

7.6 调频波解调电路

7.6.1 概述

一、鉴相器的功能及鉴频特性曲线

从频率（相位）已调波中不失真地还原出原调制信号的过程，为调频（调相）波的解调过程，称为频率（相位）检波，简称为鉴频（鉴相）。它们的任务是把载波频率（或相位）的变化变换成电压的变化，实现鉴频（鉴相）的电路称为鉴频（相）器。

就其功能而言，尽管鉴频器的输出 $v_o(t)$ 是在输入信号 $v_i(t)$ 作用下产生的，但二者却是截然不同的两种信号，

如图7.6.1(a)所示。

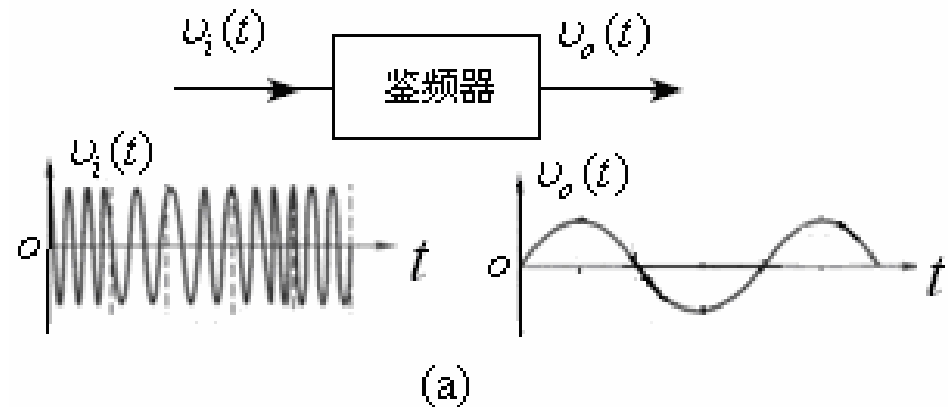


图7.6.1 (a) 鉴频器的功能

鉴频器将输入
调频波的瞬时频率
 $f(t)$ [或频偏 $\Delta f(t)$] 的

变化变换成了输出电压

$v_o(t)$ 的变化，将这种变换特性称为鉴频特性。

用曲线表示为解调输出电压与输入高频信号瞬时频率 $f(t)$ [或频偏 $\Delta f(t)$] 之间的关系曲线，称为鉴频特性曲线。

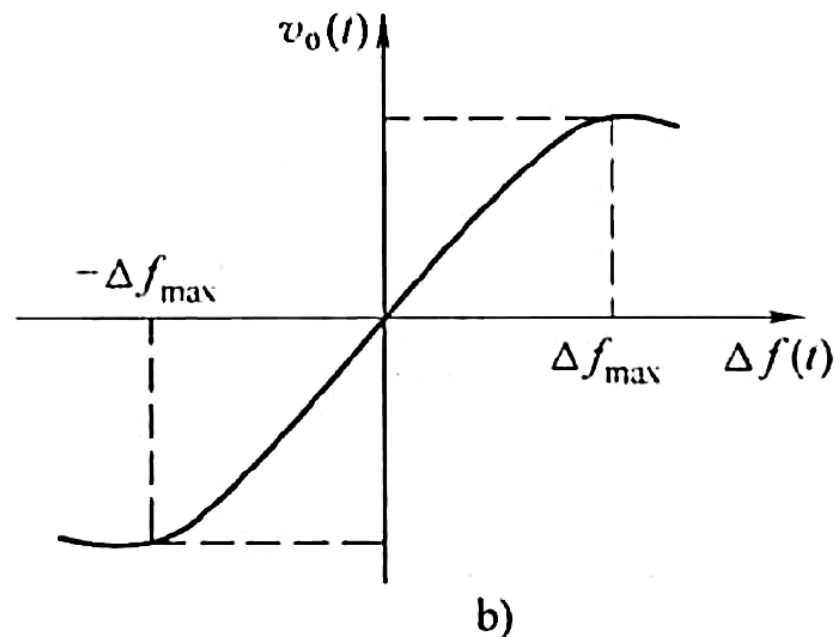


图7.6.1 (b) 鉴频特性曲线

在线性解调的理想情况下，此曲线为直线，但实际上往往有弯曲，呈“S”形，简称“S”曲线，如图7.6.1(b)所示。

二、鉴频器的主要指标

1. 鉴频线性范围：鉴频线性范围是指鉴频特性曲线中近似直线段的频率范围，用 $2\Delta f_{\max}$ 表示。

表明鉴频器实现不失真的解调所允许的频率变化范围。因此要求

$2\Delta f_{\max}$ 应大于输入调频波最大频偏的两倍，即

$$2\Delta f_{\max} \geq 2\Delta f_m$$

$2\Delta f_{\max}$ 也可以称为鉴频器的带宽。

2. 鉴频灵敏度 S_d ：在中心频率附近，单位频偏产生的解调输出电压的大小。

$f(t) = f_c$ ($\Delta f(t) = 0$) 附近曲线的斜率

$$S_d = \left. \frac{\partial v_o}{\partial \Delta f} \right|_{f(t)=f_c} \quad (\text{V/Hz 或 V/kHz})$$

显然，鉴频灵敏度越高，意味着鉴频特性曲线越陡峭，鉴频能力越强。

三、实现鉴频的方法

实现鉴频的方法很多，但常用的有以下几种：

1、斜率鉴频器 (Slope Discriminator)

先将输入调频波 $v_{FM}(t)$ 通过具有合适频率特性的线性网络，经变换后得到调频调幅波，其幅度正比于输入调频波瞬时频率的变化，然后通过包络检波器输出反映振幅变化的解调电压。

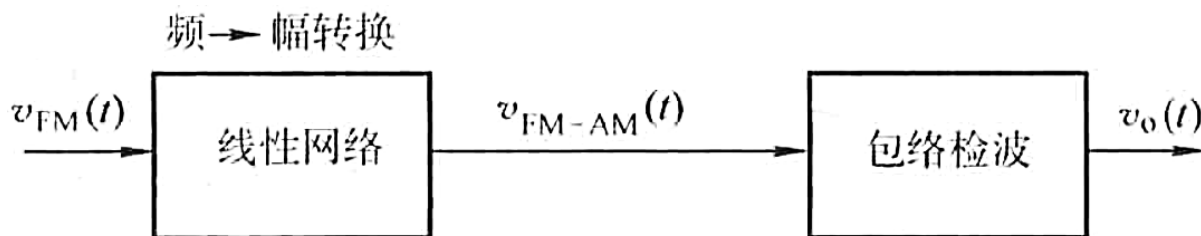


图 7.6.2 斜率鉴频器的实现模型

2、相位鉴频器 (Phase Discriminator)

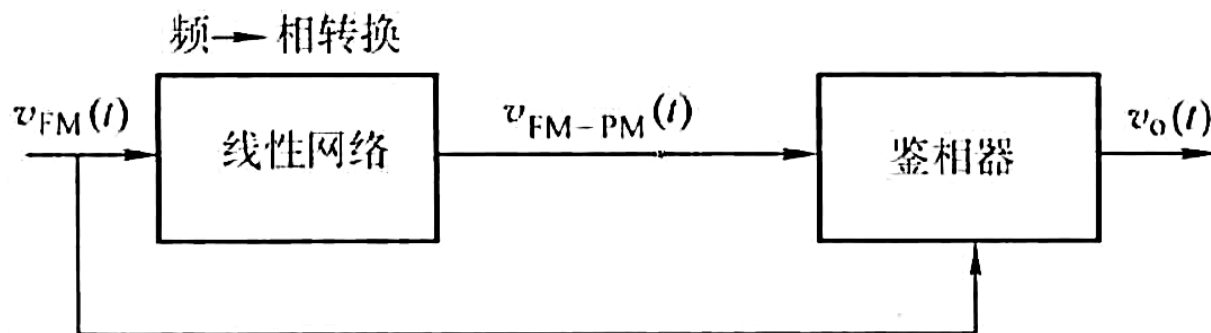


图 7.6.3 相位鉴频器的实现模型

先将输入调频波通过具有合适频率特性的线性变换网络，将调频波变换成调频调相波，其相位的变化与输入调频波瞬时频率的变化成正比，再经相位检波器（鉴相器）将它与输入调频波的瞬时相位进行比较，**检出反映附加相移变化的解调电压。**

3、脉冲计数式鉴频器 (Pulse Count Discriminator)

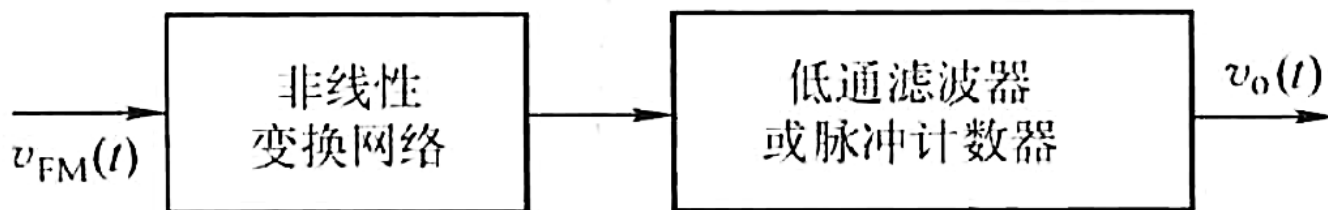
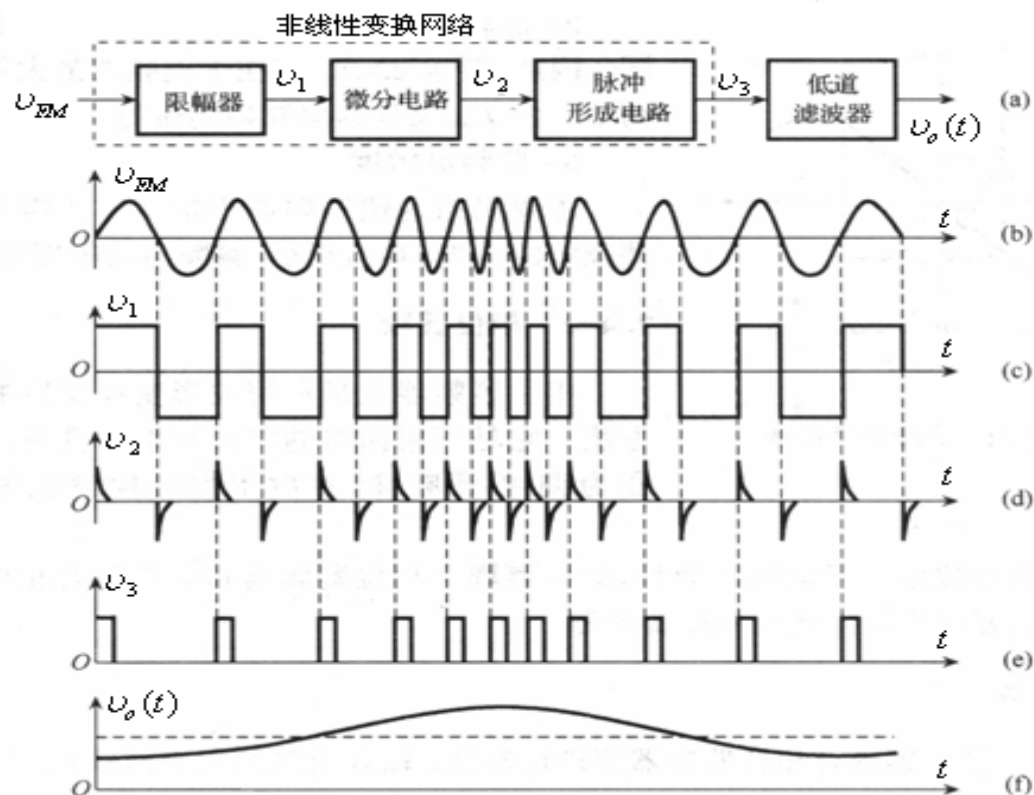


图 7.6.4 脉冲计数式鉴频器的实现模型

脉冲计数式鉴频器是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。

这种鉴频方法有多种实现电路，为了便于了解这种方法的基本工作原理，图 7.6.5 示出了一个实例，包括其组成方框 [图 (a)] 和相应的波形 [图 (b) ~ 图 (f)]。



4、锁相鉴频器

锁相鉴频器是利用锁相环路实现鉴频。这种方法将在第8章中讨论。

7.6.2 斜率鉴频器

一、失谐回路斜率鉴频器

1、单失谐回路斜率鉴频器原理

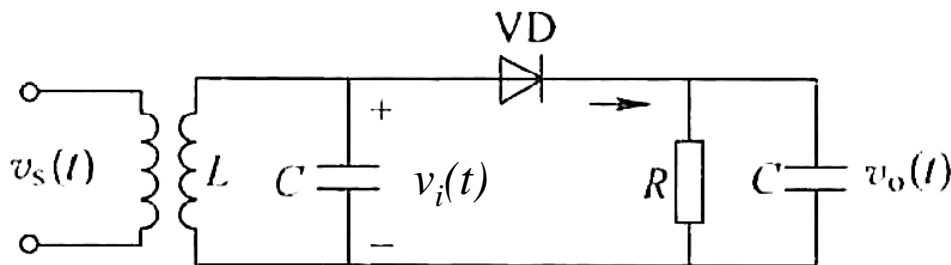


图 7.6.6 单失谐回路斜率鉴频器

图7.6.6电路为单失谐回路斜率鉴频器，由LC并联回路构成线性频—幅转换网络，二极管VD与RC构成包络检波器。下面定性讨论LC并联回路的频—幅转换特性。

LC并联回路传输特性

LC并联回路的电压特性的幅频特性曲线，如图所示。

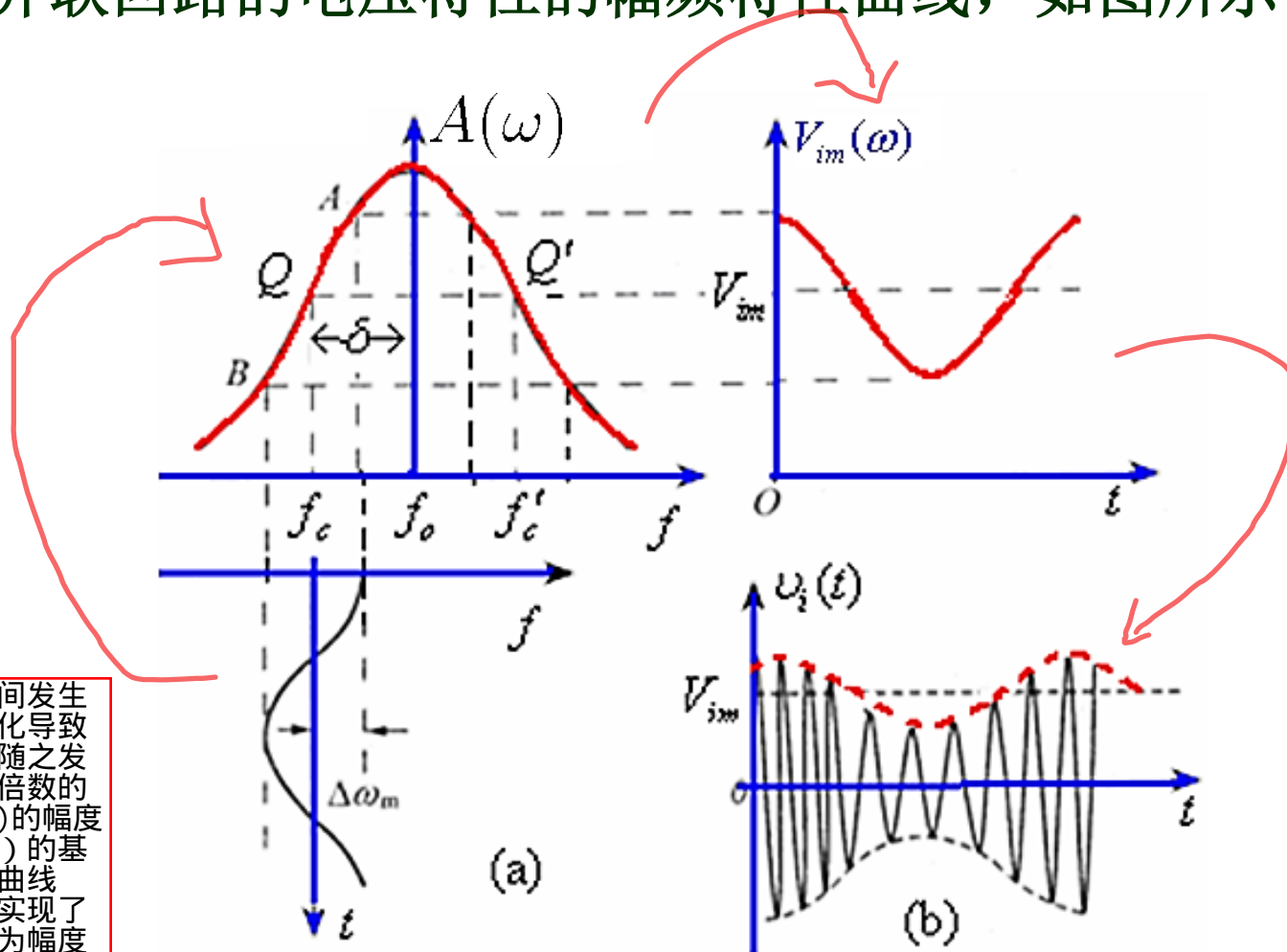


图7.6.7 单失谐回路的工作波形

显然，谐振回路两端的信号电压 $v_i(t)$ 的包络反映了瞬时频率的变化规律。单失谐回路斜率鉴频器的工作波形如图7.6.8所示。

单失谐回路斜率鉴频器电路简单，但由于并联谐振回路幅频特性曲线两边倾斜部分不是理想直线，因此在频率—幅度变换中会造成非线性失真，即线性鉴频范围较小。

即满足较理想直线的部分较少

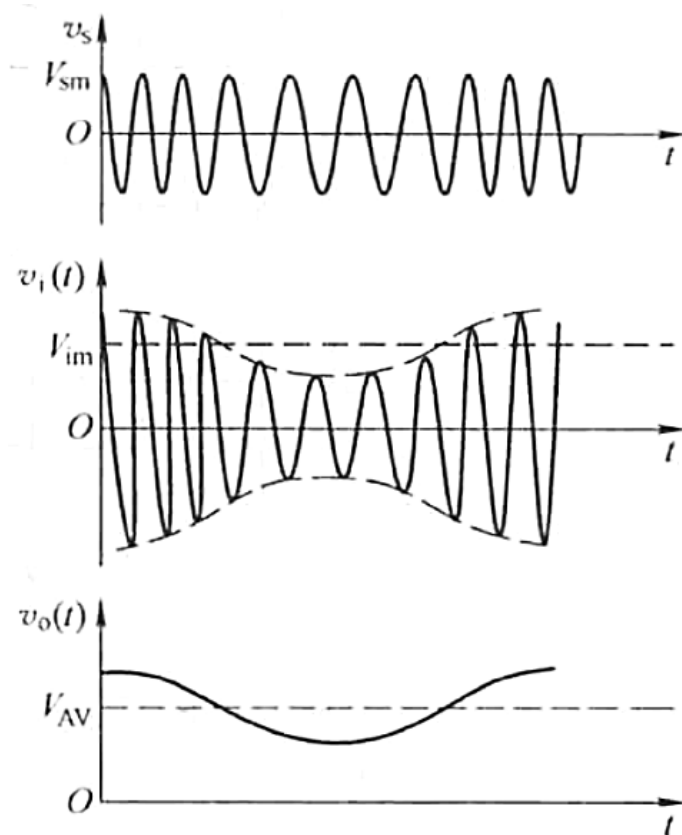


图 7.6.8 单失谐回路斜率鉴频器的工作波形

2、双失谐回路斜率鉴频器

双失谐回路斜率鉴频器又称为平衡斜率鉴频器。

为了扩大线性鉴频范围，用两个特性完全相同的单失谐回路斜率鉴频构成。如图7.6.9所示。

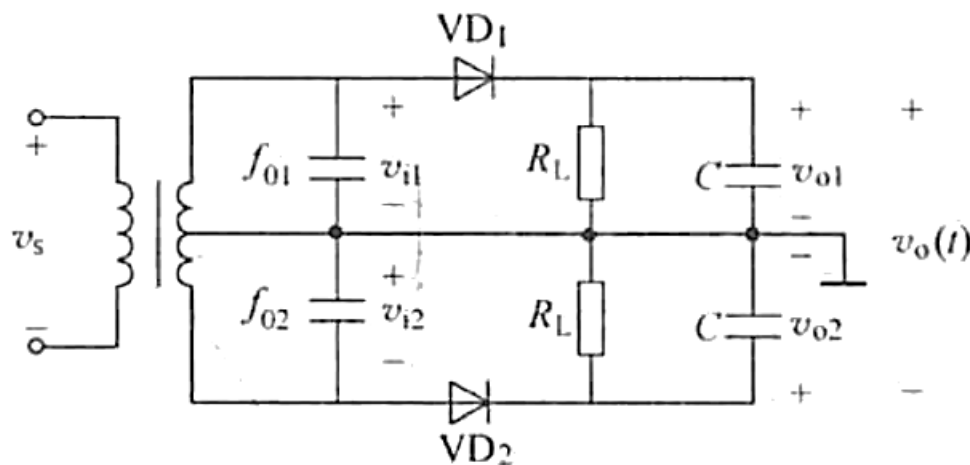


图 7.6.9 双失谐回路斜率鉴频器

其中，上面回路谐振在 f_{o1} 上，下面回路谐振在 f_{o2} 上，

它们各自失谐在调频波中心频率（载波） f_c 的两侧，并且与 f_c 的间隔相等，均为 δf ，即

$$f_{o1} = f_c \pm \delta f, \quad f_{o2} = f_c \mp \delta f$$

设上、下两回路的幅频特性分别为 $A_1(f)$ 和 $A_2(f)$ ，并认为上、下两包络检波器的检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电压为：

$$\begin{aligned} v_o(t) &= v_{o1} - v_{o2} = \eta_d [V_{i1m}(t) - V_{i2m}(t)] \\ &= \eta_d V_{sm} [A_1(f) - A_2(f)] \end{aligned}$$

$v_o(t)$ 随频率 f (或 ω) 的变化特性就是将两个失谐回路的幅频特性相减后的合成特性, 如图7.6.10 (a) 所示。由图可见, 合成鉴频特性曲线形状除了与两回路的幅频特性曲线形状有关外, 主要取决于 f_{o1} f_{o2} 的配置。

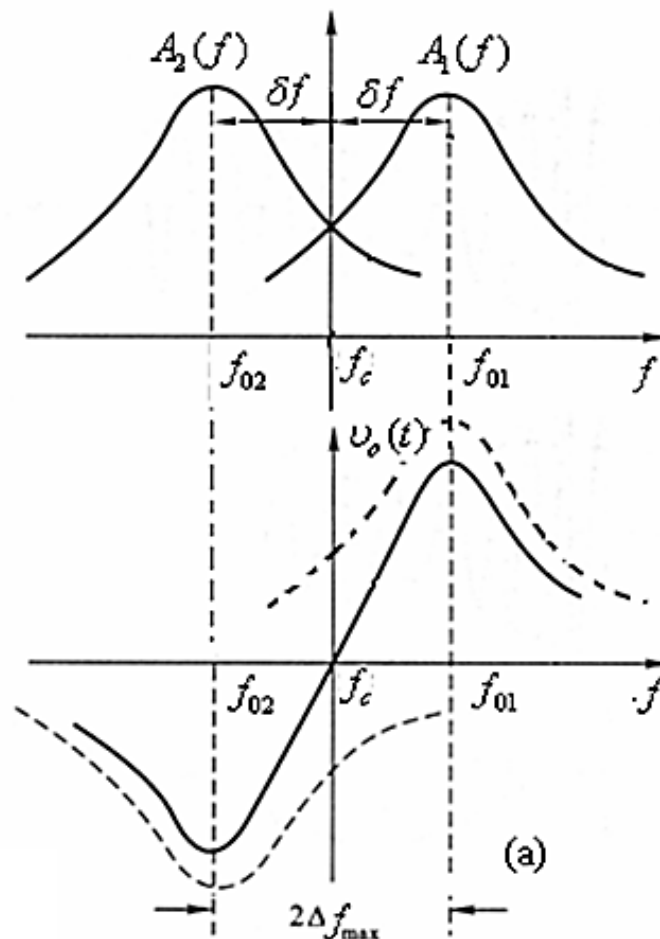


图7.6.10 双失谐回路斜率鉴频器鉴频特性曲线

若 f_{o1} f_{o2} 的配置恰当，两回路幅频特性曲线中的弯曲部分就可相互补偿，合成一条线性范围较大的鉴频特性曲线。否则， δf 过大时，合成的鉴频特性曲线就会在 f_c

附近出现弯曲，
如右图所示；
过小时，合成的
鉴频特性曲线
线性范围就
不能有效扩展。

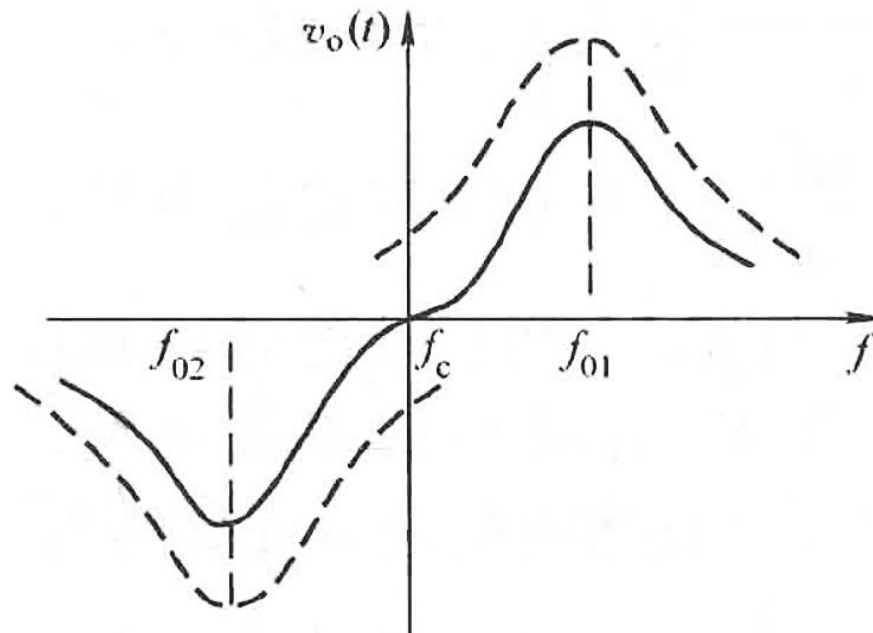


图7.6.10 双失谐回路斜率鉴频器鉴频特性曲线

图7.6.11是微波通信接受机中采用的平衡鉴频器的电路实例。

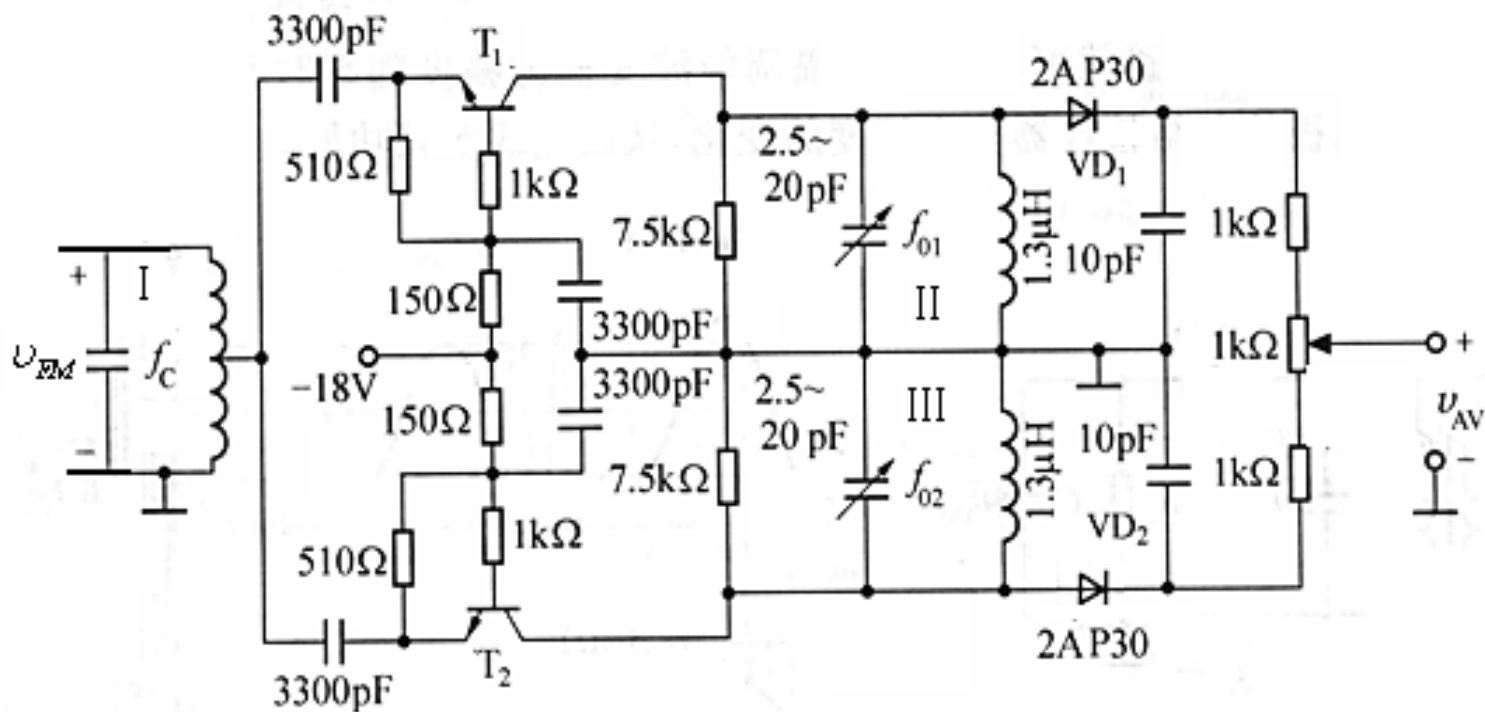


图7.6.11 实用双失谐回路斜率鉴频器

电路中有三个谐振回路，回路 I 调谐于输入调频信号的载频频率35MHz，回路 II 和III分别调谐于30MHz和40MHz。

由于3个回路的谐振频率互不相同，为了减小相互之间的影响，便于调整，该电路没有采用互感耦合的方法，而是由两个共基放大器连接，两个共基放大器不仅可使3个回路相互隔离，而且不影响信号的传输。

二、差分峰值斜率鉴频器

在集成电路中，广泛采用的斜率鉴频电路如图 7.6.12 所示的差分峰值斜率鉴频器。

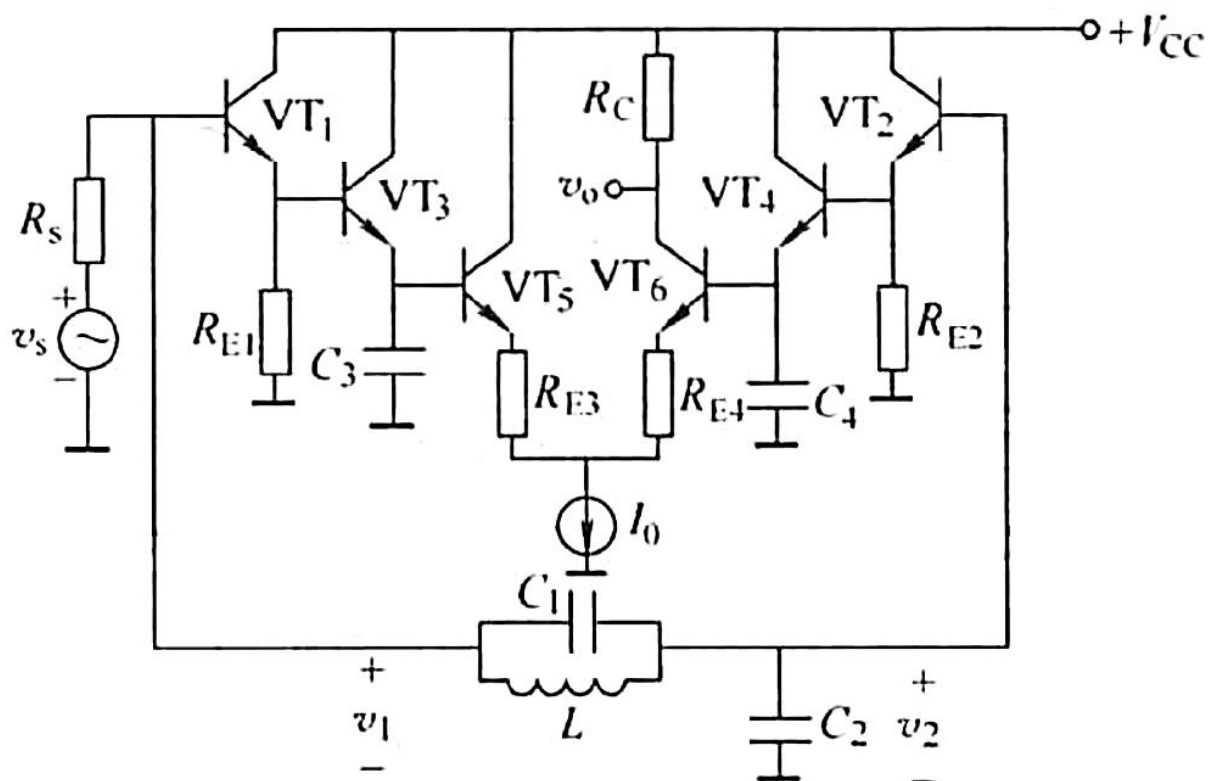


图 7.6.12 集成电路中采用的斜率鉴频器

图中， L 和 C_1 、 C_2 为实现频幅转换的线性网络，将输入调频波电压 $v_s(t)$ 转换为两个幅度按瞬时频率变化的调频波电压 $v_1(t)$ 和 $v_2(t)$ ， $v_1(t)$ 和 $v_2(t)$ 分别通过射随器 VT_1 和 VT_2 加到三极管射极包络检波器 VT_3 和 VT_4 上， VT_5 和 VT_6 的输入等效电阻分别为 VT_3 和 VT_4 包络检波的负载。检波器的输出解调电压由差分放大器 VT_5 和 VT_6 放大后作为鉴频器的输出电压 v_o ，其值与 $v_1(t)$ 和 $v_2(t)$ 的振幅差值 $V_{1m}-V_{2m}$ 成正比。

- ω_1 为L和 C_1 回路的谐振频率，由图可见，当 ω 接近 ω_1 时， LC_1 回路呈现的阻抗最大，因而 V_{1m} 接近最大值，而 V_{2m} 接近最小值。

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{LC_1}}$$

- 当 ω 自 ω_1 减小时， LC_1 回路阻抗减小，且呈现感性，相应地， V_{1m} 减小， V_{2m} 增大，直到 ω 减小到 ω_2 时， LC_1 回路呈现的感抗与 C_2 的容抗相抵消，整个电路串联谐振，相应的 V_{1m} 便下降到最小值，而 V_{2m} 接近最大值。若 LC_1 回路的 Q_e 值很大，则该串联谐振频率可近似表示为

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

将上述 V_{1m} 和 V_{2m} 随频率变化的两条曲线相减后得到的合成曲线再乘以由跟随器、检波器和差分放大器决定的增益常数，就是所求的鉴频特性曲线。显然，调节 LC_1 和 C_2 可以改变鉴频特性曲线的形状，包括：鉴频灵敏度、峰-峰间隔、中心频率、上、下曲线的对称性等。通常情况下，固定 C_1 、 C_2 ，调整 L 。差分峰值斜率鉴频器具有良好的鉴频特性，鉴频线性范围可达300kHz，在集成电路中得到广泛应用。

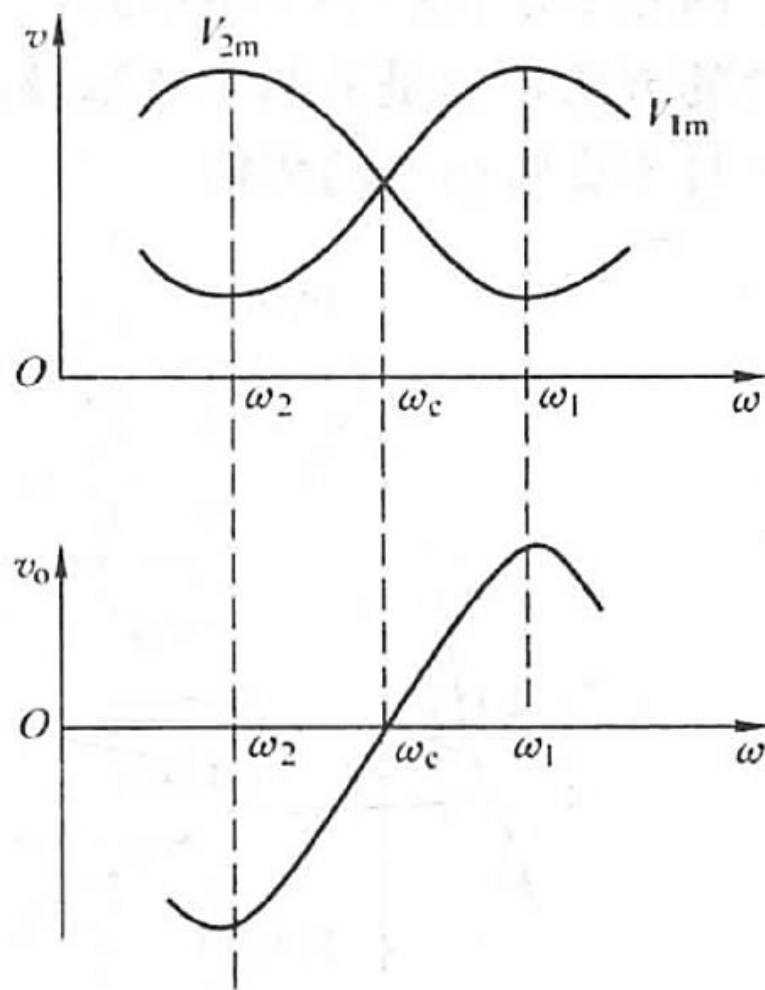


图 7.6.14 鉴频特性曲线

7.6.3 相位鉴频器

由图（7.6.3）知，构成相位鉴频器的框图中包含两部分，一是鉴相器，二是能够实现频—相变换的线性网络。

一、鉴相器

鉴相器即相位检波器，其功能是检测出两个信号之间的相位差，并将该相位差转换为相应的电压。鉴相器有乘积型和叠加型两种电路形式。

1、乘积型鉴相器

乘积型鉴相器由模拟相乘器和低通滤波器构成，如图7.6.15所示。

设鉴相器的两个输入信号分别为：

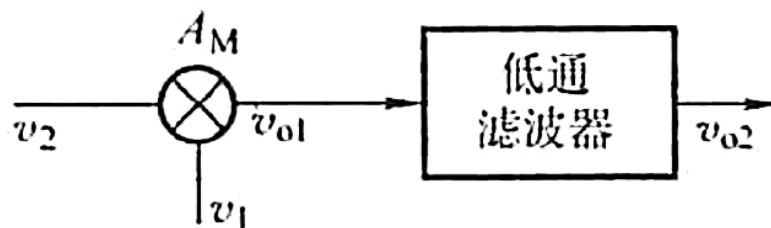


图 7.6.15 乘积型鉴相器

$$v_1 = V_{1m} \cos \omega_c t$$

$$v_2 = V_{2m} \cos[\omega_c t - \frac{\pi}{2} + \Delta\varphi] = V_{2m} \sin[\omega_c t + \Delta\varphi]$$

v_2 与 v_1 二者之间除了有相位差 $\Delta\varphi$ 外，还有 $\frac{\pi}{2}$ 的固定相移。

考虑双差分对乘法器（课本P174），根据两个输入信号 v_2 和 v_1 幅度大小的不同，鉴相器的工作特点各不相同。

(1) 当两个输入信号 v_1 与 v_2 的幅度均较小，为小信号时，乘法器的输出电压为

$$\begin{aligned} v_{o1} &= A_M v_1 v_2 = A_M V_{1m} V_{2m} \sin[\omega_c t + \Delta\varphi] \cos \omega_c t \\ &= A_M \frac{V_{1m} V_{2m}}{2} \{ \sin \Delta\varphi + \sin[2\omega_c t + \Delta\varphi] \} \end{aligned}$$

经过低通滤波器，滤除 v_{o1} 中的高频成分，得到的输出

电压为：

$$v_o = \frac{A_M V_{1m} V_{2m}}{2} \sin \Delta\varphi = A_d \sin \Delta\varphi$$

输出电压 U_o 与两个输入信号的相位差 $\Delta\varphi$ 的正弦值成正比，作出的关系曲线即为鉴相器的鉴相特性曲线。

如图7.6.16所示。这是一条正弦曲线，称之为正弦鉴相特性。

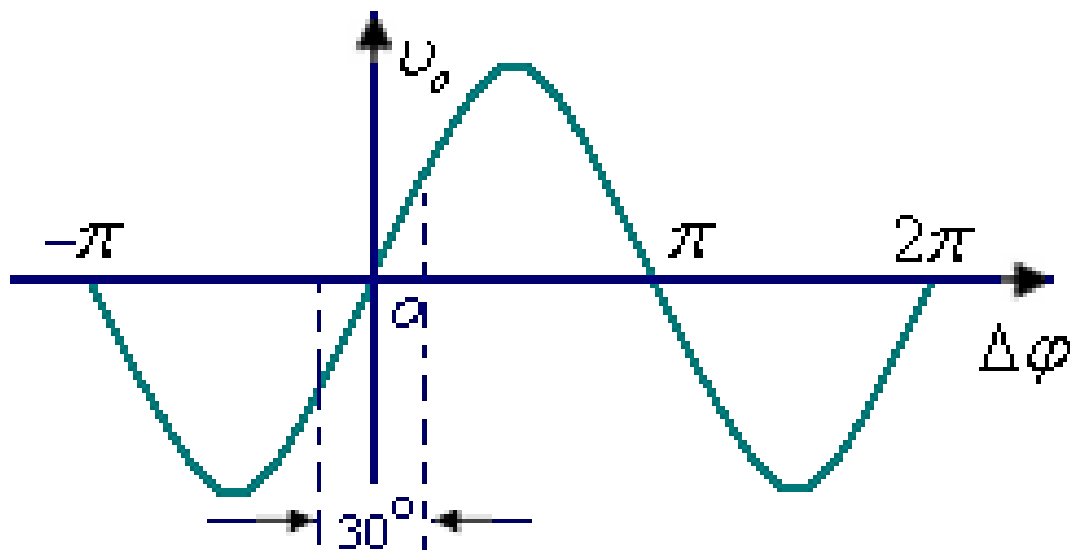


图7.6.16 正弦鉴相特性

当 $|\Delta\varphi| \leq \frac{\pi}{12}$ 时, $\sin \Delta\varphi \approx \Delta\varphi$, 此时可得

$$v_o(t) = \frac{A_M V_{1m} V_{2m}}{2} \sin \Delta\varphi \approx A_M \frac{V_{1m} V_{2m}}{2} \Delta\varphi = A_d \Delta\varphi$$

式中 A_d 为鉴相特性直线段的斜率, 称之为鉴相灵敏度,

单位为 $\text{V}/\text{rad}^\circ$

此式说明: 乘积型鉴相器在输入信号均为小信号的情况下, 只有当 $|\Delta\varphi| \leq \frac{\pi}{12}$ 时, 才能够实现线性鉴相。

此时，当鉴相器的输入为调相信号，即

$$\begin{aligned}v_2 &= V_{2m} \cos[\omega_c t + \Delta\varphi - \frac{\pi}{2}] \\&= V_{2m} \cos[\omega_c t + k_p v_\Omega(t) - \frac{\pi}{2}]\end{aligned}$$

时，得到的鉴相器的解调输出电压

$$v_o(t) = \frac{A_M V_{1m} V_{2m}}{2} k_p v_\Omega(t) \propto v_\Omega(t)$$

实现了对调相波的线性解调。

(2) 当两个输入信号 v_2 的幅度较小，为小信号， v_1 为大信号时， v_1 控制相乘器使之工作在开关状态，

输出电压为

$$\begin{aligned} v_{o1} &= \underbrace{A_M}_{v_1(t) \text{ の作用效果}} \underbrace{v_2}_{k_2(\omega_c t)} \\ &= A_M V_{2m} \sin(\omega_c t + \Delta\phi) \left[\frac{4}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_c t + \dots \right] \end{aligned}$$

通过低通滤波器滤除高频分量得到的输出为

$$v_o = \frac{2A_M V_{2m}}{\pi} \sin \Delta\phi = A_d \sin \Delta\phi$$

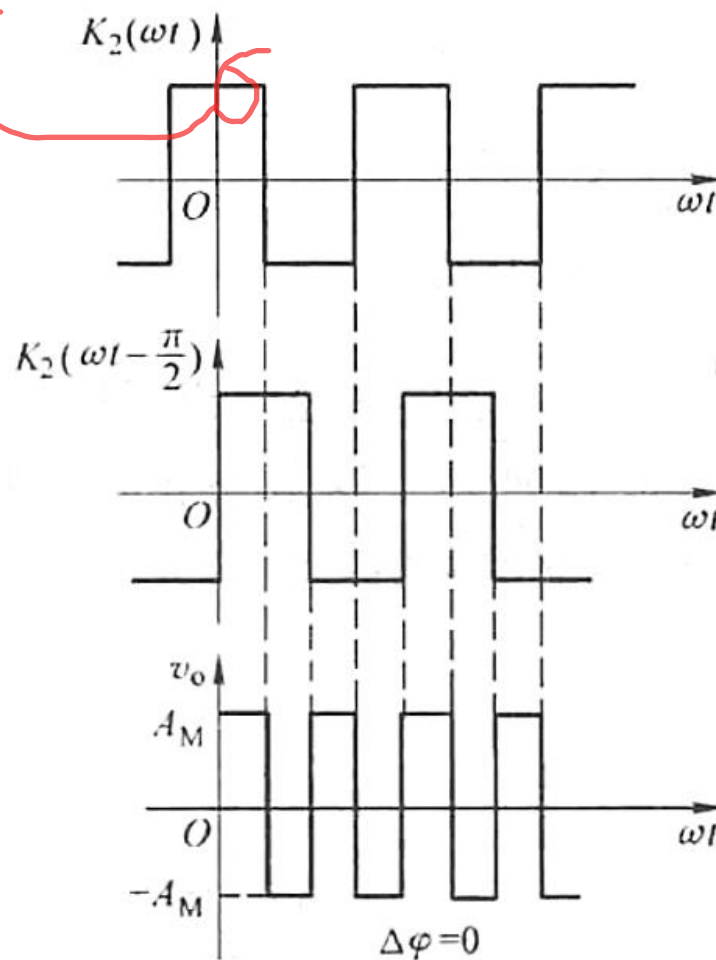
鉴相特性仍为正弦特性。

(3) 当两个输入信号 v_1 与 v_2 均为大信号时,

$$v_{o1} = A_M k_2(\omega_c t + \Delta\varphi - \frac{\pi}{2}) k_2(\omega_c t)$$

右图示出了两个开关
信号相乘后的波形。

由图可见, 当 $\Delta\varphi = 0$
时, 相乘后的波形为上、下
等宽的双向脉冲, 且频率加
倍, 如图 (a) 所示, 因而相
应的平均分量为零。



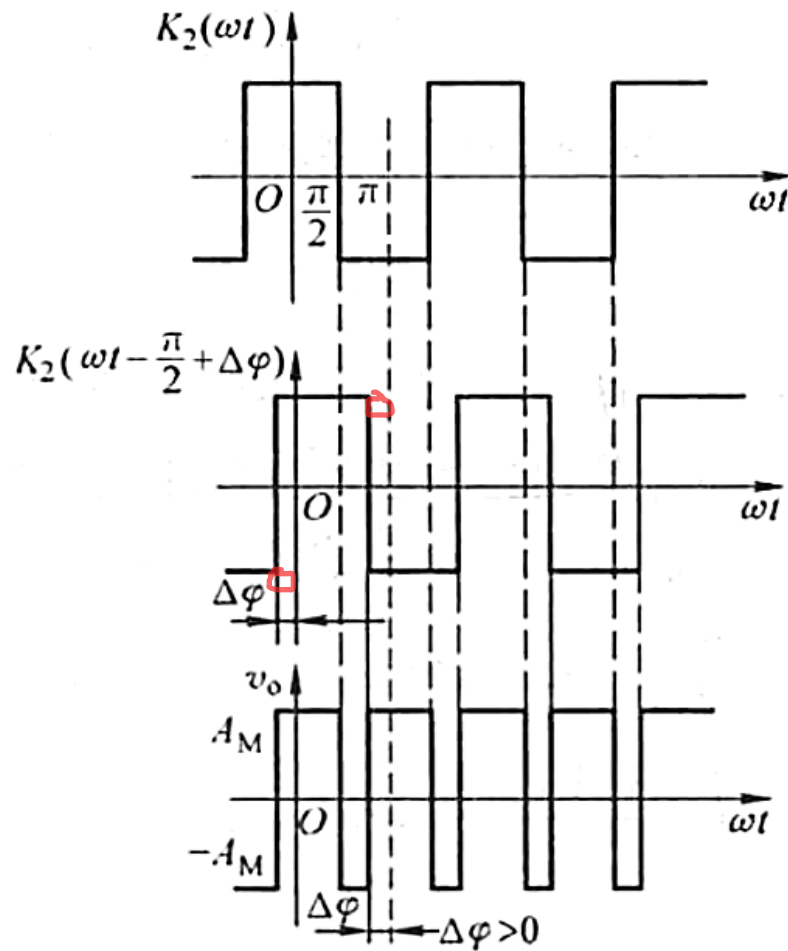
当 $\Delta\varphi \neq 0$ 时（设 $\Delta\varphi > 0$ ），
相乘后的波形为上、下不等
宽的双向脉冲，如图(b)
所示，因而在 $|\Delta\varphi| < \pi/2$

的范围内，经过低通滤波
器，取出的平均分量

（即解调输出）为

$$v_o(t) = A_M \frac{1}{\pi} \int_0^\pi v_o d\omega t$$

$$= \frac{A_M}{\pi} \left[\int_0^{\frac{\pi}{2}} d\omega t - \int_{\frac{\pi}{2}}^{\pi-\Delta\varphi} d\omega t + \int_{\pi-\Delta\varphi}^\pi d\omega t \right] = \frac{2A_M}{\pi} \Delta\varphi$$



$$v_o(t) = \frac{2A_M}{\pi} \Delta\varphi$$

相应的鉴相特性曲线如图7.6.18所示，在 $|\Delta\varphi| < \pi/2$ 范围内为一条通过原点的直线，并向两侧周期性重复。

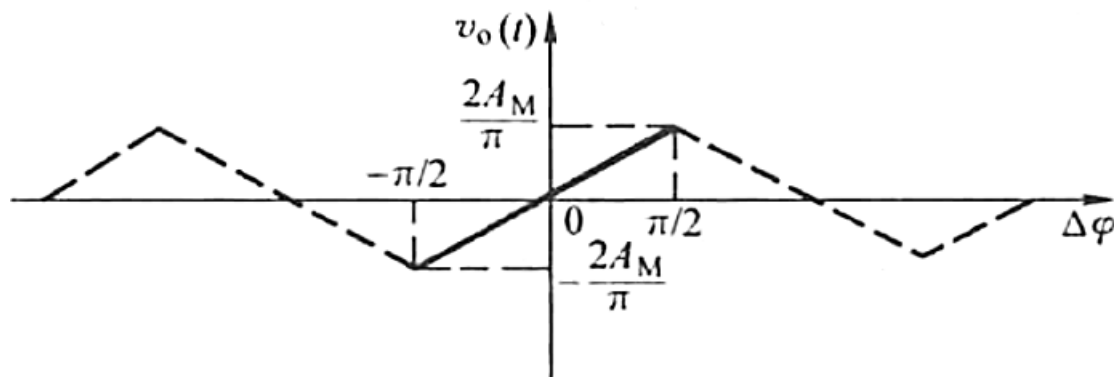


图 7.6.18 三角形鉴相特性

这种鉴相器是比较两个开关波形的相位差而获得所需的鉴相电压，因而又将它称为符合门鉴相器。

2、叠加型鉴相器

将两个输入信号叠加后加到包络检波器而构成的鉴相器称为叠加型鉴相器。为了扩展线性鉴相范围，一般都采用两个包络检波器组成的平衡电路，如图7.6.19所示。

v_1 与 v_2 间的相位差导致了输入给上下包络检波器的输入信号间的幅值不同，从而使得上下的包络检验结果不同，将包络检波结果相减所得的差值更为明显

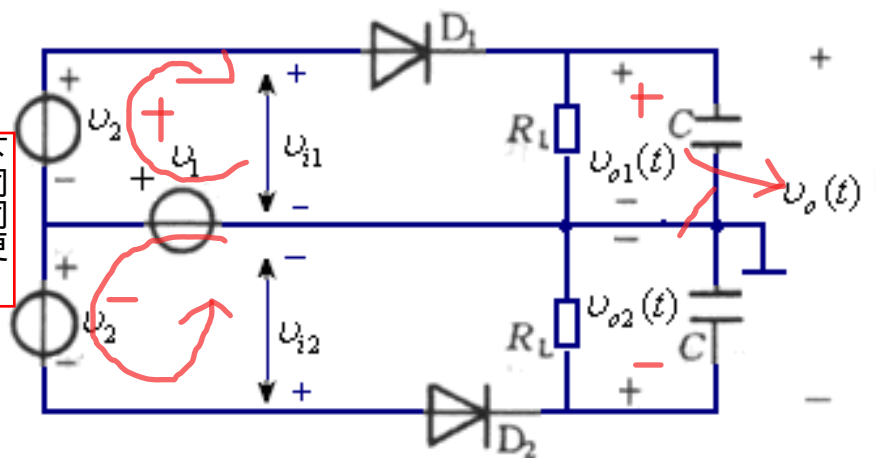


图7.6.19 叠加型鉴相器

由图可见，加到上、下两包络检波器的输入信号电压分别为：

$$v_{i1} = v_1 + v_2 \quad v_{i2} = -v_2 + v_1$$

假设 $v_2(t) = V_{2m} \cos(\omega t + \Delta\varphi - \frac{\pi}{2})$

$$v_1(t) = V_{1m} \cos \omega t$$

$v_2(t)$ 超前 $v_1(t)$ 一个 $\Delta\varphi - \frac{\pi}{2}$ 的相角。此时可用矢量表示为

$$\dot{V}_{i1} = \dot{V}_1 + \dot{V}_2 \quad \dot{V}_{i2} = -\dot{V}_2 + \dot{V}_1$$

$v_{i1}(t)$ 和 $v_{i2}(t)$ 可分别表示为

$$v_{i1}(t) = V_{i1m}(t) \cos[\omega t - \theta_1(t)]$$

$$v_{i2}(t) = V_{i2m}(t) \cos[\omega t + \theta_2(t)]$$

式中, $V_{i1m}(t)$ 和 $V_{i2m}(t)$ 分别为合成矢量 \dot{V}_{i1} 和 \dot{V}_{i2} 的长度。

根据矢量叠加原理，可以得到图7.6.20所示的矢量图，

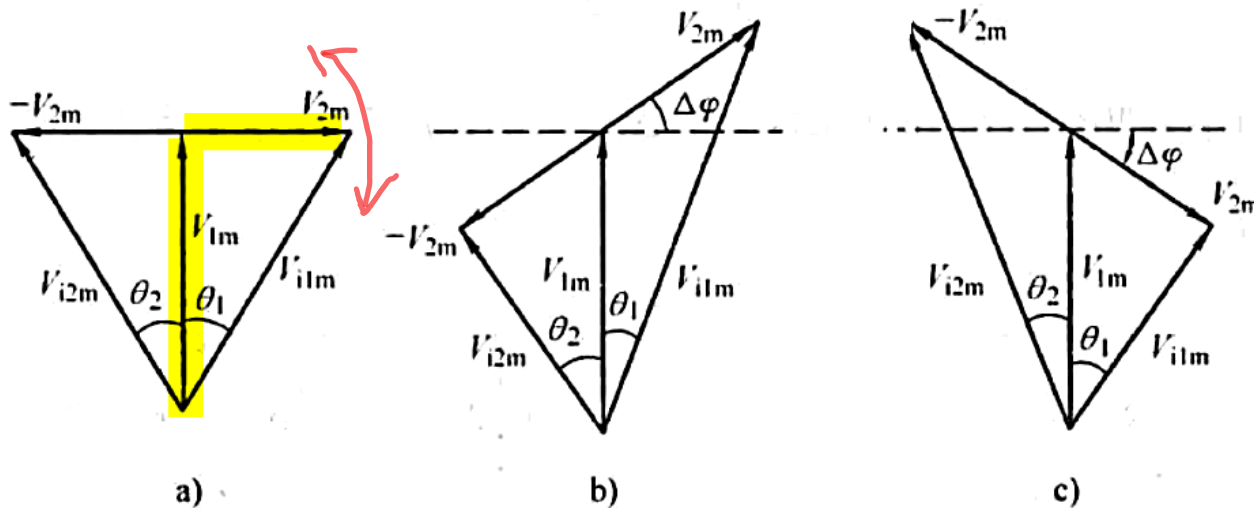


图 7.6.20 $v_{i1}(t)$ 和 $v_{i2}(t)$ 的矢量图

a) $\Delta\varphi = 0$ b) $\Delta\varphi > 0$ c) $\Delta\varphi < 0$

显然，当 $\Delta\varphi = 0$ 时，合成矢量长度 $V_{i2m}(t) = V_{i1m}(t)$

当 $\Delta\varphi > 0$ 时，合成矢量长度 $V_{i2m}(t) < V_{i1m}(t)$

当 $\Delta\varphi < 0$ 时，合成矢量长度 $V_{i2m}(t) > V_{i1m}(t)$

$v_{i1}(t)$ 和 $v_{i2}(t)$ 经包络检波器检波后，若包络检波器的检波电压传输系数为 η_d ，则鉴相器的输出电压为

$$v_o(t) = v_{o1}(t) - v_{o2}(t) = \eta_d [V_{i1m}(t) - V_{i2m}(t)]$$

所以 当 $\Delta\varphi = 0$ 时，鉴相器输出电压

$$v_o(t) = v_{o1}(t) - v_{o2}(t) = \eta_d [V_{i1m}(t) - V_{i2m}(t)] = 0$$

当 $\Delta\varphi > 0$ 时，鉴相器输出电压

$$v_o(t) = v_{o1}(t) - v_{o2}(t) = \eta_d [V_{i1m}(t) - V_{i2m}(t)] > 0$$

且 $\Delta\varphi$ 越大，输出电压 $v_o(t)$ 就越大。

当 $\Delta\varphi < 0$ 时，鉴相器输出电压

$$v_o(t) = v_{o1}(t) - v_{o2}(t) = \eta_d [V_{i1m}(t) - V_{i2m}(t)] < 0$$

且 $\Delta\varphi$ 的负值越大，输出电压 $v_o(t)$ 负值就越大。

综上所述，叠加型平衡鉴相器能将两个输入信号的相位差的变化变换为输出电压 $v_o(t)$ 的变化，实现了鉴相功能。

可以证明，其鉴相特性也具有图7.6.16所示的形式，即具有正弦鉴相特性，且只有当 $\Delta\varphi$ 比较小时，才具有线性鉴相特性。

证明如下：利用三角函数关系，合成电压 $v_{i1}(t)$ 、 $v_{i2}(t)$ 中的振幅和相移分别为

$$V_{i1m}(t) = \sqrt{V_{2m}^2 + V_{1m}^2 + 2V_{1m}V_{2m}\sin\Delta\varphi}$$

$$V_{i2m}(t) = \sqrt{V_{2m}^2 + V_{1m}^2 - 2V_{1m}V_{2m}\sin\Delta\varphi}$$

$$\theta_1(t) = \arctan \frac{V_{2m}\cos\Delta\varphi}{V_{1m} + V_{2m}\sin\Delta\varphi}$$

$$\theta_2(t) = \arctan \frac{V_{2m}\cos\Delta\varphi}{V_{1m} - V_{2m}\sin\Delta\varphi}$$

显然，合成电压的振幅 V_{i1m} 和 V_{i2m} 均与 $\Delta\phi$ 有关，但他们之间的关系是非线性的。若包络检波器的电压传输系数为 η_d ，则鉴相器输出电压为

$$\begin{aligned} v_o(t) &= v_{o1}(t) - v_{o2}(t) = \eta_d[V_{i1m}(t) - V_{i2m}(t)] \\ &= \eta_d \sqrt{V_{1m}^2 + V_{2m}^2} [(1 + K\sin\Delta\varphi)^{\frac{1}{2}} - (1 - K\sin\Delta\varphi)^{\frac{1}{2}}] \end{aligned}$$

式中
$$K = \frac{2V_{1m}V_{2m}}{V_{1m}^2 + V_{2m}^2} = \frac{2V_{1m}/V_{2m}}{1 + (V_{1m}/V_{2m})^2}$$

以 $K \sin \Delta\phi$ 为变量，将上式用幂级数展开

$$v_o(t) = \eta_d \sqrt{V_{1m}^2 + V_{2m}^2} \left[K \sin \Delta\phi - \frac{1}{8} (\sin \Delta\phi)^3 - \cdots \right]$$

当 $K \sin \Delta\phi$ 较小时， $K \sin \Delta\phi$ 的三次方及其以上各次方项可忽略，上式简化为

$$v_o(t) = \eta_d \sqrt{V_{1m}^2 + V_{2m}^2} K \sin \Delta\phi$$

呈现正弦鉴相特性。

二、频率—相位变换网络

目前广泛采用的是C1和RLC单谐振回路或耦合回路构成的频率——相位变换网络。

1、 C_1 和RLC单谐振回路的频相转换特性

电路如图（7.6.21）所示。设输入电压为 \dot{V}_1 ，RLC回路两端的输出电压为 \dot{V}_2 ，则回路的电压传输特性为

$$H(j\omega) = \frac{\dot{V}_2}{\dot{V}_1} = \frac{Z_p \text{ 阻抗}}{Z_p + \frac{1}{j\omega C_1}}$$

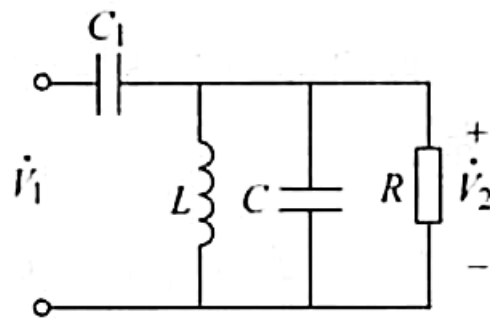


图 7.6.21 C_1 和 RLC 单谐振回路频率-相位变换网络

式中 $Z_p = \frac{1}{\frac{1}{R} + j(\omega C - \frac{1}{\omega L})}$

代入上式并整理得 $H(j\omega) = \frac{j\omega C_1}{\frac{1}{R} + j\omega(C_1 + C) + \frac{1}{j\omega L}}$

令 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L(C_1 + C)}}$, $Q_e = \frac{R}{\omega_0 L} \cong \frac{R}{\omega L} = \omega(C_1 + C)R$

在失谐不大的情况下，上式可以表示为：

$$H(j\omega) = \frac{j\omega C_1 R}{1 + j\xi} = H(\omega)e^{j\varphi_H(\omega)}$$

式中 $\xi = Q_e \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega_0}$ 为广义失谐量。

其中 $H(\omega) = \frac{\omega C_1 R}{\sqrt{1 + \xi^2}}$ 为幅频特性

$$\begin{aligned}\varphi_H(\omega) &= \frac{\pi}{2} - \arctan \xi = \frac{\pi}{2} - \arctan \frac{2Q_e(\omega - \omega_0)}{\omega_0} \\ &= \frac{\pi}{2} - \arctan \frac{2Q_e \Delta\omega(t)}{\omega_0} = \frac{\pi}{2} - \Delta\varphi(t) \text{ 为相频特性}\end{aligned}$$

由此画出的幅频特性和相频特性曲线如图7.6.22所示。

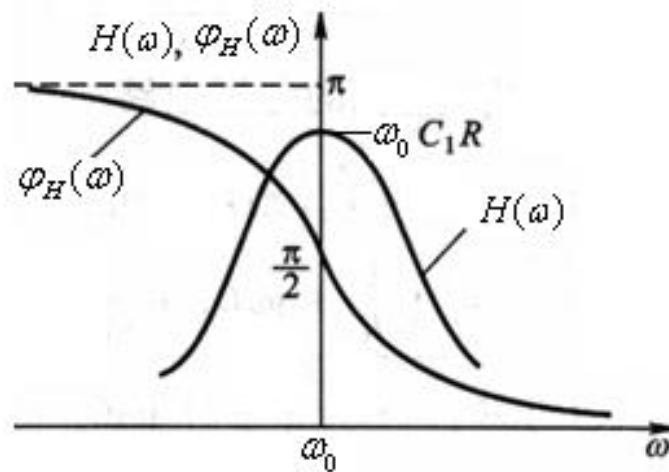


图7.6.22 C_1 和 RLC 单谐振回路的频率特性

若 $|\Delta\varphi(t)| \leq \frac{\pi}{6}$, 则有 $\Delta\varphi(t) \cong \frac{2Q_e\Delta\omega(t)}{\omega_0}$

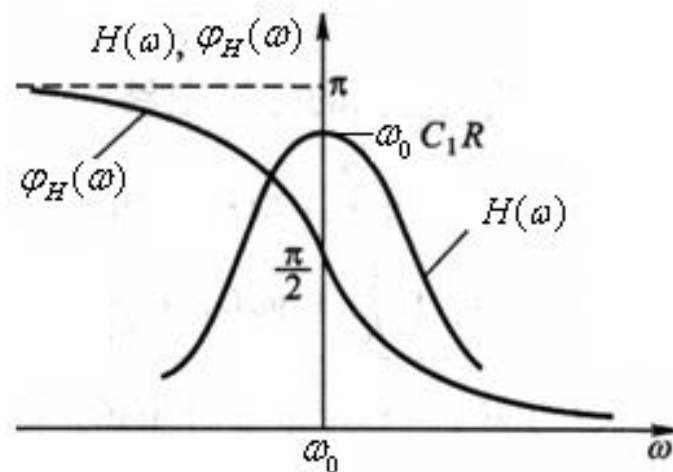
于是 $\varphi_H(\omega) \approx \frac{\pi}{2} - \Delta\varphi(t)$

可以近似认为 $\varphi_H(\omega)$ 在

$\frac{\pi}{2}$ 上下随 $\Delta\omega(t)$ 线性变化,

$H(\omega)$ 近似为常量。由于 $\Delta\varphi(t) \cong \frac{2Q_e\Delta\omega(t)}{\omega_0} \propto \Delta\omega(t)$

实现了不失真的频率相位变换功能。



对于单频率调制的FM信号

$$v_1 = V_{1m} \cos(\omega_c t + M_f \sin \Omega t)$$

其瞬时相位

$$\varphi_i(t) = \omega_c t + k_f \int_0^t v_\Omega(t) dt = \omega_c t + M_f \sin \Omega t$$

瞬时角频率

$$\omega_i(t) = \omega_c + k_f V_{\Omega m} \cos \Omega t = \omega_c + \Delta\omega(t)$$

且 $\Delta\omega(t) = \Delta\omega \cos \Omega t$

当 $\omega_0 = \omega_c$ 时, $\Delta\varphi(t) \cong \frac{2Q_e \Delta\omega(t)}{\omega_c}$

在 $\omega_0 = \omega_c$ 时, 就有输入信号的角频率 ω 与系统的固有谐振频率 ω_0 之间的差值与输入信号的角频率 ω 和信号的载波角频率之间的差值, 即 ω 的值相等

输出信号的相位:

$$\begin{aligned}\varphi_0 &= \varphi_i + \varphi_H = \omega_c t + M_f \sin \Omega t + \frac{\pi}{2} - \Delta\varphi \\ &= \omega_c t + M_f \sin \Omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{2Q_e \Delta\omega(t)}{\omega_c} \\ &= \omega_c t + M_f \sin \Omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{2Q_e k_f \nu_\Omega(t)}{\omega_c}\end{aligned}$$

所以

$$\begin{aligned}\nu_2(t) &= V_{2m} \cos \varphi_0 \\ &= V_{1m} H(\omega) \cos\left(\omega_c t + M_f \sin \Omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{2Q_e k_f \nu_\Omega(t)}{\omega_c}\right)\end{aligned}$$

振幅 V_{2m} 的变化可由限幅器限幅掉。得到的 ν_2 为一调频调相信号。

2、耦合回路频相变换网络

耦合回路频相变换网络有互感耦合回路和电容耦合回路两种形式，这里仅介绍互感耦合回路的频率相位变化特性。

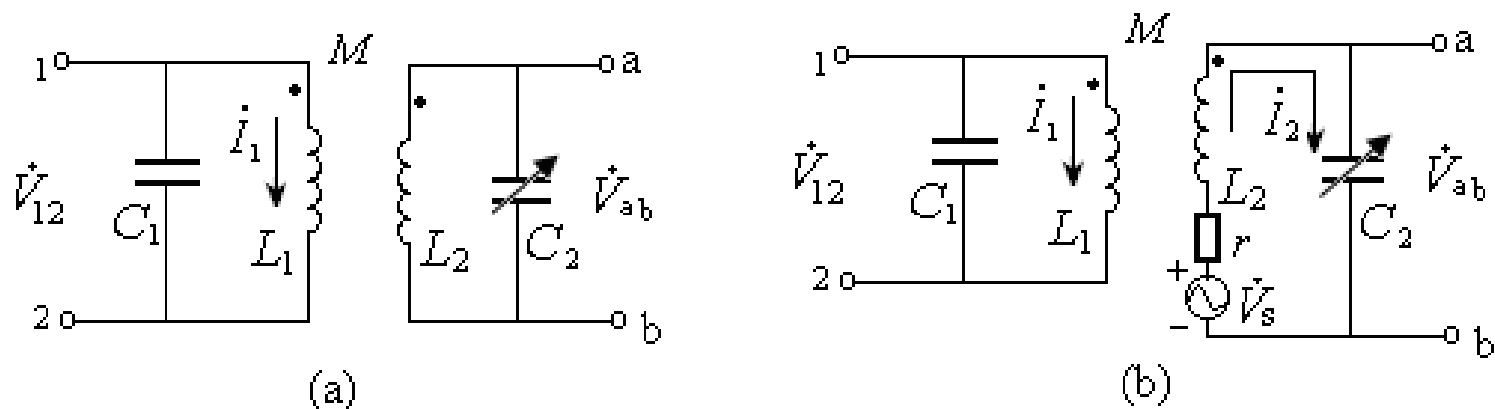


图7.6.23 互感耦合回路频相变换网络

图7.6.23 (a) 为互感耦合回路频相变换网络。

图中，设初、次级回路参数相同，即

$$C_1 = C_2 = C \quad L_1 = L_2 = L$$

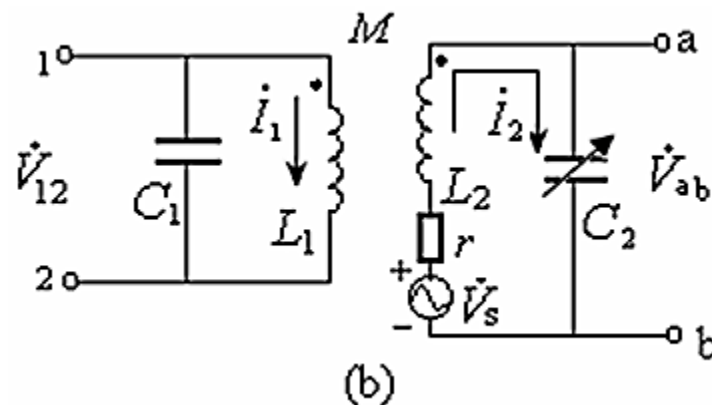
两回路的损耗相同，耦合系数 $k = \frac{M}{L}$ ，初、次级回路的中心频率均为 $f_{o1} = f_{o2} = f_c$ 。

为使分析简单，先作几个合乎实际的假定：

- ① 初、次级回路的品质因数均较高；
- ② 初、次级回路之间的互感耦合比较弱；
- ③ 在耦合回路通频带范围内，当 V_{12} 保持恒定，
 V_{ab} 也保持恒定。

于是可近似得到图 (b) 所示的等效电路, 图中

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{V}_{12}}{j\omega L_1}$$



初级电流 \dot{I}_1 在次级回路中产生的感应串联电动势为

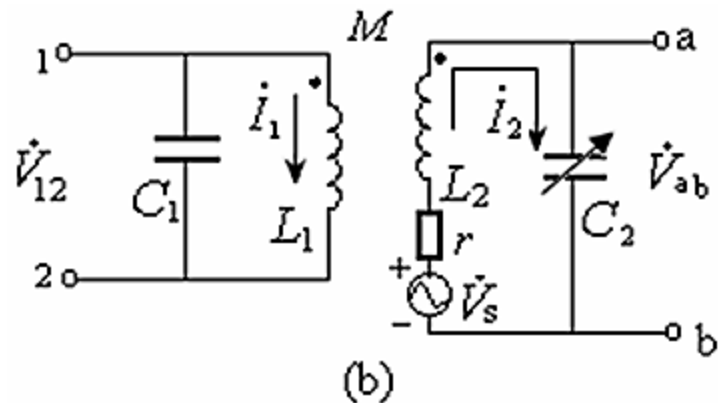
$$\dot{V}_s = \pm j\omega M \dot{I}_1$$

式中, 正、负号取决于初、次级线圈的绕向。

现在假设线圈的绕向使该式取负号。所以

$$\dot{V}_s = -j\omega M \frac{\dot{V}_{12}}{j\omega L_1} = -\frac{M}{L_1} \dot{V}_{12}$$

由等效电路图7.6.23 (b)
可知，串联电动势 \dot{V}_s 在次级
回路中产生的电流



$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{V}_s}{r + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})} \approx \frac{\dot{V}_s / r}{1 + jQ_e \frac{2\Delta\omega}{\omega_o}} = \frac{\dot{V}_s / r}{1 + j\xi}$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_c$$

$$Q_e = \frac{\omega_o L}{r} \approx \frac{\omega L}{r} = \frac{1}{\omega C r} \quad \xi = Q_e \frac{2\Delta\omega}{\omega_o}$$

因此, i_2 在次级回路两端产生的电压为

$$\dot{V}_{ab} = \dot{I}_2 \frac{1}{j\omega C} = j \frac{kQ_e \dot{V}_{12}}{1 + j\xi}$$

由此可得耦合回路的电压传输函数为

$$H(j\omega) = \frac{\dot{V}_{ab}}{\dot{V}_{12}} = \frac{kQ_e}{\sqrt{1 + \xi^2}} e^{j(\frac{\pi}{2} - \Delta\phi)} = H(\omega) e^{j\phi(\omega)}$$

式中

$$H(\omega) = \frac{kQ_e}{\sqrt{1 + \xi^2}}$$

为幅频特性

$$\phi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \Delta\phi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctan \xi$$

为相频特性

由此画出的幅频特性、相频特性曲线如图7.6.24所示。

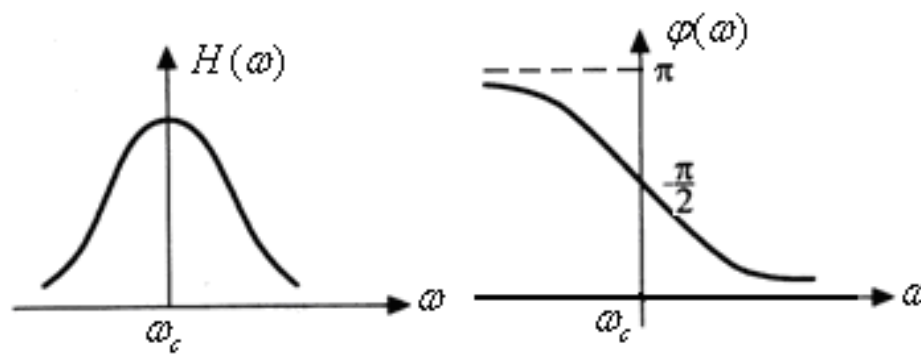


图7.6.24 耦合回路的传输函数

(a) 幅频特性 (b) 相频特性

由电压传输函数知，当回路输入电压 \dot{V}_{12} 的角频率 ω 变化时，次级回路电压 \dot{V}_{ab} 超前 \dot{V}_{12} 一个 $(\frac{\pi}{2} - \Delta\varphi)$ 的相角，而 $\Delta\varphi$ 由次级回路对信号角频率 ω_c 的失谐量决定，即

$$\Delta\varphi = \arctan \xi = \arctan(Q_e \frac{2\Delta\omega(t)}{\omega_o})$$

当 $\Delta\varphi \leq \frac{\pi}{6}$ 时,

$$\Delta\varphi = \arctan(Q_e \frac{2\Delta\omega(t)}{\omega_o}) \approx Q_e \frac{2\Delta\omega(t)}{\omega_o} \propto \Delta\omega(t)$$

即 $\Delta\varphi$ 与输入调频波的瞬时频偏成正比，回路实现了频相转换的功能。

实际上， \dot{V}_{ab} 的幅度也将随输入调频波的瞬时频率变化，只是这种变化可以通过限幅器限幅掉。

三、相位鉴频电路

前已指出，相位鉴频器由能够实现频率—相位变换的线性网络和鉴相器组成。根据鉴相器的不同，相位鉴频器分为乘积型和叠加型两种。

1、乘积型相位鉴频器

乘积型相位鉴频器又称为集成差分峰值鉴频器，或正交移相型鉴频器。

例如电视接收机伴音的集成电路是采用双差分对相乘器实现鉴频的，乘积型相位鉴频器的实现电路如图7.6.26所示。

$$\text{设 } v_{FM} = V_{1m} \cos[\omega_c t + k_f \int_0^t v_{\Omega}(t) dt]$$

经 T_1 后,

$$v_1 \approx v_{FM} = V_{1m} \cos[\omega_c t + k_f \int_0^t v_{\Omega}(t) dt]$$

$$v_4 = \frac{50v_1}{450 + 50} = \frac{1}{10} v_1 = 0.1V_{1m} \cos[\omega_c t + k_f \int_0^t v_{\Omega}(t) dt]$$

v_4 经 C_1, RLC 频相转移网络, 输出 v_5 为调频调相信号。

$$\text{即 } v_5 = V_{5m} \cos[\omega_c t + k_f \int_0^t v_{\Omega}(t) dt + \frac{\pi}{2} - \Delta\varphi_1(t)]$$

v_5 经 T_2 射随器后得到:

$$\begin{aligned} v_2 &= V_{2m} \cos[\omega_c t + k_f \int_0^t v_\Omega(t) dt + \frac{\pi}{2} - \Delta\varphi_1(t)] \\ &= -V_{2m} \sin[\omega_c t + k_f \int_0^t v_\Omega(t) dt - \Delta\varphi_1(t)] \end{aligned}$$

v_1 、 v_2 分别送入由 T_3T_4 、 T_5T_6 及 $T_7T_8T_9$ 组成的双差分对电路中, 在满足线性输入条件下, 其单端输出电流为

$$\begin{aligned} i &= \frac{I_0}{2} \frac{v_2}{2V_T} \text{th}\left(\frac{v_1}{2V_T}\right) = -\frac{I_0}{4V_T} V_{2m} \sin[\omega t - \Delta\varphi(t)] k_2(\omega t) \\ &= -\frac{I_0}{4V_T} V_{2m} \sin[\omega t - \Delta\varphi(t)] \left[\frac{4}{\pi} \cos \omega t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega t + \cdots \right] \end{aligned}$$

得到的输出电压为

$$\begin{aligned}v_3 &= \frac{I_0}{4V_T} R_c V_{2m} \sin[\omega t - \Delta\varphi(t)] \left[\frac{4}{\pi} \cos \omega t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega t + \cdots \right] \\&= \frac{I_0 R_c V_{2m}}{2\pi V_T} \{ \sin[-\Delta\varphi(t)] + \sin[2\omega t - \Delta\varphi(t)] + \cdots \}\end{aligned}$$

式中 I_0 是恒流源电路 T_9 为差分对 $T_7 T_8$ 提供的电流。

经过低通滤波器后，设LF增益为1，则输出为：

$$v_o \approx -\frac{I_0 R_c V_{2m}}{2\pi V_T} \sin \Delta\varphi(t) = A_d \sin \Delta\varphi(t)$$

$$\text{式中 } \Delta\varphi(t) = \frac{2Q_e \Delta\omega(t)}{\omega_c} \quad A_d = -\frac{I_0 R_c V_{2m}}{2\pi V_T}$$

当 $|\Delta\varphi(t)| \leq \frac{\pi}{12}$ 时, $\sin \Delta\varphi(t) \approx \Delta\varphi(t)$, 输出为

$$v_0 \approx A_d \Delta\varphi(t) = -\frac{I_0 R_c V_{2m}}{\pi V_T} \frac{Q_e}{\omega_c} \Delta\omega(t)$$

得到的鉴频特性曲线如图7.6.27所示。

式中 $V_{2m} = \frac{H(\omega)}{10} V_{1m}$, $H(\omega)$ 为

C_1, RLC 频相转移网络的幅
频特性。而对FM波,

$\Delta\omega(t) = k_f v_\Omega(t)$, 实现了线
性解调。

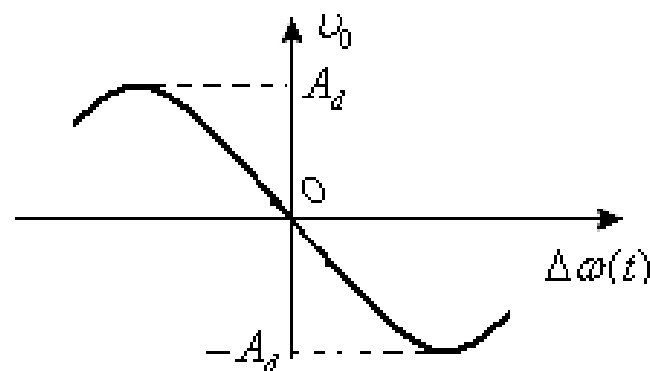


图7.6.27 鉴频特性曲线

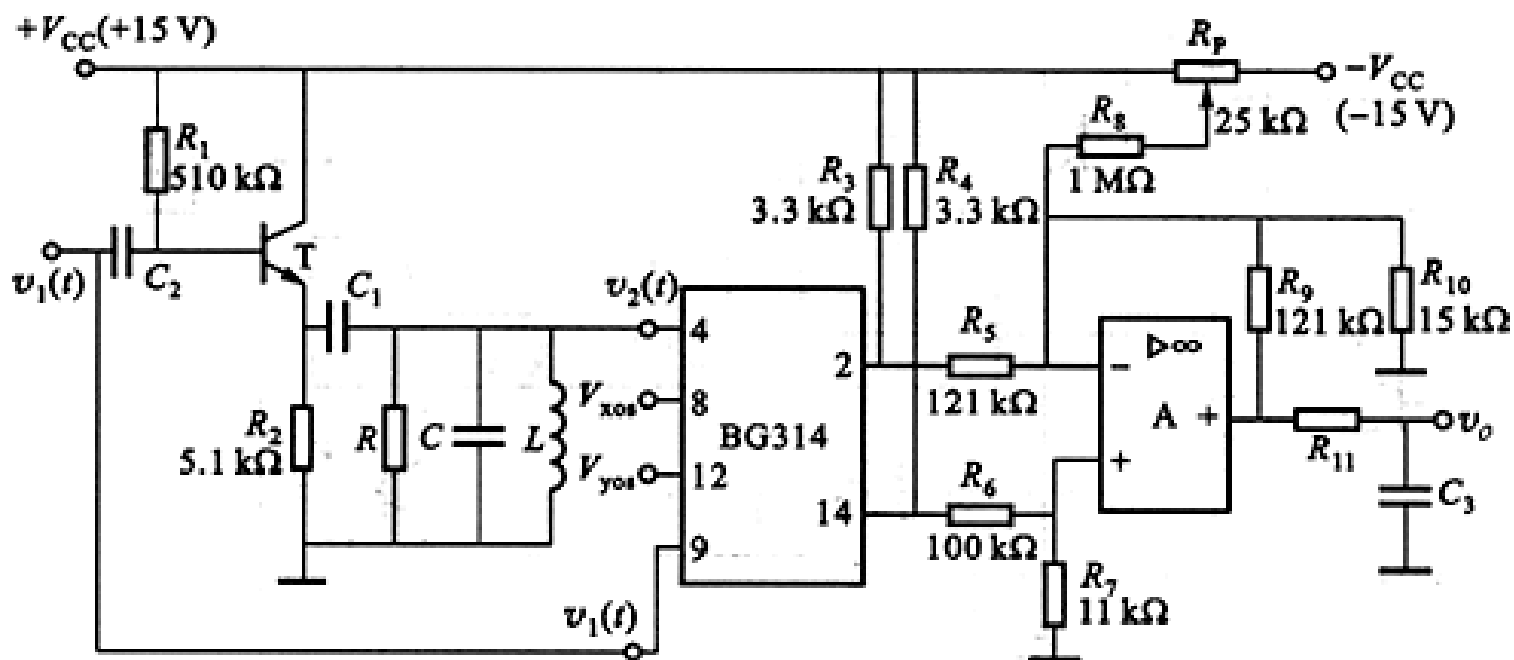


图 7.6.28 单片集成模拟相乘器 BG314构成的相位鉴频电路

图7.6.28所示为单片集成模拟相乘器BG314构成的相位鉴频电路。电路中晶体管T是射随器作为隔离级， C_1 、RLC构成线性移相网络作为负载。运算放大器A做为双端输出转单端输出电路， R_{11} 、 C_3 组成低通滤波器。

2、叠加型相位鉴频器

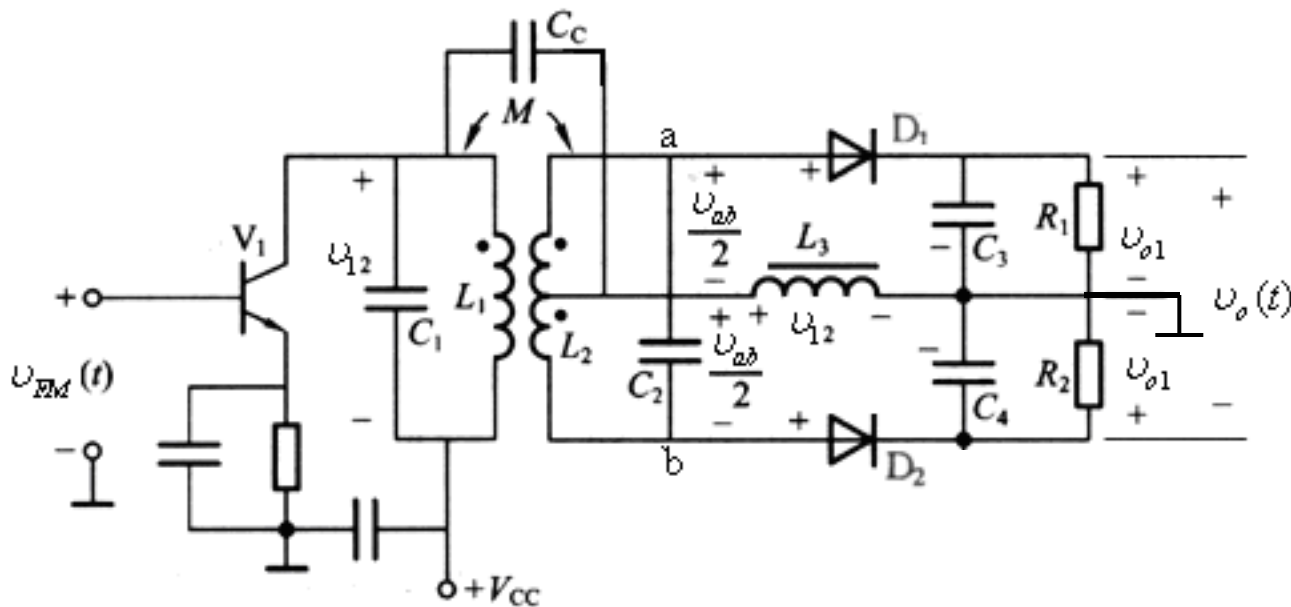


图7.6.29 叠加型相位鉴频器

图7.6.29所示为常用的叠加型相位鉴频器电路，称为互感耦合相位鉴频器。图中 L_1 、 C_1 和 L_2 、 C_2 均调谐在调频信号的中心频率 f_c 上，并构成互感耦合双调谐回路，实现频相转换。

图7.6.29中, C_C 为隔直耦合电容, 它对输入信号频率呈短路; L_3 为高频扼流圈, 它在输入信号频率上的阻抗很大, 近似开路, 但对低频信号阻抗很小, 近似短路。初级回路电压 $v_{12}(t)$ 通过 C_C 加到 L_3 上, 由于 C_C 的高频容抗远小于 L_3 的感抗, 所以 L_3 上的压降近似等于 $v_{12}(t)$ 。

D_1 、 C_3 、 R_1 及 D_2 、 C_4 、 R_2 构成两个包络检波电路。

因此，图7.6.29可以等效为图7.6.30。

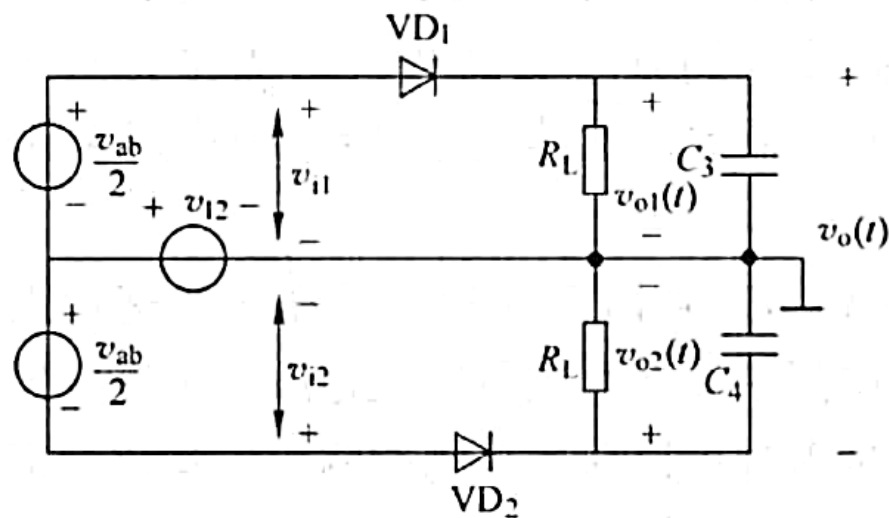


图7.6.30 图7.6.29的等效电路

由图7.6.30看出，加到两个二极管包络检波器上的输入电压分别为

$$v_{i1}(t) = \frac{v_{ab}}{2} + v_{i2} \quad v_{i1}(t) = -\frac{v_{ab}}{2} + v_{i2}$$

显然与图7.6.19完全相同。

作业： 7.26 7.27 7.28 7.30

预习： 8.1 8.2