

第6章 角度调制与解调

6.1 本章重点和难点

1. 本章重点

- (1) 调频的概念以及调频信号的基本性质及特点；
- (2) 变容二极管调频电路及典型电路分析；
- (3) 电抗管调频电路及典型电路分析；
- (4) 晶体振荡器调频电路；
- (5) 调频信号的产生及调频波的频谱；
- (6) 鉴频的概念，相位、比例鉴频器。

2. 本章难点

- (1) 调相的概念与调相波形；
- (2) 相位鉴频器。

6.2 内容要点

6.2.1 引言

1. 调制

- (1) 调频(frequency modulation, FM): 载波信号的频率随调制信号而变，称为频率调制或调频。
- (2) 调相(phase modulation, PM): 载波信号的相位随调制信号而变，称为相位调制或调相。

在这两种调制过程中，载波信号的幅度都保持不变，而频率的变化和相位的变化都表现为相角的变化，因此，把调频和调相统称为角度调制或调角。

2. 鉴频

从收到的调频信号中把调制信号恢复出来的过程称为调频波的解

调，也称鉴频。

6.2.2 调角波的性质

1. 调频波、调相波的数学表示式

设调制信号为单一频率的余弦波：

$$u_B(t) = U_{Bm} \cos \Omega t$$

载波信号为

$$u(t) = U_m \cos \omega_c t$$

则调频波的表示式为

$$u(t) = U_m \cos(\omega_c t + m_f \sin \Omega t + \varphi) \quad (6-1)$$

式中， m_f 称为调频指数。

调相波的表示式为

$$u_p(t) = U_m \cos(\omega_c t + \varphi + m_p \cos \Omega t) \quad (6-2)$$

式中， m_p 称为调相指数。

2. 调频与调相波形示意图(见图 6-1)

3. 调频与调相的关系

(1) 调制信号按余弦规律变化时，从以上两式比较可知，两者在相位上相差 90° 。

(2) 调制指数

调频时调制指数

$$m_f = \frac{\Delta \omega_f}{\Omega} = \frac{K_f U_{Bm}}{\Omega} \quad (6-3)$$

它与调制信号的振幅成正比，而与调制角频率 Ω 成反比。

调相时调制指数 $m_p = K_p U_{Bm}$ ，它与调制信号的振幅成正比，而与调制频率无关。

(3) 最大频率偏移 $\Delta\omega$ 的比较

调频时，

$$\Delta\omega_f = K_f U_{Bm} \quad (6-4)$$

$\Delta\omega_f$ 是调频时的最大频率偏移，它与调制信号的振幅成正比，而与调制信号频率无关。

调相时，

$$\Delta\omega_p = m_p \Omega = K_p U_{Bm} \Omega \quad (6-5)$$

$\Delta\omega_p$ 是调相时的最大频率偏移，它不仅与调制信号的振幅成正比，而且还和调制信号的角频率 Ω 成正比。

当 U_B 一定时， $\Delta\omega$ 和 m 随 Ω 的变化规律如图 6-2 和图 6-3 所示。

4. 调角波的频谱

由于调频波和调相波的形式类似，其频谱也类似，下面主要分析调频波的频谱。

$$u(t) = U_m \cos(\omega_c t + m_f \sin \Omega t + \varphi)$$

设 $\varphi=0$, 得

$$\begin{aligned} u(t) &= U_m \cos(\omega_c t + m_f \sin \Omega t) \\ &= U_m [\cos \omega_c t \cos(m_f \sin \Omega t) - \sin \omega_c t \sin(m_f \sin \Omega t)] \end{aligned} \quad (6-6)$$

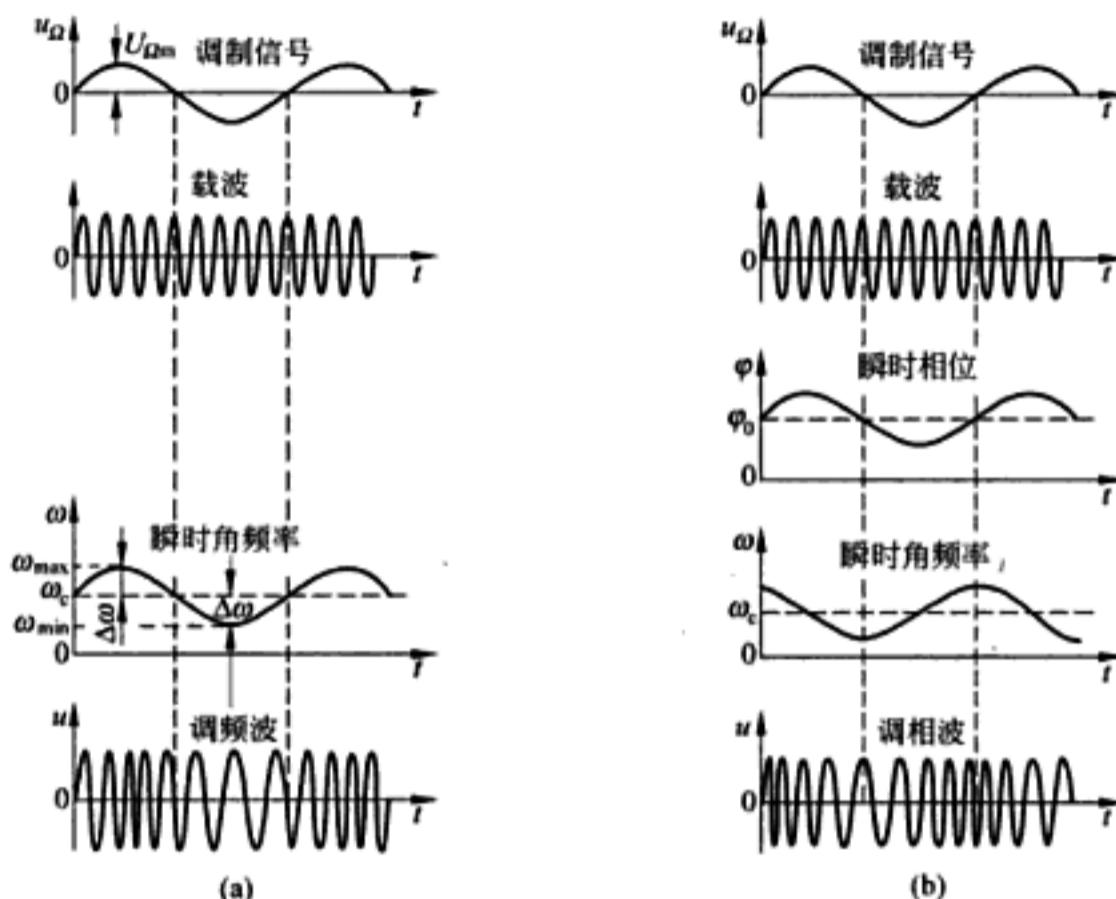


图 6-1 调频与调相波形示意图

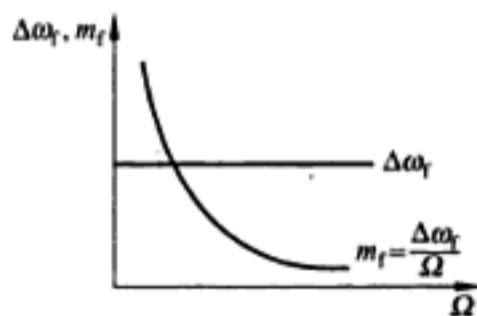


图 6-2 调频时 $\Delta\omega_f$ 和 m_f 随 Ω 的变化关系

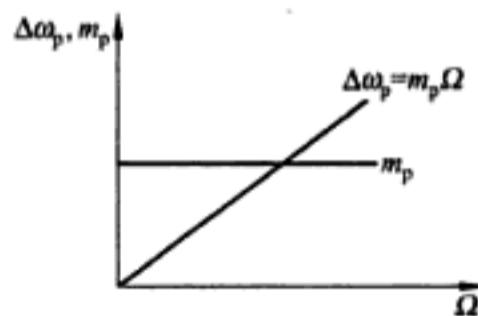


图 6-3 调相时 $\Delta\omega_p$ 和 m_p 随 Ω 的变化关系

根据贝塞尔函数, 式(6-6)可分解为无穷个正弦函数的级数, 即有

$$\begin{aligned} u(t) &= U_m [J_0(m_f) \cos \omega_c t + J_1(m_f) \cos(\omega_c + \Omega)t - J_1(m_f) \cos(\omega_c - \Omega)t] && \text{载频} \\ &+ J_2(m_f) \cos(\omega_c + 2\Omega)t + J_2(m_f) \cos(\omega_c - 2\Omega)t && \text{第一对边频} \\ &+ J_3(m_f) \cos(\omega_c + 3\Omega)t - J_3(m_f) \cos(\omega_c - 3\Omega)t && \text{第二对边频} \\ &+ J_4(m_f) \cos(\omega_c + 4\Omega)t + J_4(m_f) \cos(\omega_c - 4\Omega)t && \text{第三对边频} \\ &+ \dots] && \text{第四对边频} \end{aligned}$$

式中, $J_0(m_f), J_1(m_f), J_2(m_f), \dots$ 分别为 m 的零阶、一阶、二阶、…贝塞尔函数, 它们的数

值可由查贝塞尔函数曲线或查表得出。

由于调制指数 m_t 与调制信号强度有关, 故信号强度的变化将影响载频和边频分量的相对幅度。其边频幅度可能超出载频幅度。

5. 调角信号的频带宽度

理论上, 调角信号的频带宽度是无限宽, 但按工程上的习惯, 凡是振幅小于未调制载波振幅的 10% 的边频分量可以忽略不计。

根据贝塞尔函数的特点, 当阶数 $n > m_t + 1$ 时, 贝塞尔函数 $J_n(m_t)$ 的数值随着 n 的增加而迅速减小。所以, 实际上可以认为 $n \approx m_t + 1$, 也即高低边频的总数等于 $2n \approx 2(m_t + 1)$ 个, 因此调频波的频谱有效宽度为 $2(m_t + 1)\Omega$, 即频带宽度为

$$2\pi B_t \approx 2(m_t + 1)\Omega$$

即

$$B_t \approx 2(m_t + 1) \frac{\Omega}{2\pi} = 2(m_t + 1)F \quad (6-7)$$

又由于

$$m_t = \frac{\Delta\omega}{\Omega} = \frac{\Delta f}{F}$$

可得

$$B_t \approx 2(\Delta f + F) \quad (6-8)$$

注意式(6-7)和式(6-8)只适用于 $m_t > 1$ 即宽带调频的情况。

这与调制频率相同的调幅波比起来, 调角波的频带要宽 $2\Delta\omega_t$ 。通常 $\Delta\omega_t > \Omega$, 所以调角波的频带要比调幅波宽得多。

对于 $m_t < 1$ 的窄带调频情况, 频带宽度为

$$B_t = 2F$$

6. 调角信号频谱与调制信号的关系

在余弦波调制的情况下, 已知 $m_t = \frac{\Delta\omega_t}{\Omega}$,

(1) 保持 Ω 固定, 改变 m_t 时:

- ① 当 $m_t < 1$ 时(窄频带调频), 其有效边频数和带宽基本与调幅波相同;
- ② 当 m_t 增大时(即调制信号加强时), 边频数目增多而频带加宽。

(2) 保持 $\Delta\omega_t$ 固定, 改变 Ω 时(调制信号强度固定, Δf 固定, 改变 F):

- ① 调频指数 $m_t \uparrow = \frac{\Delta f}{F \downarrow}$;
- ② 边频数 $2n \uparrow \approx (2m_t + 1)$;
- ③ 频带宽度 $B_t \downarrow = 2(m_t + 1)F \downarrow$ 。

6.2.3 调频信号的产生

调频的方法和电路很多, 最常用的可分为两大类: 直接调频和间接调频。

1. 直接调频

直接调频就是用调制电压直接去控制载频振荡器的频率,以产生调频信号。例如,被控电路是 LC 振荡器,那么,它的振荡频率主要由振荡回路电感 L 与电容 C 的数值来决定,若在振荡回路中加入可变电抗,并用低频调制信号去控制可变电抗的参数,即可产生振荡频率随调制信号变化的调频波。其调频电路原理如图 6-4 所示。在实际电路中,可变电抗元件的类型有许多种,如变容二极管、电抗管等,所以直接调频的方法很多。

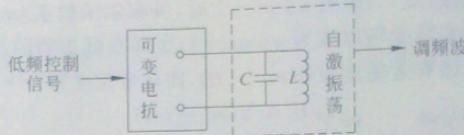


图 6-4 调频电路原理

2. 间接调频

间接调频就是保持振荡器的频率不变,而用调制电压去改变载波输出的相位,这实际上是调相。由于调相和调频有一定的内在联系,所以只要附加一个简单的变换网络,就可以从调相获得调频。所以间接调频,就是先进行调相,再由调相变为调频。

6.2.4 调频电路

1. 变容二极管调频电路

(1) 变容二极管

变容二极管是利用半导体 PN 结的结电容随外加反向电压而变化这一特性,所制成的一种半导体二极管,它是一种电压控制可变电抗元件。

变容二极管与普通二极管相比,所不同的是在反向电压作用下的结电容变化较大。

变容二极管的压控特性表示为

$$C = A(U - U')^{-n} \quad (6-9)$$

式中, A 为常数, 它决定于变容二极管所用半导体的介电常数、杂质浓度和结的类型; U' 为 PN 结的势垒电压,一般在 0.7V 左右; U 为外加反偏压; n 为电容变化系数,它的数值决定于结的类型,对于缓变结, $n \approx \frac{1}{3}$, 突变结的 $n \approx \frac{1}{2}$, 超突变结的 $n > \frac{1}{2}$ 。

(2) 变容二极管调频原理

变容二极管的调频原理可用图 6-5 说明。由变容二极管的电容 C 和电感 L 组成 LC 振荡器的谐振电路,其谐振频率近似为 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 。在变容二极管上加一固定的反向直流偏压 $U_{\text{偏}}$ 和调制电压 u_a (图(a)),则变容二极管电容量 C 将随 u_a 改变,通过二极管的变容特性(图(b))可以找出电容 C 随时间的变化曲线(图(c))。此电容 C 由两部分组成,

一部分是 C_0 , 为固定值; 另一部分是 $C_m \cos \Omega t$, 为变化值, C_m 是变化部分的幅度, 则有

$$C = C_0 + C_m \cos \Omega t \quad (6-10)$$

将 C 代入 f 的公式, 化简整理可得

$$f = f_e - \frac{1}{2} f_e \cdot \frac{C_m}{C_0} \cos \Omega t = f_e + \Delta f$$

式中,

$$\Delta f = -\frac{1}{2} f_e \frac{C_m}{C_0} \cos \Omega t \quad (6-11)$$

f_e 是 $C_m = 0$ 时由 L 和固定电容 C_0 所决定的谐振频率, 称为中心频率, $f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_0}}$ 。 Δf 是频率的变化部分, 而 $\frac{1}{2} f_e \frac{C_m}{C_0}$ 是变化部分的幅值, 称为频偏。式(6-11)中的负号表示当回路电容增加时, 频率是减小的。我们还可通过图 6-5(c)及(d)(L 固定, f 与 \sqrt{C} 成反比曲线)找出频率和时间的关系。比较图 6-5(a)及(e), 可见频率 f 是在随调制电压 u_a 而变, 从而实现了调频。

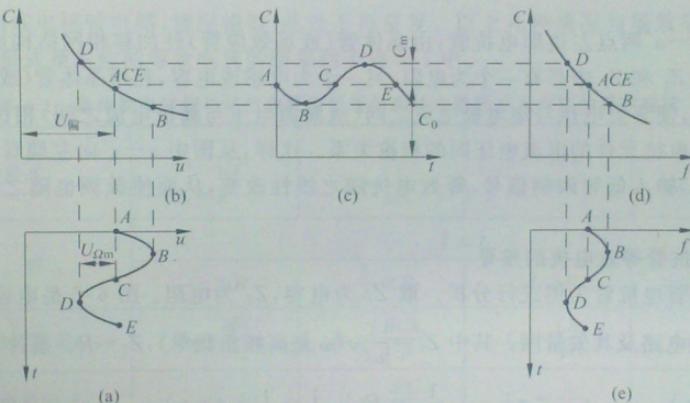


图 6-5 变容二极管调频原理

从图 6-5 可以看出, 由于 $C \sim u$ 和 $C \sim f$ 两条曲线并不是成正比的, 最后得到的 $f \sim t$ 曲线形状将不与 $u_a \sim t$ 曲线完全一致, 这就意味着调制失真。失真的程度不仅与变容二极管的变容特性有关, 而且还决定于调制电压的大小。显然, 调制电压愈大, 则失真愈大。为了减小失真, 调制电压不宜过大, 但也不宜太小, 因为太小则频移太小。实际上应兼顾二者, 一般取调制电压比偏压小一半多, 即

$$\frac{U_{\rho m}}{U_b} \leqslant 0.5$$

2. 电抗管调频电路

(1) 电抗管调频原理

① 组成: 所谓电抗管, 就是由一只晶体管或场效应管加上由电抗和电阻元件构成的

移相网络组成。它与普通的电抗元件不同,其参量可以随调制信号而变化。

(2) 调频原理: 将电抗管接入振荡器谐振回路, 在低频调制信号控制下, 电抗管的等效电抗就发生变化, 从而使振荡器的瞬时振荡频率随调制电压而变, 获得调频。图 6-6 是电抗管调频的原理电路。其中图 6-6(a) 是晶体管电抗管调频原理图, 图 6-6(b) 是场效应管电抗管调频原理图。

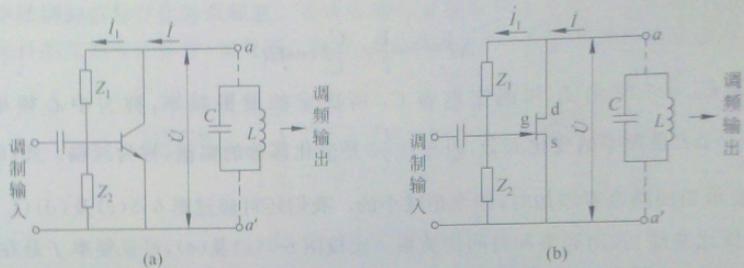


图 6-6 电抗管调频原理电路

图中, $a-a'$ 两点左边即电抗管, 由晶体管(或场效应管)外加移相网络构成。在移相电路的元件 Z_1 和 Z_2 中必有一个为电阻, 另一个为电感或电容, 利用晶体管(或场效应管)的放大作用, 使集射电压与集电极电流之间(或漏源电压与漏极电流之间)相位相差 90° , 类似于一个电抗元件的电流电压间的相位关系。这样, 从图中 $a-a'$ 向左端看去, 就相当于一个电抗, 输入低频调制信号, 等效电抗随之线性改变, 从而使载频也随之改变, 实现调频。

(2) 电抗管等效电抗的推导

以晶体管电抗管为例进行分析。取 Z_1 为电容, Z_2 为电阻。图 6-7 是电容性电抗管的基本原理电路及其矢量图。其中 $Z_1 = \frac{1}{j\omega C}$ (ω 是高频角频率), $Z_2 = R$ 。条件

$$\frac{1}{\omega C} \gg R; \quad \dot{I} \gg \dot{I}_1$$

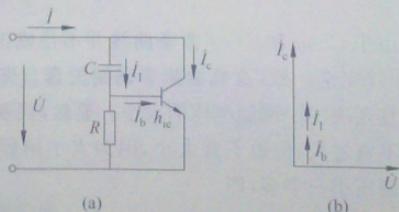


图 6-7 电容性电抗管的电路和矢量图

若在晶体管集射极间加一高频电压 \dot{U} , 则电容 C 中将通过电流 \dot{I}_1 。由于 $\frac{1}{\omega C} \gg R$, 电流 \dot{I}_1 的大小和相位基本上决定于 C 的容抗, 而 R 可忽略, 即

$$\dot{I}_1 \approx j\omega C \dot{U}$$

则 \dot{I}_b 超前于 $\dot{U} 90^\circ$ 。又 \dot{I}_b 到基极分成两部分,一部分流入 R ,一部分流入基极,流入基极的部分为

$$\dot{I}_b = \frac{R}{R + h_{ie}} \dot{I}_1 = \frac{R}{R + h_{ie}} j\omega C \dot{U}$$

则 \dot{I}_c 也超前于 $\dot{U} 90^\circ$ 。通过放大,晶体管集电极电流的高频成分为

$$\dot{I}_c = \beta \dot{I}_b = \frac{\beta R}{R + h_{ie}} j\omega C \dot{U}$$

\dot{I}_c 与 \dot{I}_1 同相位,也超前 $\dot{U} 90^\circ$,故晶体管的集射极间等效于一个电容,其大小为

$$C_{eq} = \frac{C\beta R}{R + h_{ie}} = \frac{\beta C}{1 + \frac{h_{ie}}{R}} \quad (6-12)$$

可见,该电抗管等效为一个电容,故称为电容性电抗管。

同样道理,如果 Z_1 是电阻, Z_2 是电容,或 Z_1 是电容, Z_2 是电阻,都可组成电抗管电路,情况相似,此处不再重复。以上几种情况与场效应管电抗管的四种电路形式及对应的等效电抗的结果列于表 6-1 中。

表 6-1 晶体管电抗管与场效应管电抗管的四种电路形式及对应的等效电抗

电路形式	$Z_1 = \frac{1}{j\omega C}$ $Z_2 = R$	$Z_1 = R$ $Z_2 = \frac{1}{j\omega C}$	$Z_1 = j\omega L$ $Z_2 = R$	$Z_1 = R$ $Z_2 = j\omega L$
条件	$\dot{I} \gg \dot{I}_1$			
	$\frac{1}{\omega C} \gg R$	$\frac{1}{\omega C} \ll R$	$\omega L \gg R$	$\omega L \ll R$
晶体管电抗管 Z_{eq}	$C_{eq} = \frac{\beta RC}{h_{ie}}$	$L_{eq} = \frac{RCh_{ie}}{\beta}$	$L_{eq} = \frac{Lh_{ie}}{\beta R}$	$C_{eq} = \frac{\beta L}{Rh_{ie}}$
场效应管电抗管 Z_{eq}	$C_{eq} = g_m RC$	$L_{eq} = \frac{RC}{g_m}$	$L_{eq} = \frac{L}{g_m R}$	$C_{eq} = \frac{g_m L}{R}$

3. 调相和间接调频电路

在直接调频电路中,为了提高中心频率的稳定性,必须采取一些措施。在这些措施中,即使对晶体振荡器直接调频,其中心频率稳定性也不如不调频的晶体振荡器的频率稳定性高,而且其相对频移太小。为了提高调频器的频率稳定性,还可以采用间接调频的方法。所谓间接调频是指由调相波变为调频波,即调制不是在振荡器上直接进行的,而是在振荡器后边的调相器中进行。间接调频的关键电路是调相电路。调相也可以有多种方法,例如失谐法调相等方法。

6.2.5 调频波的解调

从调频波中取出原来的调制信号,称为频率检波,又称鉴频。完成鉴频功能的电路,

称为鉴频器。在调频波中,调制信息包含在高频振荡频率的变化量中,所以调频波的解调任务就是要求鉴频器输出信号与输入调频波的瞬时频移成线性关系。

鉴频器实际上包含两个部分:

- (1) 借助于谐振电路将等幅的调频波转换成幅度随瞬时频率变化的调幅调频波;
- (2) 用二极管检波器进行幅度检波,以还原出调制信号。

由于信号的最后检出还是利用高频振幅的变化,这就要求输入的调频波本身“干净”,不带有寄生调幅。否则,这些寄生调幅将混在转换后的调幅调频波中,使最后检出的信号受到干扰。为此,在输入到鉴频器前,信号要经过限幅,使其幅度恒定。因此,调频波的检波,主要是限幅器和鉴频器两个环节,可用图 6-8(a) 的方框图表示,其对应各点波形如图 6-8(b) 所示。

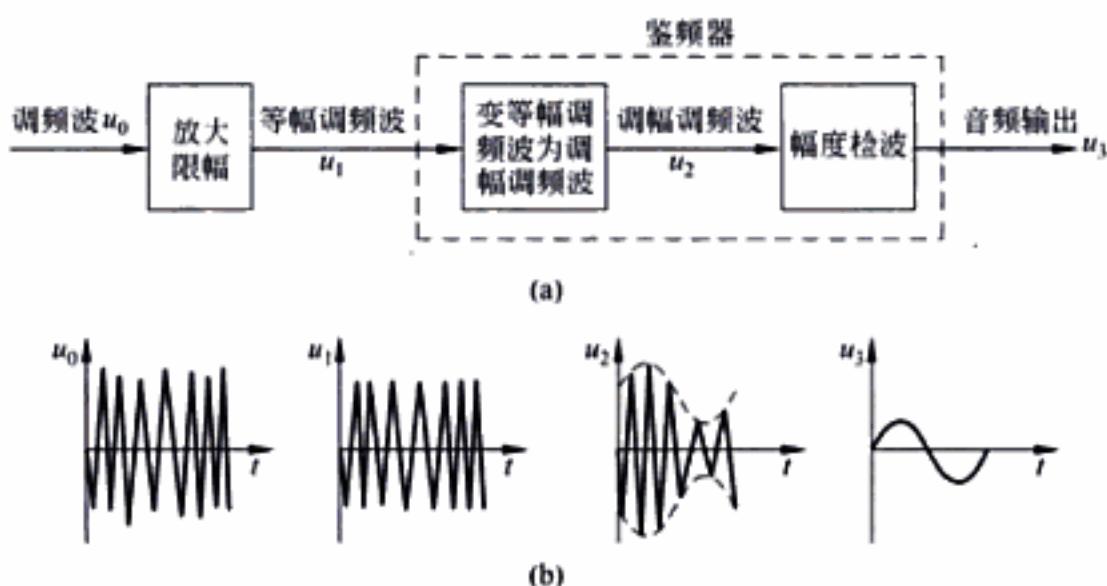


图 6-8 调频波的检波

有的鉴频器(如比例鉴频器)本身具有限幅作用,则可以省掉限幅器。鉴频器的类型很多,根据它们的工作原理,可分为斜率鉴频器、相位鉴频器、比例鉴频器和脉冲计数式鉴频器等。

1. 鉴频器的质量指标

(1) 鉴频跨导 g_d

鉴频器的输出电压 u_d 与输入调频信号瞬时频偏 Δf 的关系,可用图 6-9 所示的鉴频特性曲线表示。由于曲线形状与 S 相似,一般称为 S 曲线。所谓鉴频跨导 g_d ,是指 S 曲线的中心频率 f (图 6-9 的 $\Delta f=0$ 处)附近输出电压 u_d 与频偏 Δf 的比值, g_d 又叫鉴频灵敏度,它表示单位频偏所产生输出电压的大小。鉴频曲线越陡,鉴频灵敏度越高,说明在较小的频偏下就能得到一定电压的输出。因此鉴频跨导 g_d 大些好。

(2) 鉴频频带宽度 B

鉴频频带宽度是鉴频特性近于直线的频率范围。在图 6-9 中就是两弯曲点之间的范围 B ,我们称 $2\Delta f_m$

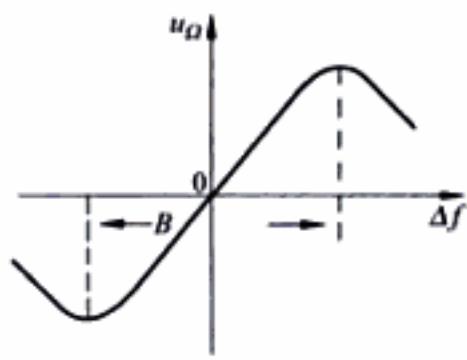


图 6-9 鉴频特性曲线

为频带宽度。一般要求 B 大于输入调频波频偏的两倍。

(3) 非线性失真

在频带 B 内鉴频特性只是近似线性,也存在着非线性失真,我们希望非线性失真尽量小。

(4) 对寄生调幅应有一定的抑制能力。

2. 鉴频类型

根据它们的工作原理,可分为:

- (1) 斜率鉴频器;
- (2) 参差调谐鉴频器;
- (3) 相位鉴频器;
- (4) 比例鉴频器;
- (5) 脉冲计数式鉴频器;
- (6) 锁相鉴频器。

3. 鉴频电路

相位鉴频器是最常用的鉴频电路,也是重点内容。现重点介绍电感耦合相位鉴频器和比例鉴频器,并对脉冲计数式鉴频器作简要介绍。

相位鉴频器是利用回路的相位-频率特性来实现调频波变换为调幅调频波的。它是将调频信号的频率变化转换为两个电压之间的相位变化,再将这相位变化转换为对应的幅度变化,然后利用幅度检波器检出幅度的变化。

(1) 电感耦合相位鉴频器

图 6-10(a)所示为电感耦合相位鉴频器的原理图。图中 L_1C_1 和 L_2C_2 是两个松耦合的双调谐电路,都调谐于调频波的中心角频率 ω_c 上。其中初级回路 L_1C_1 一般是限幅放大器的集电极负载。这种松耦合双调谐电路有这样一个特点:当信号角频率 ω 变化时,副边谐振电路电压 \dot{U}_2 对于原边电压 \dot{U}_1 的相位随之变化。这种鉴频器正是利用这种相位变化的特点,将频率的变化转换成幅度变化的,所以叫做相位鉴频器。

图 6-10(b)为图 6-10(a)的等效电路。由图 6-10(b)可见,加到二极管两端的高频电

压由两部分组成,即 L_1 上的电压 \dot{U}_1 和 L_2 上的一半电压 $\frac{\dot{U}_2}{2}$ 的矢量和,为

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{d1} &= \dot{U}_1 + \frac{\dot{U}_2}{2} \approx \dot{U}_1 + \frac{\dot{U}_2}{2} \\ \dot{U}_{d2} &= \dot{U}_1 - \frac{\dot{U}_2}{2} \approx \dot{U}_1 - \frac{\dot{U}_2}{2} \end{aligned} \right\} \quad (6-13)$$

而它们检出的电压 U_{d1} 和 U_{d2} (高频一周期的直流分量),则分别与 $\dot{U}_{d1}, \dot{U}_{d2}$ 成正比:

$$\left. \begin{aligned} U_{d1} &= \eta_d U_{d1} \\ U_{d2} &= \eta_d U_{d2} \end{aligned} \right\} \quad (6-14)$$

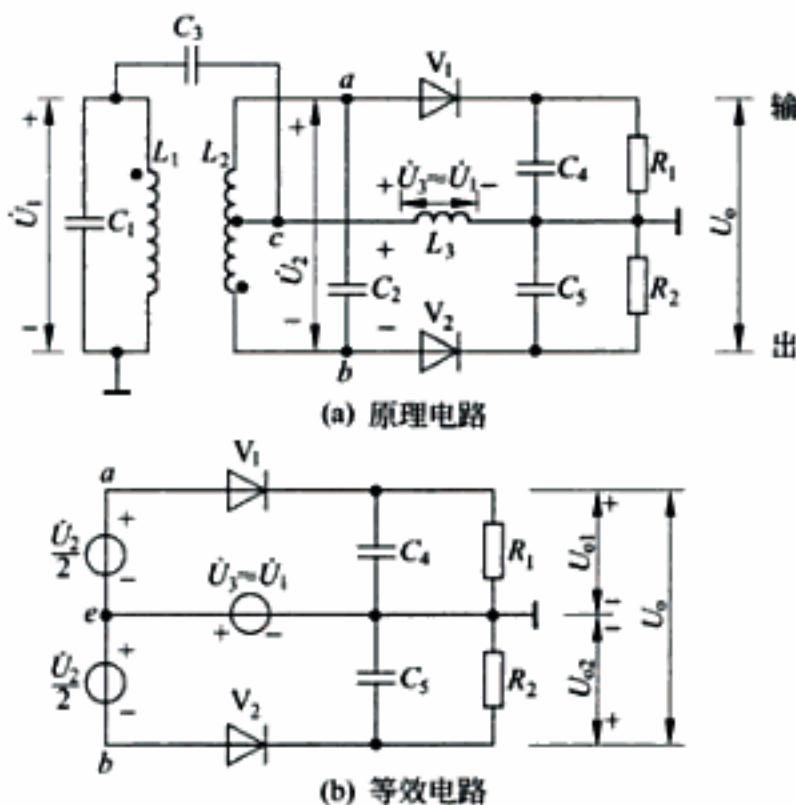


图 6-10 电感耦合相位鉴频器

鉴频器的输出电压为

$$U_o = U_{o1} - U_{o2} \quad (6-15)$$

现在我们来分析, 调频波瞬时频率的变化是怎样影响鉴频器的输出的。可以概括为四句话, 即:

① 副边电压 \dot{U}_2 对于原边电压 \dot{U}_1 的相位差随角频率而变。

为了分析方便, 现将次级等效电路用图 6-11 表示。

可以推出

$$\begin{aligned} U_2 &= I_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2} \\ &= -\frac{j\omega M I_1}{R_2 + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)} \frac{1}{j\omega C_2} \\ &= j \frac{1}{\omega C_2} \frac{M}{L_1} \frac{\dot{U}_1}{R_2 + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)} \end{aligned} \quad (6-16)$$

式(6-16)表明, 副边电压 \dot{U}_2 对于原边电压 \dot{U}_1 的相位差随角频率而变:

当 $\omega = \omega_c$ 时, \dot{U}_2 超前 \dot{U}_1 90° ;

当 $\omega > \omega_c$ 时, \dot{U}_2 超前 \dot{U}_1 小于 90° ;

当 $\omega < \omega_c$ 时, \dot{U}_2 超前 \dot{U}_1 大于 90° 。

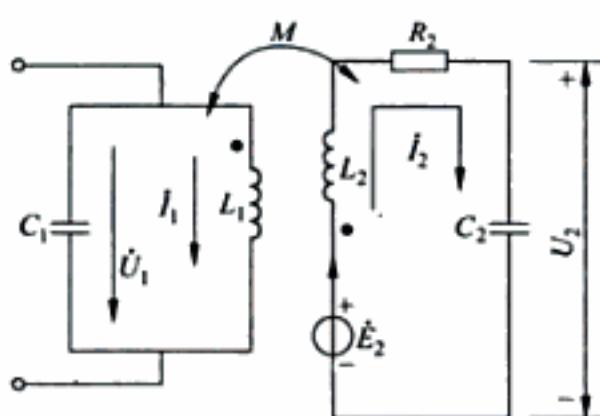


图 6-11 次级回路的等效电路

② 检波器的输入电压幅度 U_{d1} 、 U_{d2} 随角频率而变。

由式(6-13)知, U_{d1} 、 U_{d2} 分别为 $\hat{U}_1 \pm \frac{\hat{U}_2}{2}$ 的矢量和。在不同频率下, 其矢量图如图 6-12 所示。由图 6-12 可看出:

当 $\omega = \omega_c$ 时, $U_{d1} = U_{d2}$;

当 $\omega > \omega_c$ 时, U_{d1} 增大而 U_{d2} 减小;

当 $\omega < \omega_c$ 时, U_{d1} 减小而 U_{d2} 增大。

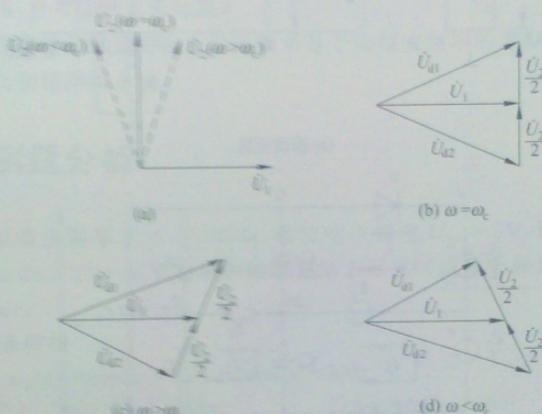


图 6-12 在不同频率下的 \hat{U}_1 和 \hat{U}_2

③ 检出的电压 U_{d1} 、 U_{d2} 幅度随角频率而变。

$$U_{d1} = \eta_i U_{d2}, \quad U_{d2} = \eta_i U_{d1}$$

④ 鉴频器的输出电压 U_v 也随频率发生变化。

当 $\omega = \omega_c$ 时, $U_{d1} = U_{d2}, U_v = 0$;

当 $\omega > \omega_c$ 时, $U_{d1} > U_{d2}, U_v > 0$;

当 $\omega < \omega_c$ 时, $U_{d1} < U_{d2}, U_v < 0$ 。

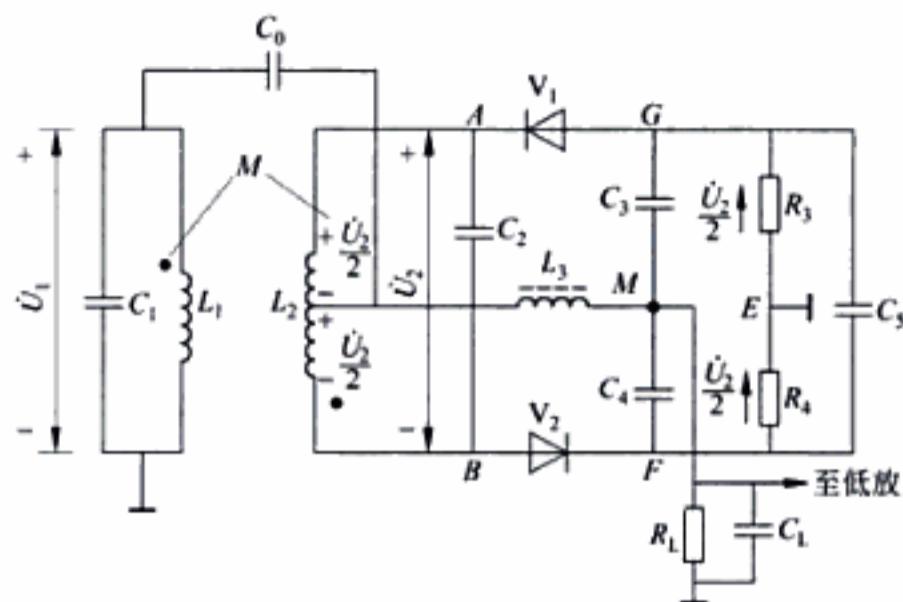
上述关系用图 6-9 所示的曲线表示出来, 也呈 S 形, S 曲线表示了鉴频特性。S 曲线的形状与鉴频器性能有直接关系:

- S 曲线的线性好, 则失真小;
- 线性段斜率大, 则对于一定频率所得的低频电压幅度大, 即鉴频灵敏度高;
- 线性段的频率范围大(鉴频带宽), 则允许接收的频率大。

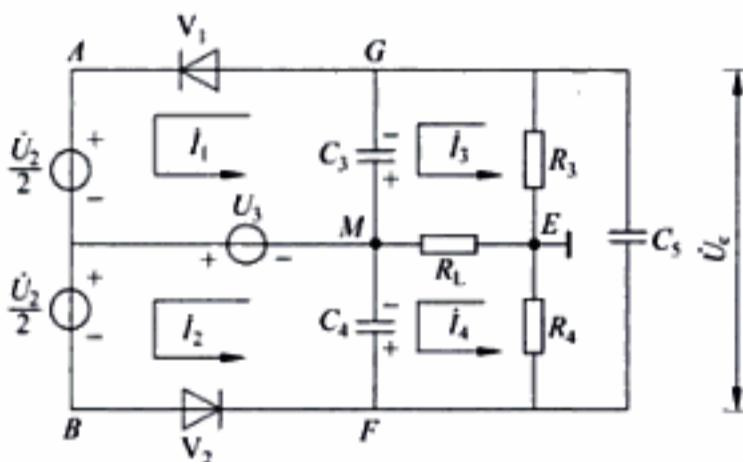
影响 S 曲线形状的主要因素是原副边谐振电路的耦合程度(用耦合系数 k 表示)和品质因数 Q 以及两个回路的调谐情况。

(2) 比例鉴频器

使用相位鉴频器时, 在它的前级必须加限幅器, 以去掉调频波的寄生调幅。能否对相位鉴频器电路作一些改进来获得一定的限幅作用呢? 比例鉴频器就是具有这种鉴频和限幅功能的电路, 如图 6-13(a)所示, 图 6-13(b)为其等效电路。



(a) 原理电路



(b) 等效电路

图 6-13 比例鉴频器

比例鉴频器和相位鉴频器比较,有以下不同点:

- ①一个二极管 V_1 反接;
- ②有一个大电容量 C_5 (一般取 $10\mu F$) 跨接在电阻 $(R_3 + R_4)$ 两端;
- ③输出电压取自 M, E 两端,而不是取自 F, G 两端。

在负载电阻 R_L 中, C_3 和 C_4 放电电流的方向相反,见图 6-13(b),因而起到了差动输出的作用。在比例鉴频器中,加于两个二极管的高频电压 $\dot{U}_{d1}, \dot{U}_{d2}$ 仍然是副边电压 $\frac{\dot{U}_2}{2}$ 和 L_3 上电压 \dot{U}_3 的矢量和,所以从频率变化转换成幅度变化的过程与相位鉴频器相同。

比例鉴频器的限幅作用,在于在 $(R_3 + R_4)$ 两端并接了大电容 C_5 ,这种电路具有自动调整 Q 值的作用,在一定程度上抵消信号强度变化的影响,使输入到检波电路的高频电压幅度基本趋于恒定,因而兼有限幅的作用。

用比例鉴频器时可以省掉限幅器,从而简化设备。但是比例鉴频器在相同的 U_{o1} 和 U_{o2} 下:

$$U_M = \frac{U_{o1} - U_{o2}}{2} \quad (6-17)$$

说明其灵敏度不如相位鉴频器。

讨论：相位鉴频器的本质是将调频信号的频率变化转化为相位转化，然后进行鉴相。其核心是频-相转换。不同的相位鉴频器，其频-相转换电路不同，但其原理相似，应予以掌握。比例鉴频器是在相位鉴频器的基础上实现的，也很重要。

(3) 脉冲计数式鉴频器

这种鉴频器的工作原理与前面几种鉴频器不同。由于这种鉴频器是利用计过零点脉冲数目的方法实现的，所以叫做脉冲计数式鉴频器。它的突出优点是线性好，频带很宽，因此得到广泛应用，并可做成集成电路。

它的基本原理是将调频波变换为重复频率等于调频波频率的等幅等宽脉冲序列，再经低通滤波器取出直流平均分量。

6.3 典型例题分析

例 6-1 已知载波频率 $f_c = 100\text{MHz}$ ，载波电压幅度 $U_{cm} = 5\text{V}$ ，调制信号 $u_a(t) = \cos 2\pi \times 10^3 t + 2\cos 2\pi \times 500t$ ，试写出调频波的数学表达式（设两个调制信号的最大频偏 Δf_{max} 均为 20kHz ）。

解 由已知条件得

$$u_a(t) = \cos 2\pi \times 10^3 t + 2\cos 2\pi \times 500t$$

$$m_{11} = \frac{\Delta\omega}{\Omega_1} = \frac{2\pi \times 20000}{2\pi \times 1000} = 20, m_{12} = \frac{\Delta\omega}{\Omega_2} = \frac{2\pi \times 20000}{2\pi \times 500} = 40$$

根据 $u(t) = U_{cm} \cos(\omega_c t + m_1 \sin \Omega_1 t + m_2 \sin \Omega_2 t)$ 得

$$\begin{aligned} u(t) &= 5\cos(2\pi \times 10^3 t + m_{11} \sin 2\pi \times 10^3 t + m_{12} \sin 2\pi \times 500t) \\ &= 5\cos(2\pi \times 10^3 t + 20\sin 2\pi \times 10^3 t + 40\sin 2\pi \times 500t) \end{aligned}$$

例 6-2 载频振荡的频率为 $f_c = 25\text{MHz}$ ，振幅为 $U_{cm} = 4\text{V}$ 。

(1) 调制信号为单频余弦波，频率为 $F = 400\text{Hz}$ ，频偏为 $\Delta f = 10\text{kHz}$ 。写出调频波和调相波的数学表达式。

(2) 若仅将调制信号频率变为 2kHz ，其他参数不变，试写出调频波与调相波的数学表达式。

解 (1) 由已知条件得

$$F_1 = 400\text{Hz}, \Omega_1 = 400 \times 2\pi \text{rad/s}$$

$$f_c = 25\text{MHz}, \omega_c = 2\pi \times 25 \times 10^6, \Delta f = 10\text{kHz}, \Delta\omega = 2\pi \times 10^4 \text{rad/s}$$

$$m_{11} = \frac{\Delta f}{F_1} = \frac{10000}{400} = 25, m_{p1} = \frac{\Delta f}{F_1} = \frac{10000}{400} = 25$$

调频波的数学表达式： $u(t) = 4\cos(2\pi \times 25 \times 10^6 t + 25\sin 400 \times 2\pi t)$

调相波的数学表达式： $u(t) = 4\cos(2\pi \times 25 \times 10^6 t + 25\cos 400 \times 2\pi t)$

(2) 由已知条件得

$$F_2 = 2\text{kHz}, \Omega_2 = 2000 \times 2\pi \text{rad/s}$$

$$m_{12} = \frac{\Delta f}{F_2} = \frac{10000}{2000} = 5, \text{由 } m_p = k_p U_{cm} \text{ 知 } m_p \text{ 不变, 即 } m_{p2} = m_{p1} = 25$$

调频波的数学表达式: $u(t) = 4\cos(2\pi \times 25 \times 10^6 t + 5\sin 2 \times 10^3 \times 2\pi t)$

调相波的数学表达式: $u(t) = 4\cos(2\pi \times 25 \times 10^6 t + 25\cos 2 \times 10^3 \times 2\pi t)$

例 6-3 已知频率为 $f_c = 10\text{MHz}$, 最大频移为 $\Delta f = 50\text{kHz}$, 调制信号为正弦波, 试求调频波在以下三种情况下的频带宽度(按 10% 的规定计算带宽)。

(1) $F = 500\text{kHz}$;

$$m_f = \frac{\Delta f}{F}$$

(2) $F = 500\text{Hz}$;

(3) $F = 10\text{kHz}$, 这里 F 为调制频率。

解 (1) 已知 $f_c = 10\text{MHz}$, $\Delta f = 50\text{kHz}$, $F = 500\text{kHz}$, 则

$$\underline{m_f} = \frac{\Delta f}{F} = \frac{50}{500} = 0.1$$

由于

$$m_f < 1 \quad \text{窄带调频} \quad B = 2F$$

因此

$$B_t \approx 2F = 2 \times 500 = 1\text{MHz}$$

(2) 已知 $f_c = 10\text{MHz}$, $\Delta f = 50\text{kHz}$, $F = 500\text{Hz}$, 则

$$m_f = \frac{\Delta f}{F} = \frac{50 \times 10^3}{500} = 100$$

由于

$$m_f > 1 \quad \text{宽带调频} \quad B = 2(m_f + 1)F$$

因此

$$B_t = 2(m_f + 1)F = 2(100 + 1) \times 500\text{Hz} = 101\text{kHz}$$

(3) 已知 $f_c = 10\text{MHz}$, $\Delta f = 50\text{kHz}$, $F = 10\text{kHz}$, 则

$$m_f = \frac{\Delta f}{F} = \frac{50}{10} = 5$$

由于

$$m_f > 1$$

因此

$$B_t = 2(m_f + 1)F = 2(5 + 1) \times 10 = 120\text{kHz}$$

例 6-4 为什么调幅波的调制系数不能大于 1, 而角度调制的调制系数可以大于 1?

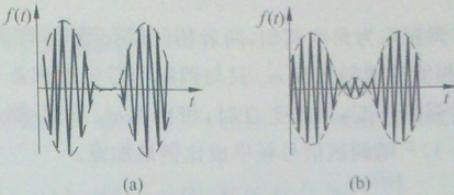
答 (1) 由于调制系数 m_a 与调制电压的振幅成正比, 即 U_{am} 越大, m_a 越大, 调幅波幅度变化越大, m_a 小于或等于 1, 如果调制系数 $m_a > 1$, 调幅波产生失真, 这种情况称为过调幅。

对于基极调幅过调的失真波形是波谷变平, 见图例 6-4(a); 对于集电极调幅过调的失真波形是过调失真, 如图例 6-4(b)。

(2) 角度调制的调制系数可以大于 1

由于 $m_i = \frac{\Delta\omega_i}{\Omega} = \frac{\Delta f}{F}$, 通常 $\Delta\omega_i > \Omega$, 所以角度调制的调制系数可以大于 1。

例 6-5 若调制信号频率为 400Hz , 振幅为 2.4V , 调制指数为 60。当调制信号频率减小为 250Hz , 同时振幅上升为 3.2V 时, 调制指数将变为多少?



图例 6-4

解 (解题技巧：利用 m_{f1} 与 m_{f2} 相比的关系以及 m_{p1} 与 m_{p2} 相比的关系求解)

(1) 调频指数

由

$$m_{f1} = \frac{K_1 U_{\Omega 1}}{\Omega_1}, m_{f2} = \frac{K_1 U_{\Omega 2}}{\Omega_2}$$

得

$$\frac{m_{f1}}{m_{f2}} = \frac{\Omega_2 U_{\Omega 1}}{\Omega_1 U_{\Omega 2}} = \frac{250 \times 2.4}{400 \times 3.2} = \frac{75}{160}$$

则

$$m_{f2} = \frac{160}{75} \times 60 = 128$$

(2) 调相指数

由

$$m_{p1} = K_p U_{\Omega 1}, m_{p2} = K_p U_{\Omega 2}$$

得

$$\frac{m_{p1}}{m_{p2}} = \frac{U_{\Omega 1}}{U_{\Omega 2}} = \frac{2.4}{3.2}$$

则

$$m_{p2} = \frac{3.2}{2.4} \times 60 = 80$$

例 6-6 电感耦合相位鉴频器如图 6-10 所示。

(1) 画出信号频率 $\omega < \omega_c, \omega > \omega_c, \omega = \omega_c$ 时的矢量图。

(2) 说明 V_1 断开时, 能否鉴频?

题意分析: 本题涉及到相位鉴频器的基本工作原理、性能分析等。从图中可以看出, 这是一个互感耦合相位鉴频器的典型电路。

解 (1) 从工作原理可知, 在 $f < f_c$ 时的矢量图如图 6-12 所示。

(2) 当 V_1 断开时, C_4 上无电压变化, 而 C_5 上电压变化仍能反映输入信号的频率变化, 因此仍可鉴频。同理, 若只有 V_2 断开时也可鉴频。

例 6-7 已知调制信号 $u_m(t) = U_{dm} \cos 2\pi \times 10^3 t (V), m_1 = m_p = 10$, 求 FM 和 PM 波的带宽。(1)若 U_{dm} 不变, F 增大一倍, 两种调制信号的带宽如何? (2)若 F 不变, U_{dm} 增大一倍, 两种调制信号的带宽如何? (3)若 U_{dm} 和 F 都增大一倍, 两种调制信号的带宽又

如何?

题意分析: 调频和调相均为角度调制, 两者相似但有不同, 特别是带宽与调制信号的关系。调相时, 由于调相波的调制指数 m_p 只与调制信号强度成正比, 而与调制信号频率无关。所以在调制信号强度不变, 只改变 Ω 时, 相当于 m_p 不变, 则调相波的边频数不变, 而频带宽度 $B=2(m_p+1)F$ 随调制信号频率成比例地加宽。

调频时:

$$\textcircled{1} \text{ 调频指数: } m_f \uparrow = \frac{\Delta f}{F \downarrow}$$

$$\textcircled{2} \text{ 边频数: } 2n \uparrow \approx 2(m_f+1)$$

$$\textcircled{3} \text{ 频带宽度: } B_f \downarrow = 2(m_f+1)F \downarrow$$

解 已知调制信号为 $u_a(t)=U_{am}\cos 2\pi \times 10^3 t (\text{V})$, 即 $F=1\text{kHz}$ 。

对于 FM 信号, 由于 $m_f=10$, 因此

$$B = 2(m_f+1)F = 2(10+1) \times 10^3 = 22\text{kHz}$$

对于 PM 信号, 由于 $m_p=10$, 因此

$$B = 2(m_p+1)F = 2(10+1) \times 10^3 = 22\text{kHz}$$

(1) 若 U_{am} 不变, F 增大一倍, 两种调制信号的带宽如下。

对于 FM 波: 由于 $m_f \downarrow = \frac{\Delta f}{F \uparrow}$, 若 U_{am} 不变, F 增大一倍, 则 Δf 不变, m_f 减半, 即 $m_f=5$, 因此

$$B = 2(m_f+1)F = 2(5+1) \times 2 \times 10^3 = 24\text{kHz}$$

对于 PM 波: 由于 m_p 只与调制信号强度成正比, 而与调制信号频率无关, 所以相当于 m_p 不变, 而 $m_p=k_f U_a$, m_p 不变。因此

$$B = 2(10+1) \times 2 \times 10^3 = 44\text{kHz}$$

即调相带宽度随调制信号频率成比例地加宽。

(2) F 不变, U_{am} 增大一倍, 两种调制信号的带宽如下。

对于 FM 波: m_f 增大一倍, 即 $m_f=2 \times 10=20$, 因此

$$B = 2(m_f+1)F = 2(20+1) \times 10^3 = 42\text{kHz}$$

对于 PM 波: m_p 也增大一倍, 即 $m_p=2 \times 10=20$, 因此

$$B = 2(m_p+1)F = 2(20+1) \times 10^3 = 42\text{kHz}$$

(3) F 和 U_{am} 均增大一倍

对于 FM 波: m_f 不变, 则

$$B = 2(m_f+1)F = 2(10+1) \times 2 \times 10^3 = 44\text{kHz}$$

对于 PM 波: $m_p=K_p U_{am}$, 它与调制信号的振幅成正比, 而与调制频率无关。当 U_{am} 增大一倍时 m_p 也增大一倍, 因此

$$B = 2(m_p+1)F = 2(20+1) \times 2 \times 10^3 = 84\text{kHz}$$

讨论: 在最大频偏不变的情况下, 当调制信号的频率变化时, 调频信号的带宽基本不变, 而调相信号的带宽变化比较明显。因此, 调频可认为是恒定带宽的调制。

6.4 思考题与习题解答

6-1 若调制信号为锯齿波,如图题 6-1 所示,大致画出调频波的波形图。

答 从略。

6-2 设调制信号 $u_a(t) = U_{am} \cos \Omega t$, 载波信号为 $u_c(t) = U_{cm} \cos \omega_c t$, 调频的比例系数为 K_f (rad/(V·s))。试写出调频波的以下分量:(1)瞬时角频率 $\omega(t)$;(2)瞬时相位 $\theta(t)$;(3)最大频移 $\Delta\omega_f$;(4)调制指数 m_i ;(5)已调频波的 $u_{FM}(t)$ 的数学表达式。

答 从略。

6-3 为什么调幅波的调制系数不能大于 1,而角度调制的调制系数可以大于 1?

答 详见本章典型例题 6-4 分析。

6-4 已知载波频率 $f_c = 100\text{MHz}$, 载波电压幅度 $U_m = 5\text{V}$, 调制信号 $u_a(t) = \cos 2\pi \times 10^3 t + 2\cos 2\pi \times 500t(\text{V})$, 试写出调频波的数学表示式(设最大频偏 $\Delta f_{max} = 20\text{kHz}$)。

答 详见本章典型例题 6-1 分析。

6-5 载频振荡的频率为 $f_c = 25\text{MHz}$, 振幅为 $U_m = 4\text{V}$, 调制信号为单频余弦波, 频率为 $F = 400\text{Hz}$, 频偏为 $\Delta f = 10\text{kHz}$ 。(1)写出调频波和调相波的数学表达式;(2)若仅将调制频率变为 2kHz , 其他参数不变, 试写出调频波与调相波的数学表达式。

答 详见本章典型例题 6-2 分析。

6-6 有一调幅波和一调频波, 它们的载频均为 1MHz , 调制信号均为 $u_a(t) = 0.1 \sin(2\pi \times 10^3 t)(\text{V})$ 。已知调频时, 单位调制电压产生的频偏为 1kHz/V 。

(1) 试求调幅波的频谱宽度 B_{AM} 和调频波的有效频谱宽度 B_{FM} 。

(2) 若调制信号改为 $u_a(t) = 20 \sin(2\pi \times 10^3 t)(\text{V})$, 试求 B_{AM} 和 B_{FM} 。

解 (1) 由已知条件得

$$\Delta f = 0.1 \times 10^3 = 100\text{Hz}, F = 1000\text{Hz}$$

$$m_i = \frac{\Delta f}{F} = \frac{100}{1000} = 0.1 \text{ (窄带调频)}$$

调幅波的频谱宽度

$$B_{AM} = 2F = 2\text{kHz}$$

调频波的有效频谱宽度

$$B_{FM} = 2F = 2\text{kHz}$$

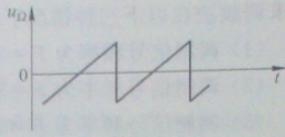
(2) 由已知条件得

$$\Delta f = 20 \times 10^3 = 2 \times 10^4 \text{ Hz}, F = 1000\text{Hz}$$

$$m_i = \frac{\Delta f}{F} = \frac{20000}{1000} = 20 \text{ (宽带调频)}$$

调幅波的频谱宽度

$$B_{AM} = 2F = 2\text{kHz}$$



图题 6-1

调频波的有效频谱宽度

$$B_{FM} = 2(m_i + 1)F = 2(20 + 1) = 42 \text{ kHz}$$

6-7 分析电抗管调频的基本原理。

答 从略。

6-8 给定调频信号中心频率为 $f_c = 50 \text{ MHz}$, 频偏 $\Delta f = 75 \text{ kHz}$, 调制信号为正弦波, 试求调频波在以下三种情况下的调制指数和频带宽度(按 10% 的规定计算带宽)。(1) 调制信号频率为 $F = 300 \text{ Hz}$;(2) 调制信号频率为 $F = 3 \text{ kHz}$;(3) 调制信号频率为 $F = 15 \text{ kHz}$ 。解 (1) 已知 $f_c = 50 \text{ MHz}$, $\Delta f = 75 \text{ kHz}$, $F = 300 \text{ Hz}$, 则

$$m_i = \frac{\Delta f}{F} = \frac{75 \times 10^3}{300} = 250$$

$$B_t = 2(m_i + 1)F = 2 \times 251 \times 300 = 150.6 \text{ kHz}$$

(2) 其他条件不变, $F = 3 \text{ kHz}$, 则

$$m_i = \frac{\Delta f}{F} = \frac{75 \times 10^3}{3000} = 25$$

$$B_t = 2(m_i + 1)F = 2 \times 26 \times 3 = 156 \text{ kHz}$$

(3) 其他条件不变, $F = 15 \text{ kHz}$, 则

$$m_i = \frac{\Delta f}{F} = \frac{75 \times 10^3}{15 \times 10^3} = 5$$

$$B_t = 2(m_i + 1)F = 2 \times 6 \times 15 = 180 \text{ kHz}$$

6-9 若调制信号频率为 400 Hz , 振幅为 2.4 V , 调制指数为 60。当调制信号频率减小为 250 Hz , 同时振幅上升为 3.2 V 时, 调制指数将变为多少?

答 详见本章典型例题 6-5 分析。

6-10 已知调频波 $u(t) = 2\cos(2\pi \times 10^6 t + 10\sin 2000\pi t)(\text{V})$, 试确定:

(1) 最大频偏;

(2) 此信号在单位电阻上的功率。

思路: 由已知条件可知调制信号为单频信号, 调制指数为 $m_i = 10$ 。

解 (1) 调制频率为

$$F = \frac{\Omega}{2\pi} = \frac{2000\pi}{2\pi} = 1000 \text{ Hz}$$

最大频偏为

$$\Delta f = m_i F = 10 \times 1000 = 10 \text{ kHz}$$

(2) 信号在单位电阻上的功率(即平均功率)

因为调频前后平均功率没有发生变化, 所以调制后的平均功率也等于调制前的载波功率。即调频只导致能量从载波向边频分量转移, 而总能量未变, 因此可得

$$P = \frac{U_m^2}{2R} = \frac{2^2}{2} = 2 \text{ W}$$

6-11 有一调频发射机, 用正弦波调制, 未调制时, 发射机在 50Ω 电阻负载上的输出

功率 $P_0 = 100W$ 。将发射机的频偏由零慢慢增大，当输出的第一个边频成分等于零时，即停止下来。试计算：

- (1) 载频成分的平均功率；
- (2) 所有边频成分总的平均功率；
- (3) 第二次边频成分总的平均功率。

解 已知 $P_0 = 100W$, $R = 50\Omega$, 下面先确定 U_m :

$$P_0 = \frac{U_m^2}{2R}, \quad U_m^2 = 2 \times 50 \times 100, \quad U_m = 100V$$

依题意，当输出的第一个边频成分等于零时，查贝塞尔函数表可知：当 $m_i \approx 4$ 时，

$$J_0(m_i) = J_0(4) \approx 0.39, J_1(4) \approx 0.06 \approx 0, J_2(4) \approx 0.36$$

由以上结果可得

$$(1) P_{载} = \frac{[U_m J_0(4)]^2}{2R} = \frac{(100 \times 0.39)^2}{2 \times 50} = 15.21W$$

$$(2) P_{边总} = P_0 - P_{载} = 100 - 15.21 = 84.79W$$

$$(3) P_{2边} = \frac{2 \times [U_m J_2(4)]^2}{2R} = \frac{2 \times (100 \times 0.36)^2}{2 \times 50} = 25.92W$$

6-12 在调频器中，如果加到变容二极管的交流电压超过直流偏压，对调频电路的工作有什么影响？

答 如果加到变容二极管的交流电压超过直流偏压，则变容二极管将被加上正向偏压，而呈现很小的正向电阻，造成振荡波形失真。

6-13 设用调相法获得调频，调制频率 $F = 300 \sim 3000Hz$ 。在失真不超过允许值的情况下，最大允许相位偏移 $\Delta\theta_m = 0.5rad$ 。如要求在任一调制频率得到最大的频偏 Δf 不低于 $75kHz$ 的调频波，需要倍频的倍数为多少？

解 思路：用调相法获得调频，要先对调制信号积分，积分后的信号，其幅度与调制信号成反比。这样，最低的调制信号积分后幅度最大。而调相时的最大相位偏移与输入调制信号的幅度成正比。因此，应保证在最低调制频率的最大相位偏移不超过允许值。最低调制频率为 $300Hz$ ，因此有

$$\Delta\theta = \frac{\Delta f_1}{F_{min}} < 0.5$$

式中 Δf_1 为调相波的最大相位偏移折合的频偏，则

$$\Delta f_1 < 0.5 F_{min} = 0.5 \times 300 = 150Hz$$

此为经调相后，在调制频率为 $300Hz$ 时可能达到的最大频偏。所需倍数为

$$n = \frac{\Delta f}{\Delta f_1} = \frac{75 \times 10^3}{150} = 500$$

6-14 用原理方框图说明鉴频原理，并画出相应点的波形图。

答 从略。

6-15 试比较鉴频器和线性放大器中造成非线性失真的物理过程。

答 鉴频器的非线性失真，主要是由频率变化到振幅变化的变换关系非线性造成的。这种变换虽然由线性网络完成，但线性网络的线性关系是指输出电压和输入电压间的关

系；而鉴频器的功能是实现频率电压变换，线性放大器的功能是实现电压的线性放大，非线性失真是由电压到电压的非线性传输造成的。

6-16 为什么通常在鉴频器之前要采用限幅器？

答 在传输过程中，由于各种干扰的影响，将使调频信号产生寄生调幅。这种带有寄生调幅的调频信号通过鉴频器（比例鉴频器除外），使输出电压产生了不需要的幅度变化，因而造成失真，使通信质量降低。为了消除寄生调幅的影响，在鉴频器（比例鉴频器除外）前可加一级限幅器。

6-17 有一个鉴频器的鉴频特性为正弦型，带宽 $B = 200\text{kHz}$ ，试写出此鉴频器的鉴频特性表达式。

解 因为鉴频特性为正弦型，若 $u_o = U_m \sin K \Delta f$ ，则鉴频特性在 $K \Delta f = \frac{\pi}{2}$ 时输出最大，对应的 $\Delta f = \frac{B}{2} = 100\text{kHz}$ ，因此有

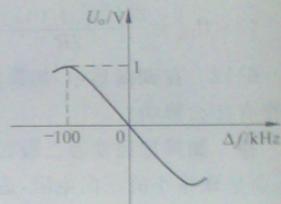
$$K = \frac{\pi/2}{100} = \frac{\pi}{2} \times 10^{-5} \text{V/Hz}$$

可得

$$u_o = U_m \left(\sin \frac{\pi}{2} \times 10^{-5} \Delta f \right) (\text{V})$$

6-18 有一个鉴频器的鉴频特性如图题 6-18 所示。鉴频器的输出电压为 $u_o(t) = \cos 4\pi \times 10^4 t (\text{V})$ ，求：

- (1) 鉴频跨导 $g_d = ?$
- (2) 写出输入信号 $u_{FM}(t)$ 和调制信号 $u_a(t)$ 的表达式。



图题 6-18

题意分析：此题是复习鉴频特性，给定鉴频器的鉴频特性曲线和鉴频器的输出电压，欲求解鉴频特性的某些参数，并反推回去求输入电压。根据鉴频跨导的定义，即可直接求出 g_d ，但要注意鉴频特性的极性。由图题 6-18 可知，输入信号的最大频偏小于鉴频器的最大鉴频带宽，即鉴频器工作于线性区，因此， $u_o = g_d \cdot \Delta f(t)$ ，由此可以求出 $\Delta f(t)$ ，从而可求出输入电压。

解 (1) $g_d = \frac{U_o}{\Delta f_m} = -\frac{1}{100} = -0.01 \text{V/kHz}$

(2) $\Delta f(t) = \frac{u_o(t)}{g_d} = -100 \cos 4\pi \times 10^4 t \text{kHz}$

因此，原调制信号

$$u_a(t) = -U_{am} \cos 4\pi \times 10^4 t (\text{V})$$

由 $f(t) = f + \Delta f(t)$ 可得，输入信号 $u_{FM}(t)$ 为

$$u_{FM}(t) = U_m \cos \left(2\pi f_c t + \int_0^t \Delta f(t') dt' \right)$$

$$= U_m \cos \left(2\pi f_c t - \frac{\Delta f_m}{F} \sin \Omega t \right)$$

$$= U_m \cos (2\pi f_c t - 50 \sin 4\pi \times 10^4 t) (\text{V})$$

6-19 斜率鉴频器中应用单谐振回路和小信号选频放大器中应用单谐振回路的目的有何不同? Q值高低对于二者的工作特性各有何影响?

答 斜率鉴频器应用单谐振回路是利用其阻抗随频率的变化实现调频-调幅变换。Q值高低将影响鉴频灵敏度、失真和工作频宽。

小信号选频放大器中应用单谐振回路是利用其谐振特性,选取有用频率成分,抑制无用频率成分。Q值高低将影响通频带和选择性。Q值大,将使选择性好,通频带变窄。

6-20 为什么比例鉴频器有抑制寄生调幅的作用?

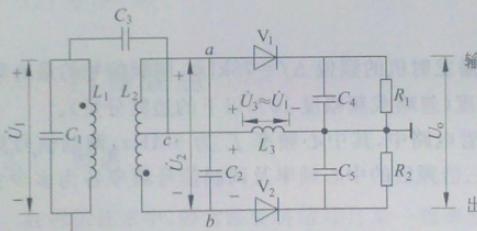
答 该题的图可参考6-6(a)图。比例鉴频器的限幅作用,在于接人大电容 C_5 ,当接有 C_5 时,前面已分析, C_3, C_4 上电压之和等于一个常数 U_c ,其值决定于信号的平均强度。今设高频信号瞬时增大,本来 U_{o1} 和 U_{o2} 要相应地增大,但由于跨接了大电容 C_5 ,额外的充电电荷几乎都被 C_5 吸去,使 C_3, C_4 的电压总和升不上去。这就造成在高频一周期中充电时间要加长,充电电流要加大。这意味着检波电路此时要吸收更多的高频功率,而这部分功率是由谐振电路供给的,故将造成谐振电路有效Q值的下降,将使谐振电路电压随之降低,这就对原来信号幅度的增大,起着抵消的作用。

6-21 电感耦合相位鉴频器如图题6-21所示。

(1) 画出信号频率 $\omega < \omega_c$, $\omega > \omega_c$, $\omega = \omega_c$ 时的矢量图。

(2) 说明 V_1 断开时,能否鉴频?

答 详见本章典型例题6-6分析。



图题 6-21 电感耦合相位鉴频器

6-22 分别说明斜率鉴频器、相位检波型相位鉴频器导致非线性失真的因素及减小方法。

答 失谐回路斜率鉴频器导致非线性失真的因素是失谐回路的谐振曲线的幅频特性的非线性,减小的方法是用双失谐回路电路。

相位检波型相位鉴频器导致非线性失真的原因是频率相位变换网络和鉴相特性的非线性,减小的方法是使鉴频器的输入电压由正弦波变为方波。

两种鉴频器都可以用降低回路Q值的方法减小失真,但会降低鉴频灵敏度。

6-23 影响脉冲计数式鉴频器工作频率上限的因素是什么?

答 影响脉冲计数式鉴频器工作频率上限的因素有:进行波形变换的运算放大器的摆动速率,变换后的等幅、等宽脉冲的宽度。

6.5 自测题

1. 填空题

- (1) 窄带调频时, 调频波与调幅波的频带宽度 相同。
- (2) 在宽带调频中, 调频信号的带宽与频偏、调制信号频率的关系为 $B_{fm} = 2(m_F + 1)F$ 。
- (3) 调频指数越大, 调频波频带 越窄。
- (4) 鉴频灵敏度高说明 好。
- (5) 晶振调频电路的频率决定于 晶振频率。
- (6) 晶振调频电路的频率稳定度决定于 晶振稳定性。
- (7) 间接调频电路由 鉴频器组成。
- (8) 晶振调频电路的优点是 频率稳定度高。

2. 判断题

- (1) 调频信号的频偏量与调制信号的频率有关。 ×
- (2) 调相信号的最大相移量与调制信号的相位有关。
- (3) 调频波的调制灵敏度为 $\Delta f / \Delta u$ 。

3. 问答题

- (1) 有一调频广播发射机的频偏 $\Delta f = 75\text{kHz}$, 调制信号的最高频率 $F_{max} = 15\text{kHz}$, 求此调频信号的频带宽度(忽略载频幅度 10% 以下的边频分量)。
- (2) 在变容二极管电路中, 其中心频率 f_c 为 5MHz , 调制信号频率为 5kHz , 最大频偏为 2kHz . 问通过三倍频后的中心频率及调制信号频率各为多少? 最大频偏及调频系数 m_f 各为多少?
- (3) 调角波的数学表达式为 $u(t) = 10\sin(10^8t + 3\sin 10^4t)$ (V), 问这是调频波还是调相波? 求调制频率、调制指数、频偏以及该调角波在 100Ω 电阻上产生的平均功率。
- (4) 已知调频信号 $u(t) = 10\cos(2 \times 10^6\pi t + 10\cos 2 \times 10^3\pi t)$ (V), 试求频偏 Δf 和频宽 B , 在单位电阻上消耗的功率 P 。