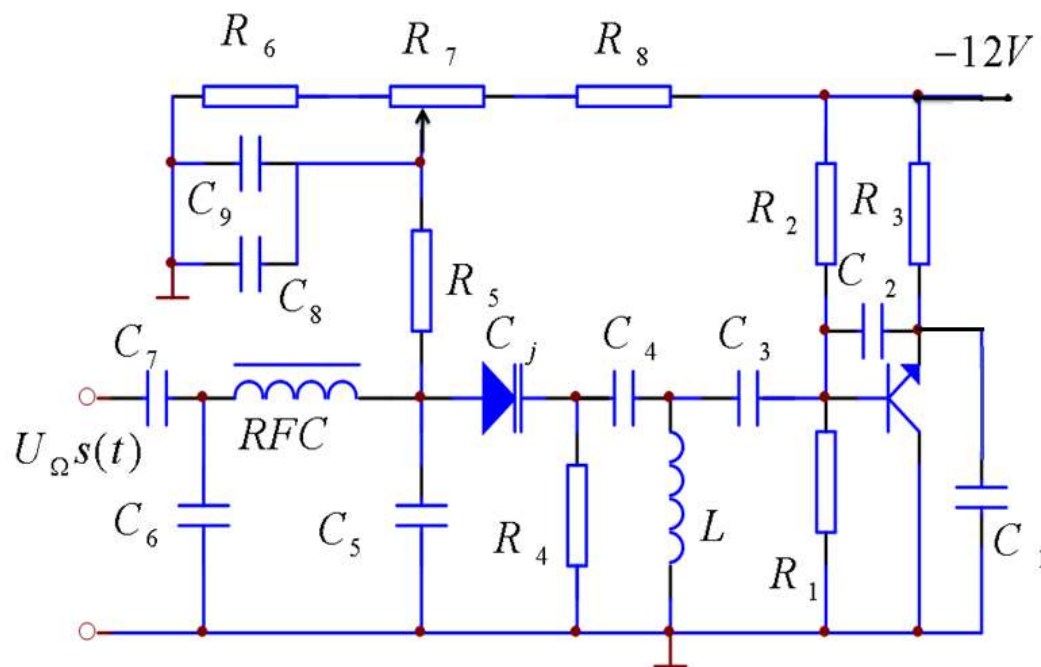


中国科学技术大学  
University of Science and Technology of China

### ②变容管直流偏置电路



变容二极管  
不能接反



$R_6, R_7, R_8$  组成分压电路给  $C_j$  提供偏置

$R_7$  调节变容管偏压

$C_8, C_9$  滤波作用，使偏压稳定

$R_4, R_5$  隔离电阻，越大越好（看作开路）

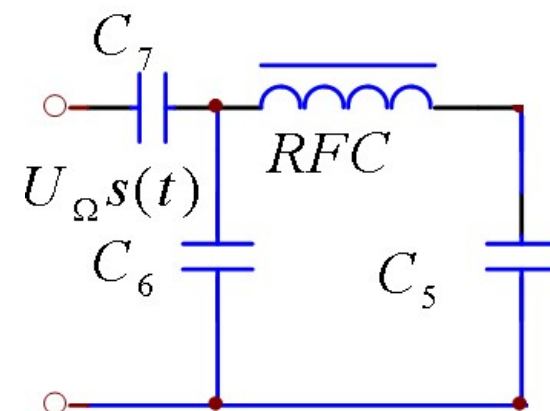
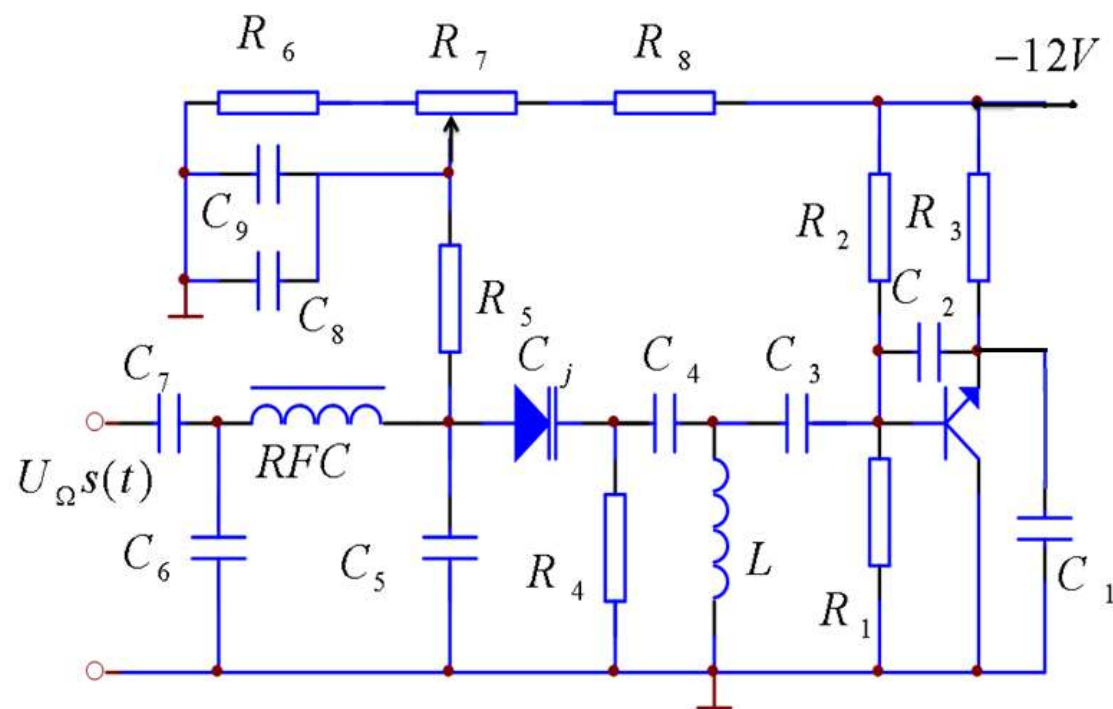
$R_5$  偏压电路和高频部分的隔离

$R_4$  初始均值分量（开机瞬间）提供泄放通道

## 8.4 调频波的产生



### ③音频信号注入电路



RFC对高频可看作开路

高频扼流圈将音频与高频部分隔离,  $\pi$  型低通滤波器, 既保证音频信号顺利加到变容管又阻止高频振荡信号回馈至音频源。

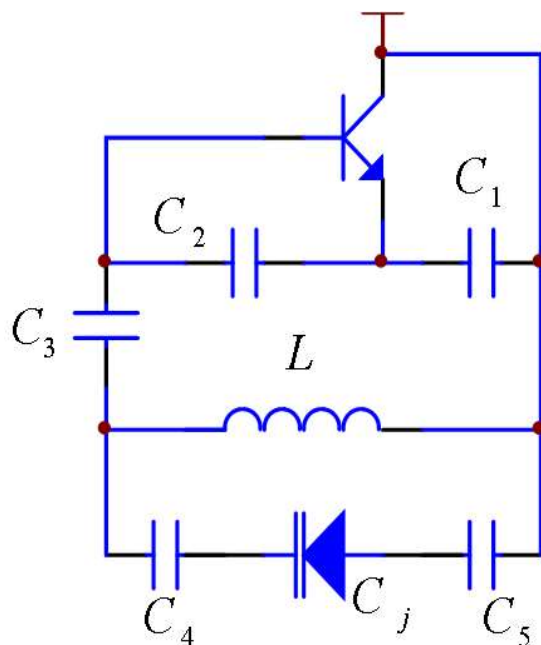


## 8.4 调频波的产生



2. 设未加交流基带信号时，振荡中心频率为16.27MHz，试确定变容管的工作电压；

解答：



$$\begin{aligned} f_0 &= \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_\Sigma}} \\ &= \frac{1}{2\pi\sqrt{2.2 \times 10^6 C_\Sigma}} = 16.27 \times 10^6 \\ \Rightarrow C_\Sigma &= 43.51 \text{ pF} \end{aligned}$$

$$C_\Sigma = (C_1 \text{串} C_2 \text{串} C_3) + (C_4 \text{串} C_5 \text{串} C_{jQ}) = 43.51 \text{ pF} \Rightarrow C_{jQ} = 30 \text{ pF}$$

$$C_{jQ} = 1080(1 + 1.25U_Q)^{-2} = 30 \text{ pF} \Rightarrow U_Q = 4 \text{ V}$$

## 8.4 调频波的产生



3. 为保证调频波的二次谐波失真  $\delta \leq 2\%$ ，确定基带交流信号幅度；在此基础上计算调频电路所产生调频波的最大频偏和中心频率相对漂移。

解答：

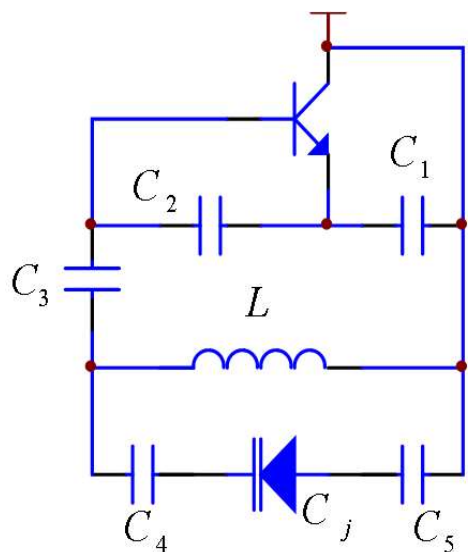
$$\gamma = -2$$

$$M = \frac{U_{\Omega}}{U_Q + U_{\phi}}$$

$$U_{\phi} = \frac{1}{1.25} = 0.8V$$

$$C_{open} = C_1 \text{串} C_2 \text{串} C_3 \text{串} C_4 \text{串} C_5 = 15.67 pF$$

$$C_{close} = C_4 \text{串} C_5 = 255 pF$$



$$A = \frac{C_{jQ}}{C_{jQ} + C_{open}} = \frac{30}{30 + 15.67} = 0.657$$

$$B = \frac{C_{jQ}}{C_{jQ} + C_{close}} = \frac{30}{30 + 255} = 0.1053$$

$$\therefore \delta = \frac{D_2}{2D_1} = \left| \frac{1}{8} M (3\gamma A + \gamma B - 2\gamma - 2) \right| = 0.02$$

$$\Rightarrow M = 0.08658 = \frac{U_{\Omega}}{4 + 0.8} \Rightarrow U_{\Omega} = 0.4156V$$

$$\Delta f = f_0 D_1 = 16.27 \times 10^6 \times \frac{1}{2} \times 0.08658 \times 2(0.657 - 0.1053) = 781 KHz$$

$$\varepsilon = \frac{1}{2} D_2 = \frac{1}{2} \times \frac{1}{8} (A - B) M^2 \gamma (3\gamma A + \gamma B - 2\gamma - 2) = -0.1\%$$



## 8.4 调频波的产生



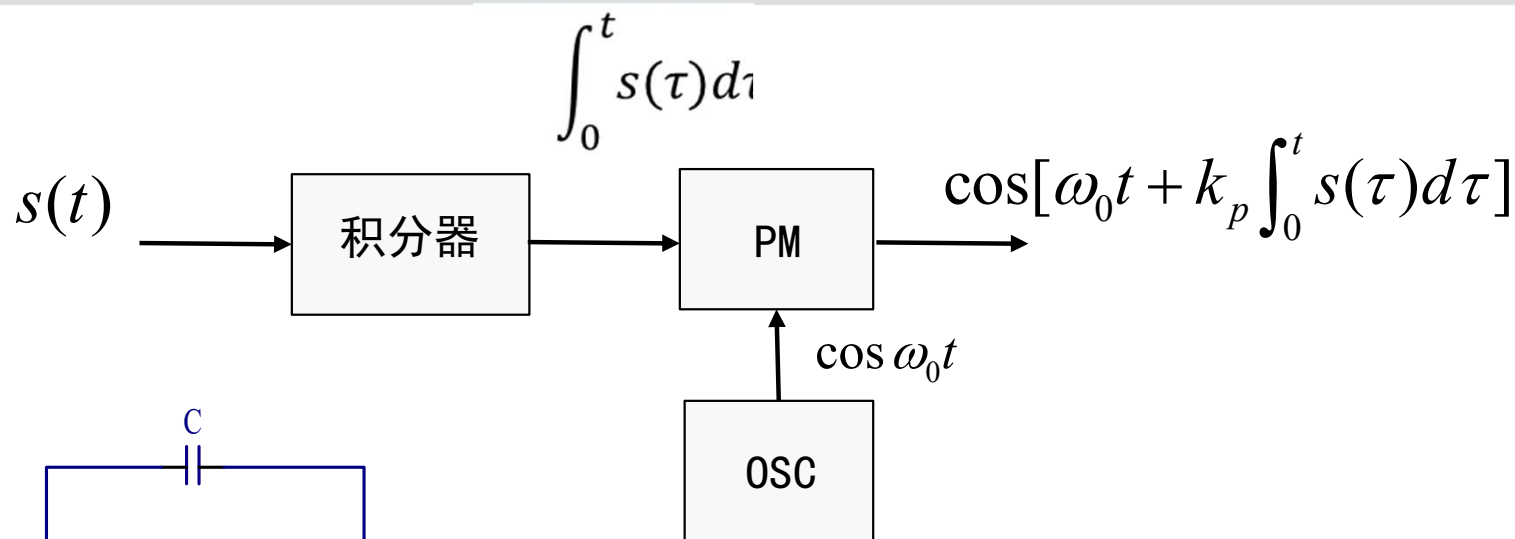
中国科学技术大学  
University of Science and Technology of China

- 作业：8.10, 8.11

## 8.4 调频波的产生

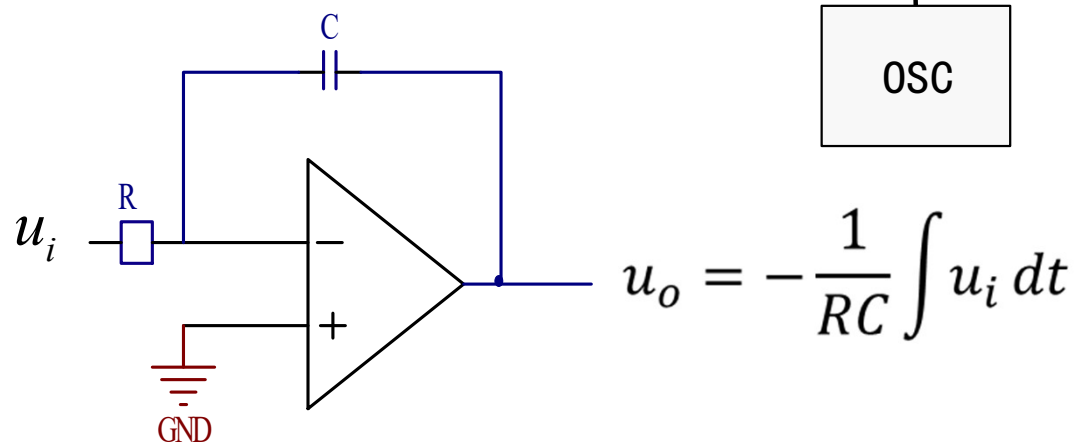


### 8.4.2 间接调频电路

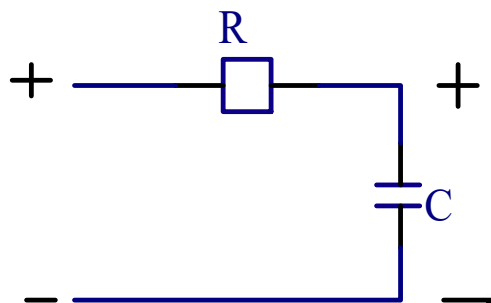


#### (1) 积分器

##### ① 理想积分器



##### ② 简单积分器



即大时间常数的低通滤波器就是一个积分器

$$u_o(s) = \frac{\frac{1}{SC}}{R + \frac{1}{SC}} u_i(s) = \frac{1}{1 + RCS} u_i(s) \approx \frac{1}{RCS} u_i(s)$$

当  $\Omega_{min} RC \gg 1$  ( $\Omega_{min}$ , 音频最低频率成分) 时, 为一简单积分器

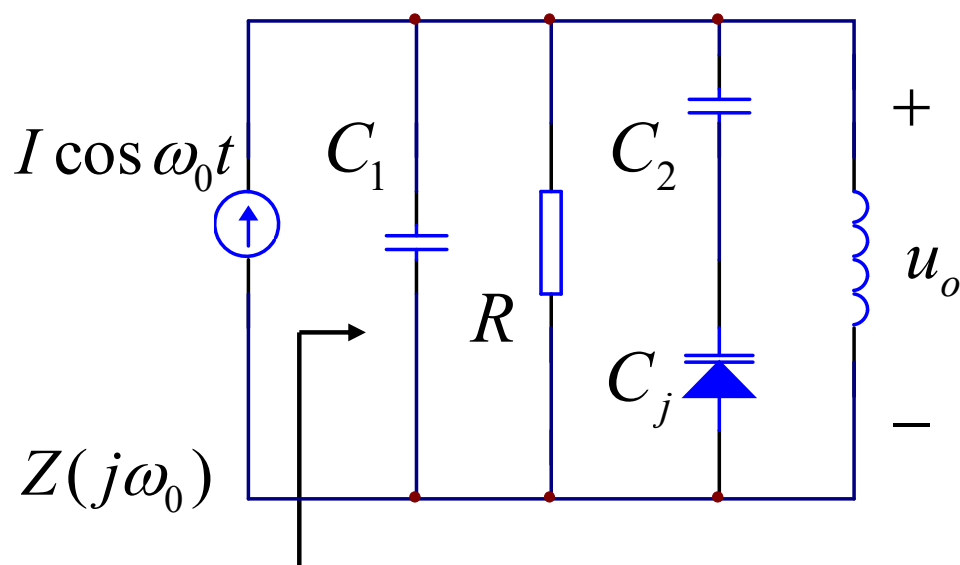
## 8.4 调频波的产生



### (2) 调相方法

$$U \cos \omega_0 t \rightarrow U_{PM} \cos[\omega_0 t + m_p s(t)] \quad u = U_Q + U_\Omega s(t)$$

#### ① 谐振回路调相



$C_j$  改变并联谐振回路谐振频率  $\omega_L$

$\omega_0$  - 中心频率       $\omega_L$  - 谐振频率

$$\omega_L = \omega_{L0} [1 + D_1 s(t) + D_2 s^2(t) + \dots]$$

$$\omega_{L0} = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L(C_1 + \frac{C_2 C_{jQ}}{C_2 + C_{jQ}})}}$$

$$\omega_0 - \omega_L = -\omega_0 D_1 s(t)$$

回路对激励电流呈现的阻抗

$$Z(j\omega_0) = \frac{R}{1 + jQ_L \frac{(\omega_0^2 - \omega_L^2)}{\omega_0 \omega_L}} \stackrel{\omega_L \approx \omega_0}{=} \frac{R}{1 + j2Q_L \frac{(\omega_0 - \omega_L)}{\omega_0}} = \frac{R}{1 - j2Q_L D_1 s(t)}$$

## 8.4 调频波的产生



$$Z(j\omega_0) = \frac{R}{1 - j2Q_L D_1 s(t)} \Rightarrow Z(j\omega_0) = \frac{R}{\sqrt{1 + [2Q_L D_1 S(t)]^2}} \exp\{-j \arctan[-2Q_L D_1 s(t)]\}$$

输出电压幅度:

$$U_0 = \frac{IR}{\sqrt{1 + [2Q_L D_1 S(t)]^2}}$$

当  $2Q_L |D_1 S(t)|_{\max} \ll 1$  时:  $U_0 = IR$  — 输出为等幅波

( $D_1$  很小, 一般为几千分之一)

相移:

$$\varphi = \arctan[2Q_L D_1 S(t)] = 2Q_L D_1 S(t) = m_p s(t)$$

$$m_p = 2Q_L D_1 = Q_L \gamma M (A - B)$$

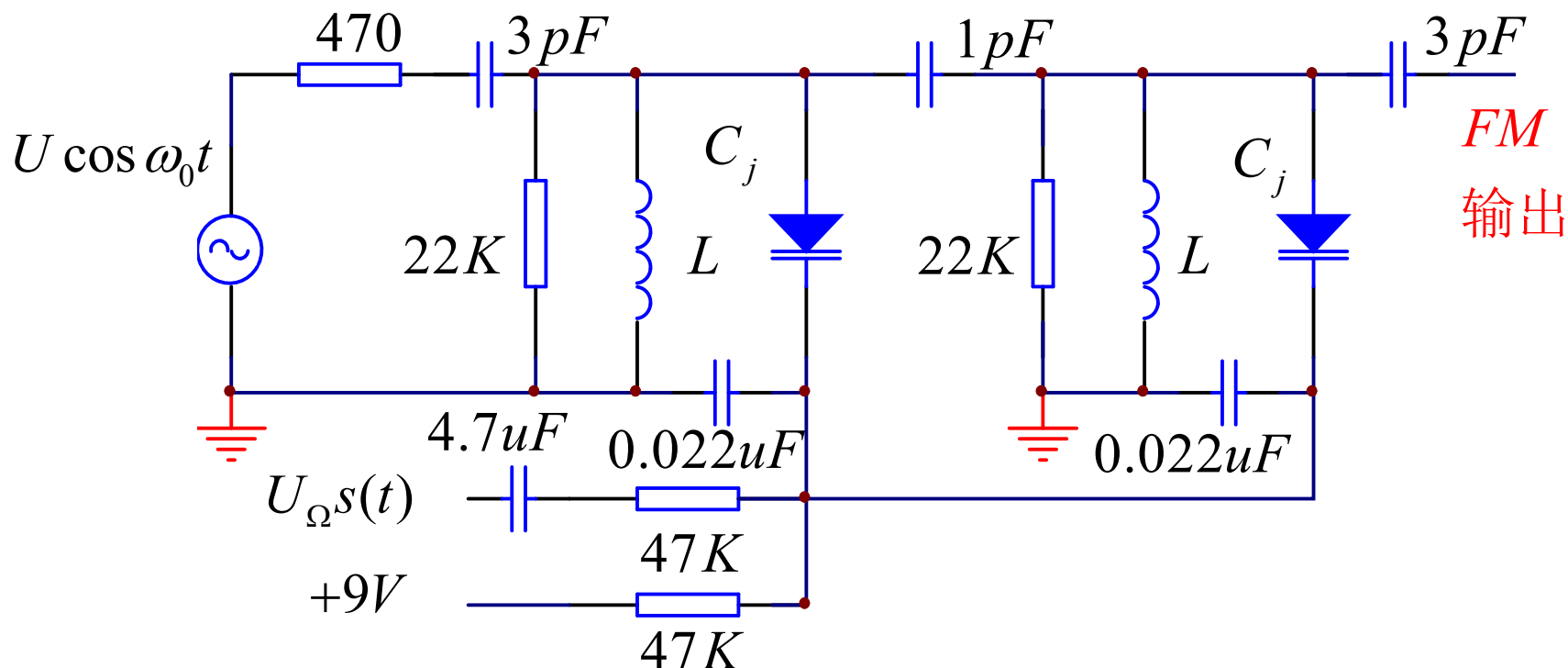
输出电压:  $u_o = IR \cos[\omega_0 t + m_p s(t)]$  — 调相波

由于受  $2Q_L |D_1 S(t)|_{\max} \ll 1$  限制, 产生的调相波的最大相移小于  $30^\circ$

## 8.4 调频波的产生



一种谐振回路做调相器的间接调频电路



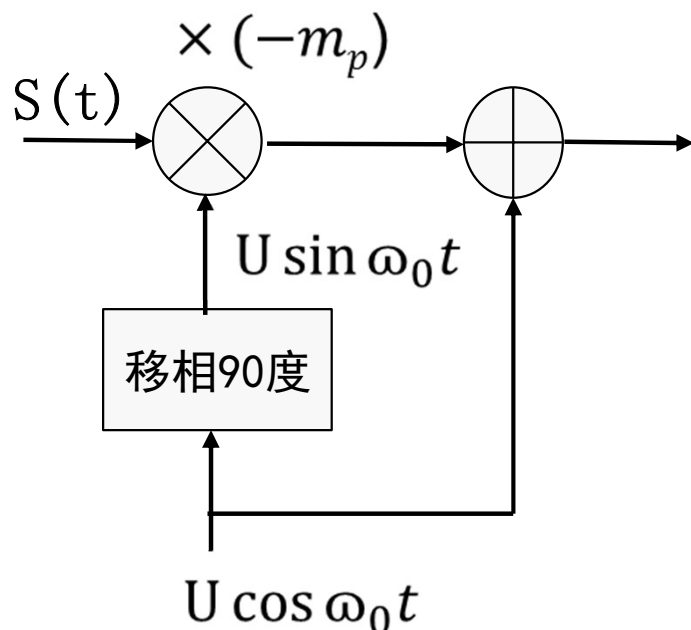
- ①两个相同的 $22K$ 电阻、 $L$ 、 $C_j$ 回路组成调相器；
  - ②两级调相器经小电容耦合，减小级间互相影响，若单级移相  $\varphi$ ，则 $n$ 级移相  $n\varphi$ ；
  - ③ $47K$ 电阻和 $0.022\mu F$ 电容组成积分器。
- $\Omega_{min}RC \gg 1$ : 加到变容管的电压与基带信号的积分成正比，输出为调频波；
- 不满足  $\Omega_{min}RC \gg 1$  时，图示电路仅起调相器作用。

## 8.4 调频波的产生



### ②矢量合成调相（窄带调相，产生小 $m_p$ 调相波）

$$\begin{aligned}U_{pm} &= U_{pm} \cos[\omega_0 t + m_p s(t)] \\&= U_{pm} \cos(\omega_0 t) \cos[m_p s(t)] - U_{pm} \sin(\omega_0 t) \sin[m_p s(t)] \\&\xrightarrow{m_p \ll 1} U_{pm} \cos \omega_0 t - U_{pm} m_p s(t) \sin(\omega_0 t)\end{aligned}$$



$$U_0 = U \cos \omega_0 t - U m_p S(t) \sin \omega_0 t$$

$$m_p \text{ 小} \rightarrow \Delta f = m_p f_\Omega \text{ 小} \rightarrow$$

$$BW = 2(m_p + 1)f_\Omega \quad \text{窄带调相}$$

小调相指数的调相波可由载波和一个载波正交的双边带信号叠加而成。