



## 第7章 模拟角度调制与解调电路

### (非线性频率变换电路)

主要内容和要求：

- 1.了解模拟角度调制的概念和作用；
- 2.了解线性和非线性频率变换电路的概念；
- 3.掌握频率调制和解调的原理和基本电路；
- 4.掌握相位调制和解调的原理，了解电路。





# 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

### 7.2 角度调制与解调原理

### 7.3 调频电路

### 7.4 鉴频电路

### 7.5 自动频率控制电路

### 7.6 集成调频、鉴频电路芯片介绍

### 7.7 章末小结

### 习 题





## 7.1 概 述

模拟频率调制和相位调制合称为**模拟角度调制**(简称**调角**)。因为相位是频率的积分,故频率的变化必将引起相位的变化,反之亦然,所以调频信号与调相信号在时域特性、频谱宽度、调制与解调的原理和实现方法等方面都有密切的联系。





模拟角度调制与解调属于非线性频率变换,比属于线性频率变换的模拟振幅调制与解调在原理和电路实现上都要困难一些。由于角度调制信号在抗干扰方面比振幅调制信号要好得多,因此,虽然要占用更多的带宽,但仍得到了广泛的应用。其中,在模拟通信方面,调频制比调相制更加优越,故大都采用调频制。所以,本章在介绍电路时,以模拟调频电路、鉴频(频率解调)电路为主题,但由于调频信号与调相信号的内在联系,调频可以用调相电路间接实现,鉴频也可以用鉴相(相位解调,也称相位检波)电路间接实现,因此实际上也介绍了一些调相与鉴相电路。





## 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

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为

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

瞬时相位为

$$\varphi(t) = \int_0^t \omega(\tau) d\tau = \omega_c t + k_f \int_0^t u_{\Omega}(\tau) d\tau$$





### 调频信号

$$u_{FM} = U_{cm} \cos[\omega_c t + k_f \int_0^t u_{\Omega}(\tau) d\tau] \quad (7.2.1)$$

其中， $k_f$ 为比例系数，初相位 $\varphi_0=0$ 。





**上式表明**, 调频信号的振幅恒定, 瞬时角频率是在固定的载频上叠加一个与调制信号电压成正比的角频率偏移(简称角频偏) $\Delta\omega(t)=k_f\mu\Omega(t)$ , 瞬时相位是在随时间变化的载波相位 $\varphi_c(t)=\omega_c t$ 上叠加了一个与调制电压积分成正比的相位偏移(简称相偏) $\Delta\varphi(t)=k_f\int_0^t u_\Omega(\tau)d\tau$ 其最大角频偏 $\Delta\omega_m$ 和调频指数(最大相偏) $M_f$ 分别定义为:

$$\Delta\omega_m = k_f |u_\Omega(t)_{\max}|, M_f = k_f \left| \int_0^t u_\Omega(\tau) d\tau \right|_{\max} \quad (7.2.2)$$





若调制信号是单频信号, 即

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

则由式(7.2.1)可写出相应的调频信号, 即

$$\begin{aligned} u_{FM} &= U_{cm} \cos\left(\omega_c t + \frac{k_f U_{\Omega m}}{\Omega} \sin \Omega t\right) \\ &= U_{cm} \cos(\omega_c t + M_f \sin \Omega t) \end{aligned} \quad (7.2.3)$$







### 2. 调相信号

设高频载波为  $u_c = U_{cm} \cos \omega_c t$ , 调制信号为  $u_{\Omega}(t)$ , 则调相信号的瞬时相位为

$$\varphi(t) = \omega_c t + k_p u_{\Omega}(t)$$

瞬时角频率为

$$\omega(t) = \frac{d\phi(t)}{dt} = \omega_c + k_p \frac{du_{\Omega}(t)}{dt}$$

调相信号为

$$u_{\text{PM}} = U_{cm} \cos [\omega_c t + k_p u_{\Omega}(t)] \quad (7.2.4)$$

其中,  $k_p$  为比例系数, 初相位  $\varphi_0 = 0$ 。





**上式表明**, 调相信号的振幅恒定, 瞬时相位是在随时间变化的载波相位 $\varphi_c(t)=\omega_c t$ 上叠加了一个与调制电压成正比的相偏 $\Delta\varphi(t)=k_p u_\Omega(t)$ , 瞬时角频率是在固定载频上叠加了一个与调制电压的导数成正比的角频偏  $\Delta\omega(t)=k_p \frac{du_\Omega(t)}{dt}$ 。最大角频偏 $\Delta\omega_m$ 和调相指数(最大相偏) $M_p$ 分别定义为:

$$\Delta\omega_m = k_p \left| \frac{du_\Omega(t)}{dt} \right|_{\max}, M_p = k_p |u_\Omega(t)|_{\max} \quad (7.2.5)$$





若调制信号是单频信号, 即  $u_{\Omega}(t)=U_{\Omega}m_c\cos\Omega t$ , 由式 (7.2.4)可写出相应的调相信号, 即

$$\begin{aligned} u_{PM} &= U_{cm} \cos(\omega_c t + k_p U_{\Omega m} \cos\Omega t) \square \\ &= U_{cm} \cos(\omega_c t + M_p \cos\Omega t) \quad (7.2.6) \end{aligned}$$



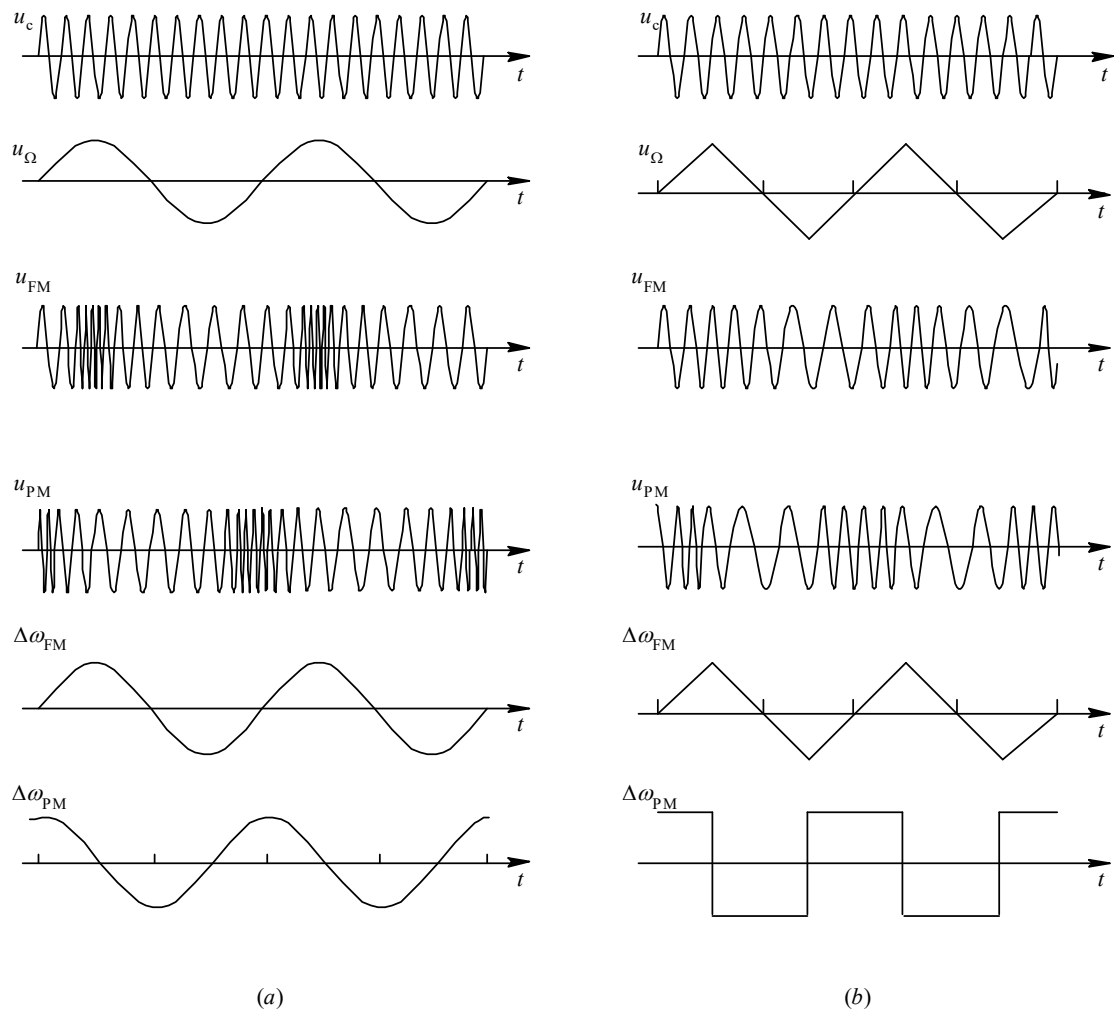


图 7.2.1 调频信号与调相信号的波形

(a) 调制信号是单频正弦波时； (b) 调制信号是三角波时





### 3. 调频信号与调相信号时域特性的比较

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，成为疏密波形。





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,但由于频率与相位是微积分关系,故二者是有密切联系的。

(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) 从理论上讲,调频信号的最大角频偏 $\Delta\omega_m < \omega_c$ ,由于载频 $\omega_c$ 很高,故 $\Delta\omega_m$ 可以很大,即调制范围很大。由于相位以 $2\pi$ 为周期,因此调相信信号的最大相偏(调相指数) $M_p < \pi$ ,故调制范围很小。





表7.2.1 单频调频信号与单频调相信号参数比较

参 数	调 频 信 号	调 相 信 号
角频偏 $\Delta\omega(t)$	$k_f U_{\Omega m} \cos\Omega t$	$-k_p \Omega U_{\Omega m} \sin\Omega t$
最大角频偏 $\Delta\omega_m$	$k_f U_{\Omega m}$	$k_p U_{\Omega m} \Omega$
相偏 $\Delta\varphi(t)$	$\frac{k_f U_{\Omega m}}{\Omega} \sin\Omega t$	$k_p U_{\Omega m} \cos\Omega t$
调制指数(最大相偏)	$M_f = \frac{k_f U_{\Omega m}}{\Omega}$	$M_p = k_p U_{\Omega m}$





### 7.2.2 调角信号的频谱

调角信号表达式,

$$u(t)=U_{cm}\cos(\omega_c t+M \sin\Omega t) \quad (7.2.7)$$

式中用调角指数 $M$ 统一代替了 $M_f$ 与 $M_p$ 。式(7.2.7)可展开为

$$u(t)=U_{cm} [\cos(M \sin\Omega t) \cos\omega_c t - \sin(M \sin\Omega t) \sin\omega_c t] \quad (7.2.8)$$







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,  $J_n(M)$  是宗数为  $M$  的  $n$  阶第一类贝塞尔函数), 代入式(7.2.8), 可得到





$$\begin{aligned} u(t) &= U_{cm} [J_0(M) \cos \omega_c t - 2J_1(M) \sin \Omega t \sin \omega_c t + 2J_2(M) \\ &\cos 2\Omega t \cos \omega_c t - 2J_3(M) \sin 3\Omega t \sin \omega_c t \\ &+ 2J_4(M) \cos 4\Omega t \cos \omega_c t - 2J_5(M) \sin 5\Omega t \sin \omega_c t + \dots] \\ &= U_{cm} \{J_0(M) \cos \omega_c t + J_1(M) [\cos(\omega_c + \Omega)t - \cos(\omega_c - \Omega)t] + J_2(M) \\ &[\cos(\omega_c + 2\Omega)t + \cos(\omega_c - 2\Omega)t] + J_3(M) [\cos(\omega_c + 3\Omega)t - \cos(\omega_c - \\ &3\Omega)t] \\ &+ J_4(M) [\cos(\omega_c + 4\Omega)t + \cos(\omega_c - 4\Omega)t] \\ &+ J_5(M) [\cos(\omega_c + 5\Omega)t - \cos(\omega_c - 5\Omega)t] + \dots\} \quad (7.2.9) \end{aligned}$$

图7.2.2给出了宗数为 $M$ 的 $n$ 阶第一类贝塞尔函数曲线，表7.2.2给出了 $M$ 为几个离散值时的贝塞尔函数值。



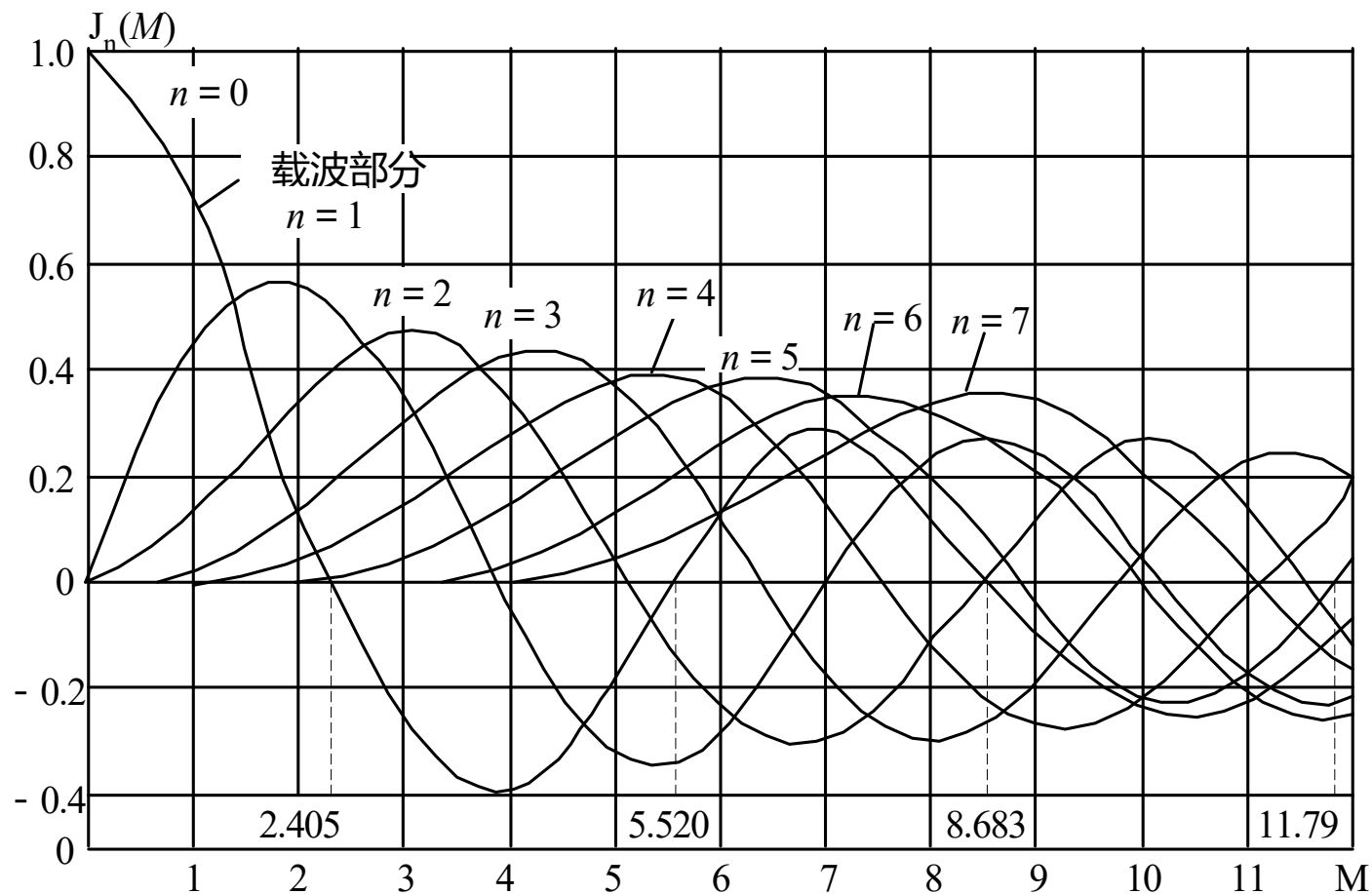


图 7.2.2 宗数为 $M$ 的 $n$ 阶第一类贝塞尔函数曲线图





## 表7.2.2 贝塞尔函数表

$n \backslash J_n(M)$	$M$	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	0.358
5					0.007	0.043	0.132	0.261	0.362
6					0.001	0.011	0.049	0.131	0.246
7						0.003	0.015	0.053	0.130
8							0.004	0.018	0.057





分析式(7.2.9)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,这些频率分量满足 $\omega_c \pm n\Omega$ , 振幅为 $J_n(M)U_{cm}$ ,  $n=0, 1, 2, \dots$ 。  $U_{cm}$ 是调角信号振幅。

当 $n$ 为偶数时,两边频分量振幅相同,相位相同; 当 $n$ 为奇数时,两边频分量振幅相同,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。因为各阶贝塞尔函数随 $M$ 增大变化的规律均是衰减振荡, 而各边频分量振幅值与对应阶贝塞尔函数成正比。

(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(如 $M=2.405, 5.520$ 时), 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。对于任何  $M$  值, 均有  $\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(M) = 1$ 。

上述特点充分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, 作为调角的逆过程, 角度解调也是一种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来说, 调角信号的总频谱并非仅仅是调制信号中每个频率分量单独调制时所得频谱的组合, 而且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

根据调角信号的频谱特点可以看到, 虽然理论上它的频带无限宽, 但具有较大振幅的频率分量还是集中在载频附近, 且上下边频在振幅上是对称的。

当 $M \ll 1$ 时(工程上只需 $M < 0.25$ ), 即对于窄带调角信号, 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(7.2.8)可化简为

$$u(t) = U_{cm} \left[ \cos \omega_c t + \frac{M}{2} \cos(\omega_c + \Omega)t - \frac{M}{2} \cos(\omega_c - \Omega)t \right] \quad (7.2.10)$$





此时的频谱由载频和一对振幅相同、相位相反的上下边频组成, 带宽为

$$BW=2F \quad (7.2.11)$$

对于非窄带调角信号, 通常定义有效带宽(简称带宽)为

$$BW=2(M+1)F \quad (7.2.12)$$

从表7.2.2中可以看出,  $M+1$ 以上各阶边频的振幅均小于调角信号振幅的10%, 故可以忽略。

对于一般调制信号形成的调角波, 采用其中最高调制角频率, 代入式(7.2.11)或(7.2.12), 可以求得频带宽度。





【例7.1】 已知音频调制信号的最低频率 $F_{\min}=20$  Hz, 最高频率 $F_{\max}=15$  kHz, 若要求最大频偏 $\Delta f_m=45$  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1 W), 画出 $F=15$  kHz时对应的频谱图, 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 $M_f=\Delta\omega_m/\Omega=\Delta f_m/F$ , 所以

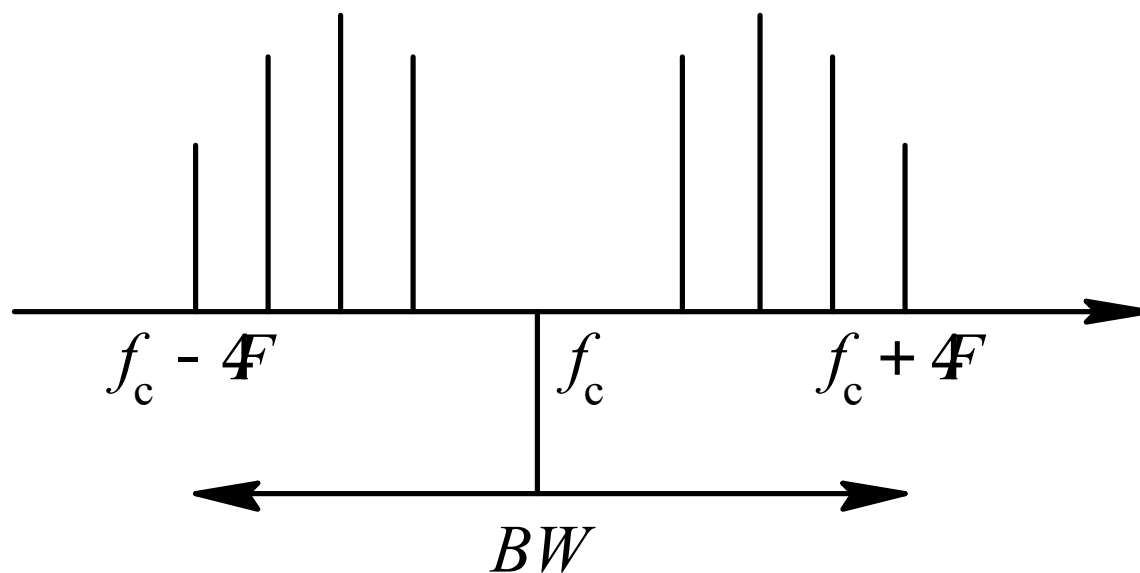
$$M_{f_{\max}} = \frac{\Delta f_m}{F_{\min}} = \frac{45 \times 10^3}{20} = 2250 \quad rad$$





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

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



图例 7.1





因为 $F=15\text{ kHz}$ 对应的 $M_f=3$ , 从表7.2.2可查出 $J_0(3)=-0.261$ ,  $J_1(3)=0.339$ ,  $J_2(3)=0.486$ ,  $J_3(3)=0.309$ ,  $J_4(3)=0.132$ , 由此可画出对应调频信号带宽内的频谱图, 共9条谱线, 如图例7.1所示。





调频信号是等幅波，故单位负载情况下功率 $P_o$ 与振幅 $U_{cm}$ 的关系式为 $P_o = U_{cm}^2/2$ 。由于调频信号总功率为1 W, 故  $U_{cm} = \sqrt{2}V$  V, 所以

$$\begin{aligned}\text{带宽内功率之和} &= \frac{J_0^2(3)U_{cm}^2}{2} + 2\sum_{n=1}^4 \frac{J_n^2(3)U_{cm}^2}{2} \\ &= J_0^2(3) + 2\sum_{n=1}^4 J_n^2(3) \approx 0.996W\end{aligned}$$





调相信号的最大频偏是与调制信号频率成正比的, 为了保证所有调制频率对应的最大频偏不超过45 kHz, 故除了最高调制频率外, 其余调制频率对应的最大频偏必然小于45 kHz。另外, 调相信号的调相指数 $M_p$ 与调制频率无关。

$$M_p = \frac{\Delta f_{n \max}}{F_{\max}} = \frac{45 \times 10^3}{15 \times 10^3} = 3$$





所以

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

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

由以上结果可知, 若调相信号最大频偏限制在45 kHz以内, 则带宽仍为120 kHz, 与调频信号相同, 但各调制频率对应的最大频偏变化很大, 最小者仅60 Hz。







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,例如在例7.1中最大频偏是45 kHz, 若载频为100 MHz, 则调频信号瞬时频率的变化范围为99.955~100.045 MHz; 而带宽是指调角信号频谱分量的有效宽度,对于窄带和非窄带调角信号,分别按照式(7.2.11)、(7.2.12)定义,带宽内频率分量的功率之和占总功率的90%以上,如例7.1中15 kHz分量是99.6%, 带宽为120 kHz。非窄带调频信号最大频偏 $\Delta f_m$ 与带宽 $BW$ 的关系为

$$BW=2(\Delta f_m+F) \quad (7.2.13)$$





由式(7.2.13)可知, 带宽大致由最大频偏所决定。对于调频方式来说, 由于最大频偏与调制频率无关, 因此每个调制频率分量都可以充分利用带宽, 获得最大频偏。另外, 调频指数 $M_f$ 可以做得很大, 而较低调制频率分量还可以获得更大的调频指数(如20 Hz分量的调频指数高达2250), 故具有很好的抗干扰性。但是, 对于调相方式来说, 带宽是由最高调制频率分量获得的最大频偏来决定的( $BW=2(\Delta f_{m\max}+F_{\max})$ )。





除了最高调制频率分量外, 其余调制频率分量获得的最大频偏均越来越小( $\Delta f_m = M_p F$ ), 例如20 Hz分量的最大频偏仅60 Hz, 所以不能充分利用系统带宽。另外, 所有调制频率分量的 $M_p$ 都相同, 且不可能很大( $M_p \leq \pi$ ), 故抗干扰性不大好。

$M_f$ 越大, 抗干扰性越强, 这是用增加带宽的代价来换取的。





### 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：一是直接调频，二是间接调频。

##### (1) 直接调频。

根据调频信号的瞬时频率随调制信号成线性变化这一基本特性, 可以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。显然, 这是实现调频的最直接方法, 故称为直接调频。





### (2) 间接调频。

若先对调制信号 $u_{\Omega}(t)$ 进行积分, 得到  $u_t(t) = \int_0^t u_{\Omega}(\tau) d\tau$ , 然后将 $u_1(t)$ 作为调制信号对载频信号进行调相, 则由式(7.2.4)可得到

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

参照式(7.2.1)可知, 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的。图7.2.3是间接调频原理图。





### 2. 调相原理

实现相位调制的基本原理是使角频率为 $\omega_c$ 的高频载波 $u_c(t)$ 通过一个可控相移网络, 此网络产生的相移 $\Delta\varphi$ 受调制电压 $u\Omega(t)$ 控制, 满足 $\Delta\varphi=k_p u\Omega(t)$ 的关系, 所以网络输出就是满足式(7.2.4)的调相信号了。图7.2.4给出了可控相移网络调相原理图。



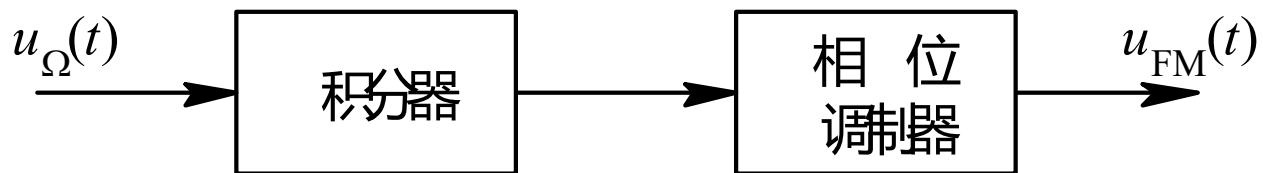


图 7.2.3 间接调频原理图



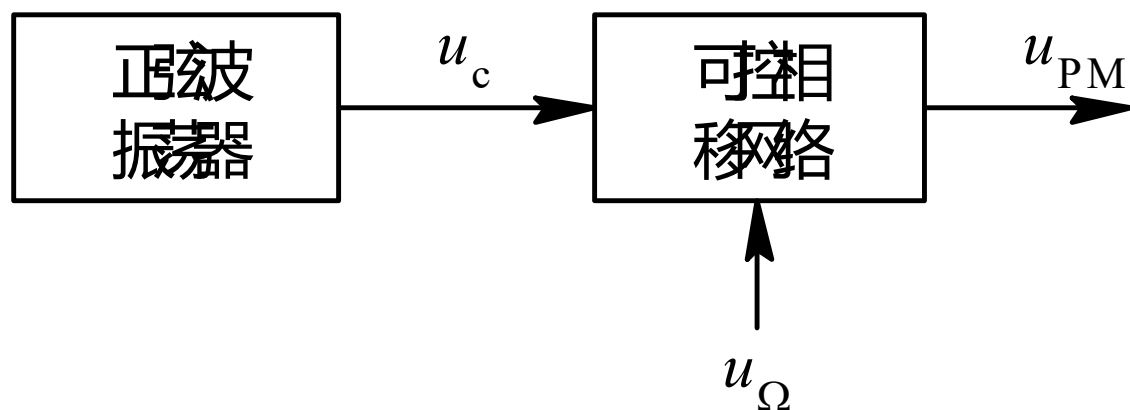


图 7.2.4 可控相移网络调相原理图







式(7.2.4)所示调相信号又可写成

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

式中

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

其中， $k_d = -k_p/\omega_c$ 是一比例系数。





式(7.2.14)将调相信号表示为一个可控时延信号, 时延 $\tau$ 与调制电压 $u_{\Omega}(t)$ 成正比。可见, 时延与相移本质上是一样的。所以, 将图7.2.4中的可控相移网络改为可控时延网络, 也可实现调相。





### 7.2.5 调角信号的解调原理

#### 1. 鉴相原理

采用乘积鉴相是最常用的方法。

若调相信号为

$$u_{\text{PM}} = U_{cm} \cos [\omega_c t + \Delta\varphi(t)]$$

其中

$$\Delta\varphi(t) = k_p u_{\Omega}(t)$$

同步信号与载波信号相差 $\pi/2$ , 为

$$u_r = U_m \cos(\omega_c t + \frac{\pi}{2}) = -U_{rm} \sin \omega_c t$$





则有

$$\begin{aligned} u_o &= ku_{PM}u_r = -kU_{cm}U_{rm}\cos[\omega_c t + \Delta\varphi(t)]\sin\omega_c t \\ &= \frac{kU_{cm}U_{rm}}{2}\{\sin\Delta\varphi(t) - \sin[2\omega_c t + \Delta\varphi(t)]\} \end{aligned}$$

用低通滤波器取出 $u_o$ 中的低频分量，即

$$\begin{aligned} u_{o1} &= \frac{kU_{cm}U_{rm}}{2}\sin\Delta\varphi(t) \approx \frac{kU_{cm}U_{rm}}{2}\Delta\varphi(t) \\ &= \frac{kU_{cm}U_{rm}k_p}{2}u_{\Omega}(t) \propto u_{\Omega}(t) \quad (|\Delta\varphi(t)| \leq \frac{\pi}{6}) \end{aligned}$$

式中， $k$ 为乘法器增益，低通滤波器增益为1。(7.2.15)





由式(7.2.15)可以看到, 乘积鉴相的线性鉴相范围较小, 只能解调 $M_p \leq \pi/6$ 的调相信号。

图7.2.5是乘积鉴相原理图。由于相乘的两个信号有 $90^\circ$  的固定相位差, 故这种方法又称为正交乘积鉴相。



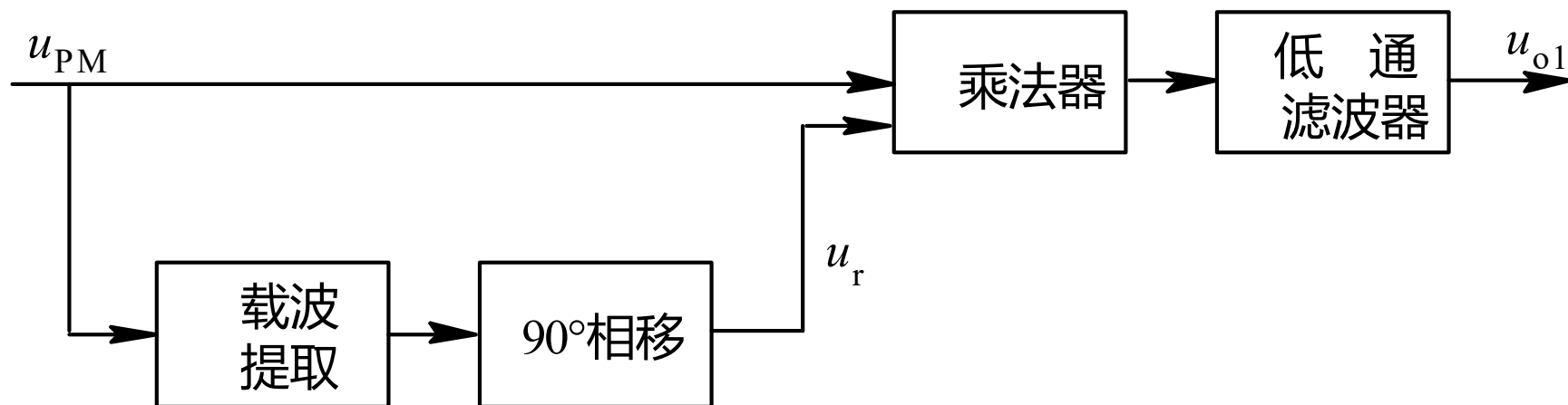


图 7.2.5 正交乘积鉴相原理图





### 2. 鉴频原理

从式(7.2.1)所示调频信号表达式来看, 由于随调制信号 $u_{\Omega}(t)$ 成线性变化的瞬时角频率与相位是微分关系, 而相位与电压又是三角函数关系, 因此要从调频信号中直接提取与 $u_{\Omega}(t)$ 成正比的电压信号很困难。通常采用两种间接方法。一种方法是先将调频信号通过频幅转换网络变成调频—调幅信号, 然后利用包络检波的方式取出调制信号。另一种方法是先将调频信号通过频相转换网络变成调频—调相信号, 然后利用鉴相方式取出调制信号。



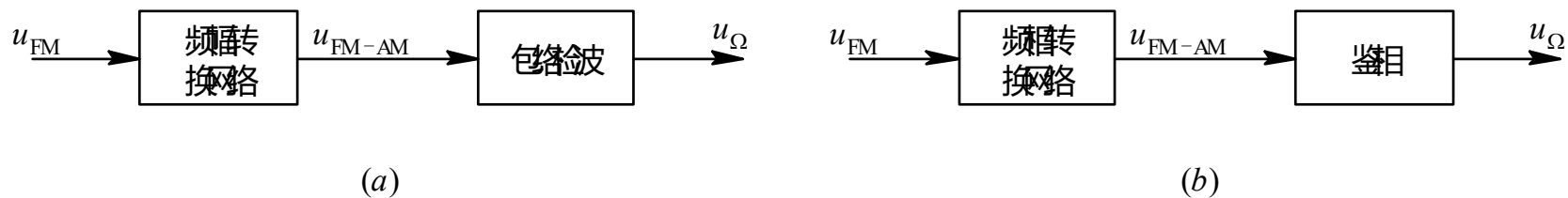


图 7.2.6 鉴频原理图







# 7.3 调频电路

## 7.3.1 调频电路的主要性能指标

### 1. 调频线性特性

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。显然,理想调频特性应该是线性的,然而实际电路会产生一些非线性失真,应尽量设法使其减小。





### 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 $S_f = d\omega/du_{\Omega}$ 。在线性调频范围内,  $S_f$ 相当于式(7.2.1)中的 $k_f$ 。

### 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从整体上看是非线性的, 其中线性部分能够实现的最大频偏称为最大线性频偏。





由公式 $M_f = \Delta f_m / F$ ,  $BW = 2(M_f + 1)F = 2(\Delta f_m + F)$ 可知, 最大频偏与调频指数和带宽都有密切关系。不同的调频系统要求不同的最大频偏, 所以调频电路能达到的最大线性频偏应满足要求。如调频广播系统的要求是75 kHz, 调频电视伴音系统的要求是50 kHz。





### 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工作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是不同的,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

变容二极管调频电路是广泛采用的一种直接调频电路。为了提高中心频率稳定度,可以加入晶振,但加入晶振后又会使最大线性频偏减小。采用倍频和混频措施可以扩展晶振变容二极管调频电路的最大线性频偏。

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,在第8章8.4节将会讨论。





### 1. 变容二极管调频电路

第4章4.5节中例4.6讨论的变容二极管压控振荡器实际上就是一个变容二极管调频电路。它的振荡回路由一个电感、一个变容二极管和两个电容组成。为避免重复,本小节对于变容二极管调频电路的工作原理不再叙述,仅着重分析它的性能指标。为简化起见,假定其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 $u_{\Omega}(t)=U_{\Omega m}\cos\Omega t$ 的作用下,回路振荡角频率可参照式(4.5.2)写成

$$\omega(t) = \frac{1}{\sqrt{LC_j}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{LC_{jQ}}{(1+m\cos\Omega t)^n}}} = \omega_c(1+m\cos\Omega t)^{\frac{n}{2}} = \omega_c(1+x)^{\frac{n}{2}} \quad (7.3.1)$$





其中,  $\omega_c = 1/\sqrt{LC_{jQ}}$  是  $u_\Omega=0$  时的振荡角频率, 即调频电路中心角频率,  $x=m \cos\Omega t=u_\Omega/(U_B+U_Q)$  是归一化调制信号电压,  $|x|\leq 1$ 。

在式(7.3.1)中, 当变容二极管变容指数  $n=2$  时, 有

$$\omega(t) = \omega_c(1+x) = \omega_c\left(1 + \frac{u_\Omega}{U_B + U_Q}\right) \quad (7.3.2)$$

故角频偏为

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





这种情况称为线性调频, 无非线性失真。

当 $n \neq 2$ 时, 式(7.3.1)可展开为

$$\omega(t) = \omega_c \left[ 1 + \frac{n}{2}x + \frac{1}{2!} \frac{n}{2} \left( \frac{n}{2} - 1 \right) x^2 + \frac{1}{3!} \frac{n}{2} \left( \frac{n}{2} - 1 \right) \left( \frac{n}{2} - 2 \right) x^3 + \cdots \right] \quad (7.3.3)$$

其中, 线性角频偏部分为

$$\Delta\omega(t) = \frac{nx\omega_c}{2} = \frac{n\omega_c u_\Omega}{2(U_B + U_Q)} \propto u_\Omega$$







式(7.3.3)中右边第三项及其以后各项一方面将产生与 $u\Omega$ 的二次方及其以上各次方有关的角频偏, 显然这些将产生调制特性的非线性失真; 另一方面还将使载频产生一个附加偏移, 使载频稳定度降低。由式(7.3.3)可见, 非线性失真和载频偏移随着 $m$ 的增大以及 $n$ 与2之间差值的增大而增大。

由式(7.3.2)与(7.3.3)可以写出统一的最大线性角频偏表达式

$$\Delta\omega_M = \frac{n}{2} m \omega_c \quad (7.3.4)$$

和调频灵敏度表达式

$$S_f = \frac{n\omega_c}{2(U_B + U_Q)} \quad (7.3.5)$$





式(7.3.4)还可写成

$$\frac{\Delta\omega_m}{\omega_c} = \frac{n}{2}m \quad (7.3.6)$$

式说明, 当 $n$ 确定之后, 最大相对线性角频偏 $\Delta\omega_m/\omega_c$ 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度, 所以, 最大相对角频偏受 $m$ 的限制。

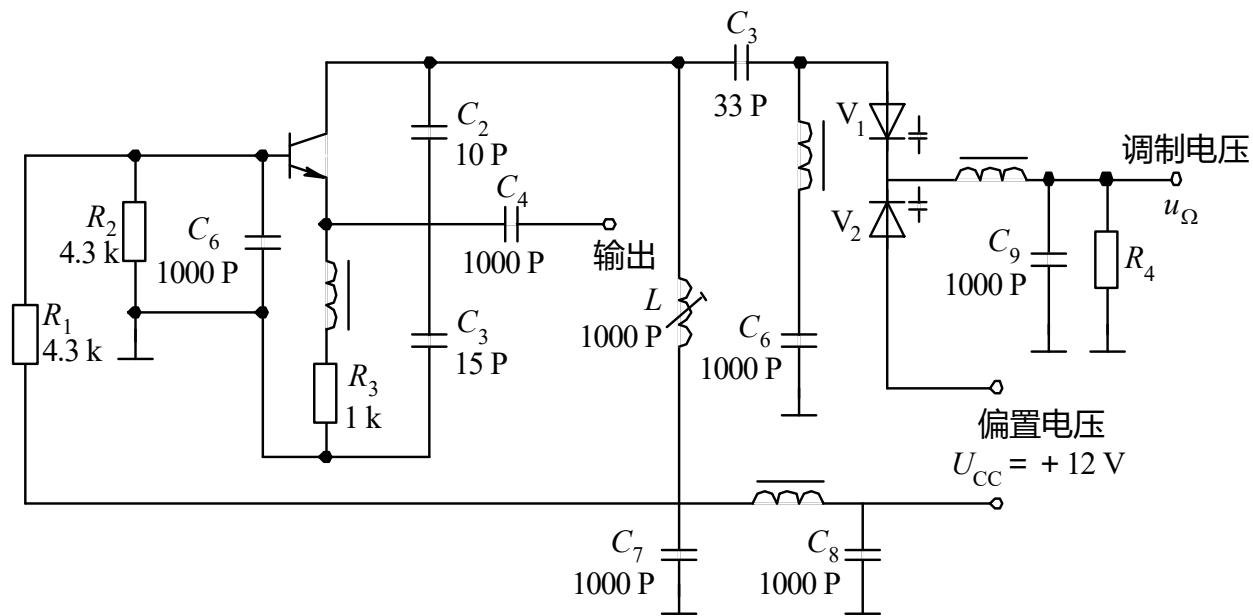




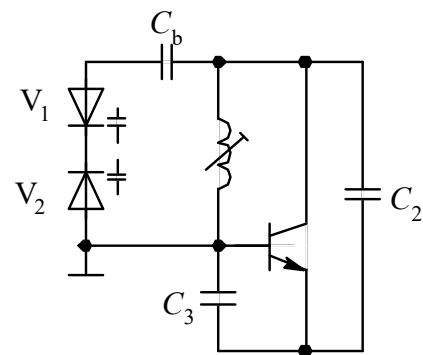
在实际电路中,常采用变容二极管部分接入回路的方式,第4章图例4.6所示就是一个例子。在这种情况下,加在变容管上的调制电压对整个LC回路的影响减小,故调频电路的最大线性频偏有所减小,但非线性失真和各种因素引起的载频不稳定性也有所减小。读者可自行推导出有关表达式。

图7.3.1(a)是另一种变容二极管部分接入调频电路。电路中采用了两个相同变容二极管背靠背连接,这也是一种常用方式。





(a)



(b)

图 7.3.1 变容二极管部分接入调频电路





在变容二极管的直流偏压上不仅加有低频调制电压,而且叠加有回路中的高频振荡电压,如图7.3.2所示,故变容二极管的实际电容值会受到高频振荡的影响。若高频振荡电压振幅太大,还可能使叠加后的电压在某些时刻造成变容二极管正偏。采用两个变容二极管对接,从图7.3.1(b)所示高频等效电路可知,两管对于高频振荡电压来说是串联的,故加在每个管上的高频振荡电压振幅减半。





另外,两管上高频振荡电压相位相反,由于 $C_j-u$ 曲线的非线性特性,虽然对结电容产生的高频影响不能完全抵消,但也能抵消一部分。对于直流偏压和低频调制电压来说,两管是并联关系,故工作状态不受影响。这种方式的缺点是调频灵敏度有所降低,因为两变容管串联后总的结电容减半。



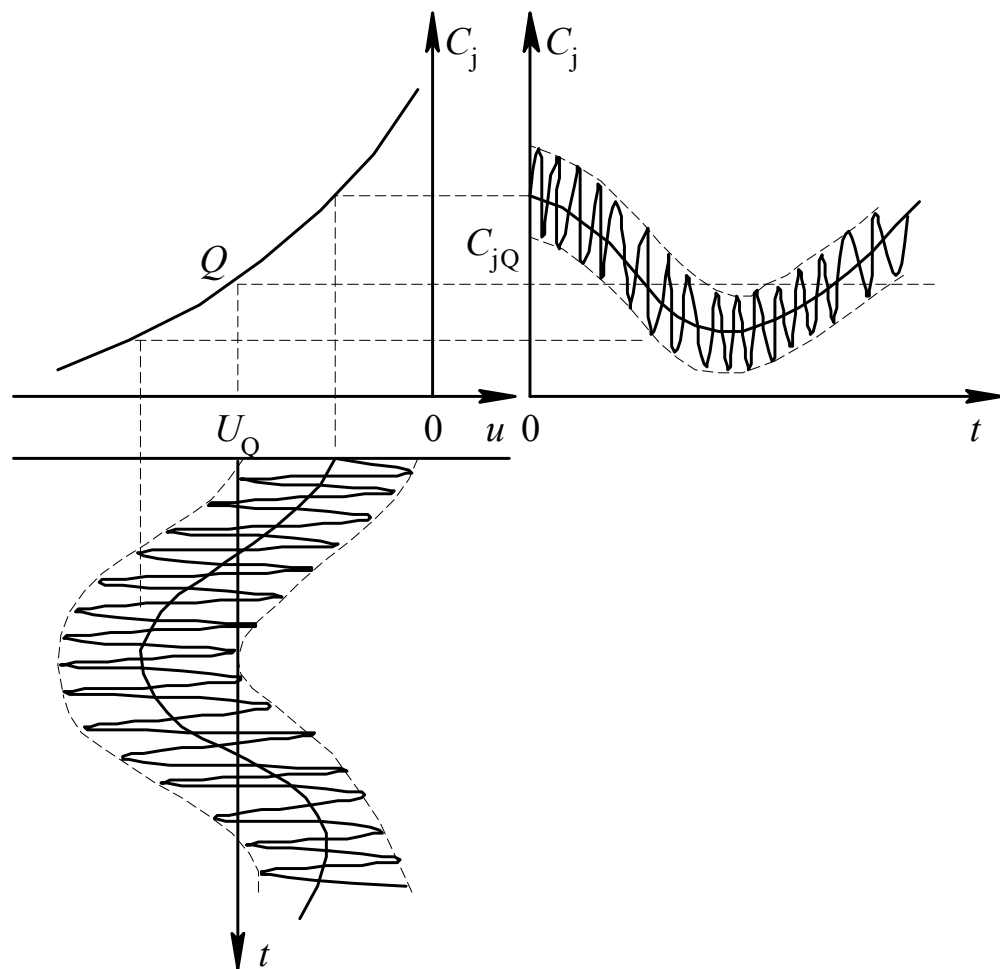


图 7.3.2 变容二极管上叠加高频振荡电压对结电容的影响





### 2. 晶振变容二极管调频电路

在晶振变容二极管调频电路中, 常采用晶振与变容二极管串联的方式, 例如如图4.5.3给出的一个例子。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。正如第4章4.4、4.5节所指出的, 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 $\Delta f_m/f_c$ 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。为了增加最大线性频偏,即扩展晶振的频率控制范围,可以采用串联或并联电感的方法,这在第4章4.5节已有详细讨论,图4.5.5也给出了有关电路图,故不再重复。7.6节中介绍的MC2833调频集成电路的应用也是一个实际范例,可参看图7.6.1。





### 3. 扩展直接调频电路最大线性频偏的方法

从式(7.3.6)可以看到, 变容管直接调频电路的最大相对线性频偏 $\Delta f_m/f_c$ 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100 MHz时, 即使最大相对线性频偏仅0.01%, 最大线性频偏也可达到10 kHz, 这对于一般语音通信也足够了。





然而, 如要求进一步扩展最大线性频偏, 可以采用倍频和混频的方法。

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。

根据以上分析, 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。

如果将直接调频电路的中心频率提高为原来的 $n$ 倍, 保持最大相对频偏不变, 则能够直接得到瞬时角频率为 $\omega_2$ 的调频信号, 这样可以省去倍频电路。图7.3.3给出了有关原理方框图。



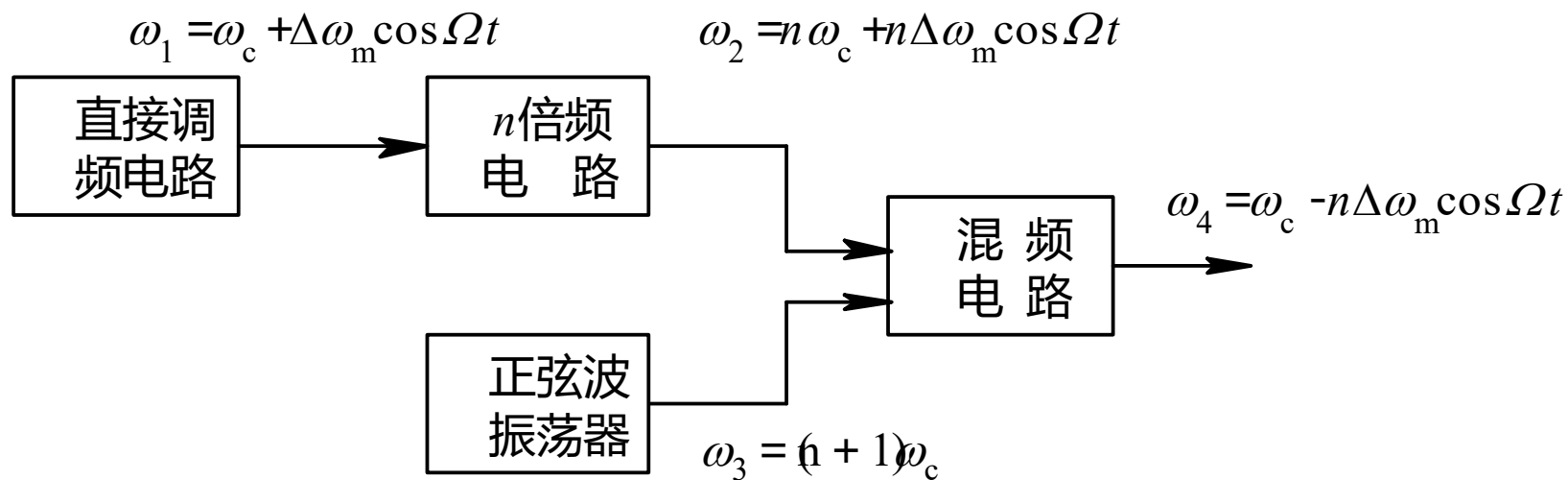


图 7.3.3 扩展直接调频电路最大线性频偏原理图





### 7.3.3 间接调频电路

根据本章第7.2节所述间接调频的原理, 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。可控相移网络有多种实现电路, 变容二极管相移网络是其中应用最广的一种。

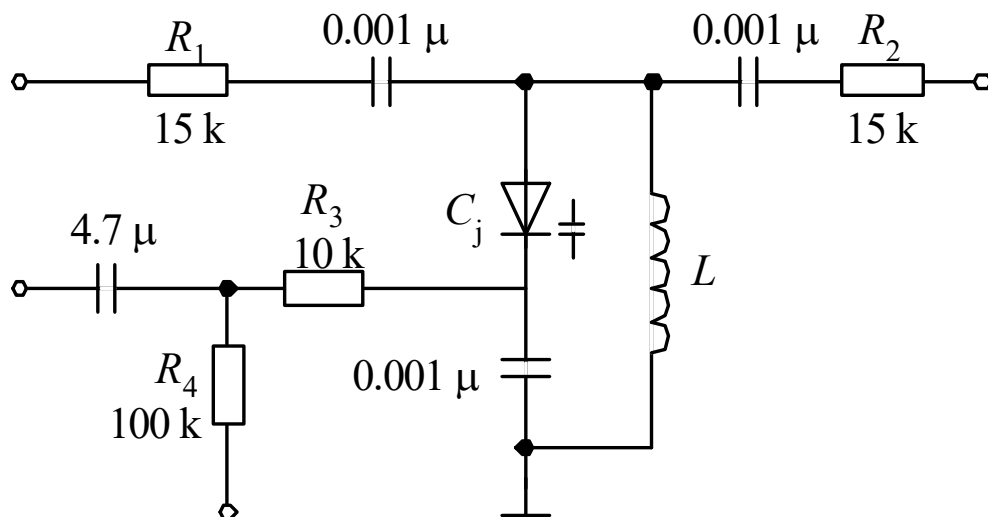




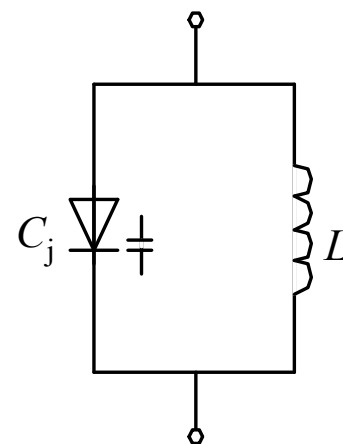
### 1. 变容二极管相移网络

图7.3.4(a)给出了变容二极管相移网络的实用电路, (b)是其高频等效电路。对于高频载波来说, 三个 $0.001\mu\text{F}$ 的小电容短路; 对于低频调制信号来说, 三个 $0.001\mu\text{F}$ 的小电容开路,  $4.7\mu\text{F}$ 电容短路。





(a)



(b)

图 7.3.4 变容二极管相移网络







设调制信号  $u_{\Omega} = U_{\Omega m} \cos \Omega t$  经  $4.7 \mu\text{F}$  电容耦合到变容二极管上, 则由电感  $L$  和变容二极管组成的  $LC_j$  回路的中心角频率  $\omega(t)$  将随调制电压而变化。当角频率为  $\omega_c$  的载波信号通过这个  $LC_j$  回路后, 会发生什么变化呢?

借助图7.3.5所示并联  $LC$  回路阻抗的幅频特性和相频特性, 将输入视为电流信号, 输出视为电压信号, 我们来讨论以下三种不同的情况。



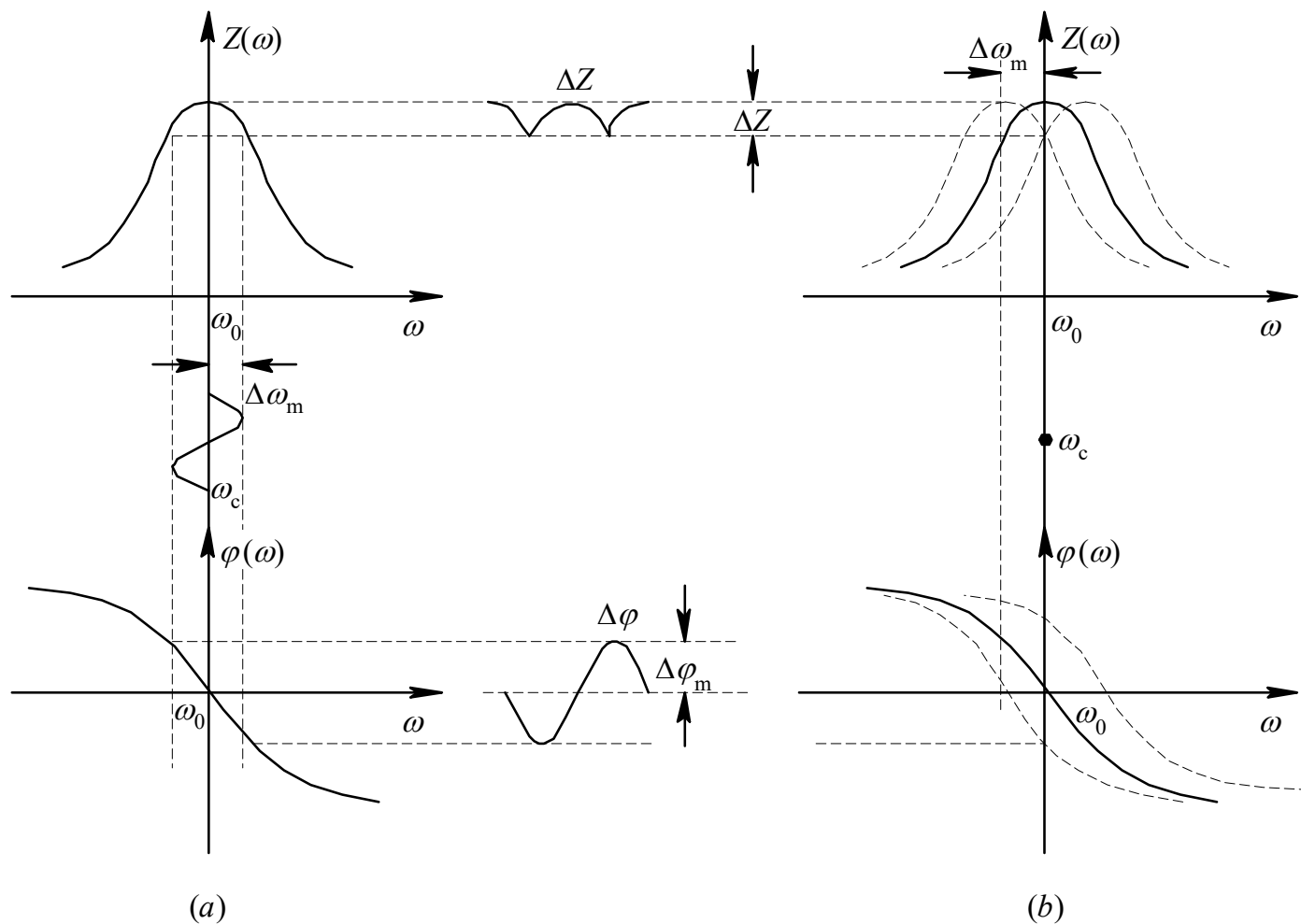


图 7.3.5  $LC$ 回路中心角频率 $\omega(t)$ 与输入  
信号中心角频率 $\omega_c$ 相互变化关系





(1) 若 $LC$ 回路中心角频率恒定为 $\omega_0$ , 输入载波的角频率 $\omega_c = \omega_0$ , 则称回路处于谐振状态, 输出载波信号的频率不变, 相移为零。

(2) 若 $LC$ 回路中心角频率仍恒定为 $\omega_0$ , 输入是载频 $\omega_c = \omega_0$ 的等幅单频调频电流信号, 瞬时角频偏为 $\Delta\omega_m \cos\Omega t$ , 则回路处于失谐状态, 如图7.3.5(a)所示。





由于 $\omega_0$ 附近的幅频特性曲线较平坦，故阻抗的幅值变化 $\Delta Z$ 不大，最大变化量为 $\Delta Z_m$ 。若令输入电流振幅恒定为 $I$ ，则输出电压振幅就不是恒定的了，所产生的最大变化量为 $\Delta U_m = \Delta Z_m I$ 。然而， $\omega_0$ 附近的相频特性曲线较陡峭，故产生的相移变化 $\Delta\varphi$ 很大，最大变化量为 $\pm\Delta\varphi_m$ ，即输出电压的相位与输入电流的相位不同，有一个最大相移为 $\pm\Delta\varphi_m$ 的相位差。





(3) 与情况(2)相反,若输入是角频率恒定为 $\omega_c$ 的载波信号, $LC$ 回路的中心角频率 $\omega(t)$ 发生变化,满足 $\omega(t)=\omega_0+\Delta\omega_m\cos\Omega t$ ,且 $\omega_0=\omega_c$ ,如图7.3.5(b)所示,显然,回路也处于失谐状态,不过是由于回路阻抗特性曲线的左右平移而产生的。这时输出电压的振幅变化与相位变化与情况(2)完全相似,从图7.3.5可以很清楚地看到。

情况(2)、(3)下的 $LC$ 回路均称为失谐回路。





变容二极管相移网络属于第（3）种情况。现在来分析这种情况下输出信号的相移表达式 $\Delta\varphi(t)$ 。

参照相同情况下 $LC_j$ 回路中心角频率表达式(7.3.1)和(7.3.3), 在 $m$ 较小时, 有

$$\begin{aligned}\omega(t) &= \frac{1}{\sqrt{LC_j}} = \omega_0(1 + m \cos \Omega t)^{\frac{\pi}{2}} \\ &\approx \omega_0(1 + \frac{\pi}{2} m \cos \Omega t) \\ &= \omega_0 + \Delta\omega(t)\end{aligned}$$





因为输入载波角频率 $\omega_c = \omega_0$ ，所以瞬时角频率差为

$$\omega(t) - \omega_c = \Delta\omega(t) = \frac{n}{2} m \omega_0 \cos \Omega t \quad (7.3.7)$$

根据第1章1.1节对 $LC$ 并联谐振回路的分析, 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

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





当 $|\Delta\varphi(t)| \leq \pi/6$ 时, 有近似式:

$$\Delta\varphi(t) \approx -2Q_e \frac{\Delta\omega(t)}{\omega_0}$$

当变容二极管相移网络的可变中心角频率 $\omega(t)$ 对于输入载波角频率 $\omega_c$ 失谐不大时, 二者之间的相位差, 也就是载波信号通过相移网络产生的相移可用式(7.3.8)近似表示。







其中 $\Delta\omega(t)$ 用式(7.3.7)代入, 于是求得

$$\Delta\varphi(t)\approx -nmQ_e \cos\Omega t = -M_p \cos\Omega t \quad (7.3.9)$$

式中,  $Q_e$ 是 $LC_j$ 回路有载品质因数。





由式(7.3.9)可见, 变容二极管相移网络能够实现线性调相, 但受回路相频特性非线性的限制, 必须满足  $M_p \leq \pi/6$ , 调制范围很窄, 属窄带调相。为了增大调相指数, 可以采用多个相移网络级联方式, 各级之间用小电容耦合, 对载频呈现较大的电抗, 使各级之间相互独立。图7.3.6是一个三级单回路变容二极管相移网络, 可产生的最大相偏为  $\pi/2$ 。其中  $22\text{ k}\Omega$  可调电阻用于调节各回路的  $Q_e$  值, 使三个回路产生相同的相移。



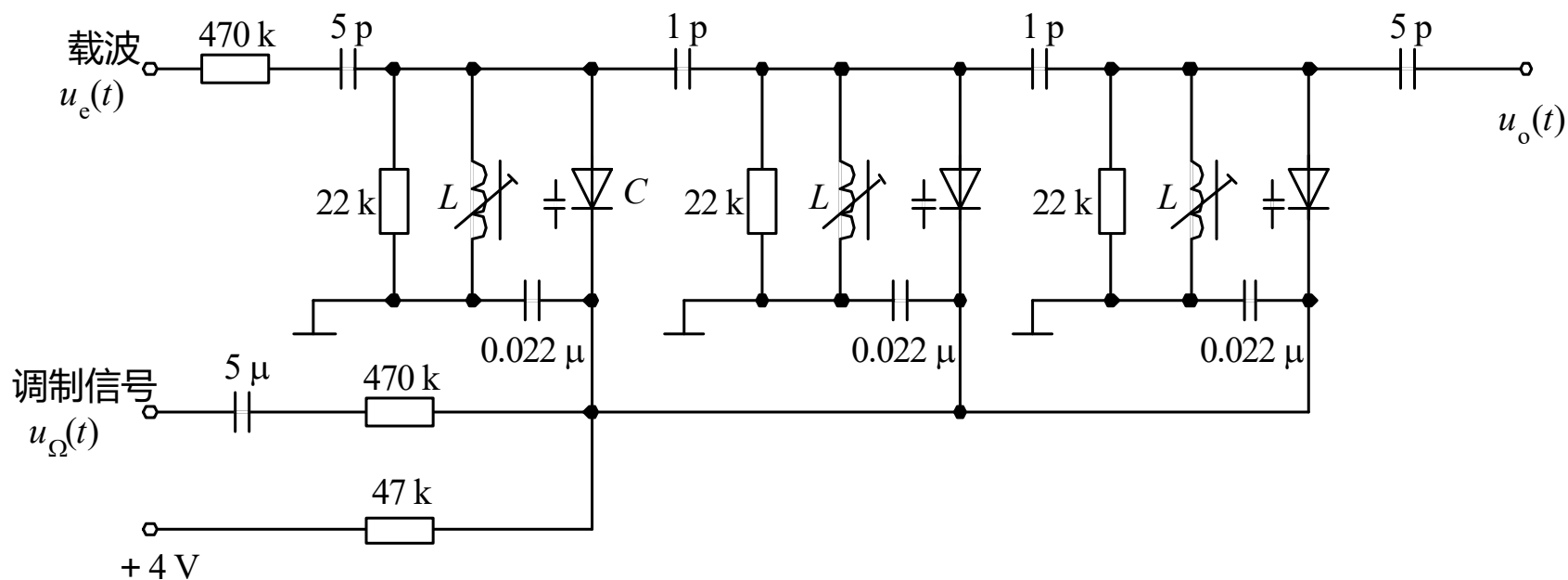


图 7.3.6 三级单回路变容二极管相移网络组成的间接调频电路





图中 $470\text{ k}\Omega$ 电阻和3个并联 $0.022\text{ }\mu\text{F}$ 电容组成积分电路。调制信号 $u_{\Omega}(t)$ 经过 $5\text{ }\mu\text{F}$ 电容耦合后输入积分电路,  $0.022\text{ }\mu\text{F}$ 电容上的输出积分电压控制变容二极管的结电容变化, 回路电感 $L$ 对于低频积分电压可视为短路。





### 2. 扩展间接调频电路最大线性频偏的方法

由变容二极管相移网络的分析和式(7.3.9)可知, 调相电路的调相指数 $M_p$ 受到变容管参数和回路相频非线性特性的限制, 而调相信号的最大频偏 $\Delta f_m$ 又与 $M_p$ 成正比, 故 $\Delta f_m$ 也受到限制。因此, 间接调频电路的最大线性频偏受调相电路性能的影响, 也受到限制。这与直接调频电路最大相对线性频偏受限制不一样。

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。下面用一个例题来具体说明。





【例7.2】 已知调制信号频率范围为40 Hz~15 kHz, 载频为90 MHz, 若要求用间接调频的方法产生最大频偏为75 kHz的调频信号, 其中调相电路 $M_p=0.5 < \pi/6$ , 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:

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

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





(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

$$M_f = \frac{k_f U_{\Omega m}}{\Omega} = \frac{\Delta f_m}{F} = M'_p \quad (7.3.10)$$

显然, 此时的实际最大相偏 $M'_p$ 与调制频率成反比。

这是为什么呢?

设输入间接调频电路的单频调制信号为

$$u_1 = U_{m1} \cos \Omega t$$

经增益为1的积分电路输出后,





$$u_2 = \frac{U_{m1}}{\Omega} \sin \Omega t = U_{m2} \sin \Omega t, U_{m2} = \frac{U_{m1}}{\Omega} \propto \frac{1}{F}$$

$u_2$ 即为输入调相电路的信号, 因此有

$$M'_p = k_p U_{m2} = \frac{k_p U_{m1}}{\Omega} \propto \frac{1}{F}$$

$$\Delta f_m = M'_p F = \frac{k_p U_{m1}}{2\pi F} \cdot F = \frac{k_p U_{m1}}{2\pi}$$







可见, 由于各调制分量经过积分电路后, 振幅减小, 且减小后的振幅与频率成反比, 故造成不同调制频率分量在调相电路中所获得的实际最大相偏 $M'_p$ 不一样, 但最大线性频偏与频率无关。若各调制分量振幅相同, 均为 $U_{m1}$ , 则只有最小调制频率 $F_{min}$ 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, 故由式(7.3.10)可求得此间接调频电路可获得的最大线性频偏为

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



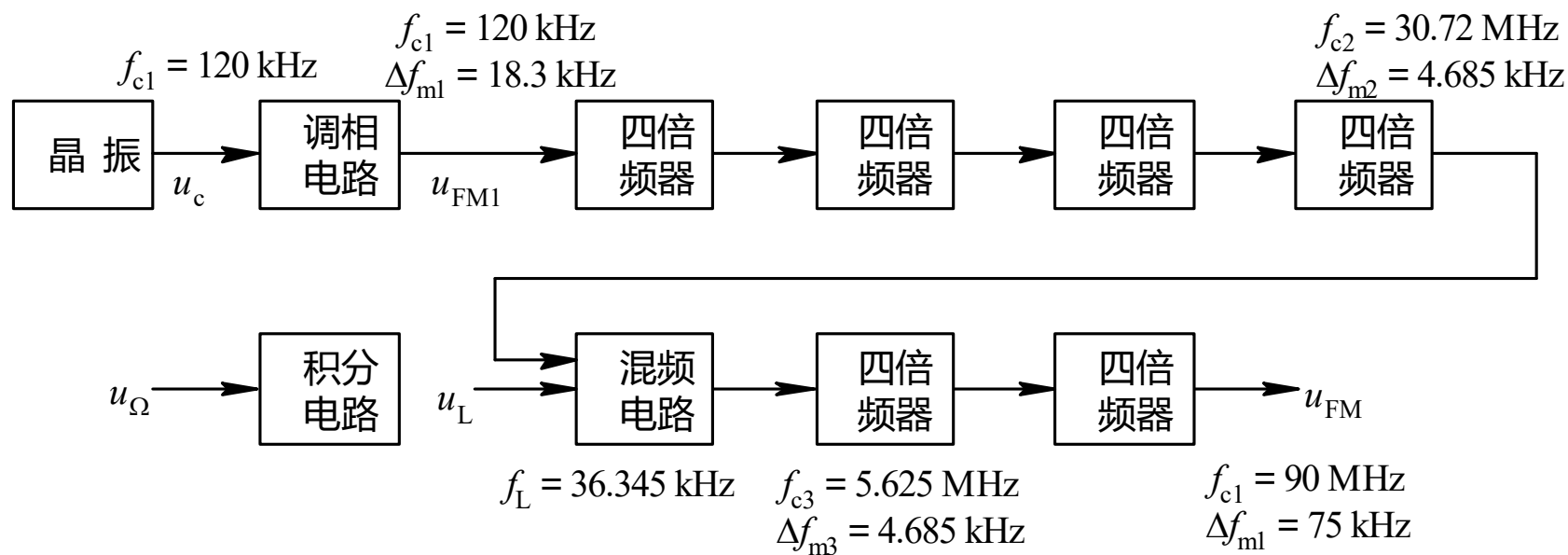


(3) 因为间接调频电路仅能产生最大频偏为20 Hz的调频信号, 与要求75 kHz相差甚远, 故可以在较低载频 $f_{c1}$ 上进行调频, 然后用倍频方法同时增大载频与最大频偏。因为要求的相对频偏为

$$\frac{\Delta f_m}{f_c} = \frac{75 \times 10^3}{90 \times 10^6} = \frac{1}{1200}$$

故 $f_{c1} = 20 \times 1200 = 24 \text{ kHz}$ 。由于24 kHz作为载频太低, 因此可采用倍频和混频相结合的方法。一种方案如图例7.2所示。





图例7.2





首先用间接调频电路在120 kHz载频上产生  $\Delta f_{m1}=18.3 \text{ Hz}$  ( $M_p=0.46$ ) 的调频信号, 然后经过四级四倍频电路, 可得到载频为30.72 MHz,  $\Delta f_{m2}=4.685 \text{ kHz}$  的调频信号, 再和  $f_L=36.345 \text{ MHz}$  的本振进行混频, 得到载频为5.625 MHz, 最大频偏仍为4.685 kHz的调频信号, 最后经过两级四倍频电路, 就能得到载频为90 MHz,  $\Delta f_m=75 \text{ kHz}$  的调频信号了。





【例7.3】在图7.3.6所示三级单回路变容管间接调频电路中, 已知变容管参数 $n=3$ ,  $U_B=0.6\text{ V}$ , 回路有载品质因数 $Q_e=20$ , 调制信号 $u_\Omega(t)$ 频率范围为 $300\sim 4000\text{ Hz}$ , 若每级回路所产生的相移不超过 $\pi/6$ , 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 $\Delta f_m$ 。

解: 由图可知, 积分电路输出信号(即变容管上的调制电压)为

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





根据例7.2中分析可知, 只有最小调制频率分量才能获得最大的调相指数。 在本题中, 只有300 Hz分量才能获得 $\pi/6$ 的最大相移, 所以在此对300 Hz单频调制表达式  $u_{\Omega}(t)=U_{\Omega m}\cos\Omega_{min}t$  进行分析, 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 $0.022\text{ }\mu\text{F}$ 电容并联,

$$U_{im}=U_{\Omega m}/(RC\Omega_{min}), \Omega_{min}=2\pi\times 300\text{ rad/s}.$$

从图上可以看到, 变容管直流偏压 $U_Q=4\text{ V}$ , 故电容调制度为

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

从而可求得单级回路调相指数为

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





因为必须满足 $M_p \leq \pi/6 \approx 0.52$ , 故  $U_{im} \leq 0.04$  V, 所以调制信号振幅为

$$\begin{aligned} U_{\Omega m} &= RC\Omega_{min} U_{im} \\ &= 470 \times 103 \times 3 \times 0.022 \times 10^{-6} \times 2\pi \times 300 U_{im} \\ &= 58.44 U_{im} \leq 58.44 \times 0.04 = 2.34 \text{ V} \end{aligned}$$

三级回路产生的总最大频偏为

$$\Delta f_m = 3M_p F_{min} = 3 \times 0.52 \times 300 = 468 \text{ Hz}$$

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, 仅为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. 鉴频线性特性

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, 其中线性部分大小称为鉴频线性范围。

### 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

在第7.2节所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基础。  $LC$ 并联回路具有的幅频特性和相频特性使之成为简单而实用的频幅转换和频相转换网络, 应用非常广泛。

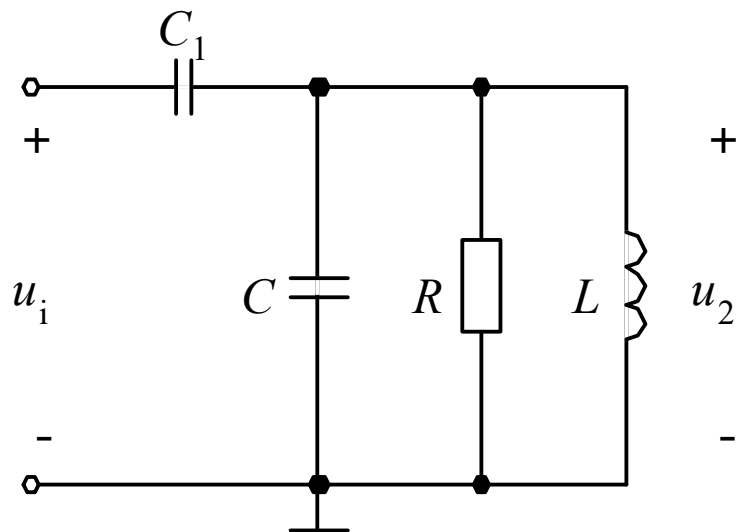




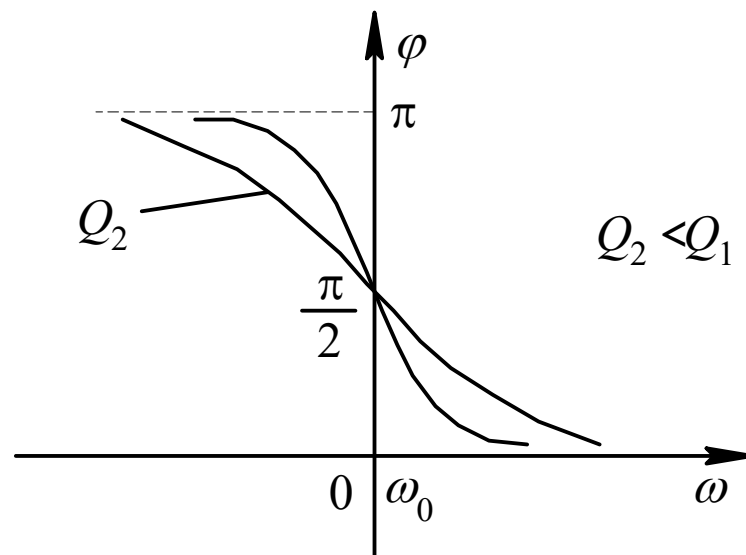
### 1. $LC$ 并联回路的频相转换特性

在第7.3节中已经讨论了高频信号通过 $LC$ 并联回路的三种不同情况,其中第二种情况说明调频信号通过参数恒定的 $LC$ 回路后,其振幅和相位都发生了变化。现在我们来详细讨论这种情况。考虑到正交乘积鉴相的需要,为了获得 $90^\circ$ 的固定相移,可以在 $LC$ 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7.4.1(a)所示。





(a)



(b)

图 7.4.1  $90^\circ$  频相转换网络及其相频特性





根据图7.4.1(a)可以写出网络电压传输函数

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

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

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L(C + C_1)}}$$

$$Q_e = \frac{1}{g_{\Sigma} \omega_0 L}$$





于是可得到网络的相移函数为

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

若 $\Delta\omega(t)=0$ ，即输入信号角频率为 $\omega_0$ ，则 $\Delta\varphi(t)=\pi/2$ ，此时网络相当于一个 $90^\circ$ 相移器。

若 $|\Delta\varphi_1(t)|\leq\pi/6$ ，有

$$\Delta\varphi_1(t) \approx \frac{2Q_e\Delta\omega(t)}{\omega_0} \quad (7.4.1)$$





设输入单频调频信号的相位为

$$\varphi_i(t) = \omega_c t + k_f \int_0^t u_{\Omega}(\tau) d\tau = \omega_c t + M_f \sin \Omega t$$

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

$$\begin{aligned} \varphi_o(t) &= \varphi_i(t) + \Delta\varphi(t) \\ &= \omega_c t + M_f \sin \Omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{2Q_e k_f u_{\Omega}(t)}{\omega_c} \end{aligned}$$







由式(7.4.2)可知, 输出信号与输入信号相比, 不仅产生了 $90^\circ$  固定相移, 而且产生了一个与调制信号 $u\Omega(t)$  成正比的瞬时相移, 所以称此网络为 $90^\circ$  频相转换网络。显然, 输出是一个调频—调相信号。

由以上分析和图7.4.1(b)所示网络相频特性可知, 在 $\omega=\omega_0$ 附近, 相频特性曲线近似为直线, 线性频相转换范围为 $\pm\pi/6$ 。另外, 受网络幅频特性的影响, 输出信号的振幅也会发生一些变化, 不再是等幅信号了。





### 2. $LC$ 并联回路的频幅转换特性

由图7.3.5(a)可知, 当调频信号中心角频率 $\omega_c$ 与 $LC$ 并联回路中心角频率 $\omega_0$ 相同时, 工作频率所处的网络幅频特性曲线较平坦, 对输入调频信号的振幅变化影响不大, 而且是非单调性变化。为取得较好的线性转换特性, 可将 $\omega_c$ 置于幅频特性曲线下降段线性部分中点, 如图7.4.2中的A点, 显然, 与A点对称的B点也可以。注意, A、B两点处曲线的斜率不一样。为了方便起见, 图7.4.2中回路阻抗幅频特性的纵轴参量表示为电压振幅 $U$ 。



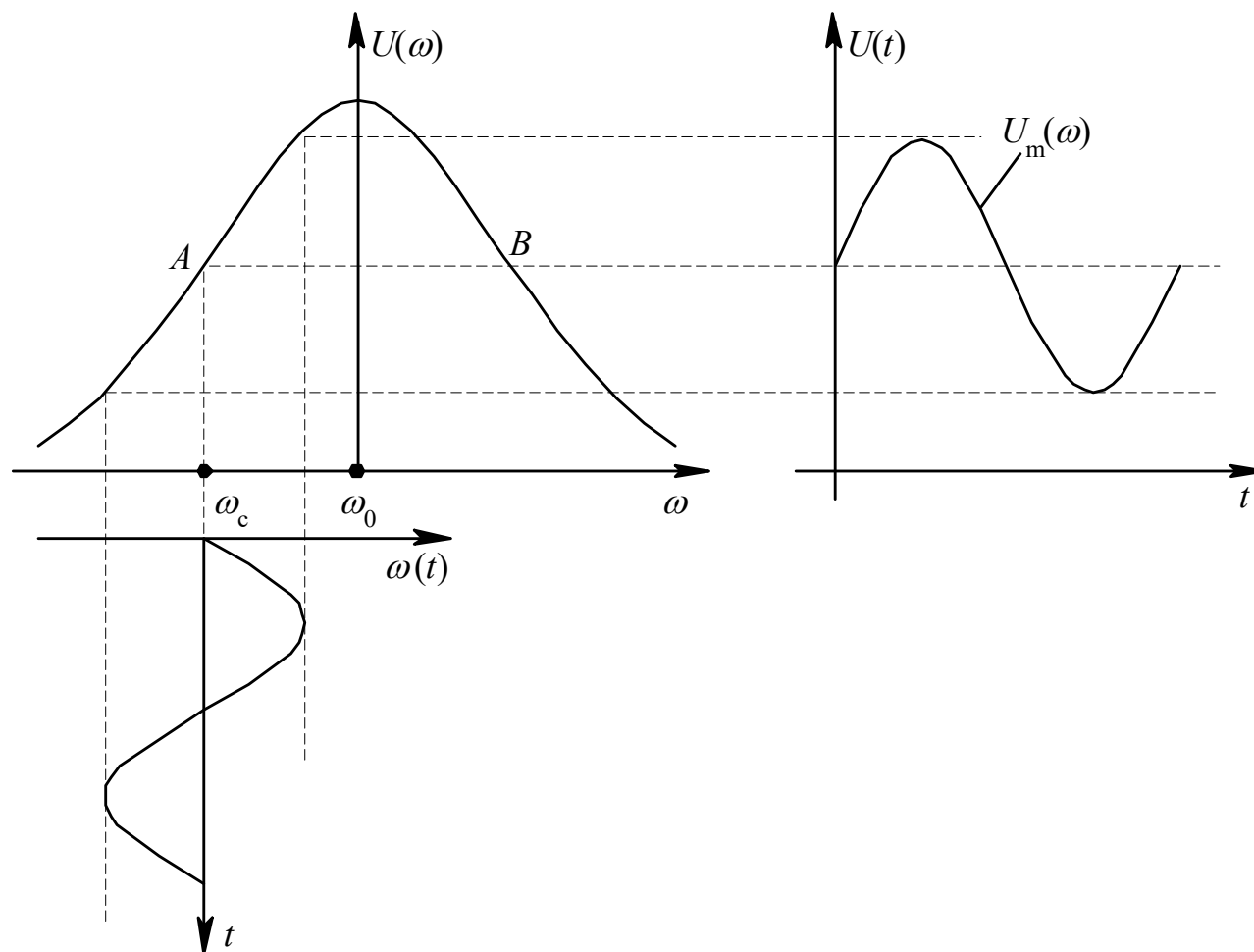


图 7.4.2 频幅转换原理图





设输入单频调频信号为

$$u_{FM}(t) = U_{cm} \cos \left[ \omega_c t + k_f \int_0^t u_{\Omega}(\tau) d\tau \right]$$

回路幅频特性曲线在A点处的斜率即为频幅转换灵敏度  $S_m = dU/d\omega \approx \Delta U/\Delta\omega$ ,  $\Delta U$  和  $\Delta\omega$  分别是线性范围内的振幅变化量和角频率变化量。由图7.4.2可写出输出信号振幅表达式

$$U_m(t) = U_{m0} + S_m \Delta\omega(t) = U_{m0} + S_m k_f u_{\Omega}(t) \quad (7.4.4)$$





可见，输出是一个调频—调幅信号。由于此工作频段对应回路相频特性曲线的非线性部分，故引起的相移变化与调制电压不成正比，而且变化量很小。

除了 $LC$ 并联回路之外， $LC$ 互感耦合回路也是一种常用的频幅、频相转换网络。





### 3. $LC$ 频幅、频相转换特性分析中应注意的几个问题

$LC$ 频幅、频相转换网络是线性网络,对调频信号的频谱结构不会产生变化,但由于其中每个频率分量的振幅受到不同程度的衰减,相位产生不同大小的偏移,所以输出调频信号的振幅不再是恒定的了,相位也发生了变化。换言之,调频信号的频谱既没有产生线性搬移,更没有发生非线性变换,而仅仅是其中各个频率分量的振幅和相位发生了不同的变化而已。





在实际调频通信接收系统中, 鉴频电路输入调频信号的最大相对频偏并不很大。例如广播电视伴音系统为  $50 \text{ kHz} / 6.5 \text{ MHz} \approx 0.77\%$ , 调频广播系统为  $75 \text{ kHz} / 10.7 \text{ MHz} \approx 0.70\%$ 。其中  $6.5 \text{ MHz}$ 、 $10.7 \text{ MHz}$  分别是相应系统的中频。





### 7.4.3 斜率鉴频电路

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,这种方法称为**斜率鉴频**,因为在线性解调范围内,鉴频灵敏度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。





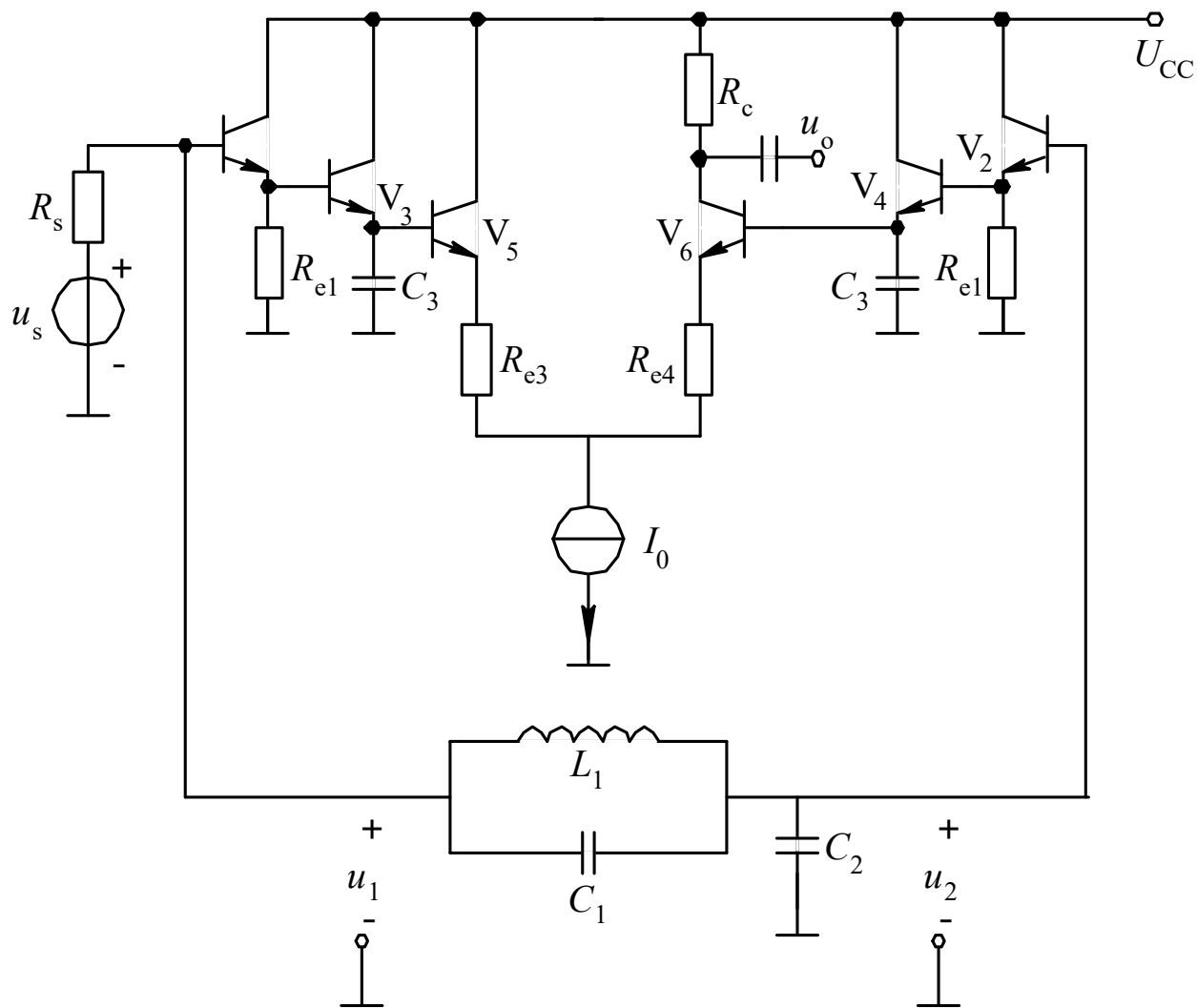


图 7.4.3 差分峰值鉴频电路原理图





### 1. 差分峰值鉴频电路

图7.4.3是差分峰值鉴频电路原理图。这种电路便于集成,仅 $LC$ 回路元件需外接,且调试方便。为了扩大线性转换范围,提高鉴频灵敏度,在图中 $L_1C_1$ 并联回路上又添加了一个电容 $C_2$ ,一起组成了频幅转换网络。检波部分由差分峰值包络检波器组成。

先来分析 $L_1C_1C_2$ 网络的电抗特性,假定 $L_1$ 的损耗可以忽略。分别设 $X_1$ 和 $X_2$ 为 $L_1C_1$ 并联回路和 $C_2$ 的电抗,即

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





$X_1+X_2$ 是 $L_1C_1$ 回路和 $C_2$ 串联后的等效电抗,  $X_1 // X_2$ 是 $L_1C_1$ 回路和 $C_2$ 并联后的等效电抗。

图7.4.4给出了上述电抗随 $\omega$ 变化的曲线, 其中(b)图的 $X_1+X_2$ 曲线可由(a)图中两组曲线相加而成。

图中 $L_1C_1$ 回路的并联谐振角频率  $\omega_1 = \sqrt{L_1C_1}$  ,  $L_1C_1$  回路与 $C_2$ 串联后的串联谐振角频率  $\omega_1 = \sqrt{L_1(C_1 + C_2)}$  ,  $L_1C_1$ 回路与 $C_2$ 并联后的并联谐振角频率也是 $\omega_2$ 。输入调频信号瞬时角频率位于 $\omega_2$ 与 $\omega_1$ 之间。





考虑到 $V_1$ 、 $V_2$ 基极输入电阻非常大, 故输入调频信号 $u_s$ 在负载上产生的电压 $u_1$ 的振幅 $U_{1m}$ 主要由电抗曲线 $X_1+X_2$ 决定。当 $\omega=\omega_2$ 时,  $L_1C_1C_2$ 处于串联谐振, 等效阻抗最小, 故 $U_{1m}$ 最小; 当 $\omega=\omega_1$ 时,  $L_1C_1C_2$ 处于并联谐振, 等效阻抗最大, 故 $U_{1m}$ 最大。

从 $V_2$ 基极朝左看时, 由于源电阻 $R_s$ 很小, 近似短路, 故 $C_2$ 上电压 $u_2$ 的振幅 $U_{2m}$ 主要由电抗曲线 $X_1 // X_2$ 决定。当 $\omega=\omega_2$ 时,  $L_1C_1C_2$ 处于并联谐振, 故 $U_{2m}$ 最大; 当 $\omega=\omega_1$ 时,  $L_1C_1C_2$ 等效容抗很小, 故 $U_{2m}$ 很小。 $U_{1m}$ 、 $U_{2m}$ 随 $\omega$ 变化的曲线见图7.4.5(a)。





调频信号 $u_s$ 经 $L_1C_1C_2$ 网络转换成两个不同的调频—调幅信号 $u_1$ 和 $u_2$ 。 $u_1$ 、 $u_2$ 分别从差分电路两端输入, 先经 $V_1$ 、 $V_2$ 射随, 然后经 $V_3$ 、 $V_4$ 峰值包络检波, ( $V_5$ 、 $V_6$ 输入电阻作为低通滤波器电阻),  $V_5$ 、 $V_6$ 差分放大, 最后由 $V_6$ 集电极单端输出解调信号 $u_o$ 。显然,  $u_o$ 与调频信号瞬时频偏 $\Delta\omega(t)$ 之间满足关系式

$$u_o(t) = S_d \Delta\omega(t)$$





其中， $S_d$ 是差分峰值鉴频电路鉴频灵敏度。由图7.4.5(a)曲线可画出 $(U_{1m}-U_{2m}) (\omega)$  曲线, 如图7.4.5(b)所示，这就是鉴频特性曲线。可见, 在 $\omega = (\omega_1 + \omega_2) / 2$ 附近，此鉴频特性线性较好, 且鉴频灵敏度比单个 $LC$ 并联回路有所提高。



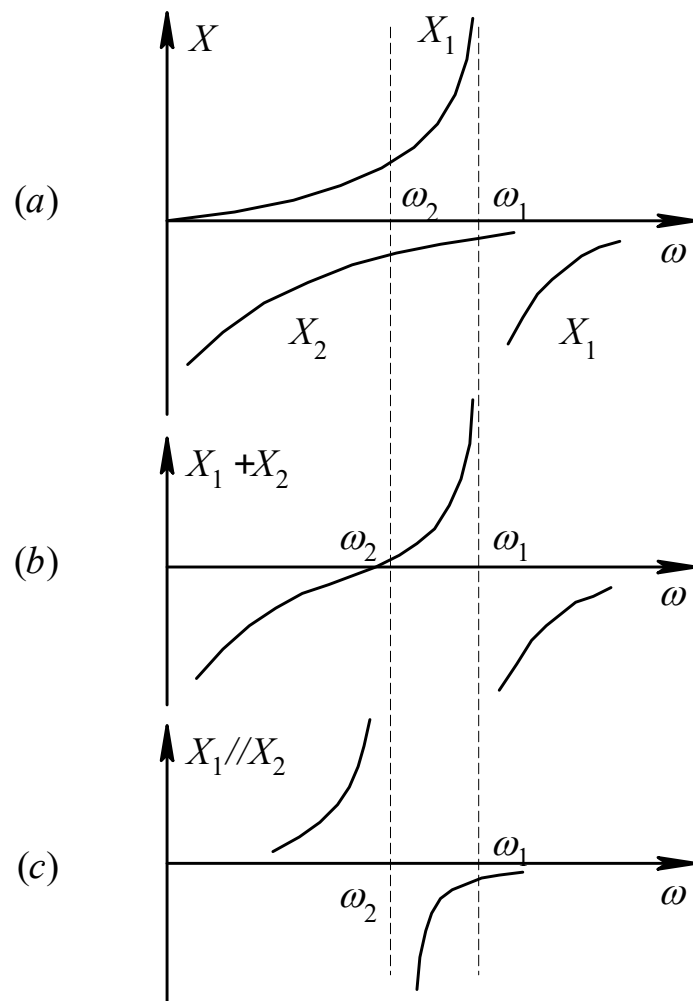


图 7.4.4  $L_1C_1$ 回路与 $C_2$ 串并联后的电抗特性



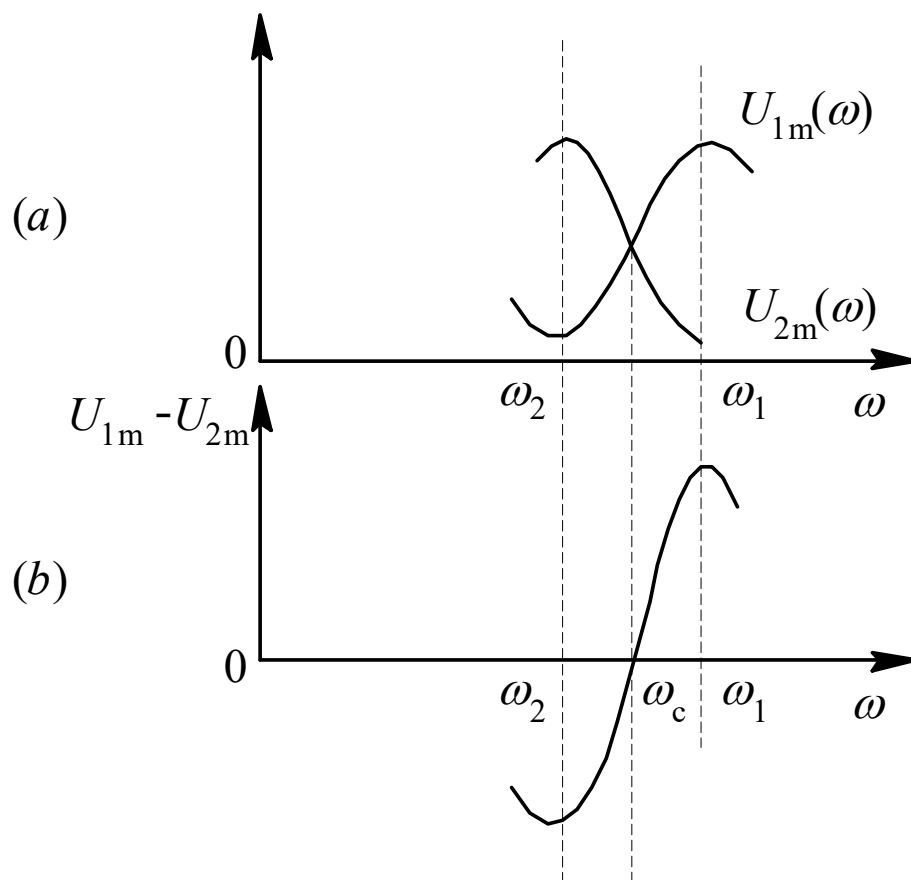


图 7.4.5 鉴频特性曲线







在实际电路中, 通常固定 $C_1$ 和 $C_2$ , 调整 $L_1$ , 得到所需的 $\omega_1$ 和 $\omega_2$ , 并且使在载频 $\omega_c$ 处,  $u_o(t) = 0$ 。7.6.3节介绍的5250电视伴音通道集成电路中采用了这种鉴频电路。

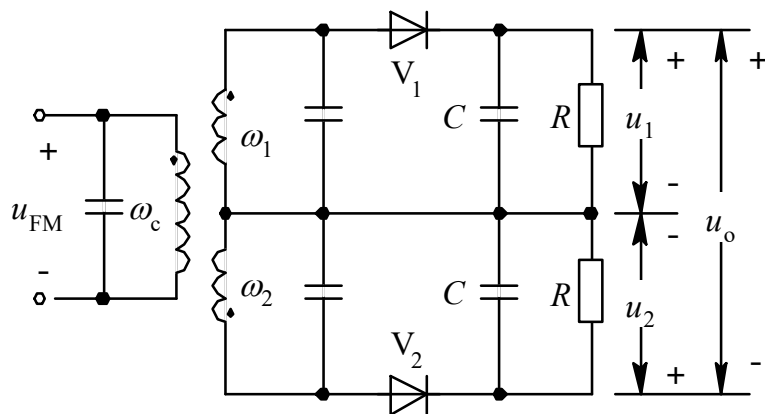




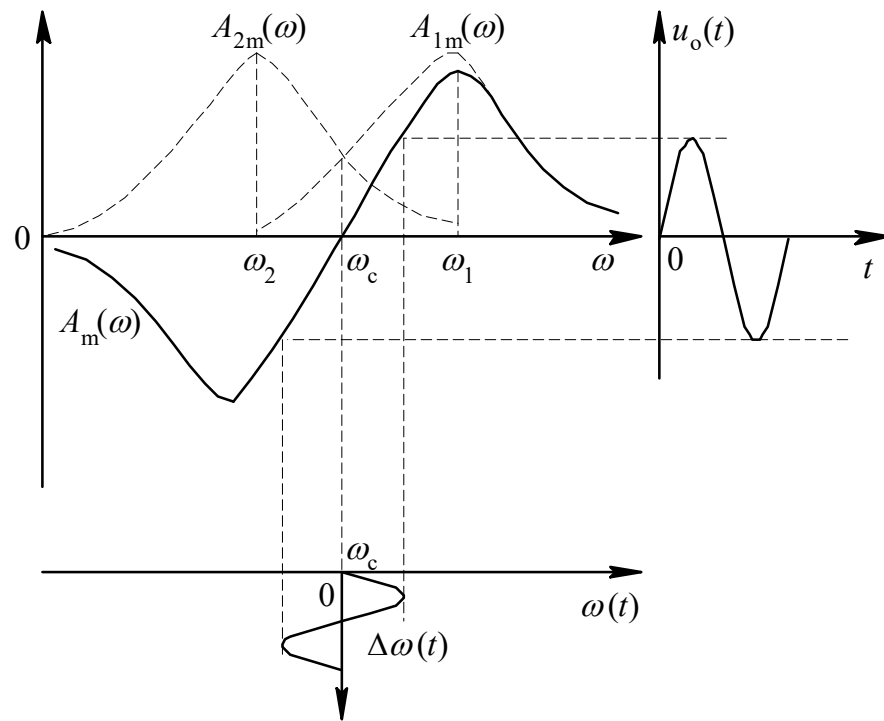
### 2. 双失谐回路鉴频器

图7.4.6(a)所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。





(a)



(b)

图 7.4.6 双失谐回路鉴频器及其鉴频特性





图中变压器初级 $LC$ 回路调谐于 $\omega_c$ ，次级两个 $LC$ 回路分别调谐于 $\omega_1$ 和 $\omega_2$ ，输入调频信号载频 $\omega_c$ 处于 $\omega_1$ 与 $\omega_2$ 的中点，如图7.4.6(b)所示，其中两条虚线 $A_{1m}(\omega)$ 、 $A_{2m}(\omega)$ 分别是次级两个 $LC$ 回路的鉴频特性曲线，实线 $A_m(\omega)=A_{1m}(\omega)-A_{2m}(\omega)$ 是两个回路合成的鉴频特性曲线。这里已假定两个检波器参数相同。若检波效率 $\eta_d=1$ ，则有

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





若 $\omega_1$ 与 $\omega_2$ 位置合适, 两回路鉴频特性曲线中的弯曲部分互相补偿, 相减后的鉴频特性不但线性好, 而且线性鉴频范围增大。 $S_d$ 是 $A_m(\omega)$ 线性部分的斜率, 即鉴频灵敏度。

这种电路的主要缺点是调试比较困难, 因为需要调整三个 $LC$ 回路的参数使之满足要求。





### 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, 这就是相位鉴频电路的工作原理。在相位鉴频电路中, 目前越来越广泛地采用集成化的双差分正交移相式鉴频器。

双差分正交移相式鉴频电路由图7.4.1(a)所示 $90^\circ$  频相转换网络和双差分乘积鉴相器组成, 其中乘积鉴相原理已在第7.2节中讨论过。图7.4.7给出了其电路原理图。





调频信号经 $V_1$ 射随后, 一路是大信号 $u_1$ 从 $V_7$ 单端输入, 另一路是小信号 $u_4$ 经 $C_1$ 、 $L$ 、 $C$ 和 $R$ 组成的 $90^\circ$  频相转换网络后得到调频—调相信号 $u_5$ , 再经 $V_2$ 射随后得到 $u_2$ , 从 $V_3$ 、 $V_6$ 的基极双端输入,  $V_4$ 、 $V_5$ 的基极是固定偏置。





图 7.4.7 双差分正交移相式鉴频器原理图





设输入单频调频信号为

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

由式(7.4.2)可得到

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





在 $u_1$ 、 $u_2$ 满足线性输入条件下, 乘法器输出为

$$u_3 = ku_1u_2 = -\frac{kU_1U_2}{2} \left\{ \sin(-\Delta\varphi_1) + \sin \left[ 2\omega_c t + 2k_f \int_0^t u_\Omega(\tau) d\tau - \Delta\varphi_1 \right] \right\}$$

$k$ 为乘法器增益。其中低频分量为

$$u_o = \frac{kU_1U_2}{2} \sin \Delta\varphi_1$$

当 $|\Delta\varphi_1| \leq \pi/6$ 时,

$$u_o \approx \frac{kU_1U_2}{2} \Delta\varphi_1 = \frac{kU_1U_2Q_e}{\omega_c} \Delta\omega = \frac{kk_fU_1U_2Q_e}{\omega_c} u_\Omega \quad (7.4.5)$$





假定低通滤波器增益为1, 则 $u_o$ 就是输出的解调信号。

若 $u_1$ 是很大信号, 使乘法器工作在开关状态, 则参照式(5.3.9),  $u_3$ 中将出现很多高次谐波分量, 但低频分量仍与 $\sin\Delta\varphi_1$ 成线性关系。

从以上分析可以看出, 产生一个与调频信号有 $90^\circ$  固定相移的调频—调相信号的目的是使乘法器输出的低频分量与正弦函数成线性关系, 以便从中取出与瞬时角频偏 $\Delta\omega(t)$ 成正比的电压分量。





双差分正交移相式鉴频电路的优点是易于集成, 外接元件少, 调试简单, 鉴频线性特性好, 目前在通用或专用鉴频集成电路中应用非常广泛。通常固定 $C$ 和 $C_1$ , 且 $C_1 = C$ , 只需调谐 $L$ 即可。第7.6节将要介绍的MC3361B FM解调电路和TA7680AP彩电图像、伴音通道电路中都采用了这种电路。





### 7.4.5 限幅电路

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。有些干扰会使已调波信号的振幅发生变化,产生寄生调幅。调幅信号上叠加的寄生调幅很难消除。由于调频信号原本是等幅信号,故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。





调频信号振幅上的寄生调幅对鉴频有什么危害呢？若采用斜率鉴频，需要把调频信号转换成调频—调幅信号，显然，寄生调幅会叠加在调频—调幅信号的振幅上，因此在振幅检波时会产生失真。若采用相位鉴频，由式(7.4.5)可知，仅在调频信号振幅 $U_1$ 、 $U_2$ 恒定的情况下，鉴频后的信号 $u_o$ 才与原调制信号 $u_{\Omega}$ 成线性关系，所以寄生调幅对 $U_1$ 、 $U_2$ 的影响也会使 $u_o$ 产生失真。





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。三极管放大器或差分放大器增益必须很大(通常采用多级放大),将疏密程度不同的正弦调频信号转换成宽度不同的方波调频信号;带通滤波器调谐于载频,带宽与调频信号带宽相同,于是可从宽度不同的方波信号中重新恢复等幅的调频信号,消除了寄生调幅的影响。

综上所述,消除调频信号的寄生调幅是必须的,也是很容易做到的。所以,限幅电路是鉴频电路必不可少的辅助电路。





### 7.4.6 加重电路与静噪电路

分析表明，在鉴频电路输出端，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，而话音、音乐等信号能量大部分却处于低频段，两者正好相反。为了改善信噪比，可以在鉴频电路输出端采用具有低通性质的网络滤除高频段噪声。但是这样一来，信号的高频部分也同时受到衰减，产生了失真，所以需要在发射机的调制电路之前采用具有高通性质的网络提升调制信号的高频部分，从而使接收机鉴频之后信号的高频部分既不会产生失真，同时又达到抑制噪声功率的目的。





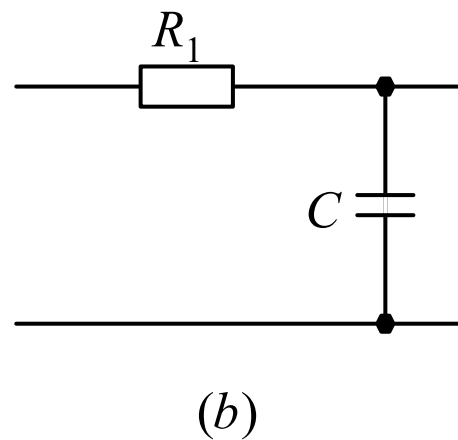
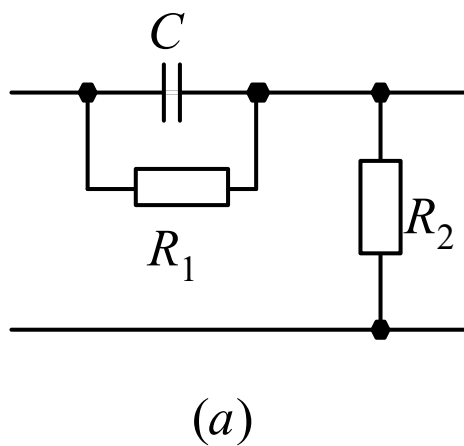


图7.4.8 预加重网络和去加重网络





这种方法称为预加重、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。

常用的 $RC$ 预加重、去加重网络分别如图7.4.8 (a)、(b)所示。





在鉴频电路中还经常采用静噪电路。当调频接收机没有信号输入或信噪比很小时，由于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），故此时鉴频器输出的噪声很大，所以应该将后面的音频功放关闭。当有信号输入，且信噪比较大时，鉴频器输出噪声明显下降，此时再将音频功放开启。实现以上功能的电路就是静噪电路。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。





若根据信号平均电平的大小进行控制，则称为信号型，通常从鉴频器之前接入；若根据噪声平均电平的大小进行控制，则称为噪声型，通常从鉴频器之后接入。图7.4.9是噪声型静噪电路组成与接入方式原理图。7.6.2节介绍MC3361B集成电路时给出了一个噪声型静噪电路的实例。



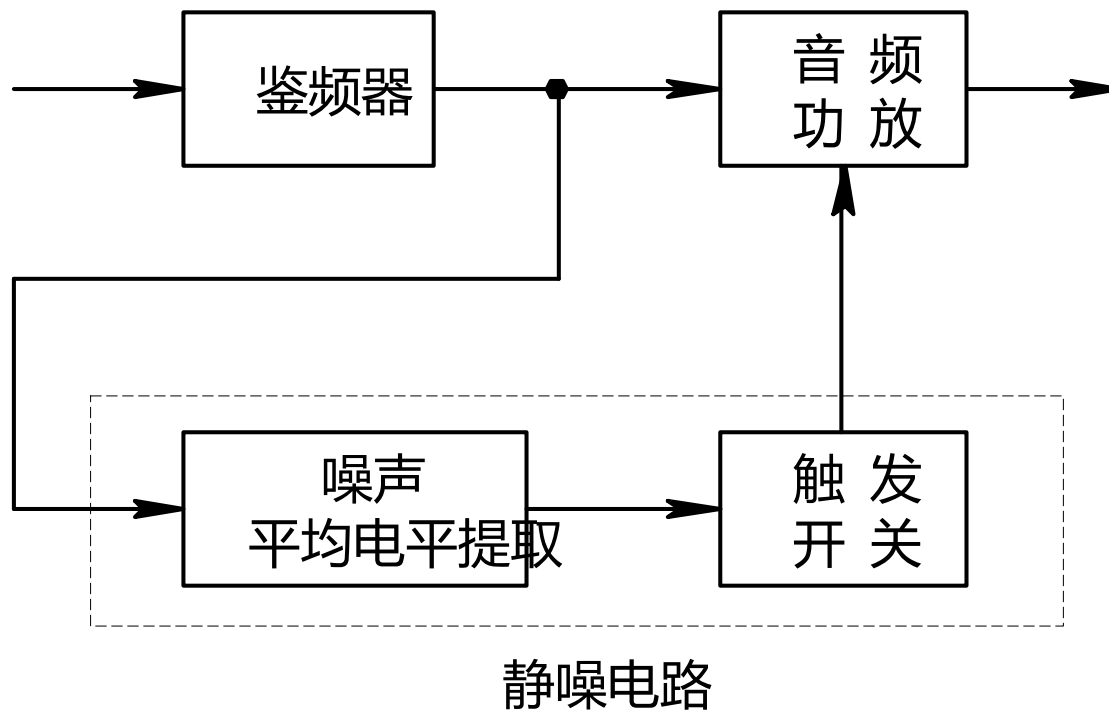


图7.4.9 噪声型静噪电路组成与接入方式





# 7.5 自动频率控制电路

## 7.5.1 工作原理

自动频率控制（A F C）电路由频率误差信号控制电路、低通滤波器和可控频率器件三部分组成, 其方框图如图7.5.1所示。



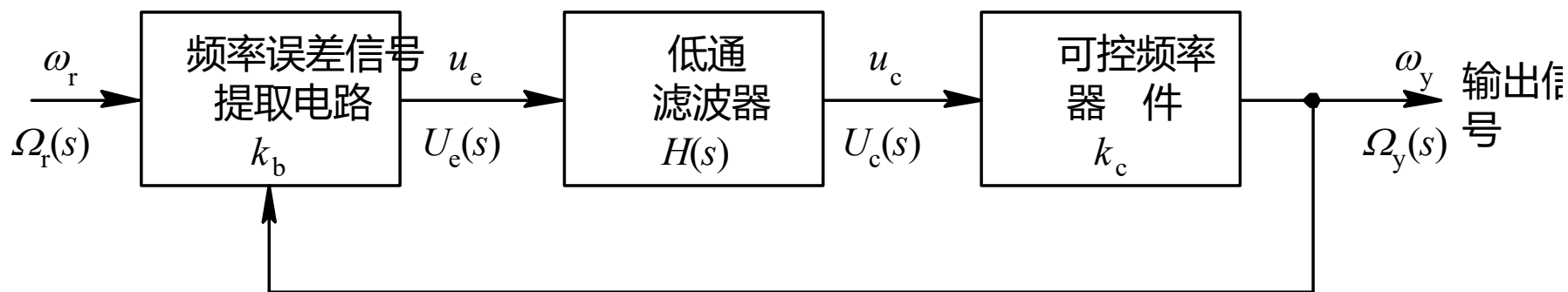


图 7.5.1 自动频率控制电路的组成





A F C 电路的控制参量是频率。可控频率器件通常是压控振荡器（V C O），其输出振荡角频率可写成

$$\omega_y(t) = \omega_{y0} + k_c u_c(t) \quad (7.5.1)$$

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







频率误差信号提取电路通常有两种,一种是鉴频器,另一种是混频-鉴频器。如果是鉴频器时,鉴频器的中心角频率 $\omega_0$ 起参考角频率 $\omega_r$ 的作用。输出误差电压为

$$u_e = k_b(\omega_0 - \omega_y) = k_b(\omega_r - \omega_y) \quad (7.5.2)$$

若输出信号角频率 $\omega_y$ 与鉴频器中心角频率 $\omega_0$ 不相等时,误差电压 $u_e \neq 0$ ,经低通滤波器后送出控制电压 $u_c$ ,调节VCO的振荡角频率,使之稳定在 $\omega_0$ 上。 $k_b$ 是鉴频灵敏度。





如果是混频-鉴频器时, 本振信号(角频率为 $\omega_L$ )先与输出信号(角频率为 $\omega_y$ )进行混频, 输出差频

$\omega_d = \omega_y - \omega_L$ , 然后再进行鉴频。参考角频率 $\omega_r = \omega_0 + \omega_L$ 。

鉴频器输出误差电压为

$$u_e = k_b(\omega_0 - \omega_d) = k_b [(\omega_0 + \omega_L) - \omega_y] = k_b(\omega_r - \omega_y) \quad (7.5.3)$$





若差频 $\omega_d$ 与 $\omega_0$ 不相等时, 误差电压 $u_e \neq 0$ , 经低通滤波器后送出控制电压 $u_c$ , 调节VCO的振荡角频率 $\omega_y$ , 使之与 $\omega_L$ 的差值 $\omega_d$ 稳定在 $\omega_0$ 上。若 $\omega_L$ 是变化的, 则 $\omega_y$ 将跟随 $\omega_L$ 变化, 保持其差频 $\omega_d$ 基本不变。这时,  $\omega_L$ 可以看成是输入信号角频率 $\omega_i$ , 而输出信号角频率 $\omega_y$ 跟随 $\omega_i$ 变化, 从而实现了频率跟踪。

鉴频器和压控振荡器均是非线性器件, 但在一定条件下, 可工作在近似线性状态, 则 $k_b$ 与 $k_c$ 均可视为常数。





### 7.5.2 主要性能指标

对于 A F C 电路, 我们主要关心的是其暂态和稳态响应以及跟踪特性。

#### 1. 暂态和稳态响应

根据图7.5.1, 参照式 (1.4.7) 可求得 A F C 电路的闭环传递函数如下:

$$T(s) = \frac{\Omega_y(s)}{\Omega_r(s)} = \frac{k_b k_c H(s)}{1 + k_b k_c H(s)} \quad (7.5.4)$$





由此得到输出信号角频率的拉氏变换式为

$$\Omega_y(s) = \frac{k_b k_c H(s)}{1 + k_b k_c H(s)} \Omega_r(s) \quad (7.5.5)$$

对上式求拉氏反变换, 即可得到 A F C 电路的时域响应, 包括暂态响应和稳态响应。





### 2. 跟踪特性

根据图7.5.1, 参照式 (1.4.8) 可求得 A F C 电路的误差传递函数如下:

$$T_e(s) = \frac{\Omega_e(s)}{\Omega_r(s)} = \frac{1}{1 + k_b k_c H(s)} \quad (7.5.6)$$





需要注意的是, 这里的  $T_e(s)$  是误差角频率  $\Omega_e(s)$  与参考角频率  $\Omega_r(s)$  之比, 而不是鉴频器输出误差电压  $u_e(s)$  与  $\Omega_r(s)$  之比, 因为我们在 A F C 电路中关心的参量主要是角频率。

参照式 (1.4.9) 可进一步求得 A F C 电路中误差角频率  $\omega_e$  的时域稳态误差值如下:

$$\omega_{e\infty} = \lim_{s \rightarrow 0} s \Omega_e(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s}{1 + R_b k_c H(s)} \Omega_r(s) \quad (7.5.7)$$





【例7.4】 设在图7.5.1所示 A F C 电路中, 当 $t < 0$ 时,  $\omega_y = \omega_i = \omega_1$ , 若输入信号角频率 $\omega_i$ 在 $t = 0$ 时刻由角频率 $\omega_1$ 变为另一角频率 $\omega_2$ , 增量为 $\Delta\omega$ , 求输出信号角频率的时域响应 $\omega_y(t)$ 的变化量 $\Delta\omega_y(t)$ 和稳态误差值 $\omega_{e\infty}$ 。







解：由题意可知，这是一个频率跟踪电路，此处的频率误差信号提取电路应是混频-鉴频器， $\omega_r = \omega_0 + \omega_i$ ，其中 $\omega_0$ 是常数。所以，在 $t=0$ 时， $\omega_r$ 的增量也是 $\Delta\omega$ ，其拉氏变换式为 $\Omega_r(s) = \Delta\omega/s$ 。设低通滤波器为一简单RC无源网络，如图7.5.2所示，其传递函数

$H(s) = 1/(1+RCs)$ ，代入式（7.5.5），可得到

$$\Omega_y(s) = \frac{k_b k_c \Delta\omega}{RC} \cdot \frac{1}{s(s + \frac{1 + k_b k_c}{RC})}$$



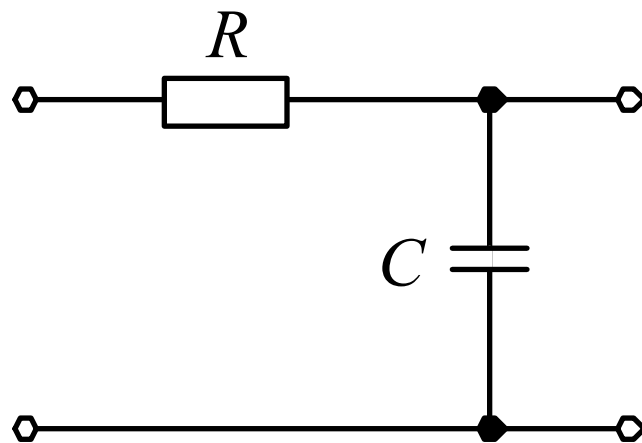


图 7.5.2





作拉氏反变换, 可得到

$$\Delta\omega_y(t) = \frac{k_b k_c \Delta\omega}{1 + k_b k_c} - \frac{k_b k_c \Delta\omega}{1 + k_b k_c} e^{-\frac{1+k_b k_c}{RC}t} \quad (7.5.8)$$

上式中等号右端第一项是稳态响应, 第二项是暂态响应。可见暂态响应是由于低通滤波器而引起的, 其衰减系数与低通滤波器的时间常数 $RC$ 成反比。



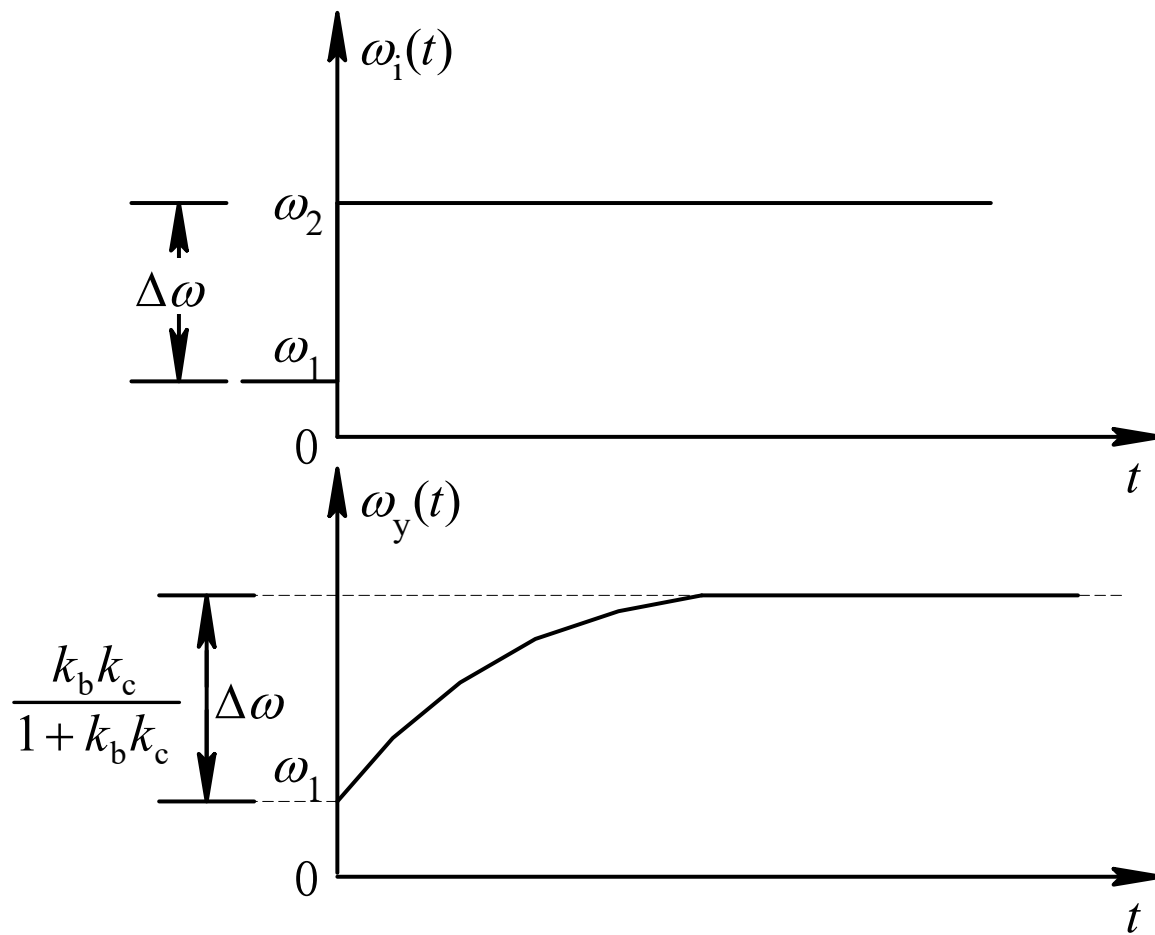


利用式 (7.5.7) 可求得时域稳态误差值如下:

$$\omega_{e\infty} = \lim_{x \rightarrow 0} \frac{s\Omega_r(s)}{1 + k_b k_c H(s)} = \lim_{x \rightarrow 0} \frac{\Delta\omega(1 + RCs)}{1 + k_b k_c + RCs} = \frac{\Delta\omega}{1 + k_b k_c}$$

(7.5.9)





图例7.4





图例7.4给出了 $\omega_i(t)$ 和 $\omega_y(t)$ 的变化曲线。

由式（7.5.8）和（7.5.9）可知, 当输入信号角频率增加了 $\Delta\omega$ , 输出信号角频率即使达到稳态后也才增加了 $k_b k_c \Delta\omega / (1 + k_b k_c)$ , 误差为 $\Delta\omega / (1 + k_b k_c)$ 。所以, A F C 电路是有频率误差的频率控制电路。同时, 从式（7.5.9）可知, 增大 $k_b$ 和 $k_c$ , 即提高鉴频灵敏度和压控灵敏度是减小稳态误差、改善跟踪性能的重要途径。





由于鉴频灵敏度和压控灵敏度的增大受到器件特性的限制, 因此, 除了选用特性较好的器件外, 在低通滤波器和VCO之间加一直流放大器, 或选用电压增益大于1的有源低通滤波器, 同样可以达到减小稳态误差的效果。若设增加的直流放大器增益或有源低通滤波器的直流电压增益为 $k_1$ , 则例7.4中的时域稳态误差值为 $\omega_{e\infty} = \Delta\omega / (1 + k_b k_c k_1)$ 。由图7.5.1可知, 乘积 $k_b k_c k_1$ 就是环路的直流总增益。所以, 增大环路的直流总增益是减小时域稳态误差的重要方法。





### 7.5.3 应用

A F C 电路应用较广, 择其主要简介如下。

#### 1. 在调幅接收机中用于稳定中频频率

超外差式接收机是一种主要的现代接收系统。它是利用混频器将不同载频的高频已调波信号先变成载频为固定中频的已调波信号, 再进行中频放大和解调。其整机增益和选择性主要取决于中频放大器的性能, 所以, 这就要求中频频率稳定, 为此常采用 A F C 电路。

图7.5.3是调幅接收机中的 A F C 电路方框图。





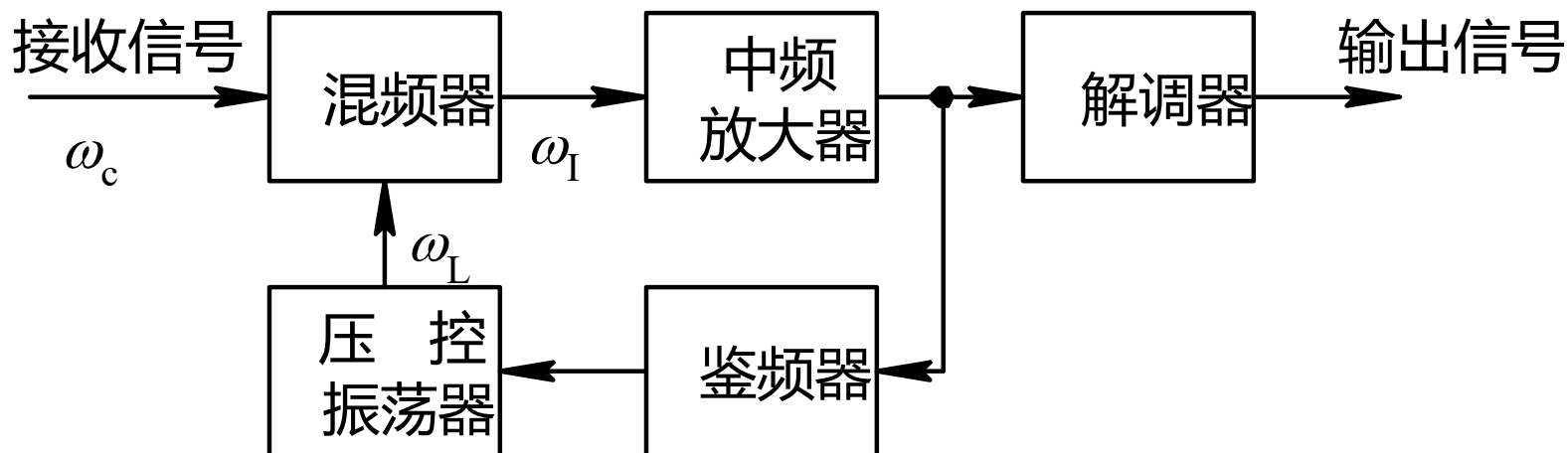


图 7.5.3 调幅接收机中的AFC电路方框图





在正常工作情况下, 接收信号载频为 $\omega_c$ , 相应的本机振荡信号角频率为 $\omega_L$ , 混频后输出中频角频率为 $\omega_I = \omega_L - \omega_c$ 。如果由于某种原因, 本振角频率发生偏移 $\Delta\omega_L$ 而变成 $\omega_L + \Delta\omega_L$ , 则混频后的中频将变成 $\omega_I + \Delta\omega_L$ 。此中频信号经中放后送给鉴频器, 鉴频器将产生相应的误差电压 $u_e$ , 经低通滤波后控制本振的角频率 $\omega_L$ , 使其向相反方向变化, 从而使混频后的中频也向相反方向变化, 经过不断地循环反馈, 系统达到新的稳定状态, 实际中频与 $\omega_I$ 的偏离值将远小于 $\Delta\omega_L$ , 从而实现了稳定中频的目的。





### 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。当输入信噪比高于解调门限, 则解调后的输出信噪比较大; 当输入信噪比低于解调门限, 则解调后的输出信噪比急剧下降。所以, 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。采用 A F C 电路来压缩调频接收机的中放带宽, 从而改善解调质量, 这样的系统称为调频负反馈解调器, 如图7.5.4所示。



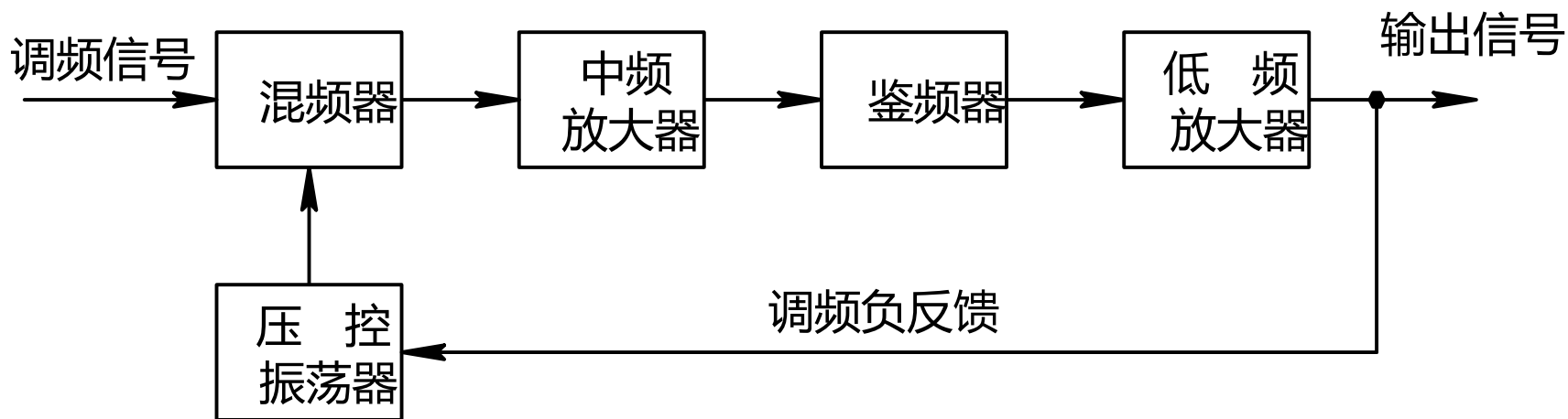


图 7.5.4 调频负反馈电路方框图





设接收调频信号的载频为 $\omega_c$ , 频偏为 $\Delta\omega_c$ , 压控振荡器组成的本振中心角频率为 $\omega_L$ , 频偏为 $\Delta\omega_L$ , 中频信号中心角频率为 $\omega_I$ , 频偏为 $\Delta\omega_I$ 。若具有低通滤波性能的低频放大器在通带内的传递函数  $H(s) = k_1$ , 参照式 (7.5.6) 可写出如下中频角频偏表达式:

$$\Delta\omega_1 = \frac{\Delta\omega}{1 + k_b k_c k_1} \quad (7.5.10)$$





由上式可以看到, 由于调频负反馈的作用, 中频频偏 $\Delta\omega_I$ 被压缩为输入信号频偏 $\Delta\omega_c$ 的 $1/(1+k_b k_c k_1)$ , 因此中频放大器的工作频带可以此压缩后的中频频偏为准而适当减小, 从而减小了中放的输出噪声, 提高了输出信噪比。





显然, 采用调频负反馈方法虽然减小了中放的输出噪声, 但由于中频频偏被压缩, 使鉴频器输出解调信号动态范围减小, 整体的鉴频灵敏度降低, 这一点是不利的。所以, 是否采用调频负反馈方式以及反馈量的大小应根据实际情况而决定。

调幅接收机中频稳定电路与调频负反馈电路虽然都是用 A F C 电路实现的, 但两者的目的和参数选择是不一样的: 前者的目的是尽量减小中频信号的频率偏移, 理想情况是频率偏移为零。





所以, 稳态时频偏越小, 则系统性能越好。 后者的目的是适当减小输入信号的频偏, 但并不希望它为零, 因为如频偏为零, 则调制信息就丢失了, 只要中频频偏的大小所对应的中放带宽能使中放输出信噪比高于鉴频器解调门限或满足要求就可以了。 在 A F C 低通滤波器截止频率的选择上, 前者应使其带宽足够窄, 从而使加在 V C O 上的控制电压仅仅反映中频频率偏移的缓变电压; 后者应使其带宽足够宽, 以便不失真地让解调后的调制信号通过。 通常将前者称为载波跟踪型, 将后者称为调制跟踪型。

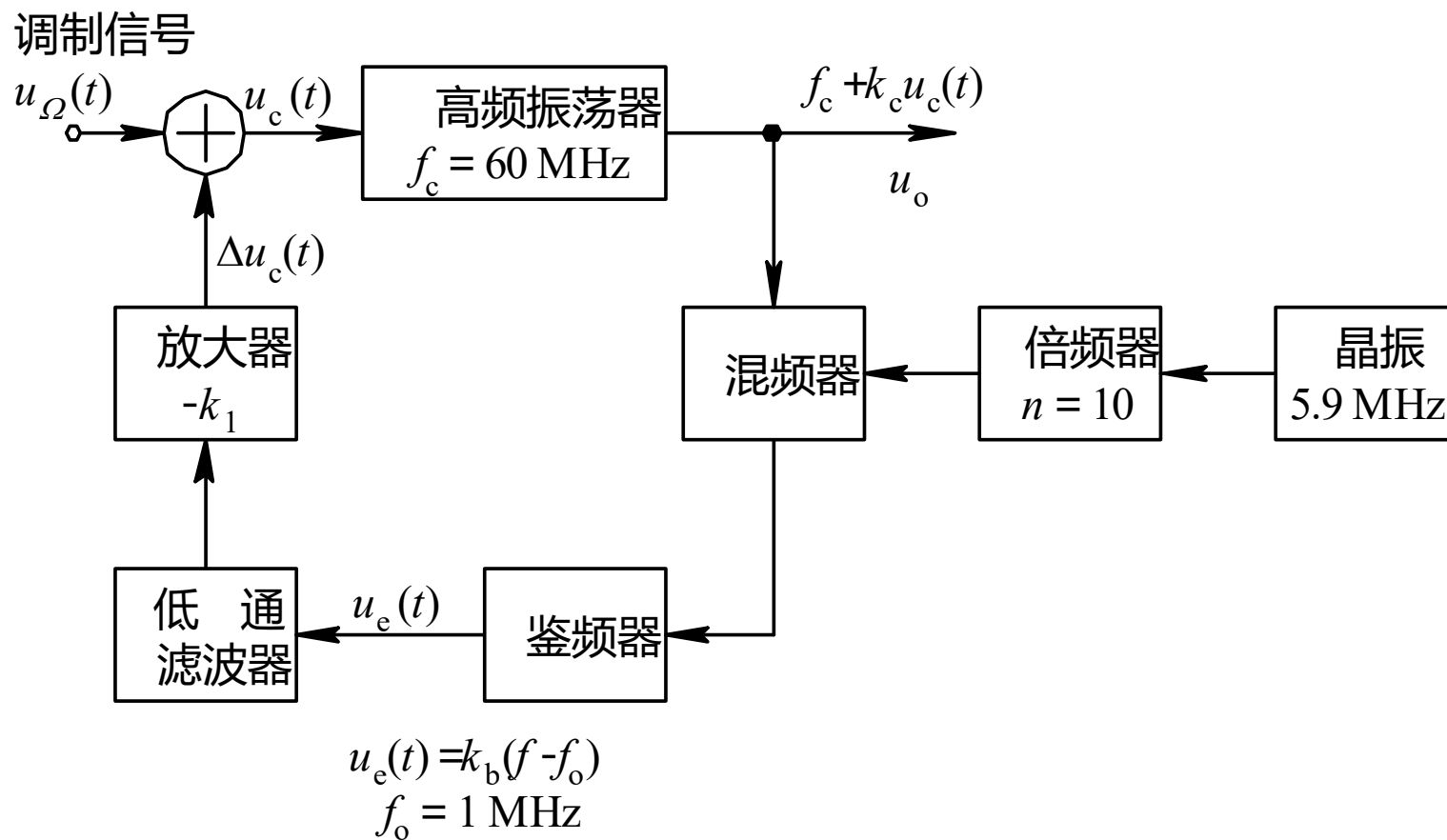






【例7.5】 图例7.5(a)是在调频振荡器中用以稳定载频的AFC电路方框图。已知调频压控振荡器中心频率 $f_c=60\text{ MHz}$ , 未加AFC时因频率不稳引起的最大频率漂移为 $200\text{ kHz}$ ; 晶振的振荡频率为 $5.9\text{ MHz}$ , 因频率不稳引起的最大频率漂移为 $90\text{ Hz}$ ; 混频器输出频率为两输入频率之差; 鉴频器中心频率 $f_0$ 为 $1\text{ MHz}$ , 输出误差电压 $u_e=k_b(f-f_0)$ ; 低通滤波器增益为1, 带宽小于调制信号最低频率;  $k_1k_bk_c=100$ 。试求加入AFC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

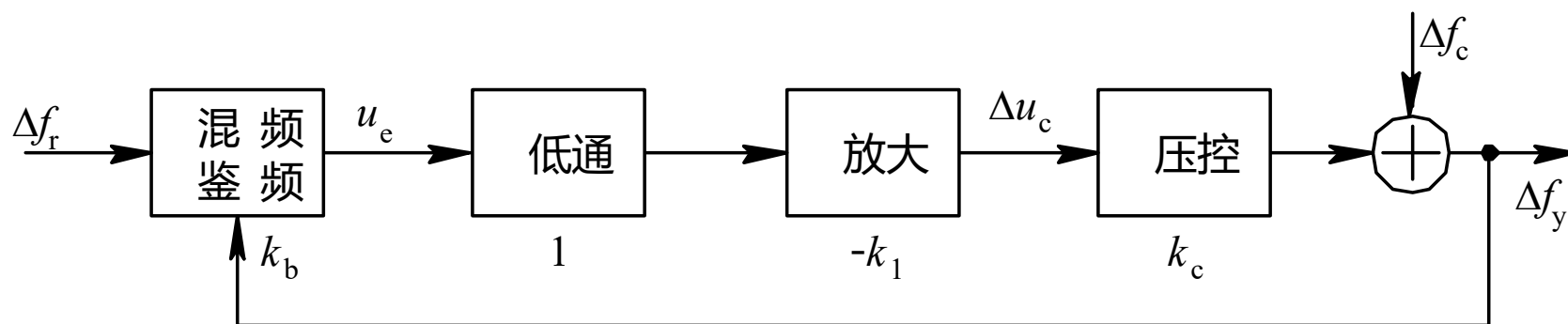




(a)

图例7.5





(b)

图例7.5





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。





### 7.5.4 实用电路介绍

在电视接收机中, 信号从天线进入高频调谐器, 经与本振频率进行混频之后, 送入中频放大器, 然后进行视频检波, 输出全电视信号。为了稳定 3.8 MHz 中频载波, 从而保证图像和伴音的质量, 要求本振频率随时跟踪输入信号载频, 所以在电视接收机里都采用了 AFC 电路, 或者称为 AFT (Automatic Frequency Tune) 电路。







电视接收机中 A F T 电路方框图与图 7.5.3 类似。松下 TC - 4 8 3 D 型彩色电视机采用了 A N 5 1 3 2 图像中频集成电路。这片集成电路包括中频放大、视频检波、视频放大、A F T 检波等部分。图 7.5.5 给出了 A N 5 1 3 2 片内 A F T 电路及其有关的外围电路。



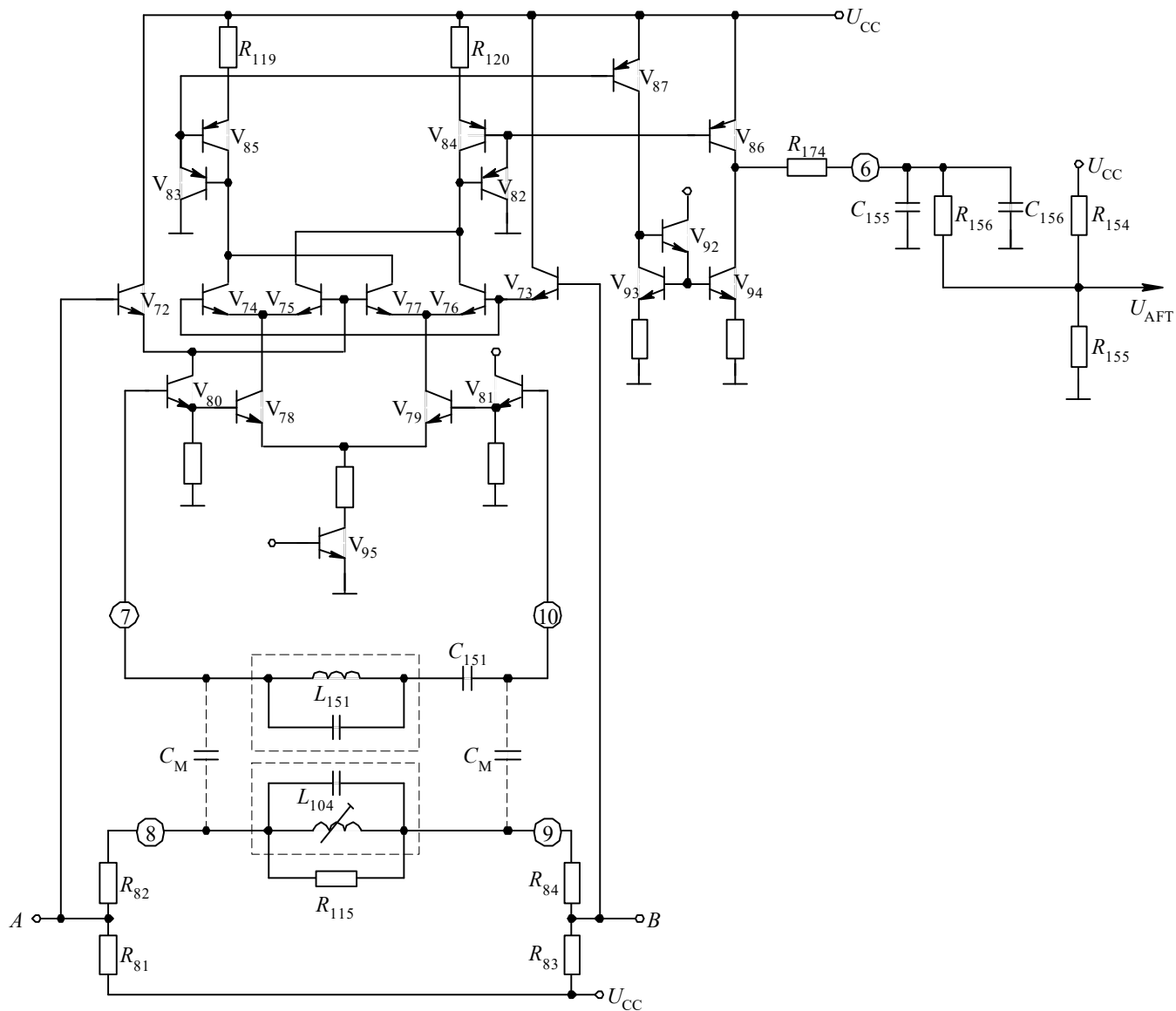


图 7.5.5 AN5132中的AFT电路





图中,由 $V_{72} \sim V_{85}$ 组成了相位鉴频器中的模拟乘法器。中放提供的  $3.8\text{ MHz}$  图像中频信号经限幅放大后成为开关信号,从A、B之间输入, 其中一路送至射随器 $V_{72}$ 与 $V_{73}$ 的基极,另一路先经⑧、⑨脚外接的调谐于  $3.8\text{ MHz}$  的LC谐振回路(由 $L_{104}$ 、罩内电容和 $R_{115}$ 组成)取出,通过脚间分布电容 $C_M$ 耦合到⑦、⑩脚, 两个 $C_M$ 和外接 $L_{151}$ 、罩内电容、 $C_{151}$ 共同组成 $90^\circ$ 相移电路。移相后的图像中频信号送回片内射随器 $V_{80}$ 、 $V_{81}$ 的基极。





两路输入信号经过相乘, 在 $V_{74}$ 、 $V_{77}$ 及 $V_{75}$ 、 $V_{76}$ 集电极有源负载上得到与频差对应的误差电压。此误差电压最后经 $V_{86}$ 集电极成单端信号从⑥脚输出。⑥脚外接的 $C_{155}$ 、 $C_{156}$ 和片内的 $R_{174}$ 组成低通滤波器滤除高频分量之后, 再经 $R_{154} \sim R_{156}$ 分压后得到U AFT控制信号, 此信号被送到高频头中的压控本振（见第4章图 4.7.2, 控制信号从⑧脚输入）, 调节其中变容二极管的结电容, 使本振频率发生变化, 从而使混频后的 3 8 MHz中频保持稳定。





# 7.6 集成调频、鉴频电路芯片介绍

调频制由于抗干扰性好,因而广泛应用于广播、移动通信、无绳电话、电视伴音等许多方面,也相继出现了各种型号的通用或专用集成电路芯片。本小节先介绍Motorola公司调频电路和解调电路中的两种典型产品及其应用实例,然后分析彩色电视机伴音通道专用芯片中斜率鉴频和双差分正交移相式鉴频的实际电路,使读者对此有进一步的了解。





### 7.6.1 MC2833调频电路

*Motorola*公司生产的MC2831A和MC2833都是单片集成FM低功率发射器电路,适用于无绳电话和其它调频通信设备,两者差别不大。现仅介绍MC2833的电路原理和应用。

图7.6.1是MC2833内部结构和由它组成的调频发射机电路。





图 7.6.1 MC2833组成的调频发射机电路



*MC2833*内部包括话筒放大器、射频压控振荡器、缓冲器、两个辅助晶体管放大器等几个主要部分,需要外接晶体、*LC*选频网络以及少量电阻、电容和电感。

*MC2833*的电源电压范围较宽,为2.8~9.0 V。当电源电压为4.0 V,载频为16.6 MHz时,最大频偏可达10 kHz,调制灵敏度可达15 Hz / mV, 输出最大功率为10 mW(50  $\Omega$ 负载)。







话筒产生的音频信号从⑤脚输入,经放大后去控制可变电抗元件。可变电抗元件的直流偏压由片内参考电压 $UREF$ 经电阻分压后提供。由片内振荡电路、可变电抗元件、外接晶体和  $GFDA5$  、  $GFDA6$  脚两个外接电容组成的晶振直接调频电路(*Pierce*电路)产生载频为 $16.5667\text{ MHz}$ 的调频信号。与晶体串联的 $3.3\text{ }\mu\text{H}$ 电感用于扩展最大线性频偏(参看4.5.3节解释)。缓冲器通过  $GFDA4$  脚外接三倍频网络将调频信号载频提高到 $49.7\text{ MHz}$ ,同时也将最大线性频偏扩展为原来的三倍,然后从  $GFDA3$  脚返回片内,经两级放大后从⑨脚输出。





### 7.6.2 MC3361B FM解调电路

从20世纪80年代以来, *Motorola*公司陆续推出了FM中频电路系列MC3357 / 3359 / 3361B / 3371 / 3372和FM接收电路系列MC3362 / 3363。它们都采用二次混频,即将输入调频信号的载频先变换到10.7 MHz的第一中频,然后降到455 kHz的第二中频,再进行鉴频。不同之处在于FM中频电路系列芯片比FM接收电路系列芯片缺少射频放大和第一混频电路,而FM接收电路系列芯片则相当于一个完整的单片接收机。两个系列均采用双差分正交移相式鉴频方式。现仅介绍MC3361B。





在第6章6.8节中已经介绍了 $MC3361B$ 的主要性能参数和其中混频器电路部分。图7.6.2(a)是 $MC3361B$ 内部功能框图, (b)是典型应用电路。





从  $GFDA6$  脚输入第一中频为  $10.7\text{ MHz}$  的调频信号，与  $10.245\text{ MHz}$  的晶振进行第二次混频，产生的  $455\text{ kHz}$  调频信号从③脚外接的带通滤波器  $FL1$  取出，然后由⑤脚进入限幅放大器。⑧脚外接的  $LC$  并联网络和片内的  $10\text{ pF}$  小电容组成  $90^\circ$  频相转换网络。相位鉴频器解调出音频分量由片内放大器放大后，从⑨脚输出，其中一路由外接  $R_3$ 、 $C_7$  组成的去加重电路送往音频功放，另一路进入⑩脚内的放大器。





*MC3361B*采用了噪声型静噪电路，由 $V_{19} \sim V_{30}$ 组成的反相放大器、 $V_{31} \sim V_{35}$ 组成的静噪触发器和⑩、11、12、14脚外接元件构成，图7.6.2(c)是内部反相放大器和静噪触发器部分电路图。⑩、11脚内接反相放大器，与外接元件 $R_4$ 、 $R_5$ 、 $R_6$ 、 $C_9$ 和 $C_{10}$ 组成了带通滤波器。其中小电容 $C_9$ 阻止音频分量通过，小电容 $C_{10}$ 对高频分量提供负反馈通路，从而衰减了高频分量。所以，带通滤波器取出的是位于音频以上一个频率区间内的纯噪声分量。





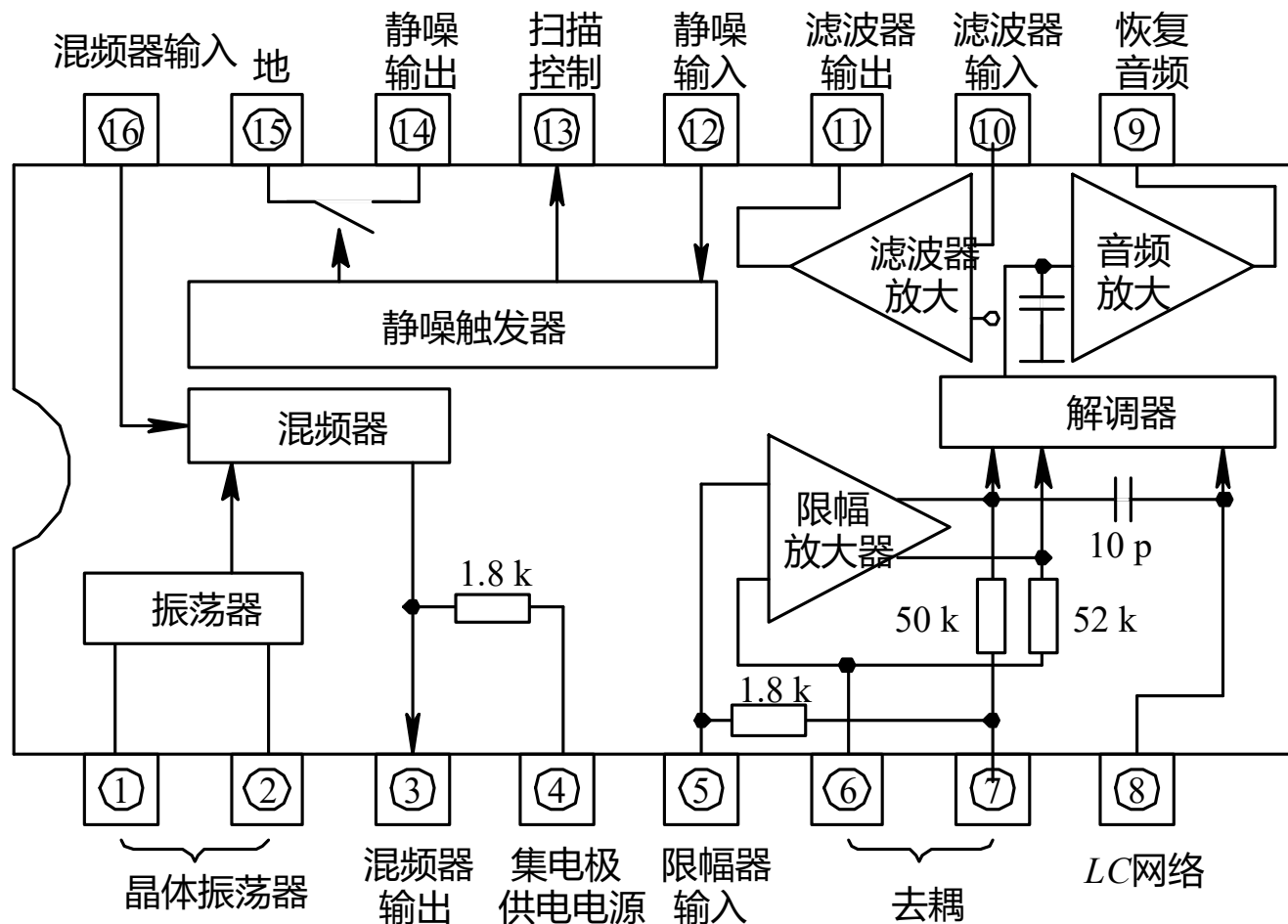
从11 脚输出的纯噪声经 $C_{11}$ 耦合，通过开关二极管进入由 $R_{10}$ 、 $C_{12}$ 组成的窄带低通滤波器，取出其中的平均分量作为静噪控制电压从 12脚输入静噪触发器中 $V_{32}$ 的基极。开关二极管能否导通取决于其负极电位，此处电位由调节可变电阻 $VR_2$ 产生的基准直流电平和11 脚输出交流噪声相加而成。若没有接收调频信号或信号很弱，则鉴频器输出噪声很大，因此 11 脚输出噪声幅度很大，使二极管负极电位下降，二极管导通，产生的静噪控制电压使 12 脚电位下降， $V_{32}$ 截止， $V_{33}$ 、 $V_{34}$ 相继导通，故 $V_{35}$ 处于饱和导通状态， 14 脚电平接近地电位，





从而使音频功放的输入端与地短路，即关闭了音频功放。若接收到调频信号且信号较大，则鉴频器输出噪声很小，因此 11 脚输出噪声幅度很小，使二极管负极电位变化很小，二极管截止，12脚电位较高，使  $V_{32}$  导通， $V_{33}$ 、 $V_{34}$  和  $V_{35}$  相继截止，14 脚开路，所以对送往音频功放的解调信号没有影响，即开启了音频功放。





(a)

图 7.6.2 MC3361B内部功能框图和应用电路





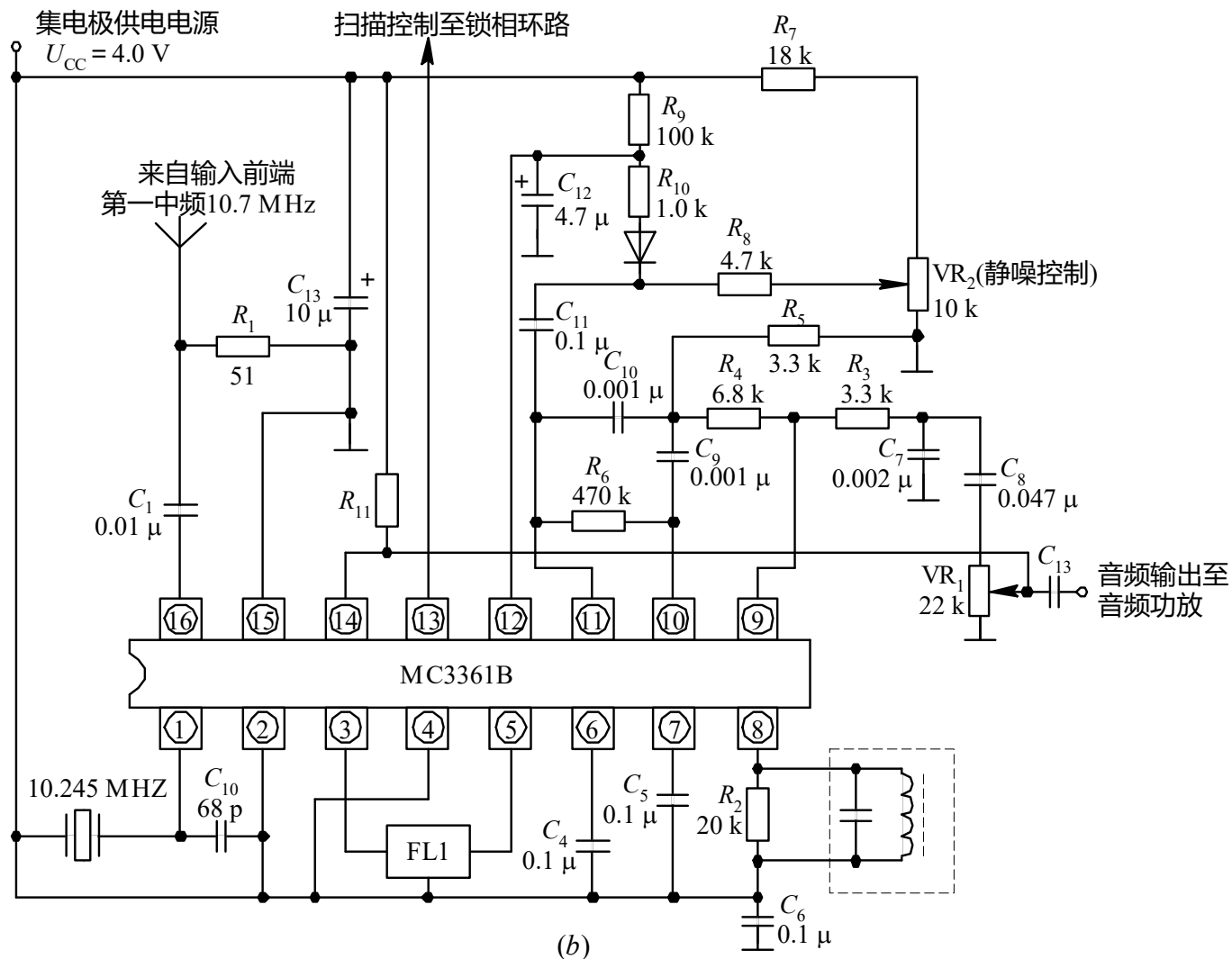


图 7.6.2 MC3361B内部功能框图和应用电路





图 7.6.2 MC3361B 内部功能框图和应用电路





从而使音频功放的输入端与地短路，即关闭了音频功放。若接收到调频信号且信号较大，则鉴频器输出噪声很小，因此11脚输出噪声幅度很小，使二极管负极电位变化很小，二极管截止，12脚电位较高，使 $V_{32}$ 导通， $V_{33}$ 、 $V_{34}$ 和 $V_{35}$ 相继截止，14脚开路，所以对送往音频功放的解调信号没有影响，即开启了音频功放。





### 7.6.3 AN5250电视伴音通道电路

AN5250是日本松下公司的产品, 适用于黑白和彩色电视机伴音通道, 包括伴音中频限幅放大、有源低通滤波、差分峰值鉴频、音频放大和内部稳压等功能。

图7.6.3是其中部分电路图。



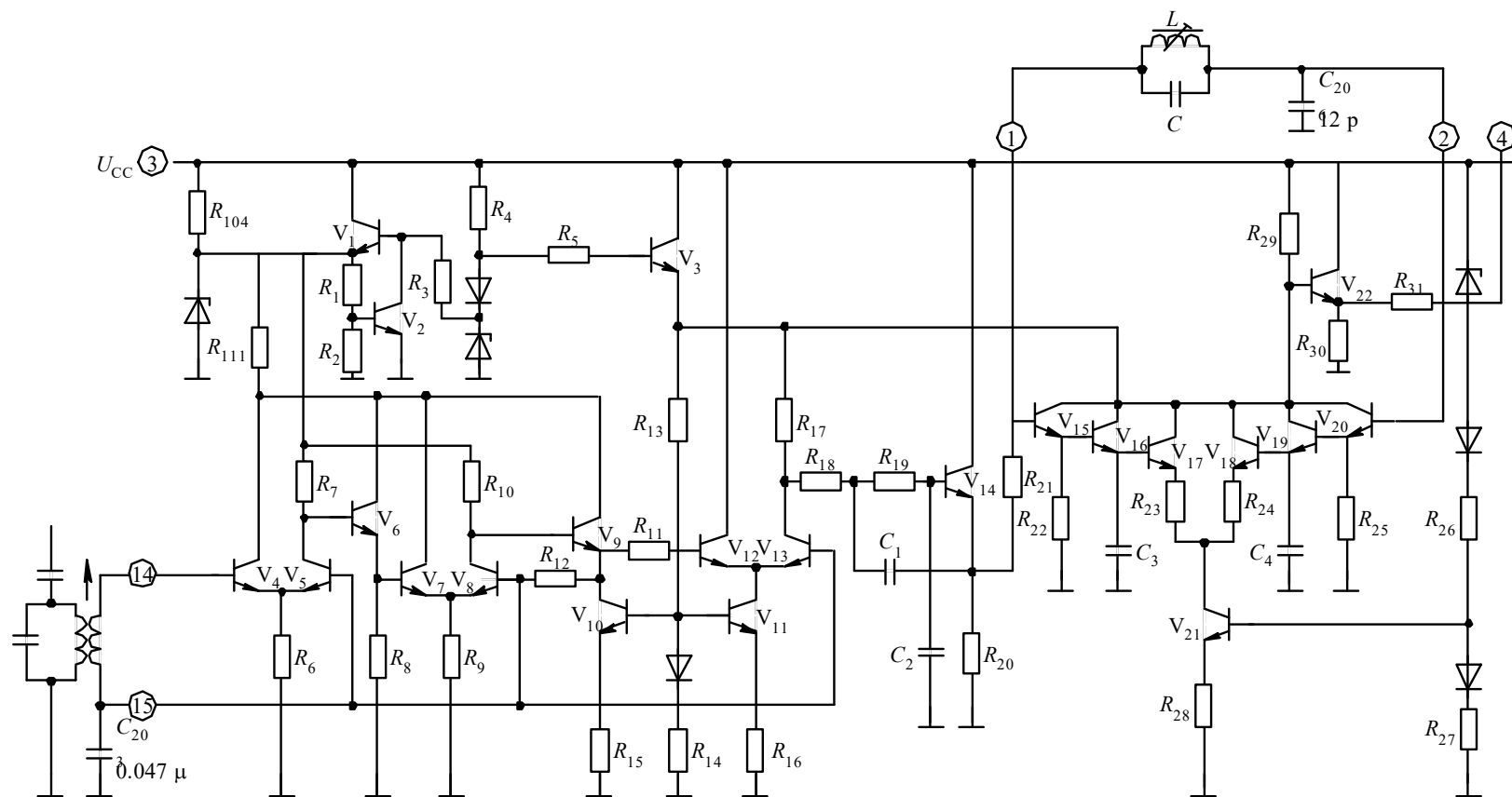


图 7.6.3 AN5250中的限幅电路和差分峰值鉴频电路





从 14 、 15 脚双端输入的调频伴音信号(载频为 $6.5\text{ MHz}$ )经 $V_4\sim V_{13}$ 组成的三级差分限幅放大器后,由 $V_{14}$ 、 $R_{18}\sim R_{20}$ 、 $C_1$ 和 $C_2$ 组成的有源低通滤除 $6.5\text{ MHz}$ 伴音中频的高次谐波,然后进入由 $V_{15}\sim V_{21}$ 组成的差分峰值鉴频器,①、②脚外接 $LC$ 回路和 $12\text{ pF}$ 电容组成频幅转换网络。鉴频器输出经 $V_{22}$ 射随后从④脚输出。





### 7.6.4 TA7680AP中的伴音通道

TA7680AP中伴音通道采用了正交移相式鉴频电路, 有关电路如图7.6.4所示。视频全电视信号经外接6.5 MHz伴音中频晶体带通滤波后, 取出伴音调频信号, 从21

脚进入由 $V_{204} \sim V_{216}$ 组成的三级差分限幅器。其中 $V_{206}$ 、 $V_{209}$ 为射随器, 不仅起级间隔离和缓冲作用, 还可起直流电平位移作用。 $V_{210} \sim V_{212}$ 、 $V_{215} \sim V_{216}$ 是恒流源。





为了提高限幅放大器直流工作点的稳定性, 加入了深度直流负反馈, 由 $V_{209}$ 的发射极通过 $R_{207}$ 反馈到 $V_{205}$ 、 $V_{208}$ 的基极。 22 脚外接电容 $C_{01}$ 使交流接地, 所以不会形成交流负反馈, 避免了电压增益的减小。





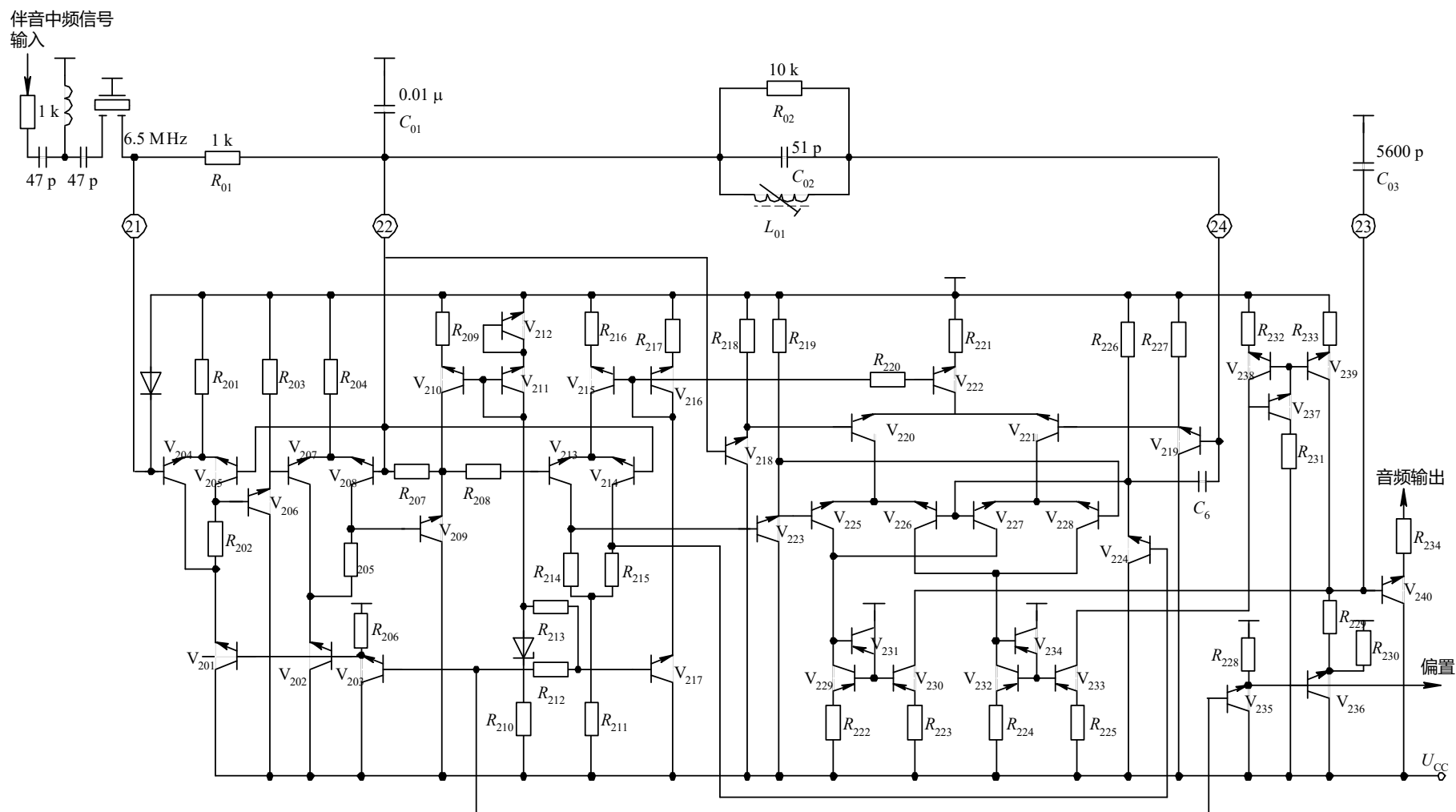


图 7.6.4 TA7680AP中的限幅电路和正交移相式鉴频电路





$V_{218} \sim V_{234}$ 组成正交移相式鉴频电路, 其中 $V_{220} \sim V_{228}$ 组成双差分模拟乘法器。从第三级限幅器 $V_{213}$ 、 $V_{214}$ 双端输出的等幅方波调频信号经 $V_{223}$ 、 $V_{224}$ 射随后, 分别加到 $V_{225} \sim V_{228}$ 的基极, 作为乘法器的一路输入。

22脚与24脚之间外接的 $L_{01}$ 、 $C_{02}$ 、 $R_{02}$ 和片内小电容 $C_6$ 组成 $90^\circ$  频相转换网络, 对 $V_{224}$ 射随后的方波调频信号进行处理, 同时利用谐振回路的选频作用, 滤除6.5 MHz伴音中频的高次谐波。 $V_{218}$ 的基极处于交流地电位, 所以 $90^\circ$  移相后的信号经 $V_{219}$ 射随后, 从 $V_{221}$ 的基极单端输入由 $V_{220}$ 和 $V_{221}$ 组成的差分电路, 这是一个等幅调频—调相正弦信号, 作为乘法器的另一路输入。





$V_{229} \sim V_{234}$ 组成两个改进型PNP镜像恒流源, 作为 $V_{225} \sim V_{228}$ 的集电极恒流源负载,  $V_{237} \sim V_{239}$ 组成另一个改进型NPN镜像恒流源, 作为 $V_{233}$ 的集电极恒流源负载。从 $V_{225}$ 集电极恒流源负载上单端输出的伴音解调信号经 $V_{240}$ 射随后送往音频放大电路。 23脚外接电容 $C_{03}$ 是去加重电容。





## 7.7 章 末 小 结

(1) 调频信号的瞬时频率变化 $\Delta f(t)$ 与调制电压成线性关系, 调相信号的瞬时相位变化 $\Delta\varphi(t)$ 与调制电压成线性关系, 两者都是等幅信号。对于单频调频或调相信号来说, 只要调制指数相同, 则频谱结构与参数相同, 均由载频与无穷多对上下边频组成, 即频带无限宽。但是, 当调制信号由多个频率分量组成时, 相应的调频信号和调相信号的频谱不相同, 而且各自的频谱都并非只是单个频率分量调制后所得频谱的简单叠加。这些都说明了非线性频率变换与线性频率变换是不一样的。





(2) 最大频偏 $\Delta f_m$ 、最大相偏 $\Delta\varphi_m$ (即调制指数 $M_f$ 或 $M_p$ )和带宽BW是调角信号的三个重要参数。要注意区别 $\Delta f_m$ 和BW两个不同概念,注意区别调频信号和调相信号中 $\Delta f_m$ 、 $\Delta\varphi_m$ 与其它参数的不同关系。

(3) 直接调频方式可获得较大的线性频偏,但载频稳定度较差;间接调频方式载频稳定度较高,但可获得的线性频偏较小。前者的最大相对线性频偏受限制,后者的最大绝对线性频偏受限制。采用晶振、多级单元级联、倍频和混频等措施可改善两种调频方式的载频稳定度或最大线性频偏等性能指标。





(4) 斜率鉴频和相位鉴频是两种主要鉴频方式, 其中差分峰值鉴频和正交移相式鉴频两种实用电路便于集成、调谐容易、线性性能较好, 故得到了普遍应用, 尤其是后者, 应用更为广泛。

(5) 在鉴频电路中,  $LC$  并联回路作为线性网络, 利用其幅频特性和相频特性, 分别可将调频信号转换成调频—调幅信号和调频—调相信号, 为频率解调准备了条件。在调频电路中, 由变容二极管(或其它可变电抗元件)组成的  $LC$  并联回路作为非线性网络, 更是经常用到的关键部件。





(6) 限幅电路是鉴频电路前端不可缺少的重要部分, 它可以消除叠加在调频信号上面的寄生调幅, 从而可减小鉴频失真。预加重、去加重电路可以改善鉴频信噪比。静噪电路可以在无接收信号或信噪比很小时关闭音频功放, 从而避免扬声器输出大的噪声。

(7) AFC电路可以用来稳定调幅接收机的中频频率, 也可以用于调频接收机中改善鉴频信噪比。前者称为载波跟踪型, 后者称为调制跟踪型。





# 习 题

7.1 已知调制信号 $u_{\Omega}$ 由1 kHz和2 kHz两个频率组成, 振幅分别是1.5 V和0.5 V, 若载波信号 $u_c=5 \cos 2\pi \times 10^8 t$  V, 且单位调制电压产生的频偏和相偏分别为4 kHz / V和0.2 rad / V, 试分别写出调频信号和调相信号的表达式。







### 7.2 已知调角信号

$$u(t) = 10 \cos(2\pi \times 10^8 t + \cos 4\pi \times 10^3 t) \text{ V}.$$

(1) 若 $u(t)$ 是调频信号, 试写出载波频率 $f_c$ 、调制频率 $F$ 、调频指数 $M_f$ 和最大频偏 $\Delta f_m$ 。

(2) 若 $u(t)$ 是调相信号, 试写出载波频率 $f_c$ 、调制频率 $F$ 、调相指数 $M_p$ 和最大频偏 $\Delta f_m$ 。





7.3 对于单频调频信号 $u_{FM}(t)$ , 若其调制信号振幅不变, 频率 $F$ 增大一倍, 试问 $u_{FM}(t)$ 的最大频偏 $\Delta f_m$ 和带宽BW有何变化? 若调制信号频率不变, 振幅 $U_{\Omega m}$ 增大一倍, 试问 $u_{FM}(t)$ 的最大频偏和带宽有何变化? 若同时将调制信号的振幅和频率加倍, 则 $u_{FM}(t)$ 的最大频偏和带宽又有何变化?

7.4 若调制信号振幅不变而频率改变, 试比较相应的调幅信号、调频信号和调相信号的频谱和带宽如何变化。





7.5 已知调频信号 $u_{FM}(t)$ 和调相信号 $u_{PM}(t)$ 所对应的单频调制信号频率均为 $0.5\text{ kHz}$ ,  $M_f$ 和 $M_p$ 分别为 $3\text{ rad}$ 。

- (1) 试求 $u_{FM}(t)$ 和 $u_{PM}(t)$ 的最大频偏 $\Delta f_m$ 和带宽BW;
- (2) 若调制系数 $k_f$  ( $k_p$ ) 不变, 调制信号振幅不变, 频率改为 $1\text{ kHz}$ , 试求这两种调角信号的 $\Delta f_m$ 和BW;
- (3) 若调制系数 $k_f$  ( $k_p$ ) 不变, 调制信号频率不变, 仍为 $0.5\text{ kHz}$ , 而振幅降低为原来的 $1/2$ , 试求这两种调角信号的 $\Delta f_m$ 和BW。





7.6 已知调频信号最大频偏 $\Delta f_m = 50 \text{ kHz}$ , 试求调制信号频率为 $300 \text{ Hz}$ 、 $1 \text{ kHz}$ 、 $3 \text{ kHz}$ 、 $10 \text{ kHz}$ 时分别对应的频带宽度。

7.7 在小信号谐振放大器、正弦波振荡器和斜率鉴频器(或相位鉴频器)中都要用到 $LC$ 并联回路, 试比较在以上不同电路里选择 $LC$ 回路的目的和性能指标有何不同。



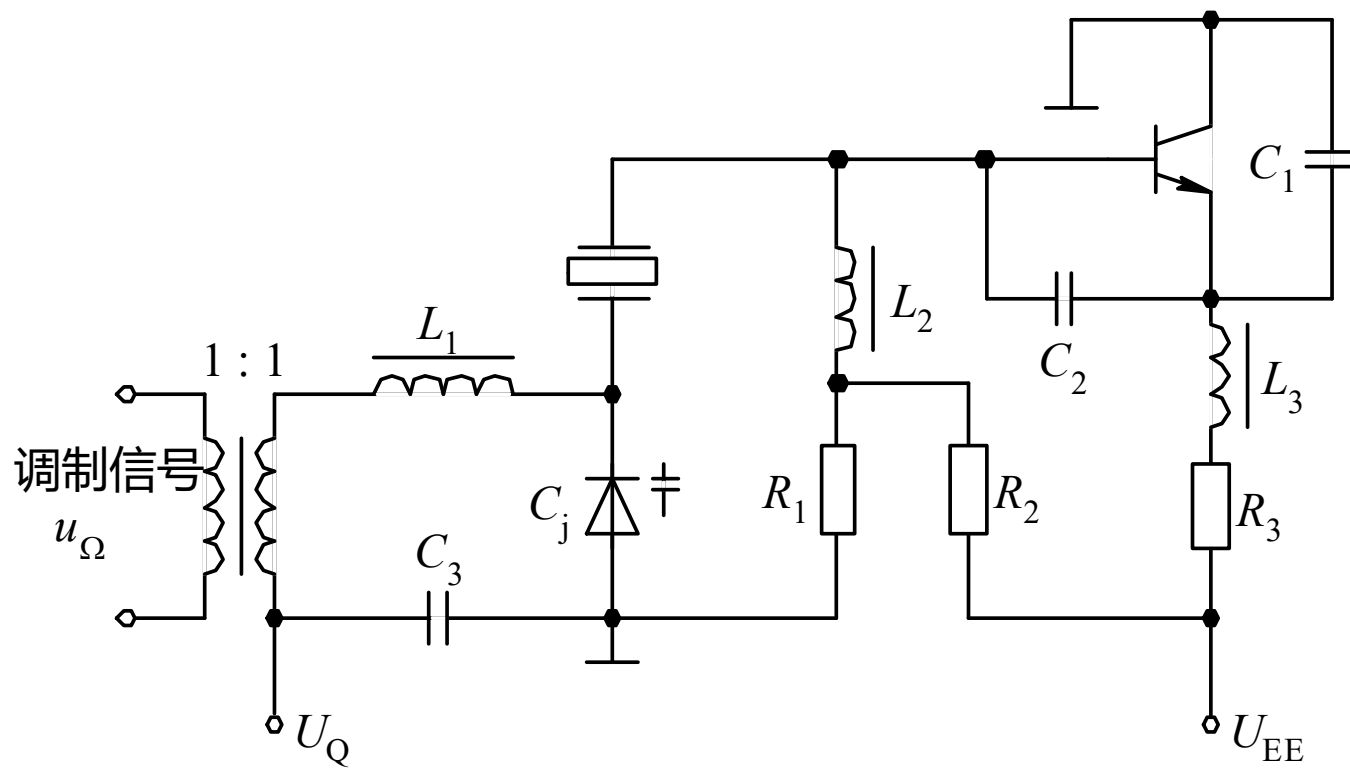


7.8 在题图7.8所示晶振变容二极管调频电路中, 若石英谐振器的串联谐振频率 $f_q=10\text{ MHz}$ , 串联电容 $C_q$ 与未加调制信号时变容管的静态结电容 $C_{jQ}$ 之比为 $2\times 10^{-3}$ , 并联电容 $C_0$ 可以忽略, 又变容二极管参数 $n=2$ ,  $U_B=0.6\text{ V}$ , 加在变容管上的反向偏压 $U_Q=2\text{ V}$ , 调制电压振幅为 $U_{\Omega m}=1.5\text{ V}$ 。

(1) 分别画出变容二极管直流通路、低频交流通路和高频等效电路, 并说明这是哪一种振荡电路;

(2) 求出最大线性频偏 $\Delta f_m$ 。





题图7.8





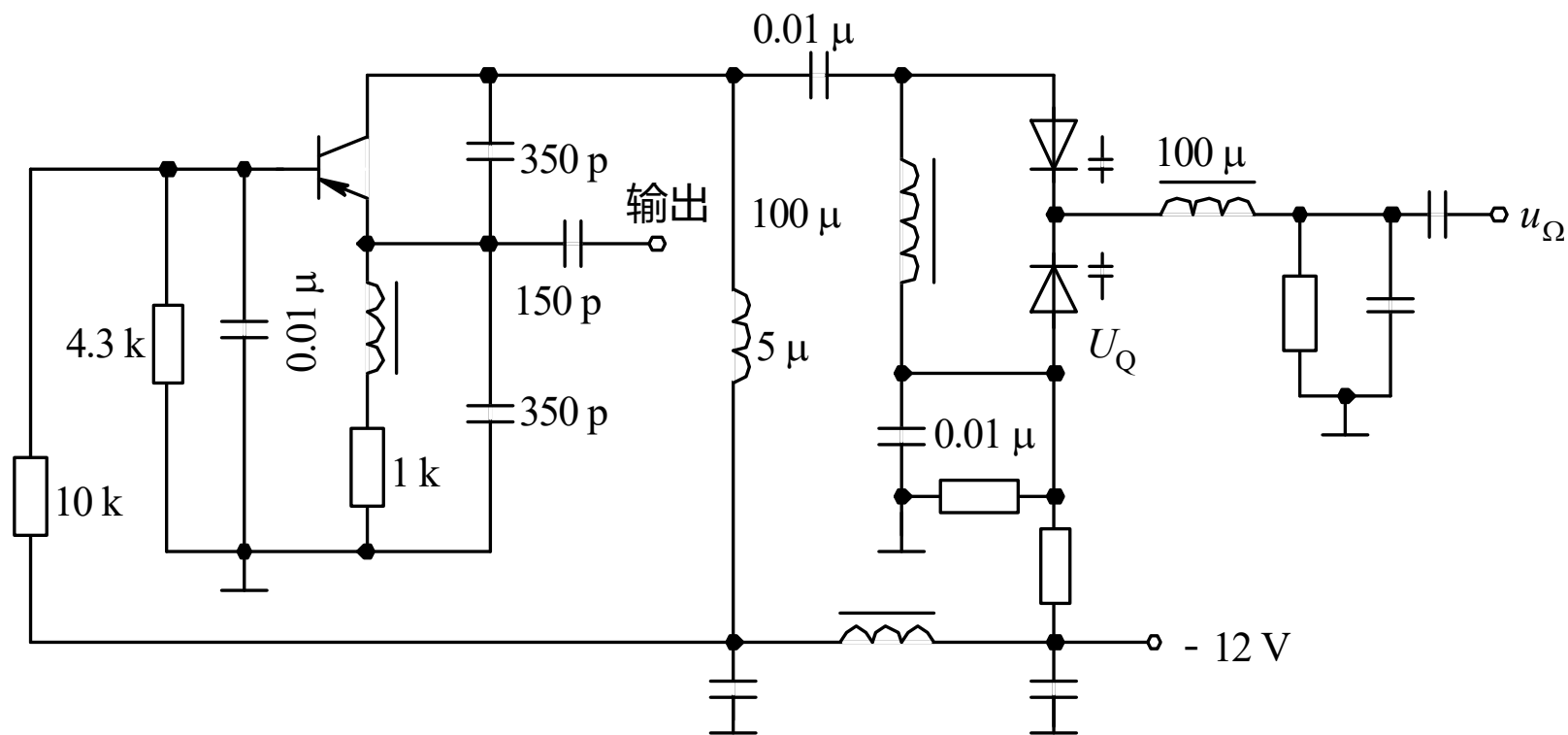
7.9 在题图7.9所示变容管调频电路中, 变容管结电容  $C_J = 100(U_Q + u_\Omega)^{-2}$ , 调制信号  $u_\Omega = U_{\Omega m} \cos 2\pi \times 10^4 t$  V,  $M_f = 5$  rad, 载频  $f_c = 5$  MHz。

(1) 分别画出变容二极管直流通路、低频交流通路和高频等效电路;

(2) 试求直流偏压  $U_Q$ ;

(3) 试求调制电压振幅  $U_{\Omega m}$  和最大频偏  $\Delta f_m$ 。





题图7.9

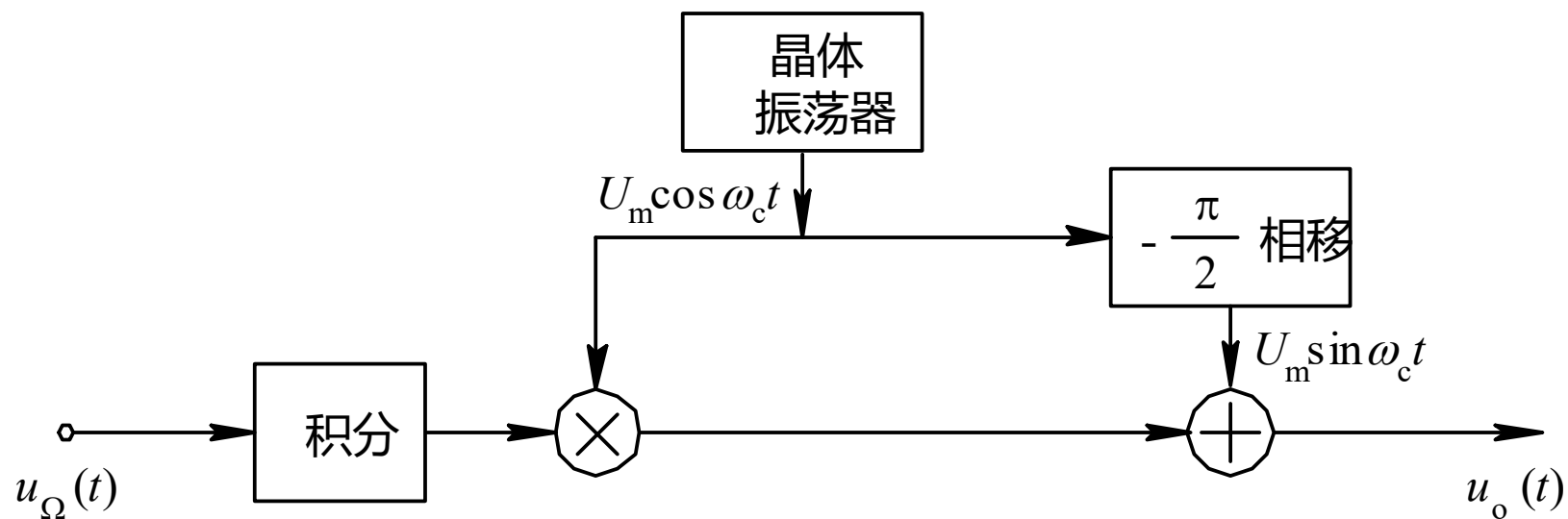






7.10 已知题图7.10是间接调频电路方框图,  $u_{\Omega}(t)$  是调制信号, 输出  $u_o(t)$  是调相信号, 试写出  $u_o(t)$  的表达式, 并且说明在什么条件下此电路可以实现间接调频。





题图7.10





7.11 在图7.3.4所示变容管调相电路中, 加在变容管上的调制信号 $u_{\Omega}=U_{\Omega m}\cos\Omega t$ , 变容管参数 $n=2$ ,  $U_B=1\text{ V}$ ,  $LC$ 回路有载品质因数 $Q_e=20$ 。若 $U_{\Omega m}=0.1\text{ V}$ ,  $\Omega=2\pi\times 10^3\text{ rad/s}$ , 试求调相指数 $M_p$ 和最大频偏 $\Delta f_m$ 。

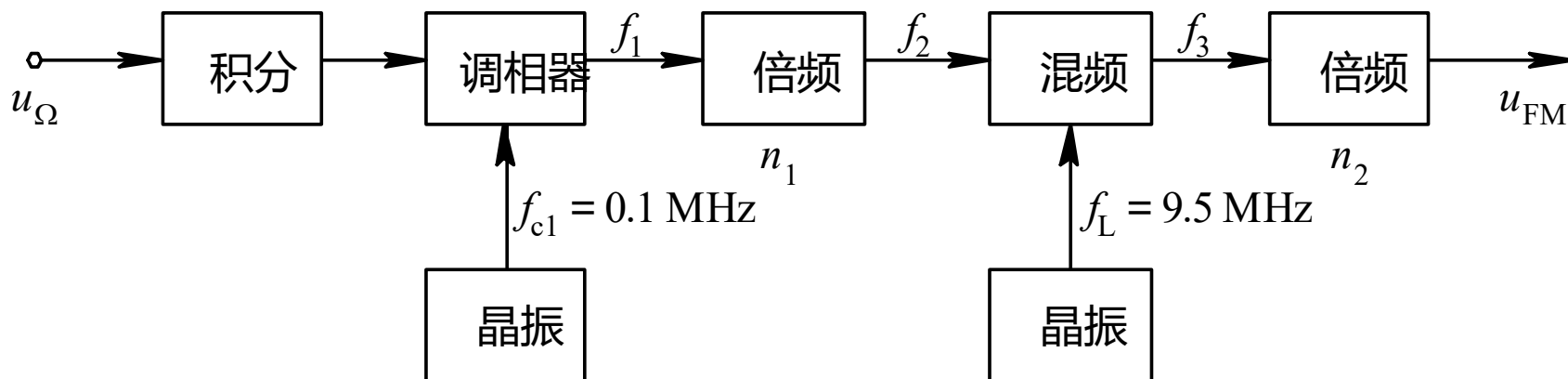




7.12 在题图7.12所示调频电路方框中, 已知调制信号频率  $F=100\text{ Hz}\sim 15\text{ kHz}$ , 载频  $f_c=100\text{ MHz}$ , 要求最大线性频偏  $\Delta f_m=75\text{ kHz}$ , 若调相器的调相指数  $M_p=0.2\text{ rad}$ , 混频器输出频率  $f_3=f_L-f_2$ , 试求:

- (1) 倍频次数  $n_1$  和  $n_2$ ;
- (2) 各单元输出频率  $f_1(t)$ 、 $f_2(t)$  和  $f_3(t)$  的表达式。





题图7.12





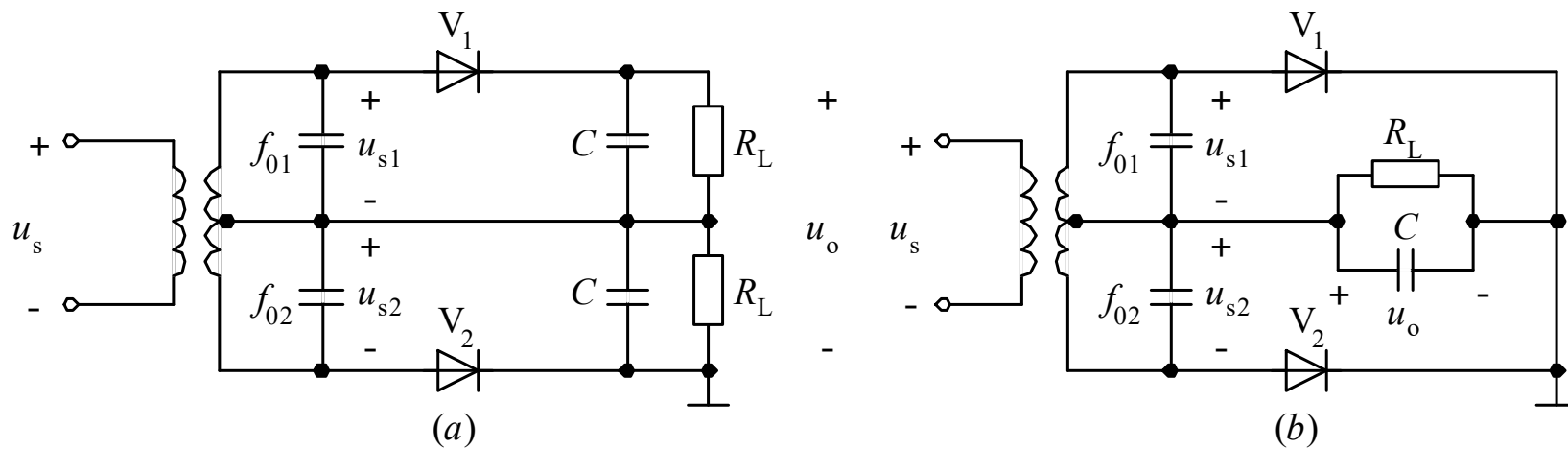
### 7.13 已知鉴频电路输入调频信号

$u_{FM}(t) = 5 \cos(\omega_c t + 4 \cos 4\pi \times 10^3 t)$  V, 鉴频灵敏度

$S_d = 10 \text{ mV} / \text{kHz}$ , 求鉴频电路的输出解调电压  $u_o(t)$ 。(假定在线性鉴频范围内)

7.14 在题图7.14所示两个平衡二极管电路中, 哪个电路能实现包络检波? 哪个电路能实现斜率鉴频? 相应的回路中心频率  $f_{01}$  和  $f_{02}$  应如何设置?





题图7.14



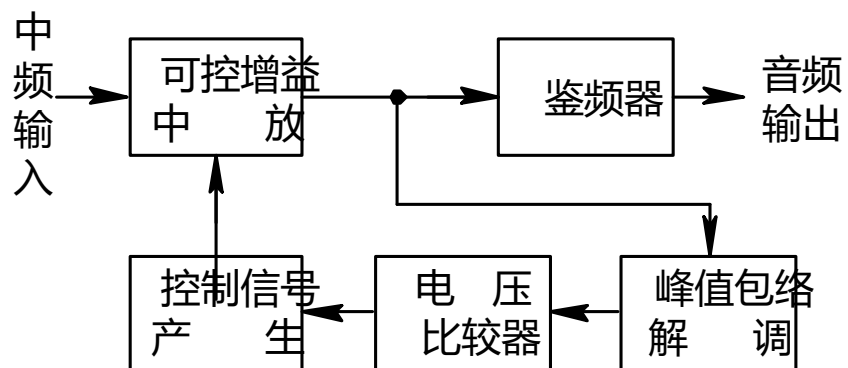


7.15 题图7.15是调频接收机 A G C 电路的两种设计方案, 试分析哪一种方案可行, 并加以说明。

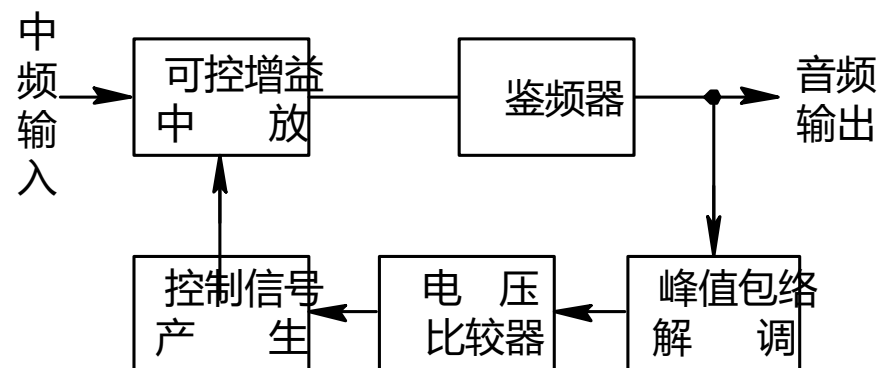
7.16 题图7.16所示为某调频接收机 A F C 方框图, 它与一般调频接收机 A F C 系统比较有何差别? 优点是什么? 如果将低通滤波器去掉能否正常工作? 能否将低通滤波器合并在其它环节里?







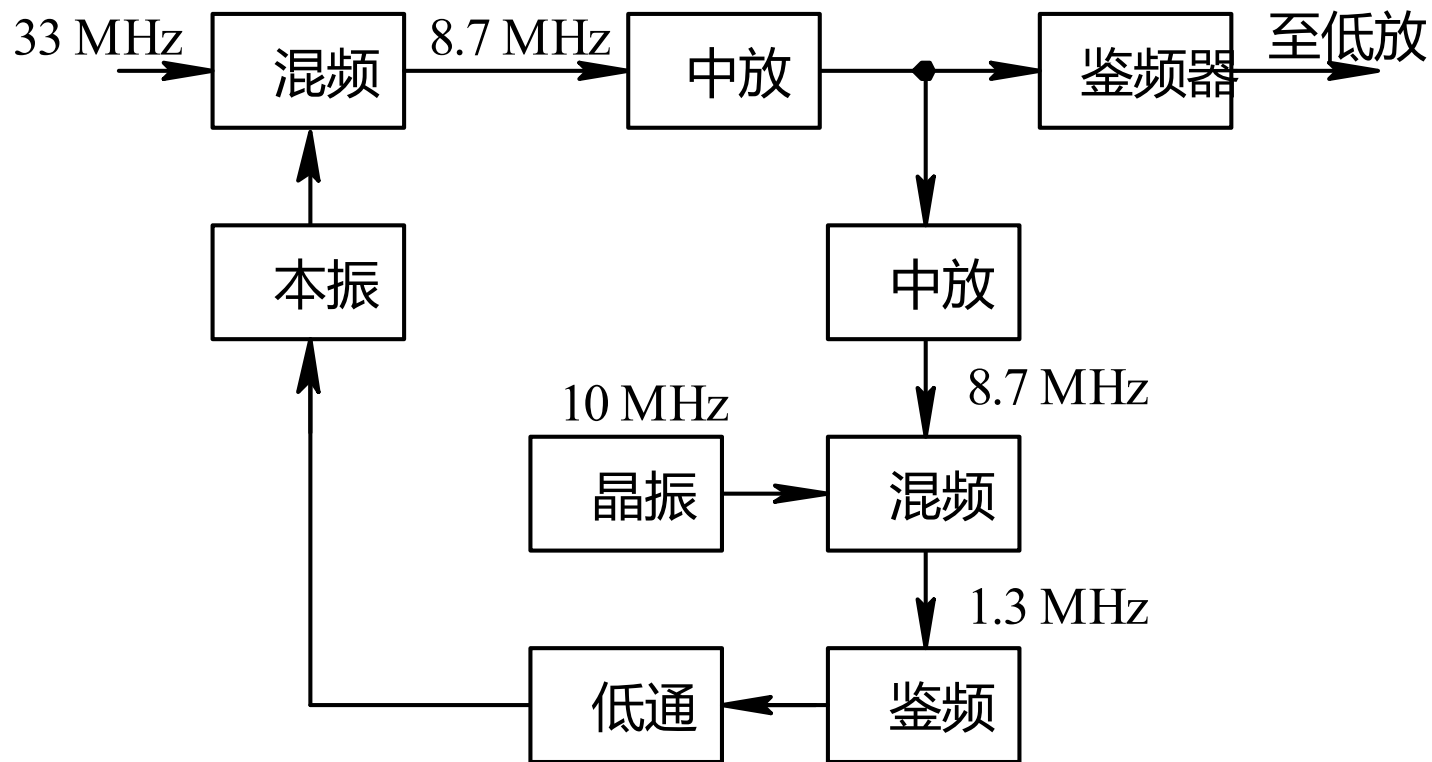
(a)



(b)

题图7.15





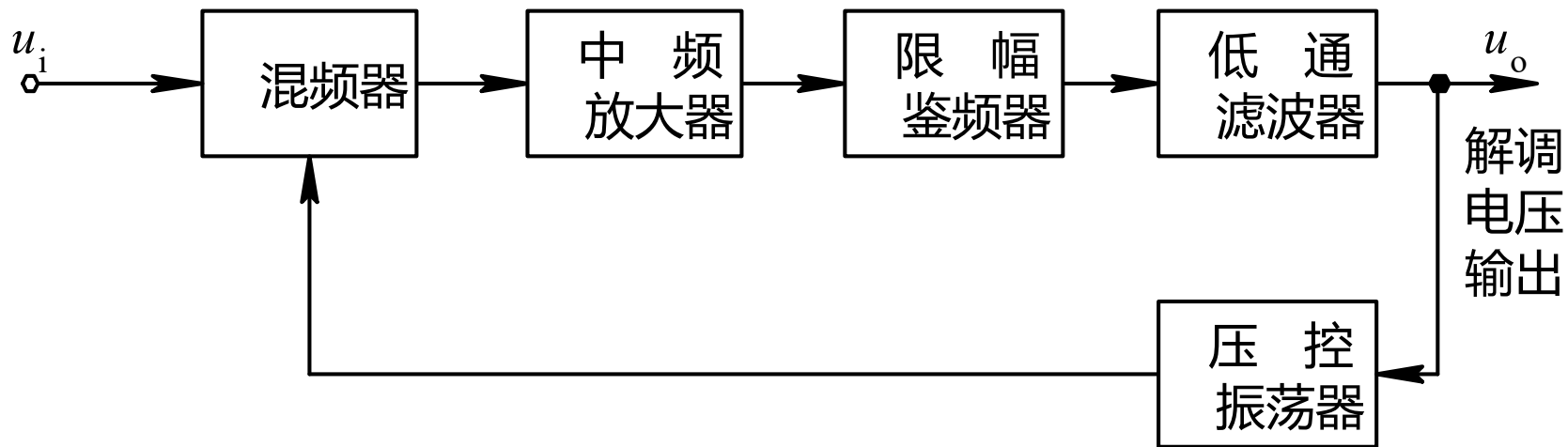
题图7.16





7.17 题图7.17所示为调频负反馈解调电路。已知低通滤波器增益为 1 。当环路输入单音调制的调频波  $u_i(t) = U_m \cos(\omega_c t + M_f \sin \Omega t)$  时, 要求加到中频放大器输入端调频波的调频指数为  $M_f/10$ , 试求  $k_b k_c$  的乘积值。(其中  $k_b$  是混频-鉴频器的鉴频灵敏度,  $k_c$  是 VCO 的压控灵敏度。)





题图7.17

