

第6章 振幅调制与解调及混频电路

学习目标

- (1) 掌握振幅调制、解调与混频的基本原理及实现模型。
- (2) 掌握非线性器件的相乘作用、线性时变工作状态及开关工作状态。
- (3) 理解二极管平衡相乘器和双差分对模拟相乘器的工作原理及其应用。
- (4) 了解低电平和高电平调幅基本概念及常用电路。
- (5) 理解二极管包络检波电路工作原理及性能特点，了解同步检波电路的组成及工作原理。
- (6) 了解常用混频电路工作原理及混频干扰的基本知识。

重、难点

- (1) 调幅电路组成模型、调幅信号表达式、波形及频谱图。
- (2) 非线性器件的相乘作用及相乘器工作原理。
- (3) 调幅常用电路工作原理。
- (4) 二极管包络检波电路工作原理。
- (5) 混频电路工作原理及混频干扰。

6.1 节 概述

6.1.1 调制

传输信息是人类生活的重要内容之一。传输信息的手段很多，利用无线电技术进行信息传输在这些手段中占有极重要的地位。无线电通信、广播、电视、导航、雷达、遥控遥测等等，都是利用无线电技术传输各种不同信息的方式。无线电通信传送语言、电码或其他信号；无线电广播传送语言、音乐等；电视传送图像、语言、音乐；导航是利用一定的无线电信号指引飞机或船舶安全航行，以保证它们能平安到达目的地；雷达是利用无线电信号的反射来测定某些目标（如飞机、船舶等）的方位；遥测遥控则是利用无线电技术来测量远处或运动体上的某些物理量，控制远处机件的运行等。在以上这些信息传递的过程中，都要用到调制（也称载波调制）与解调。

所谓调制，是指用调制信号去控制载波的参数，使载波的某一个或某几个参数按照调制信号的规律变化。即在传送信号的一方（发送端）将所要传送的信号（称为调制信号）“附加”在高频振荡上，再由天线发射出去。这里，调制信号是指来自信源的基带信号，频率一般较低，这些信号可以是模拟的，也可以是数字的。高频振荡波就是携带信号的“运

载工具”，所以也叫载波，即未受调制的周期性振荡信号，它可以是正弦波，也可以是非正弦波（如周期性脉冲序列）。而载波受调制后称为已调信号，它含有调制信号的全部特征。

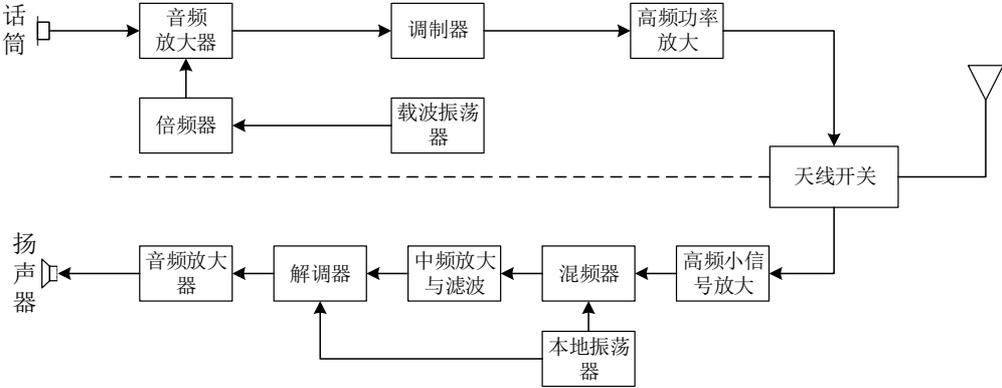


图 6.1.1 调幅发送及接收系统框图

在接收信号的一方（接收端）经过解调（反调制）的过程，把载波所携带的信号取出来，得到原有的信息。反调制过程也叫检波。调制与解调都是频谱变换的过程，必须用非线性元件才能完成。

那么，为什么一定要经过调制的过程？不能直接把信号发射出去吗？这里的关键问题是所要传送的信号频率或者太低（例如语言和音乐都限于音频范围内），或者频带很宽（例如电视信号频宽从 50Hz 至 6.5MHz）。这些都对直接采用电磁波的形式传送信号十分不利，原因是：

1) 在无线传输中，为了获得较高的辐射效率，天线的尺寸必须与发射信号的波长相比拟。而基带信号通常包含较低频率的分量，若直接发射，将使天线过长而难以实现。例如，天线长度一般应大于 1/4 波长。对于 3 000Hz 的基带信号，若直接发射则需要尺寸约为 25km 的天线。显然，这是无法实现的。但若通过调制，把基带信号的频谱搬至较高的频率上，就可以提高发射效率。

2) 为了使发射与接收效率高，在发射机与接收机方面都必须采用天线和谐振回路。但语言、音乐、图像信号等的频率变化范围很大，因此天线和谐振回路的参数应该在很宽范围内变化。显然，这又是难于做到的。

3) 如果直接发射音频信号，则发射机将工作于同一频率范围。这样，接收机将同时收到许多不同电台的节目，无法加以选择。而调制可以把多个基带信号分别搬移到不同的载频处，接收机可以调谐选择不同的电台。从而实现信道的多路复用，提高信道利用率和

抗干扰能力。因此，调制对通信系统的有效性和可靠性有着很大的影响和作用。

调制的方式有很多，常见调制方式及应用详见表 6.1.1。根据调制信号是模拟信号还是数字信号，载波是连续波还是脉冲序列，相应的调制方式有脉冲模拟调制、脉冲数字调制、连续波模拟调制和连续波数字调制等。脉冲波调制是先用信号来控制脉冲波的振幅、宽度、位置等，然后再用这个已调脉冲对载波进行调制。脉冲调制（数字调制）有脉幅、脉宽、脉位、脉冲编码调制等多种形式。本课程涉及的主要是以高频余弦信号作为载波的连续波幅度调制，又可细分为连续波模拟调制和连续波数字调制。

表 6.1.1 常见调制方式及应用

调制方式		用途举例	
连续波	模拟调制	常规双边带调幅 AM	广播
		双边带调幅 DSB	立体声广播
		单边带调幅 SSB	载波通信、无线电台、数据传输
		残留边带调幅 VSB	电视广播、数据传输、传真
		频率调制 FM	微波中继、卫星通信、广播
		相位调制 PM	中间调制方式
	数字调制	振幅键控 ASK	数据传输
		频移键控 FSK	数据传输
		相位键控 PSK、DPSK、QPSK	数据传输、数字微波、空间通信
		其他高效数字调制 QAM、MSK、GMSK	数字微波、空间通信
脉冲序列	脉冲模拟调制	脉冲调幅 PAM	中间调制方式、遥测
		脉宽调制 PDM (PWM)	中间调制方式
		脉位调制 PPM	遥测、光纤传输
	脉冲数字调制	脉码调制 PCM	市话、卫星、空间通信
		增量调制 DM (ΔM)	军用、民用数字电话
		差分脉码调制 DPCM	电视电话、图像编码
		其他语音编码方式 ADPCM	中速数字电话

6.1.2 幅度调制

连续波模拟调制是用模拟基带信号对高频余弦载波进行的调制，根据所控制的载波参数不同，有三种基本形式：用基带信号去改变高频载波信号的振幅，称为振幅调制，简称调幅，用符号 AM 表示；用基带信号去改变高频载波信号的频率或相位，则称为频率调制（简称调频，用符号 FM 表示）或相位调制（简称调相，用符号 PM 表示），统称角度调制。

本章主要介绍调幅，其典型信号波形及频谱如图 6.1.2 所示。可见，第一，时域中高频 AM 信号的振幅与调制信号成正比；其次，从频域的角度看调幅是将调制信号的频谱线性地搬移到载波频率的两侧，只要再线性地搬回，即可实现解调。所以，通过调制可以将要传送的基带信号不失真地变换到已调信号中，再在接收端将基带信号从已调信号中不失真地恢复出来（即解调），实现有效可靠的通信。

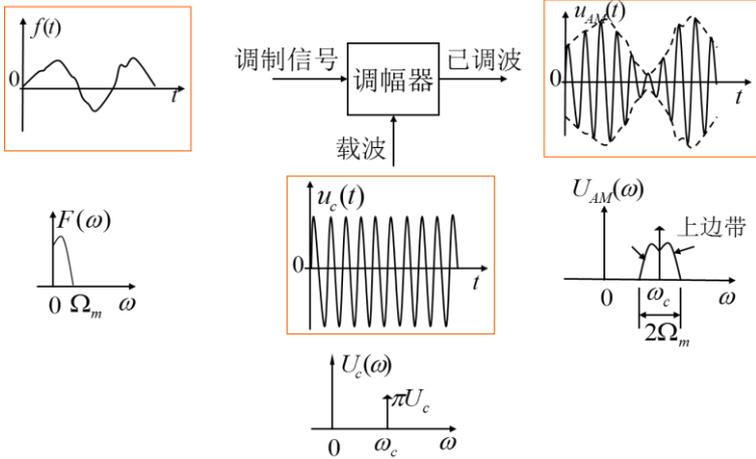


图 6.1.2 调幅系统框图

而连续波数字调制是用数字基带信号对高频余弦载波进行的调制，图 6.1.3(a)所示为数字基带信号，它是一个由矩形脉冲组成的脉冲序列，以零电位和正电位分别表示二进制数的 0 和 1 两个值。通常规定用一定的时间间隔内的信号表示 1 位二进制数字，这个时间间隔称为码元长度，用 T_s 表示，而在这样的时间间隔内的信号称为二进制码元，如图中的 1 码元和 0 码元。根据数字基带信号控制载波的参数不同，数字调制通常分为振幅键控(ASK)、相位键控(PSK，又称相移键控)和频率键控(FSK，又称频移键控)三种基本形式。本章涉及的振幅键控是载波振幅受基带信号控制，基带为高电平时有高频载波输出，低电平时没有载波输出，其波形如图 6.1.3(c)所示。

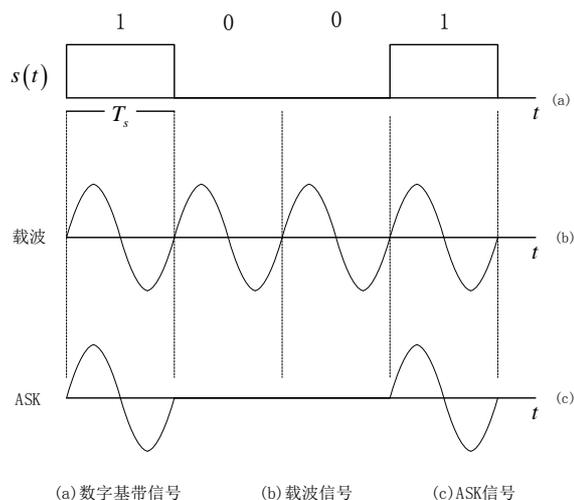


图 6.1.3 数字调制信号波形

实现调幅的方法，主要有以下几种：

1) 低电平调幅 (low-level AM) 是将调制和功放分开，调制在低电平级实现，然后经线性功率放大器的放大，达到一定的功率后再发送出去。由于调制在低电平级实现，所以低电平调幅电路的输出功率和效率不是主要问题，但要求要有良好的调制线性度，即要求调制电路的已调输出信号应不失真地反映输入低频调制信号的变化规律。目前这种调制方式应用比较普遍，属于这种类型的调制方法有：

(1) 平方律调幅 (square law AM)：利用电子器件的伏安特性曲线平方律部分的非线性作用进行调幅。

(2) 斩波调幅 (on-off AM)：将所要传送的音频信号按照载波频率来斩波，然后通过中心频率等于载波频率的带通滤波器滤波，取出调幅成分。

2) 高电平调幅 (high level AM) 是将调制和功放合二为一，调制过程在高电平级进行，通常是直接在丙类放大器中进行调制，调制后的信号不需再放大就可以直接发送出去。因而必须兼顾输出功率、效率、调制线性度等要求，主要优点是整机效率高，不需要效率低的线性功率放大器。许多广播发射机都采用这种调幅方式，属于这一类型的调制方法有：

- (1) 集电极（阳极）调幅。
- (2) 基极（控制栅极）调幅。

这部分具体内容将在 6.4 节中进行介绍。

6.1.3 检波

检波过程是一个解调过程，它与调制过程正相反。检波器的作用是从振幅受调制的高频信号中还原出原调制的信号。还原所得的信号，与高频调幅信号的包络变化规律一致，故又称为包络检波。

检波器输入信号和输出信号的波形关系，如图 6.1.4 所示。

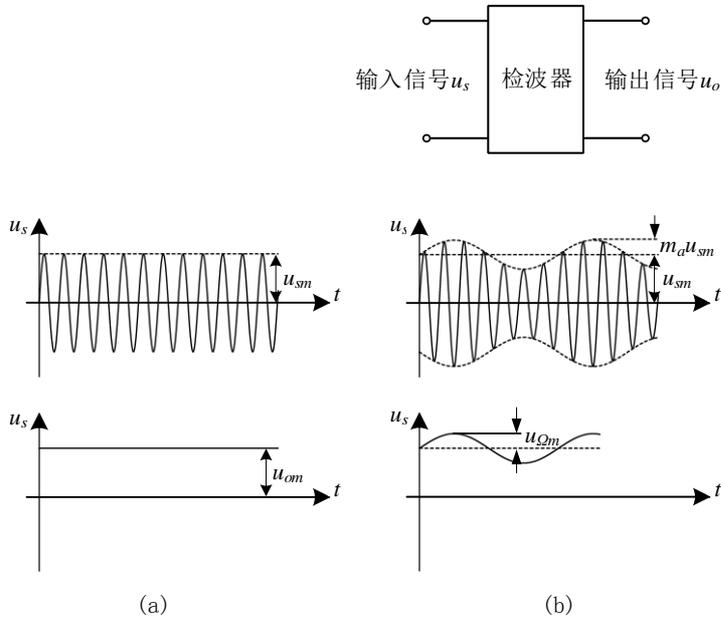


图 6.1.4 检波系统框图

假如输入信号是高频等幅波，则输出就是直流电压，如图 6.1.4 (a) 所示。这是检波器的一种特殊情况，在测量仪器中应用较多。例如，某些高频伏特计的探头就采用这种检波原理。

若输入信号是调幅波，则输出就是原调制信号。图 6.1.4 (b) 表示正弦调制信号的情况。这种情况应用最广泛，如各种连续波工作的调幅接收机的检波器即属此类。

由频谱来看，检波就是将调幅信号频谱由高频搬移到低频，如图 6.1.5 所示（此图为单音频调制的情况）。检波过程也是要应用非线性器件进行频率变换，首先产生许多新频率，然后通过滤波器，滤除无用频率分量，取出所需要的原调制信号。

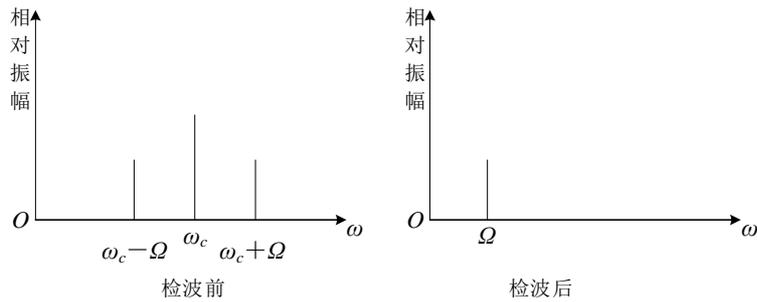


图 6.1.5 检波前后频谱关系图

综上所述，一个检波器需由三个重要部分组成：

- 1) 高频信号输入电路。
 - 2) 非线性器件。通常用工作于非线性状态的二极管或晶体管。
 - 3) 低通滤波器。通常用 RC 电路，取出原调制频率分量，滤除高频分量。
- 检波器的组成如图 6.1.6 所示。

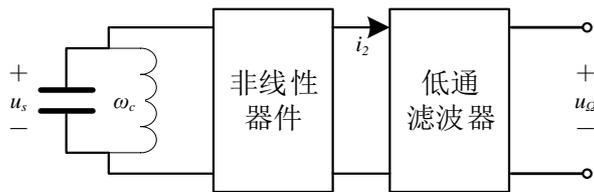


图 6.1.6 检波器模型

检波器根据所用器件的不同，可分为二极管检波器和三极管检波器。前者又可分为串联式和并联式。根据信号大小的不同，可分为小信号检波器和大信号检波器。根据信号特点的不同，可分为连续波检波器和脉冲检波器。根据工作特点的不同，又可分为包络检波器。同步检波器等。本章主要讨论连续波串联式二极管大信号包络检波器，对其他检波器仅作一般性叙述。

6.1.4 混频

混频又称变频，广泛应用于通信及其它电子设备中，其作用是将高频信号经过频率变换，变为一个固定的频率。这种频率变换通常是将已调高频信号的载波频率从高频变为中频，同时必须保持调制规律（调制类型、调制参数等）不变。具有这种作用的电路称为混频电路或变频电路，亦称混频器（mixer）或变频器（converter）。

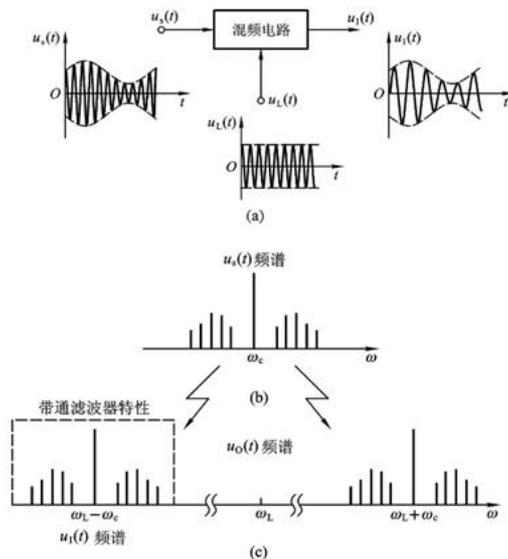


图 6.1.7 混频电路的作用、波形及频谱关系

混频电路作用示意图如图 6.1.7 所示。图中， $u_s(t)$ 为载频是 f_c 的普通调幅信号， $u_L(t)$ 为本振电压信号，由本地振荡器产生的、频率为 f_L 的等幅余弦信号电压，混频电路输出电压 $u_1(t)$ 是载频为 f_1 的已调信号电压，通常将 $u_1(t)$ 称为中频信号。

混频电路输出的中频频率可取输入信号频率 f_c 与本振频率 f_L 的和频或差频，即

$$f_1 = f_c + f_L$$

$$\text{或 } f_1 = |f_c - f_L| \quad (6.1.1)$$

$f_1 > f_c$ 的混频称为上混频器， $f_1 < f_c$ 的混频称为下混频器。调幅广播收音机一般采用中频 $f_1 = f_L - f_c$ 。它的中频规定为 465kHz。

从频谱观点来看，混频的作用就是将已调波的频谱不失真地从 f_c 搬移到中频 f_1 的位置上，因此，混频电路也是一种典型的频谱线性搬移电路。

目前高质量的通信设备中广泛采用二极管环形混频器和双差分对模拟相乘器，而在早期通信设备中几乎都采用单管三极管混频电路。近年来随着半导体器件制造工艺的发展，使性能优越的超高频三极管大批出品，从而使电路简单、变频增益高的三极管混频器又重新出现在现代通信机电路中。

综上，振幅调制、解调及混频电路均属于频谱线性搬移电路，它们的作用是将输入信号频谱沿频率轴进行不失真的搬移。由于这种搬移是线性的，因此振幅调制通常又称为线性调制。但应注意，这里的“线性”并不意味着已调信号与调制信号之间符合线性变换关系。

事实上，任何调制过程是一种非线性的变换过程。

属于频谱非线性变换电路的有角度调制与解调电路，它们的作用是将输入信号频谱进行特定的非线性变换。

本章只讨论频谱线性搬移电路（频谱非线性变换电路将在第七章介绍），先重点讨论振幅调制的基本原理、非线性器件的相乘作用和相乘器电路，然后介绍常用的振幅调制电路、解调电路，最后介绍混频原理、电路及混频干扰。

6.2 节 振幅调制的基本原理

本节对振幅调制的作用原理进行分析，以便找出实现频谱线性搬移的一般方法。振幅调制简称调幅，调幅有普通调幅（AM: Amplitude Modulation）、抑制载波的双边带调幅（DSB: Double Sideband Modulation）、单边带调幅（SSB: Single Sideband Modulation）和残留边带调幅（VSB: Vestigial Sideband Amplitude Modulation）等，其中普通调幅信号是基本的，其他调幅信号都是由它演变而来的。

我们已经知道，调幅就是使载波的振幅随调制信号的变化规律而变化。例如，图 6.2.2 就是当调制信号为单频正弦波形时（正弦函数与余弦函数的性质相同，因此所表示的波形可统称为正弦波，不必加以区别），调幅波的形成过程。由图可以看出，调幅波是载波振幅按照调制信号的大小成线性变化的高频振荡。它的载波频率维持不变，也就是说，每一个高频波的周期是相等的，因而波形的疏密程度均匀一致，与未调制时的载波波形疏密程度相同。在无失真调幅时，已调波的包络线波形应当与调制信号的波形完全相似。

应该说明，通常所要传送的信号（如语言、音乐等）的波形是很复杂的，包含了许多频率成分。但为了简化分析手续，在以后分析调制时，可以认为信号是单频正弦波形。因为复杂的信号可以分解为许多正弦波分量，因此，只要已调波能够同时包含许多不同调制频率的正弦调制信号，那么复杂的调制信号也就如实地被传送出去了。图 6.2.4 是非正弦波复杂信号调制的例子。

6.2.1 普通调幅 AM

一、调幅信号表达式与频谱

1、AM 调制模型

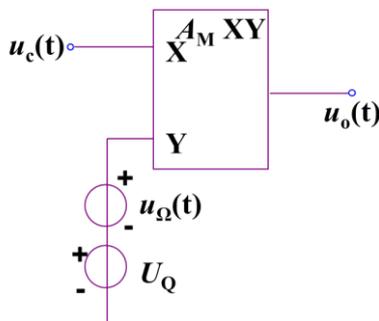


图 6.2.1 AM 调制模型

图 6.2.1 所示为普通 AM 调制电路组成模型，它由相加器和理想相乘器组成。相乘器是一种完成两个信号相乘功能的电路或器件， A_M 为相乘器的乘积系数，单位为 $1/V$ 。

图中的理想相乘器, A_M 为常数, 其输出电压与两个输入电压同一时刻瞬时值的乘积成正比, 而且输入电压的波形、幅度、极性和频率可以是任意的。而 U_Q 为一直流电压, 相加器增益系数为 1。可见, 调制信号 $u_\Omega(t)$ 与直流电压 U_Q 叠加后与载波 $u_c(t)$ 相乘, 因此可得电路输出电压。

设载波信号为

$$u_c(t) = U_{cm} \cos \omega_c t = U_{cm} \cos(2\pi f_c t) \quad (6.2.1)$$

式中, $\omega_c = 2\pi f_c$ 为载波角频率, f_c 为载波频率。 $u_c(t)$ 波形如图 6.2.1 (a) 所示。

因此可得电路输出的调幅信号表达式为

$$\begin{aligned} u_{AM}(t) &= A_M [U_Q + u_\Omega(t)] U_{cm} \cos(\omega_c t) \\ &= [A_M U_Q U_{cm} + A_M U_{cm} u_\Omega(t)] \cos(\omega_c t) \\ &= [U_{m0} + k_a u_\Omega(t)] \cos(\omega_c t) \end{aligned} \quad (6.2.2)$$

式中, $U_{m0} = A_M U_Q U_{cm}$, 为相乘器载波输出电压的振幅 (参数选取合适时, 后续可取 $U_{m0} = U_{cm}$); $k_a = A_M U_{cm}$, 为相乘器和输入载波决定的比例常数。

将调幅波振幅的变化规律, 即 $U_{m0} + k_a u_\Omega(t)$ 称为调幅波的包络。可见, 调幅信号是一个高频振荡, 但其振幅在载波振幅上、下按调制信号的规律变化, 因此调幅信号携带了原调制信号的信息。

二、单频调制

为简化分析手续起见, 假定调制信号是单频简谐振荡, 其表示式为

$$u_\Omega(t) = U_{\Omega m} \cos \Omega t = U_{\Omega m} \cos(2\pi F t) \quad (6.2.3)$$

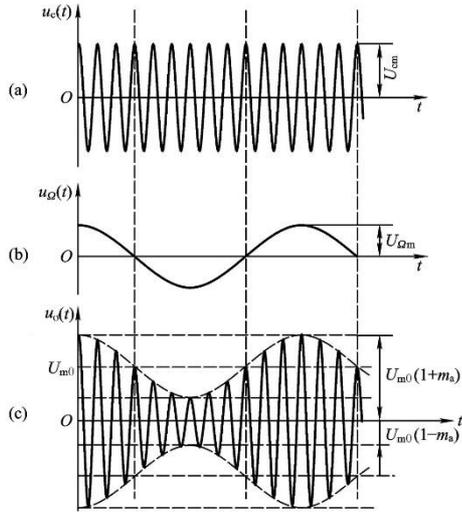
式中, $\Omega = 2\pi F$, 为调制信号角频率; F 为调制信号频率, 通常 $F = f_c$ 。

如果用它来对载波进行调幅, 那么, 由 (6.2.2) 可得

$$\begin{aligned} u_{AM}(t) &= [U_{m0} + k_a U_{\Omega m} \cos(\Omega t)] \cos(\omega_c t) \\ &= U_{m0} [1 + m_a \cos(\Omega t)] \cos(\omega_c t) \end{aligned} \quad (6.2.4)$$

式中, $m_a = \frac{k_a U_{\Omega m}}{U_{m0}} = \frac{U_{\Omega m}}{U_Q}$ 叫做调幅指数 (Amplitude Modulation Factor) 或调幅度,

它通常以百分数来表示。式 (6.2.4) 所表示的调幅波形见图 6.2.2。



(a) 载波 (b) 调制信号 (c) 调幅信号

图 6.2.2 调幅波的形成 (单频调制)

由图可知

$$m_a = \frac{\frac{1}{2}(u_{AM \max} - u_{AM \min})}{U_{m0}} = \frac{u_{AM \max} - U_{m0}}{U_{m0}} = \frac{U_{m0} - u_{AM \min}}{U_{m0}} \quad (6.2.5)$$

它表示输出载波振幅受调制信号控制的程度。 m_a 越大, 调幅波幅度的变化越大。 m_a 的数值范围可自 0 (未调幅) 至 1 (百分之百调幅), 它的值绝对不应超过 1。因为如果 $m_a > 1$, 那么, 将有一段时间振幅为零, 这时已调波的包络产生了严重的失真。这种情形叫做过量调幅 (over modulation)。这样的已调波经过检波后, 不能恢复原来调制信号的波形, 而且它所占据的频带较宽, 将会对其他电台产生干扰。因此, 过量调幅必须尽量避免, 要求 $m_a \leq 1$ 。

由图 6.2.2(c) 可知, 调幅波不是一个简单的正弦波形。在最简单的正弦波调制情况下, 调幅波表达式为 (6.2.4)。将此式按三角函数关系展开, 得

$$\begin{aligned} u_{AM}(t) &= U_{m0} \cos(\omega_c t) + U_{m0} m_a \cos(\Omega t) \cos(\omega_c t) \\ &= U_{m0} \cos(\omega_c t) + \frac{1}{2} m_a U_{m0} \cos(\omega_c + \Omega)t + \frac{1}{2} m_a U_{m0} \cos(\omega_c - \Omega)t \end{aligned} \quad (6.2.6)$$

式 (6.2.6) 说明, 由正弦波调制的调幅波是由三个不同频率的正弦波组成的: 第一项为未调幅的载波; 第二项的频率等于载波频率与调制频率之和, 故称为上边频 (upper sideband)(高旁频); 第三项的频率等于载波频率与调制频率之差, 叫做下边频 (lower sideband) (低旁频)。后两个频率显然是由于调制产生的新频率。把这三组正弦波的相对振幅与频率的关系画出来, 就得到如图 6.2.3 所示的频谱图。由于 m_a 的最大值只能等于 1, 因此边频振幅的最大值不能超过载波振幅的二分之一。

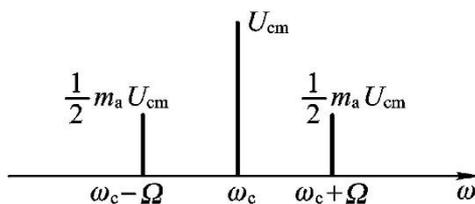


图 6.2.3 单频调制时的调幅波频谱

显然，载波并不含有任何有用的信息，要传送的信息只包含于边频之中。边频的振幅反映了调制信号幅度的大小，边频的频率虽属于高频范畴，但反映了调制信号频率的高低。由图 6.2.3 可见，单频调制时其调幅信号的频带宽度为调制信号频率的两倍，即

$$BW = 2F \quad (6.2.7)$$

三、复杂信号调制

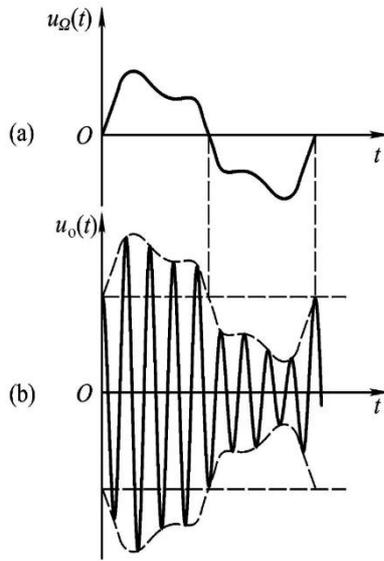
以上讨论的是一个单音信号对载波进行调幅的最简单情形，这时只产生两个边频。实际上，通常的调制信号是比较复杂的，含有许多频率，因此由它所产生的调幅波中的上边频和下边频都不再只是一个，而是许多个，组成所谓上边带与下边带。例如，设调制信号为

$$u_{\Omega}(t) = U_{\Omega m1} \cos(\Omega_1 t) + U_{\Omega m2} \cos(\Omega_2 t) + \cdots + U_{\Omega mn} \cos(\Omega_n t) \quad (6.2.8)$$

根据式 (6.2.3) 的同样方法，可得到相应的调幅波方程式为

$$\begin{aligned} u_{AM}(t) &= [U_{m0} + k_a u_{\Omega}(t)] \cos(\omega_c t) \\ &= U_{m0} [1 + m_{a1} \cos(\Omega_1 t) + m_{a2} \cos(\Omega_2 t) + \cdots + m_{an} \cos(\Omega_n t)] \cos(\omega_c t) \\ &= U_{m0} \cos(\omega_c t) + \frac{1}{2} m_{a1} U_{m0} [\cos(\omega_c + \Omega_1)t + \cos(\omega_c - \Omega_1)t] \\ &\quad + \frac{1}{2} m_{a2} U_{m0} [\cos(\omega_c + \Omega_2)t + \cos(\omega_c - \Omega_2)t] + \cdots \\ &\quad + \frac{1}{2} m_{an} U_{m0} [\cos(\omega_c + \Omega_n)t + \cos(\omega_c - \Omega_n)t] \end{aligned} \quad (6.2.9)$$

式中， $m_{an} = \frac{k_a U_{\Omega mn}}{U_{m0}}$ 。由于复杂调制信号的各个低频分量的振幅不等，因为有不同的各调幅系数。



(a) 调制信号 (b) 调幅信号

图 6.2.4 复杂信号调制的调幅信号波形

以上讨论可用图 6.2.5 所示的频谱图来表示。调制后对每一个频率分量都产生一对边频，形成关于载频对称的上、下边带。上边带和下边带频谱分量的相对大小及间距均与调制信号的频谱相同，仅下边带频谱倒置而已。显然可知，调幅过程实际上是一种频率搬移过程。经过调制后，调制信号的频谱被不失真的搬到载频附近，成为上边带与下边带。

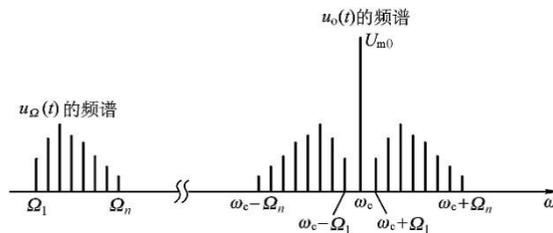


图 6.2.5 复杂信号调幅的频谱

由上面的讨论可知，调幅波所占的频带宽度等于调制信号最高频率的 2 倍。例如，设最高调制频率为 5 000Hz，则调幅波的带宽即为 10 000Hz。为了避免电台之间互相干扰，对不同频段与不同用途的电台所占频带宽度都有严格的规定。例如，过去广播电台允许占用的频带宽度为 10kHz。自 1978 年 11 月 23 日起，我国厂播电台所充许占用的带宽已改为 9kHz，亦即最高调制频率限在 4 500Hz 以内。

在复杂信号调制时，可知，调幅波峰值与谷值对于载波值可能是不对称的。这时应对它的调幅度重新定义如下：

$$\text{峰值调幅度} \quad m_{a.上} = \frac{u_{AMmax} - U_{m0}}{U_{m0}} \quad (6.2.10)$$

$$\text{谷值调幅度} \quad m_{a\downarrow} = \frac{U_{m0} - u_{AM\min}}{U_{m0}} \quad (6.2.11)$$

四、调幅信号的功率关系

现在讨论调幅波中的功率关系。如果将式(6.2.6)所代表的调幅波电源输送功率至电阻 R_L 上, 则载波与两个边频将分别给出如下的功率:

$$\text{载波功率} \quad P_c = \frac{1}{2} \frac{U_{m0}^2}{R_L} \quad (6.2.12)$$

$$\text{每个边频功率} \quad P_{SB1} = P_{SB2} = \frac{1}{2} \frac{(\frac{1}{2} m_a U_{m0})^2}{R_L} = \frac{1}{8} \frac{m_a^2 U_{m0}^2}{R_L} = \frac{1}{4} m_a^2 P_c \quad (6.2.13)$$

于是调幅波的平均输出总功率(在调制信号一周期内)为

$$P_{AV} = P_c + P_{SB1} + P_{SB2} = P_c (1 + \frac{m_a^2}{2}) \quad (6.2.14)$$

在未调幅时, $m_a=0$, $P_{AV} = P_c$; 在 100% 调幅时, $m_a=1$, $P_{AV} = 1.5P_c$ 。

由此可知, 调幅波的输出功率随 m_a 的增大而增加。它所增加的部分就是两个边频所产生的功率 $\frac{m_a^2}{2} P_c$ 。由于信号包含在边频带内, 因此在调幅制中应尽可能地提高 m_a 的值,

以增强边带功率, 提高传输信号的能力。但在实际传送语言或音乐时, 平均调幅度往往是很小的。假如声音最强时, 能使 m_a 达到 100%, 那么声音最弱时, m_a 就可能比 10% 还要小。因此, 平均调幅度大约只有 20%~30%。这样, 发射机的实际有用信号功率就很小, 因而整机效率低。这可以说是调幅本身所固有的缺点。

载波本身并不包含信号, 但它的功率却占整个调幅波功率的绝大部分。例如, 当 $m_a=100\%$ 时, $P_c = \frac{2}{3} P_{AV}$; 而当 $m_a=50\%$ 时, $P_c = \frac{8}{9} P_{AV}$ 。从信息传递的观点来看, 这一部分载波功率是没有用的。为了传递信息, 只要有包含信号的边带就够了, 这样可以把载波功率节省下来。这种调幅信号称为抑制载波的双边带调幅信号, 用 DSB 表示。还可以进一步把载波功率和另一个边带的功率都节省下来, 只要有一个包含信号的边带就够了。同时还能节省 50% 的频带宽度(这是最主要的优点)。这种传送信号的方式叫做单边带调幅 SSB。稍后将具体讨论这一问题。单边带调制所需要的收发设备都比较复杂, 只适合在远距离通信系统或载波电话中使用。普通调幅设备简单, 特别是解调更简单, 便于接收, 所以通常的无线电广播仍是将两个边带和载波都发射出去, 以简化千家万户所使用的收音机电路, 降低它们的造价。

例 6.2.1 已知:

$u_{AM}(t) = [4\cos(2\pi \times 10^6 t) + 1.2\cos(2\pi \times 1005 \times 10^3 t) + 4\cos(2\pi \times 995 \times 10^3 t)]V$, 试画出该调幅信号的频谱和波形图, 并求出频带宽度和调幅系数; 若已知 $R_L=1\Omega$, 试求该调幅信号的载波功率、边频功率和调幅信号在调制信号一周期内的平均功率。

解: (1) 画频谱和波形图, 求 BW 和 m_a 。

由调幅信号表示式可得载波振幅 $U_{cm} = 4V$ 、频率 $f_c = 1000kHz$ 、边频振幅

$\frac{1}{2} m_a U_{cm} = 1.2V$ 、上边频 $f_c + F = 1005kHz$ 、下边频 $f_c - F = 995kHz$, 因此可画出频谱图如图 6.2.7 (a) 所示, 并由此求得调制信号频率

$$F = 1005 - 1000 = 5kHz$$

调幅信号的频带宽度 BW 为

$$BW = 2F = (1005 - 995) \text{ kHz} = 10 \text{ kHz}$$

由 $\frac{1}{2} m_a U_{cm} = 1.2 \text{ V}$ ，可求得调幅系数 m_a 为

$$m_a = \frac{1.2 \times 2}{U_{cm}} = \frac{2.4}{4} = 0.6$$

将调幅信号表达式各项合并后写成

$$u_{AM}(t) = 4 \left[1 + 0.6 \cos(2\pi \times 5 \times 10^3 t) \right] \cos(2\pi \times 10^6 t) \text{ V}$$

由此可得调幅信号的最大振幅 $U_{m\max} = 4 \diamond 1 + 0.6 \diamond V = 6.4 \text{ V}$ ，最小振幅 $U_{m\min} = 4 \diamond 1 - 0.6 \diamond V = 1.6 \text{ V}$ ，因此可画出调幅信号波形如图 6.2.7 (b) 所示。

(2) 计算调幅信号的功率

载波功率
$$P_c = \frac{1}{2} \frac{U_{cm}^2}{R_L} = \frac{4^2}{2} \text{ W} = 8 \text{ W}$$

边频功率
$$P_{SB1} = P_{SB2} = \frac{1}{2} \frac{(\frac{1}{2} m_a U_{cm})^2}{R_L} = \frac{1.2^2}{2} \text{ W} = 0.72 \text{ W}$$

平均总功率
$$P_{AV} = P_c + P_{SB1} + P_{SB2} = (8 + 2 \times 0.72) \text{ W} = 9.44 \text{ W}$$

上述调幅信号功率计算结果表明边频功率在总功率中所占比例很小，当 $m_a = 0.6$ 时，边频功率之和约占总功率的 15%，故普通调幅信号的功率利用率很低。

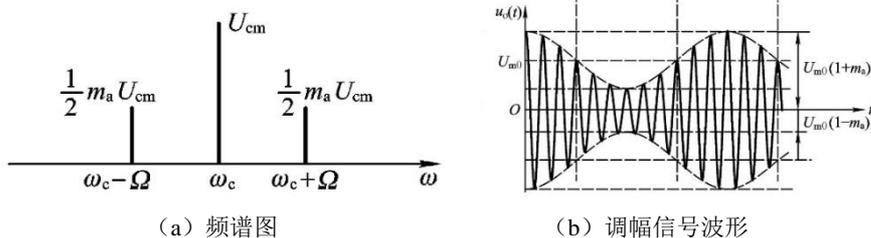


图 6.2.6 例 6.2.1 调幅信号的频谱和波形

6.2.2 抑制载波的双边带调制

由于载波不携带信息，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，这种调幅信号称为抑制载波的双边带调幅信号，简称双边带调幅信号，用 DSB 表示。其电路组成模型如图 6.2.7，它与普通调幅电路组成模型类似，但它只需用调制信号 $u_{\Omega}(t)$ 与载波 $u_c(t)$ 直接相乘，便可获得双边带调幅信号。

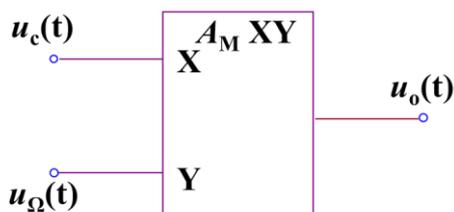


图 6.2.7 抑制载波的双边带调幅信号电路组成模型

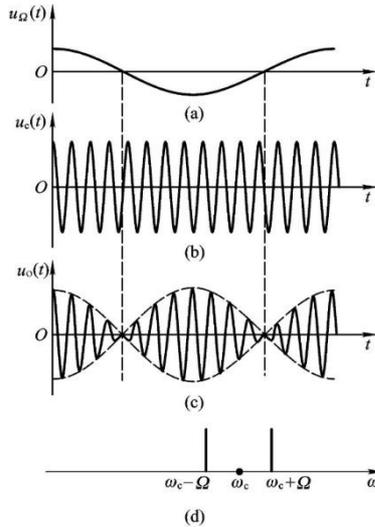
由图可得，双边带调幅信号的表示式为

$$u_{\text{DSB}}(t) = A_M U_{\text{cm}} u_{\Omega}(t) \cos(\omega_c t) = k_a u_{\Omega}(t) \cos(\omega_c t) \quad (6.2.15)$$

若令 $u_{\Omega}(t) = U_{\Omega m} \cos \Omega t$ ，则得

$$\begin{aligned} u_{\text{DSB}}(t) &= k_a U_{\Omega m} \cos \Omega t \cos \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} k_a U_{\Omega m} \{ \cos[(\omega_c + \Omega)t] + [\cos(\omega_c - \Omega)t] \} \end{aligned} \quad (6.2.16)$$

式(6.2.16)说明，单频调制的双边带调幅信号中只含有上边频 $\omega_c + \Omega$ 和下边频 $\omega_c - \Omega$ ，而无载频分量，它的波形和频谱如图 6.2.8 所示。



(a) 调制信号 (b) 载波 (c) DSB 调幅信号 (d) 频谱

图 6.2.8 单频调制双边带调幅信号及其频谱

由图 6.2.8 (c) 可见，由于双边带调幅信号的振幅不是在载波振幅、而是在零值上下按调制信号的规律变化，双边带调幅信号的包络已不再反映原调制信号的形状；当调制信号 $u_{\Omega}(t)$ 进入负半周时， $u_{\text{DSB}}(t)$ 波形就变为反相，表明载波电压产生 180° 相移，因而当 $u_{\Omega}(t)$ 自正值或负值通过零值变化时，双边带调幅信号波形均将发生 180° 的相位突变。

观察图 6.2.8 (d) 双边带调幅信号的频谱结构可见，双边带调幅的作用也是把调制信号的频谱不失真地搬移到载波的两边，所以，双边带调幅电路也是频谱线性搬移电路。

与 AM 信号比较，因为不存在载波分量，DSB 信号的全部功率都用于信息传输。但是，DSB 信号的包络不再与调制信号的变化规律一致，因而不能用简单的包络检波来恢复调制信号。DSB 信号解调时需采用相干解调，也称同步检波（比包络检波复杂得多）。而且 DSB 信号虽然节省了载波功率，但它所需的传输带宽仍是调制信号带宽的两倍，即与 AM 信号带宽相同。我们注意到 DSB 信号两个边带中的任意一个都包含了 $u_{\Omega}(t)$ 的所有频谱成分，因此仅传输其中一个边带即可。这样既节省发送功率，还可节省 $1/2$ 的传输带宽，即单边带调制方式。

6.2.3 单边带调制

要获得单边带信号，首先就要产生载波被抑止的双边带，然后再设法除去一个边带，只让另一个边带发射出去。6.4 节将要讨论的平衡调幅器、差分对振幅调制器、斩波调幅

电路（桥形、环形）等，都可以获得载波被抑止的双边带信号。在这一基础上，再进一步抑止一个边带，以获得单边带信号的方法，根据滤除方法不同，主要有两种：滤波法和相移法。

一、滤波法

产生 SSB 信号最直观的方法是采用滤波法，电路组成模型如图 6.2.9 所示。

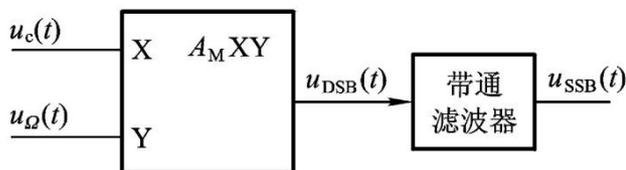


图 6.2.9 单边带调制电路模型

调制信号 $u_{\Omega}(t)$ 和载波信号 $u_c(t)$ 经相乘器后，得到 DSB 信号，然后通过带通滤波器滤除其中一个边带，便可得到 SSB 信号。因此，可得单频调制时，单边带调幅信号的表示式为

$$u_{SSB}(t) = \frac{1}{2} k_a U_{\Omega m} \cos(\omega_c + \Omega)t \quad (6.2.17)$$

$$\text{或 } u_{SSB}(t) = \frac{1}{2} k_a U_{\Omega m} \cos(\omega_c - \Omega)t \quad (6.2.18)$$

保留上边带时的 SSB 信号波形和频谱如图 6.2.10 所示。

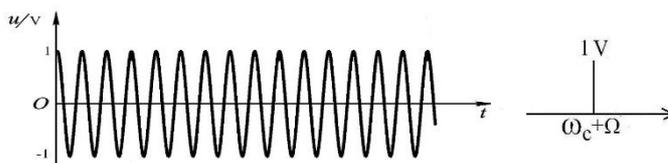


图 6.2.10 单边带调制信号波形及频谱（上边带）

这种方法是最早出现的获得单边带信号的方法，其原理是很简单的。但实际上，这种方法对滤波器的要求很高。因为双边带调幅信号中，上下边带衔接处的频率间隔等于调制信号最低频率的两倍 ($2F_{\min}$)，其值很小，例如 $F_{\min} = 300\text{Hz}$ ，则上、下边带衔接处的过渡带宽 Δf 很窄，只有 600Hz 。所以为了达到滤除一个边带而保留另一个边带的目的，就要求带通滤波器在载频处具有非常陡峭的滤波特性。又由于载频 f_c 远大于调制信号频率 F ，因此滤波器过渡带的相对带宽 $\frac{\Delta f}{f_c}$ 很小，更增加了制作的难度。且 f_c 越高， $\frac{\Delta f}{f_c}$ 越小，滤波器的制作越困难。

而且由于载波频率 f_c 不能太高（理由下面即将谈到），要将 f_c 逐步提高到所需要的工作频率上，就需要经过多次的相乘与滤波，因此整个设备是复杂昂贵的。

这种方法为什么要对滤波器提出很高的要求呢？又为什么第一次的载波频率不能取得太高呢？我们用实际数字来回答上述问题。设最低调制频率 $F_{\min} = 300\text{Hz}$ ，载波频率 $f_c = 10\text{MHz}$ ，则两个边带之间的相对距离为 $\frac{2F_{\min}}{f_c} = 0.006\%$ ，即两个边带相距很近。要滤除一个边带，通过另一个边带，就必须对滤波器提出很高的要求。如果将 f_c 降低为 10^4Hz ，

则 $\frac{2F}{f_c}_{\min} = 6\%$ 。这时对滤波器的要求虽然低了，但 f_c 又嫌太低，滤波器的通频带可能不够宽，引起频率失真。

由此可见，初次相乘的载频 f_{c1} 既不能太高，也不能太低，一般取为 100kHz。为了使载波频率提高到所需要的数值，必须经过多次相乘与滤波，来逐步提高载波频率，如图 6.2.11 所示。

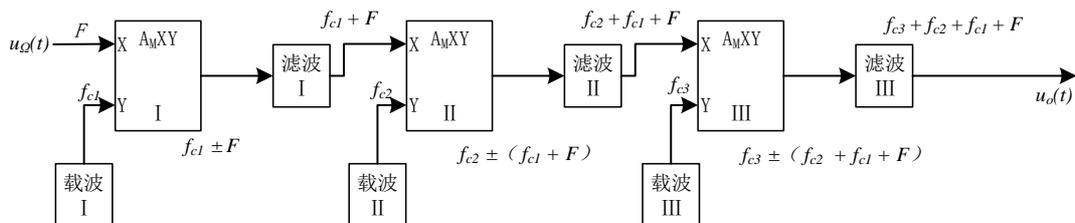


图 6.2.11 逐级滤波法实现单边带调制框图

在实用电路中，为了降低相对过渡带宽 $\frac{\Delta f}{f_c}$ ，便于滤波器的制作，通常不是直接在发送工作频率上进行调制和滤波，而是先降低载频，在较低的频率 (f_{c1}) 上进行第一次调制，产生一载频较低的 SSB 信号。由于载频较低，故 $\frac{\Delta f}{f_c}$ 较大，带通滤波器易于制作。然后将第一次调制后获得的 SSB 信号再对另一个载波较高的载频 (f_{c2}) 进行第二次调制（也称混频）、滤波。如果需要，还可进行第三次调制和滤波，直到把载频提高到所需要的频率为止。由图可见，每经过一次调制，实际上是把频谱搬移一次，这样，信号的频谱结构没有变化，但上、下边带之间的频率间距拉大了，滤波器的制作就比较容易了。目前常用作第一滤波器的有：石英晶体滤波器、陶瓷滤波器、表面声波滤波器等。至于第二、第三滤波器等，因为中心频率已提高，采用 LC 调谐回路，即能进行滤波。

必须指出，逐级滤波法实现 SSB 信号的过程中采用了多次调制（频谱搬移），各次调制所采用的载波分别为 f_{c1} 、 f_{c2} 、 f_{c3} 、...，则最后获得的 SSB 信号载频为 $f_c = f_{c1} + f_{c2} + f_{c3} + \dots$ ，但频率为 f_c 的载频分量实际上是被抑制掉的。

二、相移法

为了省去带通滤波器可采用移相法获得单边带调幅信号，其电路组成模型如图 6.2.12 所示。图中假设 90° 移相器的传输系数为 1。

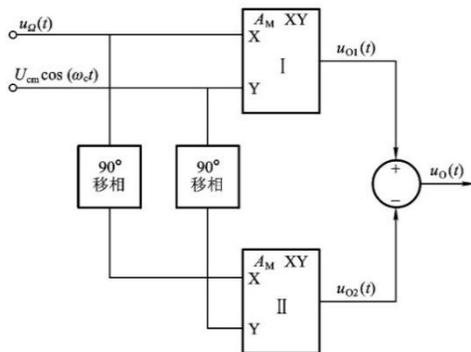


图 6.2.12 相移法实现单边带调制框图

设 $u_{\Omega}(t) = U_{\Omega m} \cos(\Omega t)$ ，则相乘器 I 的输出电压为

$$\begin{aligned} u_{o1}(t) &= A_M U_{\Omega m} U_{cm} \cos(\Omega t) \cos(\omega_c t) \\ &= \frac{1}{2} A_M U_{\Omega m} U_{cm} \{ \cos[(\omega_c + \Omega)t] + \cos[(\omega_c - \Omega)t] \} \end{aligned} \quad (6.2.19)$$

相乘器 II 的输出电压为

$$\begin{aligned} u_{o2}(t) &= A_M U_{\Omega m} U_{cm} \cos(\Omega t - \frac{\pi}{2}) \cos(\omega_c t - \frac{\pi}{2}) \\ &= A_M U_{\Omega m} U_{cm} \sin(\Omega t) \sin(\omega_c t) \\ &= \frac{1}{2} A_M U_{\Omega m} U_{cm} \{ \cos[(\omega_c - \Omega)t] - \cos[(\omega_c + \Omega)t] \} \end{aligned} \quad (6.2.20)$$

二者相加，则得

$$u_{o1}(t) + u_{o2}(t) = A_M U_{\Omega m} U_{cm} \cos[(\omega_c - \Omega)t] \quad (6.2.21)$$

可见，上边带被抵消，两个下边带叠加后输出。

将二者相减，则得

$$u_{o1}(t) - u_{o2}(t) = A_M U_{\Omega m} U_{cm} \cos[(\omega_c + \Omega)t] \quad (6.2.22)$$

可见，下边带被抵消，两个上边带叠加后输出。

移相法的突出优点是省掉了带通滤波器，原则上能把相距很近的两个边频带分开，而不需要多次重复调制和复杂的滤波器。但这种方法要求调制信号的移相器在很宽的低频范围内，各个频率分量都能准确移相 90° 是无法实现的。因此，在要求对不需要的边带应有高度抑止的正规干线中，相移法反而不如滤波法简单经济。而且由于滤波器的性能稳定可靠，因此，滤波法仍然是目前的标准形式。但相移法对于要求不高的小型电台来说，还是有使用价值的。实用中可将两种方法结合使用，形成改进型移相法单边带调幅电路。

6.2.4 残留边带调制

残留边带 (vestigial sideband amplitude modulation, 简称为 VSB) 调制是介于 SSB 与 DSB 之间的一种折中方式，它既克服了 DSB 信号占用频带宽的缺点，又解决了 SSB 信号实现中的困难。在这种调制方式中，不像 SSB 中那样完全抑制 DSB 信号的一个边带，而是逐渐切割，使其残留一小部分，如图 6.2.13 所示。

所谓残留边带调幅与单边带调幅的不同之处是它传送被抑制边带的一部分，同时又将传送边带也抑制掉一部分。为了保证信号无失真的传输，传送边带中被抑制部分和抑制边带中的被传送部分应满足互补对称关系。这一点从物理意义上容易理解。因为解调时，

与载波频率 ω_c 成对称的各频率分量正好叠加，从而恢复为原来的调制信号，没有失真。

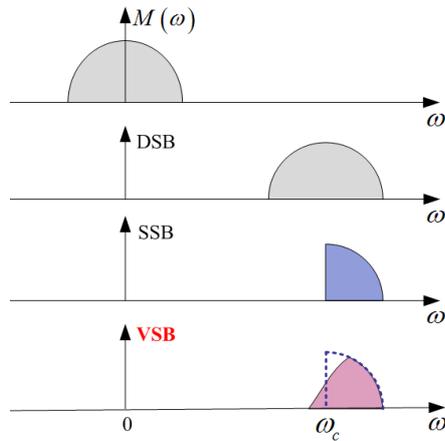


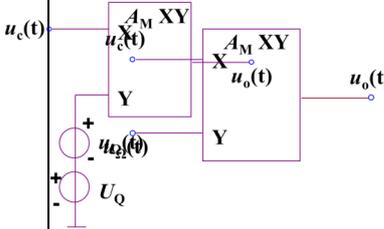
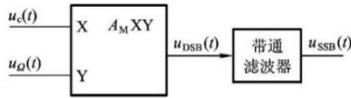
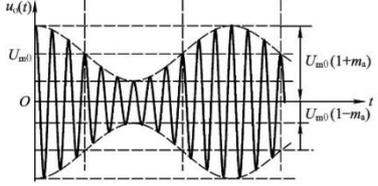
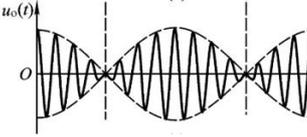
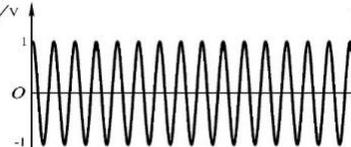
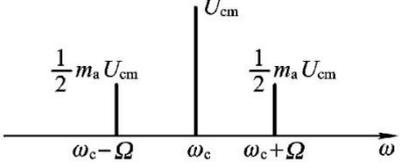
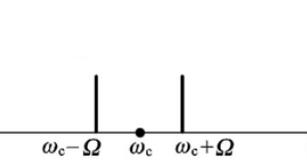
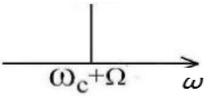
图 6.2.13 各种调幅方式的频谱示意图

VSB 调幅所占频带比单边带略宽一些 ($\omega_c \gg \Omega_1$ ，因而频宽增加很小)，因而基本具有单边带调幅的优点。由于它在 ω_c 附近的一定范围内具有两个边带，因此在调制信号（例如电视信号）含有直流分量时，这种调制方式可以适用。另外，残留边带滤波器比单边带滤波器易于实现。以上就是 VSB 调幅的特点。

6.2.5 几种调幅方式比较

现以单频信号调幅为例，对前三种调幅信号进行比较，列表于 6.2.1 中，表中输入调制信号 $u_{\Omega}(t) = U_{\Omega m} \cos(\Omega t)$ ，输入载波信号 $u_c(t) = U_{cm} \cos(\omega_c t)$ ； $k_a = A_M U_{cm}$ 为由调制电路决定的比例系数。

表 6.2.1 三种调幅信号比较

	AM 信号	DSB 信号	SSB 信号
<p>电路组成模型</p>			
<p>表达式</p>	$u_{AM}(t) = A_M [U_Q + u_{\Omega}(t)] U_{cm} \cos(\omega_c t)$ $= [A_M U_Q U_{cm} + A_M U_{cm} u_{\Omega}(t)] \cos(\omega_c t)$ $= [U_{m0} + k_a u_{\Omega}(t)] \cos(\omega_c t)$ $U_{m0} = A_M U_Q U_{cm}$ $k_a = A_M U_{cm}$ $m_a = \frac{k_a U_{\Omega m}}{U_{m0}} = \frac{U_{\Omega m}}{U_Q}$	$u_{DSB}(t) = k_a u_{\Omega}(t) \cos(\omega_c t)$ $= k_a U_{\Omega m} \cos \Omega t \cos \omega_c t$	$u_{SSB}(t) = \frac{1}{2} k_a U_{\Omega m} \cos(\omega_c + \Omega)t$ $u_{SSB}(t) = \frac{1}{2} k_a U_{\Omega m} \cos(\omega_c - \Omega)t$
<p>波形图</p>			
<p>频谱图</p>			

续表

	AM 信号	DSB 信号	SSB 信号
特点及应用	<p>①调幅信号振幅在载波振幅 U_m 上、下按调制信号规律变化, 调幅信号包络正比于 $u_{\Omega}(t)$</p> <p>②调制信号频谱不失真地搬移到载频 ω_c 的两侧, 含有载频和上、下边频分量</p> <p>③发送功率利用率低、频带宽, 但收发设备简单, 主要用于无线电广播</p>	<p>①调幅信号振幅在零值上、下按调制信号规律变化, 调幅信号包络正比于 $u_{\Omega}(t)$; 调制信号通过零值时, 调幅信号高频相位发生 180° 突变</p> <p>②调制信号频谱不失真地搬移到载频 ω_c 两侧, 只含有上、下边频分量, 没有载频分量</p> <p>③发送功率利用率高, 但频带宽, 设备复杂, 使用少</p>	<p>①单频调制调幅信号为等幅高频波 (多频调制时不为等幅波)</p> <p>②调制信号频谱不失真地搬移到载频 ω_c 的一侧, 只含有一个边频分量</p> <p>③发送功率利用率高、带宽小, 但设备复杂, 广泛用于短波无线电通信</p>

6.3 节 相乘器电路

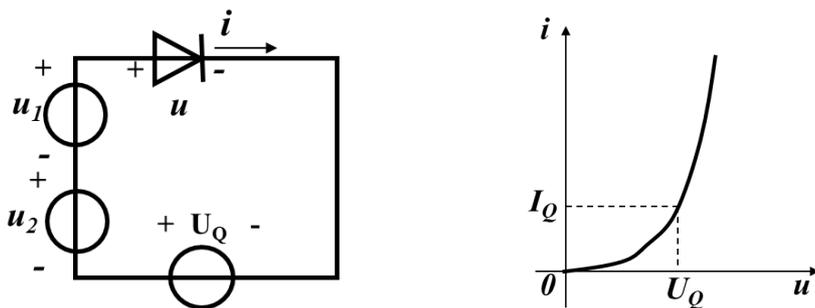
由上节可知, 相乘器是实现信号频谱线性搬移必不可少的核心器件, 它由非线性器件构成。目前通信系统中广泛采用由二极管构成的平衡相乘器和由晶体管构成的双差分对模拟相乘器。本节先对非线性器件的相乘作用进行讨论, 然后对二极管平衡相乘器和双差分对模拟相乘器电路进行分析。

6.3.1 非线性器件的相乘作用

半导体二极管、三极管等都是非线性器件, 其伏安特性都是非线性的, 因而它们都有实现相乘的作用。下面以二极管为例讨论非线性器件的相乘作用。

一、非线性器件特性幂级数分析

二极管电路如图 6.3.1 (a) 所示, 图中 U_Q 用来确定二极管的静态工作点, 使之工作在伏安特性的弯曲部分, 如图 6.3.1 (b) 所示。 u_1 、 u_2 为交流信号。



(a) 电路 (b) 二极管伏安特性曲线

图 6.3.1 二极管的相乘作用

由于二极管伏安特性是非线性的，其伏安特性可表示为

$$i = f(u) = f(U_Q + u_1 + u_2) \quad (6.3.1)$$

若在静态工作点 U_Q 附近的各阶导数都存在，式 (6.3.1) 可在静态工作点附近用幂级数逼近，其泰勒级数展开式为

$$i = a_0 + a_1(u_1 + u_2) + a_2(u_1 + u_2)^2 + \dots + a_n(u_1 + u_2)^n + \dots \quad (6.3.2)$$

式中， $a_0 = I_Q$ ，是 $u = U_Q$ 时的电流值；

$$a_1 = \left. \frac{1}{1!} \frac{di}{du} \right|_{u=U_Q} = g, \text{ 为静态工作点处的增量电导；}$$

$$a_n = \left. \frac{1}{n!} \frac{d^n i}{du^n} \right|_{u=U_Q} \text{ 是 } u = U_Q \text{ 处 } i \text{ 的 } n \text{ 次导数值。}$$

将式 (6.3.2) 右边各幂级数项展开得

$$i = a_0 + (a_1 u_1 + a_1 u_2) + (a_2 u_1^2 + a_2 u_2^2 + 2a_2 u_1 u_2) + (a_3 u_1^3 + a_3 u_2^3 + 3a_3 u_1^2 u_2 + 3a_3 u_1 u_2^2) + \dots \quad (6.3.3)$$

由式 (6.3.3) 可见，二极管电流中出现了两个电压的相乘项 $2a_2 u_1 u_2$ ，它是由特性的二次方项产生的；同时也出现了众多无用的高阶相乘项。因此，一般说非线性器件的相乘作用是不理想的。

令 $u_1 = U_{1m} \cos \omega_1 t$ 、 $u_2 = U_{2m} \cos \omega_2 t$ ，代入式 (6.3.3) 中并进行三角函数变换，则不难得到 i 中所含组合频率分量的通式为

$$\omega_{p, q} = |\pm p \omega_1 \pm q \omega_2| \quad (6.3.4)$$

式中， p 和 q 是包括零在内的正整数，其中 $p=1$ 、 $q=1$ 的组合频率分量 $\omega_{1,1} = |\pm \omega_1 \pm \omega_2|$ 是有用相乘项产生的和频和差频，而其他组合频率分量都是无用相乘项所产生的。显然各组合频率分量的强度都会随 $(p+q)$ 的增大而趋于减小。

为了减少非线性器件产生的无用组合频率分量，常采用下列几种措施：

① 选用其有平方律特性的器件或选择合适的工作点，使器件工作在特性接近于平方律的区段。

② 采用平衡电路，利用电路的对称结构来抵消失真分量。

③ 合理设置输入信号的大小，使器件工作在受大信号控制下的时变状态。

例 6.3.1 某非线性器件的伏安特性为 $i = b_1 u + b_3 u^3$ ，试问它能否实现调幅？为什么？如果不能，非线性器件的伏安特性应该具备什么形式才能实现调幅？

解：令信号 $u = u_\Omega + u_c = U_{\Omega m} \cos \Omega t + U_{cm} \cos \omega_c t$

因为 $(a + b)^3 = a^3 + b^3 + 3a^2b + 3ab^2$

所以有

$$\begin{aligned} i &= b_1(u_\Omega + u_c) + b_3(u_\Omega + u_c)^3 \\ &= b_1 u_\Omega + b_1 u_c + b_3 u_\Omega^3 + b_3 u_c^3 + 3b_3 u_\Omega^2 u_c + 3b_3 u_\Omega u_c^2 \\ &= b_1 U_{\Omega m} \cos \Omega t + b_1 U_{cm} \cos \omega_c t \\ &\quad + b_3 U_{\Omega m}^3 \frac{1 + 2 \cos 2\Omega t}{2} \cos \Omega t + b_3 U_{cm}^3 \frac{1 + 2 \cos 2\omega_c t}{2} \cos \omega_c t \\ &\quad + 3b_3 U_{\Omega m}^2 U_{cm} \frac{1 + 2 \cos 2\Omega t}{2} \cos \omega_c t + 3b_3 U_{cm}^2 U_{\Omega m} \frac{1 + 2 \cos 2\omega_c t}{2} \cos \Omega t \end{aligned}$$

结论 1：电流 i 中包含 Ω ， 2Ω ， 3Ω ， ω_c ， $2\omega_c$ ， $3\omega_c$ ， $\omega_c + 2\Omega$ ， $\omega_c - 2\Omega$ ， $2\omega_c + \Omega$ ， $2\omega_c - \Omega$ 。没有想要的上下变频分量 $\omega_c + \Omega$ 和 $\omega_c - \Omega$ 。所以不能实现振幅调制。

结论 2：并不是所有的非线性器件都可以实现调幅。非线性器件的伏安特性展开式里应该包含有 $\cos \Omega t \cos \omega_c t$ 项，才能实现调幅功能。

二、线性时变工作状态

为了有效地减小高阶相乘项及其产生的组合频率分量幅度，可以减小 u_1 、 u_2 的幅度，使器件工作在线性时变状态。

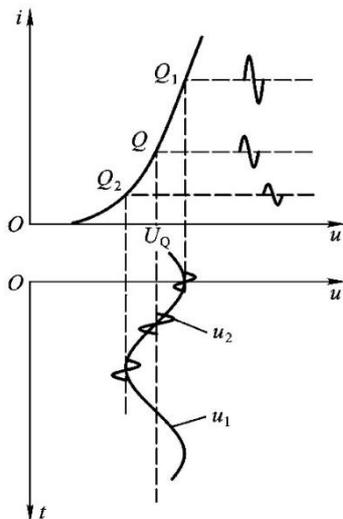


图 6.3.2 线性时变工作状态

非线性器件时变工作状态如图 6.3.2 所示, U_Q 为静态工作点电压, u_2 幅度很小, 远小于 u_1 。由图可见, 非线性器件的工作点按大信号 u_1 的变化规律随着时间变化, 在伏安特性曲线上来回移动, 称为时变工作点。在任一工作点 (例如图 6.3.2 中 Q 、 Q_1 、 Q_2 等点) 上, 由于叠加在其上的 u_2 很小, 因此, 在 u_2 的变化范围内, 非线性器件特性可近似看成一段直线, 不过对于不同的时变工作点, 直线段的斜率 (称为线性参量) 是不同的。由于工作点是随 u_1 而变化的, 而 u_1 是时间的函数, 所以非线性器件的线性参量也是时间的函数, 这种随时间变化的参量称为时变参量, 这种工作状态称为线性时变工作状态。

将式 (6.3.1) 在 U_Q+u_1 上对 u_2 用泰勒级数展开, 有

$$\begin{aligned} i &= f(U_Q + u_1 + u_2) \\ &= f(U_Q + u_1) + f'(U_Q + u_1)u_2 + \frac{1}{2!} f''(U_Q + u_1)u_2^2 + L \end{aligned}$$

若 u_2 足够小, $u_1 \gg u_2$, 则忽略 u_2 的二次方及其以上各次方项, 上式可简化为

$$i \approx f(U_Q + u_1) + f'(U_Q + u_1)u_2 \quad (6.3.5)$$

式中, $f(U_Q + u_1)$ 和 $f'(U_Q + u_1)u_2$ 是与 u_2 无关的系数, 但是它们都随 u_1 变化, 即随时间变化, 因此, 称其为时变系数或时变参量, 其中 $f(U_Q + u_1)$ 是当输入信号 $u_2=0$ 时的电流, 称为时变静态电流, 用 $I_0(u_1)$ 表示; $f'(U_Q + u_1)$ 是增量电导在 $u_2=0$ 时的数值, 称为时变增量电导, 用 $g(u_1)$ 表示。这样式 (6.3.5) 可表示为

$$i = I_0(u_1) + g(u_1)u_2 \quad (6.3.6)$$

上式表明, 就非线性器件的输出电流 i 与输入电压 u_2 之间的关系是线性的, 类似于线性器件, 但它们的系数却是时变的。因此把这种器件的工作状态称为线性时变工作状态,

具有这种关系的电路称为线性时变电路。可见，在线性时变工作状态下，非线性器件的作用不是直接将 u_1 、 u_2 相乘，而是由以 u_1 控制的特定周期函数 $g(u_1)=f(U_Q+u_1)$ 与 u_2 相乘。

$u_1 = U_{1m} \cos \omega_1 t$ 时， $I_0(u_1)$ 和 $g(u_1)$ 将是角频率为 ω_1 的周期性函数，因此可用傅里叶级数展开，则得

$$I_0(u_1) = I_0 + I_{1m} \cos \omega_1 t + I_{2m} \cos 2\omega_1 t + \dots \quad (6.3.7a)$$

$$g(u_1) = g_0 + g_1 \cos \omega_1 t + g_2 \cos 2\omega_1 t + \dots \quad (6.3.7b)$$

式中， I_0 、 I_{1m} 、 I_{2m} ... 分别为电流 $I_0(u_1)$ 的直流分量、基波、二次谐波等分量的振幅； g_0 、 g_1 、 g_2 ... 分别为 $g(u_1)$ 的直流分量、基波和二次谐波等分量的幅度。

将 $u_2 = U_{2m} \cos \omega_2 t$ 和式 (6.3.7) 等代入式 (6.3.6)，则得

$$\begin{aligned} i = & I_0 + I_{1m} \cos \omega_1 t + I_{2m} \cos 2\omega_1 t + \dots + g_0 U_{2m} \cos \omega_2 t \\ & + \frac{1}{2} g_1 U_{2m} [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t] \\ & + \frac{1}{2} g_2 U_{2m} [\cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \cos(2\omega_1 - \omega_2)t] + \dots \end{aligned} \quad (6.3.8)$$

可见，输出电流 i 中消除了 p 为任意值、 $q>1$ 的众多无用组合频率分量，电流 i 中所含频率分量变为 $p\omega_1$ 、 $|\pm p\omega_1 \pm \omega_2|$ 。其中 $(\pm \omega_1 \pm \omega_2)$ (或其中一个分量) 为有用分量，其他均为无用分量，这些无用分量的频率均远离有用分量的频率，故很容易用滤波器将其滤除，因此，线性时变工作状态适宜于实现频谱搬移功能。如用于振幅调制，可令 u_1 为载波， u_2 为调制信号。

线性时变分析法是在非线性器件特性级数分析法的基础上，在一定条件下的近似，所以采用线性时变电路分析法可以大大简化非线性电路的分析。

三、开关工作状态

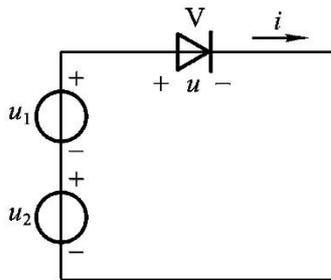


图 6.3.3 二极管开关工作状态

开关工作是线性时变状态的特例。图 6.3.3 所示二极管电路中，当 $u_1 = U_{1m} \cos \omega_1 t$ ， $u_2 = U_{2m} \cos \omega_2 t$ ， u_2 为小信号， u_1 足够大 ($U_{1m} > 0.5V$)，且 $U_{1m} \gg U_{2m}$ ，二极管工作在大信号状态，即在 u_1 的作用下工作在管子的导通区和截止区，由于曲线的弯曲部分只占整个工作范围中很小部分，这样，二极管特性可以用两段折线来逼近。又由于 u_1 电压振幅 U_{1m} 较

大，其值远大于二极管的导通电压 $U_{D(on)}$ ，因此可忽略 $U_{D(on)}$ 的影响，则二极管的特性可以进一步用从坐标原点出发的两段折线逼近，如图 6.3.4 所示。二极管的导通与截止取决于 u_1 大于零或小于零。即 $u_1 > 0$ 时，V 导通，导通时电导为 g_D ； $u_1 < 0$ 时，V 截止，电流 $i = 0$ 。由此可见，二极管相当于受 u_1 控制的开关，因而可将其视为受开关函数控制的时变电导 $g_D(t)$ ，其表示式为

$$g_D(t) = g_D K_1(\omega_1 t) \quad (6.3.9)$$

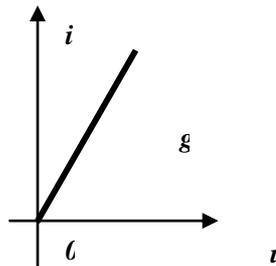
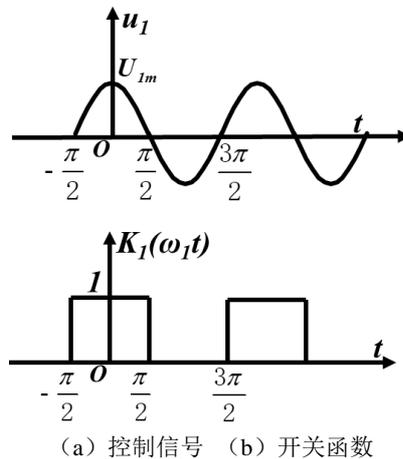


图 6.3.4 二极管伏安特性近似折线

式中， $K_1(\omega_1 t)$ 为开关函数，它的波形如图 6.3.5 所示， $u_1 > 0$ 时，开关导通， $K_1(\omega_1 t) = 1$ ；当 u_1 在负半周时，开关断开， $K_1(\omega_1 t) = 0$ 。即

$$K_1(\omega_1 t) = \begin{cases} 1 & \cos(\omega_1 t) > 0 \\ 0 & \cos(\omega_1 t) < 0 \end{cases} \quad (6.3.10)$$



(a) 控制信号 (b) 开关函数

图 6.3.5 开关函数波形

因此开关函数 $K_1(\omega_1 t)$ 是一个幅度为 1、频率为 $\omega_1/2\pi$ 的矩形脉冲，将其用傅里叶级数展开，则得

$$\begin{aligned}
K_1(\omega_1 t) &= \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos(\omega_1 t) - \frac{2}{3\pi} \cos(3\omega_1 t) + \dots \\
&= \frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \frac{2}{(2n-1)\pi} \cos[(2n-1)\omega_1 t]
\end{aligned} \tag{6.3.11}$$

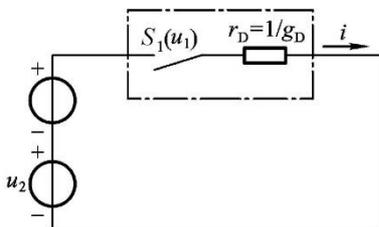


图 6.3.6 二极管开关等效电路

在图 6.3.3 所示电路中，将二极管用时变电导 $g_D(t)$ 代入，便可得到图 6.3.6 所示开关等效电路。这样便可得到通过二极管电流 i 的表示式为

$$\begin{aligned}
i &= g_D(t)u = g_D K_1(\omega_1 t)(u_1 + u_2) \\
&= g_D (U_{1m} \cos \omega_1 t + U_{2m} \cos \omega_2 t) \times \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos(\omega_1 t) - \frac{2}{3\pi} \cos(3\omega_1 t) + \dots \right] \\
&= \frac{1}{2} g_D (U_{1m} \cos \omega_1 t + U_{2m} \cos \omega_2 t) + \frac{2}{\pi} g_D U_{1m} [\cos(\omega_1 t)]^2 + \frac{2}{\pi} g_D U_{2m} \cos(\omega_1 t) \cos \omega_2 t \\
&\quad - \frac{2}{3\pi} g_D U_{1m} \cos(3\omega_1 t) \cos(\omega_1 t) - \frac{2}{3\pi} g_D U_{2m} \cos(3\omega_1 t) \cos(\omega_2 t)
\end{aligned} \tag{6.3.12}$$

再用三角函数关系加以整理，可得

$$\begin{aligned}
i &= \frac{1}{\pi} g_D U_{1m} + \frac{1}{2} g_D U_{1m} \cos(\omega_1 t) + \frac{1}{2} g_D U_{2m} \cos(\omega_2 t) \\
&\quad + \frac{1}{\pi} g_D U_{2m} \cos(\omega_1 + \omega_2)t + \frac{1}{\pi} g_D U_{2m} \cos(\omega_1 - \omega_2)t \\
&\quad + \frac{2}{3\pi} g_D U_{1m} \cos(2\omega_1 t) - \frac{1}{3\pi} g_D U_{1m} \cos(4\omega_1 t) \\
&\quad + \frac{1}{3\pi} g_D U_{2m} \cos(3\omega_1 + \omega_2)t - \frac{1}{3\pi} g_D U_{2m} \cos(3\omega_1 - \omega_2)t + \dots
\end{aligned} \tag{6.3.13}$$

由式可见，输出电流中只含有直流、 ω_2 、 ω_1 、 ω_1 的偶次谐波、 ω_1 的奇次谐波与 ω_2 的组合频率分量，与式 (6.3.8) 相比较，式 (6.3.13) 中的无用组合频率分量进一步减少，不存在 ω_1 的奇次谐波以及 ω_1 的偶次谐波与 ω_2 的组合频率分量。

6.3.2 二极管平衡、双平衡相乘器

由上述分析可见，仅利用器件的非线性实现相乘作用，其特性不可能是理想的，如果不采取措施，构成的相乘器往往是不合要求的。采用开关工作状态可以减少部分不必要的频率分量。要实现理想的相乘作用，还可以从电路角度考虑，用平衡电路进一步抵消不必

要的频率分量。其中最简单的即为二极管平衡、双平衡相乘电路。

一、二极管平衡相乘器

由两个二极管构成的平衡式相乘电路如图 6.3.7 所示，图中二极管 V_1 、 V_2 性能一致，变压器 Tr_1 、 Tr_2 具有中心抽头，它们接成平衡式电路。为了分析方便，设两只变压器一、二次线圈的匝数均为 $N_1=N_2$ ，输入信号 $u_2 = U_{2m} \cos \omega_2 t$ 由 Tr_1 输入，控制信号 $u_1 = U_{1m} \cos \omega_1 t$ 加到 Tr_1 、 Tr_2 的两个中心点之间。 u_2 为小信号， u_1 为大信号，二极管在 u_1 的作用下工作在开关状态。

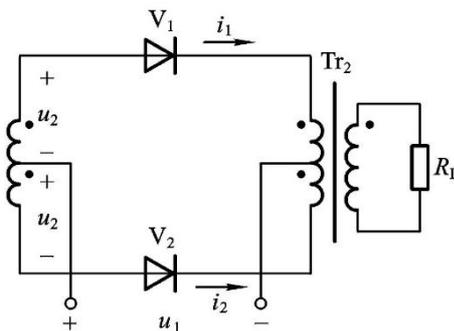


图 6.3.7 二极管平衡相乘器

为了分析问题方便，略去负载的反作用。由图可见，加在两个二极管的电压分别为

$$\left. \begin{aligned} u_{D1} &= u_1 + u_2 \\ u_{D2} &= u_1 - u_2 \end{aligned} \right\} \quad (6.3.14)$$

根据式 (6.3.12) 可得两管的电流分别为

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= g_D K_1(\omega_1 t)(u_1 + u_2) \\ i_2 &= g_D K_1(\omega_1 t)(u_1 - u_2) \end{aligned} \right\} \quad (6.3.15)$$

这两个电流以相反的方向流过输出变压器 Tr_2 的一次线圈，因而输出的总电流 i 为

$$\begin{aligned} i &= i_1 - i_2 \\ &= 2g_D u_2 K_1(\omega_1 t) \\ &= 2g_D U_{2m} \cos \omega_2 t \times \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos(\omega_1 t) - \frac{2}{3\pi} \cos(3\omega_1 t) + \dots \right] \\ &= \frac{1}{2} g_D U_{2m} \cos \omega_2 t + \frac{2}{\pi} g_D U_{2m} \cos(\omega_1 t) \cos \omega_2 t \\ &\quad - \frac{2}{3\pi} g_D U_{2m} \cos(3\omega_1 t) \cos(\omega_2 t) - \frac{2}{3\pi} g_D U_{2m} \cos(3\omega_1 t) \cos(\omega_2 t) + \dots \\ &= \frac{1}{2} g_D U_{2m} \cos \omega_2 t + \frac{2}{\pi} g_D U_{2m} \{ \cos[(\omega_1 + \omega_2)t] + \cos[(\omega_1 - \omega_2)t] \} \\ &\quad - \frac{2}{3\pi} g_D U_{2m} \{ \cos[(3\omega_1 + \omega_2)t] + \cos[(3\omega_1 - \omega_2)t] \} + \dots \end{aligned} \quad (6.3.16)$$

可见，该电路的输出信号中无用频率分量比单管电路少很多，而且 ω_1 及其各次谐波均被抑制了，由于无用频率分量 ω_2 和 $3\omega_1 \pm \omega_2$ 的高频分量与 $\omega_1 \pm \omega_2$ 相差很远，故很容易用带通滤波器将其滤除。

考虑 R_L 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 ，因一次侧两端的反映电阻为 $4R_L$ ，对 i_1 、 i_2 各支路的电阻为 $2R_L$ ，此时可用总电导 $g = \frac{1}{r_D + 2R_L}$ 代替式 (6.3.16) 中的 g_D 。略去负载反作用与否，对频谱结构的分析并无影响。

二、二极管双平衡相乘器

为了进一步减少组合频率分量，以便获得理想的相乘功能，二极管相乘器大都采用双平衡对称电路，并工作在开关状态。图 6.3.8 (a) 所示就是这种电路的原理图。电路中四个二极管特性相同，变压器 Tr_1 和 Tr_2 均具有中心抽头。为了分析方便，设两只变压器的匝数满足 $N_1=N_2$ 。 $u_1 = U_{1m} \cos \omega_1 t$ 为大信号，使二极管工作在开关状态， $u_2 = U_{2m} \cos \omega_2 t$ 为小信号，它对二极管的导通与截止没有影响。

当 u_1 为正半周时， V_1 、 V_2 导通， V_3 、 V_4 截止； u_1 为负半周时， V_3 、 V_4 导通， V_1 、 V_2 截止。为了便于讨论，可将图 6.3.8 (a) 电路拆成两个单平衡电路，如图 6.3.8 (b) (c) 所示。

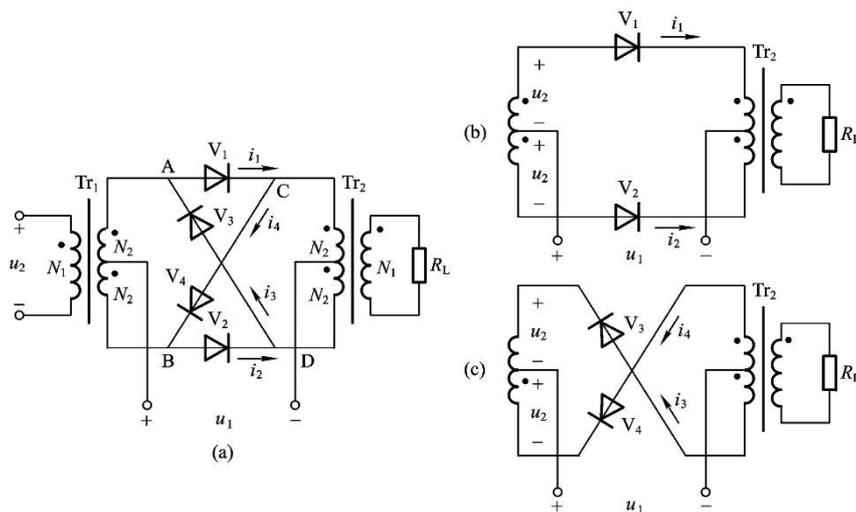


图 6.3.8 二极管双平衡相乘器

略去负载的反作用，由图 6.3.8 (b) 可得

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= g_D K_1(\omega_1 t)(u_1 + u_2) \\ i_2 &= g_D K_1(\omega_1 t)(u_1 - u_2) \end{aligned} \right\}$$

因此流过 Tr_2 一次侧的输出电流等于

$$i_1 - i_2 = 2g_D u_2 K_1(\omega_1 t) \quad (6.3.17)$$

在图 6.3.8(c)中, 由于 V_3 、 V_4 是在 u_1 的负半周导通, 即开关动作比 V_1 、 V_2 滞后 180° , 故其开关函数可表示为 $K_1(\omega_1 t - \pi)$, 这样由图 6.3.8 (c) 可得

$$\left. \begin{aligned} i_3 &= g_D K_1(\omega_1 t - \pi)(-u_1 - u_2) \\ i_4 &= g_D K_1(\omega_1 t - \pi)(-u_1 + u_2) \end{aligned} \right\}$$

所以

$$i_3 - i_4 = -2g_D u_2 K_1(\omega_1 t - \pi) \quad (6.3.18)$$

由图 6.3.8(a)可见, 流过 Tr_2 的总输出电流 i 为

$$\begin{aligned} i &= (i_1 - i_2) + (i_3 - i_4) \\ &= 2g_D u_2 [K_1(\omega_1 t) - K_1(\omega_1 t - \pi)] \\ &= 2g_D u_2 K_2(\omega_1 t) \end{aligned} \quad (6.3.19)$$

式 (6.3.20) 中, $K_2(\omega_1 t)$ 为两个单向开关函数 $K_1(\omega_1 t)$ 、 $K_1(\omega_1 t - \pi)$ 合成的一个双向开关函数, 其波形如图 6.3.9 所示。由于

$$\begin{aligned} K_1(\omega_1 t - \pi) &= \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos(\omega_1 t - \pi) - \frac{2}{3\pi} \cos(3\omega_1 t - \pi) + \dots \\ &= \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \cos(\omega_1 t) + \frac{2}{3\pi} \cos(3\omega_1 t) - \dots \end{aligned} \quad (6.3.20)$$

所以

$$\begin{aligned} K_2(\omega_1 t) &= K_1(\omega_1 t) - K_1(\omega_1 t - \pi) \\ &= \frac{4}{\pi} \cos(\omega_1 t) - \frac{4}{3\pi} \cos(3\omega_1 t) + \dots \end{aligned} \quad (6.3.21)$$

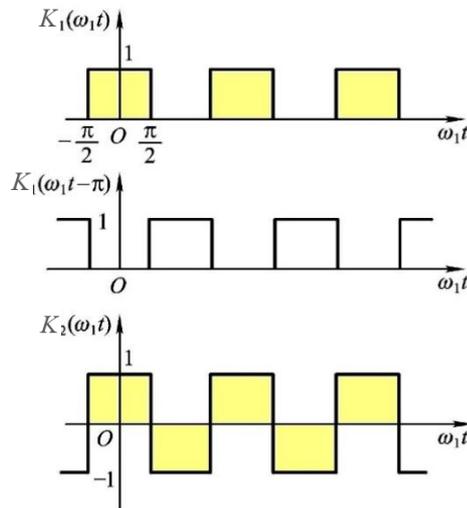


图 6.3.9 双向开关函数

因此, 将式 (6.3.21) 和 $u_2 = U_{2m} \cos \omega_2 t$ 代入式 (6.3.19), 可得

$$\begin{aligned}
i &= 2g_D u_2 K_2(\omega_1 t) \\
&= 2g_D U_{2m} \cos(\omega_2 t) \left[\frac{4}{\pi} \cos(\omega_1 t) - \frac{4}{3\pi} \cos(3\omega_1 t) + \dots \right] \\
&= \frac{4}{\pi} g_D U_{2m} \{ \cos[(\omega_1 + \omega_2)t] + \cos[(\omega_1 - \omega_2)t] \} \\
&\quad - \frac{4}{3\pi} g_D U_{2m} \{ \cos[(3\omega_1 + \omega_2)t] + \cos[(3\omega_1 - \omega_2)t] \} + \dots
\end{aligned} \tag{6.3.22}$$

由式(6.3.22)可见,输出电流中只含有 ω_1 及其各奇次谐波与 ω_2 的组合频率分量,即只含 $p\omega_1 \pm \omega_2$ (p 为奇数)的组合频率分量。若 ω_1 较高,则 $3\omega_1 \pm \omega_2$ 及以上组合频率分量很容易被滤除,所以二极管双平衡相乘器具有接近理想的相乘功能。

图6.3.8所示电路可改面成图6.3.10所示电路,由图可见,四个二极管组成一个环路,各二极管的极性沿环路一致,故又称为环形相乘器。如果各二极管特性一致,变压器中心抽头上、下又完全对称,则电路的各个端口之间有良好的隔离,即 u_1 、 u_2 输入端与输出端之间均有良好的隔离,不会相互串通。

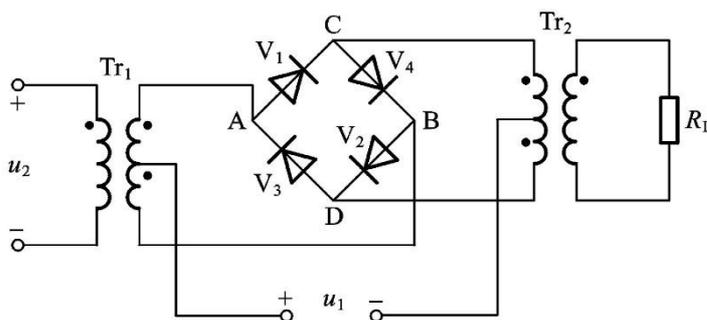


图 6.3.10 二极管环形相乘器

6.3.3 双差分对模拟相乘器

一、双差分对模拟相乘器基本工作原理

双差分对模拟相乘器原理电路如图6.3.11所示,它由三个差分对管组成。电流源 I_0 提供差分对管 V_5 、 V_6 的偏置电流,而 V_5 提供 V_1 、 V_2 差分对管的偏置电流, V_6 提供 V_3 、 V_4 差分对管的偏置电流。输入信号 u_1 交叉加到 V_1 、 V_2 和 V_3 、 V_4 两个差分对管的输入端, u_2 加到差分对管 V_5 、 V_6 的输入端,静态即 $u_1=u_2=0$ 时, $I_{C5}=I_{C6}=I_0/2$, $I_{C1}=I_{C2}=I_{C3}=I_{C4}=I_0/4$, $I_{13}=I_{C1}+I_{C3}=I_0/2$, $I_{24}=I_{C2}+I_{C4}=I_0/2$ 。

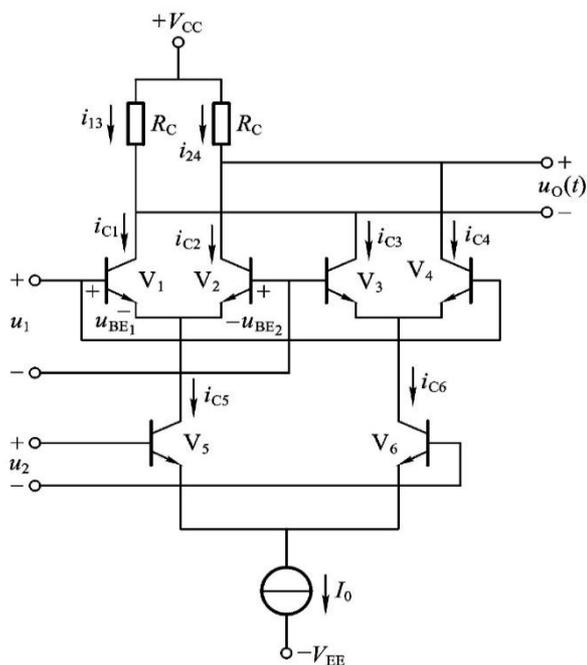


图 6.3.11 双差分对模拟相乘器原理电路

易证明

$$\left. \begin{aligned} i_{C1} - i_{C2} &= i_{C5} \operatorname{th} \frac{u_1}{2U_T} \\ i_{C4} - i_{C3} &= i_{C6} \operatorname{th} \frac{u_1}{2U_T} \\ i_{C5} - i_{C6} &= I_0 \operatorname{th} \frac{u_2}{2U_T} \end{aligned} \right\} \quad (6.3.23)$$

式中， $\operatorname{th} \frac{u_1}{2U_T}$ 为双曲正切函数。

由图 6.3.11 可知，相乘器的输出差值电流为

$$\begin{aligned} i &= i_{13} - i_{24} = (i_{C1} + i_{C3}) - (i_{C2} + i_{C4}) \\ &= (i_{C1} - i_{C2}) - (i_{C4} - i_{C3}) \\ &= (i_{C5} - i_{C6}) \operatorname{th} \frac{u_1}{2U_T} \\ &= I_0 \operatorname{th} \frac{u_1}{2U_T} \operatorname{th} \frac{u_2}{2U_T} \end{aligned} \quad (6.3.24)$$

由此可得相乘器的输出电压为

$$\begin{aligned}
 u_o &= (V_{CC} - i_{24}R_C) - (V_{CC} - i_{13}R_C) = (i_{13} - i_{24})R_C \\
 &= I_0R_C \operatorname{th} \frac{u_1}{2U_T} \operatorname{th} \frac{u_2}{2U_T}
 \end{aligned} \tag{6.3.25}$$

当 $|u_1| \leq U_T$ 、 $|u_2| \leq U_T$ 时，双差分对模拟相乘器工作在小信号状态，由于 $u \leq U_T$ (26 mV) 时 $u / 2U_T \leq 0.5$ ，根据双曲正切函数特性有 $\operatorname{th} \frac{u}{2U_T} \approx \frac{u}{2U_T}$ ，所以式 (6.3.25) 可近似为

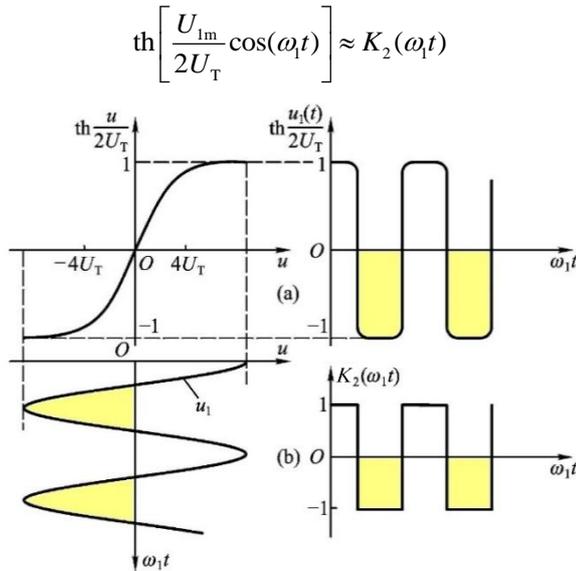
$$u_o \approx \frac{I_0R_C}{4U_T^2} u_1 u_2 \tag{6.3.26}$$

式(6.3.26)说明，双差分对模拟相乘器只有当 u_1 、 u_2 均为小信号且幅度均小于 26 mV 时，方可实现理想的相乘功能。

当 $|u_2| \leq U_T$ ， u_1 为任意值时，双差分对模拟相乘器工作在线性时变状态。因此，

$$u_o \approx \frac{I_0R_C}{2U_T} u_2 \operatorname{th} \frac{u_1}{2U_T} \tag{6.3.27}$$

当 $|u_2| \leq U_T$ ， $u_1 = U_{1m} \cos(\omega_1 t)$ 时，则 $\operatorname{th} \frac{u_1}{2U_T}$ 为周期函数，可用傅里叶级数展开，故相乘器工作在线性时变状态，如果 $U_{1m} \geq 260\text{mV}$ ，双曲正切函数 $\operatorname{th} \left[\frac{U_{1m}}{2U_T} \cos(\omega_1 t) \right]$ 趋于周期性方波，如图 6.3.12 (a) 所示，双差分对模拟相乘器工作在开关状态，可近似用图 6.3.12 (b) 所示的双向开关函数 $K_2(\omega_1 t)$ 表示，即



(a) 双曲正切函数波形 (b) 双向开关函数

图 6.3.12 大信号输入时双曲正切函数波形及双向开关函数

因此，式 (6.3.27) 可近似变换为

$$u_o \approx \frac{I_0 R_C}{2U_T} u_2 K_2(\omega_1 t) \quad (6.3.28)$$

双向开关 $K_2(\omega_1 t)$ 的傅里叶级数展开式见式 (6.3.21)。

上述讨论说明， u_2 必须为小信号，这将使双差分对模拟相乘器的应用范围受到限制。在实际电路中可采用负反馈技术来扩展 u_2 的动态范围。

二、MC1496/1596 集成模拟相乘器

根据双差分对模拟相乘器基本原理制成的单片集成模拟相乘器 MC1496/1596 的内部电路如图 6.3.13 所示，其引脚排列如图 6.3.14 所示，其电路结构与图 6.3.11 基本类似。所不同的是，MC1496/1596 相乘器用 V_7 、 R_1 、 V_8 、 R_2 、 V_9 、 R_3 和 R_5 ，等组成多路电流源电路， R_5 、 V_7 、 R_1 为电流源的基准电路， V_8 、 V_9 分别供给 V_5 、 V_6 管恒流 $I_0/2$ ， R_5 为外接电阻，可用以调节 $I_0/2$ 的大小。另外，由 V_5 、 V_6 两管的发射极引出接线端 2 和 3，外接电阻 R_Y ，利用 R_Y 的负反馈作用可以扩大输入电压 u_2 的动态范围。 R_C 为外接负载电阻。

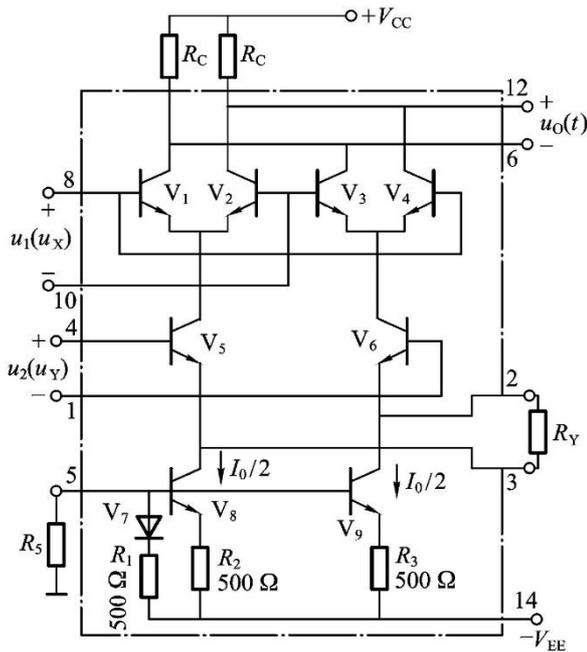


图 6.3.13 MC1496/1596 内部电路

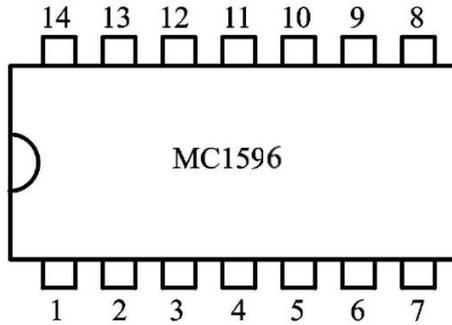


图 6.3.14 MC1496/1596 引脚排列

V_5 、 V_6 两管发射极之间跨接负反馈电阻 R_Y ，如图 6.3.15 所示，由图可见，当 R_Y 远大于 V_5 、 V_6 管的发射结电阻 r_e 时，则

$$\left. \begin{aligned} i_{E5} &\approx \frac{I_0}{2} + \frac{u_2}{R_Y} \\ i_{E6} &\approx \frac{I_0}{2} - \frac{u_2}{R_Y} \end{aligned} \right\} \quad (6.3.29)$$

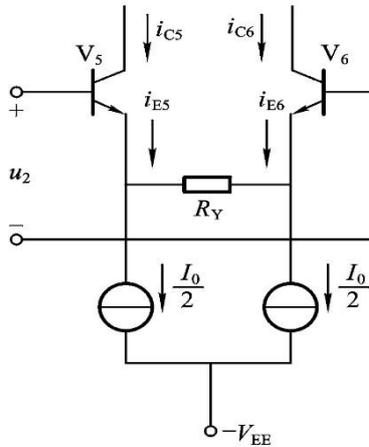


图 6.3.15 扩大 u_2 动态范围的电路

因此，差分对管 V_5 、 V_6 的输出差值电流为

$$i_{C5} - i_{C6} \approx i_{E5} - i_{E6} = \frac{2u_2}{R_Y} \quad (6.3.30)$$

将式 (6.3.30) 代入式 (6.3.24)，可得 MC1496/1596 相乘器输出差值电流为

$$i = \frac{2u_2}{R_Y} \text{th} \frac{u_1}{2U_T} \quad (6.3.31)$$

而输出电 u_2 为

$$u_o = \frac{2u_2}{R_Y} R_C \operatorname{th} \frac{u_1}{2U_T} \quad (6.3.32)$$

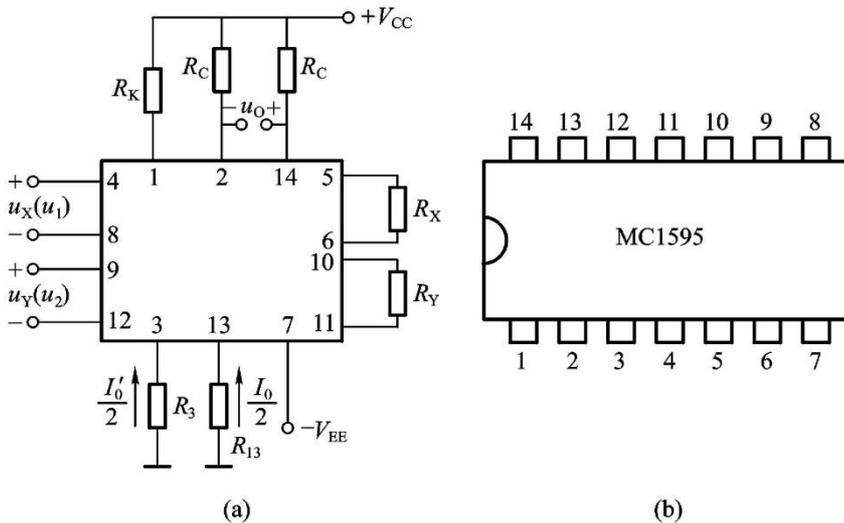
可证明, u_2 的动态范围与外接电阻 R_Y 的关系为

$$-\left(\frac{I_0}{4} R_Y + U_T\right) \leq u_2 \leq \left(\frac{I_0}{4} R_Y + U_T\right) \quad (6.3.33)$$

MC1496/1596 广泛应用于调幅及解调、混频等电路中, 但应用时 $V_1 \sim V_4$ 、 V_5 、 V_6 晶体管的基极均需外加偏置电压, 方能正常工作 (详见 6.4 节内容)。通常把 8、10 端称为 X 输入端, u_1 用 u_x 表示; 4、1 端称为 Y 输入端, u_2 用 u_y 表示。

三、MC1595 集成模拟相乘器

作为通用的模拟相乘器, 还需将 u_1 的动态范围进行扩展。MC1595 就是在 MC1496 的基础上增加了 u_1 (u_x) 动态范围扩展电路 (它与 u_y 动态范围扩展电路相同), 使之成为具有四象限相乘功能的通用集成器件, 其外接电路及引脚排列如图 6.3.16 (a)、(b) 所示。4、8 端为 u_1 (u_x) 输入端, 9、12 端为 u_2 (u_y) 输入端, 14、2 端为输出端, R_C 为外接负载电阻。 R_X 、 R_Y 是分别用来扩展 u_x 、 u_y 动态范围的负反馈电阻, R_3 、 R_{13} 用来分别设定 $I_0'/2$ 和 $I_0/2$, 1 端所接电阻 R_K 用来设定 1 端电位, 以保证各管工作在放大区。因为流过 R_K 的电流为 I_0' , 当 R_K 过大, 1 端直流电位下降过多时, 就会影响电路的正常工作。



(a) 外接电路 (b) 引脚排列

图 6.3.16 MC1595 集成模拟相乘器

相乘器的输出电压 u_o 表示式为

$$u_o = \frac{4R_C}{R_X R_Y I_0'} u_x u_y = A_M u_x u_y \quad (6.3.34)$$

式中, $A_M = \frac{4R_C}{R_X R_Y I_0}$, 为相乘器的增益系数, MC1595 增益系数的典型值为 $0.1V^{-1}$ 。

式 (6.3.34) 中 u_x 、 u_y 的动态范围必须满足以下关系:

$$\left. \begin{aligned} -\left(\frac{1}{4}I_0R_X + U_T\right) \leq u_x \leq \frac{1}{4}I_0R_X + U_T \\ -\left(\frac{1}{4}I_0R_Y + U_T\right) \leq u_y \leq \frac{1}{4}I_0R_Y + U_T \end{aligned} \right\} \quad (6.3.35)$$

6.4 节 振幅调制电路

调幅电路按照输出功率高低, 可分为低电平调幅电路和高电平调幅电路。本节将对实际应用中的的一些调幅电路进行讨论。

6.4.1 低电平调幅电路

一、平方律调幅

1. 工作原理

前已指出, 要进行振幅调制, 必须利用电子器件的非线性特性构成乘法器。而由式 (6.3.2) 可以看出, 这是由二极管特性曲线的幂级数展开式中的二次方项实现的。如果作用于非线性器件上的信号电压只工作于伏安特性曲线的起始弯曲部分, 这时可以只取幂级数的前三项, 实际上就是用通过静态工作点的一条抛物线代替特性曲线。也就是说, 可以利用工作于平方律部分的电子器件实现调幅功能, 故这种电路称为平方律调幅电路。

图 6.4.1 表示平方律调幅的方框图。这里将调制信号 u_Ω 与载波 u_c 相加后, 同时加入非线性器件, 然后通过中心频率为 ω_c 的带通滤波器取出输出电压 u_o 中的调幅波成分 u_{AM} 。现分析如下:

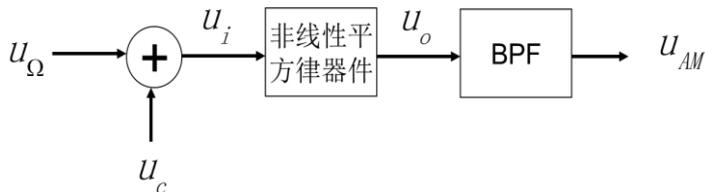


图 6.4.1 平方律调幅框图

假设非线性器件为二极管, 它的特性可表示为

$$u_o = a_0 + a_1 u_i + a_2 u_i^2 \quad (6.4.1)$$

式中, 输入电压为

$$\begin{aligned} u_i &= u_c (\text{载波}) + u_\Omega (\text{调制信号}) \\ &= U_{cm} \cos \omega_c t + U_{\Omega m} \cos \Omega t \end{aligned} \quad (6.4.2)$$

代入 (6.4.1), 得

$$\left. \begin{aligned}
u_o(t) = & a_0 + \frac{1}{2}a_2(U_{cm}^2 + U_{\Omega m}^2) \dots\dots\dots \text{直流项} \\
& + a_1U_{cm} \cos \omega_c t \dots\dots\dots \text{载波频率} \\
& + a_1U_{\Omega m}^2 \cos \Omega t \dots\dots\dots \text{调制信号基频} \\
& + a_2U_{\Omega m}U_{cm} [\cos(\omega_c + \Omega)t + \cos(\omega_c - \Omega)t] \dots\dots \text{上下边频} \\
& + \frac{1}{2}a_2U_{cm}^2 \cos 2\omega_c t \dots\dots\dots \text{载频二次谐波} \\
& + a_1U_{\Omega m} \cos \Omega t \dots\dots\dots \text{调制信号基频} \\
& + \frac{1}{2}a_2U_{\Omega m}^2 \cos 2\Omega t \dots\dots\dots \text{调制信号二次谐波}
\end{aligned} \right\} \quad (6.4.3)$$

其中产生调幅作用的是 $a_2u_i^2$ 项，故称为平方律调幅。滤波后，输出电压为

$$\begin{aligned}
u_{AM}(t) &= a_1U_{cm} \cos \omega_c t + a_2U_{\Omega m}U_{cm} [\cos(\omega_c + \Omega)t + \cos(\omega_c - \Omega)t] \\
&= a_1U_{cm} \cos \omega_c t + 2a_2U_{\Omega m}U_{cm} \cos \Omega t \cos \omega_c t \\
&= a_1U_{cm} \left(1 + \frac{2a_2}{a_1}U_{\Omega m} \cos \Omega t \right) \cos \omega_c t
\end{aligned} \quad (6.4.4)$$

由上式显然可知，调幅度：

$$m_a = \frac{2a_2}{a_1}U_{\Omega m} \quad (6.4.5)$$

由式 (6.4.5) 可以得出如下结论：

1) 调幅度 m_a 的大小由调制信号电压振幅 $U_{\Omega m}$ 及调制器的特性曲线所决定，亦即由 a_1 、 a_2 所决定。

2) 通常 $a_1 \gg a_2$ ，因此用这种方法所得到的调幅度是不太大的。

为了使电子器件工作于平方律部分，电子管或晶体管应工作于甲类非线性状态，因此效率不高。所以，这种调幅方法主要用于低电平普通调幅。此外，它还可以组成平衡调幅器 (*balanced modulator*)，以抑除载波。

2. 二极管平衡调幅电路

采用图 6.3.7 的二极管平衡相乘器可以构成调幅电路。将 u_2 端接调制信号 u_{Ω} ，为小信号； u_1 端接载波信号 u_c ，为大信号，一般要求 U_{cm} 大于 $U_{\Omega m}$ 10 倍以上，使二极管工作在开关状态。这里是用二极管的平方律特性进行调幅的。平衡调幅器的输出电压只有两个上、下边带，没有载波。亦即平衡调幅器的输出是载波被抑止的双边带。证明如下：

由于两个二极管是相同的，可以假定它们的特性曲线能用同一个平方律公式来表示：

$$i_1 = b_0 + b_1u_1 + b_2u_1^2 \quad (6.4.6)$$

$$i_2 = b_0 + b_1u_2 + b_2u_2^2 \quad (6.4.7)$$

式中 $u_1 = u_c + u_\Omega = U_{cm} \cos \omega_c t + U_{\Omega m} \cos \Omega t$

$u_2 = u_c - u_\Omega = U_{cm} \cos \omega_c t - U_{\Omega m} \cos \Omega t$

将 u_1 、 u_2 的表达式代入 (6.4.6) 和 (6.4.7)，即可求出输出电压为

$$u_o = (i_1 - i_2)R = 2R [b_1 U_{\Omega m} \cos \Omega t + b_2 U_{\Omega m} U_{cm} \cos(\omega_c + \Omega)t + b_2 U_{\Omega m} U_{cm} \cos(\omega_c - \Omega)t] \quad (6.4.8)$$

由式 (6.4.8) 显然可知，输出中没有载波分量，只有上下边带 ($\omega_c \pm \Omega$) 与调制信号频率 Ω (可用滤波器滤掉)。亦即平衡调幅器的输出是载波被抑止的双边带 (以 *DSC-DSB* 表示)。

应该指出，在以上这些电路中，无形中都已假定所有的二极管的特性都相同，电路完全对称。这样，输出中才能将载波完全抑止。事实上，电子器件的特性不可能完全相同，所用的变压器也难于做到完全对称。这就会有载波漏到输出中去，形成载漏 (*carrier leak*)。因此，电路中往往要加平衡装置，以使载漏减至最小。

从平衡调幅器获得载波被抑止的双边带后，再设法滤去一条边带，即可获得单边带输出。因此，平衡调幅器是单边带技术中的基本电路。

二、斩波调幅

1. 工作原理

所谓斩波调幅就是将所要传送的信号 u_Ω 通过一个受载波频率 ω_c 控制的开关电路 (斩波电路)，以使它的输出波形被“斩”成周期为 $\frac{2\pi}{\omega_c}$ 的脉冲，因而包含 $\omega_c \pm \Omega$ 及各种谐波分量等。

再通过中心频率为 ω_c 的带通滤波器，取出所需要的调幅波输出 u_o ，即实现了调幅。

图 6.4.2 是斩波调幅器的框图，它的调幅过程图解见图 6.4.3。

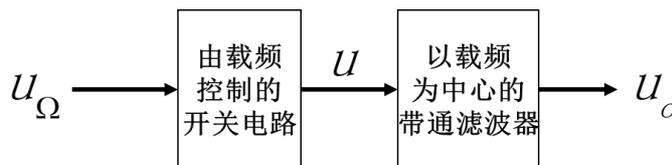


图 6.4.2 斩波调幅框图

设图 6.4.2 中的斩波电路按照图 6.4.3 (b) 的开关函数 $K_1(\omega_1 t)$ 对音频信号 u_Ω 进行斩波。根据上一节开关函数以下式代表：

$$K_1(\omega_1 t) = \begin{cases} +1, \cos \omega_1 t \geq 0 \\ 0, \cos \omega_1 t < 0 \end{cases} \quad (6.4.9)$$

因此， $K_1(\omega_c t)$ 是一个振幅等于 1、重复频率为 ω_c 的矩形波。斩波后的电压为

$$u(t) = u_\Omega(t) K_1(\omega_1 t) = K_1(\omega_1 t) U_{\Omega m} \cos \Omega t \quad (6.4.10)$$

由此可得到 $u(t)$ 为一系列振幅按照 u_Ω 规律变化的矩形脉冲波，如图 6.4.3 (c) 所示。

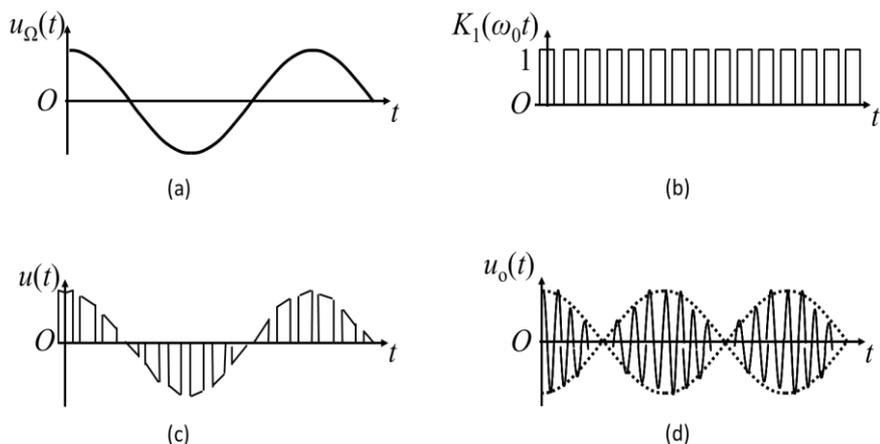


图 6.4.2 斩波调幅器工作过程

由于 $K_1(\omega_1 t)$ 可用如下的傅里叶级数展开为

$$K_1(\omega_1 t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos(\omega_1 t) - \frac{2}{3\pi} \cos(3\omega_1 t) + \dots$$

代入式 (6.4.10), 即得

$$\begin{aligned} u(t) &= K_1(\omega_c t) U_{\Omega m} \cos \Omega t \\ &= \frac{1}{2} U_{\Omega m} \cos \Omega t + \frac{2}{\pi} U_{\Omega m} \cos \Omega t \cos(\omega_c t) - \frac{2}{3\pi} U_{\Omega m} \cos \Omega t \cos(3\omega_c t) + \dots \\ &= \frac{1}{2} U_{\Omega m} \cos \Omega t + \frac{2}{\pi} U_{\Omega m} [\cos(\omega_c + \Omega)t + \cos(\omega_c - \Omega)t] \\ &\quad - \frac{2}{3\pi} U_{\Omega m} [\cos(3\omega_c + \Omega)t + \cos(3\omega_c - \Omega)t] + \dots \end{aligned} \quad (6.4.11)$$

由式 (6.4.11) 显然可知, $u(t)$ 中包含 Ω 、 $\omega_c \pm \Omega$ 、 $3\omega_c \pm \Omega$ 等项。通过中心频率为 ω_c 的带通滤波器后, 即可取出 $\omega_c \pm \Omega$ 项, 即输出电压 u_o 为载波被抑制的双边带 $\omega_c \pm \Omega$ 输出, 如图 6.4.3 (d) 所示。

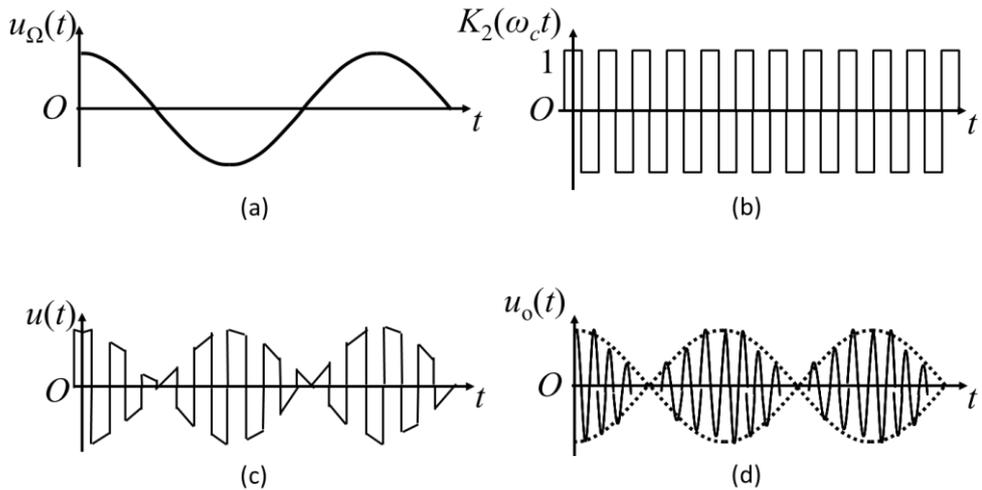


图 6.4.4 平衡斩波调幅工作过程

以上是用不对称的开关电路来获得斩波调幅的。实际上，更常用对称的开关电路。此处等效为双向开关函数 $K_2(\omega_c t)$ ，它是上、下对称的方波，其峰-峰值等于 2，如图 6.4.4 (b) 所示，它对图 6.4.4 (a) 的信号 $u_\Omega(t)$ 进行斩波后，即获得 (c) 中的斩波输出电压 $u(t)$ 的波形。最后通过带通滤波器，取 $\omega_c \pm \Omega$ 的双边带 u_o ，如 (d) 所示。

以上过程分析如下：

有上节可知，双向开关函数

$$\begin{aligned}
 K_2(\omega_c t) &= K_1(\omega_c t) - K_1(\omega_c t - \pi) \\
 &= \begin{cases} +1, \cos \omega_c t \geq 0 \\ -1, \cos \omega_c t < 0 \end{cases} \\
 &= \frac{4}{\pi} \cos(\omega_c t) - \frac{4}{3\pi} \cos(3\omega_c t) + \frac{4}{5\pi} \cos(5\omega_c t) \cdots
 \end{aligned} \tag{6.4.12}$$

代入式 (6.4.10) 中，有

$$\begin{aligned}
 u(t) &= K_2(\omega_c t) U_{\Omega m} \cos \Omega t \\
 &= \frac{4}{\pi} U_{\Omega m} \cos(\omega_c t) \cos \Omega t - \frac{4}{3\pi} U_{\Omega m} \cos(3\omega_c t) \cos \Omega t \\
 &\quad + \frac{4}{5\pi} U_{\Omega m} \cos(5\omega_c t) \cos \Omega t - \cdots \\
 &= \frac{4}{\pi} U_{\Omega m} [\cos(\omega_c + \Omega)t + \cos(\omega_c - \Omega)t] \\
 &\quad - \frac{4}{3\pi} U_{\Omega m} [\cos(3\omega_c + \Omega)t + \cos(3\omega_c - \Omega)t] \\
 &\quad + \frac{4}{5\pi} U_{\Omega m} [\cos(5\omega_c + \Omega)t + \cos(5\omega_c - \Omega)t] - \cdots
 \end{aligned} \tag{6.4.13}$$

与式(6.4.11)对比可知,平衡斩波调幅没有低频分量,而且高频分量的振幅也提高了一倍。经过中心频率为 ω_c 的带通滤波器后,同样得到 $\omega_c \pm \Omega$ 的双边带输出。

2. 实现电路

以上所讨论的开关电路可以由二极管组成。图6.4.5所示的电桥电路即可起到图6.4.2中的开关电路作用。图中 $u_c = U_{cm} \cos \omega_c t$, $u_\Omega = U_{\Omega m} \cos \Omega t$ 。 U_{cm} 应取得足够大,以使二极管的通断完全由 u_c 控制,即当 $u_a > u_b$ 时,四个二极管导通,使输出电压等于零;当 $u_a < u_b$ 时,四个二极管截止,使 $u = u_\Omega$ 。因此输出信号的波形如图6.4.3(c)所示,亦即实现了调幅。

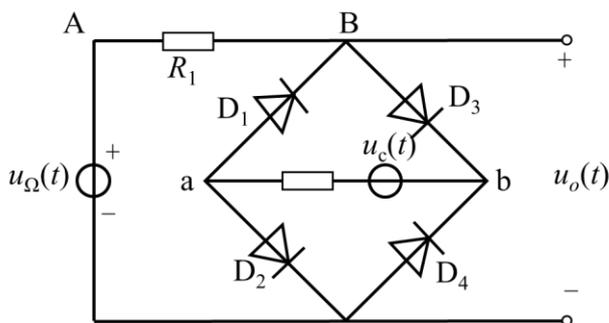


图 6.4.5 二极管桥式斩波调幅电路

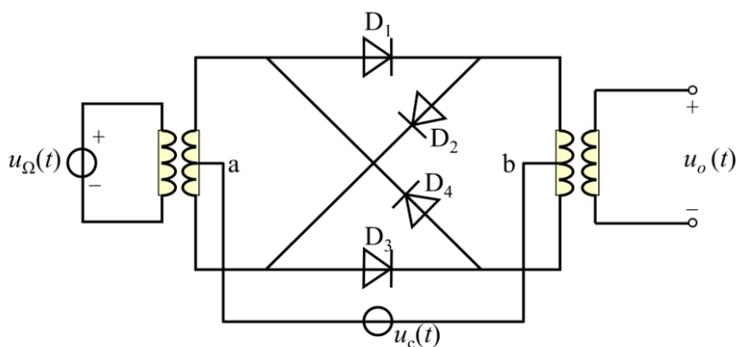


图 6.4.6 环形调幅电路

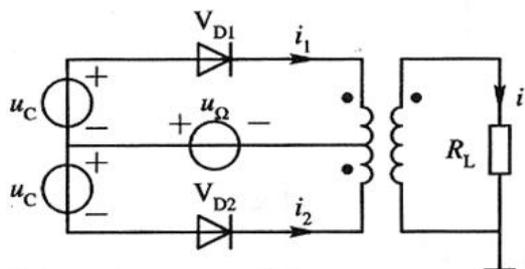
也可以将四个二极管接成如图6.4.6所示的环形调幅电路。这四个二极管的导通与截止也完全由载波电压 u_c 决定。例如,当 a 端为正, b 端为负时, D_1 与 D_3 导通, D_2 与 D_4 截止;当 a 端为负, b 端为正时,则 D_1 与 D_3 截止, D_2 与 D_4 导通。这里的 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 即起到二极管桥式斩波调幅电路所示电路中的双刀双掷开关作用,因此输出电压的波形如图6.4.3(d)所示,亦即实现了调幅。

为了保证以上两种电路中的导通与截止都由载波电压 u_c 决定,就要求它的振幅 U_{cm} 足够大。通常要求 U_{cm} 比调制信号峰值电压 $U_{\Omega m}$ 大10倍以上。

电桥电路或环形电路过去常用氧化亚铜或晶体二极管制成,现在也可以做成集成电路。

这种调幅电路的优点是维护简易、稳定、寿命长；缺点是功率小，不适用于大功率电路。

例 6.4.1 在下图(a)所示的电路中，已知调制信号 $u_{\Omega}=U_{\Omega}\cos\Omega t$ ，载波电压 $u_c=U_c\cos\omega_c t$ ，且 $\omega_c \gg \Omega$ ，二极管 V_{D1} 、 V_{D2} 的伏安特性相同，均为从原点出发，斜率为 g_D 的直线。试分析其输出电流的频率分量，并说明此电路是否能实现双边带调制？



例 6.4.1 图 (a) 电路

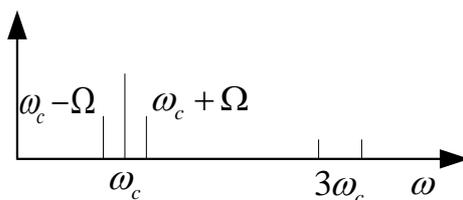


图 (b) 电流频谱图

分析思路如下：

- ① 标定二极管两端的电压和流过它的电流的正方向，一般可按实际方向标定；
- ② 求出加在二极管两端的电压 u_D ；
- ③ 求出流过二极管的电流 $i_D=g_D K_1(\omega_c t)u_D$ ，此时二极管电导有两种情况，若 u_c 正向加到二极管两端，二极管在 u_c 的正半周导通，为 $g_D K_1(\omega_c t)$ ；若 u_c 反向加到二极管两端，为 $g_D K_1(\omega_c t-\pi)$ ；
- ④ 分析 i 中的频率分量，若有 $\omega_c \pm \Omega$ 分量，且无 ω_c 分量，则可产生 DSB 信号(滤波后)；若有 $\omega_c \pm \Omega$ 和 ω_c 分量，不能产生 DSB，只能产生 AM 信号。

解：由图可知 $u_{D1}=u_c+u_{\Omega}$ ， $u_{D2}=-u_c+u_{\Omega}$ ， u_c 正向加到 V_{D1} ，反向加到 V_{D2} ，故 $g_1(t)=g_D K_1(\omega_c t)$ ， $g_2(t)=g_D K_1(\omega_c t-\pi)$ ， i_1 与 i_2 流动方向相反，有

$$\begin{aligned} i &= i_1 - i_2 = g_D K_1(\omega_c t)u_{D1} - g_D K_1(\omega_c t - \pi)u_{D2} \\ &= g_D K_1(\omega_c t)(u_c + u_{\Omega}) - g_D K_1(\omega_c t - \pi)(-u_c + u_{\Omega}) \\ &= g_D [K_1(\omega_c t) + K_1(\omega_c t - \pi)]u_c + g_D [K_1(\omega_c t) - K_1(\omega_c t - \pi)]u_{\Omega} \\ &= g_D u_c + g_D K_2(\omega_c t)u_{\Omega} \\ &= g_D U_c \cos \omega_c t + g_D \left(\frac{4}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_c t + \dots \right) U_{\Omega} \cos \Omega t \end{aligned}$$

可以看出， i 中的频率分量有 ω_c ， $(2n-1)\omega_c \pm \Omega$ ($n=1,2,3, \dots$)。其频谱如图 (b) 所示。由此可见，所示电路可以完成 AM 调制，但不能得到 DSB 信号。

三、模拟乘法器调幅电路

采用双差分对集成模拟相乘器可构成性能优良的调幅电路。图 6.4.7 所示为采用 MC1496 构成的双边带调幅电路，图中接于正电源电路的电阻 R_8 、 R_9 用来分压，以便提供

相乘器内部 $V_1 \sim V_4$ 管的基极偏压；负电源通过 R_p 、 R_1 、 R_2 及 R_3 、 R_4 的分压供给相乘器内部 V_5 、 V_6 管的基极偏压， R_p 称为载波调零电位器，调节 R_p 可使电路对称减小载波信号输出； R_C 为输出端的负载电阻，接于 2、3 端的电阻 R_Y 用来扩大 u_Ω 的线性动态范围。

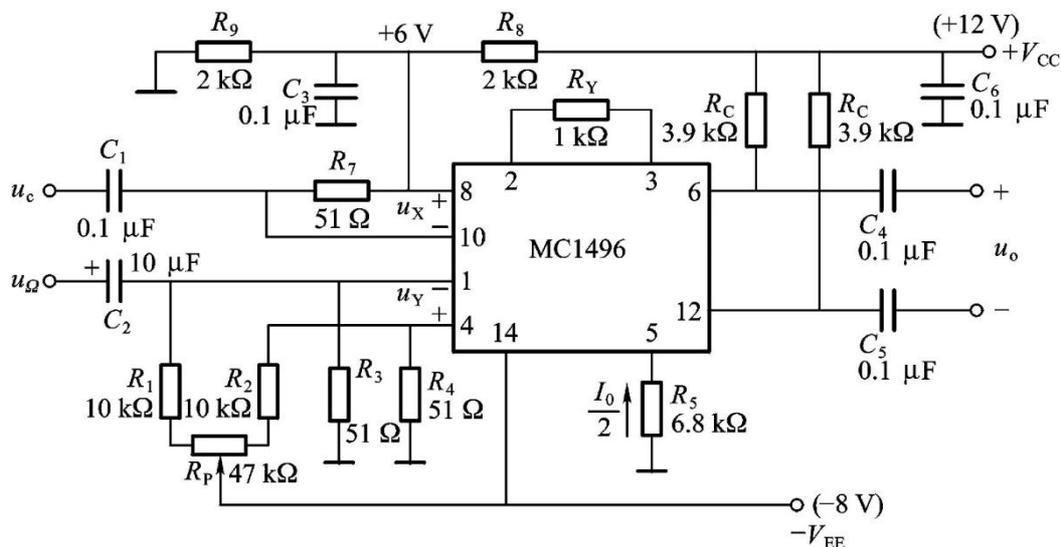


图 6.4.7 MC1496 构成的双边带调幅电路

根据图 6.4.7 中负电源值及 R_5 的阻值，可得 $I_0 / 2 \approx 1\text{mA}$ ，这样不难得到模拟相乘器各管脚的直流电位分别为

$$U_1 = U_4 \approx 0\text{V}, U_2 = U_3 \approx -0.7\text{V}, U_8 = U_{10} \approx 6\text{V}$$

$$U_6 = U_{12} = V_{CC} - R_C I_0 / 2 = 8.1\text{V}, U_5 = -R_5 I_0 / 2 = -6.8\text{V}$$

实际应用中，为了保证集成模拟相乘器 MC1496 能正常工作，各引脚的直流电位应满足下列要求：

- 1) $U_1 = U_4$ ， $U_8 = U_{10}$ ， $U_6 = U_{12}$ ；
- 2) $U_{6(12)} - U_{8(10)} \geq 2\text{V}$ ， $U_{8(10)} - U_{4(1)} \geq 2.7\text{V}$ ， $U_{4(1)} - U_5 \geq 2.7\text{V}$ 。

载波信号 $u_c = U_{cm} \cos \omega_c t$ 通过电容 C_1 、 C_3 及 R_7 ，加到相乘器的输入端 8、10 脚，低频信号 $u_\Omega = U_{\Omega m} \cos \Omega t$ 通过 C_2 、 R_3 及 R_4 ，加到相乘器的输入端 1、4 脚，输出信号可由 C_4 、 C_5 单端输出或双端输出。

为了减少载波信号输出，可先令 $u_\Omega = 0$ ，即将 u_Ω 输入端对地短路，只有载波 u_c 输入时，调节 R_p ，使相乘器输出电压为零，但实际上模拟相乘器不可能完全对称，所以调节 R_p 输出电压不可能为零，故只需使输出载波信号为最小（一般为毫伏级）。若载波输出电压过大，则说明该器件性能不好。

低频输入信号 u_{Ω} 的幅度不能过大，其最大值主要由 $I_0/2$ 与 R_Y 的乘积所限定。幅度过大时，输出调幅信号形就会产生严重的失真。

工程上，载波信号常采用大信号输入，即 $U_{cm} \geq 260mV$ ，这时双差分对管在 u_c 的作用下工作在开关状态，这时调幅电路输出电压由式 (6.3.32) 可得

$$u_o(t) = \frac{2R_C}{R_Y} u_{\Omega}(t) K_2(\omega_c t) \quad (6.4.14)$$

式中， $K_2(\omega_c t)$ 为受 u_c 控制的双向开关函数。

由式 (6.4.14) 可见，双差分对模拟相乘器工作在开关状态实现双边带调幅时，输出频谱比较纯净，只有 $p\omega_c \pm \Omega$ (p 为奇数) 的组合频率分量，只要用滤波器滤除高次谐波分量，便可得到抑制载波的双边带调幅信号，而且调制失真很小。同时，这时输出幅度不受 U_{cm} 大小的影响。

如果调节图 6.4.7 中 R_p 使载波输出电压不为零，即可产生普通调幅信号输出，因为调节 R_p 使载波输出不为零，实际上是使 1、4 两端直流电位不相等，这就相当于在 u_Y 端输入了一个固定的直流电压 U_Q ，使双差分对电路不对称，载波不能相互抵消而产生了输出，从而实现普通调幅。为了调节 R_p 使 1、4 两端直流电位变化明显，可将 R_1 、 R_2 改用 750Ω 的电阻。

6.4.2 高电平调幅电路

高电平调幅就是在功率电平高的级中完成调幅过程，这个过程通常都是在丙类谐振功率放大器中进行的。它主要用于产生普通调幅信号，可以直接产生满足发射功率要求的已调波。高电平调幅电路必须兼顾输出功率、效率、调制线性等几方面的要求。根据调制信号控制的电极不同，调制方法主要有：

集电极（或阳极）调制：调制信号控制集电极（阳极）电源电压，以实现调幅；

基极（或控制栅极）调制：调制信号控制基极（控制栅极）电源电压，以实现调幅。

一、集电极调幅电路

所谓集电极（阳极）调幅，就是用调制信号来改变高频功率放大器的集电极（阳极）直流电源电压，以实现调幅。它的基本电路如图 6.4.8 所示。由图可知，低频调制信号 $u_{\Omega}(t)$ 与直流电源 V_{CC} 相串联，因此放大器的有效集电极电源电压 U_{CC} 等于上述两个电压之和，它随调制信号波形而变化。根据第 3 章可知，在过压状态下，集电极电流的基波分量 I_{c1m} 随集电极电源电压成正比变化。因此，集电极的回路输出高频电压振幅将随调制信号的波形而变化，于是得到调幅波输出。

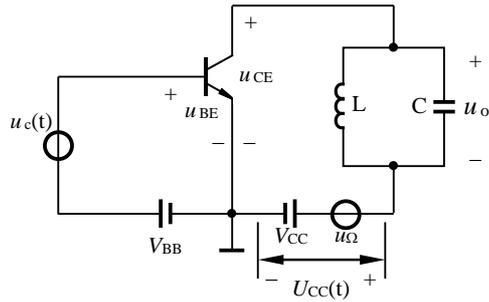


图 6.4.8 集电极调幅的基本电路

由此可知，为了获得有效的调幅，集电极调幅电路必须总是工作于过压状态。

可以证明，集电极调幅的集电极转换效率比较高，晶体管获得充分的应用，这是它的主要优点。其缺点是已调波的边频带功率由调制信号供给，因而需要大功率的调制信号源。

二、基极调幅电路

所谓基极(栅极)调幅，就是用调制信号电压来改变高频功率放大器的基极(栅极)偏压，以实现调幅。它的基本电路如图 6.4.9 所示。由图可知，低频调制信号电压 $u_{\Omega}(t)$ 与直流偏压 V_{BB} 相串联。放大器的有效偏压等于这两个电压之和，它随调制信号波形而变化。根据第 3 章可知，在欠压状态下，集电极电流的基波分量 I_{c1m} 随基极电压成正比变化。因此，集电极的回路输出高频电压振幅将随调制信号的波形而变化，于是得到调幅波输出。

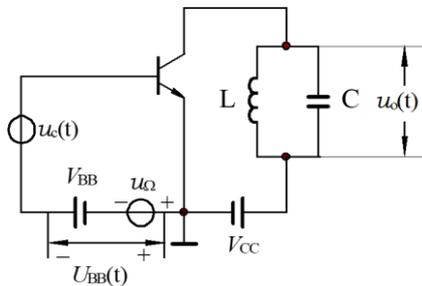


图 6.4.9 基极调幅的基本电路

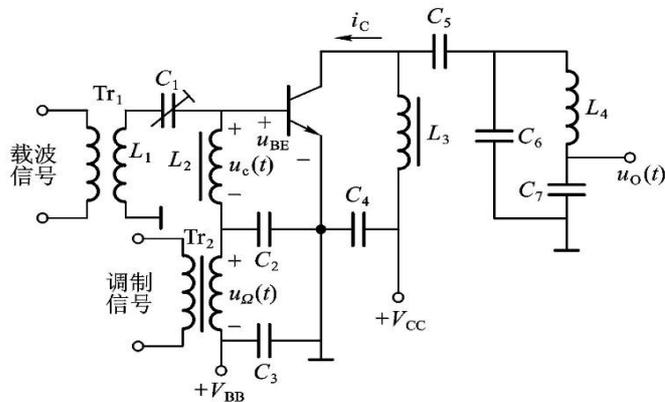
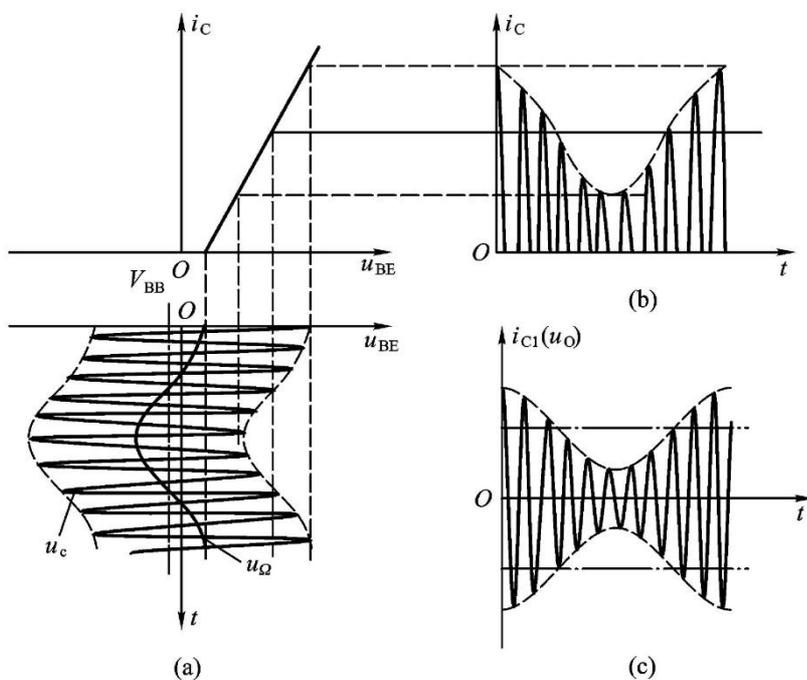


图 6.4.10 基极调幅电路

下面结合图 6.4.10 来具体分析基极调幅电路的工作过程。高频载波信号 u_c 通过高频变压器 Tr_1 和 L_1 、 C_1 构成的 L 形网络加到晶体管的基极电路，低频调制信号 u_Ω 通过低频变压信号器 Tr_2 加到晶体管的基极电路。 C_2 为高频旁路电容，用来为载波信号提供通路，但对低频信号容抗很大； C_3 为低频耦合电容，用来为低频信号提供通路。令 $u_\Omega(t) = U_{\Omega m} \cos \Omega t$ ， $u_c(t) = U_{cm} \cos \omega_c t$ ，由图可见，晶体管 BE 之间的电压为

$$u_{BE} = V_{BB} + U_{\Omega m} \cos \Omega t + U_{cm} \cos \omega_c t$$

其波形如图 6.4.11 (a) 所示。在调制过程中，晶体管的基极电压随调制信号 u_Ω 的变化而变化，使放大器的集电极脉冲电流的最大值 i_{Cmax} 和导通角 θ 也按调制信号的大小而变化，如图 6.4.11 (b) 所示。将集电极谐振回路调谐在载频 ω_c 上，那么放大器的输出端便可获得图 6.4.11 (c) 所示的调幅信号电压 u_o 。



(a) 基极电压 (b) 集电极电流脉冲 (c) 输出调幅信号图

6.4.11 基极调幅信号波形

由此可知，为了减小调制失真获得有效的调幅，基极调幅电路必须总是工作于欠压。可以证明，基极调幅的平均集电极效率不高，这是它的主要缺点。它的主要优点是所需调制功率很小，对整机的小型化有利。

6.5 节 检波电路

解调与调制过程相反，从高频调幅信号中取出原调制信号的过程称为振幅解调，也称

振幅检波，简称检波。振幅检波可分为两大类，即包络检波和同步检波。输出电压直接反映高频调幅包络变化规律的检波电路称为包络检波电路，它只适用于普通调幅信号的检波。同步检波电路主要用于解调双边带和单边带调幅信号。它也能用于普通调幅信号的解调，但因它比包络检波复杂，所以很少采用。

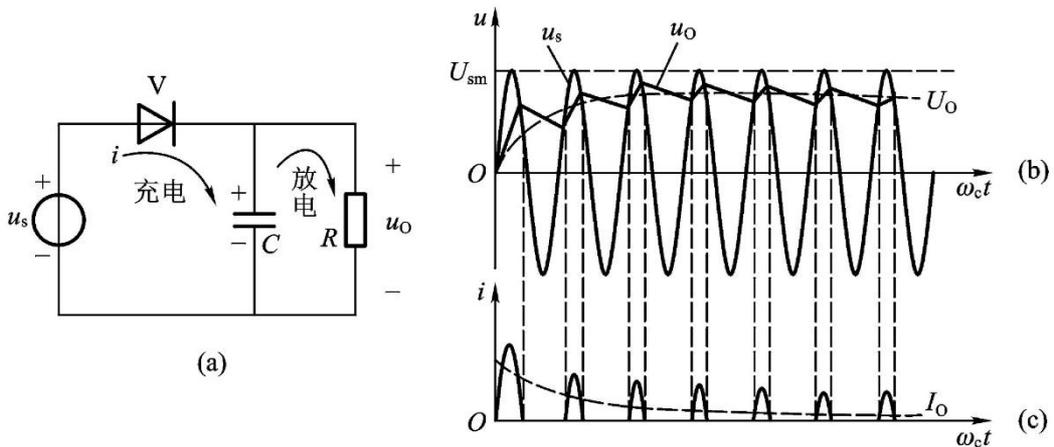
由于普通调幅信号中含有载频分量，且调幅信号的包络与调制信号成正比，因此，常可以直接利用非线性器件的频率变换作用来进行解调，称为包络检波，这种检波电路十分简单，使用广泛。对振幅检波电路的主要要求是检波效率高，失真小，并具有较高的输入电阻。下面先对常用的二极管包络检波电路进行讨论，然后介绍常用的同步检波电路。

6.5.1 二极管包络检波电路

用二极管构成包络检波器电路简单，性能优越，因而应用很广泛。

一、工作原理

二极管包络检波电路如图 6.5.1 (a) 所示，它由二极管 V 和 RC 低通滤波器串联组成。一般要求输入信号的幅度在 $0.5V$ 以上，所以二极管处于大信号工作状态，故又称为大信号检波器。



6.5.1 二极管包络检波电路及其检波波形

设检波器未加输入电压时，电容 C 上没有储存电荷。当输入信号 u_s 为一角频率为 ω_c 的等幅波时，在 u_s 正半周内，二极管导通， u_s 通过二极管向电容 C 充电，因二极管的正向导通电阻为 $r_D (=1/g_D)$ 且 $R \gg r_D$ ，所以充电时间常数为 $r_D C$ ；在 u_s 负半周内，二极管截止， C 通过电阻 R 放电，时间常数为 RC 。由于 $R \gg r_D$ ，所以在每个周期内二极管导通时 C 充电很快，而截止时 C 放电很慢， u_o 将在这种不断充、放电过程中逐渐增长，如图 6.5.1 (b) 所示。由于负载的反作用，由图 6.5.1 (a) 可见，作用在二极管两端的电压为 $u_s - u_o$ ，只有当 $u_s > u_o$ 时二极管才导通，所以随着 u_o 的逐渐增大，二极管每个周期的导通时间逐渐减小，而截止时间逐渐增大，如图 6.5.1 (b)、(c) 所示。这就使电容器在每个周期内的充电电荷

量逐渐减小，放电电荷量逐渐增大，当 C 的充电电荷量等于放电电荷量时，充、放电达到动态平衡。这时输出电压 u_o 便稳定地在平均值 U_o 上下按角频率 ω_c 作锯齿状的等幅波动。显然，其中的 U_o 就是检波器所需输出的检波电压，而在 U_o 上下的锯齿状波动则是因低通滤波器滤波特性非理想而附加在 U_o 上的残余高频电压。

通过以上分析可见，由于 u_o 的反作用，二极管只在 u_s 的峰值附近才导通，导通时间很短，电流导通角很小，通过二极管的电流是周期性的窄脉冲序列，如图 6.5.1 (c) 所示。同时，二极管导通与截止时间的长短与 RC 的大小有关， RC 增大， C 的放电速度减慢， C 积累的电荷便增多，输出电压 u_o 增大，二极管的导电时间则越短。在实际电路中，为了提高检波性能， RC 的取值足够大，满足 $RC \gg 1/\omega_c$ 、 $R \gg r_D$ 的条件，此时可认为 $U_o = U_{sm}$ 。

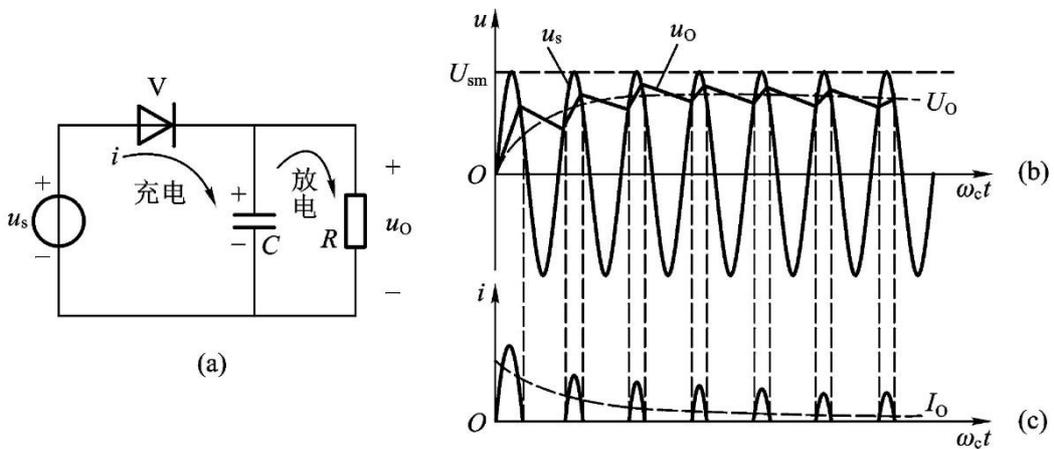


图 6.5.2 调幅信号包络检波波形

当输入信号 u_s 的幅度增大或减小时，检波器输出电压 U_o 也将随之近似成比例地升高或降低。当输入信号为调幅信号时，检波器输出电压 u_o 就随着调幅信号的包络线而变化，从而获得调制信号，完成了检波作用，其检波波形如图 6.5.2 所示。由于输出电压 u_o 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。

二、包络检波电路的质量指标

下面讨论这种检波器的几个主要质量指标：电压传输系数（检波效率）、输入电阻和失真。

1) 电压传输系数（检波效率）

电压传输系数的定义为

$$\eta_d = \frac{\text{检波器的音频输出电压}}{\text{输入调幅波包络振幅}} = \frac{U_{\Omega m}}{m_a U_{sm}} \quad (6.5.1)$$

此处， U_{sm} 为调幅波的载波振幅。用折线近似分析法可以证明

$$\eta_d = \cos \theta \approx \cos\left(\sqrt[3]{\frac{3\pi r_d}{R}}\right) \quad (6.5.2)$$

式中， θ 为电流通角，其值为

$$\theta \approx \sqrt[3]{\frac{3\pi r_d}{R}} \quad (6.5.3)$$

此处， R 为检波器负载电阻； r_d 为检波器内阻。

因此，大信号检波的电压传输系数 η_d 是不随信号电压而变化的常数，它仅取决于二极管内阻 r_d 与负载电阻 R 的比值。它用来描述检波电路将高频调幅信号转换为低频电压的能力。当 $R \gg r_d$ 时， $\theta \rightarrow 0$ ， $\cos \theta \rightarrow 1$ 。即检波效率 η_d 接近于 1，这是包络检波的主要优点。

2) 等效输入电阻 R_i

检波器的等效输入电阻定义为

$$R_i = \frac{U_{sm}}{I_{im}} \quad (6.5.4)$$

式中， U_{sm} 为输入高频电压的振幅； I_{im} 为输入高频电流的基波振幅。

由于二极管电流 i 只在高频信号电压为正峰值的一小段时间通过，电流通角 θ 很小，因此它的基频电流振幅为

$$I_{im} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i \cos \omega t d(\omega t) \approx \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i d(\omega t) = 2I_0 \quad (6.5.5)$$

式中， I_0 为平均（直流）电流。

另一方面，负载 R 两端的平均电压为 $\eta_d U_{sm}$ ，因此平均电流 $I_0 = \eta_d U_{sm} / R$ ，代入式(6.5.5)与式(6.5.4)，即得

$$R_i = \frac{U_{sm}}{2\eta_d U_{sm} / R} = \frac{R}{2\eta_d} \quad (6.5.6)$$

通常 $\eta_d \approx 1$ ，因此 $R_i \approx R/2$ ，即大信号二极管的输入电阻约等于负载电阻的一半。

由于二极管输入电阻的影响，使输入谐振回路的 Q 值降低，消耗一些高频功率。这是二极管检波器的主要缺点。理想情况下，包络检波器的输出波形应与调幅波包络线的形状完全相同。

3) 失真

理想情况下，包络检波器的输出波形应与调幅波包络线的形状完全相同。但实际上，二者之间总会有一些差别，亦即检波器输出波形有某些失真。产生的失真主要有：①惰性失真 (*inertia distortion*)；②负峰切割失真 (*negative peak clipping distortion*)；③非线性失真；④频率失真。

(1) 惰性失真（对角线切割失真）

这种失真是由于负载电阻 R 与负载电容 C 的时间常数 RC 太大所引起的。这时电容 C

上的电荷不能很快地随调幅波包络变化。参阅图 6.5.3, 在调幅波包络下降时, 由于 RC 时间常数太大, 在图中 $t_1 \sim t_2$ 时间内, 输入信号电压 u_s 总是低于电容 C 上的电压 u_o , 二极管始终处于截止状态, 输出电压不受输入信号电压控制, 而是取决于 RC 的放电, 只有当输入信号电压的振幅重新超过输出电压时, 二极管才重新导电。这个非线性失真由于 C 的惰性太大引起的, 所以称为惰性失真。为了防止惰性失真, 只要适当选择 RC 的取值, 使 C 的放电加快, 能跟上高频信号电压包络的变化就行了。

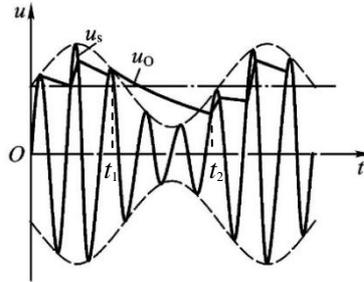


图 6.5.3 惰性失真

下面我们来确定不产生惰性失真的条件。

若输入高频调幅波振幅按下式变化:

$$U'_{sm} = U_{sm}(1 + m_a \cos \Omega t)$$

则其变化速度为

$$\frac{dU'_{sm}}{dt} = -m_a \Omega U_{sm} \sin \Omega t \quad (6.5.7)$$

电容器 C 通过电阻 R 放电, 放电时通过 C 的电流 i_c 应等于通过 R 的电流 i_R 。而

$$i_c = \frac{dQ}{dt} = C \frac{du_o}{dt}; \quad i_R = \frac{u_o}{R}$$

所以

$$C \frac{du_o}{dt} = \frac{u_o}{R} \quad (6.5.8)$$

对大信号检波而言, $\eta_d \approx 1$, 所以, 在二极管停止导电的瞬间(图 6.5.3 中 t_1), $u_o \approx U'_{smo}$, 所以

$$\frac{du_o}{dt} = \frac{U_{sm}}{RC} (1 + m_a \cos \Omega t) \quad (6.5.9)$$

令

$$A = \frac{dU'_{sm}}{dt} / \frac{du_o}{dt}$$

将式 (6.5.7) 和式 (6.5.9) 代入, 得

$$A = RC\Omega \left| \frac{m_a \sin \Omega t}{1 + m_a \cos \Omega t} \right| \quad (6.5.10)$$

显然，要不产生失真，必须使 $A < 1 \left(\frac{du_o}{dt} > \frac{dU'_{sm}}{dt} \right)$ ，即 u_o 变化的速度应比高频电压包络变化的速度快。

由式 (6.5.10) 可见， A 值是 t 的函数。在 t 为某一数值时， A 值最大，等于 A_{max} ，只要 $A_{max} < 1$ ，则不管 t 为何值，惰性失真都不会发生。

将 A 值对 t 求导数，并令 $\frac{dA}{dt} = 0$ ，可以求得

$$A_{max} = RC\Omega \frac{m_a}{\sqrt{1 - m_a^2}} \quad (6.5.11)$$

式中 Ω 是低频角频率，它包含一个频带范围。当 $\Omega = \Omega_{max}$ 时， A_{max} 最大。为了保证在 $\Omega = \Omega_{max}$ 时也不产生失真，必须满足

$$RC\Omega_{max} \frac{m_a}{\sqrt{1 - m_a^2}} < 1 \quad (6.5.12)$$

或写成

$$RC\Omega_{max} < \frac{\sqrt{1 - m_a^2}}{m_a} \quad (6.5.13)$$

式 (6.5.12) 和 (6.5.13) 就是不产生惰性失真的条件。式中 m_a 是调制系数； Ω_{max} 是被检信号的最高调制角频率。

由式 (6.5.12) 和 (6.5.13) 可见， m_a 愈大，则 RC 时间常数应选择得愈小。这是由于 m_a 愈大，高频信号的包络变化愈快，所以 RC 时间常数需要小些，以缩短放电时间，才能跟得上包络的变化。同样，当最高调制角频率 Ω_{max} 加大时，高频信号包络的变化也加快，所以 RC 时间常数也应相应缩短。

当 $m_a = 0.8$ 时，由式 (6.5.12) 和 (6.5.13) 得

$$\Omega_{max} RC \leq 0.75$$

通常，对应最高调制角频率的调制系数很少达到 0.8，因此在工程上可按下式计算：

$$\Omega_{max} RC \leq 1.5 \quad (6.5.14)$$

例 6.5.1 二极管检波电路如图 6.5.2 (a) 所示，图中 $R = 5k\Omega$ ，二极管导通电阻 $r_D = 80\Omega$ 。

输入信号 $u_s(t) = 2 \times [1 + 0.6 \cos(2\pi \times 10^3 t)] \cos(2\pi \times 10^6 t) V$ 。求：电压传输系数 η_d ；(2) 输出电压 u_o 的表达式；(3) 保证波形不产生惰性失真的电容 C 的最大取值。

解：

$$(1) \text{ 电压传输系数 } \eta_d = \cos\left(\sqrt[3]{\frac{3\pi r_p}{R}}\right) = \cos\left(\sqrt[3]{\frac{3\pi \times 80}{5000}}\right) = 0.86$$

(2) 根据 $u_s(t)$ 的表达式, 可知该信号是一个标准调幅信号。其载波振幅 U_{sm} 为 2V, 调幅度 m_a 为 0.6, 载波频率 f_c 为 1MHz, 调制信号频率 F 为 1KHz。

又因为已调波包络振幅为

$$m_a U_{sm} = 0.6 \times 2 = 1.2V$$

根据电压传输系数 η_d 的定义, 可知包络检波后的振幅为

$$U_{om} = \eta_d m_a U_{sm} = 0.86 \times 1.2 \approx 1V$$

包络检波后的信号表达式为

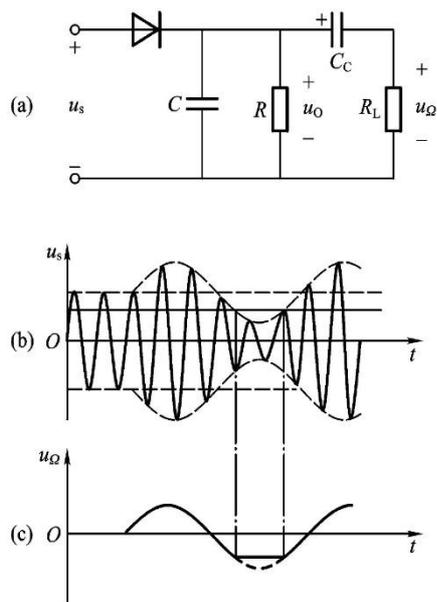
$$u_o(t) = U_{om} \cos 2\pi Ft = \cos(2\pi \times 10^3 t)V$$

$$(3) \text{ 因为不产生惰性失真的条件是 } RC\Omega_{\max} \leq \frac{\sqrt{1-m_a^2}}{m_a}$$

$$\text{所以 } C \leq \frac{\sqrt{1-m_a^2}}{m_a} \frac{1}{R\Omega_{\max}} = \frac{\sqrt{1-0.6^2}}{0.6} \times \frac{1}{5000 \times 2\pi \times 10^3} = 0.042\mu F$$

(2) 负峰切割失真 (底边切割失真)

这种失真是由于检波器的直流负载电阻 R 与交流 (音频) 负载电阻不相等, 而且调幅度 m_a 又相当大时引起的。



(a) 考虑了耦合电容 C_c 和负载电阻 R_L 的检波器电路

(b) 输入电压波形 (c) 输出电压波形

图 6.5.4 负峰切割失真

参阅图 6.5.4，检波器电路通过耦合电容 C_c 与输入电阻为 R_L 的低频放大器相连接。 C_c 的容量较大，对音频来说，可以认为是短路。因此交流负载电阻 R'_L 等于直流负载电阻 R 与 R_L 的并联值，即

$$R'_L = \frac{R \cdot R_L}{R + R_L} < R$$

由于交、直流负载电阻不同，有可能产生失真。这种失真通常使检波器音频输出电压的负峰被切割，因此称为负峰切割失真。

下面就来分析产生这种失真的原因和确定不产生这种失真的条件。

造成交、直流负载电阻不同的原因是隔直电容 C_c 的存在。在稳定状态下， C_c 上有一个直流电压 U_O ，其大小近似等于输入高频电压的振幅 U_{sm} ，即 $U_O \approx U_{sm}$ 。由于 C_c 容量较大（几微法），在音频一周内，其上电压 U_O 基本不变，所以可把它看作一个直流电源。它在电阻 R 和 R_L 上产生分压，如图 6.5.4 所示。电阻 R 上所分的电压为

$$U_R = U_O \frac{R}{R + R_L} \approx U_{sm} \frac{R}{R + R_L} \quad (6.5.15)$$

此电压对二极管而言是负的。

当输入调幅波的调制系数 m_a 较小时，这个电压的存在不致影响二极管的工作。当调

制系数 m_a 较大时，输入调幅波低频包络的负半周可能低于 U_R ，在这期间二极管将截止。直至输入调幅波包络负半周变到大于 U_R 时，二极管才能恢复正常工作。因此，产生了如图 6.5.4 所示的波形失真。它将输出低频电压负峰切割。

显然， R_L 愈小，则 U_R 分压值愈大，这种失真愈易产生；另外， m_a 愈大，则 $m_a U_{sm}$ （调幅波振幅）愈大，这种失真也愈易产生。

由图 6.5.4 可见，要防止这种失真，必须满足

$$(U_{sm} - m_a U_{sm}) > U_R \quad \text{即} \quad (U_{sm} - m_a U_{sm}) > U_{sm} \frac{R}{R + R_L}$$

所以

$$1 - m_a > \frac{R}{R + R_L}$$

或

$$m_a < \frac{R_L}{R + R_L} = \frac{R'_L}{R} \quad (6.5.16)$$

式 (6.5.16) 就是不产生负峰切割失真的条件。因此，应该对 R'_L 和 R 的差别提出要求。

当 $m_a = 0.8 \sim 0.9$ 时， R'_L 和 R 的差别不应超过 10%~20%。 R 愈大，这个条件愈难满足。因此直流负载电阻 R 的选择还受负峰切割失真的限制。通常 R 取 5~10k Ω 。

例 6.5.2 图 6.5.4(a) 中，已知 $C = 0.01\mu\text{F}$, $R = 4.7\text{k}\Omega$, $C_c = 4.7\mu\text{F}$, $R_L = 2.6\text{k}\Omega$, $F_{\max} = 5\text{kHz}$ 。求使电路不产生失真的已调波调制系数 m_a 。

解：若不产生惰性失真，要求

$$RC\Omega_{\max} \leq \frac{\sqrt{1 - m_a^2}}{m_a}$$

可得

$$m_a \leq \frac{1}{\sqrt{1 + (RC2\pi F_{\max})^2}} \approx 0.56$$

而若不产生负峰切割失真，则要求

$$m_a < \frac{R_L}{R + R_L} = \frac{R'_L}{R} \approx 0.36$$

综上，已调波应取 $m_a < 0.36$ 。

(3) 非线性失真

这种失真是由检波二极管伏安特性曲线的非线性所引起的。这时检波器的输出音频电压不能完全和调幅波的包络成正比。但如果负载电阻 R 选得足够大，则检波管非线性特性影响越小，它所引起的非线性失真即可以忽略。

(4) 频率失真

这种失真是由于图 6.5.4 中的耦合电容 C_c 和滤波电容 C 所引起的。 C_c 的存在主要影响检波的下限频率 Ω_{min} 。为使频率为 Ω_{min} 时， C_c 上的电压降不大，不产生频率失真，必须满足下列条件：

$$\frac{1}{\Omega_{min} C_c} \ll R_L \quad \text{或} \quad C_c \gg \frac{1}{\Omega_{min} R_L} \quad (6.5.17)$$

电容 C 的容抗应在上限频率 Ω_{max} 时，不产生旁路作用，即它应满足下列条件：

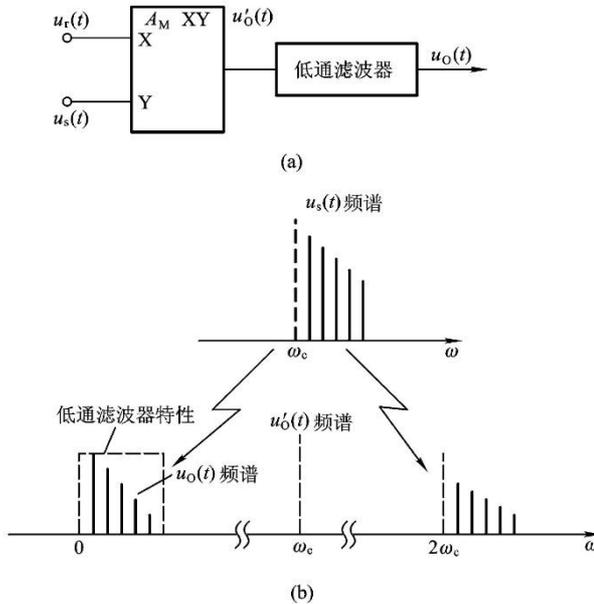
$$\frac{1}{\Omega_{max} C} \gg R \quad \text{或} \quad C \ll \frac{1}{\Omega_{max} R} \quad (6.5.18)$$

在通常的音频范围内，式 (6.5.17) 与 (6.5.18) 是容易满足的。一般 C_c 约为几 μF ， C 约为 $0.01\mu F$ 。

综上，二极管包络检波电路主要优点包括：电路简单，成本低，稳定性高；其缺点则在于：只适用于大信号（振幅最好大于 $0.5V$ ）并且只能解调标准调幅信号（对于 DSB 信号，其包络已经不是原始信息了，所以不能用包络检波法解调）。

6.5.2 同步检波电路

从频谱关系上看，检波电路的输入信号是高频载波和边频分量，而输出是低频调制信号，就是说检波电路在频域上的作用是将振幅调制信号频谱不失真地搬回到原来的位置，故振幅检波电路也是一种频谱搬移电路，也可用相乘器实现这一功能，如图 6.5.5 (a) 所示。图中，低通滤波器用以滤除不必要的高频分量。



(a) 电路组成模型 (b) 频谱搬移过程

图 6.5.5 同步检波电路的基本工作原理

图 6.5.5 (a) 中 u_r 为一等幅余弦电压信号，要求其与被解调的调幅信号的载频同频同相，故把它称为同步信号，同时把这种检波电路称为同步检波电路。设输入的调幅信号 u_s 为一单边带调幅信号，载频为 ω_c ，其频谱如图 6.5.5 (b) 所示。 u_s 与 u_r 经相乘器后， u_s 的频谱被搬移到 ω_c 的两边，一边搬到 $2\omega_c$ 上，构成载波角频率为 $2\omega_c$ 的单边带调幅信号，它是无用的寄生分量，另一边搬到零频率上，如图 6.5.5 (b) 所示。而后用低通滤波器滤除无用的寄生分量，即可取出所需的解调电压。可见，输出解调信号频谱相对于输入信号频谱在频率轴上搬移了一个载频值。

必须指出，同步信号 u_r 必须与输入调幅信号的载波保持严格的同频、同相，否则解调性能会下降。所以，在实际电路中还应采用必要的措施来获得同频同相的同步信号。

例 6.5.3 同步检波电路模型如图 6.5.5 (a) 所示，当输入信号 u_s 为双边带调幅信号时，已知 $u_s = U_{sm} \cos \Omega t \cos \omega_c t$ ，低通滤波器具有理想特性，试写出输出电压 u_o 和 u'_o 的表达式。

解：相乘器输出电压为

$$\begin{aligned} u'_o(t) &= A_M u_s(t) u_r(t) \\ &= A_M U_{sm} U_{rm} \cos(\Omega t) \cos^2(\omega_c t) \\ &= A_M U_{sm} U_{rm} \cos(\Omega t) \frac{1 + \cos(2\omega_c t)}{2} \\ &= \frac{1}{2} A_M U_{sm} U_{rm} \cos(\Omega t) + \frac{1}{2} A_M U_{sm} U_{rm} \cos(\Omega t) \cos(2\omega_c t) \end{aligned}$$

上式右边第一项是所需的解调输出电压，而第二项为高频分量，可被低通滤波器滤除，所以低通滤波器输出电压为

$$u_o(t) = \frac{1}{2} A_M U_{sm} U_{rm} \cos(\Omega t) = U_{\Omega m} \cos(\Omega t)$$

可见，图 6.5.5 (a) 所示同步检波电路同样可对双边带调幅信号进行解调。

综上，同步检波电路与包络检波电路不同，检波时需要同时加入与载波信号同频同相的同步信号。同步检波有两种实现电路，一种为乘积型同步检波电路，另一种为叠加型同步检波电路。

一、乘积型同步检波电路

利用相乘器构成的同步检波电路称为乘积型同步检波电路。采用之前讲过的环形或桥形调制器电路，都可做成同步检波电路，只是将调制电路中的基带信号输入改为双边带或单边带信号输入，即构成了乘积型同步检波电路。也可以采用模拟乘法器作为乘积检波器，同样是将基带信号输入改为双边带或单边带信号输入即可。

在通信及电子设备中广泛采用二极管环形相乘器和双差分对集成模拟相乘器构成同步检波电路。二极管环形相乘器既可用于调幅，也可用于解调。但两者信号的接法刚好相

反。同样，为了避免制作体积较大的低频变压器（或考虑到混频组件变压器低频特性较差），常把输入高频同步信号 u_r 和 高频调幅信号 u_s 分别从变压器 Tr_1 和 Tr_2 接入，将含有低频分量的相乘输出信号从 Tr_1 、 Tr_2 的中心抽头处取出，再经低通滤波器即可检出原调制信号。若同步信号振幅比较大，使二极管工作在开关状态，可减小检波失真。

图 6.5.6 所示为采用 MC1496 双差分对集成模拟相乘器组成的同步检波电路。图中 u_r 为同步信号，加到相乘器的 X 输入端，其值一般比较大，以使相乘器工作在开关状态。 u_s 为调幅信号，加到 Y 输入端，其幅度可以很小，即使在几毫伏以下也能获得不失真的解调。解调信号由 12 端单端输出， C_5 、 R_6 、 C_6 组成可形低通滤波器， C_7 为输出耦合隔直电容，用以耦合低频、隔除直流。MC1496 采用单电源供电，所以 5 端通过 R_5 接到正电源端，以便为器件内部管子提供合适的静态偏置电流。

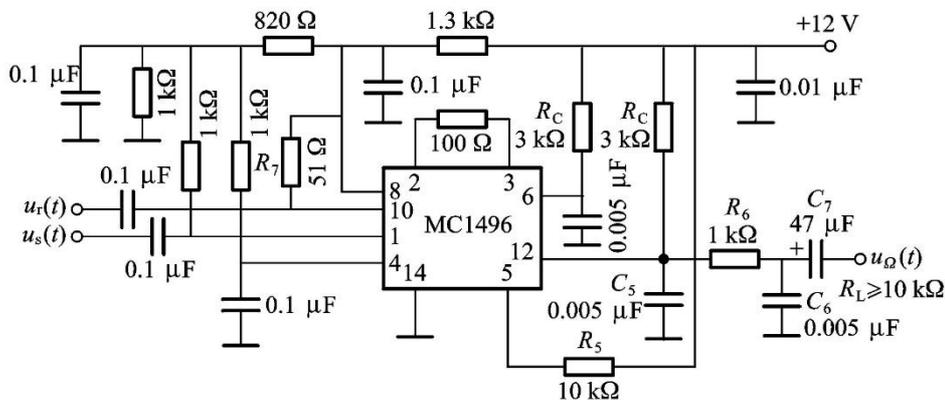


图 6.5.6 MC1496 乘积型同步检波电路

二、叠加型同步检波电路

叠加型同步检波电路是将需解调的调幅信号与同步信号先进行叠加，然后用二极管包络检波电路进行解调，其电路如图 6.5.7 所示。

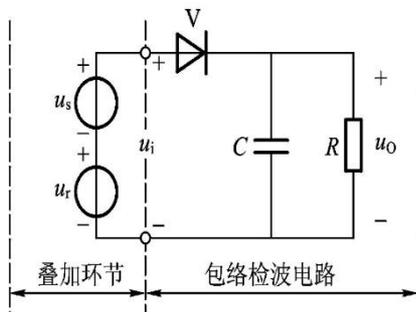


图 6.5.7 叠加型同步检波电路

设输入调幅信号 $u_s = U_{sm} \cos(\Omega t) \cos(\omega_c t)$ ，同步信号 $u_r = U_{rm} \cos(\omega_c t)$ ，则它们相叠加后的信号为

$$\begin{aligned}
u_i &= u_s + u_r \\
&= U_m \cos(\omega_c t) + U_{sm} \cos(\Omega t) \cos(\omega_c t) \quad (6.5.19) \\
&= U_m \left[1 + \frac{U_{sm}}{U_m} \cos(\Omega t) \right] \cos(\omega_c t)
\end{aligned}$$

式(6.5.19)说明, 当 $U_m > U_{sm}$ 时, $m_a = \frac{U_{sm}}{U_m} < 1$, 合成信号为不失真的普通调幅信号, 因而通过包络检波电路便可解图 6.5.7 叠加型同步检波电路调所需的调制信号。令包络检波电路的检波效率为 η_d , 则检波输出电压为

$$\begin{aligned}
u_o &= \eta_d U_m \left(1 + \frac{U_{sm}}{U_m} \cos \Omega t \right) \\
&= \eta_d U_m + \eta_d U_{sm} \cos \Omega t \quad (6.5.20) \\
&= U_o + u_{\Omega}
\end{aligned}$$

式中, $U_o = \eta_d U_m$ 为检波输出的直流分量; $u_{\Omega} = \eta_d U_{sm} \cos \Omega t$ 为检波输出的低频信号。

如果输入为 SSB 信号, 以单音频调制信号为例, 即 $u_s = U_{sm} \cos(\omega_c + \Omega)t$, 则叠加后的信号为

$$\begin{aligned}
u_i &= u_s + u_r \\
&= U_m \cos(\omega_c t) + U_{sm} \cos(\omega_c + \Omega)t \\
&= U_m \cos(\omega_c t) + U_{sm} \cos(\omega_c t) \cos(\Omega t) - U_{sm} \sin(\omega_c t) \sin(\Omega t) \quad (6.5.21) \\
&= U_m \left[1 + \frac{U_{sm}}{U_m} \cos(\Omega t) \right] \cos(\omega_c t) - U_{sm} \sin(\Omega t) \sin(\omega_c t) \\
&= U_m \cos(\omega_c t + \phi)
\end{aligned}$$

式中

$$U_m = \sqrt{[U_m + U_{sm} \cos(\Omega t)]^2 + [U_{sm} \sin(\Omega t)]^2} \quad (6.5.22)$$

$$\phi \approx -\arctan \left[\frac{U_{sm} \sin(\Omega t)}{U_m + U_{sm} \cos(\Omega t)} \right] \quad (6.5.23)$$

当 $U_m \gg U_{sm}$ 时, 式(6.5.22)、(6.5.23)可近似为

$$U_m \approx U_m \sqrt{1 + \frac{2U_{sm}}{U_m} \cos(\Omega t)} \approx U_m \left[1 + \frac{U_{sm}}{U_m} \cos(\Omega t) \right] \quad (6.5.24)$$

$$\phi \approx 0 \quad (6.5.25)$$

可见, 两个不同频率的高频信号电压叠加后的合成电压是振幅及相位都随时间变化的调幅调相信号, 当两者幅度相差较大时, 近似为 AM 信号。合成电压振幅按两者频差规律变化的现象称为差拍现象。将叠加后的合成电压送至包络检波器, 则可解出所需的调制信号, 有时把这种检波称为差拍检波。

为了进一步减少谐波频率分量, 可采用图 6.5.8 所示的平衡同步检波电路。可以证明,

它的输出解调电压中频率为 2Ω 及其以上各偶次谐波的失真分量被抵消了。

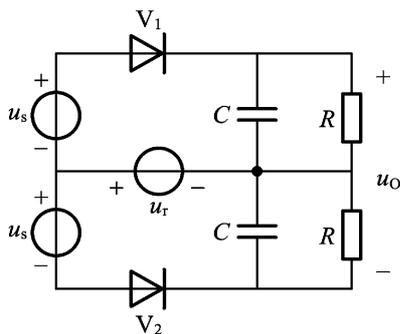


图 6.5.8 平衡同步检波电路

三、同步载波信号的获得

最后必须指出，不管是乘积型还是叠加型同步检波，都要求同步信号与发送端载波信号严格保持同频同相，否则就会引起解调失真。当相位相同而频率不等时，将产生明显的解调失真。当频率相等而相位不同时，则检波输出将产生相位失真。因此，如何产生一个与载波信号同频同相的同步信号是极为重要的。

对于双边带调幅信号，同步信号可直接从输入的双边带调幅信号中提取，即将双边带调幅信号 $u_s = U_{sm} \cos(\Omega t) \cos(\omega_c t)$ 取平方，得

$$\begin{aligned}
 u_s^2 &= U_{sm}^2 \cos^2(\Omega t) \cos^2(\omega_c t) \\
 &= U_{sm}^2 \frac{1 + \cos(2\Omega t)}{2} \frac{1 + \cos(2\omega_c t)}{2} \\
 &= \frac{U_{sm}^2}{4} [\cos(2\omega_c t) + \dots]
 \end{aligned} \tag{6.5.26}$$

再从中取出角频率为 $2\omega_c$ 的分量，经二分频器将它变换成角频率为 ω_c 的同步信号。对于单边带调幅信号，同步信号无法从中提取出来。为了产生同步信号，往往在发送端发送单边带调幅信号的同时，附带发送一个功率远低于边带信号功率的载波信号，称为导频信号，接收端收到导频信号后，经放大就可以作为同步信号。也可用导频信号去控制接收端载波振荡器，使之输出的同步信号与发送端载波信号同步。如发送端不发送导频信号，那么，发送端和接收端均应采用频率稳定度很高的石英晶体振荡器或频率合成器，以使两者频率相同且稳定不变。显然在这种情况下，要使两者严格同步是不可能的，但只要接收端同步信号与发送端载波信号的频率之差在容许范围之内还是可用的。

6.6 节 混频电路

6.6.1 混频电路的工作原理

一、混频电路的功能

第一节中提到过，混频电路又称变频电路，其作用是将已调信号的载频变换成另一载频，变换后新载频已调信号的调制类型（调幅、调频等）和调制参数（如调制频率、调制系数等）均不改变。它广泛应用于通信及其它电子设备中，在超外差接收机中将高频载波信号变成固定中频载频信号，然后通过中频放大器进行放大，使整个接收机的灵敏度和选择性大大提高。在频率合成器中常用混频器完成频率加减运算，从而得到各种不同的频率，这些频率的稳定度可以与主振器的高稳定度相同。

从频谱观点来看，混频的作用就是将已调波的频谱不失真地从 f_c 搬移到中频 f_i 的位置上。因此，混频是一种典型的频谱搬移电路，可以用相乘器和带通滤波器来实现这种搬移，如图 6.6.1 (a) 所示。

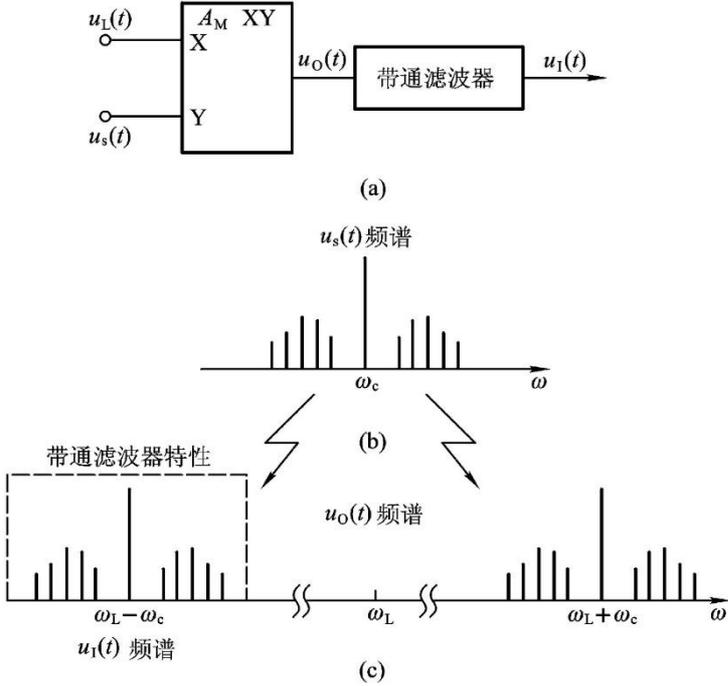


图 6.6.1 混频电路组成模型

设输入调幅信号为一普通调幅信号，其频谱如图 6.6.1 (b) 所示，本振信号 $u_L(t)$ 与 $u_s(t)$ 经相乘器后，输出电压 $u_o(t)$ 的频谱如图 6.6.1 (c) 所示。图中 $\omega_L > \omega_c$ ，可见 $u_s(t)$ 的频谱被不失真地搬移到本振角频率 ω_L 的两边，一边搬到 $\omega_L + \omega_c$ 上，构成载波角频率为 $\omega_L + \omega_c$ 的调幅信号，另一边搬到 $\omega_L - \omega_c$ 上，构成载波角频率为 $\omega_L - \omega_c$ 的调幅信号。若带通滤波器调谐在 $\omega_i = \omega_L - \omega_c$ 上，则前者为无用的寄生分量，而后者经带通滤波器取出后输出，便可得到中频调制信号。

原则上，凡是具有相乘功能的器件都可用来构成混频电路。目前高质量的通信设备中广泛采用二极管环形混频器和双差分对模拟相乘器，而在早期通信设备中几乎都采用单管

三极管混频电路。近年来随着半导体器件制造工艺的发展，使性能优越的超高频三极管大批出品，从而使电路简单、变频增益高的三极管混频器又重新出现在现代通信机电路中。

二、混频器的组成

混频器与其他频率变换电路一样，为了完成频率变换，必须有非线性器件。常用的非线性器件有晶体管、二极管、场效应管、差分对管和模拟乘法器等。当两个不同频率的信号通过一个非线性器件之后，输出信号频率将会包含很多频率分量，一般可以表示为 $f = pf_s + qf_i$ (p 、 q 为整数)，在如此多的频率分量中要得到所需的频率分量，就必须采用选频网络，选出所需的频率分量 f_i 。因此，一般混频器应由三部分组成，即由输入回路、非线性器件和带通滤波器组成。而变频器通常是由混频器和本机振荡器两部分组成的，本机振荡器用来提供本振信号频率 f_L ，如图 6.6.2 所示。

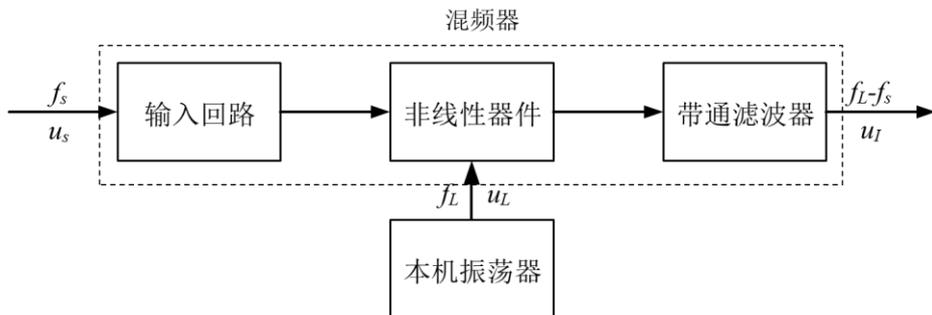


图 6.6.2 变频器的组成电路

三、主要技术指标

混频电路的性能指标主要有：混频增益、噪声系数、失真与干扰、选择性等。

1. 混频增益

混频电压增益是指输出中频电压 U_I 与输入高频电压 U_s 的比值，即

$$A_c = U_I / U_s \quad (6.6.1)$$

用分贝数表示

$$A_c = 20 \lg U_I / U_s \text{ dB} \quad (6.6.2)$$

混频功率增益是指输出中频信号功率 P_I 与输入高频信号功率 P_s 的比值，用分贝数表示即

$$G_c = 10 \lg (P_I / P_s) \text{ dB} \quad (6.6.3)$$

一般要求混频增益大些，这样有利于接收机灵敏度的提高。

对于二极管环形混频电路，因混频增益小于 1，故用混频损耗来表示，它定义为

$$L_c = 10 \lg (P_s / P_I) \text{ dB} \quad (6.6.4)$$

2. 噪声系数

混频电路的噪声系数是指输入信号噪声功率比 $(P_s / P_n)_i$ 对输出中频信号噪声功率比

$(P_s/P_n)_o$ 的比值, 用分贝表示, 即

$$N_F = 10 \lg \frac{(P_s/P_n)_i}{(P_s/P_n)_o} \quad (6.6.5)$$

由于混频器处于接收机的前端, 它的噪声电平高低对整机有较大的影响, 为了提高接收机的灵敏度, 要求混频器的噪声系数越小越好。

3. 混频电路的失真

是指输出中频信号的频谱结构相对于输入高频信号的频谱结构产生的变化, 希望这种变化越小越好。

由于混频依靠非线性特性来完成, 因此在混频过程中会产生各种非线性干扰, 如组合频率、交叉调制、互相调制等干扰。这些干扰将会严重地影响通信质量, 因此要求混频电路对此应能有效地抑制。

4. 混频电路的选择性

是指中频输出带通滤波器的选择性, 要求它有较理想的幅频特性, 即矩形系数尽量接近于 1。

6.6.2 常用混频电路

一、晶体三极管混频电路

在以分立元件构成的广播、电视、通信设备的接收机中, 都是采用晶体管混频电路。在一些集成电路接收系统的芯片中, 也有采用晶体管作混频器, 例如 TA7641BP 单片收音机中的混频器。晶体管混频器的特点是电路简单, 有一定的变频增益, 要求本振电压的幅值较小, 约在 50~200mV 之间。

1、晶体管混频器的工作原理

晶体管混频器的原理性电路如图 6.6.3 所示, 在发射结上作用有三个电压, 即直流偏置电压 V_{BB} 、信号电压 u_s 和本振电压 u_L 。为了减小非线性器件产生的不需要分量, 一般情况下选用本振电压振幅 $U_{Lm} \gg U_{sm}$, 也就是本振电压为大信号, 而输入信号电压为小信号。在一个大信号 u_L 和一个小信号 u_s 同时作用于非线性器件时, 晶体管可近似看成小信号的工作点随大信号变化而变化的线性元件, 如图 6.6.3 所示。 t_1 时刻, 在偏压 V_{BB} 和本振电压 u_L 的共同作用下, 它的工作点在 A 点, 此时 u_s 较小。因此, 对 u_s 而言, 晶体管可以被近似看成工作于线性状态。在另一时刻 t_2 , 对于 u_s 而言, 由于偏压和本振电压的作用, 工作点移到 B 点, 这时对 u_s 仍可看成工作于线性状态。虽然两个时刻均工作于线性状态, 但工作点不同, 这两个时刻的线性参数就不一样。因为 u_s 的工作点随 u_L 的变化而变化, 所以线性参量也就随着 u_L 变化而变化, 可见线性参量是随时间变化的, 这种随时间变化的参量称为时变参量。这样的电路称为线性时变电路。应当注意, 虽然这种线性时变电路是由非线性器件组成的, 但对于小信号 u_s 来说, 它工作于线性状态, 因此, 当有多个小信号同时作用于此种电路的输入端时, 可以应用叠加原理。

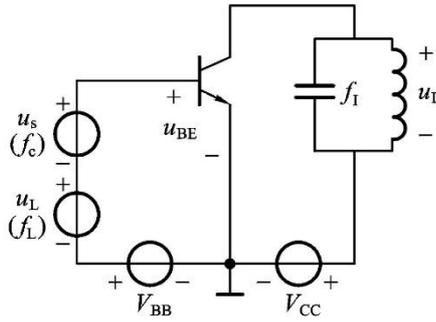


图 6.6.3 晶体管混频器原理电路

下面用时变参量方法分析晶体管混频器，由图 6.6.3 知

$$\begin{aligned} u_{BE} &= V_{BB} + u_s(t) + u_L(t) \\ &= V_{BB} + U_{sm} \cos \omega_s t + U_{Lm} \cos \omega_L t \end{aligned} \quad (6.6.6)$$

晶体管的正向传输特性为

$$i_c = f(u_{BE}, u_{CE}) \quad (6.6.7)$$

因为 u_{CE} 对 i_c 的影响远小于 u_{BE} 对 i_c 的影响，为了简化起见，可忽略 u_{CE} 对 i_c 的影响，于是

$$i_c \approx f(u_{BE}) \quad (6.6.8)$$

因为 u_s 的值很小，在 u_s 的变化范围内正向传输特性是线性的，所以，可以将函数 $i_c = f(u_{BE})$ 在时变偏压 $V_{BB} + u_L(t)$ 上对 $u_s(t)$ 展成泰勒级数，则

$$i_c = f[V_{BB} + u_L(t)] + f'[V_{BB} + u_L(t)]u_s(t) + \frac{1}{2}f''[V_{BB} + u_L(t)]u_s^2(t) + \dots \quad (6.6.9)$$

对于小信号的 u_s ，其高阶导数就更小，所以可忽略第三项及以后的各项，可取

$$i_c = f[V_{BB} + u_L(t)] + f'[V_{BB} + u_L(t)]u_s(t) \quad (6.6.10)$$

式中， $f[V_{BB} + u_L(t)]$ 为 $u_{BE} = V_{BB} + u_L(t)$ 时的集电极电流； $f'[V_{BB} + u_L(t)] = \frac{\partial i_c}{\partial u_{BE}} = g$ 为

$u_{BE} = V_{BB} + u_L(t)$ 时晶体管的跨导。

因为本振电压为大信号，且工作于非线性状态，因而集电极电流 $f[V_{BB} + u_L(t)]$ 和跨导 g 均随 $u_L(t)$ 的变化呈非线性变化。在本振电压 $u_L(t) = U_{Lm} \cos \omega_L t$ 的条件下，它们可用下列级数表示：

$$f[V_{BB} + u_L(t)] = I_{C0} + I_{c1m} \cos \omega_L t + I_{c2m} \cos 2\omega_L t + \dots \quad (6.6.11)$$

$$f'[V_{BB} + u_L(t)] = g(t) = g_0 + g_1 \cos \omega_L t + g_2 \cos 2\omega_L t + \dots \quad (6.6.12)$$

式中， I_{C0} 、 I_{c1m} 、 I_{c2m} 、 g_0 、 g_1 、 g_2 分别为只加本振电压时，集电极电流中的直流、基波和二次谐波分量的幅值以及跨导的平均分量、基波和二次谐波分量的幅值。

将输入信号电压 $u_s = U_{sm} \cos \omega_s t$ 代入式 (6.6.10)，可得

$$\begin{aligned}
i_C &= f[V_{BB} + u_L(t)] + f'[V_{BB} + u_L(t)]u_s(t) \\
&= [I_{C0} + I_{c1m} \cos \omega_L t + I_{c2m} \cos 2\omega_L t + \dots] + \\
&\quad [g_0 + g_1 \cos \omega_L t + g_2 \cos 2\omega_L t + \dots]U_{sm} \cos \omega_s t \\
&= [I_{C0} + I_{c1m} \cos \omega_L t + I_{c2m} \cos 2\omega_L t + \dots] \\
&\quad + U_{sm} [g_0 \cos \omega_s t + \frac{g_1}{2} \cos(\omega_L - \omega_s)t + \frac{g_1}{2} \cos(\omega_L + \omega_s)t + \\
&\quad \frac{g_2}{2} \cos(2\omega_L - \omega_s)t + \frac{g_2}{2} \cos(2\omega_L + \omega_s)t + \dots]
\end{aligned} \tag{6.6.13}$$

若中频频率取差频 $\omega_I = \omega_L - \omega_s$ ，则混频后通过带通滤波器输出的中频电流为

$$i_I = U_{sm} \frac{g_1}{2} \cos(\omega_L - \omega_s)t \tag{6.6.14}$$

其振幅为

$$I_{Im} = U_{sm} \frac{g_1}{2}$$

上式表明，输出的中频电流振幅 I_{Im} 与输入高频信号电压的振幅 U_{sm} 成正比。若高频信号电压振幅 U_{sm} 按一定规律变化，则中频电流振幅 I_{Im} 也按相同规律变化。也就是说，经混频后，只改变了信号的载波频率，包络形状没有改变。因此，当输入高频信号是调幅波时，其振幅为 $U_{sm}(1 + m_a \cos \Omega t)$ ，则混频器所输出的中频电流也是调幅波

$$i_I = U_{sm} \frac{g_1}{2} (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_I t$$

为了说明混频器把输入信号电压转换为中频电流的能力，通常引入变频跨导 g_c 。变频跨导定义为输出中频电流振幅 I_{Im} 与输入高频信号电压振幅 U_{sm} 之比，可得

$$g_c = \frac{I_{Im}(\text{输出中频电流振幅})}{U_{sm}(\text{输入高频电压振幅})} = \frac{\frac{g_1}{2} U_{sm}}{U_{sm}} = \frac{g_1}{2} \tag{6.6.15}$$

这说明混频器变频跨导 g_c 等于时变跨导 $g(t)$ 的傅里叶展开式中基波振幅 g_1 的一半。

在数值上，变频跨导是时变跨导 $g(t)$ 的基波分量的一半，可以通过求 $g(t)$ 的基波分量 g_1 来求得变频跨导。

$$\begin{aligned}
g_1 &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} g(t) \cos \omega_L t d(\omega_L t) \\
g_c &= \frac{g_1}{2} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} g(t) \cos \omega_L t d(\omega_L t)
\end{aligned} \tag{6.6.16}$$

在实际工作中，经常采用如下经验公式近似计算：

$$g_c = (0.4 \sim 0.5) \frac{I_{EQ}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_s}{\omega_T} r_{bb'} \frac{I_{EQ}}{26} \right)^2}} \tag{6.6.17}$$

式中, I_{EQ} 向为直流静态工作点的发射极电流 (mA)。

2、晶体管混频器的等效电路

对于晶体管混频器, 由于本振电压为大信号, 对输入信号为小信号来说, 非线性器件被看成时变网络, 这样就可采用小信号分析法。因而, 混频器可用图 6.6.4 所示电路等效。由于混频器的输入回路调谐于 ω_s , 输出回路调谐于 ω_l , 混频器等效电路中的输入电容和输出电容分别合并到输入回路和输出回路中而得出了等效电路。等效电路中的各参量均可根据定义和混合 π 等效电路求出。

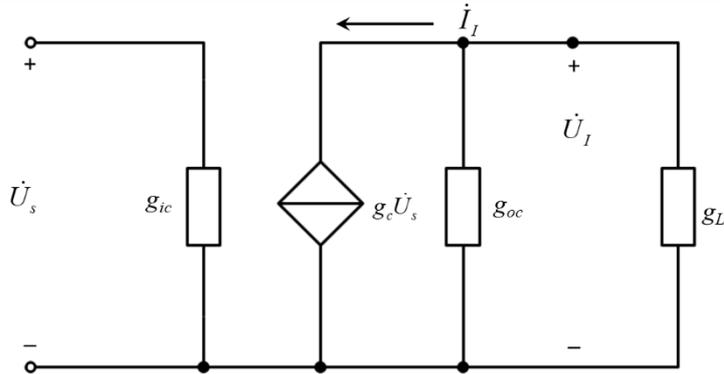


图 6.6.4 混频器等效电路

从图中可得混频器的变频电压增益和变频功率增益为

$$A_{uc} = \frac{\dot{U}_{lm}}{\dot{U}_{sm}} = \frac{g_c}{g_{oc} + g_L}$$

$$A_{pc} = \frac{P_l}{P_s} = \left(\frac{g_c}{g_{oc} + g_L} \right)^2 \frac{g_L}{g_{ic}}$$

当负载电导 g_L 和输出电导 g_{oc} 相等时, 输出回路是匹配的, 变频功率增益最大, 即

$$A_{pc \max} = \frac{g_c^2}{4g_{ic}g_{oc}}$$

例 6.6.1 已知图 6.6.3 中, 混频晶体三极管的正向传输特性为 $i_c = a_0 + a_2 u^2 + a_3 u^3$, 假定 $V_{BB}=0$, 即式中 $u = u_{be} = U_{sm} \cos \omega_s t + U_{Lm} \cos \omega_l t$, $U_{Lm} \gg U_{sm}$ 。假定混频器的输出中频取 $\omega_l = \omega_l - \omega_s$ (即下混频), 试求混频器的变频跨导 g_c 。

【分析】 本题 $U_{Lm} \gg U_{sm}$, 可以看成工作点随大信号 $U_{Lm} \cos \omega_l t$ 变化, 对于小信号 $U_{sm} \cos \omega_s t$ 来说是线性时变关系, 可先求出时变跨导 $g(t)$, 从而有 $i_c = g(t)u_s$, $i_l = g_c u_s$ 而

变频跨导 $g_c = \frac{1}{2} g_1$, g_1 是 $g(t)$ 的基波。

解: 因为时变跨导 $g(t) = \frac{di_c}{du} = 2a_2u + 3a_3u^2$, 它是在 $u_L(t)$ 作用下形成的, 故

$$\begin{aligned} g(t) &= 2a_2u_L + 3a_3u_L^2 \\ &= 2a_2(U_{Lm} \cos \omega_L t) + 3a_3(U_{Lm} \cos \omega_L t)^2 \\ &= \frac{3}{2}a_3U_{Lm}^2 + 2a_2U_{Lm} \cos \omega_L t + \frac{3}{2}a_3U_{Lm}^2 \cos 2\omega_L t \end{aligned}$$

所以 $g_1 = 2a_2U_{Lm}$, $g_c = \frac{g_1}{2} = a_2U_{Lm}$ 。

例 6.6.2 已知图 6.6.3 中, 混频晶体三极管的正向传输特性为 $i_c = a + bu_{be}^2 + cu_{be}^3$, 式中 $u_{be} = V_{BB} + U_{sm} \cos \omega_s t + U_{Lm} \cos \omega_L t$, $U_{Lm} \gg U_{sm}$ 。假定混频器的输出中频取 $\omega_I = \omega_L - \omega_s$ (即下混频), 试求混频器的变频跨导 g_c 。

【分析】 本题和上题类似, 区别在于在 $V_{BB} + U_{Lm} \cos \omega_L t$ 作用下形成时变跨导 $g(t)$ 。上例中 $V_{BB} = 0$ 。

解: 因为时变跨导 $g(t) = \frac{di_c}{du_{be}} = 2bu_{be} + 3cu_{be}^2$, 它是在 $V_{BB} + u_L(t)$ 作用下形成的, 故

$$\begin{aligned} g(t) &= 2b(V_{BB} + U_{Lm} \cos \omega_L t) + 3c(V_{BB} + U_{Lm} \cos \omega_L t)^2 \\ &= 2bV_{BB} + 2bU_{Lm} \cos \omega_L t + 3cV_{BB}^2 + 6cV_{BB}U_{Lm} \cos \omega_L t \\ &\quad + \frac{3}{2}cU_{Lm}^2 + \frac{3}{2}cU_{Lm}^2 \cos 2\omega_L t \end{aligned}$$

所以 $g_1 = 2bU_{Lm} + 6cV_{BB}U_{Lm}$, $g_c = \frac{g_1}{2} = bU_{Lm} + 3cV_{BB}U_{Lm}$ 。

例 6.6.3 已知混频晶体三极管的正向传输特性为

$i_c = a_0 + a_1u_{be} + a_2u_{be}^2 + a_3u_{be}^3 + a_4u_{be}^4$, 式中 $u_{be} = V_{BB} + U_{sm} \cos \omega_s t + U_{Lm} \cos \omega_L t$, $U_{Lm} \gg U_{sm}$ 。

假定混频器的输出中频取 $\omega_I = \omega_L - \omega_s$ (即下混频), 试求混频器的变频跨导 g_c 。

【分析】 本题目的在于分析晶体三极管的正向传输特性中含有高次项时, 时变跨导 $g(t)$ 和 V_{BB} 、 $u_L(t)$ 之间的关系。

解：因为时变跨导 $g(t) = \frac{di_c}{du_{be}} = a_1 + 2a_2u_{be} + 3a_3u_{be}^2 + 4a_4u_{be}^3$ ，它是在 $V_{BB} + u_L(t)$ 作用下

形成的，故

$$\begin{aligned} g(t) &= a_1 + 2a_2(V_{BB} + U_{Lm} \cos \omega_L t) \\ &\quad + 3a_3(V_{BB} + U_{Lm} \cos \omega_L t)^2 + 4a_4(V_{BB} + U_{Lm} \cos \omega_L t)^3 \\ &= a_1 + 2a_2V_{BB} + 2a_2U_{Lm} \cos \omega_L t + 3a_3V_{BB}^2 \\ &\quad + 6a_3V_{BB}U_{Lm} \cos \omega_L t + \frac{a_3}{2}U_{Lm}^2 + \frac{a_3}{2}U_{Lm}^2 \cos 2\omega_L t \\ &\quad + 4a_4V_{BB}^3 + 12a_4V_{BB}^2U_{Lm} \cos \omega_L t + 6a_4V_{BB}U_{Lm}^2 \\ &\quad + 6a_4V_{BB}U_{Lm}^2 \cos 2\omega_L t + 3a_4U_{Lm}^3 \cos \omega_L t + a_4U_{Lm}^3 \cos 3\omega_L t \end{aligned}$$

所以 $g_1 = 2a_2U_{Lm} + 6a_3V_{BB}U_{Lm} \cos \omega_L t + 12a_4V_{BB}^2U_{Lm} + 3a_4U_{Lm}^3$ ， $g_c = \frac{g_1}{2}$ 。

3、具体电路和工作状态的选择

混频器有输入信号电压和本振电压两个输入信号，对输入信号 u_s 来说，晶体管可构成共射和共基两种组态。而对本振电压 u_L 来说，有由基极注入和发射极注入两种组态，因此就有如图 6.6.5 所示的四种组态。

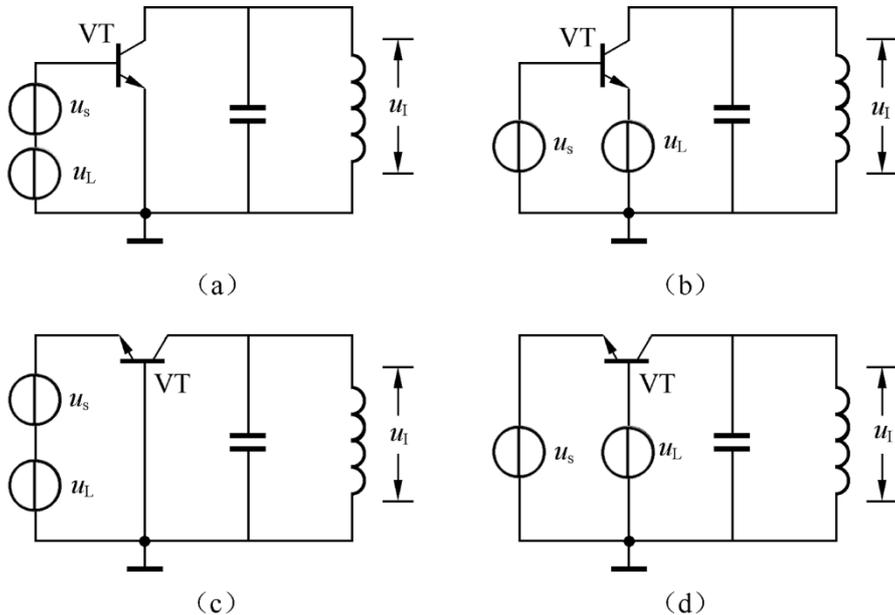


图 6.6.5 晶体管混频器的四种组态

图 6.6.5 (a) 所示电路对信号电压而言是共射组态，它具有输入阻抗高，变频增益大的优点；对本振电压而言是基极注入（共射组态），它对本地振荡器呈现较大阻抗，使本振的负载较轻，容易起振。因为电路中的信号电压和本振电压均由基极注入，所以信号回路和本振荡回路相互影响较大，可能产生频率牵引现象。

图 6.6.5 (b) 所示电路对信号电压而言和图 6.6.5 (a) 所示电路一样，只是将本振电压由发射极注入，对本振电压而言，晶体管是共基组态，它的输入阻抗小，使本振的负载较重，不易起振。但是它的信号电压和本振电压加在两个不同电极上，相互影响较小，实际电路应用较多。

图 6.6.5 (c)、(d) 所示电路对信号电压而言均是共基组态，因此它们的输入阻抗小，变频电压增益小，在频率较低时，一般不用这两种组态。但当频率较高时，因为 $f_a \gg f_\beta$ ，这时它们的变频电压增益可能比共射组态大，可采用这两种组态。也就是说，它们的上限工作频率高。

图 6.6.6 所示为广播收音机中中波常用的混频电路，此电路混频和本振都由晶体管 V 完成，故又称为变频电路，中频 $f_I = f_L - f_c = 465\text{kHz}$ 。

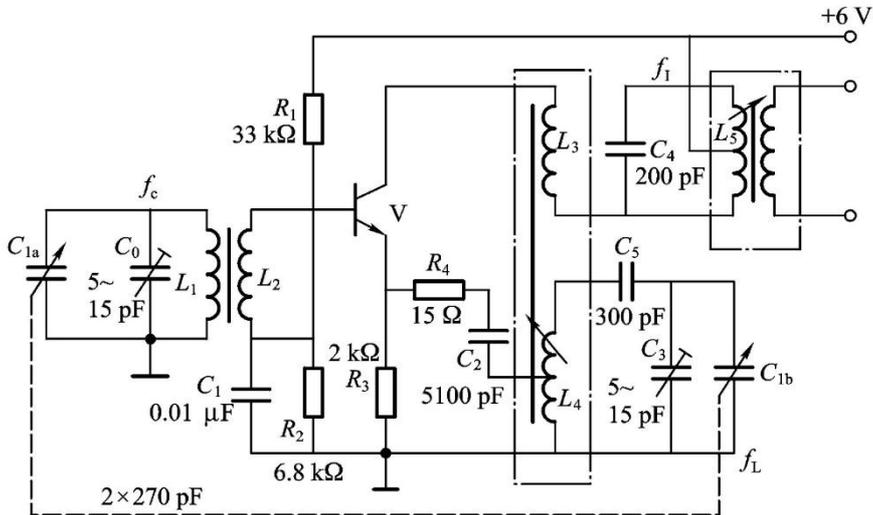


图 6.6.6 中波调幅收音机变频电路

由 L_1 、 C_0 、 C_{1a} 组成的输入回路从磁性天线接收到的无线电波中选出所需的频率信号，再经 L_1 、 L_2 的互感耦合加到晶体管的基极。本地振荡部分由晶体管、 L_4 、 C_5 、 C_3 、 C_{1b} 组成的振荡回路和反馈线圈 L_3 等构成。由于输出中频回路 C_4 、 L_5 对本振频率严重失谐，可认为呈短路；基极旁路电容 C_1 容抗很小，加上 L_2 电感量甚小，对本振频率所呈现的感抗也可忽略，因此，对于本地振荡而言，电路构成变压器反馈振荡电路。本振电压通过 C_2 加到晶体管发射极，而信号由基极输入，所以称为发射极注入、基极输入式变频电路。

反馈线圈 L_3 的电感量很小，对中频近于短路，因此，变频器的负载仍然可以看作是由中频回路所组成。对于信号频率来说，本地振荡回路的阻抗很小，而且发射极部分接在线圈 L_4 上，所以发射极对输入高频信号来说相当于接地。电阻 R_4 对信号具有负反馈作用，从而能提高输入回路的选择性，并有抑制交叉调制干扰的作用。

在变频器中，希望在所接收的波段内对每个频率都能满足 $f_i = f_L - f_c = 465\text{kHz}$ ，为此，电路中采用双连电容 C_{1a} 、 C_{1b} 作为输入回路的统一调谐电容，同时增加了垫衬电容 C_5 和补偿电容 C_3 、 C_6 。经过仔细调整这些补偿元件，就可以在整个接收波段内做到本振频率基本上能够跟踪输入信号频率，即保证可变电容器在任何位置上都能达到 $f_L \approx f_i + f_c$ 。

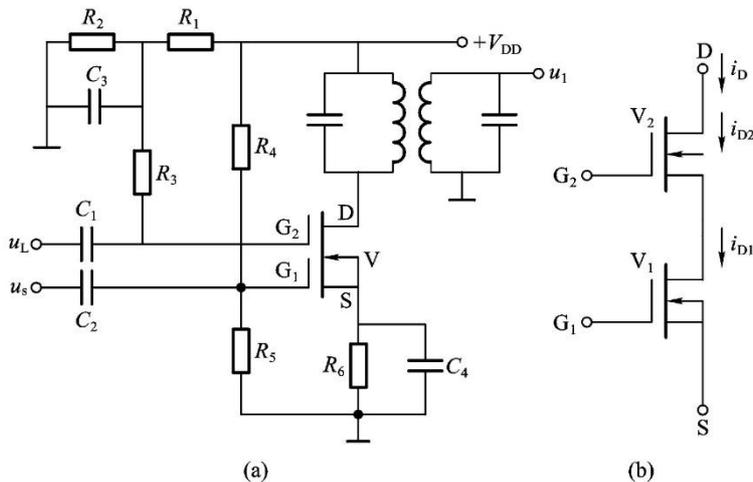
晶体管混频器的参数如变频增益、输入电导、输出电导和噪声系数等都随着管子工作状态变化而变化，而管子的工作状态又由直流偏置和本振电压的幅度来决定。混频器的功率增益 A_{pc} 和噪声系数 N_F 与本振电压幅度和 I_{EQ} 的关系是十分复杂的。一般通过大量的实验找出规律，供实践中参考。

晶体管混频器工作状态的选取原则是变频功率增益大和噪声系数小。本振电压幅度在 100mV 左右时，变频功率增益 A_{pc} 可获得最大值而噪声系数 N_F 又达最小值。当 I_{EQ} 在 $0.3 \sim 0.7\text{mA}$ 范围内，变频功率增益大且噪声系数小。对于晶体管变频电路，由于要兼顾本振电路的要求， I_{EQ} 应选大一些，以保证本机振荡器能满足起振条件的要求。若只是晶体管混频器，则 I_{EQ} 可选小一点。

二、双栅 MOS 场效应管混频电路

采用双栅 MOS 场效应管构成的混频电路如图 6.6.7 (a) 所示。图中场效应管 V 有两个栅极，其中 G_1 加输入信号 $u_s(t)$ ， G_2 加本振电压 $u_L(t)$ ，输出中频滤波器采用双调谐耦合回路。 R_1 、 R_2 和 R_4 、 R_5 组成分压器，分别给栅极 G_2 、 G_1 提供正向偏压； R_6 、 C_4 构成源极自给偏压电路。

将双栅场效应管用两个级联场效应管表示，如图 6.6.7 (b) 所示，图中 $i_D = i_{D1} = i_{D2}$ ， i_{D1} 受 $u_s(t)$ 控制， i_{D2} 受 $u_L(t)$ 控制，即双栅场效应管的漏极电流 i_D 同时受到 $u_s(t)$ 、 $u_L(t)$ 的控制，当 $u_L(t)$ 为大信号， $u_s(t)$ 为小信号时，场效应管即工作在线性时变状态，从而实现混频作用。



(a) 电路 (b) 双栅场效应管等效电路

图 6.6.7 双栅 MOS 场效应管混频电路

由于场效应管的转移特性具有二次特性，所以双栅 MOS 场效应管混频电路输出信号中的组合频率分量比晶体管的小，同时，它还具有动态范围大、工作频率高等优点。

三、二极管混频电路

很显然，之前介绍的那些频谱线性搬移电路均可完成混频功能，比如二极管构成的平衡相乘器、双平衡相乘器以及双差分对集成模拟相乘器等等。在很长一段时间内，利用二极管双平衡乘法器构成的二极管环形混频器是高性能通信设备中应用最广泛的一种混频器，虽然目前由于双差分对集成模拟相乘器产品性能不断改善和提高，使用也越来越广泛，但在微波波段仍广泛使用二极管环形混频器组件。二极管环形混频器的主要优点是工作频带宽，可达到几千兆赫，噪声系数低，混频失真小，动态范围大等，但其主要缺点是没有混频增益，不便于集成化。

图 6.6.8 所示电路中四个二极管组成一个各个二极管串联极性一致的环路，又称为二极管环形混频器。如果各二极管的特性一致，变压器中心抽头上、下完全对称，则环形混频器的本振端口、输入信号端口和输出中频信号端口之间有良好的隔离。由之前的分析可知，中频输出端的电流中不含有本振信号频率 ω_L 和输入信号频率 ω_s 。本振端的电压通过 D_3 、 D_2 和 D_1 、 D_4 流过输入信号端高频变压器二次侧的电流是相互抵消的，因而不含有本振信号频率 ω_L 分量。另外，本振电压通过 D_3 、 D_2 的分压在 B 点产生的电压与通过 D_1 、 D_4 的分压在 A 点产生的电压相等，也可以说明本振电压不会在输入信号端的高频变压器二次侧产生本振频率 ω_L 的电流。表明本振端口对输入信号端口是隔离的。同理，输入信号电压通过 D_1 和 D_2 的分压在 C 点产生的电压与通过 D_3 和 D_4 的分压在 D 点产生的电压相等，因而输入信号电压不会在本振信号端口的高频变压器的二次侧产生输入信号频率 ω_s 的电流。表明输入信号端口对本振端口是隔离的。

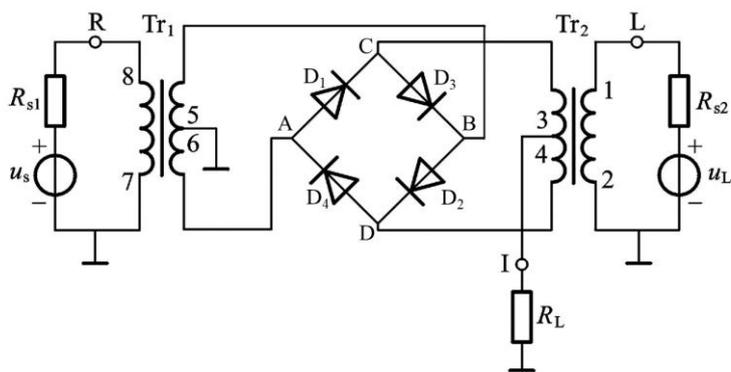


图 6.6.8 二极管环形混频电路

目前国内研制的环形混频器模块，工作频率从短波到微波波段已成系列产品。环形混频器模块是由精密配对的肖特基二极管和传输线变压器组装的，内部元件用硅胶粘接，外

部用小型金属壳屏蔽。由于产品经过严格的筛选，其性能良好，能承受强烈的振动、冲击。图 6.6.9 所示是环形混频器模块外形和内部电路图，环形混频器模块有三个端口，即本振（ LO ）、射频（ RF ）和中频（ IF ）三个端口。本振和射频均为单端（不平衡）输入，而中频输出是单端（不平衡）输出。本振和射频信号通过传输线变压器 Tr_1 和 Tr_2 将不平衡输入信号转换成平衡输入信号，加给环形二极管的对应端以实现混频，中频信号从 IF 端输出。其特点是具有极宽的频带、动态范围大、损耗小、频谱纯和隔离度高。

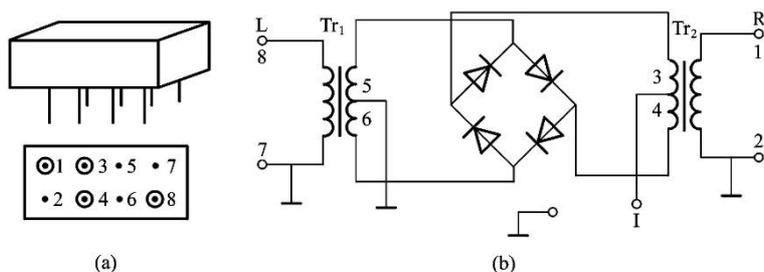


图 6.6.9 环形混频器模块的外形和电路图

四、模拟乘法器混频电路

双差分对相乘器混频电路主要优点是混频增益大，输出信号频谱纯净，混频干扰小，对本振电压的大小无严格的限制，端口之间隔离度高。主要缺点是噪声系数较大。

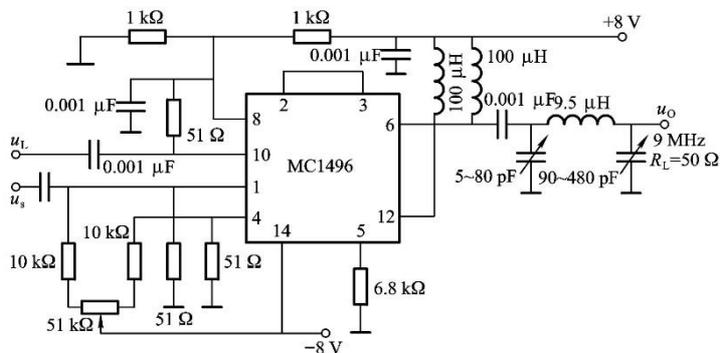


图 6.6.10 模拟乘法器 MC1496 构成的混频电路

图 6.6.10 所示是用 MC1496 双差分对集成模拟相乘器构成的混频电路。图中，本振电压 u_L 由 10 端(X 输入端)输入，信号电压由 1 端(Y 输入端)输入，混频后的中频($f_i=9\text{MHz}$)电压由 6 端经 π 形滤波器输出。该滤波器的带宽约 450kHz，除滤波外还起到阻抗变换作用，以获得较高的混频增益。当 $f_c=30\text{MHz}$ ， $U_{sm} \leq 15\text{mV}$ ， $f_L=39\text{MHz}$ ， $U_{Lm}=100\text{mV}$ 时，电路的混频增益可达 13dB。为了减小输出信号波形失真，1 端与 4 端间接有调平衡的电路，使用时应仔细调整。

模拟乘法器在混频电路中的应用是较为广泛的。特别是在大规模通信集成电路中，通常都是集成模拟乘法器作为混频器。模拟乘法器作为混频器的分析方法与 6.3 节振幅调制

中的模拟乘法器调幅电路的分析相似。与晶体管混频器相比较，其优点是输出电流中组合频率分量少，干扰小；对本振电压振幅要求不很严格，不会因 U_{Lm} 小而失真严重； u_s 与 u_L 的隔离性能好，频率牵引小。

6.6.3 混频干扰与失真

混频器的各种非线性干扰是很严重的问题，在讨论各种混频器时，常把非线性产物的多少作为衡量混频器质量标准之一。非线性干扰中很重要的一类就是组合频率干扰和副波道干扰。这类干扰是混频器特有的。

混频器存在下列干扰：信号与本振的组合频率干扰（也称为干扰哨声）；外来干扰与本振的组合频率干扰（也称为副波道干扰）；外来干扰互相形成的互调干扰；外来干扰与信号形成的交叉调制干扰等等。

一、信号与本振的组合频率干扰（干扰哨声）

当信号与本振信号同时输给混频器时，由于混频器的非线性特性，在其输出电流中，除了有需要的中频 $f_L - f_S$ 外，还有一些谐波频率和组合频率。例如， $2f_L$ ， $2f_S$ ， $3f_L$ ， $3f_S$ ， $2f_S - f_L$ ， $3f_S - f_L$ ， $2f_L - f_S$ ， $3f_L - f_S$ ，…如果在这些组合频率中有接近中频 $f_I = f_L - f_S$ 的组合频率，它就会通过中频放大器与正常的中频 f_I 一道进行放大，并加到检波器上。通过检波器的非线性作用，这个近于中频的组合频率与中频 f_I 产生差拍检波，输出差频信号，这个差频信号是音频，通过终端扬声器以哨叫声的形式出现并形成干扰。

一般情况下，信号与本振的组合频率 f_Σ 为

$$f_\Sigma = \pm pf_L \pm qf_S \quad (6.6.1)$$

式中， p 、 q 为正整数或零，它们分别代表本振频率和信号频率的谐波次数。

当式 (6.6.1) 满足以下关系

$$f_\Sigma = \pm pf_L \pm qf_S \approx f_I \quad (6.6.2)$$

也就是

$$f_\Sigma = \pm pf_L \pm qf_S = f_I \pm F \quad (6.6.3)$$

其中， F 为音频。组合频率 f_Σ 就以干扰信号的形式进入中频放大器放大，并与正确中频产生差拍检波，输出 F 的音频信号在扬声器中产生哨叫声。

当混频器的输出中频 $f_I = f_L - f_S$ 时，式 (6.6.3) 只有

$$qf_S - pf_L = f_I \pm F$$

$$pf_L - qf_S = f_I \pm F$$

可能成立。将两个表示式合并，使得到可能产生干扰哨声的输入信号频率表示式为

$$f_S = \frac{p \pm 1}{q - p} f_I \pm \frac{F}{q - p} \quad (6.6.4)$$

一般情况下， $f \gg F$ ，因此式 (6.6.4) 可简化为

$$f_s \approx \frac{p \pm 1}{q - p} f_l \quad (6.6.5)$$

式(6.6.5)说明,若 p 和 q 取不同的正整数,则可能产生干扰哨声的输入有用信号频率就会有许多个,并且其值均接近于 f_l 的整数倍或分数倍。但是实际上,任何一部接收机的接收频段都是有限的,只有频段内的频率才可能产生干扰哨声。再则,因为混频管集电极电流中的组合频率分量的振幅总是随着 $p+q$ 的增加而迅速减小的,所以,其中只有对应于较小 p 和 q 值的输入信号才会产生明显的干扰。

例如,调幅广播接收机的中频频率为465kHz,某电台发射频率 $f_s=931\text{kHz}$ 。显然,正常的变频过程是 $f_L - f_s = f_l$,这是主通道。假设 $f_s=931\text{kHz}$ 时,其对应本振频率为1396kHz,在混频管的非线性特性有三次方项时,组合频率 $2f_s - f_L = 466\text{kHz} \approx f_l$,可以通过中频选通回路与正常的 $f_l = 465\text{kHz}$ 一道放大。再经检波器检波后,会产生1kHz差拍检波信号送给终端扬声器产生干扰哨声。此时的干扰对应的 $p=1, q=2$ 。

中波的广播段范围为531~1602kHz,变频比 $f_s / f_l = 1.14 \sim 3.45$ 。根据式(6.6.5)可得

$$\frac{f_s}{f_l} = \frac{p \pm 1}{q - p} \quad (6.6.6)$$

由上式可以计算出该频率范围内的干扰点。

减少这种干扰的方法较多,例如采用理想二次方特性的场效应管作混频器;采用开关状态与平衡混频方式;晶体管混频器的本振信号选为大信号等都不会有干扰哨声的组合频率分量。

二、外来干扰与本振的组合频率干扰(副波道干扰)

这类干扰是指在混频器输入回路选择性不好的条件下,外来强干扰信号进入了混频器。相当于进入混频器的除了正常输入信号 u_s 和本振信号 u_L 外,还有一个干扰信号 u_n 。因为混频器具有非线性作用, u_n 与 u_L 的组合频率就可能产生干扰。

设干扰信号频率为 f_n ,若 $f_L - f_s = f_l$,则满足 $pf_L - qf_n = f_l$ 或 $qf_n - pf_L = f_l$ 时就能产生副波道干扰。

实际上,当接收机接收某一给定频率的电台时,输入回路要调谐于 f_s 时,则对应的本振电压频率 $f_L = f_s + f_l$ 。若某一频率为 f_n 的干扰电台(包括无关的其他电台)也进入了混频器,在满足

$$f_n = \frac{p}{q} f_L \pm \frac{f_l}{q} \quad (6.6.7)$$

时就会产生副波道干扰。

副波道干扰有两个需要特别注意的特殊干扰。当 $p=0, q=1, f_n = f_l$ 时,因为干扰信号频率 f_n 等于中频频率 f_l ,称其为中频干扰。实际上,当接收机在接收某一 f_s 电台时,因为

混频器的输入回路选择性不好，有一频率 $f_n = f_i$ 的强干扰信号通过输入回路进入混频器。因为中频回路的谐振频率为 f_i ，对强干扰信号来说混频器相当于放大器，将中频干扰信号进行放大，对接收机产生干扰，它是由非线性特性的一次方项产生的。当 $p=1, q=1, f_n - f_L = f_i$ 时，称其为镜像频率干扰。这种干扰是因输入回路选择性不好，干扰为强信号和非线性特性平方项产生的。通常计算镜像频率干扰的频率用 $f_n = f_s + 2f_i$ 来计算。

如果上述两种干扰信号能够进入混频器的输入端，混频器就能有效地将它们变为中频。因而，要减小这两种干扰，首先要提高混频器和高频放大器的频率选择性。对中频干扰来说，还可以在前端输入回路中接入中频陷波器或高通滤波器。对镜像频率干扰来说，也可以提高中频频率 f_i ，使镜频与信号频率相差很大，能起到抑制作用。

对于 $p+q \geq 3$ 的情况，例如 $2f_L - f_n, 2f_n - f_L, f_L - 2f_n, f_n - 2f_L, 2f_L - 2f_n, 2f_n - 2f_L, \dots$ 它们是由非线性特性三次方项以及三次方以上项产生的。如果它们等于 f_i ，则会产生干扰，称其为副波道干扰。减小副波道干扰的方法是提高混频器和前端高频放大器的频率选择性以及减小混频器特性三次方以上项，例如平衡混频等。

三、交叉调制干扰（交调失真）

交叉调制干扰的含义为：由于输入回路选择性不好，一个已调的强干扰信号进入混频器与有用信号（已调波或载波）同时作用于混频器，经非线性作用，将干扰的调制电压转换到有用信号的载波上，然后再与本振混频得到中频电压，从而形成干扰。

设晶体管的静态正向传输特性在静态工作点上展开为幂级数

$$i_C = a_0 + a_1 u_{be} + a_2 u_{be}^2 + a_3 u_{be}^3 + a_4 u_{be}^4 + \dots$$

作用在输入端（基极-发射极）的电压有：

$$\text{信号电压} \quad u_s = U_{sm} (1 + m_1 \cos \Omega_1 t) \cos \omega_s t = U'_{sm} \cos \omega_s t$$

$$\text{干扰电压} \quad u_n = U_{nm} (1 + m_2 \cos \Omega_2 t) \cos \omega_n t = U'_{nm} \cos \omega_n t$$

$$\text{本振电压} \quad u_L = U_{Lm} \cos \omega_L t$$

合成电压 $u_{be} = u_s + u_n + u_L$ 代入正向传输特性中，其中 u_{be}^4 中的四阶产物中 $12a_4 u_s u_n^2 u_L$ 项中的 $3a_4 U_{nm}^2 U'_{sm} U_{Lm} \cos(\omega_L - \omega_s)t$ 项就是交调产物。则

$$\begin{aligned} & 3a_4 U_{nm}^2 U'_{sm} U_{Lm} \cos(\omega_L - \omega_s)t \\ &= 3a_4 U_{nm}^2 (1 + m_2 \cos \Omega_2 t)^2 U_{sm} (1 + m_1 \cos \Omega_1 t) U_{Lm} \cos(\omega_L - \omega_s)t \\ &= 3a_4 U_{nm}^2 U_{sm} U_{Lm} (1 + 2m_2 \cos \Omega_2 t + m_2^2 \cos^2 \Omega_2 t)(1 + m_1 \cos \Omega_1 t) \cos \omega_L t \end{aligned}$$

上式表明传送的信息除正常信息 Ω_1 外，还有干扰信息 Ω_2 及其谐波 $2\Omega_2$ 。说明交叉调制干扰实质上是通过非线性作用将干扰信号的包络解调出来，而后调制到中频载频上。

由交调干扰的表示式看出，如果有用信号消失，即 $U_{sm}=0$ ，则交调产物为零。所以交调干扰与有用信号并存，它是通过有用信号而起作用的。同时也可以看出，它与干扰的载

频 ω_n 无关。任何频率的强干扰都可能形成交调，只是 ω_n 与 ω_s 相差越大，受前端电路的抑制越大，形成的干扰越弱。

混频器的交调干扰是由四次方项产生的，其中本振电压占一阶，故常称为三阶交调。除了四次方项以外，非线性特性的更高偶次方项也可产生交调干扰，但幅值较小，一般可不考虑。减小交叉调制干扰的方法主要是：提高前端高频放大器和混频器输入回路的选择性；选取合适的混频电路形式，减小混频器特性四次方以上项产生的影响。

四、互调干扰（互调失真）

互调干扰是指两个或多个干扰电压同时作用在混频器输入端，经混频器，产生近似中频的组合频率，进入中放通带内形成干扰。

产生互调干扰应满足

$$\pm m f_{n1} \pm n f_{n2} = f_s \quad (6.6.5)$$

对于 $m=1, n=1$ 的情况，是非线性的三次方项产生的。设干扰信号 $u_{n1} = U_{n1m} \cos 2\pi f_{n1} t$ ， $u_{n2} = U_{n2m} \cos 2\pi f_{n2} t$ ，而 $u_s = U_{sm} \cos 2\pi f_s t$ ， $u_L = U_{Lm} \cos 2\pi f_L t$ 。当输入回路选择性不好时，两个强干扰信号与有用信号同时进入混频器，则 $(u_s + u_{n1} + u_{n2} + u_L)^3$ 项中的 $u_{n1}u_{n2}u_L$ 项，当满足 $(\pm f_{n1} \pm f_{n2}) = f_s$ ，就会产生二阶互调干扰。

例 6.6.4 广播超外差接收机中频 $f_i = f_L - f_c = 465 \text{ kHz}$ ，工作频段 $535 \sim 1605 \text{ kHz}$ 。试分析下列现象属于何种干扰：（1）当调谐到 929 kHz 时，可听到哨叫声；（2）当收听频率 $f_c = 600 \text{ kHz}$ 电台信号时，还能听到频率为 1530 kHz 的电台播音；（3）当收听频率 $f_c = 1300 \text{ kHz}$ 电台信号时，还能听到频率为 650 kHz 的电台播音；（4）当调谐到 $f_c = 702 \text{ kHz}$ 时，进入混频器还有频率分别为 798 kHz 和 894 kHz 两电台的信号，试问它们会产生干扰吗？

【分析】 由于混频器的非线性作用产生出接近于中频的组合频率，并对有用信号形成干扰，把这些组合频率称为混频干扰。混频干扰有哨声干扰、寄生通道干扰、交调和互调干扰等。要分清这些干扰，可根据干扰现象及特点，先分析干扰产生的原因，然后再区分不同的干扰。

解：（1）由于 $f_L = (929 + 465) \text{ kHz} = 1394 \text{ kHz}$ ，由组合频率

$$2f_c - f_L = (2 \times 929 - 1394) \text{ kHz} = (1858 - 1394) \text{ kHz} = 464 \text{ kHz} = f_c - 1 \text{ kHz}$$

可见，接近于中频 465 kHz ，它与有用中频信号同时进入中放、经检波而产生 1 kHz 的哨叫声，所以它为信号与本振组合产生的干扰哨声。

（2）由于 $f_c + 2f_i = (600 + 2 \times 465) \text{ kHz} = 1530 \text{ kHz}$ ，刚好等于外来干扰电台频率，所以为镜像（频）干扰。

（3）由于外来干扰电台频率 $f_n = 650 \text{ kHz}$ ，由 $f_c = 1300 \text{ kHz}$ 可求得本振频率 $f_L = (1300 + 465)$

kHz=1765kHz。由此可得外来干扰与本振组合频率为

$$f_L - 2f_n = (1765 - 2 \times 650) \text{kHz} = 465 \text{kHz} = f_c$$

从而产生了寄生通道干扰。

(4) 由于两干扰电台频率产生的组合频率为

$$2f_{n1} - f_{n2} = (2 \times 798 - 894) \text{kHz} = 702 \text{kHz} = f_c$$

刚好等于所接收信号电台的频率，从而形成了互调干扰。

例 6.6.5 中频频率为 0.5MHz 的接收机，当接收 2.4MHz 的有用信号时，如果混频器输入回路选择性不好，有两个干扰信号 $f_{n1} = 1.5\text{MHz}$ 、 $f_{n2} = 0.9\text{MHz}$ 也进入混频器，则当 $f_i = f_L - f_s$ 时， $f_L = 2.9\text{MHz}$ ，混频器三次方项产生有如下组合频率

$$f_L - (f_{n1} + f_{n2}) = 2.9 - (1.5 + 0.9) = 0.5\text{MHz}$$

它也正好落入中频通带内，产生二阶互调干扰。

对于 $m=2$ 、 $n=1$ 的情况，是非线性四次方项产生的，即 $(u_s + u_{n1} + u_{n2} + u_L)^4$ 项中的 $u_{n1}^2 u_{n2} u_L$ 项，当满足 $(\pm 2f_{n1} \pm f_{n2}) = f_s$ 时，就会产生三阶互调干扰。

减小互调干扰的方法是：提高前端高频放大器和混频器输入回路的选择性；选取合适的混频电路形式，减小混频器特性三次方以上项产生的影响。

习题

6-1 何谓频谱搬移电路？振幅调制电路有何作用？

6-2 说明 AM 信号和 DSB 信号波形的区别，并说明振幅调制与相乘器有何关系？

6-3 已知调制信号 $u_\Omega(t) = 2\cos(2\pi \times 500t) \text{V}$ ，载波信号 $u_c(t) = 4\cos(2\pi \times 10^5 t) \text{V}$ ，令比例常数 $k_a = 1$ ，试写出调幅波表示式，求出调幅系数及频带宽度，画出调幅波波形及频谱图。

6-4 已知调幅波信号 $u_o = [1 + \cos(2\pi \times 100t)]\cos(2\pi \times 10^5 t) \text{V}$ ，试画出它的波形和频谱图，求出频带宽度 BW 。

6-5 已知调制信号 $u_\Omega = [2\cos(2\pi \times 2 \times 10^3 t) + 3\cos(2\pi \times 300t)] \text{V}$ ，载波信号 $u_c = 5\cos(2\pi \times 5 \times 10^5 t) \text{V}$ ， $k_a = 1$ ，试写出调幅波的表示式，画出频谱图，求出频带宽度 BW 。

6-6 已知调幅波表示式 $u(t) = [20 + 12\cos(2\pi \times 500t)]\cos(2\pi \times 10^6 t) \text{V}$ ，试求该调幅波的载波振幅 U_{cm} 、调频信号频率 F 、调幅系数 m_a 和带宽 BW 的值。

6-7 已知调幅波表示式

$$u(t) = 5\cos(2\pi \times 10^6 t) + \cos[2\pi(10^6 + 5 \times 10^3)t] + \cos[2\pi(10^6 - 5 \times 10^3)t] \text{V}$$

试求出调幅系数及频带宽度，画出调幅波波形和频谱图。

6-8 已知 $u(t) = \cos(2\pi \times 10^6 t) + 0.2\cos[2\pi(10^6 + 10^3)t] + 0.2\cos[2\pi \times (10^6 - 10^3)t] \text{V}$ ，试画出它

的波形及频谱图。

6-9 已知调幅波电压 $u(t) = [10 + 3\cos(2\pi \times 100 t) + 5\cos(2\pi \times 10^3 t)]\cos(2\pi \times 10^5 t) V$ ，试画出该调幅波的频谱图，求出其频带宽度。

6-10 已知调幅信号 $u_{\Omega}(t) = 3\cos(2\pi \times 3.4 \times 10^3 t) + 1.5\cos(2\pi \times 300 t) V$ ，载波信号 $u_c(t) = 6\cos(2\pi \times 5 \times 10^6 t) V$ ，相乘器增益系数 $A_M = 0.1 V^{-1}$ ，试画输出调幅波的频谱图。

6-11 试问下面三个电压各代表什么信号？画出它们的波形图与振幅频谱图。

(1) $u(t) = (1 + 0.3\cos\Omega t)\cos\omega_c t (V)$ (2) $u(t) = \cos\Omega t \cdot \cos\omega_c t (V)$

(3) $u(t) = \cos(\omega_c + \Omega)t (V)$

6-12 已知载波电压 $u_c(t) = U_{cm} \cos\omega_c t$ ，调制信号如图 T6-12 所示， $f_c \gg 1/T_a$ 。请分别画出 $m_a = 0.5$ 及 $m_a = 1$ 两种情况下所对应的 AM 波的波形。

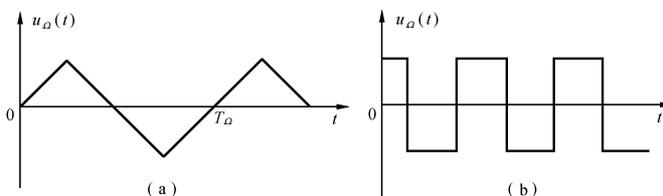


图 T6-12

6-13 已知调幅波表示式 $u(t) = [2 + \cos(2\pi \times 100 t)]\cos(2\pi \times 10^4 t) V$ ，试画出它的波形和频谱图，求出频带宽度。若已知 $R_L = 1 \Omega$ ，试求载波功率、边频功率、调幅波在调制信号一周内平均总功率。

6-14 试用相乘器、相加器、滤波器组成产生下列信号的框图 (1) AM 波；(2) DSB 信号；(3) SSB 信号。

6-15 图 6.2.1 所示电路模型中，已知 $A_M = 0.1 V^{-1}$ ， $u_c(t) = \cos(2\pi \times 10^6 t) V$ ， $U_Q = 2 V$ ， $u_{\Omega}(t) = \cos(2\pi \times 10^3 t) V$ ，试写出输出电压表示式，求出调幅系数 m_a ，画出输出电压波形及频谱图。

6-16 理想模拟相乘器的增益系数 $A_M = 0.1 V^{-1}$ ，若 u_X 、 u_Y 分别输入下列各信号，试写出输出电压表示式，画出频谱图，并说明输出电压的特点。

(1) $u_X = u_Y = 3\cos(2\pi \times 10^6 t) V$ ；

(2) $u_X = 2\cos(2\pi \times 10^6 t) V$ ， $u_Y = \cos(2\pi \times 1.465 \times 10^6 t) V$ ；

(3) $u_X = 3\cos(2\pi \times 10^6 t) V$ ， $u_Y = 2\cos(2\pi \times 10^3 t) V$ ；

(4) $u_X = 3\cos(2\pi \times 10^6 t) V$ ， $u_Y = [4 + 2\cos(2\pi \times 10^3 t)] V$ ；

(5) $u_X = 2\cos(\omega_c t)$ ， $u_Y = [1 + 0.5\cos(\Omega_1 t) + 0.4\cos(\Omega_2 t)]\cos(\omega_c t) V$ ；

(6) $u_x = 2\cos(2\pi \times 1.5 \times 10^6 t) \text{ V}$,

$u_y = [\cos(2\pi \times 100 t) + 1.5\cos(2\pi \times 1000 t) + 0.5\cos(2\pi \times 2000 t)]\cos(2\pi \times 10^6 t) \text{ V}$

6-17 若非线性器件的伏安特性幂级数表示 $i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2$, 式中 a_0, a_1, a_2 是不为零的常数, 信号 u 是频率为 150 kHz 和 200 kHz 的两个正弦波, 问电流中能否出现 50 kHz 和 350 kHz 的频率成分? 为什么?

6-18 二极管构成的电路如图 T6-18 所示, 图中两二极管的特性一致, 已知 $u_1 = U_{1m} \cos(\omega_1 t)$, $u_2 = U_{2m} \cos(\omega_2 t)$, u_2 为小信号, $U_{1m} \gg U_{2m}$, 并使二极管工作在受 u_1 控制的开关状态, 试分析其输出电流中的频谱成分, 说明电路是否具有相乘功能?

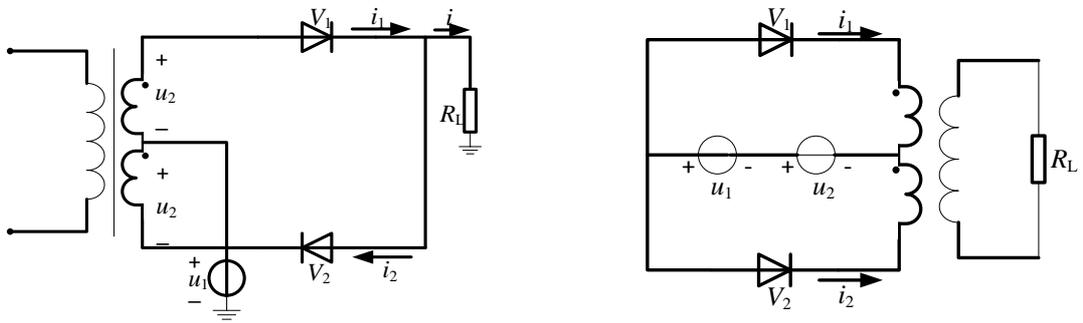


图 T6-18 (a)

(b)

6-19 二极管环形相乘器接线如图 T6-19 所示, L 端口接大信号 $u_1 = U_{1m} \cos(\omega_1 t)$, 使四只二极管工作在开关状态, R 端口接小信号, $u_2 = U_{2m} \cos(\omega_2 t)$, 且 $U_{1m} \gg U_{2m}$, 试写出流过负载 R_L 中电流 i 的表示式。

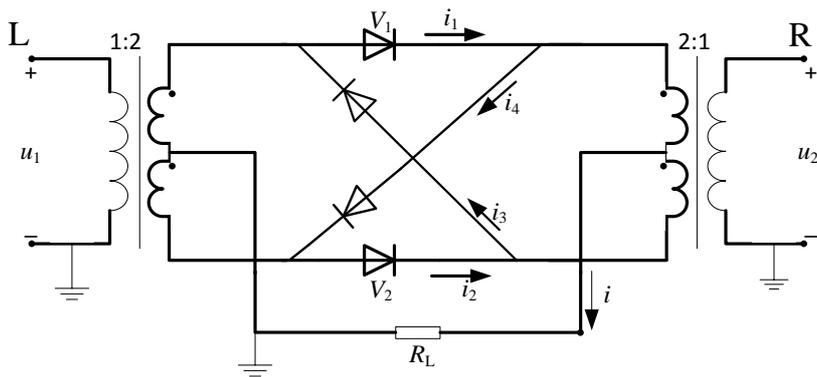


图 T6-19

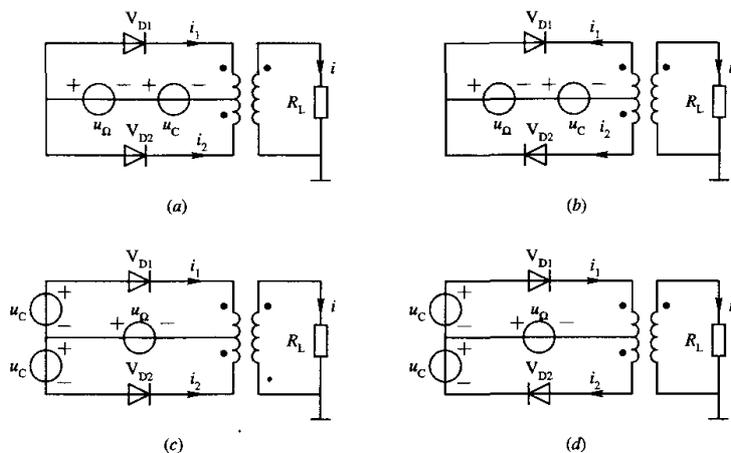
6-20 图 6.3.11 所示双差分模拟相乘器电路中, 已知 $I_0 = 1 \text{ mA}$, $R_C = 3 \text{ k}\Omega$, $u_1 = 300\cos(2\pi \times 10^6 t) \text{ mV}$, $u_2 = 5\cos(2\pi \times 10^3 t) \text{ mV}$, 试求出输出电压 $u(t)$ 的关系式。

6-21 图 6.3.13 所示 MC1496 相乘器电路中, 已知 $R_S = 6.8 \text{ k}\Omega$, $R_C = 3.9 \text{ k}\Omega$, $R_Y = 1 \text{ k}\Omega$,

$V_{EE} = 8\text{ V}$, $V_{CC} = 12\text{ V}$, $U_{BE(on)} = 0.7\text{ V}$ 。当 $u_1 = 360\cos(2\pi \times 10^6 t)\text{ mV}$,

$u_2 = 200\cos(2\pi \times 10^3 t)\text{ mV}$ 时, 试求输出电压 $u_o(t)$, 并画出其波形。

6-22 在图 T6-22 所示的各电路中, 调制信号 $u_\Omega(t) = U_{\Omega m}\cos\Omega t$, 载波电压 $u_c(t) = U_{cm}\cos\omega_c t$, 且 $\omega_c \gg \Omega$, $U_{cm} \gg U_{\Omega m}$, 二极管工作于 $u_c(t)$ 控制的开关工作状态。二极管 V_{D1} 和 V_{D2} 的伏安特性相同, 均为从原点出发, 斜率为 g_d 的直线(导通电阻 $r_d = 1/g_d$)。(1) 试问哪些电路能实现双边带调制? (2) 在能够实现双边带调制的电路中, 试分析其输出电流的频率分量。



题图 6-7

6-23 平衡调制电路如图题 6-19 所示。电路对称, 两个二极管特性相同, 其伏安特性 $i_d = f(u_d)$ 为自原点出发的直线, 斜率为 g_d (导通电阻 $r_d = 1/g_d$)。加入的载波电压为 $u_c(t) = U_{cm}\cos\omega_c t$, 调制电压 $u_\Omega(t) = U_{\Omega m}\cos\Omega t$, 且有 $U_{cm} \gg U_{\Omega m}$, 二极管工作于 $u_c(t)$ 控制的开关工作状态。(1) 试分析图(a)输出电流的频谱; (2) 若将图(a)改变为图(b), 试问输出电流的频谱有无变化?

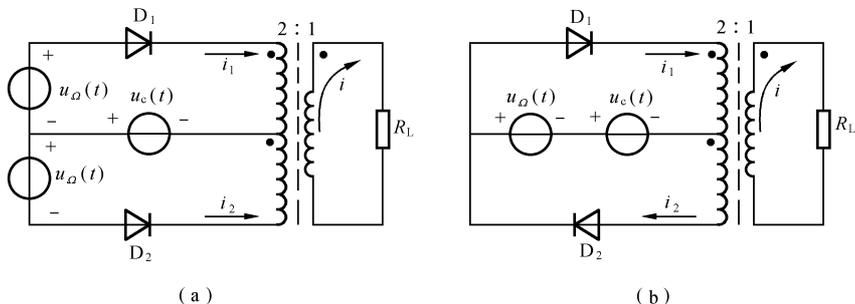


图 T6-23

6-24 二极管环形调幅电路如图 6.3.8 (a) 所示, u_2 为载波信号 $u_c = U_{cm}\cos(\omega_c t)$, u_1 为调制信号 $u_\Omega(t) = U_{\Omega m}\cos(\Omega t)$, $U_{cm} \gg U_{\Omega m}$, 即 u_c 为大信号并使四个完全一致的二极管工作在

开关状态，略去负载的反作用，(1) 试写出输出电流 i 的表示式及相应频谱；(2) 载波电压为对称方波时（幅值为 U_{Cm} ，重复周期为 $T_c=2\pi/\omega_c$ ），重做 (1)。

6-25 在图 6.4.5 所示的桥式调制电路中，各二极管的特性一致，均为自原点出发、斜率为 g_d 的直线，并工作在受 u_c 控制的开关状态。若设 $R_L \gg r_d$ ($r_d = 1/g_d$)，(1) 试写出 u_o 的表示式分析电路功能。(2) 工作在 AM 调制、DSB 调制和混频时 u_c 、 u_Ω 各应换为什么信号，并写出 u_o 的表示式。

6-26 某集电极调幅电路如图 6.4.8 所示。集电极直流电源电压 $V_{cc} = 24V$ ，集电极电流直流分量 $I_{c0} = 20mA$ ，调制变压器次级的调制音频电压为 $u_\Omega(t) = 16.8\sin 2\pi \times 10^3 t(V)$ ，集电极平均效率 $\eta_{cav} = 80\%$ ，回路载波输出电压 $u_c(t) = 21.6\cos 2\pi \times 10^6 t(V)$ 。试求：(1) 调幅指数 m_a ；(2) 输出调幅波的数学表示式；(3) 直流电源 V_{cc} 提供的直流平均输入功率；(4) 调制信号源 $u_\Omega(t)$ 提供的平均输入功率；(5) 有效电源 $U_{cc} [V_{cc} + u_\Omega(t)]$ 提供的总平均输入功率；(6) 载波输出功率、边频输出功率和总平均输出功率；(7) 集电极最大和最小瞬时电压。

6-27 图 6.2.11 所示电路中，已知 $f_{c1} = 100\text{ kHz}$ ， $f_{c2} = 26\text{ MHz}$ ，调制信号 $u_\Omega(t)$ 的频率范围为 $0.1 \sim 3\text{ kHz}$ ，试画图说明其频谱搬移过程。

6-28 二极管检波器如图 T6-28 (a)、(b) 所示。二极管的导通电阻 $r_d = 80\Omega$ ， $U_{bZ} = 0$ ， $R = 10\text{ k}\Omega$ ， $C = 0.01\mu\text{F}$ ，当输入信号电压 $u_i(t)$ 为：(1) $u_i(t) = 2\cos 2\pi \times 465 \times 10^3 t(V)$ ；(2) $u_i(t) = -2\cos 2\pi \times 465 \times 10^3 t(V)$ ；(3) $u_i(t) = 2\sin 2\pi \times 465 \times 10^3 t(V)$ 。

试分别计算图(a)、图(b)的检波输出电压 u_A 各为多大？

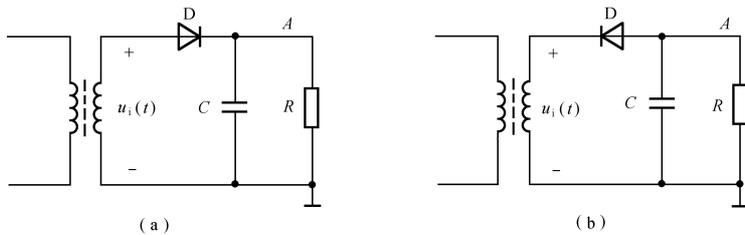


图 T6-28

6-29 二极管检波器如图 T6-29(a)、(b) 所示。二极管的导通电阻 $r_d = 80\Omega$ ， $U_{bZ} = 0$ ， $R = 5\text{ k}\Omega$ ， $C = 0.01\mu\text{F}$ ， $C_c = 20\mu\text{F}$ ， $R_L = 10\text{ k}\Omega$ ，若输入信号电压

(1) $u_i(t) = 1.5\cos 2\pi \times 465 \times 10^3 t(V)$ ；

(2) $u_i(t) = 1.5(1 + 0.7\cos 4\pi \times 10^3 t)\cos 2\pi \times 465 \times 10^3 t(V)$ 。

试分别求出 u_A 、 u_B 、输入电阻，并判断能否产生惰性失真和负峰切割失真。

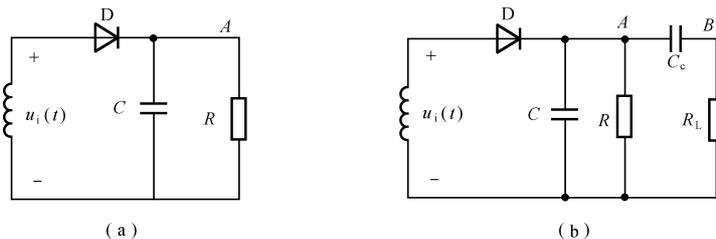


图 T6-29

6-30 图 T6-30 所示是一个小信号调谐放大器和二极管检波器的电路图。调谐放大器的谐振频率 f_0 为 10.7MHz , $L_{31}=4\mu\text{H}$, $Q_0=80$, $N_{13}=10$, $N_{12}=4$, $N_{45}=5$, 其余参数如电路图所示, 晶体三极管的参数, $g_{ie}=2860\mu\text{S}$, $C_{ie}=18\text{pF}$, $g_{oe}=200\mu\text{S}$, $C_{oe}=7\text{pF}$, $|y_{fe}|=45\text{ms}$, $\varphi_{fe}=-54^\circ$, $y_{re}=0$, 二极管的导通电阻 $r_d=100$, $U_{bz}=0$ 。

若 $u_i(t) = 0.1(1 + 0.3\cos 2\pi \times 10^3 t)\cos 2\pi \times 10.7 \times 10^6 t(\text{V})$, 试求检波器输出电压 $u_o(t)$ 。

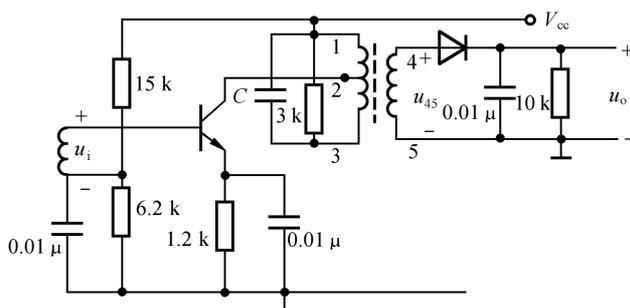


图 T6-30

6-31 在图 T6-31 所示大信号二极管检波电路中, 二极管 D 的导通电阻 $r_d=80\Omega$, $U_{bz}=0$, 输入高频信号电压为 $u_i(t) = 2(1 + 0.3\cos 2\pi \times 10^3 t)\cos 2\pi \times 10^6 t(\text{V})$ 。试求: (1) u_A 、 u_B 、 u_C ; (2) 检波器输入电阻 R_{id} 。

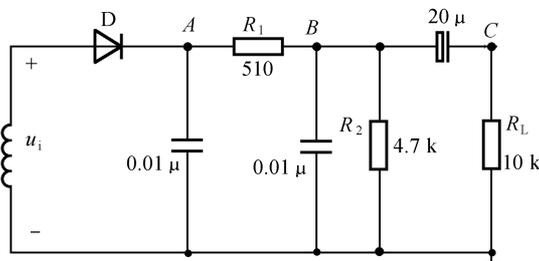


图 T6-32

6-32 图 T6-32 所示是由乘法器和低通滤波器组成的同步检波器。设相乘器的输出为 $Ku_i u_o$, 若(1)本地载波电压 $u_o = U_{om} \cos(\omega_i t + \varphi)$; (2)本地载波电压 $u_o = U_{om} \cos(\omega_i + \Delta\omega)t$, 而输入电

压分别为双边带调幅波 $u_i = U_{im} \cos \Omega t \cos \omega_c t$ 和单边带调幅波 $u_i = U_{im} \cos(\omega_c + \Omega)t$, 试分别分析检波输出电压是否失真?

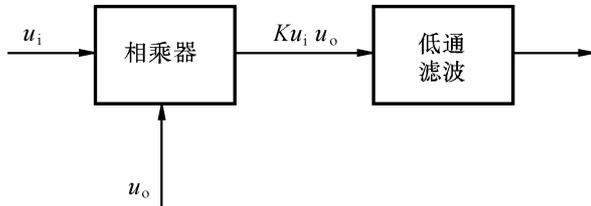


图 T6-32

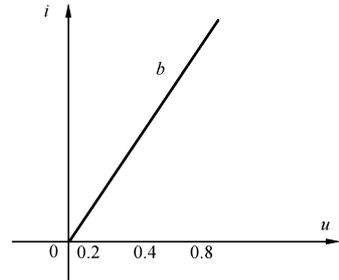


图 T6-34

6-33 图 6.6.3 所示三极管混频电路中, 三极管在工作点展开的转移特性为 $i_c = a_0 + a_1 u_{be} + a_2 u_{be}^2$, 其中 $a_0 = 0.5 \text{ mA}$, $a_1 = 3.25 \text{ mA/V}$, $a_2 = 7.5 \text{ mA/V}^2$, 若本振电压 $u_L = 0.16 \cos(\omega_L t) \text{ V}$, $u_s = 10^{-3} \cos(\omega_c t) \text{ V}$, 中频回路谐振阻抗 $R_p = 10 \text{ k}\Omega$, 求该电路的混频电压增益 A_c 。

6-34 某非线性器件的伏安特性如图 T6-34 所示, 其斜率为 b , 使用此器件组成混频器。设 $u_L(t) = U_{Lm} \cos \omega_L t = 0.4 \cos \omega_L t (\text{V})$, 且 $U_{Lm} \gg U_{sm}$, 满足线性时变条件。试分别计算下列条件下的变频跨导 g_c : (1) $U_Q = 0.4 \text{ V}$, (2) $U_Q = 0.2 \text{ V}$, (3) $U_Q = 0 \text{ V}$ 。

6-35 乘积型混频器的方框图如图 6.6.1 (a) 所示。相乘器的特性为 $i = K u_s(t) u_L(t)$, 若 $K = 0.1 \text{ mA/V}^2$, $u_L(t) = \cos(9.2049 \times 10^6 t) (\text{V})$, $u_s(t) = 0.01(1 + 0.5 \cos 6\pi \times 10^3 t) \cos(2\pi \times 10^6 t)$ 。(1) 试求乘积型混频器的变频跨导; (2) 为了保证信号传输, 带通滤波器的中心频率(中频取差频)和带宽应分别为何值?

6-36 二极管平衡电路如图 T6-36 所示。请根据平衡电路的基本原理说明下列几种情况输入信号, 能产生什么输出电压信号, 应采用什么样的滤波器?

- (1) $u_1 = U_{1m} \cos \Omega t$ $u_2 = U_{2m} \cos \omega_c t; (\omega_c \gg \Omega)$
- (2) $u_1 = U_{1m} \cos \omega_c t$ $u_2 = U_{2m} \cos \Omega t; (\omega_c \gg \Omega)$
- (3) $u_1 = U_{1m} (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_s t$ $u_2 = U_{2m} \cos \omega_L t$ $(\omega_L - \omega_s = \omega_1)$
- (4) $u_1 = U_{1m} \cos[\omega_s t + m_f \sin \Omega t]$ $u_2 = U_{2m} \cos \omega_L t$ $(\omega_L - \omega_s = \omega_1)$
- (5) $u_1 = U_{1m} \cos \Omega t \cdot \cos \omega_s t$ $u_2 = U_{2m} \cos \omega_L t$ $(\omega_L - \omega_s = \omega_1)$
- (6) $u_1 = U_{1m} \cos \Omega t \cdot \cos \omega_c t$ $u_2 = U_{2m} \cos \omega_c t$ $(\omega_c \gg \Omega)$

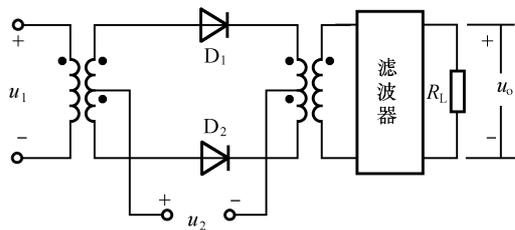


图 T6-36

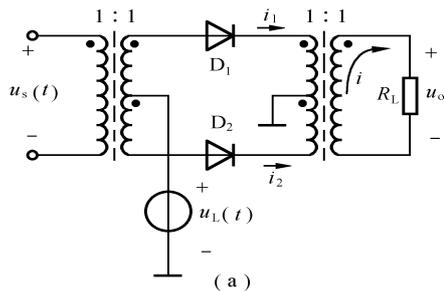
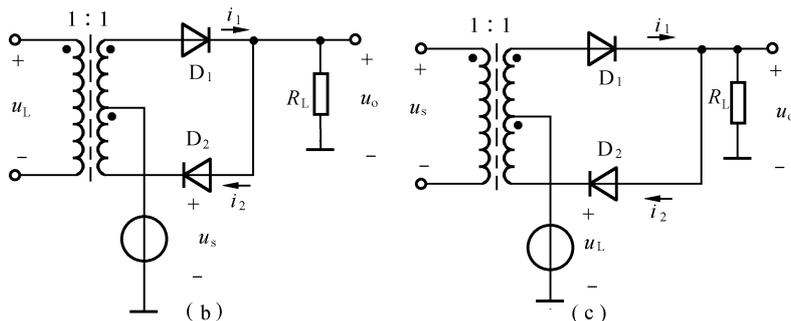


图 T6-37 (a) (b) (c)



6-37 二极管平衡混频器如图 T6-37 所示。设二极管的伏安特性均为从原点出发，斜率为 g_d 的直线，且二极管工作在受 u_L 控制的开关状态。试求各电路的输出电压的表示式。若要取出 u_o 中的中频电压应采用什么样的滤波器？

6-38 晶体三极管混频电路如图 6.6.3 所示，三极管的正向传输特性为 $i_c = a + bu_{be} + cu_{be}^2$ ，LC 中频回路的谐振频率 $f_0 = f_i = f_L - f_s = 465 \text{ kHz}$ ，输入信号为 $u_s(t) = U_{sm} \cos \omega_s t$ ，本振信号为 $u_L(t) = U_{Lm} \cos \omega_L t = 0.8 \cos[2\pi \times 1465 \times 10^3 t] (\text{V})$ ，干扰信号为 $u_n(t)$ 。(1) 试求线性时变条件下的变频跨导 g_c ；(2) 若 $u_n(t) = 0.1 \cos[2\pi \times 1930 \times 10^3 t] (\text{V})$ 的信号通过混频器，它是什么干扰？(3) 若 $u_n(t) = 0.3 \cos[2\pi \times 465 \times 10^3 t] (\text{V})$ 的信号通过混频器，它是什么干扰？

6-39 某超外差接收机的中波段为 $(531 \sim 1602) \text{ kHz}$ ，中频 $f_i = f_L - f_s = 465 \text{ kHz}$ ，试问在该波段内哪些频率能产生较大的干扰哨声(设非线性特性为 6 次方项及其以下项)。

6-40 超外差式广播收音机，中频 $f_i = f_L - f_c = 465 \text{ kHz}$ ，试分析下列两种现象属于何种干扰：(1) 当接收 $f_c = 560 \text{ kHz}$ 电台信号时，还能听到频率为 1490 kHz 强电台信号；(2) 当接收 $f_c = 1460 \text{ kHz}$ 电台信号时，还能听到频率为 730 kHz 强电台的信号。

6-41 混频器输入端除了有用信号 $f_c = 20 \text{ MHz}$ 外，同时还有频率分别为 $f_{n1} = 19.2 \text{ MHz}$ ， $f_{n2} = 19.6 \text{ MHz}$ 的两个干扰电压，已知混频器的中频 $f_i = f_L - f_c = 3 \text{ MHz}$ ，试问这两个干扰电压会不会产生干扰？