

第九章 开关电容电路

冯 鹏

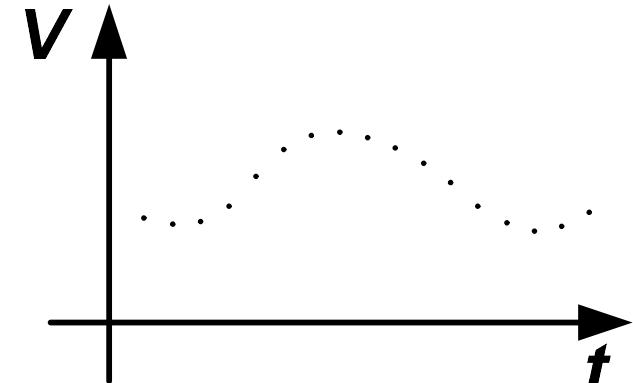
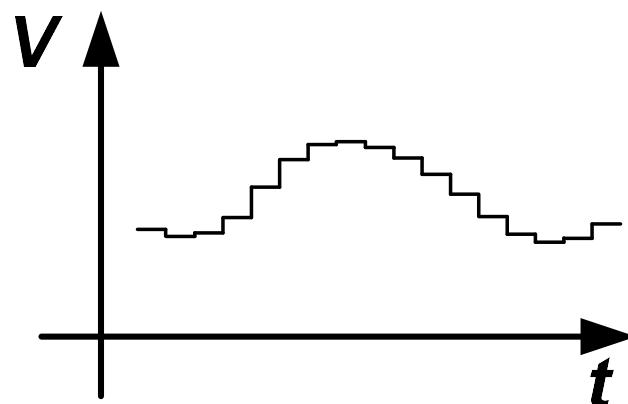
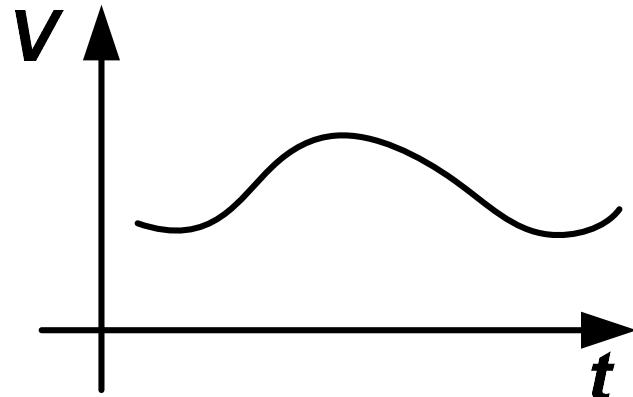
fengpeng06@semi.ac.cn

中国科学院半导体研究所

本章内容

- (1) 开关电容滤波器的基本原理
- (2) 开关电容电路的基本元件
- (3) 开关电容电路的基本分析方法
- (4) 开关电容放大器
- (5) 开关电容积分器

连续、离散和数字系统



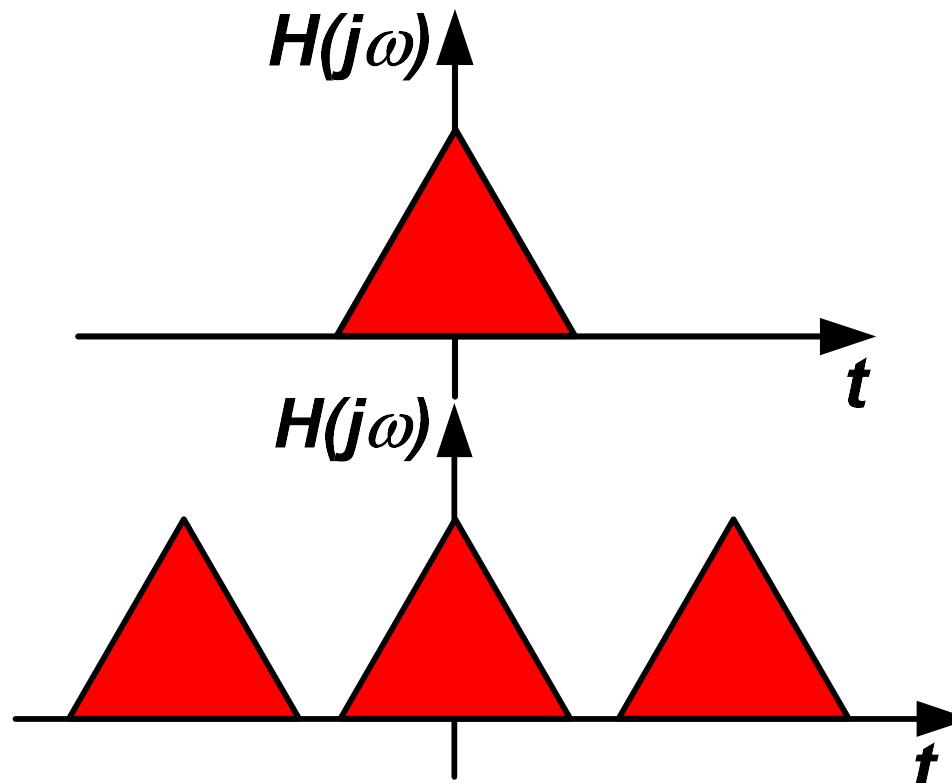
连续时间系统/模拟系统

离散时间系统

数字系统

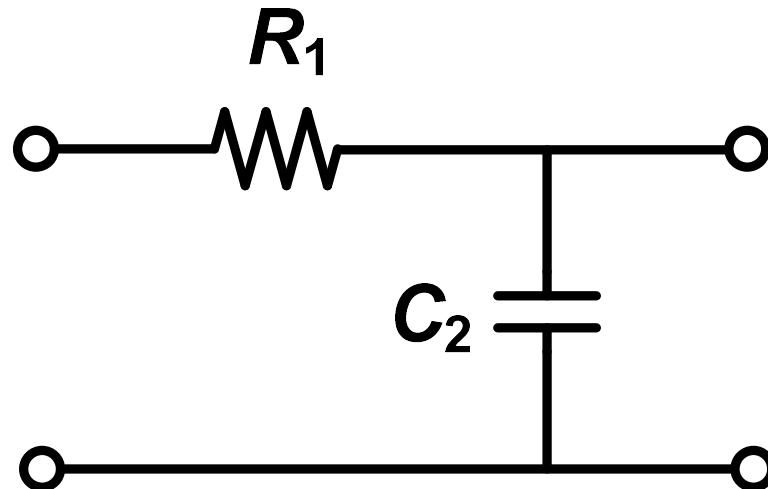
	Time	幅度
模拟系统	连续	连续
离散时间系统	离散	连续
数字系统	离散	离散

Nyquist采样定理



- 对于带限信号， $|\omega| \leq \omega_s/2$ ，如果用 ω_s 更高频的频率对该信号进行采样，则可通过采样信号无损的恢复出原始信号。

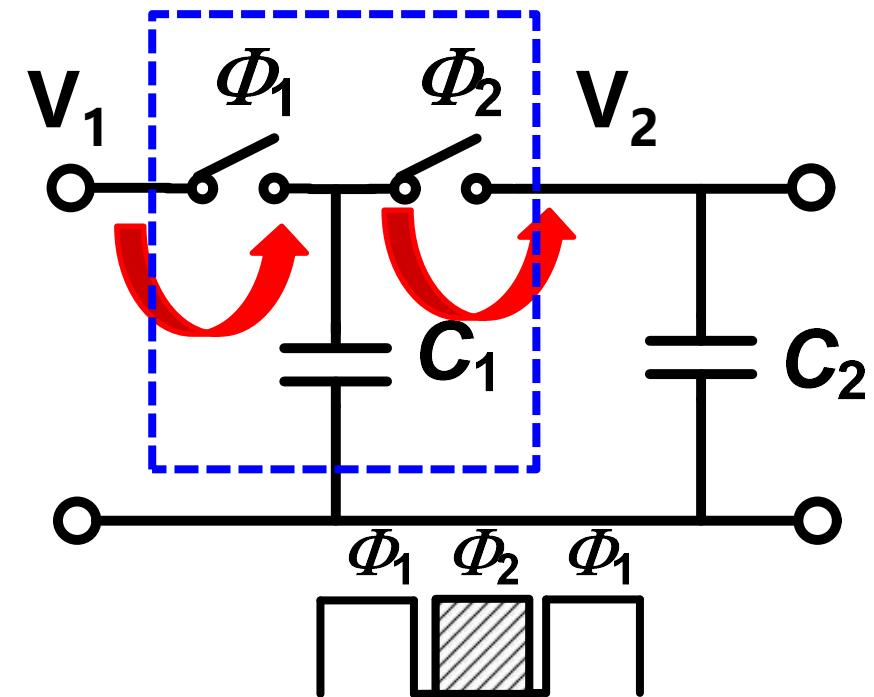
开关电容电路的基本原理



$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega R_1 C_2}$$

$$\tau = R_1 C_2$$

与电阻电容的绝对精度有关!



$$I_{av} = \frac{\Delta Q}{t} = \frac{C_1 V_1 - C_1 V_2}{T} = \frac{C_1 (V_1 - V_2)}{T}$$

$$R_{eq} = \frac{V_1 - V_2}{I_{av}} = \frac{T}{C_1} \quad \tau = C_2 R_{eq} = \frac{C_2 T}{C_1}$$

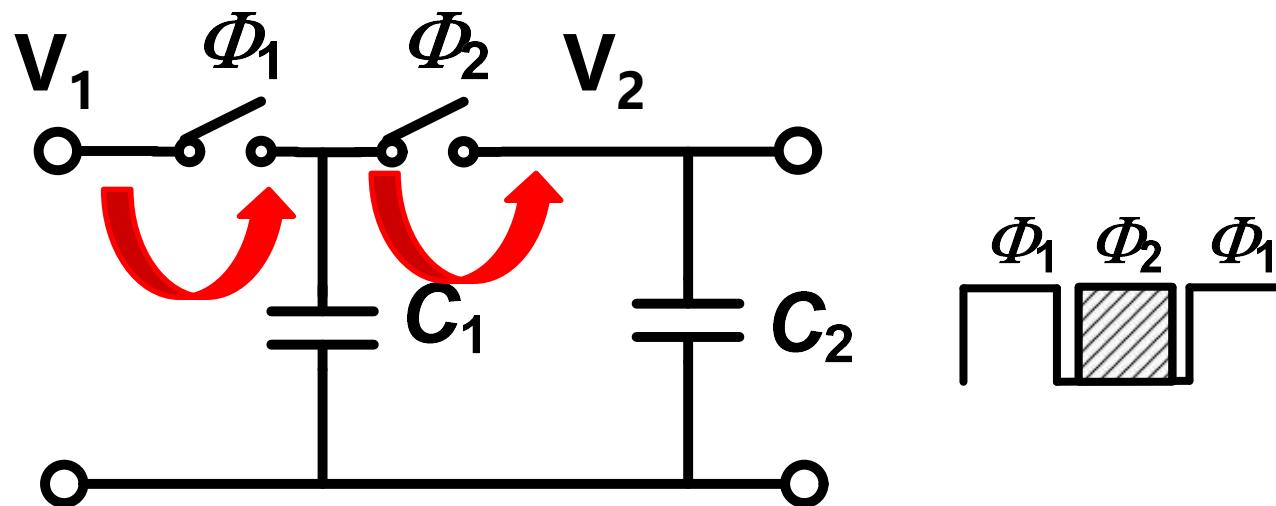
与电容的比例有关!

开关电容电路的特点

■ 两相工作：

- ✓ Φ_1 为采样相：对信号进行采样；
- ✓ Φ_2 为滤波相：对采样后的信号进行滤波。

■ 需要产生两相时钟。



开关电容电路的优缺点

■ 开关电容电路的优点：

- ✓ 由开关和电容构成，与CMOS工艺兼容性良好；
- ✓ 时间常数的精度很高； $\tau = \frac{TC_1}{C_2}$
- ✓ 电容的电压、温度系数很好。

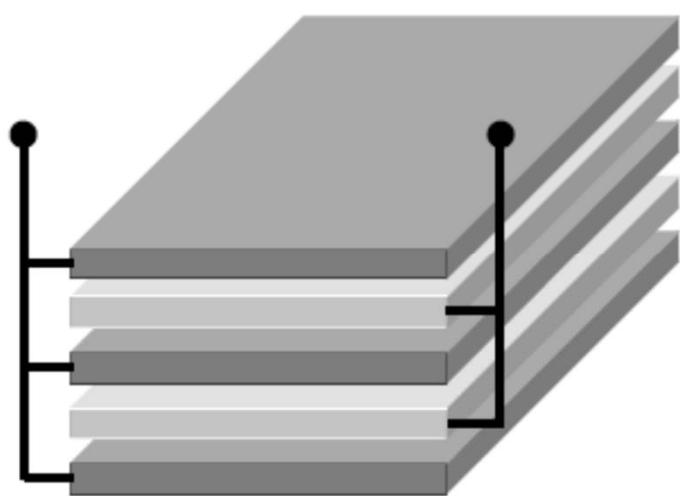
■ 开关电容电路的缺点：

- ✓ 开关具有非线性、时钟馈通、电荷注入等；
- ✓ 频繁切换的开关对于前级会造成负载；
- ✓ 开关频率 f 要远高于所处理的信号频率。

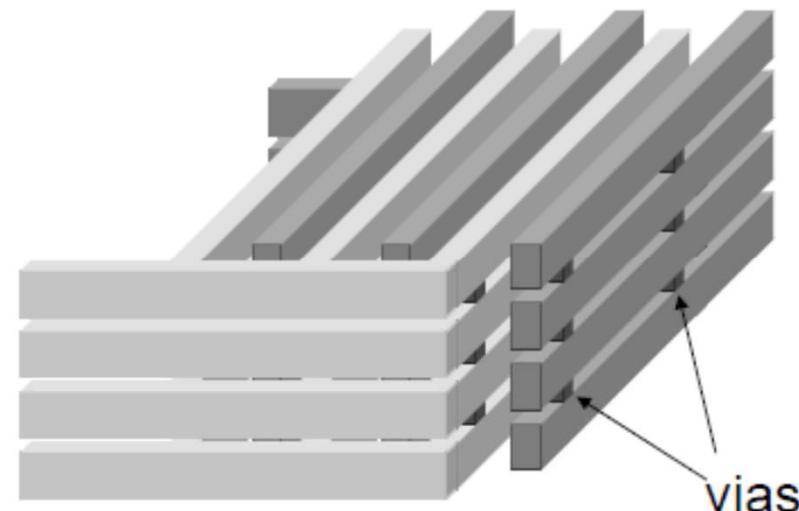
本章内容

- (1) 开关电容滤波器的基本原理
- (2) 开关电容电路的基本元件
- (3) 开关电容电路的基本分析方法
- (4) 开关电容放大器
- (5) 开关电容积分器

CMOS中的电容



MIM电容



金属侧壁电容

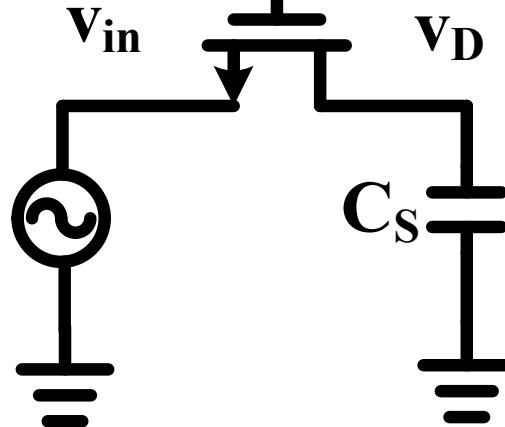


多晶硅电容

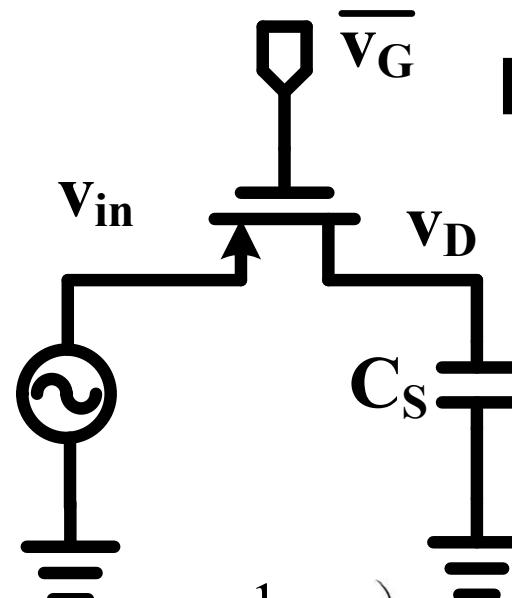
- 单位电容密度;
- 匹配程度; $C_u = \frac{\epsilon_0 \epsilon}{d}$
- 寄生电容;
- 电压系数/温度系数等。

MOS开关

NMOS开关  v_G



PMOS开关  \bar{v}_G



$$I_{DS} = \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_n \left((V_{GS} - V_{thn}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right)$$

$$R_{on,n} = \frac{V_{DS}}{I_{DS}} \approx \frac{1}{\mu_n C_{ox} (W/L)_n (V_{GS} - V_{thn})} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} (W/L)_n (V_{DD} - V_{in} - V_{thn})}$$

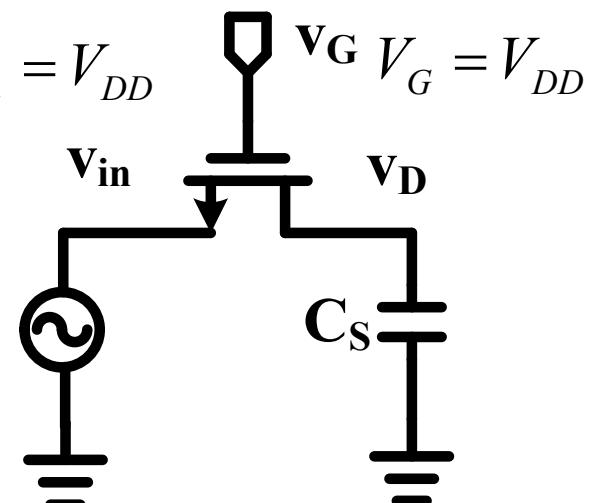
$$R_{on,p} \approx \frac{1}{\mu_p C_{ox} (W/L)_p (V_{SG} - |V_{thp}|)} = \frac{1}{\mu_p C_{ox} (W/L)_p (V_{in} - |V_{thp}|)}$$

NMOS开关的性质

$$R_{on,n} = \frac{V_{DS}}{I_{DS}} \approx \frac{1}{\mu_n C_{ox} (W/L)_n (V_{GS} - V_{thn})} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} (W/L)_n (V_{DD} - V_{in} - V_{thn})}$$

- 高电平导通，低电平截止；
- 对低电平的导通较好，对较高电平导通较差，如果传输 V_{DD} 电平，存在阈值损失；
- 导通电阻与输入信号有关，存在非线性；
- 增大(W/L)，增大 V_G 可降低非线性。

$$\begin{aligned}V_{D,init} &= 0 \\V_{D,final} &= V_{DD} - V_{thn}\end{aligned}$$



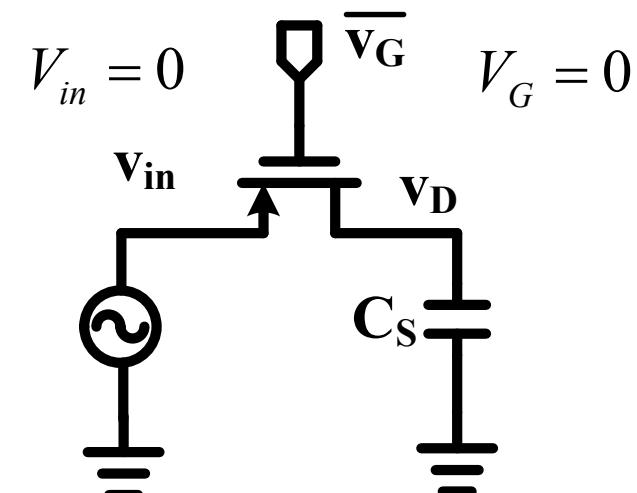
PMOS开关的性质

$$R_{on,p} \approx \frac{1}{\mu_p C_{ox} (W/L)_p (V_{SG} - |V_{thp}|)} = \frac{1}{\mu_p C_{ox} (W/L)_p (V_{in} - |V_{thp}|)}$$

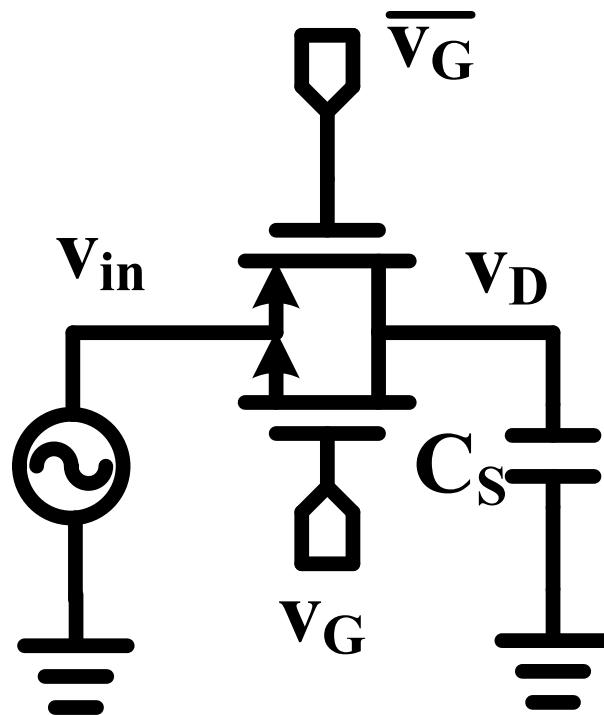
$$V_{D,init} = V_{DD}$$

$$V_{D,final} = |V_{thp}|$$

- 低电平导通，高电平截止；
- 对高电平的导通较好，对较低电平导通较差，如果传输0电平，存在阈值损失；
- 导通电阻与输入信号有关，存在非线性；
- 增大(W/L)，可降低非线性。

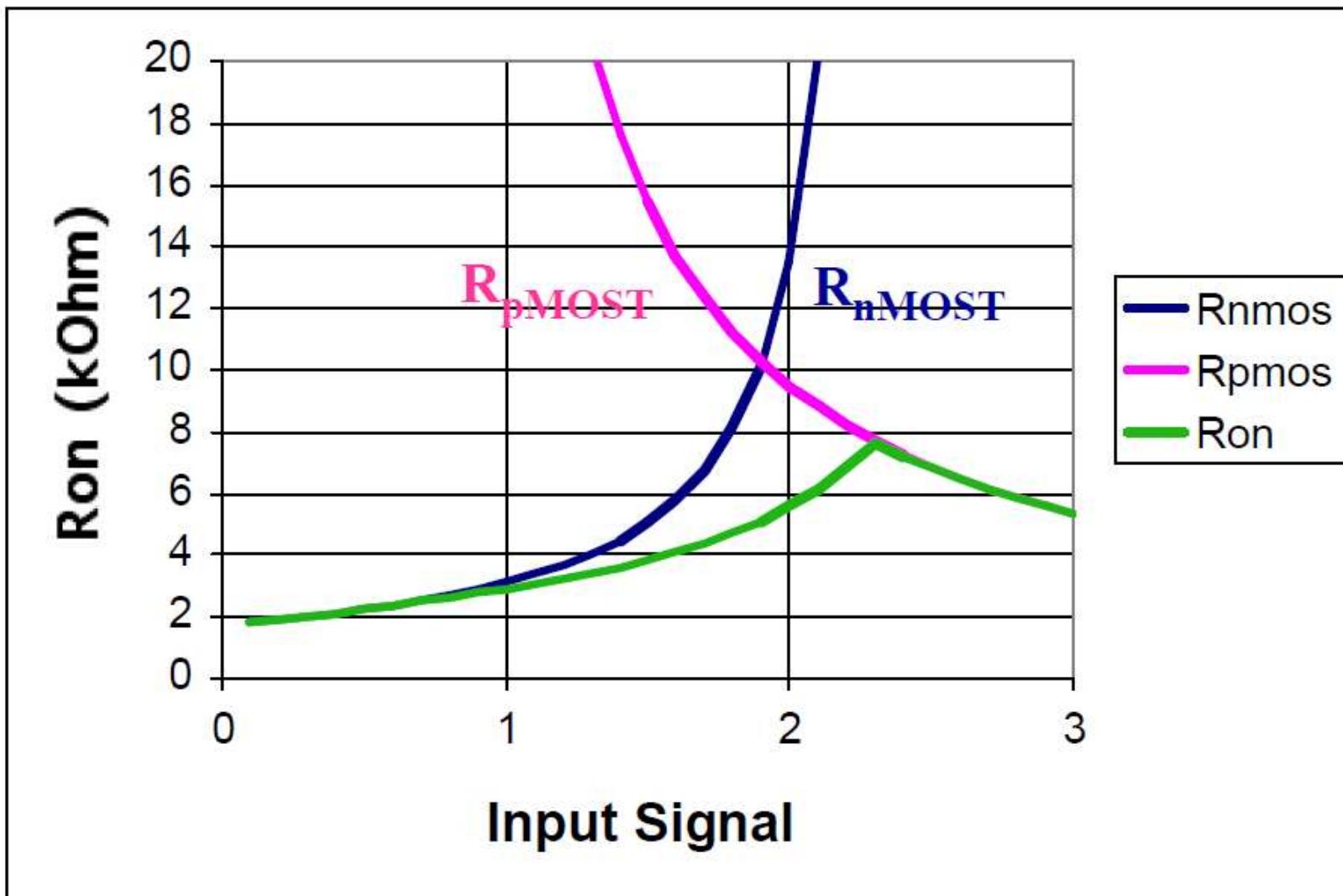


CMOS开关

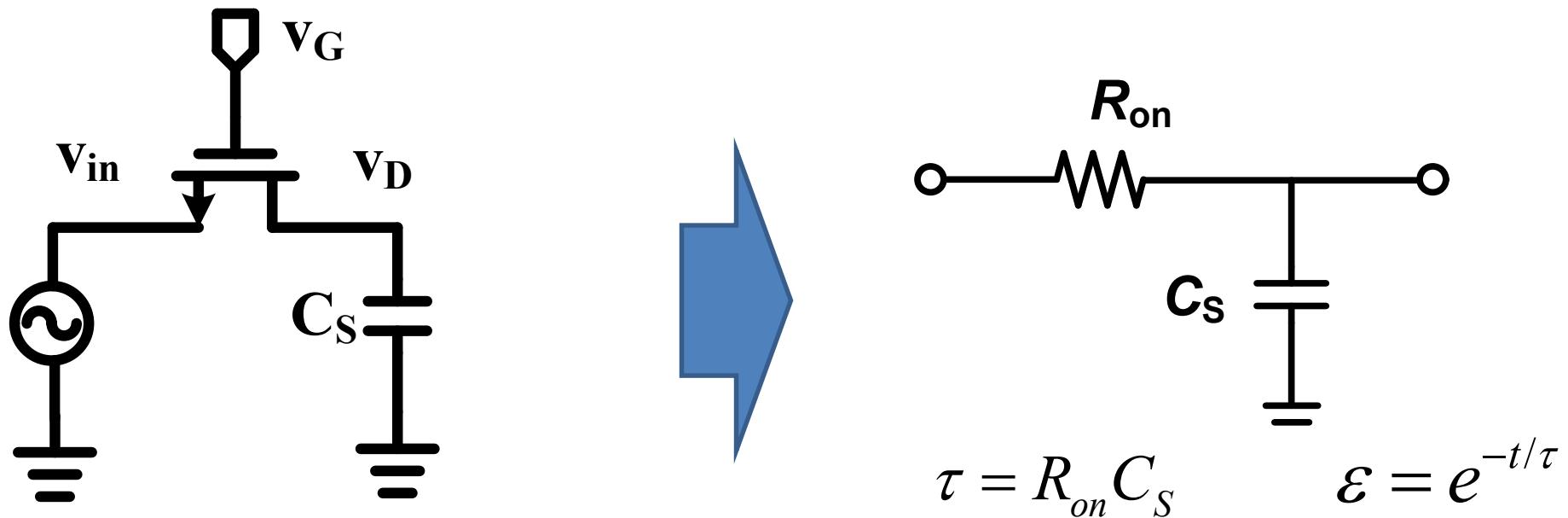


- 可导通 $0-V_{DD}$ 的任意电平；
- 开关速度和开关导通时的阻抗密切相关。

MOS开关的阻抗特性

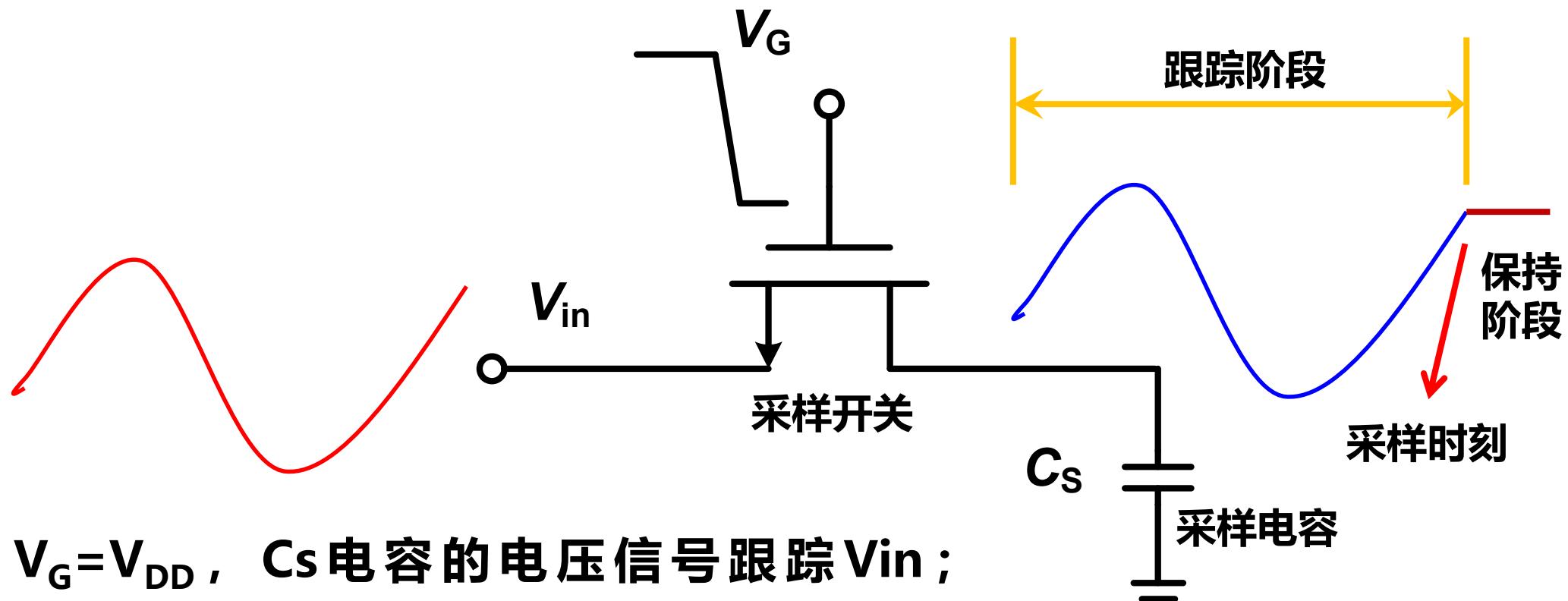


MOS开关的速度

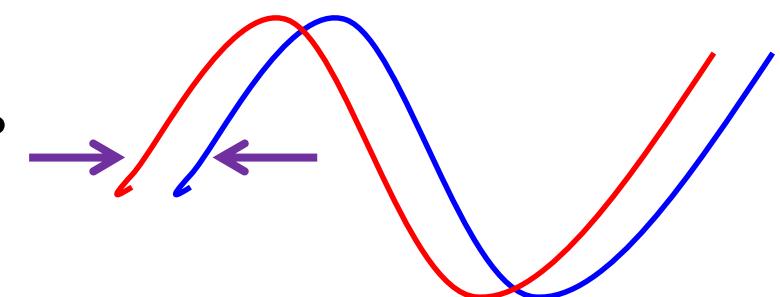


- 开关导通时，由开关的阻抗和寄生电容决定的时间常数决定了开关的建立速度；
- 开关速度和开关导通时的阻抗密切相关。

采样电路

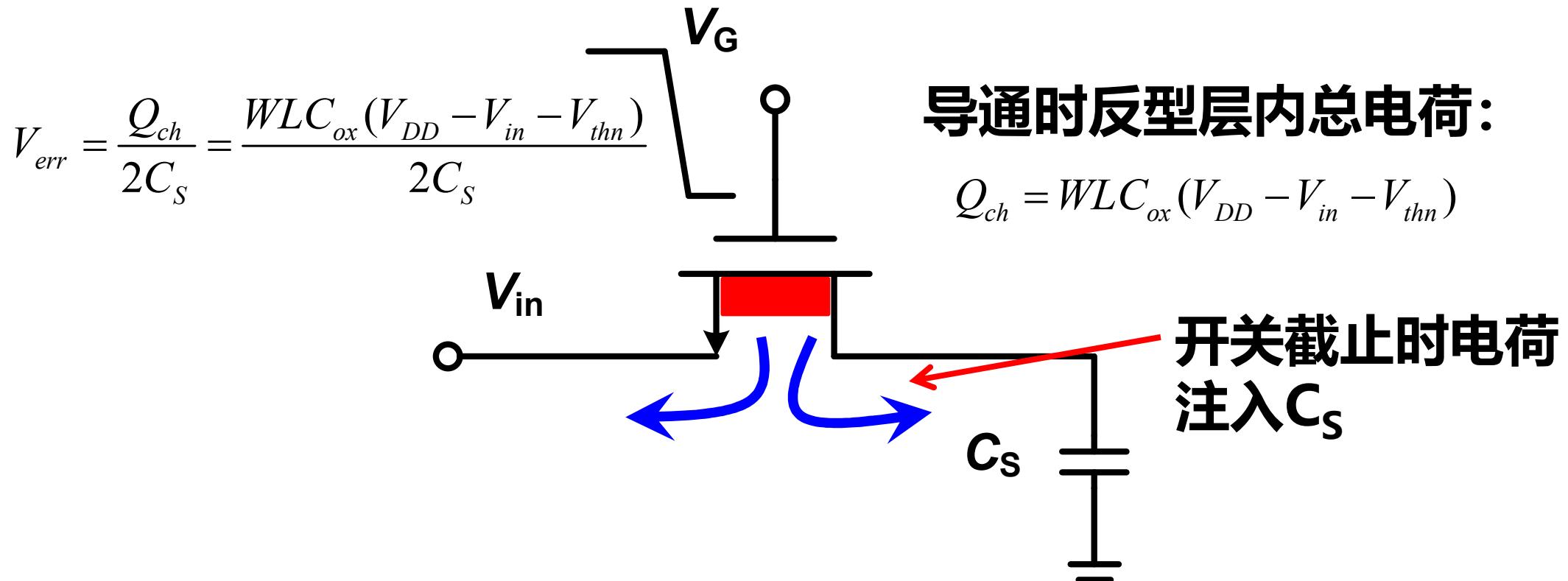


- $V_G = V_{DD}$, C_s 电容的电压信号跟踪 V_{in} ;
(Track)
- $V_G = 0$, C_s 电容保持采样时刻信号 (Hold) 。



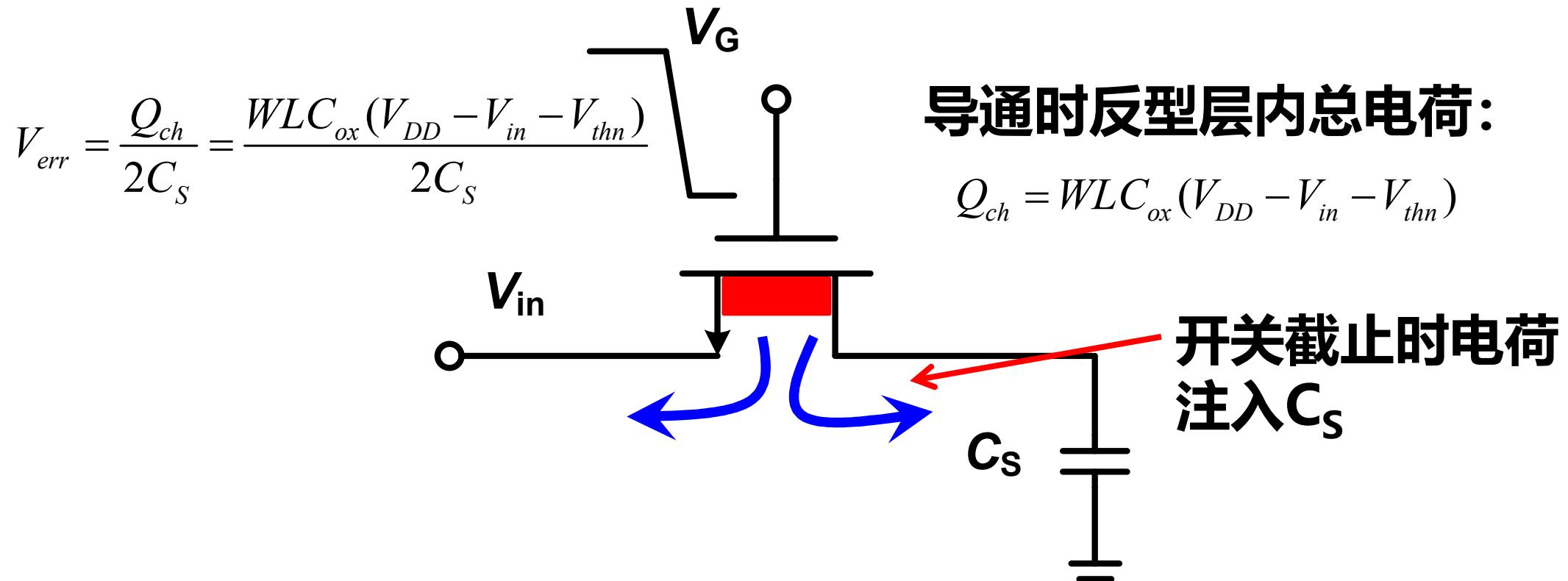
有限阻抗、采样电容引起的相差

MOS开关的电荷注入



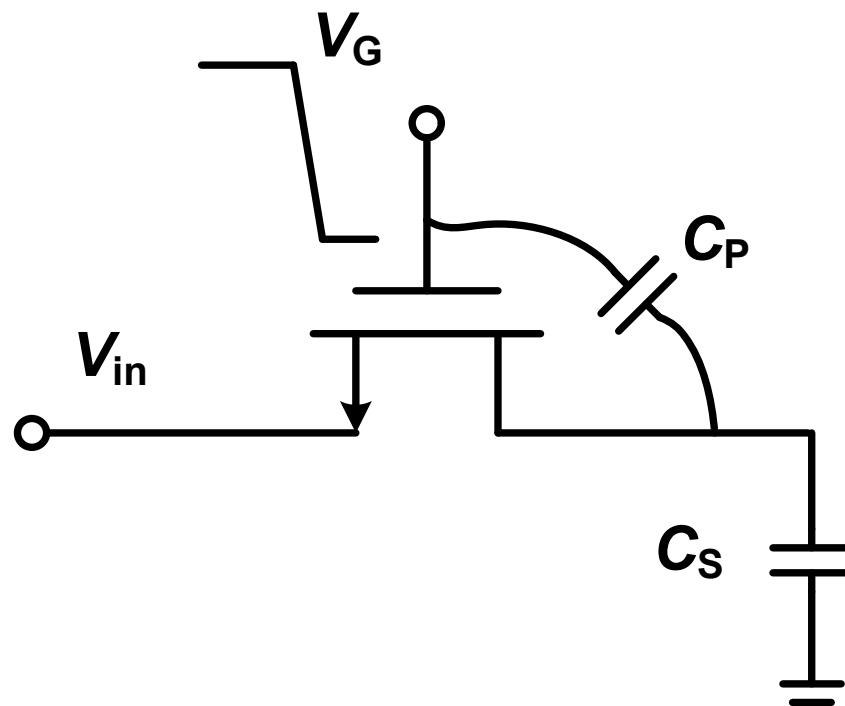
- 注入左端的电荷被输入源吸收，不会引入误差，前提是 V_{in} 端输入阻抗足够低；
- 注入右端的电荷使得 C_s 电容电压发生变化，引起误差。

MOS开关的电荷注入



- 电荷注入对 C_S 电容电荷的影响机理非常复杂，与开关两端阻抗、时钟转换速度等都有密切关系；
- 电荷注入对 C_S 采样结果的影响：引起增益误差，引起直流失调，引起非线性。

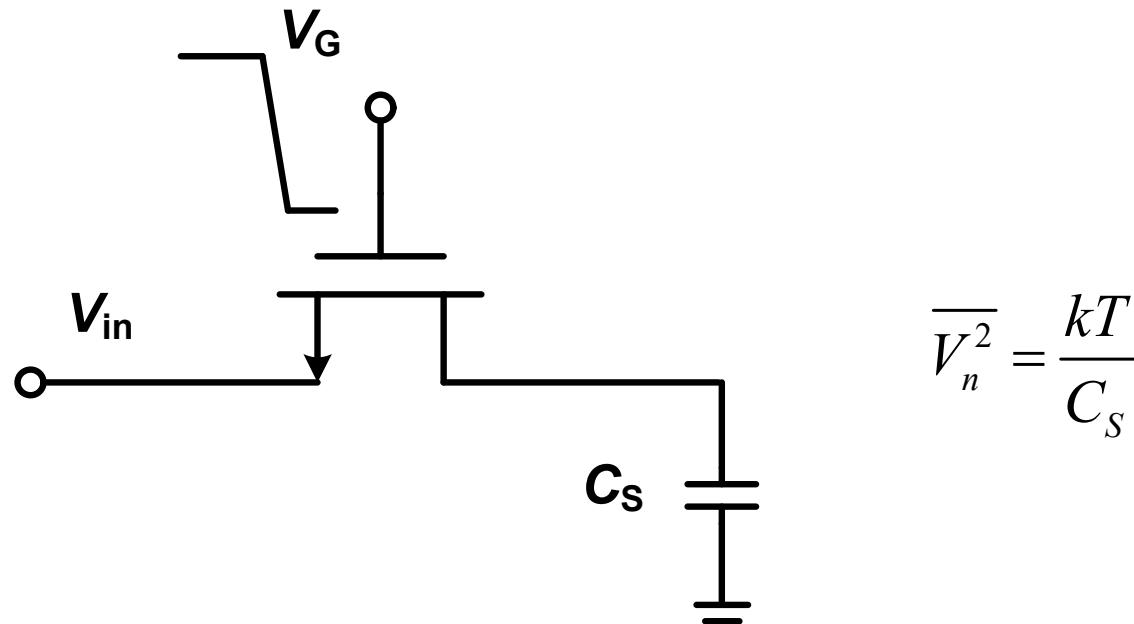
MOS开关的时钟馈通



$$V_{err} = \frac{C_P}{C_P + C_S} V_{DD}$$

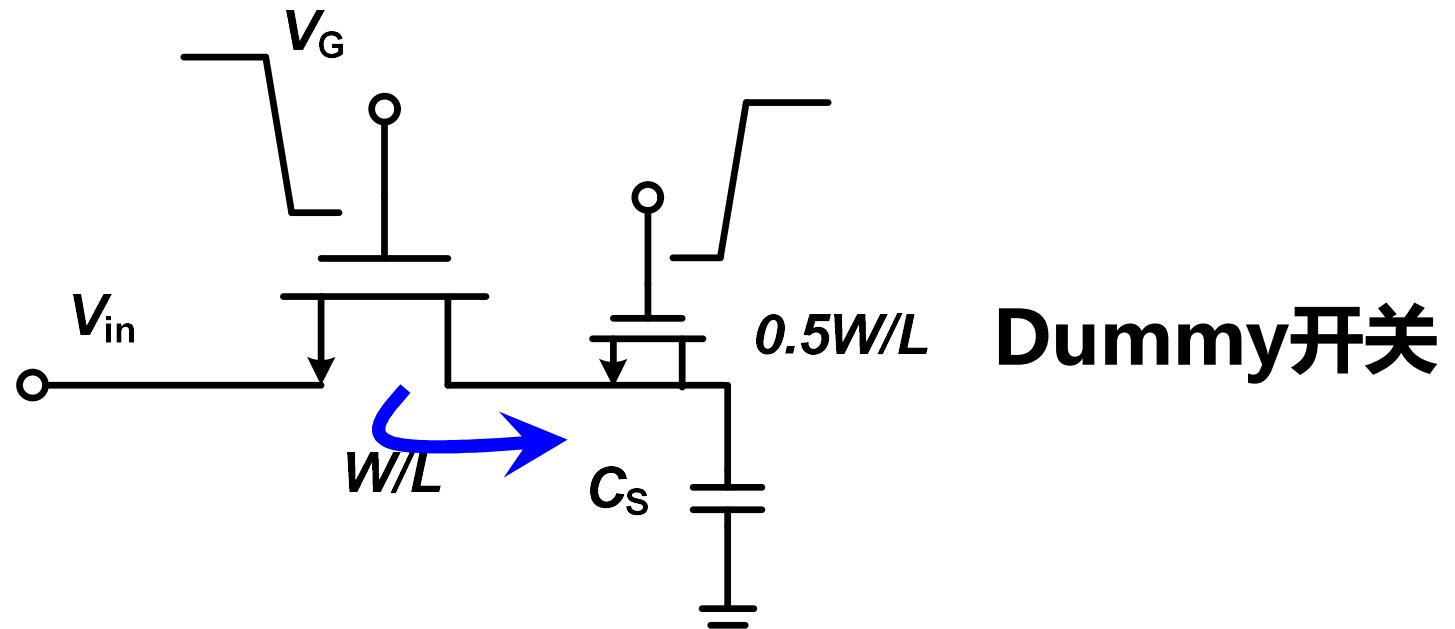
- 开关信号截止时，通过寄生电容耦合到采样电容；
- 引入直流失调。

MOS开关的噪声



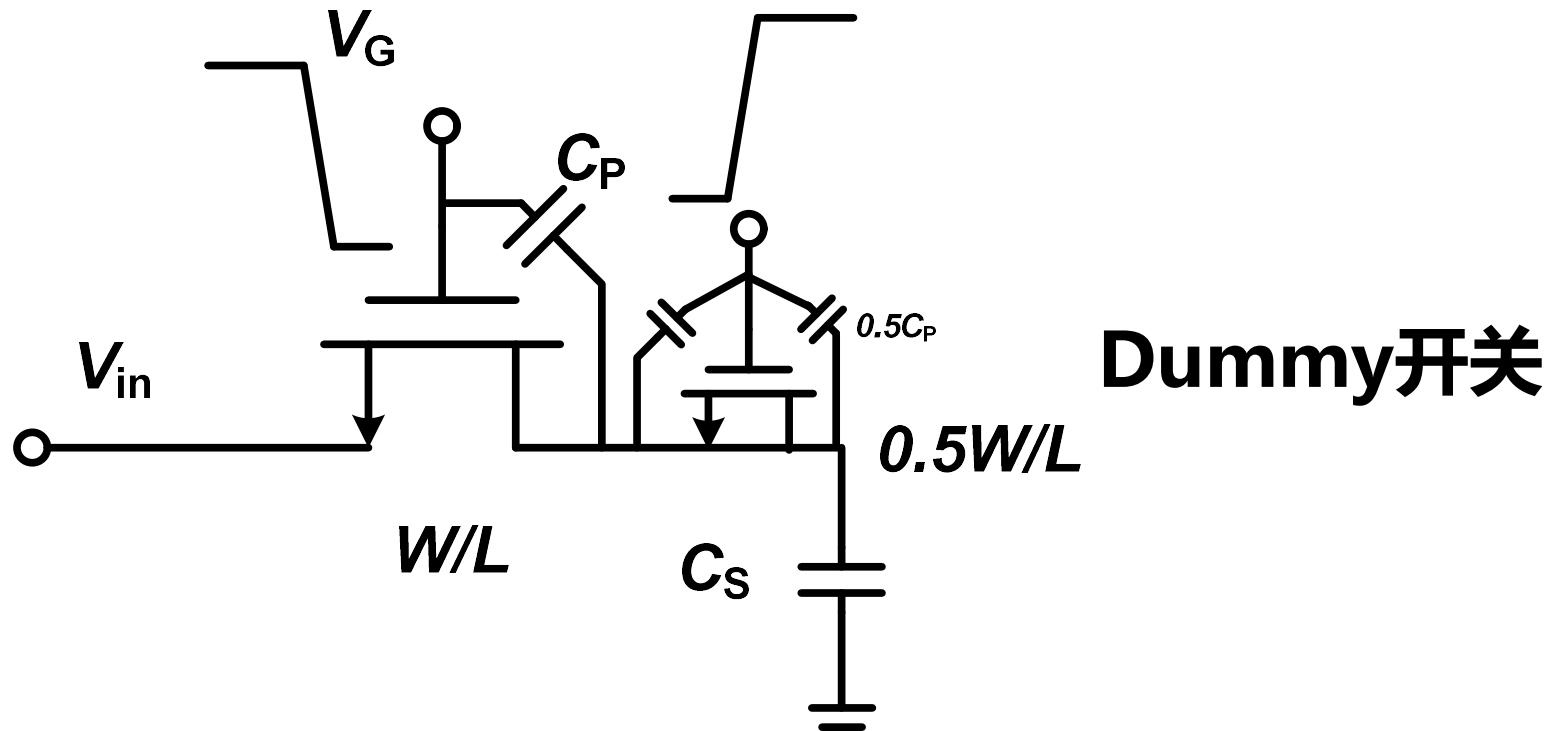
- 开关导通时，除信号电流外，沟道热噪声电流也会注入到电容上，引起输出电压的误差；
- 该噪声限制了可处理模拟信号的最低值；
- 增加电容大小是降低噪声的有效方法，除此之外也可通过过采样的信号处理方法降低噪声。

电荷注入的消除方法



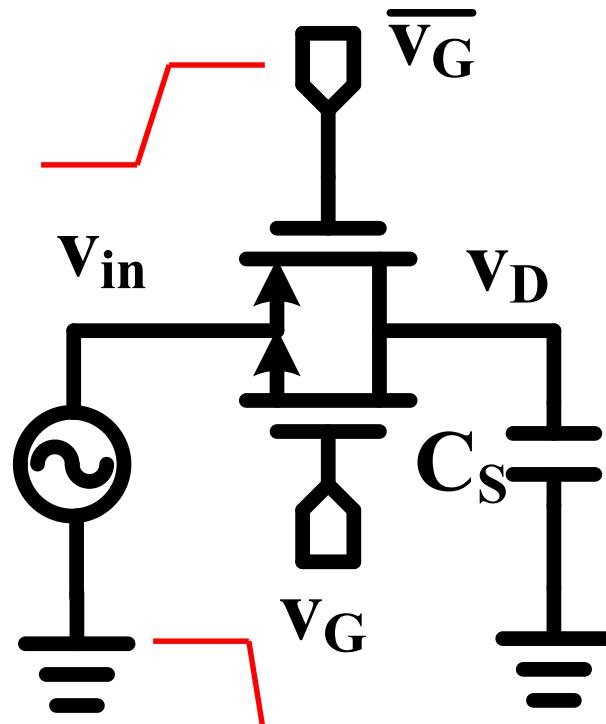
- 增加Dummy开关，开关闭合时，Dummy开关导通，沟道注入电荷被Dummy开关吸收；
- 假设开关断开时沟道电荷向两侧平均分配，则Dummy开关的尺寸应该为采样开关的一半；
- 实际上注入电荷并非平均分配，降低了方法的有效性。

时钟馈通的消除方法



- 增加Dummy开关，可在一定程度上压缩时钟馈通。

CMOS开关

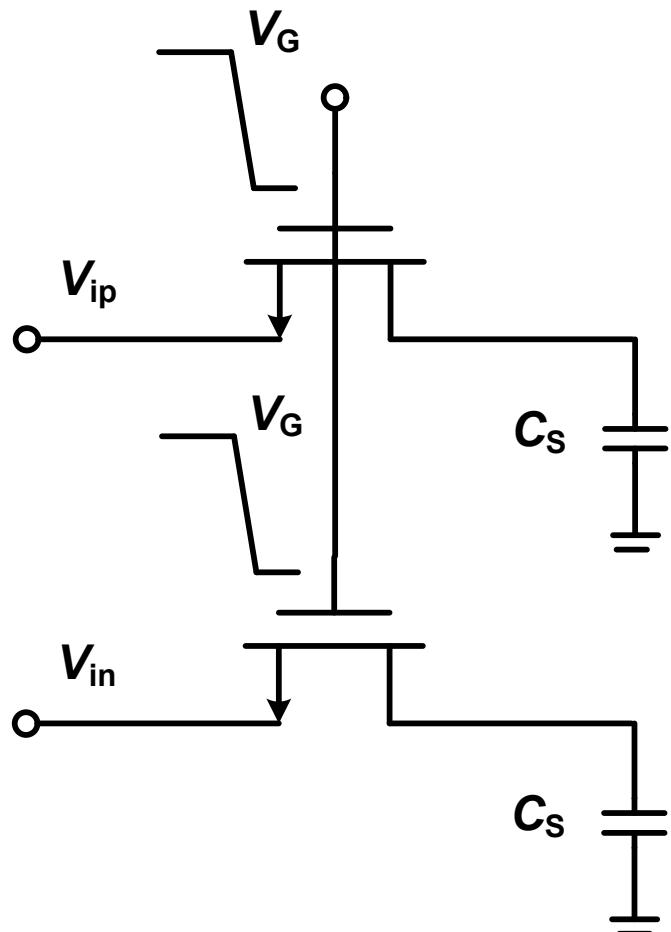


$$Q_{chn} = (WL)_n C_{ox} (V_{DD} - V_{in} - V_{thn})$$

$$Q_{chp} = (WL)_p C_{ox} (V_{in} - |V_{thp}|)$$

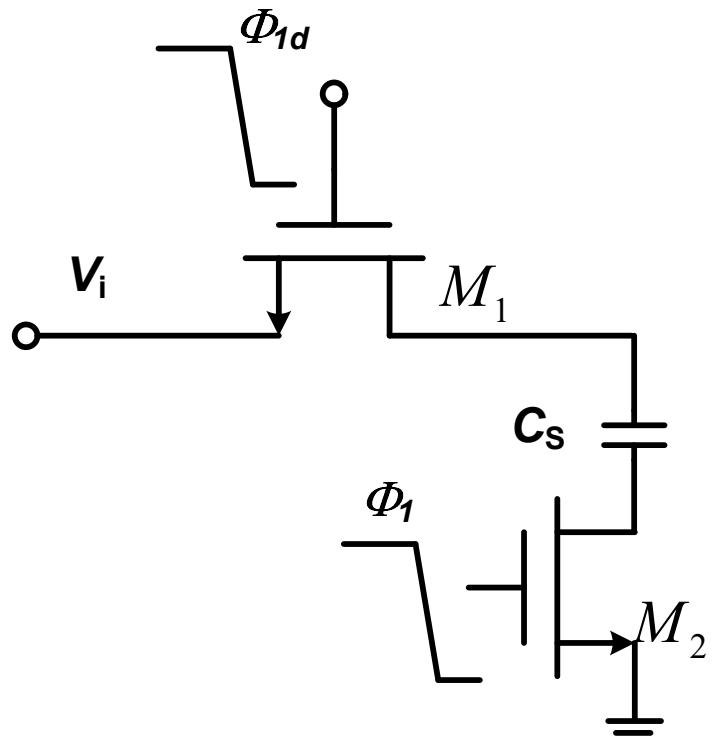
- 开关断开时，NMOS注入的电子和PMOS注入的空穴可相互抵消；
- 时钟馈通电荷的极性也是相反的，也可部分抵消；
- 由于沟道电荷和输入电平有关，而时钟馈通和寄生有关，CMOS开关对两种非理想因素的消除作用有限。

差分开关



- 当 $V_{ip}=V_{in}$ 时，注入的电荷才是共模干扰，一般情况下，差分开关并不能有效消除电荷注入影响；
- 差分开关的偶次谐波失真较低，也可部分地消除直流失调。

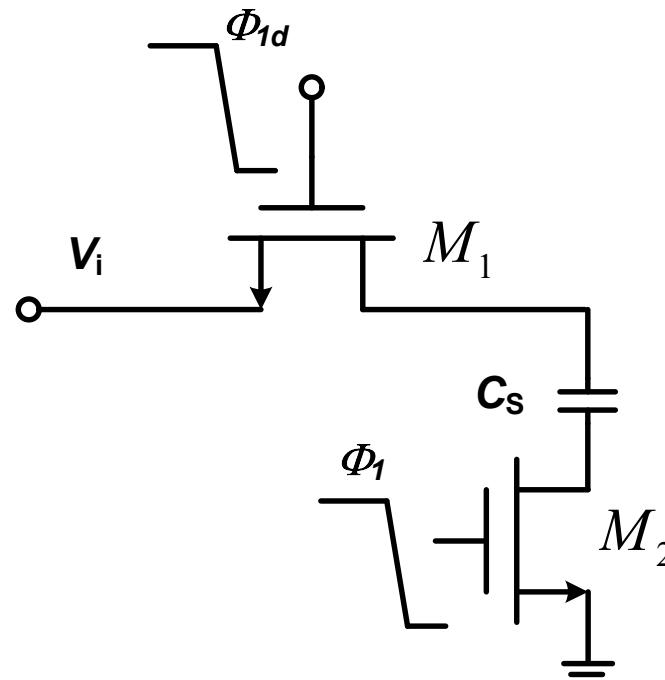
底板采样技术



- 由于M₂已断开，C_s上的电容不能变化，M₁引起的电荷注入和时钟馈通不能影响C_s的电荷。

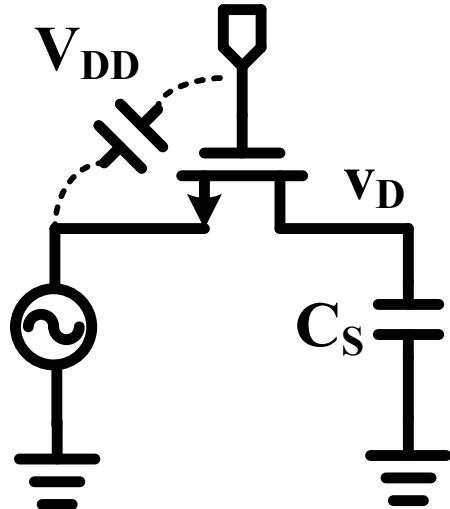
- 工作原理，Φ_{1d}是Φ₁的延迟信号，Φ₁时M₂对电容的一个极板进行初始化，M₁开启后电容的另一极板跟踪输入信号；
- 采样时刻，M₂的控制电平，首先断开，由于M₂两端是固定电平，其电荷注入和时钟馈通的影响很小；

底板采样技术



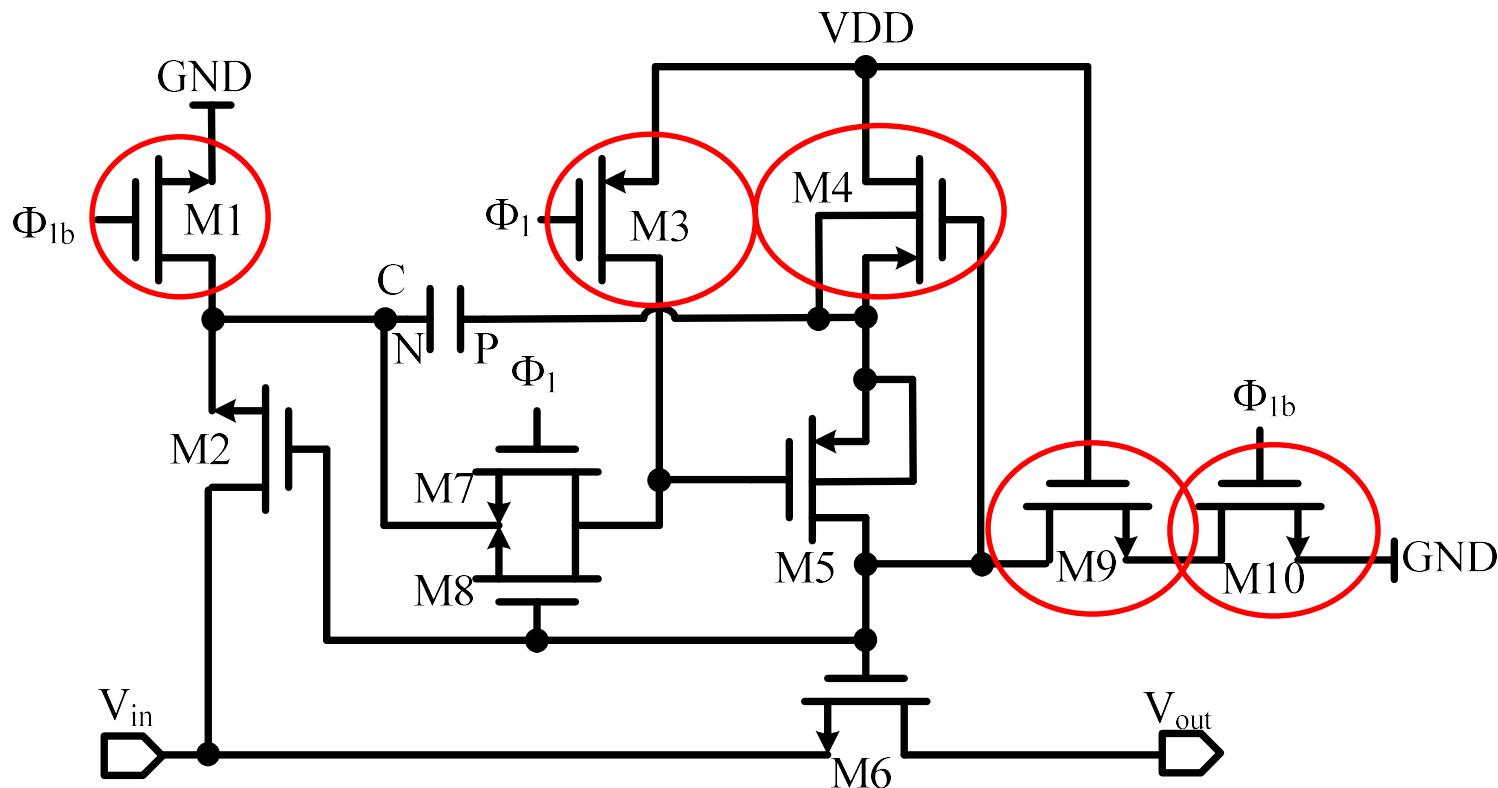
- M_2 的宽长比使得 $R_{on2}C_s \ll T_s$;
- M_1 的宽长比需足够大，以使得 C_s 可很好的跟踪输入信号；
- 前者更容易满足，因此 $(W/L)_2 \ll (W/L)_1$

自举开关



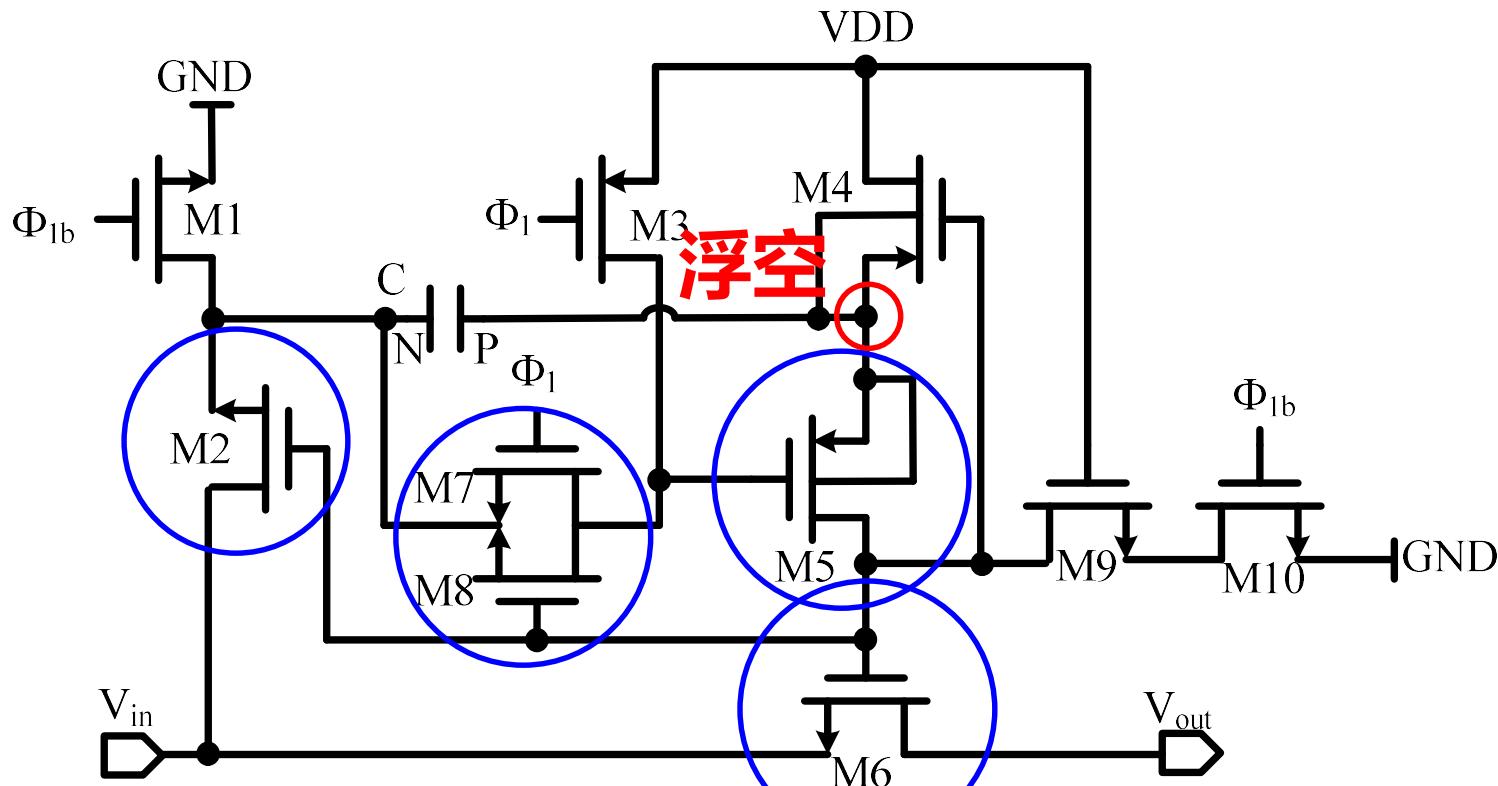
- 即使采用底板采样技术，由于采样开关的非线性导通电阻，采样信号精度仍会受到影响；
- 可利用自举开关。

自举开关



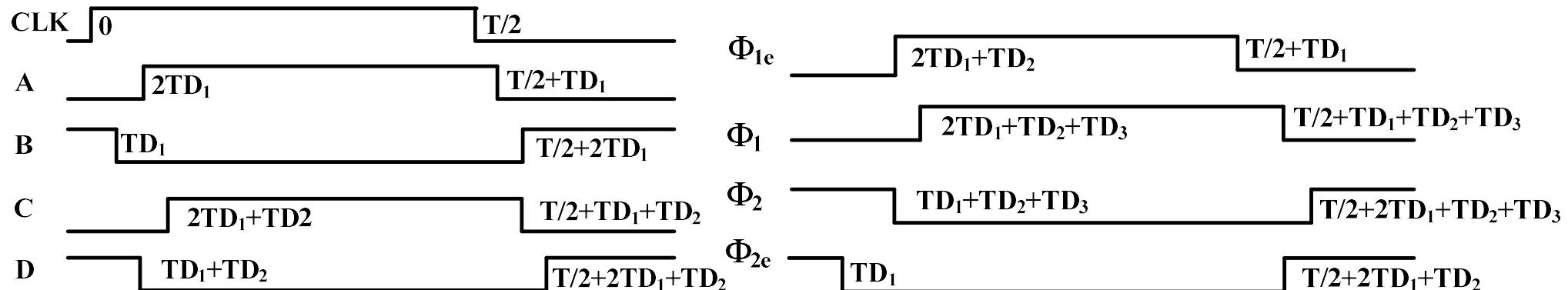
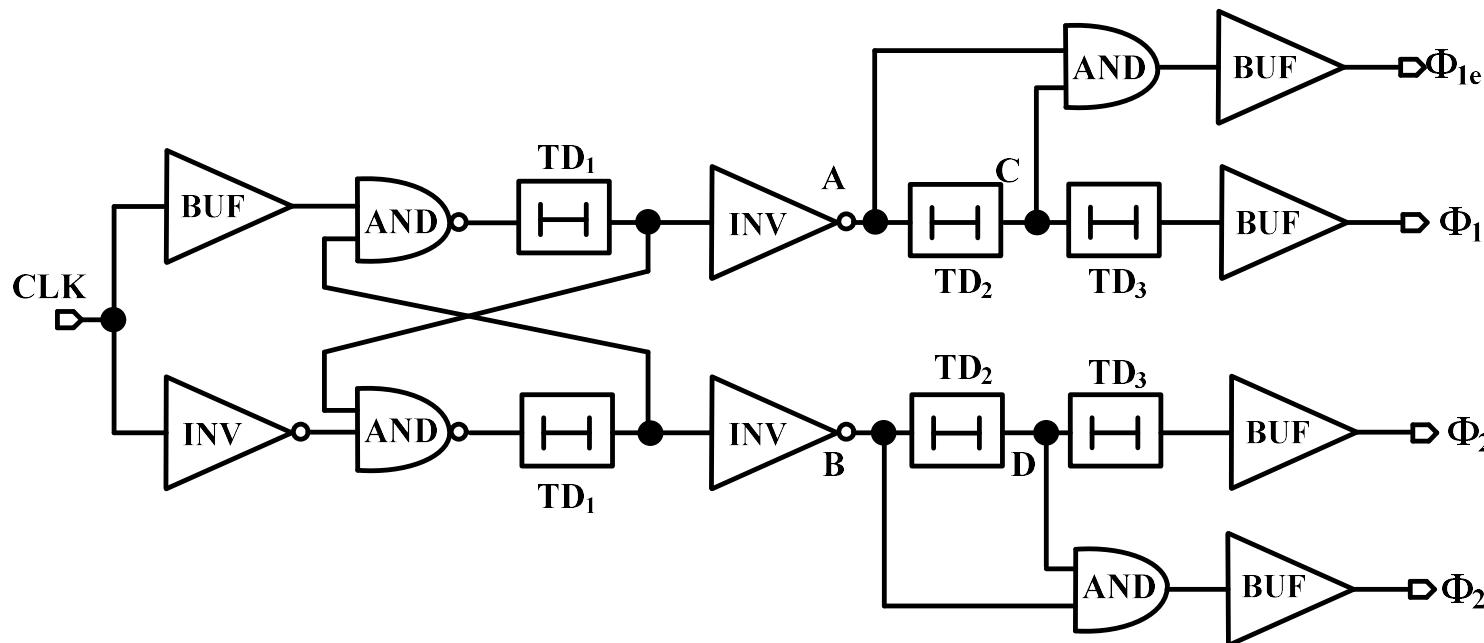
- $\Phi_1=0, \Phi_{1b}=1, M1、M3、M4、M9、M10$ 导通，
 $M2、M5、M6、M7、M8$ 断开，自举电容C两端
电压为VDD

自举开关



- $\Phi_1=1, \Phi_{1b}=0, M2、M5、M6、M7、M8$ 导通，
 $M1、M3、M4、M9、M10$ 断开，自举电容C跨接
在M6的栅源两端，保持其 V_{GS} 恒为VDD， $C >> C_{GS6}$
以保证自举电压足够高。

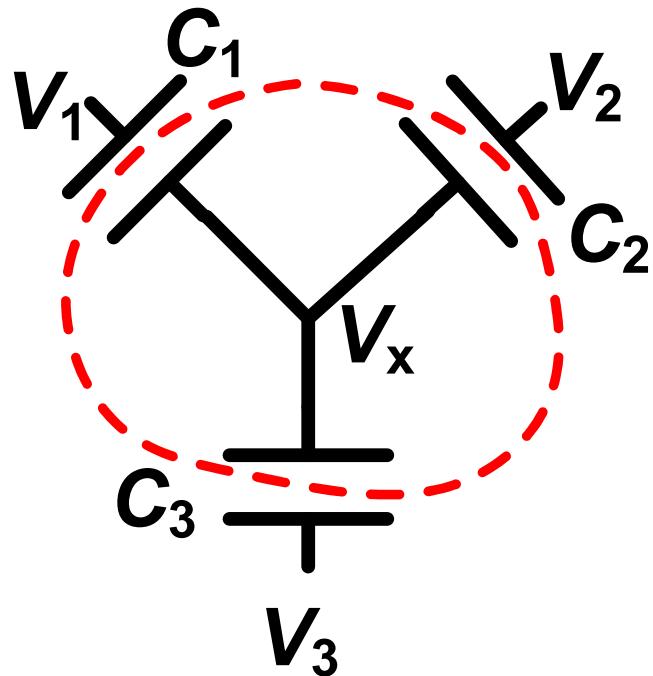
两相不交叠时钟



本章内容

- (1) 开关电容滤波器的基本原理
- (2) 开关电容电路的基本元件
- (3) 开关电容电路的基本分析方法
- (4) 开关电容放大器
- (5) 开关电容积分器

电荷守恒



$$Q_x = Q_1 + Q_2 + Q_3$$

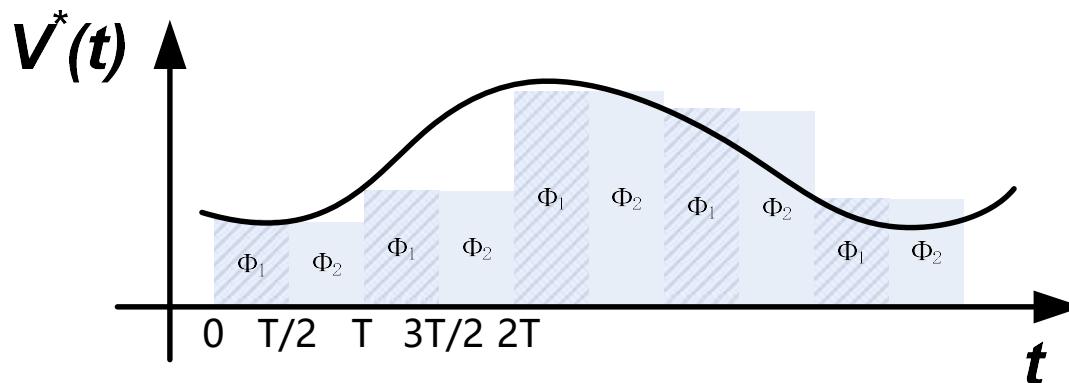
$$Q_1 = C_1(V_1 - V_x)$$

$$Q_2 = C_2(V_2 - V_x)$$

$$Q_3 = C_3(V_3 - V_x)$$

- 在开关电容电路中，用闭合面包围各电容器的一个极板集合，如果没有导电电路穿过该面，则其中的极板上的电荷是守恒的。电容上电压的改变仅改变电荷分配的比例。

两相工作方式



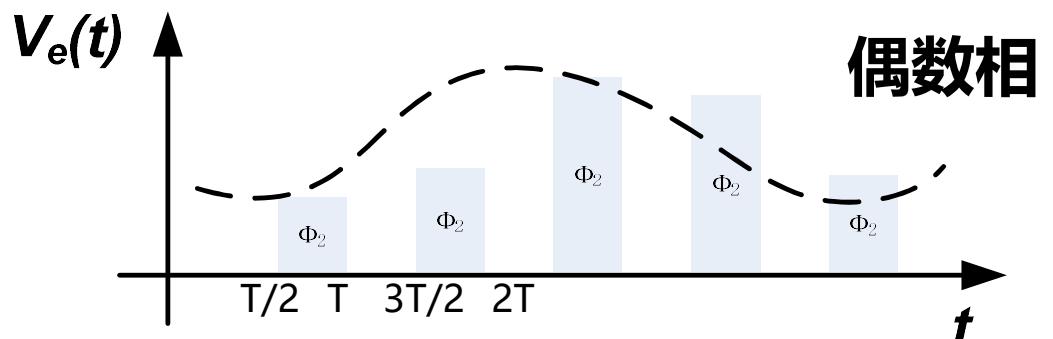
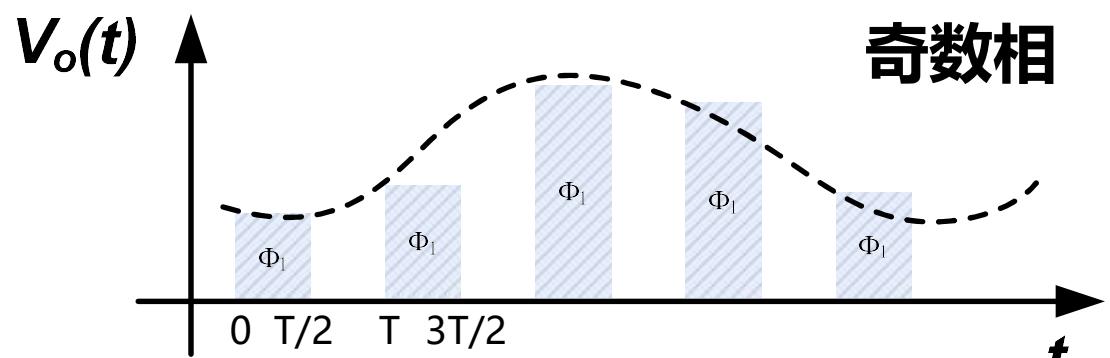
$$v^*(t) = v^o(t) + v^e(t)$$

采样点： $v^*(nT/2) \Big|_{n=0,1,2,3,\dots}$

$$v^*(nT/2) \Big|_{n=0,1,2,3,\dots} =$$

$$v^o[(n-1)T/2] \Big|_{n=1,3,5,\dots}$$

$$+ v^e[(n-1)T/2] \Big|_{n=2,4,6,\dots}$$



频域传递函数的推导

■ **z变换** $V(z) = \sum_{n=0}^{\infty} v(nT)z^{-n} = v(0) + v(T)z^{-1} + v(2T)z^{-2} + \dots$

■ **采样波形的z变换**

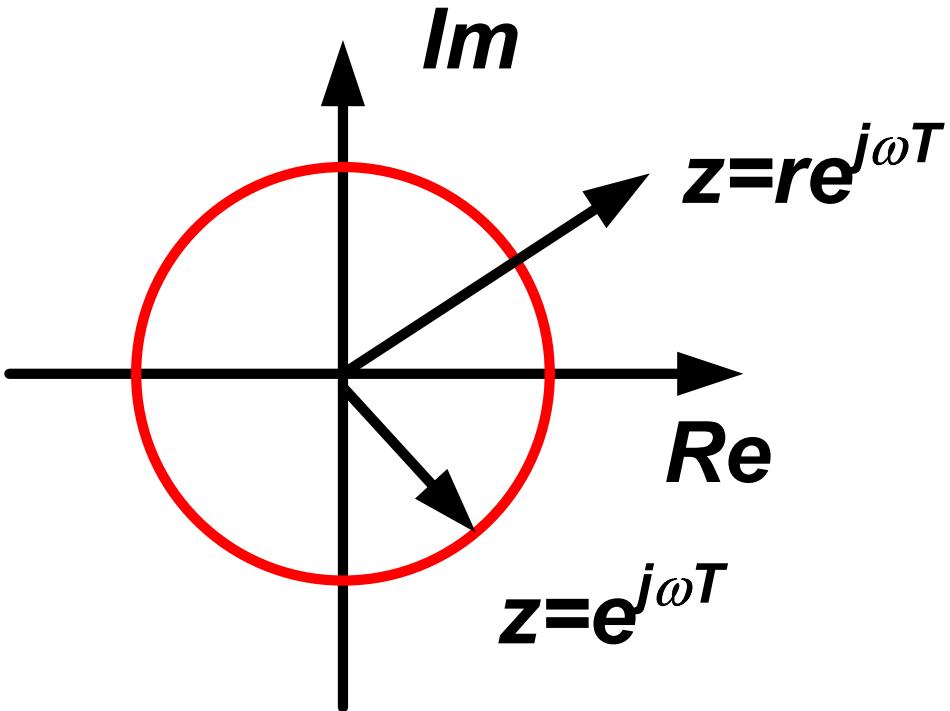
$$v^*(t) = v^o(t) + v^e(t) \quad V^*(z) = V^o(z) + V^e(z)$$

■ **传递函数**

$$H^{mn}(z) = \left. \frac{V_o^n(z)}{V_i^m(z)} \right|_{m,n=o,e}, \quad H(z) = \frac{V_o^o(z) + V_o^e(z)}{V_i^o(z) + V_i^e(z)}$$



z变换和频率响应的关系

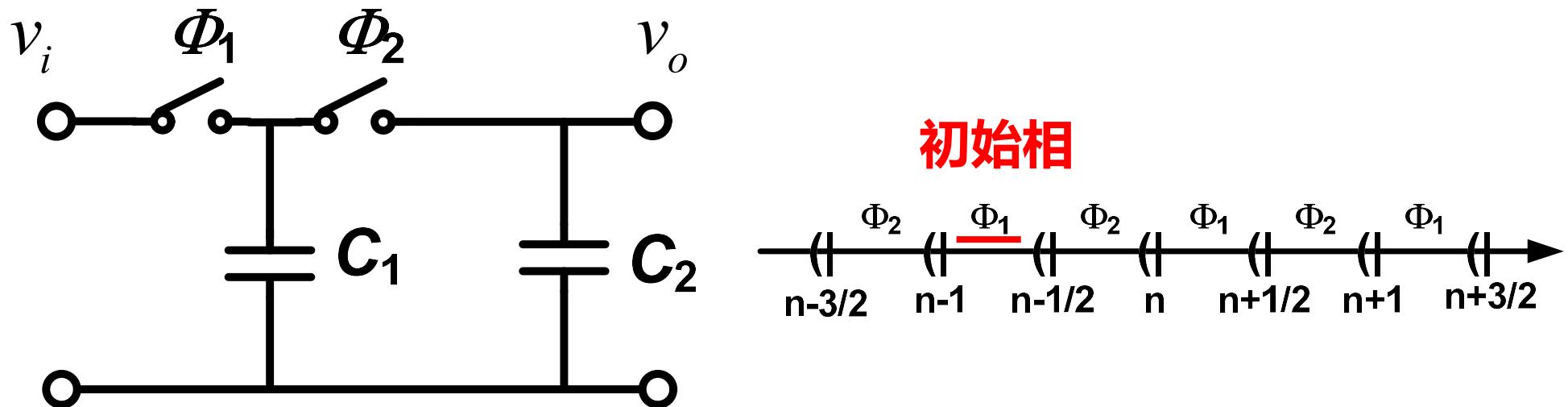


- **z是复数:** $z = re^{j\omega T_s}$
- **频率变换是单位圆上的z变换:** $z = e^{j\omega T_s} = e^{j2\pi f/f_s}$

开关电容电路的推导

- 选择初始相，确定初始相位的电压；
- 利用电荷守恒等原理推导出下一个相位的电压表达式，求出相位之间的时域方程；
- 对时域方程进行z变换；
- 将z变换改写成频率变换。

一阶开关电容滤波器

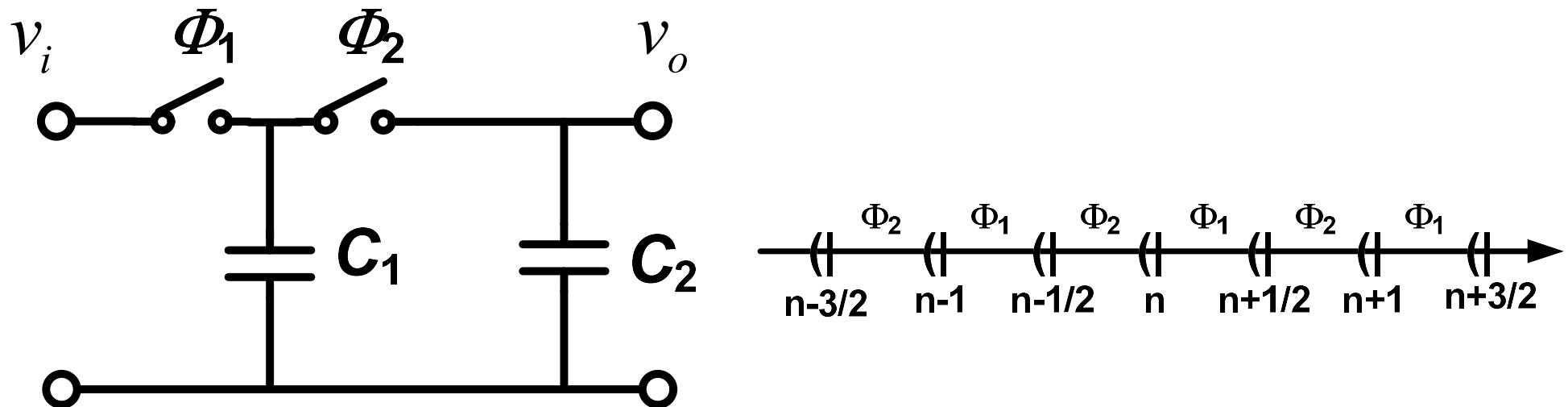


■ 选择($n-1$)为初始相，确定初始相位的电压：

电容 C_1 的电压为： $v_i^o(n-1)$

电容 C_2 的电压为： $v_o^o(n-1)$

一阶开关电容滤波器



■ 推导选择($n-1/2$)的电压，并建立方程。

$$v_o^e(n-1/2)(C_1 + C_2) = v_i^o(n-1)C_1 + v_o^o(n-1)C_2$$

$$v_o^e(n-1/2) = v_o^o(n)$$

一阶开关电容滤波器

■ 进行z变换：

$$v(n) \rightarrow V(z), v(n-n_0) \rightarrow z^{-n_0}V(z)$$

$$v_o^e(n-1/2)(C_1 + C_2) = v_i^o(n-1)C_1 + v_o^o(n-1)C_2$$

$$v_o^e(n-1/2) = v_o^o(n)$$



$$z^{-1/2}V_o^e(z) = \frac{C_1}{C_1 + C_2}z^{-1}V_i^o(z) + \frac{C_2}{C_1 + C_2}z^{-1}V_o^o(z)$$

$$z^{-1/2}V_o^e(z) = V_o^o(z)$$

一阶开关电容滤波器

$$z^{-1/2}V_o^e(z) = \frac{C_1}{C_1 + C_2} z^{-1}V_i^o(z) + \frac{C_2}{C_1 + C_2} z^{-1}V_o^o(z)$$

$$z^{-1/2}V_o^e(z) = V_o^o(z)$$

$$(1 - \frac{C_2}{C_1 + C_2} z^{-1})V_o^o(z) = \frac{C_1}{C_1 + C_2} z^{-1}V_i^o(z)$$

$$H^{oo}(z) = \frac{V_o^o(z)}{V_i^o(z)} = \frac{C_1 z^{-1}}{C_1 + C_2 - C_2 z^{-1}} = \frac{z^{-1}}{1 + \alpha - \alpha z^{-1}}$$

$$\alpha = C_2 / C_1$$

一阶开关电容滤波器

$$z^{-1/2}V_o^e(z) = \frac{C_1}{C_1 + C_2} z^{-1} V_i^o(z) + \frac{C_2}{C_1 + C_2} z^{-1} V_o^o(z)$$

$$z^{-1/2}V_o^e(z) = V_o^o(z)$$

$$(z^{-1/2} - \frac{C_2}{C_1 + C_2} z^{-1} z^{-1/2})V_o^e(z) = \frac{C_1}{C_1 + C_2} z^{-1} V_i^o(z)$$

$$H^{oe}(z) = \frac{V_o^e(z)}{V_i^o(z)} = \frac{C_1 z^{-1/2}}{C_1 + C_2 - C_2 z^{-1}} = \frac{z^{-1/2}}{1 + \alpha - \alpha z^{-1}}$$

$$\alpha = C_2 / C_1$$

一阶开关电容滤波器

$$H^{oo}(z) = \frac{V_o^o(z)}{V_i^o(z)} = \frac{z^{-1}}{1 + \alpha - \alpha z^{-1}} \quad \alpha = C_2 / C_1$$

$$z = e^{j\omega T}, \omega \in [-f_s / 2, f_s / 2]$$

$$H^{oo}(\omega) = \frac{e^{-j\omega T}}{1 + \alpha - \alpha e^{-j\omega T}} = \frac{1}{(1 + \alpha)e^{j\omega T} - \alpha}$$

$$\begin{aligned} |H^{oo}(\omega)| &= \left| \frac{1}{(1 + \alpha)\cos(\omega T) - \alpha + j(1 + \alpha)\sin(\omega T)} \right| \\ &= \frac{1}{\sqrt{(1 + \alpha)^2 - 2\alpha(1 + \alpha)\cos(\omega T) + \alpha^2}} \\ Arg H^{oo}(\omega) &= -\tan^{-1} \frac{(1 + \alpha)\sin(\omega T)}{(1 + \alpha)\cos(\omega T) - \alpha} \end{aligned}$$

一阶开关电容滤波器

$$f \ll f_s \Rightarrow \omega T \rightarrow 0$$

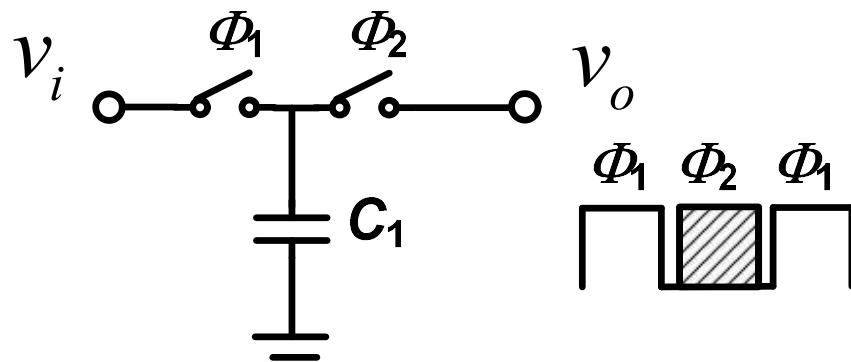
$$\begin{aligned} H^{oo}(\omega) &= \frac{e^{-j\omega T}}{1 + \alpha - \alpha e^{-j\omega T}} = \frac{1}{(1 + \alpha)e^{j\omega T} - \alpha} \\ &\approx \frac{1}{1 + j\alpha\omega T} = \frac{1}{1 + j\omega C_2 / C_1 T} \end{aligned}$$

■ 要使得开关电容滤波器足够逼近连续时间滤波器的响应，必须使得信号频率远低于采样频率。

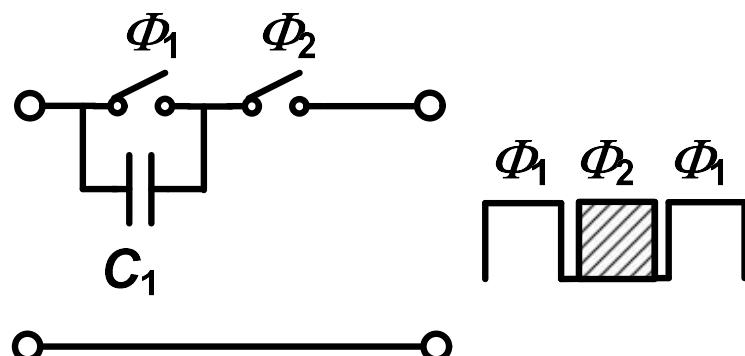
本章内容

- (1) 开关电容滤波器的基本原理
- (2) 开关电容电路的基本元件
- (3) 开关电容电路的基本分析方法
- (4) 开关电容放大器
- (5) 开关电容积分器

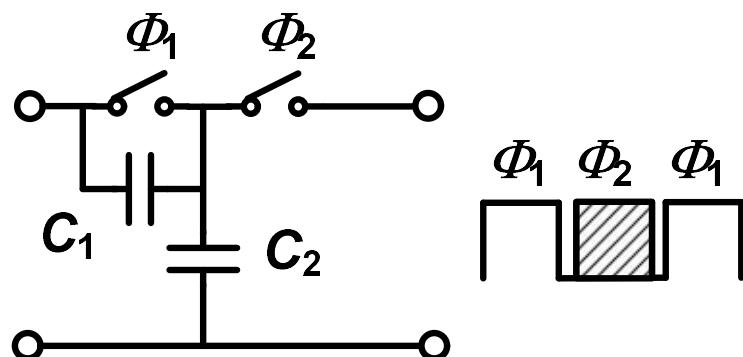
开关电容等效为电阻



$$R_{eq} = \frac{T}{C_1}$$

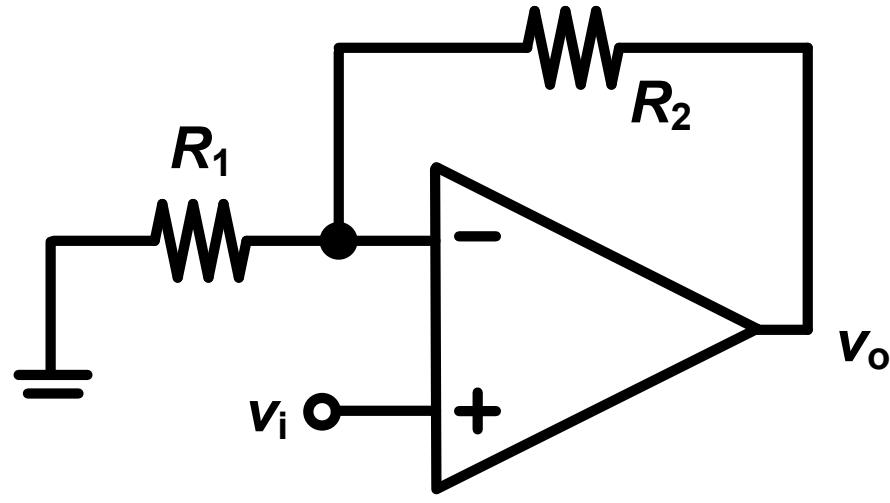


$$R_{eq} = \frac{T}{C_1}$$

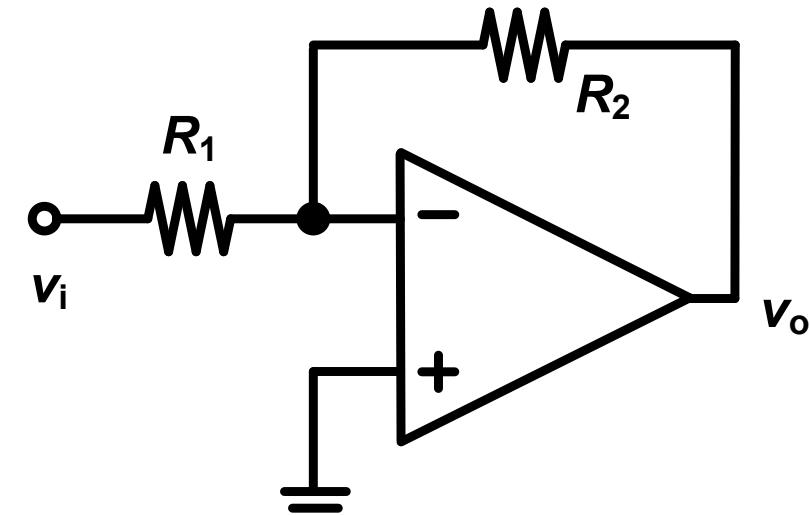


$$R_{eq} = \frac{T}{C_1 + C_2}$$

同相和反相放大器



同相放大器

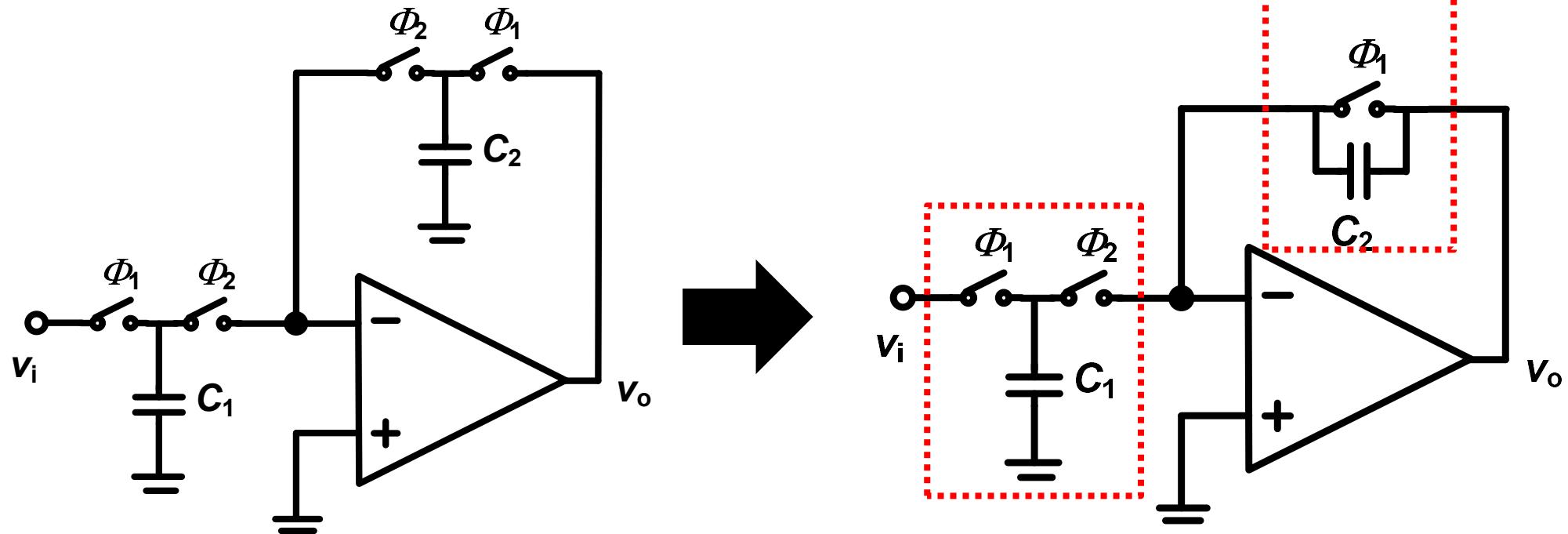


反相放大器

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$A = -\frac{R_2}{R_1}$$

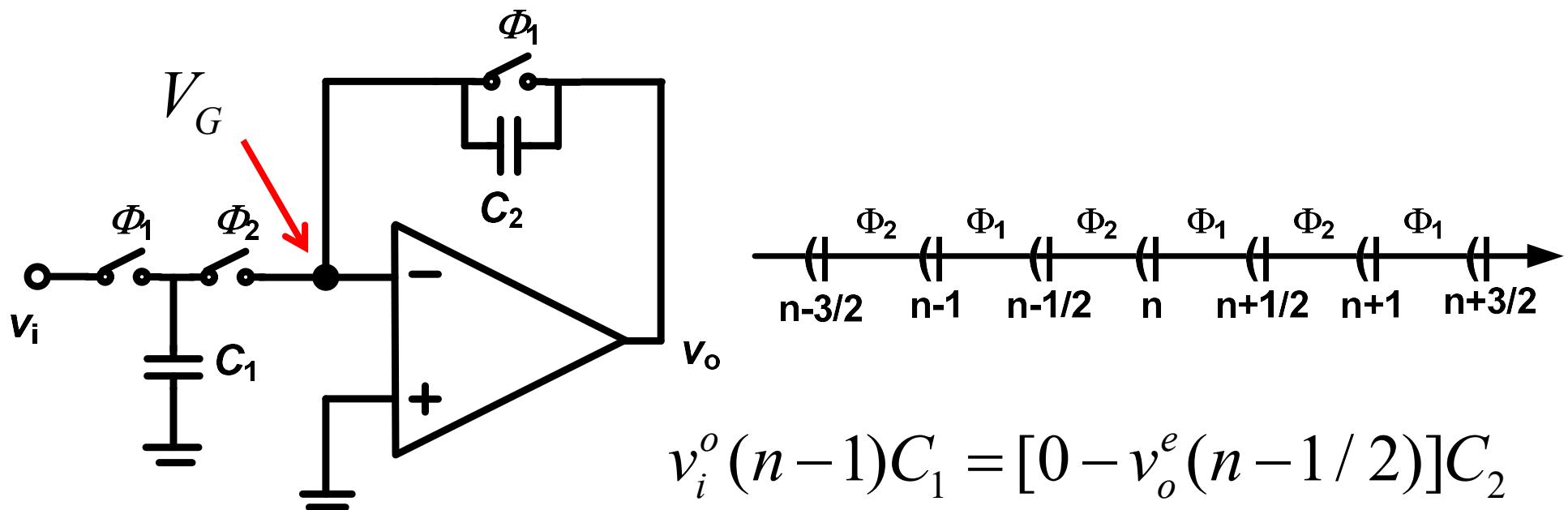
开关电容放大器



无反馈

Φ_1 采样, Φ_2 放大

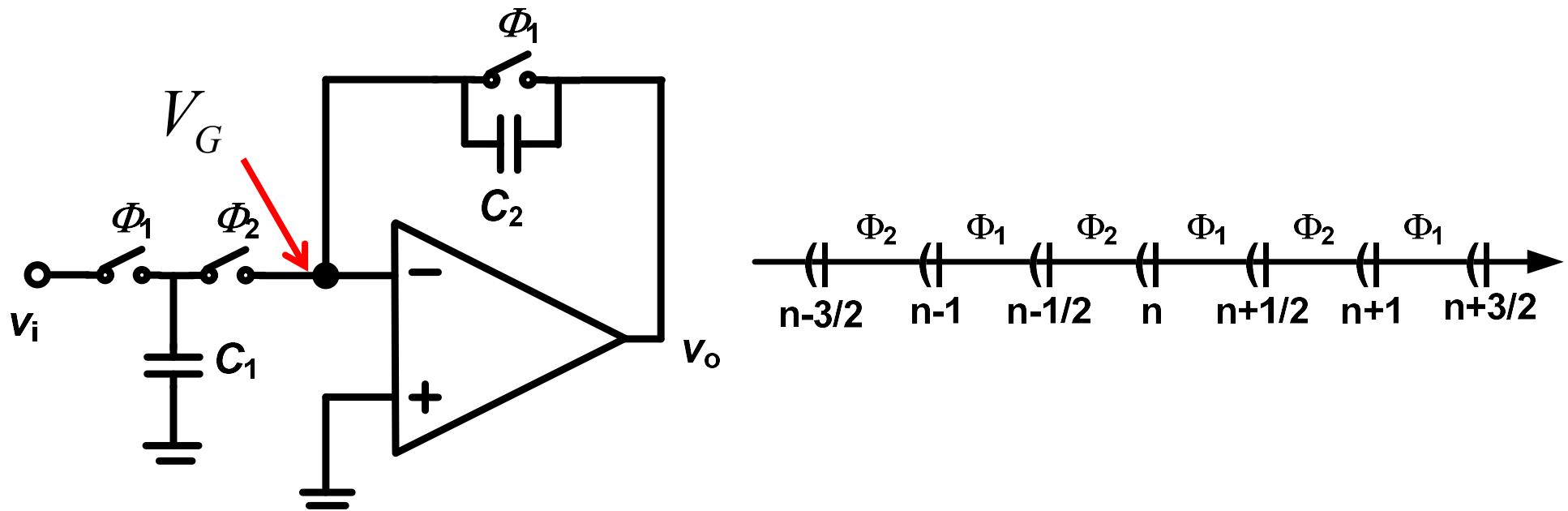
开关电容放大器



$$H^{oe}(z) = -\frac{C_1}{C_2} z^{-1/2} \Rightarrow H^{oe}(j\omega) = -\frac{C_1}{C_2} e^{-j\omega T/2}$$

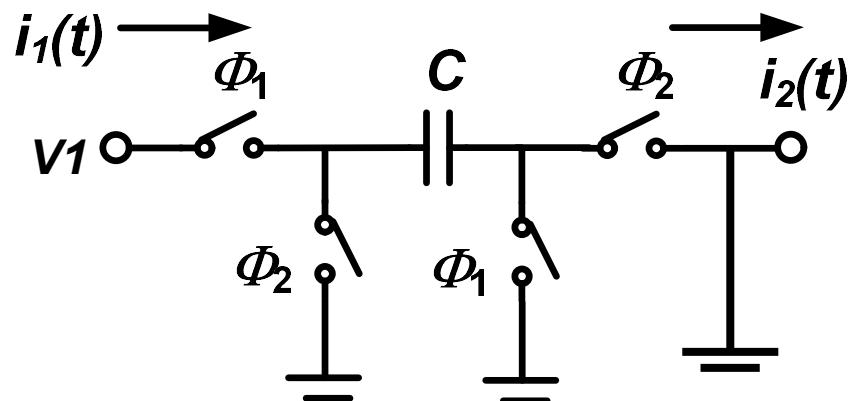
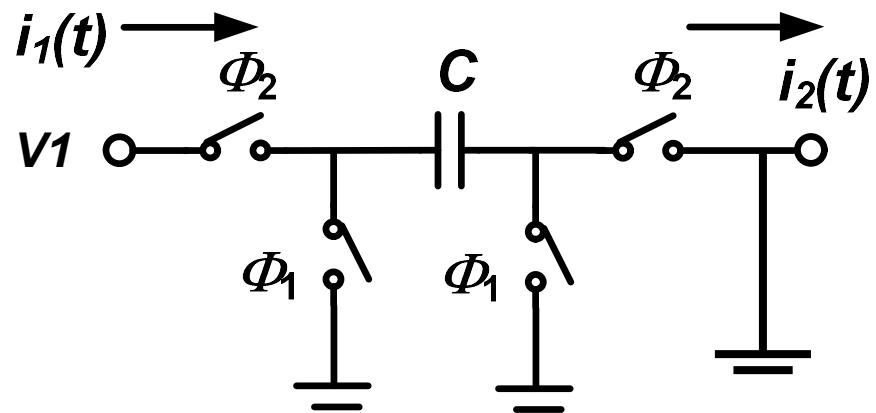
$$|H^{oe}(\omega)| = \frac{C_1}{C_2}, \text{ Arg } H^{oe}(\omega) = \pi - \omega T / 2$$

V_G 端寄生电容的影响



- C_1 上极板的寄生电容和 C_1 叠加在一起，会造成增益的误差； C_1 的另一端寄生不会有影响；
- C_2 连接在虚地 V_G 的寄生理论上不会有影响，另一端的寄生会增加OTA负载。

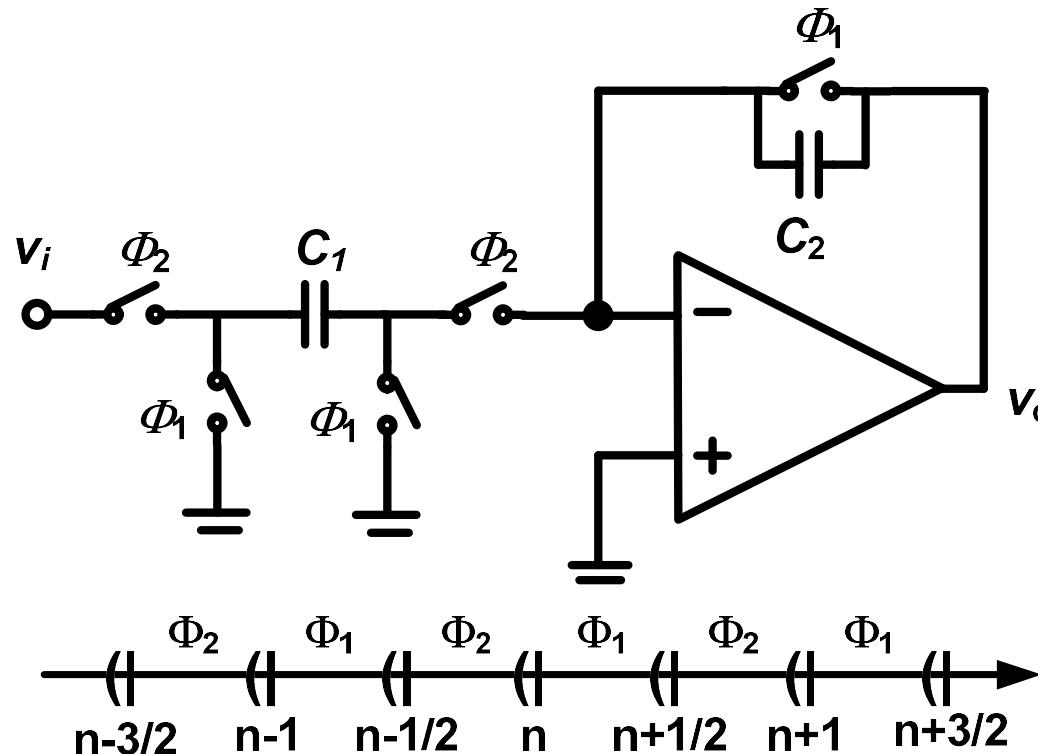
寄生不灵敏的开关电容



$$R_{eq} = \frac{T}{C}$$

$$R_{eq} = -\frac{T}{C}$$

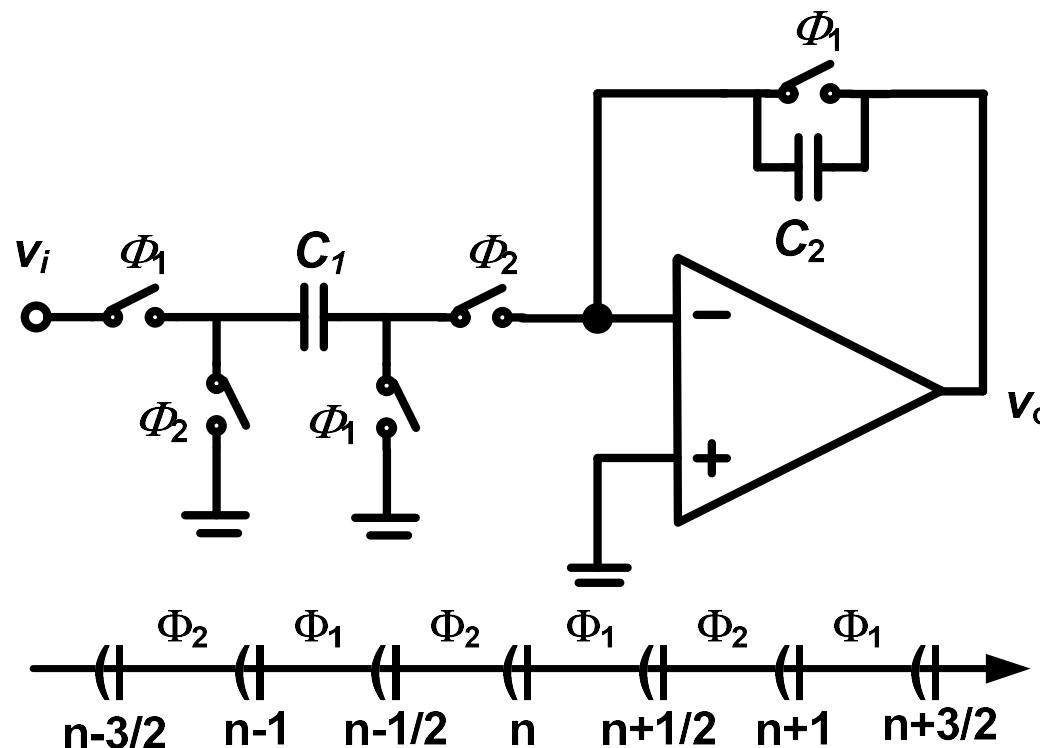
反相放大器



$$0 = -v_i^e (n - 1/2) C_1 - v_o^e (n - 1/2) C_2$$

$$H^{ee}(z) = -\frac{C_1}{C_2}$$

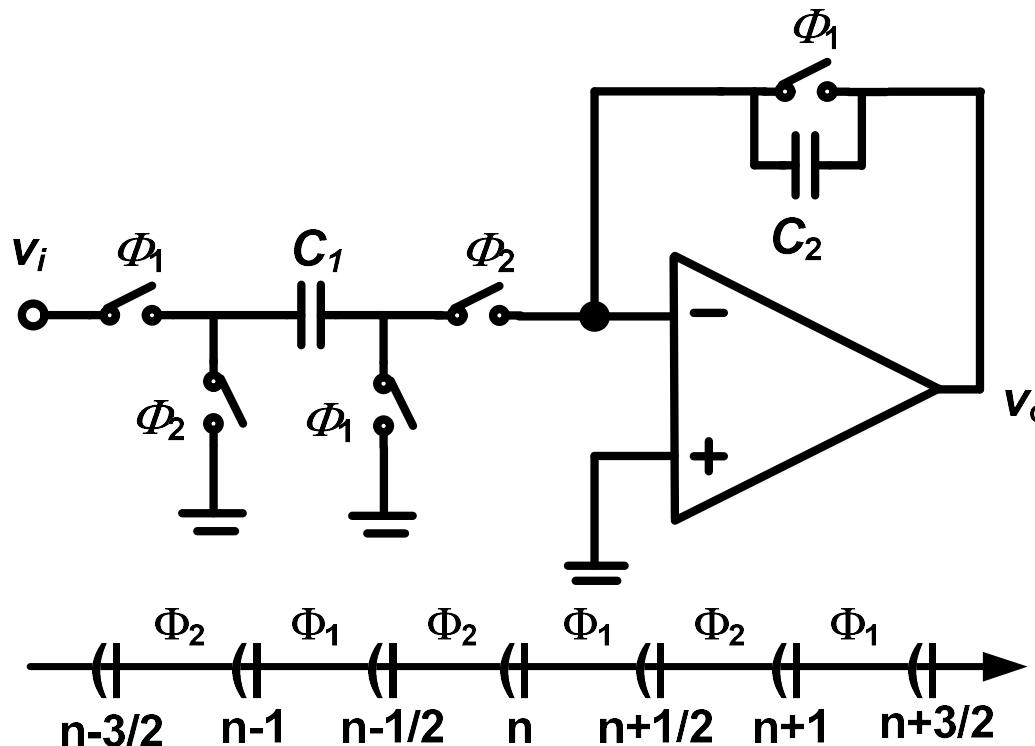
同相放大器



$$-v_i^o(n-1)C_1 = -v_o^e(n-1/2)C_2$$

$$H^{oe}(z) = \frac{C_1}{C_2} z^{-1/2}$$

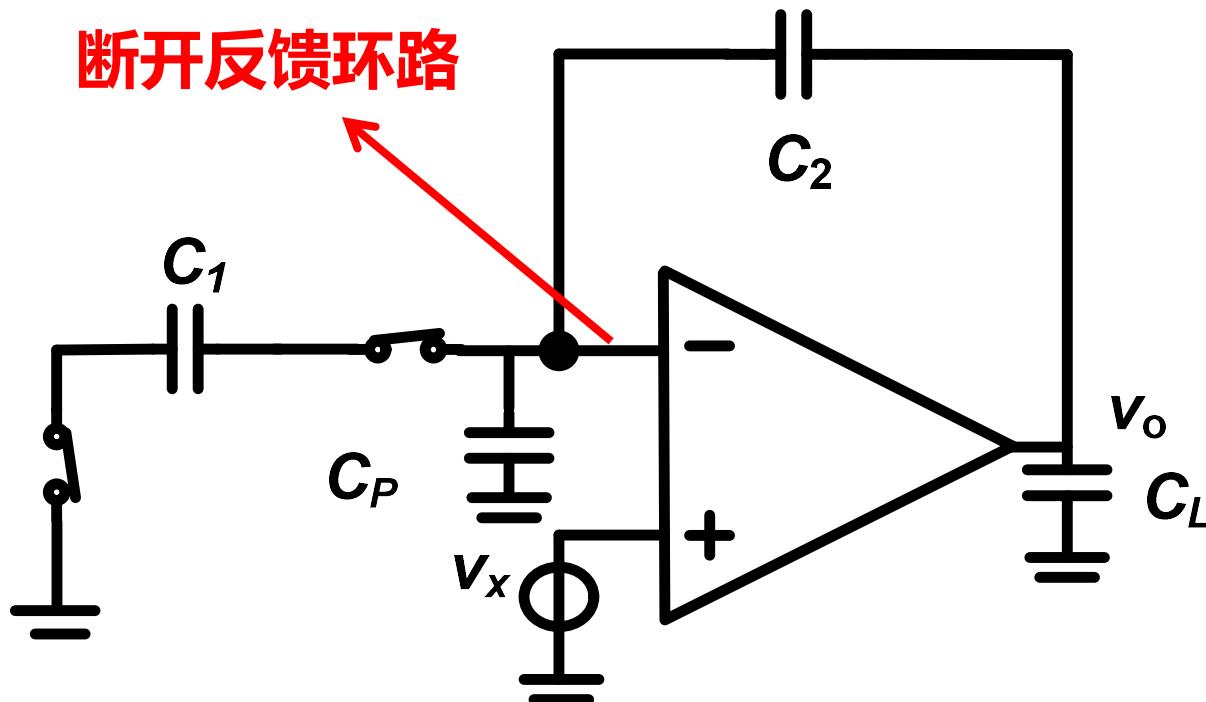
考慮OTA的有限增益



$$-v_i^o(n-1)C_1 = -v_o^e(n-1/2)/AC_1 + [-v_o^e(n-1/2)/A - v_o^e(n-1/2)]C_2$$

$$H^{oe}(z) = \frac{C_1}{C_2} z^{-1/2} \frac{AC_2 / (C_1 + C_2)}{1 + AC_2 / (C_1 + C_2)}$$

放大相的建立速度



- 开关电容放大器在放大相的等效电路；
- 虚地 V_G 的寄生电容 C_P 、负载 C_L 都会对建立产生影响。

放大相的建立速度

- 放大相时，放大器和 C_2 电容构成反馈环路，首先断开反馈环路，则OTA的有效负载为：

$$C_{L,eff} = C_L + C_{eq}, C_{eq} = C_2(C_1 + C_P) / (C_1 + C_2 + C_P)$$

- 单级OTA的GBW为： ■ 两级OTA的GBW为：

$$GBW = \frac{g_m}{2\pi C_{L,eff}} = \frac{g_m}{2\pi(C_L + C_{eq})}$$

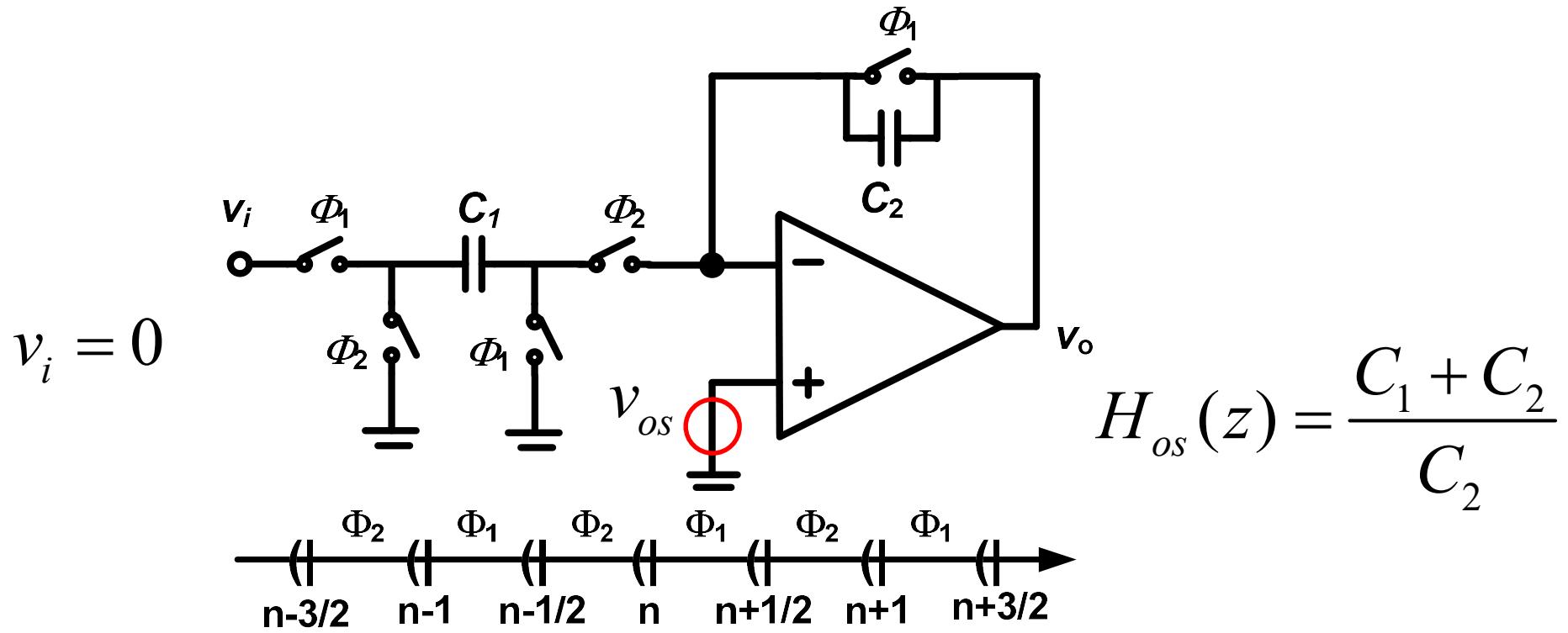
$$GBW = \frac{g_m}{2\pi C_C}$$

- 电路的反馈系数为： ■ 电路的时间常数为：

$$\beta = \frac{C_2}{C_1 + C_2 + C_P}$$

$$\tau = \frac{1}{2\pi\beta GBW} = \frac{C_{L,eff}}{g_m} \frac{C_1 + C_2 + C_P}{C_2}$$

同相放大器的1/f噪声



$$0 = v_{os}^e (n - 1/2)C_1 + (v_{os}^e (n - 1/2) - v_o^e (n - 1/2))C_2$$

- 放大相时，放大器的失调和1/f噪声都会直接传递到放大器的输出。

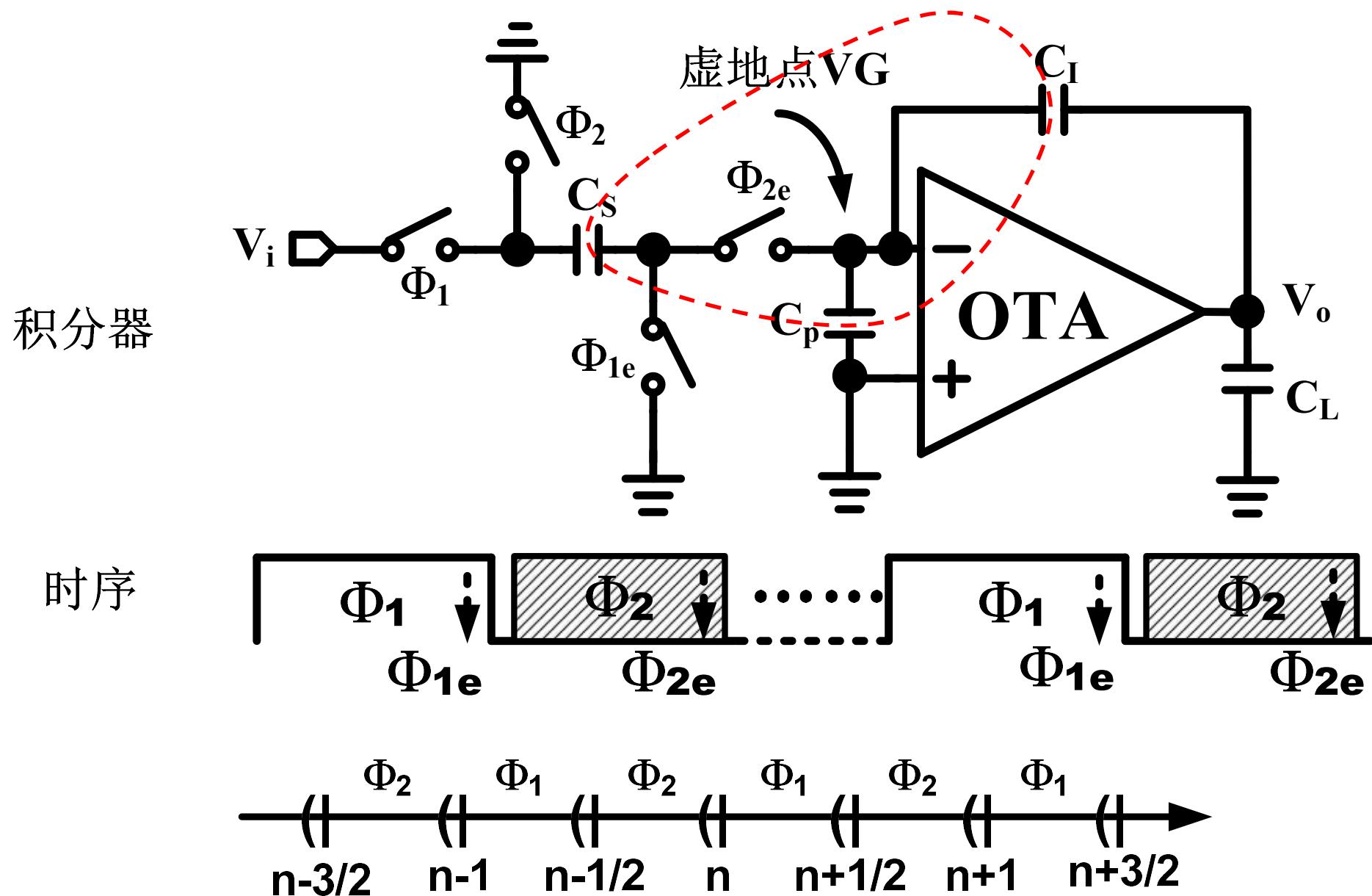
本章内容

- (1) 开关电容滤波器的基本原理
- (2) 开关电容电路的基本元件
- (3) 开关电容电路的基本分析方法
- (4) 开关电容放大器
- (5) 开关电容积分器

开关电容积分器

- 传递函数
- 有限OTA增益的影响
- 开关电容积分器的噪声

开关电容积分器



传递函数的推导

■ 选择(n-1)为初始相，图中曲线内的电荷为：

$$Q = -v_i^o(n-1)C_S - \frac{v_o^o(n-1)}{A}C_P - v_o^o(n-1)\left(\frac{1}{A} + 1\right)C_I$$

■ 在(n-1/2)时刻，图中曲线内的电荷为：

$$Q' = -\frac{v_o^e(n-1/2)}{A}C_S - \frac{v_o^e(n-1/2)}{A}C_P - v_o^e(n-1/2)\left(\frac{1}{A} + 1\right)C_I$$

$$v_o^e(n-1/2) = v_o^o(n)$$

传递函数的推导

$$Q = -v_i^o(n-1)C_S - \frac{v_o^o(n-1)}{A}C_P - v_o^o(n-1)\left(\frac{1}{A} + 1\right)C_I$$

$$Q' = -\frac{v_o^e(n-1/2)}{A}C_S - \frac{v_o^e(n-1/2)}{A}C_P - v_o^e(n-1/2)\left(\frac{1}{A} + 1\right)C_I$$

$$v_o^e(n-1/2) = v_o^o(n), Q = Q'$$



$$-z^{-1}V_i^o(z)C_S - z^{-1}V_o^o(z)\frac{C_P}{A} - z^{-1}V_o^o(z)\frac{1+A}{A}C_I$$

$$= -V_o^o(z)\frac{C_S}{A} - V_o^o(z)\frac{C_P}{A} - V_o^o(z)\frac{1+A}{A}C_I$$

传递函数的推导

$$\begin{aligned} & -z^{-1}V_i^o(z)C_S - z^{-1}V_o^o(z)\frac{C_P}{A} - z^{-1}V_o^o(z)\frac{1+A}{A}C_I \\ & = -V_o^o(z)\frac{C_S}{A} - V_o^o(z)\frac{C_P}{A} - V_o^o(z)\frac{1+A}{A}C_I \end{aligned}$$

$$H^{oo} = \frac{V_o^o(z)}{V_i^o(z)} = \frac{z^{-1}C_S}{(C_S + C_P + C_I)/A + C_I - z^{-1}[(C_P + C_I)/A + C_I]}$$

$$z^{-1/2}V_o^e(z) = V_o^o(z)$$

$$H^{oe} = \frac{V_o^e(z)}{V_i^o(z)} = \frac{z^{-1/2}C_S}{(C_S + C_P + C_I)/A + C_I - z^{-1}[(C_P + C_I)/A + C_I]}$$

理想积分器

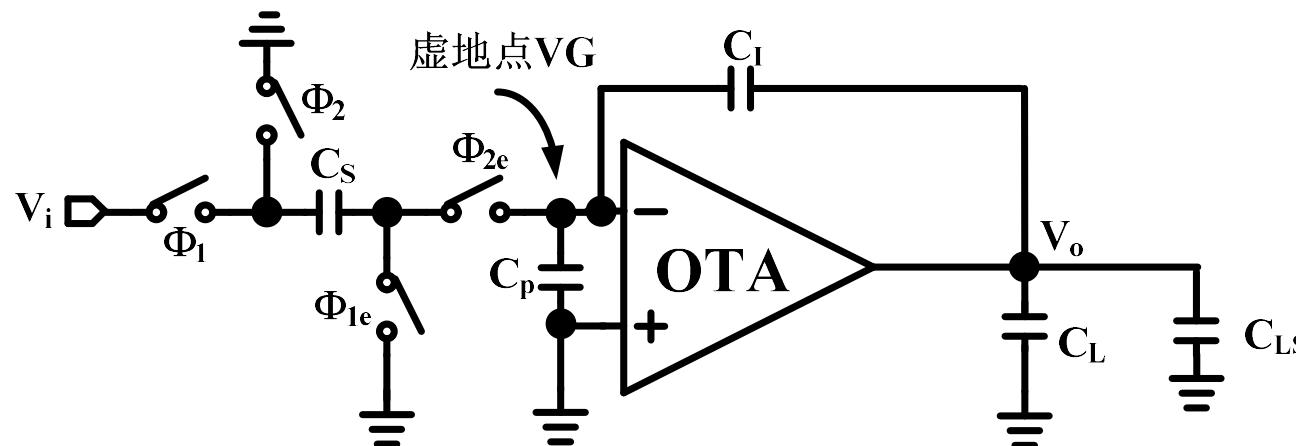
$$H^{oo} = \frac{V_o^o(z)}{V_i^o(z)} = \frac{z^{-1}C_S}{(C_S + C_P + C_I) / A + C_I - z^{-1}[(C_P + C_I) / A + C_I]}$$

$$A \rightarrow \infty, C_P = 0$$

$$H^{oo} = \frac{C_S}{C_I} \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}}$$

- 实际情况下A并非无穷大，积分器的极点不在 $z=1$ ，即存在极点误差，积分器成为有损积分器。

OTA有限增益的抑制方法



预建立

精细建立

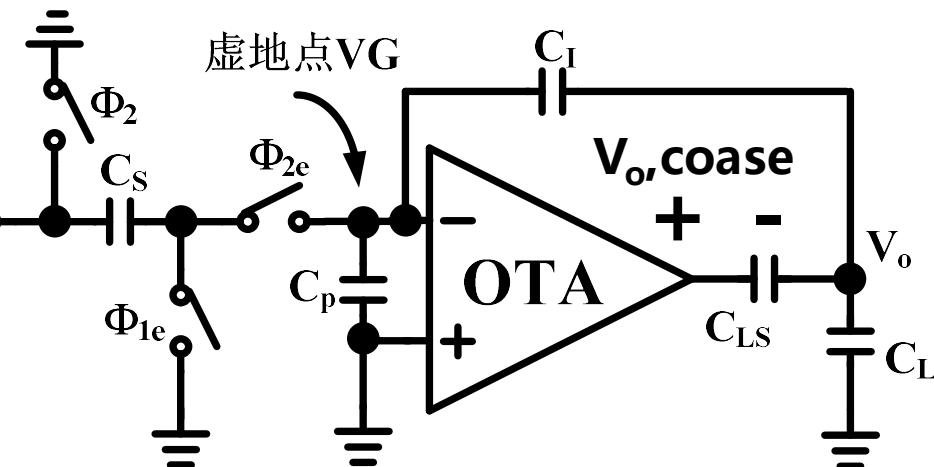
■ C_{LS} 上首先建立到 $V_{o,coase}$,

该电压已非常接近 V_o ,

下一相时, C_{LS} 跨接在

OTA的输出和 C_L 之间,

使得OTA的摆幅减小。



开关电容积分器

- 传递函数
- 有限OTA增益的影响
- 开关电容积分器的噪声

开关积分器的1/f噪声

- 与开关电容放大器类似，在开关电容积分器中，OTA的1/f噪声可直接传递到输出；

- 可采用Chop技术消除1/f噪声。

搬移后1/f噪声仍有残留，

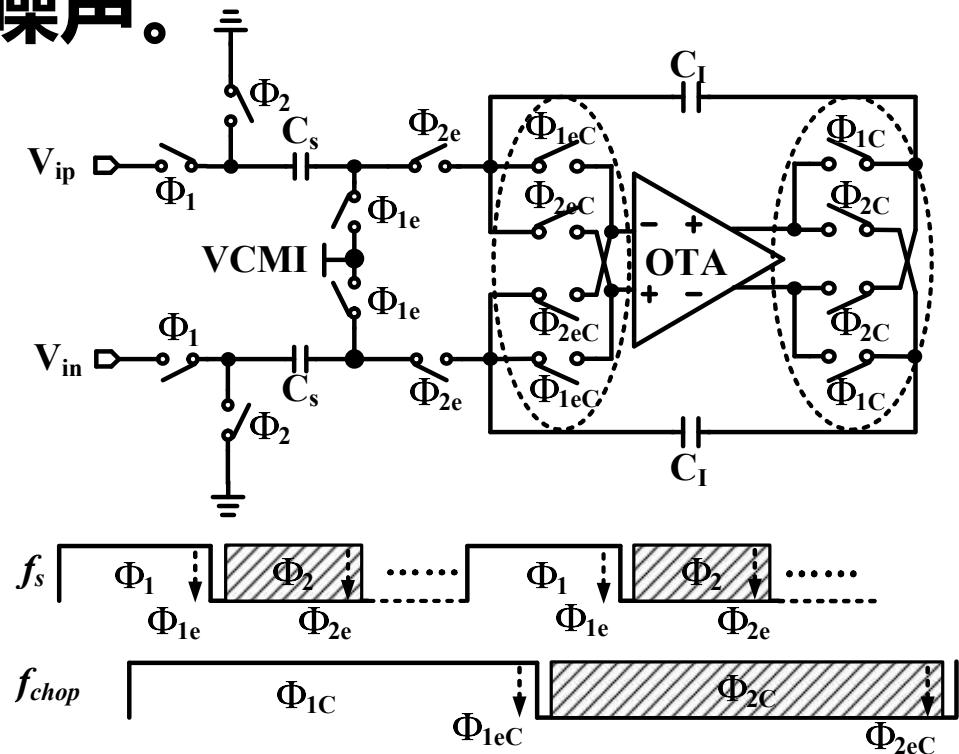
f_{chop} 需足够高。

$$S_{total} = S_0 \left(1 + 0.8525 f_{cor} / f_{chop} \right)$$

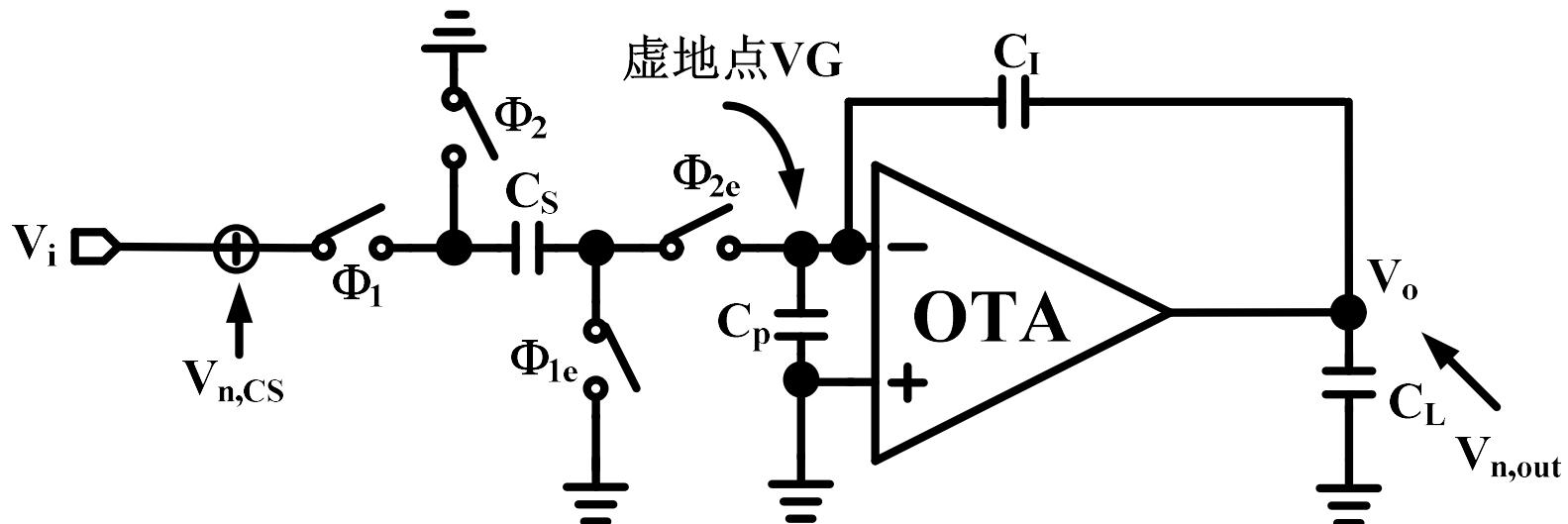
热噪声功率谱密度

转角频率

斩波频率

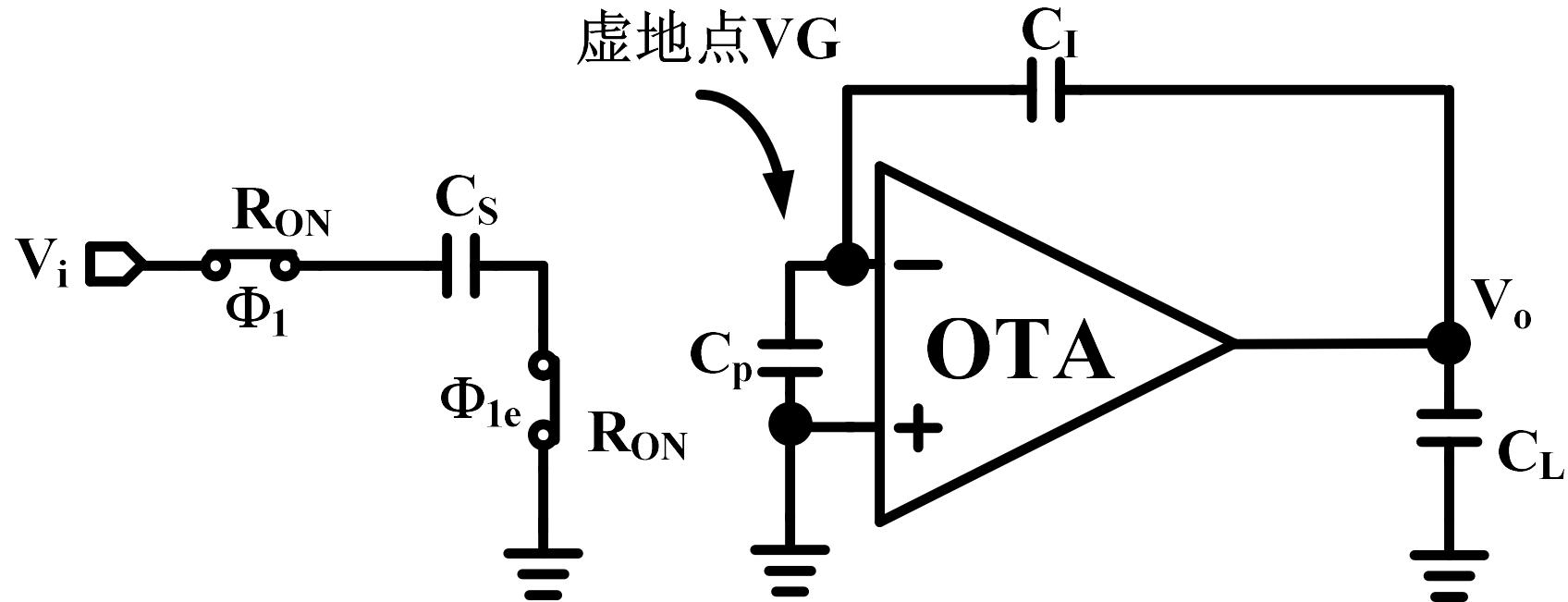


开关电容积分器的热噪声



- 积分器的噪声模型包含两部分：第一、等效输入噪声 $V_{n,CS}$ ，表示每个周期由采样电容转移到积分电容上的噪声电荷；第二、输出噪声，表示在采样相OTA传递到负载上的噪声电压。

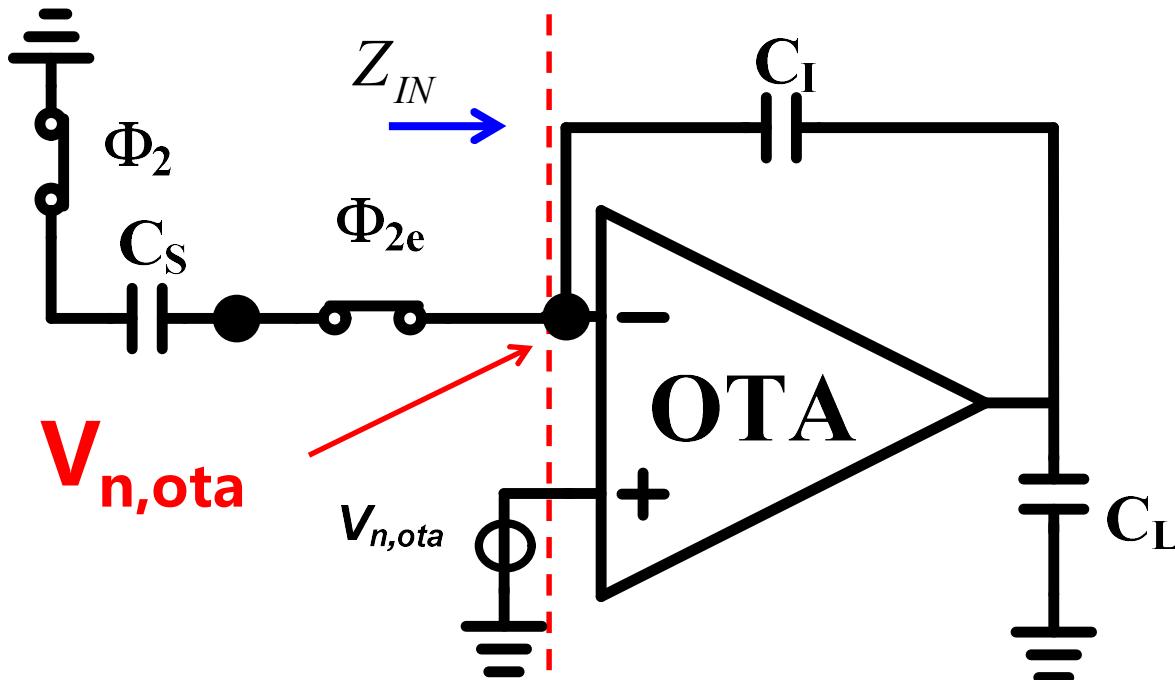
Φ_1 相开关在 C_s 上引入的噪声



$$C_{L,eff} = C_L + \frac{C_I C_P}{C_I + C_P}$$

■ 开关的采样噪声: $\overline{V_{Cs,Sw1}^2} = 2 \times 4kT R_{on} \times \frac{1}{2\pi \times 2R_{on} C_S} \times \frac{\pi}{2} = \frac{kT}{C_S}$

Φ_2 相开关在 C_s 上引入的噪声



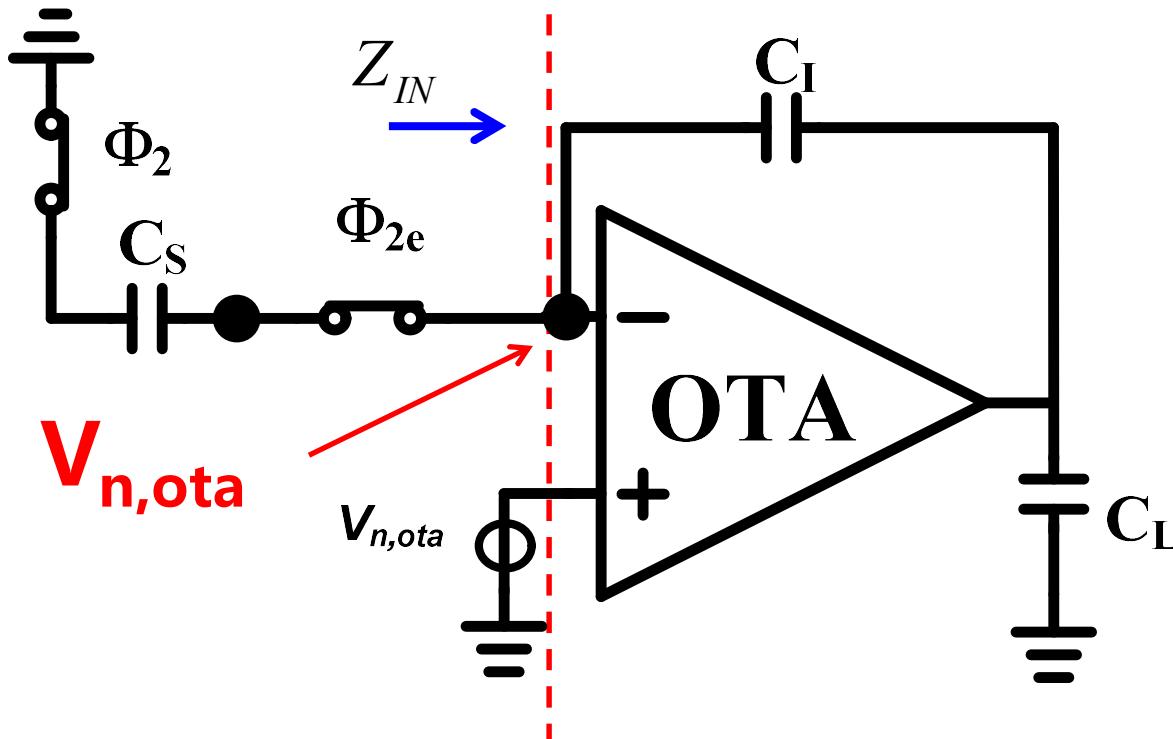
■ 阻抗分析结果: $Z_{IN} = \frac{1/sC_2 + R_L}{1 + g_m R_L}$

■ 对于较大的R: $Z_{IN} = 1/g_m$

■ 开关的采样噪声:

$$\overline{V_{C_s,sw2}^2} = 2 \times \frac{4kTR_{on}}{4(2R_{on} + 1/g_m)C_s} = \frac{kT}{C_s} \frac{x}{1+x} \quad x = 2g_mR_{on}$$

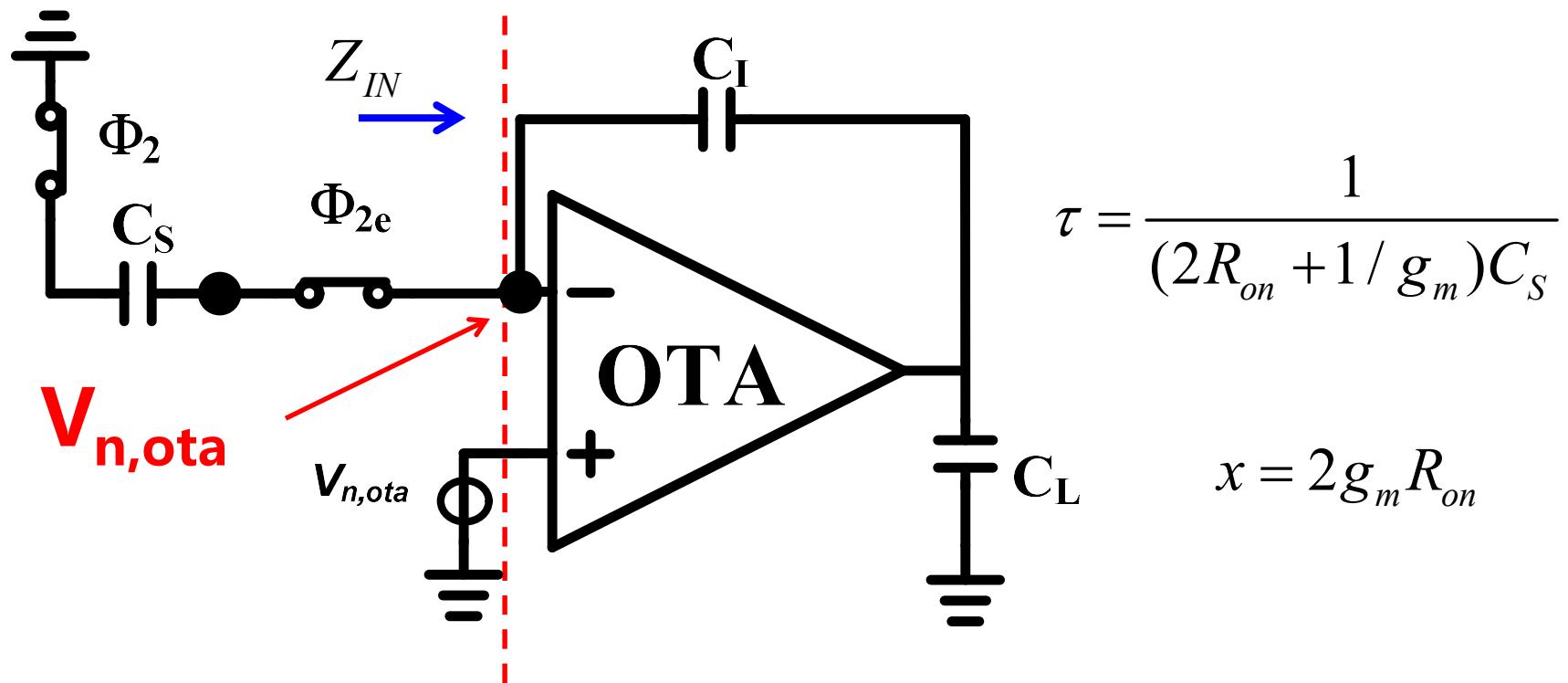
Φ_2 相开关在 C_s 上引入的噪声



■ 由开关导通电阻和OTA共同决定的时间常数：

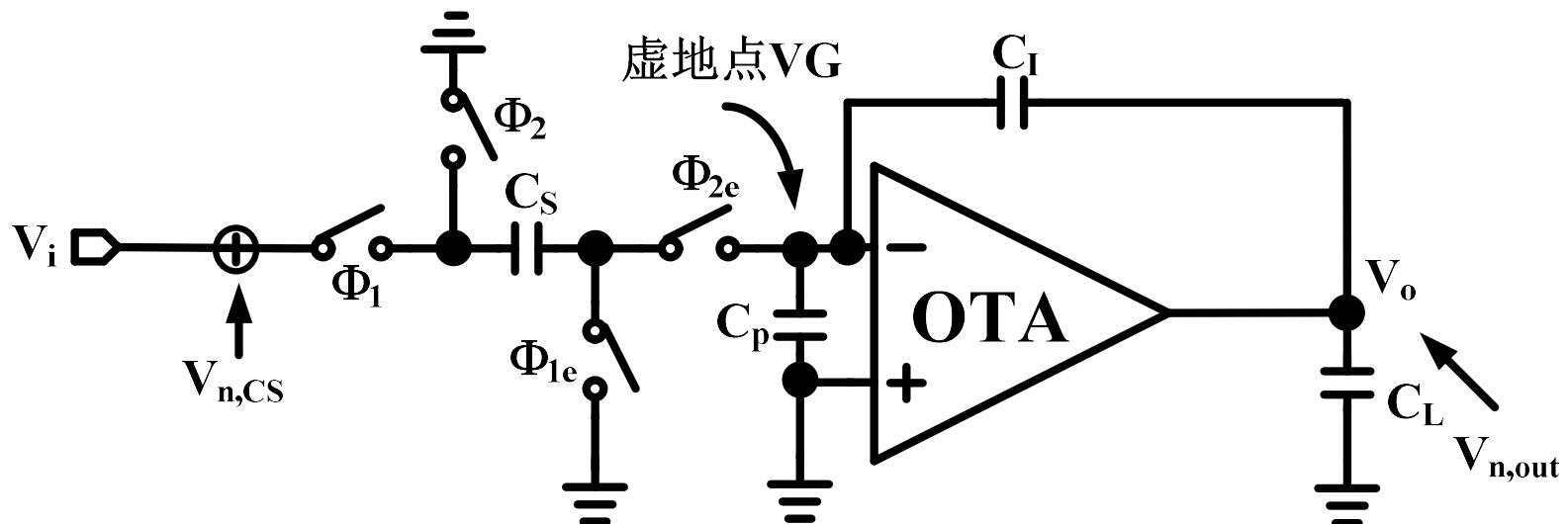
$$\tau = \frac{1}{(2R_{on} + 1/g_m)C_s}$$

Φ_2 相OTA在 C_s 上引入的噪声



$$\overline{V_{C_s,op}^2} = \frac{2 \times 8kT}{3g_m \times 4(2R_{on} + 1/g_m)C_S} n_f = \frac{4kT}{3C_S} \frac{n_f}{1+x}$$

开关电容积分器的等效输入噪声



$$\begin{aligned}
 \overline{V_{n,CS}^2} &= \overline{V_{C_S,sw1}^2} + \overline{V_{C_S,sw2}^2} + \overline{V_{C_S,op}^2} \\
 &= \frac{kT}{C_S} + \frac{kT}{C_S} \frac{x}{1+x} + \frac{4kT}{3C_S} \frac{n_f}{1+x} \\
 &= \frac{kT}{C_S} \left(\frac{4n_f/3 + 2x + 1}{1+x} \right)
 \end{aligned}$$

开关电容积分器的等效输入噪声

$$\begin{aligned}\overline{V_{n,CS}^2} &= \overline{V_{C_S,sw1}^2} + \overline{V_{C_S,sw2}^2} + \overline{V_{C_S,op}^2} \\ &= \frac{kT}{C_S} + \frac{kT}{C_S} \frac{x}{1+x} + \frac{4kT}{3C_S} \frac{n_f}{1+x} \\ &= \frac{kT}{C_S} \left(\frac{4n_f/3 + 2x + 1}{1+x} \right)\end{aligned}$$

■ 噪声的最小值: $\overline{V_{n,CS}^2} \rightarrow 2kT/C_S, x \rightarrow \infty$

$$x = 2g_m R_{on}$$

$$x \gg 1 \Rightarrow g_m \gg 1/R_{on}$$

$$x \ll 1 \Rightarrow g_m \ll 1/R_{on}$$

开关主导噪声，功耗较大
OTA主导噪声，功耗较小

单端和差分的对比

单端电路

$$\overline{V_{n,CS,s}^2} = \overline{V_{C_S,sw1}^2} + \overline{V_{C_S,sw2}^2} + \overline{V_{C_S,op}^2}$$

$$= \frac{kT}{C_S} + \frac{kT}{C_S} \frac{x}{1+x} + \frac{4kT}{3C_S} \frac{n_f}{1+x}$$

$$= \frac{kT}{C_S} \left(\frac{4n_f/3 + 2x + 1}{1+x} \right)$$

差分电路

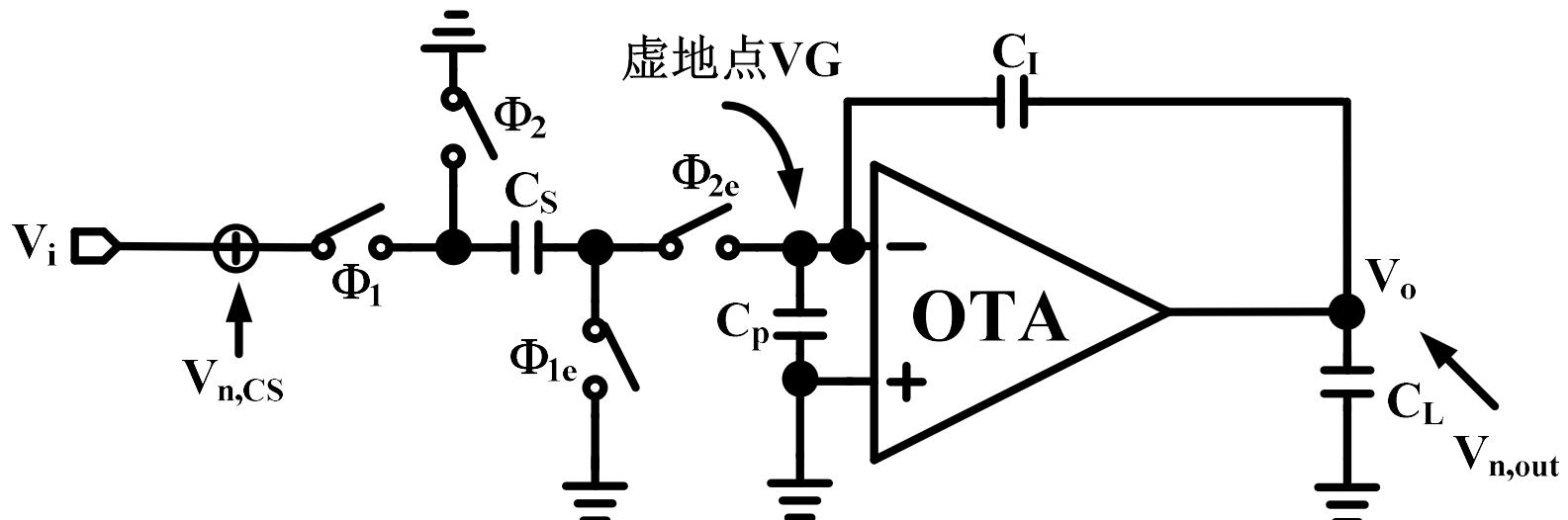
$$\overline{V_{n,CS,d}^2} = \overline{V_{C_S,sw1}^2} + \overline{V_{C_S,sw2}^2} + \overline{V_{C_S,op}^2}$$

$$= \frac{2kT}{C_S} + \frac{2kT}{C_S} \frac{x}{1+x} + \frac{4kT}{3C_S} \frac{n_f}{1+x}$$

$$= \frac{kT}{C_S} \left(\frac{4n_f/3 + 4x + 2}{1+x} \right)$$

$$\frac{\overline{V_{n,CS,d}^2}}{\overline{V_{n,CS,s}^2}} = \frac{4n_f/3 + 4x + 2}{4n_f/3 + 2x + 1}$$

开关电容积分器的总噪声



$$\overline{V_{n,total}^2} = \overline{V_{n,Cs}^2} |H_{int}|^2 + \overline{V_{n,out}^2}$$

$$H(z) = \frac{kz^{-1}}{1 + \mu(1+k) - (1+\mu)z^{-1}}, k = C_1 / C_2, \mu = 1 / A$$

$$\overline{V_{n,out}^2} = \frac{16kT}{3g_m \beta C_o}, \beta = \frac{C_I}{C_I + C_P} \approx 1, C_o = C_L + \frac{C_I C_P}{C_I + C_P} \approx C_L + C_P$$

作业

13.16 考虑如图 13.64 所示的开关电容放大器，其中共模反馈没有画出。假设 $(W/L)_{1-4} = 50/0.5$, $I_{ss} = 1 \text{ mA}$, $C_1 = C_2 = 2 \text{ pF}$, $C_3 = C_4 = 0.5 \text{ pF}$, 输出共模电平为 1.5 V。忽略各个晶体管的电容。

- (a) 求在放大模式允许的最大输出电压摆幅。
- (b) 确定放大器的增益误差。
- (c) 求放大模式下小信号时间常数是多少？

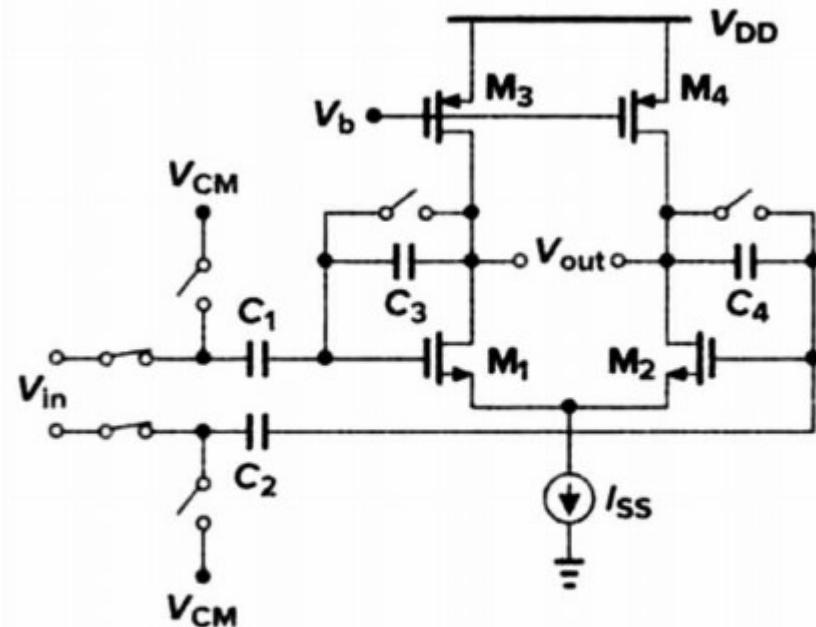


图 13.64

Razavi Book, 13.16

本章结束