



# 第7章 角度调制与解调电路(非线性频率变换电路)

## 7.1 概述

## 7.2 角度调制与解调原理

## 7.3 调频电路

## 7.4 鉴频电路



# 第7章 模拟角度调制与解调电路

## (非线性频率变换电路)

### 7.1 概述

频率调制和相位调制合称为**角度调制**(简称调角):

- 非线性频率变换, 实现上更困难
- 占用带宽更大
- 抗干扰能力更好



## 7.2 角度调制与解调原理

### 7.2.1 调角信号的时域特性

1. 调频信号（表达式、角频偏、相偏、波形、频谱、带宽、功率）

设高频载波为  $u_c = U_{cm} \cos \omega_c t$

调制信号为  $u_\Omega(t)$

则调频信号的瞬时角频率  $\omega(t) = \omega_c + k_f u_\Omega(t)$

瞬时相位  $\varphi(t) = \int_0^t \omega(t) dt = \omega_c t + k_f \int_0^t u_\Omega(t) dt$

调频信号  $u_{FM} = U_{cm} \cos \left[ \omega_c t + k_f \int_0^t u_\Omega(t) dt \right]$

其中  $k_f$  为比例系数。

角频率偏移（简称角频偏）





角频率偏移(简称角频偏)  $\Delta\omega(t) = k_f u_\Omega(t)$

最大角频偏 $\Delta\omega_m$ 定义为:  $\Delta\omega_m = k_f \left| u_\Omega(t) \right|_{\max}$

瞬时相位  $\varphi_c(t) = \omega_c t + k_f \int_0^t u_\Omega(t) dt$

相位偏移(简称相偏)  $\Delta\varphi(t) = k_f \int_0^t u_\Omega(t) dt$

调频指数(最大相偏) $M_f$ 定义为:  $M_f = k_f \left| \int_0^t u_\Omega(t) dt \right|_{\max}$

若调制信号是单频信号, 即  $u_\Omega(t) = U_{\Omega m} \cos \Omega t$

则可写出相应的调频信号:

$$u_{FM} = U_{cm} \cos \left( w_c t + \frac{k_f U_{\Omega m}}{\Omega} \sin \Omega t \right) = U_{cm} \cos \left( w_c t + M_f \sin \Omega t \right)$$



## 2. 调相信号

设高频载波为  $u_c = U_{cm} \cos \omega_c t$

调制信号为  $u_\Omega(t)$

载波相位 相偏

则调相信号的瞬时相位  $\varphi(t) = \omega_c t + k_p u_\Omega(t)$

调相指数(最大相偏) $M_p$ 定义为:  $M_p = k_p |u_\Omega(t)|_{\max}$

调相信号  $u_{PM} = U_{cm} \cos [\omega_c t + k_p u_\Omega(t)]$

其中  $k_p$  为比例系数。

瞬时角频率  $\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega_c + k_p \frac{du_\Omega(t)}{dt}$





瞬时角频率  $\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega_c + k_p \frac{du_\Omega(t)}{dt}$

角频偏  $\Delta\omega(t) = k_p \frac{du_\Omega(t)}{dt}$

最大角频偏 $\Delta\omega_m$ 定义为:

$$\Delta\omega_m = k_p \left| \frac{du_\Omega(t)}{dt} \right|_{\max}$$

若调制信号是单频信号, 即  $u_\Omega = U_{\Omega m} \cos \Omega t$

可写出相应的调相信号

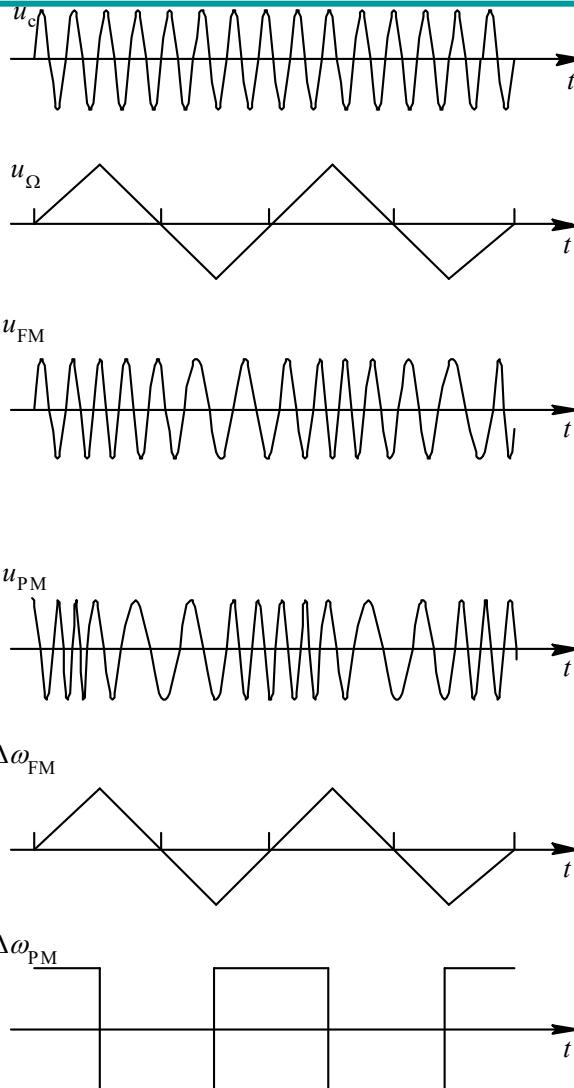
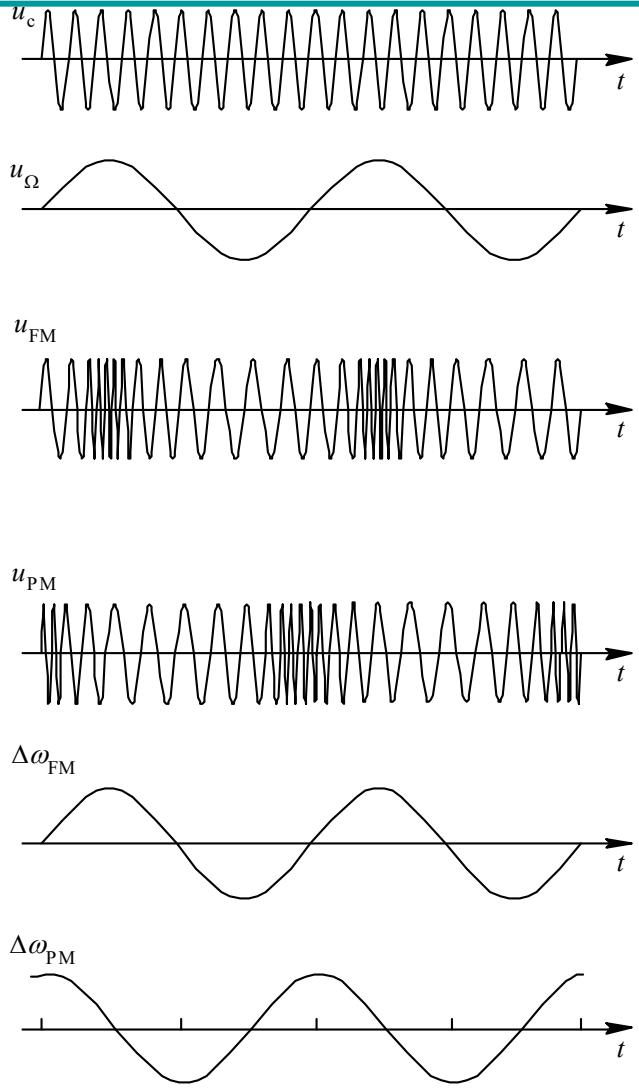
$$\begin{aligned} u_{PM} &= U_{cm} \cos(\omega_c t + k_p U_{\Omega m} \cos \Omega t) \\ &= U_{cm} \cos(\omega_c t + M_p \cos \Omega t) \end{aligned}$$



项目	FM (调频波)	PM (调相波)
载波	$u_c = U_{cm} \cos \omega_c t$	$u_c = U_{cm} \cos \omega_c t$
调制信号	$u_\Omega(t) = U_{\Omega m} \cos \Omega t$	$u_\Omega(t) = U_{\Omega m} \cos \Omega t$
已调波表达式	$u_{FM} = U_{cm} \cos \left[ \omega_c t + k_f \int_0^t u_\Omega(t) dt \right]$	$u_{PM} = U_{cm} \cos (\omega_c t + k_p U_{\Omega m} \cos \Omega t)$
瞬时角频率	$\omega(t) = \omega_c + k_f u_\Omega(t)$	$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega_c + k_p \frac{du_\Omega(t)}{dt}$
瞬时角频偏	$\Delta\omega(t) = k_f u_\Omega(t)$	$\Delta\omega(t) = k_p \frac{du_\Omega(t)}{dt}$
最大角频偏	$\Delta\omega_m = k_f  u_\Omega(t) _{\max}$	$\Delta\omega_m = k_p \left  \frac{du_\Omega(t)}{dt} \right _{\max}$
瞬时相位	$\varphi(t) = \omega_c t + k_f \int_0^t u_\Omega(t) dt$	$\varphi(t) = \omega_c t + k_p u_\Omega(t)$
瞬时相偏	$\Delta\varphi(t) = k_f \int_0^t u_\Omega(t) dt$	$\Delta\varphi(t) = k_p u_\Omega(t)$
调制指数 (最大相偏)	$M_f = k_f \left  \int_0^t u_\Omega(t) dt \right _{\max}$	$M_P = k_p  u_\Omega(t) _{\max}$
信号带宽	$BW = 2(M+1)F = 2(\Delta f_{\max} + F)$	$BW = 2(M+1)F = 2(\Delta f_{\max} + F)$

## 3. 调频信号与调相信号时域特性的比较

调制信号分别为单频正弦波和三角波时的调频信号和调相信号的有关波形。



调频信号与调相信号的波形

(a) 调制信号是单频正弦波时 (b) 调制信号是三角波时



## 7.2.2 调角信号的频谱

在单频调制时, 调频信号与调相信号的时域表达式是相似的, 故可写成统一的调角信号表达式:

$$u(t) = U_{cm} \cos(\omega_c t + M \sin \Omega t)$$

式中用调角指数M统一代替了M<sub>f</sub>与M<sub>p</sub>。

$$u(t) = U_{cm} [\cos(M \sin \Omega t) \cos \omega_c t - \sin(M \sin \Omega t) \sin \omega_c t]$$

利用贝塞尔函数理论中的两个公式:

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

$$\sin(M \sin \Omega t) = 2J_1(M) \sin \Omega t + 2J_3(M) \sin 3\Omega t + 2J_5(M) \sin 5\Omega t + \dots$$

其中J<sub>n</sub>(M)是宗数为M的n阶第一类贝塞尔函数。



## 7.2.2 调角信号的频谱

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

$$\sin(M \sin \Omega t) = 2J_1(M) \sin \Omega t + 2J_3(M) \sin 3\Omega t + 2J_5(M) \sin 5\Omega t + \dots$$

代入式  $u(t) = U_{cm} [\cos(M \sin \Omega t) \cos \omega_c t - \sin(M \sin \Omega t) \sin \omega_c t]$

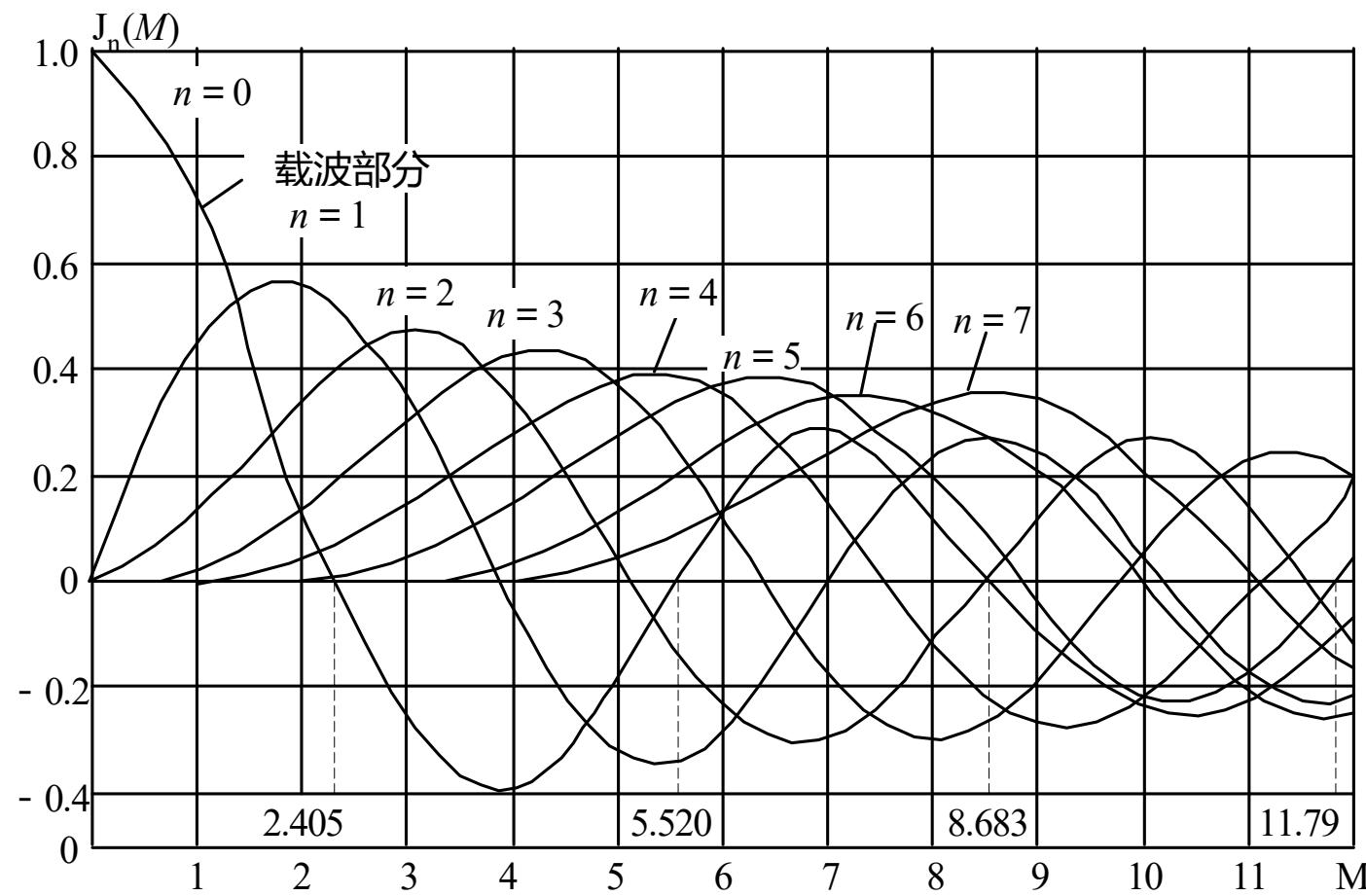
可得到

$$u(t) = U_{cm} \left[ \begin{array}{l} J_0(M) \cos \omega_c t - 2J_1(M) \sin \Omega t \sin \omega_c t \\ + 2J_2(M) \cos 2\Omega t \cos \omega_c t - 2J_3(M) \sin 3\Omega t \sin \omega_c t \\ + 2J_4(M) \cos 4\Omega t \cos \omega_c t - 2J_5(M) \sin 5\Omega t \sin \omega_c t + \dots \end{array} \right]$$

$$= U_{cm} \left\{ \begin{array}{l} J_0(M) \cos \omega_c t + J_1(M) [\cos(\omega_c + \Omega)t - \cos(\omega_c - \Omega)t] \\ + J_2(M) [\cos(\omega_c + 2\Omega)t + \cos(\omega_c - 2\Omega)t] \\ + J_3(M) [\cos(\omega_c + 3\Omega)t - \cos(\omega_c - 3\Omega)t] \\ + J_4(M) [\cos(\omega_c + 4\Omega)t + \cos(\omega_c - 4\Omega)t] \\ + J_5(M) [\cos(\omega_c + 5\Omega)t - \cos(\omega_c - 5\Omega)t] + \dots \end{array} \right\}$$



## 7.2.2 调角信号的频谱



宗数为  $M$  的  $n$  阶第一类贝塞尔函数曲线图



## 给出了M为几个离散值时的贝塞尔函数值

$n \backslash M$	0	0.5	1	2	3	4	5	6
0	1	0.939	0.765	0.224	-0.261	-0.397	-0.178	0.151
1		0.242	0.440	0.577	0.339	-0.066	-0.328	-0.277
2		0.03	0.115	0.353	0.486	0.364	0.047	-0.243
3			0.020	0.129	0.309	0.430	0.365	0.115
4				0.003	0.034	0.132	0.281	0.391
5					0.007	0.043	0.132	0.261
6					0.001	0.011	0.049	0.131
7						0.003	0.015	0.053
8							0.004	0.018
								0.057





分析调角信号表达式和贝塞尔函数的特点,可以看  
出单频调角信号频谱具有以下几个特点:

- 1) 由载频和无穷多组上、下边频组成, 频率分量满足 $\omega_c \pm n\Omega$ , 振幅为 $J_n(M)U_{cm}$ , 每组边频分量振幅相同; 当n为偶数时, 相位相同; 当n为奇数时, 相位相反。
- 2) 当M确定后, 各边频分量振幅值不是随n单调变化, 且有时候为零。
- 3) 随着M值的增大, 具有较大振幅的边频分量数目增加, 载频分量振幅呈衰减振荡趋势, 在个别地方载频分量为零。
- 4) 若调角信号振幅不变, M值变化, 则总功率不变, 但载频与各边频分量的功率将重新分配。

上述特点说明调角是完全不同于调幅的一种非线性频率变换过程。显然, 角度解调也是非线性频率变换过程。





对于由众多频率分量组成的一般调制信号, 调角信号的总频谱在调制信号每个频率分量单独调制时所得频谱的组合基础上, 另外又新增了许多频率分量。例如, 若调制信号由角频率为 $\Omega_1$ 、 $\Omega_2$ 的两个单频正弦波组成, 则对应调角信号的频率分量不但有 $\omega_c \pm n\Omega_1$ 和 $\omega_c \pm n\Omega_2$ , 还会出现 $\omega_c \pm n\Omega_1 \pm p\Omega_2$ ,  $n, p=0, 1, 2, \dots$ 。



## 7.2.3 调角信号的带宽

具有较大振幅的频率分量集中在载频附近,且上下边频在振幅上对称。

当 $M \ll 1$ 时,称为窄带调角信号,有近似公式

$$\cos(M \sin \Omega t) \approx 1, \quad \sin(M \sin \Omega t) \approx M \sin \Omega t$$

故式  $u(t) = U_{cm} [\cos(M \sin \Omega t) \cos \omega_c t - \sin(M \sin \Omega t) \sin \omega_c t]$

可化简为:  $u(t) = U_{cm} \left[ \cos \omega_c t + \frac{M}{2} \cos(\omega_c + \Omega)t - \frac{M}{2} \cos(\omega_c - \Omega)t \right]$

此时频谱由载频和一对振幅相同、相位相反的上下边频组成, 窄带带宽

$$BW = 2F$$

对于非窄带调角信号,通常定义有效带宽(简称带宽)

$$BW = 2(M + 1)F = 2(\Delta f_{max} + F)$$



**例** 已知音频调制信号的最低频率 $F_{\min}=20\text{Hz}$ , 最高频率 $F_{\max}=15\text{kHz}$ , 若要求最大频偏 $\Delta f_m=45\text{kHz}$ , 求出相应调频信号的调频指数 $M_f$ 、带宽BW和带宽内各频率分量的功率之和(假定调频信号总功率为1W), 画出 $F=15\text{kHz}$ 对应的频谱图, 并求出相应调相信号的调相指数 $M_p$ 、带宽和最大频偏。

**解:** 调频信号的调频指数 $M_f$ 与调制频率成反比, 即

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

$$\text{所以 } M_{f\max} = \frac{\Delta f_m}{F_{\min}} = \frac{45 \times 10^3}{20} = 2250 \text{ rad}$$

$$M_{f\min} = \frac{\Delta f_m}{F_{\max}} = \frac{45 \times 10^3}{15 \times 10^3} = 3 \text{ rad}$$

$$BW = 2(M_f + 1)F = 2(\Delta f_m + F) = 2 \times (3 + 1) \times 15 \times 10^3 = 120 \text{ kHz}$$

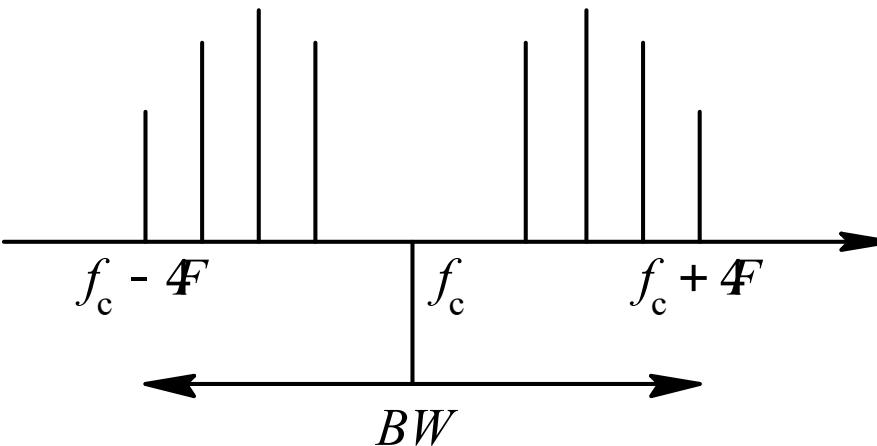
因为 $F=15\text{kHz}$ 对应的 $M_f=3$ , 可查出 $J_0(3)=-0.261$ ,

$$J_1(3)=0.339, J_2(3)=0.486, J_3(3)=0.309, J_4(3)=0.132$$



$J_0(3) = -0.261, J_1(3) = 0.339, J_2(3) = 0.486, J_3(3) = 0.309,$

$J_4(3) = 0.132$ , 由此可画出对应调频信号带宽内的频谱图, 共9条谱线, 如图所示。



因为调频信号总功率为1W, 故  $U_{cm} = \sqrt{2}V$

所以带宽内功率之和

$$= \frac{J_0^2(3)U_{cm}^2}{2} + 2 \sum_{n=1}^4 \frac{J_n^2(3)U_{cm}^2}{2} = J_0^2(3) + 2 \sum_{n=1}^4 J_n^2(3) \approx 0.996W$$



调相信号的最大频偏是与调制信号频率成正比的,只要保证最高调制频率对应的最大频偏不超过45kHz,其余调制频率对应的最大频偏必然小于45kHz。另外,调相信号的调相指数Mp与调制频率无关。

$$\text{由 } \Delta f_m = M_p F \text{ 可得 } M_p = \frac{\Delta f_{m \max}}{F_{\max}} = \frac{45 \times 10^3}{15 \times 10^3} = 3$$

$$\Delta f_{m \min} = M_p F_{\min} = 3 \times 20 = 60 \text{ Hz}$$

$$\text{所以 } BW = 2 \times (3 + 1) \times 15 \times 10^3 = 120 \text{ kHz}$$

最大频偏与带宽是两个容易混淆的概念。最大频偏是指调角信号瞬时频率偏离载频的最大值;而带宽是指调角信号频谱分量的有效宽度。非窄带调频信号最大频偏 $\Delta f_m$ 与带宽BW的关系为:

$$BW = 2(\Delta f_m + F)$$





### 3. 调频信号与调相信号的比较

调频信号与调相信号的相同之处在于：

- (1) 二者都是等幅信号。
- (2) 二者的频率和相位都随调制信号而变化，均产生频偏与相偏。



调频信号与调相信号的区别在于：

- (1) 二者的频率和相位随调制信号变化的规律不一样。
- (2) 调频信号的调频指数 $M_f$ 与调制频率有关, 最大频偏与调制频率无关;而调相信号的最大频偏与调制频率有关, 调相指数 $M_p$ 与调制频率无关。
- (3) 调频信号的最大角频偏 $\Delta\omega_m < \omega_c$ ,  $\Delta\omega_m$ 可以很大, 即调制范围很大。由于相位以 $2\pi$ 为周期, 所以调相信号的最大相偏(调相指数) $M_f < \pi$ , 故调制范围很小。



## 调频波与调相波比较表：

项 目	调 频 波	调 相 波
载波	$u_c = U_c \cos\omega_c t$	$u_c = U_c \cos\omega_c t$
调制信号	$u_\Omega = U_\Omega \cos\Omega t$	$u_\Omega = U_\Omega \cos\Omega t$
偏移的物理量	频率	相位
调制指数(最大相偏)	$m_f = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} = \frac{k_f U_\Omega}{\Omega} = \Delta\varphi_m$	$m_p = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} = k_p U_\Omega = \Delta\varphi_m$
最大频偏	$\Delta\omega_m = k_p U_\Omega$	$\Delta\omega_m = k_p u_\Omega \Omega$
瞬时角频率	$\omega(t) = \omega_c + k_f u_\Omega(t)$	$\omega(t) = \omega_c + k_p \frac{du_\Omega(t)}{dt}$
瞬时相位	$\varphi(t) = \omega_c t + k_f \int u_\Omega(t) dt$	$\varphi(t) = \omega_c t + k_p u_\Omega(t)$
已调波电压	$u_{FM}(t) = U_c \cos(\omega_c t + m_f \sin\Omega t)$	$u_{PM}(t) = U_c \cos(\omega_c t + m_p \cos\Omega t)$
信号带宽	$B_s = 2(m_f + 1)F_{max}$ (恒定带宽)	$B_s = 2(m_p + 1)F_{max}$ (非恒定带宽)



## 7.2.4 调角信号的调制原理

### 1. 调频原理

实现频率调制的方式一般有两种：

- 直接调频
- 间接调频



## (1) 直接调频

将调制信号作为压控振荡器的控制电压,使其产生的振荡频率随调制信号规律而变化,压控振荡器的中心频率即为载波频率。这是实现调频的最直接方法,故称为直接调频。

直接调频电路**特点**:

- 振荡器与调制器合二为一
- 主要**优点**是在实现线性调频的要求下,可以获得较大的频偏
- 主要**缺点**是频率稳定度差,在许多场合须对载频采取稳频措施或者对晶体振荡器进行直接调频



## (2) 间接调频

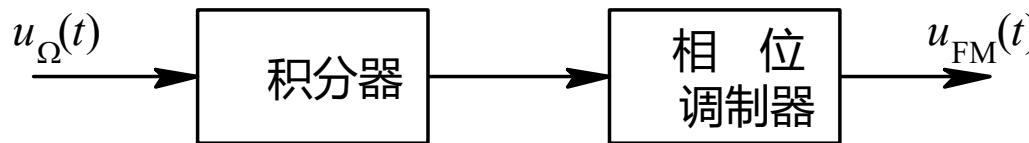
先对调制信号 $u_{\Omega}(t)$ 进行积分, 得到  $u_1(t) = \int_0^t u_{\Omega}(t)dt$

再将 $u_1(t)$ 作为调制信号对载频信号进行调相, 则可得:

$$u(t) = U_{cm} \cos[\omega_c t + k_p u_1(t)] = U_{cm} \cos\left[\omega_c t + k_p \int_0^t u_{\Omega}(t)dt\right]$$

对于 $u_{\Omega}(t)$ 来说, 上式是一个调频信号表达式。

因此, 将调制信号积分后调相, 是实现调频的另外一种方式, 称为间接调频。或者说, 间接调频是借用调相的方式来实现调频。



间接调频原理图





实现间接调频的**关键**是如何进行**相位调制**。

实现**相位调制**的方法有如下**三种**：

- 矢量合成法
- 可变移相法
- 可变延时法



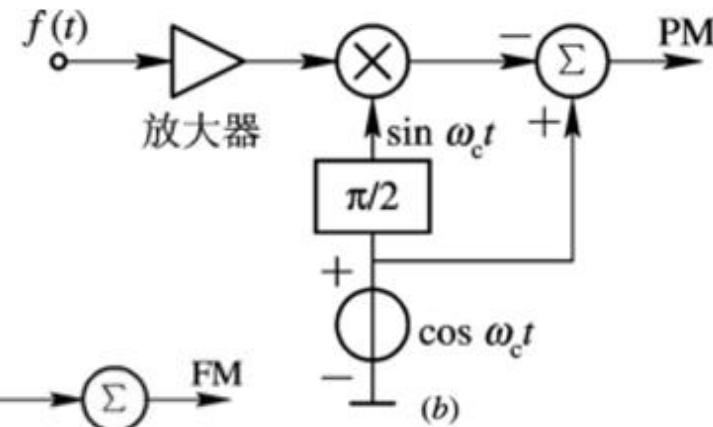
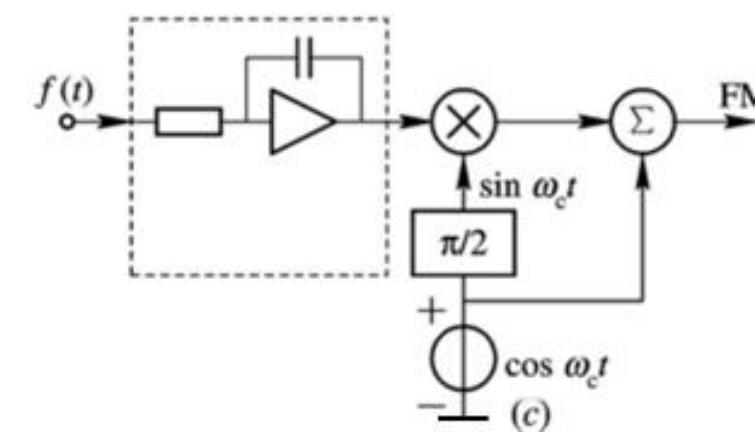
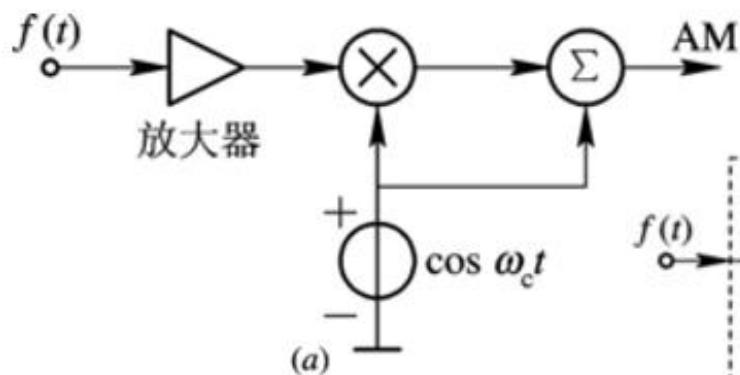
- 矢量合成法。这种方法主要针对的是窄带的调频或调相信号。对于单音调相信号

$$u_{\text{PM}} = U \cos(\omega_c t + m_p \cos \Omega t)$$

$$= U \cos \omega_c t \cos(m_p \cos \Omega t) - U \sin(m_p \cos \Omega t) \sin \omega_c t$$

当 $m_p \leq \pi/12$ 时，上式近似为：

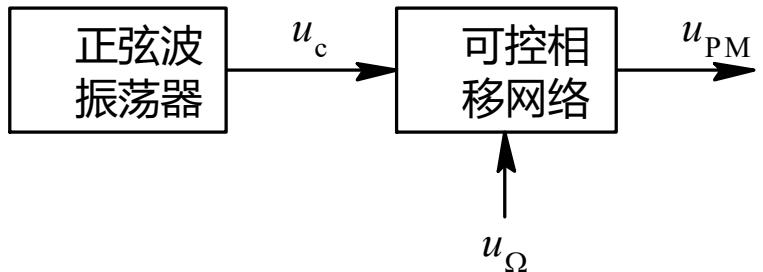
$$u_{\text{PM}} \approx U \cos \omega_c t - U m_p \cos \Omega t \sin \omega_c t$$



矢量合成法调频原理图



- 可变移相法：利用调制信号控制移相网络或谐振回路的电抗或电阻元件来实现调相。得到的调相波的最大不失真相移 $m_p$ 受谐振回路或相移网络相频特性非线性的限制，一般在 $30^\circ$ 以下。为增大 $m_p$ ，可采用级联调相电路。
- 可变延时法。将载波信号通过一可控延时网络，延时时间 $\tau$ 受调制信号控制，即 $\tau = k_d u_\Omega(t)$



可控相移网络调相原理图

其中  $\tau = -\frac{k_p}{\omega_c} u_\Omega(t) = k_d u_\Omega(t)$

$-\frac{k_p}{\omega_c}$  是比例系数。

调相信号又可写成：

$$\begin{aligned}
 u_{PM} &= U_{cm} \cos[\omega_c t + k_p u_\Omega(t)] \\
 &= U_{cm} \cos\left\{\omega_c \left[t + \frac{k_p}{\omega_c} u_\Omega(t)\right]\right\} \\
 &= U_{cm} \cos[\omega_c (t - \tau)]
 \end{aligned}$$

时延与相移本质上是一样。





## 间接调频电路特点：

- 调制器与振荡器是分开的
- 对振荡器影响小，频率稳定度高
- 设备较复杂



## 7.2.5 调角信号的解调原理

### 1. 鉴频原理

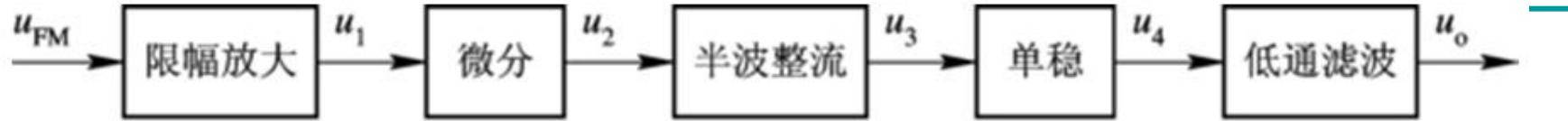
鉴频分直接鉴频与间接鉴频。

直接鉴频法：

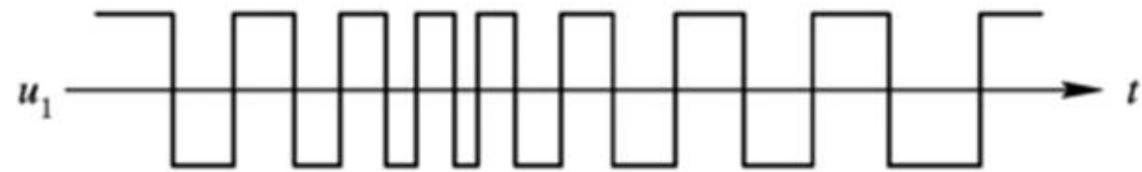
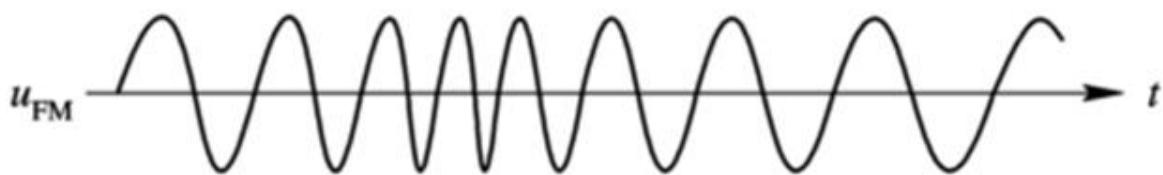
直接脉冲计数式鉴频法。它是先将输入调频信号通过具有合适特性的非线性变换网络(频率-电压变换)，使它变换为调频脉冲序列。将该调频脉冲序列直接计数就可得到反映瞬时频率变化的解调电压，或者通过低通滤波器的平滑而得到反映瞬时频率变化的平均分量的输出解调电压。

脉冲计数式鉴频法鉴频特性线性度高，最大频偏大，便于集成。但最高工作频率受脉冲序列的最小脉宽 $\tau_{\min} < 1/(f_c + \Delta f_m)$ 的限制，实际工作频率通常小于几十兆赫兹。在限幅电路后插入分频电路，可使工作频率提高到几百兆赫兹左右。在一些高级的收音机中已开始采用这种电路。





(a)



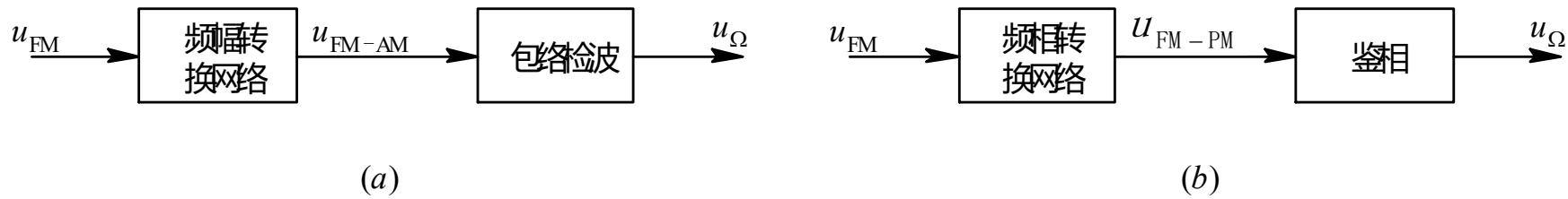
(b)

## 直接脉冲计数式鉴频器



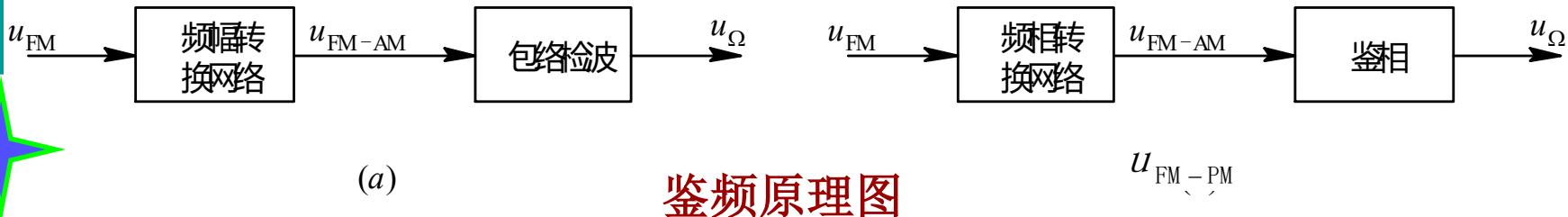
间接鉴频通常采用两种间接方法：

- 先将调频信号通过频幅转换网络变成调频—调幅信号，即**FM-AM**，然后利用包络检波的方式取出调制信号；
- 先将调频信号通过频相转换网络变成调频—调相信号，即**FM-PM**，然后利用鉴相方式取出调制信号。



鉴频原理图





频幅转换网络（时域微分和LC回路的斜率部分幅频特性鉴频）

设调制信号为  $u_\Omega = f(t)$ , 调频波为

$$u_{\text{FM}}(t) = U \cos \left[ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right]$$

对此式直接微分可得

$$u = \frac{du_{\text{FM}}(t)}{dt} = -U [\omega_c + k_f f(t)] \sin \left[ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right]$$

频相转换网络（一般互感耦合或电容耦合回路实现移相）





## 2. 鉴相原理

乘积鉴相（最常用的方法）和叠加型鉴相

若调相信号为  $u_{PM} = U_{cm} \cos[\omega_c t + \Delta\varphi(t)]$   
 其中  $\Delta\varphi(t) = k_p u_\Omega(t)$

同步信号与载波信号相差  $\frac{\pi}{2}$

$$\text{为 } u_r = U_{rm} \cos\left(\omega_c t + \frac{\pi}{2}\right) = -U_{rm} \sin \omega_c t$$

$$\begin{aligned} \text{则有 } u_0 &= k u_{PM} u_r \\ &= -k U_{cm} U_{rm} \cos[\omega_c t + \Delta\varphi(t)] \sin \omega_c t \\ &= \frac{k U_{cm} U_{rm}}{2} \left\{ \sin \Delta\varphi(t) - \sin [2\omega_c t + \Delta\varphi(t)] \right\} \end{aligned}$$



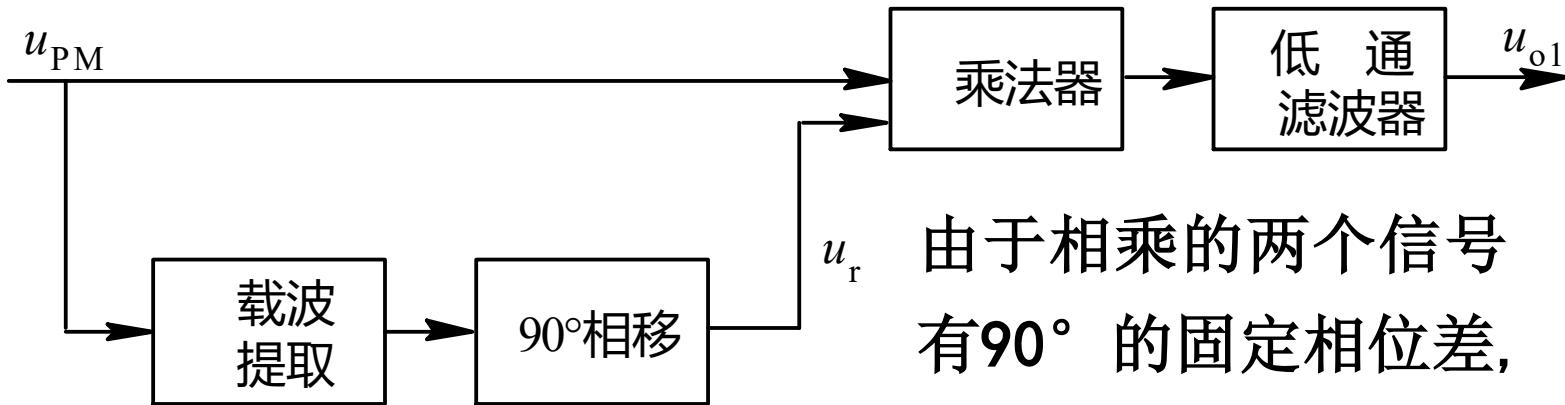
$$u_0 = \frac{kU_{cm}U_{rm}}{2} \left\{ \sin \Delta\varphi(t) - \sin [2\omega_c t + \Delta\varphi(t)] \right\}$$

用低通滤波器取出 $u_0$ 中的低频分量

$$u_{01} = \frac{kU_{cm}U_{rm}}{2} \sin \Delta\varphi(t) \approx \frac{kU_{cm}U_{rm}}{2} \Delta\varphi(t)$$

$$= \frac{kU_{cm}U_{rm}k_p}{2} u_\Omega(t) \propto u_\Omega(t) \quad |\Delta\varphi(t)| \leq \frac{\pi}{6}$$

式中 $k$ 为乘法器增益, 低通滤波器增益为1。



正交乘积鉴相原理图

由于相乘的两个信号  
有90° 的固定相位差,  
故这种方法又称为正  
交乘积鉴相。



叠加型鉴相器：先将 $u_1$ 和 $u_2$ 相加，把两者的相位差的变化转换为合成信号的振幅变化，然后用包络检波器检出其振幅变化，从而达到鉴相目的。当 $U_1$ 和 $U_2$ 相差很大时，如 $U_2 \gg U_1$ 或 $U_1 \gg U_2$ ，采用与同步检波器相同的分析方法可得，鉴相器输出为 $u_{pd} = k_d U(t)$ ，其中  $U(t) \approx U_1 \left( 1 + \frac{U_2}{U_1} \sin \varphi_e t \right)$  或  $U(t) \approx U_2 \left( 1 + \frac{U_1}{U_2} \sin \varphi_e t \right)$ 。也就是说，鉴相特性近似为正弦形。在 $u_1$ 和 $u_2$ 之间的相位差 $\varphi_e(t)$ 较小时，鉴相输出与 $\varphi_e(t)$ 近似成线性关系。



## 7.2.6 调频制与调相制比较

抗干扰性是衡量调制体制性能的一个重要指标。

调制指数越大, 对应的已调波信号的信噪比越大, 抗干扰性越好。

- 调角制的抗干扰性可以比调幅制好, 调频制在带宽利用和抗干扰性方面又比调相制好, 所以, 在模拟通信系统中广泛采用调频制而很少用调相制。
- 由于调频系统占用频带很宽, 所以调频通信的工作频段被安排在几十兆赫兹至近千兆赫兹的高频段。



## 7.3 调频电路

### 7.3.1 调频电路的主要性能指标

#### 1. 调频特性

调频电路输出信号的瞬时频偏与调制电压的关系称为**调频特性**。

#### 2. 调频灵敏度

单位调制电压变化产生的角频偏称为**调频灵敏度** $S_f$ , 即

$$S_f = \frac{d\omega}{du_\Omega}$$



### 3.最大线性调制频偏(简称最大线性频偏)

实际电路的调频特性是非线性的, 其中**线性部分**能够实现的最大频偏称为**最大线性频偏**。

**不同的调频系统要求不同的最大频偏**, 调频电路能达到的最大线性频偏应满足要求。如调频广播系统要求75kHz, 调频电视伴音系统要求50kHz。

### 4.载频稳定度

调频电路的**载频(即中心频率)稳定性**是接收电路能够正常接收而且不会造成邻近信道互相干扰的重要保证。**不同调频系统对载频稳定度的要求不同**, 如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 $\pm 500\text{Hz}$ 。



### 7.3.2 直接调频电路

直接调频电路：广泛采用变容二极管调频电路。

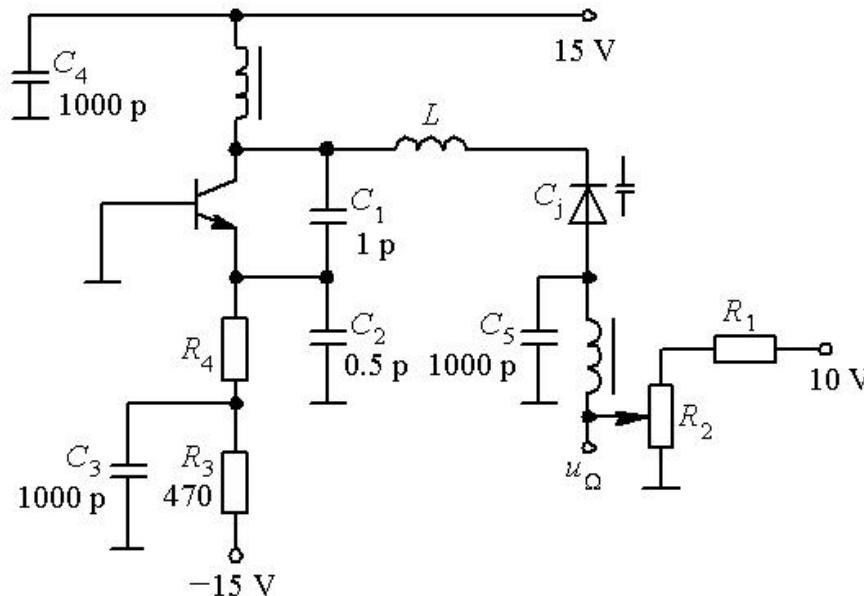
加入晶振：可提高中心频率稳定度，但加入晶振后又会使最大线性频偏减小。

为扩展最大线性频偏：提高载频，或倍频和混频措施。

锁相调频电路的中心频率稳定度可以做得很高，是一种应用越来越广泛的直接调频电路。



# 1. 变容二极管调频电路



(a)

**假定**振荡回路仅包括一个等效电感  $L$  和一个变容二极管组成的等效电容  $C_j$ , 则在单频调制信号  $u_\Omega(t)=U_{\Omega m}\cos\Omega t$  作用下, **回路振荡角频率**可写成:

$$\omega(t) = \frac{1}{\sqrt{LC_j}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{LC_{j\varrho}}{(1 + m \cos \Omega t)^n}}} = \omega_c (1 + m \cos \Omega t)^{\frac{n}{2}} = \omega_c (1 + x)^{\frac{n}{2}}$$



## 1. 变容二极管调频电路

$$\omega(t) = \frac{1}{\sqrt{\frac{LC_{jQ}}{(1 + m \cos \Omega t)^n}}} = \omega_c (1 + m \cos \Omega t)^{\frac{n}{2}} = \omega_c (1 + x)^{\frac{n}{2}}$$

其中  $\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC_{jQ}}}$

是  $u_\Omega=0$  时的振荡角频率, 即调频电路中心角频率

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

是归一化调制信号电压,  $x \leq 1$ 。

当变容二极管变容指数 **n=2** 时, 有

$$\omega_c(t) = \omega_c(1+x) = \omega_c \left( 1 + \frac{u_\Omega}{U_B + U_Q} \right)$$

$$\text{故角频偏 } \Delta\omega(t) = \frac{\omega_c u_\Omega}{U_B + U_Q} \propto u_\Omega$$

这种情况称为线性调频, 无非线性失真。



## 1. 变容二极管调频电路

当  $n \neq 2$  时有:  $\omega(t) = \omega_c \left[ 1 + \frac{n}{2}x + \frac{1}{2!} \frac{n}{2} \left( \frac{n}{2} - 1 \right) x^2 + \frac{1}{3!} \frac{n}{2} \left( \frac{n}{2} - 1 \right) \left( \frac{n}{2} - 2 \right) x^3 + \dots \right]$

其中线性角频偏部分  $\Delta\omega(t) = \frac{nx\omega_c}{2} = \frac{n\omega_c u_\Omega}{2(U_B + U_O)} \propto u_\Omega$

可以写出统一的最大线性角频偏表达式:

$$\Delta\omega_m = \frac{n}{2} m \omega_c \quad \text{或} \quad \frac{\Delta\omega_m}{\omega_c} = \frac{n}{2} m$$

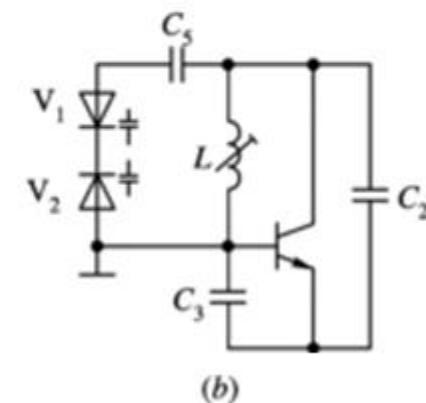
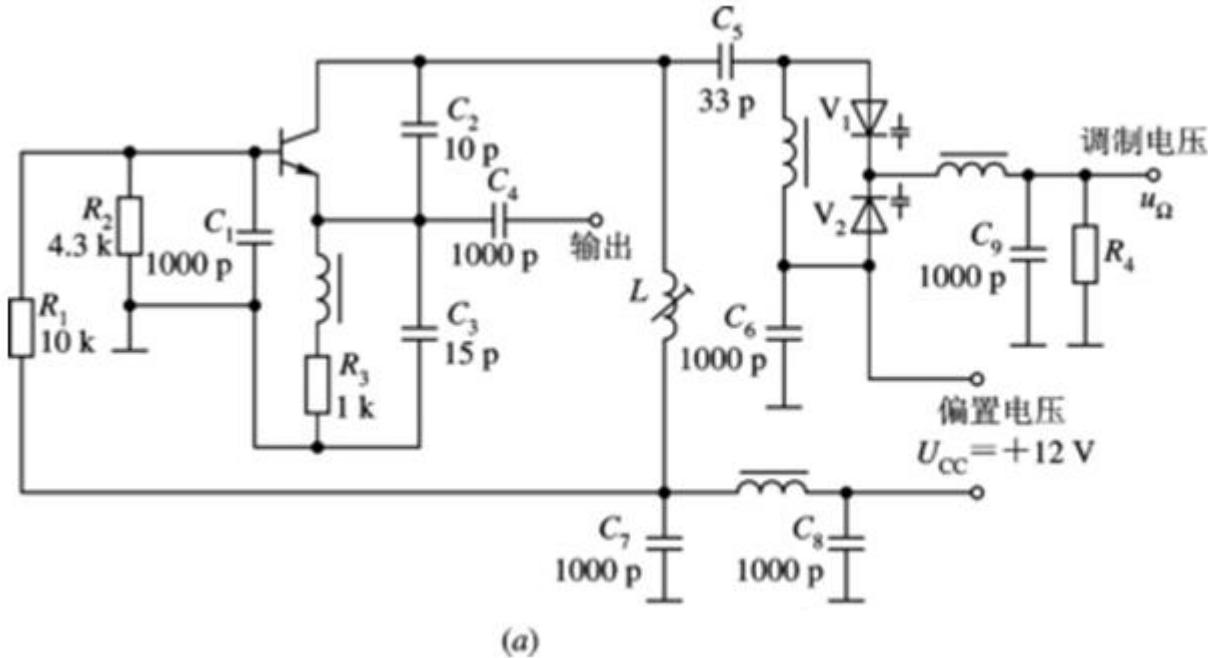
当  $n$  确定之后, 最大相对线性角频偏  $\frac{\Delta\omega_m}{\omega_c}$  与电容调制度  $m$  成正比。虽然增大  $m$  会增加最大相对角频偏, 但也会增加非线性失真和减小载频稳定性, 所以, 最大相对角频偏受  $m$  的限制。

调频灵敏度表达式:  $S_f = \frac{\Delta\omega_m}{U_{\Omega m}} = \frac{n\omega_c}{2(U_B + U_O)}$



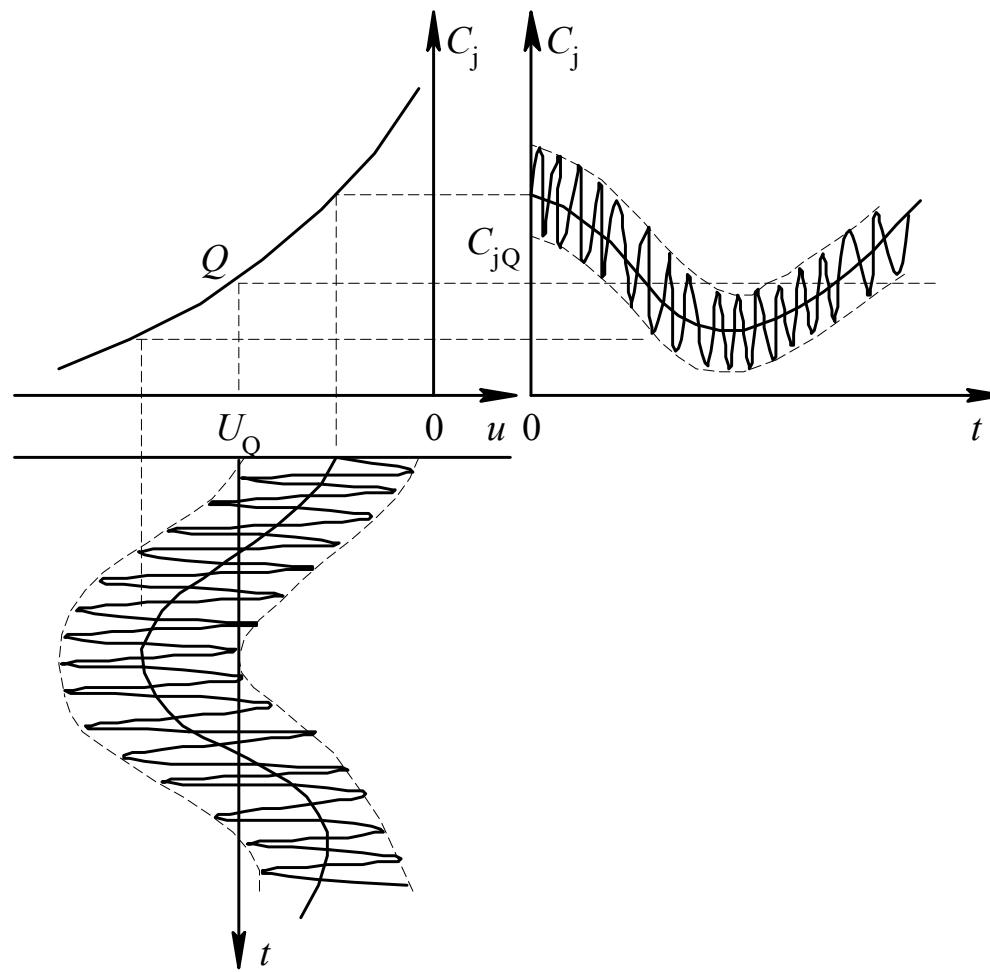
在实际电路里,常采用变容二极管部分接入回路的方式。

在这种情况下,加在变容管上的调制电压对整个LC回路的影响减小,故调频电路的最大线性频偏有所减小,但非线性失真和各种因素引起的载频不稳定性也有所减小。



变容二极管部分接入调频电路

## 1. 变容二极管调频电路



变容二极管上叠加高频振荡电压对结电容的影响





## 2. 晶振变容二极管调频电路

在晶振变容二极管调频电路里, 常采用**晶振与变容二极管串联**的方式。晶体变容二极管压控振荡器也可以看作是晶振变容二极管调频电路。晶振的频率控制范围很窄, 仅在串联谐振频率 $f_s$ 与并联谐振频率 $f_p$ 之间, 所以晶振调频电路的最大相对频偏  $\frac{\Delta f_m}{f_c}$

只能达到0.01%左右, **最大线性频偏** $\Delta f_m$ 也就很小。

晶振变容二极管调频电路的突出优点是**载频(中心频率)**稳定度高, 可达 $10^{-5}$ 左右, 因而在调频通信发送设备中得到了广泛应用。





### 3. 扩展直接调频电路最大线性频偏的方法

- 提高载频
- 采用倍频和混频

提高载频:变容管直接调频电路的最大相对线性频偏  $\frac{\Delta f_m}{f_c}$

受到变容管参数的限制。晶振直接调频电路的最大相对线性频偏也受到晶振特性的限制。显然, **提高载频是扩展最大线性频偏最直接的方法**。例如,当载频为100MHz时,即使最大相对线性频偏仅0.01%,最大线性频偏也可达到10kHz,这对于一般语音通信也足够了。



倍频和混频:如要进一步扩展最大线性频偏,可用倍频和混频。

设调频电路产生的单频调频信号的瞬时角频率为:

$$\omega_1 = \omega_c + k_f U_{\Omega m} \cos \Omega t = \omega_c + \Delta\omega_m \cos \Omega t$$

经过n倍频电路之后,瞬时角频率变成:

$$\omega_2 = n\omega_c + n\Delta\omega_m \cos \Omega t$$

可见n倍频电路可将调频信号的载频和最大频偏同时扩大为原来的n倍,但最大相对频偏仍保持不变。

若将瞬时角频率为 $\omega_2$ 的调频信号与固定角频率为 $\omega_3=(n+1)\omega_c$ 的高频正弦信号进行混频,则差频为

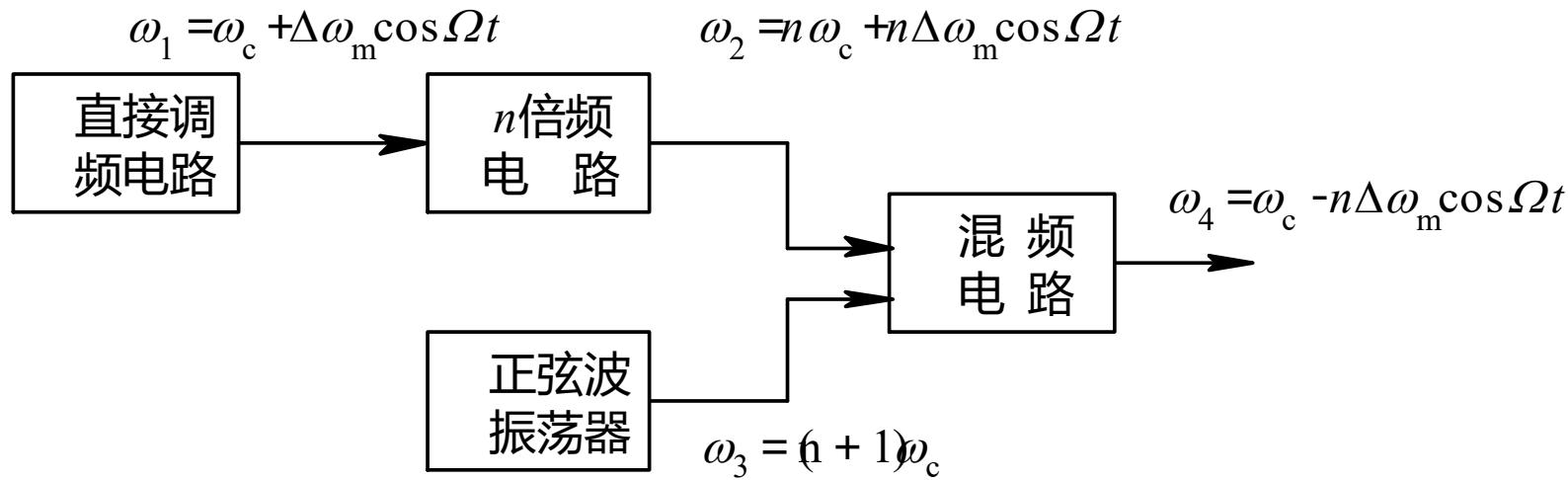
$$\omega_4 = \omega_3 - \omega_2 = \omega_c - n\Delta\omega_m \cos \Omega t$$

可见混频能使调频信号最大频偏保持不变,最大相对频偏发生变化。





由直接调频、倍频和混频电路三者的组合可使产生的调频信号的载频不变,最大线性频偏扩大为原来的n倍。



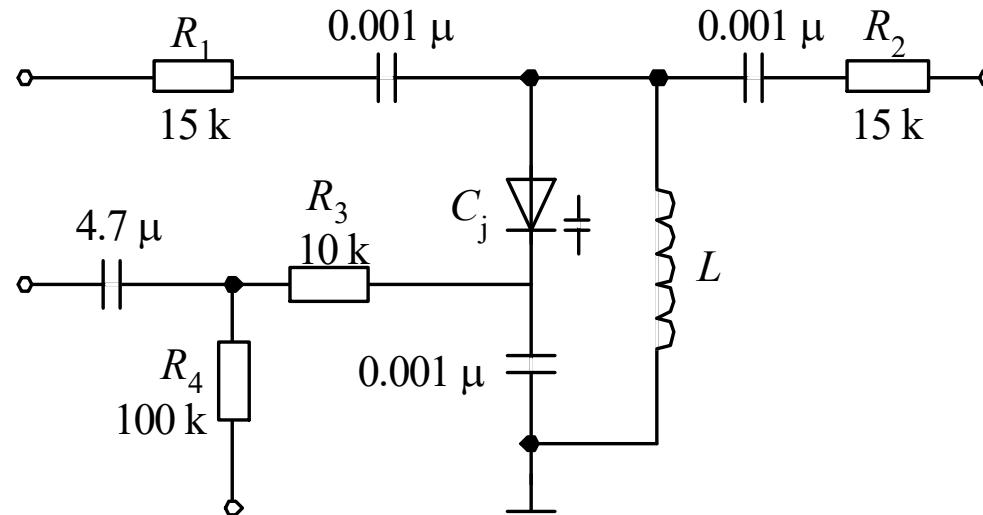
扩展直接调频电路最大线性频偏原理图



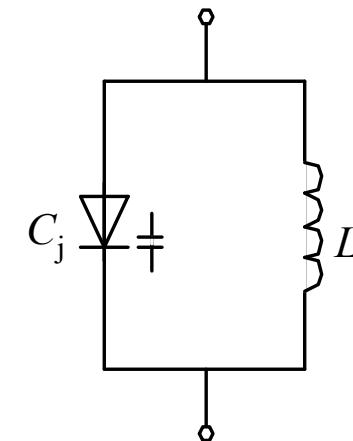
### 7.3.3 间接调频电路

根据间接调频的原理,由于积分电路可以用简单的**RC**积分器实现,故可控相移网络是间接调频电路的关键部件。

#### 1. 变容二极管相移网络



(a)



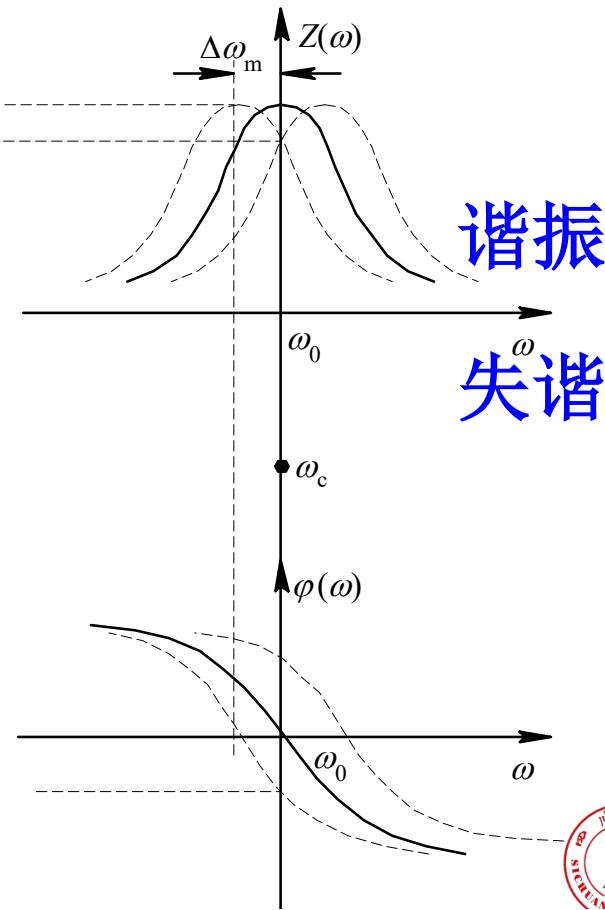
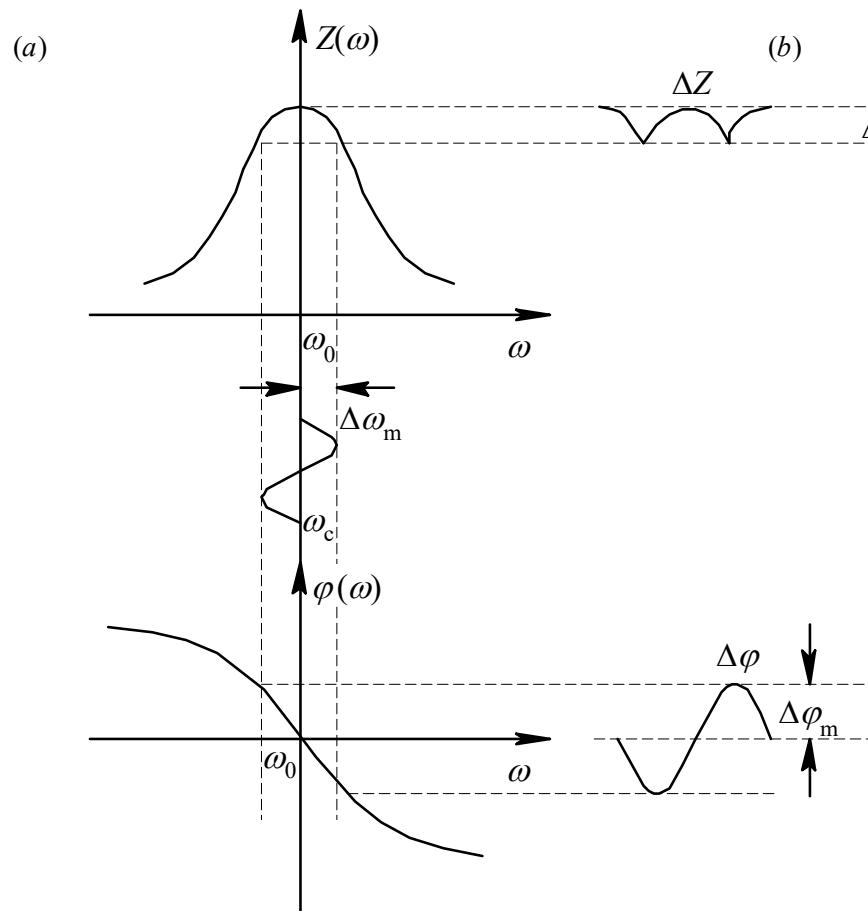
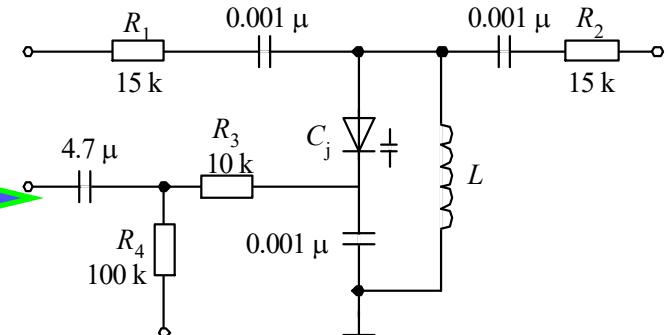
(b)

变容二极管相移网络



## 1. 变容二极管相移网络

SCU



— LC回路中心角频率  $\omega(t)$  与输入信号中心角频率  $\omega_c$  相互变化关系

## 1. 变容二极管相移网络

$$\omega(t) = \frac{1}{\sqrt{LC_j}} = \omega_0(1 + m \cos \Omega t)^{\frac{n}{2}} = \omega_0(1 + x)^{\frac{n}{2}}$$

$$\omega(t) = \omega_c [1 + \frac{n}{2}x + \frac{1}{2!} \frac{n}{2} (\frac{n}{2} - 1)x^2 + \frac{1}{3!} \frac{n}{2} (\frac{n}{2} - 1)(\frac{n}{2} - 2)x^3 + \dots]$$

$$\omega(t) \approx \omega_0(1 + \frac{n}{2}m \cos \Omega t) = \omega_0 + \Delta\omega(t)$$

因为输入载波角频率  $\omega_c = \omega_0$ ,

所以瞬时角频率差为:  $\omega(t) - \omega_c = \Delta\omega(t) = \frac{n}{2}m\omega_0 \cos \Omega t$

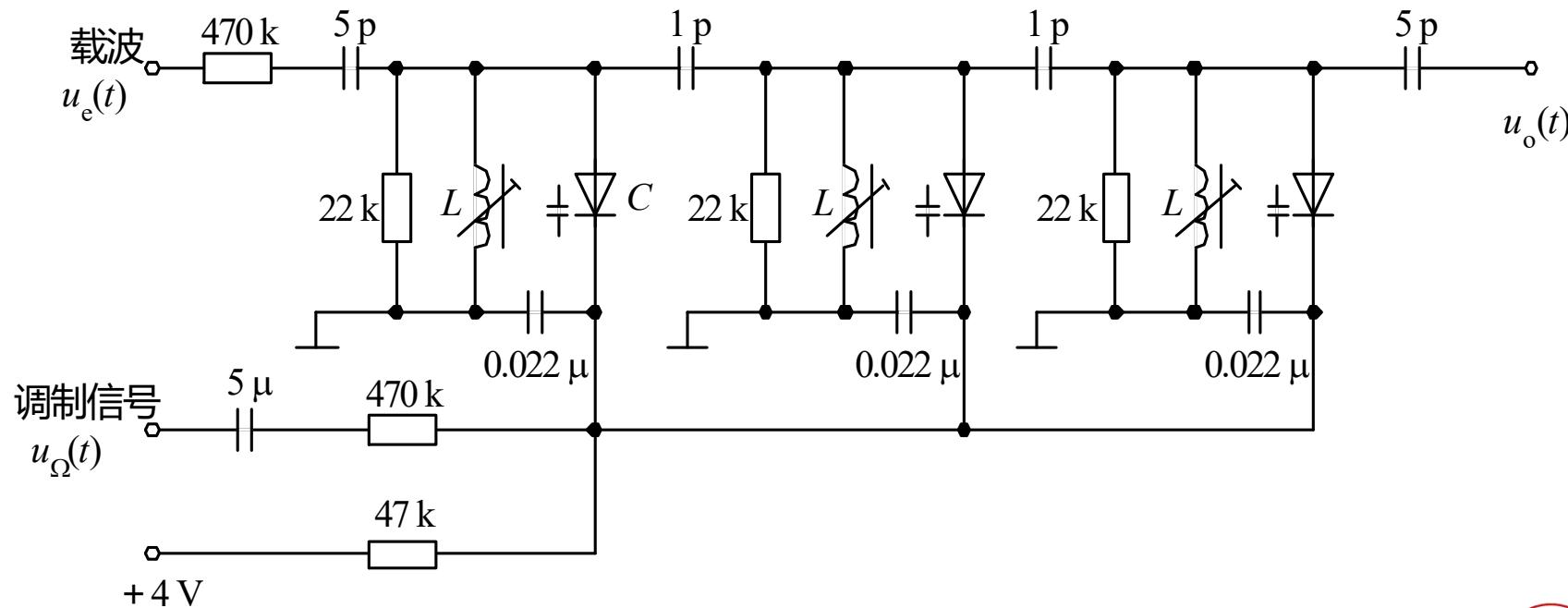
对LC并联谐振回路, 当失谐不大时, 回路输出电压与输入电流的相位差可近似表示为:

$$\Delta\phi(t) = -\arctan \frac{\omega C - \frac{1}{\omega L}}{g_\Sigma} = -\arctan 2Q_e \frac{\Delta\omega(t)}{\omega_0}$$

当  $|\Delta\phi(t)| \leq \frac{\pi}{6}$  时, 有近似式:  $\Delta\phi(t) \approx -2Q_e \frac{\Delta\omega(t)}{\omega_0} \approx Q_e nm \cos \Omega t$

22k $\Omega$ 可调电阻用于调节各回路的Qe值,使三个回路产生相同的相移。可产生的最大相偏为 $\frac{\pi}{2}$ 。

470k $\Omega$ 电阻和3个并联0.022 $\mu$ F电容组成积分电路,0.022 $\mu$ F电容上的输出积分电压控制变容二极管的结电容变化。



三级单回路变容二极管相移网络组成的间接调频电路

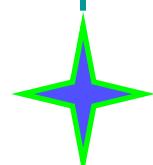




## 2. 扩展间接调频电路最大线性频偏的方法

为了扩展间接调频电路的最大线性频偏, 同样可以采用倍频和混频的方法。





例7.2 已知调制信号频率范围为 $40\text{Hz} \sim 15\text{kHz}$ , 载频为 $90\text{MHz}$ , 若要求用间接调频的方法产生最大频偏为 $75\text{kHz}$ 的调频信号, 其中调相电路 $M_p=0.5 < \frac{\pi}{6}$ , 如何实现?

解: (1) 若单独进行调相, 则 $M_p=0.5$ 的调相电路对于最低调制频率 $F_{min}$ 和最高调制频率 $F_{max}$ 能够产生的频偏是不同的, 分别为:

$$\Delta f_{m\min} = M_p F_{\min} = 0.5 \times 40 = 20\text{Hz}$$

$$\Delta f_{m\max} = M_p F_{\max} = 0.5 \times 15 \times 10^3 = 7.5\text{kHz}$$





(2) 现采用包括调相电路在内的**间接调频电路**, 则产生调频信号的最大相偏 $M_f$ 就应该是内部调相电路**实际最大相偏** $M'_p$ , 有

$$M_f = \frac{k_f U_{\Omega m}}{\Omega} = \frac{\Delta f_m}{F} = M'_p$$

而实际最大相偏 $M'_p$ 与调制频率成反比故造成不同调制频率分量在调相电路里所获得的实际最大相偏 $M'_p$ 不一样, 最小调制频率 $F_{min}$ 分量获得的 $M'_p$ 最大。因为只有 $F_{min}$ 分量才能获得0.5这一实际最大相偏, 故可求得此间接调频电路可获得的**最大线性频偏**:

$$\Delta f_m = M'_p F_{min} = 0.5 \times 40 = 20 H_z$$



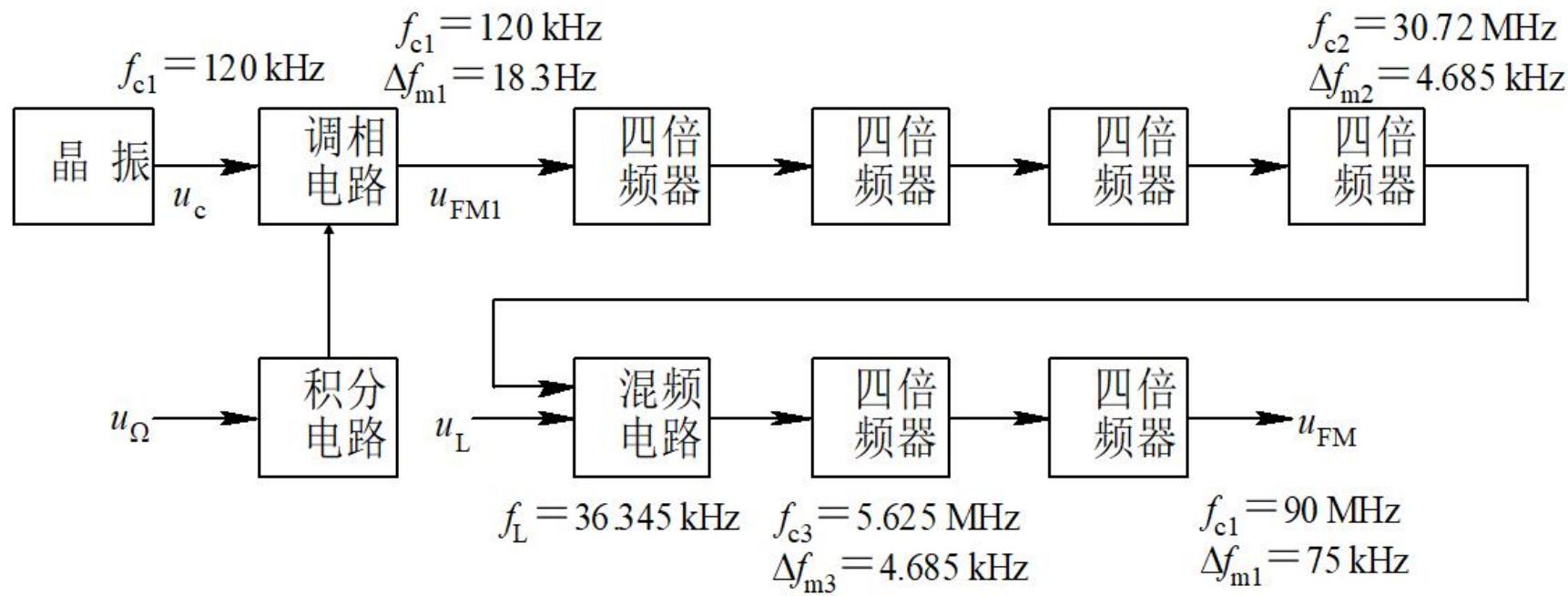


(3) 因为间接调频电路仅能产生最大频偏为20Hz的调频信号, 与要求75kHz相差甚远, 故可以在较低载频 $f_{c1}$ 上进行调频, 然后用倍频方法同时增大载频与最大频偏。

因为要求的相对频偏  $\frac{\Delta f_m}{f_c} = \frac{75 \times 10^3}{90 \times 10^6} = \frac{1}{1200}$

故 $f_{c1}=20 \times 1200=24\text{kHz}$ 。由于24kHz作为载频太低, 所以可采用**倍频和混频相结合**的方法。一种方案如所示。







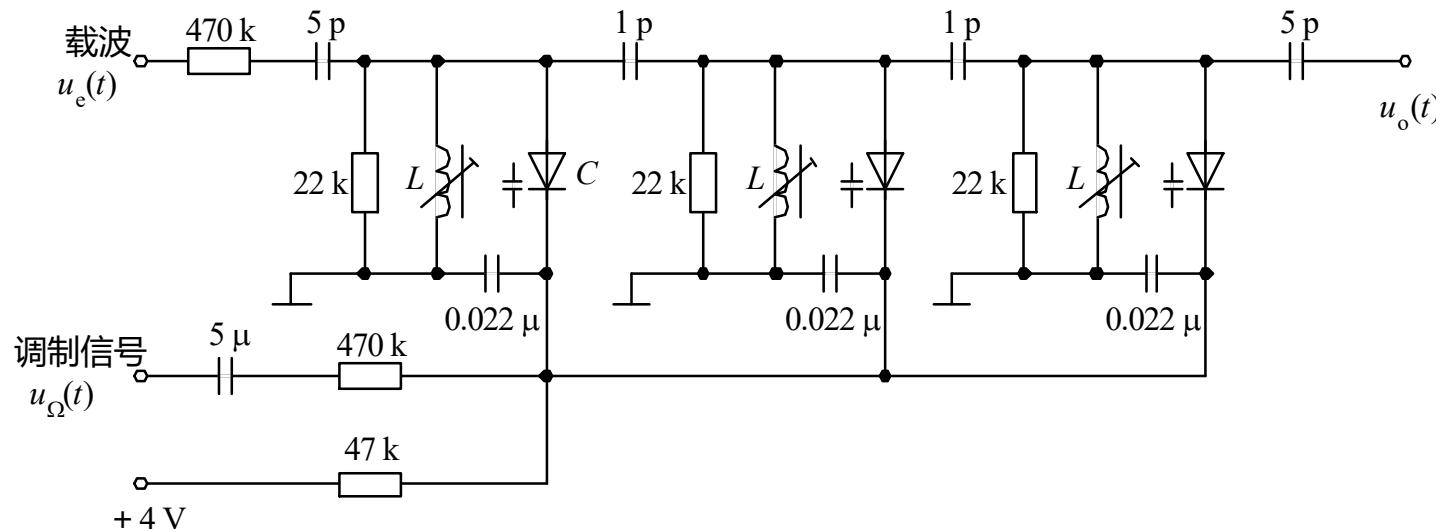
例7.3 图所示三级单回路变容管间接调频电路中, 已知

变容管参数 $n=3$ ,  $U_B=0.6$ , 回路有载品质因数 $Q_e=20$ , 调

制信号 $u_\Omega(t)$ 频率范围为 $300\text{Hz} \sim 4000\text{Hz}$ , 若每级回路所

产生的相移不超过  $\frac{\pi}{6}$ , 试求调制信号最大振幅 $U_{\Omega m}$ 和

此电路产生的最大线性频偏 $\Delta_{fm}$ 。



解：由图可知，积分电路输出信号(即变容管上的调制电压)为：

$$u_i(t) = \frac{1}{RC} \int_0^t u_\Omega(t) dt$$

只有最小调制频率分量才能获得最大的调相指数。在本题里，只有300Hz分量才能获得  $\frac{\pi}{6}$

设300Hz单频调制表达式

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

有：  $u_i(t) = \frac{U_{\Omega m}}{RC\Omega_{\min}} \sin \Omega_{\min} t = U_{im} \sin \Omega_{\min} t$



其中积分电阻 $R=470\text{k}\Omega$ , 积分电容C是三个 $0.022\mu\text{F}$ 电容并联,

$$U_{im} = \frac{U_{\Omega_m}}{RC\Omega_{\min}}, \quad \Omega_{\min} = 2\pi \times 300 \text{ rad/s}$$

从图上可以看到, 变容管直流偏压 $U_Q=4$ , 故电容调制度

$$m = \frac{U_{im}}{U_B + U_Q} = \frac{U_{im}}{4.6}$$

从而可求得单级回路调相指数

$$M_p = nmQ_e = \frac{60U_{im}}{4.6}$$

因为必须满足

$$M_p \leq \frac{\pi}{6} \approx 0.52$$

故

$$U_{im} \leq 0.04V$$





所以调制信号振幅

$$\begin{aligned} U_{\Omega m} &= RC\Omega_{\min} U_{im} = 470 \times 10^3 \times 3 \times 0.022 \times 10^{-6} \times 2\pi \times 300 U_{im} \\ &= 58.44 U_{im} \leq 58.44 \times 0.04 = 2.34V \end{aligned}$$

三级回路产生的总最大频偏

$$\Delta f_m = 3M_p F_{\min} = 3 \times \frac{\pi}{6} \times 300 \approx 468 Hz$$

从此题的结果可以看到, 虽然采用了三级相移网络, 但产生的最大频偏仍然很小, 仅468 Hz。这是间接调频的缺点。



## 7.4 鉴频电路

### 7.4.1 鉴频电路的主要性能指标

#### 1. 鉴频特性

鉴频电路输出低频解调电压与输入调频信号瞬时频偏的关系称为**鉴频特性**, 理想的鉴频特性应是线性的。实际电路的非线性失真应该尽量减小

#### 2. 鉴频线性范围

由于输入调频信号的瞬时频率是在载频附近变化, 故鉴频特性曲线位于载频附近, 其中线性部分称为**鉴频线性范围**。

#### 3. 鉴频灵敏度

在鉴频线性范围内, 单位频偏产生的解调信号电压的大小称为**鉴频灵敏度** $S_d$ 。



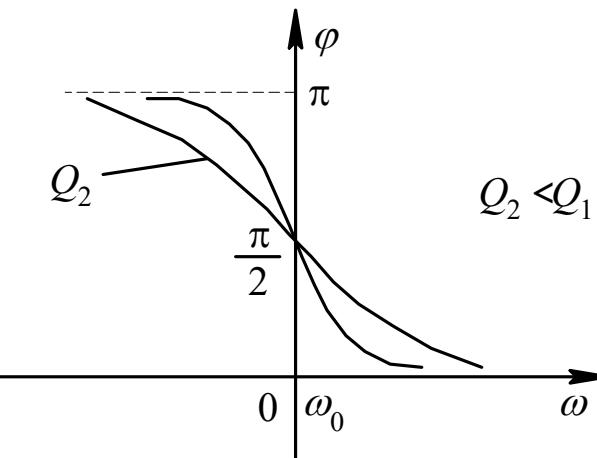
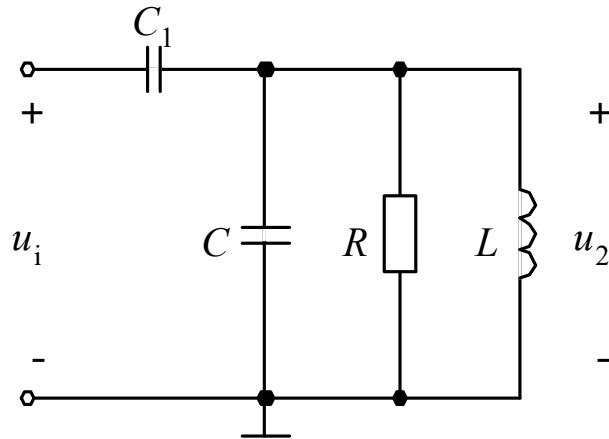
### 7.4.2 LC回路的频幅和频相转换特性

在前节介绍的两种鉴频方法中, **频幅转换网络**和**频相转换网络**是首先需要考虑的问题。显然, 转换网络的线性特性是保证线性鉴频的重要基础。

#### 1. LC并联回路的频相转换特性

考虑到**正交乘积鉴相**的需要, 为了获得 $90^\circ$  的固定相移, 所以在**LC并联回路**输入端串联一个小电容 $C_1$ , 整个频相转换网络可看作是一个分压网络, 如图所示。





(a) **90° 频相转换网络及其相频特性**

$$H(\omega) = \frac{u_2}{u_1} = \frac{Z_p}{Z_p + \frac{1}{j\omega C_1}}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L(C+C_1)}}, \quad Q_e = \frac{1}{g_\Sigma \omega_0 L}$$

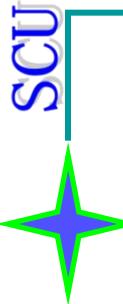
(b)

在失谐不大时，可求得

$$H(\omega) = \frac{j\omega C_1 / g_\Sigma}{1 + j2Q_e \Delta\omega / \omega_0}$$

于是可得到网络的相移函数

$$\Delta\phi(t) = \frac{\pi}{2} - \arctan \frac{2Q_e \Delta\omega(t)}{\omega_0} = \frac{\pi}{2} - \Delta\phi_1(t)$$



$$\Delta\varphi(t) = \frac{\pi}{2} - \arctan \frac{2Q_e \Delta\omega(t)}{\omega_0} = \frac{\pi}{2} - \Delta\varphi_1(t)$$

若  $|\Delta\varphi_1(t)| \leq \frac{\pi}{6}$  有  $\Delta\varphi_1(t) \approx \frac{2Q_e \Delta\omega(t)}{\omega_0}$

设输入单频调频信号的相位为：

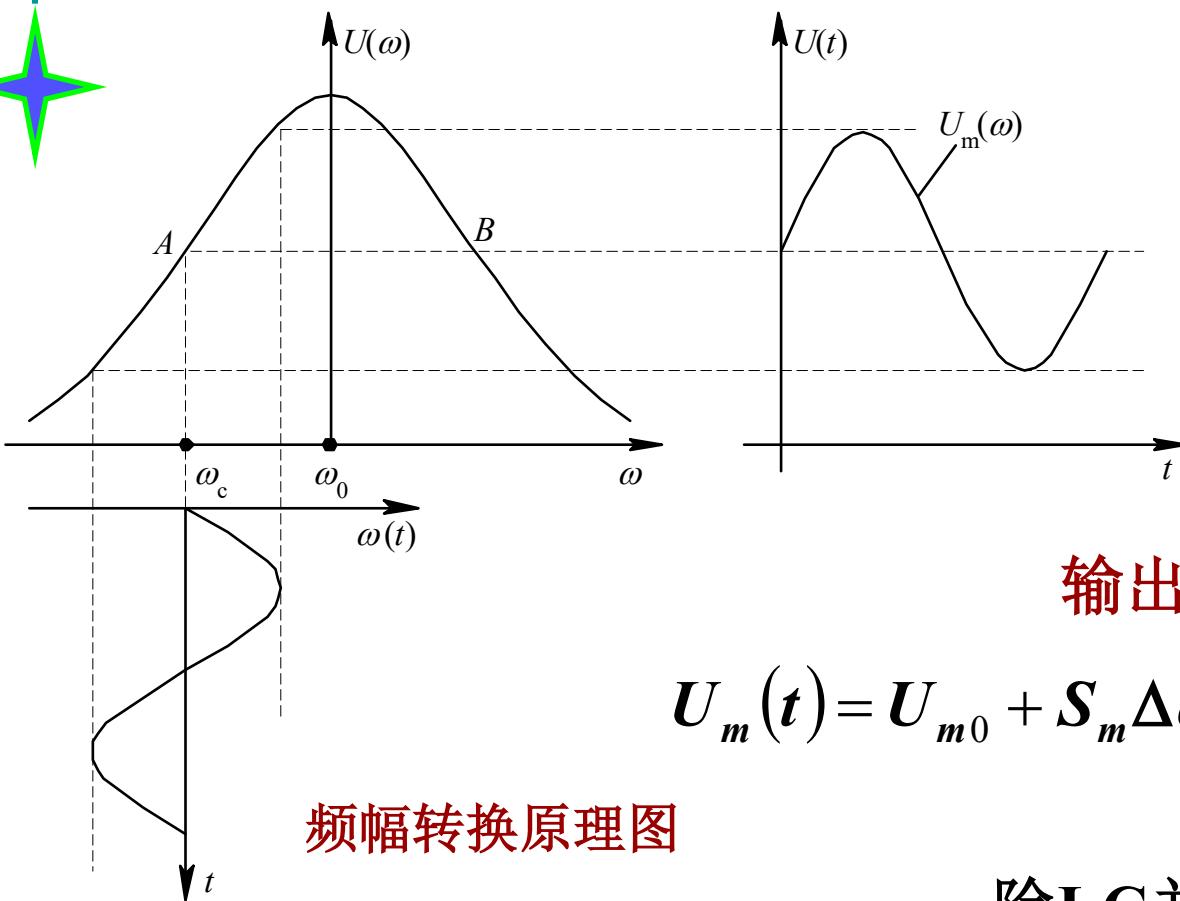
$$\varphi_1(t) = \omega_c t + k_f \int_0^t u_\Omega(t) dt = \omega_c t + M_f \sin \Omega t$$

则在  $\omega_c = \omega_0$  的情况下，输出信号的相位为

$$\varphi_0(t) = \varphi_1(t) + \Delta\varphi(t) = \omega_c t + M_f \sin \Omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{2Q_e k_f u_\Omega(t)}{\omega_c}$$



## 2. LC并联回路的频幅转换特性



频幅转换原理图

设输入单频调频信号瞬时频率为：

$$\omega(t) = \omega_c + k_f u_\Omega(t)$$

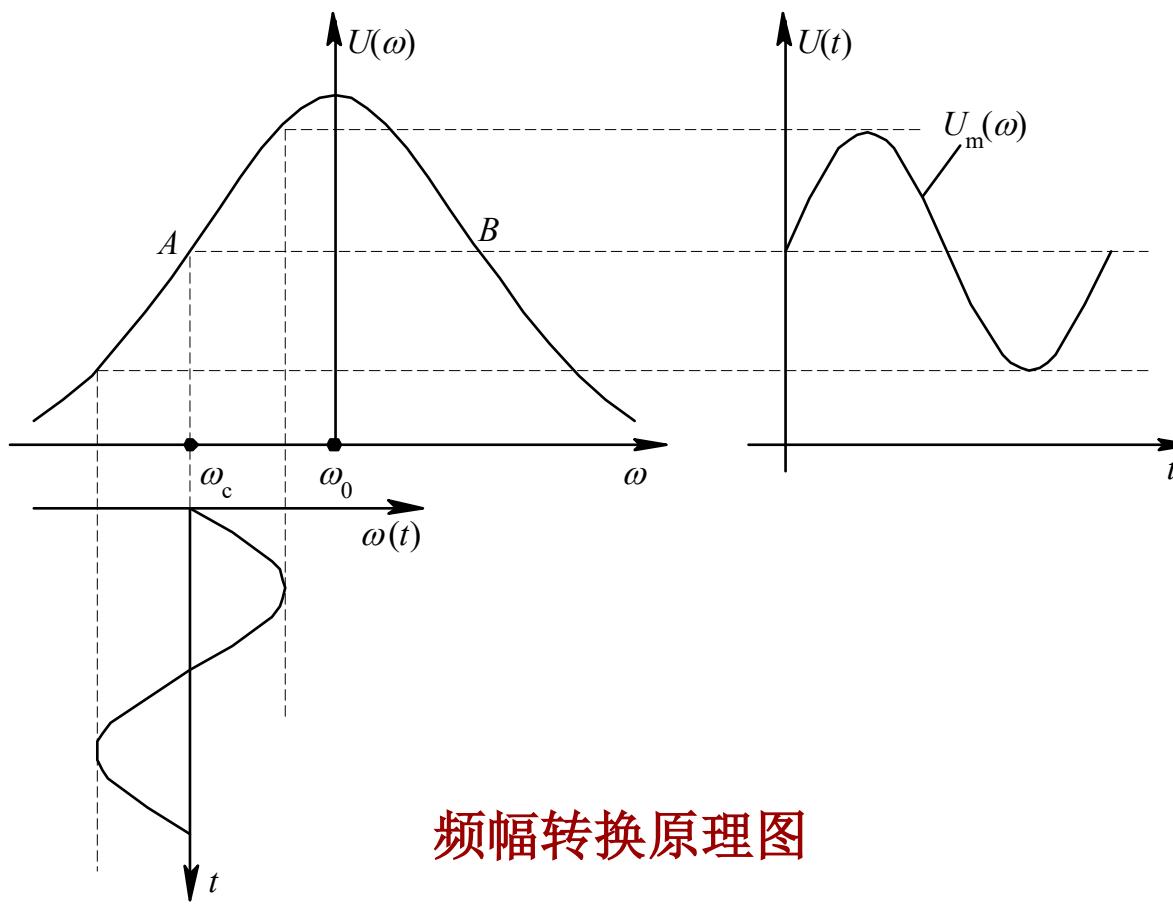
频幅转换灵敏度：  
回路幅频特性曲线  
在A点处的斜率

$$S_m = \frac{dU}{d\omega} \approx \frac{\Delta U}{\Delta \omega}$$

输出信号振幅表达式：

$$U_m(t) = U_{m0} + S_m \Delta \omega(t) = U_{m0} + S_m k_f u_\Omega(t)$$

除LC并联回路外，LC互感耦合、电容耦合回路也是常用的频幅、频相转换网络。



因为LC回路幅频、相频特性曲线的线性部分大小与其相对频率变化有关,所以要保证其**线性转换范围**大于鉴频系统的要求。





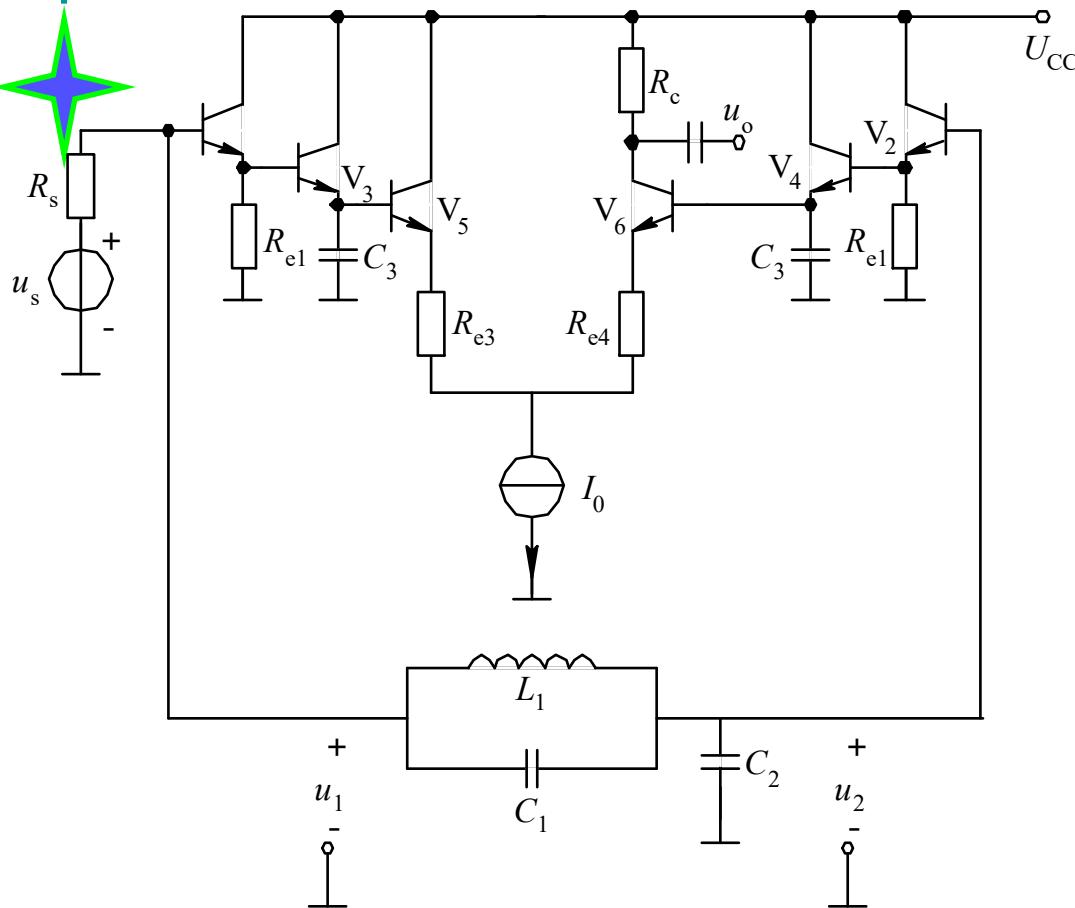
### 7.4.3 斜率鉴频电路

**斜率鉴频：**利用频幅转换网络将调频信号转换成调频—调幅信号，然后再经过检波电路取出原调制信号。解调信号电压与调频信号瞬时频偏之间的比值和频幅转换网络特性曲线的斜率成正比。

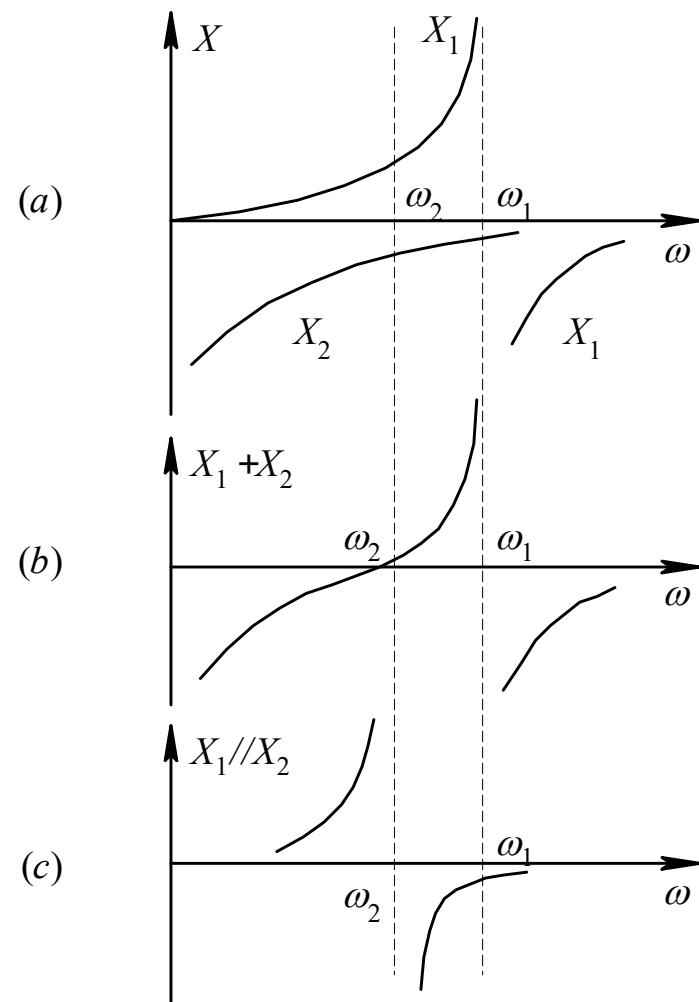
在斜率鉴频电路中，**频幅转换网络**通常采用**LC并联回路**或**LC互感耦合回路**，**检波电路**通常采用差分检波电路或二极管包络检波电路。



## 1. 差分峰值鉴频电路



## 差分峰值鉴频电路原理图

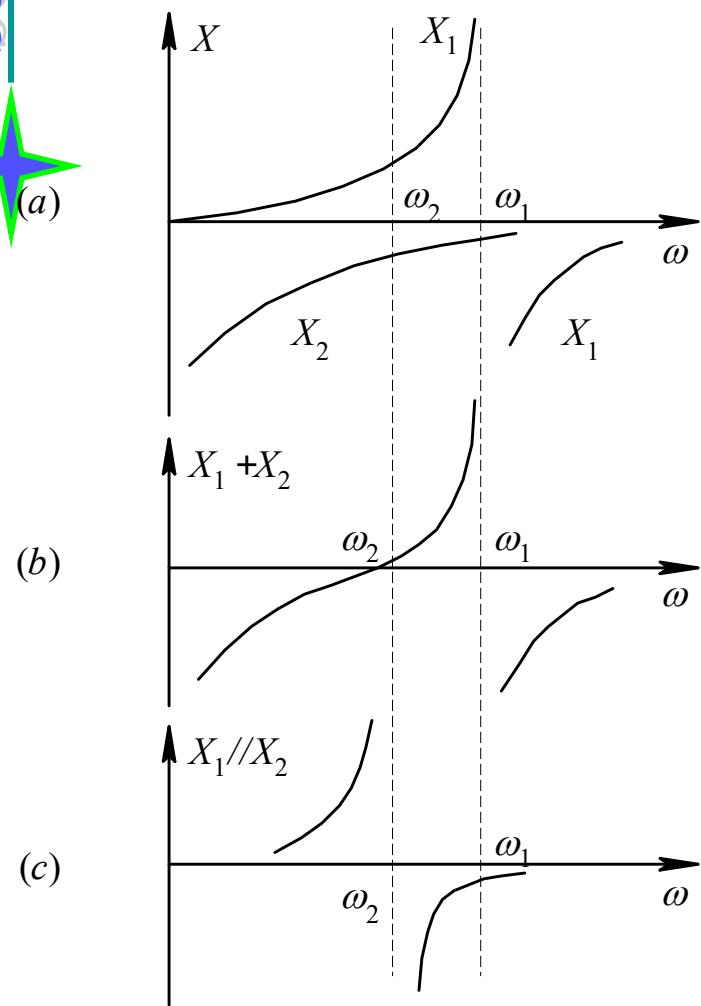


### **L<sub>1</sub>C<sub>1</sub>**回路与C<sub>2</sub>串并联后的电抗特性

$$X_1 = \frac{\omega L_1}{1 - \omega^2 L_1 C_1}, \quad X_2 = -\frac{1}{\omega C_2}$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_1(C_1 + C_2)}}$$

# 1. 差分峰值鉴频电路



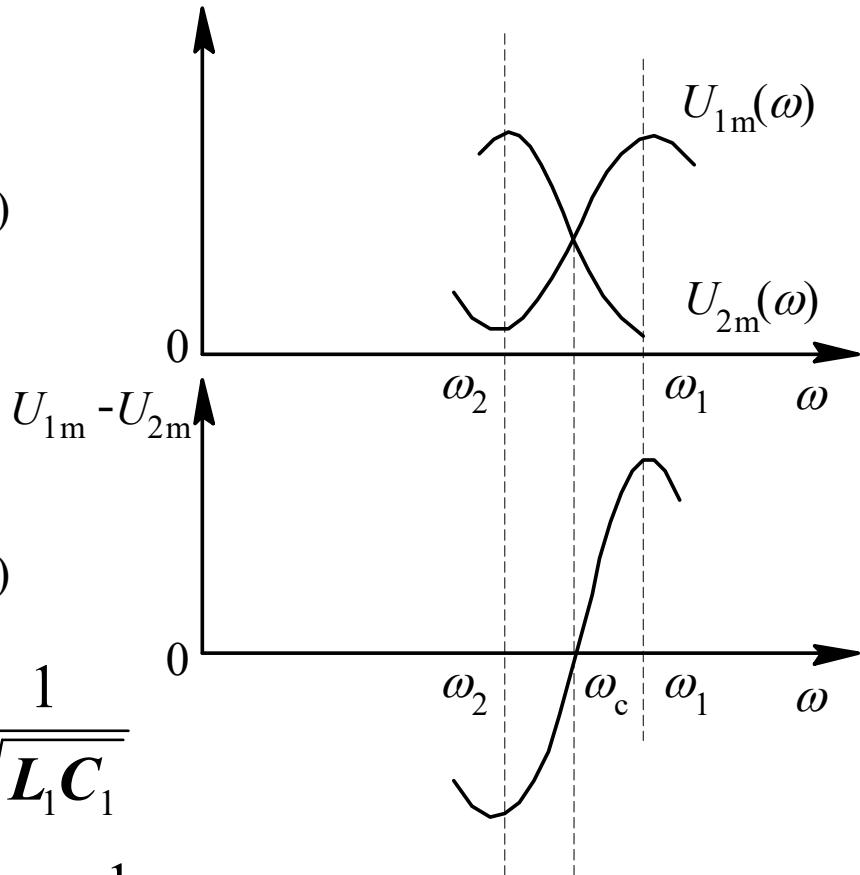
$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_1(C_1 + C_2)}} \quad \text{鉴频特性曲线}$$

(a)

(b)

(c)



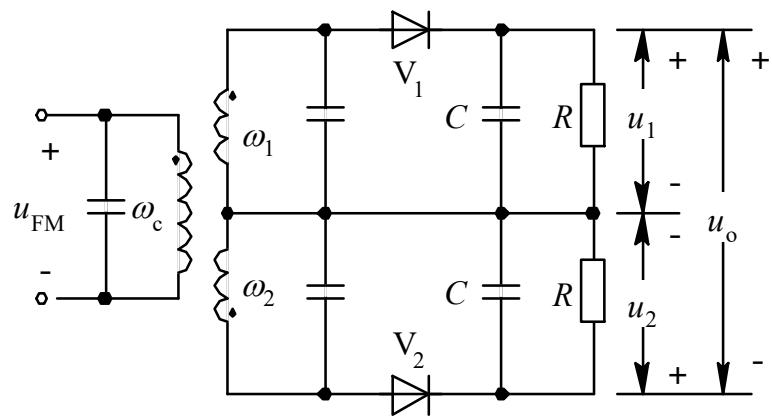
**$L_1 C_1$ 回路与  $C_2$ 串并联后的电抗特性**

$$u_0(t) = k[U_{1m}(\omega) - U_{2m}(\omega)]\Delta\omega(t)$$



## 2. 双失谐回路鉴频器

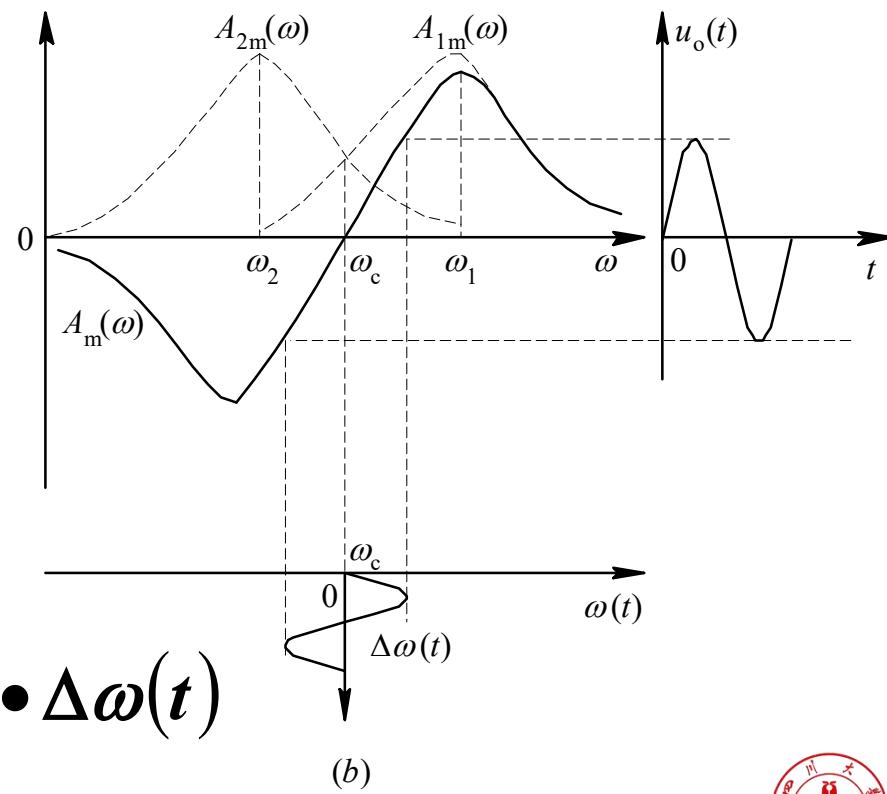
图示双失谐回路鉴频器利用两个失谐LC回路进行频幅转换, 然后分别进行二极管包络检波, 输出是两个检波电压的差值。



$$u_o(t) = u_1(t) - u_2(t) = A_m(\omega) \cdot \Delta\omega(t)$$

(a)

双失谐回路鉴频器

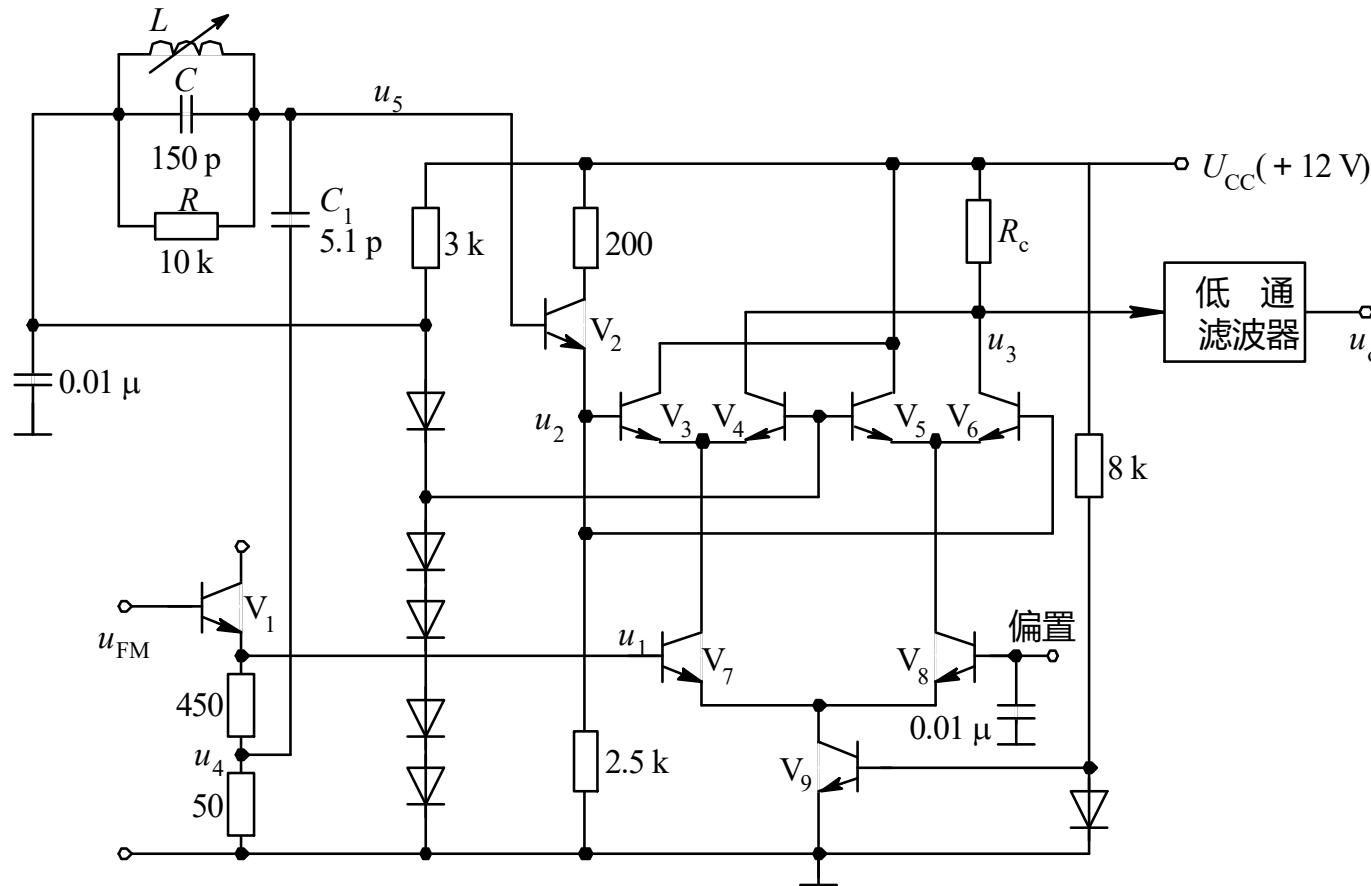


双失谐回路鉴频器及其鉴频特性



## 7.4.4 相位鉴频电路

利用频相转换网络将调频信号转换成调频—调相信号, 然后经过**鉴相器(相位检波器)**取出原调制信号,



双差分正交移相式鉴频器原理图



设输入单频调频信号

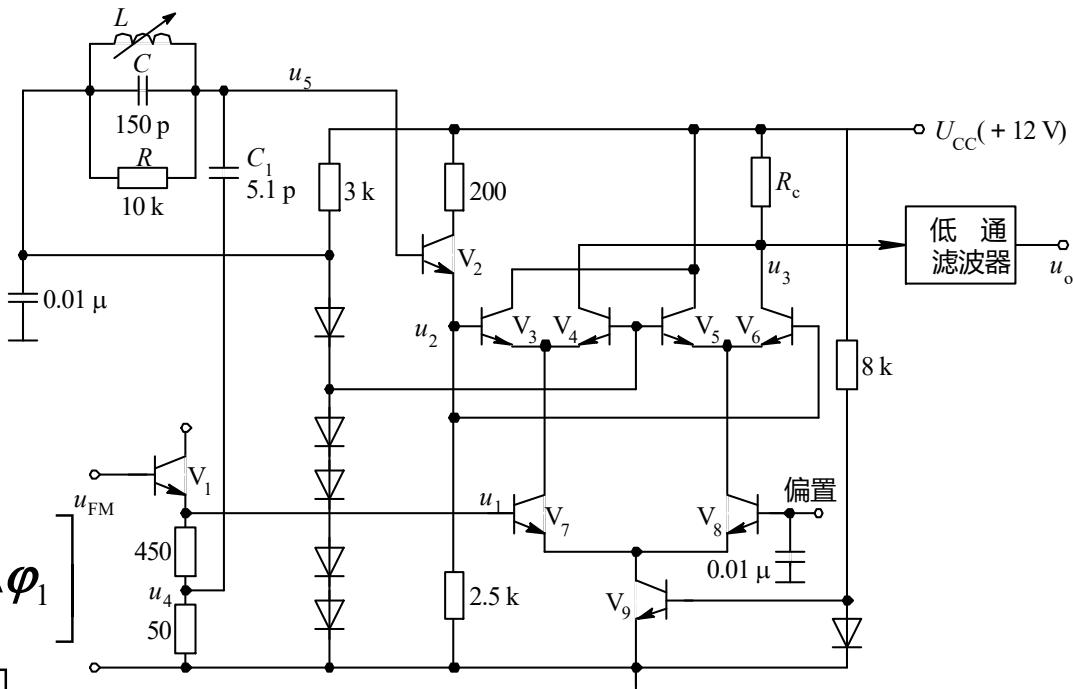
$$u_1 = U_1 \cos \left[ \omega_c t + k_f \int_0^t u_\Omega(t) dt \right]$$

$$\begin{aligned} u_2 &= U_2 \cos \left[ \omega_c t + k_f \int_0^t u_\Omega(t) dt + \frac{\pi}{2} - \Delta\varphi_1 \right] \\ &= -U_2 \sin \left[ \omega_c t + k_f \int_0^t u_\Omega(t) dt - \Delta\varphi_1 \right] \end{aligned}$$

$$u_3 = k u_1 u_2 = -\frac{k U_1 U_2}{2} \left\{ \sin(-\Delta\varphi_1) + \sin \left[ 2\omega_c t + 2k_f \int_0^t u_\Omega(t) dt - \Delta\varphi_1 \right] \right\}$$

$$u_0 = \frac{k U_1 U_2}{2} \sin \Delta\varphi_1 \quad \text{当 } |\Delta\varphi_1(t)| \leq \frac{\pi}{6} \text{ 时}$$

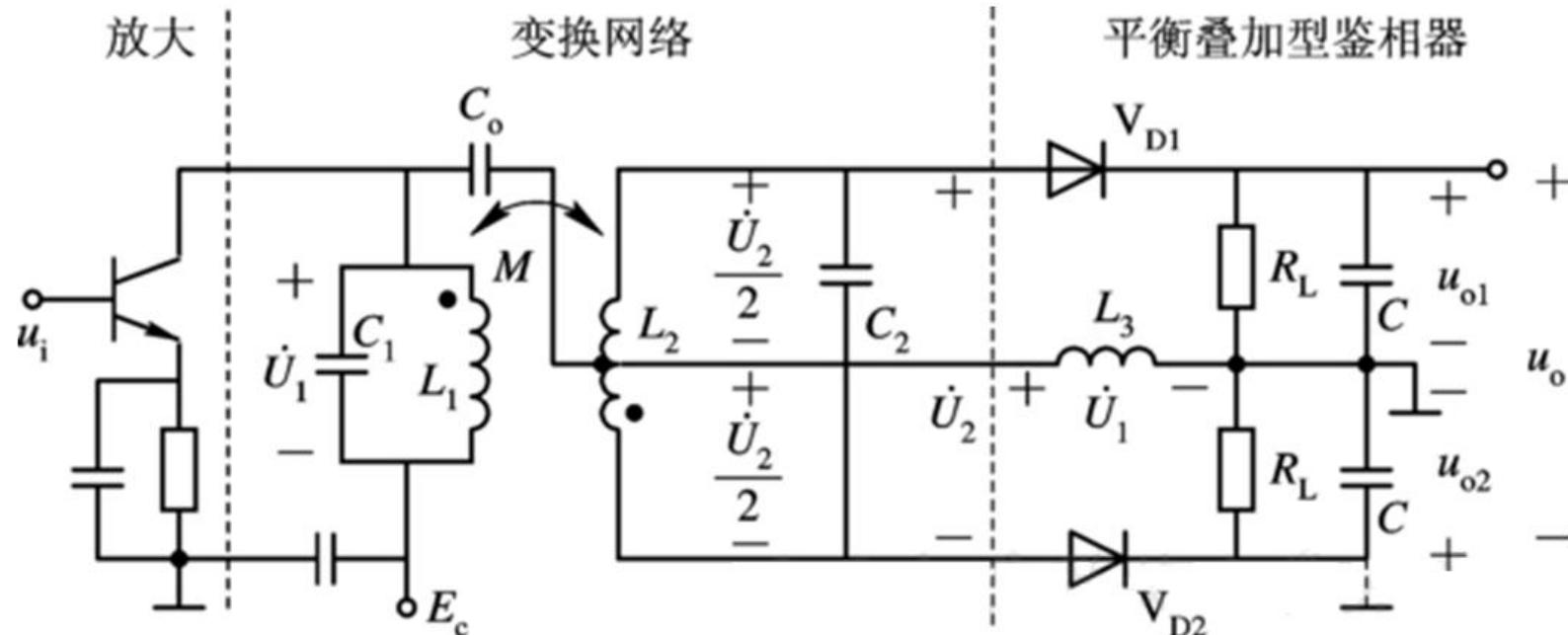
$$u_o \approx \frac{k U_1 U_2}{2} \Delta\varphi_1 = \frac{k U_1 U_2 Q_e}{\omega_c} \Delta\omega = \frac{k k_f U_1 U_2 Q_e}{\omega_c} u_\Omega$$



- 叠加型相位鉴频电路
  - 互感耦合相位鉴频器

$L_3$ 为高频扼流圈，它除了保证使输入电压  $\dot{U}_1$  经  $C_0$  全部加在次级回路的中心抽头外，还要为后面两个包络检波器提供直接通路。

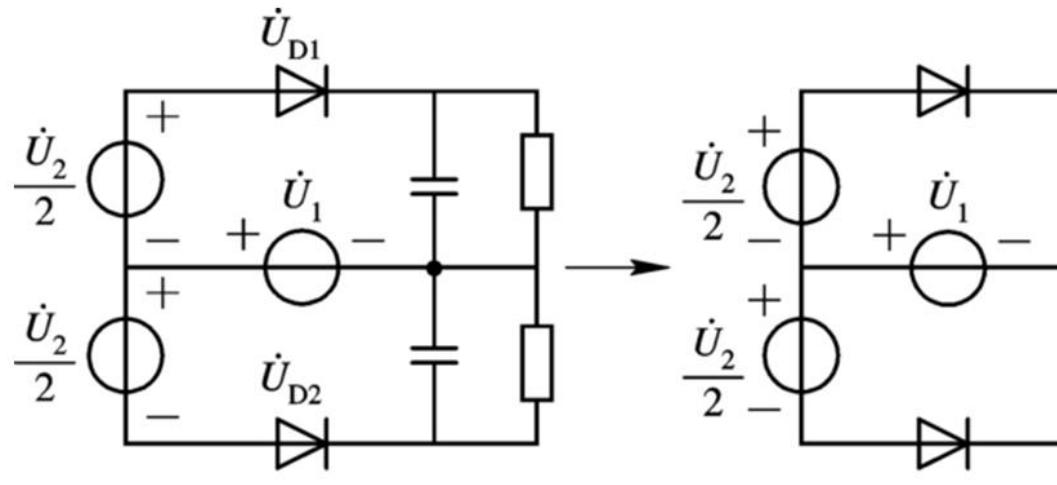
在实际中，鉴频器电路接地点改接在下端(图中虚线所示)，检波负载电容用一个电容代替并可省去高频扼流圈。



互感耦合相位鉴频器



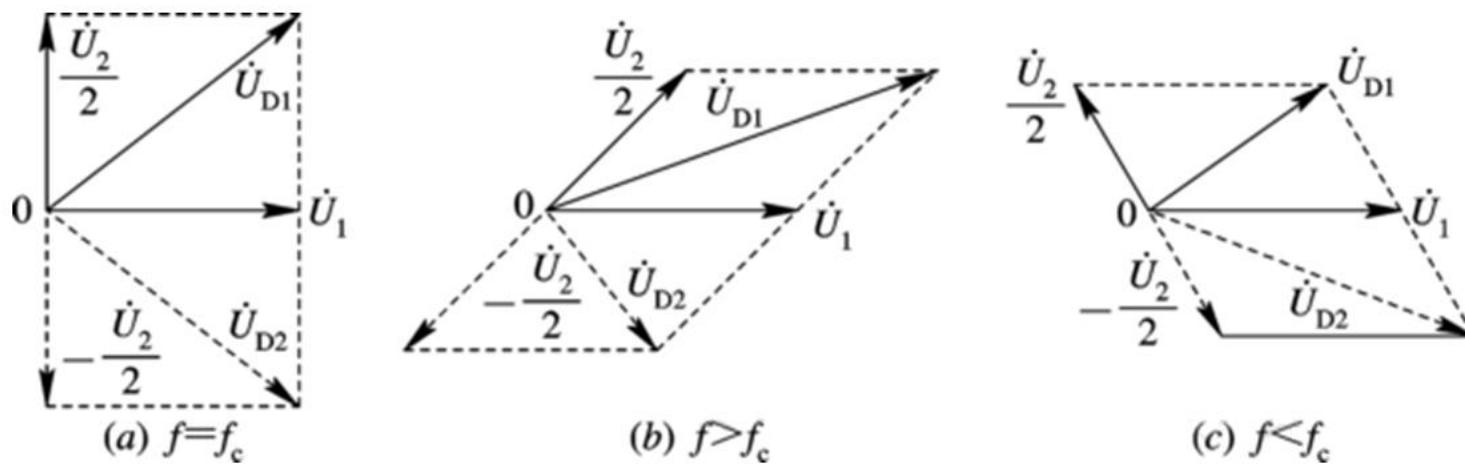
互感耦合相位鉴频器的工作原理可分为移相网络的频率—相位变换，加法器的相位—幅度变换和包络检波器的差动检波三个过程。



(a)

## 简化电路

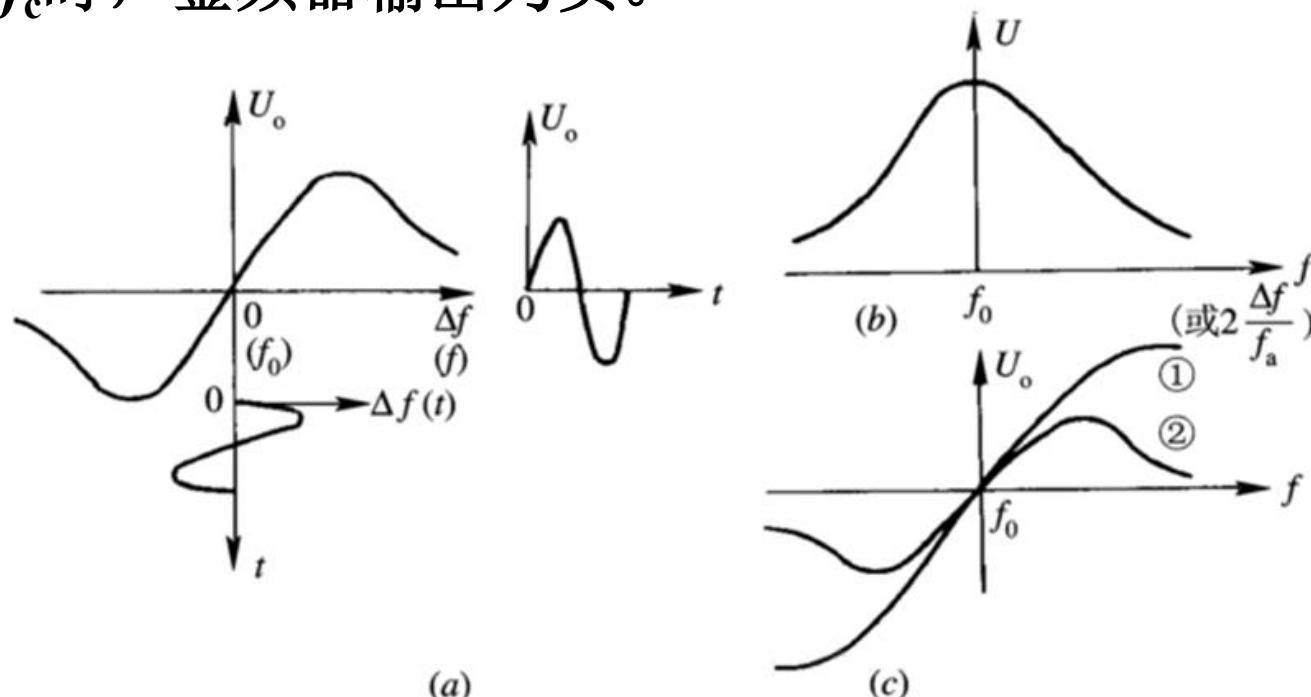
(b)

不同频率时的  $\dot{U}_2$  与  $\dot{U}_1$  矢量图

设两个包络检波器的检波系数分别为 $K_{d1}$ 、 $K_{d2}$ (通常 $K_{d1}=K_{d2}=K_d$ )，则两个包络检波器的输出分别为 $u_{o1}=K_{d1}U_{D1}$ 、 $u_{o2}=K_{d2}U_{D2}$ 。鉴频器的输出电压为

$$u_o = u_{o1} - u_{o2} = K_d(U_{D1} - U_{D2})$$

由上面分析可知，当 $f > f_0 = f$ ，鉴频器输出为正；当 $f < f_0 = f_c$ 时，鉴频器输出为负。



鉴频特性曲线



## ➤ 比例鉴频器

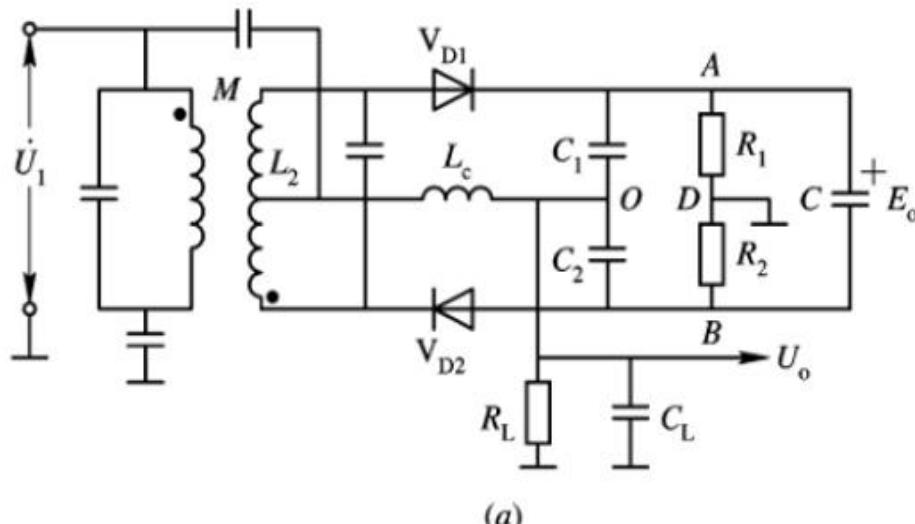
有自动限幅作用，在调频广播接收机及电视接收机中应用广泛

电路与互感耦合相位鉴频器电路的区别在于：

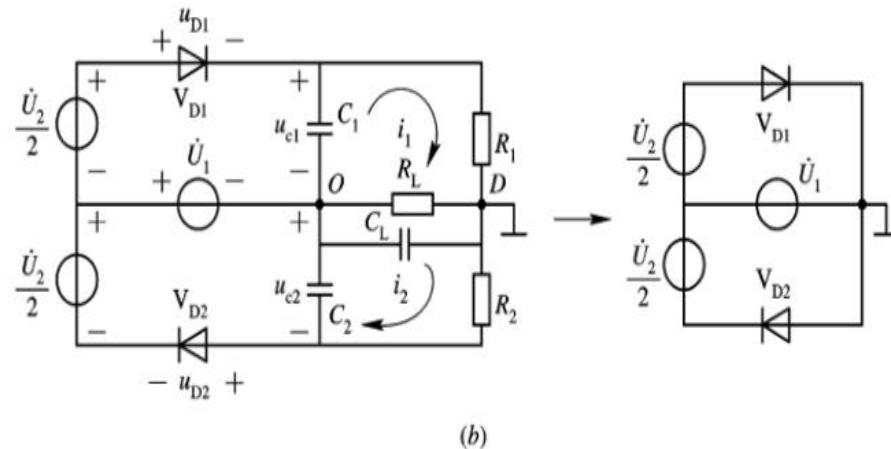
(1) 两个二极管顺接；

(2) 在电阻( $R_1+R_2$ )两端并接大电容 $C$ ，容量约在 $10 \mu\text{F}$ 数量级。时间常数 $(R_1+R_2)C$ 很大，约 $0.1 \sim 0.25 \text{ s}$ ，远大于低频信号的周期。故在调制信号周期内或寄生调幅干扰电压周期内，可认为 $C$ 上电压基本为一恒定值 $E_o$ ；

(3) 接地点和输出点改变。

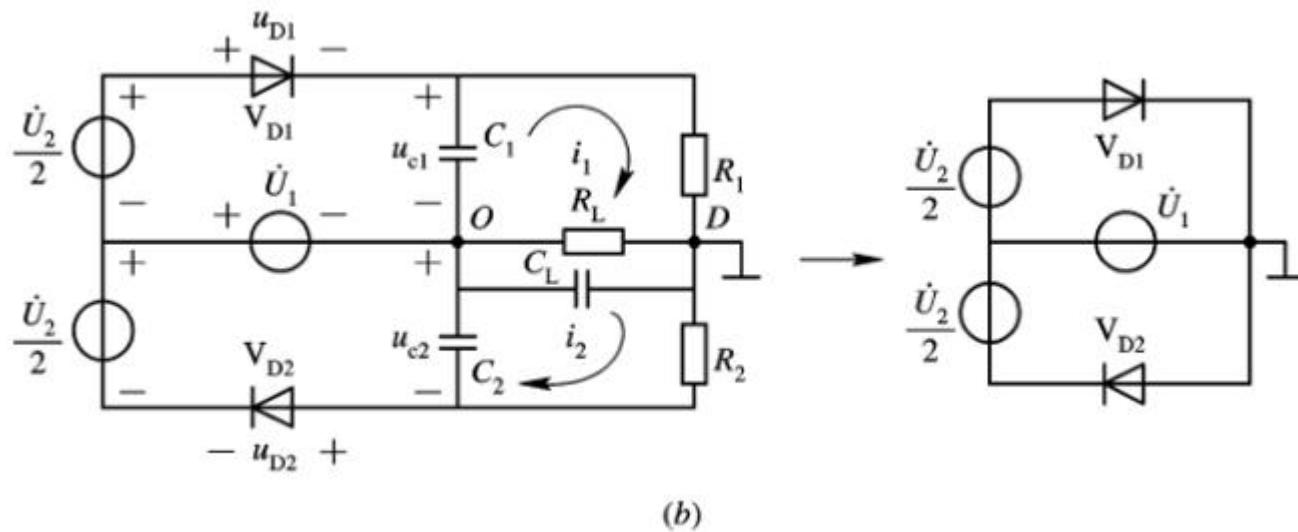


(a)



(b)

比例鉴频器电路及特性



$$i_1(R_1 + R_L) - i_2 R_L = u_{c1}, \quad i_2(R_2 + R_L) - i_1 R_L = u_{c2}, \quad u_o = (i_2 - i_1)R_L$$

当  $R_1 = R_2 = R$  时，可得  $u_o = \frac{u_{c2} - u_{c1}}{2R_L + R} R_L$

若  $R_L \gg R$ ，则

$$u_o = \frac{1}{2}(u_{c2} - u_{c1}) = \frac{1}{2}K_d(U_{D2} - U_{D1})$$

$$u_o = \frac{1}{2}(u_{c2} - u_{c1}) = \frac{1}{2}E_o \frac{u_{c2} - u_{c1}}{E_o} = \frac{1}{2}E_o \frac{u_{c2} - u_{c1}}{u_{c2} + u_{c1}} = \frac{1}{2}E_o \frac{1 - \frac{u_{c1}}{u_{c2}}}{1 + \frac{u_{c1}}{u_{c2}}}$$



### 7.4.5 限幅电路在鉴频中的作用

**寄生调幅：**已调波信号在发送、传输和接收过程中，不可避免地要受到各种干扰，产生寄生调幅。由于调频信号是等幅信号，可以先用限幅电路把叠加的寄生调幅消除，使其重新成为等幅信号，然后再进行鉴频。

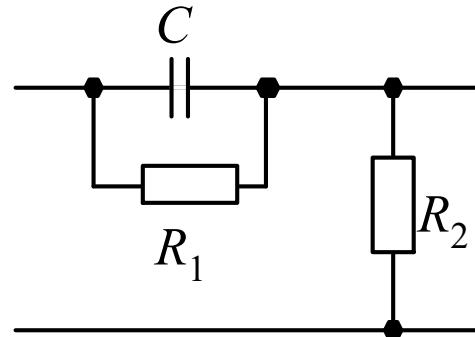
**限幅电路：**用于调频信号的限幅电路通常由三极管放大器或差分放大器后接带通滤波器组成。



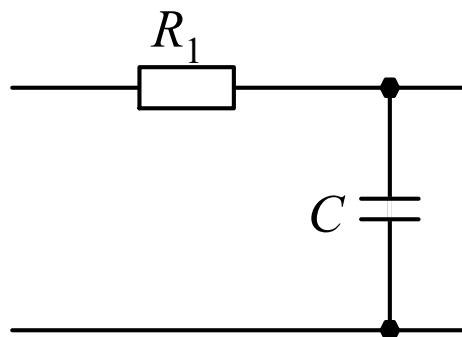
## 7.4.6 加重电路与静噪电路

**鉴频电路输出端噪声：**噪声功率谱密度与频率平方成正比，即大部分噪声功率分布在高频段。

**预加重、去加重技术：**即发射时预先“加重”调制信号的高频分量，接收时去除解调信号中“加重”了的高频分量。



(a)

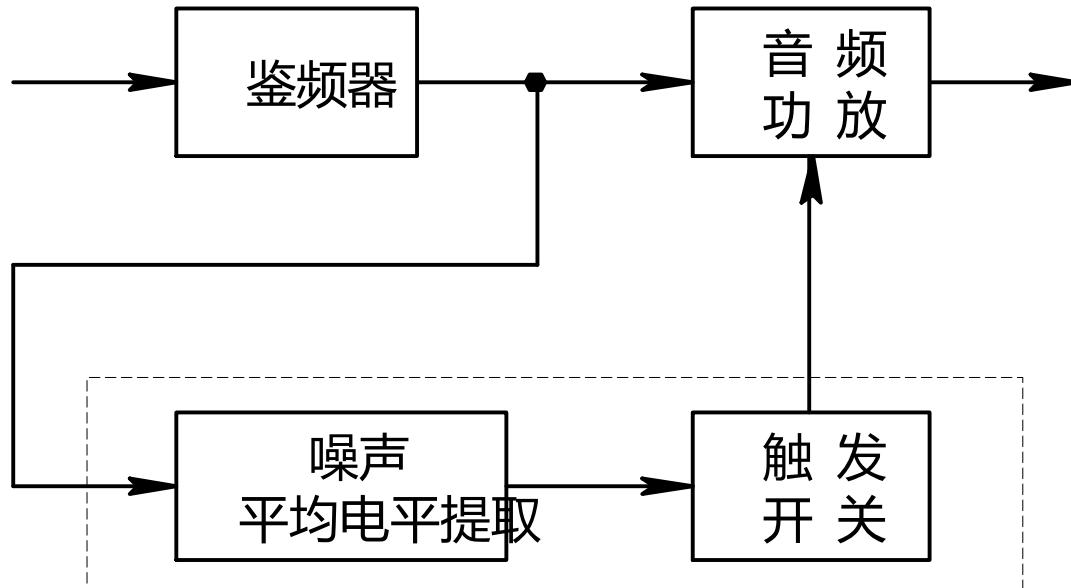


(b)

常用的预加重网络和去加重网络



静噪电路：鉴频器对输入信噪比有门限要求（即输入信噪比低于门限时输出噪声很大），通常采用在鉴频器之前或之后用低通滤波器提取信号或噪声的平均电平，并根据其电平大小来控制音频功放的关闭和开启。

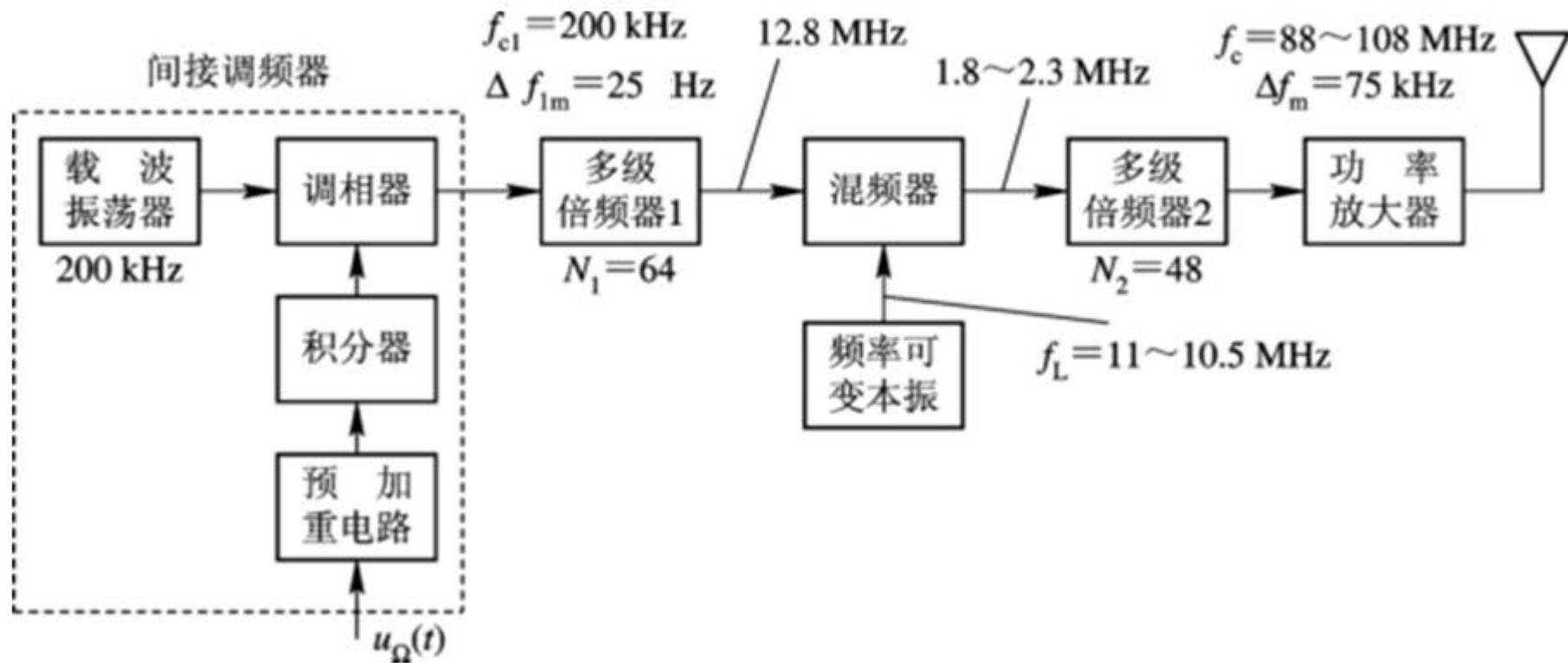


静噪电路

噪声型静噪电路组成与接入方式

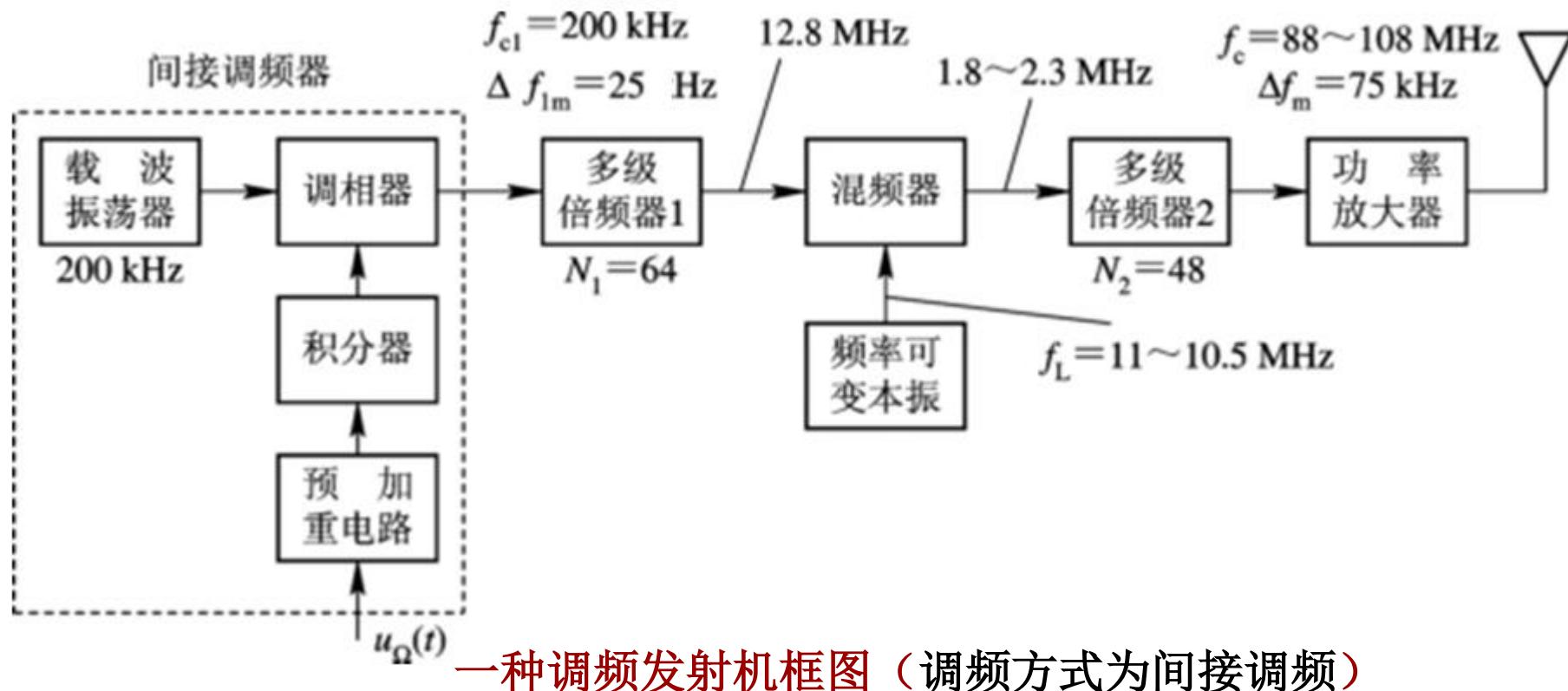


调频制载频 $f_c=88\sim108\text{MHz}$ , 输入调制信号频率为 $50\text{ Hz}\sim15\text{kHz}$ ,  
最大频偏为 $75\text{ kHz}$ 。

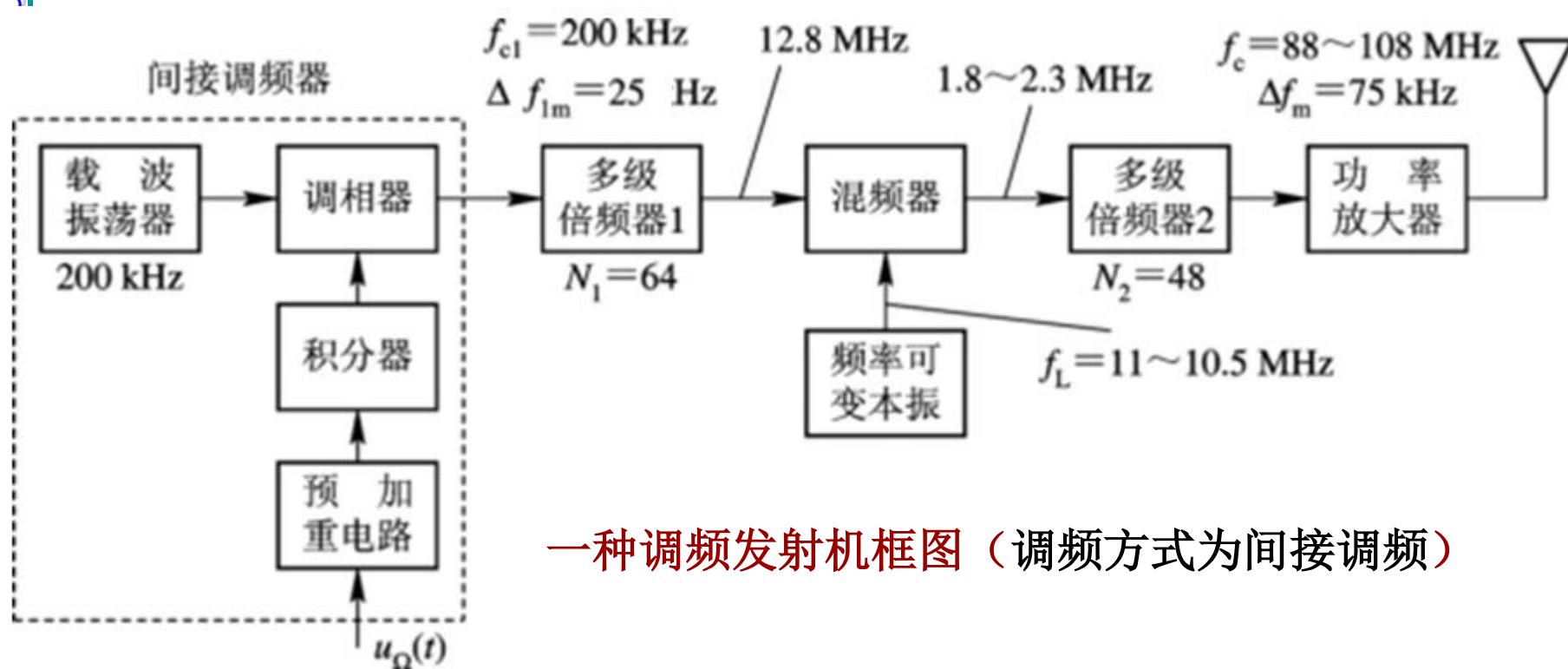


一种调频发射机框图（调频方式为间接调频）



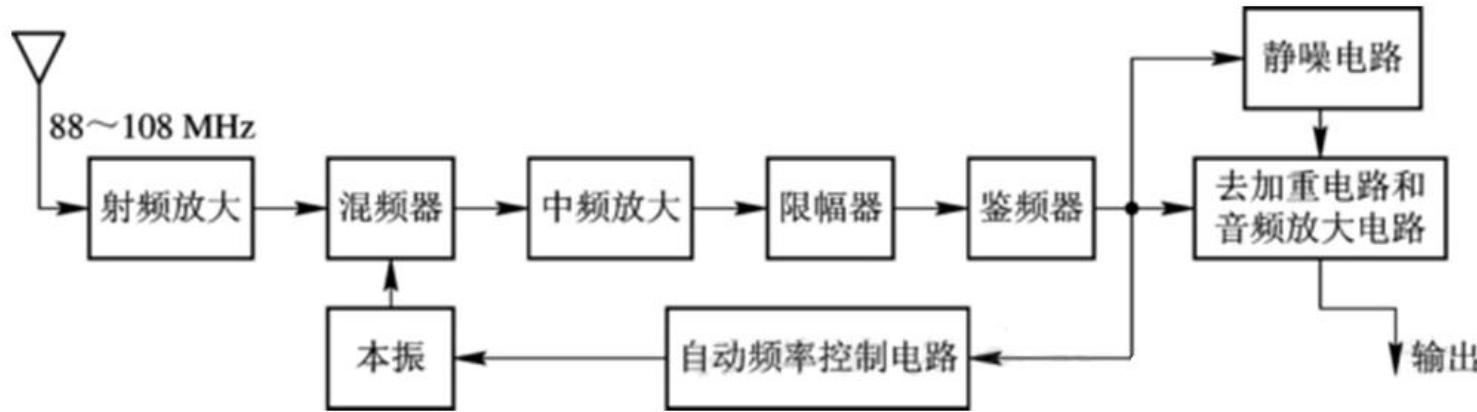


高稳定度晶体振荡器产生 $f_{c1}=200\text{ kHz}$ 的初始载波信号送入调相器，由经预加重和积分的调制信号对其调相。调相输出的最大频偏为 $25\text{ Hz}$ ，调制指数 $m_f < 0.5$ 。经64倍频后，载频变为 $12.8\text{ MHz}$ ，最大频偏为 $1.6\text{ kHz}$ 。



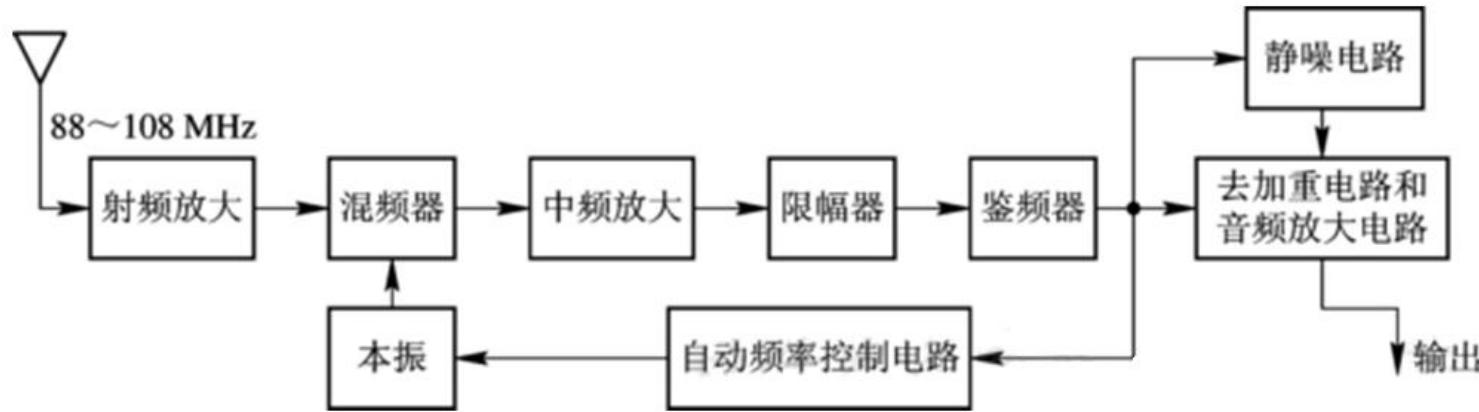
再经混频器，将载频降低到 $1.8\sim2.3\text{ MHz}$ ，然后再经48倍频，载频变为 $86.4\sim110.4\text{ MHz}$ (覆盖  $88\sim108\text{ MHz}$ )，最大频偏也提高到 $76.8\text{ kHz}$ (大于  $75\text{ kHz}$ )，调制指数也得到了提高，满足要求。最后，经功率放大后由天线辐射出去。

调频信号的带宽较宽，调制指数较大，因此，调频制具有优良的抗噪声性能。但也正因为如此，调频发射机必须工作在VHF频段以上。



### 调频接收机方框图

为了获得较好的接收机灵敏度和选择性，除限幅级、鉴频器及几个附加电路外，其主要方框均与AM超外差接收机相同。调频广播基本参数与发射机相同。由于信号带宽为180 kHz，留出10 kHz的余量，接收机频带约200 kHz，其放大器带宽远大于调幅接收机。混频器只输入信号的载波频率，而不改变其频偏。其中频值为10.7 MHz，它稍大于调频广播频段( $108 - 88 = 20$  MHz)的一半，这样可以避免镜频干扰。如 $f_L = f_c + 10.7$  MHz，当 $f_c = 88$  MHz时，镜频为109.4 MHz，这个频率已位于调频广播波段之外。当然这并不能避免该频率范围以外的其它电台的镜频干扰。



调频接收机方框图

图中的自动频率控制电路(AFC)可微调本振频率，使混频输出( $f_L - f_c$ )稳定在中频数值10.7 MHz上，这样不仅可以提高整个调频接收机的选择性和灵敏度，而且对改善接收机的保真度也是有益的。

静噪电路的目的是使接收机在没有收到信号时(此时噪声较大)，自动将低频放大器闭锁，使噪声不在终端出现。当有信号时，噪声小，又能自动解除闭锁，使信号通过低放输出。

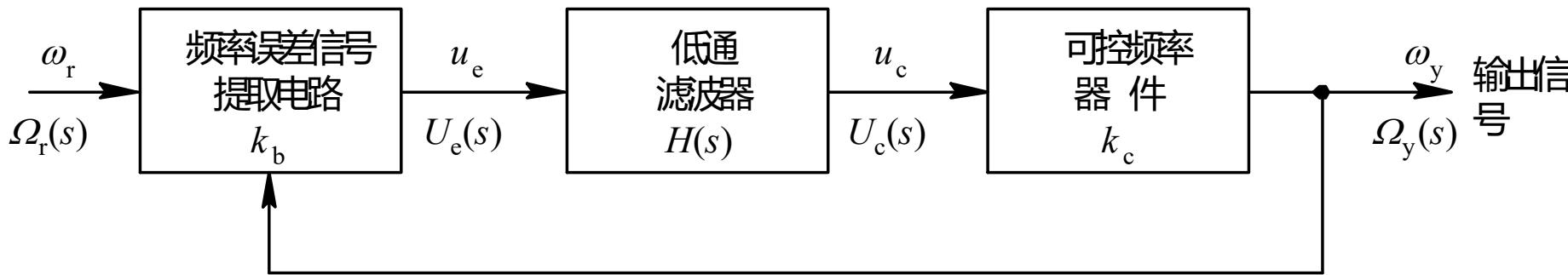


# 7.5 自动频率控制电路AFC

## 7.5.1 工作原理

**目的：**利用频率差消除频率误差

### 一、AFC电路组成框图及工作原理



自动频率控制电路的组成框图

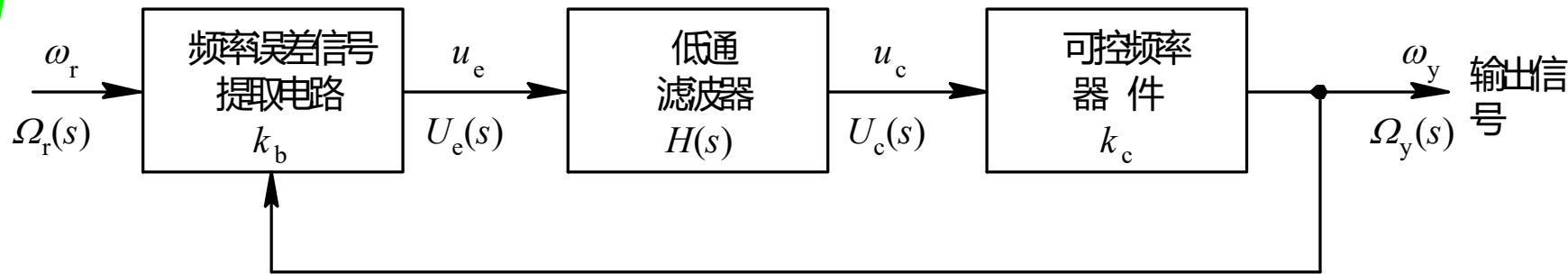
$$\omega_y(t) = \omega_{y0} + k_c u_c(t)$$

$\omega_{y0}$ 是控制信号  $u_c(t)=0$ 时的振荡角频率, 称为VCO的固有振荡角频率,  $k_c$ 是压控灵敏度。

$$u_e = k_b (\omega_r - \omega_y)$$



## 二、AFC主要性能指标



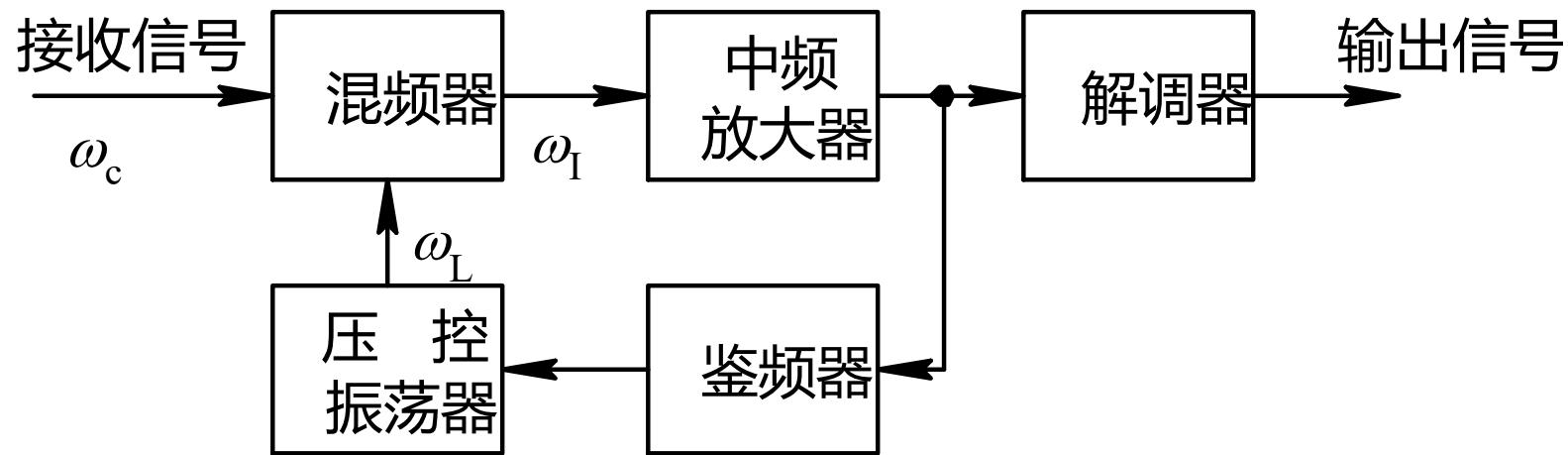
- 1.暂态和稳态特性：**AFC电路输出信号角频率的时域响应，包括暂态响应和稳态响应
- 2.跟踪特性：**AFC电路中误差角频率 $\omega$ 的时域稳定误差值





## 7.5.2 应用举例

### 1. 在调幅接收机中用于稳定中频频率

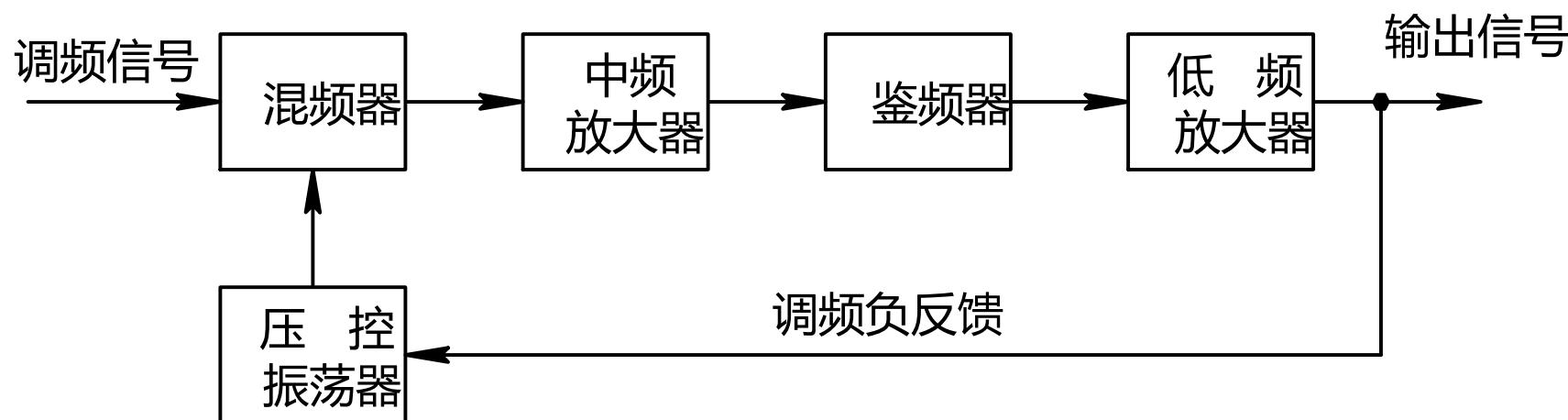


调幅接收机中的AFC电路方框图



## 2. 在调频接收机中用于改善解调质量

鉴频器对输入信噪比有一个门限要求。为了保证解调质量，必须使其输入信噪比高于门限值。由于鉴频器前级一般是中频放大器，因此与中放的输出信噪比直接有关。提高中放的信噪比可以通过降低其输出噪声来实现，而降低噪声又可采用压缩中放带宽的方法。



调频负反馈电路方框图





例：图例7.5(a)是在调频振荡器中用以稳定载频的AFC电路方框图。已知调频压控振荡器中心频率 $f_c=60\text{ MHz}$ , 未加AFC时因频率不稳引起的最大频率漂移为 $200\text{ kHz}$ ; 晶振的振荡频率为 $5.9\text{ MHz}$ , 因频率不稳引起的最大频率漂移为 $90\text{ Hz}$ ; 混频器输出频率为两输入频率之差; 鉴频器中心频率 $f_0$ 为 $1\text{ MHz}$ , 输出误差电压 $u_e=k_b(f-f_0)$ ; 低通滤波器增益为1, 带宽小于调制信号最低频率;  $k_1k_bk_c=100$ 。试求加入AFC电路后, 调频振荡器输出载频的最大频率漂移 $\Delta f_y$ 。





调制信号

$$u_{\Omega}(t)$$

$$u_c(t) = u_{\Omega}(t) + \Delta u_c(t)$$

高频振荡器

$$f_c = 60 \text{ MHz}$$

$$f_c + k_c u_c(t)$$

$$u_o$$

放大器  
 $-k_1$

混频器

倍频器  
 $n = 10$

晶振  
 $5.9 \text{ MHz}$

低通  
滤波器

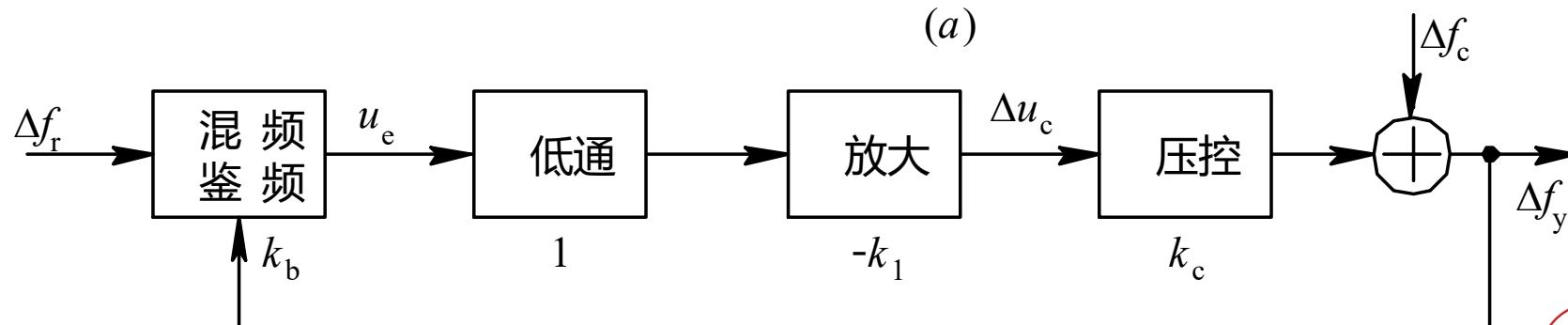
$$u_e(t)$$

鉴频器

$$u_e(t) = k_b(f - f_o)$$

$$f_o = 1 \text{ MHz}$$

(a)



(b)



解：由题意可知，这是一个载波跟踪型电路。加入AFC后使载波的最大频率漂移减小，所以将最大频率漂移 $\Delta f$ 作为被控参量。设VCO输出载频的最大频率漂移为 $\Delta f_y$ , VCO本身的最大频率漂移为 $\Delta f_c$ 。(b)图是以 $\Delta f$ 为变量的AFC控制原理图。为方便起见,将VCO本身的最大频率漂移 $\Delta f_c$ 作为输入量另外画出,这样VCO就可以视为一个无频率漂移的器件。

未加AFC时,  $u_c(t)=u_\Omega(t)$ , 控制信号 $u_c(t)$ 使VCO的瞬时频率发生变化,产生调频波。这时,  $\Delta f_y=\Delta f_c=200\text{ kHz}$ 。





加入AFC后,  $u_c(t)=u_\Omega(t)+\Delta u_c(t)$ 。令 $\Delta u_c$ 是 $\Delta u_c(t)$ 的最大值, 则 $k_c \Delta u_c$ 是VCO产生的附加最大频率漂移。这时,  $\Delta f_y = \Delta f_c + k_c \Delta u_c$ 。由于晶振的中心频率为5.9 MHz, 最大频率漂移为90 Hz, 经10倍频后中心频率为59 MHz, 最大频率漂移 $\Delta f_r = 900$  Hz, 故混频器输出差频为1 MHz, 最大频率漂移为 $\Delta f_y - \Delta f_r$ 。鉴频器中心频率为1 MHz, 输出最大误差电压为 $u_e = k_b(\Delta f_y - \Delta f_r)$ 。





根据以上分析, 可写出关系式如下:

$$\Delta f_y = \Delta f_c + k_c \Delta u_c = \Delta f_c - k_1 k_b k_c (\Delta f_y - \Delta f_r)$$

所以  $\Delta f_y = \frac{\Delta f_c + k_1 k_b k_c \Delta f_r}{1 + k_1 k_b k_c}$

代入已知数据, 可以求得输出载频的最大频率漂移为

$$\Delta f_y = 2871 \text{ Hz}$$

需要注意的是, 闭环中最大频率漂移虽然开始时高达数百千赫兹, 稳定时也有近3 kHz, 然而漂移的变化是很缓慢的, 即误差电压  $u_e$  是一个低频信号, 低于调制信号的最低频率。由于低通滤波器的带宽小于调制信号的最低频率, 故调制信号不会产生反馈。



# 作业

7. 1, 7. 3, 7. 5, 7. 7, 7. 7, 7. 8, 7. 10

7. 12, 7. 13, 7. 14, 7. 16, 7. 17

