

## 6.5 混频电路

混频是将载波为高频的已调信号，不失真地变换为载波为中频的已调信号，必须保持：

- (1) 调制类型，调制参数不变，即原调制规律不变；
- (2) 频谱结构不变，各频率分量的相位大小，相互间隔不变。

- 对于AM广播：把载波频率 $f_c$ 位于535~1605 kHz的信号转为中频 $f_I$ 为465 kHz的信号。超外差式混频，本地频率 $f_L$ 范围1000~2070 kHz；
- 对于FM广播：把载波频率 $f_c$ 位于88~108 MHz的信号变换为中频 $f_I$ 为10.7 MHz的信号；
- 对于模拟电视信号：把载频位于49.75~216.25 MHz的图像信号变换为中频为38 MHz的中频信号，而将载频位于56.25~222.75 MHz的伴音信号变换为中频为31.5 MHz的FM信号。

## 6.5.1 混频器的主要性能指标

### 一、混频增益

**混频增益**是评价混频器性能的重要指标。混频增益是指混频器输出中频信号电压振幅  $V_{Im}$  (或功率  $P_I$ ) 对输入高频信号电压振幅  $V_{sm}$  (或功率  $P_s$ ) 的比值, 用分贝表示, 即

$$A_{vc} = 20 \lg \frac{V_{Im}}{V_{sm}} \text{ (dB)} \text{ 或 } G_{pc} = 10 \lg \frac{P_I}{P_s} \text{ (dB)} \quad (6.5.1)$$

在相同输入信号情况下, 分贝数越大, 表明混频增益越高, 混频器将输入信号变换为输出中频信号的能力越强。接收机的灵敏度越高。

混频损耗是对不具备混频增益的混频器而言的，它定义为在最大功率传输条件下，输入信号功率  $P_s$  对输出中频功率  $P_I$  的比值，用dB（分贝）表示，即

$$L_C = 10 \lg \frac{P_s}{P_I} \quad (\text{dB})$$

显然，在相同输入信号情况下，分贝数越大，即混频损耗越大，混频器将输入信号变换为输出中频信号的能力越差。

## 二、噪声系数

混频器的输入信号噪声功率之比  $(P_s/P_n)_i$  对输出中频信号噪声功率之比  $(P_I/P_n)_o$  的比值，用分贝表示，定义为噪声系数

$$N_F = 10 \lg \frac{(P_s/P_n)_i}{(P_I/P_n)_o} \quad (\text{dB}) \quad (6.5.2)$$

描述了混频器自身所产生的噪声大小，及对信号解调的影响。

### 三、1dB压缩电平

当输入信号功率较小时，混频增益为定值，输出中频功率随输入信号功率线性增大。由于器件的非线性，随着输入信号功率的增大，输出中频功率的增大将趋于缓

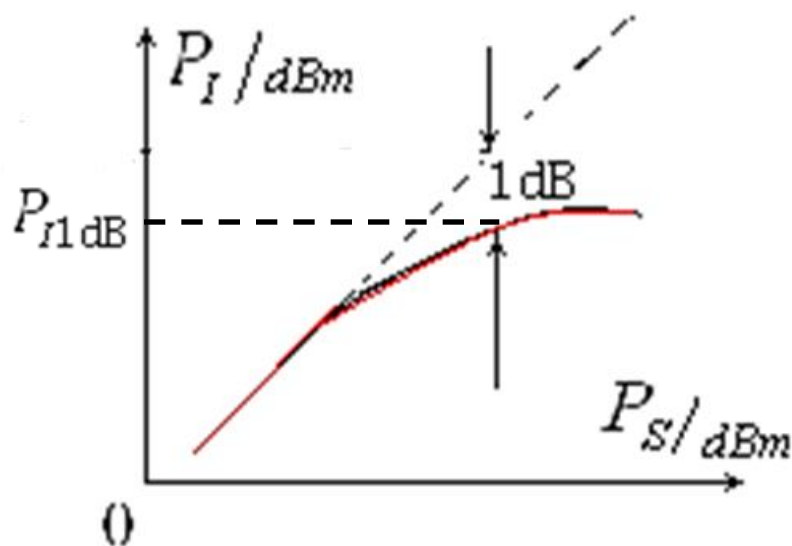


图 6.5.1 1dB压缩电平

慢，直到比线性增长低于1dB时所对应的中频输出功率电平称为1dB压缩电平（1dB Compression Level），用 $P_{I1\text{dB}}$ 表示。图中， $P_I$ 和 $P_s$ 的单位用dBm表示，即高于1mW的分贝数， $P(\text{dBm}) = 10 \cdot \lg P(\text{mW})$ （如0dBm=1mW，3dBm=2mW，10dBm=10mW，20dBm=100mW）等。

$P_{I1\text{dB}}$  所对应的输入信号功率是混频器动态范围的上限电平。5

## 四、选择性

混频器的有用成分为中频，输出应该只有中频信号，实际上由于各种因素会混杂很多干扰信号。为了抑制中频以外的不需要的干扰，就要求混频器的高频输入、中频输出回路有良好的选择性，即回路应有较理想的谐振曲线。可选择高Q值的选择性回路或集中选择性滤波器。

## 五、混频失真

混频失真包括频率失真、非线性失真以及各种非线性干扰，如组合频率干扰、交叉调制、互相调制等。混频失真的存在，将严重影响通信质量。所以，要求混频器具有良好的频率特性，应工作于特性曲线近似平方律的区域内，以保证既能完成频率变换功能，又能抑制各种干扰。

## 六、隔离度

理论上要求混频器的各端口之间是隔离的，任一端口上的功率不会窜通到其它端口。但在实际电路中，总有极少量功率在各端口之间窜通，隔离度就是用来评价这种窜通大小的一个性能指标，定义为本端口功率与窜通到其它端口的功率之比，用分贝数表示。

在接收机中，本振端口向输入信号端口的窜通危害最大。一般情况下，为了保证混频性能，加在本振端口的本振功率都比较大，当它窜通到输入信号端口时，就会通过输入信号回路加到天线上，产生本振功率的反向辐射，严重干扰邻近接收机。

## 6.5.2 二极管混频器

### 一、二极管环形混频器

#### 1、工作原理分析

由图6.5.2(a)  
知，流过负载

$R_L$  的总电流  $i_L$  为

$$i_L = i_1 + i_3 - i_2 - i_4 \quad (6.5.3)$$

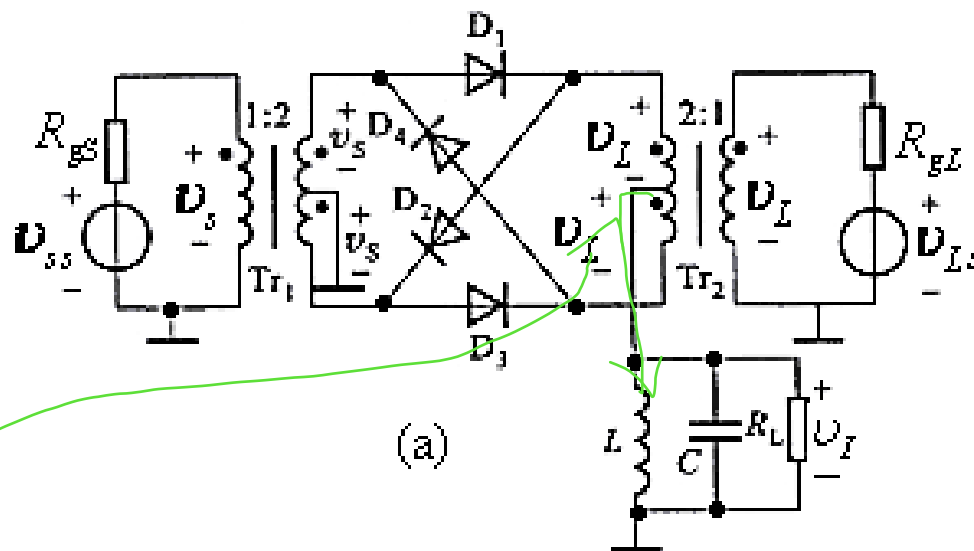
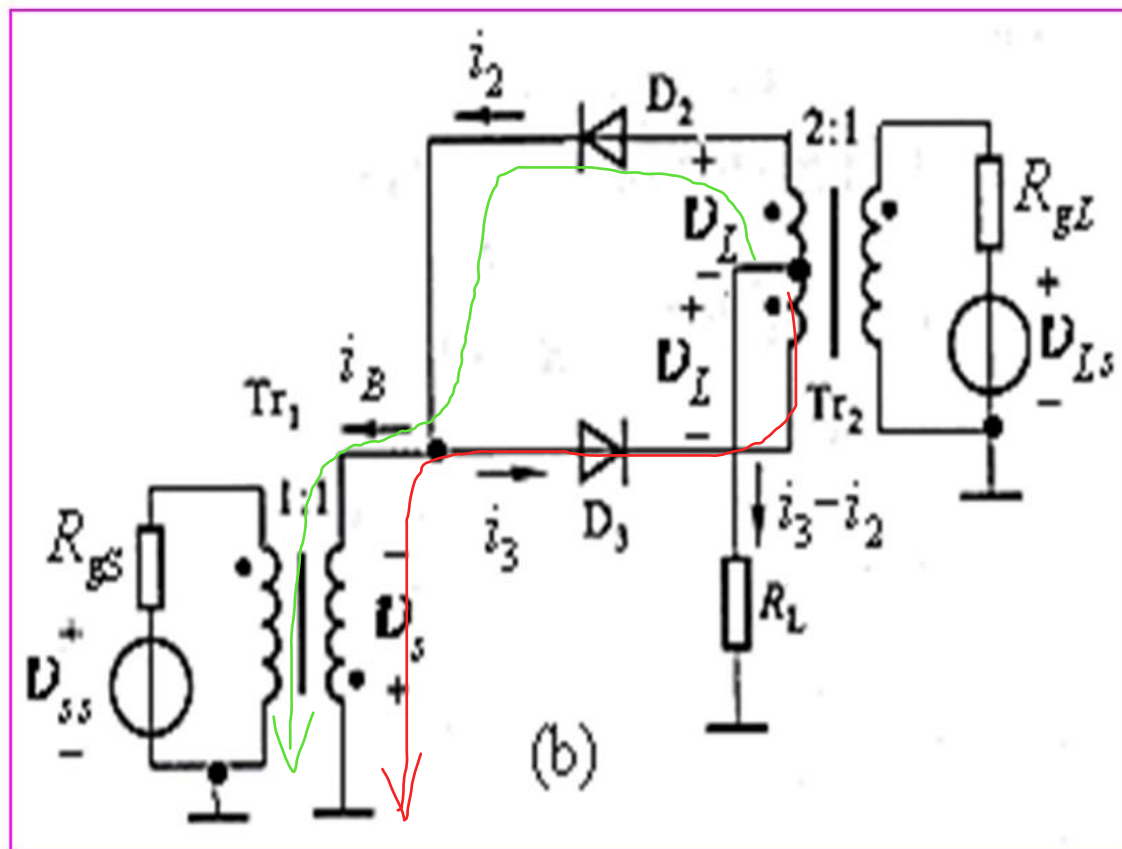


图6.5.2 二极管双平衡环形相乘器

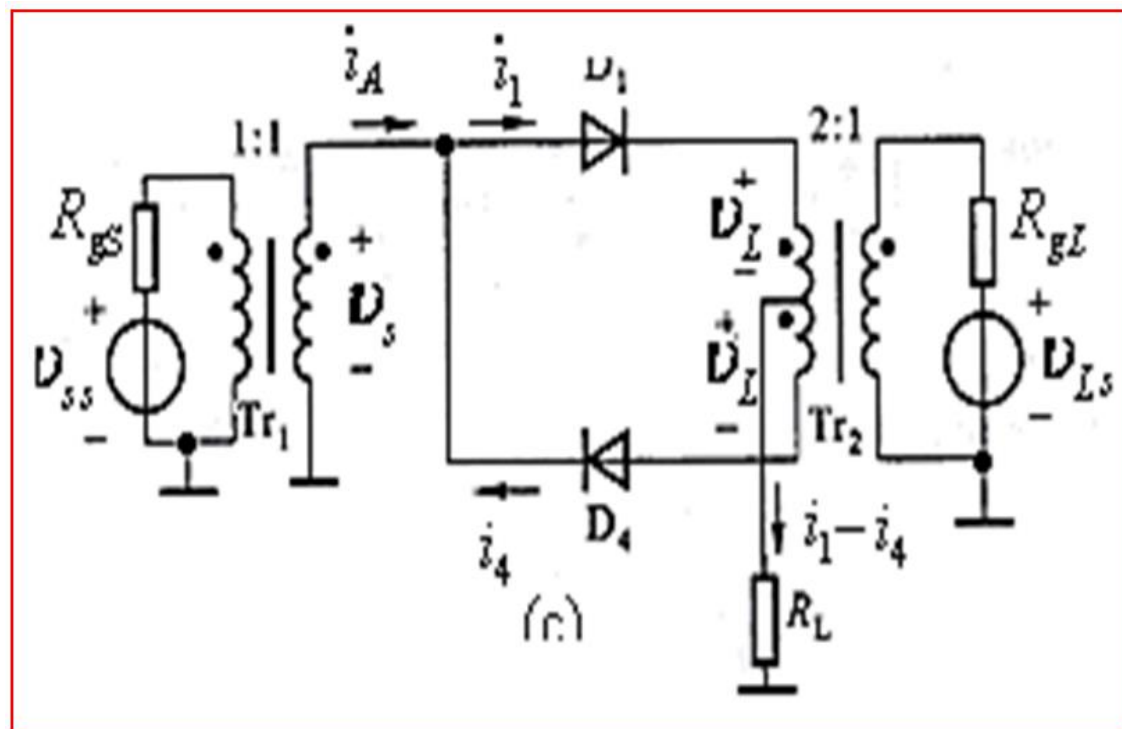


当  $v_L \geq 0$   
 时，二极管  $D_3$ 、  
 $D_2$  导通，  $D_1$ 、  $D_4$   
 截止，相应的  
 等效电路为图  
 6.5.2(b) 所示。  
 流过负载的电  
 流为



$$i_L = i_1 + i_3 - i_2 - i_4 = i_3 - i_2 = \frac{-2v_s}{R_D + 2R_L} \quad (6.5.4)$$

当  $v_L < 0$  时，二极管  $D_1$ 、 $D_4$  导通， $D_3$ 、 $D_2$  截止，相应的等效电路为图6.5.2(c) 所示。流过负载的电流为



$$i_L = i_1 + i_3 - i_2 - i_4 = i_1 - i_4 = \frac{2v_s}{R_D + 2R_L} \quad (6.5.5)$$

因此，在  $v_L$  的整个周期内，流过负载的总电流  $i_L$  可以表示为

$$i_L = \frac{-2v_s}{R_D + 2R_L} k_2(\omega_L t) \quad (6.5.6)$$

$V_S(t), V_L(t) \rightarrow V_I(t)$

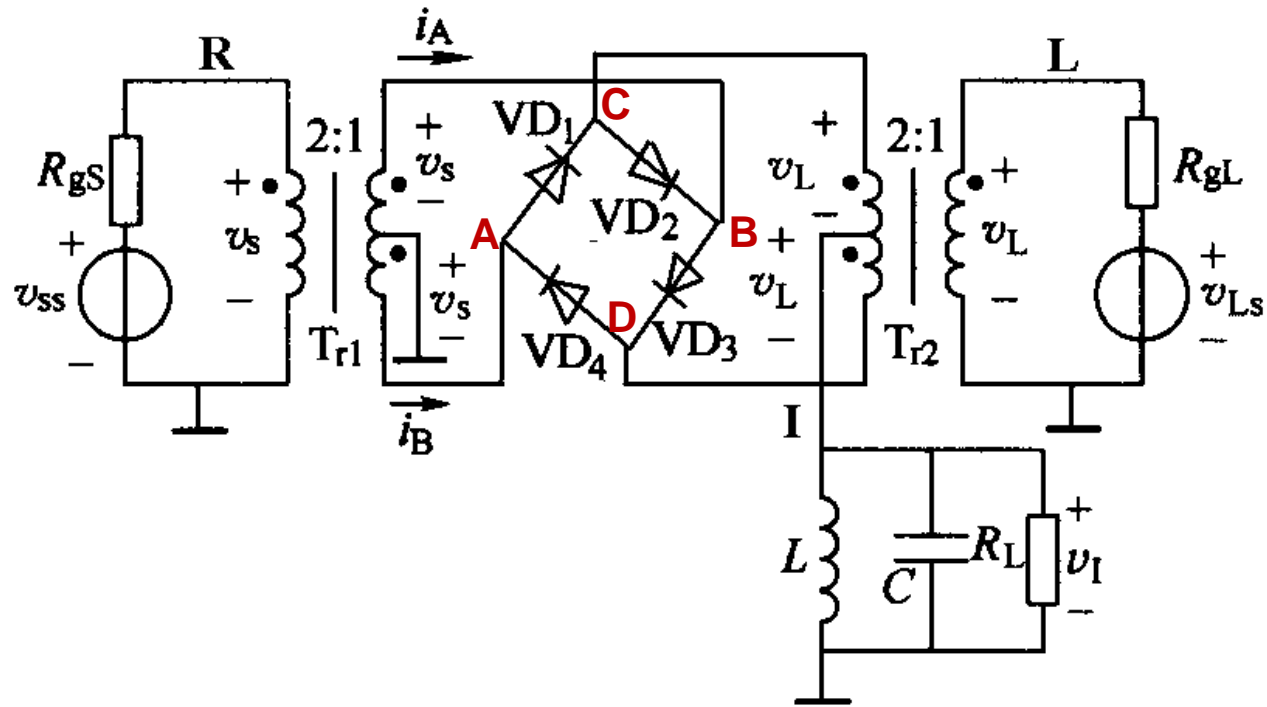
由此可见，电流  $i_L$  中包含的频率分量为

$$(2n-1)\omega_L \pm \omega_c$$

经LC带通滤波器滤除无用频率分量，在负载上得到的有用中频电流分量为

$$i_I = -\frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_{sm}}{2R_L + R_D} \cos(\omega_L - \omega_c)t \quad (6.5.7)$$

电路实现了混频功能。



- 如果各二极管的特性一致，变压器中心抽头上、下完全对称，则环形混频器各端口之间有良好的隔离。定义输入信号端为R端，本振信号端为L端，中频输出端为I端。
- 从上面的分析可知，本振电压和输入信号电压不会通到中频输出端，表明L端口和R端口对I端口是隔离的。
- 本振电压通过VD<sub>2</sub>和VD<sub>3</sub>在B点产生的电压与通过VD<sub>1</sub>和VD<sub>4</sub>在A点产生的电压相等，因此本振电压不会通到输入信号端口，表明L端口对R端口是隔离的。
- 输入信号电压通过VD<sub>1</sub>和VD<sub>2</sub>在C点产生的电压与通过VD<sub>3</sub>和VD<sub>4</sub>在D点产生的电压相等，因而输入信号电压不会通到本振端口，表明R端口对L端口是隔离的。
- 实际上，由于二极管特性不配对，变压器中心抽头不对称，各端口之间的隔离是不理想的，总会有极少量功率在各端口之间窜通。

## 2、二极管环形混频器插入损耗的分析(自学)

根据定义，由图6.5.2(a)知，流过输入信号源端的电流为

$$i_i = i_A - i_B = (i_1 - i_4) - (i_3 - i_2) \quad (6.5.8)$$

将式(6.5.4)和(6.5.5)代入上式得

$$i_i = \frac{2v_s}{R_D + 2R_L} [k_1(\omega_L t - \pi) + k_1(\omega_L t)] = \frac{2v_s}{R_D + 2R_L} \quad (6.5.9)$$

所以接在信号源端的等效负载电阻为：

$$R_i = \frac{v_s}{i_i} = R_L + \frac{1}{2}R_D \approx R_L \quad (6.5.10)$$

若令  $R_s = R_i = R_L$ ，实现功率匹配，信号源所提供的最大信号功率为

$$P_s = \frac{V_{sm}^2}{2R_i} = \frac{V_{sm}^2}{2R_L} \quad (6.5.11)$$

负载  $R_L$  上所得到的中频电压幅值为

$$V_{Im} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_{sm}}{2R_L + R_D} R_L \approx \frac{2}{\pi} V_{sm}, \quad (\text{一般 } R_L \gg R_D) \quad (6.5.12)$$

相应的输出中频功率为

$$P_I = \frac{V_{sm}^2}{2R_L} \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 \quad (6.5.13)$$

因此，电路的插入损耗为

$$L_C = 10 \lg \frac{P_s}{P_I} = 10 \lg \frac{\pi^2}{4} \approx 4 \text{ dB} \quad (6.5.14)$$

实际上，考虑变压器和二极管中的损耗，环形混频器的插入损耗  $L_C$  约为（6~8）dB。

二极管环形混频器可以做成集成电路，如图6.5.4所示。

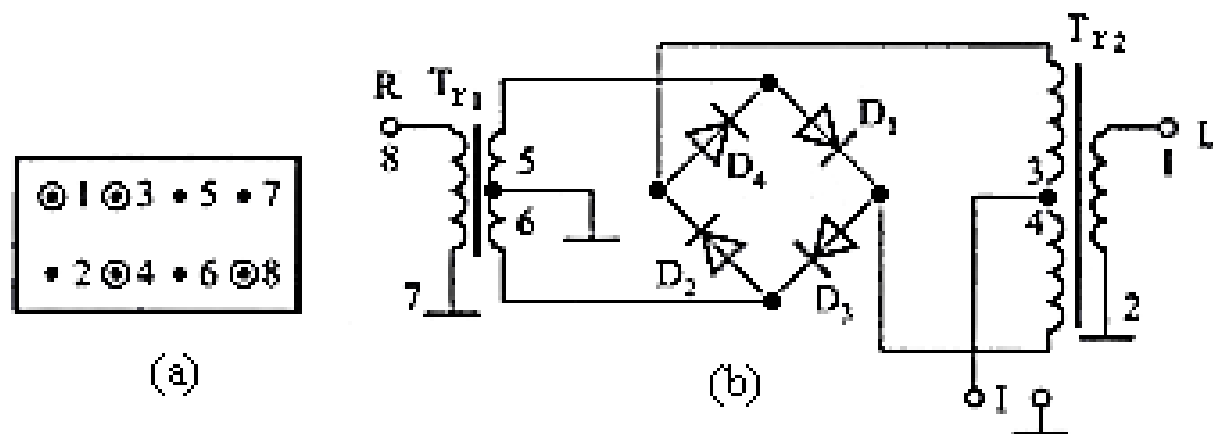


图6.5.4 二极管环形混频组件引脚及其内部电路

- 常用的二极管环形混频器系列为： $L_{\text{level}}7$ ,  $L_{\text{level}}17$ ,  $L_{\text{level}}23$ 三种系列，它们所需要的本振功率分别为7 dBm (5 mW), 17 dBm (50 mW), 23 dBm (200 mW)。本振功率电平越高，相应的1dB压缩电平也就越高，混频器的动态范围也就越大。对应于上述三种系列，1dB压缩电平所对应的最大输入信号功率分别为：1 dBm (1.25 mW), 10 dBm (10 mW), 15 dBm (32 mW);
- 实际二极管环形混频器各个端口的匹配阻抗均为 $50\Omega$ 。应用时，各端口都必须接入滤波匹配网络，分别实现混频器与输入信号源、本振信号源、输出负载之间的阻抗匹配;
- 二极管环形混频器的优点：工作频带宽（从几十千赫到几千兆赫）、噪声系数低（约6 dB）、混频失真小、动态范围大。在工作频率范围内，从任意两个端口输入 $v_1$ 和 $v_2$ ，就可在第三个端口得到所需的输出;
- 二极管环形混频器的主要缺点是没有混频增益，端口之间的隔离度较低，其中L端口到R端口的隔离度一般小于40 dB，且随工作频率的提高而下降。实验指出，工作频率提高1倍，隔离度下降5 dB。



## 二、电路实例分析

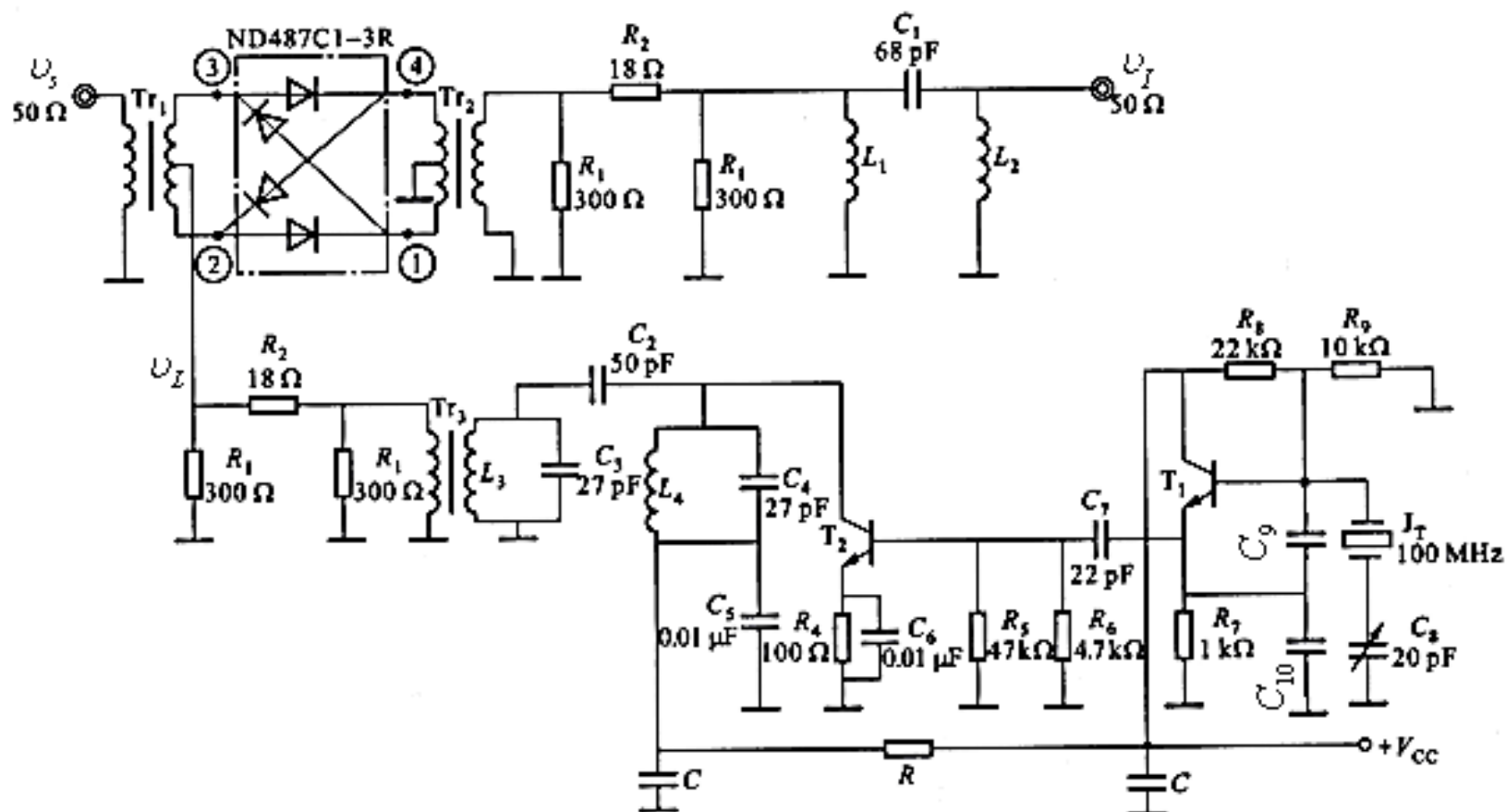


图6.5.5 二极管环形混频器实用电路之一

### 6.5.3 集成混频器

集成混频器由集成模拟乘法器和带通滤波器组成。在通信系统中，常采用MC1596双差分对模拟相乘器实现混频，此时电路可以工作在很高的工作频率上。实际电路如图6.5.6所示。

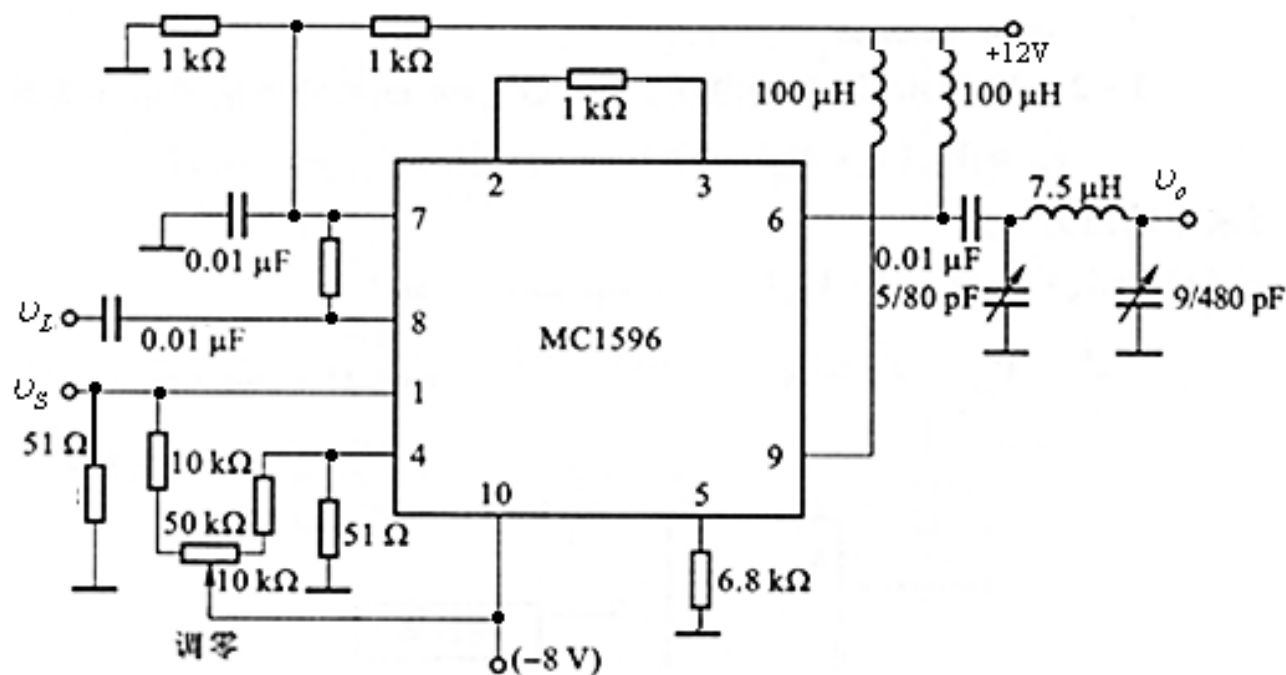


图6.5.6 采用MC1596双差分对模拟相乘器构成的混频器

## 6.5.4 三极管混频器

三极管混频器是利用器件特性曲线的非线性，其基本原理与二极管混频器基本相似，可分为晶体三极管混频器和场效应管混频器。

### 一、晶体三极管混频器

利用图6.2.7所示电路，

$$\text{令 } v_2 = v_s(t) = V_{sm} \cos \omega_c t, \quad v_1 = V_L(t) = V_{Lm} \cos \omega_L t$$

即可实现混频功能。

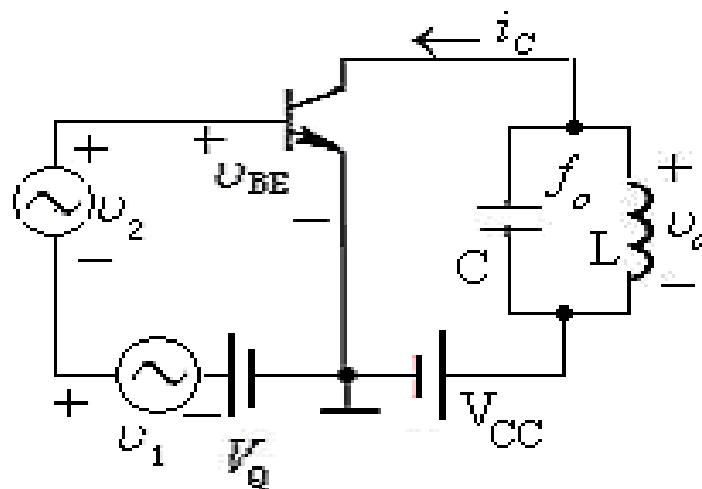


图6.2.7 晶体三极管电路

## 1、工作原理

电路工作在线性时变状态时，流过晶体三极管的集电极电流为

$$i_C(t) \approx I_C(\omega_L t) + g(\omega_L t)v_s(t) \quad (6.5.15)$$

式中 $I_C(\omega_L t)$ 和 $g(\omega_L t)$ 均为本振频率 $\omega_L$ 的周期性函数，

显然，集电极电流 $i_C(t)$ 中包含频率为 $n\omega_L$ 和 $n\omega_L \pm \omega_c$ 的分量。

$i_C(t)$  中的中频电流为

$$i_I(t) = \frac{1}{2} g_{1m} V_{sm} \cos(\omega_L - \omega_c)t = g_{cm} V_{sm} \cos \omega_I t = I_{Im} \cos \omega_I t \quad (6.5.16)$$

若图6.2.7所示电路的集电极回路谐振在  $\omega_I = \omega_L - \omega_c$  上,  $R'_L$  为谐振回路的谐振总电阻, 则在回路两端得到的中频输出电压为

$$v_I(t) = -i_I(t)R'_L = -I_{Im}R'_L \cos(\omega_L - \omega_c)t = -V_{Im} \cos \omega_I t \quad (6.5.17)$$

由式 (6.5.16)、(6.5.17) 知, 输出中频电流振幅

$I_{Im}$  或电压  $V_{Im}$  与输入高频电压的振幅  $V_{sm}$  成正比, 即

$$I_{Im} = \frac{1}{2} g_{1m} V_{sm} = g_{cm} V_{sm}$$

$$V_{Im} = I_{Im} R'_L = g_{cm} V_{sm} R'_L$$

当输入信号为已调波时，如

$$v_s(t) = V_{sm} (1 + M_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

则  $i_I(t) = g_{cm} V_{sm} (1 + M_a \cos \Omega t) \cos \omega_I t$  (6.5.18)

上式说明，电路在将高频信号变换为中频信号的过程中，并没有改变高频信号的原调制规律，实现了频谱的线性搬移，即混频功能。

## 2、混频跨导和混频增益

混频跨导的定义为混频器输出中频电流振幅  $I_{Im}$  与输入高频信号电压振幅  $V_{sm}$  之比，即

$$g_{cm} = \frac{\text{输出中频电流振幅}}{\text{输入高频电压振幅}} = \frac{I_{Im}}{V_{sm}} = \frac{1}{2} g_{1m} \quad (6.5.19)$$

$g_{cm}$  值等于时变跨导  $g(t)$  中基波分量振幅  $g_{1m}$  的一半。

此时混频增益为

$$A_{vc} = \frac{V_{Im}}{V_{sm}} = -g_{cm}R'_L = -\frac{1}{2}g_{1m}R'_L \quad (6.5.20)$$

综上所述：晶体三极管混频器在满足线性时变的条件下，混频增益与混频跨导成正比。实际上， $g_{1m}$  又与本振电压的振幅  $V_{Lm}$  的大小和静态偏置  $V_Q$  有关，如图6.5.8所示。

其中，

$$v_{BE} = V_{BB}(t) = V_Q + v_L$$

时变跨导  $g(t)$  波形如

图6.5.8所示，即

$$g(t) = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_{v_{BE} = V_{BB}(t) = V_Q + v_L}$$

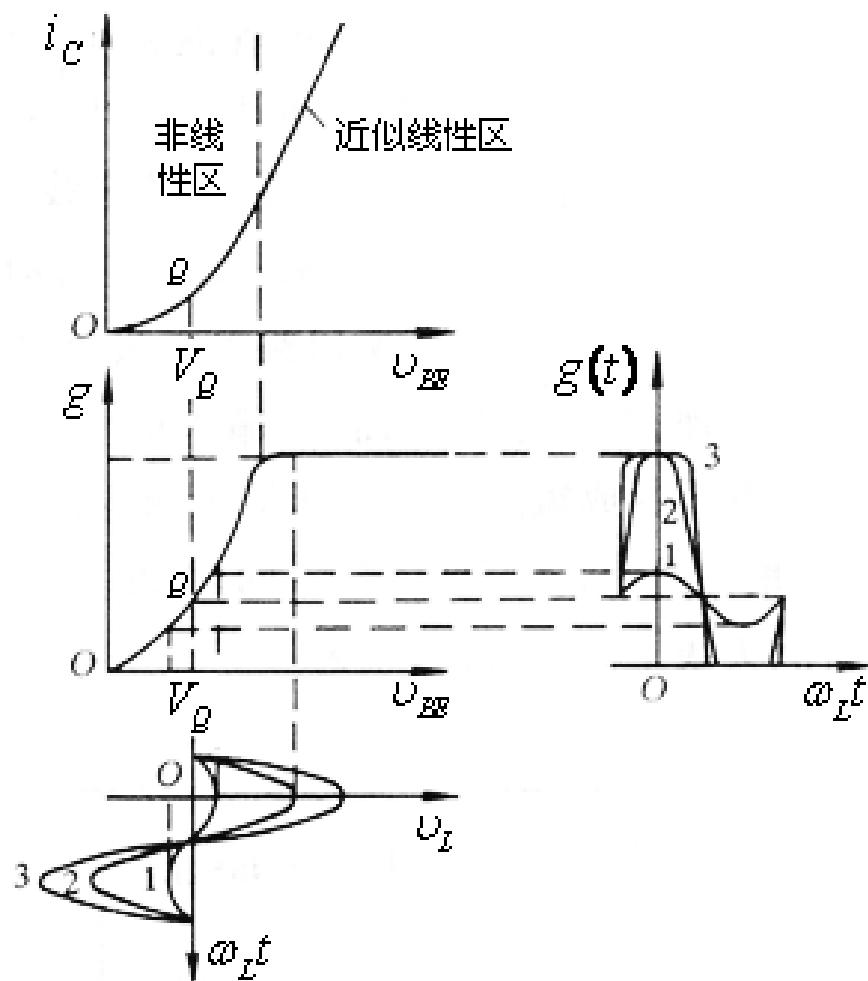


图6.5.8 时变跨导  $g(t)$  的图解分析



当静态工作点一定，混频增益随本振电压变化而变化，见图6.5.9所示。显然，在 $V_{Lm}$ 为某一值 $V_{Lm(opt)}$ （称之为最佳值）的情况下，混频增益可以达到最大值。实验证明，在中波广播收音机中，这个最佳值约为（20~200）mV。

同样，若固定 $V_{Lm}$ 值，改变 $V_Q$ （或发射极静态电流 $I_{EQ}$ ）值， $g_{cm}$ 也会相应的变化，如图6.5.10所示，实验表明当 $I_{EQ}$ 在（0.2~1）mA时， $g_{cm}$ 近似不变，并接近最大。

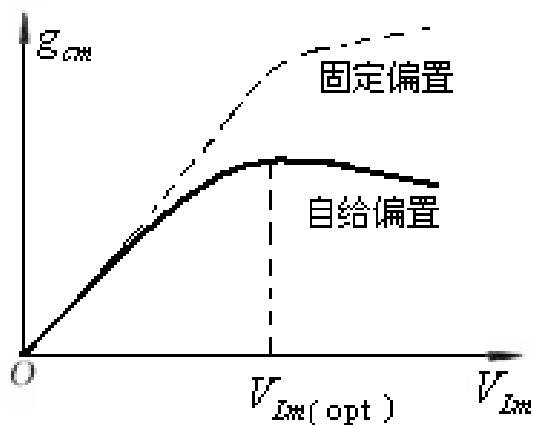


图6.5.9  $g_{cm}$  随  $V_{Lm}$  变化的特性

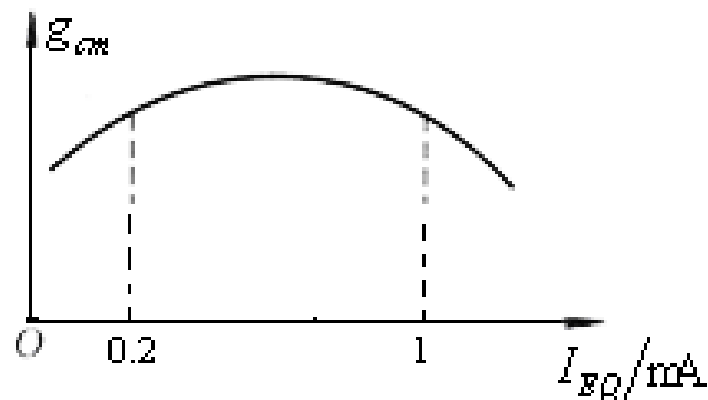


图6.5.10  $g_{cm}$  随  $I_{EQ}$  变化的特性

## 二、场效应管混频电路

### 1、原理电路

利用图6.2.8所示电路

$$\text{令 } v_1 = -v_L = -V_{Lm} \cos \omega_L t \quad v_2 = v_s = V_{sm} \cos \omega_c t$$

可以构成场效应管混频电路。

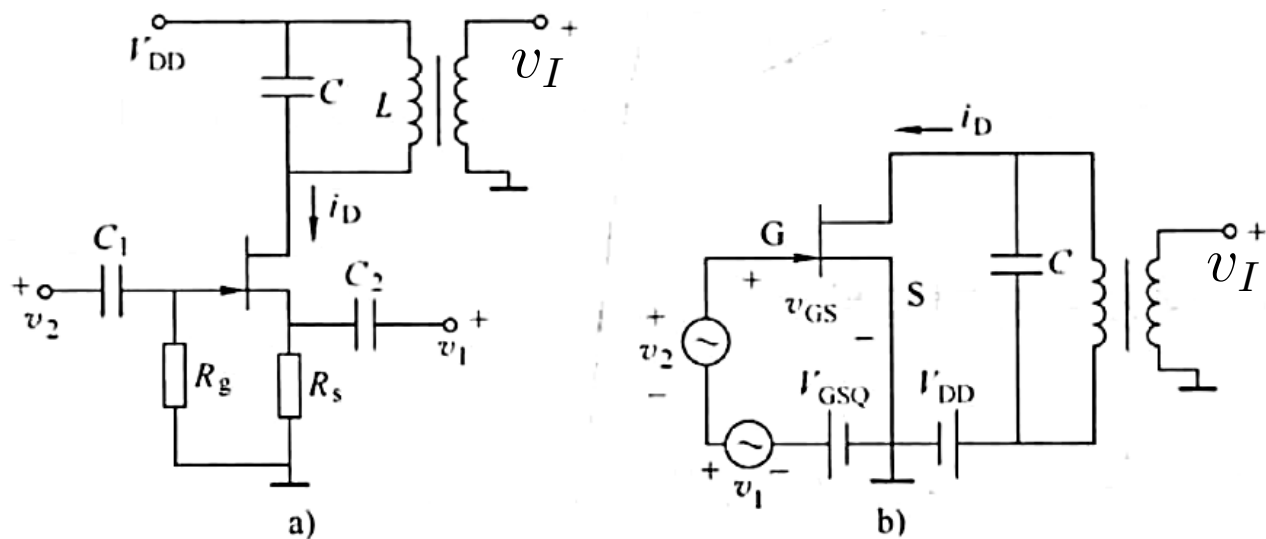


图 6.2.8 结型场效应晶体管电路

a) 实际电路 b) 原理电路

## 2、工作原理

由图知  $v_{GS} = V_{GSQ} - v_L + v_s$

$V_{GSQ}$  为静态工作点电压。

将  $v_1 = -v_L$ 、 $v_2 = v_s$

代入关系式 (4.2.30) 中得

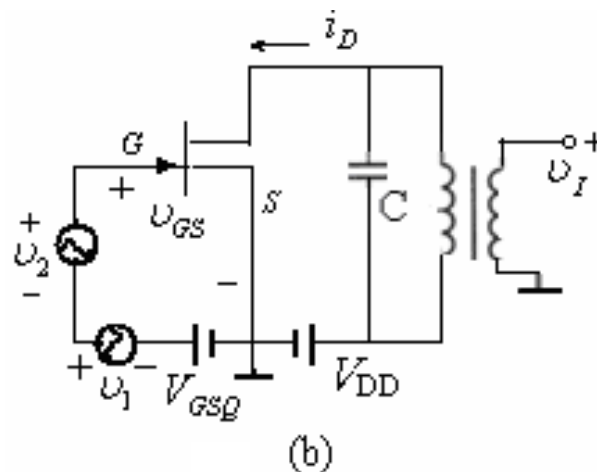
$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GSQ} - v_L}{V_{GS(off)}}\right)^2 + (g_{mQ} + g_{mo} \frac{v_L}{V_{GS(off)}}) v_s - \frac{I_{DSS}}{V_{GS(off)}^2} v_s^2 \quad (6.5.21)$$

显然,  $i_D$  中包含的频率分量只有  $\omega_c$ ,  $2\omega_c$ ,  $\omega_L \pm \omega_c$

$\omega_L$ 、 $2\omega_L$ , 当输出端LC回路谐振在  $\omega_I = \omega_L - \omega_c$  时, 回路

两端将得到中频输出电压  $v_I$ , 而其余的频率分量将

被滤除掉, 即可实现混频功能。



### 三、实际电路分析

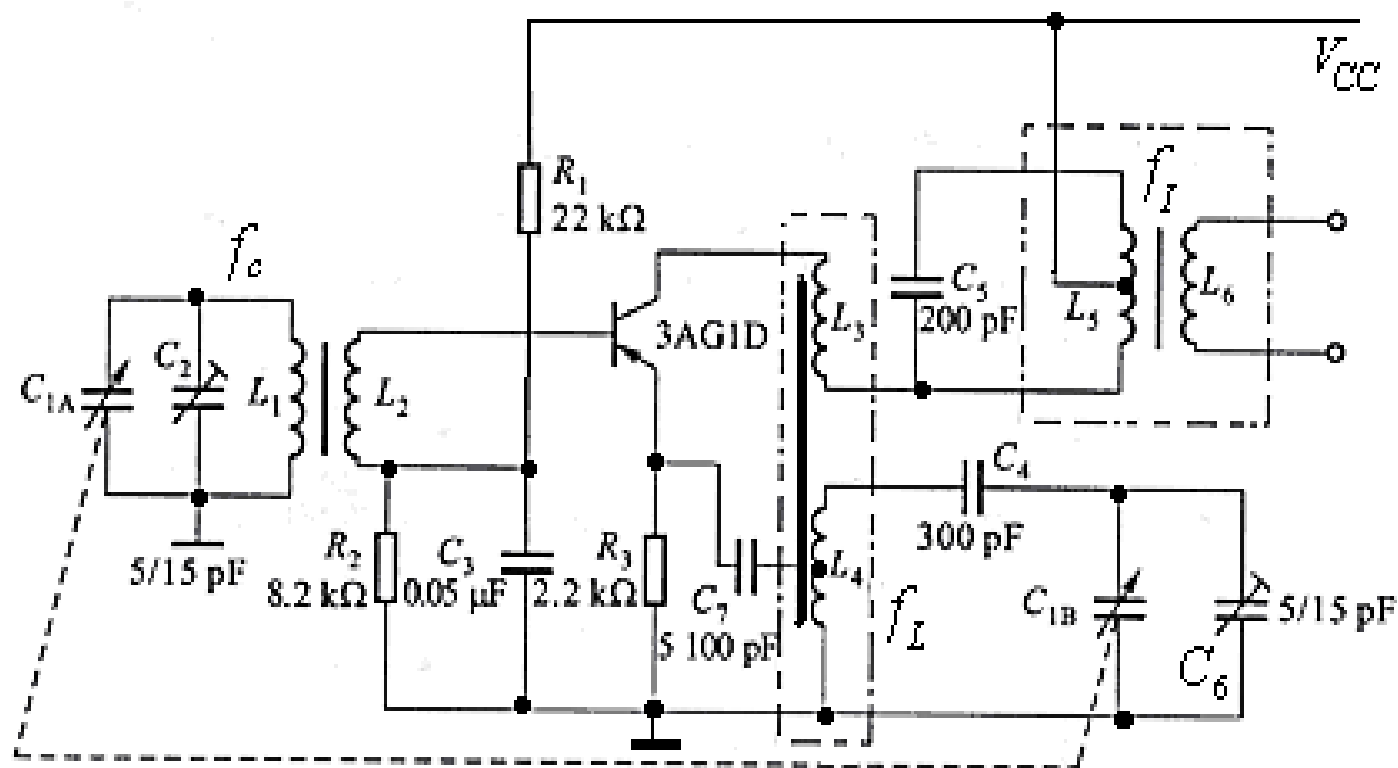


图6.5.11 晶体管中波调幅收音机中的混频器

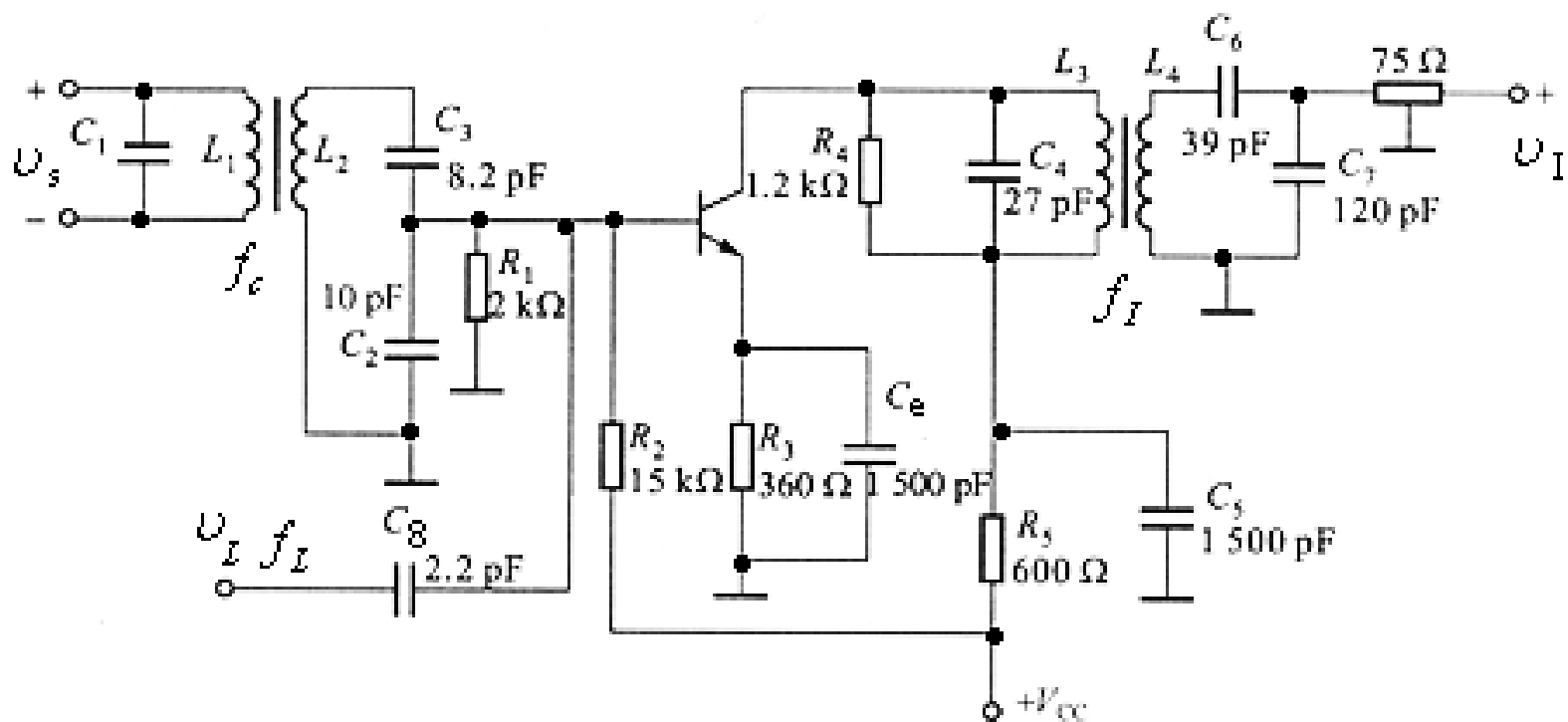


图6.5.12 电视接收机混频器

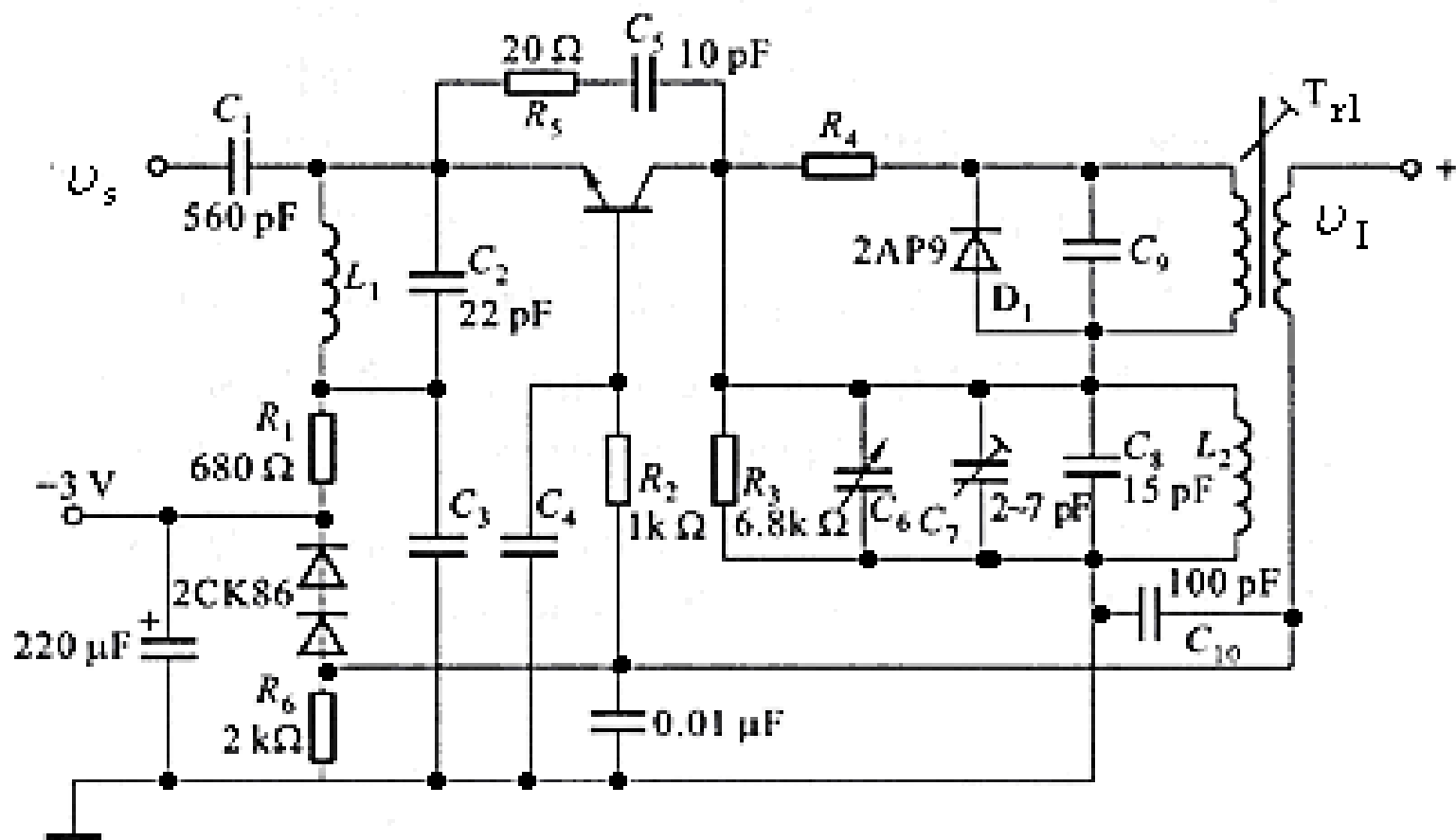


图6.5.13 FM收音机的混频电路

## 6.5.5 混频器的干扰和非线性失真 (自学)

混频干扰有 {

- 组合频率干扰 { 干扰哨声  
寄生通道干扰
- 非线性失真 { 交叉调制  
互相调制  
包络失真和强信号阻塞

# 一、干扰哨声 (Combined Frequency Interference)

## ——有用信号和本振产生的组合频率干扰

### 1、产生的原因：

输入到混频器的有用信号与本振信号，由于非线性作用，除了产生有用的中频外，还产生许多无用的组合频率分量，如果它们中的有些频率分量正好接近中频（或落在中频通带内），则这些成分将和有用中频同时经过中放加到检波器上。通过检波器的非线性特性，这些接近中频的组合频率与有用中频差拍检波，产生差拍信号（可听音频），形成干扰哨声。



如二极管电路  $i = a_0 + a_1 v + a_2 v^2 + a_3 v^3 + \dots$

当  $v = v_c + v_L$  时，代入即可得到电流中包含的频率分量为： $|\pm p f_L \pm q f_c|$

当  $|\pm p f_L \pm q f_c| = f_I \pm \Delta F$ （可听音频）时

它们将和有用信号  $f_I$  同时经过中放到达检波器，检波器的非线性作用产生差拍信号  $(\Delta f)$  形成干扰哨声。

2. 形成的条件：

$$f_c = \frac{p \pm 1}{q - p} f_I \pm \frac{\Delta F}{q - p}$$

一般  $f_I \geq \Delta F$ ，所以上式可为： $f_c \approx \frac{p \pm 1}{q - p} f_I$

此式说明：

a、当  $f_I$  选定后，只要  $f_c$  接近此时所计算的值，即能产生干扰哨声。

b、若  $p$ 、 $q$  取不同的正整数，或产生干扰的输入信号频率有限多个，但当  $p + q \geq 5$  时，幅度已很小可以忽略。

如当  $f_c=918$  时， $f_L=918+465=1383$

$$2f_c - f_L = 1836 - 1383 = 453$$

$$\Delta F = 465 - 453 = 12$$

而一般中频通频带为 6~8 kHz, 所以  $\Delta F = 12$  kHz 在中频通带以外，不会形成干扰。

又如，当  $f_c = 931\text{kHz}$  时，本振频率  $f_L = (931+465)=1396\text{kHz}$

这时  $p=1$  、  $q=2$  所对应的组合频率分量为

$$f_{pq} = 2f_c - f_L = 2 \times 931 - 1396 = 466\text{kHz}$$

它与有用中频频率只差1kHz，显然可以通过中频放大器进入检波器，与有用中频  $f_I = 465\text{kHz}$  信号作用后产生  $\Delta F = 466 - 465 = 1\text{kHz}$  的差拍信号，在输出端产生 1kHz 的干扰哨叫声。

所以为了避免干扰，应合理选择电台的发射载波频率，使组合频率在中放通带以外。

c、由  $f_c = \frac{p \pm 1}{q - p} f_I$  知。当  $p=0, q=1$  时,  $f_c = f_I$

这种干扰最强。所以为了避免这种干扰, 应使  $f_I$  在接收频段之外, 如465在535-1605外。

### 3、克服方法:

a、选定合理的Q点, 减少谐波分量。

b、限制  $v_s(t)$  的幅度。

c、选合理的  $f_I$  , 避开混频过程的组合频率分量

## 二. 寄生通道干扰

### ——外来干扰与本振的组合频率干扰

#### (1) 产生的原因:

混频器输入回路选择性差, 使  $f_n$  信号输入, 与本振  $f_L$  经变频后产生许多频谱分量, 且满足  $|\pm pf_L \pm qf_n| = f_I$  时, 该干扰将通过混频后由  $f_n \rightarrow f_I$  并经中放, 在检波器中检波后在输出端听到干扰的声音。如图 (a) 所示。



图 (a)

## (2) 形成条件:

由式  $|\pm pf_L \pm qf_n| = f_I$  知:

当干扰频率  $f_n$  与本振频率  $f_L$  满足下列条件

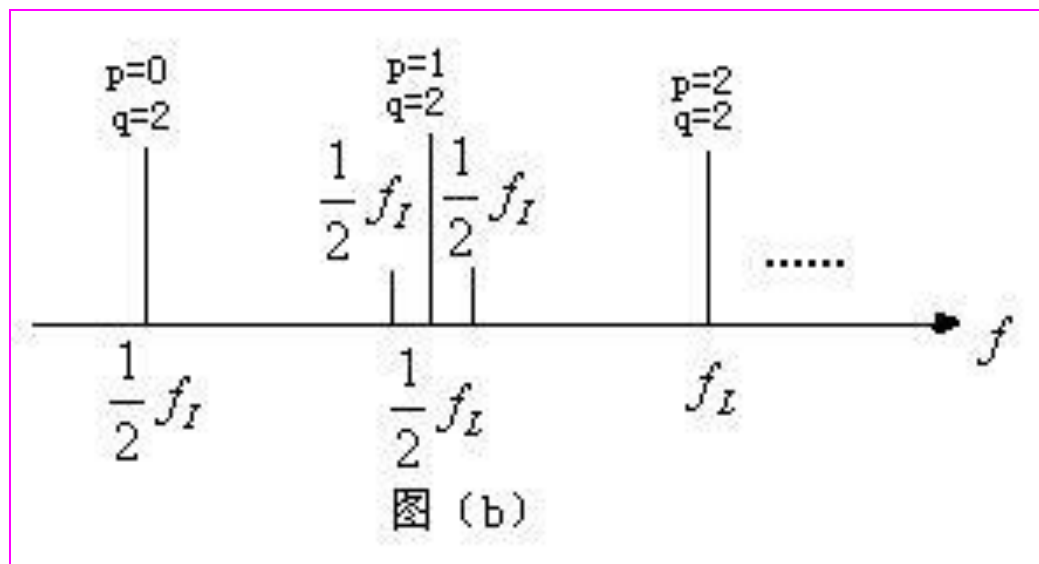
$$\begin{cases} -pf_L + qf_n = f_I \\ +pf_L - qf_n = f_I \end{cases}$$

或  $f_n = \frac{p}{q} f_L \pm \frac{f_I}{q} = \frac{p}{q} f_c + \frac{p \pm 1}{q} f_I$  时, 即可形成寄生通道干扰。

该式表明:

a. 寄生通道干扰总是对称地分布在  $\frac{p}{q} f_L$  的两边,

且与它的间隔均为  $\frac{f_I}{q}$



b. 从理论上讲,  $p, q$  为自然数, 由上式求出的  $f_n$  有无数多个。实际上, 只有在  $p, q$  值较小时才能形成较强的干扰, 而在  $p + q \geq 5$  时, 上式中的干扰强度已经很小, 可以不计。

将上式变换，可得：
$$f_c = \frac{q}{p} f_n - \frac{p \pm 1}{p} f_I$$

该式说明，当干扰电台  $f_n$  的频率一定时，只要接收机调谐在满足上式计算出的频率上，则该干扰电台就会形成寄生通道干扰。

例如，中波收音机中，在混频器输入端有干扰电台  $f_n = 1000\text{kHz}$  作用，根据上式求出收音机调谐在下列几个频率上时，会使该干扰形成寄生通道干扰。

当  $p=1$  、  $q=2$  时， $f_c = 2f_n - 2f_I = 2000 - 930 = 1070(\text{kHz})$

当  $p=2$ 、 $q=2$  时， $f_c = f_n - \frac{1}{2} f_I = 1000 - \frac{465}{2} = 767.5(\text{kHz})$

对应于其它不同的  $p$  、  $q$  值，得到的  $f_c$  均在接收机频率范围（中波广播为  $535 \sim 1605 \text{ kHz}$ ）之外，不会形成干扰。



在上式干扰中，最强的两个干扰是：

① 中频干扰 ( $p=0$ 、 $q=1$ ) (Intermediate Frequency Interference)

$$f_n = f_I \text{ (中频直通)}$$

中频干扰一旦进入混频器输入端，混频器无法将其削弱或抑制，它具有比有用信号更强的传输能力。因为对于中频干扰来讲，混频器实际上起到了中频放大器的作用。所以要求中频抑制比  $\geq 30dB$ 。

克服办法：提高输入回路的选择性，加中波陷波电路。

## ② 镜像干扰 ( $p=1$ 、 $q=1$ ) (Image Frequency Interference )

$$f_n = f_L + f_I = f_c + 2f_I$$

镜像干扰只要能进入输入回路到达混频器输入端，就具有与有用中频通道相同的变换力，混频器无法将其削弱或抑制。

克服办法：

①提高输入回路选择性，加陷波器。

②提高  $f_I$ ，使  $f_n$  与  $f_c$  间距加大，有利于对镜像干扰信号的抑制。

### 三. 非线性失真:

交叉调制失真（三次方以上各项），互相调制失真（平方项以上），包络失真和强信号阻塞，在混频器、放大器中均有存在。

克服方法:

- ①选平方律特性的器件
- ②Q合理选，使其工作在平方律区域
- ③加负反馈扩大动态范围
- ④采用组合电路

作业： P. 226

6. 48    6. 49

混频器干扰部分作业

6. 51    6. 52