



中国科学技术大学

University of Science and Technology of China

第七章 混频

电子工程与信息科学系



§ 7 混频



混频概述



有源混频器



无源混频器



混频器干扰问题



§7.1 混频概述

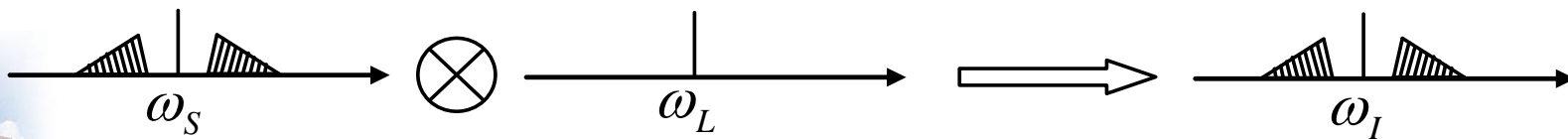
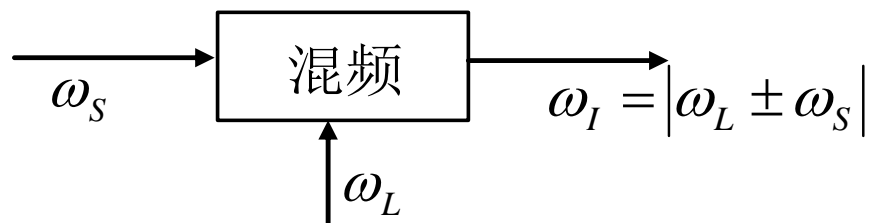
1. 混频的定义
2. 混频的作用
3. 混频的基本实现方法
4. 混频性能



§7.1 混频概述

1、混频的定义：

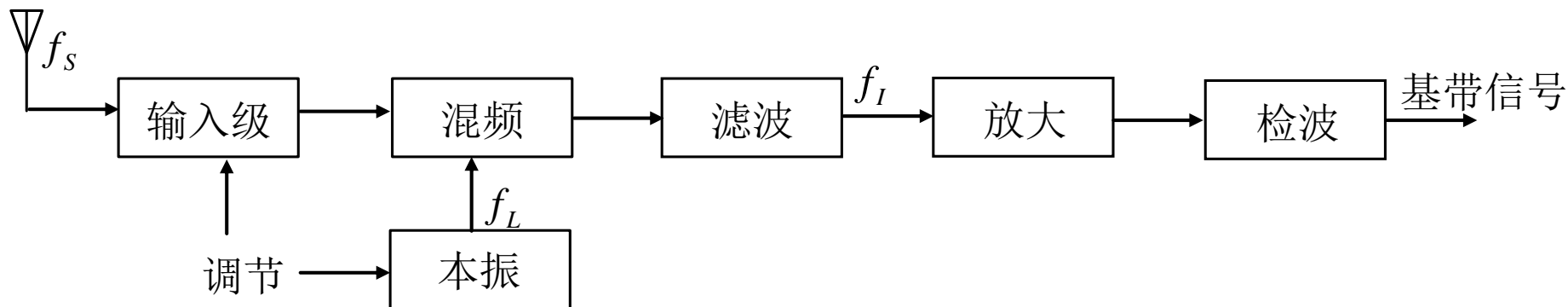
把已调波的载波频率从原来的频率转换成一个新的频率。
完成混频功能的电路叫混频器。



特点：线性频谱搬移、非线性过程

§7.1 混频概述

2、混频的作用：



通过混频：

- ✓ 将各接收信号变换到固定中频465kHz上，
- ✓ 放大、检波就可以在一个频率上进行，
- ✓ 可以做到失真小、匹配容易，提高整机性能。

中波调幅广播频带为535kHz~1605kHz，带宽大

提供均匀而稳定的增益（包括信号放大和检波）比较困难

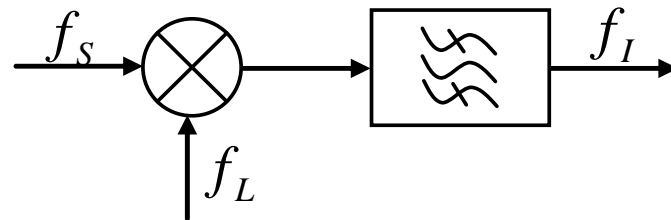
§7.1 混频概述

3、混频实现方法：

(1) 利用乘法器

主要用于集成；

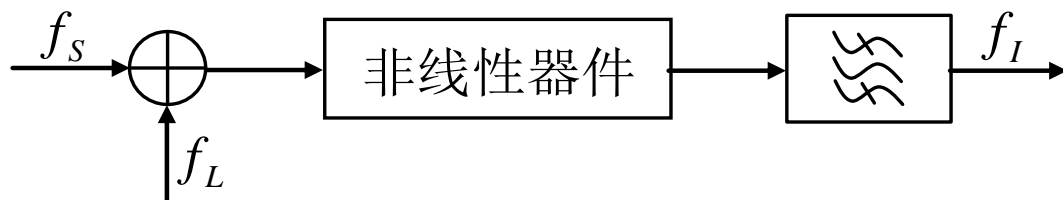
工作频率不高，几GHz以下。



(2) 采用非线性分立元件组成混频电路

工作频率很高

电路形式多样



§7.1 混频概述

4. 混频器性能

混频一般在接收机的前端，所以其各项性能对整个接收机的总体性能影响较大。

(1) 增益（变频损耗）

(2) 噪声系数

(3) 失真

①非线性失真

②干扰失真

(4) 隔离度



§7.1 混频概述

(1) 增益 (变频损耗)

$$A_u = 20 \lg \frac{u_I}{u_S} (dB), \quad A_p = 10 \lg \frac{P_I}{P_S} (dB)$$

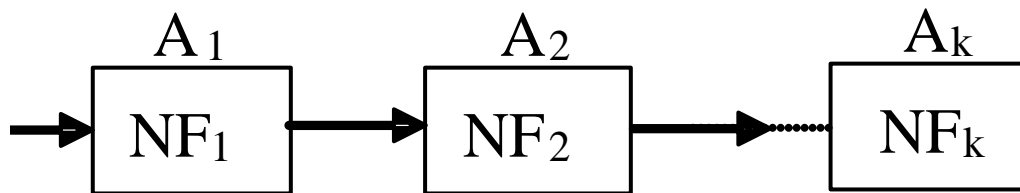
对有源混频 $A > 0$ 称增益；对无源 $A < 0$ 其数值称变频损耗或混频损耗。

(2) 噪声系数

$$NF = \frac{(P_s/P_n)_i}{(P_s/P_n)_o}, \quad P_s/P_n \text{ 为信噪比}, \quad NF_{dB} = 10 \lg NF。$$

P_{ni} 混频器输入端的噪声功率， P_{si} 混频器输入端的信号功率。

对整个接收系统可用增益和噪声系数描述为：



整机的噪声系数可用下式估计：
$$NF_{\Sigma} = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{A_1} + \dots + \frac{NF_k - 1}{A_1 \cdot A_2 \cdots A_{k-1}}$$

若混频器置于前两级，则对整机噪声影响较大。

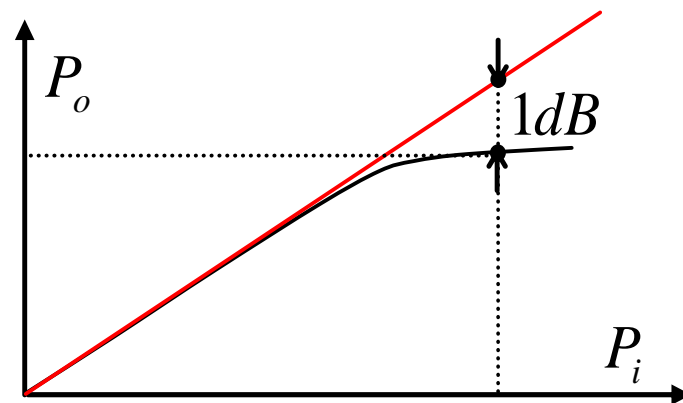
§7.1 混频概述

(3) 失真

① 非线性失真（用1dB压缩点描述）

实际的输出功率比理想输出功率小1dB的点称1dB压缩点。

两个坐标：1dB压缩点输入功率、
1dB压缩点输出功率。



② 干扰失真

混频器特有的，如组合频率干扰 $pf_s + qf_L$ 。还有其他干扰。

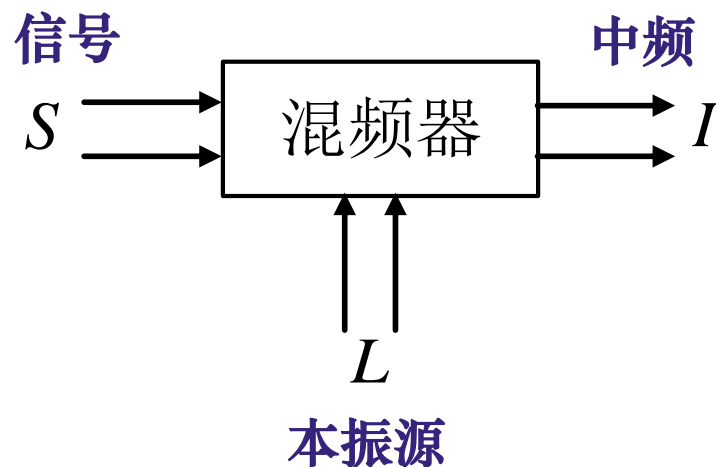
§7.1 混频概述

(4) 隔离度

$$\alpha_{L-S} = 10\lg \frac{L\text{端向}S\text{端泄漏的功率}}{\text{本振功率}}$$

$$\alpha_{L-I} = 10\lg \frac{L\text{端向}I\text{端泄漏的功率}}{\text{本振功率}}$$

$$\alpha_{S-I} = 10\lg \frac{S\text{端向}I\text{端泄漏的功率}}{\text{信号功率}}$$





§7.2 有源混频器

1. 晶体三极管混频器
2. 场效应管混频器
3. 集成混频器



§7.2.1 晶体三极管混频器

$$i_C(t) = f(U_{BEQ} + U_L \cos \omega_L t + u_S) = f(U_{BEQ} + u_L) + \left. \frac{\partial f(U_{BEQ} + u_L)}{\partial u_{BE}} \right|_{u_{BE}=U_{BEQ}+u_L} \cdot u_S + \dots$$

时变跨导 $g(t) = \left. \frac{di_C(t)}{du_{BE}} \right|_{u_{BE}=U_{BEQ}+u_L} = g(U_{BEQ} + U_L \cos \omega_L t)$

设晶体管为指数律: $i_C(t) = \alpha i_E(t) = \alpha I_{ES} e^{\frac{u_{BE}}{U_r}}$

$$g(t) = \frac{di_C(t)}{dU_{BE}} = \frac{\alpha I_{ES}}{U_r} e^{\frac{u_{BE}}{U_r}} = \frac{\alpha I_{ES}}{U_r} e^{\frac{U_{BEQ}}{U_r}} \cdot e^{\frac{U_L}{U_r} \cos \omega_L t} = \frac{\alpha I_{ES}}{U_r} e^{\frac{U_{BEQ}}{U_r}} \cdot e^{x \cos \omega_L t} \quad x = \frac{U_L}{U_r}$$

$$g(t) = g_0 + g_1 \cos \omega_L t + g_2 \cos 2\omega_L t + \dots = g_0 \left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2I_n(x)}{I_0(x)} \cos n\omega_L t \right]$$

$$g_0 = \frac{\alpha I_{ES}}{U_r} e^{\frac{U_{BEQ}}{U_r}} \cdot I_0(x) \quad g_1 = g_0 \cdot \frac{2I_1(x)}{I_0(x)} \quad I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{x \cos \theta} d\theta \quad I_n(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{x \cos \theta} \cos n\theta d\theta$$

时变跨导的均值分量

时变跨导的基波分量

$$\therefore i_{C\text{第二项}}(t) = (g_0 + g_1 \cos \omega_L t + g_2 \cos 2\omega_L t + \dots) \cdot U_S \cos \omega_S t$$

§7.2.1 晶体三极管混频器

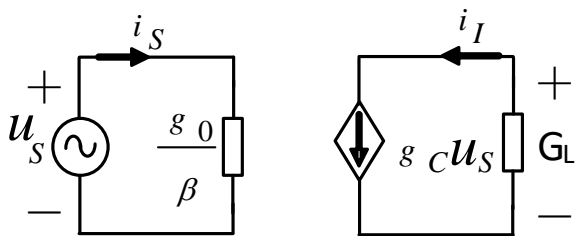
$$i_{C\text{第二项}}(t) = (g_0 + g_1 \cos \omega_L t + \cdots) \cdot U_s \cos \omega_s t$$

输出端混频电流: $I_{C,I} = \frac{1}{2} g_1 U_s = g_0 U_s \cdot \frac{I_1(x)}{I_0(x)}$ 条件 $\begin{cases} \text{集电极选频网络的 } Q_T \text{ 足够高} \\ \text{谐振于 } \omega_L - \omega_s \text{ 或 } \omega_L + \omega_s \end{cases}$

定义混频跨导: $g_C = \frac{I_{C,I}}{U_s} = g_0 \frac{I_1(x)}{I_0(x)} = \frac{1}{2} g_1$

混频器的输入电导: $G_{in} = \frac{I_B(\omega_s)}{U_s} = \frac{I_C(\omega_s)}{\beta U_s} = \frac{I_{C\text{第二项}}(\omega_s)}{\beta U_s} = \frac{g_0 U_s}{\beta U_s} = \frac{g_0}{\beta}$

混频器
等效电路



电压增益: $A_u = \frac{U_I}{U_s} = \frac{g_C U_s \cdot R_L}{U_s} = g_C R_L$

功率增益: $A_P = \frac{P_I}{P_s} = \frac{\frac{1}{2} (g_C U_s)^2 \cdot R_L}{\frac{1}{2} U_s^2 (\frac{g_0}{\beta})} = \frac{\beta g_C^2 R_L}{g_0}$

§7.2.1 晶体三极管混频器

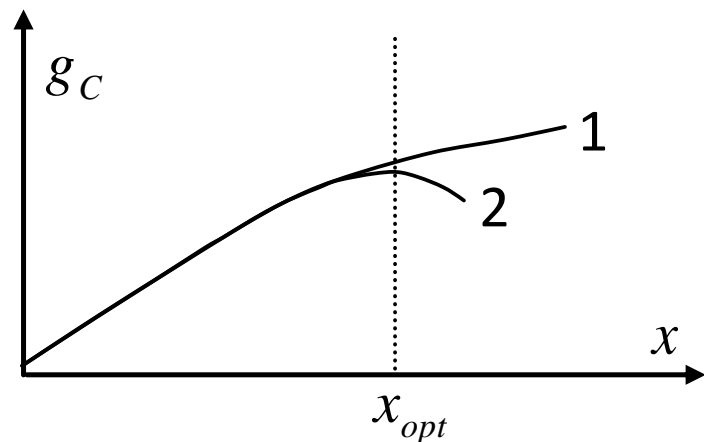
(2) g_c 的进一步讨论

① g_c 与 x 的关系

$$g_c = g_0 \frac{I_1(x)}{I_0(x)}$$

g_c 不可能随 x 的增大而无限增大。

设 V_L 的幅度足够大，自生负偏压系数 $\xi \rightarrow -1$



$$g_c = \frac{1}{2} g_1 = g_0 \cdot \frac{I_1(x)}{I_0(x)} \quad g_0 = \frac{\alpha I_{ES}}{U_r} e^{\frac{U_{BEQ}}{U_r}} \cdot I_0(x) \quad I_1(x) \rightarrow \frac{e^x}{\sqrt{2\pi x}} \left(1 - \frac{1}{2x}\right)$$

$$g_c = \frac{\alpha I_{ES}}{U_r} e^{\frac{U_{BEQ}}{U_r}} \cdot I_0(x) \cdot \frac{I_1(x)}{I_0(x)} \rightarrow \frac{\alpha I_{ES}}{U_r} e^{\frac{U_{BEQ0} - U_L}{U_r}} \cdot \frac{e^x}{\sqrt{2\pi x}} \left(1 - \frac{1}{2x}\right) \rightarrow \frac{1}{\sqrt{x}} \left(1 - \frac{1}{2x}\right)$$

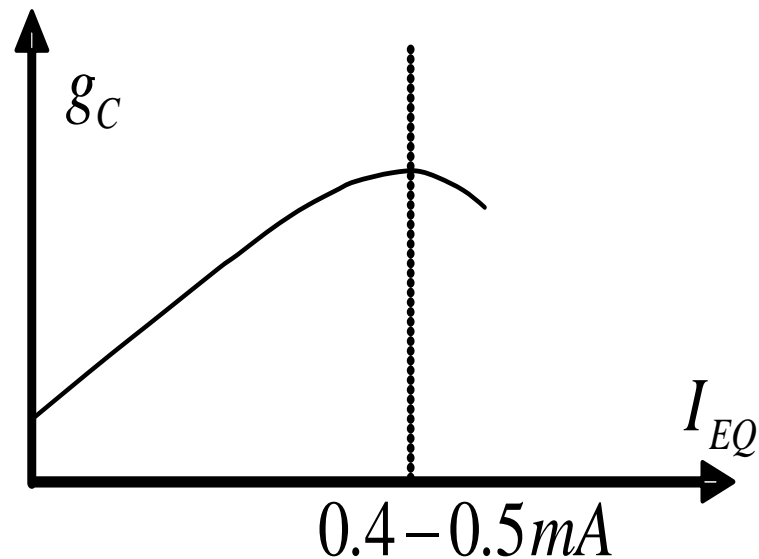
当 x 很大时， g_c 又开始下降，得到曲线2。

从曲线2中看出存在最佳本振幅度 U_{Lopt} : Si, 150mV; Ge, 80mV。

§7.2.1 晶体三极管混频器

② g_c 与 I_{EQ} 的关系

当 U_L 的幅度一定, I_{EQ} 太小, $g(t)$ 的基波分量也很小, 晶体管没完全激励;
 I_{EQ} 太大时, $g(t)$ 的波形发生畸变

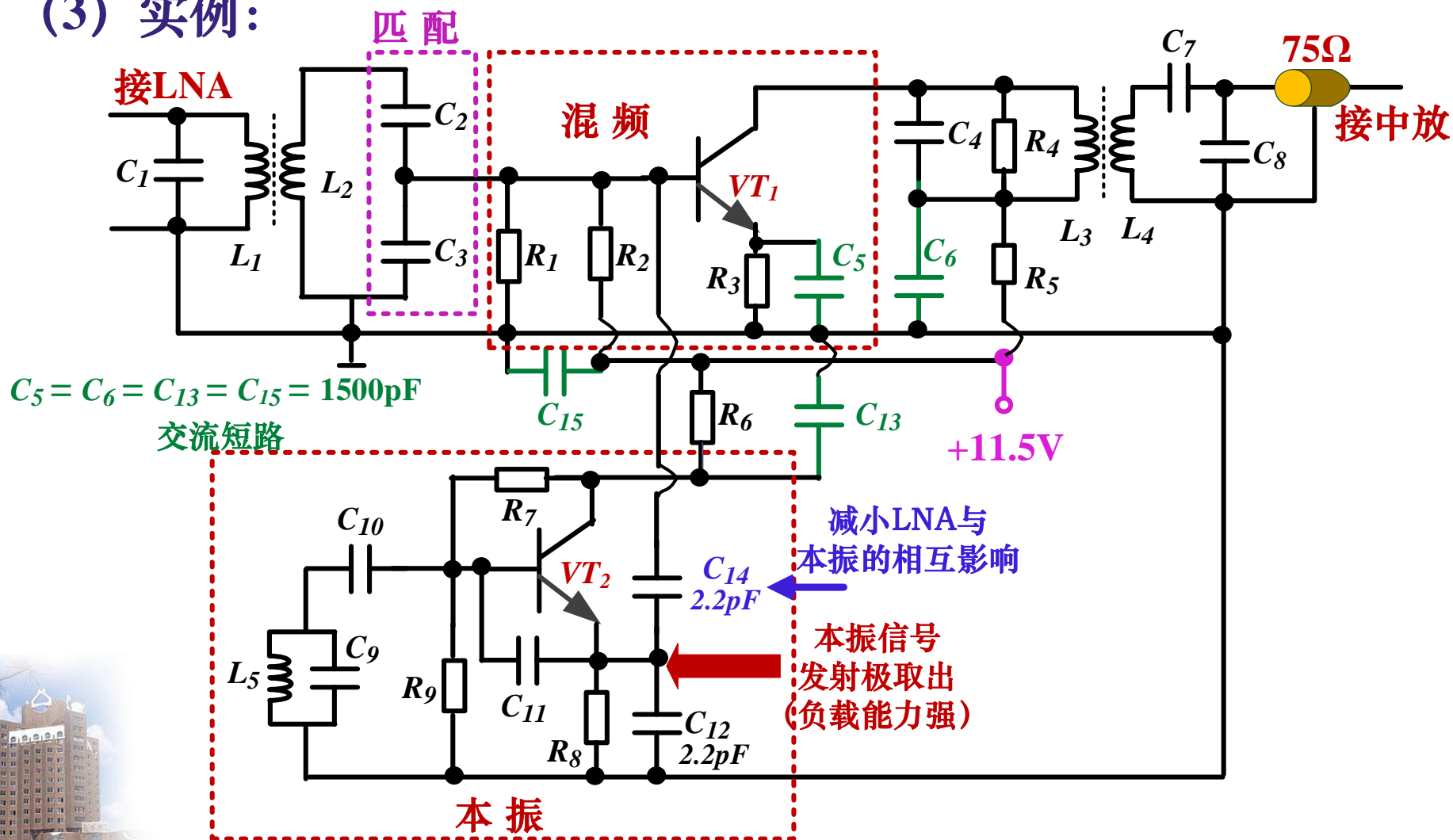


基波变小, 谐波变大。也存在最佳工作点。



§7.2.1 晶体三极管混频器

(3) 实例:

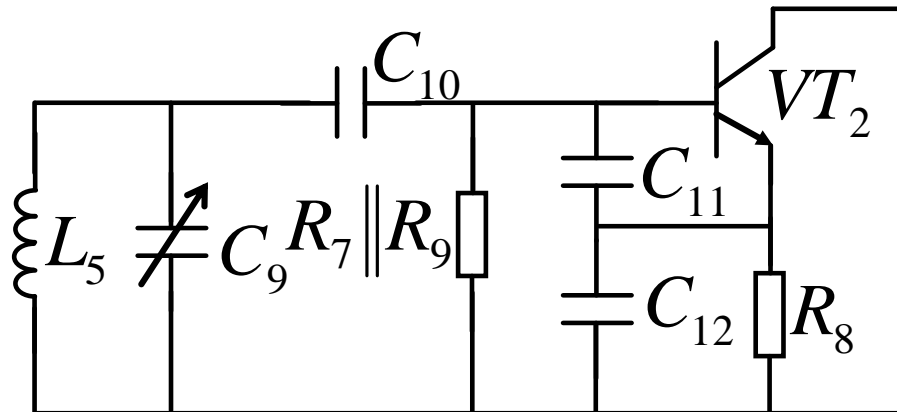


§7.2.1 晶体三极管混频器

① 本振部分：

VT_2 加其外围器件。

大电容： C_5 、 C_6 、 C_{13} 、 C_{15} 均为1500pF，应等效为交流短路。



电容的容抗：其大小除取决于容值外，还取决于其工作频率。

VT_2 的集电极交流接地， R_7 、 R_9 分压得到三极管的基极偏压，共集电极的Siller电路。

② 混频部分： VT_1 加外围器件。

R_4 接在 L_3 、 L_4 的谐振回路中主要作用为降低回路的Q值，使选频带加宽。视频信号带宽为几MHz。

§7.2.2 场效应管混频器

场效应管混频器特点：

- ① 在一定动态范围内完全平方律
- ② 一般用自生负偏压电路
- ③ 组合频率分量少
- ④ 工作频率高、噪声低



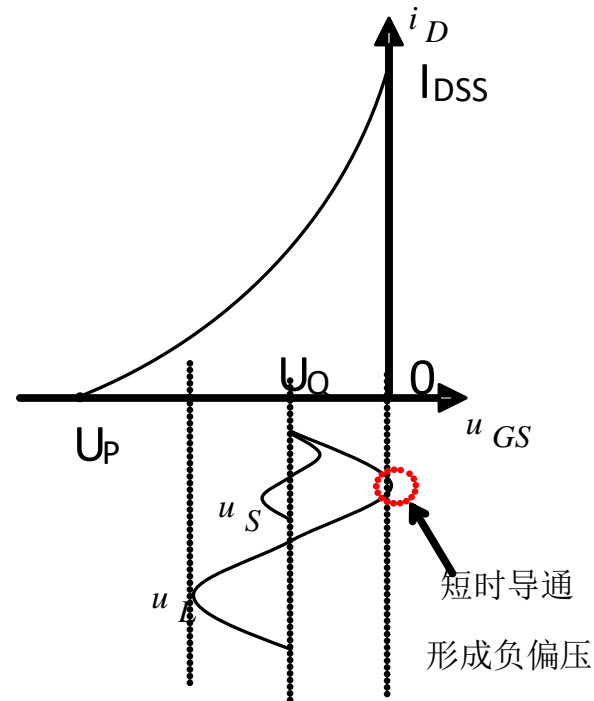
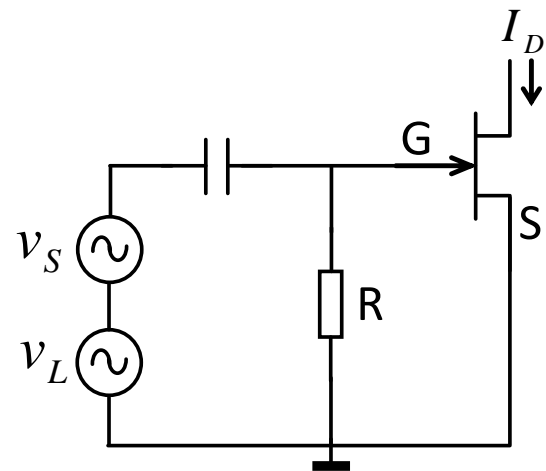
§7.2.2 场效应管混频器

(1) 完全平方律 ($x \leq 0.5$)

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

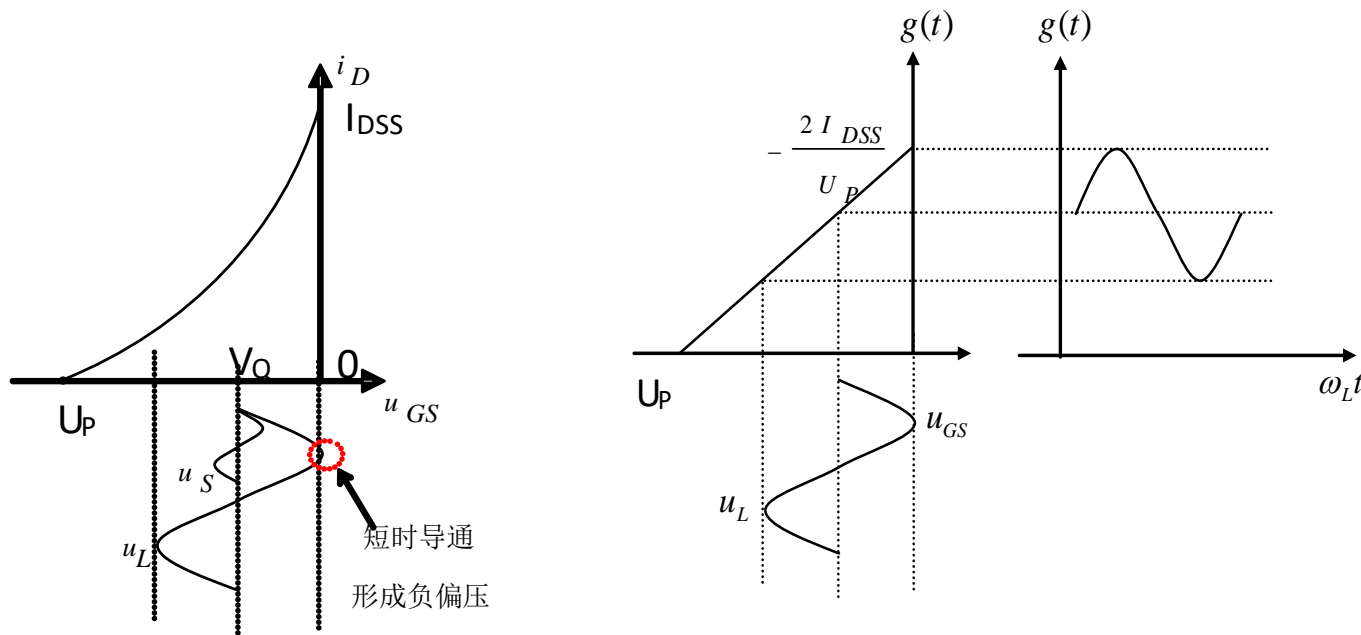
$$U_{GS} = U_Q + U_L \cos \omega_L t + U_S \cos \omega_S t \quad U_L \gg U_S \quad U_Q = -U_L$$

$$\begin{aligned} g(t) &= -\frac{2I_{DSS}}{U_P} - \frac{2I_{DSS}}{U_P^2} \cdot U_L + \frac{2I_{DSS}}{U_P^2} \cdot U_L \cos \omega_L t \\ &= g_0 + g_1 \cos \omega_L t \end{aligned}$$



§7.2.2 场效应管混频器

(1) 完全平方律 ($x \leq 0.5$)

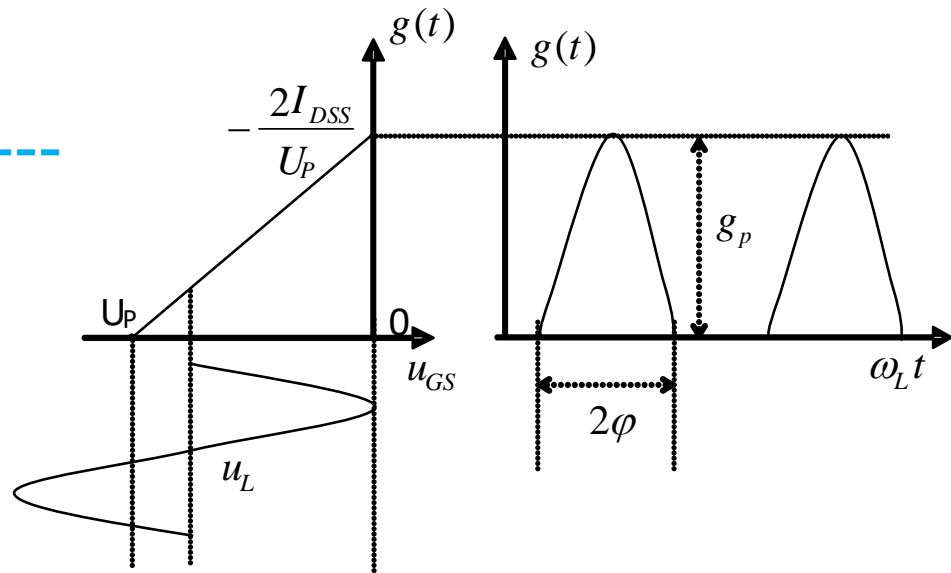


$$g_C = \frac{1}{2} g_1 = \frac{I_{DSS}}{U_P^2} \cdot U_L = \frac{I_{DSS}}{|U_P|} \cdot x, \quad \left(x = \frac{U_L}{|U_P|}, x \leq 0.5 \right)$$

§7.2.2 场效应管混频器

(2) 不完全导通 ($x > 0.5$)

$$\begin{aligned}\phi &= \cos^{-1}\left(\frac{U_P - (-U_L)}{U_L}\right) \\ &= \cos^{-1}\left(1 + \frac{U_P}{U_L}\right) = \cos^{-1}\left(1 - \frac{1}{x}\right)\end{aligned}$$



$$g_p = \frac{2I_{DSS}}{|U_P|}$$

$\frac{\text{折点电压} - \text{工作点电压}}{\text{幅度}}$

$$g_1 = g_p \alpha_1(\phi) = \frac{2I_{DSS}}{|U_P|} \cdot \frac{\phi - \sin \phi \cos \phi}{\pi(1 - \cos \phi)}$$

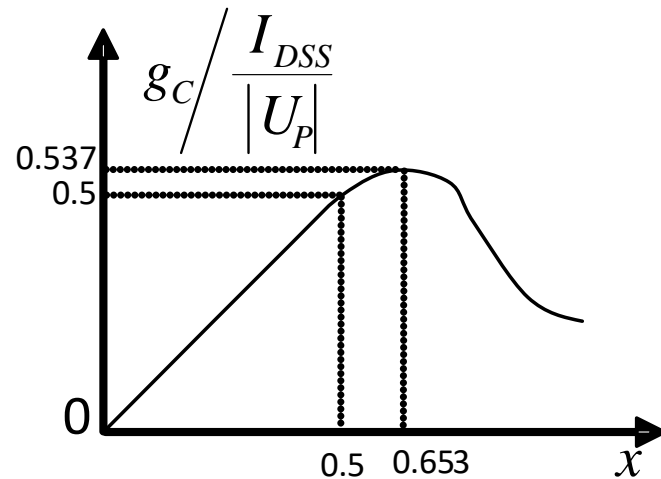
§7.2.2 场效应管混频器

(2) 不完全导通 ($x > 0.5$)

$$g_C = \frac{1}{2} g_1 = \frac{I_{DSS}}{|U_P|} \cdot \frac{\phi - \sin \phi \cos \phi}{\pi(1 - \cos \phi)}$$

$$g_C = \frac{I_{DSS}}{|U_P|} \cdot \frac{x}{\pi} \left[\cos^{-1} \left(1 - \frac{1}{x} \right) - \left(1 - \frac{1}{x} \right) \cdot \sqrt{\frac{2}{x} - \frac{1}{x^2}} \right], \quad (x > 0.5)$$

$$g_C = \begin{cases} \frac{I_{DSS}}{|U_P|} \cdot x, & (x \leq 0.5) \\ \frac{I_{DSS}}{|U_P|} \cdot \frac{x}{\pi} \left[\cos^{-1} \left(1 - \frac{1}{x} \right) - \left(1 - \frac{1}{x} \right) \cdot \sqrt{\frac{2}{x} - \frac{1}{x^2}} \right], & (x > 0.5) \end{cases}$$





§7.2.3 集成混频器

集成混频器优点：调试简单、体积小、一致性强

集成混频器的应用越来越广泛

$$dBm = 10 \log \frac{P(mW)}{1mW}$$



§7.3 无源混频器

1. 单二极管混频器
2. 双平衡二极管混频器
3. 场效应管无源混频器



§7.3.1 单二极管混频器

优点：体积小、噪声低、工作频率高、动态范围大；

缺点：变频增益低、组合频率多。

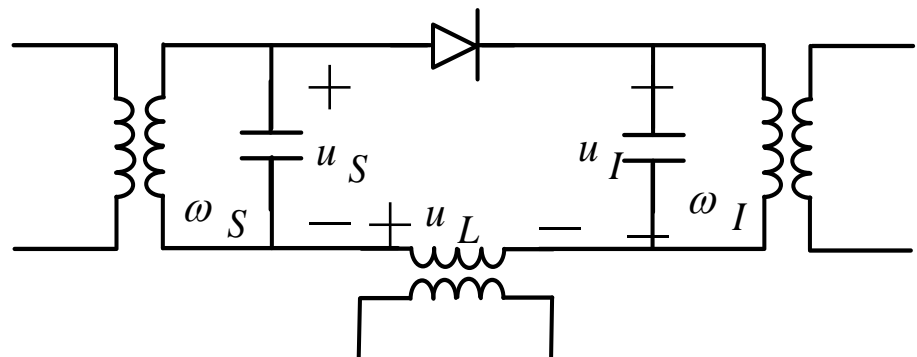
假设：

① $U_L \gg U_S, U_L \gg U_I$

② D为折线律二极管，导通电阻 R_D ，

折点电压 $U_T=0$ 。

二极管的通断只由 u_L 控制。



$$i_D(t) = \frac{U_L \cos \omega_L t + U_S \cos \omega_S t - U_I \cos \omega_I t}{R_D} \cdot K^+(\omega_L t)$$

开关函数：
$$K^+(\omega_L t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_L t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_L t + \dots$$

$$i_I(t) = \frac{U_S}{R_D} \cdot \frac{1}{\pi} \cos \omega_I t - \frac{U_I}{2R_D} \cos \omega_I t = \left(\frac{U_S}{R_D} \cdot \frac{1}{\pi} - \frac{U_I}{2R_D} \right) \cos \omega_I t$$

§7.3.1 单二极管混频器

$$i_I(t) = \left(\frac{U_S}{R_D} \cdot \frac{1}{\pi} - \frac{U_I}{2R_D} \right) \cos \omega_I t$$

$$I_I = \frac{U_S}{\pi R_D} - \frac{U_I}{2R_D}$$

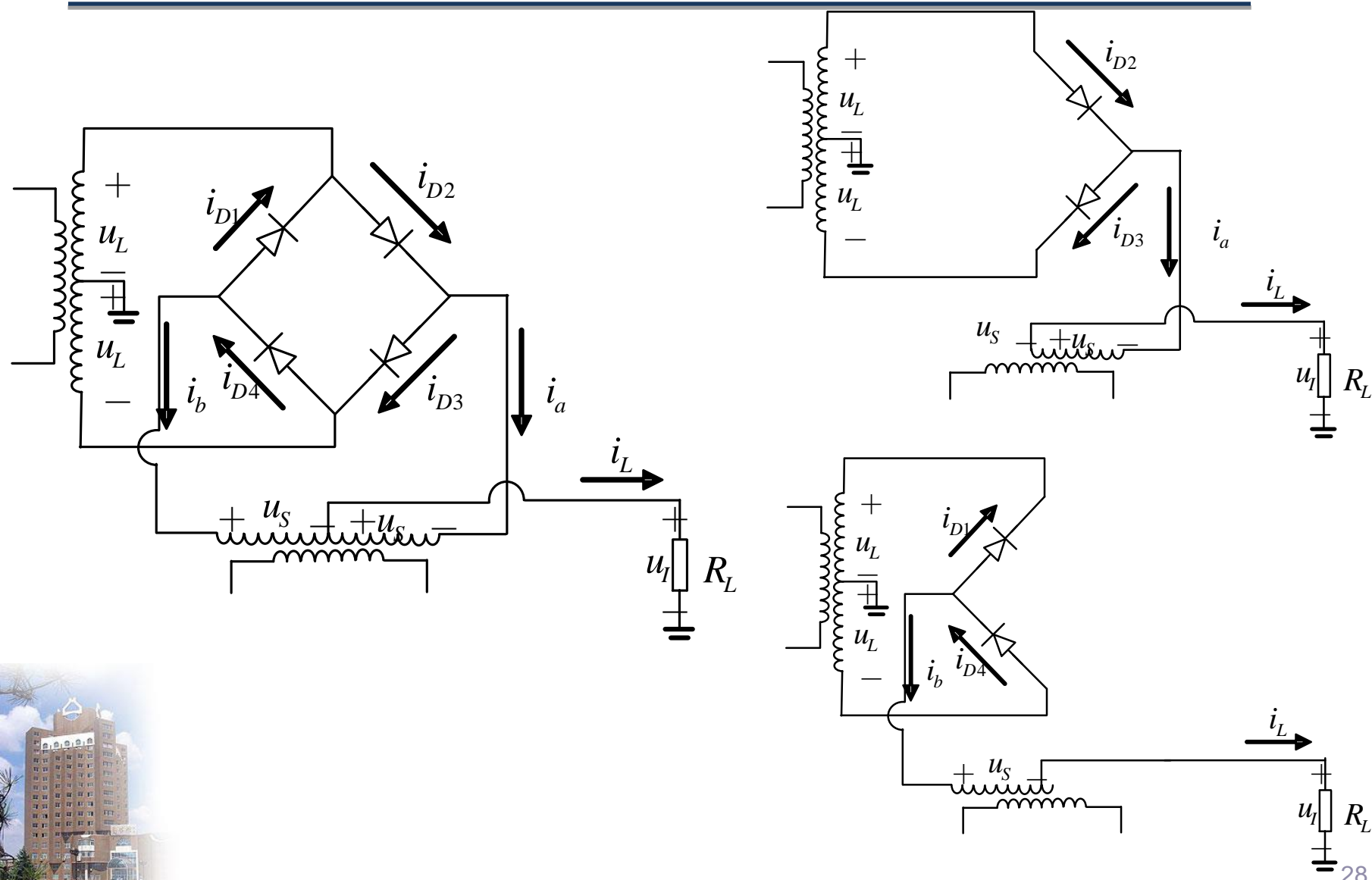
混频跨导: $g_c = \frac{I_I}{U_S} = \frac{1}{\pi R_D}$

$$U_T = 0 \quad (2n+1)\omega_L \pm \omega_S$$

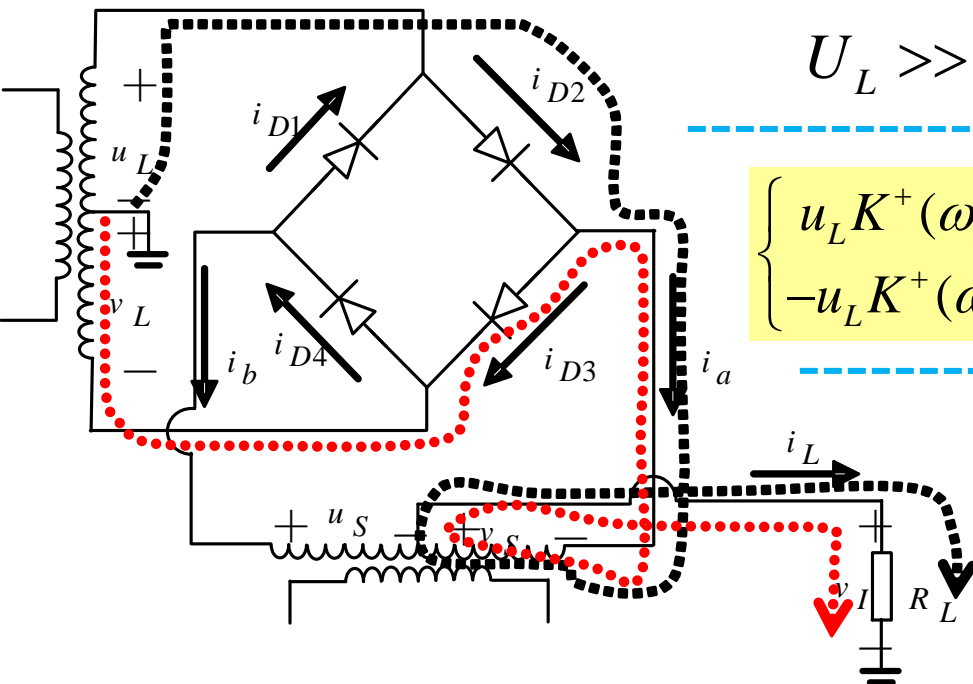
$$U_T \neq 0 \quad n\omega_L \pm \omega_S$$



§7.3.2 双平衡二极管混频器



§7.3.2 双平衡二极管混频器



$$U_L \gg U_S \quad U_L \gg U_I \quad U_T = 0$$

$$\begin{cases} u_L K^+(\omega_L t) - i_{D2} R_D + u_S K^+(\omega_L t) - (i_{D2} - i_{D3}) R_L = 0 \\ -u_L K^+(\omega_L t) + i_{D3} R_D + u_S K^+(\omega_L t) - (i_{D2} - i_{D3}) R_L = 0 \end{cases}$$

$$i_{D2} - i_{D3} = \frac{2u_S}{R_D + 2R_L} \cdot K^+(\omega_L t)$$

$$i_{D4} - i_{D1} = \frac{-2u_S}{R_D + 2R_L} \cdot K^-(\omega_L t)$$

$$i_L = (i_{D2} - i_{D3}) + (i_{D4} - i_{D1}) = \frac{2u_S}{R_D + 2R_L} \cdot (K^+(\omega_L t) - K^-(\omega_L t))$$

$$K^+(\omega_L t) - K^-(\omega_L t) = \frac{4}{\pi} \cos \omega_L t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_L t + \dots$$

$$g_C = \frac{1}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{2}{R_D + 2R_L} \approx \frac{2}{\pi R_L}$$

§7.3.2 双平衡二极管混频器

双平衡二极管混频器的优点（与单二极管混频器相比）：

- ① R_L 上只含有 $(2n-1)\omega_L \pm \omega_S$ 的频率分量（指相对单二极管的 $U_T \neq 0$ ，含有 $n\omega_L \pm \omega_S$ 组合频率的情况），组合频率的数量减少一半。
- ② 中频端口对本振和信号端理论上是隔离的。

$$A_P = \frac{P_I}{P_S} = \frac{\frac{1}{2}(g_c U_S)^2 \cdot R_L}{\frac{1}{2} \frac{U_S^2}{R_{in}(u_S)}}$$

$$i_s = i_b - i_a = (i_{D2} - i_{D3}) - (i_{D4} - i_{D1}) = \frac{2u_s}{R_D + 2R_L} \cdot (K^+(\omega_L t) + K^-(\omega_L t)) = \frac{2u_s}{R_D + 2R_L}$$

$$R_{in}(u_S) = \frac{U_S}{I_S} = \frac{R_D + 2R_L}{2} \approx R_L \quad A_P = \frac{4}{\pi^2} \longrightarrow A_P(dB) = -3.92dB$$

§7.3.2 双平衡二极管混频器

原则上：晶体三极管、场效应管、二极管均可工作于调制、解调、和混频状态，要判断是何种状态，应根据实际应用环境和系统性能而定。
主要判断输入信号和输出信号的工作频率。

以DSB波为例

功能	输入1		输入2		输出		输出滤波器		
	信号	角频率	信号	角频率	信号	角频率	类型	ω_0	B
调制	$S(t)$	Ω	u_c	ω_c	u_{DSB}	$\omega_c \pm \Omega$	带通	ω_c	$\geq 2\Omega_m$
解调	u_{DSB}	$\omega_c \pm \Omega$	u_r	$\omega_r = \omega_c$	$S(t)$	Ω	低通		$\geq \Omega_m$
混频	u_{DSB}	$\omega_s \pm \Omega$	u_L	ω_L	u_I	$\omega_I \pm \Omega$	带通	ω_I	$\geq 2\Omega_m$

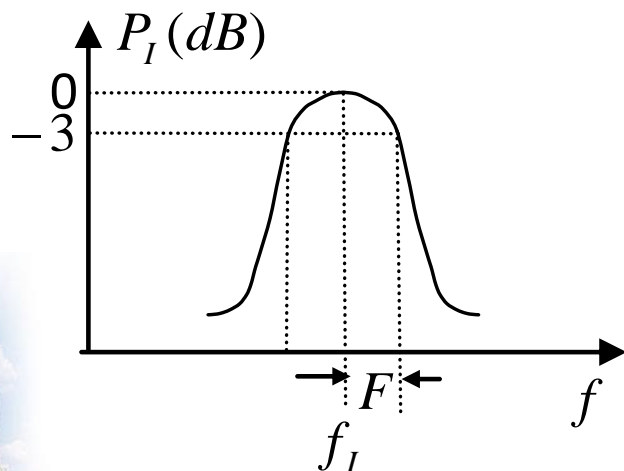
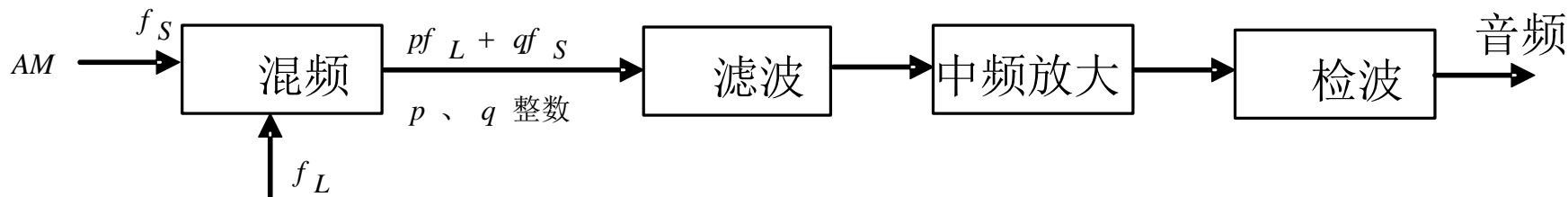
§7.4 混频器的干扰问题

1. 组合频率干扰
2. 寄生通道干扰
3. 交叉调制干扰
4. 互调干扰



§7.4.1 组合频率干扰

(1) 产生原因



若 $f_I - F \leq pf_L + qf_S \leq f_I + F$

则该组合频率就会通过滤波器，经放大，与有用信号在检波器产生差拍，使得在输出有用音频信号的同时还输出表现为哨叫声的差拍干扰信号。

§7.4.1 组合频率干扰

(2) 确定易产生哨叫的频点

设 $f_I = f_L - f_S$ ，则 $f_L = f_S + f_I$ ，代入 $f_I - F \leq pf_L + qf_S \leq f_I + F$

$$\text{得到 } \frac{1-p}{p+q} f_I - \frac{F}{p+q} \leq f_S \leq \frac{1-p}{p+q} f_I + \frac{F}{p+q}$$

一般 F 相对 f_S 很小，可忽略 $\frac{F}{p+q}$ 项，有 $f_S \approx \frac{1-p}{p+q} f_I$

干扰阶数： $|p| + |q|$

阶数越小，干扰信号幅度越大，干扰越严重。

常见的几种低阶干扰：

p	0	0	-1	-1	-2
q	1	2	4	2	3
f_S	f_I	$f_I/2$	$2f_I/3$	$2f_I$	$3f_I$

§7.4.1 组合频率干扰

(3) 抑制措施

①若 $f_S = f_I$ ，则最容易产生哨叫，所以一般将 f_I 设在工作频率之外，例收音机中频 465kHz ，在 $535 \sim 1605\text{kHz}$ 之外；电视 37MHz 在 $50 \sim 1000\text{MHz}$ 之外。

②减小输入射频信号幅度，本振信号也应尽量减小。

由于射频信号强度相差 60dB 以上，所以在输入端加 AGC 控制电路，使射频信号基本维持在较小的电平上。

③选用平方律器件

减少组合频率数目，平方律只含有 0 、 ω_S 、 ω_L 、 $2\omega_S$ 、 $2\omega_L$ 、 $\omega_S \pm \omega_L$ 分量。

④采用平衡技术

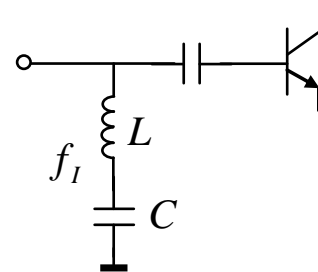
差分技术、平衡技术

§7.4.2 寄生通道干扰

寄生通道干扰：外界干扰信号与本振信号相互混频产生的干扰

由 $pf_L + qf_n = f_I$ ，得到， $f_n = -\frac{p}{q}f_L + \frac{f_I}{q}$

主要有两种干扰 $\begin{cases} f_{n1} = f_I & (p=0, q=1) \\ f_{n2} = f_L + f_I & (p=-1, q=1) \end{cases}$

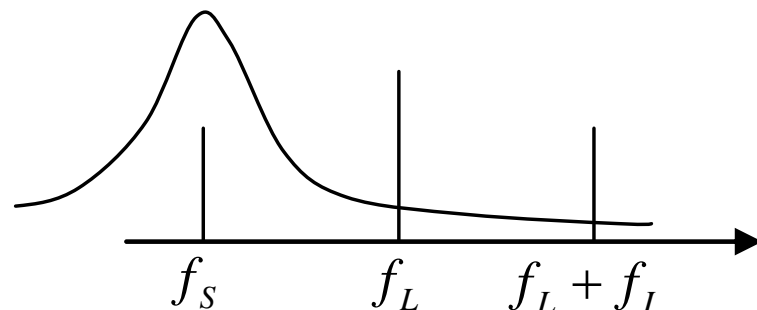


(1) 中频干扰

$f_{n1}=f_I$ 的干扰信号，为一阶干扰。若前端电路选择性不够好， f_{n1} 直接进入混频器，而此时混频器相当于 f_{n1} 的放大器，然后又经多次中频放大以后，干扰危害性很大。

抑制措施

- ①提高前端谐振回路的选择性。
- ②输入端加中频陷波电路。



(2) 镜频干扰

$f_{n2}=f_L+f_I$ ，和 f_S 对称地位于 f_L 两端，呈镜像关系。

抑制措施：提高前端谐振回路的选择性。

§7.4.2 寄生通道干扰

例：已知干扰信号频率为1000kHz， $f_I=465\text{kHz}$ ，
对 $|p| \leq 2$ 和 $|q| \leq 2$ 的干扰，确定其在收音机中出现的位置

设 f_n 可以出现在 f_s' 的位置，此时 $f_L=f_s'+f_I$ ，由 $pf_L+qf_n=f_I$ ，

得到 $p(f_s'+f_I)+qf_n=f_I$ ，即 $f_s'=-\frac{q}{p}f_n+\frac{1-p}{p}f_I$ ，

去除p、q同号的情况，有

$f_s' \backslash p$ q	1	-1	2	-2
1	/	70kHz	/	负值
-1	1000kHz	/	267.5kHz	/
2	/	1070kHz	/	302.5kHz
-2	2000kHz	/	767.5kHz	/

由得到的数值，对535~1605kHz范围，有三个数值，767.5kHz、1000kHz和1070kHz。而1000kHz为正常接收。

$$2 \times (767.5 + 465) - 2 \times 1000 = 465(\text{kHz})$$

$$-1 \times (1070 + 465) + 2 \times 1000 = 465(\text{kHz})$$

§7.4.3 交叉调制干扰

交叉调制干扰：外界干扰信号 $U_n(t)$ 和有用信号 $U_s(t)$ 相互作用而产生的干扰。

混频器的转移特性用幂级数表示：

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + \cdots$$

作用在混频器上的电压：

$$u = U_L \cos \omega_L t + U_s(t) \cos \omega_s t + U_n(t) \cos \omega_n t$$

将 u 代入 i 的表达式，取出中频项， $3a_4 U_L U_n^2(t) U_s(t)$ 即为交叉干扰项

特点：

① $U_s(t) \neq 0$ 时，有交调项产生， $U_s(t) = 0$ 时，交调消失。

即可以同时听到有用信号和干扰信号声音，当有用信号停止播音，干扰信号也随之消失。

② 由 a_4 、 a_6 等项产生。

抑制方法同上。

§7.4.4 互调干扰

互调干扰

两个或多个外界干扰信号 $V_n(t)$ 同时进入混频器而产生的干扰。

$$pf_{n1} + qf_{n2} = f_S$$

其中最严重的是三阶互调干扰：

$$f_S = 2f_{n1} - f_{n2} \qquad f_S = 2f_{n2} - f_{n1}$$

抑制方法同上。

