



第七章 混频

7.1 概述

7.2 有源混频器

7.3 无源混频器

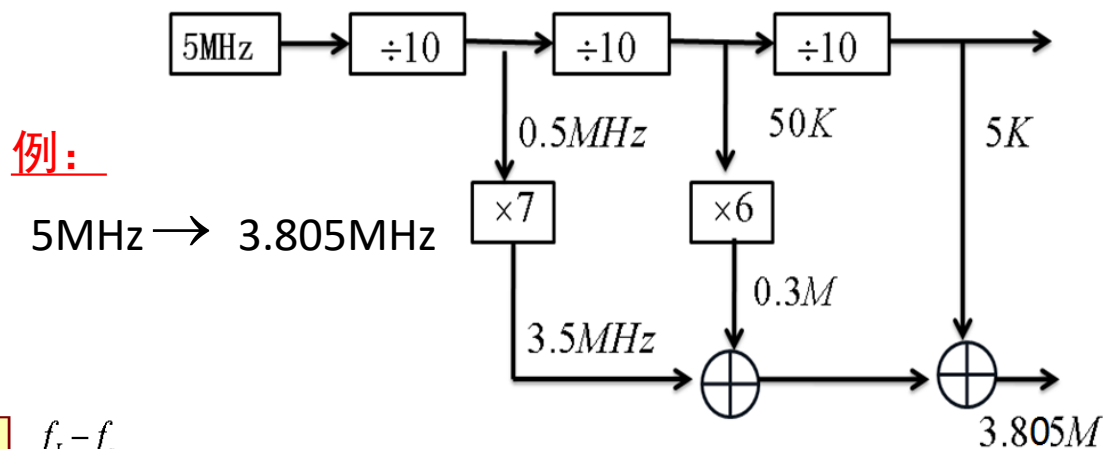
7.1 概述



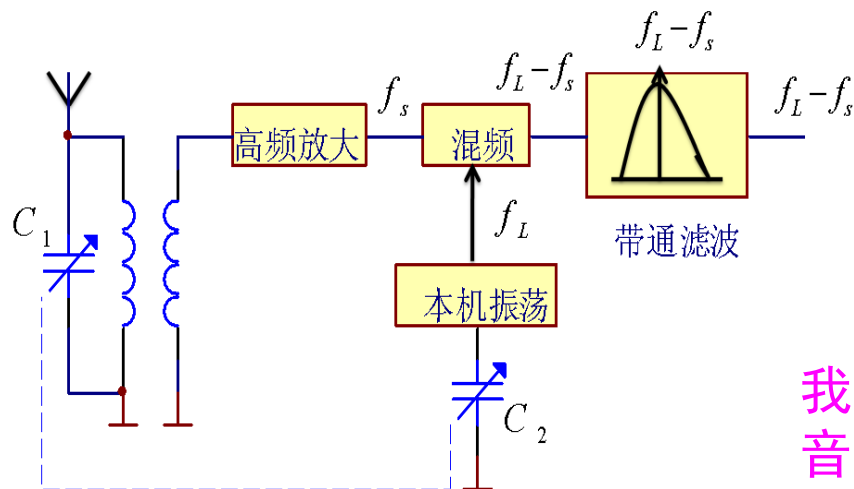
混频：在本地载波的干预下，把输入信号的频率（对已调波而言，频率指的是载波频率）变换成某一中间频率（中频，记作IF）。如果IF高于信号频率，称为上混频，若IF低于信号频率，称为下混频。

1. 用于频率合成器（用一个标准频率源产生多个标准频率源）。

倍频、分频均采用锁相技术使所有频率输出均有相同的频率稳定度。



2. 用于接收机（超外差式接收）



C_1 ：改变并联谐振回路的谐振频率，接收不同电台信号

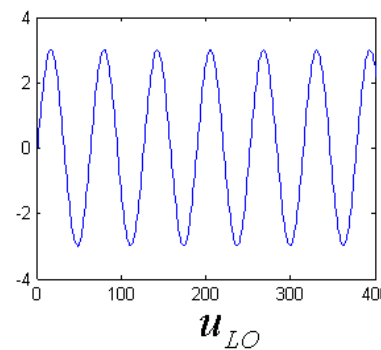
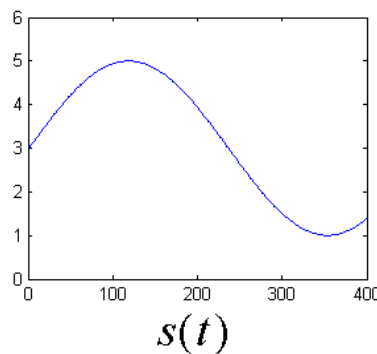
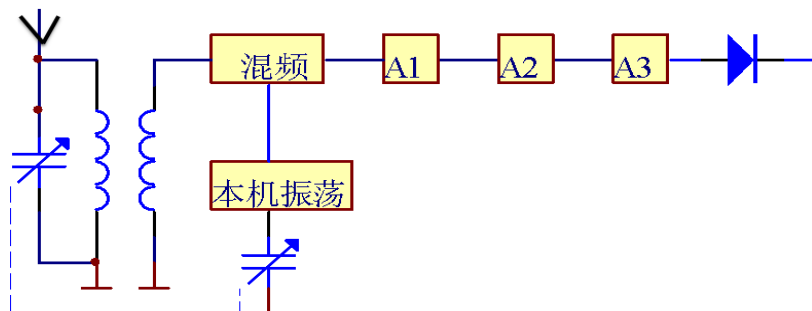
C_1, C_2 联调，实现固定中频： $f_{IF} = f_L - f_s$

我国规定中频：调幅收音机465KHz，调频收音机10.7MHz。

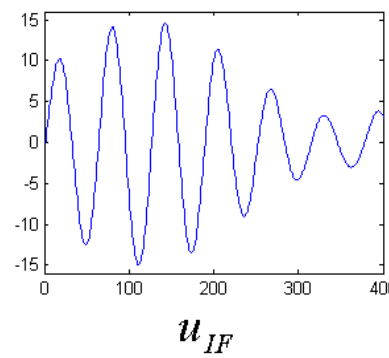
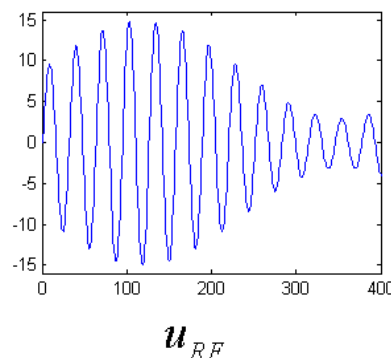
7.1 概述



必要性：提高整机性能，降低整机制作成本。用固定频率的窄带放大器来实现三级放大，成本低、调试容易、增益高、阻抗匹配容易，称为超外差接收。

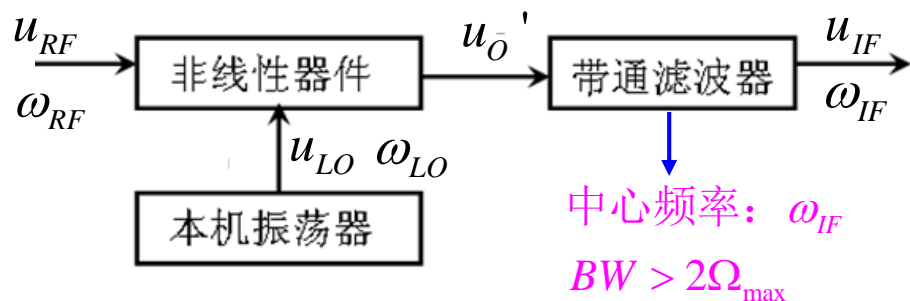


时域波形



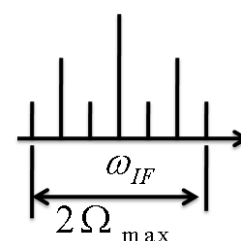
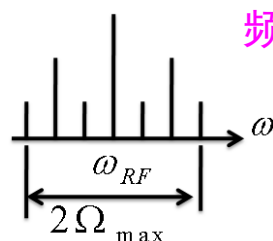
3. 工作原理

$$p\omega_{LO} + q\omega_{RF}$$



混频仅将信号载波频率变换成中频，并不改变输入信号中的有用信息。对调幅信号，混频后的中频信号仍为调幅波，其边频分量相对于载波的幅度保持不变。

频谱图



7.1 概述



4. 混频器的几个主要指标

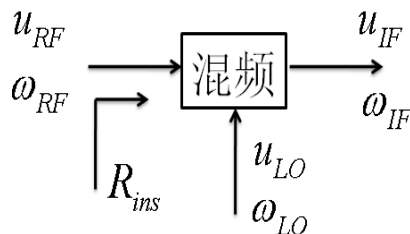
①混频增益

混频电压增益

$$A_{uc} = \frac{U_{IF}}{U_{RF}}$$

混频功率增益

$$A_{pc} = \frac{\text{负载得到的中频功率}}{\text{输入信号功率}} = \frac{U_{IF}^2 / 2R_L}{U_{RF}^2 / 2R_{ins}} = A_u^2 \frac{R_{ins}}{R_L}$$



$A_{pc} > 1$ – 有源混频器。若输入信号频率不是非常高，用有源

$A_{pc} < 1$ – 无源混频器。若输入信号频率较高（几个G），则用无源

②噪声特性

噪声系数

$$NF = \frac{(SNR)_i}{(SNR)_o} = \frac{P_i / N_i}{P_o / N_o} \quad \text{一般用dB表示, 有: } NF(\text{dB}) = 10 \log(NF)$$

混频器本身会产生噪声，且要对输入噪声 N_i 进行放大

多级：—□—□—□—

$$NF_{\Sigma} = NF_1 + \frac{NF_2}{A_{p1} - 1} + \frac{NF_3}{(A_{p1} - 1)(A_{p2} - 1)} + \dots + \frac{NF_n}{(A_{p1} - 1) \dots (A_{p(n-1)} - 1)}$$

由于混频器是接收器的前端，其噪声特性对整机的增设特性有决定性的影响

7.2 有源混频器



③失真 应保证混频器工作在线性状态，混频器进入非线性放大状态会产生非线性失真

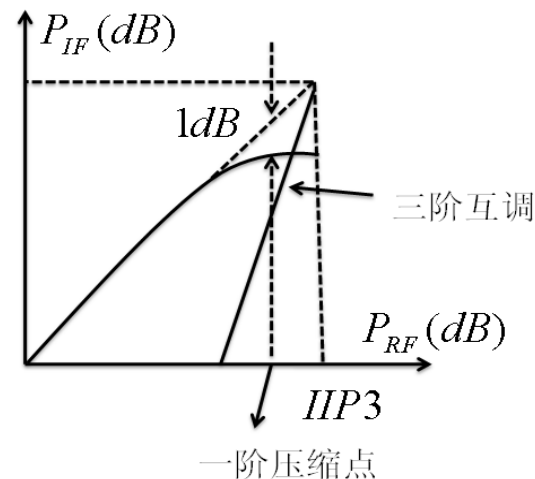
$$20\lg P_{IF} = 20\lg A_{PC} + 20\lg P_{RF}$$

线性： P_{IF} 正比于 P_{RF} ，在双对数坐标中，二者关系为斜率为1的直线。

非线性： P_{RF} 增大，混频器进入非线性区，二者关系开始偏离+1直线而弯曲。

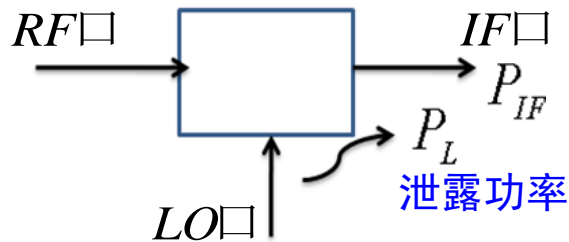
1dB压缩点：混频功率增益比线性状态减小1dB时相对应的输入功率值。

此外，还存在组合频率干扰，寄生通道干扰，交叉调制和互调干扰等。



④口间隔离度

要求：10-20dB的口间隔离度，即漏过来的信号为主信号的0.1-0.01.



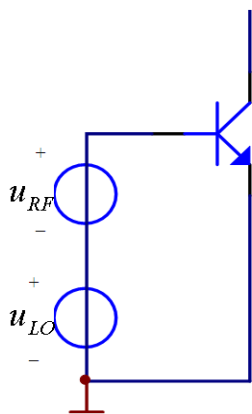
口间隔离不好，会产生不良影响，如：①大幅度本振信号窜到RF口，影响前置低噪声放大器（LAN）的正常工作，甚至可能会通过天线向外辐射，干扰其他接收机的工作。②进入到LO口的强干扰信号也会影响本机振荡器的工作，可产生频率牵引改变本振的振荡频率。

7.2 有源混频器



7.2.1 晶体三极管混频器

1. 三种信号注入方式



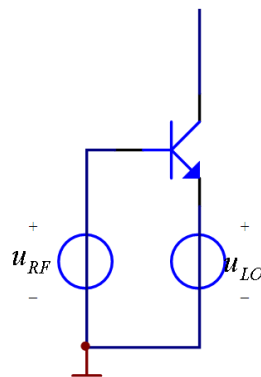
特点：

①基极电流小，对射频源和本振源要求低，功率可很低。

②从基极看，输入阻抗比从射极看输入阻抗高。

③两信号互相干扰严重，从不同点注入均存在此问题。

共同特点：均为两路信号与偏置电压叠加去控制 u_{BE} ，从而控制 i_B 和 i_C 进行放大。

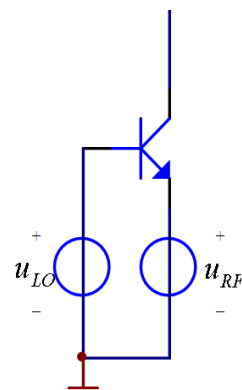


特点：

①要求本振源或射频源提供较大电流；

②以左图为例，从射极对本振所呈现的输入阻抗看， u_{LO} 提供给电路的信号为 $[r_e/(R_{LS} + r_e)]u_{LO}$ ， R_{LS} 为本振源内阻。因此要求 u_{LO} 很大，但振荡幅度越大，谐波失真越严重。

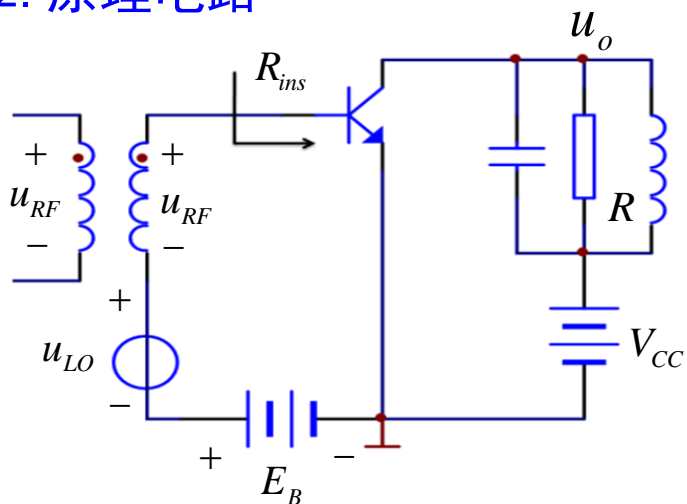
③串扰小于前一种（有隔离）。



7.2 有源混频器



2. 原理电路



滤波器调谐于中频 $\omega_{LO} + \omega_{RF}$ 或 $\omega_{LO} - \omega_{RF}$

$U_{LO} (100 \sim 150mV) > 10U_{RF} (\text{几}mV)$ 满足准线性条件

采用时变参量法进行电路分析

$$u_{BE} = \underbrace{E_B + U_{LO} \cos \omega_{LO} t}_{\text{时变工作点电压}} + U_{RF} \cos \omega_{RF} t$$

$$i_C(t) = \underbrace{I_Q(\omega_{LO} t)}_{\text{时变工作点电流}} + \underbrace{g(\omega_{LO} t)}_{\text{时变电导}} U_{RF} \cos \omega_{RF} t$$

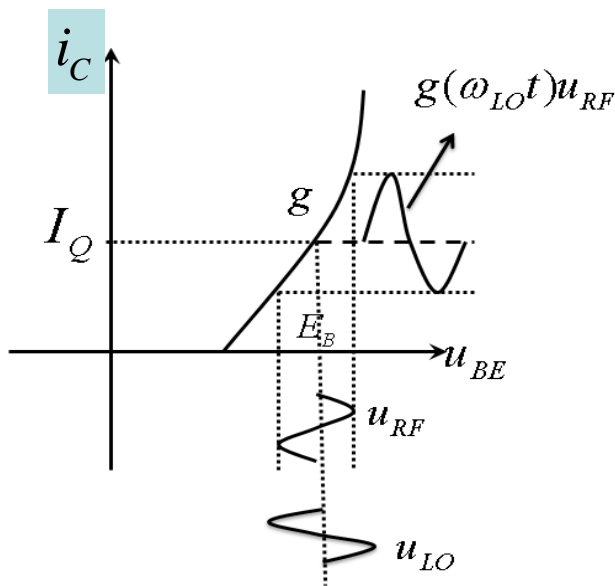
$$= I_{Q0} + I_{Q1} \cos \omega_{LO} t + \dots + I_{Qn} \cos n\omega_{LO} t + \dots$$

$$+ (g_0 + g_1 \cos \omega_{LO} t + \dots + g_n \cos n\omega_{LO} t + \dots) U_{RF} \cos \omega_{RF} t$$

$$= \frac{1}{2} g_1 U_{RF} [\cos(\omega_{LO} + \omega_{RF})t + \cos(\omega_{LO} - \omega_{RF})t] + \dots$$

$$\therefore I_{C,IF} = \frac{1}{2} g_1 U_{RF} = \underbrace{g_C}_{\text{混频跨导}} U_{RF}$$

$$u_o = V_{CC} - I_{C,IF} R \cos \omega_{IF} t$$



7.2 有源混频器



①混频跨导 $g_c = \frac{I_{C,IF}}{U_{RF}} = \frac{1}{2} g_1$

$$i_C = \alpha I_{ES} e^{\frac{u_{BE}}{U_r}} \Rightarrow g = \left. \frac{\partial i_C}{\partial u_{BE}} \right|_{u_{BE}=E_B+U_{LO} \cos \omega_{LO} t} = \alpha \frac{I_{ES}}{U_r} e^{\frac{E_B+U_{LO} \cos \omega_{LO} t}{U_r}} = \alpha \frac{I_{ES}}{U_r} e^{\frac{E_B}{U_r}} e^{\frac{U_{LO}}{U_r} \cos \omega_{LO} t}$$

指数律特性

$$\begin{aligned} \therefore g &= g_0 + g_1 \cos \omega_{LO} t + \dots + g_n \cos n\omega_{LO} t + \dots & x &= \frac{U_{LO}}{U_r} \\ &= g_0 \left(1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2I_n(x)}{I_o(x)} \cos n\omega_{LO} t \right) & g_0 &= \frac{\alpha I_{ES}}{U_r} e^{\frac{E_B}{U_r}} \cdot I_o(x) & g_1 &= g_0 \frac{2I_1(x)}{I_o(x)} \end{aligned}$$

时变电导基波分量

影响混频跨导的因素

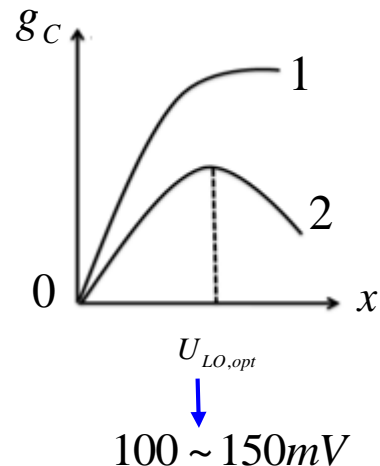
$$g_c = \frac{1}{2} g_1 = \frac{\alpha I_{ES}}{U_r} e^{\frac{E_B}{U_r}} \cdot I_1(x)$$

a. x 的大小

似乎随 x 的增大而增大，如1线所示。

大多数混频器采用自生负偏压偏置电路 $u_{BE} = -U_{LO} + U_{LO} \cos \omega_o t$

x 增大时，工作点左移，反使混频跨导变小，如2线所示。



7.2 有源混频器

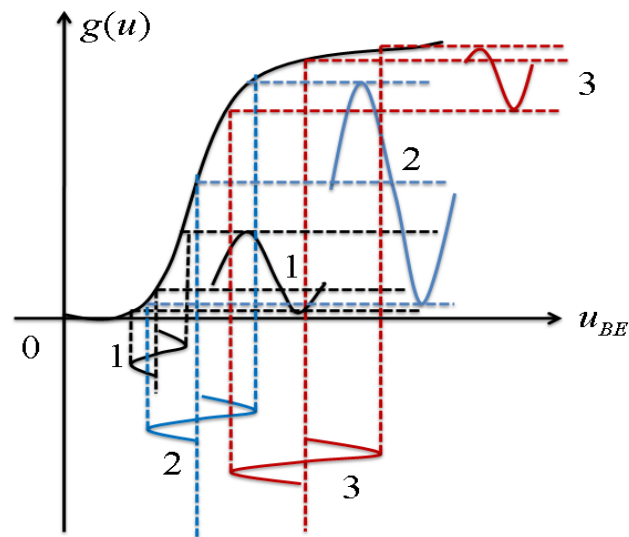


b. 偏置电压

$$g_C = \frac{1}{2} g_1 = \frac{\alpha I_{ES}}{U_r} e^{\frac{E_B}{U_r}} \cdot I_1(x)$$

当本振幅度一定时，工作点偏高和偏低都会使时变跨导的波形发生畸变，而使基波分量减小，故 g_C 也随之变小。

只有工作点取在压控跨导接近直线段中点附近时，时变跨导波形失真最小，可达到最大值。对晶体管混频器，使达到最大值的最佳工作点约 $I_{EQ} = 0.3 \sim 0.6 \text{mA}$

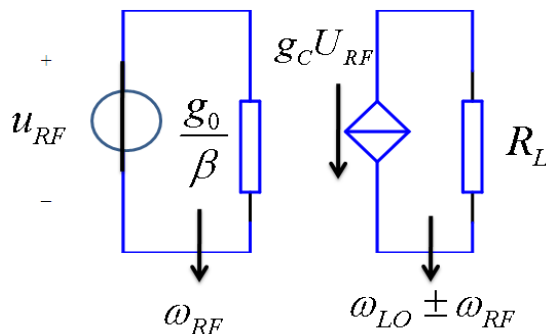


②输入电抗

$$G_{INS} = \frac{I_{B,RF}}{U_{RF}} = \frac{g_0 U_{RF}}{\beta} \cdot \frac{1}{U_{RF}} = \frac{g_0}{\beta}$$

$I_{B,RF}$ — 基极电流中的射频成分
 $g_0 U_{RF}$ — 集电极电流中的射频成分

③混频器的四端网络等效



输入端和输出端为不同频率的信号。

放大电路等效作用于输入输出端的为同一频率的信号。

7.2 有源混频器



7.2.2 场效应管混频器 在减少组合频率干扰方面具有独特的优点，应用广泛。

1. 电路组成

中频陷波器：调谐于 $\omega_{IF} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

放在密封屏蔽罩里，将其调谐到中频，将漏过来的中频信号旁路掉以提高口间隔离度。

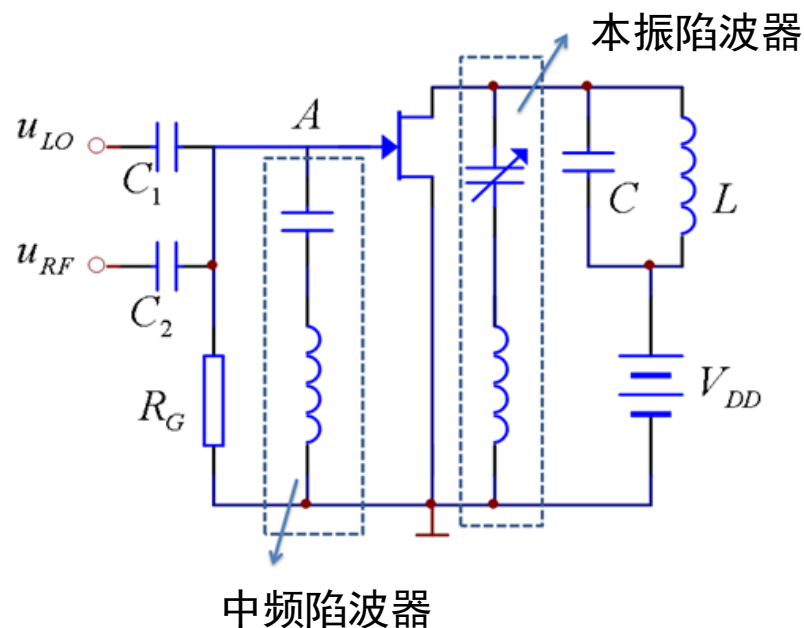
本振陷波器：调谐于 ω_{LO} 。

自生负偏压电路：

$$u_{GS} = -U_{LO} + U_{LO} \cos \omega_{LO} t + u_{RF}$$

平方律特性

$$i_D = \begin{cases} I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_P}\right)^2 & U_P < u_{GS} < 0 \\ 0 & u_{GS} < U_P \end{cases}$$



7.2 有源混频器



2. 电路分析

① $U_{LO} \leq \left| \frac{1}{2} U_P \right|$, 完全平方律区

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_P} \right)^2$$

$$g = \left. \frac{\partial i}{\partial u_{GS}} \right|_{u_{GS} = -U_{LO} + U_{LO} \cos \omega_{LO} t} = -\frac{2I_{DSS}}{U_P} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_P} \right) = -\frac{2I_{DSS}}{U_P} \left(1 - \frac{-U_{LO} + U_{LO} \cos \omega_{LO} t}{U_P} \right)$$

$$\therefore g_1 = \frac{2I_{DSS}}{|U_P|} \frac{U_{LO}}{|U_P|} \quad g_c = \frac{1}{2} g_1 = \frac{I_{DSS}}{U_P^2} U_{LO} = \frac{I_{DSS}}{|U_P|} \frac{U_{LO}}{|U_P|} \Rightarrow \begin{cases} I_{D,IF} = g_c U_{RF} \\ u_o = V_{CC} - I_{D,IF} R \cos \omega_{IF} t \end{cases}$$

设归一化混频跨导为: $y = \frac{g_c}{\frac{I_{DSS}}{|U_P|}}$, 归一化输入为: $x = \frac{U_{LO}}{|U_P|}$ 则有: $y = x$

或 $i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_P} \right)^2 = I_{DSS} \left(1 - \frac{-U_{LO} + U_{LO} \cos \omega_{LO} t + u_{RF}}{U_P} \right)^2$

\therefore 组合频率成分为有限个: 直流, ω_{RF} , $2\omega_{RF}$, ω_{LO} , $2\omega_{LO}$, $\omega_{LO} \pm \omega_{RF}$

7.2 有源混频器



② $U_{LO} > \left| \frac{1}{2} U_P \right|$ 通角工作状态

$$g = \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} = \begin{cases} -\frac{2I_{DSS}}{U_P} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_P}\right) & U_P < u_{GS} < 0 \\ 0 & u_{GS} < U_P \end{cases}$$

折线化模型

$$\varphi = \cos^{-1} \frac{U_P - (-U_{LO})}{U_{LO}} = \cos^{-1} \left(1 - \frac{1}{x}\right) \quad x = \frac{U_{LO}}{|U_P|}$$

$$g_p = \frac{2I_{DSS}}{|U_P|} \quad g_1 = g_p \alpha_1(\varphi)$$

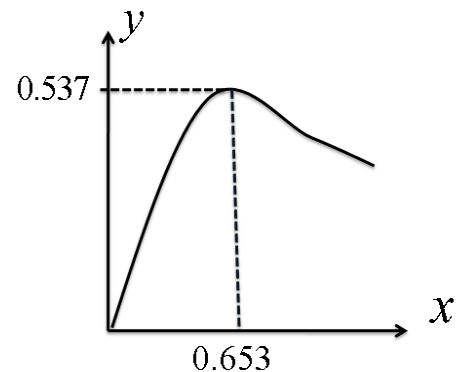
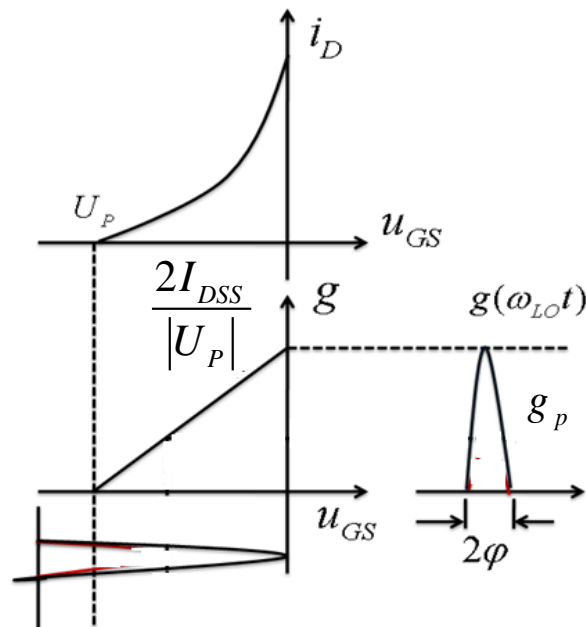
$$\therefore g_c = \frac{1}{2} g_1 = \frac{1}{2} g_p \frac{\varphi - \sin \varphi \cos \varphi}{\pi(1 - \cos \varphi)}$$

漏极电流中频率分量较多

引入归一化参数，有： $y = \frac{x}{\pi} \left[\arccos \left(1 - \frac{1}{x}\right) - \left(1 - \frac{1}{x}\right) \sqrt{\frac{2}{x} - \frac{1}{x^2}} \right]$

当 $U_{LO} = 0.653|U_P|$ 时， $g_{c,\max} = 0.537I_{DSS} / |U_P|$

大部分情况采用 $U_{LO} = 0.5|U_P|$ ， $g_c = 0.5I_{DSS} / |U_P|$



7.2 有源混频器



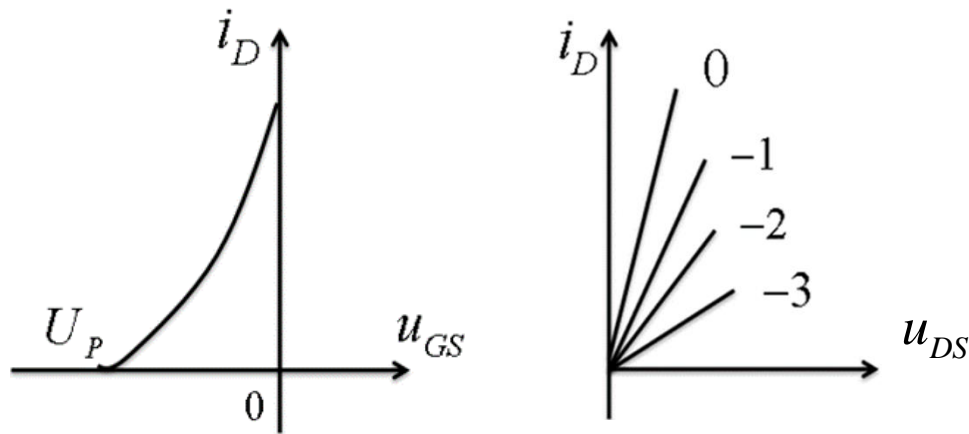
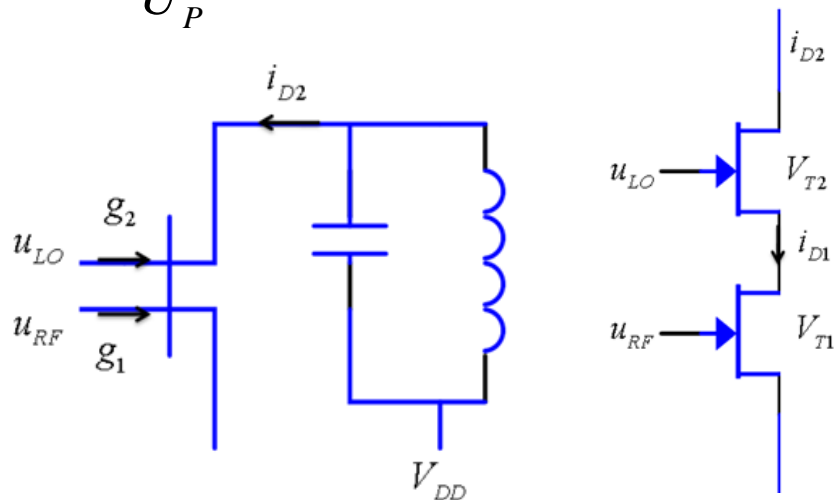
3. 双栅场效应管混频

可变电阻区

$(U_P < u_{GS} < 0, \text{且} u_{DS} < 100\text{mV})$

$$i_D = \frac{I_{DSS}}{U_P^2} [(u_{GS} - U_P)u_{DS} - \frac{1}{2}u_{DS}^2]$$

$$= \frac{I_{DSS}}{U_P^2} (u_{GS} - U_P)u_{DS}$$



恒流区

可变电阻区

$U_{LO} < 100\text{mV}$ 下，保证 VT_1 工作在可变电阻区

源极跟随器 $u_{DS1} \approx u_{LO}$

$$i_{D2} = i_{D1} \propto u_{DS1}(u_{GS1} - U_P)$$

$$= u_{LO}(u_{RF} - U_P) \rightarrow \text{产生 } \omega_{LO} \pm \omega_{RF}$$

两路信号通过不同栅极注入，大大减小了本振源和射频信号源之间的相互影响，口间特性较好，双栅场效应管混频器用得较多。

7.2 有源混频器



中国科学技术大学
University of Science and Technology of China

- 作业:

7.4, 7.5 (1) , 7.10 (2)

7.3 无源混频器



7.3.1 二极管混频

用在几百MHz~几G的高频，超高频下混频。

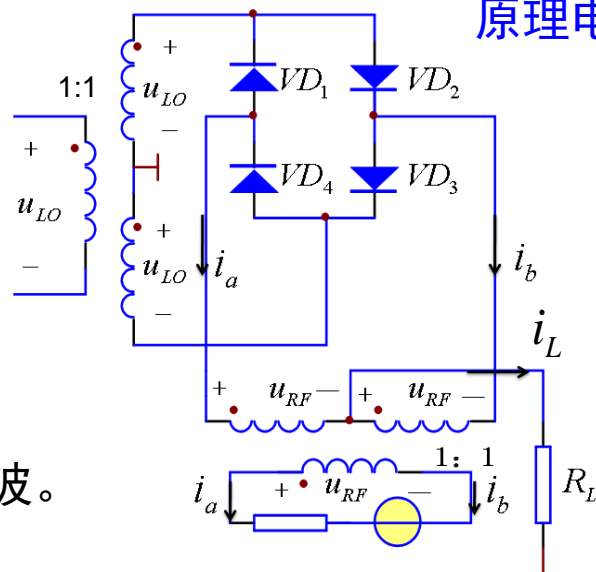
为了减少组合频率和增大口间隔离度，混频器多采用平衡和双平衡结构。

$VD_1 \sim VD_4$ 特性一致，采用肖特基二极管。

$$U_{LO} \gg U_{RF}$$

u_{LO} - 控制 $VD_1 \sim VD_4$ 导通与否，可为大幅度正弦信号或方波。

原理电路



电路分析

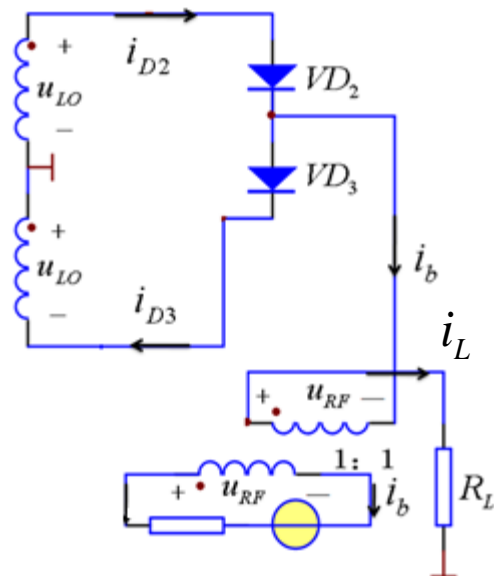
① u_{LO} 正半周: $VD_2^+, VD_3^+, VD_1^-, VD_4^-$

$$i_{D2}R_D - u_{RF} + (i_{D2} - i_{D3})R_L = u_{LO} \quad (a)$$

$$i_{D3}R_D + u_{RF} - (i_{D2} - i_{D3})R_L - u_{LO} = 0 \quad (b)$$

$$(a) - (b): R_D(i_{D2} - i_{D3}) - 2u_{RF} + 2(i_{D2} - i_{D3})R_L = 0$$

$$\Rightarrow i_b = i_{D2} - i_{D3} = \frac{2u_{RF}}{R_D + 2R_L} K^+$$



7.3 无源混频器



② u_{LO} 负半周: $VD_1^+, VD_4^+, VD_2^-, VD_3^-$

$$i_{D1}R_D + u_{LO} - u_{RF} + (i_{D1} - i_{D4})R_L = 0 \quad (c)$$

$$i_{D4}R_D + u_{RF} - (i_{D1} - i_{D4})R_L + u_{LO} = 0 \quad (d)$$

(c)-(d):

$$R_D(i_{D1} - i_{D4}) - 2u_{RF} + 2(i_{D1} - i_{D4})R_L = 0$$

$$\Rightarrow i_a = i_{D4} - i_{D1} = -\frac{2u_{RF}}{R_D + 2R_L} K^-$$

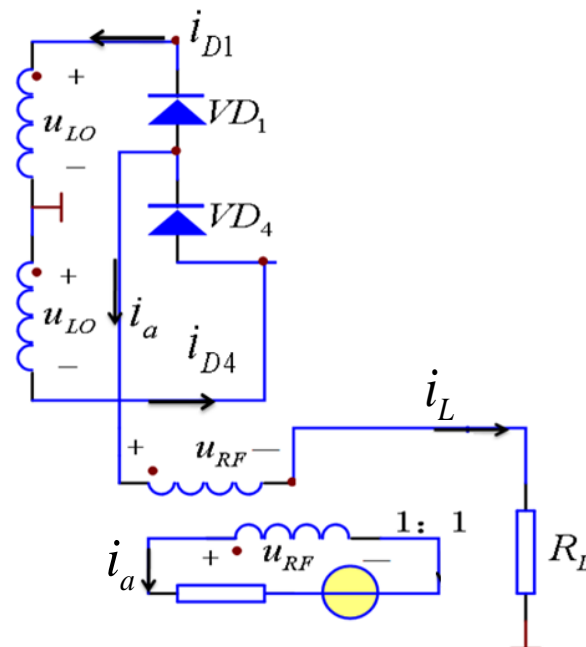
$$\therefore i_L = i_a + i_b = (i_{D4} - i_{D1}) + (i_{D2} - i_{D3})$$

$$= \frac{2u_{RF}}{R_D + 2R_L} (K^+ - K^-)$$

$$= \frac{2u_{RF}}{R_D + 2R_L} \left(\frac{4}{\pi} \cos \omega_{LO} t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_{LO} t + \dots \right)$$

i_L 频率成分: $(2n+1)\omega_{LO} \pm \omega_{RF}$

不包含射频和本振频率分量



$$\begin{aligned} \therefore i_{RF} &= i_b - i_a = (i_{D2} - i_{D3}) - (i_{D4} - i_{D1}) \\ &= \frac{2u_{RF}}{R_D + 2R_L} (K^+ + K^-) = \frac{2u_{RF}}{R_D + 2R_L} \end{aligned}$$

i_{RF} 只包含本身频率成分 ω_{RF}

中频口与本振口、射频口是隔离的，隔离度大约在35~40dB。

7.3 无源混频器

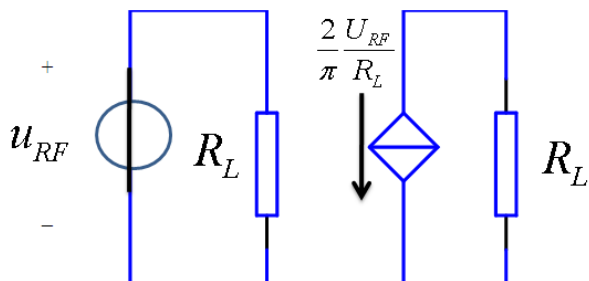


③混频跨导 g_C

$$I_{IF} = \frac{1}{2} \frac{2U_{RF}}{R_D + 2R_L} \frac{4}{\pi} \approx \frac{4U_{RF}}{(R_D + 2R_L)\pi}$$

④四端网络等效

$$\therefore g_C = \frac{I_{IF}}{U_{RF}} = \frac{4}{(R_D + 2R_L)\pi} \approx \frac{2}{\pi R_L} \quad \text{—近似与 } R_L \text{ 成反比}$$



等效电阻

$$R_{in,RF} = \frac{U_{RF}}{I_{RF}} = \frac{R_D + 2R_L}{2} \approx R_L$$

混频电压增益

$$A_u = \frac{U_{IF}}{U_{RF}} = \left(\frac{2}{\pi R_L} U_{RF} \right) R_L / U_{RF} = \frac{2}{\pi} < 1$$

混频插入损耗

$$L_C = \frac{1}{A_{PI}} = 3.92dB$$

混频功率增益

$$A_{PI} = \frac{P_{IF}}{P_{RF}} = \frac{\frac{1}{2} \left(\frac{2}{\pi R_L} U_{RF} \right)^2 R_L}{\frac{1}{2} \frac{U_{RF}^2}{R_L}} = \frac{4}{\pi^2} = -3.92dB$$

二极管双平衡混频器的性能取决于电路的对称性和所用二极管的一致性，它不仅可用于混频，还可用于幅度调制和解调电路，具有频率高、噪声小、线性好的特点。但由于是无源的，存在大约4dB的插入损耗。

无源混频器不能提供
电压增益和功率增益

7.3 无源混频器



中国科学技术大学
University of Science and Technology of China

- 作业： 7.12 (a)