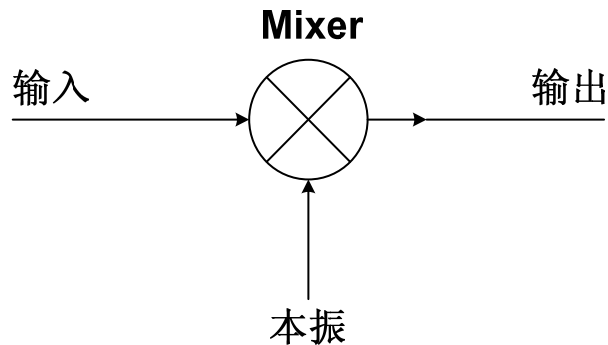


第八章 混频器(Mixer)

- Mixer的指标
- 混频基本原理
- Mixer结构
- 线性度及其改善技术
- 噪声系数及其优化

混频器(Mixer)指标

» 混频器是一个三端口器件



► 变频增益或损耗(Conversion Gain/Loss)

- » 变频增益定义为输出信号与输入信号的比。
- » 有源混频器：具有一定的变频增益。
- » 无源混频器：具有一定损耗。
- » 让混频器具有适当的增益有助于抑制后续电路的噪声。

混频器(Mixer)指标

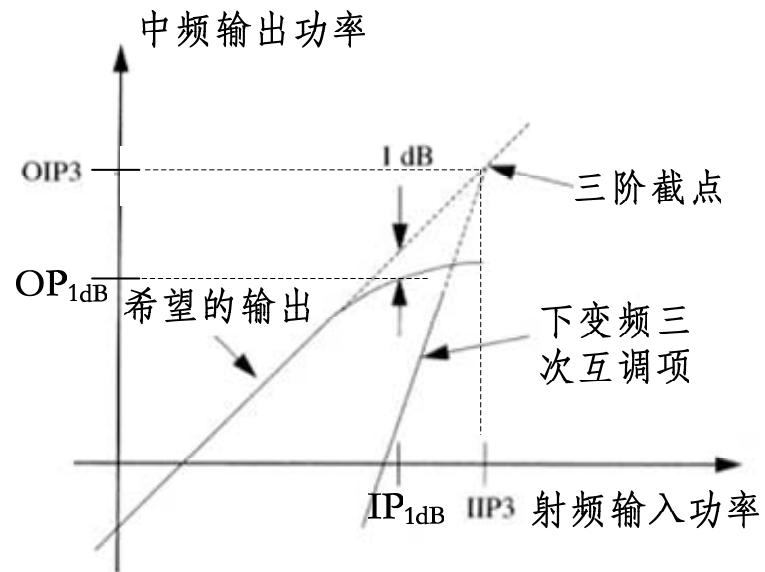
► 噪声系数

- » 定义为输入信噪比与输出信噪比的比值。
- » 由于混频器仍然处在系统的前端，其噪声系数对系统噪声有较大的影响。
- » 混频器的噪声系数分为双边带(DSB)和单边带(SSB)噪声系数两种。
 - DSB噪声系数：射频信号在本振信号的两边
 - SSB噪声系数：射频信号在本振信号的一边
- » SSB噪声系数举例说明
 - 射频信号900MHz，本振信号1GHz，中频信号为100MHz。
 - 本振信号在射频信号的右边，镜像频率为1.1GHz，并在此频率上没有任何有用信号。
 - 100MHz的中频包含有用的射频信号、射频噪声和镜像频率噪声。
- » SSB噪声系数比DSB噪声系数高3dB。
- » 变频增益和噪声系数与LO功率有关，需要在它们之间进行折中。

混频器(Mixer)指标

► 线性度

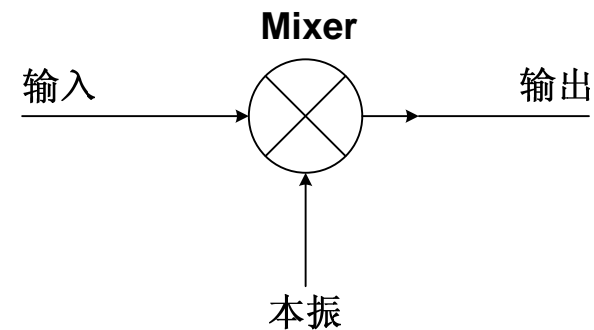
- » 动态范围的下限由噪声系数决定，而动态范围的上限则由线性度决定。
- » 现代通信系统的动态范围，在许多情况下要求超过80dB甚至接近100dB。
- » 混频器在接收机中处于射频信号幅度最高的位置，而且许多干扰信号未得到有效的抑制，因此线性度是一个非常重要(甚至是最重要)的指标。
- » 衡量混频器线性度指标有1dB压缩点(输入1dB压缩点 IP_{1dB} ，输出1dB压缩点 OP_{1dB})和三阶截点(输入三阶截点 $IIP3$ ，输出三阶截点 $OIP3$)。



混频器(Mixer)指标

► 隔离度

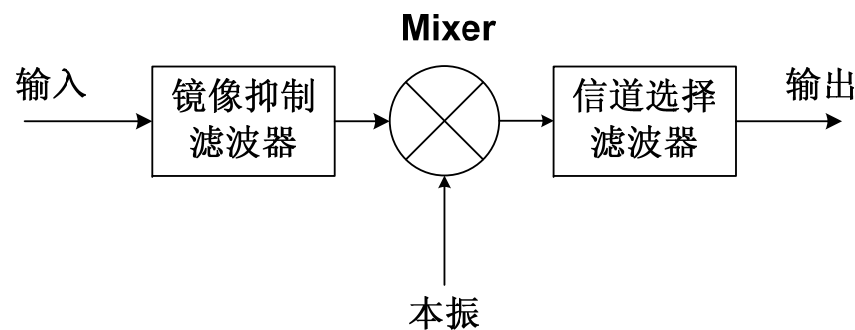
- 端口隔离与电路设计、结构、器件和信号电平有关，一般要大于20dB。
- » LO到IF馈通：LO信号会泄漏到IF端口，尽管可以通过滤波的方式抑制IF端口的LO信号，但如果LO的功率太大仍有可能对微弱的中频信号形成阻塞，同时LO的噪声也将提高整体噪声系数。
- » LO到RF馈通：LO信号会泄漏到RF端口，这可能造成本振泄漏、自混频、信号阻塞(灵敏度退化)等问题。
- » RF到LO馈通：RF信号会泄漏到LO端口，这会引起自混频现象，同时强干扰信号会影响本振的工作。



混频器(Mixer)指标

► 阻抗匹配

- » 混频器与片外镜频抑制滤波器及信道选择滤波器连接时需提供匹配的输入输出阻抗，以保证滤波器工作在最佳状态。



► 混频器种类

- » 从系统的角度看，非线性系统和线性时变系统都可以产生新的频率分量而具有混频的功能。
- » 从电路的角度看，混频器可以分为有源的和无源的两大类，可以采用单平衡结构、双平衡结构、采样保持电路等等。

混频器(Mixer)指标

► 混频器典型指标

指标	数值
SSB NF	12 dB
IIP3	5 dBm
电压增益	10 dB
LO-RF 隔离	40 dB
功耗	10 mW

混频的基本原理

► 非线性器件相乘作用的分析

» 非线性器件的伏安特性为 $i = f(v)$ 式中 $v = V_Q + v_1 + v_2$

其中 V_Q 为静态工作点, v_1 和 v_2 为两个输入电压。

» 对上式在 V_Q 上进行泰勒级数展开, 得

$$i = a_0 + a_1(v_1 + v_2) + a_2(v_1 + v_2)^2 + \cdots + a_n(v_1 + v_2)^n + \cdots$$

其中

$$a_n = \frac{1}{n!} \left. \frac{d^n f(v)}{dv^n} \right|_{v=V_Q} = \frac{f^{(n)}(V_Q)}{n!}$$

上式可以改写为

$$i = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^n \frac{n!}{m!(n-m)!} a_n v_1^{n-m} v_2^m$$

混频的基本原理

- 电流中的有用项为两个电压的乘积项 $2a_2v_1v_2$ ，对应于 $m=1$ ， $n=2$ 的展开式
- 但同时也出现了的众多 $m \neq 1$ ， $n \neq 2$ 无用的高阶乘积项。因此，非线性器件的相乘特性是不理想的，需要采取措施减少无用乘积项。
- 设 $v_1 = V_{1m} \cos(\omega_1 t)$ $v_2 = V_{2m} \cos(\omega_2 t)$ 代入电流表达式并进行三角函数变换， i 包含以下众多组合频率分量：

$$\omega_{p,q} = |p\omega_1 \pm q\omega_2| \quad p、q \text{ 为包括零在内的正整数}$$

$p=q=1$ 对应有用相乘项产生的频率分量

$$\omega_{1,1} = |\omega_1 \pm \omega_2|$$

- 为了实现理想的相乘运算，必须减少无用高阶相乘项及其产生的组合频率分量。

混频的基本原理

» 可以采取以下三个措施：

- 从器件的特性考虑
 - 例如选择具有平方律特性的场效应管
 - 选择合适的静态工作点使器件工作在特性接近平方律的区段等
- 从电路结构考虑
 - 用多个非线性器件组成平衡电路，抵消一部分无用组合频率分量
 - 采用补偿或负反馈技术实现接近理想的相乘运算
- 从输入电压大小考虑
 - 例如减小 v_1 或 v_2 ，以减少高阶相乘项及其产生的组合频率分量幅度。如果 v_1 为本振信号， v_2 为输入信号，则限制 v_2 幅度值使器件工作在线性时变状态，可以获得较好的频谱搬移特性。

混频的基本原理

► 线性时变状态

- » 将非线性器件的伏安特性 $i = f(V_Q + v_1 + v_2)$ 在 $(V_Q + v_1)$ 上进行泰勒级数展开, 得

$$i = f(V_Q + v_1 + v_2) = f(V_Q + v_1) + f'(V_Q + v_1)v_2 + \cdots + \frac{1}{n!} f^{(n)}(V_Q + v_1)v_2^n + \cdots$$

- » 若 v_2 足够小, 可以忽略 v_2 的二次方及其以上各次方项, 则上式可简化为

$$i \approx f(V_Q + v_1) + f'(V_Q + v_1)v_2$$

式中 $f(V_Q + v_1)$ 和 $f'(V_Q + v_1)$ 与 v_2 无关, 它们都是 v_1 的非线性函数, 随时间而变化, 故称为时变系数或时变参量。 i 可以表示为

$$i \approx I_0(v_1) + g(v_1)v_2$$

$I_0(v_1)$ 称为时变静态电流, $g(v_1)$ 称为时变增量电导。

- » i 与 v_2 之间的关系是线性的, 类似于线性器件, 但是它们的系数是时变的, 因此将这种器件的工作状态称为线性时变。

混频的基本原理

» 当 $v_1 = V_{1m} \cos(\omega_1 t)$ 时, $g(v_1)$ 将是角频率为 ω_1 的周期性函数, 它的傅里叶级数展开式为

$$g(v_1) = g[V_{1m} \cos(\omega_1 t)] = g_0 + g_1 \cos(\omega_1 t) + g_2 \cos(2\omega_1 t) + \cdots$$

$$g_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} g(v_1) d(\omega_1 t)$$

$$g_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} g(v_1) \cos(n\omega_1 t) d(\omega_1 t) \quad (n \geq 1)$$

将 $g(v_1)$ 与 $v_2 = V_{2m} \cos(\omega_2 t)$ 相乘, 则产生的组合频率分量为 $|p\omega_1 \pm \omega_2|$

其中有用的频率分量为 $|\omega_1 \pm \omega_2|$, 与前面相比, 消除了的 $q=0$ 和 $q>1$ 的众多频率分量。同时, 在构成频谱搬移电路时, 由于无用分量和有用分量之间的频率间隔很大, 因而容易用滤波器滤除无用分量, 取出有用分量。

混频的基本原理

» 例题：晶体二极管的混频特性

一个晶体二极管两端加 v_1 和 v_2 ,

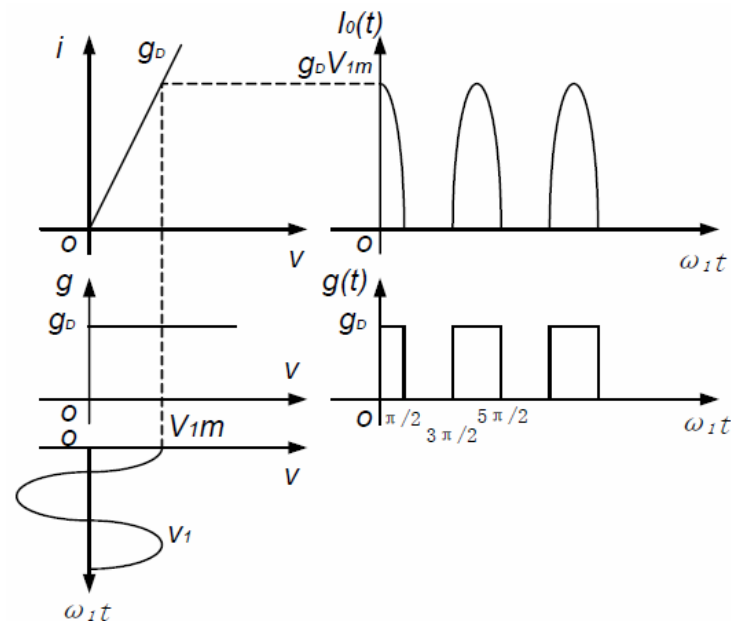
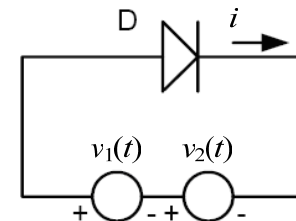
$$v_1 = V_{1m} \cos(\omega_1 t) \quad v_2 = V_{2m} \cos(\omega_2 t)$$

设 V_{1m} 足够大, V_{2m} 足够小, 推导电流 i 的表达式并给出有用的相乘项。

解：由于 V_{2m} 足够小, 因此二极管工作在线性时变状态, 二极管电流 i 可表示为

$$i \approx I_0(v_1) + g(v_1)v_2$$

- 由 V_{1m} 足够大可知, 二极管的伏安特性可用自原点转折的两段折线逼近, 导通区折线的斜率为 $g_D=1/R_D$
- $I_0(v_1)$ 为半周余弦脉冲序列
- $g(v_1)$ 为矩形脉冲序列



混频的基本原理

现引入高度为1的单向周期性方波 $K_1(\omega_1 t)$ ，称为单向开关函数，其傅里叶级数展开式为

$$K_1(\omega_1 t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos(\omega_1 t) - \frac{2}{3\pi} \cos(3\omega_1 t) + \dots$$

则有

$$I_0(v_1) = I_0[V_{1m} \cos(\omega_1 t)] = g_D v_1 K_1(\omega_1 t)$$

$$g(v_1) = g[V_{1m} \cos(\omega_1 t)] = g_D K_1(\omega_1 t)$$

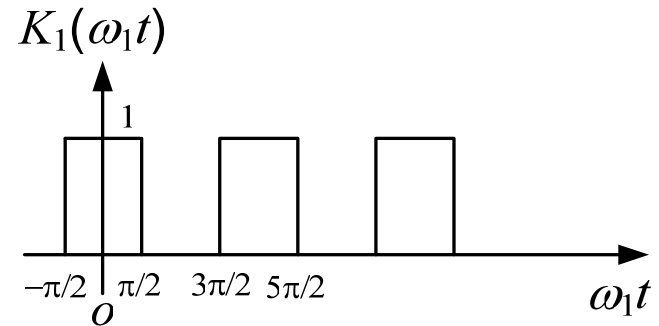
二极管中的电流*i*表示为

$$i \approx I_0(v_1) + g(v_1)v_2 = g_D(v_1 + v_2)K_1(\omega_1 t)$$

其中有用乘积项为

$$\frac{2}{\pi} g_D v_2 \cos \omega_1 t$$

隔离度如何?



混频器结构

►平方律电路

长沟道MOS管的电流电压接近平方律关系，三极管也可以构成具有平方律关系的输入输出电路，假设平方律电路输入信号是两个正弦信号(v_{RF} 和 v_{LO})的和

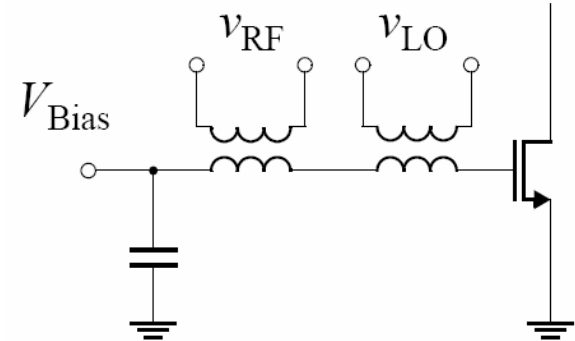
$$v_{RF} = V_{RF} \cos(\omega_{RF} t) \quad v_{LO} = V_{LO} \cos(\omega_{LO} t)$$

MOS管的栅源电压表示为

$$v_{GS} = V_{Bias} + V_{RF} \cos(\omega_{RF} t) + V_{LO} \cos(\omega_{LO} t)$$

MOS管的漏极电流表示为

$$\begin{aligned} i_D &= \frac{\mu C_{ox} W}{2L} (v_{GS} - V_{th})^2 \\ &= \frac{\mu C_{ox} W}{2L} [V_{Bias} + V_{RF} \cos(\omega_{RF} t) + V_{LO} \cos(\omega_{LO} t) - V_{th}]^2 \end{aligned}$$



混频器结构

其中有用的混频项仅为一项，表示为

$$\begin{aligned} & \frac{\mu C_{ox} W}{2L} [2V_{RF} V_{LO} \cos(\omega_{RF} t) \cos(\omega_{LO} t)] \\ &= \frac{\mu C_{ox} W}{2L} V_{RF} V_{LO} [\cos(\omega_{RF} + \omega_{LO})t + \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t] \end{aligned}$$

所以该混频器的效率不高。

混频器的转换增益(这里是跨导)表示为

$$G_C = \frac{\mu C_{ox} W}{2L} V_{LO}$$

- 这一平方律电路的跨导 G_C 与偏置无关，但它与本振的幅度以及温度(由于迁移率的变化)有关。
- 漏极电流中有射频和本振信号，即**RF**和**LO**信号都直接出现在中频，因此，**RF**到**IF**和**LO**到**IF**的隔离都很差。

混频器结构

► 线性区MOSFET混频器

1) 双栅MOSFET混频器

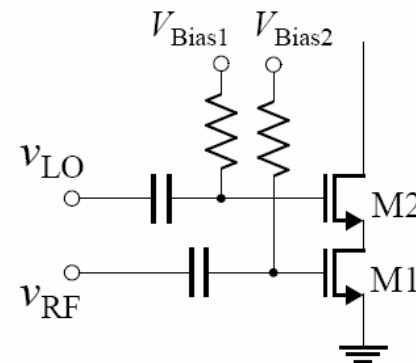
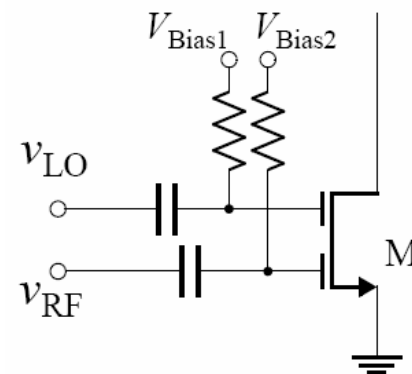
- » 双栅MOS管M可以用M1和M2来构造。
- » 设置偏置电压 V_{Bias1} 和 V_{Bias2} ，使M2工作在饱和区，M1工作在线性区。
- » M1工作在线性区使M1的跨导随漏极电压 v_{DS1} 变化，M2工作在饱和区使 v_{DS1} 随 v_{LO} 而变化。

输出电流可以表示为

$$i_{out} = v_{RF} g_{m1}$$

M1工作在线性区，其漏极电流为

$$i_{D1} = \frac{\mu C_{ox} W}{2L} [2(v_{GS1} - V_{th})v_{DS1} - v_{DS1}^2]$$



混频器结构

M1管跨导为

$$g_{m1} = \frac{\partial i_{D1}}{\partial v_{GS1}} = \frac{\mu C_{ox} W}{L} v_{DS1}$$

M2工作在饱和区使M2可以近似地被看成源极跟随器，有

$$v_{DS1} = v_{LO} + V_{DS1}$$

$$\begin{aligned} i_{out} &= v_{RF} g_{m1} = \frac{\mu C_{ox} W}{L} v_{RF} v_{DS1} = \frac{\mu C_{ox} W}{L} v_{RF} (v_{LO} + V_{DS1}) \\ &= \frac{\mu C_{ox} W}{L} v_{RF} v_{LO} + \frac{\mu C_{ox} W}{L} V_{DS1} v_{RF} \end{aligned}$$

有用混频项为

$$\frac{\mu C_{ox} W}{L} v_{RF} v_{LO}$$

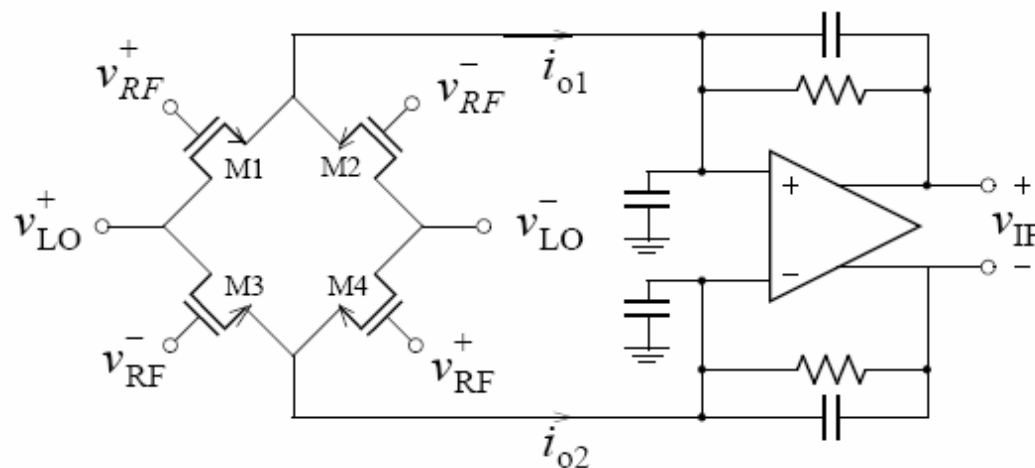
混频器的转换增益(这里是跨导)表示为

$$G_C = \frac{\mu C_{ox} W}{2L} V_{LO}$$

- **RF**信号将出现在**IF**端
- 尽管输出电流表达式中没有出现**LO**信号，但实际上**LO**信号也会出现在**IF**端
- 因此，混频器的端口之间隔离度不好。

混频器结构

2) 平衡的线性MOSFET混频器



假设运放输入端保持虚地状态，**M1**—**M4**工作在线性区，在完全平衡的条件下，有

$$v_{LO}^+ = -v_{LO}^- = v_{LO} / 2$$

$$v_{RF}^+ = -v_{RF}^- = v_{RF} / 2$$

混频器结构

因此有

$$\begin{cases} I_1 = \frac{\mu C_{ox} W}{L} \left[\left(V_{GS} + \frac{v_{RF}}{2} - V_{th} \right) \left(\frac{v_{LO}}{2} \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{v_{LO}}{2} \right)^2 \right] \\ I_2 = \frac{\mu C_{ox} W}{L} \left[\left(V_{GS} - \frac{v_{RF}}{2} - V_{th} \right) \left(-\frac{v_{LO}}{2} \right) - \frac{1}{2} \left(-\frac{v_{LO}}{2} \right)^2 \right] \\ I_3 = \frac{\mu C_{ox} W}{L} \left[\left(V_{GS} - \frac{v_{RF}}{2} - V_{th} \right) \left(\frac{v_{LO}}{2} \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{v_{LO}}{2} \right)^2 \right] \\ I_4 = \frac{\mu C_{ox} W}{L} \left[\left(V_{GS} + \frac{v_{RF}}{2} - V_{th} \right) \left(-\frac{v_{LO}}{2} \right) - \frac{1}{2} \left(-\frac{v_{LO}}{2} \right)^2 \right] \end{cases}$$

混频器结构

于是有

$$I_{out} = i_{o1} - i_{o2} = I_1 + I_2 - I_3 - I_4 = \frac{\mu C_{ox} W}{L} v_{RF} v_{LO}$$

运算放大器所构成的滤波/放大电路一方面滤除高频信号，另一方面将输出电流转换成电压(即跨阻放大)，并有

$$v_{IF} = -\frac{R}{jRC\omega + 1} \frac{\mu C_{ox} W}{L} v_{RF} v_{LO}$$

平衡的线性MOSFET混频器可以达到极高的线性度(IIP3=40dBm)，但是噪声系数也很高(30dB)，一部分噪声来自运放电路，而工作在线性区时过小的 g_m 对沟道热噪声也起到了“放大”的作用。因此总的动态范围并无大的变化。另外为了保持线性区工作，M1-M4需要足够的栅极偏置电压，所以不适合于低电压电路。

混频器结构

► 开关混频电路

1) 理想开关混频电路

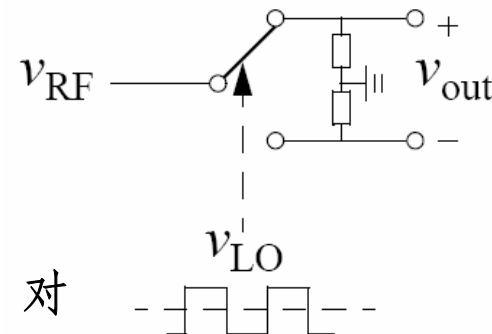
令 $v_{RF} = A \cos(\omega_{RF} t)$ ， v_{LO} 为方波信号，输出电压可以表示为

$$v_{out} = v_{RF} \operatorname{sgn}(v_{LO}) = A \cos(\omega_{RF} t) \operatorname{sgn}(v_{LO})$$

由 v_{out} 表达式可知，上式对 v_{RF} 来说是线性时变的，对 v_{LO} 来说是非线性时变的。符号函数的傅里叶展开式为

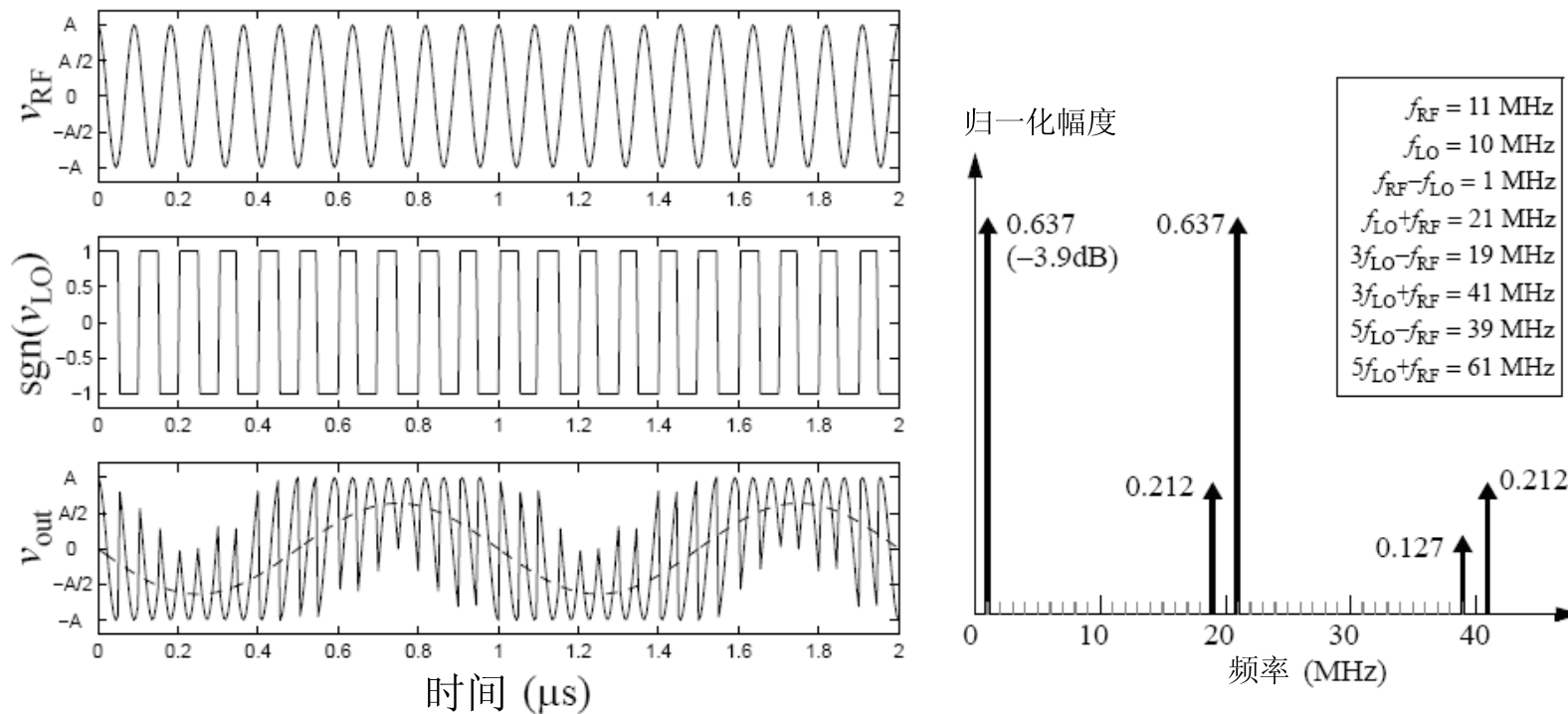
$$\operatorname{sgn}(v_{LO}) = \frac{4}{\pi} \left[\sin(\omega_{LO} t) - \frac{1}{3} \sin(3\omega_{LO} t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega_{LO} t) - \dots \right]$$

$$\begin{aligned} v_{out} = \frac{2A}{\pi} & \left[\sin(\omega_{RF} + \omega_{LO})t - \sin(\omega_{RF} - \omega_{LO})t \right. \\ & + \frac{1}{3} \sin(\omega_{RF} + 3\omega_{LO})t - \frac{1}{3} \sin(\omega_{RF} - 3\omega_{LO})t \\ & \left. + \frac{1}{5} \sin(\omega_{RF} + 5\omega_{LO})t - \frac{1}{5} \sin(\omega_{RF} - 5\omega_{LO})t + \dots \right] \end{aligned}$$



混频器结构

输出电压的时域波形和主要频谱分量如下



如果开关是理想的，那么这个混频电路虽然引入了损耗，但它本身不产生噪声、具有理想的线性度、端口之间相互隔离、有用中频在输出信号中占较大比例(效率高)、没有直流功耗。

混频器结构

2) 二极管环形混频电路(Diode-Ring Mixer)

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

本振信号 v_{LO} 幅度 (V_{LO}) 足够大, 使二极管 D_1 - D_4 工作于开关状态, 并有

$$V_{LO} \gg V_{RF}$$

v_{LO} 的正半周: **D2、D3** 导通, **D1、D4** 截止

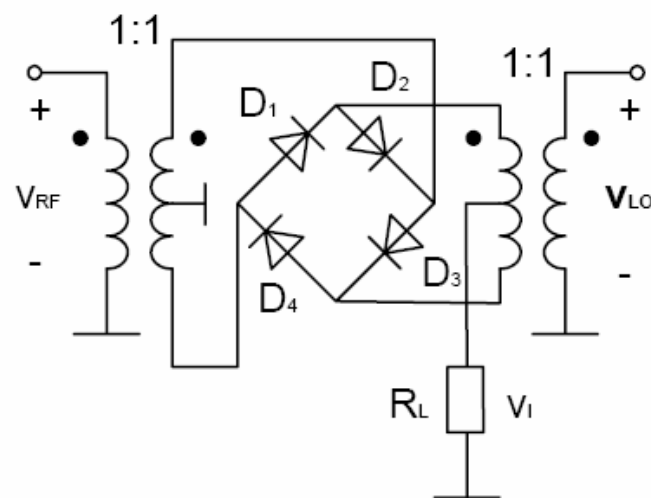
v_{LO} 的负半周: **D2、D3** 截止, **D1、D4** 导通

» v_{LO} 正半周

$$v_{LO} = i_2 R_D + v_{RF} + (i_2 - i_3) R_L$$

$$v_{LO} = (i_3 - i_2) R_L - v_{RF} + i_3 R_D$$

$$i_2 - i_3 = -\frac{2v_{RF}}{R_D + 2R_L} K_1(\omega_{LO}t)$$



混频器结构

» v_{LO} 负半周

$$i_1 - i_4 = -\frac{2v_{RF}}{R_D + 2R_L} K_1(\omega_{LO}t - \pi)$$

» 流过负载电阻 R_L 的总电流 i_L 为

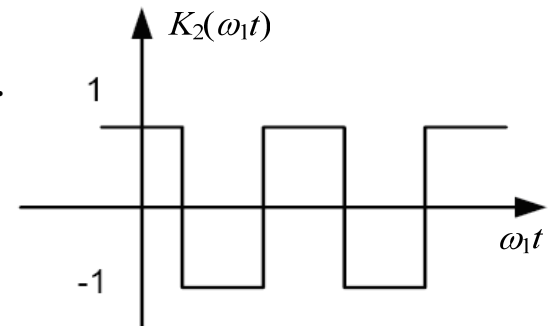
$$i_L = (i_1 - i_4) - (i_2 - i_3) = -\frac{2v_{RF}}{R_D + 2R_L} [K_1(\omega_{LO}t - \pi) - K_1(\omega_{LO}t)]$$

整理后得

$$i_L = \frac{2v_{RF}}{R_D + 2R_L} [K_1(\omega_{LO}t) - K_1(\omega_{LO}t - \pi)] = \frac{2v_{RF}}{R_D + 2R_L} K_2(\omega_{LO}t)$$

$$K_2(\omega_{LO}t) = \frac{4}{\pi} \cos \omega_{LO}t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_{LO}t + \dots$$

$K_2(\omega_{LO}t)$ 称为双向开关函数



混频器结构

- 这个混频电路在元件匹配的情况下，各端口之间可获得良好的隔离，因为在总电流中没有**RF**和**LO**信号。
- 二极管环行混频电路需要足够大的本振信号克服二极管的非线性而近似开关工作。
- 由于二极管的非线性，各二极管特性的匹配是一个较为困难的问题，在加上变压器的中心抽头不对称，因此各端口之间的隔离是不理想的，存在着信号的馈通。

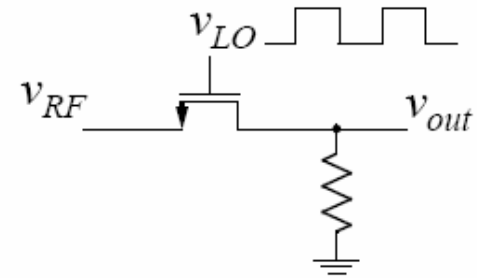
混频器结构

►场效应管开关混频电路

1) 单个MOS开关混频电路

若MOS管开关是理想的, $v_{RF} = V_{RF} \cos(\omega_{RF} t)$

则输出电压可以表示为



$$\begin{aligned}
 v_{out} &= v_{RF} \frac{1 + \text{sgn}(v_{LO})}{2} \\
 &= V_{RF} \cos \omega_{RF} t \cdot \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left(\sin \omega_{LO} t - \frac{1}{3} \sin 3\omega_{LO} t + \dots \right) \right] \\
 &= \frac{V_{RF}}{2} \cos \omega_{RF} t + \frac{V_{RF}}{\pi} \left[\sin(\omega_{LO} + \omega_{RF}) t + \sin(\omega_{LO} - \omega_{RF}) t \right. \\
 &\quad \left. - \frac{1}{3} \sin(3\omega_{LO} + \omega_{RF}) t - \frac{1}{3} \sin(3\omega_{LO} - \omega_{RF}) t + \dots \right]
 \end{aligned}$$

混频器结构

转换增益为

$$G_C = 1/\pi$$

- 在输出信号 v_{out} 中出现了 v_{RF} 的成份，即存在**RF**到**IF**的馈通，因此**RF**到**IF**端的隔离不好。
- 在以上的分析中假设了开关是理想的，因此 v_{out} 的表达式没有出现**LO**成份。而实际上**MOS**开关并不是理想的，本振信号加在**MOS**管的栅极，其源极和漏极都会出现本振信号，即**LO**可以同时耦合到输入端和输出端。

混频器结构

2) 单平衡MOS开关混频电路

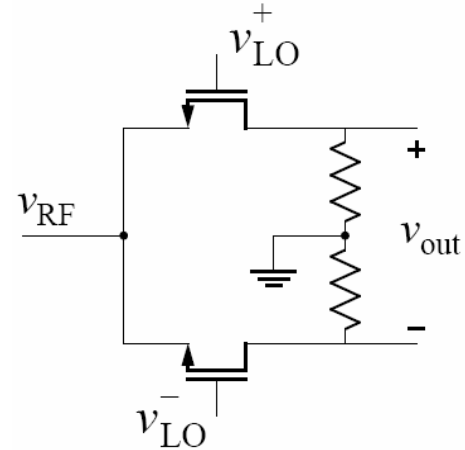
MOS开关的栅极受差分本振信号的控制

输出电压可以表示为

$$\begin{aligned} v_{out} &= v_{RF} \operatorname{sgn}(v_{LO}) \\ &= V_{RF} \cos \omega_{RF} t \cdot \left[\frac{4}{\pi} \left(\sin \omega_{LO} t - \frac{1}{3} \sin 3\omega_{LO} t + \dots \right) \right] \\ &= \frac{2}{\pi} V_{RF} \left[\sin(\omega_{LO} + \omega_{RF})t + \sin(\omega_{LO} - \omega_{RF})t \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{3} \sin(3\omega_{LO} + \omega_{RF})t - \frac{1}{3} \sin(3\omega_{LO} - \omega_{RF})t + \dots \right] \end{aligned}$$

转换增益为

$$G_C = \frac{2}{\pi}$$



- 与单个开关混频电路相比，单平衡开关混频电路的输出电压中已不再有**RF**成份
- 由于**LO**的差分特性，**LO**到**RF**的馈通而有所改善
- 但**LO**到**IF**的馈通仍然存在

混频器结构

3) 双平衡MOS开关混频电路

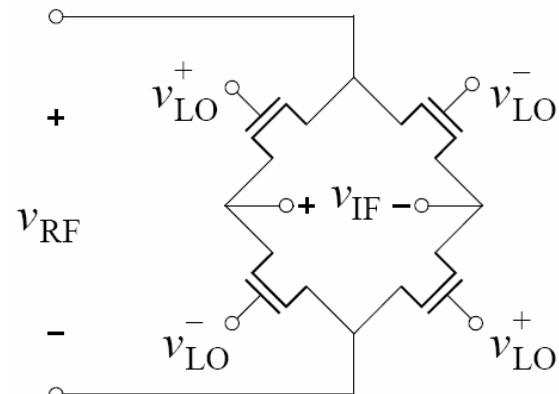
双平衡MOS开关混频电路由四个MOS开关组成，MOS开关的栅极受差分本振信号的控制。

输出电压可以表示为

$$\begin{aligned} v_{IF} &= v_{RF} \operatorname{sgn}(v_{LO}) \\ &= V_{RF} \cos \omega_{RF} t \cdot \left[\frac{4}{\pi} \left(\sin \omega_{LO} t - \frac{1}{3} \sin 3\omega_{LO} t + \cdots \right) \right] \\ &= \frac{2}{\pi} V_{RF} \left[\sin(\omega_{LO} + \omega_{RF}) t + \sin(\omega_{LO} - \omega_{RF}) t \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{3} \sin(3\omega_{LO} + \omega_{RF}) t - \frac{1}{3} \sin(3\omega_{LO} - \omega_{RF}) t + \cdots \right] \end{aligned}$$

转换增益为

$$G_C = \frac{2}{\pi}$$



混频器结构

- 输出电压的表达式与单平衡开关混频电路完全相同
- 优点是解决了单平衡开关混频电路存在的**LO**到**IF**的馈通
- » 在上述开关混频电路的分析中，假设了**MOS**开关为理想开关，即输出电压等于输入**RF**信号乘以单位幅度的方波(方波频率为**LO**频率)，此时转换增益为 $2/\pi$ 。
- » 实际上，**MOS**开关不会在零时间内切换，因此输入**RF**信号不是乘以一个纯方波信号，此时的转换增益将大于 $2/\pi$ ，注意这一结果与直觉恰好相反。

混频器结构

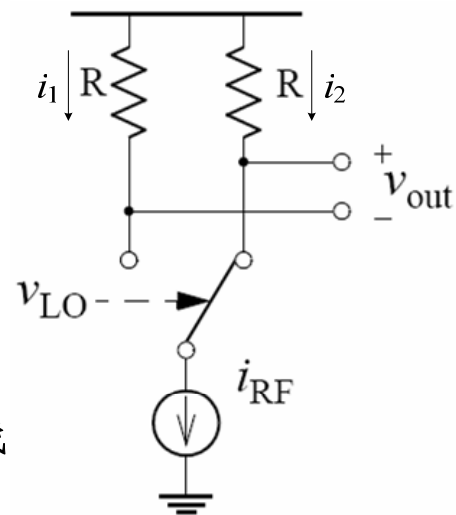
► 电流开关混频器

- » 前面论述的开关混频电路是用开关控制输入**RF**电压直接连接到输出端，此时输出电压包含输入**RF**电压乘以单位幅度的方波，在电压域内执行乘法。
- » 而电流开关混频器是先将**RF**电压信号转换为**RF**电流信号，然后用开关控制**RF**电流连接到输出端，在电流域内执行乘法。电流开关混频器的主要优点包括

- 通过端接适当的负载，可以获得一定的增益。
- 对**LO**幅度的要求降低。
- 可获得更好的端口隔离。
- 更适于低电压工作。

电路需要一定的偏置电流，所以会产生直流功耗。

电路使用了电压-电流转换电路(跨导放大器)，因此线性度受到了限制。



混频器结构

定义输出电流为

$$i_{out} = i_1 - i_2$$

假设当 $v_{LO} > 0$ 时, 开关与左边支路相连; 当 $v_{LO} < 0$ 时, 开关与右边支路相连。

令

$$v_{LO} = V_{LO} \cos(\omega_{LO} t) \quad i_{RF} = I_{Bias} + I_{RF} \cos(\omega_{RF} t)$$

则有

$$i_{out} = i_1 - i_2 = i_{RF} \operatorname{sgn}(v_{LO}) = [I_{Bias} + I_{RF} \cos(\omega_{RF} t)] \operatorname{sgn}[V_{LO} \cos(\omega_{LO} t)]$$

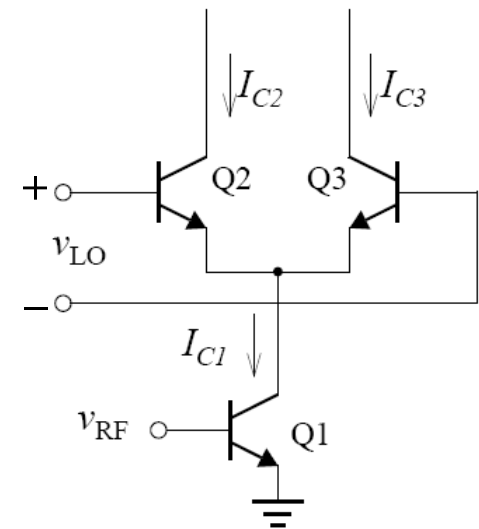
1) BJT单平衡混频器

定义输出电流为 $I_{out} = I_{C2} - I_{C3}$

$$I_{C2} = I_S e^{\frac{v_{BE2}}{V_T}} \quad I_{C3} = I_S e^{\frac{v_{BE3}}{V_T}}$$

$$\longrightarrow \frac{I_{C2}}{I_{C3}} = e^{\frac{v_{BE2} - v_{BE3}}{V_T}} = e^{\frac{v_{LO}}{V_T}} \quad I_{C1} = I_{C2} + I_{C3}$$

$$\longrightarrow I_{C2} = \frac{I_{C1}}{1 + e^{-v_{LO}/V_T}} \quad I_{C3} = \frac{I_{C1}}{1 + e^{v_{LO}/V_T}}$$



混频器结构

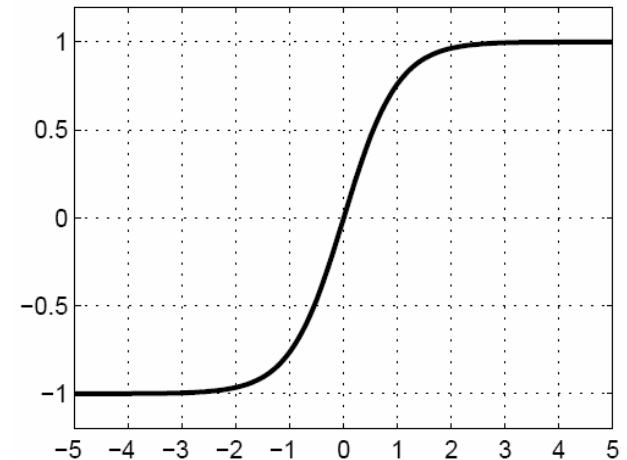
最后得
$$I_{out} = I_{C2} - I_{C3} = I_{C1} \frac{e^{v_{LO}/V_T} - 1}{e^{v_{LO}/V_T} + 1} = I_{C1} \tanh\left(\frac{v_{LO}}{2V_T}\right)$$

其中 $\tanh(x) = (e^x - e^{-x}) / (e^x + e^{-x})$ 为双曲正切函数

$$\tanh(x) \approx \begin{cases} x, & |x| \ll 1 \\ x - x^3/3 + x^5/5 + \dots, & |x| < 1 \\ \text{sgn}(x), & |x| \gg 1 \end{cases}$$

当 $v_{LO} \gg 2V_T$ 时，输出电流表示为

$$I_{out} \approx I_{C1} \text{sgn}\left(\frac{v_{LO}}{2V_T}\right) = \begin{cases} I_{C1}, & v_{LO} > 0 \\ -I_{C1}, & v_{LO} < 0 \end{cases}$$



此时，Q2和Q3相当于两个电流开关。

混频器结构

令
$$v_{LO} = V_1 \cos(\omega_1 t)$$

则有
$$I_{out} = I_{C1} \tanh\left(\frac{v_{LO}}{2V_T}\right) = I_{C1} \tanh\left[\frac{V_1 \cos(\omega_1 t)}{2V_T}\right]$$

当 $V_1 \gg 2V_T$ (通常取 $V_1 > 260\text{mV}$) 时, $\tanh[V_1 \cos(\omega_1 t) / (2V_T)]$ 近似为周期性方波, 即近似为双向开关函数 $K_2(\omega_1 t)$, 其傅里叶级数展开式为

$$K_2(\omega_1 t) = K_1(\omega_1 t) - K_1(\omega_1 t - \pi) = \frac{4}{\pi} \cos(\omega_1 t) - \frac{4}{3\pi} \cos(3\omega_1 t) + \dots$$

得输出电流

$$I_{out} = I_{C1} \tanh\left[\frac{V_1 \cos(\omega_1 t)}{2V_T}\right] \approx I_{C1} K_2(\omega_1 t)$$

- **RF** 电流信号没有出现在输出电流中, 因此双极型单平衡混频器 **RF** 到 **IF** 的隔离较好, 同时具有较好的 **LO** 到 **RF** 的隔离。
- 由于 I_{C1} 中有偏置电流存在, **LO** 信号将出现在 **IF** 端的输出电流中, 因此 **LO** 到 **IF** 的隔离较差。

混频器结构

2) MOS单平衡混频器

由于MOS管电压电流之间的复杂关系，数学分析比较复杂。为了获得一个感性的认识，假设MOS管处于饱和区并以平方律工作，于是有

$$I_D = \frac{\mu C_{ox} W}{2L} (V_{GS} - V_{th})^2 = K(V_{GS} - V_{th})^2$$

得

$$V_{GS} = \sqrt{I_D / K} + V_{th}$$

因此

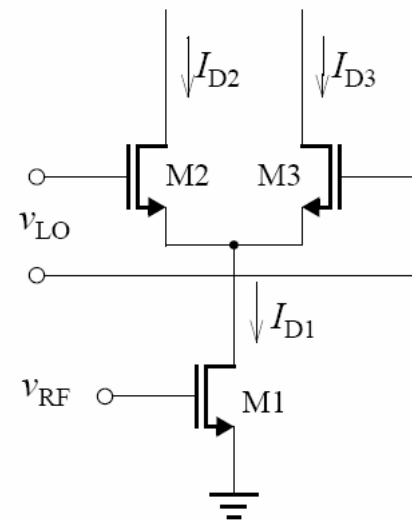
$$v_{LO} = V_{GS2} - V_{GS3} = (\sqrt{I_{D2}} - \sqrt{I_{D3}}) / \sqrt{K}$$

$$\sqrt{K} v_{LO} = \sqrt{I_{D2}} - \sqrt{I_{D3}}$$

因为 $I_{D2} + I_{D3} = I_{D1}$ ，对上式两边平方得

$$K v_{LO}^2 = I_{D2} + I_{D3} - 2\sqrt{I_{D2} I_{D3}} = I_{D1} - 2\sqrt{I_{D2} I_{D3}}$$

Z. Q. LI



混频器结构

或
$$4I_{D2}I_{D3} = (I_{D1} - Kv_{LO}^2)^2$$

定义
$$I_{out} = I_{D2} - I_{D3}$$

于是有
$$I_{out}^2 = (I_{D2} - I_{D3})^2 = (I_{D2} + I_{D3})^2 - 4I_{D2}I_{D3} = I_{D1}^2 - (I_{D1} - Kv_{LO}^2)^2$$

$$i_{out}^2 = \frac{I_{out}^2}{I_{D1}^2} = 1 - \left(1 - \frac{Kv_{LO}^2}{I_{D1}}\right)^2 \quad \longrightarrow \quad i_{out} = \sqrt{1 - \left(1 - \frac{Kv_{LO}^2}{I_{D1}}\right)^2} \text{sgn}(v_{LO})$$

如果忽略RF信号的影响单纯来看差分对M2和M3的工作情况，那么 I_{D1} 就是它们的静态偏置电流，设M2和M3的栅源偏置电压分别为 $V_{GS2,0}$ 和 $V_{GS3,0}$

令
$$V_{GS2,0} = V_{GS3,0} = V_{GS,0} \quad V_{od} = V_{GS,0} - V_{th}$$

则有
$$\frac{I_{D1}}{2} = K(V_{GS2,0} - V_{th})^2 = K(V_{GS3,0} - V_{th})^2 = K(V_{GS,0} - V_{th})^2 = KV_{od}^2$$

或
$$I_{D1} / K = 2V_{od}^2$$

混频器结构

因此输出电流可以表示为

$$i_{out} = \sqrt{1 - \left(1 - \frac{v_{LO}^2}{2V_{od}^2}\right)^2} \text{sgn}(v_{LO})$$

令 $x = v_{LO}/V_{od}$

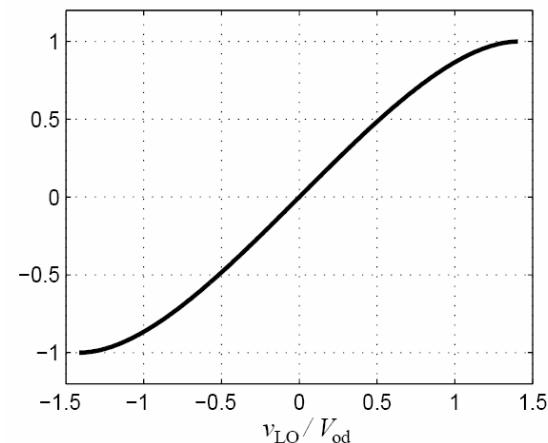
$$i_{out} = \sqrt{1 - \left(1 - x^2/2\right)^2} \text{sgn}(v_{LO})$$

- 当 $|x| \leq \sqrt{2}$ 时, i_{out} 曲线如右图。
- 当 $|x| > \sqrt{2}$ 时, 差分对中的一个管子截止, 输出电流不再改变。即 $v_{LO} > \sqrt{2}V_{od}$ 时, **M2**和**M3**相当于两个电流开关。

令 $v_{LO} = V_1 \cos(\omega_1 t)$ 当 $V_1 \gg \sqrt{2}V_{od}$ 时,

M2和**M3**在整个周期内近似为两个电流开关。

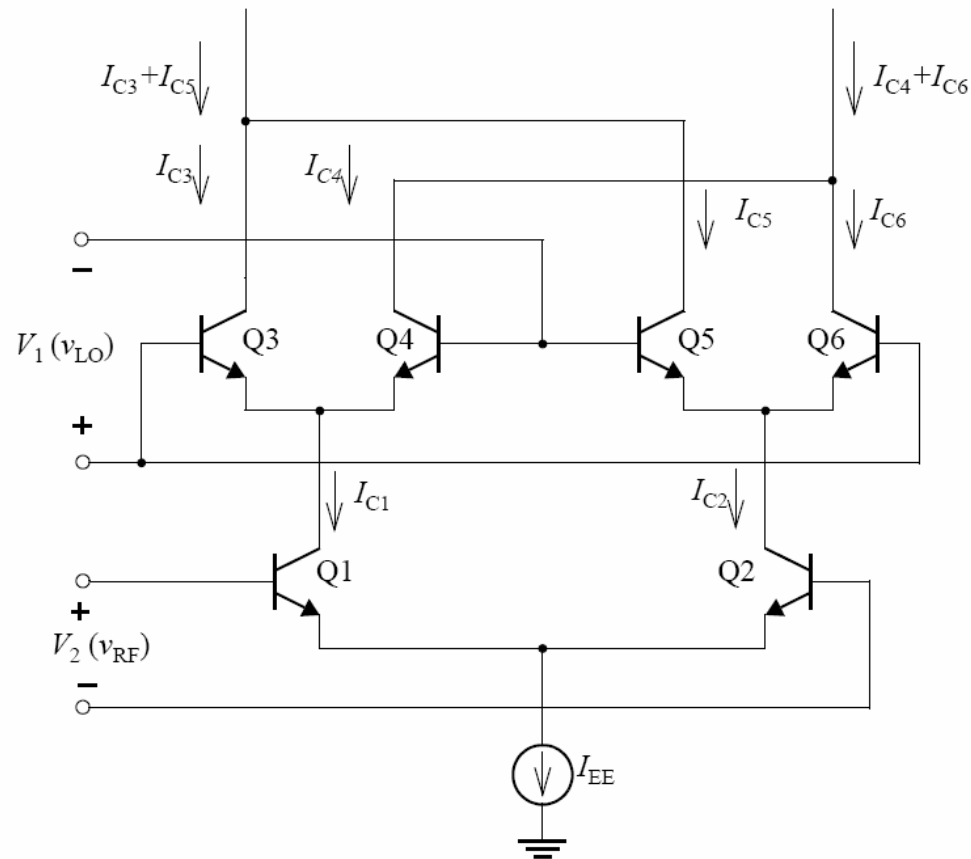
- 与**BJT**相比, **CMOS**管对**LO**信号的幅度要求更大。



混频器结构

3) 双极型双平衡混频器(Gilbert乘法器)

- 单平衡结构：较好的LO-RF和RF-IF端口隔离。问题：LO-IF之间没有隔离。这个问题可以通过双平衡结构解决。
- 双极型双平衡混频器，又称为Gilbert乘法器，如右图所示。结构：两个单平衡混频器构成；本振采用反并联方式连接，以解决LO到IF的隔离问题。这种结构一般能提供大于40dB的LO-IF隔离。



混频器结构

输出电流可以表示为

$$\begin{aligned} I_{out} &= (I_{C3} + I_{C5}) - (I_{C4} + I_{C6}) \\ &= (I_{C3} - I_{C4}) - (I_{C6} - I_{C5}) \\ &= I_{C1} \tanh\left(\frac{v_{LO}}{2V_T}\right) - I_{C2} \tanh\left(\frac{v_{LO}}{2V_T}\right) \end{aligned}$$

当 $v_{LO} \gg 2V_T$, $v_{RF} \ll 2V_T$ 时, 输出电流表示为

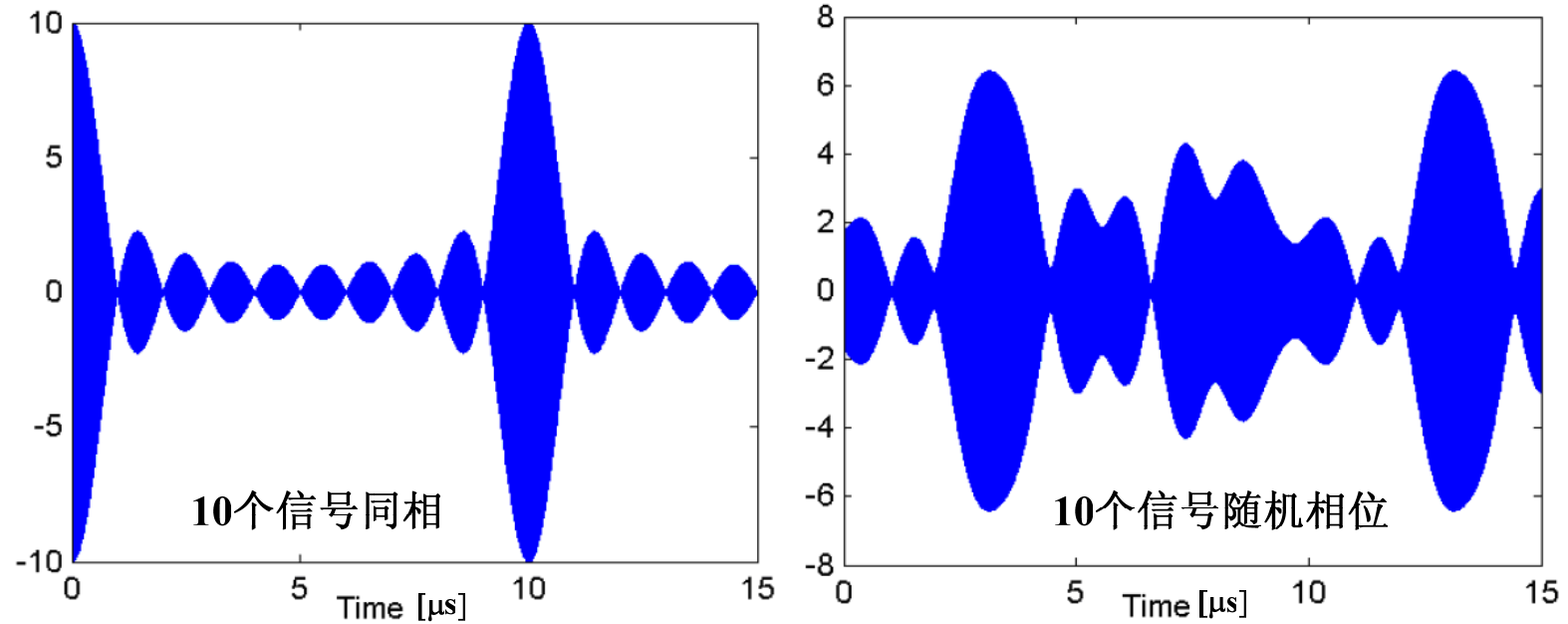
$$\begin{aligned} I_{out} &= (I_{C1} - I_{C2}) \tanh\left(\frac{v_{LO}}{2V_T}\right) = I_{EE} \tanh\left(\frac{v_{LO}}{2V_T}\right) \tanh\left(\frac{v_{RF}}{2V_T}\right) \\ &\approx \frac{I_{EE}}{2V_T} v_{RF} \operatorname{sgn}(v_{LO}) \end{aligned}$$

线性度及其改善技术

► 线性度：考虑功率还是电压（电流）？

- » 电路的线性度可以用**1dB**压缩点(**P1dB**)和三阶截点(**IIP3**)来表示，其单位习惯上用功率(**dBm**)表示。
- » 实际引起电路非线性的量是瞬时的电压和电流大小，而非功率大小。尤其是现代通信系统中所使用的调制方式使发射和接收的信号远较单音或双音的情况复杂，单纯的功率大小无法反映信号幅度的变化情况。
- 例如一个信号包含了**10**个幅度相同、从**100MHz**到**100.9MHz**，频率间隔**100kHz**的正弦波，所以信号的总功率为单个正弦波的**10**倍，那么信号的幅度是多大呢？

线性度及其改善技术



结论：单音或双音测试结果(P1dB、IIP3)只能起参考作用。

线性度及其改善技术

►BJT和MOSFET的非线性（单平衡混频器）

» 对于电流开关混频器，如果LO有足够的驱动能力以保证晶体管处于良好的开关状态，那么非线性将由RF部分的跨导电路决定，混频器的线性化也就主要针对这部分电路。

» BJT的集电极电流与基极和发射极之间电压关系为指数关系，表示为

$$I_C = I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} = I_S e^{\frac{v_{be} + V_{BE}}{V_T}} = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} e^{\frac{v_{be}}{V_T}}$$

当 $|v_{be}| \ll V_T$ 时， I_C 与 v_{be} 近似为线性关系，表示为

$$I_C \approx I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \left(1 + \frac{v_{be}}{V_T}\right)$$

» 长沟道MOSFET工作于饱和区时的漏极电流与栅极和源极之间电压关系为平方律关系，表示为

$$I_D = \frac{\mu C_{ox} W}{2L} (v_{GS} - V_{th})^2 = \frac{\mu C_{ox} W}{2L} (V_{GS} + v_{gs} - V_{th})^2 = \frac{\mu C_{ox} W}{2L} (V_{GS} - V_{th})^2 \left(1 + \frac{v_{gs}}{V_{GS} - V_{th}}\right)^2$$

线性度及其改善技术

当 $|v_{gs}| \ll V_{GS} - V_{TH}$ 时, I_D 与 v_{gs} 近似为线性关系, 表示为

$$I_D \approx \frac{\mu C_{ox} W}{2L} (V_{GS} - V_{th})^2 \left(1 + \frac{2}{V_{GS} - V_{th}} v_{gs} \right)$$

由于 $V_{GS} - V_{TH} \gg V_T$, 因此MOSFET的线性度比BJT要好得多, 另外理想平方律工作的MOSFET几乎没有奇次非线性。但是随着特征尺寸的缩小, MOS器件的I-V特性已经与长沟道的情况有了很大的偏离, 例如考虑纵向电场作用下的迁移率退化

$$I_D = \frac{\mu C_{ox} W}{2L} \frac{(v_{GS} - V_{th})^2}{1 + \theta(v_{GS} - V_{th})} \approx \frac{\mu C_{ox} W}{2L} \left[(v_{GS} - V_{th})^2 - \theta(v_{GS} - V_{th})^3 \right]$$

此时电流表达式中明显出现了三次失真。

线性度及其改善技术

在双平衡的Gilbert混频器中，跨导电路是一个差分对，因此可以利用上面的单平衡混频器的推导结果，讨论BJT和MOSFET差分对的非线性情况。

1) BJT差分对

在偏置电流为 I_{EE} 时，**BJT**的差分输出电流与电压之间的关系为

$$\begin{aligned} i_{out} &= I_{C1} - I_{C2} = I_{EE} \tanh\left(\frac{v_{RF}}{2V_T}\right) \\ &\approx I_{EE} \left[\frac{v_{RF}}{2V_T} - \frac{1}{3} \left(\frac{v_{RF}}{2V_T} \right)^3 + \frac{1}{5} \left(\frac{v_{RF}}{2V_T} \right)^5 - \dots \right] \end{aligned}$$

当 $|v_{RF}| \ll 2V_T$ 时， i_{out} 与 v_{RF} 近似为线性关系。

线性度及其改善技术

2) MOSFET差分对

考虑MOSFET双平衡混频器，设偏置电流为 I_0 ，注意到 $|x| \operatorname{sgn}(x) = x = v_{\text{RF}}/V_{\text{od}}$

$$\begin{aligned} I_{\text{out}} &= I_0 \sqrt{1 - \left(1 - x^2 / 2\right)^2} \operatorname{sgn}(x) = I_0 |x| \sqrt{1 - \left(\frac{x}{2}\right)^2} \operatorname{sgn}(x) \\ &\approx I_0 \left(x - \frac{1}{4} x^3 - \frac{1}{32} x^5 - \dots \right) = I_0 x \left(1 - \frac{1}{4} x^2 - \frac{1}{32} x^4 - \dots \right) \end{aligned}$$

差分工作抵消了所有的偶次失真，但是输出电流中仍然有奇次项。

当 $(x/2)^2 \ll 1$ ，即 $|x| \ll 2$ ，也即 $|v_{\text{RF}}| \ll 2V_{\text{od}}$ 时， i_{out} 与 v_{RF} 近似为线性关系。

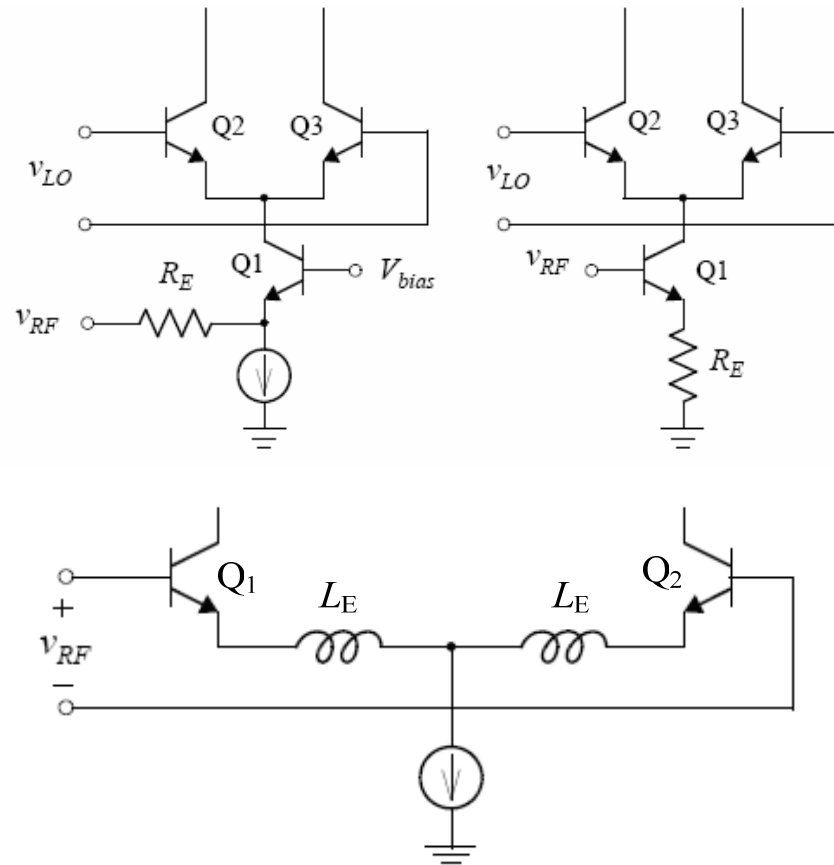
为了提高线性度，需要使 x 尽量小，即减小 v_{RF} 或增大 V_{od} ：

- 减小 v_{RF} 意味着减小增益
- 增大 V_{od} 意味着增大功耗或减小增益

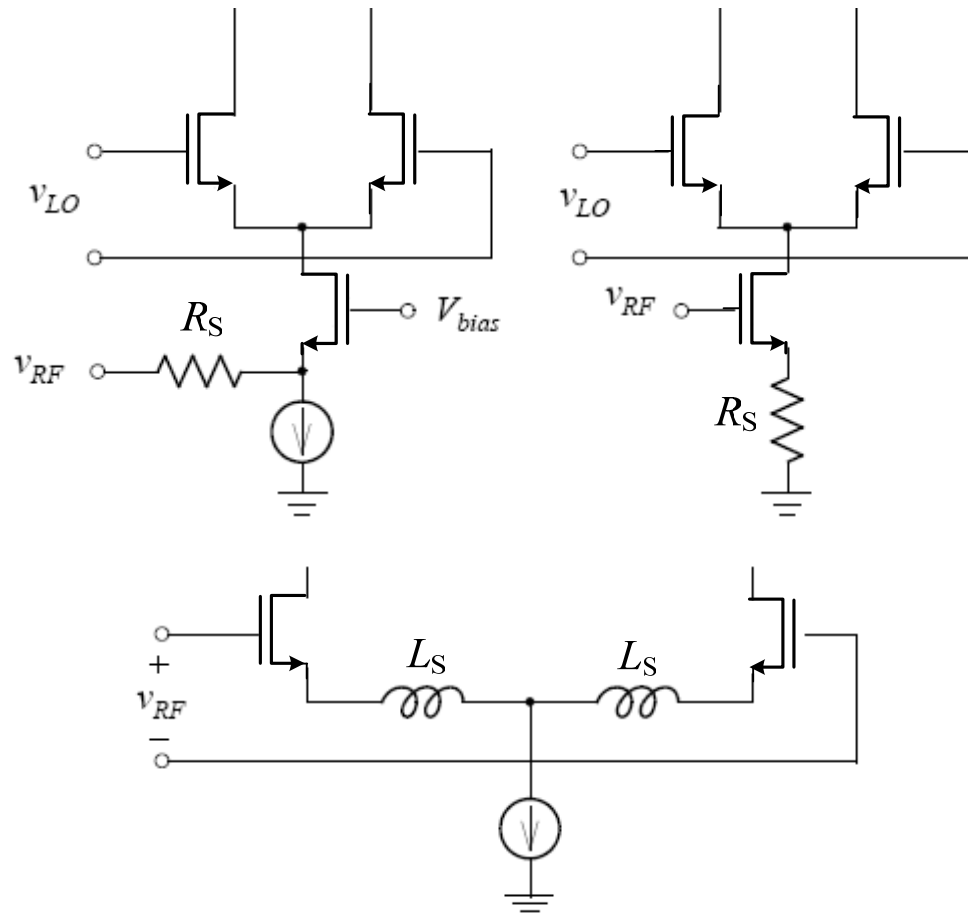
线性度及其改善技术

► 线性化技术

1) 负反馈技术



线性度及其改善技术

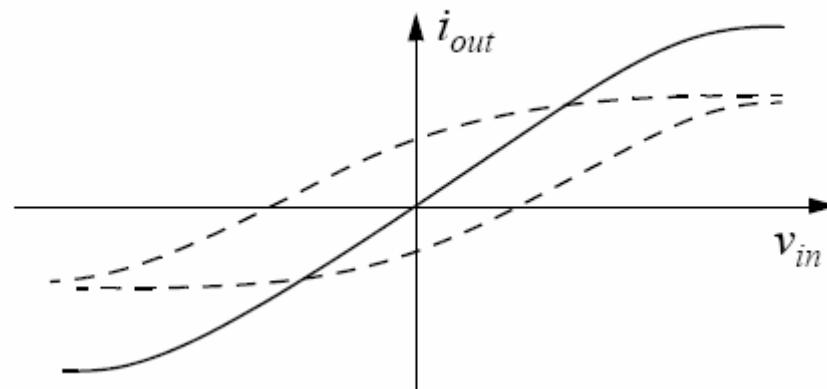
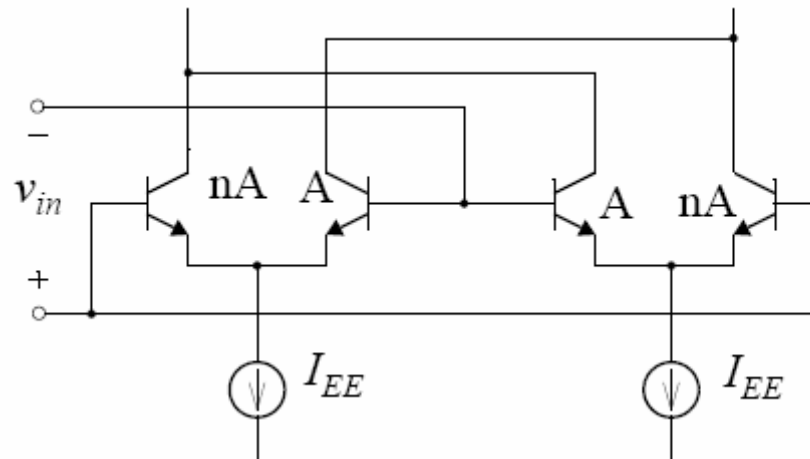


电感负反馈比电阻负反馈具有更多的优点（但占用更大面积）：

- » 首先是电感没有热噪声，不会恶化噪声系数
- » 其次电感不存在直流电压降，有利于低电压和低功耗设计
- » 最后，电感的电抗随频率的增加有助于抑制谐波和互调分量

线性度及其改善技术

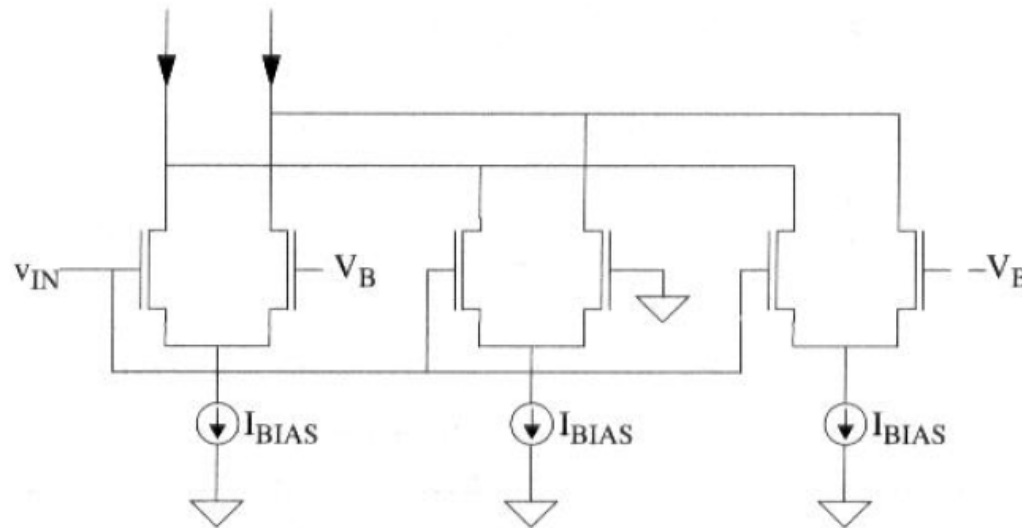
2) 不对称差分对组



线性度及其改善技术

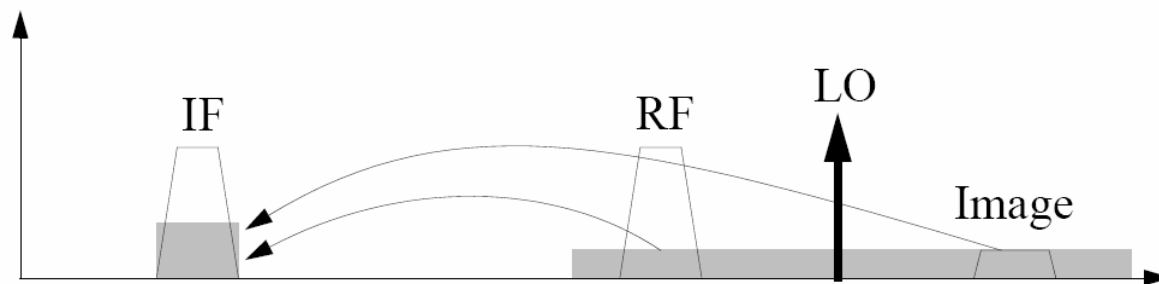
3) 分段线性化

电路使用3个差分对，分别在以 V_B ，0， $-V_B$ 为中心的一定输入电压范围上具有线性跨导。



噪声系数及其优化

► 单边带(SSB)和双边带(DSB)噪声系数

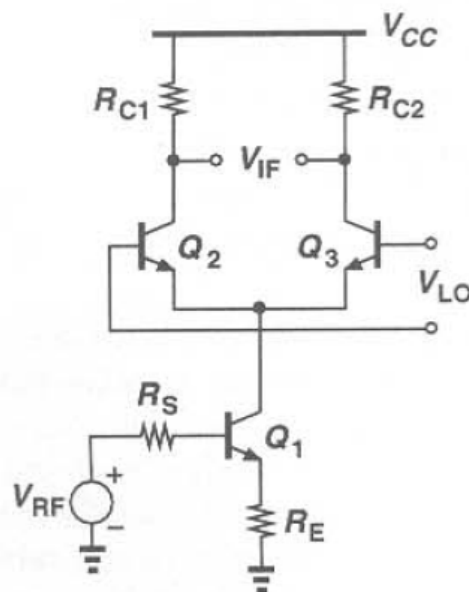


- » 对于中频不为零的混频器，这时有用信号只存在于**LO**的一侧(单边)，有用信号(**RF**)和镜像(**Image**)干扰都会被搬移到中频，噪声也一样。在这种情况下获得的噪声系数称为单边带噪声系数(**SSB NF**)。
- » 对于中频为零的混频器，这时有用信号存在于**LO**的左右两边，或者镜像频率被有效地滤除，由此而得到噪声系数称为双边带噪声系数(**DSB NF**)。一般情况下，**SSB NF**比**DSB NF** 大约高**3dB**。

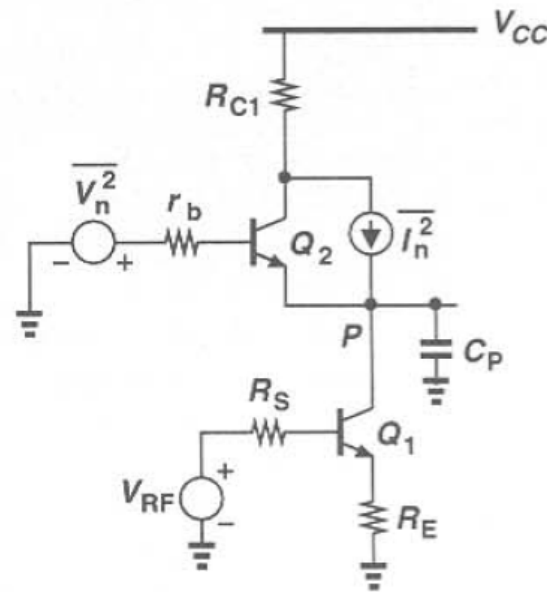
噪声系数及其优化

► 噪声优化

混频器的噪声系数往往比放大器高得多，因为来自希望的**RF**以外频率的噪声通过混频也会出现在**IF**中。



(a)



(b)

噪声系数及其优化

在RF通路中，噪声源主要包括 Q_1 的基极电阻和发射极电阻(R_E)的热噪声，以及 Q_1 的集电极散弹噪声；在IF通路中，电阻 R_{C1} 和 R_{C2} 会引入热噪声。

下面分析 Q_2 和 Q_3 产生的噪声。首先假设 Q_2 和 Q_3 的控制电压(LO)为理想的方波，使这些晶体管瞬时导通和关断。如图(b)所示，每个晶体管在半个本振周期中导通。因此， Q_2 的基极电阻和集电极电流产生的RF噪声通过该晶体管的开关作用转移到了IF。

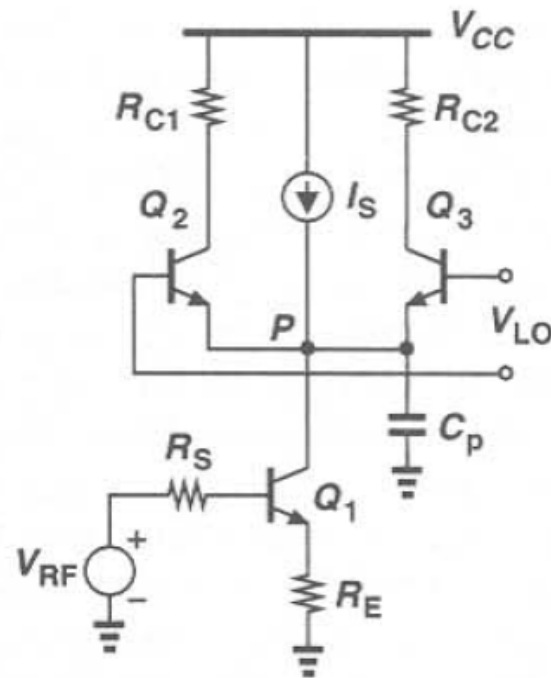
现在考虑实际情况，即LO信号不再是方波，在周期中有一部分时间 Q_2 和 Q_3 会同时导通。在这段时间， Q_2 和 Q_3 将放大基极电阻的热噪声，并将它们的集电极散弹噪声注入到输出端。需要注意的是，当 Q_2 和 Q_3 同时导通时，这两个晶体管会同时向输出端注入噪声，此时 Q_1 的集电极电流产生的散弹噪声对输出端的影响将变得很小，因为该噪声对输出端来说近似为共模噪声。因此，当开关对同时导通时，开关的噪声很大而跨导电路的噪声很小。

噪声系数及其优化

通过上述分析得出优化热噪声和散弹噪声方法如下：

- » 使用大的LO摆幅，使波形的上升和下降沿足够陡峭。但是过大的LO幅度会引起共射或共源点电压的变化而影响跨导电路的工作，同时会增加LO与其它端口间隔离度的要求；
- » 降低 C_P ，即降低 Q_1 - Q_3 的尺寸，当然这会导致更大的基极电阻噪声；
- » 减小 Q_2 和 Q_3 的基极电阻，这将产生更大的 C_P ；
- » 减小 Q_2 和 Q_3 的集电极电流，因为 Q_2 和 Q_3 出现在信号电流通路上，它们的散弹噪声电流对信号直接产生影响， I_C 越小则影响越小。
- » 相反， Q_1 的散弹噪声的影响可以将其等效到输入端来看， I_C 越大噪声越小。

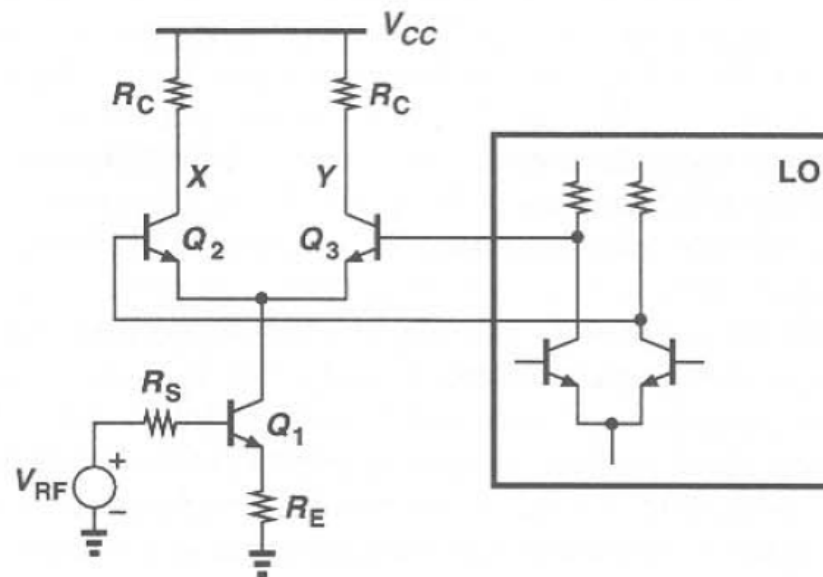
噪声系数及其优化



噪声系数及其优化

现在考虑LO噪声对混频器的影响：

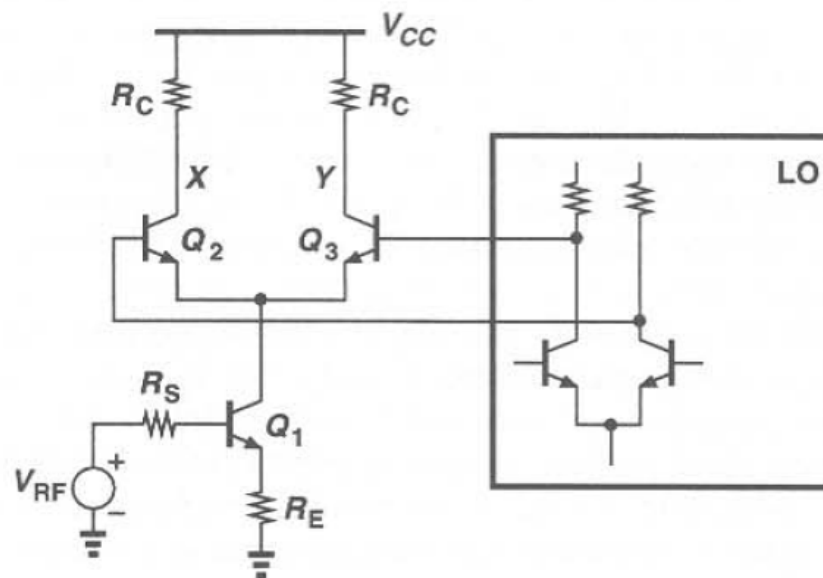
- » LO输出电阻的热噪声将增加混频器的噪声系数。考虑右图所示电路，LO端口的前面是一个差分对，这一级的噪声将远大于 Q_2 和 Q_3 产生的噪声。
- » 解决这一问题的方法是采用双平衡混频器，这种结构对LO噪声具有一定的免疫力。



噪声系数及其优化

下面考虑 $1/f$ 噪声的影响：

- » 如果混频器的输出是单端输出，例如取自节点X和地之间，则 Q_1 集电极电流的低频噪声直接流向输出。
- » 由于低频噪声在RF通路中不会被寄生电容衰减，因此这种现象总是很严重。

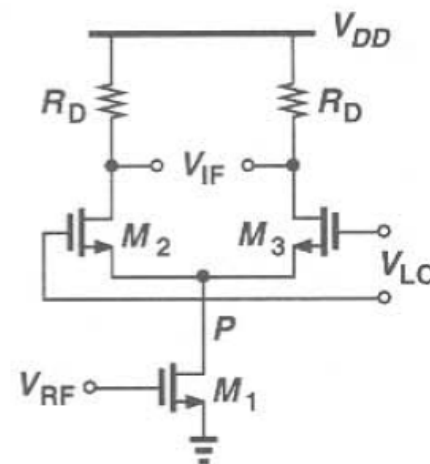


如果用沟道热噪声取代上面的集电极散弹噪声电流，上述大多数分析同样适用于MOSFET混频器。

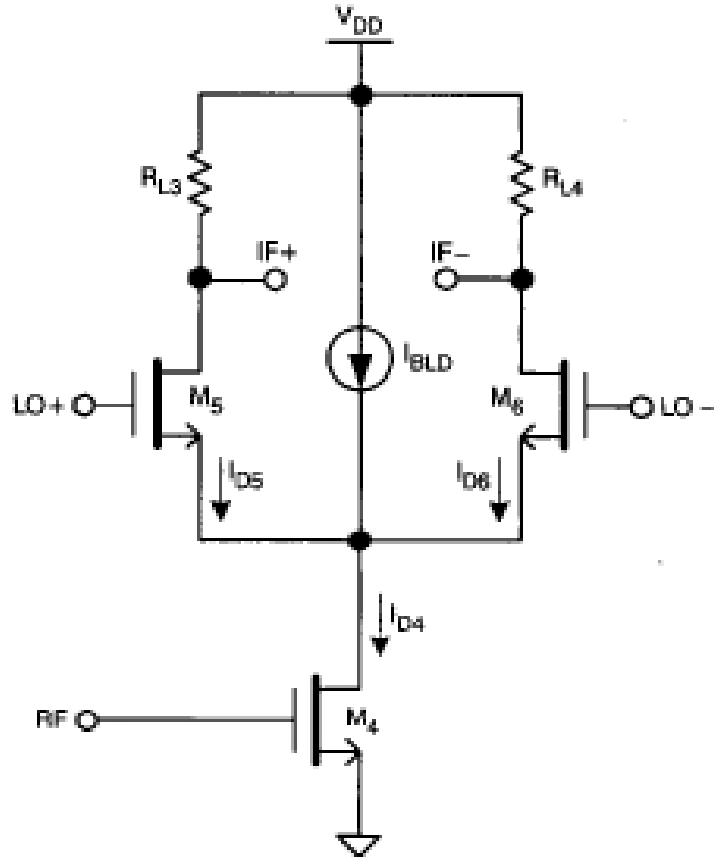
噪声系数及其优化

BJT和MOSFET混频器噪声性能的一些不同之处：

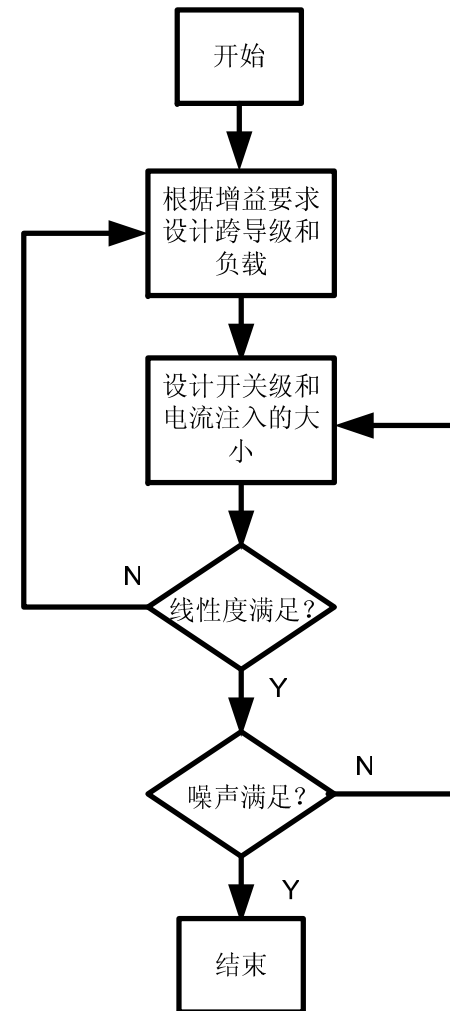
- » 对于正弦本振信号，**M2**和**M3**同时导通时间比**BJT**的时间长，**M2**和**M3**会向输出注入更多的噪声。
- » 对于给定的偏置电流，**MOSFET**的沟道噪声电流只是**BJT**的集电极散弹噪声电流的几分之一。
- » 结论是两种情况下开关对的总噪声基本相同。
- » **MOSFET**混频器的转换增益可能更低，因为当**M2**和**M3**同时导通时，**RF**信号相当于共模干扰信号。
- » 对于相同的器件尺寸和寄生电容，**MOSFET**的栅极电阻远小于**BJT**的基极电阻。



Mixer设计流程



$$A_{VC} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{2}{\pi} g_m R_L$$



总结

- » 开关类混频器与其它类型混频器相比具有更好的噪声、线性度等杂波响应等特性，因此在实际应用中占主要地位。但为了达到开关工作状态，往往需要较大的本振信号(数百mV甚至更大)来驱动开关器件。
- » 无源混频器与有源混频器相比具有更大的线性度，很低的功耗，但由于引入了衰减，后续电路的噪声将被“放大”，因此噪声系数很大。无源混频器需要相对较高的电源电压，当电源电压较低时，线性度难以得到保证。
- » **MOSFET**混频器与**BJT**相比，**MOSFET**的最大优点是可以用作较理想的电压开关，线性度高。缺点是热噪声和 $1/f$ 噪声大，等效输入噪声高，需要用更大的电流来抑制噪声。由于**MOSFET**线性度高，因此可以节省线性化所需要的功耗。

参考文献

- [1] B. Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice, 1998.
- [2] Thomas H. Lee, *The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits*, 2002.6, Publishing House of Electronics Industry.
- [3] Robert G. Meyer and William D. Mack, “A 1-GHz BiCMOS RF Front-End IC”, *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 29, pp. 350-355, March, 1994.
- [4] Yannis E. Papananos, *Radio-Frequency Microelectronic Circuits for Telecommunication Applications*, Chapter 6, Kluwer, 1999.
- [5] S.-G. Lee and J.-K. Choi, “Current-reuse bleeding mixer”, *Electron. Lett.* vol. 36, pp. 696-697, April, 2000.
- [6] P.J. Sullivan, *et al*, “Doubly Balanced Dual-Gate CMOS Mixer”, *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 34, pp. 878-881, June 1999.
- [7] J. Crols and M. Steyaert, “A 1.5GHz Highly Linear CMOS Downconversion Mixer”, *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 30, pp 736-742, July 1995.
- [8] 谢嘉奎主编, 电子线路非线性部分 (第四版), 高等教育出版社, 2002年2月。