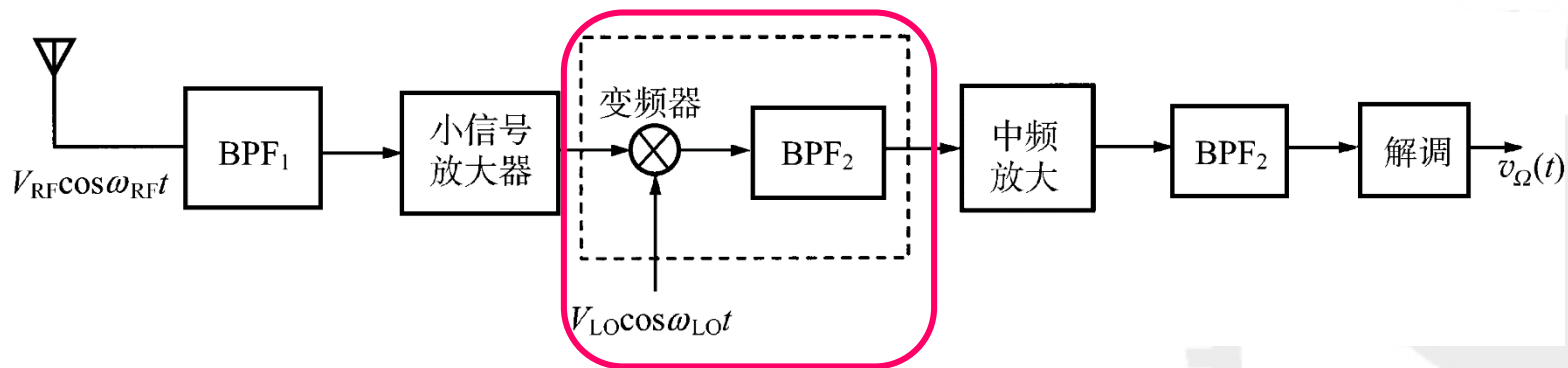


第六章 混频器 (Mixer)

6.1 概述

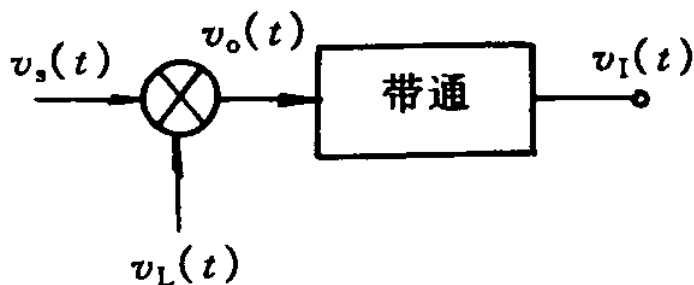
6.2 有源混频器电路

6.3 无源混频器电路



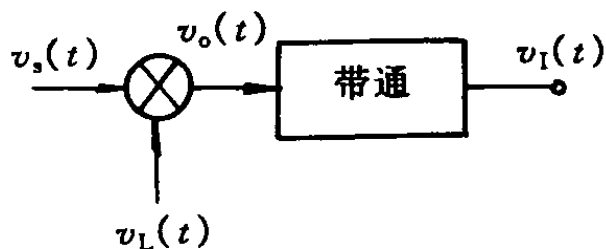
6.1 概述

- 在超外差接收机中，**混频的作用**是把天线上感生的输入高频信号，变换为载频固定的中频(Intermediate Frequency)信号，以便于进行放大、滤波处理。
- 从**信号分析**的角度来看，就是把射频载波附近的已调波频谱搬移到中频载波附近。



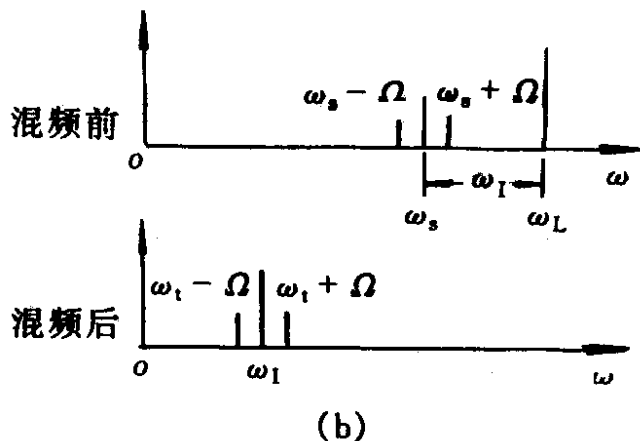
6.1 概述

(1) 乘积型混频器



$$v_s(t) = V_{sm} (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_s t$$

$$v_L(t) = V_{Lm} \cos \omega_L t$$



$$v_o(t) = K v_s(t) v_L(t)$$

$$= \frac{K}{2} V_{sm} V_{Lm} (1 + m_a \cos \Omega t) [\cos(\omega_L - \omega_s)t + \cos(\omega_L + \omega_s)t]$$

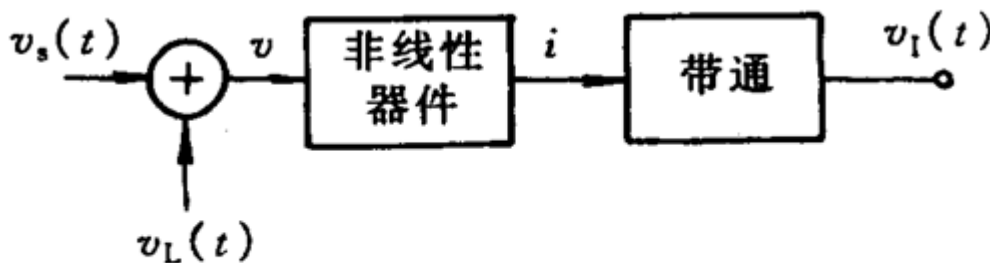
$$= \frac{K}{2} V_{sm} V_{Lm} (1 + m_a \cos \Omega t) [\cos \omega_I t + \cos(\omega_L + \omega_s)t]$$

$$v_I = V_{Im} (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_I t$$

6.1 概述

(2) 叠加型混频器

利用非线性器件幂级数展开式中的二次项，实现两个信号的相乘



叠加型混频器实现模型

$$\begin{aligned} i &= f(v) = a_0 + a_1v + a_2v^2 + a_3v^3 + \dots \\ &= a_0 + a_1(v_s + v_L) + a_2(v_s + v_L)^2 + \dots \\ &= a_0 + a_1(v_s + v_L) + a_2(v_s^2 + v_L^2) + 2a_2v_s v_L + \dots \end{aligned}$$

其中的相乘项 $2a_2v_s v_L$ 是有用项，其它项则产生失真和干扰

6.1 概述

● 混频器的性能指标 (一)

(1) 增益

$$\text{变频增益} = \frac{\text{输出中频}}{\text{输入射频}}$$

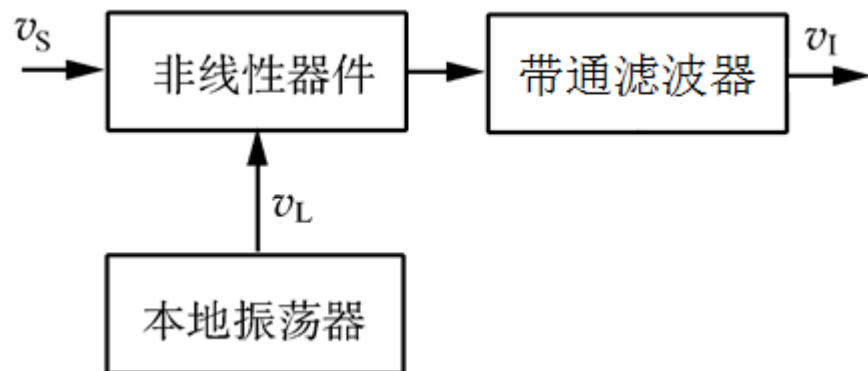
$$\text{电压增益} \quad A_V = \frac{V_{\text{IF}}}{V_{\text{RF}}} \quad \text{功率增益} \quad G_P = \frac{P_{\text{IF}}}{P_{\text{RF}}}$$

两者关系:
$$G_P = \frac{P_{\text{IF}}}{P_{\text{RF}}} = \frac{V_{\text{IF}}^2 / R_L}{V_{\text{RF}}^2 / R_S} = A_V^2 \frac{R_S}{R_L}$$

← 射频口阻抗
← 中频口阻抗

按增益划分混频器

- 有源混频器 — G_P 大于 1
- 无源混频器 — G_P 小于 1



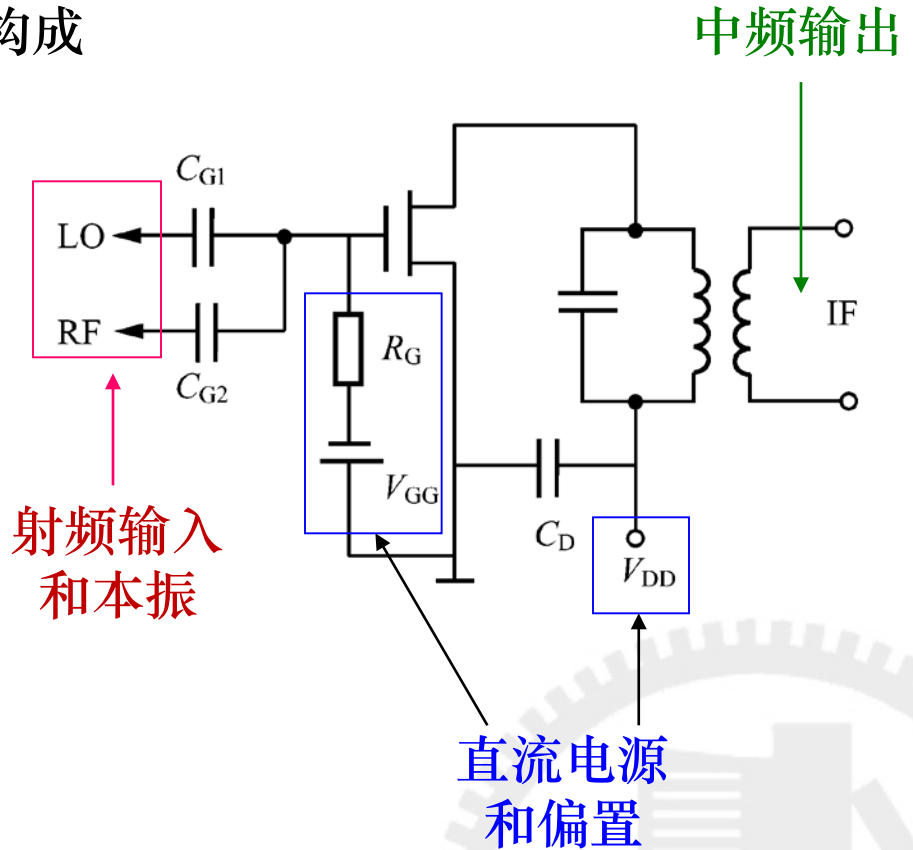
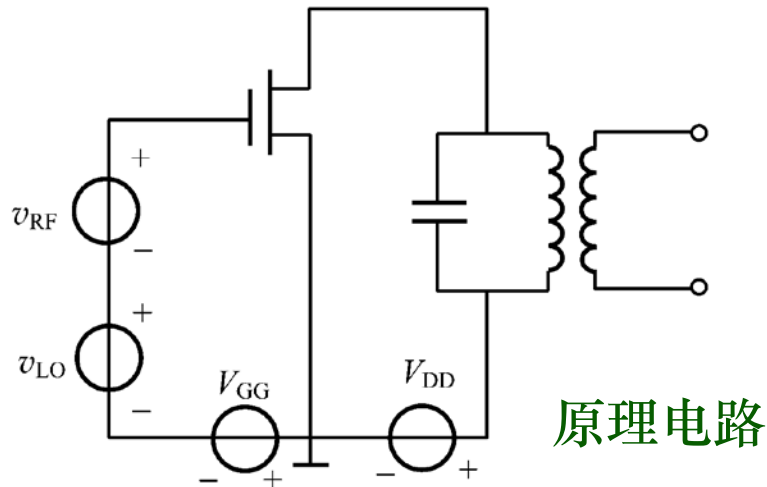
6.2 有源混频器 (Active Mixer)

特征：用双极型晶体管或场效应管构成

混频增益 > 1

6.2.1 单管跨导型混频器

1. 工作原理



6.2.1 单管跨导型混频器

✓ 转移特性和两个输入信号分别为：

$$i_D = f(v_{GS})$$

$$v_{RF} = V_{RF} \cos \omega_{RF} t$$

$$v_{LO} = V_{LO} \cos \omega_{LO} t$$

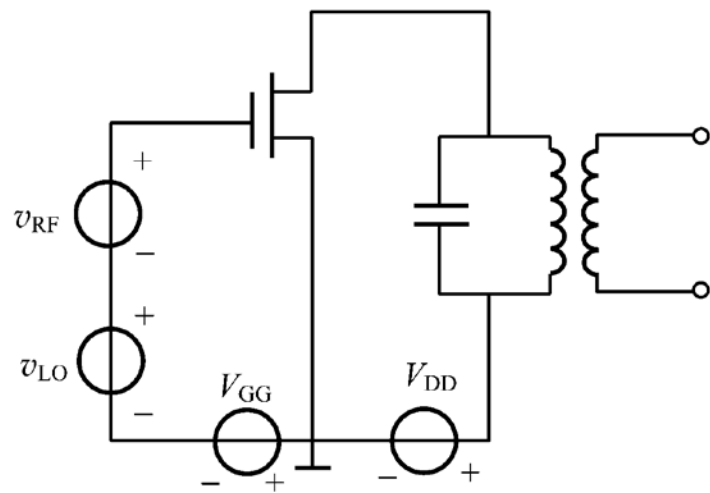
(a) v_{RF} 和 v_{LO} 均为小信号，用幂级数展开：

$$i_D = a_0 + a_1 v_{GS} + a_2 v_{GS}^2 + \dots$$

$$v_{GS} = -V_{GG} + v_{LO} + v_{RF}$$

$$i_I = a_2 V_{RF} V_{LO} \cos(\omega_{LO} - \omega_{RF}) t$$

$$v_I = -a_2 V_{RF} V_{LO} R_L \cos(\omega_{LO} - \omega_{RF}) t$$



6.2.1 单管跨导型混频器

(b) v_{RF} 为小信号， v_{LO} 为大信号，用线性时变分析法处理：

在 $v_{\text{GSQ}} = -V_{\text{GG}} + v_{\text{LO}}$ 处展开 $i_{\text{D}} = f(v_{\text{GS}})$ ，取 v_{RF} 一阶乘幂项，可得：

$$i_{\text{D}} = I_{\text{D0}}(t) + g_m(t)v_{\text{RF}}$$

$$I_{\text{D0}}(t) = f(-V_{\text{GG}} + v_{\text{LO}})$$

$$g_m(t) = f'(-V_{\text{GG}} + v_{\text{LO}}) = g_{m0} + g_{m1} \cos \omega_{\text{LO}} t + g_{m2} \cos 2\omega_{\text{LO}} t + \dots$$

把 $g_m(t)$ 表达式代入 i_{D} 表达式，得出中频分量为：

$$i_{\text{IF}} = \frac{g_{m1}}{2} V_{\text{RF}} \cos(\omega_{\text{LO}} - \omega_{\text{RF}})t = I_{\text{IF}} \cos \omega_{\text{IF}} t$$

定义中频电流振幅与输入信号电压振幅之比为变频跨导 g_{fc} ，有：

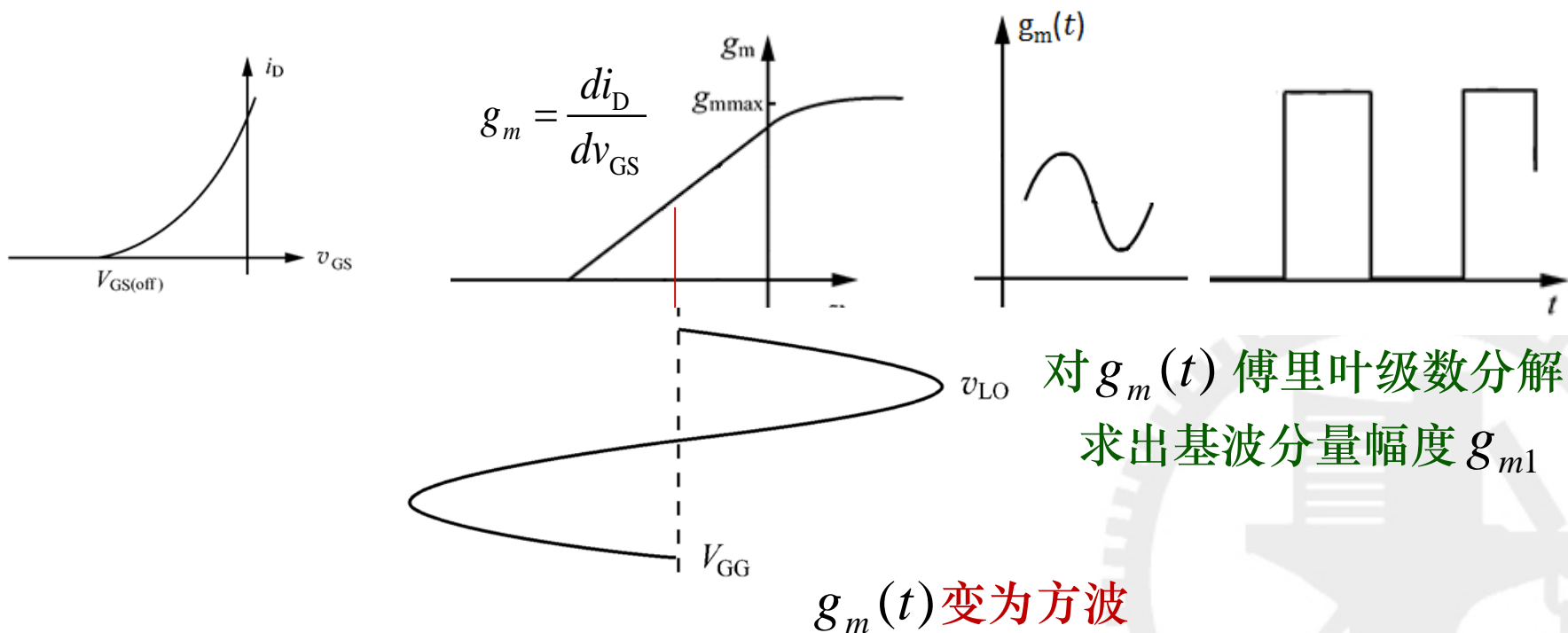
$$g_{\text{fc}} = \frac{I_{\text{IF}}}{V_{\text{RF}}} = \frac{g_{m1}}{2}$$

6.2.1 单管跨导型混频器

输出电压: $v_{IF}(t) = \frac{1}{2} g_{m1} R_L V_{RF} \cos(\omega_{LO} - \omega_{RF})t$

电压增益: $A_V = \frac{V_{IF}}{V_{RF}} = \frac{1}{2} g_{m1} R_L V_{RF} / V_{RF} = g_{fc} R_L$

- (1) g_{fc} 与 V_{LO} 有关
- (2) g_{fc} 与 V_{GG} 有关

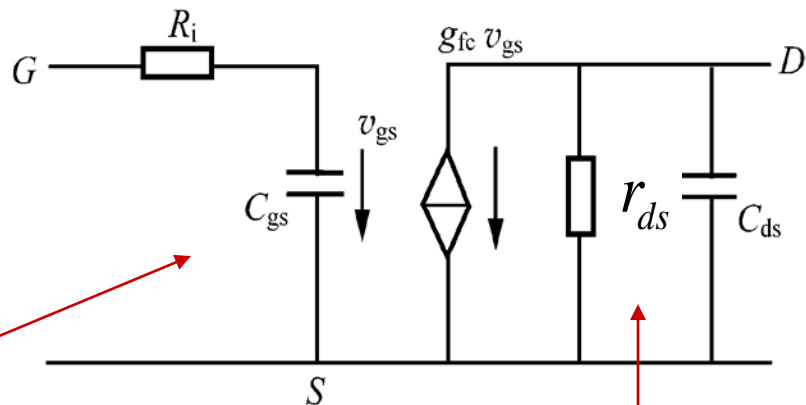


6.2.1 单管跨导型混频器

场效应管混频器等效电路

- 与作为放大器的等效电路的异同?

输入阻抗同 $R_i + \frac{1}{\omega_{RF} C_{GS}} \approx \frac{1}{\omega_{RF} C_{GS}}$



输出阻抗同

等效电流源不同

- 放大器 — $g_m v_{gs}$
- 混频器 — $g_{fc} v_{gs}$

变频跨导

6.2.1 单管跨导型混频器

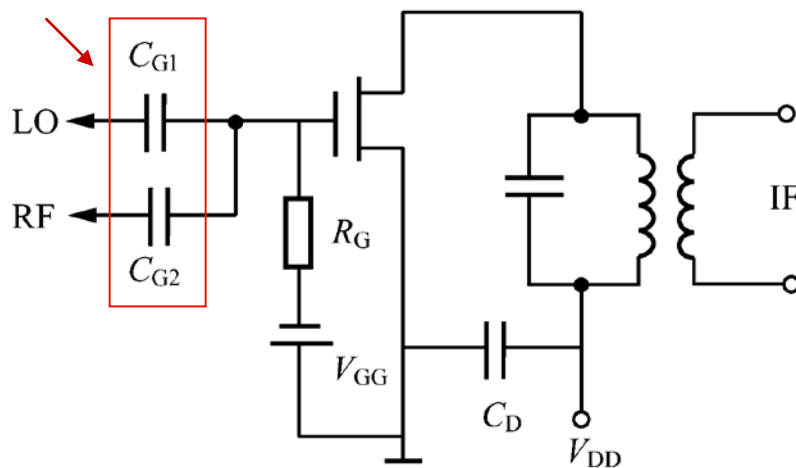
2. 设计考虑

(1) RF口和LO口的设计

——匹配

问题： RF口和LO口同接在栅极
管子输入端与谁匹配？

隔直流电容

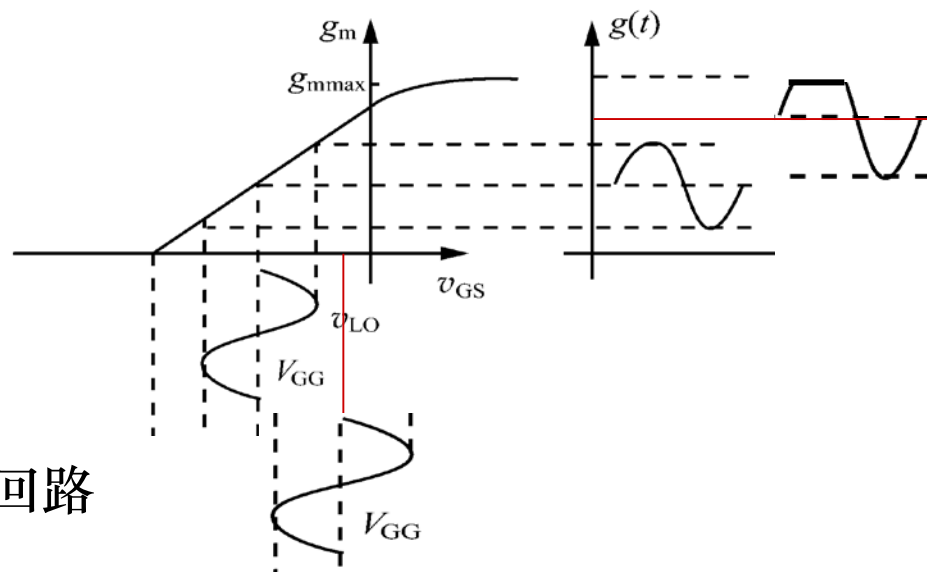


✓ 主要考虑与RF口前低噪放匹配——保证小信号传输

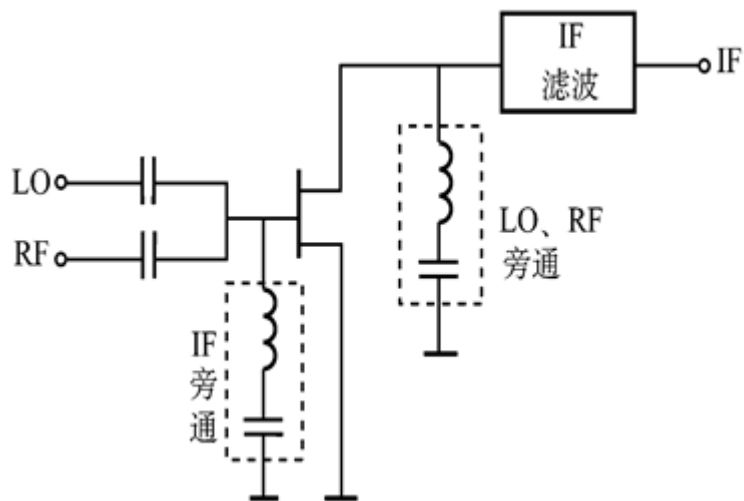
6.2.1 单管跨导型混频器

(2) 偏置

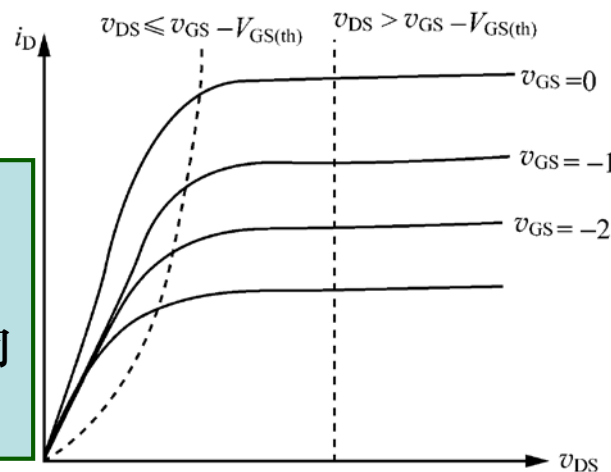
- ① 在相同的本振幅度下，偏置不同，时变跨导不同
- ② 时变偏置随本振电压变化时，应保证场效应管工作于饱和区



(3) 选频滤波 —— 漏极加LO串连回路



漏极对本振的交流阻抗为0，本振变化不影响漏极电压



6.2.1 单管跨导型混频器

(4) 输出回路

中频输出回路功能： ① 选频滤波 ② 阻抗变换

(5) 中频陷波

目的：为了减少混入输入端的中频干扰和噪声

方法：FET的栅极对中频短路——中频陷波器

(6) 本振注入方式

① 从栅极注入

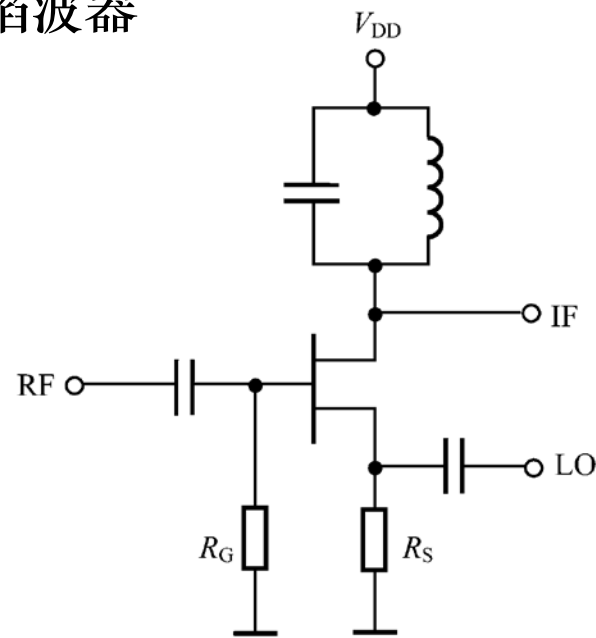
优点——需要的本振功率小

缺点——LO口与RF口的隔离差

② 从源极注入 $V_{GS}(t) = -V_{R_S} - v_{LO}(t)$

优点——LO口与RF口的隔离加大

缺点——混频增益低，所需本振功率大



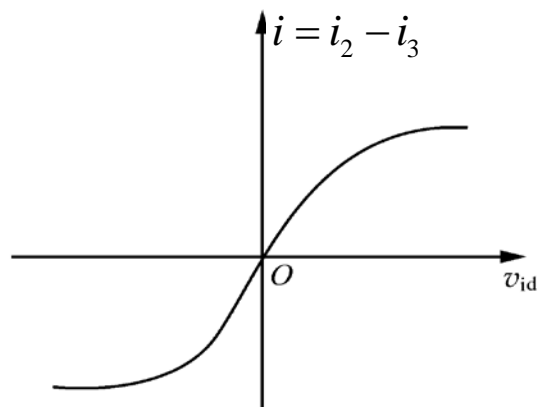
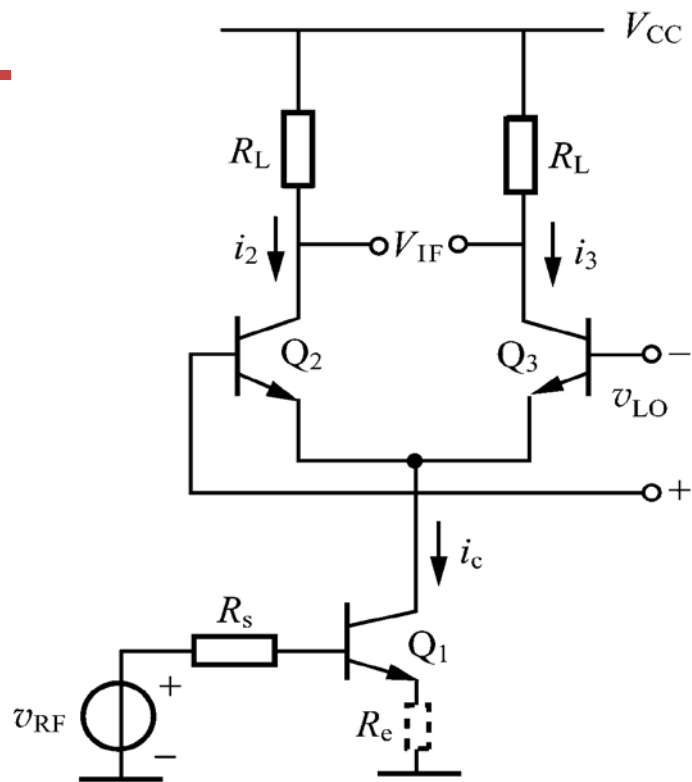
6.2.2 单平衡混频器

电路组成：

- ① 由本振信号激励的差分对管 Q_2 Q_3
- ② 输出电流受射频信号控制的晶体管 Q_1
- ③ 中频负载 R_L
- ④ 直流偏置（图中未画出）

工作原理：

- ① Q_1 是射频小信号线性放大器
- ② 差分对 Q_2 Q_3 是在本振大信号作用下的轮流导通的双向开关
- ③ 当双端输出时，输出电流是 i_2 和 i_3 的差



6.2.2 单平衡混频器

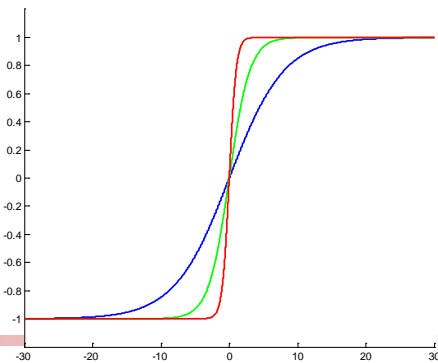
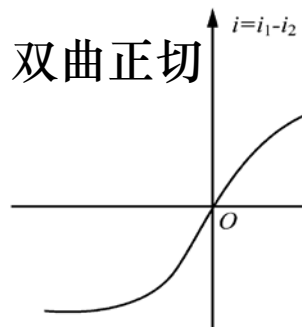
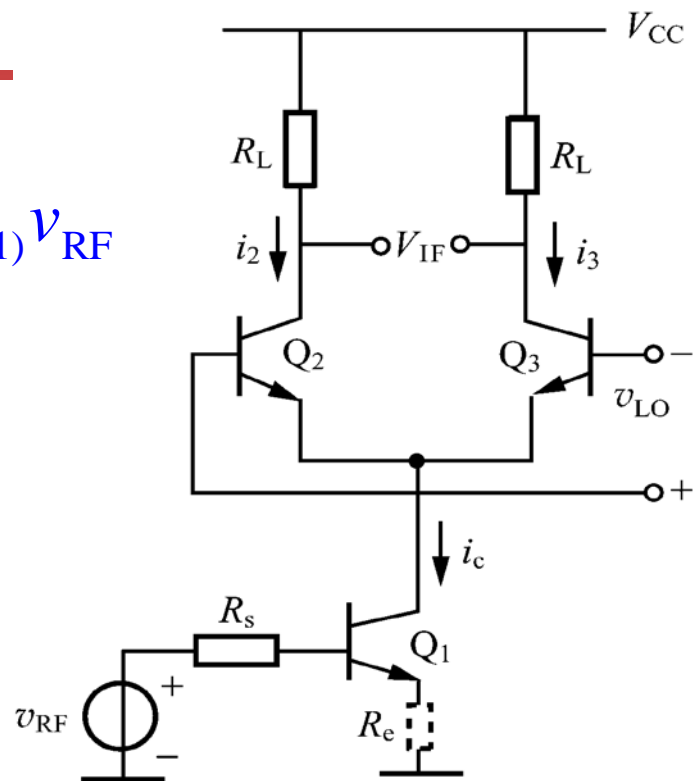
电路分析:

- ✓ Q_1 工作于放大区 $i_c = I_{CQ1} + g_{m(Q1)} v_{RF}$
- ✓ 差分放大级 $Q_2 Q_3$

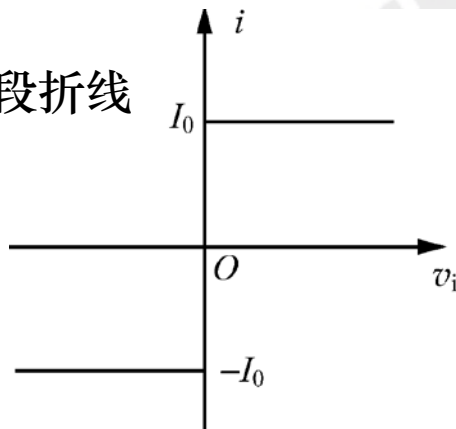
输出电压 $v_{IF} = iR_L = (i_2 - i_3)R_L$

$$i = i_2 - i_3 = i_c \tanh \frac{q}{2kT} v_{LO}(t)$$

(参考第2章附录)



两段折线



6.2.2 单平衡混频器

$$i = i_c S_2(\omega_{LO} t) = (I_{CQ1} + g_{m(Q1)} v_{RF}) S_2(\omega_{LO} t)$$

条件：差分对输入电压 V_{LO} 足够大

双向开关 $S_2(\omega_{LO} t)$ 展开式：

$$S_2(\omega_{LO} t) = \frac{4}{\pi} \cos \omega_{LO} t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_{LO} t + \dots$$

射频信号与开关函数中各分量相乘

得到频率： $p\omega_{LO}$ 、 $p\omega_{LO} \pm \omega_{RF}$ $p=1, 3, 5, \dots$

滤波后得： $i_{IF} = \frac{2}{\pi} g_{m(Q1)} V_{RF} \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})$ 实现了混频

输出电压 $v_{IF} = \frac{2}{\pi} g_{m(Q1)} V_{RF} R_L \cos \omega_{IF}$ $A_v = \frac{v_{IF}}{V_{RF}} = \frac{2}{\pi} g_{m(Q1)} R_L$

6.2.3 吉尔伯特双平衡混频器——模拟乘法器

- 模拟乘法器是频谱变换中最为常用的单元电路，主要用于线性频谱搬移，有时也用于鉴相等特殊的处理用途。

应用目的：

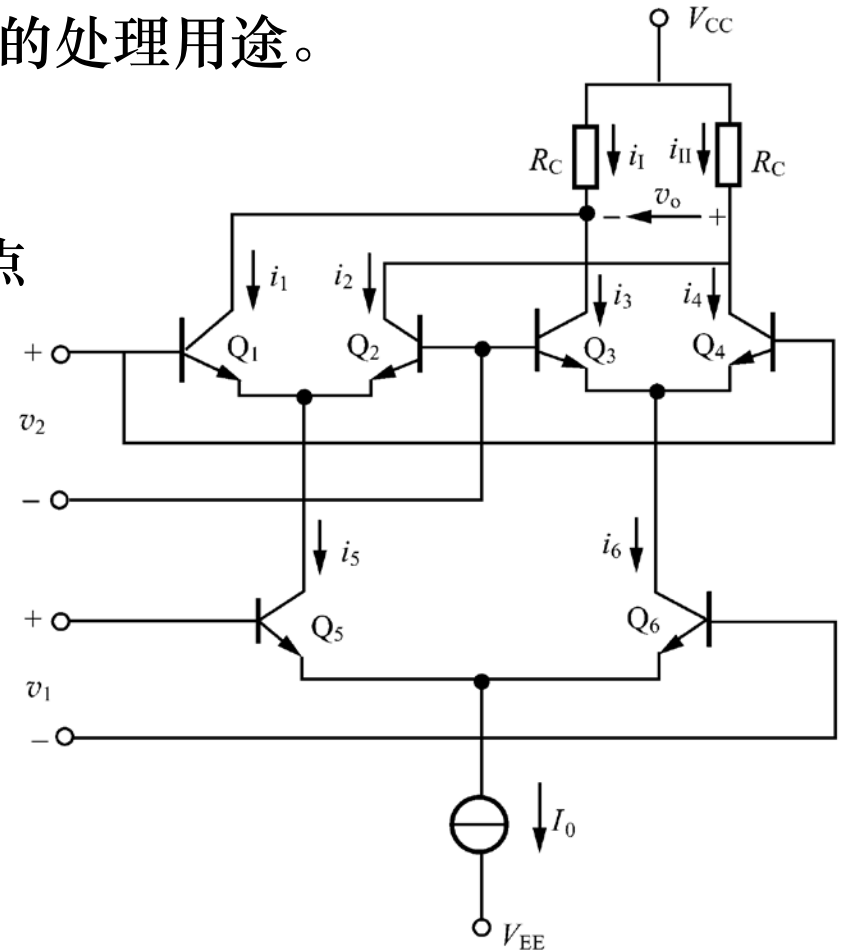
改善单平衡混频器口间隔离不好的缺点

电路特点：

射频级改为差分输入输出线性放大器

本振级改为双差分对

中频输出口为平衡输出



6.2.3 吉尔伯特双平衡混频器

输出电压 $v_o = iR_L$

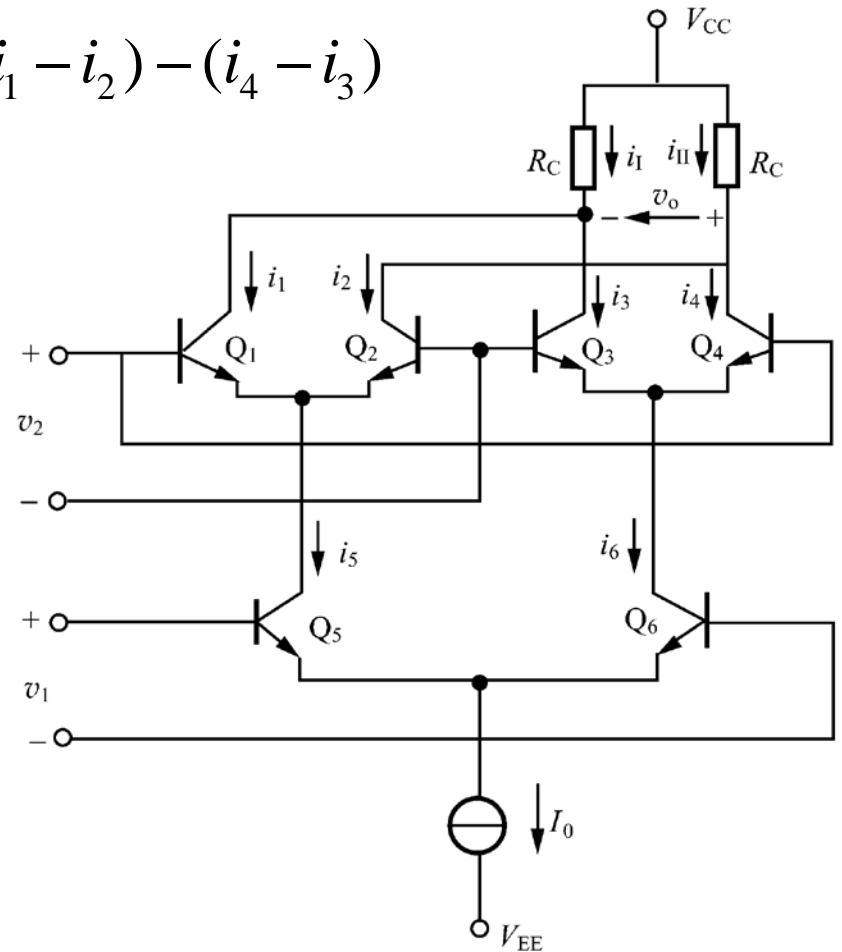
$$i = i_I - i_{II} = (i_1 + i_3) - (i_2 + i_4) = (i_1 - i_2) - (i_4 - i_3)$$

$$i_1 - i_2 = i_5 \tanh\left(\frac{v_2}{2v_T}\right)$$

$$i_4 - i_3 = i_6 \tanh\left(\frac{v_2}{2v_T}\right)$$

$$i_5 - i_6 = I_0 \tanh\left(\frac{v_1}{2v_T}\right)$$

$$i = I_0 \tanh\left(\frac{v_1}{2v_T}\right) \cdot \tanh\left(\frac{v_2}{2v_T}\right)$$



结论： v_1 、 v_2 非理想相乘

6.2.3 吉尔伯特双平衡混频器

► 分情况讨论：

1. v_1 、 v_2 均为小信号

近似 $\tanh \frac{v}{2v_T} \approx \frac{v}{2v_T}$ ，输出电流简化为：

$$i = I_0 \tanh\left(\frac{v_1}{2v_T}\right) \cdot \tanh\left(\frac{v_2}{2v_T}\right) = I_0 \left(\frac{1}{2v_T}\right)^2 v_1 v_2$$

结论：实现了输入电压 v_1 、 v_2 理想相乘 \rightarrow 输出频率 $(\omega_1 \pm \omega_2)$

缺点：输入信号动态范围小

6.2.3 吉尔伯特双平衡混频器

2. 一个为大信号，一个为小信号 设 v_2 大信号 ($V_{2m} > 100\text{mV}$)
 v_1 为小信号

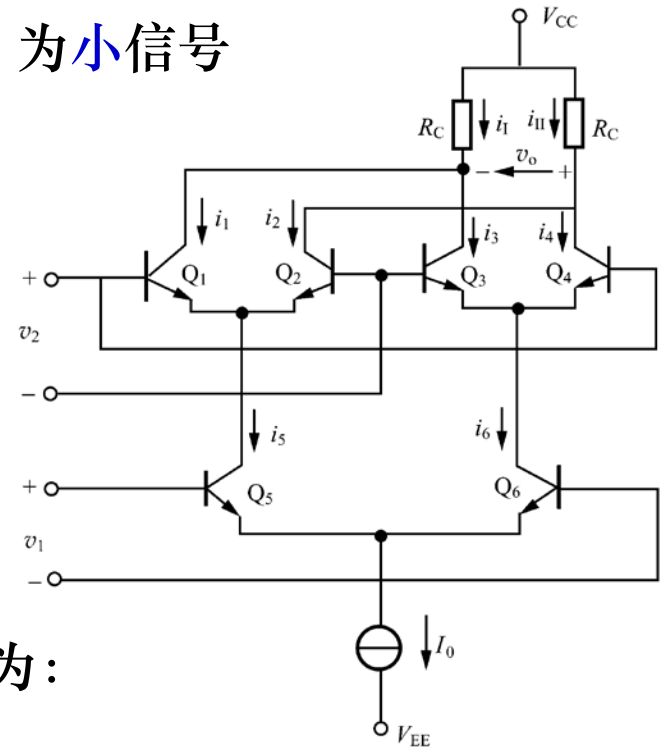
Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 工作于开关状态 $\tanh\left(\frac{v_2}{2v_T}\right) \approx S_2(\omega_2 t)$

$$i = I_0 \cdot \frac{v_1}{2v_T} \cdot S_2(\omega_2 t) = g_m v_1 \cdot S_2(\omega_2 t)$$

输出电流频谱: $p\omega_2 \pm \omega_1$ ($p = 1, 3, 5 \dots$)

v_1 与 v_2 相乘的差频项 ($\omega_1 - \omega_2$) 的电流幅度为:

$$I_I = \frac{2}{\pi} g_m V_{1m} \quad g_{fc} = \frac{2}{\pi} g_{m1}$$



6.2.3 吉尔伯特双平衡混频器

工作模式 $\begin{cases} \text{射频小信号 } v_1 = v_{\text{RF}} \\ \text{本振大信号 } v_2 = v_{\text{LO}} \end{cases}$

输出电流
$$i = I_0 \frac{q}{2kT} v_{\text{RF}} \cdot S_2(\omega_{\text{LO}} t) = g_m v_{\text{RF}} \cdot S_2(\omega_{\text{LO}} t)$$

输出电流频谱: $p\omega_{\text{LO}} \pm \omega_{\text{RF}} \quad (p=1, 3, 5\dots)$

双平衡混频器优点:

① 输出不含有射频 ω_{RF} 和本振 ω_{LO} 分量——口间隔离好

② 线性范围较大 $\begin{cases} (1) \text{ RF 输入级是差分放大器,} \\ \text{线性范围比单管大} \end{cases}$

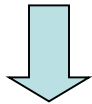
$\begin{cases} (2) \text{ 输出采用双平衡,} \\ \text{抵消了RF级的偶次失真项} \end{cases}$

6.2.3 吉尔伯特双平衡混频器

3. v_1 、 v_2 均为大信号

上、下两对差分对管均工作于开关状态

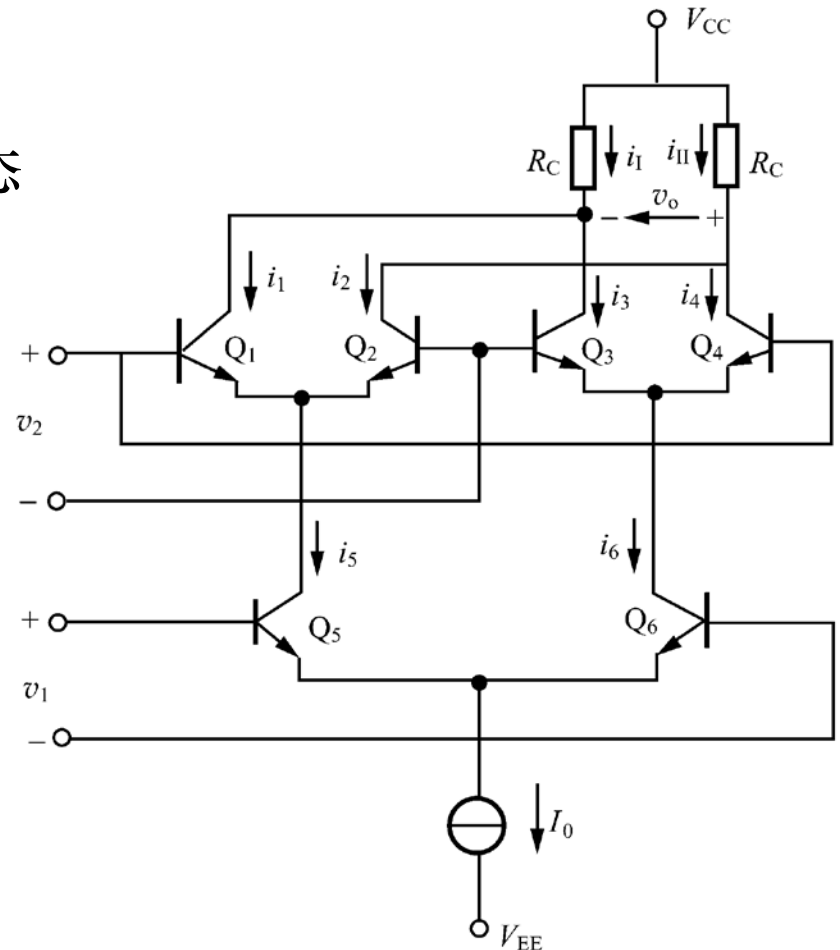
$$i = I_0 \tanh\left(\frac{v_1}{2v_T}\right) \cdot \tanh\left(\frac{v_2}{2v_T}\right)$$



$$i = I_0 S_2(\omega_1 t) \cdot S_2(\omega_2 t)$$

输出电流频谱:

$$|(2n-1)\omega_1 \pm (2m-1)\omega_2|$$



6.2.3 吉尔伯特双平衡混频器

增大 ω_{RF} 的线性范围——射极加负反馈电阻

$$v_1 = v_{BE5} + v_{R_{E1}} - v_{BE6}$$

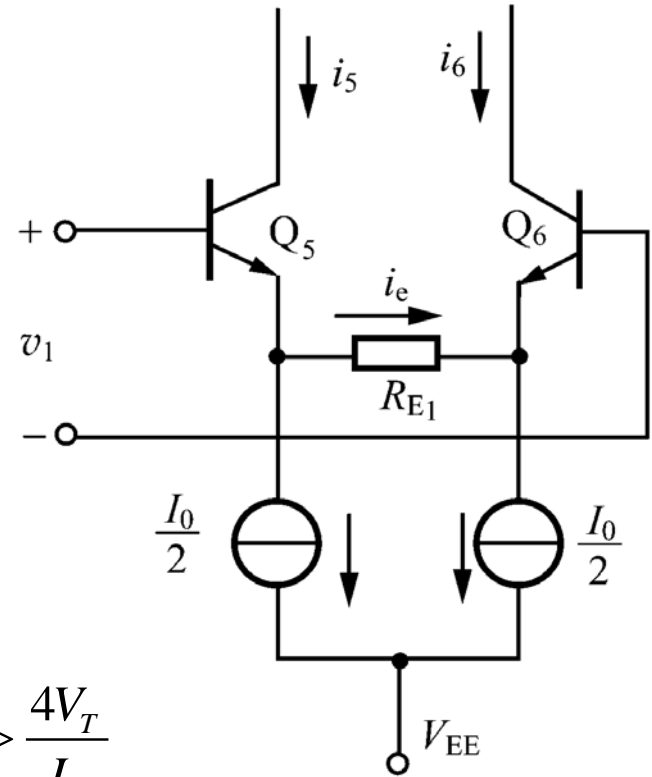
$$i_5 = \frac{1}{2} I_0 + i_e \quad i_6 = \frac{1}{2} I_0 - i_e$$

$$v_{BE5} - v_{BE6} = V_T \ln \frac{i_5}{i_6} = V_T \ln \frac{1 + 2i_e / I_0}{1 - 2i_e / I_0}$$

由 $\ln \frac{1+x}{1-x} = 2x + \frac{2}{3}x^3 + \frac{2}{5}x^5 + \dots \xrightarrow{x < 0.5}$

$$v_1 \approx v_{R_{E1}} + 2V_T \frac{2i_e}{I_0} = i_e \left(R_{E1} + \frac{4V_T}{I_0} \right) \xrightarrow{R_{E1} \gg \frac{4V_T}{I_0}}$$

$$(i_5 - i_6) = 2i_e = 2 \frac{v_{R_{E1}}}{R_{E1}} \approx \frac{2v_1}{R_{E1}} \quad v_1 \approx v_{R_{E1}}$$



6.2.3 吉尔伯特双平衡混频器

乘法器的输出电流

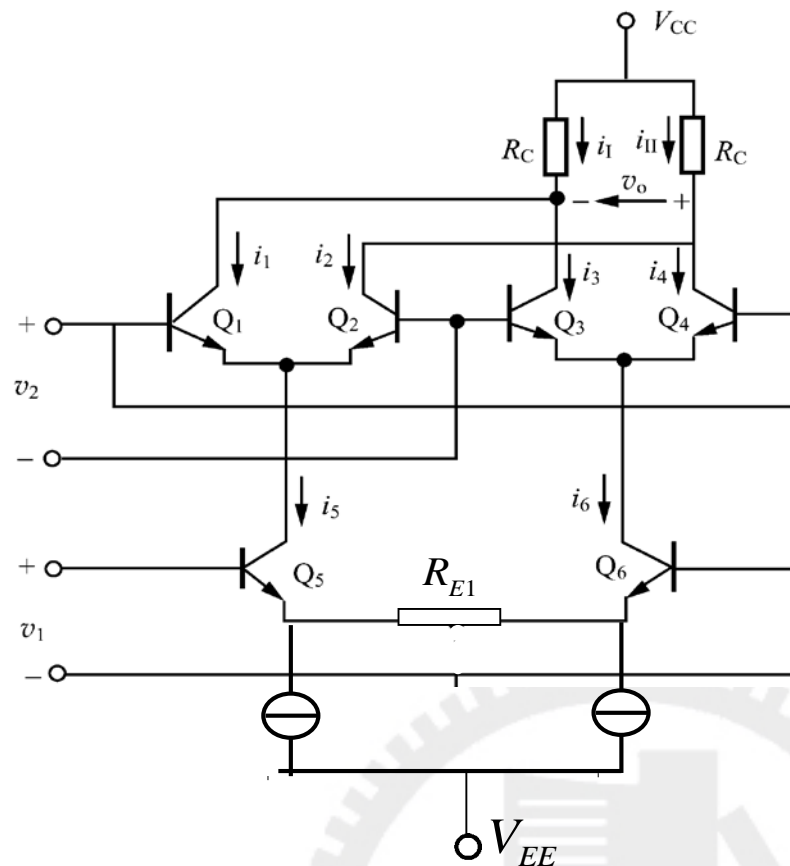
$$i = (i_5 - i_6) \tanh\left(\frac{q}{2kT} v_2\right)$$

$$\approx \frac{2v_1}{R_{E1}} \tanh\left(\frac{q}{2kT} v_2\right)$$

结论：输出电流与输入电压 v_1 成线性

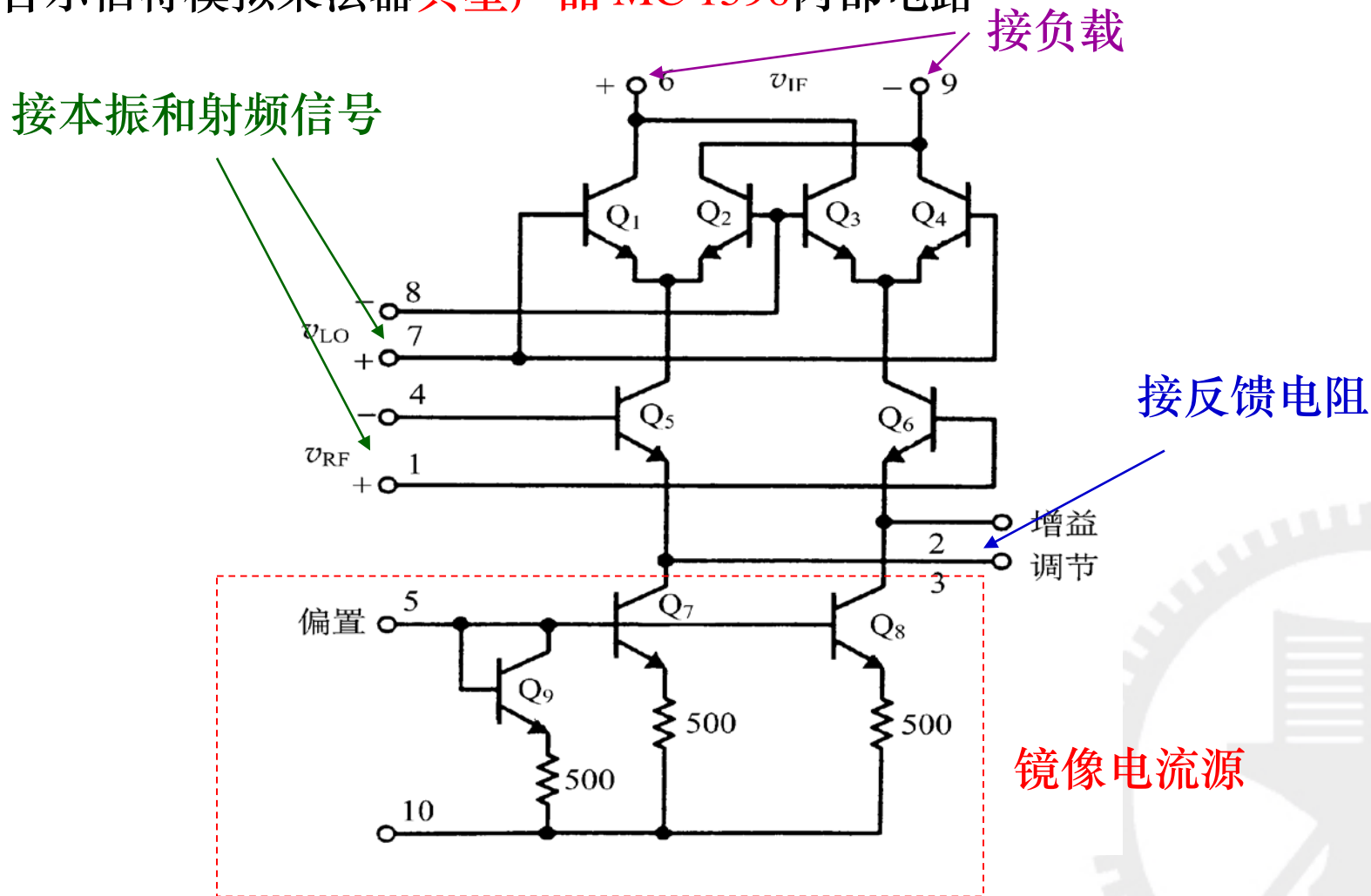
v_1 的最大范围为：

$$\left. \begin{aligned} x = \frac{2i_e}{I_0} < 0.5 \\ i_e = \frac{v_{R_{E1}}}{R_{E1}} \end{aligned} \right\} \frac{1}{4} I_0 \geq \frac{v_1}{R_{E1}} \geq -\frac{1}{4} I_0$$



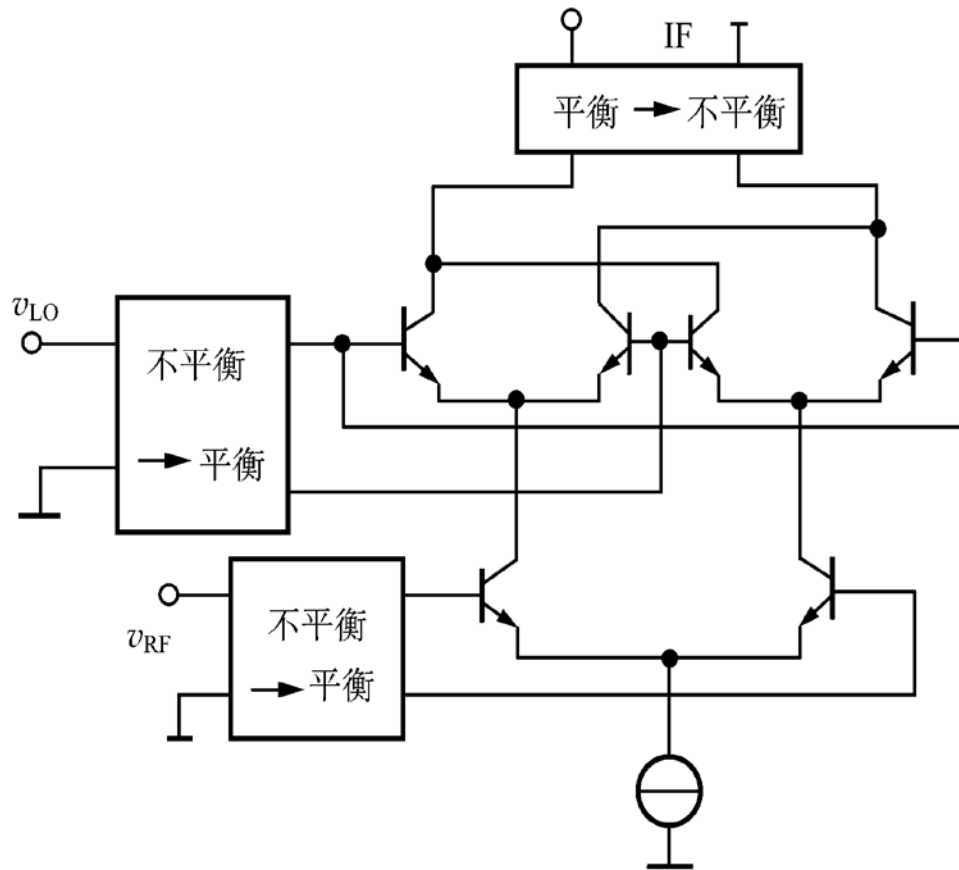
6.2.3 吉尔伯特双平衡混频器

吉尔伯特模拟乘法器典型产品 MC 1596 内部电路



6.2.3 吉尔伯特双平衡混频器

混频器三个口的不平衡 \longleftrightarrow 平衡的变换



6.3 无源混频器

➤ 线性时变工作状态的二极管

设二极管特性在大信号下为过原点的折线

导通后斜率为 g_D

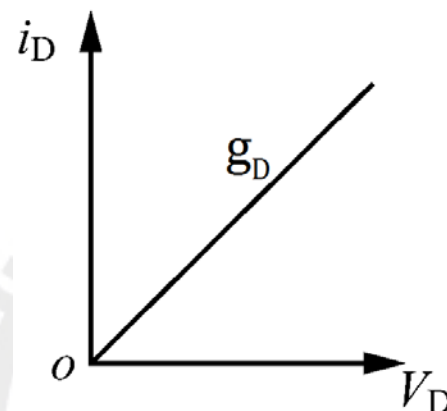
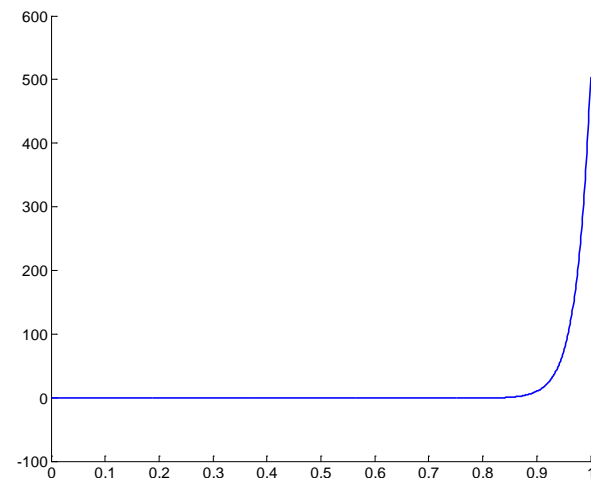
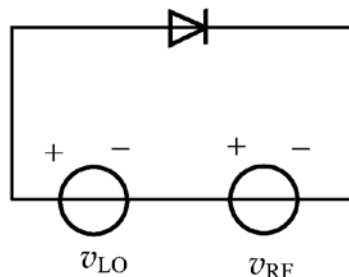
当二极管电压为：

$$v_D = v_{LO}(t) + v_{RF}(t)$$

$$v_{LO}(t) = V_{LO} \cos \omega_{LO} t$$

$$v_{RF}(t) = V_{RF} \cos \omega_{RF} t$$

且满足： $V_{LO} \gg V_{RF}$ ， $V_{LO} \gg 1$ ， $V_{RF} < V_T$



6.3 无源混频器

二极管受 v_{LO} 控制工作在开关状态如下图所示：

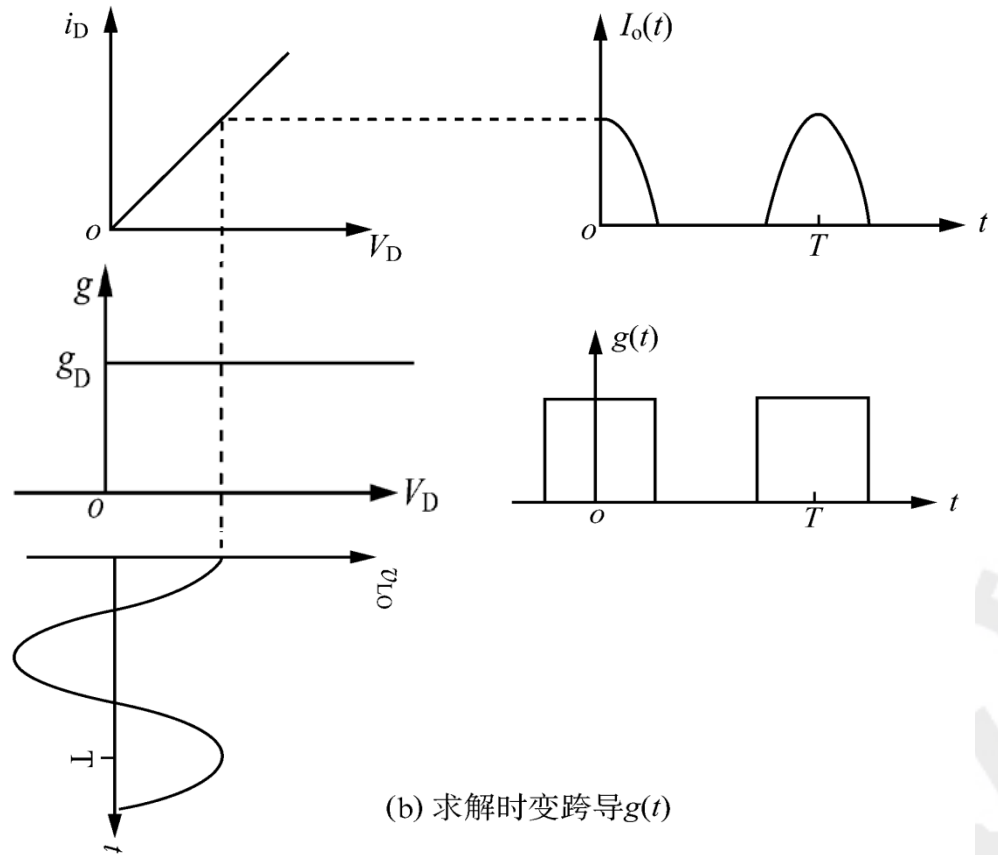
$$I_0(t) = g_D S_1(\omega_{LO} t) v_{LO}(t)$$

$$g(t) = g_D S_1(\omega_{LO} t)$$

二极管电流

$$\begin{aligned} i_D &= I_0(t) + g(t) \cdot v_{RF}(t) \\ &= g_D [v_{LO}(t) + v_{RF}(t)] S_1(\omega_{LO} t) \end{aligned}$$

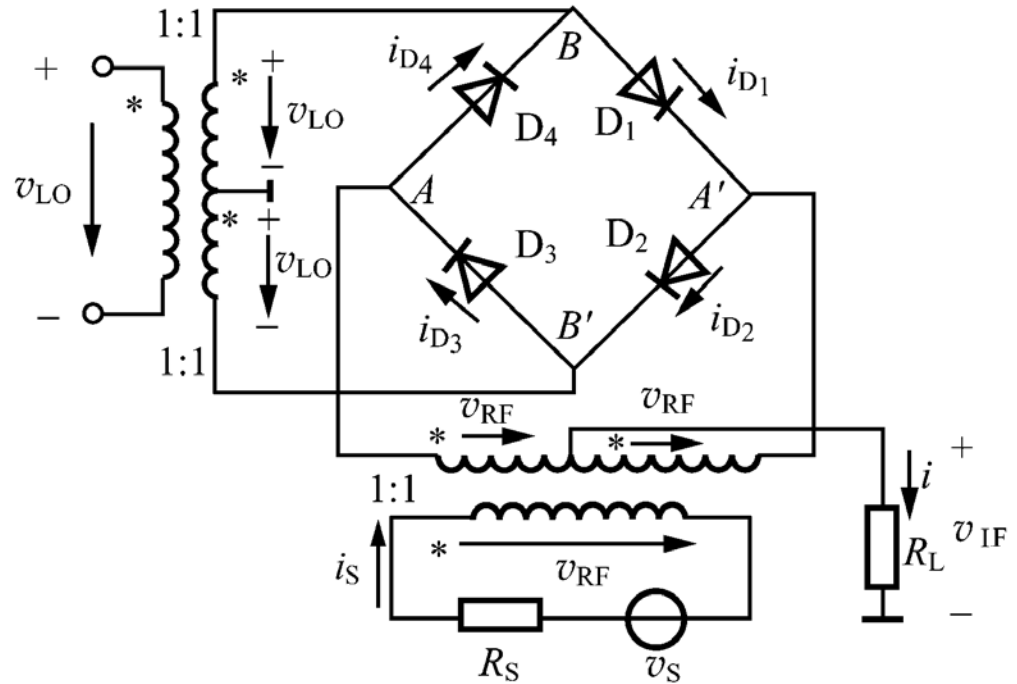
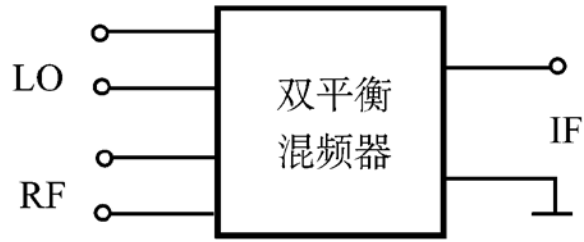
变频跨导为：
$$g_{fc} = \frac{I_{IF}}{V_{RF}} = \frac{1}{\pi} g_D$$



(b) 求解时变跨导 $g(t)$

6.3 无源混频器

➤ 二极管双平衡混频器——环形混频器



$$v_{D1} = v_{LO} - v_{IF} + v_{RF}$$

$$v_{D2} = v_{LO} + v_{IF} - v_{RF}$$

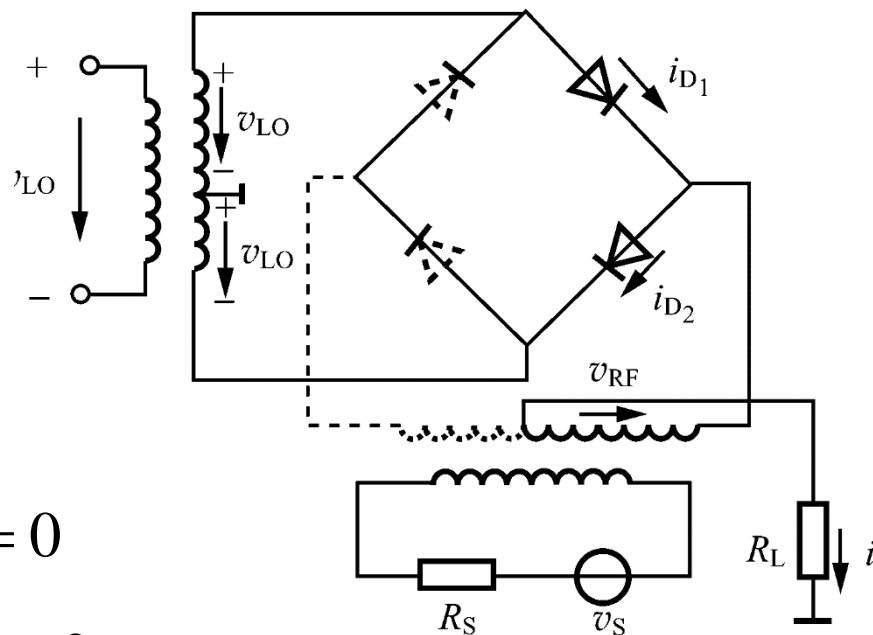
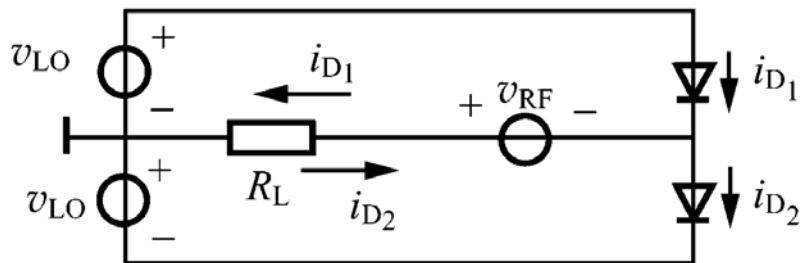
$$v_{D3} = -v_{LO} - v_{IF} - v_{RF}$$

$$v_{D4} = -v_{LO} + v_{IF} + v_{RF}$$

v_{LO} 正半周 D_1 、 D_2 导通， v_{LO} 负半周 D_3 、 D_4 导通。

6.3 无源混频器

当 v_{LO} 为**正**时，二极管 **$D_1 D_2$** 导通， **$D_3 D_4$** 不导通



列回路方程：

$$v_{LO} + v_{RF} + (i_{D2} - i_{D1})R_L - i_{D1}R_D = 0$$

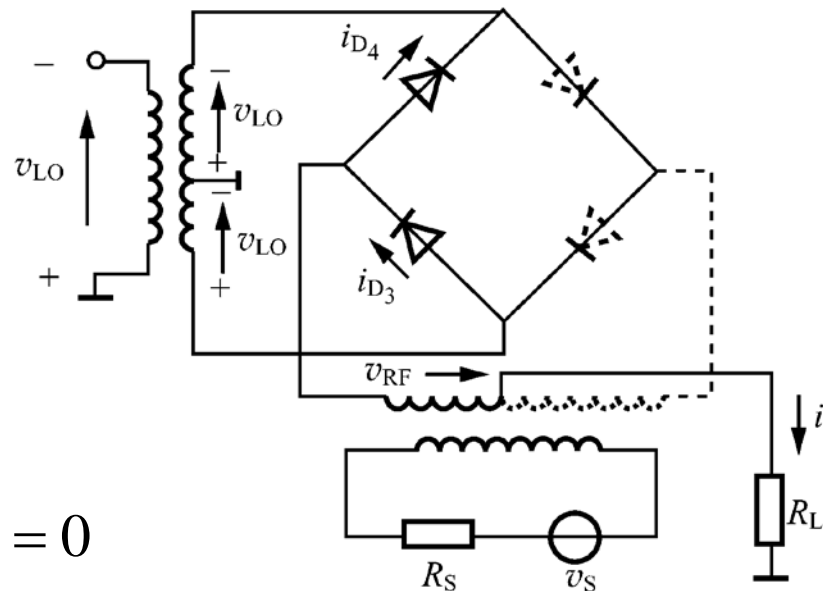
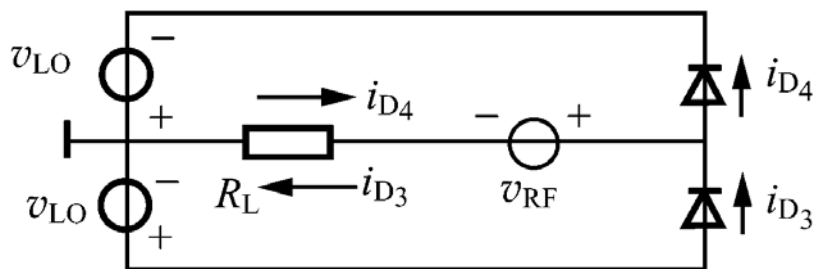
$$-v_{LO} + v_{RF} + (i_{D2} - i_{D1})R_L + i_{D2}R_D = 0$$

解方程得：

$$i_{D1} - i_{D2} = \frac{2v_{RF}(t)}{2R_L + R_D} S_1(\omega_{LO}t)$$

6.3 无源混频器

当 v_{LO} 为负时，二极管 $D_3 D_4$ 导通， $D_1 D_2$ 不导通



列回路方程：

$$v_{LO} + v_{RF} + (i_{D3} - i_{D4})R_L - i_{D4}R_D = 0$$

$$v_{LO} - v_{RF} - (i_{D3} - i_{D4})R_L - i_{D3}R_D = 0$$

解方程得：

$$i_{D3} - i_{D4} = \frac{-2v_{RF}(t)}{2R_L + R_D} S_1(\omega_{LO}t + \pi)$$

6.3 无源混频器

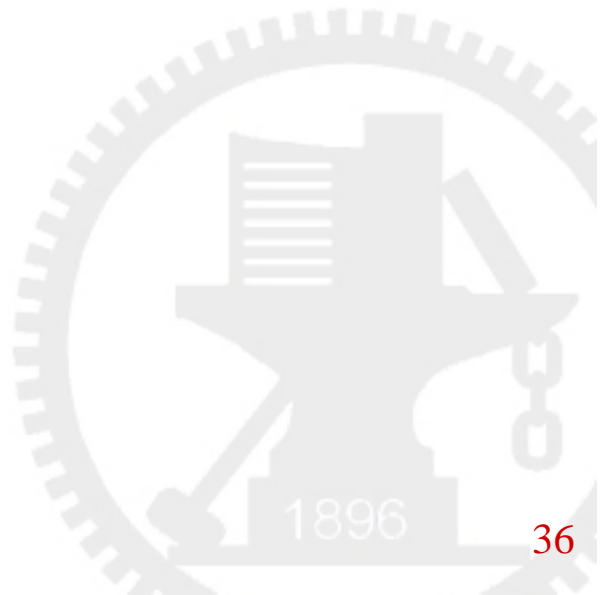
求中频输出电流:

$$i = (i_{D1} - i_{D2}) + (i_{D3} - i_{D4}) = \frac{2v_{RF}}{2R_L + R_D} [S_1(\omega_{LO}t) - S_1(\omega_{LO}t + \pi)]$$

$$= \frac{2v_{RF}}{2R_L + R_D} S_2(\omega_{LO}t)$$

$$i_{IF}(t) = \frac{4}{\pi} \frac{V_{RF}}{2R_L + R_D} \cos \omega_{IF}t$$

$$v_{IF}(t) = R_L \times i_{IF}(t) \approx \frac{2}{\pi} V_{RF} \cos \omega_{IF}t$$



6.3 无源混频器

射频输入:

射频输入电流为:

$$i_S = (i_{D1} - i_{D2}) - (i_{D3} - i_{D4})$$

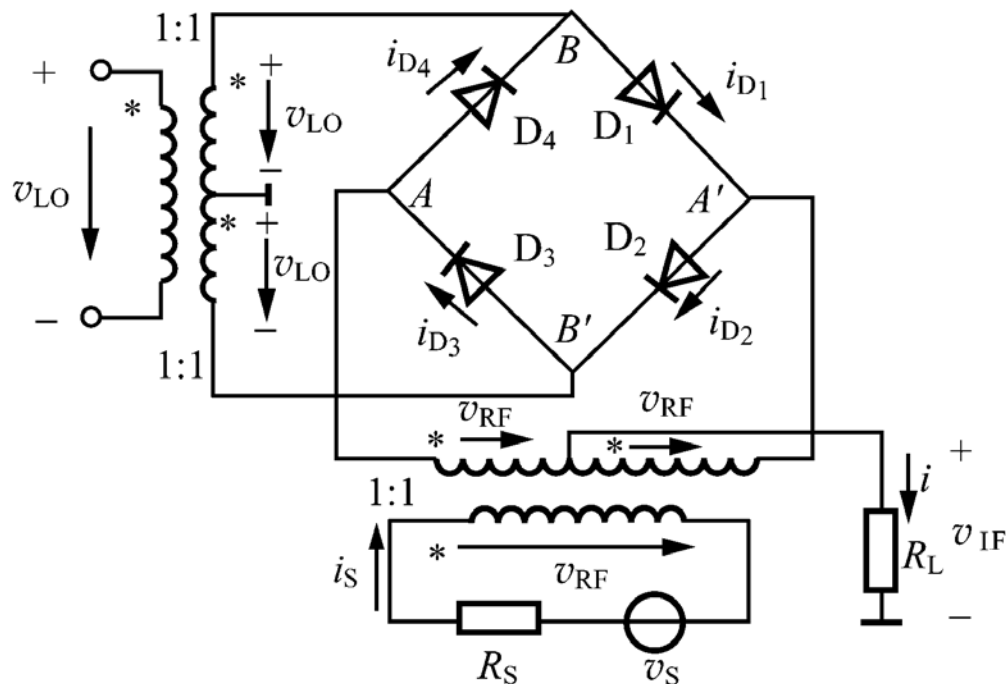
$$= \frac{2v_{RF}}{2R_L + R_D} \approx \frac{v_{RF}}{R_L}$$

输入电阻为:

$$R_{RFi} = \frac{V_{RF}}{I_S} = R_L$$

设射频口匹配: $R_S = R_{RFi} = R_L$

则必有 $V_S = 2V_{RF}$



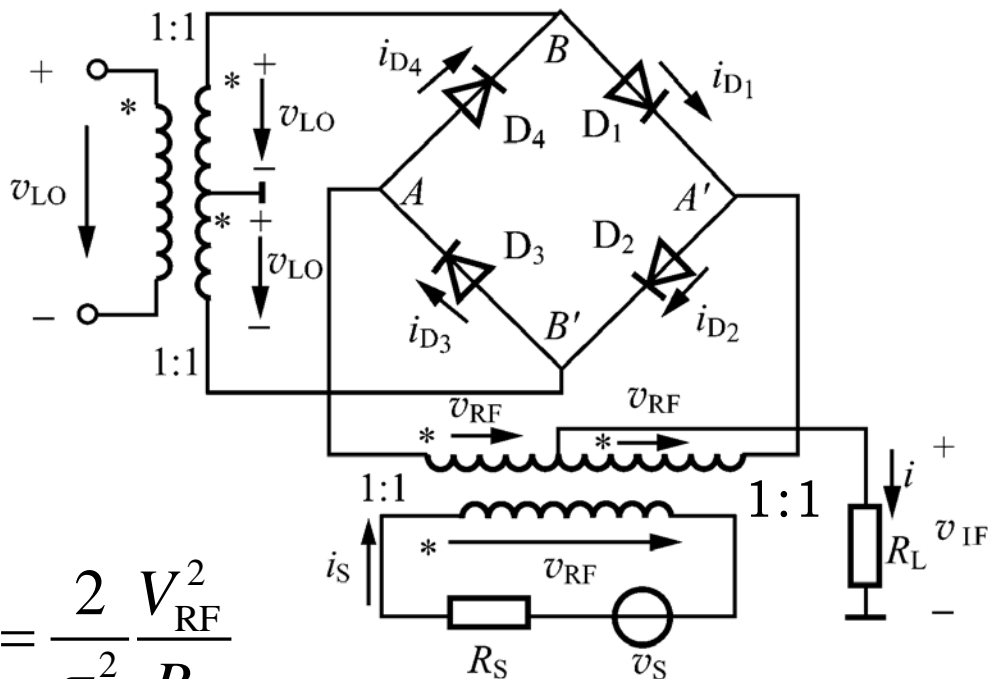
6.3 无源混频器

射频信号输入功率为:

$$P_{RF} = \frac{1}{2} \frac{V_S^2}{4R_S} = \frac{1}{2} \frac{V_{RF}^2}{R_L}$$

中频功率为:
$$P_{IF} = \frac{1}{2} \left(\frac{2}{\pi} \frac{V_{RF}}{R_L} \right)^2 R_L = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{RF}^2}{R_L}$$

混频损耗为:
$$L = 10 \lg \frac{P_{RF}}{P_{IF}} = 10 \lg \frac{\pi^2}{4} \approx 4 \text{ dB}$$



混频器的性能指标

(2) 噪声

讨论混频器噪声的意义

- 接收机前端，对系统噪声影响大
- 对射频而言是线性，可用线性网络噪声计算公式



$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2}$$

混频器的噪声来源

- 电路器件噪声
- 两个输入噪声
 - 射频输入
 - 本振输入

射频输入和本振输入共同导致 **频谱搬移**。

混频器的输出噪声——位于中频段

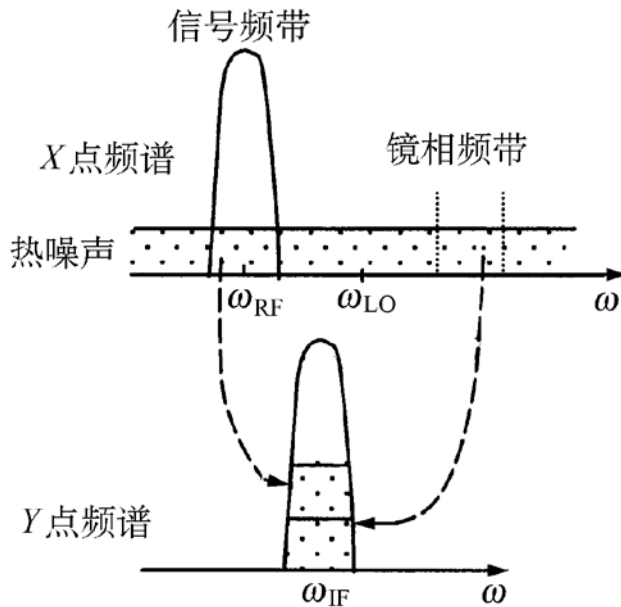
混频器的单边噪声和双边噪声 —— 讨论射频噪声的搬移

单边噪声

- ① 射频信号位于本振的一边
- ② 被搬移到中频的噪声

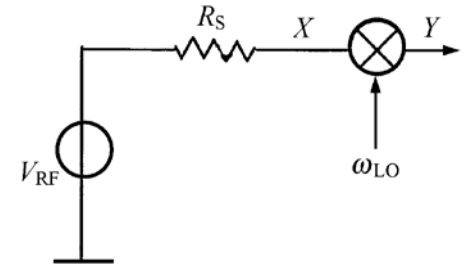
射频信号段

镜像频段

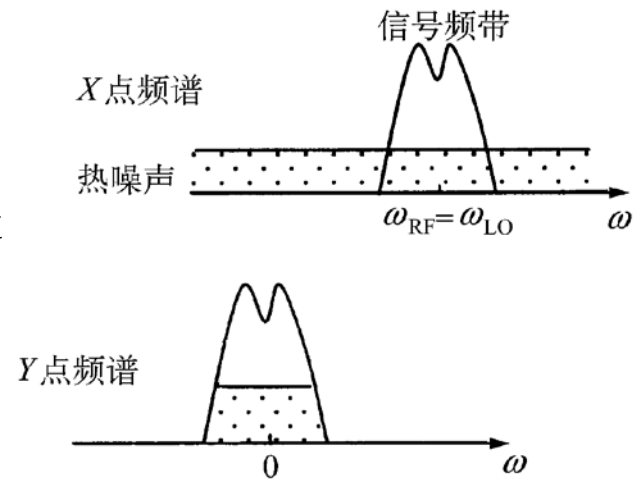


双边噪声

- ① 射频信号位于本振的两边
- ② 不存在镜像频率 (如零中频方案)



单边噪声系数是
双边的两倍
(高3dB)



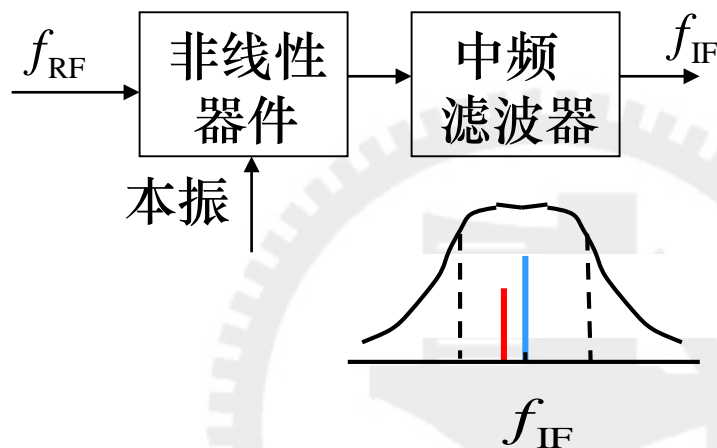
混频器的性能指标

(3) 失真

- 由于无用相乘项存在而造成的干扰组合频率分量的大小，称为**非线性失真**。
- 其值越小越好→采用理想乘法器或具有平方律特性的非线性元件。
- 由于混频器是非线性的频率变换电路，故所有加到混频器上能够组合出中频频率的信号都会到中放电路去，对有用信号产生干扰。

✓ 从干扰产生的原因来看，大体可分为以下四种：

- 信号与本振组合——干扰哨声
- 干扰与本振组合——寄生通道干扰
- 干扰与信号组合——交调失真
- 干扰与干扰组合——互调失真



混频器的性能指标

a 信号与本振

$$f_{p,q} = pf_L \pm qf_s ; p=1, q=1 \text{ 为有用分量}$$

若满足： $pf_L - qf_s = f_I \pm F$ 或 $qf_s - pf_L = f_I \pm F$ 则出现干扰哨声，频率为 F 。

例6-1: $f_I = 465 \text{ kHz}$, $f_s = 927 \text{ kHz}$, 问是否会出现干扰哨声?

解: $f_L = f_s + f_I = 1392 \text{ kHz}$,

$$2f_s - f_L = 2*927 - 1392 = 462 \text{ kHz} = 465 \text{ kHz} - 3 \text{ kHz}$$

若采用同步解调，可以听到3kHz频率的哨声

混频器的性能指标

b. 干扰与本振

若输入干扰信号组合频率为： $f_{p,q} = \pm pf_L \mp qf_n$

满足： $pf_L - qf_n = f_I$ 或 $qf_n - pf_L = f_I$ 则产生寄生通道干扰

- | | | |
|----------------|-------------------------|--------|
| (a) $p=0, q=1$ | $f_n = f_I$, | 中频干扰 |
| (b) $p=1, q=1$ | $f_n = f_L + f_I$ | 镜频干扰 |
| (c) $p=2, q=2$ | $f_n = f_L \pm f_I/2$ | 寄生通道干扰 |
| $p=1, q=2$ | $f_n = f_L/2 \pm f_I/2$ | 寄生通道干扰 |

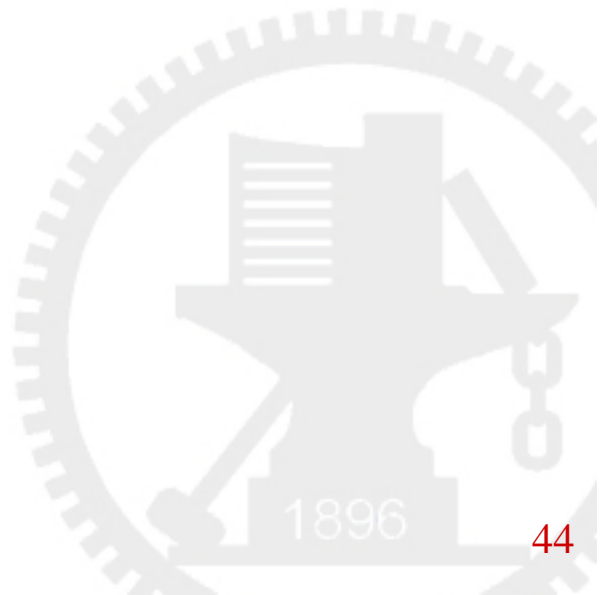
- 例6-2:** (1) $f_I = 465$ kHz时, 收听 $f_{s1} = 550$ kHz电台节目时, 还能收到1480 kHz干扰电台声音, 请分析原因;
- (2) 收听 $f_{s2} = 1480$ kHz电台节目时, 还能收到740 kHz干扰电台声音; 请分析原因。

混频器的性能指标

c. 交调失真

当信号和干扰同时作用于混频器输入端时， i_c 展开式中的4次乘幂项 $12a_4v_Lv_s v_n^2$ 项会产生 $\omega_L - \omega_s$ 频率的中频输出，其幅度与 V_{nm}^2 呈正比。

若 v_n 为调幅信号，检波后听到失真的干扰声音。



混频器的性能指标

d. 互调失真

$$f_{p,r,s} = \pm pf_L \pm rf_{n1} \pm sf_{n2}$$

$f_L - |\pm rf_{n1} \pm sf_{n2}| = f_I$, 若 $|\pm rf_{n1} \pm sf_{n2}|$ 靠近 f_s , 则产生干扰

最强的互调通道为:

$$2f_{n1} - f_{n2} = f_s, \quad 2f_{n2} - f_{n1} = f_s$$

称为三阶互调。

这种失真由4次乘幂项中的 $12a_4 v_L v_{n1}^2 v_{n2}$, $12a_4 v_L v_{n1} v_{n2}^2$

造成相应的干扰输出为:

$$\frac{3}{2} a_4 V_{Lm} V_{n1}^2 V_{n2} \cos[\omega_L \pm (2\omega_1 \pm \omega_2)]t$$

$$\frac{3}{2} a_4 V_{Lm} V_{n1} V_{n2}^2 \cos[\omega_L \pm (\omega_1 \pm 2\omega_2)]t$$

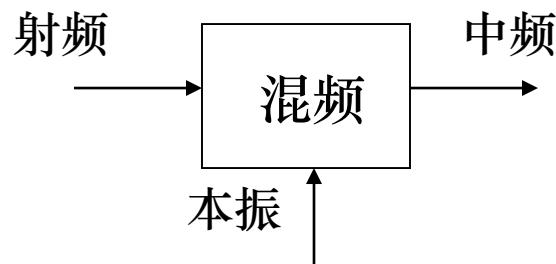
混频器的性能指标

(4) 线性范围

问题：混频是一种非线性功能，为什么有“线性”指标？

混频器的非线性——
输出、输入频率不同

混频器的线性——
输出中频幅度
输入射频幅度 } 成正比



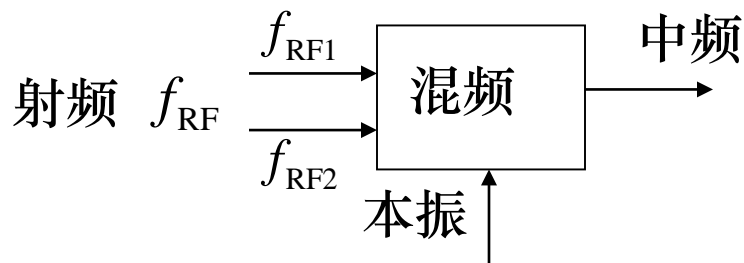
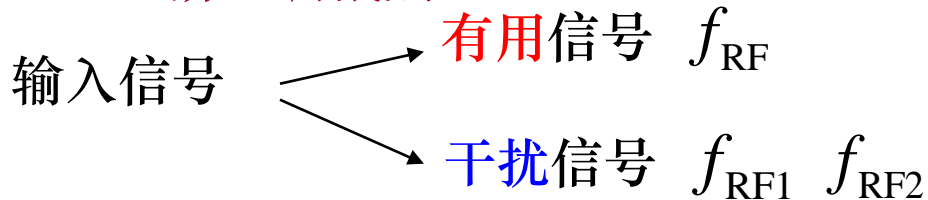
线性指标

- 1-dB 压缩点

变频增益下降1 dB时相应的输入（或输出）功率值

混频器的性能指标

- 三阶互调截点



(设输入信号幅度相同)

主中频

$$f_{IF} = f_{RF} - f_{LO}$$

互调信号产生的中频

$$(2f_{RF1} - f_{RF2}) - f_{LO} = f_{IF}$$

幅度相等，三阶截点

混频器的性能指标

- 线性动态范围

定义：1-dB 压缩点与混频器的噪声基底之比，用dB表示

混频器位于低噪放后，因此对它线性范围要求比低噪放高

(5) 口间隔离

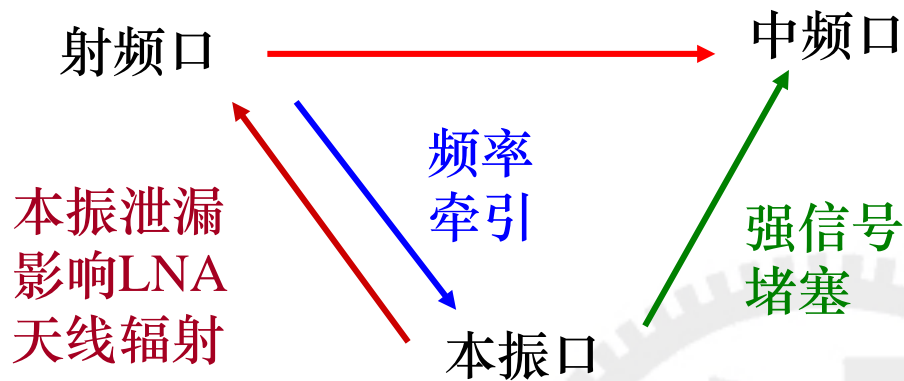
射频口 \longrightarrow 中频口

一般情况

射频 \gg 中频，被滤除

零中频方案时

低噪放的偶次谐波失真会窜入中频



混频器的性能指标

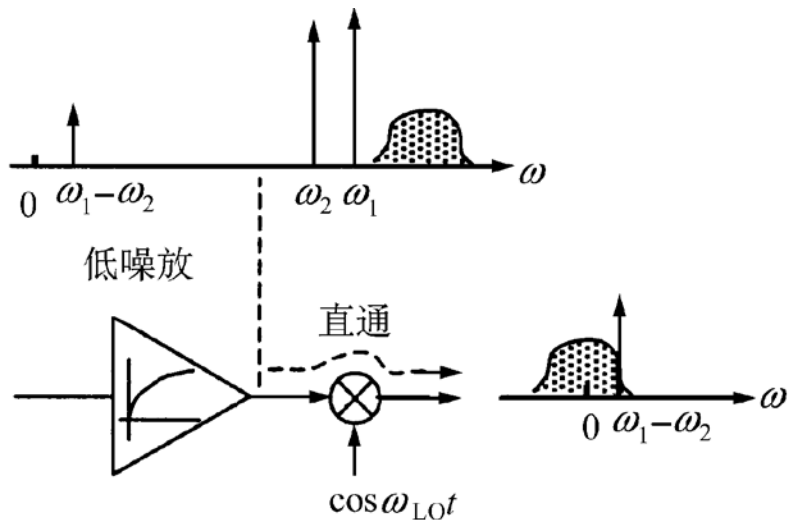
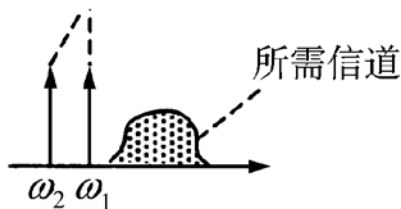
零中频方案中，射频口 $\xrightarrow{\text{直通泄漏}}$ 中频口的影响

信号强
频率相近

干扰

$$v_1(t) = V_1 \cos \omega_1 t$$

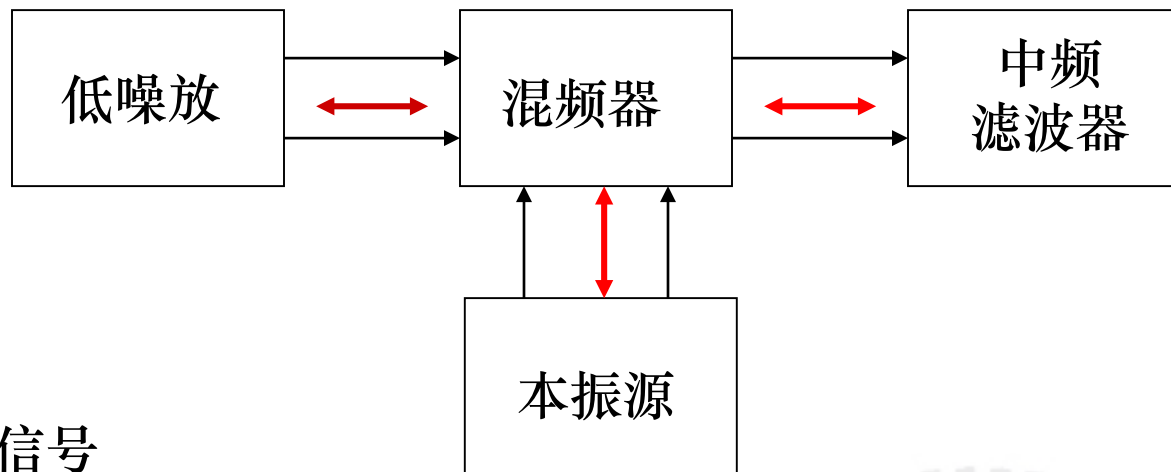
$$v_2(t) = V_2 \cos \omega_2 t$$



混频器的性能指标

(6) 阻抗匹配

对混频器三个口的
阻抗要求



① 匹配——最佳传输

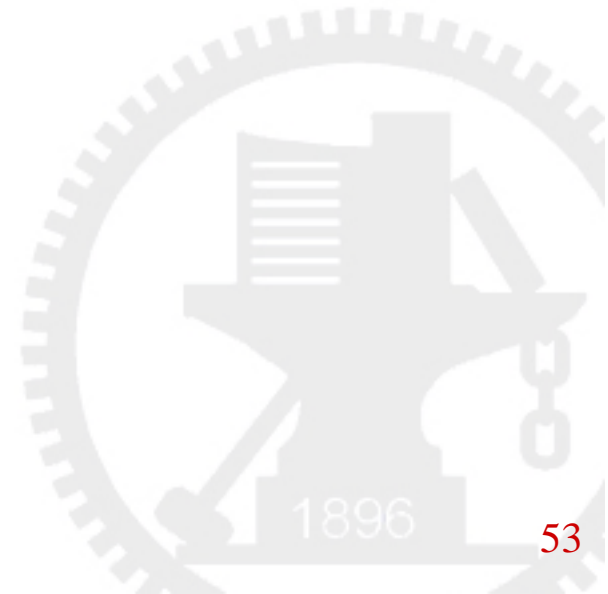
② 每个口对另外两个口的信号
力求短路 ——减少口间干扰

本章要点

- 了解混频的作用和性能指标
- 掌握三极管混频器的电路、工作原理、混频跨导计算
- 掌握二极管平衡混频器的电路、工作原理、计算
- 掌握混频器的组合频率干扰：定义、产生原因、种类、消除或减小的方法

作业

- 6-6、6-8、6-9、6-14、6-17、6-19



附录：线性时变分析法

线性 —— 输出是小信号的线性项

时变 —— 工作点是时变的

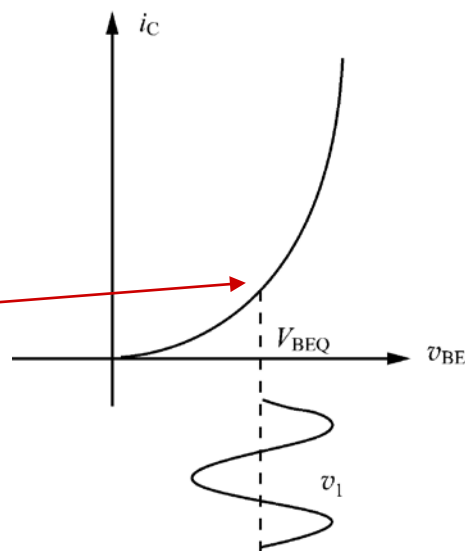
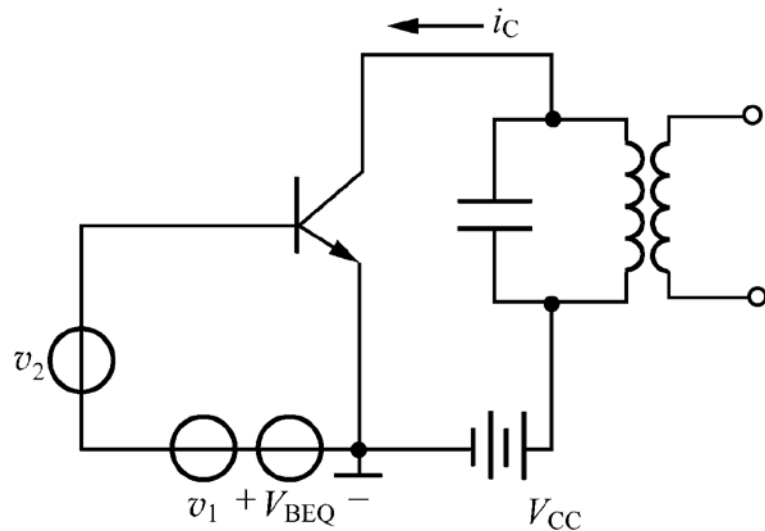
工作条件： 频谱搬移的两个输入信号
一个是小信号，一个是**大信号

$$v_1(t) = V_{1m} \cos \omega_1 t$$
$$v_2(t) = V_{2m} \cos \omega_2 t \quad V_{1m} \gg V_{2m}$$

时变偏置 $V_{BEQ}(t) = V_{BEQ} + v_1(t)$

时变工作点

i_c 在时变工作点展开...



附录：线性时变分析法

$$i_c(t) = a_0 + a_1 [v_{be} - V_{BEQ}(t)] + a_2 [v_{be} - V_{BEQ}(t)]^2 + a_3 [v_{be} - V_{BEQ}(t)]^3 + \dots$$

代入： $v_{be} = V_{BEQ} + v_1(t) + v_2(t) = V_{BEQ}(t) + v_2(t)$

得： $i_c(t) = a_0(t) + a_1(t)v_2 + a_2(t)v_2^2 + a_3(t)v_2^3 + \dots$

时变的含义：展开项的系数 $a_i(t)$ 随大信号 $v_1(t)$ 变化，且变化的频率与大信号的频率 ω_1 相同

时变静态电流 $a_0(t) = i_c(t) \Big|_{v_{be}=V_{BEQ}(t)} \Rightarrow I_0(t) \leftarrow$ 与小信号 $v_2(t)$ 无关

时变跨导 $a_1(t) = \frac{di_c}{dv_{be}} \Big|_{v_{be}=V_{BEQ}(t)} \Rightarrow g_m(t)$

附录：线性时变分析法

由于 $a_0(t)$ 和 $a_1(t)$ 是时变的，且变化频率为 ω_1 ，可进一步展开为：

$$a_0(t) = a_{00} + a_{01} \cos \omega_1 t + a_{02} \cos 2\omega_1 t + \dots$$

$$a_1(t) = g_m(t) = g_{m0} + g_{m1} \cos \omega_1 t + g_{m2} \cos 2\omega_1 t + \dots$$

对于小信号 $v_2(t)$ ，可忽略二次方以上各项

$$i_c(t) \approx a_0(t) + a_1(t)v_2 = I_0(t) + \boxed{g_m(t)v_2(t)} \quad \text{频谱搬移}$$

所谓线性，是指输出仅包含小信号 $v_2(t)$ 的线性项

搬移频率： $\omega_1 \pm \omega_2$

干扰频率： $p\omega_1, |p\omega_1 \pm \omega_2|$

组合频率成分减少

