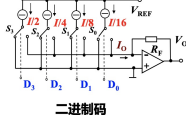


D/A Converter

■ 权电流型 (Current Steering) D/A 转换器

■ 电路的组成

- > 电流源
- > 模拟开关 S
- > 二进制码输入
 - ✓ 无需码制转换到二进制
- > 基准电压源 V_{REF}
- > 运放
- ✓ 产生“虚地”
- > 各支路电流与相应数字位的权重成正比



二进制码

■ 转换原理

- > S_i 状态: $D_i=1$ 时, S_i 接(-)端; $D_i=0$ 时, S_i 接地

$$I_O = I/2 \cdot D_3 + I/4 \cdot D_2 + I/8 \cdot D_1 + I/16 \cdot D_0 = \frac{I}{2^4} \sum_{i=0}^3 D_i \times 2^i$$

$$V_O = -R_F I_O = -\frac{I R_F}{2^4} \sum_{i=0}^3 D_i \times 2^i$$

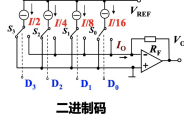
■ 主要优缺点

- > 转换速度快。无电流建立时间; 转换速度主要决定于运放
- > 模拟开关电阻影响小
- > 电流源的精度与稳定性是影响转换精度的主要因素
 - ✓ 一般采用 Cascode 电流镜或沟长调制效应抵消技术

■ 权电流型 (Current Steering) D/A 转换器

■ 电路的组成

- > 电流源
- > 模拟开关 S
- > 二进制码输入
 - ✓ 无需码制转换到二进制
- > 基准电压源 V_{REF}
- > 运放
- ✓ 产生“虚地”
- > 各支路电流与相应数字位的权重成正比



二进制码

■ 转换原理

- > S_i 状态: $D_i=1$ 时, S_i 接(-)端; $D_i=0$ 时, S_i 接地

$$I_O = I/2 \cdot D_3 + I/4 \cdot D_2 + I/8 \cdot D_1 + I/16 \cdot D_0 = \frac{I}{2^4} \sum_{i=0}^3 D_i \times 2^i$$

$$V_O = -R_F I_O = -\frac{I R_F}{2^4} \sum_{i=0}^3 D_i \times 2^i$$

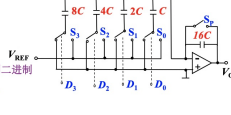
■ 主要优缺点

- > 转换速度快。无电流建立时间; 转换速度主要决定于运放
- > 模拟开关电阻影响小
- > 电流源的精度与稳定性是影响转换精度的主要因素
 - ✓ 一般采用 Cascode 电流镜或沟长调制效应抵消技术

■ 权电容网络型 (Capacitor Network) D/A 转换器

■ 电路的组成

- > 电容网络 C
- > 模拟开关 S
- > 二进制码输入
 - ✓ 无需码制转换到二进制
- > 基准电压源 V_{REF}
- > 运放
- ✓ 产生“虚地”
- > 各支路电容与相应数字位的权重成正比



■ 转换原理

- > 复位状态: S_i 导通
- > S_i 状态: $D_i=1$ 时, S_i 接 V_{REF} 端; $D_i=0$ 时, S_i 断开, S_i 接地
- > $V_O = -(V_{REF}/2 \cdot D_3 + V_{REF}/4 \cdot D_2 + V_{REF}/8 \cdot D_1 + V_{REF}/16 \cdot D_0)$
- > $V_O = -\frac{V_{REF}}{2^4} \sum_{i=0}^3 D_i \times 2^i$

■ 主要优缺点

- > 转换速度决定于运放。无直流感应
- > 电容的相对匹配好, 精度高
- > 模拟开关电阻对电容充放电有 RC 延时效应, 从而影响速度

信号载体:

精度:

速度:

功耗

High \uparrow
Fast \uparrow
有 (R)

Medium -
Fast \uparrow
有

Q (电荷)
High \uparrow
Medium -
无 (C)

A/D Converter

输出数字量: $D = \alpha A = \begin{cases} \frac{I_{REF}}{2^n} A \\ \frac{V_{REF}}{2^n} A \end{cases}$

表示 m 位二进制数第 $(2^m - 1)$ 位最低位。

LSB 最小量化间隔 $\Delta =$

$$\begin{cases} \frac{V_{REF}}{2^n} \text{ or } \frac{I_{REF}}{2^n} \text{ (满量程/刻度)} \\ \frac{V_{REF}}{2^n - 1} \text{ or } \frac{I_{REF}}{2^n - 1} \text{ (全电压/全"1")} \end{cases}$$

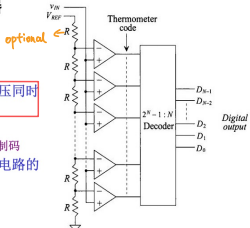
信号比 $SNR = 6.02 \text{ n} + 1.76 \text{ (dB)}$

信号失真比 $SNDR = 6.02 \text{ ENOB} + 1.76$

■ Flash A/D 转换器

■ 电路组成

- > 电阻分压器
- > 电压比较器
- > 将 V_{in} 与各基准电压同时 (平行) 比较
- > 编码器
- > 温度计码—二进制码
- > V_{in} 为采样—保持电路的输出



■ 工作原理

- > V_{in} 与各基准电压比较, 决定 A_i 是高电平或低电平
- > 比较结果存入寄存器, 经编码器编码, 输出 D_2, D_1, D_0

■ 特点

- > 速度快: 同时比较, 主要决定于比较器, 可以达到 GHz 量级
- > 所需元器件多, 电路复杂, 电阻 2^m 个, 比较器 $2^m - 1$ 个
- > 对元器件要求高; 用高速比较器和高速数字电路
- > 限制位数 m 的主要因素
 - ✓ 电路复杂性
 - ✓ 功耗, 随位数的上升而指数地提高
 - ✓ m 一般在 6 位以内

流水线, Pipeline.

m 可以达到 12~14

非线性、功耗线性提高。

逐次逼近 SAR

比几位需几个时钟周期。

精度高 (位数可以大)

速度慢。

反相: $A_v = -R_F/R_1$

同相: $A_v = 1 + R_F/R_1$

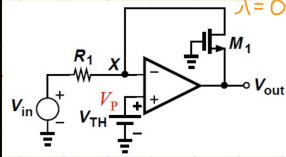
■ A/D 转换电路小结

- > 高速、低精度
 - ✓ Flash A/D
- > 中等速度、中等精度
 - ✓ 流水线 A/D
- > 低速度、高精度
 - ✓ SAR A/D 逐次逼近型
 - ✓ $\Sigma \Delta$ A/D

■ 现代 A/D 转换电路

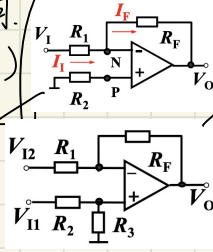
- > 高速、高精度
 - ✓ 流水线 SAR A/D
 - ✓ 时间交织 SAR A/D
 - ✓ 噪声整形 SAR A/D

开平方电路



$$V_{out} = -\sqrt{\frac{2L(V_{in} - V_{TH})}{R_1 \mu_n C_{ox} W}} - V_{TH}$$

$$V_O = -R_F/R_1 \cdot V_{I2} + \frac{R_3}{R_2 + R_3} (1 + R_F/R_1) V_{I1}$$



■ Diode 的小信号参数

> 动态电阻 r_D

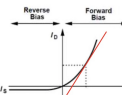
$$I_D = I_S \left(\exp\left(\frac{qV_D}{k_B T}\right) - 1 \right)$$

$$g_D = \frac{dI_D}{dV_D}$$

$$= \frac{q}{k_B T} I_S \exp\left(\frac{qV_D}{k_B T}\right)$$

$$\approx \frac{q}{k_B T} I_D = \frac{I_D}{V_T}$$

热电压
 $V_T = 0.026 \text{ V}$



BJT:

NPN:

截止区: $V_{BE} < 0, V_{BC} < 0 \rightarrow I_C < 0$

正向放大: $V_{BE} > 0, V_{BC} < 0 \rightarrow I_C = \beta_F I_B$

饱和区: $V_{BE} > 0, V_{BC} > 0 \rightarrow \beta_F \downarrow, I_B \uparrow, I_C \downarrow$

反向放大: $V_{BE} < 0, V_{BC} > 0 \rightarrow I_C \approx -I_B$

$$\beta_F = \frac{I_C}{I_B}$$

PNP:

截止区: $V_{BE} < 0, V_{BC} < 0 \rightarrow I_C < 0$

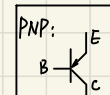
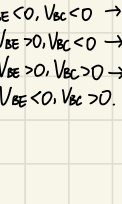
正向放大: $V_{BE} > 0, V_{BC} < 0 \rightarrow I_C = \beta_F I_B$

饱和区: $V_{BE} > 0, V_{BC} > 0 \rightarrow \beta_F \downarrow, I_B \uparrow, I_C \downarrow$

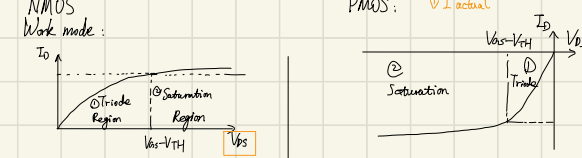
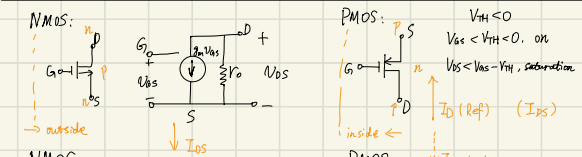
反向放大: $V_{BE} < 0, V_{BC} > 0 \rightarrow I_C \approx -I_B$

$$\beta_F = \frac{I_C}{I_B}$$

特性曲线



Junction type	Applied voltages	B-E	Junction bias	Mode
NPN	$E < B < C$	Forward	Reverse	Forward-active
	$E > B < C$	Forward	Forward	Saturation
	$E < B > C$	Reverse	Reverse	Cut-off
	$E > B > C$	Reverse	Forward	Reverse-active
PNP	$E < B < C$	Reverse	Forward	Reverse-active
	$E < B > C$	Reverse	Reverse	Cut-off
	$E > B < C$	Forward	Forward	Saturation
	$E > B > C$	Forward	Reverse	Forward-active



① $I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} [2(V_{GS} - V_{TH})V_{DS} - V_{DS}^2]$

② $I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS})$

Small signal model:

Transconductance: $g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = \frac{2 I_D}{V_{GS} - V_{TH}}$

Output Resistance: $r_o \approx \frac{1}{\lambda I_D}$

When $\lambda = 0$, $r_o \rightarrow +\infty$, so it can be neglected.

CS stage:

$\lambda \neq 0$ \rightarrow $\lambda = 0$

$A_v = -g_{m1}(r_{o1} // R_D) \rightarrow -g_{m1}R_D$

$R_{in} = +\infty \rightarrow +\infty$

$R_{out} = r_{o1} // R_D \rightarrow R_D$

CG Stage:

$\lambda \neq 0$ $\xrightarrow{r_o \rightarrow +\infty}$ $\lambda = 0$

$R_{in} = \frac{r_o + R_D}{1 + g_m r_o} \rightarrow \frac{1}{g_m}$

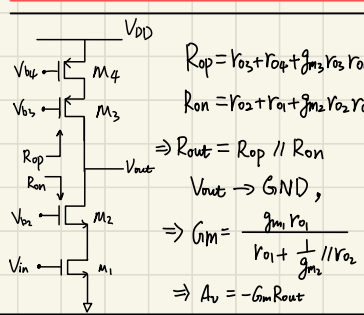
$R_{out} = R_D // r_o \rightarrow R_D$

$A_v = \frac{g_m + 1/r_o}{1/R_D + 1/r_o} \rightarrow g_m R_D$

With R_S :

$V_{in} \xrightarrow{R_S} V_x \xrightarrow{R_{in}} V_{out}$

$A_v = \frac{V_{out}}{V_x} \frac{V_x}{V_{in}}$



Op. Amp. 作放大器, 在线性区 \Rightarrow MOSFET 在饱和区

Op. Amp. 作比较器, 在线性区 \Rightarrow MOSFET 在线性区

CMOS 电流镜电路的定量分析

考虑沟道长度调制效应

$I_{REF} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{GS} - V_{th})^2 (1 + \lambda V_{DS1})$

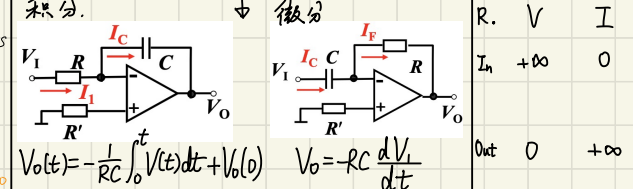
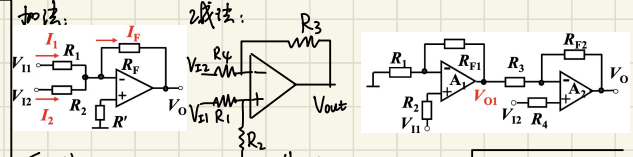
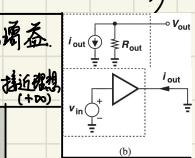
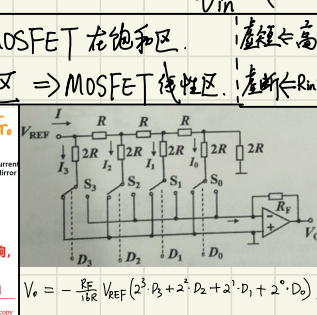
$I_{copy} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{GS} - V_{th})^2 (1 + \lambda V_{DS2})$

若 $V_{th1} = V_{th2}$

$I_{copy} = \left(\frac{W}{L}\right)_2 \left(\frac{1 + \lambda V_{DS2}}{1 + \lambda V_{DS1}}\right) I_{REF}$

由于沟道长度调制效应的影响, I_{copy} 和 I_{REF} 间出现失配

输出电阻 $r_o = \frac{1}{\lambda I_{copy}}$



CS Degeneration: $\lambda \neq 0$ $\xrightarrow{r_o \rightarrow +\infty}$ $\lambda = 0$

$R_{in} = +\infty \rightarrow +\infty$

$R_{out} = (r_{o1} + R_S + g_{m1} r_{o1} R_S) // R_D \rightarrow R_D$

$\approx (g_{m1} R_S + 1) r_{o1} // R_D$

$A_v = \frac{-g_{m1} r_{o1} R_D}{R_D + r_{o1} + R_S (g_{m1} r_{o1} + 1)} \rightarrow -\frac{R_D}{\frac{1}{g_m} + R_S}$

CD Stage (Source Follower)

$\lambda \neq 0$ $\xrightarrow{r_o \rightarrow +\infty}$ $\lambda = 0$

$R_{in} = +\infty \rightarrow +\infty$

$R_{out} = \frac{1}{g_m} // r_o // R_L \rightarrow \frac{1}{g_m} // R_L$

$A_v = \frac{r_o // R_L}{\frac{1}{g_m} + r_o // R_L} \rightarrow \frac{R_L}{\frac{1}{g_m} + R_L}$

Lemma. $A_v = -G_{in} R_{out}$ (Holds for circuit of complex parameters.)

$G_{in} = \frac{i_{out}}{V_{in}}$ (Let $V_{out} = 0$.)