

第487回群馬大学アナログ集積回路研究会
令和4年度 集積回路設計技術・次世代集積回路工学特論公開講座

バイポーラ・トランジスタ 特性入門

松田順一
群馬大学

日時 2022年6月21日(火) 14:20~16:20
インターネット配信

概要1

I ダイオードの特性

- ビルトイン電位
- 階段接合
- ダイオードの基本式
 - 基本式(電流密度と擬フェルミ電位)、ダイオード内の擬フェルミ電位の位置変化、少数キャリア密度と接合電圧との関係
- 電流・電圧特性
 - 連続の式、電流・電圧特性(均一ドーピングのダイオード)、 N^+ -Pダイオードの順・逆方向特性、広いベースと狭いベースの N^+ -Pダイオード、ダイオードのリーク電流の温度依存性、少数キャリアの基本特性(移動度、ライフタイム、拡散長)
- 拡散容量

概要2

II バイポーラ・トランジスタの特性

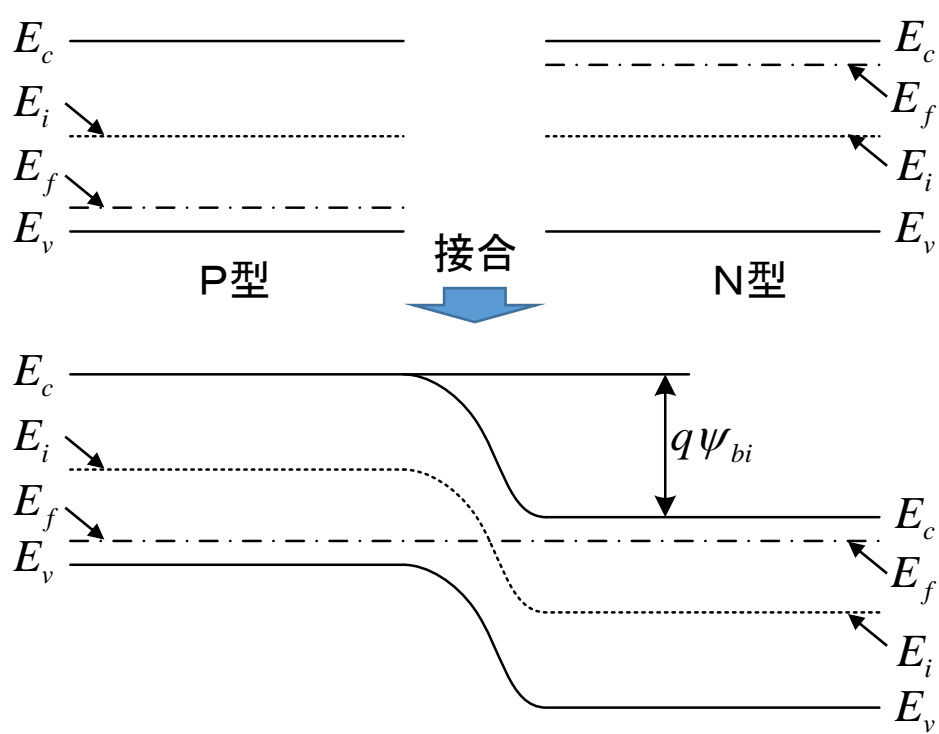
- NPNバイポーラ・トランジスタ構造と基本的なダイオード理論の修正
 - 断面構造、印加電圧とエネルギー・バンド、基本的なダイオード理論の修正（準中性領域の電界の影響、高ドーピングの影響、不均一エネルギー・バンドギャップの影響）
- 理想的な電流・電圧特性
 - コレクタ電流、ベース電流、電流利得、理想的な I_C - V_{CE} 特性
- 典型的なNPNバイポーラ・トランジスタの特性
 - エミッタとベースの直列抵抗、Early電圧、ベース-コレクタ接合のアバランシェ現象、高電流領域でのコレクタ電流の低下（ベース伝導度変調効果、ベース・ワイドニング効果）、低電流領域での理想ベース電流のずれ
- NPNバイポーラ・トランジスタの等価回路
 - DC等価回路、AC等価回路、小信号等価回路
- NPNバイポーラ・トランジスタのブレイクダウン電圧

(注)主に以下の文献を参考にして本資料を作成した。

(1) Yuan Taur and Tak H. Ning, "Fundamentals of Modern VLSI Devices, Cambridge University Press, 1998.

(2) Yuan Taur and Tak H. Ning, "Fundamentals of Modern VLSI Devices, Second Edition, Cambridge University Press, 2009.

PN接合エネルギー・バンド図(平衡状態)



PN接合のエネルギー・バンド図

E_c : 伝導帯端 E_i : 真性フェルミ・レベル
 E_v : 価電子帯端 E_f : フェルミ・エネルギー・レベル
 ψ_{bi} : ビルトイン電位 ψ_i : 真性電位 ψ_f : フェルミ電位

電子密度	$n = n_i e^{(E_f - E_i)/kT} = n_i e^{q(\psi_i - \psi_f)/kT}$
正孔密度	$p = n_i e^{(E_i - E_f)/kT} = n_i e^{q(\psi_f - \psi_i)/kT}$
電界	$E = -\frac{d\psi_i}{dx}$
平衡状態(電流=0)	ドリフト成分 拡散成分
電子電流	$J_n = q\mu_n nE + qD_n \frac{dn}{dx} = 0$
正孔電流	$J_p = q\mu_p pE - qD_p \frac{dp}{dx} = 0$
$\frac{dE_f}{dx} = 0 \Rightarrow$ 平衡状態の場合 E_f は一定	

n_i : 真性キャリア密度 μ_n : 電子の移動度 D_n : 電子の拡散係数
 k : ボルツマン定数 μ_p : 正孔の移動度 D_p : 正孔の拡散係数
 q : 素電荷量 T : 絶対温度

ビルトイン電位

■ 熱平衡状態

N型半導体(非縮退)中でフェルミ・レベルと真性レベルの差

$$E_{fn} - E_{in} = kT \ln\left(\frac{n_{n0}}{n_i}\right) = kT \ln\left(\frac{N_d}{n_i}\right)$$

n_{n0} : 熱平衡状態でのN領域の電子密度 (多数キャリア密度)
 N_d : N型ドーピング濃度

P型半導体(非縮退)中でフェルミ・レベルと真性レベルの差

$$E_{ip} - E_{fp} = kT \ln\left(\frac{p_{p0}}{n_i}\right) = kT \ln\left(\frac{N_a}{n_i}\right)$$

p_{p0} : 熱平衡状態でのP領域の正孔密度 (多数キャリア密度)
 N_a : P型ドーピング濃度

■ ビルトイン電位

(注) サブスクリプト: $n \Rightarrow$ N型、 $p \Rightarrow$ P型

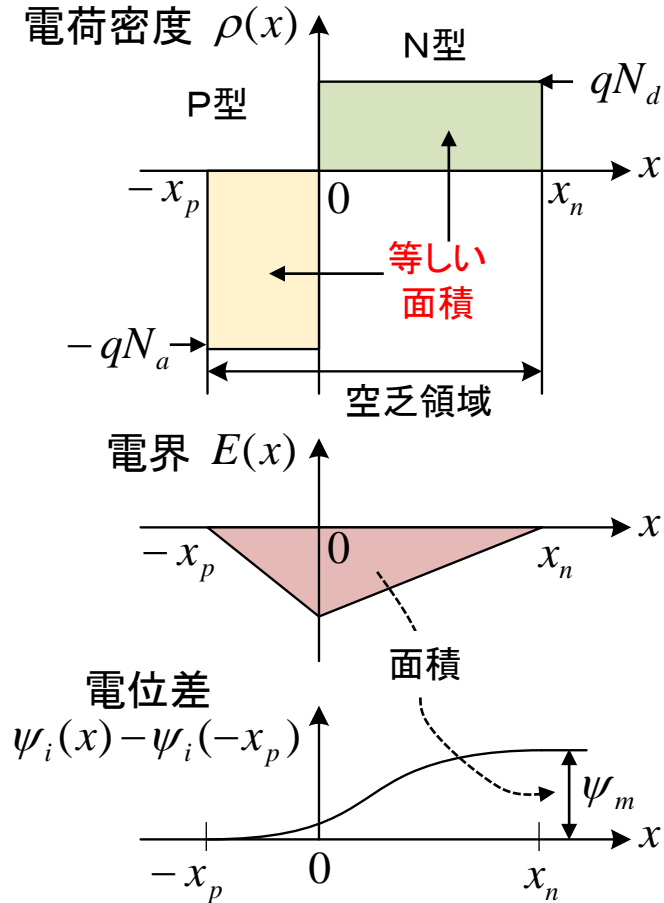
$$q\psi_{bi} = E_{ip} - E_{in} = kT \ln\left(\frac{n_{n0}p_{p0}}{n_i^2}\right)$$

$$\because n_{n0}p_{n0} = n_{p0}p_{p0} = n_i^2$$

$$q\psi_{bi} = kT \ln\left(\frac{p_{p0}}{p_{n0}}\right) = kT \ln\left(\frac{n_{n0}}{n_{p0}}\right)$$

n_{p0} : 熱平衡状態でのP領域の電子密度 (少数キャリア密度)
 p_{n0} : 熱平衡状態でのN領域の正孔密度 (少数キャリア密度)

階段接合(空乏近似)(1)



PN接合の空乏近似

■ **ポアソンの式**
$$-\frac{d^2\psi_i}{dx^2} = \frac{dE}{dx} = \frac{q}{\epsilon_{si}} [p(x) - n(x) + N_d^+(x) - N_a^-(x)]$$

N_d^+ : イオン化したドナー密度 ϵ_{si} : Siの誘電率

N_a^- : イオン化したアクセプタ密度

■ **空乏近似**
$$-\frac{d^2\psi_i}{dx^2} = \frac{qN_d}{\epsilon_{si}} \text{ for } 0 \leq x \leq x_n \quad -\frac{d^2\psi_i}{dx^2} = -\frac{qN_a}{\epsilon_{si}} \text{ for } -x_p \leq x \leq 0$$

■ **空乏近似のポアソンの式を積分**

境界条件: $d\psi_i/dx = 0$ at $x = -x_p$ and $x = x_n$

⇒ **最大電界**

$$E_m \equiv \left| \frac{-d\psi_i}{dx} \right|_{x=0} = \frac{qN_d x_n}{\epsilon_{si}} = \frac{qN_a x_p}{\epsilon_{si}}$$

⇒ **N側とP側の空間電荷量は等しい**
(但し、符号は逆)

階段接合(空乏近似)(2)

■ 空乏近似のポアソンの式を2回積分

(但し、2回目の積分時の積分区間: $x = -x_p \sim x = x_n$)

⇒PN接合を横切る全電位差 $\psi_m = [\psi_i(x_n) - \psi_i(-x_p)]$

$$\begin{aligned}\psi_m &= \int_{-x_p}^{x_n} d\psi_i(x) = -\int_{-x_p}^{x_n} E(x)dx \\ &= \frac{E_m(x_n + x_p)}{2} = \frac{E_m W_d}{2} \quad (W_d = x_n + x_p)\end{aligned}$$

$\psi_m \Rightarrow E(x)-x$ の図: E の面積

■ 空乏層幅 W_d (E_m と ψ_m の式から E_m を消去)

$$W_d = \sqrt{\frac{2\varepsilon_{Si}(N_a + N_d)\psi_m}{qN_a N_d}}$$

■ PN接合に印加電圧 V_{app} がある場合

⇒PN接合を横切る全電位差 $\psi_m = \psi_{bi} \pm V_{app}$

+ : 逆バイアス接合 $\Rightarrow \psi_m > \psi_{bi}$

- : 順バイアス接合 $\Rightarrow \psi_m < \psi_{bi}$

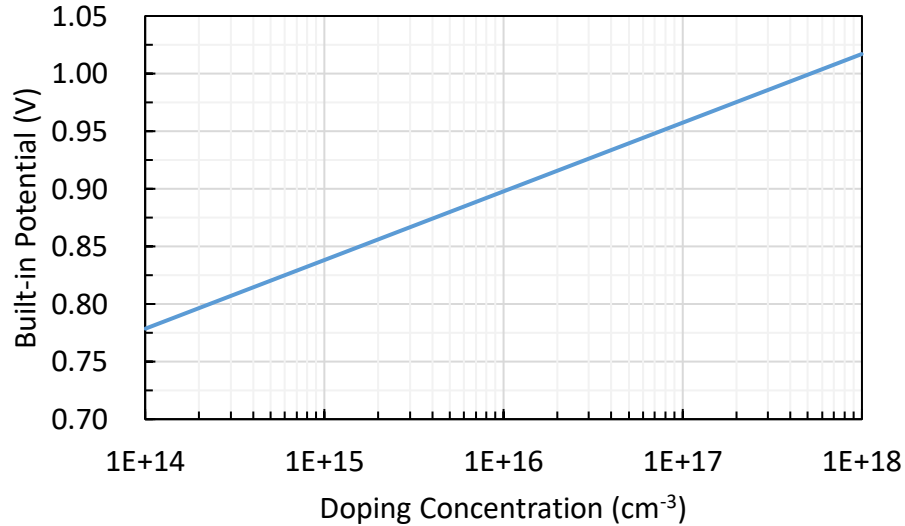
■ 空乏領域のNまたはP側の単位面積当たりの電荷

$$|Q_d| = qN_d x_n = qN_a x_p = \varepsilon_{Si} E_m$$

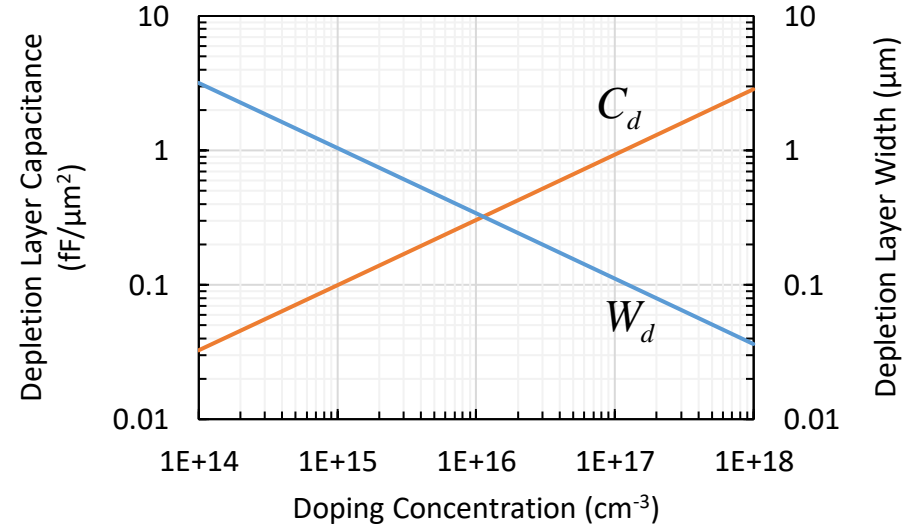
■ 単位面積当たりの空乏層容量

$$C_d \equiv \frac{d|Q_d|}{d\psi_m} = \frac{\varepsilon_{Si}}{W_d}$$

片側階段接合



片側階段接合ダイオードの
ビルトイン電位のドーピング濃度依存性



片側階段接合ダイオードの
空乏層幅と空乏層容量のドーピング濃度依存性

■ N⁺-Pダイオードのビルトイン電位

$$q\psi_{bi} = E_{fn} - E_{in} + kT \ln\left(\frac{N_a}{n_i}\right) \approx E_{cn} - E_{in} + kT \ln\left(\frac{N_a}{n_i}\right) \approx \frac{E_g}{2} + kT \ln\left(\frac{N_a}{n_i}\right)$$

E_{cn} : N型半導体中の伝導帯端のエネルギー E_g : バンドギャップ・エネルギー

空乏層幅

$$W_d = \sqrt{\frac{2\epsilon_{Si}(\psi_{bi} \pm V_{app})}{qN_a}}$$

PN接合の基本式

■ 電子電流密度 $J_n = -qn\mu_n \frac{d\phi_n}{dx}$ (電子:ドリフト成分+拡散成分)

■ 正孔電流密度 $J_p = -qp\mu_p \frac{d\phi_p}{dx}$ (正孔:ドリフト成分+拡散成分)

■ 全電流密度 $J = J_n + J_p$

■ 電子の擬フェルミ電位 $\phi_n \equiv \psi_i - \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{n}{n_i}\right)$

■ 正孔の擬フェルミ電位 $\phi_p \equiv \psi_i + \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{p}{n_i}\right)$

■ pn積

$$pn = n_i^2 \exp\left[\frac{q(\phi_p - \phi_n)}{kT}\right]$$

$pn = n_i^2$ at $\phi_p = \phi_n$ (熱平衡状態) \rightarrow $\underbrace{n_{n0} p_{n0}}_{\text{N領域}} = \underbrace{n_{p0} p_{p0}}_{\text{P領域}} = n_i^2$

q : 素電荷量

k : ボルツマン定数

T : 絶対温度

J_n : 電子電流密度

J_p : 正孔電流密度

n : 電子密度

p : 正孔密度

n_i : 真性キャリア密度

μ_n : 電子の移動度

μ_p : 正孔の移動度

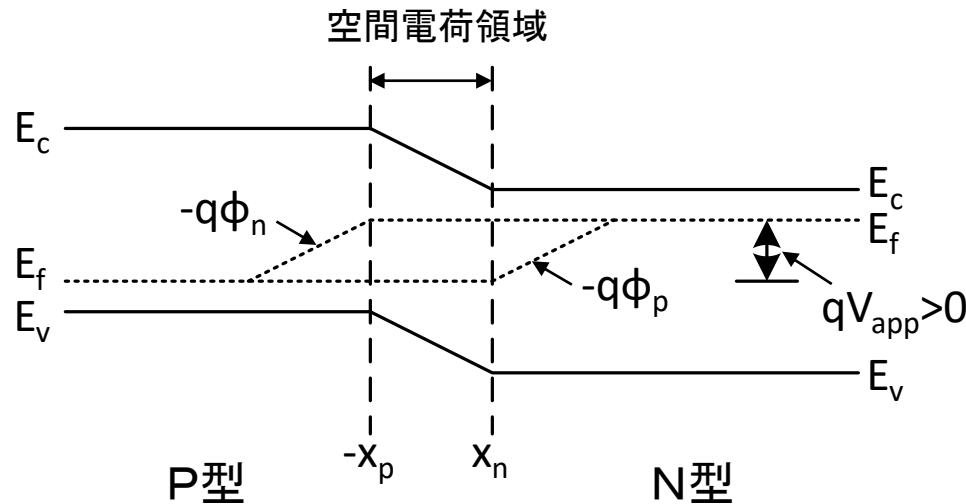
ϕ_n : 電子の擬フェルミ電位

ϕ_p : 正孔の擬フェルミ電位

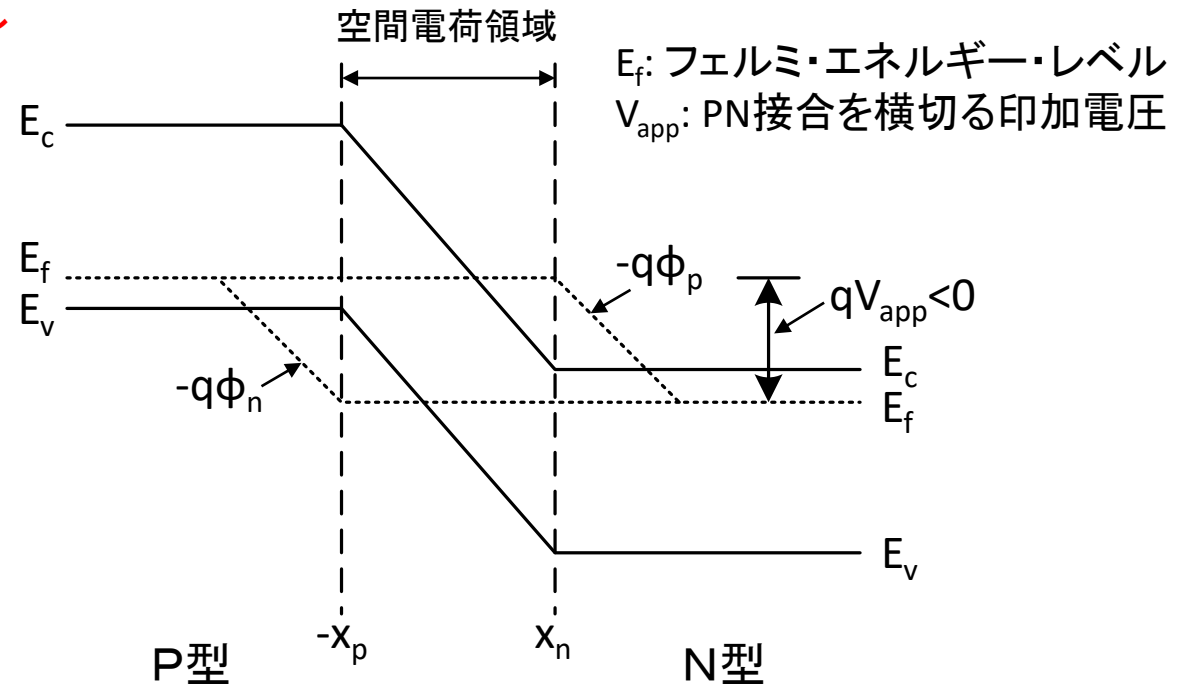
ψ_i : 真性電位

ダイオード内の擬フェルミ電位の位置変化

- (1) 低～中程度の高電流領域
- (2) 空間電荷(空乏)領域での発生・再結合電流無し
- (3) 空間電荷領域内の J_n, J_p : 一定



順方向電圧印加 (P型: 正、N型: 負)



逆方向電圧印加 (P型: 負、N型: 正)

$$V_{app} = \phi_p - \phi_n \quad \text{for } -x_p \leq x \leq x_n$$

(注) 順方向の大電流により、NとPの準中性領域の電圧降下を無視できない場合
 $V_{app} \Rightarrow V'_{app} = V_{app} - (\text{NとPの準中性領域の電圧降下})$

少数キャリア密度とPN接合電圧との関係

■ P側空乏層端における電子密度

$$n_p(x = -x_p) = \frac{n_i^2}{p_p(x = -x_p)} \exp(qV_{app}/kT) = \frac{n_{p0}(x = -x_p)p_{p0}(x = -x_p)}{p_p(x = -x_p)} \exp(qV_{app}/kT)$$
$$\approx n_{p0}(x = -x_p) \exp(qV_{app}/kT) \Rightarrow \text{順方向}(V_{app} > 0) \text{と逆方向}(V_{app} < 0) \text{で成立}$$

仮定: V_{app} 印加時の多数キャリア密度 \approx 平衡状態の多数キャリア密度
(注入された少数キャリア密度 \ll 多数キャリア密度)

■ N側空乏層端における正孔密度

$$p_n(x = x_n) \approx p_{n0}(x = x_n) \exp(qV_{app}/kT) \Rightarrow \text{順方向}(V_{app} > 0) \text{と逆方向}(V_{app} < 0) \text{で成立}$$

(注) 十分に大きな順方向電流 \Rightarrow 注入された少数キャリア密度 $>$ 多数キャリア密度 $\Rightarrow n \approx p$ (準中性状態保持)

$$pn = n_i^2 \exp[q(\phi_p - \phi_n)/kT] \Rightarrow n \approx p = n_i \exp[qV_{app}/2kT] \quad (\text{伝導度変調状態})$$

連続の式

■ 電子に関する連続の式

$$\frac{\partial n}{\partial t} = \frac{1}{q} \frac{\partial J_n}{\partial x} - R_n + G_n \quad \Rightarrow \quad \frac{\partial n}{\partial t} = \frac{1}{q} \frac{\partial J_n}{\partial x} - \frac{n - n_0}{\tau_n} \quad \because \tau_n \equiv \frac{n - n_0}{R_n - G_n}$$

$$\frac{\partial n}{\partial t} = n\mu_n \frac{\partial E}{\partial x} + \mu_n E \frac{\partial n}{\partial x} + D_n \frac{\partial^2 n}{\partial x^2} - \frac{n - n_0}{\tau_n} \quad \because J_n = \underbrace{qn\mu_n E}_{\text{ドリフト成分}} + \underbrace{qD_n \frac{dn}{dx}}_{\text{拡散成分}}$$

R_n : 電子再結合率

G_n : 電子発生率

τ_n : 電子のライフタイム

n_0 : 熱平衡状態での電子密度

μ_n : 電子の移動度

E : 電界

D_n : 電子の拡散係数

■ PNダイオードのP領域(均一ドーピング)内へ低レベル電子注入がある場合の電子に関する連続の式

P領域への低電子注入 $\Rightarrow n \ll p$ (多数キャリア) $\Rightarrow \partial E / \partial x = 0, E = 0 \quad \because$ 多数キャリア密度: 均一

$$\frac{\partial n_p}{\partial t} = D_n \frac{\partial^2 n_p}{\partial x^2} - \frac{n_p - n_{p0}}{\tau_n}$$

定常状態 $\Rightarrow D_n \frac{\partial^2 n_p}{\partial x^2} - \frac{n_p - n_{p0}}{\tau_n} = 0 \quad \Rightarrow \quad \boxed{\frac{\partial^2 n_p}{\partial x^2} - \frac{n_p - n_{p0}}{L_n^2} = 0}$

$$L_n \equiv \sqrt{\tau_n D_n} = \sqrt{\frac{kT\mu_n\tau_n}{q}}$$

L_n : P領域内の電子の拡散長
(少数キャリアに関する量)

PNダイオードの電流・電圧特性

■ 電子密度の境界条件

$$n_p = n_{p0} \exp(qV_{app}/kT) \text{ at } x=0 \text{ (PNダイオードのP側の空乏層端)}$$

$$n_p = n_{p0} \text{ at } x=W \text{ (PNダイオードのP側のオーミック・コンタクト位置)}$$

■ 上記境界条件における定常状態の連続の式の解

$$n_p - n_{p0} = n_{p0} \left[\exp\left(\frac{qV_{app}}{kT}\right) - 1 \right] \frac{\sinh[(W-x)/L_n]}{\sinh(W/L_n)}$$

階段型PN接合

高ドーピング側 ⇒ エミッタ
低ドーピング側 ⇒ ベース

■ P領域に入る(x=0)電子による電流密度(拡散成分のみ存在)

$$J_n(x=0) = qD_n \left(\frac{dn_p}{dx} \right)_{x=0} = -\frac{qD_n n_{p0} [\exp(qV_{app}/kT) - 1]}{L_n \tanh(W/L_n)} = -\frac{qD_n n_i^2 [\exp(qV_{app}/kT) - 1]}{p_{p0} L_n \tanh(W/L_n)}$$

■ N領域に入る(x=0)正孔による電流密度は上記と同様の形

p_{p0} 大 ⇒ J_n 小

$$\because n_{p0} p_{p0} = n_i^2$$

全電流密度 = {P領域に入る(x=0)電子による電流密度} + {N領域に入る(x=0)正孔による電流密度}

N⁺-Pダイオードの順・逆方向特性

■ 順方向バイアス

$$V_{app} > 0, \quad qV_{app}/kT \gg 1$$

P領域内の過剰少数キャリア(電子)密度分布

$$n_p - n_{p0} = n_{p0} \exp\left(\frac{qV_{app}}{kT}\right) \frac{\sinh[(W-x)/L_n]}{\sinh(W/L_n)}$$

空乏層からP領域に入る($x=0$)電子による電流密度

$$J_n(x=0) = -\frac{qD_n n_i^2 \exp(qV_{app}/kT)}{p_{p0} L_n \tanh(W/L_n)}$$

■ 逆方向バイアス

$$V_{app} < 0, \quad |qV_{app}/kT| \gg 1$$

P領域内の少数キャリア(電子)密度分布

$$n_p - n_{p0} = -n_{p0} \frac{\sinh[(W-x)/L_n]}{\sinh(W/L_n)}$$

P領域から空乏層に入る($x=0$)電子による電流密度

$$J_n(x=0) = \frac{qD_n n_i^2}{p_{p0} L_n \tanh(W/L_n)}$$

空乏層境界近くのP領域内で電子密度の傾斜発生 ⇒ 中性のP領域から空乏層へ電子の流れ発生
(電子の拡散によるリーク電流 ⇒ 電子の飽和電流)

広いベースのN⁺-Pダイオード

■ 広いベース(ベース幅Wが少数キャリアの拡散長より広い場合)

$$W/L_n \gg 1 \quad (\text{Pベースの場合})$$

■ 順方向バイアス

P領域内の過剰少数キャリア(電子)密度分布

$$n_p - n_{p0} = n_{p0} \exp(qV_{app}/kT) \exp(-x/L_n)$$

P領域内の過剰少数キャリア

⇒空乏層端からの距離の増大と共に指数関数で低下

空乏層からP領域に入る($x=0$)電子による電流密度

$$J_n(x=0) = -\frac{qD_n n_i^2}{p_{p0} L_n} \exp(qV_{app}/kT)$$

少数キャリア電流⇒ベース幅に無関係

■ 逆方向バイアス

P領域内の少数キャリア(電子)密度分布

$$n_p - n_{p0} = -n_{p0} \exp(-x/L_n)$$

P領域内の少数キャリア

⇒空乏層端からの距離の増大と共に指数関数でゼロから増大し、 n_{p0} に近づく

P領域から空乏層に入る($x=0$)電子による電流密度

$$J_n(x=0) = \frac{qD_n n_i^2}{p_{p0} L_n}$$

空乏層端からP領域内の少数キャリア(電子)の拡散長内にある電子
⇒空乏領域へ向かって拡散(飽和電流:ベース幅に無関係)

狭いベースのN⁺-Pダイオード

- 狭いベース(ベース幅Wが少数キャリアの拡散長より狭い場合)

$$W/L_n \ll 1 \quad (\text{Pベースの場合})$$

- 順方向バイアス

P領域内の過剰少数キャリア(電子)密度分布

$$n_p - n_{p0} = n_{p0} \exp(qV_{app}/kT) (1 - x/W)$$

P領域内の過剰少数キャリア

⇒空乏層端からの距離の増大と共に線形で低下し n_{p0} に近づく

空乏層からP領域に入る($x=0$)電子による電流密度

$$J_n(x=0) = -\frac{qD_n n_i^2}{p_{p0} W} \exp(qV_{app}/kT)$$

少数キャリア電流⇒ベース幅に関係

- 逆方向バイアス

P領域内の少数キャリア(電子)密度分布

$$n_p - n_{p0} = -n_{p0} (1 - x/W)$$

P領域内の少数キャリア

⇒空乏層端からの距離の増大と共に線形でゼロから増大し、 n_{p0} に近づく

P領域から空乏層に入る($x=0$)電子による電流密度

$$J_n(x=0) = \frac{qD_n n_i^2}{p_{p0} W}$$

空乏層端からPベース幅W内にある少数キャリア
⇒空乏領域へ向かって拡散(飽和電流:ベース幅に依存)

ダイオードのリーク電流の温度依存性

■ ダイオードのリーク電流(拡散と発生起因)

(1) 電子と正孔の拡散起因のリーク電流 $\propto n_i^2$

活性化エネルギー $\Rightarrow 1.1\text{eV}$

(2) 空乏層内の電子・正孔対発生起因のリーク電流 $\propto n_i$

活性化エネルギー $\Rightarrow 0.55\text{eV}$

室温 \Rightarrow 拡散電流 \approx 発生電流

高温 \Rightarrow 拡散電流 $>$ 発生電流

n_i : 真性キャリア密度(cm^{-3})

n : 電子密度(cm^{-3})

p : 正孔密度(cm^{-3})

N_C : 伝導帯の実効状態密度(cm^{-3})

N_V : 価電子帯の実効状態密度(cm^{-3})

E_G : バンドギャップ・エネルギー(J)

k : ボルツマン定数($1.38 \times 10^{-23}\text{J/K}$)

T : 絶対温度(K)

真性キャリア密度

$$n_i = \sqrt{np} = \sqrt{N_C N_V} e^{-E_G/2kT}$$

Siの真性キャリア密度 (1)

$$n_i = 3.87 \times 10^{16} T^{3/2} e^{-(7.02 \times 10^3)/T} \quad (\text{cm}^{-3})$$

(1) B. Jayant Baliga, "Fundamentals of Power Semiconductor Devices," Springer Science + Business Media, 2008

少数キャリアの移動度、ライフタイム、拡散長(1)

■ 少数キャリアの電子と正孔に関する経験式⁽¹⁾

電子の移動度

$$\mu_n = 232 + \frac{1180}{1 + \left(\frac{N_a}{8 \times 10^{16}}\right)^{0.9}} \text{ [cm}^2\text{(Vs)}^{-1}\text{]}$$

電子のライフタイム

$$\frac{1}{\tau_n} = 3.45 \times 10^{-12} N_a + 0.95 \times 10^{-31} N_a^2 \text{ [s}^{-1}\text{]}$$

電子の拡散長

$$L_n = \sqrt{D_n \tau_n} = \left(\frac{kT \mu_n \tau_n}{q} \right)^{\frac{1}{2}}$$

N_a : アクセプタ密度 N_d : ドナー密度

正孔の移動度

$$\mu_p = 130 + \frac{370}{1 + \left(\frac{N_d}{8 \times 10^{17}}\right)^{0.9}} \text{ [cm}^2\text{(Vs)}^{-1}\text{]}$$

正孔のライフタイム

$$\frac{1}{\tau_p} = 7.8 \times 10^{-13} N_d + 1.8 \times 10^{-31} N_d^2 \text{ [s}^{-1}\text{]}$$

正孔の拡散長

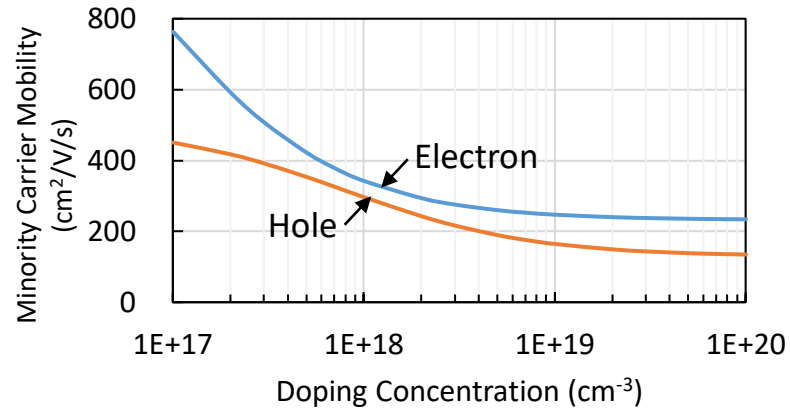
$$L_p = \sqrt{D_p \tau_p} = \left(\frac{kT \mu_p \tau_p}{q} \right)^{\frac{1}{2}} \quad N_a(\text{cm}^{-3}), N_d(\text{cm}^{-3})$$

(1)少数キャリアが電子の場合⇒S.E. Swirhum et al., IEDM Technical Digest, pp. 24-27, 1986.

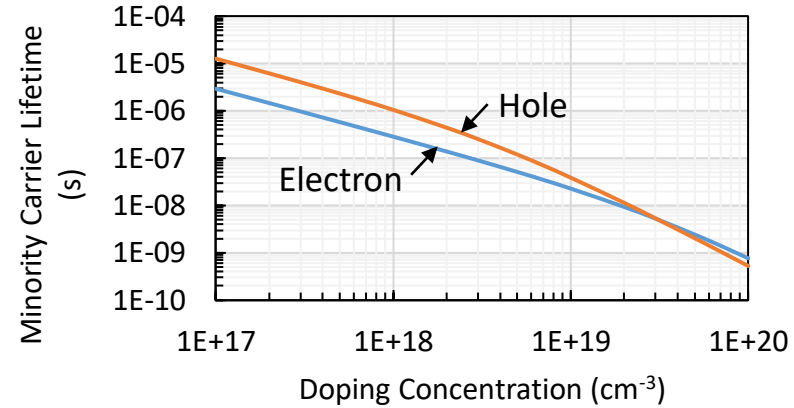
少数キャリアが正孔の場合⇒J. del Alamo et al., Solid-State Electron. 28, pp.47-54, 1985.

J. del Alamo et al., IEDM Technical Digest, pp. 290-293, 1985.

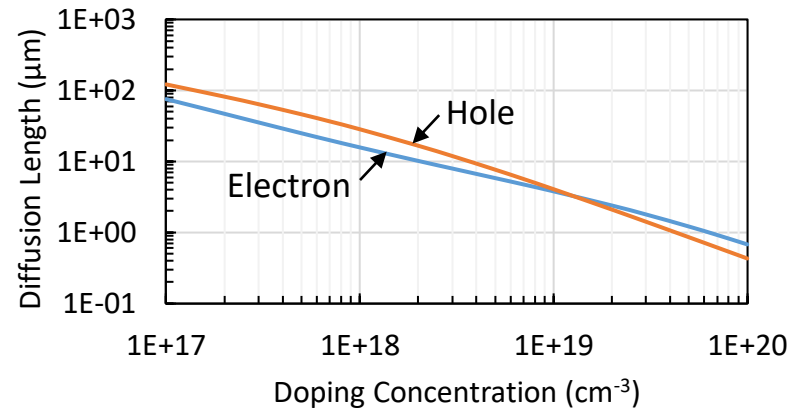
少数キャリアの移動度、ライフタイム、拡散長(2)



少数キャリア移動度のドーピング濃度依存性



少数キャリアライフタイムのドーピング濃度依存性



少数キャリア拡散長のドーピング濃度依存性

ベース内の過剰少数キャリアとベース充電時間

■ N⁺-P接合ダイオード(Pベース幅 W)

(1) Pベース領域の全過剰少数キャリア(電子)電荷(充電電荷) $\Rightarrow Q_B = -q \int_0^W (n_p - n_{p0}) dx$

(2) 広いベース・ダイオードの Q_B

$$Q_B(\text{wide base}) = -q(n_p - n_{p0})_{x=0} L_n = J_n(x=0)\tau_n \quad \tau_n = L_n^2 / D_n$$

ベース充電時間 $\Rightarrow \tau_n$ (少数キャリアのライフタイム)

(3) 狭いベース・ダイオードの Q_B

$$Q_B(\text{narrow base}) = -q(n_p - n_{p0})_{x=0} \left(\frac{W}{2} \right) = J_n(x=0)t_B \quad t_B \equiv \frac{Q_B(\text{narrow base})}{J_n(x=0)} = \frac{W^2}{2D_n}$$

ベース充電時間 $\Rightarrow t_B$ (少数キャリアのベース通過時間)

\Rightarrow ベース領域を通過する少数キャリアの平均時間

狭いベースを通過する少数キャリアの平均時間

- 狭いPベース領域内の点 x における過剰電子密度

$$n_p - n_{p0} = (n_p - n_{p0})_{x=0} \left(1 - \frac{x}{W}\right)$$

- 点 x における過剰電子の電流密度

$$J_n(x) = -qv(x)(n_p - n_{p0})_x = -qv(x)(n_p - n_{p0})_{x=0} \left(1 - \frac{x}{W}\right)$$

$v(x)$: 点 x における過剰電子の見かけ上の速度

- 点 $x=0$ における電子電流密度

$$J_n(x=0) = -\frac{qD_n}{W} (n_p - n_{p0})_{x=0} \quad \xrightarrow{\quad} \quad v(x) = \frac{D_n}{W - x}$$

仮定: 狭いベース領域内の再結合を無視 $\Rightarrow J_n(x)$: 一定 (x 依存なし)

- 少数キャリアが狭いベース領域を横切る平均時間

$$t_{avg} = \int_0^W \frac{dx}{v(x)} = \frac{W^2}{2D_n} \quad \Rightarrow \text{少数キャリアのベース通過時間}$$

拡散容量

■ N⁺-P接合ダイオード(Pベース幅 W_B)

(1) 順方向バイアス V_{app} 印加時のPベース領域内の過剰電子電荷

$$Q_n(V_{app}) = -I_n(V_{app})t_B$$

(注) Q_n : 負の量(電子電荷)、 I_n : 正の量

$-I_n$: エミッタからベースに注入される電子電流
 t_B : 電子のベース通過時間

(2-1) Pベース領域への蓄積電荷による拡散容量
(Pベースの幅 $W_B <$ 電子の拡散長)

$$C_{Dn} \equiv \frac{d|Q_n|}{dV_{app}} = \frac{dI_n}{dV_{app}} t_B = \frac{q}{kT} I_n t_B$$

$$\therefore I_n \propto \exp(qV_{app}/kT)$$

(3) 全拡散容量

$$C_D = C_{Dn} + C_{Dp} = \frac{q}{kT} (I_n t_B + I_p \tau_{pE})$$

(2-2) N⁺エミッタ領域への蓄積電荷による拡散容量
(N⁺エミッタの幅 $>$ 正孔の拡散長)

$$C_{Dp} = \frac{q}{kT} I_p \tau_{pE}$$

$-I_p$: PベースからN⁺エミッタに注入される正孔電流
(\therefore 正孔が $-x$ 方向へ流れている)

τ_{pE} : N⁺エミッタ領域の正孔のライフタイム

エミッタ領域とベース領域の拡散容量の比較

■ N⁺-P接合ダイオードの拡散容量比 (Pベース幅 W_B)

$$\frac{C_{Dn}}{C_{Dp}} = \frac{I_n t_B}{I_p \tau_{pE}} = \frac{D_{nB}}{W_B N_B} \frac{L_{pE} N_E}{D_{pE}} \frac{W_B^2}{2D_{nB} \tau_{pE}}$$

$$= \frac{N_E}{N_B} \frac{W_B}{2L_{pE}}$$

■ 典型的なN⁺-P接合ダイオード

$$N_E / N_B \approx 100 \quad W_B \approx 0.1 \mu\text{m}$$

$$L_{pE} \approx 4 \mu\text{m} \quad (\text{at } N_E = 1 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3})$$

$$\Rightarrow C_{Dn} > C_{Dp}$$

⇒ 拡散容量はベース領域に蓄積される少数キャリア(電子)によって支配される

● 空乏層からN⁺領域に入る ($x=0$) 正孔による電流密度

$$J_p(x=0) = -\frac{qD_{pE}n_i^2}{N_E L_{pE}} \exp(qV_{app}/kT) \quad J_p \Rightarrow I_p$$

● 空乏層からP領域に入る ($x=0$) 電子による電流密度

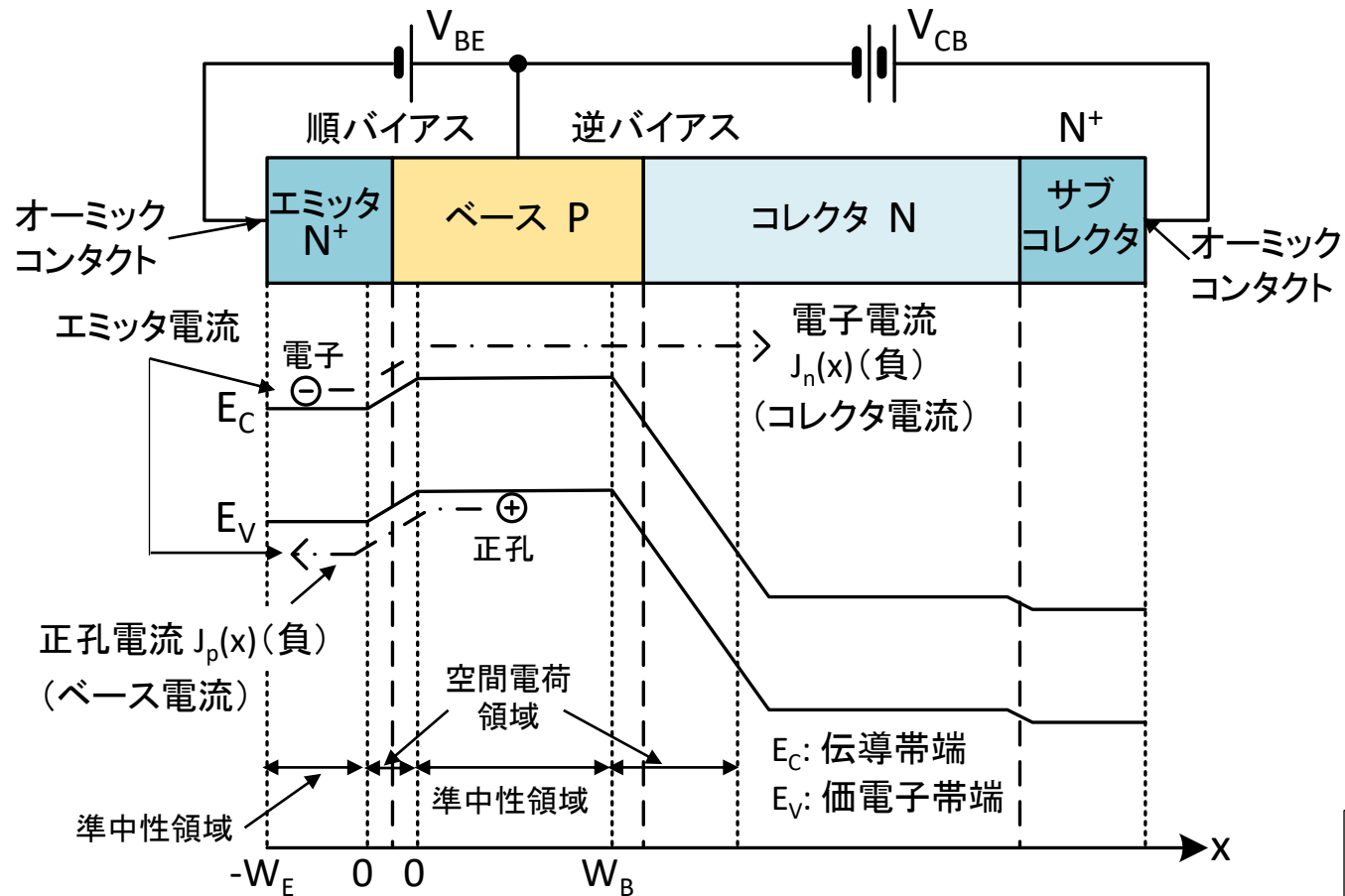
$$J_n(x=0) = -\frac{qD_{nB}n_i^2}{N_B W_B} \exp(qV_{app}/kT) \quad J_n \Rightarrow I_n$$

$$t_B = \frac{W_B^2}{2D_{nB}} \quad L_{pE} = \sqrt{D_{pE} \tau_{pE}}$$

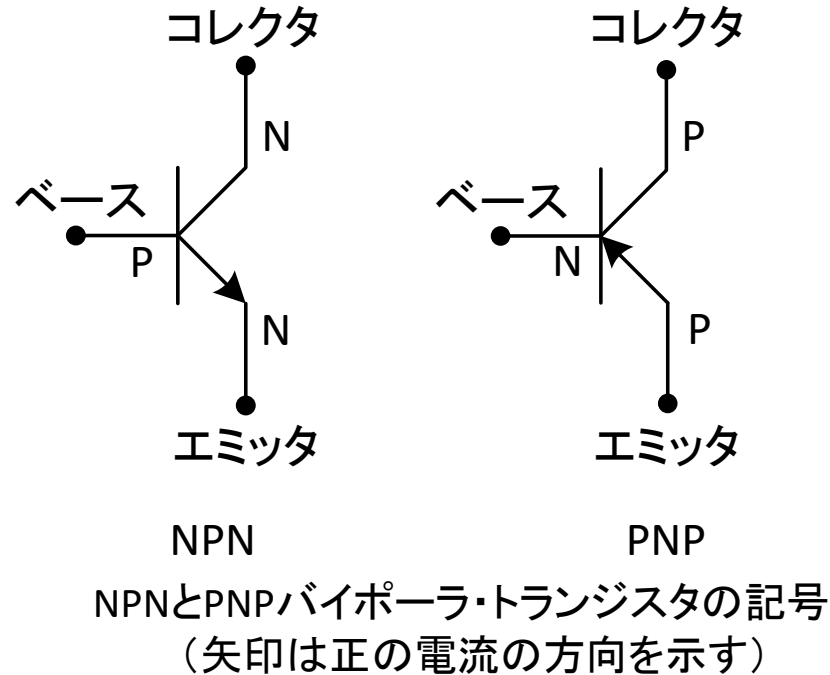
N_E : エミッタ領域のドーピング濃度

N_B : ベース領域のドーピング濃度

NPNバイポーラ・トランジスタ印加電圧とエネルギー・バンド



NPNバイポーラ・トランジスタ通常動作印加電圧とエネルギー・バンド



ここではダイオード特性で無視した下記項目を考慮

- ・準中性領域内の電界の影響 (不均ドーピングによる電界)
- ・高ドーピングの影響
(エネルギー・バンドギャップ・ナローイング効果)
- ・不均一エネルギー・バンドギャップの影響

均一エネルギー・バンドギャップを持つ準中性領域内の電界

■ P(ベース)領域の電界(不均一ドーピングの場合)

$$E \equiv -\frac{d\psi_i}{dx} = \frac{kT}{q} \frac{1}{p_p} \frac{dp_p}{dx} - \frac{d\phi_p}{dx} = \frac{kT}{q} \frac{1}{p_p} \frac{dp_p}{dx} + \frac{J_p}{qp_p\mu_p}$$

(1)
 $\because \phi_p \equiv \psi_i + \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{p_p}{n_i}\right)$ ψ_i : 真性電位
 ϕ_p : 正孔の擬フェルミ電位

$p_p = N_a$ (低レベル電子注入の場合)

(2)
 $\because J_p = -qp_p\mu_p \frac{d\phi_p}{dx}$

但し、 n_i : x (場所) に依存しないと仮定
 (エネルギー・バンドギャップが x の関数でない場合)

● P領域の電界の近似

$$E(\text{P領域}) \approx \frac{kT}{q} \frac{1}{p_p} \frac{dp_p}{dx}$$

● N領域の電界の近似

$$E(\text{N領域}) \approx -\frac{kT}{q} \frac{1}{n_n} \frac{dn_n}{dx}$$

⇒ 均一多数キャリア密度の領域では電界は無視できる

⇒ 上記電界は少数キャリアによる電流に関し良い近似

(P領域の電子電流とN領域の正孔電流に関し良い近似)

∴ 典型的なNPNバイポーラ・トランジスタ

$J_p / (qp_p\mu_p) \approx 40\text{V/cm} \Rightarrow$ この項を電界の式で無視

電流増幅度: 100

コレクタ電流密度: $1\text{mA}/\mu\text{m}^2$

ベース電流密度 $\Rightarrow J_p = 0.01\text{mA}/\mu\text{m}^2$

ベースの不純物濃度: 10^{18}cm^{-3} 程度

$\Rightarrow p_p \approx 10^{18}\text{cm}^{-3}, \mu_p = 150\text{cm}^2/\text{V/s}$

ベース領域のビルトイン電界 (不均一ドーピングの場合)

■ エミッタ・ベース・ダイオードに順方向バイアス

(1) 準中性条件

$$p_p(x) = N_B(x) + n_p(x)$$

$$\frac{dp_p}{dx} = \frac{dN_B}{dx} + \frac{dn_p}{dx} \quad \textcircled{1}$$

$N_B(x)$: ベース領域のドーピング濃度
(ドーパントは全てイオン化)

(2) ビルトイン電界 E_0

(不均一ドーパント分布に起因する電界)

$$E_0 \equiv E(n_p = 0) = \frac{kT}{q} \frac{1}{N_B} \frac{dN_B}{dx} \quad \textcircled{2}$$

(3) Pベース領域の電子電流

$$J_n(x) = qn_p\mu_n E_0 \frac{N_B}{n_p + N_B} + qD_n \left(\frac{2n_p + N_B}{n_p + N_B} \right) \frac{dn_p}{dx}$$

(4) P領域の実効電界 E_{eff}

$$E_{eff} \equiv E_0 \frac{N_B}{n_p + N_B}$$

J_n と E_{eff} :
エミッタから注入される電子の
全てのレベルに対して正しい

J_n の導出

$$E(\text{P領域}) \approx \frac{kT}{q} \frac{1}{p_p} \frac{dp_p}{dx} \quad \begin{matrix} \text{代入} \\ \text{(ドリフト成分)} \end{matrix} \quad \rightarrow \quad J_n(x) = qn_p\mu_n E + qD_n \frac{dn_p}{dx} \quad \begin{matrix} \text{(拡散成分)} \end{matrix}$$

上記代入した式に①と②の式、及びアインシュタインの関係を使用

$$\text{アインシュタインの関係} \Rightarrow \mu_n = \frac{qD_n}{kT}$$

極端な低・高注入レベルによる電界と電流密度

■ Pベース領域への極端な低レベル注入 $n_p \ll N_B$ $\Rightarrow E_{eff} \Rightarrow E_0$

電子電流密度

$$J_n(x)|_{n_p \ll N_B} \approx \underbrace{qn_p \mu_n E_0}_{\text{①}} + \underbrace{qD_n \frac{dn_p}{dx}}_{\text{②}}$$

①ビルトイン電界によるドリフト成分
(ベース領域内の不均一ドーパント分布起因)

②電子密度の勾配による拡散成分

■ Pベース領域への極端な高レベル注入 $n_p \gg N_B$ $\Rightarrow E_{eff} \Rightarrow$ (無視できる)

電子電流密度

$$J_n(x)|_{n_p \gg N_B} \approx 2qD_n \frac{dn_p}{dx}$$

↓

ビルトイン電界が注入される多量の
少数キャリア n_p によって消失する

拡散電流成分が2倍になる (Webster effect, 1954)

高ドーピングの影響 (バンドギャップ・ナローイング効果)

■ 低ドーピングSi領域の電子・正孔積 (熱平衡状態)

$$p_0 n_0 = n_i^2 = N_c N_v \exp(-E_g / kT)$$

N_c : 伝導帯の実効状態密度

N_v : 価電子帯の実効状態密度

E_g : エネルギー・バンドギャップ

■ 高ドーピングSi領域の電子・正孔積 (バンドギャップ・ナローイング効果の発生)

高ドーピング \Rightarrow 不純物のイオン化エネルギーが低下 \Rightarrow

- ・実効的にエネルギー・バンドギャップの減少
- ・実効的に真性キャリア密度上昇

$$p_0(\Delta E_g) n_0(\Delta E_g) = n_{ie}^2 = n_i^2 \exp(\Delta E_g / kT)$$

ΔE_g : Apparent bandgap narrowing

n_{ie} : 実効的な真性キャリア密度

■ 高ドーピングされたPN接合にバイアスを印加した場合の電子・正孔積

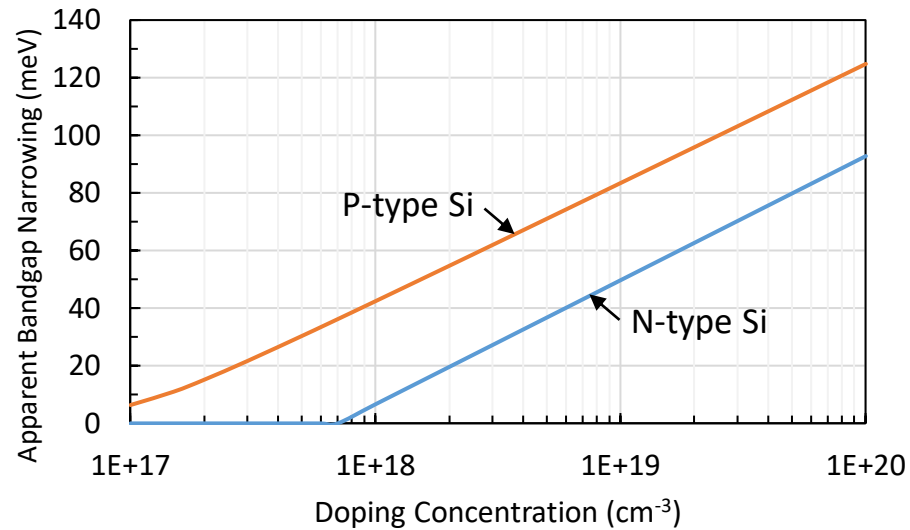
$$pn = n_{ie}^2 \exp\left(\frac{q(\phi_p - \phi_n)}{kT}\right)$$

∴ 高ドーピング $n_i \Rightarrow n_{ie}$

ϕ_p : 正孔の擬フェルミ電位

ϕ_n : 電子の擬フェルミ電位

バンドギャップ・ナローイング効果の経験式



バンドギャップ・ナローイング効果

Apparent bandgap narrowing ΔE_g とドーピング濃度との関係

■ N型Si⁽¹⁾

$$\Delta E_g(N_d) = 18.7 \ln\left(\frac{N_d}{7 \times 10^{17}}\right) \text{ meV for } N_d \geq 7 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$$

■ P型Si⁽²⁾

$$\Delta E_g(N_a) = 9\left(F + \sqrt{F^2 + 0.5}\right) \text{ meV for } N_a > 10^{17} \text{ cm}^{-3}$$
$$F = \ln(N_a / 10^{17})$$

(1) J. del Alamo et al., IEDM Technical Digest, pp. 290-293, 1985.

(2) J.W. Slotboom and H. D. de Graaff, Solid-State Electron. 19, pp. 857-862, 1976
S.E. Swirhum et al., IEDM Technical Digest, pp. 24-27, 1986.

不均一エネルギー・バンドギャップを持つ準中性領域内の電界

- 高ドーピング、Siの中へGeを導入 ⇒ エネルギー・バンドギャップの狭まり(ベース領域に適用)
(不均一なエネルギー・バンドギャップの形成)

(1) 不均一なエネルギー・バンドギャップを考慮したP領域の電界⁽¹⁾

$$E(\text{P領域}) = \frac{kT}{q} \left(\frac{1}{p_p} \frac{dp_p}{dx} - \frac{1}{n_{ie}^2} \frac{dn_{ie}^2}{dx} \right)$$

(2) 不均一なエネルギー・バンドギャップを考慮したN領域の電界⁽¹⁾

$$E(\text{N領域}) = -\frac{kT}{q} \left(\frac{1}{n_n} \frac{dn_n}{dx} - \frac{1}{n_{ie}^2} \frac{dn_{ie}^2}{dx} \right)$$

(1) R.J. van Overstraeten et al., IEEE Trans. Electron Devices, ED-20, pp. 290-298, 1973.

準中性真性ベース領域内の電界

■ NPNバイポーラ・トランジスタのNエミッタからPベース領域へ注入される電子電流密度(⇒コレクタ電流密度)

$$J_C = qD_{nB} \frac{n_{ieB}^2}{p_p} \frac{d}{dx} \left(\frac{n_p p_p}{n_{ieB}^2} \right) \quad n_{ieB}^2 = n_i^2 \exp(\Delta E_{gB}/kT)$$

添え字B: ベース領域を示す

$$\Rightarrow J_C = qD_{nB} n_p \left(\frac{1}{p_p} \frac{dp_p}{dx} - \frac{1}{n_{ieB}^2} \frac{dn_{ieB}^2}{dx} \right) + qD_{nB} \frac{dn_p}{dx}$$

■ コレクタ電流密度(ドリフト成分+拡散成分)

$$J_C = qn_p \mu_{nB} E + qD_{nB} \frac{dn_p}{dx}$$

■ Pベース領域内の少数キャリア(電子)に関する電界

$$E(\text{P-base}) = \frac{kT}{q} \left(\frac{1}{p_p} \frac{dp_p}{dx} - \frac{1}{n_{ieB}^2} \frac{dn_{ieB}^2}{dx} \right)$$



$$E(\text{P-base}) = \frac{kT}{q} \frac{1}{p_p} \frac{dp_p}{dx} - \frac{1}{q} \frac{d\Delta E_{gB}}{dx}$$



多数キャリア密度とバンドギャップ・ナロウイングに起因

NPNバイポーラ・トランジスタ

ベースとエミッタ領域内の電流密度

■ NPNバイポーラ・トランジスタのNエミッタからPベース領域へ注入される電子電流密度(⇒コレクタ電流密度)

$$J_n(x) = -qn_p\mu_n \frac{d\phi_n}{dx} \quad (\text{場所 } x \text{ における電子電流密度: 電子電流密度の拡散成分+ドリフト成分})$$

$$\Rightarrow J_n(x) \approx qn_p\mu_n \frac{d(\phi_p - \phi_n)}{dx} \quad \because \frac{d\phi_p}{dx} \approx 0 \quad (\text{Pベース領域})$$

$$\Rightarrow J_n(x) = qD_n \frac{n_{ie}^2}{p_p} \frac{d}{dx} \left(\frac{n_p p_p}{n_{ie}^2} \right) \quad \because \phi_p - \phi_n = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{p_p n_p}{n_{ie}^2} \right) \quad (\text{pn積} \rightarrow \text{p.9参照}) \quad \mu_n = \frac{q}{kT} D_n$$

■ NPNバイポーラ・トランジスタのPベースからNエミッタ領域へ注入される正孔電流密度(⇒ベース電流密度)

$$J_p(x) = -qD_p \frac{n_{ie}^2}{n_n} \frac{d}{dx} \left(\frac{n_n p_n}{n_{ie}^2} \right)$$

(場所 x における正孔電流密度)

$$J_n(x) \text{ と } J_p(x) \Rightarrow \begin{cases} \cdot \text{任意のドーピング形状に対応可能} \\ \cdot \text{任意のエネルギー・バンドギャップ傾斜に対応可能} \\ \cdot \text{任意の電流注入レベルに対応可能} \end{cases}$$

コレクタ電流密度

■ NエミッタからPベース領域へ注入される電子電流密度の式を積分 ($x \Rightarrow 0 \sim W_B$)

$$J_n \int_0^{W_B} \frac{p_p}{qD_n n_{ie}^2} dx = \left. \frac{n_p p_p}{n_{ie}^2} \right|_{x=W_B} - \left. \frac{n_p p_p}{n_{ie}^2} \right|_{x=0}$$

但し、ベース領域内の再結合無視
 \Rightarrow ベース領域内の電流密度一定 (場所依存無し) (定常状態)

右辺第1項無視 $\because n_p(W_B) = n_{p0}(W_B) \ll n_p(0)$

$$J_n \int_0^{W_B} \frac{p_p}{qD_n n_{ie}^2} dx = - \frac{n_{p0}(0) p_p(0)}{n_{ie}^2(0)} \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right)$$

$\because n_p(0) = n_{p0}(0) \exp(qV_{BE}/kT) \Rightarrow x=0$ における電子密度
 V_{BE} : ベース・エミッタ間電圧

■ NエミッタからPベース領域へ注入される電子電流密度 (コレクタ電流密度の源)

$$J_n = - \frac{q \exp(qV_{BE}/kT)}{\int_0^{W_B} (p_p / D_n n_{ie}^2) dx}$$

$\because p_p(0) \approx p_{p0}(0) \Rightarrow$ 低レベル注入時成立
 $n_{p0}(0) p_{p0}(0) = n_{ie}^2(0)$

(注) J_n : 負の値 (電子の流れがxの正方向)

コレクタ電流

■ コレクタ電流

$$I_C \equiv A_E |J_C| = A_E |J_n| = \frac{qA_E \exp(qV_{BE}/kT)}{\int_0^{W_B} (p_p / D_{nB} n_{ieB}^2) dx}$$

A_E : エミッタ面積 添え字B⇒ベース領域の量を示す

$$I_C = A_E J_{C0} \exp(qV_{BE}/kT) \quad J_{C0}: \text{コレクタ飽和電流密度}$$

$$I_C = A_E \frac{qn_i^2}{G_B} \exp(qV_{BE}/kT) \quad G_B: \text{base Gummel number}$$

$$J_{C0} = \frac{q}{\int_0^{W_B} (p_p / D_{nB} n_{ieB}^2) dx} \quad G_B = \int_0^{W_B} \frac{n_i^2}{n_{ieB}^2} \frac{p_p}{D_{nB}} dx$$

$$J_{C0} = qn_i^2 / G_B$$

G_B が含むパラメータ ⇒ $\left\{ \begin{array}{l} \cdot \text{少数キャリア拡散係数} \\ \cdot \text{高ドーピング効果} \end{array} \right.$

仮にベース領域が以下の場合

- ・高ドーピング効果を無視できる
- ・少数キャリア拡散係数を定数と見なせる



$$G_B = \int_0^{W_B} p_p dx / D_{nB}$$

ベース領域への全ドーピング量

更にベース領域が均一ドーピングの場合(低レベル電流注入)

$$G_B \Rightarrow N_B W_B / D_{nB} \quad N_B: \text{ベースのドーピング濃度} \\ W_B: \text{ベースの準中性領域幅}$$

**コレクタ電流⇒ベース領域のみのパラメータの関数
(エミッタの特性には無関係)**

ベース電流

■ NPNバイポーラ・トランジスタのベースからエミッタ領域へ注入される正孔電流⇒ベース電流

エミッタ領域の正孔密度 ($p_n \ll n_{n0}$) ⇒ $n_n \approx n_{n0} = N_E$ N_E : エミッタ・ドーピング濃度

エミッタ領域の場所 x における正孔電流密度

$$J_p(x) = -qD_p \frac{n_{ie}^2}{n_{n0}} \frac{d}{dx} \left(\frac{n_{n0} p_n}{n_{ie}^2} \right) \quad J_p(0) \Rightarrow \text{ベース電流密度}$$

**ベース電流⇒エミッタ領域のみのパラメータの関数
(ベースの特性には無関係)**

(1) 薄い(トランスペアレント)エミッタ

- ⇒ (エミッタ幅) < (エミッタ内の少数キャリア拡散長)
- ⇒ エミッタ領域内 ($x = -W_E$ の箇所を除く) の再結合無視
- ⇒ エミッタ内の少数キャリア電流密度の場所 x 依存無し

(2) 厚い(ノントランスペアレント)エミッタ

- ⇒ (エミッタ幅) > (エミッタ内の少数キャリア拡散長)
- ⇒ エミッタ領域内で再結合考慮
- ⇒ エミッタ内の少数キャリア電流密度の場所 x 依存有り

薄い(トランスペアレント)エミッタのベース電流密度

■ NPNバイポーラ・トランジスタ

(1) 正孔電流密度(エミッタ・コンタクトの表面再結合速度に依存)

$$J_p(x = -W_E) \equiv -q(p_n - p_{n0})_{x=-W_E} S_p$$

J_p : 負(正孔が $-x$ 方向に流れる)、 x 依存無し

S_p : 表面再結合速度

(2) エミッタ領域の場所 x における正孔電流密度を積分($x \Rightarrow -W_E \sim 0$) J_p : x 依存無し

$$J_p \int_{-W_E}^0 \frac{n_{n0}}{qD_p n_{ie}^2} dx = -\frac{n_{n0} p_n}{n_{ie}^2} \Big|_{x=0} + \frac{n_{n0} p_n}{n_{ie}^2} \Big|_{x=-W_E}$$

$$\because p_n(0) = p_{n0}(0) \exp(qV_{BE}/kT)$$

$p_n(0) \Rightarrow x=0$ における正孔密度

V_{BE} : ベース・エミッタ間電圧

$$\because n_{ie}^2 = p_{n0} n_{n0}$$

$$J_p \int_{-W_E}^0 \frac{n_{n0}}{qD_p n_{ie}^2} dx = -\exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right) + 1 - \frac{n_{n0}(-W_E)}{n_{ie}^2(-W_E)qS_p} J_p$$

$$\approx -\exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right) - \frac{n_{n0}(-W_E)}{n_{ie}^2(-W_E)qS_p} J_p$$



ベース電流密度

$$J_p \approx \frac{-q \exp(qV_{BE}/kT)}{\int_{-W_E}^0 \frac{n_{n0}}{D_p n_{ie}^2} dx + \frac{n_{n0}(-W_E)}{n_{ie}^2(-W_E)S_p} J_p}$$

$$J_p(x) \Rightarrow \begin{cases} \cdot \text{任意のドーピング形状に対応可能} \\ \cdot \text{任意の表面再結合速度に対応可能} \end{cases}$$

薄い(トランスペアレント)エミッタのベース電流

■ ベース電流

$$I_B \equiv A_E |J_B| = A_E |J_p| = \frac{qA_E \exp(qV_{BE}/kT)}{\int_{-W_E}^0 \frac{N_E}{D_{pE} n_{ieE}^2} dx + \frac{N_E(-W_E)}{n_{ieE}^2(-W_E)S_p}}$$

A_E : エミッタ面積 添え字E⇒エミッタ領域の量を示す

N_E ⇒エミッタ・ドーピング濃度

$$I_B = A_E J_{B0} \exp(qV_{BE}/kT) \quad J_{B0}: \text{ベース飽和電流密度}$$

$$I_B = A_E \frac{qn_i^2}{G_E} \exp(qV_{BE}/kT) \quad G_E: \text{emitter Gummel number}$$

$$J_{B0} = \frac{q}{\int_{-W_E}^0 \frac{N_E}{D_{pE} n_{ieE}^2} dx + \frac{N_E(-W_E)}{n_{ieE}^2(-W_E)S_p}}$$

$$G_E = \int_{-W_E}^0 \frac{n_i^2}{n_{ieE}^2} \frac{N_E}{D_{pE}} dx + \frac{n_i^2 N_E(-W_E)}{n_{ieE}^2(-W_E)S_p}$$

薄いエミッタ ⇒ $\left\{ \begin{array}{l} \cdot \text{均一ドーピング濃度} \\ \cdot \text{均一エネルギー・バンドギャップ} \end{array} \right.$
(高ドーピング効果考慮)



ベース飽和電流密度

emitter Gummel number

$$J_{B0} = \frac{qD_{pE} n_{ieE}^2}{N_E W_E (1 + D_{pE}/W_E S_p)} \quad G_E = N_E \left(\frac{n_i^2}{n_{ieE}^2} \right) \left(\frac{W_E}{D_{pE}} + \frac{1}{S_p} \right)$$

オーミック・コンタクト: $S_p \Rightarrow \infty$

$$J_{B0} = \frac{qD_{pE} n_{ieE}^2}{N_E W_E} \Rightarrow J_{B0} \propto 1/W_E \quad G_E = N_E \frac{n_i^2}{n_{ieE}^2} \frac{W_E}{D_{pE}}$$

ポリシリコン・エミッタ: $S_p \Rightarrow$ 有限値

ポリシリコン-シリコン界面: $x = -W_E$

$S_p \Rightarrow J_{B0}$ を測定値にフィッティングさせて求める

厚い(ノントランスペアレント)エミッタのベース電流

■ NPNバイポーラ・トランジスタ

エミッタ領域の場所 x における正孔電流密度

(エミッタ: 均一ドーピング濃度、均一エネルギー・バンドギャップ、オーミック・コンタクト (at $x=-W_E$))

$$J_p(x) = -qD_p \frac{n_{ie}^2}{n_{n0}} \frac{d}{dx} \left(\frac{n_{n0} p_n}{n_{ie}^2} \right) \Rightarrow J_p(x) = -qD_p \frac{dp_n}{dx} \Rightarrow \text{エミッタ領域内の正孔の拡散電流密度 (低レベル電流注入)}$$

ベース電流密度 $\Rightarrow J_p(0)$

ベース電流

$$I_B = A_E |J_p(x=0)| = \frac{qA_E D_{pE} n_{ieE}^2 \exp(qV_{BE}/kT)}{N_E L_{pE} \tanh(W_E/L_{pE})}$$

A_E : エミッタ面積 $E \Rightarrow$ エミッタ領域の量を示す

$N_E \Rightarrow$ エミッタ・ドーピング濃度

ベース飽和電流密度

$$J_{B0} = \frac{qD_{pE} n_{ieE}^2}{N_E L_{pE} \tanh(W_E/L_{pE})}$$

emitter Gummel number

$$G_E = \left(\frac{n_i^2}{n_{ieE}^2} \right) \frac{N_E L_{pE} \tanh(W_E/L_{pE})}{D_{pE}}$$

N領域内の過剰少数キャリア(正孔)密度分布

$$p_n - p_{n0} = p_{n0} \exp\left(\frac{qV_{app}}{kT}\right) \frac{\sinh[(W-x)/L_p]}{\sinh(W/L_p)}$$

空乏層からN領域に入る ($x=0$) 正孔による電流密度

$$J_p(x=0) = -\frac{qD_p n_i^2 \exp(qV_{app}/kT)}{n_{n0} L_p \tanh(W/L_p)}$$

$$V_{app} > 0, V_{app}/kT \gg 1$$

電流利得

■ スタティック・エミッタ接地電流利得 β_0

$$\beta_0 \equiv \frac{\partial I_C}{\partial I_B} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{J_{C0}}{J_{B0}} = \frac{G_E}{G_B}$$

■ スタティック・ベース接地電流利得 α_0

$$\alpha_0 \equiv \frac{\partial I_C}{\partial(-I_E)} = \frac{I_C}{-I_E}$$

$$\alpha_0 = \frac{\beta_0}{1 + \beta_0} \quad \because I_E + I_B + I_C = 0$$

$$\beta_0 = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0}$$

I_E : エミッタに流れ込む電流 ($-I_E$: 正)

(1) 薄い(トランスペアレント)エミッタの β_0

$$\beta_0 = \frac{\int_{-W_E}^0 \frac{N_E}{D_{pE} n_{ieE}^2} dx + \frac{N_E (-W_E)}{n_{ieE}^2 (-W_E) S_p}}{\int_0^{W_B} \frac{p_p}{D_{nB} n_{ieB}^2} dx}$$

(2) 厚い(ノントランスペアレント)エミッタの β_0

$$\beta_0 = \frac{N_E L_{pE} \tanh(W_E / L_{pE})}{D_{pE} n_{ieE}^2 \int_0^{W_B} \frac{p_p}{D_{nB} n_{ieB}^2} dx}$$

(VLSIバイポーラ・トランジスタの β_0 の典型値) $\Rightarrow \beta_0 \approx 100$

厚いエミッタの β_0 (均一ドーピング濃度)

■ NPNバイポーラ・トランジスタ

厚い(ノトランスペアレント)エミッタ: $W_E/L_{pE} \gg 1$

エミッタ: 均一ドーピング濃度

ベース: 均一ドーピング濃度

(1) エミッタ接地電流利得

$$\beta_0 = \frac{n_{ieB}^2 D_{nB} N_E L_{pE}}{n_{ieE}^2 D_{pE} \int_0^{W_B} p_p dx}$$

(2) ベースへの低レベル電子電流注入 $\Rightarrow p_p \approx N_B$

$$\beta_0 = \frac{n_{ieB}^2}{n_{ieE}^2} \frac{D_{nB}}{D_{pE}} \frac{N_E L_{pE}}{N_B W_B} \Rightarrow \text{電流に依存しない}$$

N_B : ベース内のドーピング濃度

例

$$N_E = 1 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3} \quad N_B = 1 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$$

$$W_B = 0.1 \mu\text{m}$$



$$n_{ieB}^2 / n_{ieE}^2 = \exp[(\Delta E_{gB} - \Delta E_{gE}) / kT] \approx 0.19$$

$$D_{nB} / D_{pE} = \mu_{nB} / \mu_{pE} \approx 2.6$$

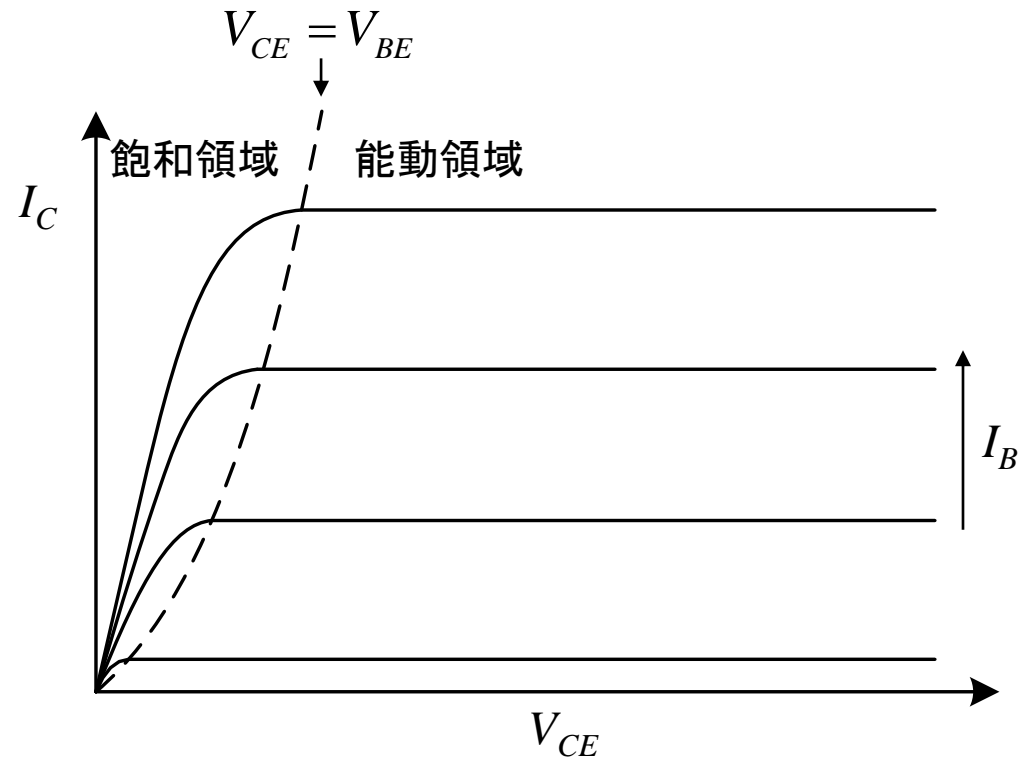
$$N_E / N_B = 100$$

$$L_{pE} / W_B \approx 4.6$$



$$\beta_0 = 230$$

理想的な電流・電圧特性



NPNバイポーラ・トランジスタの理想的な電流・電圧特性

■ $V_{CE} < V_{BE}$ (飽和領域)

コレクタ・ベース・ダイオード⇒順方向バイアス

コレクタ電流

⇒ (エミッタからベースへ注入される電子電流)
− (コレクタからベースへ注入される電子電流)

V_{CE} の増大⇒コレクタ電流増大

■ $V_{CE} > V_{BE}$ (能動領域)

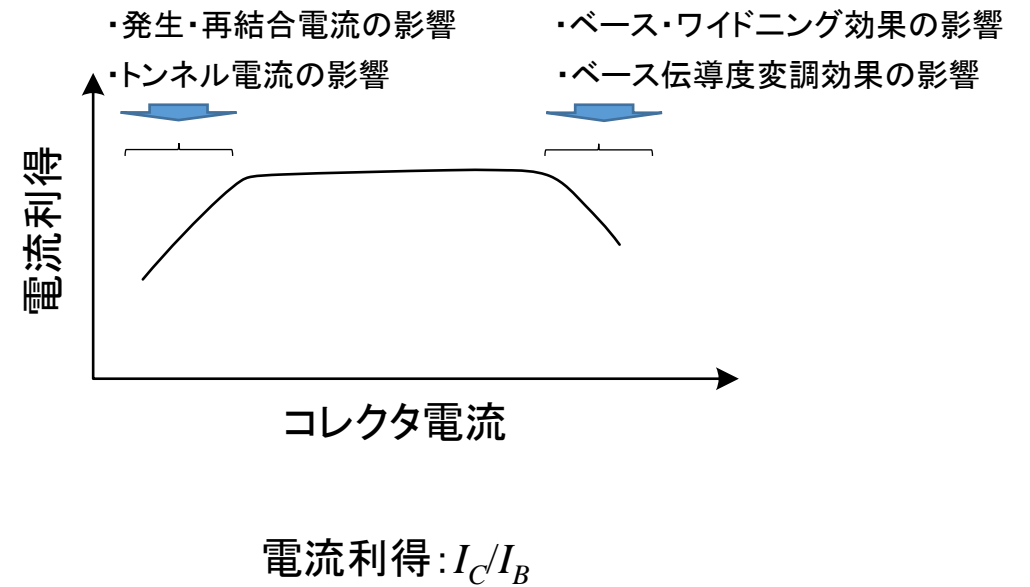
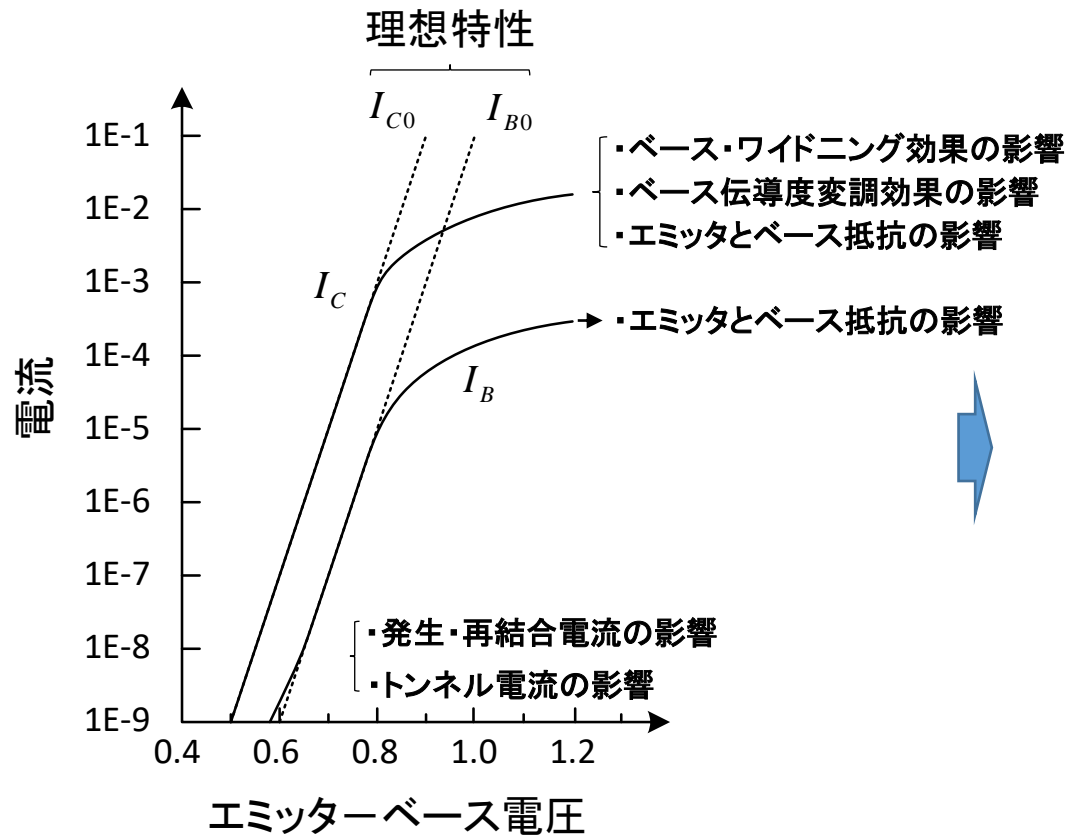
コレクタ・ベース・ダイオード⇒逆方向バイアス

コレクタ電流

⇒エミッタからベースへ注入される全電子電流
・電子はコレクタに収集される
・コレクタからベースへ注入される電子はゼロになる

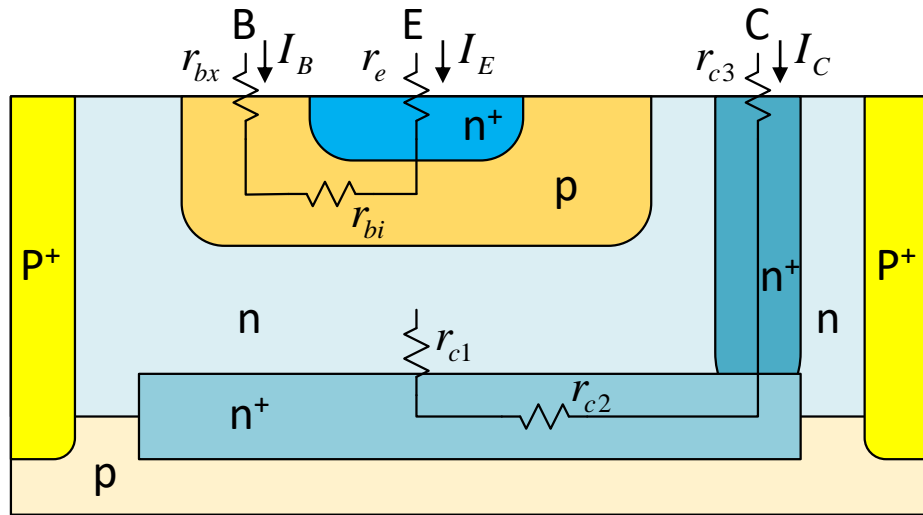
V_{CE} の増大⇒コレクタ電流一定、電流利得一定

典型的なNPNバイポーラ・トランジスタの特性



典型的なNPNバイポーラ・トランジスタのGummel Plot

エミッタとベースの直列抵抗の影響



NPNバイポーラ・トランジスタの寄生抵抗

- エミッターベース間電流による
エミッターベース・ダイオードの電圧降下 ($r_b = r_{bx} + r_{bi}$)

$$\begin{aligned}\Delta V_{BE} &= -I_E r_e + I_B r_b \\ &= I_C r_e + I_B (r_e + r_b) \quad \because I_E + I_B + I_C = 0\end{aligned}$$

- エミッターベース接合に掛かる電圧 V'_{BE}

$$V'_{BE} = V_{BE} - \Delta V_{BE}$$

実測⇒理想特性の V_{BE} を V'_{BE} に変更
 V_{BE} : エミッターベースの端子電圧

- 実測のコレクタ電流の理想特性からのずれ

⇒ ΔV_{BE} に依存、
ベース多数キャリア密度(V_{BE} 依存)、ベース幅(V_{BE} 依存)

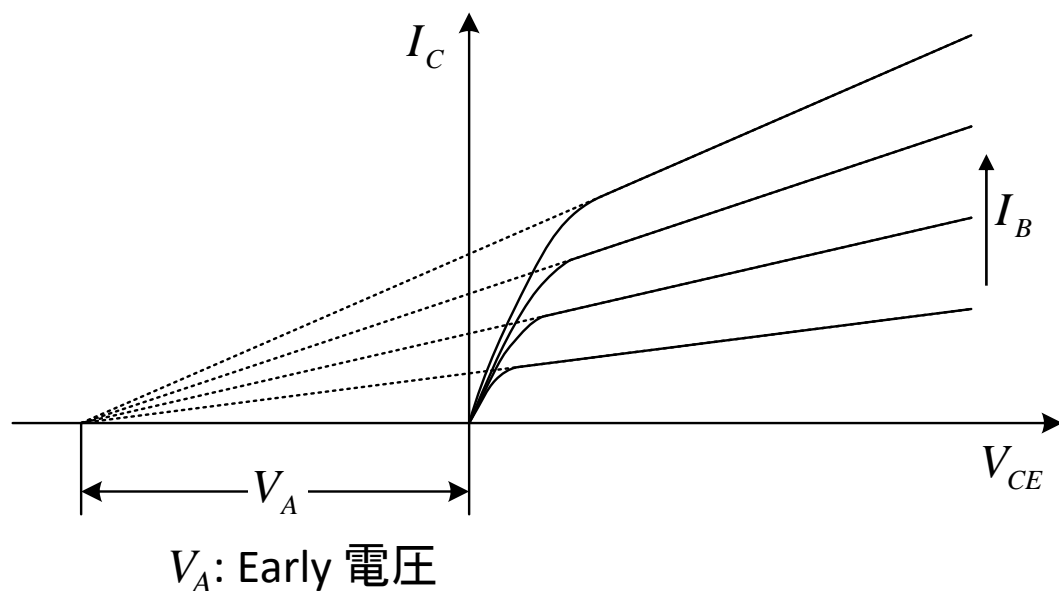
- 実測のベース電流の理想特性からのずれ

⇒ ΔV_{BE} のみに依存 $I_{B0} = I_B \exp(q\Delta V_{BE}/kT)$

⇒エミッタとベースの直列抵抗を求めることができる

I_{B0} : 理想ベース電流、 I_B : 実測ベース電流

ベース-コレクタ電圧による準中性ベース幅の変化



- V_{CE} 増大 \Rightarrow ベース-コレクタ間の空乏層幅増大
 \Rightarrow 準中性ベース幅 W_B 減少
 \Rightarrow コレクタ電流増大

- Early 電圧 V_A の定義

$$V_A + V_{CE} \equiv I_C \left(\frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} \right)^{-1}$$

$$V_A \approx I_C \left(\frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} \right)^{-1} \quad \because V_A \gg (V_{CE} \text{ の動作電圧範囲})$$

Early電圧

■ コレクタ電流 (NPNバイポーラ・トランジスタ)

$$I_C = A_E J_{C0} \exp(qV_{BE}/kT) = \frac{qA_E \exp(qV_{BE}/kT)}{F(W_B)}$$

$$F(W_B) = \frac{q}{J_{C0}} = \int_0^{W_B} \frac{p_p}{D_{nB}(x)n_{ieB}^2(x)} dx \quad Q_{pB} = q \int_0^{W_B} p_p dx$$

■ Early 電圧

$$V_A \approx I_C \left(\frac{-I_C}{F} \frac{\partial F}{\partial V_{CE}} \right)^{-1} = \left(\frac{-1}{F} \frac{\partial F}{\partial W_B} \frac{\partial W_B}{\partial Q_{pB}} \frac{\partial Q_{pB}}{\partial V_{CE}} \right)^{-1}$$

$$= \left(\frac{-1}{F} \frac{\partial F}{\partial W_B} \frac{\partial W_B}{\partial Q_{pB}} \frac{\partial Q_{pB}}{\partial V_{CB}} \right)^{-1} \quad \because \text{ある } I_B \text{ で } V_{BE} \text{ 固定}$$

$$V_A \approx \frac{qD_{nB}(W_B)n_{ieB}^2(W_B)}{C_{dBC}} \int_0^{W_B} \frac{p_p}{D_{nB}(x)n_{ieB}^2(x)} dx$$

(注) 低コレクタ電流の場合、 V_A はベース電流依存無し

$$-\frac{\partial Q_{pB}}{\partial V_{CB}} = \frac{\partial Q_{dB}}{\partial V_{CB}} = C_{dBC} \quad C_{dBC}: \text{ベース-コレクタ接合の空乏層容量}$$

ΔV_{CB} : ベース-コレクタ電圧微小増大時

$$-\Delta Q_{pB} = \Delta Q_{dB} \quad (\because \text{ベース領域: 準中性})$$

$-\Delta Q_{pB}$: ΔV_{CB} 増大時のベース領域内の正孔電荷減少量

ΔQ_{dB} : ΔV_{CB} 増大時のコレクタ-ベース空乏領域のベース側の電荷増加量

$$\frac{\partial F}{\partial W_B} = \frac{p_p(W_B)}{D_{nB}(W_B)n_{ieB}^2(W_B)} \quad \frac{\partial W_B}{\partial Q_{pB}} = \left(\frac{\partial Q_{pB}}{\partial W_B} \right)^{-1} = \frac{1}{qp_p(W_B)}$$

低コレクタ電流の場合のEarly電圧: $p_p \approx p_{p0} = N_B$

$$V_A \approx \frac{qD_{nB}(W_B)n_{ieB}^2(W_B)}{C_{dBC}} \int_0^{W_B} \frac{N_B(x)}{D_{nB}(x)n_{ieB}^2(x)} dx$$

ベース領域が均一ドーピング濃度の場合のEarly電圧

$$V_A \approx Q_{pB} / C_{dBC}$$

Early電圧の見積もり

■ 均一ベース・ドーピング濃度の場合の例


$$V_A \approx qW_B N_B / C_{dBC}$$

$$N_B = 1 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3} \quad W_B = 0.1 \mu\text{m}$$

$$\Rightarrow qW_B N_B \approx 1.6 \times 10^{-6} \text{ C/cm}^2$$

$$N_C = 2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$$

$$\Rightarrow C_{dBC} \approx 4 \times 10^{-8} \text{ F/cm}^2$$


$$V_A \approx 40\text{V}$$

(注) $V_A: W_B$ の関数 (V_A はコレクタ電圧の関数)
 $\Rightarrow I_C$ は V_{CE} と共に線形に増大しないが、
線形近似は、回路解析には良い近似

■ エミッタとコレクタのパンチスルー



ベースのドーピング濃度の低いデバイス (V_A の低下)
 \Rightarrow コレクタ電圧の上昇によりベース領域全体が空乏化 ($W_B \Rightarrow 0$)
 \Rightarrow コレクタ電流は増大しエミッタとコレクタの直列抵抗によって制限される
 \Rightarrow パンチスルー時点 (または近傍) のコレクタ電流はベース電圧によって正常に制御できない

■ FOM: $V_A \Rightarrow$ 大きいほどコレクタ電流のコレクタ電圧依存性無し
 $\beta_0 \cdot V_A \Rightarrow$ 大きいほど電流利得が高く、コレクタ電流のコレクタ電圧依存性無し (ベースとエミッタのパラメータの関数)

$$\beta_0 V_A = \frac{q^2 D_{nB}(W_B) n_{ieB}^2(W_B)}{C_{dBC} J_{B0}}$$

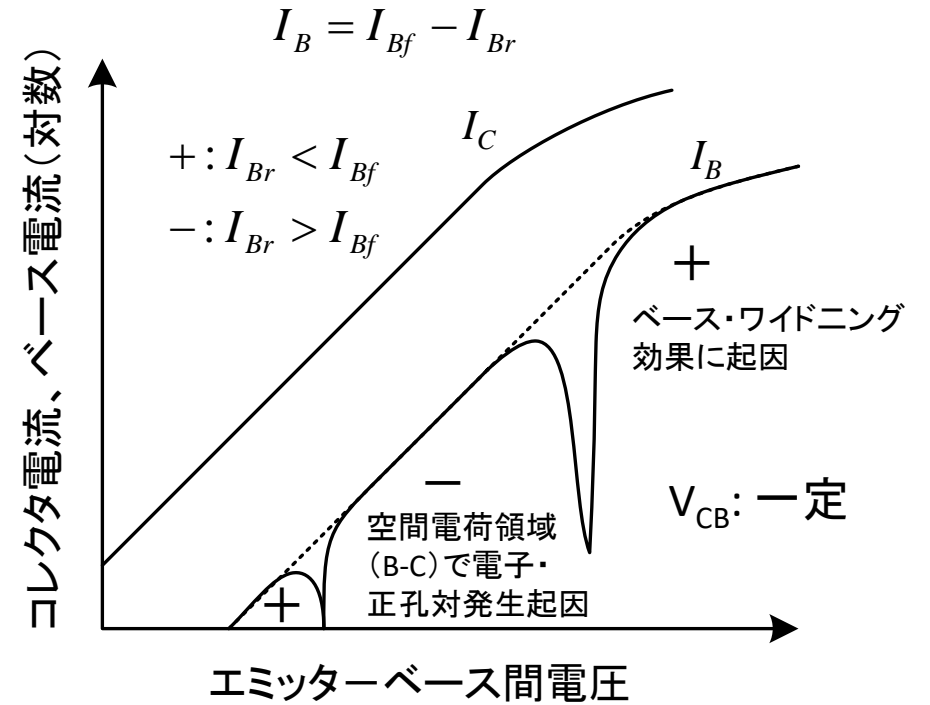
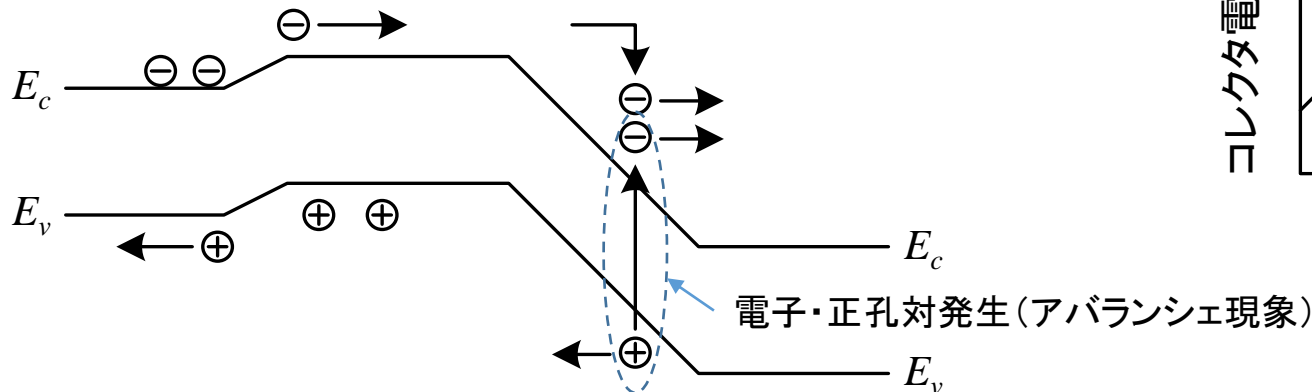
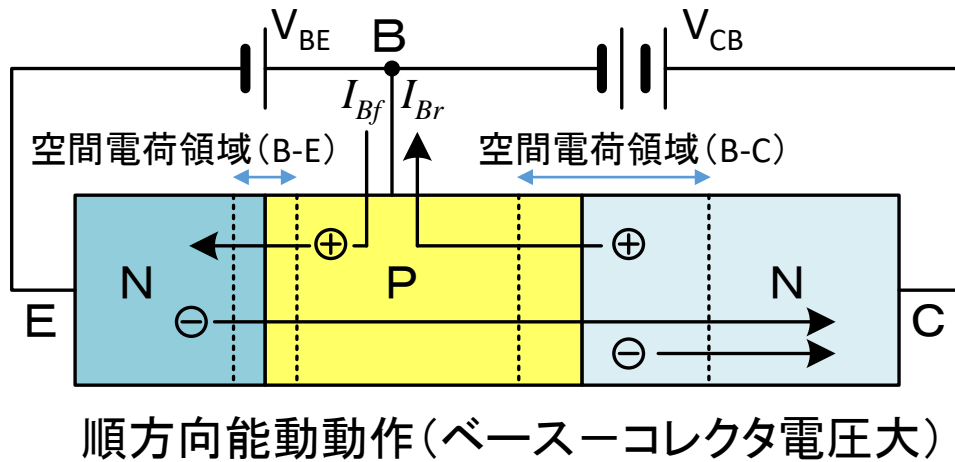
J_{B0} : エミッタのパラメータの関数

V_A : ベースのみのパラメータの関数

$\beta_0 V_A$: エミッタとベースのパラメータの関数

ベース-コレクタ接合のアバランシェ現象

■ NPNバイポーラ・トランジスタ



高電流領域におけるコレクタ飽和電流の低下

■ コレクタ電流密度の増大 \Rightarrow コレクタ飽和電流密度 J_{C0} 低下

$$J_{C0} = \frac{q}{\int_0^{W_B} (p_p / D_{nB} n_{ieB}^2) dx}$$

■ コレクタ電流密度の増大 \Rightarrow Pベースへの電子注入増大

(1) ベース伝導度変調効果

- ① Pベース内の正孔密度 p_p 増大 (\because 電荷中性維持) $\Rightarrow J_{C0}$ 低下
- ② コレクターベース間のベース側の空間電荷領域の実効電荷増大 (この空間電荷幅短縮)
 \Rightarrow Pベースの準中性領域幅 W_B 増大 $\Rightarrow J_{C0}$ 低下

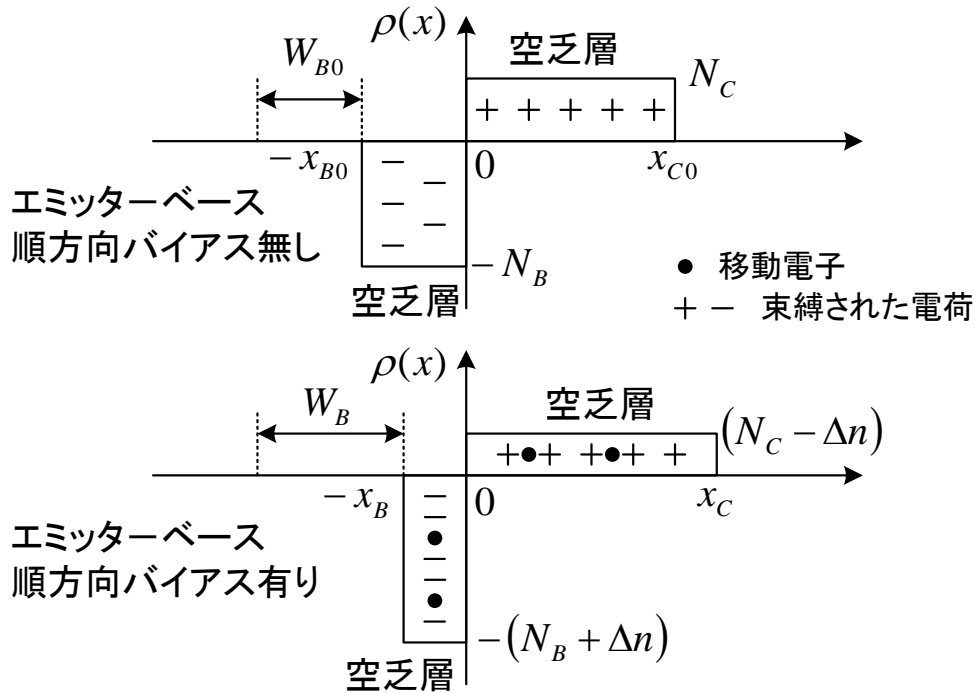
(2) ベース・ワイドニング効果 (またはKirk効果)

- ① コレクターベース間のコレクタ側の空間電荷領域の実効電荷低下 (この空間電荷幅伸張)
 \Rightarrow ベース・コレクタ接合をコレクタ領域へ押し込む $\Rightarrow J_{C0}$ 低下

ベース伝導度変調効果とベース・ワイドニング効果は実質的に区別できない

ベース・ワイドニング効果 (低電流領域)

■ 低電流領域のベース・ワイドニング効果 (NPNバイポーラ・トランジスタ)



■ エミッターベース接合の空乏層電荷バランス

$$x_{B0}N_B = x_{C0}N_C \qquad x_B(N_B + \Delta n) = x_C(N_C - \Delta n)$$

順方向バイアス無し

順方向バイアス有り

$$\therefore \text{コレクタ電流 (空間電荷領域内)}: J_C = qv_{sat}\Delta n$$

v_{sat} : 電子の飽和速度 Δn : 空間電荷領域の移動電子密度


■ ベース-コレクタ接合の最大の電圧降下: ψ_{mBC}

$$\psi_{mBC} = \frac{q}{2\epsilon_{Si}} (N_B x_{B0}^2 + N_C x_{C0}^2) \Rightarrow \text{順方向バイアス無し}$$

$$\psi_{mBC} = \frac{q}{2\epsilon_{Si}} [(N_B + \Delta n)x_B^2 + (N_C - \Delta n)x_C^2] \Rightarrow \text{順方向バイアス有り}$$

$$\begin{cases} x_C = x_{C0} \sqrt{\frac{1 + (\Delta n/N_B)}{1 - (\Delta n/N_C)}} \approx \frac{x_{C0}}{\sqrt{1 - (\Delta n/N_C)}} & \text{低電流領域} \\ x_B = x_{B0} \sqrt{\frac{1 - (\Delta n/N_C)}{1 + (\Delta n/N_B)}} \approx x_{B0} \sqrt{1 - (\Delta n/N_C)} & \therefore \Delta n/N_B \ll 1 \end{cases}$$

ベース・ワイドニング効果（高電流領域）

■ 高電流領域  移動電荷密度 \geq 固定されたイオン化した不純物濃度 N_C (N型コレクタ内)

⇒ N型コレクタ内の過剰電子が過剰正孔を発生 (∵ 準中性状態維持)


⇒ N型コレクタのP型化 (サブコレクタ領域迄Pベースの拡張)

∵ 過剰電子密度 < サブコレクタ領域のN型ドーピング濃度

⇒ 高電界領域の移動 (ベース-コレクタの接合箇所 ⇒ コレクター-サブコレクタの交差箇所) (1)

高電界領域の移動開始 ⇒ $0.3J_{max}$

J_{max} : 低電流領域の最大電子電流密度 ⇒ $J_{max} = qv_{sat}N_C$ $v_{sat} = 1 \times 10^7$ cm/s : 電子の飽和速度 (Si中)

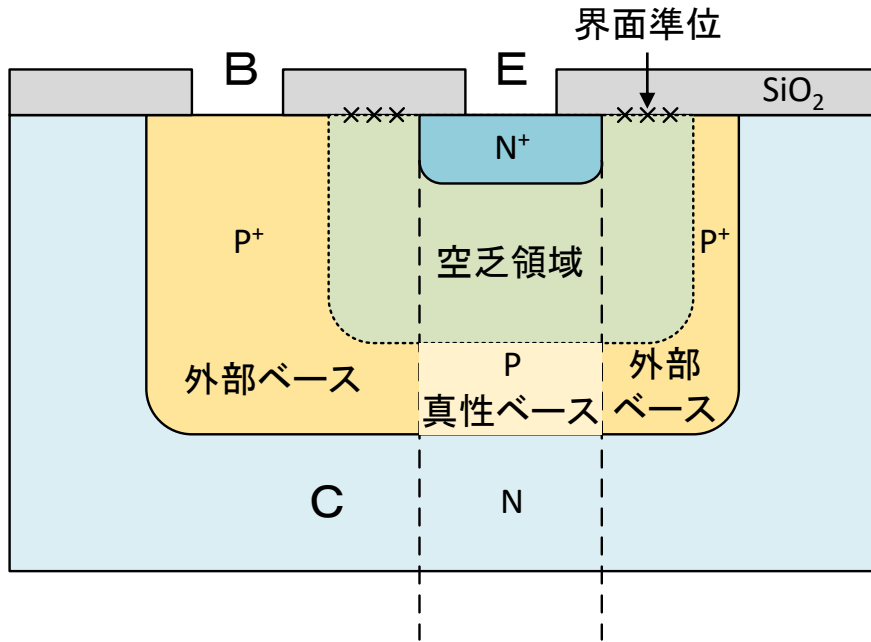
低電流領域  移動電荷密度 < 固定されたイオン化した不純物濃度 N_C (N型コレクタ内)

■ 高電流領域でのベース・ワイドニング効果を回避 ⇒ $0.3J_{max}$ 以下のコレクタ電流密度 J_C で使用

例 $N_C = 1 \times 10^{17}$ cm⁻³ ⇒ $J_{max} = 1.6$ mA / μm^2 $J_C < 0.5$ mA / μm^2

(1) H.C. Poon et al., IEEE Trans. Electron Devices, ED-16, pp. 455-457, 1969.

低電流領域における理想ベース電流のずれ



■ 低ベース電流領域⇒理想ベース電流<実際のベース電流

▶ エミッターベース間の電流増大⇒電流利得低減

(1) エミッターベース接合の空乏層領域内の発生・再結合電流

発生・再結合電流 $\propto \exp(V_{BE}/2kT)$

(2) エミッターベース接合のトンネル電流

トランジスタ・サイズ微細化

⇒ベースのピーク・ドーピング濃度増大

⇒エミッターベース間(外部領域)のトンネル電流増大

(界面準位⇒トンネル電流プロセスをアシスト)

トンネル電流主のベース電流

⇒ $\exp(V_{BE}/2kT)$ の依存性より大

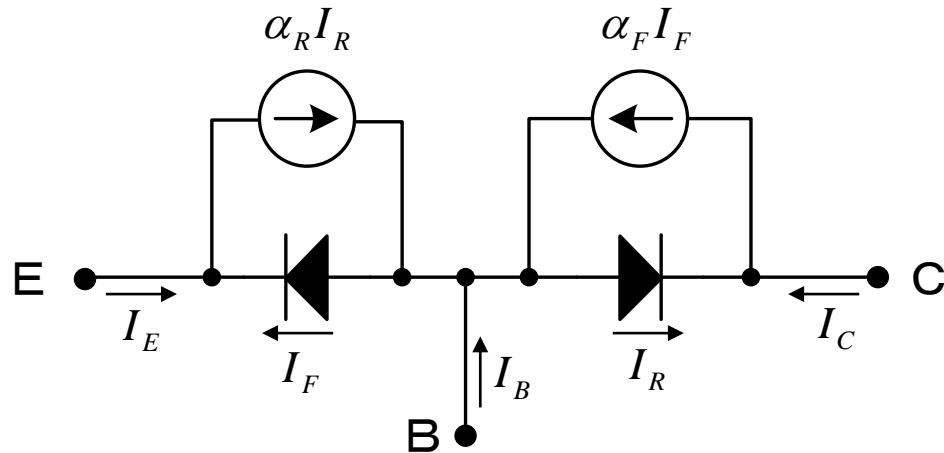
トンネル電流:ほとんど温度依存性無し

ベース領域のドーピング濃度

外部領域 > 真性領域

- ▶ {
- ・ベースの寄生抵抗低減
 - ・エミッタから外部領域への電子注入低減
(外部領域のコレクタ電流成分低減)

NPNバイポーラ・トランジスタのDC等価回路(1)



NPNバイポーラ・トランジスタの**DCベース接地**
基本等価回路 (Ebers-Moll モデル)

α_F : 順方向ベース接地電流利得 (V_{BE} 印加時)

α_R : 逆方向ベース接地電流利得 (V_{BC} 印加時)

■ エミッタ電流 I_E 、コレクタ電流 I_C 、ベース電流 I_B

$$I_E = \alpha_R I_R - I_F \quad I_C = \alpha_F I_F - I_R \quad I_B = (1 - \alpha_F) I_F + (1 - \alpha_R) I_R$$

$$I_E + I_B + I_C = 0$$

■ 順方向電流 I_F 、逆方向電流 I_R

$$I_F = I_{F0} [\exp(qV_{BE}/kT) - 1] \quad I_R = I_{R0} [\exp(qV_{BC}/kT) - 1]$$

■ エミッタ電流 I_E 、コレクタ電流 I_C

$$I_E = -I_{F0} [\exp(qV_{BE}/kT) - 1] + \alpha_R I_{R0} [\exp(qV_{BC}/kT) - 1]$$

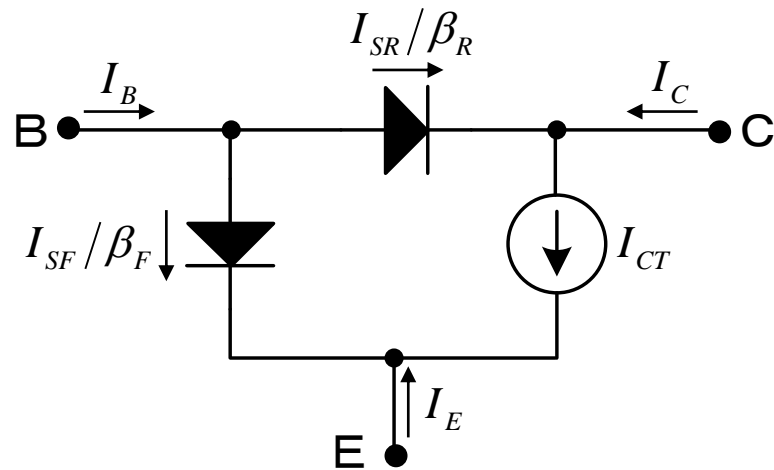
$$I_C = \alpha_F I_{F0} [\exp(qV_{BE}/kT) - 1] - I_{R0} [\exp(qV_{BC}/kT) - 1]$$

■ エミッタとコレクタ端子の相互性

⇒ I_E と I_C の式の非対角成分の係数が等しい

$$\alpha_R I_{R0} = \alpha_F I_{F0}$$

NPNバイポーラ・トランジスタのDC等価回路(2)



NPNバイポーラ・トランジスタのDCエミッタ接地基本等価回路 (Ebers-Moll モデル)

■ 電流と利得の定義

$$I_{SF} \equiv \alpha_F I_F \quad I_{SR} \equiv \alpha_R I_R \quad I_{CT} \equiv I_{SF} - I_{SR}$$

■ 順方向エミッタ接地電流利得 β_F

$$\beta_F \equiv \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F}$$

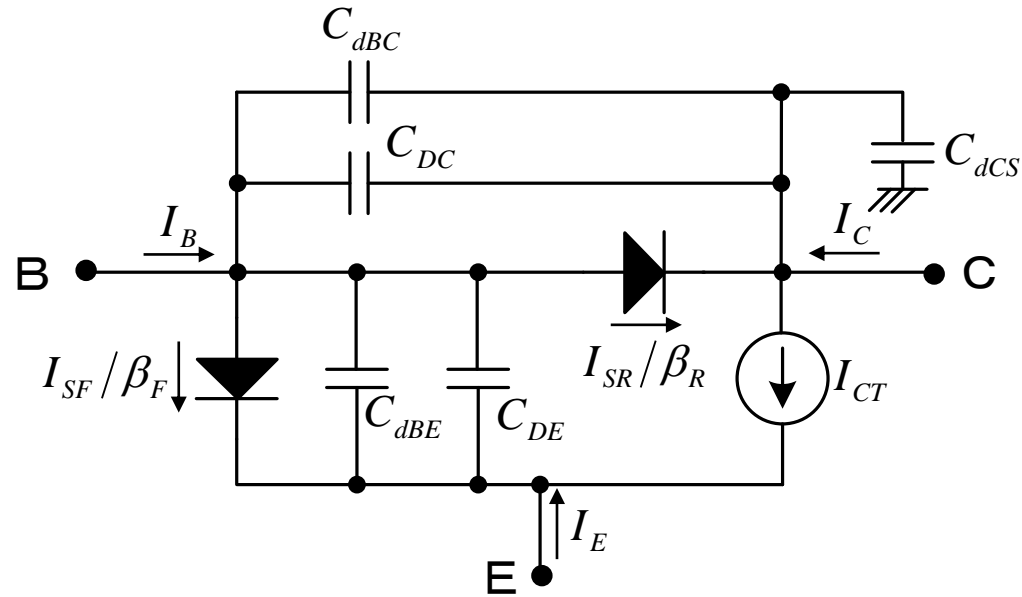
■ 逆方向エミッタ接地電流利得 β_R

$$\beta_R \equiv \frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R}$$

■ エミッタ電流 I_E 、コレクタ電流 I_C 、ベース電流 I_B

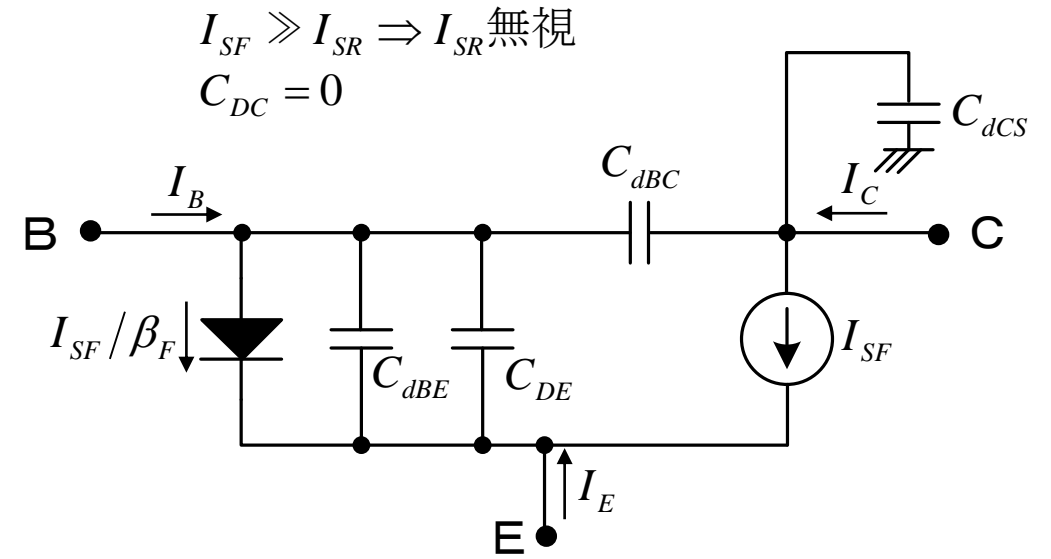
$$I_E = -I_{CT} - \frac{I_{SF}}{\beta_F} \quad I_C = I_{CT} - \frac{I_{SR}}{\beta_R} \quad I_B = \frac{I_{SF}}{\beta_F} + \frac{I_{SR}}{\beta_R}$$

NPNバイポーラ・トランジスタのAC等価回路(1)



NPNバイポーラ・トランジスタの**ACエミッタ接地**基本等価回路 (Ebers-Moll モデル)

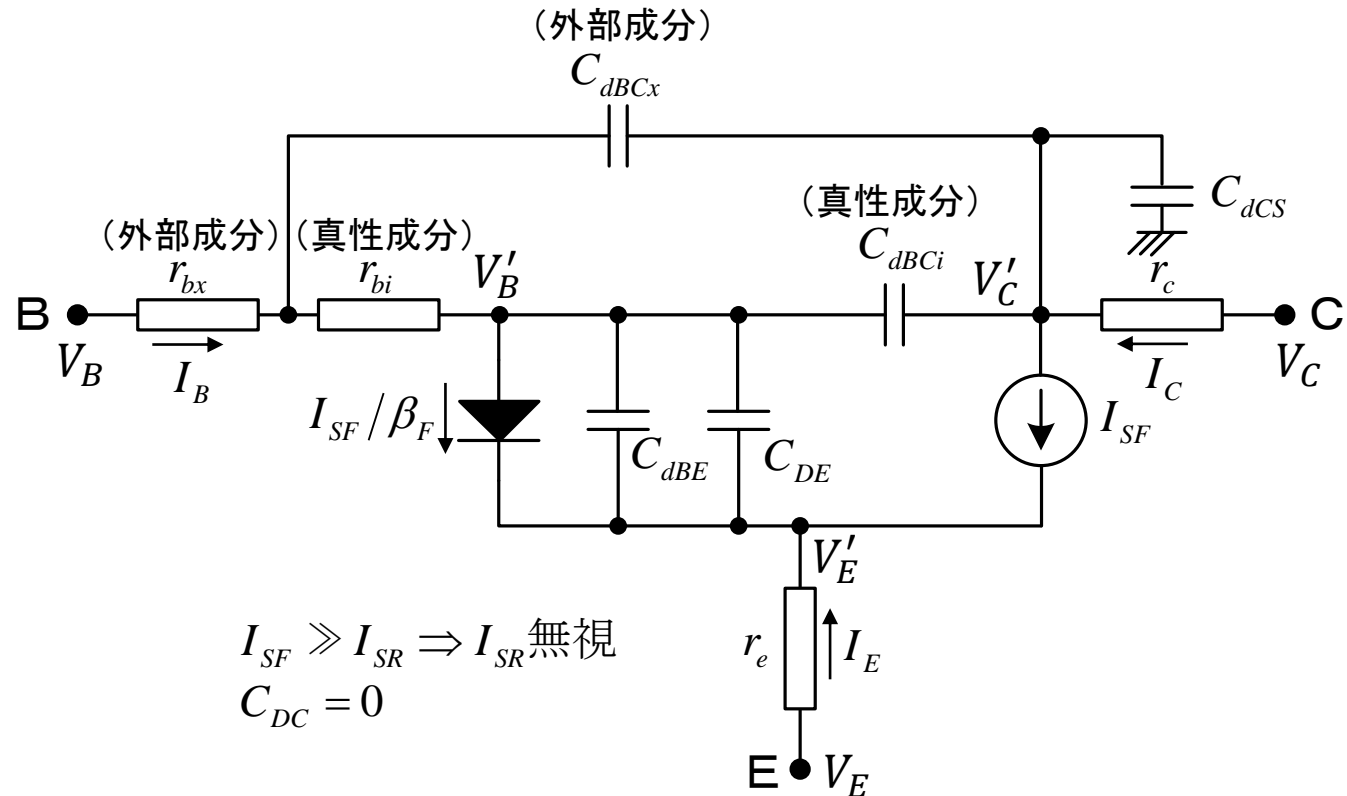
C_{dBE} : エミッターベース間の空乏層容量
 C_{dBC} : コレクターベース間の空乏層容量
 C_{dCS} : コレクター基板間の空乏層容量



順方向能動動作のNPNバイポーラ・トランジスタの**ACエミッタ接地**基本等価回路 (Ebers-Moll モデル)

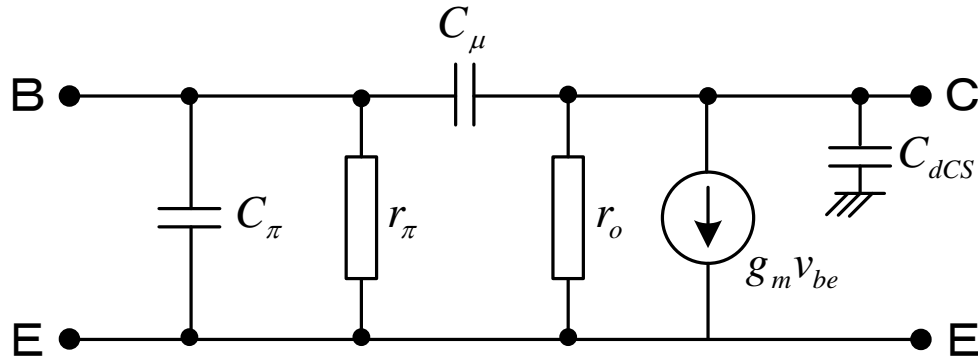
C_{DE} : エミッターベース間の順方向バイアスに伴う拡散容量
 C_{DC} : コレクターベース間の順方向バイアスに伴う拡散容量

NPNバイポーラ・トランジスタのAC等価回路(2)



順方向能動動作のNPNバイポーラ・トランジスタのAC
 エミッタ接地等価回路(寄生抵抗と容量を考慮)
 (Ebers-Moll モデル)

小信号等価回路とパラメータ(寄生抵抗無視)



小信号等価回路(寄生抵抗無視)

(小信号ハイブリッドπモデル)

端子電圧(V_C, V_E, V_B)=内部接合電圧(V'_C, V'_E, V'_B)

■ トランスコンダクタンス g_m

$$g_m = \frac{\partial I_C}{\partial V'_{BE}} = \frac{qI_C}{kT} \quad \because I_C \propto \exp(qV'_{BE}/kT)$$

■ 入力抵抗

$$r_\pi = \left(\frac{\partial I_B}{\partial V'_{BE}} \right)^{-1} = \frac{kT}{qI_B} = \frac{\beta_0}{g_m} \quad \because \beta_0 = I_C/I_B$$

■ 出力抵抗

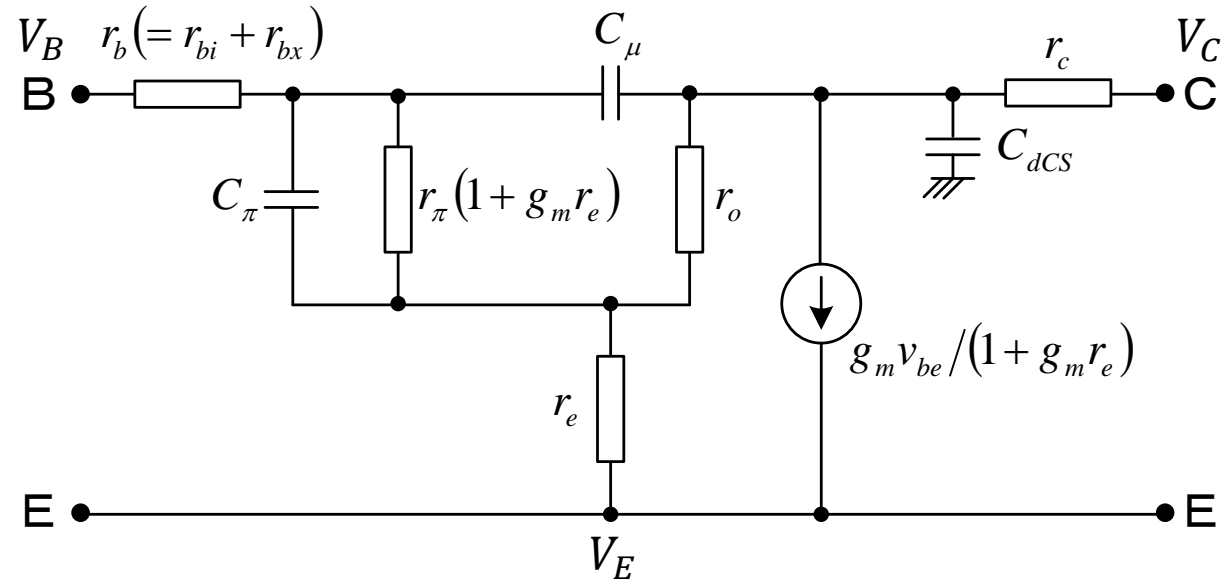
$$r_o = \left(\frac{\partial I_C}{\partial V'_{CE}} \right)^{-1} = \frac{V_A}{I_C} \quad \because V_A \approx I_C \left(\frac{\partial I_C}{\partial V'_{CE}} \right)^{-1}$$

■ 容量

$$C_\mu = C_{dBC}$$

$$C_\pi = C_{dBE} + C_{DE}$$

小信号等価回路(寄生抵抗考慮)

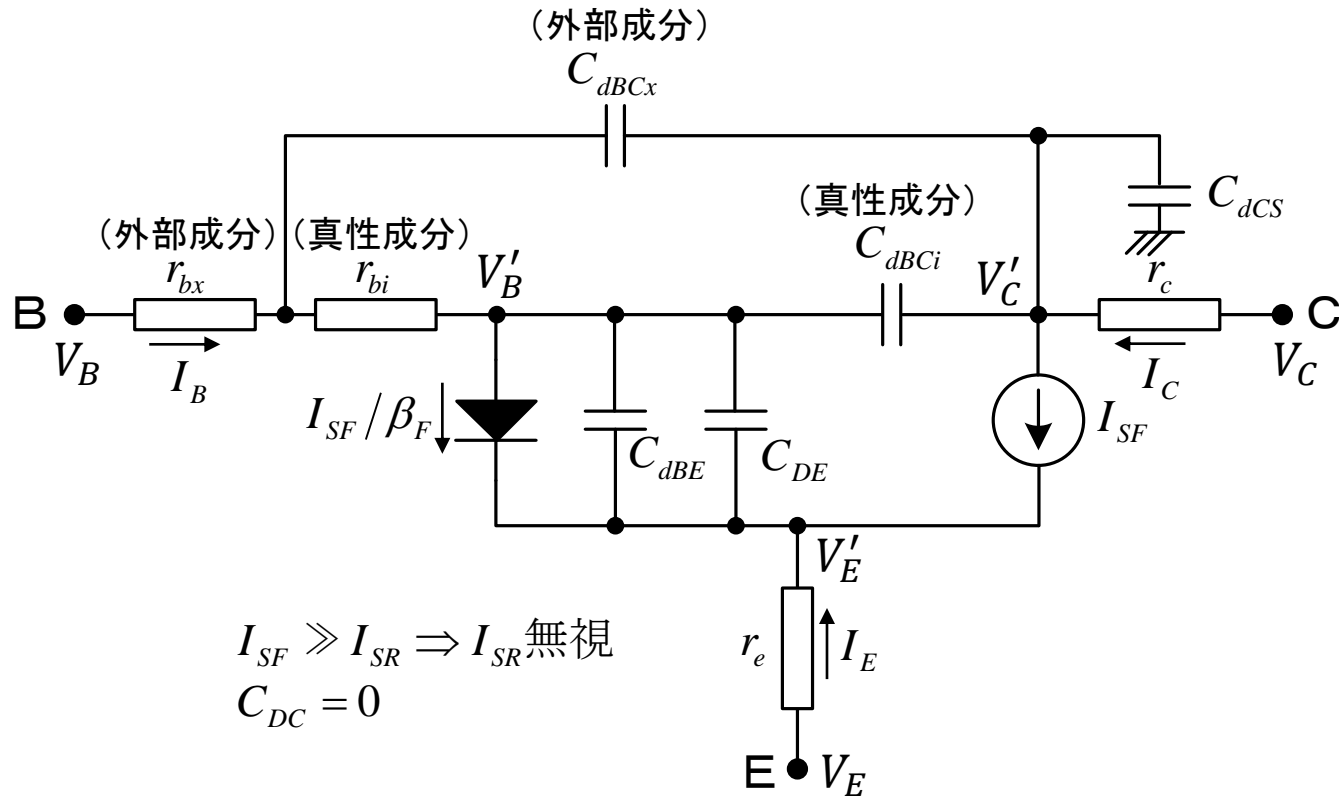


小信号等価回路(寄生抵抗考慮)

(小信号ハイブリッドπモデル)

端子電圧 $(V_C, V_E, V_B) \neq$ 内部接合電圧 (V'_C, V'_E, V'_B)

小信号パラメータ導出(寄生抵抗考慮)(1)



順方向能動動作のNPNバイポーラ・トランジスタのAC
 エミッタ接地等価回路(寄生抵抗と容量を考慮)
 (Ebers-Moll モデル)

■ 寄生抵抗による電圧降下

$$V_C' = V_C - I_C r_c \quad V_B' = V_B - I_B r_b$$

$$V_E' = V_E - I_E r_e = V_E + (I_C + I_B) r_e$$

$$r_b = r_{bi} + r_{bx} \quad \because I_E + I_B + I_C = 0$$

■ エミッター-ベース間接合電圧

$$V_{BE}' = V_{BE} - I_B r_b - (I_C + I_B) r_e$$

$$= V_{BE} - I_C r_e - I_B (r_b + r_e)$$

■ コレクター-エミッタ間接合電圧

$$V_{CE}' = V_{CE} - I_C r_c - (I_C + I_B) r_e$$

$$\approx V_{CE} - I_C (r_e + r_c) \quad \because I_C \gg I_B$$

小信号パラメータ導出(寄生抵抗考慮)(2)

■ トランスコンダクタンス

$$\begin{aligned}g_m' &= \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} = \left(\frac{\partial V_{BE}}{\partial I_C} \right)^{-1} = \left(\frac{\partial V_{BE}'}{\partial I_C} + r_e + \frac{r_b + r_e}{\beta_0} \right)^{-1} \\ &= \left(\frac{1}{g_m} + r_e + \frac{r_b + r_e}{\beta_0} \right)^{-1} \approx \frac{g_m}{1 + g_m r_e} \\ \therefore g_m &= \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}'} = \frac{qI_C}{kT} \quad (\text{真性トランスコンダクタンス}) \\ & \quad r_b/\beta_0, r_e/\beta_0 \quad (\text{無視}) \quad \therefore \beta_0 \approx 100 \quad (\text{典型値})\end{aligned}$$

■ 容量(寄生抵抗無しの場合と同じ)

$$\begin{aligned}C_{\mu} &= C_{dBC} \quad (\text{注}) V_{BC}' \text{に依存 (not } V_{BC}) \\ C_{\pi} &= C_{dBE} + C_{DE} \quad (\text{注}) V_{BE}' \text{に依存 (not } V_{BE})\end{aligned}$$

■ 入力抵抗

$$\begin{aligned}r_{\pi}' &= \left(\frac{\partial I_B}{\partial V_{BE}} \right)^{-1} = \frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B} = \frac{\partial V_{BE}'}{\partial I_B} + (r_b + r_e) + r_e \beta_0 \\ &= r_{\pi} (1 + g_m r_e) + (r_b + r_e) \\ \therefore r_{\pi} &= \left(\frac{\partial I_B}{\partial V_{BE}'} \right)^{-1} = \frac{kT}{qI_B} = \frac{\beta_0}{g_m} \quad (\text{真性入力抵抗})\end{aligned}$$

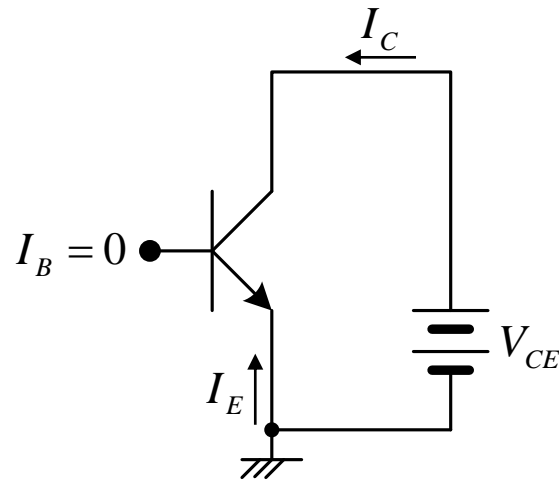
■ 出力抵抗

$$\begin{aligned}r_o' &= \left(\frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} \right)^{-1} = \frac{\partial V_{CE}}{\partial I_C} = \frac{\partial V_{CE}'}{\partial I_C} + r_e + r_c = r_o + (r_e + r_c) \\ \therefore r_o &= \left(\frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}'} \right)^{-1} = \frac{V_A}{I_C} \quad (\text{真性出力抵抗})\end{aligned}$$

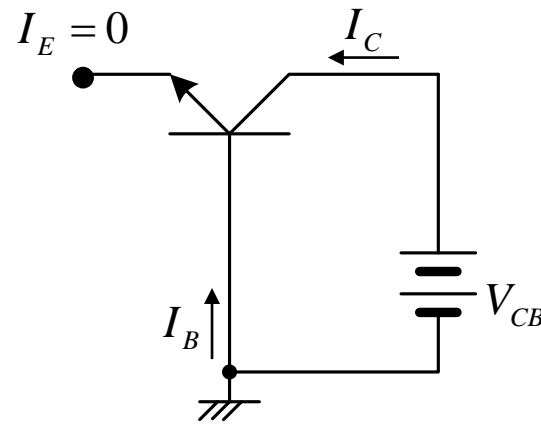
バイポーラ・トランジスタのブレイクダウン電圧

■ バイポーラ・トランジスタのブレイクダウン電圧

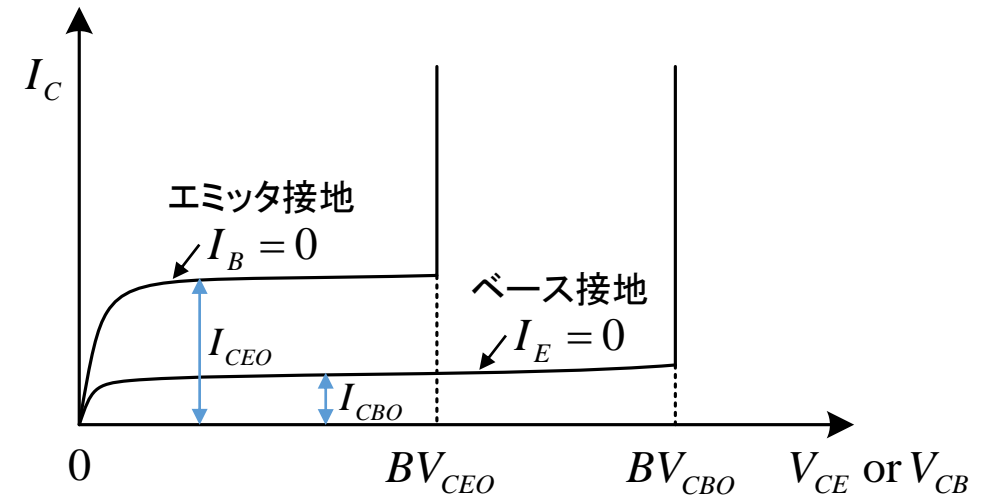
- (1) BV_{EBO} : コレクタ開放時のエミッター-ベース間のブレイクダウン電圧
- (2) BV_{CBO} : エミッタ開放時のコレクター-ベース間のブレイクダウン電圧
- (3) BV_{CEO} : ベース開放時のコレクター-エミッタ間のブレイクダウン電圧



BV_{CEO} 測定回路
(NPNバイポーラ・トランジスタ)

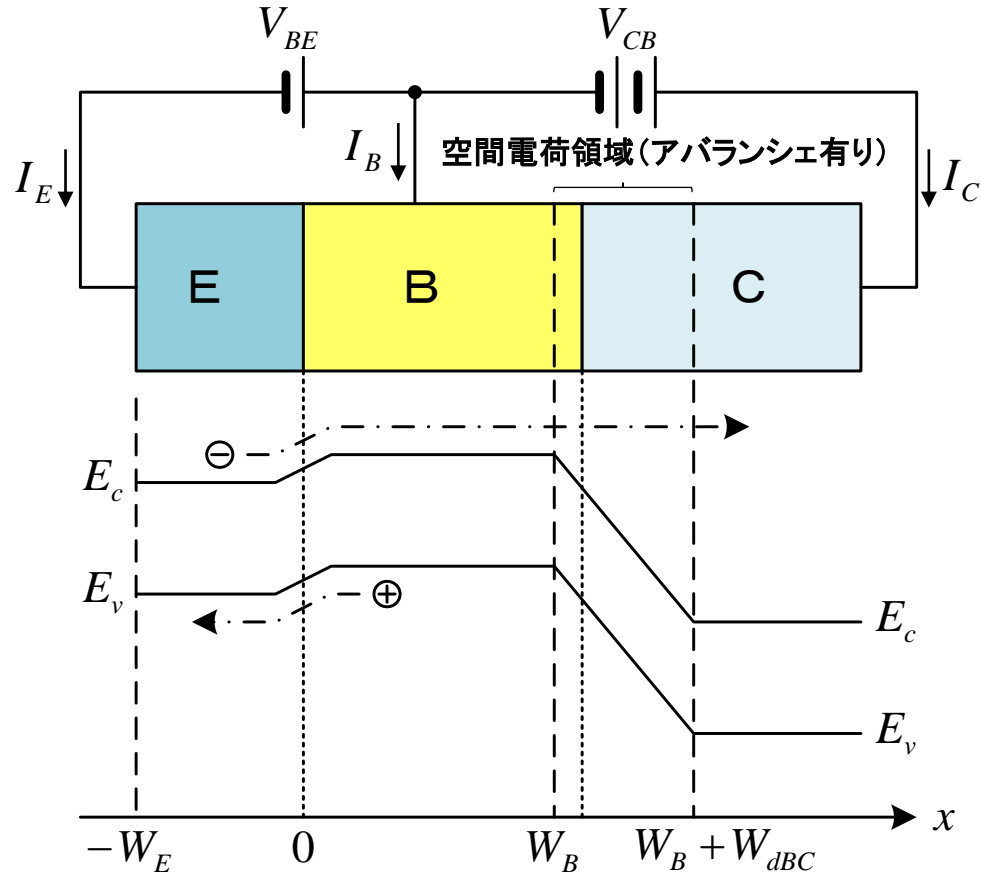


BV_{CBO} 測定回路
(NPNバイポーラ・トランジスタ)



ベース接地電流利得(1)

(ベース-コレクタ接合のアバランシェ現象有りの場合)



■ エミッタ電流

$$I_E = A_E [J_n(0) + J_p(0)]$$

A_E : エミッタ面積

I_E : 負の量 (NPNバイポーラ・トランジスタ)

J_n : 負の量 (エミッタからベースへ注入する電子電流)

J_p : 負の量 (ベースからエミッタへ注入する正孔電流)

■ コレクタ電流

$$I_C = -A_E J_n(W_B + W_{dBC})$$

I_C : 正の量 (NPNバイポーラ・トランジスタ)

$$J_n(W_B + W_{dBC}) = M J_n(W_B)$$

⇒コレクター-ベース間の空間電荷領域で
アバランシェ現象が有る場合の電子電流

M : アバランシェ増倍ファクター

順方向能動領域のNPNバイポーラ・トランジスタのバンド構造

ベース接地電流利得(2)

(ベース-コレクタ接合のアバランシェ現象有りの場合)

■ ベース接地電流利得 α_0

$$\alpha_0 \equiv \frac{\partial I_C}{\partial (-I_E)} = \frac{\partial J_n(W_B + W_{dBC})}{\partial [J_n(0) + J_p(0)]}$$

$$= \frac{\partial J_n(0)}{\partial [J_n(0) + J_p(0)]} \frac{\partial J_n(W_B)}{\partial J_n(0)} \frac{\partial J_n(W_B + W_{dBC})}{\partial J_n(W_B)}$$

$$= \gamma \alpha_T M$$

γ : エミッタ注入効率
(Emitter injection efficiency)

$$\gamma \equiv \frac{\partial J_n(0)}{\partial [J_n(0) + J_p(0)]} = \frac{J_n(0)}{J_n(0) + J_p(0)}$$

α_T : ベース輸送ファクター
(Base transport factor)

$$\alpha_T \equiv \frac{\partial J_n(W_B)}{\partial J_n(0)} = \frac{J_n(W_B)}{J_n(0)}$$

(1) アバランシェ現象を無視できる場合の α_0

$$\alpha_0 = \gamma \alpha_T \quad (\text{when } M = 1)$$

(2) 真性ベース領域内での再結合を無視でき、アバランシェ現象を無視できる場合の α_0

$$\alpha_0 = \gamma = \frac{J_n(0)}{J_n(0) + J_p(0)} \quad (\text{when } M = 1 \text{ and } \alpha_T = 1)$$

バイポーラ・トランジスタの飽和電流

■ エミッタ電流の別表現

$$I_E = -I_{EBO} [\exp(qV_{BE}/kT) - 1] - \alpha_R I_C$$
$$I_{EBO} \equiv I_{F0} (1 - \alpha_R \alpha_F)$$

I_{EBO} : エミッターベース・ダイオードの飽和電流(コレクタ開放時)

(エミッターベース・ダイオードが逆バイアスかつ $I_C=0$ の時のエミッタ電流)

I_{CBO} : コレクターベース・ダイオードの飽和電流(エミッタ開放時)

(コレクターベース・ダイオードが逆バイアスかつ $I_E=0$ の時のコレクタ電流)

■ コレクタ電流の別表現

⇒ p. 53 の I_E と I_C から導出

$$I_C = -I_{CBO} [\exp(qV_{BC}/kT) - 1] - \alpha_F I_E$$
$$I_{CBO} \equiv I_{R0} (1 - \alpha_R \alpha_F)$$

(1) V_{CE} が BV_{CEO} の近く ⇒ V_{BC} : 逆バイアス(負の値)

$$I_C = \frac{I_{CBO}}{1 - \alpha_F} \quad \because I_C = -I_E, I_B = 0$$



(2) エミッタ接地の場合(ベース開放)の飽和電流 I_{CEO}

$$I_{CEO} = \frac{I_{CBO}}{1 - \alpha_0} \quad \because \alpha_0 = \alpha_F$$

$$\Rightarrow I_{CEO} \gg I_{CBO}$$

BV_{CEO} と BV_{CBO} との関係

■ アバランシェ増倍ファクター M (経験式)

$$M(V) = \frac{1}{1 - (V/BV)^m}$$

V : 逆バイアス電圧 m : 3~6

■ 逆バイアス・コレクター・ベース・ダイオードの M

$$M(V_{CB}) = \frac{1}{1 - (V_{CB}/BV_{CBO})^m}$$

■ コレクター・エミッタ間ブレークダウン時 (ベース開放)

$$I_{CEO} \rightarrow \infty \text{ when } \alpha_0 = 1 \quad \because I_{CEO} = I_{CBO} / (1 - \alpha_0)$$

$$\Rightarrow \alpha_0 = \gamma\alpha_T M(V_{CB}) = \gamma\alpha_T M(BV_{CEO}) = 1$$

■ BV_{CEO} と BV_{CBO} の比

$$\frac{BV_{CEO}}{BV_{CBO}} = (1 - \gamma\alpha_T)^{1/m}$$

$$\Rightarrow BV_{CEO} < BV_{CBO}$$

$$\frac{BV_{CEO}}{BV_{CBO}} = \left(\frac{1}{1 + \beta_0} \right)^{1/m} \approx \left(\frac{1}{\beta_0} \right)^{1/m}$$

$$\because \gamma\alpha_T = \alpha_0 (M = 1) = \beta_0 / (1 + \beta_0)$$

コレクター・エミッタ間ブレークダウン電圧と電流利得はトレードオフの関係