Some

Author: Pannenets.F

Date: September 19, 2020

Je reviendrai et je serai des millions. «Spartacus»

0.1 MOSFET

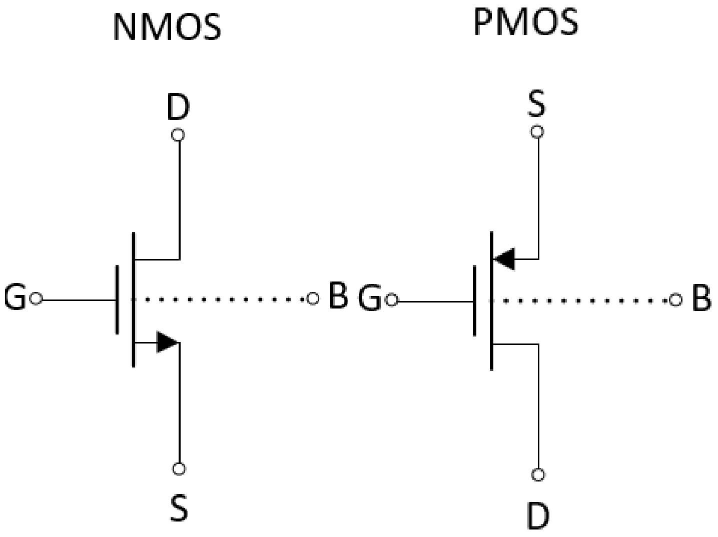
北京航空航天大学 BEIHANG UNIVERSITY | 微电子学院

CMOS模拟集成电路设计

第一章：MOSFET

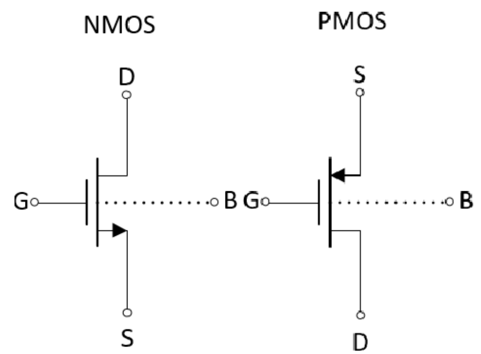
胡远奇

MOSFET



Id=?

MOSFET



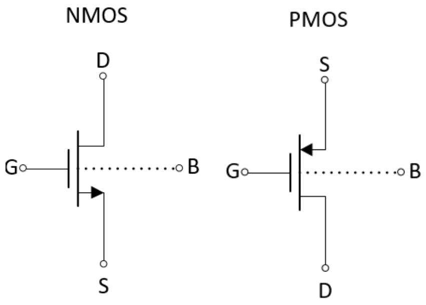
线性区 vs 饱和区

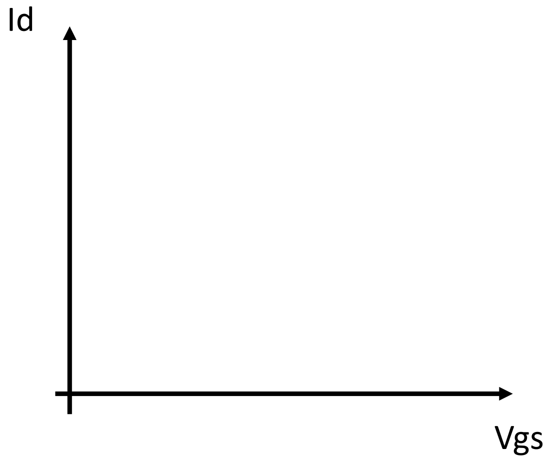
开关、电阻

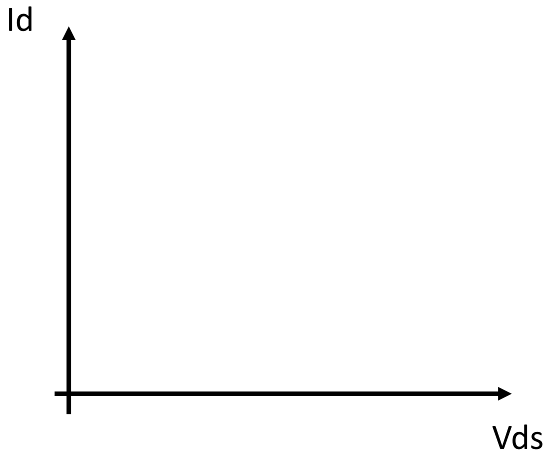
如何选择?

放大器

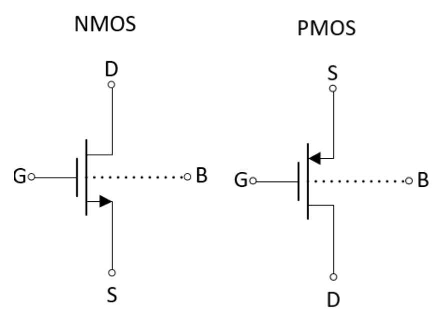
MOSFET的I-V关系

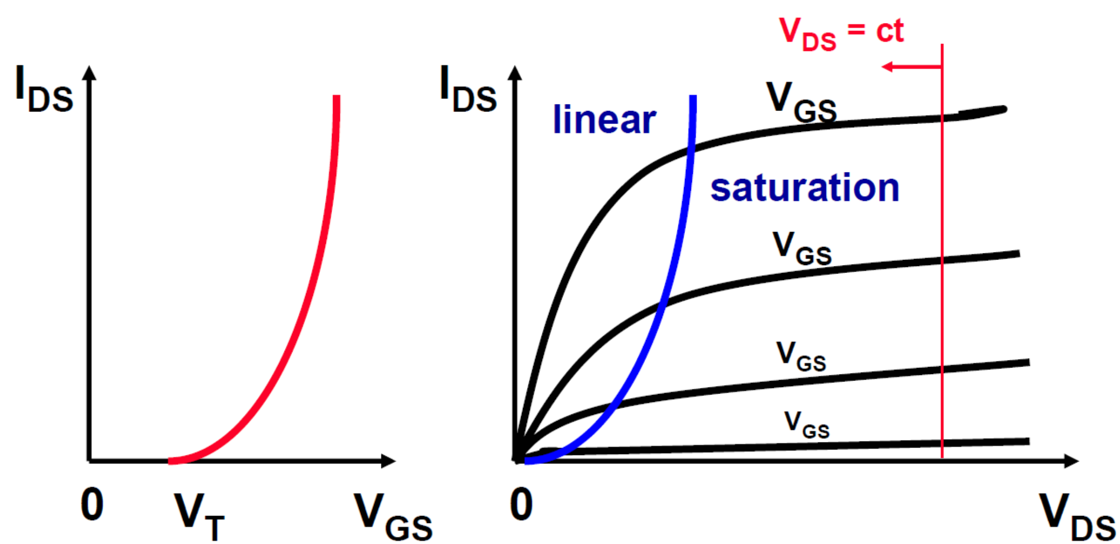






MOSFET的I-V关系

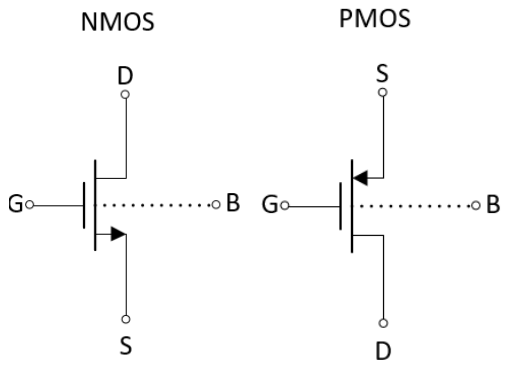




MOSFET

- **晶体管工作在线性区：电阻**
- 晶体管工作在饱和区：放大器
- 亚反型区/弱翻转区 （Weak Inversion）
- 速度饱和去 （Velocity Saturation)
- 特征频率

MOSFET当作开关



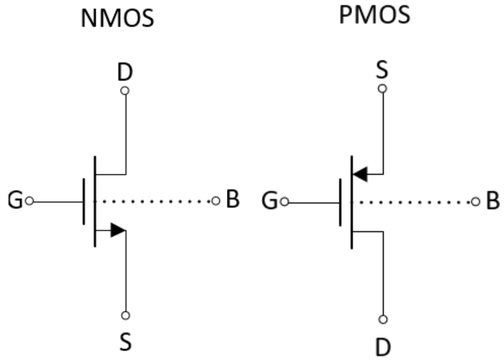
线性区： $V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$

I_D=

- 小信号导通电阻：

R=

MOSFET当作开关



线性区： $V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$

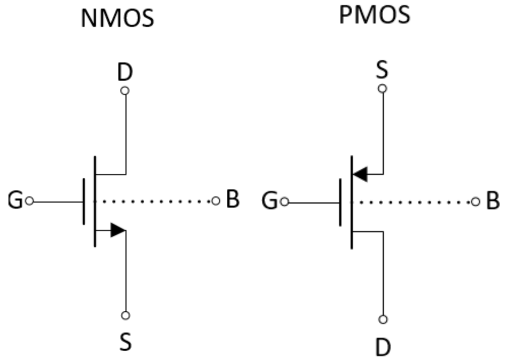
$$I_D = \mu C_{ox} \frac{W}{L}\left(V_{GS} - V_{TH} - \frac{V_{DS}}{2}\right)V_{DS}$$

- 小信号导通电阻：

$$R \approx \frac{1}{\mu C_{ox} \frac{W}{L}(V_{GS} - V_{TH})} \qquad \text{for} \quad V_{GS} - V_{TH} >> V_{DS}$$

MOSFET参数

$$R \approx \frac{1}{\mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})}$$



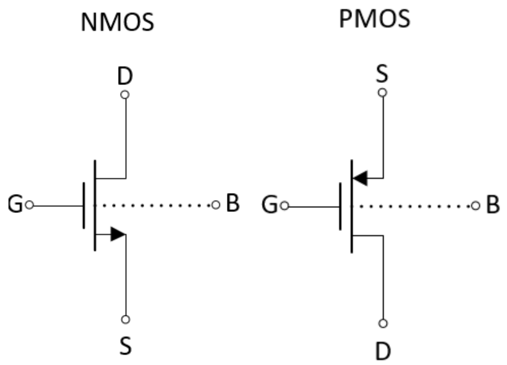
- 电子迁移率u：　$\mu_p \approx 250\ cm^2/Vs$

  $\mu_n \approx 600\ cm^2/Vs$

- 栅氧层电容C_{OX}：　$C_{ox} = \frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}}$

MOSFET参数

$$L_{min} = 0.35\ \mu m$$



- 电子迁移率u： $\mu_p \approx 250\ cm^2/Vs$

  $\mu_n \approx 600\ cm^2/Vs$

- 栅氧层电容C_{OX}： $C_{ox} = \dfrac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}} \approx 5\ 10^{-7}\ F/cm^2$

$$KP_n \approx 300\ \mu A/V^2$$

MOSFET电阻快速估算

L_{min} = 0.35 μm KP_n ≈ 300 μA/V^2

$$R \approx \frac{1}{\mu C_{ox} \frac{W}{L}\left(V_{GS} - V_{TH}\right)}$$

- 对于0.35um工艺方块NMOS晶体管，
  在V_{GS}-V_{TH}=1V的驱动电压下，其电阻约为：

3.4KΩ

MOSFET电阻快速估算

已知0.35um工艺方块NMOS晶体管，在$V_{GS}-V_{TH}=1V$的驱动电压下，其电阻约为**3.4**Kohm，请估算电阻值：

1. 0.35um工艺方块PMOS晶体管，$V_{GS}-V_{TH}=1V$ **8.16KΩ**

2. 0.18um工艺方块NMOS晶体管，$V_{GS}-V_{TH}=1V$ **1.75KΩ**

$\mu_p \approx 250\ cm^2/Vs$

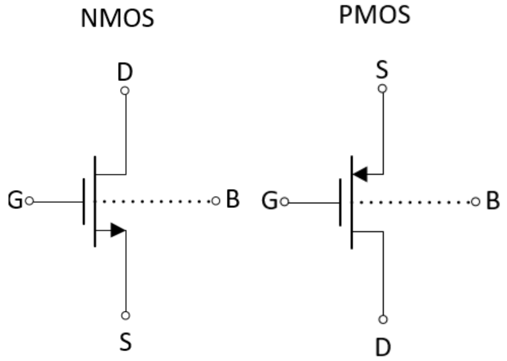
$\mu_n \approx 600\ cm^2/Vs$

$$t_{ox} = \frac{L_{min}}{50}$$

MOSFET

- 晶体管工作在线性区：电阻
- **晶体管工作在饱和区：放大器**
- 亚反型区/弱翻转区 （Weak Inversion）
- 速度饱和去 （Velocity Saturation)
- 特征频率

MOSFET当作放大器



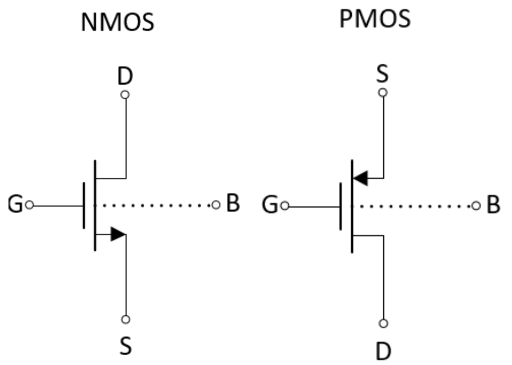
饱和区： $V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$

$I_D =$

- 小信号跨导：

$g_m \approx$

MOSFET当作放大器



饱和区： $V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$

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

- 小信号跨导:

$$g_m \approx \mu_n C_{ox}\frac{W}{L}(V_{GS} - V_{TH}) = \sqrt{2\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}I_{DS}} = \frac{2I_{DS}}{V_{GS} - V_{TH}}$$

晶体管跨导gm

$$g_m \approx \mu_n C_{ox}\frac{W}{L}(V_{GS}-V_{TH}) = \sqrt{2\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}\boldsymbol{I_{DS}}} = \frac{2\boldsymbol{I_{DS}}}{V_{GS}-V_{TH}}$$

问：小信号跨导g_m与I_{DS}的关系？

$$\boldsymbol{g_m \propto \sqrt{I_{DS}}}$$

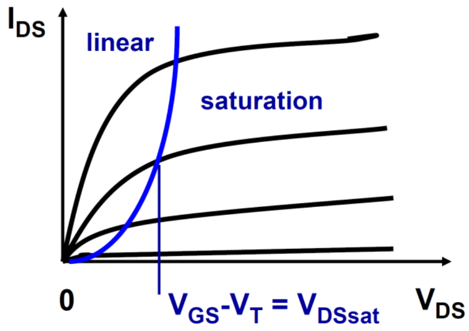
vs

$$\boldsymbol{g_m \propto I_{DS}}$$

测试中尺寸固定

设计中偏置固定

输出电阻r_0

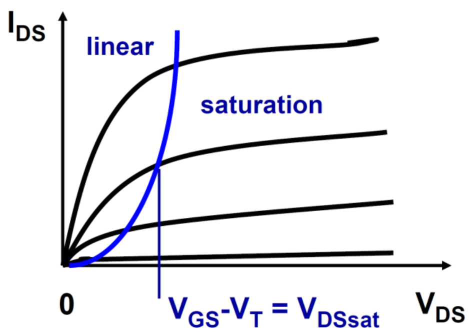


$$I_{DS} = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}(V_{GS} - V_{TH})^2(1 + \lambda V_{DS})$$

- 输出电阻：

$$r_0 =$$

输出电阻r_0



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

- 输出电阻：

$$r_0 \approx \frac{1}{\lambda I_{DS}} = \frac{V_E \cdot L}{I_{DS}}$$

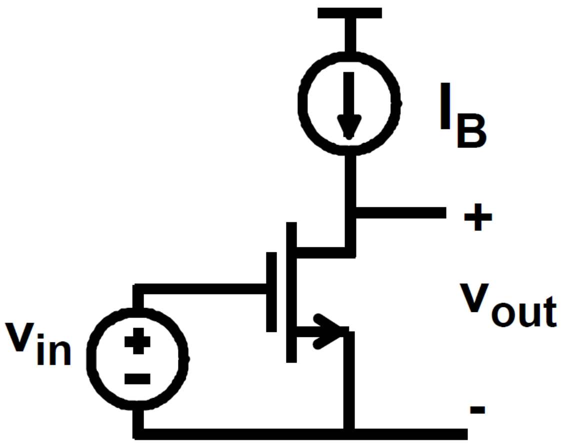
V_{En} = 4 V/μmL

L = 1 μm

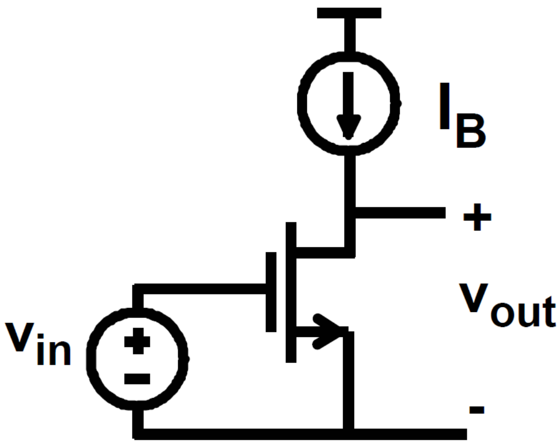
I_{DS} = 100 μA

r_o = 40 kΩ

单晶体管放大器



单晶体管放大器



$$A_v = g_m r_{DS} = \frac{2\ V_E\ L}{V_{GS}-V_T}$$

$$A_v \approx 100$$

If $\quad V_E L \approx 10\ V$

and $\ V_{GS}-V_T \approx 0.2\ V$

运放设计Trade-off

$$g_m \approx \frac{2I_{DS}}{V_{GS} - V_{TH}} \qquad A = \frac{2 \cdot V_E \cdot L}{V_{GS} - V_{TH}}$$

	高增益	高速
V_{GS}-V_{TH}		
L		

运放设计Trade-off

$$g_m \approx \frac{2I_{DS}}{V_{GS}-V_{TH}} \qquad A = \frac{2 \cdot V_E \cdot L}{V_{GS}-V_{TH}}$$

	高增益	高速
V_{GS}-V_{TH}	↓	↑
L	↑	↓

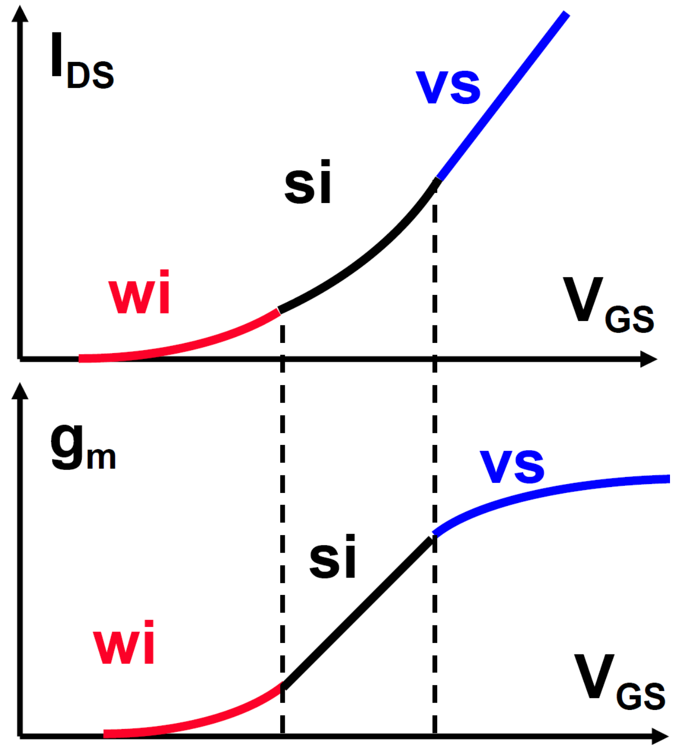
MOSFET

- 晶体管工作在线性区：电阻
- 晶体管工作在饱和区：放大器
- **亚反型区/弱翻转区 （Weak Inversion）**
- 速度饱和去 （Velocity Saturation）
- 特征频率

弱反型区和速度饱和区

- 假设晶体管始终工作在饱和区： $V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$

弱反型区（weak inversion）



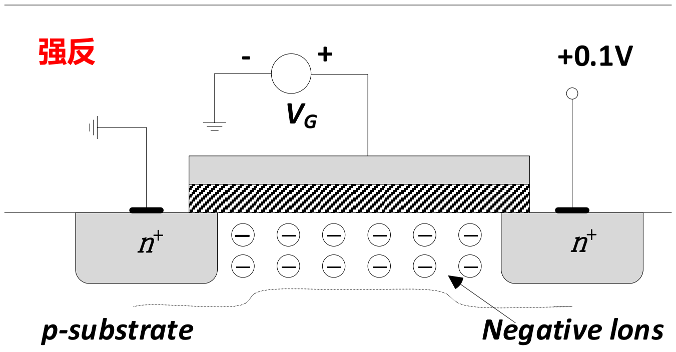
- 弱反型区：

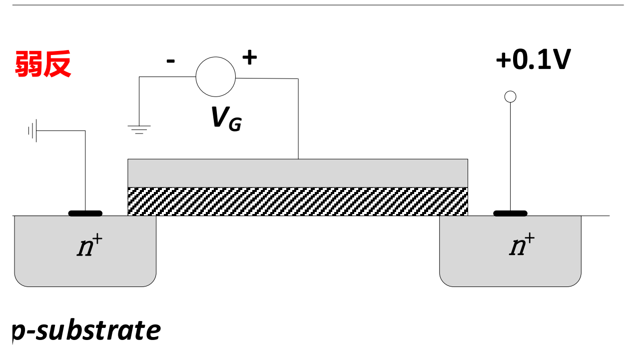
$$I_{D,wi} = I_{D0}\frac{W}{L}e^{\frac{V_{GS}}{nkT/q}}$$

$$g_{m,wi} = \frac{I_{D,wi}}{nkT/q}$$

n>1, 取决于偏置电压

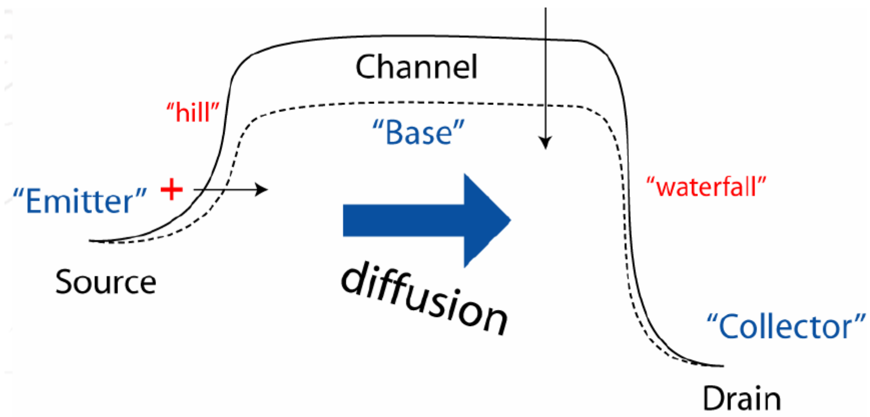
弱反型区





- 场效应管实际是一个水平的BJT三极管
- 漏极的反向偏置形成二极管，增加栅极电压将线性降低二极管的电势壁垒(Potential Barrier)
- 主要的电流是扩散电流(diffusion)而非漂移电流(drift)
- 通道中电势几乎不变，离子浓度线性变化

弱反型区



$$I_{D,wi} = I_{D0}\frac{W}{L}\exp\left(\frac{V_{GS}}{nU_T}\right)\cdot\left[1-\exp\left(-\frac{V_{DS}}{U_T}\right)\right]$$

$$I_{D,wi} = I_{D0}\frac{W}{L}\exp\left(\frac{V_{GS}}{nU_T}\right) \quad \text{for } V_{DS} > 4U_T \text{ (饱和)}$$

弱反型与强反型

弱反型区（Weak Inversion）　　强反型区（Strong Inversion）

$$g_{m,wi} = \frac{I_{DS}}{nkT/q}$$

$$\Downarrow$$

$$\frac{g_{m,wi}}{I_{DS}} = \frac{1}{nkT/q}$$

$$g_{m,si} = \frac{2I_{DS}}{V_{GS} - V_{TH}}$$

$$\Downarrow$$

$$\frac{g_{m,si}}{I_{DS}} = \frac{2}{V_{GS} - V_{TH}}$$

$$V_{GS} - V_{TH} = 2n\frac{kT}{q} \approx 70mV$$

弱-强反型区转换点

$$V_{GS} - V_{TH} = 2n\frac{kT}{q} \approx 70mV$$

- 强弱的转换点独立于工艺的尺寸
- 保证 V_{GS}-V_{TH}=0.2V 可以在不同工艺中均保证晶体管工作在强反型区

- 转换点电流： $I_{DSt} = K_n' \frac{W}{L}(V_{GS} - V_{TH})^2$

$$I_{DSt} = \frac{W}{L} \cdot \mathbf{0.\,x}\ \mu A$$

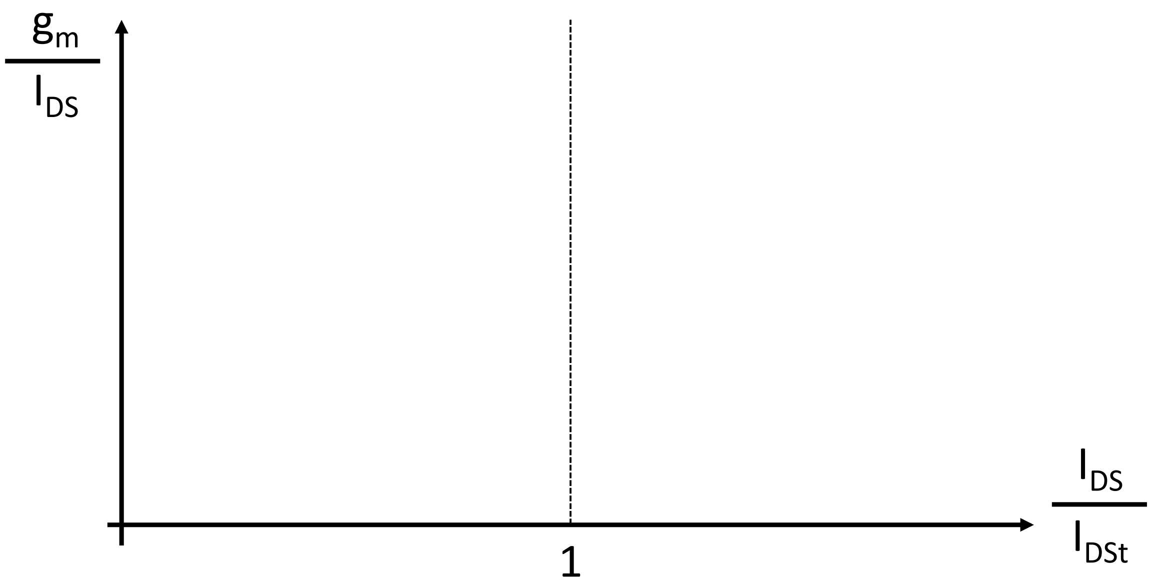
弱反型与强反型

弱反型区（Weak Inversion）

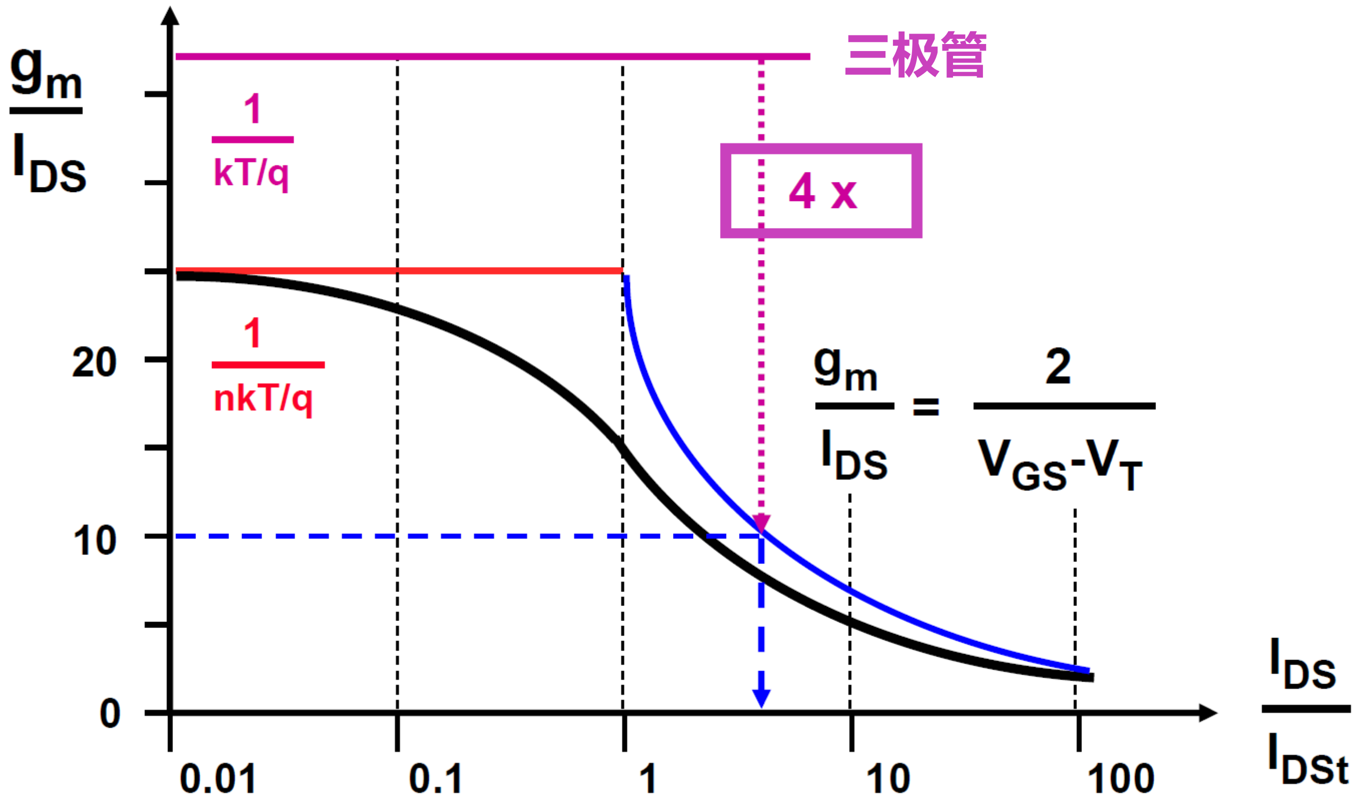
$$\frac{g_{m,wi}}{I_{DS}} = \frac{1}{nkT/q}$$

强反型区（Strong Inversion）

$$\frac{g_{m,si}}{I_{DS}} = \frac{2}{V_{GS} - V_{TH}}$$

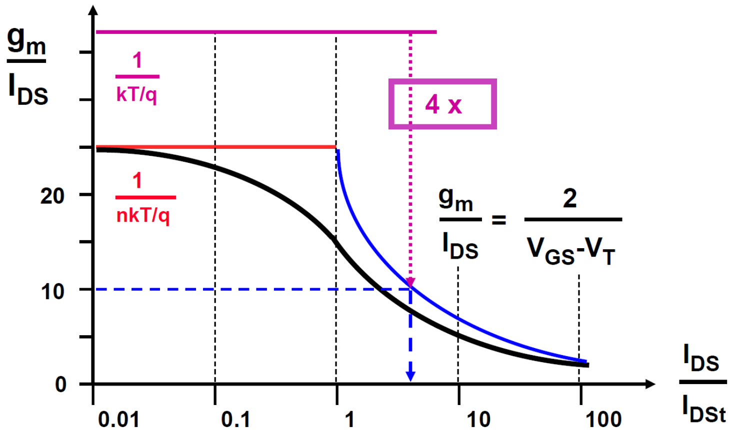


弱反型与强反型



$\frac{g_m}{I_{DS}}$
三极管
$\frac{1}{kT/q}$
4 x
$\frac{1}{nkT/q}$
20
10
0
$\frac{g_m}{I_{DS}} = \frac{2}{V_{GS}-V_T}$
0.01
0.1
1
10
100
$\frac{I_{DS}}{I_{DSt}}$

弱反型与强反型：EKV模型

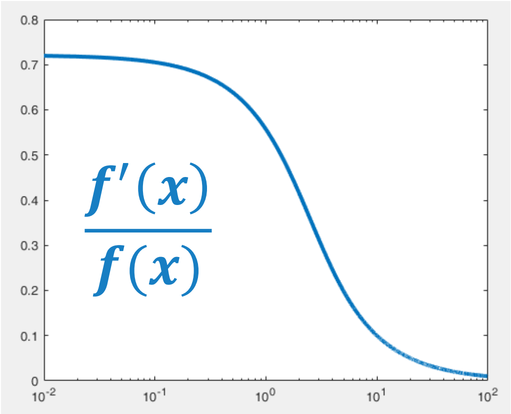


$$I_{DS} = K'\frac{W}{L}V_{GSTt}^2 \cdot ln^2(1+e^v)$$

$$v = \frac{V_{GST}}{V_{GSTt}}$$

- 能否通过一个公式同时表述两种反型区？

$$\ln^2(1+e^v)$$



弱反型与强反型：EKV模型

$$I_{DS} = K' \frac{W}{L} V_{GSTt}^2 \cdot ln^2(1 + e^v), \quad v = \frac{V_{GST}}{V_{GSTt}}, \qquad V_{GSTt} = (V_{GS} - V_T)_t = 2n\frac{kT}{q}$$

- 弱反型区中:

- 强反型区中:

弱反型与强反型：EKV模型

$$I_{DS} = K'\frac{W}{L}V_{GSTt}^{2} \cdot ln^{2}(1 + e^{v}), \quad v = \frac{V_{GST}}{V_{GSTt}}, \qquad V_{GSTt} = (V_{GS} - V_{T})_{t} = 2n\frac{kT}{q}$$

- 弱反型区中: $ln\,(1 + e^{v}) \approx e^{v}$

$$I_{DS} = K'\frac{W}{L}V_{GSTt}^{2} \cdot e^{2v} = I_{DSt} \cdot \exp(\frac{V_{GS} - V_{T}}{nkT/q})$$

- 强反型区中: $ln\,(1 + e^{v}) \approx v$

$$I_{DS} = K'\frac{W}{L}V_{GSTt}^{2} \cdot v^{2} = K'\frac{W}{L}(V_{GS} - V_{T})^{2}$$

弱反型与强反型：反型系数

$$I_{DS} = K' \frac{W}{L} V_{GSTt}^2 \cdot ln^2(1 + e^v), \quad v = \frac{V_{GST}}{V_{GSTt}}, \qquad V_{GSTt} = (V_{GS} - V_T)_t = 2n\frac{kT}{q}$$

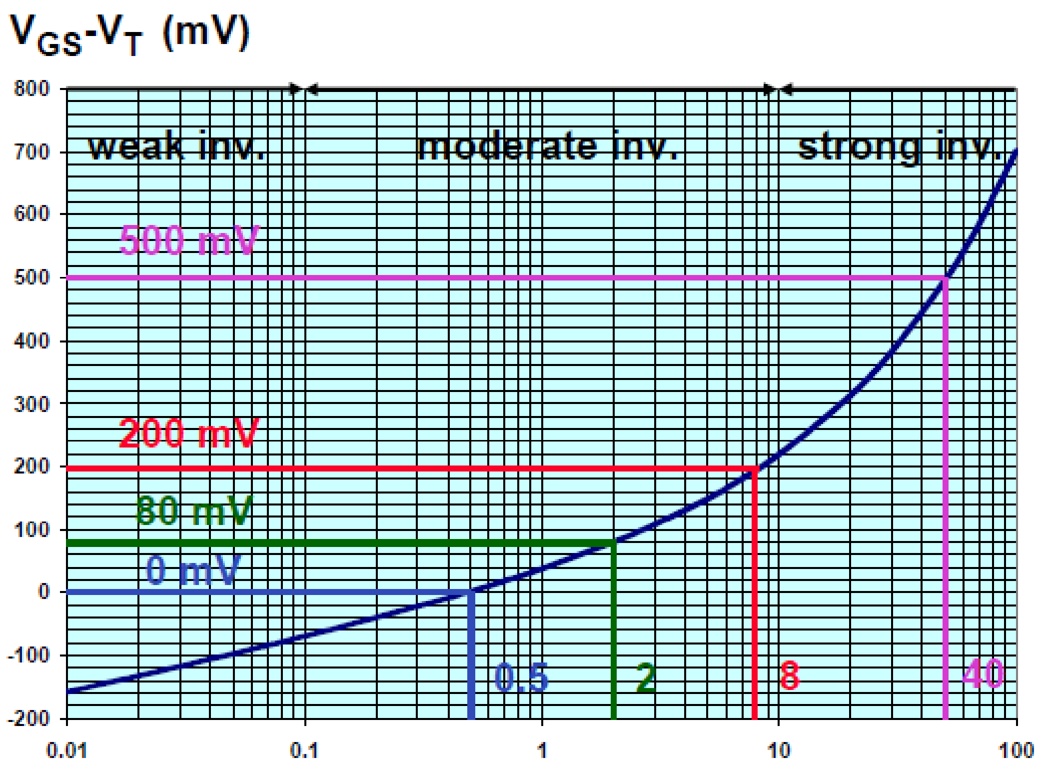
反型系数i: $i = \frac{I_{DS}}{I_{DSt}} = ln^2(1 + e^v)$

$$v = ln(e^{\sqrt{i}} - 1)$$

$$V_{GST} = V_{GSTt} \cdot ln(e^{\sqrt{i}} - 1)$$

$$V_{GSTt} = 2n\frac{kT}{q} \approx 70mV$$

弱反型与强反型：反型系数

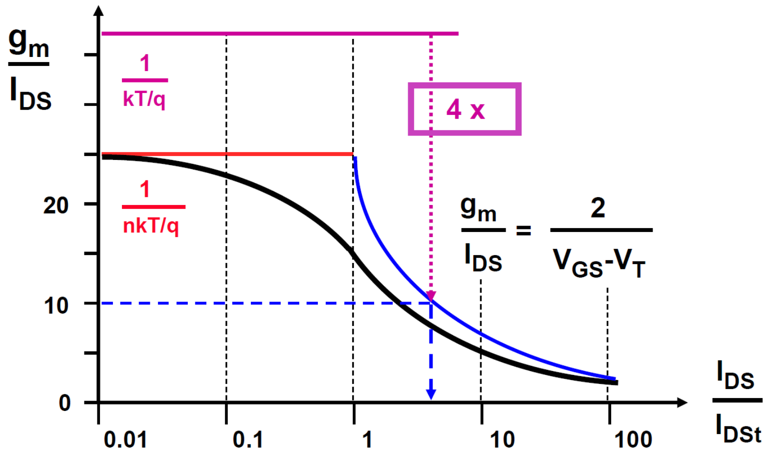


$$V_{GST} = V_{GSTt} \cdot ln(e^{\sqrt{i}} - 1)$$

$$V_{GSTt} = 2n\frac{kT}{q} \approx 70mV$$

$$i = \frac{I_{DS}}{I_{DSt}}$$

弱反型与强反型：反型系数与g_m/I_{DS}

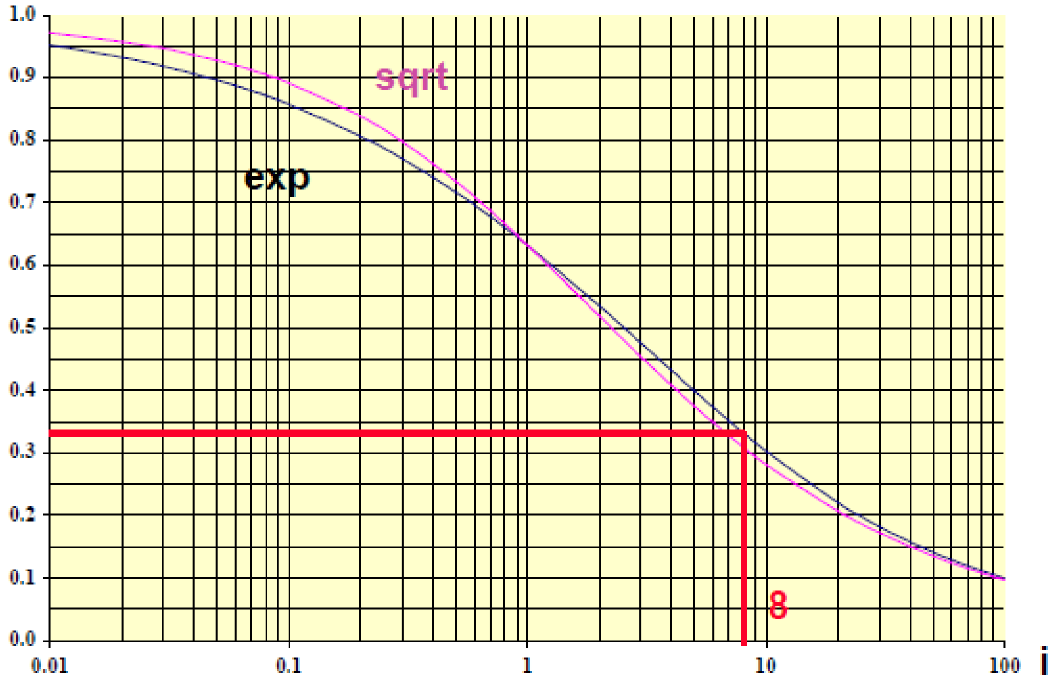


晶体管最大的g_m/I_{DS}出现在弱饱和区，且随着反型系数增加而下降

归一化效率 GM/ID: $GM/ID = \dfrac{g_m/I_{DS}}{(g_m/I_{DS})_{max}}$

$$GM/ID = \frac{1 - e^{-\sqrt{i}}}{\sqrt{i}}$$

弱反型与强反型：反型系数与g_m/I_{DS}



$$GM/ID = \frac{1-e^{-\sqrt{i}}}{\sqrt{i}}$$

- 反型系数为8，即$V_{GS}-V_T$=200mV时，晶体管在跨导值和跨导效率中取得一个较好的平衡。

弱反型与强反型

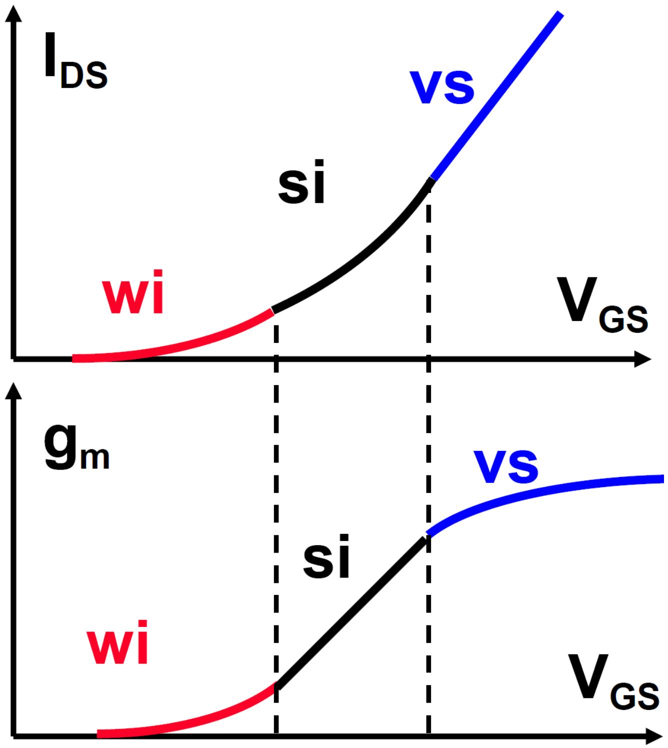
- 晶体管不会立即从弱反型区的指数行为切换为强反型区的二次项行为。在这两个极端之间有一个平滑的过渡，其中漂移和扩散均会产生电流。 对该区域进行建模非常困难，通常将其行为理解为弱反型和强反型行为的混合体。

$V_{GS} > V_T + 100\text{mV}$	strong inversion
$V_T + 100\text{mV} > V_{GS} > V_T - 100\text{mV}$	moderate inversion
$V_{GS} < V_T - 100\text{mV}$	weak inversion

MOSFET

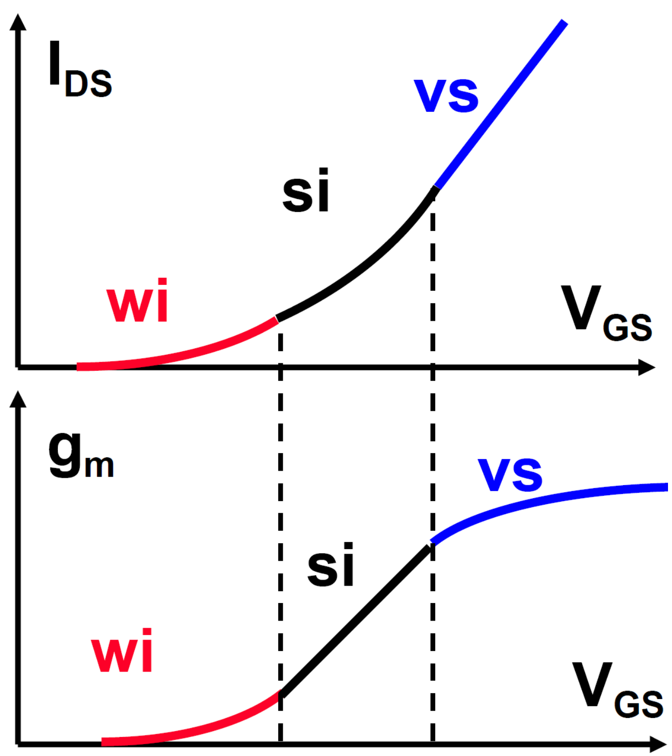
- 晶体管工作在线性区：电阻
- 晶体管工作在饱和区：放大器
- 亚反型区/弱翻转区 （Weak Inversion）
- **速度饱和去 (Velocity Saturation)**
- 特征频率

速度饱和区（Velocity Saturation）



- 如何理解饱和区电流中V_{GS}的平方项?
- 如何理解饱和区跨导与V_{GS}的线性关系

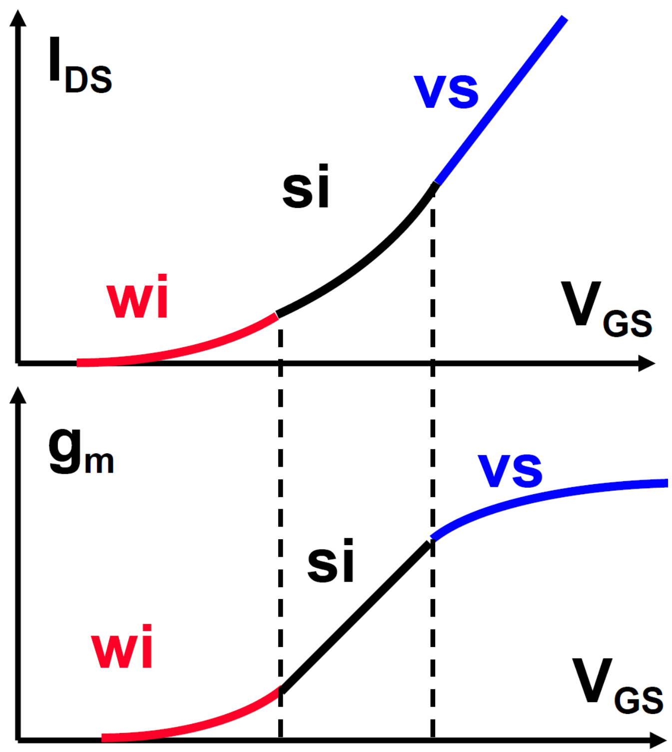
速度饱和区（Velocity Saturation）



- **速度饱和区：**
  - ✓ 电子以最大速度流过沟道
  - ✓ 电流随着驱动电压线性增加

I_{DSvs} = ?

速度饱和区（Velocity Saturation）



- 速度饱和区：

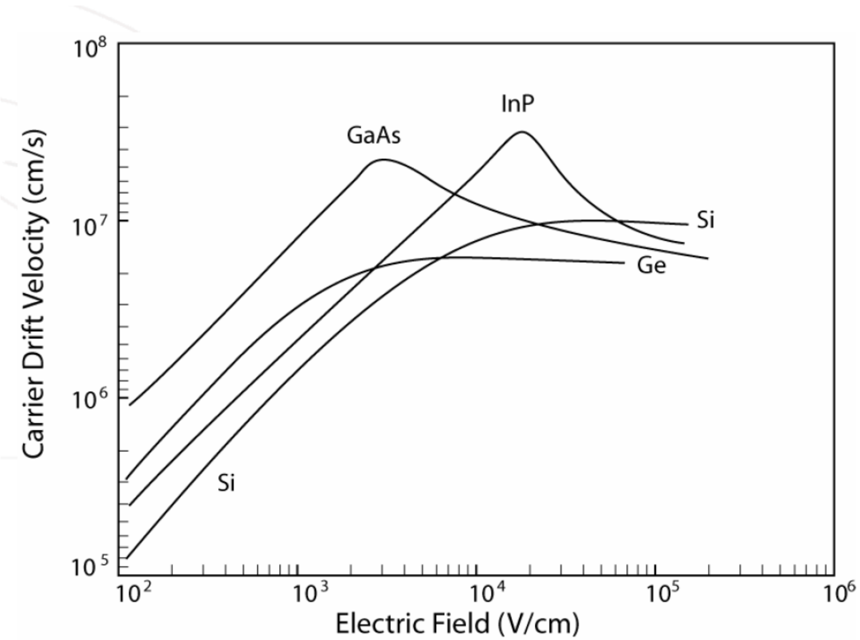
$$I_{DSvs} = WC_{ox}v_{sat}\,(V_{GS}-V_T)$$

$$v_{sat} \approx 10^7 \text{ cm/s}$$

$$g_{msat} = WC_{ox}v_{sat}$$

跨导到达最大值！

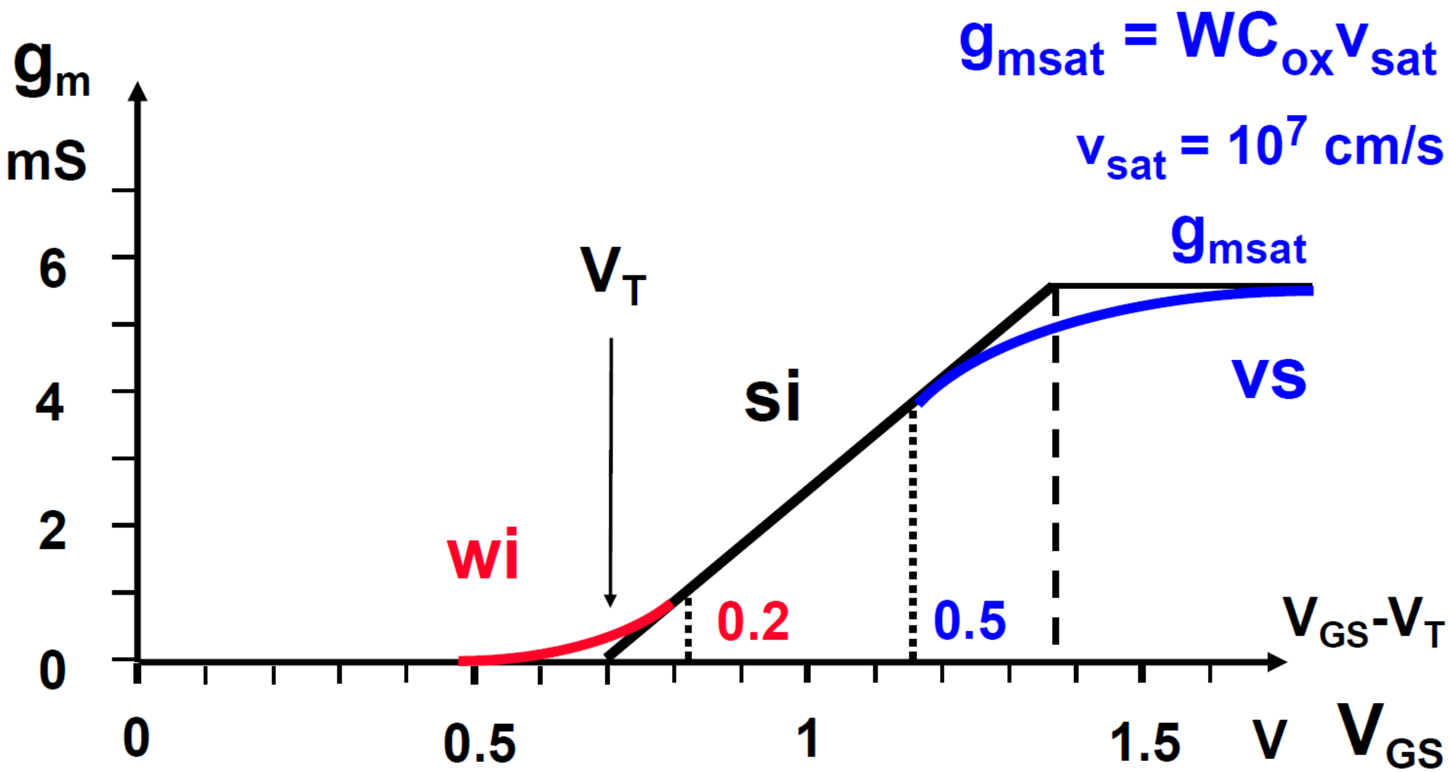
速度饱和区（Velocity Saturation）



$$g_{msat} = WC_{ox}v_{sat}$$

- g_{msat}/W只与工艺参数C_{OX}和物理参数v_{sat}有关
- 模拟电路中一般不使用该区域

速度饱和区



$g_{msat} = WC_{ox}v_{sat}$
$v_{sat} = 10^7$ cm/s
g_m
mS
6
4
2
0
V_T
g_{msat}
si
vs
wi
0.2
0.5
$V_{GS}-V_T$
0
0.5
1
1.5
V
V_{GS}

速度饱和区

强反型区(Strong Inversion)

速度饱和区(Velocity Saturation)

$$g_{m,si} \approx \mu C_{ox} \frac{W}{L}(V_{GS} - V_{TH}) = g_{m,sat} = W C_{OX} v_{sat}$$

$$(V_{GS} - V_{TH})_{vs} = \frac{L \cdot v_{sat}}{\mu}$$

$v_{sat} \approx 10^7$ cm/s

$\mu_p \approx 250$ cm^2/Vs

$\mu_n \approx 600$ cm^2/Vs

$L_{min} = 0.35\ \mu m$

$$\Rightarrow (V_{GS} - V_{TH})_{vs} = 0.58V$$

速度饱和区

强反型区(Strong Inversion)

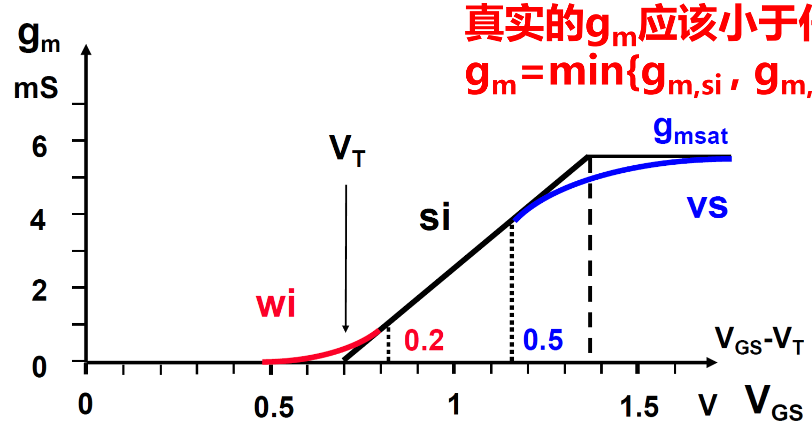
$$g_{m,si} \approx \mu C_{ox} \frac{W}{L}(V_{GS} - V_{TH})$$

速度饱和区(Velocity Saturation)

$$g_{m,sat} = W C_{OX} v_{sat}$$

真实的g_m应该小于任意一个表达式

$g_m = \min\{g_{m,si}, g_{m,sat}\}$

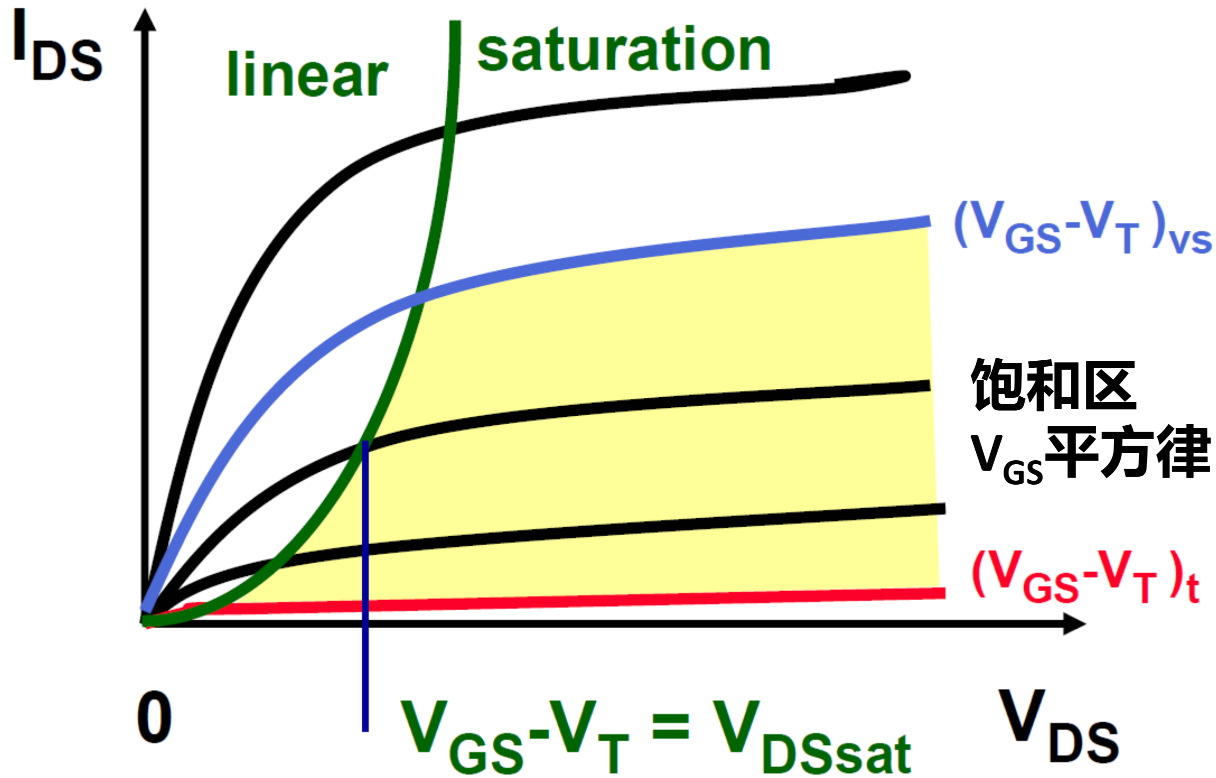


$$\frac{1}{g_m} = \frac{1}{g_{m,si}} + \frac{1}{g_{m,sat}}$$

$$\boxed{g_m \approx \frac{W}{L} \frac{17\ 10^{-5}}{1 + 2.8\ 10^4\ L / V_{GST}}}$$

L in cm

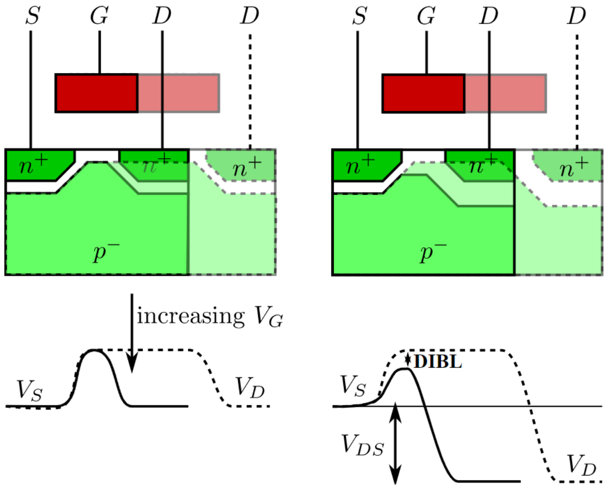
饱和区VS速度饱和区



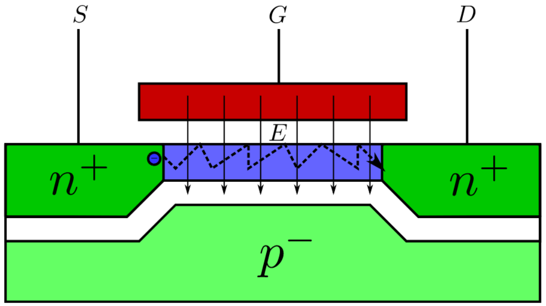
I_{DS}
linear
saturation
$(V_{GS}-V_T)_{vs}$
饱和区
V_{GS}平方律
$(V_{GS}-V_T)_t$
0
$V_{GS}-V_T = V_{DSsat}$
V_{DS}

其他因素

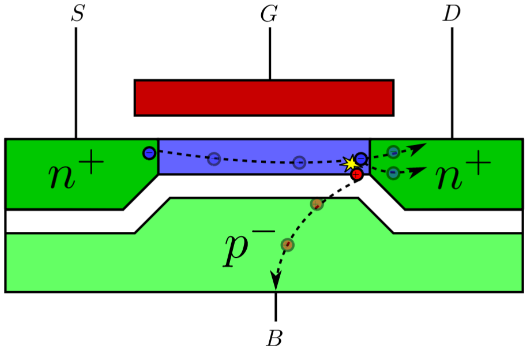
Drain-Induced Barrier Lowering（DIBL)



Surface Scattering



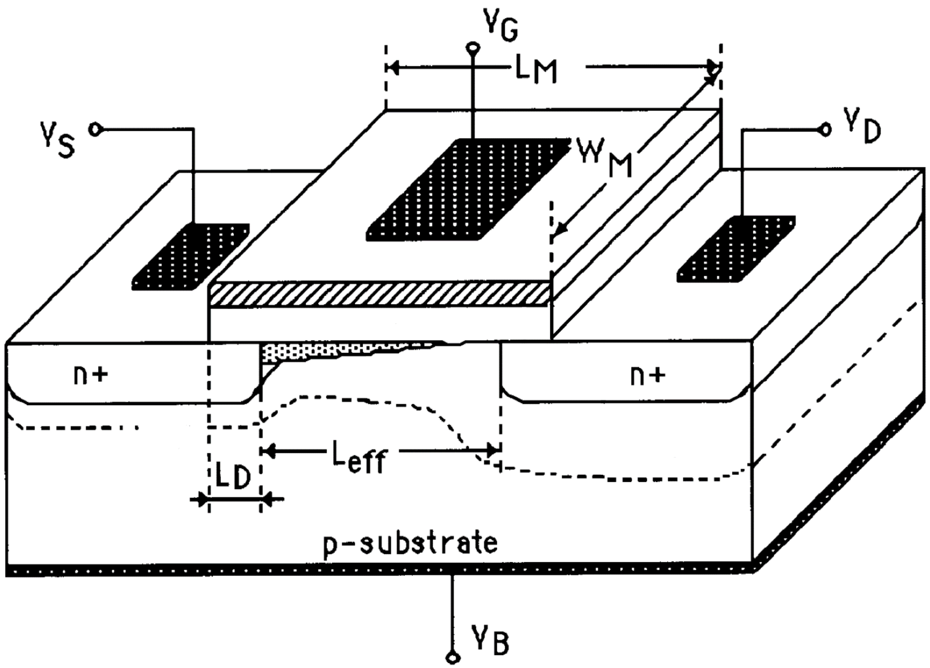
Impact ionization



MOSFET

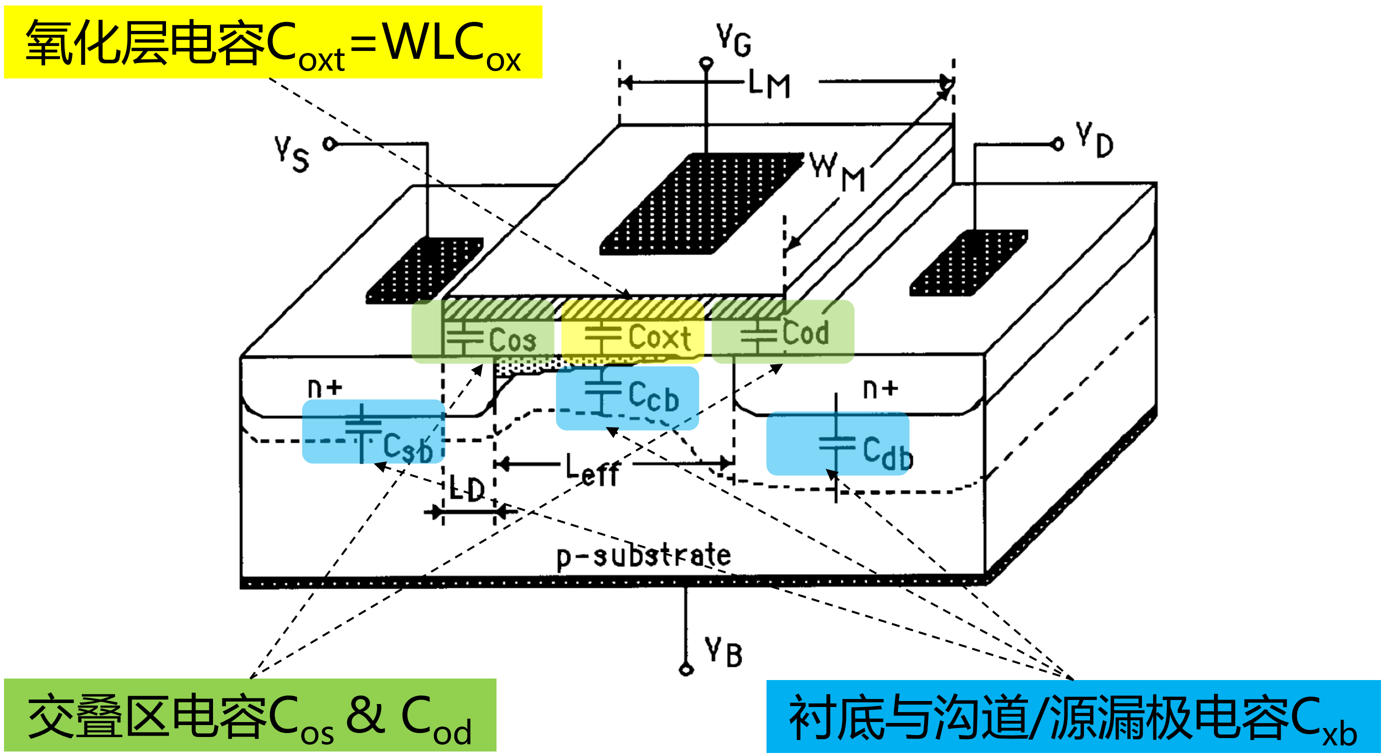
- 晶体管工作在线性区：电阻
- 晶体管工作在饱和区：放大器
- 亚反型区/弱翻转区 （Weak Inversion）
- 速度饱和去 （Velocity Saturation)
- **特征频率**

特征频率f_T



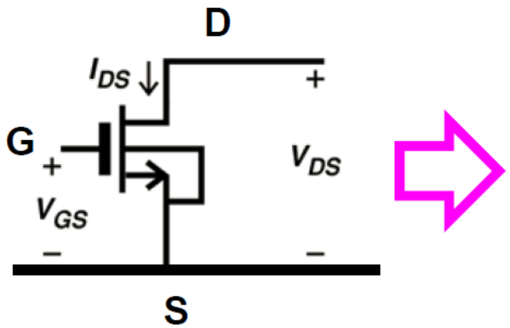
- 特征频率是表征晶体管在高频时放大能力的一个基本参量，主要由晶体管的**跨导**和**寄生电容**决定。

特征频率f_T

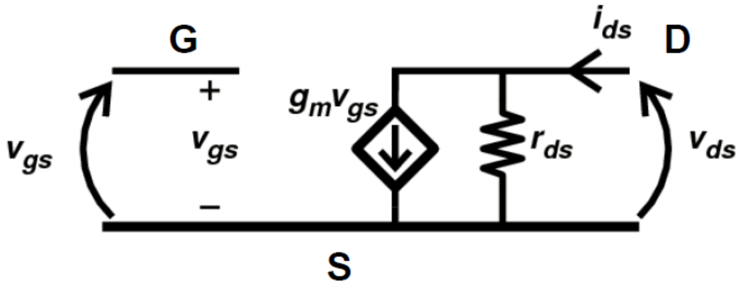


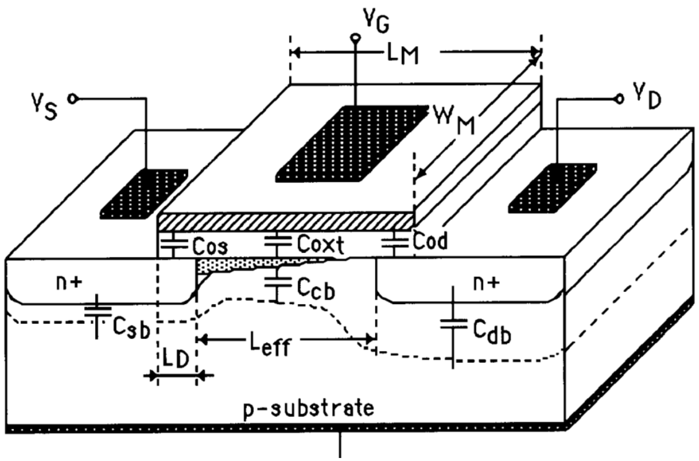
氧化层电容$C_{oxt}=WLC_{ox}$
V_G
L_M
W_M
V_S
V_D
Cos
Coxt
Cod
Ccb
n+
n+
Csb
Cdb
Leff
LD
p-substrate
V_B
交叠区电容C_{os} & C_{od}
衬底与沟道/源漏极电容C_{xb}

高频小信号模型

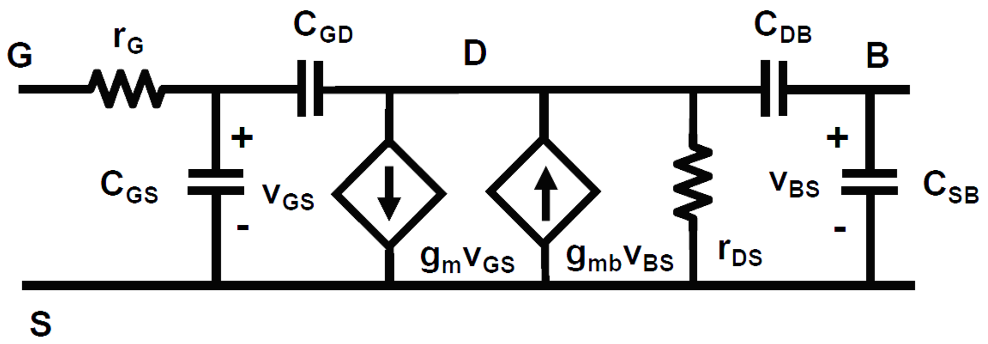


Small-signal equivalent model





高频小信号模型

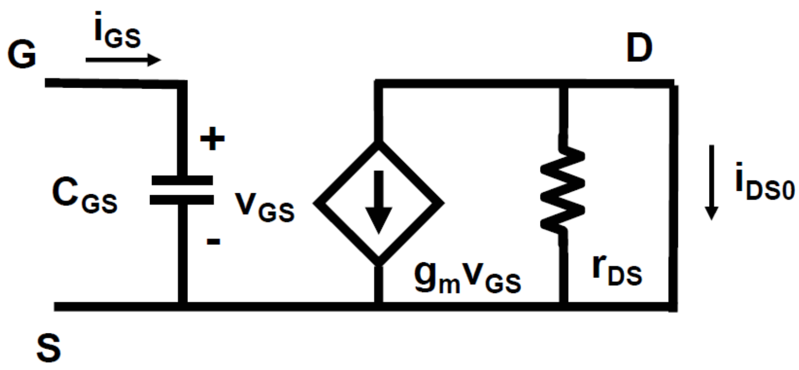


$$C_{GS} \approx \frac{2}{3} WLC_{ox}$$ ≈ 2W fF/um for Lmin

$$L_{min} C_{ox} \approx L_{min} \frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}} \approx 50\ \varepsilon_{ox} \approx 2\ \mathrm{fF}/\mu\mathrm{m}$$

$$C_{GD} = WC_{gdo}$$

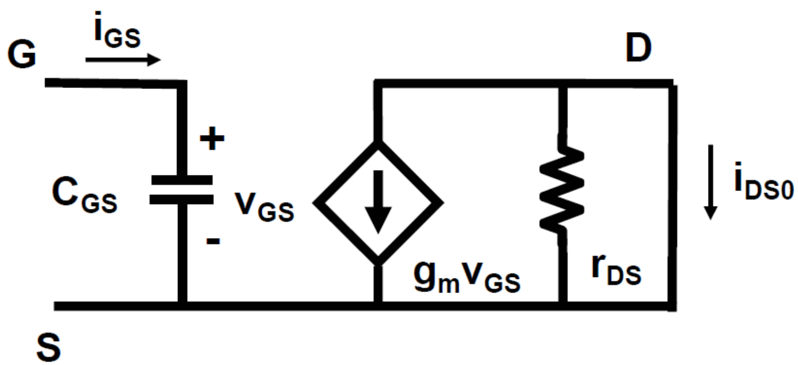
特征频率f_T, $i_{DS} = i_{GS}$



$i_{GS} =$

$i_{DS} =$

特征频率f_T, $i_{DS} = i_{GS}$



$$i_{GS} = v_{GS} C_{GS} s$$

$$i_{DS} = g_m v_{GS}$$

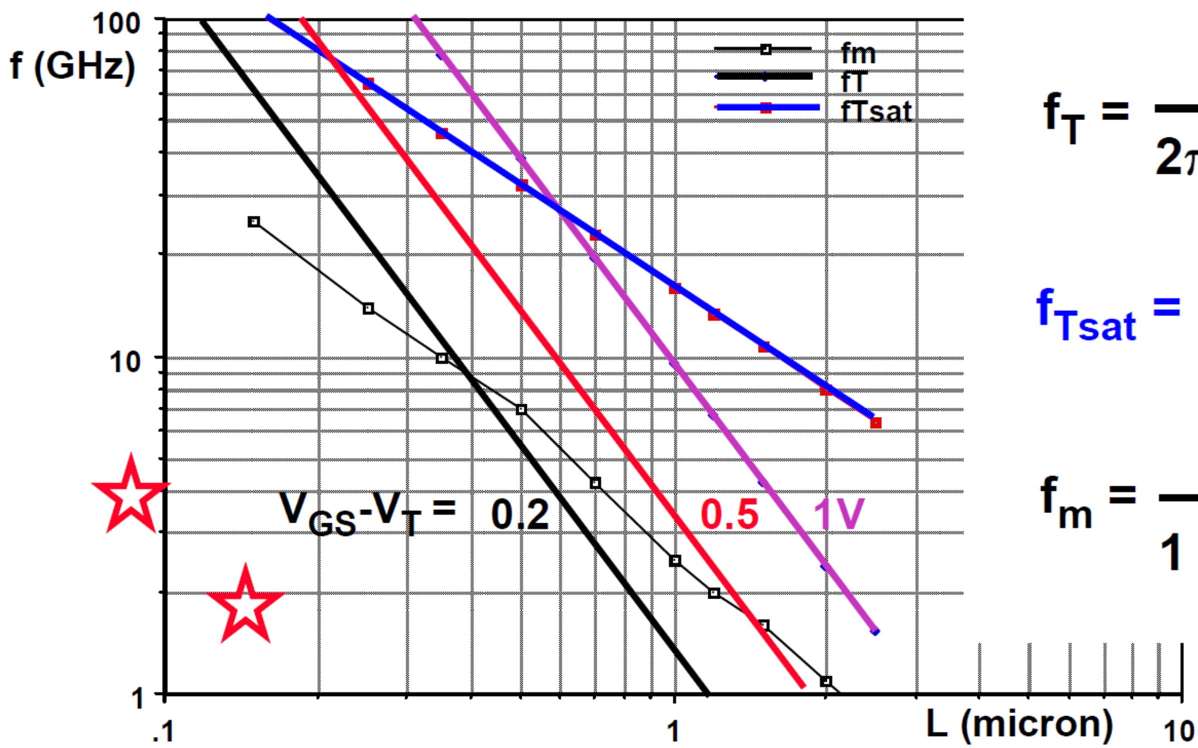
$$C_{GS} = \frac{2}{3} WLC_{ox} \quad g_m = 2K' \frac{W}{L}(V_{GS} - V_T) \quad K' = \frac{\mu C_{ox}}{2n}$$

$$\boxed{f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{GS}} = \frac{1}{2\pi} \frac{3}{2n} \frac{\mu}{L^2}(V_{GS} - V_T)} \quad \text{or} \quad \boxed{\approx \frac{v_{sat}}{2\pi L}}$$

反型区

速度饱和区

f_T与沟道长度L的关系



$$f_T = \frac{\mu}{2\pi L^2}\underbrace{(V_{GS}-V_T)}_{0.2\ \ldots\ 1\ \mathrm{V}}$$

$$f_{Tsat} = \frac{v_{sat}}{2\pi L}$$

$$f_m = \frac{f_T}{1+\alpha_{BD}}$$

$$\alpha_{BD} \approx \frac{C_{BD}}{C_{ox}}$$

Processors

f_T与沟道长度L的关系

$$f_T = \frac{1}{L} \, \frac{13.5}{1 + 2.8\, L / V_{GST}} \text{ GHz}$$

L in μm

If $V_{GST} = 0.2$ V, v_{sat} takes over for L < 65 nm

If $V_{GST} = 0.5$ V for L < 0.15 μm

f_T在强反型区和弱反型区中模型

$$\begin{cases} GM/ID = \dfrac{g_m/I_{DS}}{(g_m/I_{DS})_{max}} = \dfrac{1 - e^{-\sqrt{i}}}{\sqrt{i}} \\ i = \dfrac{I_{DS}}{I_{DSt}} \end{cases}$$

$$f_T =$$

f_T在强反型区和弱反型区中模型

$$\begin{cases} GM/ID = \dfrac{g_m/I_{DS}}{(g_m/I_{DS})_{max}} = \dfrac{1-e^{-\sqrt{i}}}{\sqrt{i}} \\ i = \dfrac{I_{DS}}{I_{DSt}} \end{cases}$$

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{GS}} = \frac{1}{2\pi C_{GS}}\frac{I_{DSt}}{nkT/q}\sqrt{i}(1-e^{\sqrt{i}})$$

$$= \underbrace{\frac{2\mu kT/q}{2\pi L^2}}_{\text{尺寸设计}} \cdot \underbrace{\sqrt{i}(1-e^{\sqrt{i}})}_{\text{偏置设计}}$$

设计思路总结

1. 手工计算用来估算尺寸，精确设计依赖仿真结果。
2. 时刻牢记g_m/I_D的曲线及大致数值。
3. 低功耗电路取$V_{GS}-V_{TH}<-0.1V$；高增益电路取$V_{GS}-V_{TH}=0.2V$；高速电路取$V_{GS}-V_{TH}=0.5V$。
4. 通过f_T的公式来估算设计的特征频率。

课程群（钉钉）

扫一扫二维码，加入班级

课后作业

1. 分别对于W/L=1um/1um的NMOS和PMOS，在0-1.8V的区域内，扫描V_{GS}，同时令V_{DS}=1.8V，画出I_{DS}，g_m和g_m/I_{DS}的曲线。（提示：改变坐标的刻度表现形式，以得到更直观的展示）
2. 估算V_{GS}=0.5V，0.8V和1.1V且V_{DS}=1.8V时，W/L=1um/0.18um的NMOS的g_m和r_0。
3. 估算V_{GS}=0.5V，0.8V和1.1V且V_{DS}=1.8V时，W/L=1um/0.18um的NMOS的特征频率f_T，并通过AC仿真得到所求的特征频率。

0.2

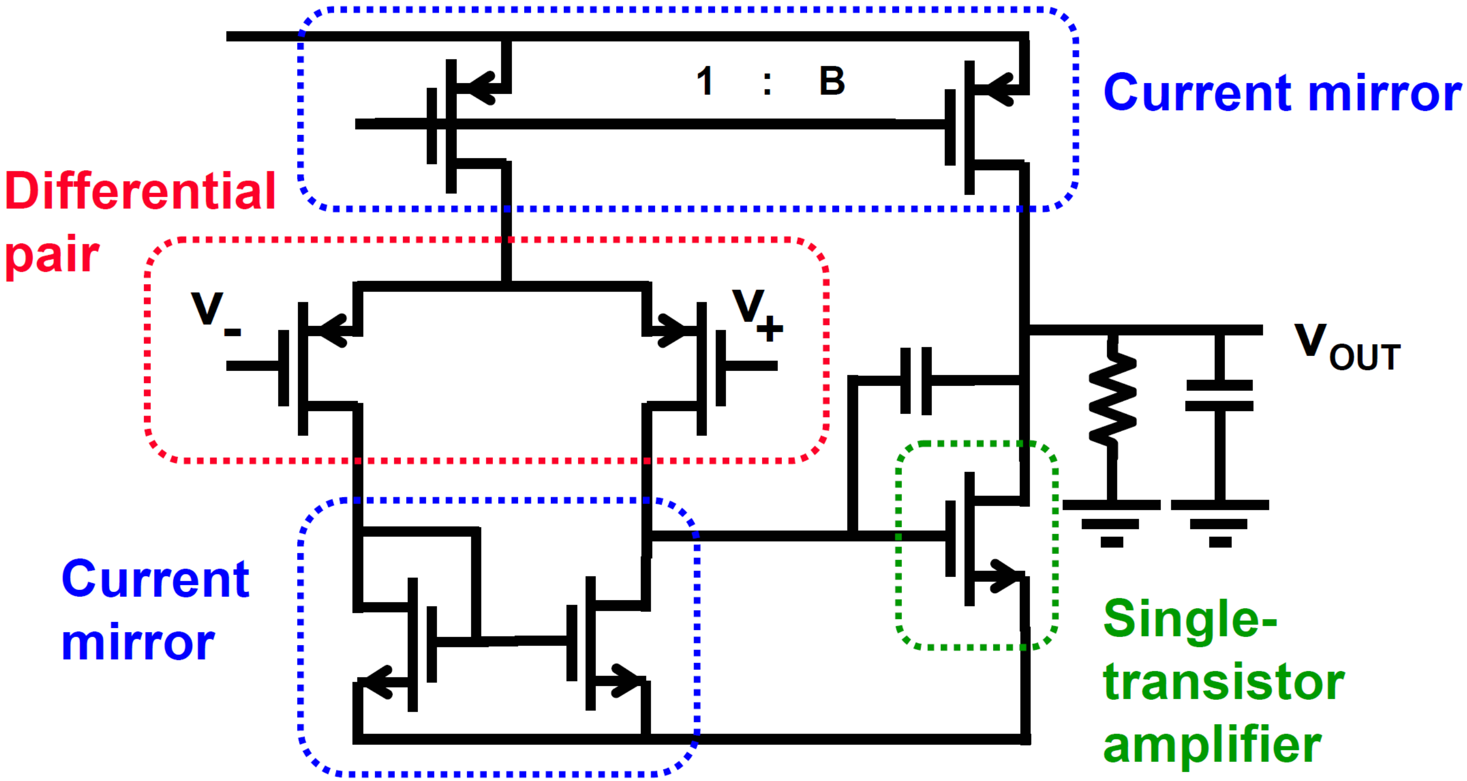
北京航空航天大学 BEIHANG UNIVERSITY | 微电子学院

CMOS模拟集成电路设计

第二章：模拟电路的基本构成

胡远奇

运算放大器

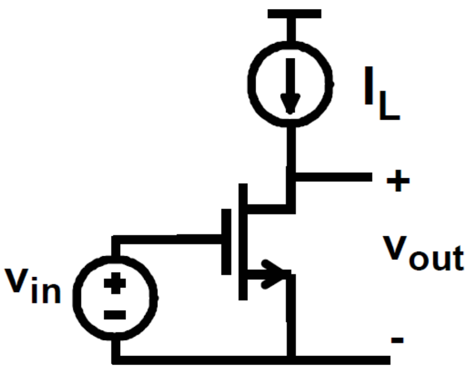


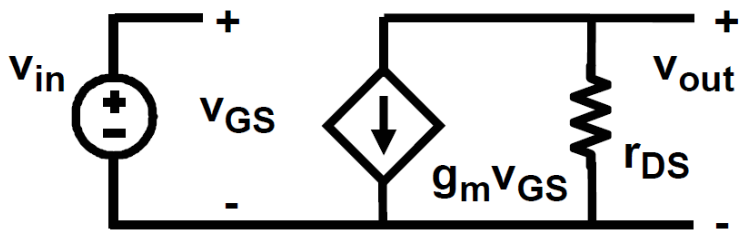
Current mirror
1 : B
Differential pair
V-
V+
VOUT
Current mirror
Single-transistor amplifier

模拟电路的基本结构

1. **单晶体管放大器**
2. 源极跟随器
3. Cascode （共源共栅极）
4. 电流镜
5. 差分对

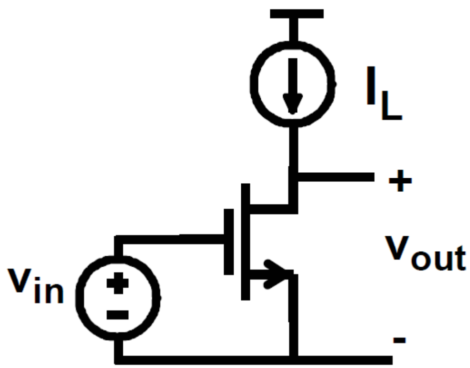
单晶体管放大器

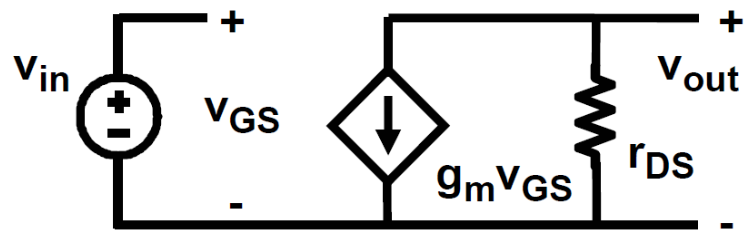




$A_v =$

单晶体管放大器





$$A_v = g_m r_{DS} = \frac{2\,I_{DS}}{V_{GS}-V_T}\,\frac{V_E\,L}{I_{DS}} = \frac{2\,V_E\,L}{V_{GS}-V_T}$$

$A_v \approx 100$ if $V_E L \approx 10$ V and $V_{GS}-V_T \approx 0.2$ V

单晶体管放大器

如何获得高增益?

降低$V_{GS}-V_T$

0.15-0.2V

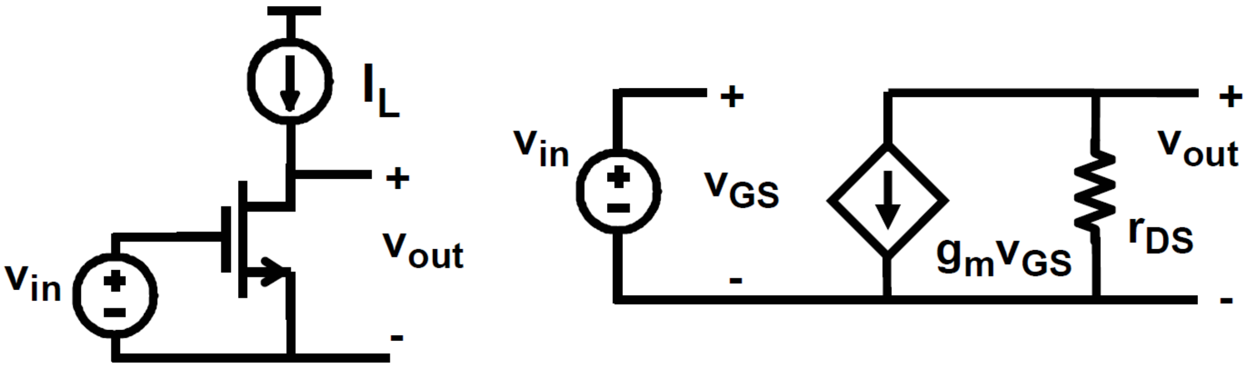
进一步减小会牺牲信噪比SNR和跨导gm

增加L

4-5x minL

进一步增大会牺牲速度和面积

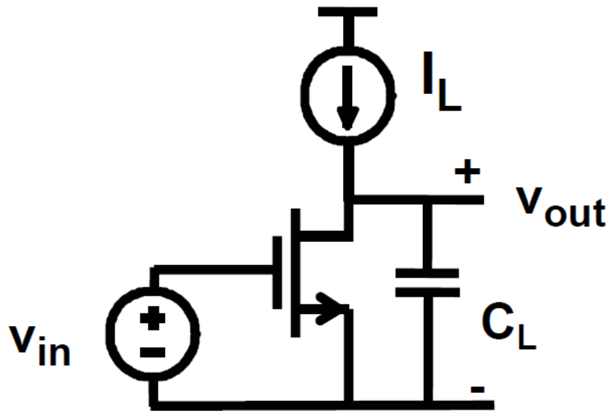
单晶体管放大器



❑问：对于一个55nm工艺的单晶体管放大器，其典型的放大倍数是多少？(V_E=4V/um)

单晶体管放大器的频率特性

- 如果只有大的**负载**电容



$$A_{v0} = g_m r_{DS}$$

$$BW = \frac{1}{2\pi\, r_{DS} C_L}$$

$$\boxed{GBW = \frac{g_m}{2\pi\, C_L}}$$

For all single-stage
Operational amplifiers

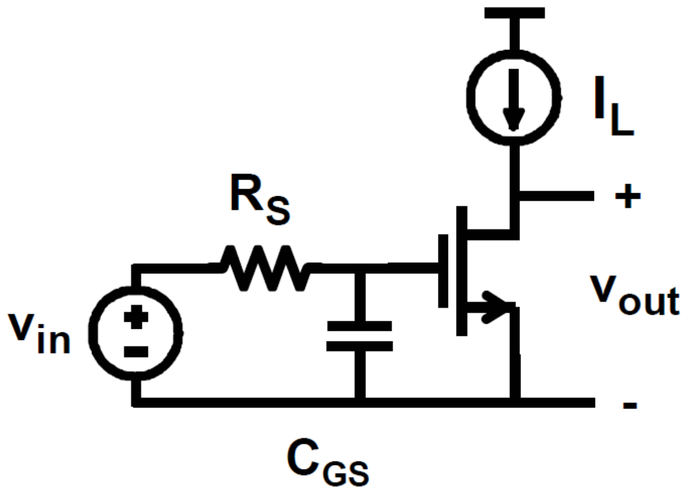
单晶体管放大器的频率特性

- 设计指标GBW=100M，负载电容2pF的NMOS单晶体放大器，根据工艺指标计算相应的直流偏置电流和典型晶体管尺寸。

$L_{min} = 0.35\ \mu m$ $KP_n \approx 300\ \mu A/V^2$

单晶体管放大器的频率特性

- 如果只有大的**输入**电容

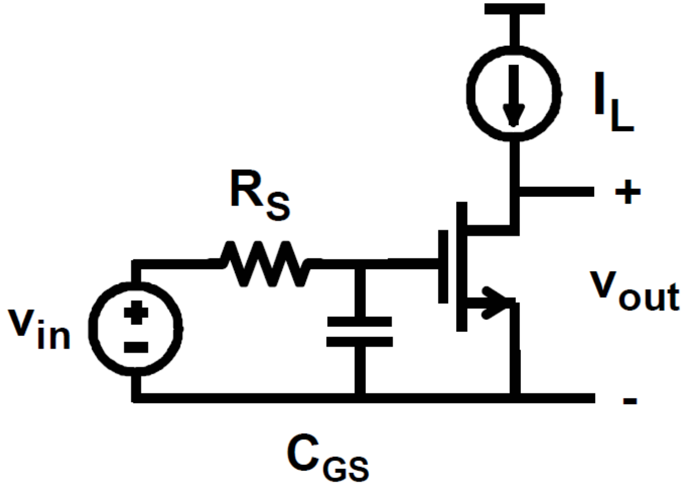


$$A_{v0} = g_m r_{DS}$$

$$BW = \frac{1}{2\pi R_S C_{GS}}$$

单晶体管放大器的频率特性

- 如果只有大的**输入**电容



$$A_{v0} = g_m r_{DS}$$

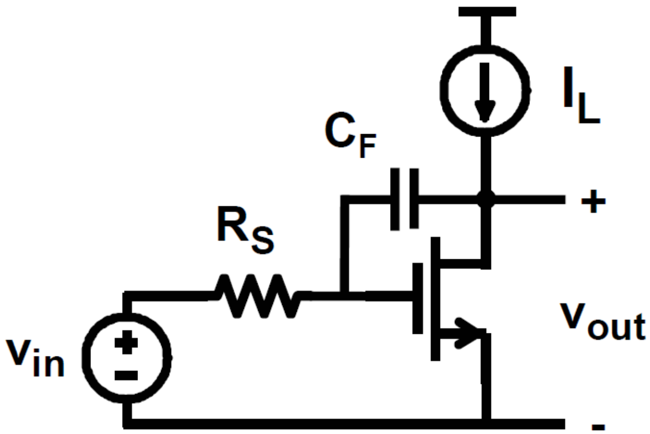
$$BW = \frac{1}{2\pi R_S C_{GS}}$$

GBW和长度L无关！

$$GBW = \frac{g_m}{2\pi C_{GS}} \frac{r_{DS}}{R_S} = f_T \frac{r_{DS}}{R_S} \sim \frac{1}{WC_{ox}} \frac{1}{V_{GS}-V_T}$$

单晶体管放大器的频率特性

- 如果只有大的**反馈**电容



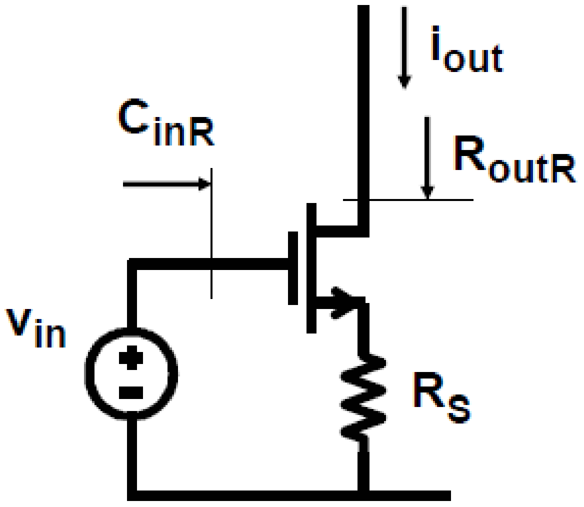
$$A_{v0} = g_m r_{DS}$$

$$BW = \frac{1}{2\pi R_S A_{v0} C_F}$$

$$GBW = \frac{1}{2\pi R_S C_F}$$

GBW和晶体管的参数无关！

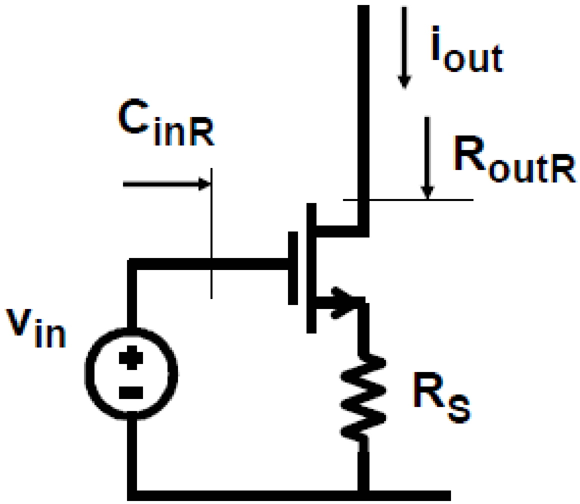
Source Degeneration

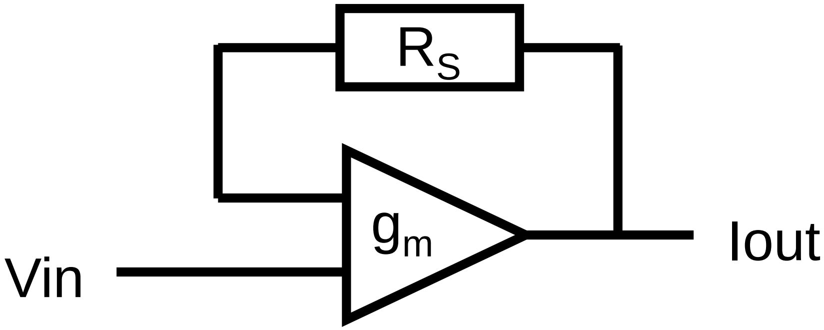


Source Degeneration

是一种**负反馈**形式

Source Degeneration





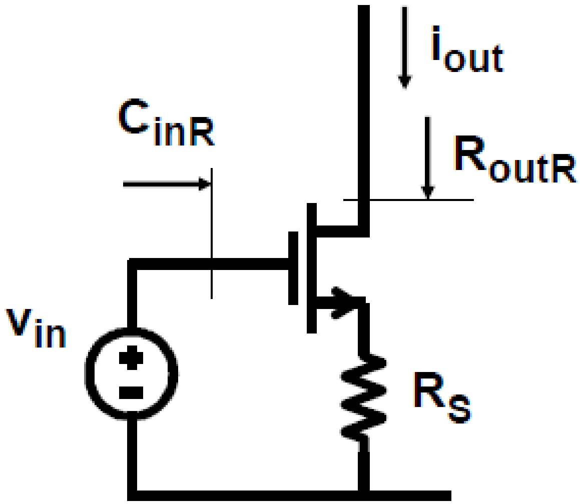
Source Degeneration

是一种**负反馈**形式

$$G_m = \frac{g_m}{1 + g_m R_S}$$

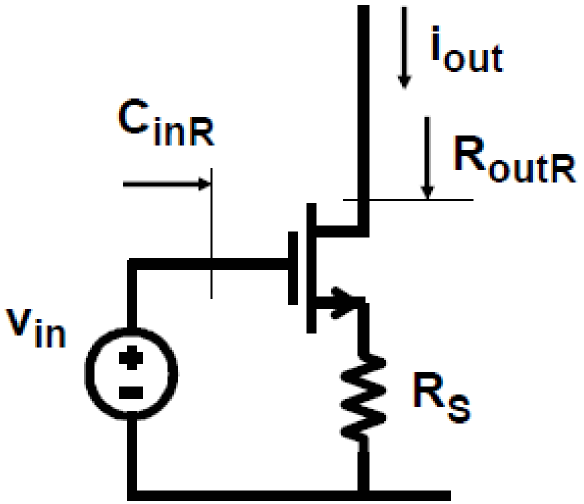
$$C_{inR} = \frac{C_{GS}}{1 + g_m R_S}$$

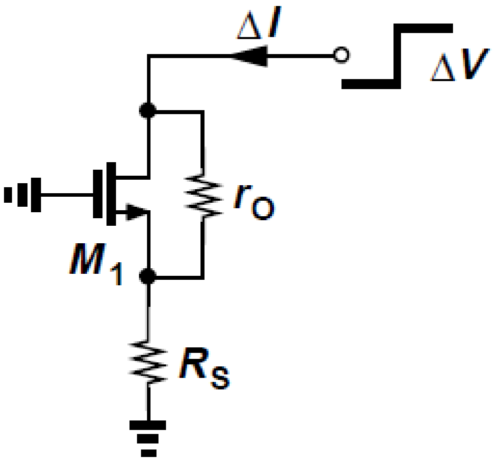
Source Degeneration



- 在输出端施加电压变化ΔV并测量输出电流的最终变化ΔI

Source Degeneration





- $R_{outR} = r_{DS}\,(1+ g_m R_S) \approx (g_m r_{DS})\, R_S$

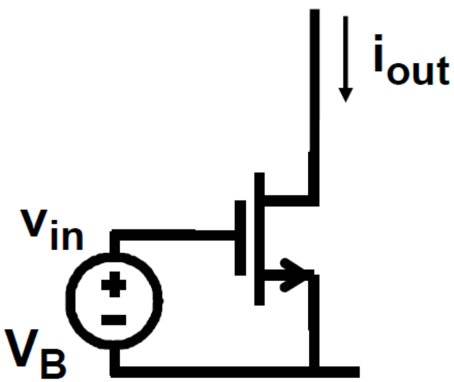
R_S造成额外的噪声

模拟电路的基本结构

1. 单晶体管放大器
2. **源极跟随器**
3. Cascode （共源共栅极）
4. 电流镜
5. 差分对

源极跟随器 (Source Follower)

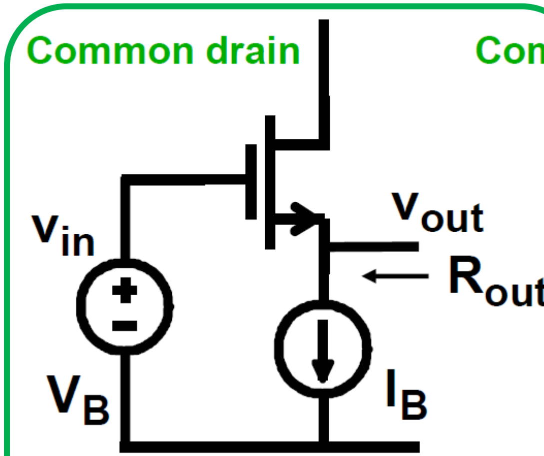
Common source



$$i_{out} = g_m v_{in}$$

Amplifier

Common drain



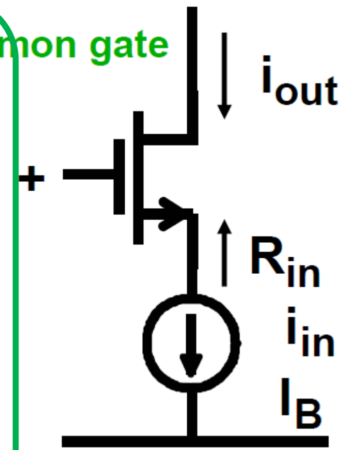
$$v_{out} = v_{in}$$

$$R_{out} \approx 1/g_m$$

Source follower

Voltage buffer

Common gate



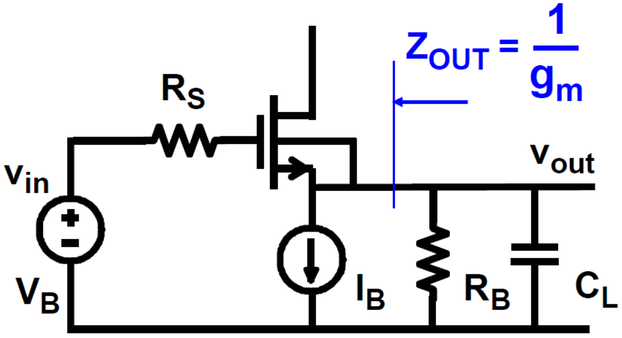
$$i_{out} = i_{in}$$

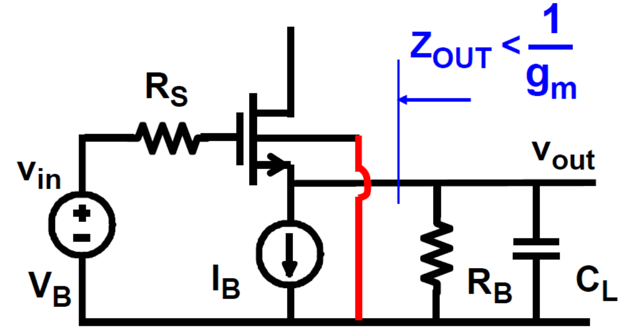
$$R_{in} \approx 1/g_m$$

Cascode

Current buffer

源极跟随器 (Source Follower)





I_B为常数

⬇

V_{GS}为常数

⬇

$\Delta V_{OUT} = \Delta V_{IN}$

⬇

$A_V = 1$

V_{GS}不为常数

⬇

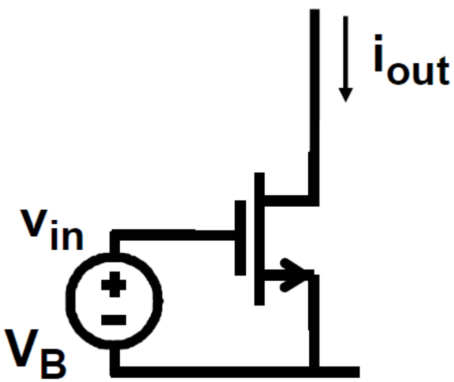
$A_V = \frac{1}{n} < 1$

模拟电路的基本结构

1. 单晶体管放大器
2. 源极跟随器
3. **Cascode （共源共栅极）**
4. 电流镜
5. 差分对

Cascode

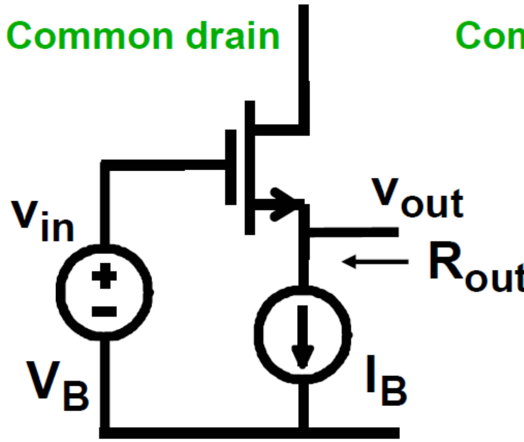
Common source



$$i_{out} = g_m v_{in}$$

Amplifier

Common drain



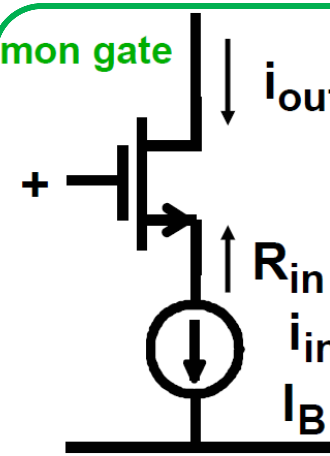
$$v_{out} = v_{in}$$

$$R_{out} \approx 1/g_m$$

Source follower

Voltage buffer

Common gate



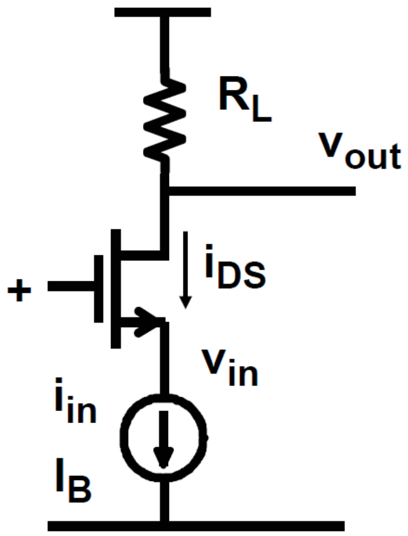
$$i_{out} = i_{in}$$

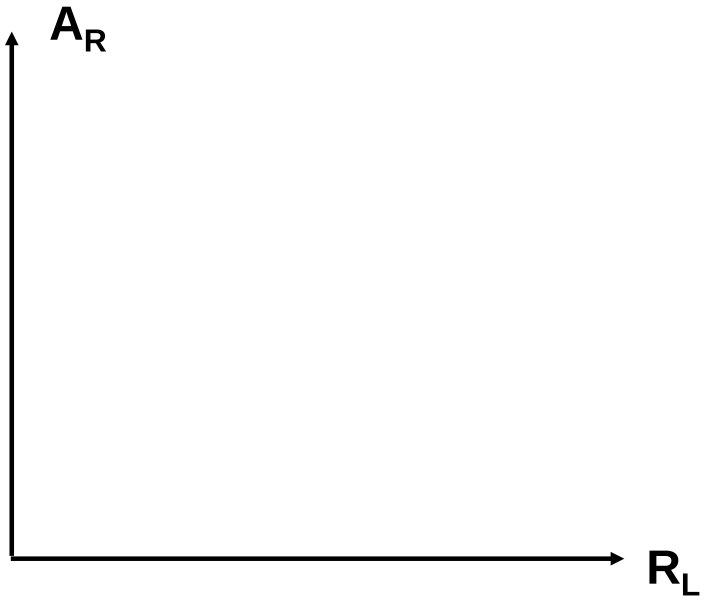
$$R_{in} \approx 1/g_m$$

Cascode

Current buffer

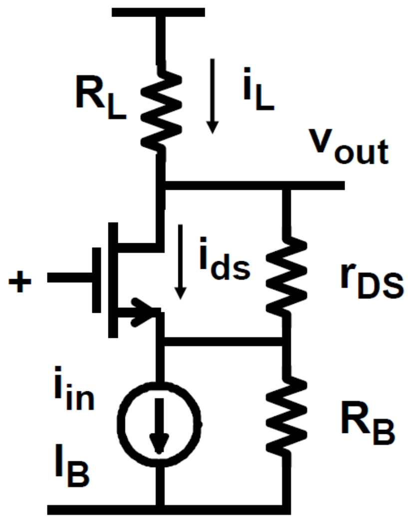
Cascode

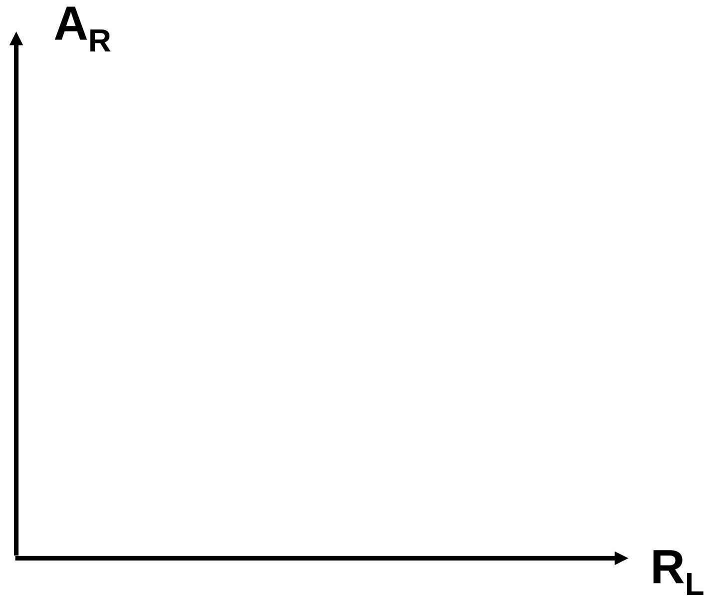




- 定义跨阻增益 $A_R = v_{out}/i_{in}$

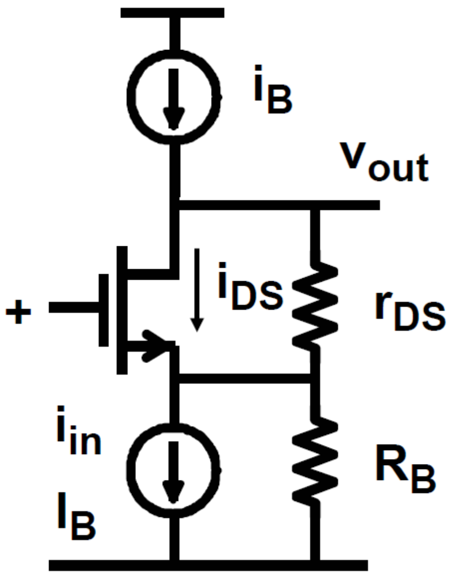
Cascode

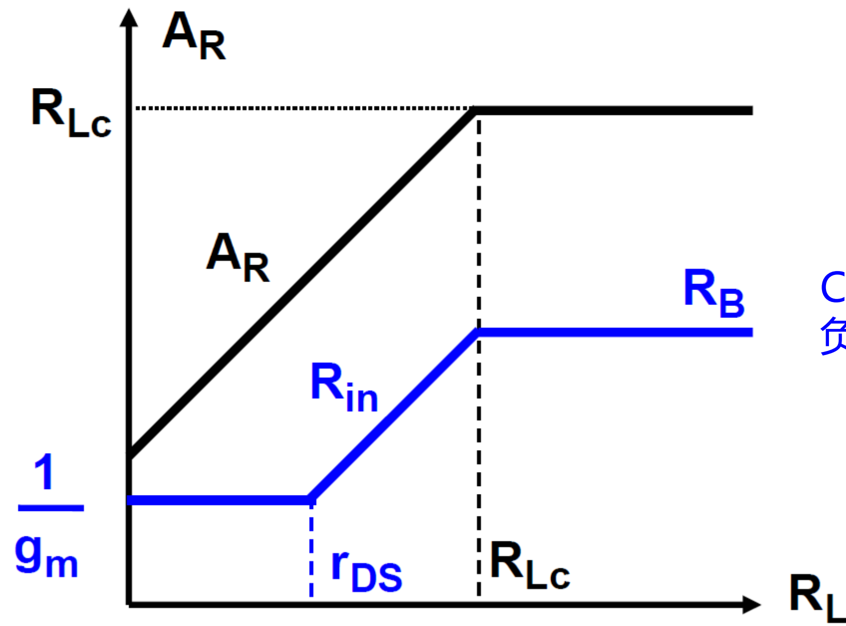




- 分析输入电阻R_{in}

Cascode



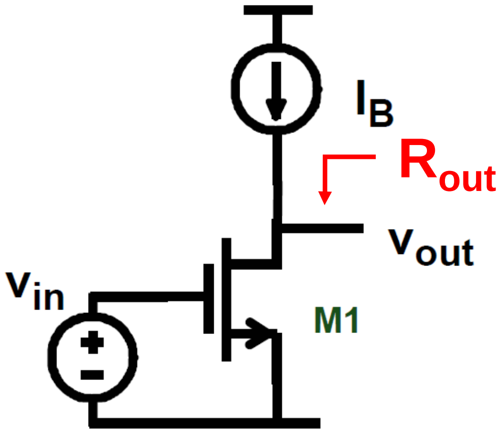


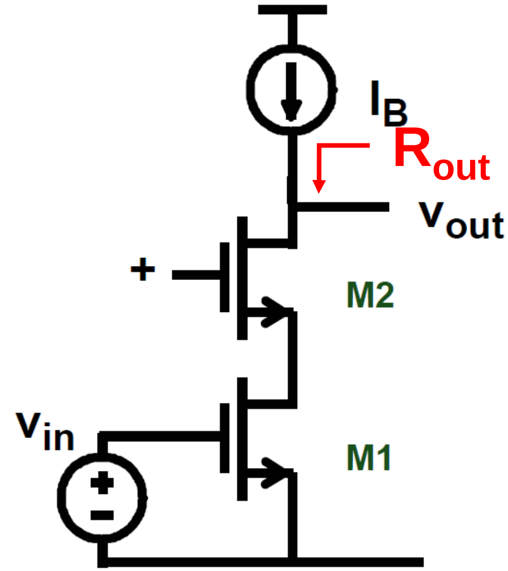
Cascode可以将负载电阻缩小A倍

$$A_R = \frac{v_{out}}{i_{in}} \qquad R_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}}$$

$$R_{in} = \frac{r_{DS} + R_L}{g_m r_{DS}} || R_B$$

Cascode vs 单晶体管





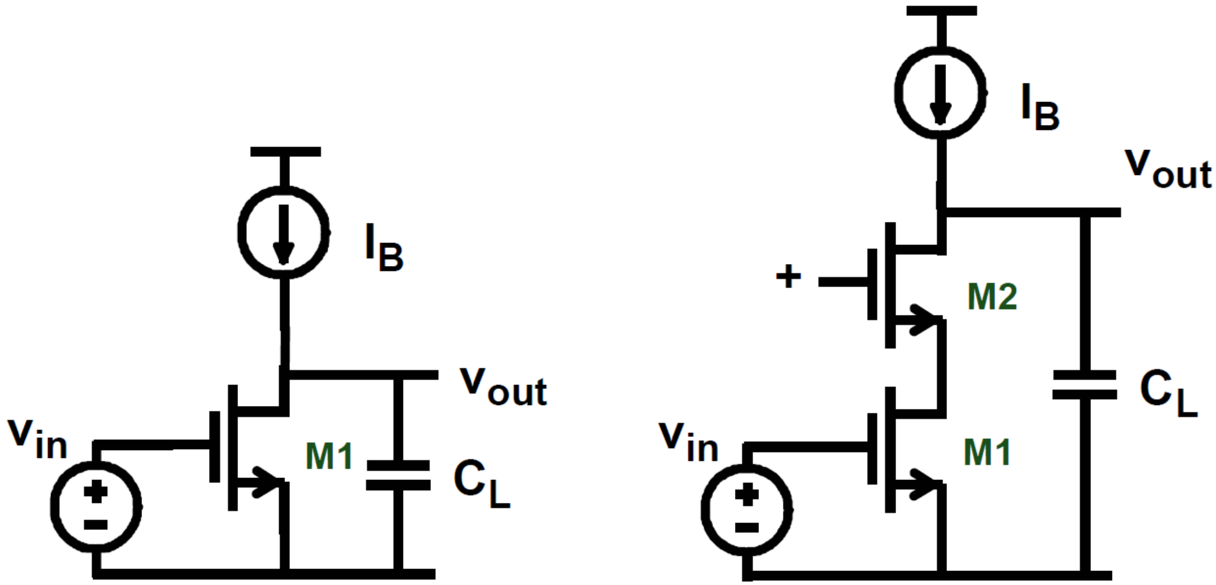
$A_v = (g_m r_{DS})_1$

$R_{out} = r_{DS1}$

$A_v = (g_m r_{DS})_1 (g_m r_{DS})_2$

$R_{out} = r_{DS1} (g_m r_{DS})_2$

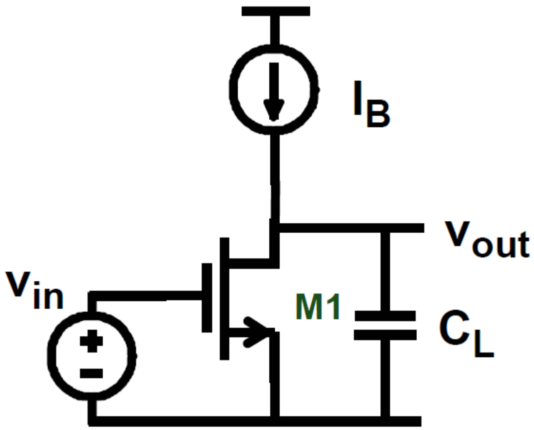
Cascode vs 单晶体管

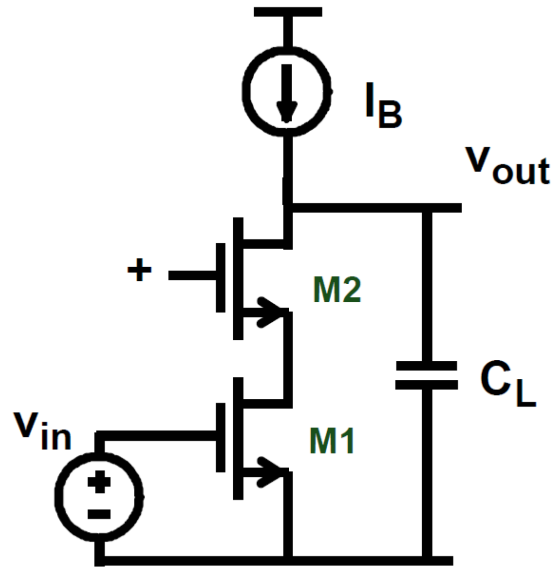


BW =

GBW =

Cascode vs 单晶体管



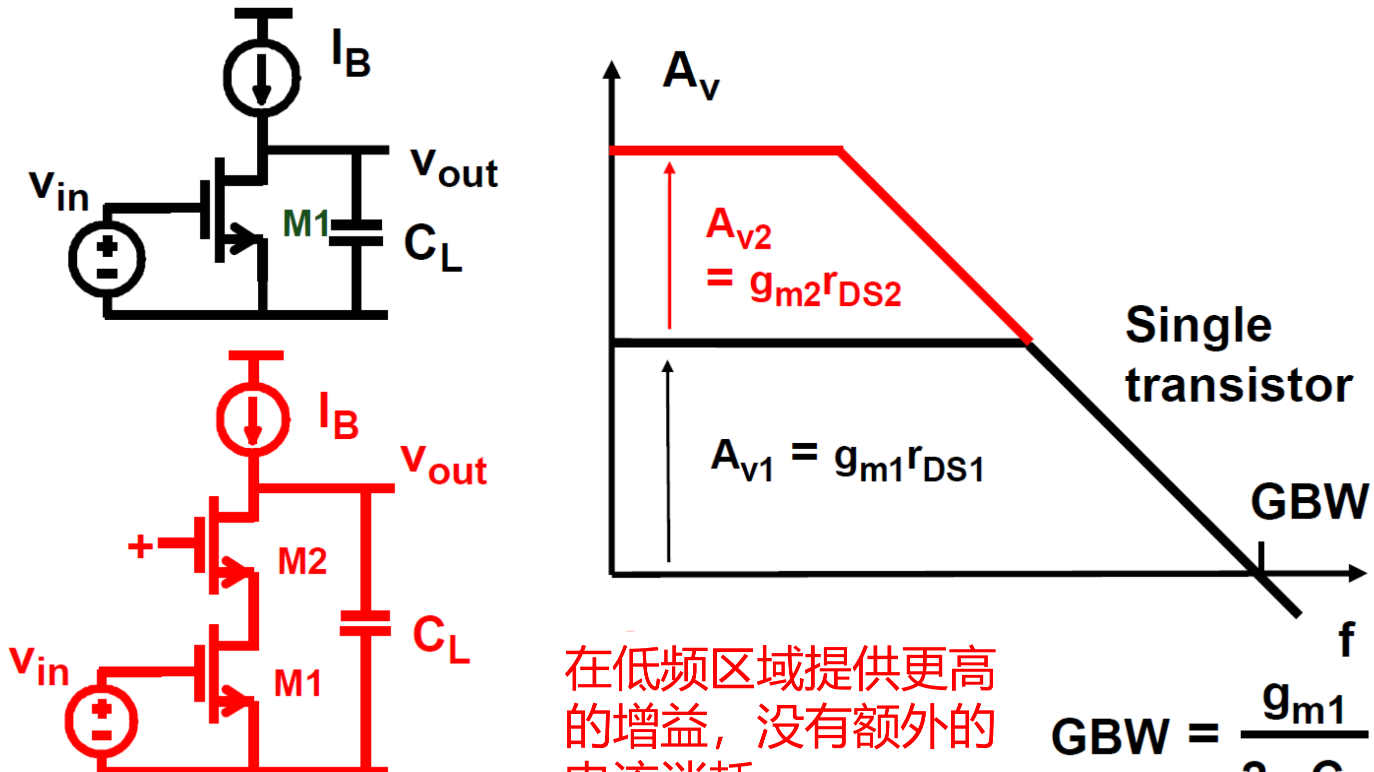


$$BW = \frac{1}{2\pi R_{out} C_L}$$

$$GBW = \frac{g_{m1}}{2\pi C_L}$$ for both !

- 增益带宽积不变！

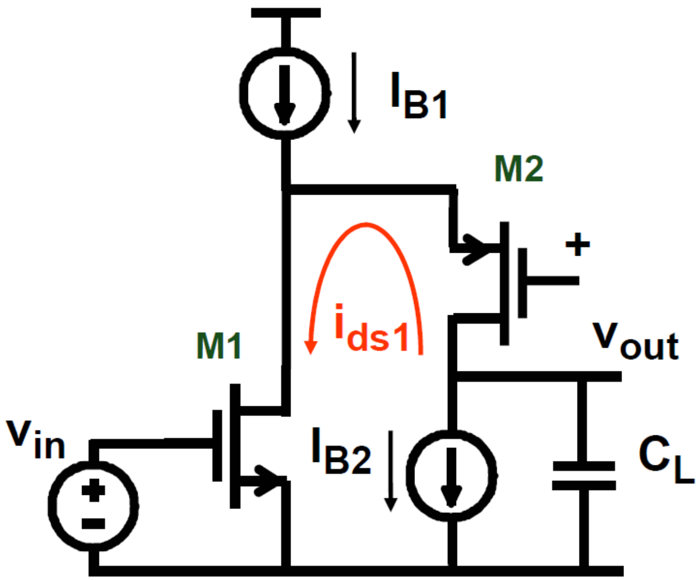
Cascode vs 单晶体管



在低频区域提供更高的增益，没有额外的电流消耗

$$GBW = \frac{g_{m1}}{2\pi\, C_L}$$

折叠式Cascode



$$I_{DS1} = I_{B1} - I_{B2} \approx I_{B1} / 2$$

$$A_v = g_{m1} R_{out}$$

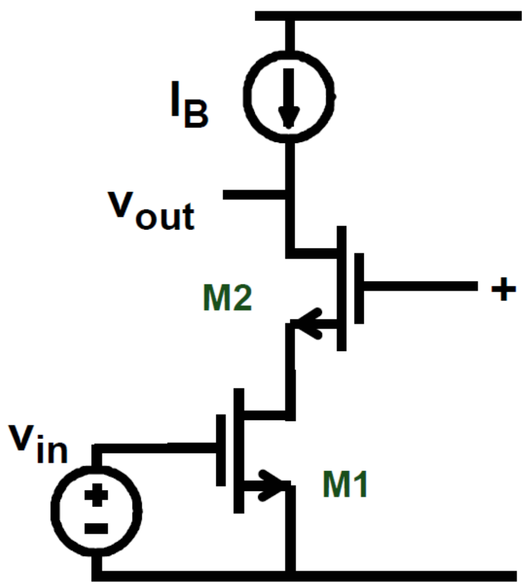
$$R_{out} = r_{DS1}\, g_{m2}\, r_{DS2}$$

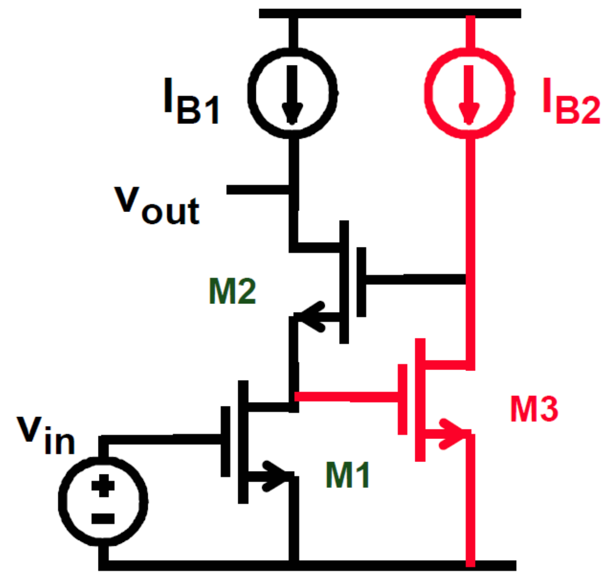
$$BW = \frac{1}{2\pi R_{out} C_L}$$

$$GBW = \frac{g_{m1}}{2\pi C_L}$$

- 主要参数指标与套筒式一致，功耗是其两倍！

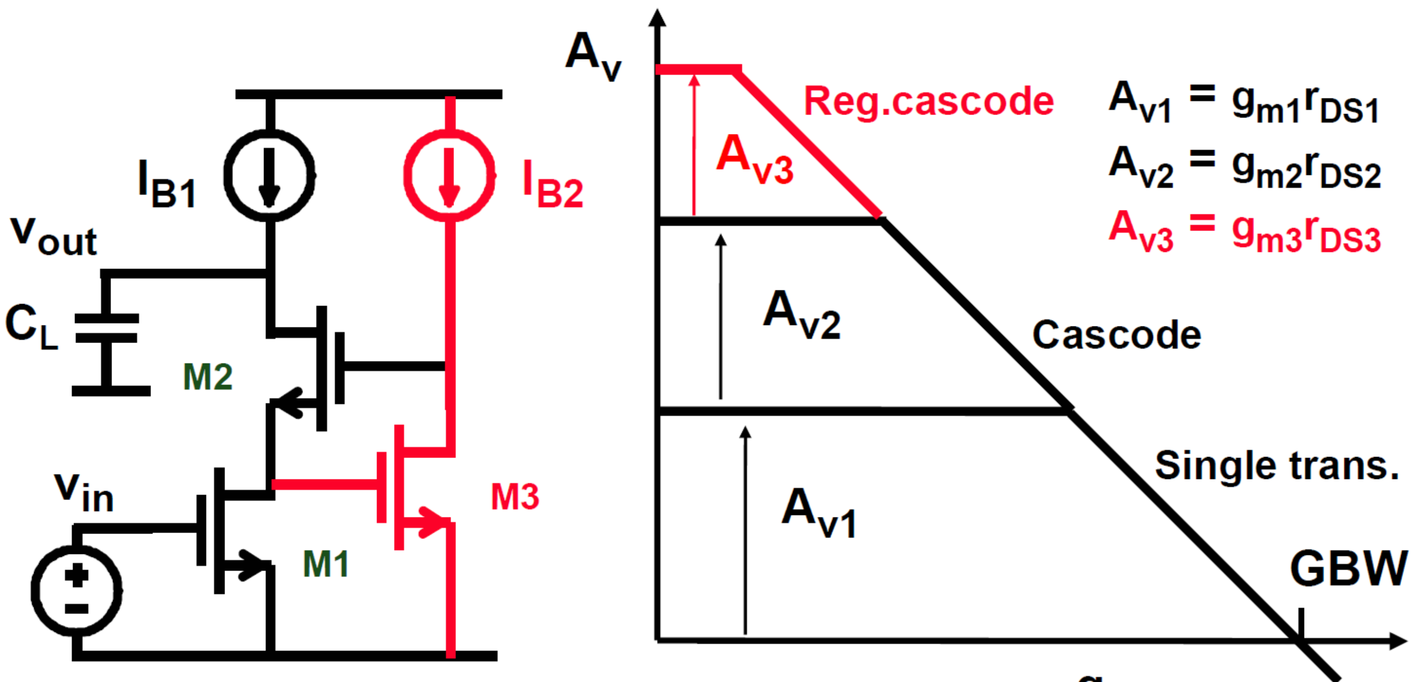
调节式 (Regulated) Cascode





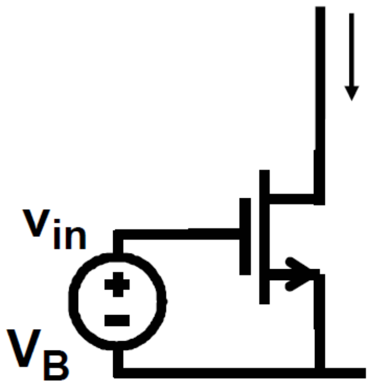
$A_v = (g_m r_{DS})_1 (g_m r_{DS})_2$ $A_v = (g_m r_{DS})_1 (g_m r_{DS})_2 (g_m r_{DS})_3$

调节式 (Regulated) Cascode



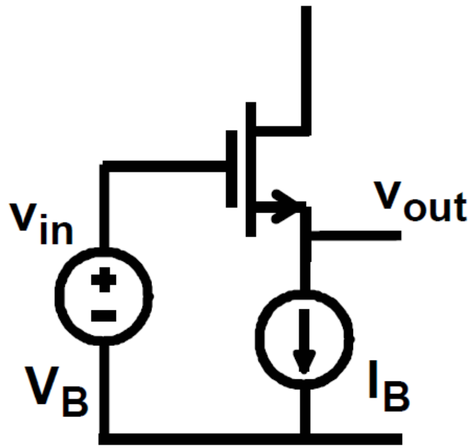
$$GBW = \frac{g_{m1}}{2\pi C_L}$$

单晶体管结构对比



$$i_{out} = g_m v_{in}$$

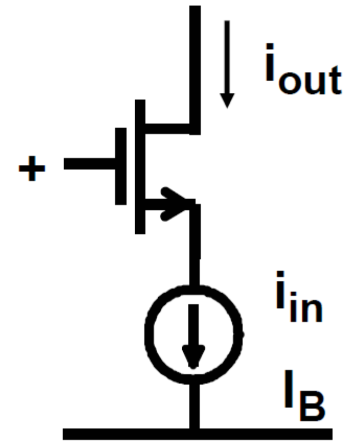
Amplifier



$$v_{out} = v_{in}$$

$$Z_{out} \approx 1/g_m$$

Source follower



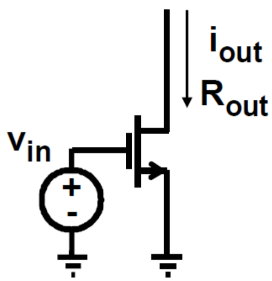
$$i_{out} = i_{in}$$

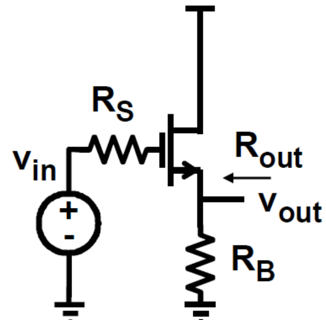
$$Z_{in} \approx 1/g_m$$

Cascode

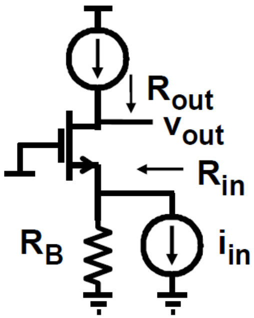
低频特性对比

- 放大器
- 源极跟随器
- Cascode





$R_B > 1/g_m$



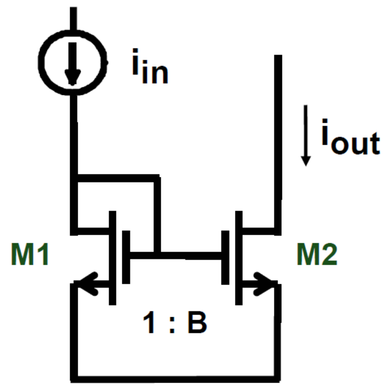
$R_B > 1/g_m$

	放大器		源极跟随器		Cascode
A_G	g_m	A_V	1	A_R	$g_m r_o R_B$
R_{in}	∞		∞		R_B
R_{out}	r_o		$1/g_m$		$g_m r_o R_B$

模拟电路的基本结构

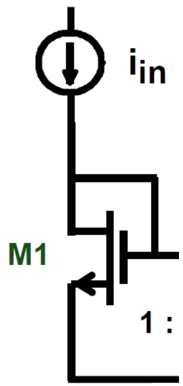
1. 单晶体管放大器
2. 源极跟随器
3. Cascode （共源共栅极）
4. **电流镜**
5. 差分对

电流镜 (Current Mirror)

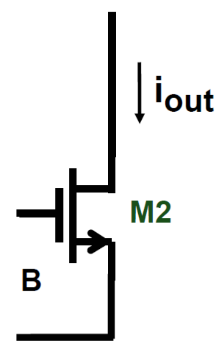


$i_{out} = B\, i_{in}$

- 理想电流镜

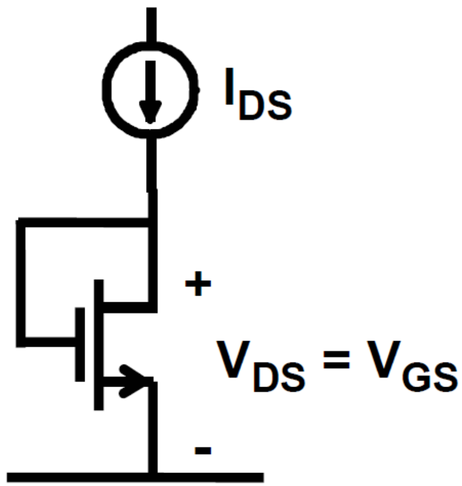


- 二极管连接晶体管



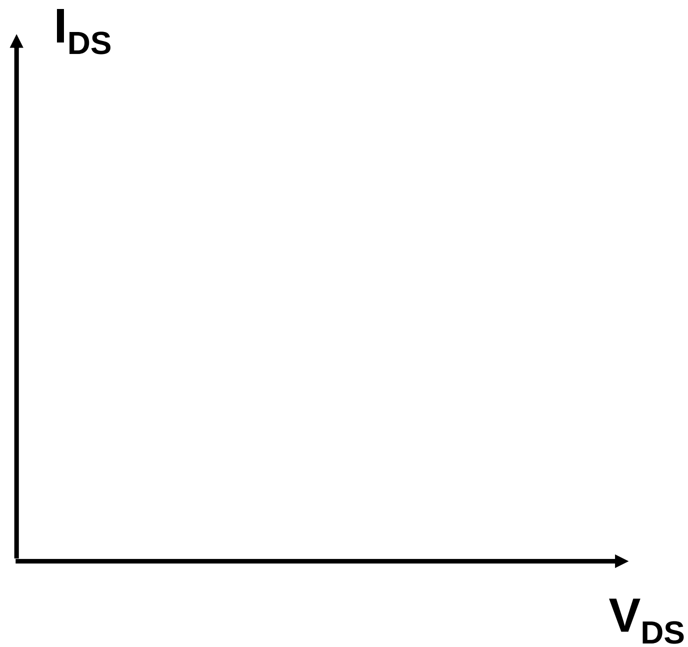
- 单晶体管放大器

二极管连接晶体管（Diode-connected）

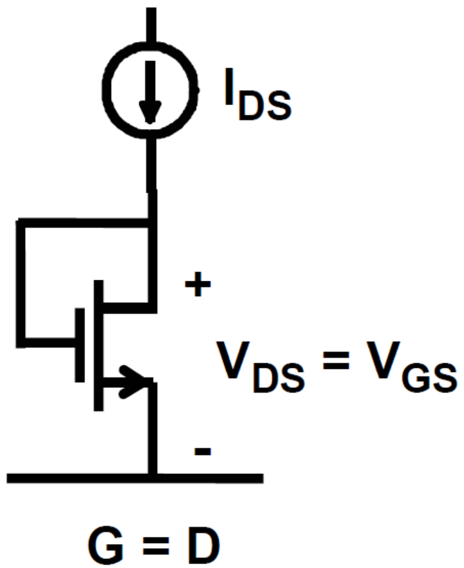


G = D

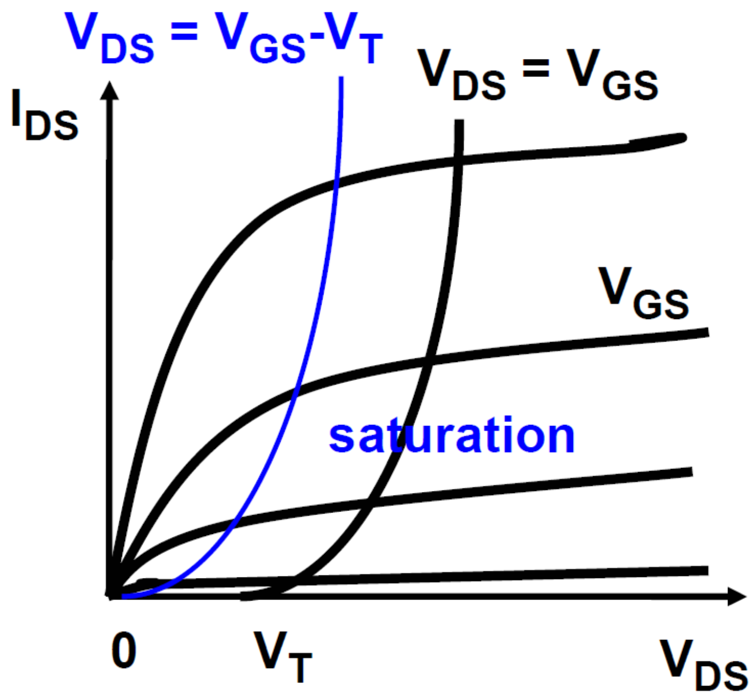
$$I_{DS} = K'_n \frac{W}{L} (V_{DS}-V_T)^2$$



二极管连接晶体管（Diode-connected）

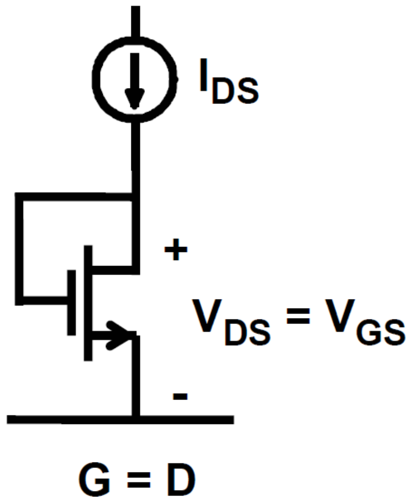


$$I_{DS} = K'_n \frac{W}{L} (V_{DS}-V_T)^2$$

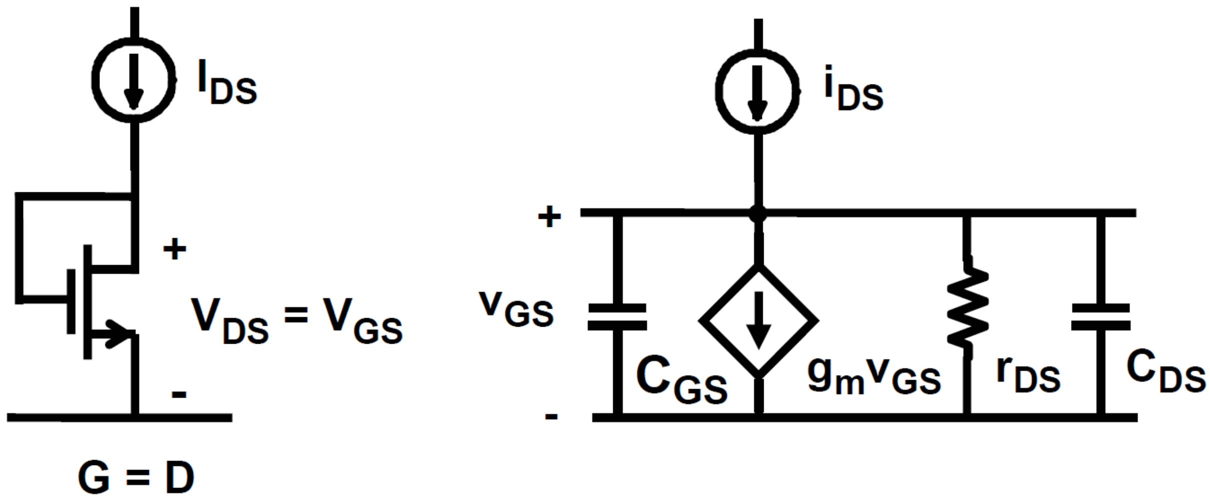


二极管连接的小信号模型

- 求二极管连接方式的输入电阻和带宽?



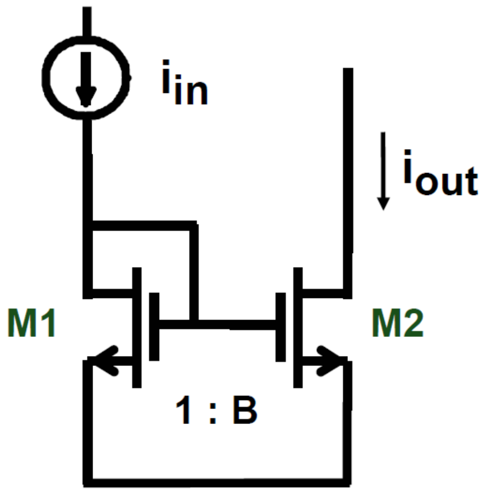
二极管连接的小信号模型

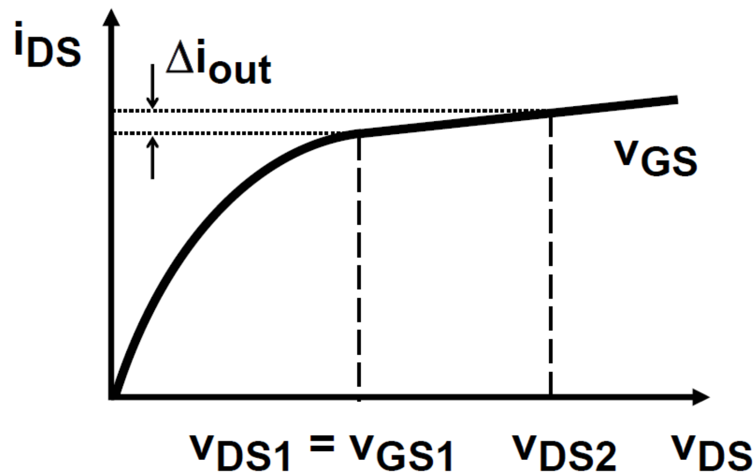


输入电阻 $r_{ds} = 1/g_m \ // \ r_{DS} \approx \boxed{1/g_m}$

带宽 $BW = \dfrac{g_m}{2\pi\,(C_{GS}+C_{DS})} \approx \dfrac{f_T}{2}$

电流镜的输出特性



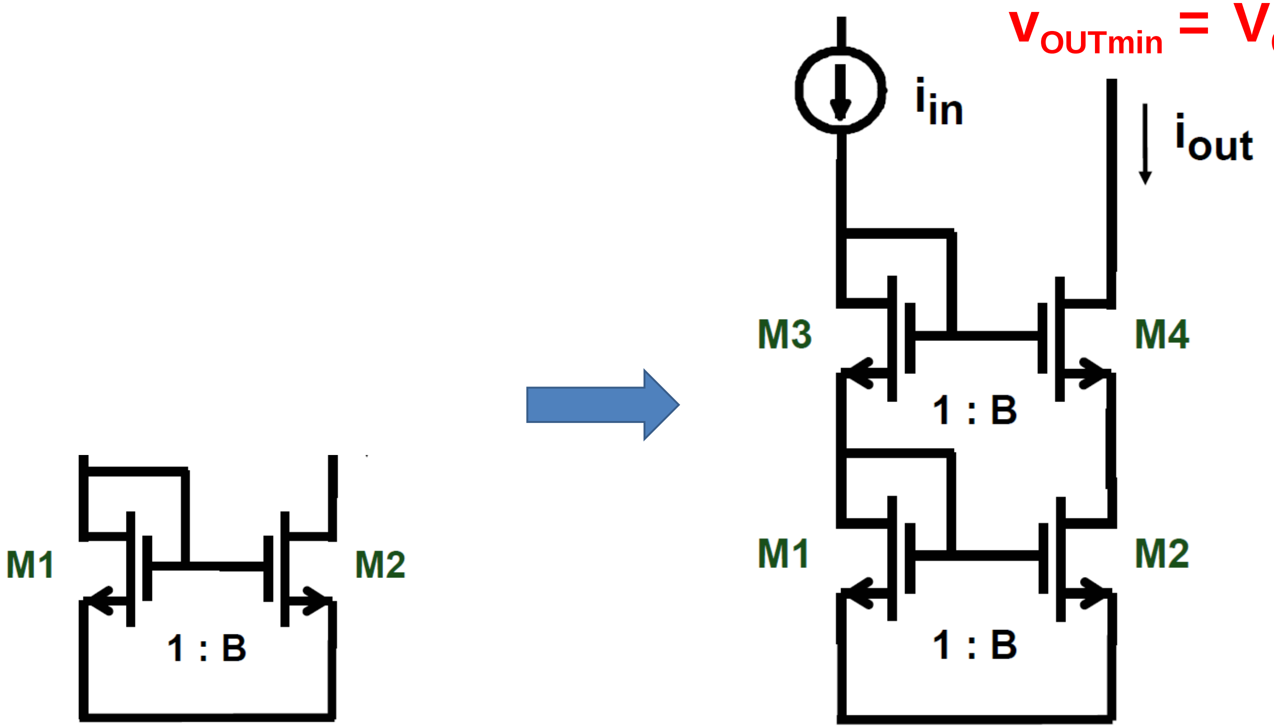


- 电流镜的输出阻抗即是单晶体管放大器的输出阻抗
- 电流镜的输出精度可以描述为

$$\frac{\Delta i_{out}}{i_{out}} =$$

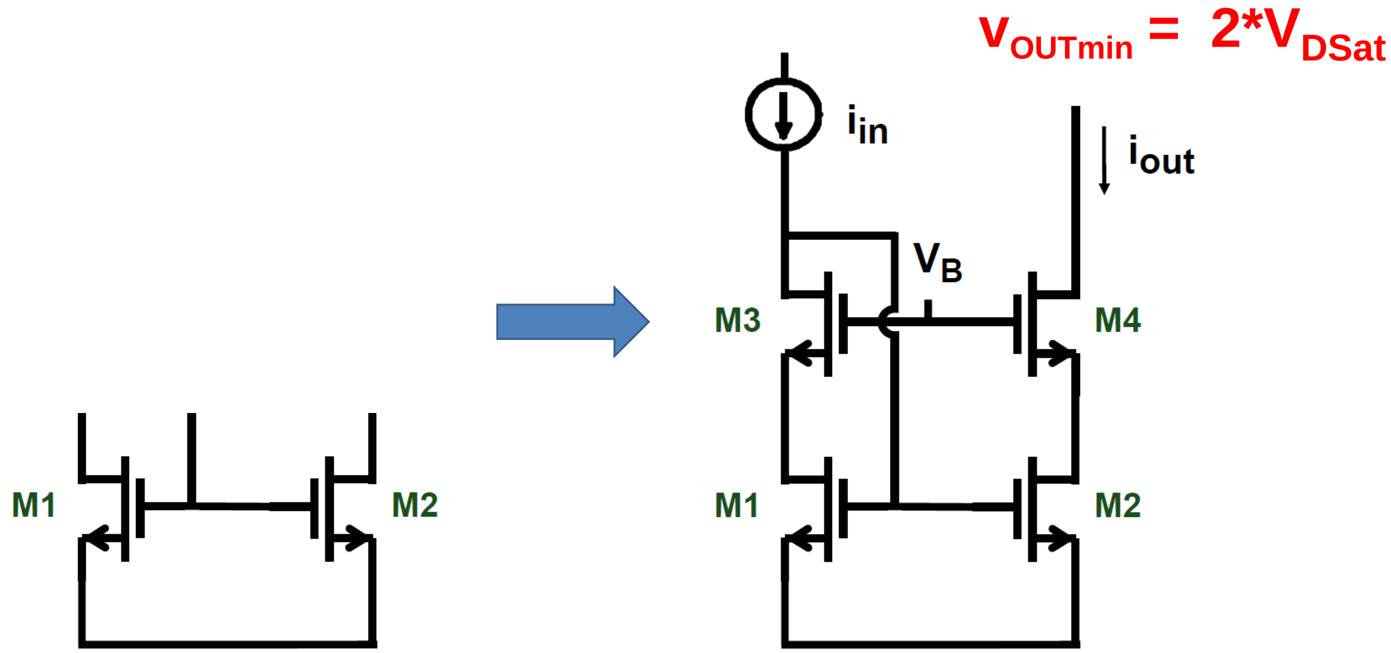
改进型的电流镜

$v_{OUTmin} = V_{GS}+V_{DSat}$



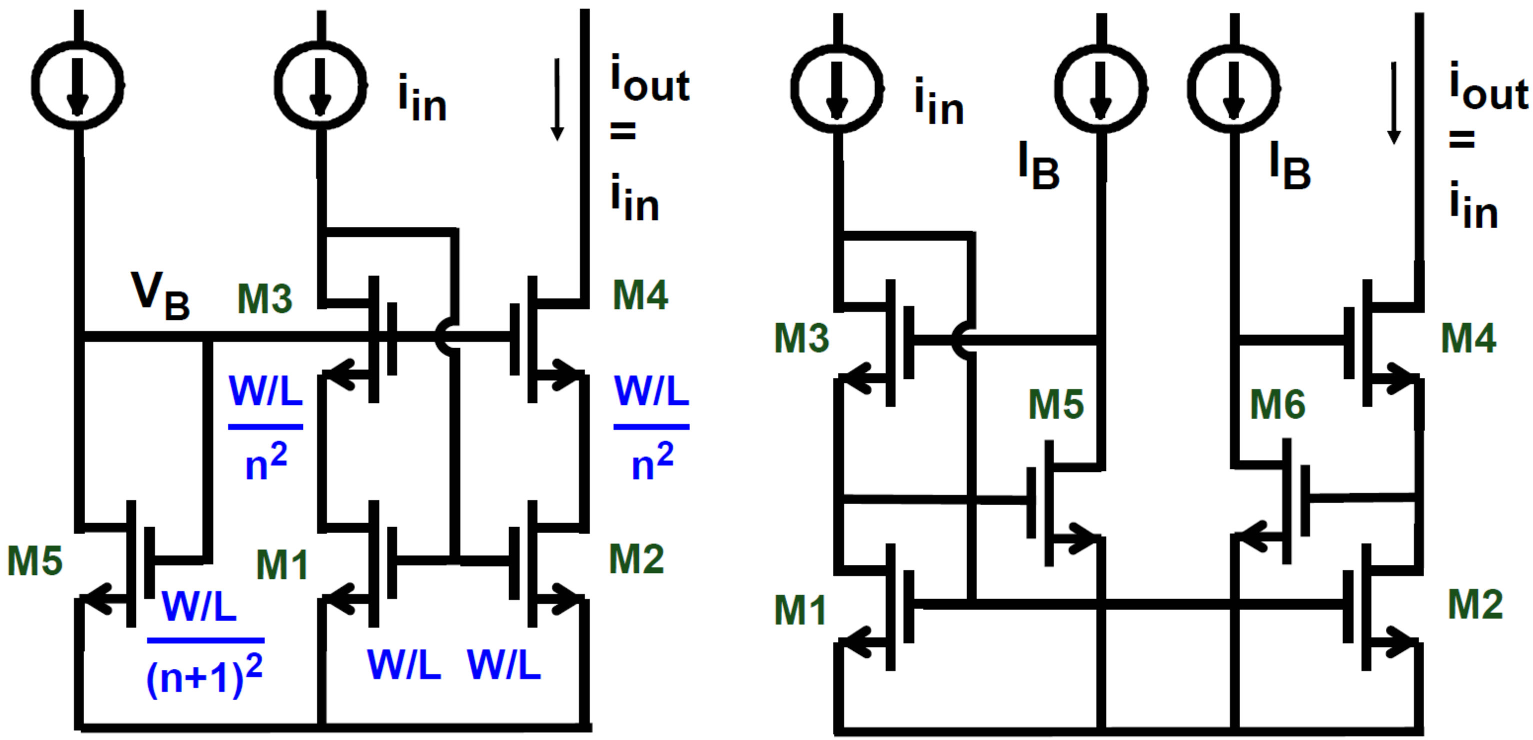
$R_{out} = r_{DS2}\, g_{m4} r_{DS4}$

改进型的电流镜



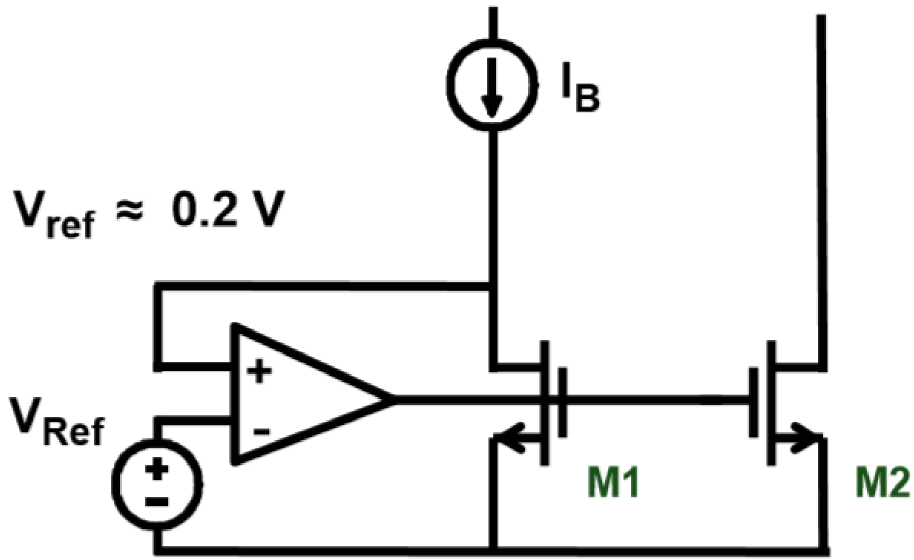
$R_{out} = r_{DS2}\, g_{m4} r_{DS4}$

电流镜案例



iin
iout
=
iin
VB
M3
M4
W/L
n2
W/L
n2
M5
M1
M2
W/L
(n+1)2
W/L
W/L
iin
IB
IB
iout
=
iin
M3
M4
M5
M6
M1
M2

低电压电流镜



$V_{DSmin} \approx 0.2\ V$

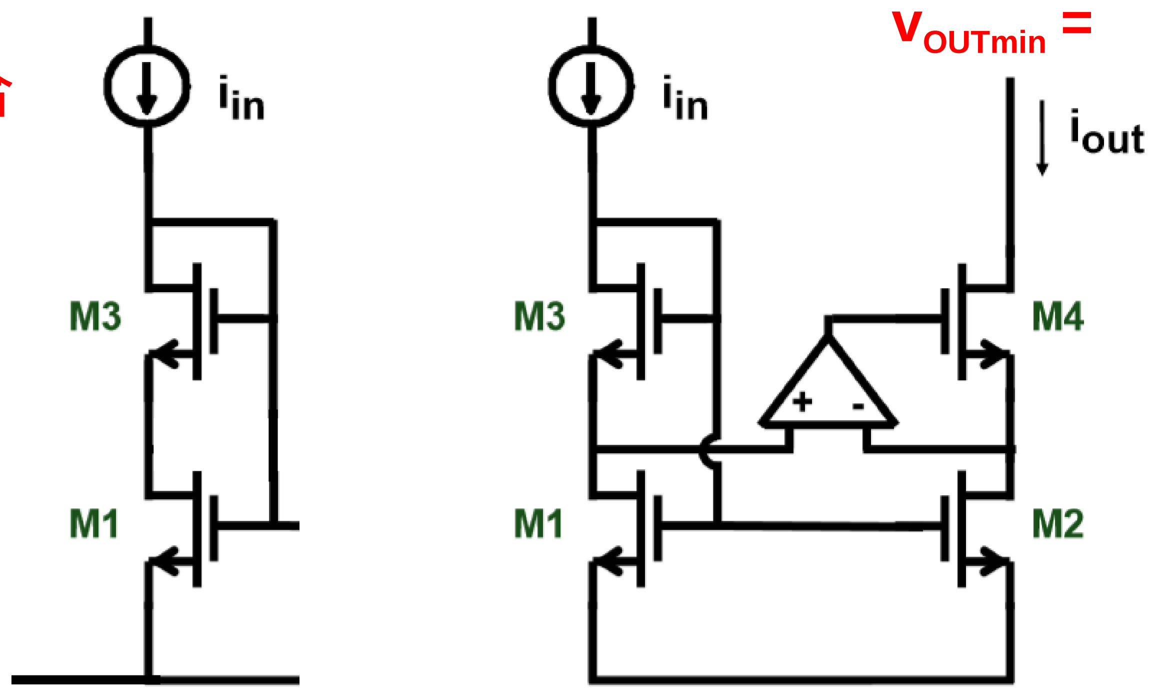
$R_{out} = r_{DS2}$

- 该电路**不能**改善输出电阻
- 该电路**可以**改善系统性失配问题

超低电压电流镜

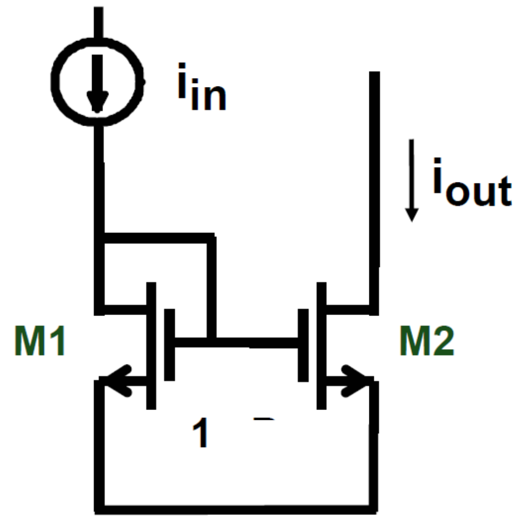
❑ 此结构是否是合适的Cascode?

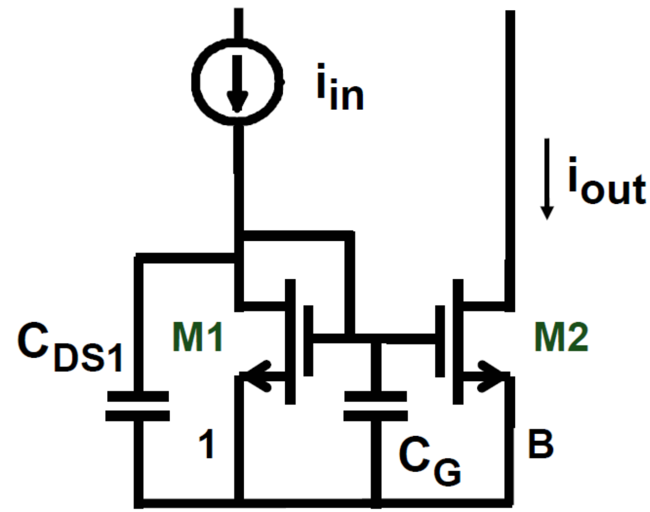
- **不是!**



- 电流镜晶体管工作在线性区，通过运放锁定Vds，使得两个晶体管工作电压完全一致!

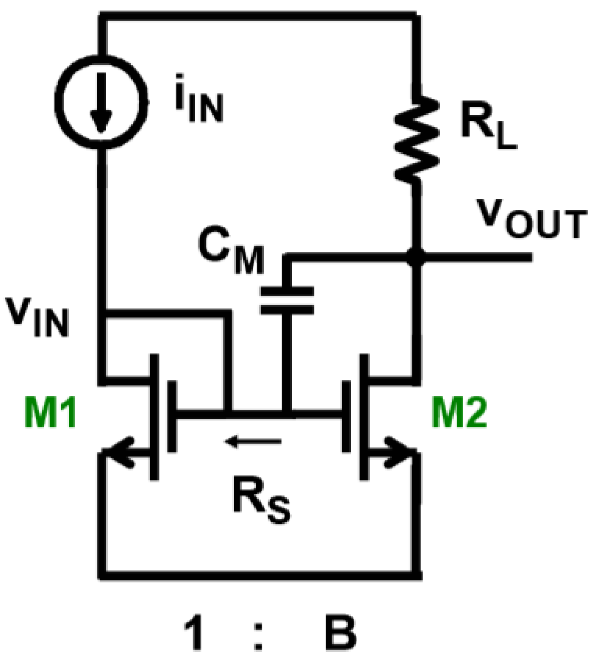
电流镜的高频特性





$$BW = \frac{g_m}{2\pi\,(C_G + C_{DS1})} \approx f_T \,\frac{1}{(2 + B)}$$

电流镜中的密勒效应



Miller effect :

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi\, R_S A_{v2} C_M}$$

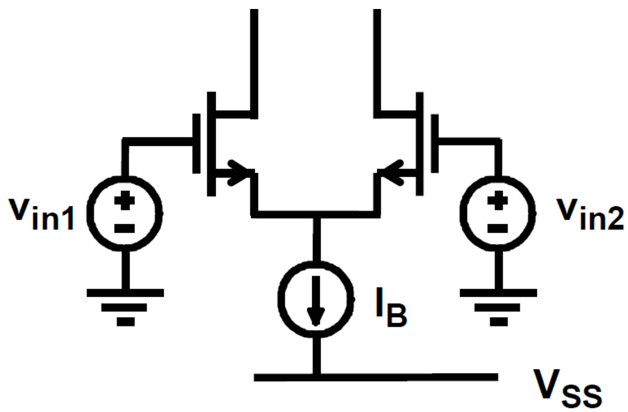
$R_S = 1/g_{m1}$ $\quad A_{v2} = g_{m2} R_L$

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi\,(1+B) C_M R_L}$$

模拟电路的基本结构

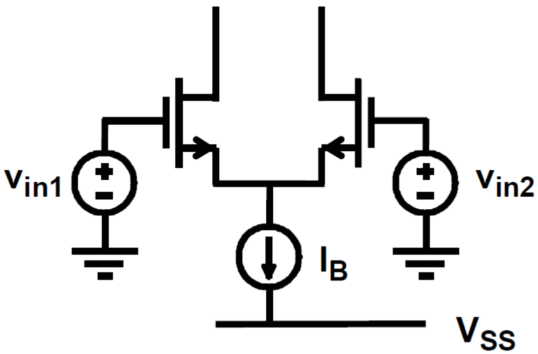
1. 单晶体管放大器
2. 源极跟随器
3. Cascode （共源共栅极）
4. 电流镜
5. **差分对**

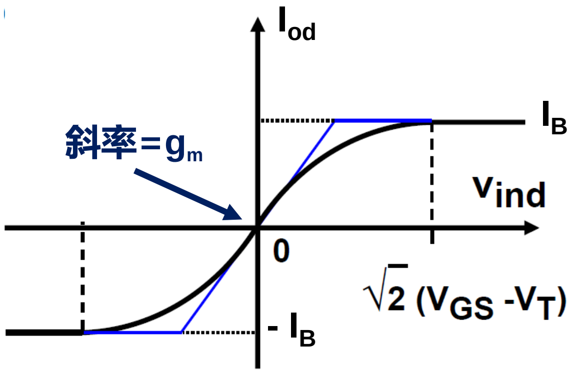
差分对 (Differential Pair)



- 差分对的本质依旧是**电压**输入**电流**输出
- 差分对中的信号均以**差分**形式体现
- 差分对的能效是单晶体放大器的**一半**

差分对 (Differential Pair)





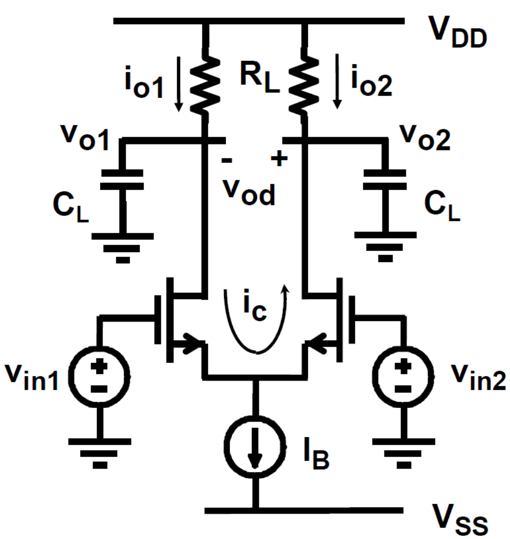
$$\frac{i_{Od}}{I_B} = \frac{v_{Id}}{(V_{GS}-V_T)}\sqrt{1-\frac{1}{4}\left(\frac{v_{Id}}{V_{GS}-V_T}\right)^2}$$

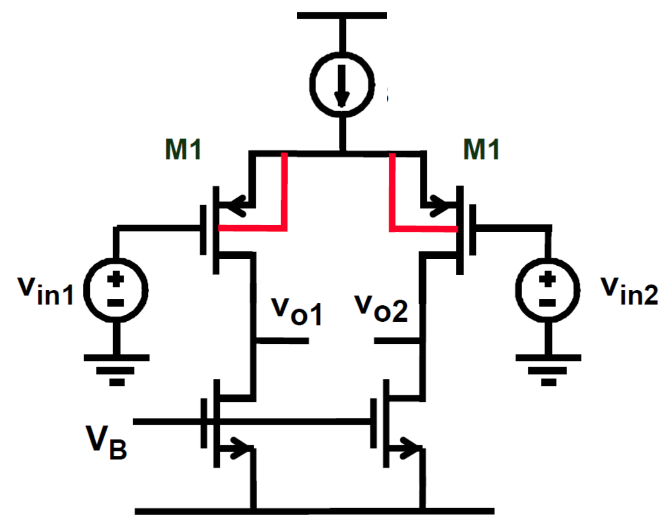
- V_{Id} 为差分输入电压
- I_{Od} 为差分输出电流
- I_B 为差分对总偏置电流

- **$V_{GS}-V_T$决定gm和直流范围**

差分放大器

- 差分放大器 = 差分对+负载



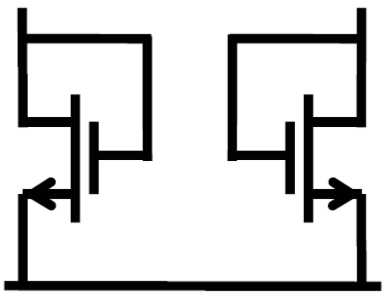


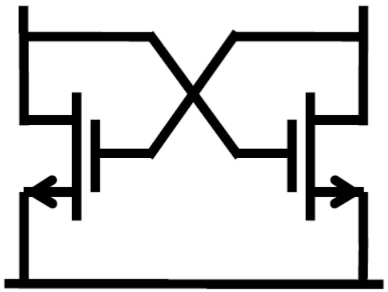
$A_v = g_m R_L$

$A_v = g_{m1}(r_{DS1}//r_{DS2})$

特殊形态的负载-交叉耦合对

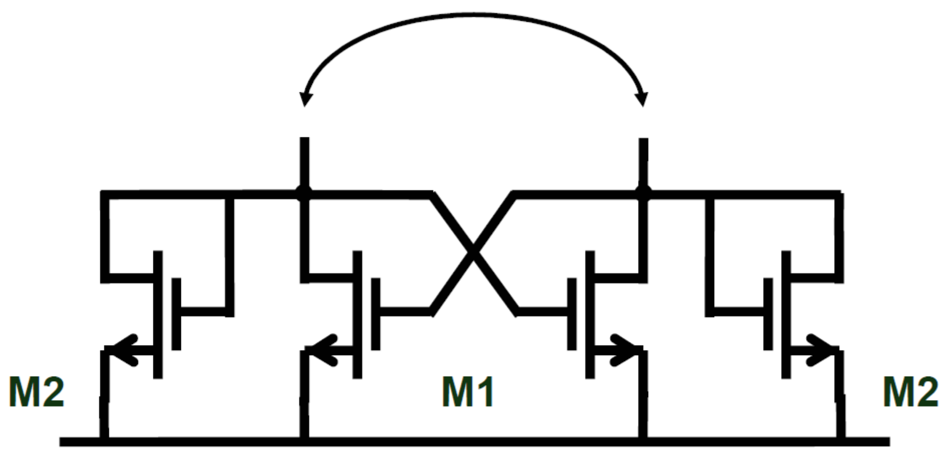
- 交叉耦合对 (Cross Coupled Pair)





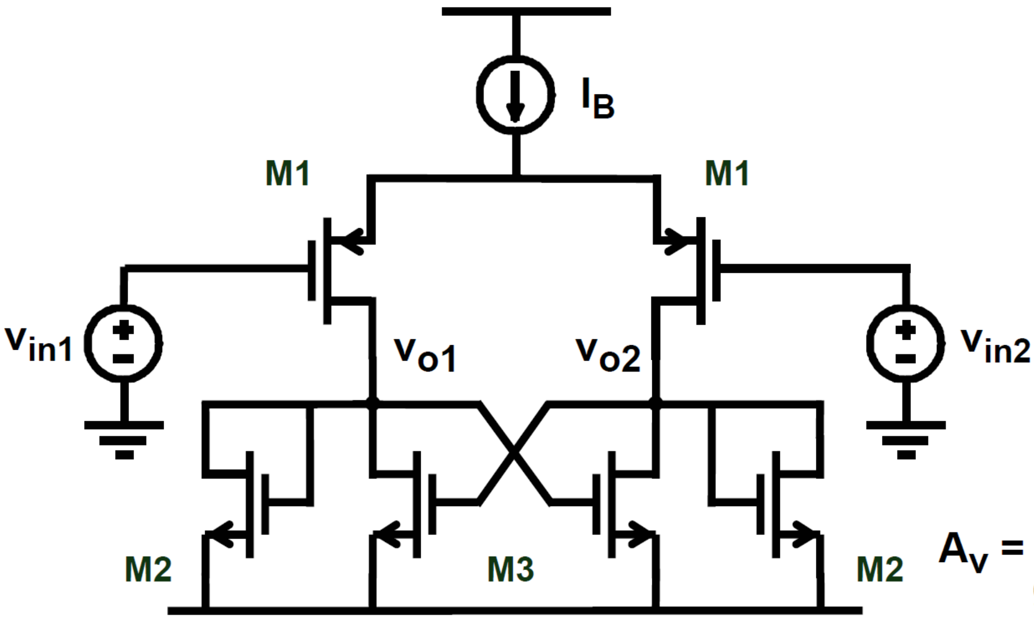
特殊形态的负载-交叉耦合对

差分输入电导：g_{m2} - g_{m1}



实际使用中受到**匹配(matching)**的限制

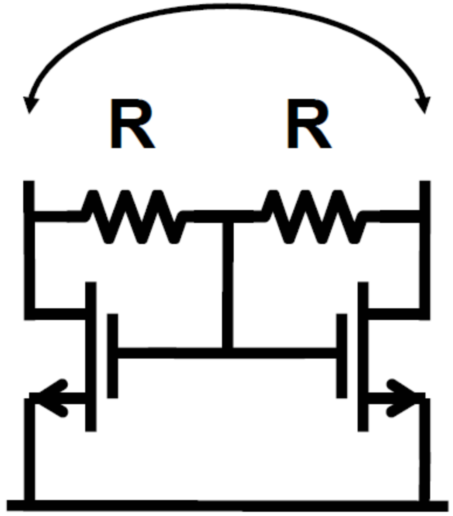
特殊形态的负载-交叉耦合对



$$A_v = \frac{g_{m1}}{g_{m2} - g_{m3}}$$

实际使用中受到**匹配(matching)**的限制

特殊形态的负载-共模反馈

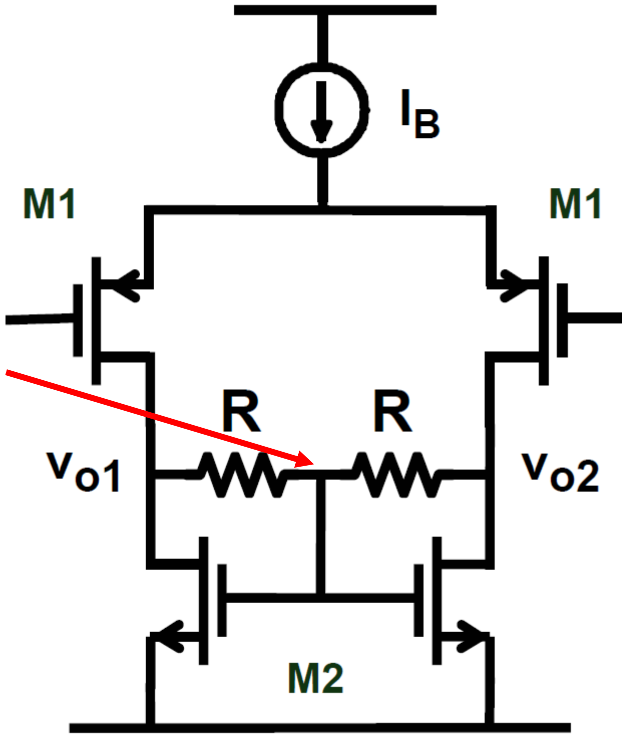


特殊形态的负载

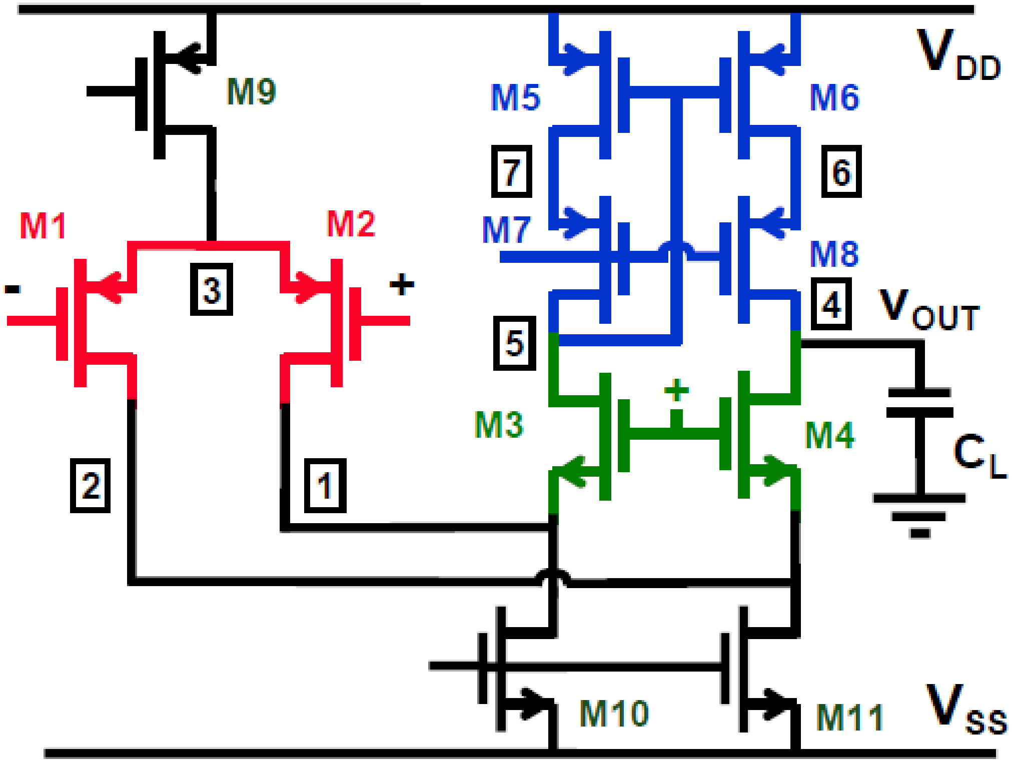
- 本质上是一种**共模反馈**形式

$$A_v = g_{m1}\,(R\ //\ r_o)$$

$$r_o = r_{o1}//r_{o2}$$



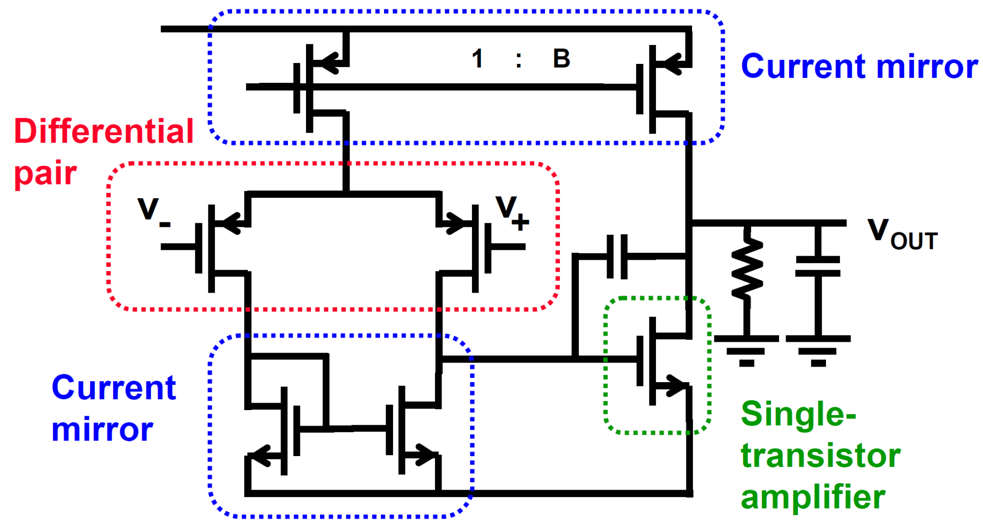
Cascode



❑求该折叠套筒型运放的第一和第二高阻点的阻值，用公式表示。

总结

- ❑ 模拟电路的基本构成单元：
  1. 单晶体管
     - 放大器
     - 源极跟随器
     - Cascode
  2. 多晶体管
     - 差分对
     - 电流镜

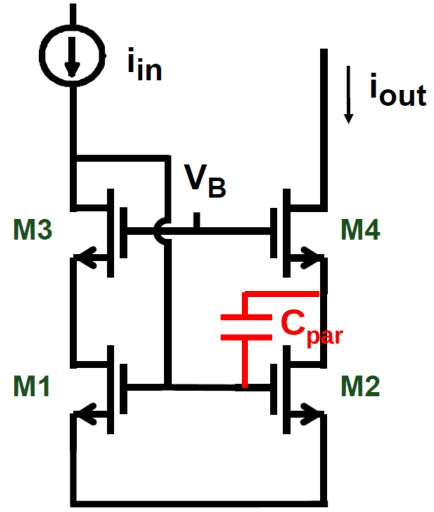


作业1

- 利用仿真结果，找到我们所使用工艺的$u_{0p,n}$, C_{ox}, V_{THn}, V_{THp}

作业2

- 通过公式描述V_B的取值范围（提示：晶体管M1-M4均需要工作在饱和区）
- 在Cascode电流镜中，假设有寄生电容C_{par}，利用公式估算并用仿真验证该电流镜的频率特性。（可以自由设置偏置、晶体管的尺寸以及寄生电容）



作业3

- 假设差分对偏置电流为200uA，W/L=20um/1um，根据理论分析和仿真验证。
  1. 计算$g_m>99\%*g_{m,max}$的区间。
  2. 计算差分输出电流为198uA时的差分输入电压。
  3. 如果需要把问题2中求得的电压扩大一倍，差分对的W需要如何修改?