

MOSFET

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

電荷 qN はゲートによる容量で誘起され、チャンネルを形成するので、

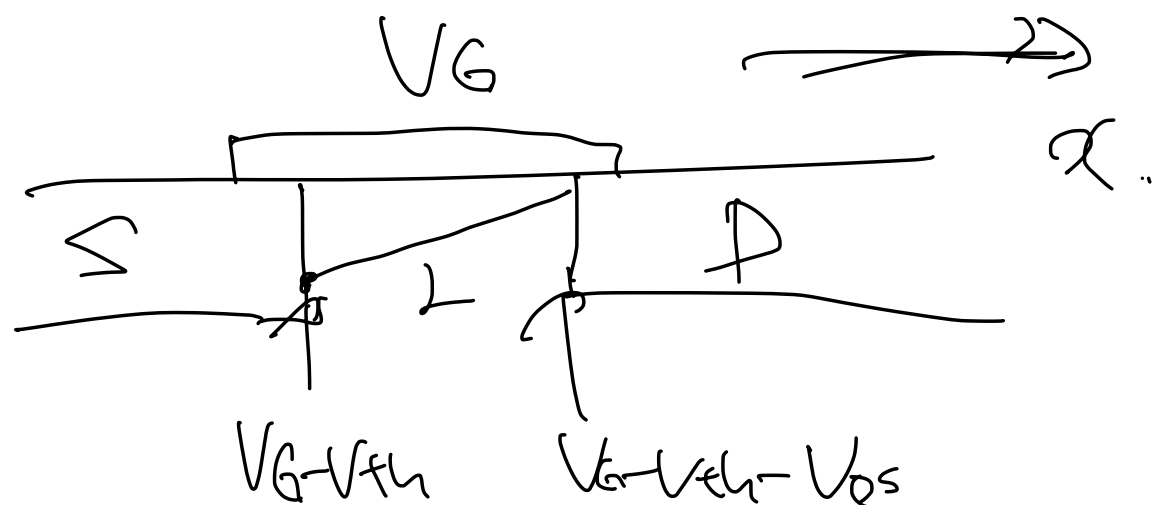
$$qN = C_{ox} (V_{gs} - V_{th}) \dots \dots (1)$$

と表わす。

N型MOSの表面の電子の移動度を μ_n とし2.

$$I = qN\mu_n \frac{dV}{dx} \dots \dots (2)$$

ただし、 V は V_{ds} の影響でチャンネル内での分布をもつが、 $V(x)$ は $V(0)=0$, $V(L)=V_{ds}$ とし2.



$$qN = C_{ox} (V_{gs} - V_{th} - V(x)) \text{ --- (3)}$$

とある。なぜ?

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

これは 位置 x での微小トランジスタの V -入電位が、

$V_{gs} - V_{th} - V(x)$ であるために誘起される電荷が、

電流密度 $J = qNv$ の qN を担うというように考え、

x (方向) に電荷が印をもち、電流密度を満たす必要

もあるから、 $v = \mu E = \mu \frac{dV(x)}{dx}$ が一定ではない

x に依存するような速度分布をもちていこう。

つまり $V(x)$ は x に関する一次式ではない。

電荷密度に反比例するように、電荷の少ない箇所、

速度が高い、つまり電界が集中していることを意味する。

この非線形は、短いチャンネルをもつ微小トランジスタの

直列接続と考えた方がよい。その場合は、微小トランジスタ

の容量は単位長さあたりの容量 C_{ox} とする。

直交積分の $x=0$ から $x=L$ までの積分をとる。

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

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

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

これは、 $2\phi \leq W$ 倍 (この W 方向の長さのため) 12.

$$I = \underbrace{\frac{W}{L} \mu_n C_{ox}}_{\beta} \left[(V_{GS} - V_{th}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right] \quad (5)$$

とす。

また、 $\int_{x=0}^{x=L} dx = \int_{V=0}^{V=V_{DS}} dV$ の関係を利用する。

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

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

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

$$\Leftrightarrow \int = \frac{\mu_n C_{ox}}{L} \left\{ V_{GS} - V_{th} \right\} V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2$$

と書き直してもいい。

$$q_N = \int_{x=0}^{x=L} f(x) dx = \int_{x=0}^{x=L} f(x) dx$$

$V(x)$ が x の関数として

一定と仮定すると、

$E = \frac{V_{DS}}{L}$ と仮定し、 V_{DS} が小さいと、 $f(x)$ は一定と仮定する。

$$\int = \mu_n C_{ox} (V_{GS} - V_{th}) V_{DS} / L \text{ と仮定}$$



さらに V_{DS} を大きくしていくと、 $I_D = 4mA$ が生じ、

I_D が V_{DS} に対して飽和する。

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

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

V_{DS} に対しては $0 \leq V_{DS}$ 。

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

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

つまり V_{DS} をさらに大きくしていくと、 $V_{GS} - V_{th}$ に達すると飽和する。

この飽和ドレイン電圧を V_{DSat} とする。

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

$V_{DS} \geq V_{GS} - V_{th}$ ならば $V_{DS} = V_{GS} - V_{th}$ の I_D が成り立ち、
変わらない。

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

$$V_{DS} = V_{GS} - V_{th} \text{ 以下の場合}$$

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

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

$$\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} = \beta \text{ とおくと}$$

$$V_{DS} \geq V_{GS} - V_{th} \text{ において}$$

$$I_D = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_{th})^2 \text{ とおける}$$

逆に $V_{DS} \geq V_{GS} - V_{th}$ という状況下において、

ドレイン電流 I_D を流すための V_{GS} は、

$$V_{GS} = V_{th} + \sqrt{\frac{2 I_D}{\beta}} \text{ とおける}$$

これは、閾値電圧 V_{th} に加えて I_D を流すために

オーバードライブ電圧 $\Delta V = \sqrt{\frac{2 I_D}{\beta}}$ をゲートに加える必要がある。

$$V_{GS} = V_{th} + \Delta v \quad \text{と仮定} \quad \left(\Delta v = \sqrt{\frac{2I_D}{\beta}} \right)$$

また、相互インダクタンス g_m は $\frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}$ と定義される。 $V_{DS} \geq V_{GS} - V_{th}$

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

と仮定。 このときドレイン電流 $I_D(V_{GS}, V_{DS})$ と表す。

$$V_{GS} = V_{th} + \sqrt{\frac{2I_D}{\beta}} \quad \text{と仮定}$$

$$g_m = \sqrt{2\beta I_D} \quad \text{と仮定}$$

$$\text{また、ドレイン抵抗 } r_D = \frac{\partial V_{DS}}{\partial I_{DS}} = \frac{1}{\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}}} \quad \text{と仮定}$$

$$\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = 0, \quad r_D = \infty \quad \text{と仮定}$$

等価回路は



実際には $V_D \rightarrow \infty$ である。これは、チャネル長変調効果の影響で、 V_{DS} が大きいほど、 I_D が増加し、 λ 効果による。

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

と表わす。

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

このドレイン抵抗は $V_D = 1/\lambda I_D$ と表わす。

また、ゲートとドレインを接続する。

$$V_{GS} = V_{DS} \text{ と表わす。}$$

$V_{DS} \geq V_{GS} - V_{th}$ を満たしてやるので $V_{GS} - V_{th} \geq 0$

つまり、 $V_{DS} \geq V_{th}$ の条件で、

$$I_D = \frac{\beta}{2} (V_{DS} - V_{th})^2 \text{ と表わす。}$$

2nd V_{th} 2nd order
2nd order

ダイオードは指数関数的に

増加する、両方とも

にあり、直線に近づく、 $\log I_D$

$$\log I_D = \log \frac{\beta}{2} + 2 \log (V_{DS} - V_{th})$$

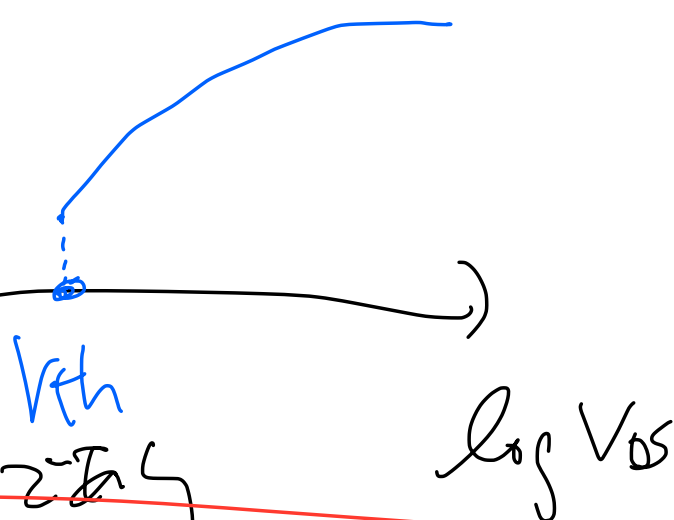
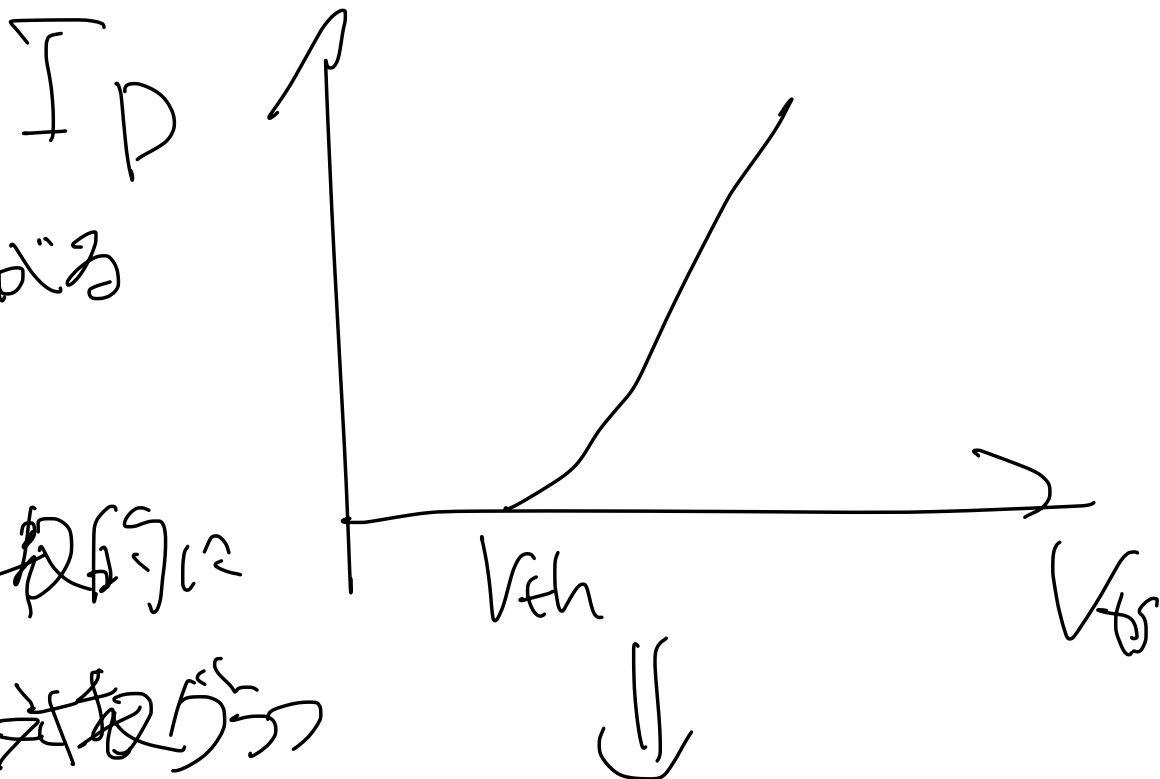
に近づくため、増加がゆるやか

V_{th} 2nd order 2nd order 2nd order



N-MOS.

ダイオードは指数関数的に



ダイオード接続では $V_g = V_d$ のため

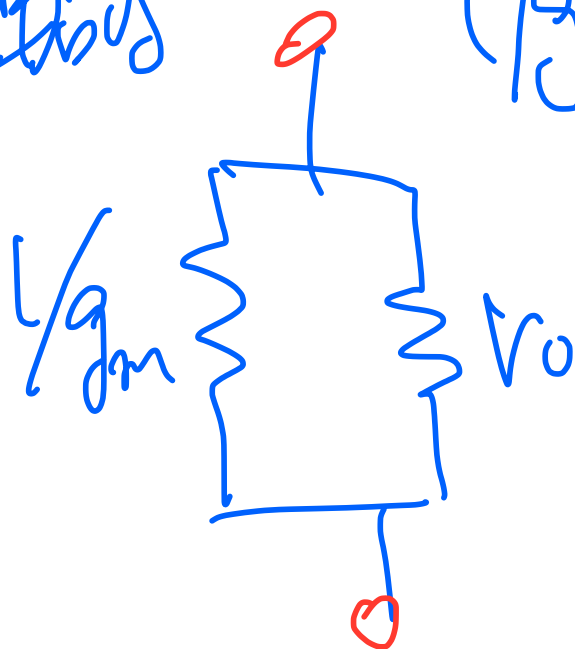
$$g_m = \frac{\partial I_d}{\partial V_{gs}} = \frac{\partial I_d}{\partial V_{ds}} \quad \text{と等しい}$$

1/2 倍の値になる

$$1/g_m \parallel r_o \Rightarrow$$

$$1/g_m$$

$$(r_o \gg 1/g_m \text{ の場合})$$

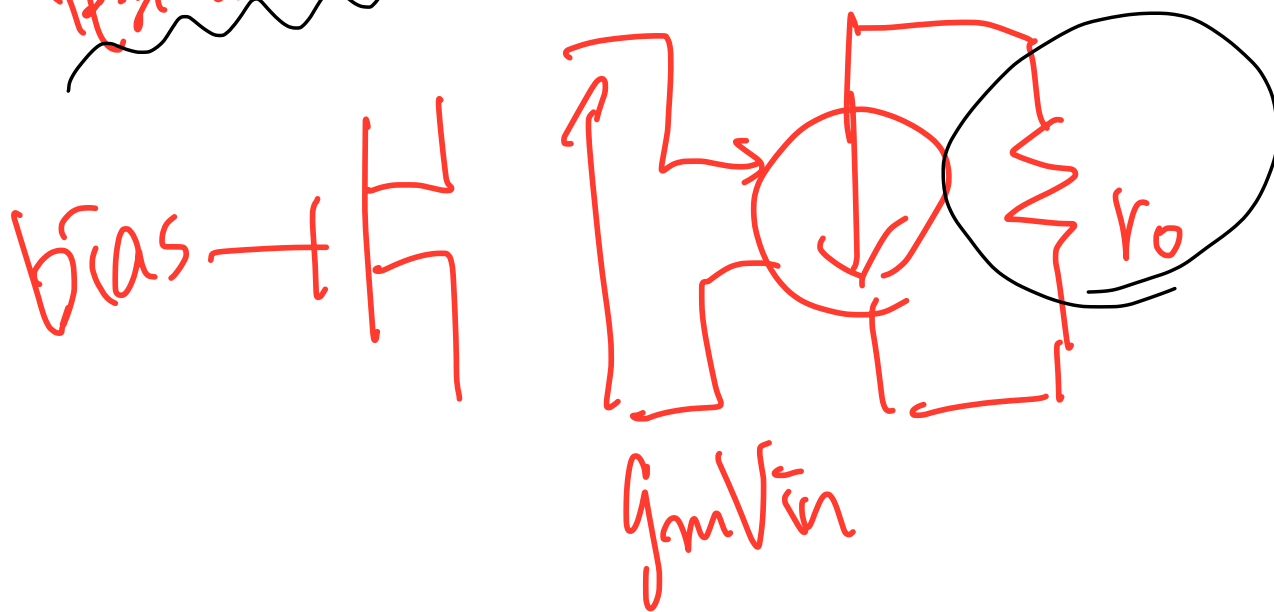


MOSFET の抵抗

交流信号に対するゲートバイアス印加時の、交流的に

電流源は開放 (open) と等しい

$$r_o \text{ と等しい}$$



問題?

1. ベイタートランジスタの.

Emitter ~~電圧~~ 高<, Collector 低<.

抵抗も Emitter が低<, Collector 高<.
だから. $I_E = I_C$ となる.

V_{BE} に反比例. V_{CE} は増幅される.

1. ベイタの値が小さい. 入力抵抗が低い
/ 出力抵抗が大きい. 増幅率が低い...