

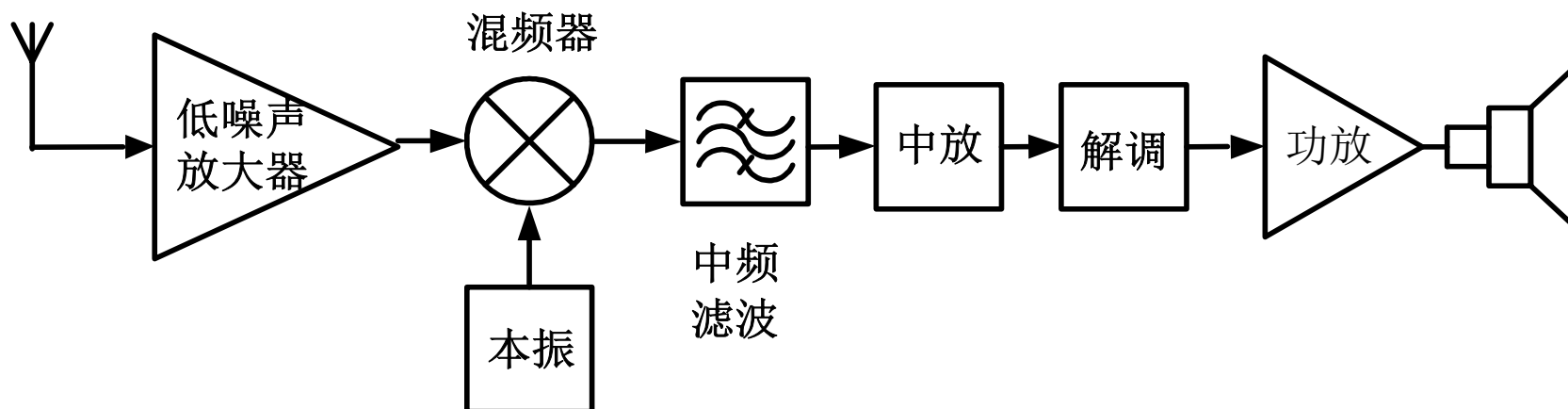
# 第7章 混频器

# 本章内容

- 引言 P.63
- 混频原理 P.63
- 混频失真与干扰P.67
- 混频器的主要指标P.72
- 混频器电路结构P.75
- 混频器的级联 P.87
- 本章要点

# 引言

- 混频器（**mixer**）是通信系统的重要组成部分，被用于所有的射频和微波系统进行频率变换。
- 这种频率变换应该保证原载频已调波的调制方式和所携带的信息不变。
- 在发射系统中，混频器用于上混频，把已调制的信号的频谱搬移到射频频段用于发射；在接收系统中一般用作下混频，把接收的射频信号搬移到中频上，然后进行解调。



# 混频原理

- 混频器是一种频率变换器件，理想混频器是把两输入信号在时域中相乘：

$$A \cos \alpha \cdot B \cos \beta = \frac{AB}{2} [\underbrace{\cos(\alpha + \beta)}_{\text{和频, 上变频}} + \underbrace{\cos(\alpha - \beta)}_{\text{差频, 下变频}}]$$

- 必须通过滤波器滤除不需要的频率成分。

# 混频原理（时域）

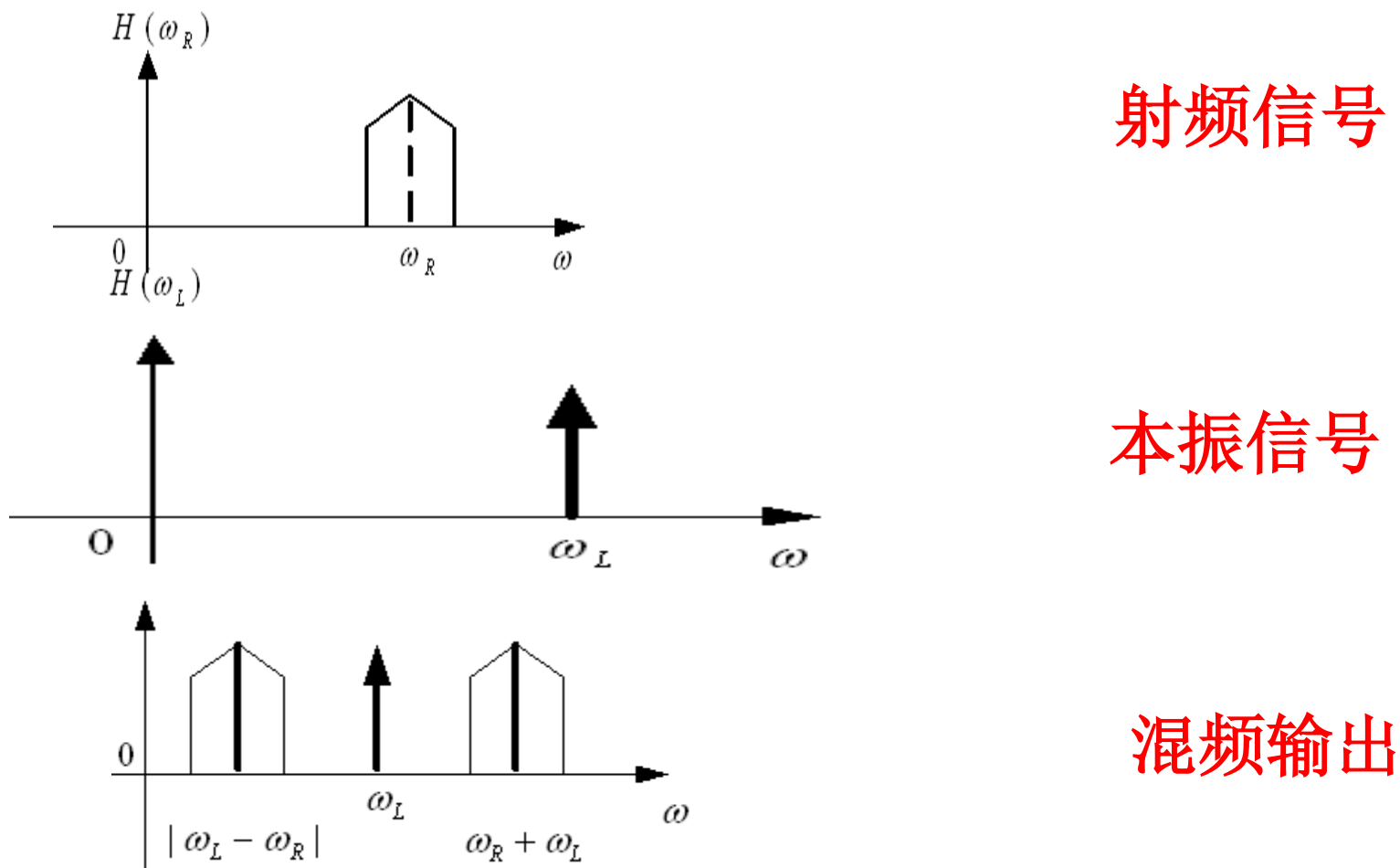
- 混频器为三端口器件。
- 混频器有两个输入端：分别为射频（**RF**）与本振（**LO, Local Oscillator**）信号，一个输出端：中频（**IF, Intermediate Frequency**）。
- 中频频率 $f_I$ 可以有两种关系式表达

$$f_I = f_L + f_R \quad \text{上混频}$$

$$f_I = |f_L - f_R| = \begin{cases} f_L - f_R & (f_L > f_R) \\ f_R - f_L & (f_L < f_R) \end{cases} \quad \text{下混频}$$

# 混频原理（频域）

- 从频域角度来看，混频是一种频谱的线性搬移，输出IF与输入RF的频谱结构相同。



# Taylor级数展开

- 设函数 $f(x)$ 在点 $x_0$ 有任意阶导数。
- Taylor公式:

$$f(x) = \sum_{k=0}^n \frac{f^{(k)}(x_0)}{k!} (x-x_0)^k + R_n(x) = R_n(x) +$$
$$f(x_0) + f'(x_0)(x-x_0) + \frac{f''(x_0)}{2!} (x-x_0)^2 + \cdots + \frac{f^{(n)}(x_0)}{n!} (x-x_0)^n$$

# Fourier级数展开

- 设 $f(x)$ 是以 $2\pi$ 为周期的函数,  $f(x)$ 在 $[-\pi, \pi]$ 上绝对可积分, 那么

$$f(x) \approx \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos nx + b_n \sin nx)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \cos nx dx \quad (n = 0, 1, 2, 3 \dots)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \sin nx dx \quad (n = 0, 1, 2, 3 \dots)$$



# 非线性电路的混频功能

- 非线性器件伏安特性为  $i = f(v)$ ,  $u = U_0 + u_1 + u_2$ ,  $U_0$  为静态工作点电压,  $u_1$  和  $u_2$  分别为两个输入电压。用幂级数展开, 得

$$i = f(u) = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + \cdots + a_n u^n$$
$$= a_0 + a_1 (u_1 + u_2) + a_2 (u_1 + u_2)^2 + a_3 (u_1 + u_2)^3 + \cdots + a_n (u_1 + u_2)^n$$

其中

$$a_n = \frac{1}{n!} \left. \frac{d^n f(u)}{du^n} \right|_{u=U_0} = \frac{f^{(n)}(U_0)}{n!}$$

$$(u_1 + u_2)^n = \sum_{m=0}^n \frac{n!}{m!(n-m)!} u_1^{n-m} u_2^m$$

$$i = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^n \frac{n!}{m!(n-m)!} a_n u_1^{n-m} u_2^m$$

例如: 当  
 $m=1, n=2$ , 有  
 $i = 2a_2 u_1 u_2$

# 线性时变工作状态下的混频器

- 上式实际上就是  $i = f(U_Q + u_1 + u_2)$  在  $(U_Q + u_1)$  上对  $u_2$  Taylor 展开

$$\begin{aligned} i &= f(U_Q + u_1 + u_2) \\ &= f(U_Q + u_1) + f'(U_Q + u_1)u_2 + \frac{1}{2!} f''(U_Q + u_1)u_2^2 + \dots \end{aligned}$$

- 若  $u_2$  足够小，简化为

$$\begin{aligned} i &\approx f(U_Q + u_1) + f'(U_Q + u_1)u_2 \\ &\approx I_0(u_1) + g(u_1)u_2 \end{aligned}$$

- $i$  与  $u_2$  是线性关系，但它们的系数是时变，即线性时变工作状态。

# 线性时变工作状态下的混频器

•当 $u_1 = U_{1m} \cos \omega_1 t$  时,  $g(u_1)$ 将是角频率为 $\omega_1$ 的周期性函数, **Fourier**级数展开式为

$$g(u_1) = g(U_{1m} \cos \omega_1 t) = g_0 + g_1 \cos \omega_1 t + g_2 \cos 2\omega_1 t + \cdots$$

•其中  $g_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} g(u_1) d(\omega_1 t)$

$$g_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} g(u_1) \cos(n\omega_1 t) d(\omega_1 t), n \geq 1$$

# 线性时变工作状态下的混频器

- 则  $i = I_0(u_1) + g(u_1)u_2$   
 $= I_0(u_1) + (g_0 + g_1 \cos \omega_1 t + g_2 \cos \omega_2 t + \dots)u_2$
- 其中  $I_0(u_1) = I_0 + I_{1m} \cos \omega_1 t + I_{2m} \cos \omega_2 t + \dots$
- 设  $u_2 = U_{2m} \cos \omega_2 t$  , 则有

# 线性时变工作状态下的混频器

$$\begin{aligned} i &= (I_0 + I_{1m} \cos \omega_1 t + I_{2m} \cos 2\omega_1 t + \cdots) \\ &\quad + (g_0 + g_1 \cos \omega_1 t + g_2 \cos 2\omega_1 t + \cdots) U_{2m} \cos \omega_2 t \\ &= I_0 + I_{1m} \cos \omega_1 t + I_{2m} \cos 2\omega_1 t + \cdots \\ &\quad + g_0 U_{2m} \cos \omega_2 t + g_1 U_{2m} \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t + \\ &\quad g_2 U_{2m} \cos 2\omega_1 t \cos \omega_2 t + \cdots \end{aligned}$$

# 线性时变工作状态下的混频器

- 线性时变工作时产生的组合频率分量的频率通式为 $|\pm p\omega_1 \pm \omega_2|$ ；
- 消除了 $p$ 为任意值， $q = 0$ 和 $q > 1$ 的众多频率分量；
- 对于 $|\pm p\omega_1 \pm \omega_2|$ 的组合频率分量中，由于无用频率分量与所需的有用频率分量之间的频率间隔很大，可以降低对滤波器的要求；
- 不存在（ $q = 2、3、\dots$ ）的（ $\omega_c \pm 2\Omega, \omega_c \pm 3\Omega, \dots$ ）等的靠近上、下边频的失真边带分量。

# 本章内容

- 引言
- 混频原理
- 混频失真与干扰
- 混频器的主要指标P.72
- 混频器电路结构
- 混频器的级联
- 本章要点

# 混频器的主要指标

- 变频增益或损耗
- 变频压缩
- 三阶互调阻断点
- 端口隔离度



# 变频增益或损耗

## (Conversion Gain or Loss)

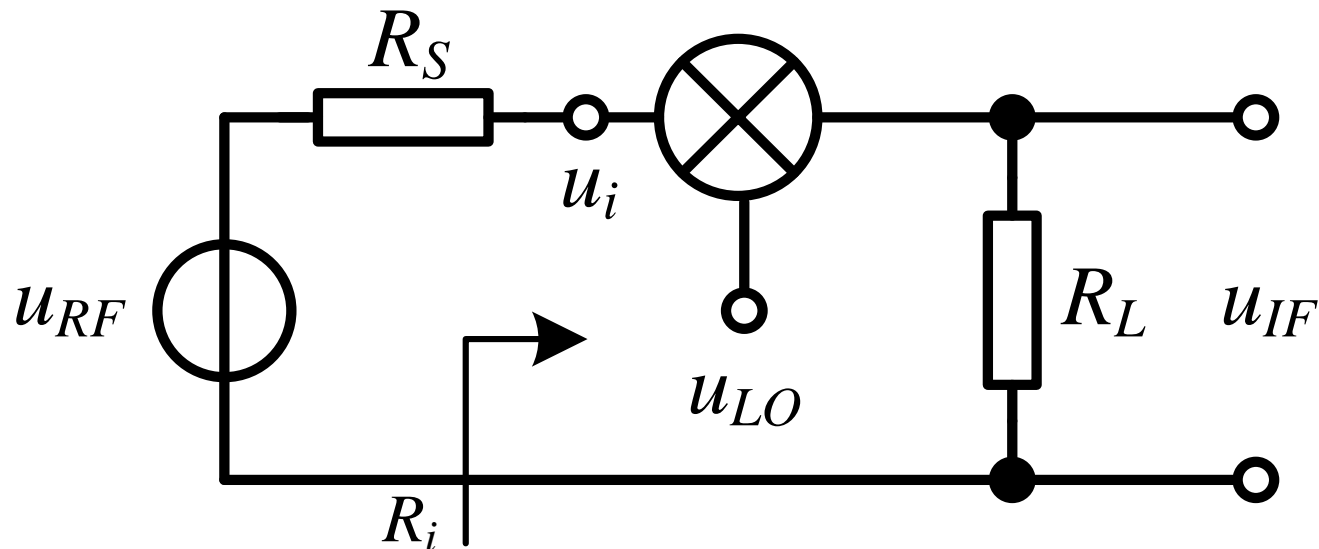
- 混频器的变频增益 $G_c$ 定义为在**本振功率 $P_{LO}$ 不变**的情况下，负载获得的最大中频功率 $P_{IF}$ 与射频输入功率 $P_{RF}$ 之比的对数，即

$$G_c = 10 \log \frac{P_{IF} (W)}{P_{RF} (W)} \bigg|_{P_{LO} = \text{常数}} \quad (dB)$$

- 若变频增益 $G_c > 0$ ，则混频器有增益；反之为损耗。
- 变频增益指功率的增益比，也可以用电压转换增益来表示。定义为中频的均方根电压(RMS)与输入信号的均方根电压的比值。只有当混频器的输入阻抗和负载阻抗都等于源阻抗时，这时的电压转换增益与功率转换功率相等。

# 例题

- 例3.4.1 如图3.4.1所示为一混频电路，射频信号源 **RF** 的内阻为  $R_S$ （天线阻抗或LNA输出阻抗）。设混频器的输入阻抗为  $R_i$ ，在混频器输入端口的电压为  $u_i$ ，求此混频器的变频增益。



# 例题

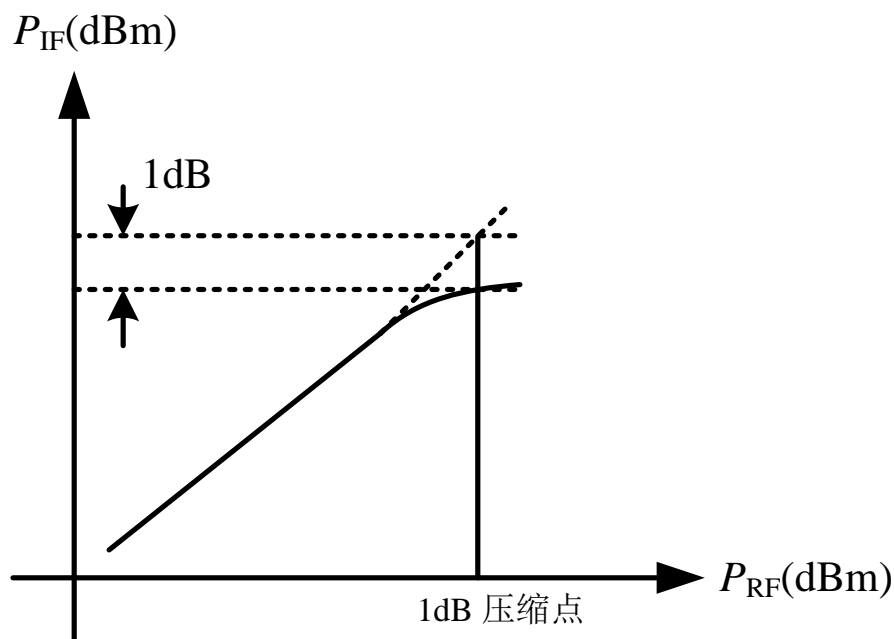
- 解： 若  $R_S = R_i = R_L$
- 则  $G_P = P_{IF} / P_{RF}$
- $= (U_{IF(RMS)}^2 / 2R_L) / (U_{IN(RMS)}^2 / 2R_i)$
- $= (U_{IF(RMS)}^2 / 2R_L) / ((U_{RF(RMS)}^2 / 2)^2 / 2R_i)$
- $= (U_{IF(RMS)}^2 / 2R_L) / (U_{RF(RMS)}^2 / 8R_i)$
- $= (U_{IF(RMS)}^2) / (U_{RF(RMS)}^2 / 4)$
- 对  $G_P$  取对数得  $G_C = 10 \lg G_P = 20 \lg A_u + 6$

# 变频压缩（Conversion compression）

- 变频压缩是指本振功率不变，中频输出功率随着射频输入功率的增长而线性增加，其转换增益为常数。
- 当射频输入功率增加到一定程度后，中频输出功率随射频输入的增加速度变慢，转换增益随着输入信号的增大而下降，使得混频器开始进入饱和状态。

# 变频压缩 (Conversion compression)

- 在混频器中**1dB**压缩点定义为：当本振功率不变时，把中频输出功率低于射频线性变化功率值**1dB**处的交点称为**1dB**压缩点，在**1dB**压缩点处表明变频增益的损耗为**1dB**。



# 三阶互调阻断点

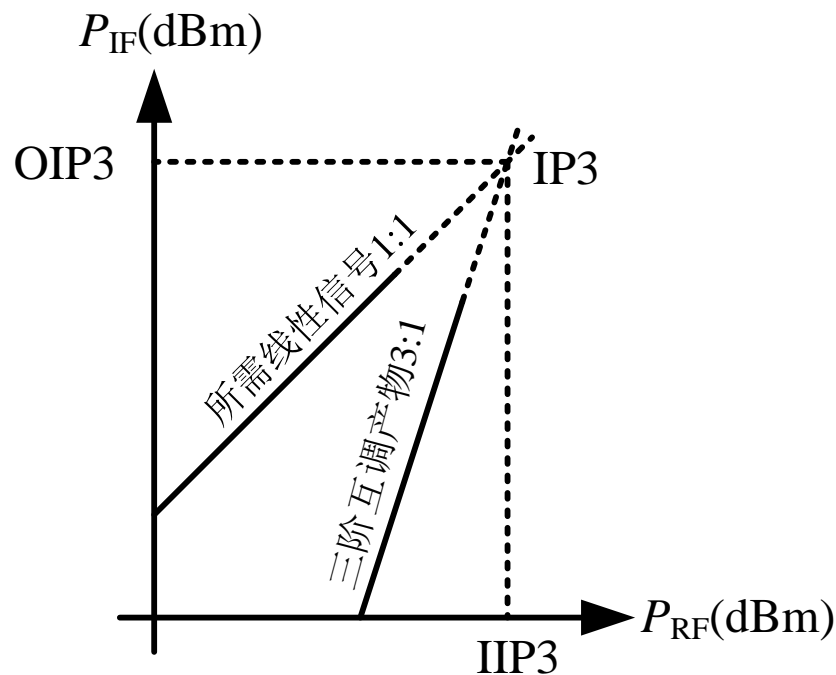
## (IP3, Third Order Intercept Point)

- 三阶互调阻断点是一个理论上的外推值，是表征混频器线性性能的重要指标。
- 它是由混频器的非线性特性中的三次方项产生的 $(2f_1-f_2)$ 或 $(2f_2-f_1)$ 组合频率干扰信号与本振混频后在中频的通带内产生的干扰。
- 输出电流基波幅度与输入信号的幅度 $U_m$ 成正比，是1:1的线性正比关系。三阶互调幅度则与 $U_m$ 的立方成比例。

# 三阶互调阻断点

## (IP3, Third Order Intercept Point)

- 采用对数坐标，基波幅度为 $20\lg a_1 U_m$ ，三阶互调幅度为 $20\lg(3a_3 U_m^3/4)$ 。当三阶互调分量增长到与基波分量相同甚至超过基波分量时，接收机出现三阶互调阻塞。图中两条直线的交点称为IP3。
- 通常混频器的IP3指标是规定在某个标准本振功率下的。



# 端口隔离度

- 由于本振信号是一个非常强的信号，混频器的各端口间必须很好的隔离。否则，会相互形成干扰，从而影响系统的正常工作。
- 若混频器提供的隔离度不够，则其之前或之后的电路必须改进，以解决隔离问题。



# 本章内容

- 引言
- 混频原理
- 混频失真与干扰
- 混频器的主要指标
- 混频器电路结构P.75
- 混频器的级联
- 本章要点

# 混频器电路结构

- 下混频器都设计成为线性时变工作状态。

- 混频电路类型

- I. 无源混频器

- 1) 单二极管混频电路
    - 2) 二极管平衡混频电路
    - 3) 双平衡类型的二极管环形混频器

- II. 有源混频器

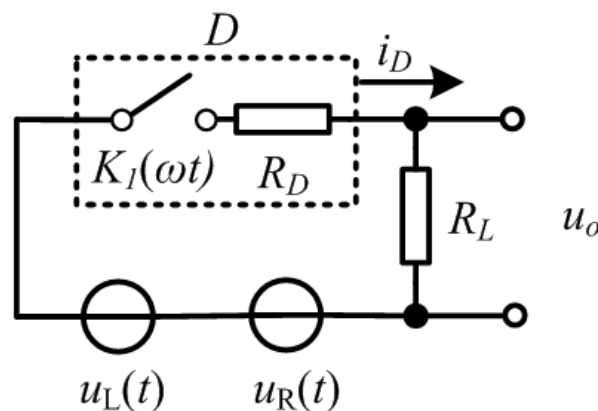
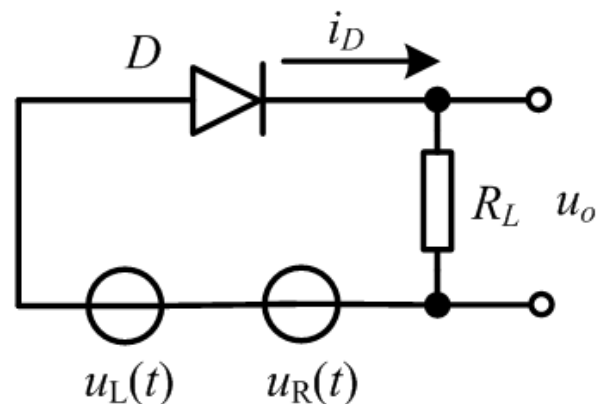
- 1) 三极管混频电路
    - 2) 单平衡混频电路
    - 3) 吉尔伯特单元(Gilbert Cell)混频电路

# 无源混频器

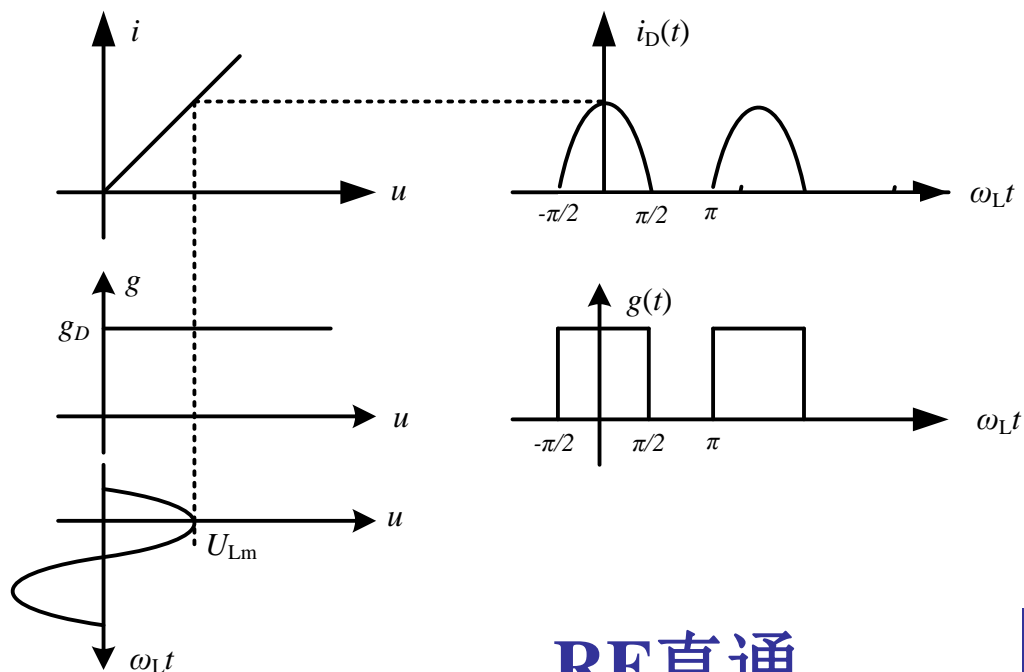
- 通常由非线性器件或开关元件构成，电路简单。
- 不能提供变频增益，作为下变频的接收机电路为了得到更小的噪声系数，在前级一般要加LNA，由此会引起更多的互调失真。
- 无源混频器的变压器通常会限制混频器的最高工作频率，从而影响带宽，且集成度差，体积较大。

# 单二极管混频电路

- 当 $u_L = U_{Lm} \cos \omega_L t$ ,  $u_L$ 足够大时, 二极管工作在大信号开关状态。
- 从严格意义上而言, 二极管的跨导是随着被加在它上的大信号的时间规律变化的。为了简化分析, 可以用折现认为跨导为一个常数。



# 单二极管混频电路



流经二极管的电流 $i_D$ 为

$$i_D = \frac{U_{Rm} \cos(\omega_R t)}{R_D + R_L} K_1(\omega_L t) = \frac{U_{Rm}}{R_D + R_L} \cos(\omega_R t) \cdot \left[ \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_L t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_L t + \dots \right]$$

RF直通

$|\pm p f_L \pm f_R|$

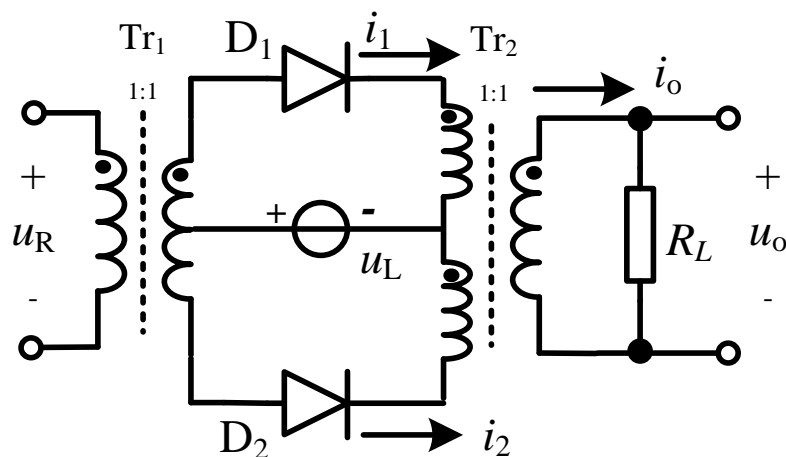
$|f_R \pm f_L|$

# 单二极管混频电路

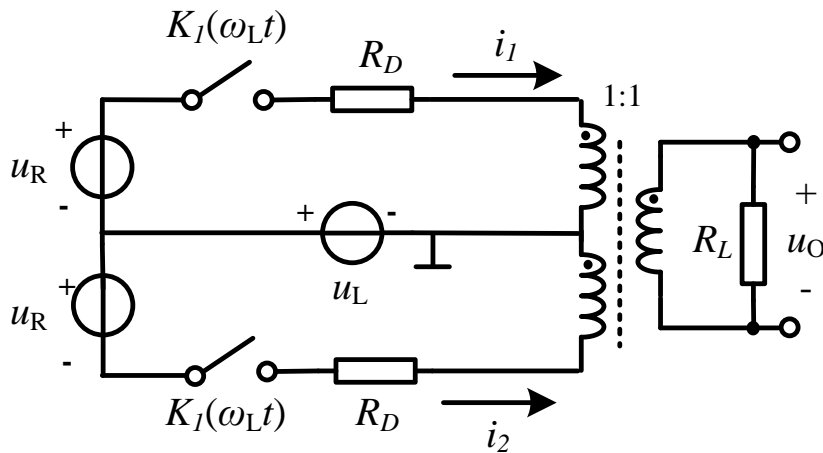
- 优点：电路简单
- 缺点：
  - 1) 如果在射频输入信号含有直流分量，本振信号直接馈通到输出端；
  - 2) 输出频谱十分丰富，不能提供任何隔离，也不能提供混频增益。除了产生所需的混频结果外，还含有大量的组合频率分量。

# 二极管平衡混频电路

- 由两个二极管可以构成一个单平衡混频器。
- 当 $u_L$ 在正半周期时，两个二极管全部导通，输入的 $u_R$ 射频电压就通过变压器耦合到负载输出端。
- 当 $u_L$ 为负半个周期时，两个二极管全部截止，使得射频信号断开。



# 例题



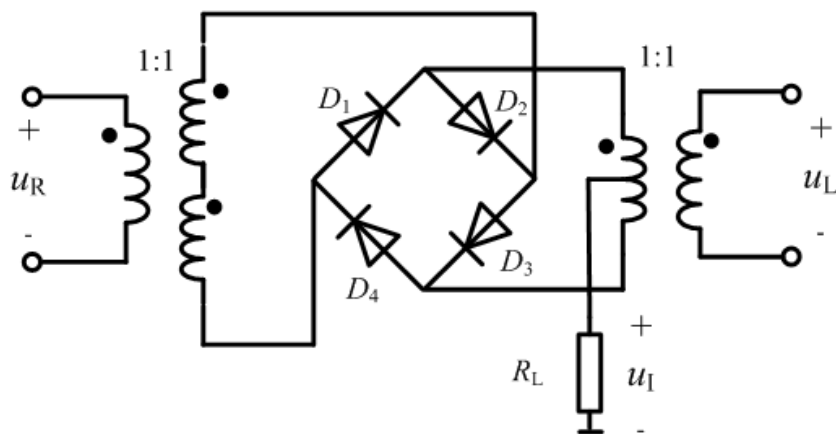
- 例3.5.1 求二极管平衡混频器输出的中频电压 $u_o$ 表达式，设本振电压足够大，即 $U_{Lm} \gg U_{Rm}$ 。求：输出电压 $u_o$ 表达式。
- 解：可以根据二极管的特性画出该混频器的等效电路图。



# 例题

- 解：根据基尔霍夫定理，可以列出两个回路的电压关系：
- $u_L = i_1(R_D + R_L) - u_R = u_R + i_2(R_D + R_L)$
- 由此可得：  $i_o = i_1 - i_2 = (2u_R / (R_D + R_L)) K_1(\omega_L t)$
- 将  $u_R = U_{Rm} \cos \omega_R t$  与  $K_1(\omega_L t)$  的表达式带入二极管电流的表达式可得：
- $$u_o = i_o R_L = \frac{2R_L U_{Rm}}{R_D + R_L} \cos \omega_R t \left[ \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_L t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_L t + \dots \right]$$

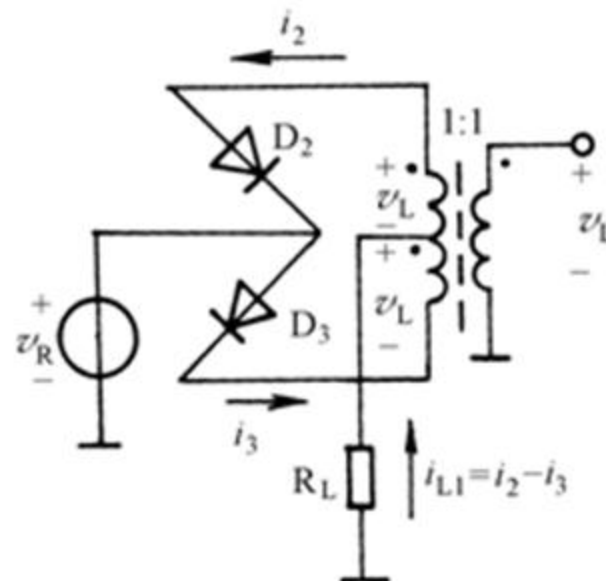
# 二极管环形混频电路



- 为了进一步抑制混频器的非线性产物，广泛采用了双平衡类型的二极管环形混频电路。
- 例3.5.2 二极管环形混频器电路如图所示，设本振电压足够大，即  $U_{Lm} \gg U_{Rm}$ 。求：输出电压  $u_o(t)$  表达式。
- 解：二极管  $D_1$ - $D_4$  处于开关工作状态，射频信号  $u_R$  是小信号。

# 例题

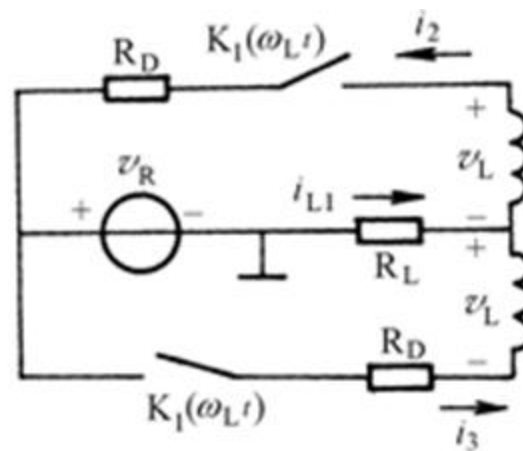
- 当本振信号处于正半周期时，经变压器耦合使得二极管  $D_2$  与  $D_3$  导通。



- 根据基尔霍夫定理，该回路的方程为

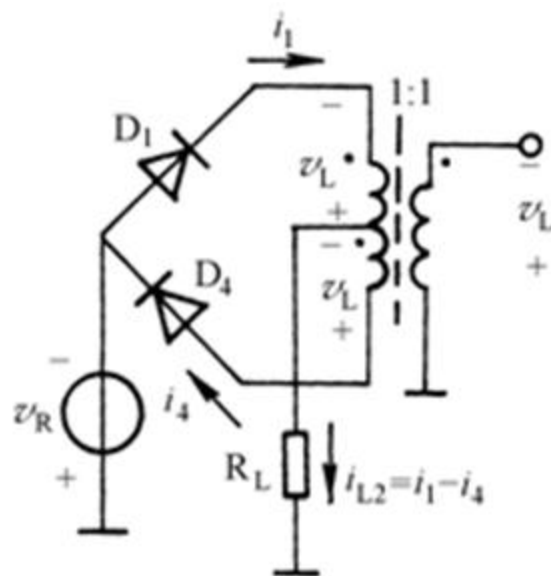
$$u_L = i_2 R_D + u_R + (i_2 - i_3) R_L$$

$$u_L = i_3 R_D - u_R + (i_3 - i_2) R_L$$



# 例题

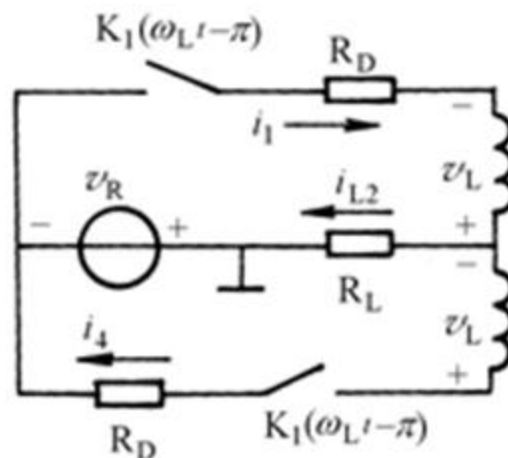
- 当本振信号处于正半周期时，经变压器耦合使得二极管  $D_1$  与  $D_4$  导通。



- 根据基尔霍夫定理，该回路的方程为

$$u_L = i_4 R_D - u_R + (i_4 - i_1) R_L$$

$$u_L = (i_1 - i_4) R_L + u_R + i_1 R_D$$



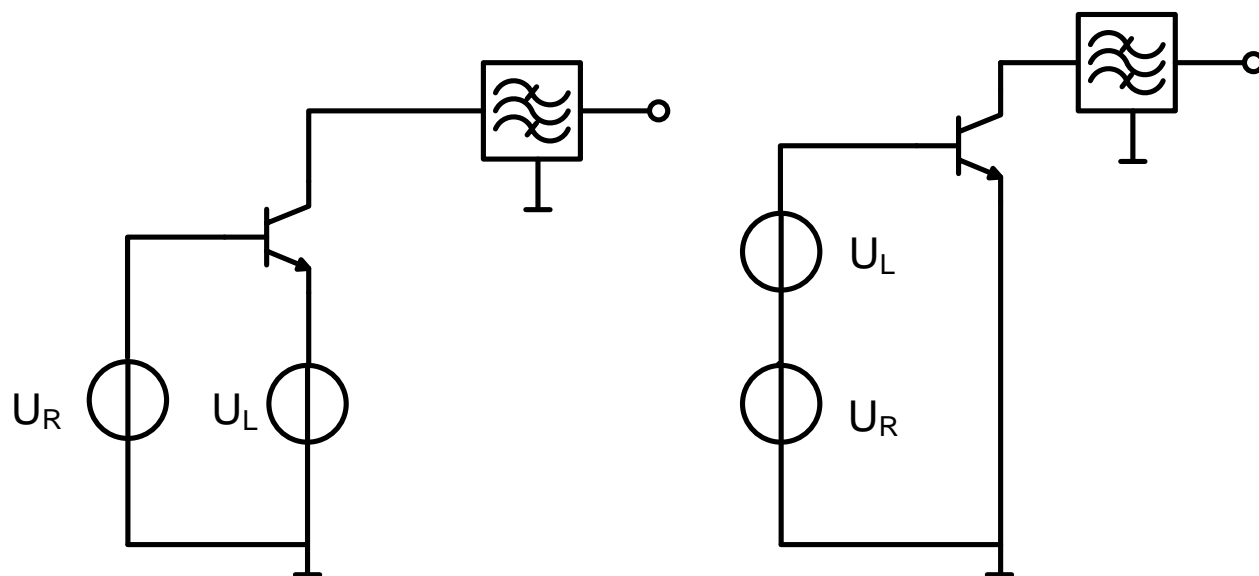
# 例题

- 将两个回路的方程联列消去 $u_L$ 并考虑开关函数 $K_1(\omega_L t)$ 可得：
- $i_{L1}=i_2-i_3=-2U_R/(R_D+2R_L) K_1(\omega_L t)$
- $i_{L2}=i_1-i_4=-2U_R/(R_D+2R_L) K_1(\omega_L t-\pi)$
- 则流过 $R_L$ 的总电流为：
- $i_L=i_{L1}-i_{L2}=(2U_{Rm}/(R_D+2R_L))\cos\omega_R t^* [\cos\omega_L t-\cos3\omega_L t/3+\dots]^*4/\pi$

# 有源混频器

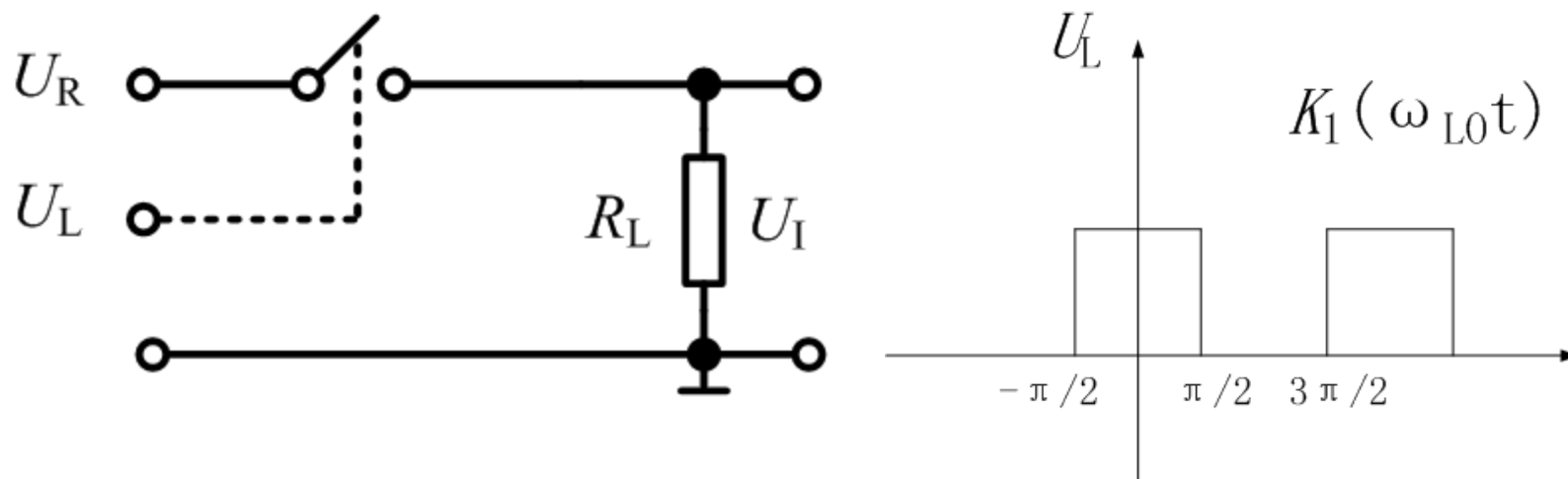
- 可以提供混频增益，通常采用有源平衡—非平衡转换电路，易于集成。其在射频集成电路（**RFIC**）中的应用更为广泛中。
- 在有源混频器中，通常把射频电压转成电流信号，本振开关控制电流信号。
- 优点：
  - 通过端接适当负载，可以获得一定的电压增益；
  - 对本振的振幅要求降低；
  - 端口的隔离度更好，更适于低电压工作。
- 缺点：需要一定的偏置电流，带来了直流功耗和射频电压的直流分量，线性度也受到了限制。

# 单三极管混频电路



- 单三极管混频器电路具有一定的放大功能，可以提供较大的电压增益。
- 本振信号较大时采用与射频信号并联接入，本振信号较小时采用与射频信号串联接入。

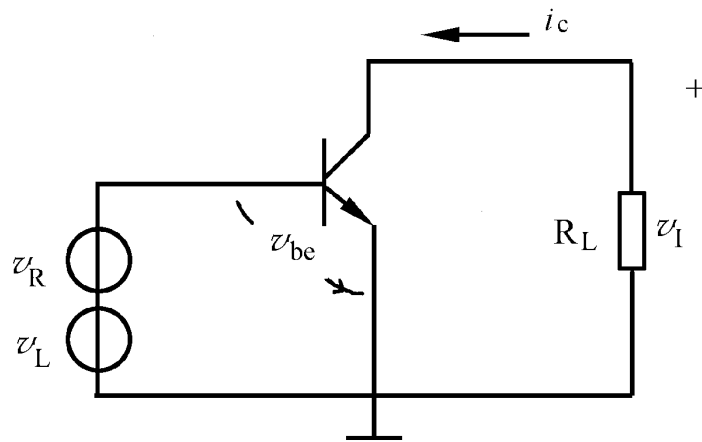
# 单三极管混频电路工作原理



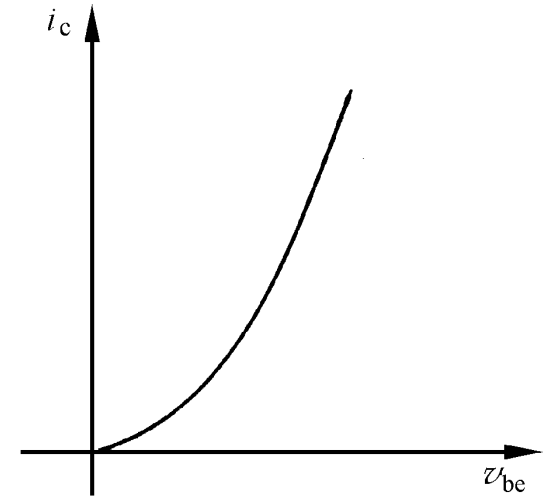
- 单三极管混频器的工作原理与单二极管无源混频器的工作原理类似，都是利用本振大信号控制开关对输入信号进行抽样。



# 三极管混频电路



(a)



(b)

- 由于三极管混频器中混频管和转移特性曲线具有良好的平方律特点，混频器的混频特性多项展开式中  $a_1 \ll a_2$ ， $a_3 \ll a_2$ ，因此可近似简化为  $i_c \approx a_0 + a_2 u_{be}^2$ 。可得  $u_{be} = u_R + u_L$ 。

# 三极管混频电路

将  $u_{be} = u_R + u_L = U_{Rm} \cos \omega_R t + U_{Lm} \cos \omega_L t$ , 代入  $i_c \sim u_{be}$  近似关系可得

$$\begin{aligned} i_c &\approx a_0 + a_2(u_R + u_L)^2 \\ &= a_0 + a_2[u_R^2 + u_L^2 + 2u_R u_L] \\ &= A_0 + A_2[U_{Rm}^2 \cos 2\omega_R t + U_{Lm}^2 \cos 2\omega_L t] + A_I \cos(\omega_L \pm \omega_R)t + \dots \end{aligned}$$

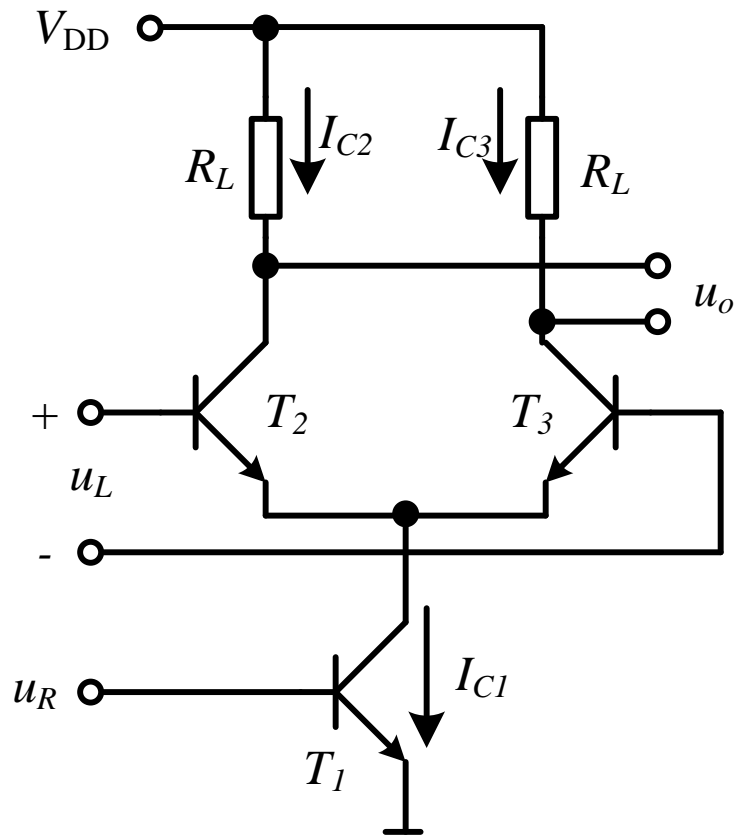
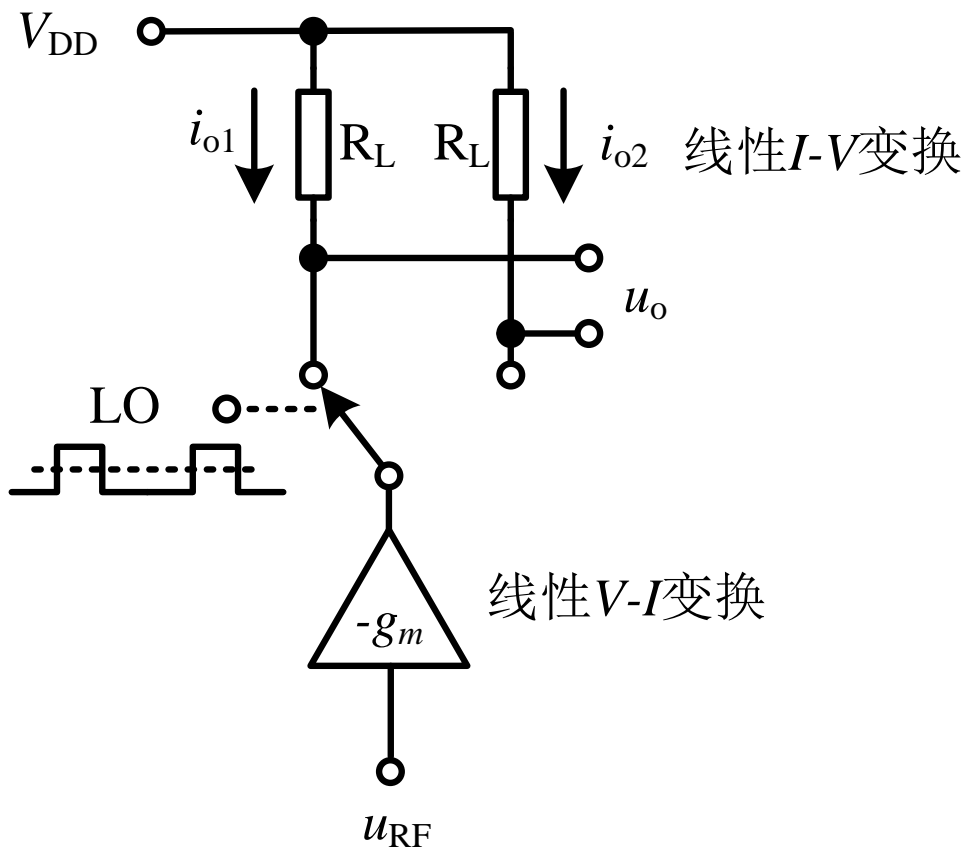
变频跨导

$$g_{mc} = a_2 U_{Lm}$$

$$\omega_I = |\omega_L \pm \omega_R|$$

$$\begin{aligned} i_I &= A_I \cos(\omega_L \pm \omega_R)t \\ &= a_2 U_{Rm} U_{Lm} \cos(\omega_L \pm \omega_R)t \\ &= g_{mc} U_{Rm} \cos \omega_I t \end{aligned}$$

# 单平衡混频电路 (SBM , Single Balanced Mixer)



# 单平衡混频电路

本振信号的开关函数为双向开关函数 $K_2(\omega_L t)$ 。  
单平衡混频器输出电压为：

$$U_o(\omega_L t) = U_{Rm} \cos(\omega_R t) \cdot K_2(\omega_L t) \\ = U_{Rm} \cos(\omega_R t) \cdot \frac{4}{\pi} \left[ \cos \omega_L t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_L t + \cdots \right]$$

无直流馈通

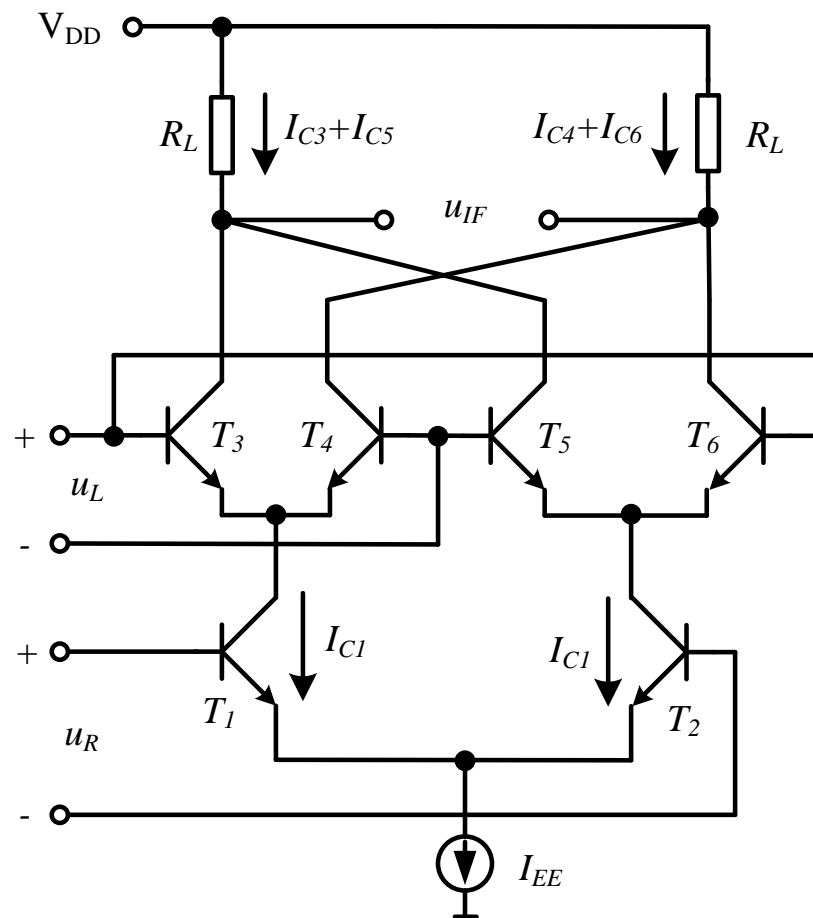
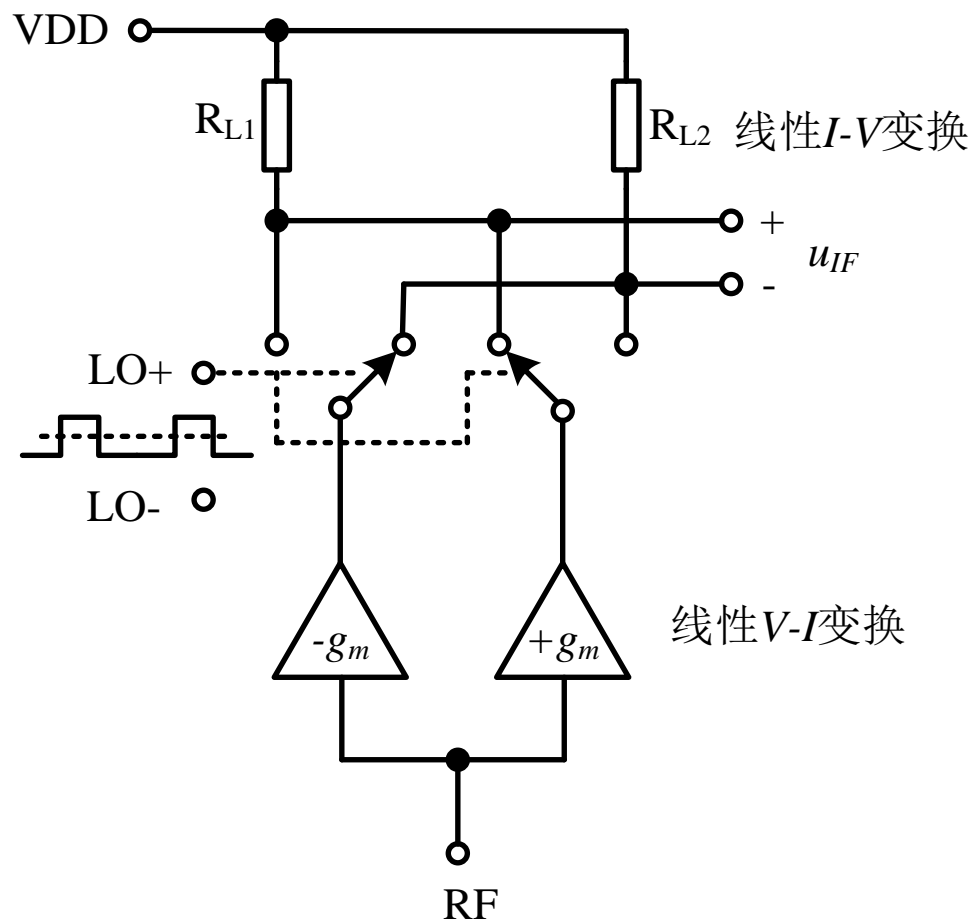


$$| \omega_R \pm p\omega_L |$$

其中二次乘积项为

$$\frac{2U_{Rm}}{\pi} [\cos(\omega_R + \omega_L)t + \cos(\omega_R - \omega_L)t]$$

# 吉尔伯特单元(Gilbert Cell)混频电路



# 吉尔伯特单元(Gilbert Cell)混频电路

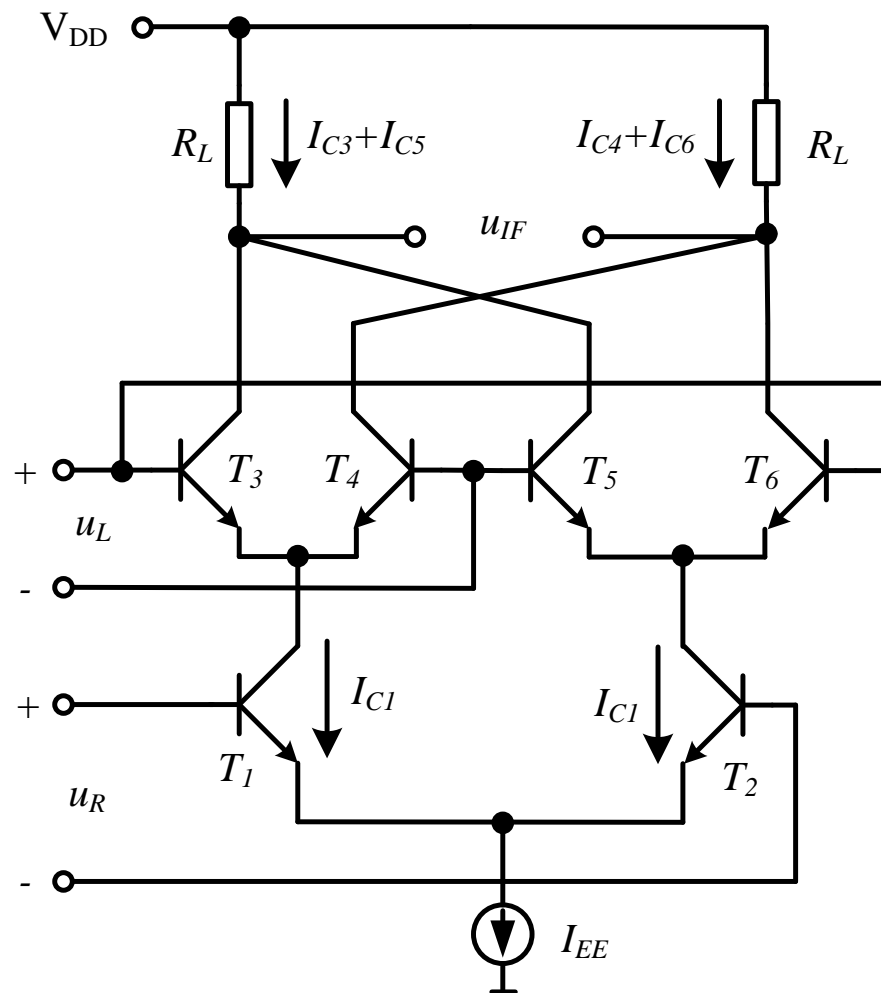
- 在吉尔伯特单元混频器电路中，射频和本振信号的输入端都为差分形式，这两个端口都为平衡结构，吉尔伯特单元电路也称为双平衡混频器（**DBM, Double Balanced Mixer**）。
- 双平衡混频电路中的倒相开关使得差分中频输出电压抵消掉了由于射频直流分量的存在而产生的本振输出分量。
- 差分输出的电压幅度比单平衡混频器增加一倍。

# 吉尔伯特单元(Gilbert Cell)混频电路

输出电流为

$$\begin{aligned} i_{out} &= (i_{C3} + i_{C5}) - (i_{C4} + i_{C6}) \\ &= (i_{C3} - i_{C4}) - (i_{C6} - i_{C5}) \\ &= i_{C1} \tanh\left(\frac{u_L}{2U_T}\right) - i_{C2} \tanh\left(\frac{u_L}{2U_T}\right) \end{aligned}$$

$$i_{out} = I_{EE} \tanh\left(\frac{u_L}{2U_T}\right) \tanh\left(\frac{u_R}{2U_T}\right)$$



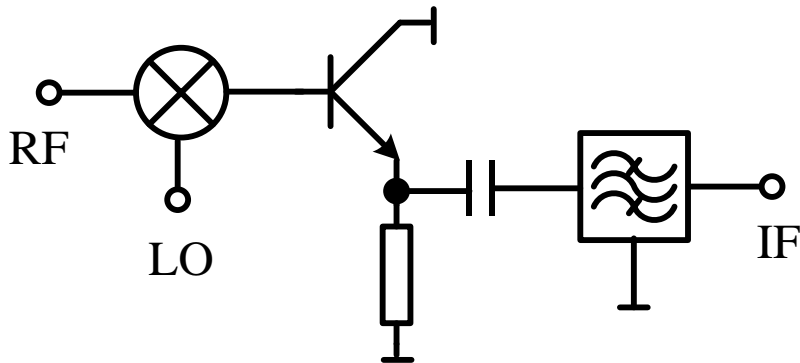
# 本章内容

- 引言
- 混频原理
- 混频失真与干扰
- 混频器的主要指标
- 混频器电路结构
- 混频器的级联P.87
- 本章要点

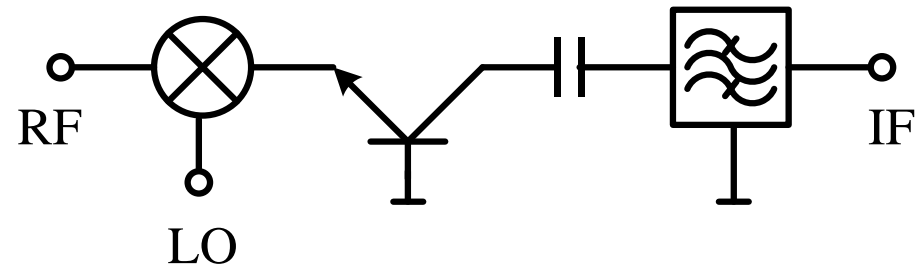


# 混频器端接

- 混频器与负载（通常为滤波器）连接时，可以直接连接；
- 若对隔离或负载阻抗的匹配有要求，可以对混频器端接。



共集组态，输出电阻小，  
隔离度较好。

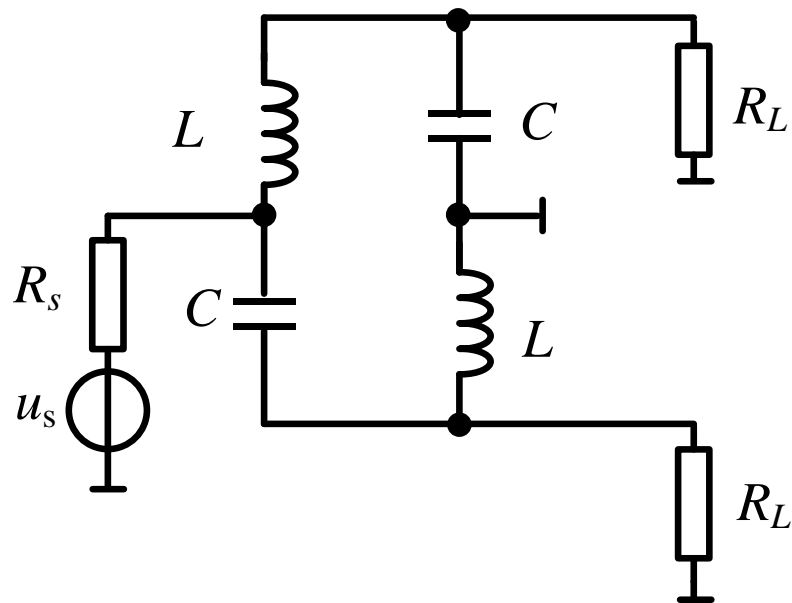


共基放大器，输入  
阻抗 $Z_{in} = 1/g_m$

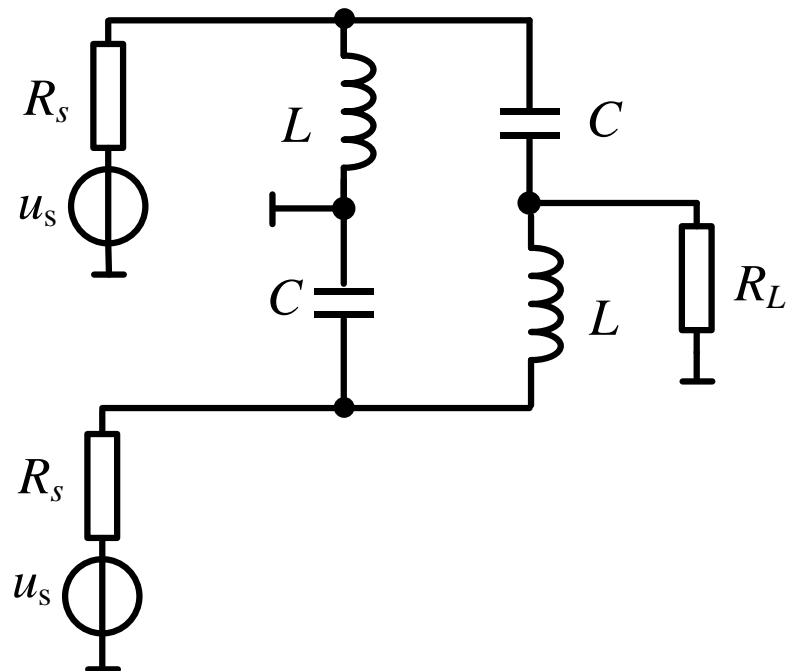
# 平衡—非平衡转换

- 平衡输出式混频器有很多优点，但大多数LNA与滤波器都是单端接口形式的。
- 为了减小直接连接对增益的影响，通常采用平衡—非平衡（**Balance-Unbalance**）网络，称为“巴仑”（**Balun**），将混频器输出的差分信号转换成单端形式。
- 目前在混频器中大多数使用的巴仑为无源器件，常用LC网络与变压器构成。

# 平衡—非平衡转换



单端到差分双端  
(非平衡—平衡)  
LC转换电路



差分双端到单端  
(平衡—非平衡)  
LC转换电路

# 本章小结

- 理想混频的基本原理是两余弦信号相乘产生角频率的“和”与“差”。
- 三阶互调阻断点IP3和1dB压缩点是表征混频器线性性能的重要指标。
- 它们不仅与混频器的线性性能有关，而且还取决于本振功率标准电平。
- 消除无用组合频率的另一种有效方法是采用平衡电路结构，用平衡对称电路来抵消部分无用组合频率分量。