



第六章 频谱搬移电路

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，各频率分量的相对大小，相互间隔不变。



第六章 频谱搬移电路

6.5.1 混频器的主要性能指标

一、混频增益

混频增益（或混频损耗）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

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

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。



第六章 频谱搬移电路



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。



第六章 频谱搬移电路

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

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



第六章 频谱搬移电路

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

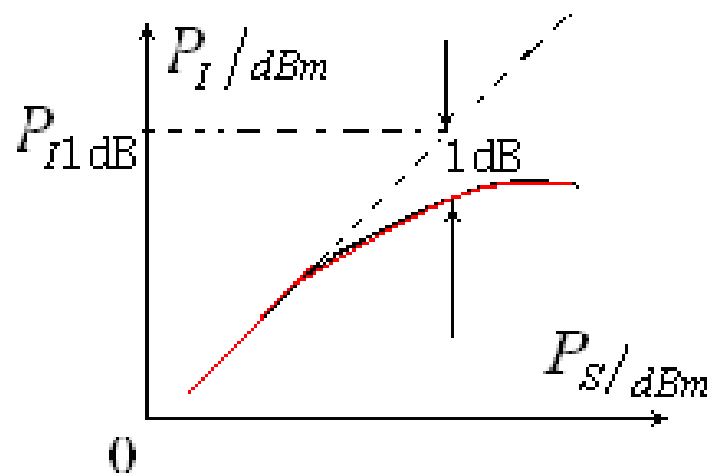


图 6.5.1 1dB压缩电平

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_{I1dB} 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。



第六章 频谱搬移电路

P_{I1dB} 所对应的输入信号功率是混频器动态范围的上限电平。

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。因此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。

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、互相调制等等。混频失真的存在，将影响通信质量。



第六章 频谱搬移电路

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。



第六章 频谱搬移电路

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

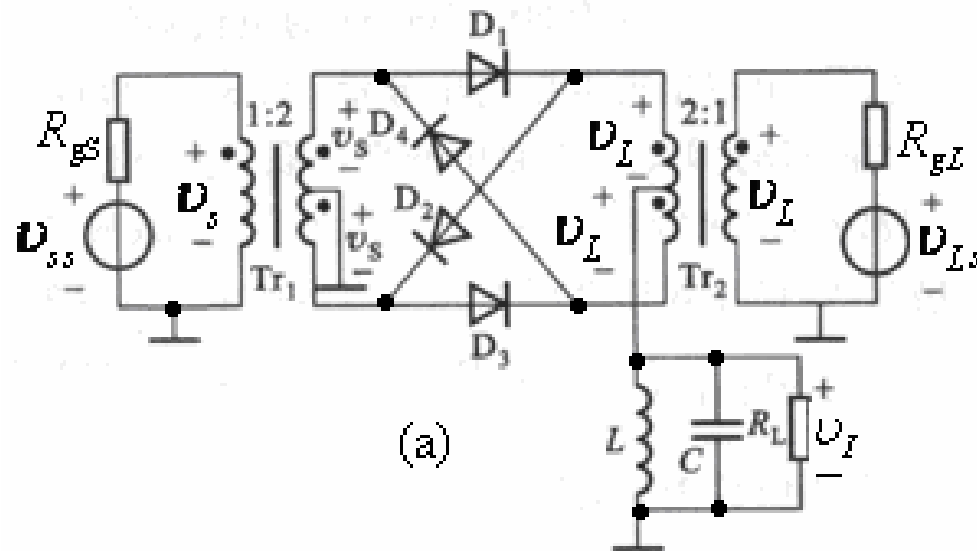


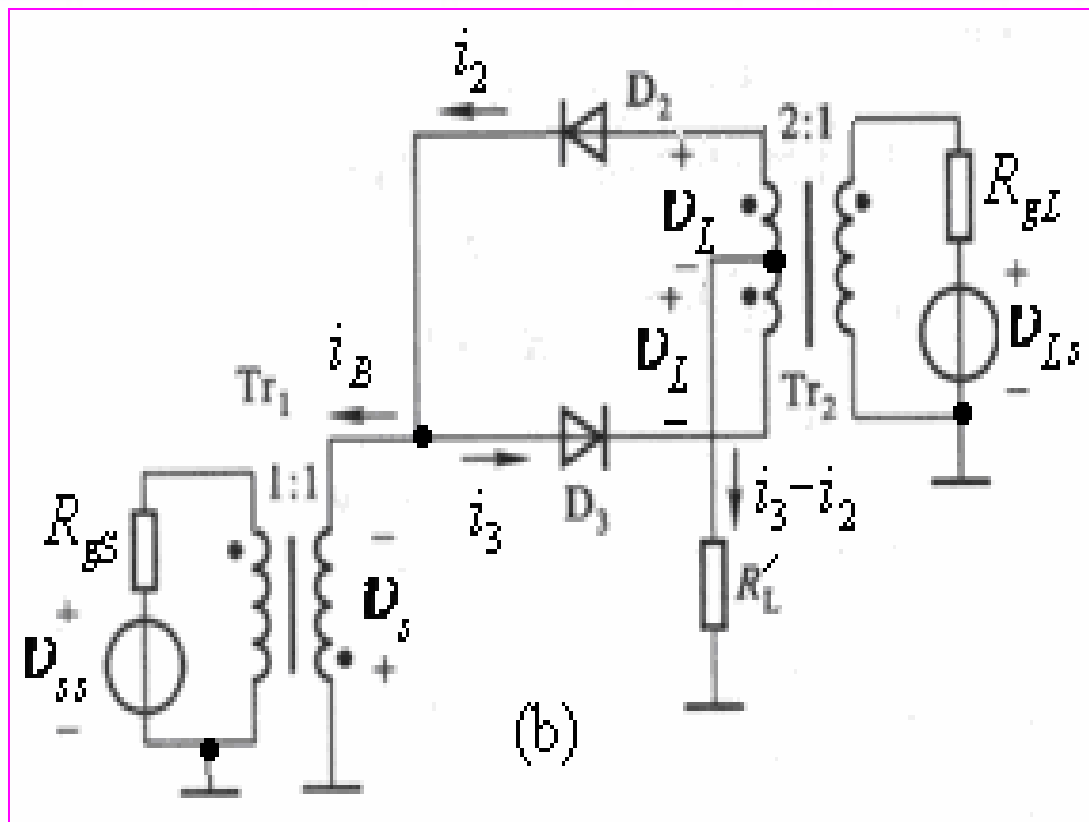
图4.5.2 二极管双平衡环形相乘器

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



第六章 频谱搬移电路

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

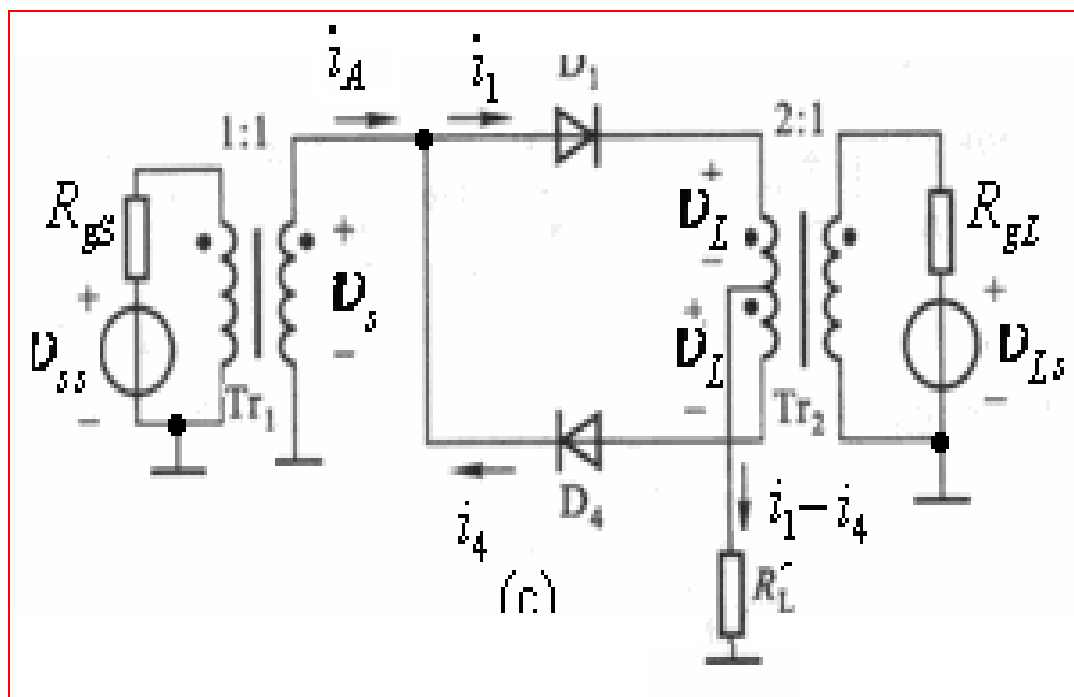


$$i_L = i_1 + i_3 - i_2 - i_4 = i_3 - i_2 = \frac{-2v_s}{R_D + 2R'_L} \quad (6.5.4)$$



第六章 频谱搬移电路

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



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



第六章 频谱搬移电路

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

$$i_L = \frac{-2v_s}{R_D + 2R'_L} k_2(\omega_L t) \quad (6.5.6)$$

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。



第六章 频谱搬移电路

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：

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



第六章 频谱搬移电路

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

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

相应的输出中频功率为

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



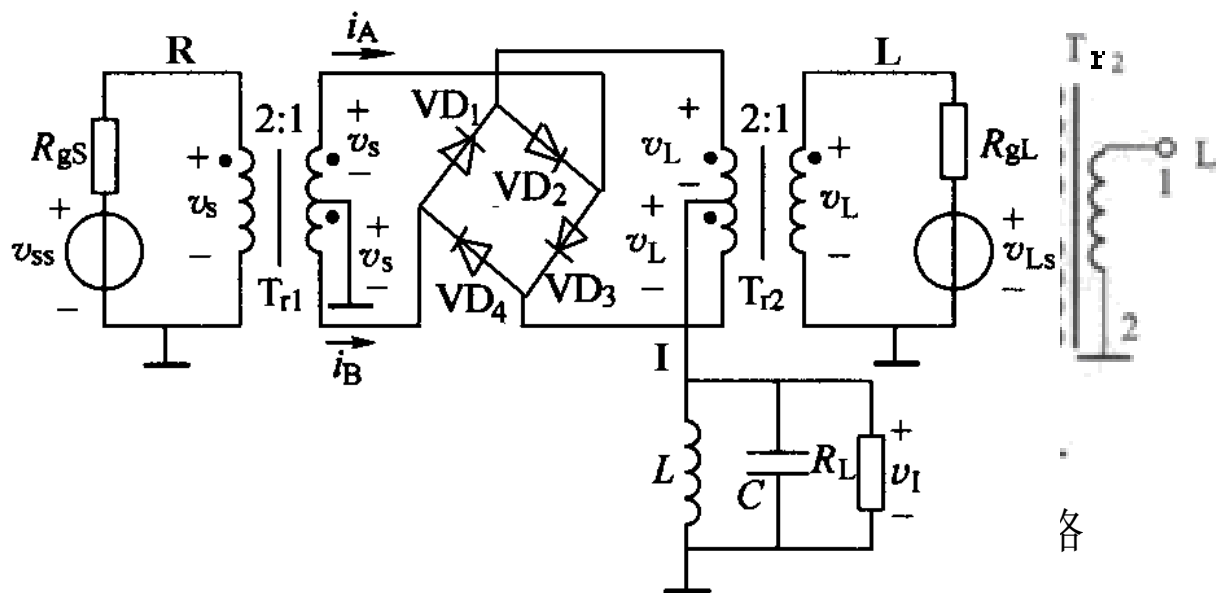
第六章 频谱搬移电路

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。



各



第六章 频谱搬移电路

二、电路实例分析

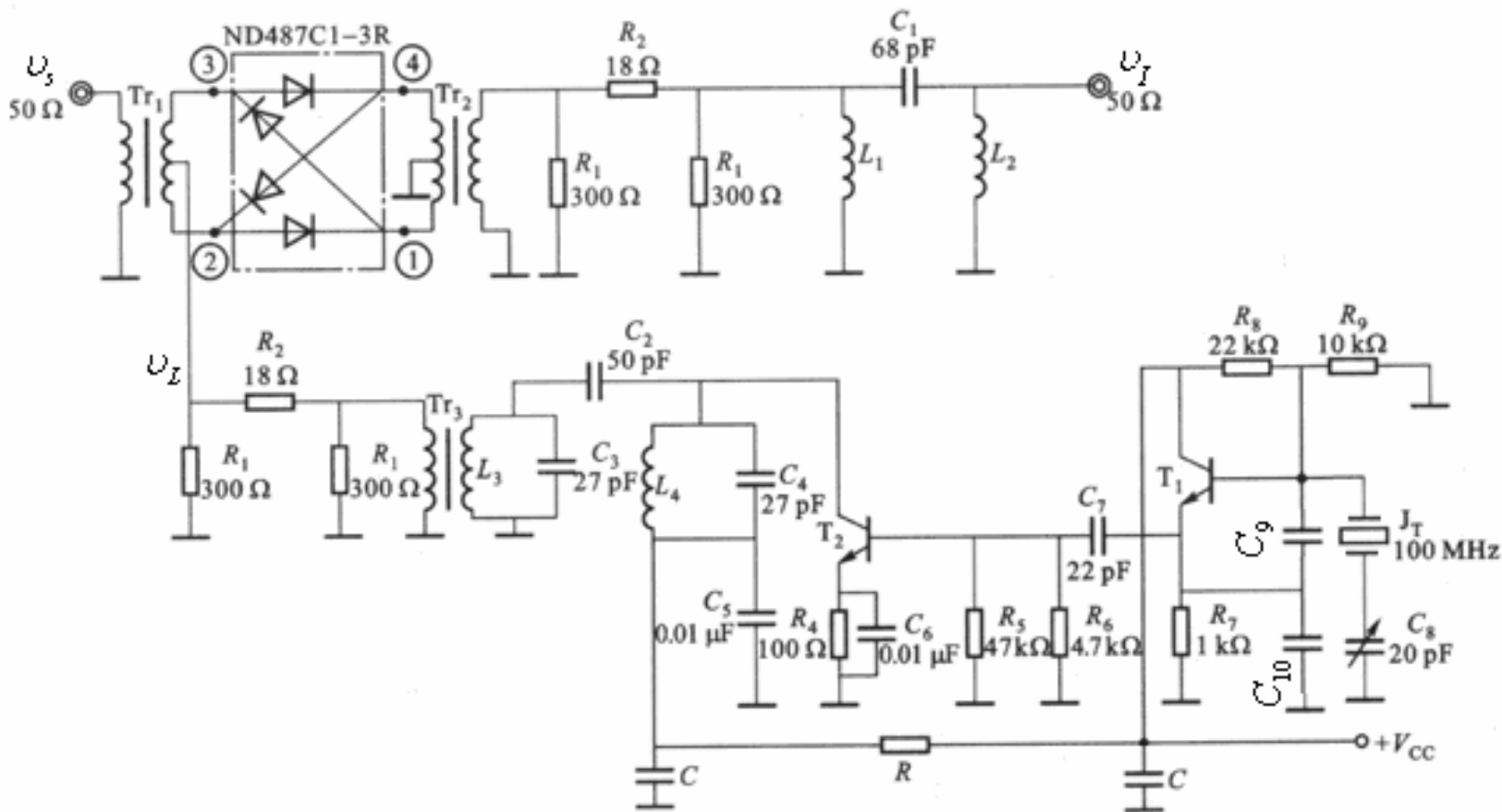


图6.5.5 二极管环形混频器实用电路之一



6.5.3 集成混频器

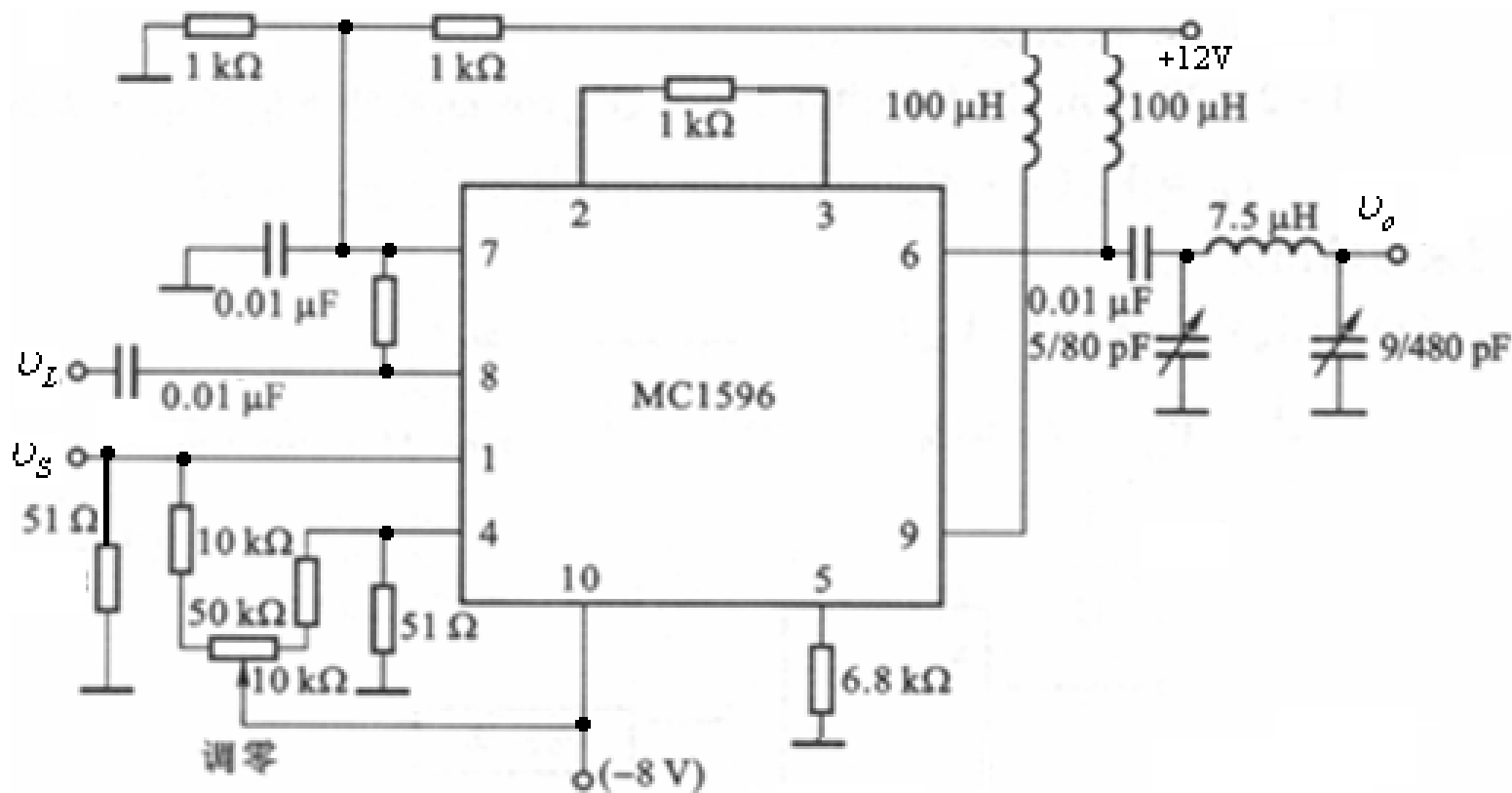


图6.5.6 采用MC1596双差分对模拟相乘器构成的混频器



第六章 频谱搬移电路



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。



第六章 频谱搬移电路

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，

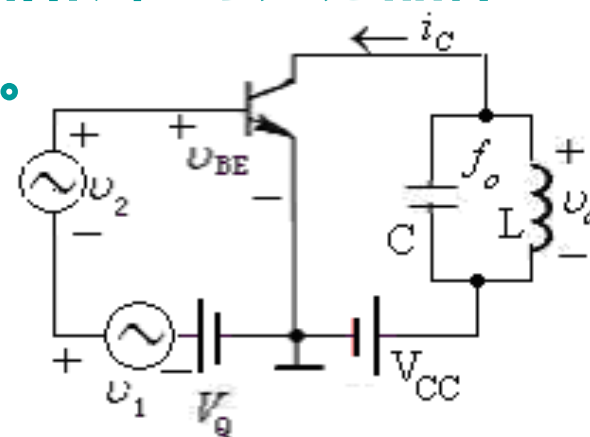


图6.2.7 晶体三极管电路

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

即可实现混频功能。



第六章 频谱搬移电路

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 ω_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；



第六章 频谱搬移电路

$i_C(t)$ 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

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

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

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

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



第六章 频谱搬移电路

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

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

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



第六章 频谱搬移电路

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} 的大小和静态偏置有关，如图6.5.8所示。



第六章 频谱搬移电路

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

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

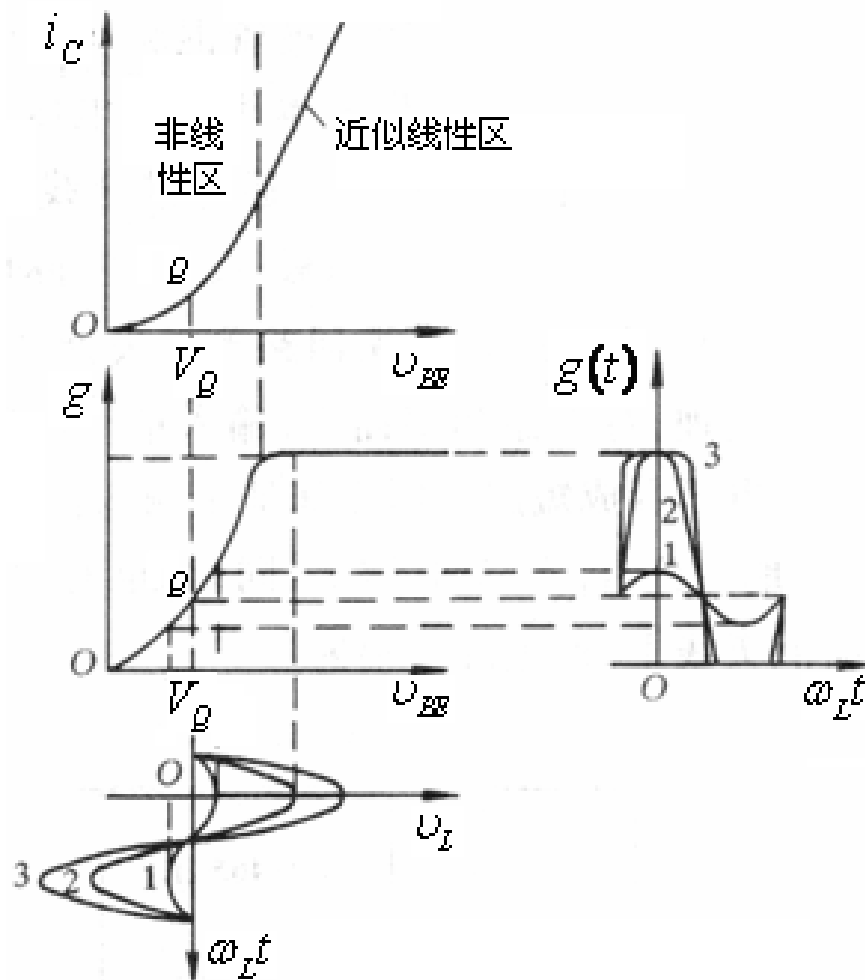


图6.5.8 时变跨导 $g(t)$ 的图解分析



第六章 频谱搬移电路

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 $(20 \sim 200) \text{ mV}$ 。

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 $(0.2 \sim 1) \text{ mA}$ 时， g_{cm} 近似不变，并接近最大。

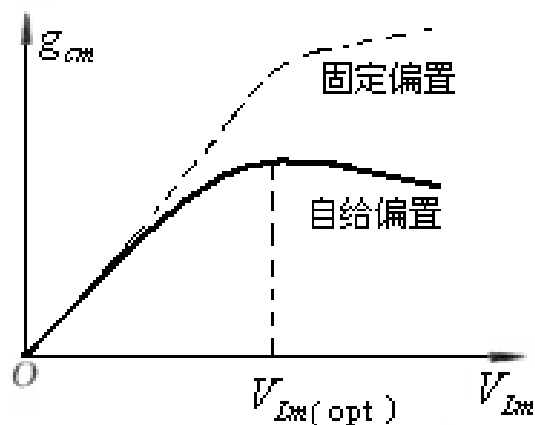


图6.5.9 g_{cm} 随 V_{Lm} 变化的特性

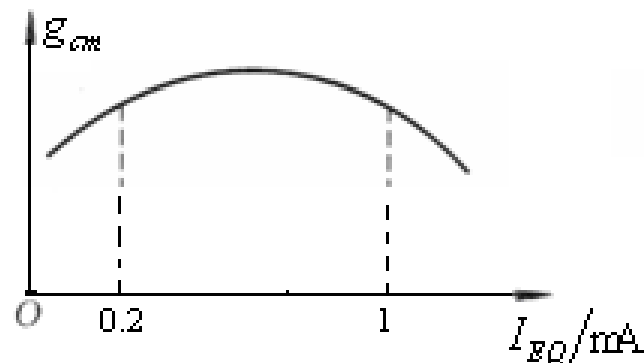


图6.5.10 g_{cm} 随 I_{EQ} 变化的特性



第六章 频谱搬移电路

二、场效应管混频电路

1、原理电路

利用图6.2.9所示电路

令 $v_1 = -v_L = -V_{Lm} \cos \omega_L t$

$$v_2 = v_s = V_{sm} \cos \omega_c t$$

可以构成场效应管混频电路。

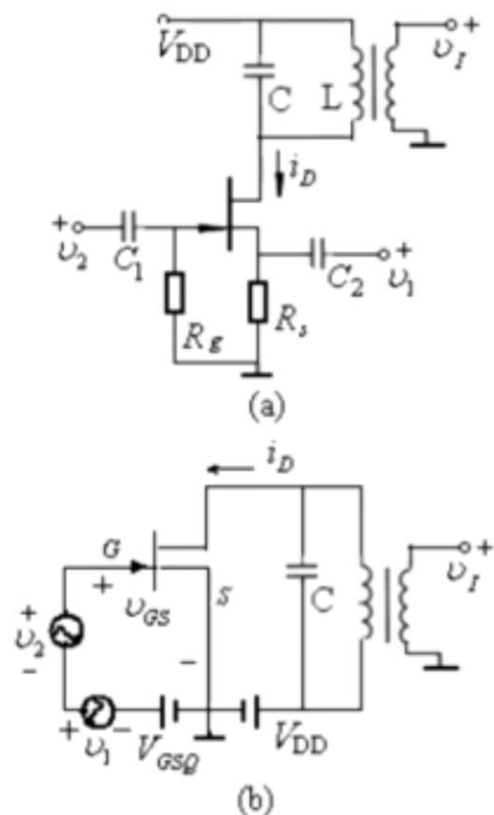


图6.2.9 结型场效应管电路
(a) 实际电路 (b) 原理电路



第六章 频谱搬移电路

2、工作原理

由图知 $v_{GS} = V_{GSQ} - v_L + v_s$

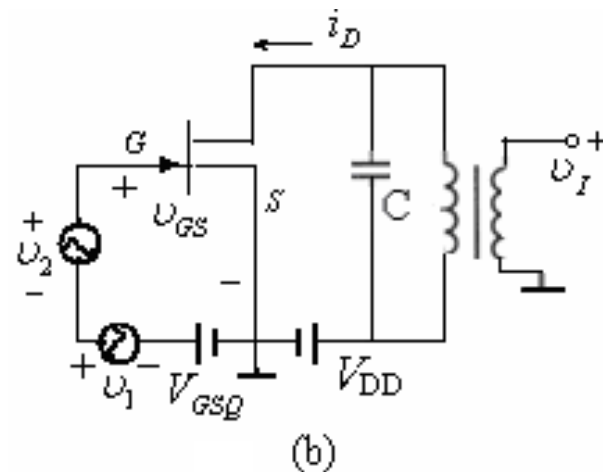
V_{GSQ} 为静态工作点电压。

将 $v_1 = -v_L$ 、 $v_2 = v_s$

代入关系式 (4.2.30) 中得

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

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





第六章 频谱搬移电路

三、实际电路分析

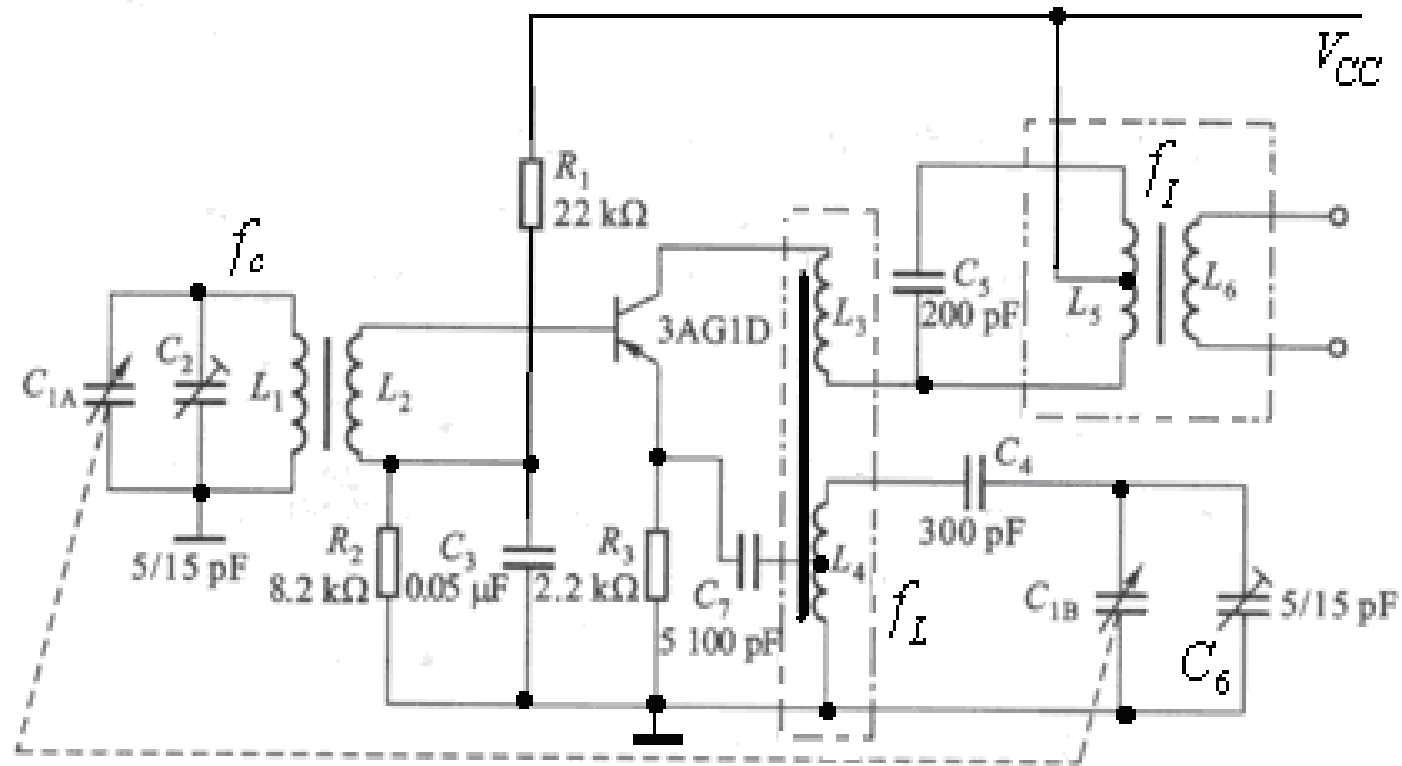


图6.5.11 晶体管中波调幅收音机中的混频器



第六章 频谱搬移电路

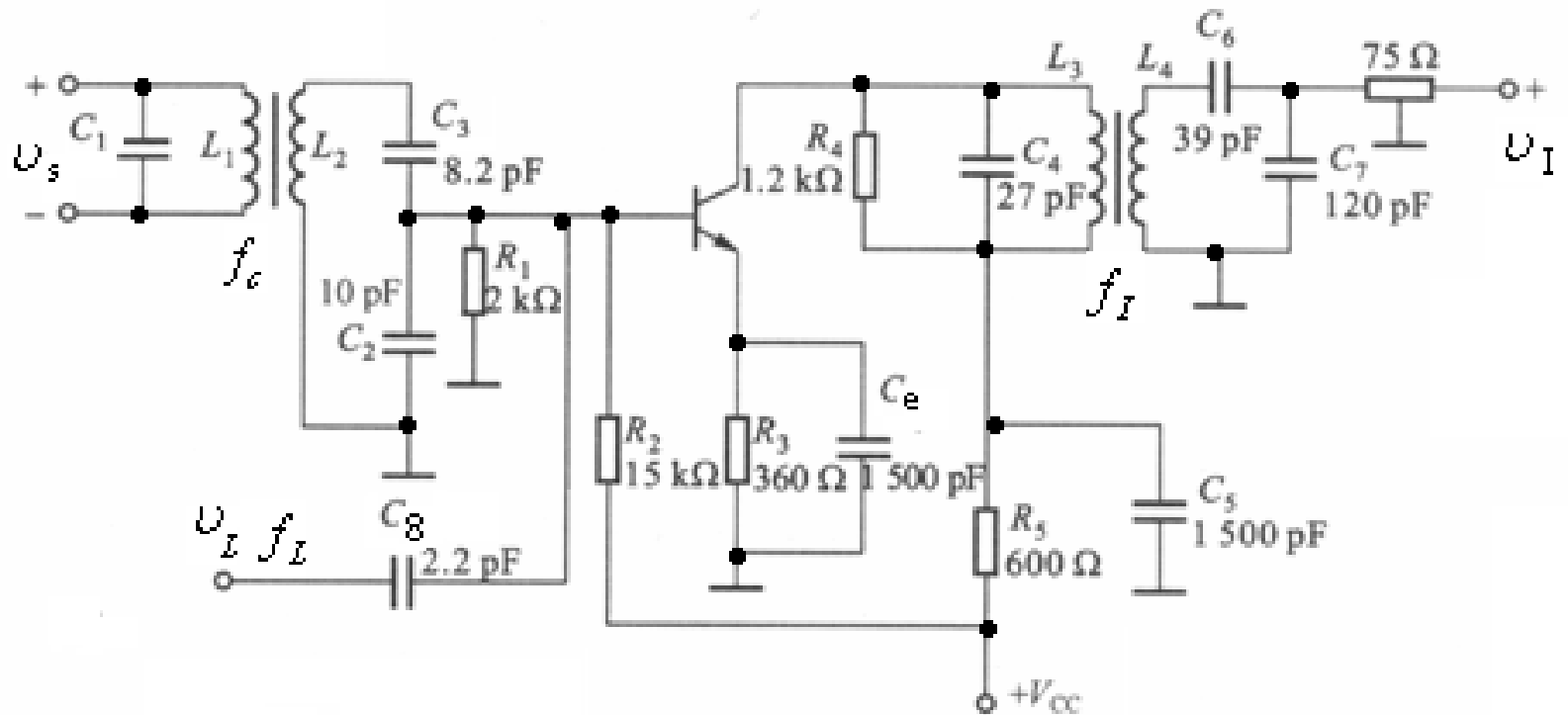


图6.5.12 电视接收机混频器



第六章 频谱搬移电路

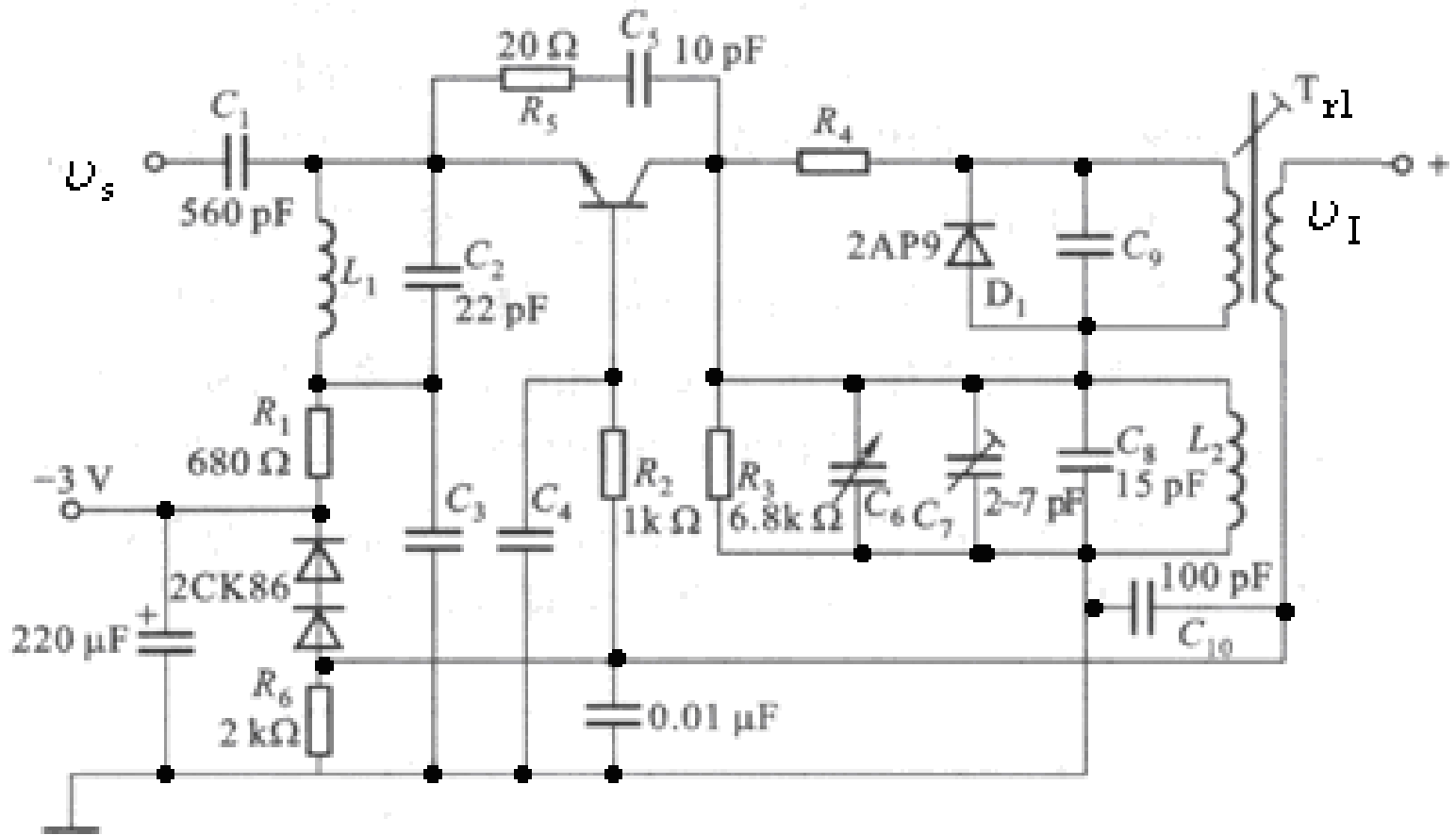
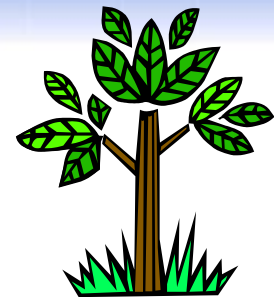


图6.5.13 FM收音机的混频电路



第六章 频谱搬移电路



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



第六章 频谱搬移电路

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。



第六章 频谱搬移电路

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

他们将和有用信号 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 (ΔF) 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: $f_c \approx \frac{p \pm 1}{q - p} f_I$



第六章 频谱搬移电路

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，但当有 $p + q \geq 5$ 时，幅度已很小可以忽略。

如当 $f_c = 918$ 时， $f_L = 918 + 465 = 1$

$$2f_c - f_L = 1836 - 83$$

$$\Delta F = 465 - 383 = 453$$

在中频通带以外， $\frac{453}{12} = 37.75$ ，不会形成干扰。



第六章 频谱搬移电路

又如，当 $f_c = 931\text{kHz}$ 时，本振频率 f_L 这时 $(931+465)=1396\text{kHz}$
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
 $\Delta F = 466 - 465$ 的差拍信号，在输出端产生 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。



第六章 频谱搬移电路

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，减少滤波分量。

b、 限制 $v_c(t)$ 的幅度。

c、 选合理的 f_I



第六章 频谱搬移电路

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)



第六章 频谱搬移电路

(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。

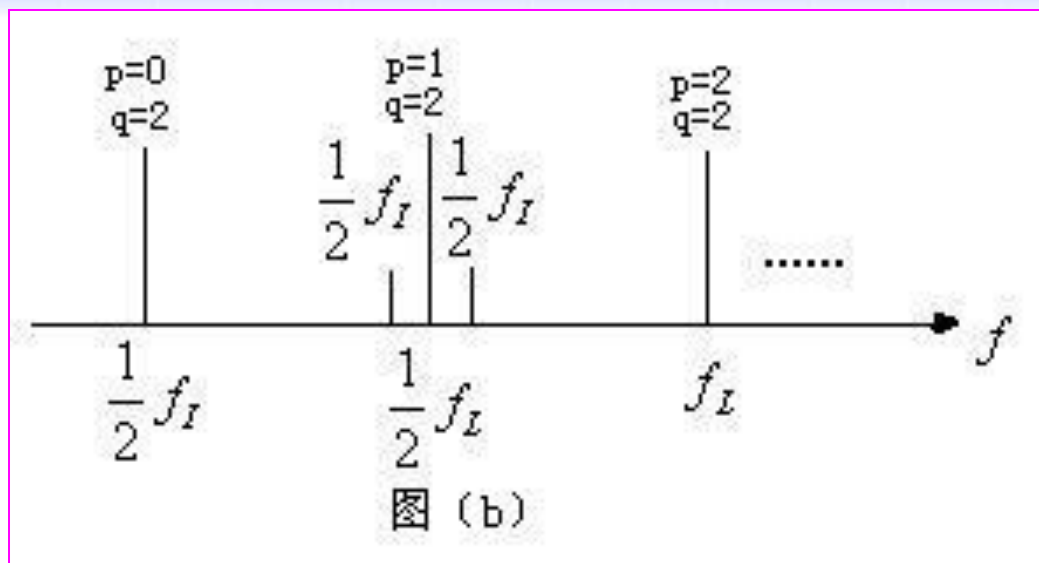
该式表明:

a. 寄生通道干扰总是对称地分布在 $\frac{p}{q}$ 的两边,

且与它的间隔均为 f_I/q



第六章 频谱搬移电路



b.从理论上讲, p, q 为正整数, 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 $p+q$ 时 5 上式中的干扰强度已经很小, 可以不计。



第六章 频谱搬移电路

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 (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。



第六章 频谱搬移电路

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。

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 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。



第六章 频谱搬移电路

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 $p=2$ $q=1$ 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。

(3) 克服办法：

① Q 和 V_{Lm} 的大小，使 $g(t) \propto v_L(t)$

② 提高输入回路选择性，加陷波器。

③ 提高 f_I ，使 f_n 与 f_c 间距加大。



第六章 频谱搬移电路

三.非线性失真:

包络失真和强信号阻塞 (u态), 交叉调制 (三次方以上各项), 互相调制 (平方项以上), 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



第六章 频谱搬移电路



作业: P.226

6.48 6.49

混频器干扰部分作业

6.51 6.52