

2015年3月2日

アナログ用MOSFET動作の基礎 —MOSFETモデルの考え方—

群馬大学
松田順一

概要

- ドリフト電流と拡散電流
- エンハンスメント型MOSFET特性
 - 強反転/弱反転一括モデル(表面電位表現)
 - 強反転モデル
 - 弱反転モデル
 - EKVモデル
 - ピンチオフ電圧、移動度、温度依存性
- イオン注入されたチャネルを持つMOSFET特性
- デプレッション型MOSFET特性
- 微細サイズ効果
 - チャネル長変調
 - 短/狭チャネル効果
 - その他の微細サイズ効果
- 微細サイズ効果を取込んだ電流式

after Y. Tsividis

(注)第55回 群馬大学アナログ集積回路研究会講演会(2006年12月1日)資料から作成

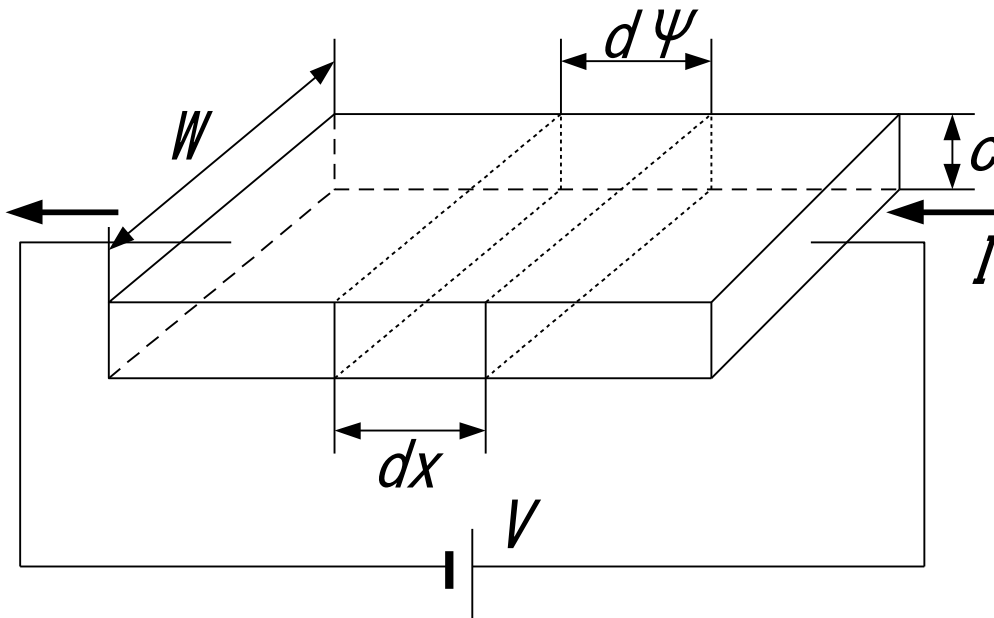
電流成分

- ドリフト電流
 - 電界に依存した電流
 - 強反転領域の電流
- 拡散電流
 - 濃度勾配に依存した電流
 - 弱反転領域の電流

電流⇒ドリフト電流＋拡散電流

ドリフト電流の表現

$$I = \mu q n c W \frac{d\psi}{dx} = \mu |Q'| W \frac{d\psi}{dx}$$



μ : 移動度

q : 素電荷量

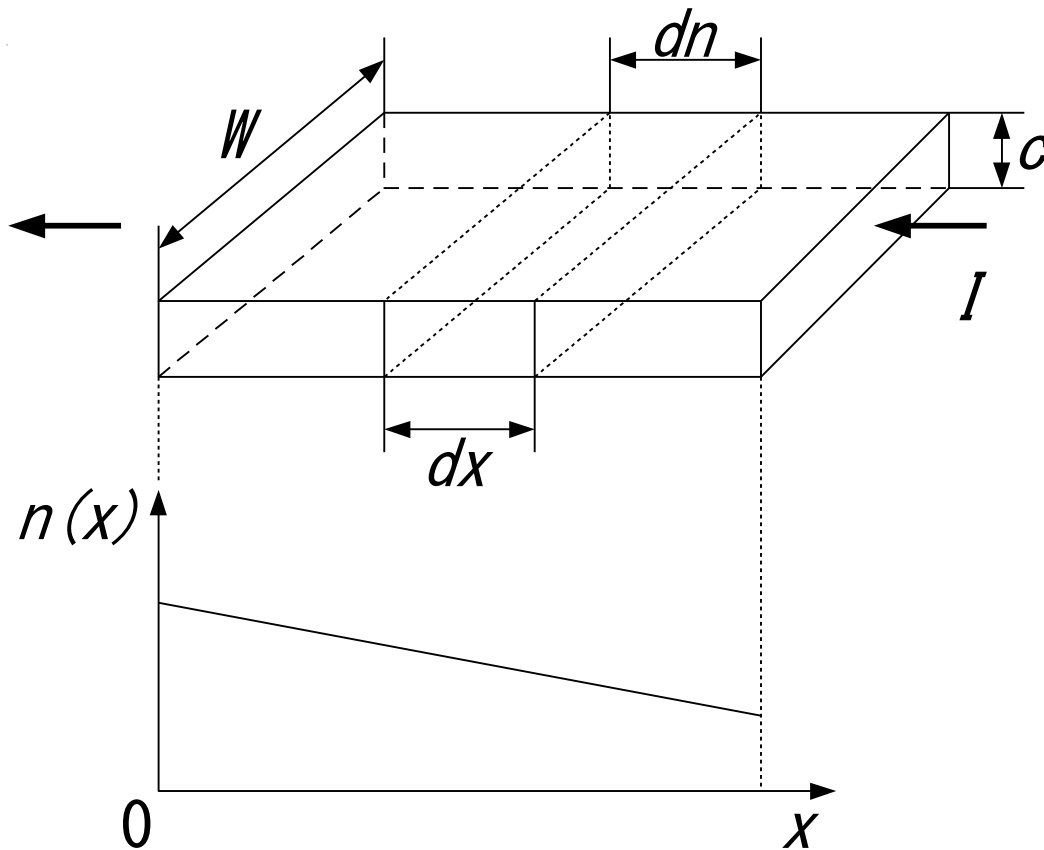
n : キャリア密度

ψ : ポテンシャル

Q' : 単位面積当りの電荷量

拡散電流の表現

$$I = DqcW \left(-\frac{dn}{dx} \right) = \mu\phi_t W \left(-\frac{dQ'(x)}{dx} \right)$$



$D = \mu\phi_t$: 拡散係数
(アインシュタインの関係)

$$\phi_t = \frac{kT}{q}: \text{熱電圧}$$

k : ボルツマン定数

T : 絶対温度

ドリフト電流 + 拡散電流

- 電子電流

$$I_n = qA \left[-\mu_n n(x) \frac{d\psi}{dx} + D_n \frac{dn}{dx} \right]$$

$A = cW$
(断面積)

$$= qA \left[-\mu_n n(x) \left(-\frac{1}{q} \frac{dE_i}{dx} \right) + \mu_n \phi_t \frac{1}{kT} n(x) \left(\frac{dE_{Fn}}{dx} - \frac{dE_i}{dx} \right) \right]$$

$$= A\mu_n n(x) \frac{dE_{Fn}}{dx}$$

- 正孔電流

$$I_p = A\mu_p p(x) \frac{dE_{Fp}}{dx}$$

E_{Fn} : 電子の擬フェルミレベル
 E_{Fp} : 正孔の擬フェルミレベル
 E_i : 真性エネルギーレベル

$$\left(\begin{array}{l} \frac{d\psi}{dx} = -\frac{1}{q} \frac{dE_i}{dx} \\ \therefore \Delta\psi = -\frac{\Delta E_i}{q} \Rightarrow \frac{\Delta\psi}{\Delta x} = -\frac{1}{q} \frac{\Delta E_i}{\Delta x} \\ \frac{dn}{dx} = \frac{1}{kT} n(x) \left(\frac{dE_{Fn}}{dx} - \frac{dE_i}{dx} \right) \\ \therefore n = n_i \exp\left(\frac{E_{Fn} - E_i}{kT} \right) \end{array} \right.$$

電流式導出の基本的な考え方

- ドリフト成分と拡散成分の分離 (分離型)

- 表面電位表現

- 端子電圧を表面電位に変換 (収束)

$$I_{DS}(x) = \mu W (-Q'_I) \frac{d\psi_s}{dx} + \mu W \phi_t \frac{dQ'_I}{dx} \quad \Rightarrow \text{積分}$$

- ドリフト成分と拡散成分の一体化 (一体型)

- 端子電圧表現

- 2重積分 (数値積分)

$$I_{DS}(x) = W \mu \frac{dV(x)}{dx} q \int_{y_{surface}}^{y_c} n(x, y) dy = W \mu (-Q'_I) \frac{dV(x)}{dx} \quad \Rightarrow \text{積分}$$

電流式導出

—強反転/弱反転モデル—

- 分離型
 - 強反転/弱反転一括モデル導出
 - 強反転モデル導出
 - 弱反転モデル導出
- 一体型
 - 強反転モデル導出 (計算容易)

$$I_{DS}(x) = W\mu(-Q'_I) \frac{dV(x)}{dx}$$

Q'_I : ドリフト + 拡散成分 \Rightarrow ドリフト成分 (強反転電荷)

MOSFET電流式

—モデルの分類—

- 強反転/弱反転一括モデル

- 完全対称チャージシートモデル

- 簡単化された対称チャージシートモデル

- 簡単化されたソース参照チャージシートモデル

- 強反転モデル

- 完全対称強反転モデル

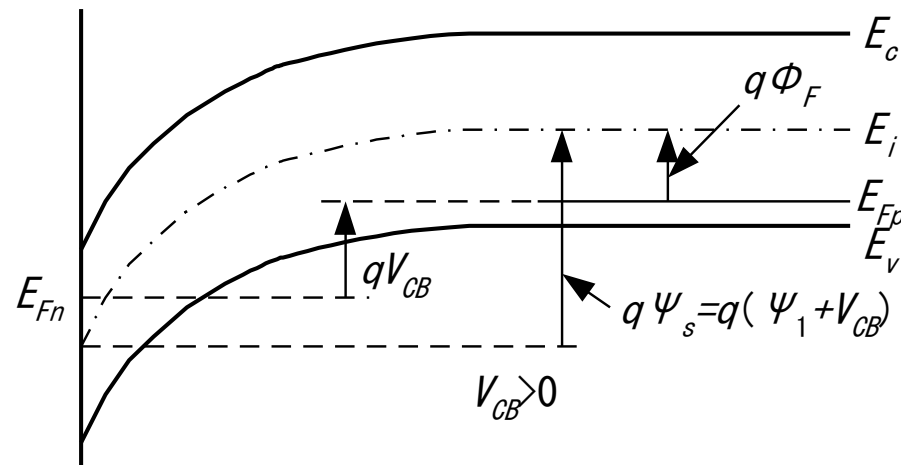
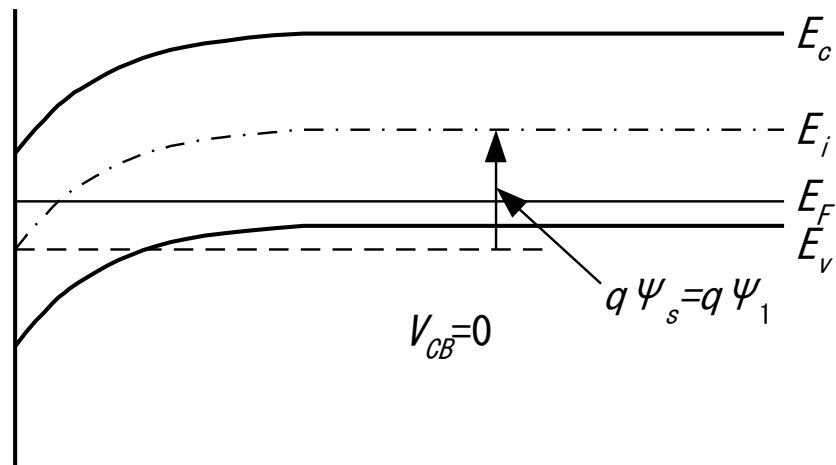
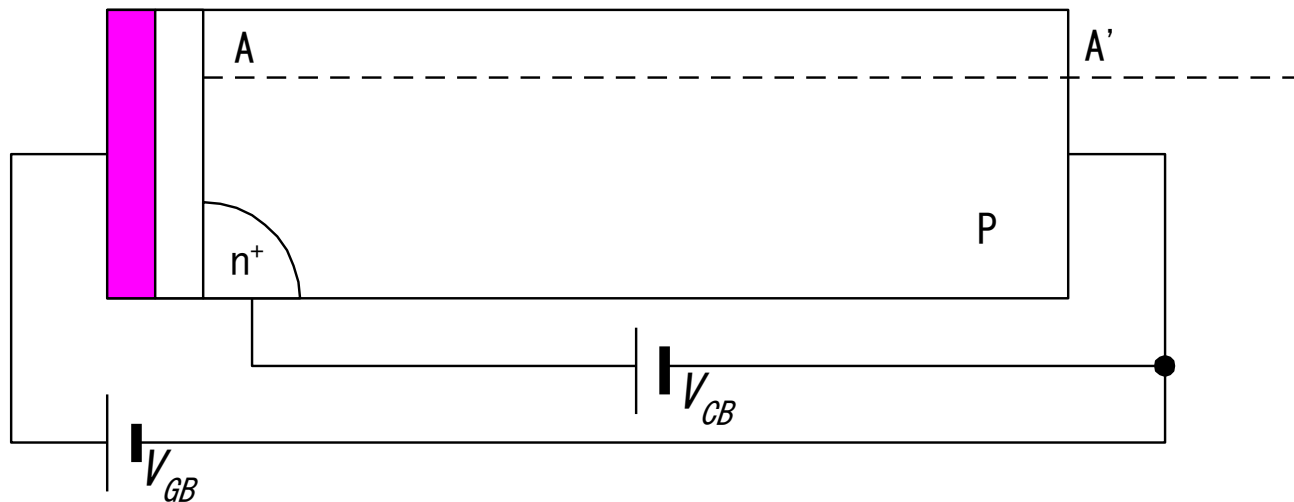
- 簡単化された対称強反転モデル

- 簡単化されたソース参照強反転モデル

- 弱反転モデル

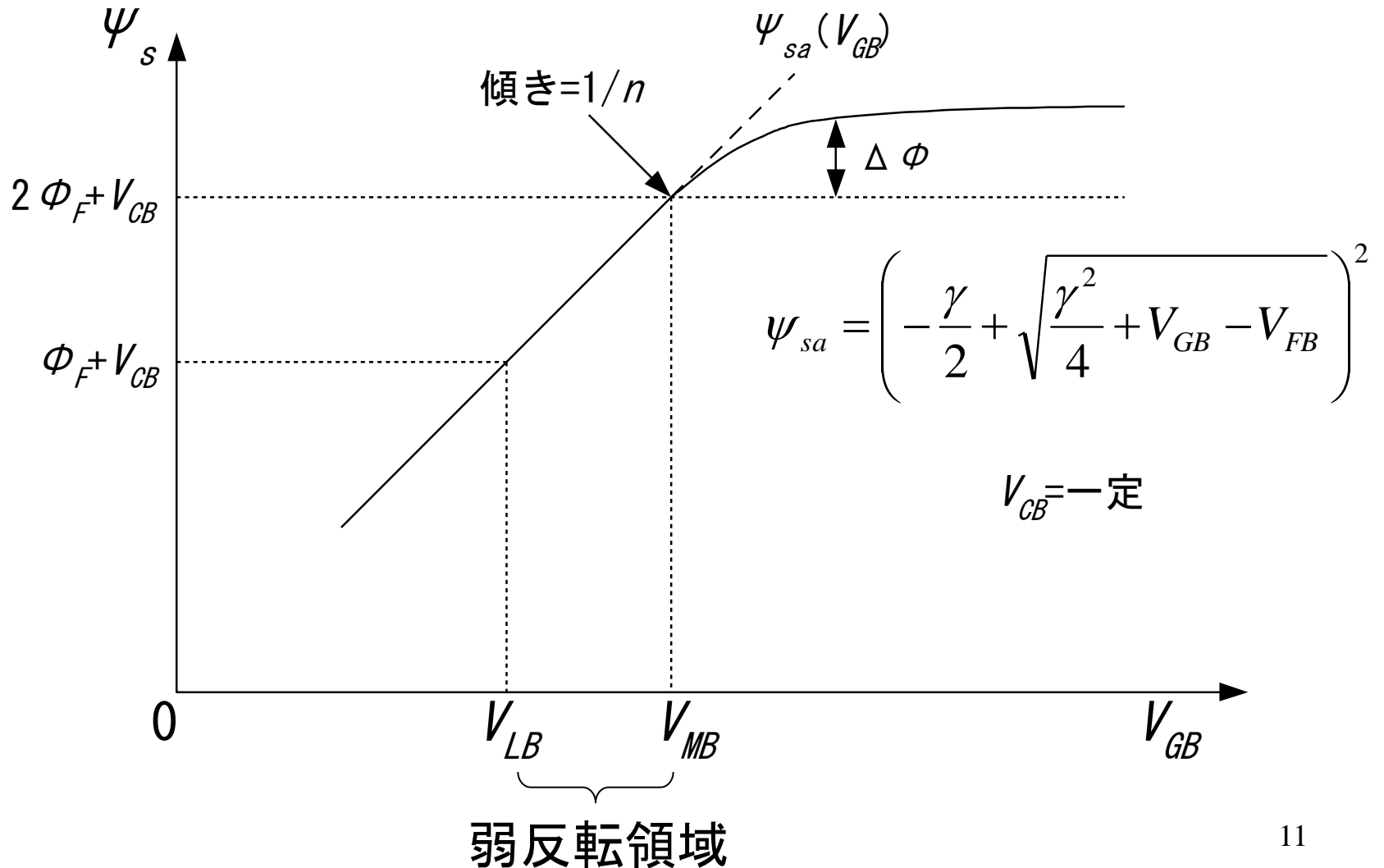
After Y. Tsividis

基板電圧 V_{CB} と表面電位 ψ_s との関係



A-A'に沿ったエネルギーバンド

ゲート～基板間電圧と表面電位との関係



強反転/弱反転一括電流式

—完全対称チャージシートモデル—

- ドリフト電流成分

$$I_{DS1} = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} \left[(V_{GB} - V_{FB}) (\psi_{sL} - \psi_{s0}) - \frac{1}{2} (\psi_{sL}^2 - \psi_{s0}^2) - \frac{2}{3} \gamma (\psi_{sL}^{3/2} - \psi_{s0}^{3/2}) \right]$$

- 拡散電流成分

$$I_{DS2} = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} \left[\phi_t (\psi_{sL} - \psi_{s0}) + \phi_t \gamma (\psi_{sL}^{1/2} - \psi_{s0}^{1/2}) \right]$$

- 全電流 \Rightarrow $I_{DS} = I_{DS1} + I_{DS2}$

$$\begin{cases} \psi_{s0} = V_{GB} - V_{FB} - \gamma \sqrt{\psi_{s0} + \phi_t} e^{[\psi_{s0} - (2\phi_F + V_{SB})]/\phi_t} : & \text{チャネル・ソース端表面電位} \\ \psi_{sL} = V_{GB} - V_{FB} - \gamma \sqrt{\psi_{sL} + \phi_t} e^{[\psi_{sL} - (2\phi_F + V_{DB})]/\phi_t} : & \text{チャネル・ドレイン端表面電位} \end{cases}$$

電流式簡単化の考え方

- 空乏層広がりの電圧依存性の簡単化
⇒1/2乗⇒1乗(表面電位でテイラー展開)
- 空乏層広がりの電圧依存性の積分
⇒3/2乗⇒2乗

空乏層電荷の電圧依存性の近似

- 空乏層電荷を表面電位でテイラー展開

$$Q_B' = -\gamma C_{ox}' \sqrt{\psi_s}; \quad \text{at } \psi_s = \psi_{se} (\psi_{s0} \sim \psi_{sa} \text{ までの任意点})$$

$$\cong -C_{ox}' \left[\gamma \sqrt{\psi_{se}} + \frac{\gamma}{2\sqrt{\psi_{se}}} (\psi_s - \psi_{se}) \right]$$

$$= -C_{ox}' \left[\gamma \sqrt{\psi_{se}} + (\alpha - 1)(\psi_s - \psi_{se}) \right]$$

$$\alpha = 1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{\psi_{se}}}$$

- 反転層電荷

$$Q_I' = -C_{ox}' (V_{GB} - V_{FB} - \psi_s - \gamma \sqrt{\psi_s})$$

$$\cong -C_{ox}' \left[V_{GB} - V_{FB} - \psi_{se} - \gamma \sqrt{\psi_{se}} - \alpha (\psi_s - \psi_{se}) \right]$$

強反転/弱反転一括電流式

— 簡単化された対称チャージシートモデル —

- 飽和点で Q_B' をテイラー展開 \Rightarrow

$$\psi_{se} = \psi_{sa}$$

- ドリフト電流成分

$$I_{DS1} = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} \left[\left(V_{GB} - V_{FB} - \frac{\gamma}{2} \sqrt{\psi_{sa}} \right) (\psi_{sL} - \psi_{s0}) - \frac{n}{2} (\psi_{sL}^2 - \psi_{s0}^2) \right]$$

- 拡散電流成分

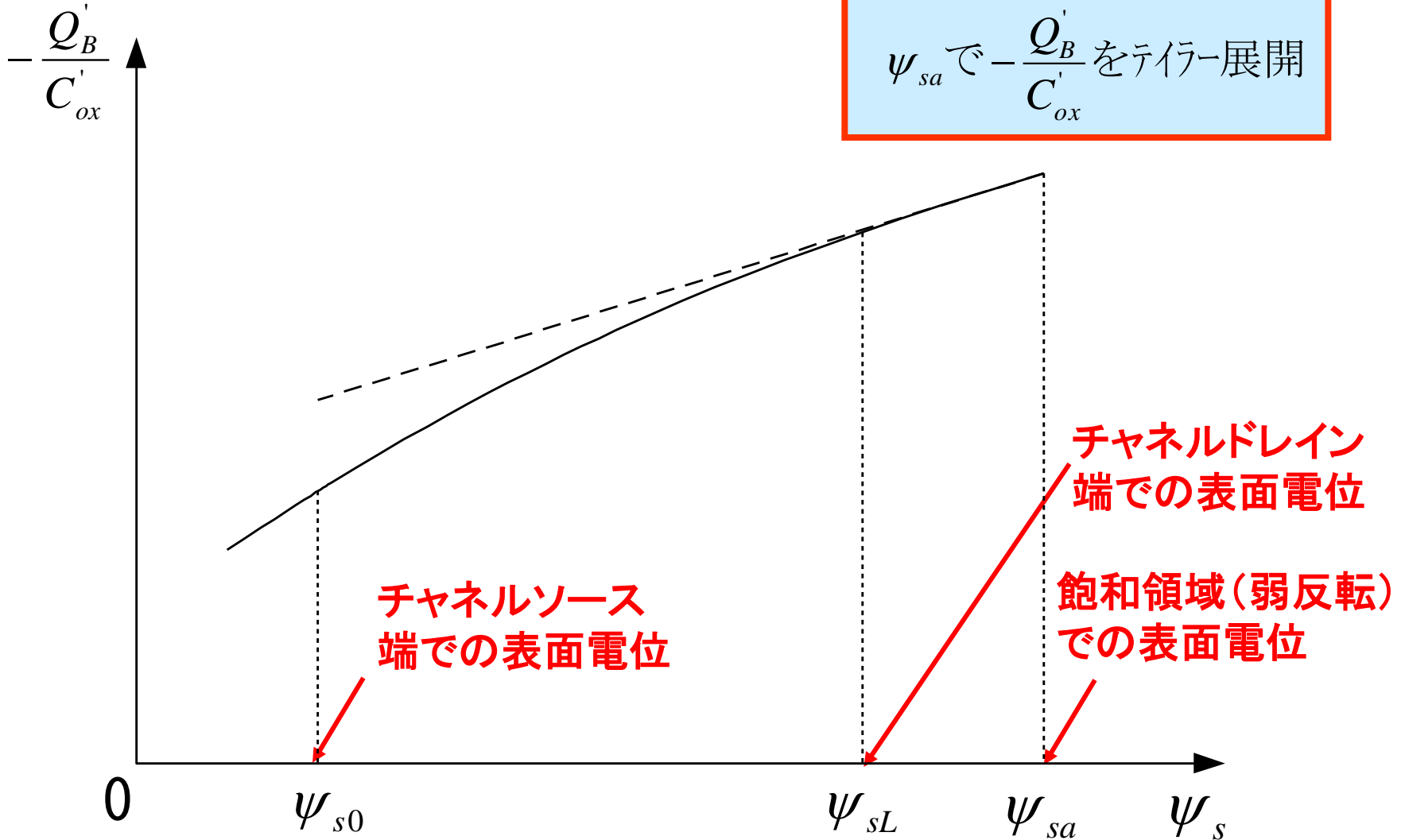
$$I_{DS2} = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} n \phi_t (\psi_{sL} - \psi_{s0})$$

$$\alpha = n = 1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{\psi_{sa}}}$$

- 全電流 \Rightarrow

$$I_{DS} = I_{DS1} + I_{DS2}$$

$-\frac{Q_B'}{C_{ox}'}$ vs. 表面電位 ψ_s の近似



強反転/弱反転一括電流式

— 簡単化されたソース参照チャージシートモデル —

- チャンネル・ソース端で Q'_B をテイラー展開 \Rightarrow

$$\psi_{se} = \psi_{s0}$$

- ドリフト電流成分

$$I_{DS1} = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} \left[(V_{GB} - V_{FB} - \psi_{s0} - \gamma \sqrt{\psi_{s0}})(\psi_{sL} - \psi_{s0}) - \frac{\alpha}{2} (\psi_{sL} - \psi_{s0})^2 \right]$$

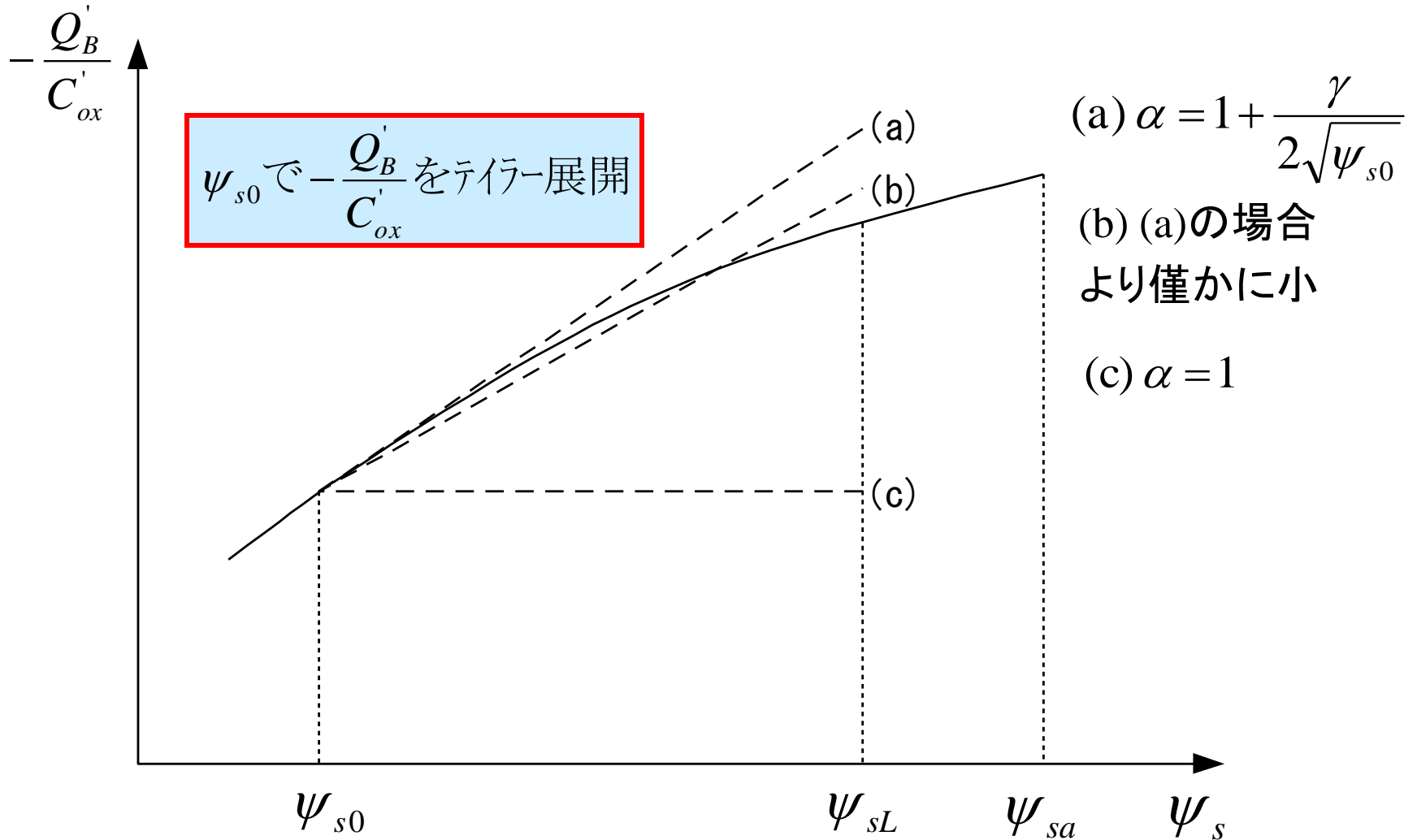
- 拡散電流成分

$$I_{DS2} = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} \phi_t \alpha (\psi_{sL} - \psi_{s0})$$

$$\alpha = \alpha_1 = 1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{\psi_{s0}}}$$

- 全電流 \Rightarrow $I_{DS} = I_{DS1} + I_{DS2}$

$-\frac{Q_B'}{C_{ox}'}$ vs. 表面電位 ψ_s の近似



強反転電流式

—完全対称強反転モデル—

- 完全対称チャージシートモデルから導出

$$\Rightarrow \psi_{s0} \approx \phi_0 + V_{SB}, \quad \psi_{sL} \approx \phi_0 + V_{DB} \quad \Rightarrow \text{強反転条件}$$

$$\text{但し、} \phi_0 = 2\phi_F + \Delta\phi \quad (\Delta\phi = 6\phi_t)$$

- 電流式

$$I_{DSN} = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} \left\{ (V_{GB} - V_{FB} - \phi_0)(V_{DB} - V_{SB}) - \frac{1}{2}(V_{DB}^2 - V_{SB}^2) - \frac{2}{3} \gamma \left[(\phi_0 + V_{DB})^{3/2} - (\phi_0 + V_{SB})^{3/2} \right] \right\}$$

強反転電流式

— 簡単化された対称強反転モデル —

- 簡単化された対称チャージシートモデル (ドリフト成分) から導出
- ピンチオフ電圧 V_p を用いた表現

$$I_{DSN} = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} \frac{n}{2} \left[(V_P - V_{SB})^2 - (V_P - V_{DB})^2 \right]$$

- ゲート～基板間電圧 V_{GB} を用いた表現

$$I_{DSN} = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} \left[(V_{GB} - V_{T0})(V_{DB} - V_{SB}) - \frac{n}{2} (V_{DB}^2 - V_{SB}^2) \right]$$
$$V_P \approx \frac{V_{GB} - V_{T0}}{n} \quad \text{但し、} \quad V_{T0} = V_{FB} + \phi_0 + \gamma \sqrt{\phi_0}$$

強反転電流式

— 簡単化されたソース参照強反転モデル —

- 簡単化されたソース参照チャージシートモデル(ドリフト成分)から導出

$$\Rightarrow \psi_{s0} = \phi_0 + V_{SB}, \quad \psi_{sL} = \phi_0 + V_{DB}$$

⇒ 強反転条件

$$\Rightarrow V_{DB} - V_{SB} = V_{DS}, \quad V_{GB} - V_{SB} = V_{GS}$$

- 電流式

$$I_{DSN} = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} \left[(V_{GS} - V_T|_{V_{SB}}) V_{DS} - \frac{\alpha}{2} V_{DS}^2 \right]$$

$$\text{但し、 } V_T|_{V_{SB}} = V_{FB} + \phi_0 + \gamma \sqrt{\phi_0 + V_{SB}}, \quad \alpha = \alpha_1 = 1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{\phi_0 + V_{SB}}}$$

弱反転電流の基本的な考え方

- 弱反転領域の電流成分

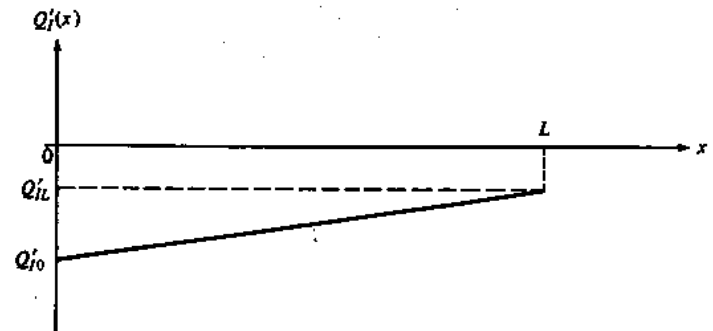
- ゲート～基板間電圧 V_{GB} 一定

- チャンネルに沿う表面電位一定
(チャンネルに沿う空乏層深さ一定)

$$\psi_{sa}(V_{GB}) = \left(-\frac{\gamma}{2} + \sqrt{\frac{\gamma^2}{4} + V_{GB} - V_{FB}} \right)^2$$

- ソースとドレインのキャリア密度差による **拡散電流**

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu \phi_t (Q'_{IL} - Q'_{IO})$$



弱反転領域の電荷

- 弱反転領域の電荷

$$Q_I' = -\frac{\sqrt{2q\epsilon_s N_A}}{2\sqrt{\psi_{sa}(V_{GB})}} \phi_t e^{[\psi_{sa}(V_{GB}) - 2\phi_F] / \phi_t} \cdot e^{-V_{CB} / \phi_t}$$

- チャンネルソース端での電荷

- $Q_{I0}' : V_{CB} \rightarrow V_{SB}$

- チャンネルドレイン端での電荷

- $Q_{IL}' : V_{CB} \rightarrow V_{DB}$

弱反転層電荷は表面電位(ゲート電圧)に対し**指数関数的**に変化

弱反転電流式(対称モデル)

- ピンチオフ電圧 V_p を用いた表現

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} (n-1) e^{(\phi_0 - 2\phi_F)/\phi_t} \phi_t^2 \left[e^{(V_P - V_{SB})/\phi_t} - e^{(V_P - V_{DB})/\phi_t} \right]$$

$$\text{但し、} \psi_{sa} = V_P + \phi_0, \quad n = 1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{\phi_0 + V_P(V_{GB})}}$$

- ゲート～基板間電圧 V_{GB} を用いた表現

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} (n-1) e^{(\phi_0 - 2\phi_F)/\phi_t} \phi_t^2 \bullet \left[e^{(V_{GB} - V_{T0} - nV_{SB})/(n\phi_t)} - e^{(V_{GB} - V_{T0} - nV_{DB})/(n\phi_t)} \right]$$

$$\text{但し、} V_P = (V_{GB} - V_{T0})/n$$

弱反転電流(ソース参照モデル)

- ゲート～ソース間電圧 V_{GS} を用いた表現

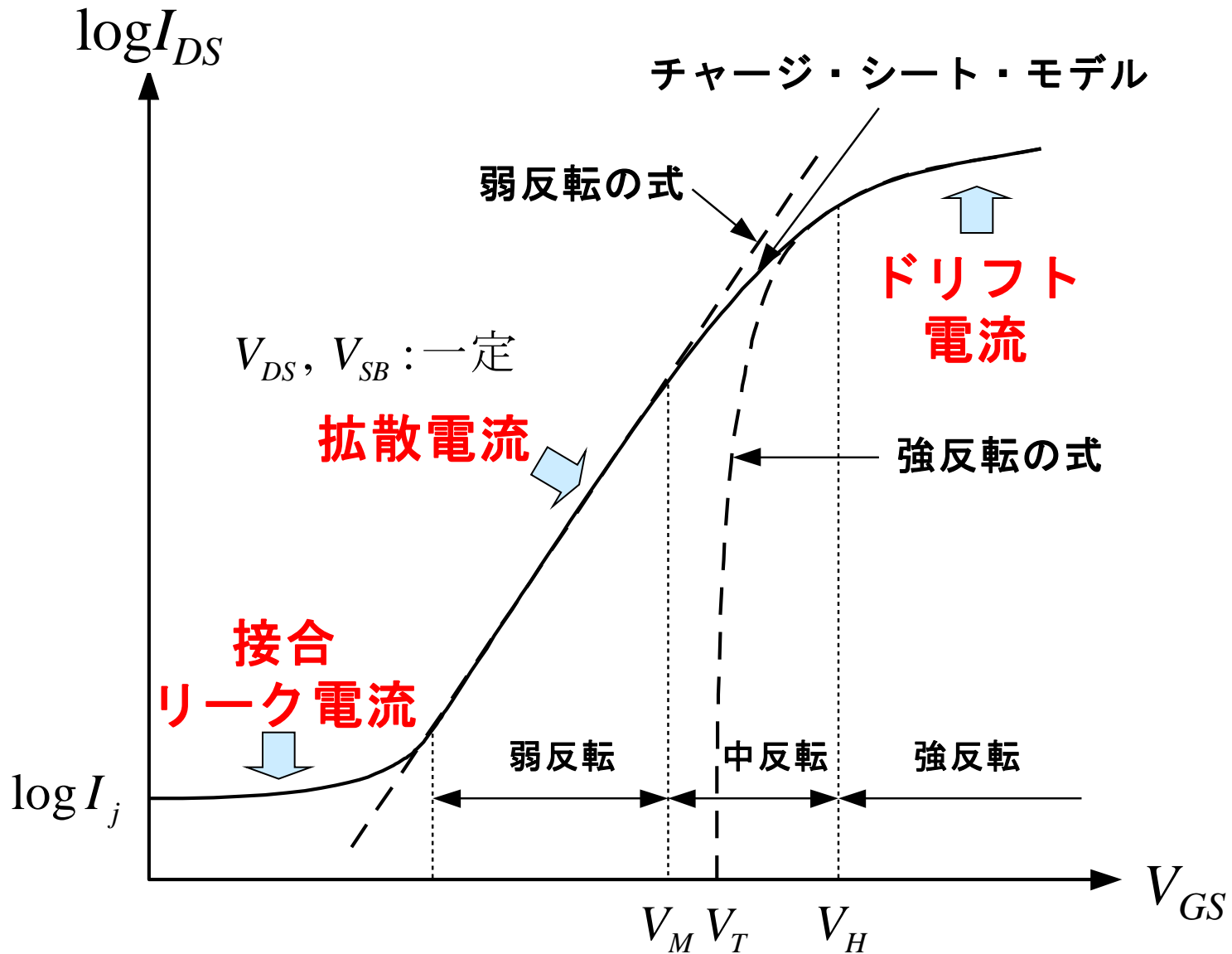
$$I_{DS} = \frac{W}{L} I'_M e^{(V_{GS} - V_M)/(n\phi_t)} \left(1 - e^{-V_{DS}/\phi_t}\right)$$

$$I'_M = \mu \frac{\sqrt{2q\epsilon_s N_A}}{2\sqrt{2\phi_F + V'_{SB}}} \phi_t^2$$

$$V_M = V_{FB} + 2\phi_F + \gamma \sqrt{2\phi_F + V'_{SB}}$$

$$n = 1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_F + V'_{SB}}}$$

Log I_{DS} vs. V_{GS} 特性



弱反転領域の $\log(I_{DS}) - V_{GS}$ 特性の傾き

- Subthreshold Slope S

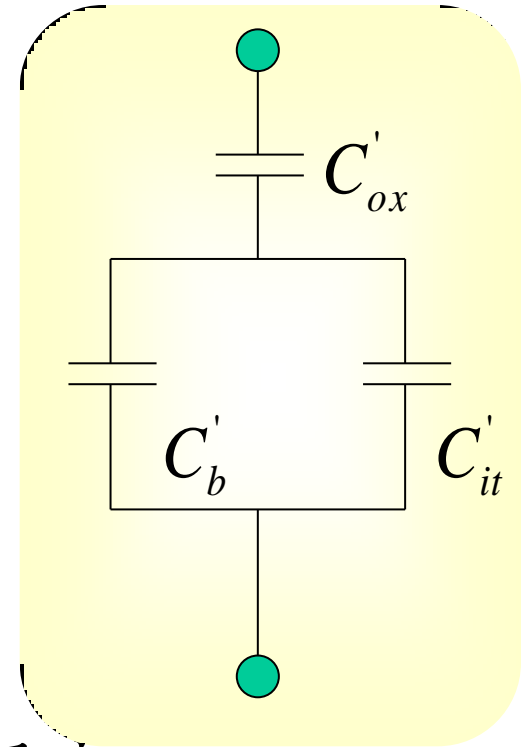
$$S = \frac{dV_{GS}}{d(\log I_{DS})} = 2.3n\phi_t$$

- n と容量の関係

$$n \equiv \left(\frac{d\psi_s}{dV_{GB}} \right)^{-1} = 1 + \frac{C'_b}{C'_{ox}}$$

界面準位による容量も考慮すると

$$n = 1 + \frac{C'_b + C'_{it}}{C'_{ox}}$$



EKVモデル(対称: V_P 表現)

EKV:C. C. Enz, F. Krümmenacher, and E. A. Vittoz

- EKVモデル式: 強反転/弱反転領域で使用(連続)

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} (2n) \phi_t^2 \left\{ \left[\ln \left(1 + e^{(V_P - V_{SB}) / (2\phi_t)} \right) \right]^2 - \left[\ln \left(1 + e^{(V_P - V_{DB}) / (2\phi_t)} \right) \right]^2 \right\}$$

- 弱反転領域 $\Rightarrow \ln(1+x) \approx x, \quad |x| \ll 1, \quad (n-1)e^{(\phi_0 - 2\phi_F)/\phi_t} \rightarrow 2n$

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} (2n) \phi_t^2 \left[e^{(V_P - V_{SB}) / \phi_t} - e^{(V_P - V_{DB}) / \phi_t} \right]$$

- 強反転/線型領域 $\Rightarrow \left[\ln(1+e^y) \right]^2 \approx (\ln e^y)^2 = y^2, \quad e^y \gg 1$

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} \frac{n}{2} \left[(V_P - V_{SB})^2 - (V_P - V_{DB})^2 \right]$$

\Rightarrow 簡単化された対称強反転モデル: V_P

EKVモデル(対称: V_{GB} 表現)

- EKVモデル式に $V_P = (V_{GB} - V_{T0})/n$ を代入

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} (2n) \phi_t^2 \cdot \left\{ \left[\ln \left(1 + e^{(V_{GB} - V_{T0} - nV_{SB}) / (2n\phi_t)} \right) \right]^2 - \left[\ln \left(1 + e^{(V_{GB} - V_{T0} - nV_{DB}) / (2n\phi_t)} \right) \right]^2 \right\}$$

- 弱反転領域: 指数項 $\ll 1$

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} (2n) \phi_t^2 \left[e^{(V_{GB} - V_{T0} - nV_{SB}) / (n\phi_t)} - e^{(V_{GB} - V_{T0} - nV_{DB}) / (n\phi_t)} \right]$$

- 強反転/線型領域: 両指数項 $\gg 1$

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} \left[(V_{GB} - V_{T0})(V_{DB} - V_{SB}) - \frac{n}{2} (V_{DB}^2 - V_{SB}^2) \right]$$

⇒ 簡単化された対称強反転モデル: V_{GB}

EKVモデル(ソース参照)

- EKVモデル式

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} (2n) \phi_t^2 \cdot \left\{ \left[\ln \left(1 + e^{(V_{GS} - V_T)/(2n\phi_t)} \right) \right]^2 - \left[\ln \left(1 + e^{(V_{GS} - V_T - nV_{DS})/(2n\phi_t)} \right) \right]^2 \right\}$$

- 弱反転領域: 指数項 $\ll 1$

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} (2n) \phi_t^2 e^{(V_{GS} - V_T)/(n\phi_t)} \left[1 - e^{-V_{DS}/\phi_t} \right]$$

- 強反転/線型領域: 両指数項 $\gg 1$

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{\alpha}{2} V_{DS}^2 \right], \quad \text{ここで } n \Rightarrow \alpha$$

⇒ 簡単化されたソース参照強反転モデル

ソース参照モデルの利点

- 通常の印加電圧に対応している。
- 閾値電圧が電流式中に自然に表れる。
- バックゲートを第2のゲートとして扱える。
- キャリア速度飽和を V_{DS} によって簡単に扱える。
- 非対称デバイスに対応できる。
- ソース参照モデルが高周波動作に対応している。

基板参照(対称)モデルの利点

- 対称デバイスに対応できる。
 - アナログ回路対応
- 電流の飽和点を V_{SB} に関係なく V_{DB} で直接表現できる。
 - 基板参照長チャネルモデル
- 弱反転領域をよく表現できる。
 - Ψ_{sa} は V_{GB} のみに依存
- 縦方向電界による移動度変化をよく扱える。
- I_{DS} とその微分は $V_{DS}=0$ で連続に扱える。
 - コンピュータシミュレーションに適合
 - 但し、速度飽和のようなソースからドレインへのキャリア輸送に関連した効果は V_{DS} を通して扱われるため、 $V_{DS}=0$ で不連続になる。

ピンチオフ電圧

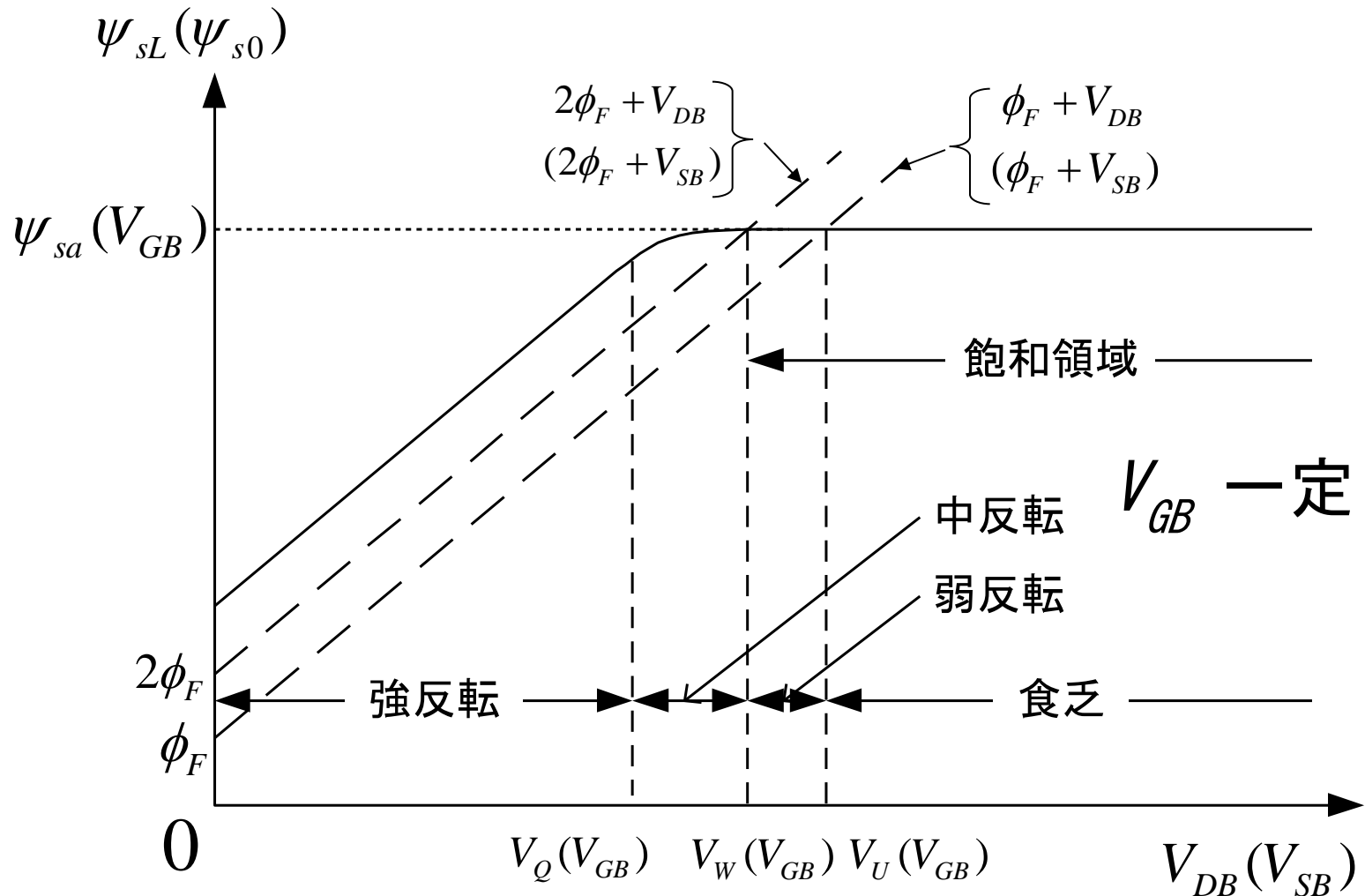
- ゲート～基板間電圧 V_{GB} がピンチオフ電圧 V_P を決定

$$V_P = \left(-\frac{\gamma}{2} + \sqrt{\frac{\gamma^2}{4} + V_{GB} - V_{FB}} \right) - \phi_0, \quad V_P \approx \frac{V_{GB} - V_{T0}}{n}$$

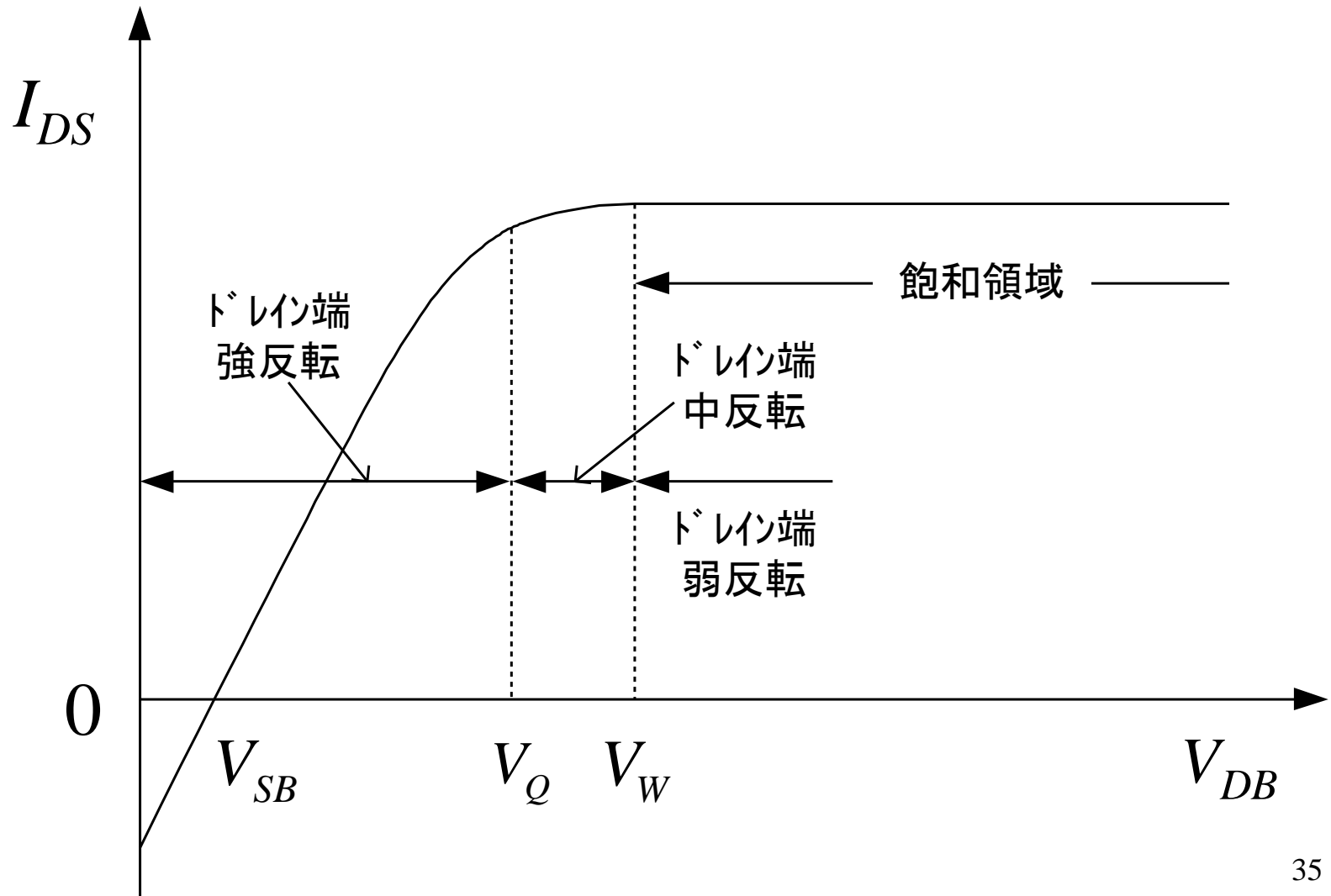
- 飽和領域: ドレイン電圧 \geq ピンチオフ電圧
 - チャンネルのドレイン端 \Rightarrow 弱反転領域
 - チャンネルのソース端 \Rightarrow 強反転領域
- ゲート～基板間電圧一定
 - ピンチオフ電圧一定
 - 電流式: ソース電圧～ピンチオフ電圧まで積分 \Rightarrow ドレイン電流一定 (飽和電流)

表面電位と端子電圧

チャネルのドレイン(ソース)端表面電位 vs. ドレイン(ソース)～基板間電圧



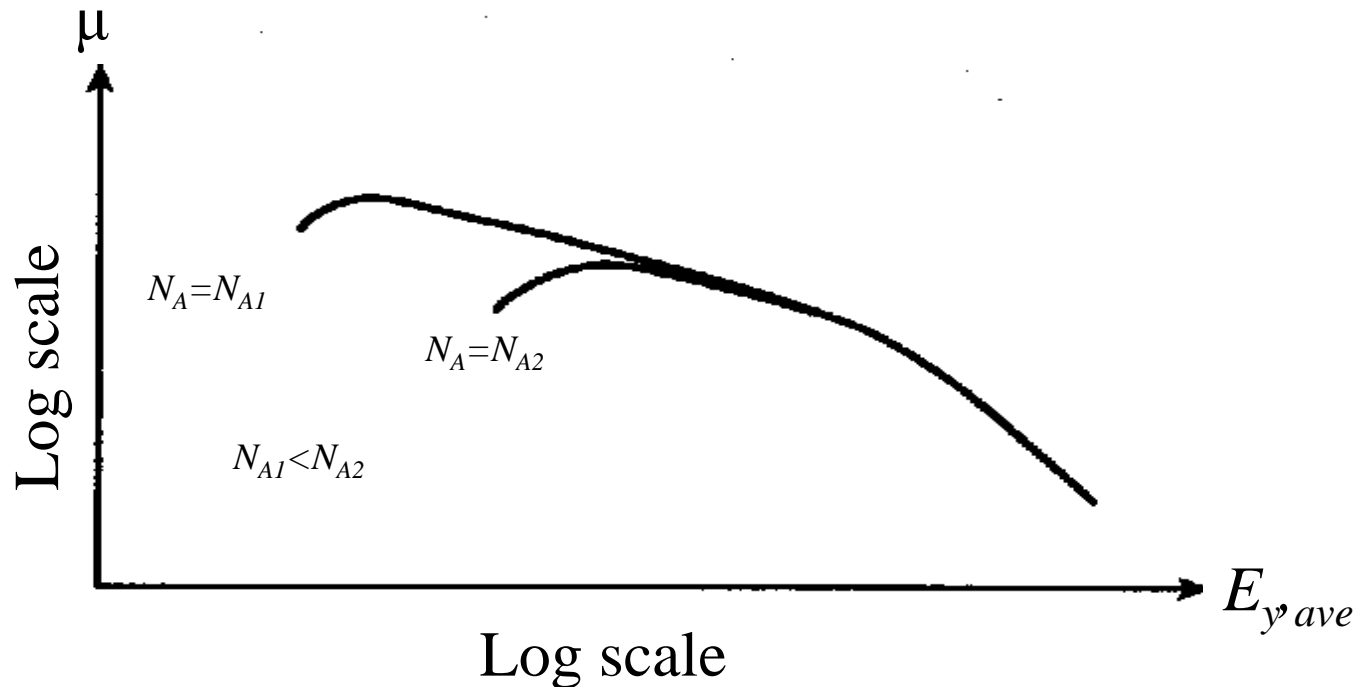
$I_{DS}-V_{DB}$ 特性とドレイン端での反転状態



移動度

- 移動度の縦方向電界依存性（電流と垂直方向）

$$\mu = \frac{\mu_0}{1 + \theta(V_{GS} - V_T) + \theta_B V_{SB}} \quad \text{但し、}\theta, \theta_B: \text{定数}$$



ドレイン電流の温度依存性

- 飽和電流の温度依存性

$$\sqrt{I_{DS}} = \sqrt{\mu(T)} \sqrt{\frac{1}{2} \frac{W}{L} \frac{C'_{ox}}{\alpha} [V_{GS} - V_T(T)]}$$

- 移動度の温度依存性

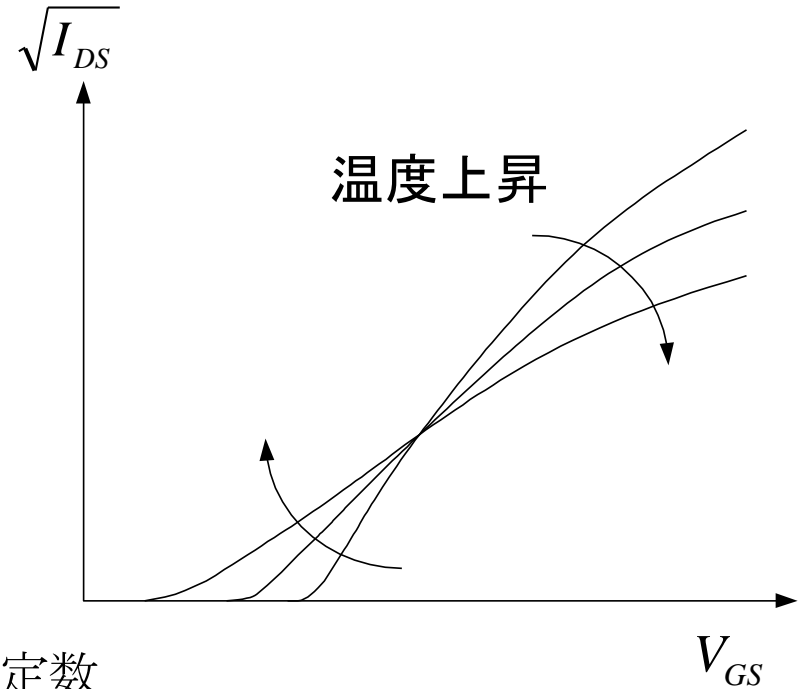
$$\mu(T) = \mu(T_r) \left(\frac{T}{T_r} \right)^{-k_3}$$

T : 絶対温度、 T_r : 室温、 $k_3 (=1.2 \sim 2.0)$: 定数

- 閾値電圧の温度依存性

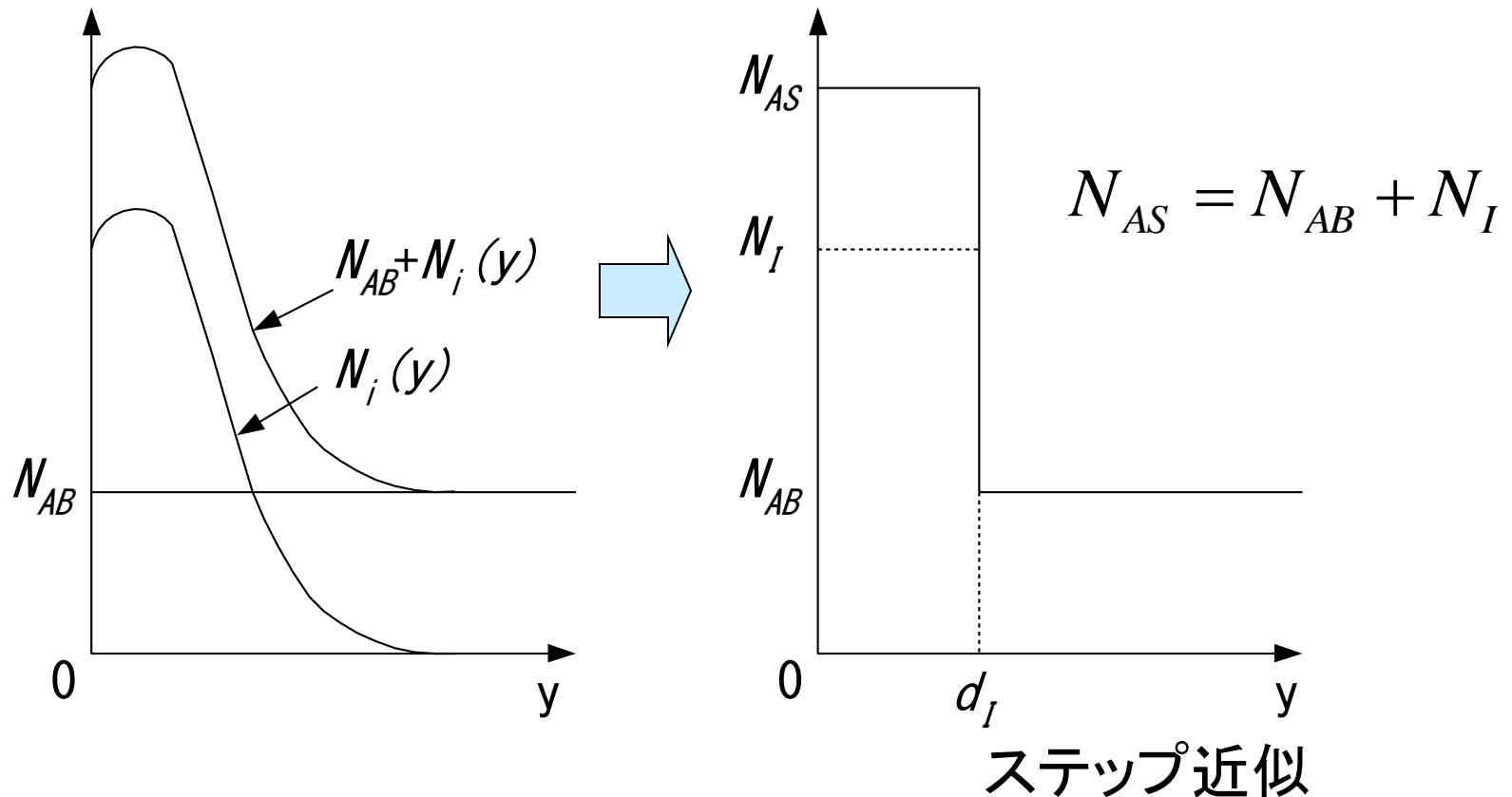
$$V_T(T) = V_T(T_r) - k_4(T - T_r)$$

k_4 : 0.5 mV/K ~ 3 mV/K (k_4 大 $\Rightarrow N_A$: 大、 t_{ox} : 大、 V_{SB} : 小)



不純物分布の近似

—エンハンスメントMOSFET:チャネルへのイオン注入あり—



閾値電圧

—チャネルへのイオン注入あり—

• 閾値電圧の一般形

$$V_{Ti}(V_{SB}) = V_{FBi} + \phi_{0i} + \gamma_i \sqrt{\phi_{0i} + V_{SB}}$$

– 空乏層広がり: **イオン注入領域内** ($i=1$)

$$V_{FB1} \cong V_{FB}, \quad \gamma_1 = \frac{\sqrt{2q\epsilon_s N_{AS}}}{C'_{ox}}, \quad \phi_{01} = 2\phi_F + \Delta\phi$$

– 空乏層広がり: **イオン注入領域外** ($i=2$)

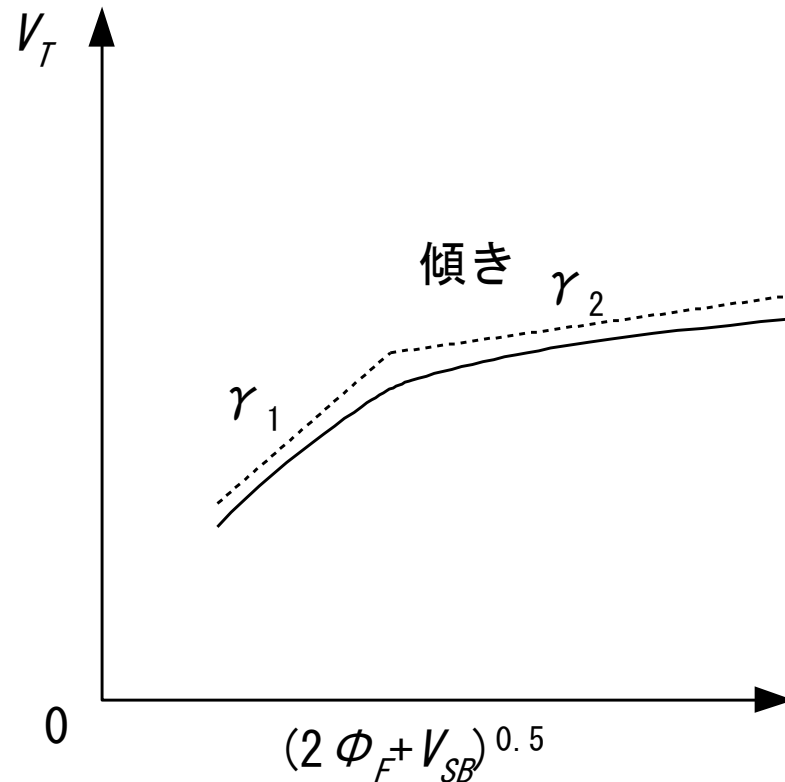
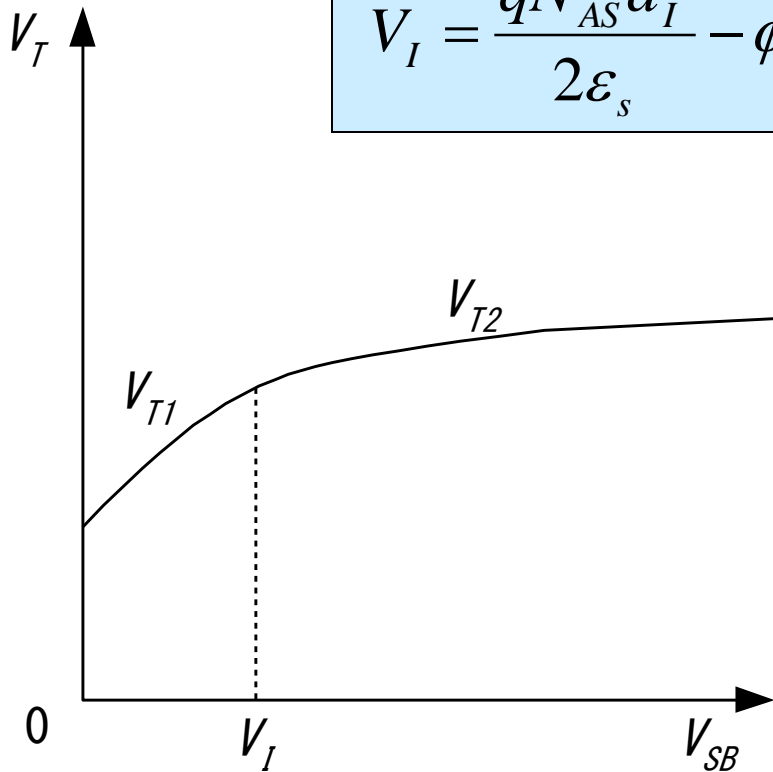
$$V_{FB2} \cong V_{FB} + qM \left(\frac{1}{C'_{ox}} + \frac{d_I}{2\epsilon_s} \right), \quad \gamma_2 = \frac{\sqrt{2q\epsilon_s N_{AB}}}{C'_{ox}}, \quad \phi_{02} \equiv \phi_{01} - \frac{qMd_I}{2\epsilon_s}$$

但し、 $M = N_I d_I$, $\Delta\phi = 6\phi_t$

閾値電圧の基板電圧依存性

—チャンネルへのイオン注入あり—

$$V_I = \frac{qN_{AS}d_I^2}{2\epsilon_s} - \phi_{01}$$



強反転領域の電流式

—チャンネルへのイオン注入あり: 非飽和—

- ドレイン電流

$$I_{DSN} = \frac{W}{L} \int_{V_{SB}}^{V_{DS}} \mu(-Q'_I) dV_{CB}$$

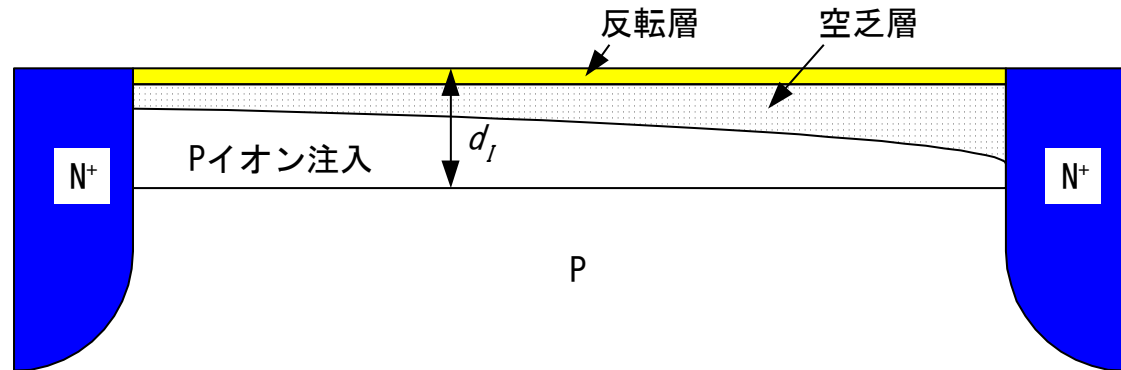
$$Q'_I = -C'_{ox} [V_{GB} - V_{CB} - V_T(V_{CB})]$$

$$V_T(V_{CB}) = \begin{cases} V_{T1}(V_{CB}), & V_{CB} < V_I \\ V_{T2}(V_{CB}), & V_{CB} \geq V_I \end{cases}$$

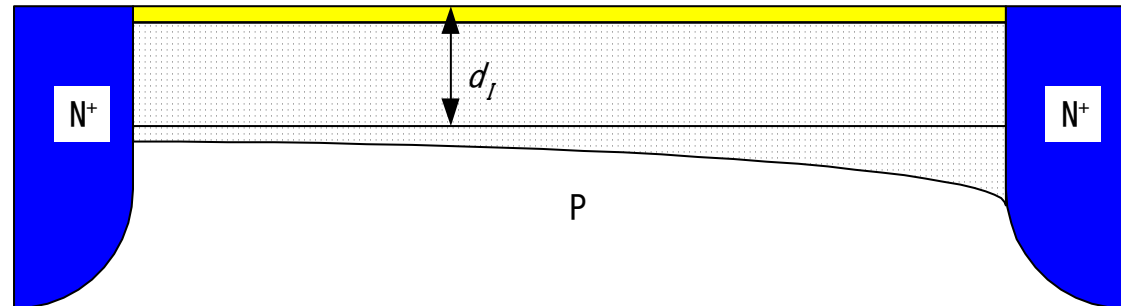
$V_{DB} > V_{SB} (V_{DS} > 0)$, V_{CB} : チャンネルに沿って変化

MOSFET内の空乏層広がり

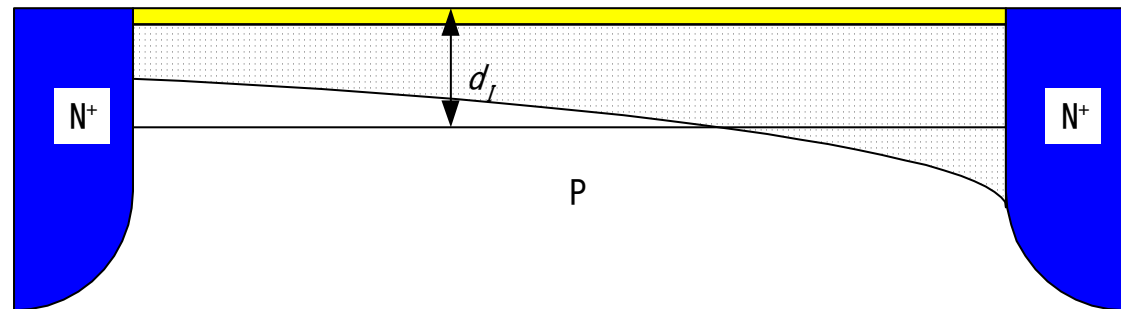
(a) $V_{SB} < V_{DB} < V_I$



(b) $V_I < V_{SB} < V_{DB}$



(c) $V_{SB} < V_I < V_{DB}$



強反転領域の電流式区分

—チャンネルへのイオン注入あり: **非飽和**—

- 電流式: 完全対称強反転モデル

$$I_i(V_X, V_Y) = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} \left\{ (V_{GB} - V_{FBi} - \phi_{0i})(V_Y - V_X) - \frac{1}{2}(V_Y^2 - V_X^2) - \frac{2}{3} \gamma_i \left[(V_Y + \phi_{0i})^{3/2} - (V_X + \phi_{0i})^{3/2} \right] \right\}$$

- 印加電圧の違いによる電流式の区分

$$I_{DSN} = \begin{cases} I_1(V_{SB}, V_{DB}), & \text{(a) } V_{SB} < V_{DB} \leq V_I \\ I_2(V_{SB}, V_{DB}), & \text{(b) } V_I \leq V_{SB} < V_{DB} \\ I_1(V_{SB}, V_I) + I_2(V_I, V_{DB}) & \text{(c) } V_{SB} < V_I < V_{DB} \end{cases}$$

強反転領域の電流式

—チャンネルへのイオン注入あり: **飽和**—

- ピンチオフ電圧: $dI_{DSN}/dV_{DB} = 0$

(1) $V_{SB} < V_{DB} = V_{P1} < V_I : (a)$

$$V_{P1} = \left(-\frac{\gamma_1}{2} + \sqrt{\frac{\gamma_1^2}{4} + V_{GB} - V_{FB1}} \right)^2 - \phi_{01}$$

(2) $V_{DB} = V_{P2} > V_{SB} > V_I : (b), \quad V_{DB} = V_{P2} > V_I > V_{SB} : (c)$

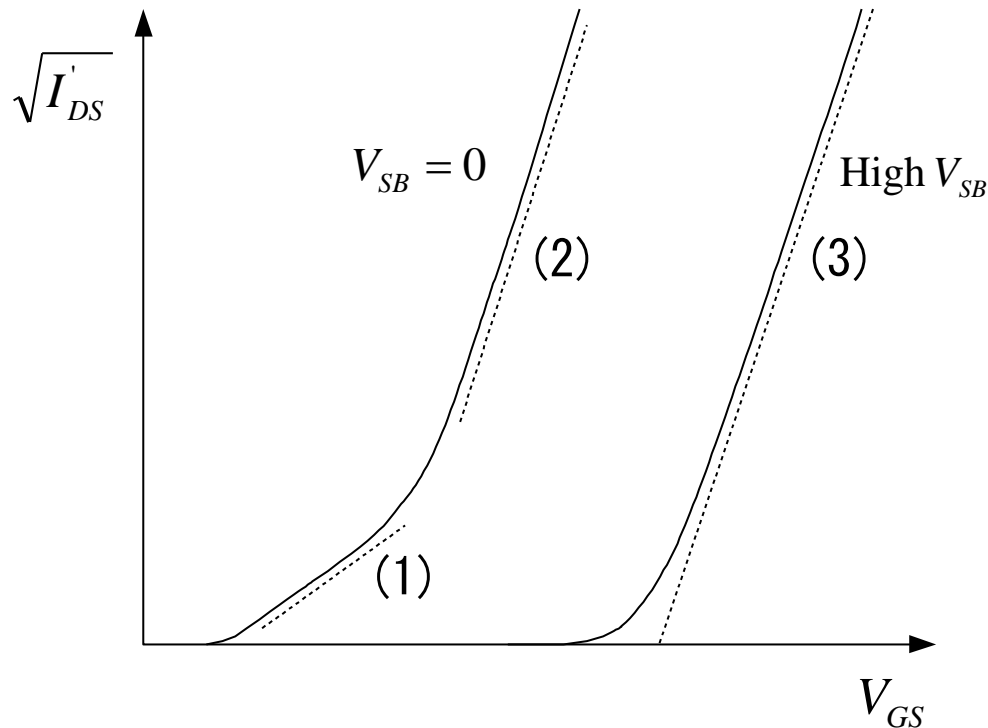
$$V_{P2} = \left(-\frac{\gamma_2}{2} + \sqrt{\frac{\gamma_2^2}{4} + V_{GB} - V_{FB2}} \right)^2 - \phi_{02}$$

- 飽和電流

$$I'_{DS} = I_{DSN} \Big|_{V_{DB}=V_P}$$

飽和電流の基板電圧依存性

—チャンネルへのイオン注入あり: **高ドーゾ**—



(1) $V_P < V_I$

$$\sqrt{I'_{DS}} = \sqrt{\frac{(W/L)\mu C'_{ox}}{2\alpha_{I1}}} [V_{GS} - V_{T1}(0)]$$

(2) $V_P \gg V_I$

$$\sqrt{I'_{DS}} = \sqrt{\frac{(W/L)\mu C'_{ox}}{2\alpha_{I2}}} \{V_{GS} - [V_I + V_{T2}(V_I)]\}$$

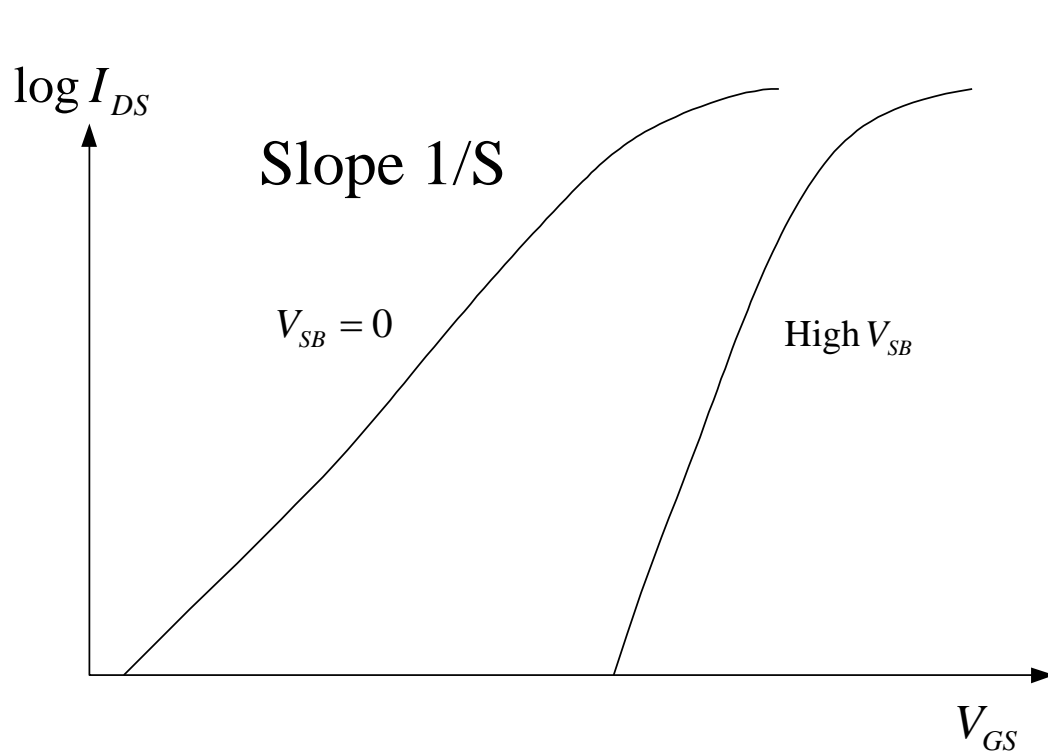
(3) $V_{SB} > V_I$

$$\sqrt{I'_{DS}} = \sqrt{\frac{(W/L)\mu C'_{ox}}{2\alpha_{I2}}} [V_{GS} - V_{T2}(V_{SB})]$$

$$\alpha_{I1} > \alpha_{I2}$$

弱反転電流の基板電圧依存性

—チャンネルへのイオン注入あり—



$$S = \frac{dV_{GS}}{d(\log I_{DS})} = 2.3n\phi_t$$

$$n = 1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_F + V'_{SB}}}$$

$$V_{SB} = 0$$

空乏層端 \Rightarrow イオン注入の中

$$\gamma = \gamma_1$$

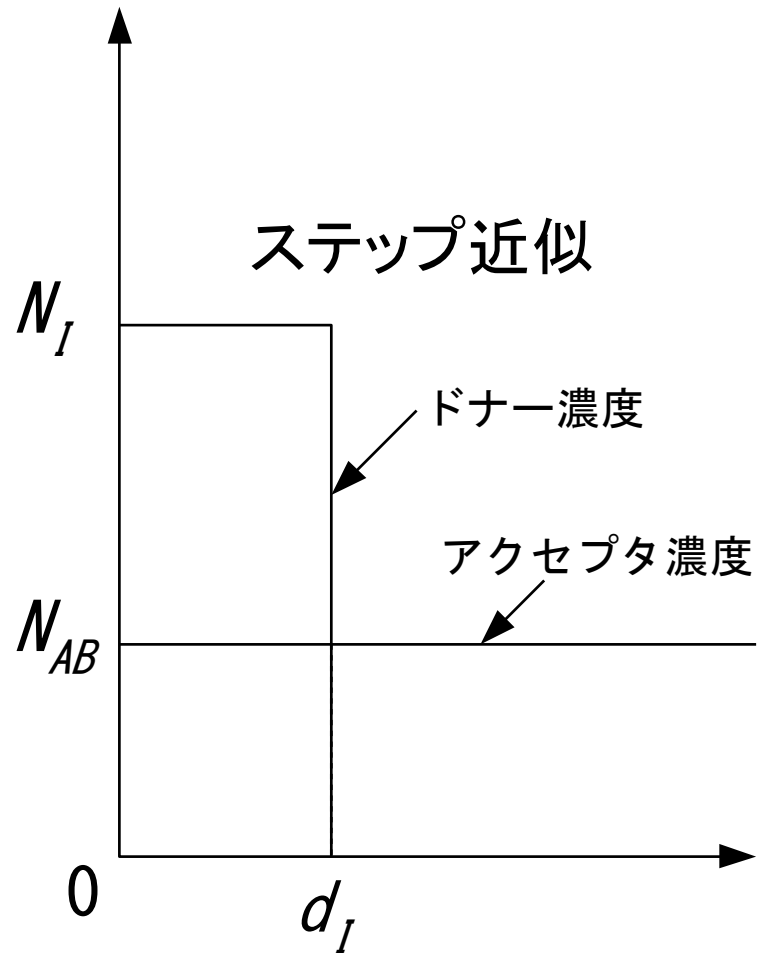
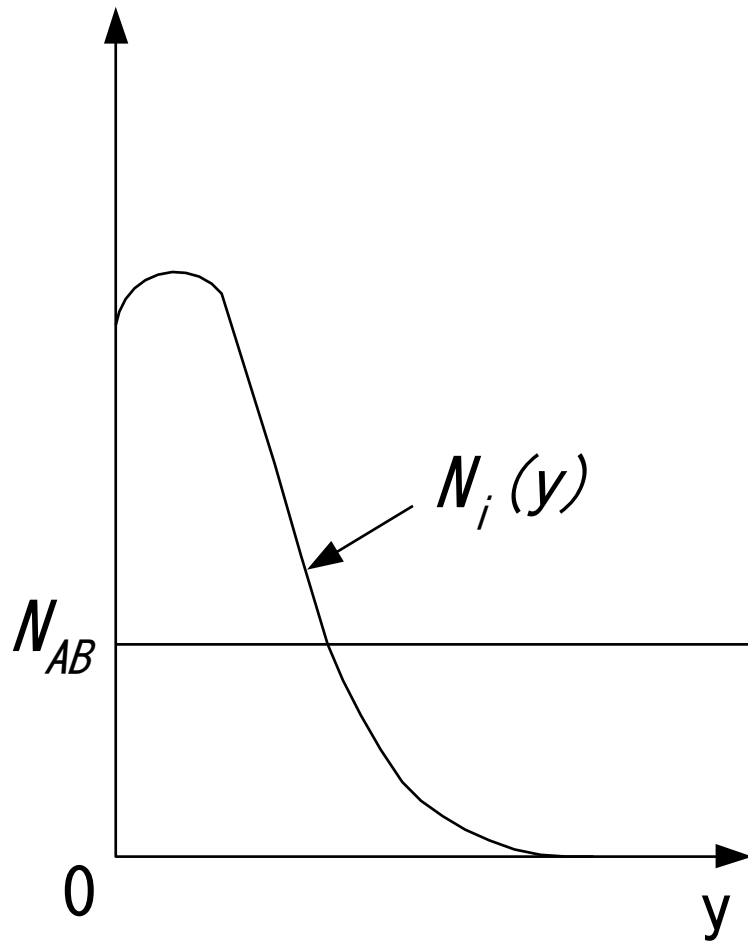
$$\text{Large } V_{SB}$$

空乏層端 \Rightarrow イオン注入の外

$$\gamma = \gamma_2, \gamma_2 < \gamma_1$$

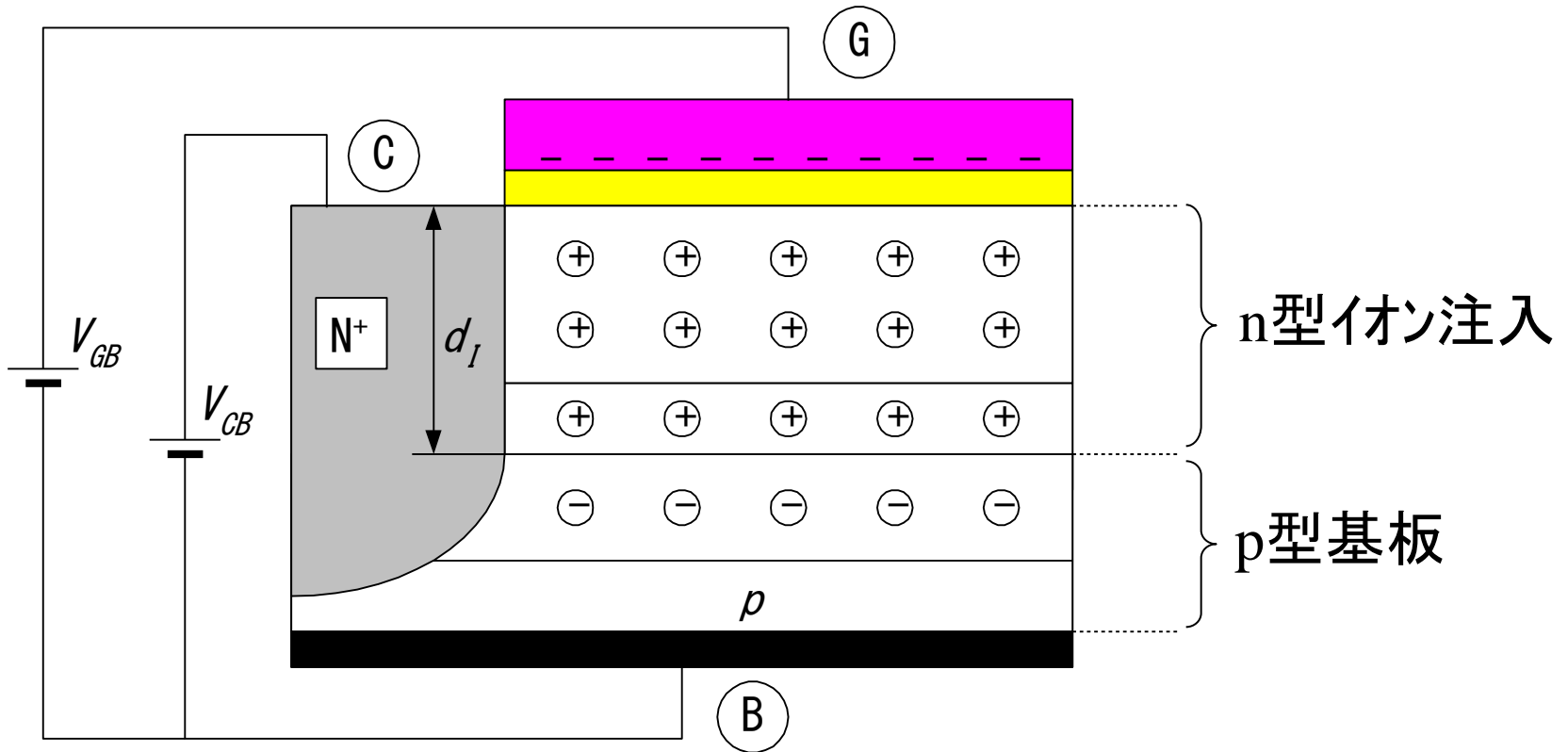
不純物分布の近似

—デプレッションMOSFET：チャネルへのイオン注入あり—



デプレッションMOSFETの状態

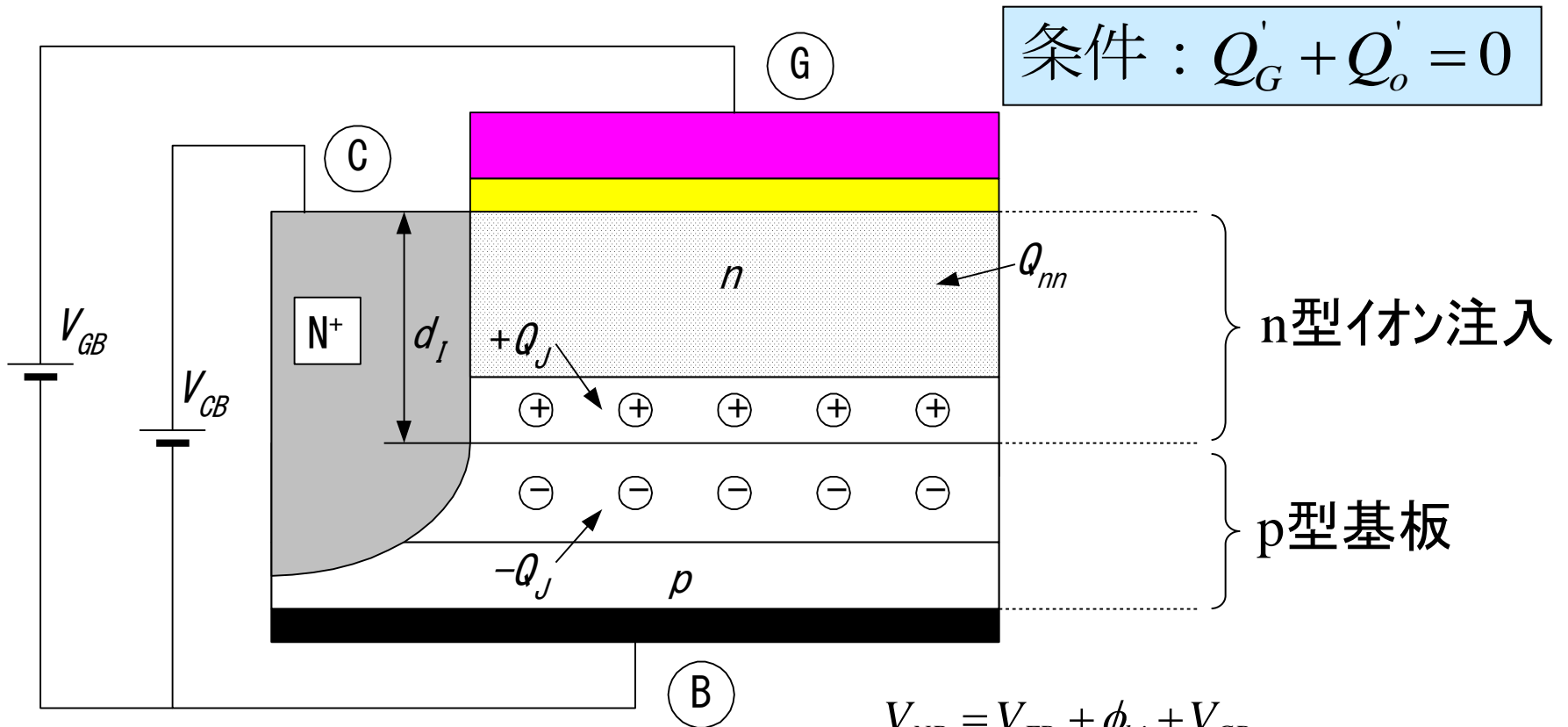
—全領域：空乏化—



$$V_{GB} \leq V_{TB}, \quad V_{GC} \leq V_T$$

デプレッションMOSFETの状態

—表面領域：中性化—



$$V_{GB} = V_{NB}, \quad V_{GC} \leq V_T$$

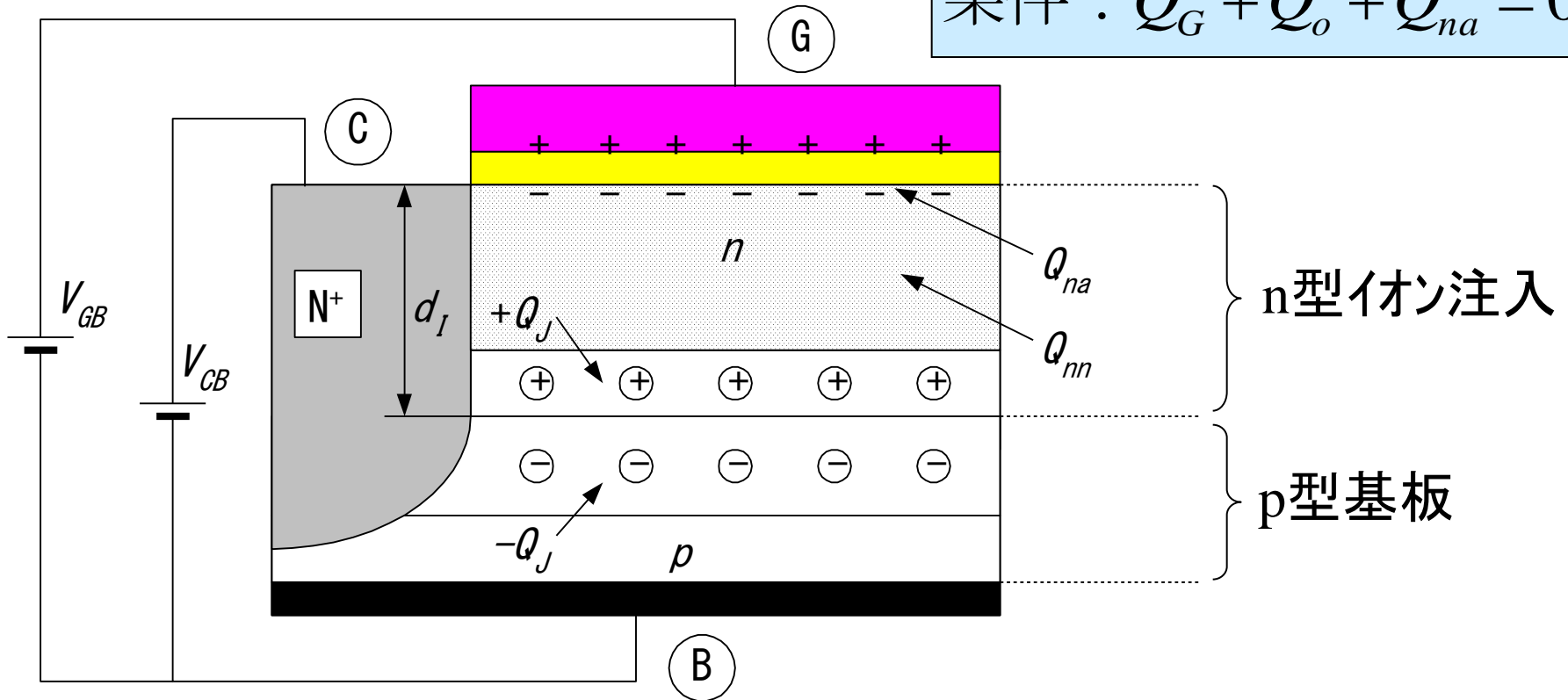
$$V_{NB} = V_{FB} + \phi_{bi} + V_{CB},$$

$$\text{但し、} V_{FB} = \phi_{MS} - \frac{Q'_o}{C'_{ox}}$$

デプレッションMOSFETの状態

—表面領域：蓄積化—

$$\text{条件： } Q'_G + Q'_o + Q'_{na} = 0$$



$$V_{GB} > V_{NB},$$

$$V_{GC} > V_N$$

デプレッションMOSFET

— 閾値電圧 —

- 閾値電圧の条件

N_I : ドナー濃度
 N_{AB} : アクセプタ密度

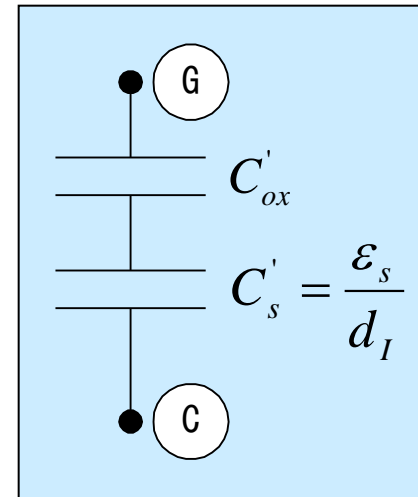
$$Q_T' \Big|_{V_{GB}=V_{TB}} + Q_J' = qN_{DS}d_I, \quad \text{但し、} N_{DS} = N_I - N_{AB}$$

- 閾値電圧: 埋め込みチャネル形成開始

$$V_T = V_{T0} + \gamma_I \left(\sqrt{\phi_{bi} + V_{SB}} - \sqrt{\phi_{bi}} \right), \quad N_I \gg N_{AB}$$

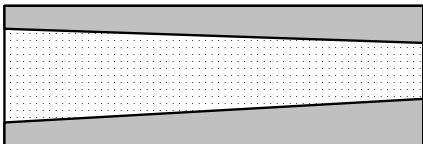
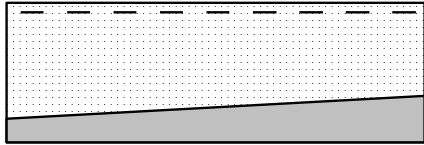
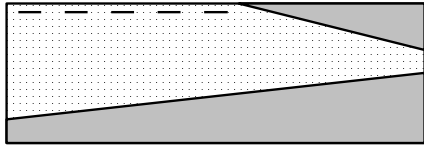
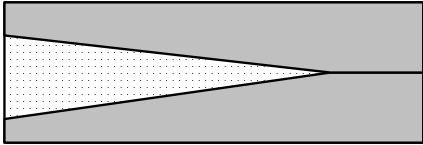
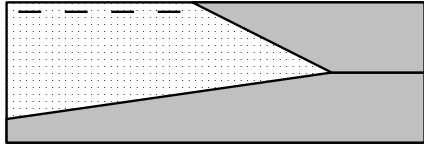
$$V_{T0} = V_{FB} + \phi_{bi} - \frac{qN_{DS}d_I}{C'_{ox}} \left(1 + \frac{d_I C'_{ox}}{2\varepsilon_s} \right) + \gamma_I \sqrt{\phi_{bi}}$$

$$\gamma_I = \left(1 + \frac{d_I C'_{ox}}{\varepsilon_s} \right) \gamma, \quad \gamma = \frac{\sqrt{2q\varepsilon_s N_{AB}}}{C'_{ox}}$$



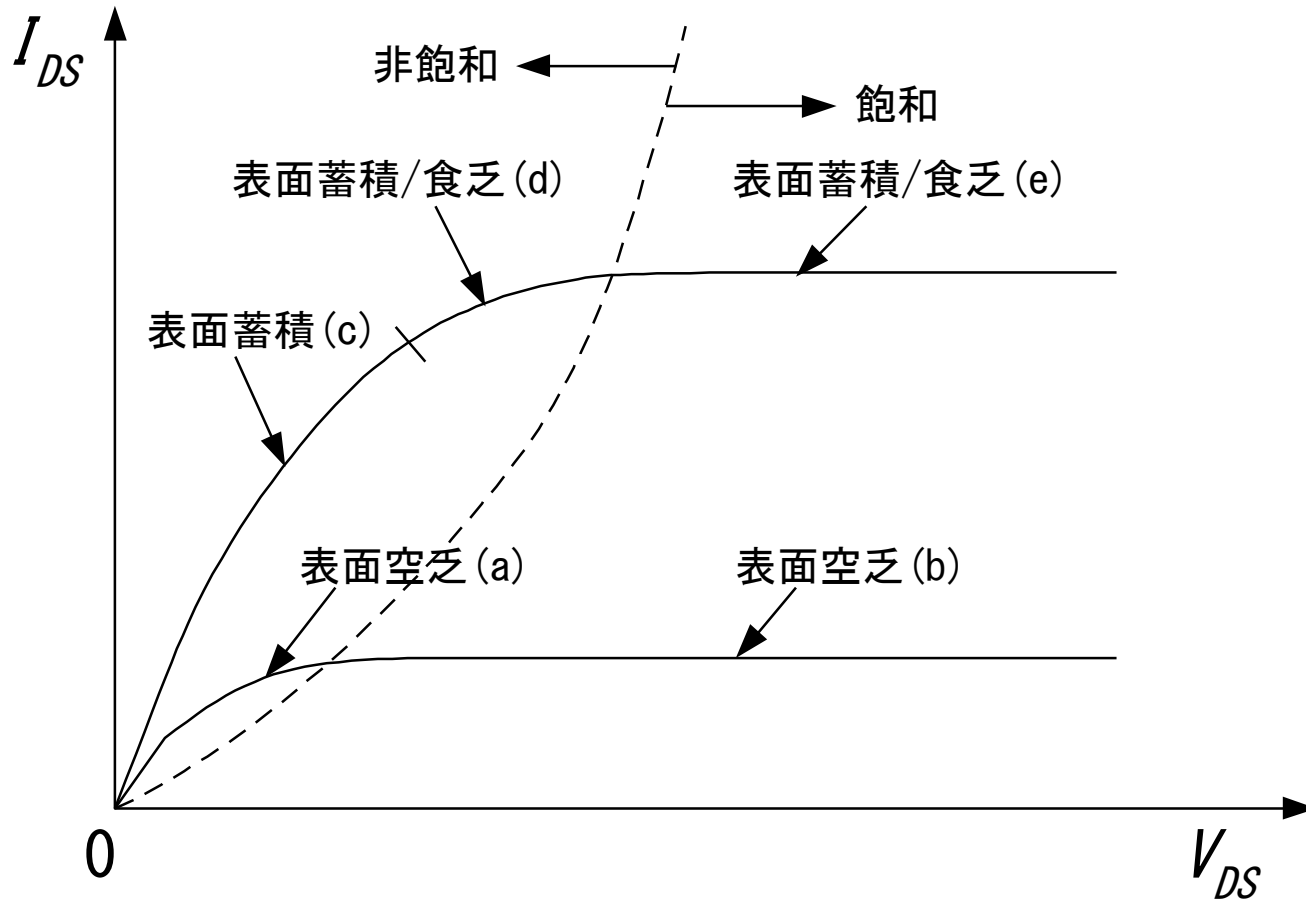
デプレッションMOSFET

—動作モード—

	$V_T(V_{SB}) < V_{GS} < V_N$ 表面食乏	$V_{GS} > V_N$
非飽和	 <p>(a) $V_{DS} \leq V'_{DS1}$</p>	 <p>(c) $V_{DS} < V_{GS} - V_N$ 表面蓄積</p>
		 <p>(d) $V_{GS} - V_N < V_{DS} \leq V'_{DS2}$ 表面蓄積/食乏</p>
飽和	 <p>(b) $V_{DS} > V'_{DS1}$</p>	 <p>(e) $V_{DS} > V'_{DS2}$ 表面蓄積/食乏</p>

デプレッションMOSFET

—動作モードと $I_{DS}-V_{DS}$ 特性との関係—



デプレッションMOSFET

—電流式(非飽和)—

- 表面空乏(a)

$$I_{DSN} = \frac{W}{L} \int_{V_{SB}}^{V_{DB}} \mu_B (-Q'_{nb}) dV_{CB}$$

- 表面蓄積(c)

$$I_{DSN} = \frac{W}{L} \int_{V_{SB}}^{V_{DB}} [\mu_S (-Q'_{na}) + \mu_B (-Q'_{nn})] dV_{CB}$$

- 表面蓄積/空乏(d)

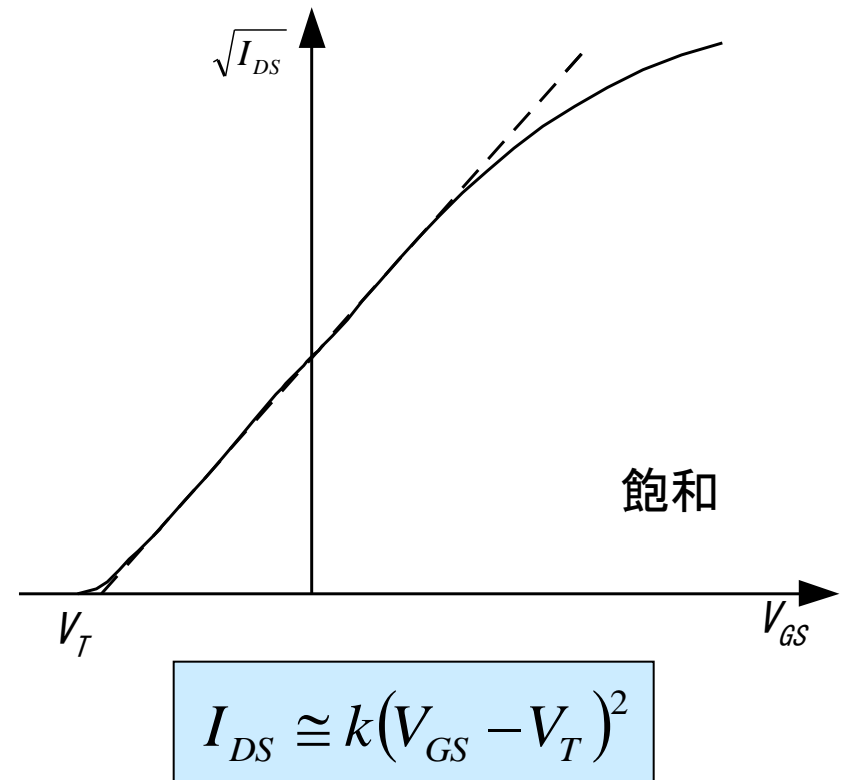
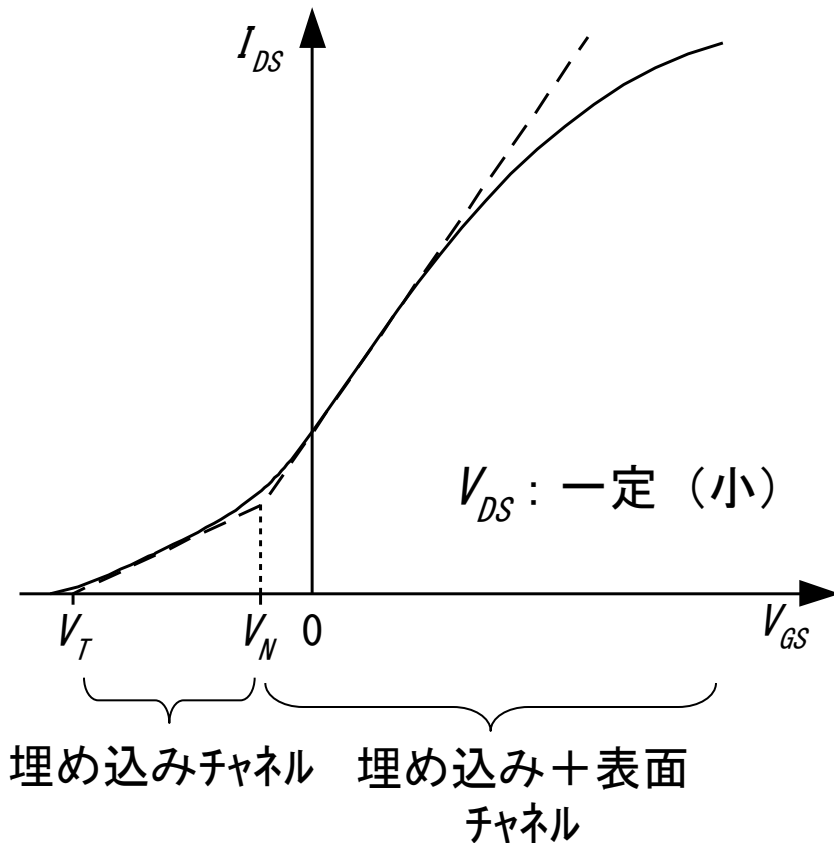
$$I_{DSN} = \frac{W}{L} \int_{V_{SB}}^{V_{CBI}} [\mu_S (-Q'_{na}) + \mu_B (-Q'_{nn})] dV_{CB} + \frac{W}{L} \int_{V_{CBI}}^{V_{DB}} \mu_B (-Q'_{nb}) dV_{CB}$$

但し、 μ_S : 表面移動度, μ_B : バルク移動度, $\mu_B > \mu_S$

$$V_{CBI} = V_{CB} \Big|_{Q'_{na}=0} = V_{GB} - V_{FB} - \phi_{bi}$$

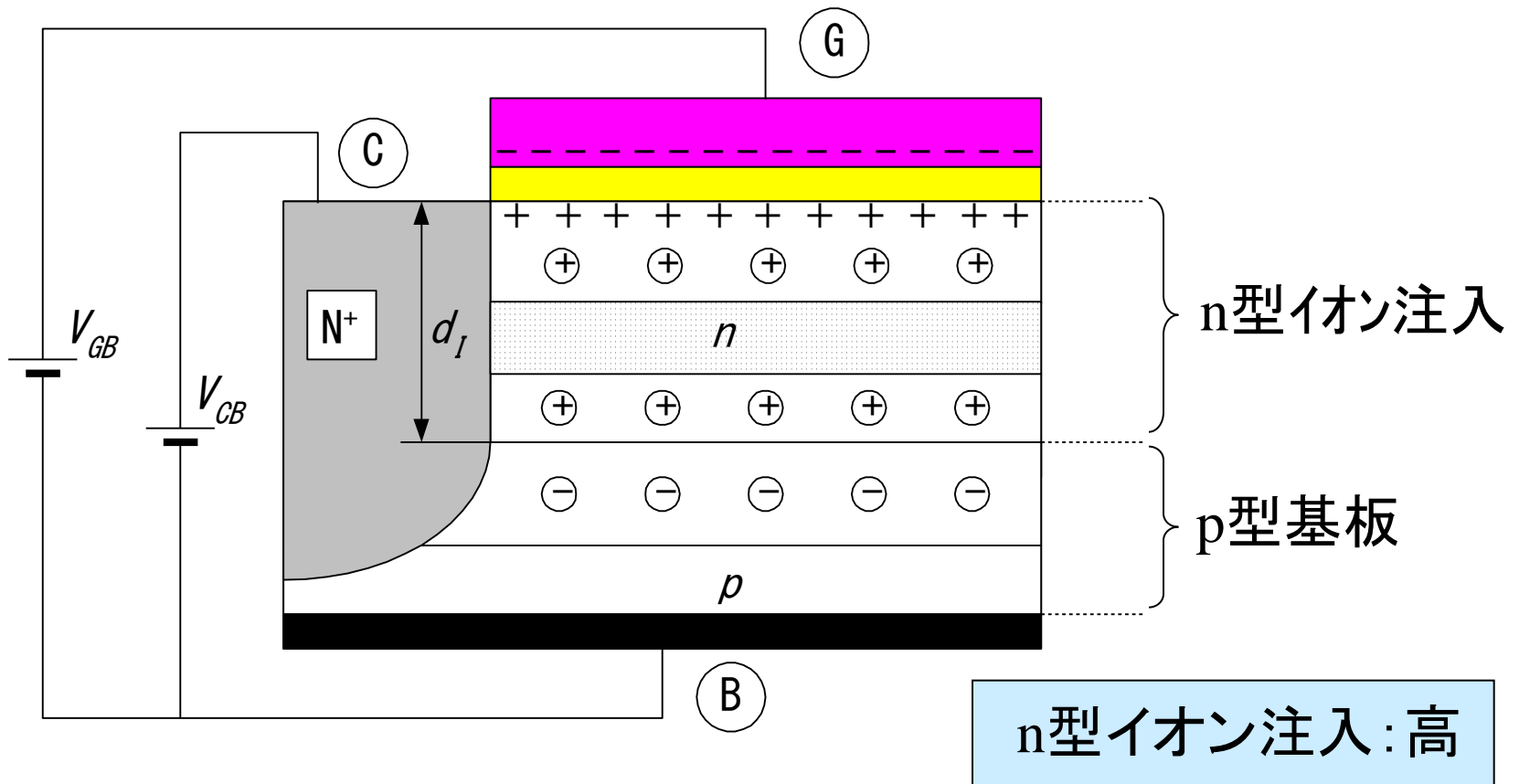
デプレッションMOSFET

—電流・電圧特性—



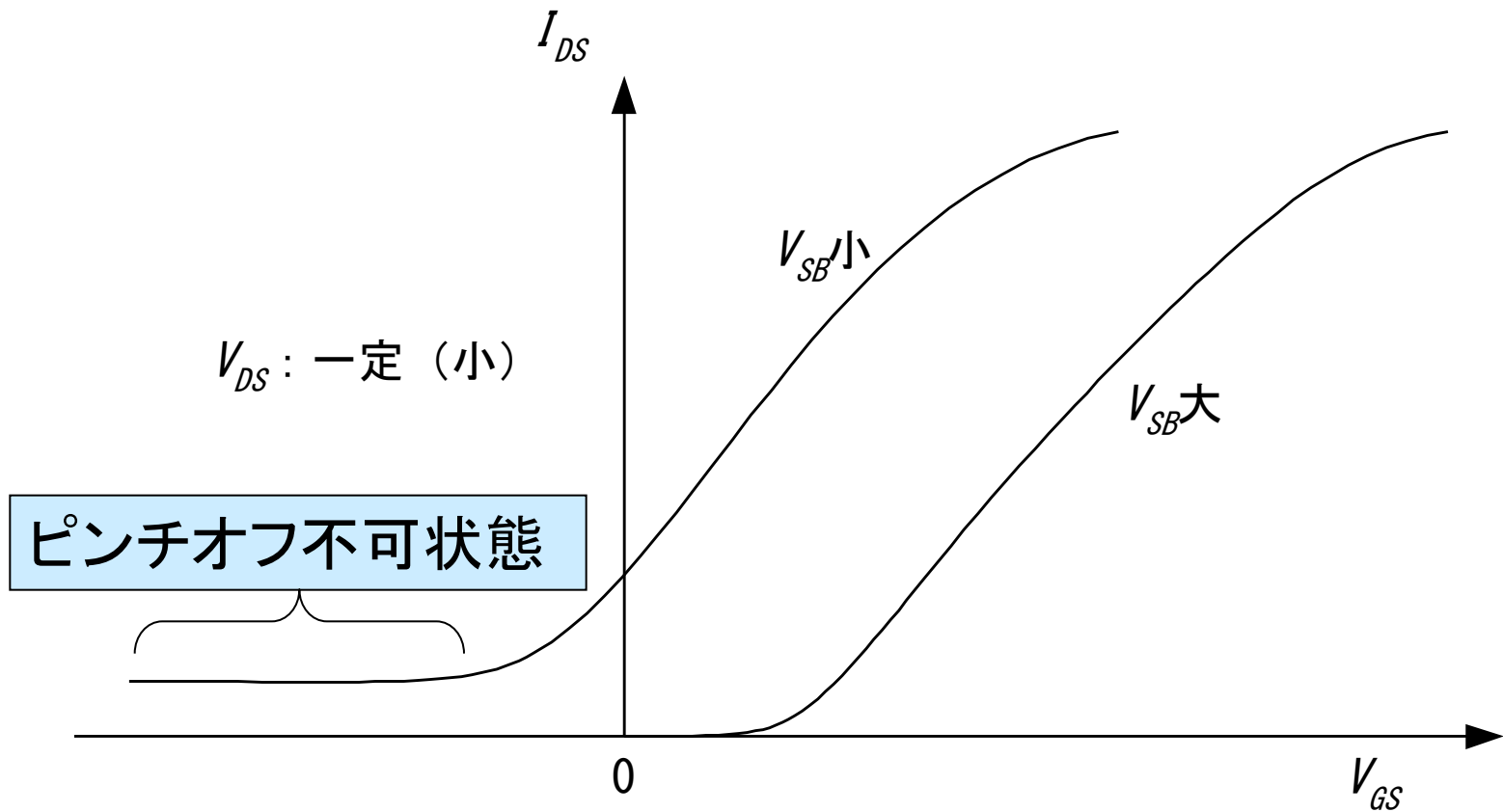
デプレッションMOSFETの状態

—表面領域:ピンチオフ不可(反転化)—



デプレッションMOSFET

— $I_{DS} - V_{GS}$ 特性の V_{SB} 依存性: 高カウンタードーピング—



微細サイズ効果

- 微細サイズ効果
 - チャンネル長変調
 - 短チャンネルデバイス
 - 短チャンネル効果(電荷配分)
 - 逆短チャンネル効果
 - ドレイン電圧によるバリア低下(DIBL)
 - 狭チャンネルデバイス
 - 狭チャンネル効果
 - 逆狭チャンネル効果
 - パンチスルー
 - キャリアの速度飽和
 - ホットキャリア効果
- 微細サイズ効果を取込んだ電流式

チャンネル長変調 (CLM)

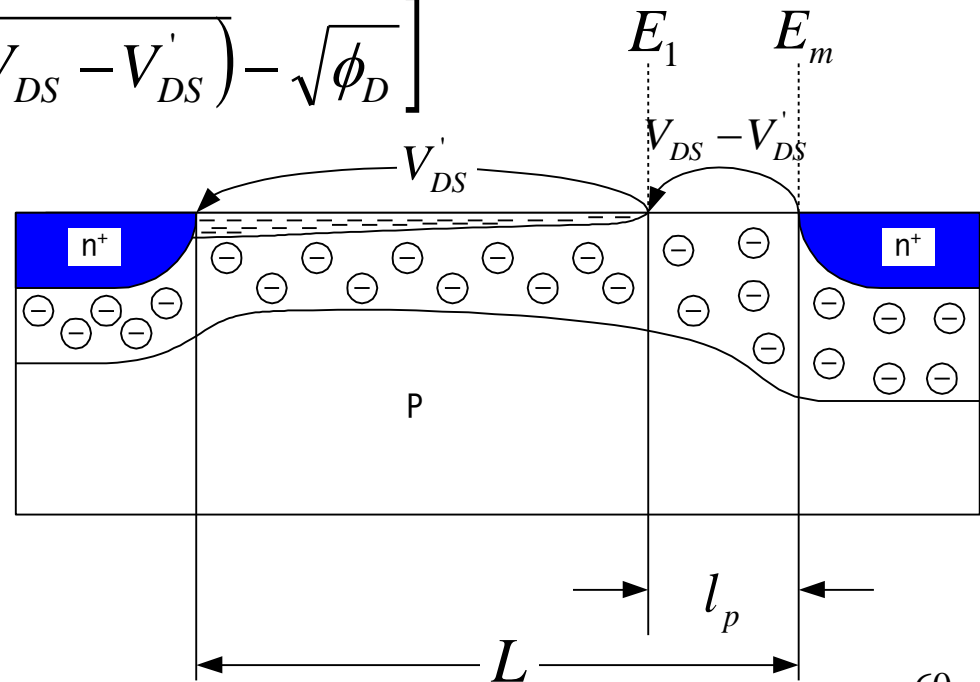
- CLMによる飽和電流

$$I_{DS} = I'_{DS} \frac{L}{L - l_p} \Rightarrow I_{DS} \approx I'_{DS} \left(1 + \frac{l_p}{L} \right) \quad l_p / L \ll 1$$

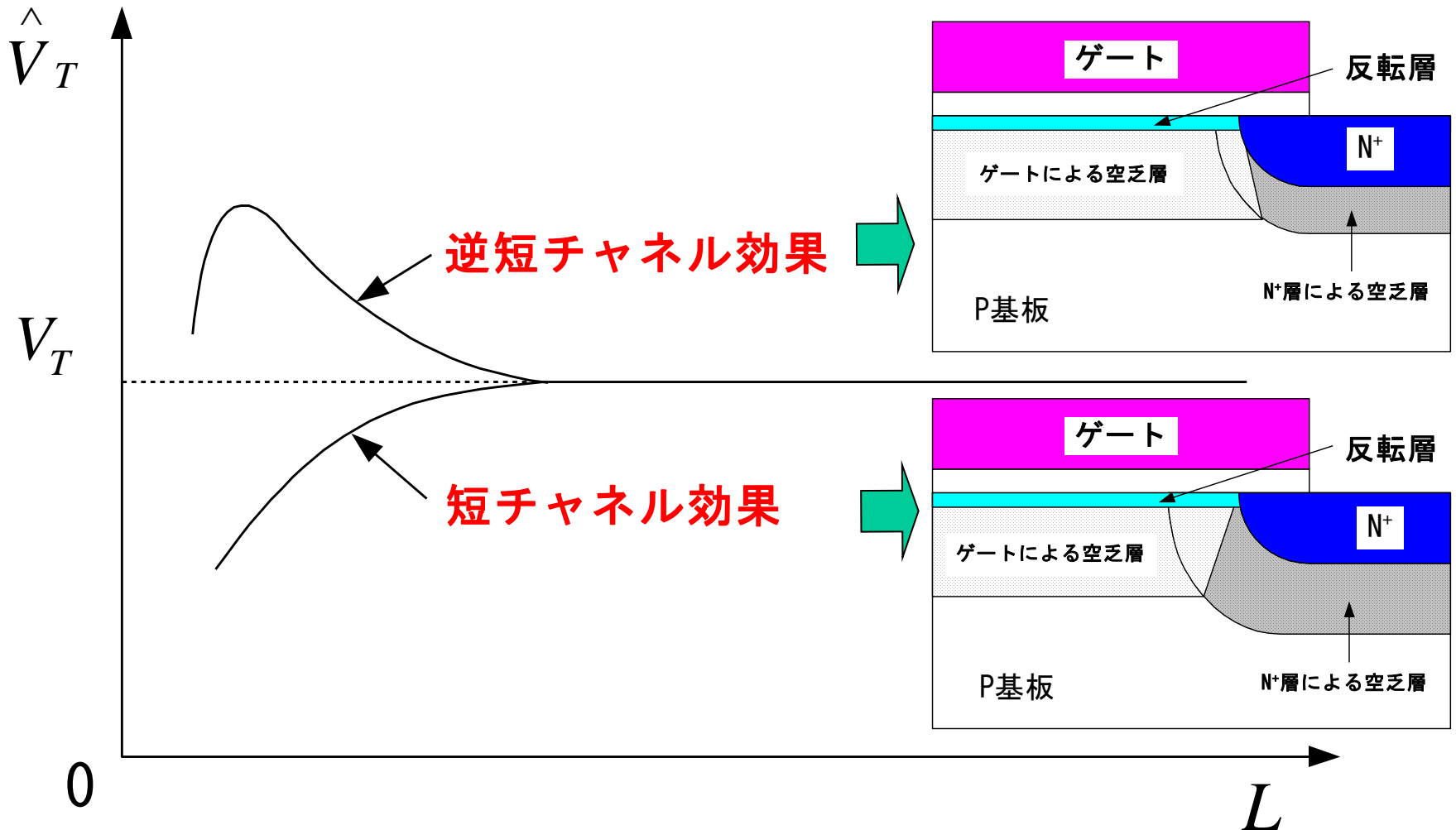
$$l_p = \frac{B_1}{\sqrt{N_A}} \left[\sqrt{\phi_D + (V_{DS} - V'_{DS})} - \sqrt{\phi_D} \right]$$

$$B_1 = (2\varepsilon_s / q)^{1/2}$$

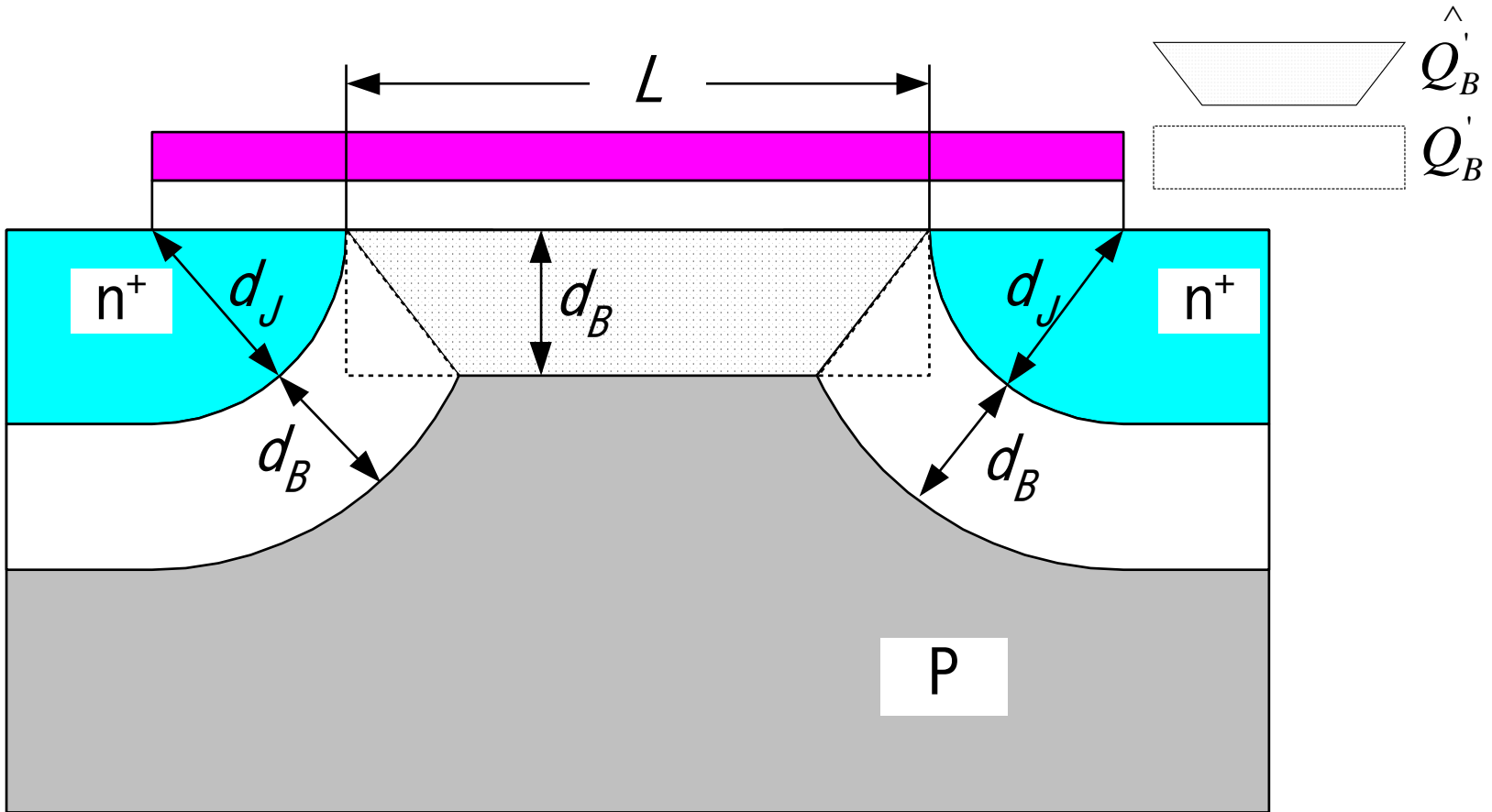
$$\phi_D = \frac{\varepsilon_s E_1^2}{2qN_A}$$



短/逆短チャンネル効果



短チャネル効果 (電荷配分)



$$\hat{V}_T = V_{FB} + \phi_0 + \frac{\hat{Q}_{B1}}{Q_B'} \gamma \sqrt{\phi_0 + V_{SB}}$$

$$\hat{Q}_B / Q_B' = 1 - \frac{d_j}{L} \left(\sqrt{1 + \frac{2d_B}{d_j}} - 1 \right)$$

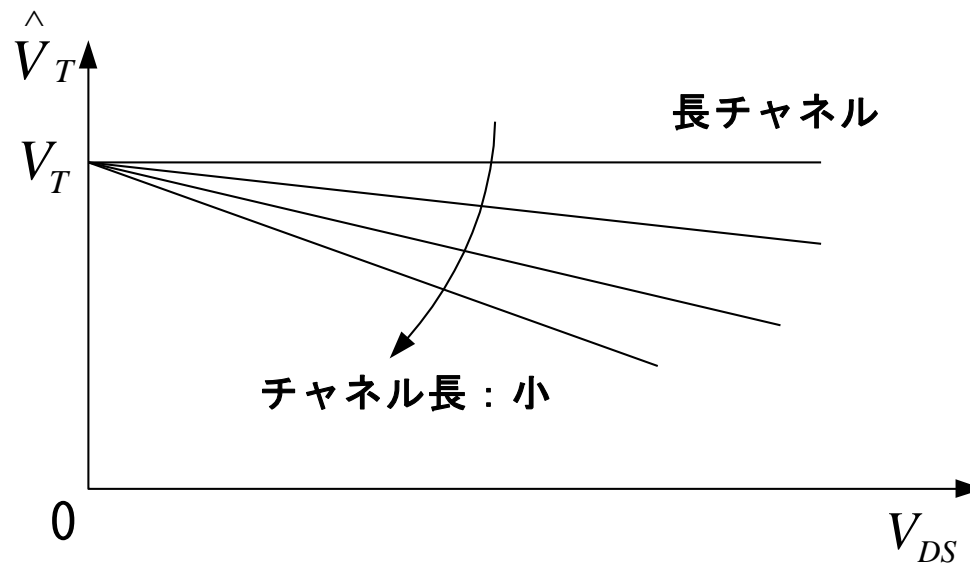
ドレイン電圧の閾値電圧への影響

—2次元解析—

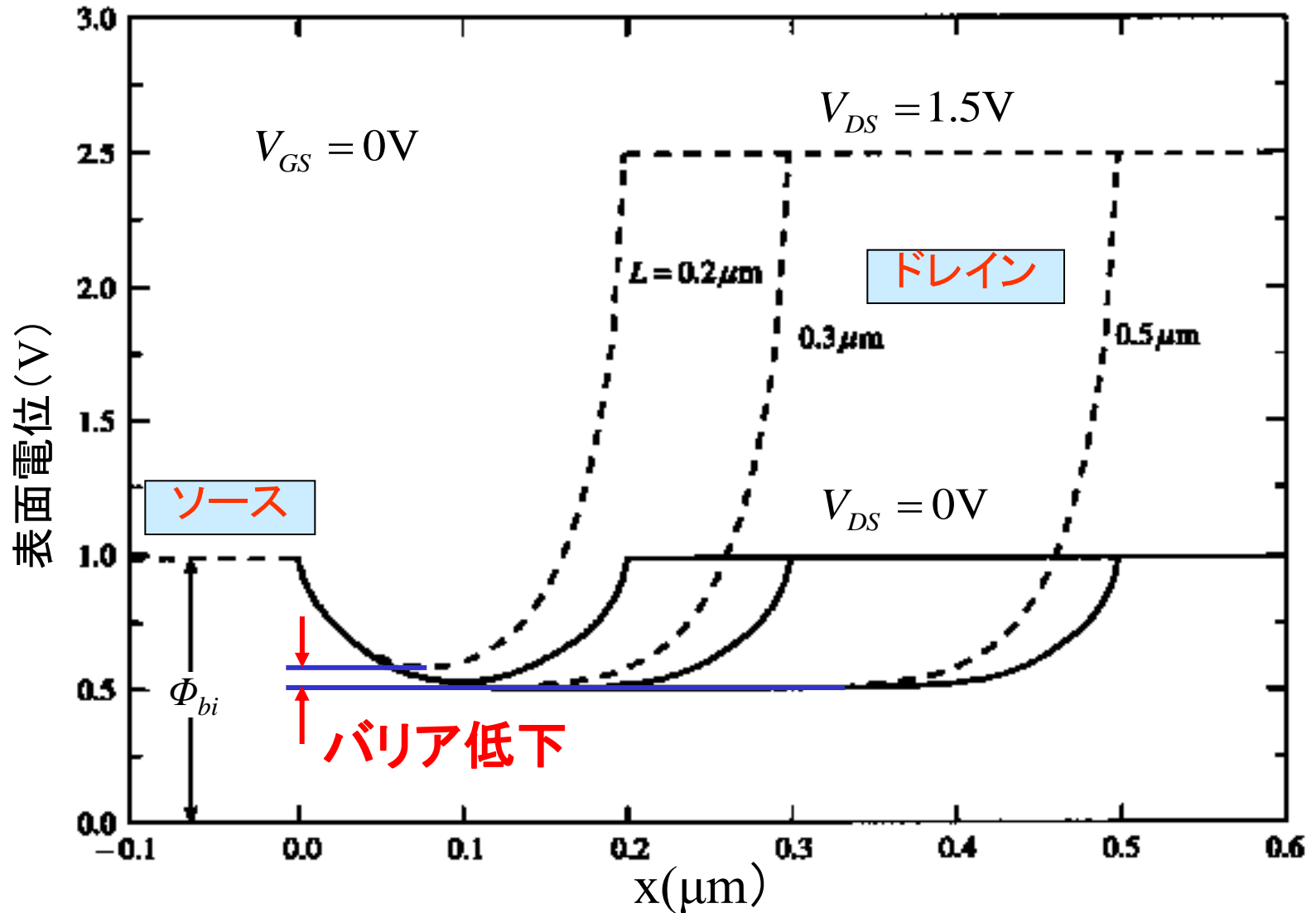
- ドレイン電圧による閾値電圧の低下 (DIBL)

$$\Delta V_{TL} \approx -[3(\phi_{bi} - \phi_0) + V_{DS}] e^{-L/\lambda}, \quad \lambda = \sqrt{\frac{\epsilon_s t_{ox} d_B}{\epsilon_{ox} \beta_3}}$$

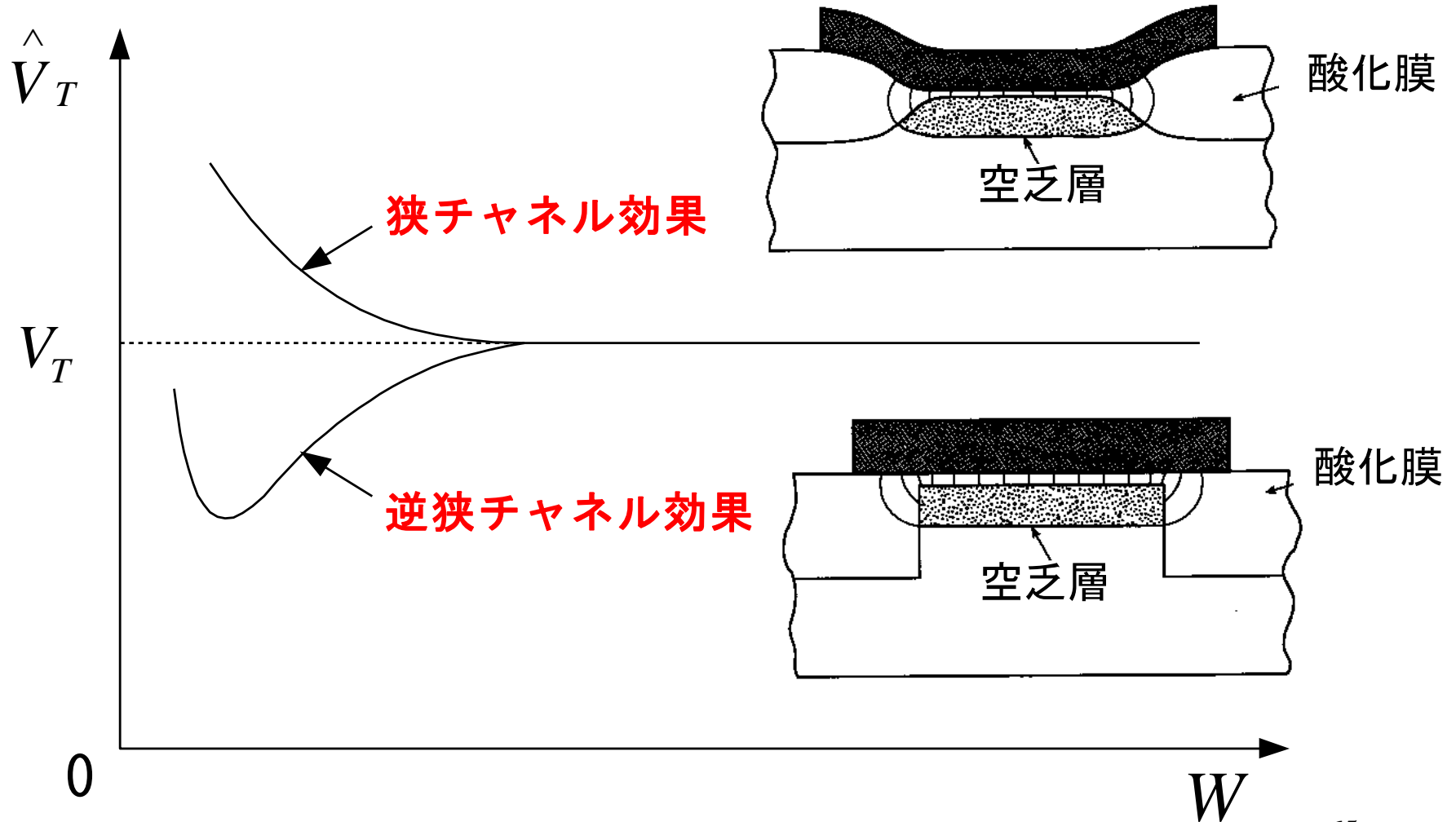
$\beta_3 \approx 1$: フィットティングパラメータ



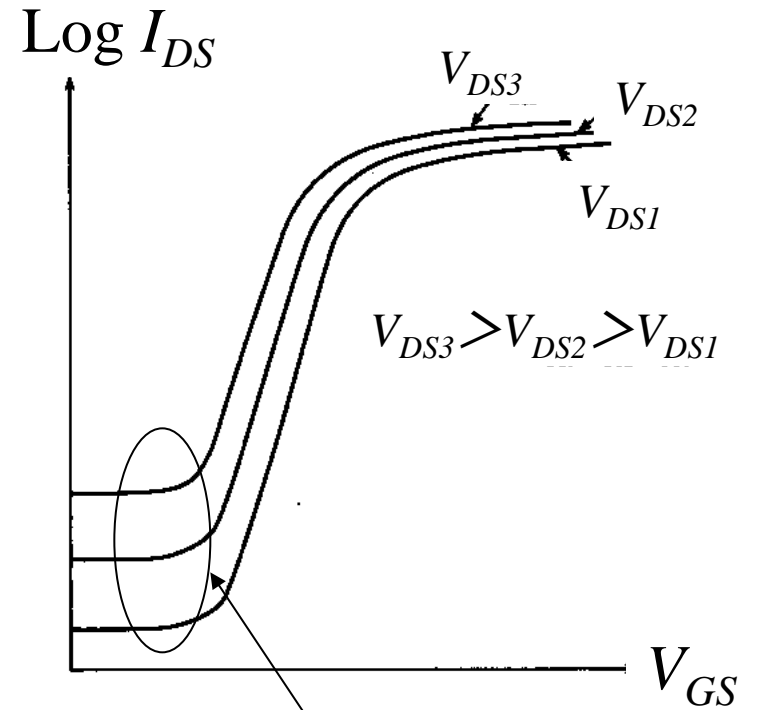
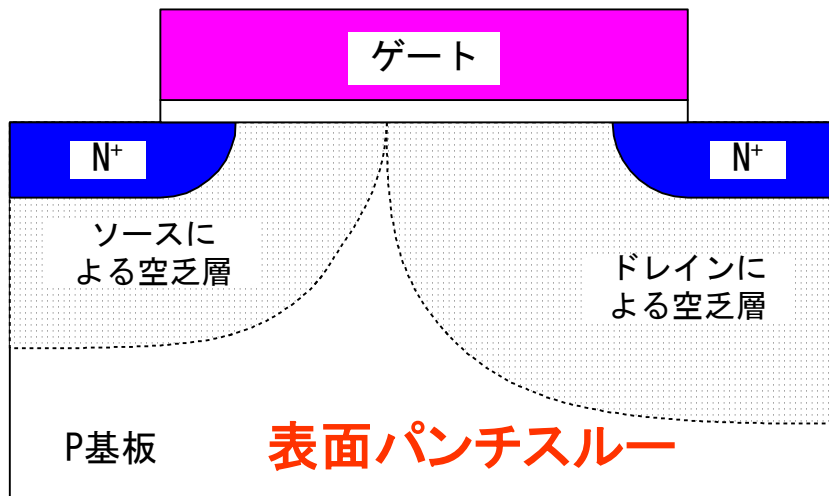
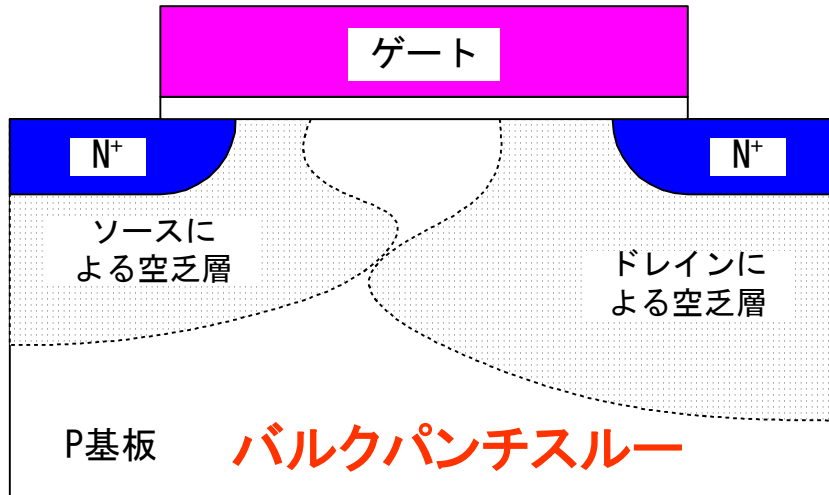
ドレイン電圧/短チャネル化によるバリア低下 (DIBL)



狭/逆狭チャンネル効果



パンチスルー



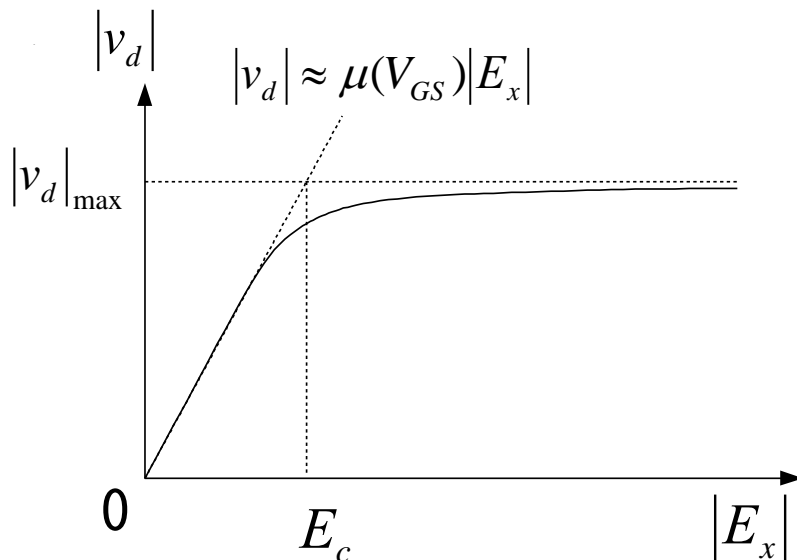
**バルクパンチスルー
による成分**

キャリアの速度飽和

- キャリアの速度飽和を含む電流式

$$I_{DSN, \text{速度飽和を含む}} = \frac{I_{DSN, \text{速度飽和を含まない}}}{1 + V_{DS} / (LE_c)}$$

- 電界が臨界電界より小: $|E_x| \ll E_c \Rightarrow |v_d| \approx \mu |E_x|$
- 電界が臨界電界より大: $|E_x| \gg E_c \Rightarrow |v_d| \approx |v_d|_{\max}$



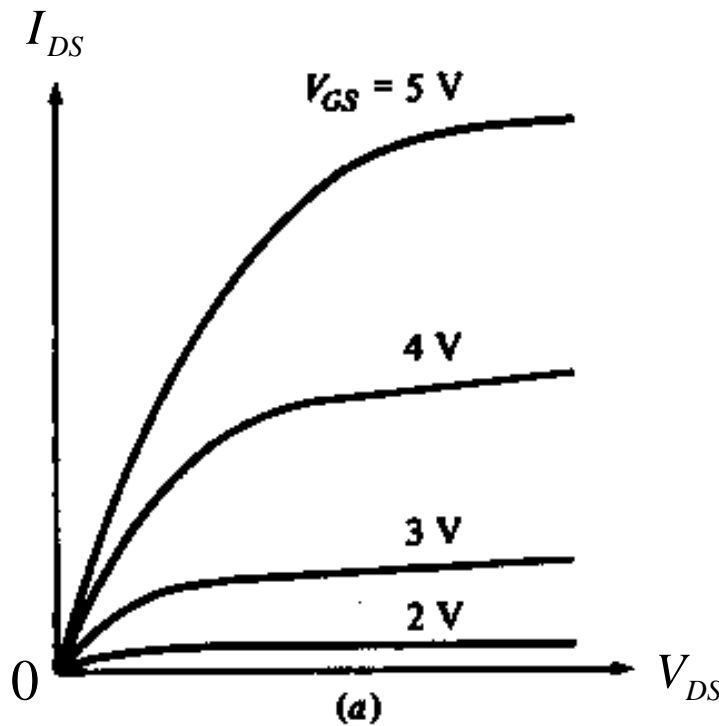
臨界電界

$$E_c = \frac{|v_d|_{\max}}{\mu}$$

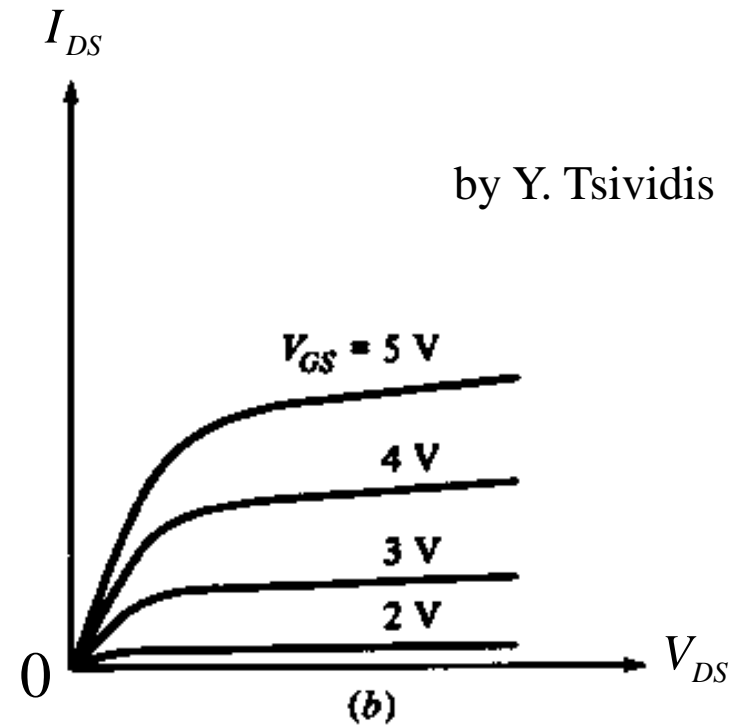
$I_{DS}-V_{DS}$ 特性：速度飽和の有無

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} \frac{(V_{GS} - V_T)^2}{2\alpha}$$

$$I_{DS} \approx WC'_{ox} (V_{GS} - V_T) \mu E_c$$



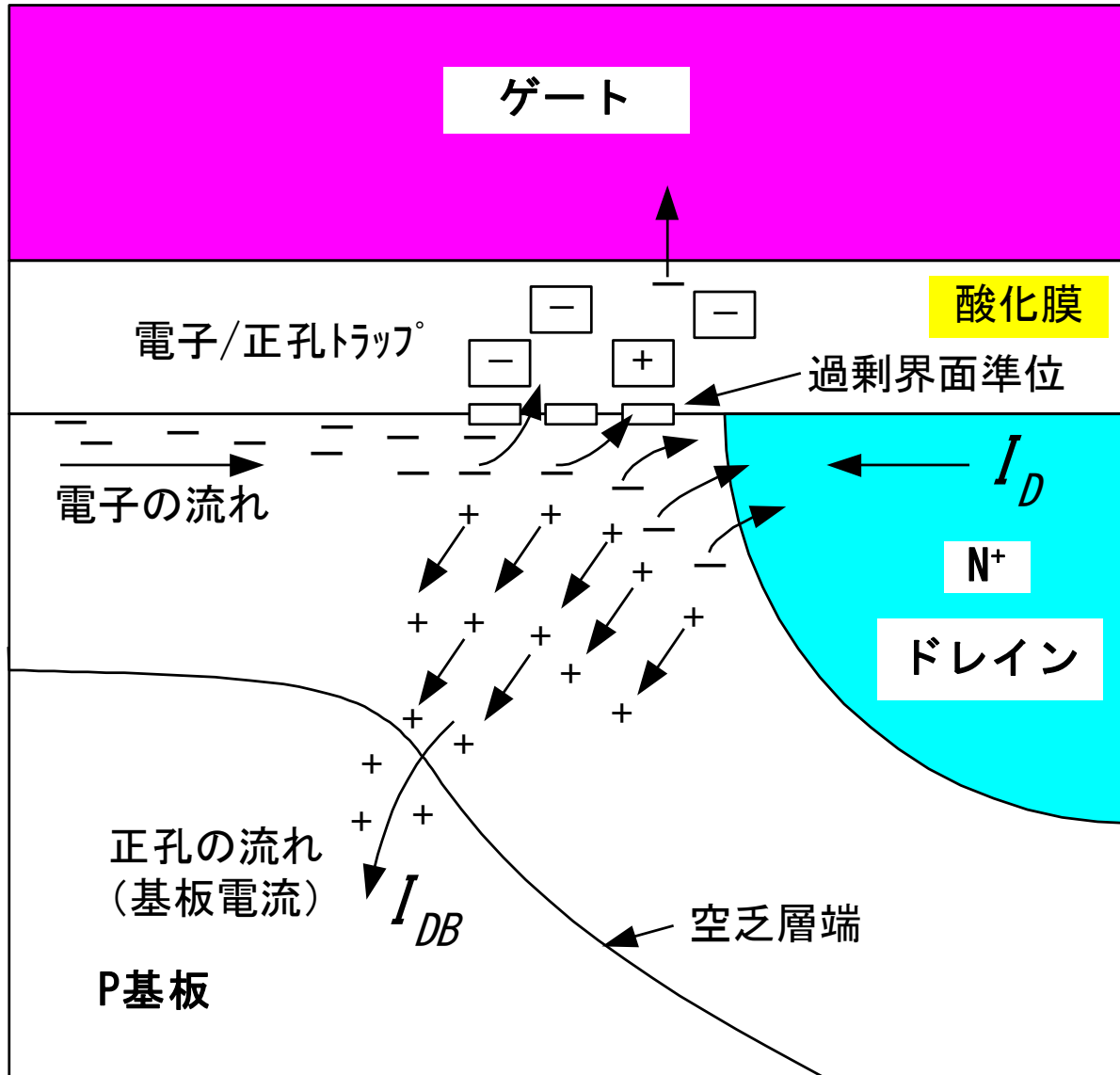
(a) 速度飽和のない場合



(b) 速度飽和のある場合

by Y. Tsividis

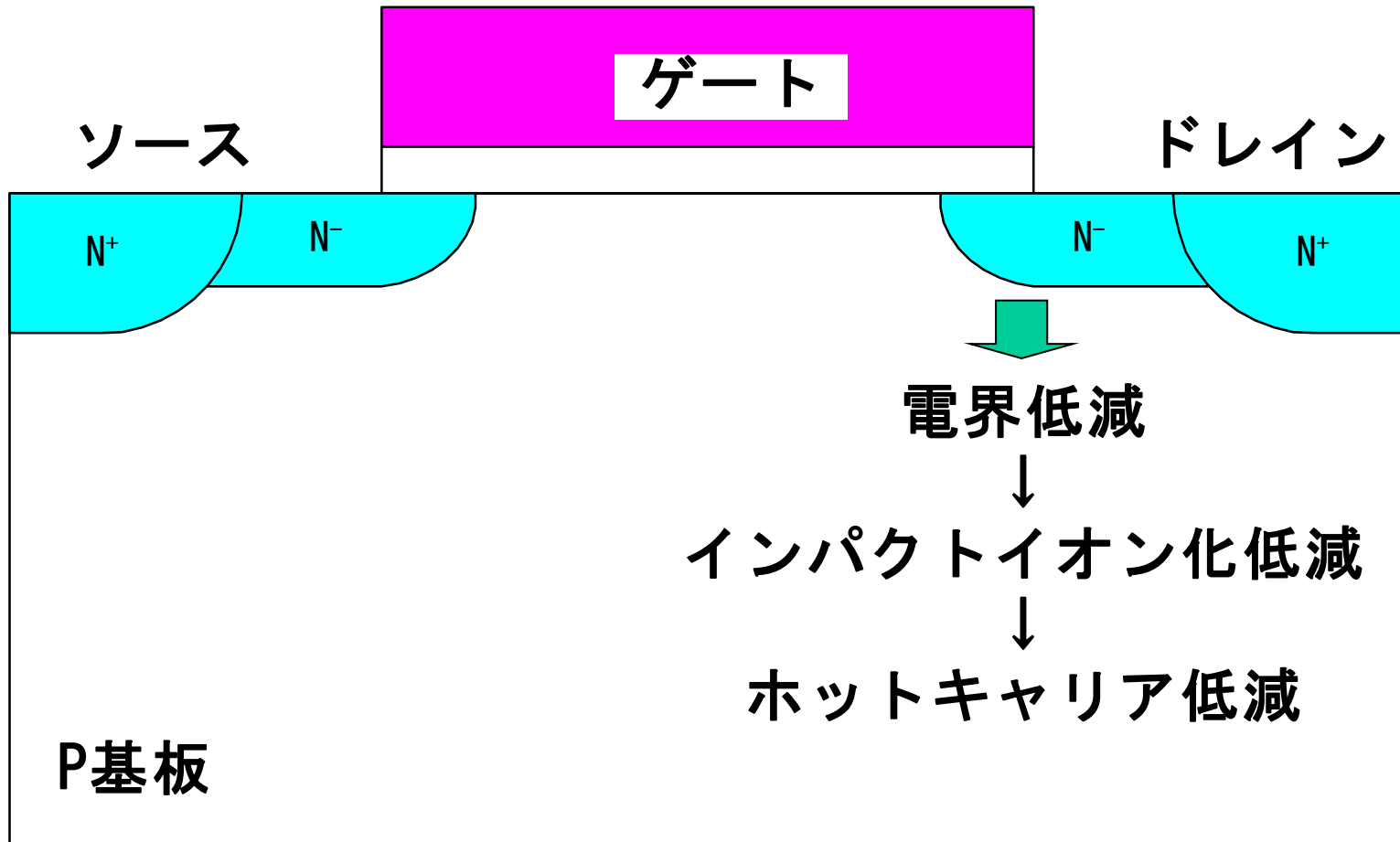
ホットキャリア効果



- ・電子/正孔トラップ^o
- ・过剩界面準位
- ↓
- ・閾値電圧上昇
ソース・ドレイン逆方向
閾値電圧上昇顕著
- ・ドライブ能力低下
ドレイン抵抗増加

ホットキャリア対策

—LDDトランジスタ—



電流式に考慮すべき微細サイズ効果

- 閾値電圧の変化
 - チャンネル長 L の影響: 短(逆短)チャンネル効果
 - チャンネル幅 W の影響: 狭(逆狭)チャンネル効果
 - ドレイン電圧 V_{DS} の影響(DIBL)
- 高電界による移動度の低下
 - キャリアの表面散乱(電流と垂直方向)
 - キャリアの速度飽和(電流の方向)
- 飽和領域におけるチャンネル長変調

微細サイズ効果を取込んだ電流式

- 実効閾値電圧

$$\hat{V}_T(L, W, V_{DS}, V_{SB}) = V_T(V_{SB}) + \Delta V_{TL}(L, V_{DS}, V_{SB}) + \Delta V_{TW}(W, V_{SB})$$

- 非飽和領域の電流: $V_{DS} \ll V'_{DS}$

$$I_{DS} = \frac{\mu C'_{ox} \frac{W}{L} \left\{ \left[V_{GS} - \hat{V}_T(L, W, V_{DS}, V_{SB}) \right] V_{DS} - \frac{\alpha}{2} V_{DS}^2 \right\}}{\left\{ 1 + \theta \left[V_{GS} - \hat{V}_T(L, W, V_{DS}, V_{SB}) \right] + \theta_B V_{SB} \right\} \left[1 + V_{DS} / (LE_c) \right]}$$

- 飽和領域の電流: $V_{DS} \gg V'_{DS}$

$$I_{DS} = \frac{\mu C'_{ox} \frac{W}{L} \left\{ \left[V_{GS} - \hat{V}_T(L, W, V_{DS}, V_{SB}) \right] V'_{DS} - \frac{\alpha}{2} V_{DS}'^2 \right\}}{\left\{ 1 + \theta \left[V_{GS} - \hat{V}_T(L, W, V_{DS}, V_{SB}) \right] + \theta_B V_{SB} \right\} \left[1 - \frac{l_p}{L} + V_{DS}' / (LE_c) \right]}$$