



模拟电路基础 ——从系统级到电路级

第六章 CMOS模拟集成电路

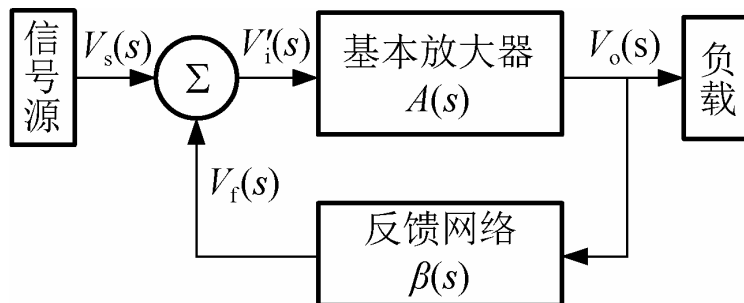
Part2: 重点讨论以下问题

- (1) 负反馈技术
- (2) 运算放大器
- (3) 开关电容 Σ - Δ 调制器
- (4) 低噪声放大器与混频器简述

CMOS模拟集成应用电路举例

- ❑ 负反馈技术
 - ❑ 增益与结构类型
 - ❑ 负反馈对放大器性能的影响
 - ❑ 负反馈放大器稳定性
- ❑ 运算放大器
- ❑ 开关电容 Σ - Δ 调制器
- ❑ 低噪声放大器与混频器简述

负反馈放大器



增益与结构类型

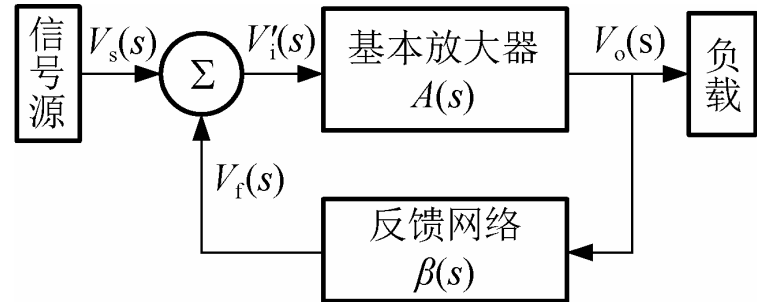
负反馈对放大器电路性能的影响

负反馈放大器的稳定性

反馈放大器

反馈放大器：

将放大器输出端口的量（可能是电压，也可能是电流）的一部分或全部，通过一定的方式反馈到输入端的放大器。



放大器既包含单级放大器，也可能是多个单级放大器级联而成的多级放大器。

按照输入信号与反馈信号的叠加结果的差异，反馈分为正反馈和负反馈两种。

负反馈：

反馈信号和原输入信号作用相反，使放大电路的净输入减小，增益下降

正反馈：

反馈信号与原输入信号作用相同，使放大电路的净输入增加，增益加大

反馈放大器增益

基本放大器的增益
(也称为开环增益)

$$A(s) = \frac{V_o(s)}{V_i'(s)}$$

反馈网络的反馈系数

$$\beta(s) = \frac{V_f(s)}{V_o(s)}$$

反馈放大器的增益
(也称为闭环增益)

$$A_f(s) = \frac{V_o(s)}{V_s(s)}$$

对于负反馈 $V_i'(s) = V_s(s) - V_f(s)$

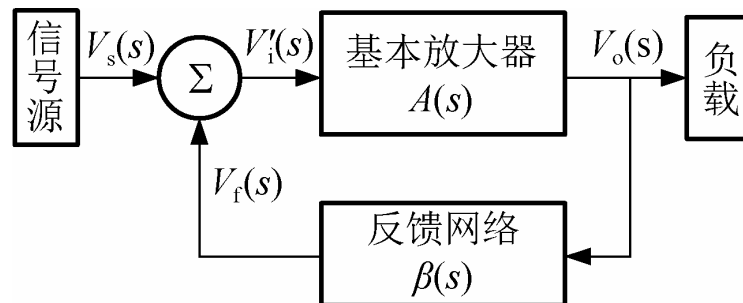
$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1 + A(s)\beta(s)} = \frac{A(s)}{1 + T(s)}$$

$$T(s) = A(s)\beta(s)$$

T—环路增益；**F=1+T(s)**—反馈深度

如果 $T \gg 1$, $A_f = \frac{A}{1 + A\beta} \approx \frac{1}{\beta}$

闭环增益与基本放大器无关



反馈放大器与基本放大器的区别：

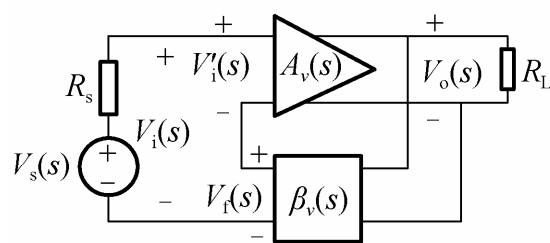
反馈放大器的输入信号是原输入信号和反馈信号叠加后的净输入信号；

输出信号在输出到负载的同时，还取出部分或全部再回送到原放大器输入端；

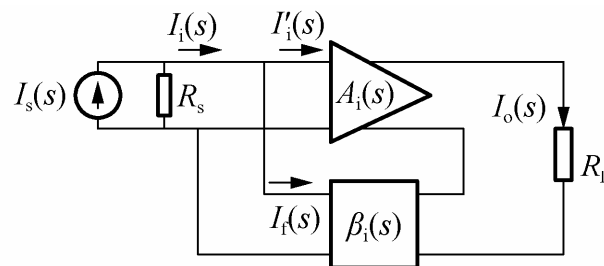
引入反馈后信号就既有正向传输也有反向传输，电路形成闭合环路。

负反馈放大器的闭环增益要比开环增益小。以降低增益为代价也会给负反馈放大器带来很多优点。

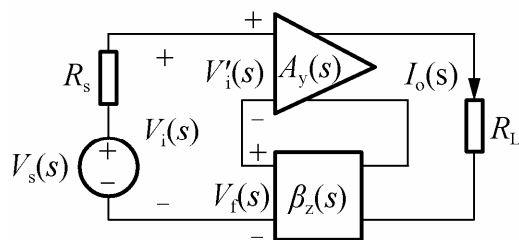
反馈放大器的结构类型



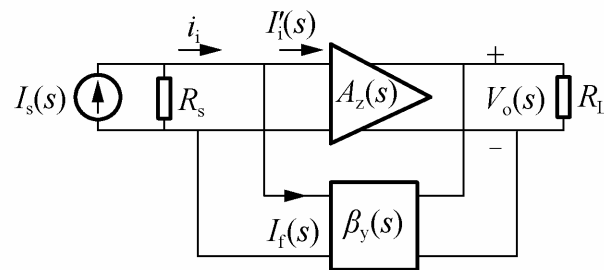
(a) 电压串联反馈



(b) 电流并联反馈



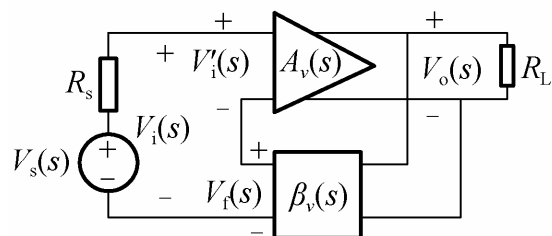
(c) 电流串联反馈



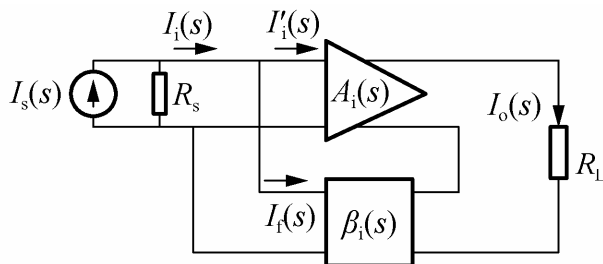
(d) 电压并联反馈

- ❑ “电压”、“电流”：指反馈信号在输出端的取样方式，是电压取样还是电流取样。
- ❑ “串联”、“并联”：指反馈信号在输入端的连接方式，是串联还是并联。

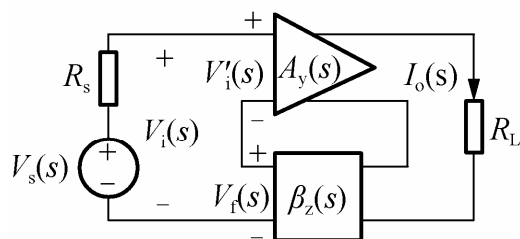
反馈放大器的结构类型



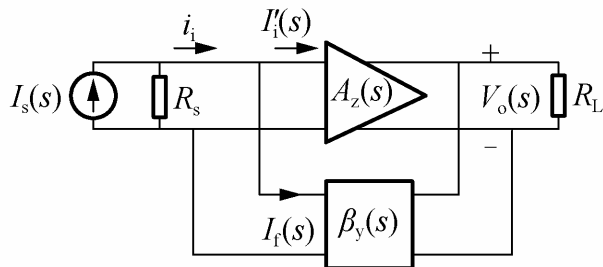
(a) 电压串联反馈



(b) 电流并联反馈



(c) 电流串联反馈



(d) 电压并联反馈

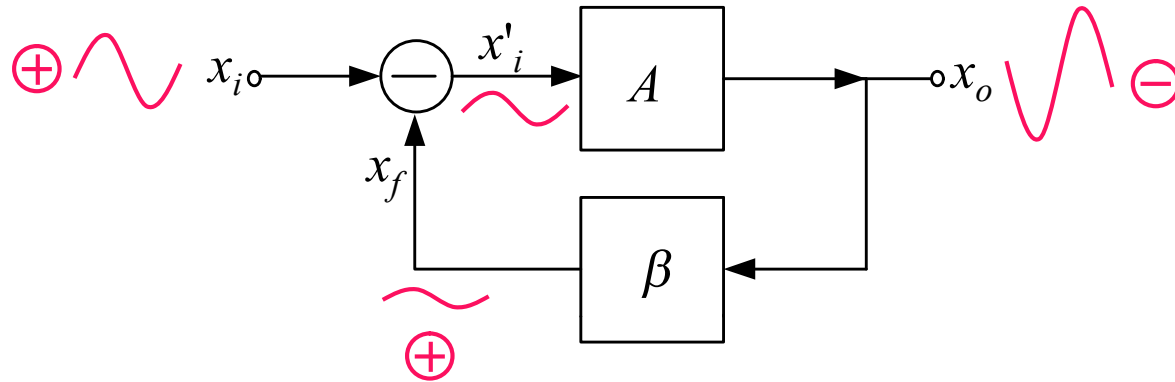
电压反馈，反馈网络在输出端与主放大器并联；

电流反馈，反馈网络在输出端与主放大器串联。

串联反馈，在输入端反馈量以电压形式出现，反馈信号与信号源在基本放大器输入端相串联，为了减少反馈信号在信号源内阻上的损耗，信号源内阻越小越好，因此串联反馈信号源用的是电压源。

并联反馈，反馈量在输入端以电流形式出现。因为反馈信号与信号源在基本放大器的输入端相并联，为了减少反馈信号在信号源内阻上的损耗，信号源的内阻越大越好，因此并联反馈信号源用的是电流源。

反馈放大器极性的判断

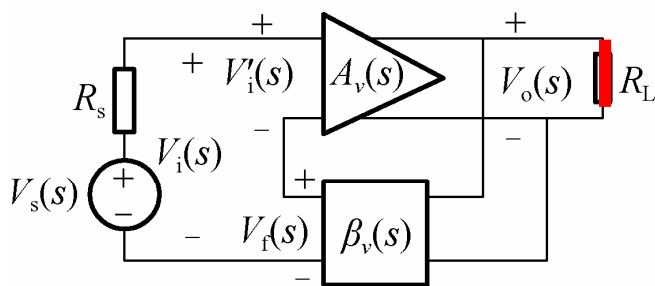


设 x_i 的瞬时极性为 \oplus ，经基本放大器 A 放大后，判断 x_o 极性是 \oplus 还是 \ominus 。

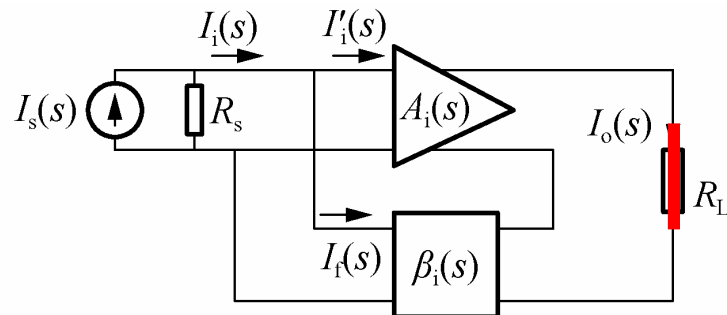
比较 x_f 与 x_i 极性 ($x'_i = x_i - x_f$) 。若 x_i 与 x_f 同相，使 x'_i 减小的为负反馈。

反之，若 x_i 与 x_f 反相，使 x'_i 增大的则为正反馈。

反馈放大器类型的判断(电压反馈还是电流反馈)



(a) 电压串联反馈



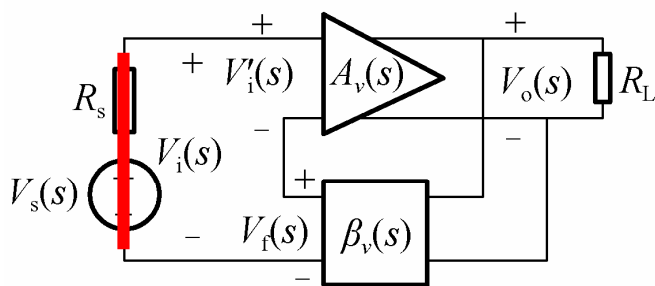
(b) 电流并联反馈

将放大器的负载或放大器输出端短路：

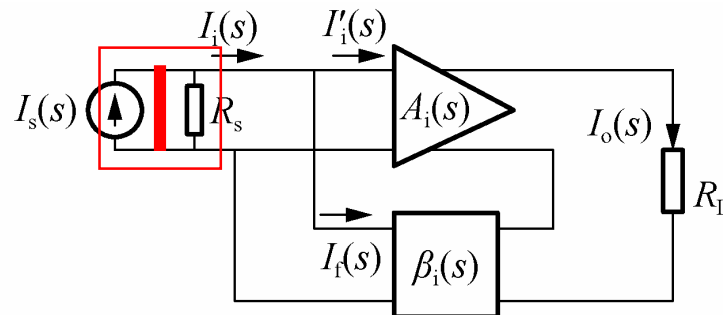
若短路后反馈网络不能取样了，则取样方式为电压取样，对应的反馈类型为电压反馈；

若短路后反馈网络仍然能够取样，反馈仍然存在，则取样方式为电流取样，对应的反馈类型的电流反馈。

反馈放大器类型的判断(串联反馈还是并联反馈)



(a) 电压串联反馈



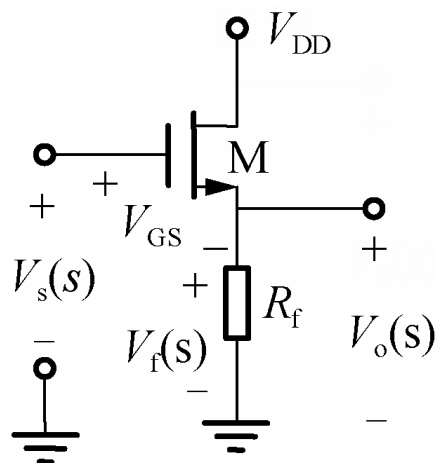
(b) 电流并联反馈

将放大器输入端或信号源短路：

如果反馈信号不能加到基本放大器输入端，则反馈网络与信号源、基本放大器输入端的连接方式就是并联，反馈类型就是并联反馈；

如果反馈信号仍然能加到基本放大器输入端，则反馈网络与信号源、基本放大器输入端的连接方式是串联，反馈类型为串联反馈。

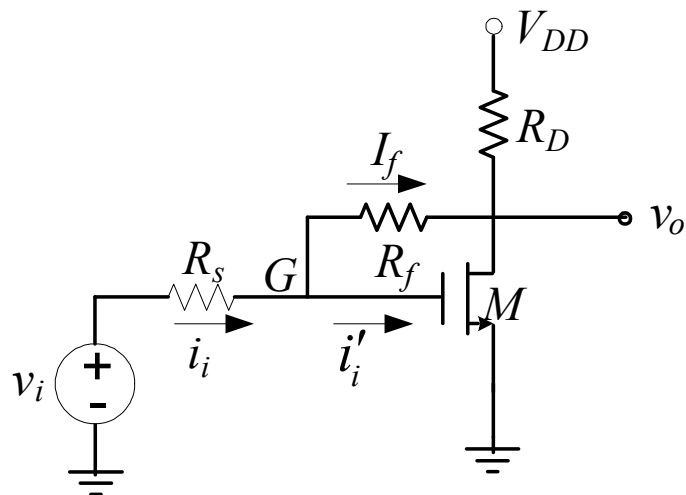
电压串联负反馈放大器举例



图示源极跟随器，输出电压 v_o (源极电阻 R_f 上电压降)全部反馈回输入端，故反馈网络输出电压 $v_f=v_o$ ，且与原输入信号 v_s 串联，故属于电压串联反馈。

又因 v_s 与 v_f 极性相反，作用于晶体管M的净输入信号 $v'_i = V_{GS} = v_s - v_f$ ，相对于原输入信号有所减弱，故属于负反馈。

电压并联负反馈放大器举例



反馈电阻 R_f 连接在晶体管M的漏-栅间，如果输出端漏极对于交流被短路接地， R_f 引入的反馈作用消失，故属于电压反馈。

又假设输入端栅极接地，则 R_f 引入的反馈作用也消失，故属于并联反馈。

假设 v_i 瞬时极性为正，输入电流 i_i 方向如图示，指向节点G。根据共源放大器特点，对于交流，漏极极性与栅极极性相反，故漏极极性为负，因而反馈电阻 R_f 上流过的电流，即反馈电流 i_f 方向离开节点G。流入栅极的净输入电流，即 $i'_i = i_i - i_f$ 比没有反馈时的原输入电流 i_i 要小，表示负反馈。

电流串联负反馈放大器举例

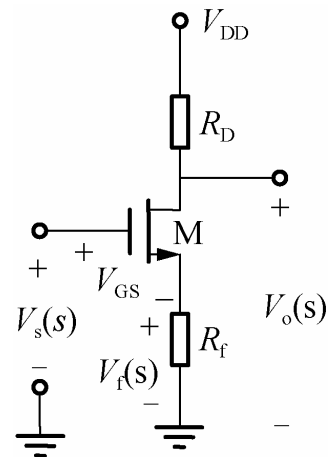
基本放大器是共源极放大器，与源极串联的电阻 R_f 构成反馈网络。

反馈信号采样于输出电流，此采样电流流经反馈电阻 R_f 产生的反馈电压 v_f 与原输入信号电压 v_s 串联，故是**电流串联反馈**。

假设输入信号电压 v_s 极性为正，输出电流增大，反馈电阻 R_f 上电压极性为上正下负，与原输入信号电压 v_s 极性相反，输入到晶体管M的栅源电压

$$v_i' = V_{GS} = v_s - v_f$$

比原输入信号电压 v_s 要小，故该电路属于**电流串联负反馈**结构。

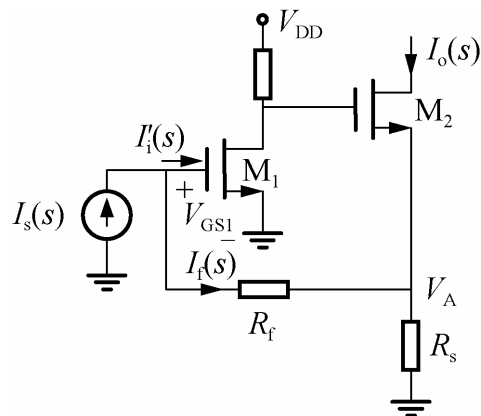


电流并联负反馈放大器举例

电阻 R_f 与 R_s 组成反馈网络。

R_s 为输出电流采样电阻，它把输出电流 i_o 转换成电压 V_A ，再通过 R_f 反馈回输入端。反馈信号电流 i_f 与输出电流 i_o 成正比，因而是**电流反馈**。

在输入端，反馈网络并联于输入端，与信号源、基本放大器输入端并联于同一节点，因而是**并联反馈**。



通常 $V_A \gg V_{GS1}$ ，因而 $i_f \approx -V_A / R_2$ 。说明 R_f 与 R_s 近似于并联，反馈系数

$$\beta = i_f / i_o \approx -R_f / (R_s + R_f)$$

故电路属于**电流并联负反馈结构**。

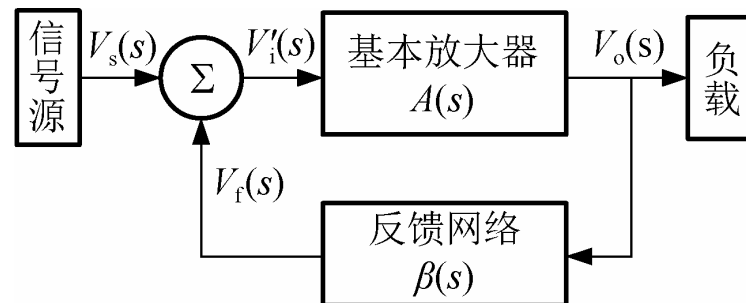
负反馈对放大器性能的影响

- (1) 降低增益
- (2) 提高增益稳定性
- (3) 增宽通频带
- (4) 改变输入、输出电阻
- (5) 减小非线性失真
- (6) 不改变放大器的噪声性能

负反馈使增益降低

负反馈使增益降低至基本放大器增益的
 $1/(1+A\beta)$

$$A_f = \frac{A}{1 + A\beta}$$



负反馈提高了增益稳定性

如果基本放大器的增益 A 因为温度等外界因素变化了 ΔA ，则负反馈放大器增益的变化为：

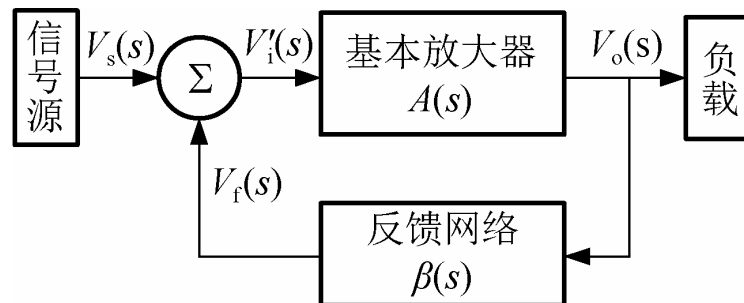
$$\begin{aligned}\Delta A_f &= \frac{A + \Delta A}{1 + (A + \Delta A)\beta} - \frac{A}{1 + A\beta} \\ &= \frac{\Delta A}{[1 + (A + \Delta A)\beta](1 + A\beta)}\end{aligned}$$

将右边分式的分子分母都乘以 A

$$\Delta A_f = \frac{A\Delta A}{A[1 + (A + \Delta A)\beta](1 + A\beta)} = \frac{A_f \Delta A}{A[1 + (A + \Delta A)\beta]}$$

整理后得：

$$\frac{\Delta A_f}{A_f} = \frac{1}{1 + (A + \Delta A)\beta} \cdot \frac{\Delta A}{A}$$

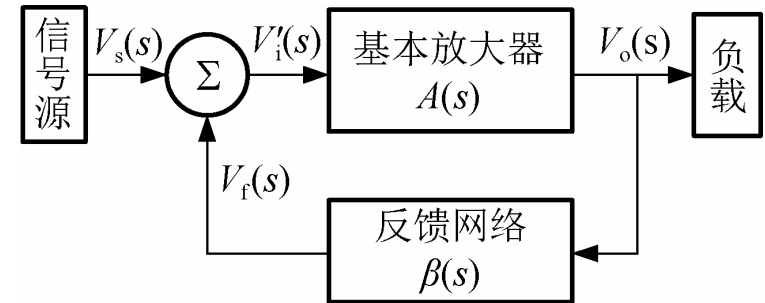


说明负反馈放大器闭环增益的相对变化是基本放大器增益相对变化的 $\frac{1}{1 + (A + \Delta A)\beta}$ 负反馈放大器增益的稳定性提高

负反馈增加带宽

假定基本放大器的高频特性可以用具有一个极点的低通系统近似

$$A(\omega) = \frac{A_0}{1 + j\omega / \omega_H}$$



若反馈系数和频率无关，反馈放大器的闭环增益的表达式为

$$A_f(\omega) = \frac{A(\omega)}{1 + A(\omega)\beta} = \frac{\frac{A_0}{1 + j\omega / \omega_H}}{1 + \frac{A_0}{1 + j\omega / \omega_H}\beta} = \frac{A_{f0}}{1 + \frac{j\omega}{\omega_{Hf}}}$$

其中

$$A_{f0} = \frac{A_0}{1 + A_0\beta}, \quad \omega_{Hf} = \omega_H (1 + A_0\beta)$$

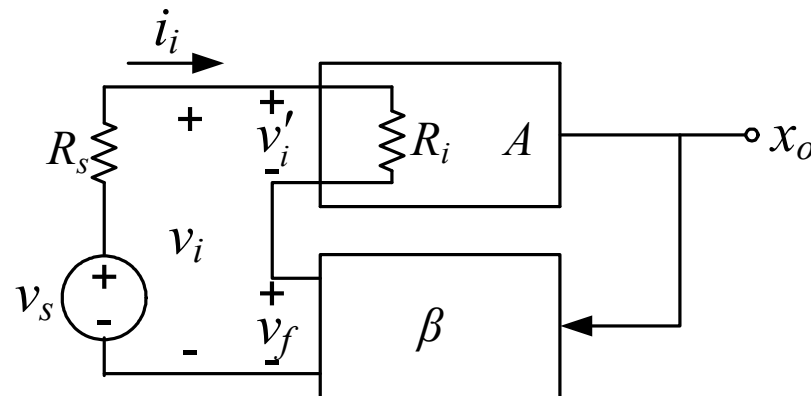
闭环增益的上限角频率是开环增益的上限角频率的 $(1 + A_0\beta)$

串联反馈提高输入电阻

基本放大器的输入电阻 $R_i = \frac{V'_i}{I_i}$

$$R_{if} = \frac{V_i}{I_i} = \frac{V'_i + V_f}{I_i}$$

$$V_f = TV'_i = A\beta V'_i$$



故得

$$R_{if} = \frac{V'_i + A\beta V'_i}{I_i} = (1 + A\beta) \frac{V'_i}{I_i} = (1 + A\beta) R_i$$

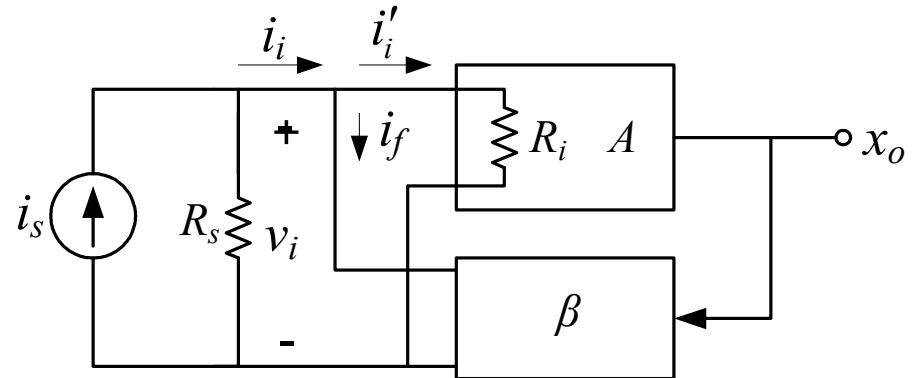
串联负反馈使放大电路的输入电阻 R_{if} 比开环输入电阻 R_i 大 $(1+A\beta)$ 倍

并联反馈降低输入电阻

基本放大器的输入电阻 $R_i = \frac{V_i'}{I_i'}$

负反馈放大器闭环输入电阻 R_{if} 为

$$R_{if} = \frac{V_i}{I_i} = \frac{V_i}{I_i' + I_f} = \frac{V_i}{I_i' (1 + A\beta)} = \frac{R_i}{1 + A\beta}$$



并联负反馈使放大电路的输入电阻 R_{if} 只是开环输入电阻的 $1/(1+A\beta)$

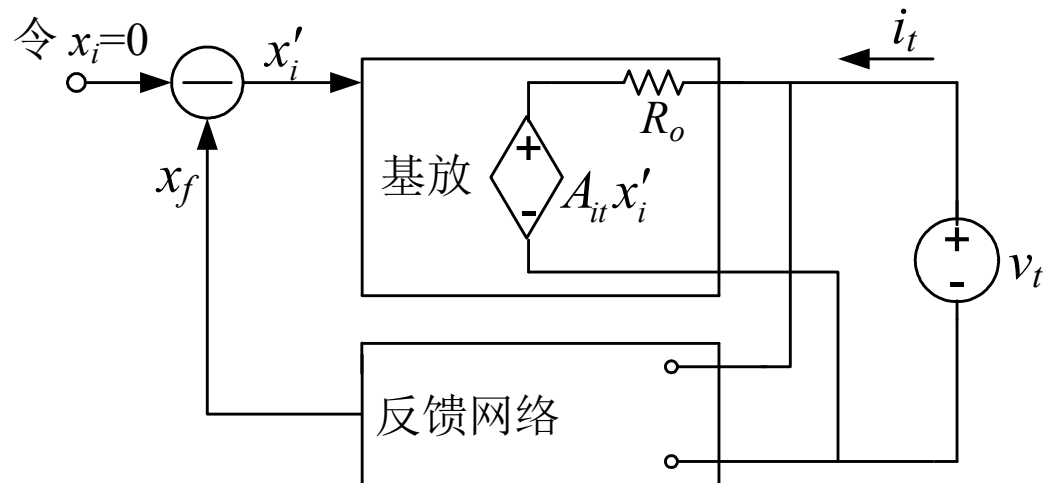
电压负反馈减小输出电阻

闭环输出电阻 $\mathbf{R_{of}}$ $R_{of} = \frac{V_t}{I_t}$

由图可写出下列两个方程

$$v_t - i_t R_o - A x'_i = 0$$

$$x'_i = -x_f = -\beta v_t$$



联立解上述两式得到

$$R_{of} = \frac{v_t}{i_t} = \frac{R_o}{1 + A\beta}$$

电压负反馈放大器，闭环输出电阻 $\mathbf{R_{of}}$ 是开环输出电阻 $\mathbf{R_o}$ 的 $1/(1+A\beta)$ 。
反馈越深，闭环输出电阻越小。

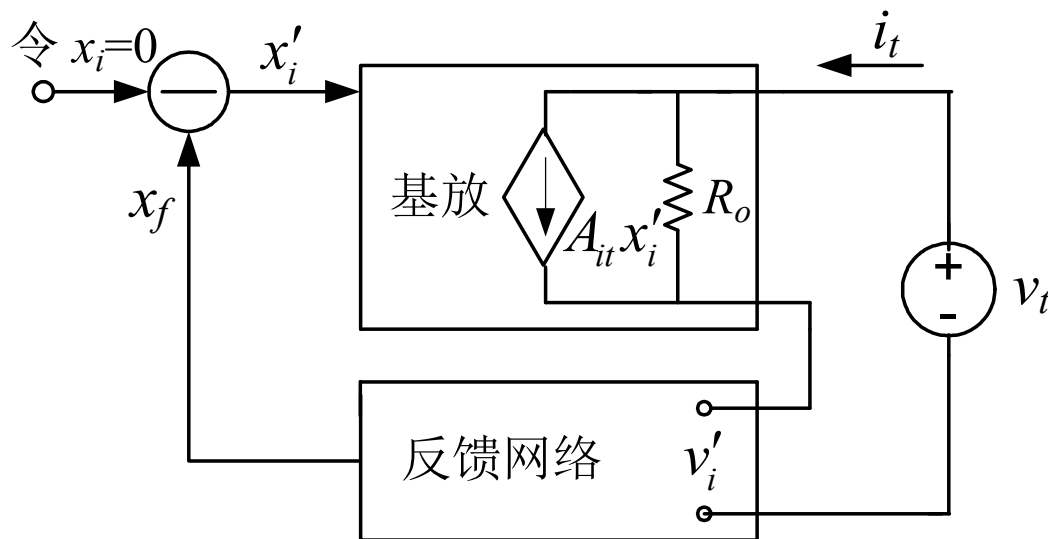
电流负反馈提高输出电阻

R_o 已计入反馈网络对输出端的负载效应。

由图可写出下列两个方程

$$v_t - (i_t - Ax'_i)R_o - v'_i = 0$$

$$x'_i = -x_f = -\beta v_t$$

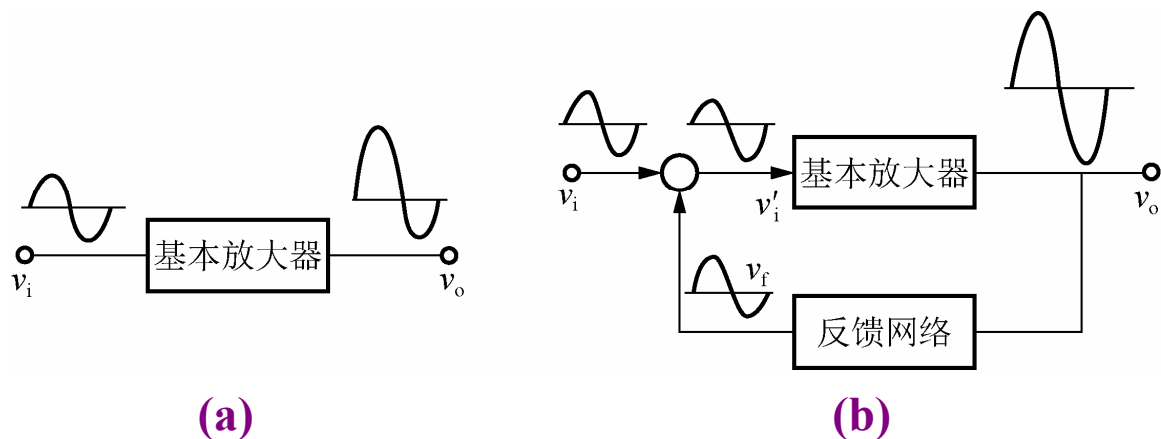


由于反馈网络对输出端的负载效应已计入 R_o 之内了，所以 $v'_i = 0$
加上这一限制条件，联立解上述两方程得到

$$R_{of} = \frac{v_t}{i_t} = R_o(1 + A\beta)$$

电流负反馈放大器，闭环输出电阻 R_{of} 为开环输出电阻 R_o 的 $(1+A\beta)$ 倍。
反馈越深，闭环输出电阻越大。

负反馈可以减小放大器的非线性失真



基本放大器的非线性失真使其输出信号产生正半周幅度大、负半周幅度小的失真波形，如图 (a)所示。

通过反馈网络的反馈信号也是失真的，它与输入正弦信号相减，得到的基本放大器净输入信号将是正半周幅度小、负半周幅度大的失真波形，从而阻止了输出信号正半周幅度变大和负半周幅度变小的趋势。

因此在保持输出信号幅度相同的条件下，它的波形更接近于正弦波，减小了非线性失真，如图 (b)所示。

引入负反馈放大器噪声性能不变。

负反馈引入原则与反馈放大器分析方法

基本放大器引入负反馈的原则：

- (1) 在电路输出端，若要求 v_o 稳定或 R_o 小，应引入电压负反馈。若要求 i_o 稳定或 R_o 大，应引入电流负反馈；
- (2) 在电路输入端，若要求 R_i 大或从信号源索取的电流小，应引入串联负反馈。若要求 R_i 小或从信号源索取的电流大，应引入并联负反馈；
- (3) 从反馈效果与信号源内阻 R_s 关系看，若电路采用 R_s 较小电压源激励，应引入串联负反馈。若电路采用 R_s 较大的电流源激励，应引入并联负反馈。

反馈放大器分析方法：

- (1) 等效电路法：按基本放大器的分析步骤进行分析；
- (2) 方框图法：在已知基本放大器与反馈网络两个模块特性的基础上，考虑反馈对基本放大器特性的修正。

对实际反馈电路的分析，方框图法较少被采用。但用于分析反馈对电路的影响还是很有效的。

负反馈放大器的稳定性

1. 增益裕量与相位裕量
2. 二阶系统稳定性

负反馈放大器的稳定性

反馈放大器传递函数（闭环增益）

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1 + A(s)\beta(s)} = \frac{A(s)}{1 + T(s)}$$

令 $s=j\omega$ ，得到其频率特性

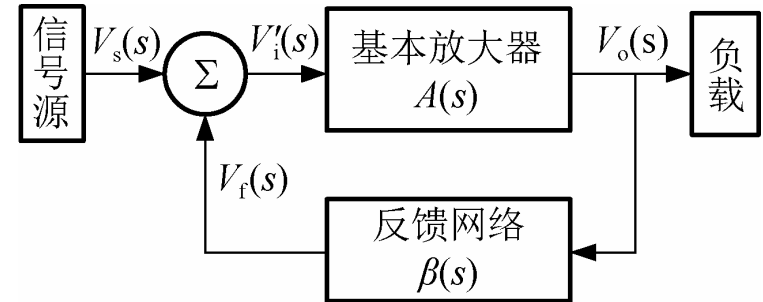
$$A_f(j\omega) = A_f(s)\Big|_{s=j\omega} = \frac{A(j\omega)}{1 + T(j\omega)}$$

环路增益

$$T(j\omega) = T(s)\Big|_{s=j\omega} = |T(j\omega)| \angle \varphi(j\omega)$$

$$\angle \varphi(j\omega) = \arg(T(j\omega))$$

当 $T(j\omega) = 1e^{\pm j\pi}$, $A_f(j\omega) \rightarrow \infty$
系统将不稳定



以下两种情况闭环增益为有限值，系统是稳定的。

(1) 当 $|T(j\omega)| = 1$ ($|T(j\omega)| = 0\text{dB}$) 时，

$$\arg T(j\omega) < \pi$$

(2) 当 $\arg T(j\omega) = \pm\pi$ 时，

$$|T(j\omega)| < 1 \quad (|T(j\omega)| < 0\text{dB})$$

稳定性判据：相位裕量与增益裕量

系统稳定的两种情况：

(1) 当 $|T(j\omega)| = 1$ ($|T(j\omega)| = 0\text{dB}$) 时，

$$\arg T(j\omega) < \pi$$

$|T(j\omega)| = 1$ 时，定义

$\varphi_m = 180^\circ - |\arg(T(j\omega))|$ 为相位裕量

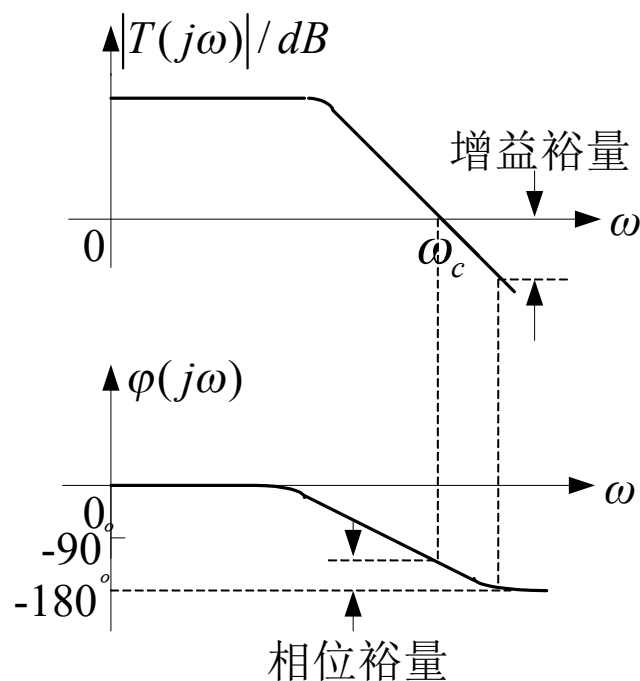
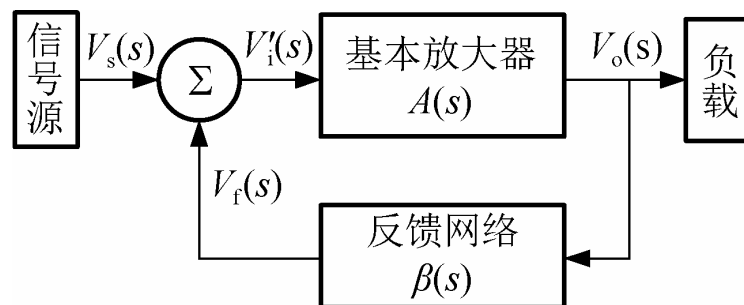
(2) 当 $\arg T(j\omega) = \pm\pi$ 时，

$$|T(j\omega)| < 1 \quad (|T(j\omega)| < 0\text{dB})$$

$\arg(T(j\omega)) = \pm\pi$ 时，定义

$G_m = -20\lg|T(j\omega)|$ 为增益裕量

经验表明，相位裕量大于 45° 的系统是稳定的



一阶系统绝对稳定

一阶系统

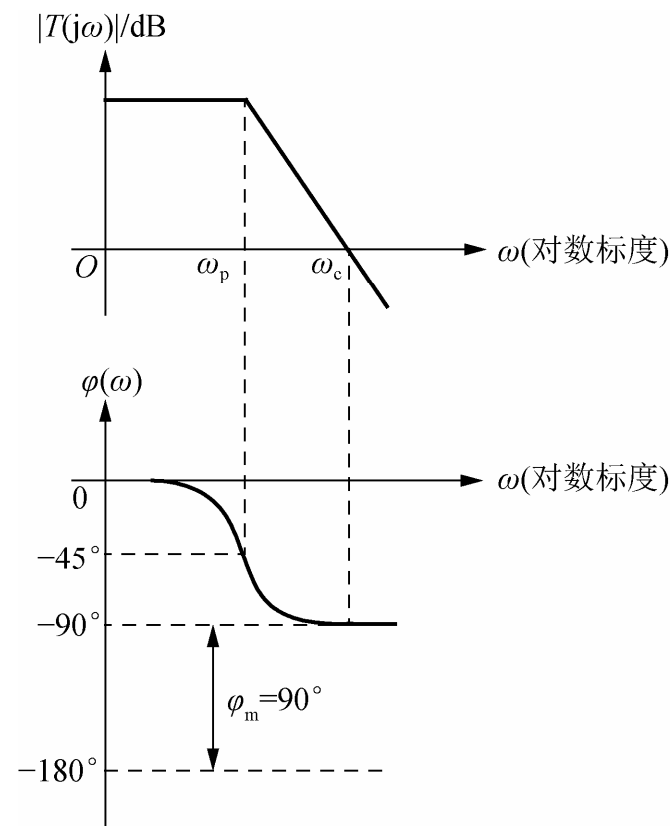
$$H(s)\big|_{s=j\omega} = \frac{A_0}{1 + j\omega / \omega_0}$$

相位裕度至少 90° ，系统稳定

$$\omega = 0: \quad |H(j\omega)| = A_0, \quad \varphi(j\omega) = 0$$

$$\omega = \omega_0: \quad |H(j\omega)| = A_0 / \sqrt{2}, \quad \varphi(j\omega) = -45^\circ$$

$$\omega \rightarrow \infty: \quad |H(j\omega)| = 0, \quad \varphi(j\omega) = -90^\circ$$



二阶系统稳定性

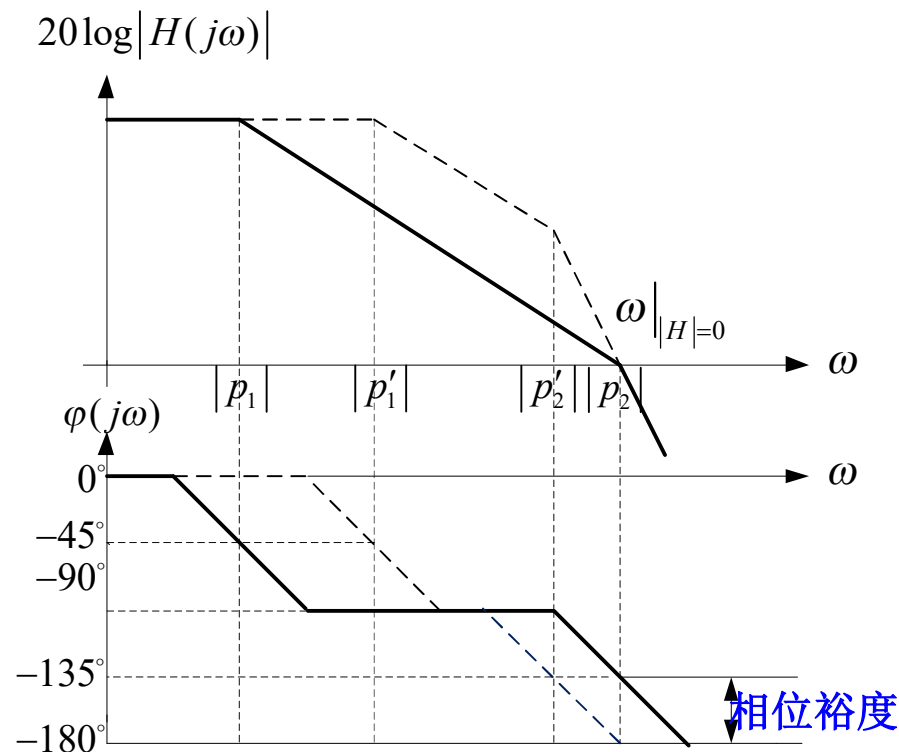
二阶系统

$$H(s)\big|_{s=j\omega} = \frac{A_0}{(1 + j\omega / \omega_{01})(1 + j\omega / \omega_{02})}$$

当 $\omega\big|_{|H|=0}$ 在两极点频率 ω_{01} 、 ω_{02} 之间，相位裕度大于 45° ，系统才是稳定的。

虚线所示系统，极点频率为 $|p'_1|$ 、 $|p'_2|$ 表示， $\omega\big|_{|H|=0}$ 对应点落在两极点频率外，没有相位裕量，系统不稳定。

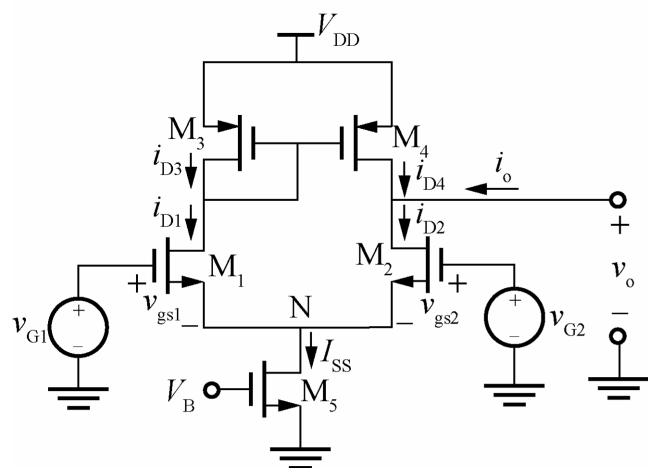
实线所示系统，极点频率为 $|p_1|$ 、 $|p_2|$ 表示， $\omega\big|_{|H|=0}$ 对应点落在两极点频率之间，相位裕度等于 45° ，系统稳定。



CMOS模拟集成应用电路举例

- ❑ 负反馈技术
- ❑ 运算放大器
 - ❑ 二级运放特性分析
 - ❑ 反馈网络分析
 - ❑ 二级运放设计与Hspice仿真
- ❑ 开关电容 $\Sigma - \Delta$ 调制器
- ❑ 低噪声放大器与混频器简述

提高运算放大器增益的途径

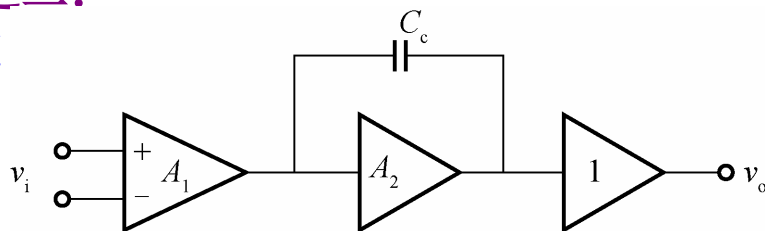


$$G = g_{m1} (r_{ds2} \parallel r_{ds4})$$

提高增益途径之一：
套筒式单级运放



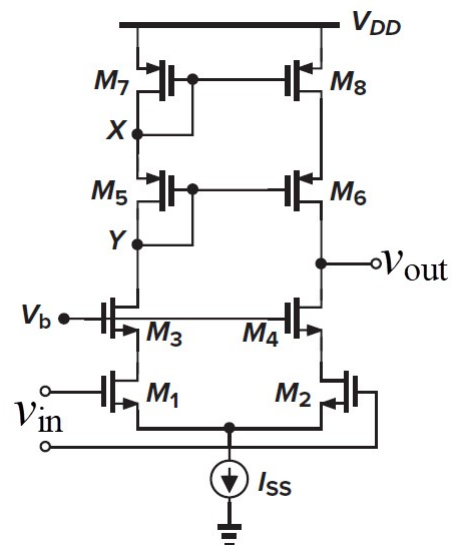
提高增益途径之二：
二级运放



差分输入级

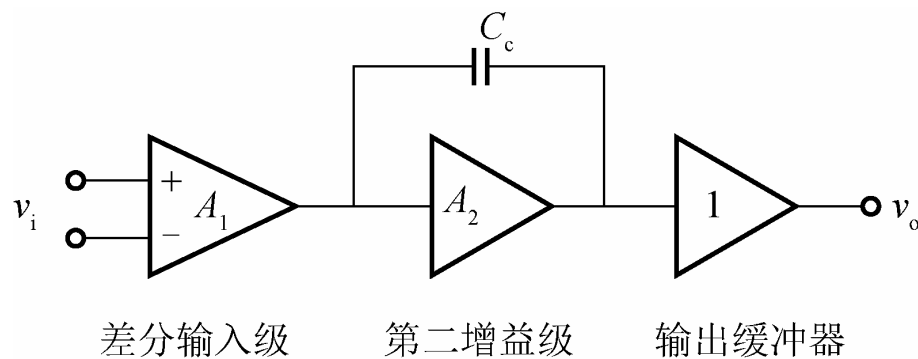
第二增益级

输出缓冲器



$$G = g_{m1} \left[(g_{m4} r_{ds4}) r_{ds2} \parallel (g_{m6} r_{ds6}) r_{ds8} \right]$$

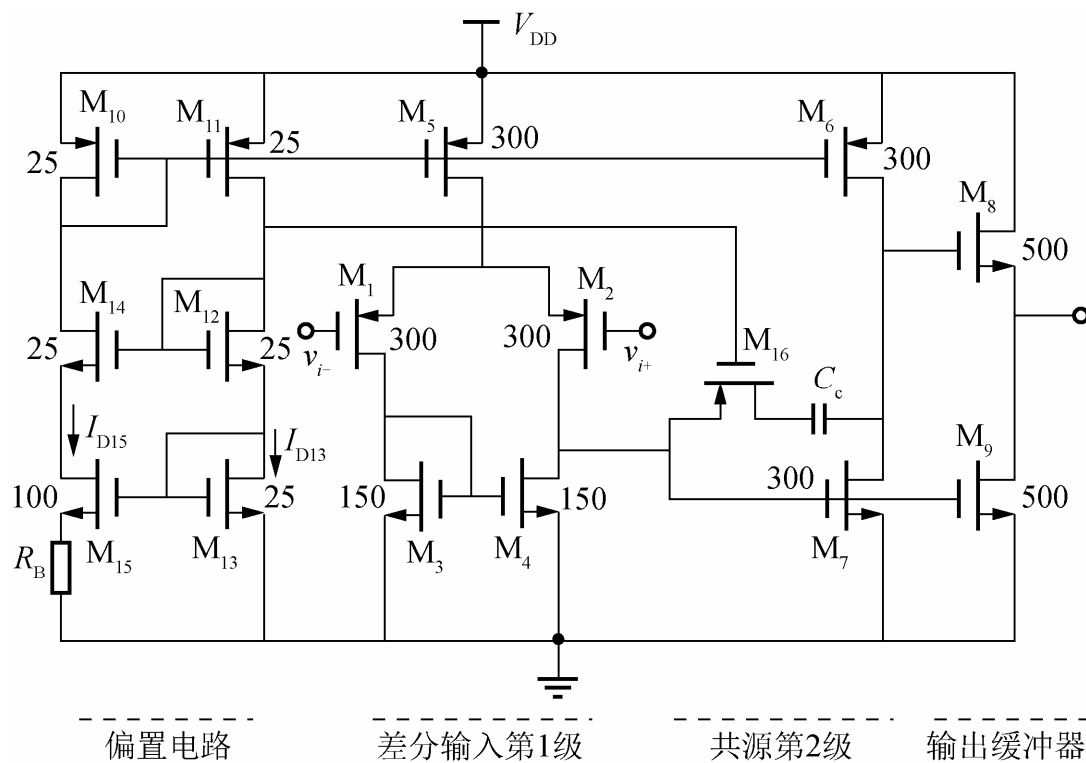
基于电压反馈的 二级CMOS运算放大器



第一个增益级是差分输入单端输出级，第2个增益级一般是带有源负载的共源增益级， C_c 是为了在运算放大器用于反馈时确保稳定性。

因为 C_c 位于第二增益级的输入与输出之间，称为密勒电容，它在第一级上的有效电容负载将大于它的实际值。

二级运放电路实例



二级运放电路实例

可以分解为4个模块：

(1) 偏置电路

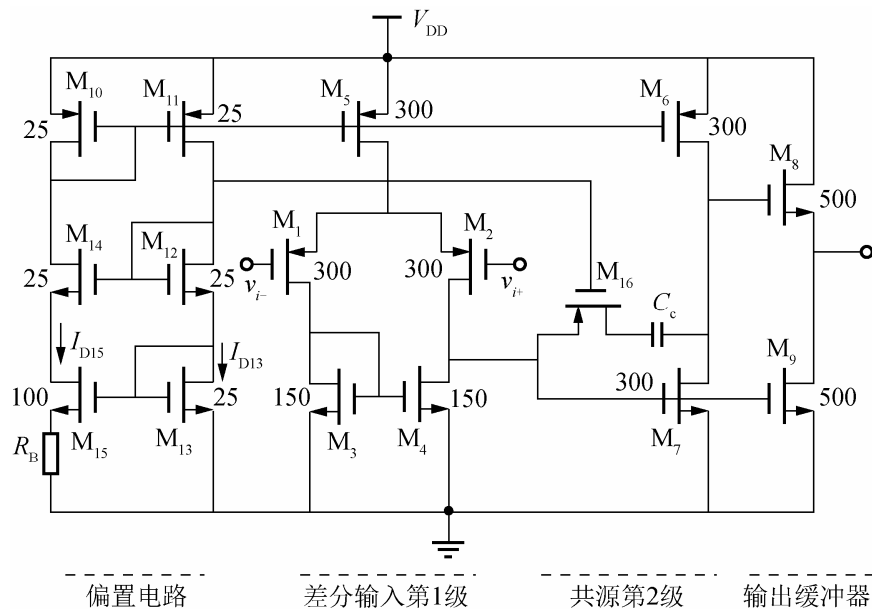
跨导与电源电压、工艺及温度变化无关(前已分析过)

(2) 差分输入级

NMOS电流镜作负载的差分放大器

(3) 共源增益级

(4) 输出缓冲级



电容 C_c 与 M_{16} 构成反馈补偿网络连接在共源放大级输出与输入之间，提高反馈放大器稳定性。

晶体管旁边的数字代表对于 $1\ \mu\text{m}$ 工艺合理的晶体管宽度，由此可计算出流过相应晶体管电流与参考电流之比。

二级运放电路分析

差分输入级

$$G_{v1} = g_{m1}(r_{ds2} \parallel r_{ds4})$$

共源增益级

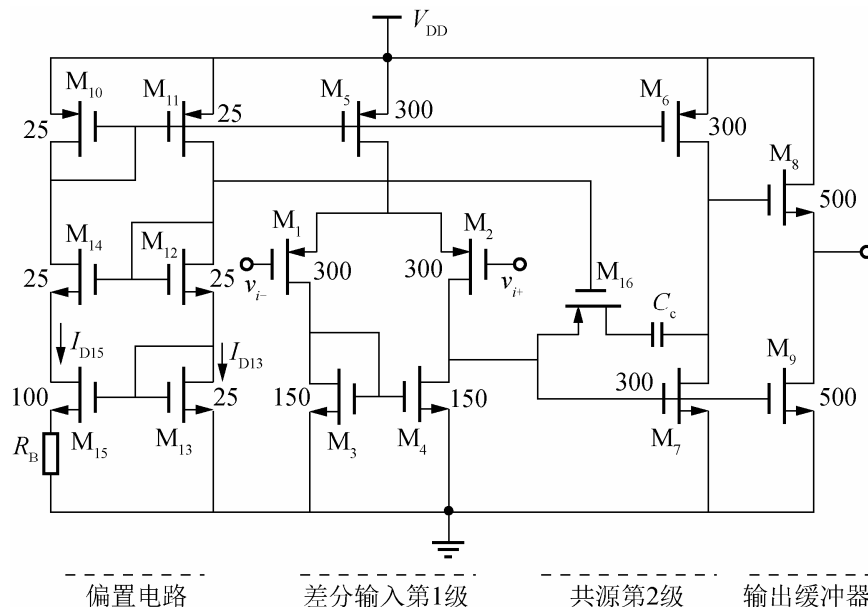
$$G_{v2} = -g_m R'_L = -g_{m7}(r_{ds6} \parallel r_{ds7})$$

输出缓冲级

$$G_{v3} = \frac{g_{m8}}{G_L + g_{m8} + g_{ds8} + g_{ds9}}$$

二级运放总增益

$$G_{v,t} = G_{v1} \cdot G_{v2} \cdot G_{v3}$$



电路参数:

$I_{D5}=100 \mu A$, $V_{DD}=-V_{SS}=2.5V$

基于 $1 \mu m$ 工艺设计

沟道长度 $L=1.6 \mu m$, 宽度 W 如图

$$\mu_n C_{ox} = 3\mu_p C_{ox} = 96 \mu A/V^2$$

$$V_{TN} = -V_{TP} = 0.8V$$

需要计算晶体管的跨导 g_m 与漏源电阻 r_{ds} 。

为此要计算晶体管的偏置电流, 以及电导参数、沟道长度调制参数等。

以下给出这些参数的手工计算, 供参考。

二级运放电路分析

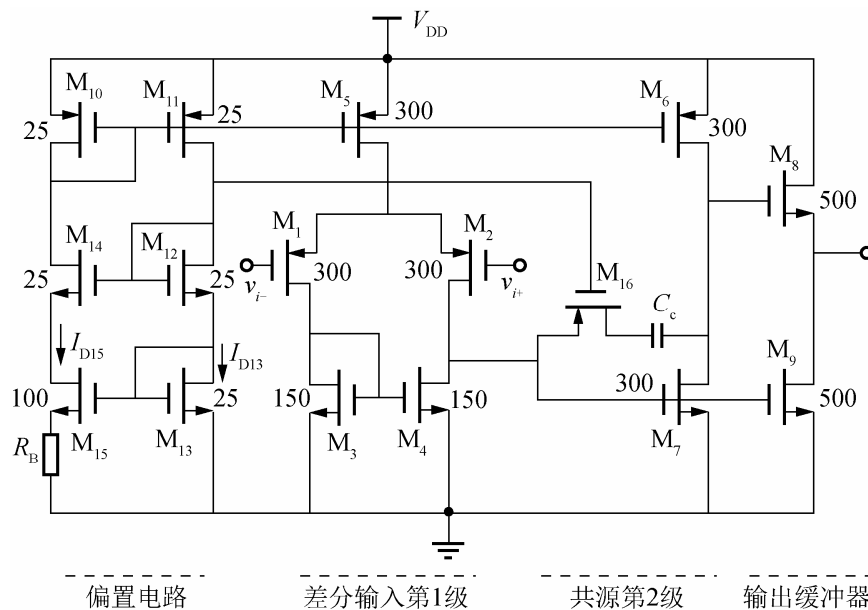
根据宽长比，以及设定 $I_{D5}=100\mu\text{A}$ ，可计算各晶体管的偏置电流

$$I_{D5} = 100\mu\text{A}$$

$$I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} = I_{D4} = I_{D5} / 2 = 50\mu\text{A}$$

$$I_{D6} = I_{D7} = (W_6 / W_5) I_{D5} = 100\mu\text{A}$$

$$I_{D8} = I_{D9} = (W_9 / W_7) I_{D7} = 167\mu\text{A}$$



根据工艺参数可以得到

$$K_{p1} = K_{p2} = \frac{\mu_p C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_{1,2} = \frac{32}{2} \times 10^{-6} \times \frac{300}{1.6} = 3 \times 10^{-3} \text{ A/V}^2 = 3 \text{ mA/V}^2$$

$$K_{n7} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_7 = \frac{96}{2} \times 10^{-6} \times \frac{300}{1.6} = 9 \text{ mA/V}^2$$

$$K_{n8} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_8 = \frac{96}{2} \times 10^{-6} \times \frac{500}{1.6} = 15 \text{ mA/V}^2$$

二级运放电路分析

跨导 g_m

$$g_{m1} = g_{m2} = 2\sqrt{K_{p1}I_{D1}} = 2\sqrt{K_{p2}I_{D2}}$$

$$= 2\sqrt{3 \times 50 \times 10^{-3}} = 0.775 \text{mA/V}$$

$$g_{m7} = 2\sqrt{K_{n7}I_{D7}}$$

$$= 2\sqrt{9 \times 100 \times 10^{-3}} = 1.9 \text{mA/V}$$

$$g_{m8} = 2\sqrt{K_{n8}I_{D8}}$$

$$= 2\sqrt{15 \times 167 \times 10^{-3}} = 3.16 \text{mA/V}$$

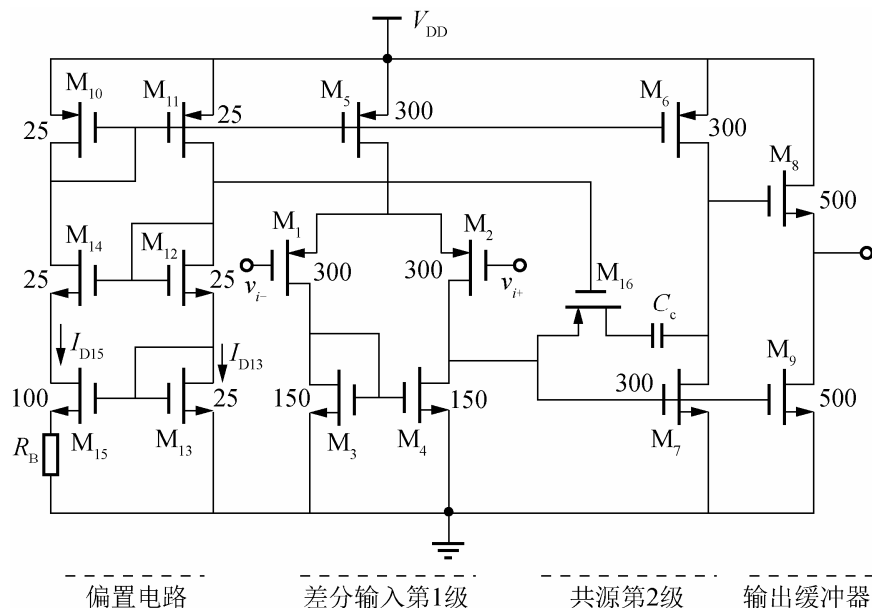
设 g_{mb8} 为 g_{m8} 的15%，则 $g_{mb8} = 0.474 \text{mA/V}$

沟道长度调制参数

$$\lambda_{p1} = \lambda_{p2} = \lambda_{n3} = \lambda_{n4} \approx 0.11, \quad \lambda_{p6} = \lambda_{n7} \approx 0.093, \quad \lambda_{p8} = \lambda_{n9} \approx 0.094$$

输出电阻

$$r_{ds1} = r_{ds2} = r_{ds3} = r_{ds4} \approx 182 \text{k}\Omega, \quad r_{ds6} = r_{ds7} \approx 107 \text{k}\Omega, \quad r_{ds8} = r_{ds9} \approx 64 \text{k}\Omega$$



二级运放电路分析

增益

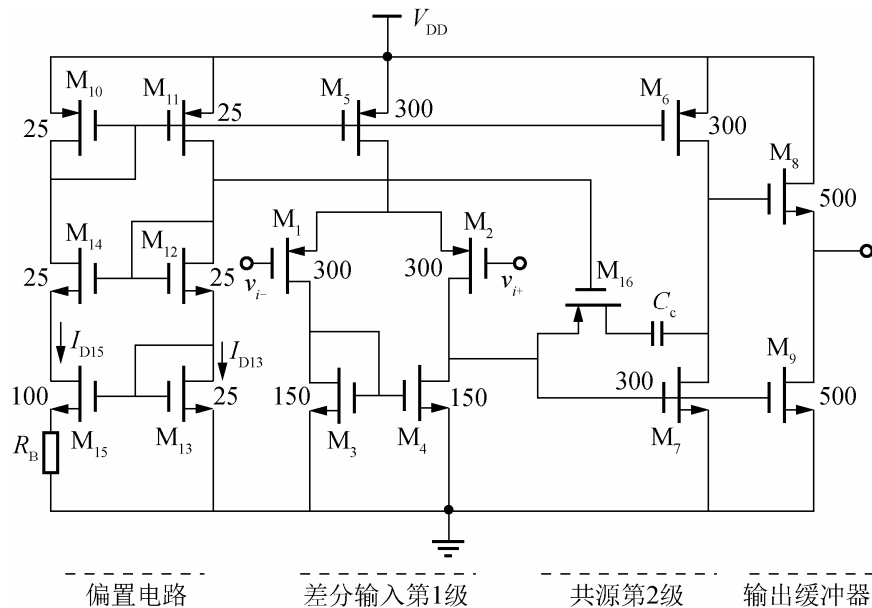
$$G_{v1} = -g_{m1}(r_{ds2} \parallel r_{ds4})$$

$$= 0.775 \times \frac{182 \times 182}{182 + 182} = 70.5$$

$$G_{v2} = -g_m R'_L = -g_{m7}(r_{ds6} \parallel r_{ds7})$$

$$= -1.9 \times \frac{107 \times 107}{107 + 107} = -101.65$$

$$G_{v3} \approx \frac{g_{m8}}{g_{m8} + g_{mb8}} = \frac{3.16}{3.16 + 0.74} \approx 0.87$$



运放总增益

$$G_{v,t} = G_{v1} G_{v2} G_{v3} = (70.5) \times (-101.65) \times 0.87 \approx -6234$$

工程上电路增益一般通过仿真得到

增益带宽积是常数

(1) 假设关注的频率对于晶体管是中频，除补偿电容 C_c 外，其它电容可忽略，频率响应主要由补偿电容 C_c 引起。

(2) 暂时忽略晶体管 M_{16} 。

运放第一级增益

$$G_{v1} = -g_{m1}Z_{01}$$

$$Z_{01} = r_{ds2} \parallel r_{ds4} \parallel \frac{1}{sC_{eq}}$$

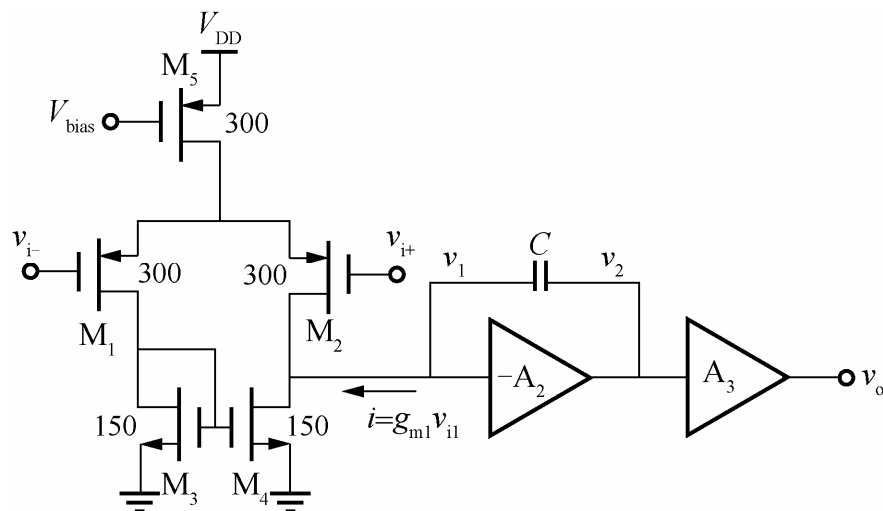
其中， C_{eq} 起主要作用

$$C_{eq} = C_c |1 + G_{v2}| \approx C_c |G_{v2}| \quad \Rightarrow \quad Z_{01} \approx \frac{1}{sC_{eq}} = \frac{1}{sC_c |G_{v2}|}$$

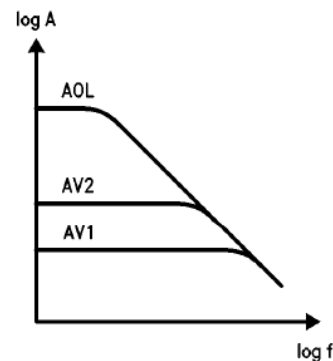
考虑 C_c 后，总的增益为 $G_v = G_{v1} \cdot G_{v2} \cdot G_{v3}$

假定 $G_{v3}=1$ ， $G_v \approx -\frac{g_{m1}}{sC_c}$

$|G_v(j\omega)|=1$ ，得到单位增益频率 $\omega_{ta} = \frac{g_{m1}}{C_c}$



增益带宽积
是常数



稳定性判据与反馈补偿网络

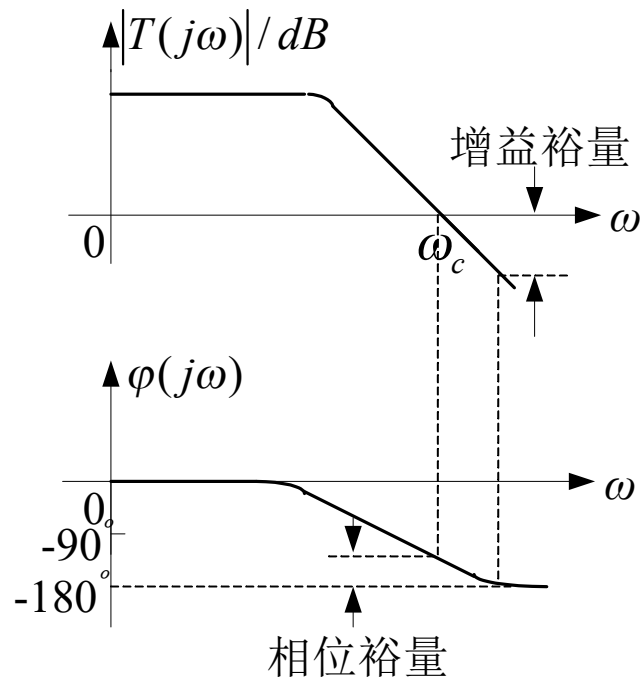
系统稳定性判据

反馈放大器稳定性分析常用相位裕量作判据。

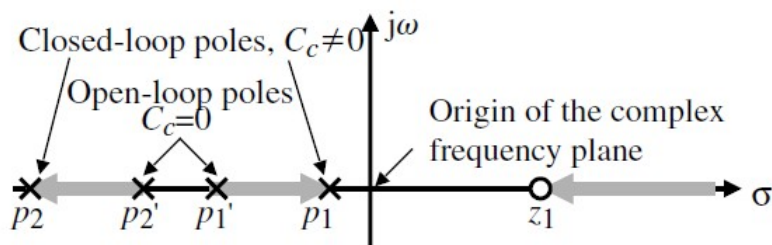
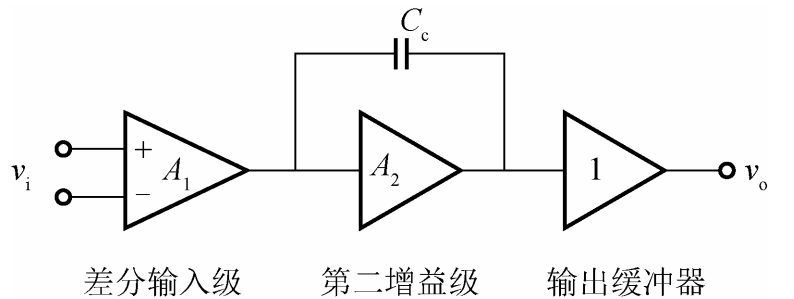
相位裕量定义为增益(以dB计)降到零时，系统函数相位与 -180° 之差。

相位裕量达到 45° – 60° ，系统是稳定的。

相位裕量作为系统稳定性判据，虽不严格，但它便于测量、实用。

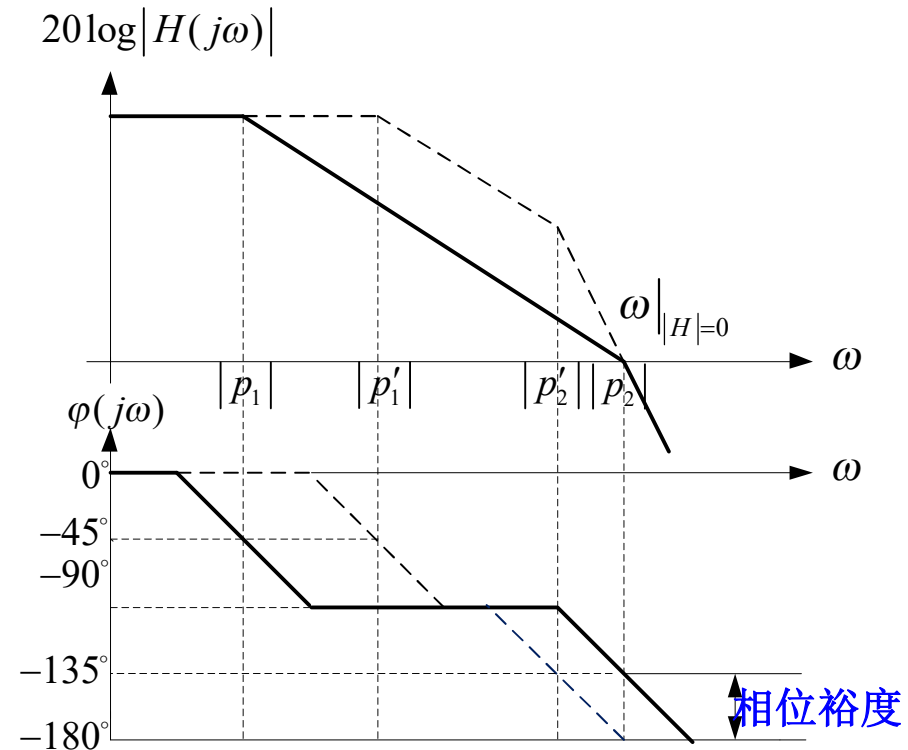


反馈补偿网络的作用



二阶系统零、极点分布

反馈电容 C_c 使两极点 $|p_1'|$ 与 $|p_2'|$ 之间距离增大，如图中的 $|p_1|$ 与 $|p_2|$ ，从而使系统稳定，故称为极点分离补偿



极点分离补偿前后相位裕量

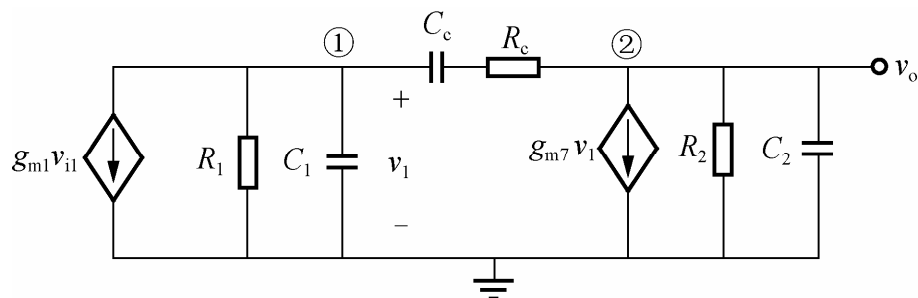
极点分离补偿分析

$$R_1 = r_{ds4} \parallel d_{ds2}, R_2 = r_{ds6} \parallel d_{ds7}$$

$$C_1 = C_{db2} + C_{db4} + C_{gs7}$$

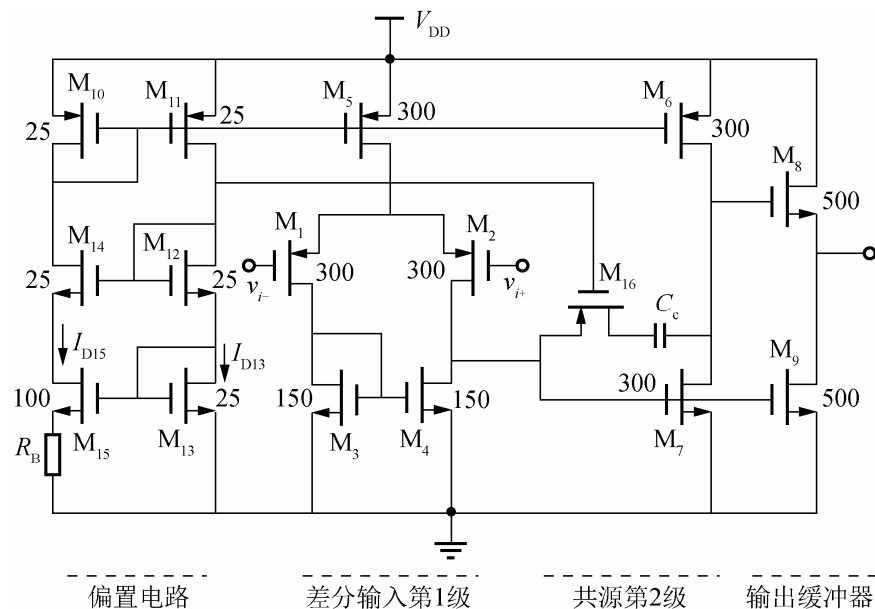
$$C_2 = C_{db7} + C_{db6} + C_{L2}$$

C_{L2} 是输出负载电容



忽略输出缓存器的影响，假设第一级比第二级响应快得多，因此可以用一个压控电流源表示。

模型中 R_1 是第一级的等效输出阻抗， R_2 是第二级的等效输出阻抗， C_1 是第一级的等效电容， C_2 是第二级的等效电容。



极点分离补偿分析

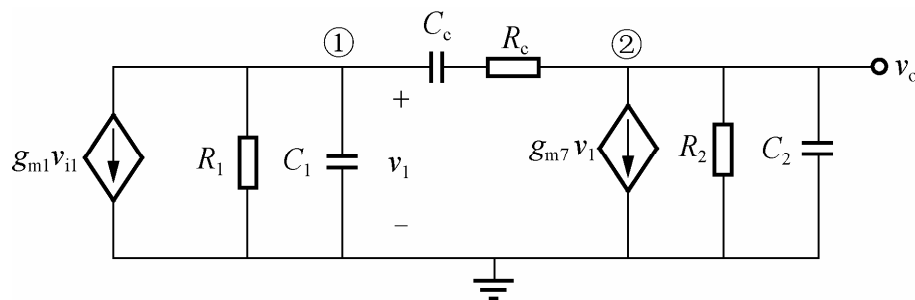
为说明 R_c 的作用，先分析 $R_c=0$ 的情况，列出KCL方程，并求解得出系统函数 $H(s)$

$$\left. \begin{aligned} g_{m1}V_{i1} + \frac{V_1}{R_1} + sC_1V_1 + sC_c(V_1 - V_o) &= 0 \\ g_{m7}V_1 + \frac{V_o}{R_2} + sC_2V_o + sC_c(V_o - V_1) &= 0 \end{aligned} \right\} \rightarrow$$

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{g_{m1}g_{m2}R_1R_2 \left(1 - \frac{sC_c}{g_{m7}} \right)}{1 + sa + s^2b}$$

$$a = (C_2 + C_c)R_2 + (C_1 + C_c)R_1 + g_{m7}R_1R_2C_c$$

$$b = R_1R_2(C_1C_2 + C_1C_c + C_2C_c)$$



分母因式分解

$$D(s) = \left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}} \right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}} \right)$$

传递函数

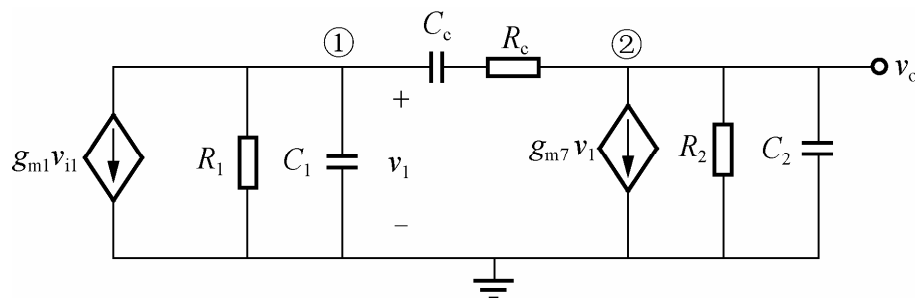
$$H(s) = k \frac{(1 + s / \omega_z)}{(1 + s / \omega_{p1})(1 + s / \omega_{p2})}$$

$$k = g_{m1}g_{m2}R_1R_2, \quad \omega_z = -\frac{g_{m7}}{C_c}$$

两个极点、一个零点

极点分离补偿分析

假设 $H(s)$ 两极点为实数且分得很开，可以得到极点频率的近似表达式



$$\omega_{p1} \approx \frac{1}{R_1 [C_1 + C_c (1 + g_{m7} R_2)] + R_2 (C_2 + C_c)} \approx \frac{1}{R_1 C_c (1 + g_{m7} R_2)} \approx \frac{1}{g_{m7} R_1 R_2 C_c}$$
$$\omega_{p2} \approx \frac{g_{m7} C_c}{C_1 C_2 + C_1 C_c + C_2 C_c} \approx \frac{g_{m7}}{C_1 + C_2}$$

当 g_{m7} 增大时，两个极点(ω_{p1} 和 ω_{p2})在 ω 轴上相互远离而产生的效果之一是整个运放系统的相位裕度增大，这有助于改善运放的稳定性。

使用密勒电容进行补偿的技术通常称为极点分离补偿。

同时还可看到，增大 C_c 在不影响第二个极点的情况下让主极点移向更低的频率。这种效应也使运算放大器工作更趋于稳定。

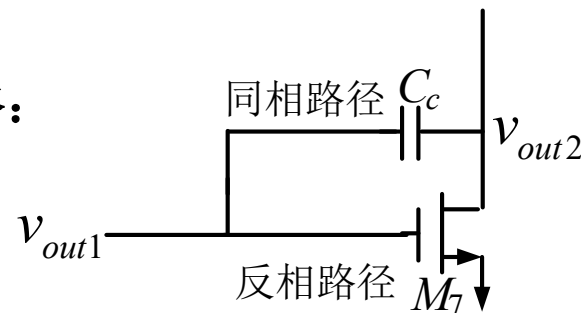
相位超前补偿

密勒补偿电容 C_c 的引入使电路在复平面 s 右半平面增加了一个零点 (RHP零点)。

RHP零点解释:

由于存在反馈补偿网络, M_7 的输入与输出间有两条通路:

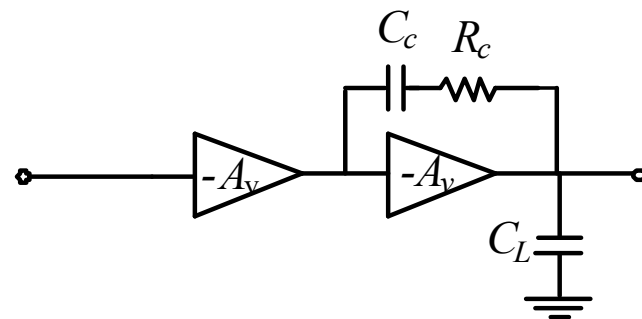
- (1) 同相通路, 即经由补偿电容 C_c 的支路;
 - (2) 反相通路, 即经由压控电流源($g_{m7}v_{out1}$)的通路。
- 当两路信号在 M_7 漏极幅值相等, 系统函数出现零点。



RHP零点将引起传递函数负向的相移, 相当于传递函数中引入一个相位滞后(相位裕量减小), 可能导致系统不稳定。

减小RHP零点影响的措施(相位超前补偿):

反馈网络增加晶体管 M_{16} , 利用其等效电阻 R_c 引入一个相位超前, 补偿RHP零点相位滞后的影响。



消除RHP影响的密勒补偿电路

相位超前补偿

计及 R_c 后, $\omega_{p2} \approx \frac{g_{m7}}{C_2}$

为保证相位裕度大于 60° ，理论上要求零点在 $10GBW$ 之外，且可以证明补偿电容 C_c 应满足

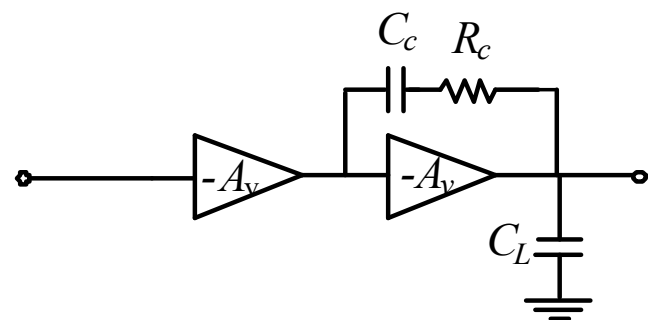
$$C_c \geq 0.22C_L$$

C_L 为负载电容。同时要求共源极放大管 M_7 的跨导 g_{m7} 比差分放大级 M_1 (或 M_2)的跨导 g_{m2} 大10倍以上

$$\frac{g_{m7}}{g_{m2}} > 10$$

转换速率 SR 是限制运算放大器稳定性的另一个重要因素。如果假定 C_c 远大于 C_1 与 C_2 ，则运放的转换速率可表示为

$$SR = \left. \frac{dV_o}{dt} \right|_{\max} = \left. \frac{d(Q/C_c)}{dt} \right|_{\max} = \frac{I_{Cc\max}}{C_c} \approx \frac{I_5}{C_c}$$



消除RHP影响的密勒补偿电路

$I_{Cc\max}$ 表示可以通过密勒电容 C_c 的最大电流

单端输出二级运算放大器设计

(1) 运放的主要性能指标

直流增益: $A_v(0) > 5000$ (74dB)

增益带宽积: $GW = 10\text{MHz}$

输入共模范围: $ICMR = -1 \sim 2\text{V}$

负载电容: $C_L = 10\text{pF}$

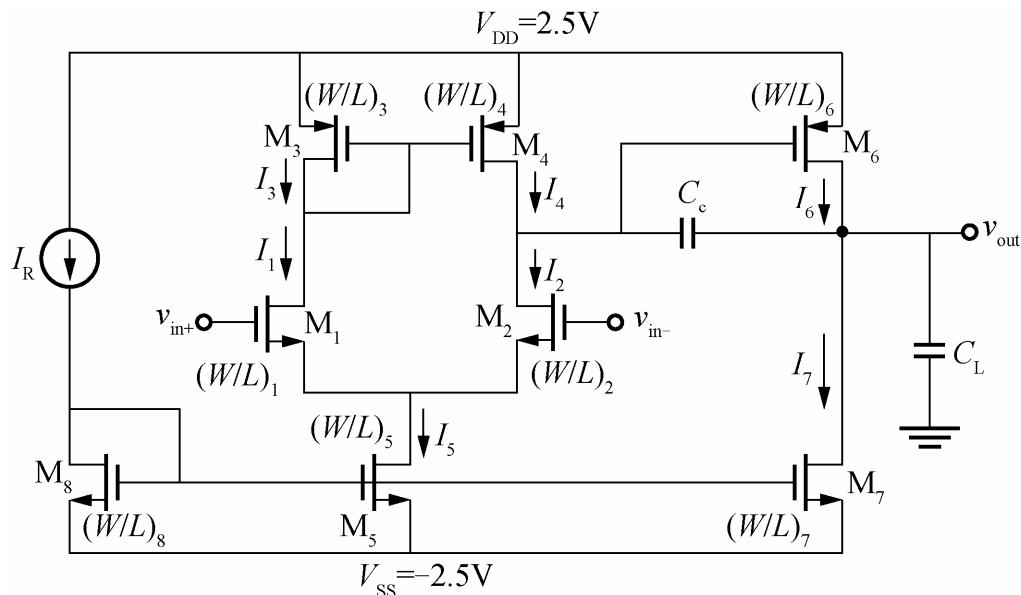
摆率: $SR > 15\text{V}/\mu\text{s}$

共模抑制比: $CMRR > 80\text{dB}$

输出电压摆幅: $\pm 2\text{V}$

双电源供电: $V_{DD} = 2.5\text{V}$, $V_{SS} = -2.5\text{V}$

功耗: $P_{diss} < 2\text{mW}$



单端输出二级运算放大器设计

(2) 选定总体结构与工艺

选用 $0.8\ \mu\text{m}$ N阱工艺，有关参数如下：

对于NMOS管：

$V_{\text{TN}}=0.7\pm0.15\text{V}$ ，跨导参数(饱和)

$\mu_{\text{n}}C_{\text{ox}}=110\ \mu\text{A/V}^2$

对于PMOS管：

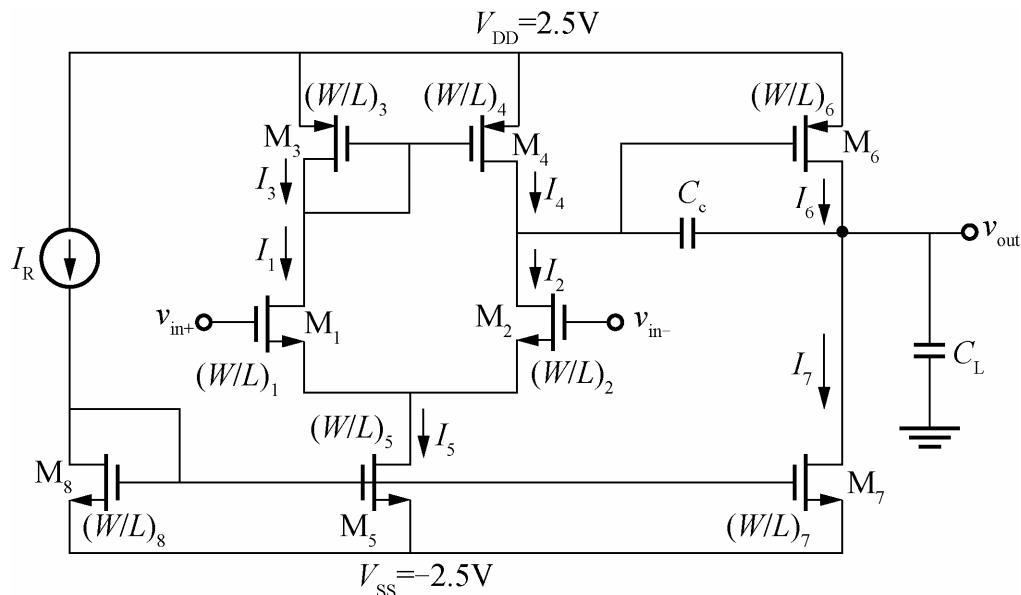
$V_{\text{TP}}=-0.7\pm0.15\text{V}$ ，跨导参数(饱和)

$\mu_{\text{p}}C_{\text{ox}}=50\ \mu\text{A/V}^2$

$\lambda_{\text{n}}=0.04\text{V}^{-1}(L=1\ \mu\text{m})$

$\lambda_{\text{p}}=0.05\text{V}^{-1}(L=1\ \mu\text{m})$

所有MOS管栅长 $L=1\ \mu\text{m}$



二级运放总体结构

单端输出二级运算放大器设计

(3) 设计方程

确保相位裕度大于 60° 要求:

$$C_c \geq 0.22C_L$$

$$\frac{g_{m6}}{g_{m2}} > 10$$

单位增益带宽

$$GBW = \frac{g_{m1}}{C_c}$$

摆率方程

$$SR \approx \frac{I_5}{C_c}$$

差分放大级增益

$$A_d = -\frac{g_{m1}}{g_{ds2} + g_{ds4}}$$

共源放大级增益

$$A_2 = -g_{m6} \frac{1}{g_{ds6} + g_{ds7}}$$

总增益

$$A_t = A_d A_2 = \frac{g_{m1}}{g_{ds2} + g_{ds4}} \frac{g_{m6}}{g_{ds6} + g_{ds7}}$$

共模输入范围

$$V_{cm,max} = V_{DD} - \sqrt{\frac{I_5}{\beta_3}} - |V_{T03}|(\max) + V_{T01}(\min)$$

$$\text{其中 } \beta_3 = \mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_3$$

$$V_{cm,min} = V_{SS} + V_{DS5,sat} + V_{GS1}$$

$$\text{其中 } \beta_1 = \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_1$$

$$V_{DS5,sat} = V_{cm,min} - V_{SS} \sqrt{\frac{I_5}{\beta_1}} V_{T01} - (\max)$$

共模抑制比

$$CMRR = \frac{A_d}{A_{cm}} = \frac{2g_{m1}g_{m3}}{(g_{ds2} + g_{ds4})g_{ds5}}$$

静态功耗

$$P = (V_{DD} - V_{SS})(I_5 + I_6)$$

单端输出二级运算放大器设计

设计方程中，电路各性能参数均表示为跨导 g_m 、漏源输出电导 g_{ds} ，以及电流 I 的函数，或直接表示成栅极宽度 W 、长度 L 的函数。因为 g_m 、 g_{ds} 、 I 与 (W, L) 的函数关系是确定的，所以每个设计方程都可用关于 W 、 L 的函数 $f(W, L)$ 表示。

此组设计方程就是确定二级运放器件参数的约束条件。

上述约束条件并非完全，还可以列出其它的约束条件，如极点/零点、建立时间、电源电压抑制比、噪声、占用芯片面积等。

对于约束条件方程数大于待求未知量的情况，业已提出了多种确定待求变量的方法，主要差别是选取哪几个方程确定待求变量。

下面推荐艾伦(P.E.Allen: CMOS Analog Circuit Design)提出的方法。

单端输出二级运算放大器设计

(4) 手工设定器件的初始参数

① 选定补偿电容 C_c

$$C_c \geq 0.22C_L \rightarrow C_c \geq 0.22 \times 10\text{pF} = 2.2\text{pF}$$

$$\text{取 } C_L = 3\text{pF}$$

② 计算 $(W/L)_3$, $(W/L)_4$

$$\text{SR} \approx \frac{I_5}{C_c} \rightarrow I_5 = C_c \cdot (\text{SR}) = (3 \times 10^{-12}) \times (15 \times 10^6) \text{A} = 45\mu\text{A}$$

$$\begin{aligned} (W/L)_3 &= \frac{I_5}{\mu_p C_{\text{ox}} \left[V_{\text{DD}} - V_{\text{in}}(\text{max}) - |V_{\text{T03}}|(\text{max}) + V_{\text{T01}}(\text{min}) \right]^2} \\ &= \frac{45 \times 10^{-6}}{(50 \times 10^{-6}) [2.5 - 2 - 0.85 + 0.55]^2} = 22.5 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{取 } (W/L)_3 &= 23 \\ (W/L)_4 &= (W/L)_3 = 23 \end{aligned}$$

单端输出二级运算放大器设计

(4) 手工设定器件的初始参数

③ 计算 $(W/L)_1$, $(W/L)_2$

$$g_{m1} = \text{GBW} \cdot C_c = 10 \times 10^6 \times (2\pi) \times 3 \times 10^{-12} \text{ S} \approx 188.5 \mu\text{S}$$

饱和区
电流方程

$$\begin{aligned} (W/L)_1 = (W/L)_2 &= \frac{g_{m1}^2}{2\mu_n C_{\text{ox}} I_1} \\ &= \frac{(188.5 \times 10^{-6})^2}{2 \times 110 \times 10^{-6} \times 22.5 \times 10^{-6}} \approx 7.18 \end{aligned}$$

$$\text{取 } (W/L)_1 = (W/L)_2 = 8$$

④ 计算 $(W/L)_5$

$$\begin{aligned} V_{\text{DS5,sat}} &= V_{\text{cm,min}} - V_{\text{SS}} - \sqrt{\frac{I_5}{\beta_1}} - V_{\text{T01}}(\text{max}) \\ &= (-1)\text{V} - (-2.5)\text{V} - \sqrt{\frac{45 \times 10^{-6}}{110 \times 10^{-6} \times 8}} \text{V} - 0.85\text{V} = 0.465\text{V} \end{aligned}$$

饱和区
电流方程

$$(W/L)_5 = \frac{2 \times (45 \times 10^{-6})}{110 \times 10^{-6} \times (0.465)^2} \approx 3.78$$

$$\text{取 } (W/L)_5 = 4$$

单端输出二级运算放大器设计

(4) 手工设定器件的初始参数

⑤ 计算 $(W/L)_6$

$$g_{m6} > 10g_{m2} \rightarrow g_{m6} \geq 10 \times 188.5 \mu\text{S} = 1885 \mu\text{S}$$

$$g_{m4} = 2 \sqrt{\frac{\mu_p C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_4 I_4} = 2 \sqrt{\frac{50 \times 10^{-6}}{2} \times 23 \times (22.5 \times 10^{-6}) \text{S}} \approx 227.5 \mu\text{S}$$

假设 $V_{SG4} = V_{SG6}$

$$\left(\frac{W}{L} \right)_6 = \left(\frac{W}{L} \right)_4 \frac{g_{m6}}{g_{m4}} \rightarrow \left(\frac{W}{L} \right)_6 = 23 \times \frac{1885}{227.5} = 190.5$$

取 $(W/L)_6 = 190$

单端输出二级运算放大器设计

(4) 手工设定器件的初始参数

⑦计算 $(W/L)_7$

$$I_6 = \frac{g_{m6}^2}{2\mu_p C_{ox} (W/L)_6} \rightarrow I_6 = \frac{(1885 \times 10^{-6})^2}{2 \times (50 \times 10^{-6}) \times 190} \text{ A} = 187 \mu\text{A}$$

M_5 与 M_7 栅源电压相同

$$\left(\frac{W}{L}\right)_7 = \left(\frac{W}{L}\right)_5 \times \frac{I_6}{I_5} \rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_7 = 4 \times \left(\frac{187}{45}\right) = 16.6$$

取 $(W/L)_7 = 17$

⑧计算 $(W/L)_8$

设电流源电流为 $45 \mu\text{A}$

$$\text{取 } \left(\frac{W}{L}\right)_8 = \left(\frac{W}{L}\right)_5 = 4$$

至此，8个晶体管的宽长比及补偿电容 C_c 的值均已确定。

单端输出二级运算放大器设计

(4) 手工设定器件的初始参数

输出电压最小值:

$$V_{\min}(\text{out}) = V_{\text{DS7}}(\text{sat}) = \sqrt{\frac{2I_7}{\mu_n C_{\text{ox}}(W/L)_7}} = \sqrt{\frac{2 \times 187 \times 10^{-6}}{110 \times 10^{-6} \times 17}} \text{V} = 0.447 \text{V}$$

增益:

$$\begin{aligned} |A_t| &= |A_d A_2| = \frac{g_{m1}}{g_{\text{ds2}} + g_{\text{ds4}}} \frac{g_{m6}}{g_{\text{ds6}} + g_{\text{ds7}}} = \frac{2 \times g_{m2} \times g_{m6}}{[I_5 \times (\lambda_2 + \lambda_4)] \times [I_6 \times (\lambda_6 + \lambda_7)]} \\ &= \frac{2 \times (188.5 \times 10^{-6}) \times (1885 \times 10^{-6})}{45 \times 10^{-6} \times (0.04 + 0.05) \times 187 \times 10^{-6} \times (0.04 + 0.05)} \approx 10425 (80.36 \text{dB}) \end{aligned}$$

共模抑制比:

$$\begin{aligned} \text{CMRR} &= \left| \frac{A_d}{A_{\text{cm}}} \right| = \frac{2g_{m1}g_{m3}}{(g_{\text{ds2}} + g_{\text{ds4}})g_{\text{ds5}}} \\ &= \frac{2 \times 188.5 \times 10^{-6} \times 227.5 \times 10^{-6}}{22.5 \times 10^{-6} \times (0.05 + 0.04) \times 45 \times 10^{-6} \times 0.04} = 23530.17 (87.43 \text{dB}) \end{aligned}$$

功耗:

$$P = (V_{\text{DD}} - V_{\text{SS}})(I_5 + I_6) = \{[2.5 - (-2.5)] \times (45 + 187) \times 10^{-6}\} \text{W} = 1.16 \text{mW}$$

均满足设计要求

单端输出二级运算放大器设计

手工设置的MOS管尺寸和电流

MOS管	$(W/L) / (\mu\text{m}/\mu\text{m})$	$I_D/\mu\text{A}$
M_1, M_2	8/1	22.5
M_3, M_4	23/1	22.5
M_5	4/1	45
M_6	190/1	187
M_7	17/1	187
M_8	4/1	45

单端输出二级运算放大器设计

(5) Hspice仿真

OPA.cdl

```
.SUBCKT OPAMP 1 2 6 8 9
* 1 - vip; 2 - vin; 6 - vout; 8 - VDD; 9 - VSS
M1 4 2 3 3 n08 W = 8U L = 1U AD = 48P AS = 48P PD = 28U PS = 28U
M2 5 1 3 3 n08 W = 8U L = 1U AD = 48P AS = 48P PD = 28U PS = 28U
M3 4 4 8 8 p08 W = 23U L = 1U AD = 138P AS = 138P PD = 58U PS = 58U
M4 5 4 8 8 p08 W = 23U L = 1U AD = 138P AS = 138P PD = 58U PS = 58U
M5 3 7 9 9 n08 W = 4U L = 1U AD = 24P AS = 24P PD = 20U PS = 20U
M6 6 5 8 8 p08 W = 190U L = 1U AD = 1140P AS = 1140P PD = 392U PS = 392U
M7 6 7 9 9 n08 W = 17U L = 1U AD = 102P AS = 102P PD = 46U PS = 46U
M8 7 7 9 9 n08 W = 4U L = 1U AD = 24P AS = 24P PD = 20U PS = 20U
CC 5 6 3.0P
IBIAS 8 7 45U

.MODEL n08 NMOS VTO = 0.70 KP = 110U GAMMA = 0.4 LAMBDA = 0.04
+ PHI = 0.7 MJ = 0.5 MJSW = 0.38 CGBO = 700P CGSO = 220P CGDO = 220P
+ CJ = 770U CJSW = 380P LD = 0.016U TOX = 14N
.MODEL p08 PMOS VTO = -0.70 KP = 50U GAMMA = 0.57 LAMBDA = 0.05
+ PHI = 0.8 MJ = 0.5 MJSW = 0.35 CGBO = 700P CGSO = 220P CGDO = 220P
+ CJ = 560U CJSW = 350P LD = 0.014U TOX = 14N

.ENDS
```

单端输出二级运算放大器设计

(5) Hspice仿真

设计指标	设计要求	仿真结果
静态功耗	$\leq 2\text{mW}$	1.5mW
开环直流增益	$\geq 80\text{dB}$	83dB
单位增益带宽	10MHz	10MHz
相位裕量	$\geq 60^\circ$	63°
转换速率	$\geq 15\text{V}/\mu\text{s}$	+15.9, -14.5 ($\text{V}/\mu\text{s}$)
共模抑制比	$\geq 80\text{dB}$	90dB
输出电压摆幅	$\pm 2\text{V}$	+2.3, -2.2 (V)
输入共模范围	-1~+2V	+2.4, -1.2 (V)

仿真结果与设计要求基本吻合，有些指标还有余量。

CMOS模拟集成电路应用电路举例

- ❑ 负反馈技术
- ❑ 运算放大器
- ❑ 开关电容 Σ - Δ 调制器
 - ❑ 开关电容模电阻
 - ❑ 开关电容积分器
 - ❑ Σ - Δ 结构调制器设计与仿真
- ❑ 低噪声放大器与混频器简述

开关电容电路

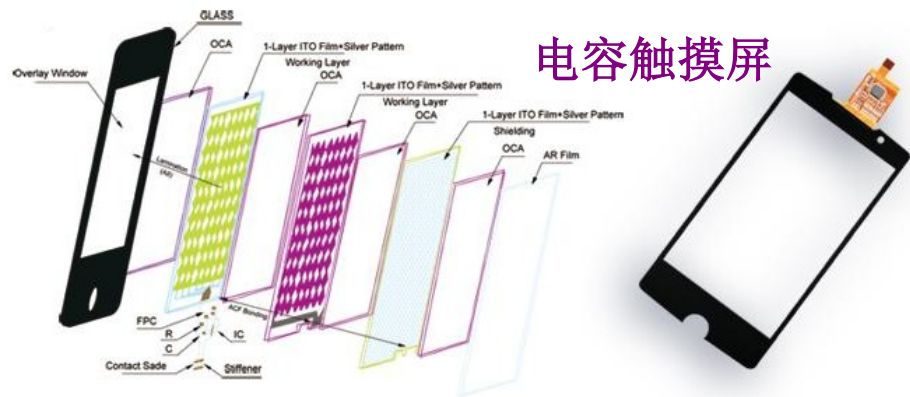
开关电容(SC)电路是由受时钟信号控制的开关和电容器组成的电路。它利用电荷的存储和转移来实现对信号的各种处理功能。

在实际电路中，有时仅用开关和电容器构成的电路往往不满足要求，所以多与运放、比较器等组合起来，以实现电信号的产生、变换与处理。

CMOS集成电路中，开关电容是一种技术，它是实现模拟信号处理最流行的技术之一，具有一技百用的特点。

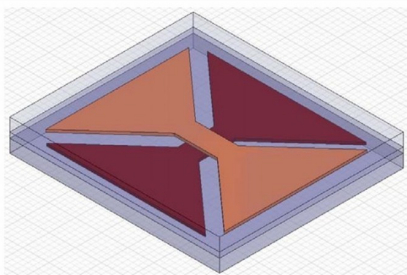
开关电容电路应用举例—电容触摸屏

(2008年国际十大发明之一)



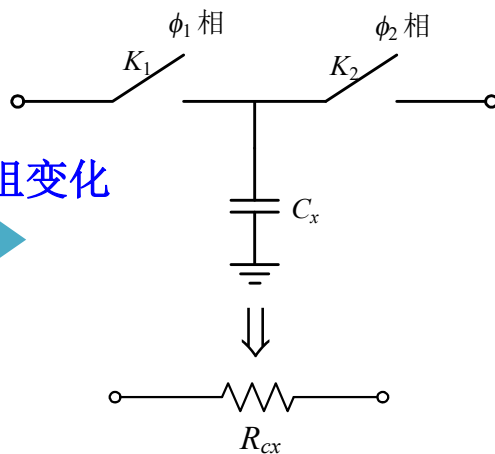
电容触摸屏

其中一个单元

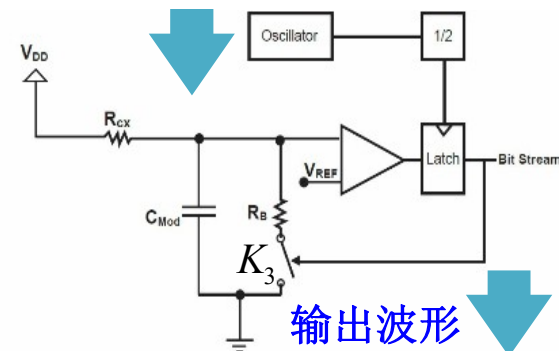
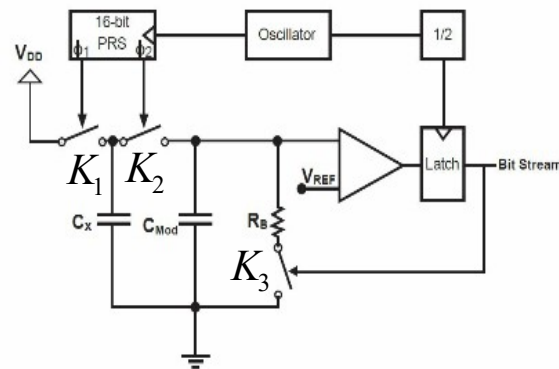


手指接触
等效电容变化

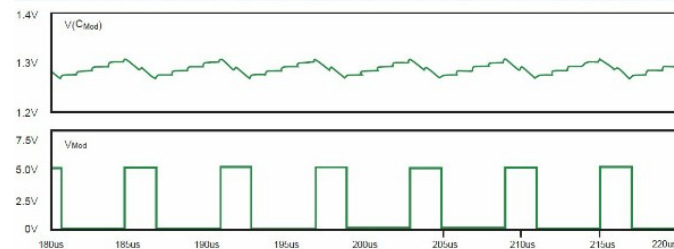
等效电阻变化



振荡频率变化



输出波形



开关电容模拟电阻

开关电容模拟电阻

开关电容积分器

单环二阶 Σ - Δ 结构调制器

开关电容并联模拟电阻

开关 M_1 接通， M_2 断开， C 充电到 V_1 ，反之开关 M_1 断开， M_2 接通， C 充电到 V_2 。开关 M_1 、 M_2 动作一次，就有如下式所示的电荷流动。

$$\Delta Q = C(V_1 - V_2)$$

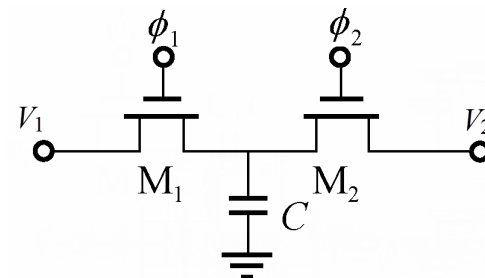
导通-截止一次的时间为周期 T ，故平均电流为

$$i_{av} = \frac{\Delta Q}{T} = \frac{V_1 - V_2}{T / C}$$

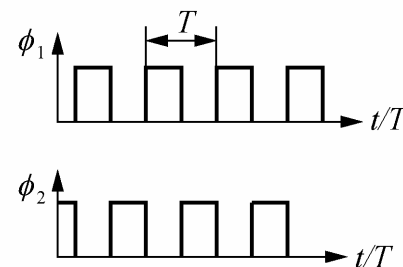
因此，图示由开关与电容组成的支路相当于一个电阻，其阻值为

$$R = \frac{T}{C}$$

开关电容模拟电阻



并联结构



时钟脉冲 ϕ_1 、 ϕ_2

对寄生电容不敏感的开关电容串联模拟电阻

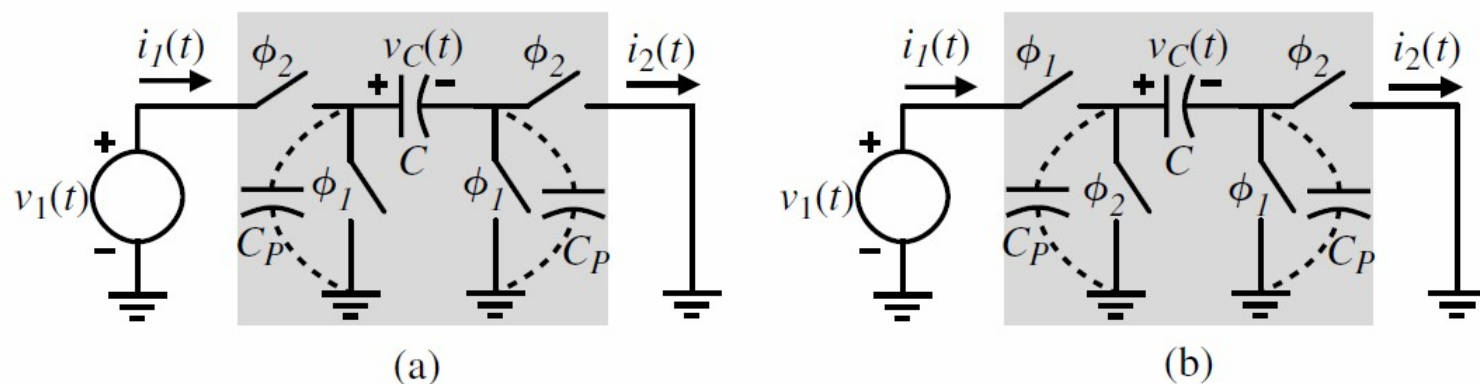
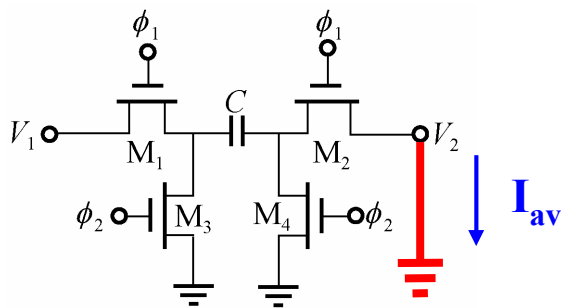


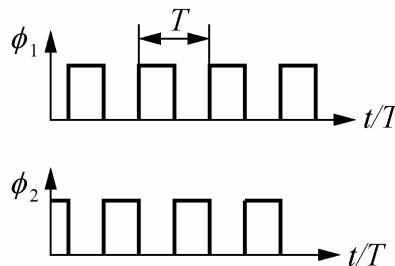
Figure E.2-6 (a) Positive and (b) negative switched capacitor transresistance equivalent circuits.

PE Allen and DR Holberg, CMOS Analog Circuit Design 3rd

对寄生电容不敏感的开关电容串联模拟电阻



时钟配置方式1



时钟脉冲 ϕ_1 、 ϕ_2

设 t_1 时刻时钟脉冲 ϕ_1 为高电平，MOS管 M_1 、 M_2 导通，电容 C 被充电，右极板负电荷为（相当于正电荷从端口2流出）

$$Q_1 = C(V_1)$$

t_2 时刻时钟脉冲 ϕ_2 为高电平，MOS管 M_3 、 M_4 导通， M_1 、 M_2 截止，电容 C 通过MOS管放电，最终电容 C 右极板电荷为 $Q_2=0$ 。

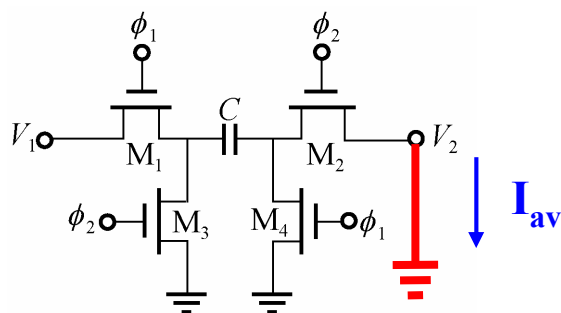
在一个时钟周期内平均电流为

$$I_{av} = \frac{Q_1}{T} = \frac{CV_1}{T}$$

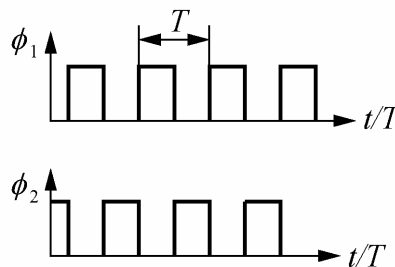
等效跨阻阻值为

$$R = \frac{V_1}{I_{av}} = \frac{T}{C}$$

对寄生电容不敏感的开关电容串联模拟电阻



时钟配置方式2



时钟脉冲 ϕ_1 、 ϕ_2

设 t_1 时刻时钟脉冲 ϕ_1 为高电平，MOS管 M_1 、 M_4 导通，电容 C 被充电，右极板负电荷为

$$Q_1 = CV_1$$

t_2 时刻时钟脉冲 ϕ_2 为高电平，MOS管 M_3 、 M_4 导通， M_1 、 M_2 截止，电容 C 通过MOS管放电，最终电容 C 右极板电荷为 $Q_2=0$ （相当于正电荷从端口2流入）

在一个时钟周期内平均电流为

$$I_{av} = -\frac{Q_1}{T} = -\frac{CV_1}{T}$$

等效跨阻阻值为

$$R = \frac{V_1}{I_{av}} = -\frac{T}{C}$$

开关电容电路优点

图(a)电路的时间常数 $T_{12} = R_1 C_2$

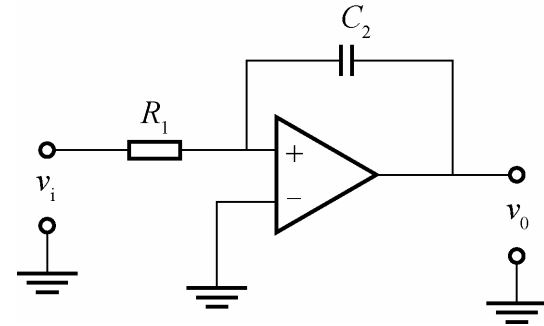
图(b)对应的时间常数 $T_{12}' = TC_2 / C_1$

因此可以通过控制时钟周期T以及两电容的比值 C_2/C_1 控制时间常数。

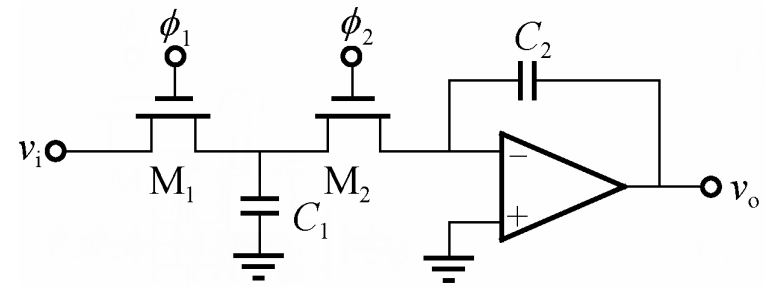
时钟周期T是容易控制的。

因为 C_1 、 C_2 用同样工艺制作在同一基片上，虽然 C_1 、 C_2 绝对误差可以到10%，但其比值误差小于1%也不难。

用开关电容模拟电阻代替传统电阻，时间常数精度误差可控制到0.1~0.5%。



(a)



(b)

开关电容积分器

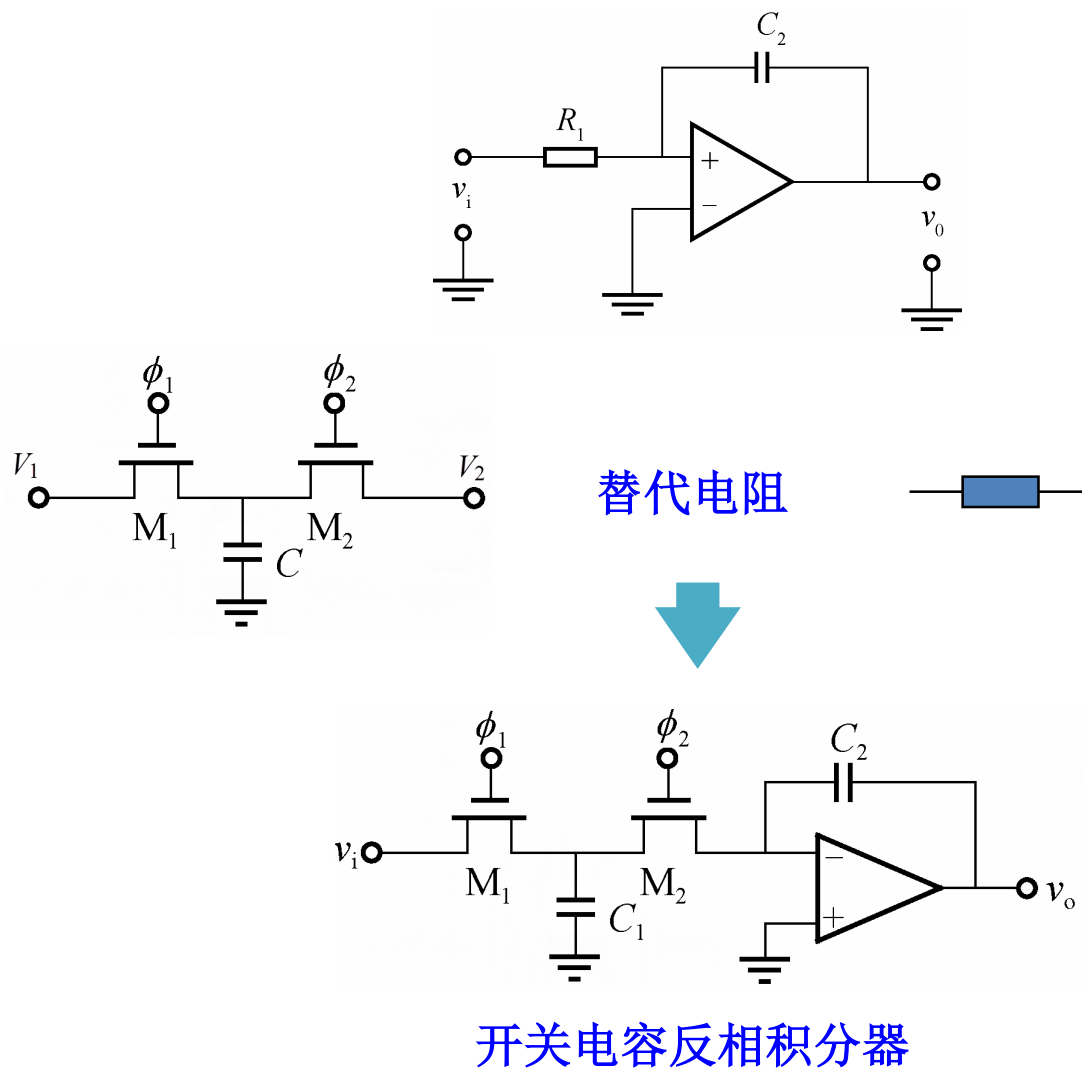
开关电容反相积分器

对寄生电容不敏感的开关电容反相积分器

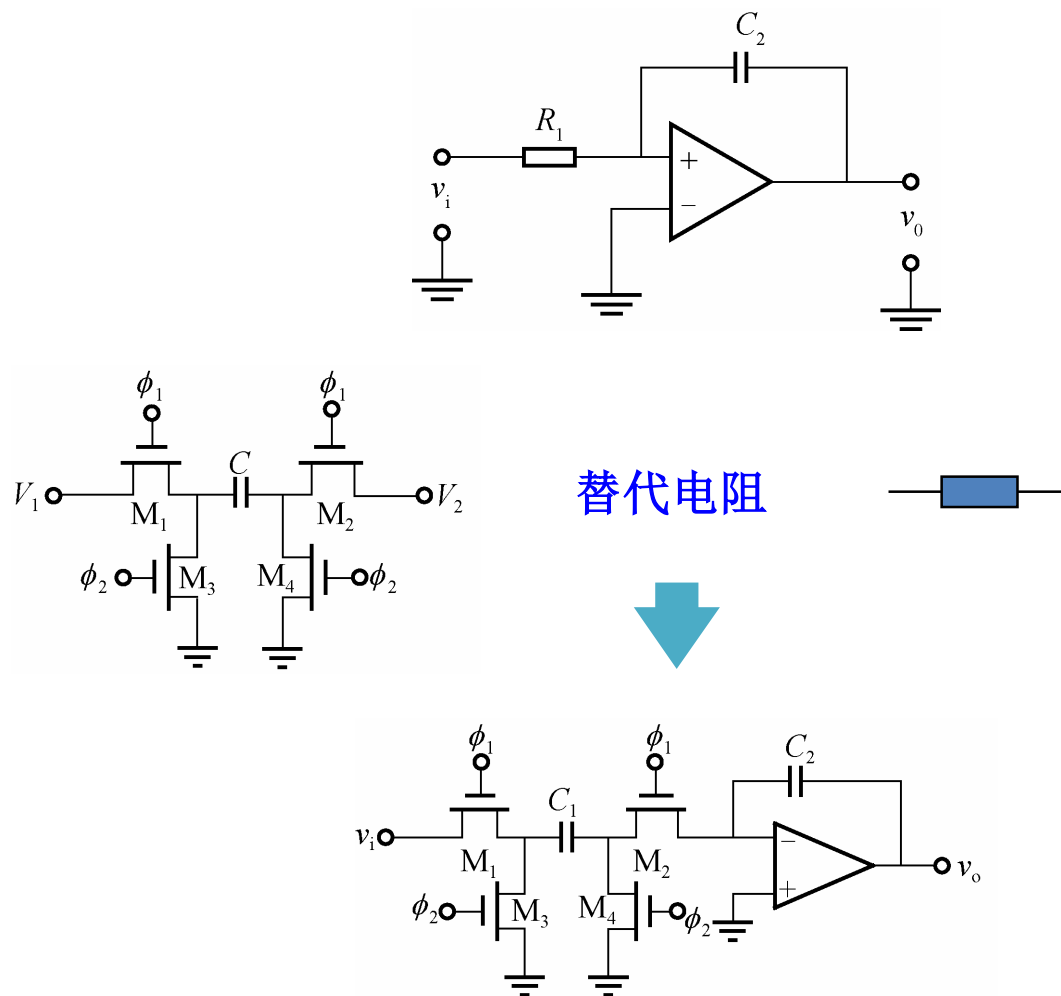
对寄生电容不敏感的开关电容同相积分器

全差分开关电容同相积分器

开关电容反相积分器

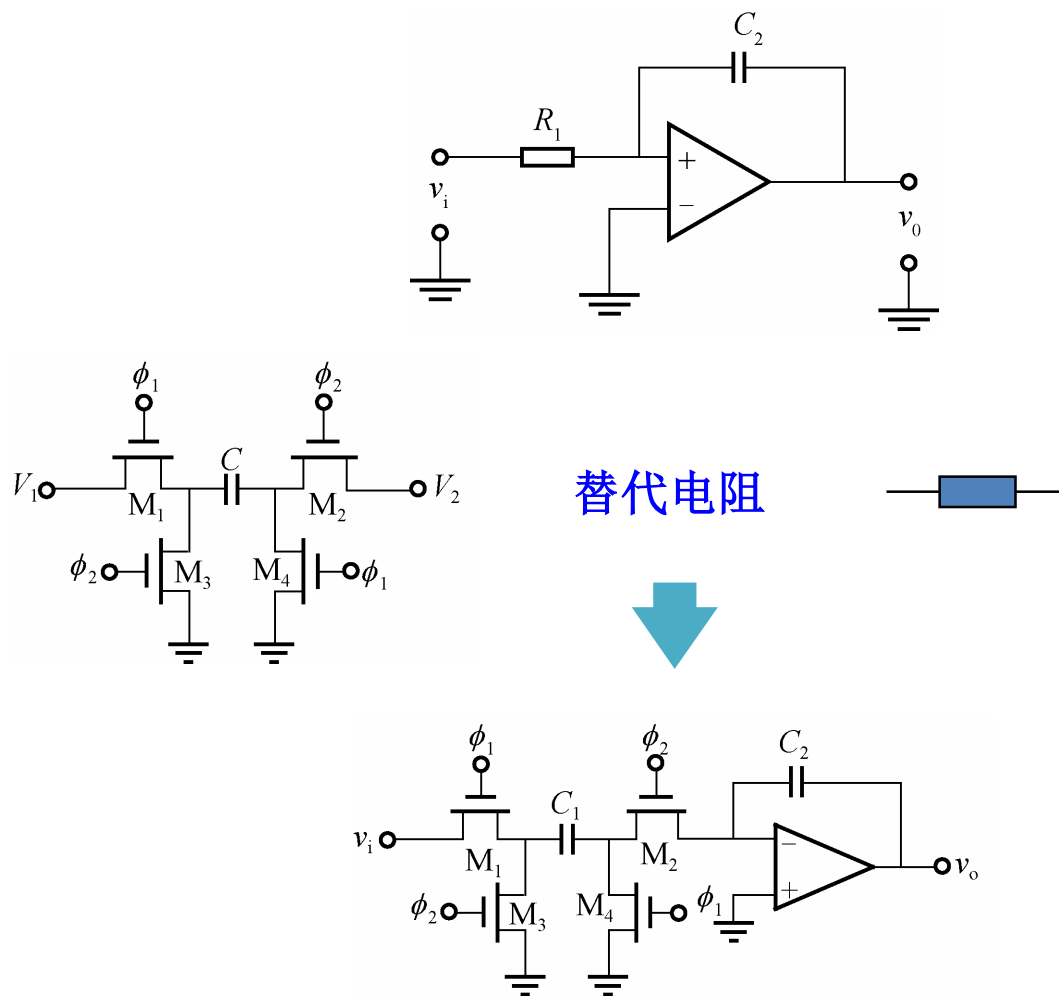


对寄生电容不敏感的开关电容反相积分器



对寄生电容不敏感的开关电容反相积分器

对寄生电容不敏感的开关电容同相积分器

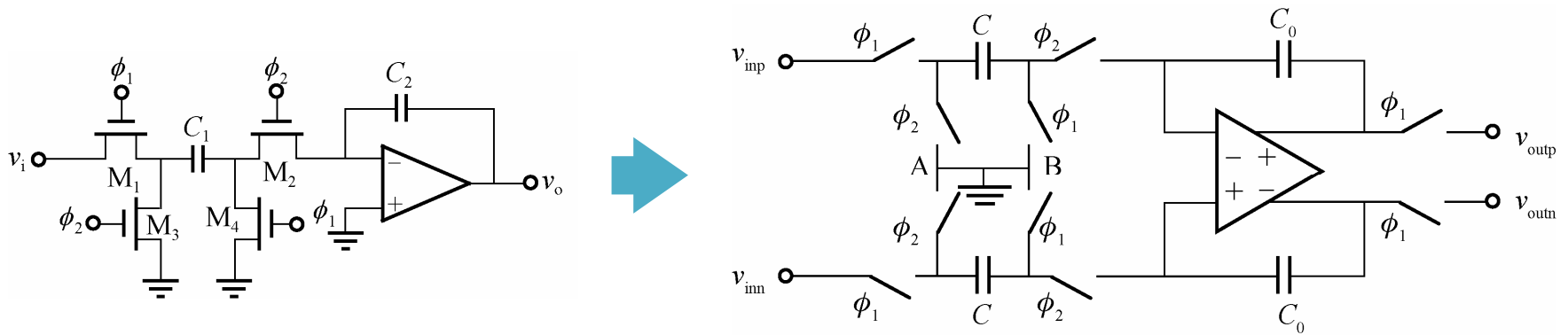


对寄生电容不敏感的开关电容同相积分器

全差分开关电容同相积分器

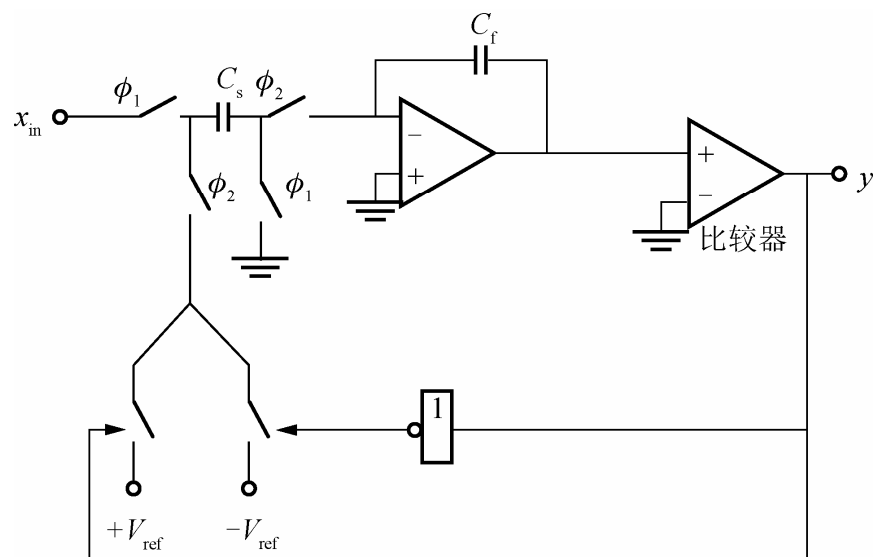
全差分放大器不仅能够更加有效地抑制电路的共模噪声，如电源噪声、电压偏移等，还可以通过交叉接线，来改变整个传递函数的极性。

由左图对寄生电容不敏感的开关电容同相积分器及其沿水平线翻转而得的版本结合而成。



右图中，节点A和节点B都被画成接地。在实际设计中，很少同时接地或连接在一起。例如，节点A被分割成上、下两个节点，分属于电路的上下两个部分，上节点连接到正参考电压 V_{refp} ，下节点连接到负参考电压 V_{refn} 。输入节点 $V_{inn(p)}$ 和参考节点 $V_{refp(n)}$ 间的电压差由电容C采样保持。

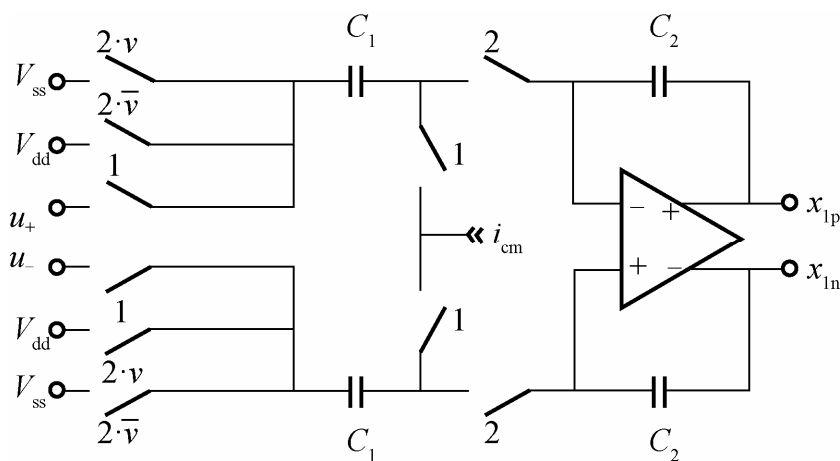
一位量化单环二阶 Σ - Δ 调制器



一位量化单环一阶 Σ - Δ 调制器电路

一位量化单环二阶 Σ - Δ 调制器

全差分结构开关电容积分器(第1级)



C_1 对应采样电容， C_2 对应反馈电容。

u_+ 、 u_- 为差分输入， x_{1p} 、 x_{1n} 为差分输出， i_{cm} 为运放输入共模电压， v 、 \bar{v} 为1位DAC输出及其取反， V_{dd} 、 V_{ss} 分别对应 $+V_{ref}$ 、 $-V_{ref}$ 。

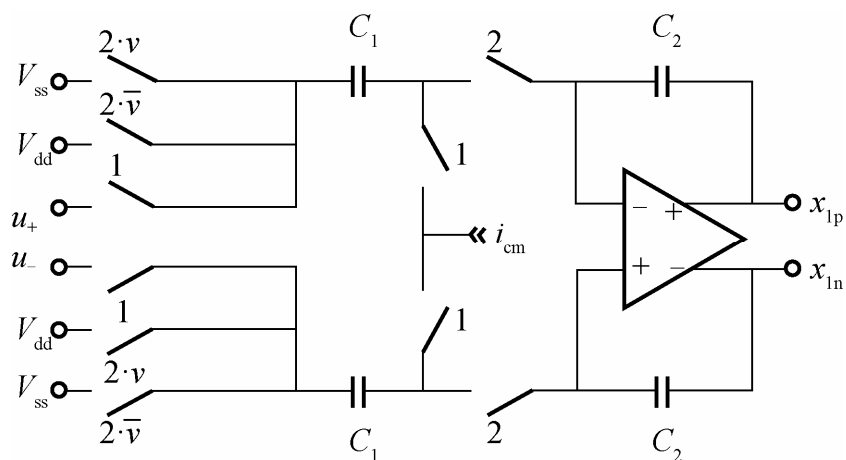
开关旁边的数字1、2分别代表两相非交叠时钟信号的 ϕ_1 、 ϕ_2 相：

在 ϕ_1 相，积分器输入被连接至输入差分信号；

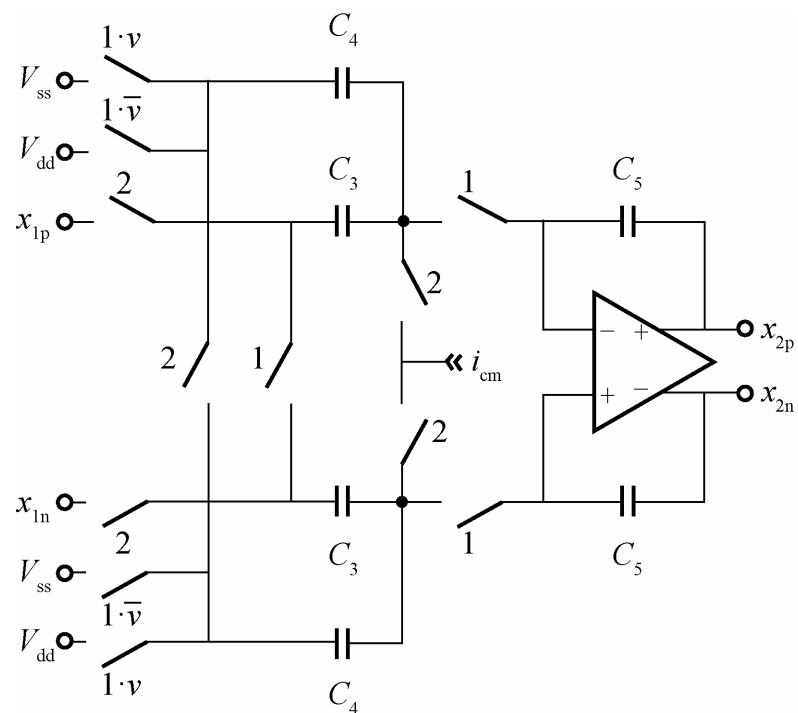
在 ϕ_2 相，根据1位DAC的输出，积分器输入将被分别连接至 V_{dd} 或者 V_{ss} 。

一位量化单环二阶 Σ - Δ 调制器

全差分结构开关电容积分器(第1级)

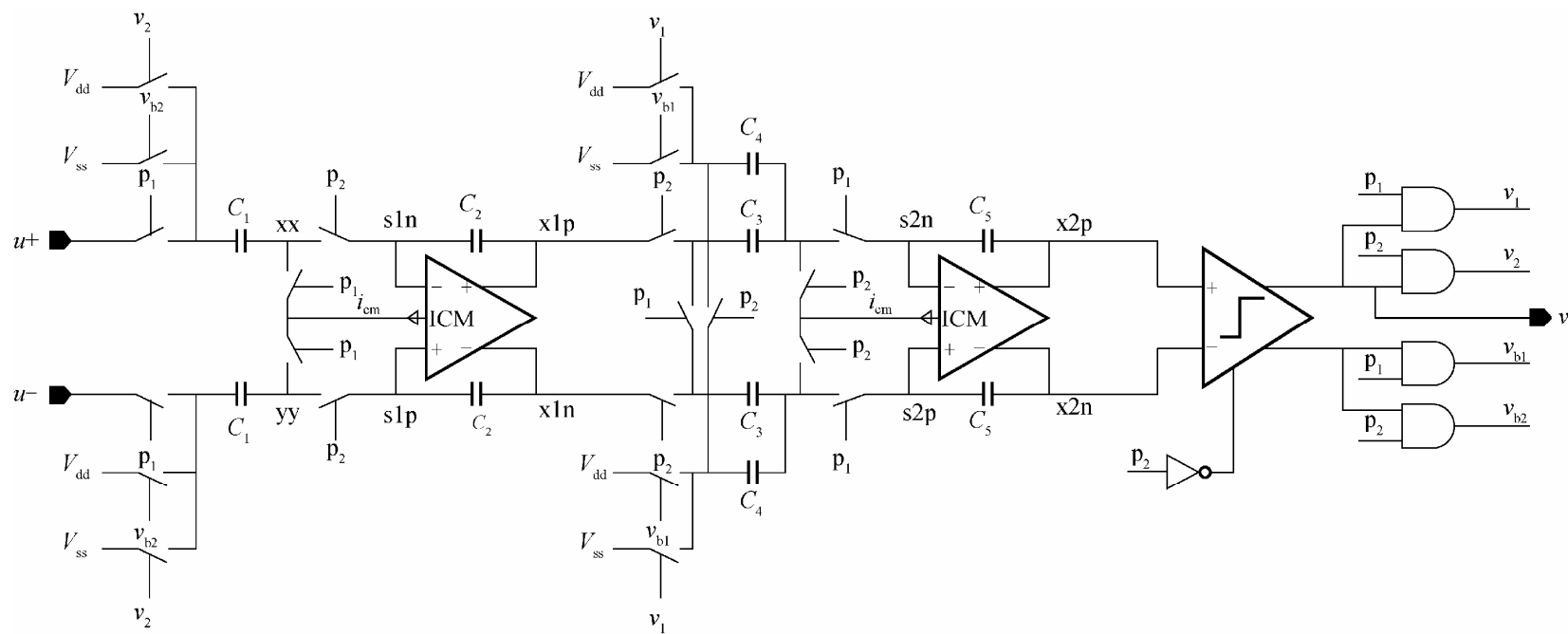


全差分结构开关电容积分器(第2级)



一位量化单环二阶 Σ - Δ 调制器电路

一位量化单环二阶 Σ - Δ 调制器

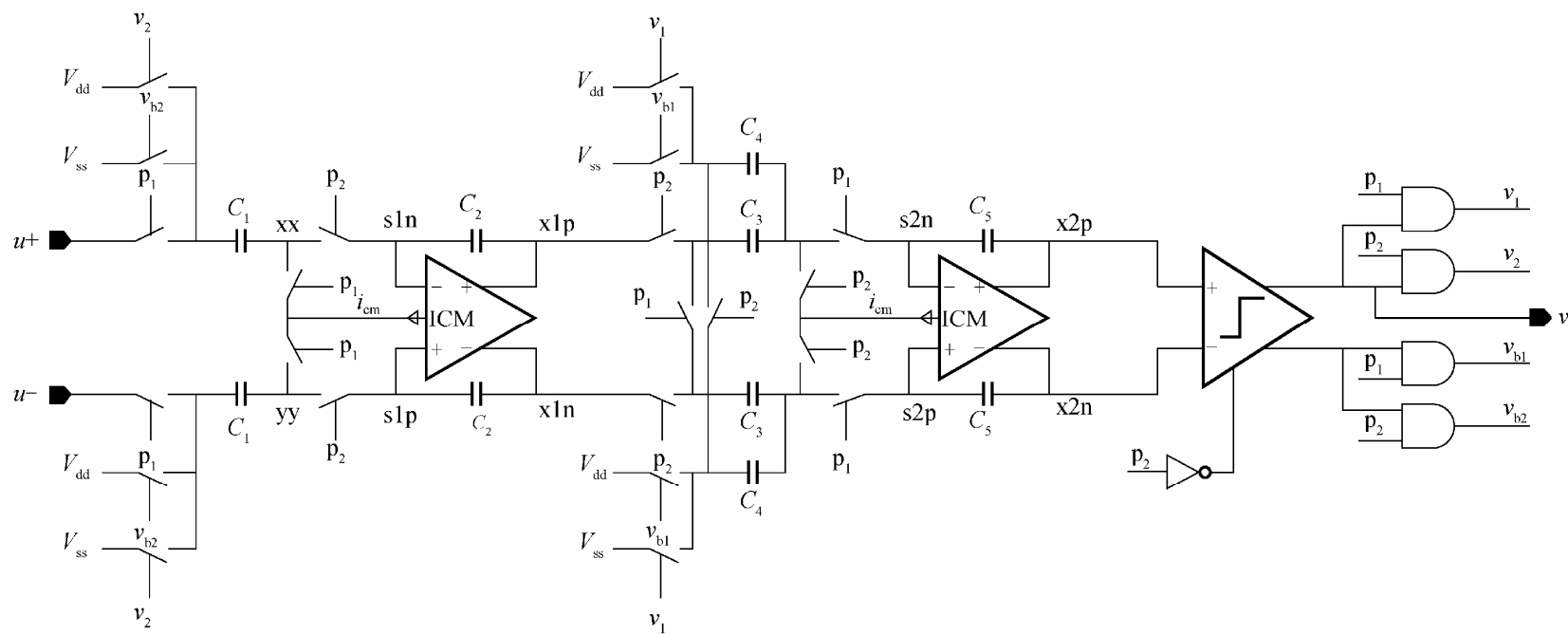


I_{cm} 由基准电压源提供，数值上等于运放的输入共模电压。

$p1$ 、 $p2$ 分别为两相非交叠时钟信号的 $\phi1$ 、 $\phi2$ 相，两级积分器操作在时间上错开：

在 $\phi1$ 相，第1级积分器输入连接至调制器输入，第2级积分器输入根据1位DAC输出结果连接至 V_{dd} 或 V_{ss} ， $v1$ 、 $vb1$ 用于在 $\phi1$ 相控制第2级积分器输入具体连接至 V_{dd} 还是 V_{ss} ；在 $\phi2$ 相，两级积分器的状态正好相反， $v2$ 、 $vb2$ 用于在 $\phi2$ 相控制第1级积分器输入的具体连接。

一位量化单环二阶 Σ - Δ 调制器



电压型运算放大器、跨导运算放大器均可选作积分器中的全差分运算放大器。其中，跨导运算放大器应用得更多。

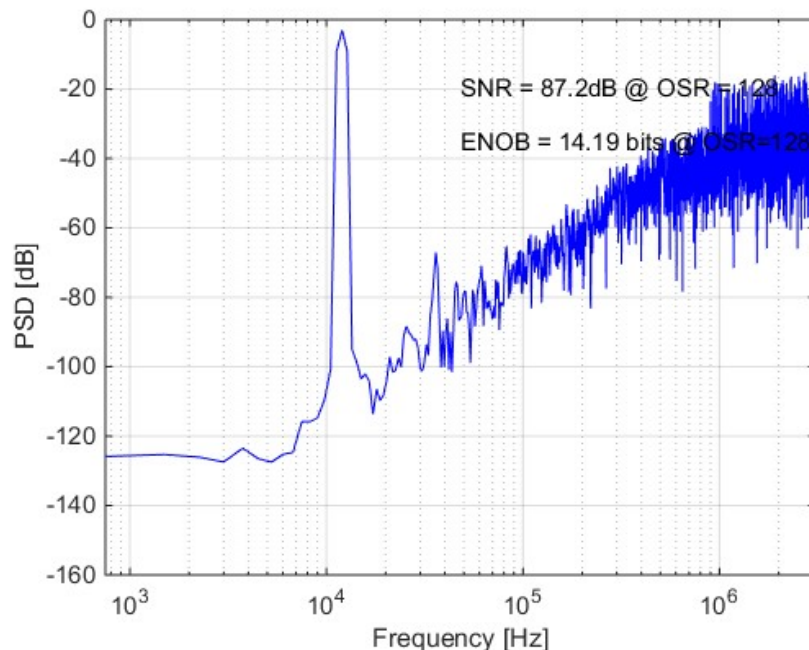
比较器电路中，动态预放大锁存比较器应用较广。

开关电容 Σ - Δ 调制器中使用了大量的开关，一般用NMOS管或PMOS管来实现。

第一个积分器中的电容值由热噪声指标来确定。

一位量化单环二阶 Σ - Δ 调制器输出频谱

全差分运放选用Nauta跨导器结构;
比较器选用动态预放大锁存器结构;
第一级采样电容 $C_1=16\text{fF}$;
基于 $0.18\ \mu\text{m}$ CMOS工艺实现;
供电电压 1.8V , 即 $V_{\text{dd}}=1.8\text{V}$, $V_{\text{ss}}=0\text{V}$ 。



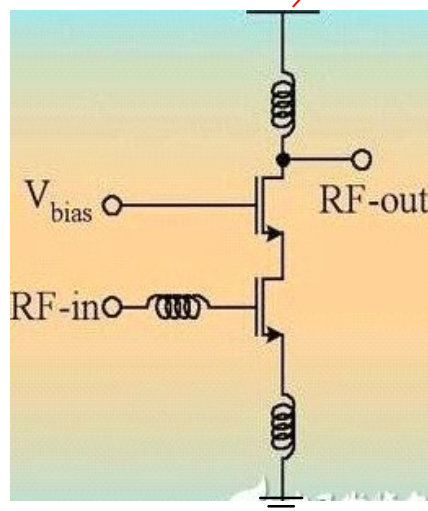
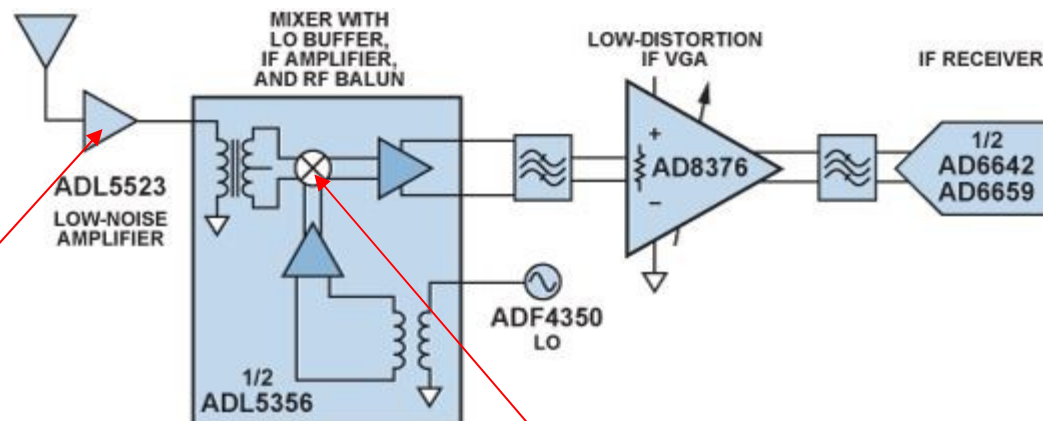
经设计优化, 调制器实现了87.2dB的信噪比, 有效位数达到14。

经验指出, 实际量化位数比仿真结果低1-2位, 故图示二阶 Σ - Δ 调制器电路工程上可望实现12位精度。

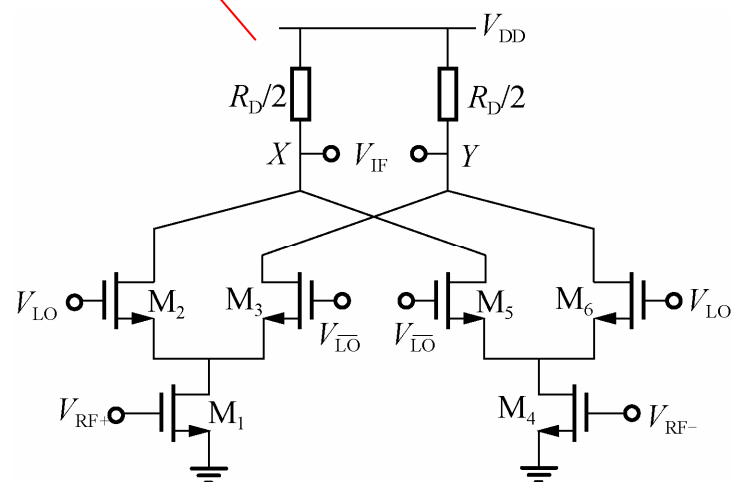
CMOS模拟集成应用电路举例

- ❑ 负反馈技术
- ❑ 运算放大器
- ❑ 开关电容 Σ - Δ 调制器
- ❑ 低噪声放大器与混频器简述
 - ❑ 低噪声放大器
 - ❑ 吉尔伯特混频器

低噪声放大器与混频器



低噪声放大器



吉尔伯特混频器

对CMOS低噪声放大器的基本要求

- (1) 低噪声放大器本身要有尽可能低的噪声系数且有一定增益。
- (2) 输入输出匹配，尤其在输入端，放大器要对输入信号源表现为一个特定的阻抗，以在增益与噪声系数之间取得平衡。
- (3) 在接收强信号时也能保持线性，特别是在存在很强干扰情况下接收一个弱信号时，仍然保持线性，否则会出现各种问题。
- (4) 功耗低。
- (5) 低电压工作。
- (6) 占用芯片面积小。

对低噪声放大器的设计实际上就是在选择电路拓扑结构及确定电路元件具体参数时，建立一种策略，使之能均衡增益、噪声、输入阻抗、线性度、功耗、工作电压、芯片面积等诸多要求。

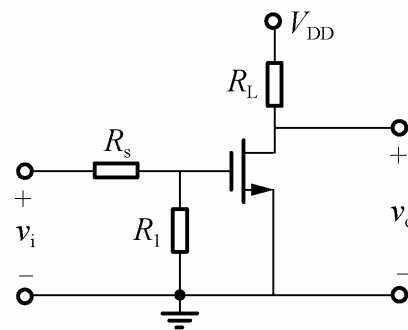
共漏极放大器增益小于1，不宜选作低噪声放大器

未经改进的共源放大器不适合作低噪声放大器

(1) 输入端并联 $R_1=50\ \Omega$ 电阻，对 $50\ \Omega$ 信号源呈良好匹配，但噪声性能不好。

共源放大器输入电阻大，直接方法就是把一个 $50\ \Omega$ 的电阻跨接在共源放大器的输入端，可以提供合理带宽。

但电阻 R_1 会附加它自己的热噪声，并使输入到晶体管的信号比源输出的信号减小一半，两种因素结合在一起，一般都会产生不可接受的高噪声系数。

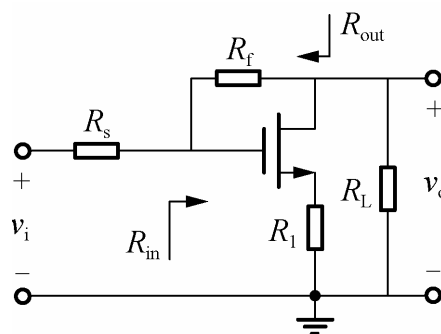


共源极放大器结构

(2) 并联-串联放大器，是一个负反馈电路，可以提供宽带实数输入阻抗。噪声有所改进，仍难满足要求。

该电路在放大之前没有含噪声的衰减器，它的噪声系数比前面的共源电路要小。

但电阻反馈网络仍然会产生它自己的热噪声，并且也不能在所有频率下对晶体管表现为最佳导纳。

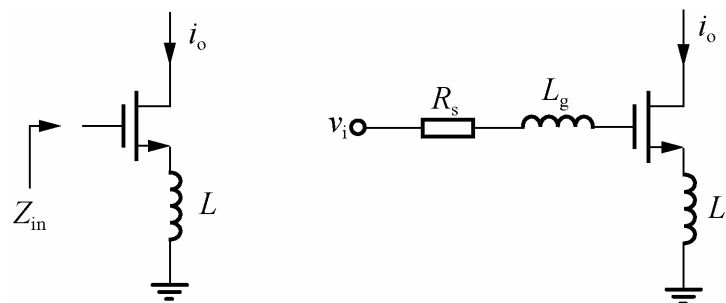


并联-串联放大器结构

基于CMOS工艺的低噪声放大器电路结构

输入阻抗中包含实数部分，即包含电阻分量，但这个电阻不会产生普通电阻的热噪声。

通过选择电感控制阻抗实数部分的值，既可对信号源呈 $50\ \Omega$ 的输入电阻，又可得小的噪声系数。



源端电感负反馈结构窄带LNA

由于输入阻抗只在输入回路谐振时才是纯电阻性的，因此还需要一个电感提供附加自由度来保证这一条件。

源端电感负反馈结构窄带LNA：电感 L_s 的选择是提供所希望的输入电阻(等于信号源内阻)，电感 L_g 的选择，是使输入回路在期望的工作频率谐振。

基于CMOS工艺的低噪声放大器电路结构

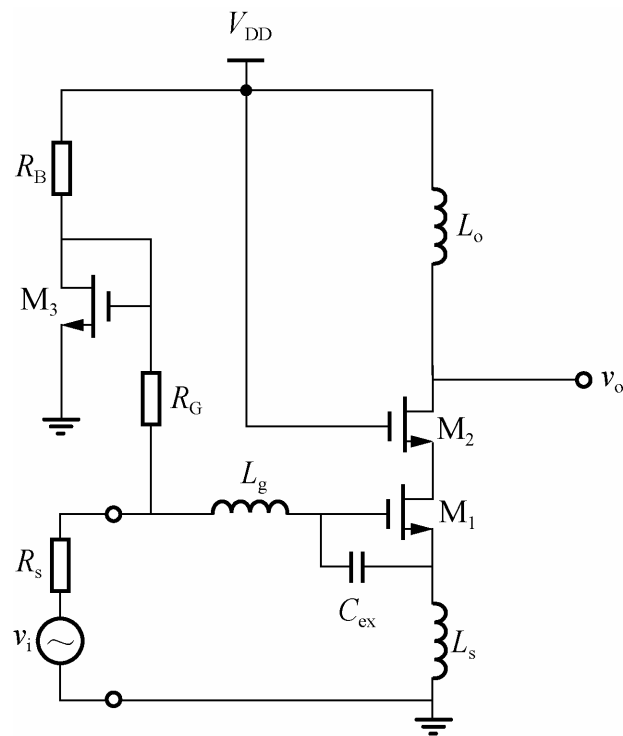
晶体管 M_1 、 M_2 构成共源共栅放大级以减少输出到输入的密勒电容效应，提高增益与带宽。

M_1 、 M_2 具有相同的栅长 L 与栅宽 W ， L_s 为源电感， L_g 为栅电感。

有些低噪声放大器电路，在栅源极间并联电容 C_{ex} 以增大放大器输入电容。

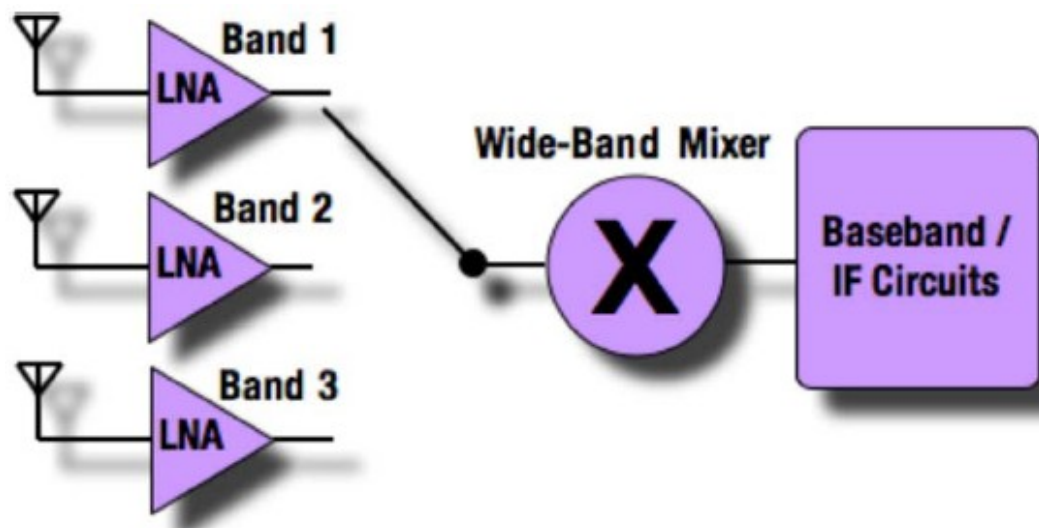
该附加电容的作用，一是增加了一个自由度，可调节输入回路的品质因数；二是可减小全集成片上输入电感的值。

输入端偏置网络是由晶体管 M_3 控制的电阻分压网络，栅偏置电压足够高使晶体管 M_1 导通。



多带/宽带低噪声放大器

基于窄带低噪声放大器构建多制式/多波段接收机链路



每一个制式/波段采用一个窄带低噪声放大器。

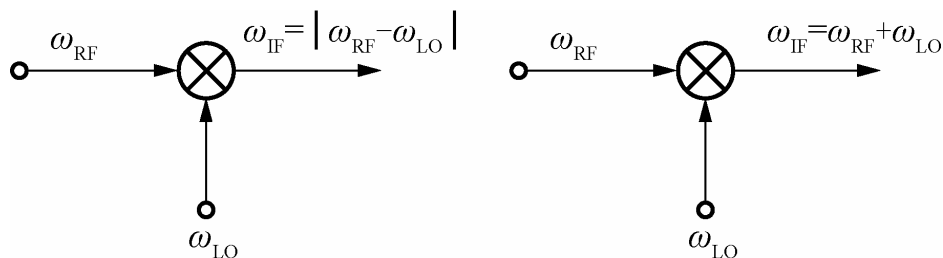
接收机工作时，通过一个单刀多掷开关，连接并开通相应工作波段的窄带低噪声放大器。

缺点：如果接收机要接收N个波段信号，就需要N个窄带低噪声放大器。

优点：由于窄带低噪声放大器技术成熟，图示接收机体系结构开发速度快。

混频器特点

混频器实现的是乘法功能，结构上具有三个端口的特点。



下变频器

上变频器

由于混频器中半导体器件的非线性，输出信号频谱中包含 $m \omega_{RF}$ 、 $n \omega_{LO}$ 的诸多和频/差频信号。

如果在输出端口连接一个滤波器只使中频信号 $\omega_{IF} = |\omega_{RF} \pm \omega_{LO}|$ 通过，输出信号中就只有中频 ω_{IF} 。

最基本的混频电路

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

开关操作引起的矩形方波信号可用开关函数 $S_1(\omega_{\text{LO}} t)$ 表示

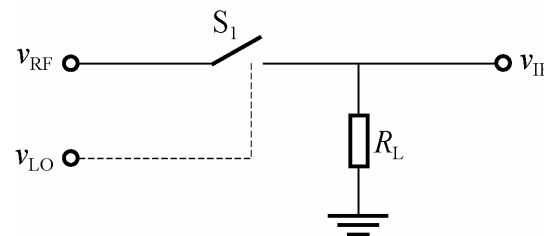
$$i_{\text{L}}(t) = \frac{v_{\text{RF}}(\omega_{\text{RF}})}{R_{\text{L}}} S_1(\omega_{\text{LO}} t)$$

其傅里叶变换为

$$S_1(\omega_{\text{LO}} t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_{\text{LO}} t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_{\text{LO}} t + \frac{2}{5\pi} \cos 5\omega_{\text{LO}} t - \dots$$

$$i_{\text{L}}(t) = \frac{V_{\text{RF}} \cos \omega_{\text{RF}} t}{R_{\text{L}}} \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_{\text{LO}} t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_{\text{LO}} t + \frac{2}{5\pi} \cos 5\omega_{\text{LO}} t - \dots \right)$$

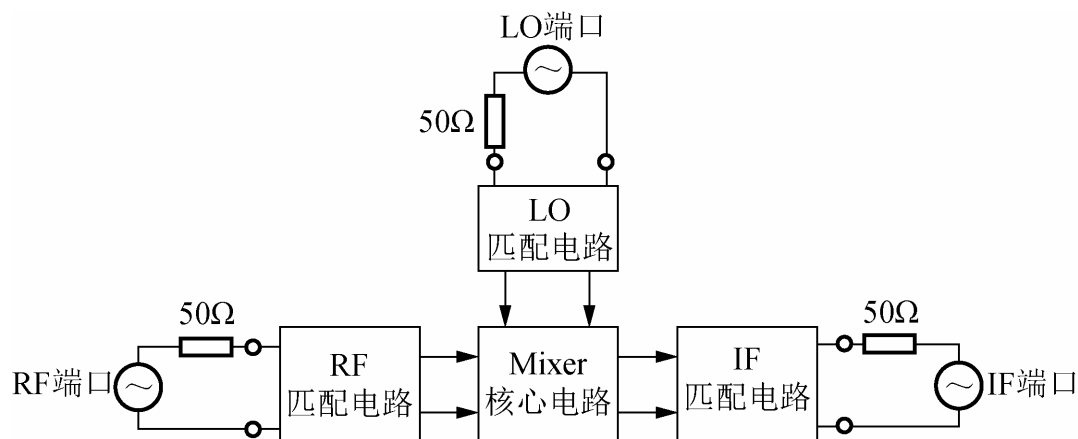
中频分量 $\omega_{\text{IF}} = \omega_{\text{RF}} - \omega_{\text{LO}}$ 或 $\omega_{\text{IF}} = \omega_{\text{RF}} + \omega_{\text{LO}}$ 的幅度 $I_{\text{L}}(\omega = \omega_{\text{IF}}) = \frac{1}{\pi} \frac{V_{\text{RF}}}{R_{\text{L}}}$
相对于射频输入电流的幅度 $V_{\text{RF}}/R_{\text{L}}$ 小了 $1/\pi$ ，即增益为 $1/\pi$ 或 -4.97dB。



用简单的开关实现混频

开关用晶体管替代，即可实现混频

具有阻抗变换网络的混频器电路框图



混频器是三端口器件，描述它的特性参量与二端口形式的放大器的特征参数不完全相同。

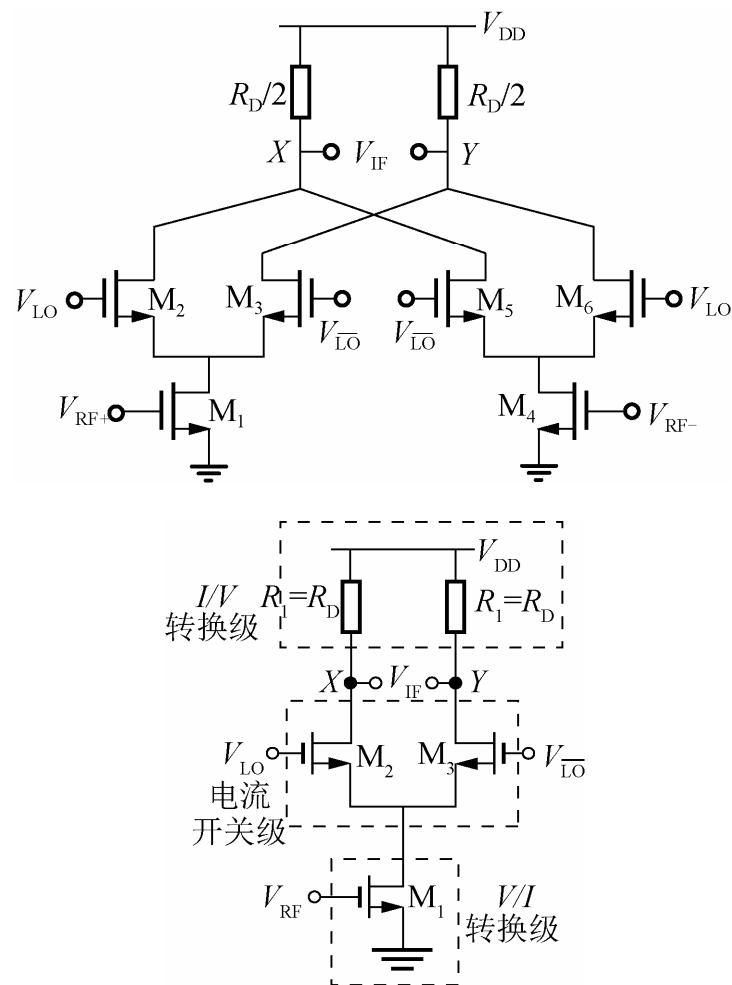
吉尔伯特混频器

吉尔伯特型混频器能提供良好的端口—端口隔离、中等的噪声系数、特别是较大的转换增益，但是它的线性度较差。

经改进的基本吉尔伯特电路，在功耗与占用芯片面积受限的情况下，不仅能提供较大的转换增益，而且具有更低的噪声系数、较好的线性、较宽的频带。

要指出的是，对混频电路的设计，这些要求有时是相互矛盾的，要采取各种策略，在各要求间取得平衡。

吉尔伯特混频器可分解为两个基本单元，即两个单平衡混频器的组合。



吉尔伯特混频器—电压转换增益

吉尔伯特混频器，首先把输入射频电压信号变换成电流，然后在电流域内相乘。相乘后的电流通过电阻，又可转变为电压信号。

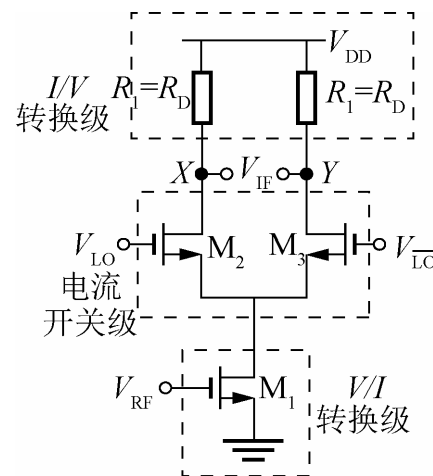
从电压/电流转换与执行乘法运算的角度，可将吉尔伯特混频器的基本单元(单平衡混频器)分成三个模块，即V/I转换模块、电流开关模块、I/V转换模块。

这种模块划分对于简化混频器的分析十分有效。

电压转换增益：

V/I转换模块(或跨导级模块)其实是一个共发射极放大器。

$$I_{\text{RF}} = g_{\text{m1}} V_{\text{RF}}$$



吉尔伯特混频器—电压转换增益

假定本振信号为理想的方波， M_2 与 M_3 用理想开关近似。

M_2 作为理想开关对 I_{RF} 的作用相当于用开关函数 $s(t)$ 乘 I_{RF}

$$I_1 = I_{RF} \cdot s(t)$$

M_3 作为理想开关对 I_{RF} 的作用相当于用开关函数 $s(t - T_{LO}/2)$ 乘 I_{RF}

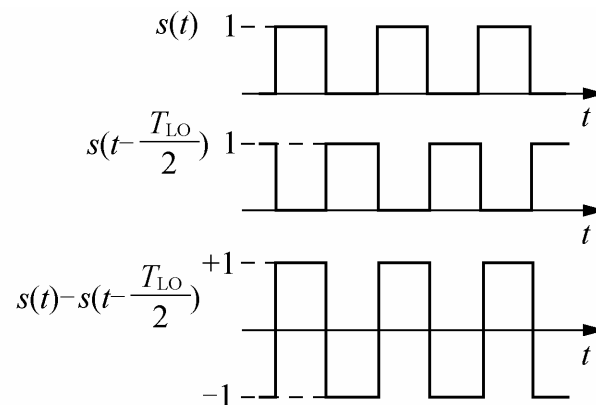
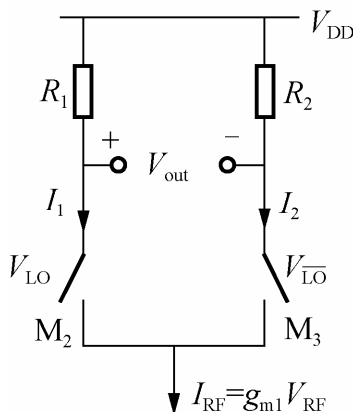
$$I_2 = I_{RF} \cdot s(t - T_{LO} / 2)$$

中频输出电压

$$V_{out}(t) = V_{DD} - I_1 R_1 - (V_{DD} - I_2 R_2)$$

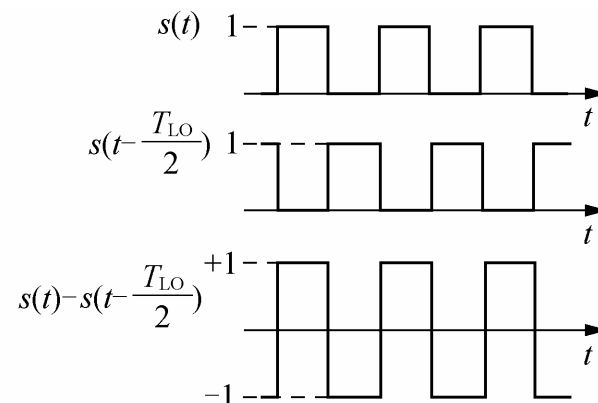
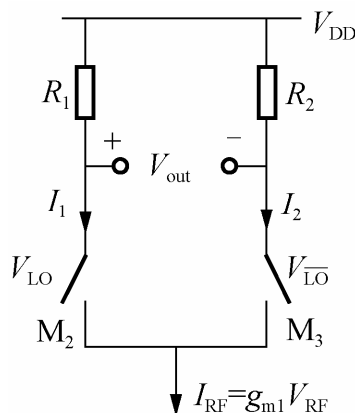
$$\boxed{\text{设 } R_1 = R_2 = R_D} \quad = I_{RF} R_D \left[s(t - \frac{T_{LO}}{2}) - s(t) \right]$$

$$V_{out}(t) = I_{RF} R_D \cdot \frac{4}{\pi} \cos \omega_{LO} t + \dots$$



吉尔伯特混频器—电压转换增益

$$V_{\text{out}}(t) = I_{\text{RF}} R_D \cdot \frac{4}{\pi} \cos \omega_{\text{LO}} t + \dots$$



如果 $I_{\text{RF}}(t) = g_{m1} V_{\text{RF}} \cos \omega_{\text{RF}} t$ ，中频 ($\omega_{\text{IF}} = \omega_{\text{RF}} - \omega_{\text{LO}}$) 输出电压为

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

电压转换增益

$$A_V = \frac{V_{\text{IF,p}}}{V_{\text{RF,p}}} = \frac{2}{\pi} g_{m1} R_D$$

电子 R_D 上电压摆幅受到电源电压的制约，以及其它一些因素的影响，转换增益存在一个最大值。

$$A_{V,\text{max}} = \frac{V_{\text{IF,p}}}{V_{\text{RF,p}}} = \frac{8}{\pi} \cdot \frac{V_{\text{R,max}}}{V_{\text{GS1}} - V_{\text{TH1}}}$$