

## 调幅原理

用调制信号去控制高频载波的振幅、使载波的振幅按调制信号的规律变化，便可得到调幅波。这一过程中，载波、调制波和已调波的波形如图 Z0901（补图）所示。由图可见，连接已调波幅值各点所形成的包络线，反映了调制波的特点。显然，已调波已经不是纯粹的正弦波了，这表明已调波的获得是一个频率变换过程，只有通过非线性元件才能实现。

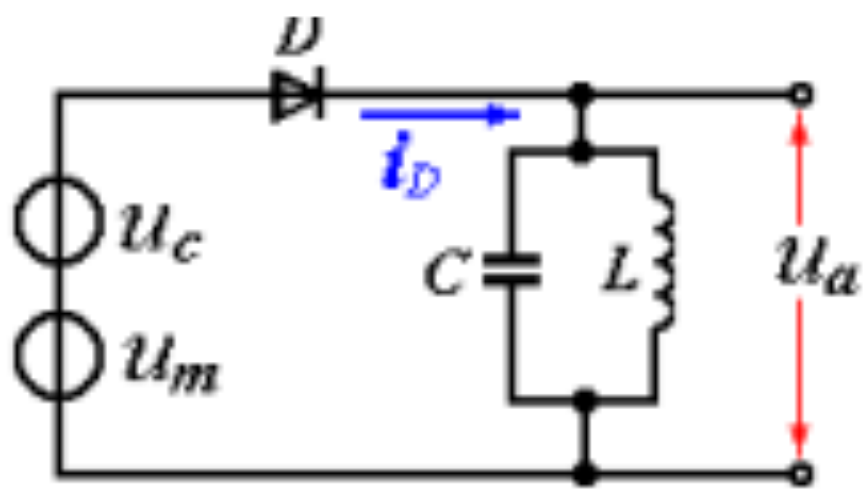


图 Z0902 调幅原理电路

图 Z0902 是调幅的原理电路，它由非线性器件二极管和谐振频率为  $\omega$  的 LC 并联谐振回路组成。 $U_c$  为载波电压， $U_m$  为调制电压。由于二极管的伏安特

性可以近似地用一个  $n$  次多项式来表示，即： $i_o = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + \dots$ ，系数  $a_0$ 、 $a_1$ 、 $a_2$ 、 $a_3$  等的大小和符号取决于二极管伏安特性的特点。而该多项式的项数取决于信号  $u$  的大小和对分析结果所要求的精确度，信号愈大或者所要求的精确度愈高，所取的项数就应愈多。通常，取前三项就足以反映出二极管的非线性特点，即：

$$i_o = u + a_1 u + a_2 u^2 \quad (\text{式中 } i_O \text{ 即 } i_D) \quad \text{GS0901}$$

$$\text{若： } u_C = U_c \cos \omega_0 t, u_m = U_m \cos \omega t$$

则作用于电路的总电压  $u$  (即  $u_a$ ) 为：

$$u = u_C + u_m = U_c \cos \omega_0 t + U_m \cos \omega t$$

代入式 GS0901 可得：

$$i_o = a_0 + a_1 (U_c \cos \omega_0 t + U_m \cos \omega t) + a_2 (U_c \cos \omega_0 t + U_m \cos \omega t)^2 \quad \text{GS0902}$$

将 GS0902 式展开，可得：

$$i_0 = a_0 + \frac{1}{2}a_2U_{cm}^2 + \frac{1}{2}a_2U_{mm}^2 + a_1(U_{cm}\cos\omega_0t + U_{mm}\cos\Omega t) \\ + \frac{1}{2}a_2(U_{cm}^2\cos 2\omega_0t + U_{mm}^2\cos 2\Omega t) \quad \text{GS0903} \\ + a_2U_{cm}U_{mm}[\cos(\omega_0 - \Omega)t + \cos(\omega_0 + \Omega)t]$$

显然，当  $\Omega \gg 0$  时，只有  $0$  及  $0 \pm$  这三种频率的信号才能在固有频率为  $0$  的 LC 并联谐振回路上产生较大的压降，于是 LC 回路两端的电压为：

$$u_a = Z_0[a_1U_{cm}\cos\omega_0t + a_2U_{cm}U_{mm}\cos(\omega_0 - \Omega)t + a_2U_{cm}U_{mm}\cos(\omega_0 + \Omega)t] \quad \text{GS0904}$$

式中  $Z_0$  表示谐振回路的谐振阻抗。利用三角函数关系式不难将式 GS0904 变换为：

$$u_a = a_1Z_0U_{cm}\left(1 + \frac{2a_2U_{mm}}{a_1}\right)\cos\omega_0t \\ = U_0(1 + m_a\cos\Omega t)\cos\omega_0t \quad \text{GS0905}$$

$$\text{其中 } U_a = a_1Z_0U_{cm} \quad \text{GS0906}$$

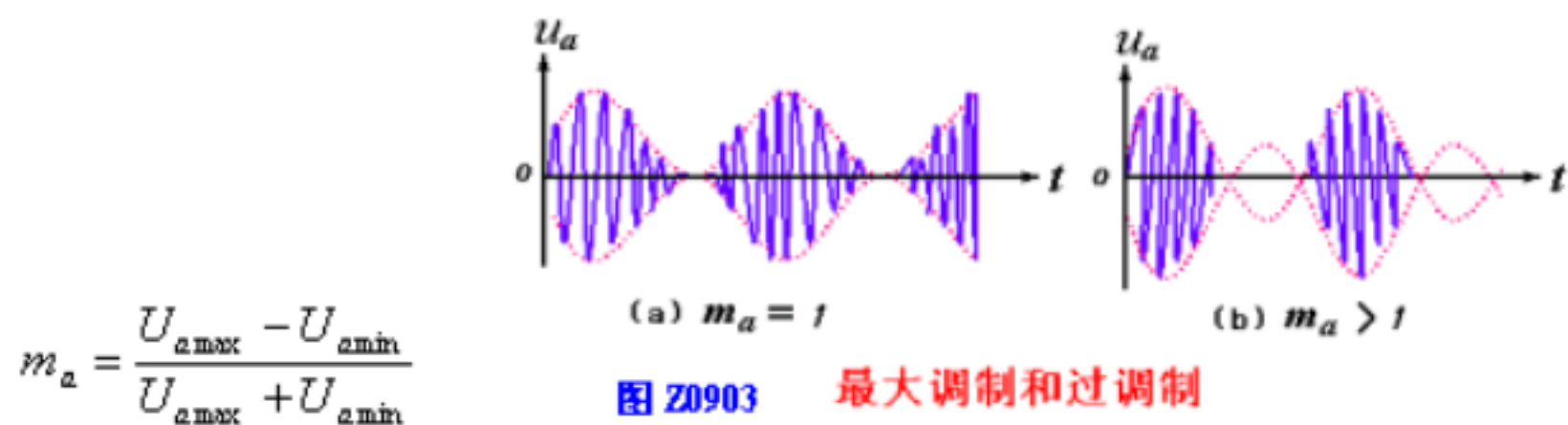
$$m_a = \frac{2a_2U_{mm}}{a_1} \quad \text{GS0907}$$

式 GS0905 就是已调波的数学表达式它表明已调波的振幅为  $U_a$ ，是按调制波  $u_m = U_{mm}\cos\Omega t$

的特点而变化的，已调波的重复频率等于载波频率

$m_a$  称为调幅系数，又叫调幅度。由式 GS0907 可知，它与调制电压的幅度成正比，是一个反映调

幅程度的量。其值由图 Z0903 所示的调幅波的波形图可以求出：



在实际情况下，总是  $0 < m_a < 1$ 。 $m_a = 1$  称为最大调制。若  $m_a > 1$ ， $U_{a\min}$  必为负值，称为过调制，这时调幅波的幅度在一段时间内变为零，其幅度的包络线不再与调制波形成线性关系，出现严重失真。最大调制与过调制的波形如图 Z0903 所示，所以应尽量避免过调制，如果  $m_a = 0$ ，则为无调制情况。

## 1. 基本内容

振幅调制是无线通信系统的重要组成部分。在连续波模拟调制中，根据调制载波的参量不同，分为振幅调制和角度调制两大类，本章只讨论振幅调

制，内容主要包括振幅调制信号分析，振幅调制的原理、实现方法及电路组成等。

## 2 基本要求

（1）了解并掌握振幅调制的类型及已调信号的基本特性。

（2）深刻理解非线性电阻（导）器件的相乘作用及其实现信号频谱搬移的原理。

（3）充分理解时变电路中非线性器件的时变电导特性。熟悉掌握线性时变电路的分析方法。

（4）掌握二极管调制器、差动管调制器的工作原理及分析方法。了解并能正确使用集成模拟乘法器。

### 第一节 概述

调制是通讯系统中重要的环节。调制可分为模拟调制和数字调制两大类，模拟调制分为幅度调制、频率调制、和相位调制。

### 一、普通调幅波的数学表达式及其频谱

振幅调制的定义是用需传送的信息  $u_{\Omega}(t)$  去控制高频载波振荡电压的振幅，使其随调制信号  $u_{\Omega}(t)$  线性关系变化。也就是，若载波信号电压为

$u_c(t) = U_{cm} \cos \omega_c t$ ，调制信号为  $u_{\Omega}(t)$ ，据定义普通调幅波的振幅  $U'_m(t)$  为

$$U'_m(t) = U_{cm} + k_a u_{\Omega}(t)$$

则普通调幅波的数学表示式是

$$u(t) = U'_m(t) \cos \omega_c t = [U_{cm} + k_a u_{\Omega}(t)] \cos \omega_c t \quad (5-1)$$

设调制信号电压  $u_{\Omega}(t)$  为

$$u_{\Omega}(t) = U_{\Omega m} \cos \Omega t = U_{\Omega m} \cos 2\pi F t \quad (5-2)$$

其中  $\Omega$  和  $F$  分别为调制信号的角频率和频率。通常满足  $\omega_c \gg F$ 。根据调幅波的定义

$$U'_m(t) = U_{cm} + k_a U_{\Omega m} \cos \Omega t \quad (5-3)$$

$$\begin{aligned} u(t) &= U'_m(t) \cos \omega_c t \\ &= U_{cm} (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t \end{aligned} \quad (5-4)$$

上式就是单频调制时的普通调幅波的表达式。式中  $U'_m(t)$  称为包络函数。

$$m_a = \frac{k_a U_{\Omega m}}{U_{cm}}$$

式中  $k_a$  为比例系数， $m_a$  为调幅指数。

普通调幅波的波形如图 5-1 所示。

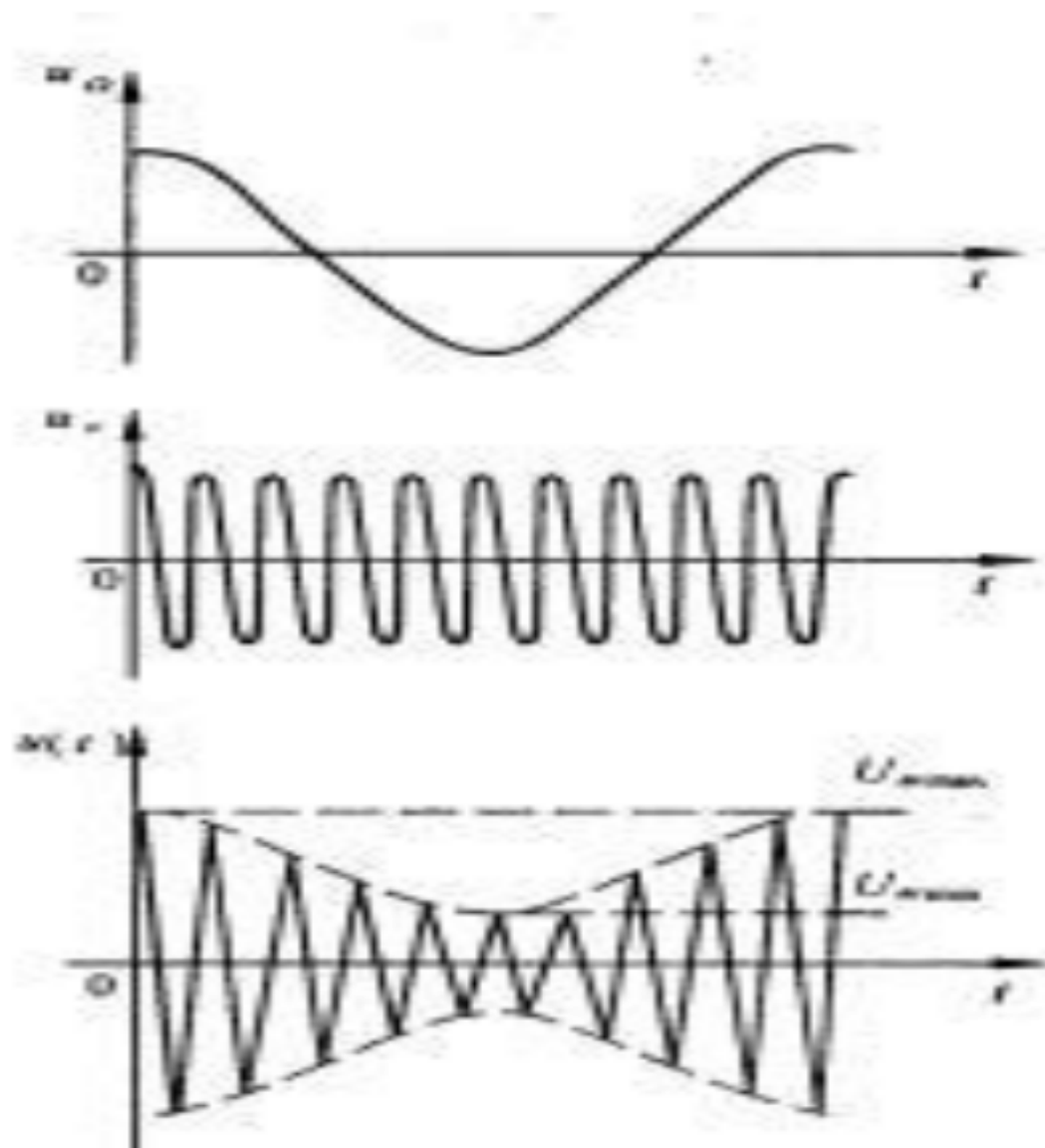


图 5-1

从图中可以看到，已调幅波的包络形状与调制信号一样，称为不失真调制。从调幅波的波形上看出

包洛的最大值  $U_{m\max}$  和最小值  $U_{m\min}$ ，为

$$U_{m\max} = U_{cm}(1 + m_a) \quad (5-5)$$

$$U_{m\min} = U_{cm}(1 - m_a) \quad (5-6)$$

可得

$$m_a = \frac{U_{m\max} - U_{m\min}}{U_{m\max} + U_{m\min}} \quad (5-7)$$

有上式可以看出，不失真调制时  $m_a \leq 1$ ，如  $m_a > 1$ ，则会产生失真，

这种情况称为过调，其波形如图 5-2 所示

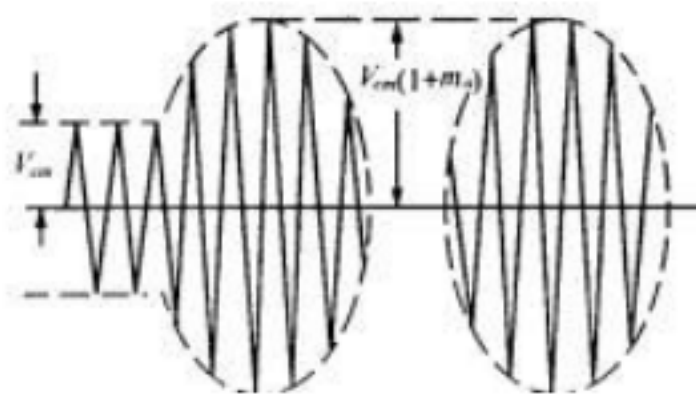


图 5-2 过调波形

调幅波的波形随  $m_a$  的变化如动画 D5



为了说明调制的特征，还常用频域地表示法，  
即采用频谱图。对式 5-4 可用三角公式展开为

$$u(t) = U_{cm} \cos \omega_c t + \frac{1}{2} m_a U_{cm} \cos(\omega_c + \Omega)t + \frac{1}{2} m_a U_{cm} \cos(\omega_c - \Omega)t \quad (5-8)$$

这表明单音信号调幅波由三个频率分量组成，  
即载波分量  $\omega_c$ ，上边频  $\omega_c + \Omega$ ，下边频  $\omega_c - \Omega$ ，其  
频谱如图 5-3 所示。

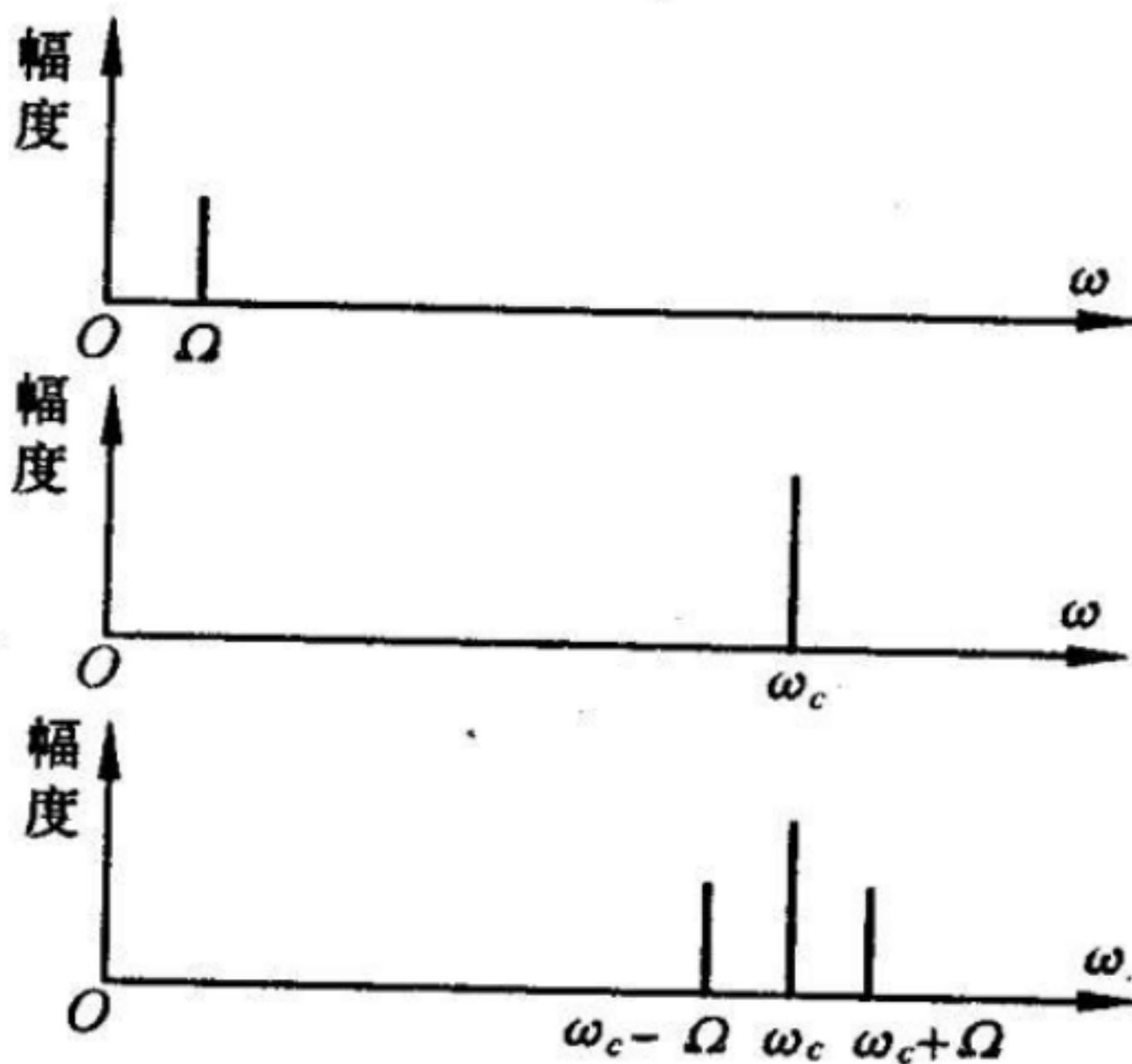


图 5-3

显然，载波分量并不包含信息，调制信号的信息只包含在上，下边频分量内，边频的振幅反映了调制信号的幅度的大小，边频的频率虽属与高频的范畴，但反映了调制信号频率与载波的关系。实际上，调制信号是包含多个频率比较复杂的信号。如

调幅广播所传送的语音信号频率约为 50HZ 至 3.5kHz, 经调制后，各个语音频率产生各自的上边频和下边频，叠加后形成所谓的上边频带和下边频带，

如图 5-4 所示

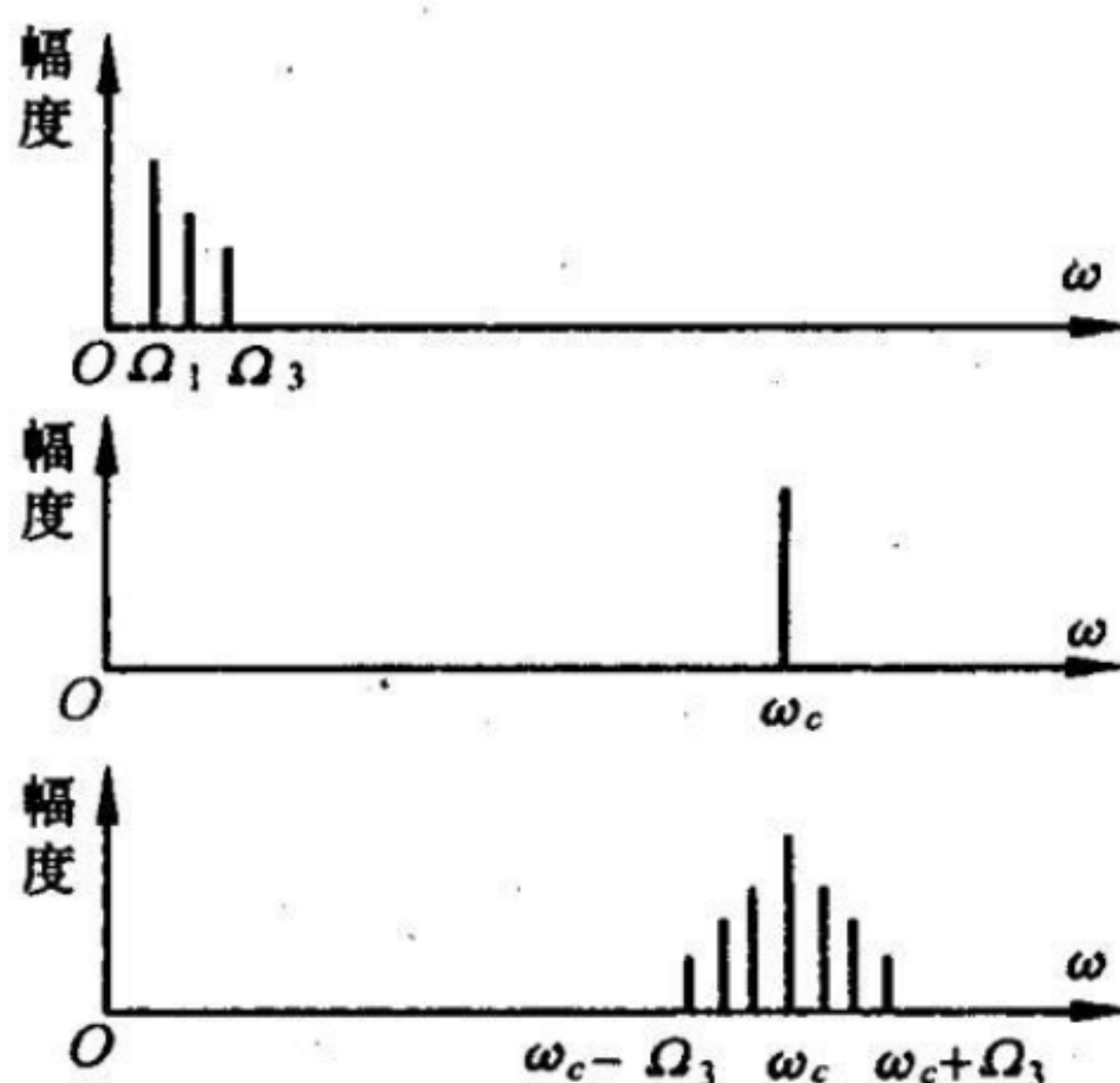


图 5-4

因为上下边频幅度相等且成对出现，所以上下频带的频率分布相对载波式对称的。其数学表达式为

$$u(t) = U_{cm} \cos \omega_c t + \frac{1}{2} U_{cm} \sum_{i=1}^n m_i [\cos(\omega_c + \Omega_i)t + \cos(\omega_c - \Omega_i)t]$$

(5-9)

## 二、普通调幅波的功率关系

为了分清调幅波中各频率分量的功率关系，通常将调幅波电压加在电阻  $R$  端，电阻  $R$  消耗地各频率分量对应的功率可表示为

(1) 载波功率  $P_{OT} = \frac{1}{2} \frac{U_{cm}^2}{R}$  (5-10)

(2) 每个边频功率

$$\begin{aligned} P_{\omega_c + \Omega} &= P_{\omega_c - \Omega} = \frac{1}{2} \left( \frac{m_a U_{cm}}{2} \right)^2 \frac{1}{R} \\ &= \frac{1}{4} m_a^2 P_{OT} \end{aligned}$$

(5-11)

### (3) 调制一周内的平均总功率

$$P_{oav} = P_{oT} + P_{\omega_c + \Omega} + P_{\omega_c - \Omega} \quad (5-12)$$

上式表明，调幅波的输出功率随  $m_a$  的增大而增大。

当  $m_a=1$  时，包含信息的上下边频功率值之和只占总输出功率的  $1/3$ ，从能量的观点看，这是一种浪费。

### 三、抑制载波的双边带调幅信号和单边带调幅信号

因为载波本身并不包含信息，而且还占有较大的功率，为了减小不必要的功率浪费，可以只发射上、下边频，而不发射载波，称为抑制载波的双边带调幅信号，用 DSB 表示。这种信号的数学表示式为

$$\begin{aligned} v(t) &= v_{\Omega}(t) \bullet v_c(t) = U_{\Omega m} \cos \Omega t \bullet U_{cm} \cos \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} U_{\Omega m} U_{cm} [\cos(\omega_c + \Omega)t + \cos(\omega_c - \Omega)t] \end{aligned} \quad (5-13)$$

与普通调幅波相比，双边带调幅信号的振幅为

$U_{cm} U_{\Omega m} \cos \Omega t$ ，普通调幅波高频信号的振幅为

$U_{cm}(1 + m_a \cos \Omega t)$ ，显然， $m_a \ll 1$  的条件下，双边带的振幅可正可负，而普通调幅波的振幅不可能出现负值。因此单频调制的双边带信号波形如图 5-5 所示。

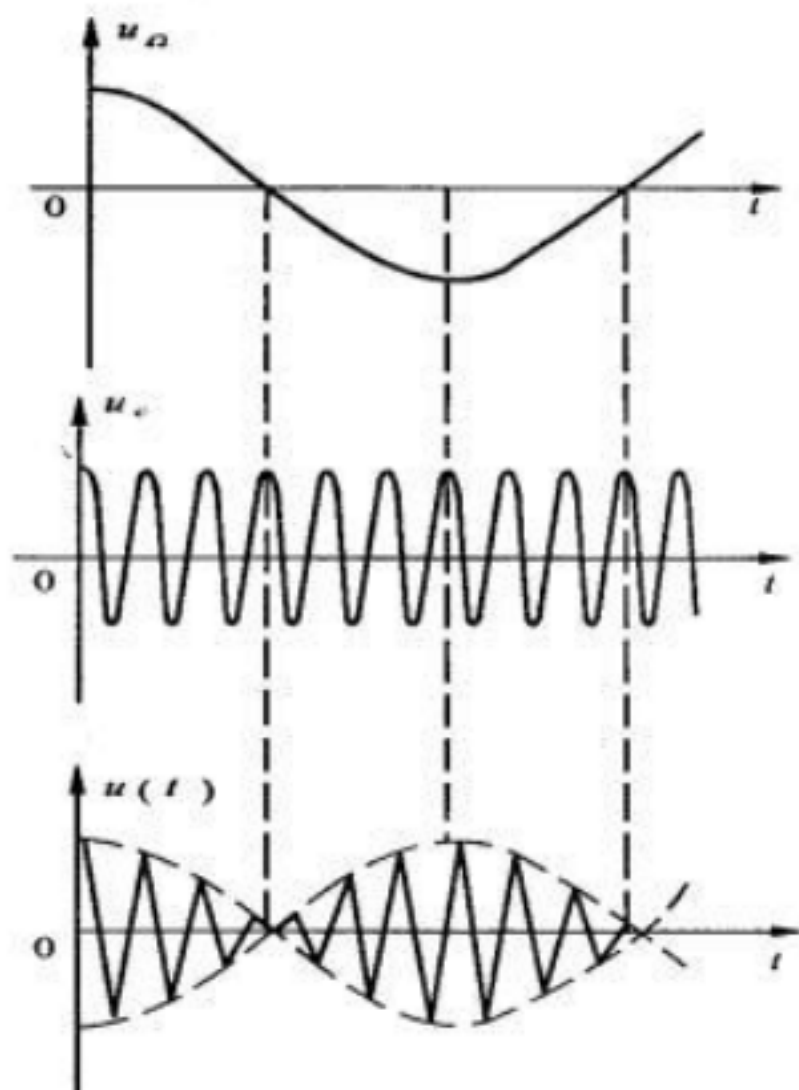


图 5-5

双边带信号的包络仍然是随调制信号变化的，但它的包络已不能完全准确地反映低频调制信号的变化规律。双边带信号在调制信号的负半周，已调波高频与原载频反相，调制信号的正半周，已调波高频与原载频同相。也就是双边带信号的高频相位在调

制电压过零点处要突变 180 度。另外,双边带调幅波和普通调幅波所占有的频谱宽度是相同的为  $2F_{\max}$ 。

因为双边带信号不包含载波,它的全部功率都为边带占有,所以发送的全部功率都载有信息,功率有效利用率高于 AM 制。因为两个边带的任何一个边带已经包含调制信号的全部信息,所以可以进一步把其中的一个边带抑制掉,而只发射一个边带,这就是单边带调幅波,用 SSB 表示。其数学表示式为

$$u(t) = \frac{1}{2} U_{cm} U_{\Omega m} \cos(\omega_c \pm \Omega)t \quad (5-14)$$

从上式看出,单边带调幅波的频谱宽度只有两边带的一半,其频带利用率高,在通信系统中是一种常用的调制方式。对于单频调制的单边带信号,它仍是等幅波,但它与原载波电压是不同的,它含有传送信息的特征。

## 第二节 低电平调幅电路

### 一、单二极管开关状态调幅电路

所谓开关状态调幅电路是指二极管在不同频率电压作用下进行频率变换时，其中一个电压振幅足够大，另一电压振幅较小，二极管的导通或截止将完全受大振幅电压的控制，可近似认为二极管处于一种理想的开关状态。

单二极管电路的原理电路如图 5-6 所示，输入信号  $u_1$  和控制信号（参考信号）  $u_2$  相加作用在非线性器件二极管上。

图 5-6 单二极管电路（略）

忽略输出电压  $u$ 。对回路的反作用，这样，加在二极管两端的电压  $u_D$  为

$$u_D = u_1 + u_2 \quad (5-15)$$

二极管可等效为一个受控开关，控制电压就是  $u_D$ 。

有

$$i_D = \begin{cases} g_D u_D & u_D \geq V_p \\ 0 & u_D < V_p \end{cases} \quad (5-16)$$

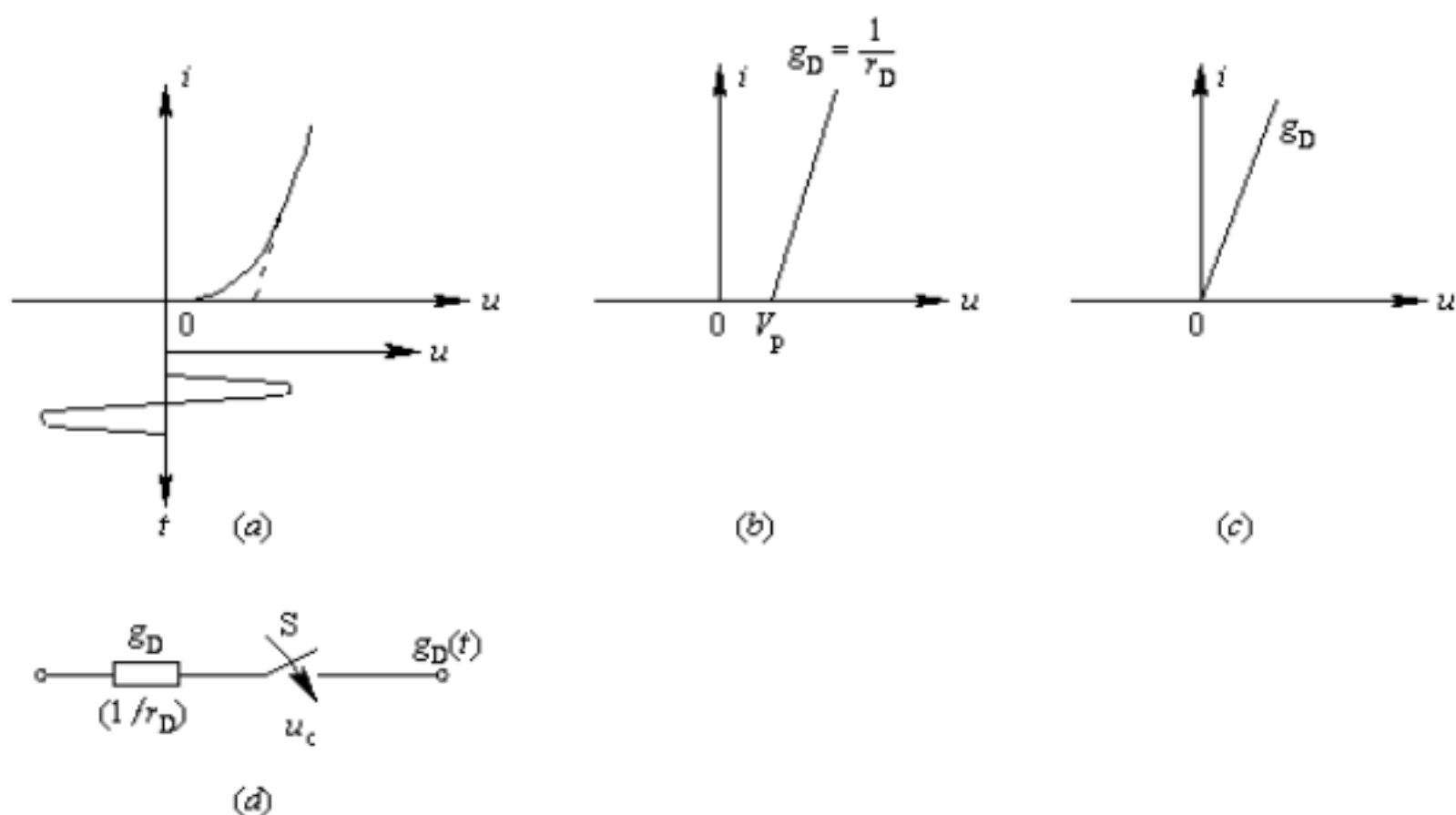


图 5-7 二极管伏安特性的折线近似

由前已知， $U_{2m} \gg U_{1m}$ ，而  $u_D = u_1 + u_2$ ，可进一步认

为二极管的通断主要由  $u_2$  控制，可得

$$i_D = \begin{cases} g_D u_D & u_D \geq V_p \\ 0 & u_D < V_p \end{cases} \quad (5-17)$$

一般情况下， $V_p$  较小，

有  $U_2 \gg V_p$ ，可令  $V_p = 0$ （也可在电路中加入一固定偏置

电压  $E_0$ ，用以抵消  $V_p$ ，在这种情况下， $u_D =$



$E_0 + u_1 + u_2$  ) ,式 ( 5 17 ) 可进一步写为

$$i_D = \begin{cases} g_D u_D & u_2 \geq 0 \\ 0 & u_2 < 0 \end{cases} \quad ( 5-18 )$$

由于  $u_2 = U_2 \cos 2t$ , 则 0 对应于

$2n\pi - \pi/2 \leq 2t \leq 2n\pi + \pi/2, n=0,1,2, \dots$ , 故有

$$i_D = \begin{cases} g_D u_D & 2n\pi - \frac{\pi}{2} \leq \omega_2 t < 2n\pi + \frac{\pi}{2} \\ 0 & 2n\pi + \frac{\pi}{2} \leq \omega_2 t < 2n\pi + \frac{3\pi}{2} \end{cases} \quad ( 5-19 )$$

上式也可以合并写成  $i_D = g(t)u_D = g_D K(\omega_2 t)u_D$  ( 5-20 )

式中,  $g(t)$  为时变电导, 受  $u_2$  的控制;  $K(\omega_2 t)$  为开关函数, 它在  $u_2$  的正半周时等于 1, 在负半周时为零,

即

$$K(\omega_2 t) = \begin{cases} 1 & 2n\pi - \frac{\pi}{2} \leq \omega_2 t < 2n\pi + \frac{\pi}{2} \\ 0 & 2n\pi + \frac{\pi}{2} \leq \omega_2 t < 2n\pi + \frac{3\pi}{2} \end{cases} \quad ( 5-21 )$$

如图 5 6 所示,这是一个单向开关函数。由此可见,在前面的假设条件下,二极管电路可等效一线性时变电

路,其时变电导  $g(t)$  为

$$g(t) = g_D K(\omega_2 t) \quad (5-22)$$

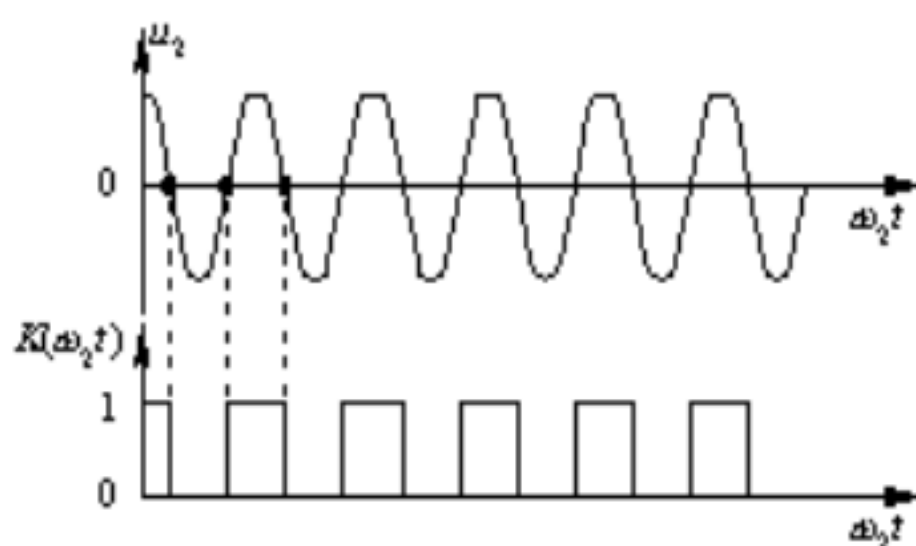


图 5 8  $u_2$  与  $K(\omega_2 t)$  的波形图

$K(\omega_2 t)$  是一周期性函数,其周期与控制信号  $u_2$  的周期相同,可用一傅里叶级数展开,其展开式为

$$K(\omega_2 t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_2 t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_2 t + \frac{2}{5\pi} \cos 5\omega_2 t - \dots \\ + (-1)^{n+1} \frac{2}{(2n-1)\pi} \cos(2n-1)\omega_2 t + \dots \quad (5-23)$$

若  $u_1 = U_1 \cos \omega_1 t$ , 为单一频率信号,代入上式有

$$\begin{aligned}
i_D = & \frac{g_D}{\pi} U_2 + \frac{g_D}{2} U_1 \cos \omega_1 t + \frac{g_D}{2} U_2 \cos \omega_2 t + \frac{2}{3\pi} g_D U_2 \cos 2\omega_2 t \\
& - \frac{2}{15\pi} g_D U_2 \cos 4\omega_2 t + \cdots + \frac{2}{\pi} g_D U_1 \cos(\omega_2 - \omega_1)t \\
& + \frac{2}{\pi} g_D U_1 \cos(\omega_2 + \omega_1)t \\
& - \frac{2}{3\pi} g_D U_1 \cos(3\omega_2 - \omega_1)t - \frac{2}{3\pi} g_D U_1 \cos(3\omega_2 + \omega_1)t \\
& + \frac{2}{\pi} g_D U_1 \cos(\omega_2 + \omega_1)t \\
& + \frac{2}{5\pi} g_D U_1 \cos(5\omega_2 - \omega_1)t + \frac{2}{5\pi} g_D U_1 \cos(5\omega_2 + \omega_1)t + \cdots
\end{aligned}$$

( 5-24 )

由上式可以看出 , 流过二极管的电流  $i_D$  中的频率分量有 :

( 1 ) 输入信号  $u_1$  和控制信号  $u_2$  的频率分量  $\omega_1$  和  $2\omega_2$ ;

( 2 ) 控制信号  $u_2$  的频率  $2\omega_2$  的偶次谐波分量 ;

( 3 ) 由输入信号  $u_1$  的频率  $\omega_1$  与控制信号  $u_2$  的奇次谐波分量的组合频率分量 (  $(2n+1)\omega_2 \pm \omega_1$  )

$2 \pm \omega_1, n=0,1,2, \dots$ 。

## 二、二极管平衡调幅电路

1

图 5 9 (a) 是二极管平衡电路的原理电路。它是由两个性能一致的二极管及中心抽头变压器 T1、T2 接成平衡电路的。

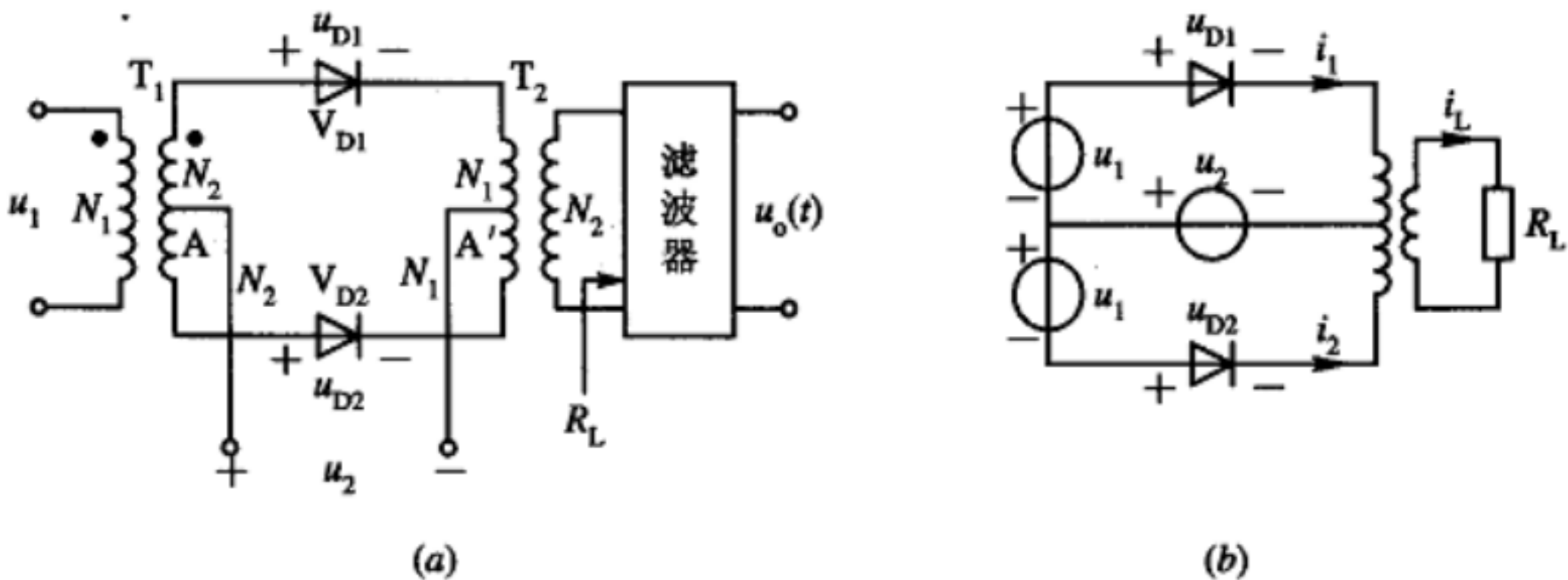


图 5 9 二极管平衡电路

2

与单二极管电路的条件相同，二极管处于大信号工作状态，即  $U_2 > 0.5V$ 。这样，二极管主要工作在截止区和线性区，二极管的伏安特性可用折线近似。  
 $U_2 \gg U_1$ ，二极管开关主要受  $u_2$  控制。若忽略输出电压的反作用，则加到两个二极管的电压  $u_{D1}$ 、 $u_{D2}$  为

$$u_{D1}=u_2+u_1$$

$$u_{D2}=u_2-u_1 \quad (5-25)$$

由于加到两个二极管上的控制电压  $u_2$  是同相的,因此两个二极管的导通、截止时间是相同的,其时变电导也是相同的。由此可得流过两管的电流  $i_1$ 、 $i_2$  分别为

$$\begin{aligned} i_1 &= g_1(t)u_{D1} = g_D K(\omega_2 t)(u_2 + u_1) \\ i_2 &= g_1(t)u_{D2} = g_D K(\omega_2 t)(u_2 - u_1) \end{aligned} \quad (5-26)$$

$i_1$ 、 $i_2$  在 T2 次级产生的电流分别为

$$\begin{aligned} i_{L1} &= \frac{N_1}{N_2} i_1 = i_1 \\ i_{L2} &= \frac{N_1}{N_2} i_2 = i_2 \end{aligned} \quad (5-27)$$

但两电流流过 T2 的方向相反,在 T2 中产生的磁通相消,故次级总电流  $i_L$  应为

$$i_L = i_{L1} - i_{L2} = i_1 - i_2 \quad (5-28)$$

将式 (5-36) 代入上式,有

$$i_L = 2g_D K(\omega_2 t) u_1 \quad (5-29)$$

考虑 , 代入上可得

$$\begin{aligned} i_L = & g_D U_{1m} \cos \omega_1 t + \frac{2}{\pi} g_D U_{1m} \cos(\omega_1 + \omega_2) t + \frac{2}{\pi} g_D U_{1m} \\ & \cos(\omega_2 - \omega_1) t - \frac{2}{3\pi} g_D U_{1m} \cos(\omega_1 + 3\omega_2) t - \frac{2}{3\pi} g_D U_{1m} \\ & \cos(\omega_1 - 3\omega_2) t \end{aligned} \quad (5-30)$$

当考虑 RL 的反映电阻对二极管电流的影响时 , 要用包含反映电阻的总电导来代替  $g_D$ 。如果 T2 次级所接负载为宽带电阻 , 则初级两端的反映电阻为  $4R_L$ 。对  $i_1$ 、 $i_2$  各支路的电阻为  $2R_L$ 。此时用总电导

$$g = \frac{1}{r_D + 2R_L} \quad u_{AB} = K(\omega_2 t) u_1 \quad (5-31)$$

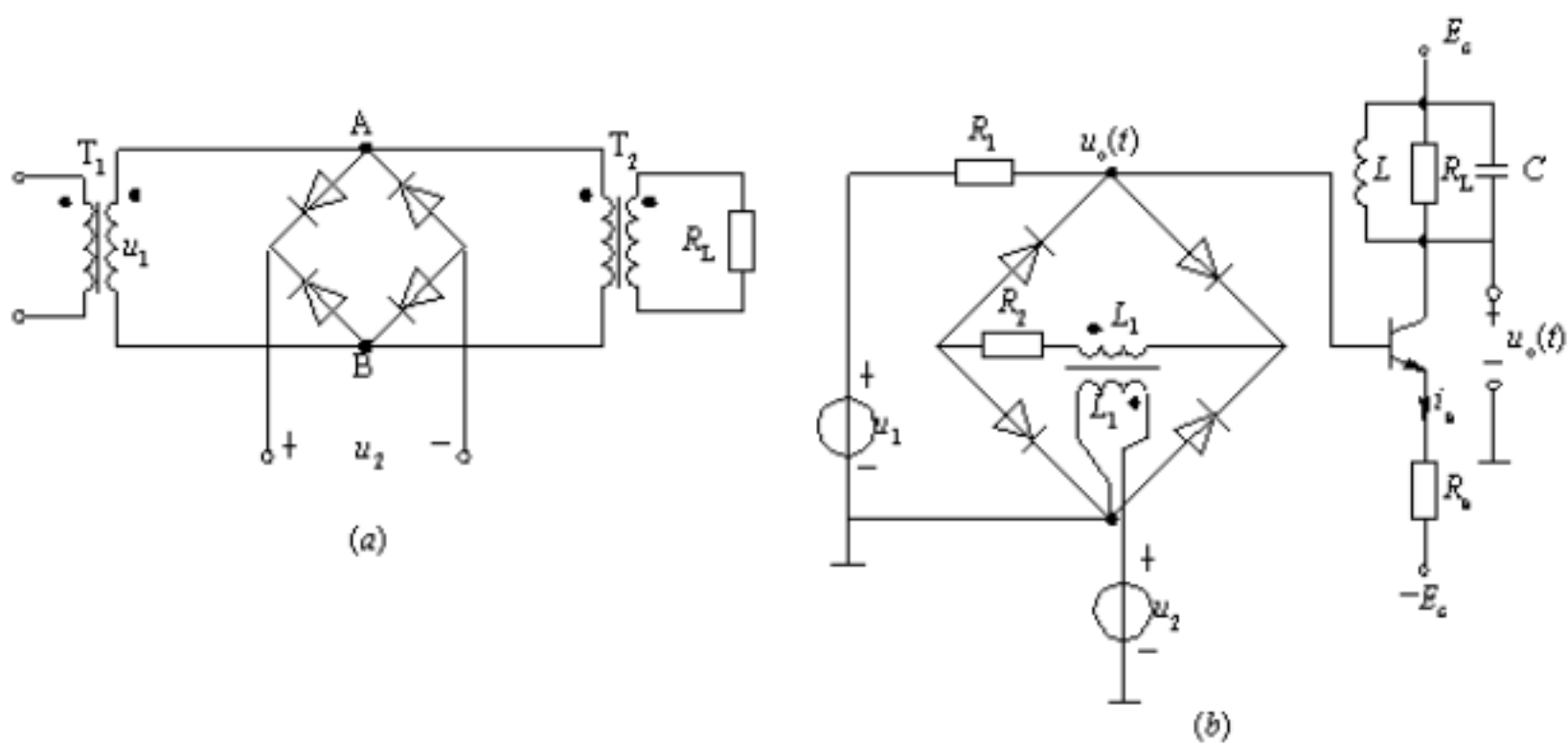


图 5 10 二极管桥式电路

### 三、二极管环形电路

#### 1 . 基本电路

图 5 11 (a ) 为二极管环形电路的基本电路。

与二极管平衡电路相比 , 只是多接了两只二极管 VD3 和 VD4, 四只二极管方向一致 , 组成一个环路 , 因此称为二极管环形电路。

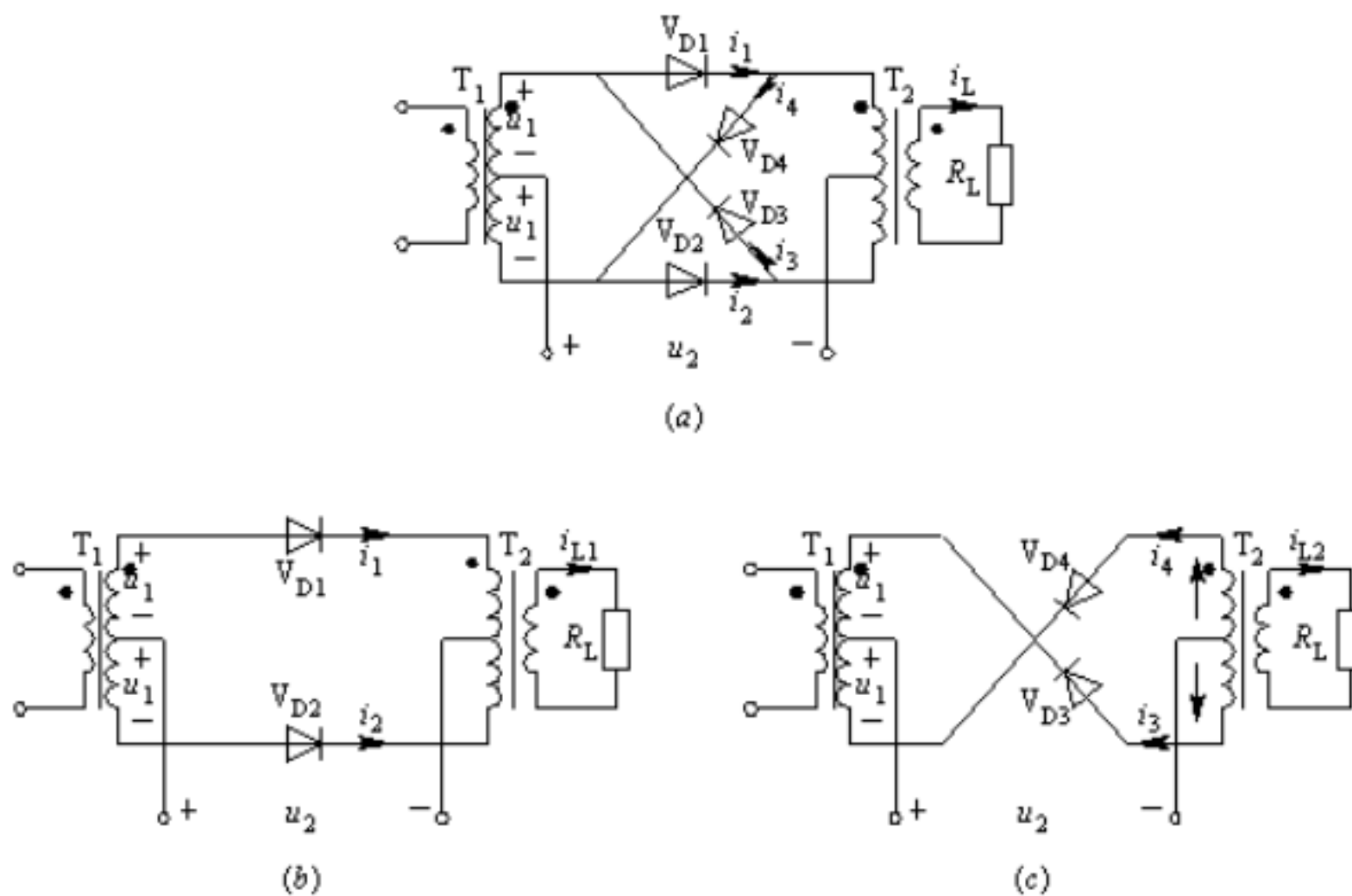


图 5 11 二极管环形电路

2

二极管环形电路的分析条件与单二极管电路和二极管平衡电路相同。平衡电路 1 与前面分析的电路完全相同。根据图 5 9 (a) 中电流的方向, 平衡电路 1 和 2 在负载  $R_L$  上产生的总电流为

$$i_L = i_{L1} + i_{L2} = (i_1 - i_2) + (i_3 - i_4) \quad (5 \quad 2)$$

$$i_{L2} = -2g_D K[\omega_2(t - \frac{T_2}{2})]u_1 = -2g_D K(\omega_2 t - \pi)u_1$$

$$i_L = 2g_D [K(\omega_2 t) - K(\omega_2 t - \pi)]u_1 = 2g_D K'(\omega_2 t)u_1 \quad (5-33)$$



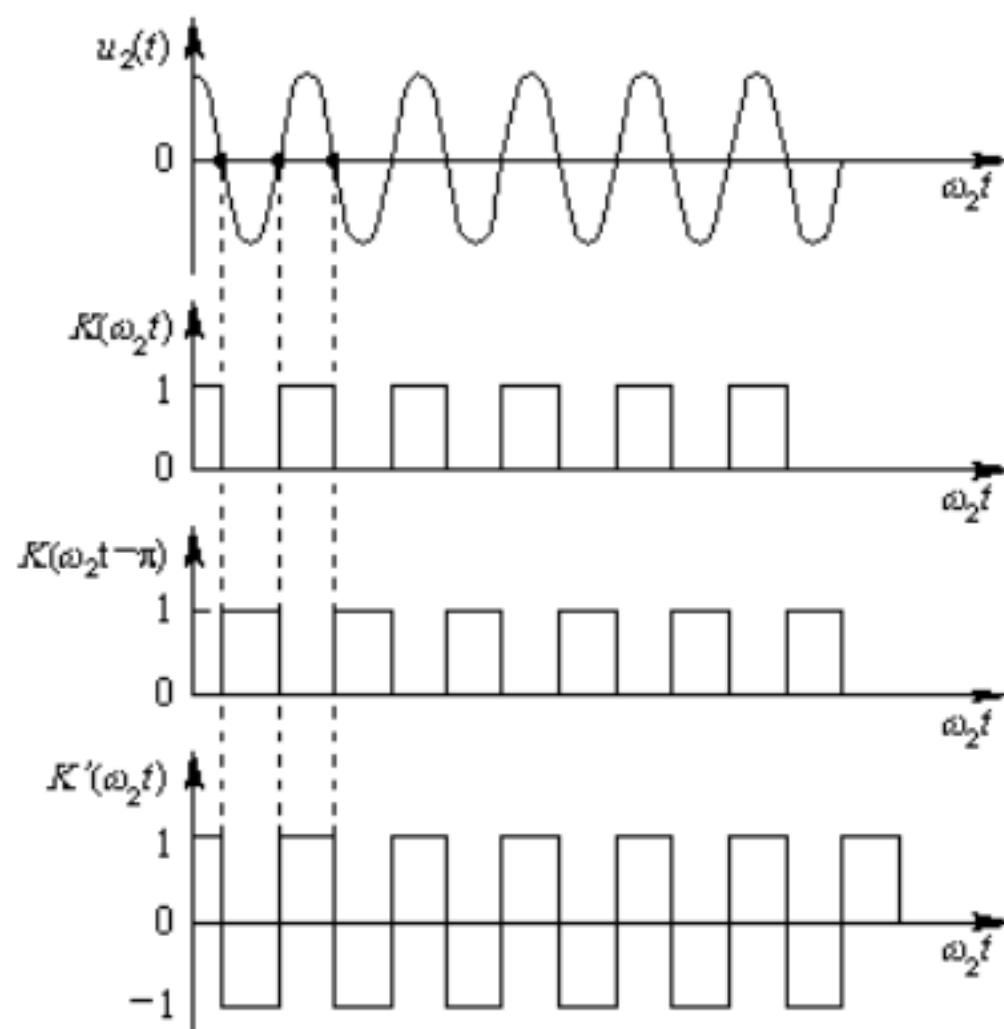


图 5 12环形电路的开关函数波形图

由此可见  $K(\omega_2 t)$ 、 $K(\omega_2 t - \pi)$  为单向开关函数,  $K'(\omega_2 t)$  为双向开关函数且有

$$K'(\omega_2 t) = K(\omega_2 t) - K(\omega_2 t - \pi) = \begin{cases} 1 & u_2 \geq 0 \\ -1 & u_2 < 0 \end{cases}$$

$$K(\omega_2 t) + K(\omega_2 t - \pi) = 1 \quad (5-34)$$

由此可得  $K(\omega_2 t)$ 、 $K'(\omega_2 t)$  的傅里叶级数

$$\begin{aligned}
K(\omega_2 t - \pi) &= 1 - K(\omega_2 t) \\
&= \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \cos \omega_2 t + \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_2 t - \frac{2}{5\pi} \cos 5\omega_2 t + \dots \\
&\quad + (-1)^n \frac{2}{(2n+1)\pi} \cos(2n+1)\omega_2 t + \dots \\
K'(\omega_2 t) &= \frac{4}{\pi} \cos \omega_2 t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_2 t + \frac{4}{5\pi} \cos 5\omega_2 t + \dots \\
&\quad + (-1)^{n+1} \frac{4}{(2n+1)\pi} \cos(2n+1)\omega_2 t + \dots
\end{aligned}$$

( 5-35 )

当  $u_1 = U_{1m} \cos \omega_1 t$  时,

$$\begin{aligned}
i_L &= \frac{4}{\pi} g_D U_{1m} \cos(\omega_1 + \omega_2)t + \frac{4}{\pi} g_D U_{1m} \\
&\quad \cos(\omega_2 - \omega_1)t - \frac{4}{3\pi} g_D U_{1m} \cos(\omega_1 + 3\omega_2)t - \frac{4}{3\pi} g_D U_{1m} \\
&\quad \cos(\omega_1 - 3\omega_2)t
\end{aligned}$$

( 5-36 )

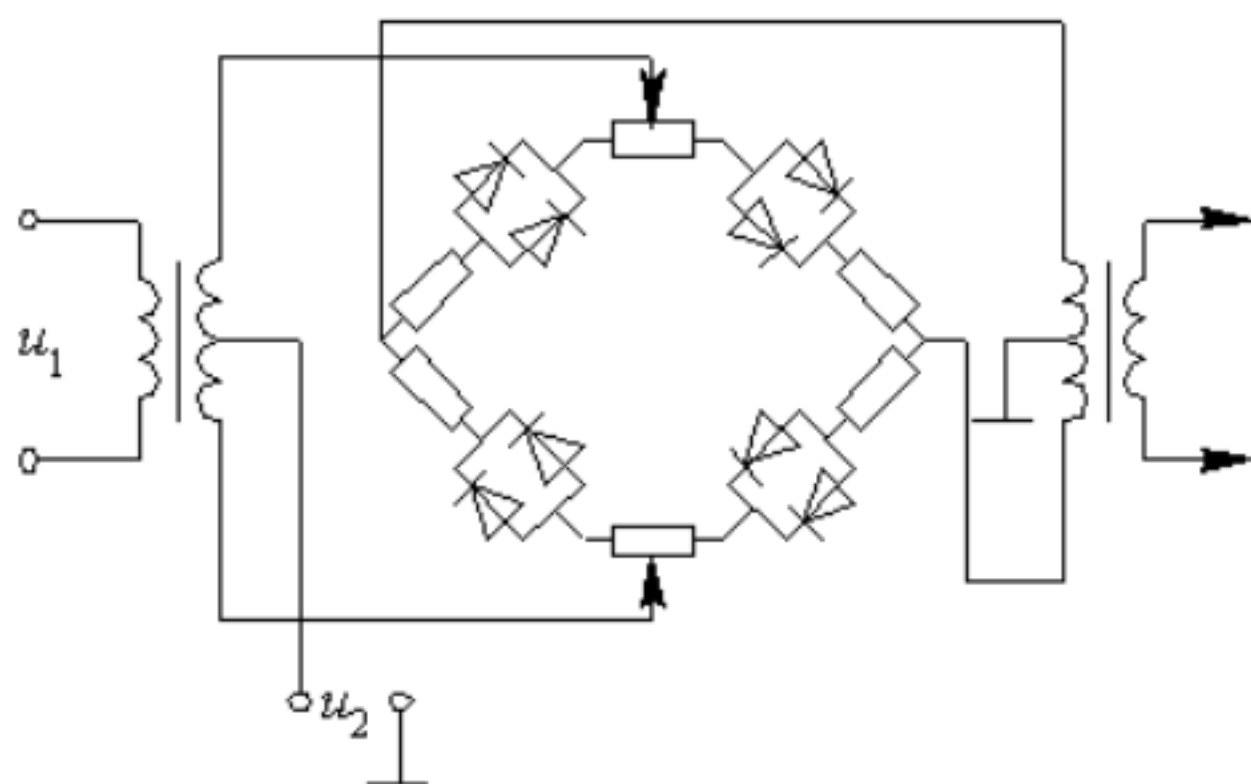


图 5 13实际的环形电路

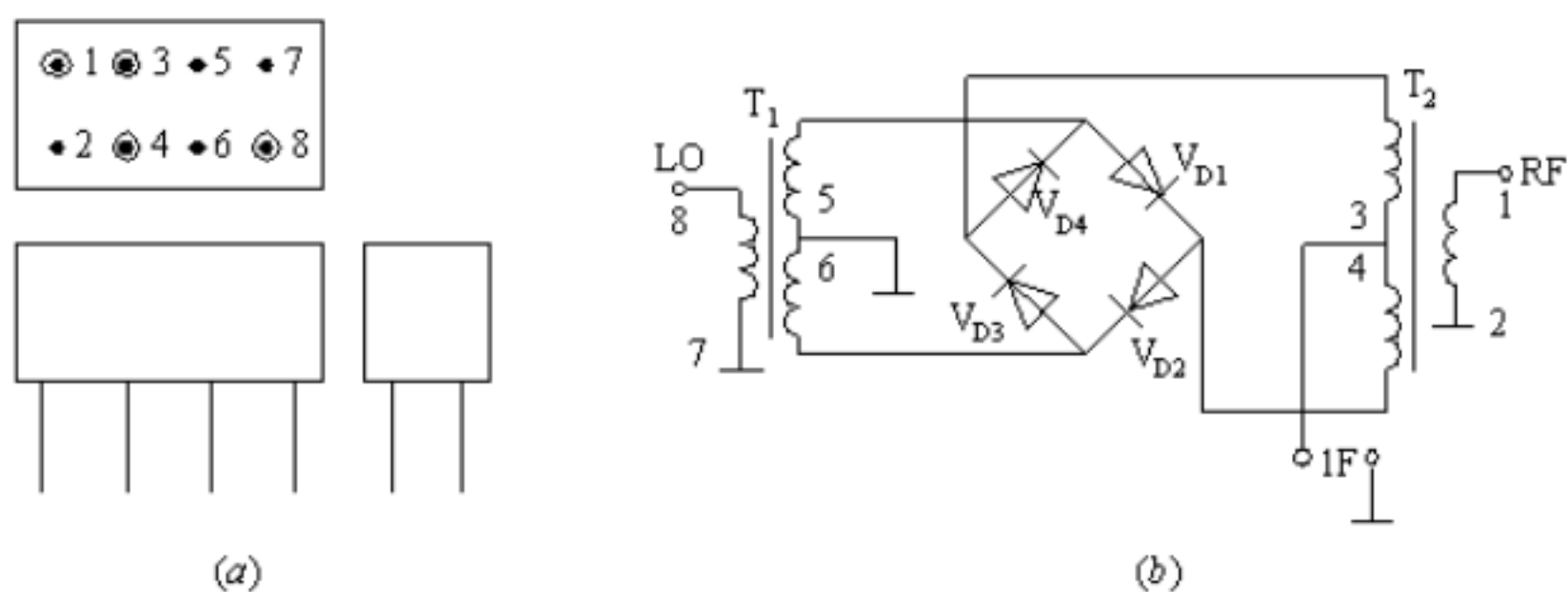


图 5 14 双平衡混频器组件的外壳和电原理图

### 第三节 高电平调幅电路

#### 一、 集电极调幅电路

1. 图 5-15 是集电极调幅原理电路。

低频调制信号  $u(t)$  与丙类放大器的直流电源

相串联，因此放大器的有效极电极电源电压 等于两

电压之和，它随调制信号变化而变化。图中的电容器是高频旁路电容，它的作用是避免高频电流通过调制变压器 B3 次级线圈以及电源，因此它对高频相当于短路，而对调制信号相当于开路。

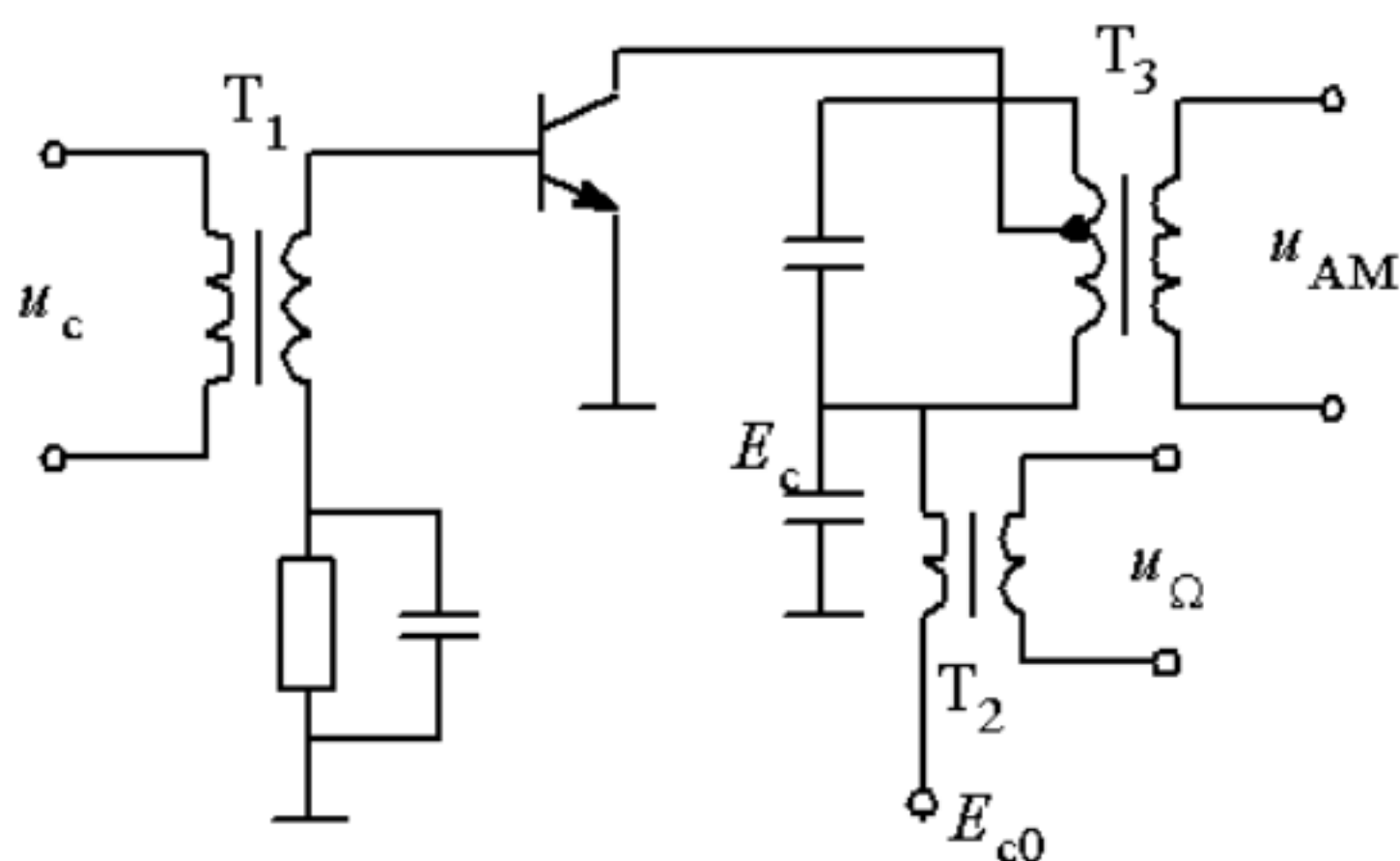


图 5-15 集电极调幅原理电路

对于丙类高频功率放大器，当基极偏置  $V_{bb}$ ，激励高频信号电压振幅  $U_{bm}$  和集电极有效回路阻抗  $R_p$  不变，只改变集电极有效电源电压时，集电极电流脉冲在欠压区可认为不变。而在过压区，集

电极电流脉冲幅度将随集电极电源电压变化而变化。因此集电极调幅必须工作在过压区。

## 2. 功率与效率分析

集电极调幅是高电平调幅，它只能产生普通调幅波。要求电路输出功率高、效率高。

设基极激励信号电压为

$$u_b = U_{bm} \cos \omega_c t \quad ( 5-37 )$$

则基极瞬时电压为

$$u_{be} = U_{bm} \cos \omega_c t + V_{bb} \quad ( 5-38 )$$

集电极调制信号电压为

$$u_{\Omega} = U_{\Omega m} \cos \Omega t \quad ( 5-39 )$$

则集电极有效电源电压为

$$V_{cc} = V_{cT} + U_{\Omega m} \cos \Omega t = V_{cT} (1 + m_a \cos \Omega t) \quad ( 5-40 )$$

上式中，调幅指数

$$m_a = U_{\Omega m} / V_{cT} \quad ( 5-41 )$$

在线性调幅时，有集电极有效电源 所提供的集电极电流的直流分量和集电极电流的基波分量与成正比，如图 5-16 所示

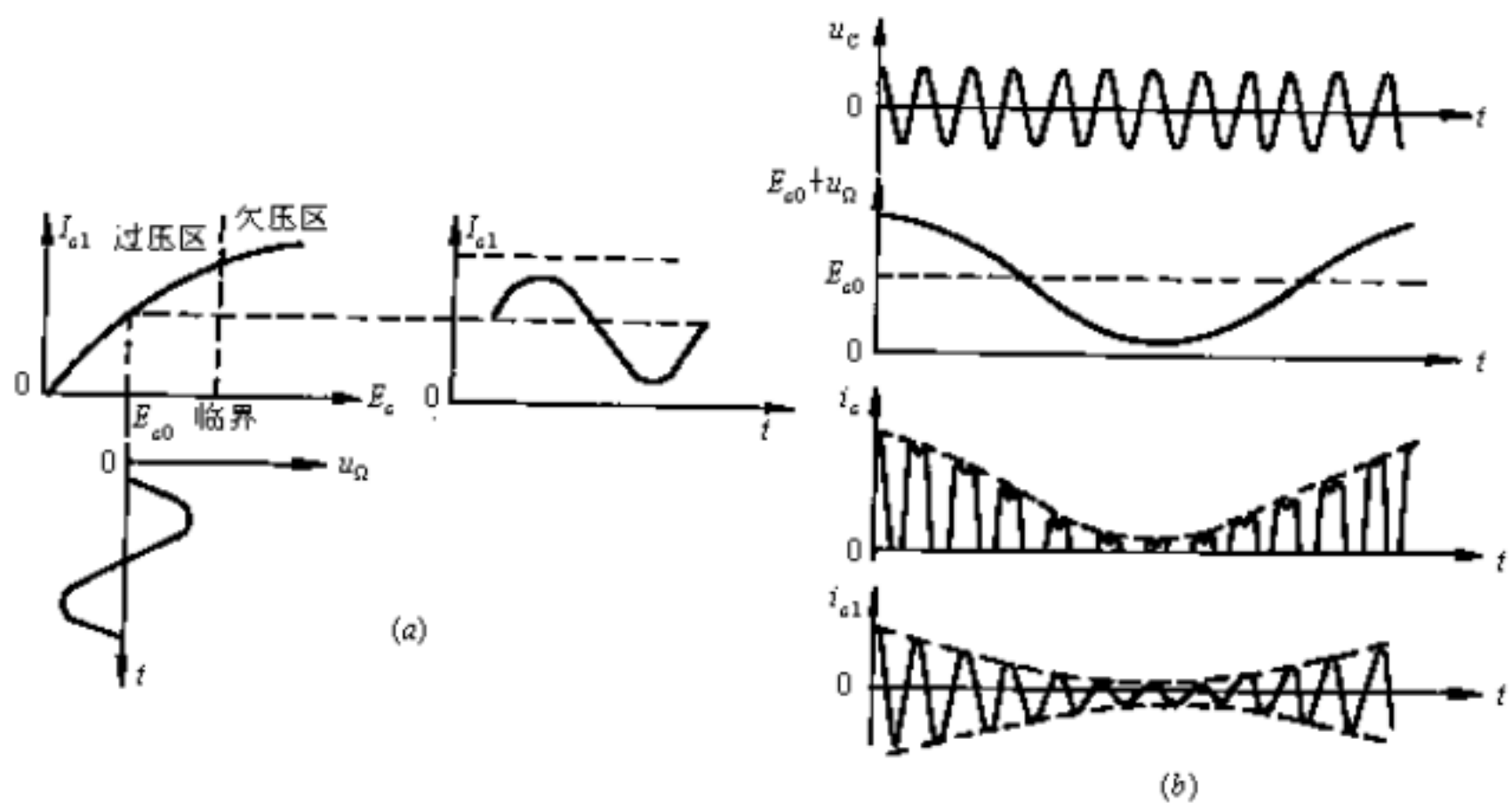


图 5-16

当

$$V_{cc} = V_{cT} + U_{\Omega m} \cos \Omega t = V_{cT} (1 + m_a \cos \Omega t) \quad (5-42)$$

时，则

$$\begin{aligned} I_{c0} &= I_{c0T} (1 + m_a \cos \Omega t) \\ I_{c1m} &= I_{c1T} (1 + m_a \cos \Omega t) \end{aligned} \quad (5-43)$$

在载波状态时， $u(t)=0$ 。此时

$$V_{cc} = V_{cT}, I_{c0} = I_{c0T}, I_{c1m} = I_{c1T} \quad ( 5-44 )$$

其对应的功率和效率为      直流电源输入功率

$$P_{\Sigma} = V_{cT} I_{c0T} \quad ( 5-45 )$$

载波输出功率为

$$P_{aT} = \frac{1}{2} I_{c1T}^2 R_f \quad ( 5-46 )$$

集电极损耗功率

$$P_{cT} = P_{\Sigma T} - P_{oT} \quad ( 5-47 )$$

$$\eta_{cT} = P_{oT} / P_{\Sigma T} \quad ( 5-48 )$$



当处于调幅波峰时，电流和电压都达到最大值：

$$\begin{aligned}V_{cc\max} &= V_{CT}(1 + m_a) \\I_{c0\max} &= I_{c0T}(1 + m_a) \\I_{c1T\max} &= I_{c1T}(1 + m_a)\end{aligned}\quad (5-49)$$

$V_{cc}$  供给被调放大器的总平均功率为

$V_{CT}$  所供给的平均功率为

## 二、 基极调幅电路

### 1. 原理

基本原理是利用丙类功率放大器在电源电压

$V_{cc}$ ，输入信号振幅  $U_{bm}$ ，谐振电阻  $R_p$  不变的条件下，在次压区改变  $v_{bb}$ ，其输出电流随  $v_{bb}$  变化这一特点来实现调幅的。

图 5-16 是基极调幅电路。图中  $C_1, C_3$  为高频旁路电容； $C_2$

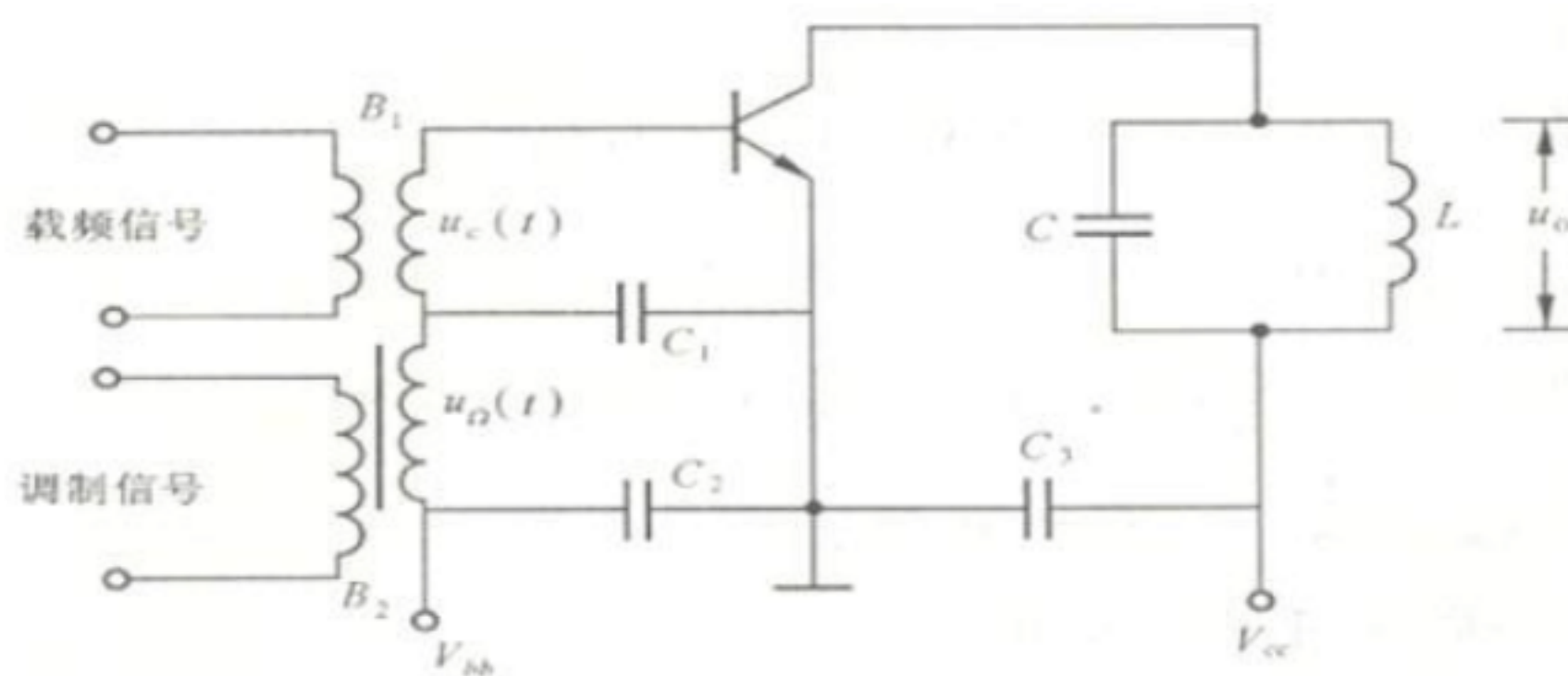


图 5-16 基极调幅电路

，通频带为  $2\Omega_{\max}$ 。

## 2. 线性段的特性分析

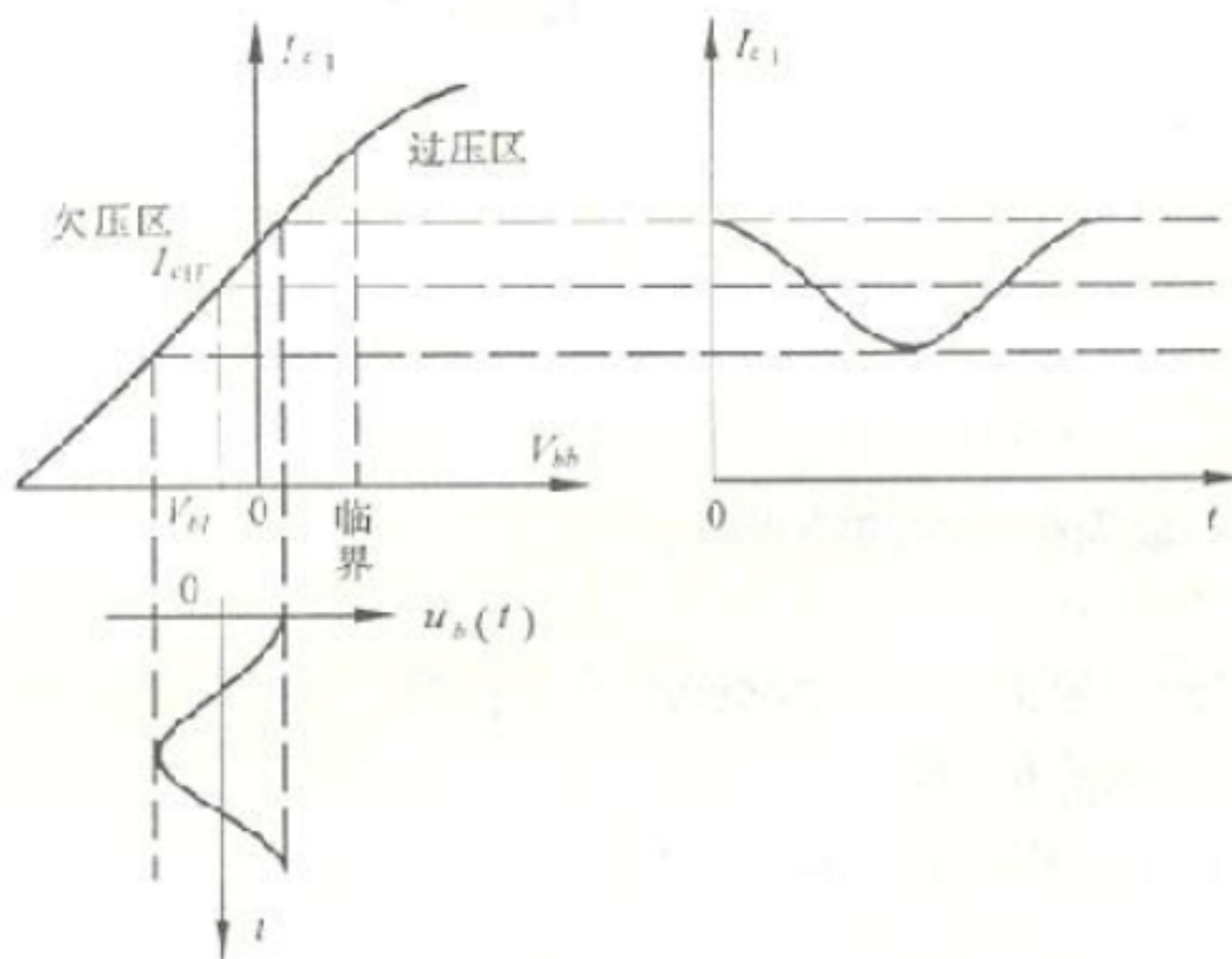


图 5-18 线形段的调幅特性

设在调制电压变化范围内， $I_{c1m}, I_{c0}, V_{bb}$  的关系是线形的，且调制信号为

则

$$\begin{aligned} V_{bb} &= V_{bT} + U_{\Omega m} \cos \Omega t = V_{bT} (1 + m_a \cos \Omega t) \\ I_{c0} &= I_{c0T} (1 + m_a \cos \Omega t) \\ I_{c1m} &= I_{c1T} (1 + m_a \cos \Omega t) \end{aligned} \quad (5-49)$$

其中

$$m_a = U_{\Omega m} / V_{bT} \quad (5-50)$$

在载波状下，

$$u_{\Omega}(t) = 0, V_{bb} = V_{bT}, I_{c0} = I_{c0T}, I_{c1m} = I_{c1T} \quad (5-51)$$

则载波状态的效率与功率为直流电源输入功率

$$P_{\Sigma} = P = V_{cc} I_{c0T} \quad (5-52)$$

载波输出功率为

$$P_{oT} = I_{c1T}^2 R_p \quad (5-53)$$

集电极损耗功率为

$$P_{cT} = P_{=T} - P_{oT} \quad (5-54)$$

集电极效率

$$\eta_{cT} = P_{oT} / P_{=T} \quad (5-55)$$

### 3. 集电极调幅的特点

- 1 ) 工作在欠压状态下
- 2 ) 载波功率和边频功率都由直流电源提供
- 3 ) 调制过程中效率是变化的

## 第四节 单边带信号的产生

调幅波所传送的信息是包含在两个边带内的，载波本身不包含任何信息。因此可以将载波抑制，并进一步再抑制一个边带，只让另一个边带发送出去。这样，仍具有传递信息的功能。这就是所谓单边带发送。单边带在载波电话和短波通信中占有重要的地位，获得了广泛的应用。

## 一、单边带通信的优点

单边带调幅波占有频谱宽度只有双边带调幅波的一半，占有频带窄，频带利用率高。它能节省功率，功率利用率高。在与普通调幅波总功率相等的情况下，接收端的信噪比明显提高，因而通信距离可大大增大。在短波传播过程中，不同频率的电波会产生不同的衰减和相移，引起接收信号的失真和不稳定。

## 二、边带信号的产生方法

在产生抑制载波的双边带信号的基础上，再去掉一个边带，只让一个边带发射，常用的方法是滤波法和移相法。滤波法实现的方框图如图 5-19 所示

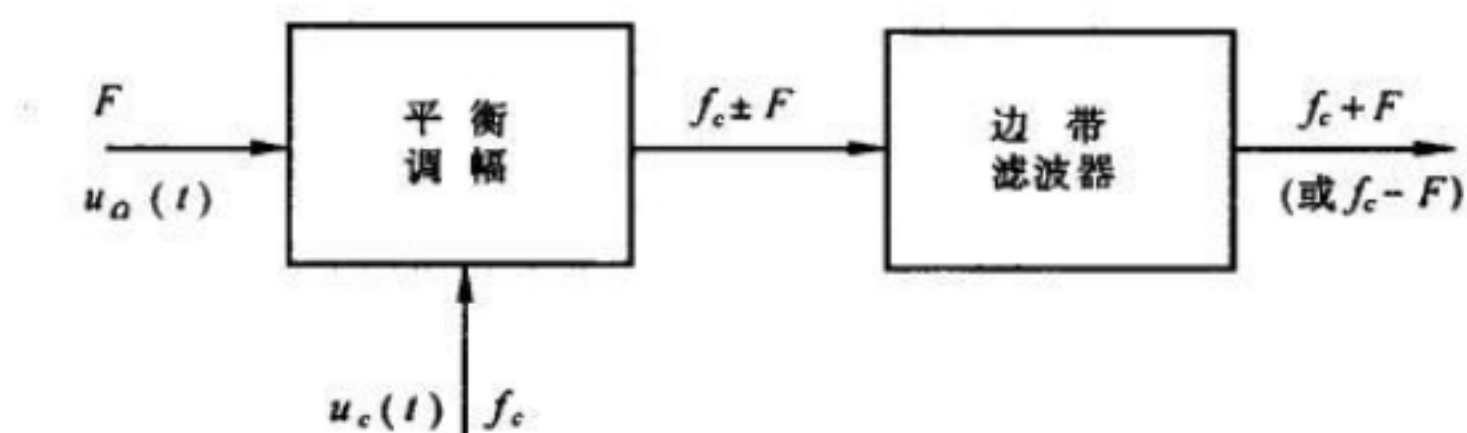


图 5-19

这种方法从原理上讲很简单，由平衡调幅电路加边带滤波器组成。另一种产生单边带信号的方法是利用移相器使不需要的边带互相抵消，但保留所需边带，称为移相法。