



通信电路原理

第四章 非线性电路

变频器



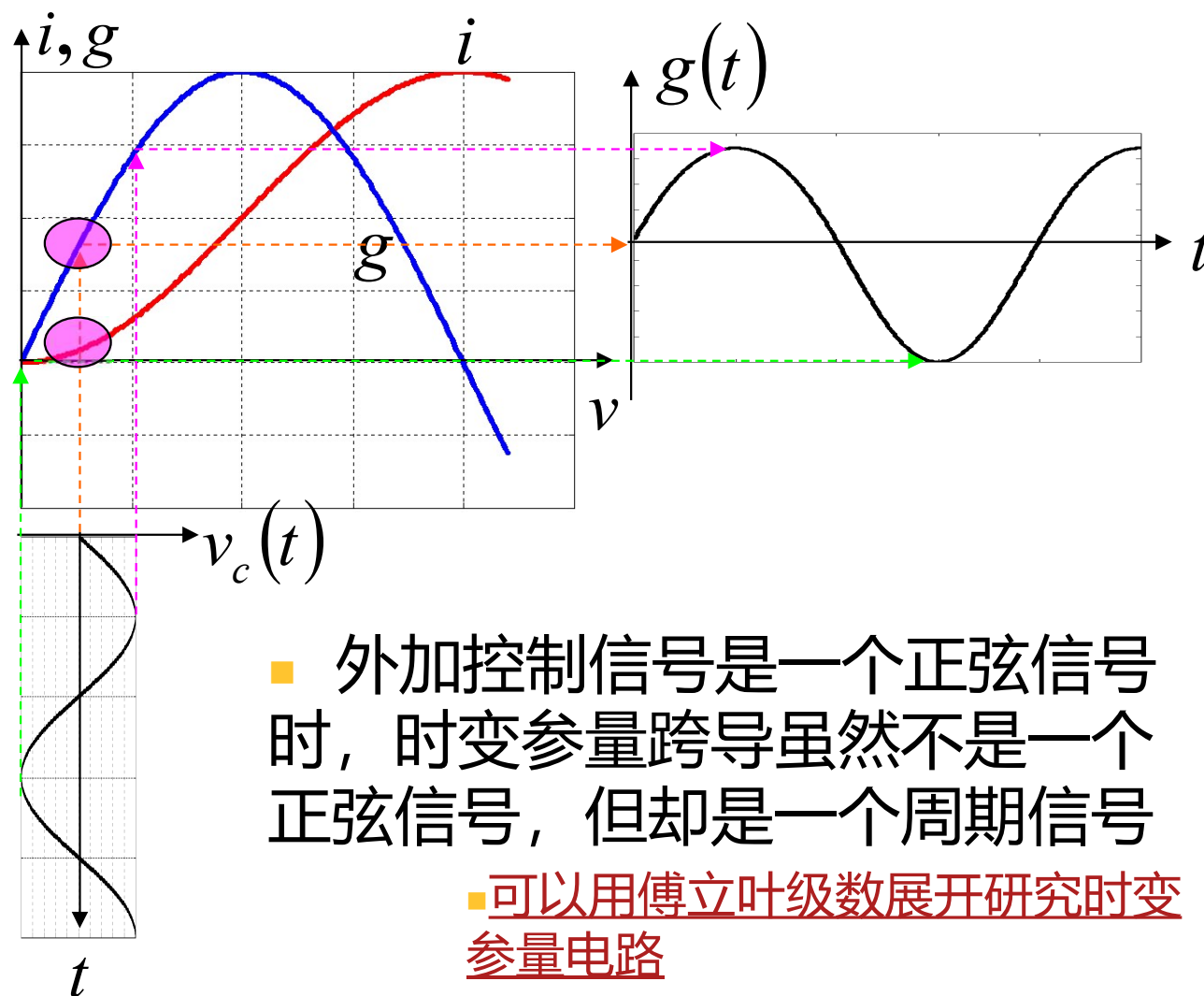
非线性电路

- 4.1 非线性电路的基本概念
- 4.2 非线性元件
- 4.3 非线性电路的分析方法
- 4.4 功率放大器
- 4.5 模拟相乘器
- 4.6 变频器
 - 时变参量线性电路
 - 变频器的技术指标
 - 变频器基本工作原理
 - 变频干扰

4.6 变频器

4.6.1 时变参量电路

- 若电路中仅有一个参量受外加信号的控制而按一定规律变化时，称这种电路为参变电路，外加信号为控制信号

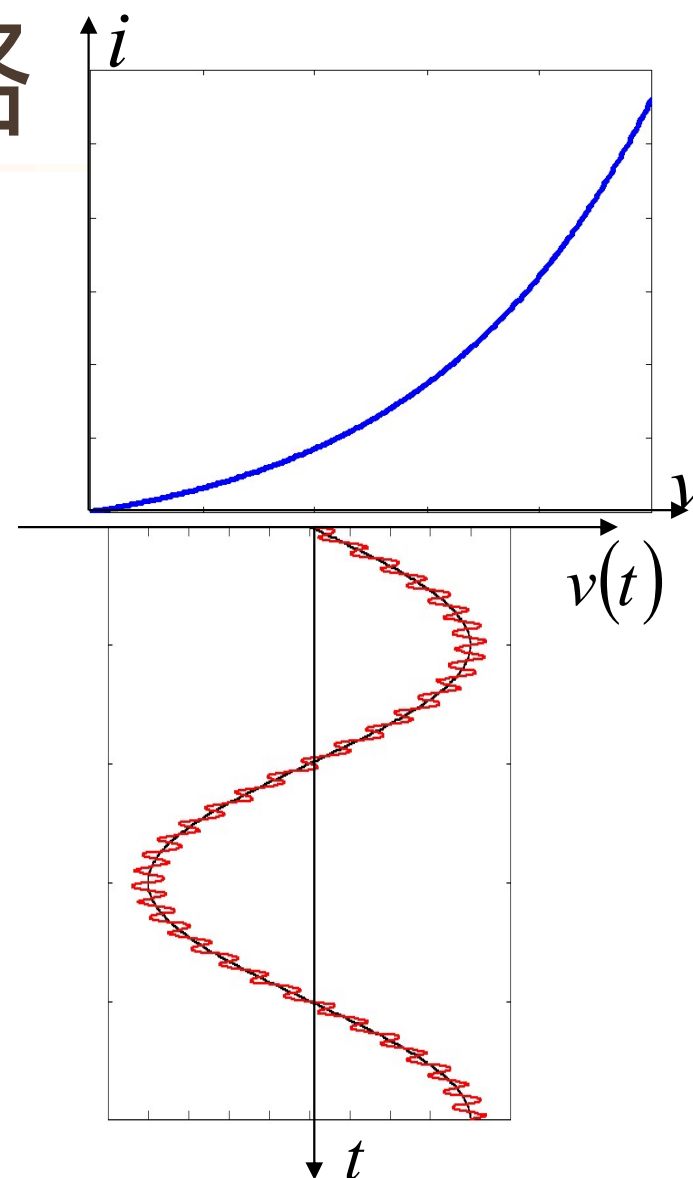


- 外加控制信号是一个正弦信号时，时变参量跨导虽然不是一个正弦信号，但却是一个周期信号

■ 可以用傅立叶级数展开研究时变参量电路

时变参量线性电路

- 如果一个弱信号加在一个强的控制信号之上，对于弱信号而言，在控制信号的某一个瞬时值，电路所呈现的微分斜率可以认为是常数，此时，参变电路对于弱信号而言，可以看成是一个参量变化的线性电路
 - 因为控制信号是时变信号，因此称之为时变参量线性电路
 - 对小信号而言，是可变增益放大器
 - 利用非线性实现时变性的典型方式

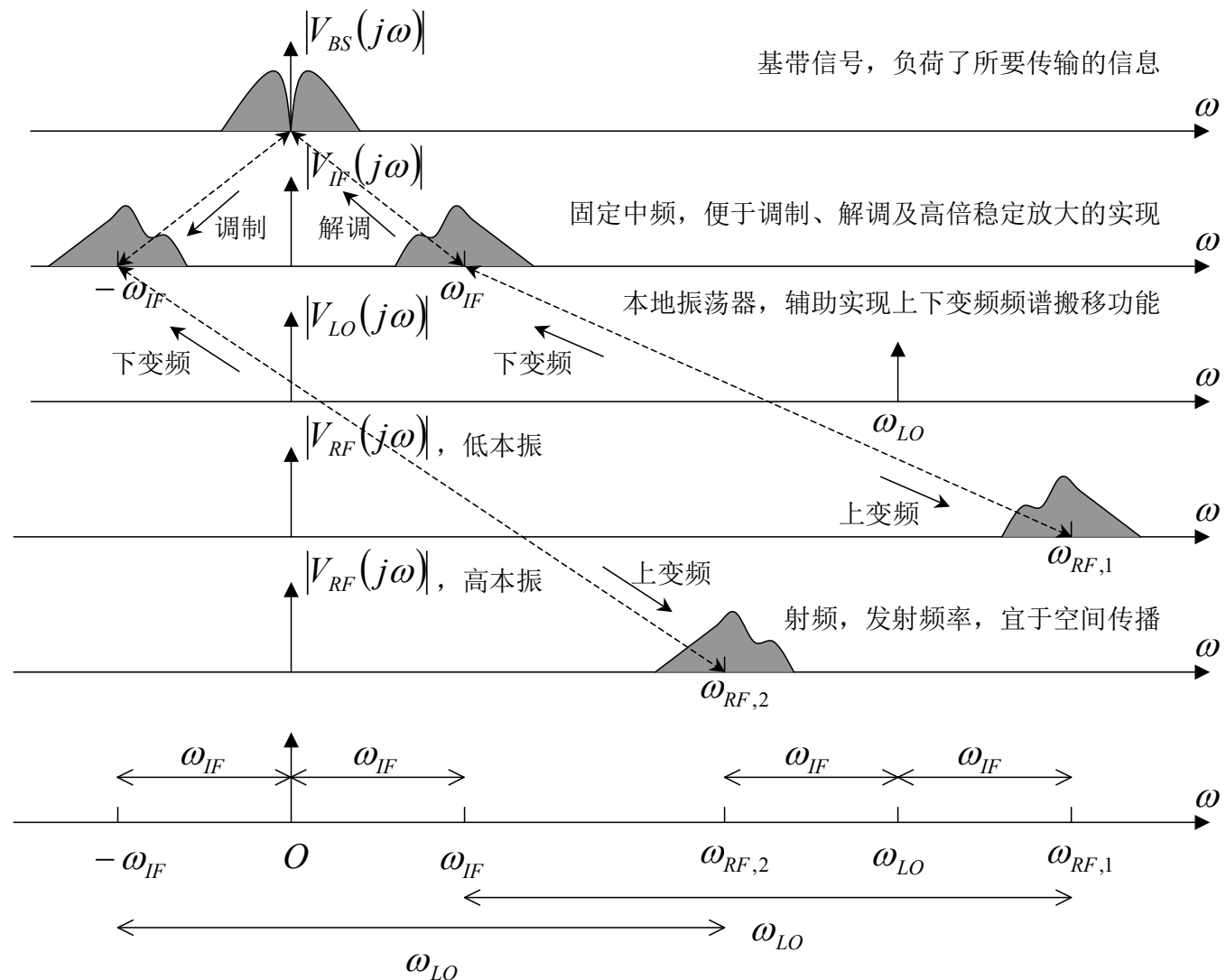


- **变频器**产生输入信号频率与控制信号频率的和频与差频，取其一为输出信号
 - 输出信号频率小于输入信号频率，称为**下变频器**（down-converter, 一般取差频）；
 - 输出信号频率大于输入信号频率，称为**上变频器**（up-converter, 和频和差频均可）

4.6.2 变频电路的技术指标

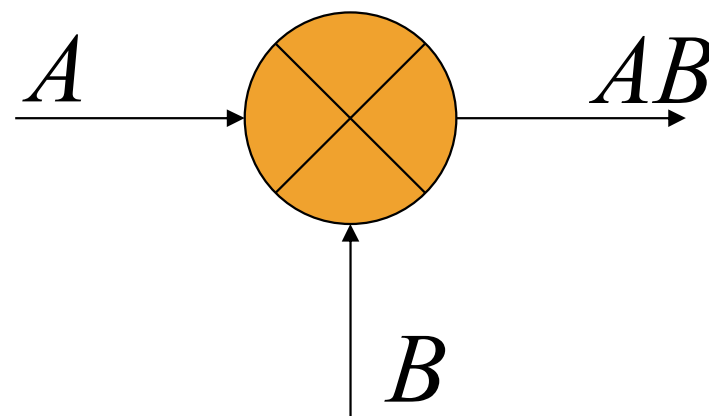
- **变频电路**是实现信号频谱线性变换的一种电路，它完成频谱在频率轴上的搬移

- 频谱结构不改变，改变的是中心载波频率

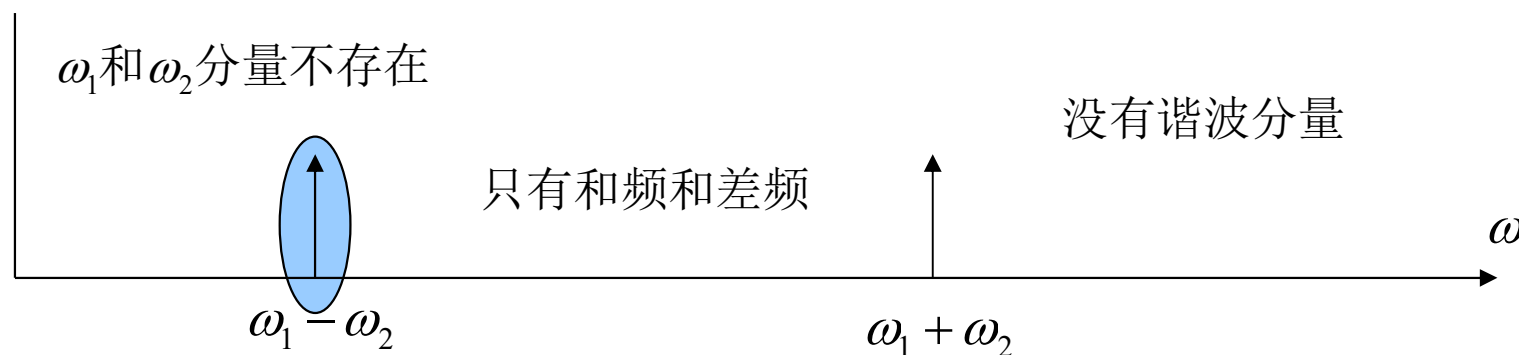


理想变频器

- 变频器实现频谱搬移，实现频率混合，时域上是通过信号相乘实现的

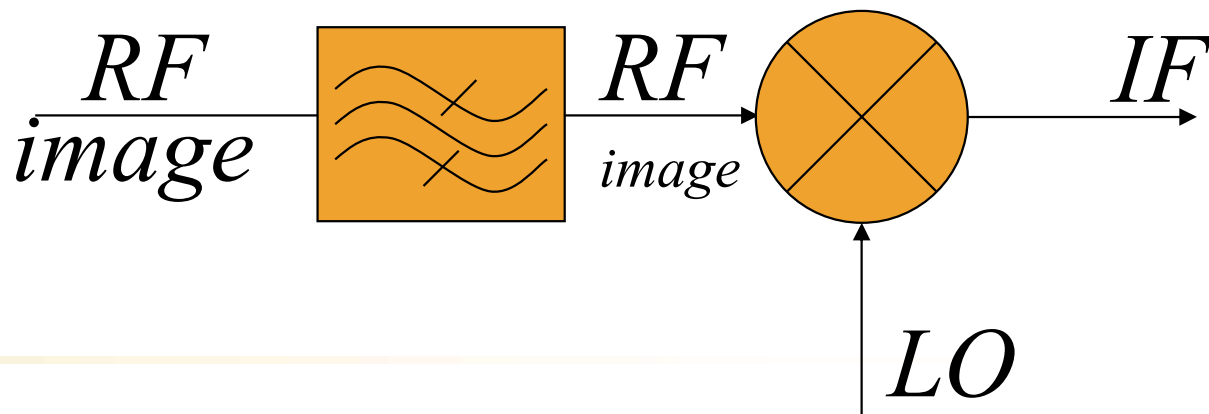


$$(A \sin \omega_1 t)(B \sin \omega_2 t) = \frac{AB}{2} [\cos(\omega_1 - \omega_2)t - \cos(\omega_1 + \omega_2)t]$$

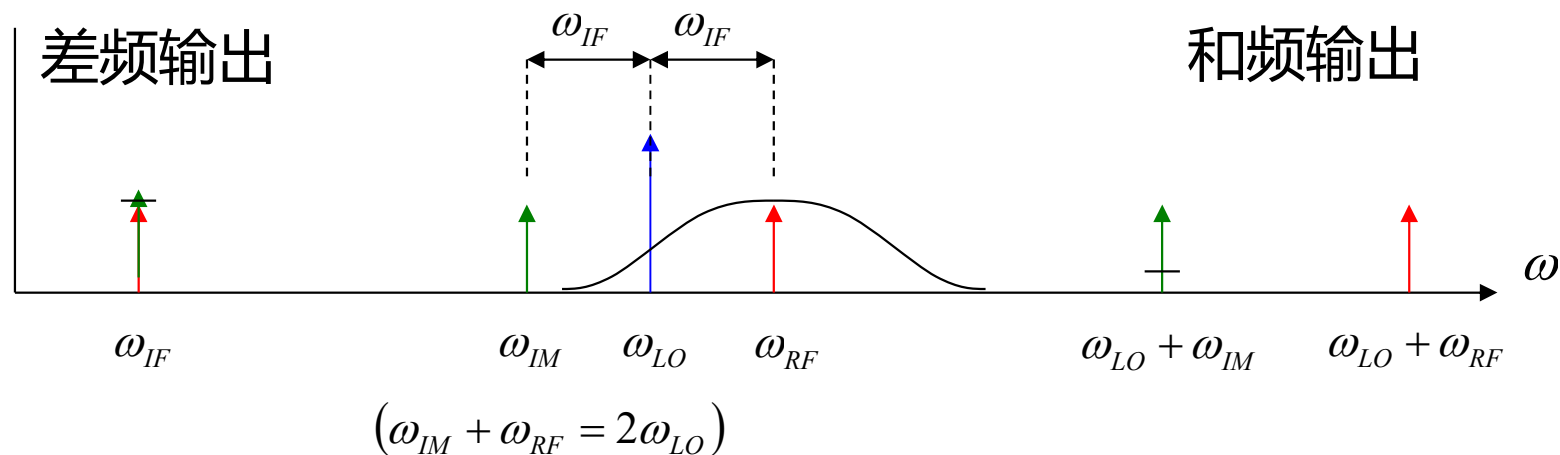


image

镜像干扰



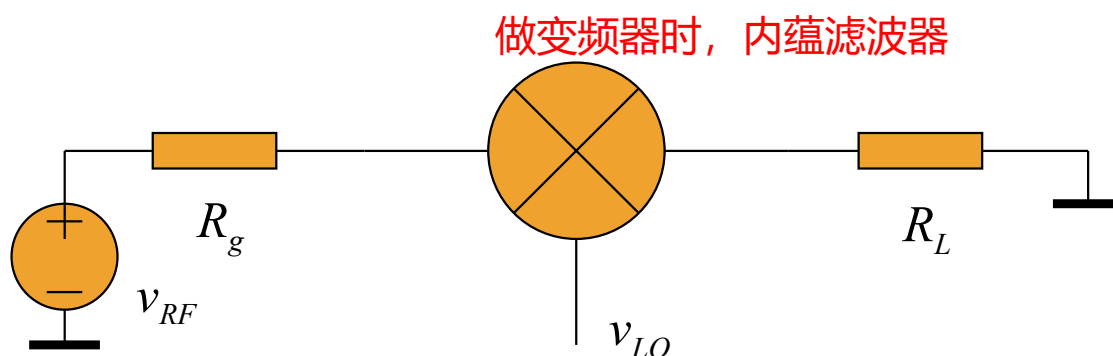
- 两个输入频率（射频频率和镜像频率）都将被变频到中频频率
 - 镜像频率处的信号对有用信号形成干扰
 - 镜像频率处干扰必须被去除
 - 镜像抑制滤波器...



变频电路的主要技术指标 (1)

■ 变频增益

- 变频器输出信号功率和输入信号功率之比，通常用dB数表示



$$G_p = \left(\frac{1}{2} \frac{v_{IF}^2}{R_L} \right) / \left(\frac{1}{8} \frac{v_{RF}^2}{R_g} \right)$$

- 无源混频器的变频增益小于1，存在变频损耗。一般情况下，其线性范围大，速度快，适用频率高，功耗低
- 有源混频器的变频增益大于1，可以降低混频以后各级噪声对接收机总噪声的影响

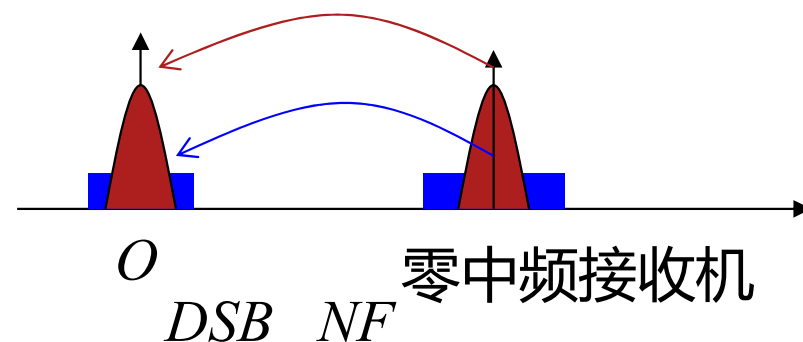
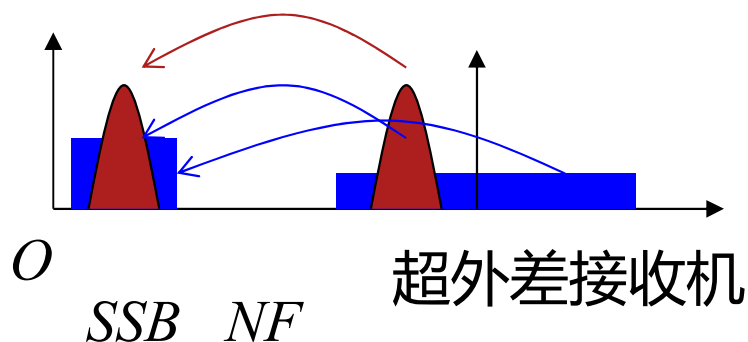
变频电路的主要技术指标 (2)

■ 噪声系数

- 变频器噪声系数定义为输入端（射频）信号的信噪比与输出端（中频）信号的信噪比之比
 - 即使变频器是无噪的，超外差接收机结构中，输出信噪比也比输入信噪比小3dB

$$F_n = \frac{S_i / N_i}{S_o / N_o}$$

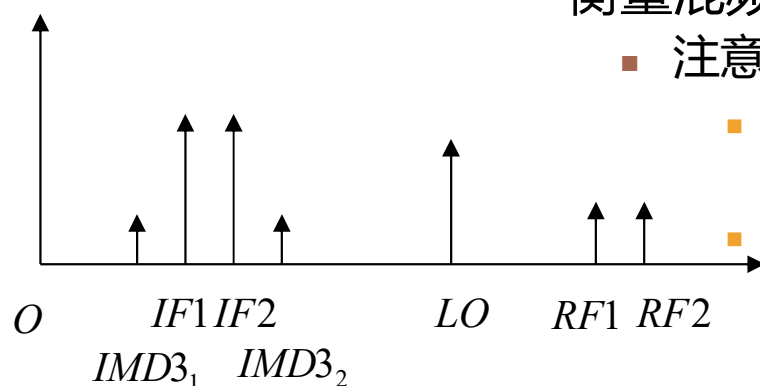
- 变频器紧跟LNA后面，属于接收机前端，其噪声性能对接收机影响很大



变频电路的主要技术指标 (3)

■ 变频失真

- 变频功能是通过实现两信号的相乘来实现的，它不改变信号的频谱结构。但如果变频器件的非线性特性改变了信号频谱结构，则称之为变频失真
- 变频器对输入RF小信号而言是线性网络，其输出IF信号和输入RF信号的幅度成正比。但当输入幅度逐渐增大时，与线性放大器一样，也存在着非线性失真问题
 - 和放大器一样，也可以用1dB功率压缩点和三阶交调截点IP3来衡量混频器的线性性能



- 注意：混频器输入信号和输出信号的频率是不同的
- 1dB压缩点：变频器功率输出比理想变频器功率输出少1dB时的输入功率值
- IP3：两个射频分量的三阶互调分量和本振信号混频后也位于中频频带，对有用中频信号产生干扰。当互调分量和有用分量理论上相等时输入信号功率记为IIP3

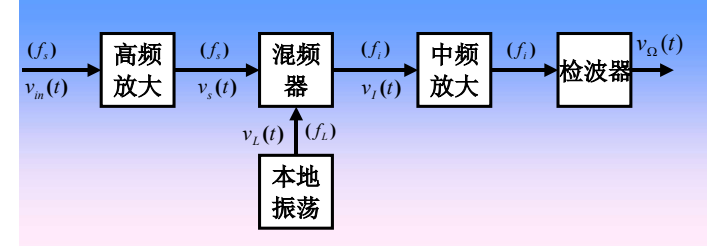


变频电路的主要技术指标 (4)

■ 工作稳定性

- 由于混频电路中的输入信号和输出信号频率不同，因此由于输出信号反馈到输入端而产生的电路工作不稳定的情况，在变频电路中较少出现（和放大器不同）
- 变频电路的工作稳定性主要指控制信号（本振信号）的频率稳定度，因为控制信号的频率不稳将会引起变频器输出信号的不稳，如输出回路失谐

变频电路的结构对隔离度有较大影响，需要有所取舍



变频电路的主要技术指标 (5)

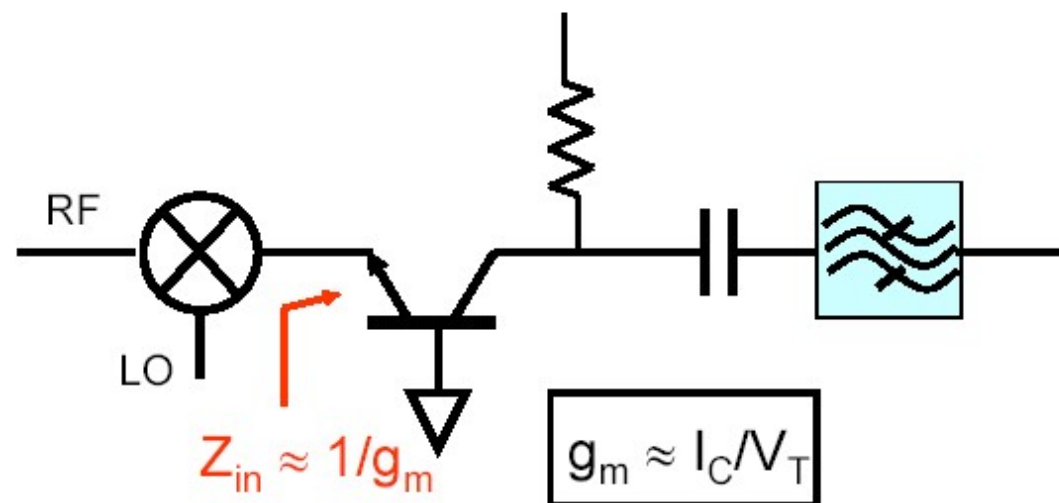
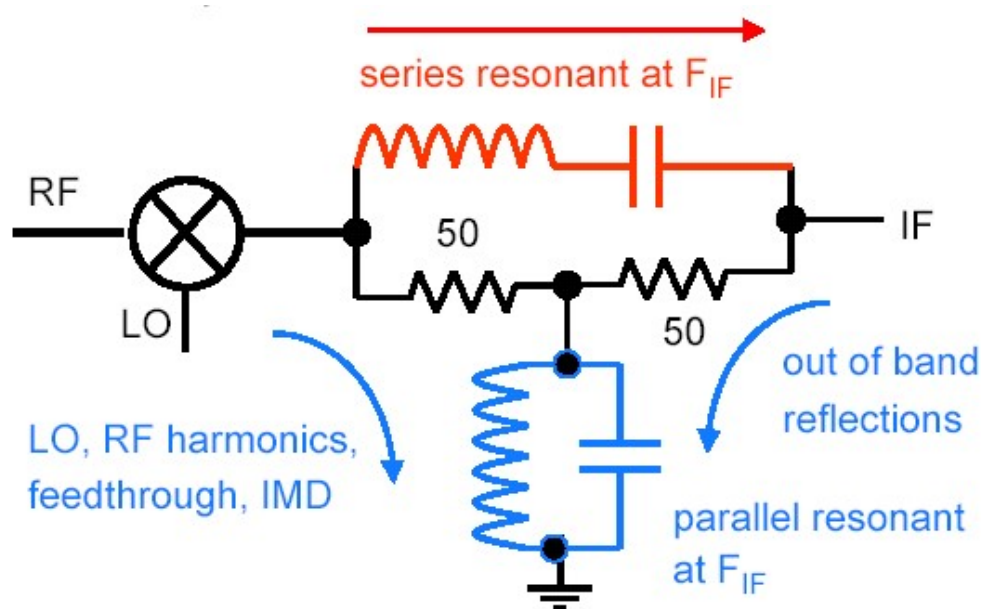
- 端口间隔离度 (dBc)
 - 混频器各端口间的隔离不理想会产生如下影响
 - 本振口向射频口（输入）的泄漏会使本振大信号影响LNA的工作，甚至通过天线辐射出去
 - 射频口向本振口的窜通可能会影响本振的工作，如产生频率牵引现象
 - 本振口向中频口（输出）的窜通，本振大信号会使后级的中频放大器过载发生堵塞
 - 射频口和中频口之间隔离不好，可能会将LNA非线性产生的中频干扰信号不经混频，直接窜通到混频器的中频口，干扰有用信号

变频电路的主要技术指标 (6)

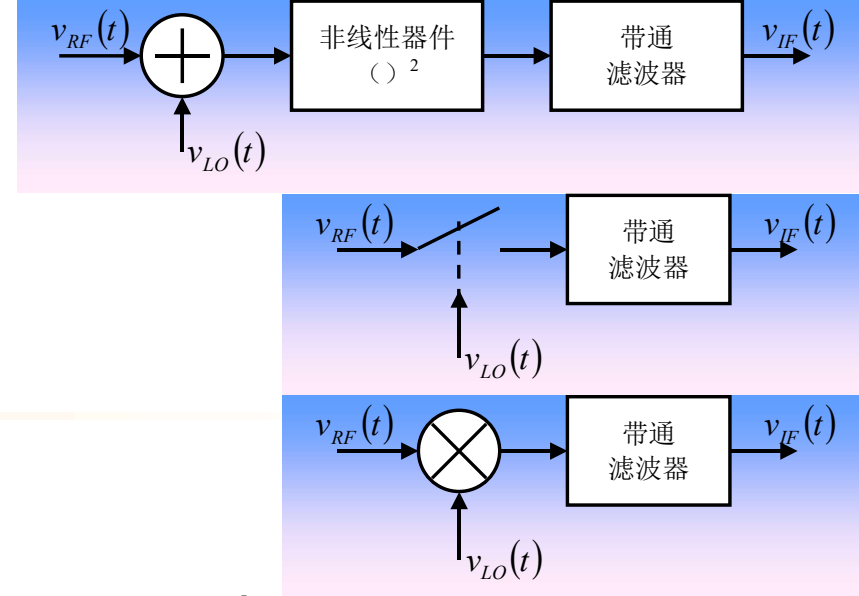
■ 端口阻抗

■ 三个端口的阻抗应是匹配的

- 射频和中频端口匹配可以保证与该端口相连接的滤波器正常工作；
本振端口的阻抗匹配可以保证混频器有效地汲取本振功率



4.6.3 变频器 基本工作原理



- 利用器件非线性特性

- 将本振信号和射频信号相加混合后，做为非线性器件的输入信号，利用非线性器件的二次非线性平方项，获得两个信号的差频或和频
 - 杂波多，端口隔离度也很差

$$(v_{RF} + v_{LO})^2 = v_{RF}^2 + \underbrace{2v_{RF}v_{LO}} + v_{LO}^2$$

- 利用开关（或取样）

- 时变线性系统
 - 优选方案，杂波少

$$(v_s \cos \omega_{RF} t) \cdot S(\omega_{LO} t)$$

- 利用模拟相乘器

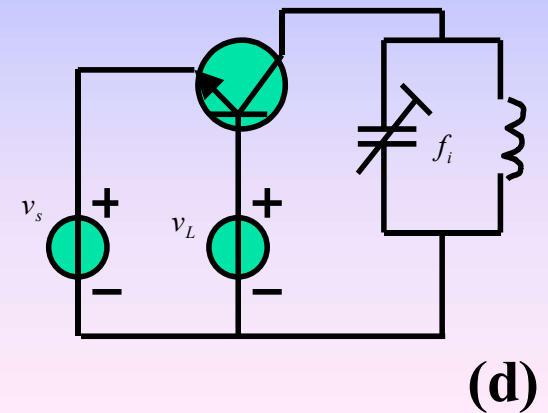
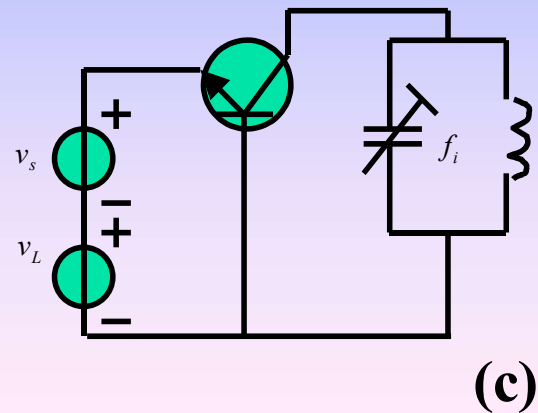
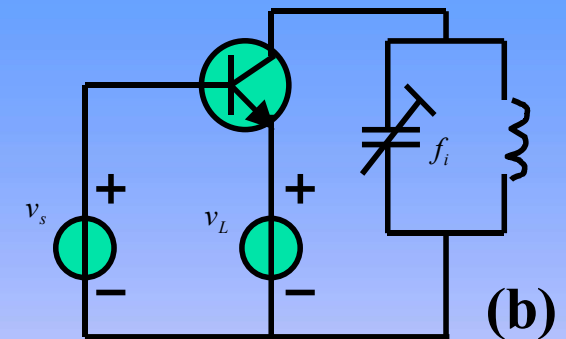
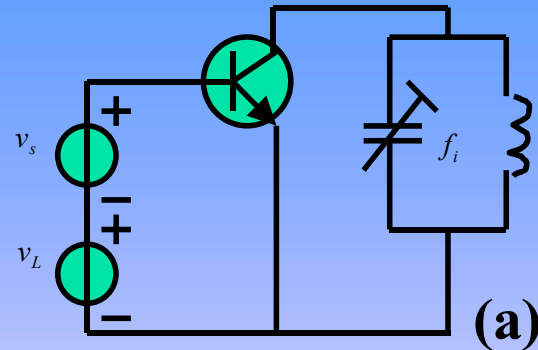
- 理想变频方案
 - 实际模拟相乘器噪声大，动态范围小

$$v_{RF}(t) \cdot v_{LO}(t)$$

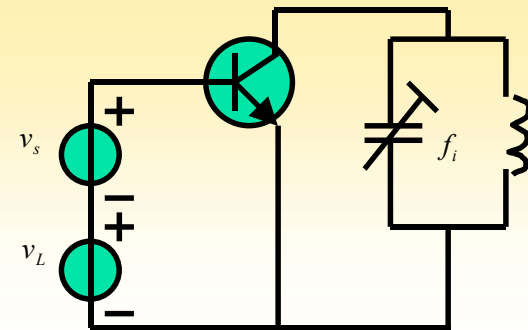
(1)、利用器件非线性特性实现变频

例：三极管混频器

- 利用三极管转移特性的非线性实现频率变换
 - 输入信号和本振信号都加在基极和发射极之间，从而利用了三极管转移特性的非线性来实现频率变化



杂波甚多



- 以基极注入本振大信号，基极输入射频小信号为例分析

$$\begin{aligned} i_C(t) &= f(v_{BE}) = f(V_{BB} + v_L(t) + v_s(t)) \\ &= f(V_{BB} + v_L(t)) + f'(V_{BB} + v_L(t))v_s(t) + \frac{1}{2}f''(V_{BB} + v_L(t))v_s^2(t) + \dots \end{aligned}$$

- 输出电流中将包括直流项，本振直通项，射频直通项，以及射频频率和本振频率的谐波分量及其组合频率分量；而且当射频输入为频带信号时，信号频带内的信号之间会产生交调失真

跨导

$$\begin{aligned} i_C(t) &= f(v_{BE}) = f(V_{BB} + v_L(t) + v_s(t)) \\ &= f(V_{BB} + v_L(t)) + f'(V_{BB} + v_L(t))v_s(t) + \frac{1}{2}f''(V_{BB} + v_L(t))v_s^2(t) + \dots \\ &\approx I_C(t) + g(t)v_s(t) \end{aligned}$$

- 如果控制信号（本振信号）为一单频正弦波，则其时变跨导是周期函数

$$g(t) = f'(V_{BB} + V_{Lm} \cos \omega_L t) = g_0 + g_1 \cos \omega_L t + g_2 \cos 2\omega_L t + \dots$$

$$\begin{aligned} i_C(t) &\approx I_C(t) + g(t)v_s(t) = \sum_{n=0}^{\infty} I_{Cn} \cos n\omega_L t + \left(\sum_{n=0}^{\infty} g_n \cos n\omega_L t \right) V_{sm} \cos \omega_s t \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} I_{Cn} \cos n\omega_L t + \frac{V_{sm}}{2} \sum_{n=0}^{\infty} g_n [\cos(n\omega_L + \omega_s)t + \cos(n\omega_L - \omega_s)t] \end{aligned}$$

$$v_s(t) = V_{sm} \cos \omega_s t \quad \Rightarrow \quad i_C(t) = \frac{g_1}{2} V_{sm} \cos(\omega_L - \omega_s)t$$

变频跨导增益

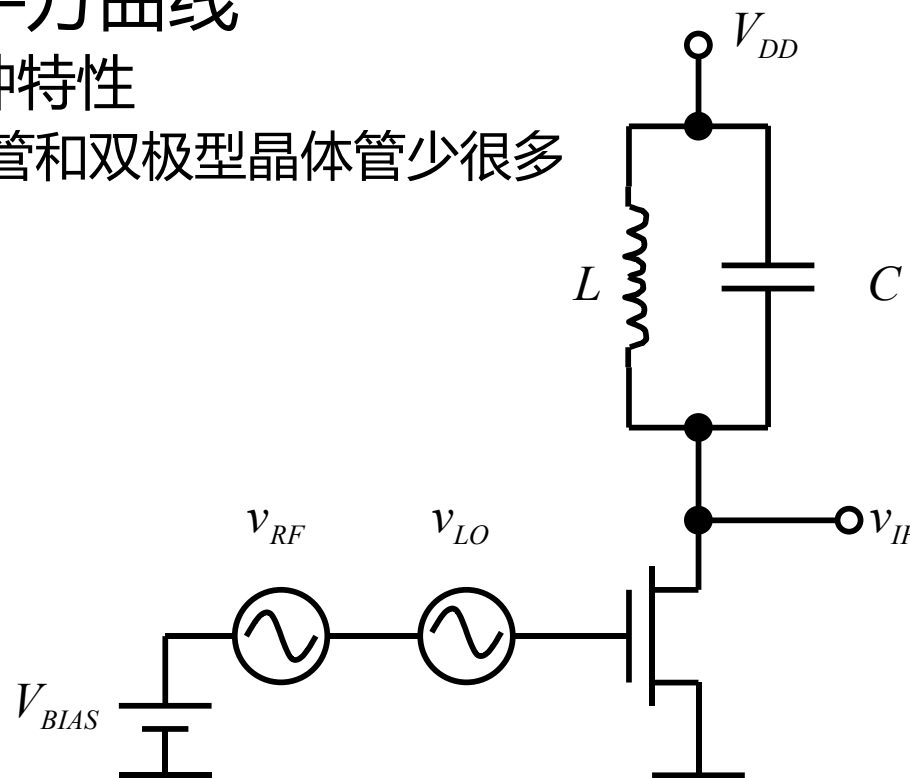
MOSFET变频电路

- 理想变频器要求变频跨导中只含有 $g_1 \cos \omega_L t$ 项
 - 要求 $g \sim v$ 为一直线, $i \sim v$ 为一平方曲线
 - 工作在恒流区的MOSFET具有这种特性
 - MOSFET变频电路的杂波较二极管和双极型晶体管少很多

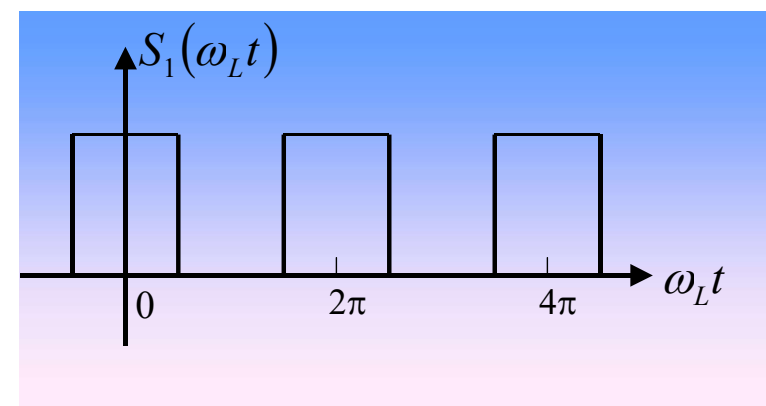
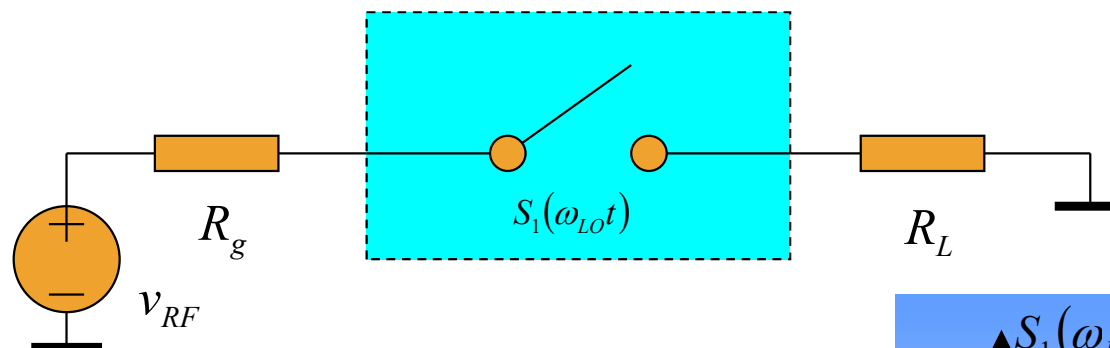
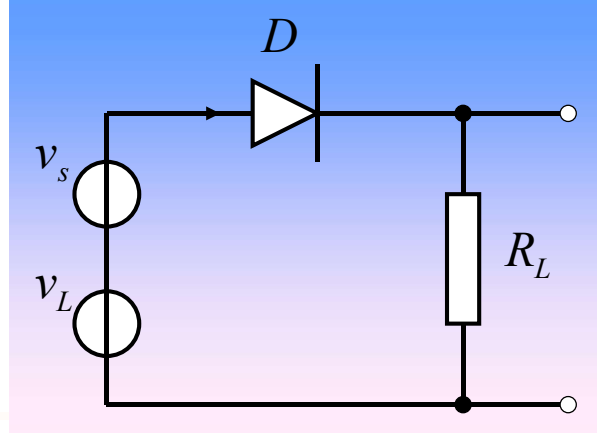
$$i_D = f(v_{GS}) = \beta_n (v_{GS} - V_{TH})^2$$

$$\begin{aligned} g(t) &= f'(V_{BIAS} + V_{LM} \cos \omega_L t) \\ &= 2\beta_n (V_{BIAS} - V_{TH}) + 2\beta_n v_{Lm} \cos \omega_L t \\ &= \underline{\underline{g_0}} + \underline{\underline{g_1 \cos \omega_L t}} \end{aligned}$$

放大项 变频项



(2)、开关型变频电路



- 没有本振频率的偶次谐波分量及其组合频率分量
- 含有射频信号的直通项

$$A = \frac{1}{\pi^2} (\sim -10dB)$$

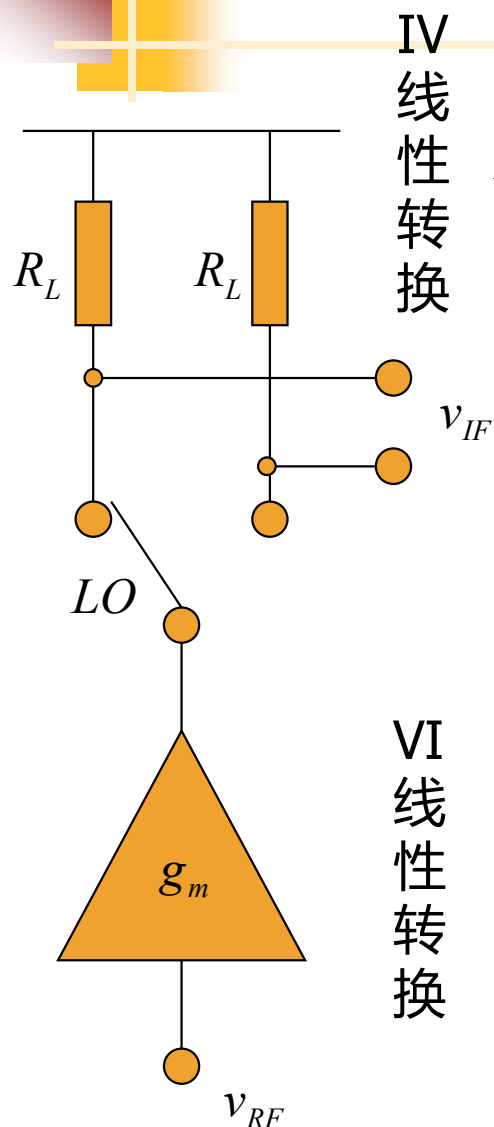
$$S_1(\omega_L t) = \begin{cases} 1 & \cos \omega_L t > 0 \\ 0 & \cos \omega_L t < 0 \end{cases}$$

$$= \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_L t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_L t + \frac{2}{5\pi} \cos 5\omega_L t - \dots$$

平衡混频器

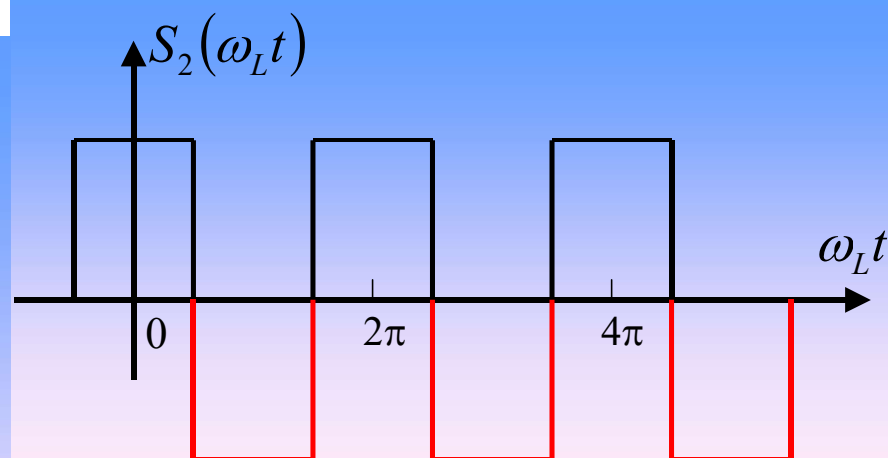
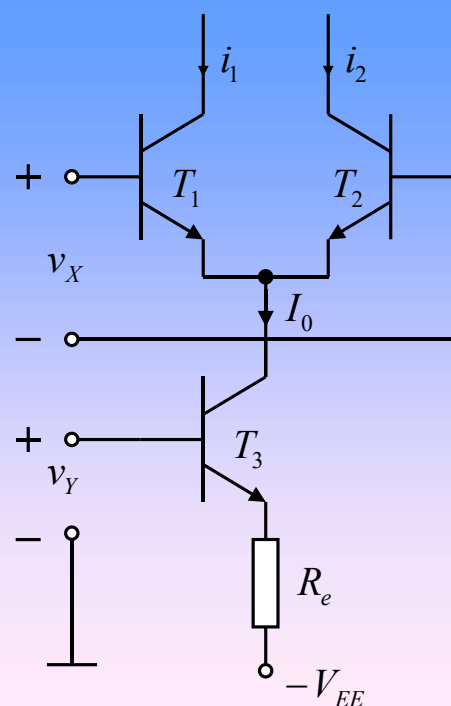
- 双向开关信号中没有了直流信号，于是消除了射频到中频的直通

- 信号中的直流分量使得本振及其谐波直通到中频端口



$$A = \left(\frac{2}{\pi} \right)^2 (\sim -10dB + 6dB)$$

$$\Delta i = (A + Bv_Y)S_2(\omega_X t)$$

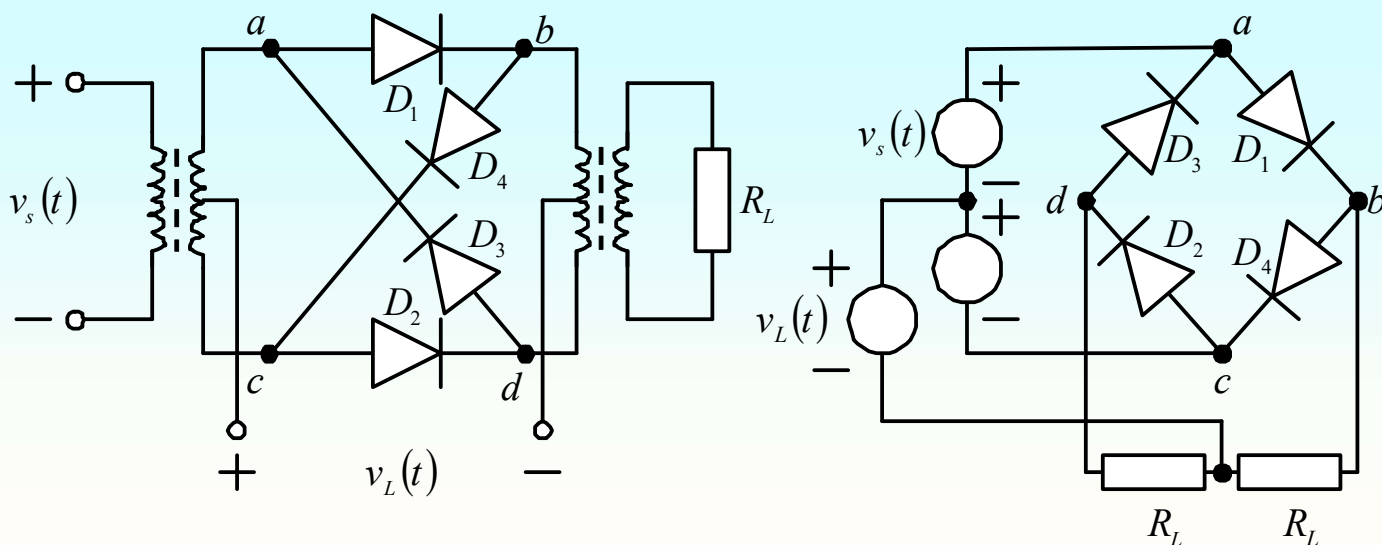
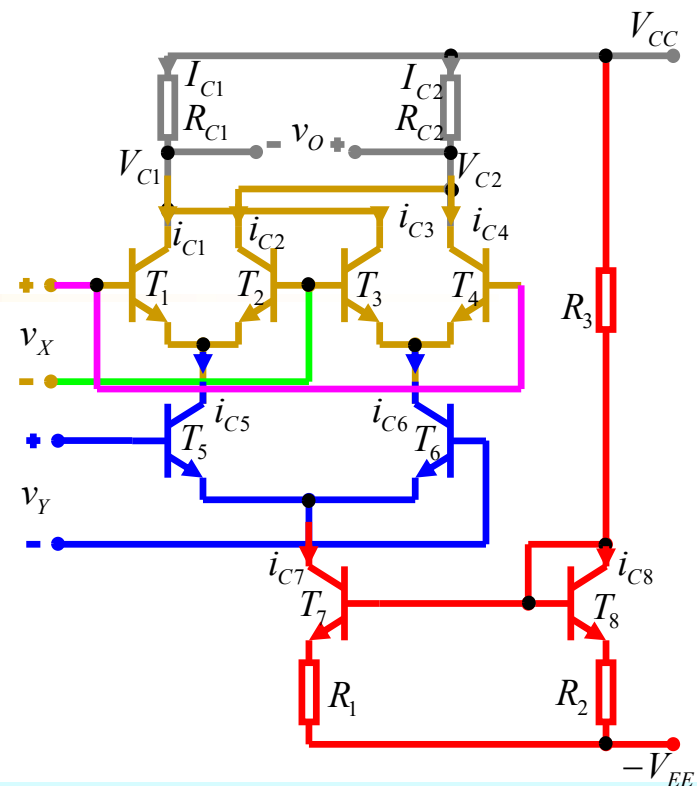
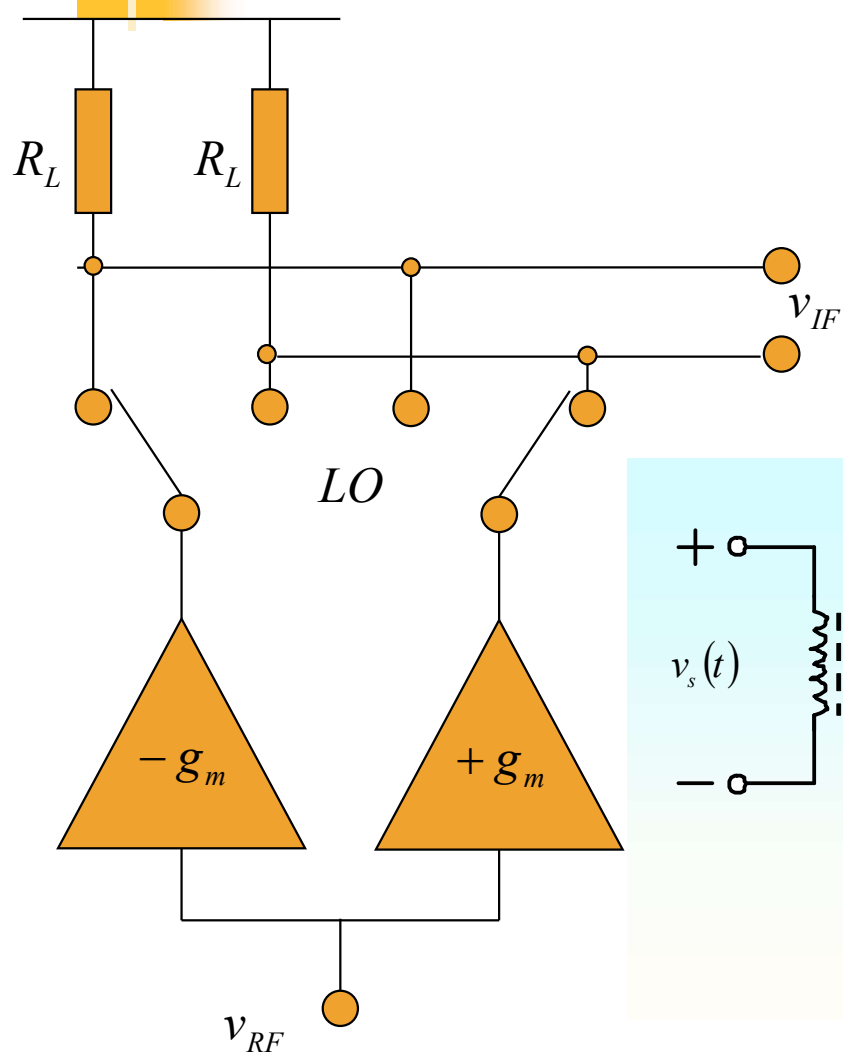


$$S_2(\omega_L t) = \begin{cases} 1 & \cos \omega_L t > 0 \\ -1 & \cos \omega_L t < 0 \end{cases}$$

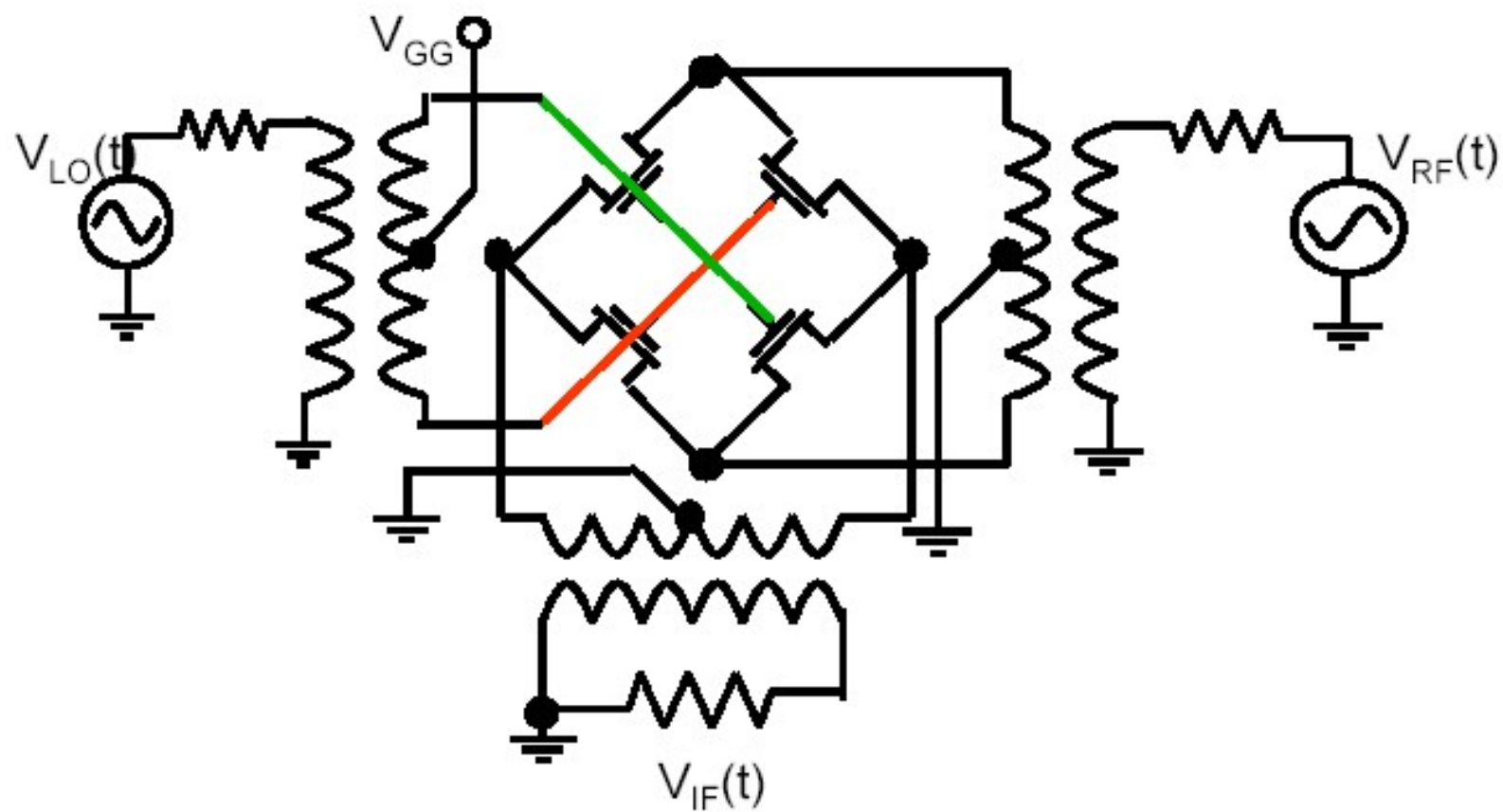
$$= \frac{4}{\pi} \cos \omega_L t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_L t + \frac{4}{5\pi} \cos 5\omega_L t - \dots$$

- 双平衡混频器有效地消除了射频到中频、本振到中频的通路

双平衡混频器



场效应管双平衡混频器例



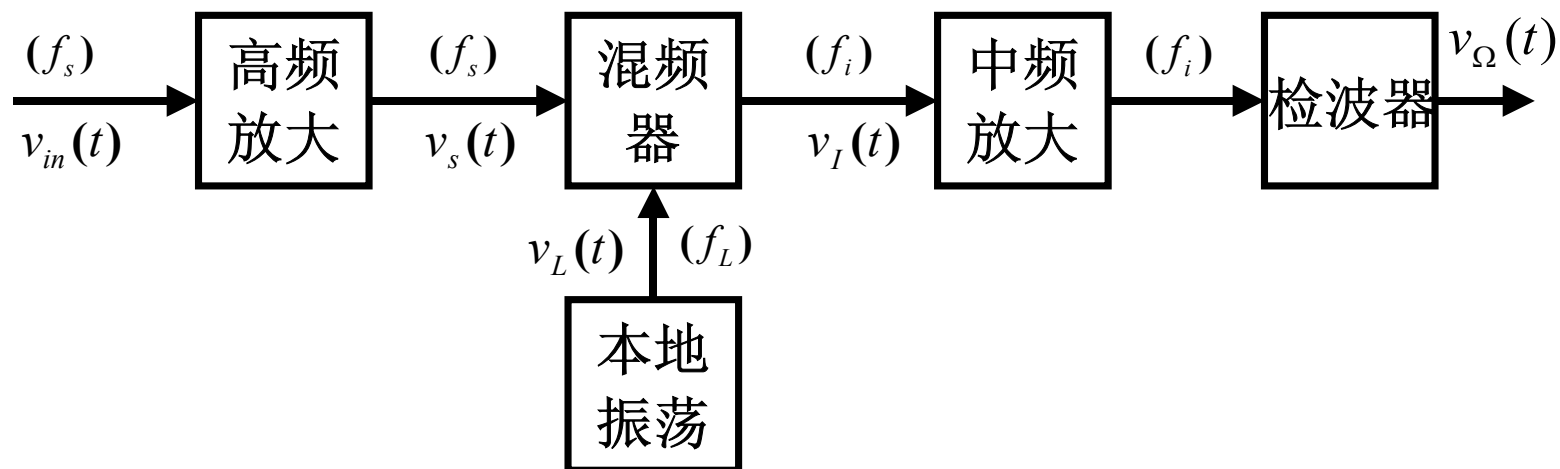


(3)、Gilber模拟相乘器

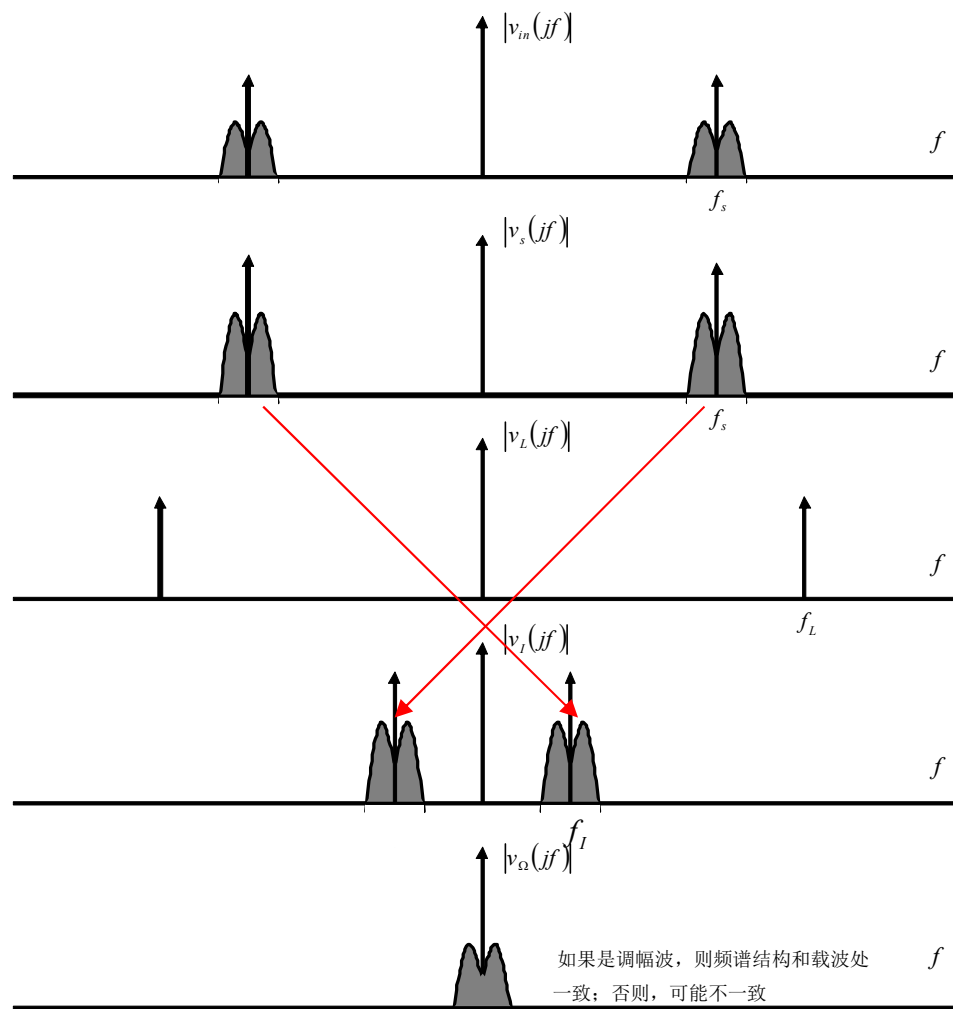
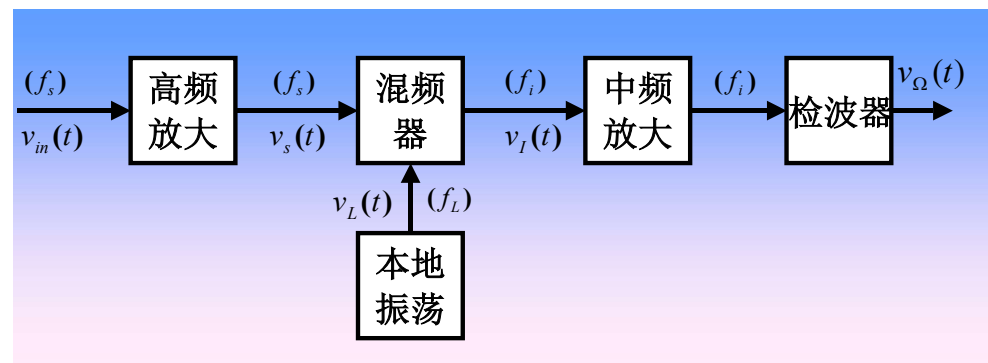
- 优点
 - 易于集成化
 - 比二极管双平衡混频器和FET双平衡混频器的端口间隔离度更好
 - 有增益，在前级可压制后级电路噪声
- 缺点
 - 噪声较大
 - 上面四管处于开关状态噪声性能改善：常见混频器形式
 - 对大信号的处理能力差，IIP3小
 - 电阻线性化后，IIP3提高了，但同时噪声也增加了
 - 采用电感负反馈可提高线性度并实现窄带匹配

4.6.4 变频干扰

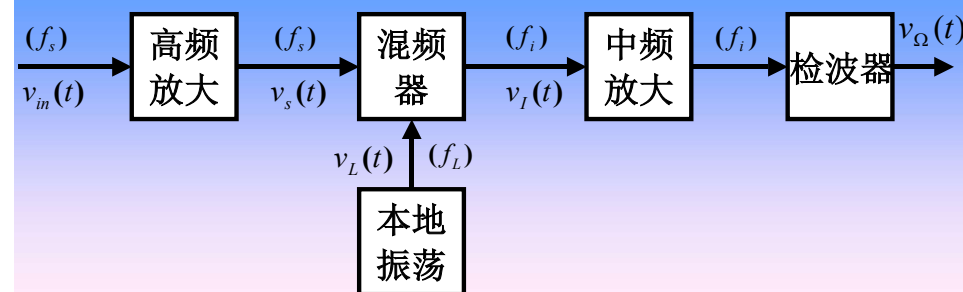
- 理想的变频过程只是将输入信号的频谱在频率轴上平移，信号频谱结构不发生变化。但由于实际电路的非理想工作状态，往往在变频输出信号（中频信号）中出现了干扰信号，称其为变频干扰



理想频谱搬移



中频干扰



- 输入信号中因混入有中频频率的干扰信号而形成的干扰，称为中频干扰

- v_{in} 中含有中频频带内的频率分量，同时高频放大器的频率特性不好，不能将其滤除，而达混频器输入端。混频器跨导中的 g_0 相当于放大器跨导将中频干扰信号放大，从而使得中频干扰信号到达中频放大器，形成对有用中频信号的干扰，称之为中频干扰

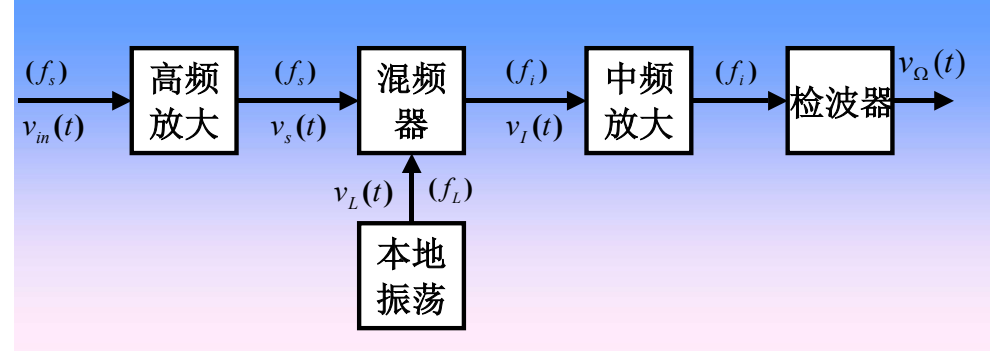
- 减小中频干扰的主要方法

- 减小 g_0

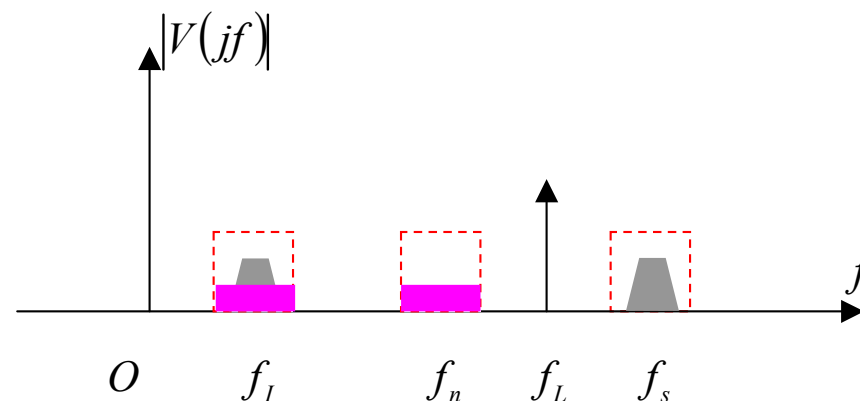
$$g(t) = f'_v(V_{BIAS} + V_{LM} \cos \omega_L t) = g_0 + g_1 \cos \omega_L t + \dots$$

 - 适当选择变频器静态工作点及本振电压幅度
 - 采用平衡结构，增强端口间隔离度
- 提高混频器前各级电路的选择性，抑制中频通过
 - 可在高频放大器输入回路中接入中频陷波器或高通滤波器，以抑制中频通过

镜频干扰

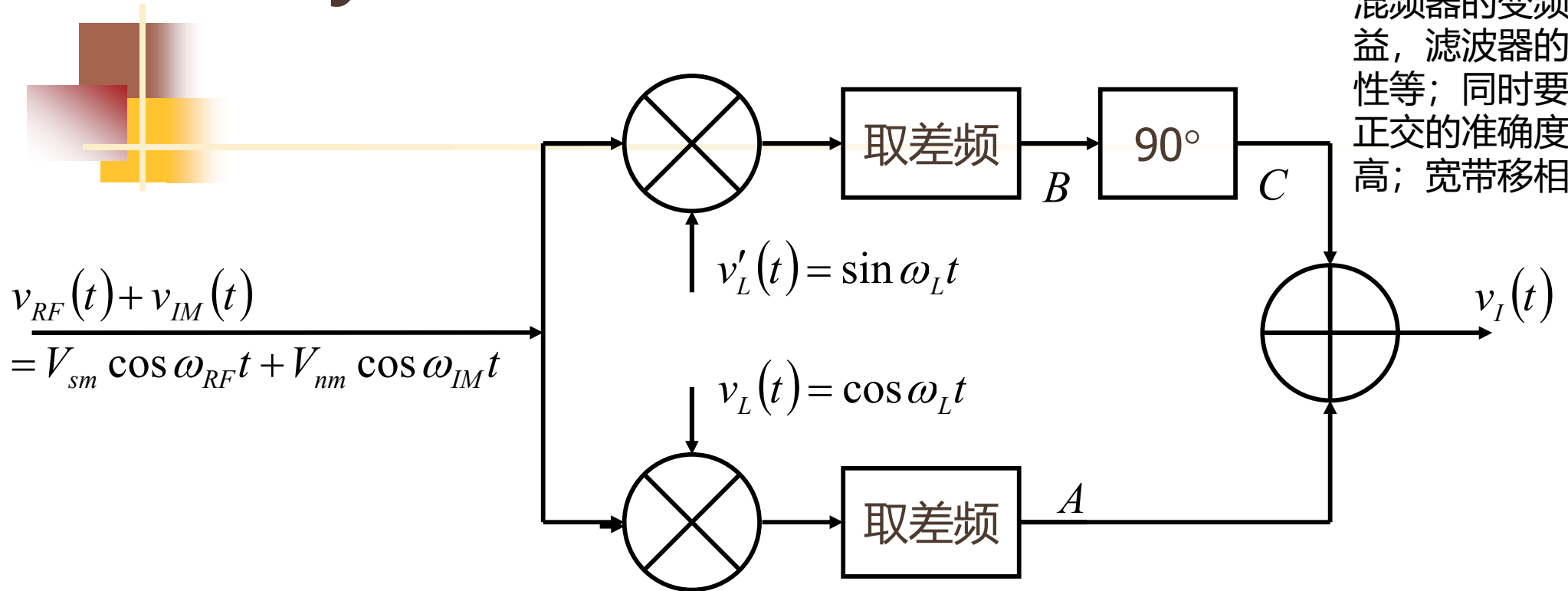


- 输入信号中频率为 $f_n = 2f_L - f_s$ 的干扰信号，称为镜频干扰
 - 该干扰信号通过高频放大器到达混频器输入端，混频器中，它和本振频率 f_L 的差频即为中频 $|f_n - f_L| = |f_L - f_s| = f_i$ ，经中频放大器放大后，形成干扰
 - 镜频和输入信号频率 f_s 相对于本振频率 f_L 互为镜像，故称镜频
- 抑制镜频干扰的方法
 - 镜像抑制滤波器
 - 提高混频器前端各级的选择性
 - 提高中频频率
 - 镜频和输入信号频率相差 $2f_L$
 - 多次变频方案
 - 零中频方案
 - 镜频抑制接收机方案



Hartley结构镜频抑制接收机

- 这个方案要求两条支路完全一致，包括本振幅度、混频器的变频增益，滤波器的特性等；同时要求正交的准确度很高；宽带移相器

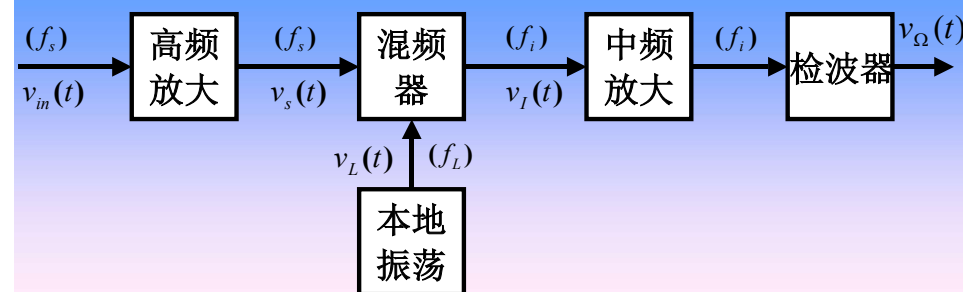


$$v_A(t) = \frac{V_{sm}}{2} \cos(\omega_{LO} - \omega_{RF})t + \frac{V_{nm}}{2} \cos(\omega_{LO} - \omega_{IM})t = \frac{V_{sm}}{2} \cos \omega_{IF}t + \frac{V_{nm}}{2} \cos \omega_{IF}t$$

$$v_B(t) = \frac{V_{sm}}{2} \sin(\omega_{LO} - \omega_{RF})t + \frac{V_{nm}}{2} \sin(\omega_{LO} - \omega_{IM})t = -\frac{V_{sm}}{2} \sin \omega_{IF}t + \frac{V_{nm}}{2} \sin \omega_{IF}t \quad v_I(t) = V_{sm} \cos \omega_{IF}t$$

$$v_C(t) = \frac{V_{sm}}{2} \cos \omega_{IF}t - \frac{V_{nm}}{2} \cos \omega_{IF}t$$

组合副波道干扰

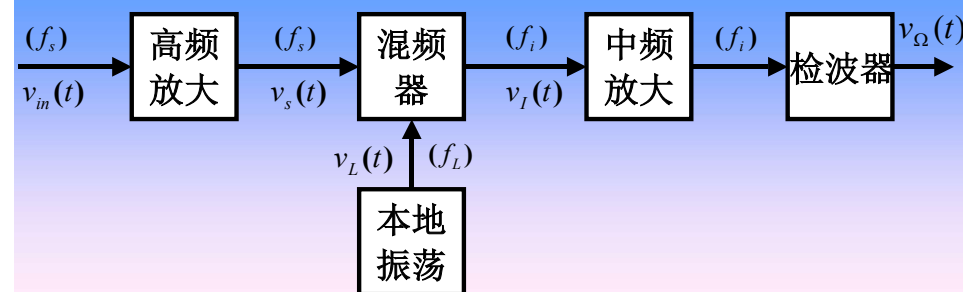


- 干扰信号谐波分量与本振信号谐波分量的组合频率分量如果落在中频频带内，则构成组合副波道干扰
 - 因输入端高频放大器/混频器的非线性，干扰信号频率 f_n 将产生各次谐波分量 qf_n ，这些谐波分量在混频器中可能和本振频率各次谐波分量组合为中频 $pf_L \pm qf_n = f_i$
 - $p=0, q=1$ ，中频干扰； $p=1, q=1$ ，镜频干扰

$$f_n = \frac{pf_L \pm f_i}{q}$$

- 抑制组合副波道干扰的方法
 - 提高高频放大器的频率选择性
 - 减小高频放大器的非线性
 - 减小混频器跨导中的谐波分量

组合频率干扰



- 因放大器/混频器非线性形成的输入信号频率与本振信号频率的组合频率分量落在中频频带内，则构成组合频率干扰
 - 我们需要的是 $p=1, q=1$
 - 其他 p, q 的组合频率如果也落入中频频带，则形成干扰
- 减小组合频率干扰的方法
 - 合理选择混频器工作状态，减小谐波分量
 - 限制混频器输入信号的幅度
 - 适当选择中频频率，使其避开变频过程中可能产生的组合频率

$$f_I = pf_L \pm qf_s$$

组合副波道干扰与组合频率干扰

- 如果对中频形成的干扰源自于外来干扰，则为组合副波道干扰
- 如果对中频形成的干扰源自于信号本身，则为组合频率干扰

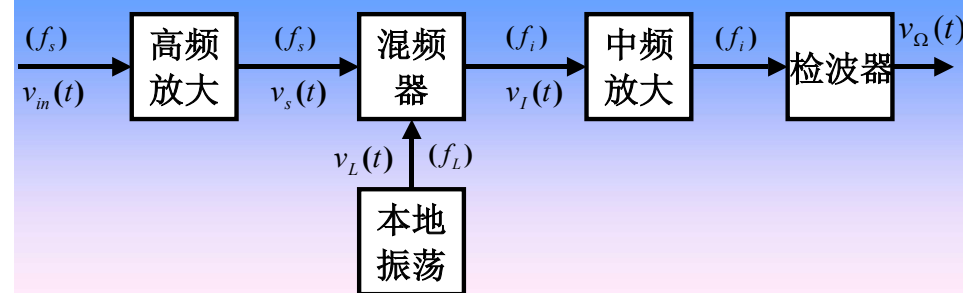
$$f_n = \frac{pf_L \pm f_I}{q} \longrightarrow f_I = pf_L \pm \textcircled{qf_n}$$

组合副波道干扰

$$f_I = pf_L \pm \textcircled{qf_s}$$

组合频率干扰

交叉调制干扰



■ 现象

- 如果接收机对欲接收信号频率调谐，则可清楚地收到干扰信号电台的声音
 - 接收机对接收信号频率失谐，则干扰电台的声音减弱
 - 如果欲接收电台的信号消失，则干扰电台的声音也消失
- 这种现象好象是干扰电台的声音调制在欲接收电台信号的载波上，故称其为**交叉调制干扰**
- 如果两个电台都是调幅信号，则会产生交调干扰
 - 它是由高频放大器的非线性和混频器的非线性引起的



交叉调制干扰的数学分析

$$\begin{aligned}i_c &= a_0 + a_1 v_i + a_2 v_i^2 + a_3 v_i^3 + \dots \\&= I_0 + g v_i + \frac{1}{2} g' v_i^2 + \frac{1}{6} g'' v_i^3 + \dots\end{aligned}$$

$$v_i = V_{sm} (1 + m_{as} \cos \Omega_s t) \cos \omega_s t + V_{nm} (1 + m_{an} \cos \Omega_n t) \cos \omega_n t$$

$$i_{s,out} = \left(a_1 + \frac{3}{2} a_3 V_{nm}^2 (1 + m_{an} \cos \Omega_n t)^2 \right) v_{s,in}(t)$$

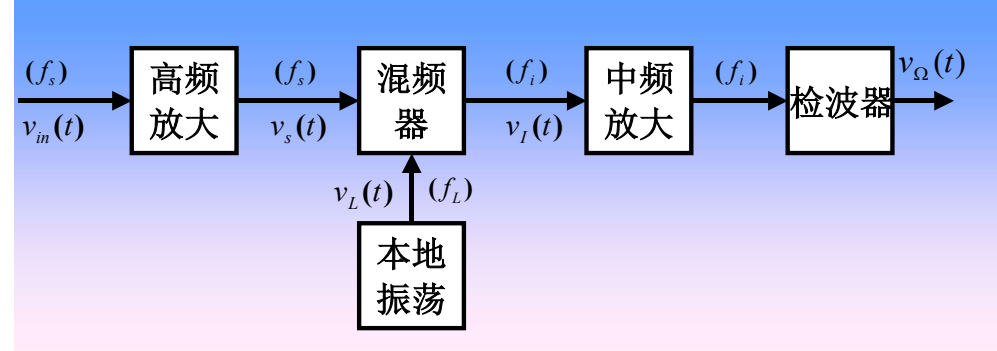
$$i_{s,out} = (g(1 + m_{as} \cos \Omega_s t) + \frac{1}{2} g'' V_{nm}^2 m_{an} \cos \Omega_n t + \dots) V_{sm} \cos \omega_s t$$

$$i_{s,out} = (g(1 + m_{as} \cos \Omega_s t) + \frac{1}{2} g'' V_{nm}^2 m_{an} \cos \Omega_n t + \dots) V_{sm} \cos \omega_s t$$

交叉调制干扰的性质与抑制措施

- 交叉调制和有用调制与输入信号的幅度无关
 - 增加有用信号强度不能克服交叉调制干扰
- 干扰信号和有用信号的频率没有联系
 - 只要干扰信号足够强，就能产生交叉调制干扰，因此交叉调制干扰是危害性较大的一种电台干扰形式
- 交叉调制是由晶体管特性中的三次或更高次非线性项产生
 - 应令高频放大器和变频器基本工作于线性状态，可以通过限制高频放大器输入信号幅度来实现
- 交叉调制和干扰信号幅度的平方成正比
 - 提高前端电路的选择性，是克服交叉调制的有效措施

互相调制



- 多个干扰信号进入接收机前端，由放大器的非线性使得多个干扰信号彼此混频，产生接近于有用信号频率的频率分量，进入混频器后，和本振频率混频落入中频频带，形成干扰，经检波器检波后，可产生哨叫声
 - 二阶互调 $p=1, q=1$
 - 三阶互调 $p=2, q=1$

$$f_s = \pm p f_{n1} \pm q f_{n2}$$

$$|m f_L \pm p f_{n1} \pm q f_{n2}| = f_I$$

$$|mf_L \pm pf_{n1} \pm qf_{n2}| = f_I$$

互调干扰的性质和抑制

- 互调干扰是由放大器或混频器特性的二次、三次和更高次非线性项产生的 $(p \geq 1, q \geq 1)$
- 互调干扰分量的强度同输入干扰信号振幅有关，干扰信号振幅愈大，则互调干扰分量愈大
- 产生互调干扰的两个干扰信号频率之间必须满足一定的关系
 - 不同于交调干扰
 - 当 f_{n1} 和 f_{n2} 距离 f_s 较远时，可利用提高前端电路选择性的办法，来减少互调干扰的影响

引起变频干扰的原因

- 高频放大器频率特性不理想
- 变频器的非线性（非理想时变参量线性电路）
- 高频放大器的非线性
- 本振信号的各次谐波干扰

干扰名称	产生原因				
	高频放大器		变频器		
	非线性	频率特性	非线性	本振谐波	端口隔离度
中频干扰		V			V
镜频干扰		V			
组合副波道干扰	V	V	V	V	V
组合频率干扰	V		V	V	
交调干扰	V	V	V		
互调干扰	V	V	V	V	



例1：习题4-33

- 一超外差式广播接收机，中频为465kHz。在收听频率为931kHz的电台播音时，发现除了正常信号外，还伴有音调约为1kHz的哨叫声，而且如果转动接收机的调谐旋钮，此哨叫声的音调还会变化。

试分析：（1）此现象是如何起的？属于哪种干扰？

（2）在535-1605kHz波段内，在哪些频率刻度上还会出现这种现象？（只考虑三次以下的项）

题解

$$f_I = 465\text{kHz} \quad f_s = 931\text{kHz} \quad 1\text{kHz} \text{ 哨叫声}$$

$$f_L = f_s + f_I = 1396\text{kHz}$$

$$f_L = f_s - f_I = 1394 - 465 = 929\text{kHz}$$

$$f_s - 2f_L = 1394 - 2 \times 929 = -464 = -f_I + 1$$

$$2f_s - f_L = 2 \times 931 - 1396 = 466\text{kHz} = f_I + 1\text{kHz}$$

■ 应该是组合频率干扰

■ 混频器非线性产生: $2f_s - f_L$

■ 535-1605kHz 波段?

$$pf_s = qf_L \pm f_I \pm \delta f$$

$$pf_s = q(f_I + f_s) \pm f_I \pm \delta f$$

$$(p - q)f_s = (q \pm 1)f_I \pm \delta f$$

$$f_s = \frac{(q \pm 1)f_I \pm \delta f}{p - q}$$

$$f_s = -(3f_I \pm 1)/2 = 698, 697 \text{ (4)}$$

低本振, 本振二次谐波 进入中频端口

$$p = 3, q = 0$$

$$p = 2, q = 0, 1 \text{ (1)}$$

$$p = 1, q = 0, 1, 2 \text{ (2)}$$

$$p = 0, q = 1, 2, 3 \text{ (3, 4, 5)}$$

$$f_s = 2f_I \pm 1 = 929, 931 \text{ (1)}$$

$$f_s = -(3f_I \pm 1) = 1394, 1396 \text{ (2)}$$

低本振: $f_L = f_s - f_I = 929, 931$

$$f_s = -(2f_I \pm 1) = 929, 931 \text{ (3)}$$

低本振, 本振信号泄露 到中频端口

$$f_s = -(4f_I \pm 1)/3 = 620.3, 619.7 \text{ (5)}$$

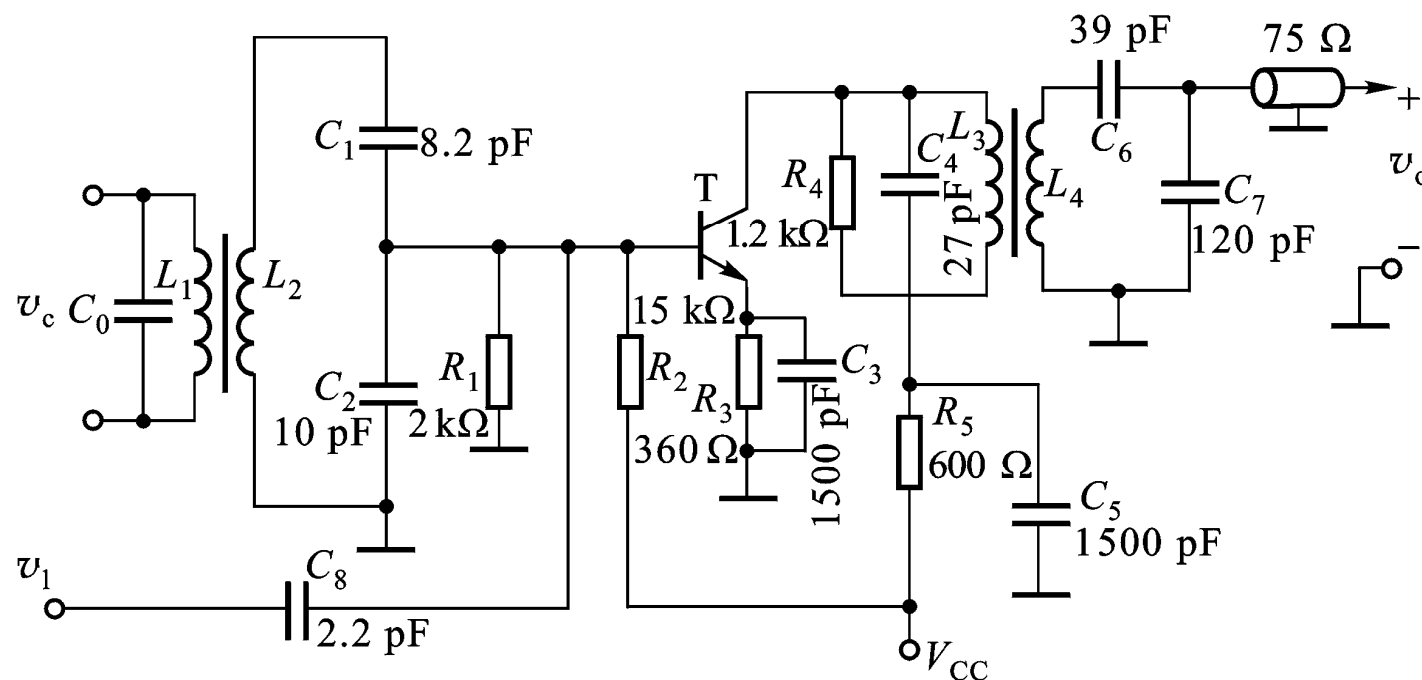
低本振, 本振三次谐波进入中频端口



作业1：变频增益

- 变频电路的变频增益与放大器的增益定义有何不同？为什么同一晶体管作为放大器工作时，其增益高于变频时的增益？
 - 提示：工作点选择不同

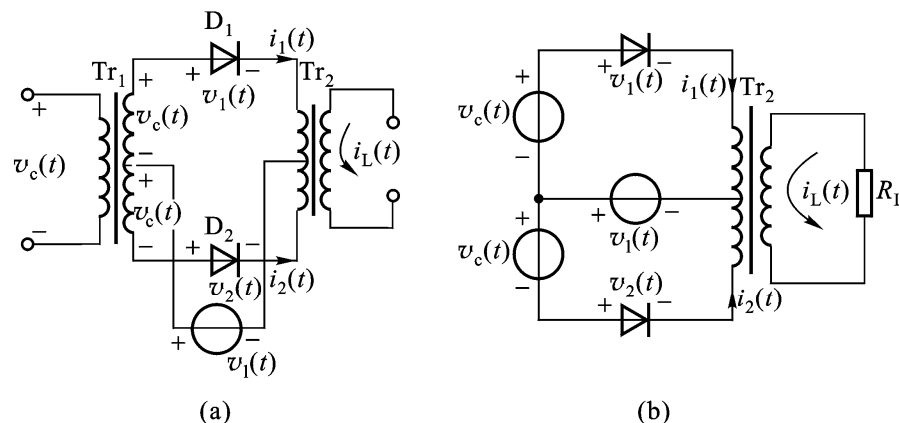
作业2



- 对题图所示电视接收机混频电路，其中 $L_1=4.1\mu\text{H}$ ， $L_2=0.685\mu\text{H}$ ，设输入信号频率等于输入回路谐振频率，中频中心频率为38MHz，试问本振频率应为多少？并说明电路中各电阻、电容元件的作用？

$$i(t) = \sum_{n=1}^3 a_n v^n(t)$$

作业3:



- 对题图4-14所示平衡混频器电路，试问
 - (1) 将输入信号 $v_c(t)$ 和本振电压 $v_1(t)$ 的输入位置互换，混频器能否正常工作？并写出其输出电流的表示式。
 - (2) D_2 极性反接， D_1 不变，混频器能否正常工作？并写出其输出电流的表示式。
 - (假定输入信号，本振电压)

$$v_C(t) = V_{Cm} \cos \omega_c t \quad v_1(t) = V_{1m} \cos \omega_1 t$$

作业4：MOSFET开关混频器

- 这是一个MOSFET双平衡混频器，四个开关分别由反向的本振信号控制
 - 确定该混频器的变频增益？（假设开关速度无限，忽略开关电阻）
 - 试着给出中频输出口的选频电路，对该选频电路有什么要求？
 - 如果本振信号不是50%占空比方波信号，对选频回路的要求又如何？

