

MOSFET

電流は $I = qNvS$ で表され、 $V = \mu E = \mu \frac{dU}{dx}$ である。

電荷 qN はゲートによる容量で説明され、それが成るのを。

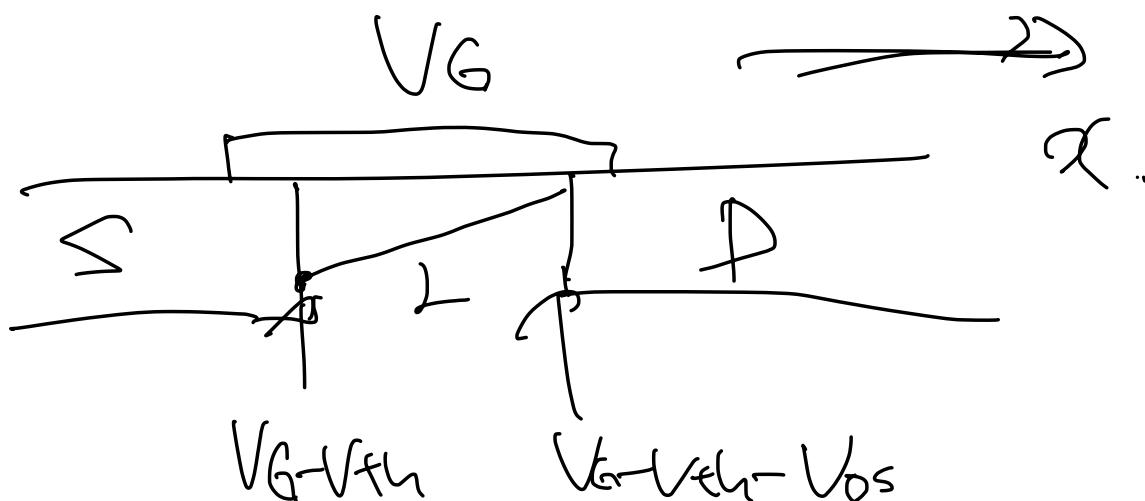
$$qN = C_{ox} (V_{gs} - V_{th}) \dots \textcircled{1}$$

とする。

N型MOSの表面の電子の移動度を μ_n とし、

$$J = qN\mu_n \frac{dV}{dx} \dots \textcircled{2}$$

ただし、 V は V_{DS} の影響でチャネル内に分布を持つ。 $V(x)$ は $V(0) = 0$ 、 $V(L) = V_{DS}$ となる。



$$qN = C_{ox} (V_{GS} - V_{th} - V(x)) \dots \textcircled{3}$$

だから、式2

$$J(x) = C_{ox} (V_{GS} - V_{th} - V(x)) \mu_n \frac{dV(x)}{dx}, \textcircled{4}$$

これは位相までの微小トランジスタのY-入力電圧が、

$V_{GS} - V_{th} - V(x)$ であるために説明された電荷が。

電流密度 $J = qN$ の qN を想うというように考へ。

x 方向に電荷が印でまつが、電流密度を算出したときに

もたらされる。 $\mathcal{V} = \mu E = \mu \frac{dV(x)}{dx}$ が一定である。

x は底面より上方に速度分布をもつ電界を

つまり $V(x)$ の x は限界まで一定とする。

電荷密度は反比例する。電荷の増加、密度の

速度が高くなると電界が集中して電荷密度

の非線形性が現れる。この場合は、微小トランジスタの直列接続と見なす。この場合、微小トランジ

の容量と導体をもつての容量が2乗の C_{ox}/L
となる。

直線状態のとき $x=0$ や $x=L$ の積分を2つ。

$$J = \int_{x=0}^{x=L} \frac{\mu n C_{ox}}{L} (V_{GS} - V_{th} - V(x)) \mu n \frac{dV(x)}{dx} dx$$

$$= \frac{\mu n C_{ox}}{L} \int_{V=0}^{V=V_{DS}} (V_{GS} - V_{th} - V) dV$$

$$= \frac{\mu n C_{ox}}{L} \left[(V_{GS} - V_{th}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$$

ただし、これは W/L のときの式である。(2)

$$I = \frac{W}{L} \mu n C_{ox} \left[(V_{GS} - V_{th}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$$

(5)

となる。

つまづき電卓 = ④ の問題を積分2.

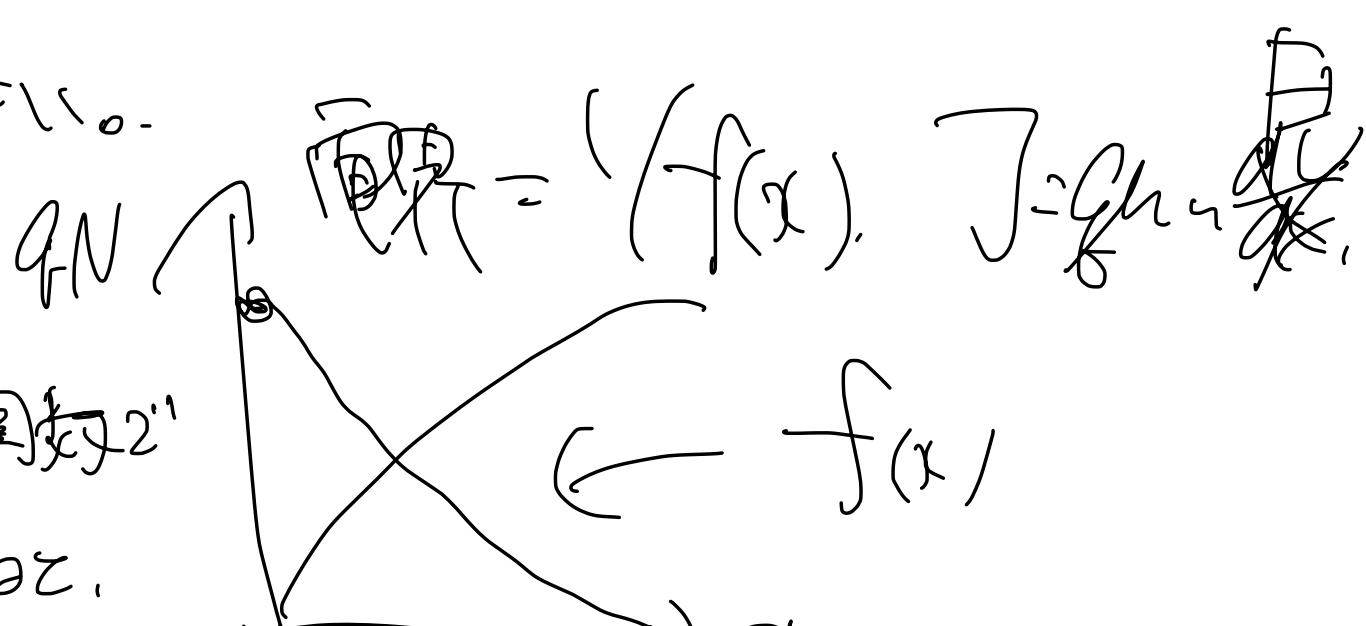
$$\int_{x=0}^{x=L} dx = \int_{x=0}^{x=L} \mu_n C_{ox} (V_{DS} - V_{th} - V(x)) \frac{dV}{dx} dt$$

$$\Leftrightarrow J_L = \int_{V=0}^{V=V_{DS}} \mu_n C_{ox} (V_{DS} - V_{th} - V(x)) dV$$

$$\Leftrightarrow J_L = \mu_n C_{ox} \left\{ (V_{DS} - V_{th}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right\}$$

$$\Leftrightarrow J_L = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} (V_{DS} - V_{th}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2$$

これをもとへ。



$V(x)$ は x の $\frac{1}{2}$ 次の項まで

で表される。

$f(x) = \frac{V_{DS}}{L} x + V_{th}$, V_{DS} が小さい。つまり $V(x)$ が $f(x)$ より下。

$$J_L = \mu_n C_{ox} (V_{DS} - V_{th}) V_{DS} / L < f(x)$$

さて V_{DS} を大きくすると、 I_D が減少する。

I_D が V_{DS} に対して比例的。

つまり $\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = 0$ となる。

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left\{ (V_{G1} - V_{th}) V_{G1} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right\}$$

V_{DS}^2 の係数は 0 となる。

$$V_{G1} - V_{th} - V_{DS} = 0$$

$$V_{DS} = V_{G1} - V_{th}$$

つまり V_{DS} を固定すると、 $V_{G1} - V_{th}$ が一定となる。

この値を定義して V_{DSat} とする。

$$V_{DSat} = V_{G1} - V_{th}$$

$V_{DS} \geq V_{G1} - V_{th}$ のとき $V_{DS} = V_{G1} - V_{th}$ の I_D が最大となる。

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

$V_{DS} = V_{GS} - V_{th}$ のとき

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left(V_{GS} - V_{th} \right)^2 - \frac{1}{2} \left(V_{GS} - V_{th} \right)^2$$

$$\Rightarrow \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left(V_{GS} - V_{th} \right)^2$$

$$\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} = \beta \text{ となる}.$$

$V_{DS} \geq V_{GS} - V_{th}$ のとき

饱和領域

$$I_D = \beta \left(V_{GS} - V_{th} \right)^2$$

逆に $V_{DS} \geq V_{GS} - V_{th}$ の状況下、
 $I_D = \beta \left(V_{GS} - V_{th} \right)^2$

ドレイン電流 I_D を流すための V_{GS} は、

$$V_{GS} = V_{th} + \sqrt{\frac{2 I_D}{\beta}}$$

したがって閾値電圧 V_{th} ($\approx 10^{-2} I_D = \frac{1}{\beta} I_D$) で $I_D = \beta \sqrt{V_{GS} - V_{th}}$

$$\Delta V = \sqrt{\frac{2 I_D}{\beta}} \sum f_i + \text{ノイズ} \approx \sqrt{2 I_D}$$

$$V_{GS} = V_{th} + \Delta v \text{ 且 } \Delta v \geq \sqrt{\frac{2I_D}{\beta}} \quad (\Delta v \geq \sqrt{\frac{2I_D}{\beta}})$$

FF. 相互作用關係 $\rightarrow g_m \leftarrow \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}}$ 且 $V_{DS} \geq V_{GS} - V_{th}$

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = \beta(V_{GS} - V_{th})$$

且 $\frac{\partial g_m}{\partial V_{DS}} = \frac{\partial^2 I_D}{\partial V_{DS} \partial V_{GS}}$ 且 $I_D = f(V_{GS}, V_{DS})$

$$V_{GS} = V_{th} + \sqrt{\frac{2I_D}{\beta}} \text{ 是的.}$$

$$g_m = \sqrt{2\beta I_D} \text{ 是的.}$$

FF. $f(V) = f(V_{DS})$ 且 $V_D = \frac{\partial V_{DS}}{\partial I_D} = \frac{1}{\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}}} \text{ 是的.}$

$$\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = 0, \quad V_D = \infty \text{ 是的.}$$

是的 D 是 V_D 的



電流は V_D で決まる。これが ~~半導体の~~ 電流の
影響を及ぼす。 V_{DS} が大きくなると I_D が減少する。

入力特性

$$I_D = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

特性曲線

$$\frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = \lambda \cdot \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_{TH})^2 \approx \lambda I_D$$

これは V_{GS} を固定した場合の I_D の変化である。

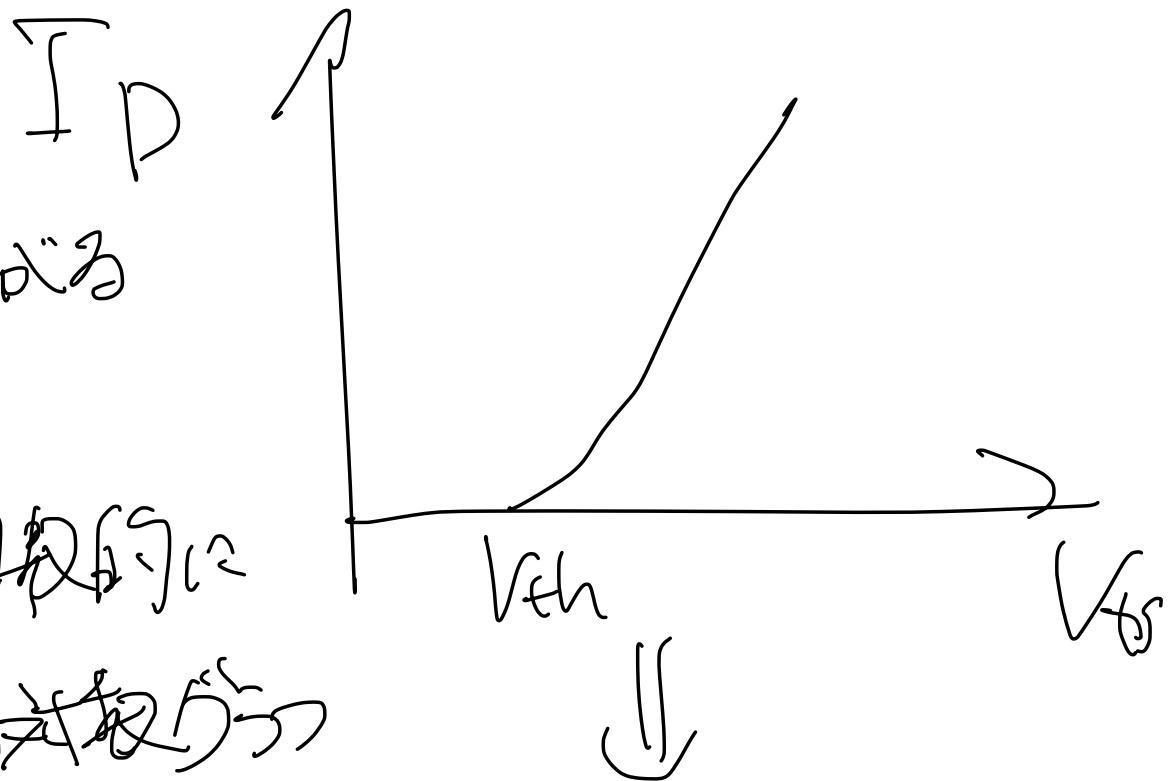
また、入力と出力との接続方法。

$$V_{GS} = V_{DS} \text{ となる。}$$

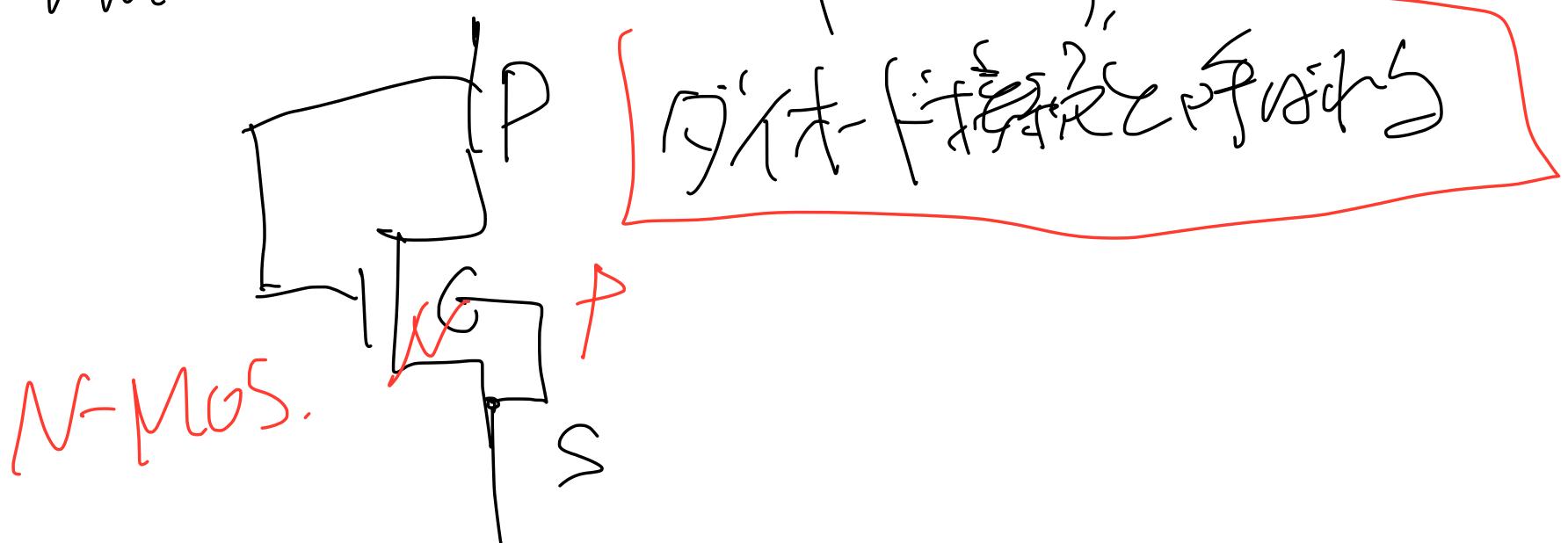
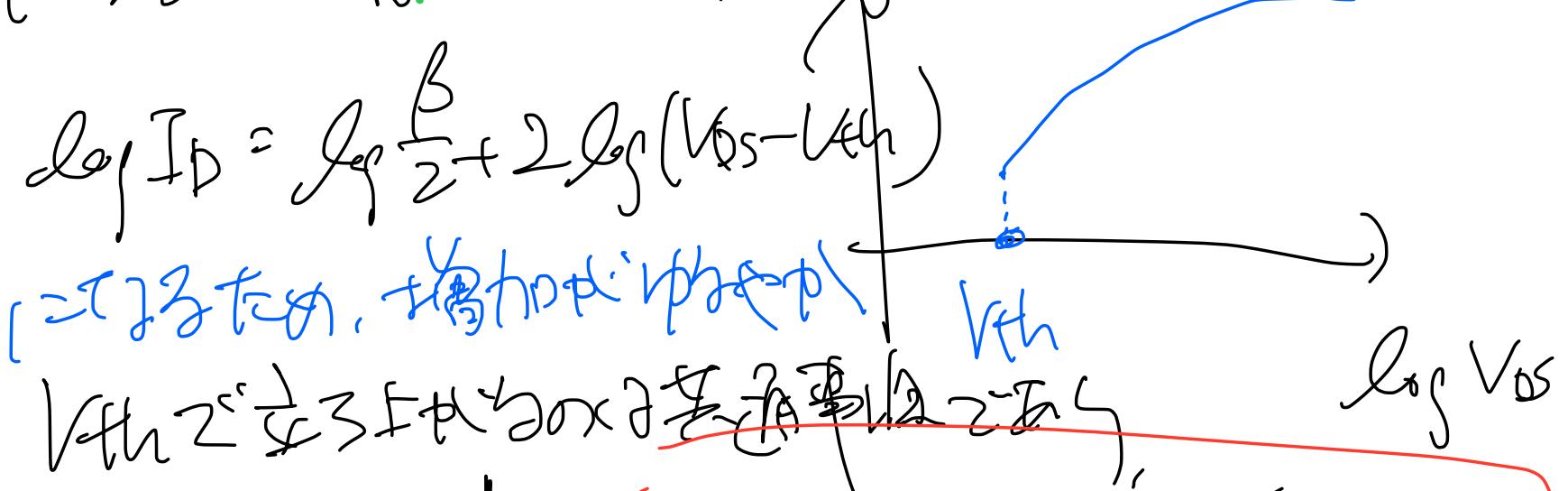
$$V_{DS} \geq V_{GS} - V_{TH} \text{ となる。} V_{GS} - V_{TH} \geq 0$$

$$\therefore V_{DS} \geq V_{TH} \text{ となる。}$$

$$I_D = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_{TH})^2 \text{ となる。}$$



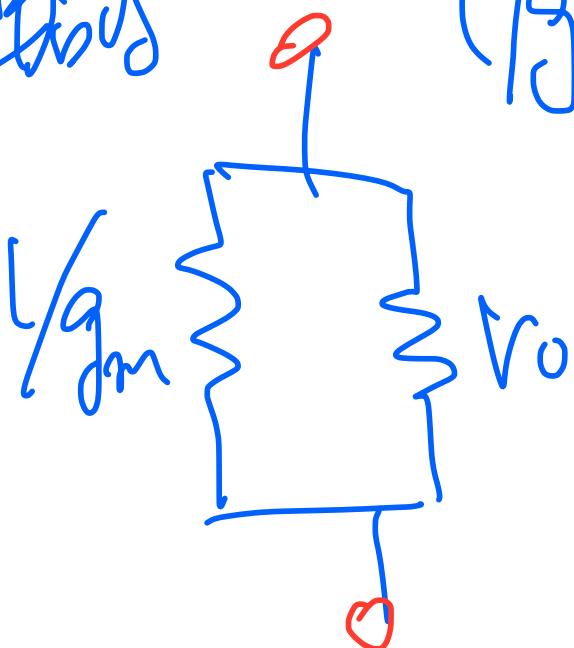
V_{th} は指數関数的
増加する、逆比例式
[2232, 面積計算法], $\log I_D$



ダブル接続式 $\Delta V_g = V_{ds} \cdot T_C$

$$g_m = \frac{\partial I_d}{\partial V_{gs}} = \frac{\partial I_d}{\partial V_{ds}} \cdot T_C$$

等価回路



($1/g_m$)

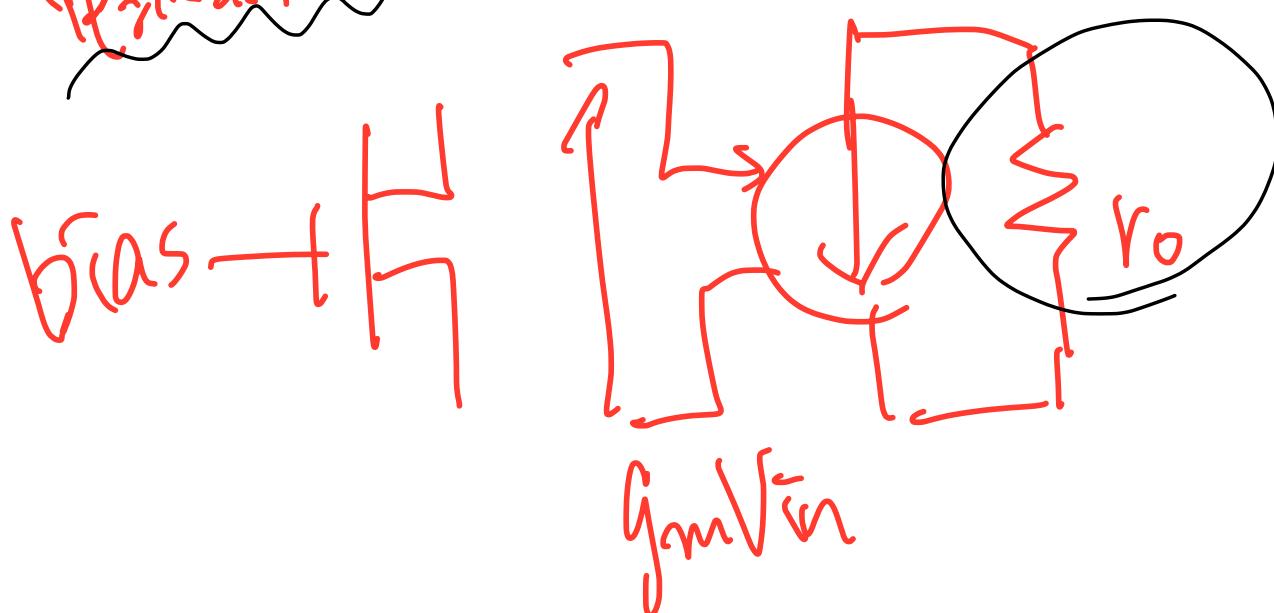
($R_o \gg 1/g_m$ のとき)

MOSFET の近似

大変数近似とトランジスタの等価回路、近似式

電源回路 (open)

r_o の近似



PFD?

バイポーラトランジスタの回路

Emitter 電位が高く、Collector が低い。

抵抗で Emitter 電位、Collector 電位を

決める。 $I_E = I_C + I_{BE}$ 。

V_{BE} に反応し、 V_{CE} は増幅される。

バイポーラトランジスタの特徴、入力インピーダンスが高い
/出力インピーダンスが大きいなどの特徴がある……