

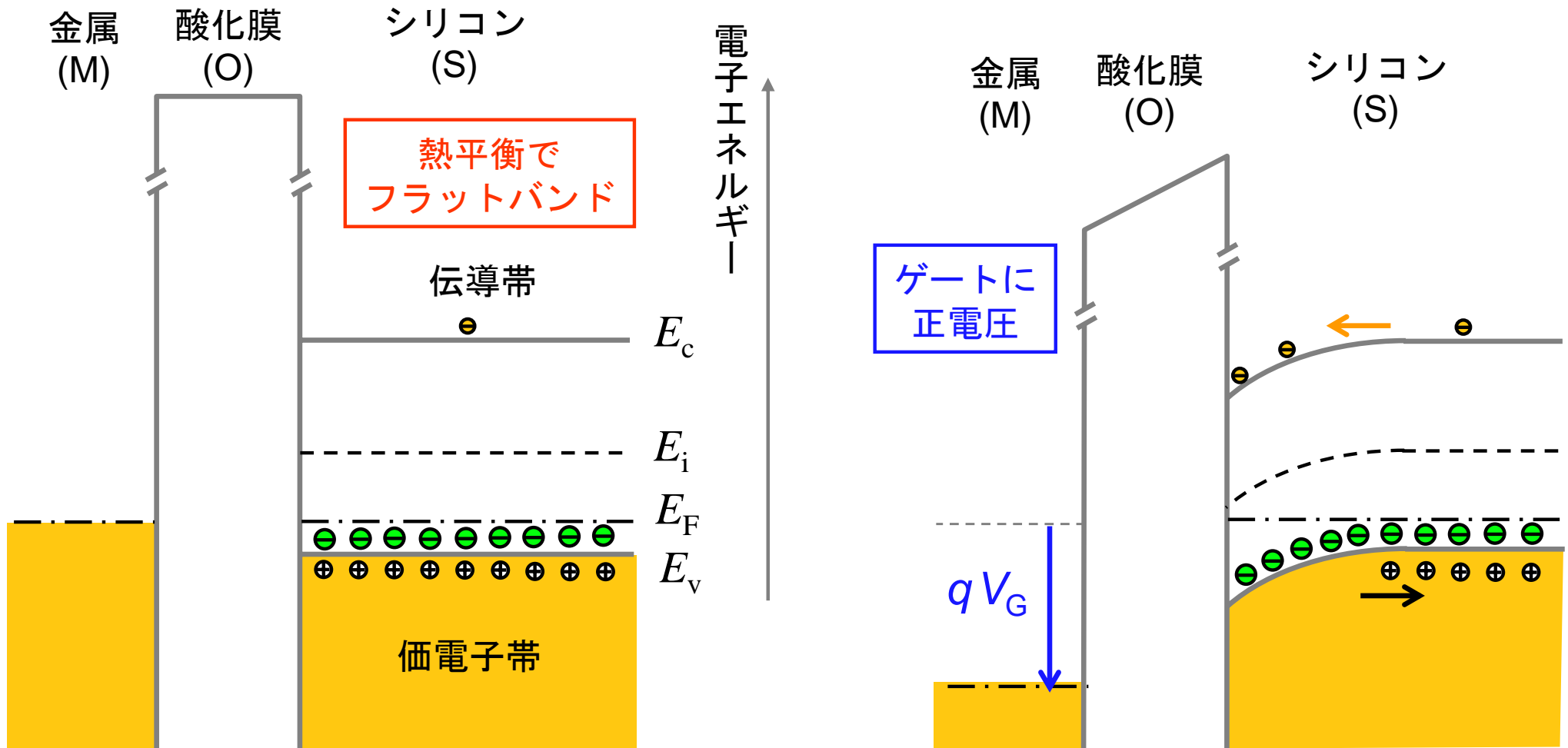
MOSFETの動作原理

- しきい電圧 (V_{TH}) と制御
- E型とD型
- 0次近似によるドレイン電流解析

電子のエネルギーバンド図での考察

理想MOS構造の仮定：

- ・ シリコンと金属の仕事関数が等しい。
- ・ 界面を含む酸化膜中に余分な電荷がない。



表面電位と表面キャリア密度

バルク (bulk) 領域の正孔密度 : (4-14) 式

$$p_{p0} = N_A = n_i \exp\left(\frac{E_{ip} - E_F}{kT}\right) = n_i \exp\left(\frac{q\phi_p}{kT}\right)$$

表面電位 : $\phi_s > 0$

表面正孔密度

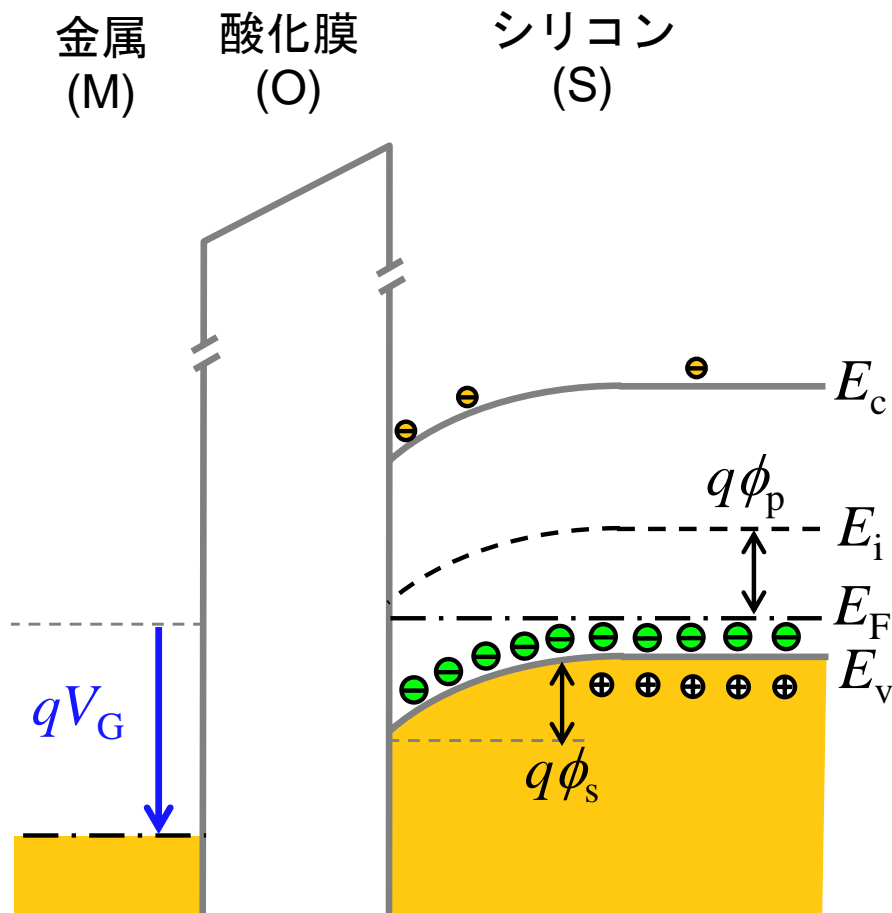
→表面電位のボルツマン因子だけ減少

$$p_s = N_A \exp\left(-\frac{q\phi_s}{kT}\right)$$

表面電子密度

→表面電位のボルツマン因子だけ増加

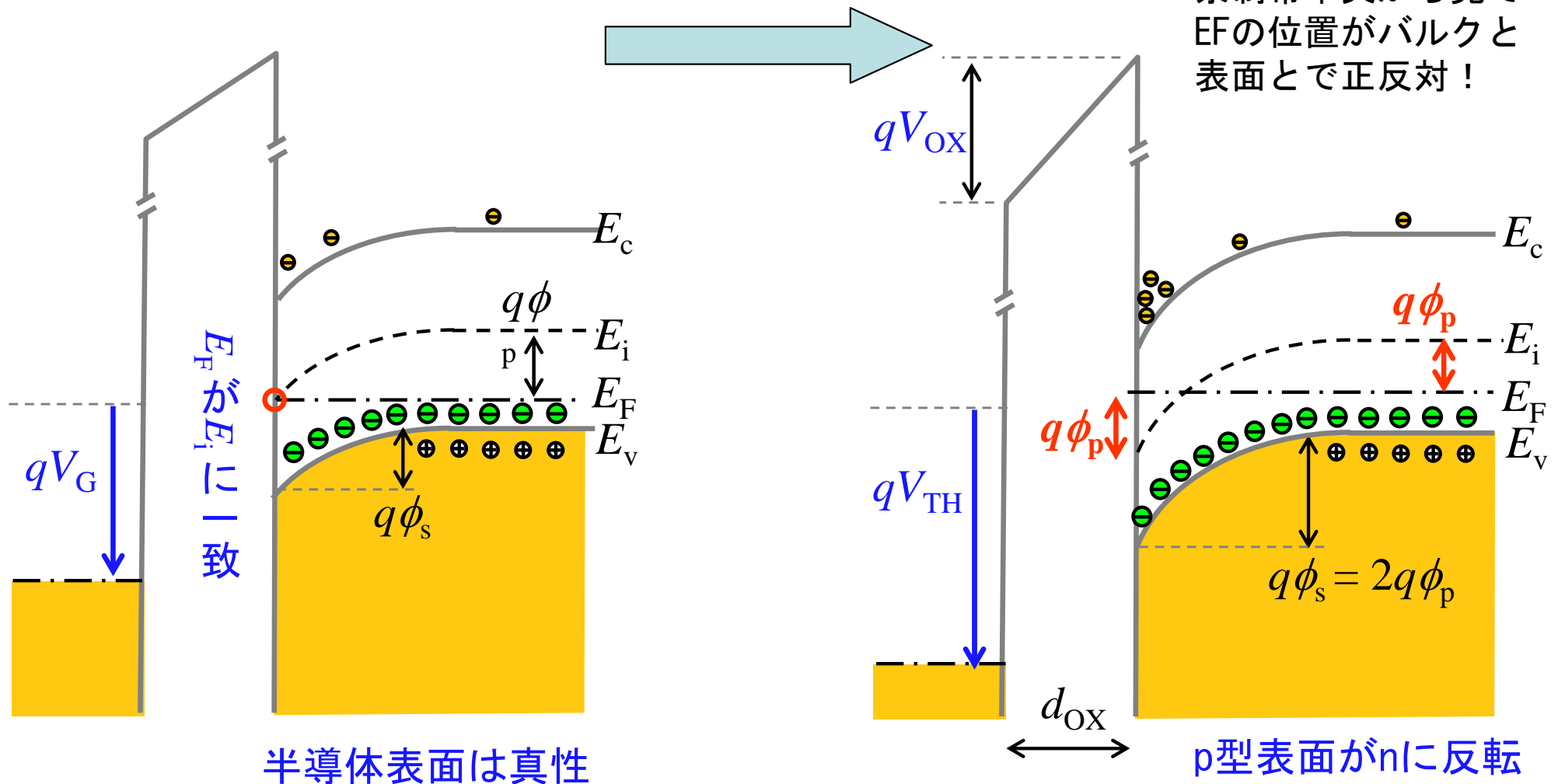
$$n_s = \frac{n_i^2}{N_A} \exp\left(\frac{q\phi_s}{kT}\right)$$



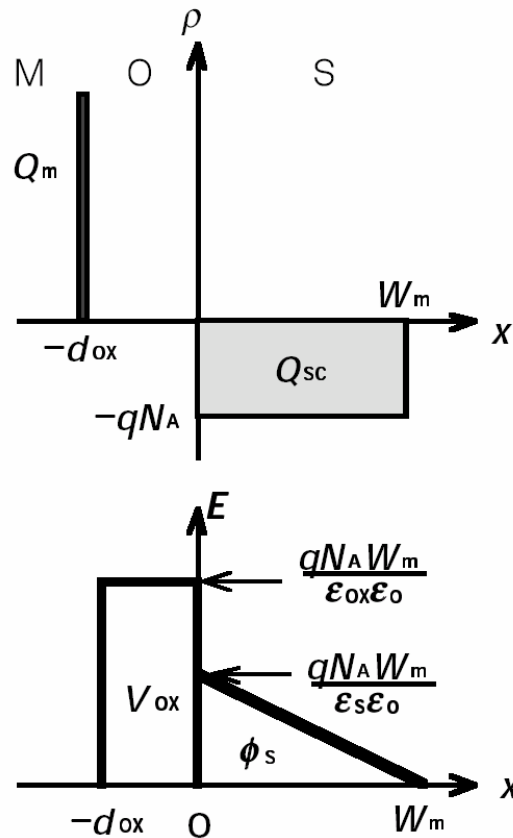
半導体表面は空乏

p型表面の伝導型がnに反転

ゲート電圧をさらに増やしていくと



理想MOS構造のしきい電圧



(a) しきい電圧における電荷分布と電界分布（ガウスの定理の適用）。

(b) しきい電圧を越えると半導体表面にたまる電子の量が急増し、この負電荷による遮へい効果により、空乏層は最大値 W_m 以上は伸びない。このときの空間電荷分布と電界分布を図7.7 (a) に示す（図5.8参照。酸化膜の電界の分母の比誘電率が ϵ_{ox} になっているのは何故か？）。ゲート電圧は電界分布の面積を求めればよい。

$$V_{TH} = V_{OX} + \phi_s$$

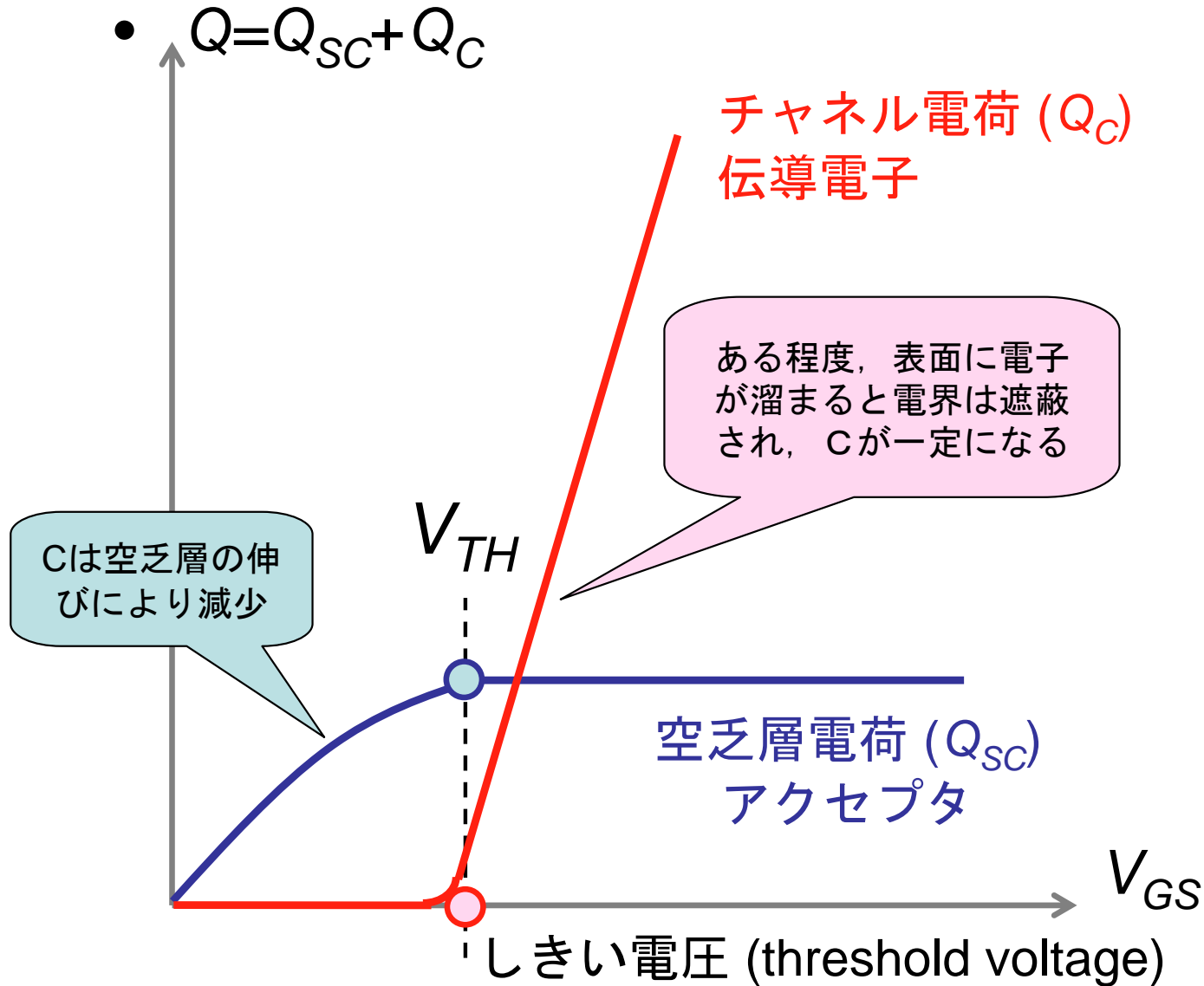
$$= \frac{q N_A W_m}{\epsilon_{OX} \epsilon_0} d_{OX} + \frac{q N_A W_m^2}{2 \epsilon_s \epsilon_0}, \quad (7-6)$$

ここで、 $Q_m = -Q_{sc} = q N_A W_m$ 、単位面積当たりの酸化膜容量が $C_{OX} = \epsilon_{OX} \epsilon_0 / d_{OX}$ であること、さらに図7.6 (b) を参考にして反転とは $q \phi_s = 2 [E_i - E_F]$ の条件を満たしたことであるとすれば、

$$V_{TH} = \frac{Q_{sc}}{C_{OX}} + \frac{2 kT}{q} \ln \left(\frac{N_A}{n_i} \right). \quad (7-7)$$

となる。

$$Q_C = C_{OX} (V_{GS} - V_{TH})$$



しきい電圧 (V_{TH})

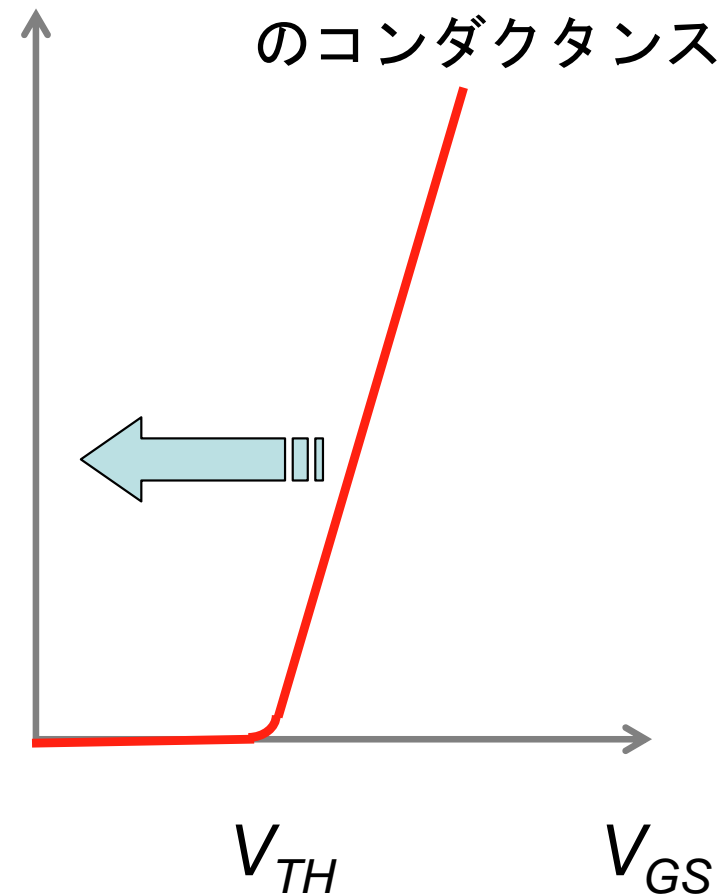
□ n-MOS の場合

- ゲート電圧を上げていったときに、表面電子密度が増加し、バルク正孔密度に等しくなったときの値.
- 仕事関数の小さなゲート電極材料によりマイナス側にシフト.

ドナーなど、プラスのイオンをドーピングすることで、マイナス側にシフトできる

チャネル電荷 (Q_C)

⇒ ソース・ドレイン間の
コンダクタンス



MOSFETはしきい電圧の コントロールが可能

□ エンハンスメント型

Enhancement 型

normally off 型ともいう

□ デプレッション型

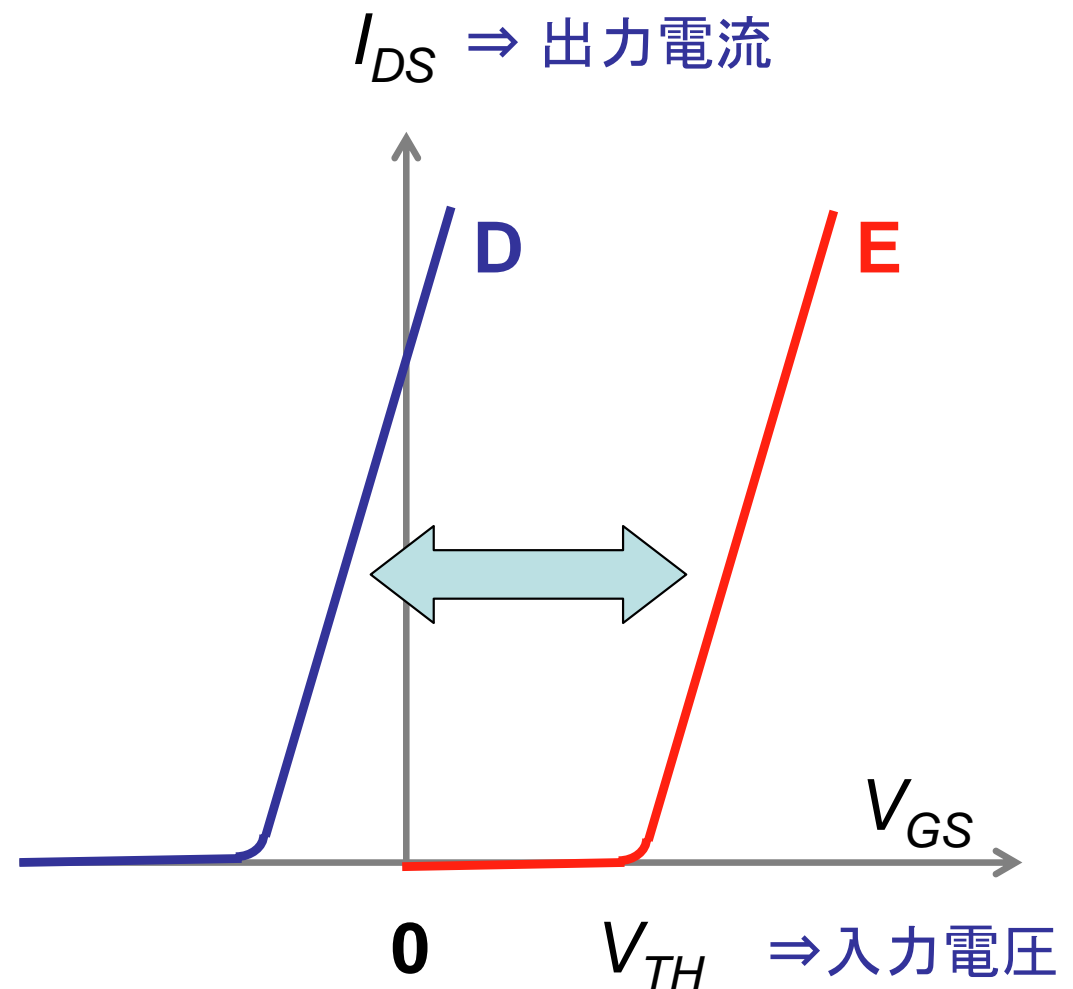
Depletion 型

normally on 型ともいう

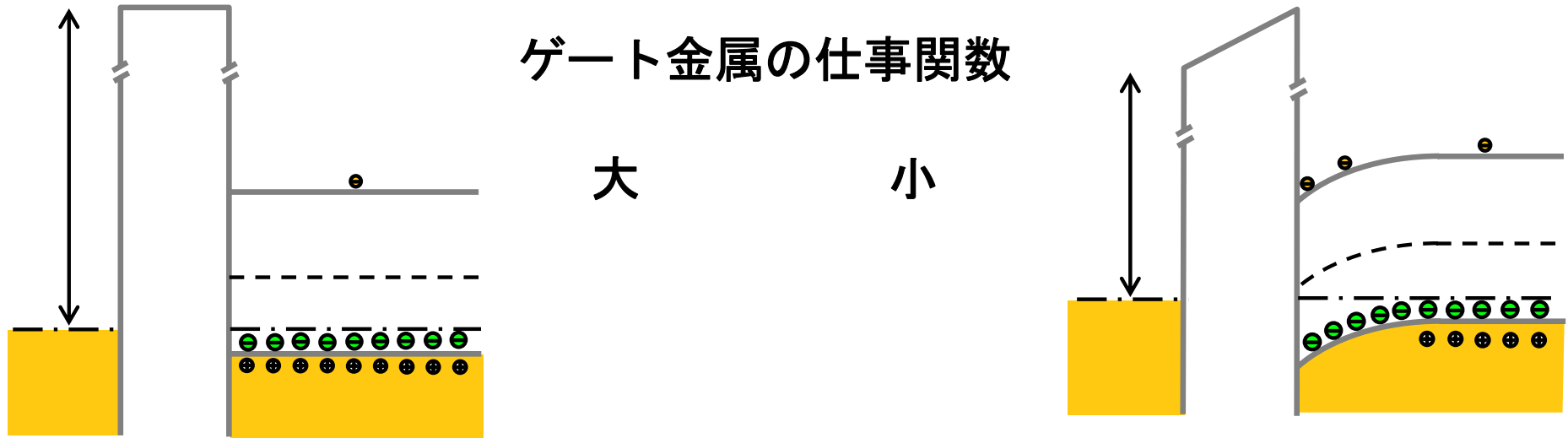
□ Siバイポーラ

立上がり電圧がしきい電圧.

約0.7 Vのnormally off 型のみ.



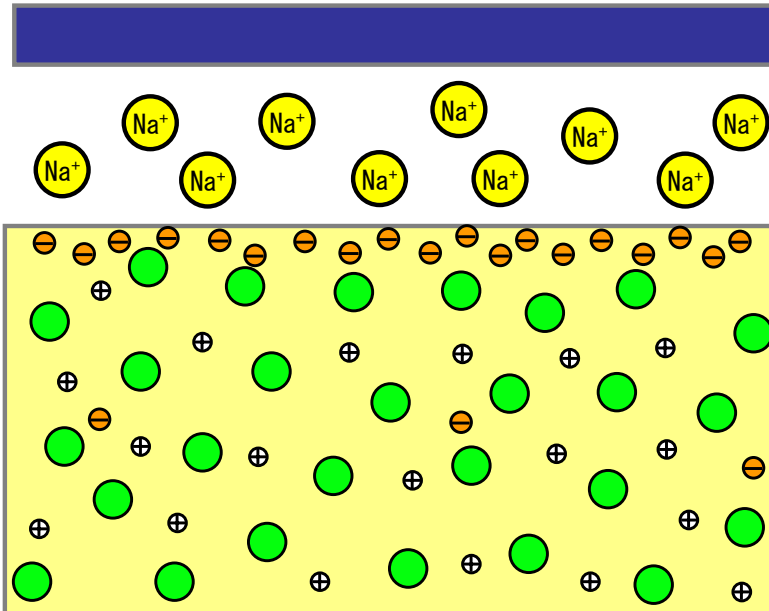
ゲート材料としきい電圧



酸化膜中電荷による V_{TH} シフト

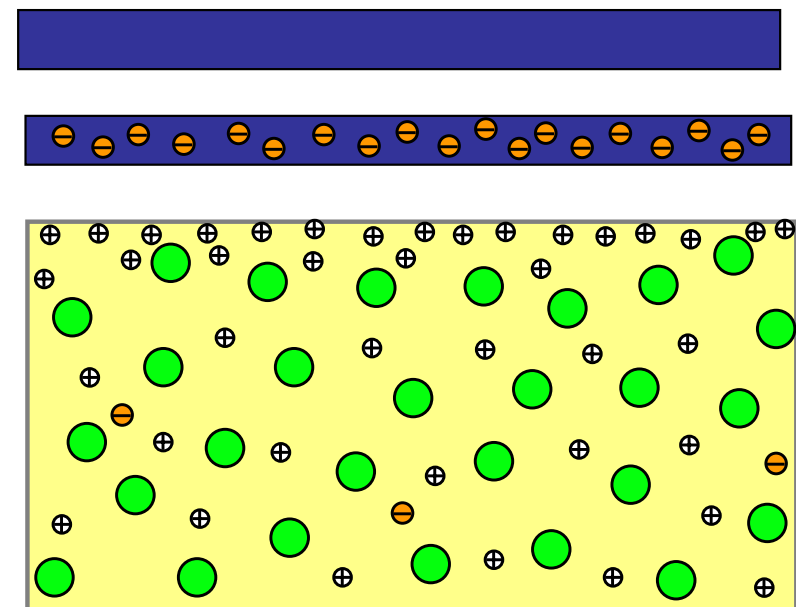
酸化膜中にNaやKなどの陽イオンが汚染混入

- 電圧をかけなくても電子が表面に。
- V_{TH} は負側にシフト



フローティングゲートに電子を注入・蓄積

- 電子は表面に行き難く
 - V_{TH} は正側にシフト
- EPRM等（フラッシュメモリ）



チャネルドープとしきい電圧

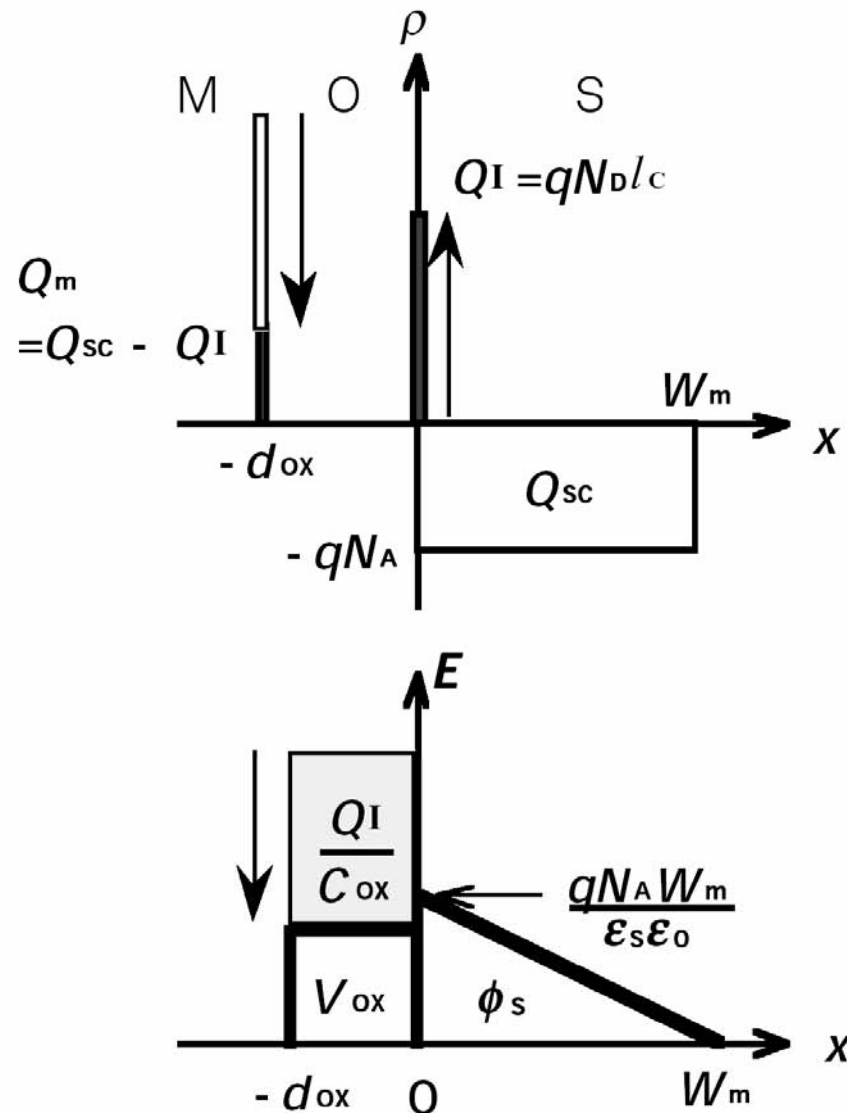


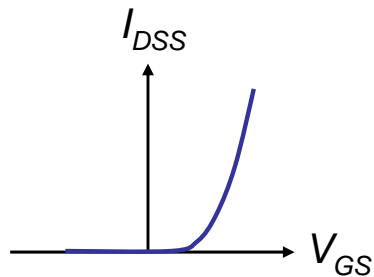
図 7.31 チャネルドープによるしきい電圧の変化。半導体のごく表面に体積密度 N_D のドナーを深さ l_c の範囲に導入した場合を考える。この正電荷によりゲート電極上の正電荷 Q_m が減少するので、酸化膜にかかる電圧も減少する。この減少分は Q_I/C_{ox} となる。

MOSFETを4種類に大別

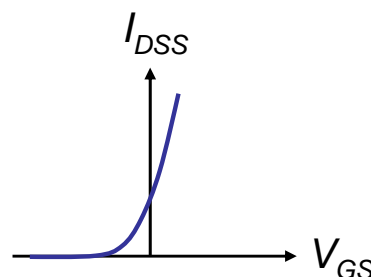
(しきい電圧の絶対値を 2V として例示)

伝達特性

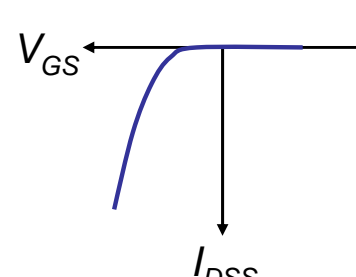
nMOS (E)



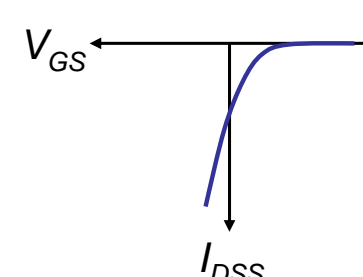
nMOS (D)



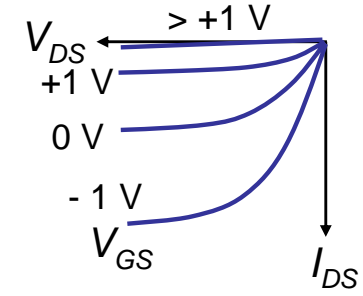
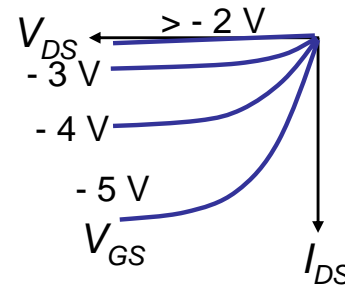
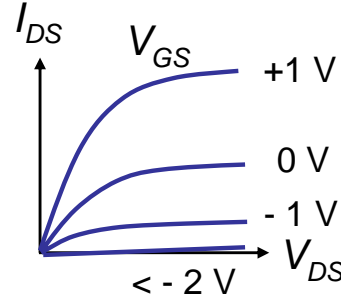
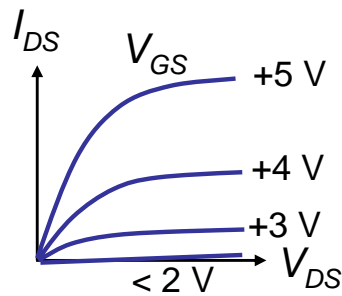
pMOS (E)



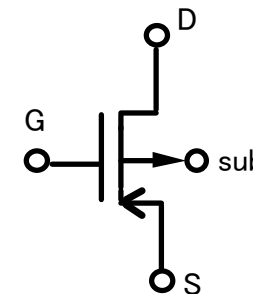
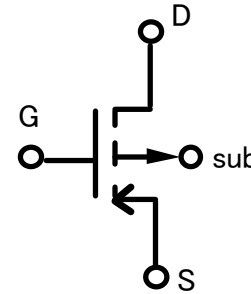
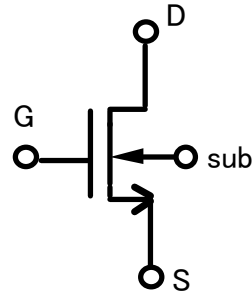
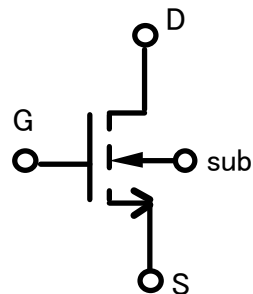
pMOS (D)



出力特性



回路記号



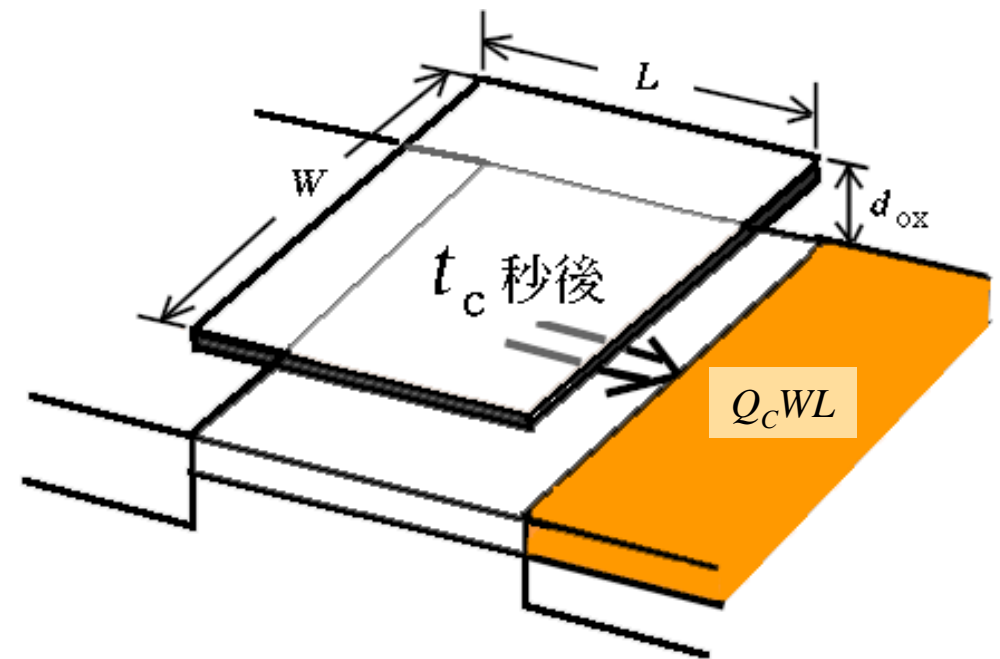
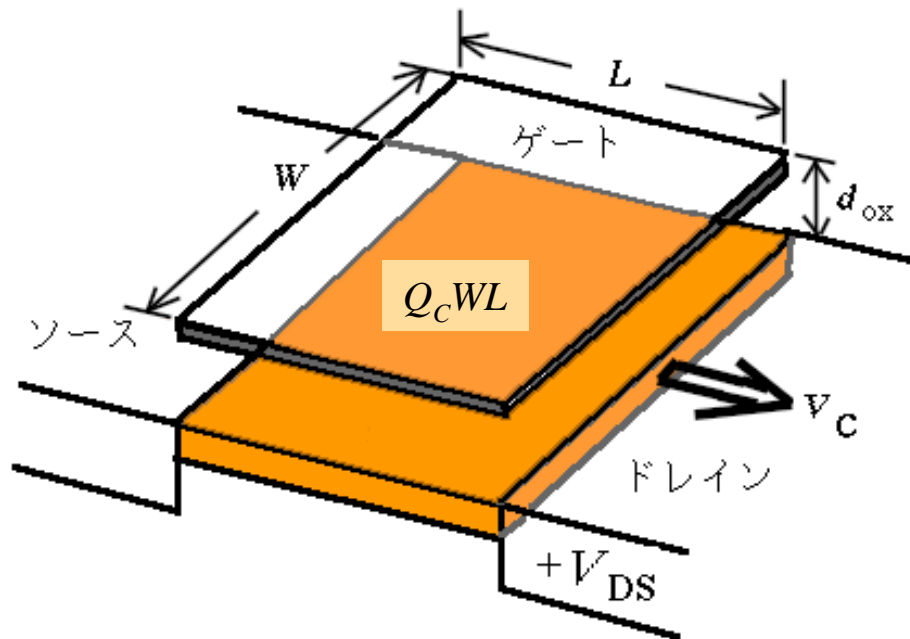
MOSFET (つづき 2)

- 0次近似によるドレイン電流解析
- ピンチオフと傾斜チャネル近似
- 等価回路

チャネルコンダクタンス

□ チャネルに誘導される伝導電荷

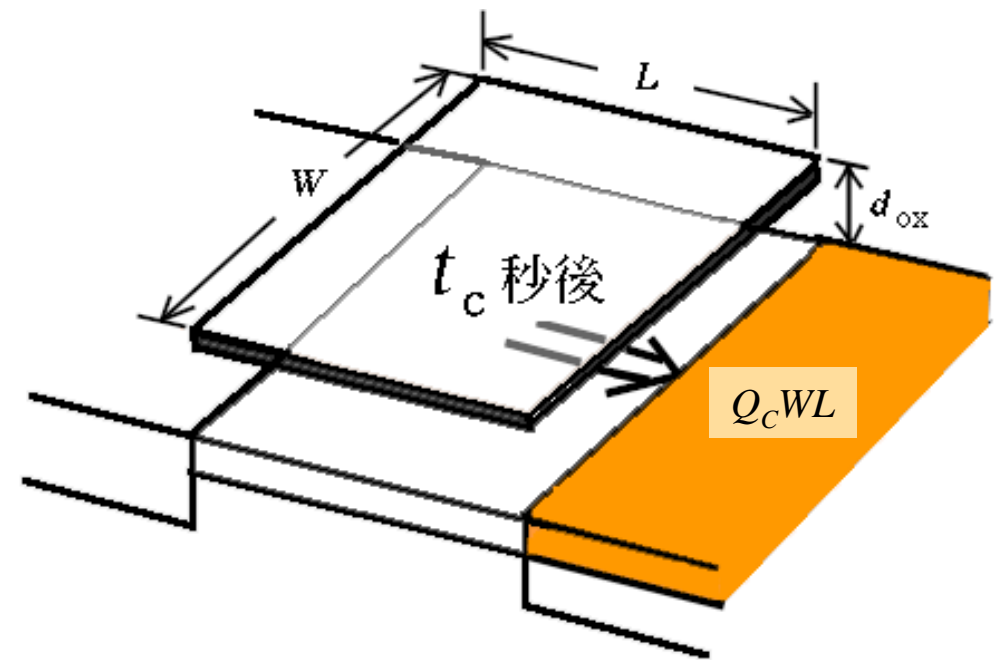
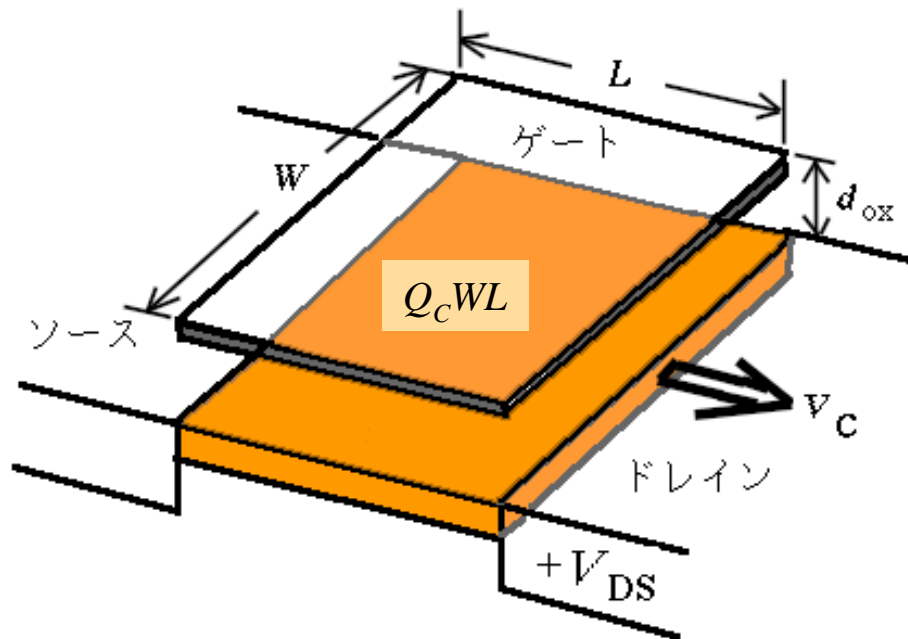
$$Q_C = C_{OX} (V_{GS} - V_{TH}) \quad (\text{単位面積当たり})$$



□ チャネル電荷分布が、ドレイン印加電圧に影響されなければ・・・

ドレイン電流を求めよう

$Q_C WL = \frac{\epsilon_{OX} \epsilon_0 WL}{d_{OX}} (V_{GS} - V_{TH})$ の電荷が $t_C = \frac{L}{v_C}$ 秒かかって走行.



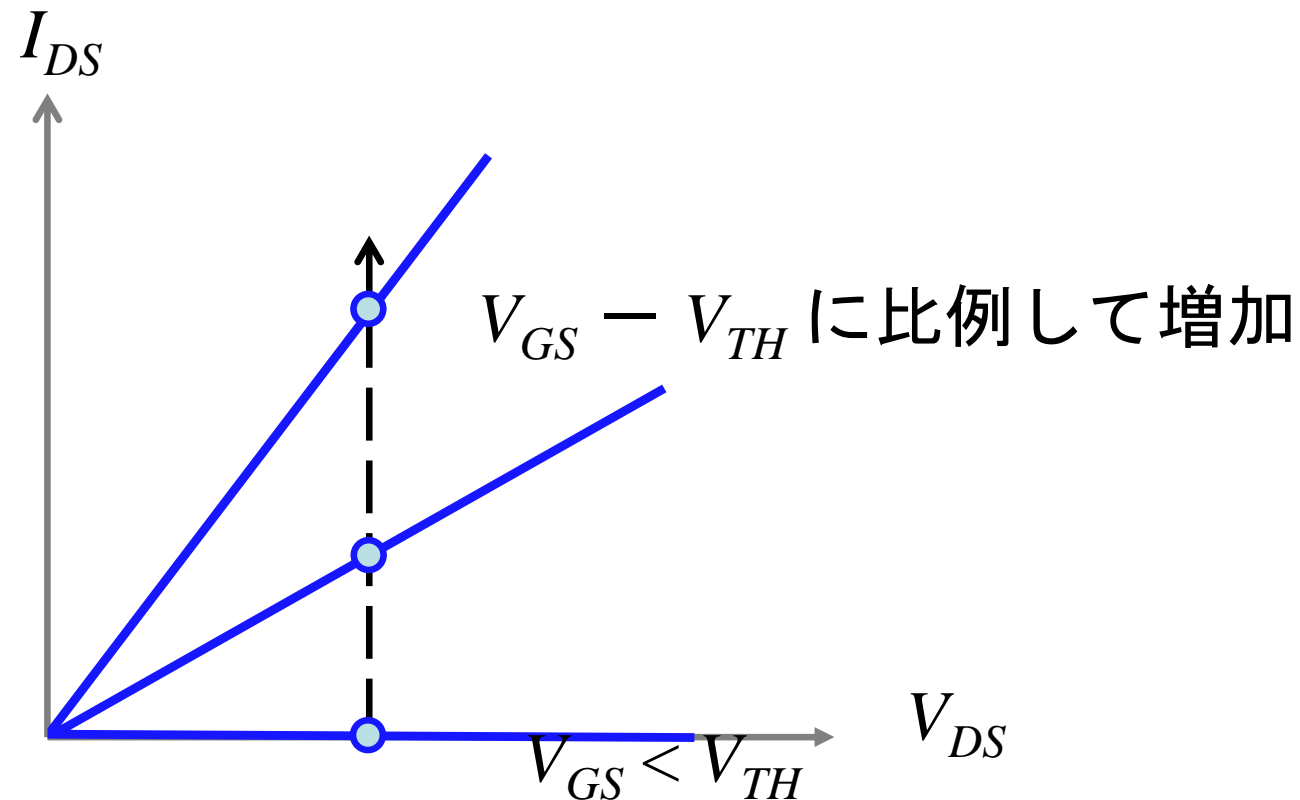
$$t_C = \frac{L}{\mu_n \mathbf{E}} = \frac{L}{\mu_n (V_{DS} / L)} = \frac{L^2}{\mu_n V_{DS}}$$

$$I_{DS} = \frac{Q_C WL}{t_C} = \frac{\epsilon_{OX} \epsilon_0 \mu_n}{d_{OX}} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_{TH}) V_{DS}$$

線形領域の特性と利得係数

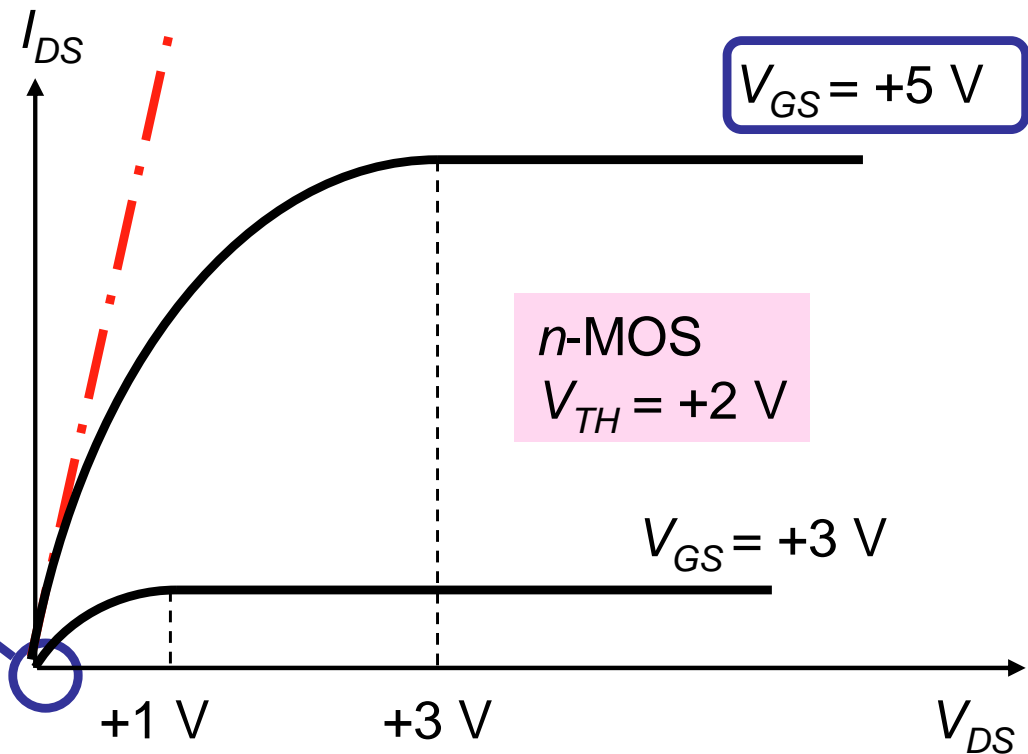
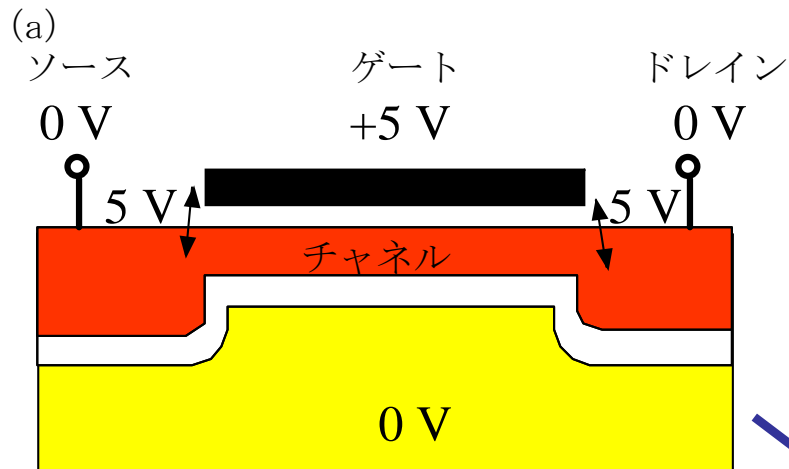
$$I_{DS} = \frac{Q_C W L}{t_C} = \frac{\varepsilon_{OX} \varepsilon_0 \mu_n}{d_{OX}} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} = \beta (V_{GS} - V_{TH}) V_{DS}$$

利得係数 (gain)

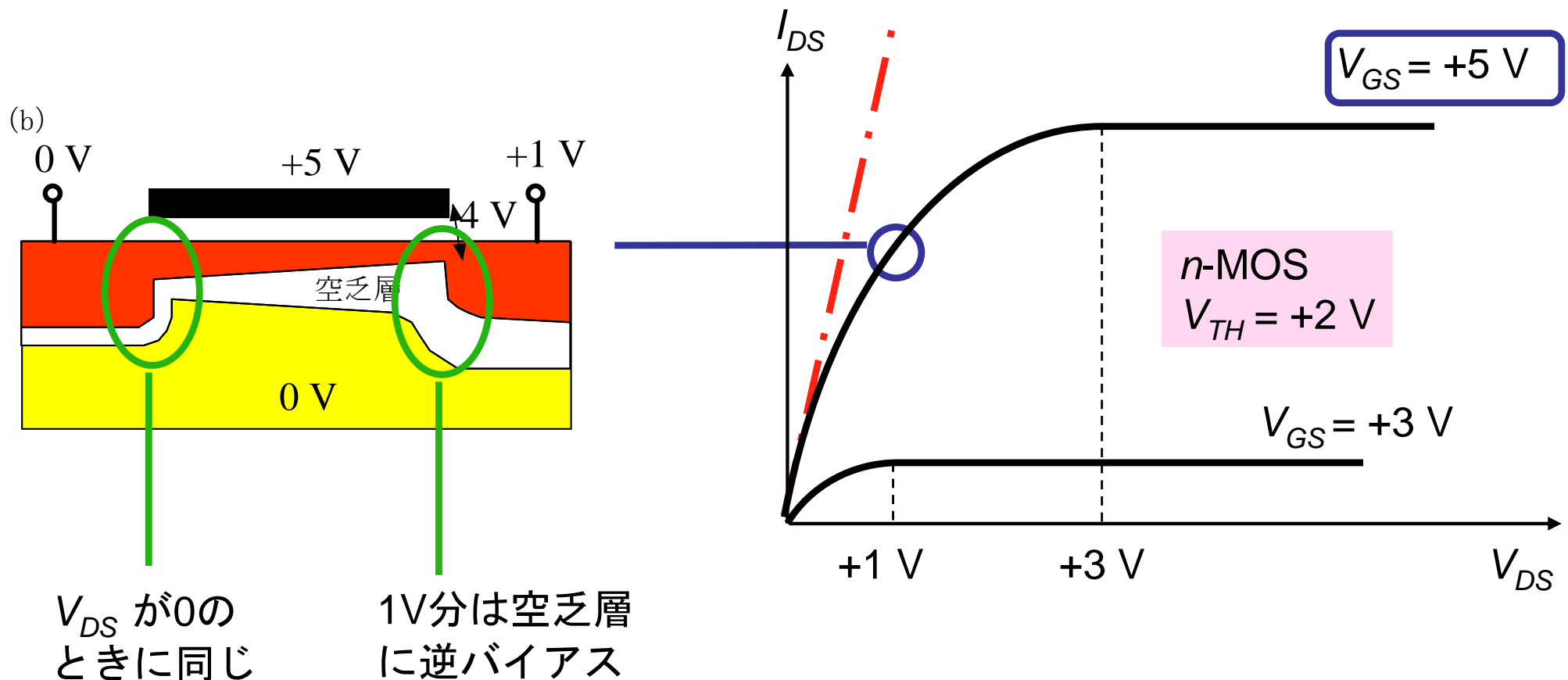


MOSFETの出力静特性

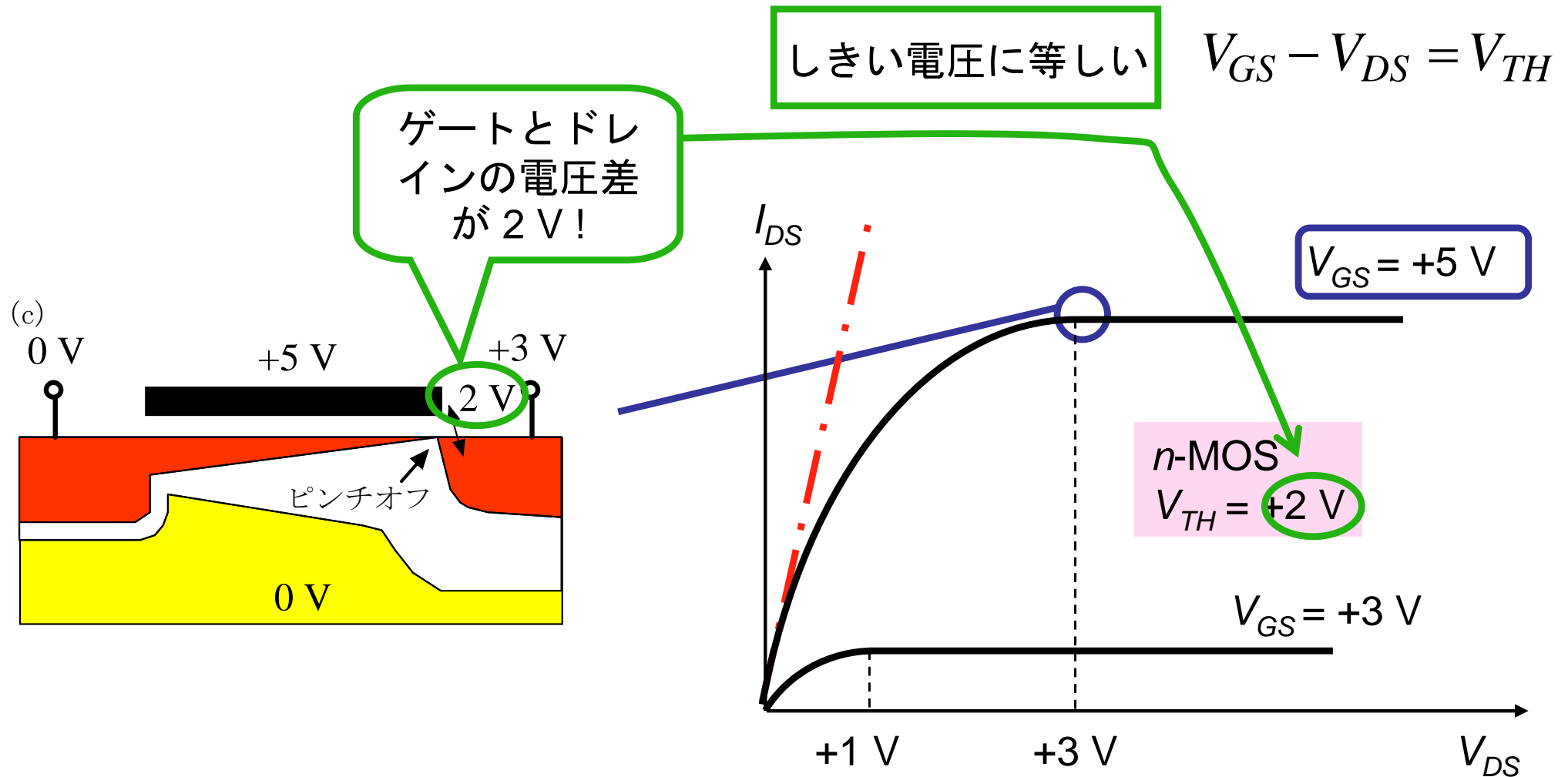
$$I_{DS} = \frac{Q_C W L}{t_C} = \frac{\epsilon_{OX} \epsilon_0 \mu_n}{d_{OX}} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_{TH}) V_{DS}$$



MOSFETの出力静特性



ピンチオフ電圧 V_P



$$V_{DS} = V_{GS} - V_{TH} \equiv V_P$$

傾斜チャネル近似

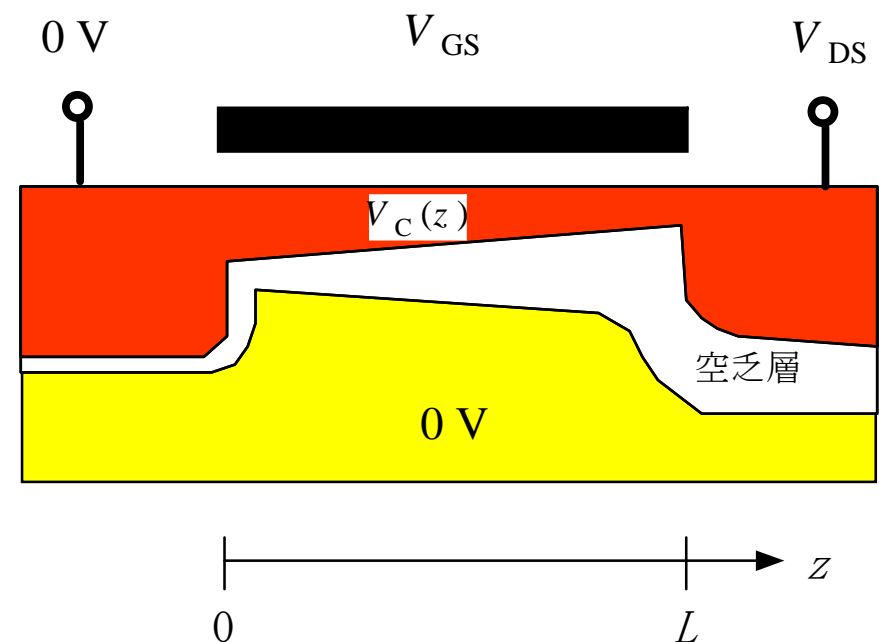
Gradual channel approximation

$$Q_C(z)Wdz = C_{OX} \cdot W \cdot dz(V_{GS} - V_C(z) - V_{TH})$$

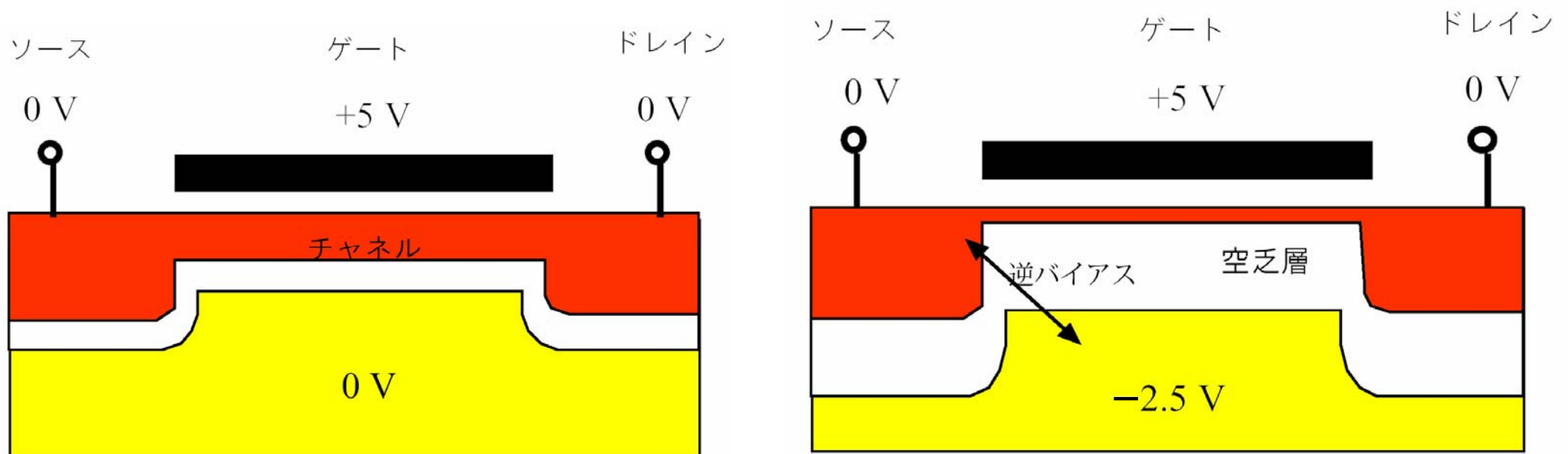
$$I_{DS}(z) = Q_C(z)\mu_n \frac{\partial V_C(z)}{\partial z} = \text{const.}$$

$$\begin{aligned} I_{DS} &= \frac{1}{L} \int_0^L I_{DS}(z)dz \\ &= \frac{1}{L} \int_0^L Q_C(z)\mu_n \left(\partial V_C(z) / \partial z\right) dz \\ &= \frac{\mu_n \varepsilon_{OX} \varepsilon_0}{d_{OX}} \left(\frac{W}{L}\right) \int_0^{V_{DS}} (V_{GS} - V_C - V_{TH}) dV_C \end{aligned}$$

$$= \frac{\mu_n \varepsilon_{OX} \varepsilon_0}{d_{OX}} \left(\frac{W}{L}\right) \left[(V_{GS} - V_{TH})V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$



基板バイアス効果



線形領域と飽和領域

□ 線形領域のドレイン電流

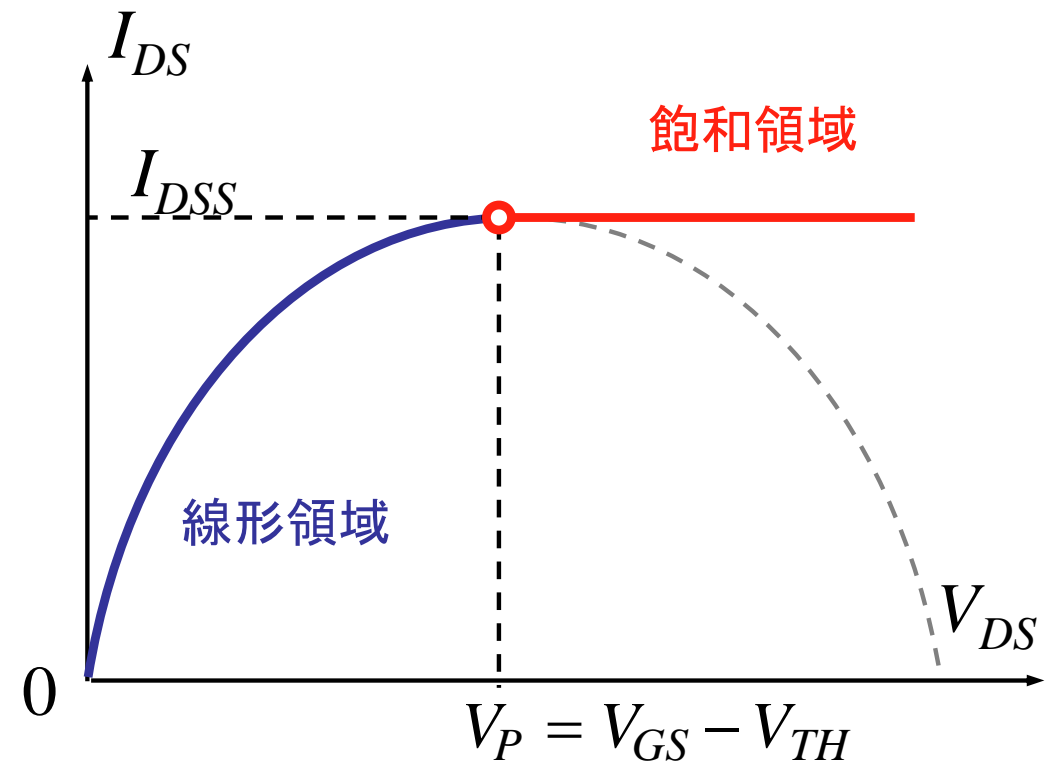
$$I_{DS} = \frac{\mu_n \varepsilon_{OX} \varepsilon_0}{d_{OX}} \left(\frac{W}{L} \right) \left[(V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$
$$= \beta \left[(V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

□ 利得係数 β , プロセス係数 K_P

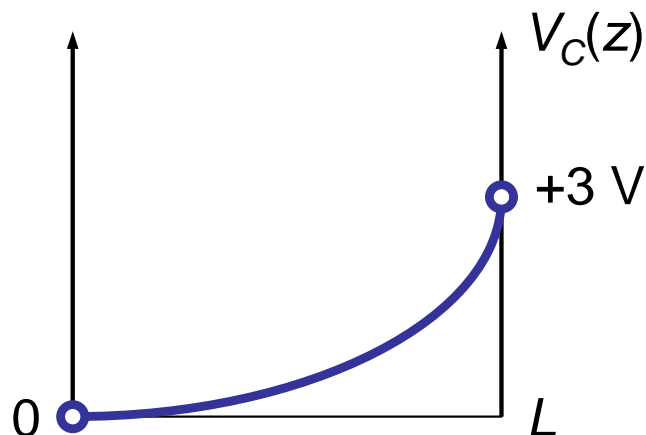
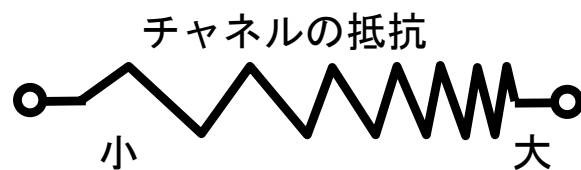
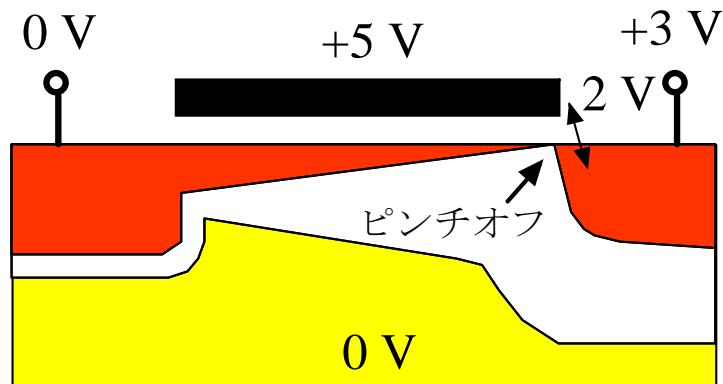
$$\beta \equiv \frac{\mu_n \varepsilon_{OX} \varepsilon_0}{d_{OX}} \left(\frac{W}{L} \right) \equiv K_P \left(\frac{W}{L} \right)$$

□ 飽和電流値 I_{DSS}

$$I_{DSS} = \frac{1}{2} \beta (V_{GS} - V_{TH})^2 = \frac{1}{2} \beta V_P^2$$



ピンチオフ電圧以上で飽和する理由



$$I_{DSS} = \beta \int_0^{V_C} (V_{GS} - V_C - V_{TH}) dV_C$$

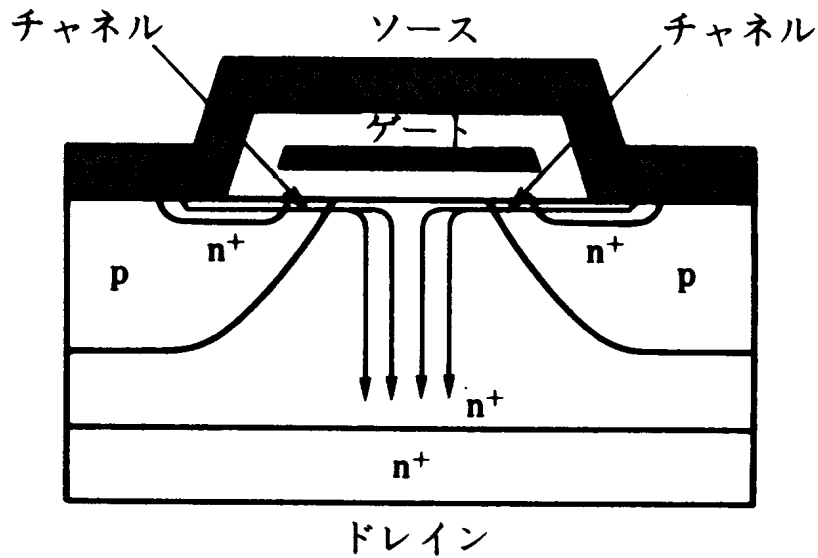
$$V_C(z) = V_P \left(1 - \sqrt{1 - \frac{z}{L}} \right)$$

$$E_z(z) = - \frac{\partial V_C(z)}{\partial z} = - \frac{V_P}{2L} \left(1 - \frac{z}{L} \right)^{-1}$$

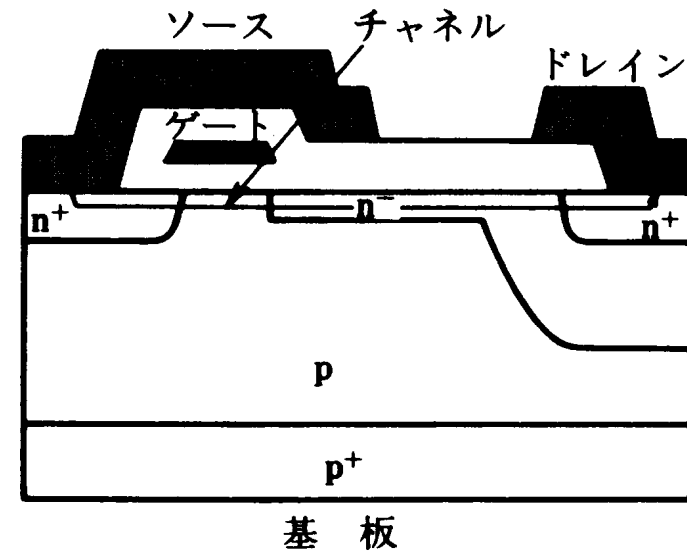
$$Q_C(z) dz = C_{OX} V_P \sqrt{1 - \frac{z}{L}}$$

高耐圧MOSFETの工夫

□ドレイン付近の電界集中を避ける。



縦形パワー MOSFET の構造



横形パワー MOSFET の構造

小信号パラメータ

$$I_{DS} = \beta \left[(V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

□ ドレインコンダクタンス

線形領域 : $g_{D0} \equiv \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{DS} \rightarrow 0} = \beta V_P = \beta (V_{GS} - V_{TH})$

飽和領域 : $g_{DS} \equiv \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{DS} > V_P} = \frac{\partial I_{DSS}}{\partial V_{DS}} = 0$

□ 伝達コンダクタンス

線形領域 : $g_m \equiv \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} = \beta V_{DS}$

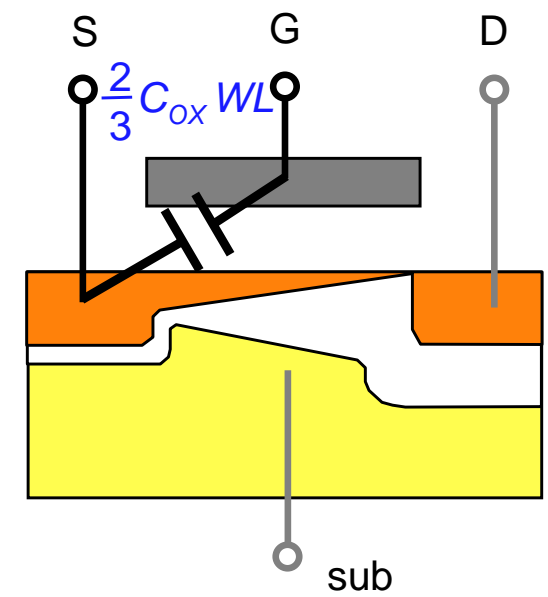
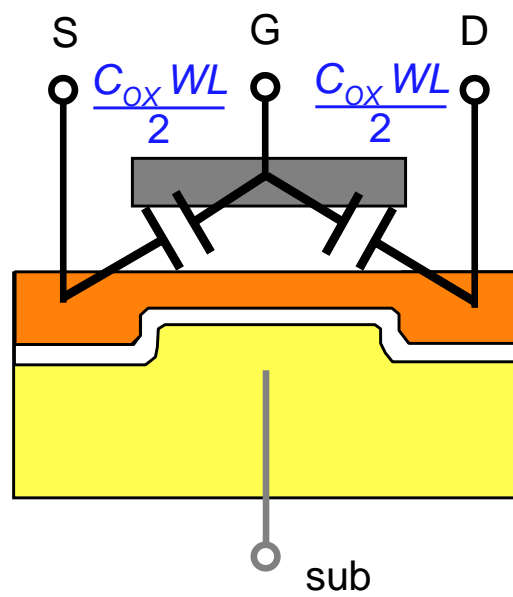
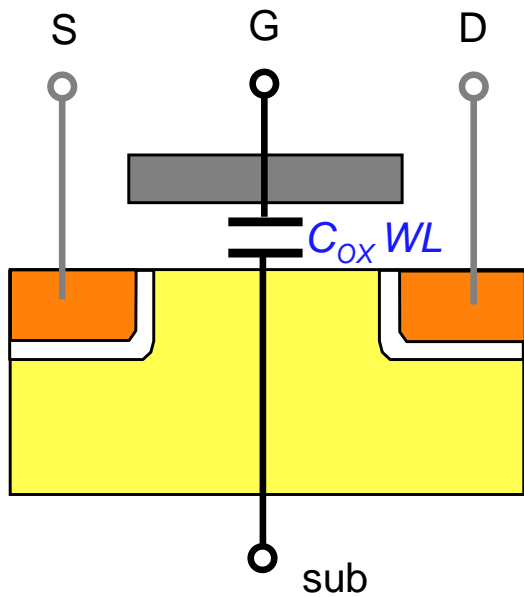
飽和領域 : $g_m \equiv \frac{\partial I_{DSS}}{\partial V_{GS}} = \beta V_P$

ゲートキャパシタンス

□ 遮断領域

線形領域

飽和領域



チャネル長変調

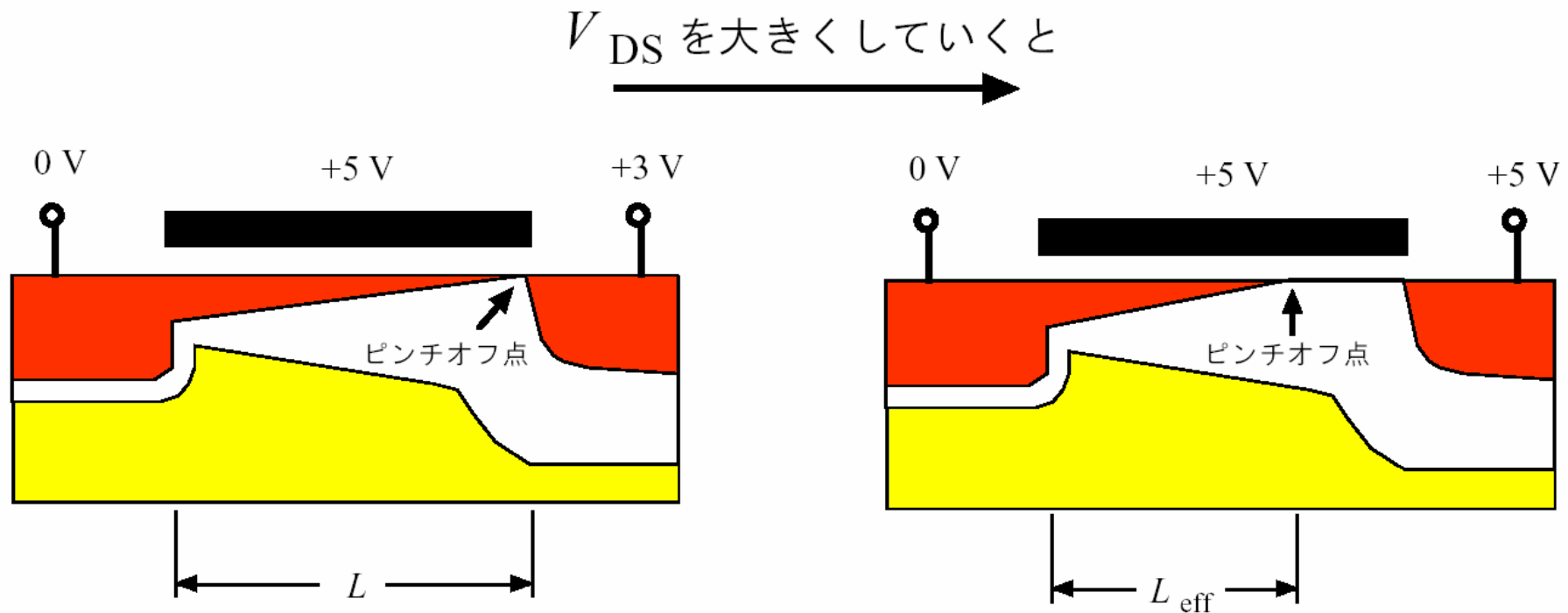
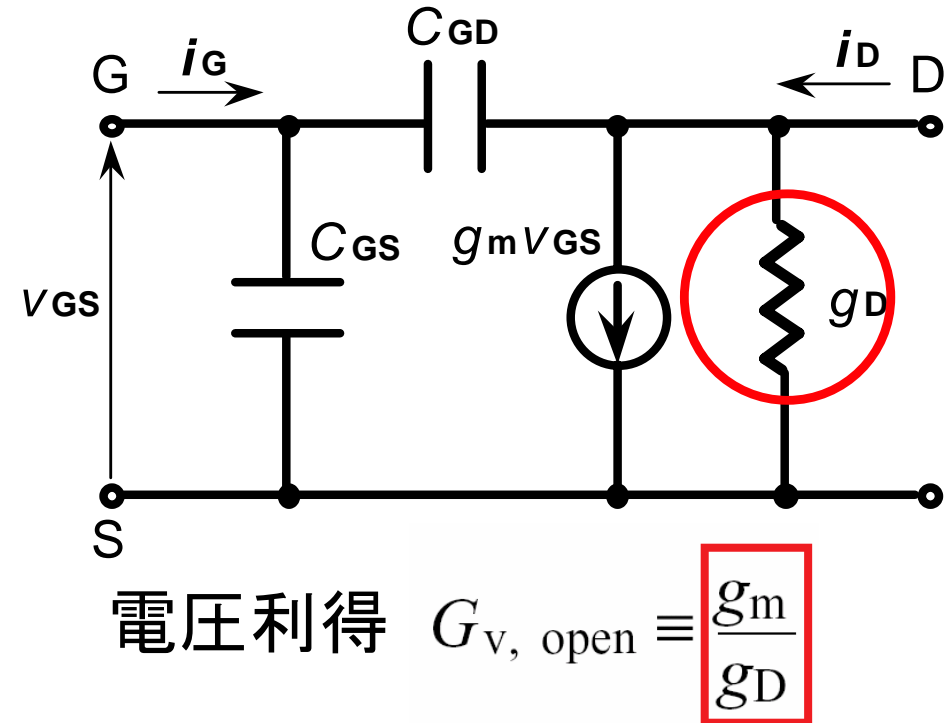
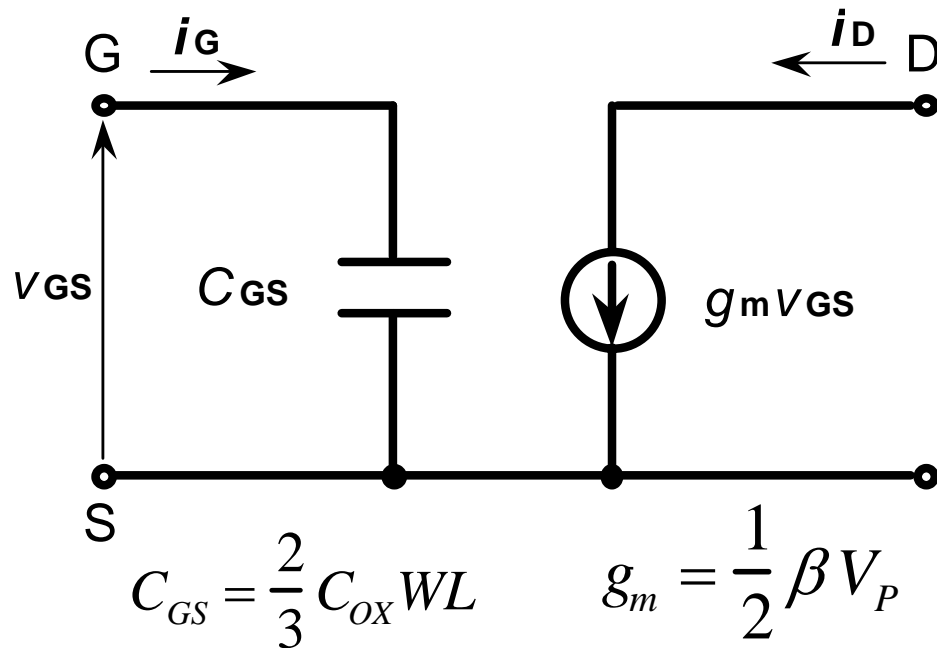


図7.28 チャネル長変調効果。ドレイン電圧を大きくしていくと、ピンチオフ点がソース側に近づき、実効的なチャネル長が短縮する。(7-18) 式から分かるように、これに伴い利得係数 b が増大し、ドレイン電流は、 I_{DSS} の (L/L_{eff}) 倍に増加する。

等価回路と遮断周波数 f_T



電流利得

$$h_{FS} = \frac{i_D}{i_G} = -j \frac{g_m}{2\pi f (C_{GS} + C_{GD})} = -j \frac{f_T}{f}$$

$$f_T \equiv \frac{g_m}{2\pi (C_{GS} + C_{GD})},$$

遮断周波数 = 利得帯域幅積

$$f_T \cong \frac{g_m}{2\pi C_{GS}} = \frac{3}{4\pi} \frac{\mu_n V_P}{L^2}$$