



7.4 间接调频—调相电路

直接调频的优点是能够获得较大的频偏，但其缺点是中心频率稳定度低，即便是使用晶体振荡器直接调频电路，其频率稳定度也比不受调制的晶体振荡器有所降低。

借助调相来实现调频，可以采用高稳定的晶振作为主振器，利用积分器对调制信号积分后的结果，对这个稳定的载频信号在后级进行调相，就可以得到频率稳定度很高的调频波。



7.4.1 矢量合成法调相电路

矢量合成法调相电路是由调相信号的表达式得到的，这种方法适合于窄带调相。

如单音频调制时，调相信号的表达式为

$$\begin{aligned} u_{\text{PM}} &= V_m \cos(\omega_c t + M_p \cos \Omega t) \\ &= V_m \cos \omega_c t \cos(M_p \cos \Omega t) - V_m \sin \omega_c t \sin(M_p \cos \Omega t) \end{aligned}$$

当 $M_p < \pi/12$ rad(或 15°)为窄带调相时，

$$\begin{aligned} \sin(M_p \cos \Omega t) &\approx M_p \cos \Omega t \\ \cos(M_p \cos \Omega t) &\approx 1 \end{aligned}$$



上式可化简成为

$$v_{\text{PM}}(t) = V_m \cos \omega_c t - V_m M_p \cos \Omega t \sin \omega_c t$$

将上式看作是两个长度分别为

V_m 和 $V_m M_p \cos \Omega t$

的正交矢量的合成,

如图7.4.1 (b) 所示,

合成矢量为

$$v = V'_m \cos[\omega_c t + \varphi(t)]$$

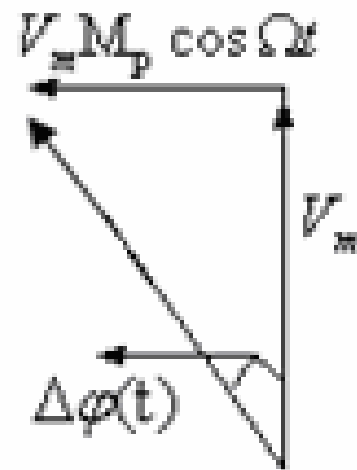
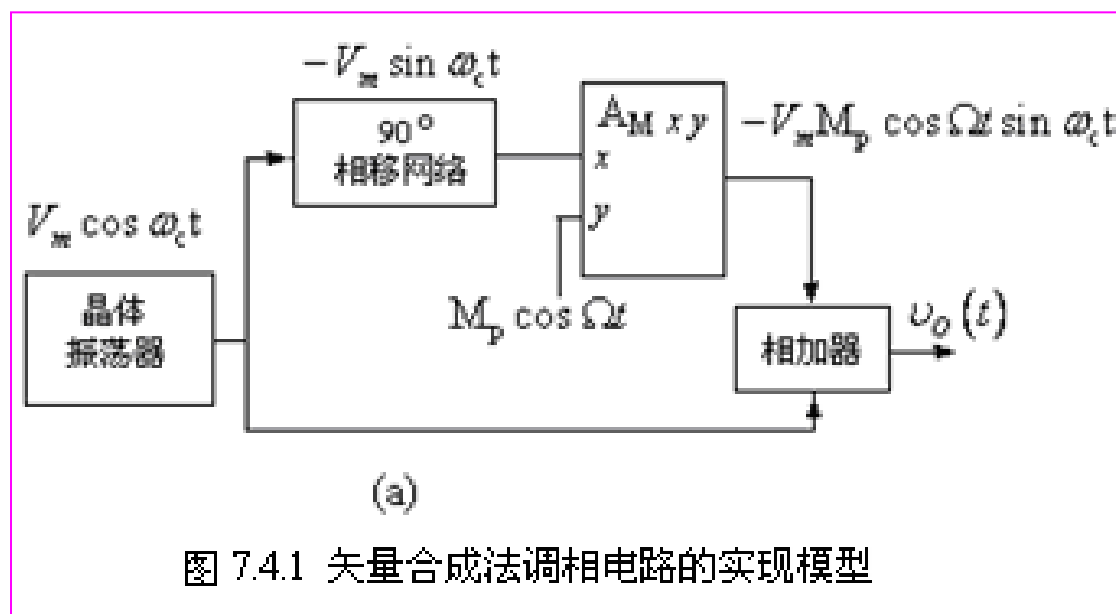


图7.4.1 (b)



U 是一个调相调幅波（幅度的变化可以通过限幅器去掉），得到调相信号。当然，这种方法只能实现 $M_p \leq \pi/12$ (rad) 不失真的窄带调相。实现模型如图 7.4.1 (a) 所示。





7.4.2 可变相移法调相电路

一、原理

将振荡器产生的载波电压 $V_m \cos \omega_c t$ 通过一个可控相移网络，如图7.4.2所示，此网络在 ω_c 上产生的相移 $\varphi(\omega_c)$ 受调制电压的控制，且其间呈线性关系，即

$$\varphi(\omega_c) = k_p \nu_\Omega(t) = M_p \cos \Omega t$$

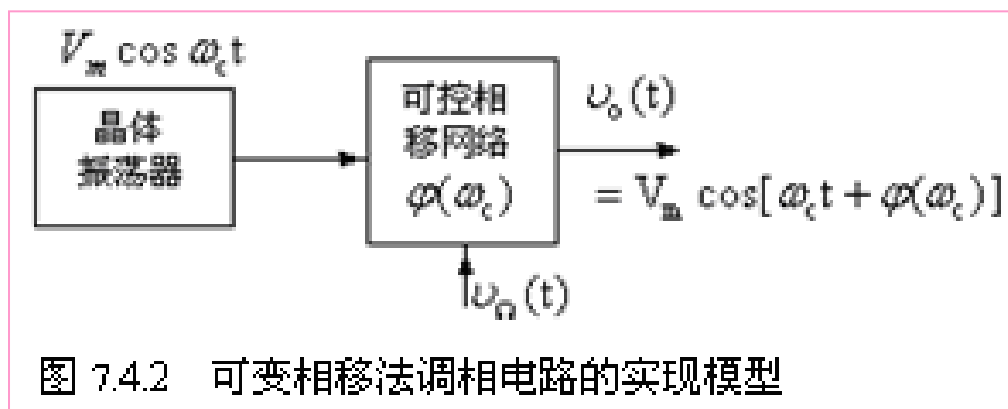


图 7.4.2 可变相移法调相电路的实现模型



则相移网络的输出电压即为所需的调相波，即

$$v_o(t) = V_m \cos[\omega_c t + \varphi(\omega_c)] = V_m \cos[\omega_c t + M_p \cos \Omega t]$$

可控相移网络有多种实现电路，如RC相移电路、变容二极管与电感构成的谐振回路的移相电路等。其中应用最广的是变容二极管调相电路。



二、变容二极管调相电路

变容二极管调相的实现模型为图7.4.3 (a) 所示,
(b) 为 LC_j 并联谐振回路构成的可控相移网络。

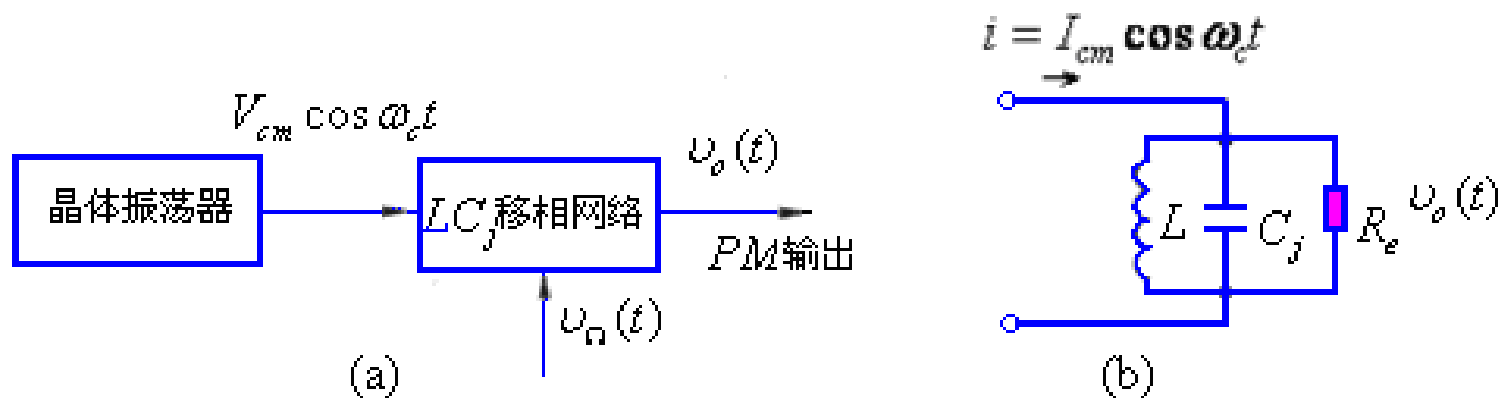
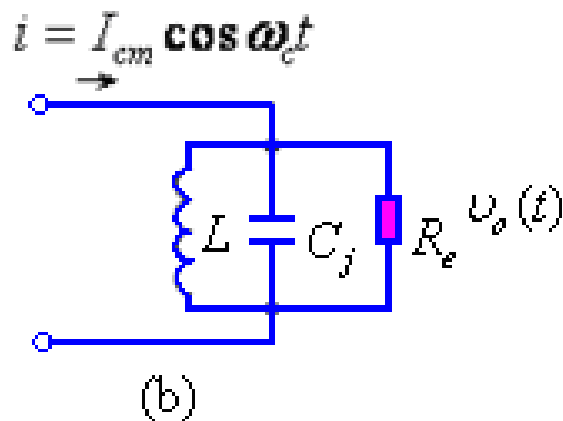


图7.4.3 可变相移法调相电路的实现模型与电路



由 (b) 图知, LC_j
并联回路的电容 C_j 受到
调制信号电压的控制,
结合 LC 回路的特性,
若加在变容管两端



的电压为 $v_{\Omega} = V_{\Omega m} \cos \Omega t$, 则变容二极管结电容为

$$C_j = \frac{C_{jQ}}{(1 + m \cos \Omega t)^n}$$

回路阻抗 $Z(j\omega_c) = \frac{R_e}{1 + jQ_e \frac{2(\omega(t) - \omega_c)}{\omega_c}} = Z(\omega_c) e^{j\varphi_z(\omega_c)}$



其中

$$Z(\omega_c) = \frac{R_e}{\sqrt{1 + \left[\frac{2Q_e(\omega(t) - \omega_c)}{\omega_c} \right]^2}}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_{jQ}}} \quad \text{为回路固有角频率}$$

$$\varphi_Z(\omega_c) = -\arctan \frac{2Q_e[\omega(t) - \omega_c]}{\omega_c}$$

$$Q_e = \frac{R_e}{\omega_0 L} \approx \frac{R_e}{\omega L}$$



讨论:

(1) 未调制 (调制信号电压 $v_{\Omega} = 0$) 时, $C_j = C_{jQ}$,

$$\omega(t) = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_{jQ}}} = \omega_c, \text{ 即回路的固有谐振角频率 } \omega_0$$

等于载波角频率 ω_c , 回路处于谐振状态。

此时, 回路呈现纯阻,

$$|Z(\omega_0)| = |Z(\omega_c)| = R_e$$

$$\varphi_z(\omega_0) = \varphi_z(\omega_c) = 0$$

回路两端的电压与激励电流同频同相。



(2) 当 $\omega_\Omega \neq 0$ 时, $C_j = \frac{C_{j0}}{(1 + m \cos \Omega t)^n}$

回路的固有角频率为

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

若调制信号为小信号, m 较小, 则上式可改写为

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

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

此时, 回路处于失谐状态,

$$|Z(\omega_c)| \neq R_e \quad \varphi_z(\omega_c) \neq 0$$



若 $|\varphi_z| < \frac{\pi}{6} (rad)$ $\tan \varphi_z \approx \varphi_z$

$$\begin{aligned}\varphi_z(\omega_c) &= -\arctan \frac{2Q_e[\omega(t) - \omega_c]}{\omega_c} \approx -\frac{2Q_e[\omega(t) - \omega_c]}{\omega_c} \\ &= \frac{2Q_e \Delta\omega(t)}{\omega_c} = 2Q_e \times \frac{n}{2} m \cos \Omega t \\ &= Q_e mn \cos \Omega t = M_p \cos \Omega t\end{aligned}$$

式中 $M_p = Q_e mn$

且要求 $M_p < \frac{\pi}{6} = 0.52(rad)$



这就是说，当频率为 ω_c 的载波电流 i 通过回路后，
由于回路失谐，在回路两端得到的输出电压为

$$\begin{aligned} v_o &= V_m \cos[\omega_c t + \varphi_z(\omega_c)] \\ &= I_m Z(\omega_c) \cos(\omega_c + M_p \cos \Omega t) \end{aligned}$$

显然这是调幅、调相波。将幅度变化经由限幅器消除后，即可得到调相信号。



实现变容二极管调相的实际电路如图7.4.4 (a)所示。图中各元件的作用如下：

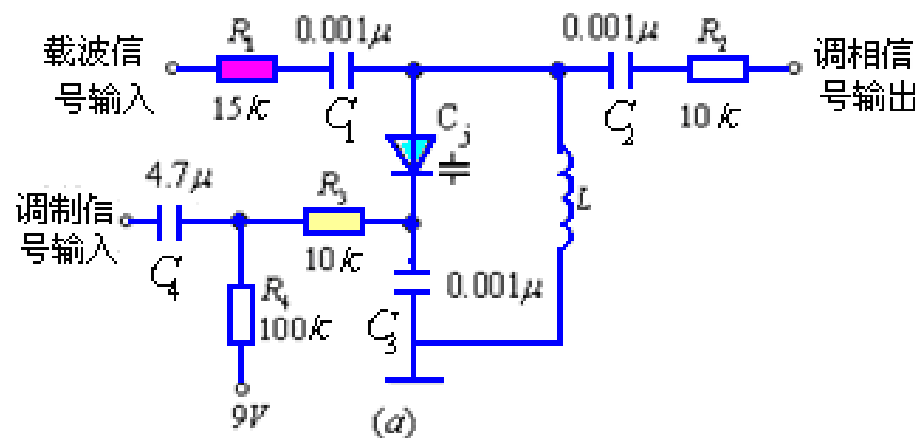


图7.4.4 变容二极管调相电路

(a) 原理电路

R_1 R_2 分别是输入和输出隔离电阻，作用是将谐振回路的输入、输出端口隔离开来；

R_4 是变容二极管控制电路中偏压源与调制信号 U_Ω 之间的隔离电阻；



电容 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 分别为隔直流耦合电容和滤波电容。

(b) 为高频等效电路；
其中等效电流源为

$$i = \frac{v_c}{R_1} = \frac{V_{cm}}{R_1} \cos \omega_c t = I_{cm} \cos \omega_c t$$

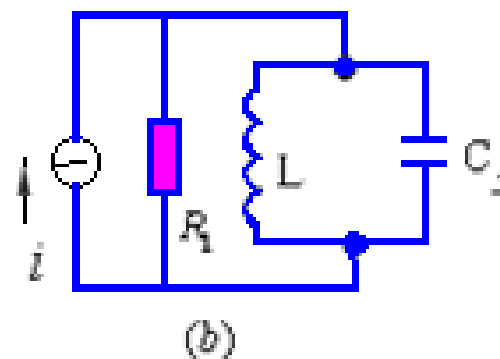


图 7.4.4 变容二极管调相电路
(b)等效电路



(c) 图为变容二极管
管的音频控制电路;

C_3 、 R_3 一般为高频
滤波电路, 若

C_3 的取值满足其容抗

远小于 R_3 , 即 $\Omega R_3 C_3 \ll 1$, 则 U_Ω 在 $R_3 C_3$ 电路中产生的

电流为 $i_\Omega \approx U_\Omega / R_3$, 该电流向电容 C_3 充电, 因此实际加
在变容二极管上的调制电压为

$$v'_\Omega(t) = \frac{1}{C_3} \int_0^t i_\Omega dt \approx \frac{1}{R_3 C_3} \int_0^t U_\Omega dt$$

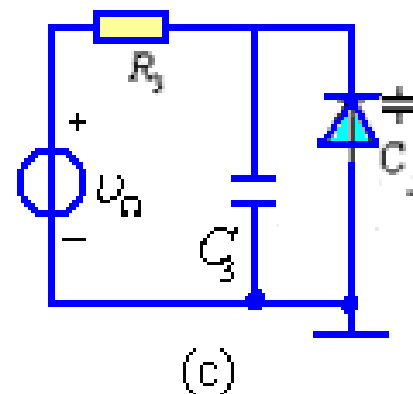


图 7.4.4 变容二极管调相电路

(c) 调制频率通路



显然，在这种情况下， R_3C_3 电路的作用可等效为一积分电路，那么。图（a）所示电路便转换为间接调频电路。

需要说明的是单节 LC 回路，能且只能产生 $M_p < \frac{\pi}{6}$

的调相波。为了增大 M_p 必须采用多级单回路构成的变容二极管调相电路，图7.4.5所示为三级单回路变容二极管调相电路。这样使该电路总的相移近似三个回路的相移之和，为

$$M_p \cong \pi/2$$

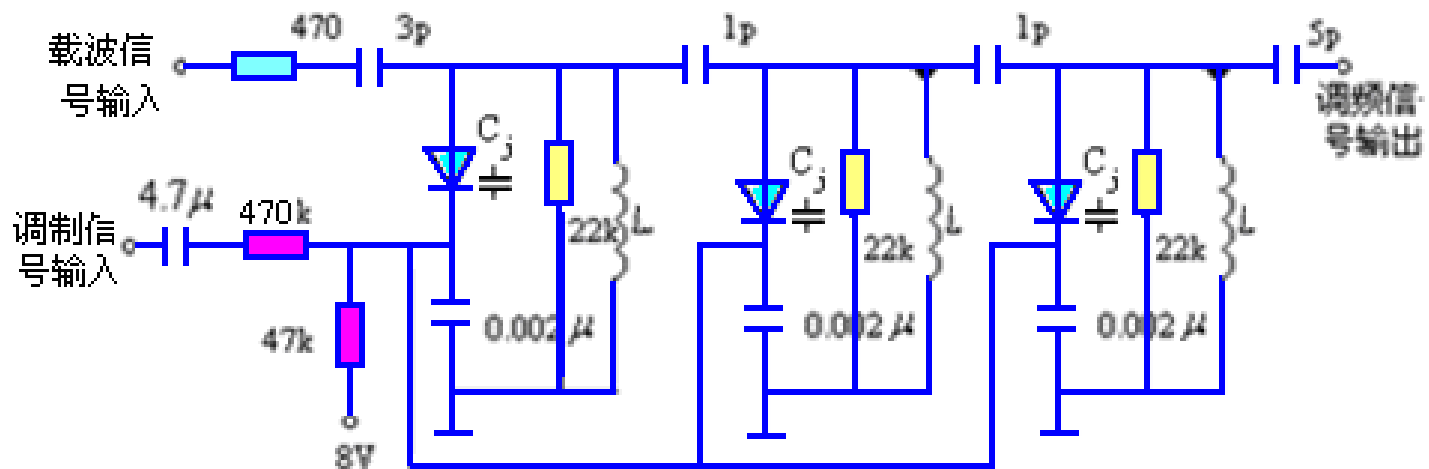


图 7.4.5 三节单回路变容管调相电路

注意图中 $470\text{k}\Omega$ 和三个 $0.002\mu\text{F}$ 的并联电容组成的电路满足积分器的条件，因此加到三个变容二极管上的电压为调制电压的积分，所以该电路的输出是调频信号，实现了间接调频的目的。



7.5 扩展最大线性频偏的方法

最大线性频偏是频率调制器的主要质量指标。在实际调频设备中，需要的最大线性频偏往往不是简单的调频电路能够达到的，因此，如何扩展最大线性频偏是设计调频设备的一个关键问题。

一个调频波，若设它的瞬时振荡角频率为

$$\omega = \omega_c + \Delta\omega_m \cos \Omega t$$

则当该调频波通过倍频次数为 n 的倍频器时，它的瞬时角频率将增大 n 倍，变为 $n\omega_c + n\Delta\omega_m \cos \Omega t$

可见，倍频器可以不失真的将调频波的载波角频率和最大角频偏同时增大 n 倍。



换句话说，**倍频器可以在保持调频波的相对角频偏不变（即 $\frac{n\Delta\omega_m}{n\omega_c} = \frac{\Delta\omega_m}{\omega_c}$ ）的条件下成倍的扩展其最大角频偏。**

如果将该调频波通过混频器，则由于混频器具有频率加减的功能，因而，可以使调频波的中心角频率降低或者增高，但不会引起最大角频偏变化。

可见，混频器可以在保持调频波最大角频偏不变的条件下增高或降低中心角频率，换句话说，**混频器可以不失真的改变调频波的相对角频偏。**



例7.5.1 图7.5.1 所示为某调频设备的组成框图，已知间接调频电路输出的调频信号中心频率 $f_{c1} = 100\text{kHz}$ ，最大频偏 $\Delta f_{m1} = 97.64\text{Hz}$ ，混频器的本振信号频率 $f_L = 14.8\text{MHz}$ ，取下边频输出，试求输出调频信号 U_o 的中心频率 f_c 和最大频偏 Δf_m

解：由图7.5.1可见，间接调频电路输出的调频信号经两级四倍频器和一级三倍频器后其载波频率和最大频偏分别变为

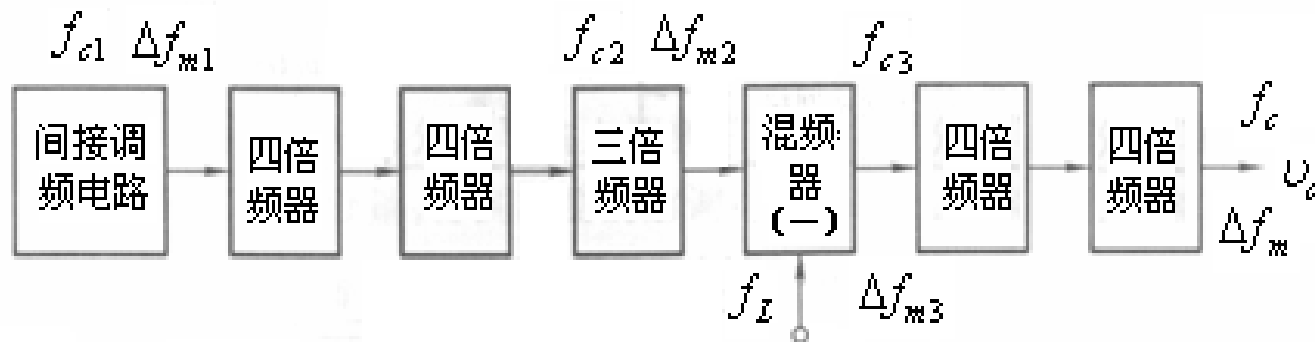


图7.5.1 例7.5.1框图



$$f_{c2} = 4 \times 4 \times 3 \times f_{c1} = 48 \times 100 = 4.8(\text{MHz})$$

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

经过混频器后，载波频率和最大频偏分别变为

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

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

再经二级四倍频器后，调频设备输出调频信号 U_o 的中心频率和最大频偏分别为：

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

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



作业： 7.19 7.21 7.22

预习： 7.6