

第8章

频谱的非线性变换电路(角度调制与解调)

金伟正

jwz@whu.edu.cn



※调制的涵义

任意一高频信号

用 $v_{\Omega}(t) \rightarrow V_m(t) = V_m + k_a v_{\Omega}(t)$ 称为调幅 (AM)

用 $v_{\Omega}(t) \rightarrow \omega(t) = \omega_c + k_f v_{\Omega}(t)$ 称为调频 (FM)

用 $v_{\Omega}(t) \rightarrow \varphi(t) = \omega_c t + k_p v_{\Omega}(t)$ 称为调相 (PM)

其中：调频和调相统称为调角。

※无论是FM还是PM，载波信号的幅度都不受到调制信号的影响。

※调频波的解调称为鉴频或频率检波，调相波的解调称为鉴相或者相位检波。

※与调幅波的检波一样，鉴频与鉴相也是从已调信号中还原出原调制信号



8.1 调制波的基本特征

◎瞬时相位与瞬时频率的概念

$$v_c(t) = V_{cm} \cos(\omega_c t + \phi_0)$$

全相角: $\phi(t) = \omega_c t + \phi_0$

初始相角: ϕ_0

角频率: ω_c

瞬时相位:

某一时刻的全相角
为该时刻瞬时相位

$$\phi(t_1) = \omega_c t_1 + \phi_0$$

瞬时角频率:

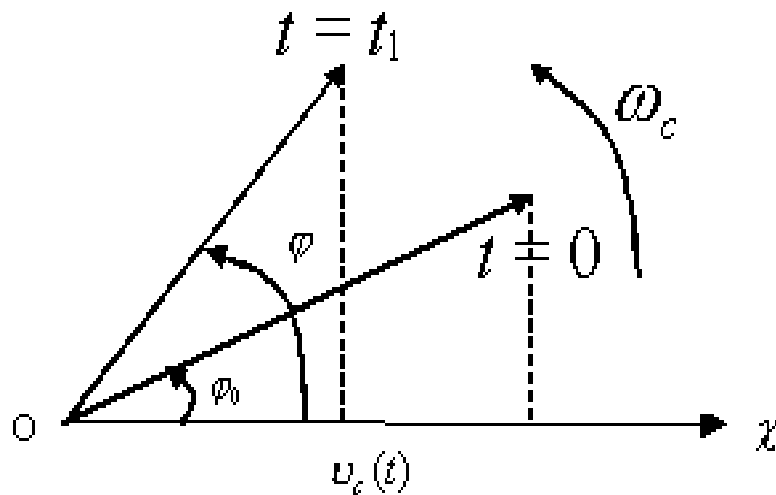
某一时刻的角频率为该时刻的瞬时角频率

※ 瞬时角频率是瞬时相位对时间的微分

$$\omega(t) = \frac{d\phi(t)}{dt}$$

※ 瞬时相位是瞬时角频率对时间的积分

$$\phi(t) = \int \omega(t) dt + \phi_0$$



◎角度调制的基本特性

1) 在时域中的变化规律

[i] 一般表达式

FM: $\omega_f(t) = \omega_c + k_f v_{\Omega}(t)$

$$\phi_f(t) = \int_0^t \omega_f(\lambda) d\lambda + \phi_0$$

$$v_{FM}(t) = V_{cm} \cos \left[\omega_c t + k_f \int_0^t v_{\Omega}(\lambda) d\lambda + \phi_0 \right]$$

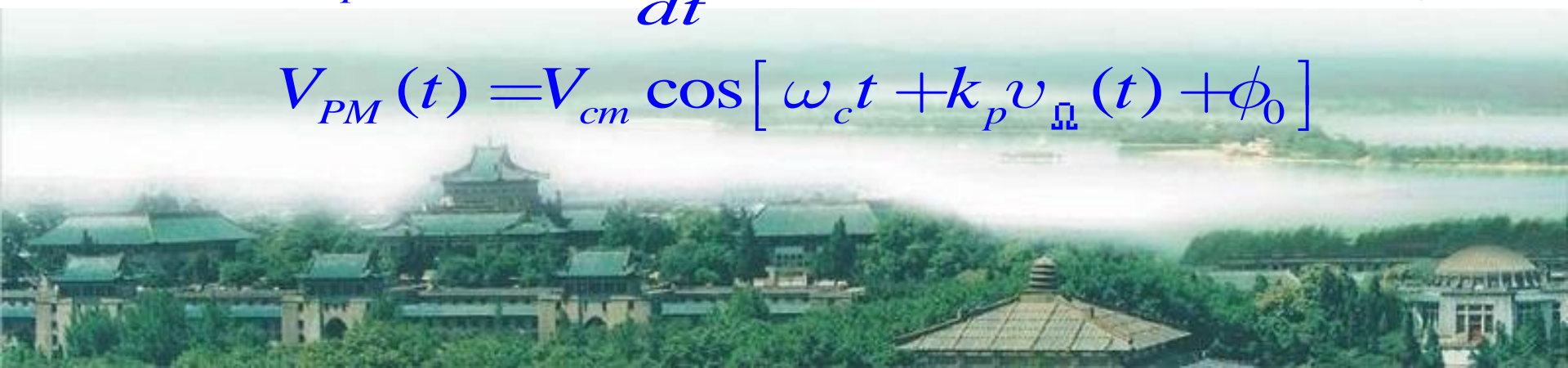
PM: $\phi_p(t) = \omega_c t + k_p v_{\Omega}(t) + \phi_0$

$$\omega_p(t) = \frac{d\phi_p(t)}{dt}$$

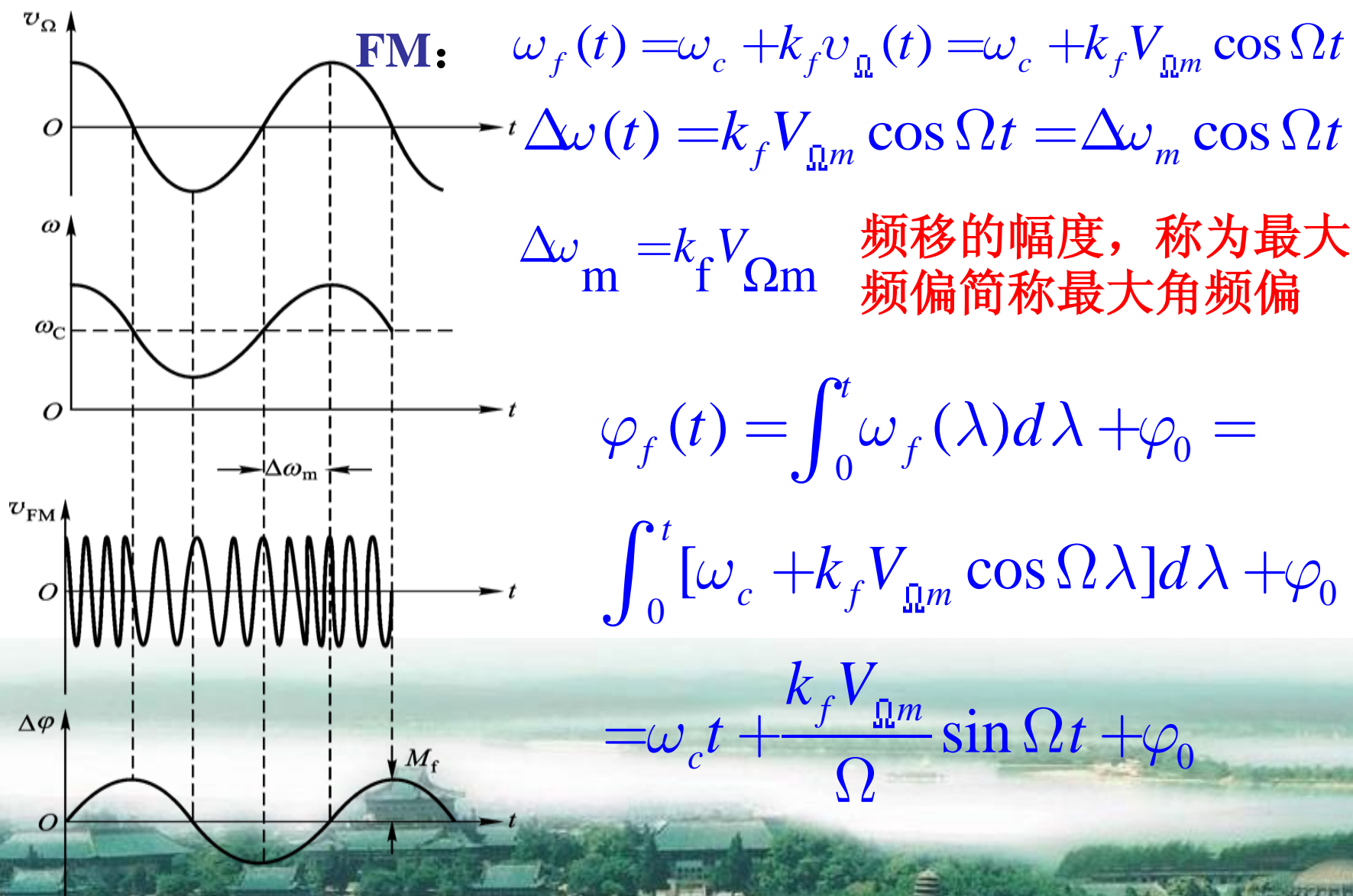
$$V_{PM}(t) = V_{cm} \cos \left[\omega_c t + k_p v_{\Omega}(t) + \phi_0 \right]$$

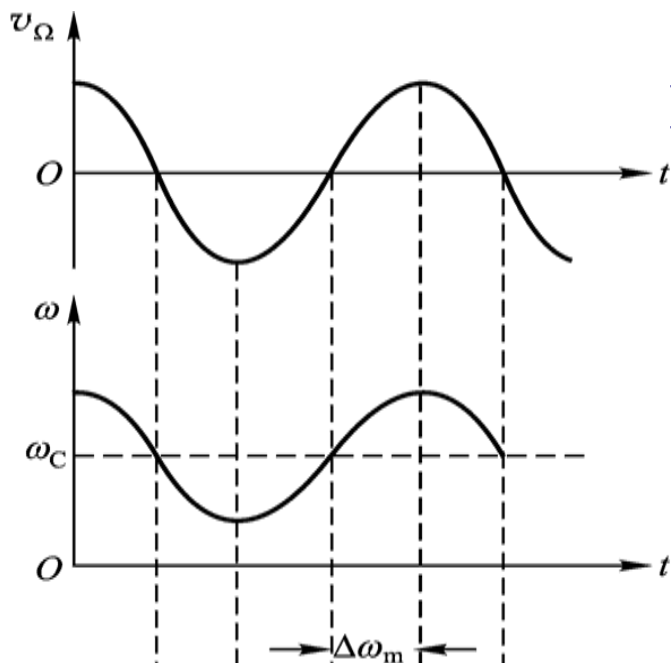
k_f 比例常数，即单位调制信号电压引起的角频率的变化单位为：*rad / s · V*

k_p 比例常数，即单位调制信号电压引起的相位的变化单位为：*rad / V*



[ii] 单音调制时调角波表达式





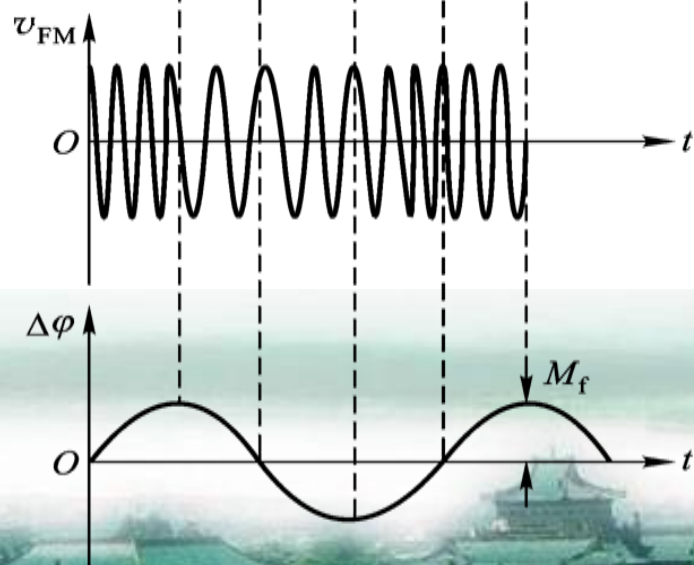
FM:

$$m_f = \left| \Delta\varphi_f(t) \right|_{\max} = \frac{k_f V_{\Omega m}}{\Omega}$$

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

调频波的最小的附加相
移调频波的调制指数：

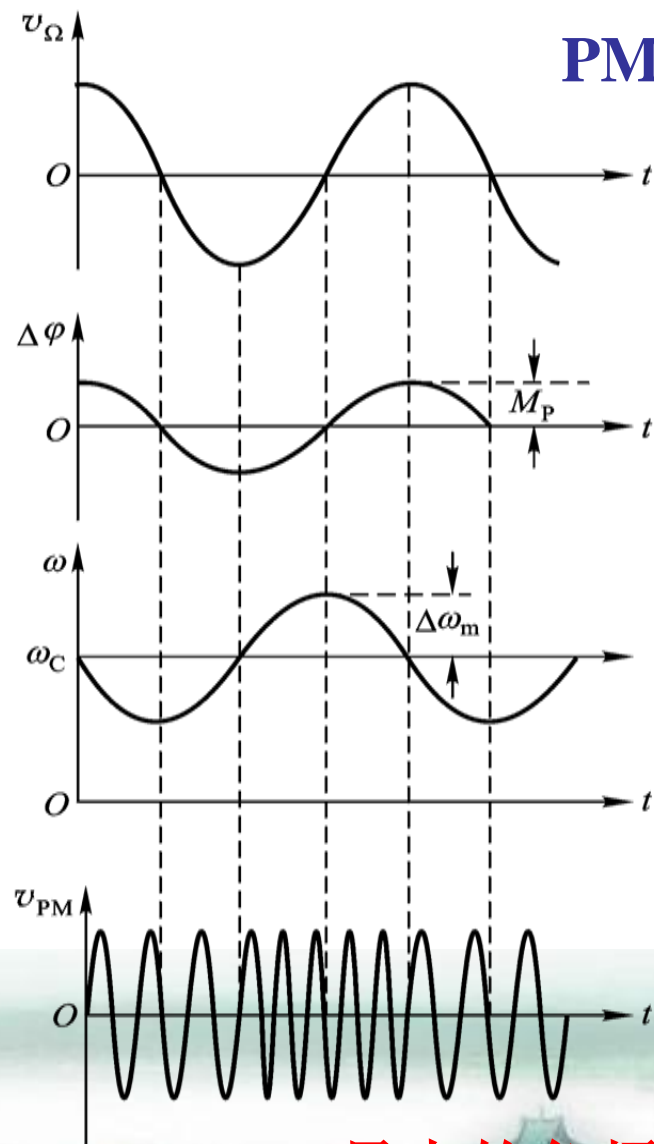
$$m_f = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega}$$



$$v_{FM}(t) = V_{cm} \cos[\phi_f(t)]$$

$$= V_{cm} \cos\left[\omega_c t + \frac{k_f V_{\Omega m}}{\Omega} \sin \Omega t + \phi_0\right]$$

$$= V_{cm} \cos[\omega_c t + m_f \sin \Omega t + \phi_0]$$



PM: $\varphi_p(t) = \omega_c t + k_p v_{\Omega}(t) + \varphi_0$
 $= \omega_c t + k_p V_{\Omega m} \cos \Omega t + \varphi_0$

调相波也产生了瞬时附加相移

$$\Delta\varphi_P(t) = k_p V_{\Omega m} \cos \Omega t$$

最大的附加相移为调相指数

$$m_P = |\Delta\varphi_P(t)|_{\max}$$

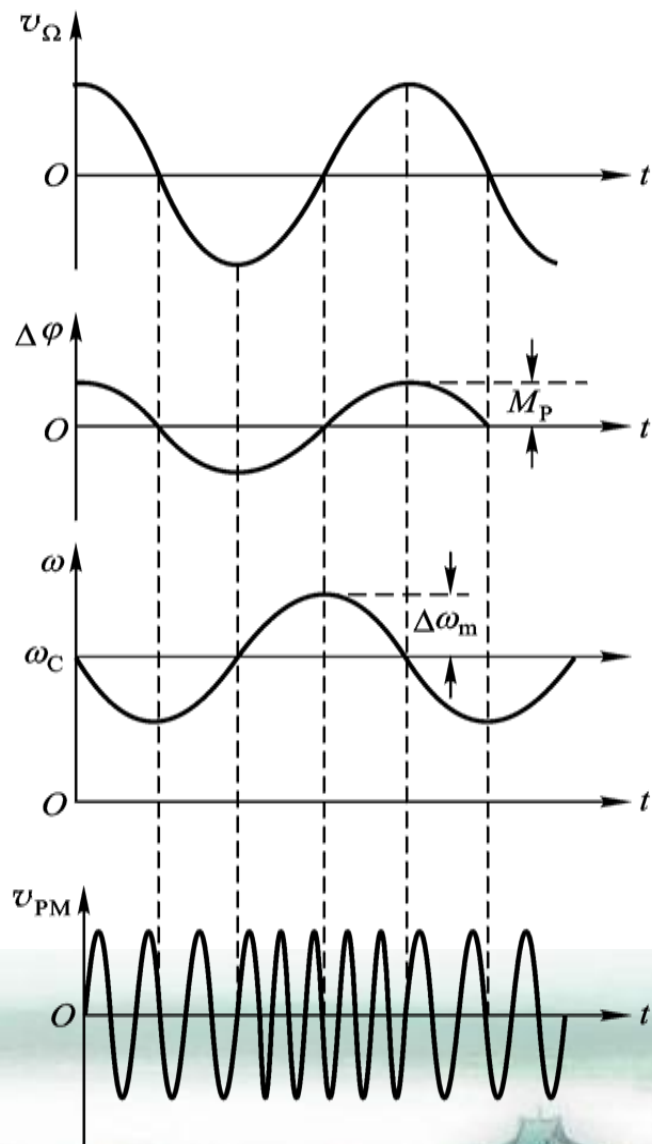
$$= k_P |v_{\Omega}(t)|_{\max} = k_P V_{\Omega m}$$

$$\omega_P(t) = \frac{d\varphi_P(t)}{dt} = \omega_c - m_p \Omega \sin \Omega t$$

$$= \omega_c + \Delta\omega_P(t)$$

最大的角频偏为: $\Delta\omega_m = \Delta\omega_P(t)|_{\max} = m_p \Omega$

$$v_{PM} = V_{cm} \cos(\omega_c t + M_p \cos \Omega t)$$



$$m_P = |\Delta\varphi_P(t)|_{\max}$$

$$= k_P |v_{\Omega}(t)|_{\max} = k_P V_{\Omega m}$$

$$\omega_P(t) = \frac{d\varphi_P(t)}{dt} = \omega_c - m_p \Omega \sin \Omega t$$

$$= \omega_c + \Delta\omega_P(t)$$

最大的角频偏为：

$$\Delta\omega_m = \Delta\omega_P(t)|_{\max} = m_p \Omega$$

$$v_{PM} = V_{cm} \cos(\omega_c t + M_p \cos \Omega t)$$

[iii] 结论(FM与PM波形对比)

◆ FM与PM的共同点

a) 均是等幅波

b) 表示式均用 $m_f, m_p, \omega_c, \Omega, \Delta\omega_m$ 描述

ω_c :角频率平均值

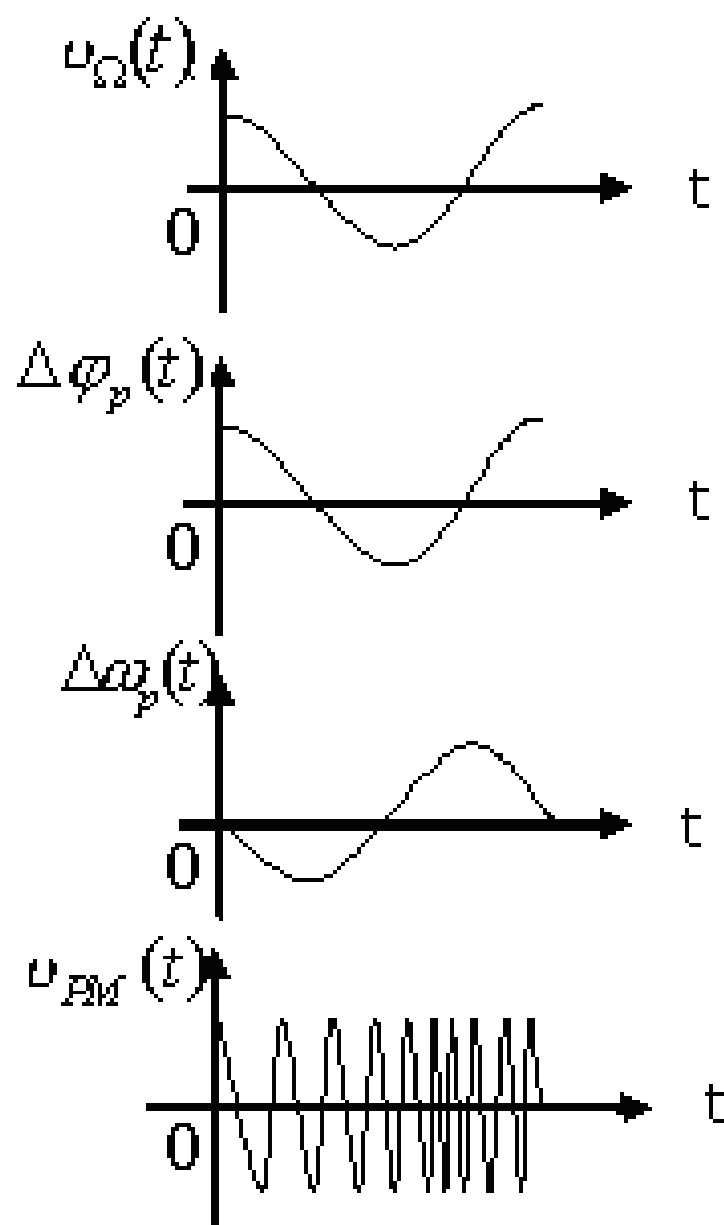
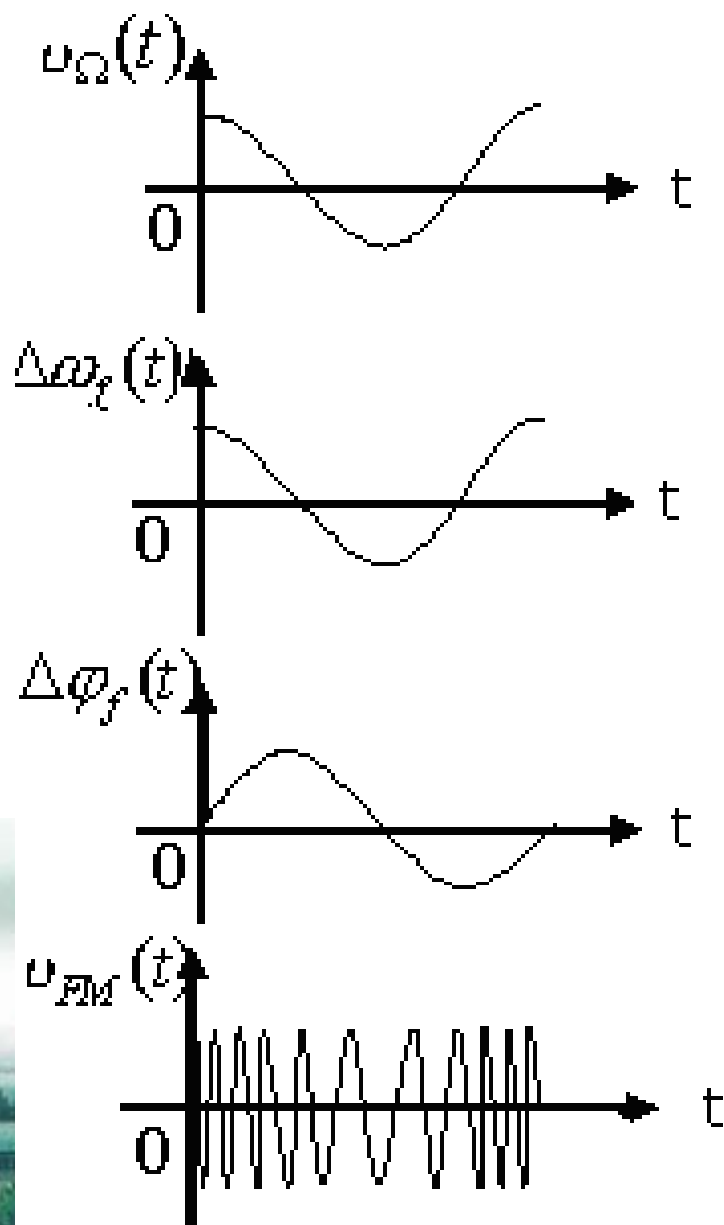
Ω :瞬时角频率变化的速度

$\Delta\omega_m$:瞬时角频率偏离中心频率 ω_c 的最大值

◆ FM与PM的不同点



图8-1-2 单音调制时，调频波与调相波的波形
(a) 调频波的波形 (b) 调相波的波形

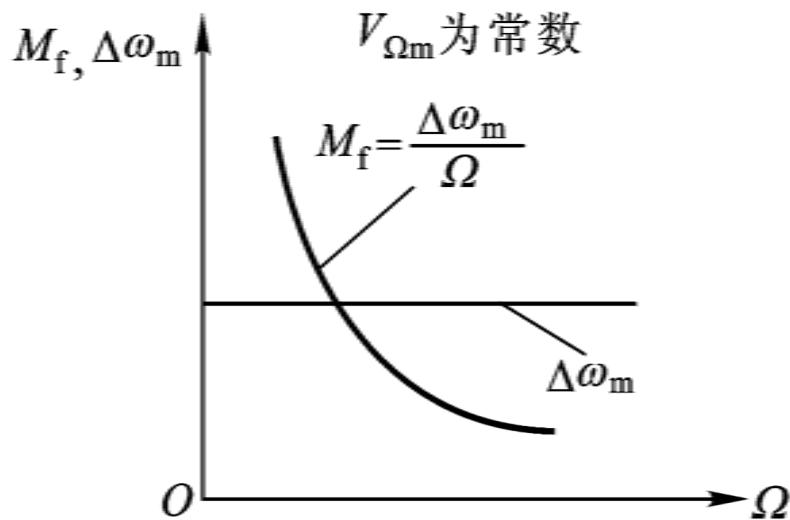


	频率调制	相位调制
角频率 ω	$\omega_f(t) = \omega_c + k_f V_{\Omega m} \cos \Omega t$	$\omega_p(t) = \omega_c - k_p V_{\Omega m} \Omega \sin \Omega t$
角频偏 $\Delta\omega$	$\Delta\omega_f(t) = k_f V_{\Omega m} \cos \Omega t$	$\Delta\omega_p(t) = -k_p \Omega \sin \Omega t$
相 位 φ	$\varphi_f(t) = \omega_c t + \left(\frac{k_f V_{\Omega m}}{\Omega} \right) \sin \Omega t$	$\varphi_p(t) = \omega_c t + k_p V_{\Omega m} \cos \Omega t$
附加相位 $\Delta\varphi$	$\Delta\varphi_f(t) = (k_f V_{\Omega m} / \Omega) \sin \Omega t$	$\Delta\varphi_p(t) = k_p V_{\Omega m} \cos \Omega t$
最大频偏 $\Delta\omega_m$	$\Delta\omega_m = k_f V_{\Omega m}$	$\Delta\omega_m = k_p V_{\Omega m} \Omega$
调制指数 m	$m_f = k_f V_{\Omega m} / \Omega = \Delta\omega_m / \Omega$	$m_p = k_p V_{\Omega m}$
表达式 u	$u_{FM}(t) = V_{cm} \cos(\omega_c t + m_f \sin \Omega t)$	$u_{PM}(t) = V_{cm} \cos(\omega_c t + m_p \cos \Omega t)$

a) FM:

$$\Delta\omega_m = k_f V_{\Omega m}$$

$$m_f = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} \propto \frac{1}{\Omega}$$



b) PM:

$$m_p = k_p V_{\Omega m}$$

$$\Delta\omega_m = m_p \Omega \propto \Omega$$

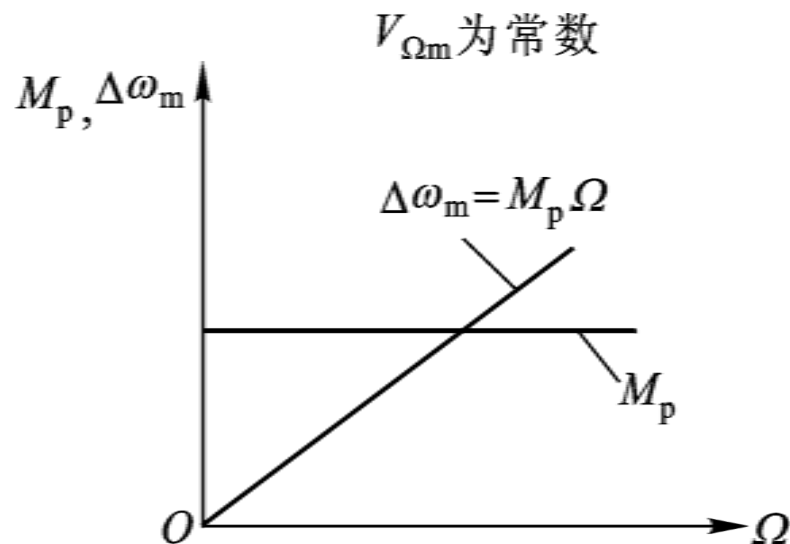


图8-1-3 $V_{\Omega m}$ 一定时, $\Delta\omega_m$ 和 m_f (m_p) 随着 Ω 的变化的规律

◆ 紧密联系 $\omega(t) = \frac{d\phi(t)}{dt}$ 或 $\phi(t) = \int \omega(t) \cdot dt$

2) 在频域中的变化规律 调频的实质是实现频谱的非线性搬移

i) 实现频谱非线性搬移

$$v_{FM}(t) = V_m \cos[\omega_c t + m_f \sin \Omega t]$$

$$v_{FM}(t) = V_m \cos \omega_c t \cos(m_f \sin \Omega t) - \sin \omega_c t \sin(m_f \sin \Omega t)$$

采用贝塞尔函数的分析法，可以分解为

$$\begin{aligned} \cos(m_f \sin \Omega t) = & J_0(m_f) + 2J_2(m_f) \cos 2\Omega t \\ & + 2J_4(m_f) \cos 4\Omega t + \dots \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \sin(m_f \sin \Omega t) = & 2J_1(m_f) \sin \Omega t + 2J_3(m_f) \sin 3\Omega t \\ & + 2J_5(m_f) \sin 5\Omega t + \dots \end{aligned}$$



由贝塞尔函数的性质可知，宗数 m_f 或阶数 n 越大， $J_n(m_f)$ 变化就越小； $J_n(m_f)$ 随宗数 m_f 的增大作正负交替的变化，随阶数 n 的增大，有下降的趋势；在某些特定的 m_f 上， $J_n(m_f)$ 的数值可以为0；

例如：在 $m_f=2.4, 5.52, 8.65, 11.79\dots$ 等时， $J_0(m_f) = 0$

因此：

$$\diamond v_{\text{FM}} = V_m \cos(\omega_c t + m_f \sin \Omega t) = V_m \sum_{-\infty}^{+\infty} J_n(m_f) \cos(\omega_c + n\Omega)t$$

◆ $J_n(m_f)$ 中 n 为阶数， m_f 为宗数

若 $n=0$ ， $V_m(m_f) \cos \omega_c t$ 为载波分量



若 $n \neq 0$, $V_m \sum_{n=1}^{+\infty} J_n(M_f) \cos(\omega_c + n\Omega)t$ 为无穷多对边带分量

$\omega_c \pm n\Omega \Rightarrow$ 当 $n \geq 2$ 时, 是非线性谱线

所以调频是表现频谱的非线性搬移

ii) 频带宽度

调角波的有效
频带宽度可以
用卡**Carson**
公式进行估计:

【1】实际频带宽度:

$$BW \rightarrow \infty$$

【2】有效频带宽度:

$$BW_{CR} = 2(M_f + 1)F$$

【3】 $M_f \ll 1$ 时为窄带调频: $BW_{CR} \approx 2F$

【4】 $M_f \gg 1$ 时为宽带调频: $BW_{CR} \approx 2M_f F = 2\Delta f_m$

BW_{cr0.1}



※如果忽略振幅小于 εV_{cm} (ε 为某一个规定的小值) 的边频分量, 则实际调角信号占据的有效的频谱宽度是有限的。其值为:

$$BW_{\varepsilon} = 2LF$$

※如果忽略了小于**0.01**的频率分量 (集中**99%**以上的调角波功率), **$BW_{0.01}$** 可近似表示为:

$$BW_{0.01} \approx 2(m + \sqrt{m} + 1)F$$

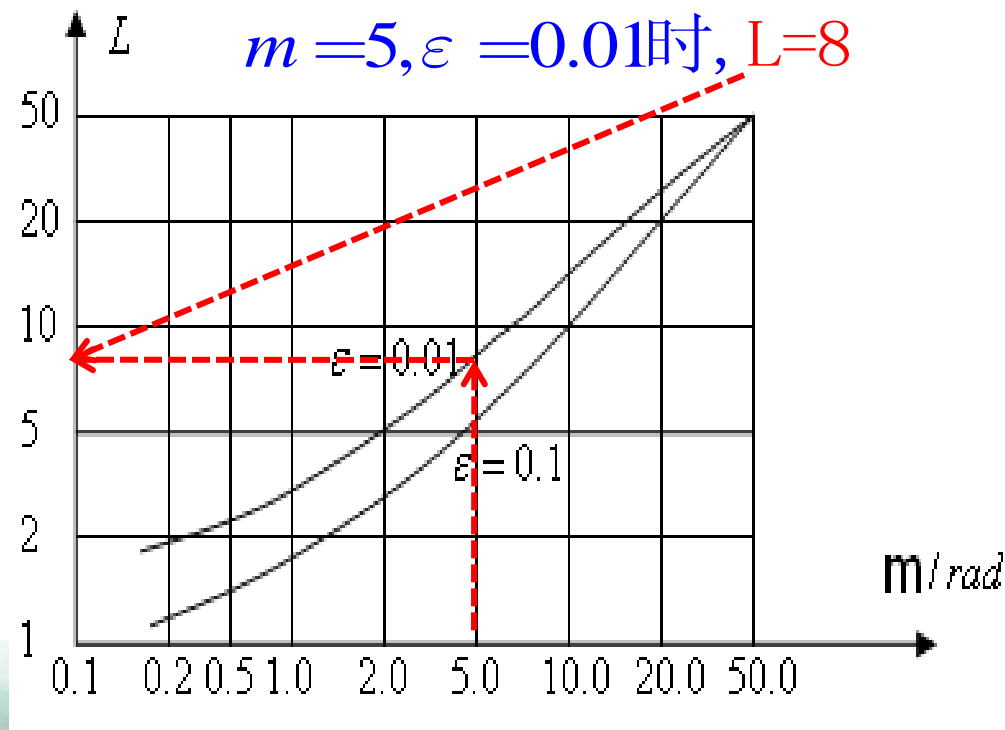


图8-1-6 L 随 m 的变化特性

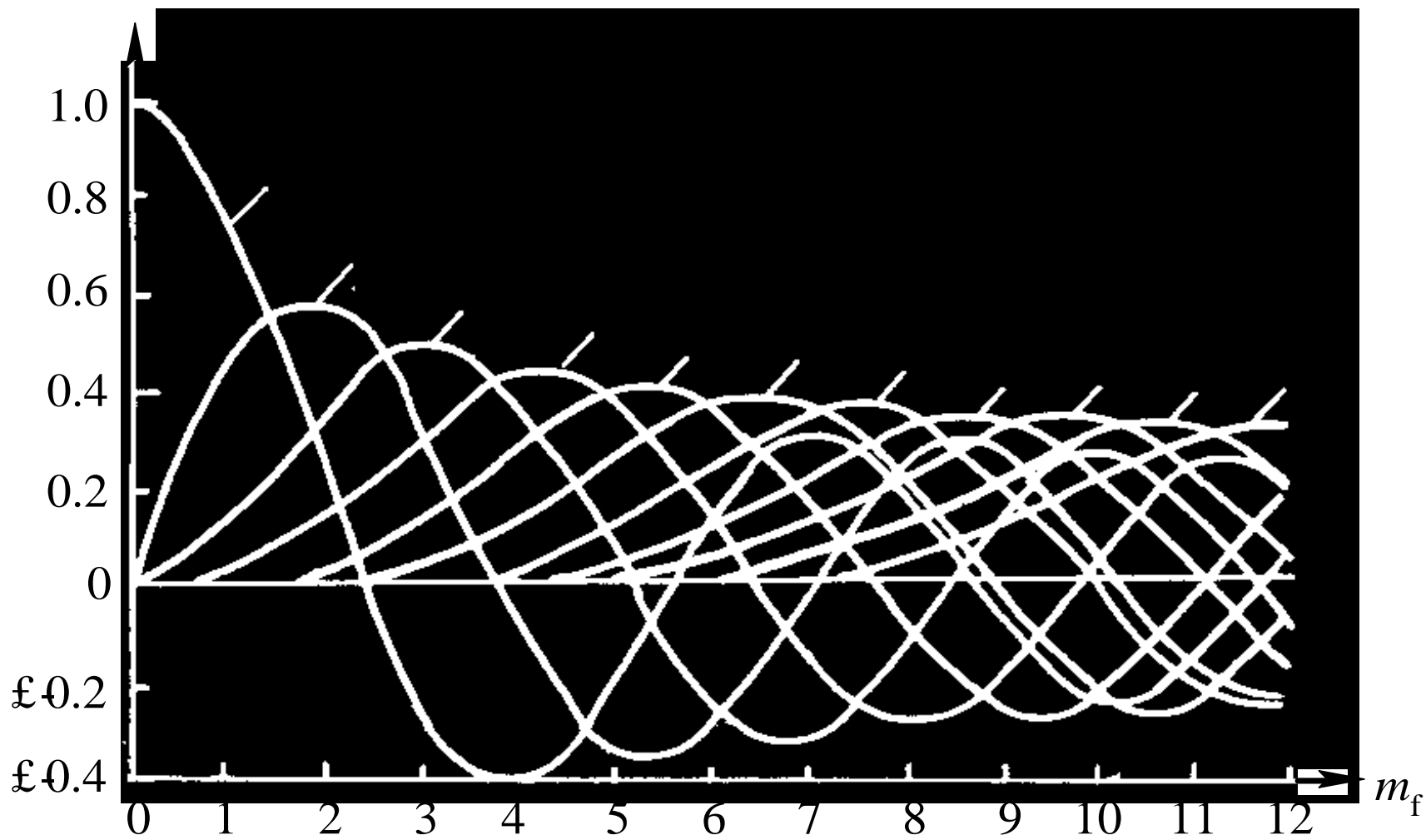
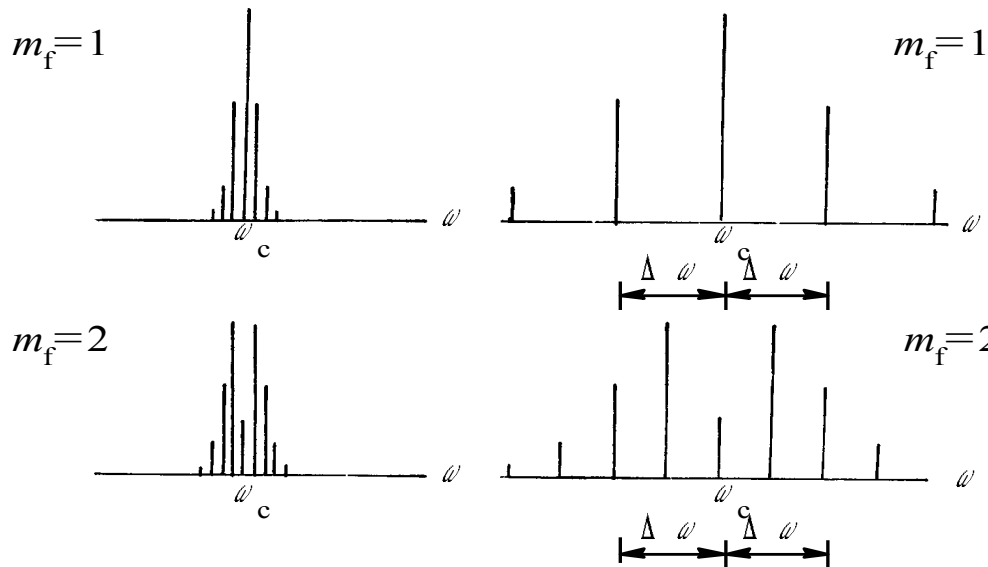


图8-1-4 贝塞尔函数的曲线

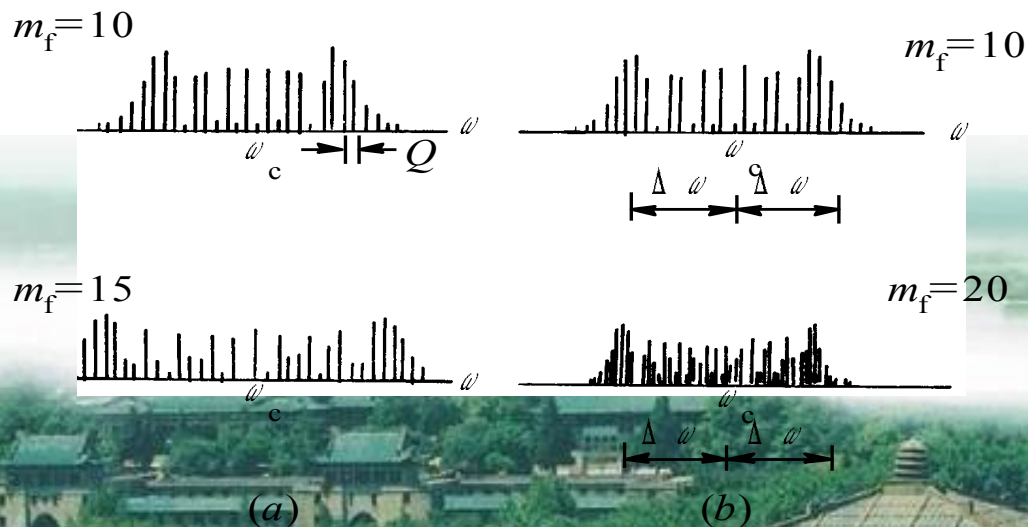


Ω 为常数

$\Delta\omega_m$ 为常数

(a) Ω 为常数

(b) $\Delta\omega_m$ 为常数



(a)

(b)

※在调频广播系统中，按国家标准规定 $(\Delta f_m)_{\max} = 75\text{KHz}$ ，
调制信号的最大频率 $F_{\max} = 15\text{KHz}$ ，试计算调频指数、 BW 和
 $BW_{0.01}$

【solution】
$$m_f = \frac{(\Delta f_{\max})}{F_{\max}} = \frac{75}{15} = 5$$

$$BW = 2[m_f + 1]F_{\max} = 180\text{KHz}$$

在图8-1-6中， L 和 M 的曲线上得， $L=8$ 可知：

$$BW_{0.01} = 2LF_{\max} = 2 \times 8 \times 15 = 240\text{KHz}$$

国家标准规定调频波的频带宽度为 200KHz ，
可见，国家标准是上述计算结果的折衷值



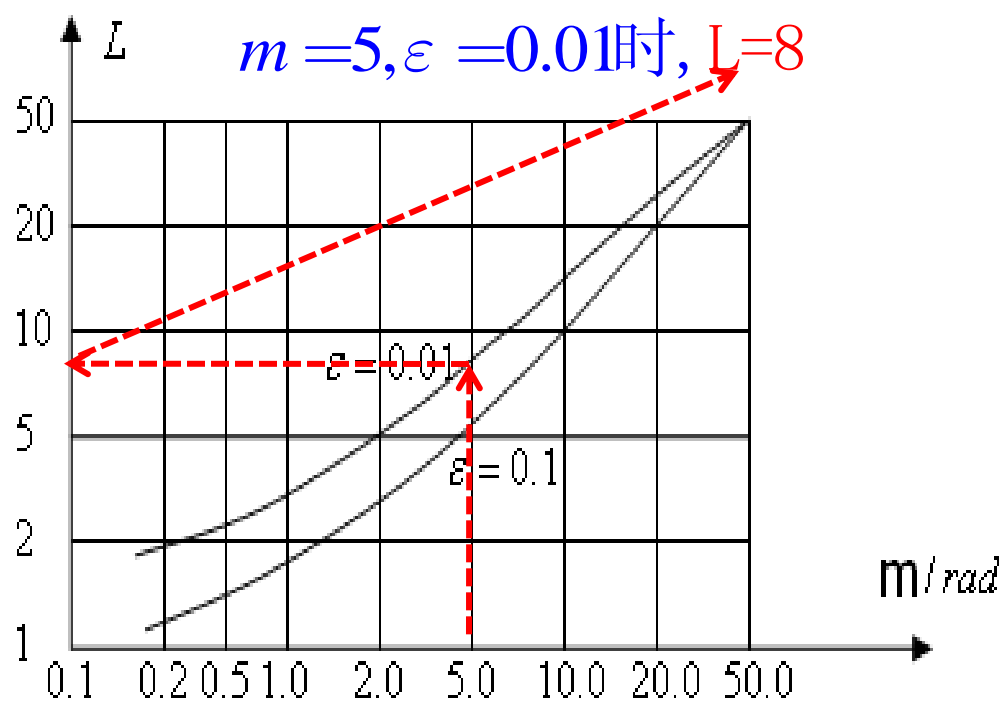


图8-1-6 L 随 m 的变化特性



3) 能量关系

帕塞瓦尔 (**Parseval**) 定理, 调频波的平均功率等于各频谱分量的平均功率之和, 在电阻 R_L 上, 其消耗的功率值为:

$$P_{av} = \frac{V_{cm}^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(m_f)}{2R_L} = \frac{V_{cm}^2}{2R_L} \quad (\text{载波功率})$$

这里 $\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(m_f) = 1$

说明:

调频波平均功率恒等于载波功率。若 m_f 变化, 仅仅是各个分量的能量发生变化, 而保持总的平均功率不变。



8.2 调频电路

1 概述

调频波的实现方法

直接调频

正弦波直接调频

电抗管直接调频

变容二极管直接调频

非正弦波直接调频：最后必须转换成正弦波调频

间接调频

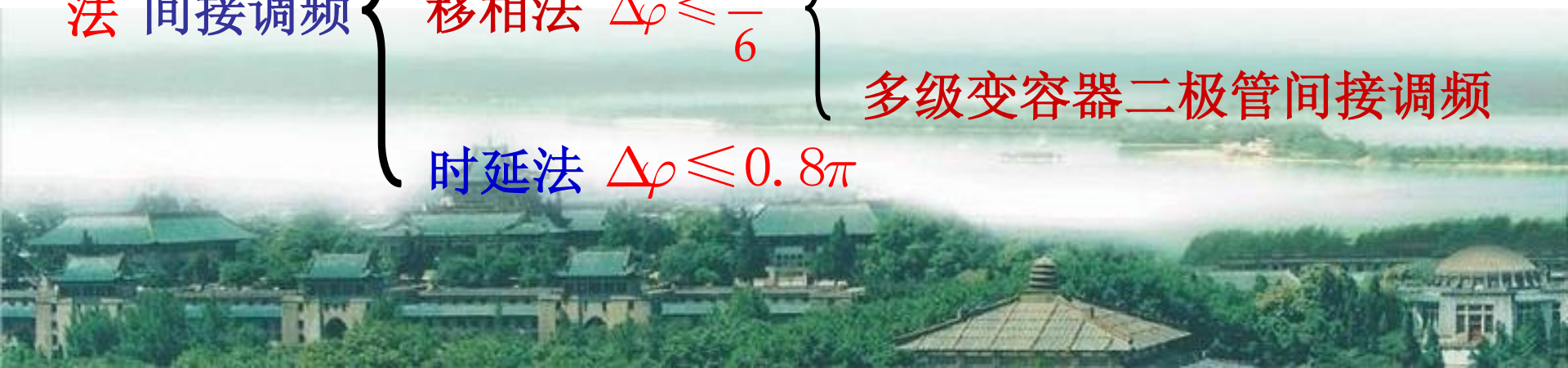
矢量法 $\Delta\varphi \leq \frac{\pi}{12}$

移相法 $\Delta\varphi \leq \frac{\pi}{6}$

单级变容器二极管间接调频

多级变容器二极管间接调频

时延法 $\Delta\varphi \leq 0.8\pi$



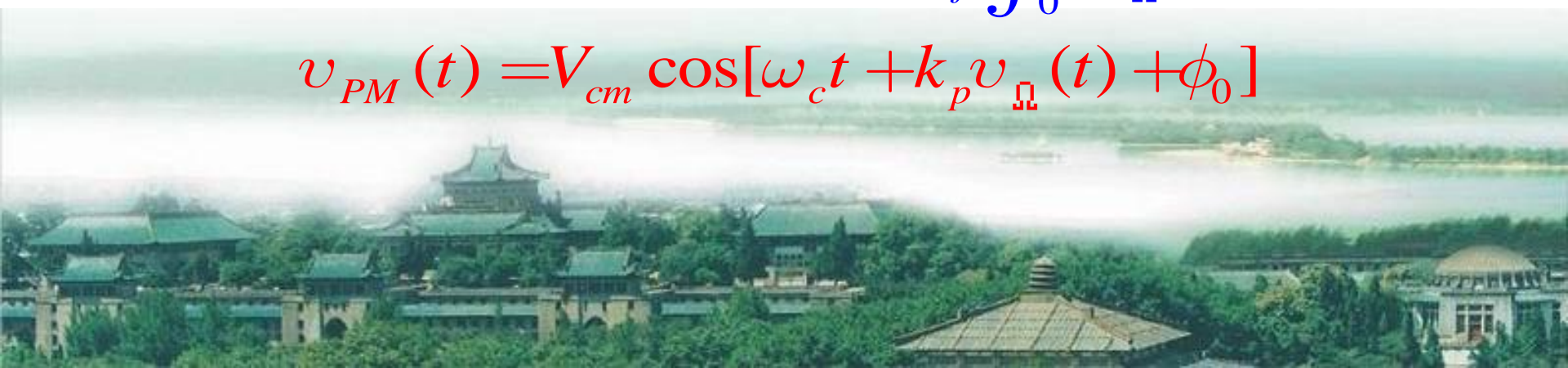
◎直接调频：直接使振荡器的瞬时频率随调制信号成线性关系变化。直接调变振荡频率的方法叫做直接调频法。

在一个由**LC**回路决定振荡频率的振荡器中，将一个可变电抗元件接入回路，使**可变电抗元件**的电抗值随调制电压而变化，即可使振荡器的振荡频率随调制信号而变化。如**变容二极管直接调频电路**。

◎间接调频：将调制信号先积分，然后用积分后的信号进行

调相：
$$v_{FM}(t) = V_{cm} \cos[\omega_c t + k_f \int_0^t v_{\Omega}(\lambda) d\lambda + \phi_0]$$

$$v_{PM}(t) = V_{cm} \cos[\omega_c t + k_p v_{\Omega}(t) + \phi_0]$$



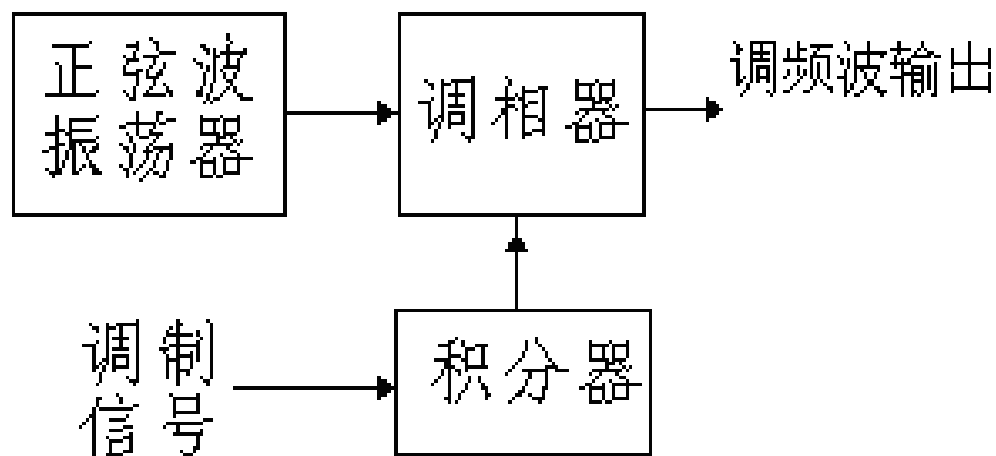


图 8-2-1间接调频电路组成框图

■ 调相器：产生线性控制的附加相移，它是实现间接调频的关键

■ 与直接调频电路相比较，调相电路实现的方法灵活，载波中心频率稳定度较好

【1】 调制特性

调频电路的作用是产生瞬时角频率按照调制信号的规律变化的调频信号，调频电路的基本特征是描述瞬时频率偏移随调制电压变化的调频特性，它要求在特定的调制电压范围内是线性的。即在一定调制电压范围内，调制特性 $g(u_{\Omega})$ 应近似为直线特性：

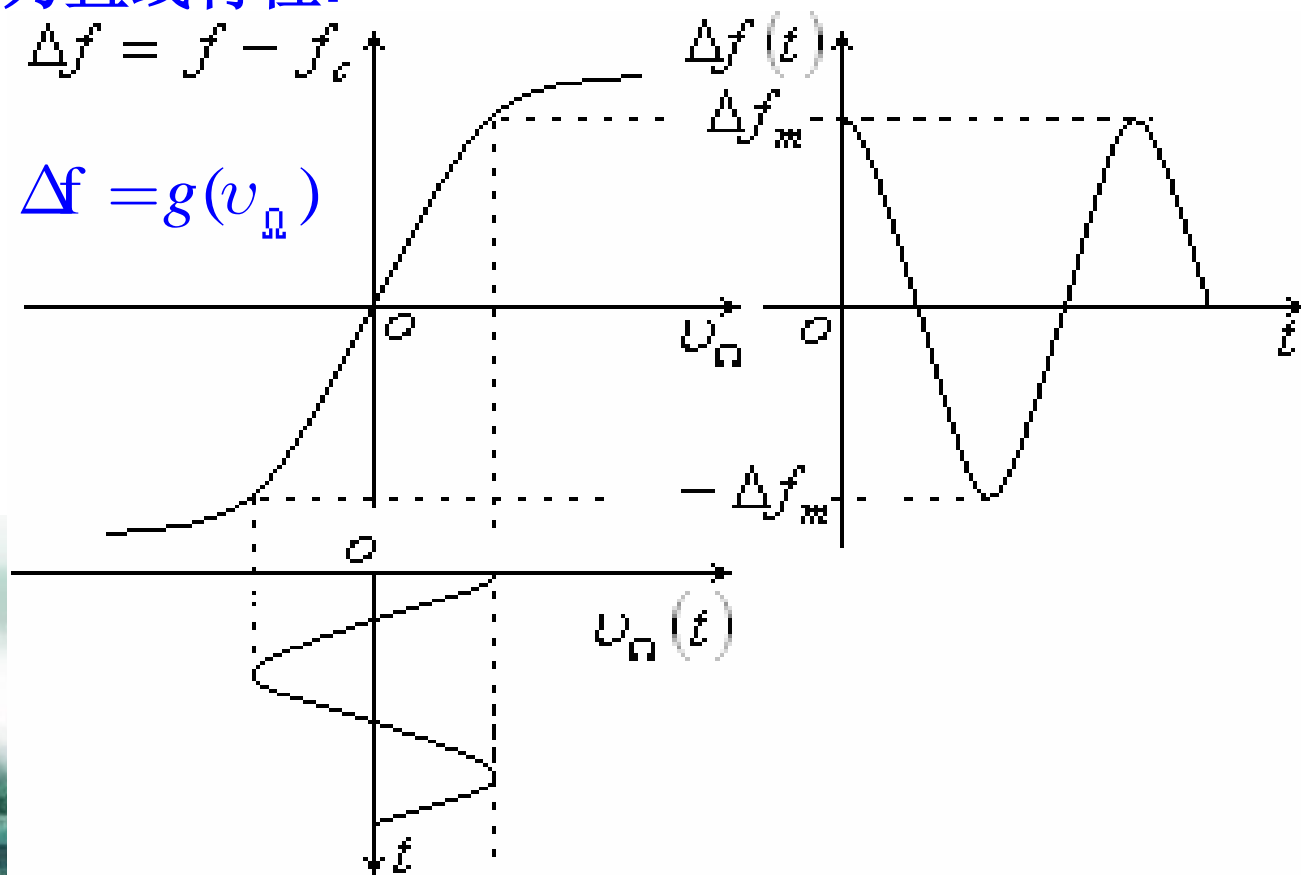


图8-2-2 调频电路的调频特性

【2】 调制灵敏度

在图8-2-2所示的调频电路的调频特性上，在零点处单位调制电压变化产生的频偏 称为调制灵敏度：

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

单位为 Hz/V ，显然， S_F 越大，调制信号对瞬时频率的控制能力就越强，在图8-2-2里画出了调制信号为 $v_{\Omega}(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega t$ 时相应的 $\Delta f(t)$ 波形图。



【3】最大频偏

在调制电压作用下，所能达到的最大频率偏移，即为调制信号的最大频偏，图中的 Δf_m 是在 $v_{\Omega}(t) = V_{\Omega m}$ 时对应的频偏，当调制信号的幅度一定时，对应的最大频偏将保持不变。

【4】中心频率稳定度

※调频信号的瞬时频率是以稳定的中心频率（载波频率）为基准变化的。如果中心频率不稳定，就有可能使调频信号的频谱落到接收机通带范围之外，以致不能保证正常通信。因此，对于调频电路，不仅要满足频偏的要求，而且要使中心频率保持足够高的稳定度。若调频特性为非线性，则由余弦的调制电压产生的 $\Delta f(t)$ 为周期性的非余弦波，按照傅立叶级数可以将其展开为：



$$\Delta f(t) = \Delta f_0 + \Delta f_{1m} \cos \Omega t + \Delta f_{2m} \cos 2\Omega t + \dots$$

上式中, $\Delta f_0 = f_0 - f_c$ 为 $\Delta f(t)$ 的平均分量, 表示调频信号的中心频率由 f_c 偏离到 f_0 , 称为中心频率的偏离量。

※调频电路必须保持足够高的中心频率准确度和稳定度, 它是保证接收机正常接收所必需满足的一项重要性能指标。否则, 调频信号的有效频谱分量就会落到接收机的频带范围之外, 造成信号的失真, 同时干扰临近的电台。



2 变容二极管直接调频电路

◎变容二极管的特性和变容二极管直接调频的要求

【1】变容二极管的特性

※变容管的特性是利用PN结来实现的。

※ PN结的电容包括势垒电容和扩散电容两部分,在反向偏置时, PN结的结电容主要由势垒电容来确定

□ V_B 为内建电位差, 硅管约为 $0.7V$, 锗管约为 $0.2V$;

□ 外加的电压 $u = 0$ 时, 变容管的等效电容为 C_0 ;

□ γ 为变容指数, 大小取决于PN结的结构和杂质分布情况:

变容指数 = $1/3$ 的变容管为: 缓变结变容管

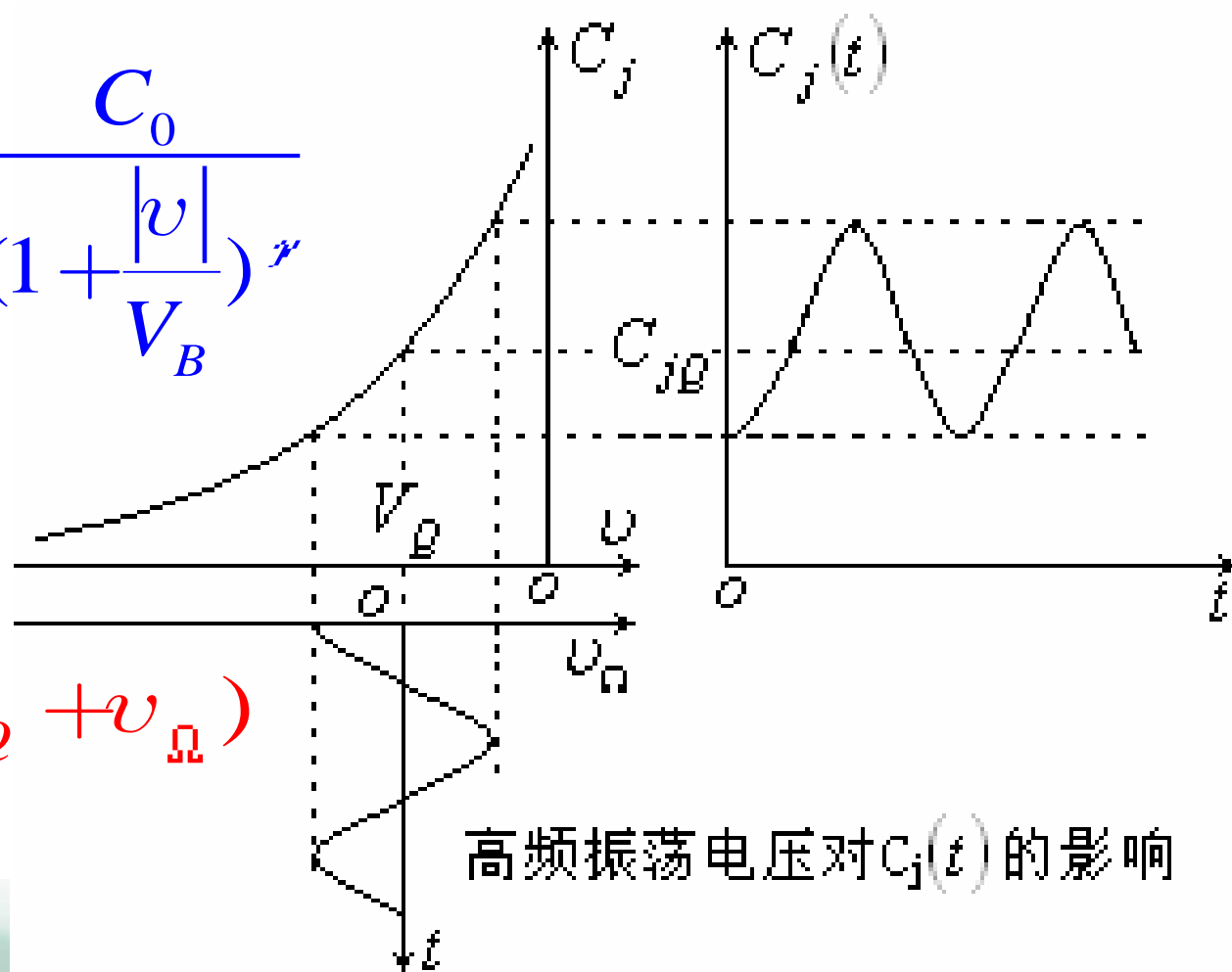
变容指数 = $1/2$ 的变容管为: 突变结变容管

变容指数 = $1 \sim 4$ 变容管为: 超突变结变容管

□ $v = -(V_Q + v_{\Omega})$

$$C_j = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{|v|}{V_B}\right)^{\gamma}}$$

$$C_j = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{|v|}{V_B}\right)^x}$$



$$v = -(V_Q + v_{\Omega})$$

高频振荡电压对 $C_j(t)$ 的影响

【2】直接调频性能要求

- ◆ 中心频率稳定
- ◆ 线性调制好 $\Rightarrow \omega(t) \propto v_{\Omega}(t)$
- ◆ 调制灵敏度要求高

$$k_f = \frac{\Delta\omega_m}{V_{\Omega m}} (\text{rad} / \text{S V})$$

$$\text{或 } S_F = \frac{\Delta f_m}{V_{\Omega m}} (\text{Hz} / \text{V})$$

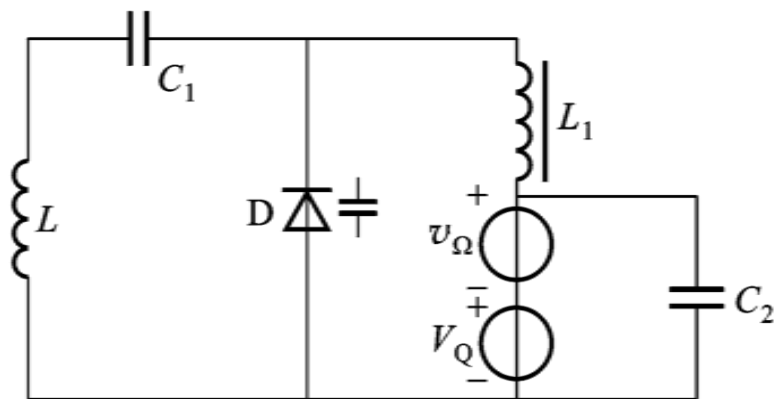
- ◆ 要有大的最大角频偏 $\Delta\omega_m$



◎变容二极管作为回路总电容的直接调频电路

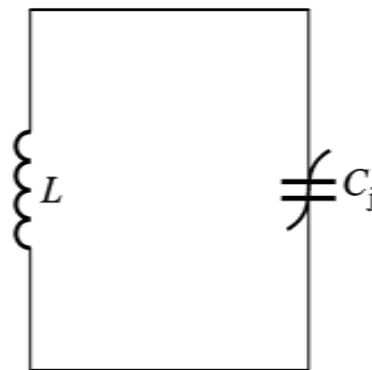
※变容管全部接入振荡回路(理想直接调频)

理想振荡回路



(a)

等效回路



(b)

振荡回路由 L 、 C_j 构成

- C_j 代表变容二极管的结电容
- C_1 为高频耦合电容
- L_1 为高频扼流圈
- C_2 为高频旁路电容

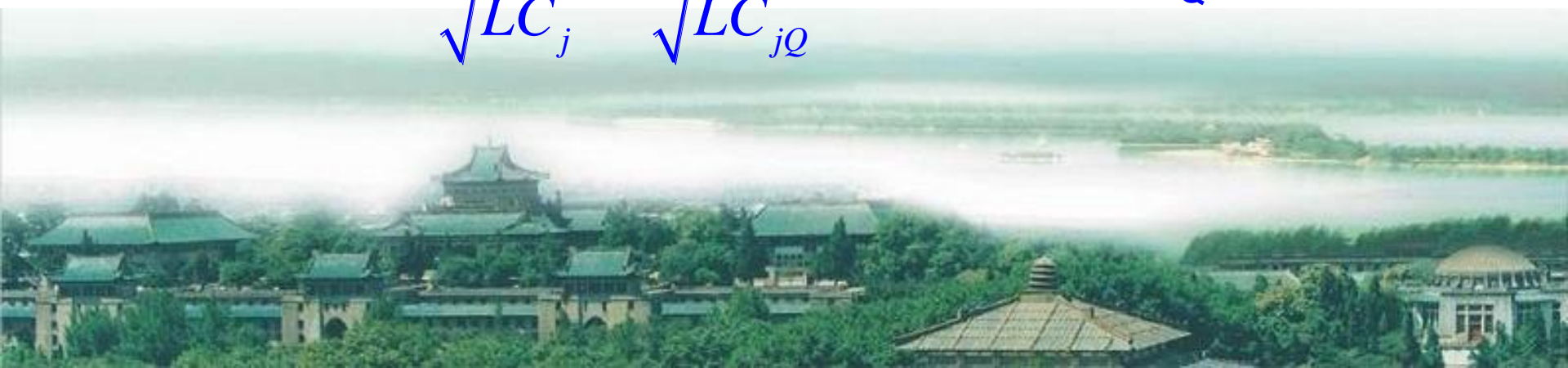
【1】 为了保证在调制信号变化范围内都能够反向偏置，必须给变容管加上一个反偏的工作点电压 $-V_Q$ 。加在变容管上的电压为：

$$v = -(V_Q + v_{\Omega}) \quad \text{满足 } |v_{\Omega}| < V_Q$$

$$v_{\Omega} = 0 \text{ 时, } C_{jQ} = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{V_Q}{V_B}\right)^r}$$

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

此时对应的振荡角频率就是调频信号的载波角频率，其值由 V_Q 来确定：



【2】 $v_{\Omega}(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega t$ 时变容二极管的结电容可以表示为：

$$C_j = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{V_Q + V_{\Omega m} \cos \Omega t}{V_B}\right)^x} = \frac{C_0}{\left[\left(1 + \frac{V_Q}{V_B}\right) + \frac{V_{\Omega m}}{V_B} \cos \Omega t\right]^x}$$

$$= \frac{C_{jQ}}{\left[1 + \frac{V_{\Omega m}}{V_Q + V_B} \cos \Omega t\right]^x} = \frac{C_{jQ}}{(1 + m_c \cos \Omega t)^x}$$

$$C_{jQ} = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{V_Q}{V_B}\right)^x}$$

$$m_c = \frac{V_{\Omega m}}{V_Q + V_B}$$
$$C_{jQ} = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{V_Q}{V_B}\right)^x}$$

$$m_c = \frac{V_{\Omega m}}{V_Q + V_B} \text{ 其值小于1}$$

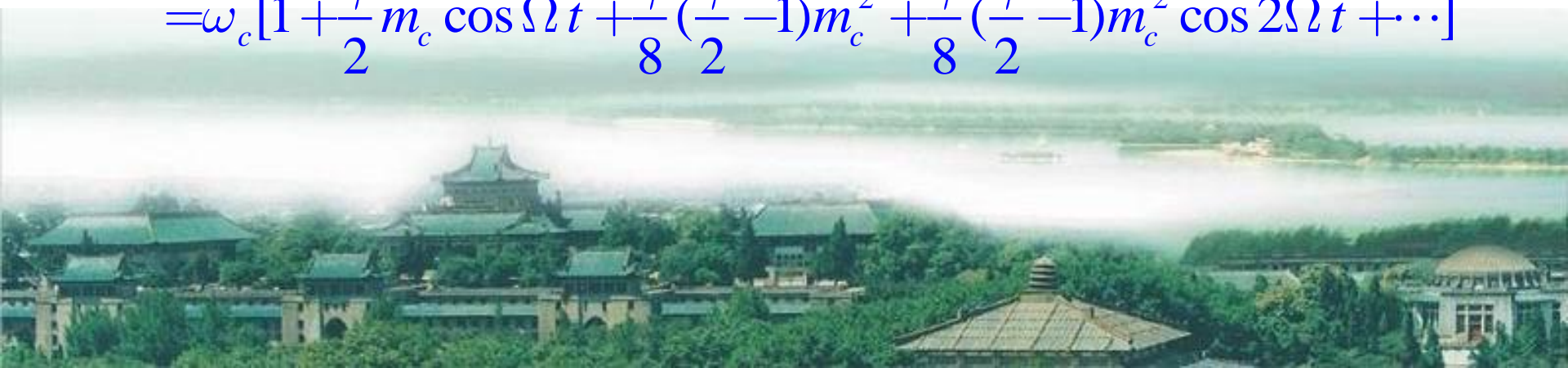
此时，振荡器的频率为：

$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{LC_j}} = \frac{1}{\sqrt{LC_{jQ}}} (1 + m_c \cos \Omega t)^{1/2} = \omega_c (1 + m_c \cos \Omega t)^{1/2}$$

$$\text{由 } (1+x)^n = 1 + nx + \frac{1}{2!}n(n-1)x^2 + \frac{1}{3!}n(n-1)(n-2)x^3 + \cdots \quad |x| < 1 \text{ 可得}$$

$$\omega_{osc} = \omega_c \left[1 + \frac{\gamma}{2} m_c \cos \Omega t + \frac{1}{2!} \frac{\gamma}{2} \left(\frac{\gamma}{2} - 1 \right) (m_c \cos \Omega t)^2 + \cdots \right]$$

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



【3】从振荡角频率展开的表达式可得相对差频的表达式：

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

上式忽略高次项得：

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

① 第一项是与调制信号成正比的成分： $\frac{\gamma}{2} m_c \cos \Omega t$

由该式可以求得调频波的最大频偏： $\Delta f_m = \frac{\gamma}{2} m_c f_c$



②第二项说明载波频率产生了偏移,相对偏移量: $\frac{\gamma}{8}(\frac{\gamma}{2}-1)m_c^2$

中心频率偏离的数值为: $\Delta f_c = \frac{\gamma}{8}(\frac{\gamma}{2}-1)m_c^2 f_c$

③第三项与调制信号频率的二次谐波成比例的成分,这说明在实现的过程中,输出的载波角频率中产生了与调制信号不成线性关系的非线性成分,从而使频率调制过程产生了非线性失真:

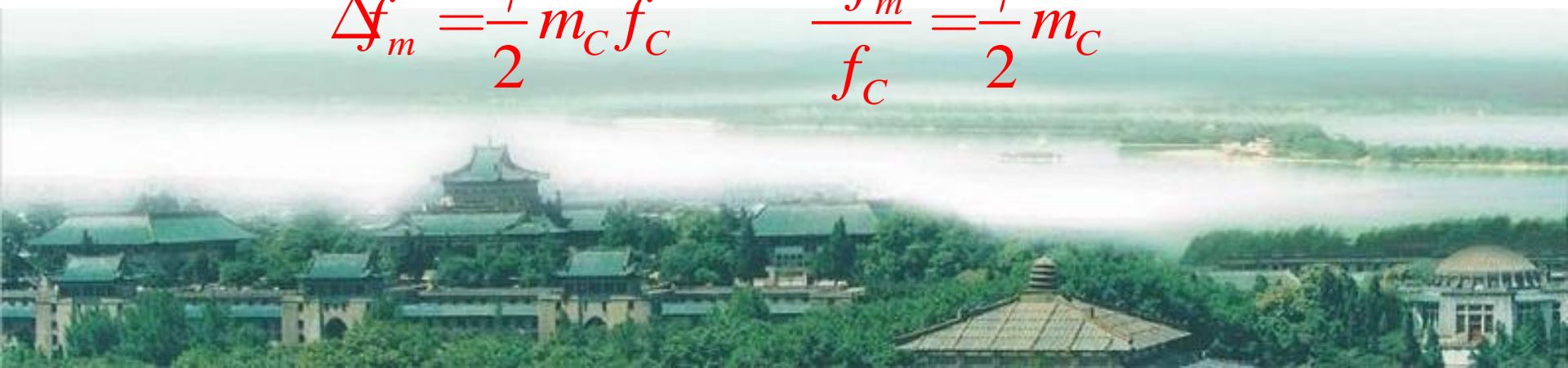
$$\frac{\gamma}{8}(\frac{\gamma}{2}-1)m_c^2 \cos 2\Omega t$$



分 析:

- (1)为了减小非线性失真和中心频率的偏移, 在变容管作为回路总电容的直接调频电路中, 总是尽可能选择变容指数值近似为 **2** 变容二极管;
- (2)直接调频电路的重要特性: 直接调频能够达到的最大相对角频偏受非线性失真和中心频率相对值的限制。调频波的相对角频偏值与 m_c 成比, 或者说与调制信号的幅度成正比;
- (3)当变容管选定后, 若 m_c 也选定, 即调频波的相对角频偏值一定, 提高 f_c 可以增大调频波的最大角频偏值。

$$\Delta f_m = \frac{\gamma}{2} m_c f_c \quad \frac{\Delta f_m}{f_c} = \frac{\gamma}{2} m_c$$



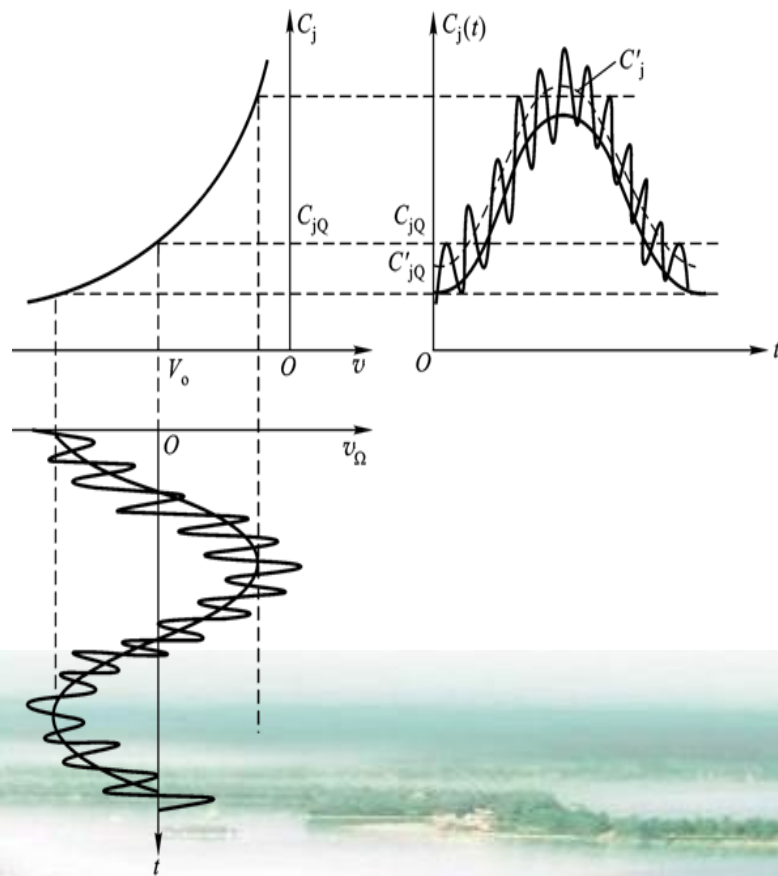
实现理想直接调频的条件

$$\omega(t) = \frac{1}{\sqrt{LC_j}} = \frac{1}{\sqrt{LC_{jQ}}} (1 + m_c \cos \Omega t)^{\frac{\gamma}{2}} = \omega_c (1 + m_c \cos \Omega t)^{\gamma/2}$$

◆实现理想直接调频的条件: $\gamma=2$

◆最大角频偏 $\Delta\omega_m = m_c \omega_c$

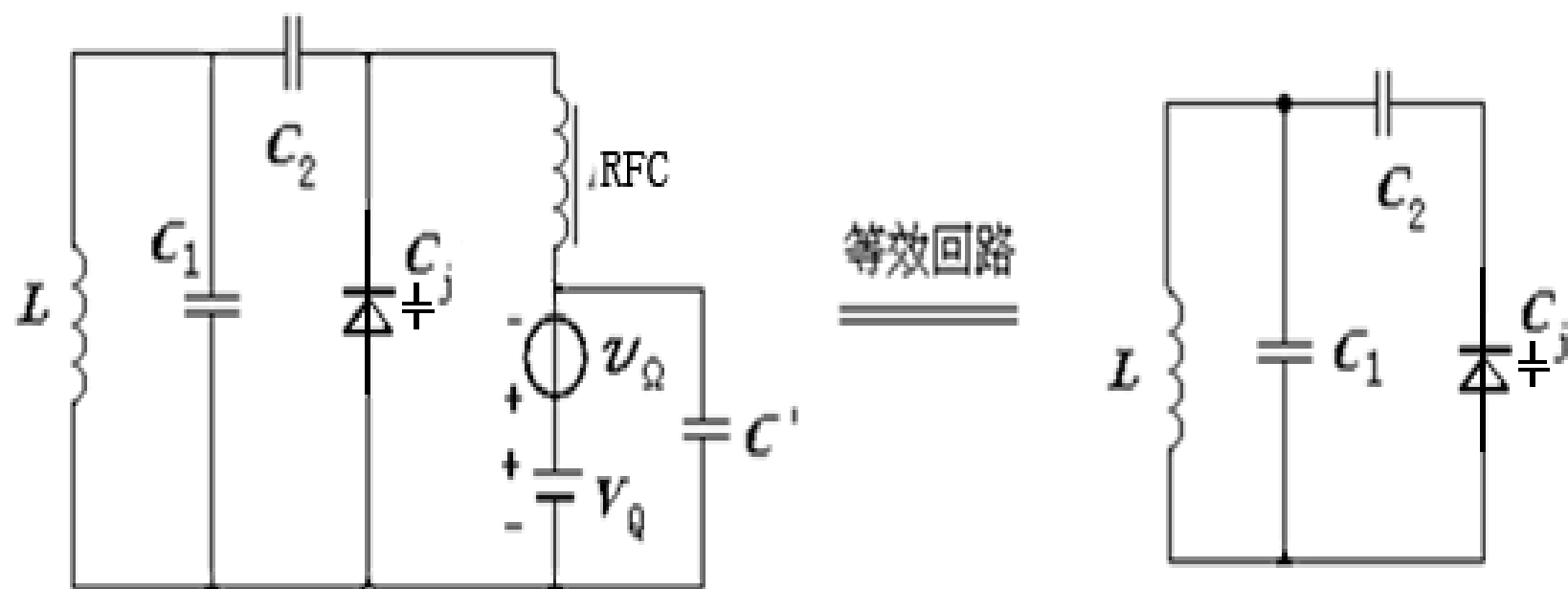
◆致命的缺点: 中心频率不稳定



◎变容二极管部分接入直接调频

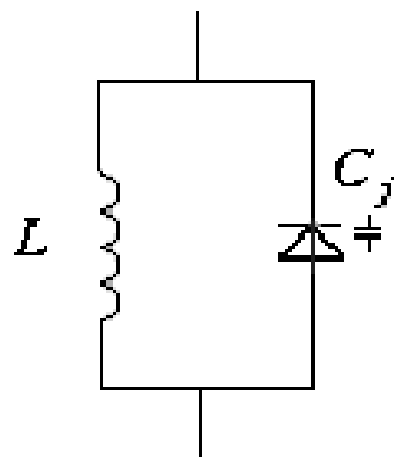
- ※变容管全部接入回路的最大的优点是调制信号对振荡频率的调变能力强，调频灵敏度高，较小的 m_c 值就能产生较大的相对频偏；
- ※温度等外在的因素引起 V_Q 变化时，造成的载波的不稳定性也必然相对增加，而且振荡回路的高频电压也全部加在变容管上，都影响到了载波频率的准确度和稳定度。



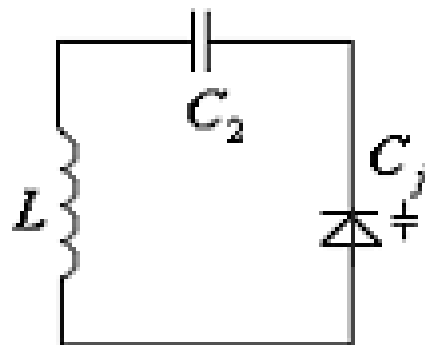


※电容串并概念

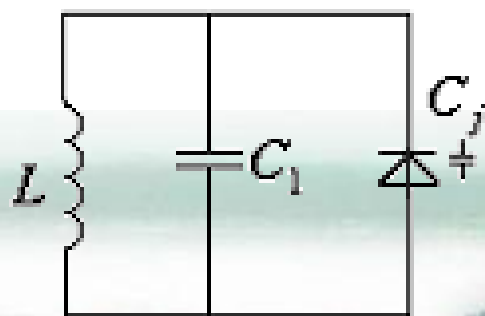
① C_j 不串也不并



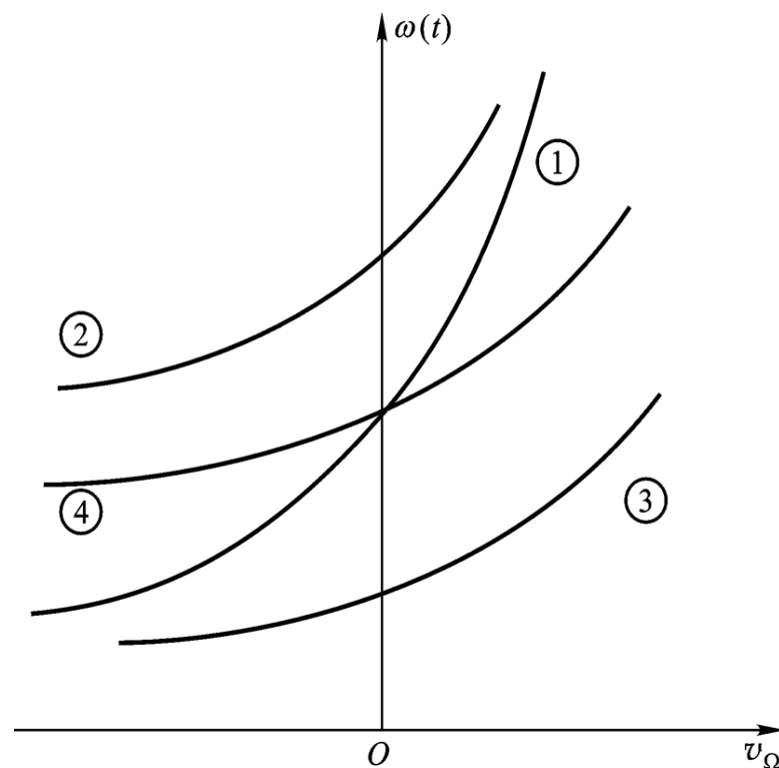
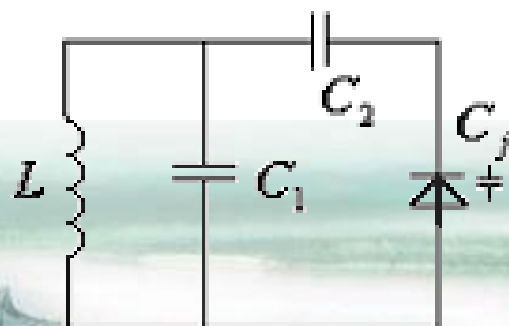
② C_j 串 C_2



③ C_j 并 C_1



④ C_j 串 C_2 并 C_1



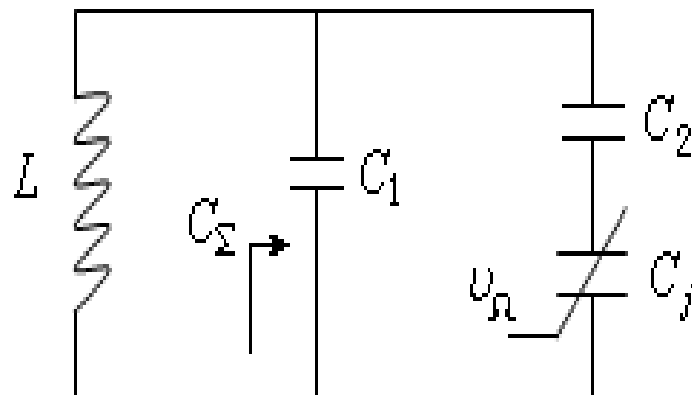
对于④进行分析，见右图

$$C_{\Sigma} = C_1 + \frac{C_2 C_j}{C_2 + C_j}$$

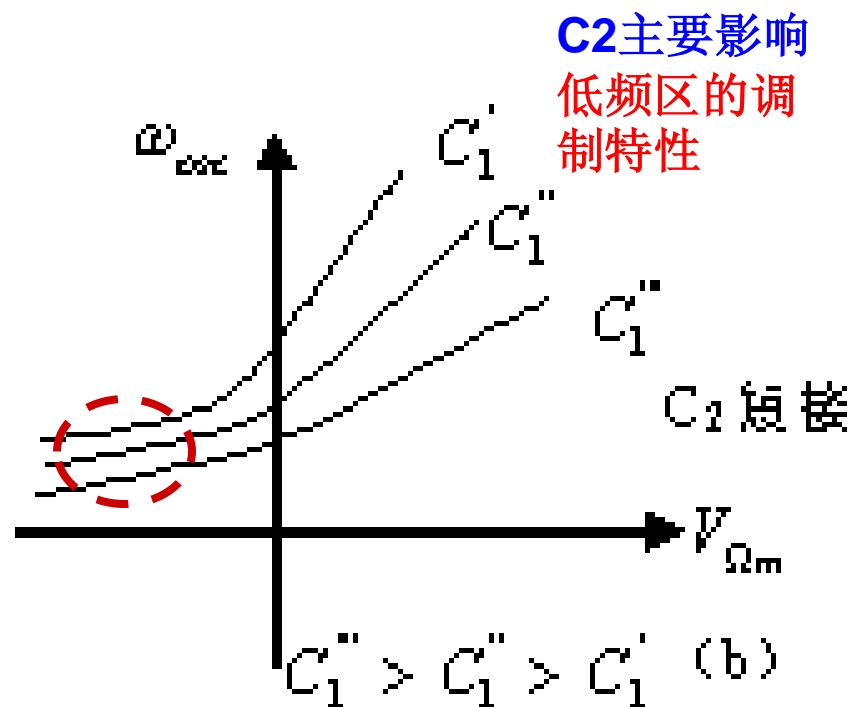
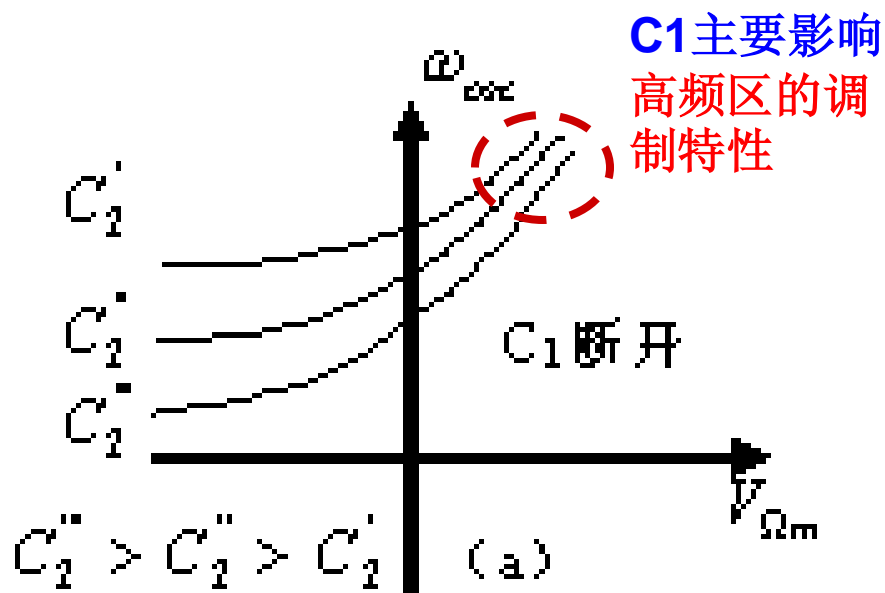
$$C_j = \frac{C_{jQ}}{(1 + m_c \cos \Omega t)^{\mu}}$$

$$C_{\Sigma} = C_1 + \frac{C_2 C_{jQ}}{C_2 (1 + m_c \cos \Omega t)^{\mu} + C_{jQ}}$$

$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{LC_{\Sigma}}} = \frac{1}{\sqrt{L(C_1 + \frac{C_2 C_{jQ}}{C_2 (1 + m_c \cos \Omega t)^{\mu} + C_{jQ}})}}$$



【1】 调制信号对振荡频率的调变能力必然比变容管全部接入振荡回路的小。如果把回路的总电容看成一个等效的变容管，其等效的变容指数一定小于变容管的变容指数。为了实现线性调频，必须选择变容指数大于 2 的变容管，同时必须正确选择 C_1 和 C_2 的大小。



【2】 C_2 主要影响低频区的调制特性

C_1 主要影响高频区的调制特性

■ 振荡频率越低，相应的 C_j 越大， C_2 使 C_Σ 的减小程度就越大，而 C_1 使 C_Σ 增大的程度就越小。当 $C_j \gg C_1$ 时， C_1 的影响可以忽略；

■ 振荡频率越高，相应的 C_j 越小， C_2 使 C_Σ 的减小程度就越少，而 C_1 使 C_Σ 增大的程度就越多。当 $C_j \ll C_2$ 时， C_2 的影响可以忽略。



【3】当 C_1 和 C_2 确定后，求得变容管部分接入时的最大的频偏为：

$$\Delta f_m = \frac{\gamma}{2} \frac{m_c f_c}{P}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(C_1 + \frac{C_2 C_{jQ}}{C_2 + C_{jQ}})}}$$

$$p = (1 + \frac{C_{jQ}}{C_2})(1 + \frac{C_1}{C_{jQ}} + \frac{C_1}{C_2}) = (1 + p_1)(1 + p_2 + p_1 p_2)$$

$$p_1 = \frac{C_{jQ}}{C_2}$$

$$p_2 = \frac{C_1}{C_{jQ}}$$

- 【4】 部分接入时的最大频偏较全部接入时的最大频偏减小 $1/p$ ，而 p 值恒大于 1；当 C_{jQ} 一定时， C_2 越小， p_1 越大； C_1 越大， p_2 越大，其结果都使 P 值增大，因此，最大频偏就越小。
- 【5】 虽然最大频偏减小 $1/p$ ，但是，因为温度等引起的不稳定而造成载波频率的变化也同样减小 $1/p$ ，相当于载波的频率稳定度提高了 p 倍。这对减少调制失真是有利的。



【6】

- 串并后调制的线性改善但牺牲了调制灵敏度，即 k_f ;
- 实际 $n \neq 2$ ，应取 $n > 2$ ，通过电容串并后使 $n \approx 2$ ，即可实现近似理想的调频；
- $\Delta\omega_m$ 减低 p 倍，中心频率稳定度提高 p 倍；
- 提高频率稳定度和减小非线性失真均应使：

$$\frac{\gamma}{8} \left(\frac{\gamma}{2} - 1 \right) m_c^2 \cos 2\Omega t - > 0$$

即取小的 m 可实现近似直接调频。



◎变容二极管直接调频电路

① 电 路

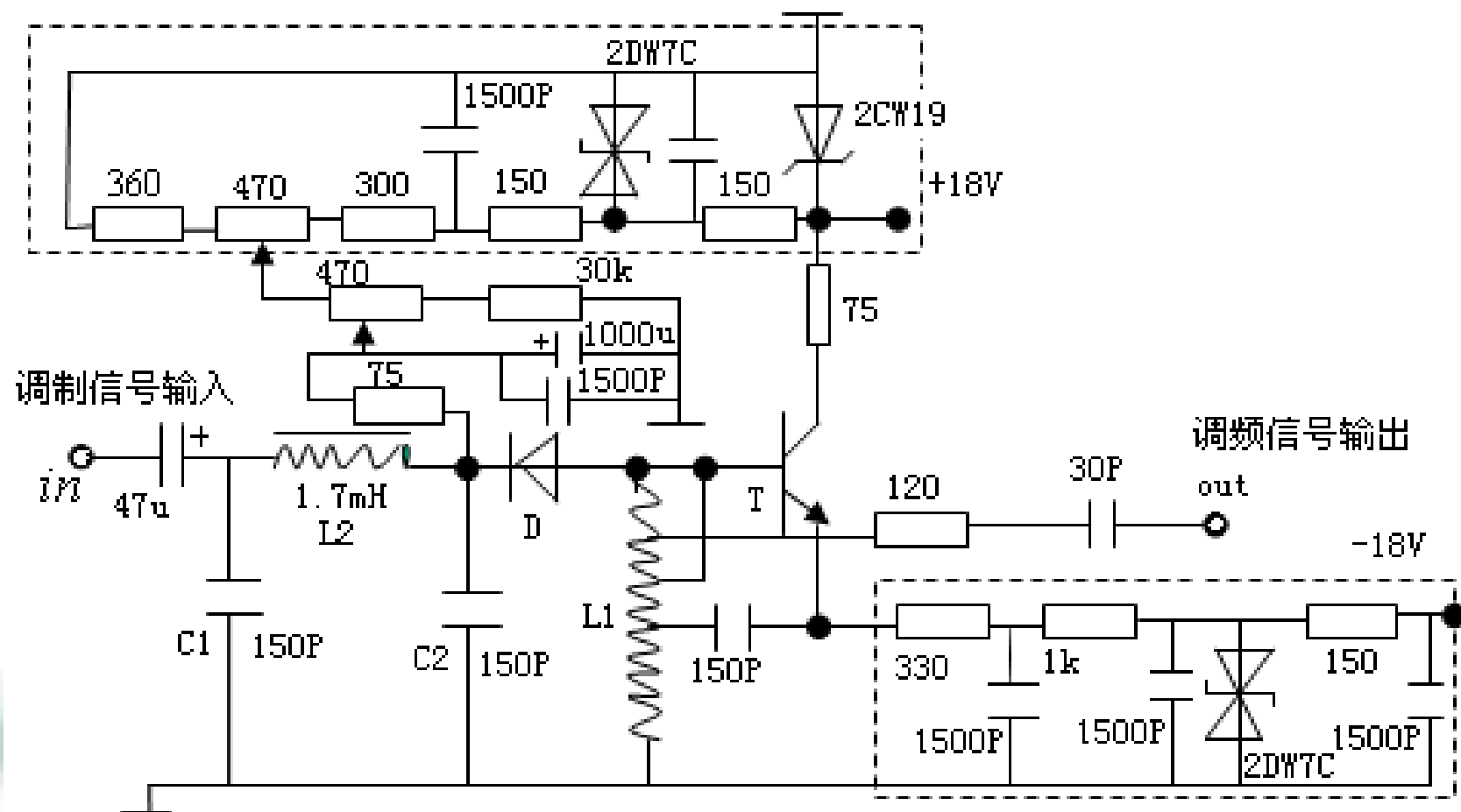


图8-2-6 140M的变容管直接调频实际电路图

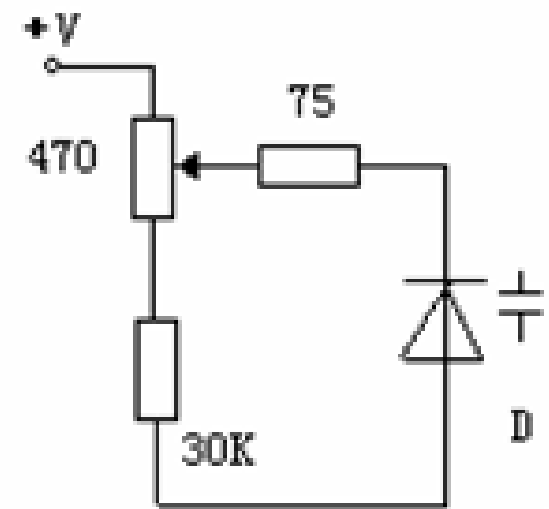
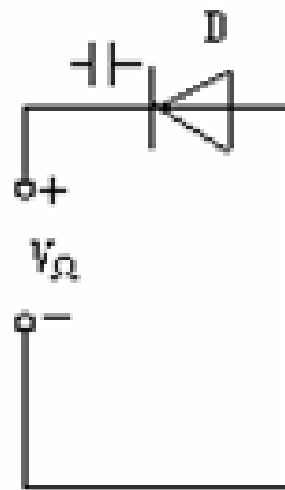
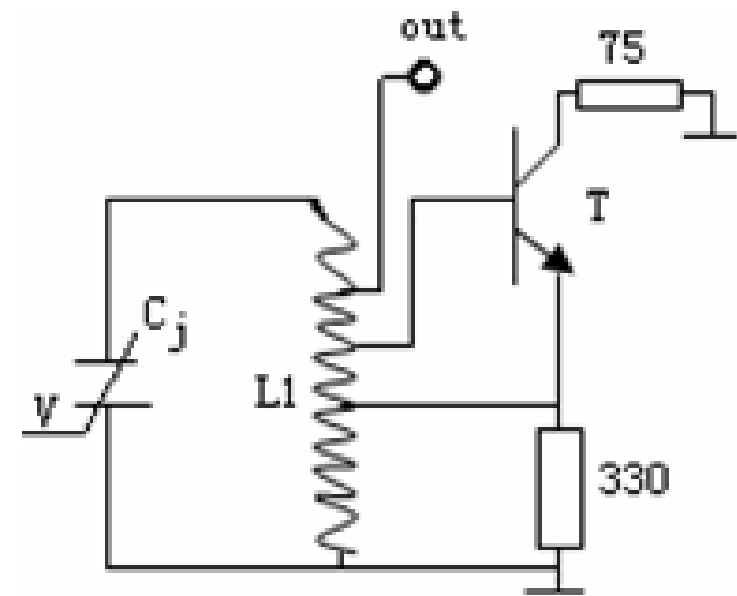


图 8-2-7 图 8-2-6 所示电路在各个频率上的通路图

(a) 高频

(b) 调制频率

(c) 直流



②电 路

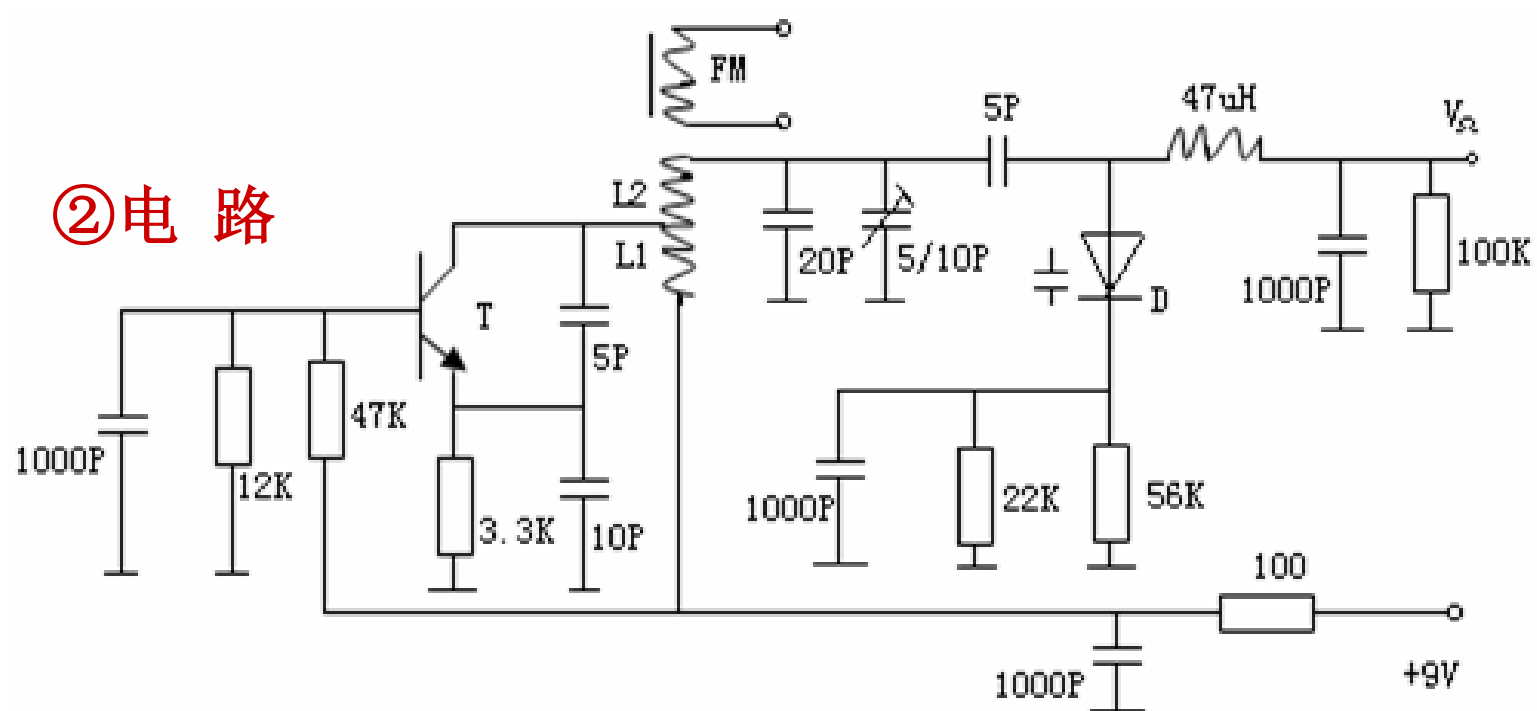


图 8-2-8 是 90MHz 的变容管部分接入的直接调频电路

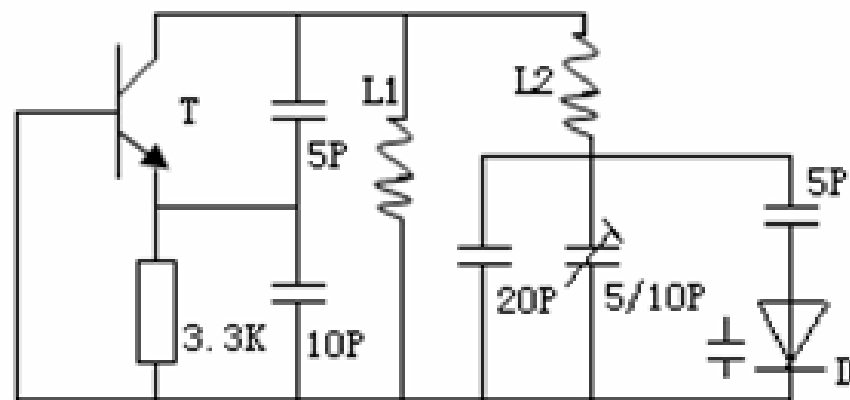
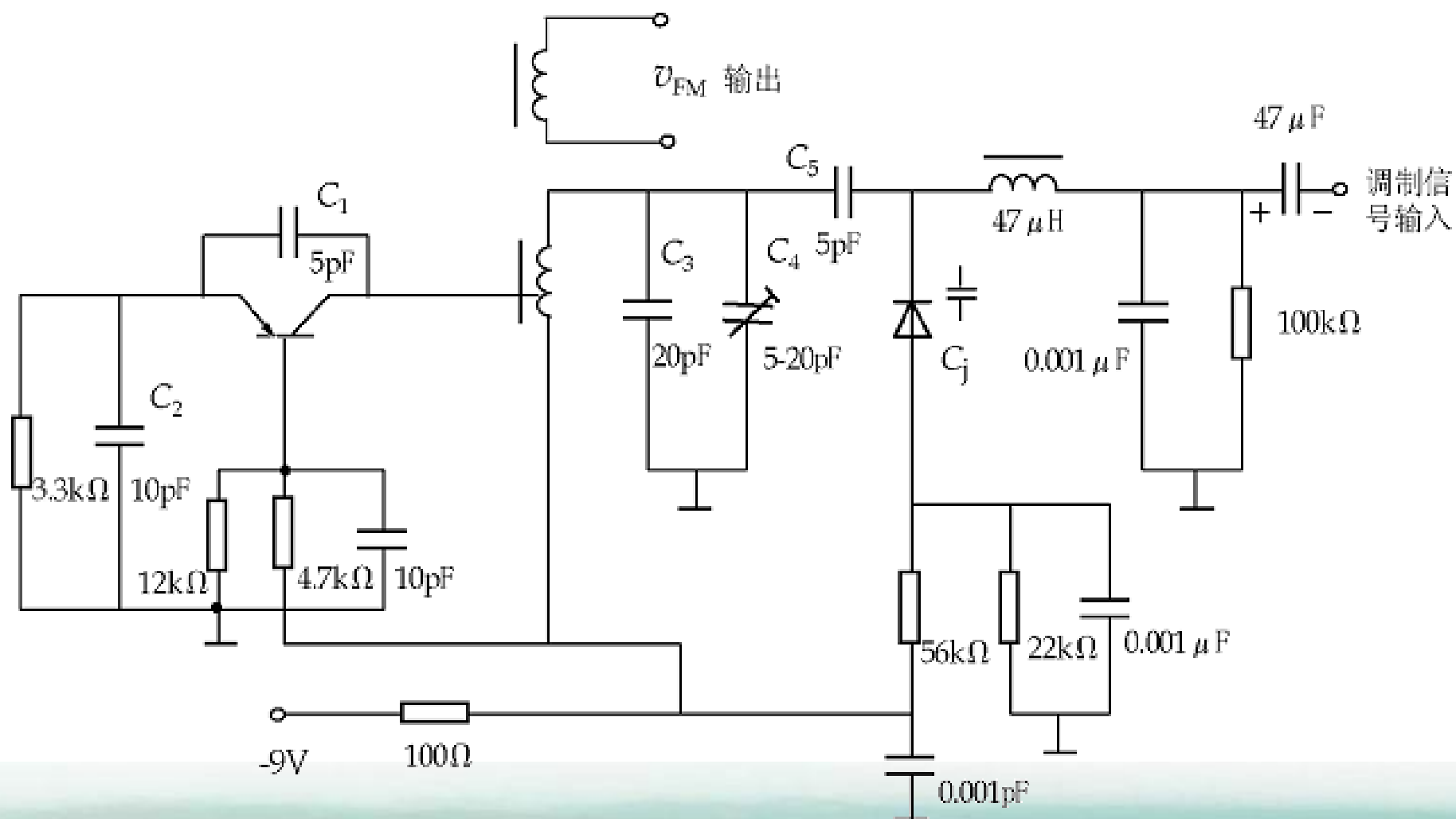
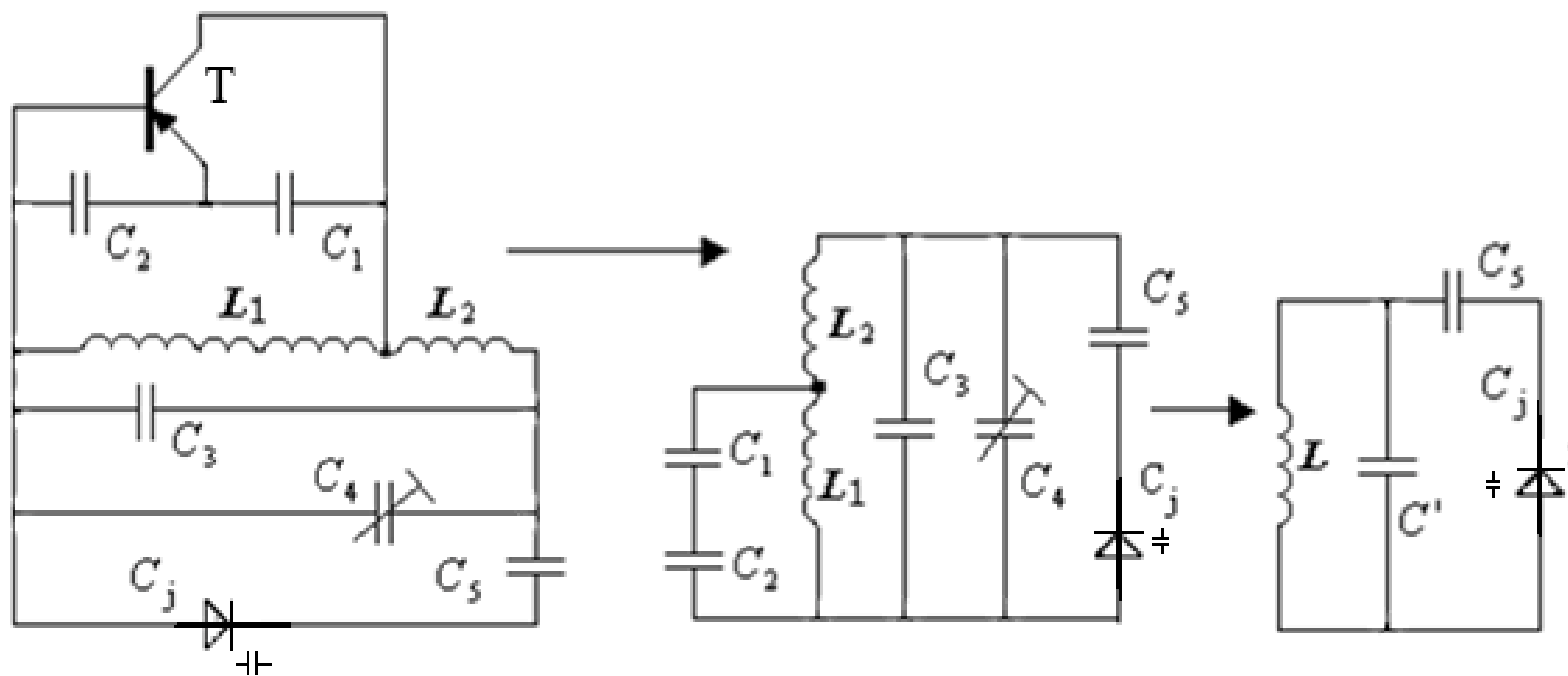


图 8-2-9 8-2-8 的高频通路图

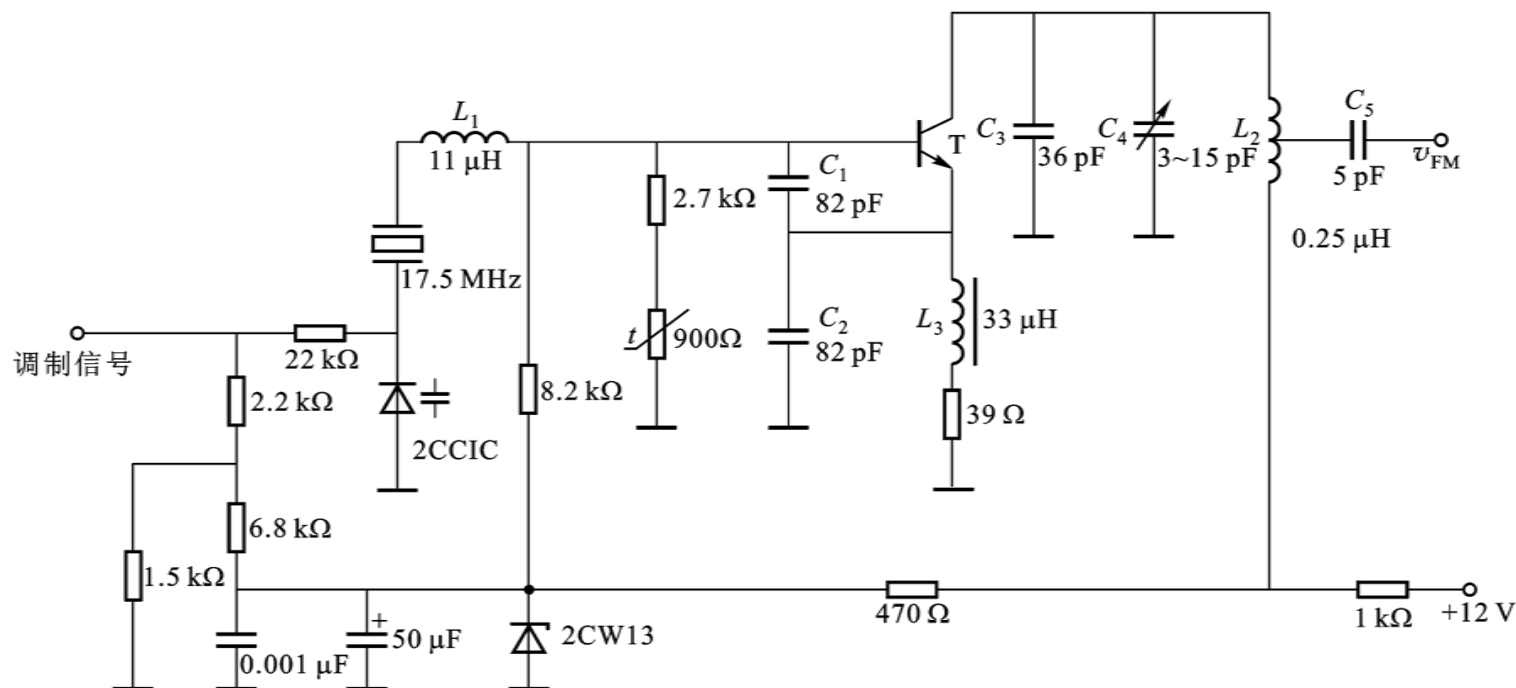




点击演示



④电 路 晶体直接调频电路



- 电路特点：
- 电路本身是振荡器，属变容管部分接入；
 - C_j 为振荡回路的元件；
 - 控制 C_j 是 v_Ω 信号。

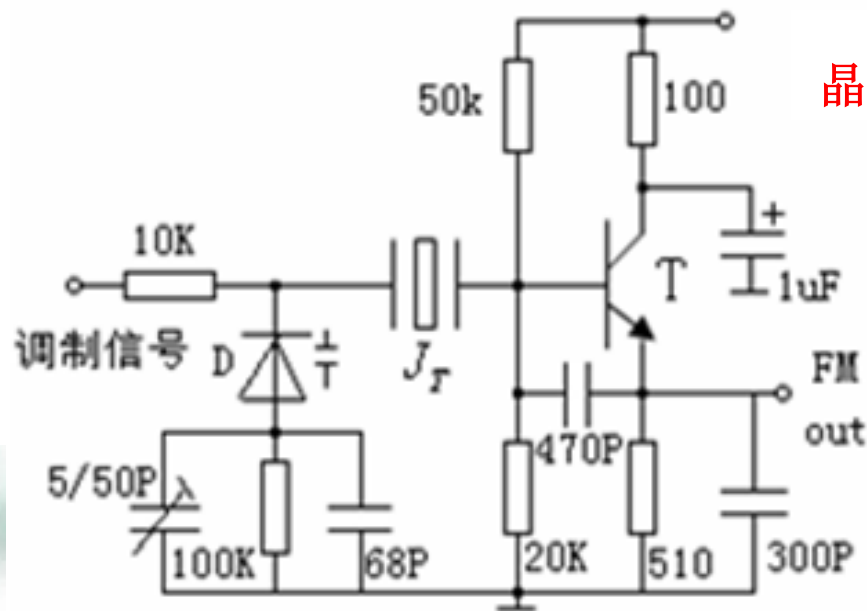
◎其他的直接调频电路

通常采用以下的三种方法提高中心频率的稳定度：

第一、采用晶体振荡器直接调频电路；

第二、采用自动频率控制电路；

第三、利用锁相环路进行稳频。



晶体振荡器直接调频电路，“并联型”

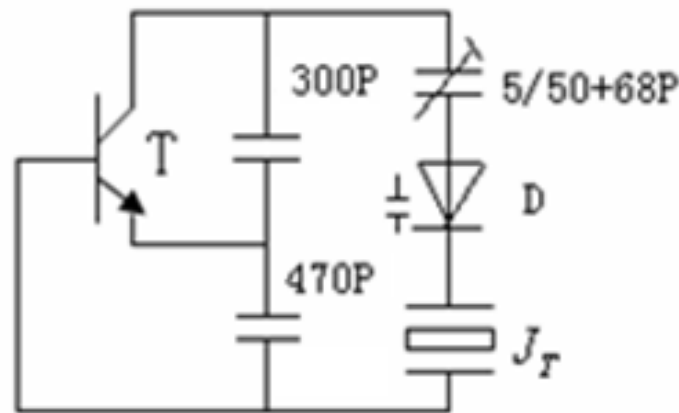


图 8-2-10 4MHz 晶体振荡器直接调频电路

(a) 实际电路

(b) 交流等效电路

※张弛振荡器直接调频电路

$$I_0 = C \frac{dv_c}{dt} \quad dv_c = \frac{I_0}{C} dt$$

当 $V_{D1(on)} = V_{D2(on)} = V_{BE(on)}$ 时, **T1**或者**T2**从开始导通到截止, 电容**C**两端的电压变化 $2V_{BE(on)}$, 经过的时间为:

$$t_1 = t_2 = \frac{2CV_{BE(on)}}{I_0}$$

振荡的周期为: $T = t_1 + t_2 = \frac{4CV_{BE(on)}}{I_0}$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{I_0}{4CV_{BE(on)}}$$

如果恒流源的电流 I_0 受到调制信号的控制, 且呈线性关系, 则可以得到不失真的调频方波或者调频三角波。

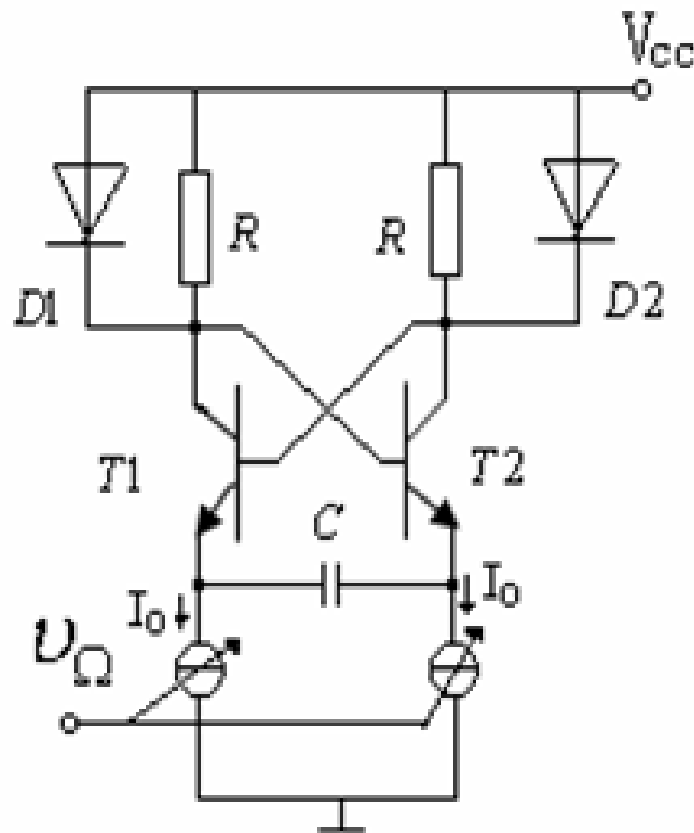


图 8-2-11 射极耦合多谐振荡器

※调频非正弦波转换为调频波

在单音调制时，采用双向的开关函数 $K_2(\omega t)$ ，并将 ωt 用 $\omega t + m_f \sin \Omega t$ 取代，可得调频方波的电压表达式：

$$v(t) = V_m K_2(\omega t + m_f \sin \Omega t); \quad \text{令 } \tau = t + \frac{m_f}{\omega} \sin \Omega t$$

$$v(t) = V_m K_2(\omega \tau) = \frac{4}{\pi} V_m \cos \omega \tau - \frac{4}{3\pi} V_m \cos 3\omega \tau + \frac{4}{5\pi} V_m \cos 5\omega \tau - \dots$$

$$= \frac{4}{\pi} V_m \cos(\omega t + m_f \sin \Omega t) - \frac{4}{3\pi} V_m \cos(3\omega t + 3m_f \sin \Omega t)$$

$$+ \frac{4}{5\pi} V_m \cos(5\omega t + 5m_f \sin \Omega t) - \dots$$



- ①调频方波可以分解为无数的调频波正弦波之和，只有载波的奇频，相应的调频指数也为 m_f 及其奇数倍；
- ②载波角频率越大，它的调频指数也越大，相应的占有的频谱宽度也就越宽；
- ③如果将该信号通过矩形滤波器就可以得到需要的正弦调频波，这是要求带通滤波器的带宽大于所取的调频波的占有的频谱宽度，还要保证相邻的两个调频正弦波的有效带宽不重叠。



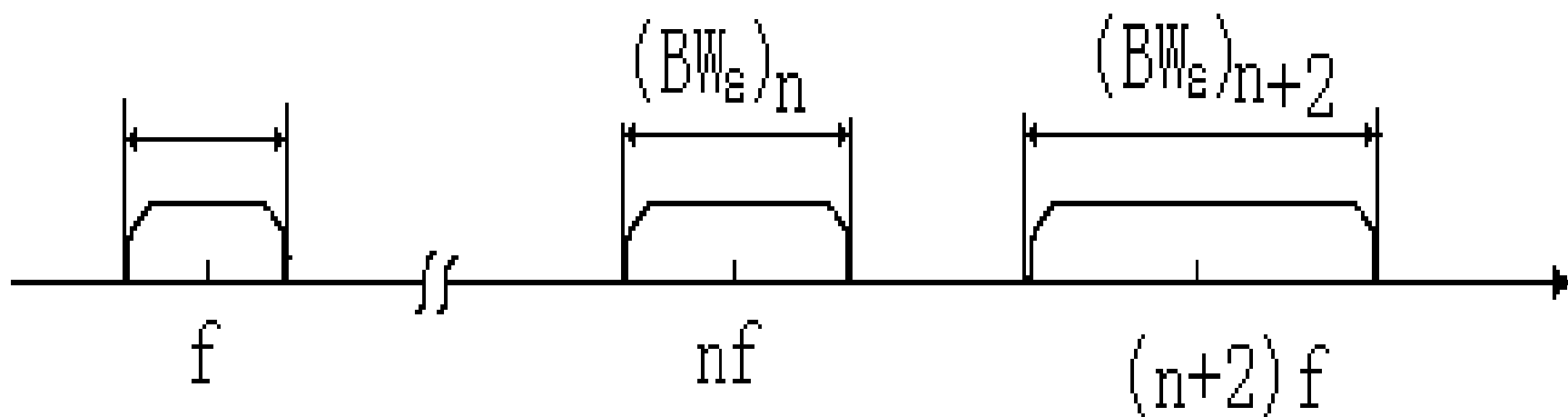


图8-2-12 调频方波各个谐波分量所占有的有效频谱宽度

$$\frac{(BW_{\varepsilon})_{n+2} + (BW_{\varepsilon})_n}{2} < 2f$$



※电容话筒调频电路

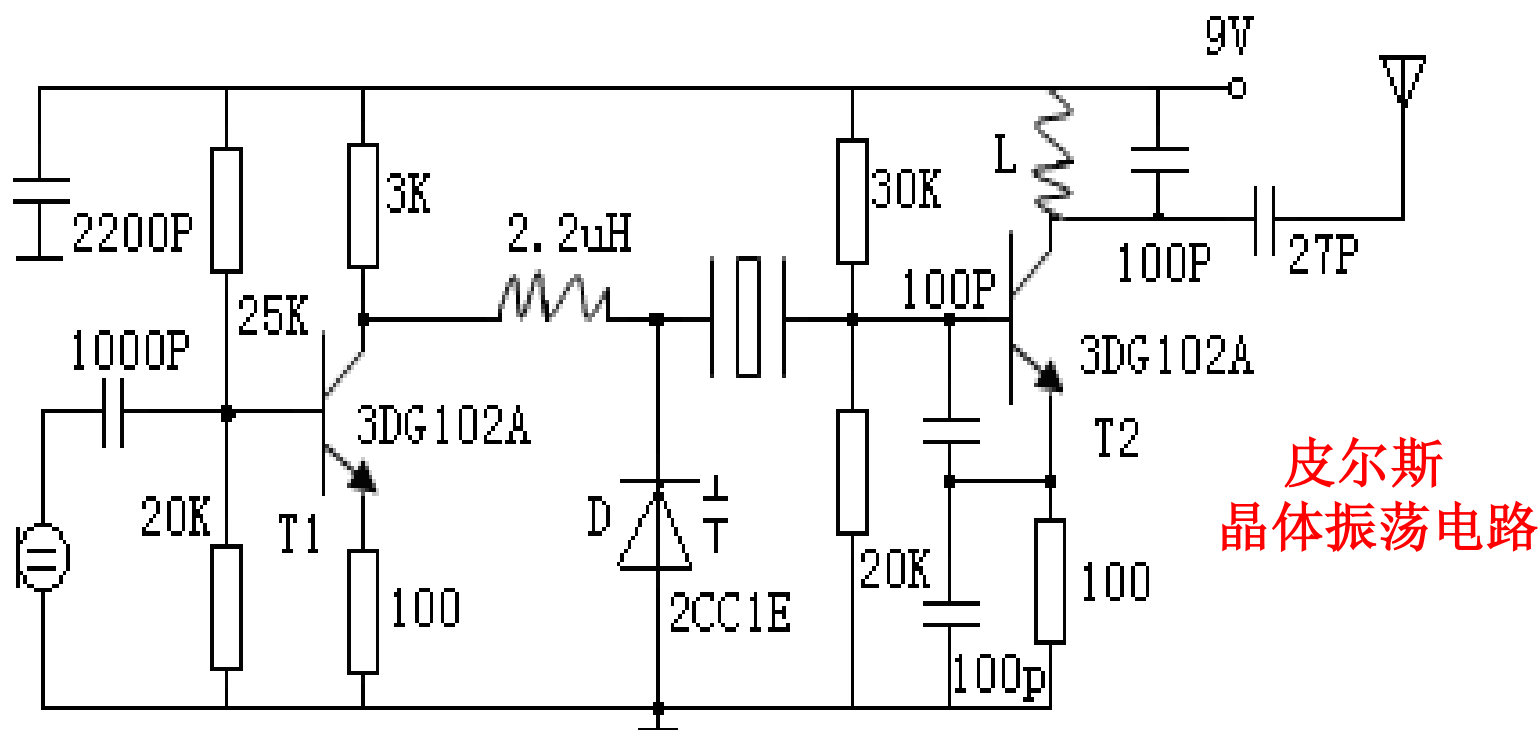


图8-2-13 100MHz无线话筒中的发射机

- ① **T2**管接成皮尔斯晶体振荡电路，并由变容管实现直接调频；
- ② 在**T2**管的集电极上的谐振回路，谐振在晶体谐振器的三次泛音上，完成三倍频的功能；
- ③ **T1**为音频放大器，将话筒提供的语音信号进行放大后经 **2.2uH**的高频扼流圈加到变容管上；
- ④ **T1**管上的集电极静态工作点电压也经过**2.2uH**的高频扼流圈加到变容管上，作为变容管的偏置。



※电抗管调频电路的原理

① 电抗管与变容管一样，是一种电压控制的可控电抗器，受控源可以是晶体管、场效应管、也可以是电子管；

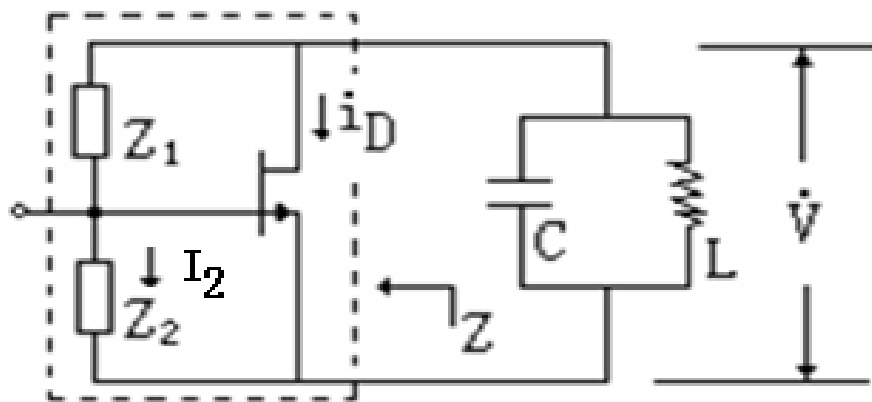


图 8-2-14 电抗管的原理图

- ② 场效应管和相移电路由 Z_1 和 Z_2 组成，从LC并联谐振回路向左看，可以等效为一个电抗，该电抗可以由加入栅极的调制信号控制，把电抗管并接到振荡器的振荡回路两端，实现调频；
- ③ 为了求得电抗管的等效电抗，只要求电抗管在高频电压作用下的电压相量与电流相量的比值。

- ④相移电路 \mathbf{Z}_1 和 \mathbf{Z}_2 的阻抗满足： $|Z_1| \gg |Z_2|$ 一般选 $|Z_1| = (5 \sim 10) |Z_2|$ ，
则高频的电压在场效应管栅极产生的电压为：

$$\dot{V}_g = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \dot{V} \approx \frac{Z_2}{Z_1} \dot{V}$$

栅极电压的作用下产生的漏极电流为：

$$\dot{I}_D = g_m \dot{V}_g = g_m \frac{Z_2}{Z_1} \dot{V}$$

- ⑤若 $|\dot{I}_D| \gg |\dot{I}_2|$ ，则流过电抗管的电流 $|\dot{I}| \approx |\dot{I}_D|$ ，即 \mathbf{Z}_1 和 \mathbf{Z}_2 对电抗管的旁路可以忽略，这样的条件下，电抗管等效的电抗可以为：

$$Z = \frac{\dot{V}}{\dot{I}} = \frac{\dot{V}}{\dot{I}_D} = \frac{Z_1}{g_m Z_2}$$

只要 \mathbf{Z}_1 和 \mathbf{Z}_2 ，一个是电抗，
一个是纯电阻，**Z**就可以
等效为电容或电感



条件: $|Z_1| \gg |Z_2|$

$$Z = \frac{\dot{V}}{\dot{I}} = \frac{\dot{V}}{\dot{I}_D} = \frac{Z_1}{Z_2 g_m}$$

表8-2-1 电抗管的条件以及等效的电抗

情况	Z_1	Z_2	条 件	等效电抗	等效电感或电容
1	$\frac{1}{j\omega C}$	R	$\frac{1}{\omega C} \gg R$	$\frac{1}{j\omega g_m RC}$ 容抗	$C_\varphi = g_m RC$
2	R	$j\omega L$	$R \gg \omega L$	$\frac{R}{j\omega g_m L}$ 容抗	$C_\varphi = \frac{R}{g_m L}$
3	$j\omega L$	R	$R \ll \omega L$	$j\omega \frac{L}{g_m R}$ 感抗	$L_\varphi = \frac{L}{g_m R}$
4	R	$\frac{1}{j\omega C}$	$\frac{1}{\omega C} \ll R$	$j\omega \frac{RC}{g_m}$ 感抗	$L_\varphi = \frac{RC}{g_m}$

⑥ $i_D = I_{DSS} \left(1 + \frac{v_{GS}}{V_P}\right)^2$ I_{DSS} 为漏极饱和电流,
 V_P 为夹断电压

$$g_m = \frac{di_D}{dv_{GS}} = 2 \frac{I_{DSS}}{V_P} \left(1 + \frac{v_{GS}}{V_P}\right)$$

该式说明，跨导 g_m 与栅源电压呈线性关系，如果将调制电压加到场效应管的栅源之间，就可以实现对跨导的线性控制，从而实现对等效电感或者电容的控制。如果，等效的电抗作为振荡回路的一部分，就可以实现调频。



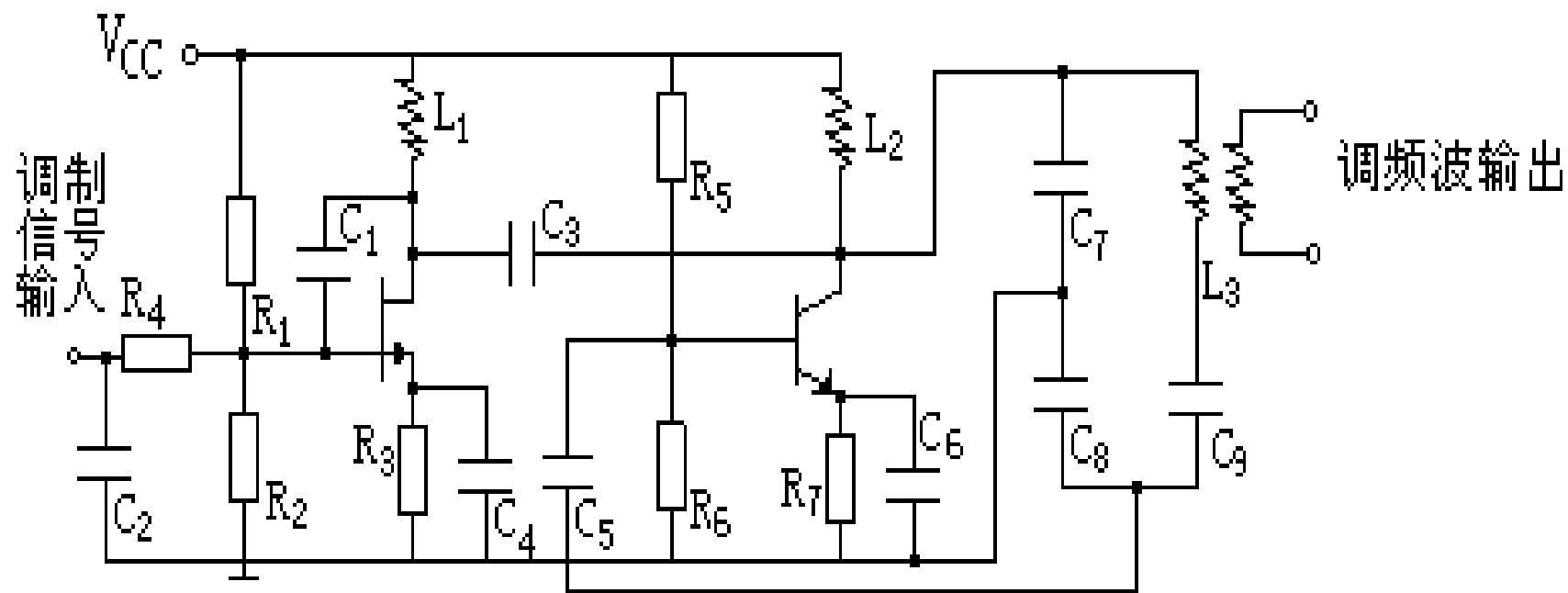


图8-2-15 场效应管组成的电抗管调频电路

◎间接调频以及调相电路

1.定义：若用 $v'_\Omega = \int v_\Omega dt$ 信号实现调相，实际上就是对 v_Ω 而言是实现调频，则称为间接调频。

实现间接调频的关键是实现性能优良的调相电路

2.实现方法

矢量合成法：



点击演示

$$\Delta\varphi_m = \frac{\pi}{12} = 15^\circ$$

可变时延法：



点击演示

$$\Delta\varphi_m = 0.8\pi$$

可变相移法：



点击演示

$$\Delta\varphi_m = M_{p\max} \approx \frac{\pi}{6}$$

以下进行理论分析

①矢量合成法调相电路

$$\begin{aligned}v_{PM}(t) &= \cos(\omega_c t + m_p \cos \Omega t) \\&= \cos \omega_c t \cos(m_p \cos \Omega t) - \sin \omega_c t \sin(m_p \cos \Omega t)\end{aligned}$$

$$m_p < \frac{\pi}{12} (15^\circ) \quad \text{时有:}$$

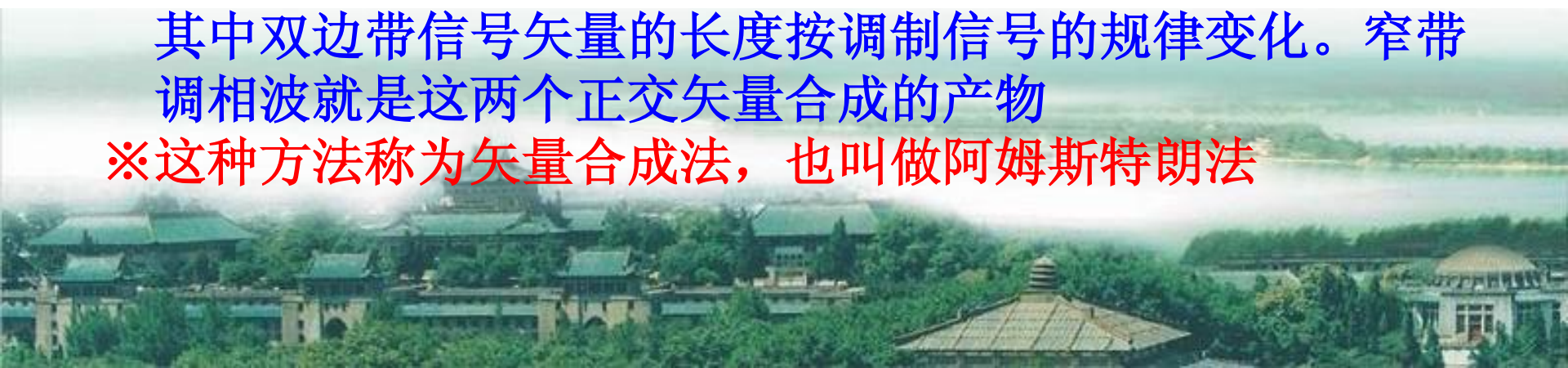
$$\cos(m_p \cos \Omega t) \approx 1, \sin(m_p \cos \Omega t) \approx m_p \cos \Omega t$$

$$\therefore v_{PM}(t) = \cos \omega_c t - m_p \cos \Omega t \cdot \sin \omega_c t$$

※窄带调相波可以近似为由一个载波信号和一个双边带信号叠加而成

※如果用矢量表示，载波信号和双边带信号是相互正交的，其中双边带信号矢量的长度按调制信号的规律变化。窄带调相波就是这两个正交矢量合成的产物

※这种方法称为矢量合成法，也叫做阿姆斯特朗法



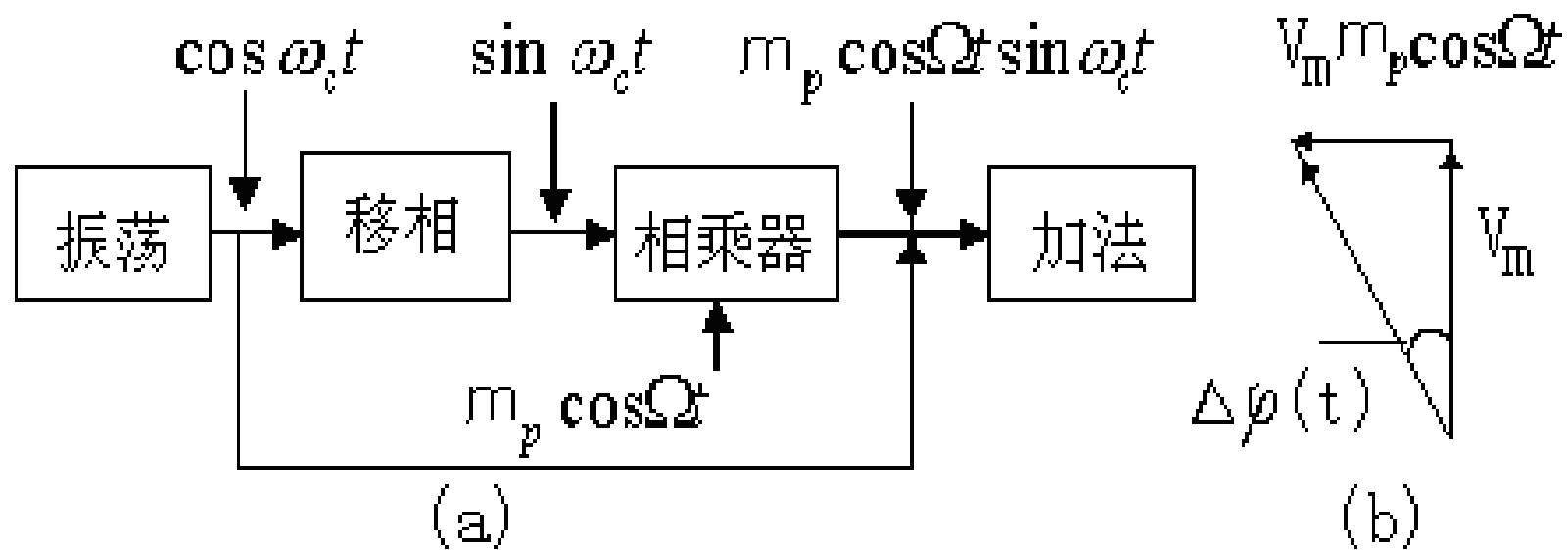


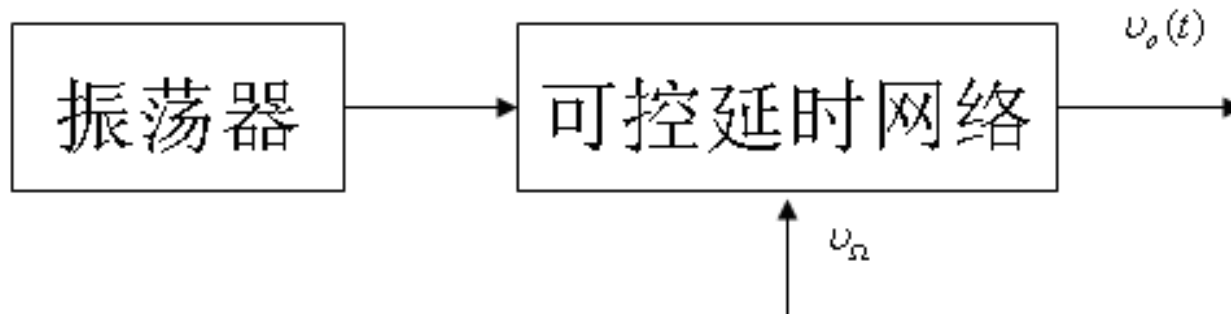
图8-2-16 矢量合成法实现调相的方框图



点击演示



②可变时延法:

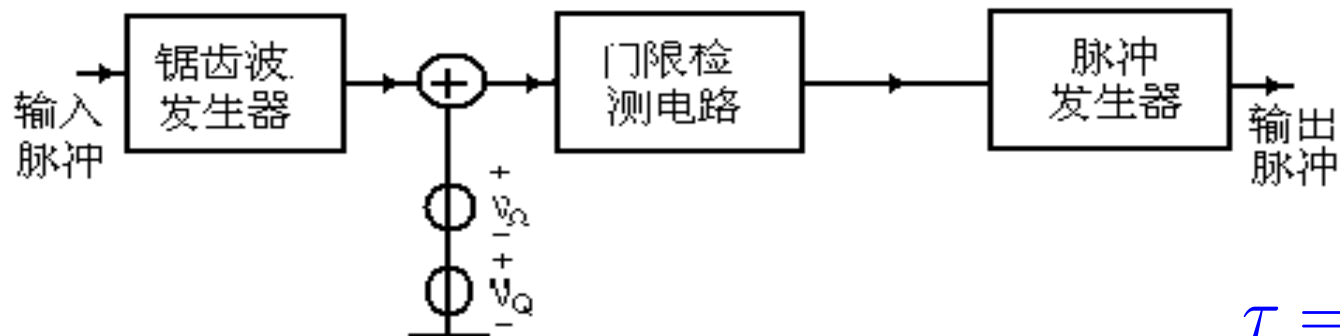


$$v_o(t) = V_m \cos[\omega_c(t - \tau)]$$

$$\tau = k_d v_{\Omega} = k_d V_{\Omega m} \cos \Omega t \quad m_p = \omega_c k_d V_{\Omega m}$$

$$v_o(t) = \cos(\omega_c t - \omega_c k_d v_{\Omega}) = \cos(\omega_c t - m_p \cos \Omega t)$$





$$\tau = \frac{v_r - v}{K}$$

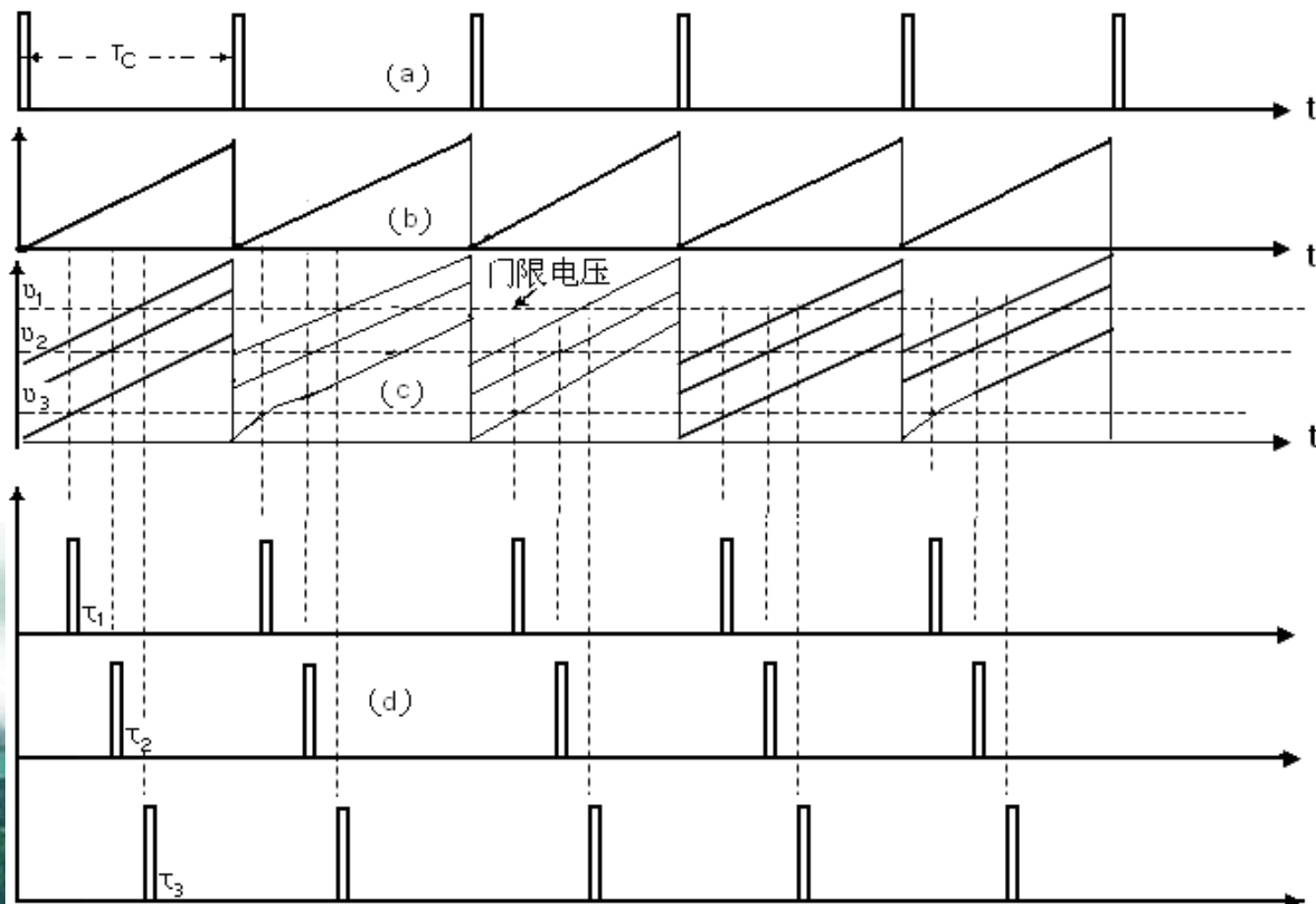


图8-2-24给出了图8-2-23的各个部分的波形，首先，将输入载波信号变换为图8-2-24(a)所示周期为 T_c 的窄脉冲序列，并加到锯齿发生器上，锯齿波发生器在窄脉冲序列触发下，产生如图8-2-24(b)所示的锯齿波电压，然后，把锯齿波电压和可控电压 u （例如 u_1 、 u_2 、 u_3 ）叠加，再加到门限检测电路上，当该叠加电压的瞬时值等于图8-2-24(c)中虚线所示的**门限电压时，门限检测电路就产生电压跳变，去触发脉冲发生器**。产生如图8-2-24(d)所示的脉冲。可见，调节可控电压 u 的大小可以改变输出脉冲 $u_o(t)$ 的时延时间，如图 τ_1 、 τ_2 、 τ_3 ，如果锯齿波有良好的线性，则时延受电压 u 的控制是线性的，即：

$$\tau = \frac{v_r - u}{K}$$

K 为锯齿波电压变化的斜率，单位为V/S，若取 u 为一合适的直流电压 V_Q （ $u_Q=0$ ），将它和锯齿电压叠加，使锯齿波的中点电压恰好等于门限



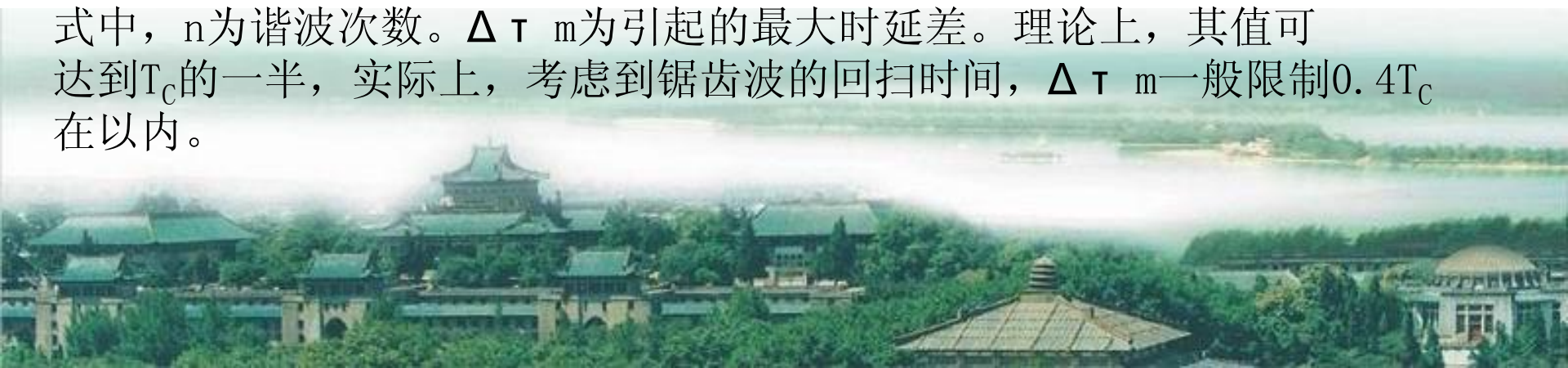
电压；假设，这时脉冲发生器的输出脉冲为未加调制时的载波脉冲，它的时延用 τ_0 表示，等于锯齿波扫描周期 T_c 的一半，即 $\tau_0 = T_c/2$ ，如图8-2-25所示，当加上调制电压时， $u = V_0 + u_\Omega$ ，脉冲发生器的输出脉冲，就是时延受调制信号电压调变的调相脉冲，它和载波脉冲之间的时延差 $\Delta\tau$ 为：

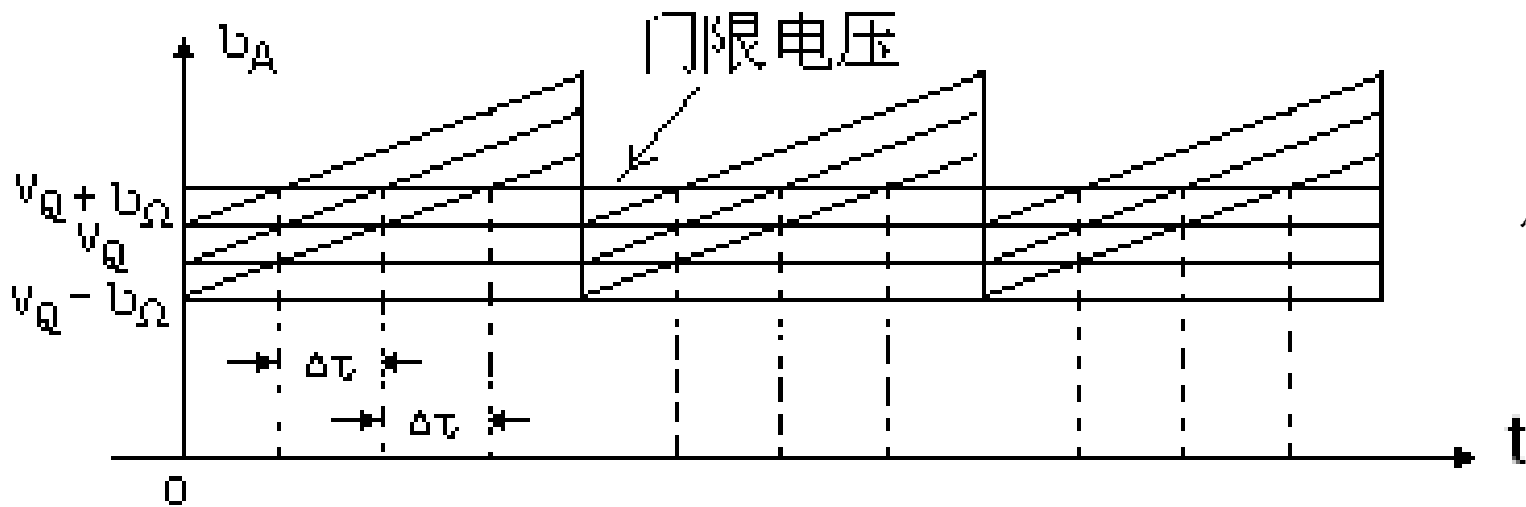
$$\Delta\tau = \tau - \tau_0 = -\frac{v_\Omega}{K} \quad (8-2-55)$$

将上述调相脉冲通过滤波器，取出其基波或某一次谐波分量，就可得到相移受调制信号控制的调相正弦波。单音调制时，根据8-2-54式，该调相波的调相指数为：

$$m_P = n\omega_c \Delta\tau_m \quad (8-2-56)$$

式中， n 为谐波次数。 $\Delta\tau_m$ 为引起的最大时延差。理论上，其值可达到 T_c 的一半，实际上，考虑到锯齿波的回扫时间， $\Delta\tau_m$ 一般限制 $0.4T_c$ 在以内。





点击演示

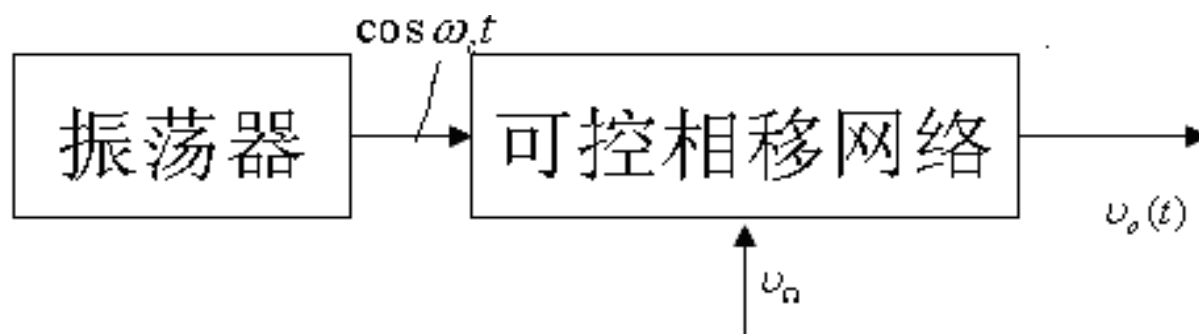
$$\Delta\tau = \tau - \tau_0 = -\frac{v_{\Omega}}{K} \quad |m_P| \leq n \frac{2\pi}{T_C} (0.4T_C) = 0.8n\pi$$

K为锯齿波的斜率

当n=1时，即取调相脉冲中的基波分量时，调相指数可以达到0.8nπ。可见，脉冲调相电路具有线性相移较大的优点，广泛用于调频广播发射机中。



③可变相移法



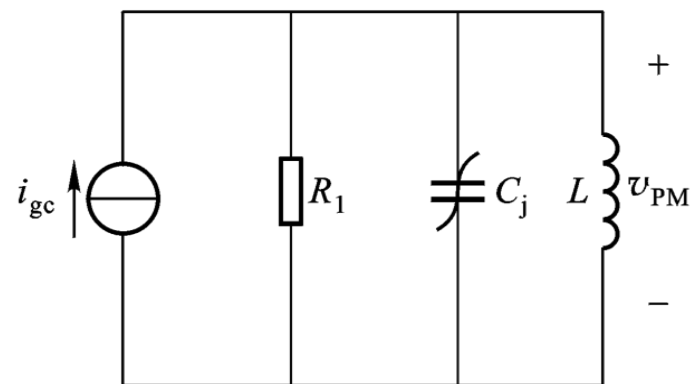
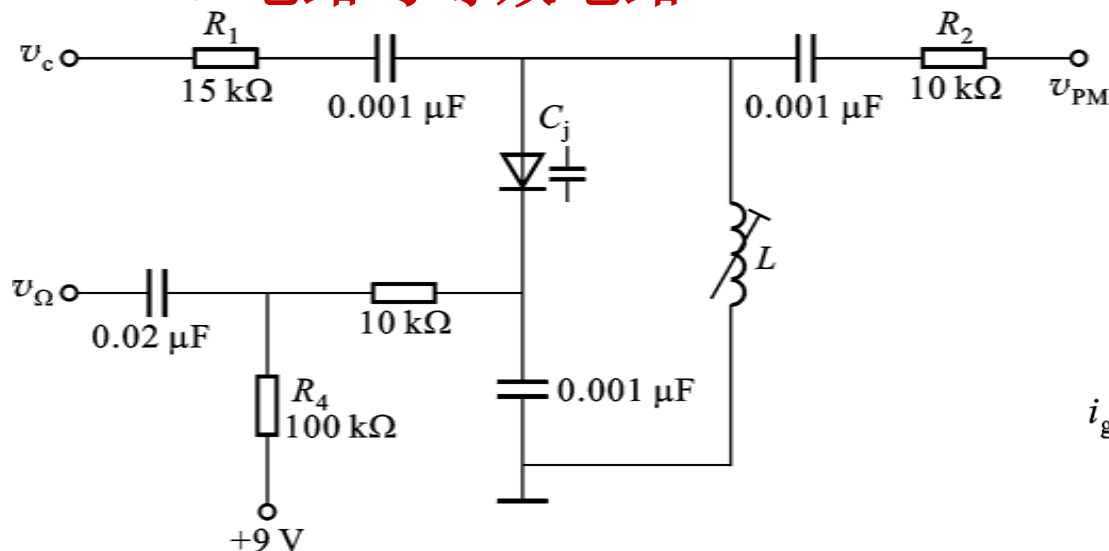
点击演示



✓变容二级管调相电路

1、单级变容二级管调相

● 电路与等效电路

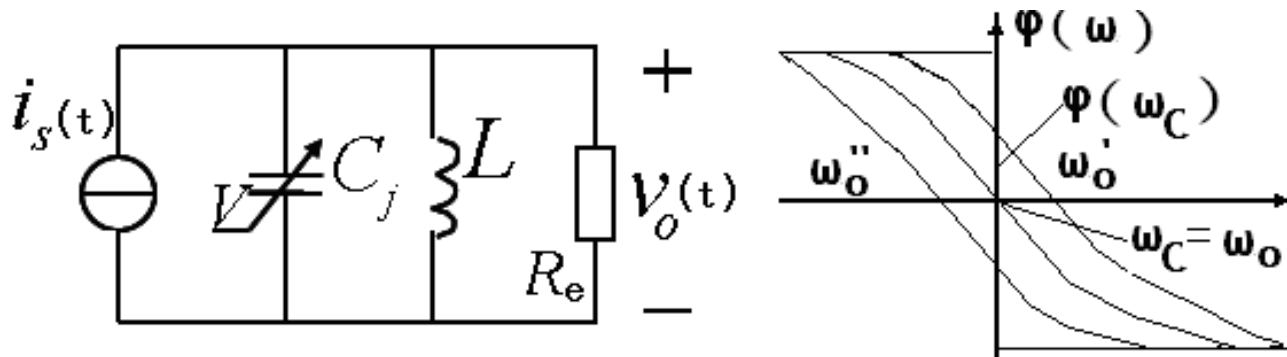


● 工作原理

$$\diamond \quad \omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC_{jQ}}}$$

$$\diamond \quad \omega(t) = \omega_c (1 + m \cos \Omega t)^{\frac{\gamma}{2}}$$

$$\diamond \quad \Delta\varphi = -\arctan \xi = -\arctan \frac{2Q_e \Delta\omega}{\omega} = -\arctan \gamma Q_e m \cos \Omega t$$



(a) 原理电路

(b) 变容管受调变示意图

图8-2-18 变容管调相电路

$$Z(j\omega) = \frac{R_e}{1 + jQ_e \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega_0}} = Z(\omega) e^{j\phi(\omega)}$$

$$Z(\omega) = \frac{R_e}{\sqrt{1 + [Q_e \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega_0}]^2}}$$

$$\phi(\omega) = -\arctan[Q_e \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega_0}]$$

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

$$v = -(v_{\Omega} + V_Q) = -(V_Q + V_{\Omega m} \cos \Omega t)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_j}}$$

$$C_j = \frac{C_{jQ}}{\left(1 + \frac{V_{\Omega m} \cos \Omega t}{V_B + V_Q}\right)^{\gamma}} = \frac{C_{jQ}}{(1 + m_c \cos \Omega t)^{\gamma}}$$

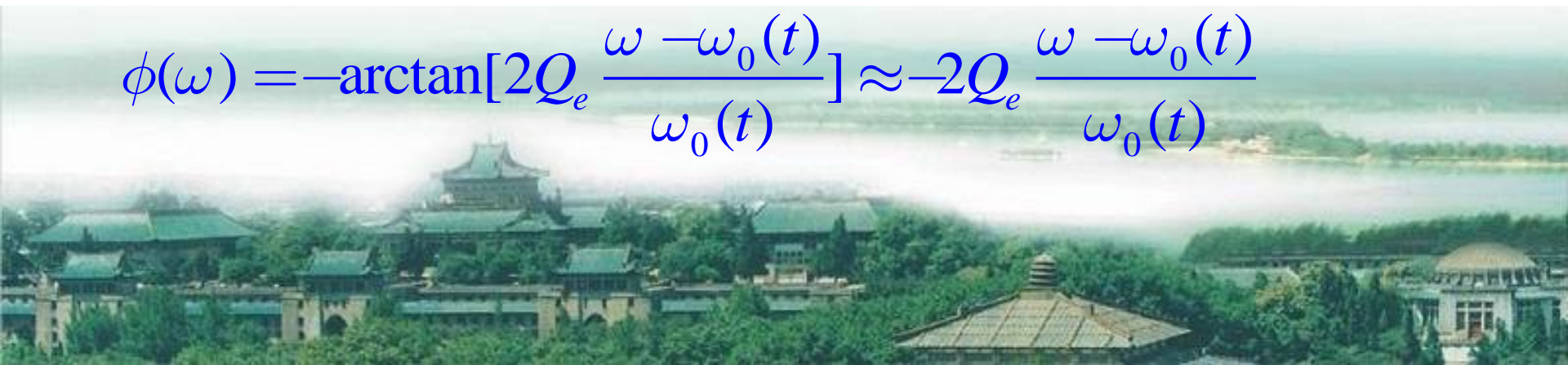
$$\omega_{osc}(v_{\Omega}) = \frac{1}{\sqrt{LC_j}} = \omega_c (1 + m_c \cos \Omega t)^{\gamma/2}$$

$$m_c = \frac{V_{\Omega m}}{V_B + V_Q}$$

$$\omega_{osc}(v_{\Omega}) \approx \omega_c \left(1 + \frac{\gamma}{2} m_c \cos \Omega t\right) = \omega_c + \Delta\omega_0(t)$$

$$\Delta\omega_0(t) = \frac{\gamma}{2} m_c \omega_c \cos \Omega t \quad |\phi(\omega)| < \frac{\pi}{6} \text{ rad} = 30^\circ$$

$$\phi(\omega) = -\arctan\left[2Q_e \frac{\omega - \omega_0(t)}{\omega_0(t)}\right] \approx -2Q_e \frac{\omega - \omega_0(t)}{\omega_0(t)}$$

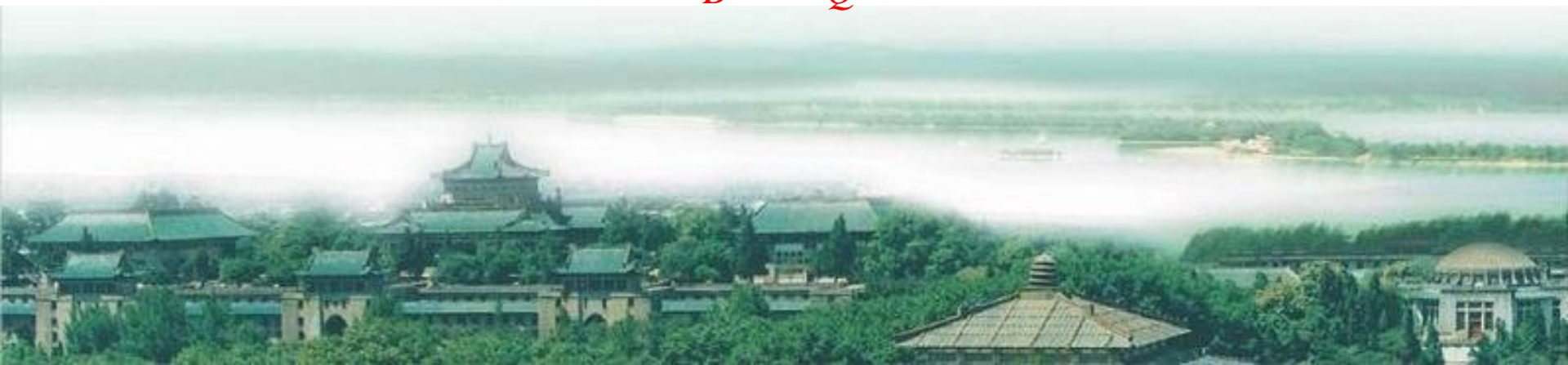


$$\omega = \omega_c \quad \phi(\omega) \approx -2Q_e \frac{\omega_c - [\omega_c + \Delta\omega_0(t)]}{\omega_c + \Delta\omega_0(t)} \quad \Delta\omega_0(t) \ll \omega_c$$

$$\phi(\omega) \approx -2Q_e \frac{\Delta\omega_0(t)}{\omega_c} = Q_e \gamma m_c \cos \Omega t = m_p \cos \Omega t$$

$$m_p = Q_e \gamma m_c \leq \frac{\pi}{6}$$

$$m_c = \frac{V_{\Omega m}}{V_B + V_Q}$$



◆ 线性移相条件: $\Delta\varphi \leq \frac{\pi}{6}$ $\Delta\varphi_m = \gamma m Q_e$

◆ $v_{\text{PM}} = V_{\text{cm}} \cos(\omega_c t - \gamma Q_e m \cos \Omega t)$



点击演示

• 结论

◆ 实现线性调相的条件: $\Delta\varphi \leq \frac{\pi}{6}$ $m = \frac{V_{\Omega m}}{V_Q + V_B}$

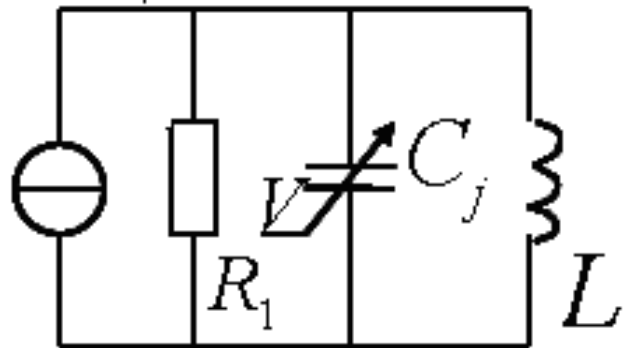
◆ 电路确定: $\Delta\varphi \leq \frac{\pi}{6}$, $\Delta\varphi_m = \gamma m Q_e$,

◆ 若提高 $\Delta\varphi_m$, 必须采用多级移相网络级联

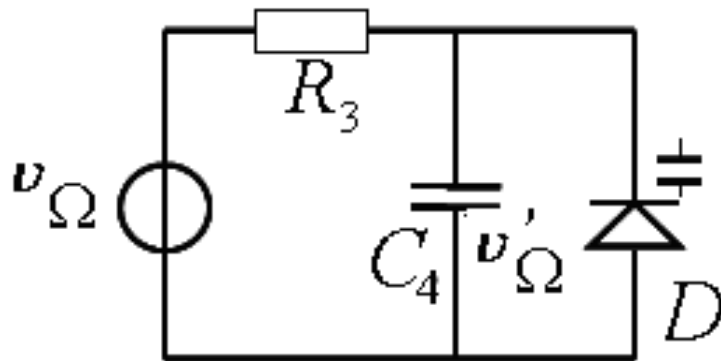


$$i_S = \frac{v_S}{R_1}$$

图8-2-20 8-2-19 变容管调相电路的等效电路



(a) 高频等效



(b) 低频等效

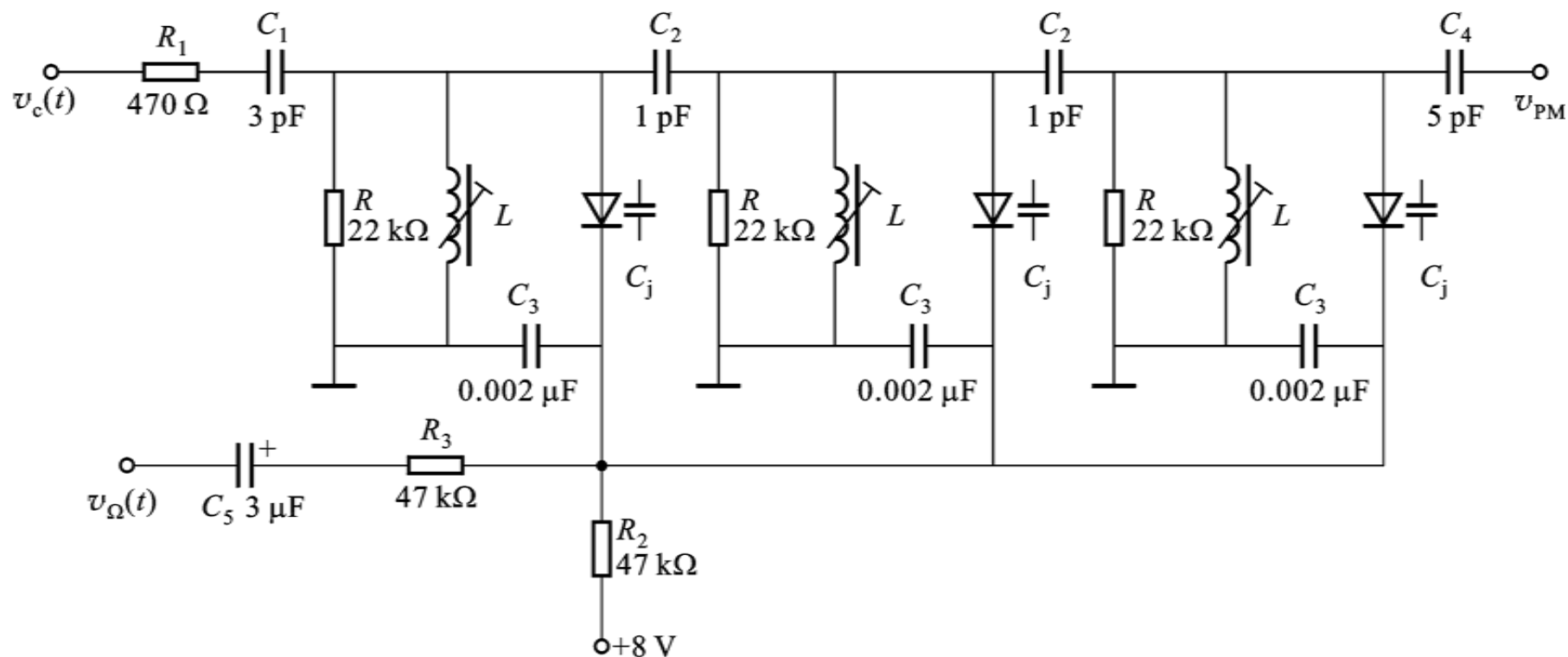
$$i_{\Omega}(t) = \frac{v_{\Omega}(t)}{R_3} \quad v'_{\Omega}(t) = \frac{1}{C_4} \int i_{\Omega}(t) dt = \frac{1}{R_3 C_4} \int v_{\Omega}(t) dt$$

$$v_{\Omega}(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega t$$

间接调频电路

$$v'_{\Omega}(t) = \frac{1}{R_3 C_4} \int v_{\Omega}(t) dt = \frac{V_{\Omega m}}{\Omega R_3 C_4} \sin \Omega t$$

2. 多级变容二级管调相电路（以三级为例）



$$v_{PM} = V_{cm} \cos(\omega_c t - 3\gamma m Q_e \cos \Omega t)$$



点击演示

- 若 $R_3 C_3$ 构成积分网络
- 由三级单级变容管间接调频级连起来

第一级回路上产生的调相波电压为：

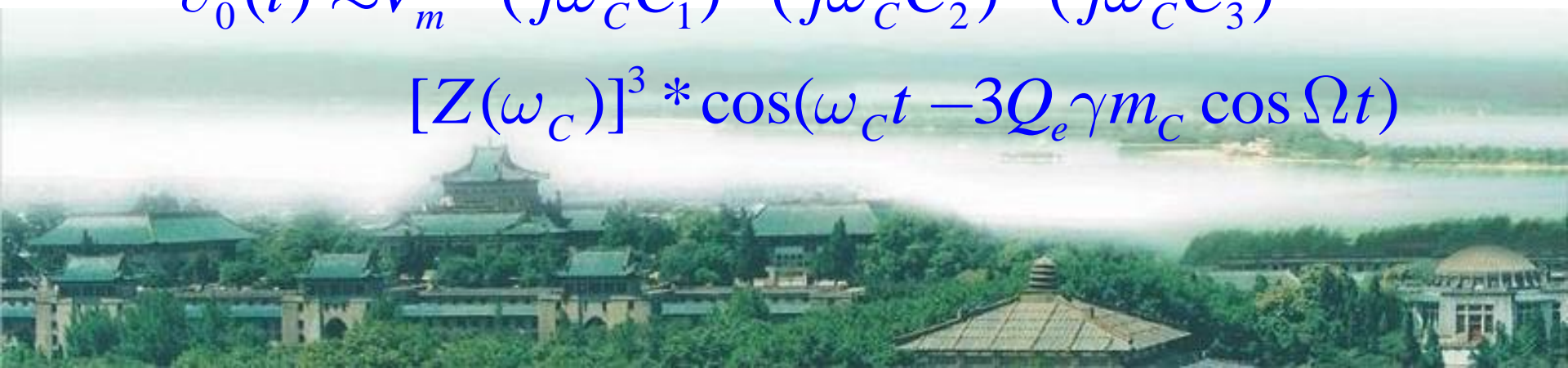
$$v_1(t) \approx V_m * (j\omega_c C_1) * Z(\omega_c) * \cos(\omega_c t - Q_e \gamma m_c \cos \Omega t)$$

第二级回路上产生的调相波电压为：

$$v_2(t) \approx V_m * (j\omega_c C_1) * (j\omega_c C_2) * [Z(\omega_c)]^2 * \cos(\omega_c t - 2Q_e \gamma m_c \cos \Omega t)$$

第三级回路上产生的调相波电压为：

$$v_3(t) \approx V_m * (j\omega_c C_1) * (j\omega_c C_2) * (j\omega_c C_3) * [Z(\omega_c)]^3 * \cos(\omega_c t - 3Q_e \gamma m_c \cos \Omega t)$$



$$v_0 = v_{\text{Fm}} = V'_{\text{cm}} \cos(\omega_c t - 3\gamma m' Q_e \sin \Omega t)$$

$$\Delta\varphi_{\Sigma} = -3\gamma m' Q_e \sin \Omega t$$

$$V'_{\Omega\text{m}} = \frac{V_{\Omega\text{m}}}{3C_3 R_3 \Omega} \quad m' = \frac{V'_{\Omega\text{m}}}{V_Q + V_B}$$

3. 间接调频电路的特点

- v_c 由外电路晶振提供，中心频率稳定
- C_j 是移相网络元件
- 因积分网络的存在， C_j 受 v_{Ω} 的积分信号 v'_{Ω} 的控制



4. 间接调频与直接调频电路性能上的差别

综上所述，不论采用哪种调相电路，它们能够提供的**最大线性相移均受到调相特性非线性的限制，且其值都很小。**将它们作为间接调频电路时，输出调频波的最大相移，即最大调频指数同样受到调相特性非线性的限制。因而，最大值也只能达到调相时的最大线性相移。



根据前面的分析间接调频电路，当调相电路选定后，调频指数就被限定了，因而当调制信号的频率 Ω 一定时， $V_{\Omega m}$ 亦即相应的 $\Delta\omega_m$ 也就被限定了，其值与载波角频率的大小无关。而在前面讨论的直接调频电路中， $V_{\Omega m}$ 亦即 $\Delta\omega_m$ 的增大受到调频特性非线性限制，不过，其值与 ω_c 成正比。由此表明，两种调频电路性能上的一个重大差别是受到调制特性非线性限制的参数不同：

- ✓ 间接调频电路为最大绝对频偏 $\Delta\omega_m$ ，
- ✓ 而直接调频电路为最大相对频偏 $\Delta\omega_m/\omega_c$

因此，增大 ω_c 可以增大直接调频电路中的 $\Delta\omega_m$ ，而对间接调频电路中的 $\Delta\omega_m$ 却无济于事。



反之，减小 ω_c ，可以增大间接调频电路提供的最大相对频偏，而对直接调频电路的相对频偏却无济于事。

如果调制信号是由包含的众多频率分量组成的复杂信号，则当 V_{Ω_m} 即 $\Delta\omega_m$ 一定时， Ω 越小，调频指数就越大，当调制信号频率为最小值时，达到最大值。在间接调频电路中，由于这个最大值不能超过调相器提供的最大线性相移 m_p ，因而，它能提供的最大频偏必须在最低调制频率上求得，即：

$$\Delta\omega_m = m_f \Omega_{\min}$$

才能保证整个调制频率范围内的不超过。

鉴于上述，间接调频电路提供的最大频偏是很小的，由此实现的调频波是窄带调频波。



※ 扩大频偏的方法

一、扩大频偏的基本概念

- 1、倍频可以扩大绝对频偏，保持相对频偏不变
- 2、混频保持绝对频偏不变，提高相对频偏

二、扩大频偏的方法

- 1、采用倍频的方法
- 2、既倍频又混频的方法
- 3、电路采用平衡推挽的方法



◎利用倍频器和混频器的上述特性，可以实现在要求的载波频率上扩展频偏：

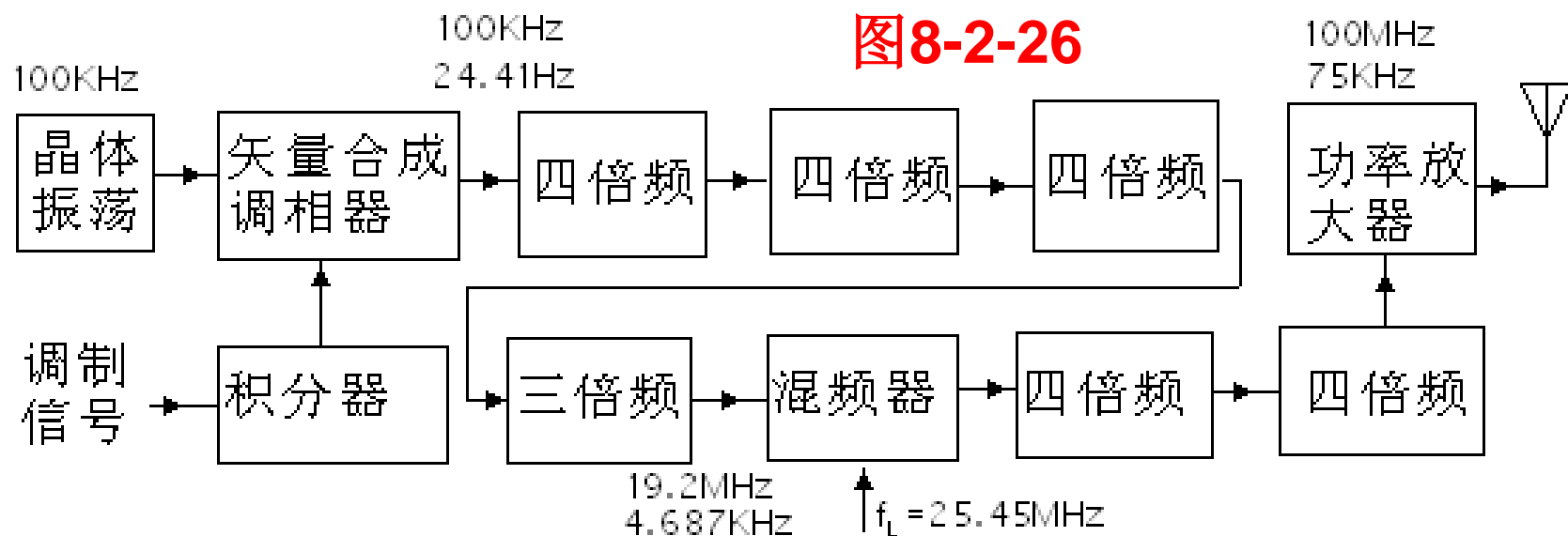
首先利用倍频器增大调频波的最大频偏，而后利用混频器将调频波的载波频率降低到规定的数值。

这种方法对于直接调频电路和间接调频电路产生的调频波都是适用的。但是在实际考虑时，这两种电路又有不同。

◎采用间接调频电路时，由于它的最大调频指数或最大频偏受到限制，因此，一般在较低频率上产生调频波，以提高调频波的相对频偏，而后通过倍频和混频获得所需的载波频率和最大线性频偏。



◎一调频广播发射机，采用矢量合成法调相电路，要求产生载波频率为**100MHz**，最大频偏为**75KHz**的调频波。已知调制频率范围为**100Hz至15KHz**。采用矢量合成调相电路时，在最低调制频率**100kHz**上能够产生的最大线性频偏为**26Hz**，为了产生所需的调频波，可以采用图8-2-26所示的方案。图中，调相电路的载波频率为**100KHz**，产生的最大频偏设为**24.41Hz**，通过三级四倍频器和一级三倍频器，可以得到载频为**19.2MHz**，最大频偏为**4.687KHz**的调频波，而后通过混频器将其载波频率降低到**6.25MHz**，再通过二级四倍频器，就能得到所需的调频波。



§ 8-3 调频波的解调（鉴频）

一、概念

二、实现鉴频的方法

三、鉴频器举例



§ 调频波的解调（鉴频）

一、概念

1.定义：从调频波中还原出瞬时频率随调制信号作线性变化的过程

2.鉴频特性：鉴频电路的功能而言，它是一个将输入调频信号的瞬时频率变换为相应解调输出电压的变换器。通常将该变换器的变换特性，即随瞬时频偏的变化特性称为鉴频特性； 原点上的斜率 S_D 鉴频跨导：

$$S_D = \frac{\partial v_o}{\partial (f - f_0)} \Big|_{f=f_0}$$

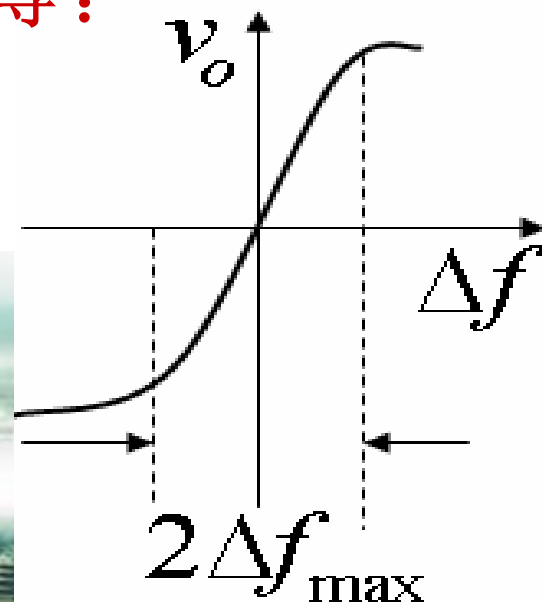


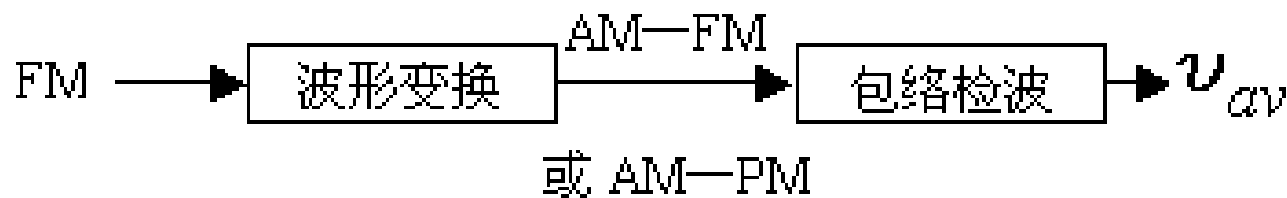
图 8-3-1 鉴频特性

- ◎ 一般情况下， S_D 为调制角频率的复函数，即 $S_D(j\Omega)$ ，要求它的通频带大于调制信号的最高频率 Ω_{max} 。在传输视频信号时，还必须满足相位失真和瞬变失真的要求。
- ◎ 鉴频特性的非线性通常用非线性失真系数来评价。为了减小非线性失真，要求鉴频特性近似线性的范围。一个鉴频器，除了有大的鉴频跨导外，还必须满足线性和非线性失真的要求。

※ 限幅鉴频实现方法概述

就工作原理而言，鉴频有两类实现方法，一类是利用反馈环路（例如锁相环）实现鉴频，这类方法将留待下一章再作介绍。另一类是将输入调频信号进行特定波形变换，使变换后的波形包含有反映瞬时频率变化的平均分量。这样，通过低通滤波器就能输出所需的解调电压。





根据波形变换的不同特点，这类鉴频器又可归纳为下列三种实现方法：

1、包络检波型鉴频器：

先将输入调频波通过具有合适频率特性的线性网络，使输出转换成调频调幅波，这个调频调幅波的振幅按照调制信号成线性关系，而后通过包络检波器检出反映振幅变化的解调电压

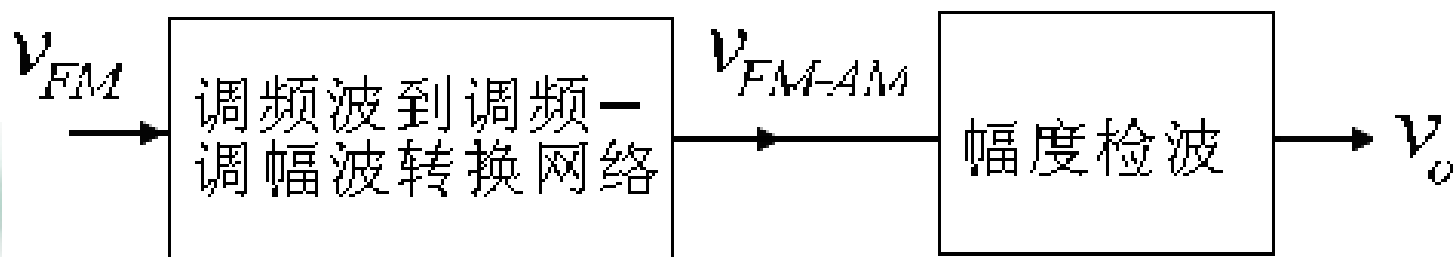


图8-3-2 波形变换鉴频器的实现模型

$$A(j\omega) = A(\omega)e^{j\varphi_A(\omega)}$$

当其输入端作用着调频信号 $v_1(t)$ 时，它的输出响应为：

$$v_2(t) = \Theta^{-1}[F_2(j\omega)] = \Theta^{-1}[F_1(j\omega)A(j\omega)]$$

$$F_1(j\omega) = \Theta[v_1(t)]$$

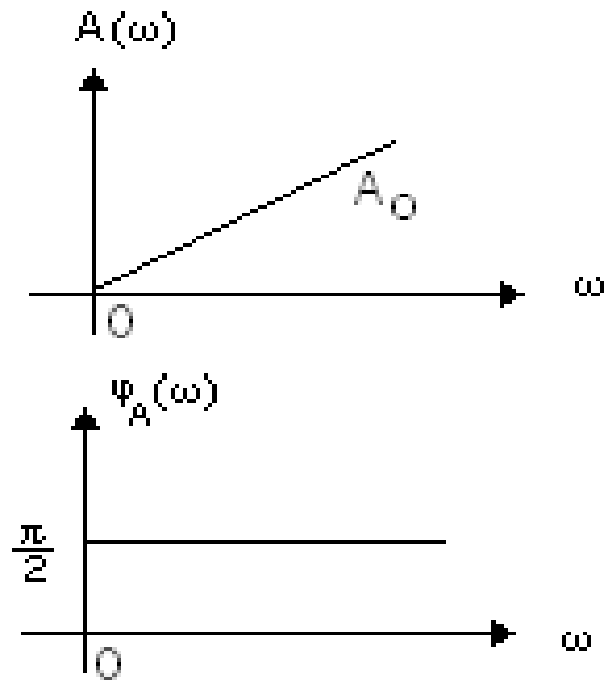
$$F_2(j\omega) = \Theta[v_2(t)]$$

◎ 一个理想的微分网络，其频率特性 $A(j\omega) = jA_0\omega$ ，即，其具有线性的幅频特性和恒值的相频特性：

$$A(\omega) = A_0\omega \quad \varphi_A(\omega) = \frac{\pi}{2}$$

$$v_2(t) = \Theta^{-1}[jA_0\omega F_1(j\omega)]$$

$$\Theta\left[\frac{dv_1(t)}{dt}\right] = j\omega F_1(j\omega) \longrightarrow v_2(t) = A_0 \frac{dv_1(t)}{dt}$$



$$v_1(t) = V_{im} \cos(\omega_c t + m_f \sin \Omega t)$$

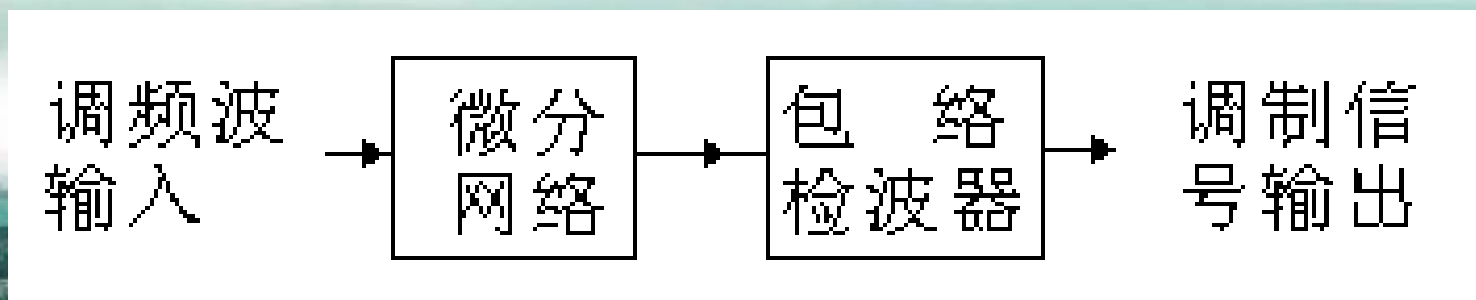
$$v_2(t) = A_0 \frac{dv_1(t)}{dt}$$

$$= -A_0 V_{im} (\omega_c + \Omega m_f \cos \Omega t) \sin(\omega_c t + m_f \sin \Omega t)$$

$$= -A_0 V_{im} (\omega_c + \Delta\omega_m \cos \Omega t) \sin(\omega_c t + m_f \sin \Omega t)$$

□理想微分网络可以将输入调频信号的瞬时频率变化不失真地反映在输出调频信号的振幅 V_{2m} ，即：

$$V_{2m} = A_0 V_{im} (\omega_c + \Delta\omega_m \cos \Omega t)$$



2、相位检波型 鉴频器

一个理想的时延网络，其频率特性 $A(j\omega) = A_0 e^{-j\omega\tau_0}$ ，即恒值的幅频特性和线性的相频特性

$$\Theta[v_1(t - \tau_0)] = F_1(j\omega) e^{-j\omega\tau_0}$$

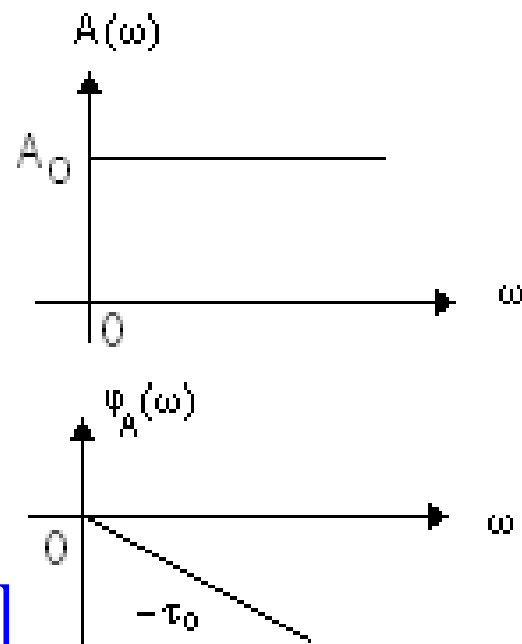
$$v_2(t) = \Theta^{-1}[A_0 F_1(j\omega) e^{-j\omega\tau_0}] = A_0 v_1(t - \tau_0)$$

e.g. $v_1(t) = V_{im} \sin(\omega_c t + m_f \sin \Omega t)$

$$v_2(t) = A_0 v_1(t - \tau_0)$$

$$= A_0 V_{im} \sin[\omega_c(t - \tau_0) + m_f \sin \Omega(t - \tau_0)]$$

$$= A_0 V_{im} \sin(\omega_c t - \omega_c \tau_0 + m_f \sin \Omega t \cos \Omega \tau_0 - m_f \cos \Omega t \sin \Omega \tau_0)$$



$$\sin \Omega(t - \tau_0) = \sin \Omega t \cos \Omega \tau_0 - \cos \Omega t \sin \Omega \tau_0 \quad \Omega \tau_0 \leq \frac{\pi}{12} :$$

$$v_2(t) = A_0 V_{im} \sin(\omega_c t - \omega_c \tau_0 + m_f \sin \Omega t \cos \Omega \tau_0 \\ - m_f \cos \Omega t \sin \Omega \tau_0)$$

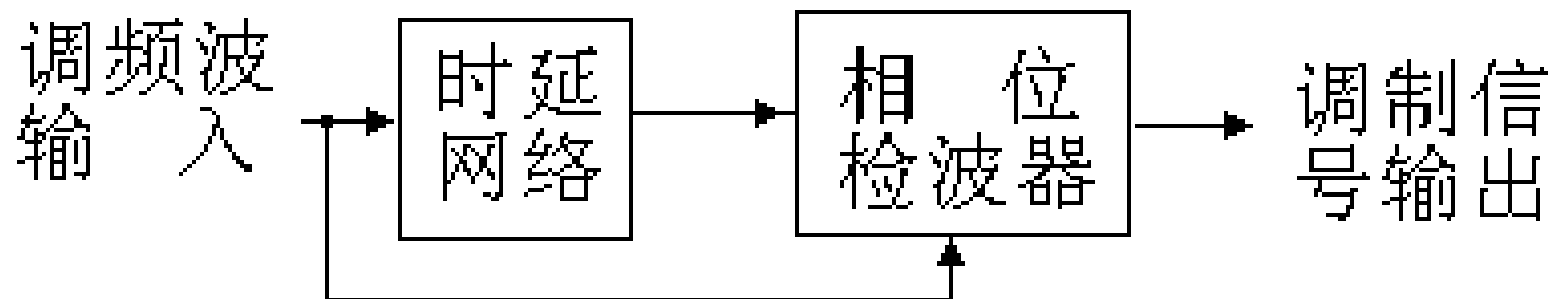
$$\approx A_0 V_{im} \sin(\omega_c t - \omega_c \tau_0 + m_f \sin \Omega t \\ - m_f \Omega \tau_0 \cos \Omega t)$$

$$= A_0 V_{im} \sin(\omega_c t + m_f \sin \Omega t \\ - m_f \Omega \tau_0 \cos \Omega t - \omega_c \tau_0) \quad \Delta \omega_m = m_f \Omega$$

$$\Delta \varphi = -m_f \Omega \tau_0 \cos \Omega t - \omega_c \tau_0 = -\omega_c \tau_0 - \Delta \omega_m \tau_0 \cos \Omega t$$

恒定相移

反映输入调频波
的瞬时频率变化



3、脉冲式数字鉴频器

先将输入调频波通过具有合适特性的非线性变换网络，将它变换为调频等宽脉冲序列。

由于该等宽脉冲序列含有反映瞬时频率变化的平均分量，因而，通过低通滤波器就能输出反映平均分量变化的解调电压。也可将该调频等宽脉冲序列直接通过脉冲计数器得到反映瞬时频率变化的解调电压。

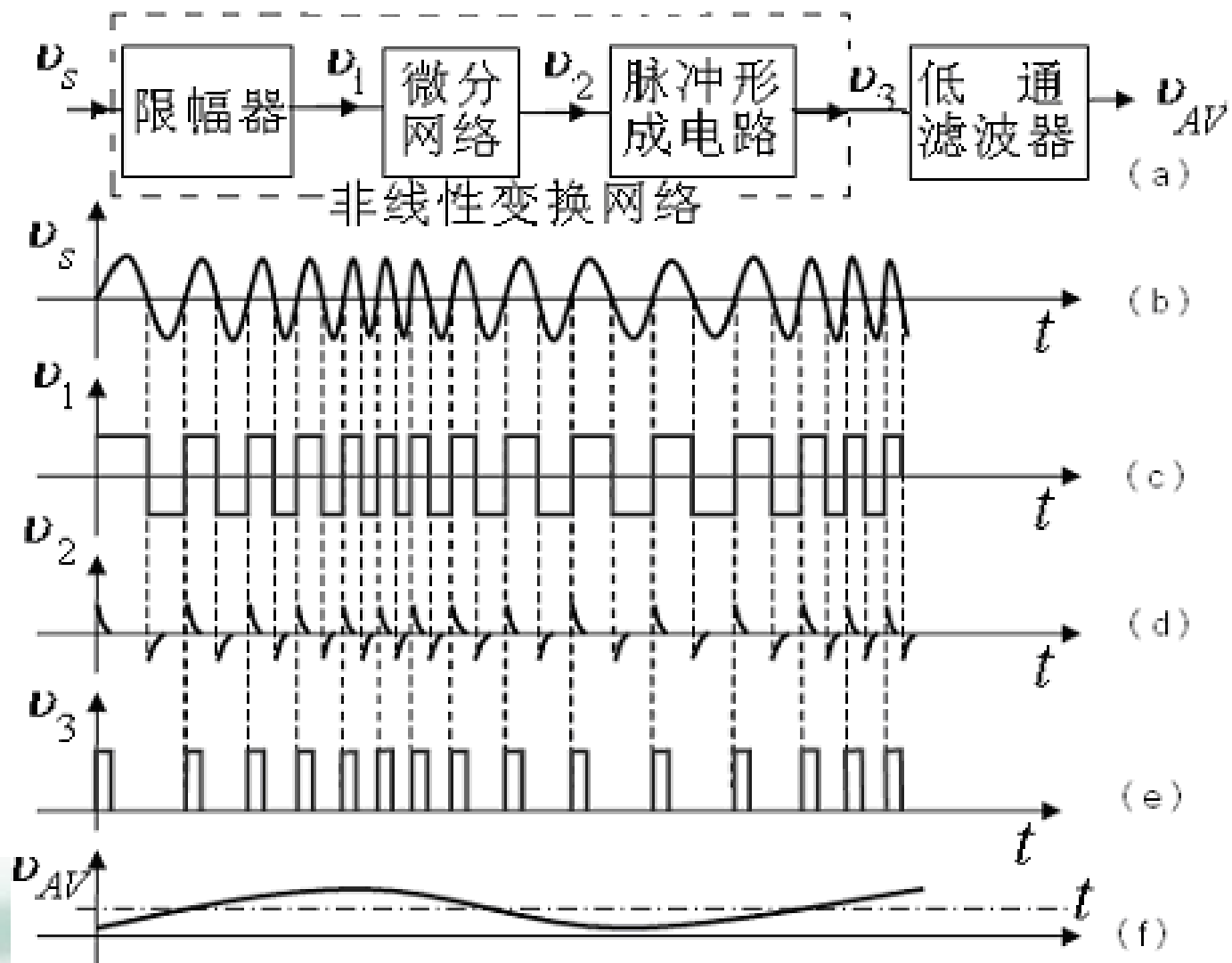


图 8-3-9 脉冲式数字鉴频器的组成框图以及各个部分的波形

二、实现鉴频的方法

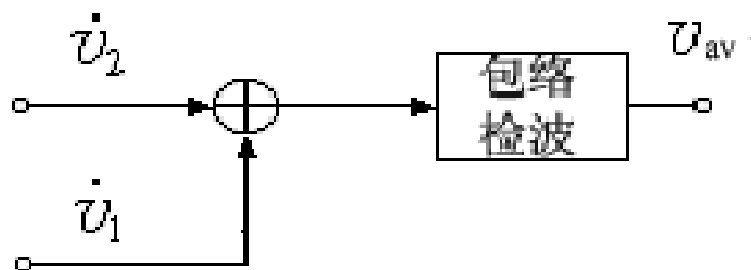
1、用线性幅频网络实现鉴频(为 斜率鉴频)

2、用移相网络实现鉴频(为 相位鉴频)

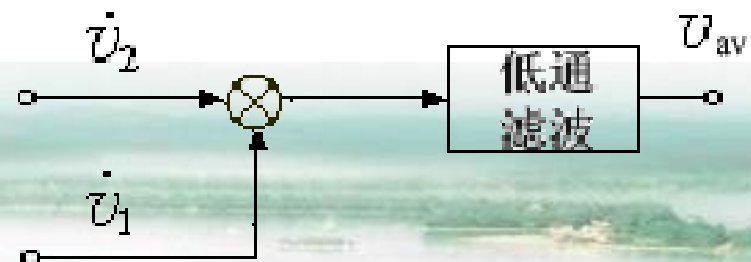
相位鉴频是由 移相网络 和 相位检波构成的

①相位检波（鉴相）

- 叠加型鉴相

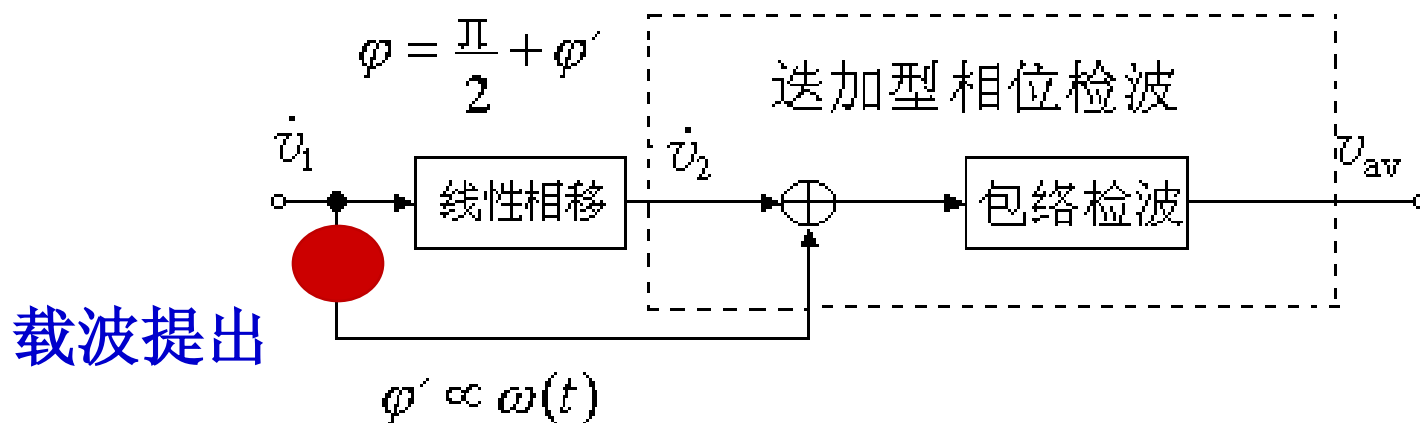


- 乘积型鉴相

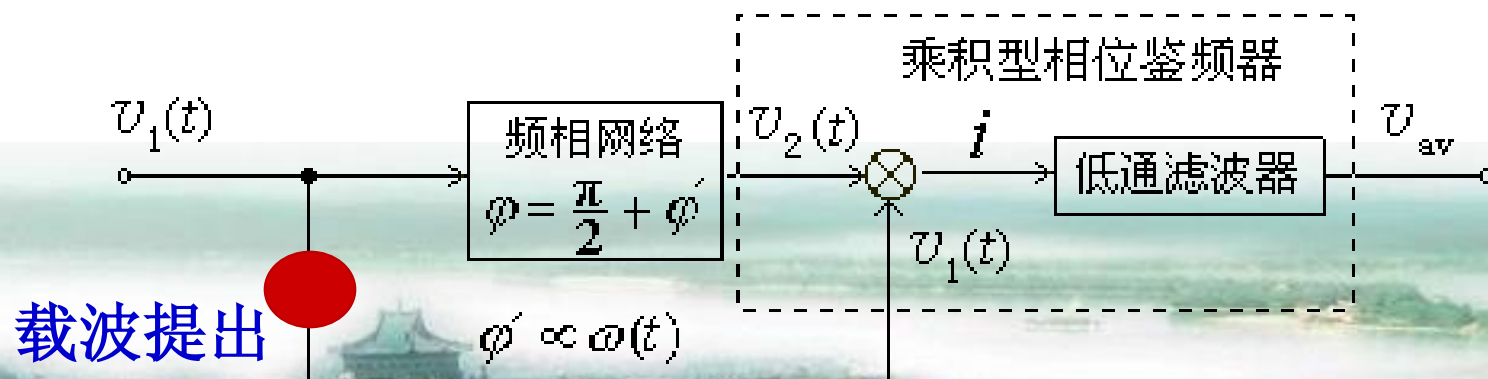


②相位鉴频 [理论分析见(★调角信号解调的理论分析)]

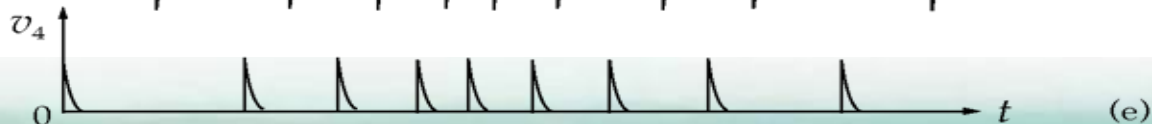
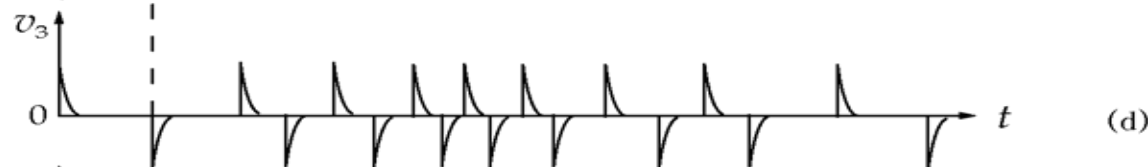
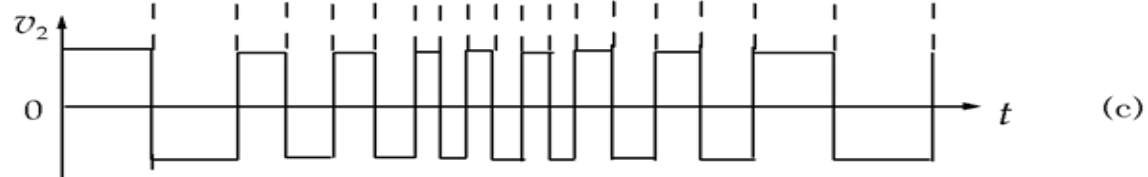
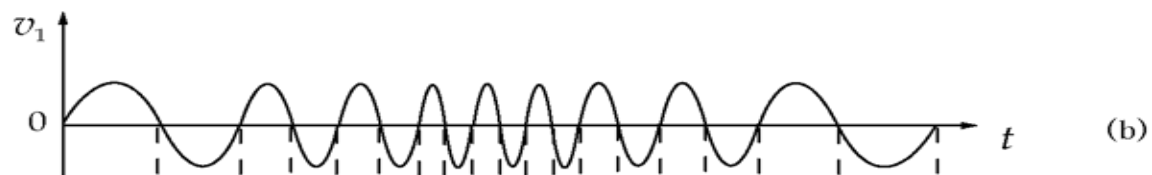
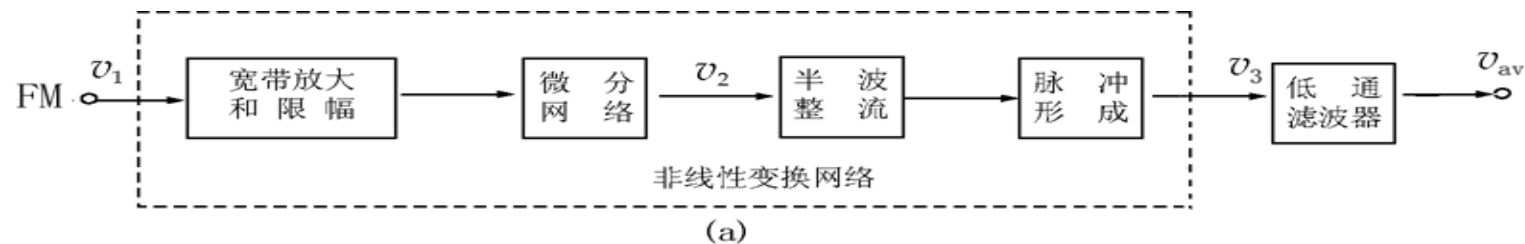
i) 线性的移相网络 + 叠加型鉴相器 = 叠加型相位鉴频器



ii) 线性的移相网络 + 乘积型鉴相器 = 乘积型相位鉴频器



iii) 非线性网络+低通滤波器 = 脉冲数字式鉴频器

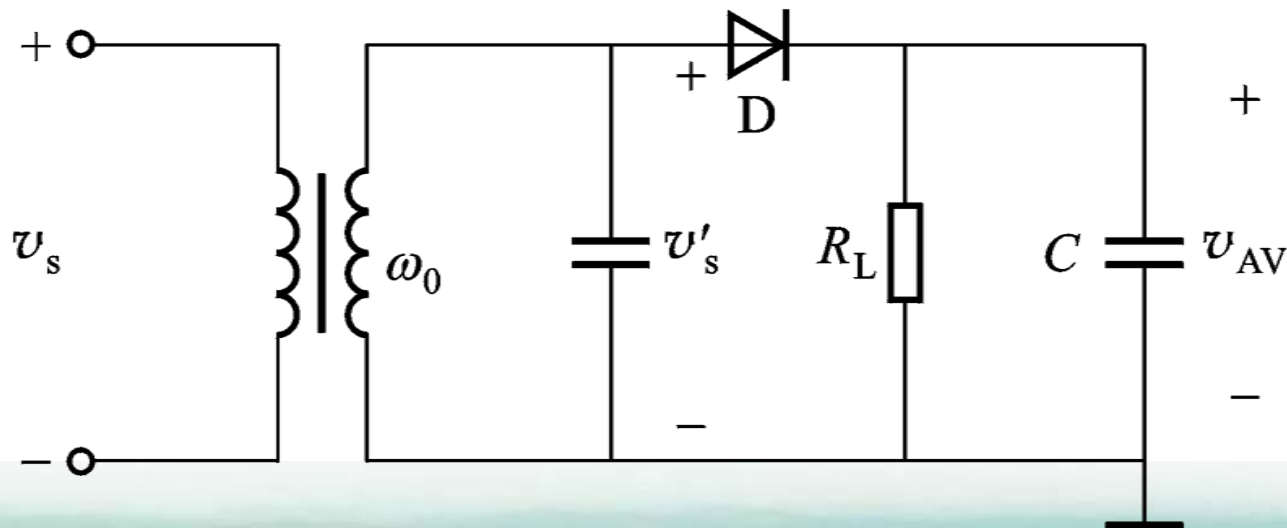


三、鉴频器举例

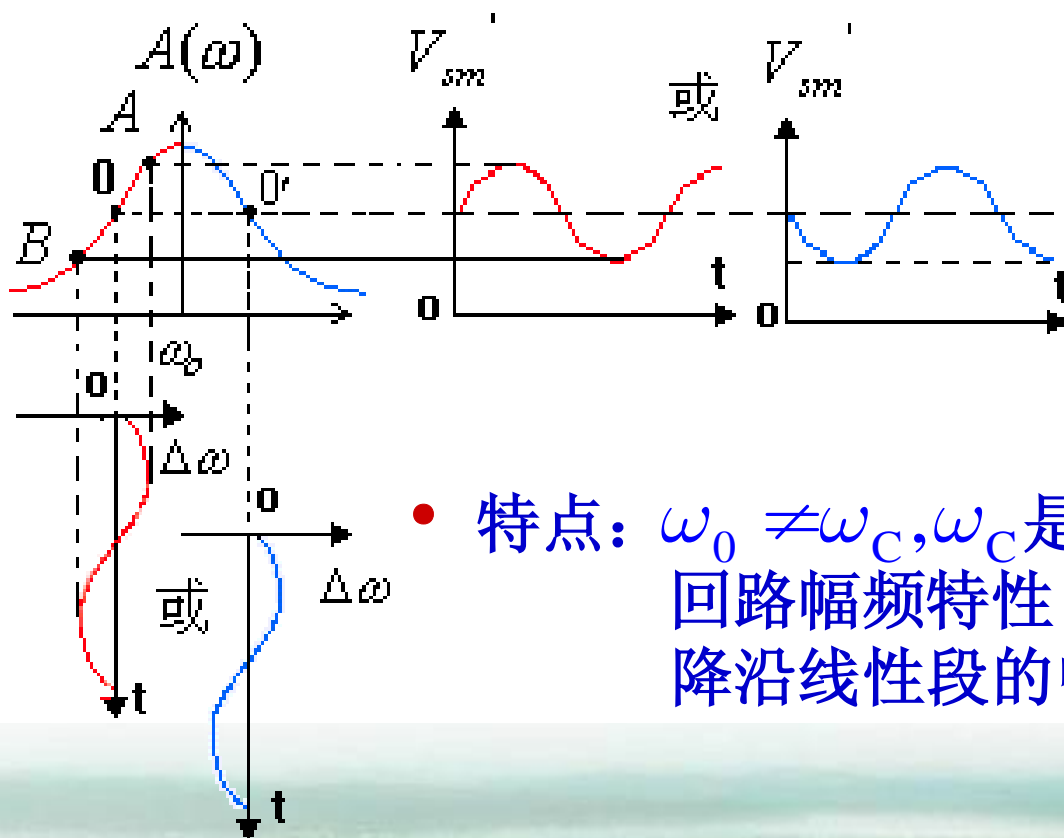
1、斜率鉴频器

① 单失谐回路斜率鉴频器

电路



• 工作原理



点击演示

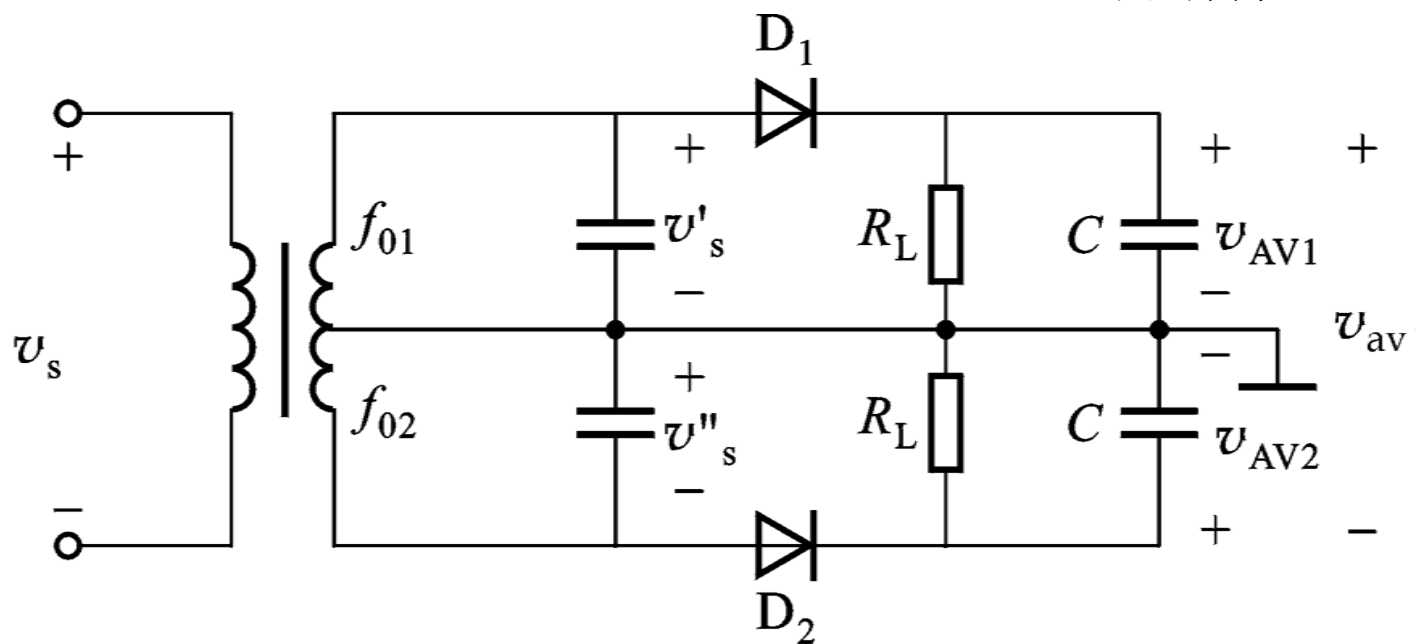
- 特点: $\omega_0 \neq \omega_c$, ω_c 是失谐在 LC 回路幅频特性上升沿或下降沿线性段的中点。

② 双失谐回路斜率鉴频器

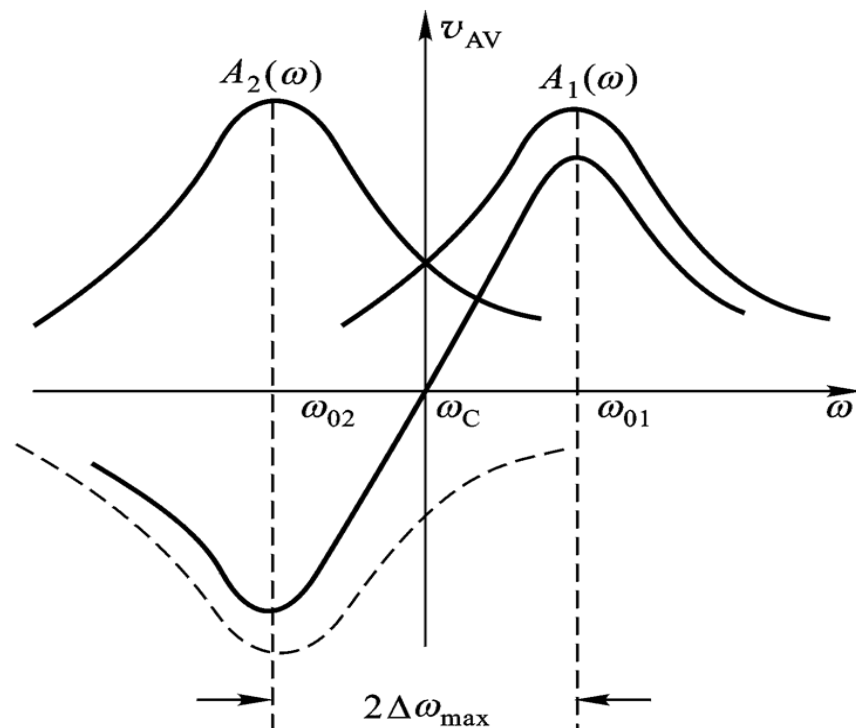
- 电路



点击演示



- 工作原理



点击演示

- 特点

a) L_1C_1 , L_2C_2 的 Q 值是相同的

b) $\omega_{01} \neq \omega_{02} \neq \omega_C$, 而 ω_{01}, ω_{02} 对称地失谐在 ω_C 的两侧
(即 $\omega_{01} - \omega_C = \omega_C - \omega_{02}$)

c) 包络检波器上下对称

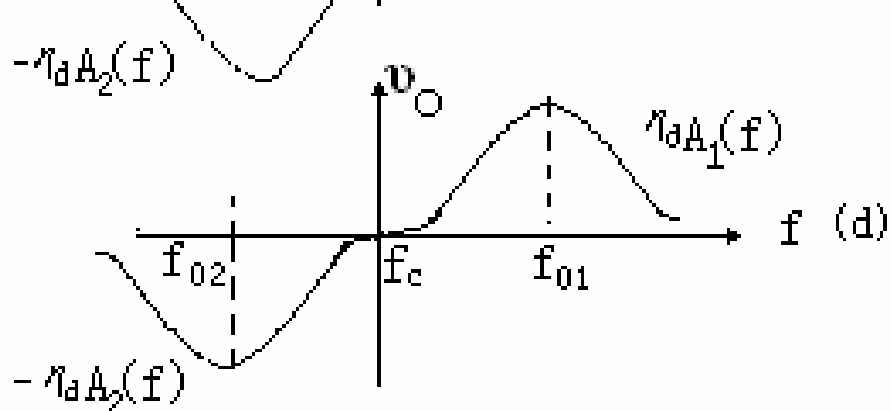
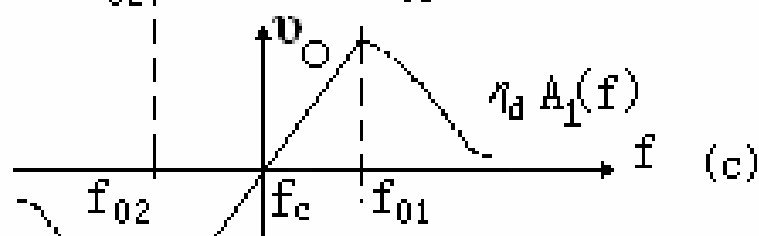
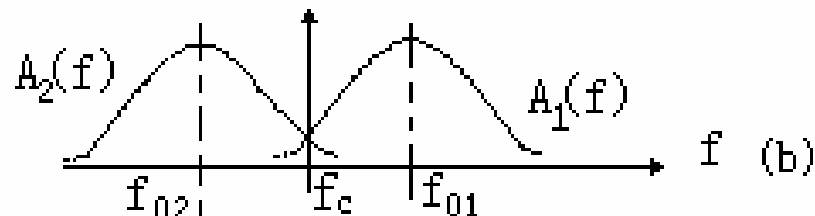
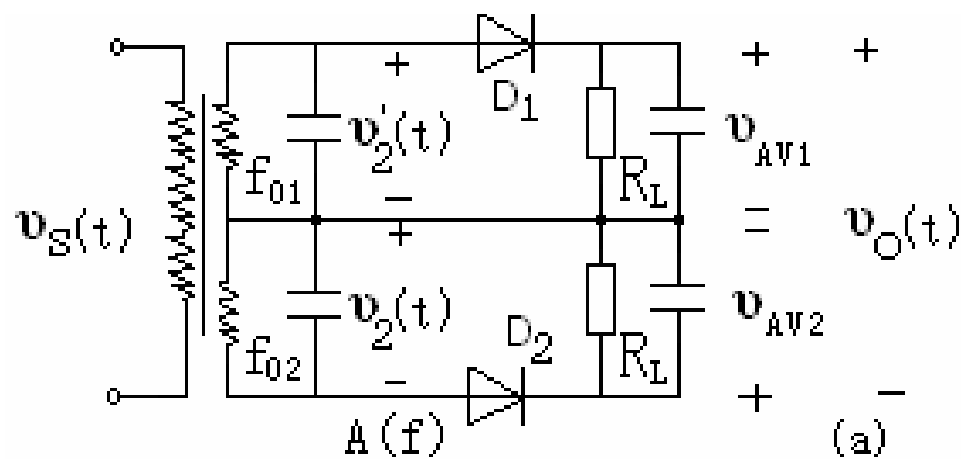


图 8-3-11 双失谐回路斜率鉴频器

■ 若设上、下两谐振回路的幅频特性分别为 $A_1(\omega)$ 和 $A_2(\omega)$ ，并认为上、下两包络鉴波器的鉴波电压传输系数均为 η_d ，则双失谐回路斜率鉴频器的输出解调电压为：

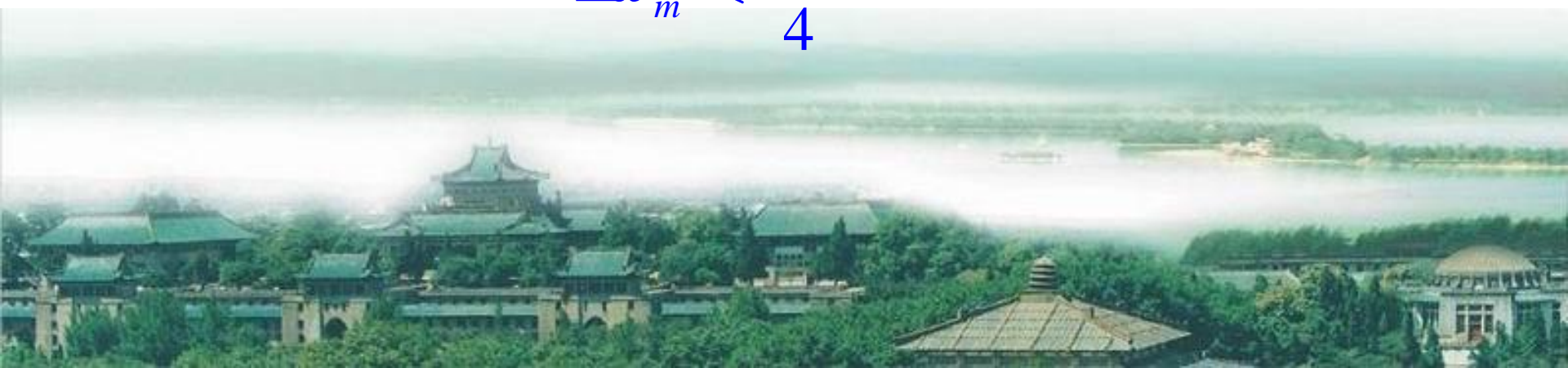
$$V_{Sm}\eta_d[A_1(\omega) - A_2(\omega)]$$

■ 可以证明，若间隔选为：

$$\delta_f = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{B_{0.7}}{4\pi} \approx 0.1B_{0.7}$$

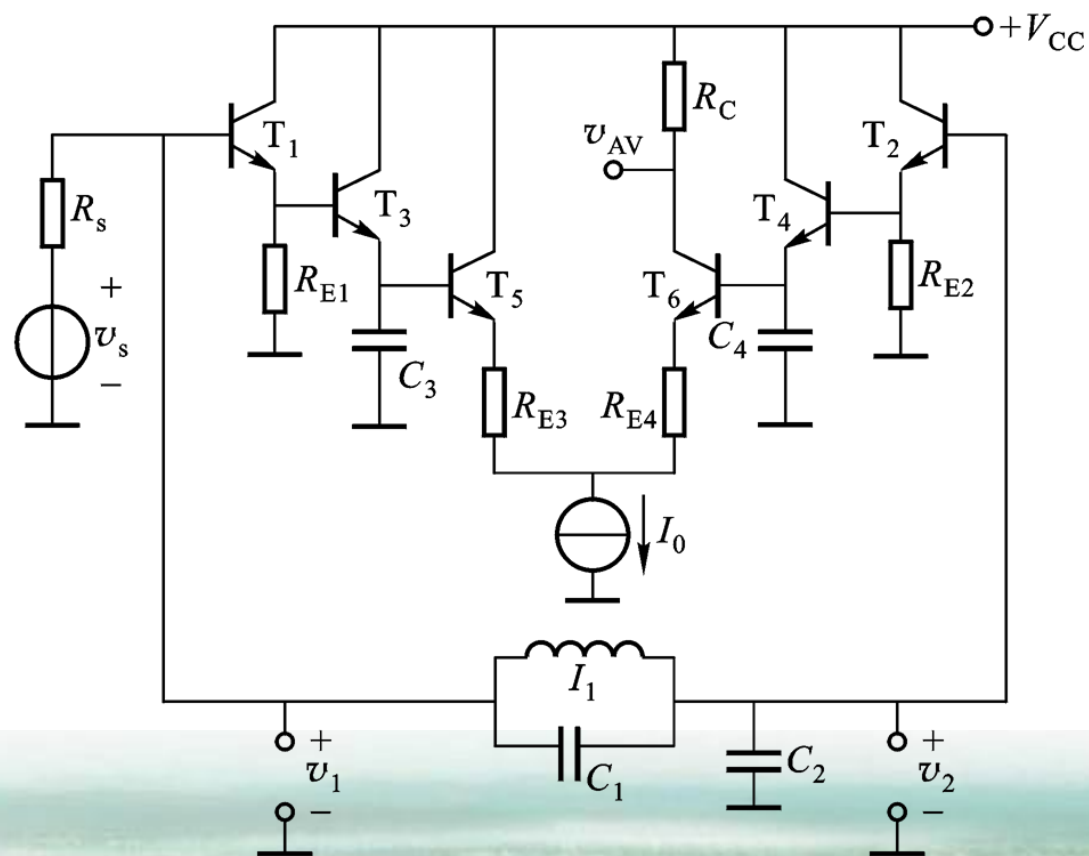
■ 则鉴频特性的线性范围达到最大。为了实现线性鉴频，应限制最大的角频偏：

$$\Delta\omega_m < \frac{B_{0.7}}{4}$$



③ 集成电路中双失谐斜率鉴频器

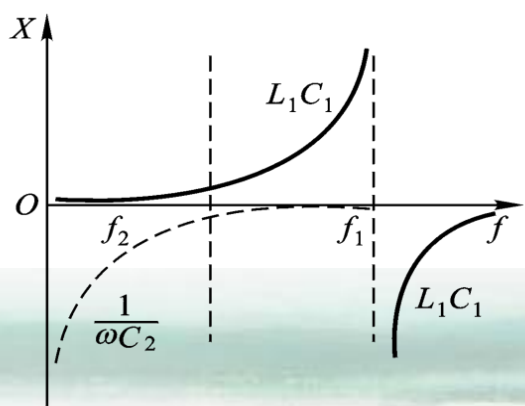
- 电 路



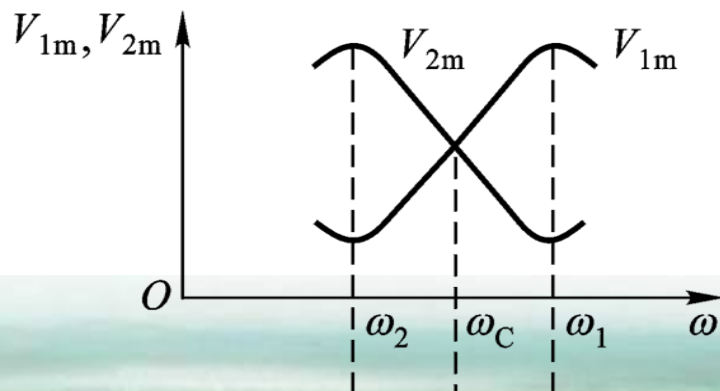
• 工作原理

◆ L_1C_1 与 C_2 构成幅频变换线性网络，将 v_{FM} 输入变换为两个幅度按瞬时频率变换的AM-FM波 v_1, v_2

◆ 当 $\omega = \omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{L_1C_1}}$ ，得到 $v_1(t)$ 为最大值 $V_{1\text{max}}$ ， $v_2(t)$ 为最小值 $V_{2\text{min}}$ ；
当 ω 从 ω_{01} 减小时，使 L_1C_1 并联回路网络呈感抗，与 C_2 串联谐振时，谐振频率为 ω_{02} ，可得 $v_2(t)$ 为最大值 $V_{2\text{max}}$ ，但回路总阻抗接近为零，所以 $v_1(t)$ 为最小值 $V_{1\text{min}}$



L_1C_1 与 C_2 的电抗曲线



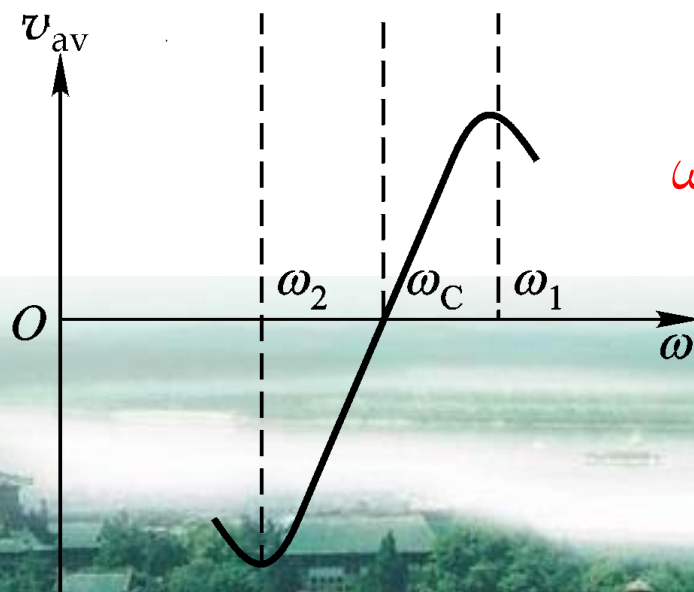
$v_1(t)$ 和 $v_2(t)$ 幅频特性

- ◆ v_1, v_2 分别加到 T_1 、 T_2 的基极（ T_1 、 T_2 射随器作为缓冲级，在 T_1 、 T_2 的射极输出后分别加到两个晶体管峰值包络检波器 T_3 、 T_4 的基极， T_3 、 C_3 ， T_4 、 C_4 分别与 T_5 、 T_6 的输入电阻构成检波器），则在 T_5 、 T_6 基极分别得到调解电压：

$$v_{01} = \eta_d V_{1m} \quad v_{02} = \eta_d V_{2m}$$

- ◆ v_1, v_2 经 T_5 、 T_6 差分放大后单端输出 $v_{av} = \frac{\eta_d (V_{1m} - V_{2m}) A_{id}}{2}$ 实现了鉴频

- ◆ 鉴频特性曲线

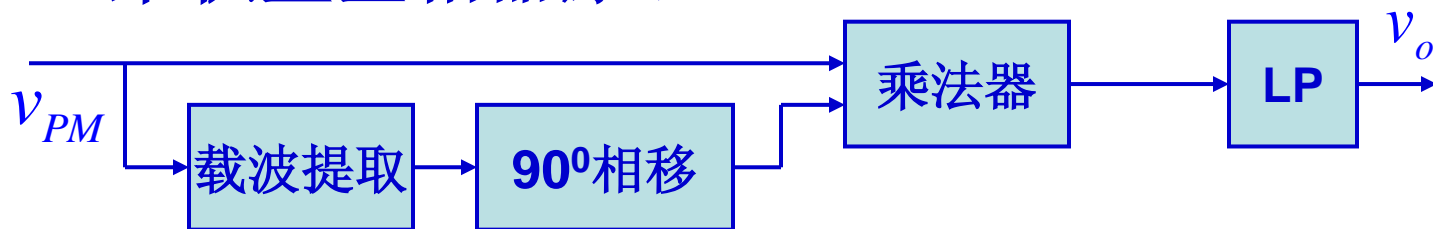


$$\omega_2 \approx \frac{1}{\sqrt{L_1(C_1 + C_2)}}$$

★调角信号解调的理论分析

1、鉴相器原理

A、乘积型鉴相器原理



调相信号为: $v_{PM} = V_m \cos[\omega_c t + \Delta\phi(t)]$ $\Delta\phi(t) = k_p v_\Omega$

同步载波信号为: $v_r = V_{rm} \cos\left(\omega_c t + \frac{\pi}{2}\right) = -V_{rm} \sin \omega_c t$

利用乘法器件可得:

$$v_o = k v_{PM} v_r = -k V_{cm} V_{rm} \cos[\omega_c t + \Delta\phi(t)] \sin \omega_c t$$

$$= \frac{k V_{cm} V_{rm}}{2} \{ \sin \Delta\phi(t) - \sin[2\omega_c t + \Delta\phi(t)] \}$$

$$v_o = \frac{kV_{cm}V_{rm}}{2} \{ \sin \Delta\phi(t) - \sin[2\omega_c t + \Delta\phi(t)] \}$$

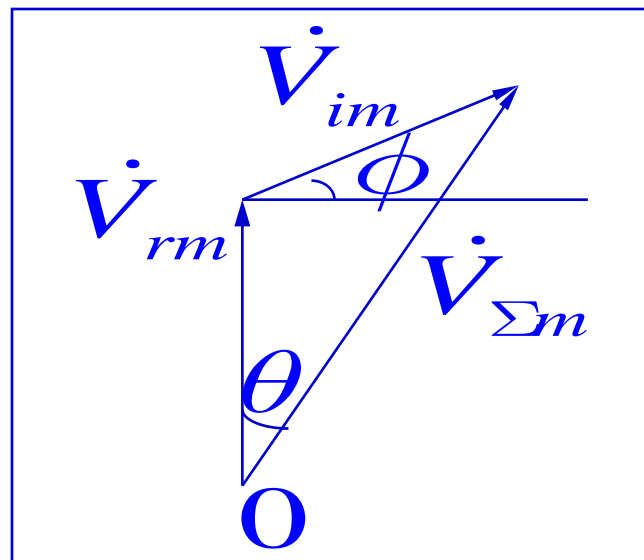
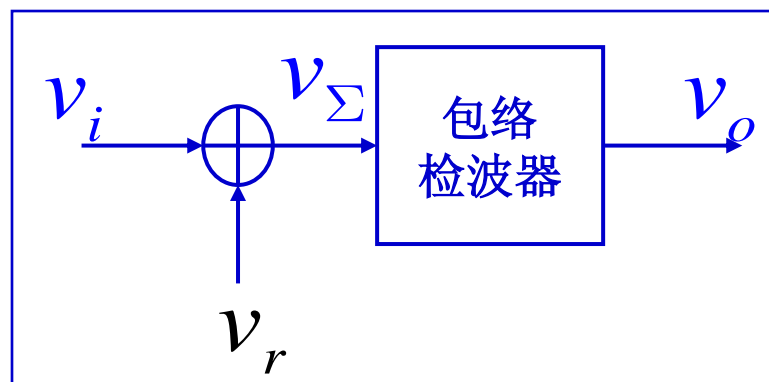
利用低通滤波器取出低频分量：

$$\begin{aligned} v_{o1} &= \frac{kV_{cm}V_{rm}}{2} \sin \Delta\phi(t) \quad \overset{|\Delta\phi(t)| \leq \frac{\pi}{6}}{\approx} \frac{kV_{cm}V_{rm}}{2} \Delta\phi(t) \\ &= \frac{kk_p V_{cm}V_{rm}}{2} v_\Omega \propto v_\Omega \end{aligned}$$

乘积型鉴相器线性鉴相范围小。由于两相乘信号存在固定 90° 的相位差，此法又称为正交乘积鉴相。



B、叠加型鉴相原理



$$V_{\Sigma m} = \sqrt{(V_{rm} + V_{cm} \sin \phi)^2 + (V_{cm} \cos \phi)^2} \quad \theta = \arctan \frac{V_{cm} \cos \phi}{V_{rm} + V_{cm} \sin \phi}$$

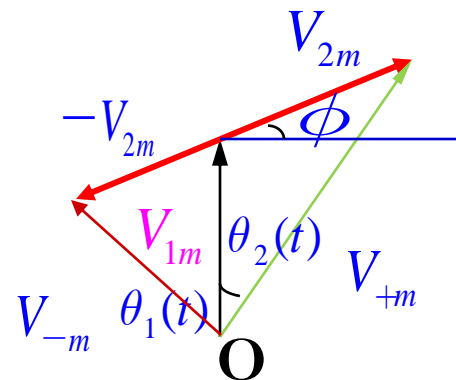
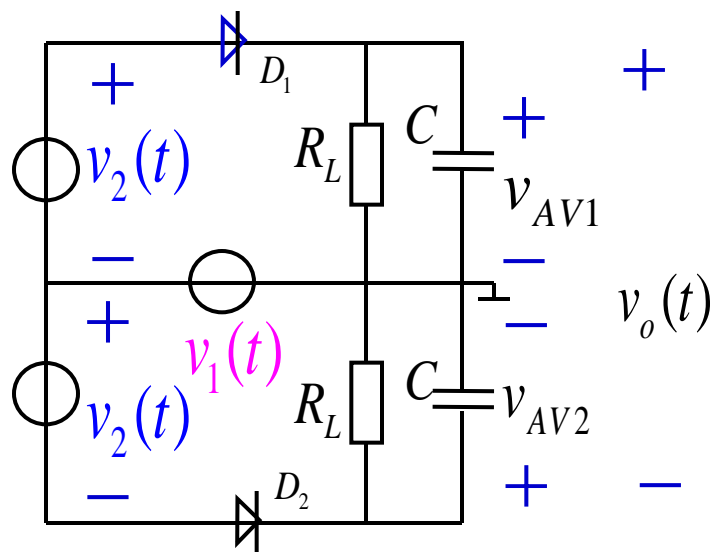
$$= \sqrt{V_{rm}^2 + V_{cm}^2 + 2V_{rm} V_{cm} \sin \phi}$$

$$V_{\Sigma m} = \sqrt{V_{rm}^2 + V_{cm}^2} (1 + K \sin \phi)^{1/2}$$

其中 $K = \frac{2V_{rm} V_{cm}}{V_{rm}^2 + V_{cm}^2}$

$$\approx \sqrt{V_{rm}^2 + V_{cm}^2} \left(1 + \frac{1}{2} K \sin \phi - \frac{1}{8} K^2 \sin^2 \phi + \frac{1}{16} K^3 \sin^3 \phi + \dots \right)$$

可通过采用平衡电路来消除叠加型鉴相器输出信号中的二次及以上偶次谐波分量



$$v_{i1} = v_1(t) + v_2(t) = V_{+m} \cos[\omega t - \theta_2(t)]$$

$$v_{i1} = v_1(t) - v_2(t) = V_{-m} \cos[\omega t + \theta_1(t)]$$

$$V_{\pm m} = \sqrt{V_{1m}^2 + V_{2m}^2 \pm 2V_{1m}V_{2m} \sin \phi}$$



2. 相位鉴频器

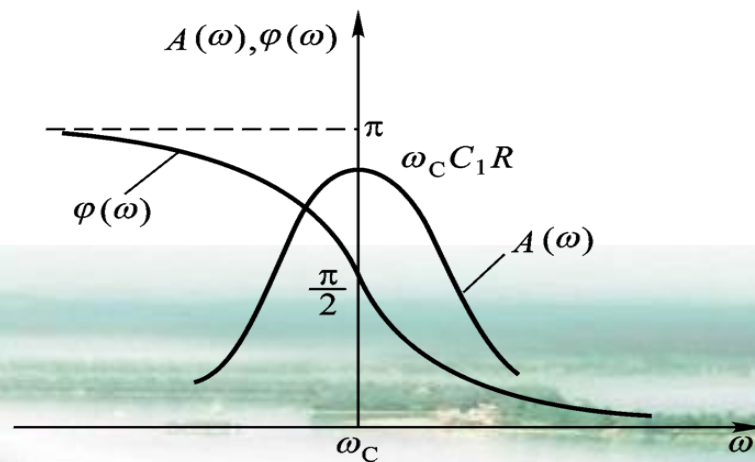
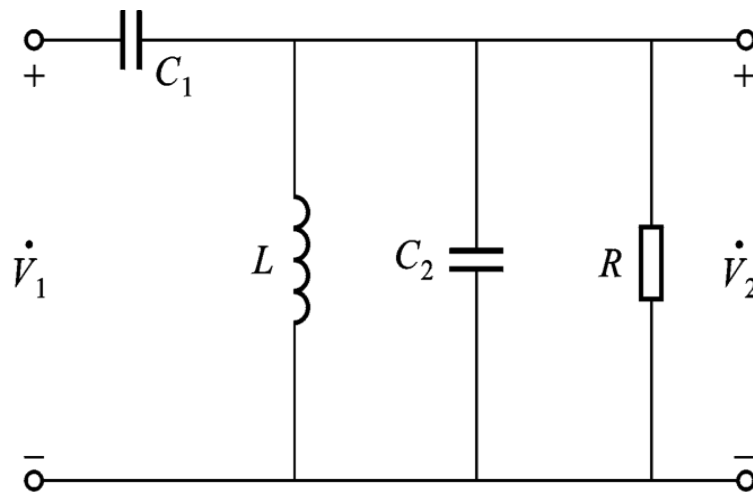
① C_1 与 RCL 分压电路

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 \frac{j\omega C_1 R}{1 + jQ_e \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega_0}} = \dot{V}_1 \frac{j\omega C_1 R}{1 + j\xi}$$

则 \dot{V}_2 超前 \dot{V}_1 相位为 $\varphi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctan \xi$

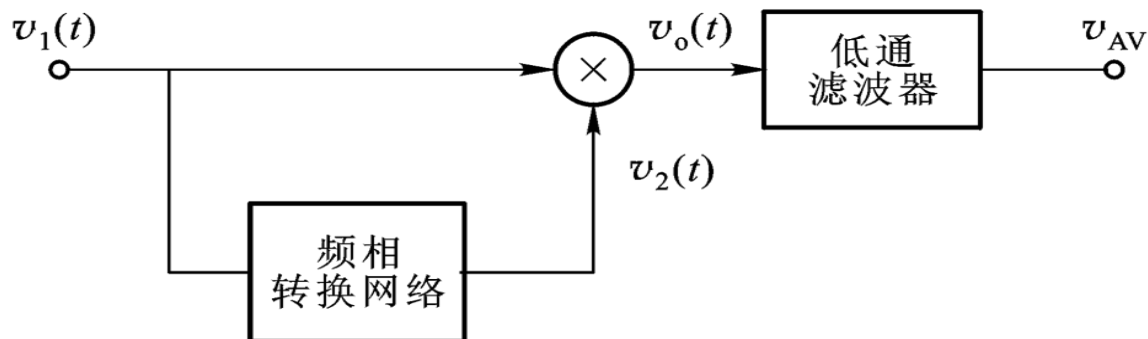
实现线性相移条件:

$$\arctan \xi < \frac{\pi}{6} \rightarrow \varphi(\omega) \approx \frac{\pi}{2} - \xi \propto v_{\Omega}(t)$$

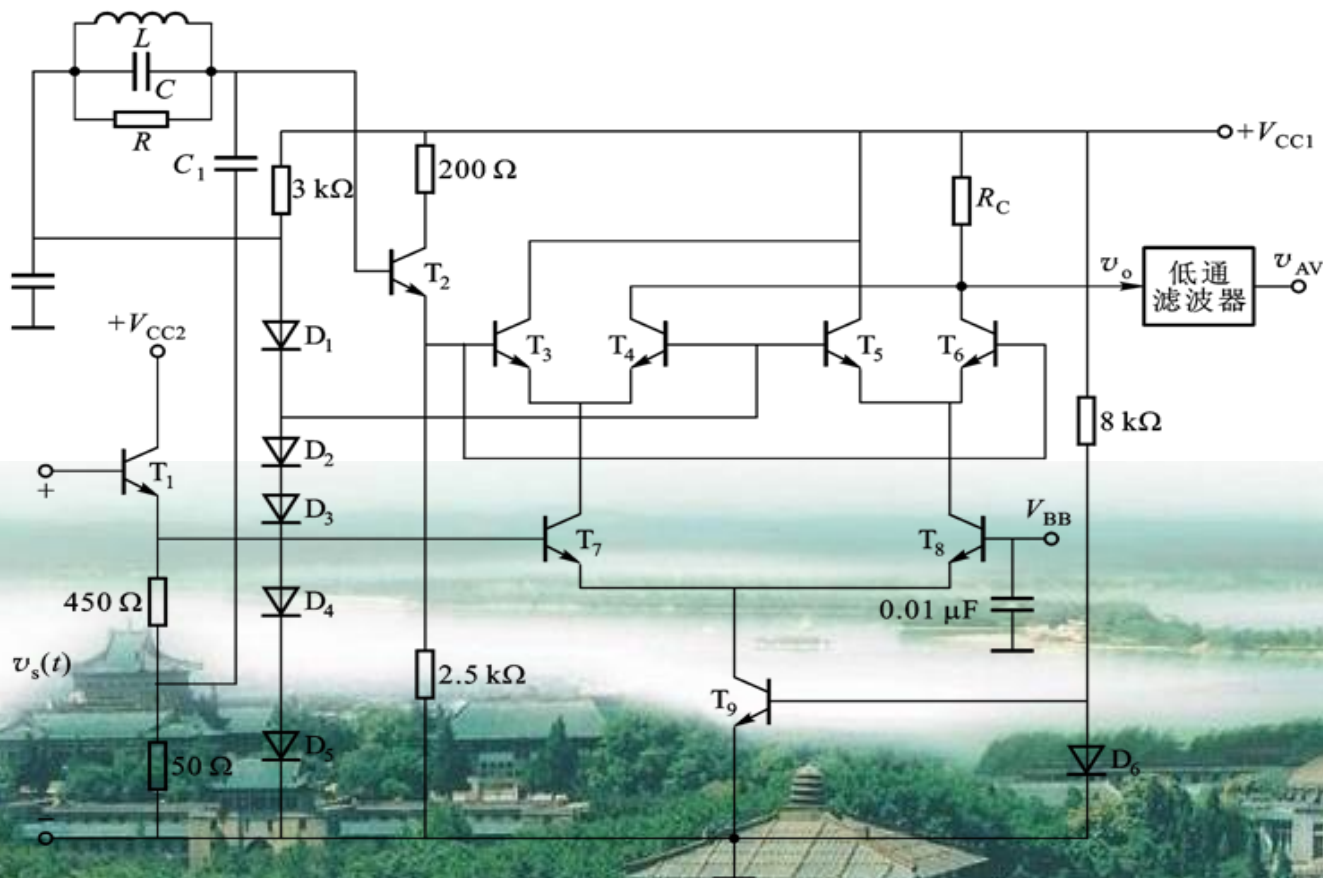


② 乘积型相位鉴频 (或称正交鉴频器或称差动峰值鉴频器)

• 框图



• 电路



• 工作原理

v_1 为大信号, v_s 衰减10倍后经 C_1 与 RCL 分压后为 v'_2

$$i_{\Pi} = \frac{I_0}{2} - \frac{I_0}{2} \operatorname{th} \frac{qv_1}{2kT} \cdot \operatorname{th} \frac{qv_2}{2kT}$$

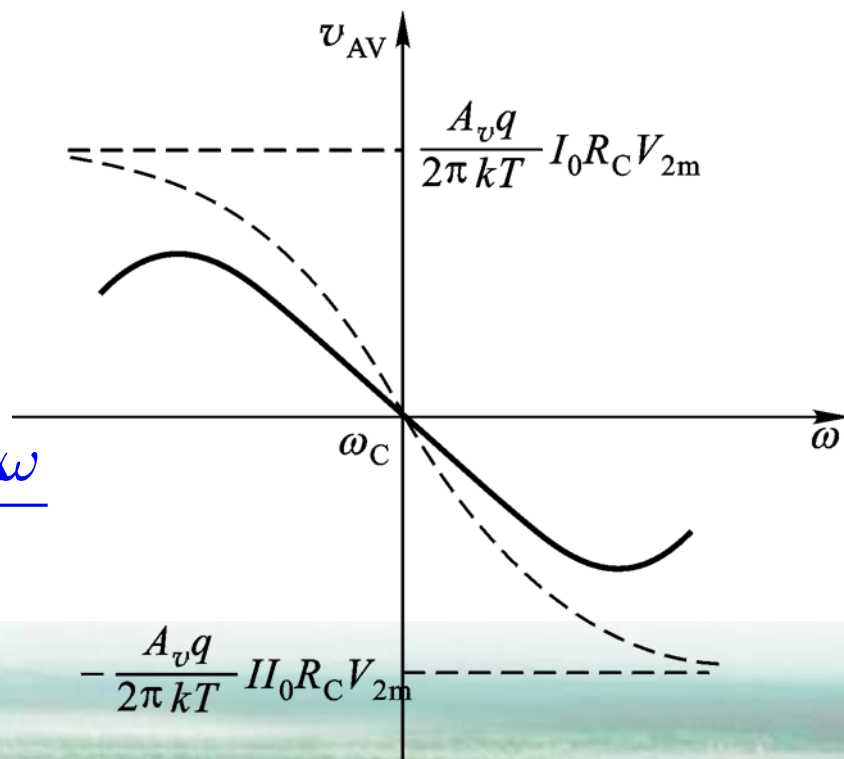
$$v_{av} = \frac{AI_0R_C}{2\pi V_T} V_{2m} \sin \varphi(\omega),$$

若 $\sin \varphi(\omega) \leq \frac{\pi}{12}$

$$\varphi(\omega) = -\arctan \xi \approx -\xi = -\frac{2Q_e \Delta \omega}{\omega_C}$$

$$v_{av} = \frac{AI_0R_C}{2\pi V_T} V_{2m} \xi$$

$$v_{av} \approx -i_{\Pi} R_C$$



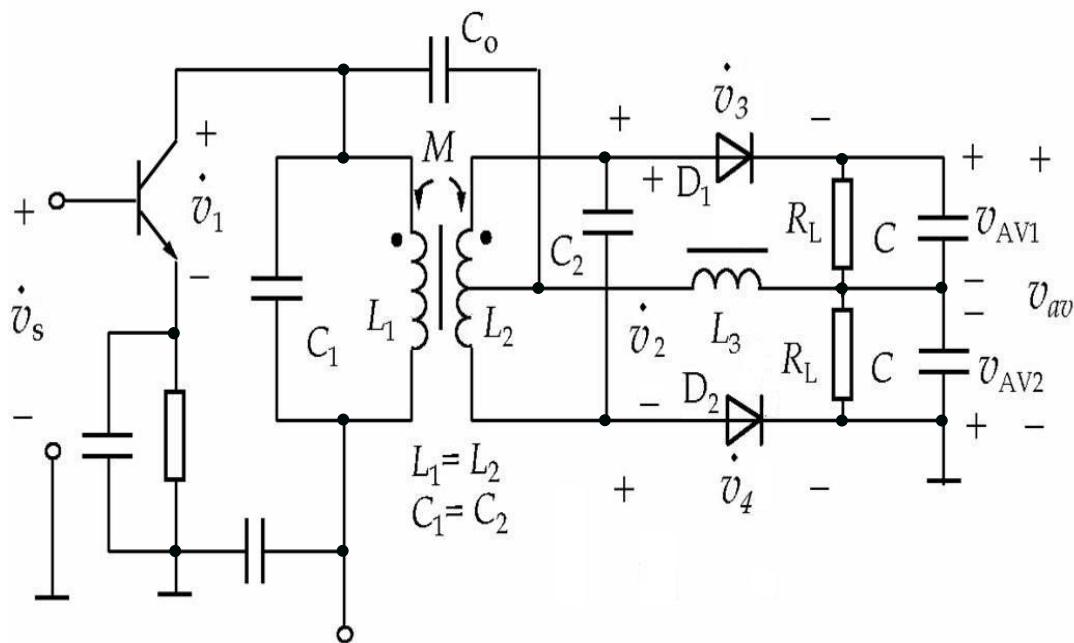
• 鉴频特性

ii) 叠加型相位鉴频(以互感耦合为例)

◆ 电路和各元件作用

◆ 据互感耦合同名端标向

$$\dot{v}_2 = -\frac{j\eta}{1+j\xi} \dot{v}_1$$



$$\dot{v}_2 \text{ 滞后 } \dot{v}_1 \text{ 相位为 } \phi(\omega) \approx \frac{\pi}{2} + \xi \quad \text{其中 } \xi = \frac{2Q_e \Delta\omega}{\omega_c}$$

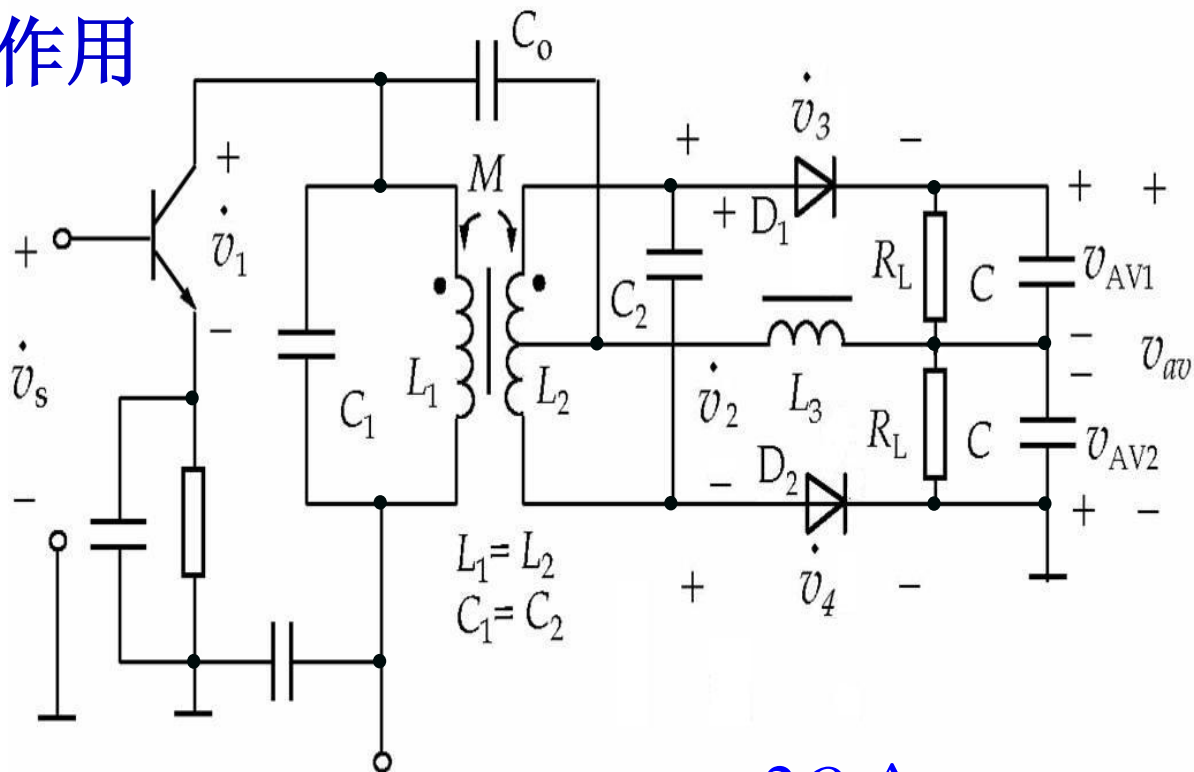


ii) 叠加型相位鉴频(以互感耦合为例)

◆ 电路和各元件作用

◆ 根据互感耦合同名端标向

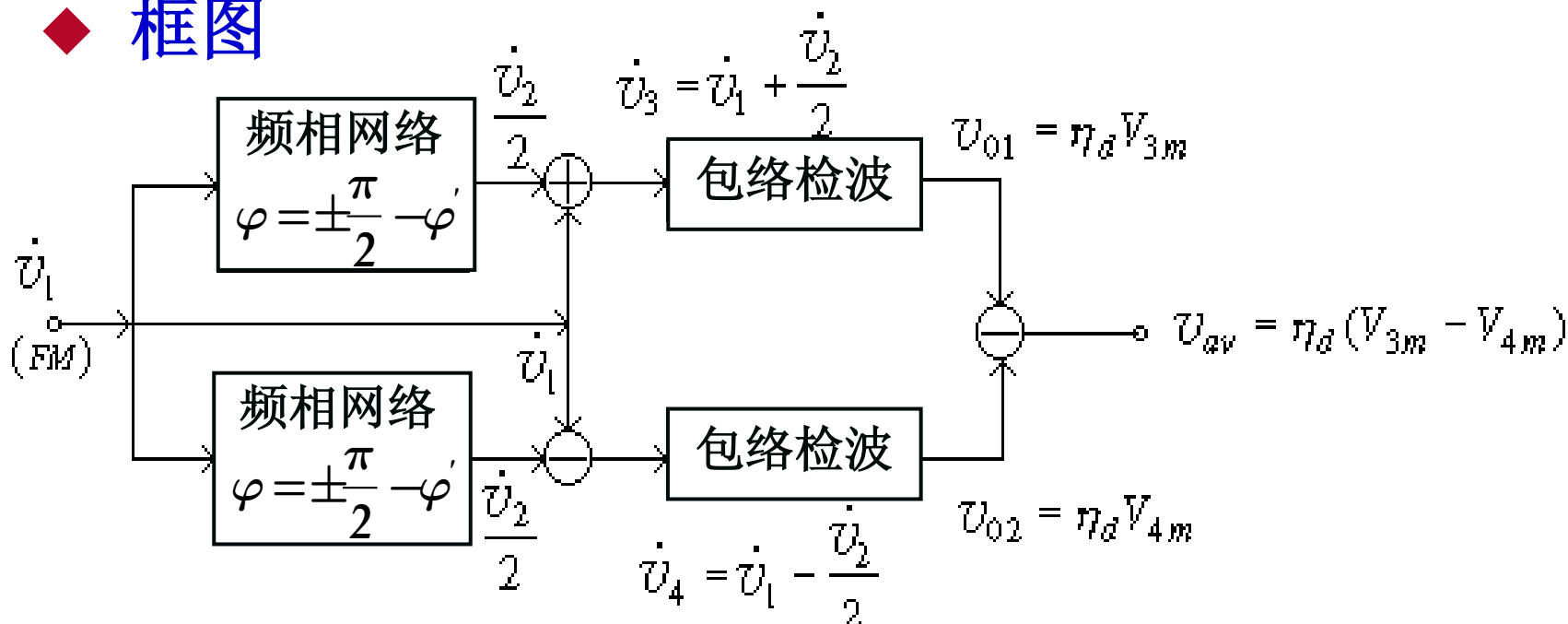
$$\dot{v}_2 = -\frac{j\eta}{1+j\xi} \dot{v}_1$$



\dot{v}_2 滞后 \dot{v}_1 相位为 $\phi(\omega) \approx \frac{\pi}{2} + \xi$ 其中 $\xi = \frac{2Q_e \Delta\omega}{\omega_c}$

ii) 叠加型相位鉴频(以互感耦合为例)

◆ 框图



$$\phi' = \arctan \xi, \xi = \frac{2Q_e \Delta\omega}{\omega_c}$$

$$\text{当 } \phi' < \frac{\pi}{6} \text{ 时, 则 } \phi' \approx \xi = \frac{2Q_e \Delta\omega}{\omega_c} \propto \Delta\omega$$

★ 结论

- a) S曲线的极性与三因素有关
- 同名端标向
 - 二极管接向
 - 输出接地点

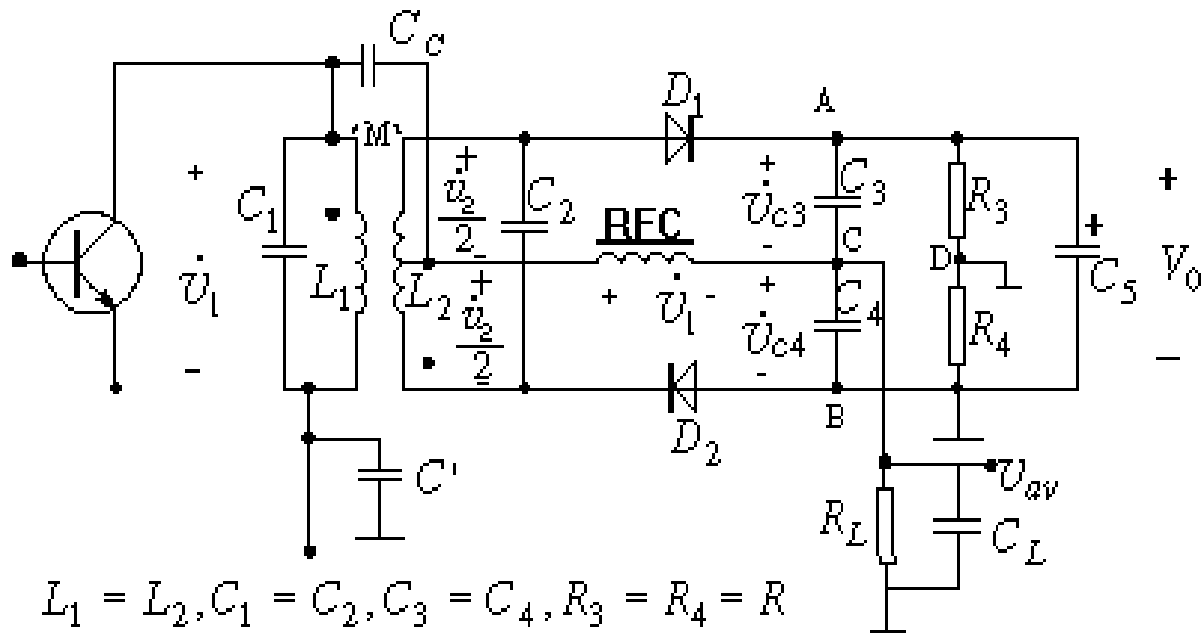
同时变其中奇次，极性倒置一次；
同时变其中偶次，极性不变。

- b) 电路本身无自限幅能力



3. 比例鉴频器

◆ 电路



◆ 特点

$$L_1 = L_2, C_1 = C_2, C_3 = C_4, R_3 = R_4 = R$$

- i) D_1 、 D_2 顺向串联
- ii) v_{C3} 和 v_{C4} 极性相同 $V_{AB} = v_{C3} + v_{C4} = V_0$ 不变值
- iii) $(R_3 + R_4)C_5 \approx 0.1S \sim 0.2S$ 惰性电路，
抑制寄生调频，具有自限幅作用

◆ 求S曲线

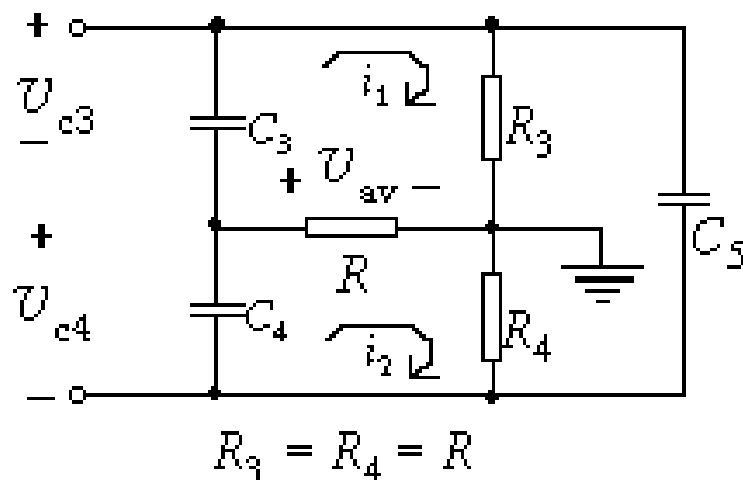
• 依据:

$$\text{i) } \left\{ \begin{array}{l} \dot{v}_{i1} = \dot{v}_1 + \frac{\dot{v}_2}{2} \\ \dot{v}_{i2} = -\dot{v}_1 + \frac{\dot{v}_2}{2} \end{array} \right. \xrightarrow{\text{等效}} \left\{ \begin{array}{l} \dot{v}_{i2} = \dot{v}_1 + \frac{\dot{v}_2}{2} \\ \dot{v}_{i1} = \dot{v}_1 - \frac{\dot{v}_2}{2} \end{array} \right.$$

ii) 同名端标向

$$\dot{v}_2 = -\frac{j\eta}{1+j\xi} \dot{v}_1 \quad \phi = -\frac{\pi}{2} - \xi$$

$$\text{iii) } v_{av} = -\frac{1}{2} \eta_d (V_{i1m} - V_{i2m})$$



- 用矢量法分析

若 $\Delta\omega = 0$, $v_{av} = 0$

若 $\Delta\omega > 0$, $v_{av} > 0$

若 $\Delta\omega < 0$, $v_{av} < 0$

◆ 自限幅能力

◆ 过抑制现象和阻塞现象

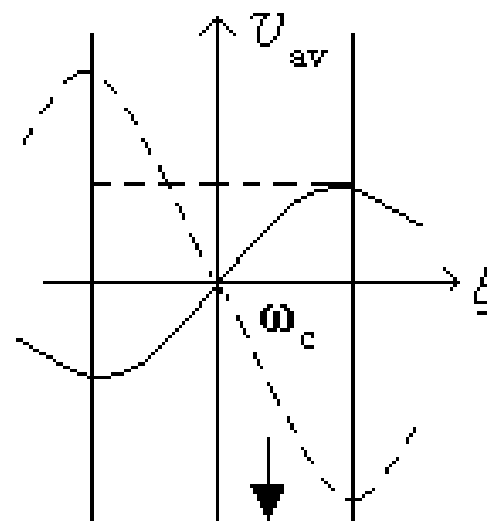


- 用矢量法分析

若 $\Delta\omega = 0$, $v_{av} = 0$

若 $\Delta\omega > 0$, $v_{av} > 0$

若 $\Delta\omega < 0$, $v_{av} < 0$



互感耦合相位鉴频

- ◆ 结论

a) 比例鉴频器具有自限幅能力

b) 比例鉴频器的灵敏度比互感耦合相位鉴频高多了

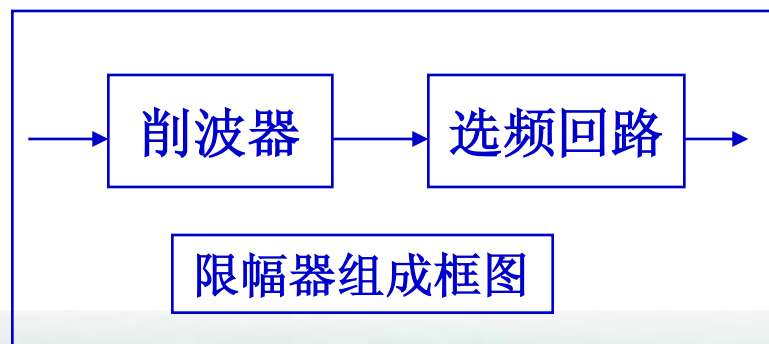
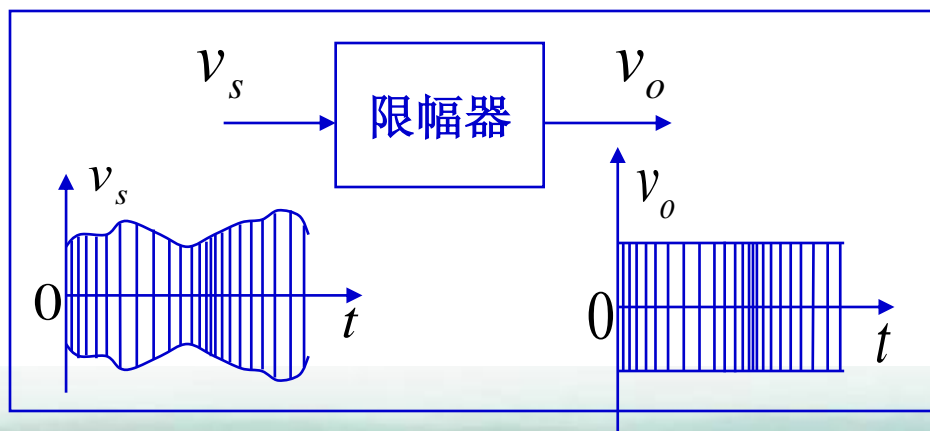


☆限幅电路

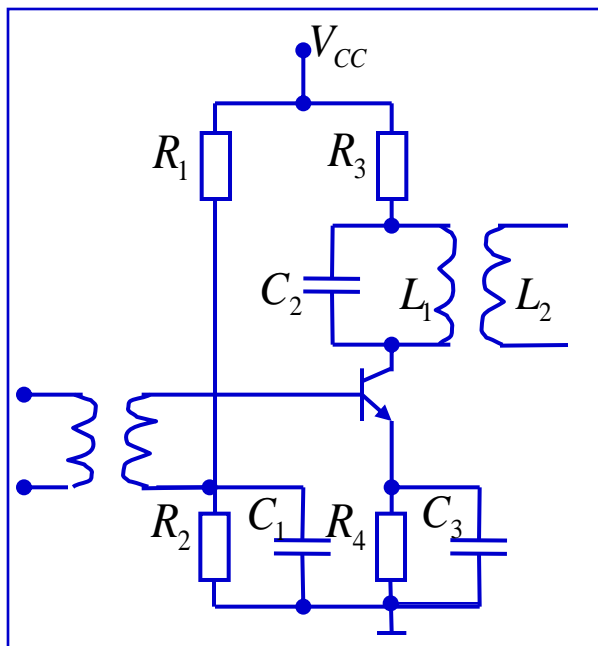
鉴频器的输出信号为：
$$v_o = \frac{kV_{cm}V_{rm}}{2}\xi \approx K\Delta\omega(t)$$

鉴频器的输出电压能线性跟随输入调频波瞬时频率变化，要求输入信号幅度 V_{cm} 恒定。

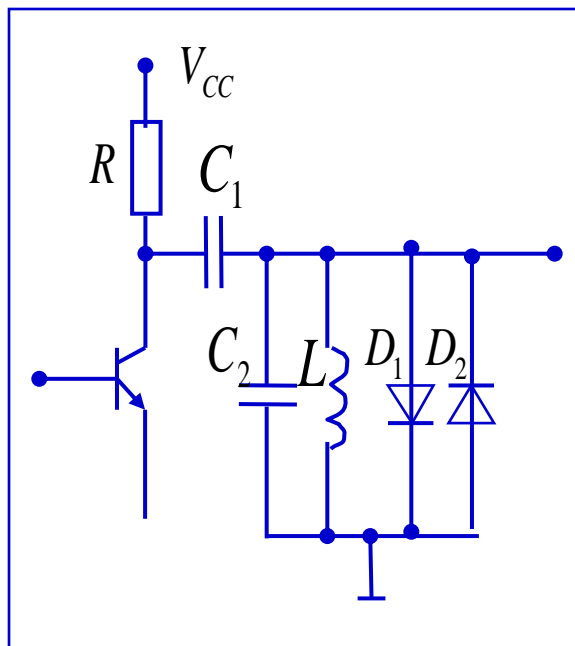
限幅器的作用是维持等幅高频信号输出。



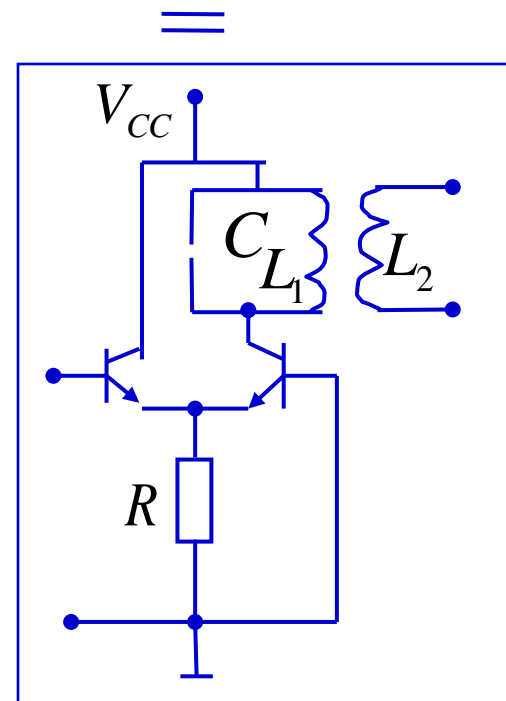
限幅电路实例



三极管限幅器



二极管限幅器



差分对管限幅器

完

