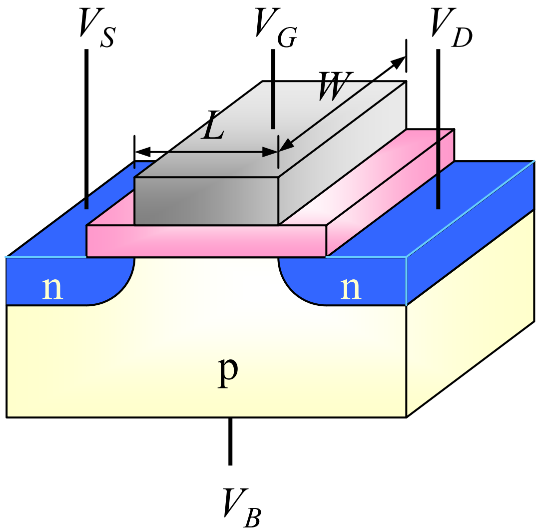
情報デバイス工学特論

第５回

CMOS基本回路(1)

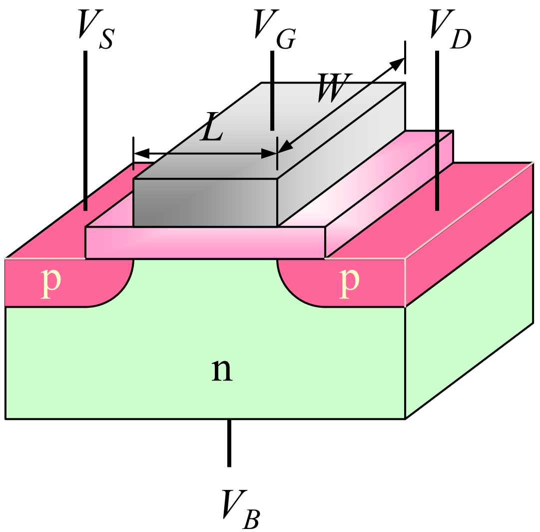
MOSFET 直流特性



カットオフ領域	$V_{GS}-V_T<0$	$I_D=0$
線形領域	$V_{GS}-V_T>V_{DS}$	$I_D=\beta\left[\left(V_{GS}-V_T\right)V_{DS}-\frac{1}{2}V_{DS}^2\right]$
飽和領域	$V_{DS}>V_{GS}-V_T>0$	$I_D=\frac{\beta}{2}\left(V_{GS}-V_T\right)^2\left(1+\lambda V_{DS}\right)$

$$\boxed{\beta=\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}}$$

二次の効果



カットオフ領域	$V_{GS}-V_T>0$	$I_D=0$
線形領域	$V_{GS}-V_T<V_{DS}$	$I_D=-\beta\left[\left(V_{GS}-V_T\right)V_{DS}-\frac{1}{2}V_{DS}^2\right]$
飽和領域	$V_{DS}<V_{GS}-V_T<0$	$I_D=-\frac{\beta}{2}\left(V_{GS}-V_T\right)^2\left(1-\lambda V_{DS}\right)$

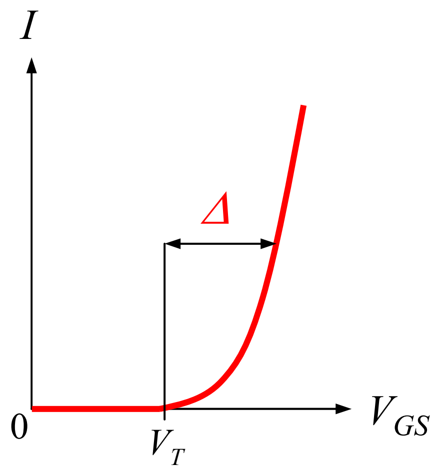
$$\boxed{\beta=\mu_p C_{ox}\frac{W}{L}}$$

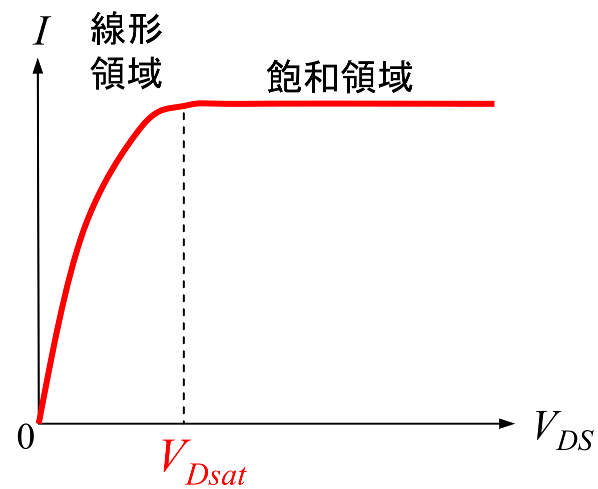
二次の効果

注）閾値 V_T は W, L に依らない

上の式は電圧が定まっている場合には有効。
しかし、状況によっては電流を主体に扱った方が良い。

飽和領域動作が基本





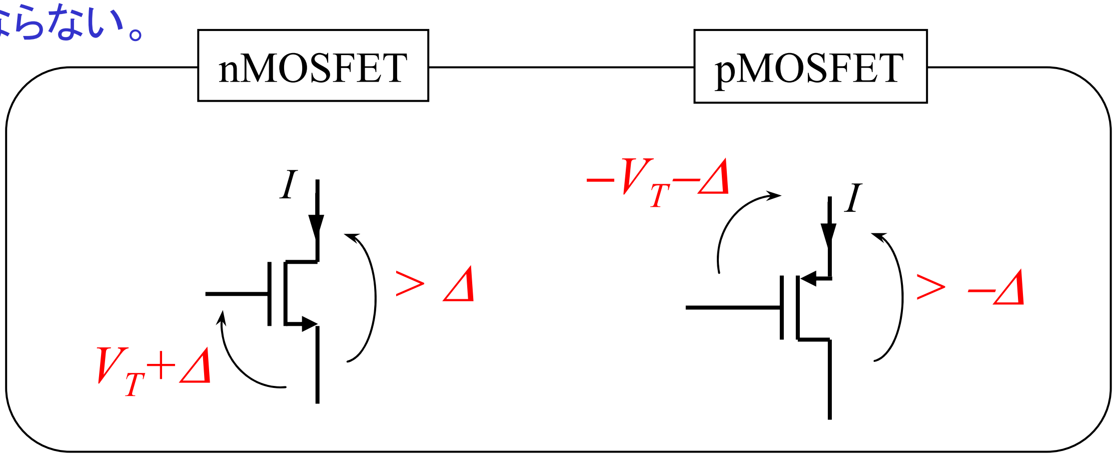
ゲートオーバードライブ電圧

電流 I を流すためには、閾値にゲートオーバードライブ電圧を足した電圧をゲート電圧に加えなければならない。

$$\left|\Delta\right| = \left|V_{Dsat}\right| = \sqrt{\frac{2I}{\beta}}$$

飽和ドレイン電圧

飽和領域を与える最小ドレイン・ソース間電圧



通常

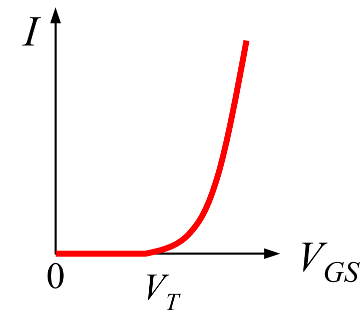
nMOSFET ：$V_T > 0,\ \Delta > 0$

pMOSFET ：$V_T < 0\ ,\ \Delta < 0$

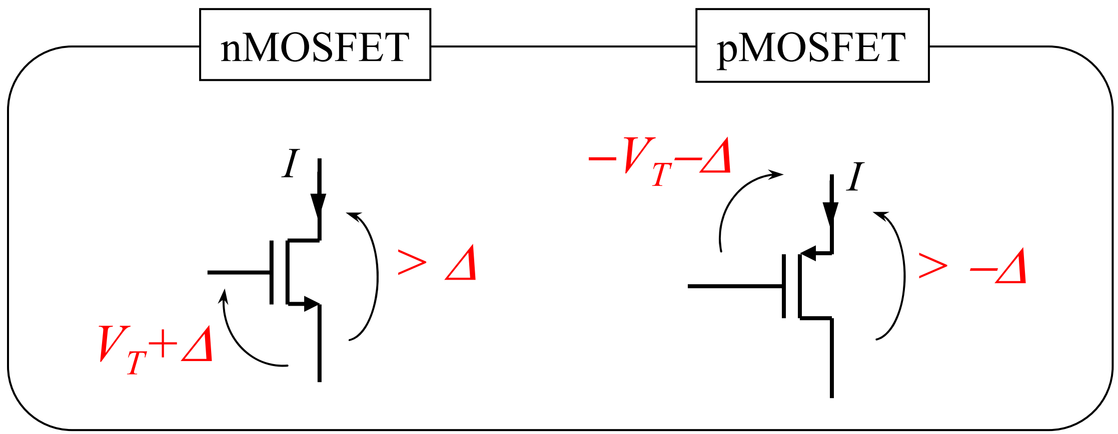
回路の動作を理解するには．．．

① nMOS において $\Delta < 0$ では電流が流れない

pMOS において $-\Delta < 0$ では電流が流れない



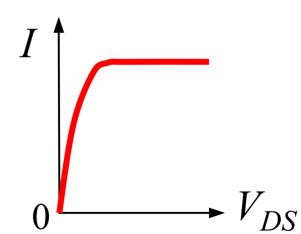
② まず飽和動作で考えてみる



$$\boxed{|\Delta| = \sqrt{\frac{2I}{\beta}}}$$

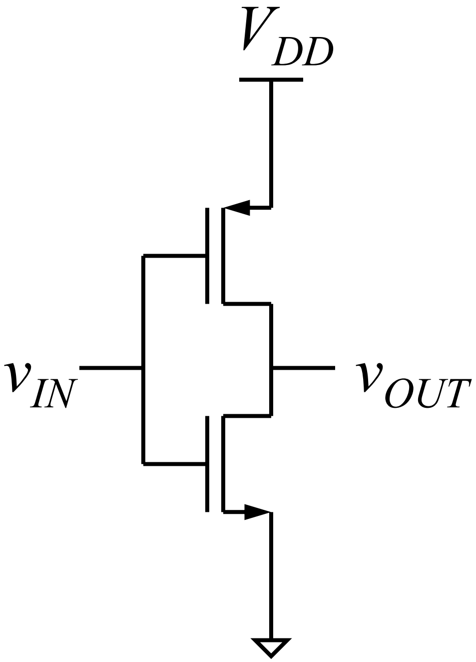
③ V_{GS} が同じとき、トランジスタに流れる電流は飽和動作の電流が最大

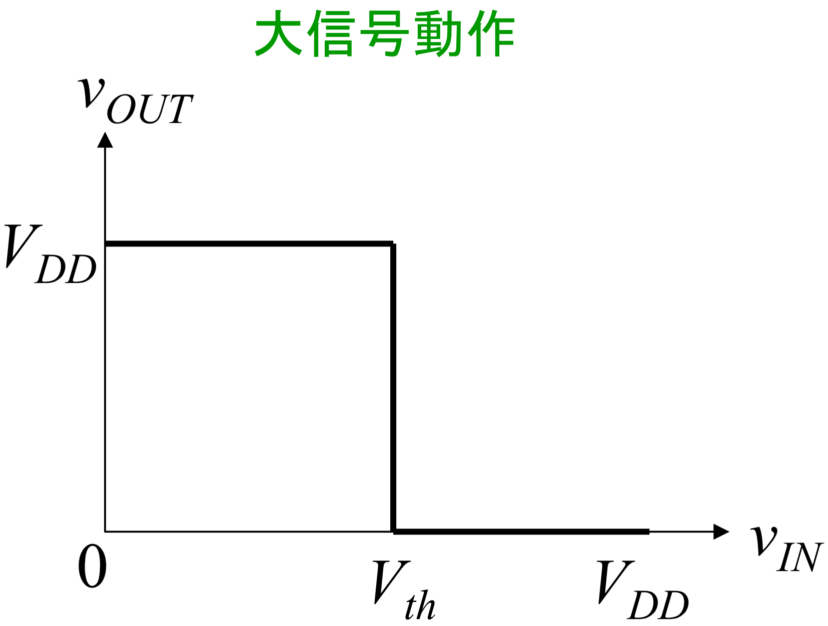
④ 線形動作では $V_{DS} \sim 0$

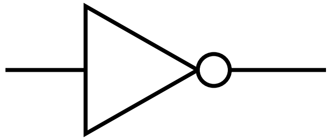


解析してみよう

CMOSインバータ

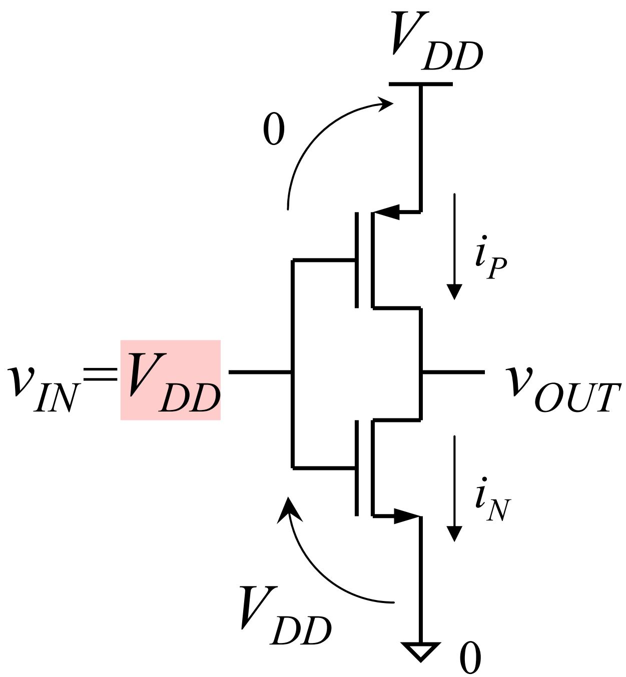




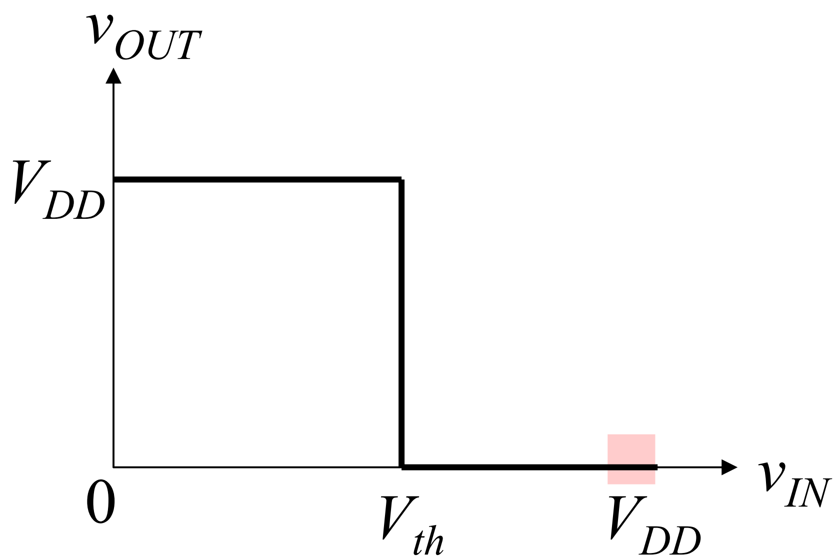


解析してみよう

CMOSインバータ



大信号動作



nMOSはON状態
pMOSはOFF状態

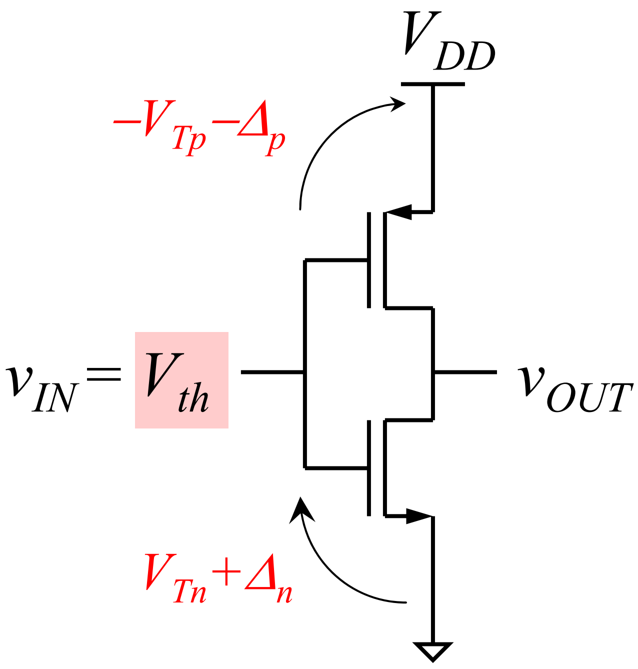
どちらも飽和動作と考えると　$i_N >> i_P$　⇒ ③から nMOSは線形領域

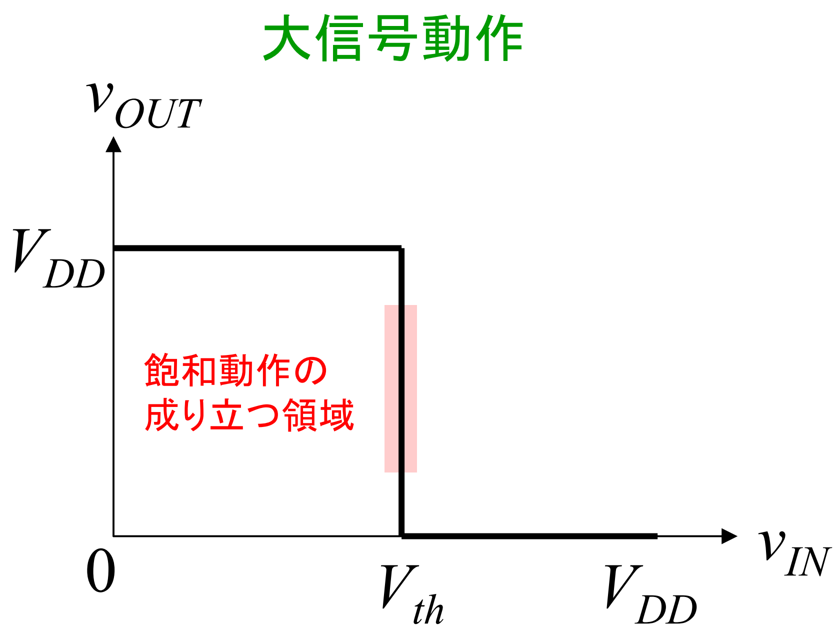
一方、電流保存から　$i_N = i_P$　⇒ ④から　$v_{OUT} = 0$

- 「どちらも飽和動作と仮定したとき、電流が多く流れる先」の電圧に引っ張られる
- V_{GS} が大きい方がドレイン・ソース間抵抗が小さくなる

解析してみよう

CMOSインバータ





$$V_{DD}-V_{th}=-V_{Tp}-\Delta_p$$

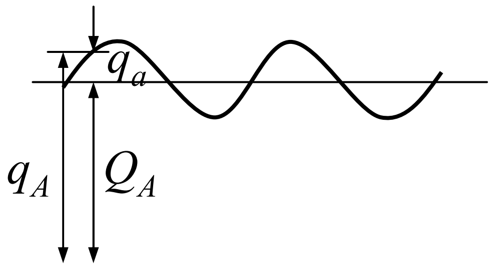
$$V_{th}=V_{Tn}+\Delta_n$$

$$-\Delta_p=\sqrt{\frac{\beta_n}{\beta_p}}\Delta_n$$

$$\Rightarrow \quad V_{th}=\frac{V_{DD}+V_{Tp}+\sqrt{\frac{\beta_n}{\beta_p}}V_{Tn}}{1+\sqrt{\frac{\beta_n}{\beta_p}}}$$

小信号解析

記号の取り決め



	例	変数	添字
大信号	q_A	小文字	大文字
小信号	q_a	小文字	小文字
直流成分	Q_A	大文字	大文字
パラメータ	Q_A	大文字	大文字

例）ゲート・ソース間電圧 $v_{GS} = \underbrace{V_{GS}}_{\text{直流成分}} + \underbrace{v_{gs}}_{\text{小信号}}$

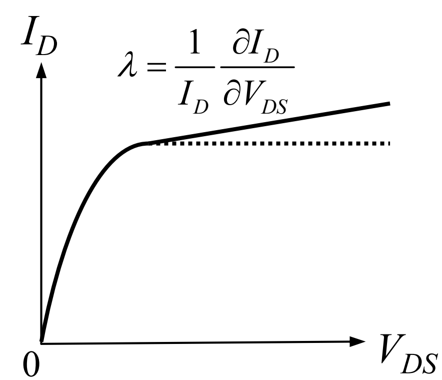
ドレイン電流

小信号の1次まで

$$i_d = \underbrace{\frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}}_{\text{相互コンダクタンス } g_m} v_{gs} + \underbrace{\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}}}_{\text{出力コンダクタンス } g_o} v_{ds} = g_m v_{gs} + g_o v_{ds}$$

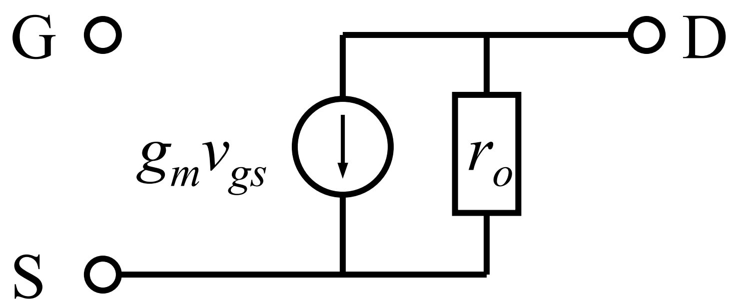
出力コンダクタンス g_o

相互コンダクタンス g_m



小信号ではチャネル長変調効果を考慮

MOSFETの小信号等価回路

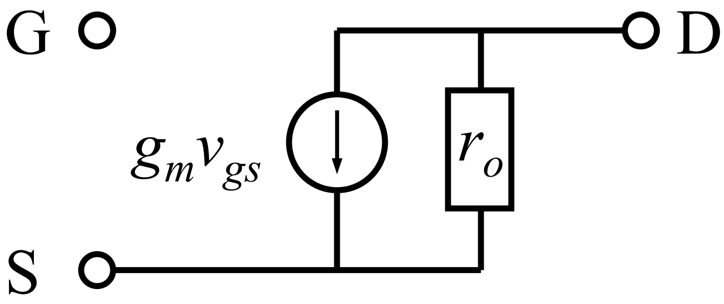


飽和動作　　相互コンダクタンス　$\boxed{g_m = \sqrt{2\beta I_D}}$

出力インピーダンス　$\boxed{r_o \equiv \dfrac{1}{g_o} = \dfrac{1}{\lambda I_D}}$

注）g_o を g_{ds} , r_o を r_{ds} と書くこともある

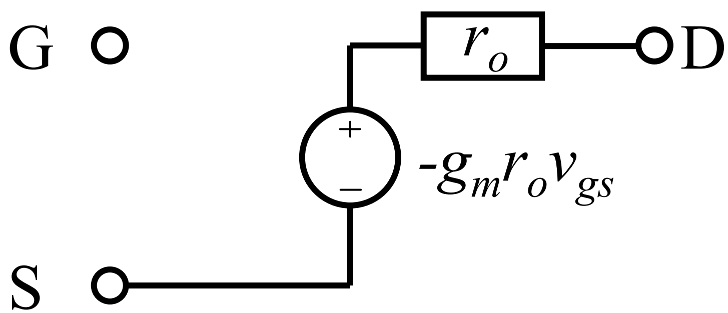
MOSFETの小信号等価回路



$$i_d = g_m v_{gs} + \frac{v_{ds}}{r_o}$$

ノートンの定理

||

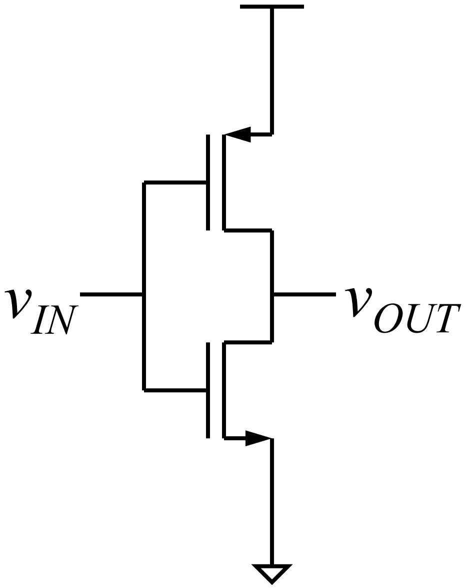


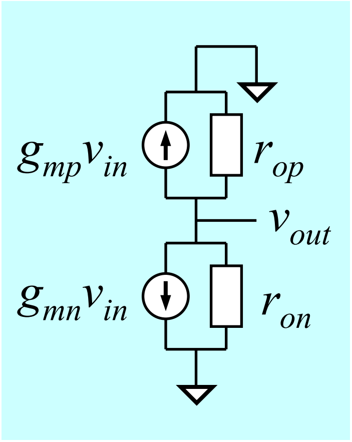
$$v_{ds} = i_d r_o - g_m r_o v_{gs}$$

テブナンの定理

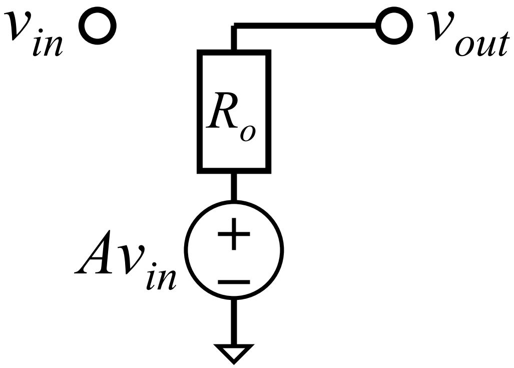
解析してみよう

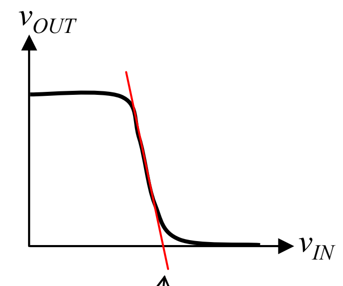
CMOSインバータ



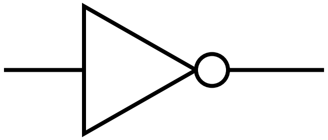


小信号等価回路





増幅率 $$A = -\frac{g_{mp} + g_{mn}}{\frac{1}{r_{op}} + \frac{1}{r_{on}}}$$



出力抵抗 $$R_O = \frac{1}{\frac{1}{r_{op}} + \frac{1}{r_{on}}} = r_{op} // r_{on}$$

集積回路がディスクリート回路と異なること

素子のばらつきに強い回路を用いる

ディスクリート回路　　部品を1点1点選ぶことができる

集積回路　　　　　　　構成素子がばらついても動作するように回路を工夫

常に素子特性のばらつきを考慮

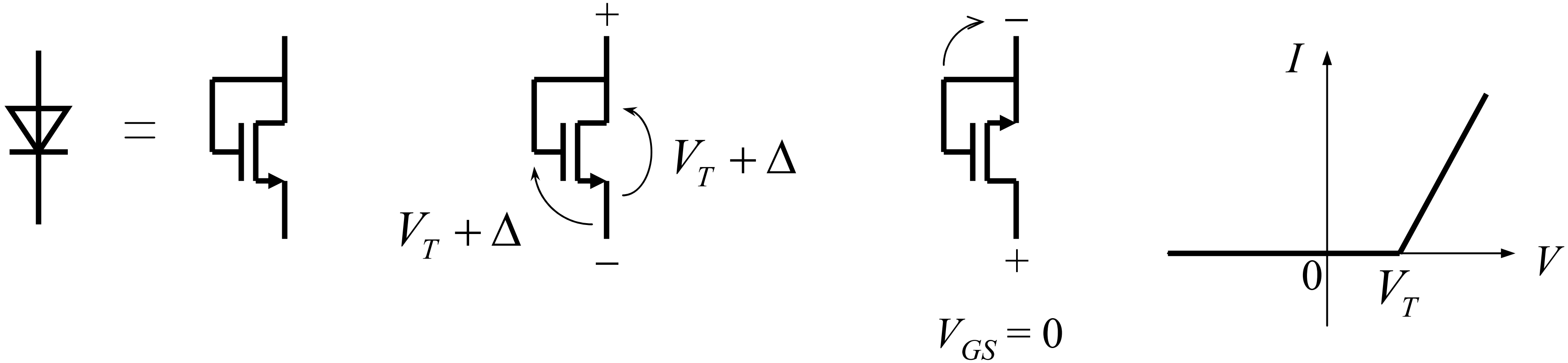
占有面積の小さな回路構成を選ぶ

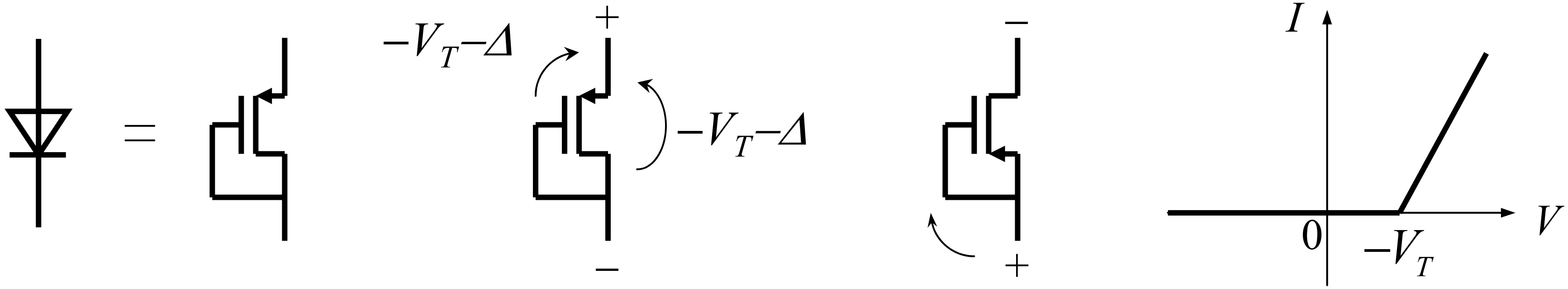
抵抗やキャパシタは一般に大きな面積を要する

トランジスタが最も小さい

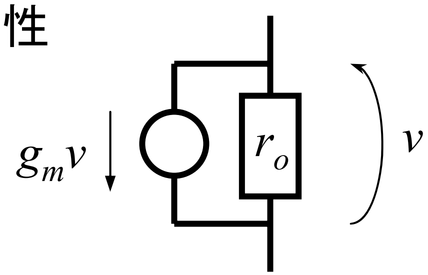
⇨　トランジスタでできることはトランジスタを用いる

ダイオード





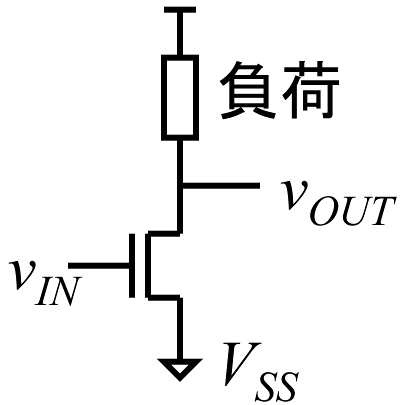
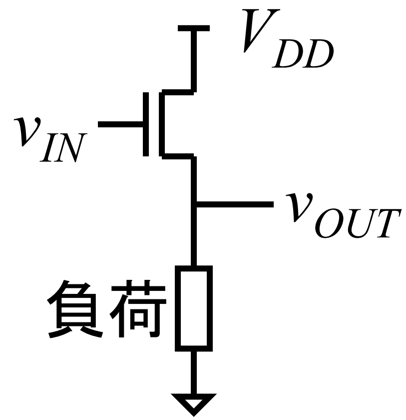
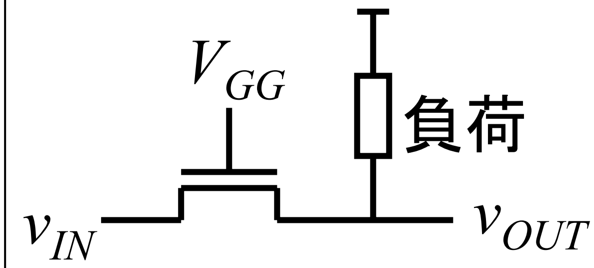
小信号特性



$$\text{抵抗} = g_m^{-1} // r_o = \frac{1}{g_m + \frac{1}{r_o}} \sim g_m^{-1}$$

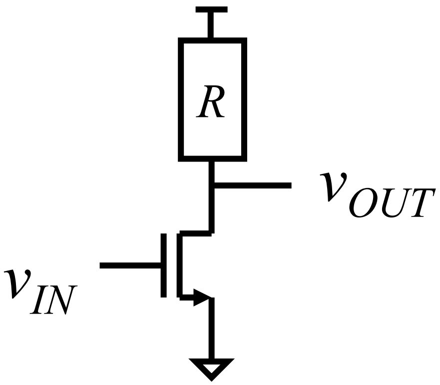
通常 $g_m r_o >> 1$

基本増幅回路

	ソース接地	ソース・フォロワ *or* ドレイン接地	カスコード *or* ゲート接地
			
電圧増幅	○	X	○
電流増幅	○	○	X

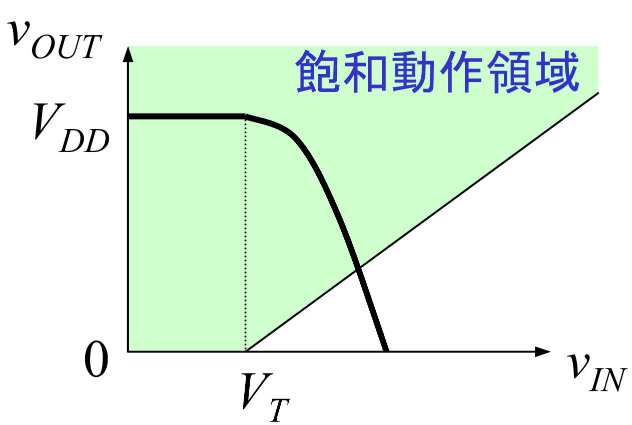
ソース接地増幅回路

大信号動作

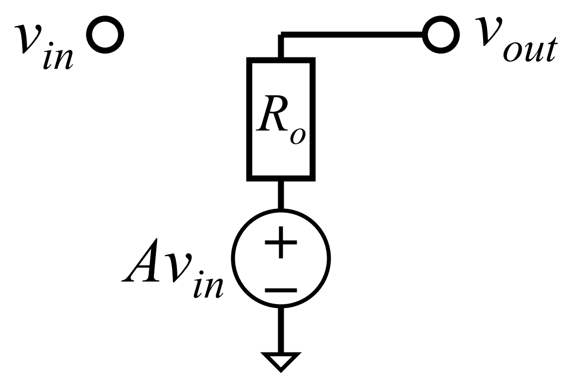


$$v_{OUT} = V_{DD} - Ri_D$$

$$\Delta = v_{IN} - V_T = \sqrt{\frac{2i_D}{\beta}}$$



小信号等価回路



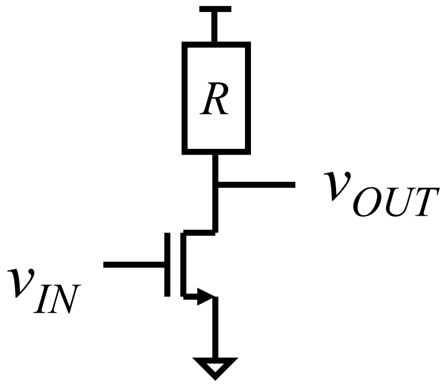
増幅率　$A = -g_m\left(r_o \,//\, R\right)$

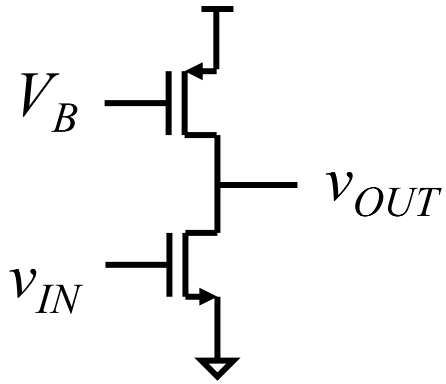
出力抵抗　$R_O = r_o \,//\, R$

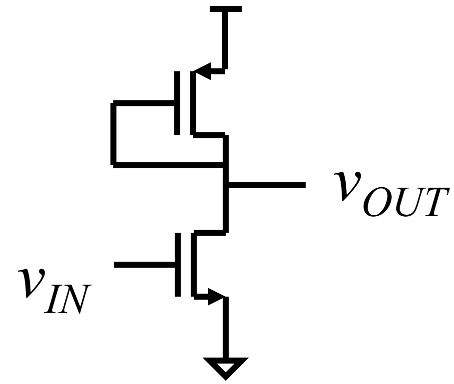
$R \to \infty$　　$A = -g_m r_o$

真性利得 (intrinsic gain)

負荷素子



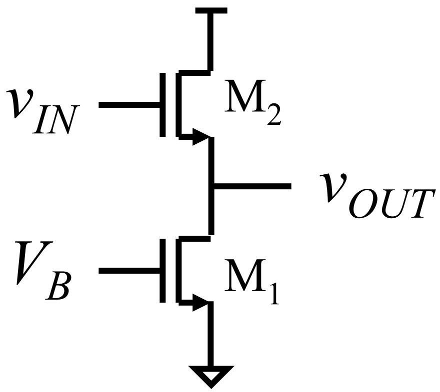




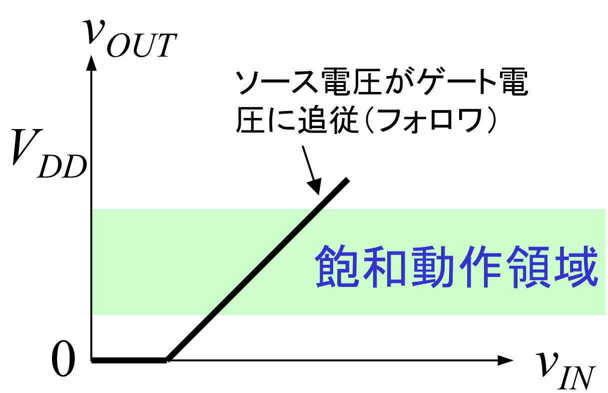
微分抵抗	R	r_{op}	g_{mp}^{-1}
	制御性は良いが高抵抗は大面積になる	制御性は悪いが小さな面積で形成可能	制御性は良いが比較的低抵抗

ソース・フォロワ

大信号動作



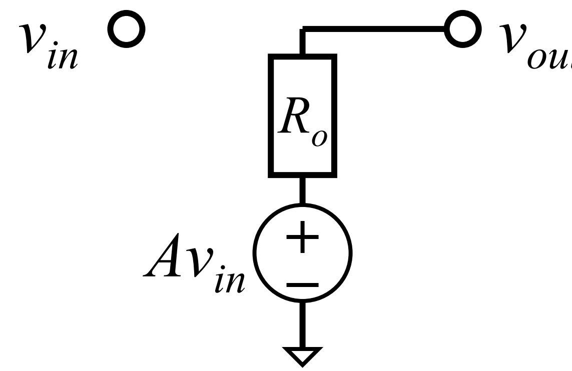
$$v_{OUT} = v_{IN} - V_{T2} - \sqrt{\frac{\beta_1}{\beta_2}}\left(V_B - V_{T1}\right)$$



基板バイアス効果
チャネル長変調効果

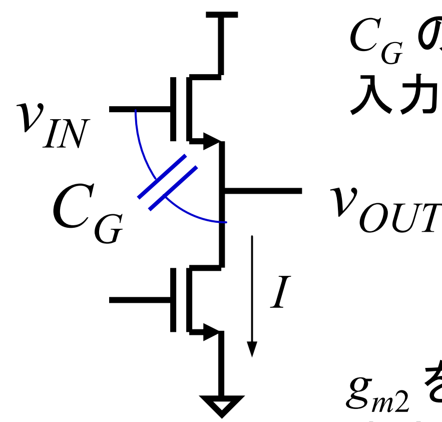
} $v_{OUT} - v_{IN}$ 特性の傾きが1より小さくなる

小信号等価回路



増幅率　$A = g_{m2}\left(r_{o1} // r_{o2} // g_{m2}^{-1}\right)$

出力抵抗　$R_O = r_{o1} // r_{o2} // g_{m2}^{-1}$

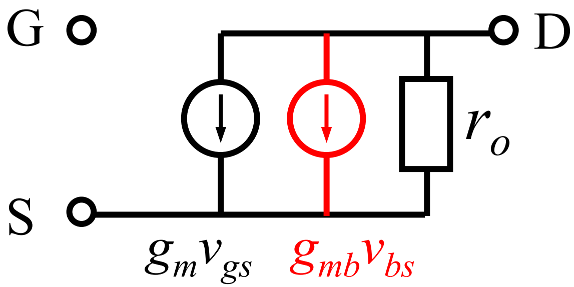


C_G の影響小
入力への負荷が小さい

g_{m2} を大きくとれば
出力抵抗を小さくできる

ソース・フォロワ – 基板バイアス効果

基板バイアス効果を取り入れた
小信号等価回路



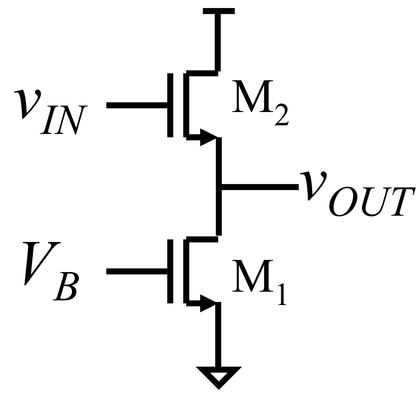
$$g_{mb} = \frac{g_m \gamma}{2\sqrt{2\phi_F + V_{SB}}}$$

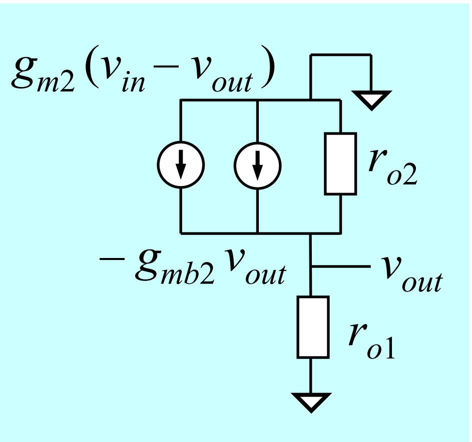
$$\gamma = \frac{\sqrt{2qN_A\varepsilon_S}}{C_{ox}}$$

数値例(0.8μm)

$$\gamma = 0.4 \quad [\mathrm{V}^{-1/2}]$$

$$2\phi_F = 0.7 \quad [\mathrm{V}]$$





$$v_{out} = \frac{g_{m2}}{g_{m2} + g_{mb2} + \frac{1}{r_{o1}} + \frac{1}{r_{o2}}} v_{in}$$

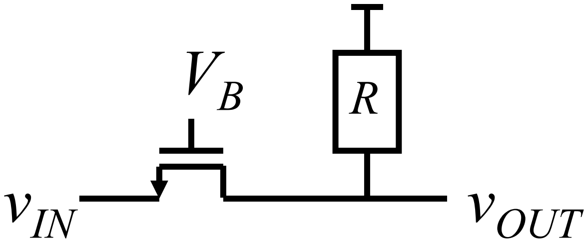
$$g_{mb} \sim 0.2 g_m \quad \downarrow$$

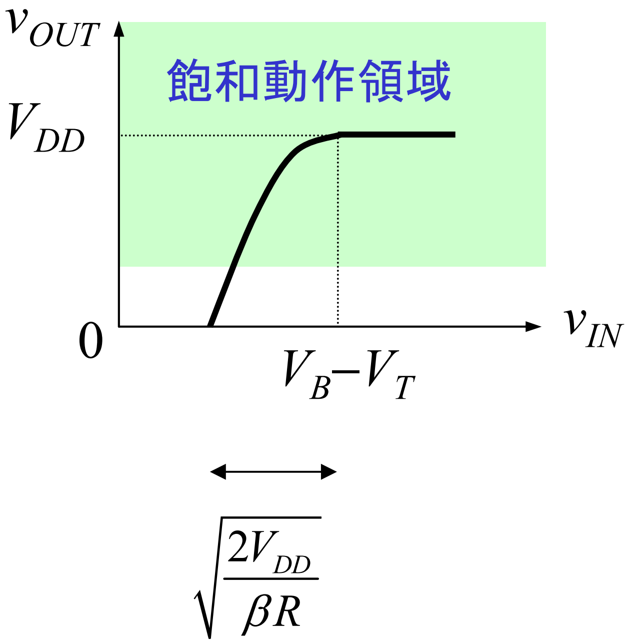
$$\frac{v_{out}}{v_{in}} \sim 0.8$$

フォロワ性が悪くなる

カスコード

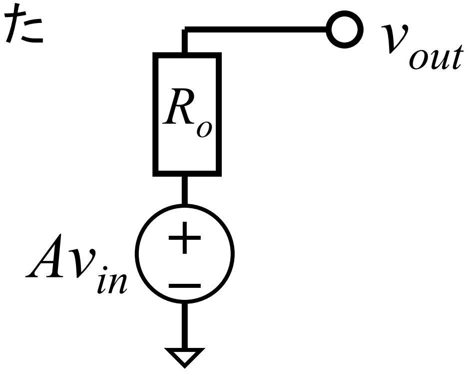
大信号動作





小信号等価回路

出力から見た
等価回路



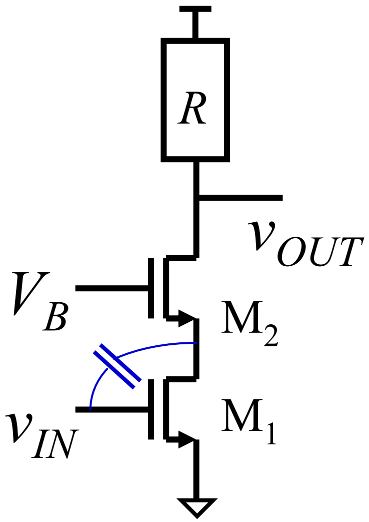
電圧増幅率　$A = g_m\left(R\,//\,r_o\right)$

出力抵抗　$R_O = R\,//\,r_o$

ただし、入力抵抗もある

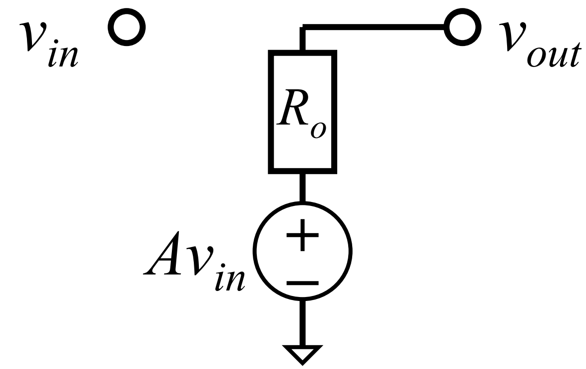
入力抵抗　$\sim g_m^{-1}$

カスコードソース接地



カスコードを入れることにより

- チャネル長変調効果を小さくすることができる
- ミラー容量を低減



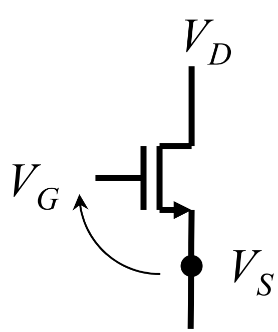
増幅率 $A = -g_{m1}\left(R // \left(r_{o1} g_{m2} r_{o2}\right)\right)$

出力抵抗 $R_O = R // \left(r_{o1} g_{m2} r_{o2}\right)$

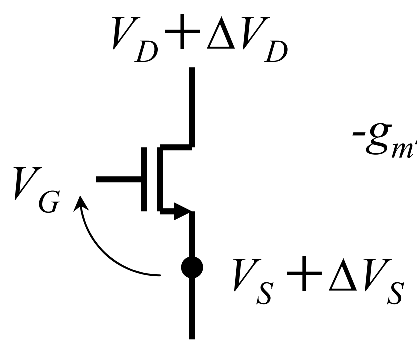
電流一定で

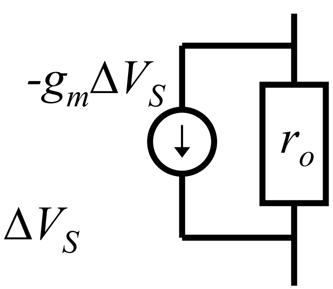
V_G を固定すれば

V_S が固定される



小信号で考えてみる





$$\Delta I = -g_m \Delta V_S + \frac{\Delta V_D - \Delta V_S}{r_o} = 0$$

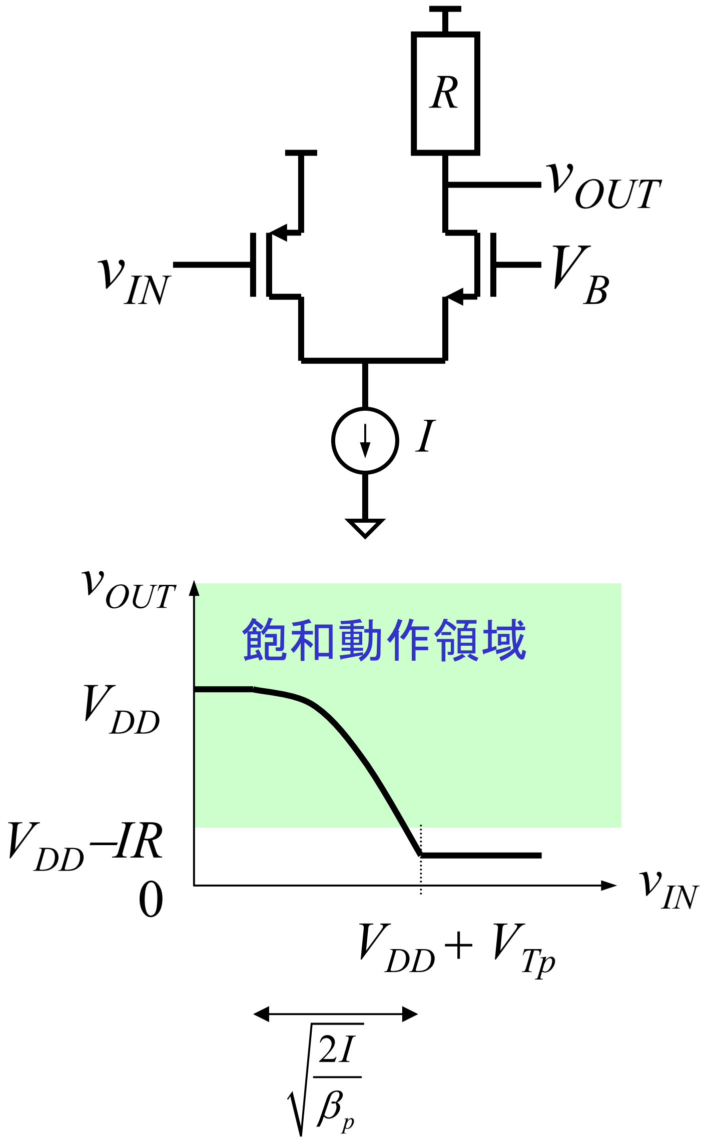
$$\Rightarrow$$

$$\Delta V_S = \frac{\Delta V_D}{g_m r_o + 1} \cong \frac{\Delta V_D}{g_m r_o}$$

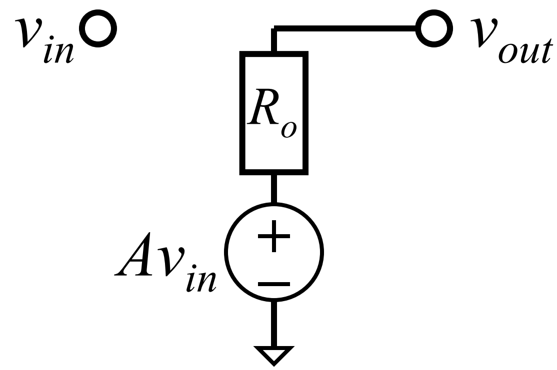
ΔV_D の変動に対し、V_S の変動は $1/g_m r_o$ になる

折返しカスコード

大信号動作



小信号等価回路



増幅率 $A=-g_{mp}\left(R//\left(g_{mn}r_{on}r_{op}\right)\right)$

出力抵抗 $R_O=R//\left(g_{mn}r_{on}r_{op}\right)$

問題：カスコード ソース接地に比べて
どんな利点があるだろうか