第316回群馬大学アナログ集積回路研究会

IGBTの伝導とスイッチング特性

松田順一
群馬大学

日時　2016年12月02日（金） 14:00～17:00

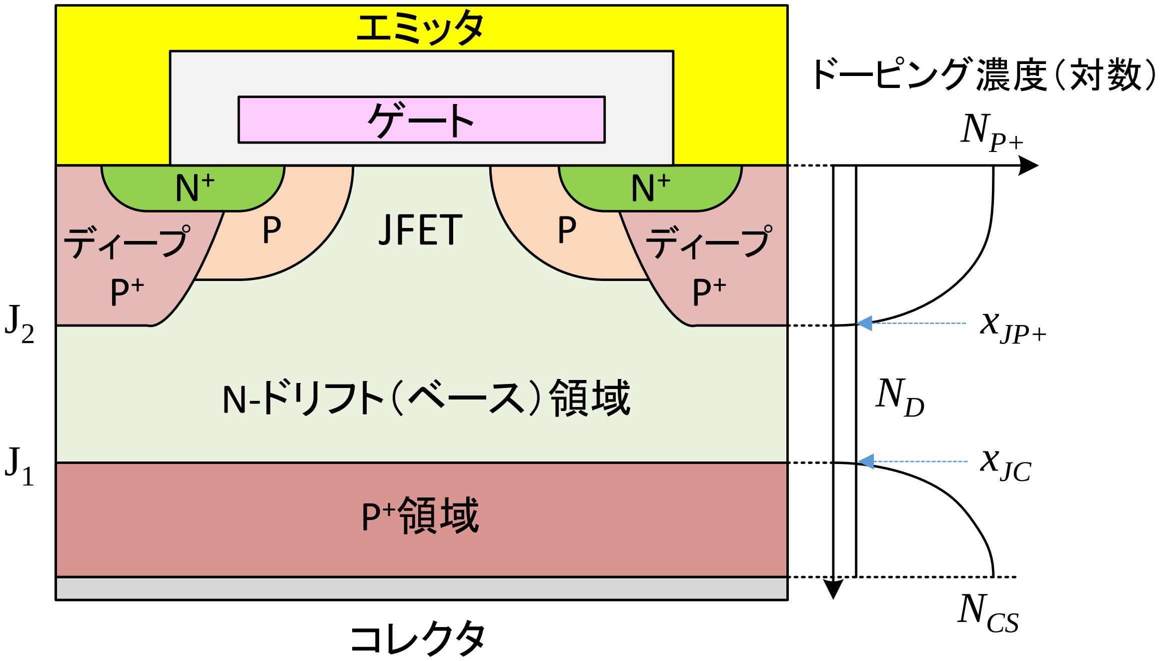
場所　群馬大学理工学部（桐生キャンパス）総合研究棟502号室

概要

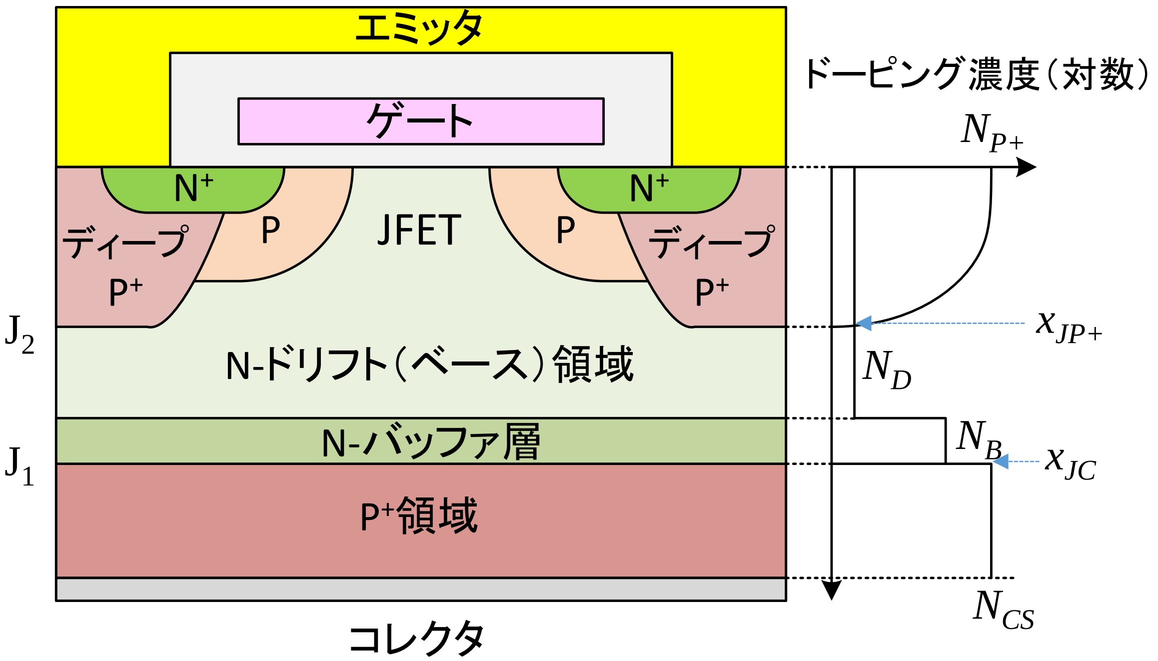
- IGBTの構造
- IGBTの動作と出力特性
- IGBT等価回路
- ブロッキング特性
  - 対称型IGBT（順方向と逆方向ブロッキング、リーク電流）、非対称型IGBT （順方向と逆方向ブロッキング、リーク電流）
- オン状態の特性
  - オン状態モデル、対称型IGBT（オン状態キャリア分布、オン状態電圧降下）、非対称型IGBT（オン状態キャリア分布、オン状態電圧降下）
- 電流飽和モデル
  - 対称型IGBT（キャリア分布、出力特性、出力抵抗）、非対称型IGBT（キャリア分布、出力特性、出力抵抗）
- スイッチング特性
  - ターンオン特性（フォワード･リカバリ）、ターンオフ特性（無負荷状態、抵抗負荷、インダクタ負荷）、ターンオフ期間のエネルギー損失、パワー損失最適化

参考文献　B. Jayant Baliga, “Fundamentals of Power Semiconductor Devices,” Springer Science + Business Media, 2008

IGBTの構造



対称型IGBT(ノンパンチスルー型)



非対称型IGBT(パンチスルー[フィールド・ストップ]型)

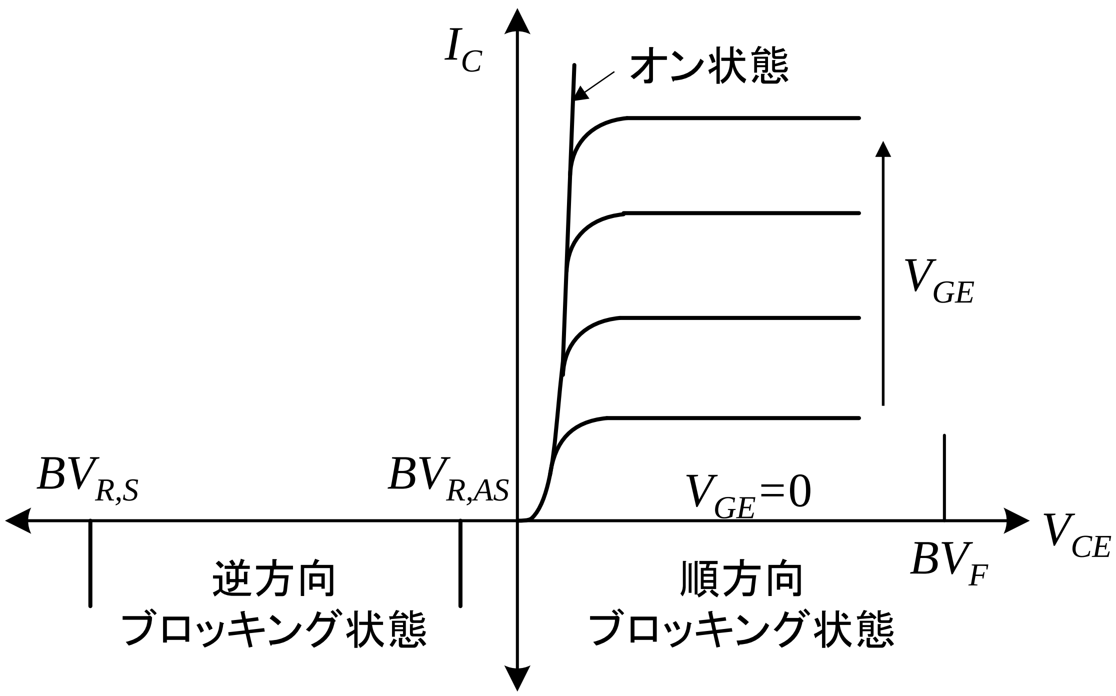
使用基板:N型(ブロッキング電圧に応じた濃度と厚み)

P+領域(コレクタ):ウエハの裏面からP+拡散

使用基板:P+型(コレクタ)

N-バッファとN-ドリフト領域:エピタキシャル成長
(ブロッキング電圧に応じた濃度と厚み)

IGBTの動作と出力特性



IGBT出力特性

・ブロッキング特性（PNPオープン・ベース・ブレークダウン電圧）

順方向ブロッキング：J_2逆バイアス、J_1順バイアス

対称型耐圧：N-ベース領域の厚みと少数キャリア・ライフタイム起因

非対称型耐圧：N-ベースの低濃度領域の厚み起因

逆方向ブロッキング：J_1逆バイアス、J_2順バイアス

対称型耐圧：順方向ブロッキングの場合と同じ

非対称型耐圧：J_1で高耐圧をサポート不可⇒DC用途

・オン状態特性

大きなゲート電圧（MOSFET線型領域）

IGBTの特性⇒PiNダイオード特性

低いゲート電圧（MOSFET飽和領域）

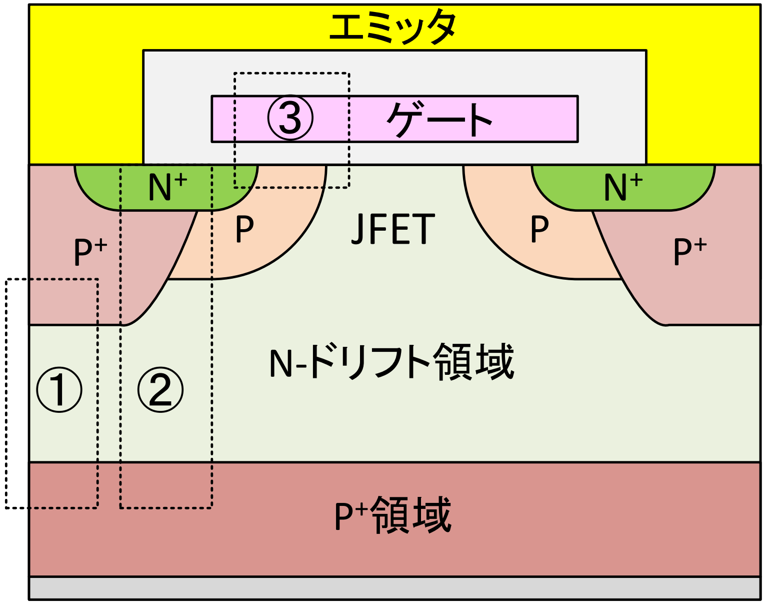
IGBTの特性⇒飽和電流特性（∵ベース電流飽和）

（短絡回路保護に有効）

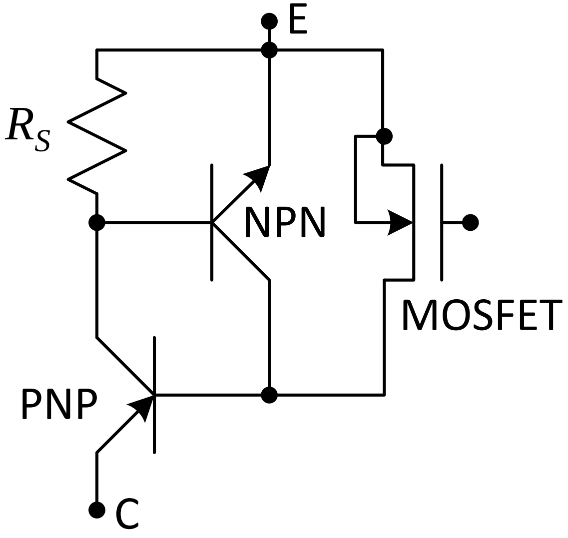
・スイッチング損失（ターンオフ）

スイッチング損失とオン状態電圧降下⇒トレードオフの関係

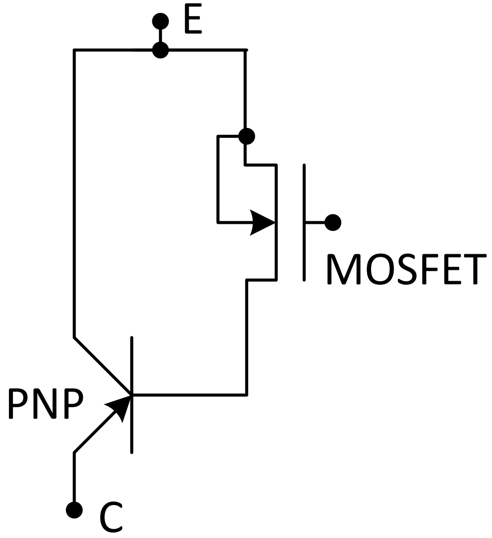
IGBT等価回路



① PNPバイポーラ・トランジスタ
② 寄生サイリスタ
③MOSFET



等価回路
（寄生サイリスタ有り）

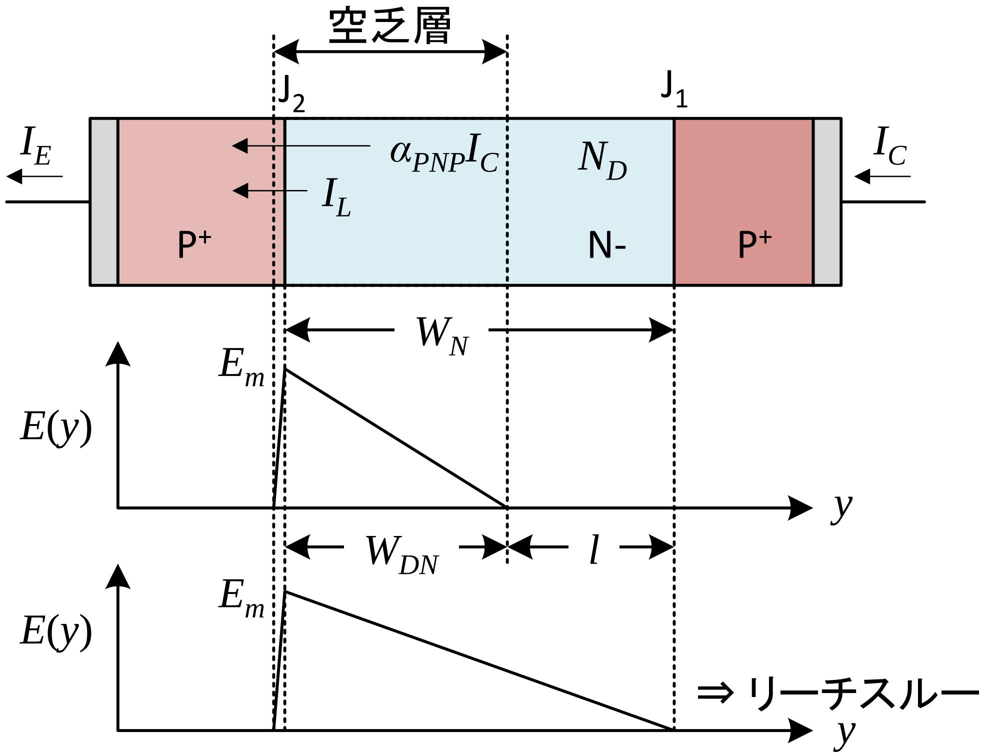


等価回路
（寄生サイリスタ無し）

寄生サイリスタの動作を完全に抑えることが重要

（ディープP+⇒ラッチアップ抑制）

対称型順方向ブロッキング特性



リーチスルーの場合のブレークダウン電圧

$$BV_{RT} = \frac{qN_D}{2\varepsilon_S} W_N^2$$

オープン・ベース・ブレークダウン条件

$$\alpha_{PNP} = \gamma_E \alpha_T M = 1$$

$$\because \begin{cases} I_C = \alpha_{PNP} I_C + I_L \\ I_C = \dfrac{I_L}{1-\alpha_{PNP}} \end{cases}$$

α_{PNP}: ベース接地電流利得
γ_E(≒1): J_1の注入効率
α_T: ベース輸送ファクター
M: キャリア増倍係数

$$\alpha_T = \frac{1}{\cosh(l/L_P)}$$

L_P: ベース領域の正孔の拡散長

$$l = W_N - \sqrt{\frac{2\varepsilon_S V_C}{qN_D}}$$

V_C: コレクタ電圧

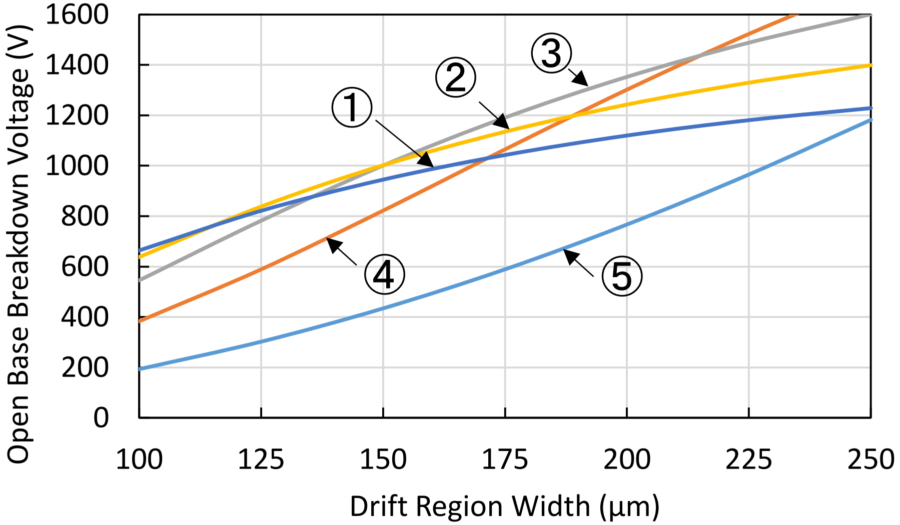
$$M = \frac{1}{1-(V_C/BV_{PP})^n}$$

$$BV_{PP} = 5.24\times 10^{13} N_D^{-3/4} \text{ (V)}$$

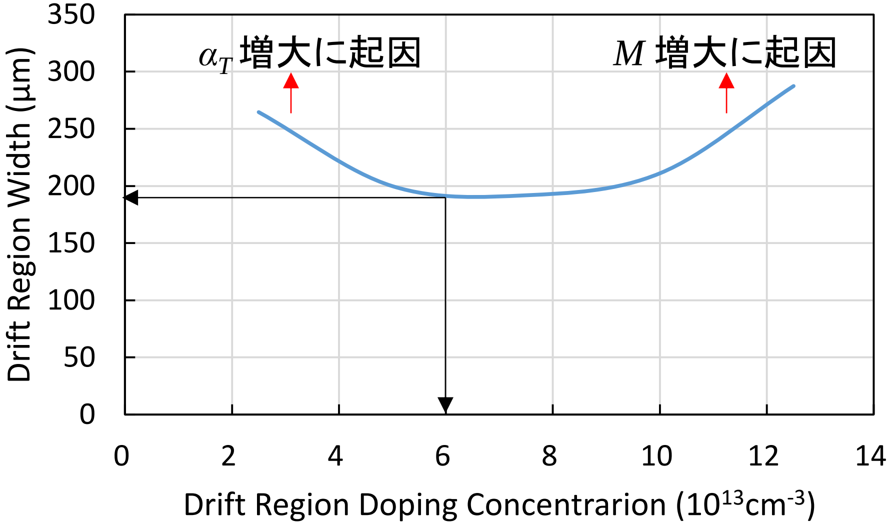
N_D (cm^{-3})

n=6: P^+/Nダイオードの場合

オープン・ベース・ブレークダウン電圧とドリフト領域幅の関係（ドリフト領域幅とドーピング濃度の最適値導出）



オープン・ベース・ブレークダウン電圧とドリフト領域長さの関係（N_D：パラメータ）
（対称型順方向ブロッキング特性）



ドリフト領域幅とドーピング濃度の関係

オープン・ベース・ブレークダウン電圧：1200V
（マージンをみて1300Vでプロット）

最小ドリフト領域幅(190µm)の時の
ドーピング濃度⇒6×10^{13}cm^{-3}（最適値）

① $N_D = 1.25\times10^{14}\ \mathrm{cm}^{-3}$

② $N_D = 1\times10^{14}\ \mathrm{cm}^{-3}$

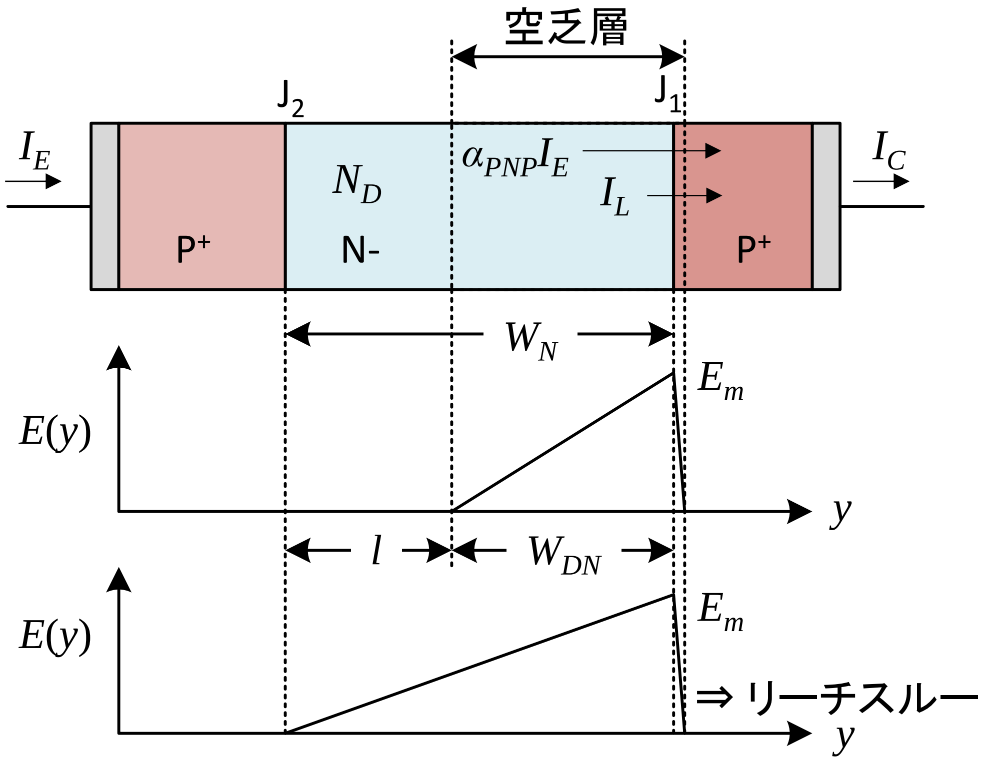
③ $N_D = 7.5\times10^{13}\ \mathrm{cm}^{-3}$

④ $N_D = 5.0\times10^{13}\ \mathrm{cm}^{-3}$

⑤ $N_D = 2.5\times10^{13}\ \mathrm{cm}^{-3}$

Nドリフト領域内の少数キャリアライフタイム τ_p=10µs と仮定

対称型逆方向ブロッキング特性



対称型逆方向ブロッキング特性

⇒ 対称型順方向ブロッキング特性と同様

（オープン・ベース・ブレークダウン条件）

電界ピーク位置

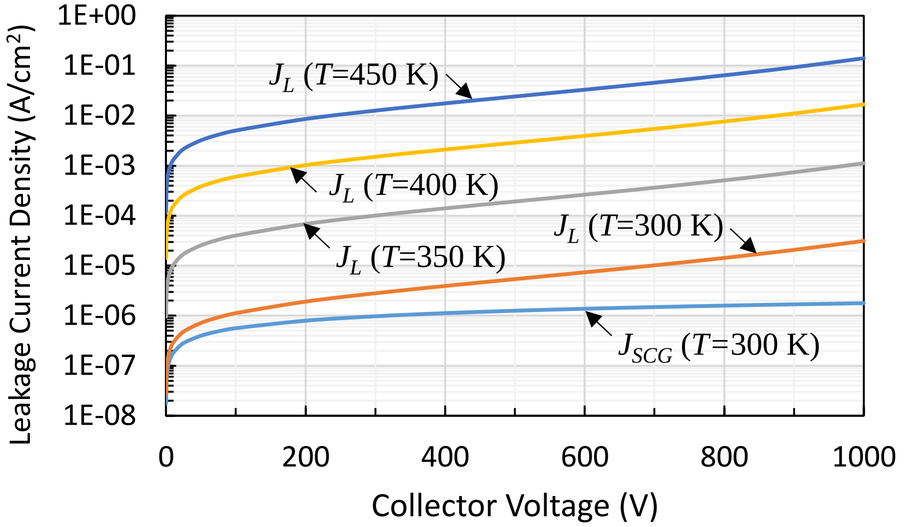
対称型順方向ブロッキング ⇒ J_2

対称型逆方向ブロッキング ⇒ J_1

リーチスルーの場合のブレークダウン電圧

$$BV_{RT} = \frac{qN_D}{2\varepsilon_S} W_N^2$$

対称型構造のリーク電流特性（温度依存性）



リーク電流密度のコレクタ電圧依存性

$W_N = 200\ \mu\text{m}$ $N_D = 5\times10^{13}\ \text{cm}^{-3}$ $\tau_{SC} = 20\ \mu\text{s}$ $\tau_p = 10\ \mu\text{s}$

$\alpha_{PNP} \cong \alpha_T \quad (M = 1)$

$$\alpha_T = \frac{1}{\cosh(l/L_P)} \qquad L_P = \sqrt{D_p \tau_p} \qquad D_P = \frac{kT}{q}\mu_p$$

リーク電流密度 J_L（空乏層内の発生電流密度 J_{SCG}）
⇒内部のPNPトランジスタが J_{SCG} を増幅

$$J_L = \frac{J_{SCG}}{1-\alpha_{PNP}}$$

$$J_{SCG} = \frac{qW_D n_i}{\tau_{SC}} = \frac{n_i}{\tau_{SC}}\sqrt{\frac{2q\varepsilon_S V_C}{N_D}}$$

τ_{SC}: 空間電荷発生ライフタイム

τ_p: ベース領域少数キャリア・ライフタイム

D_p: ベース領域少数キャリア拡散係数

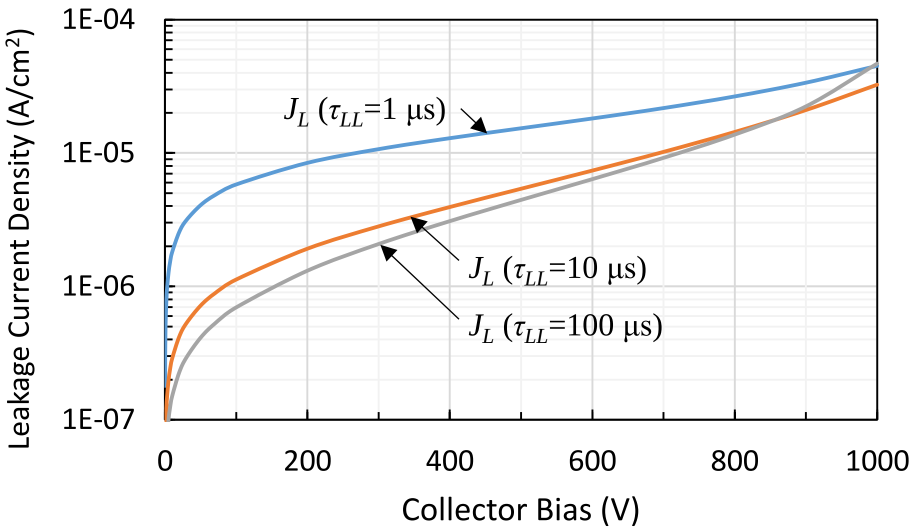
k: ボルツマン定数

T: 絶対温度

q: 素電荷量

μ_p:ベース領域少数キャリア移動度

対称型構造のリーク電流特性（ライフタイム依存性）



リーク電流密度のコレクタ電圧依存性

$\tau_p \to \tau_{LL}$（低レベル・ライフタイム）

$\tau_{SC} = 2\tau_{LL}$ 仮定

$W_N = 200\,\mu\mathrm{m}$　　$N_D = 5\times10^{13}\ \mathrm{cm}^{-3}$

$\alpha_{PNP} \cong \alpha_T M$　　$T = 300\,\mathrm{K}$

ベース空乏層内の発生電流

$$J_L(\tau_{LL} = 1\,\mu\mathrm{s}) > J_L(\tau_{LL} = 10\,\mu\mathrm{s})$$

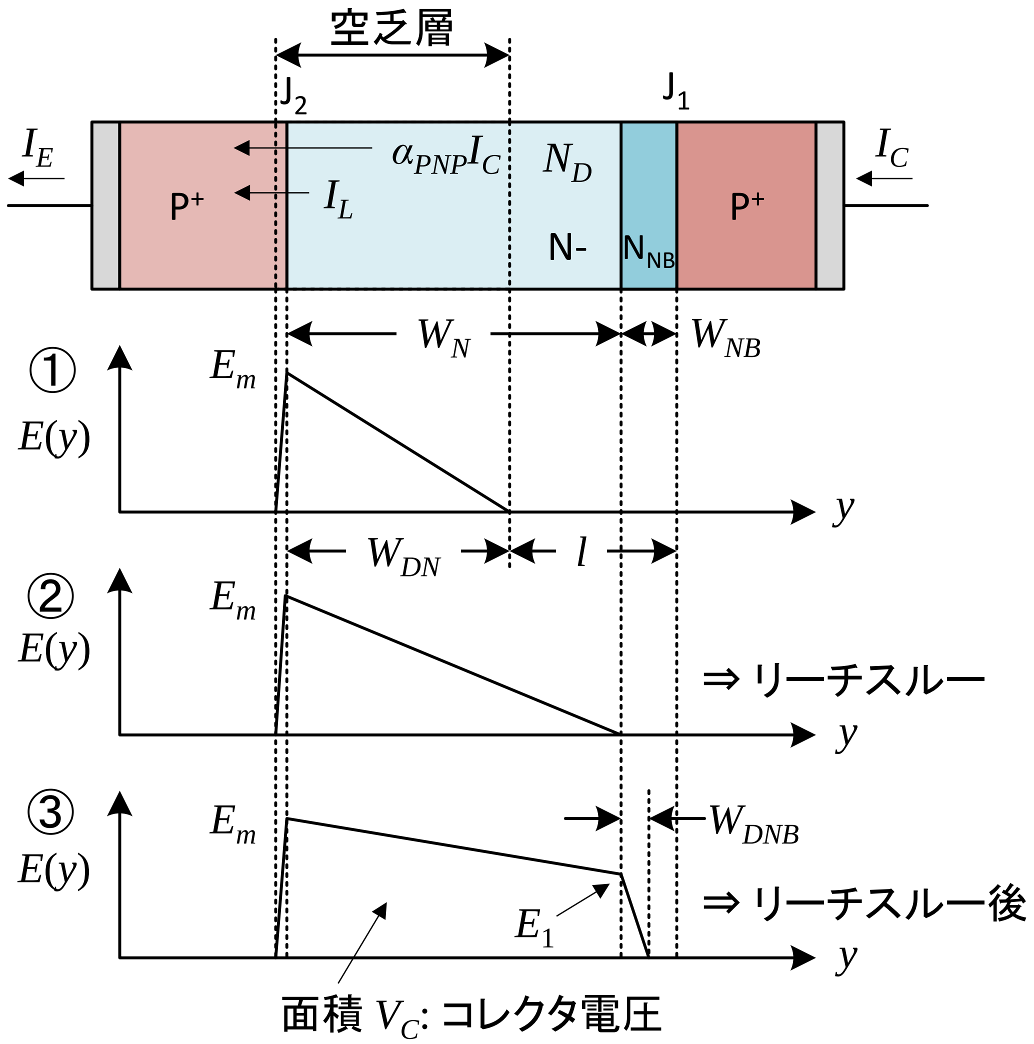
$$J_L(\tau_{LL} = 100\,\mu\mathrm{s}) < J_L(\tau_{LL} = 10\,\mu\mathrm{s})$$

ベース中性領域内の拡散電流

$$J_L(\tau_{LL} = 1\,\mu\mathrm{s}) < J_L(\tau_{LL} = 10\,\mu\mathrm{s})$$

$$J_L(\tau_{LL} = 100\,\mu\mathrm{s}) > J_L(\tau_{LL} = 10\,\mu\mathrm{s})$$

非対称型順方向ブロッキング特性（1）



① 空乏層幅 $W_{DN} \ll$ Nベース幅 W_N の場合の耐圧

$$BV_{PP} = 5.24 \times 10^{13} N_D^{-3/4} \ (\mathrm{V}) \qquad N_D \ (\mathrm{cm}^{-3})$$

② リーチスルー時（$E_m < E_C$: 臨界電界）のコレクタ電圧

$$V_{RT} = \frac{qN_D}{2\varepsilon_S} W_N^2$$

③ パンチスルー発生後の耐圧

$$BV_{PT} = E_C W_N - \frac{qN_D}{2\varepsilon_S} W_N^2$$

⇒ 実際には、オープン・ベース・ブレークダウン現象が発生し、耐圧は BV_{PT} より低下する。

（注）①～③の縦軸のスケールは異なる

非対称型順方向ブロッキング特性（２）

オープン･ベース･ブレークダウン条件

$$\alpha_{PNP} = \gamma_E \alpha_T M = 1$$

$$\because \begin{cases} I_C = \alpha_{PNP} I_C + I_L = I_E \\ I_C = \dfrac{I_L}{1-\alpha_{PNP}} \end{cases}$$

$$\alpha_T = \frac{1}{\cosh\left(W_{NB}/L_{P,NB}\right)}$$

$$\gamma_E = \frac{D_{P,NB} L_{nE} N_{AE}}{D_{P,NB} L_{nE} N_{AE} + D_{nE} W_{NB} N_{DNB}}$$

$$M = \frac{1}{1-\left(V_{NPT}/BV_{PP}\right)^n}$$

n=6: P$^+$/Nダイオードの場合

$L_{P,NB}$: Nバッファ層の少数キャリアの拡散長

$D_{P,NB}$: Nバッファ層の少数キャリアの拡散係数

L_{nE}: P$^+$コレクタ領域の少数キャリアの拡散長

D_{nE}: P$^+$コレクタ領域の少数キャリアの拡散係数

N_{AE}: P$^+$コレクタ領域のドーピング濃度

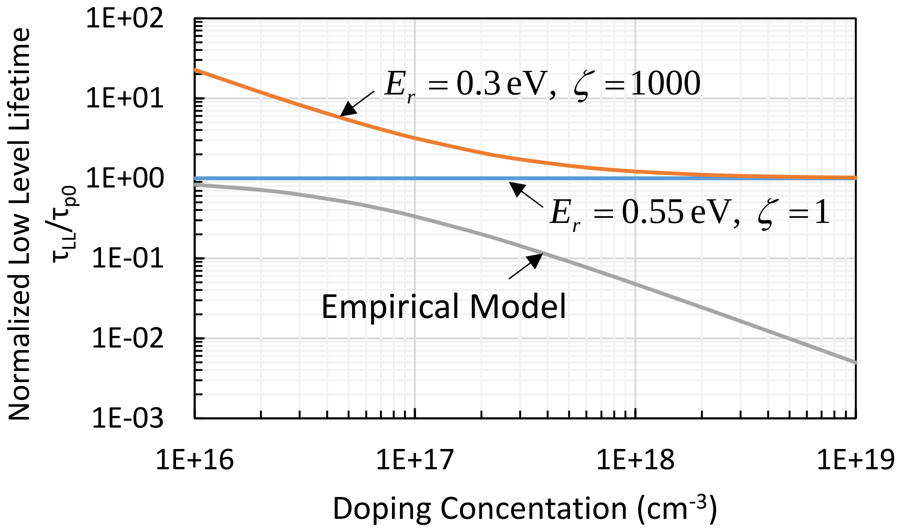
N_{DNB}: Nバッファ層のドーピング濃度

W_{NB}: Nバッファ層の幅

V_{NPT}: ノンパンチスルー電圧

（Nバッファ層内での空乏層広がり無視）

非対称型順方向ブロッキング特性（3）



規格された低レベル・ライフタイムとドーピング濃度の関係

低レベル・ライフタイム（Nドリフト領域のドーピング濃度に依存）

$$\frac{\tau_{LL}}{\tau_{P0}} = \left[1 + \frac{n_i}{N_D} e^{(E_r - E_i)/kT}\right] + \zeta \frac{n_i}{N_D} e^{-(E_r - E_i)/kT}$$

$$\zeta = \frac{\tau_{n0}}{\tau_{p0}}$$

E_r: 再結合中心のエネルギー位置

低レベル・ライフタイムの経験式（Empirical Model）

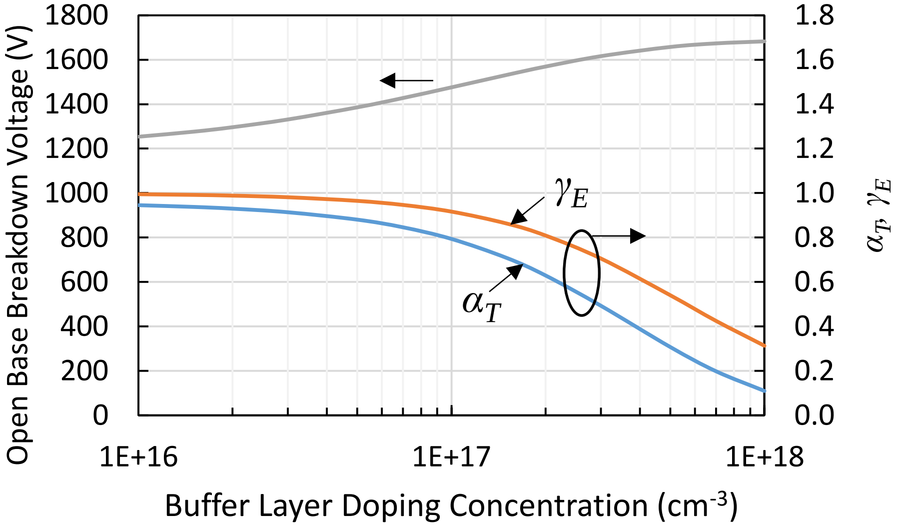
$$\frac{\tau_{LL}}{\tau_{P0}} = \frac{1}{1 + \left(N_D / N_{REF}\right)} \qquad N_{REF} = 5 \times 10^{16}\ \mathrm{cm}^{-3}$$

Nバッファ層の少数キャリアの拡散長

$$L_{P,NB} = \sqrt{D_{P,NB}\tau_{LL}} \qquad D_{P,NB} = \frac{kT}{q}\mu_{P,NB}$$

$\mu_{P,NB}$: Nバッファ層内の少数キャリア移動度

非対称型順方向ブロッキング特性（4）



オープン・ベース・ブレークダウン電圧の
Nバッファ層ドーピング濃度依存性

$$W_N = 100\,\mu\mathrm{m} \quad W_{NB} = 10\,\mu\mathrm{m}$$

$$N_D = 5\times10^{13}\ \mathrm{cm}^{-3} \quad \tau_{P0} = 1\,\mu\mathrm{s}$$

$$T = 300\,\mathrm{K}$$

ノンパンチスルー電圧：V_{NPN}

$$V_{NPT} = \frac{\varepsilon_S E_m^2}{2qN_D} = \frac{\varepsilon_S}{2qN_D}\left(\frac{V_C}{W_N} + \frac{qN_D W_N}{2\varepsilon_S}\right)^2$$

$$\because \left[\begin{aligned} V_C &= \left(\frac{E_m + E_1}{2}\right)W_N = E_m W_N - \frac{qN_D}{2\varepsilon_S}W_N^2 \\ E_1 &= E_m - \frac{qN_D W_N}{\varepsilon_S} \end{aligned}\right.$$

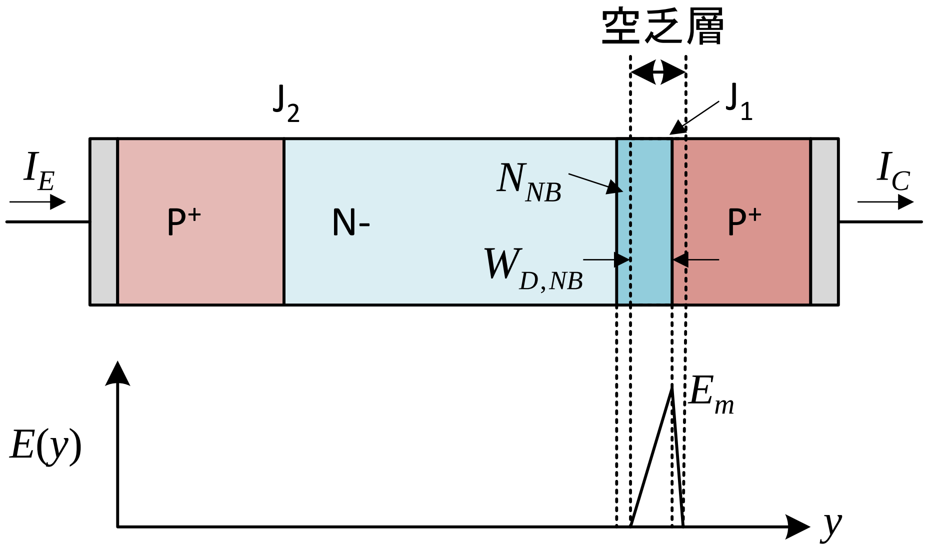
オープン・ベース・ブレークダウン電圧導出

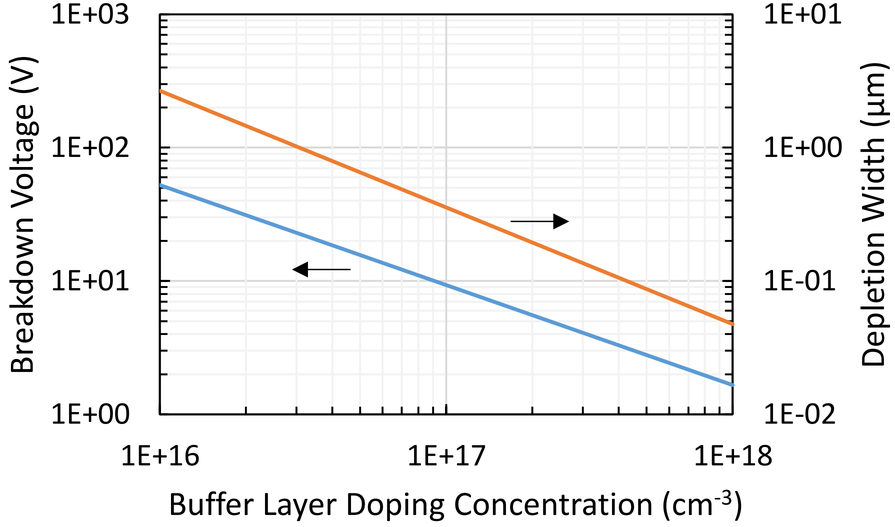
① オープン・ベース・ブレークダウン条件から M を導出

② M の式からV_{NPT} を導出

② V_{NPT} の式から V_C を導出

非対称型逆方向ブロッキング特性





耐圧と空乏層広がりのNバッファ層ドーピング濃度依存性

ブロッキング電圧 : J_1 接合のアバランシェ耐圧

$$BV_{RB} = 5.24\times10^{13} N_{NB}^{-3/4} \ (\mathrm{V})$$

∵ Nベースの中性領域幅が広いため α_T 小

アバランシェ破壊時のNバッファ層内の空乏層広がり

$$W_{D,NB} = 2.60\times10^{10} N_{NB}^{-7/8} \ (\mathrm{cm}) \qquad N_{NB} \ (\mathrm{cm}^{-3})$$

非対称型構造の順方向リーク電流（1）

リーク電流密度 J_L（空乏層内の発生電流密度 J_{SCG}）
⇒内部のPNPトランジスタが J_{SCG} を増幅

$$J_L = \frac{J_{SCG}}{1-\alpha_{PNP}} \qquad J_{SCG} = \frac{qW_D n_i}{\tau_{SC}} = \frac{n_i}{\tau_{SC}}\sqrt{\frac{2q\varepsilon_S V_C}{N_D}}$$

τ_{SC}: 空間電荷発生ライフタイム

低いコレクタ電圧の場合（空乏層がNバッファ層にリーチスルーする前）

$$\alpha_{PNP} = \alpha_T = \alpha_{T,N\text{-}Buffer}\alpha_{T,N\text{-}Base} \qquad \because M = 1$$

$J_P(W_{NB}-)$:Nバッファと Nドリフト界面での正孔電流密度

$J_P(y_N)$:NバッファとP+コレクタ接合での正孔電流密度

$$\alpha_{T,N\text{-}Buffer} = \frac{J_P(W_{NB}-)}{J_P(y_N)} = \frac{\gamma_E J_C e^{-W_{NB}/L_{P,NB}}}{\gamma_E J_C} = e^{-W_{NB}/L_{P,NB}}$$

$$\alpha_{T,N\text{-}Base} = \frac{1}{\cosh\left[\left(W_N - W_{DN}\right)/L_{P,N}\right]} \qquad W_{DN} = \sqrt{\frac{2\varepsilon_S V_C}{qN_D}}$$

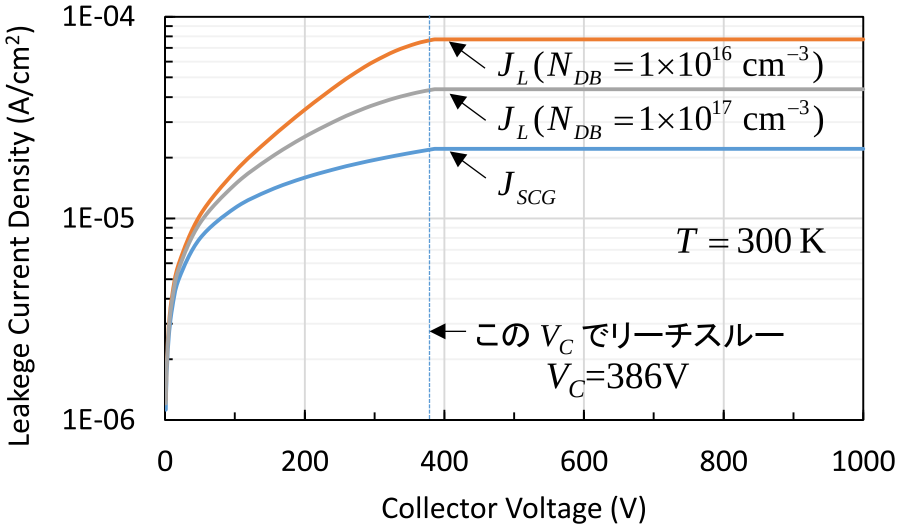
⇒ J_L は V_C とともに上昇

高いコレクタ電圧の場合（空乏層がNバッファ層にリーチスルーした後）

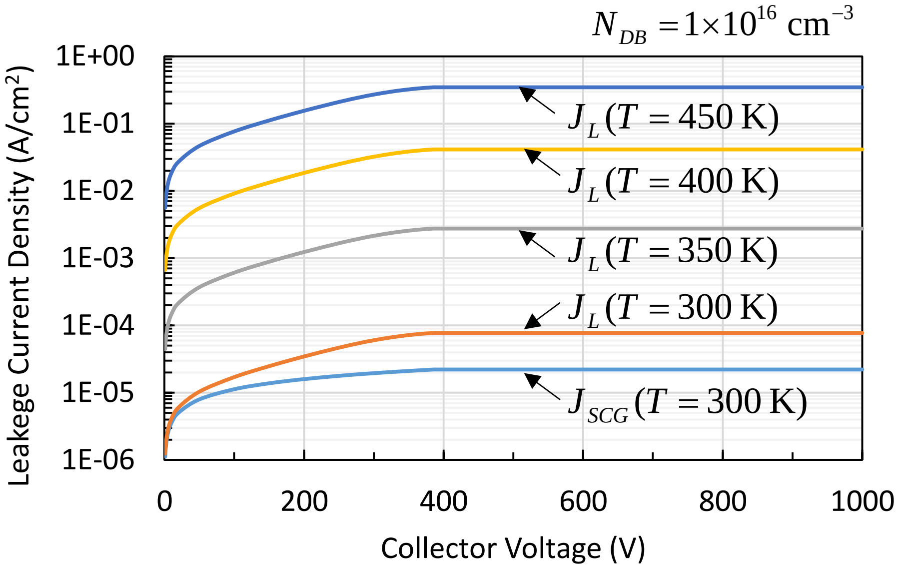
⇒空乏層はNバッファ層内にほとんど広がらない
⇒空乏層内の発生電流は飽和する

⇒ J_L は V_C に対し一定

非対称型構造の順方向リーク電流（2）



リーク電流密度のコレクタ電圧依存性
（N_{DB} パラメータ）

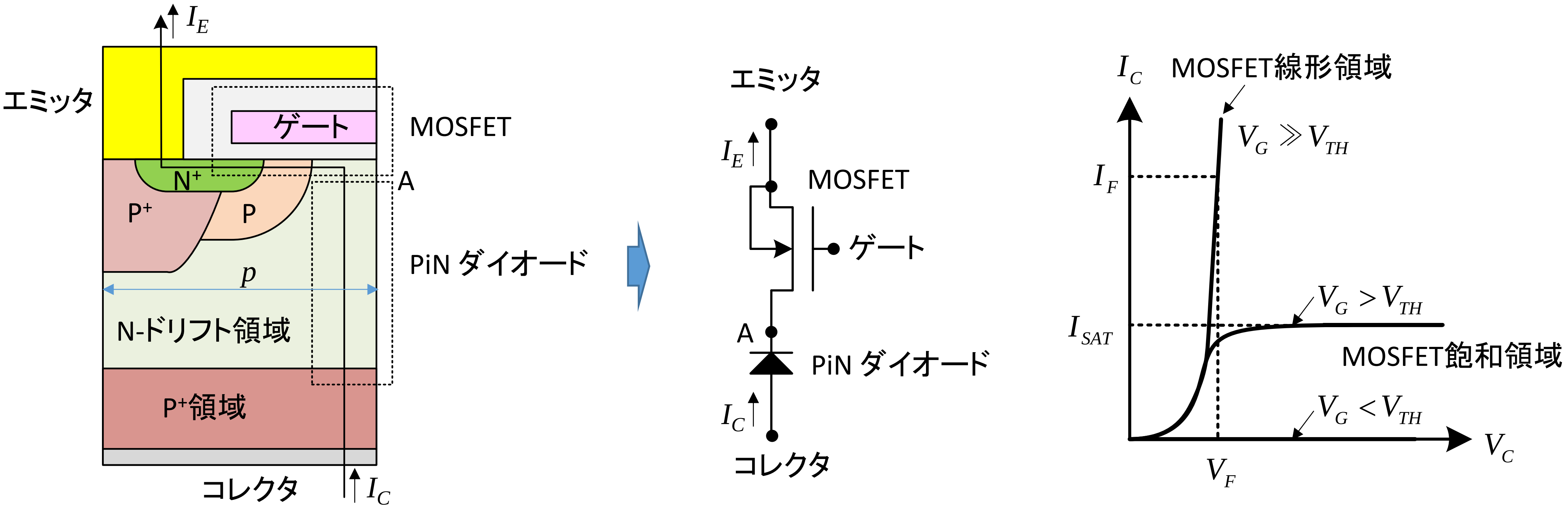


リーク電流密度のコレクタ電圧依存性
（温度パラメータ）

$W_N=100\ \mu\mathrm{m}$　$W_{NB}=10\ \mu\mathrm{m}$
$N_D=5\times10^{13}\ \mathrm{cm}^{-3}$　$\tau_{SC}=1\ \mu\mathrm{s}$（Nベース領域）
Nバッファー層のライフタイムの濃度依存考慮

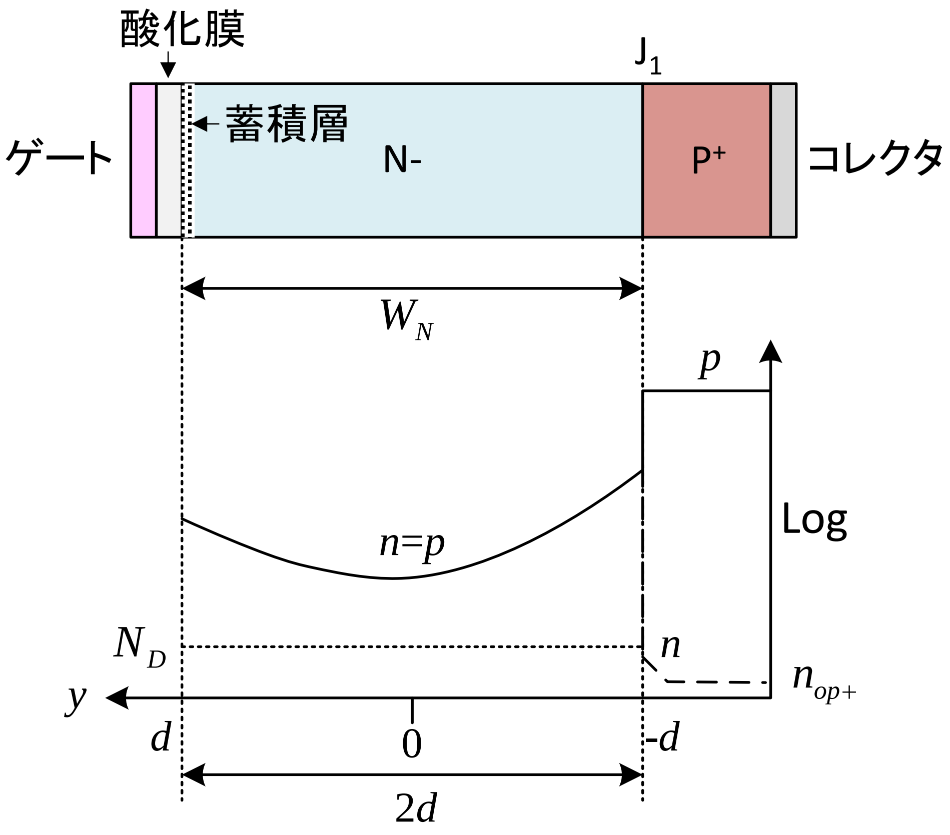
真性キャリア密度の温度依存により
温度上昇とともにリーク電流増加

オン状態の特性



PiNダイオード＋MOSFET モデル

IGBTのPiN領域のキャリア分布と電圧降下



キャリア分布（懸垂線）

キャリア分布

$$n(y) = p(y) = \frac{\tau_{HL} J_C}{2qL_a}\left[\frac{\cosh(y/L_a)}{\sinh(d/L_a)} - \frac{\sinh(y/L_a)}{2\cosh(d/L_a)}\right]$$

PiN部分の電圧降下

$$V_{F,PiN} = \frac{2kT}{q}\ln\left[\frac{J_C d}{2qD_a n_i F(d/L_a)}\right]$$

$V_{F,PiN}$：最小 at $d = L_a$

$$F\left(\frac{d}{L_a}\right) = \frac{(d/L_a)\tanh(d/L_a)}{\sqrt{1-0.25\tanh^4(d/L_a)}} e^{-qV_M/2kT}$$

D_a: 両極性拡散係数　$D_a = 2D_n D_p/(D_n + D_p)$ at $n = p$

τ_{HL}: 高レベル・ライフタイム

L_a: 両極性拡散長　$L_a = \sqrt{D_a \tau_{HL}}$

対称型IGBTのオン特性（MOSFET線形領域）

コレクタ電流密度

$$J_C = \frac{2qD_a n_i}{d} F\left(\frac{d}{L_a}\right) e^{qV_{F,PiN}/2kT}$$

$$\frac{V_M}{kT/q} = \left\{ \frac{8b}{(b+1)^2} \frac{\sinh(d/L_a)}{\sqrt{1-B^2 \tanh^2(d/L_a)}} \times \arctan\left[\sqrt{1-B^2 \tanh^2(d/L_a)} \sinh(d/L_a)\right] \right\} + B \ln\left[\frac{1+B\tanh^2(d/L_a)}{1-B\tanh^2(d/L_a)}\right]$$

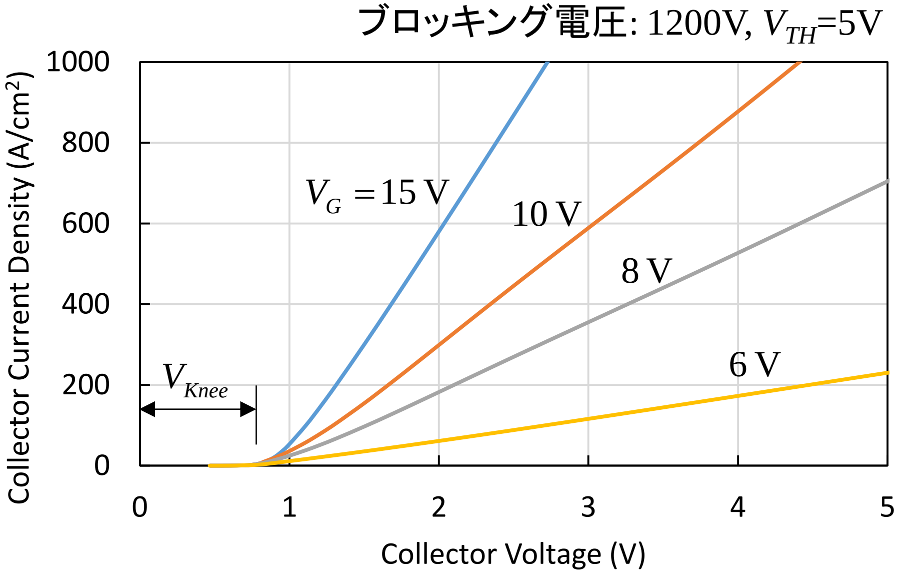
$$V_M = \frac{2kT}{q}\left(\frac{d}{L_a}\right)^2 \text{ for } \frac{d}{L_a} < 2 \qquad V_M = \frac{3\pi kT}{8q} e^{(d/L_a)} \text{ for } \frac{d}{L_a} > 2 \qquad B = \frac{\mu_n - \mu_p}{\mu_n + \mu_p} \qquad b = \frac{\mu_n}{\mu_p}$$

コレクタ電圧

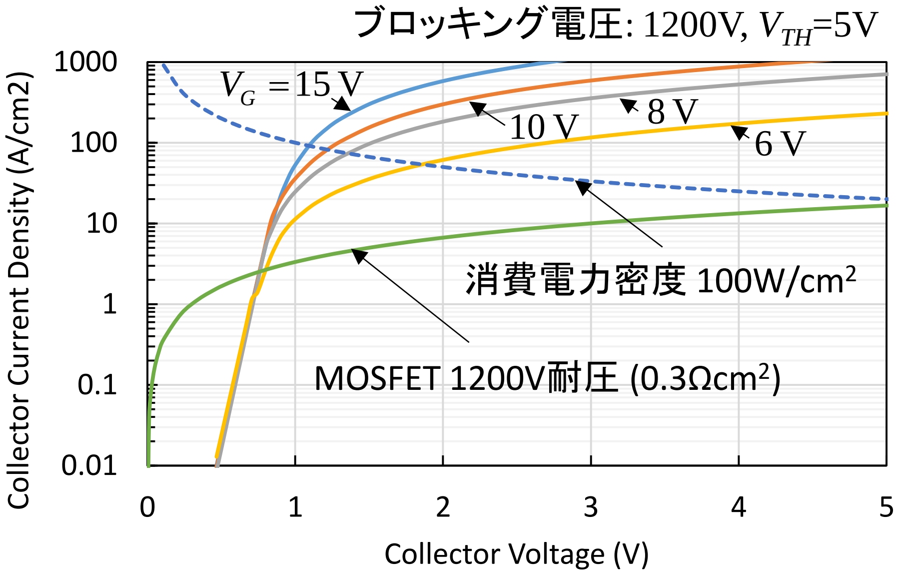
$$V_{F,IGBT} = V_{F,PiN} + V_{F,MOSFET} = \frac{2kT}{q} \ln\left[\frac{J_C d}{2qD_a n_i F(d/L_a)}\right] + \frac{pL_{CH} J_C}{\mu_{ni} C_{OX}(V_G - V_{TH})}$$

$$V_{F,MOSFET} = \frac{I_C L_{CH}}{Z\mu_{ni} C_{OX}(V_G - V_{TH})} = \frac{pL_{CH} J_C}{\mu_{ni} C_{OX}(V_G - V_{TH})} \qquad I_C = J_C pZ$$

対称型IGBTのオン特性（MOSFET線型モデル）



コレクタ電流密度のコレクタ電圧依存性（線形スケール）



コレクタ電流密度のコレクタ電圧依存性（対数スケール）

$W_N = 200\,\mu\mathrm{m}$　$p = 15\,\mu\mathrm{m}$　$L_{CH} = 1.5\,\mu\mathrm{m}$

$\tau_{HL} = 10\,\mu\mathrm{s}$　$t_{OX} = 50\,\mathrm{nm}$　$\mu_{ni} = 200\,\mathrm{cm^2V^{-1}s^{-1}}$

V_{knee}: PiN電流がコレクタ電圧の指数関数になっていることに起因

$V_{F,IGBT} = 1.28$ V at $V_G = 10$V, $J_C = 100$ A/cm^2

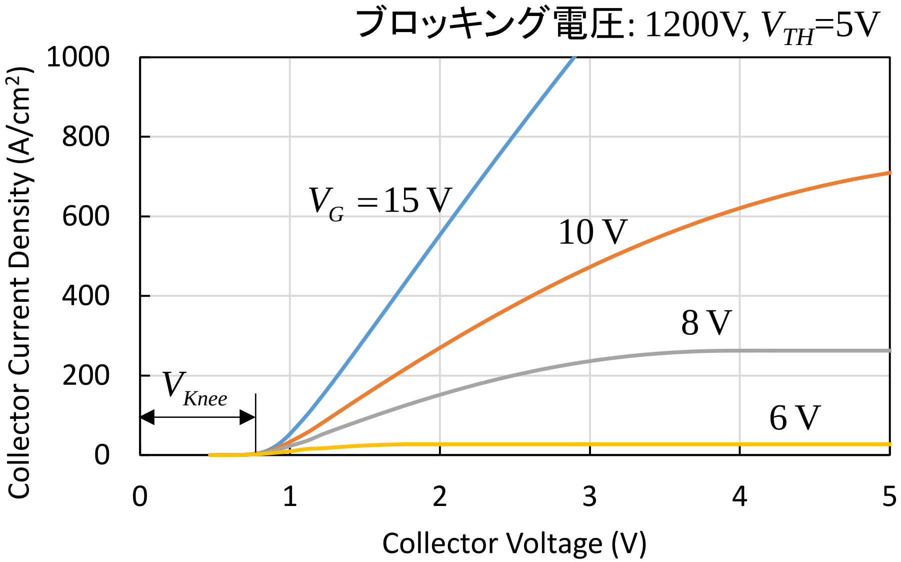
(MOSFET 1200V耐圧⇒V_{DS}=30V at I_{DS}=100A/cm^2)

$J_C = 82$A/cm^2, $V_{F,IGBT} = 1.22$ V

at $V_G = 10$V, 消費電力密度(P_D) : 100 W/cm^2

(MOSFET 1200V耐圧⇒I_{DS}=18A/cm^2, V_{DS}=5.41V, at P_D=100W/cm^2)

対称型IGBTのオン特性（MOSFETピンチオフモデル）



コレクタ電流密度のコレクタ電圧依存性
（MOSFETピンチオフモデルを用いた場合）

$W_N = 200\ \mu\mathrm{m}$ $p = 15\ \mu\mathrm{m}$ $L_{CH} = 1.5\ \mu\mathrm{m}$

$\tau_{HL} = 10\ \mu\mathrm{s}$ $t_{OX} = 50\ \mathrm{nm}$ $\mu_{ni} = 200\ \mathrm{cm^2V^{-1}s^{-1}}$

コレクタ電流大⇒MOSFET飽和特性（ゲート電圧低の場合）

ピンチオフモデルを含むMOSFET電流式

$$I_C = J_C pZ = \frac{\mu_{ni} C_{OX} Z}{L_{CH}} \left[(V_G - V_{TH}) V_{F,MOSFET} - \frac{1}{2} V_{F,MOSFET}^2 \right]$$

MOSFETを横切る電圧降下（ドレイン電圧）

$$V_{F,MOSFET} = (V_G - V_{TH}) \left[1 - \sqrt{1 - \frac{2pL_{CH} J_C}{\mu_{ni} C_{OX} (V_G - V_{TH})^2}} \right]$$

対称型IGBTのオン状態のキャリア分布（PNP領域）（1）

PNP領域のキャリア分布（PiNモデルと境界条件異なる）

少数キャリア（N-ベース領域：正孔）の連続の式

$$\frac{d^2 p}{dy^2} - \frac{p}{L_a^2} = 0$$

境界条件 $\begin{cases} p(0) = p_0 \\ p(W_N) = 0 \end{cases}$

P^+ コレクタとN-ベース接合（J_1）位置（y=0）

ディープP^+ とN-ベース接合（J_2）位置（$y=W_N$）：逆接合（オン状態）

PNP領域のキャリア分布（PiNモデルと境界条件異なる）

$$p(y) = p_0 \frac{\sinh[(W_N - y)/L_a]}{\sinh(W_N/L_a)}$$

$L_a = \sqrt{D_a \tau_{HL}}$ ：両極性拡散長

J_1 における正孔電流

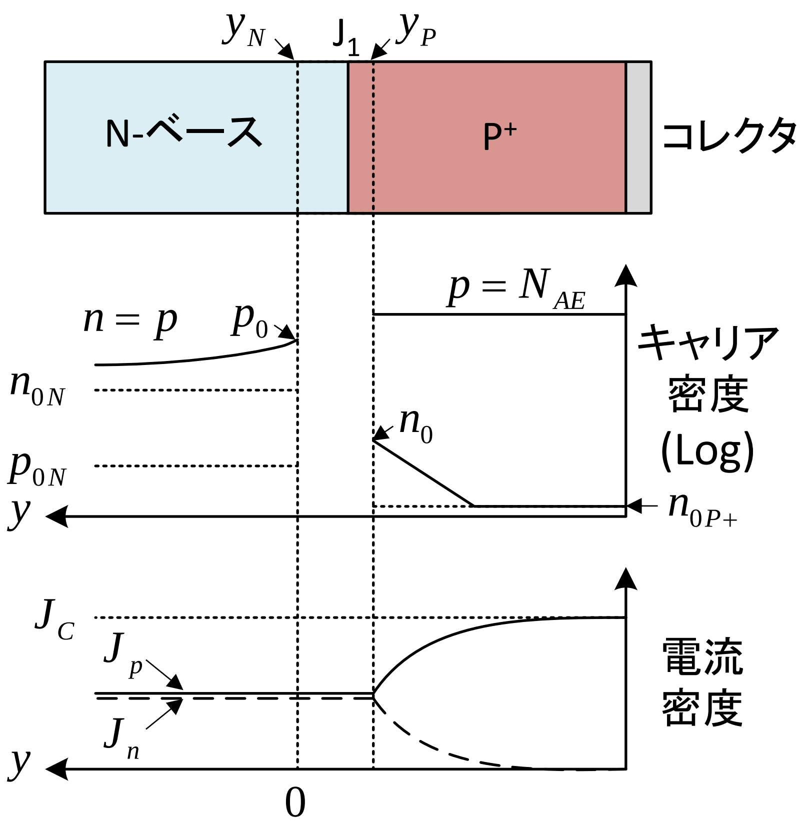
$$-2qD_p \left(\frac{dp}{dy}\right)_{y=0} = J_p(0) = \gamma_{E,ON} J_C$$

$\gamma_{E,ON}$: P^+ コレクタとN-ベース接合の注入効率（オン状態）

低レベル注入⇒ $\gamma_{E,ON} \fallingdotseq 1$

高レベル注入⇒ $\gamma_{E,ON} < 1$

対称型IGBTのオン状態のキャリア分布（PNP領域）（2）



高レベル注入時のキャリアと電流密度分布（at J_1）

J_1 における境界条件（順方向バイアス）

$$\frac{p(y_N)}{p(y_P)} = \frac{n(y_P)}{n(y_N)} = e^{-\Delta\psi/kT}$$

$\Delta\psi$: J_1 を横切る電位障壁

$$\Rightarrow n(y_P) = n_0 = \frac{p_0^2}{N_{AE}}$$

N_{AE}: P+ 領域アクセプタ濃度

$$\because n(y_N) = p(y_N) = p_0,\ \ p(y_P) = p_{0E} = N_{AE}$$

P+ 内での少数キャリア（電子）の拡散電流（低レベル注入）

$$J_n(y_P) = \frac{qD_{nE} n_0}{L_{nE}} = \frac{qD_{nE} p_0^2}{L_{nE} N_{AE}}$$

$$\Rightarrow J_n(y_P) = J_n(y_N)$$

∵電子電流は空乏層内で連続

J_1 における注入効率 $\gamma_{E,ON}$

$$\gamma_{E,ON} = \frac{J_p(y_N)}{J_C} = 1 - \frac{J_n(y_N)}{J_C}$$

対称型IGBTのオン状態のキャリア分布（PNP領域）（3）

P⁺ コレクタとN-ベース接合のN-ベース領域における（y=0）電子電流

$$J_n(0) = q\mu_n n(0)E(0) + qD_n\left(\frac{dn}{dy}\right)_{y=0} = (1-\gamma_{E,ON})J_C \quad \Rightarrow \quad E(0) = \frac{(1-\gamma_{E,ON})J_C}{q\mu_n p_0} - \frac{kT}{qp_0}\left(\frac{dp}{dy}\right)_{y=0} \qquad \because n(0) = p(0) = p_0$$

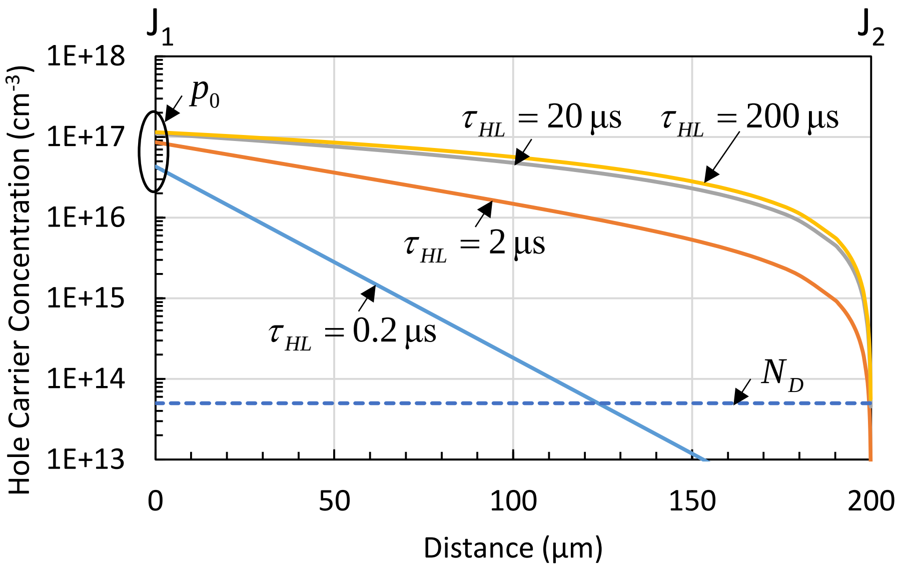
P⁺ コレクタとN-ベース接合のN-ベース領域における（y=0）正孔電流

$$J_p(0) = q\mu_p n(0)E(0) - qD_p\left(\frac{dp}{dy}\right)_{y=0} \quad \Rightarrow \quad J_p(0) = \left(\frac{\mu_p}{\mu_n}\right)(1-\gamma_{E,ON})J_C - 2qD_p\left(\frac{dp}{dy}\right)_{y=0}$$

$$\Rightarrow \left(\frac{dp}{dy}\right)_{y=0} = \left(\frac{\mu_p}{\mu_n}\right)\left(\frac{J_C}{2qD_p}\right)\left[1-\gamma_{E,ON} - \left(\frac{\mu_n}{\mu_p}\right)\gamma_{E,ON}\right] \qquad \because J_p(0) = \gamma_{E,ON}J_C$$

$$\Rightarrow p_0 = \left(\frac{J_C L_a \tanh(W_N/L_a)}{2qD_p}\right)\left(\frac{\mu_p}{\mu_n}\right)\left[\gamma_{E,ON}\left(1+\frac{\mu_n}{\mu_p}\right)-1\right] \qquad \because \left(\frac{dp}{dy}\right)_{y=0} = -\frac{p_0}{L_a \tanh(W_N/L_a)}$$

対称型IGBTのオン状態のキャリア分布（PNP領域）（4）



対称型IGBTのN-ベース領域内の正孔密度分布（PNP領域）

$$W_N = 200\ \mu\text{m} \quad J_C = 100\ \text{A/cm}^2 \quad N_{AE} = 1\times 10^{18}\ \text{cm}^{-3}$$

P+コレクタとN-ベース接合のN-ベース領域における（y=0）正孔密度 p_0 の導出

$$ap_0^2 + bp_0 + c = 0$$

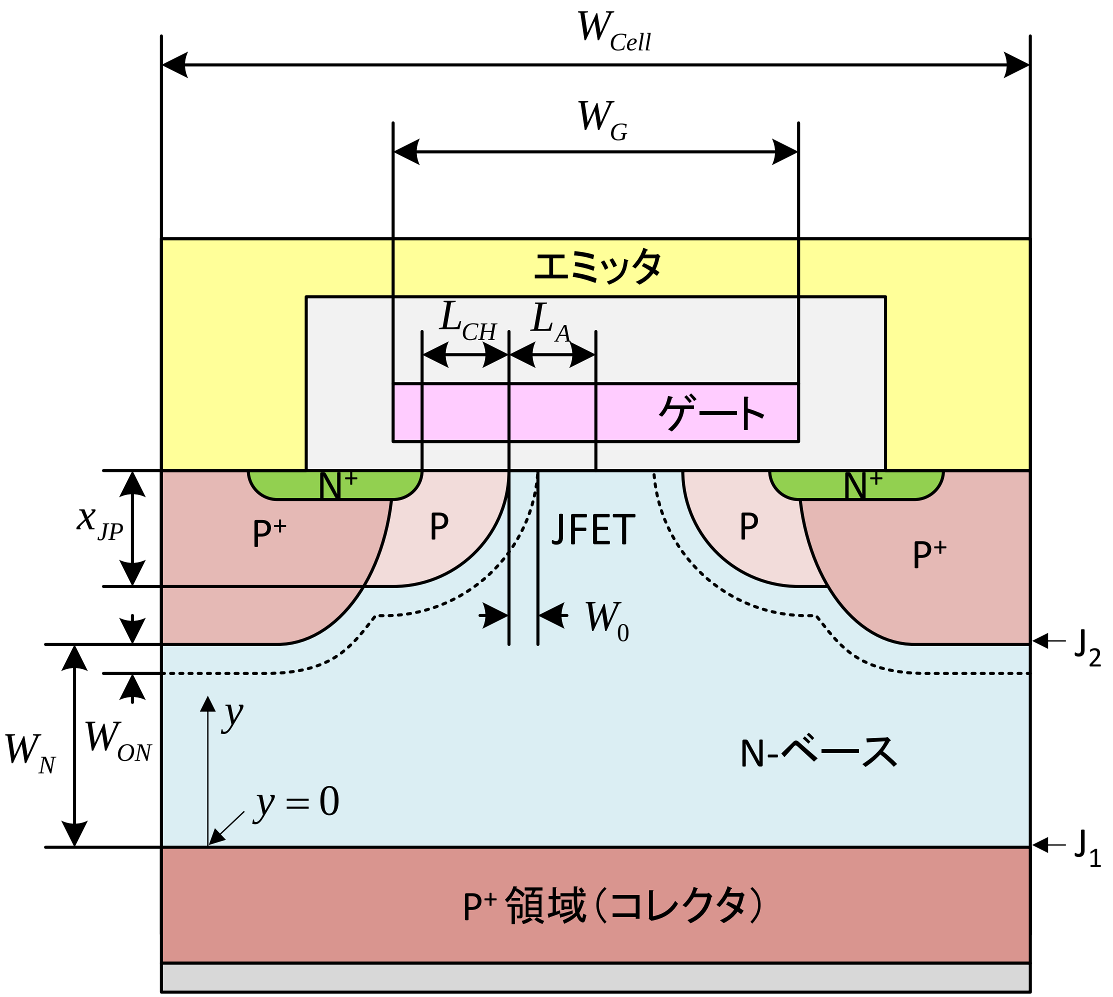
$$a = \frac{qD_{nE}}{L_{nE} N_{AE} J_C}\left(1 + \frac{\mu_n}{\mu_p}\right)$$

$$b = \frac{2qD_p}{J_C L_a \tanh\left(W_N / L_a\right)}\left(\frac{\mu_n}{\mu_p}\right)$$

$$c = -\frac{\mu_n}{\mu_p}$$

$$p_0 = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$$

対称型IGBTのオン状態の電圧降下（1）



IGBTのオン電圧

$$V_{ON} = V_{P+N} + V_{NB} + V_{MOSFET}$$

V_{P+N}: P+ コレクタとN-ベース接合（J_1）の電圧降下

V_{NB}: N-ベースの電圧降下

V_{MOSFET}: MOSFET領域の電圧降下

$$V_{P+N} = \frac{kT}{q}\ln\left(\frac{p_0}{p_{0N}}\right) = \frac{kT}{q}\ln\left(\frac{p_0 N_D}{n_i^2}\right) \quad \because p_{0N}N_D = n_i^2$$

$$V_{NB} = \frac{L_a J_C \sinh(W_N/L_a)}{qp_0(\mu_n+\mu_p)}\ln\left[\frac{\tanh(W_N/2L_a)}{\tanh(W_{ON}/2L_a)}\right] + \frac{kT}{q}\left(\frac{\mu_n-\mu_p}{\mu_n+\mu_p}\right)\ln\left[\frac{\sinh[W_N/L_a]}{\sinh[W_{ON}/L_a]}\right]$$

$$V_{MOSFET} = V_{JFET} + V_{ACC} + V_{CH}$$

対称型IGBTのオン状態の電圧降下（2）

N-ベースの電圧降下導出

電子電流密度

$$J_n(y) = q\mu_n\left[n(y)E(y) + \frac{kT}{q}\frac{dn}{dy}\right]$$

正孔電流密度

$$J_p(y) = q\mu_p\left[p(y)E(y) - \frac{kT}{q}\frac{dp}{dy}\right]$$

N-ベース領域の電界

$$E(y) = \frac{J_C}{qp(y)\left(\mu_n + \mu_p\right)} - \frac{kT}{q}\left(\frac{\mu_n - \mu_p}{\mu_n + \mu_p}\right)\frac{1}{p(y)}\frac{dp}{dy} \qquad \because J_n(y) + J_p(y) = J_C \qquad \because n(y) = p(y)$$

$$E(y) = \frac{J_C \sinh\left(W_N / L_a\right)}{qp_0\left(\mu_n + \mu_p\right)\sinh\left[\left(W_N - y\right)/L_a\right]} + \frac{kT}{q}\left(\frac{\mu_n - \mu_p}{\mu_n + \mu_p}\right)\frac{1}{L_a \tanh\left[\left(W_N - y\right)/L_a\right]} \qquad \because p(y) = p_0\frac{\sinh\left[\left(W_N - y\right)/L_a\right]}{\sinh\left(W_N / L_a\right)}$$

N-ベースの電圧降下（電界を 0～$(W_N - W_{ON})$ まで積分: y=0 at J_1）

$$V_{NB} = \frac{L_a J_C \sinh\left(W_N / L_a\right)}{qp_0\left(\mu_n + \mu_p\right)}\ln\left[\frac{\tanh\left(W_N / 2L_a\right)}{\tanh\left(W_{ON} / 2L_a\right)}\right] + \frac{kT}{q}\left(\frac{\mu_n - \mu_p}{\mu_n + \mu_p}\right)\ln\left[\frac{\sinh\left[W_N / L_a\right]}{\sinh\left[W_{ON} / L_a\right]}\right]$$

対称型IGBTのオン状態の電圧降下（3）

MOSFET領域の電圧降下

$$V_{MOSFET} = V_{JFET} + V_{ACC} + V_{CH}$$

$$V_{JFET} = J_C R_{JFET,SP} = \frac{J_C \rho_{JFET}(x_{JP} + W_0)W_{Cell}}{W_G - 2x_{JP} - 2W_0}$$

$$V_{ACC} = J_C R_{A,SP} = \frac{J_C K_A(W_G - 2x_{JP})W_{Cell}}{4\mu_{nA} C_{OX}(V_G - V_{TH})}$$

$$V_{CH} = J_C R_{CH,SP} = \frac{J_C L_{CH} W_{Cell}}{2\mu_{ni} C_{OX}(V_G - V_{TH})}$$

V_{JFET}: JFETの電圧降下

V_{ACC}: 蓄積領域の電圧降下

V_{CH}: MOSFETチャネル領域の電圧降下

$$W_0 = \sqrt{\frac{2\varepsilon_S N_{A,P+} V_{bi}}{qN_{D,JFET}(N_{A,P+} + N_{D,JFET})}}$$

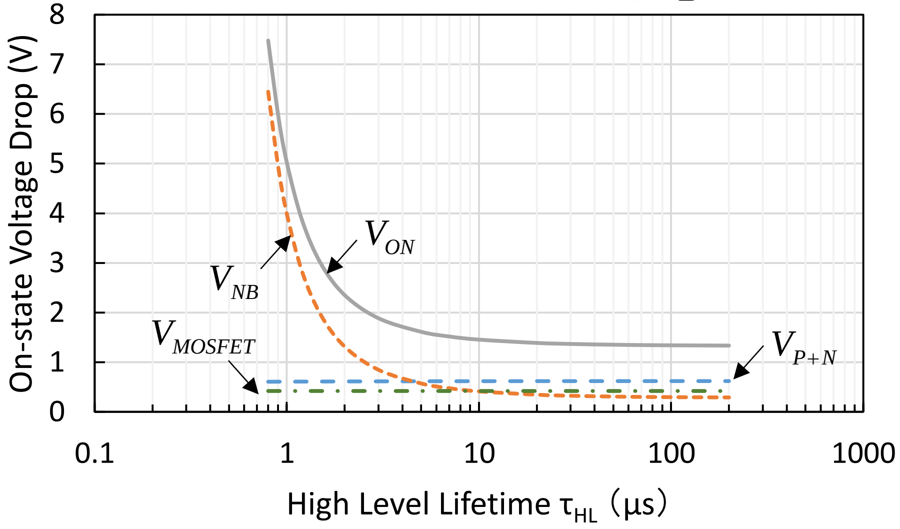
$$V_{bi} = \frac{kT}{q}\ln\left(\frac{N_{A,P+} N_{D,JFET}}{n_i^2}\right)$$

$N_{A,P+}$: ディープP^+ 領域のドーピング濃度

$N_{D,JFET}$: JFET 領域のドーピング濃度

対称型IGBTのオン状態の電圧降下（4）

ブロッキング電圧: 1200V



対称型IGBTのオン状態の電圧降下と高レベル･ライフタイムの関係

$\tau_{HL} > 20$ μs: V_{P+N}, $V_{MOSFET} > V_{NB}$

$\tau_{HL} < 4$ μs: V_{P+N}, $V_{MOSFET} < V_{NB}$

$\tau_{HL} < 2$ μs: V_{NB} 急に増大 ⇒ スイッチング･スピード限定

$N_D = 5\times10^{13}\,\mathrm{cm^{-3}}$

$N_{D,JFET} = 5\times10^{15}\,\mathrm{cm^{-3}}$

$(\rho_{JFET} = 0.96\,\Omega\mathrm{cm})$

$\mu_{ni} = 450\,\mathrm{cm^2V^{-1}s^{-1}}$

$\mu_{nA} = 1000\,\mathrm{cm^2V^{-1}s^{-1}}$

$J_C = 100\,\mathrm{A/cm^2}$

$V_G = 15\,\mathrm{V}$

$V_{TH} = 5\,\mathrm{V}$

$W_{Cell} = 30\,\mu\mathrm{m}$

$W_G = 16\,\mu\mathrm{m}$

$L_{CH} = 1.5\,\mu\mathrm{m}$

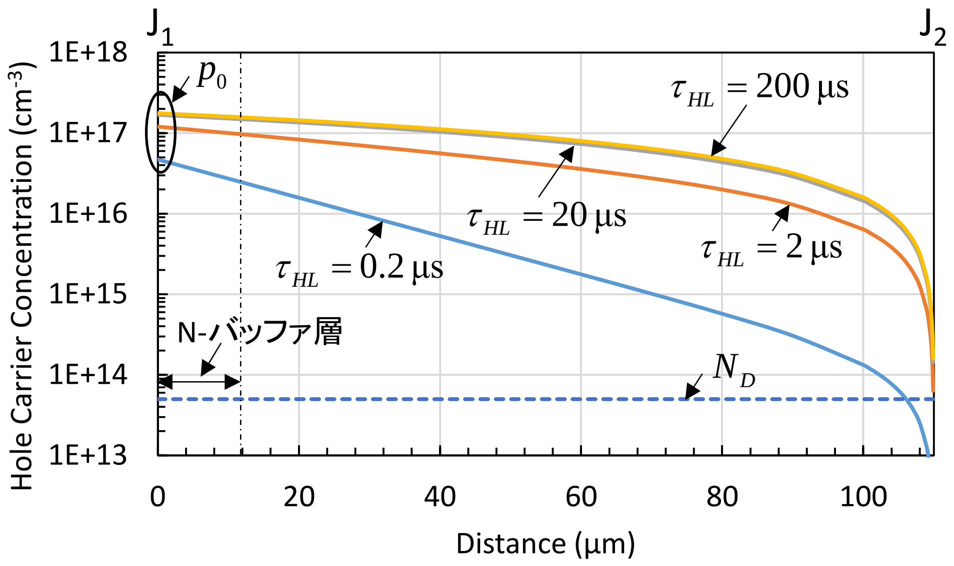
$W_N = 200\,\mu\mathrm{m}$

$x_{JP} = 5\,\mu\mathrm{m}$

$t_{OX} = 50\,\mathrm{nm}$

$K_A = 0.6$

非対称型IGBTのオン状態のキャリア分布（PNP領域）（1）



非対称型IGBTのN-ベース領域内の正孔密度分布（PNP領域）
（N-バッファ層のドーピング濃度が低い場合（< 5×10[16] cm[-3]））

$$W_N = 100\ \mu\text{m} \qquad W_{NB} = 10\ \mu\text{m}$$

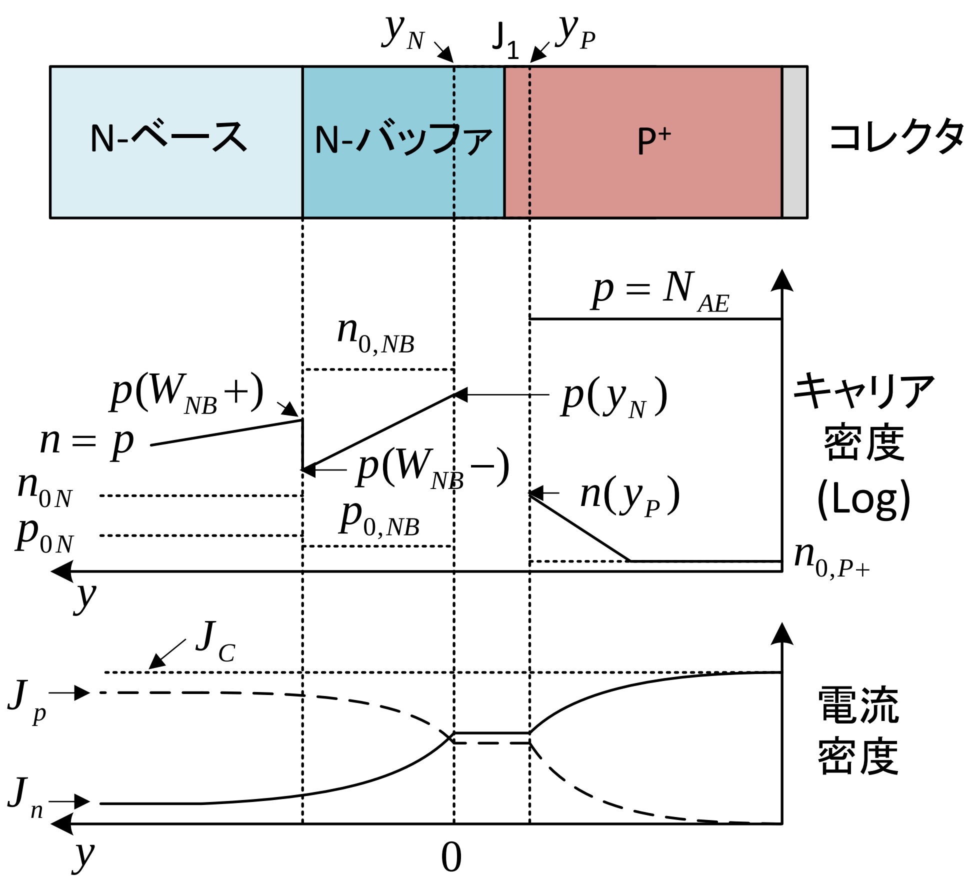
$$J_C = 100\ \text{A/cm}^2 \qquad N_{AE} = 1\times10^{19}\ \text{cm}^{-3}$$

N-バッファ層のドーピング濃度が低い場合（$< 5\times10^{16}\ \text{cm}^{-3}$）
⇒N-ベースとN-バッファ層内では高レベル注入

N-ベースとN-バッファ層内の正孔密度分布（n=p）

$$p(y) = p_0 \frac{\sinh[(W_N + W_{NB} - y)/L_a]}{\sinh[(W_N + W_{NB})/L_a]}$$

非対称型IGBTのオン状態のキャリア分布（PNP領域）（2）



オン状態のキャリアと電流密度分布（at J_1）

N-バッファ層のドーピング濃度が高い場合（> 1 × 10^{17} cm^{-3}）

⇒ N-バッファ層: 低レベル注入
N-ベース領域: 高レベル注入

y_N における正孔電流密度

$$J_p(y_N) = \frac{D_{p,NB}p_{0,NB}L_{n,P+}}{D_{p,NB}p_{0,NB}L_{n,P+} + D_{n,P+}n_{0,P+}L_{p,NB}} J_C$$

y_N における少数キャリア（正孔）密度

$$p(y_N) = \frac{p_{0,NB}L_{n,P+}L_{p,NB}}{q\left(D_{p,NB}p_{0,NB}L_{n,P+} + D_{n,P+}n_{0,P+}L_{p,NB}\right)} J_C + p_{0,NB}$$

y_P における少数キャリア（電子）密度

$$n(y_P) = \frac{n_{0,P+}L_{n,P+}L_{p,NB}}{q\left(D_{p,NB}p_{0,NB}L_{n,P+} + D_{n,P+}n_{0,P+}L_{p,NB}\right)} J_C + n_{0,P+}$$

非対称型IGBTのオン状態のキャリア分布（PNP領域）（３）

N-バッファ層とN-ベース領域界面のN-バッファ層側の正孔密度と正孔電流密度: 低レベル注入

$$p(W_{NB}-)=\frac{p_{0,NB}L_{n,P+}L_{p,NB}}{q\left(D_{p,NB}p_{0,NB}L_{n,P+}+D_{n,P+}n_{0,P+}L_{p,NB}\right)}J_C e^{-\left(W_{NB}/L_{p,NB}\right)}$$

（$p_{0,NB}$ 無視）

$$J_p(W_{NB}-)=\frac{D_{p,NB}p_{0,NB}L_{n,P+}}{D_{p,NB}p_{0,NB}L_{n,P+}+D_{n,P+}n_{0,P+}L_{p,NB}}J_C e^{-\left(W_{NB}/L_{p,NB}\right)}$$

$$\because J_p(W_{NB}-)=-qD_{p,NB}\left(\frac{dp}{dy}\right)_{y=W_{NB}-}=qD_{p,NB}\frac{p(W_{NB}-)}{L_{p,NB}}$$

N-バッファ層とN-ベース領域界面のN-ベース領域側の正孔密度と正孔電流密度: 高レベル注入

$$J_p(W_{NB}+)=-2qD_p\left(\frac{dp}{dy}\right)_{y=W_{NB+}}=\frac{2qD_p\,p(W_{NB}+)}{L_a\tanh\left(W_N/L_a\right)}$$

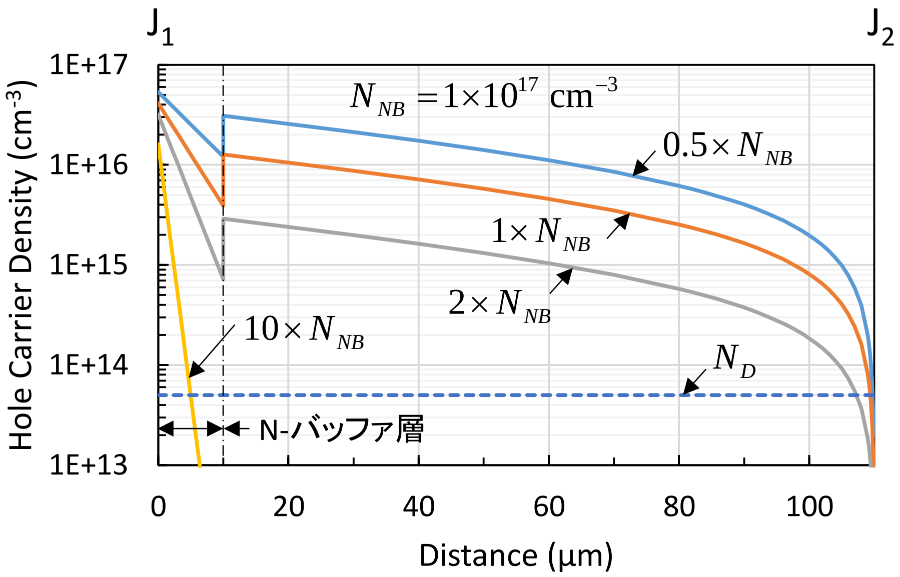
$$\because p(y)=p(W_{NB}+)\frac{\sinh\left[\left(W_N+W_{NB}-y\right)/L_a\right]}{\sinh\left(W_N/L_a\right)}$$

$$W_{NB}<y<W_{NB}+W_N$$

$$p(W_{NB}+)=\frac{L_a\tanh\left(W_N/L_a\right)}{2qD_p}J_p(W_{NB}-)$$

$$\because J_p(W_{NB}+)=J_p(W_{NB}-)$$

非対称型IGBTのオン状態のキャリア分布（PNP領域）（4）



非対称型IGBTのN-ベース領域内の正孔密度分布（PNP領域）
（N-ベース領域のドーピング濃度 N_{NB} 依存）

$W_N=100$ μm　$W_{NB}=10$ μm　$J_C=100$ A/cm^2

$N_{AE}=1\times10^{19}$ cm^{-3}　$N_D=5\times10^{13}$ cm^{-3}

N-ベース領域 τ_{HL}=2 μs　N-バッファ領域 τ_{HL} : N_{NB} でスケール

N-バッファ層の正孔密度＜N_{NB}
⇒ N-バッファ層内：低レベル注入

N-ベース領域の正孔密度 ＞ N_D ($N_{NB} < 2\times10^{17}$ cm^{-3})
⇒ N-ベース領域内：高レベル注入

N-ベース領域の正孔密度 ＜ N_D ($N_{NB} = 1\times10^{18}$ cm^{-3})
⇒ N-ベース領域内：伝導度変調無し

N-バッファ層のドーピング濃度上昇
⇒ N-ベース内の正孔密度低下
（コレクタからN-バッファ層への正孔の注入効率低下）

N-ベース内のライフタイム低減と同様の効果
（スイッチング・スピード上昇するが導通損失増大）

非対称型IGBTのオン状態の電圧降下（1）

V_{P+N}: P^{+} コレクタとN-ベース接合（J$_1$）の電圧降下
V_{NB}: N-ベースの電圧降下
V_{MOSFET}: MOSFET領域の電圧降下

オン状態の電圧降下

$$V_{ON} = V_{P+N} + V_{NB} + V_{MOSFET}$$

$N_{NB} < 5\times10^{16}\ \mathrm{cm}^{-3}$ の場合（N-ベース領域 & N-バッファ層：高レベル注入）

$$V_{P+N} = \frac{kT}{q}\ln\left(\frac{p_0}{p_{0,NB}}\right) = \frac{kT}{q}\ln\left(\frac{p_0 N_{NB}}{n_i^2}\right)$$

$$\because\ p_{0,NB} N_{NB} = n_i^2$$

$$V_{NB} = \frac{L_a J_C \sinh\left[\left(W_N + W_{NB}\right)/L_a\right]}{q p_0\left(\mu_n + \mu_p\right)}\ln\left\{\frac{\tanh\left[\left(W_N + W_{NB}\right)/2L_a\right]}{\tanh\left(W_{ON}/2L_a\right)}\right\} + \frac{kT}{q}\left(\frac{\mu_n - \mu_p}{\mu_n + \mu_p}\right)\ln\left\{\frac{\sinh\left[\left(W_N + W_{NB}\right)/L_a\right]}{\sinh\left[W_{ON}/L_a\right]}\right\}$$

$N_{NB} \geq 5\times10^{16}\ \mathrm{cm}^{-3}$ の場合（（N-ベース領域:高レベル注入, N-バッファ層：低レベル注入）

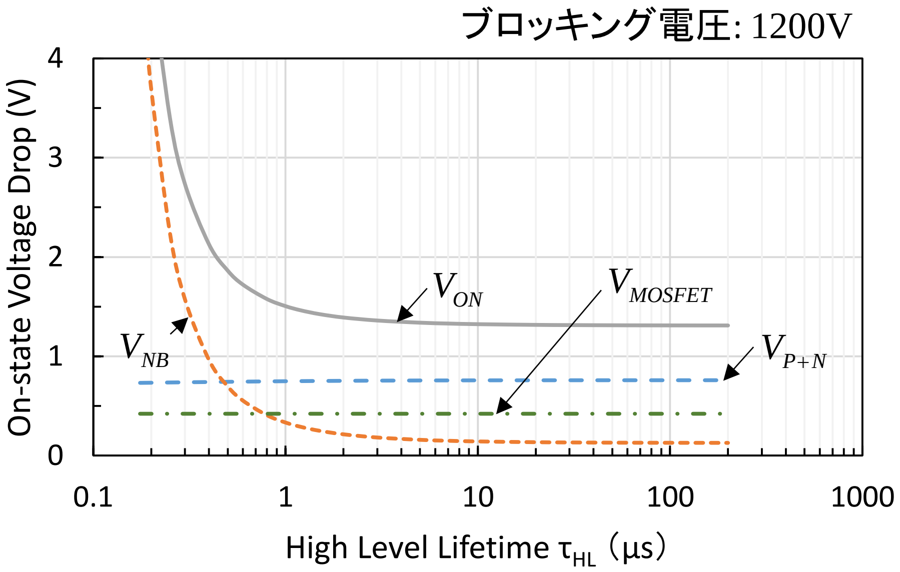
$$V_{P+N} = \frac{kT}{q}\ln\left(\frac{p(y_N)}{p_{0,NB}}\right) = \frac{kT}{q}\ln\left(\frac{p(y_N) N_{NB}}{n_i^2}\right)$$

（N-バッファ層の電圧降下無視）

$$V_{NB} = \frac{L_a J_C \sinh\left(W_N/L_a\right)}{q p(W_{NB}+)\left(\mu_n + \mu_p\right)}\ln\left[\frac{\tanh\left(W_N/2L_a\right)}{\tanh\left(W_{ON}/2L_a\right)}\right] + \frac{kT}{q}\left(\frac{\mu_n - \mu_p}{\mu_n + \mu_p}\right)\ln\left[\frac{\sinh\left[W_N/L_a\right]}{\sinh\left[W_{ON}/L_a\right]}\right]$$

$$V_{MOSFET} = V_{JFET} + V_{ACC} + V_{CH}$$

非対称型IGBTのオン状態の電圧降下（2）



非対称型IGBTのオン状態の電圧降下と高レベル・ライフタイムの関係

低ドーピングN-バッファ層の場合
（N-ベース領域 & N-バッファ層：高レベル注入）

$\tau_{HL} > 1$ μs: V_{P+N}, $V_{MOSFET} > V_{NB}$

$\tau_{HL} < 0.4$ μs: V_{P+N}, $V_{MOSFET} < V_{NB}$

$\tau_{HL} < 0.3$μs: V_{NB} 急に増大 ⇒ スイッチング・スピードは増大するが、導通損失も増大する

$N_D = 5\times10^{13}\ \mathrm{cm}^{-3}$

$N_{D,JFET} = 5\times10^{15}\ \mathrm{cm}^{-3}$

$(\rho_{JFET} = 0.96\ \Omega\mathrm{cm})$

$N_{NB} = 1\times10^{16}\ \mathrm{cm}^{-3}$

$\mu_{ni} = 450\ \mathrm{cm^2V^{-1}s^{-1}}$

$\mu_{nA} = 1000\ \mathrm{cm^2V^{-1}s^{-1}}$

$J_C = 100\ \mathrm{A/cm^2}$

$V_G = 15\ \mathrm{V}$

$V_{TH} = 5\ \mathrm{V}$

$W_{Cell} = 30\ \mu\mathrm{m}$

$W_G = 16\ \mu\mathrm{m}$

$L_{CH} = 1.5\ \mu\mathrm{m}$

$W_N = 100\ \mu\mathrm{m}$

$W_{NB} = 10\ \mu\mathrm{m}$

$x_{JP} = 5\ \mu\mathrm{m}$

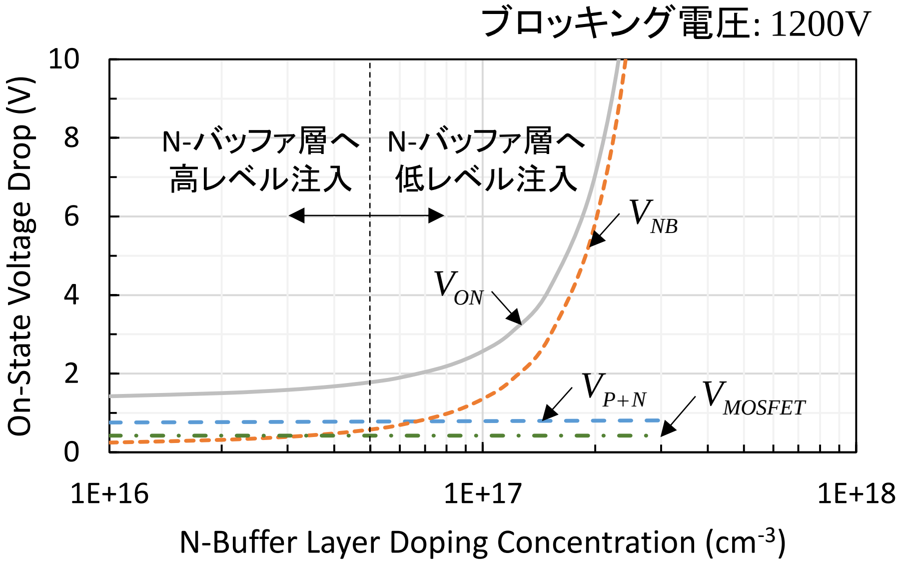
$t_{OX} = 50\ \mathrm{nm}$

$K_A = 0.6$

同じブロッキング電圧で比較

・最大スイッチング・スピード：非対称型IGBT＞対称型IGBT
・オン状態の電圧降下：非対称型IGBT＜対称型IGBT

非対称型IGBTのオン状態の電圧降下（3）



非対称型IGBTのオン状態の電圧降下と
N-バッファ層ドーピング密度 N_{NB} の関係

$N_D = 5\times10^{13}\,\mathrm{cm}^{-3}$
$N_{D,JFET} = 5\times10^{15}\,\mathrm{cm}^{-3}$
$(\rho_{JFET} = 0.96\,\Omega\mathrm{cm})$

$\mu_{ni} = 450\,\mathrm{cm^2V^{-1}s^{-1}}$
$\mu_{nA} = 1000\,\mathrm{cm^2V^{-1}s^{-1}}$

$J_C = 100\,\mathrm{A/cm^2}$
$V_G = 15\,\mathrm{V}$
$V_{TH} = 5\,\mathrm{V}$

$W_{Cell} = 30\,\mu\mathrm{m}$
$W_G = 16\,\mu\mathrm{m}$
$L_{CH} = 1.5\,\mu\mathrm{m}$
$W_N = 100\,\mu\mathrm{m}$
$W_{NB} = 10\,\mu\mathrm{m}$
$x_{JP} = 5\,\mu\mathrm{m}$

$t_{OX} = 50\,\mathrm{nm}$
$K_A = 0.6$

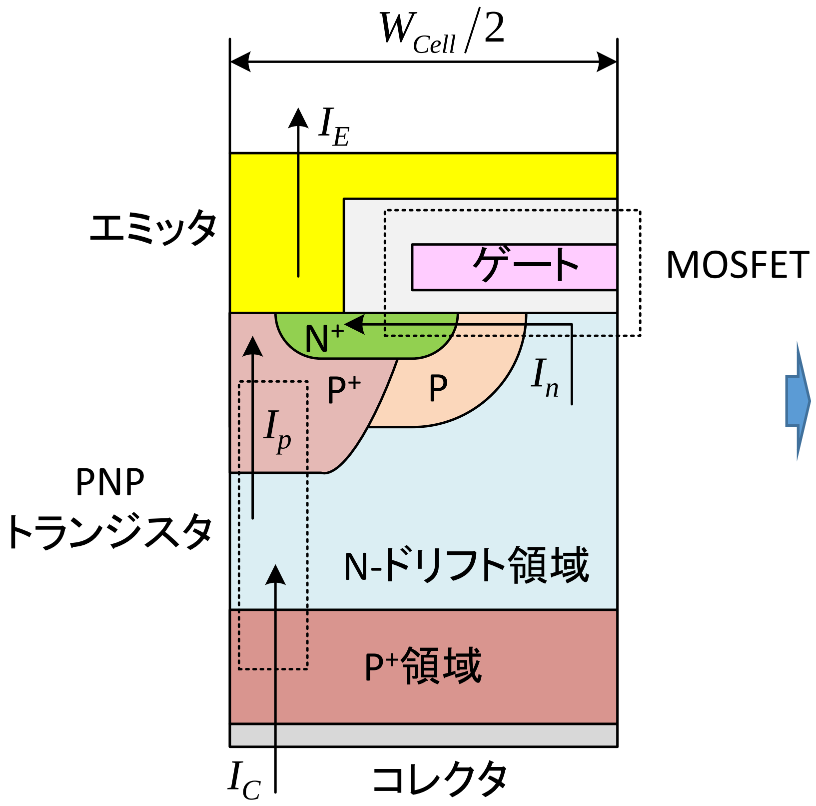
N-ベース領域 τ_{HL}=2 μs
N-バッファ領域 $\tau_{HL}:N_{NB}$ でスケール

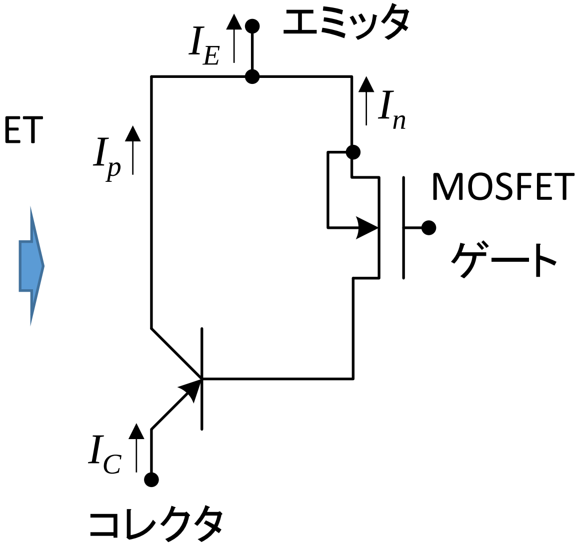
$N_{NB} < 3\times10^{16}\mathrm{cm}^{-3}$: V_{P+N}, $V_{MOSFET} > V_{NB}$

$N_{NB} > 8\times10^{16}\mathrm{cm}^{-3}$: V_{P+N}, $V_{MOSFET} < V_{NB}$

$N_{NB} > 2\times10^{17}\mathrm{cm}^{-3}$: V_{NB} 急に増大 ⇒ スイッチング・スピードは増大するが、導通損失も増大する

電流飽和特性（PNPトランジスタ＋MOSFET モデル）（1）





PNPトランジスタ＋MOSFET モデル

エミッタ電流 I_E

$$I_E = I_p + I_n$$

$$I_p = \left(\frac{\alpha_{PNP}}{1-\alpha_{PNP}}\right) I_n$$

$$I_E = I_C = \frac{I_n}{1-\alpha_{PNP}}$$

I_n: PNP のベース電流

PNPの電流利得（ベース接地）α_{PNP}

$$\alpha_{PNP} = \gamma_E \alpha_{T,PNP} M = \gamma_E \alpha_{T,PNP} \quad \because M = 1$$

$$\alpha_{T,PNP} = \frac{1}{\cosh(l/L_a)}$$

$$l = W_N - W_{DN} = W_N - \sqrt{\frac{2\varepsilon_S V_C}{qN_D}}$$

$\alpha_{T,PNP}$:ベース輸送ファクター

l :空乏領域でないN-ベース領域

L_a :両極性拡散長

電流飽和特性（PNPトランジスタ＋MOSFET モデル）（２）

MOSFETの飽和電流（ピンチオフモデル）

$$I_n = \frac{\mu_{ni} C_{OX} Z}{2L_{CH}} \left(V_G - V_{TH}\right)^2$$

IGBTの飽和電流

$$I_{E,SAT} = I_{C,SAT} = \frac{\mu_{ni} C_{OX} Z}{2L_{CH}\left(1-\alpha_{PNP}\right)} \left(V_G - V_{TH}\right)^2$$

飽和領域のトランスコンダクタンス

$$g_{m,SAT} = \frac{dI_{C,SAT}}{dV_G} = \frac{\mu_{ni} C_{OX} Z}{L_{CH}\left(1-\alpha_{PNP}\right)} \left(V_G - V_{TH}\right)$$

IGBTに掛かる電圧

$$V_{F,IGBT} = V_{F,PiN} + V_{F,MOSFET} \left(= V_C\right)$$

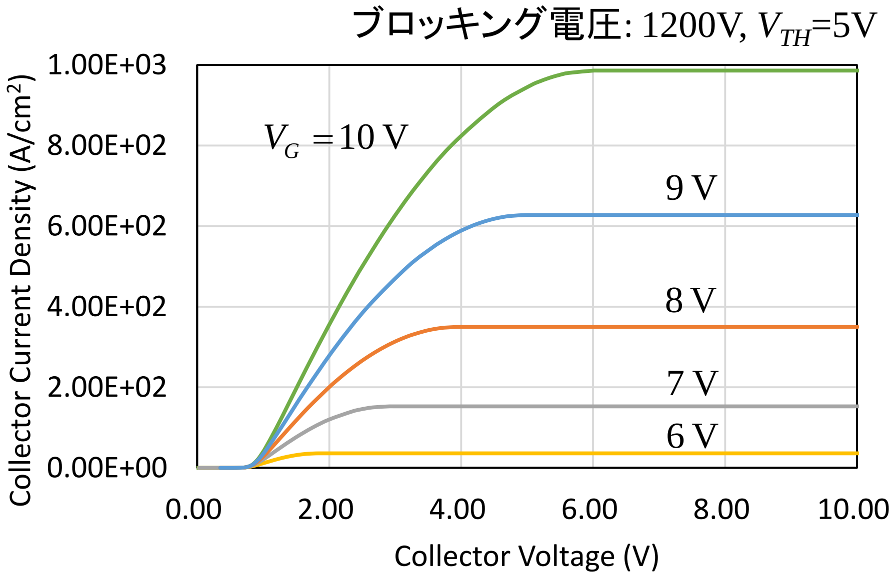
$$\because I_n = \frac{W_{Cell}}{2} Z J_C \left(1-\alpha_{PNP}\right)$$

$$V_{F,PiN} = \frac{2kT}{q} \ln\left[\frac{J_C d}{2qD_a n_i F\left(d/L_a\right)}\right]$$

$$V_{F,MOSFET} = \left(V_G - V_{TH}\right)\left[1 - \sqrt{1 - \frac{W_{Cell} L_{CH} J_C \left(1-\alpha_{PNP}\right)}{\mu_{ni} C_{OX} \left(V_G - V_{TH}\right)^2}}\right]$$

J_C-V_C 特性⇒繰り返し計算必要（$\alpha_{T,PNP}$ に V_C 依存性があるため）

電流飽和特性（PNPトランジスタ＋MOSFET モデル）（3）



コレクタ電流密度のコレクタ電圧依存性

$$W_N = 200\ \mu\mathrm{m} \qquad p = W_{Cell}/2 = 15\ \mu\mathrm{m} \qquad L_{CH} = 1.5\ \mu\mathrm{m}$$

$$\tau_{HL} = 10\ \mu\mathrm{s} \qquad t_{OX} = 50\ \mathrm{nm} \quad \mu_{ni} = 200\ \mathrm{cm^2V^{-1}s^{-1}}$$

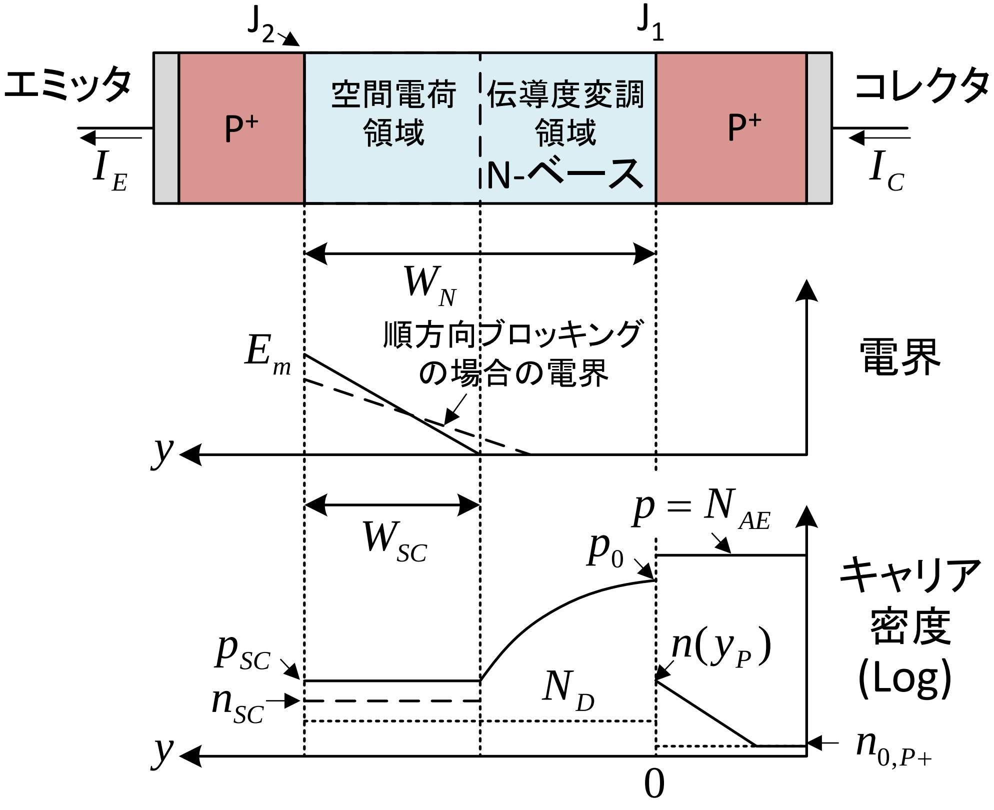
$$\alpha_{PNP} \approx \alpha_{T,PNP} \approx 0.25$$

$$\left(\alpha_{T,PNP} \approx 0.24 \sim 0.29 \ \ \mathrm{for}\ V_C = 0 \sim 10\ \mathrm{V}\right)$$

コレクタ電流：（PNPトランジスタ＋MOSFET モデル）＞（PiNダイオード＋MOSFET モデル）

∵ PNPトランジスタの利得を考慮

対称型IGBTの電流飽和領域におけるキャリア分布（1）



W_{SC}（飽和電流印加時）< W_{SC}（順方向ブロッキング時）
同じ V_C 印加時 ∵ $p_{SC} > n_{SC}$

空間電荷領域内の電子と正孔密度

$$n_{SC} = \frac{J_{n,PNP}}{qv_{sat,n}} = \frac{\mu_{ni} C_{OX}}{qv_{sat,n} W_{Cell} L_{CH}} (V_G - V_{TH})^2 \qquad p_{SC} = \frac{J_C}{qv_{sat,p}}$$

∵ PNP ベース電流（飽和電流）

$$\Rightarrow J_{B,PNP} = J_{n,PNP} = \frac{I_{DSAT}}{(W_{Cell}/2)Z} = \frac{\mu_{ni} C_{OX}}{W_{Cell} L_{CH}} (V_G - V_{TH})^2$$

N-ベース領域内の正孔の連続の式

（定常状態、高レベル注入（n=p）、再結合がない場合）

境界条件

$$\frac{d^2 p}{dy^2} = 0 \qquad \begin{cases} p(0) = p_0 & \text{P}^+\text{コレクタとN-ベース接合(J}_1\text{)位置(}y\text{=0)} \\ p(W_N - W_{SC}) = p_{SC} & \text{ディープP}^+\text{とN-ベース接合(J}_2\text{)のベース領域内の空乏層端} \end{cases}$$

N-ベース領域内の正孔密度

$$p(y) = p_0 - \left(\frac{p_0 - p_{SC}}{W_N - W_{SC}} \right) y$$

対称型IGBTの電流飽和領域におけるキャリア分布（2）

N-ベース領域の電子電流密度

$$J_n(y) = q\mu_n\left[n(y)E(y) + \frac{kT}{q}\frac{dn}{dy}\right]$$

N-ベース領域の正孔電流密度

$$J_p(y) = q\mu_p\left[p(y)E(y) - \frac{kT}{q}\frac{dp}{dy}\right]$$

N-ベース領域の電界

$$E(y) = \frac{J_C}{qp(y)\left(\mu_n + \mu_p\right)} - \frac{kT}{q}\left(\frac{\mu_n - \mu_p}{\mu_n + \mu_p}\right)\frac{1}{p(y)}\frac{dp}{dy} \qquad \because J_n(y) + J_p(y) = J_C,\ n(y) = p(y)$$

$$E(0) = \frac{J_C W_N}{qp_0\left(\mu_n + \mu_p\right)} + \frac{kT}{qp_0}\left(\frac{\mu_n - \mu_p}{\mu_n + \mu_p}\right)\frac{p_0 - p_{SC}}{W_N - W_{SC}}$$

y_N（y=0）とy_Pにおける正孔電流密度

$$J_p(y_N) = J_p(0) \cong \frac{\mu_p J_C}{\mu_n + \mu_p} + \left(\frac{2\mu_n\mu_p}{\mu_n + \mu_p}\right)\frac{kT}{W_N - W_{SC}}p_0 \qquad J_p(y_P) = J_C - \frac{qD_{nE}}{L_{nE}}\frac{p_0^2}{N_{AE}}$$

対称型IGBTの電流飽和領域におけるキャリア分布（３）

P+ コレクタ（薄型エミッタ）とN-ベース接合のN-ベース領域における（y=0）正孔密度 p_0 の導出

$$ap_0^2 + bp_0 + c = 0 \qquad \because J_p(y_N) = J_p(y_P)$$

$$a = \frac{qD_{nE}}{L_{nE}N_{AE}} \qquad b = \left(\frac{2\mu_n\mu_p}{\mu_p + \mu_n}\right)\frac{kT}{W_N - W_{SC}} \qquad c = -\frac{\mu_n}{\mu_n + \mu_p}J_C \quad \Rightarrow \quad p_0 = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$$

p_0 導出 ⇒ 繰り返し計算必要（J_C に $\alpha_{T,PNP}(V_C)$ 依存性があるため）

p_0 導出の簡易方法

仮定：
（１）コレクタ電流はコレクタ電圧で大きく変わらない（電流飽和領域）
（２）ベース輸送ファクター $\alpha_{T,PNP}$=1（N-ベース領域内で再結合無視）
（３）キャリア増倍係数 M=1
⇒ 低コレクタ電圧で正孔密度 p_0 を求めることができる

対称型IGBTの電流飽和領域におけるキャリア分布（4）

p_0 の簡易導出

J$_1$ における注入効率（電流飽和領域）$\gamma_{E,S}$

J_{C0}: 低コレクタ電圧でのコレクタ飽和電流

$$\gamma_{E,S} = \frac{J_p(y_N)}{J_{C0}} = 1 - \frac{J_n(y_N)}{J_{C0}} = 1 - \frac{qD_{nE}}{J_{C0}L_{nE}N_{AE}} p_0^2$$

$$\because J_n(y_N) = J_n(y_P) = \frac{qD_{nE}n_0}{L_{nE}} = \frac{qD_{nE}p_0^2}{L_{nE}N_{AE}}$$

p_0 導出

$$J_{C0} = \frac{J_{B,PNP}}{1-\alpha_{PNP}} = \frac{J_{B,PNP}}{1-\gamma_{E,S}}$$

$$\rightarrow \quad p_0 = \sqrt{\frac{J_{B,PNP}L_{nE}N_{AE}}{qD_{nE}}}$$

p_{SC} と W_{SC}

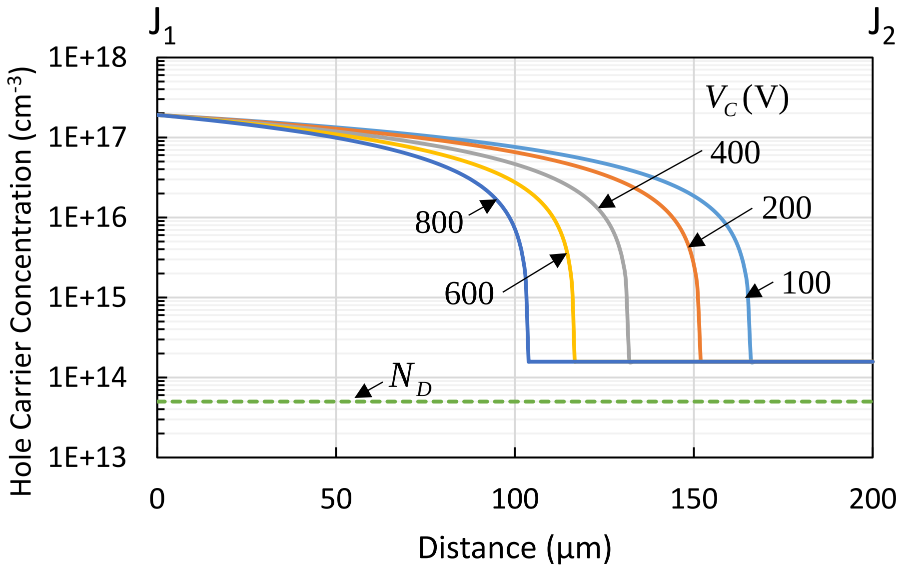
$$p_{SC} = \frac{J_{C0}}{qv_{sat,p}}$$

$$W_{SC} = \sqrt{\frac{2\varepsilon_S V_C}{q(N_D + p_{SC} - n_{SC})}}$$

$$J_{C0} = \frac{2kT}{W_N}\mu_p p_0 + \left(\frac{\mu_n + \mu_p}{\mu_n}\right)\frac{qD_{nE}}{L_{nE}N_{AE}} p_0^2$$

（W_{SC} 無視）

対称型IGBTの電流飽和領域におけるキャリア分布（5）



対称型IGBTの電流飽和領域におけるキャリア分布
（コレクタ電圧：パラメータ）

$N_{AE} = 1\times10^{18}\,\mathrm{cm}^{-3}$

$N_D = 5\times10^{13}\,\mathrm{cm}^{-3}$

$J_{B,PNP} = 153\ \mathrm{A/cm}^2$

$J_{C0} = 252\ \mathrm{A/cm}^2$

$p_0 = 1.9\times10^{17}\,\mathrm{cm}^{-3}$

$p_{SC} = 1.6\times10^{14}\,\mathrm{cm}^{-3}$

$n_{SC} = 9.5\times10^{13}\,\mathrm{cm}^{-3}$

$\gamma_{E,S} = 0.39$

$W_{Cell} = 30\ \mu\mathrm{m}$

$W_N = 200\ \mu\mathrm{m}$

$L_{CH} = 1.5\ \mu\mathrm{m}$

$t_{OX} = 50\ \mathrm{nm}$

$\mu_{ni} = 450\ \mathrm{cm^2V^{-1}s^{-1}}$

$V_G = 6.5\ \mathrm{V}$

$V_{TH} = 5\ \mathrm{V}$

対称型IGBTの出力特性（1）

コレクタ電流密度の V_G, V_C 依存性

$$J_C(V_G,V_C)=\frac{J_{B,PNP}(V_G)}{1-\alpha_{PNP}}=\frac{J_{B,PNP}(V_G)}{1-\left(\gamma_{E,S}\alpha_{T,PNP}M\right)}$$

$\gamma_{E,S}$: V_G 依存性　　$\alpha_{T,PNP}$, M : V_C 依存性

$$\gamma_{E,S}=\frac{J_p(0+)}{J_{C0}}=\frac{J_p(y_N)}{J_{C0}}=1-\frac{qD_{nE}}{J_{C0}L_{nE}N_{AE}}p_0^2 \qquad M=\frac{1}{1-\left(V_C/BV_{SC}\right)^n} \qquad \alpha_{T,PNP}=\frac{J_p(W_N-W_{SC})}{J_p(0+)}$$

$$BV_{SC}=5.24\times 10^{13}\left(N_D-p_{SC}-n_{SC}\right)^{-3/4} \qquad n=5$$

BV_{SC}: 平型 P^+-N接合アバランシェ・ブレークダウン電圧

N-ベース領域内の正孔の連続の式　（定常状態、高レベル注入（n=p））　$L_a=\sqrt{D_a\tau_{HL}}$

$$\frac{d^2p}{dy^2}-\frac{p}{L_a^2}=0$$

境界条件

$p(0)=p_0$　P^+ コレクタとN-ベース接合（J_1）位置（y=0）

$p(W_N-W_{SC})=p_{SC}$　ディープP^+ とN-ベース接合（J_2）のベース領域内の空乏層端

N-ベース領域内の正孔密度

$$p(y)=p_0\cosh\left(\frac{y}{L_a}\right)+\frac{p_{SC}-p_0\cosh\left[\left(W_N-W_{SC}\right)/L_a\right]}{\sinh\left[\left(W_N-W_{SC}\right)/L_a\right]}\sinh\left(\frac{y}{L_a}\right) \qquad W_{SC}=\sqrt{\frac{2\varepsilon_S V_C}{q\left(N_D+p_{SC}-n_{SC}\right)}}$$

対称型IGBTの出力特性（２）

N-ベース領域の電子電流密度

$$J_n(y) = q\mu_n\left[n(y)E(y) + \frac{kT}{q}\frac{dn}{dy}\right]$$

N-ベース領域の正孔電流密度

$$J_p(y) = q\mu_p\left[p(y)E(y) - \frac{kT}{q}\frac{dp}{dy}\right]$$

N-ベース領域の電界

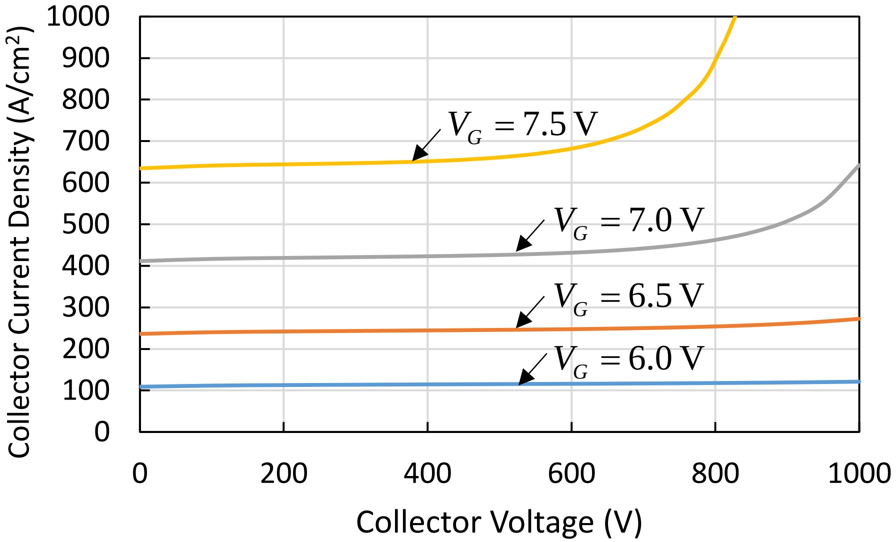
$$E(y) = \frac{J_C}{qp(y)\left(\mu_n + \mu_p\right)} - \frac{kT}{q}\left(\frac{\mu_n - \mu_p}{\mu_n + \mu_p}\right)\frac{1}{p(y)}\frac{dp}{dy} \qquad \because J_n(y) + J_p(y) = J_C,\ n(y) = p(y)$$

yにおける正孔電流密度（$E(y)$を$J_p(y)$に代入）

$$J_p(y) = \frac{\mu_p J_C}{\mu_n + \mu_p} - 2qD_p\left(\frac{\mu_n}{\mu_n + \mu_p}\right)\frac{dp}{dy}$$

$$\Rightarrow \quad J_p(W_N - W_{SC}) \cong \left\{\frac{\mu_p}{\mu_n + \mu_p} + \left(\frac{\mu_n}{\mu_n + \mu_p}\right)\frac{K_S}{\cosh\left[\left(W_N - W_{SC}\right)/L_a\right]}\right\}J_C \qquad K_S = \left(\frac{\mu_n + \mu_p}{\mu_n}\right)\gamma_{E,S} - \frac{\mu_p}{\mu_n}$$

対称型IGBTの出力特性（3）



対称型IGBTの出力特性

$N_{AE} = 1\times10^{18}\,\mathrm{cm}^{-3}$

$N_D = 5\times10^{13}\,\mathrm{cm}^{-3}$

$t_{OX} = 50\,\mathrm{nm}$

$\mu_{ni} = 450\,\mathrm{cm}^2\mathrm{V}^{-1}\mathrm{s}^{-1}$

$W_{Cell} = 30\,\mu\mathrm{m}$

$W_N = 200\,\mu\mathrm{m}$

$L_{CH} = 1.5\,\mu\mathrm{m}$

$V_{TH} = 5\,\mathrm{V}$

$\gamma_{E,S} = 0.43〜0.36\ (V_G = 6.0〜7.5\,\mathrm{V})$

$\alpha_{T,PNP} \approx 0.87〜0.98$

$V_G = 6.0\,\mathrm{V},\ p_{SC} = 7.49\times10^{13}\ \mathrm{cm}^{-3},\ BV_{SC} = 1913\ \mathrm{V}$

$V_G = 6.5\,\mathrm{V},\ p_{SC} = 1.57\times10^{14}\ \mathrm{cm}^{-3},\ BV_{SC} = 1522\ \mathrm{V}$

$V_G = 7.0\,\mathrm{V},\ p_{SC} = 2.70\times10^{14}\ \mathrm{cm}^{-3},\ BV_{SC} = 1222\ \mathrm{V}$

$V_G = 7.5\,\mathrm{V},\ p_{SC} = 4.12\times10^{14}\ \mathrm{cm}^{-3},\ BV_{SC} = 996\ \mathrm{V}$

対称型IGBTの出力抵抗（1）

コレクタ電流密度

$$J_C(V_G,V_C)=\frac{J_{B,PNP}(V_G)}{1-\alpha_{PNP}}=\frac{J_{B,PNP}(V_G)}{1-(\gamma_{E,S}\alpha_{T,PNP}M)}$$

$\gamma_{E,S}$: V_G 依存性　　$\alpha_{T,PNP}$, M : V_C 依存性

低いコレクタ電圧 ⇒ コレクタ電流は $\alpha_{T,PNP}(V_C)$に依存（∵M≒1）

高いコレクタ電圧 ⇒ コレクタ電流は $M(V_C)$に依存（∵ $\alpha_{T,PNP}(V_C)$ ≒1）

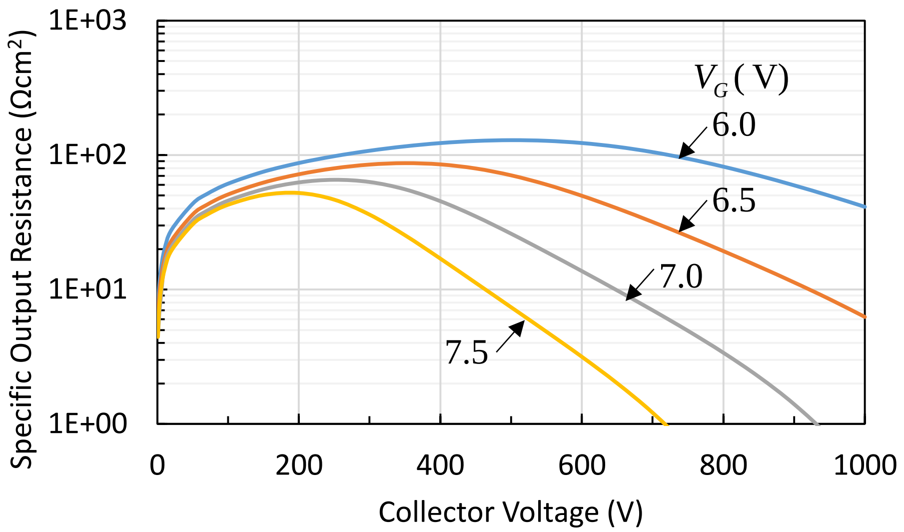
$$J_C(V_G,V_C)=\frac{J_{B,PNP}(V_G)\left(BV_{SC}^n-V_C^n\right)}{\left(1-\gamma_{E,S}\alpha_{T,PNP}\right)BV_{SC}^n-V_C^n} \qquad \because M=\frac{1}{1-\left(V_C/BV_{SC}\right)^n}$$

特性出力抵抗

$$R_{O,SP}=\left(\frac{dJ_C}{dV_C}\right)^{-1}=\frac{\left[\left(1-\gamma_{E,S}\right)BV_{SC}^n-V_C^n\right]^2}{\gamma_{E,S}J_{B,PNP}BV_{SC}^n\left[n\alpha_{T,PNP}V_C^{n-1}+\left(BV_{SC}^n-V_C^n\right)\left(d\alpha_{T,PNP}/dV_C\right)\right]}$$

$$\frac{d\alpha_{T,PNP}}{dV_C}=\frac{1}{\gamma_{E,S}L_a}\left(\frac{\mu_n}{\mu_n+\mu_p}\right)K_S\,\frac{\tanh\left[\left(W_N-W_{SC}\right)/L_a\right]}{\cosh\left[\left(W_N-W_{SC}\right)/L_a\right]}\sqrt{\frac{\varepsilon_S}{2q\left(N_D+p_{SC}-n_{SC}\right)V_C}}$$

対称型IGBTの出力抵抗（2）



対称型IGBTの特性出力抵抗

$N_{AE} = 1\times10^{18}\,\mathrm{cm}^{-3}$　　$W_{Cell} = 30\,\mu\mathrm{m}$

$N_D = 5\times10^{13}\,\mathrm{cm}^{-3}$　　$W_N = 200\,\mu\mathrm{m}$

$L_{CH} = 1.5\,\mu\mathrm{m}$

$t_{OX} = 50\,\mathrm{nm}$

$\mu_{ni} = 450\,\mathrm{cm}^2\mathrm{V}^{-1}\mathrm{s}^{-1}$　　$V_{TH} = 5\,\mathrm{V}$

$\gamma_{E,S} = 0.43〜0.36 \ (V_G = 6.0〜7.5\,\mathrm{V})$

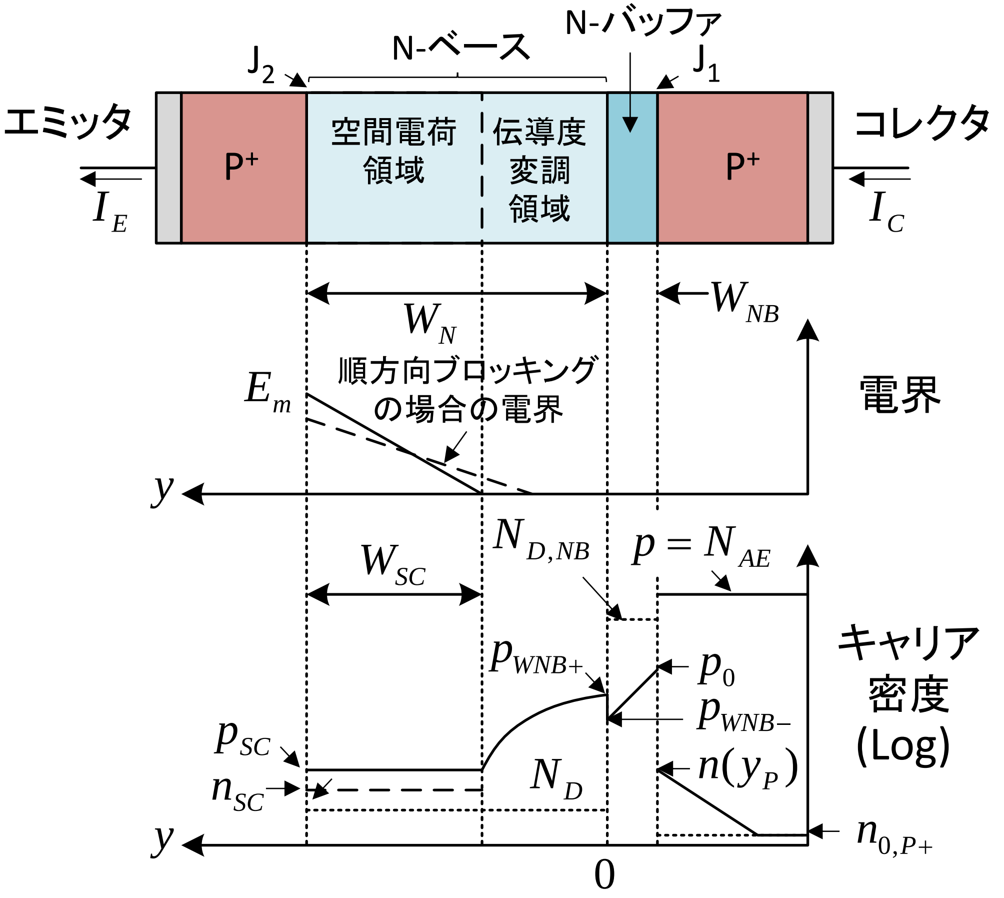
$\alpha_{T,PNP} \approx 0.87〜0.98$

特性出力抵抗

低コレクタ電圧：$\alpha_{T,PNP}$ に依存して増大

高コレクタ電圧：M に依存して減少

非対称型IGBTの電流飽和領域におけるキャリア分布（1）



非対称IGBTの電界とキャリア分布（パンチスルー前）

空間電荷領域内の電子と正孔密度

$$n_{SC} = \frac{J_{n,PNP}}{qv_{sat,n}} = \frac{\mu_{ni}C_{OX}}{qv_{sat,n}W_{Cell}L_{CH}}(V_G - V_{TH})^2 \qquad p_{SC} = \frac{J_C}{qv_{sat,p}}$$

∵ PNP ベース電流（飽和電流）

$$\Rightarrow J_{B,PNP} = J_{n,PNP} = \frac{I_{DSAT}}{(W_{Cell}/2)Z} = \frac{\mu_{ni}C_{OX}}{W_{Cell}L_{CH}}(V_G - V_{TH})^2$$

N-ベース領域内の正孔の連続の式

（定常状態、高レベル注入（n=p））

$$\frac{d^2p}{dy^2} - \frac{p}{L_a^2} = 0 \qquad L_a = \sqrt{D_a\tau_{HL}}$$

境界条件

$$\begin{cases} p(W_{NB}+) = p_{WNB+} \\ p(W_N - W_{SC}) = p_{SC} \end{cases}$$

$p(W_{NB}+) = p_{WNB+}$：N-ベースとN-バッファ接合界面のN-ベース側

$p(W_N - W_{SC}) = p_{SC}$：ディープP+ とN-ベース接合（J2）のベース領域内の空乏層端

非対称型IGBTの電流飽和領域におけるキャリア分布（2）

N-ベース領域内の正孔密度　$W_{NB+} \Rightarrow y = 0$

$$p(y) = p_{WNB+}\cosh\left(\frac{y}{L_a}\right) + \frac{p_{SC} - p_{WNB+}\cosh\left[\left(W_N - W_{SC}\right)/L_a\right]}{\sinh\left[\left(W_N - W_{SC}\right)/L_a\right]}\sinh\left(\frac{y}{L_a}\right) \qquad W_{SC} = \sqrt{\frac{2\varepsilon_S V_C}{q\left(N_D + p_{SC} - n_{SC}\right)}}$$

N-ベース領域の電子電流密度

$$J_n(y) = q\mu_n\left[n(y)E(y) + \frac{kT}{q}\frac{dn}{dy}\right]$$

N-ベース領域の正孔電流密度

$$J_p(y) = q\mu_p\left[p(y)E(y) - \frac{kT}{q}\frac{dp}{dy}\right]$$

N-ベース領域の電界

$$E(y) = \frac{J_C}{qp(y)\left(\mu_n + \mu_p\right)} - \frac{kT}{q}\left(\frac{\mu_n - \mu_p}{\mu_n + \mu_p}\right)\frac{1}{p(y)}\frac{dp}{dy} \qquad \because J_n(y) + J_p(y) = J_C,\ n(y) = p(y)$$

yにおける正孔電流密度（$E(y)$を$J_p(y)$に代入）

$$J_p(y) = \frac{\mu_p J_C}{\mu_n + \mu_p} - 2qD_p\left(\frac{\mu_n}{\mu_n + \mu_p}\right)\frac{dp}{dy}$$

非対称型IGBTの電流飽和領域におけるキャリア分布（3）

N-ベースとN-バッファ接合界面のN-ベース側の正孔密度

$$p_{WNB+} = \frac{K_{AS} J_C L_a}{2qD_p} \tanh\left[\left(W_N - W_{SC}\right)/L_a\right] \qquad K_{AS} = \left(\frac{\mu_n + \mu_p}{\mu_n}\right)\gamma_{E,S} e^{-\left(W_{NB}/L_{p,NB}\right)} - \frac{\mu_p}{\mu_n} \quad \Rightarrow K_{AS} = \gamma_{E,S} e^{-\left(W_{NB}/L_{p,NB}\right)}$$

$$\because J_p(W_{NB}+) = J_p(W_{NB}-) \qquad (p_{SC} \text{ 無視}) \qquad \because J_p(W_{NB}+) = -2qD_p \frac{dp}{dy}$$

$$J_p(W_{NB}+) = \frac{\mu_p J_C}{\mu_n + \mu_p} - \frac{2qD_p}{L_a}\left(\frac{\mu_n}{\mu_n + \mu_p}\right)\left\{\frac{p_{SC} - p_{WNB+} \cosh\left[\left(W_N - W_{SC}\right)/L_a\right]}{\sinh\left[\left(W_N - W_{SC}\right)/L_a\right]}\right\}$$

$$J_p(W_{NB}-) = \gamma_{E,S} J_C e^{-\left(W_{NB}/L_{p,NB}\right)} \qquad \gamma_{E,S} = \frac{D_{p,NB} p_{0,NB} L_{n,P+}}{D_{p,NB} p_{0,NB} L_{n,P+} + D_{n,P+} n_{0,P+} L_{p,NB}}$$

∵ N-バッファ領域：低レベル注入

パンチスルー前：コレクタ電圧 V_C 増大 ⇒ 空間電荷領域 W_{SC} 増大 ⇒ p_{WNB+} 減少

低コレクタ電圧でのコレクタ飽和電流一定: $J_C \rightarrow J_{C0}$ (at W_{SC}=0) $\rightarrow p_{WNB+}$ を求めることが可能

非対称型IGBTの電流飽和領域におけるキャリア分布（4）

N-バッファ領域内の正孔密度（N-バッファ領域：低レベル注入）　（P+ コレクタとN-バッファ界面→ y=0）

$$p(y) = p_0 e^{-y/L_{p,NB}} \qquad p_0 = \frac{p_{0,NB} J_{C0} L_{n,P+} L_{p,NB}}{q\left(D_{p,NB}\, p_{0,NB} L_{n,P+} + D_{n,P+} n_{0,P+} L_{p,NB}\right)}$$

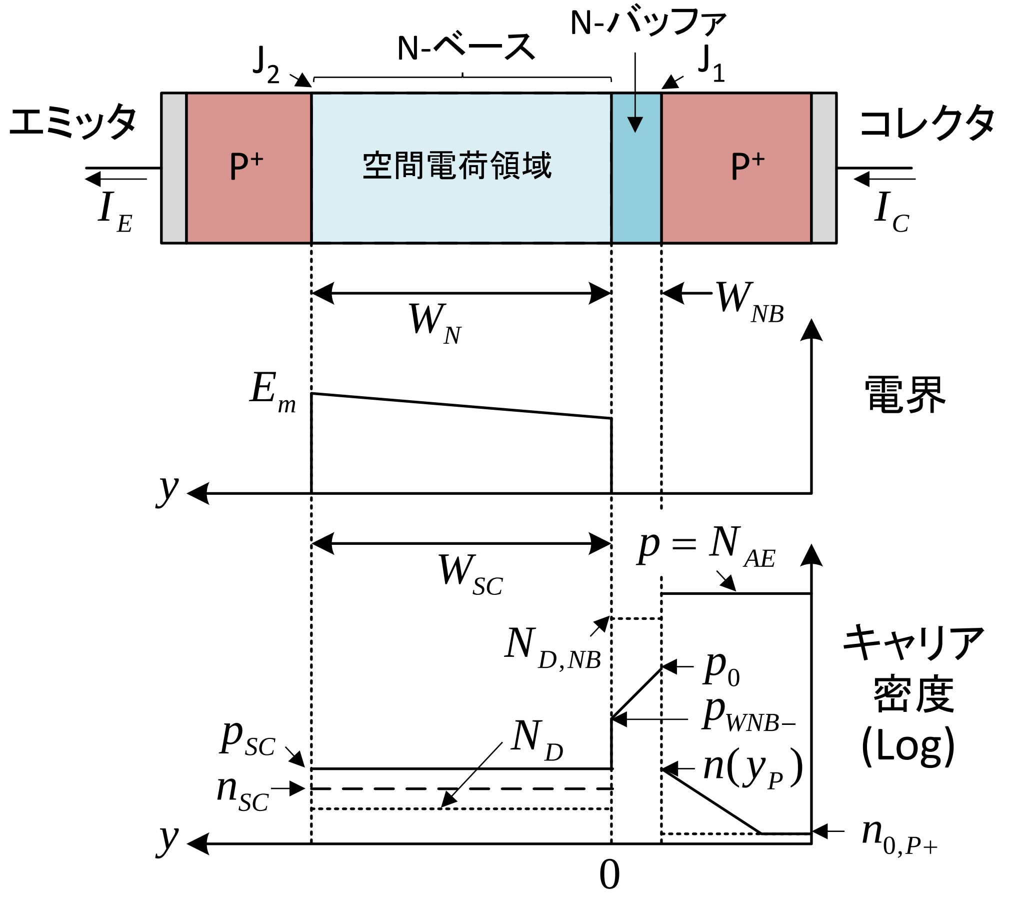
J_{C0} (at W_{SC}=0)の導出（低コレクタ電圧）

$$J_{C0} = \frac{J_{B,PNP}}{1-\alpha_{PNP,0}} \qquad \alpha_{PNP,0} = \gamma_{E,S}\alpha_{T,0} = \gamma_{E,S}\alpha_{T,N-Buffer}\alpha_{T,N-Base,0}$$

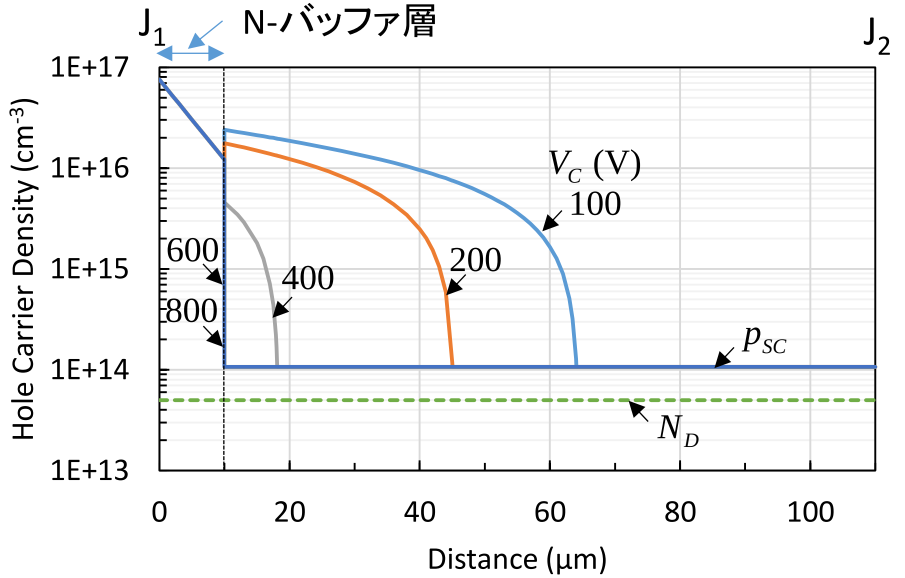
$$\alpha_{T,N-Buffer} = \frac{J_p(W_{NB}-)}{J_p(y_N)} = \frac{\gamma_E J_C e^{-W_{NB}/L_{p,NB}}}{\gamma_E J_C} = e^{-W_{NB}/L_{p,NB}} \qquad \alpha_{T,N-Base,0} = \frac{J_p(W_N)}{J_p(W_{NB}+)}$$

$$J_p(W_{NB}+) = \left[\frac{\mu_p}{\mu_n+\mu_p} + \frac{\mu_n}{\mu_n+\mu_p}K_{AS}\right]J_C \qquad J_p(W_N) = \left[\frac{\mu_p}{\mu_n+\mu_p} + \frac{\mu_n}{\mu_n+\mu_p}\frac{K_{AS}}{\cosh\left(W_N/L_a\right)}\right]J_C$$

非対称型IGBTの電流飽和領域におけるキャリア分布（5）



非対称IGBTの電界とキャリア分布（パンチスルー後）



非対称IGBTの電流飽和領域におけるキャリア分布

$W_N = 100\ \mu\mathrm{m}$　$W_{NB} = 10\ \mu\mathrm{m}$　$W_{Cell} = 30\ \mu\mathrm{m}$　$L_{CH} = 1.5\ \mu\mathrm{m}$

$N_{AE} = 1\times10^{19}\ \mathrm{cm^{-3}}$　$N_{NB} = 1\times10^{17}\ \mathrm{cm^{-3}}$　$N_D = 5\times10^{13}\ \mathrm{cm^{-3}}$

$\tau_{HL} = 2\ \mu\mathrm{s}$　（N- ベース領域）　$V_G = 6.5\ \mathrm{V}$　$V_{TH} = 5\ \mathrm{V}$

$\gamma_{E,S} = 0.78$　$\alpha_{T,N-buffer} = 0.16$　$\alpha_{T,N-Base,0} = 0.85$　$\alpha_{PNP,0} = 0.11$

$J_{C0} = 171\ \mathrm{A/cm^2}$　$J_{B,PNP} = 153\ \mathrm{A/cm^2}$

$p_{SC} = 1.1\times10^{14}\ \mathrm{cm^{-3}}$　$n_{SC} = 9.5\times10^{13}\ \mathrm{cm^{-3}}$　$p_0 = 7.6\times10^{16}\ \mathrm{cm^{-3}}$

非対称型IGBTの出力特性（1）

コレクタ電流密度の V_G, V_C 依存性

$$J_C(V_G, V_C) = \frac{J_{B,PNP}(V_G)}{1-\alpha_{PNP}} = \frac{J_{B,PNP}(V_G)}{1-\left(\gamma_{E,S}\alpha_{T,PNP}M\right)}$$

$\gamma_{E,S}$: 電圧依存性なし

$\alpha_{T,N\text{-}Buffer}$: 電圧依存性なし

$\alpha_{T,N\text{-}base}$: V_C 依存性（パンチスルー前）
1（パンチスルー後）

M : V_C 依存性あり
≒1（パンチスルー前)

$$\alpha_{T,PNP} = \alpha_{T,N-Buffer}\alpha_{T,N-Base} \qquad \alpha_{T,N-Base} = \frac{J_p(W_N - W_{SC})}{J_p(W_{NB}+)}$$

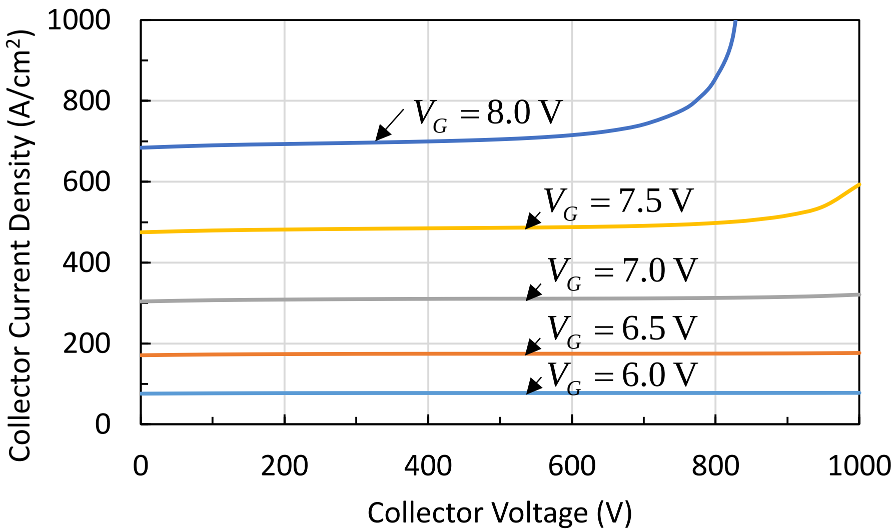
$$M = \frac{1}{1-\left(V_{NPT}/BV_{SC}\right)^n} \qquad BV_{SC} = 5.24\times10^{13}\left(N_D - p_{SC} - n_{SC}\right)^{-3/4} \qquad n = 5$$

BV_{SC}: 平型 P^+-N接合アバランシェ・ブレークダウン電圧

$$V_{NPT} = \frac{\varepsilon_S}{2qN_D}\left[\frac{V_C}{W_N} + \frac{q\left(N_D + p_{SC} - n_{SC}\right)W_N}{2\varepsilon_S}\right]^2$$

$$J_p(W_N - W_{SC}) = \left[\frac{\mu_p}{\mu_n+\mu_p} + \frac{\mu_n}{\mu_n+\mu_p}\frac{K_{AS}}{\cosh\left[\left(W_N - W_{SC}\right)/L_a\right]}\right]J_C$$

非対称型IGBTの出力特性（2）



非対称型IGBTの出力特性

$W_N = 100\ \mu\mathrm{m}$　$W_{NB} = 10\ \mu\mathrm{m}$

$W_{Cell} = 30\ \mu\mathrm{m}$　$L_{CH} = 1.5\ \mu\mathrm{m}$

$N_{AE} = 1\times10^{19}\ \mathrm{cm}^{-3}$　$N_{NB} = 1\times10^{17}\ \mathrm{cm}^{-3}$

$N_D = 5\times10^{13}\ \mathrm{cm}^{-3}$

$V_{TH} = 5\ \mathrm{V}$　$\tau_{HL} = 2\ \mu\mathrm{s}$ （N- ベース領域）

V_G の上昇と伴にパンチスルー電圧 V_{PH} の上昇は、
空間電荷領域内の正孔密度 p_{SC} の上昇による。
⇒コレクタ電圧の上昇に対し飽和コレクタ電流は
緩やかに上昇する。

$V_G = 6.0\ \mathrm{V},\ p_{SC} = 4.74\times10^{13}\ \mathrm{cm}^{-3},\ BV_{SC} = 2593\ \mathrm{V}, V_{PT} = 425\ \mathrm{V}$

$V_G = 6.5\ \mathrm{V},\ p_{SC} = 1.07\times10^{14}\ \mathrm{cm}^{-3},\ BV_{SC} = 2391\ \mathrm{V}, V_{PT} = 474\ \mathrm{V}$

$V_G = 7.0\ \mathrm{V},\ p_{SC} = 1.90\times10^{14}\ \mathrm{cm}^{-3},\ BV_{SC} = 2161\ \mathrm{V}, V_{PT} = 542\ \mathrm{V}$

$V_G = 7.5\ \mathrm{V},\ p_{SC} = 2.97\times10^{14}\ \mathrm{cm}^{-3},\ BV_{SC} = 1931\ \mathrm{V}, V_{PT} = 630\ \mathrm{V}$

$V_G = 8.0\ \mathrm{V},\ p_{SC} = 4.28\times10^{14}\ \mathrm{cm}^{-3},\ BV_{SC} = 1716\ \mathrm{V},\ V_{PT} = 737\ \mathrm{V}$

非対称型IGBTの出力抵抗（1）

コレクタ電流密度

$$J_C(V_G,V_C)=\frac{J_{B,PNP}(V_G)}{1-\alpha_{PNP}}=\frac{J_{B,PNP}(V_G)}{1-\left(\gamma_{E,S}\alpha_{T,PNP}M\right)} \qquad \alpha_{T,PNP}=\alpha_{T,N-Buffer}\alpha_{T,N-Base}$$

パンチスルー前⇒ コレクタ電流は $\alpha_{T,N\text{-}Base}(V_C)$に依存（∵M≒1）

パンチスルー後⇒ コレクタ電流は $M(V_C)$に依存（∵ $\alpha_{T,PNP}(V_C)=1$）

$\gamma_{E,S}$: 電圧依存性なし

$\alpha_{T,N\text{-}Buffer}$: 電圧依存性なし

パンチスルー前の特性出力抵抗 $R_{O,SP}$

$$R_{O,SP}=\left(\frac{dJ_C}{dV_C}\right)^{-1}=\frac{\left(1-\gamma_{E,S}\alpha_{T,N-Buffer}\alpha_{T,N-Base}\right)^2}{\gamma_{E,S}\alpha_{T,N-Buffer}J_{B,PNP}\left(d\alpha_{T,N-Base}/dV_C\right)}$$

$$\frac{d\alpha_{T,N-Base}}{dV_C}=\frac{J_{C0}}{L_aJ_p(W_{NB}+)}\left(\frac{\mu_nK_{AS}}{\mu_n+\mu_p}\right)\frac{\tanh\left[\left(W_N-W_{SC}\right)/L_a\right]}{\cosh\left[\left(W_N-W_{SC}\right)/L_a\right]}\sqrt{\frac{\varepsilon_S}{2q\left(N_D+p_{SC}-n_{SC}\right)V_C}}$$

$$J_p\left(W_{NB}+\right)=J_p\left(W_{NB}-\right)=\gamma_{E,S}e^{-W_{NB}/L_{P,NB}}J_{C0}$$

非対称型IGBTの出力抵抗（２）

パンチスルー後の特性出力抵抗 $R_{O,SP}$

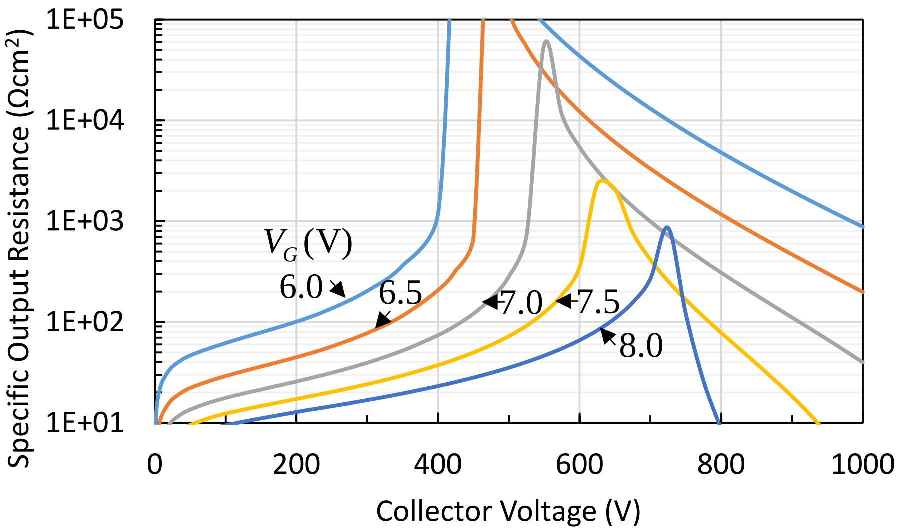
$$J_C(V_G,V_C)=\frac{J_{B,PNP}(V_G)\left(BV_{SC}^n-V_{NPT}^n\right)}{\left(1-\gamma_{E,S}\alpha_{T,N-Buffer}\right)BV_{SC}^n-V_{NPT}^n} \qquad \because M=\frac{1}{1-\left(V_{NPT}/BV_{SC}\right)^n}$$

パンチスルー後の特性出力抵抗

$$R_{O,SP}=\left(\frac{dJ_C}{dV_C}\right)^{-1}=\frac{\left[\left(1-\gamma_{E,S}\alpha_{T,N-Buffer}\right)BV_{SC}^n-V_{NPT}^n\right]^2}{n\gamma_{E,S}\alpha_{T,N-Buffer}J_{B,PNP}BV_{SC}^nV_{NPT}^{n-1}\left(dV_{NPT}/dV_C\right)}$$

$$\frac{dV_{NPT}}{dV_C}=\frac{\varepsilon_S}{qN_DW_N}\left[\frac{V_C}{W_N}-\frac{q\left(N_D+p_{SC}-n_{SC}\right)W_N}{2\varepsilon_S}\right]$$

非対称型IGBTの出力抵抗(3)



非対称型IGBTの特性出力抵抗

$W_N = 100\ \mu\mathrm{m}$ $W_{NB} = 10\ \mu\mathrm{m}$

$W_{Cell} = 30\ \mu\mathrm{m}$ $L_{CH} = 1.5\ \mu\mathrm{m}$

$N_{AE} = 1\times10^{19}\ \mathrm{cm}^{-3}$ $N_{NB} = 1\times10^{17}\ \mathrm{cm}^{-3}$

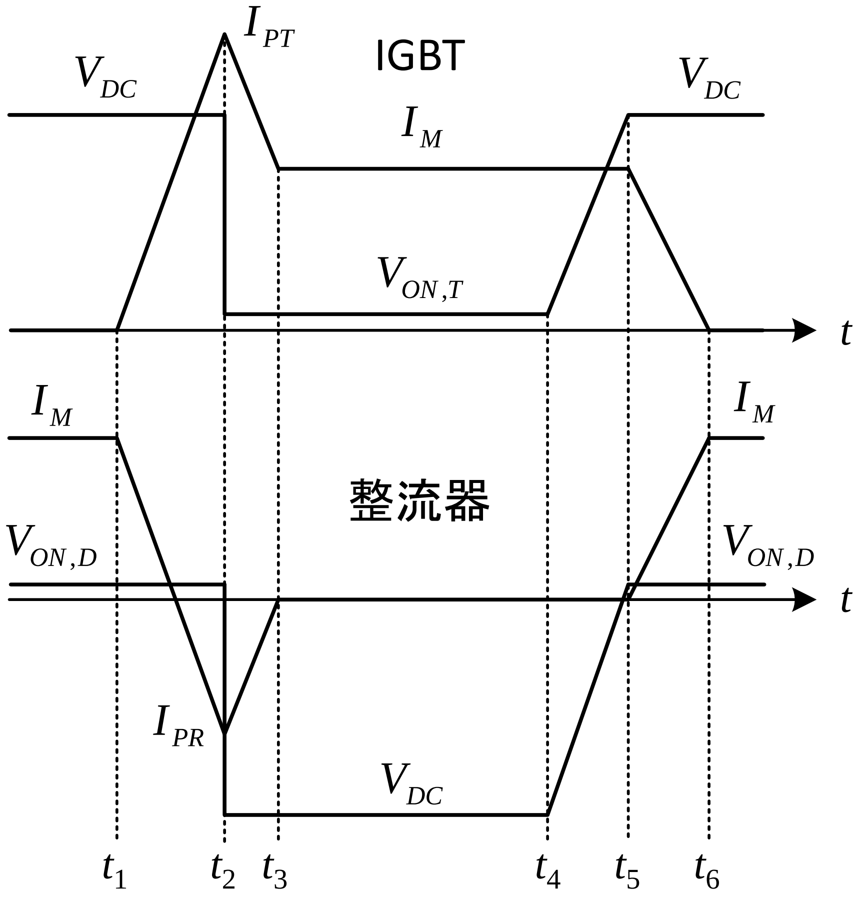
$N_D = 5\times10^{13}\ \mathrm{cm}^{-3}$

$V_{TH} = 5\ \mathrm{V}$ $\tau_{HL} = 2\ \mu\mathrm{s}$ (N- ベース領域)

低コレクタ電圧領域(パンチスルー前)でコレクタ電圧上昇
⇒特性出力抵抗上昇(空間電荷領域拡大:$\alpha_{T,N\text{-}Base}(V_C)$上昇)

高コレクタ電圧領域(パンチスルー後)でコレクタ電圧上昇
⇒特性出力抵抗低下(キャリア増倍係数 $M(V_C)$ 増大)

スイッチング特性（ターンオン）（１）



モータ制御回路の中のターンオン・オフ時のIGBTと整流器の電圧電流波形

ターンオン時にドリフト領域へ注入される過剰多数キャリア密度 δn

$$\frac{\partial \delta n}{\partial t} = \frac{1}{q}\frac{\partial J_n}{\partial y} - \frac{\delta n}{\tau_n} \quad \Rightarrow \frac{\partial \delta n}{\partial t} = D_n \frac{\partial^2 \delta n}{\partial y^2} - \frac{\delta n}{\tau_n} \quad \because J_n = qD_n \frac{\partial \delta n}{\partial y}$$

$$\Rightarrow \frac{\partial \delta n(y,t)}{\partial t} = D_n \frac{\partial^2 \delta n(y,t)}{\partial y^2}$$

∵仮定：ターンオンの期間
再結合なし

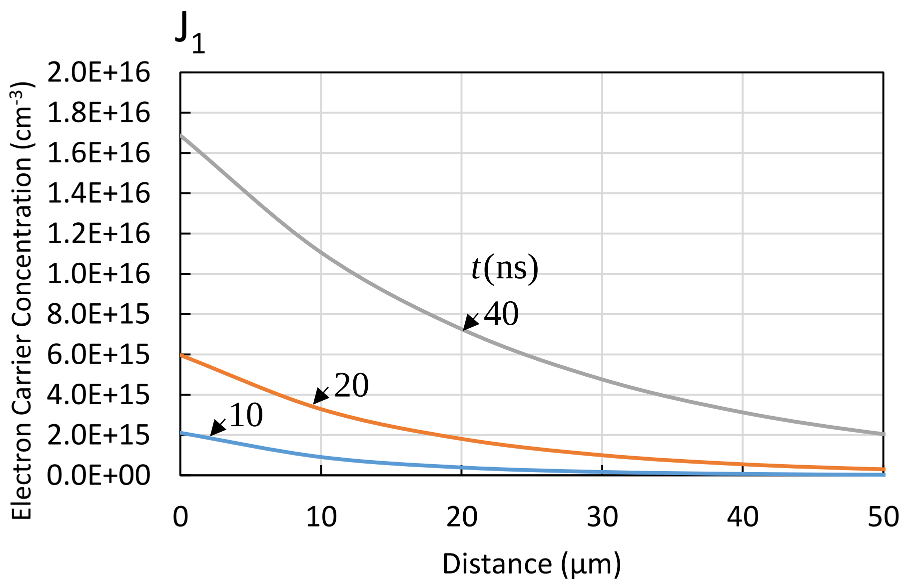
$$\Rightarrow \delta n(y,t) = A(t) e^{-\left(y/\sqrt{4D_n t}\right)}$$

P⁺ コレクタとN-ベース接合 J_1（y=0）で高レベル注入の場合

$$J = J_n(0) = 2qD_n \left(\frac{\partial \delta n}{\partial y}\right)_{y=0} \quad \Rightarrow \quad J = 2qD_n \frac{A(t)}{\sqrt{4D_n t}}$$

ターンオン（フォワード・リカバリ）時
（電流立上り期間が再結合ライフタイムより短い場合）
⇒IGBTのドリフト領域で伝導度変調の発生なし
⇒電圧波形にオーバーシュート発生

スイッチング特性（ターンオン）（２）



対称IGBTフォワード・リカバリの間の電子密度分布

電流 Ramp rate= $2\times10^{9}\ \mathrm{Acm^{-2}s^{-1}}$ $N_D = 5\times10^{13}\ \mathrm{cm^{-3}}$

N-ベース長（ドリフト長）=200 μm

電子密度分布（ターンオン時線形に電流が上昇）

$J = at$ a: 定数（Ramp rate）

$$\Rightarrow A(t) = \frac{at^{3/2}}{q\sqrt{D_n}} \qquad \Rightarrow \delta n(y,t) = \frac{at^{3/2}}{q\sqrt{D_n}} e^{-\left(y/\sqrt{4D_n t}\right)}$$

$$\Rightarrow n(y,t) = \delta n(y,t) + N_D = \frac{at^{3/2}}{q\sqrt{D_n}} e^{-\left(y/\sqrt{4D_n t}\right)} + N_D$$

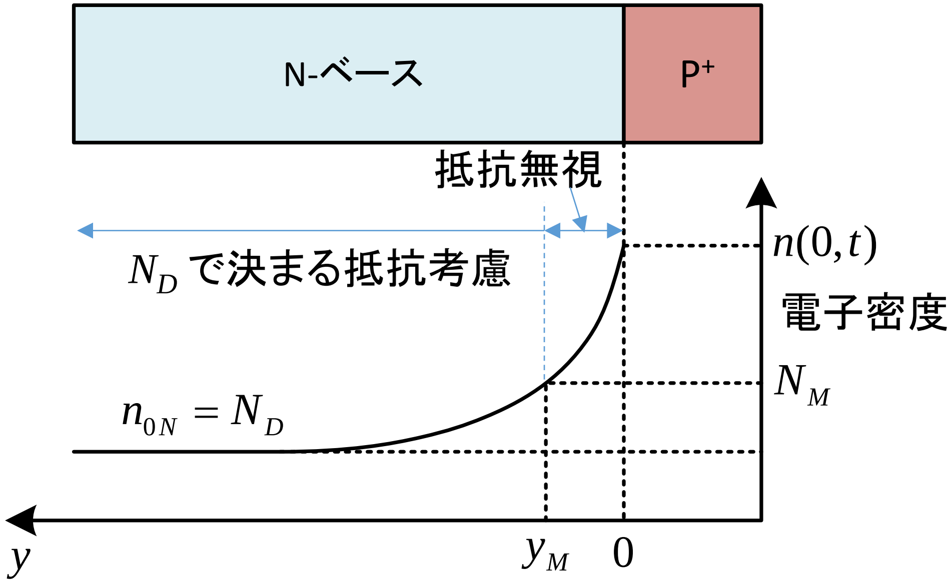
y における抵抗

$$dR = \rho(y)dy = \frac{dy}{q\mu_n(y,t)n(y,t)}$$

$$R_{N-Base} = \int_0^{W_N} dR = \int_0^{W_N} \frac{dy}{q\mu_n(y,t)n(y,t)}$$

⇒ 解析的に解けない

スイッチング特性（ターンオン）（3）



N_M: 伝導度変調電子密度

ターンオン時のN-ベース抵抗を解析的に解く簡易方法

- 伝導度変調領域の抵抗無視

  伝導度変調領域の定義 $\Rightarrow n \geq N_M \ (0 \leq y \leq y_M)$

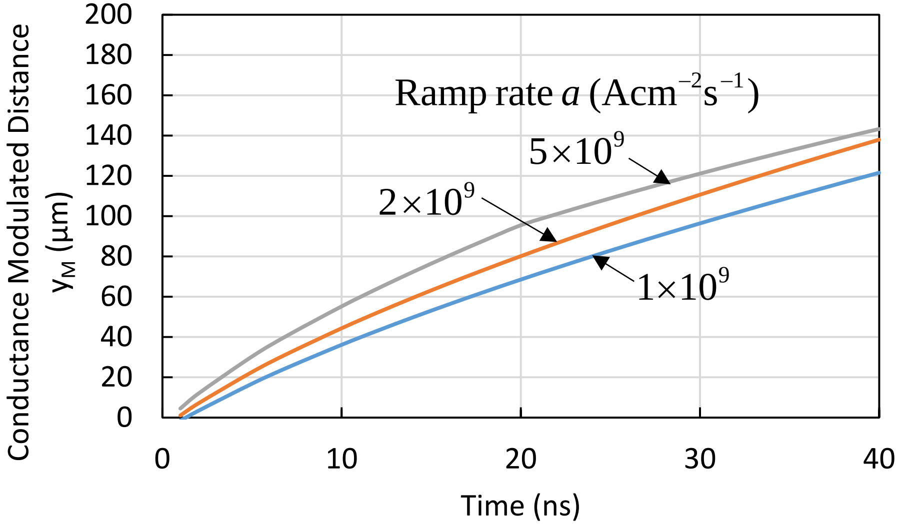
$$y_M(t) = \sqrt{4D_n t}\ \ln\left[\frac{a t^{3/2}}{q\sqrt{D_n}\left(N_M - N_D\right)}\right]$$

- 伝導度変調領域以外の領域の抵抗考慮

- N-ベース（ドリフト）領域の電圧降下

$$v_D(t) = R_{N-Base}(t) J_F(t)$$

スイッチング特性（ターンオン）（4）



対称型IGBTターンオン（フォワード・リカバリ）時における
ドリフト領域の伝導度変調領域の成長

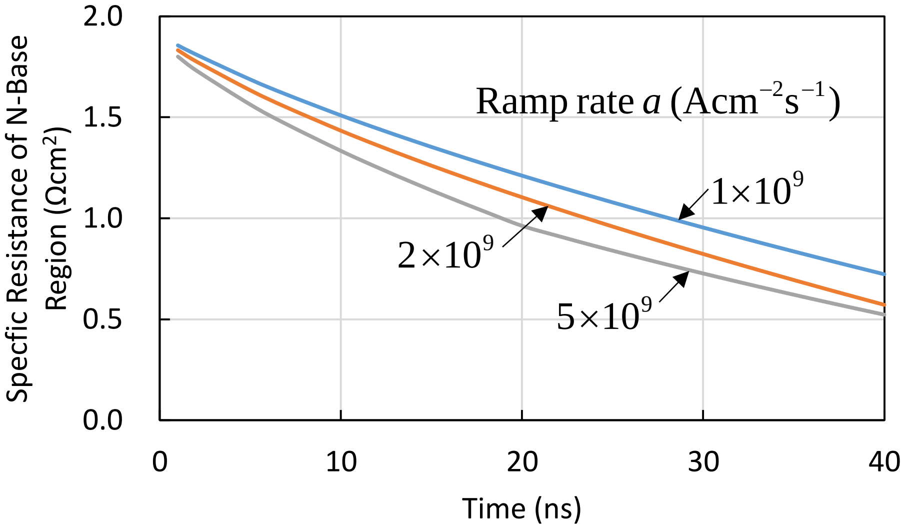
$$N_D = 5\times10^{13}\ \mathrm{cm}^{-3}$$

$$N_M = 1\times10^{14}\ \mathrm{cm}^{-3}$$

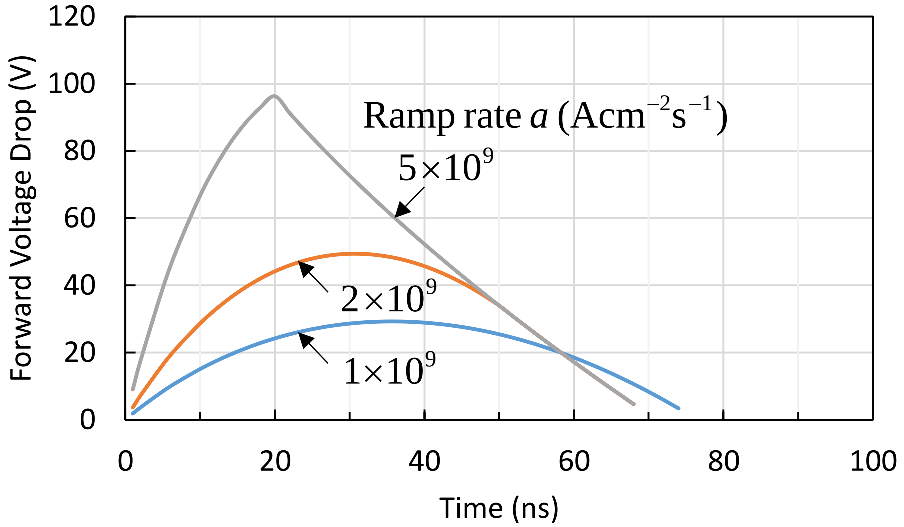
オン状態のコレクタ電流 = 100 A/cm^2

Ramp rate 5 × 10^9 Acm^{-2}s^{-1}の場合
⇒ t=20 nsで100 Acm^{-2}に到達

スイッチング特性（ターンオン）（５）



対称型IGBTターンオン（フォワード・リカバリ）時における
ドリフト領域の特性抵抗の時間変化



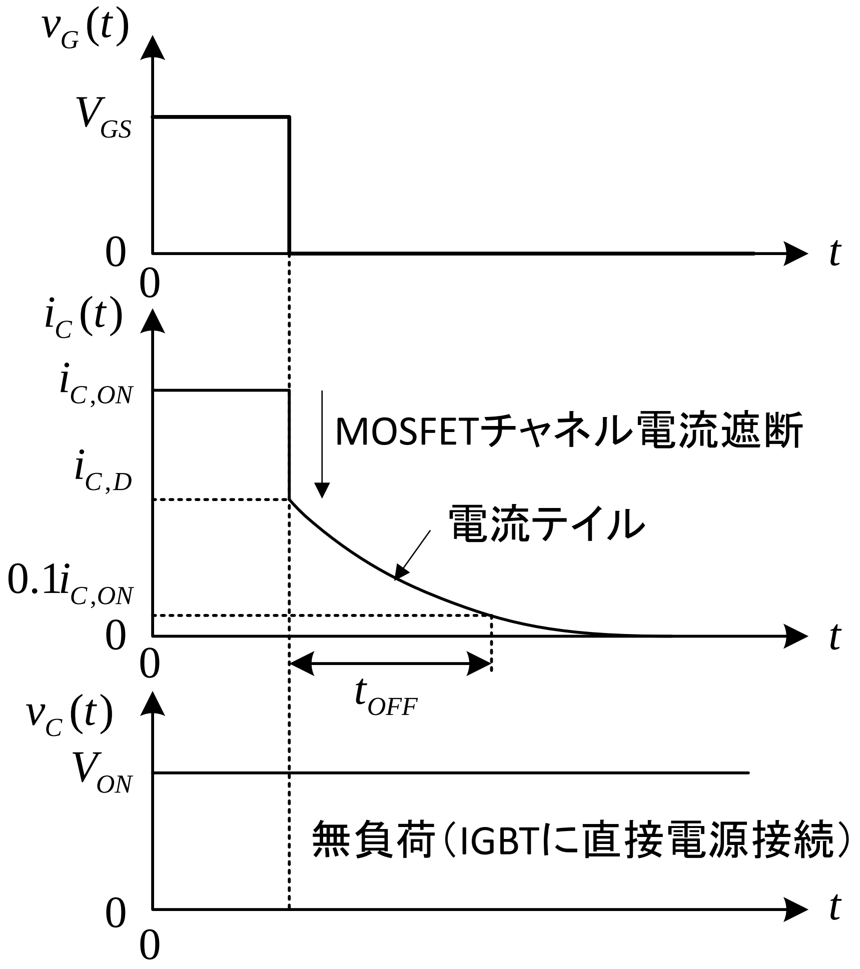
対称型IGBTターンオン（フォワード・リカバリ）時における
ドリフト領域の順方向電圧降下の時間変化

Ramp rate 5×10^9 $Acm^{-2}s^{-1}$の場合 ⇒ t=20 nsで100 Acm^{-2}に到達
Ramp rate 2×10^9 $Acm^{-2}s^{-1}$の場合 ⇒ t=50 nsで100 Acm^{-2}に到達

Ramp rateの上昇ともに電圧降下のピーク値も上昇

（この電圧降下のオーバーシュートは
少数キャリアのライフタイムには関係しない）

スイッチング特性（ターンオフ：無負荷の場合）



MOSFETのチャネル電流 $I_{B,PNP}$
（IGBT内部のPNPトランジスタのベース駆動電流）
$\Rightarrow$ ターンオフ時すぐに遮断

コレクタ電流 I_C
（IGBT内部のPNPトランジスタのエミッタ電流）
⇒コレクタ電流瞬時低下

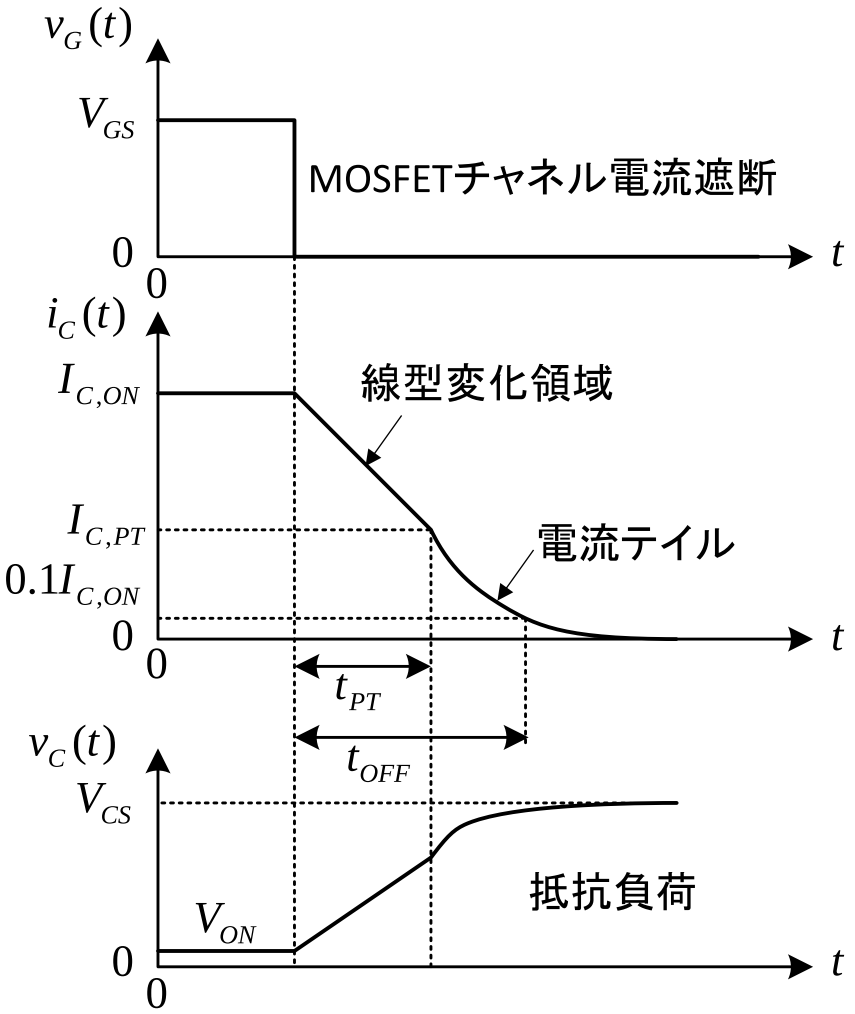
$$I_C = \frac{I_{B,PNP}}{1-\alpha_{PNP,0}} \qquad \Rightarrow I_{B,PNP} = I_C\left(1-\alpha_{PNP,0}\right)$$

瞬時低下後の I_C

$\alpha_{PNP,0}=\gamma_E\alpha_T$: 低コレクタ電圧時のベース接地電流利得

⇒コレクタ電流テイル
時定数：非対称型IGBTの場合、N-バッファ層内の
再結合ライフタイムに依存（蓄積電荷の消滅）

スイッチング特性（ターンオフ：抵抗負荷の場合）（1）



非対称IGBTの抵抗負荷ターンオフ特性

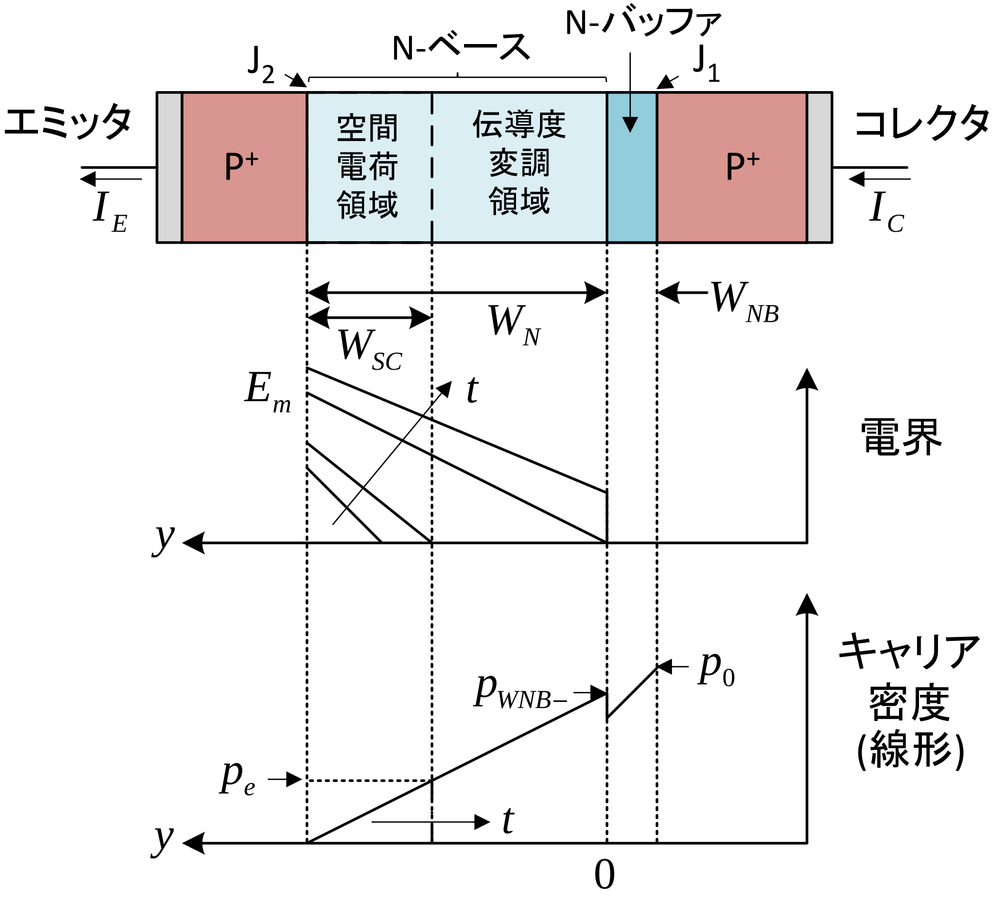
線型変化領域

空間電荷領域がN-バッファ層にパンチスルーするまでの領域

電流テイル領域（パンチスルー後）

N-バッファ層内に残った蓄積電荷がその層内で再結合により消滅

スイッチング特性（ターンオフ：抵抗負荷の場合）（2）



非対称IGBTターンオフ時抵抗負荷の
蓄積電荷と電界分布

N-ベース領域内の正孔密度（オン状態）

仮定1: (1) N-ベース領域内の再結合を無視,
(2) 空間電荷領域端で正孔密度≒0, (3) 空間電荷領域幅≒0

$$p(y) = p_{WNB+}\left(1 - \frac{y}{W_N}\right)$$

空間電荷領域端の正孔密度（ターンオフ過程）

仮定2:ターンオフ過程において、上記正孔密度分布は
N-ベースの伝導度変調部分で変わらない。

$$p_e(t) = p_{WNB+}\frac{W_{SC}(t)}{W_N}$$

ターンオフ過程のコレクタ電流密度

$$J_C(t) = qp_e(t)\frac{dW_{SC}(t)}{dt} = qp_{WNB+}\left[\frac{W_{SC}(t)}{W_N}\right]\frac{dW_{SC}(t)}{dt}$$

（空間電荷領域拡張によって除去された電荷 ⇒ 電流に寄与）

スイッチング特性（ターンオフ：抵抗負荷の場合）（３）

空間電荷領域幅

$$W_{SC}(t)=\sqrt{\frac{2\varepsilon_S v_{sat,p}\left[V_{CS}-J_C(t)R_L\right]}{qN_D v_{sat,p}+J_C(t)}} \qquad \because W_{SC}(t)=\sqrt{\frac{2\varepsilon_S V_C(t)}{q\left[N_D+p_{SC}(t)\right]}} \qquad V_C(t)=V_{CS}-J_C(t)R_L \qquad p_{SC}(t)=\frac{J_C(t)}{qv_{sat,p}}$$

$$\Rightarrow J_C(t)=\frac{2\varepsilon_S v_{sat,p}V_{CS}-qN_D v_{sat,p}W_{SC}^2}{W_{SC}^2+2\varepsilon_S v_{sat,p}R_L} \qquad R_L=\frac{V_{CS}}{J_{C,ON}}$$ 特性負荷抵抗

空間電荷領域幅が満たす微分方程式

$$qp_{WNB+}\left[\frac{W_{SC}(t)}{W_N}\right]\frac{dW_{SC}(t)}{dt}=\frac{2\varepsilon_S v_{sat,p}V_{CS}-qN_D v_{sat,p}W_{SC}^2}{W_{SC}^2+2\varepsilon_S v_{sat,p}R_L}$$

$$\Rightarrow W_{SC}(t)=K_1+K_2e^{-t/\tau_R}$$

$$\Rightarrow W_{SC}(t)=K_1\left(1-e^{-t/\tau_R}\right) \qquad \because W_{SC}(0)=0$$

$$\Rightarrow \begin{cases} K_1=\sqrt{\dfrac{2\varepsilon_S V_{CS}}{qN_D}}=W_D(V_{CS}) \\ \tau_R=\dfrac{p_{WNB+}\varepsilon_S\left(V_{CS}+qv_{sat,p}N_D R_L\right)}{qv_{sat,p}W_N N_D^2} \end{cases}$$

W_{SC}(t) の増大の割合: 時間の増大とともに遅くなる。 ∵p_e の増大と J_C の低下

スイッチング特性（ターンオフ：抵抗負荷の場合）（4）

コレクタ電流密度の時間変化
（空間電荷領域がN-バッファ層にパンチスルーするまで有効）

$$J_C(t) = \frac{qN_D v_{sat,p} V_{CS} \left[1-\left(1-e^{-t/\tau_R}\right)^2\right]}{V_{CS}\left(1-e^{-t/\tau_R}\right)^2 + qN_D v_{sat,p} R_L}$$

$\Rightarrow J_C(t)$ は V_{CS} 依存

パンチスルー時間
（空間電荷領域がN-バッファ層にパンチスルーするまでの時間）

$$t_{PT} = \tau_R \ln\left[\frac{W_D(V_{CS})}{W_D(V_{CS}) - W_N}\right]$$

$\Rightarrow t_{PT}$ は V_{CS} 依存

パンチスルー発生時点のコレクタ電流密度

$$J_{C,PT} = \frac{2\varepsilon_S v_{sat,p} V_{CS} - qN_D v_{sat,p} W_N^2}{W_N^2 + 2\varepsilon_S v_{sat,p} R_L}$$

$\Rightarrow J_{C,PT}$ は V_{CS} 依存

パンチスルー発生後のコレクタ電流密度の時間変化

$$J_C(t) = J_{C,PT} e^{-t/\tau_{p0,NB}}$$

N-バッファ層内へは電界が入り込まない。
低レベル注入

パンチスルー発生後からターンオフするまでの時間

（ターンオフ：オン状態のコレクタ電流$J_{C,ON} \Rightarrow 0.1J_{C,ON}$）

$$\tau_{off,R} = \tau_{p0,NB} \ln\left(\frac{J_{C,PT}}{0.1J_{C,ON}}\right)$$

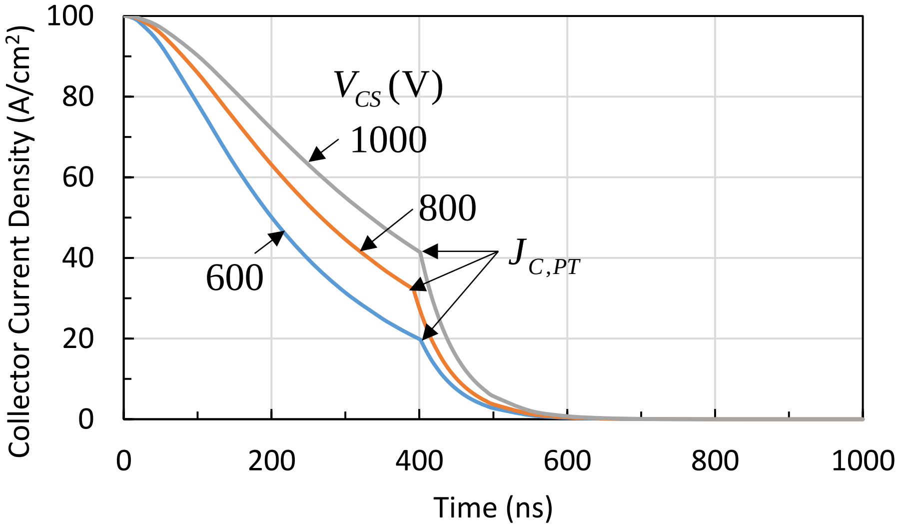
$$\tau_{p0,NB} = \frac{\tau_{p0,N}}{1+\left(N_{D,NB}/N_S\right)}$$

ターンオフ時間

$$t_{OFF} = t_{PT} + \tau_{off,R}$$

$\tau_{p0,NB}$: N−バッファ層内の少数キャリア・ライフタイム
$\tau_{p0,N}$: N−ベース領域内の少数キャリア・ライフタイム
N_S: ライフタイム・スケール・ファクタ

スイッチング特性（ターンオフ：抵抗負荷の場合）（５）



$$N_{D,NB} = 1\times10^{17}\ \mathrm{cm^{-3}}$$

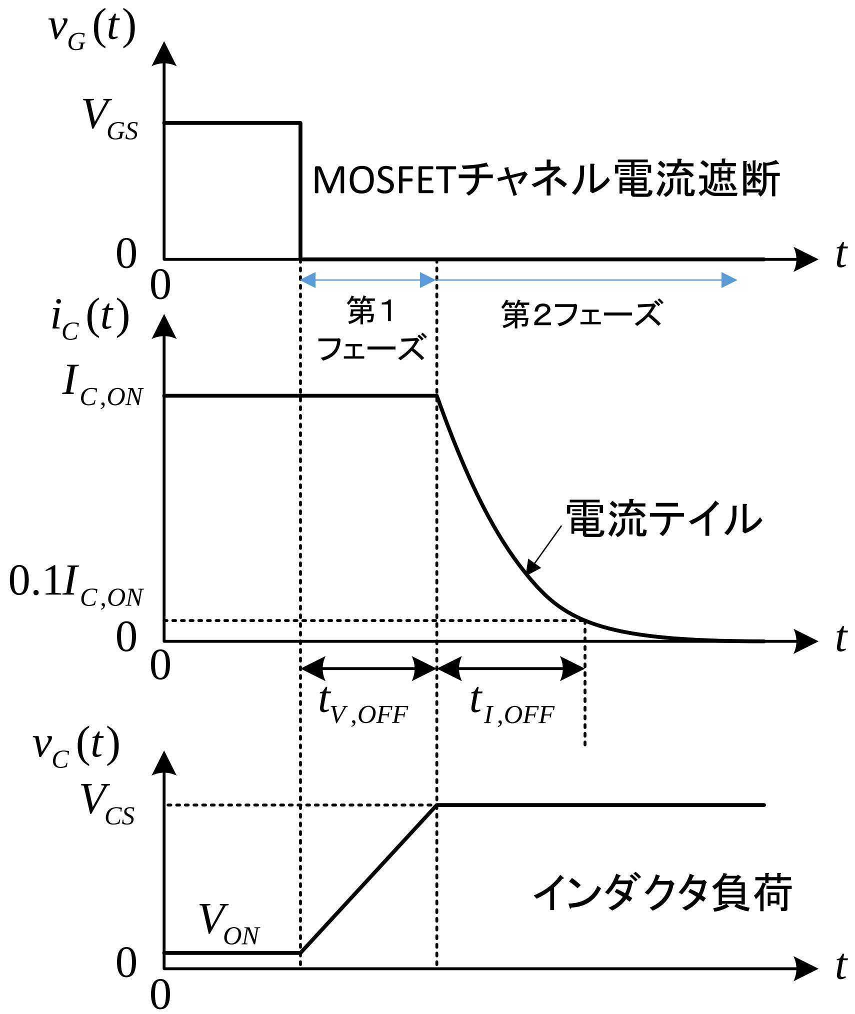
$$J_{C,ON} = 100\ \mathrm{A/cm^2}$$

$$\tau_{p0,N} = 1\,\mu\mathrm{s}$$

$$W_N = 100\,\mu\mathrm{m}$$

非対称IGBTの抵抗負荷ターンオフ時のコレクタ電流密度波形

スイッチング特性（ターンオフ：インダクタ負荷の場合）：対称型IGBTの場合（1）



IGBTのインダクタ負荷ターンオフ特性

（1）第1フェーズ：
ゲート・ターンオフ～コレクタ電圧がコレクタ供給電圧に到達

コレクタ電流
⇒一定値で流れ続ける（∵インダクタ負荷）
（MOSFETチャネル電流遮断→正孔電流がコレクタ電流に寄与）

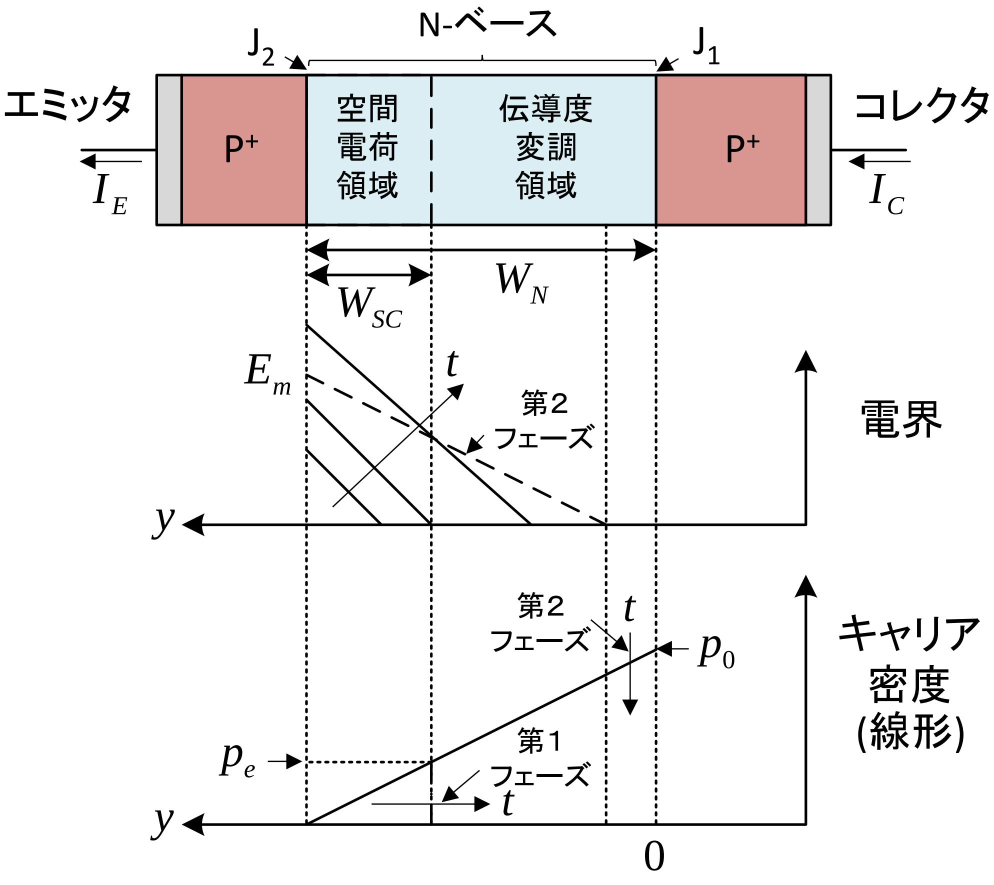
コレクタ電圧
⇒線形でコレクタ供給電圧（＋ダイオード順方向電圧）まで上昇
（P-ベースとN-ベース接合(J_2)における空間電荷がこの上昇電圧をサポート）

（2）第2フェーズ：コレクタ電圧がコレクタ供給電圧に到達後

コレクタ電流
⇒IGBTからダイオードに移り、指数関数的に低下
（時定数はP+コレクタとN-ベース接合近傍のN-ベース領域内にある蓄積電荷の再結合時間に依存）

コレクタ電圧
⇒コレクタ供給電圧（＋ダイオード順方向電圧）で一定

スイッチング特性（ターンオフ：インダクタ負荷の場合）：対称型IGBTの場合（2）



対称型IGBTターンオフ時インダクタ負荷の蓄積電荷と電界分布

オン状態

- N-ベース領域の再結合無視
  ⇒N-ベース領域のキャリア（正孔）は線形分布
- 空間電荷幅≒0
- 空間電荷領域端でキャリア（正孔）密度≒0

伝導度変調領域内の正孔密度分布 $\Rightarrow p(y) = p_0\left(1 - \dfrac{y}{W_N}\right)$

第1フェーズ

- N-ベース（伝導度変調）領域の上記正孔分布は変わらない

空間電荷領域端の正孔密度 $\Rightarrow p_e(y) = p_0\left(\dfrac{W_{SC}(t)}{W_N}\right)$

正孔電流密度

$$\Rightarrow J_{C,ON} = qp_e(y)\frac{dW_{SC}(t)}{dt} = qp_0\left(\frac{W_{SC}(t)}{W_N}\right)\frac{dW_{SC}(t)}{dt}$$

スイッチング特性（ターンオフ：インダクタ負荷の場合）：対称型IGBTの場合（3）

第1フェーズ

空間電荷幅の時間変化（空間電荷幅≒0（at t=0））

$$W_{SC}(t)=\sqrt{\frac{2W_N J_{C,ON}t}{qp_0}}$$

空間電荷層によってサポートされるコレクタ電圧

$$V_C(t)=\frac{q\left(N_D+p_{SC}\right)W_{SC}^2(t)}{2\varepsilon_S}$$

$$p_{SC}=\frac{J_{C,ON}}{qv_{sat,p}}$$

p_{SC}: 一定（∵$J_{C,ON}$ 一定（第1フェーズ））

$$\Rightarrow V_C(t)=\frac{W_N\left(N_D+p_{SC}\right)J_{C,ON}}{\varepsilon_S p_0}t$$

⇒ コレクタ電圧は時間で線形に増大

第1フェーズの期間

$$t_{V,OFF}=\frac{\varepsilon_S p_0 V_{CS}}{W_N\left(N_D+p_{SC}\right)J_{C,ON}}$$

⇒ $t_{V,OFF}$: V_{CS} に比例

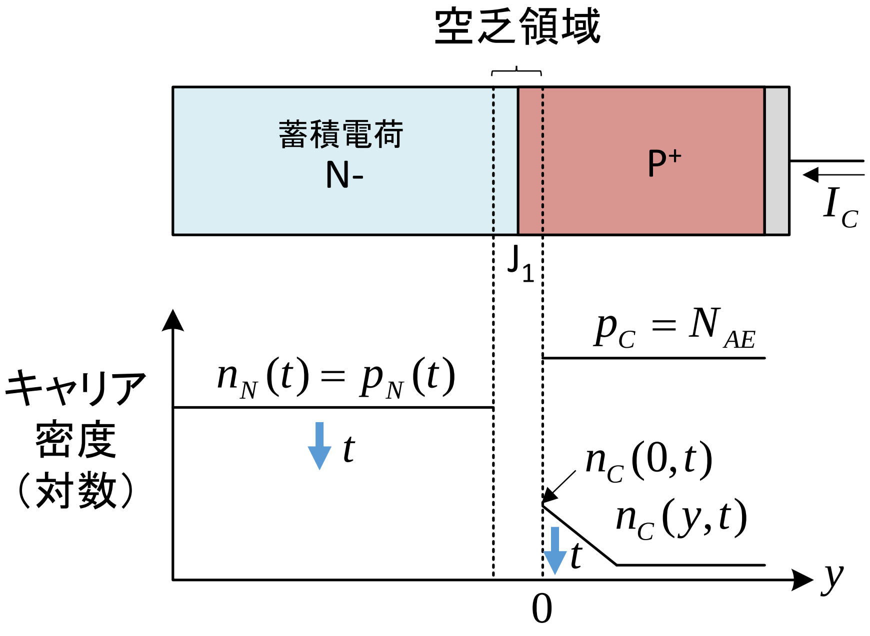
第1フェーズ終了後の空間電荷幅

$$W_{SC}(t_{V,OFF})=\sqrt{\frac{2\varepsilon_S V_{CS}}{q\left(N_D+p_{SC}\right)}}$$

$$W_{SC}(t_{V,OFF})<W_N$$

N-ベース領域の
リーチスルーを
防ぐために必要

スイッチング特性（ターンオフ：インダクタ負荷の場合）：対称型IGBTの場合（4）



対称型IGBTターンオフ第2フェーズのP+コレクタとN-ベース接合におけるキャリア密度分布

第2フェーズ（コレクタ電流はN-ベース領域内の再結合に依存）

N-ベース領域における正孔の連続の式（拡散成分無視）

$$\frac{d\delta p_N}{dt} = -\frac{\delta p_N}{\tau_{HL}} \quad \Rightarrow \delta p_N(t) \approx p_N(t) = p_0 e^{-t/\tau_{HL}}$$

δp_N: N-ベース領域内の過剰正孔密度

J_1 における電子・正孔密度の関係

$$\frac{p_C}{p_N(t)} = \frac{n_N(t)}{n_C(0,t)} = e^{qV_C/kT} \quad \Rightarrow n_C(0,t) = \frac{n_N(t)p_N(t)}{N_{AE}} = \frac{p_N^2(t)}{N_{AE}}$$

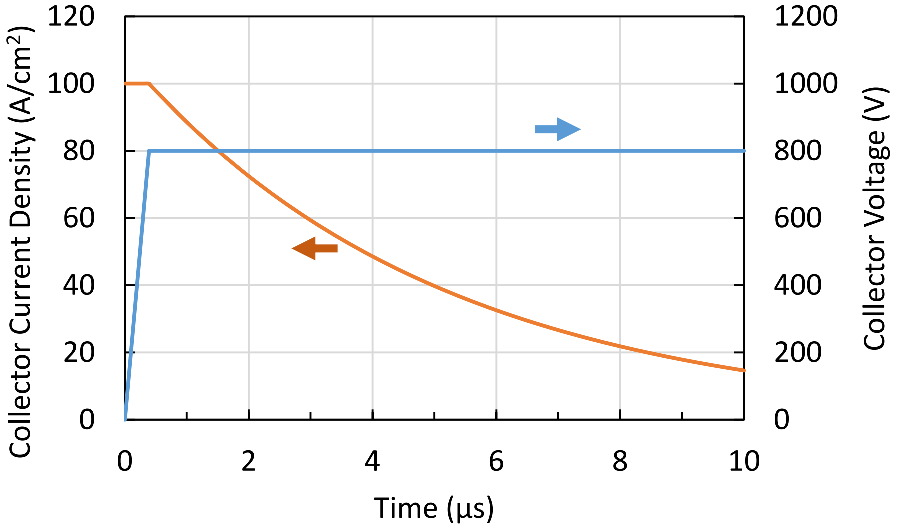
N-ベース領域の正孔の再結合 ⇒ P+ コレクタ領域の電子電流

$$J_C(t) = -qD_{nE}\left.\frac{\partial n_C(y,t)}{\partial y}\right|_{y=0} = \frac{qD_{nE}n_C(0,t)}{L_{nE}} = \frac{qD_{nE}p_N^2(t)}{L_{nE}N_{AE}}$$

$$= \frac{qD_{nE}p_0^2(t)}{L_{nE}N_{AE}}e^{-2t/\tau_{HL}} = J_{C,ON}e^{-2t/\tau_{HL}} \qquad \because n_C(y,t) = n_C(0,t)e^{-y/L_{nE}}$$

（低レベル注入）

スイッチング特性（ターンオフ：インダクタ負荷の場合）：対称型IGBTの場合（5）



対称型IGBTのターンオフにおけるコレクタ電流と電圧

コレクタ電流ターンオフ時間
（0.1×オン状態コレクタ電流に至る時間）

$$t_{I,OFF} = \frac{\tau_{HL}}{2}\ln(10) = 1.15\tau_{HL}$$

（高レベルライフタイムのみに依存）

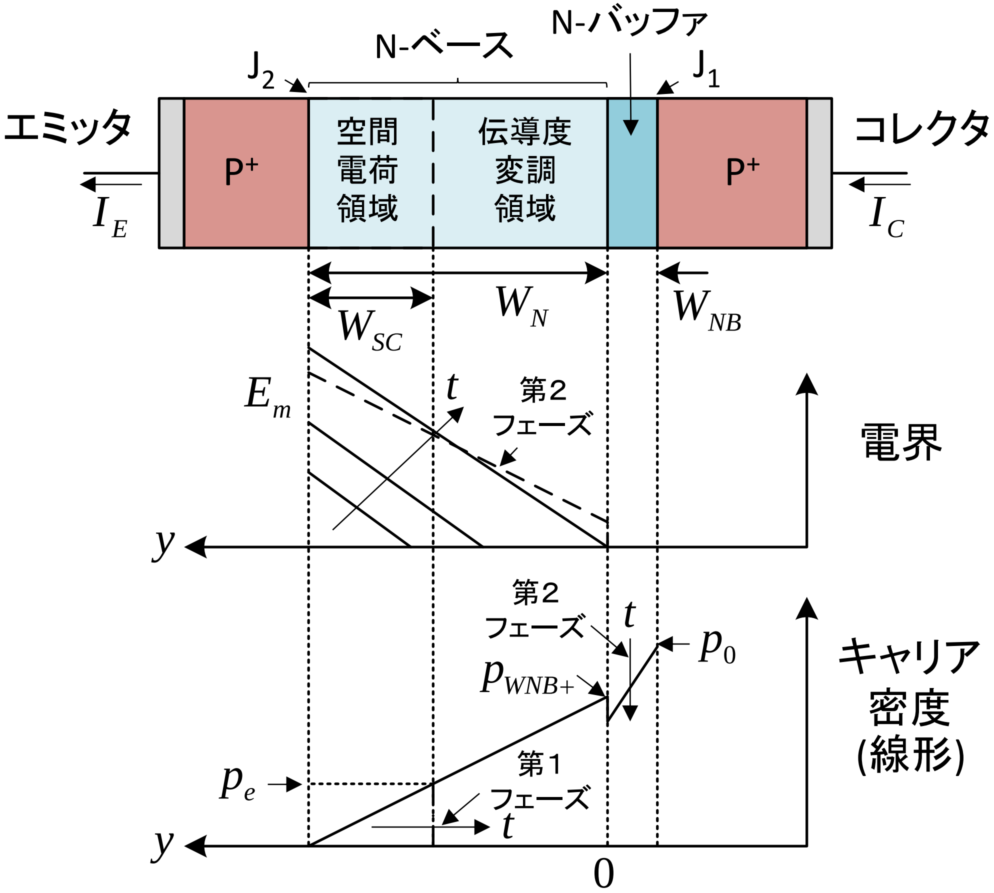
$N_D = 5\times10^{13}\ \mathrm{cm}^{-3}$　　$p_0 = 1.06\times10^{17}\ \mathrm{cm}^{-3}$

$p_{SC} = 6.25\times10^{13}\ \mathrm{cm}^{-3}$

$J_{C,ON} = 100\ \mathrm{A/cm}^2$　　$W_N = 200\ \mu\mathrm{m}$

$\tau_{HL} = 10\ \mu\mathrm{s}$　　$t_{I,OFF} = 11.5\ \mu\mathrm{s}$

スイッチング特性(ターンオフ:インダクタ負荷の場合):非対称型IGBTの場合(1)



非対称型IGBTターンオフ時インダクタ負荷の蓄積電荷と電界分布

オン状態

・N-ベース領域の再結合無視

⇒N-ベース領域のキャリア(正孔)は線形分布

・空間電荷幅≒0

・空間電荷領域端でキャリア(正孔)密度≒0

伝導度変調領域内の正孔密度分布 $\Rightarrow p(y) = p_{WNB+}\left(1 - \dfrac{y}{W_N}\right)$

第1フェーズ

・N-ベース(伝導度変調)領域の上記正孔分布は変わらない

空間電荷領域端の正孔密度 $\Rightarrow p_e(y) = p_{WNB+}\left(\dfrac{W_{SC}(t)}{W_N}\right)$

正孔電流密度

$$\Rightarrow J_{C,ON} = qp_e(y)\frac{dW_{SC}(t)}{dt} = qp_{WNB+}\left(\frac{W_{SC}(t)}{W_N}\right)\frac{dW_{SC}(t)}{dt}$$

スイッチング特性（ターンオフ：インダクタ負荷の場合）：非対称型IGBTの場合（2）

第1フェーズ

空間電荷幅の時間変化（空間電荷幅≒0（at t=0））

$$W_{SC}(t)=\sqrt{\frac{2W_N J_{C,ON}t}{qp_{WNB+}}}$$

空間電荷層によってサポートされるコレクタ電圧

$$V_C(t)=\frac{q\left(N_D+p_{SC}\right)W_{SC}^2(t)}{2\varepsilon_S}$$

$$p_{SC}=\frac{J_{C,ON}}{qv_{sat,p}}$$

p_{SC}: 一定（∵$J_{C,ON}$ 一定（第1フェーズ））

$$\Rightarrow V_C(t)=\frac{W_N\left(N_D+p_{SC}\right)J_{C,ON}}{\varepsilon_S p_{WNB+}}t$$

⇒ コレクタ電圧は時間で線形に増大

第1フェーズの期間

$$t_{V,OFF}=\frac{\varepsilon_S p_{WNB+}V_{CS}}{W_N\left(N_D+p_{SC}\right)J_{C,ON}}$$

⇒ $t_{V,OFF}$: V_{CS} に比例

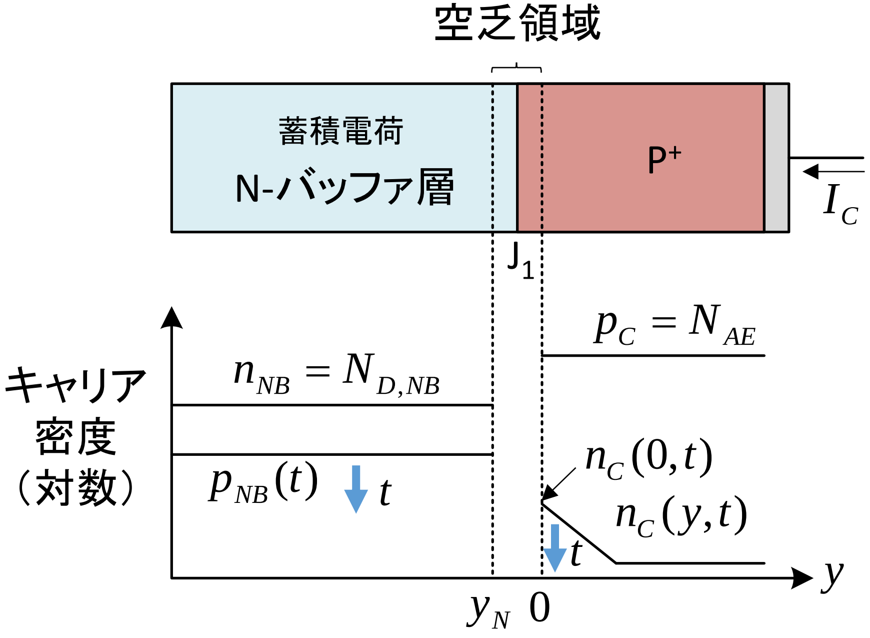
第1フェーズ終了後の空間電荷幅

$$W_{SC}(t_{V,OFF})=\sqrt{\frac{2\varepsilon_S V_{CS}}{q\left(N_D+p_{SC}\right)}}$$

$$W_{SC}(t_{V,OFF})<W_N$$

左式は上記の場合に成立

スイッチング特性(ターンオフ:インダクタ負荷の場合):非対称型IGBTの場合(3)



非対称型IGBTターンオフ第2フェーズのP+コレクタとN-ベース接合におけるキャリア密度分布

第2フェーズ(コレクタ電流はN-バッファ領域内の再結合に依存)

N-ベース領域における正孔の連続の式(拡散成分無視)

$$\frac{d\delta p_{NB}}{dt} = -\frac{\delta p_{NB}}{\tau_{p0,NB}} \quad \Rightarrow \delta p_{NB}(y_N,t) \approx p_{NB}(y_N,t) = p(y_N)e^{-t/\tau_{p0,NB}}$$

δp_{NB}: N-バッファ領域内の過剰正孔密度

J_1 における電子・正孔密度の関係

$$\frac{p_C}{p_{NB}(y_N,t)} = \frac{n_{NB}}{n_C(0,t)} = e^{qV_C/kT} \quad \Rightarrow n_C(0,t) = \frac{N_{D,NB}\,p_{NB}(y_N,t)}{N_{AE}}$$

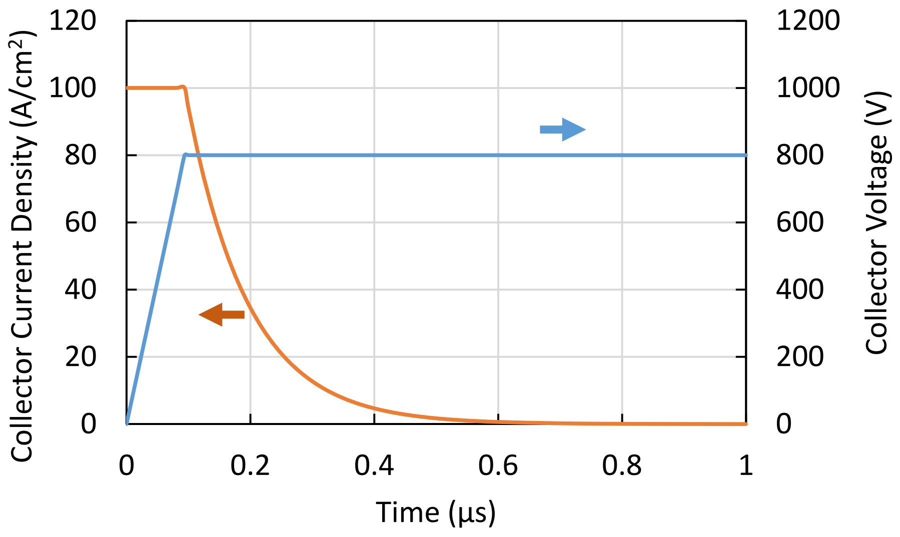
N-バッファ領域の正孔の再結合 ⇒ P+ コレクタ領域の電子電流

$$J_C(t) = -qD_{nE}\left.\frac{\partial n_C(y,t)}{\partial y}\right|_{y=0} = \frac{qD_{nE}n_C(0,t)}{L_{nE}} = \frac{qD_{nE}N_{D,NB}\,p_{NB}(y_N,t)}{L_{nE}N_{AE}}$$

$$= \frac{qD_{nE}N_{D,NB}\,p(y_N)}{L_{nE}N_{AE}}e^{-t/\tau_{p0,NB}} = J_{C,ON}e^{-t/\tau_{p0,NB}} \qquad \because n_C(y,t) = n_C(0,t)e^{-y/L_{nE}}$$

(低レベル注入)

スイッチング特性（ターンオフ：インダクタ負荷の場合）：非対称型IGBTの場合（4）



非対称型IGBTのターンオフにおけるコレクタ電流と電圧

コレクタ電流ターンオフ時間
（0.1×オン状態コレクタ電流に至る時間）

$$t_{I,OFF} = \tau_{p0,NB} \ln(10) = 2.3\tau_{p0,NB}$$

（N-バッファ領域の少数キャリアライフタイムのみに依存）

$N_D = 5\times10^{13}\ \mathrm{cm}^{-3}$　　$N_{NB} = 1\times10^{17}\ \mathrm{cm}^{-3}$

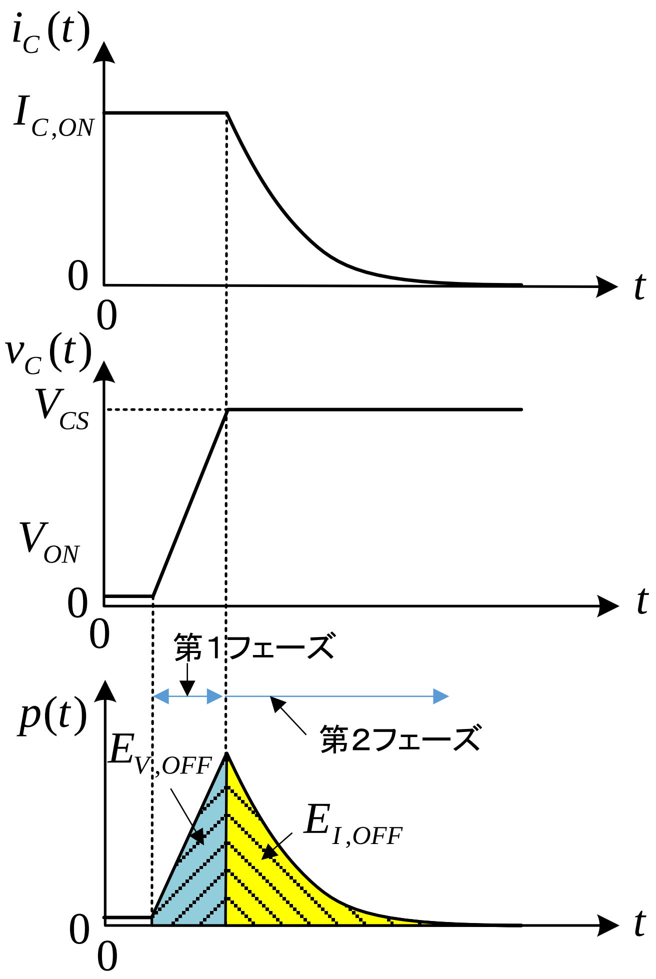
$p_{SC} = 6.25\times10^{13}\,\mathrm{cm}^{-3}$　　$p_{WNB+} = 1.27\times10^{16}\,\mathrm{cm}^{-3}$

$J_{C,ON} = 100\ \mathrm{A/cm}^2$　　$W_N = 100\ \mu\mathrm{m}$　　$W_{NB} = 10\ \mu\mathrm{m}$

$\tau_{p0,NB} = 0.1\ \mu\mathrm{s}$　　$t_{I,OFF} = 0.23\ \mu\mathrm{s}$

$\tau_{HL} = 2\ \mu\mathrm{s}$ （N-ベース領域）

ターンオフ期間のエネルギー損失



ターンオフ期間のエネルギー損失

第1フェーズ

$$E_{V,OFF} = \frac{1}{2} J_{C,ON} V_{CS} t_{V,OFF}$$

第2フェーズ

$$E_{I,OFF} = \int_0^\infty V_{CS} J_C(t) dt$$

第2フェーズ

対称型IGBT

$$E_{I,OFF} = J_{C,ON} V_{CS} \tau_{OFF} = J_{C,ON} V_{CS} \left(\frac{\tau_{HL,N-Base}}{2} \right) \qquad \because J_C(t) = J_{C,ON} e^{-t/\tau_{OFF}}$$

非対称型IGBT

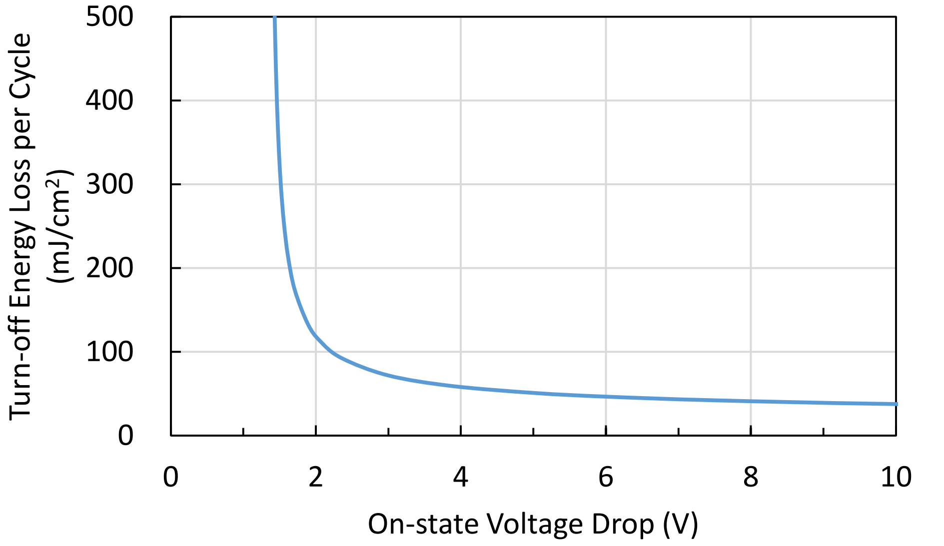
$$E_{I,OFF} = J_{C,ON} V_{CS} \tau_{OFF} = J_{C,ON} V_{CS} \tau_{p0,N-Buffer} \qquad \because J_C(t) = J_{C,ON} e^{-t/\tau_{OFF}}$$

ターンオフ期間のエネルギー損失比較

構造	$t_{V,OFF}$ (μs)	$E_{V,OFF}$ (mJ/cm^2)	$t_{I,OFF}$ (μs)	$E_{I,OFF}$ (mJ/cm^2)	E_{OFF} (mJ/cm^2)
対称型IGBT	0.390	15.6	11.5	400	416
非対称型IGBT	0.094	3.8	0.23	8.0	11.8

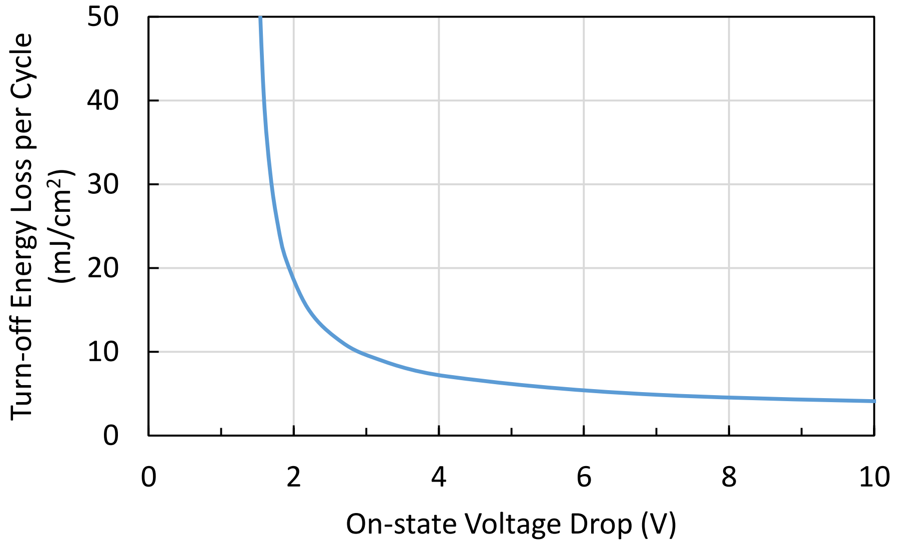
インダクタ負荷　$J_{C,ON} = 100\ \mathrm{A/cm^2}$　$V_{CS} = 800\ \mathrm{V}$

パワー損失の最適化



対称型IGBTの１周期当たりのターンオフ･エネルギー損失
とオン状態の電圧降下のトレードオフ

ブロッキング電圧：1200V対応　$W_N = 200\ \mu\mathrm{m}$



非対称型IGBTの１周期当たりのターンオフ･エネルギー損失
とオン状態の電圧降下のトレードオフ

ブロッキング電圧：1200V対応　$W_N = 100\ \mu\mathrm{m}$　$W_{NB} = 10\ \mu\mathrm{m}$

ターンオフとオン状態の損失 ⇒ トレードオフ関係（IGBT内部構造に依存）
ターンオン損失 ⇒ フライバック･ダイオードの逆回復特性に依存

低周波スイッチング動作 ⇒ オン状態損失増大
高周波スイッチング動作 ⇒ ターンオフ損失増大