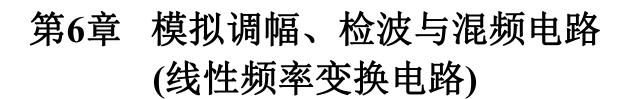
# 第6章 模拟调幅、检波与混频电路 (线性频率变换电路)

- 主要内容和要求:
- 1.了解调制、解调的概念和作用;
- 2.了解线性和非线性频率变换电路的概念;
- 3.掌握振幅调制和解调的原理和基本电路;
- (调幅信号的定义、表达式、波形、频谱、功率等)
- 4.掌握混频原理和基本的混频电路以及了解混频干扰的产生;
- 5.了解倍频电路的基本原理。



- 6.1 概述
- 6.2 振幅调制与解调原理
- 6.3 调幅电路
- 6.4 检波电路
- 6.5 混频
- 6.6 倍频
- 6.7 接收机中的自动增益控制电路
- 6.8 实例介绍
- 6.9 章末小结

#### 6.1 概述

调制电路与解调电路是通信系统中的重要组成部分。

调制: 便于天线发送或实现不同信号源、不同系统的频分复用;

解调:恢复原调制信号。

在模拟系统里,按照载波波形的不同:

正弦波调制:分为调幅(AM)、调频(FM)和调相(PM)。

调制

脉冲调制:分为脉幅调制(PAM), 脉宽调制(PDM)和脉位调制(PPM)。





### 6.2 振幅调制与解调原理

### 幅度调制 (调幅)

普通调幅: AM

抑制载波的双边带调幅: DSB-AM

人单边带调幅: SSB-AM

残留边带调幅: VSB-AM

正交调幅: QAM

## 6.2.1普通调幅方式

- 1. 普通调幅信号的表达式、波形、频谱和功率
- ① 表达式: 设载波为 $u_c(t)=U_{cm}\cos\omega_c t$ ,

调制信号为 $u_{\Omega}(t)=U_{\Omega m}\cos\Omega t(\Omega <<\omega_{c}),$ 

则普通调幅信号为:  $u_{\rm AM}(t) = (U_{\rm cm} + kU_{\Omega m} \cos \Omega t) \cos \omega_{\rm c} t$ 

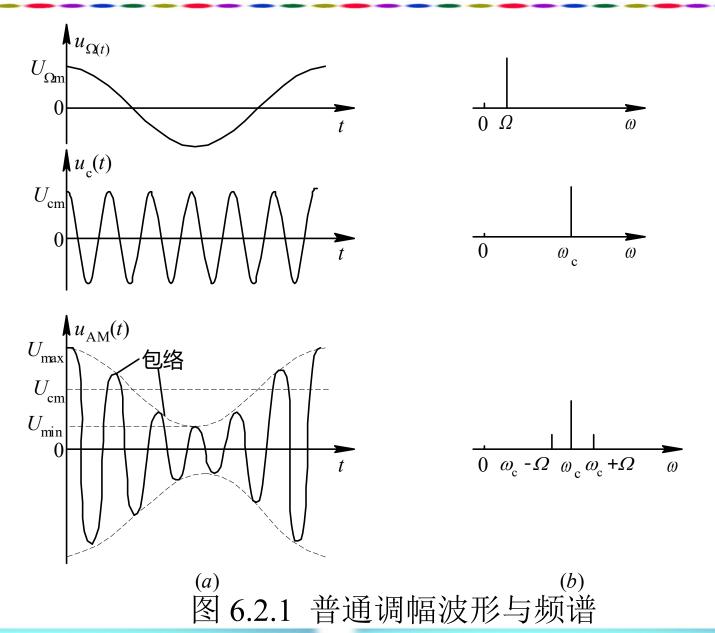
$$=U_{\rm cm}(1+M_{\rm a}\cos\Omega t)\cos\omega_{\rm c}t \qquad (6.2.1)$$

其中调幅指数:  $M_a = k \cdot \frac{U_{\Omega m}}{U_{cm}}$ ,  $0 < Ma \le 1$ , k为比例系数。

②波形图: 图6.2.1(a)给出了 $u_{\Omega}(t)$ ,  $u_{c}(t)$ 和 $u_{AM}(t)$ 的波形图。

另外,还可得到调幅指数 $M_a$ 的表达式:

$$\boldsymbol{M}_{a} = \frac{\boldsymbol{U}_{\text{max}} - \boldsymbol{U}_{\text{min}}}{\boldsymbol{U}_{\text{max}} + \boldsymbol{U}_{\text{min}}} = \frac{\boldsymbol{U}_{\text{max}} - \boldsymbol{U}_{cm}}{\boldsymbol{U}_{cm}} = \frac{\boldsymbol{U}_{cm} - \boldsymbol{U}_{\text{min}}}{\boldsymbol{U}_{cm}}$$



显然, 当 $M_a$ >1时, 称为过调制, 如图6.2.2所示。所以, 普通调幅要求 $M_a$ 必须不大于1。

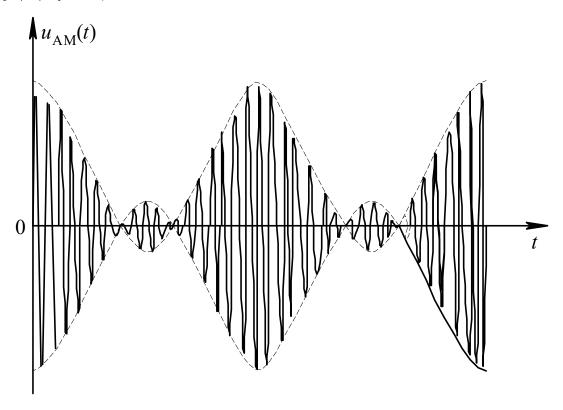


图 6.2.2 过调制波形

#### ③频谱图:

$$u_{\rm AM}(t) = U_{\rm cm} \cos \omega_{\rm c} t + \frac{M_a U_{cm}}{2} \cos (\omega_{\rm c} + \Omega) t + \cos (\omega_{\rm c} - \Omega) t$$

可见, $u_{AM}(t)$ 的频谱包括了三个频率分量:  $\omega_c$ (载波)、  $\omega_c+\Omega$ (上边频)和 $\omega_c-\Omega$ (下边频)。原调制信号的频带宽度是 $\Omega$ 或 ( $F=\frac{\Omega}{2\pi}$ ),而普通调幅信号的**频带宽度**是 $2\Omega$ (或2F),是原调制信号的两倍(**频带资源浪费**)。

普通调幅将调制信号频谱搬移到了载频的左右两旁。

④功率: 若此调幅信号加在负载R上,则载频分量产生的平均功率为:

$$P_c = \frac{1}{2} \frac{U_{cm}^2}{R} \tag{6.2.4}$$

两个边频分量产生的平均功率相同,均为:

$$P_{SB} = \frac{1}{2R} \left( \frac{M_a U_{cm}}{2} \right)^2 = \frac{1}{4} M_a^2 P_c \qquad (6.2.5)$$

调幅信号总平均功率为:♡

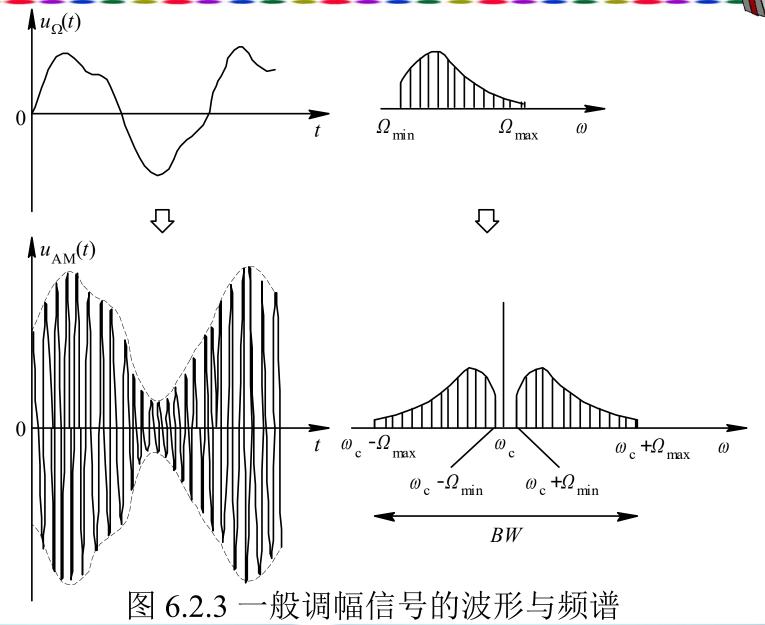
$$P_{av} = P_c + 2P_{SB} = \left(1 + \frac{1}{2}M_a^2\right)P_c \quad (6.2.6)$$

为了提高功率利用率,可以只发送两个边频分量而不发送载频分量,或者进一步仅发送其中一个边频分量,同样可以将调制信息包含在调幅信号中。这两种调幅方式分别称为抑制载波的双边带调幅(简称双边带调幅)和抑制载波的单边带调幅(简称单边带调幅),在以下两小节将分别给予介绍。

#### ⑤非单频调制信号的波形图和频谱图:

假设其频率范围是 $\Omega_{\min} \sim \Omega_{\max}$ , 如载频仍是 $\omega_{c}$ 。

调制信号频谱的线性搬移,上、下边带的宽度与调制信号频谱宽度分别相同,总频带宽度仍为调制信号带宽的两倍,即  $BW=2\Omega_{\max}$ 。



#### AM信号的特点:

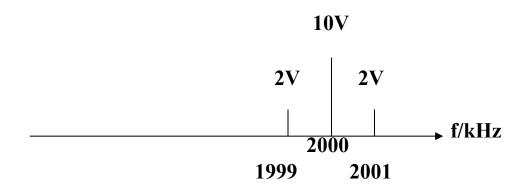
- 1. 从波形上看,包络与调制信号瞬时值成正比;可采用包络检波解调;
- 3. 从信息的携带上看,载频不携带任何信息,每个 边带都携带完整的信息;
- 4. 从功率上看,当 $M_a$ =1时, $2P_{SB}$ = $P_{av}$ /3,边带是携带信息的,功率的利用率低;

优点:可以用包络检波解调,电路设备简单。

缺点: 浪费频带资源,浪费功率。

#### 例题6.1

已知载频为2000kHz的调幅波的频谱图如图所示。 写出它的电压表达式,并计算它的带宽和在负载 $R=1\Omega$ 时的平均功率和带宽。



2. 普通调幅信号的产生和解调方法 ■

其中, $k_1=k/U_{cm}$ 

$$u_{AM}(t) = \left(1 + \frac{k}{U_{cm}} U_{\Omega m} \cos \Omega t\right) \cdot U_{cm} \cos \omega_c t$$
$$= k_1 \left[\frac{1}{k_1} + u_{\Omega}(t)\right] \cdot u_c(t)$$

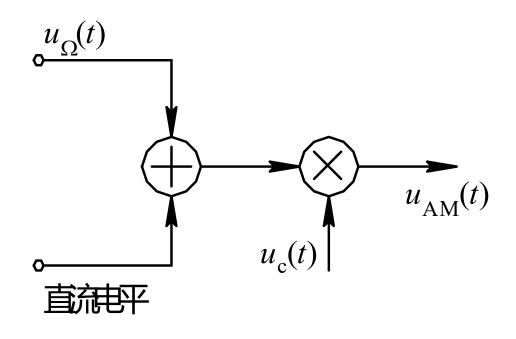


图 6.2.4 低电平调幅原理图

第3章曾经讨论过利用丙类谐振功放的调制特性也可以产 生普通调幅信号。由于功放的输出电压很高,故这种方法称 为高电平调幅。

#### (1) 包络检波:

设输入普通调幅信号 $u_{AM}(t)$ , 图6.2.5中非线性器件工作在 开关状态,可用单向开关函数来表示,则非线性器件输出电流 为:

$$i_{o}(t) = gu_{AM}(t) \cdot K_{1}(\omega_{c}t) =$$

$$= gU_{cm}(1 + M_{a}\cos\Omega t)\cos\omega_{c}t \cdot \left[\frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n-1} \cdot \frac{2}{(2n-1)\pi}\cos(2n-1)\omega_{c}t\right]$$
(6.2.7)

g是非线性器件伏安特性曲线斜率。

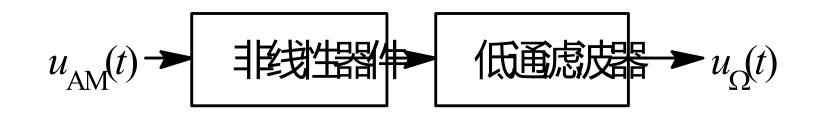


图 6.2.5 包络检波原理图

可见 $i_o$ 中含有直流, $\Omega$ ,  $\omega_c$ ,  $\omega_c$  世  $\Omega$ 以及其它许多组合频率分量, 其中的低频分量是:

$$\frac{1}{\pi}gU_{cm}(1+M_a\cos\Omega t)$$

非线性器件可以用晶体二极管,也可以用晶体三极管。 ■

#### (2) 同步检波:

同步检波必须采用一个与发射端载波同频同相(或固定相位差)的信号,称为同步信号。

 $\blacksquare$  设输入普通调幅信号 $u_{AM}(t)$ ,乘法器另一输入同步信号为:

$$u_{\rm r}(t) = U_{\rm rm} \cos \omega_{\rm c} t$$

则乘法器输出为:

$$u_{0}(t) = k_{2}u_{AM}(t)u_{r}(t) = k_{2}U_{cm}U_{rm}(1 + M_{a}\cos\Omega t)\cos^{2}\omega_{c}t$$

$$= \frac{k_{2}U_{cm}U_{rm}}{2} \left[ 1 + M_{a}\cos\Omega t + \cos2\omega_{c}t + \frac{M_{a}\cos(2\omega_{c} + \Omega)t}{2} + \frac{M_{a}\cos(2\omega_{c} - \Omega)t}{2} \right]$$

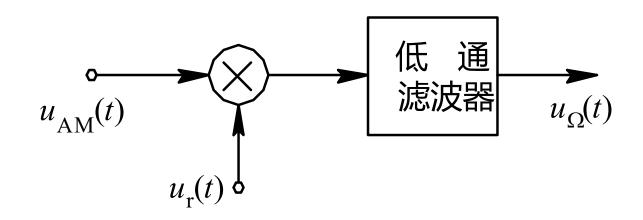


图 6.2.6 同步检波原理图

可见,输出信号中含有直流, $\Omega$ ,  $2\omega_c$ ,  $2\omega_c$ ,  $2\omega_c$   $\pm \Omega$ 几个频率分量。用低通滤波器取出直流和 $\Omega$ 分量,再去掉直流分量,就可恢复原调制信号。

如果同步信号与发射端载波同频不同相, 有一相位差 $\theta$ , 即  $u_{\rm r}=U_{\rm rm}\cos(\omega_{\rm c}t+\theta)$ 

则乘法器输出中的 $\Omega$ 分量为  $\frac{1}{2}k_2U_{cm}U_{rm}M_a\cos\theta\cos\Omega t$ 。若 $\theta$ 是一常数,即同步信号与发射端载波的相位差始终保持恒定,则解调出来的 $\Omega$ 分量仍与原调制信号成正比,只不过振幅有所减小。当然 $\theta\neq90^\circ$ ,否则 $\cos\theta=0$ , $\Omega$ 分量也就为零了。若 $\theta$ 是随时间变化的,即同步信号与发射端载波之间的相位差不稳定,则解调出来的 $\Omega$ 分量就不能正确反映调制信号了。

#### 6.2.2双边带调幅方式

#### 1 双边带调幅信号的特点 ■

设载波为 $u_c(t)=U_{cm}\cos\omega_c t$ , 单频调制信号为 $u_{\Omega}(t)=U_{\Omega m}\cos\Omega t(\Omega <<\omega_c)$ , 则双边带调幅信号为:

$$\nabla \nabla u_{\text{DSB}}(t) = ku_{\Omega}(t)u_{\text{c}}(t) = kU_{\Omega \text{m}} U_{\text{cm}} \cos \Omega t \cos \omega_{\text{c}} t$$

$$= \frac{kU_{\Omega m}U}{2} \left[\cos (\omega_{\text{c}} + \Omega)t + \cos (\omega_{\text{c}} - \Omega)t\right]$$
(6.2.10)

其中k为比例系数。

可见双边带调幅信号中仅包含两个边频, 无载频分量, 其频带宽度仍为调制信号带宽的两倍。 ■

图6.2.7显示了单频调制双边带调幅信号的有关波形与频谱图。 ■

需要注意的是, 双边带调幅信号不仅其包络已不再反映调制信号波形的变化, 而且在调制信号波形过零点处的高频相位有180°的突变。由式(6.2.10)可以看到, 在调制信号正半周,  $\cos\Omega t$ 为正值, 双边带调幅信号 $u_{DSB}(t)$ 与载波信号 $u_{c}(t)$ 同相; 在调制信号负半周,  $\cos\Omega t$ 为负值,  $u_{DSB}(t)$ 与 $u_{c}(t)$ 反相。所以, 在正负半周交界处,  $u_{DSB}(t)$ 有180°相位突变。

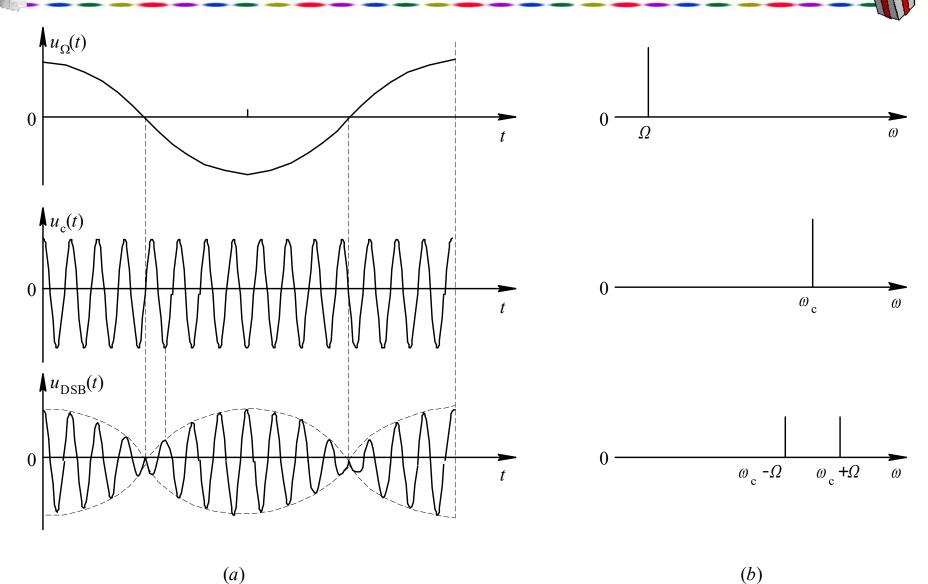


图 6.2.7 双边带调幅波形与频谱

#### 2. ▲ 双边带调幅信号的产生与解调方法 ■

由式(6.2.10)可以看出,产生双边带调幅信号的最直接法就是将调制信号与载波信号相乘。

由于双边带调幅信号的包络不能反映调制信号,所以包络检波法不适用,而同步检波是进行双边带调幅信号解调的主要方法。与普通调幅信号同步检波不同之处在于,乘法器输出频率分量有所减少。

设双边带调幅信号如式(6.2.10)所示,同步信号为 $u_{\rm r}(t)=U_{\rm rm}{\rm cos}\omega_{\rm c}t$ ,则乘法器输出为:

$$u_{o}(t) = k_{2}u_{DSB}(t) \cdot u_{r}(t) = k_{2}kU_{rm}U_{\Omega m}U_{cm} \cos\Omega t \cdot \cos^{2}\omega_{c}t$$

$$= \frac{k_{2}kU_{rm}U_{\Omega m}U_{cm}}{2} \left[\cos\Omega t + \frac{1}{2}\cos(2\omega_{c} + \Omega)t + \frac{1}{2}\cos(2\omega_{c} - \Omega)t\right]$$
其中 $k_{2}$ 是乘法器增益。

用低通滤波器取出低频分量 $\Omega$ ,即可实现解调。将式(6.2.10)所示双边带信号取平方,则可以得到频率为 $2\omega_c$ 的分量,然后经二分频电路,就可以得到 $\omega_c$ 分量。 这是从双边带调幅信号中提取同步信号的一种方法。

#### 6.2.3单边带调幅方式 ■

单边带调幅方式是指仅发送上、下边带中的一个。如以发送上边带为例,则单频调制单边带调幅信号为:

$$\nabla \nabla \qquad u_{SSB}(t) = \frac{kU_{\Omega m}U_{cm}}{2}\cos(\omega_c + \Omega)t \qquad (6.2.12)$$

由上式可见,单频调制单边带调幅信号是一个角频率为 $\omega_c$ + $\Omega$ 的单频正弦波信号,但是,一般的单边带调幅信号波形却比较复杂。不过有一点是相同的,即单边带调幅信号的包络已不能反映调制信号的变化。单边带调幅信号的带宽与调制信号带宽相同,是普通调幅和双边带调幅信号带宽的一半。

产生单边带调幅信号的方法主要有滤波法、相移法以及两者相结合的相移滤波法。

#### 1 滤波法 ■

这种方法是根据单边带调幅信号的频谱特点, 先产生双边带调幅信号, 再利用带通滤波器取出其中一个边带信号。滤波法原理见图6.2.8。 ■

由图6.2.7(b)所示双边带调幅信号频谱图可以推知,对于频谱范围为 $\Omega_{min}$ ~ $\Omega_{max}$ 的一般调制信号,如 $\Omega_{min}$ 很小,则上、下两个边带相隔很近,用滤波器完全取出一个边带而滤除另一个边带是很困难的。

#### 2 相移法 ■

这种方法是基于单边带调幅信号的时域表达式。 ■式(6.2.12)所示单频单边带调幅信号可写成:

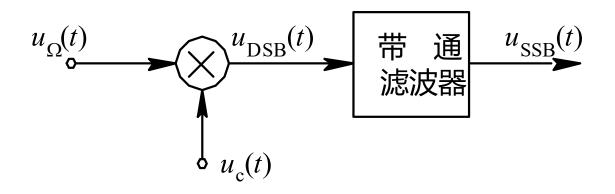


图 6.2.8 滤波法原理



$$u_{SSB}(t) = \frac{kU_{\Omega m}U_{cm}}{2}(\cos\omega_c t\cos\Omega t - \sin\omega_c t\sin\Omega t)$$
(6.2.13)

由上式可知,只要用两个90°相移器分别将调制信号和载 波信号相移90°,成为 $\sin\Omega$ t和 $\sin\omega_c$ t,然后进行相乘和相减,就 可以实现单边带调幅,如图6.2.9所示。

显然,对单频信号进行90°相移比较简单,但是对于一个 包含许多频率分量的一般调制信号进行90°相移,要保证其 中每个频率分量都准确相移90°是很困难的。

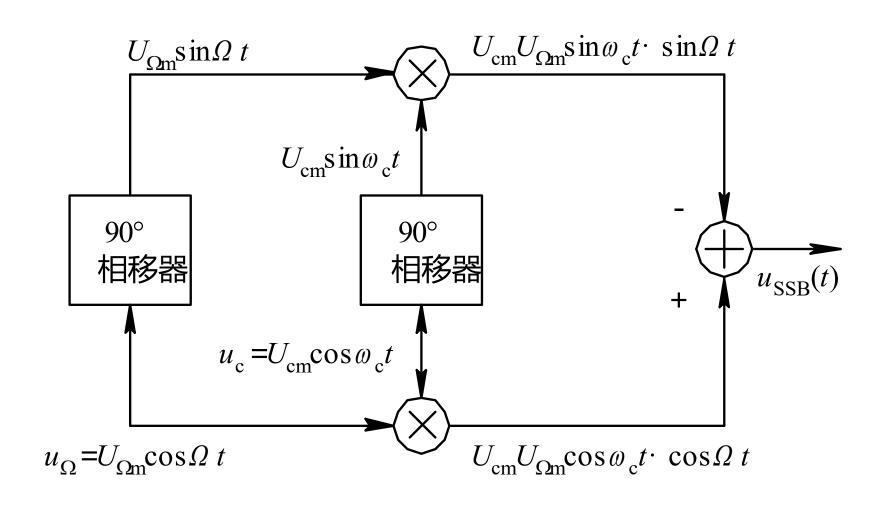


图 6.2.9 相移法原理

#### 3. 相移滤波法 ■

滤波法的缺点在于滤波器的设计困难。若调制信号频率范围为 $F_{\min} \sim F_{\max}$ ,则上下边带间隔为 $2F_{\min}$ 。如果要求滤波器取出一个边带而滤除另一个边带,则过渡带宽度就是 $2F_{\min}$ 。

当滤波器的过渡带宽度固定,则工作频率越高,要求衰减特性越陡峭,实现越困难。举个例子,设过渡带宽度2 $F_{min}$ =1kHz,要求在过渡带内衰减20 dB,若工作频率 $f_c$ =1MHz,则滤波器边沿的衰减特性必须为-46 000dB / 10倍频程;若工作频率 $f_c$ =10kHz,则要求相应的衰减特性为-483dB / 10倍频程。

相移法的困难在于宽带90°相移器的设计,而单频90°相移器的设计比较简单。 ■

结合两种方法的优缺点而提出的相移滤波法是一种比较可行的方法, 其原理图见图6.2.10。 ■

相移滤波法的关键在于将载频 $\omega_c$ 分成 $\omega_1$ 和 $\omega_2$ 两部分,其中 $\omega_1$ 是略高于 $\Omega_{\max}$ 的低频, $\omega_2$ 是高频,即 $\omega_c$ = $\omega_1$ + $\omega_2$ , $\omega_1$ << $\omega_2$ 。现仍以单频调制信号为例说明此法的原理。为简化起见,图6.2.10中各信号的振幅均表示为1。

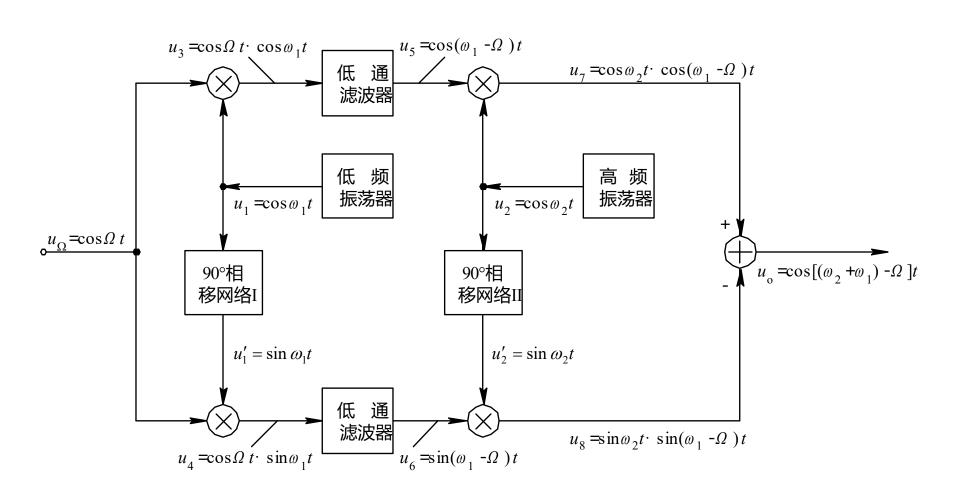


图 6.2.10 相移滤波法原理

调制信号 $u_{\Omega}(t)$ 与两个相位差为90°的低载频信号 $u_1$ 、 $u_1$ '分别相乘,产生两个双边带信号 $u_3$ 、 $u_4$ ,然后分别用滤波器取出 $u_3$ 、 $u_4$ 中的下边带信号 $u_5$ 和 $u_6$ 。因为 $\omega_1$ 是低频,所以用低通滤波器也可以取出下边带 $u_5$ 和 $u_6$ 。由于 $\omega_1$ << $\omega_c$ ,故滤波器边沿的衰减特性不需那么陡峭,比较容易实现。取出的两个下边带信号分别再与两个相位差为90°的高载频信号 $u_2$ 、 $u_2$ '相乘,产生 $u_7$ 、 $u_8$ 两个双边带信号。将 $u_7$ ,  $u_8$ 相减,则可以得到 $\Omega$ 

$$u_{o}(t) = u_{7} - u_{8} = \cos \omega_{2} t \cdot \cos(\omega_{1} - \Omega) t - \sin \omega_{2} t \cdot \sin(\omega_{1} - \Omega) t$$

$$= \cos (\omega_{2} + \omega_{1} - \Omega) t = \cos (\omega_{c} - \Omega) t$$

其中u<sub>o</sub>(t)就是单边带调幅信号。

与双边带调幅信号相同,单边带调幅信号的解调也不能采用包络检波方式而只能采用同步检波方式。与普通调幅与双边带调幅方式不同之处在于,从单边带调幅信号中无法提取同步信号。一般可在发送单边带调幅信号的同时,也附带发送一个功率较小的载波信号,供接收端从中提取作为同步信号。

设单边带调幅信号如式(6.2.12)所示,同步信号为  $u_r(t) = U_{rm} \cos \omega_c t$  则乘法器输出为

$$u_{o}(t) = k_{2}u_{SSB}(t) \cdot u_{r}t = \frac{k_{2}kU_{\Omega m}U_{cm}U_{rm}}{2}\cos(\omega_{c} + \Omega)t \cdot \cos\omega_{c}t$$

$$= \frac{k_{2}kU_{\Omega m}U_{cm}U_{rm}}{4}[\cos\Omega t + \cos(2\omega_{c} + \Omega)t]$$

#### 6.2.4残留边带调幅方式 ■

残留边带调幅是指发送信号中包括一个完整边带、 载波及另一个边带的小部分(即残留一小部分)。 这样, 既比普通调幅方式节省了频带, 又避免了单边带调幅要求滤波器衰减特性陡峭的困难, 发送的载频分量也便于接收端提取同步信号。

■ 在电视广播系统中,由于图像信号频带较宽,为了节约频带,同时又便于接收机进行检波,所以对图像信号采用了残留边带调幅方式,而对于伴音信号则采用了调频方式。现以电视图像信号为例,说明残留边带调幅方式的调制与解调原理。

电视图像信号带宽为6MHz。在发射端先产生普通调幅信 号, 然后利用图6.2.11(a)所示特性的滤波器取出一个完整的上 边带、一部分下边带以及载频分量,组成残留边带调幅信号 发送出去。在接收端,采用图6.2.11(b)所示特性的滤波器从残 留边带调幅信号中取出所需频率分量。 由于载频两旁的接收 滤波器幅频特性正好互补,而上、下边带又对称置于载频两边, 所以实际上可等效为接收到一个完整的上边带和增益为上边 带一半的载频信号。于是,采用同步检波方式可对此单边带信 号进行解调。

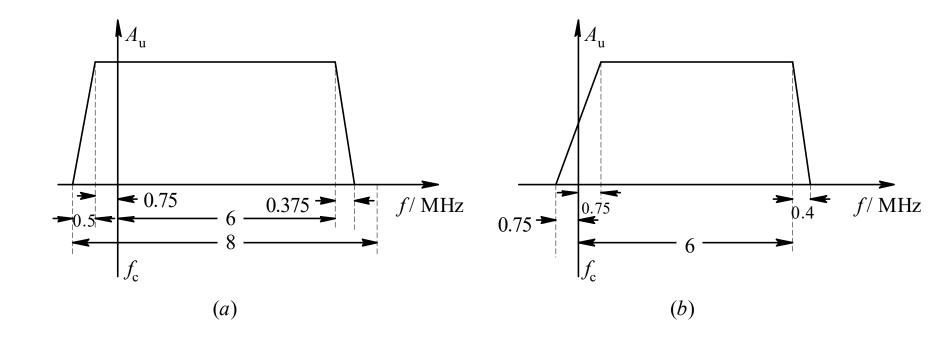


图 6.2.11 残留边带调幅发送和接收滤波器幅频特性 (a) 发送; (b) 接收

由图6.2.11可见, 若采用普通调幅, 每一频道电视图像信号的带宽需12 MHz, 而采用残留边带调幅只需8 MHz。另外, 对于滤波器过渡带的要求远不如单边带调幅那样严格, 故容易实现。 ■

普通调幅功率利用率低,但可采用简单、低成本的包络检波方式,故广泛用于电台广播系统,给广大接收者带来便利。双边带调幅与单边带调幅功率利用率高,可用于小型通信系统,其中单边带调幅可节省一半频带,但需解决如何获得同步信号的问题。残留边带调幅广泛用于电视广播系统。 ■

#### 6.2.5 正交调幅方式 ■

#### 1. 正交调幅信号的特点

正交调幅是采用两个频率相同但相位差为90°的正弦载波,以双边带调幅的方法同时传送两路相互独立信号的一种特殊调制方式。■

设两路正交载波分别为 $u_{c1}(t)=U_{cm}\cos\omega_{c}t$ 和 $u_{c2}(t)=U_{cm}\sin\omega_{c}t$ ,两路单频调制信号分别为 $u_{\Omega 1}(t)=U_{\Omega 1}\cos\Omega_{1}t$ 和 $u_{\Omega 2}(t)=U_{\Omega 2}\cos\Omega_{2}t$ ,则正交调幅信号为

$$u_{\text{QAM}}(t) = u_{\Omega 1}(t)u_{\text{c1}}(t) + u_{\Omega 2}(t)u_{\text{c2}}(t)$$

$$= U_{\Omega 1}U_{\text{cm}}\cos\Omega_{1}t\cos\omega_{\text{c}}t + U_{\Omega 2}U_{\text{cm}}\cos\Omega_{2}t\sin\omega_{\text{c}}t$$

$$= u_{\text{I}}(t) + u_{\text{O}}(t) \qquad \heartsuit \heartsuit \qquad (6.2.14)$$

其中,假定乘法器增益为 $1 \circ u_{\rm I}(t)$  和 $u_{\rm Q}(t)$  分别称为同相分量和正交分量。

一般情况下,正交调幅信号的波形比较复杂。图6.2.12 给出了单频调制时的频谱图。

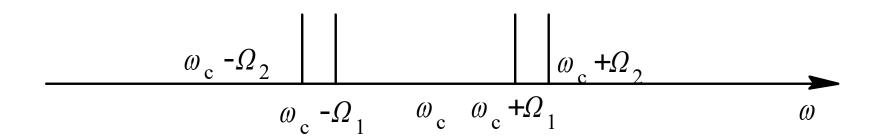


图6.2.12 正交调幅信号频谱图

可见,正交调幅是一种频带复用技术,两路双边带调幅 信号在频带上相互重叠,总频带宽度由其中频带较宽的一路 信号决定。若两路信号带宽相同,则总带宽与单路信号带宽 相同。所以,正交调幅的最大优点是节省传输带宽。

#### 2.正交调幅信号的产生与解调方法

由式 (6.2.14) 可以看出,将两路调制信号分别进行双边带调幅,然后相加,就可以产生正交调幅信号。■

对正交调幅信号分别用两个相位差为90°的本地载波进行同步检波,就可以恢复原来的两路调制信号。 ■

图6.2.13是正交调幅信号调制与解调原理图。 ■

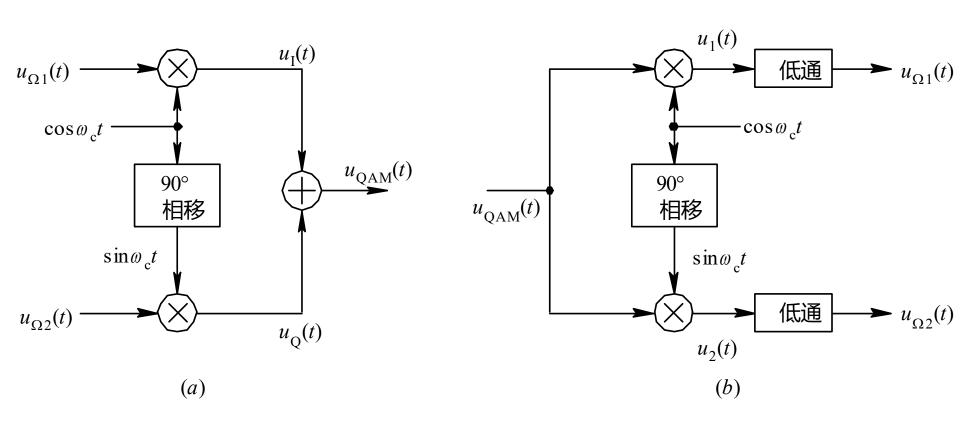


图6.2.13 正交调幅与解调原理图

设正交调幅信号如式(6.2.14)所示,则解调电路中两个 乘法器输出分别是

$$u_1(t) = u_{QAM}(t) \cos \omega_c t$$

$$= \frac{1}{2}U_{\Omega 1}U_{cm}\cos\Omega_{1}t + \frac{1}{2}U_{cm}(U_{\Omega 1}\cos\Omega_{1}t\cos2\omega_{c}t + U_{\Omega 2}\cos\Omega_{2}t\sin2\omega_{c}t)$$

$$u_2(t) = u_{QAM}(t) \cos \omega_c t$$

$$= \frac{1}{2}U_{\Omega 2}U_{cm}\cos\Omega_{2}t + \frac{1}{2}U_{cm}(U_{\Omega 1}\cos\Omega_{1}t\sin2\omega_{c}t - U_{\Omega 2}\cos\Omega_{2}t\cos2\omega_{c}t)$$

其中, 假定乘法器增益均为1。 ■

然后用两个低通滤波器就可以分别解调出两路调制信号 $u_{\Omega 1}(t)$ 和 $u_{\Omega 2}(t)$  〇。

在第9章9.4.3节中将详细介绍对MSK信号进行正交调幅与解调的方法。 ■

普通调幅功率利用率低,但可采用简单、低成本的包络检波方式,故广泛用于电台广播系统,给广大接收者带来便利。 双边带调幅与单边带调幅功率利用率高,可用于小型通信系统, 其中单边带调幅可节省一半频带,但需解决如何获得同步信号 的问题。残留边带调幅广泛用于电视广播系统。正交调幅的 优点是节省频带,在数字移动通信系统中得到了应用。

## 6.3 调幅电路

#### 6.3.1高电平调幅电路 ■

丙类谐振功放的调制特性分为基极调制特性和集电极调制特性两种,据此可以分别组成基极调幅电路和集电极调幅电路。 现以集电极调幅电路为例,说明高电平调幅的原理。 ■

集电极调制特性是指固定丙类谐振功放的 $V_{BB}$ 和 $R_{\Sigma}$ ,当输入一个等幅高频正弦波时,输出高频正弦波的振幅Ucm将随集电极电源电压的变化而变化。

若集电极电源电压为 $U_{\text{CC}}(t)=U_{\text{CC0}}+u_{\Omega}(t)$ ,即一个固定直流电压与一个低频交流调制信号之和,则根据图3.2.10,随着 $U_{\text{CC}}$ 的变化,使得静态工作点左右平移,从而使动态线左右平移。当谐振功放工作在过压状态时, $U_{\text{cm}}$ 将发生变化,近似有 $U_{\text{cm}}$   $\sim$   $U_{\text{CC}}(t)$ 的关系。如输入信号为高频载波 $\cos \omega_{\text{c}} t$ ,输出LC回路调谐在 $\omega_{\text{c}}$ 上,则输出信号可写成:

其中k为比例系数。 ■

图6.3.1是集电极调幅电路原理图。 可见,集电极调幅电路可以产生且只能产生普通调幅波,但必须工作在过压状态。 ■

读者可以自行分析图6.3.2所示基极调幅电路,需要注意的是,基极调幅电路必须工作在欠压区。

高电平调幅电路的优点是调幅、功放合一,整机效率高,可直接产生很大功率输出的调幅信号,但也有一些缺点和局限性。一是只能产生普通调幅信号,二是调制线性度差,例如集电极调制特性中 $U_{\rm cm}$ 与 $U_{\rm CC}$ 并非完全成线性关系。

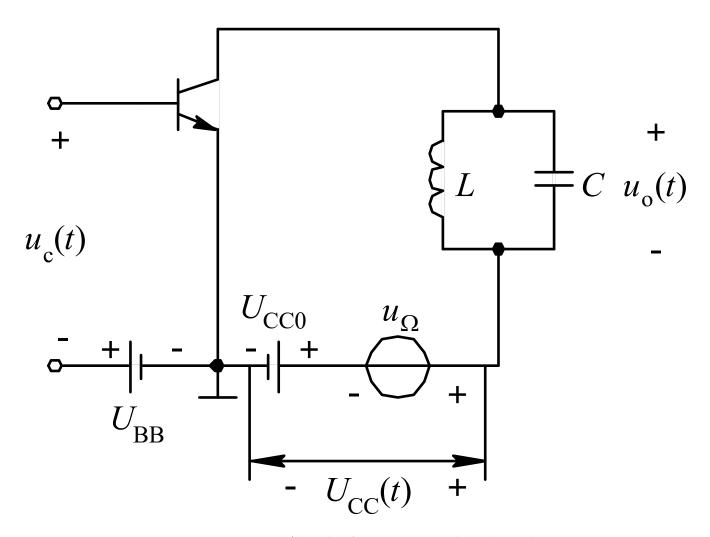


图 6.3.1 集电极调幅电路原理

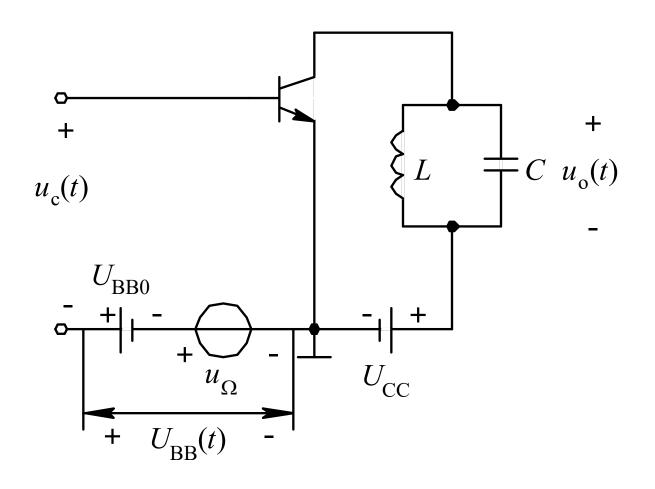


图 6.3.2 基极调幅电路原理

**例 6.1** 采用图6.3.1所示集电极调幅电路进行普通调幅。 已知调制信号频率范围为300Hz~4 kHz,平均调幅指数 $M_a$ =0.3, $U_{CC0}$ =24V, $I_{C0}$ =25mA,集电极效率 $\eta_c$ =70%。求输出载波功率 $P_c$ 、边带功率2 $P_{SB}$ 、功率利用率  $\eta = \frac{D_c}{2}$  总平均功率 和频带宽度BW。

解:此调幅电路电源功率由直流电源提供的直流功率 $P_{\mathrm{D}}$ 和调制信号 $u_{\Omega}(t)$ 产生的交流功率 $P_{\Omega}$ 两部分组成。因为

$$P_D = U_{CC0}I_{C0} = 24 \times 25 \times 10^{-3} = 600 mW$$

$$P_{\Omega} = \frac{1}{2} (M_a U_{CC0})^2 / R_D = \frac{1}{2} M_a^2 P_D$$
$$= \frac{1}{2} \times 0.3^2 \times 600 = 27 mW$$

其中, $R_{\rm D}=U_{\rm CC0}/I_{\rm C0}$ 是输出端等效直流电阻, $M_{\rm a}\,U_{\rm CC0}$ 是调制信号平均振幅。故电源总功率为  $\blacksquare$ 

$$P = P_{\rm D} + P_{\Omega} = 600 + 27 = 627 \text{ mW}$$

从而输出平均功率为

$$P_{\text{av}} = \eta_{\text{c}} (P_{\text{D}} + P_{\Omega}) = 0.7 \times 627 = 438.9 \text{mW}$$

由式(6.2.6)可求得载波功率和边带功率分别为

$$P_c = \frac{P_{av}}{(1 + \frac{1}{2}M_a^2)} = \frac{438.9}{(1 + \frac{1}{2} \times 0.3^2)} = 420mW$$

$$2P_{SB} = P_{av} - P_c = 438.9 - 420 = 18.9 mW$$

所以

$$\eta_{SB} = \frac{18.9}{438.9} \approx 0.043 = 4.3\%$$

$$BW = 2F_{\text{max}} = 8kHz$$

#### 6.3.2低电平调幅电路 ■

模拟乘法器是低电平调幅电路的常用器件,它不仅可以实现普通调幅,也可以实现双边带调幅与单边带调幅。 既可以用单片集成模拟乘法器来组成低电平调幅电路,也可以直接采用含有模拟乘法器部分的专用集成调幅电路。 ■

#### 1. 单片集成模拟乘法器 ■

模拟乘法器可实现输出电压为两个输入电压的线性积,典型应用包括:乘、除、平方、均方、倍频、调幅、检波、混频、相位检测等。 ■

设两个输入信号分别为  $u_1 = U_1 \cos \omega_1 t$ ,  $u_2 = U_2 \cos \omega_2 t$ ,  $\omega_1 > \omega_2$ , 则两信号相乘后的输出信号为

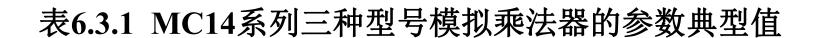
$$u_o = ku_1u_2 = \frac{kU_1U_2}{2}[\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t]$$

可见,乘法运算能够产生两个输入信号频率的和频与差频,这正是调幅、检波和混频等电路所需要的功能。

单片集成模拟乘法器种类较多,由于内部电路结构不同,各项参数指标也不同。在选择时,应注意以下主要参数:工作频率范围、电源电压、输入电压动态范围、线性度等。

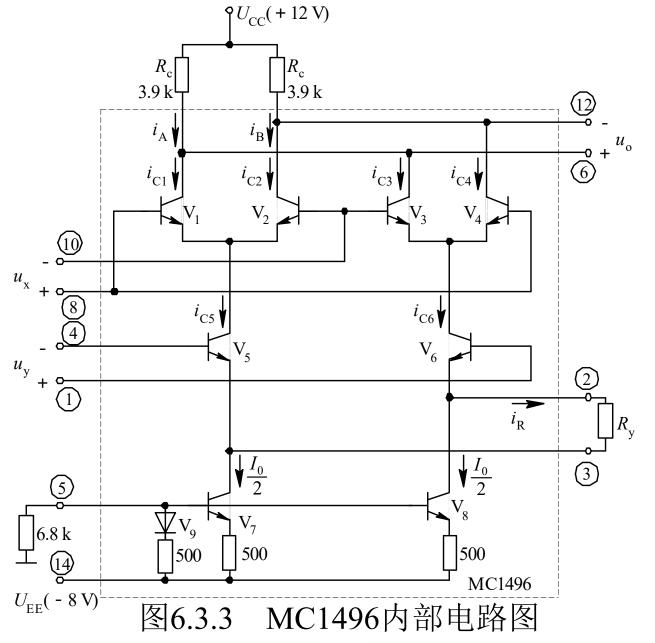
现将常用的★Motorola公司MC1496/1596(国内同类型号是XFC-1596), MC1495/1595(国内同类型号是BG314)和MC1494/1594单片模拟乘法器的参数指标简介如下。 ■

MC14系列与MC15系列的主要区别在于工作温度,前者为0°C~70°C,后者为-55°C~125°C。 其余指标大部分相同,个别后者稍好一些。表6.3.1给出了MC14系列三种型号模拟乘法器的参数典型值。 ■



参 数	MC1496	MC1495	MC1494
电源电压	$U_{+} = 12 \text{ V}, U_{-} = -8 \text{ V}$	$U_{+} = 15 \text{ V}, U_{-} = -15 \text{ V}$	$U_{+} = 15 \text{ V}, U_{-} = -15 \text{ V}$
输入电压 动态范围	$-26 \text{ mV} \leqslant u_x \leqslant 26 \text{ mV}$ $-4 \text{ V} \leqslant u_y \leqslant 4 \text{ V}$	$-10 \text{ V} \leqslant u_{x} \leqslant 10 \text{ V}$ $-10 \text{ V} \leqslant u_{y} \leqslant 10 \text{ V}$	$-10 \text{ V} \leqslant u_{x} \leqslant 10 \text{ V}$ $-10 \text{ V} \leqslant u_{y} \leqslant 10 \text{ V}$
输出电压 动态范围	±4 V	±10 V	±10 V
线性度		±1.0%	±0.5%
3 dB 带宽	300 MHz	3.0 MHz	1.0 MHz







下面以图6.3.3所示MC1496内部电路图为例,说明模拟乘法器的工作原理。

先令②、③脚短路,设 $V_7$ 、 $V_8$ 两个恒流源电流各为 $I_0$ /2,则并联后总电流为 $I_0$ 。

参照第5章式(5.3.7)可分别求得图中三个差分电路的输出电流关系式如下:

$$i_{C6} - i_{C5} = \frac{e^{z/2} - e^{-z/2}}{e^{z/2} + e^{-z/2}} I_0 = I_0 th \left(\frac{z}{2}\right)$$

$$i_{C1} - i_{C2} = i_{C5}th\left(\frac{z'}{2}\right), i_{C4} - i_{C3} = i_{C6}th\left(\frac{z'}{2}\right)$$

其中

$$z = \frac{1}{U_T} u_y, z' = \frac{1}{U_T} u_x$$

因为

$$u_{\rm o} = -R_{\rm c}(i_{\rm A} - i_{\rm B})$$

又根据图中各电流之间的关系并代入上式,可得到

$$u_o = (i_{C6} - i_{C5})R_c th\left(\frac{z'}{2}\right)$$

所以

$$u_{o} = I_{0}R_{c}th\left(\frac{z}{2}\right)th\left(\frac{z'}{2}\right) = I_{0}R_{c}th\left(\frac{1}{2U_{T}}u_{y}\right)th\left(\frac{1}{2U_{T}}u_{x}\right)$$



$$u_o \approx I_0 \left(\frac{1}{2U_T}\right)^2 R_c u_x u_y \tag{6.3.4}$$

若在②、③脚之间接入负反馈电阻 $R_y$ ,并设晶体三极管b、e 结等效到发射极的电阻为 $r_e$ ,则有

$$u_y = i_{C6}r_e + i_RR_y - i_{C5}r_e = r_e(i_{C6} - i_{C5}) + i_RR_y$$
 (6.3.5)

因为

$$i_{C6} = \frac{I_0}{2} + i_R, i_{C5} = \frac{I_0}{2} - i_R$$

故

$$i_R = \frac{1}{2}(i_{C6} - i_{C5}) \tag{6.3.6}$$

将式 (6.3.6) 代入式 (6.3.5),有

$$i_{C6} - i_{C5} = \frac{2}{2r_e + R_v} u_v \approx \frac{2}{R_v} u_v \qquad (R_y >> 2r_e) (6.3.7)$$

将式 (6.3.7) 代入式 (6.3.3) ,得到当 $u_x$ 小于26 mV时,

$$u_o = \frac{2R_c}{R_v} u_y th \left(\frac{1}{2U_T} u_x\right) \approx \frac{R_c}{R_v U_T} u_x u_y \tag{6.3.8}$$

根据以上分析可知,加入负反馈电阻 $R_y$ 以后, $u_y$ 的动态范围可以扩大,但 $u_x$ 的幅度大小仍受限制。

MC1495是在MC1496中增加了X通道线性补偿网络,使X通道输入动态范围增大。MC1494是以MC1495为基础,增加了电压调整器和输出电流放大器。 ■

MC1495和MC1494分别作为第一代和第二代模拟乘法器的典型产品,线性度很好,既可用于乘、除等模拟运算,也可用于调制、解调等频率变换,缺点是工作频率不高。

MC1496工作频率高,常用作调制、解调和混频,通常X通 道作为载波或本振的输入端, 而调制信号或已调波信号从Y通 道输入。 当X通道输入是小信号(小于26 mV)时, 输出信号是X、 Y通道输入信号的线性乘积; 当X通道输入是频率为 $\omega_c$ 的单频 很大信号时(大于260 mV), 根据双差分模拟乘法器原理(可参 看例5.4),输出信号应是Y通道输入信号和双向开关函数  $K_2(\omega_c t)$ 的乘积。两种情况均可实现调幅。

**例 6.2** 已知调制信号 $u_{\Omega}(t)$ 的频谱范围为300Hz~4000 Hz,载频为560kHz。现采用MC1496进行普通调幅,载波信号和调制信号分别从X、Y通道输入。若X通道输入是小信号,输出 $u_{\rm o}(t)=k_1u_{\rm x}u_{\rm y}$ ;若X通道输入是很大信号, $u_{\rm o}(t)=k_2u_{\rm y}K_2(\omega_{\rm c}t)$ 。分析这两种情况的输出频谱。

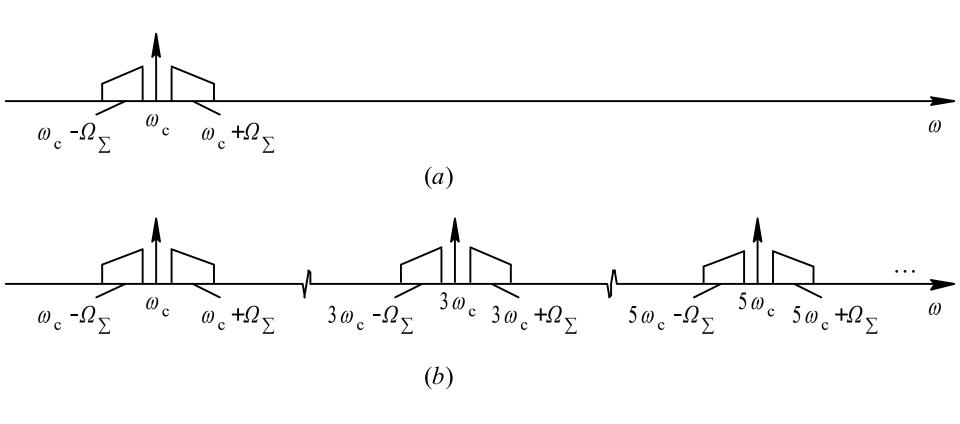
解:由于是普通调幅,故输入调制信号应迭加在一直流电压 $U_{Y}$ 上,即 $u_{y}(t)$ = $U_{Y}$ + $u_{\Omega}(t)$ , 显然,为使调制指数不大于1, $U_{Y}$ 应不小于 $u_{\Omega}(t)$ 的最大振幅。令 $u_{x}(t)$ = $\cos \omega_{c}t$ ,则当 $u_{x}(t)$ 是小信号时,

$$u_{o}(t) = k_{1}(U_{Y} + u_{\Omega})\cos\omega_{c}t = k_{1}U_{Y} + (1 + \frac{1}{U_{Y}}u_{\Omega})\cos\omega_{c}t$$

$$u_{o}(t)=k_{2}(U_{Y}+u_{\Omega})K_{2}(\omega_{c}t)$$

根据第5.3节的分析, 在前一种情况,  $u_0$ 的频谱应为 $\omega_0$ 和  $\omega_{c} \pm \Omega_{\Sigma}$ , 其中 $\Omega_{\Sigma}$ 是 $u_{O}$ 的全部频谱, 如图例6.2(a)所示, 显然这是 普通调幅信号频谱。由于 $f_c$ =560 kHz,  $F_{max}$ =4kHz,  $f_c$ >> $F_{max}$ , 所 以用带通滤波器很容易取出其中的普通调幅信号频谱而滤除fc 的三次及其以上奇次谐波周围的无用频谱。

由上面的分析可知, 虽然两种情况下的输出频谱不一样, 但 经过带通滤波后的频谱就一样了。但是, 在有些情况下就很难 甚至不可能完全滤除无用频率分量。例如在此例中, 若 $\mathbf{u}_{s}$ 的频谱 为 $\omega_{s} \pm n\Omega_{s}$ , n=1,2,..., 就是如此。读者可自行分析这种情况。



图例6.2

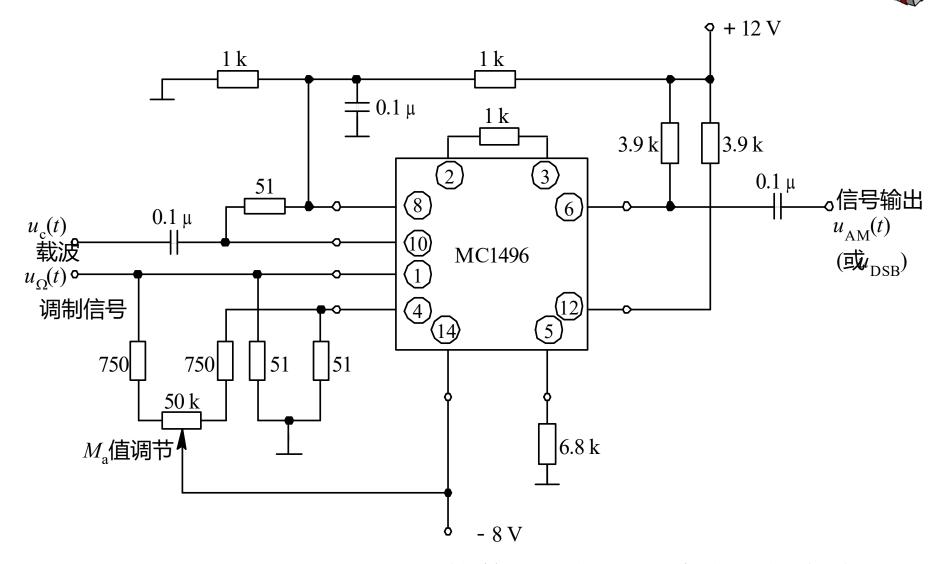


图 6.3.4 MC1496组成的普通调幅或双边带调幅电路

#### 2. 模拟乘法器调幅电路 ■

图6.3.4是用MC1596组成的普通调幅电路。由图可知,  $X \bigstar$ 通道两输入端⑧、10脚直流电位均为6.V, 可作为载波输入通道; Y通道两输入端①、④脚之间外接有调零电路, 可通过调节  $50k\Omega$ 电位器使①脚电位比④脚高UY, 调制信号 $u_0(t)$ 与直流电压  $U_{\mathbf{v}}$ 迭加后输入Y通道。调节电位器可改变调制指数 $M_{\mathbf{a}}$ 。输出端 ⑥、12脚外应接调谐于载频的带通滤波器。②、③脚之间外接 Y通道负反馈电阻。

采用图6.3.4的电路也可以组成双边带调幅电路,区别在于调节电位器的目的是为了使Y通道①、④脚之间的直流电位差为零,即Y通道输入信号仅为交流调制信号。为了减小流经电位器的电流,便于调零准确,可加大两个750  $\Omega$ 电阻的阻值,比如各增大 $10k\Omega$ 。

### 6.4 检波电路

#### 6.4.1包络检波电路 ■

包络检波原理如图6.2.5所示。其中的非线性器件可以是二极管,也可以是三极管或场效应管,电路种类也较多。 现以图6.4.1所示二极管峰值包络检波器为例进行讨论,其中RC元件组成了低通滤波器。

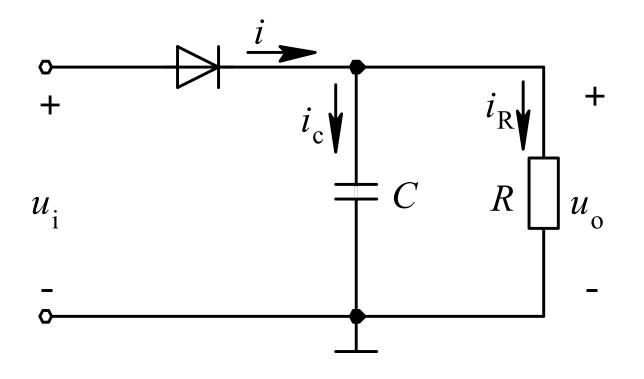


图 6.4.1 二极管峰值包络检波器



我们以时域上的波形变化来说明二极管峰值包络检波器的工作原理。 ■

由图6.4.1可见,加在二极管上的正向电压为u=u<sub>i</sub>-u<sub>o</sub>。假定二极管导通电压为零,且伏安特性为:

$$i(t) = \begin{cases} g_D u & u \ge 0 \\ 0 & u < 0 \end{cases}$$

首先,必须注意此电路的两个特点: ① 二极管导通与否,不仅与输入电压 $u_i$ 有关,还取决于输出电压 $u_o$ ,即输出信号有反馈作用。② 二极管导通时,电容充电,充电时间常数为 $r_dC$ ;二极管截止时,电容放电,放电时间常数为RC。由于二极管导通电阻 $r_d$ 很小,因此一般有 $r_d$ C<<RC。

设 $t=t_0$ 时,  $u_0=0$ 。参照图6.4.2, 依次说明 $u_0$ 波形的变化过程。

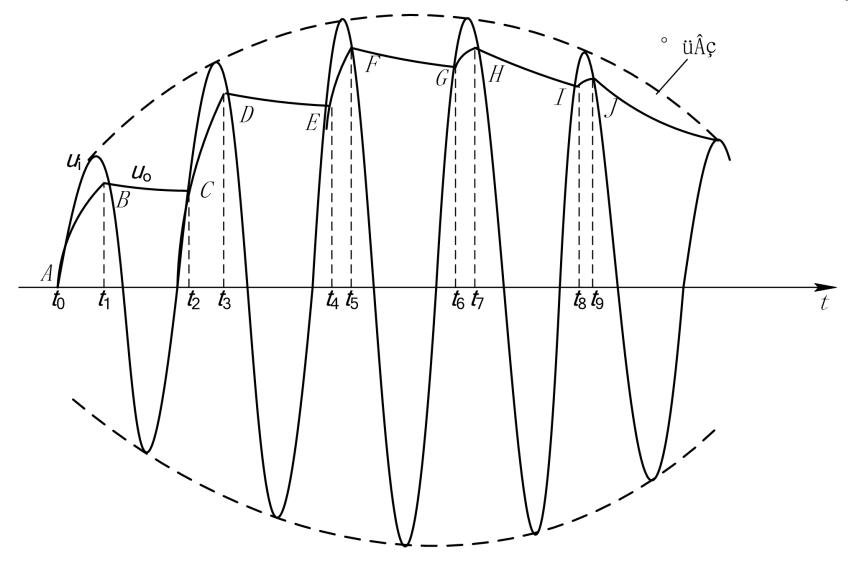


图 6.4.2 二极管峰值包络检波器的包络检波波形

在 $t_0 \sim t_1$ 时段,  $u_i > u_o > 0$ , 二极管导通, 开始给电容充电,  $u_o \bigstar$  按指数规律上升, 即AB曲线。

在 $t_1 \sim t_2$ 时段,  $u_i < u_o$ , 二极管截止, 电容通过电阻R放电,  $u_o$  按指数规律下降, 即BC曲线。

在 $t_2 \sim t_3$ 时段,  $u_i > u_o$ , 二极管再次导通, 给电容充电,  $u_o$ 再次上升, 即CD曲线。

在 $t_3$ ~ $t_4$ 时段,  $u_i$  <  $u_o$  , 二极管再次截止, 电容放电,  $u_o$ 再次下降, 即DE曲线。 ■

由于充放电过程交替进行,因此 $u_0$ 波形呈锯齿状变化。可以归纳出以下几条规律:

- (1) 由于 $r_d$ C<<RC, 故 $u_o$ 上升快, 下降慢。 ■
- (2) 除了起始几个周期外, 二极管导通时间均在输入高频振荡信号的峰值附近, 如 $t_4 \sim t_5$ ,  $t_7$ , ..., 且时间很短, 或者说, 其导通角 $\theta$ 很小。

(3) 在正常情况下, 导通角 $\theta$ 越小,  $u_0$ 曲线与 $u_i$ 的包络线越接近。若 $\theta$ 趋近于0, 则 $u_0$ 曲线就几乎完全反映了 $u_i$ 的包络线即调制信号波形, 此时检波效率最高, 失真最小。

检波效率 $\eta_d$ 定义为 $u_o$ 中低频分量振幅与 $u_i$ 中调制分量振幅的比值。当 $u_i$ 是单频调幅波时,即 $u_i$ = $U_{im}(1+M_a\cos\Omega t)\cos\omega_c t$ 时, $u_o$ 中的低频分量为 $U_{om}\cos\Omega t$ ,检波效率 $\eta_d$ 可写成

$$\eta_d = \frac{U_{om}}{M_a U_{im}} \le 1$$
(6.4.1)

当 $u_i$ 是等幅正弦波时,即 $u_i = U_{im} \cos \omega_c t$ 时, $u_o$ 应为电平为 $U_o$ 的直流电压,检波效率 $\eta_d$ 可写成

$$\eta_d = \frac{U_o}{U_{im}} \le 1$$

所谓正常情况,是指检波电路处于稳定工作状态且不存在惰性失真和底部切割失真。

利用折线函数分析法,可以求得检波效率的近似表达式:

$$\eta_{\rm d} \approx \cos \theta \nabla$$

当 $\theta$ 很小时,

$$\theta \approx \sqrt[3]{\frac{3\pi}{g_D R}} \tag{6.4.2}$$

由式(6.4.2)和(6.4.1)可知,仅当 $g_D$ 为常数时, $\theta$ 才为常数, $\eta_d$ 也 才为常数,此时输出信号振幅 $U_{\rm om}$ 与调制信号振幅 $M_{\rm a}U_{\rm im}$ 近似成线 性关系。由于仅在大信号工作时,二极管的导通电压才可以忽略, 这时二极管伏安特性用折线近似,电导 $g_D$ 可视为常数,因此峰值 包络检波电路仅适合于大信号工作。

#### 2. 性能指标 ■

二极管峰值包络检波器的性能指标主要有检波效率、输入电阻、惰性失真和底部切割失真几项。 ■

#### 1) 检波效率 $\eta_d$ 。

由式(6.4.2)可知,  $g_D$ 或R越大,则 $\theta$ 越小, $\eta_d$ 越大。如果考虑到二极管的实际导通电压不为零,以及充电电流在二极管微变等效电阻上的电压降等因素,实际检波



#### 2) 等效输入电阻 $R_i$ 。

由于二极管在大部分时间处于截止状态,仅在输入高频信号的峰值附近才导通,所以检波器的瞬时输入电阻是变化的。

检波器的前级通常是一个调谐在载频的高*Q*值谐振回路, 检波器相当于此谐振回路的负载。 为了研究检波器对前级谐 振回路的影响, 故定义检波器等效输入电阻

$$R_{i} = \frac{U_{im}}{I_{1m}} \tag{6.4.3}$$

其中 $U_{\text{im}}$ 是输入等幅高频载波的振幅。 根据图6.4.2, 若 $u_{\text{i}}$ 是等幅高频载波,则流经二极管电流应是高频窄尖顶余弦脉冲序列, $I_{\text{lm}}$ 即为其中基波分量的振幅,而输出 $u_{\text{o}}$ 应是电平为 $U_{\text{o}}$ 的直流电压。显然,检波器对前级谐振回路等效电阻的影响是并联了一个阻值为 $R_{\text{i}}$ 的电阻。

按照第3章尖顶余弦脉冲序列的分析方法,可以求得 $I_{1m}$ 与 $U_{im}$ 的关系式,从而可得到: $\bigcirc\bigcirc\bigcirc$ 

$$R_i \approx \frac{1}{2}R\tag{6.4.4}$$

上式也可以利用功率守恒的原理求出。因检波器输入功率为 $U_0^2$ ,输出功率为 $U_0^2 \approx \frac{(\eta_d U_{im})^2}{R}$ ,若忽略二极管上的功率损耗,则输入功率应与输出功率相等,考虑到 $\eta d \rightarrow 1$ ,由此也可得到式(6.4.4)。

#### 3) 惰性失真。

要避免惰性失真,就要保证电容电压的减小速率在任何一个高频周期内都要大于或等于包络线的下降速率。

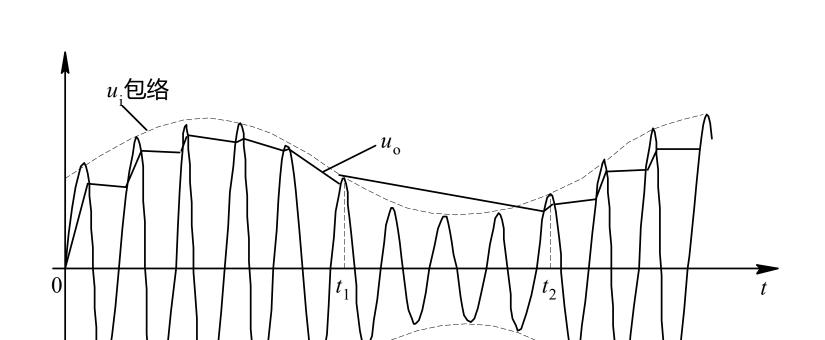


图 6.4.3 惰性失真波形图

单频调幅波的包络线表达式为:

$$u_{\rm s}(t) = U_{\rm im}(1 + M_{\rm a}\cos\Omega t) \nabla \nabla$$

其下降速率为:

$$-\frac{du_s(t)}{dt} = U_{im}M_a\Omega\sin\Omega t$$

因为电容通过R放电时, 电容电流与电阻电流相同, 即:

$$-i_{c} = i_{R} = \frac{u_{c}}{R}$$

$$i_{c} = C \frac{du_{c}}{dt} = -\frac{u_{c}}{RC}$$



所以电容电压的减小速率

$$-\frac{du_c}{dt} = \frac{1}{RC}u_c$$

在开始放电时刻, 电容电压 $u_s$ 可近似视为包络电压 $u_s$ , 故避 免惰性失真的不等式可写为:♡♡

$$-\frac{du_c}{dt} = \frac{1}{RC}u_s \ge -\frac{du_s}{dt}$$

即

$$\frac{1}{RC}U_{im}(1+M_a\cos\Omega t) \ge U_{im}M_a\Omega\sin\Omega t$$



上式又可写成:

$$f(t) = \frac{RCM_a \Omega \sin \Omega t}{1 + M_a \cos \Omega t} \le 1$$

分析可知, f(t)在  $\cos \Omega t = -M_{\alpha}$  此时有极大值,

此时不等式的解为

$$RC \le \frac{\sqrt{1 - M_a^2}}{M_a \Omega}$$

式(6.4.5)即为避免惰性失真应该满足的条件。可见,调幅指数越大, 调制信号的频率越高,时间常数RC的允许值越小。

#### ■ 4)底部切割失真。

检波器输出u<sub>o</sub>是在一个直流电压上迭加了一个交流调制信号, 故需要用隔直流电容将解调后的交流调制信号耦合到下一级进行 放大或其它处理。下一级电路的输入电阻即作为检波器的实际负 载RL, 如图6.4.4(a)所示。

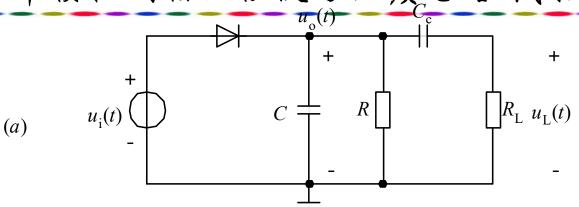
为了有效地将检波后的低频信号耦合到下一级电路,要求耦合电容 $C_c$ 的容抗远远小于 $R_L$ ,所以 $C_c$ 的值很大。这样, $u_o$ 中的直流分量几乎都落在 $C_c$ 上,这个直流分量的大小近似为输入载波的振幅 $U_{im}$ 。所以 $C_c$ 可等效为一个电压为 $U_{im}$ 的直流电压源。 此电压源在R上的分压为:  $U_R = \frac{R}{R+R_I} U_{im}$ 

这意味着检波器处于稳定工作时, 其输出端R上将存在一个固定电压 $U_R$ 。当输入调幅波 $u_i(t)$ 的值小于 $U_R$ 时, 二极管将会截止。也就是说, 电平小于 $U_R$ 的包络线不能被提取出来, 出现了失真, 如图6.4.4(b)、(c)所示。由于这种失真出现在调制信号的底部, 故称为底部切割失真。 由图6.4.4(b)可以看出, 调幅信号的最小振幅或包络线的最小电平为 $U_{im}(1-M_a)$ , 所以, 要避免底部切割失真, 必须使包络线的最小电平大于或等于 $U_R$ , 即:

$$U_{im}(1-M_a) \ge \frac{R}{R+R_L} U_{im}$$

$$M_a \le \frac{R_L}{R+R_L} = \frac{R'}{R}$$
(6.4.6)

其中*R*′指*R*<sub>L</sub>与*R*的并联值,即检波器的交流负载。式(6.4.6)即为避免底部切割失真应该满足的要求。由此式可以看出,交流负载*R*′与直流负载*R*越接近,可允许的调幅指数越大。



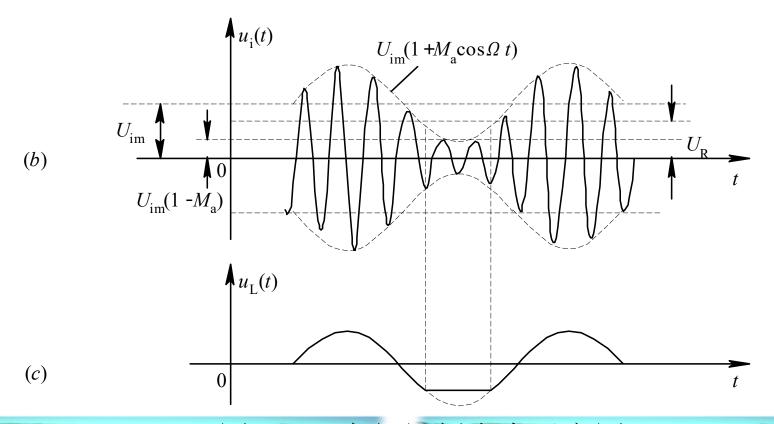


图 6.4.4 底部切割失真示意图

- 在实际电路中,有两种措施可减小交直流负载之间的差别。
- 一是在检波器与下一级电路之间插入一级射随器,即增大 $R_L$ 的值。二是采用图6.4.5所示的改进电路,将检波器直流负载R分成 $R_1$ 和 $R_2$ 两部分。显然,在直流负载不变的情况下,改进电路的

交流负载 
$$R_1 + \frac{R_2 R_L}{R_2 + R_L}$$
 比原电路增大。通常  $\frac{R_1}{R_2} = 0.1 \sim 0.2$ ,

以免分压过大使输出到后级的信号减小过多。

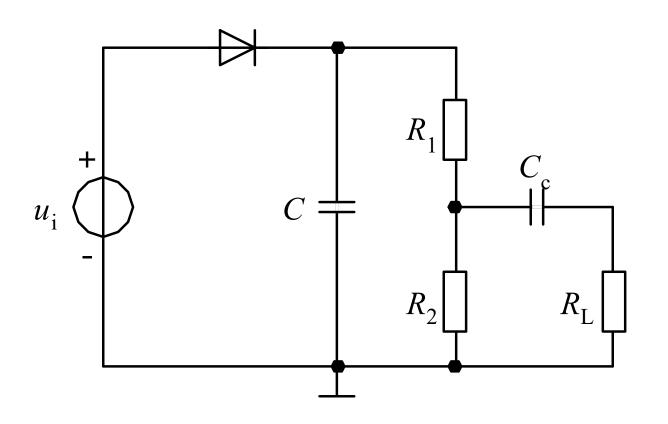


图 6.4.5 改进后的二极管峰值包络检波器

#### 3. 参数设计 ■

为了使二极管峰值包络检波器能正常工作,避免失真,必须根据输入调幅信号的工作频率与调幅指数以及实际负载 $R_L$ ,正确选择二极管和R、C、 $C_c$ 的值。例6.3给出了一个设计范例。

**例 6.3** 已知普通调幅信号载频 $f_c$ =465kHz, 调制信号频率范围为300 Hz~3400 Hz,  $M_a$ =0.3,  $R_L$ =10 kΩ, 如何确定图6.4.5所示二极管峰值包络检波器有关元器件参数?

解: 一般可按以下步骤进行:■

- 1) 检波二极管通常选正向电阻小(500 Ω以下)、 反向电阻 大(500kΩ以上)、结电容小的点接触型锗二极管,注意最高工 作频率应满足要求。
  - 2) RC时间常数应同时满足以下两个条件:
  - ①电容C对载频信号应近似短路,故应有

$$\frac{1}{\omega_{c}C} << R, 或 RC >> \frac{1}{\omega_{c}}, 通常取 RC \geq \frac{5 \sim 10}{\omega_{c}};$$
② 为避免惰性失真,应有  $RC \leq \frac{\sqrt{1 - M_{a}^{2}}}{M_{a}\Omega_{max}}$ 。代入已知条件,

可得 $(1.7\sim3.4)\times10^{-6}\leq RC\leq0.15\times10^{-3}$  |

3) 设 $\frac{R_1}{R_2}$  = 0.2 ,则  $R_1 = \frac{R}{6}$  ,  $R_2 = \frac{5R}{6}$  。 为避免底部切割 失真, 应有 $M_a \leq R'/R$ , 其中 $R' = R_1 + R_2 R_1/(R_2 + R_1)$ 。代入已知条 件,可得 $R \le 63$  kΩ。因为检波器的输入电阻 $R_i$ 不应太小,而  $R_i=R/2$ , 所以R不能太小。取R=6kΩ, 另取C=0.01μF, 这样,  $RC=0.06\times10^{-3}$ ,满足上一步对时间常数的要求。 因此,  $R_1=1$ k $\Omega$ ,  $R_2=5\mathrm{k}\Omega$ .



4)  $C_c$ 的取值应使低频调制信号能有效地耦合到 $R_L$ 上,

即满足:

 $\frac{1}{\Omega_{\min} C_C} << R_L$ 

或

 $C_c >> \frac{1}{R_I \Omega_{\min}}$ 

取

$$C_{\rm c} = 47 \mu {\rm F}$$

在集成电路里常采用由三极管包络检波器组成的差分电路, 如图6.4.6所示。其工作原理与二极管峰值包络检波器相似,读者 可自行分析,注意它的输入电阻很大。

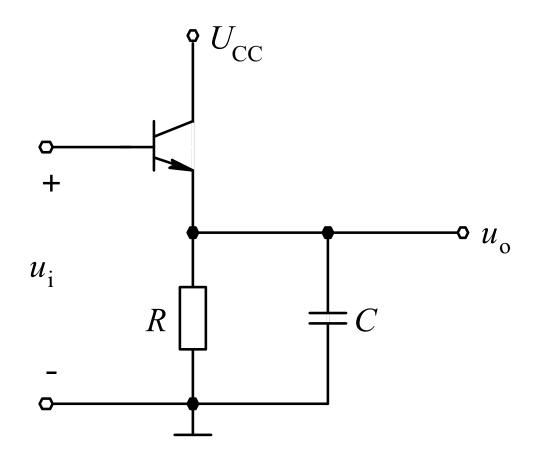


图 6.4.6 三极管包络检波器

### 6.4.2同步检波电路 ■

图6.4.7是用MC1596组成的同步检波电路。普通调幅信号或双边带调幅信号经耦合电容后从Y通道①、④脚输入,同步信号 $u_r$ 从X通道⑧、10脚输入。12脚单端输出后经RC的 $\pi$ 型低通滤波器取出调制信号 $u_o$ 。

此电路的输入同步信号可以是小信号,也可以是很大信号, 分析方法与用作调幅电路时一样。 ■

同步检波电路比包络检波电路复杂,而且需要一个同步信号,但检波线性性好,不存在惰性失真和底部切割失真问题。

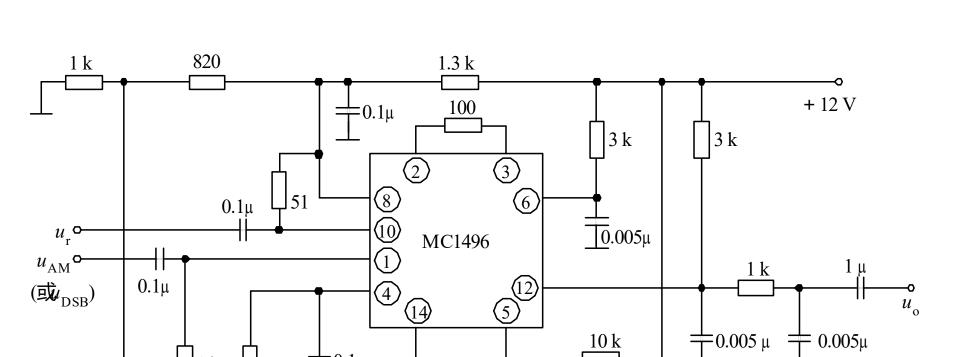


图 6.4.7 MC1496组成的同步检波电路

# 6.5 混 频

在通信接收机中,混频电路的作用在于将不同载频的高频已调波信号变换为同一个固定载频(一般称为中频)的高频已调波信号,而保持其调制规律不变。

例如,在超外差式广播接收机中,把载频位于535 kHz~1605kHz 中波波段各电台的普通调幅信号变换为中频为465kHz的普通调幅 信号;

把载频位于88 MHz★~108MHz的各调频台信号变换为中频为10.7MHz的调频信号;

把载频位于四十几兆赫至近千兆赫频段内各电视台信号变换为中 频为38 MHz的视频信号。 ■

### 6.5.1混频原理及特点 ■

图6.5.1是混频电路组成原理图。混频电路的输入是载频 为 $f_c$ 的高频已调波信号 $u_s(t)$ 和频率为 $f_c$ 的本地正弦波信号(称为 本振信号) $u_{\rm I}(t)$ ,输出是中频为 $f_{\rm I}$ 的已调波信号 $u_{\rm I}(t)$ 。通常取  $f_{\rm l}=f_{\rm l}-f_{\rm c}$ 。以输入是普通调幅信号为例,若 $u_{\rm s}(t)=U_{\rm cm}$  [1+ $ku_{\rm O}(t)$ ]  $\cos 2\pi f_c t$ , 本振信号为 $u_{\rm I}(t)=U_{\rm Im}\cos 2\pi f_{\rm I}t$ , 则输出中频调幅信号为  $u_{\rm I}(t)=U_{\rm Im}\left[1+ku_{\rm O}(t)\right]\cos 2\pi f_{\rm I}t$ 。可见, 调幅信号频谱从中心频 率为ƒ。处平移到中心频率为ƒ处,频谱宽度不变,包络形状不变。 图6.5.2是相应的频谱图。

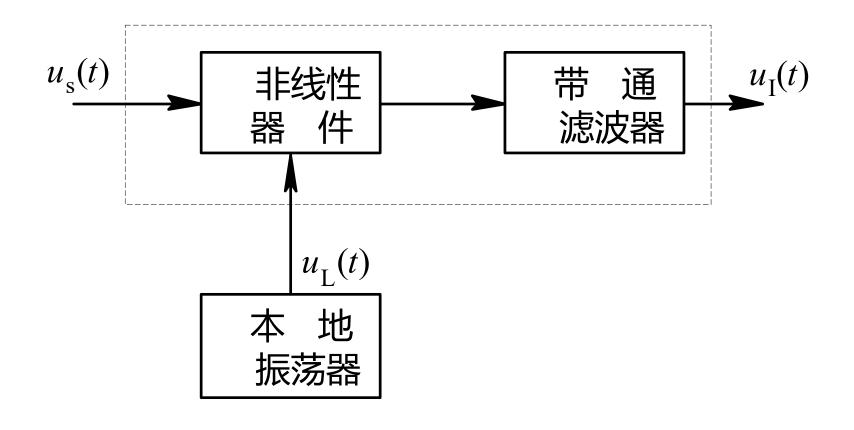


图 6.5.1 混频电路原理图

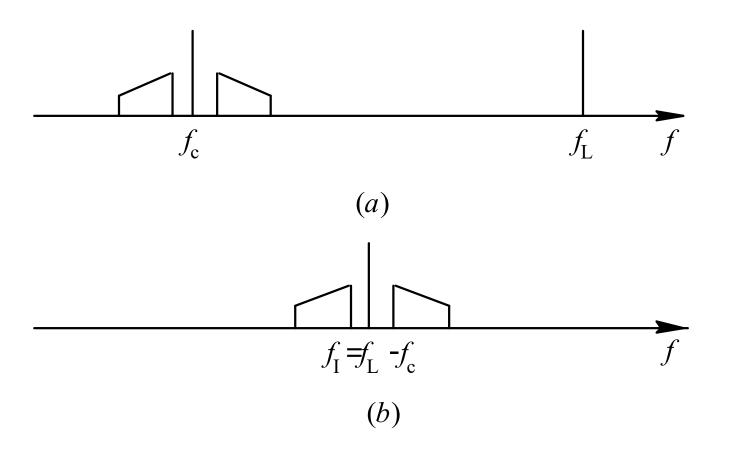


图 6.5.2 普通调幅信号混频频谱图 (a) 混频前; (b) 混频后

虽然混频电路与调幅电路、检波电路同属于线性频率变换电路,但它却有两个明显不同的特点:■

- ①混频电路的输入输出均为高频已调波信号。
- ② 混频电路通常位于接收机前端,不但输入已调波信号很小,而且若外来高频干扰信号能够通过混频电路之前的选频网络,则也可能进入混频电路。

混频电路中的非线性器件对于实现频谱搬移这一功能是 必不可少的。但是另一方面,其非线性特性不但会产生许多 无用的组合频率分量,给接收机带来干扰,而且会使中频分量 的振幅受到干扰,这两类干扰统称为混频干扰。它们都会使 有用信号产生失真。 由于以上两个特点, 混频电路的干扰来 源比其它非线性电路要多一些。 分析这些干扰产生的具体 原因,提出减小或避免干扰的措施,是混频电路讨论中的一个 关键问题。



混频电路的输入除了载频为 $f_c$ 的已调波信号 $u_s$ 和频率为 $f_L$ 的本振信号 $u_L$ 之外,还可能有从天线进来的外来干扰信号。外来干扰信号包括其它发射机发出的已调波信号和各种噪声。假定有两个外来干扰信号 $u_{n1}$ 和 $u_{n2}$ ,设其频率分别为 $f_{n1}$ 和 $f_{n2}$ 。  $u_s$ 、 $u_L$ 和 $u_{n1}$ 、 $u_{n2}$ 以下分别简称为信号、本振和外来干扰。

■ 假定混频电路中的非线性器件为晶体管, 其转移特性为:

其中  $i=a_0+a_1u+a_2u^2+a_3u^3+a_4u^4+\dots$ 

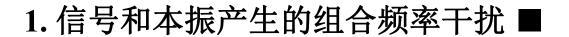
 $u = u_s + u_L + u_{n1} + u_{n2}$ 

 $=U_{s}\cos_{2}\pi f_{c}t+U_{L}\cos 2\pi f_{L}t+U_{n1}\cos 2\pi f_{n1}t+U_{n2}\cos 2\pi f_{n2}t$ 

参照第5章第5.2节例5.3的分析, 晶体管输出的所有组合频率 分量为:

 $\nabla \nabla f = |\pm p f_{L} \pm q f_{c} \pm r f_{n1} \pm s f_{n2}|, \quad p, q, r, s=0, 1, 2, ...$ 

〇〇在这些组合频率分量中,只有p=q=1,r=s=0对应的频率分量  $f=f_L-f_c$ 才是有用的中频,其余均是无用分量。若其中某些无用组合 频率分量刚好位于中频附近,能够顺利通过混频器内中心频率为 fI的带通滤波器,就可以经中放、检波后对有用解调信号进行干扰,产生失真。另外,由幂级数分析法可知,p、q、r、s值越小所 对应的组合频率分量的振幅越大,相应的无用组合频率分量产生 的干扰就越大。



先不考虑外来干扰的影响。 若信号和本振产生的组合频 率分量满足

$$|\pm pf_{\rm L} \pm qf_{\rm c}| = f_{\rm I} \pm F$$
 (6.5.2)

式中F为音频,则此组合频率分量能够产生干扰。

例如,当 $f_c$ =931 kHz,  $f_L$ =1396 kHz,  $f_I$ =465kHz时, 对应于p=1, q=2的组合频率分量为:

$$|1396-2\times931|=466kHz=465kHz+1kHz$$

○ 466 kHz的无用频率分量在通过中放后,与中频为465 kHz的调幅信号一起进入检波器中的非线性器件,会产生1kHz的差拍干扰,经扬声器输出后类似于哨声,故称这种干扰为干扰哨声。 ■

#### 2. 一个外来干扰和本振产生的组合频率干扰 ■

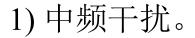
若外来干扰和本振产生的无用组合频率分量满足

 $|\pm pf_{\rm L}\pm rf_{\rm nl}|=f_{\rm I}$ 

p, r=0, 1, 2, ...

(6.5.3)

则也会产生干扰作用。通常将这类组合频率干扰称为寄生通道干扰,其中中频干扰和镜频干扰两种寄生通道干扰由于对应的p、r值很小,故造成的影响很大,需要特别引起重视。



当p=0, r=1时,  $f_{n1}=f_{I}$ , 即外来干扰频率与中频相同。例如中频为465kHz, 则同样频率的外来干扰即为中频干扰的来源。

#### ■ 2) 镜频干扰。

当p=r=1时, $f_{n1}=f_L+f_I$ 。因为 $f_c=f_L-f_I$ ,所以 $f_{n1}=f_c$ 在频率轴上对称分列于 $f_L$ 的两旁,互为镜像,故称 $f_{n1}$ 为镜像频率(简称镜频)。例如 $f_I=465$ kHz, $f_c=1$ MHz,则镜频为1930kHz。若外来干扰中含有1930kHz的镜频,就会产生镜频干扰。

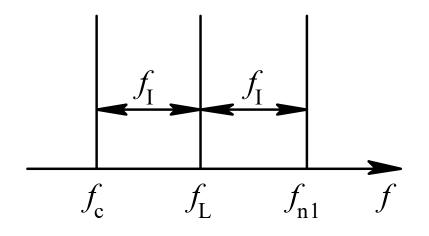


图6.5.3 镜频位置示意图

### 3.两个外来干扰和本振产生的组合频率干扰 ■

若两个外来干扰能够进入混频电路,并且和本振共同产生的组合频率分量满足♥♥

$$|\pm f_{\rm L} \pm r f_{\rm n1} \pm s f_{\rm n2}| = f_{\rm I}$$
 (6.5.4)

〇〇则也会产生干扰作用,通常称为互相调制干扰(简称互调干扰)。 其中r=1, s=2和r=2, s=1 两个组合频率分量影响最大,由于r+s=3,故称为三阶互调干扰。显然,其中两个外来干扰频率与载频的关系分别为:

$$-f_{n1}+2f_{n2}=f_{c} \bigstar$$

$$2f_{n1}-f_{n2}=f_{c}$$
(6.5.5)

〇〇令式(6.5.1)中 $U_{\rm s}$ =0, 经分析可知, 这两个组合频率分量均是从四次方项 $a_4u^4$ 中产生,振幅分别是  $a\frac{3}{2}U_{\rm n1}U^2_{\rm n2}U_{\rm L}$ 和  $\frac{3}{2}a_4U^2_{\rm n1}U_{\rm n2}U_{\rm L}$ 。

例如*f*<sub>i</sub>=465kHz, 若在接收*f*<sub>c</sub>=16 MHz的调幅信号时, 如果有两个频率分别为159MHz和158MHz的外来干扰也能通过选频网络进入混频电路, 就会产生三阶互调干扰。实际上, 互调干扰的产生与有没有信号无关, 只取决于满足式(6.5.4)的外来干扰能否进入混频电路。 ■



若设 $u=u_s+u_L+u_n$ , 其中四次方项 $a_4u^4$ 产生的中频分量为

 $3a_4U_sU_n^2U_L\cos 2\pi(f_L-f_c)t_\circ$ 

 $a_2U_{\rm s}U_{\rm L}\cos 2\pi (f_{\rm L}-f_{\rm c})t$ ,

若*U*<sub>n</sub>是交变信号,则此中频分量就会如同一个干扰迭加在有用中频分量上。通常称这种干扰为交叉调制干扰(简称交调干扰)。

其中由四次方项产生的称为三阶交调干扰。虽然四次以上 偶次方项也会产生交调干扰,但影响较弱。 ■

交调干扰有两个特点: 一是当信号消失, 即 $u_s$ =0, 则它也消失; 二是能否产生交调干扰与外来干扰的频率无关, 只取决于此外来干扰能否顺利通过混频电路之前的选频网络。显然, 能产生交调干扰和互调干扰的外来干扰频率都靠近信号载频 $f_c$ 。

■ 例如, 混频电路之前的选频网络带宽为10 kHz, 若 $f_c$ =560 kHz, 则位于555 kHz~565kHz范围内的外来干扰都可能产生三阶交调干扰。

### 5.包络失真和强信号阻塞干扰 ■

若设 $u=u_s+u_I$ ,则在输出电流表达式中,电压偶次方项均会 产生中频分量。其中二次方项产生的振幅为 $a_2U_sU_L$ ,四次方项 产生的振幅为  $\frac{3}{2}a_4(U_L^3U_s+U_LU_s^3)$  可见,实际中频分量振 幅并非与信号振幅 $U_s$ 成正比。 $U_s$ 越大,失真越严重。因为 $U_s$ 就 是已调波的包络, 所以称此为包络失真。若U。太大, 包络失真太 严重, 使晶体管进入饱和区或截止区, 则无法将调制信号解调出 来,通常称这种现象为强信号阻塞干扰。

#### 6 减小或避免混频干扰的措施 ■

从以上分析可知,产生混频干扰的根本原因是器件的非线性特性。混频干扰又可分成两类,一类是由于非线性特性产生了众多无用组合频率分量而引起的,另一类是由于非线性特性产生了一些受外来干扰控制或与调制信号不成线性关系的有用频率分量而引起的。针对混频干扰产生的具体原因,可以采取以下三个方面的措施来减小或避免。 ■

(1) 选择合适的中频。如果将中频选在接收信号频段之外, 可以避免中频干扰和最强的干扰哨声。比如对于535kHz~ 1605kHz的中波波段, 中频选为465kHz, 则产生中频干扰的465 kHz外来干扰无法通过混频电路之前的选频网络。另外,从式 (6.5.2)可看出,来源于p=0, q=1分量最强的干扰哨声要求 $f_c$ 与 $f_i$ 的 差值在音频范围内,这个条件在整个中波波段都不会满足。尤 其是采用高中频(中频高于接收信号频段),还可以避免镜频干 扰和其它一些寄生通道干扰。

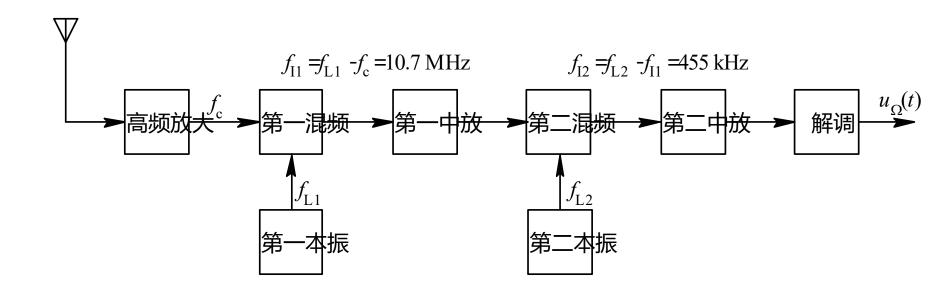


图6.5.4 二次混频接收机组成方框图

- (2)提高混频电路之前选频网络的选择性,减少进入混频电路的外来干扰,这样可减小交调干扰和互调干扰。对于镜频可采用陷波电路将它滤掉。 ■
- (3) 采用具有平方律特性的场效应管、模拟乘法器或利用平衡抵消原理组成的平衡混频电路或环形混频电路,可以大大减少无用组合频率分量的数目,尤其是靠近有用频谱的无用组合频率分量,从而降低了各种组合频率干扰产生的可能性。■

#### 6.5.3 混频器的性能指标

混频器的主要性能指标有混频增益、 噪声系数、 隔离度 和两项线性指标。 ■

#### 1. 混频增益

混频增益定义为混频器输出中频信号与输入信号大小之比,有电压增益和功率增益两种,通常用分贝数表示。

#### 2. 噪声系数

混频器的噪声系数定义为混频器输入信噪功率比和输出中 频信号噪声功率比的比值, 也是用分贝数表示的。 ■

由于混频器处于接收机前端,因此要求它的噪声系数很小。

#### 3. 隔离度

隔离度是指三个端口(输入、本振和中频)相互之间的隔离程度,即本端口的信号功率与其泄漏到另一个端口的功率之比。 ■

例如, 本振口至输入口的隔离度定义为

显然,隔离度应越大越好。 由于本振功率较大, 故本振信号的泄漏更为重要。

#### 4. 1 dB压缩点功率和三阶互调截点功率

理想混频器输出的中频信号振幅应该和输入已调波信号的 振幅成正比, 即混频增益为常数。由6.5.2节关于包络失真的分 析可知,式(6.5.1)中二次方项产生这一线性关系,而四次方 项产生的中频分量振幅与输入信号振幅U。 的三次方成正比。对于实际混频器来说,用式(6.5.1)描述的 转移特性中参数 $a_4$ 是负数, 所以随着 $U_s$ 的加大,增益将会减小, 这一现象称为增益压缩。 也就是说,在输入信号较小时, 输 出中频信号随输入信号近似成线性增大:

当输入信号较大时, 输出中频信号随输入信号的增大速率 将会逐渐变小。 定义混频实际功率增益低于理想线性功率增益 1dB(相当于减少了21%)时对应的信号功率点(图6.5.5中A点) 为1 dB压缩点,相应的输入、输出信号功率分别用输入 $P_{1dB}$ 、输 出 $P_{1dB}$ 表示,单位均为dBm, 如图6.5.5所示。图中虚线 $P_{11}$ 是理 想输出中频信号功率线, 斜率为1, 实线 $P_1$ ,是实际输出中频信 号功率线。若功率增益公式用分贝数表示,则有  $P_{o}(dBm)=P_{i}(dBm)+G_{p}(dB)$ 。所以,A点处的功率增益减小1dB, 也就是相当于实际输出功率比理想输出功率减小1 dBm。

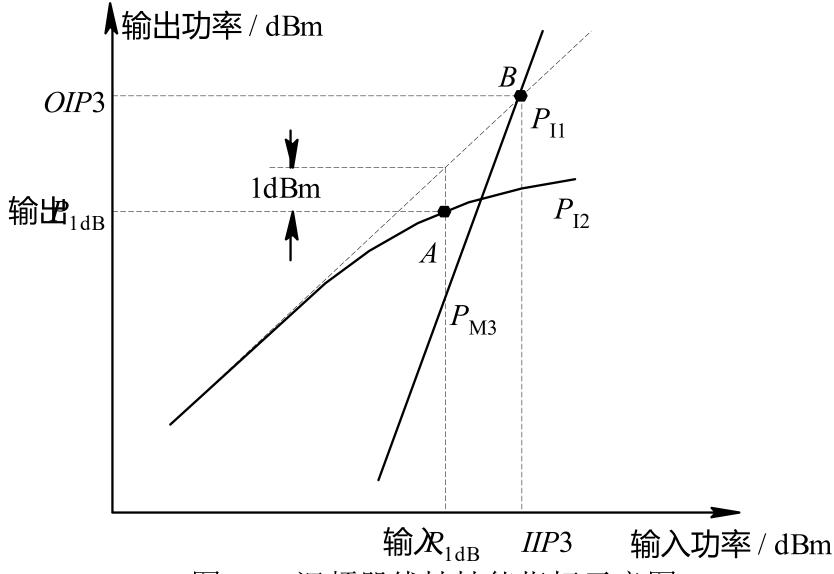


图6.5.5 混频器线性性能指标示意图

上一小节介绍的三阶互调干扰也来源于器件非线性特性中 的四次方项。 若设两个外来干扰振幅相同,均为 $U_n$ ,则由上一 小节分析可知,产生的三阶互调干扰的振幅为 $3a_4U_LU_n/2$ ,与 $U_n$ 的三次方成正比。所以,由此产生的三阶互调失真功率将随输 入干扰功率的三次方成正比变化, 若用dBm表示, 则输入干扰 功率每增加1 dBm, 输出三阶互调失真功率将会增加3 dBm★。 图6.5.5中给出了三阶互调失真功率线 $P_{M3}$ ,它的斜率是3。 $P_{M3}$ 与  $P_{\Pi}$ 的交点(图中B点)称为三阶互调截点(Third Order Intermodulation Intercept Point),表示在该点输出中频信号功率 与三阶互调失真功率相等。对应的输出中频信号功率和输入信 号(或干扰)功率分别用OIP3和IIP3表示, 统称IP3。

 $P_{1dB}$ 和IP3数值大小与器件非线性特性有直接关系,而且三阶互调失真在各种混频非线性失真中是较严重的一种,所以这是衡量混频器线性性能的两个重要指标。显然,这两个指标数值越大,表示混频器的线性工作范围越宽,线性性能越好。

 $P_{1dB}$ 和IP3也可以作为高频小信号放大器和高频功率放大器的线性性能指标。第2章2.3.1节和第3章3.1节曾分别提到这一点。通常混频器采用输入 $P_{1dB}$ 和IIP3,放大器采用输出 $P_{1dB}$ 和OIP3。

作为实例,下面给出混频器MC13143的一些主要性能指标。

★MC13143是由模拟乘法器组成的双平衡混频器, 电源电压 为1.8~6.5 V,工作频带从直流一直到2.4GHz,输入 $P_{\text{tdB}}$ 和IIP3 分别可以达到3.0dBm和20dBm。当电源电压为3V,输入信号频 率为1GHz, 功率为-25 ★dBm★, 本振功率为-50.0 dBm, 负 载电阻为800Ω时,典型值混频功率增益为-2.6dB,混频电压增 益为9.0 dB, 噪声系数为14 dB, 本振口至输入口、输出口的隔 离度分别为40dB和33dB。

### 6.5.4 混频电路 ■

晶体管混频电路具有增益高、噪声低的优点,但混频干扰大。场效应管混频电路由于其平方律特性,受混频干扰小。二极管平衡和环行混频电路结构简单,噪声低,受混频干扰小,工作频率高(可达近千兆赫)。采用模拟乘法器组成的集成混频电路,不但受混频干扰小,而且调整容易,输入信号动态范围较大。



图6.5.6是晶体管混频电路原理图。图中 $L_1C_1$ 调谐于输入信号 $u_s$ 的载频 $f_c$ ,  $L_2C_2$ 调谐于中频 $f_I$ , 本振 $u_L$ 与 $U_{BB0}$ 选加后作为偏置电压。由于 $u_s$ 振幅很小,  $u_L$ 振幅较大, 所以可视为线性时变工作状态。采用5.3节的分析方法, 参照式(5.3.4)可以看到,  $i_C$ 中含有的组合频率分量为:

$$|nf_{\rm L} \pm f_{\rm c}|, \qquad n=0, 1, 2...$$

其中中频电流分量为:

$$i_{\rm I} = \frac{1}{2} g_1 U_{\rm s} \cos 2\pi f_{\rm I} t, f_{\rm I} = f_{\rm L} - f_{\rm c}$$
 (6.5.6)



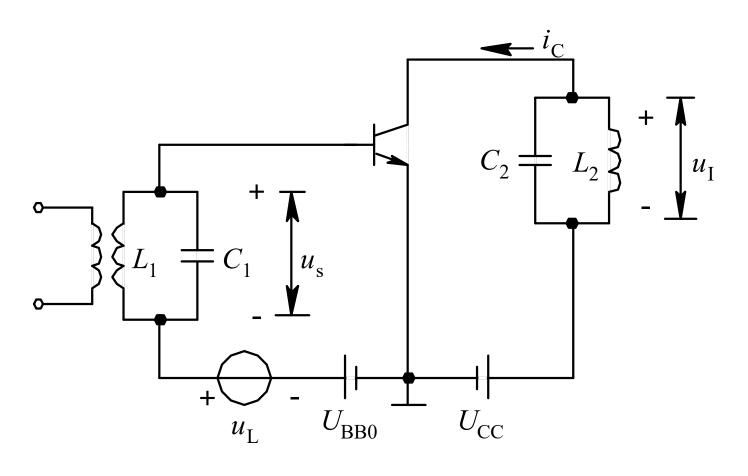


图 6.5.6 晶体管混频电路原理图

上式中 $U_{\rm s}$ 是 $u_{\rm s}$ 的振幅,  $g_{\rm l}$ 是晶体管跨导中的基频( $f_{\rm L}$ )分量振幅。可令式(5.3.2)中n=1,  $\omega_{\rm l}=\omega_{\rm L}$ , 对g(t)进行积分而求出 $g_{\rm l}$ , 而跨导

$$g(t)\frac{\partial i_C}{\partial u_{BE}}\Big|_{u_{BE}=U_{BB}(t)}, U_{BB}(t)=U_{BB0}+u_L$$

若定义混频跨导 $g_c = \frac{I_I}{U_S}$ ,即中频电流振幅 $I_{\rm I}$ 与输入信号振幅 $U_{\rm S}$ 之比,则有:

$$g_c = \frac{1}{2}g_1 \tag{6.5.7}$$

若 $L_2C_2$ 回路总谐振电导为 $g_{\Sigma}$ ,则可以求得混频电压增益

$$A_{uc} = \frac{U_1}{U_S} = \frac{I_1}{g_{\Sigma} U_s} = \frac{g_c}{g_{\Sigma}}$$
 (6.5.8)

给混频电路提供的本振信号可以由单独的振荡电路产生, 也可以由混频晶体管本身产生。由一个晶体管同时产生本振信 号、实现混频的电路通常称为变频器。图6.5.4给出了一个典型 收音机变频器电路。

在图6.5.4中,输入信号 $u_s$ 和本振信号 $u_L$ 分别加在晶体管的基极和发射极上,输出中频信号 $u_I$ 由连接集电极的谐振回路取出。本振电路是由晶体管、振荡回路( $L_4$ 、 $C_6$ 、 $C_7$ 、 $C_8$ )和反馈电感 $L_3$ 组成的变压器耦合反馈振荡器。 双联可变电容作为输入回路和本振回路的统一调谐电容,使得在整个中波波段内,本振频率 $f_L$ 均与输入载频 $f_c$ 同步变化,二者之差恒等于中频 $f_I$ 。

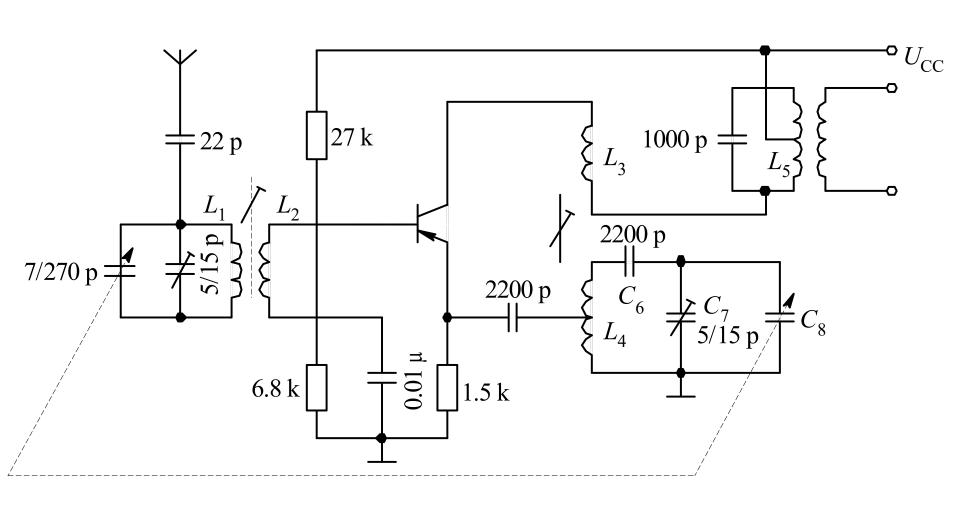


图 6.5.7 晶体管变频器

变频器的优点是电路简单,节省元器件,缺点是本振频率容易受信号载频的牵引,无法兼顾使振荡与混频都处于最佳工作状态,且一般工作频率不高。

**例 6.4** 在图6.5.3所示晶体管混频电路中,已知本振电压  $u_L=U_{Lm}\cos\omega_L t$ ,且 $u_L>>u_s$ ,晶体管转移特性为  $i_C=a_0+a_1u_{BE}+a_2u_{BE}^2+a_3u_{BE}^3+a_4u_{BE}^4$ ,输出回路谐振电阻 是 $R_{\Sigma}$ ,求混频跨导 $g_c$ 和混频电压增益 $A_{uc}$ 。

解: 先求时变跨导g(t), 然后再根据式(5.3.2)对g(t)积分, 求出 g(t)傅里叶展开式中的基波振幅 $g_1$ , 再由式(6.5.7)和(6.5.8)得到 $g_c$ 和 $A_{uc}$ 。因为

$$g(t) = \frac{\partial i_C}{\partial u_{BE}}\Big|_{u_{BE} = U_{BB}(t)} = a_1 + 2a_2U_{BB}(t) + 3a_3U_{BB}^2(t) + 4a_4U_{BB}^3(t)$$

所以

$$g_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left[ a_1 + 2a_2 U_{BB}(t) + 3a_3 U_{BB}^2(t) + 4a_4 U_{BB}^3(t) \right] \cos(\omega_L t) d\omega_L t$$

将 $U_{\rm BB}(t)=U_{\rm BB0}+U_{\rm Lm}\cos\omega_{\rm L}t$ 代入,得到

$$g_1 = (2a_2 + 6a_3U_{BB0} + 12a_4U_{BB0}^2 + 3a_4U_{Lm}^2)U_{Lm}$$

由此可求得:

$$g_c = \frac{1}{2}g_1 = \left(a_2 + 3a_2U_{BB0} + 6a_4U_{BB0}^2 + \frac{3}{2}a_4U_{Lm}^2\right)U_{Lm}$$

$$A_{uc} = \frac{g_c}{g_{\Sigma}} = g_c R_{\Sigma} = \left(a_2 + 3a_3 U_{BB0} + 6a_4 U_{BB0}^2 + \frac{3}{2} a_4 U_{Lm}^2\right) U_{Lm} R_{\Sigma}$$

#### 2.二极管混频电路 ■

由图可见, 若忽略输出电压uI的反馈作用, 则加在两个二极管上的电压分别是:

$$u_1 = u_L + u_s$$

$$u_2 = u_L - u_s$$

 $\bigcirc \bigcirc$ 由于 $u_s$ 很小,  $u_L$ 很大, 故二极管工作在受 $u_L$ 控制的开关工作状态。因为在 $u_L$ 正半周时两个二极管同时导通, 负半周时两个二极管同时截止, 故根据KVL可写出两个回路电压方程分别为

$$-(u_L + u_s)K_1(\omega_L t) + i_1 R_D - (i_2 - i_1)R_L = 0$$
  
$$-(u_L - u_s)K_1(\omega_L t) + i_2 R_D + (i_2 - i_1)R_L = 0$$

其中,RD是二极管导通电阻.两方程相减,得

$$i_2 - i_1 = -\frac{2u_s K_1(\omega_L t)}{R_D + 2R_L}$$

将第5章5.3节中式(5.3.5)代入上式,若 $u_s=U_s\cos\omega_c t$ ,可求得 $i=i_2-i_1$ 中的组合频率分量为 $\omega_c$ 和 $|\pm(2n-1)\omega_L\pm\omega_c|$ , $n=1,2,\cdots$ 

其中中频电流分量为

$$i_1 = \frac{-2U_s}{\pi (R_D + 2R_L)} \cos(\omega_L - \omega_c)t$$

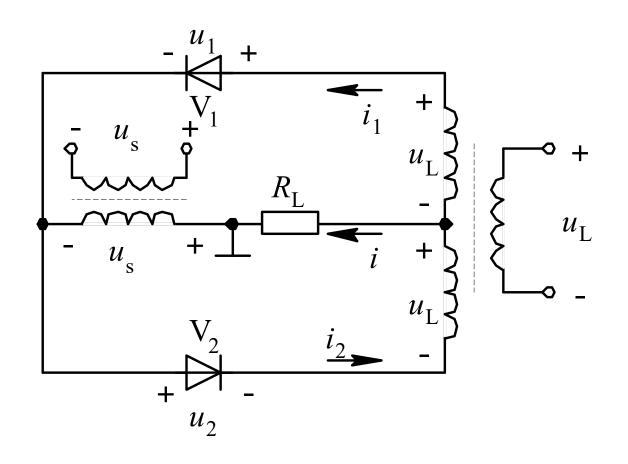


图 6.5.8 二极管平衡混频电路原理图

图6.5.9(a) 所示双平衡(环形)混频电路可看成是由两个二 极管平衡混频电路组合而成的。其中一个平衡电路由usi、Vi、  $V_2$ 、 $R_L$ 与 $u_L$ 组成,与图6.5.8所示电路相同。另一个平衡电路由  $u_{s2}$ 、 $V_3$ 、 $V_4$ 、 $R_L$ 与 $u_L$ 组成,如图6.5.9(b)所示。两个平衡电路 分别在 $u_{L}$ 的正半周和负半周导通。在 $u_{L}$  正半周, 二极管 $V_{1}$  、 $V_{2}$ 导 通,对应的开关函数为 $K_1(\omega_{\mathsf{L}}t)$ ,流经 $R_{\mathsf{L}}$ 的电流如式(6.5.9)所示; 在 $u_{\rm L}$ 负半周, 二极管 $V_3$ 、 $V_4$ 导通, 对应的开关函数为 $K_1$ ( $\omega_{\rm L} t$ -π), 根据图6.5.9(b), 采用类似图6.5.8的分析方法,可以求得通过  $R_{\rm L}$ 的电流为

$$i_4 - i_3 = \frac{2u_s K_1(\omega_L t - \pi)}{R_D + 2R_L}$$

所以,通过 $R_L$ 的总电流为

$$i = i_2 - i_1 + i_4 - i_3 = -\frac{2u_s}{R_D + 2R_L} [K_1(\omega_L t) - K_1(\omega_L t - \pi)]$$

$$= -\frac{2u_s}{R_D + 2R_L} K_2(\omega_L t) \tag{6.5.11}$$

将式(5.3.9)代入,可求得i中的组合频率分量为 $|\pm(2n-1)\omega_{\rm L}\pm\omega_{\rm c}|$ , n=1,2,3,...。其中中频电流分量为

$$i_I = \frac{-4U_s}{\pi (R_D + 2R_L)} \cos(\omega_L - \omega_c)t$$
 (6.5.12)

平衡混频电路与环形混频电路输出的无用组合频率分量均比晶体管混频电路少,而环形电路比平衡电路还要少一个 $\omega_c$ 分量,且增益加倍。

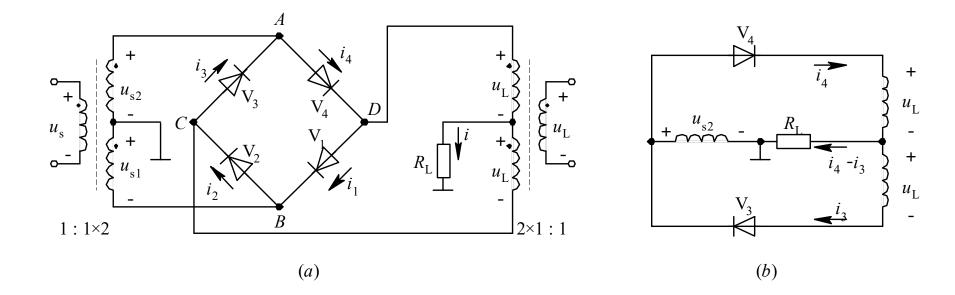
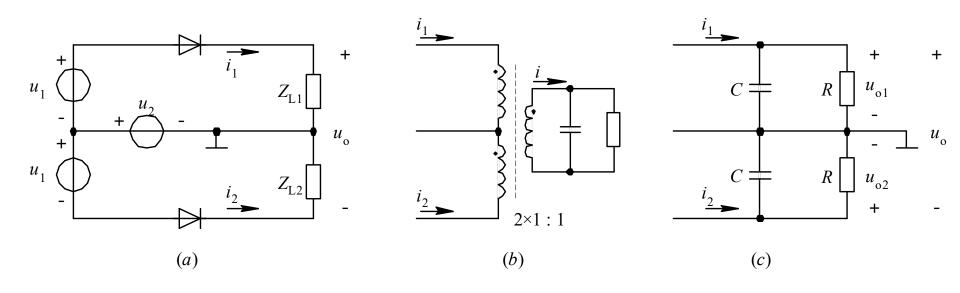


图 6.5.9 二极管环形混频电路原理图

环形混频电路的输入信号端口和本振信号端口均采用变压 器耦合, 将单端输入变为平衡输入, 既可根据需要进行阻抗变 换, 而且两个端口之间具有良好的隔离。 若变压器中心抽头上 下对称, 四个二极管特性一致, 则对于本振信号而言,A、B两 点是等电位,因为本振信号通过V<sub>1</sub>、V<sub>2</sub>在B点产生的电压与通 过V₃、V₄★在A点产生的电压相等,所以输入端口无本振信号 输出。同样,对于输入信号而言,C、D两点是等电位,所以本 振端口无输入信号输出。 另外, 从式(6.5.11) 可知, 中频端 口输出电流中无输入信号和本振信号频率分量, 即中频端口与 其它两个端口也有良好的隔离。 实际上,由于变压器中心抽头 的非完全对称性和二极管特性的微小失配,各端口之间的隔离 并非很理想。 显然, 环形混频电路的性能优于平衡混频电路。

【例 6.5】 在图例 6.5 (a) 所示二极管平衡电路原理图中, $u_1$ 和 $u_2$ 是输入信号, $u_o$ 是输出信号。若采用此电路进行普通调幅、双边带调幅和同步检波, $u_1$ 和 $u_2$ 各应该是什么信号? 负载  $Z_{L1}$ 、 $Z_{L2}$ 各应该采用什么形式元件? 试写出有关表达式。



图例6.5

**解**: (1) 进行普通调幅时, $u_1$ 、 $u_2$ 应分别是载波和调制信号,负载可采用变压器耦合LC回路,如图例6.5(b)所示。二极管应工作在受大信号 $u_1$ 控制的开关状态,在 $u_1$ 的正、负半周内 $V_1$ 、 $V_2$ 分别导通。设 $g_D$ 是二极管导通电导,忽略负载电压的反馈作用,则有

$$u_1 = U_{\text{cm}} \cos \omega_{\text{c}} t, \quad u_2 = u_{\Omega} \quad (t)$$

$$i_1 = g_{\text{D}}(u_1 + u_2) K_1(\omega_{\text{c}} t) \blacksquare$$

$$i_2 = g_{\text{D}}(u_1 + u_2) K_1(\omega_{\text{c}} t - \pi) \blacksquare$$

所以

$$i = i_1 - i_2 = g_D u_1 [K_1(\omega_c t) + K_1(\omega_c t - \pi)] + g_D u_2 [K_1(\omega_c t) - K_1(\omega_c t - \pi)]$$

$$= g_D u_1 + g_D u_2 K_2(\omega_c t)$$

$$= g_D U_{cm} \cos \omega_c t + g_D u_{\Omega}(t) \left( \frac{4}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_c t + \cdots \right)$$

(2) 进行双边带调幅时, $u_1$ 、 $u_2$ 应分别是调制信号和载波,负载形式与普通调幅时相同。 二极管应工作在受大信号 $u_2$ 控制的开关状态, 在 $u_2$ 的正半周内 $V_1$ 、 $V_2$ 均导通,负半周内 $V_1$ 、 $V_2$ 均 截止,故有

$$u_{1} = u_{\Omega}(t), u_{2} = U_{cm} \cos \omega_{c} t$$

$$i_{1} = g_{D}(u_{1} + u_{2})K_{1}(\omega_{c} t)$$

$$i_{2} = g_{D}(-u_{1} + u_{2})K_{1}(\omega_{c} t)$$

$$i = i_{1} - i_{2} = 2g_{D}u_{1}K_{1}(\omega_{c} t)$$

所以

$$=2g_D u_{\Omega}(t)\left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\cos\omega_c t - \frac{2}{3\pi}\cos3\omega_c t + \cdots\right)$$

(3) 进行同步检波时, $u_1$ 、 $u_2$ 应分别是调幅波和本地载波,负载 $Z_{L1}$ 和 $Z_{L2}$ 为相同参数的RC低通滤波器,如图例6.5(c)所示。二极管应工作在受大信号 $u_2$ 控制的开关状态, 分析过程与双边带调幅相似。

设 $u_1$ 是双边带调幅波, $u_1=ku_\Omega$ (t)  $\cos\omega_{\rm c}t$ , $u_2=U_{\rm rm}\cos\omega_{\rm c}t$ ,故

$$i_1 = g_D(u_1 + u_2)K_1(\omega_c t)$$

$$= g_D[ku_{\Omega}(t)\cos\omega_c t + U_{rm}\cos\omega_c t] \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\cos\omega_c t - \frac{2}{3\pi}\cos3\omega_c t + \cdots\right)$$

其中,低频分量为 $\frac{kg_D}{\pi}u_{\Omega}(t)$  , k是比例系数。从而 $,u_{o1}=\frac{kg_DR}{\pi}u_{\Omega}(t)$ 

同理可求得

$$u_{o2} = -\frac{kg_D R}{\pi} u_{\Omega}(t)$$

所以

$$u_o = u_{o1} - u_{o2} = \frac{2kg_DR}{\pi}u_{\Omega}(t) \infty u_{\Omega}(t)$$

考虑到负载电压的反馈作用,上述三种情况下实际输出要比计算值小。

#### 3. 模拟乘法器组成的混频电路 ■

图6.5.10是由MC1596组成的混频电路。本振和已调波信号分别从X、Y通道输入,中频信号(9MHz)由⑥脚单端输出后的π型带通滤波器中取出。调节50kΩ电位器,使①、④脚直流电位差为零。 ■

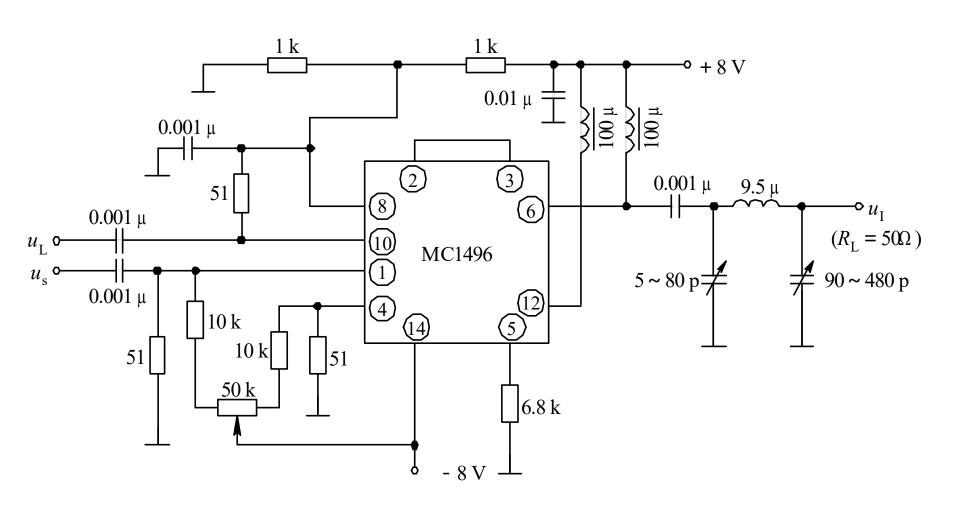


图 6.5.10 ★MC1496组成的混频电路

# 6.6 倍 频

#### 6.6.1倍频原理及用途 ■

倍频电路输出信号的频率是输入信号频率的整数倍,即倍频电路可以成倍数地把信号频谱搬移到更高的频段。所以,倍频电路也是一种线性频率变换电路。 ■

实现倍频的原理有以下几种: ■

① 利用晶体管等非线性器件产生输入信号频率的各次谐波分量, 然后用调谐于n次谐波的带通滤波器取出n倍频信号。 ■

②将输入信号同时输入模拟乘法器的两个输入端进行自身线性相乘,则乘法器输出交流分量就是输入的二倍频信号。比如,若输入是单频信号,则输出

$$u_o = ku_1u_1 = kU_m\cos\omega_C t \cdot U_m\cos\omega_C t = \frac{kU_m^2}{2}(1+\cos 2\omega_C t)$$

③ 利用锁相倍频方式进行倍频, 在第8章第8.5节将具体进行讨论。 ■

倍频电路在通信系统及其它电子系统里均有广泛的应用, 以下仅举几例: ■

①对振荡器输出进行倍频,得到更高的所需振荡频率。 这样,一则可以降低主振的振荡频率,有利于提高频率稳定度;二则可以大大提高晶振的实际输出频率,因为晶体受条件的限制不可能做到很高频率(在第4章对此已有讨论)。 ■

- ② 在调频发射系统里使用倍频电路和混频电路可以扩展调频信号的最大线性频偏,在第7章第7.3节将会具体讨论这一点。 ■
- ③ 采用几个不同的倍频电路对同一个振荡器输出进行 倍频,可以得到几个不同频率的输出信号。 ■
- ④ 在频率合成器里, 倍频电路是不可缺少的组成部分。 在第8章第8.5节将会谈到这一点。

#### 6.6.2晶体管倍频器 ■

晶体管倍频器的电路结构与晶体管丙类谐振功率放大器基本相同,区别在于后者谐振回路的中心频率与输入信号中心频率相同,而前者谐振回路的中心频率调谐为输入信号频率或中心频率的n倍,n为正整数。

晶体管倍频器有以下几个特点: ■

1) 倍频数n一般不超过3~4, 且应根据倍频数选择最佳的导通 角。 ■

根据第3章第3.2节对谐振功放的分析表明, 若集电极最大瞬时电流 $I_{Cm}$ 确定, 则集电极电流中第n次谐波分量 $I_{cnm}$ 与尖顶余弦脉冲的分解系数 $\alpha_n(\theta)$ 成正比, 即 $\infty$ 

$$I_{\rm cnm} = \alpha_{\rm n}(\theta) I_{\rm Cm} \tag{6.6.1)}$$

由图3.2.4可以看出,一、二、三次谐波分解系数的最大值逐个减小,经计算可得最大值及对应的导通角为: ♡♡

$$\alpha_1(120^{\circ})=0.536, \alpha_2(60^{\circ})=0.276, \alpha_3(40^{\circ})=0.185$$

可见,二倍频、三倍频时的最佳导通角分别是 $60^{\circ}$  和 $40^{\circ}$ ,而且,在相同 $I_{\rm Cm}$ 情况下,所获得的最大电流振幅分别是基波最大电流振幅的一半和三分之一。

所以,在相同情况下,倍频次数越高,获得的输出电压或功率越小。一般倍频次数不应超过3~4,如需要更高次倍频,可以采用多个倍频器级联的方式。 ■

2) 必须采取良好的输出滤波措施。 ■

晶体管丙类工作时,输出集电极电流中基波分量的振幅最大,谐波次数越高,对应的振幅越小。因此,*n*倍频器要滤除低于*n*的各次谐波分量比较困难。可以采取以下两个方法:

- ① 提高输出回路的有载品质因数 $Q_{\rm e}$ 。一般应满足 $Q_{\rm e}$ >  $10n\pi$ 。
- ② 采用选择性好的带通滤波器,如多个LC串并联谐振回路组成的π型滤波网络,如图6.6.1所示。图示网络调谐在输入信号基频f<sub>0</sub>的三倍频上,对基波和二、四次谐波呈现带阻性质,故选择性非常好。

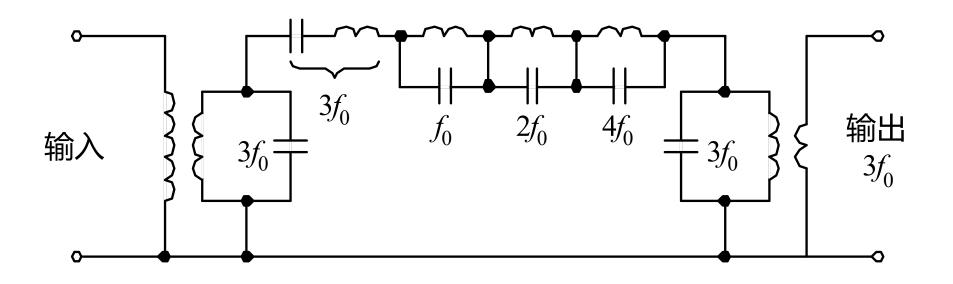


图 6.6.1 高选择性带通滤波网络

### 6.7接收机中的自动增益控制电路

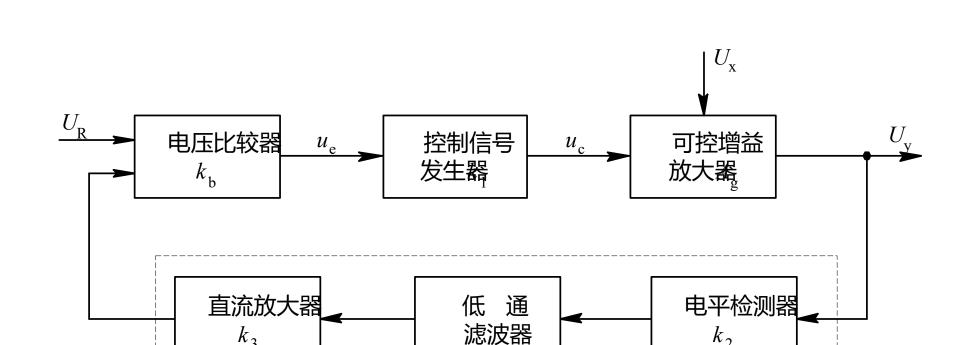
#### 6.7.1 工作原理与性能指标

#### 1 本电路组成框图

自动增益控制电路是一种在输入信号幅值变化很大的情况下, 通过调节可控增益放大器的增益,使输出信号幅值基本恒定或仅 在较小范围内变化的一种电路,其组成方框图如图6.7.1所示。■

设输入信号振幅为 $U_x$ ,输出信号振幅为 $U_y$ ,可控增益放大器增益为 $A_g(u_c)$ ,即 $A_g$ 是控制信号 $u_c$ 的函数,则有

$$U_{\rm y} = A_{\rm g} (u_{\rm c}) U_{\rm x}$$
 (6.7.1)



 $k_3$ 

图 6.7.1 自动增益控制电路的组成

 $k_2$ 

#### 2.误差信号提取过程

在AGC电路中,误差信号提取电路采用电压比较器。 反馈 网络由电平检测器、低通滤波器和直流放大器组成。反馈网络 检测出输出信号振幅电平(平均电平或峰值电平),滤去不需要 的较高频率分量,然后进行适当放大后与恒定的参考电平UR比较, 产生一个误差信号。控制信号发生器在这里可看作是一个比例 环节,增益为 $k_1$ 。若 $U_x$ 减小而使 $U_v$ 减小时,环路产生的控制信号  $u_{\rm c}$ 将使增益 $A_{\rm g}$ 增大,从而使 $U_{\rm v}$ 大趋于增大。若 $U_{\rm x}$ 增大而使 $U_{\rm v}$ 增大 时,环路产生的控制信号 $u_c$ 将使增益 $A_g$ 减小,从而使 $U_v$ 趋于减小。 无论何种情况, 通过环路不断地循环反馈, 都应该使输出信号振 幅U、保持基本不变或仅在较小范围内变化。

#### 3. 滤波器的作用

环路中的低通滤波器是非常重要的。由于发射功率变化, 距 离远近变化, 电波传播衰落等引起信号强度的变化是比较缓慢的, 因此整个环路应具有低通传输特性,这样才能保证仅对信号电平 的缓慢变化有控制作用。尤其当输入为调幅信号时,为了使调幅 波的有用幅值变化(例如普通调幅波的包络变化)不会被自动增 益控制电路的控制作用所抵消(此现象称为反调制),必须恰当 选择环路的频率响应特性和上限截止频率, 使环路对高于截止频 率的调制信号的变化无响应,而仅对低于截止频率的缓慢变化的 信号才有控制作用。也就是说,环路截止频率必须低于调制信号 的最低频率,才不会出现反调制。环路带宽取决于低通滤波器的 截止频率。

#### 4. 控制过程说明

设输出信号振幅 $U_v$ 与控制电压 $u_c$ 的关系为

$$U_{y} = U_{y0} + k_{c}u_{c} = U_{y0} + \Delta U_{y}$$

根据式(6.7.1)又有

$$U_{\rm y} = A_{\rm g}(u_{\rm c})U_{\rm x} = \begin{bmatrix} A_{\rm g}(0) + k_{\rm g}u_{\rm c} \end{bmatrix} U_{\rm x}$$

其中

$$A_{g}(u_{c}) = A_{g}(0) + k_{g}u_{c}$$

又有

$$U_{y0} = A_{g}(0) U_{x0}$$

式中的 $U_{y0}$ 是控制信号为0时所对应的输出信号振幅,也就是理想的输出信号振幅, $U_{x0}$ 和 $A_{g}$ (0)是相应的输入信号振幅和放大器增益, $k_{c}$ 和 $k_{g}$ 皆为常数,表示均为线性控制。

若低通滤波器对于直流信号的传递函数 H(s) = 1,当误差信号 $u_e = 0$ 时,由图6.7.1可写出 $U_R$ 和 $U_{v0}$ 、 $U_{x0}$ 之间的关系,即

$$U_{\rm R} = k_2 k_3 U_{\rm v0} = k_2 k_3 A_{\rm g}(0) U_{\rm x0}$$
 (6.7.2)

当输入信号振幅 $U_x \neq U_{x0}$ 且保持恒定时,环路经自身调节后达到新的平衡状态,这时的误差电压为

$$u_{\rm e\infty} = k_{\rm b} \left( U_{\rm R} - k_2 k_3 U_{\rm y\infty} \right)$$

又

$$u_{y\infty} = [A_g(0) + k_c k_1 u_{e\infty}] U_x$$

从以上两式可知,  $u_{e\infty}\neq 0$ , 否则与式(6.7.2)比较, 将有 $U_x=U_{x0}$ , 与条件不符合。同时也说明  $U_{y\infty}\neq U_{y0}$ , 即 A G C 电路是有电平误差的控制电路。 式中, $k_2$ 、 $k_3$ 和 $k_b$ 均为比例系数。

#### 5. 动态范围

★AGC电路的目的是利用电压误差信号u。去消除输出信号 振幅 $U_{v}$ 与理想电压振幅 $U_{v0}$ 之间的电压误差。所以, 当电路达到 平衡状态后, 仍会有电压误差存在, 从对 A G C 电路的实际要求 考虑,一方面希望输出信号振幅的变化越小越好,即与理想电压 振幅 $U_{v0}$ 的误差越小越好; 另一方面也希望容许输入信号振幅  $U_{x}$ 的变化越大越好,也就是说,在给定输出信号幅值变化范围内, 容许输入信号振幅的变化越大,则表明AGC电路的动态范围 越宽,性能越好。

设 $m_o$ 是AGC电路限定的输出信号振幅最大值与最小值之比(输出动态范围),即

$$m_o = \frac{U_{y \max}}{U_{y \min}}$$

 $m_i$ 为AGC电路容许的输入信号振幅的最大值与最小值之比(输入动态范围),即

$$m_i = \frac{U_{x \max}}{U_{x \min}}$$

则有

$$\frac{m_i}{m_o} = \frac{U_{x \max} / U_{x \min}}{U_{y \max} / U_{y \min}} = \frac{U_{y \min} / U_{x \min}}{U_{y \max} / U_{x \max}} = \frac{A_{g \max}}{A_{g \min}} = n_g \quad (6.7.5)$$

上式中, Agmax 是输入信号振幅最小时可控增益放大器的增 益,显然,这应是它的最大增益。 $A_{gmin}$ 是输入信号振幅最大时可 控增益放大器的增益,显然,这应是它的最小增益。比值 $m_i/m_o$ 越 大,表明AGC电路输入动态范围越大,而输出动态范围越小,则 AGC性能越佳,这就要求可控增益放大器的增益控制倍数  $n_g$ 尽 可能大。 ng也可称为增益动态范围,通常用分贝数表示。

#### 6.响应时间特性

★AGC电路是通过对可控增益放大器增益的控制来实现对输出信号振幅变化的限制,而增益的变化又取决于输入信号振幅的变化。所以,要求AGC电路的反应既要能跟得上输入信号振幅的变化速度,又不会出现反调制现象,这就是响应时间特性。

对AGC电路的响应时间长度的要求取决于输入信号U❤★x的类型和特点,根据响应时间长短分别有慢速AGC和快速AGC ★之分。而响应时间长短的调节由环路带宽决定,主要是低通滤波器的带宽。低通滤波器带宽越宽,则响应时间越短,但容易出现反调制现象。■

增益动态范围和响应时间是AGC电路的两个主要性能指标。

【例6.6】某接收机输入信号振幅的动态范围是 6 2 dB, 输出信号振幅限定的变化范围为 3 0 %。若单级放大器的增益控制倍数为 2 0 dB, 需要多少级 A G C 电路才能满足要求? ■

解: 
$$20 \lg m_o = 20 \lg \frac{U_{y \text{max}}}{U_{y \text{min}}} = 20 \lg \left(1 + \frac{U_{y \text{max}} - U_{y \text{min}}}{U_{y \text{min}}}\right)$$

$$=201g(1+0.3)\approx 2.28dB$$

$$n_g = 20 \lg \frac{A_{g \max}}{A_{g \min}} = 20 \lg \frac{m_i}{m_o} = 20 \lg m_i - 20 \lg m_o$$

$$=62-2.28=59.72dB$$

$$n = \frac{59.72dB}{20dR} \approx 3$$

所以,需要三级AGC电路。

解:由图示方框图可写出有关参量之间的关系式。因为

$$u_c = k_1 u_e = k_1 k_b (U_R - \eta_d U_y) \heartsuit$$

又

$$U_{y} = A_{g}U_{x} = (1+0.3u_{c})U_{x}$$

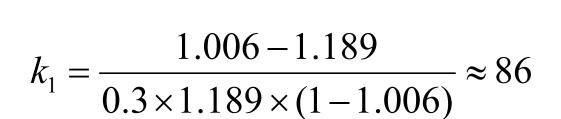
所以

$$U_{y} = \begin{bmatrix} 1+0.3k_{1}k_{b}(U_{R}-\eta_{d}U_{y}) \end{bmatrix} U_{x} \bigstar$$
$$= U_{x}+0.3k_{1}k_{b} U_{x}(U_{R} \bigstar - \eta_{d}U_{y})$$

代入已知数据,可求得

$$k_1 = \frac{U_y - U_x}{0.3U_x(1 - U_y)}$$

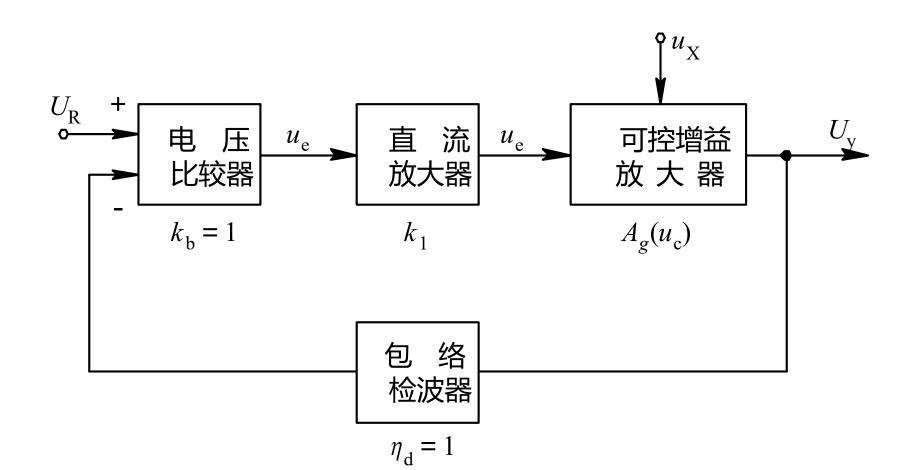
由AGC原理可知,  $U_y$ 随 $U_x$ 的增大(或减小)而增大(或减小)。 所以, 当 $U_x$ 变化+1.5dB时, 要求 $U_y$ 变化不超过+0.05dB, 转换成倍数, 分别为1.189和1.006。 这时,



当 $U_x$ 变化-1.5 dB时,要求 $U_y$ 变化不超过-0.05dB,转换成倍数,分别为0.841和0.994。 这时,

$$k_1 = \frac{0.994 - 0.841}{0.3 \times 0.841 \times (1 - 0.994)} \approx 101$$

如果要求同时满足以上两个条件,则要求  $k_1 \ge 101$ 。



图例6.7

#### 6.7.2 电路类型

#### 1. 简单AGC电路

在简单AGC电路中,参考电平 $U_R=0$ 。这样,无论输入信号振幅 $U_x$ 大小如何,AGC的作用都会使增益 $A_g$ 减小,从而使输出信号振幅 $U_y$ 减小。其输出特性如图6.7.2所示。

简单AGC电路的优点是线路简单,在实用电路中不需要电压比较器;缺点是对微弱信号的接收很不利,因为输入信号振幅很小时,放大器的增益仍会受到反馈控制而有所减小。若前级放大器的增益减小,会导致系统的噪声系数下降,从而使接收灵敏度降低。所以,简单AGC电路适用于输入信号振幅较大的场

#### 2. 延迟 A G C 电路 ■

在延迟AGC电路里有一个起控门限,即比较器参考电平 $U_R$ 。由式(6.7.2)可知,它对应的输入信号振幅即为 $U_{x0}$ ,也就是图 6.7.3中的 $U_{xmin}$ 。

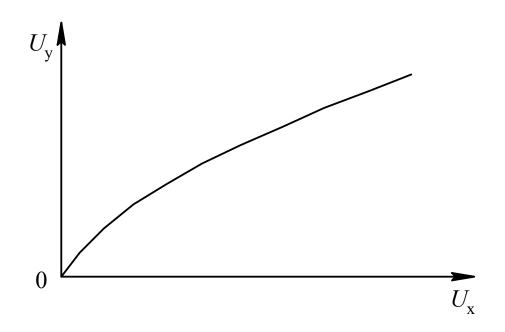


图 6.7.2 简单AGC电路的输入/输出特性

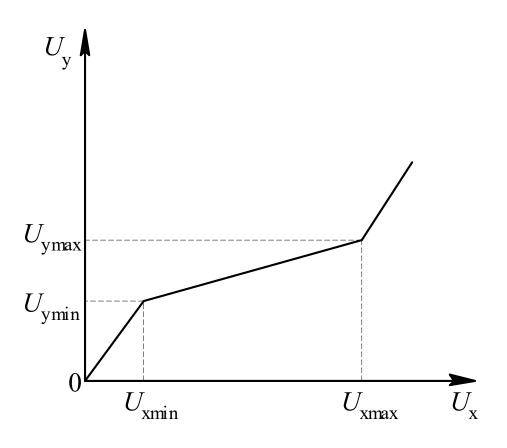


图 6.7.3 延迟AGC电路的输入/输出特性

当输入信号 $U_x$ 小于 $U_{xmin}$ 时,反馈环路断开,AGC不起作用, 放大器增益 $A_g$ 不变,输出信号 $U_v$ 与输入信号 $U_x$ 成线性关系。当 $U_x$ 大于 $U_{xmin}$ 后,反馈环路接通,AGC电路开始产生误差信号和控制 信号,使放大器增益 $A_g$ 有所减小,保持输出信号 $U_v$ 基本恒定或仅有 微小变化。当输入信号 $U_x$ 大于  $U_{xmax}$ 后, A G C 作用消失。可见, U $x_{max}$ 与  $U_{xmax}$ 区间即为所容许的输入信号的动态范围,  $U_{ymin}$ 与  $U_{ymin}$ ★区间即为对应的输出信号的动态范围。

这种 A G C 电路由于需要延迟到  $U_x > U_{xmax}$ 之后才开始控制作用, 故称为延迟 A G C 。 "延迟"二字不是指时间上的延迟。



图6.7.4是晶体管收音机中的简单AGC电路。  $R_2C_3$ 组成低 通滤波器,从检波后的音频信号中取出缓变直流分量作为控制信 号直接对晶体管进行增益控制。 若音频信号中的直流分量增大, 则 $C_3$ 上的电位升高,晶体管基极电位升高,be极静态电压减小, 集电极平均电流减小,增益下降。调节可变电阻  $R_2$ ,可以使低 通滤波器的截止频率低于解调后音频信号的最低频率, 避免出现 反调制。

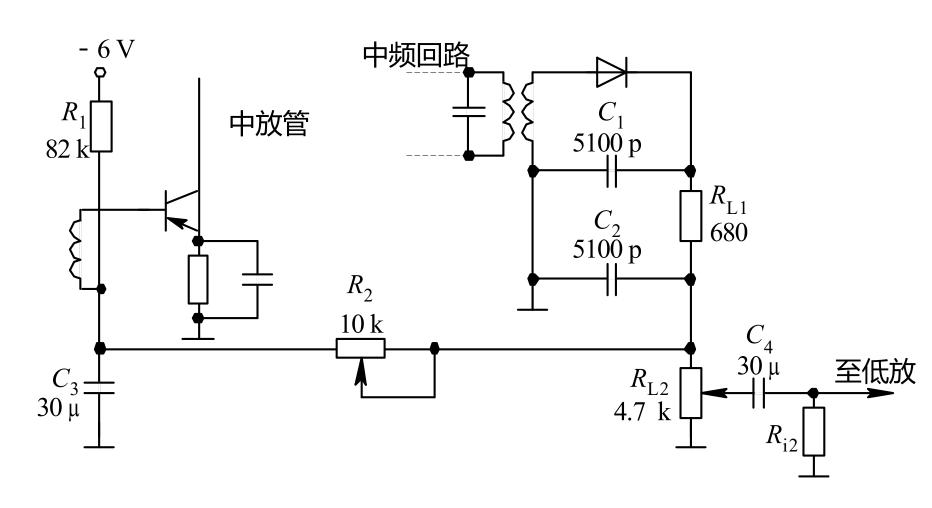


图 6.7.4 晶体管收音机中的简单AGC电路

在电视机中广泛采用AGC电路。图6.7.5是一个由高频 放大、三级中频放大、视频检波、AGC检波和AGC放大等 电路组成的AGC系统。AGC检波电路是将预视频放大电路 输出的全电视信号进行检波,得出与信号电平大小有关的直流信 号,然后进行直流放大以提高AGC控制灵敏度。为了使控制更 合理, 采用了两级延迟AGC。 当输入信号振幅 $U_x$ 超过某一定值  $U_{x1}$ 后, 先对中放进行增益控制, 而高放增益不变, 这是第一级延迟。 当 $U_x$ 超过另一定值 $U_x$ 2后,中放增益不再降低,而高放增益开始起 控,这是第二级延迟。其增益随输入信号 $U_x$ 变化的曲线如图 6.7.6所示。采用两级延迟AGC的原因在于当输入信号不是 很大时,保持高放级处于最大增益可使高放级输出信噪比不致降 低,有助于降低接收机的总噪声系数。

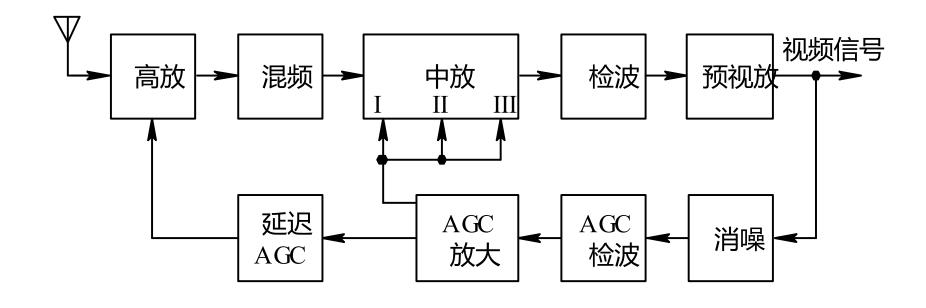


图 6.7.5 电视机AGC系统方框图

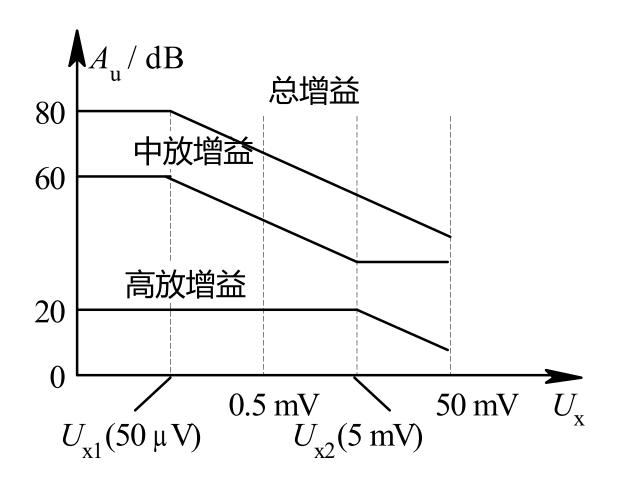


图 6.7.6 电视机两级延迟AGC特性

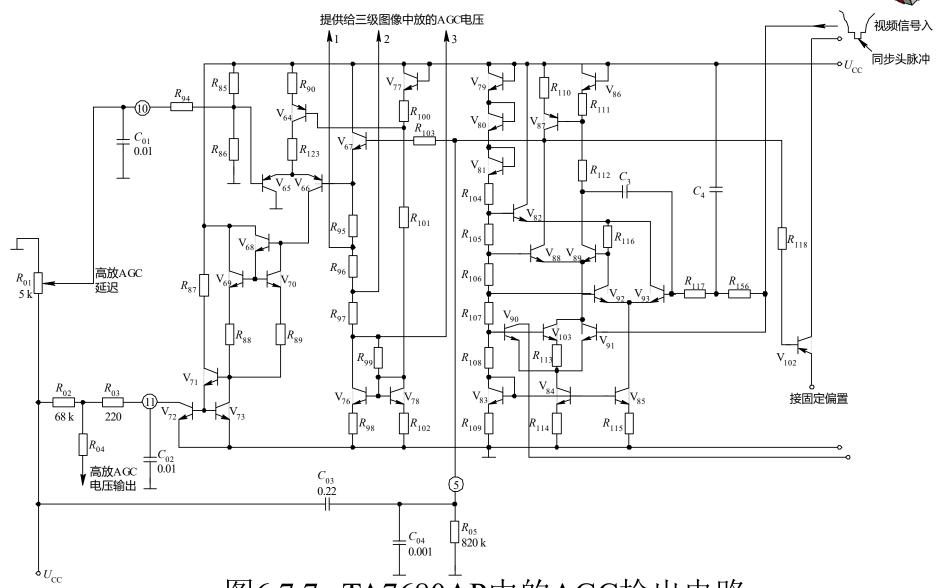


图6.7.7 TA7680AP中的AGC检出电路

AGC检出电路由恒压恒流、消噪(消除噪声)、差分比较、差分峰值检波、中放AGC信号提取和高放★AGC★信号提取几部分组成,基本上包括了图6.7.1中除可控增益放大器之外的所有部分。

 $\bigstar V_{79} \sim V_{81}$ 、  $V_{83} \sim V_{85}$ 和相关电阻组成了恒压恒流电路,为差分电路提供恒定偏置电压或作为恒流源。从预视放电路输出的正极性全电视信号(同步头朝下)通过由 $R_{156}$ 、 $C_4$ 、 $R_{117}$ 和 $C_3$ 组成的消噪电路(此处是两级低通滤波电路),滤除其中图像中频的残留分量,输出干净的带有同步头的视频信号。在两个差分比较器 $V_{92}$ 、 $V_{93}$ 和 $V_{88}$ 、 $V_{89}$ 中, $V_{92}$ 和 $V_{88}$ 由于基极偏压恒定,故导通与否取决于发射极电位。

当视频信号幅度较小时, 同步头电位较高, 在同步脉冲 升高, 使V<sub>92</sub>截止。 V<sub>92</sub>截止使其集电极电位升高, 引起V<sub>89</sub>导 通和发射极电位升高,这又使 $V_{88}$ 截止。 $V_{89}$ 的导通电流增大使 得 $V_{87}$ 的基极电位下降, $V_{87}$ 导通电流增大。  $V_{87}$ 的集电极电流过 ⑤脚外接的 $R_{05}C_{04}$ 低通滤波器,取出代表同步头电平高低的低 频AGC信号。 以上这部分电路组成了差分峰值检波器。 此时  $\Box V_{87}$ 集电极电流较大,⑤脚电位较高,经 $V_{67}$ 射随输出的三路 中放AGC电压也较高,AGC电路未起控。

当输入视频信号幅度逐渐增大,同步头电位则逐渐降低。 在同步脉冲期间, V93基极电位下降, 逐渐退出饱和, 进入放 大状态, 发射极电位逐渐下降, 使V92导通。V92导通使其集 电极电位下降,造成V<sub>80</sub>导通电流减小和发射极电位下降,促 使 $V_{88}$ 导通且电流逐渐增大。 由于 $V_{89}$ 集电极电流减小, 使 $V_{87}$ 基极电位升高, $V_{87}$ 集电极电流减小。一方面, $V_{87}$ 输出集电极 电流减小,另一方面, $V_{88}$ 集电极分流增大, 所以进入 $R_{05}C_{04}$ 低通滤波器的脉冲峰值电流减小, ⑤脚电位下降, 经V67射随 后的中放AGC电压降低。

提供给三级图像中放的AGC电压高低是不一样的。参照第2章图2.4.1可知,第三级中放AGC电压最低,故第三级中放最先起控,然后是第二级中放,最后是第一级中放。■

★  $V_{64} \sim V_{73}$ 组成高放延迟AGC信号提取电路。 $V_{64} \sim V_{66}$ 是差分比较器。 $V_{65}$ 的基极电位由外接可调电阻 $R_{01}$ 确定。仅当 $V_{66}$  的基极电位(即 $V_{67}$ 的发射极电位)低于 $V_{65}$ 的基极电位时, $V_{66}$  才导通,从而使 $V_{68} \sim V_{70}$ , $V_{71} \sim V_{73}$ 分别组成的两个改进型镜像恒流源导通,从 $V_{72}$ 的集电极通过GFDA1脚输出高放 $\bigstar$  AGC电压。显然, $V_{65}$ 基极电压即为起控门限。

# 6.8 实例介绍

#### 6.8.1★HA11440内部的视频检波器

★HA11440★是日本日立公司生产的彩色电视机图像中放集成电路,主要包括三级图像中频放大、同步视频检波、视频放大、AFT鉴相等几个模块。 其中视频检波器模块如图6.8.1 所示。 ■

视频检波器模块组成和工作原理如下: ■

①  $V_{58} \sim V_{61}$ 和 $R_{78} \sim R_{83}$ 组成射随式恒压源电路,分别为 $V_{49}$ 、  $V_{50}$ 和 $V_{44} \sim V_{46}$ 提供一个基极偏压。

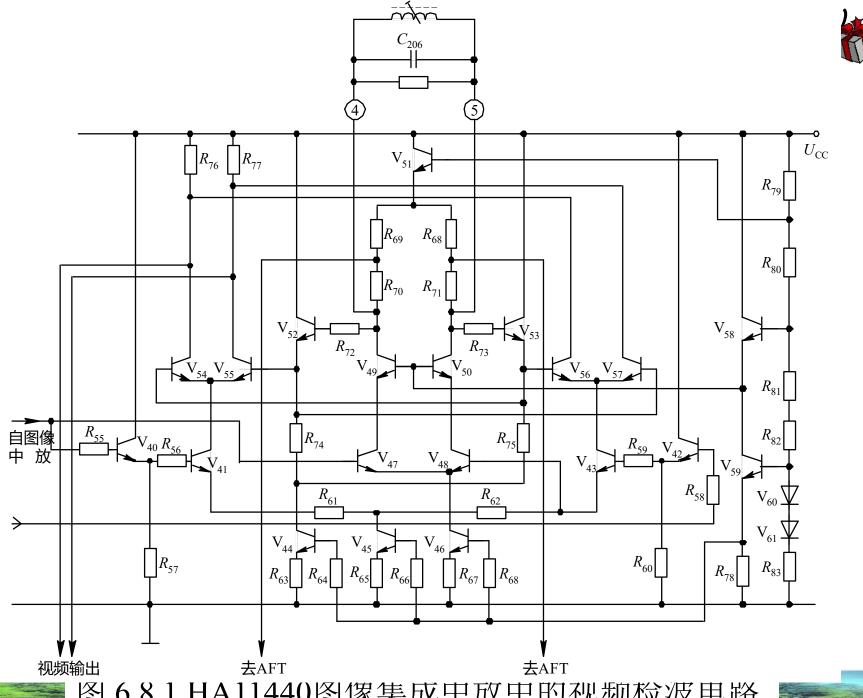


图 6.8.1 HA11440图像集成中放中的视频检波电路

- ②V44~V46组成三个恒流源,分别由每管的集电极输出。
- ③  $V_{54} \sim V_{57} \pi V_{41}$ 、 $V_{43}$ 、 $V_{45}$ 共七个管子组成双差分模拟乘法器同步检波电路, R61和R62是负反馈电阻。 $V_{46} \sim V_{51}$ 六个管子组成差分放大限幅电路, 其中 $V_{47}$ 、 $V_{49} \pi V_{48}$ 、 $V_{50}$ 是一个共射—共基电路对,  $V_{51}$ 是射随式恒压源。

- ④ 自图像中放输出的图像中频调幅信号分成两路,一路经 $V_{42}$ 、 $V_{43}$ 射随后从 $V_{47}$ 、 $V_{48}$ 的基极输入差分放大限幅电路,④、⑤脚之间外接的LC谐振回路从输出等幅信号中提取38 MHz中频信号后,分别经 $V_{52}$ 、 $V_{53}$ 射随后从 $V_{54}$ ~ $V_{57}$ 的基极输入检波电路;另一路分别经 $V_{40}$ 、 $V_{42}$ 射随后,从 $V_{41}$ 、 $V_{43}$ 的基极输入检波电路。
- ⑤ 视频检波负载电阻是 $R_{76}$ 、 $R_{77}$ ,从检波电路中 $V_{54}$ 、 $V_{55}$ 集电极输出的视频信号经HA11440 $\bigstar$ 内部的视频放大器放大后,再由外接的低通滤波器取出。

#### 6.8.2★MC3361B中的混频电路

美国Motorola公司生产的MC3361B是低功耗FM解调集成电路,主要包括振荡器、混频器、限幅放大器、移相式鉴频器和音频放大器几个模块,具有电源电压低(2V~8V)、功耗低(电源电压为4V时,消耗电流典型值为42 mA)、灵敏度高、需要外部元件少等优点,工作频率可达60 MHz。图6.8.2是MC3361B中振荡器与混频器部分电路图。

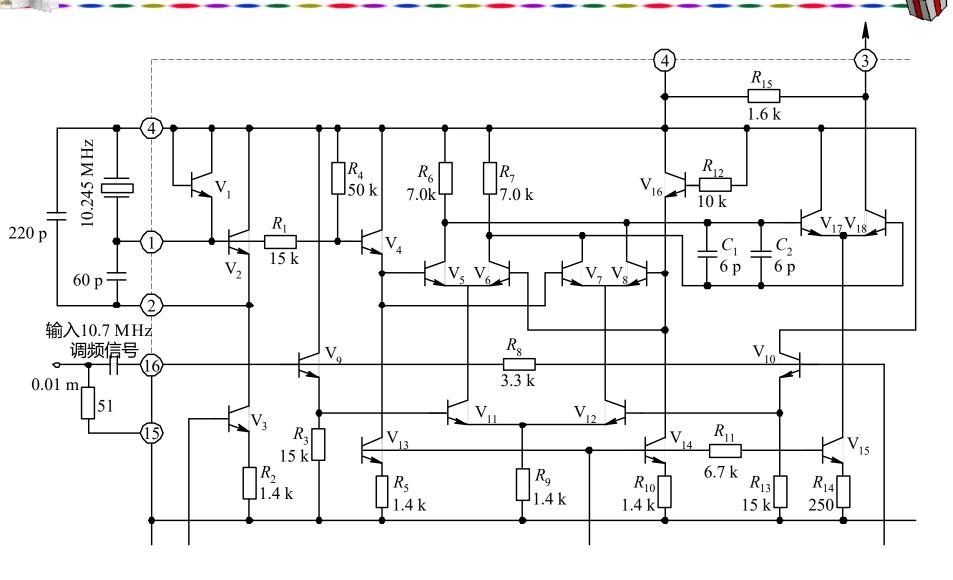


图 6.8.2 MC3361B中的混频电路部分

MC3361B是用于二次混频调频信号的解调。接收到的调频信号先需经过其它混频电路变换为中频为107MHz的调频信号,然后输入MC3361B,和其中10245MHz的固定频率本振信号进行第二次混频,产生中频为455kHz的调频信号,最后再进行解调。

图6.8.2中V2和①、②、④脚外接晶体和电容组成晶体振荡器,  $V_5 \sim V_8$ 和 $V_{11}$ 、 $V_{12}$ 组成双差分模拟乘法器混频电路。恒流源 $V_3$ 、 V<sub>13</sub>~V<sub>15</sub>由片内恒压电路提供基极偏置。从16脚输入的10.7 MHz 中频调频信号经V<sub>9</sub>、V<sub>10</sub>射随后,从V<sub>11</sub>、V<sub>12</sub>输入混频电路,晶振产 生的10.245 MHz本振信号经V4射随后从V5、V7单端输入混频电路, 而混频电路的输出又双端输入 $V_{17}$ 、 $V_{18}$ 差分放大器( $C_1$ 与 $C_2$ 用于滤 除高频谐波), 然后由③脚输出到中心频率为455kHz的外接陶瓷带 通滤波器。

## 6.9 章末小结

- (1) 四种调幅方式(普通调幅、双边带调幅、单边带调幅和残留边带调幅)对于相同调制信号产生的已调波信号的时域波形不一样, 频谱不一样, 带宽不完全一样, 调制与解调的实现方式与难度不一样, 适用的通信系统也不一样。 ■
- (2) 混频虽然与调幅、检波同属于线性频谱搬移过程,在工作原理上基本相同,但在参数和电路设计上须认真考虑混频干扰的影响,采取措施尽量避免或减小混频干扰的产生及引起的失真。
- (3) 从时域上看, 两信号相乘是实现线性频谱搬移的最直接方法, 所以模拟乘法器是进行调幅、检波和混频的最常用器件。 在有关专用集成电路里, 具有相乘功能的双差分电路也是最常见的。

- (4) 二极管峰值包络检波器由于电路简单而被广泛采用。 但要注意,它只适用于普通调幅信号的检波,而且要正确选择 元器件的参数,以免产生惰性失真与底部切割失真。 ■
- (5) 同步检波(乘积检波)需要一个与发射端载频同频同相 (或固定相位差)的同步信号。对于普通调幅、双边带调幅和残 留边带调幅,可以从接收已调波中直接提取同步信号;而对于 单边带调幅,则必须在发射端另外专门发送一个载频信号供接 收方提取。采用第8章将要介绍的锁相环电路是提取同步信号 的好方法。■
- (6) 晶体管倍频器是一种常用的倍频电路, 在使用时应注 意两点: 一是倍频次数一般不超过3~4; 二是要采用良好的输出滤波网络。 ■

- (7) 在调幅、检波、倍频和混频电路的输入或输出端需要采用滤波器,正确设计滤波器的类型和参数是提高电路性能指标、减小失真的重要措施。 ■
- (8) 线性频率变换电路的基本模型是乘法器加滤波器, 前者产生新的频谱(主要是和频与差频), 后者从中取出有用频率分量。这里的乘法器不仅指模拟乘法器, 也包括具有乘法功能的非线性器件。 ■

**例 5.4** 在图例5.4所示差分对管中,恒流源 $I_0$ 与控制电压 $u_2$ 是线性关系,有 $I_0$ =A+ $Bu_2$ ,A、B均为常数,分析差分对管输出电流i= $i_{C1}$ - $i_{C2}$ 中的频率分量。已知 $u_1$ = $U_{m1}$ cos $\omega_1 t$ , $u_2$ = $U_{m2}$ cos $\omega_2 t$ 。 **解**:根据晶体三极管转移特性的指数函数表达式,当其工作在放大区时分别写出

$$i_{C1} \approx I_{es} e^{\frac{1}{U_T} u_{be1}}, i_{C2} \approx I_{es} e^{\frac{1}{U_T} u_{be2}}$$

其中Ies是发射极反向饱和电流。因为

$$\frac{i_{C1}}{i_{C2}} = e^{\frac{1}{U_T}u_1} = e^z \quad \left(z = \frac{1}{U_T}u_1, u_1 = u_{be1} - u_{be2}\right)$$

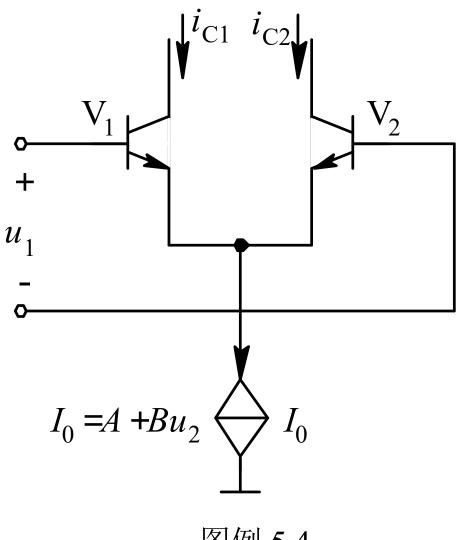
故

$$i_{C1} \approx i_{C1} \frac{i_{C1} + i_{C2}}{i_{C1} + i_{C2}} = i_{C1} \frac{I_0}{i_{C1} + i_{C2}} = \frac{I_0}{1 + \frac{i_{C2}}{i_{C1}}} = \frac{I_0}{1 + e^{-z}}$$
同理可得
$$i_{C2} = \frac{I_0}{1 + e^z}$$

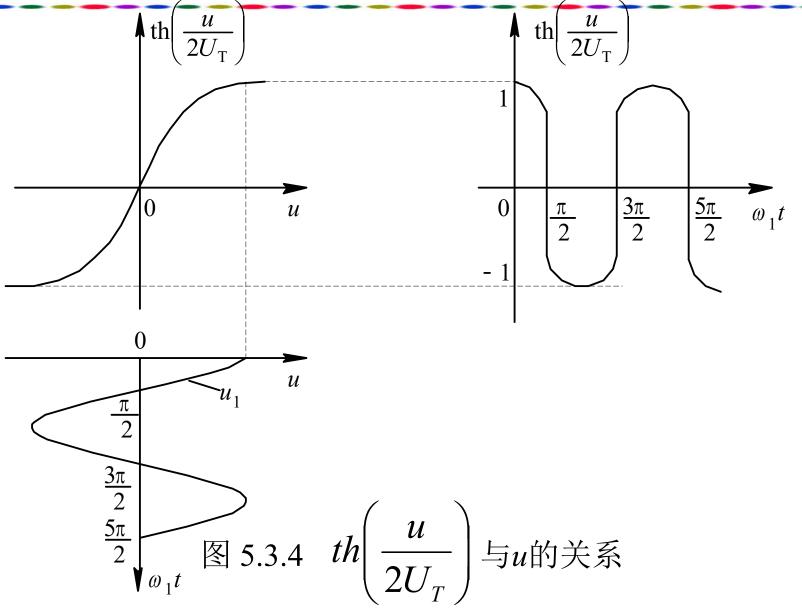
所以

$$i_{C1} - i_{C2} = \frac{e^{z/2} - e^{-z/2}}{e^{z/2} + e^{-z/2}} I_0 = I_0 th \left(\frac{z}{2}\right) = I_0 th \left(\frac{u_1}{2U_T}\right)$$

$$i = i_{C1} - i_{C2} = I_0 th \left(\frac{u_1}{2U_T}\right) = (A + Bu_2) th \left(\frac{U_{m1}}{2U_T} \cos \omega_1 t\right)$$



图例 5.4



$$\Rightarrow \frac{U_{m1}}{U_T} = x$$
, 当  $x \le 1$  , 有近似公式  $th\left(\frac{x}{2}\right) \approx \frac{x}{2}$ 

所以, 当 $u_1$ 较小时 ( $U_{m1} \leq 26mV$ )

$$i \approx (A + BU_{m2} \cos \omega_2 t) \cdot \frac{U_{m1}}{2U_T} \cos \omega_1 t$$
 (5.3.8)

可见,此时输出电流中仅有 $\omega_1$ 以及 $\omega_1$ , $\omega_2$ 的和频与差频。  $\exists x > 5$ 时,  $th(x\cos b_1)$ 于周期性方波,可近似用图5.3.5所示的双向开关函数 $K_2(\omega_1 t)$ 表示: $\heartsuit$ 

$$K_{2}(\omega_{1}t) = K_{1}(\omega_{1}t) - K_{1}(\omega_{1}t - \pi)$$

$$= \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n-1} \frac{4}{(2n-1)\pi} \cos(2n-1)\omega_{1}t$$
(5.3.9)

所以, 当 $u_1$ 较大时( $U_{m1} > 260 \text{ mV}$ ♡

3, ...)

$$i \approx (A + BU_{\text{m2}} \cos \omega_2 t) K_2(\omega_1 t)$$
 (5.3.10)

由于 $K_2(\omega_1 t)$ 中仅有 $\omega_1$ 的奇次谐波分量,所以此时输出电流中含有 $\omega_1$ 的奇次谐波分量以及 $|\pm(2n-1)\omega_1\pm\omega_2|$ 分量(n=1,2,1)

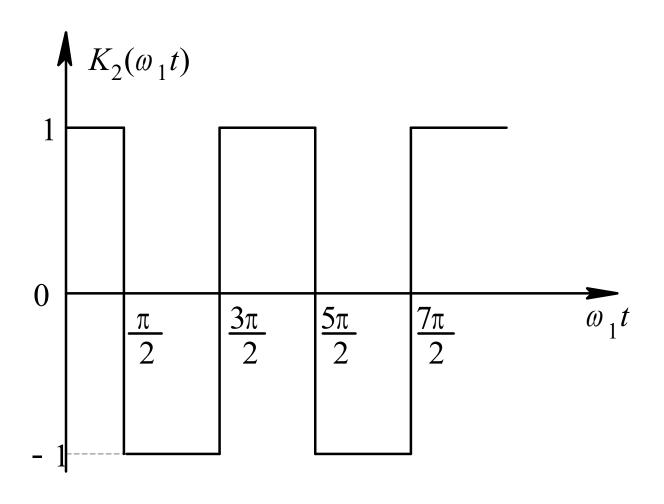


图 5.3.5 双向开关函数