

第5章 振幅调制与解调

5.1 本章重点和难点

1. 本章重点

- (1) 调幅波的性质, 调幅波产生的理论分析, 幂级数分析法;
- (2) 普通调幅波产生电路;
- (3) 大信号基极、集电极调幅工作原理及设计、调整要点;
- (4) 大信号峰值包络检波;
- (5) 抑制载波调幅波的产生和解调电路。

2. 本章难点

- (1) 大信号基极、集电极调幅工作原理及设计、调整要点;
- (2) 抑制载波双边带调幅。

5.2 内容要点

5.2.1 概述

1. 调幅

(1) 调幅的含义: 振幅调制就是用低频调制信号去控制高频载波信号的振幅, 使载波的振幅随调制信号成正比地变化。

(2) 为什么要调制?

① 对于无线通信

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

若信号频率为 1kHz, 其相应波长为 300km, 若采用 1/4 波长的天线, 就需要 75km, 制造这样的天线是很困难的。

只有当天线实际长度与电信号的波长相比拟时, 电信号才能以电磁波形式有效地辐射, 这就要求原始电信号必须有足够高的频率。

② 对于有线通信虽然可以传输语音之类的低频信号, 但一条信道只传输一路信号太不经济, 利用率太低, 所以有线通信也需要将各路语

音信号搬移到不同的频段，以实现多路信号一线传输而又不互相干扰。

采用调幅后，则由于频率高，可以无线传输；可以实现多路信号一线传输而又不互相干扰。

2. 检波

从收到的已调信号中把调制信号恢复出来的过程叫做调幅波的解调。调幅波的解调也叫做检波。

本章介绍的调制、解调过程就是低频信号搬移到高频段或从高频段搬移到低频段的过程。

5.2.2 调幅信号的分析

1. 普通调幅波(表达式、波形、频谱、功率)

(1) 调幅波的表达式、波形

设调制信号为单一频率的余弦波：

$$u_a(t) = U_{am} \cos \Omega t$$

载波信号为

$$u_c(t) = U_{cm} \cos \omega_c t$$

为简化分析，设两者波形的初相角均为零。已调波的表示式为

$$u_{AM}(t) = U_{AM}(t) \cos \omega_c t = U_{cm} (1 + m_s \cos \Omega t) \cos \omega_c t \quad (5-1)$$

式中， m_s 称为调幅指数或调幅度。

由于调幅指数 m_s 与调制电压的振幅成正比，即 U_{am} 越大， m_s 就越大，调幅波幅度变化也越大，一般 m_s 小于或等于 1。如果 $m_s > 1$ ，调幅波产生失真，这种情况称为过调幅。调幅波的波形如图 5-1 所示。

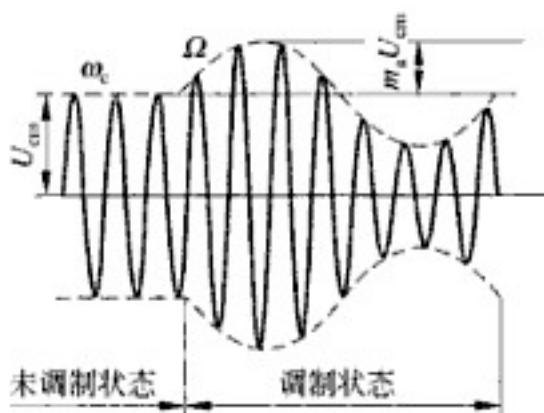


图 5-1 调幅波的波形

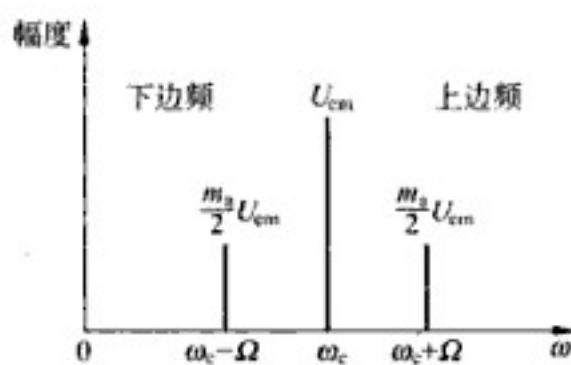


图 5-2 普通调幅波的频谱图

(2) 调幅波的频谱

由式(5-1)展开得

$$u_{AM}(t) = U_{cm} \cos \omega_c t + \frac{1}{2} m_s U_{cm} \cos(\omega_c + \Omega)t$$

$$+ \frac{1}{2} m_s U_{cm} \cos(\omega_c - \Omega) t \quad (5-2)$$

它由三个高频分量组成。将这三个频率分量用图画出，便可得到图 5-2 所示的频谱图。在这个图上，调幅波的每一个正弦分量用一个线段表示，线段的长度代表其幅度，线段在横轴上的位置代表其频率。

调幅的过程就是在频谱上将低频调制信号搬移到高频载波分量两侧的过程。在单频调制时，其调幅波的频带宽度为调制信号频谱的两倍，即 $B=2F$ 。

在多频调制时，如由若干个不同频率 $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_k$ 的信号所调制，其调幅波方程为

$$\begin{aligned} u_{AM}(t) = & U_{cm} (1 + m_{s1} \cos \Omega_1 t + m_{s2} \cos \Omega_2 t + \dots) \cos \omega_c t \\ = & U_{cm} \cos \omega_c t + \frac{m_{s1}}{2} U_{cm} \cos (\omega_c + \Omega_1) t + \frac{m_{s1}}{2} U_{cm} \cos (\omega_c - \Omega_1) t \\ & + \frac{m_{s2}}{2} U_{cm} \cos (\omega_c + \Omega_2) t + \frac{m_{s2}}{2} U_{cm} \cos (\omega_c - \Omega_2) t \\ & + \dots \\ & + \frac{m_{sk}}{2} U_{cm} \cos (\omega_c + \Omega_k) t + \frac{m_{sk}}{2} U_{cm} \cos (\omega_c - \Omega_k) t \end{aligned} \quad (5-3)$$

相应地，其调幅波含有一个载频分量及一系列的高低边频分量 $(\omega_c \pm \Omega_1), (\omega_c \pm \Omega_2), \dots, (\omega_c \pm \Omega_k)$ ，等等。多频调制调幅波的频谱图如图 5-3 所示。

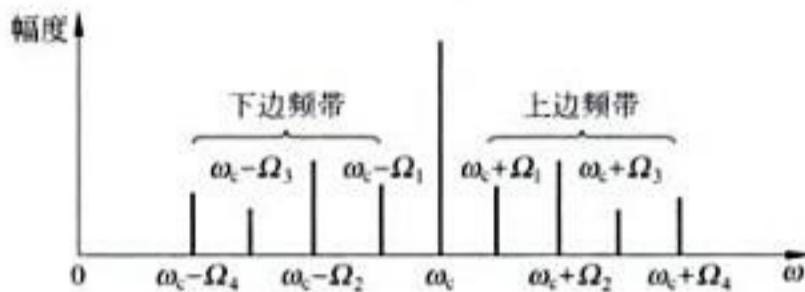


图 5-3 多频调制调幅波的频谱图

总的频带宽度为最高调制频率的两倍，即 $B=2F_{max}$ 。

调制后调制信号的频谱被线性地搬移到载频的两边，成为调幅波的上、下边带。所以，调幅的过程实质上是一种频谱搬移的过程。

(3) 调幅波的功率

载波分量功率

$$P_c = \frac{1}{2} \frac{U_{cm}^2}{R_L} \quad (5-4)$$

上边频分量功率

$$P_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{m_s}{2} U_{cm} \right)^2 \frac{1}{R_L} = \frac{1}{8} \frac{m_s^2 U_{cm}^2}{R_L} = \frac{1}{4} m_s^2 P_c$$

下边频分量功率

$$P_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{m_s}{2} U_{cm} \right)^2 \frac{1}{R_L} = \frac{1}{8} \frac{m_s^2 U_{cm}^2}{R_L} = \frac{1}{4} m_s^2 P_c$$

因此，调幅波在调制信号的一个周期内给出的平均功率为

$$P = P_c + P_1 + P_2 = \left(1 + \frac{m_s^2}{2}\right) P_c \quad (5-5)$$

可见,边频功率随 m_s 的增大而增加,当 $m_s=1$ 时,边频功率为最大,即 $P=\frac{3}{2}P_c$ 。

这时上、下边频功率之和只有载波功率的一半,这也就是说,用这种调制方式,发送端发送的功率被不携带信息的载波占去了很大的比例,显然,这是很不经济的。但由于这种调制设备简单,特别是解调更简单,便于接收,所以它仍在某些领域广泛应用。

2. 抑制载波双边带调幅(DSB/SC—AM)

由于载波不携带信息,因此,为了节省发射功率,可以只发射含有信息的上、下两个边带,而不发射载波,这种调制方式称为抑制载波的双边带调幅,简称双边带调幅,用 DSB 表示。可将调制信号 u_a 和载波信号 u_c 直接加到乘法器或平衡调幅器电路得到。双边带调幅信号写成

$$\begin{aligned} u_{\text{DSB}}(t) &= A u_a u_c = A U_{\text{am}} U_{\text{cm}} \cos \Omega t \cos \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} A U_{\text{am}} U_{\text{cm}} [\cos(\omega_c + \Omega)t + \cos(\omega_c - \Omega)t] \end{aligned} \quad (5-6)$$

式中, A 为由调幅电路决定的系数; $A U_{\text{am}} U_{\text{cm}} \cos \Omega t$ 是双边带高频信号的振幅, 它与调制信号成正比。双边带调幅的调制信号、调幅波形如图 5-4 所示。双边带调幅波的包络已不再反映调制信号的变化规律。图 5-5 为 DSB/SC—AM 频谱图。

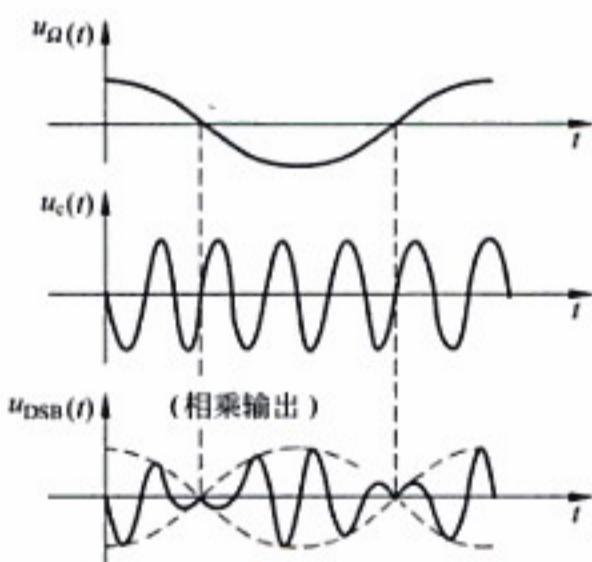


图 5-4 双边带调幅的调制信号、调幅波

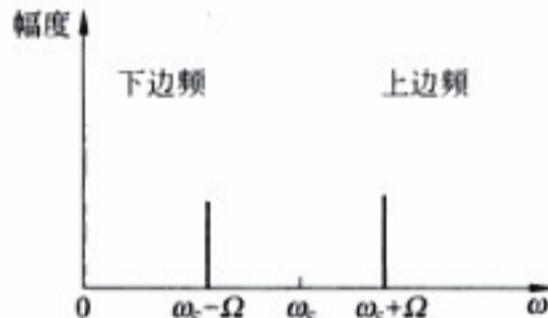


图 5-5 DSB/SC—AM 频谱图

由以上讨论可以看出 DSB/SC—AM 调制信号有如下特点:

- (1) DSB/SC—AM 信号的幅值仍随调制信号而变化,但与普通调幅波不同,DSB/SC—AM 的包络不再反映调制信号的形状,仍保持调幅波频谱搬移的特征。
- (2) 在调制信号的正负半周,载波的相位反相,即高频振荡的相位在 $u_a(t)=0$ 瞬间有 180° 的突变。
- (3) DSB/SC—AM 调制,信号仍集中在载频 ω_c 附近,所占频带为

$$B_{\text{DSB}} = 2F_{\text{max}}$$

由于 DSB/SC—AM 调制抑制了载波,输出功率是有用信号,它比普通调幅经济。但

在频带利用率上没有什么改进。为进一步节省发送功率,减小频带宽度,提高频带利用率,可采用单边传输方式。

3. 抑制载波单边带调幅(SSB/SC—AM)

实现抑制载波的单边调幅的方法很多,其中最简单的方法是在双边带调制后接一个边带滤波器,它可以取出一个边带,抑制掉另一边带。当边带滤波器的通带位于载频以上时,提取上边带,否则就提取下边带。用这种方法实现单边带调幅的数学模型如图 5-6 所示。

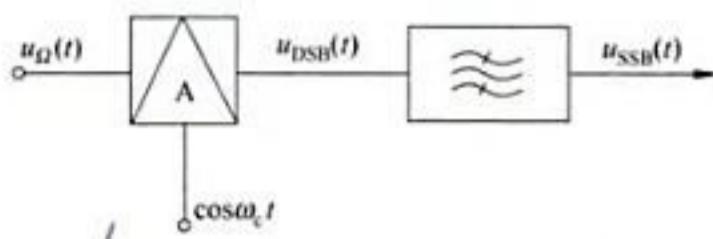


图 5-6 实现单边带调幅信号的数学模型

通过边带滤波器后,就可得到上边带或下边带:

下边带信号

$$u_{SSBL}(t) = \frac{1}{2}AU_{Dm}U_{cm}\cos(\omega_c - \Omega)t \quad (5-7)$$

上边带信号

$$u_{SSBH}(t) = \frac{1}{2}AU_{Dm}U_{cm}\cos(\omega_c + \Omega)t \quad (5-8)$$

从上两式看出,SSB 信号在传输时,不但功率利用率高,而且它所占用的频带比 AM, DSB 减小了一半,即 $B_{SSB} = F_{max}$, 频带利用充分,因此它已成为短波通信中的一种重要调制方式。

5.2.3 普通调幅波的产生电路

在无线电发射机中,振幅调制的方法按功率电平的高低分为高电平调制电路和低电平调制电路两大类。前者是在发射机的最后一级直接产生达到输出功率要求的已调波;后者多在发射机的前级产生小功率的已调波,再经过线性功率放大器放大,达到所需的发射功率电平。

普通调幅波的产生多用高电平调制电路。它的优点是不需要采用效率低的线性放大器,有利于提高整机效率。但它必须兼顾输出功率、效率和调制线性的要求。低电平调制电路的优点是调幅器的功率小,电路简单。由于它输出功率小,常用在双边带调制和低电平输出系统,如信号发生器等。

1. 低电平调幅电路

低电平调幅电路可采用集成高频放大器产生调幅波,也可利用模拟乘法器产生调幅波。下面分析利用双列直插型的 MC1596G 模拟乘法器产生普通调幅波。该电路如图 5-7 所示:它外接一些元器件即可构成产生普通调幅波的电路。其中管脚 1 和 4 之间

接的 $51\text{k}\Omega$ 电位器用来调节调幅系数的大小,由管脚 1 加入调制信号,由管脚 10 加入载波信号,由管脚 6 通过 $0.1\mu\text{F}$ 电容输出调幅信号。

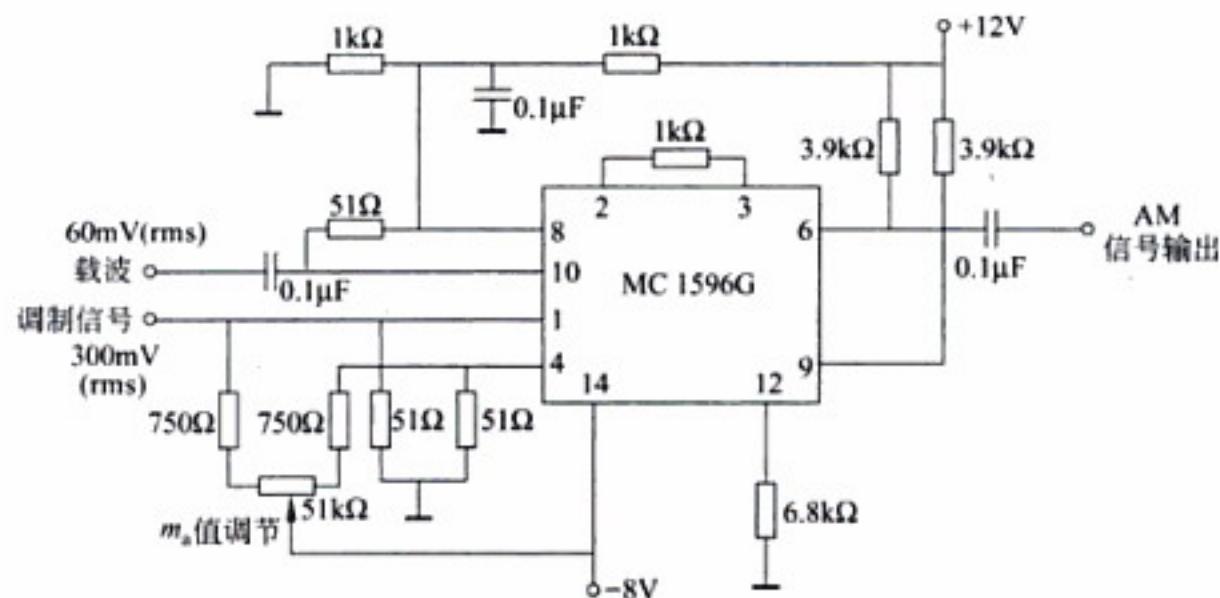


图 5-7 利用模拟乘法器产生调幅波

2. 高电平调幅电路

高电平调幅电路是以调谐功率放大器为基础构成的,实际上它就是一个输出电压振幅受调制信号控制的调谐功率放大器。根据调制信号注入调幅器方式的不同,分为基极调幅、发射极调幅和集电极调幅三种,下面介绍基极调幅和集电极调幅。学习该问题时可采用对比的方法。

1) 基极调幅电路

(1) 基本工作原理

基极调幅电路如图 5-8 所示。由图可见,高频载波信号 u_a 通过高频变压器 T_1 加到晶体管基极回路,低频调制信号 u_d 通过低频变压器 T_2 加到晶体管基极回路, C_b 为高频旁路电容,用来为载波信号提供通路。

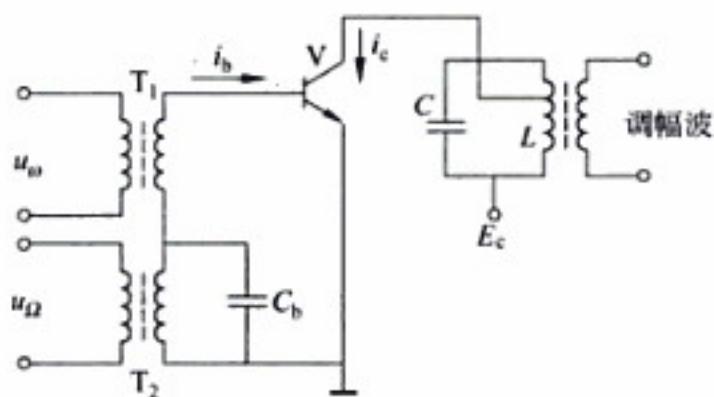


图 5-8 基极调幅电路

在调制过程中,调制信号 u_d 相当于一个缓慢变化的偏压(因为反偏压 $E_b=0$,否则综合偏压应是 E_b+u_d),使放大器的集电极脉冲电流的最大值 i_{cmax} 和导通角 θ 按调制信号的大小而变化。在 u_d 往正向增大时, i_{cmax} 和 θ 增大;在 u_d 往反向减少时, i_{cmax} 和 θ 减少,故输出电压幅值正好反映调制信号的波形。晶体管的集电极电流 i_c 波形和调谐回路输出的

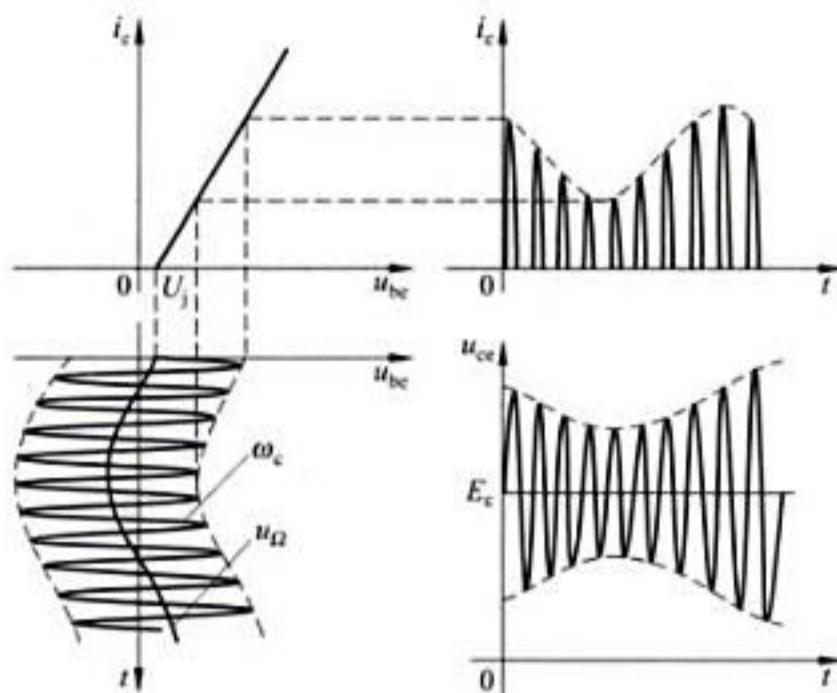


图 5-9 基极调幅波形图

电压波形如图 5-9 所示, 将集电极谐振回路调谐在载频 f_c 上, 那么放大器的输出端便获得调幅波。

(2) 设计要求

① 关于放大器的工作状态

放大器应工作于欠压状态, 为保证放大器工作在欠压状态, 设计时应使放大器最大工作点(调幅波幅值最大处叫最大工作点或调幅波波峰; 反之, 调幅波幅值最小处叫最小工作点或调幅波波谷)刚刚处于临界状态, 那么便可保证其余部分都欠压工作。

设调幅系数 $m_a=1$, 则最大工作点的电压幅值为

$$(U_{cm})_{\max} = E_c - U_{ces} \quad (5-9)$$

载波状态电压幅值为

$$(U_{cm})_c = \frac{1}{2}(U_{cm})_{\max} = \frac{1}{2}(E_c - U_{ces}) \quad (5-10)$$

② 放大器的最佳集电极负载电阻 R_{op}

$$R_{op} = \frac{(U_{cm})_c}{(I_{clm})_c} \quad (5-11)$$

$(I_{clm})_c$ 为集电极基波电流。

③ 晶体管的选择

放大器的工作情况在调制过程中是变化的, 应根据最不利的情况选择晶体管。电流脉冲和槽路电压都是在最大工作点处最大, 故

$$I_{CM} \geq (I_{cm})_{\max} \quad (5-12)$$

$$BV_{ceo} \geq 2E_c \quad (5-13)$$

$$P_{CM} \geq (P_C)_c \quad (5-14)$$

关于式(5-12), 式(5-13), 式(5-14)的说明如下: 式中, BV_{ceo} 为基极开路时集电极、发射极间反向击穿电压; I_{CM} 为集电极最大允许电流; P_{CM} 为集电极最大允许功率损耗。在载波

状态下,放大器工作于欠压状态,其电压利用系数和集电极效率低,管耗很大,所以管子的功率容量应按载波状态选取。

④ 对激励的要求

一般激励电压幅度是不变的,但由于基流脉冲大小是随调制信号改变的,所以所需功率也在变。激励电压可按调谐功率放大器的方法进行初步估算,但在调整时,应以达到在载波状态下的槽路电压为准。

关于激励功率,因为最大工作点处的基流脉冲最大,所以应根据该处的基流幅值 $(I_{blm})_{max}$ 确定激励功率,即

$$P_s = \frac{1}{2} U_{se} (I_{blm})_{max} \quad (5-15)$$

式中, P_s 为激励功率, U_{se} 为激励电压幅值, $(I_{blm})_{max}$ 可按 $(I_{blm})_c$ 的两倍估算。

⑤ 对调幅放大器的要求

对调幅放大器的要求,主要是确定调制电压 U_{dm} 和调制功率 P_d 的大小,以及变压器 T_2 的等效负载电阻 R_d ,以满足匹配之需要。

调制电压 U_{dm} 大,则调制度加深,但过大则出现过调失真。在正常情况下,为不造成过调,让 U_{dm} 与 U_{se} 大小大致相近。

为了确定调制功率,应先确定基极回路的调制电流。它是由基极脉冲电流的直流分量 I_{bo} 在调制过程中变化而形成的。

由此即可确定调制功率 P_d 及等效负载电阻 R_d :

$$P_d = \frac{1}{2} U_{dm} I_{dm} \quad (5-16)$$

在 $m_s=1$ 的情况下,调制电流的幅值近似等于载波状态的直流分量,即

$$I_{dm} \approx (I_{bo})_c \quad (5-17)$$

$$R_d = \frac{U_{dm}}{I_{dm}} \quad (5-18)$$

由上述可见,基极调幅电路的优点是所需调制信号功率很小(由于基极调幅电路基极电流小,消耗功率也小),调制信号的放大电路比较简单。它的缺点是因其工作在欠压状态,集电极效率低。

⑥ 基极调幅波的失真波形

由于多种原因会出现一定的失真,失真现象大致有两种:一种是波谷变平,如图 5-10 所示;另一种是波腹变平,如图 5-11 所示。

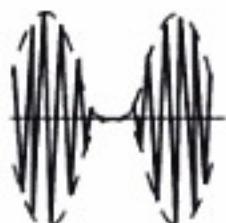


图 5-10 波谷变平



图 5-11 波腹变平

2) 集电极调幅电路

(1) 基本工作原理

集电极调幅电路如图 5-12 所示。高频载波信号 u_c 仍从基极加入, 而调制信号 u_a 加在集电极。 R_1C_1 是基极自给偏压环节。调制信号 u_a 与 E_c 串接在一起, 故可将二者合在一起看作一个缓慢变化的综合电源 E_{cc} ($E_{cc} = E_c + u_a$)。所以, 集电极调制电路就是一个具有缓慢变化电源的谐振放大器。

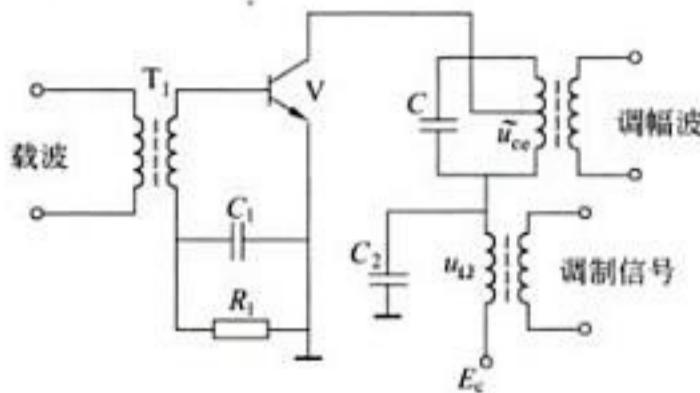


图 5-12 集电极调幅电路

在调制过程中, 集电极电流脉冲的高度和凹陷程度均随 u_a 的变化而变化, 则 I_{cav} 也跟随变化, 从而实现了调幅作用。经过调谐回路的滤波作用, 在放大器输出端即可获得已调波信号。

集电极调幅 \tilde{u}_{ce} , i_c , i_b , E_b 的波形如图 5-13 所示。图 5-13(a) 表示综合电源电压 E_{cc} 及集电极槽路交流电压 \tilde{u}_{ce} 的波形。由图可见, E_{cc} 和谐振回路电压幅值 U_{cm} 都随调制信号而变化, U_{cm} 的包络线反映了调制信号的波形变化。 E_{cc} 和 U_{cm} 之差为晶体管饱和压降 u_{ces} 。

图 5-13(b) 表示 i_c 脉冲的波形。由于放大器在载波状态时工作在过压状态, i_c 脉冲中心下凹。 E_{cc} 愈小, 过压愈深, 脉冲下凹愈甚; E_{cc} 愈大, 过压程度下降, 脉冲下凹减轻。一般适当控制 E_{cc} 到最大时, 将放大器调整到临界状态工作, i_c 脉冲不下凹。

图 5-13(c) 表示 i_b 脉冲的波形。它的幅值变化规律刚好与 i_c 相反, 过压愈深, $u_{ce\min}$ 愈小, 输入特性曲线(i_b - u_{be} 关系曲线), 左移愈多, i_b 脉冲愈大。

图 5-13(b), (c) 中还绘出了 I_{c0} , I_{b0} 随 E_{cc} 变化的曲线, 它们分别为相应电流的周期平均值。

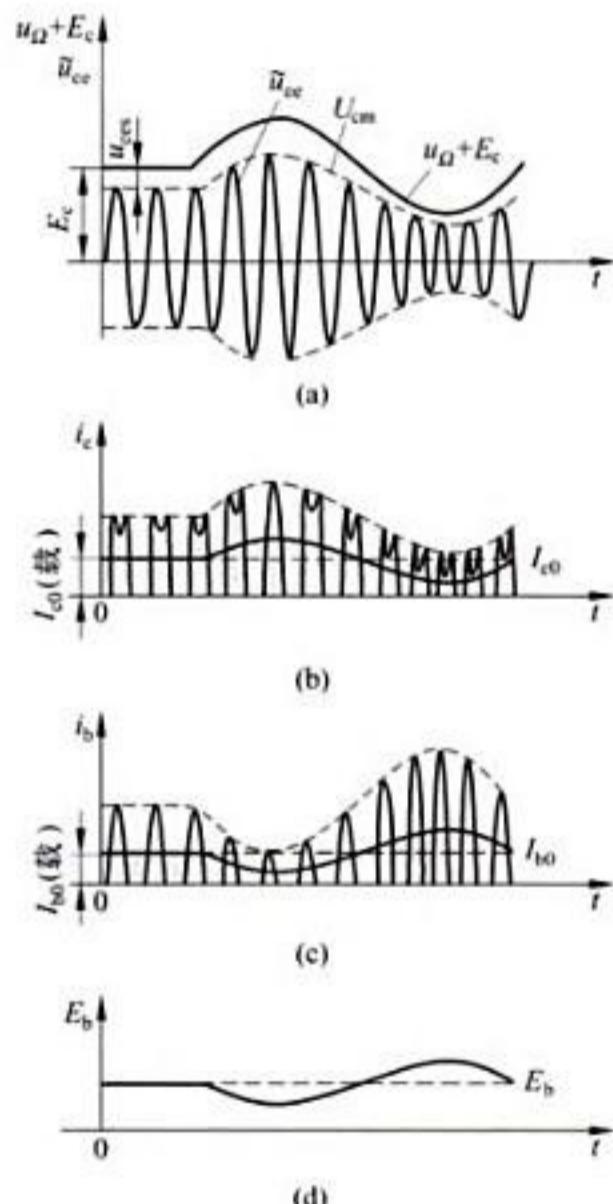


图 5-13 集电极调制波形

图 5-13(d)绘出了基流偏压 E_b 随 E_{ce} 变化的曲线, 因为 $E_b = I_{bo}R_1$, 所以 E_b 的变化规律与 I_{bo} 相同。

集电极调幅的调制特性虽比基极调幅好, 但也并不理想, 即在 E_{ce} 较低时, 晶体管进入严重过压状态, I_{clm} 随 E_{ce} 下降得很快。而当 E_{ce} 很大时, 晶体管进入欠压状态, I_{clm} 随 E_{ce} 的增大变化缓慢, 从而使调幅产生失真。为了进一步改善调制特性, 可在电路中引入非线性补偿措施, 补偿的原则是在调制过程中, 随着综合电源电压的变化, 输入激励电压也作相应的变化。例如综合电源电压降低时, 激励电压幅度也随之减小, 调幅器不进入强过压区, 而当综合电源电压提高时, 激励电压也随之增大, 调幅器也不进入欠压区, 始终保持在弱过压——临界状态。这样不但改善了调制特性, 而且还保持了较高的效率。实现的方法有以下几种:

① 采用基极自给偏压。由图 5-13(c)知道, I_{bo} 随调制信号而变, 它造成的自给偏压 ($I_{bo}R_1$) 也相应地变化。当综合电源电压 E_{ce} 降低时, 过压深度增大, I_{bo} 增大, 反偏压也增大, 相当于激励电压变小, 从而使过压深度减轻。当 E_{ce} 提高时, 则情况相反, 放大器也不会进入欠压区工作。因此, 采用基极自给偏压在一定程度上改善了放大器的调制特性。

② 采用双重集电极调幅。

(2) 设计要点

① 放大器的工作状态

放大器最大工作点应设计在临界状态, 那么便可保证其余时间都处于过压状态。第 3 章关于确定 R_{cp} 和匝比的关系式仍可应用, 只要将交流输出功率 P_o 理解为载波状态的输出功率 (P_o)_c 即可。

② 选管子

管子电流的 I_{CM} 应根据最大工作点电流脉冲幅值来定, 即

$$I_{CM} \geq (I_{cm\max})_{\max}$$

式中, $(I_{cm\max})_{\max}$ 是最大工作点电流 i_c 脉冲的最大值。

晶体管耐压应根据最大集电极电压来定。集电极电压是综合电源电压 ($E_{ce} = E_c + u_D$) 和高频电压之和, 如图 5-14 所示。在最大工作点处, E_{ce} 可接近 $2E_c$, 集电极瞬时电压最大值约为 $4E_c$, 故

$$BV_{ceo} > 4E_c \quad (5-19)$$

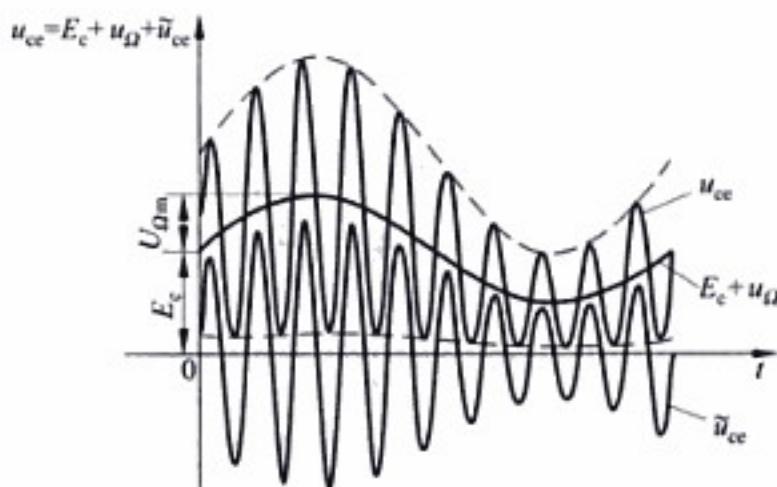


图 5-14 集电极瞬时电压波形

管子最大集电极允许损耗,可按

$$P_{CM} > (P_C)_{av} = (P_o)_c \left(1 + \frac{m_s^2}{2}\right) \left(\frac{1}{\eta_c} - 1\right) \quad (5-20)$$

计算。设 $m_s=1$ 时,

$$(P_C)_{av} = 1.5(P_o)_c \left(\frac{1}{\eta_c} - 1\right)$$

可见,平均集电极损耗功率大于载波状态损耗功率的 1.5 倍,所以选管子时,应保证

$$P_{CM} > (P_C)_{av} = 1.5(P_o)_c \left(\frac{1}{\eta_c} - 1\right)$$

③ 对激励的要求

在过压状态下,激励是有余量的,余量最小瞬间是在最大工作点。为保证放大器工作在过压状态,激励的强度(电压、功率)应满足最大工作点(并且 $m_s=1$)工作在临界状态。

如激励不足,在 E_{ce} 较高的时间内,放大器将进入欠压状态,这时 \tilde{u}_{ce} 幅值将不随 E_{ce} 变化,从而造成调幅波包络线腹部变平,产生波腹变平的失真,如图 5-15 所示。

④ 对调制信号的要求

为了获得 $m_s=1$ 的深度调制,调制电压 U_{dm} 应接近 E_c ,即

$$U_{dm} \approx E_c \quad (5-21)$$

U_{dm} 过小则调制不深, U_{dm} 过大则产生过调失真。过调失真的波形如图 5-16 所示。

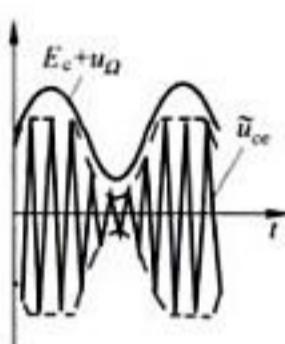


图 5-15 波腹变平的失真

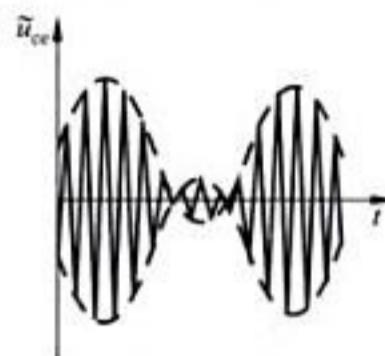


图 5-16 过调失真

流过调制变压器副边的调制电流 I_{dm} 是由集电极电流脉冲的直流分量在调制过程中变化形成的。由图 5-13(b)可知,当 $m_s=1$ 时, I_{e0} 变化幅度的平均值就等于载波状态的 $(I_{e0})_c$ 值,故可近似认为

$$I_{dm} \approx (I_{e0})_c$$

所以调制功率 P_d 为

$$P_d = \frac{1}{2} U_{dm} I_{dm} \approx \frac{1}{2} E_c (I_{e0})_c \quad (5-22)$$

它是调制信号源供给的,当 $m_s=1$ 时,它等于直流电源供给功率的一半。非常明显,它比基极调幅需要的调制功率大得多,这是集电极调幅的缺点。

调制变压器的等效负载为

$$R_d = \frac{U_{dm}}{I_{dm}} \approx \frac{E_c}{(I_{e0})_c} \quad (5-23)$$

3) 大信号基极调幅与大信号集电极调幅的比较

大信号基极调幅与大信号集电极调幅的比较见表 5-1。

表 5-1 大信号基极调幅与大信号集电极调幅比较

比较项目	大信号基极调幅	大信号集电极调幅
工作状态	欠压	过压
所需调制信号功率	小 $P_a \approx \frac{1}{2} U_{Dm} (I_{b0})_c$	大 $P_a \approx \frac{1}{2} E_c (I_{c0})_c$
集电极效率 η	低	高
调制深度	浅	深
谐波含量	小	大

5.2.4 普通调幅波的解调电路

解调过程实质上就是调制过程的反过程。振幅调制的解调被称为检波，其作用是从调幅波中不失真地检出调制信号。由于普通调幅波的包络反映了调制信号的变化规律，因此常用非相干解调方法。非相干解调有两种方式，即小信号平方律检波和大信号包络检波。

下面重点分析研究大信号峰值包络检波。

大信号检波电路与小信号检波电路基本相同。由于大信号检波输入信号电压幅值一般在 500mV 以上，检波器的静态偏置就变得无关紧要了。下面以图 5-17 所示的简化电路为例进行分析。

1. 基本工作原理

大信号检波和二极管整流的过程相同。图 5-18 表明了大信号检波的工作原理。输入信号 $u_i(t)$ 为正并超过 C 和 R_L 上的 $u_o(t)$ 时，二极管导通，信号通过二极管向 C 充电，此时 $u_o(t)$ 随充电电压上升而升高。当 $u_i(t)$ 下降且小于 $u_o(t)$ 时，二极管反向截止，此时停止向 C 充电并通过 R_L 放电， $u_o(t)$ 随放电而下降。

充电时，二极管的正向电阻 r_D 较小，充电较快， $u_o(t)$ 以接近 $u_i(t)$ 上升的速率升高。放电时，因电阻 R_L 比 r_D 大得多（通常 $R_L = 5 \sim 10 k\Omega$ ），放电慢，故 $u_o(t)$ 的波动小，并保证基本上接近于 $u_i(t)$ 的幅值。如果 $u_i(t)$ 是高频等幅波，则 $u_o(t)$ 是大

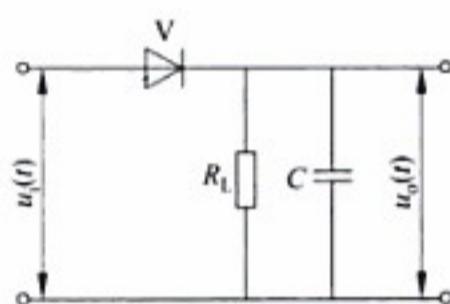


图 5-17 大信号检波电路

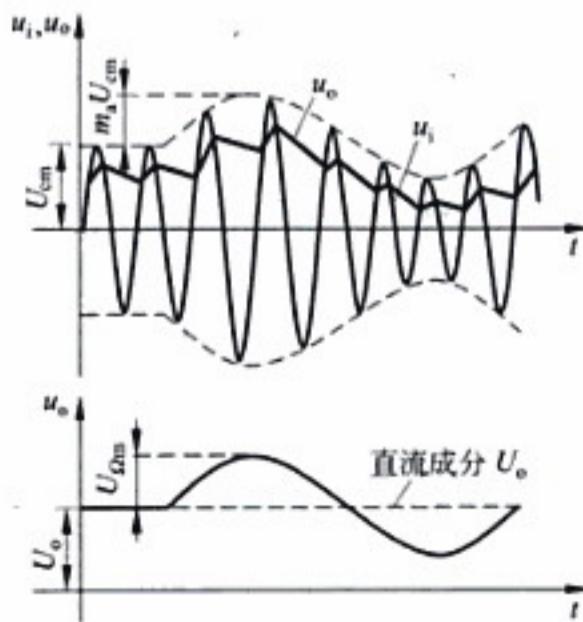


图 5-18 大信号检波原理

小为 U_0 的直流电压(忽略了少量的高频成分),这正是带有滤波电容的整流电路。

当输入信号 $u_i(t)$ 的幅度增大或减少时,检波器输出电压 $u_o(t)$ 也将随之近似成比例地升高或降低。当输入信号为调幅波时,检波器输出电压 $u_o(t)$ 就随着调幅波的包络线而变化,从而获得调制信号,完成检波作用,由于输出电压 $u_o(t)$ 的大小与输入电压的峰值接近相等,故把这种检波器称为峰值包络检波器。

2. 关于检波效率

检波效率又称电压传输系数,用 η_d 表示。它是检波器的主要性能指标之一,用来描述检波器将高频调幅波转换为低频电压的能力。 η_d 定义为

$$\eta_d = \frac{\text{检出的音频电压幅度}}{\text{调幅波包络线变化的幅度}} = \frac{U_{\text{av}}}{m_s U_m} \quad (5-24)$$

当检波器输入为高频等幅波时,输出平均电压 U_{av} ,则 η_d 定义为

$$\eta_d = \frac{\text{整出的直流电压}}{\text{检波电压的幅值}} = \frac{U_{\text{av}}}{U_m}$$

这两个定义是一致的,对于同一个检波器,它们的值是相同的。由检波原理分析可知,当 $R_L C$ 很大而 r_D 很小时,二极管包络检波器输出低频电压振幅只略小于调幅波包络振幅,故 η_d 略小于 1,实际上 η_d 在 80% 左右。并且 R_L 足够大时, η_d 为常数,即检波器输出电压的平均值与输入高频电压的振幅成线性关系,所以又把二极管峰值包络检波称为线性检波。

检波效率与电路参数 R_L, C, r_D 以及信号大小有关。它很难用一个简单关系式表达,所以简单的理论计算还不如根据经验估算可靠。如要更精确一些,则可查图表并配以必要的实测数据得到。

3. 输入电阻

输入电阻是检波器的另一个重要的性能指标。对于高頻输入信号源来说,检波器相当于一个负载,此负载就是检波器的等效输入电阻 R_{in} :

$$R_{\text{in}} \approx \frac{R_L}{2\eta_d} \quad (5-25)$$

式(5-25)说明,大信号输入电阻 R_{in} 等于负载电阻的一半再除以 η_d 。例如 $R_L = 5.1\text{k}\Omega$,当 $\eta_d = 0.8$ 时,则 $R_{\text{in}} = \frac{5.1}{2 \times 0.8} = 3.2\text{k}\Omega$ 。

由此数据可知,一般大信号检波比小信号检波输入电阻大。

4. 检波失真

检波输出可能产生三种失真:第一种是由于检波二极管伏安特性弯曲引起的失真;第二种是由于滤波电容放电慢引起的失真,它叫对角线失真;第三种是由于输出耦合电容上所充的直流电压引起的失真,这种失真叫割底失真。其中第一种失真主要存在于小信号检波器中,并且是小信号检波器中不可避免的失真,对于大信号检波器,这种失真影响不大,主要是后两种失真。

(1) 对角线失真(如图 5-19 所示)

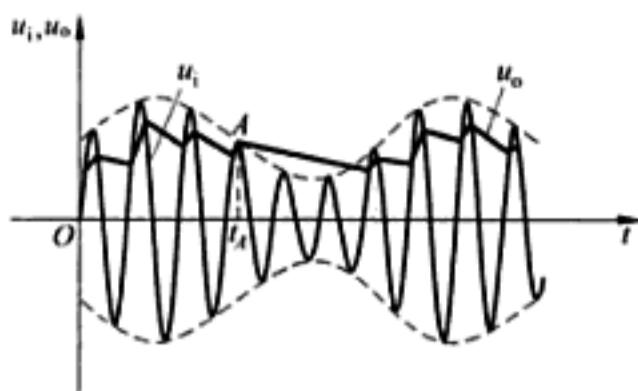


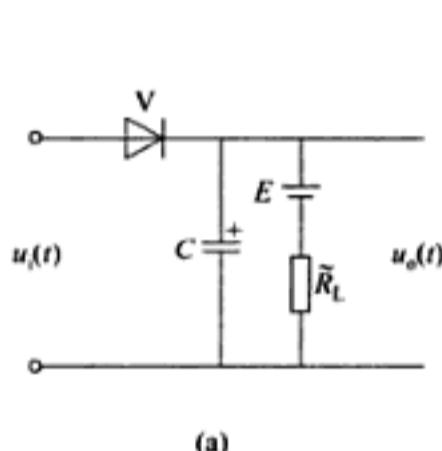
图 5-19 对角线失真原理图

避免对角线失真的条件是

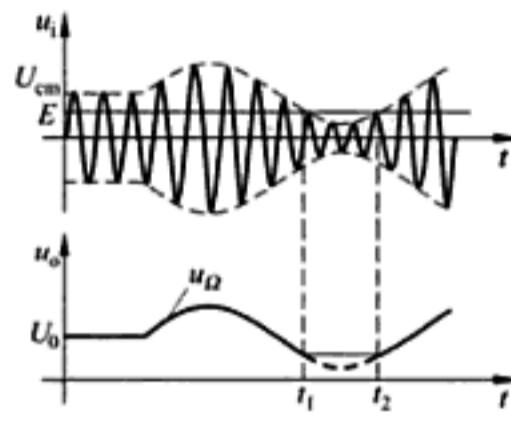
$$\Omega C R_L < \frac{\sqrt{1 - m_a^2}}{m_a} \quad (5-26)$$

式(5-26)表明, m_a 或 Ω 大, 则包络线变化快, $C R_L$ 大则放电慢, 这些都促使发生放电失真。

(2) 割底失真(如图 5-20 所示)



(a)



(b)

图 5-20 割底失真原理及波形图

设 $\eta_d = 1$, 不产生割底失真的条件为

$$m_a \leqslant 1 - \frac{R_L}{R_L + R_i} = \frac{R_i}{R_L + R_i} = \frac{R_i R_L}{R_L + R_i} \frac{1}{R_L} = \frac{\tilde{R}_L}{R_L} \quad (5-27)$$

由该式可见, 调制系数 m_a 愈大或检波器交直流电阻之比 $\frac{\tilde{R}_L}{R_L}$ 愈小, 则愈容易产生割底失真。

5.2.5 抑制载波调幅波的产生和解调电路

1. 抑制载波调幅电路

产生抑制载波调幅波的电路采用平衡、抵消的办法把载波抑制掉, 故这种电路叫抑制载波调幅电路或叫平衡调幅电路。

(1) 电路

实现这种调幅的电路很多,目前广泛应用的是二极管环形调制器,电路如图 5-21(a)所示。该电路由四个二极管环接构成。载波 u_c 从变压器 T_1 的原边接入,调制信号 u_Ω 则接到变压器 T_1 的副边中点和 T_2 的原边中点之间,变压器 T_2 的副边输出已调信号。等效电路如图 5-21(b)所示。

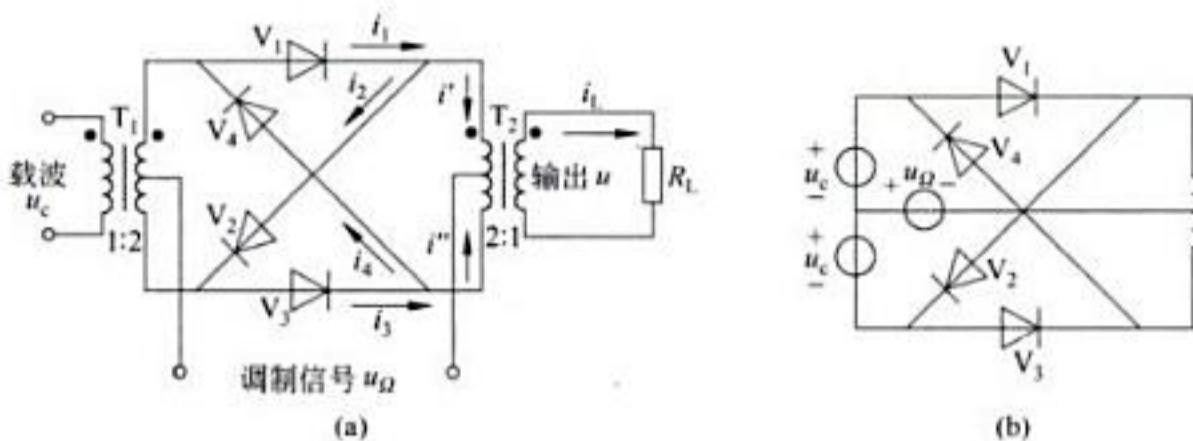


图 5-21 二极管环形调制器

设调制信号为单频余弦信号,即

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

载波信号为

$$u_c = U_{cm} \cos \omega_c t$$

(2) 工作原理

环形调制器既可工作在小信号,又可工作在大信号。一般情况下,载波信号幅值很强,控制二极管工作在开关状态。为了分析二极管电流,分别画出其相应的电路,如图 5-22 所示。图 5-22(a)是为了求电流 i_1 而画的等效电路。由于二极管工作在开关状态,则 i_1 为

$$\begin{aligned} i_1 &= gk_1(t)(U_{cm} \cos \omega_c t + U_{\Omega m} \cos \Omega t) \\ &= \frac{1}{2}gU_{cm} \cos \omega_c t + \frac{2}{\pi}gU_{\Omega m} \cos \omega_c t \cos \Omega t \\ &\quad + \frac{1}{2}gU_{\Omega m} \cos \Omega t + \frac{2}{\pi}gU_{cm} \cos^2 \omega_c t + \dots \end{aligned}$$

式中, g 是二极管 V_1 的输入电导。忽略上式中的高次项,并将各频率分量整理后得到

$$i_1 = I_0 + I_a \cos \Omega t + I_1(1 + m_s \cos \Omega t) \cos \omega_c t + I_2 \cos 2\omega_c t$$

式中, $I_0 = \frac{1}{\pi}gU_{cm}$, $I_a = \frac{1}{2}gU_{\Omega m}$, $I_1 = \frac{1}{2}gU_{cm}$, $I_2 = \frac{1}{\pi}gU_{cm}$, $m_s = \frac{4U_{\Omega m}}{\pi U_{cm}}$ 。

V_2 , V_3 , V_4 的情况与 V_1 相似,只是 u_Ω 和 u_c 两电压加到不同 V 上的极性不同,如图 5-22(b), (c), (d) 所示。流过它们的电流分别为

$$i_2 = I_0 - I_a \cos \Omega t + I_1(1 - m_s \cos \Omega t) \cos \omega_c t + I_2 \cos 2\omega_c t \quad (5-28)$$

$$i_3 = I_0 + I_a \cos \Omega t - I_1(1 + m_s \cos \Omega t) \cos \omega_c t + I_2 \cos 2\omega_c t \quad (5-29)$$

$$i_4 = I_0 - I_a \cos \Omega t - I_1(1 - m_s \cos \Omega t) \cos \omega_c t + I_2 \cos 2\omega_c t \quad (5-30)$$

引用节点电流定律,可得到

$$i' = i_1 - i_2, \quad i'' = i_3 - i_4 \quad (5-31)$$

电流($i' - i''$)在输出变压器副边引起的感应电势就是输出电压 u ,它的波形也与($i' - i''$)相同,

$$i' - i'' = (i_1 - i_2) - (i_3 - i_4) \\ = 2I_1 m_a [\cos(\omega_c + \Omega)t + \cos(\omega_c - \Omega)t] \quad (5-32)$$

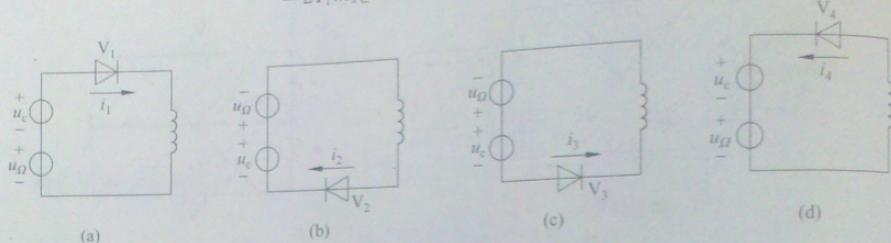


图 5-22 环形调制器各二极管工作情况

由此可见,环形调制器输入电流是输入信号 $\cos\omega_c t$ 和 $\cos\Omega t$ 的乘积,频谱是载频的上、下边频,没有载波分量,所以称其为抑制载波调幅电路。

随着集成电路的发展,由线性组件构成的平衡调幅器已被采用。常用模拟乘法器 MC1596G 实现抑制载波调幅的实际电路,如图 5-23 所示。该电路的特点是工作频带宽,输出频谱较纯,而且省去了变压器,调整简单。使用时,建议载波输入电平为 60mV,调制信号最大不超过 300mV。

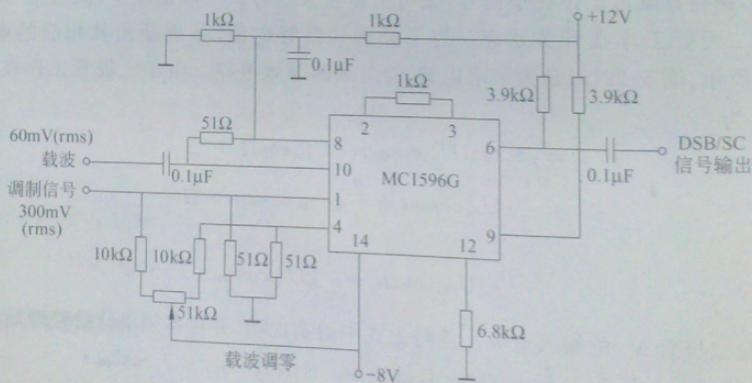


图 5-23 用模拟乘法器产生抑制载波调幅

2. 抑制载波调幅的解调电路

包络检波器只能解调普通调幅波,而不能解调 DSB 和 SSB 信号。这是由于后两种已调信号的包络并不反映调制信号的变化规律,因此,抑制载波调幅的解调必须采用同步检波电路,最常用的是乘积型同步检波电路,如图 5-24 所示。

它与普通包络检波器的区别就在于接收端必须提供一个本地载波信号 u_r , 而且要求它是与发送端的载波信号同频、同相的同步信号。利用这个外加的本地载波信号 u_r 与接收端输入的调幅信号 u_i 两者相乘, 可以产生原调制信号分量和其他谐波组合分量, 经低通滤波器后, 就可解调出原调制信号。

设输入的 DSB 信号及同步信号分别为

$$u_i = U_{im} \cos \Omega t \cos \omega_c t$$

$$u_r = U_{rm} \cos \omega_c t$$

则乘法器的输出电压为

$$\begin{aligned} u_o &= A u_i u_r = \frac{1}{2} A U_{im} U_{rm} \cos \Omega t \\ &\quad + \frac{1}{2} A U_{im} U_{rm} \cos \Omega t \cos 2\omega_c t \end{aligned} \quad (5-33)$$

显然, 式(5-33)右边第一项是所需要的调制信号, 而第二项为高频分量, 可被低通滤波器滤除。

同样, 若输入信号是 SSB 波, 则

$$u_i = U_{im} \cos(\omega_c + \Omega)t$$

乘法器的输出电压为

$$\begin{aligned} u_o &= A u_i u_r = A U_{im} U_{rm} \cos(\omega_c + \Omega)t \cos \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} A U_{im} U_{rm} \cos \Omega t + \frac{1}{2} A U_{im} U_{rm} \cos(2\omega_c + \Omega)t \end{aligned} \quad (5-34)$$

经低通滤波器滤除高频分量, 即可获得低频信号 u_a 输出。乘积型检波器中的乘法器可利用非线性器件来实现。前面在低电平调幅中所涉及的电路, 都可作为乘法器检波。也可以直接用集成模拟乘法器来实现, 利用模拟乘法器构成的抑制载波调幅解调电路如图 5-25 所示。

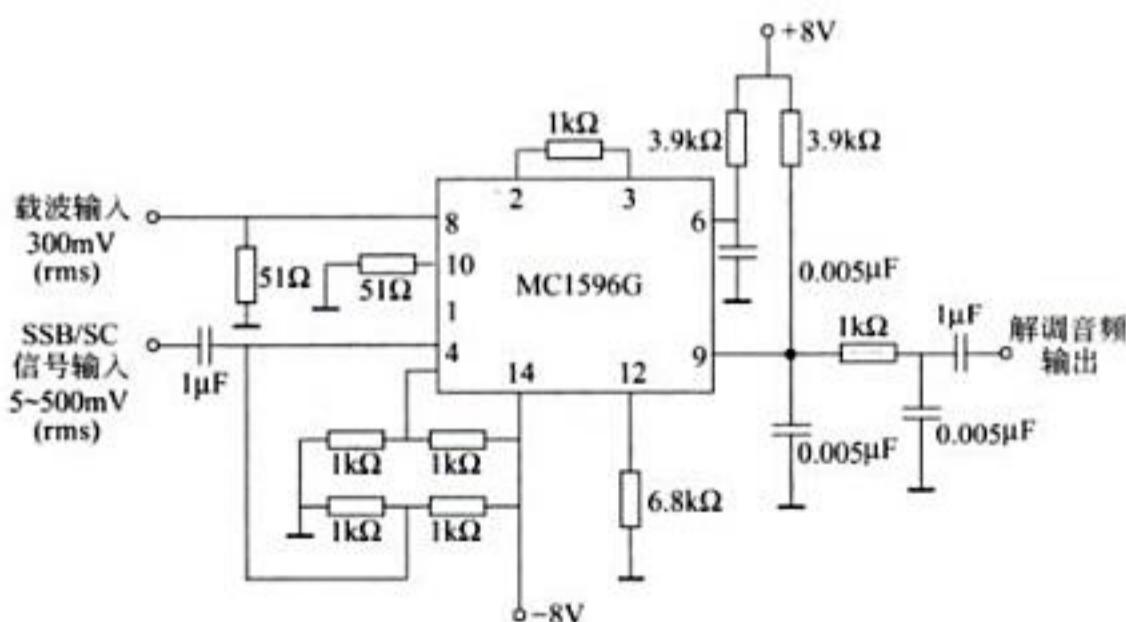


图 5-25 用模拟乘法器构成同步检波电路

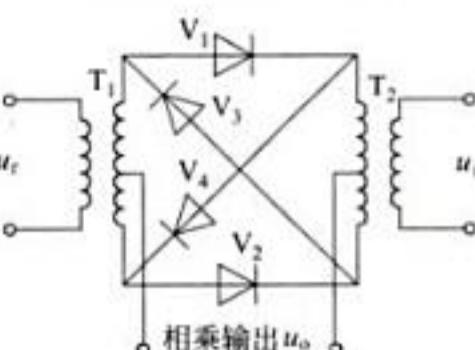


图 5-24 乘积检波器相乘电路

5.3 典型例题分析

例 5-1 载波功率为 1000W, 试求 $m_s=1$ 和 $m_s=0.7$ 时的总功率和两个边频功率各为多少瓦?

解 由 $P_c=1000W$ 可求解如下。

(1) $m_s=1$ 时, 上、下边频功率均为

$$P = \frac{1}{4}m_s^2 P_c = 250W$$

总功率

$$P_{\text{总}} = P_c + 2 \times P = 1500W$$

(2) $m_s=0.7$ 时, 上、下边频功率均为

$$P = \frac{1}{4}m_s^2 P_c = 122.5W$$

总功率

$$P_{\text{总}} = P_c + 2 \times P = 1245W$$

$m_s=1$ 时, 上、下边频功率均为 250W, 总功率 1500W;

$m_s=0.7$ 时, 上、下边频功率均为 122.5W, 总功率 1245W。

例 5-2 设基极调制功率放大器最大功率状态时 $I_{c\max}=500mA$, $2\theta=120^\circ$, $E_c=12V$, 求 P_S , P_{omax} , P_{Cmax} 及 η_{av} 。

解 (1) 由 $\theta=60^\circ$, 可得

$$\alpha_1(60^\circ) = 0.39, \quad \alpha_0(60^\circ) = 0.21$$

由 $I_{c\max}=500mA$, 可得

$$I_{clm} = \alpha_1(60^\circ) I_{c\max} = 0.39 \times 500 = 195mA$$

$$(2) U_{cm} = E_c - U_{ces} = 12 - 1 = 11V$$

$$(3) P_{omax} = \frac{1}{2} I_{clm} U_{cm} = \frac{1}{2} \times 0.195 \times 11 = 1.072W$$

$$(4) I_{eo} = \alpha_0(60^\circ) I_{c\max} = 0.21 \times 500 = 105mA$$

$$P_S = E_c I_{eo} = 12 \times 0.105 = 1.26W$$

$$(5) P_{Cmax} = P_S - P_{omax} = 1.26 - 1.072 = 0.188W$$

$$(6) \eta_{av} = \eta_c = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1(60^\circ) U_{cm}}{\alpha_0(60^\circ) E_c} = \frac{1}{2} \times \frac{0.39}{0.21} \times \frac{11}{12} = 0.85$$

$P_S=1.155W$, $P_{omax}=1.072W$, $P_{Cmax}=0.083W$, $\eta_{av}=0.85$ 。

例 5-3 已知某两个信号电压 u_1, u_2 , 它们各自的频率分量分别为

$$u_1 = 2\cos 2000\pi t + 0.3\cos 1800\pi t + 0.3\cos 2200\pi t (V)$$

$$u_2 = 0.3\cos 1800\pi t + 0.3\cos 2200\pi t (V)$$

试求解:

(1) u_1, u_2 是已调波吗? 写出它们的数学表达式。

(2) 计算在单位电阻上消耗的边频功率 $P_{\text{边}}$ 和总功率 P 以及已调波的频带宽度 B 。

解 (1) 分析 u_1 是否为已调波, 写出它的数学表达式。计算 $P_{\text{边}}$ 和 P 以及 B 。

$$\textcircled{1} \quad u_1 = 2\cos 2000\pi t + 0.3\cos 1800\pi t + 0.3\cos 2200\pi t$$

$$= 2(1 + 0.3\cos 200\pi t)\cos 2000\pi t (\text{V}) = 2\cos 2000\pi t + 2(0.3\cos 200\pi t) \cos 2000\pi t$$

对照普通调幅波的数学表达式

$$u_{\text{AM}}(t) = U_{\text{cm}}(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

因此 u_1 是一个普通调幅波。

$$\textcircled{2} \quad P = P_c + P_{\text{边}}$$

当 R 为单位电阻时：

$$P_c = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{\text{cm}}^2}{R} = \frac{1}{2} \times 2^2 = 2 \text{W}$$

$$P_{\text{边}} = \frac{1}{2} m_a^2 P_c = \frac{1}{2} \times 0.3^2 \times 2 = 0.09 \text{W}$$

$$P_{\text{总}} = P_c + P_{\text{边}} = 2 + 0.09 = 2.09 \text{W}$$

$$\textcircled{3} \quad \text{频带宽度 } B_1 = 2F = 2 \times \frac{\Omega}{2\pi} = 2 \times \frac{200\pi}{2\pi} = 200 \text{Hz}$$

(2) 分析 u_2 是否为已调波, 写出它的数学表达式。计算 $P_{\text{边}}$ 和 P 以及 B 。

$$\textcircled{1} \quad u_2 = 0.3\cos 1800\pi t + 0.3\cos 2200\pi t$$

$$= 0.6\cos 200\pi t \cos 2000\pi t (\text{V})$$

对照抑制载波双边带调幅波的数学表达式

$$u_{\text{DSB}}(t) = A U_{\text{cm}} U_{\text{am}} \cos \Omega t \cos \omega_c t$$

因此 u_2 是一个抑制载波双边带调幅波。

$$\textcircled{2} \quad \text{总功率 } P = P_{\text{边}} = 0.09 \text{W} = 90 \text{mW}.$$

$$\textcircled{3} \quad \text{频带宽度 } B_2 = 2F = 2 \times \frac{\Omega}{2\pi} = 2 \times \frac{200\pi}{2\pi} = 200 \text{Hz}$$

u_1 与 u_2 的频带宽度相等。 u_1 是一个普通调幅波。 $P_{\text{边}} = 0.09 \text{W}$, 总功率等于 2.09W , $B_1 = 200 \text{Hz}$; u_2 是一个抑制载波双边带调幅波。总功率等于 0.09W , $B_2 = 200 \text{Hz}$ 。

例 5-4 大信号二极管检波电路如图例 5-4 所示。若给定 $R_L = 10 \text{k}\Omega$, $m_a = 0.3$:

(1) 载频 $f_c = 465 \text{kHz}$, 调制信号最高频率 $F = 340 \text{Hz}$, 问电容 C 应如何选取? 检波器输入阻抗大约是多少?

(2) 若 $f_c = 30 \text{MHz}$, $F = 0.3 \text{MHz}$, C 应选多少? 检波器输入阻抗大约是多少?

思路: (1) 要选择较大 $R_L C$, 即

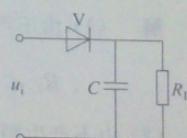
$$R_L C \gg T_c = \frac{1}{f_c}$$

(2) 根据不产生割底失真的条件:

$$m_a \leq \frac{R_i}{R_i + R_L}$$

(3) 根据不产生对角线失真的条件:

$$\Omega C R_L < \frac{\sqrt{1 - m_a^2}}{m_a}$$



图例 5-4

解 (1) 由 $R_L C \gg \frac{1}{f_c}$, 将 $f_c = 465\text{kHz}$ 及 $R_L = 10\text{k}\Omega$ 代入该式, 解得

$$C \gg 215\text{pF}$$

$$(2) C < \frac{\sqrt{1-m_a^2}}{m_a} \times \frac{1}{\Omega R_L} = 3.18 \times \frac{1}{2\pi \times 0.34 \times 10} = 0.15\mu\text{F}$$

由此可得

$$215\text{pF} \ll C < 0.15\mu\text{F}$$

$$(3) R_{in} \approx \frac{1}{2} R_L = 5\text{k}\Omega$$

(4) 同理将 $R_L = 10\text{k}\Omega$, $m_a = 0.3$ 及 $f_c = 30\text{MHz}$, $F = 0.3\text{MHz}$ 代入以上公式, 可以解得

$$3.3\text{pF} \ll C < 169\text{pF}; \quad R_{in} \approx 5\text{k}\Omega$$

例 5-5 检波电路如图例 5-5 所示。已知

$$u_i(t) = 5\cos 2\pi \times 465 \times 10^3 t + 4\cos 2\pi \times 10^3 t \cos 2\pi \times 465 \times 10^3 t$$

二极管内阻 $r_D = 100\Omega$, $C = 0.01\mu\text{F}$, $C_1 = 47\mu\text{F}$ 。在保证不失真的情况下, 试求:

(1) 检波器直流负载电阻的最大值; (2) 下级输入电阻的最小值。

思路: 由已知式得

$$u_i(t) = (5 + 4\cos(2\pi \times 10^3 t)) \cos(2\pi \times 465 \times 10^3 t)$$

可知

$$\cos \omega_c t = \cos 2\pi \times 465 \times 10^3 t$$

可得

$$\omega_c = 2\pi \times 465 \times 10^3 \text{ rad/s}$$

而

$$U_{AM}(t) = (5 + 4\cos 2\pi \times 10^3 t) = 5 \left(1 + \frac{4}{5} \cos 2\pi \times 10^3 t \right)$$

可得

$$\Omega = 2\pi \times 10^3 \text{ rad/s}, \quad m_a = 0.8, \quad U_{cm} = 5\text{V}$$

解 (1) 由不产生对角线失真的条件得

$$R_L < \frac{\sqrt{1-m_a^2}}{m_a} \times \frac{1}{\Omega C} = \frac{0.6}{0.8} \times \frac{1}{2\pi \times 10^3 \times 0.01} = 11.9\text{k}\Omega$$

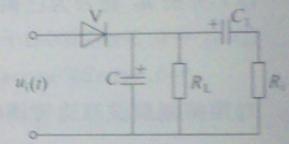
(2) 由不产生割底失真的条件得

$$m_a \leq \frac{R_i}{R_i + R_L}$$

将 $R_L = 2.54\text{k}\Omega$ 及 $m_a = 0.8$ 代入上式, 解得 $R_i \geq 47.6\text{k}\Omega$ 。

例 5-6 试证明: 二次谐波失真系数 $\gamma = \frac{1}{4}m_a$ 。

证明 设输入的为单频正弦调制的调幅波, 则



图例 5-5

$$u_{AM}(t) = U_{cm}(1 + m_s \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

二极管输入电压为

$$u = u_{AM}(t) + E = [U_{cm}(1 + m_s \cos \Omega t) \cos \omega_c t] + E$$

则二极管特性曲线在 Q 点的幂级数展开式为

$$i = a_0 + a_1(u - E) + a_2(u - E)^2 + \dots$$

将 u 值代入上式，则

$$i = a_0 + a_1 U_{cm} (1 + m_s \cos \Omega t) \cos \omega_c t + a_2 [U_{cm} (1 + m_s \cos \Omega t) \cos \omega_c t]^2$$

由于 $a_2 U_{cm}^2 m_s \cos \Omega t$ 为解调信号，而 $\frac{1}{4} a_2 U_{cm}^2 m_s^2 \cos 2\Omega t$ 为二次谐波量，那么二次谐波失真系数

$$\gamma = \frac{\frac{1}{4} a_2 U_{cm}^2 m_s^2}{a_2 U_{cm}^2 m_s} = \frac{1}{4} m_s$$

即 $\gamma = \frac{1}{4} m_s$ 成立。

5.4 思考题与习题解答

5-1 有一正弦信号调制的调幅波，方程式为

$$i(t) = I(1 + m_s \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

试求这个电流的有效值，以 I 及 m_s 表示之。

$$\begin{aligned} \text{解 } i(t) &= I(1 + m_s \cos \Omega t) \cos \omega_c t \\ \overline{i^2(t)} &= \overline{I^2 (1 + m_s \cos \Omega t)^2 \cos^2 \omega_c t} \end{aligned}$$

$$\overline{i^2(t)} = \overline{I^2 \cos^2 \omega_c t + I^2 m_s^2 \cos^2 \omega_c t \cos^2 \Omega t + 2I^2 m_s \cos \omega_c t \cos \Omega t} = \frac{1}{2} I^2 + \frac{1}{4} I^2 m_s^2$$

5-2 给定如下调幅波表示式，画出波形和频谱。

- (1) $(1 + \cos \Omega t) \cos \omega_c t$;
- (2) $\left(1 + \frac{1}{2} \cos \Omega t\right) \cos \omega_c t$;
- (3) $\cos \Omega t \cdot \cos \omega_c t$ (假设 $\omega_c = 5\Omega$)。

解 从略。

5-3 有一调幅方程为

$$u = 25(1 + 0.7 \cos 2\pi \times 5000t - 0.3 \cos 2\pi \times 10^4 t) \sin 2\pi \times 10^6 t$$

试求它所包含的各分量的频率和振幅。

解 由

$$u(t) = 25(1 + 0.7 \cos 2\pi \times 5000t - 0.3 \cos 2\pi \times 10^4 t) \sin 2\pi \times 10^6 t$$

得

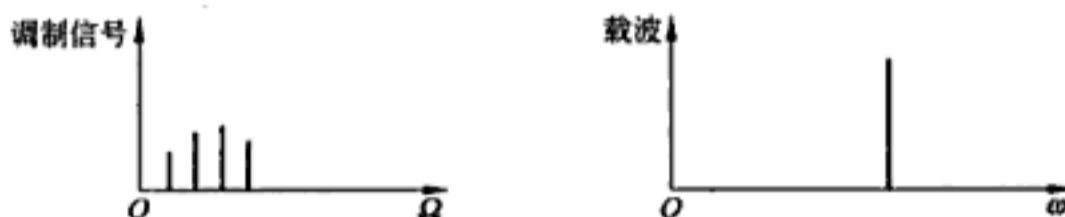
$$u(t) = 25 \sin 2\pi \times 10^6 t + 17.5 \times \frac{1}{2} (\sin 2\pi \times 1005 \times 10^3 t + \sin 2\pi \times 995 \times 10^3 t)$$

$$-7.5 \times \frac{1}{2} (\sin 2\pi \times 101 \times 10^4 t + \sin 2\pi \times 99 \times 10^4 t)$$

由此可知, 所包含的各分量的频率和振幅如下:

- 频率为 10^6 Hz , 振幅为 25;
- 频率为 1005 kHz , 振幅为 8.75;
- 频率为 995 kHz , 振幅为 8.75;
- 频率为 1010 kHz , 振幅为 3.75;
- 频率为 990 kHz , 幅度为 3.75。

5-4 按图题 5-4 所示调制信号和载波频谱, 画出调幅波频谱。



图题 5-4

解 从略。

5-5 载波功率为 1000 W , 试求 $m_a = 1$ 和 $m_a = 0.7$ 时的总功率和两个边频功率各为多少瓦?

解 详见本章典型例题 5-1 分析。

5-6 一个调幅发射机的载波输出功率 $P_c = 5 \text{ W}$, $m_a = 0.7$, 被调级平均效率为 50%, 试求:

- (1) 边频功率;
- (2) 电路为集电极调幅时, 直流电源供给被调级的功率 P_{SI} ;
- (3) 电路为基极调幅时, 直流电源供给被调级的功率 P_{SII} 。

解 (1) $m_a = 0.7$ 时, 边频功率为

$$P = \frac{1}{2} m_a^2 P_c = \frac{1}{2} \times 0.7^2 \times 5 = 1.225 \text{ W}$$

(2) 电路为集电极调幅时, 直流电源供给被调级的功率

$$P_{SI} = \frac{1}{\eta_k} P_c = \frac{1}{0.5} \times 5 = 10 \text{ W}$$

(3) 电路为基极调幅时, 直流电源供给被调级的功率

$$P_{SII} = \frac{1}{\eta_k} \left(1 + \frac{1}{2} m_a^2\right) P_c = \frac{1}{0.5} \left(1 + \frac{1}{2} \times 0.7^2\right) \times 5 = 12.45 \text{ W}$$

边频功率为 1.225 W ; 电路为集电极调幅时, 直流电源供给被调级的功率为 10 W ; 电路为基极调幅时, 直流电源供给被调级的功率为 12.45 W 。

5-7 图题 5-7 是载频为 2000 kHz 的调幅波频谱图。写出它的电压表达式, 并计算它在负载 $R=1\Omega$ 时的平均功率和有效频带宽度。

解 由频谱图知:

$$f_c = 2000 \text{ kHz}, \quad F = 1 \text{ kHz}, \quad U_{cm} = 10 \text{ V}, \quad \frac{1}{2} m_a U_{cm} = 2 \text{ V}$$

所以

$$m_s = 0.4 \text{ V}$$

因此根据 $u_{AM}(t) = U_{cm}(1 + m_s \cos \Omega t) \cos \omega_c t$, 可写出该调幅波的电压表达式为

$$(1) \quad u_{AM}(t) = 10(1 + 0.4 \cos 2\pi \times 10^3 t) \cos 4\pi \times 10^6 t (\text{V})$$

$$(2) \quad P_{\text{调}} = P_e + P_{\text{边}}$$

当 $R=1\Omega$ 时,

$$P_e = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{cm}^2}{R} = \frac{1}{2} \times 10^2 = 50 \text{ W}$$

$$P_{\text{边}} = \frac{1}{2} m_s^2 P_e = \frac{1}{2} \times 0.4^2 \times 50 = 4 \text{ W}$$

$$P_{\text{总}} = P_e + P_{\text{边}} = 50 + 4 = 54 \text{ W}$$

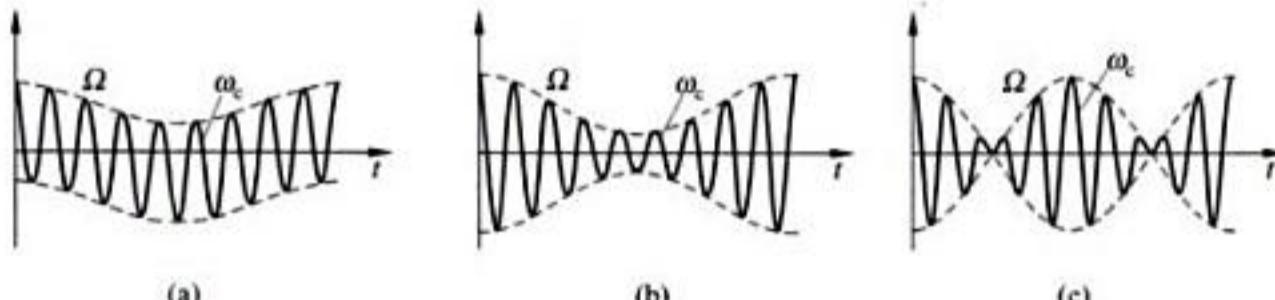
$$(3) \quad \text{频带宽度 } B_1 = 2F = 2 \times 1000 = 2000 \text{ Hz} = 2 \text{ kHz}$$

5-8 若调制信号为 $u_a(t) = U_{am} \cos \Omega t$, 载波为 $u_c(t) = U_{cm} \cos \omega_c t$, 试画出叠加波、调幅波和抑制载波双边带调幅波波形。

答 图形如图题 5-8 所示。

5-9 设基极调制功率放大器最大功率状态时 $I_{max} = 500 \text{ mA}$, $2\theta = 120^\circ$, $E_c = 12 \text{ V}$, 求 P_s , P_{omax} , P_{Cmax} 及 η_{av} 。

解 详见本章典型例题 5-2 分析。

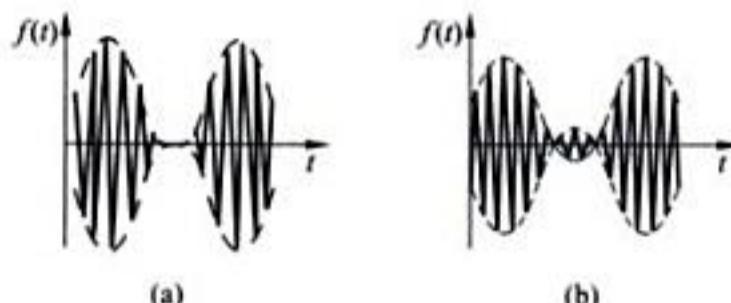


图题 5-8

5-10 为什么调幅系数 m_s 不能大于 1? 分别画出基极调幅和集电极调幅电路在 $m_s > 1$ 时发生过调失真的波形图。

答 由于调幅系数 m_s 与调制电压的振幅成正比, 即 U_{am} 越大, 则 m_s 越大, 调幅波幅度变化越大。如果 $m_s > 1$, 调幅波产生失真, 这种情况称为过调幅。

基极调幅波的失真波形是波谷变平, 如图题 5-10(a) 所示。集电极调幅波的失真波



图题 5-10

形,如图题 5-10(b)所示。

5-11 图题 5-8 示出三种波形,已知调制信号 $u_a(t) = U_{am} \cos \Omega t$, 载波信号 $u_c(t) = U_{cm} \cos \omega_c t$, 试说明它们分别为何种已调波,并写出它们的电压表达式。

解 (1) (a) 是叠加波

$$u(t) = u_a(t) + u_c(t) = U_{am} \cos \Omega t + U_{cm} \cos \omega_c t$$

(2) (b) 是普通调幅波

$$\begin{aligned} u_{AM}(t) &= U_{cm}(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t \\ &= U_{cm} \cos \omega_c t + \frac{1}{2} m_a U_{cm} \cos(\omega_c + \Omega)t + \frac{1}{2} m_a U_{cm} \cos(\omega_c - \Omega)t \end{aligned}$$

(3) (c) 是抑制载波双边带调幅(DSB/SC-AM)

$$\begin{aligned} u_{DSB}(t) &= A u_a(t) u_c(t) = A U_{am} \cos \Omega t U_{cm} \cos \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} A U_{am} U_{cm} [\cos(\omega_c + \Omega)t + \cos(\omega_c - \Omega)t] \end{aligned}$$

5-12 已知某普通调幅波的载频为 640kHz, 载波功率为 500kW, 调制信号频率允许范围为 20Hz~4kHz。试求:

(1) 该调幅波占据的频带宽度。

(2) 该调幅波的调幅系数平均值为 $m_a = 0.3$ 和最大值 $m_a = 1$ 时的平均功率。

解 (1) 该调幅波占据的频带宽度 $B = 2F_{max} = 8\text{kHz}$ 。

(2) 载波功率为 500kW, 则

$$P_1 = 2 \times \frac{1}{4} m_a^2 P_c = \frac{1}{2} \times 0.3^2 \times 500 = 22.5\text{kW}$$

$$P_2 = 2 \times \frac{1}{4} m_a^2 P_c = \frac{1}{2} \times 1^2 \times 500 = 250\text{kW}$$

调幅波的调幅系数平均值为 $m_a = 0.3$ 时的平均功率 $P = 500 + 22.5 = 522.5\text{kW}$;

调幅波的调幅系数平均值为 $m_a = 1$ 时的平均功率 $P = 500 + 250 = 750\text{kW}$ 。

5-13 有两个已调波电压,其表示式分别为

$$u_1(t) = 2 \cos 100\pi t + 0.1 \cos 90\pi t + 0.1 \cos 110\pi t (\text{V})$$

$$u_2(t) = 0.1 \cos 90\pi t + 0.1 \cos 110\pi t (\text{V})$$

说出 $u_1(t), u_2(t)$ 各为何种已调波,并分别计算消耗在单位电阻上的边频功率、平均功率及频谱宽度。

解 (1) 分析 $u_1(t)$ 是否已调波,写出它的数学表达式。计算 $P_{\text{边}}$ 和 P 以及 B 。

$$\textcircled{1} \quad u_1(t) = 2 \cos 100\pi t + 0.1 \cos 90\pi t + 0.1 \cos 110\pi t (\text{V})$$

$$= 2(1 + 0.1 \cos 10\pi t) \cos 100\pi t (\text{V})$$

$$u_1(t) = U_{cm}(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

$$= U_{cm} \cos \omega_c t + \frac{m_a}{2} U_{cm} \cos(\omega_c + \Omega)t + \frac{m_a}{2} U_{cm} \cos(\omega_c - \Omega)t$$

所以 $u_1(t)$ 是一个普通调幅波。

$$\textcircled{2} \quad P_{\text{边}} = P_c + P_{\text{边}}$$

当 R 为单位电阻时:

$$P_e = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{cm}^2}{R} = \frac{1}{2} \times 2^2 = 2W$$

$$P_{\text{边}} = \frac{1}{2} m_s^2 P_e = \frac{1}{2} \times 0.1^2 \times 2 = 0.01W$$

$$P_{\text{总}} = P_e + P_{\text{边}} = 2 + 0.01 = 2.01W$$

$$\textcircled{3} \text{ 频带宽度 } B_1 = 2F = 2 \times \frac{\Omega}{2\pi} = 2 \times \frac{10\pi}{2\pi} = 10\text{Hz}$$

(2) 分析 $u_2(t)$ 是否已调波, 写出它的数学表达式。计算 $P_{\text{边}}$ 和 P 以及 B 。

$$\begin{aligned}\textcircled{1} \quad u_2(t) &= 0.1\cos 90\pi t + 0.1\cos 110\pi t \\ &= 0.2\cos 10\pi t \cos 100\pi t \\ &= m_s U_{cm} \cos \Omega t \cos \omega_c t (\text{V})\end{aligned}$$

所以 $u_2(t)$ 是一个抑制载波双边带调幅波。

$$\textcircled{2} \text{ 双边带总功率 } = P_{\text{边}} = 0.01W = 10\text{mW}$$

$$\textcircled{3} \text{ 频带宽度 } B_2 = 2F = 2 \times \frac{\Omega}{2\pi} = 2 \times \frac{10\pi}{2\pi} = 10\text{Hz}$$

由以上计算可知 $u_1(t)$ 与 $u_2(t)$ 的频带宽度相等。 $u_1(t)$ 是一个普通调幅波。 $P_{\text{边}} = 0.01W$, $P_{\text{总}} = P_e + P_{\text{边}} = 2.01W$, $B_1 = 10\text{Hz}$; $u_2(t)$ 是一个抑制载波双边带调幅波。总功率 $= P_{\text{边}} = 0.01W$, $B_2 = 10\text{Hz}$ 。

5-14 分析基极调制调幅波波腹变平和波谷变平的原因。

答 产生波谷变平的原因: 由于过调或激励电压过小, 造成管子在波谷处截止所致。因此, 减少反偏压的大小或加大激励电压的值都可改善过调, 但加大激励电压以不引起波腹失真为原则。

产生波腹变平的原因:

- (1) 放大器工作在过压状态(激励过强或阻抗匹配不当)。
 - (2) 激励功率不够或激励信号源内阻过大, 造成波腹处的基流脉冲增长上不去。
 - (3) 管子在大电流下输出特性不好, 造成波腹处集电极电流脉冲增长上不去。
- 此外, 假如调谐电路失谐, 也可造成调幅波包络失真。

5-15 分析集电极调制调幅波波腹变平和过调失真的原因。

答 集电极调幅应工作在过压状态, 如激励不足, 在 E_{ce} 较高的时间内, 放大器将进入欠压状态, 这时 \hat{u}_{ce} 幅值将不随 E_{ce} 变化, 从而造成调幅波包络线腹部变平。

当 u_a 为负, 且其值大于 E_c 时, 综合电源电压 $(E_c + u_a)$ 为负值, 即其极性与正常工作时相反。此时, 当基极电位为正时, 集电结(b—c)处于正向状态, 原来的集电极实际上变成了“发射极”, 产生“发射极”电流(此电流与原来的集电极电流方向相反), 然后通过槽路而造成过调情况下的电压输出。

5-16 采用集电极调幅, 发射机载波输出功率 $(P_o)_e = 50\text{W}$, 调幅波系数 $m_s = 0.5$, 调幅电路 $\eta_{av} = 50\%$ 。求集电极平均输出功率 $(P_o)_{av}$ 与平均损耗功率 $(P_C)_{av}$, 在选择管子时 P_{CM} 多大才能满足要求?

$$\text{解 (1)} \quad (P_o)_{av} = (P_o)_e \left(1 + \frac{1}{2} m_s^2\right) = 50 \times \left(1 + \frac{1}{2} \times 0.5^2\right) = 50 \times 1.125 = 56.25\text{W}$$

$$(2) \eta_{av} = \frac{(P_o)_{av}}{(P_S)_{av}}, (P_S)_{av} = \frac{(P_o)_{av}}{\eta_{av}} = \frac{56.25}{0.5} = 112.5W$$

(3) $(P_C)_{av} = (P_S)_{av} - (P_o)_{av} = 112.5 - 56.25 = 56.25W$, 选管子时 $P_{CM} \geq (P_C)_{av} = 56.25W$

集电极平均输出功率 $(P_o)_{av}$ 为 $56.25W$, 平均损耗功率 $(P_C)_{av}$ 为 $56.25W$, 选管子时 $P_{CM} \geq 56.25W$.

5-17 在大信号基极调幅电路中, 试分别说明, 当调整到 $m_a=1$ 后, 再改变 R_L , 问输出波形的变化趋势如何(按 R_L 的变大和变小两种情况分析)? 并说明原因。

答 (1) $m_a=1$, 当 $R_L \downarrow$, 工作在欠压状态, 输出调幅波形幅值减小;

(2) $m_a=1$, 当 $R_L \uparrow$, 工作在过压状态, 输出调幅波形波幅变平。

5-18 在基极调幅电路中, 选管子时 $BV_{ceo}, P_{CM}, I_{cmmax}$ 应如何选取?

答 电流脉冲和槽路电压都是在最大工作点处最大, 故

$$I_{CM} \geq (I_{cmmax})_{max}$$

$$BV_{ceo} \geq 2E_c$$

$$P_{CM} \geq (P_C)_c$$

关于 $P_{CM} \geq (P_C)_c$ 的说明如下:

(1) $(P_C)_c$ —— 载波状态下的管耗。

(2) 在载波状态下, 放大器工作于欠压状态, 其电压利用系数和集电极效率低, 管耗很大, 所以管子的功率容量应按载波状态选取。

(3) 分析

$$P_C = P_S - P_o$$

$$(P_C)_{av} = (P_S)_{av} - (P_o)_{av}$$

$$(P_C)_c = (P_S)_c - (P_o)_c$$

$$(P_o)_{av} = (P_o)_c \left(1 + \frac{m_a^2}{2}\right)$$

可知

$$(P_o)_{av} > (P_o)_c$$

而

$$(P_S)_{av} = (P_S)_c$$

因此

$$P_{CM} \geq (P_C)_c$$

5-19 在集电极调幅电路中, 选管子时 $BV_{ceo}, P_{CM}, I_{cmmax}$ 应如何选取?

答 (1) 管子电流的 I_{CM} 应根据最大工作点电流脉冲幅值来定, 即

$$I_{CM} \geq (I_{cmmax})_{max}$$

式中 $(I_{cmmax})_{max}$ 是最大工作点电流 i_c 脉冲最大值。

(2) 管子耐压应根据最大集电极电压来定。集电极电压是综合电源电压 ($E_{cc} = E_c + u_o$) 和高频电压之和。如图 5-14 所示, 在最大工作点处, E_{cc} 可接近 $2E_c$, 集电极瞬时电压最大值约为 $4E_c$, 故

$$BV_{ceo} > 4E_c$$

(3) 管子最大集电极容许损耗, 即

$$P_{CM} > (P_C)_{av} = 1.5(P_o)_c \left(\frac{1}{\eta_c} - 1 \right)$$

由

$$P_C = P_S - P_o = P_o \left(\frac{1}{\eta_c} - 1 \right)$$

得

$$\begin{aligned} (P_C)_{av} &= (P_S)_{av} - (P_o)_{av} = (P_o)_{av} \left(\frac{1}{\eta_c} - 1 \right) \\ &= (P_o)_c \left(1 + \frac{m_s^2}{2} \right) \left(\frac{1}{\eta_c} - 1 \right) \end{aligned}$$

设 $m_s = 1$ 时:

$$\begin{aligned} (P_C)_{av} &= 1.5(P_o)_c \left(\frac{1}{\eta_c} - 1 \right) \\ (P_C)_c &= (P_o)_c \left(\frac{1}{\eta_c} - 1 \right) \end{aligned}$$

由该式可见, 平均集电极损耗功率大于载波状态损耗功率的 1.5 倍, 所以选管子时, 应保证 $P_{CM} \geq (P_C)_{av}$ 。

5-20 当非线性器件分别为以下伏安特性时, 能否用它实现调幅与检波?

$$(1) i = a_1 \Delta u + a_3 \Delta u^3 + a_5 \Delta u^5$$

$$(2) i = a_0 + a_2 \Delta u^2 + a_4 \Delta u^4$$

解 (1) 由于

$$\Delta u = u - E = U_{cm}(1 + m_s \cos \Omega t) \cos \omega_c t + E - E = U_{cm}(1 + m_s \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

因此

$$\begin{aligned} i &= a_1 [U_{cm}(1 + m_s \cos \Omega t) \cos \omega_c t] + a_3 [U_{cm}(1 + m_s \cos \Omega t) \cos \omega_c t]^3 \\ &\quad + a_5 [U_{cm}(1 + m_s \cos \Omega t) \cos \omega_c t]^5 \end{aligned}$$

则

$$\begin{aligned} i &= a_1 U_{cm} \cos \omega_c t + a_1 U_{cm} m_s \cos \Omega t \cos \omega_c t + a_3 U_{cm}^3 \cos^3 \omega_c t (1 + m_s \cos \Omega t)^3 \\ &\quad + a_5 U_{cm}^5 \cos^5 \omega_c t (1 + m_s \cos \Omega t)^5 \end{aligned}$$

在上式中, 不存在独立的 $\cos \Omega t$ 项, 即无单独的基波分量, 因而不能实现调幅与检波功能。

(2) 由于

$$\Delta u = u - E = U_{cm}(1 + m_s \cos \Omega t) \cos \omega_c t = U_{cm}(1 + m_s \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

因此

$$i = a_0 + a_2 [U_{cm}(1 + m_s \cos \Omega t) \cos \omega_c t]^2 + a_4 [U_{cm}(1 + m_s \cos \Omega t) \cos \omega_c t]^4$$

则

$$i = a_0 + a_2 U_{cm}^2 \cos^2 \omega_c t + a_4 U_{cm}^4 \cos^4 \omega_c t (1 + m_s \cos \Omega t)^4$$

在上式中, 存在独立的 $\cos \Omega t$ 项, 因而能实现调幅与检波功能。

5-21 为什么小信号检波称为平方律检波，并证明二次谐波失真系数等于 $\frac{m_s}{4}$ 。

证明 详见本章典型例题 5-6 分析。

5-22 为什么检波电路中一定要有非线性元件？如果将大信号检波电路中的二极管反接是否能起检波作用？其输出电压波形与二极管正接时有什么不同？试绘图说明之。

解 (1) 由于调幅信号中除含有用音频外，还含有直流、高频成分，这些是不需要的，要被滤除或隔断。而线性元件只具备线性性质，无法完成滤除，因而一定要有非线性元件的存在。

(2) 当二极管反接时，其所检波形为原调幅波的下包络部分。

(3) 绘图从略。

5-23 在大信号检波电路中，若加大调制频率 Ω ，将会产生什么失真，为什么？

答 若加大调制频率 Ω ，周期短，包络线下降快，将会产生对角线失真。因为加大调制频率 Ω ，不满足 $m_s \leq \frac{1}{\sqrt{1+\Omega^2 C^2 R_L^2}}$ ，就可能产生对角线失真。

5-24 大信号二极管检波电路如图例 5-4 所示。若给定 $R_L = 10k\Omega$, $m_s = 0.3$ ：

(1) 载频 $f_c = 465kHz$, 调制信号最高频率 $F = 340Hz$, 问电容 C 应如何选取？检波器输入阻抗大约是多少？

(2) 若 $f_c = 30MHz$, $F = 0.3MHz$, C 应选多少？检波器输入阻抗大约是多少？

解 详见本章典型例题 5-4 分析。

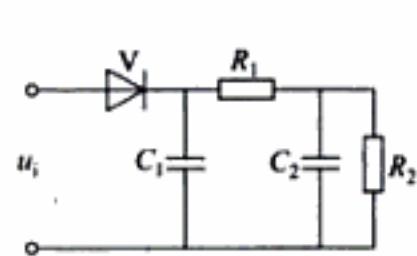
5-25 图题 5-25 所示电路中， $R_1 = 4.7k\Omega$, $R_2 = 15k\Omega$, 输入信号电压 $U_i = 1.2V$, 检波效率设为 0.9。求输出电压最大值并估算检波器输入电阻 R_{in} 。

解 (1) 由检波效率 $\eta_d = \frac{U_o}{U_i}$, 将 $U_i = 1.2V$ 及 $\eta_d = 0.9$ 代入得输出电压

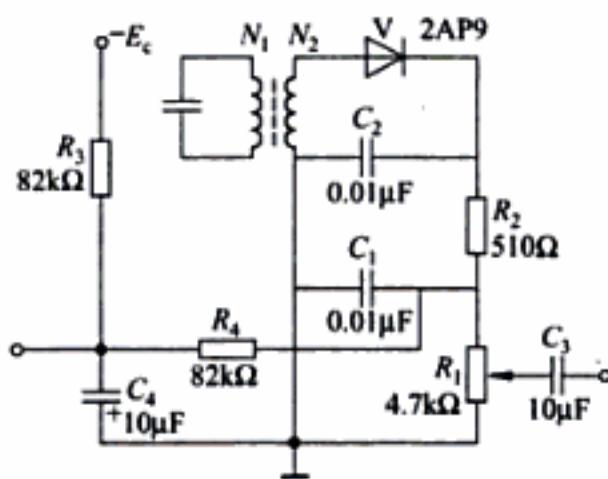
$$U_o = \eta_d U_i = 0.9 \times 1.2 = 1.08V$$

(2) 检波器输入电阻

$$R_{in} \approx \frac{R_L}{2\eta_d} = \frac{R_1 + R_2}{2\eta_d} = \frac{4.7 + 15}{2 \times 0.9} = 10.94k\Omega$$



图题 5-25



图题 5-26

5-26 原计划按图题 5-26 所示电路装收音机的检波电路, 现手中元件不合适, 能否按下列要求改动? 改动后对收音机性能有何影响? 并说明理由(下列每条每次只改一种元件, 其他元件不变)。

- (1) R_1 换成 $10k\Omega$;
- (2) C_2 改为 $5600pF$;
- (3) C_3 改为 $0.01\mu F$;
- (4) 把 R_2 加大到 $4.7k\Omega$;
- (5) 2AP9(普通锗管)改为 2CP1(普通硅管);
- (6) 中周匝比 $N_1 : N_2$ 原为 $200 : 14$ 改为 $180 : 9$ 。

答 (1) 可以。输入阻抗提高, 中周不匹配, 功率增益下降。削底失真容易出现。

(2) 可以。对滤波高频不利, 但利于消除对角线失真。

(3) 不行。低频信号不能向低放传送。

(4) 可以。滤波效果更好, 输入阻抗提高。但检波输出电压降低较多, 自动控制作用也减弱了。

(5) 可以。但偏置电流应略调一下。

(6) 可以。但阻抗匹配不满足, 功率增益略有下降。

5-27 大信号二极管检波电路的负载电阻 $R_L = 200k\Omega$, 负载电容 $C = 100pF$ 。设 $F_{max} = 6kHz$, 为避免对角线失真, 最大调制指数应为多少?

思路: 只要满足 $m_s \sqrt{1 + \Omega^2 C^2 R_L^2} \leq 1 \left(\Omega C R_L < \frac{\sqrt{1 - m_s^2}}{m_s} \right)$ 就可以避免对角线失真。

$$\begin{aligned} \text{解 } m_s &\leq \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2 C^2 R_L^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2 \times 3.14 \times 6 \times 10^{-4} \times 200)^2}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{1.568}} = 0.8 \end{aligned}$$

5-28 调幅信号的解调有哪几种? 各自适用什么调幅信号?

答 由于普通调幅波的包络反映了调制信号的变化规律, 因此常用非相干解调方法。非相干解调有两种方式, 即小信号平方律检波和大信号包络检波。

包络检波器只能解调普通调幅波, 而不能解调 DSB 和 SSB 信号。这是由于后两种已调信号的包络并不反映调制信号的变化规律, 因此, 抑制载波调幅的解调必须采用同步检波电路。最常用的是乘积型同步检波电路。

5-29 检波电路如图例 5-5 所示。已知

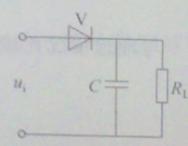
$$u_i(t) = 5\cos 2\pi \times 465 \times 10^3 t + 4\cos 2\pi \times 10^3 t \cos 2\pi \times 465 \times 10^3 t$$

二极管内阻 $r_D = 100\Omega$, $C = 0.01\mu F$, $C_1 = 47\mu F$ 。在保证不失真的情况下, 试求:

- (1) 检波器直流负载电阻的最大值;
- (2) 下级输入电阻的最小值。

解 详见本章典型例题 5-5 分析。

5-30 在图题 5-30 所示电路中, 输入调幅波的调制频率为 $50Hz$, $R_L = 5k\Omega$, 调制系数 $m_s = 0.6$ 。为了避免出现放电失真, 其



图题 5-30

检波电容 C 应取多大?

思路: 只要满足 $\Omega CR_L < \sqrt{\frac{1-m_s^2}{m_s}}$, 就可以避免放电(对角线)失真。

解 由已知得

$$C < \frac{\sqrt{1-m_s^2}}{m_s} \times \frac{1}{\Omega R_L} = \frac{4}{3} \times \frac{1}{2\pi \times 0.05 \times 5} = 0.85 \mu F$$

因此取 $C < 0.85 \mu F$ 。

5-31 图题 5-31 所示为一乘积检波, 恢复载波 $u_r(t) = U_m(\cos\omega_c t + \phi)$ 。试求在下列两种情况下输出电压的表达式, 并说明是否失真。

$$(1) u_i(t) = U_{im} \cos\Omega t \cos\omega_c t;$$

$$(2) u_i(t) = U_{im} \cos(\omega_c + \Omega).$$

题意分析: 乘积型同步检波器是用本地的恢复载波对接收信号进行处理, 要求恢复载波与接收信号的载波同步, 即要求同频同相。本题中, 恢复载波 u_r 与载波同频, 但有一个相位差 ϕ , 这对正常的同步检波有一定影响, 通过推导可以求出其相位差对输入的 DSB 和 SSB 信号的影响。

解 (1) 乘法器的输出 u_A 为

$$\begin{aligned} u_A &= u_i(t)u_r(t) = U_{im} \cos\Omega t \cos\omega_c t U_m \cos(\omega_c t + \phi) \\ &= \frac{1}{2} U_{im} U_m \cos\Omega t [\cos\phi + \cos(2\omega_c t + \phi)] \end{aligned}$$

经低通滤波器滤波, 输出为

$$u_o = \frac{1}{2} U_{im} U_m \cos\phi \cos\Omega t$$

与理想情况相比较, 多了一个 $\cos\phi$ 因子, 这实际上是一个衰减因子, 使输出电压的幅度降低 $\cos\phi$, 当 $\phi = \frac{\pi}{2}$ 时, 则输出 $u_o = 0$ 。若 ϕ 是一个随时间变化的相位, 即 $\phi = \phi(t)$, 则输出信号的振幅相位产生失真。

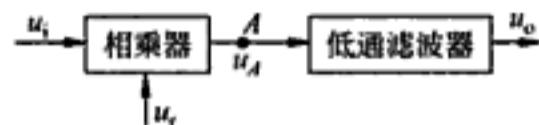
(2) 乘法器的输出 u_A 为

$$\begin{aligned} u_A &= u_i(t)u_r(t) = U_{im} U_m \cos(\omega_c + \Omega)t \cos(\omega_c t + \phi) \\ &= \frac{1}{2} U_{im} U_m [\cos(\Omega t - \phi) + \cos(2\omega_c t + \Omega t + \phi)] \end{aligned}$$

通过滤波后, 输出为

$$u_o = \frac{1}{2} U_{im} U_m \cos(\Omega t - \phi)$$

与理想情况比较, 输出信号的相位增加了一个相位因子 ϕ , 将会导致相位失真。



图题 5-31

5.5 自测题

1. 填空题

- (1) 调幅的过程,实质上是_____搬移的过程。
- (2) 在调幅制发射机的频谱中,功率消耗最大的是_____。
- (3) 调幅系数为1的调幅信号功率分配比例是:载波占调幅波总功率的_____。
- (4) 调幅按功率大小分类为_____、_____。
- (5) 高电平调制在_____放大器中进行,分_____、_____。
- (6) DSB信号的特点为_____。
- (7) 同步检波器用来解调SSB或DSB调幅信号,对本地载波的要求是_____。
- (8) 三极管检波与二极管检波的区别是_____。
- (9) 大信号包络检波,实际加在二极管上的电压是_____电压与_____电压之差。二极管输出电流是_____。
- (10) 大信号包络检波器的工作原理是利用_____和RC网络_____的滤波特性工作的。

2. 判断题

- (1) 大信号基极调幅应使放大器工作在过压状态,大信号集电极调幅应使放大器工作在欠压状态。
- (2) 大信号基极调幅的优点是效率高。
- (3) 调幅发射机载频变化时将使调幅信号成为过调幅信号。
- (4) 单边带接收机比调幅接收机信噪比大为提高,主要是因为信号带宽压缩一半。
- (5) 在集电极调幅电路中,若 $E_c=9V$,则 $BV_{ceo} \geq 18V$ 。
- (6) 大信号集电极调幅电路的最佳集电极负载电阻为

$$R_{op} = \frac{1}{8} \frac{(E_c - U_{ces})^2}{(P_o)_c}$$

3. 问答题

- (1) 已知某普通调幅波的载频为640kHz,载波功率为500kW,调制信号频率允许范围为20Hz~4kHz。试求该调幅波占据的频带宽度。

- (2) 测得某电台发射的信号

$$u_s = 10(1 + 0.2\cos 2513t)\cos 37.7 \times 10^6 t \text{ (mV)}$$

问此电台的频率等于多少kHz? 调制信号的角频率等于多少rad/s? 信号带宽等于多少Hz? 总边带功率相对于总功率是多少分贝?