

2015年3月2日

パワー・バイポーラ・トランジスタの特性

群馬大学

松田順一

概要

- **電流輸送**
 - エミッタ注入効率
 - ベースへの高レベル注入を含むエミッタ注入効率
 - ベース輸送ファクター
 - コレクタバイアス効果
 - 電圧飽和領域
 - 高電流密度におけるベース拡張
 - エミッタ電流集中
- **スタティックブロッキング特性**
 - オープン・エミッタ・ブレークダウン特性
 - ショート・エミッターベース・ブレークダウン特性
 - オープン・ベース・ブレークダウン特性
- **ダイナミックスイッチング特性**
 - ターン・オン/オフ過渡特性
- **セカンドブレークダウン特性**
 - 順/逆バイアス・セカンド・ブレークダウン
- **ダーリントン・パワー・トランジスタ**
- **トレンド**

After B. Jayant Baliga

(注)群馬大学アナログ集積回路研究会 第74回講演会(2007年11月30日)資料から作成

パワー・バイポーラ・トランジスタ ー小信号トランジスタとの違いー

• 高耐圧

- コレクタ領域: 高抵抗かつ厚いドリフト層
- ベース領域: リーチスルー回避(厚いベース)
⇒ 低電流利得

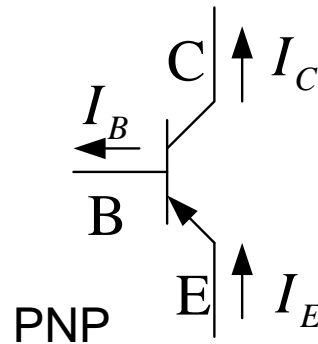
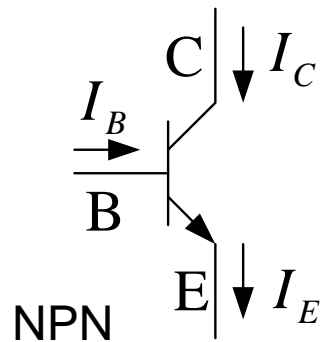
• 高レベル注入

- ベース/コレクタ領域
⇒ 低電流利得
⇒ 高価な制御回路: 多くの個別コンポーネントを使用
- 対策
⇒ ダーリントン・パワー・トランジスタの使用
⇒ IGBTの使用(高電圧領域)

パワー・バイポーラ・トランジスタの動作理解 ⇒ IGBTの動作理解

バイポーラトランジスタ動作

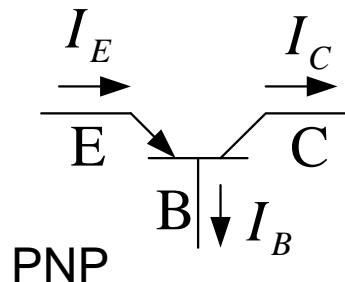
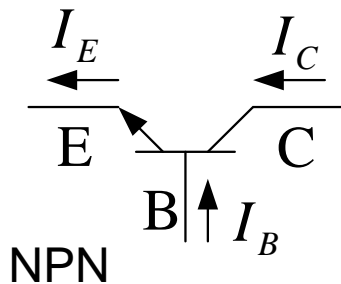
- エミッタ接地



β : エミッタ接地電流利得

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}$$
$$I_E = (1 + \beta)I_B$$

- ベース接地



α : ベース接地電流利得

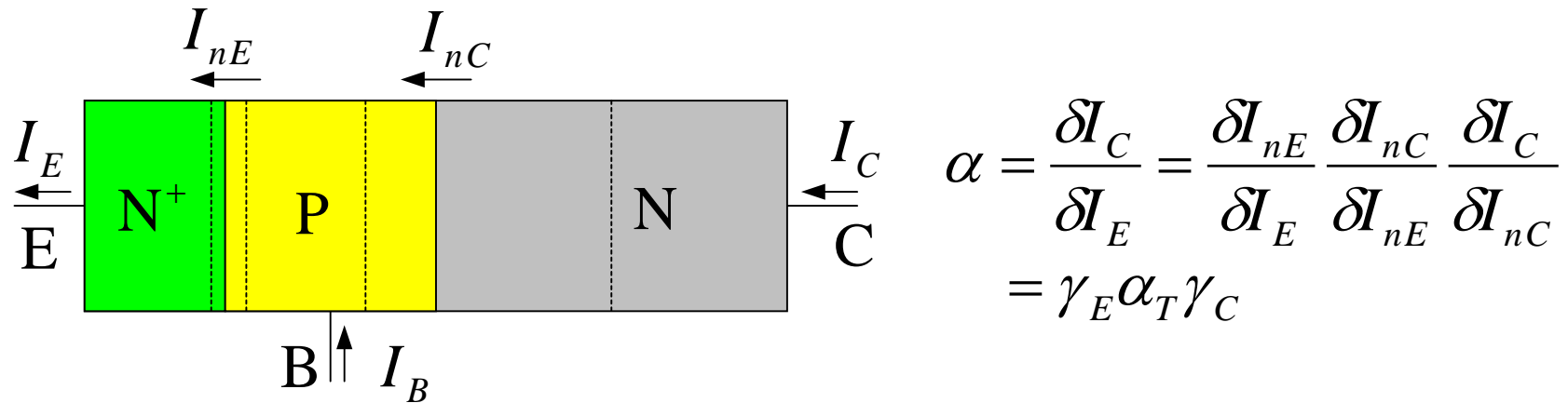
$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} = \frac{\beta}{1 + \beta}$$

$$\Rightarrow \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

$$\because I_E = I_B + I_C$$

電流輸送

— NPNバイポーラトランジスタ —



パワー・バイポーラトランジスタの電流利得

⇒ γ_E と α_T を考慮

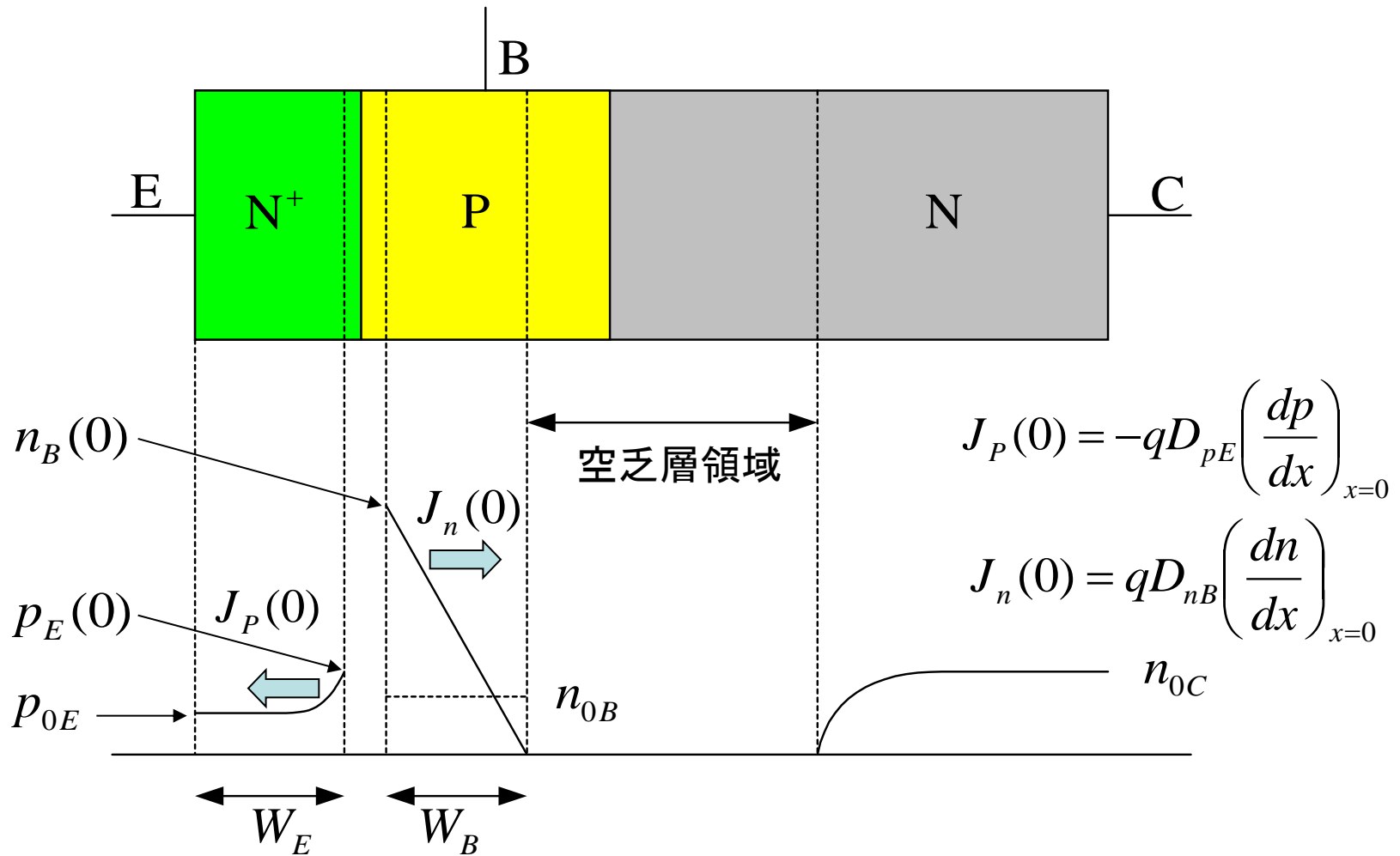
- ∴ ① ベース領域厚み大
(リーチスルー回避のため)
- ② ベース領域への高レベル注入

$$\gamma_E = \frac{\delta I_{nE}}{\delta I_E} : \text{エミッタ注入効率}$$

$$\alpha_T = \frac{\delta I_{nC}}{\delta I_{nE}} : \text{ベース輸送ファクター}$$

$$\gamma_C = \frac{\delta I_C}{\delta I_{nC}} : \text{コレクター効率}$$

少数キャリア分布 -NPNトランジスタ-



ベースからエミッタへの正孔電流

- 境界条件

$$p_E(0) = p_{0E} \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right)$$

- エミッタ内(中性領域)の正孔に関する連続の式

$$\frac{d^2 p}{dx^2} - \frac{p}{L_{pE}^2} = 0, \quad (L_{pE} : \text{エミッタ領域の正孔拡散長})$$
$$\Rightarrow p = p_E(0) \exp(-x/L_{pE}), \quad (W_E \gg L_{pE})$$

- ベースからエミッタへの正孔電流(ベース電流)

$$J_p(0) = -qD_{pE} \left(\frac{dp}{dx}\right)_{x=0} \Rightarrow J_p(0) = \frac{qD_{pE}}{L_{pE}} p_{0E} \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right)$$

$$J_p(0) = J_B \Rightarrow I_B$$

エミッタからベースへの電子電流

- 境界条件

$$n_B(0) = n_{0B} \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right), \quad n|_{x=W_B} = 0$$

- ベース内(中性領域)の電子に関する連続の式

$$\frac{d^2 n}{dx^2} - \frac{n}{L_{nB}^2} = 0, \quad (L_{nB} : \text{ベース領域の電子拡散長})$$

$$\Rightarrow n = n_B(0)(1 - x/W_B), \quad (W_B \ll L_{nB})$$

- エミッタからベースへの電子電流(コレクタ電流)

$$J_n(0) = qD_{nB} \left(\frac{dn}{dx} \right)_{x=0} \Rightarrow J_n(0) = -\frac{qD_{nB}}{W_B} n_{0B} \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right)$$

仮定: ベース領域での再結合なし $\Rightarrow J_n(0) = J_c \Rightarrow I_c$

エミッタ接地電流利得

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{J_n(0)}{J_p(0)} = \frac{D_{nB} n_{0B} L_{pE}}{D_{pE} p_{0E} W_B}$$

$$= \left(\frac{D_{nB}}{D_{pE}} \right) \left(\frac{L_{pE}}{W_B} \right) \left(\frac{N_{DE}}{N_{AB}} \right) \left(\frac{n_{ieB}^2}{n_{ieE}^2} \right)$$

$$n_{0B} N_{AB} = n_{ieB}^2$$

$$p_{0E} N_{DE} = n_{ieE}^2$$

エミッタ領域の最適な
ドーピング密度
 $\doteq 1 \times 10^{19} \text{cm}^{-3}$

高電流利得確保 $\Rightarrow N_{AB}$ 低減 かつ N_{DE} 増加

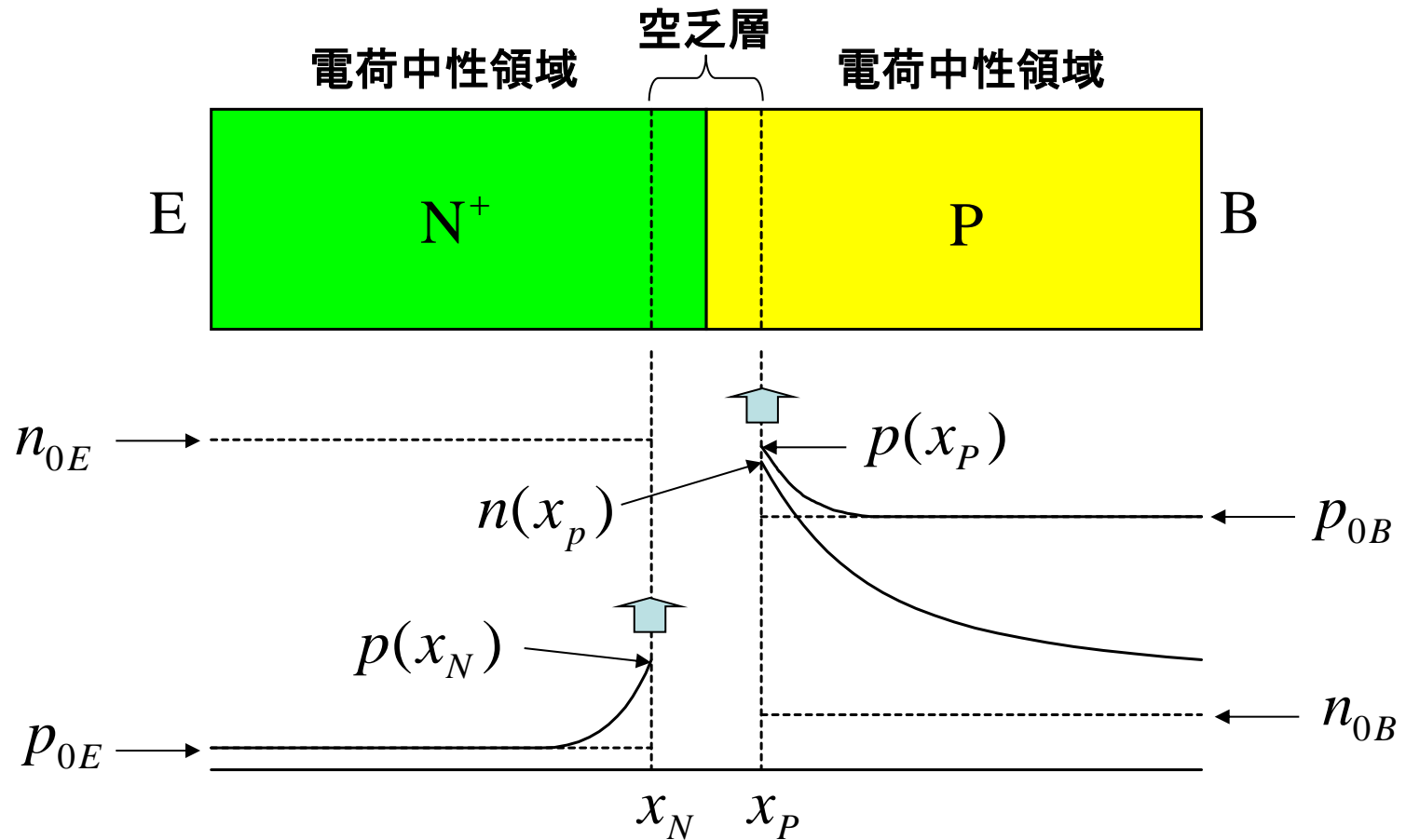
・ N_{AB} (ベースドーピング密度) を低減した場合の問題点

- ① ベース領域のリーチスループブレークダウン電圧の低下
- ② ベース領域の空乏化による出力コンダクタンスの悪化
(②の対策: ベース幅を増大 \Rightarrow 電流利得の低下)
- ③ ベース領域への高レベル注入 \Rightarrow 電流利得の低下 (**Rittner 効果**)
- ④ ベースシート抵抗増大 \Rightarrow エミッタ下の電流分布悪化

・ N_{DE} (エミッタドーピング密度) を増加した場合の問題点

- ① Auger再結合による L_{pE} の低下
- ② バンドギャップの狭帯化による n_{ieE} の増大

NPNトランジスタのエミッタ-ベース接合 —ベース領域への高レベル注入—



高レベル注入: 注入された少数キャリア密度 $n(x_p) >$ ドーピング密度 $p_{0B}(=N_{AB})$

ベースからエミッタへの正孔注入

—ベース領域への高レベル注入—

- 電子と正孔の関係 (pn接合の境界条件)

$$p(x_N)n_{0E} = p(x_P)n(x_P), \quad n(x_N) = n_{0E} \text{ (低～高レベル注入)}$$

- 境界条件

$$n(x_P) = n_{0B} \exp(qV_{BE}/kT)$$

- 電荷中性条件 (ベース領域)

$$p(x_P) = p_{0B} - n_{0B} + n(x_P) \cong p_{0B} + n(x_P)$$

$$\begin{aligned} p_{0B}n_{0B} &= n_{iB}^2 \\ p_{0E}n_{0E} &= n_{iE}^2 \end{aligned}$$

- エミッタ領域への正孔注入

$$p(x_N) = p_{0E} \left(n_{iB}/n_{iE} \right)^2 \left[1 + n(x_P)/p_{0B} \right] \exp(qV_{BE}/kT)$$

↑
ベース領域への高レベル電子注入によるエミッタ領域への正孔注入の増大
⇒ **エミッタ注入効率の低下**

ベース電流とコレクタ電流

—ベース領域への高レベル注入—

- ベース領域への電子電流 (コレクタ電流)

$$I_C = AqD_{nB} \left(\frac{dn}{dx} \right)_{x=0} = -\frac{AqD_{nB}}{W_B} n(x_P), \quad (- \Rightarrow +) \quad (W_B \ll L_p)$$

$$\Rightarrow I_C = \frac{AqD_{nB}}{W_B} n_{0B} \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right)$$

ベース領域の再結合無視

- エミッタ領域への正孔電流 (ベース電流)

$$I_B = -AqD_{pE} \left(\frac{dp}{dx} \right)_{x=0} = \frac{AqD_{pE}}{L_{pE}} p(x_N)$$

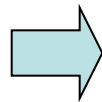
$$\Rightarrow I_B = \frac{AqD_{pE}}{L_{pE}} p_{0E} \left(\frac{n_{iB}}{n_{iE}} \right)^2 \left[1 + \frac{J_C W_B}{qD_{nB} p_{0B}} \right] \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right)$$

エミッタ接地電流利得

- エミッタ接地電流利得 (高レベル注入)

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{D_{nB} n_{0B} L_{pE}}{D_{pE} p_{0E} W_B} \left(\frac{1}{1 + \underbrace{(J_C W_B) / (q D_{nB} p_{0B})}_{\text{追加項}}} \right)$$

ベース領域への高レベル注入による追加項



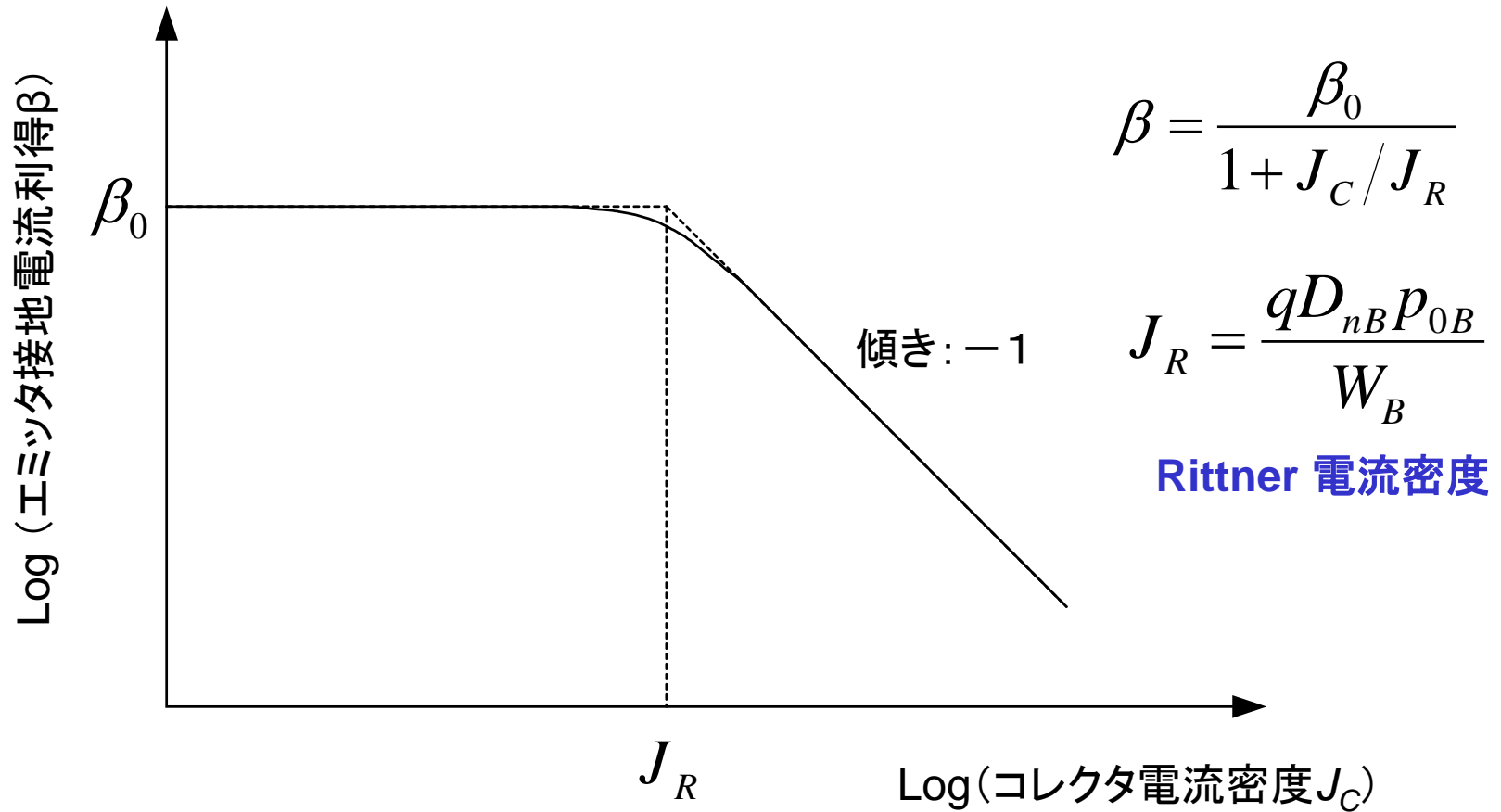
J_C 増大 \Rightarrow β 低下

Rittner 効果

ベース領域への少数キャリア(電子)の高レベル注入
 \Rightarrow ベース領域内の多数キャリア(正孔)密度上昇(理由:電荷中性)
 \Rightarrow エミッタ領域内の少数キャリア(正孔)密度上昇
 \Rightarrow 注入効率の低減(電流利得低減)

電流利得の変化

—ベース領域への高レベル注入—



W_B : 小 \Rightarrow J_R : 大 (リーチスルーが起こらない条件が必要)
 p_{0B} : 大 \Rightarrow J_R : 大 (低レベル注入時の電流利得の低下)

ベース輸送ファクター

- ベース領域内の再結合を無視

$$\alpha_T = 1, \left[\alpha_T = \frac{I_{nC}}{I_{nE}} = \frac{(\delta n / \delta x)_{x=W_B}}{(\delta n / \delta x)_{x=0}}, (\delta n / \delta x)_{x=W_B} = (\delta n / \delta x)_{x=0} \right]$$

- ベース領域内の再結合を考慮

$$\alpha_T = \frac{1}{\cosh(W_B / L_{nB})} \approx 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{W_B}{L_{nB}} \right)^2, \quad L_{nB} \gg W_B$$

$$\left(\Rightarrow \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \approx \frac{2L_{nB}^2}{W_B^2} \right)$$

ベース幅 W_B : 小、少数キャリア拡散長 L_n : 大 $\Rightarrow \beta$: 大 (高電流)

ベース輸送ファクター導出

—ベース領域内の再結合を考慮—

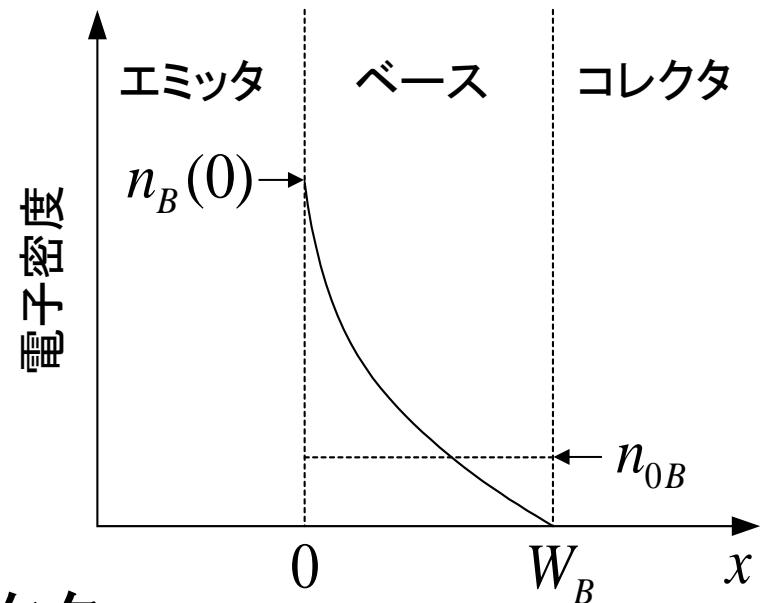
- 連続の式(定常状態)

$$\frac{d^2 n}{dx^2} - \frac{dn}{L_{nB}^2} = 0$$

- 境界条件

$$n \Big|_{x=0} = n_B(0) = n_{0B} e^{qV_{BE}/kT}$$

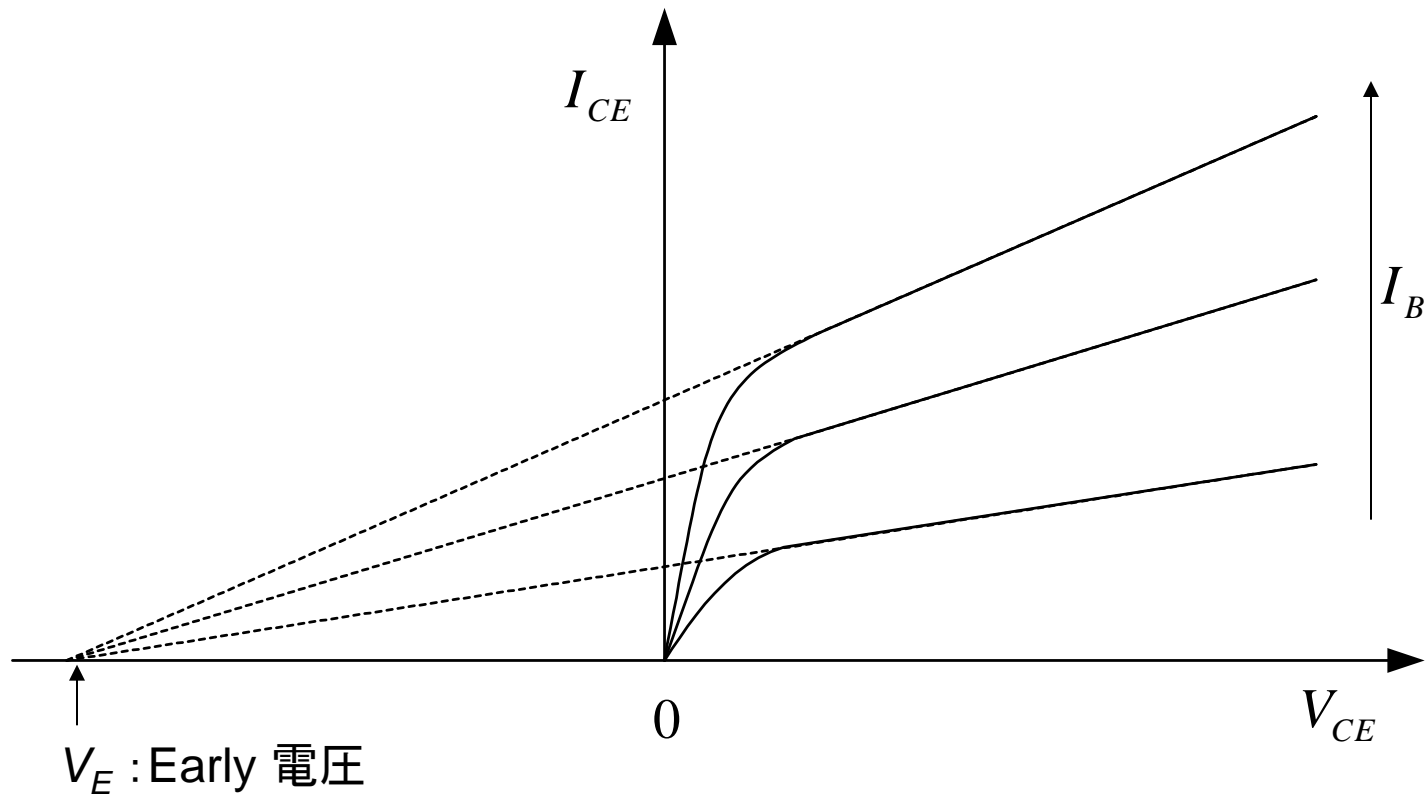
$$n \Big|_{x=W_B} = 0$$



- 電子密度とベース輸送ファクター

$$n(x) = n_{0B} \frac{\sinh[(W_B - x)/L_{nB}]}{\sinh(W_B/L_{nB})} \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right) \Rightarrow \alpha_T = \frac{1}{\cosh(W_B/L_{nB})}$$

出力電圧電流特性



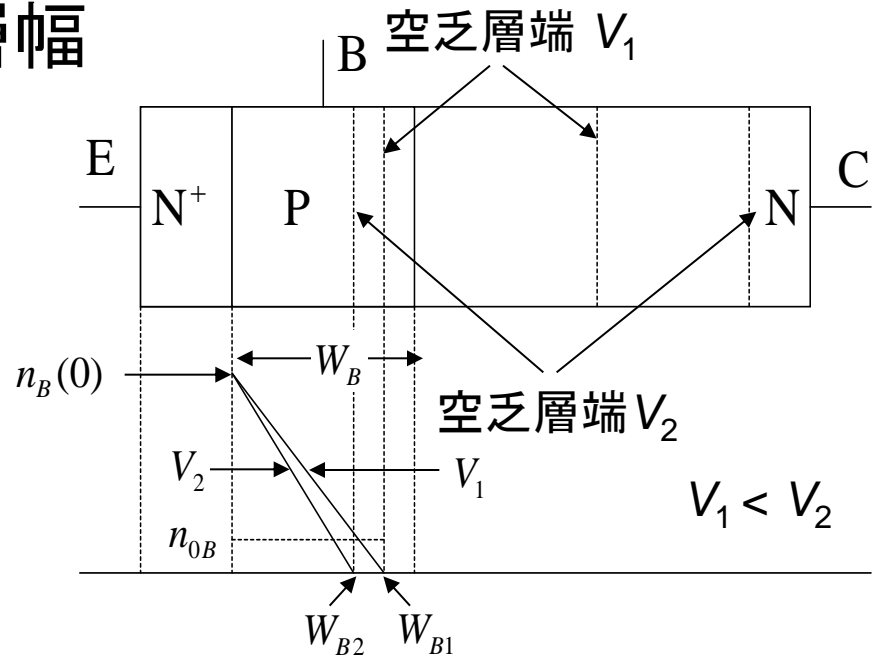
V_{CE} 増大 \Rightarrow コレクター-ベース間空乏層広がりによるベース幅の狭まり $\Rightarrow I_{CE}$ の増大

コレクタ電流とEarly電圧

—コレクタバイアス効果考慮—

- ベース領域内の空乏層幅

$$W_D = \sqrt{\frac{2\epsilon_s N_{Dv} V_{CB}}{qN_{AB}(N_{AB} + N_{Dv})}}$$



- コレクタ電流

$$J_C = qD_n \frac{n_B(0)}{W_B - W_D}$$

$$J_C \cong qD_n \frac{n_B(0)}{W_B} \left[1 + \frac{\epsilon_s}{qN_{AB}W_B^2} \frac{V_{CB}}{1 + (N_{AB}/N_{Dv})} \right]$$

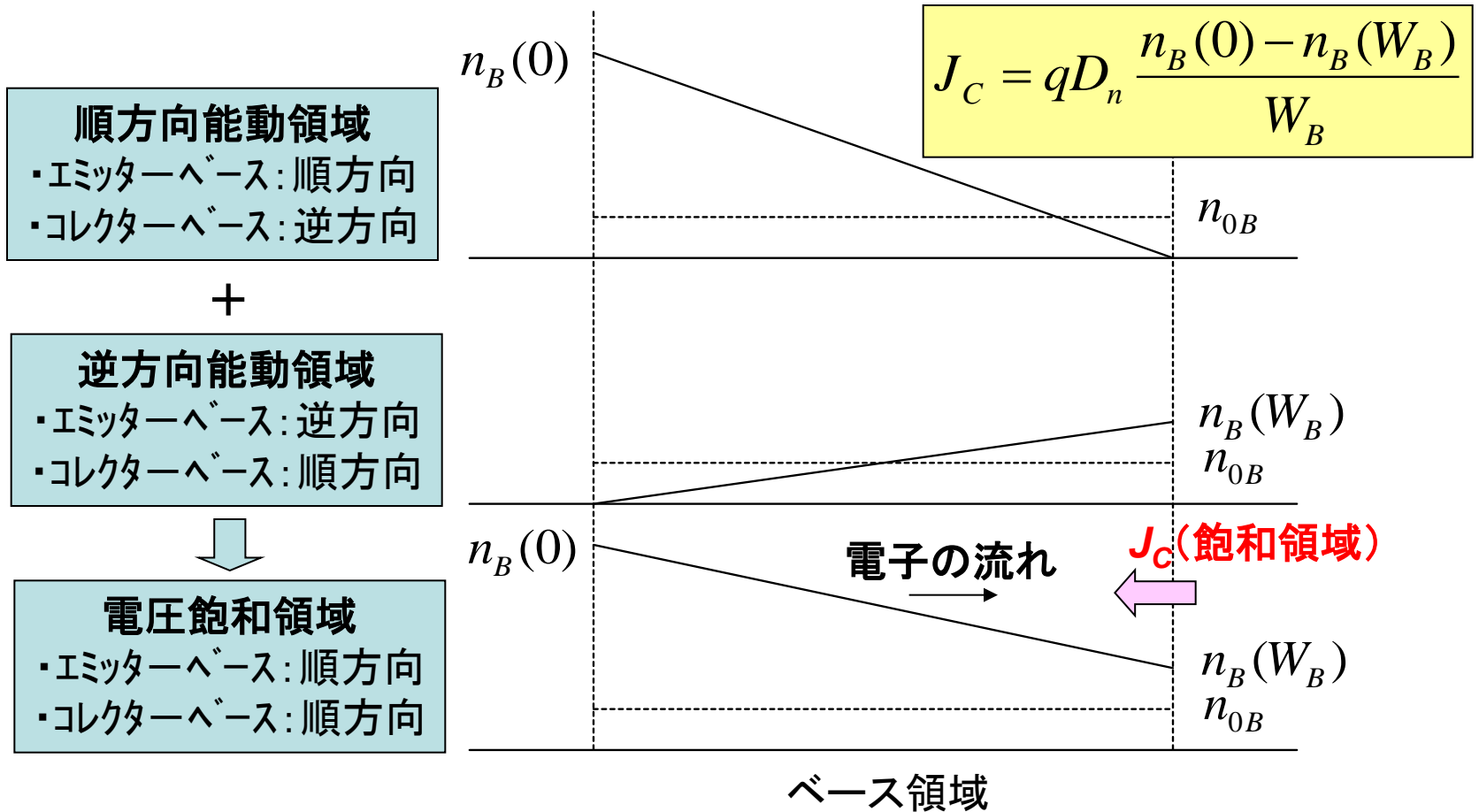
$$\Rightarrow V_E = -\frac{qN_{AB}W_B^2}{\epsilon_s} \left(1 + \frac{N_{AB}}{N_{Dv}} \right), \quad (\text{at } J_C = 0)$$

良好な出力特性

V_E 大: N_{AB} 大、 W_B 大

電流利得低下

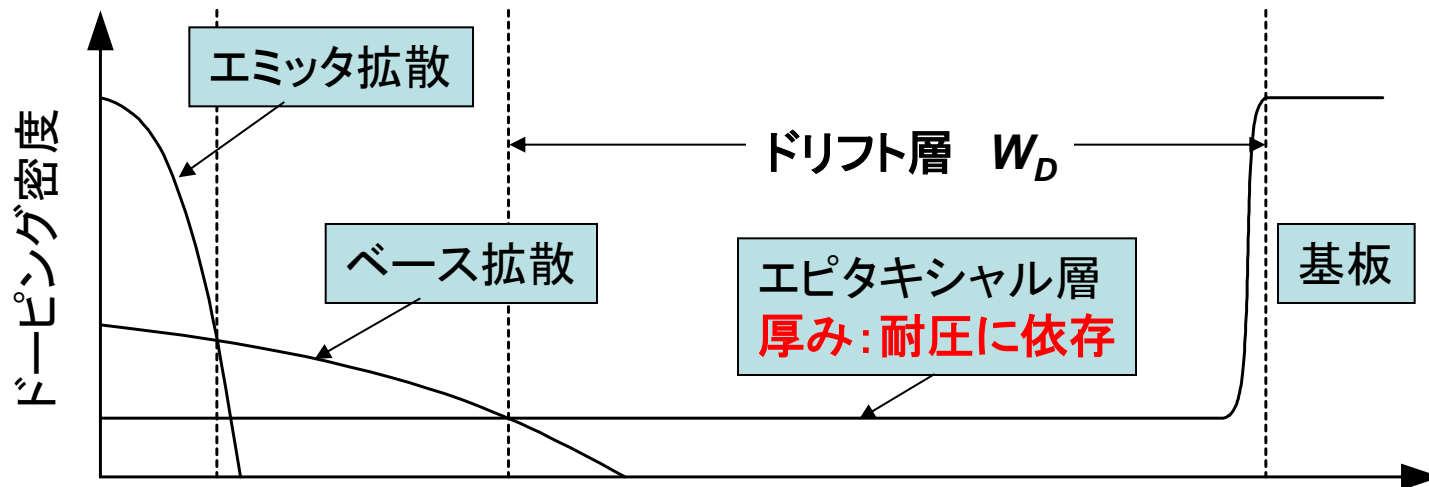
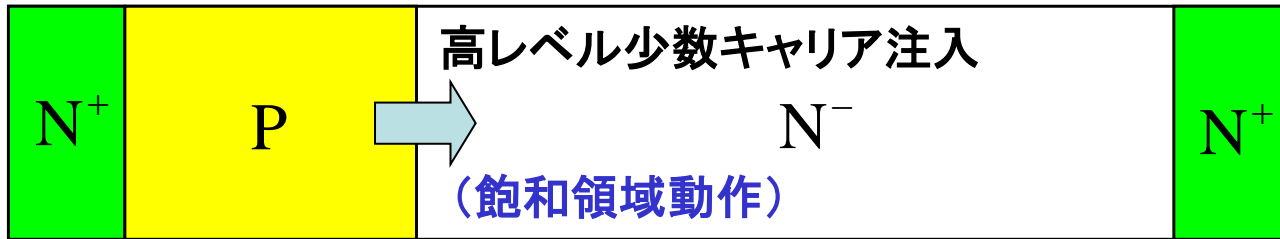
電圧飽和領域の電流



端子電流 \propto ベース領域内への注入少数キャリア密度 (線型) \Rightarrow 重ね合わせ可能

ドリフト層の抵抗低下

—飽和領域と準飽和領域—

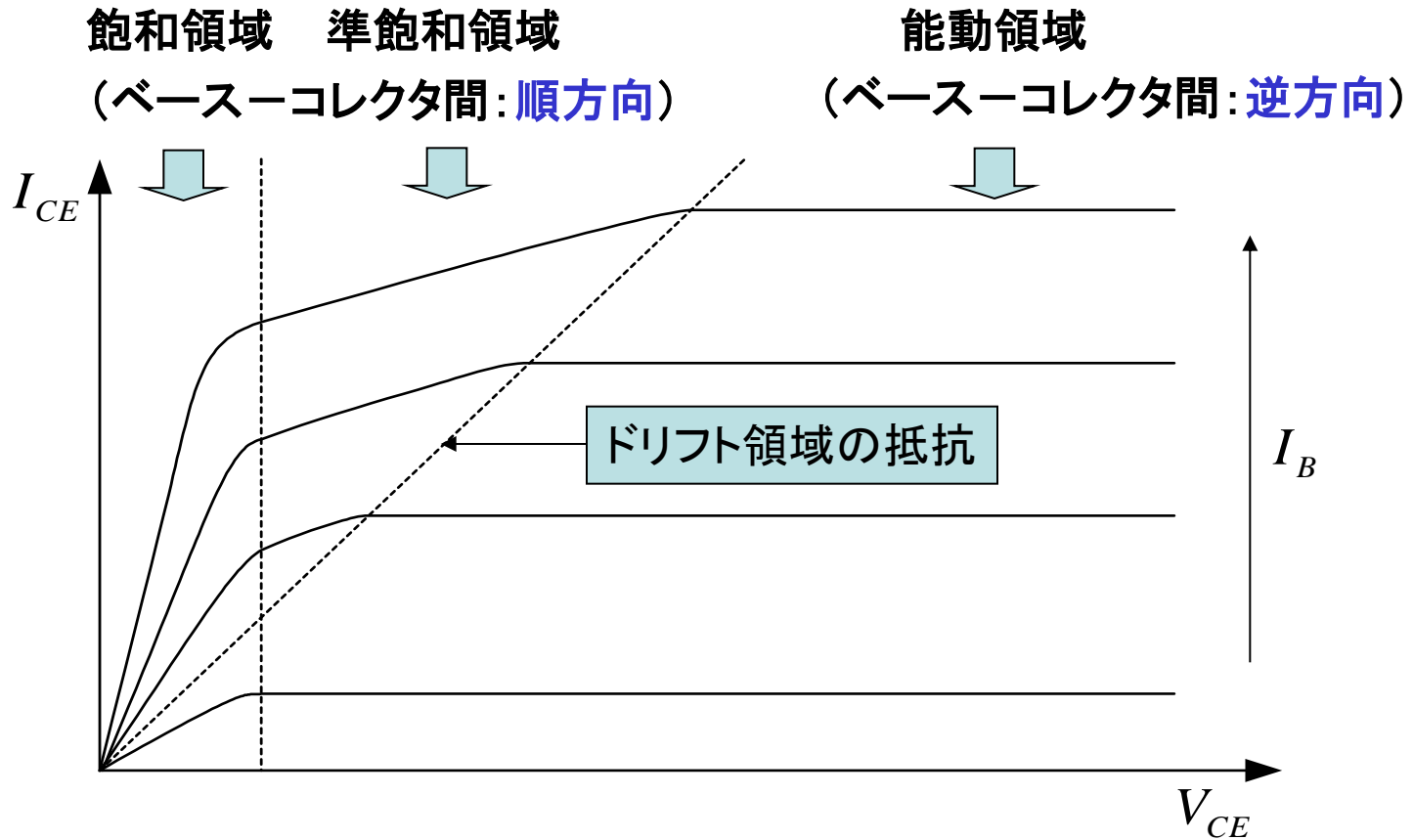


$$R_{D,S} = \rho_D W_D = \frac{W_D}{q\mu_n N_D}$$

ベース領域からの高レベル少数キャリア注入
⇒ N⁻層の抵抗低下(伝導度変調)

出力特性

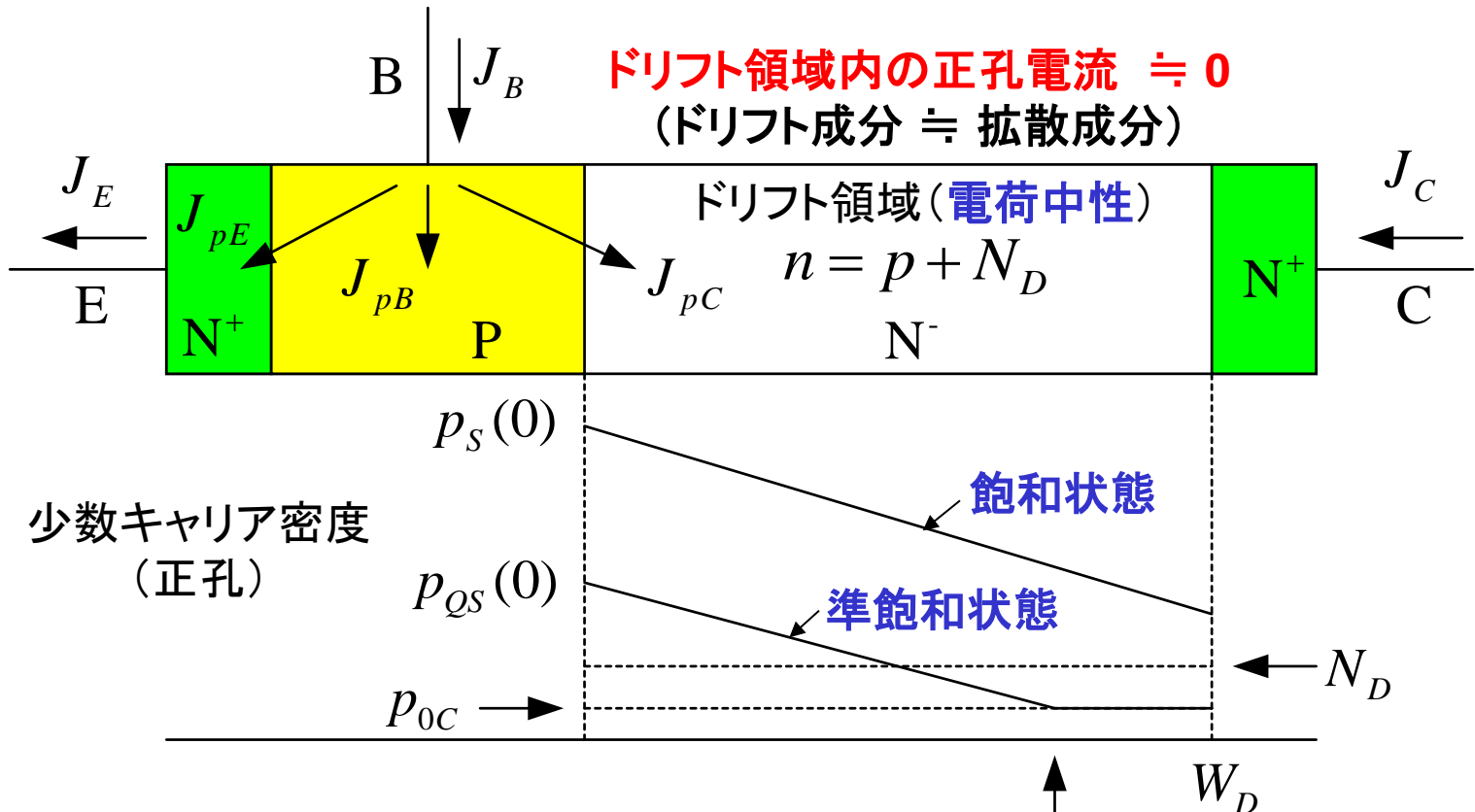
—飽和領域と準飽和領域—



飽和領域: ドリフト領域の**全体**で伝導度変調有り
準飽和領域: ドリフト領域の**一部**で伝導度変調有り

ドリフト領域内の少数キャリア分布

—飽和状態と準飽和状態—



$$p(x) = p(0) - \frac{J_C x}{2qD_n}, \quad W_M \cong \frac{2qD_n p(0)}{J_C}, \quad p(W_M) = \frac{n_i^2}{N_D}$$

コレクタドリフト領域解析1

—飽和領域と準飽和領域—

- コレクタドリフト領域の電圧降下

$$V_{Drift} = V_M + V_U$$

$$V_M = \frac{kT}{q} \ln \left[\frac{p(0)}{N_D} \right] \quad (\text{伝導度変調有り領域})$$

$$V_U = \frac{J_C (W_D - W_M)}{q\mu_n N_D} \quad (\text{伝導度変調無し領域})$$

- 準飽和開始時の電流 ($W_M = W_D$)

$$J_{QS} = \frac{2qD_n p(0)}{W_D}$$

コレクタドリフト領域解析2

—飽和領域と準飽和領域—

- コレクタドリフト領域の蓄積電荷(高レベル注入時)

$$Q_{sD} = \frac{qp(0)W_M}{2} \Rightarrow \text{ターンオフ時に除去される電荷}$$

- コレクタドリフト領域へ流れるベース電流成分

$$J_{pC} = \frac{qp(0)W_M}{2\tau_{HL}} \Rightarrow \text{再結合電流(コレクタドリフト領域内)}$$

↓
飽和 / 準飽和領域での電流利得の低減

オン状態(飽和 / 準飽和領域): 低 R_{on} (ドリフト領域伝導度変調)
ターンオフ時(高周波): 電力損失大(蓄積電荷除去)

コレクタドリフト領域内の電界分布1

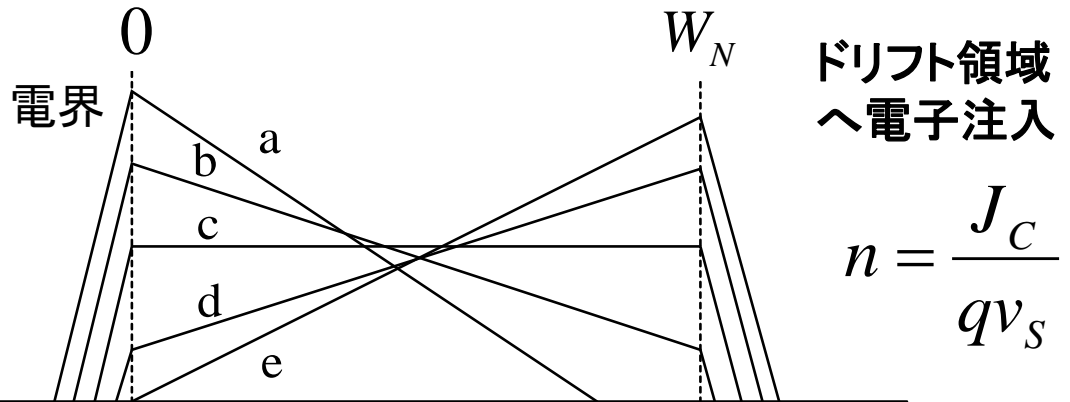
— 高電流密度による電界分布の変化 —



ドリフト領域内電界

$E(x)$

$$= E(0) - \frac{q}{\epsilon_s} \left(N_D - \frac{J_C}{qv_s} \right) x$$



コレクタ電流密度 J_C : 小 a \Rightarrow b \Rightarrow c \Rightarrow d \Rightarrow e 大

c の場合 $\Rightarrow J_{C0} = qv_s N_D, (n = N_D)$

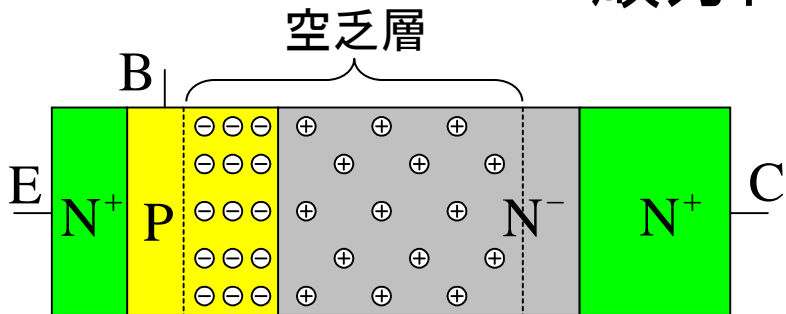
v_s : キャリアの飽和速度

e の場合 $\Rightarrow J_K = qv_s N_D + \frac{2\epsilon_s v_s V_{CB}}{W_N^2}$

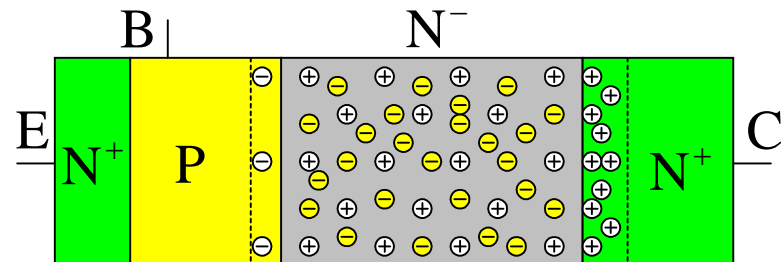
ベース-コレクタ接合での電界=0
(Kirk電流密度)

Kirk効果イメージ図

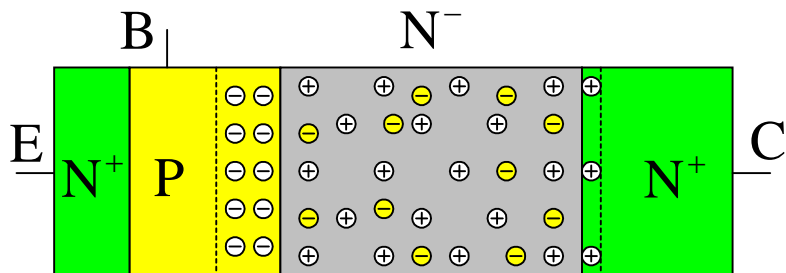
— 順方向能動領域 —



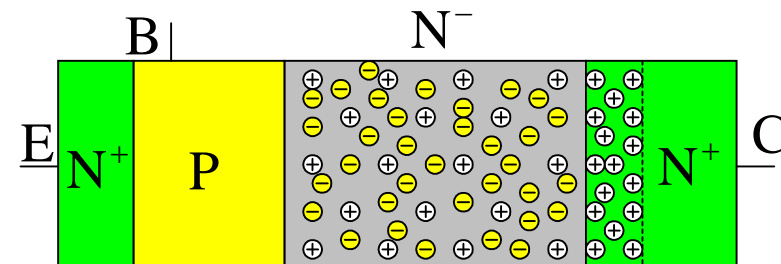
(a) $n \ll N_D$



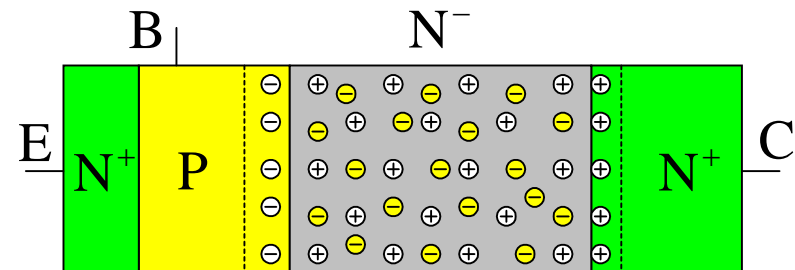
(d) $n > N_D$



(b) $n < N_D$



(e) $n \gg N_D$

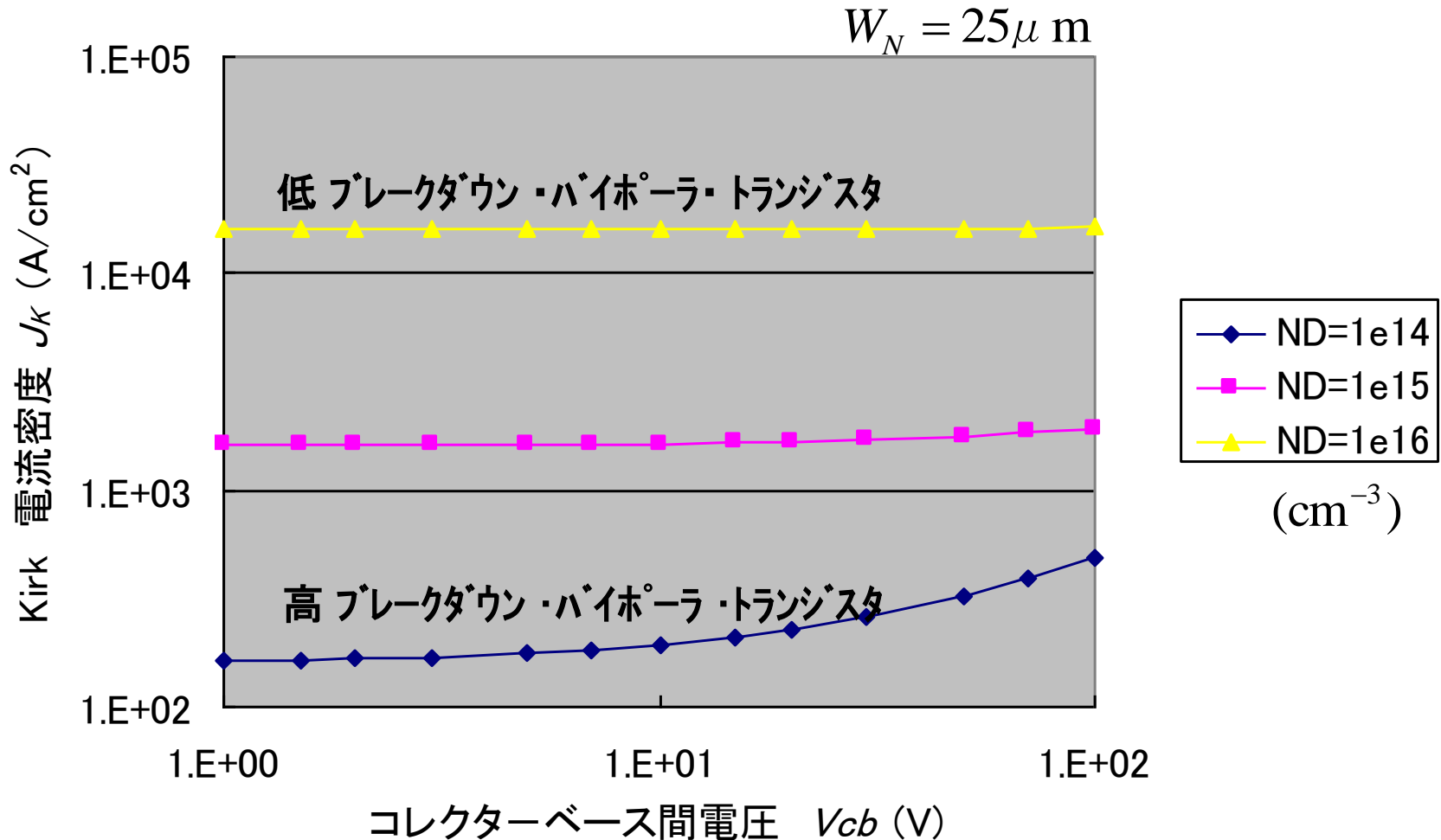


(c) $n = N_D$

ドリフト層内への電子注入
⇒ ドリフト層(空乏層内)の実効電荷の変化

- 電子 (+ ⇒ -)
- アクセプタ電荷
- ⊕ ドナー電荷

Kirk電流密度のコレクタ-ベース間電圧依存性

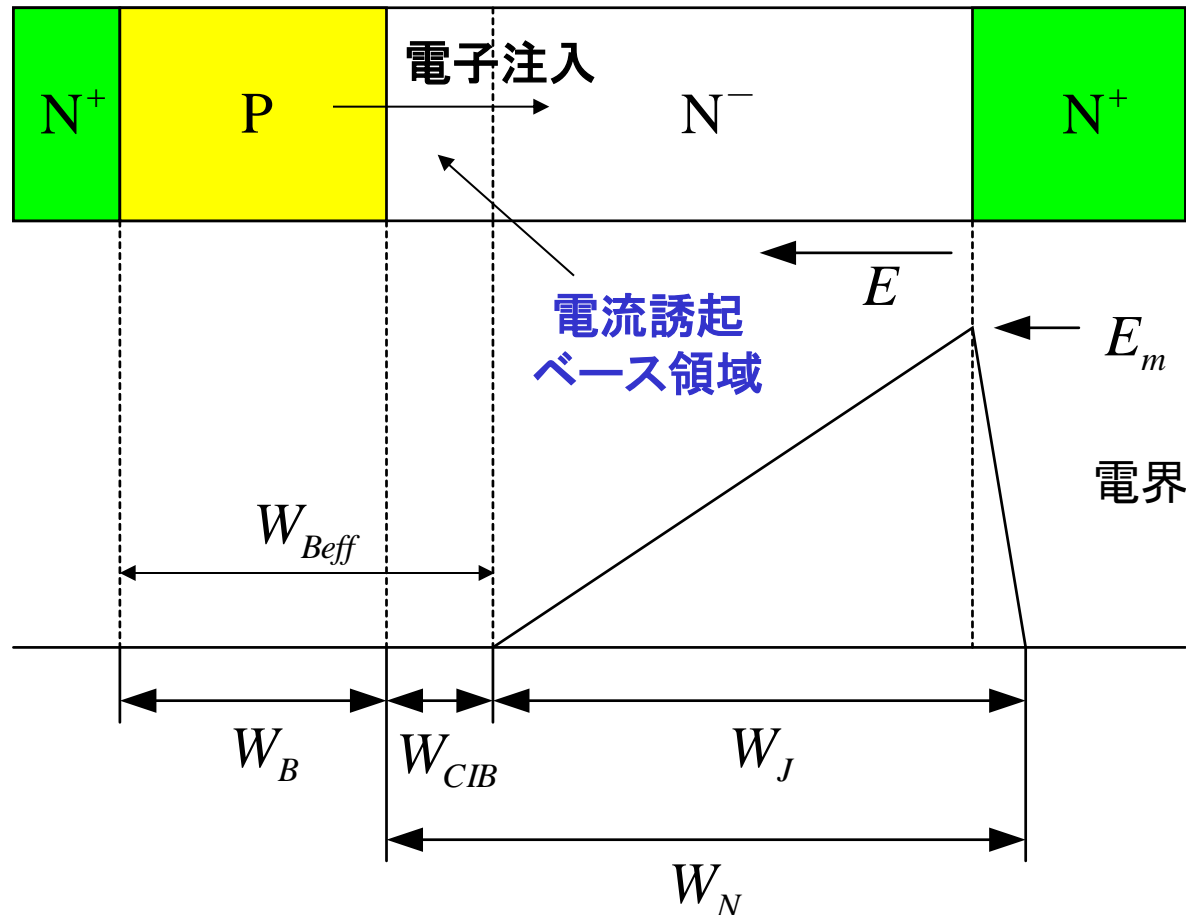


ドリフト領域のドーピング密度 (N_D) が低い場合に V_{cb} 依存性あり

コレクタドリフト領域内の電界分布2

— 高電流密度による電流誘起ベース領域の形成 —

順方向能動領域



W_{CIB} の形成 ⇒ 電流利得の低下 (高電流密度領域)

電流誘起ベース領域の解析

- 実効ベース領域の拡大

$$E(x) = \left(\frac{J_C}{\varepsilon_s v_s} \right) x \quad \Rightarrow \quad W_J = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s v_s V_{CB}}{J_C}}$$

$$W_{CIB} = W_N - \sqrt{\frac{2\varepsilon_s v_s V_{CB}}{J_C}}, \quad W_{Beff}(J_C) = W_B + W_N - \sqrt{\frac{2\varepsilon_s v_s V_{CB}}{J_C}}$$

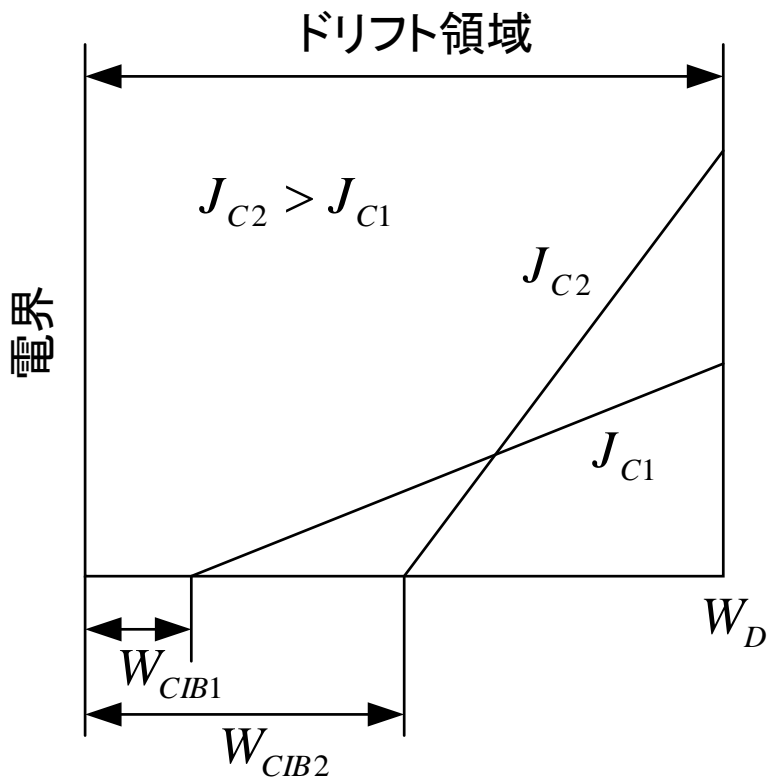
- J_C 増大に伴うエミッタ接地電流利得の低下

$$\beta \cong \frac{2L_{nB}^2}{W_{Beff}^2} \Rightarrow \beta \approx \beta_{J=0} \left[1 - 2 \left(\frac{W_N - \sqrt{2\varepsilon_s v_s V_{CB}/J_C}}{W_B} \right) \right]$$

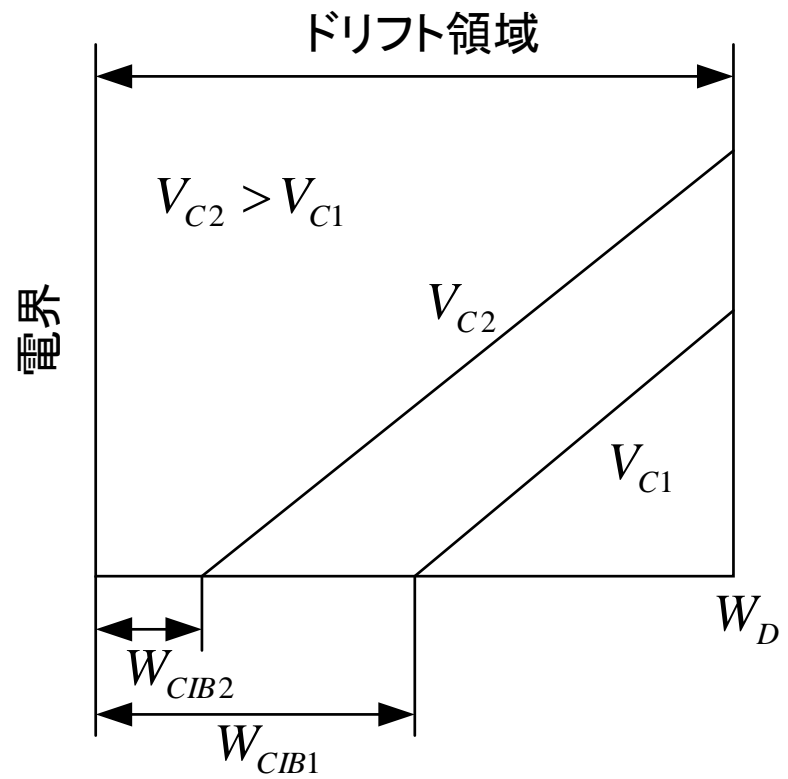
$\beta_{J=0} = 2L_{nB}^2/W_B^2$: 低レベル注入時の電流利得 $W_{CIB} < W_B$

電流誘起ベース領域の形成

— 電流密度及びコレクタ-ベース電圧の影響 —

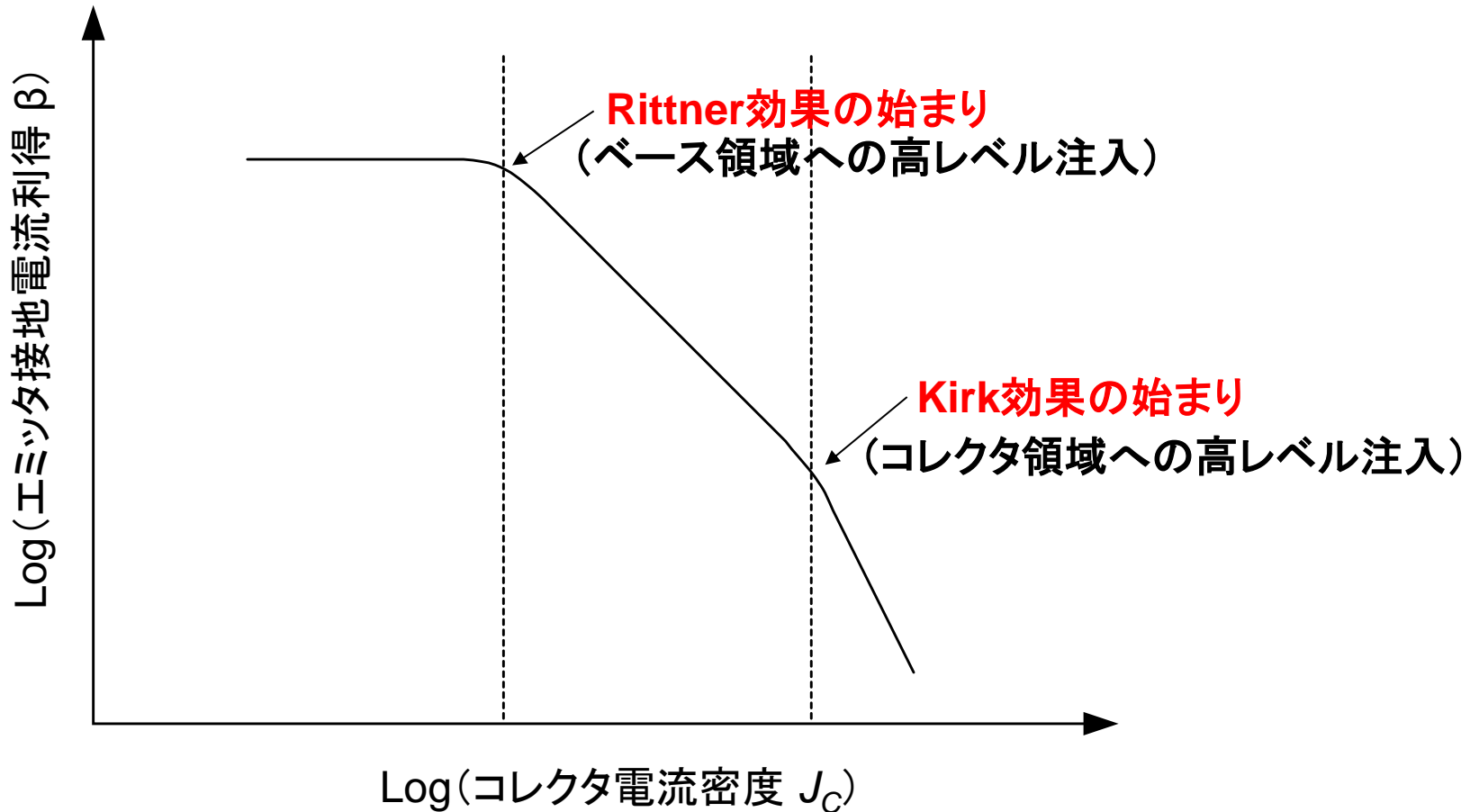


電流密度の影響

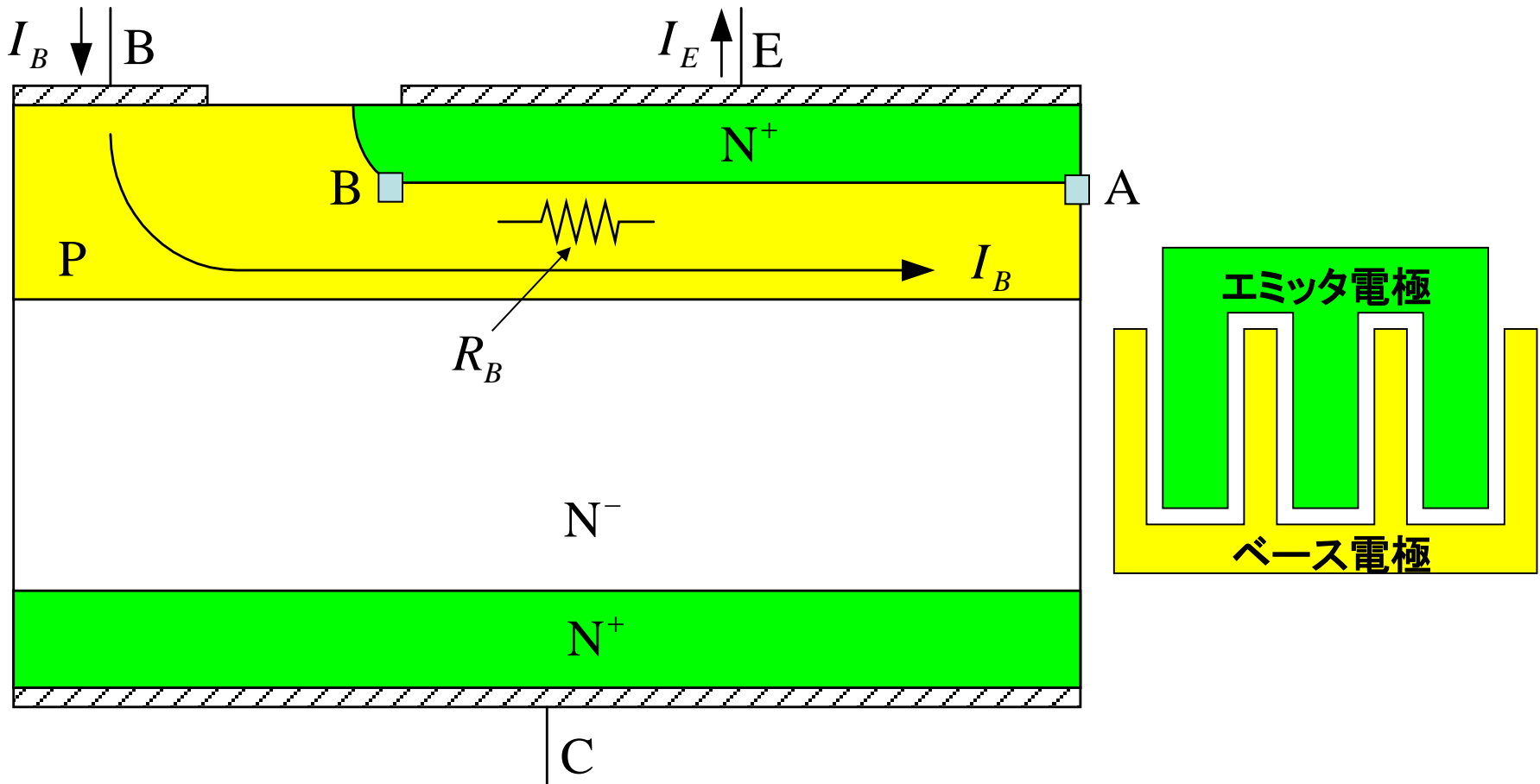


コレクタ-ベース電圧の影響

コレクタ電流の増大に伴う β の低下



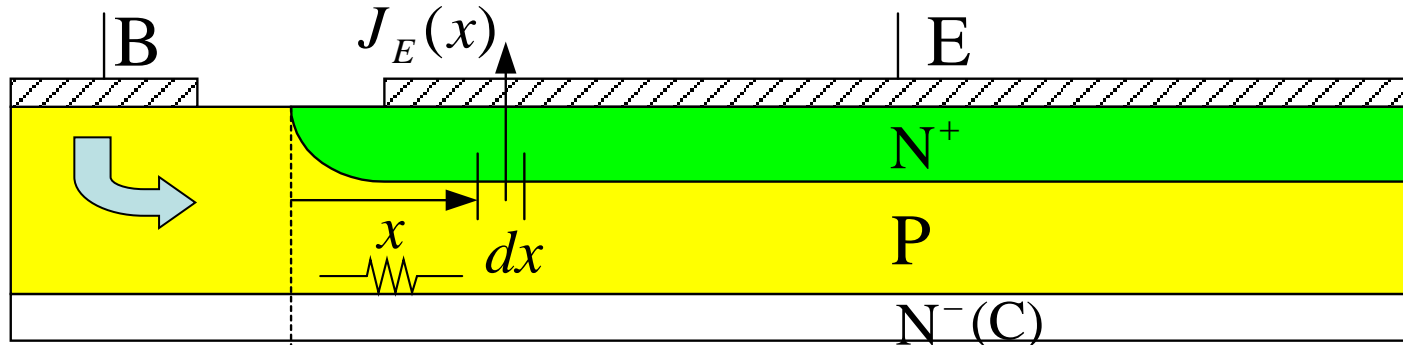
エミッタ電流の集中



エミッターベース間順方向バイアス: **A点 < B点** (理由: $I_B R_B$ 電圧降下)
⇒ エミッタ電流: **A点 < B点** (N^+ 拡散層に沿ってエミッタ電流不均一)

エミッタ電流集中の解析

—エミッタ幅に沿った規格化された電流分布—

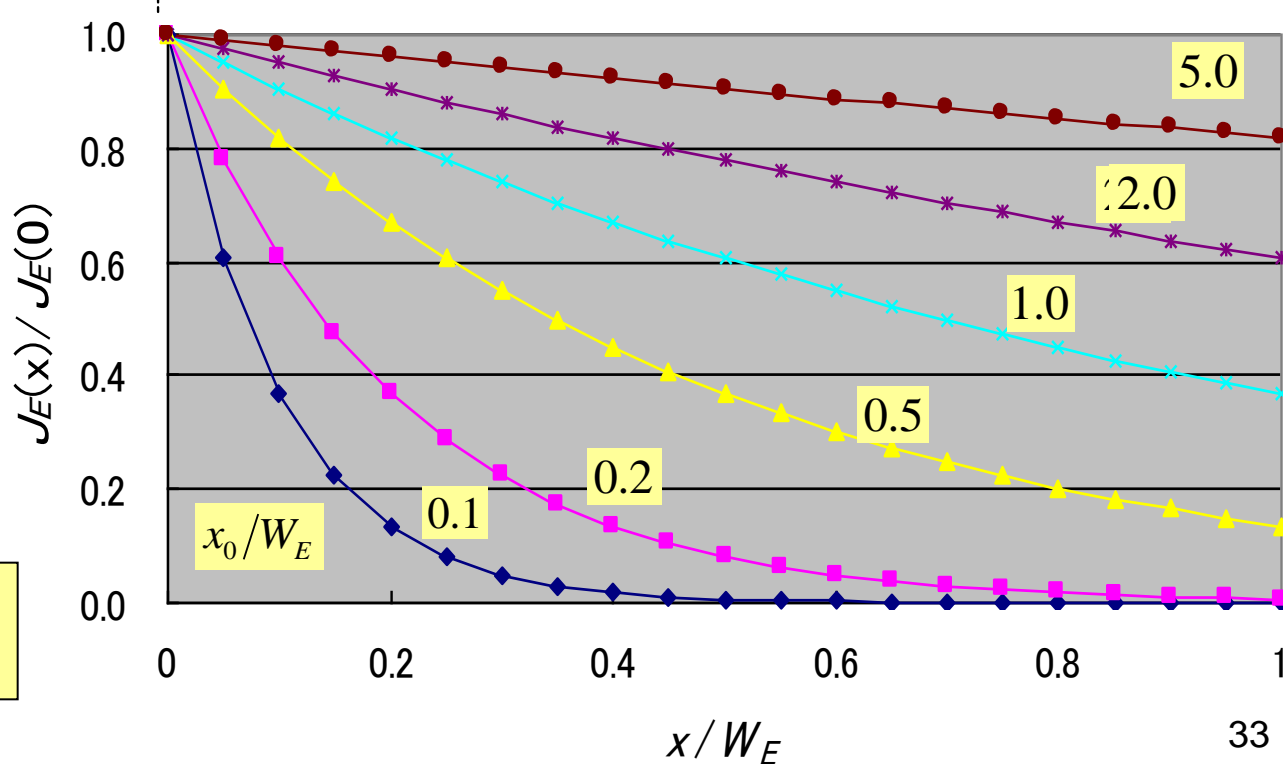


$$J_E(x) = J_E(0)e^{(-x/x_0)}$$

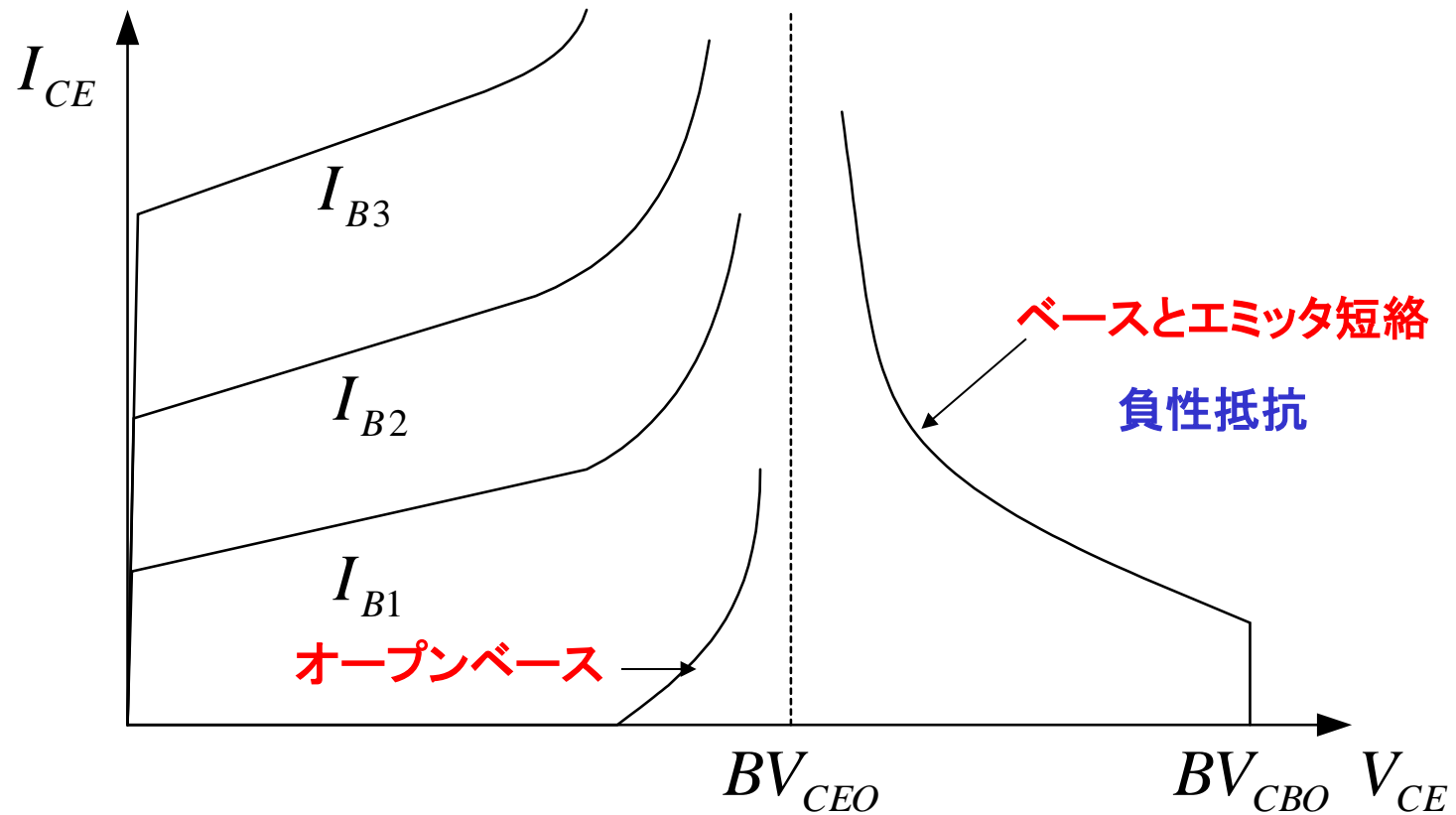
$$x_0 = \sqrt{\frac{2kTW_B\sigma_{B0}}{qJ_{HL}(1-\alpha)}}$$

W_E : エミッタ幅の半分
 J_{HL} : 高レベル注入開始時のエミッタ電流

エミッタ電流
⇒ エミッタ周辺に集中



スタティックブロッキング特性 —パワー・バイポーラ・トランジスタ—



オープン・エミッタ・ブレークダウン電圧

$$-BV_{CBO}-$$

- BV_{CBO} を増大

- コレクタドリフト領域の層を厚く、ドーピングを低減

- (必要とするアバランシェブレークダウン電圧からドリフト領域の厚みとドーピングを決定)

- ⇒ ドリフト層の抵抗増大

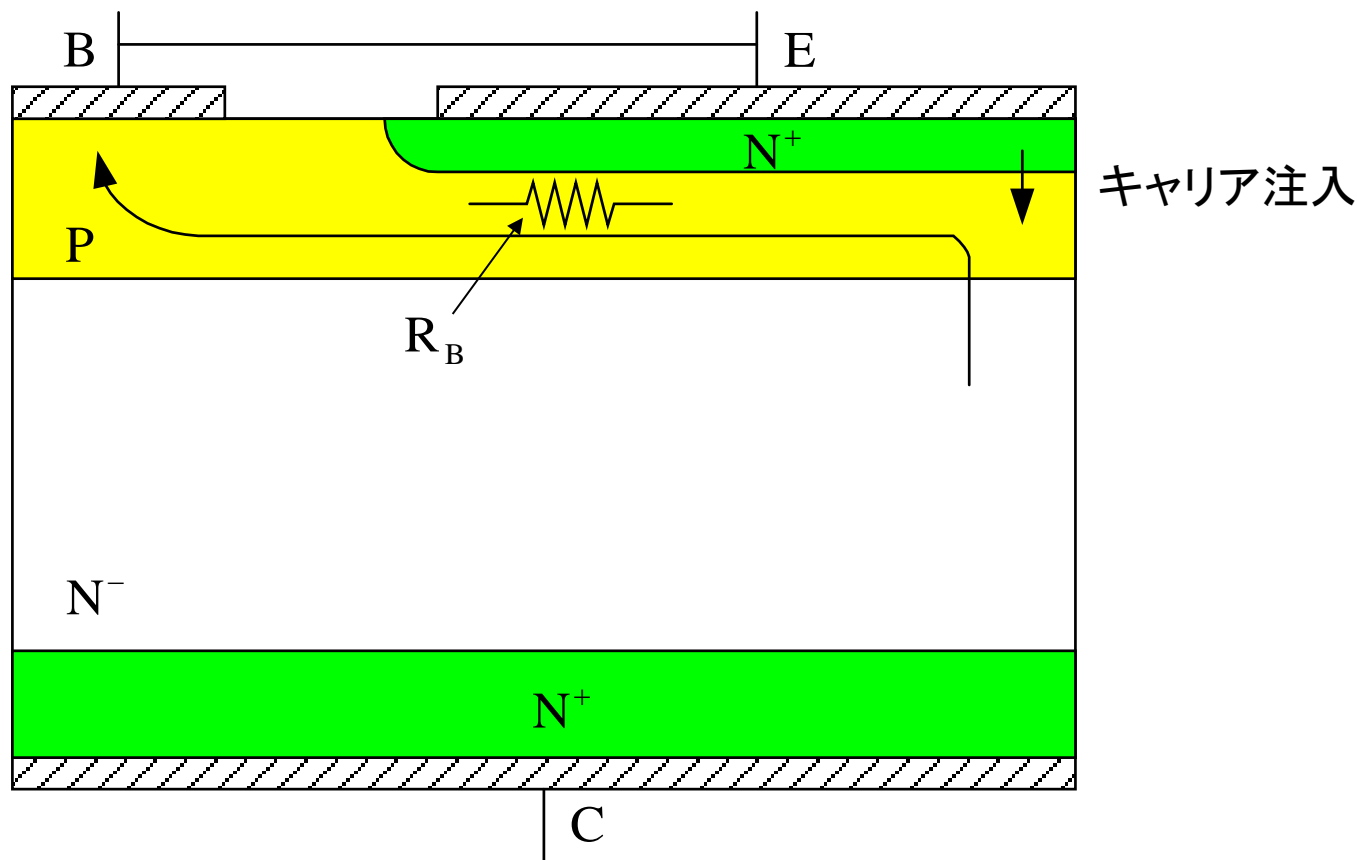
- ⇒ 準飽和領域の拡大

- (オン状態のパワーロス増大)

- ⇒ ターンオフの蓄積時間の増大

パワー・バイポーラ・トランジスタ動作

エミッタとベース短絡ー



BV_{CBO} 電圧印加 (アバランシェ発生) \Rightarrow ベース電流増大 $\Rightarrow R_B$ による電圧降下
 \Rightarrow ベース-エミッタ間順方向バイアス (エミッタ中央) \Rightarrow エミッタからベースへ電子注入
 \Rightarrow 電子注入によりコレクタ電流増大 (正帰還) \Rightarrow 負性抵抗特性

オープン・ベース・ブレークダウン特性 - BV_{CEO} -

- リーク電流の増幅 (ベース-コレクタ間)

$$I_E = I_C = \frac{I_L}{1 - \alpha}, \quad \alpha = \gamma_E \alpha_T M \quad \because I_E = I_C = \alpha I_E + I_L$$

$$I_C \rightarrow \infty \Rightarrow \alpha \rightarrow 1$$

$$\Rightarrow M = \frac{1}{\gamma_E \alpha_T} = \frac{1}{\alpha_0}$$

I_L : リーク電流 (発生電流と拡散電流)

M : アバランシェ増倍ファクター

α_0 : 低コレクタバイアスにおける
ベース接地電流利得 (at $M=1$)

- BV_{CEO} 導出

$$M(BV_{CEO}) = \frac{1}{1 - (BV_{CEO}/BV_{CBO})^n} = \frac{1}{\alpha_0}$$

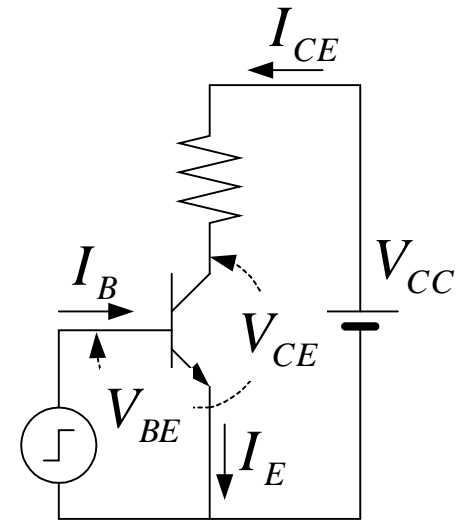
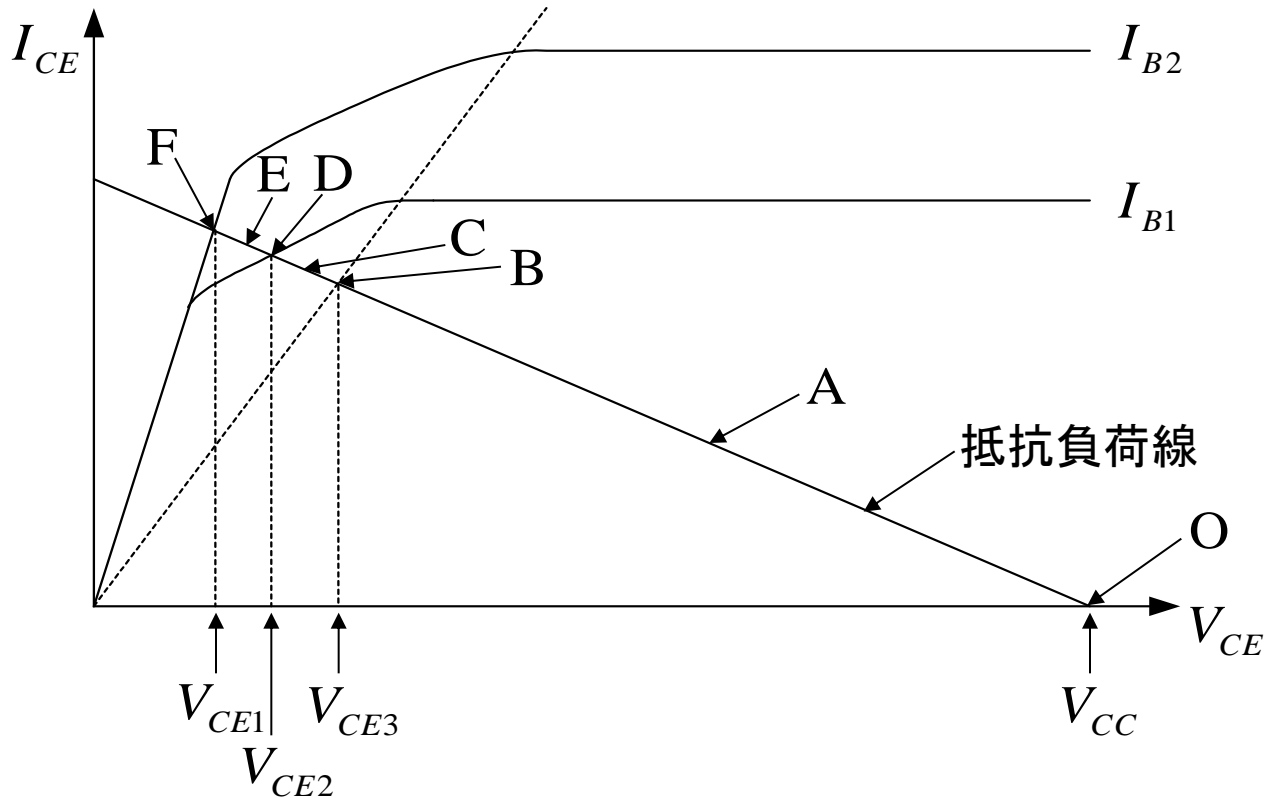
$$\Rightarrow BV_{CEO} = \frac{BV_{CBO}}{(\beta_0)^{1/n}}, \quad \because \beta_0 = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0} \cong \frac{1}{1 - \alpha_0}$$

$\beta_0 = 100$ の場合
 $BV_{CEO} \cong 1/3 \cdot BV_{CBO}$

BV_{CEO} 以下の電圧で動作させる必要あり

電流・電圧の軌跡

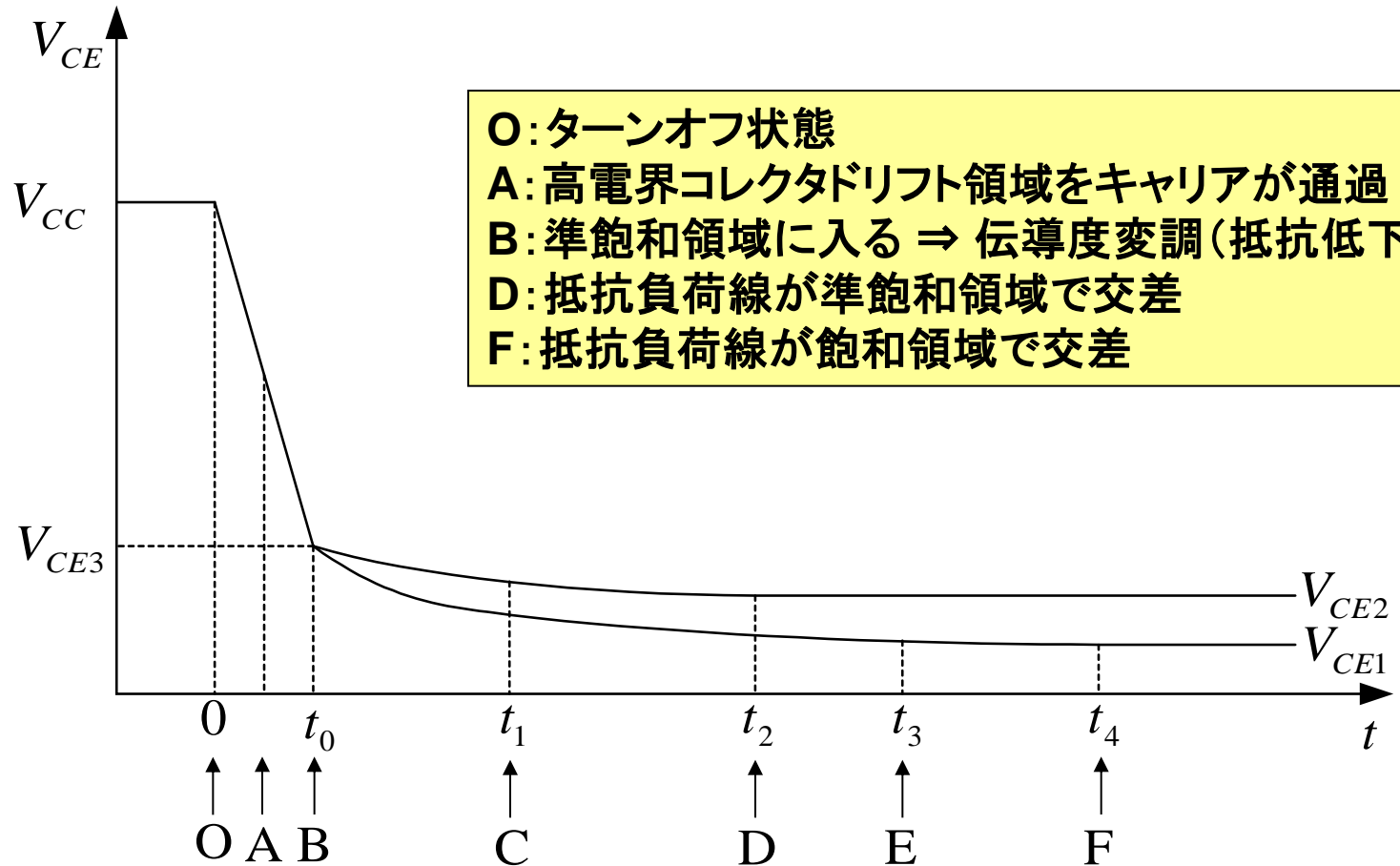
—スイッチング特性:ターンオン時—



I_{B1} : O \Rightarrow A \Rightarrow B \Rightarrow C \Rightarrow D (準飽和状態)
 I_{B2} : O \Rightarrow A \Rightarrow B \Rightarrow C \Rightarrow D \Rightarrow E \Rightarrow F (飽和状態)

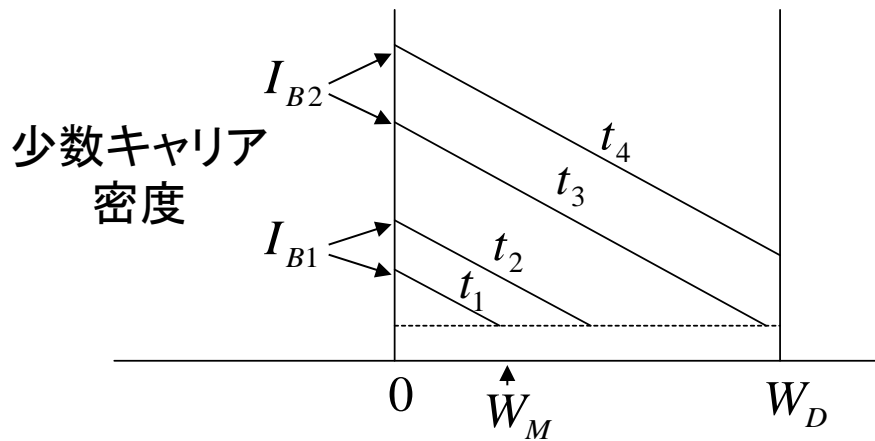
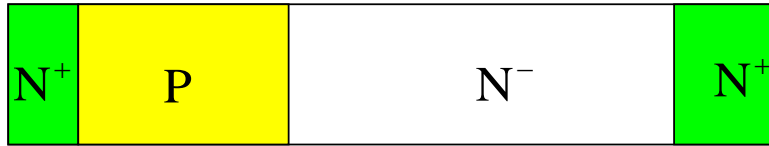
V_{CE} の時間変化

—スイッチング特性:ターンオン時—



コレクタドリフト領域内のキャリア分布

—スイッチング特性:ターンオン時—



$I_{B1} \Rightarrow t_1, t_2$: 準飽和状態
 $I_{B2} \Rightarrow t_3$: 準飽和状態
 t_4 : 飽和状態

J_{pC} : コレクタドリフト領域内の
 再結合供給用ベース電流
 (定常状態)

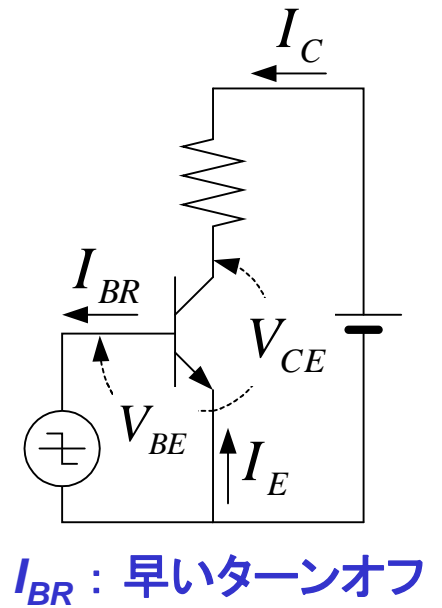
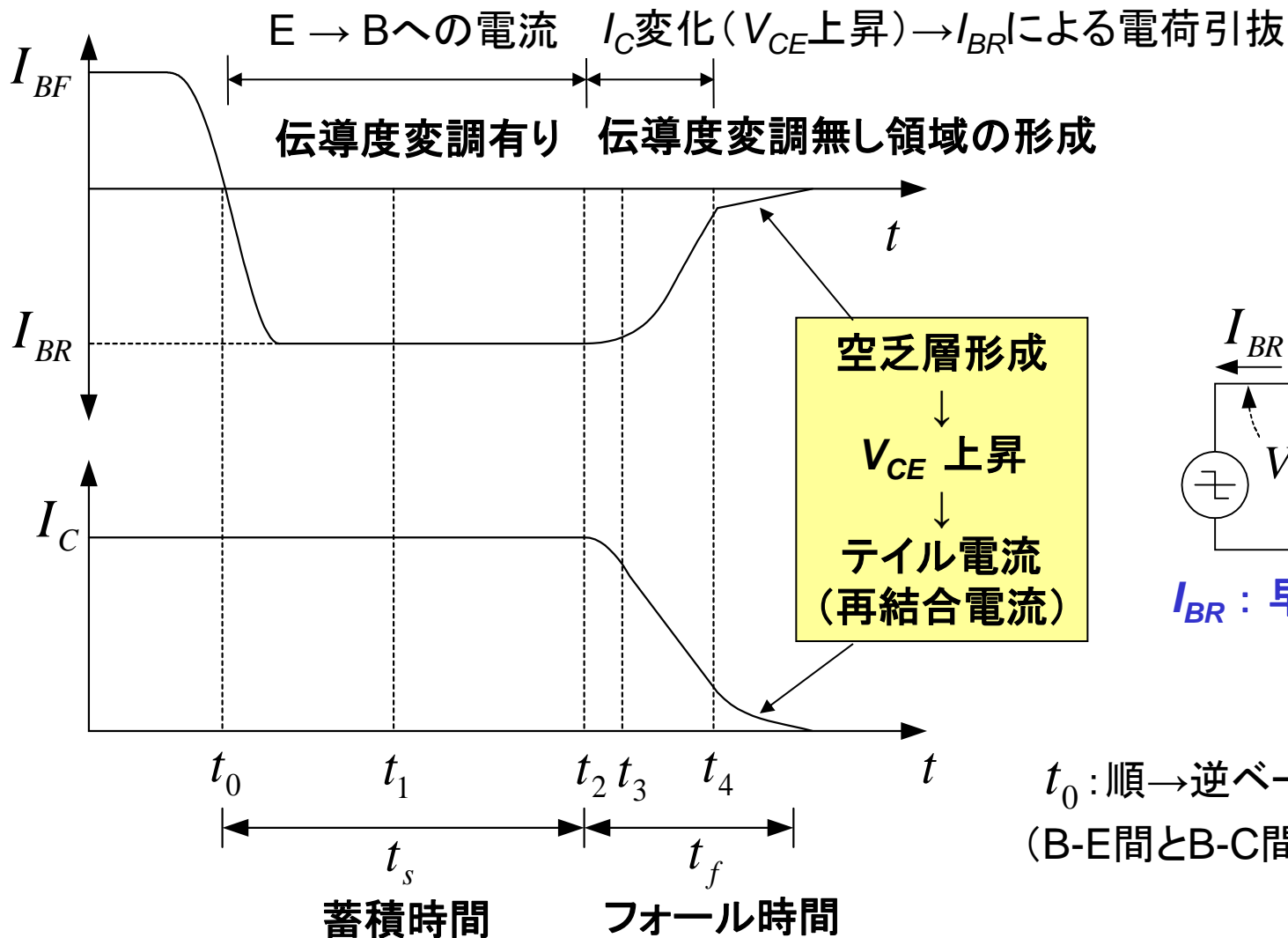
$$W_M = 2 \left(\frac{D_n \tau_D J_{pC}}{J_C} \right)^{1/2} \left[1 - e^{-(t/\tau_D)} \right]$$

$$V_{CE} = \frac{J_C}{q\mu_n N_D} \left\{ W_D - 2 \left(\frac{D_n \tau_D J_{pC}}{J_C} \right)^{1/2} \left[1 - e^{-(t/\tau_D)} \right] \right\}$$

伝導度変調の無い領域
 で電圧降下発生 V_{CE}

ベースとコレクタ電流波形

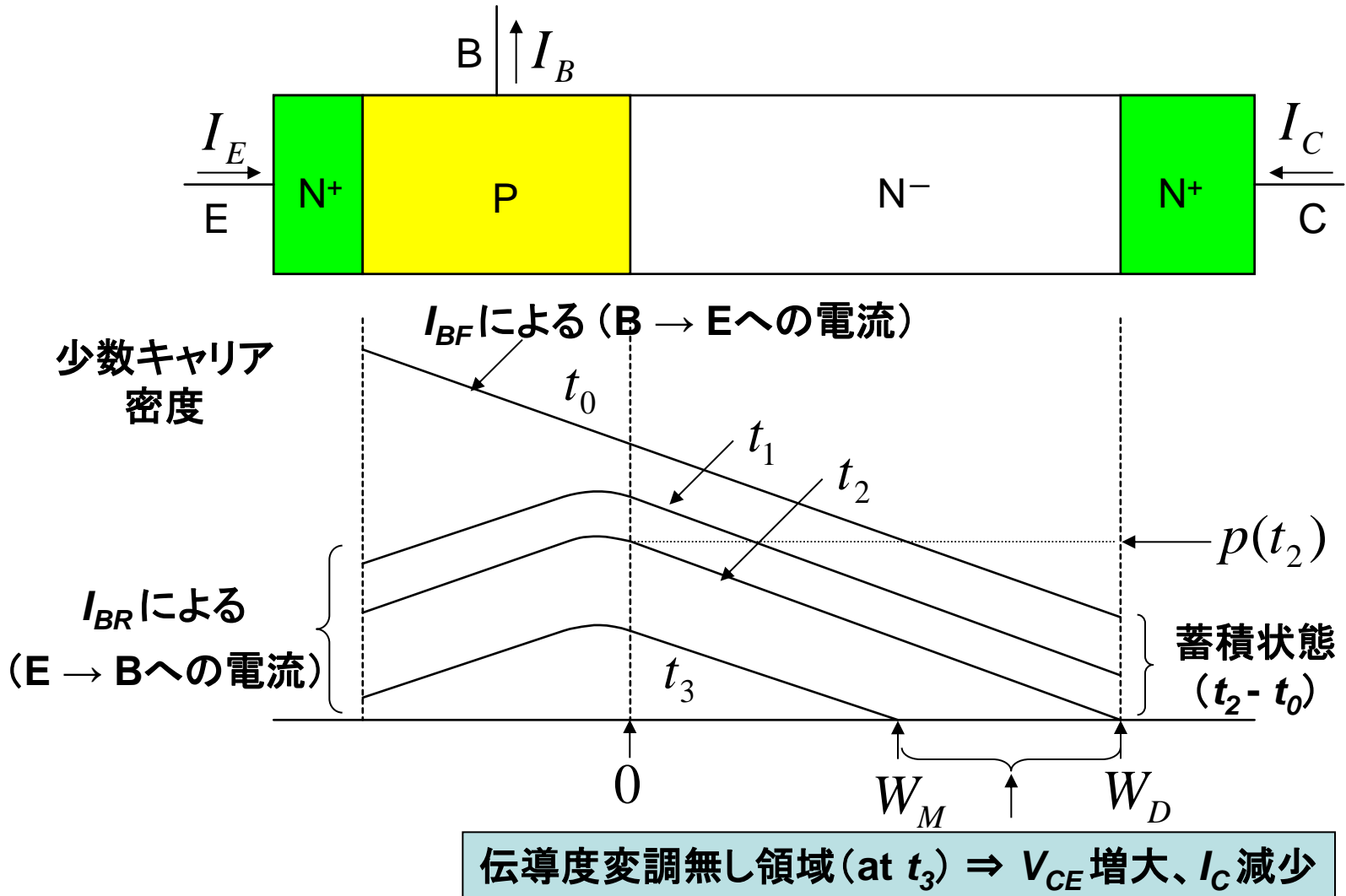
—スイッチング特性:ターンオフ時—



t_0 : 順 \rightarrow 逆ベース電流
 (B-E間とB-C間: 順方向)

キャリア分布

—スイッチング特性:ターンオフ時—



蓄積時間の見積

- 蓄積電荷（逆ベースドライブ電流印加前）

– ドリフト領域に電荷を蓄積すると仮定（ドリフト厚 ≫ ベース厚）

$$Q_S(t_0) = J_{PC} \tau_D$$

J_{PC} : ドリフト領域での再結合に供給されるベース電流
 τ_D : ドリフト領域内のライフタイム

- 蓄積時間の終わりにおける蓄積電荷

$$Q_S(t_2) = \frac{1}{2} p(t_2) W_D = \frac{1}{4} \frac{J_C W_D^2}{q D_n} \quad \because J_C = \frac{2q D_n p(t_2)}{W_D}$$

- 蓄積時間内の電荷と蓄積時間

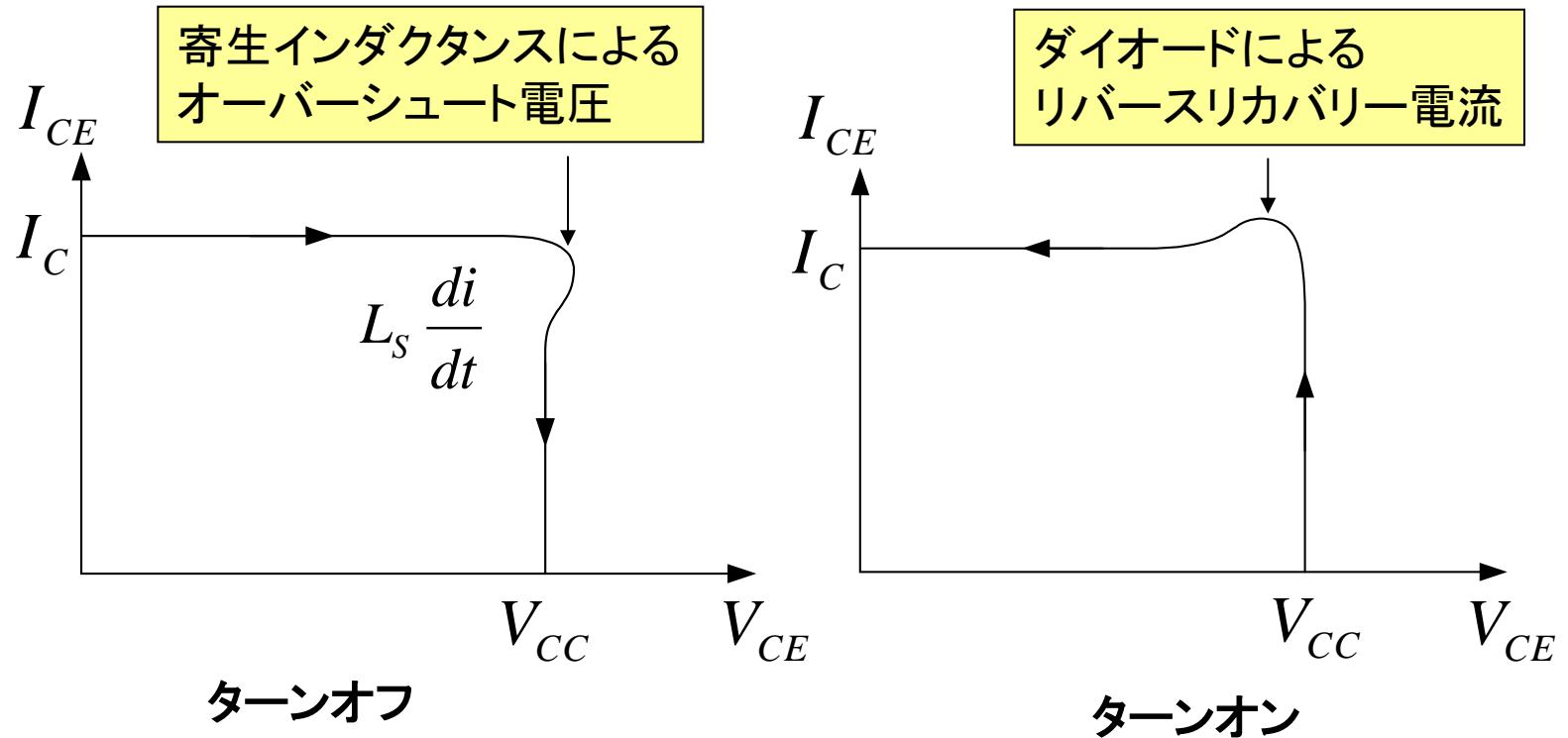
$$Q_S(t_0) - Q_S(t_2) = J_{PC} \tau_D - \frac{1}{4} \frac{J_C W_D^2}{q D_n} = J_{BR} t_S$$

$$\Rightarrow t_S = \frac{J_{PC} \tau_D}{J_{BR}} - \frac{1}{4} \frac{J_C}{J_{BR}} \frac{W_D^2}{q D_n}$$

t_S : 高レベル注入時の再結合
ライフタイムと同じオーダー

$$t_S \approx 10 \mu\text{s}$$

ターンオフ / オン時の電流電圧軌跡



I_C - V_{CC} 領域をSOA (Safe Operating Area) 内に収める。

順バイアス・セカンド・ブレークダウン — 能動領域における熱暴走 —

- I_C によるパワー消散 \Rightarrow 温度上昇 (ローカル)

$$I_C = \frac{AqD_{nB}n_{0B}}{W_B} e^{(qV_{BE}/kT)} \Rightarrow P_d = V_{CE}I_C$$

- 温度上昇によるキャリア密度増大 $\Rightarrow I_C$ 増大

$$n_{0B} = \frac{n_{ieB}^2}{N_{AB}} = \frac{N_C N_V}{N_{AB}} e^{(-E_g/kT)}$$

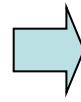
正帰還 \Rightarrow 熱暴走 \Rightarrow エミッタメタル溶融

ベース駆動抵抗

— 熱暴走対策 —

- ベース抵抗の挿入 (I_B の電流ソース化)

$$I_C = \frac{D_{nB}}{D_{pE}} \frac{L_{pE}}{W_B} \frac{N_{DE}}{N_{AB}} \frac{n_{ieB}^2}{n_{ieE}^2} I_B$$

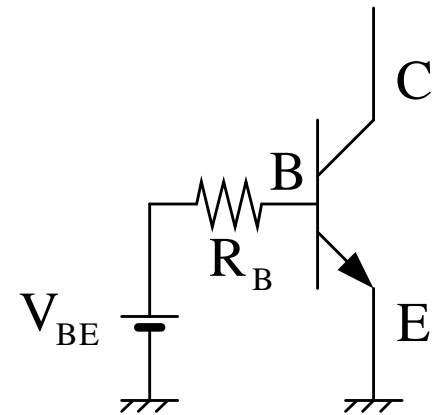


真性キャリア密度の温度依存性: 相殺
⇒ I_C の温度依存性低減

$$\therefore e^{(qV_{BE}/kT)} = \frac{L_{pE} I_B}{AqD_{pE} p_{0E}}, \quad \begin{cases} n_{0B} N_{AB} = n_{ieB}^2 \\ p_{0E} N_{DE} = n_{ieE}^2 \end{cases}$$

- 問題点

- 高ベース駆動抵抗必要
- ベース駆動回路におけるパワー損失

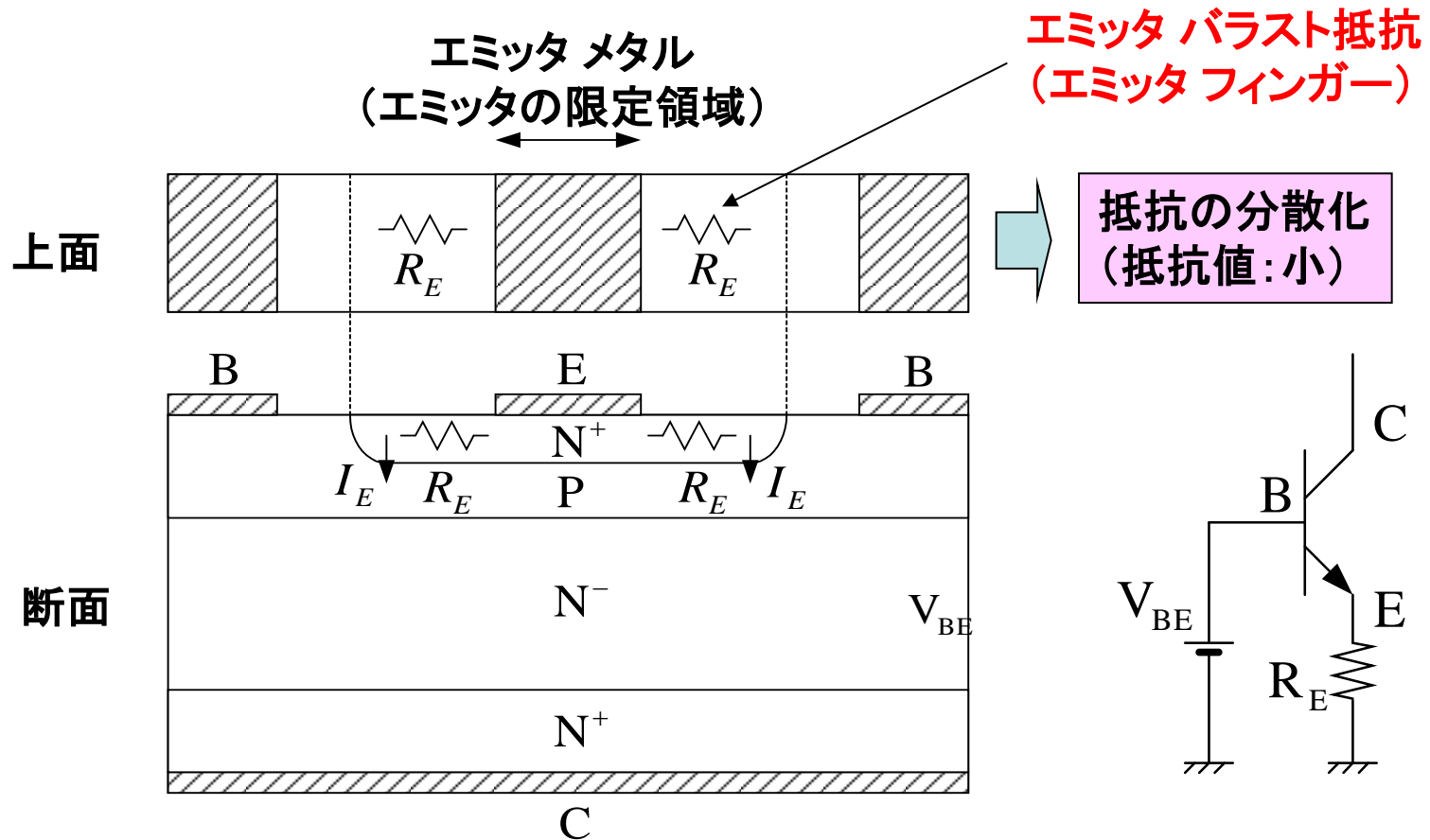


ベース駆動電流

$$I_B = V_{BE} / R_B$$

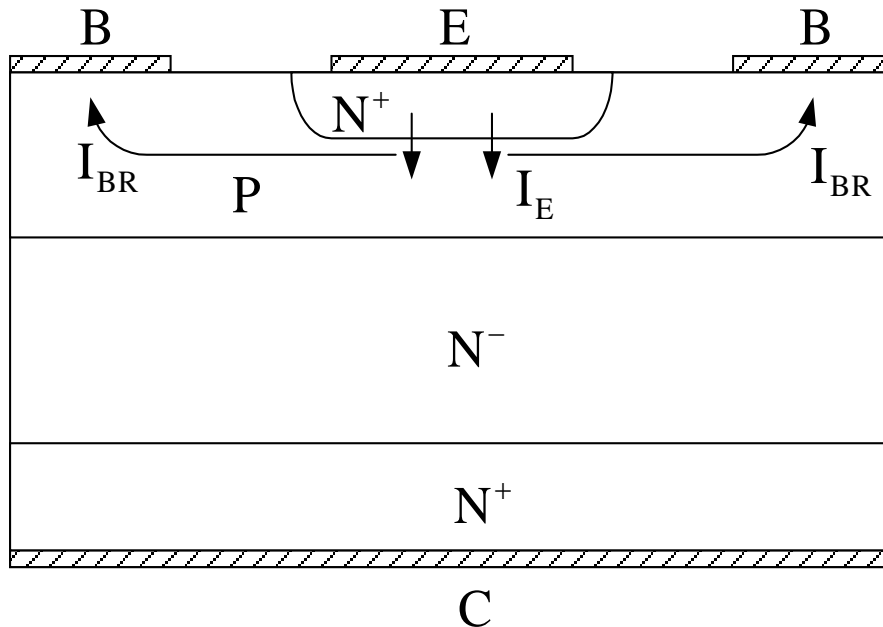
エミッタバラスト抵抗

—熱暴走対策—



エミッタ電流増大(ローカル)⇒エミッタバラスト抵抗を介した電圧降下増大
⇒エミッタ電流を他領域へ迂回⇒エミッタ電流の均一化

逆バイアス・セカンド・ブレークダウン —ターンオフ時の電流制限(エミッタの中心部分)—



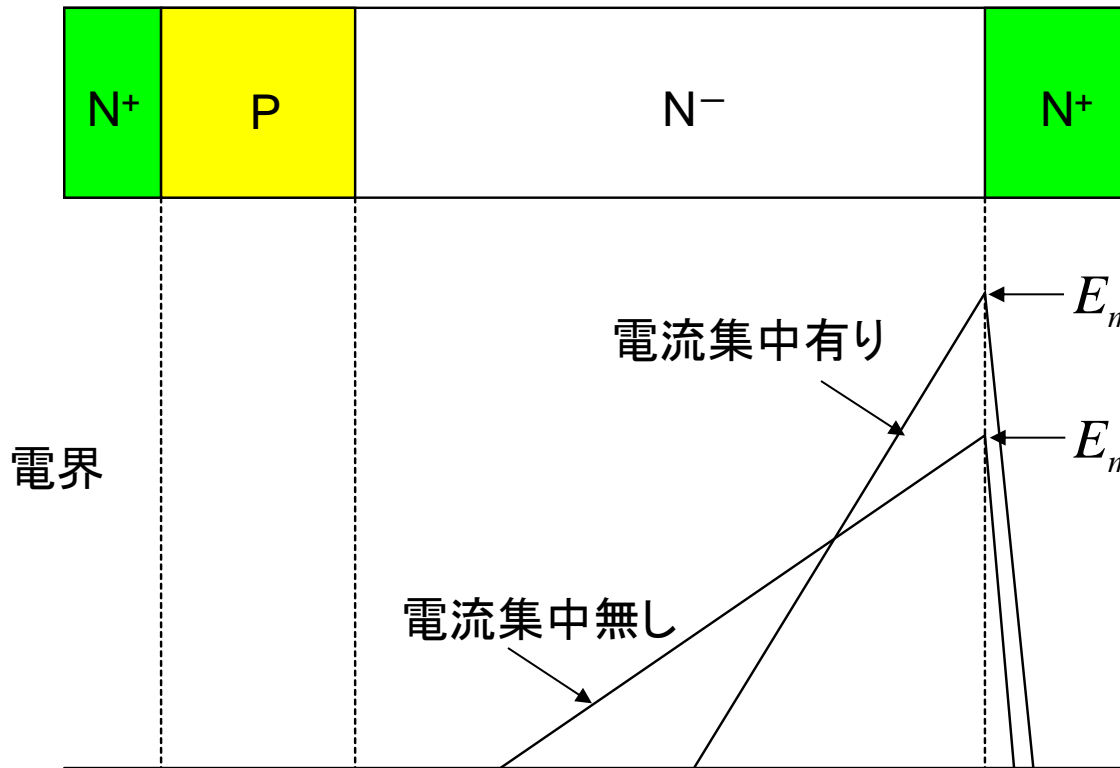
ドリフト領域内
の高電子密度

$$n = \frac{J_C}{qv_s}$$

$$(n \gg N^-)$$

リバースベース電流印加 ⇒ エミッタエッジ部分から蓄積電荷の引抜
 ⇒ **エミッタ中心部分の電流密度上昇** (インダクティブ負荷: 電流一定)
 ⇒ ドリフト領域内に高電子密度発生 (高 V_{CE} の下)
 ⇒ ベース領域拡張 (Kirk効果) ⇒ **ピーク電界シフト** (B-C → N⁻-N⁺)
 ⇒ エミッタ中心部分の更なる電流集中によりピーク電界の増加
 ⇒ **アバランシェブレークダウン電圧低下**

電流集中による電界の増大 —ターンオフ時—



電流集中が有る場合
のブレークダウン電圧

$$BV(J_C)$$

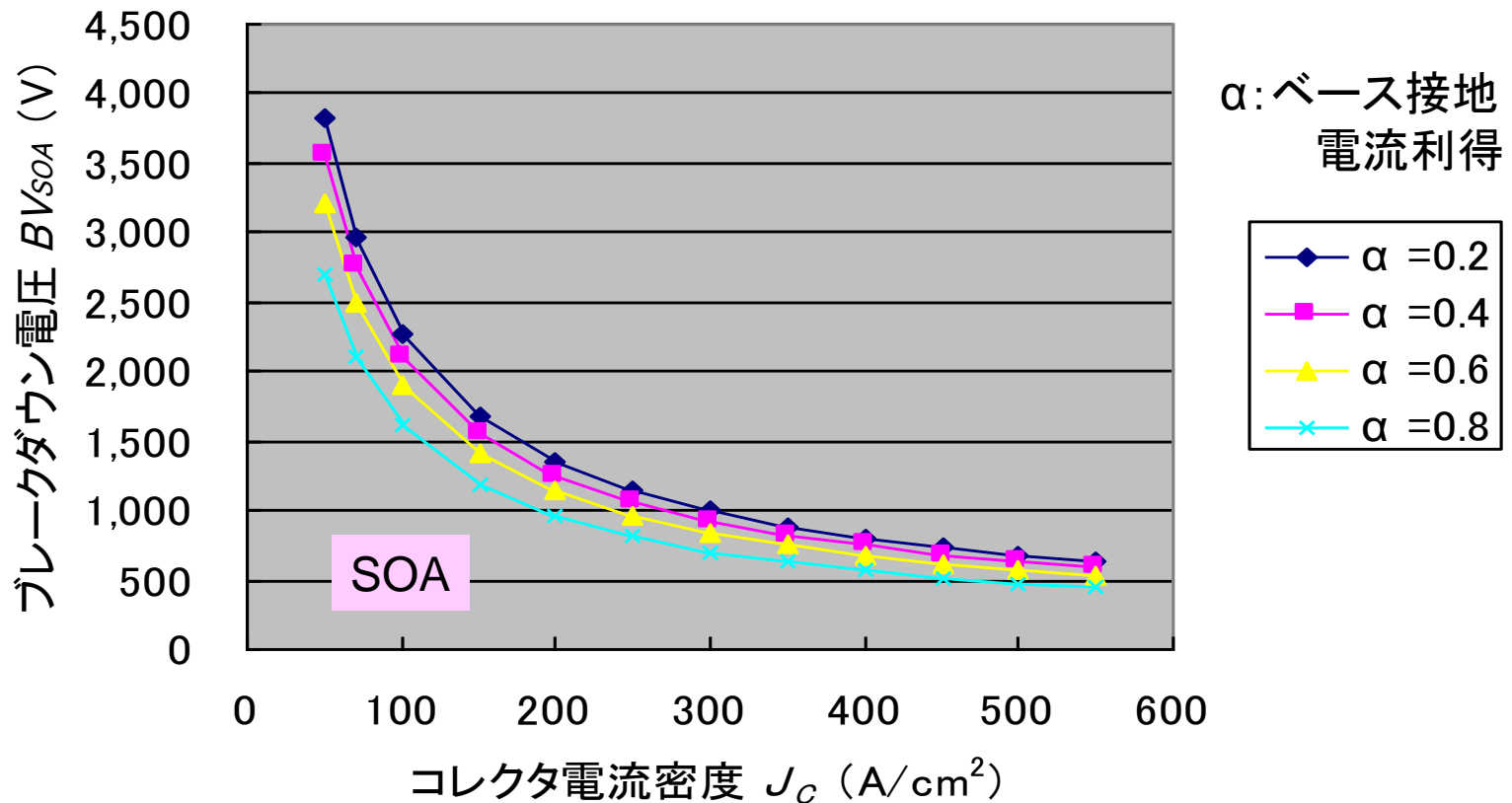
$$= 5.34 \times 10^{13} \left(\frac{J_C}{qv_S} \right)^{-3/4}$$

但し、電子密度 ≫
ドリフト領域のドーピング密度

電界の増大 ⇒ アバランシェブレークダウン誘発
(ドリフト層のドーピング密度と厚みから
予測されるアバランシェブレークダウン電圧より低い)

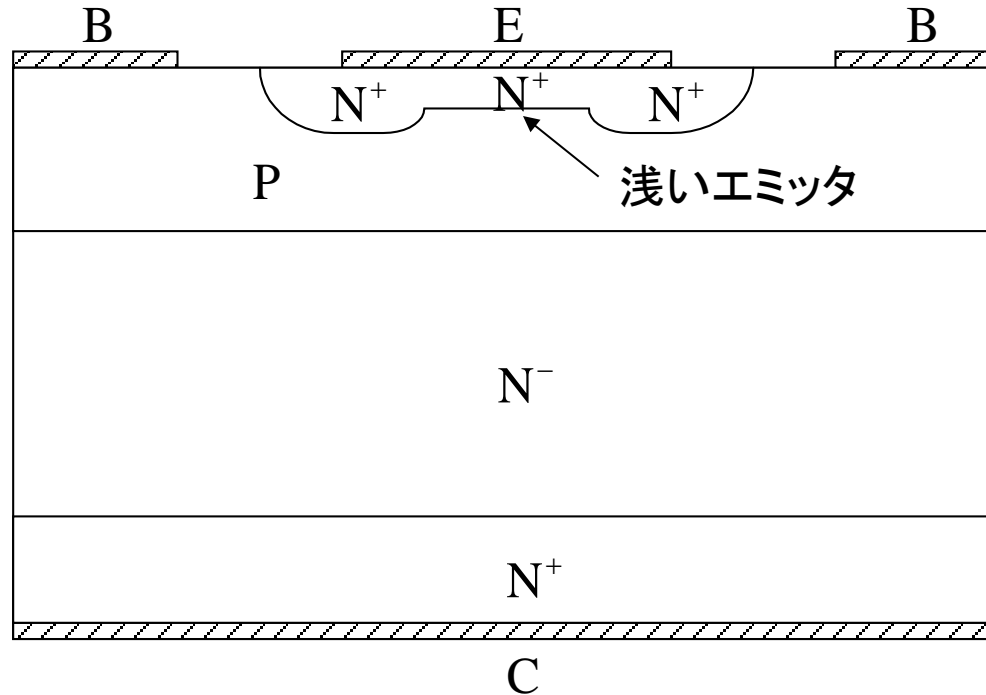
パワー・バイポーラ・トランジスタのSOA —ターンオフ時—

$$BV_{SOA} = BV(J_C)(1 - \alpha)^{1/n}$$



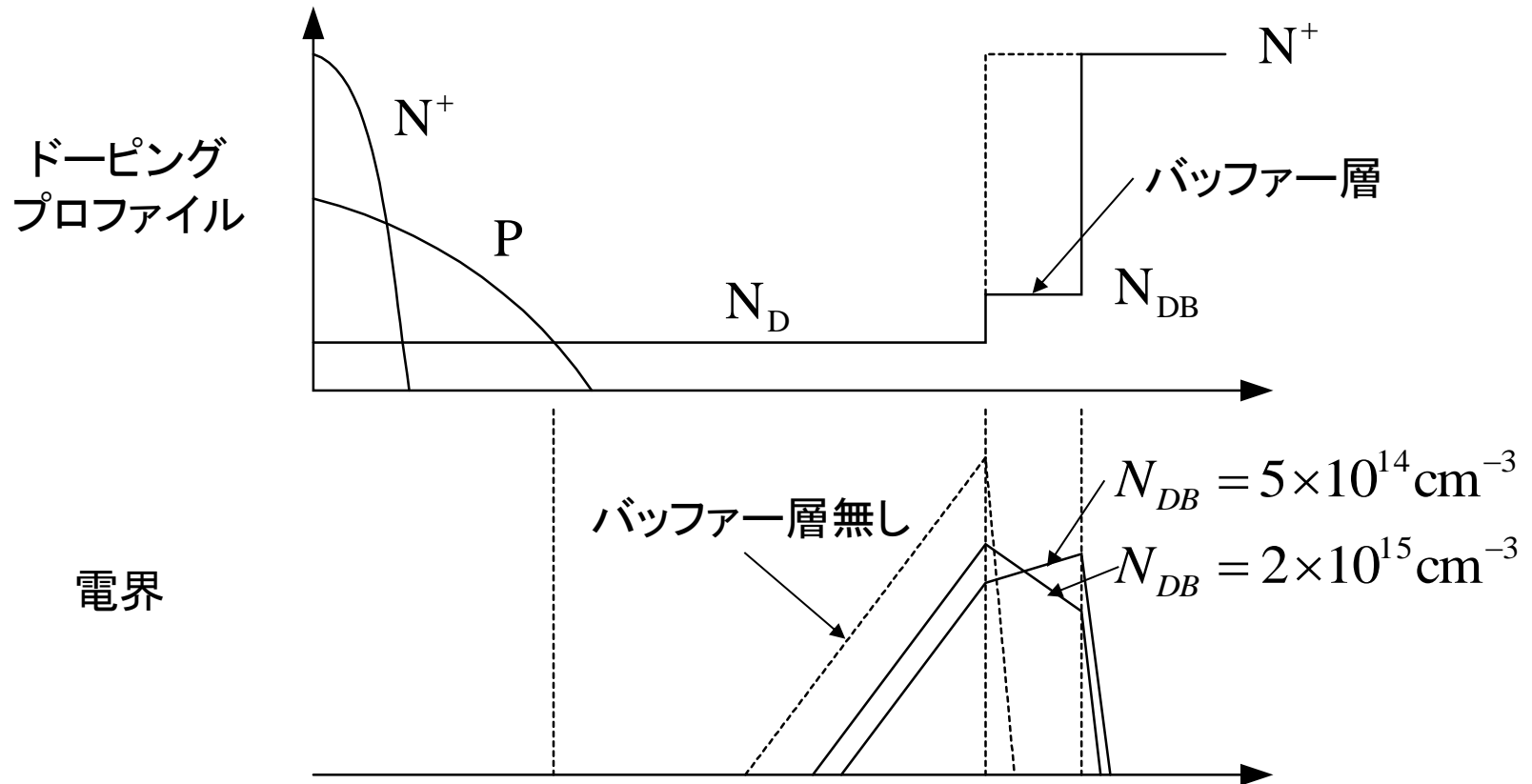
J_C の増大、 α 増大 $\Rightarrow BV_{SOA}$ 低下

浅いエミッタ構造のパワー・バイポーラ・デバイス —ターンオフ時のSOAの拡大—



- SOAの拡大には α 低減必要 \Rightarrow 問題点: オン状態時大きな制御信号必要
対策 \Rightarrow エミッタ中心部分に浅いエミッタ形成 \Rightarrow 低いベース駆動電流可能、SOA拡大
- ・ オン状態時: エミッタ端で電流利得増大 (理由: エミッタ端でベース幅小)
 - ・ ターンオフ時: エミッタ中心部で電流利得低下 (理由: エミッタ中心部でベース幅大)

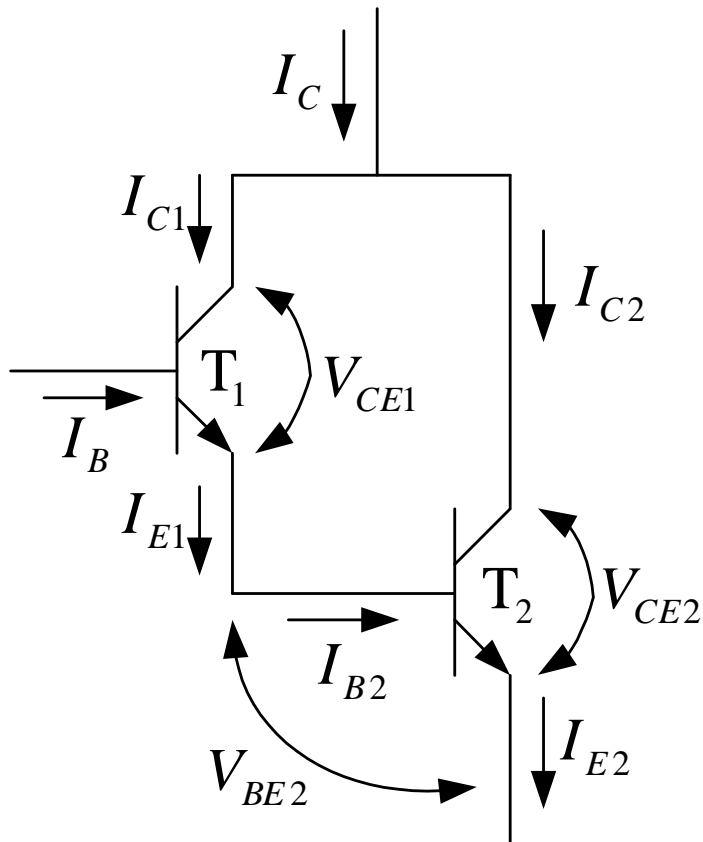
バッファー層による電界分布の改善 —ターンオフ時のSOAの拡大—



電流密度: $1600 \text{ A/cm}^2 \Rightarrow$ ドリフト領域の電子密度: $1 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$

ダーリントン・パワー・トランジスタ

－電流利得の増大－



$$I_C = (\beta_1 + \beta_2 + \beta_1\beta_2)I_B \approx \beta_1\beta_2 I_B$$

⇒ **高電流利得**

(ブロッキング状態でのリーク電流も増幅
→ 高リーク電流発生)

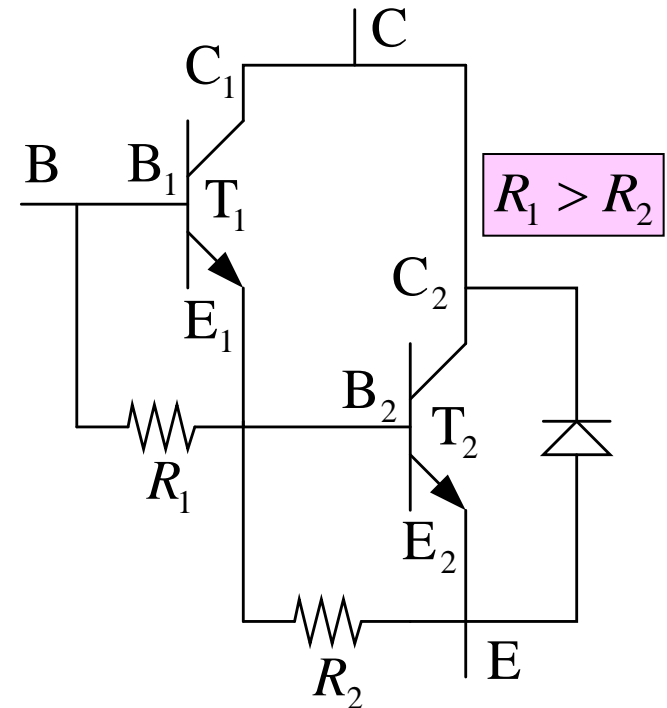
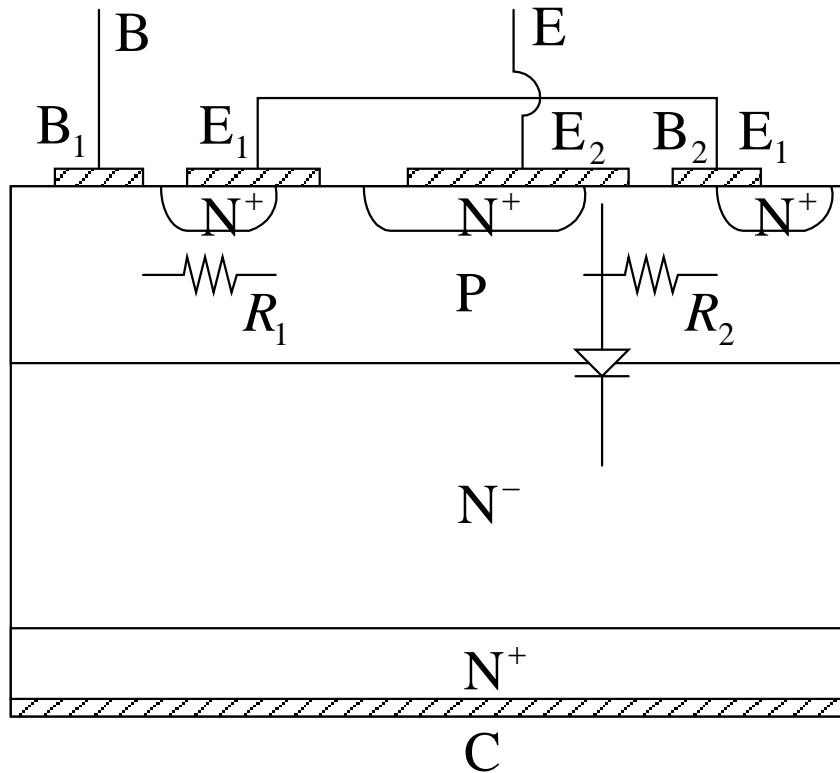
$$V_{CE,D} = V_{CE,SAT1} + V_{BE2}$$

⇒ **飽和電圧＋順方向電圧**

(ダーリントン・パワー・トランジスタにかかる電圧 >
パワー・バイポーラ・トランジスタにかかる電圧)

改良ダーリントントランジスタ

一分路抵抗とダイオード内蔵



T_1 と T_2 の各ベース-エミッタ間へ抵抗挿入(R_1 と R_2)
 ⇒ ブロッキング状態でのリーク電流低減、蓄積電荷の除去
 ⇒ ブレークダウン電圧の増加(オープンベース → 短絡ベース)

トレンド

- パワーエレクトロニクス分野で使用
 - DC-DCコンバータ、電圧レギュレータ、モータ駆動など
- パワー・バイポーラ・トランジスタの置換え
 - ⇒ パワーMOSFET(動作電圧:200V以下)
 - ⇒ スーパージャンクション構造(動作電圧:600V)、
 - ⇒ IGBT(動作電圧:200~1500V)
- 理由
 - 電流制御デバイス(低電流利得):複雑回路、高コスト
 - セカンド・ブレイクダウンによる不良の発生
 - デバイスの並列化不可(オン状態電圧降下:負の温度係数)