6.2　调频电路

福建师范大学光电学院电子信息工程系

6.2 调频电路

主要要求：

- 掌握调频的实现方法，了解调频电路的主要指标
- 理解变容管直接调频电路的组成和工作原理
- 了解变容管间接调频电路的组成和工作原理。
- 理解实现调相的基本方法。
- 掌握扩展最大频偏的方法。

6.2.1 调频电路的实现方法与性能指标

一、调频方法

1. 直接调频

2. 间接调频

6.2.1 调频电路的实现方法与性能指标

一、调频方法

1. 直接调频

用调制信号直接控制振荡器频率，使其与调制信号成正比。

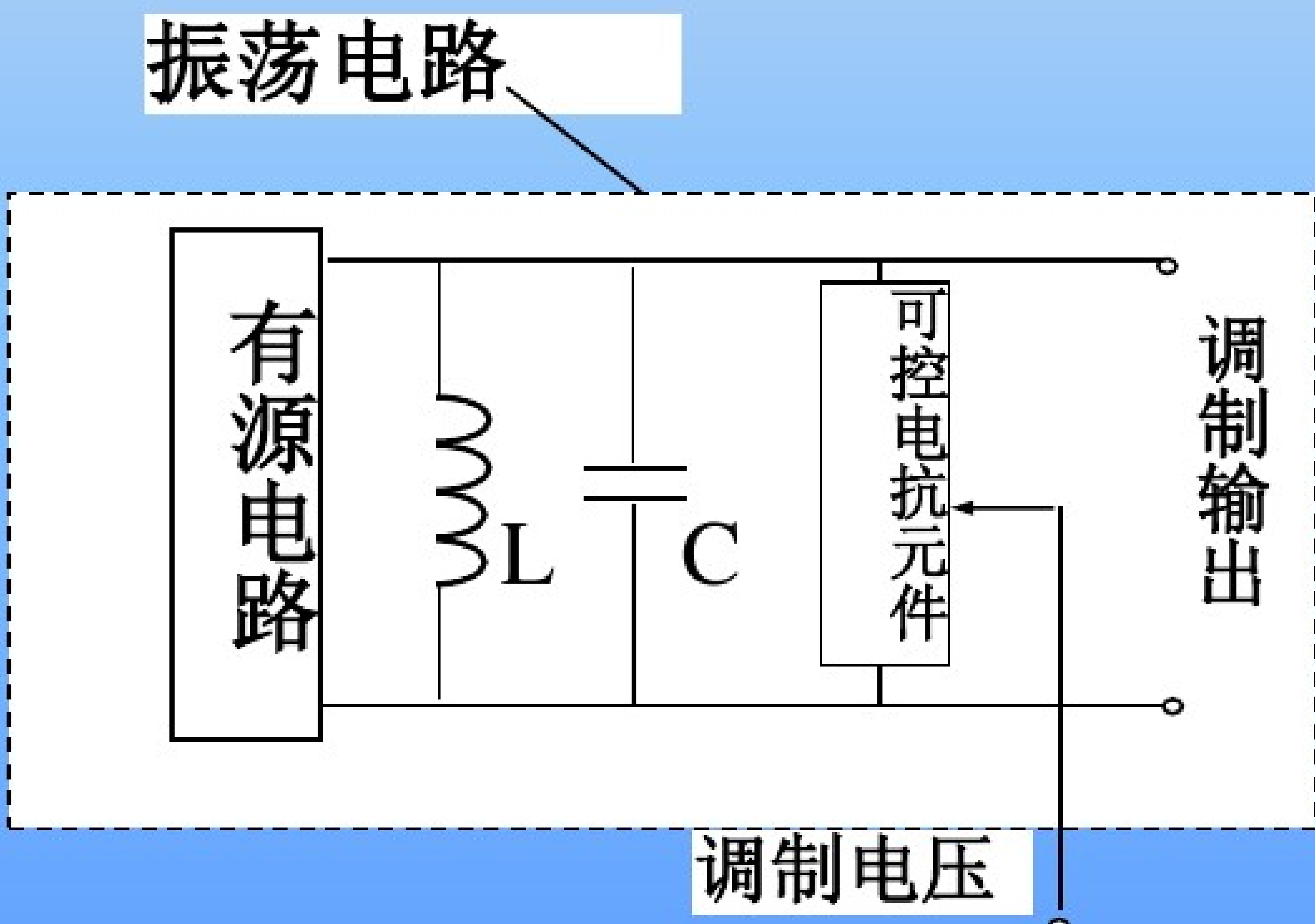


图6.2.1 直接调频原理示意图

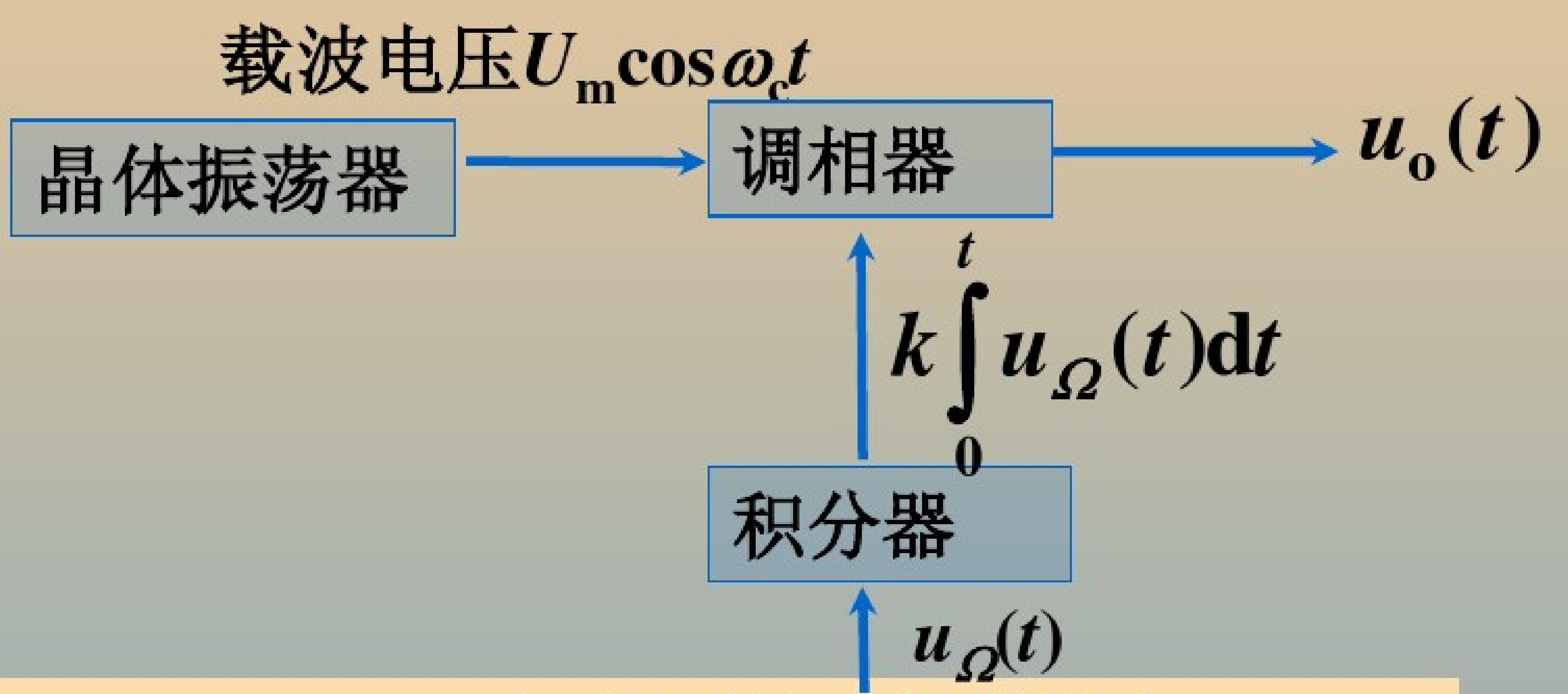
控制回路谐振频率，从而控制振荡频率。适当选择电路参数，就可实现线性调频。

直接调频法

优点：频偏较大

缺点：中心频率易不稳定

2. 间接调频

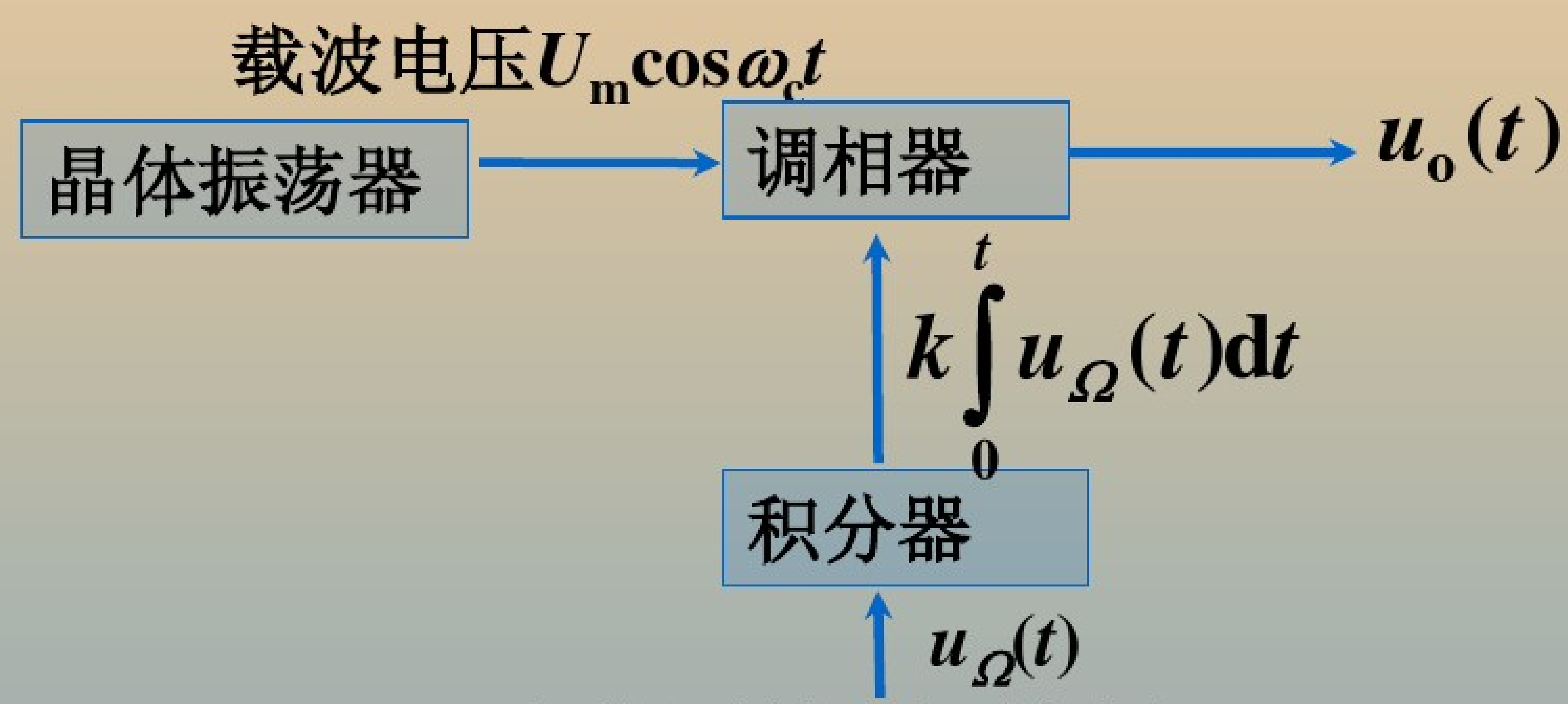


间接调频电路组成框图

$$u_o(t) = U_m \cos[\omega_c t + k_p u'_\Omega(t)]$$

$$= U_m \cos\left[\omega_c t + k_p k\int_0^t u_\Omega(t)dt\right]$$

2. 间接调频



间接调频电路组成框图

间接调频法不在振荡器中进行，故

优点：中心频率较稳定

缺点：不易获得大频偏

二、调频电路的主要性能指标

中心频率 及其稳定度

即未调制时的载波频率f_c。
保持中心频率的高稳定度，才能保证接收机正常接收信号

最大频偏 Δf_m

调频灵敏度

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

$$S_F = \frac{\Delta f_m}{U_{\Omega m}}$$

非线性失真

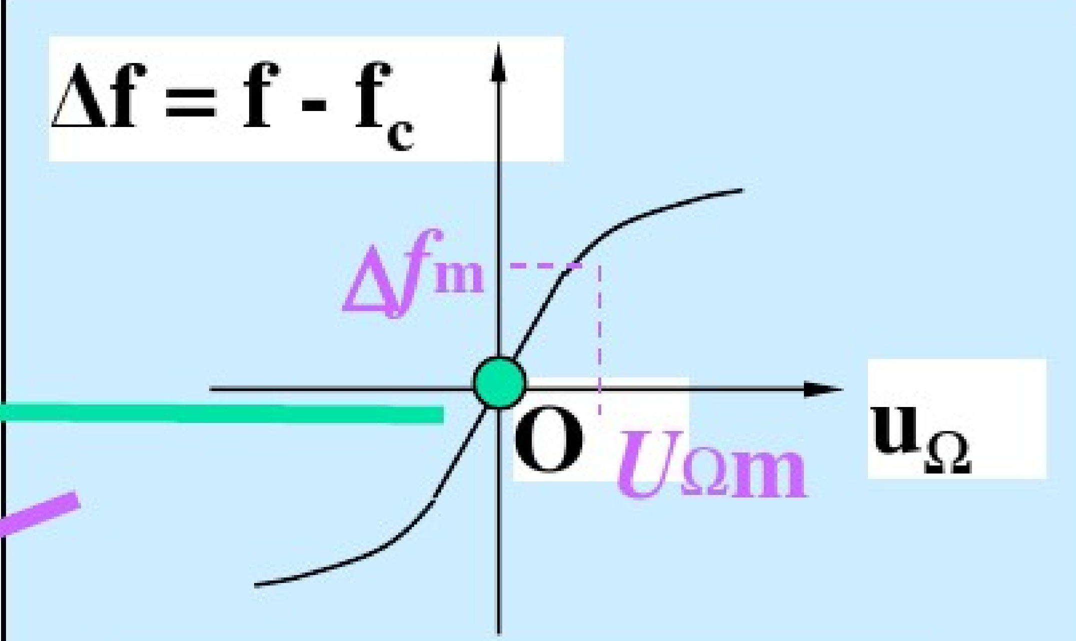
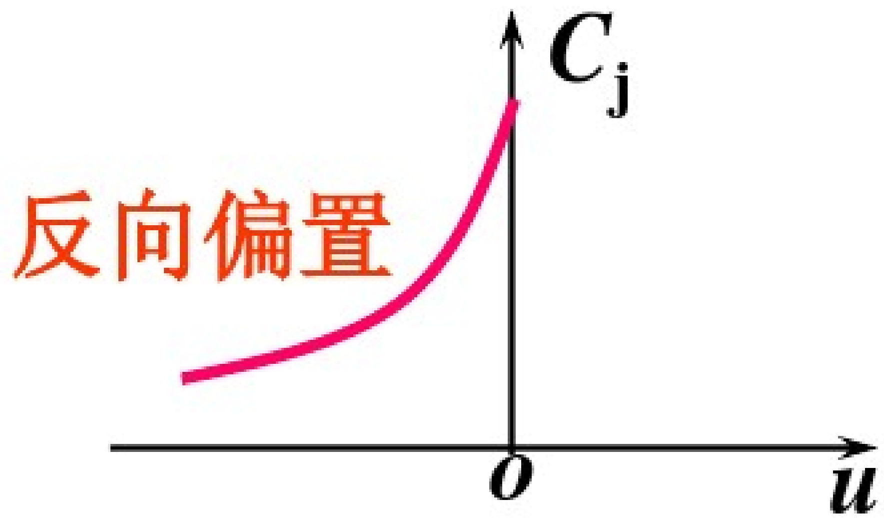


图6.2.3 调频特性

6.2.2 变容二极管直接调频电路

一、变容二极管的压控电容特性



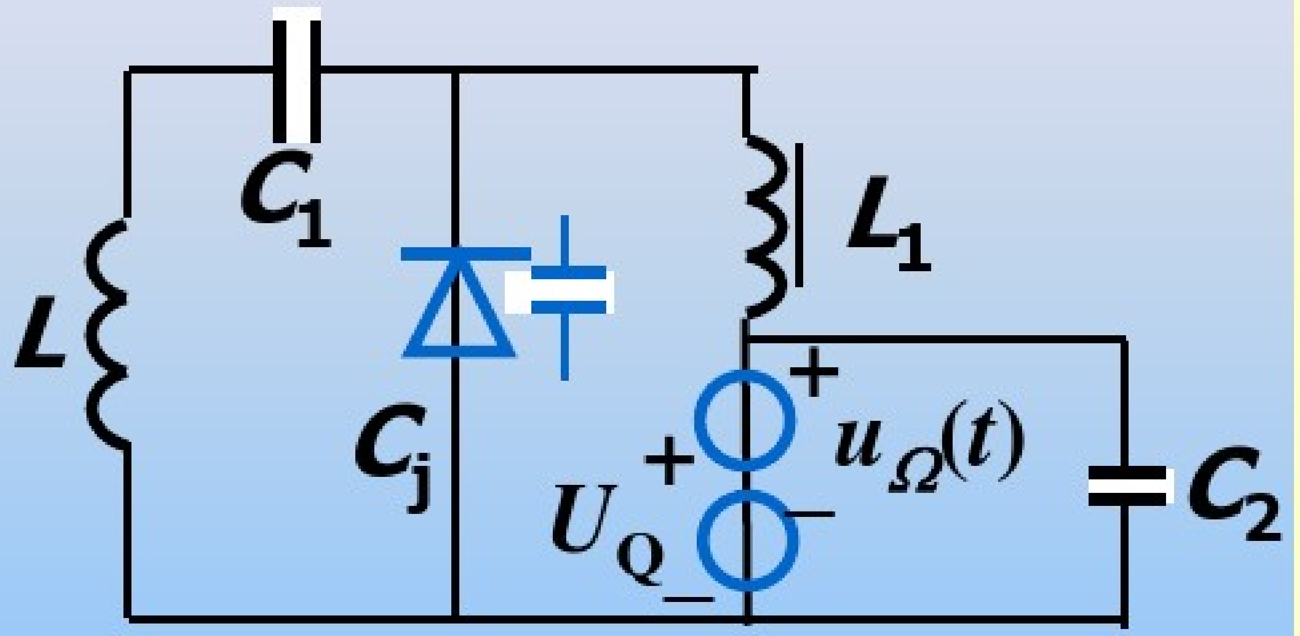
$$C_j = \frac{C_{j0}}{(1 - \frac{u}{U_B})^{\gamma}}$$

$u = 0$ 时的结电容

变容指数，取决于PN结工艺结构。取值1/3～6。

PN 结内建电位差

二、振荡回路的基本组成与工作原理



$u_\Omega(t)$ — 调制信号

U_Q — 使二极管反偏

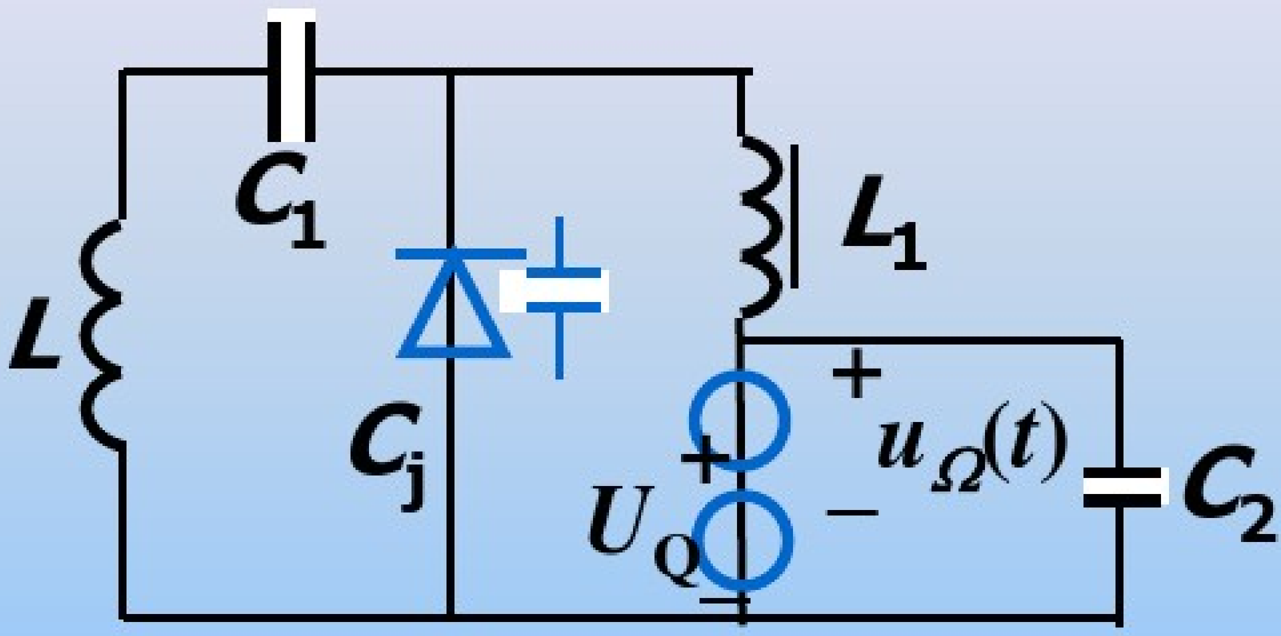
C_1 — 隔直，防止U_Q通过L短路

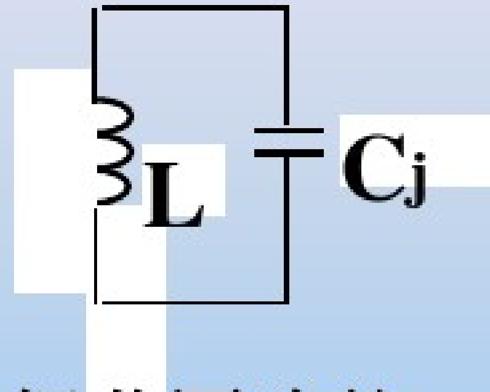
L_1 — 高扼圈，对高频开路，对

$u_\Omega(t)$短路，使其加在C_j上

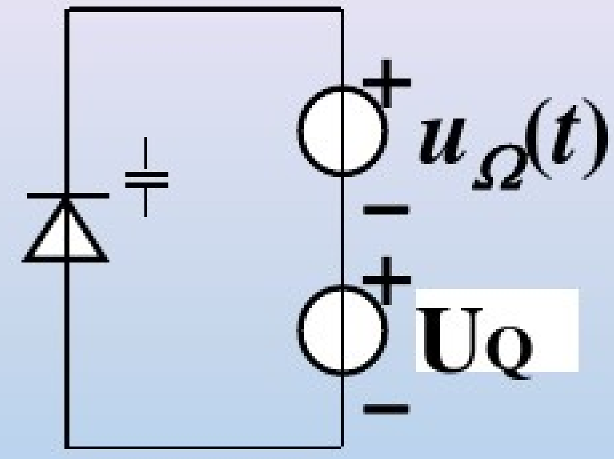
C_2 — 高频旁路

二、振荡回路的基本组成与工作原理





振荡回路的
高频通路



直流和
调制信号通路

$$u = -[U_Q + u_\Omega(t)] \Rightarrow C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \dfrac{u}{U_B}\right)^\gamma}$$

可得 $C_j = \dfrac{C_{jQ}}{(1+x)^\gamma}$

归一化调制信号电压

变容管静态电容

$$\left.\begin{aligned} C_{jQ} &= \frac{C_{j0}}{\left(1 + \dfrac{U_Q}{U_B}\right)^\gamma} \\ x &= \frac{u_\Omega(t)}{U_Q + U_B} \end{aligned}\right\}$$

为保证变容管反偏，应满足

$|u_\Omega(t)| < U_Q$，故x值恒小于。

$$C_j = \frac{C_{jQ}}{(1+x)^{\gamma}} \Rightarrow \mathrm{f} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_j}}$$

可得 $f(t) = f_c(1+x)^{\frac{\gamma}{2}}$

$f_c = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC_{jQ}}}$ 为未调制时的振荡频率，即载波频率。

当γ=2 时， $f(\mathrm{t}) = f_{\mathrm{c}}(1+x) = f_{\mathrm{c}}\left(1+\dfrac{u_{\Omega}(t)}{U_Q+U_B}\right)$

实现了理想的线性调制。

γ≠2时，调制特性是非线性的。

但调制信号足够小时，也可实现近似的线性调制。

设单频调制 $u_{\Omega}(t) = U_{\Omega m}\cos\Omega t$

则 $x = \dfrac{U_{\Omega m}}{U_Q + U_B}\cos(\Omega t) = m_c\cos(\Omega t)$

称为变容管的电容调制度，其值应小于1。

当m_c足够小时，x就足够小，可以忽略式$f(t) = f_c(1+x)^{\frac{\gamma}{2}}$的麦克劳林级数展开式中的三次方及其以上各次方项，得

$$f(t) \approx f_c[1 + \frac{\gamma}{2}x + \frac{\gamma}{2}\frac{(\gamma/2-1)}{2!}x^2]$$

$$= f_c\left[1 + \frac{\gamma}{8}\left(\frac{\gamma}{2} - 1\right)m_c^2\right] + \frac{\gamma}{2}m_c f_c\cos(\Omega t)$$

$$+ \frac{\gamma}{8}\left(\frac{\gamma}{2} - 1\right)m_c^2 f_c\cos(2\Omega t)$$

中心频率，有偏移
m_c越大，偏移越大

线性调频项

二次谐波项。
由调制特性非线性引起。

m_c越大，失真越大

$$f(t) \approx f_c\left[1+\frac{\gamma}{2}x+\frac{\gamma}{2}\frac{(\gamma/2-1)}{2!}x^2\right]$$

$$= f_c\left[1+\frac{\gamma}{8}\left(\frac{\gamma}{2}-1\right)m_c^2\right]+\frac{\gamma}{2}m_c f_c\cos(\Omega t)+\frac{\gamma}{8}\left(\frac{\gamma}{2}-1\right)m_c^2 f_c\cos(2\Omega t)$$

当m_c足够小时，可忽略中心频率的偏离和谐波失真项，则

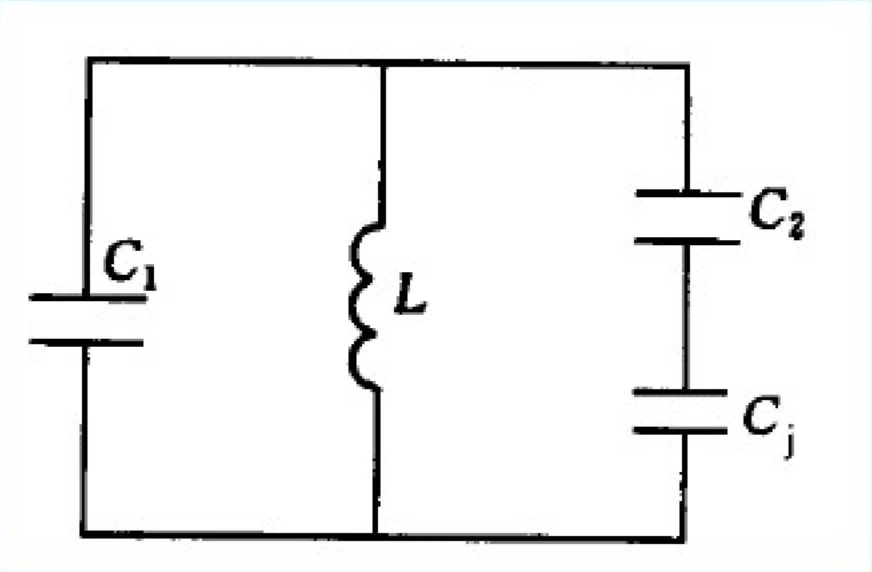
[illegible]

最大频偏 $\Delta f_m = \dfrac{\gamma}{2} m_c f_c$

调频灵敏度 $S_F = \dfrac{\Delta f_m}{U_{\Omega m}} = \dfrac{\gamma}{2} \dfrac{m_c f_c}{U_{\Omega m}} = \dfrac{\gamma}{2} \dfrac{f_c}{U_Q + U_B}$

可见：将变容二极管全部接入振荡回路来构成直接调频电路时，为减小非线性失真和中心频率的偏离，应设法使变容二极管工作在γ=2的区域，若$\gamma \neq 2$，则应限制调制信号的大小。

为减小$\gamma \neq 2$所引起的非线性，以及因温度、偏置电压等对C_{jQ}的影响所造成的调频波中心频率的不稳定，在实际应用中，常采用变容二极管部分接入振荡回路方式。



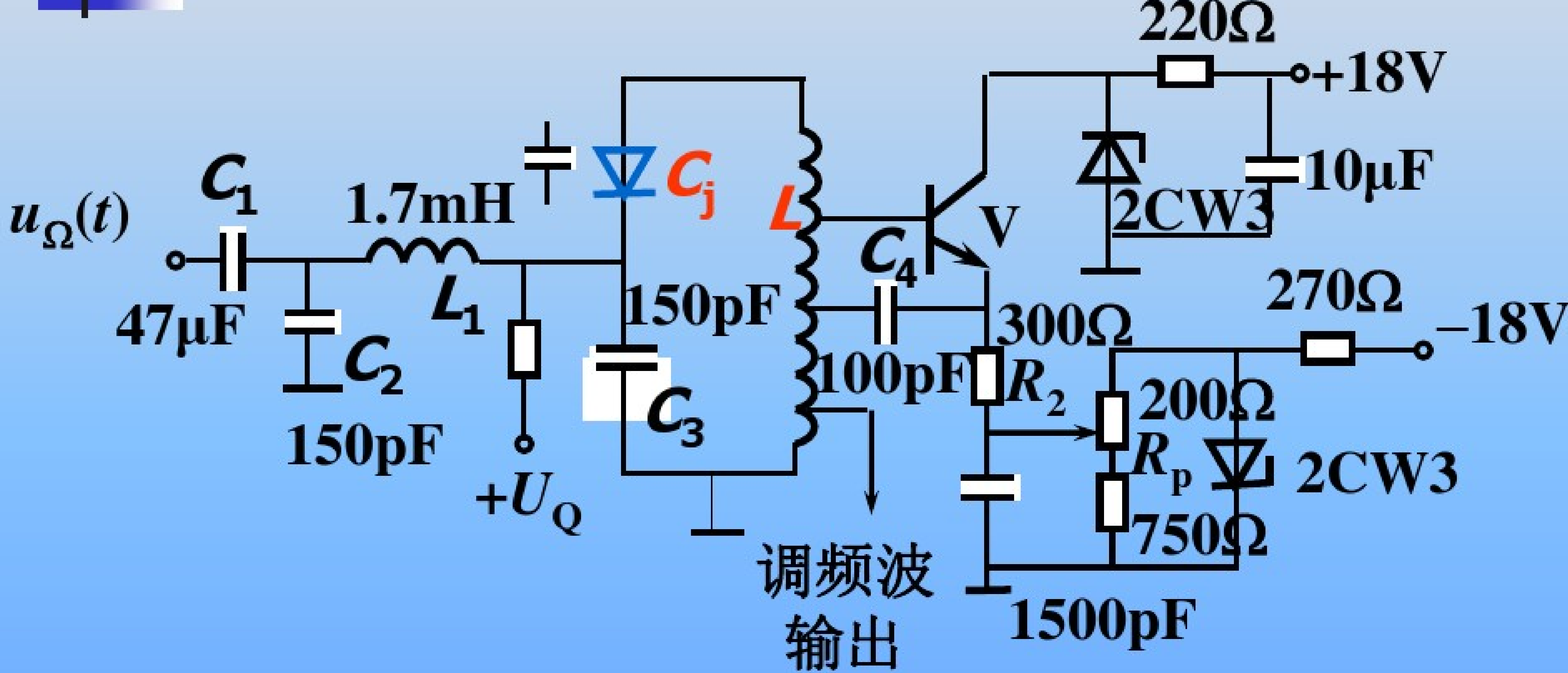
变容二极管部分接入振荡回路

适当调节C_1、C_2，可使调制特性接近于线性。

变容管部分接入回路所构成的调频电路，调制灵敏度和最大频偏都降低。

三、电路实例

1. 变容二极管全部接入回路的调频电路



中心频率 $f_c = 70$ MHz，最大频偏 $\Delta fm = 6$ MHz

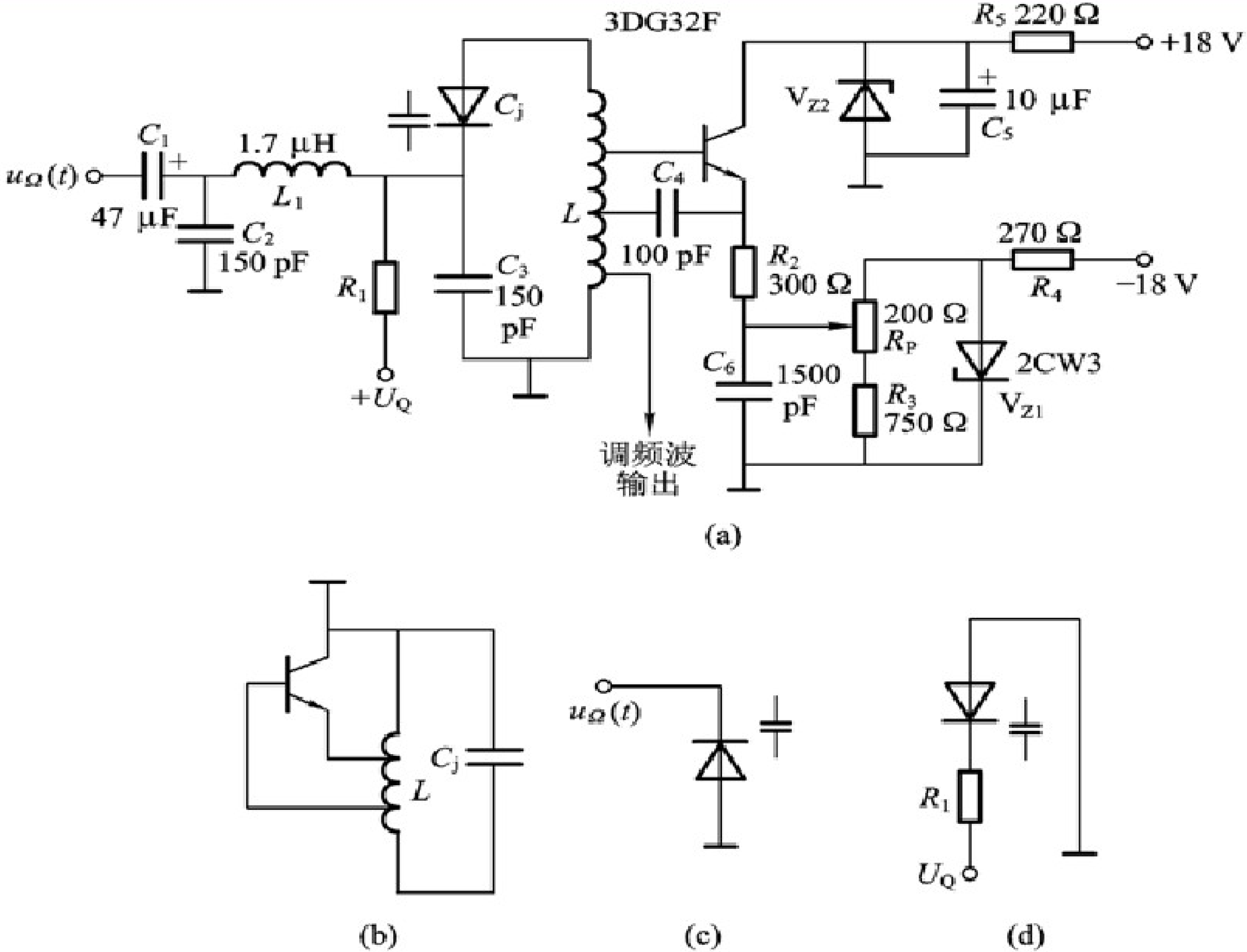
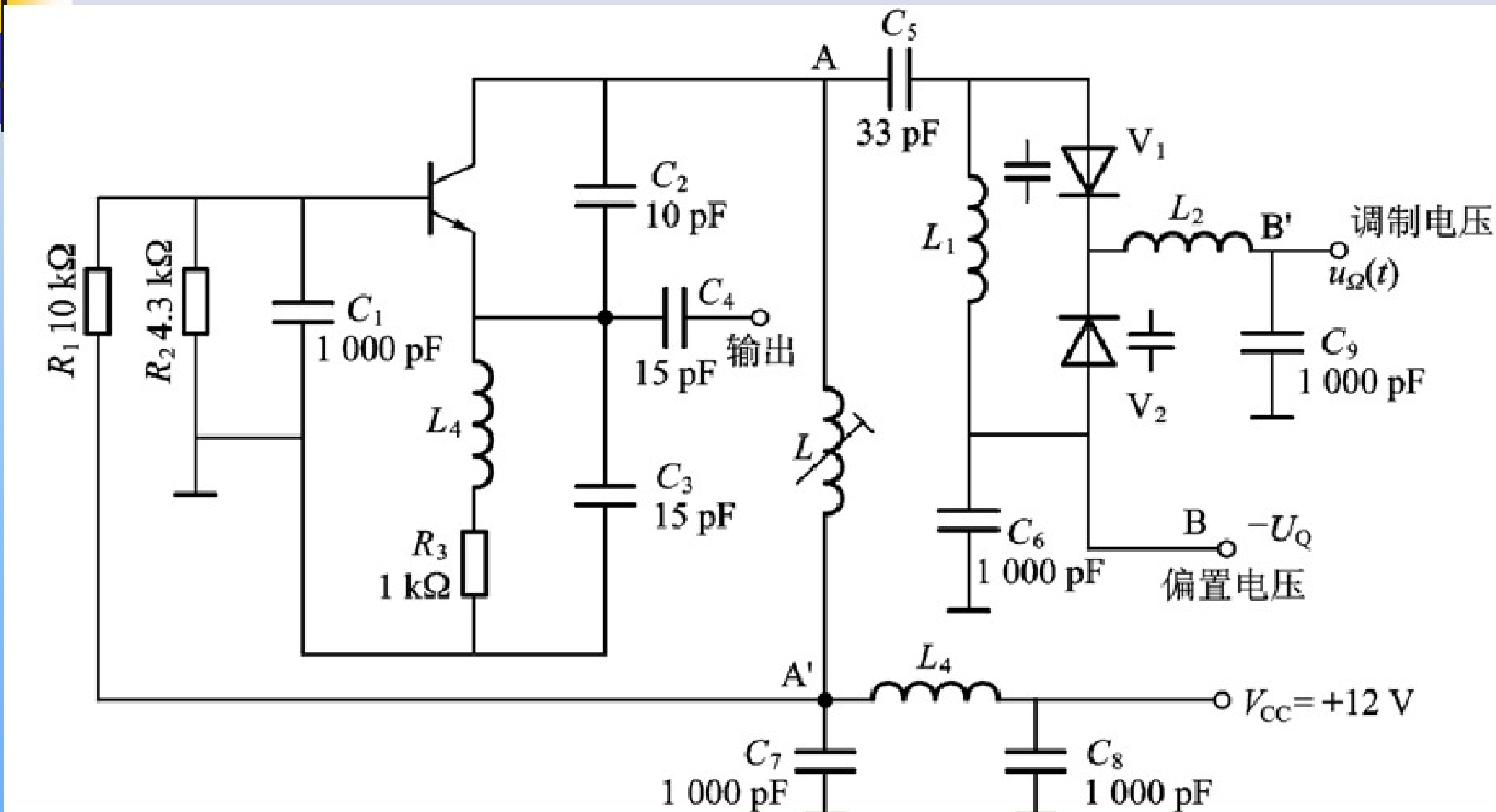


图 6.2.7 变容二极管全部接入回路的调频电路

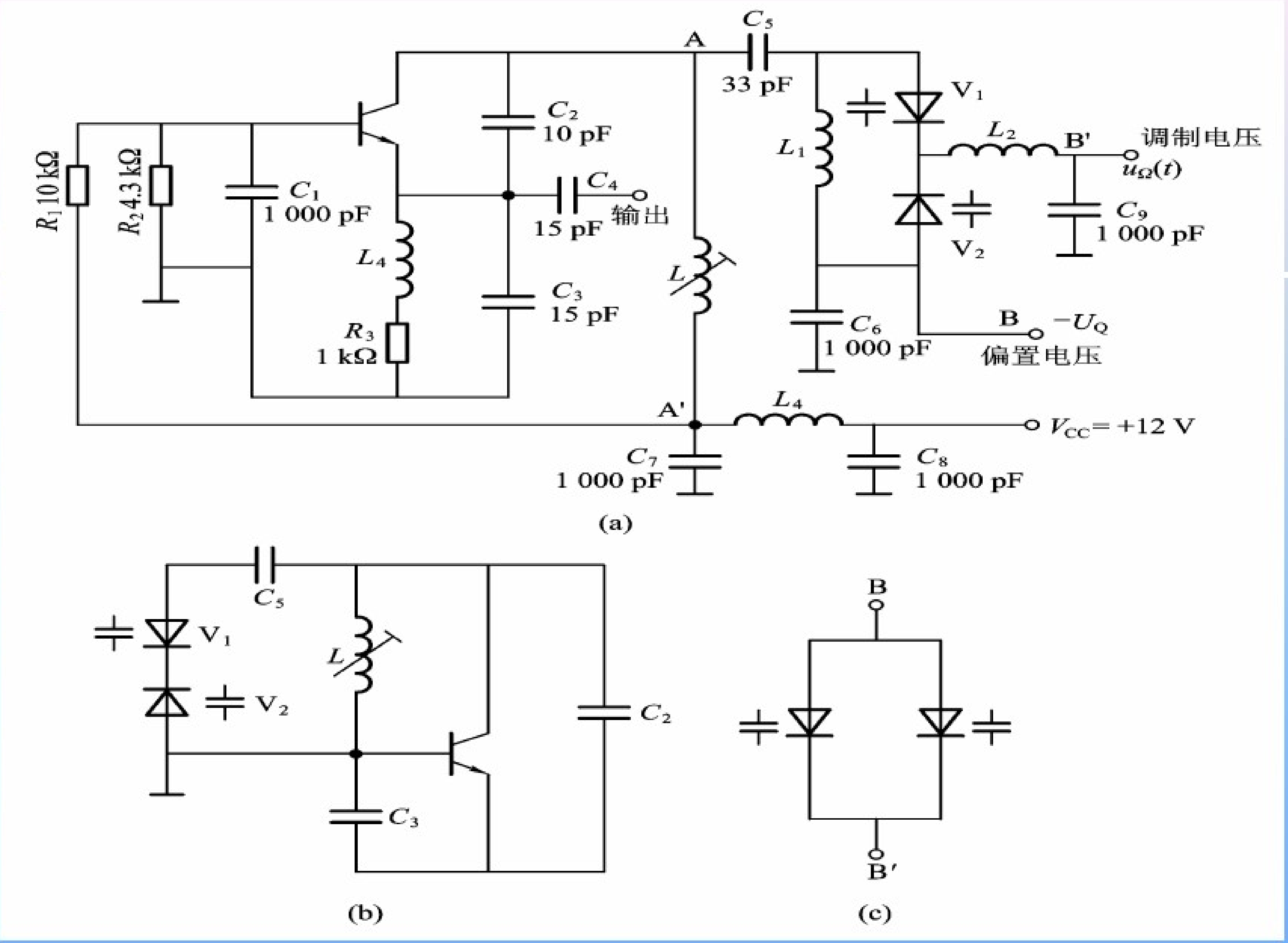
(a)电路 (b)振荡电路的简化交流通路 (c)变容二极管的调制信号通路

(d)变容二极管的直流通路

2. 变容二极管部分接入回路的调频电路



调节U_Q和L值，可使其中心频率在50MHz到100MHz范围内变化。

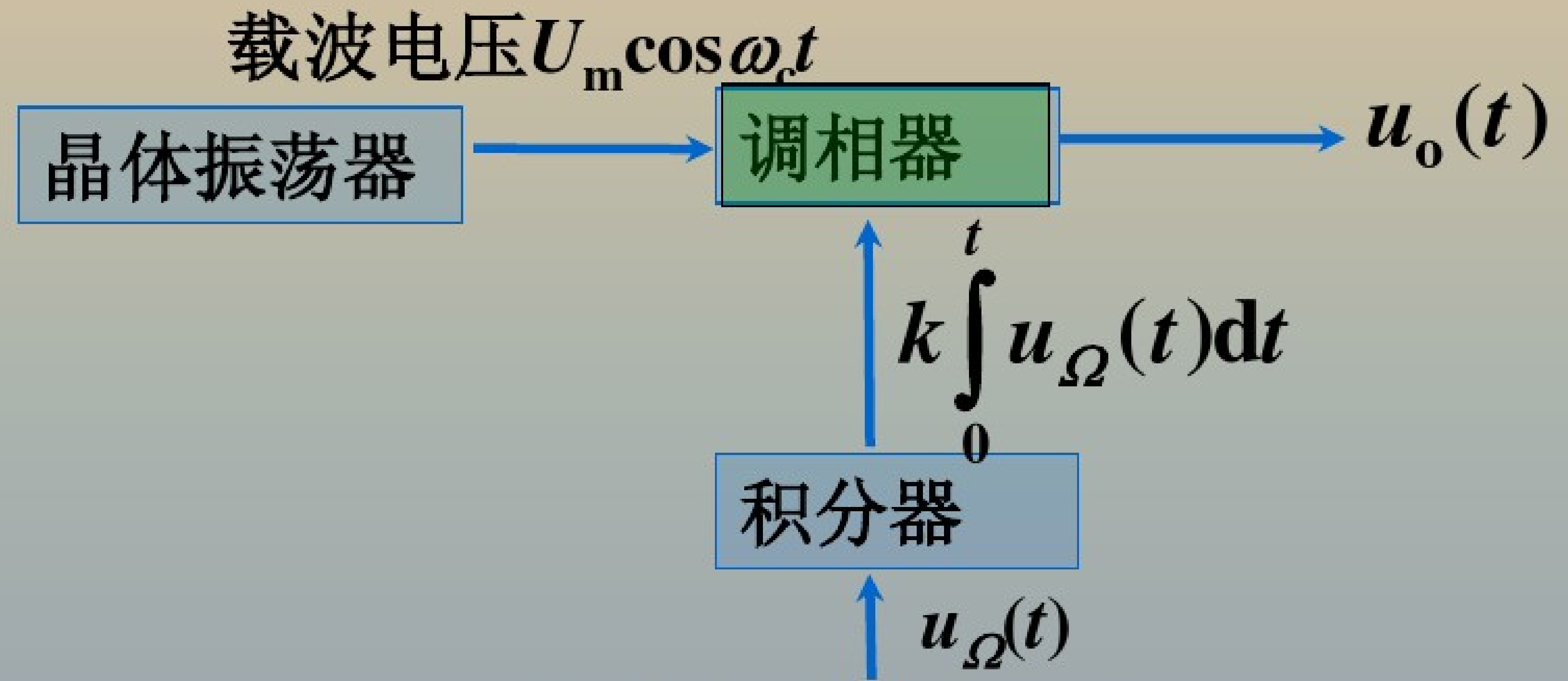


(a)电路　(b)振荡电路的交流通路

(c)变容二极管对直流和调制信号而言相当于并联连接

6.2.3 间接调频电路

一、实现方法



间接调频电路组成框图

二、调相的实现方法

1. 矢量合成法调相电路
2. 可变相移法调相电路
3. 可变时延法调相电路

二、调相的实现方法

1. 矢量合成法调相电路 （矢量合成法又称阿姆斯特朗法 ）

(1) 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

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

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

二、调相的实现方法

1. 矢量合成法调相电路 （矢量合成法又称阿姆斯特朗法 ）

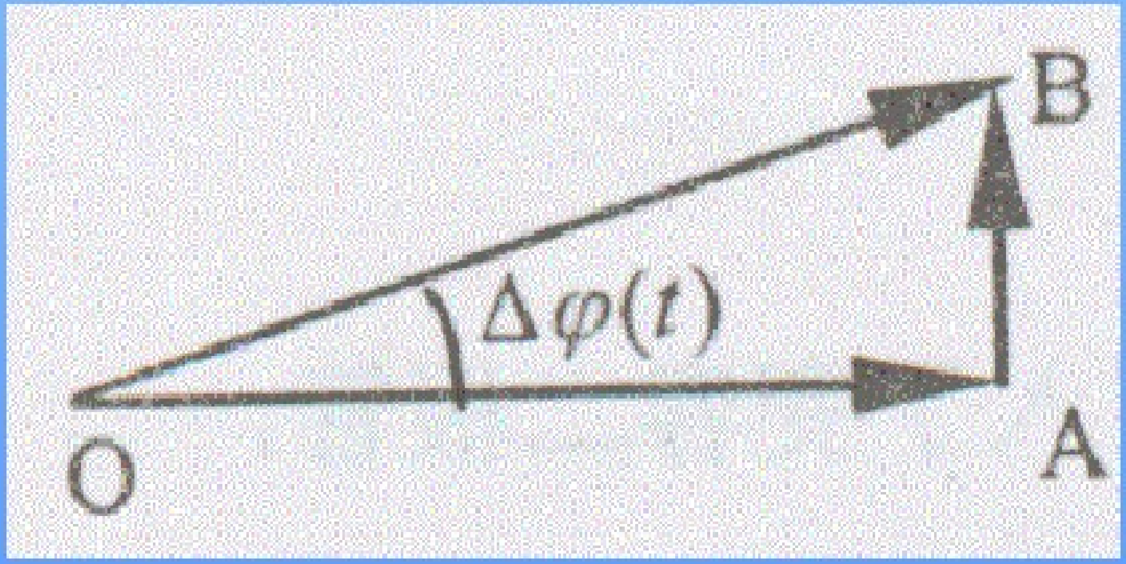
(1) 矢量合成法原理

单音调制时，调相信号可表示为

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

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

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



合成矢量OB为调相调幅信号

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

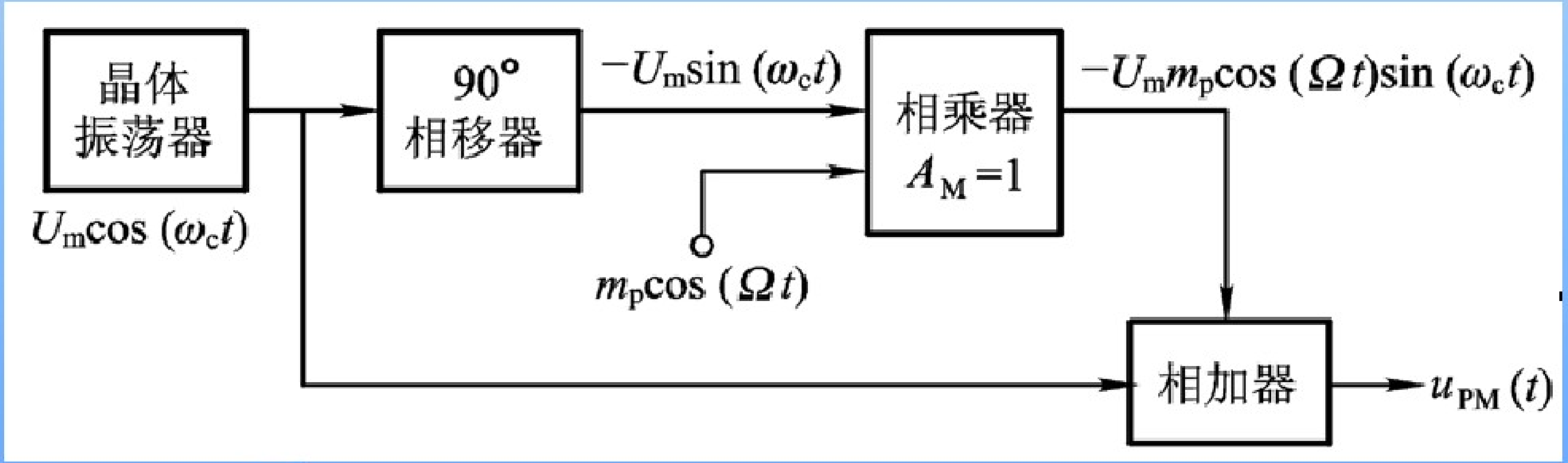
可实现窄带调相

二、调相的实现方法

1. 矢量合成法调相电路 （矢量合成法又称阿姆斯特朗法 ）

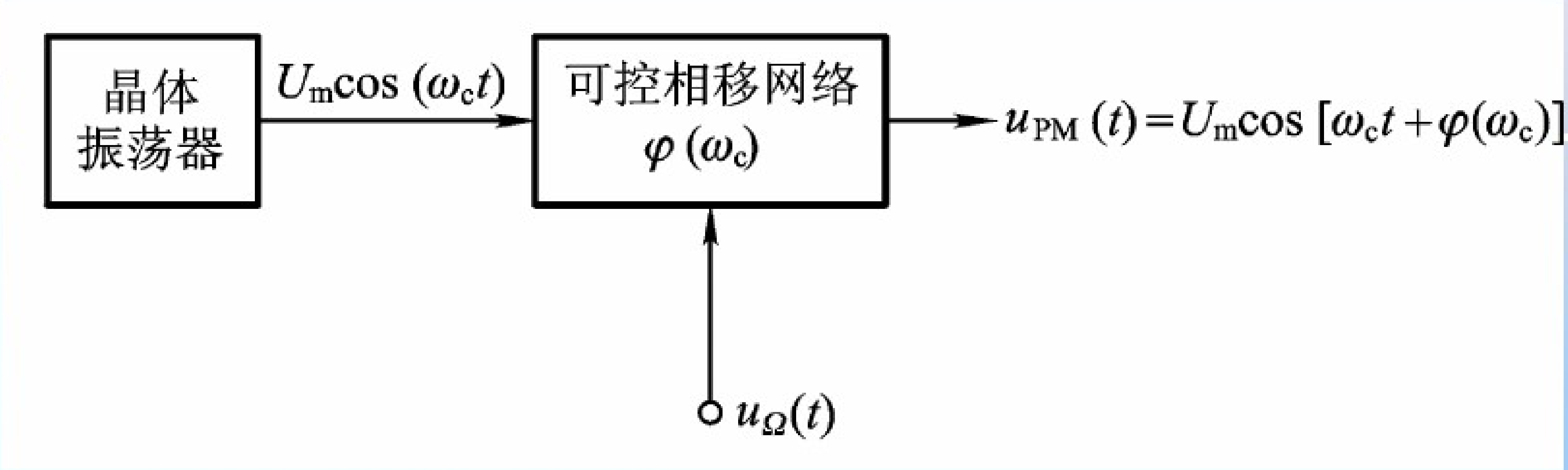
(1) 矢量合成法原理

(2) 矢量合成法实现模型

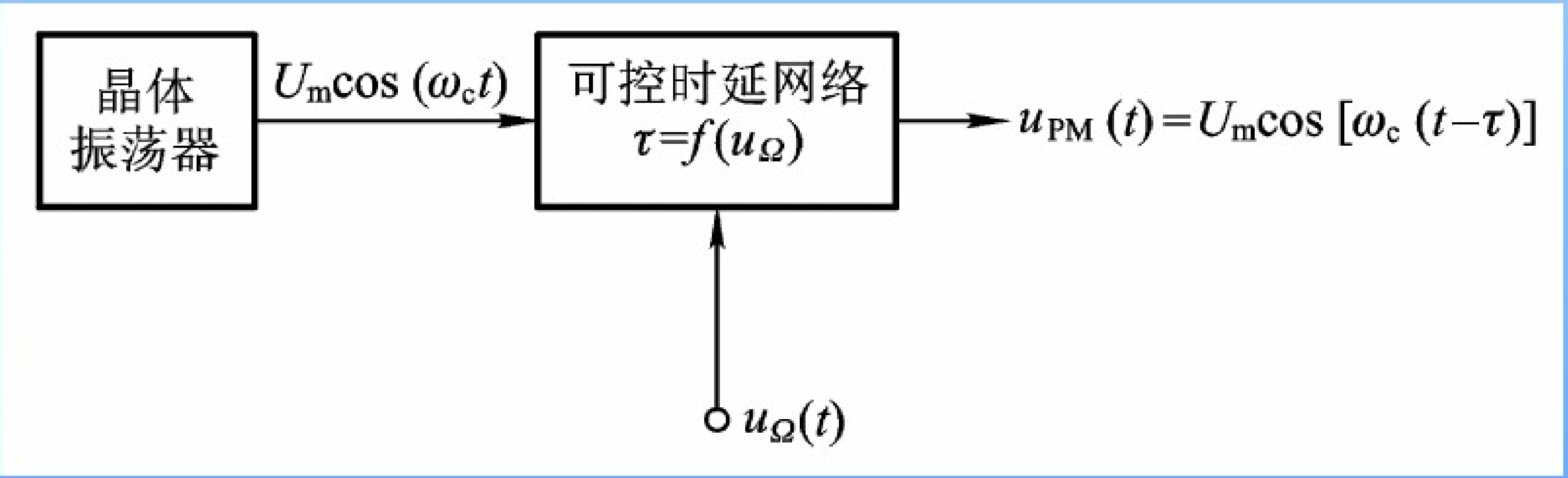


$$u_{PM}(t) \approx U_m\cos(\omega_c t) - U_m m_p\cos(\Omega t)\sin(\omega_c t)$$

2. 可变相移法调相电路

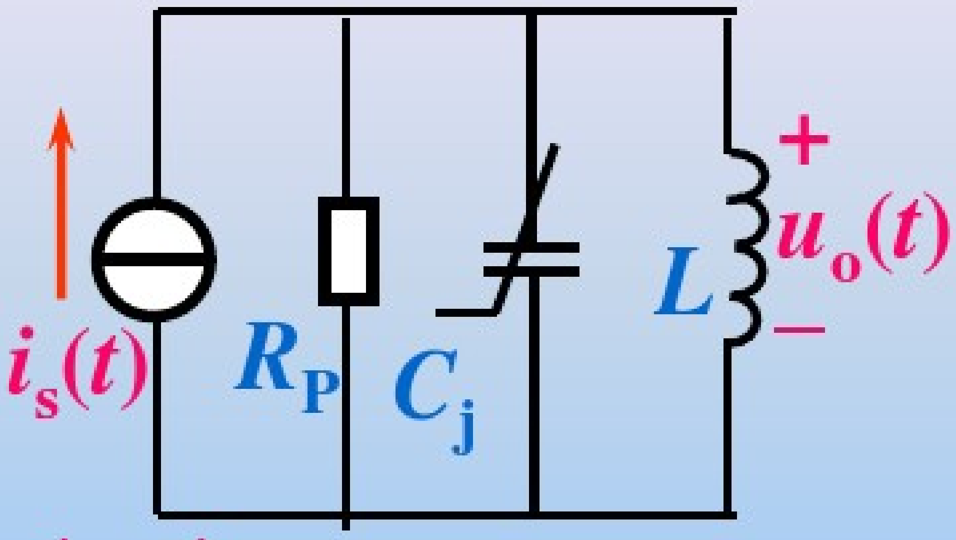


3. 可变时延法调相电路



$\tau=k_d u_\Omega(t)$ $\quad$ $u_{PM}(t)=U_m\cos[\omega_c t-\omega_c k_d u_\Omega(t)]$

三、变容二极管调相电路

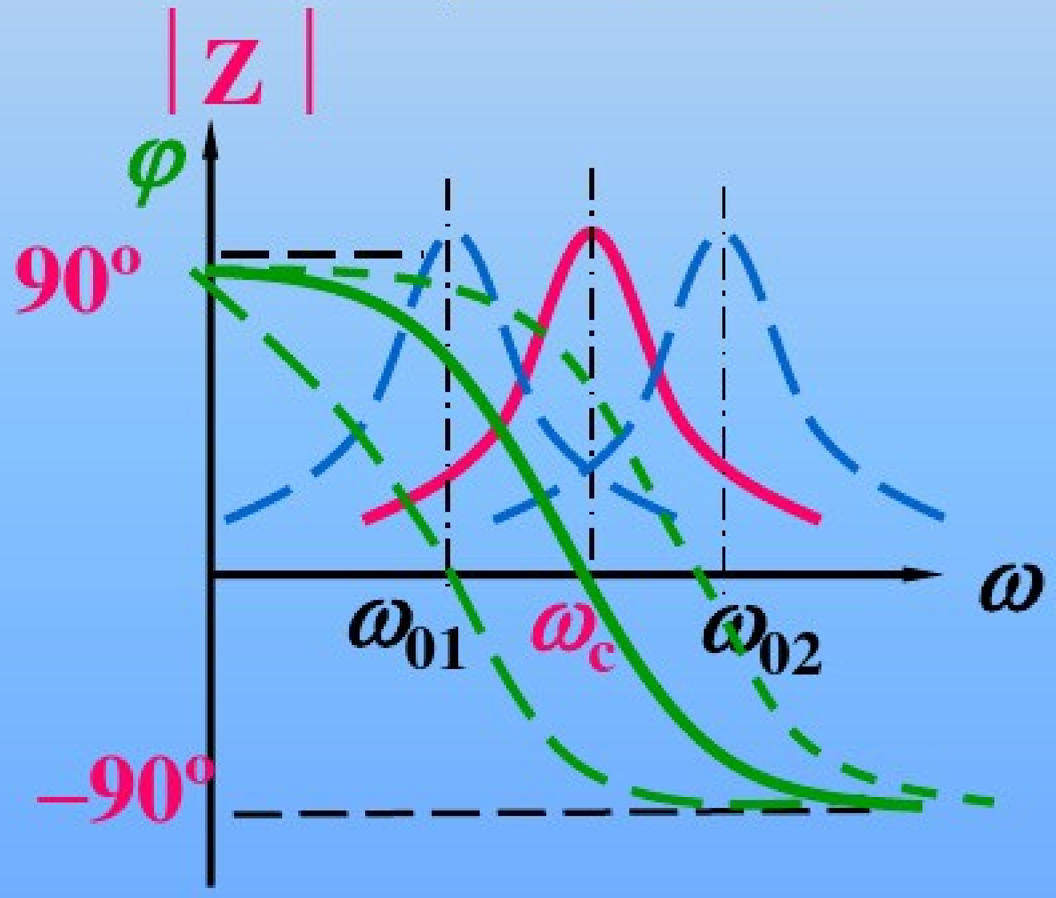


$$|Z| = \frac{R_p}{\sqrt{1+[Q_T(\omega/\omega_0-\omega_0/\omega)]^2}}$$

$$\varphi = -\arctan[Q_T(\omega/\omega_0-\omega_0/\omega)]$$

未加$u_\Omega(t)$时， $\omega_0 = 1/\sqrt{LC_{jQ}}$

C_j上加$u_\Omega(t)$， 使C_j↑或↓



若 $i_s(t)=I_{sm}\cos\omega_c t$ 则：

$$u_o(t) = I_{sm}Z(\omega_c)\cos[\omega_c t+\varphi(\omega_c)]$$

$$\varphi(\omega_c) = -\arctan[2Q_T\frac{\omega_c-\omega_0(t)}{\omega_c}]$$

当$|\varphi(\omega_c)|<30^\circ$

$$\varphi(\omega_c) \approx -2Q_T\frac{\omega_c-\omega_0(t)}{\omega_c}$$

当 $u_{\Omega}(t)=U_{\Omega\mathrm{m}}\cos\Omega t$ ，且$\mathrm{U}_{\Omega\,\mathrm{m}}$足够小时

由式（6.2.8）可得

$$\omega_0(t)\approx\omega_{\mathrm{c}}(1+\frac{\gamma}{2}m_{\mathrm{c}}\cos\Omega t)$$

代入 [illegible] 可得

[illegible]

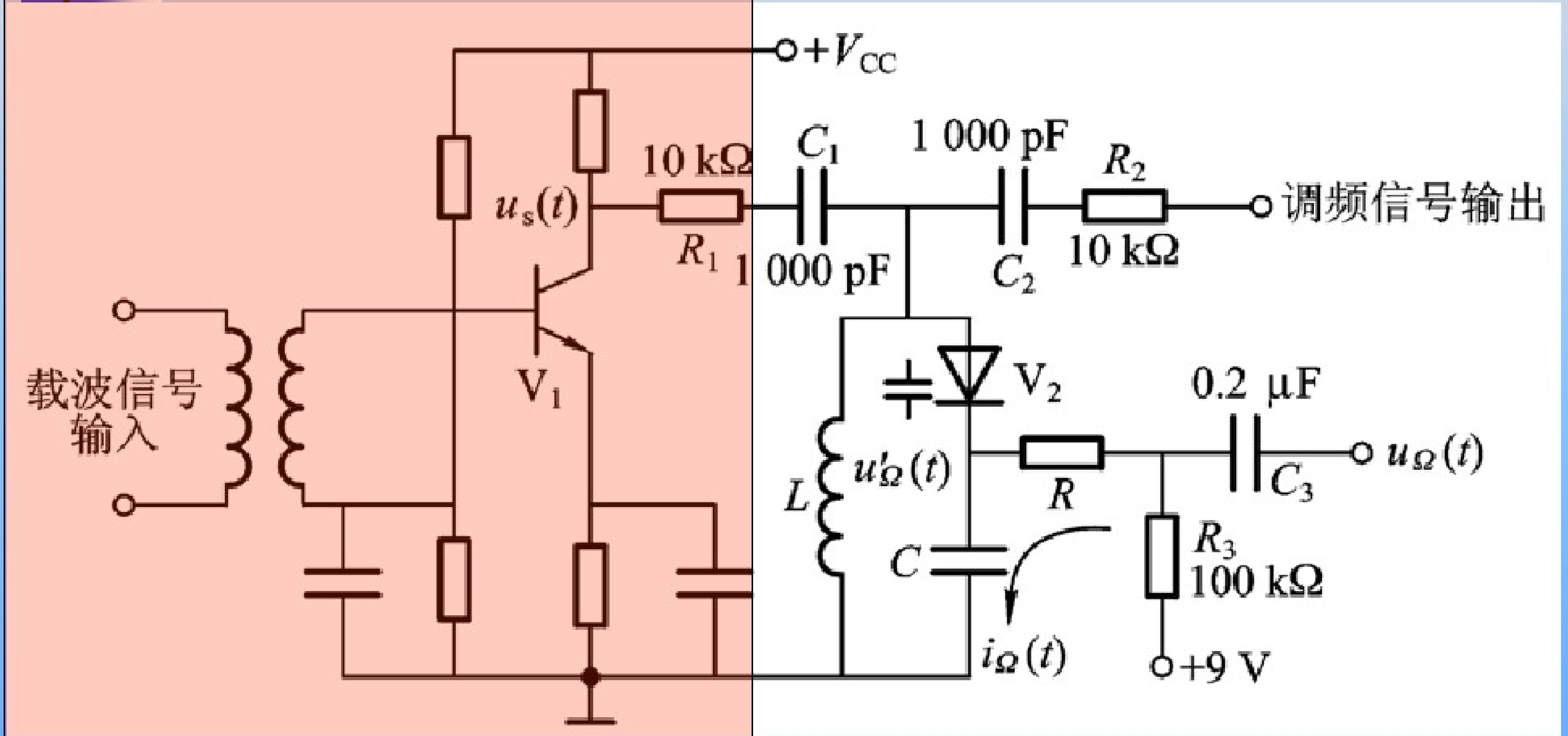
$$u_{\mathrm{o}}(t)=I_{\mathrm{sm}}Z(\omega_{\mathrm{c}})\cos[\omega_{\mathrm{c}}t+\gamma Q_{\mathrm{T}}m_{\mathrm{c}}\cos\Omega t$$

$$\Delta\omega_{\mathrm{m}}=\gamma Q_{\mathrm{T}}m_{\mathrm{c}}\Omega$$

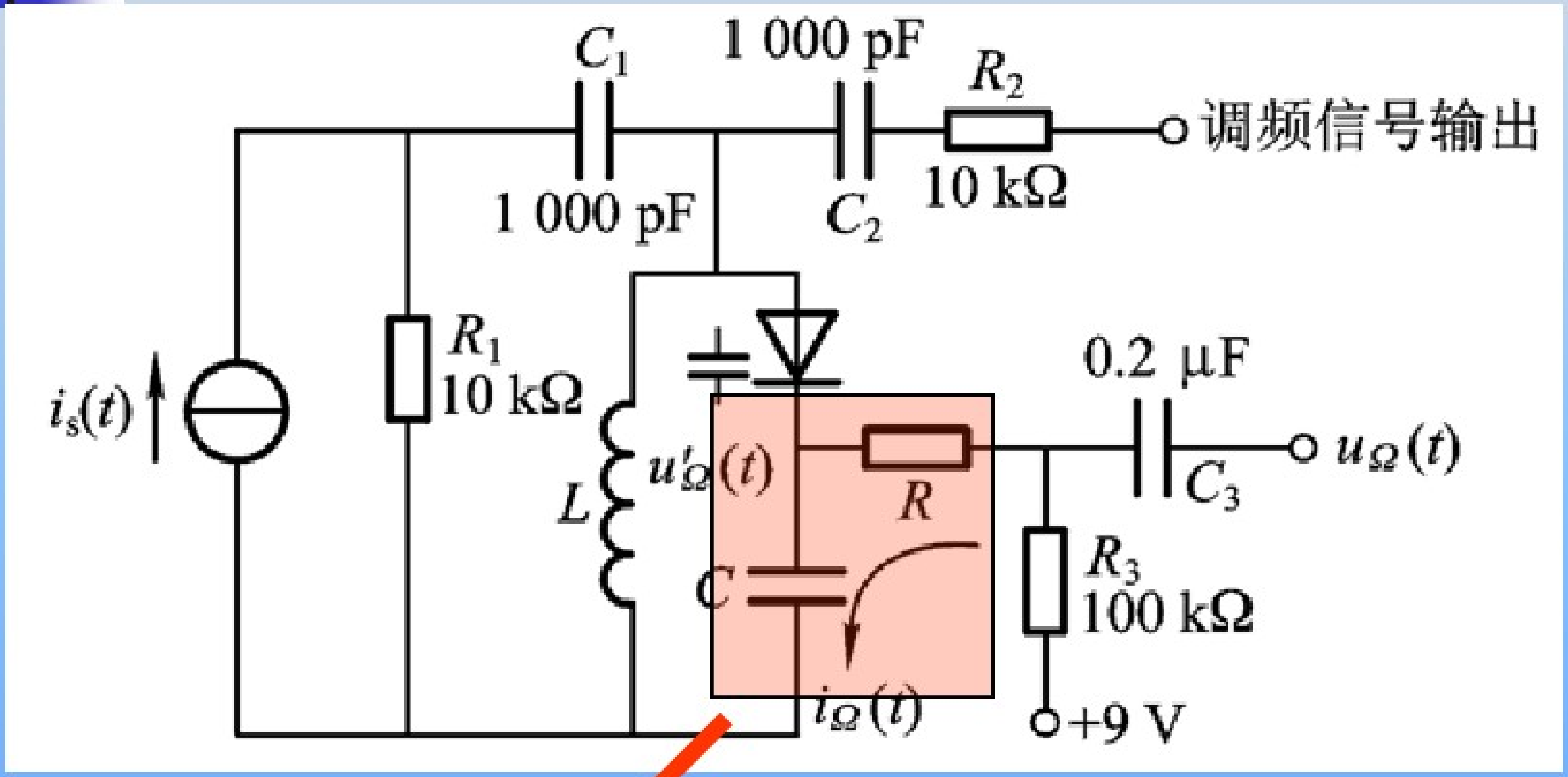
m_{p}

为实现线性调相，必须m_{p}小于30°，（即π/6rad ），故调相波的最大频偏不能很大。

四、变容二极管间接调频电路



四、变容二极管间接调频电路



要求 R>>1 /ΩC ,从而使RC电路对调制信号构成积分电路

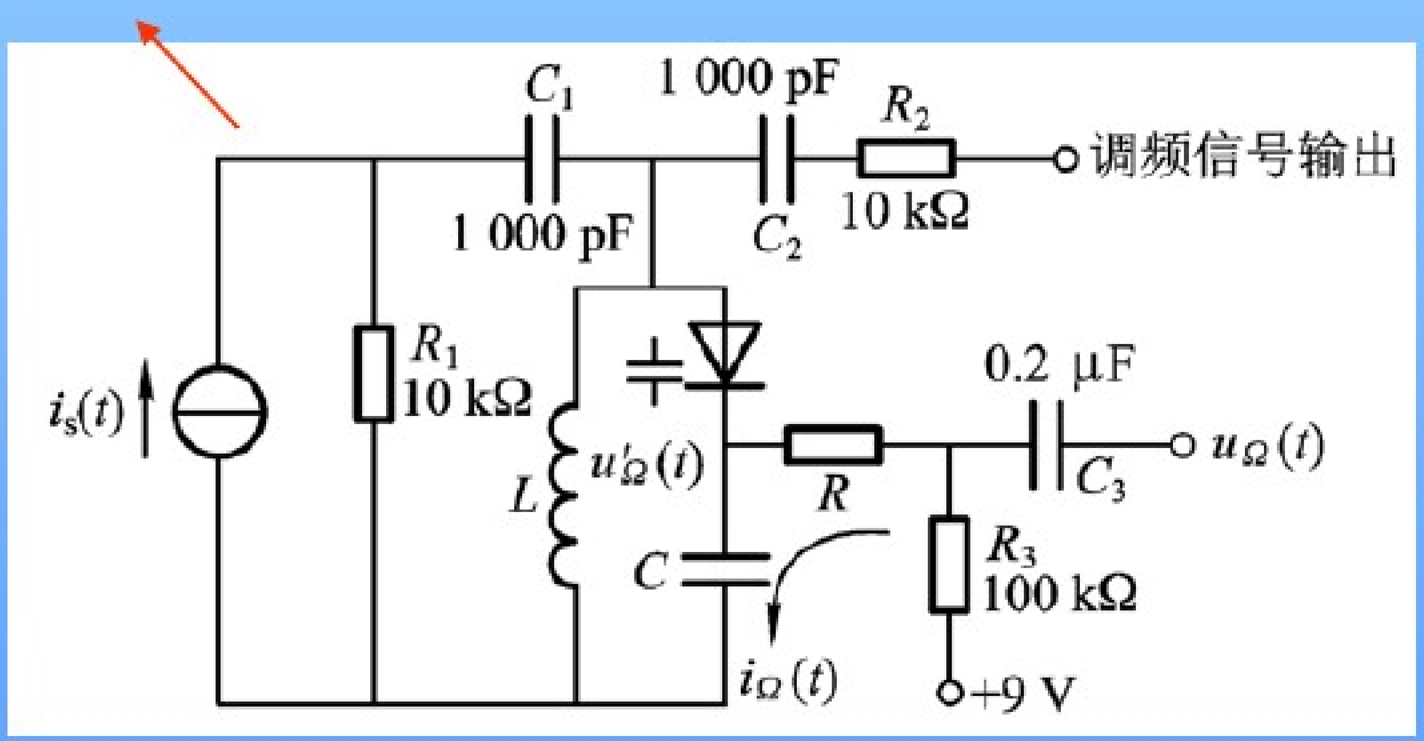
$i_\Omega(t) \approx u_\Omega(t) / R$

实际加到变容二极管上的调制电压$u_\Omega'(t)$ 为

$$u_\Omega'(t) = \frac{1}{C}\int_0^t i_\Omega(t)\mathrm{d}t \approx \frac{1}{RC}\int_0^t u_\Omega(t)\mathrm{d}t$$

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

$$u_\Omega'(t) = \frac{1}{RC}\int_0^t U_{\Omega m}\cos(\Omega t)\mathrm{d}t = \frac{1}{\Omega RC}U_{\Omega m}\sin(\Omega t) = U_{\Omega m}'\sin(\Omega t)$$



$i_\Omega(t) \approx u_\Omega(t) / R$

实际加到变容二极管上的调制电压$u_\Omega'(t)$ 为

$$u_\Omega'(t) = \frac{1}{C}\int_0^t i_\Omega(t)\mathrm{d}t \approx \frac{1}{RC}\int_0^t u_\Omega(t)\mathrm{d}t$$

当 $u_\Omega(t) = U_{\Omega\mathrm{m}}\cos\Omega t$ 时可得

$$u_\Omega'(t) = \frac{1}{RC}\int_0^t U_{\Omega\mathrm{m}}\cos(\Omega t)\mathrm{d}t = \frac{1}{\Omega RC}U_{\Omega\mathrm{m}}\sin(\Omega t) = U_{\Omega m}'\sin(\Omega t)$$

$$m_c = \frac{U_{\Omega m}'}{U_B + U_Q} = \frac{U_{\Omega m}}{\Omega RC(U_B + U_Q)}$$

根据式（6.2.22）可得

$$u_o(t) = I_{sm}Z(\omega_c)\cos[\omega_c t + \gamma m_c Q_T \sin(\Omega t)] = U_m\cos[\omega_c t + m_f\sin(\Omega t)]$$

$$\left.\begin{aligned} m_f &= \frac{\gamma Q_T U_{\Omega\mathrm{m}}}{(U_B + U_Q)\Omega RC} \\ \Delta\omega_m = m_f\Omega &= \frac{\gamma Q_T U_{\Omega\mathrm{m}}}{(U_B + U_Q)RC} \end{aligned}\right\}$$

6.2.4 扩展频偏的方法

利用倍频器

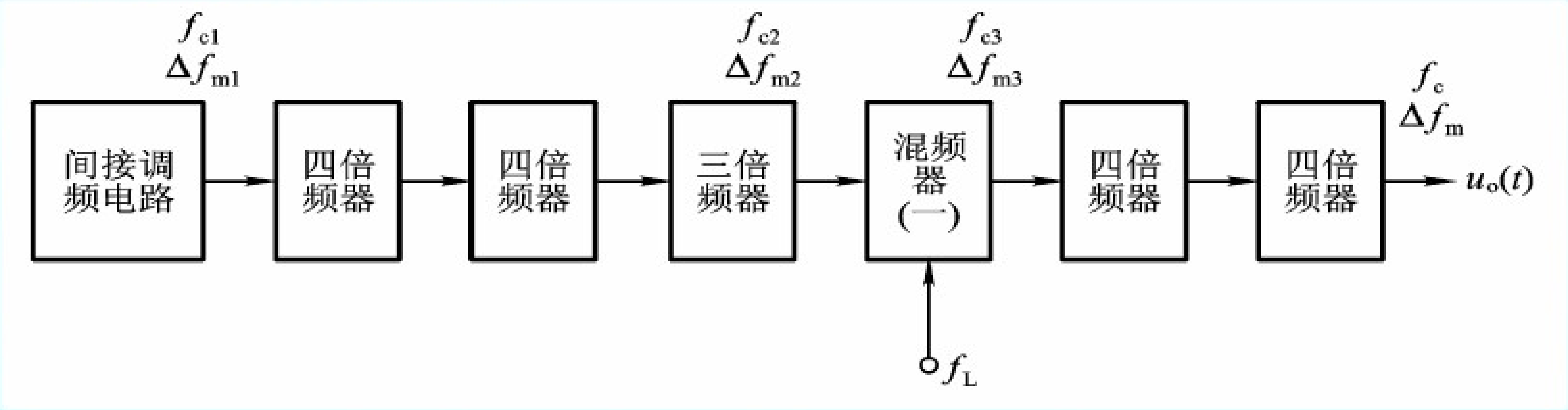
可将载波频率和最大频偏同时扩展n倍。

利用混频器

可在不改变最大频偏的情况下，将载波频率改变为所需值。

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。

例6.2.1 图6.2.14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}=100kHz，最大频偏Δf_{m1}= 97.64Hz，混频器的本振信号频率f_L=14.8MHz，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Δf_m 。



解: $f_{c2} = 4\times4\times3\times f_{c1} = 48\times100\text{kHz} = 4.8\ \text{MHz}$

$\Delta f_{m2} = 4\times4\times3\times\Delta f_{m1} = 48\times97.64\ \text{Hz} = 4.687\ \text{kHz}$

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

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

$f_c = 4\times4\times f_{c3} = 16\times10\ \text{MHz} = 160\ \text{MHz}$

$\Delta f_m = 4\times4\times\Delta f_{m3} = 16\times4.687\ \text{kHz} = 75\ \text{kHz}$