# BJTの高電圧動作とその限界

### 高田 育紀

平成 26 年 12 月 11 日

# 1 高電圧 BJT の実用化に 30 年要した原因

1970年代の後半の時点で、パワーエレクトロニク ス用の大電力半導体としては、専らサイリスタとダ イオードだけが実績のあるデバイスで、GTO (Gate Turn Off thyristor)が使われ始めていた。

BJT (Bipolar Junction Transistor) は、450V 50A 程度が使われ始めていたが、汎用の大電力半導体と して認知されていなかった。BJT は高電圧になると 急激に通電能力が小さくなって、わずかな電流で訳 もなく破壊したからである。この二次破壊 (second breakdown) と呼ばれた現象は、図1のような回路 でL負荷をオフする際に典型的に現れた<sup>1</sup>。その破 壊限界が RB-SOA (Reverse Bias - Safe Operating Area) である。

さらに、BJTをインバータの主スイッチング素子 として用いる場合には、図2に示す負荷短絡試験に 対する耐性が必要であった。この試験では、電源上



図 1: L 負荷オフ試験回路



図 2: BJT の短絡試験回路

限電圧を加えたまま、実際に使用する条件のベース 電流を流すので定格の3倍程度のコレクタ電流  $J_C$ が流れる。BJT は、短絡動作を検出してベース電流 の極性を切り替える操作時間 (約 20 $\mu$ s) は安定に動 作せねばならない<sup>2</sup>。

これら L 負荷オフ動作と短絡動作の安全動作領 域 (Reverse Bias SOA と Short Circuit SOA)の対 策と解明が為されて、汎用スイッチとして使える > 1,000VBJT がようやく 1982 年に実用化した<sup>3</sup>[1]。

ところで、著者が"バイポーラ トランジスタの動 作原理"を明瞭に理解したのは、2010 年頃であった [3], [4]。破壊現象は一見複雑そうに思えるが、むし ろ単純な原理でその本質が説明できたのである。

# 2 高電圧下の BJT における基本現象

BJT (Bipolar Junction Transistor)の高電圧現象 は、次の3種類に分類できる。いずれも高電界によっ

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup>図中の破線で囲った箇所は、BJT が破壊しないように、被 測定 BJT に加わる電圧を制限する回路である。

 $<sup>^{2}</sup>$ もっとも、短絡動作が始まった直後 (数  $\mu s$  後) に  $I_{C}$  が最大 となる時点で破壊する現象が問題であった。

<sup>&</sup>lt;sup>3</sup>これらの測定結果とその解析の発表は、それぞれ 1983 年 [1] と 1985 年 [2] に為された。

て電荷担体が引き起こす衝突電離現象が原因である。

- A. 電圧保持部で発生した電荷が引き起こすリーク
   電流の発生 (*J<sub>CBO</sub>*)。
- B. 電圧保持部で発生した電荷が引き起こす微小な オン動作 (*J<sub>CEO</sub>*)。
- C. 電圧保持部に存在する多数の電荷が引き起こす 大電流動作 (SC-SOA, RB-SOA)。

npnトランジスタのコレクタ-エミッタ間に高電圧 が加わっている場合、 $n^-$ 領域内の電圧保持部で発生 した正孔と自由電子は、それぞれベースとコレクタ に向かって高速で移動する<sup>4</sup>。ベース電極が開放され ておれば、1ヶの正孔がベースに到達する度に $q/C_{BE}$ だけ  $V_{BE}$  <sup>5</sup>は増大する ( $C_{BE}$  は B-E 間の容量)。

わずかながらも順方向電位  $V_{BE}$  が生ずれば、ベース-エミッタ間ダイオードには順方向電流が流れ始める。そして、トランジスタ動作が始まって、自由電子がエミッタから流れ出す。その電流密度  $J_e$  とベースに流入する正孔電流密度  $J_h$  の比  $J_e/J_h$  は BJT 小電流動作時の電流増幅率  $h_{FE}$  に等しい。

この  $J_h$  はコレクタ-ベース間の電圧保持部で発生 したリーク電流  $J_{CBO}$  に他ならない。コレクタ電極 に到達する自由電子電流  $J_{CEO}$ <sup>6</sup>は、もともとの C-B 間のリーク電流  $J_{CBO}$  に、エミッタから移動してき た自由電子のベース領域中の拡散電流  $J_e = h_{FE}J_h$ を加えたものとなる (式1)。この  $J_{CEO} \approx h_{FE}J_{CBO}$ の関係は、経験則として古くから知られていた。

 $J_{CEO} = (h_{FE} + 1)J_{CBO} \tag{1}$ 

項目 (C.) は、自由電子がコレクタ-ベース間の電 圧保持部中に大量に存在して、衝突電離現象を大々 的に引き起こす状況である。次の3節"電界強度分布 への動作電流の影響"で述べるように、BJT には高 電圧, 大電流密度でも基本的に安定なオン動作機構 が備わっている。 そのため、高電圧, 大電流動作時 に衝突電離作用が働いた際にも、BJT はある範囲ま では安定な動作を保ち得る。そして、ある限界点を 越えると動作電流が再帰的に増大し続ける動作モー ドに移行する。この限界点までの動作範囲が"安全 動作領域 (Safe Operating Area)"である。

## 3 電界強度分布への 動作電流の影響

 $EF \ge 10^4 V/cm$ 程度以上の高電界中に存在する 電荷担体は、一定の飽和速度  $v_s$  でドリフト運動する と見なされて、正孔電流密度  $J_h$  と自由電子電流密 度  $J_e$  は (式 2) と (式 3) で表すことが出来る。

$$J_h \approx q \, v_{s.h} \, n_h \tag{2}$$

$$J_e \approx q \, v_{se} \, n_e \tag{3}$$

一方、半導体中の任意の位置 x における電位  $\psi$  と 正味の電荷密度  $(n_h - n_e + N_D - N_A)$  は、電磁気学 の基本式であるポアソン方程式 (式 4) を満たす。例 えば、npnトランジスタで高電圧を保持するベース p領域とコレクタ n 領域の間では、電荷密度としてコ レクタ電流  $J_C$  を構成する自由電子密度  $n_e$  と  $n^-$  領 域のドナーイオン密度  $N_{Dn^-}$  を考えれば良いので、 電界強度 EF(x) は (式 5) で表されることになる。

$$\epsilon_r \epsilon_0 \nabla^2 \psi = -q(n_h - n_e + N_D - N_A)) \tag{4}$$
$$\frac{d\psi(x)}{d\psi(x)}$$

$$EF(x) \equiv -\frac{u\psi(x)}{dx} + C$$
  
=  $\frac{q}{\epsilon_r\epsilon_0}(n_e - N_{Dn^-})x + C$  (5)

$$\epsilon_r$$
 : 半導体の比誘電率 (12 :  $Si$ , 16 :  $Ge$ )

$$\epsilon_0$$
 : 真空の誘電率  $(8.9 \times 10^{-12} F/m)$ 

ψ : 半導体中の電位

$$q$$
 : 電気素量 (1.6 × 10<sup>-19</sup>C)

N<sub>D</sub>:ドナー(正)イオン密度

*C* : 積分定数

<sup>4</sup>電圧保持部の電界によって、電荷担体は高速で掃引される。  ${}^5V_{BE}$ はエミッタを基準にしたベースの電位である。

<sup>&</sup>lt;sup>6</sup>ベース開放時の C-E 間のリーク電流。1,2番目の下付け文 字は電圧が加わる端子を示し、3番目で残りの端子状態を表す。



図 3: J<sub>C</sub> 増大による電界強度分布の変化-0 (小電流高電圧状態)



図 4: J<sub>C</sub> 増大による電界強度分布の変化-I (中電流高電圧状態)

この (式 5) は、コレクタ電流  $J_C$  が増えて  $n_e$  が大 きくなると、電界強度分布 EF(x)の傾きが緩やかに なることを示している。図 3 は、そのような変化を 具体的に表した例である。なお、大電流動作を行っ ている npnトランジスタの高電界強度領域では、(式 3) に示すように自由電子密度  $n_e$  は  $J_C$  に比例して いるので、電界強度分布 EF(x) は (式 6) と近似す ることが出来る。

$$EF(x) \approx \frac{q}{\epsilon_r \epsilon_0} (n_e - N_{Dn^-}) x + EF_0$$
  
$$\approx \frac{q}{\epsilon_r \epsilon_0} (\frac{J_C}{qv_s} - N_{Dn^-}) x + EF_0 \quad (6)$$

この式は、 $J_C = qv_s N_{Dn^-} \equiv J_0$  で電界強度分布 EF(x) が平坦になることを示している<sup>7</sup>。それ以上 の  $J_C$  が流れる状況では、図4に示すように、電界



図 5: J<sub>C</sub> 増大による電界強度分布の変化-II (大電流高電圧状態: 短絡動作)

強度分布 EF(x)の傾きが逆転する。そして、その傾 きは  $J_C$ の増大と共に増す。なお、 $J_C$ が増大する間 も  $V_{CE}$ が同じであれば、図3と図4に示すいずれの 多角形の面積 (EF(x)の積分値)も等しい。

さらに  $J_C$  が増大すると<sup>8</sup>、図 5 に示すようにベース側で EF = 0 となる状況が出現する<sup>9</sup>。

このように、半導体デバイスの動作電流が大きく なると、電荷担体の存在によって電界強度 *EF*(*x*)の 分布が変化することを考慮せねばならない。

### 4 BJT 高電圧動作の安定性

BJT は、図 6 で示すように、模式的にエミッタ 領域、ベース領域、コレクタ領域に3分割すること が出来る。BJT の高電圧動作を考える際には、高 電圧を保持するコレクタ領域内の衝突電離 (Impact Ionization) 現象を考慮せねばならない。

衝突電離作用の大きさは、電荷担体が単位 長さ進む間に引き起こす対発生の回数で定

<sup>&</sup>lt;sup>7</sup>不純物イオン濃度  $N_D$  と等しい自由電子密度  $n_e$  が飽和速度  $v_{s,e}$  で動くドリフト電流値  $qv_{s,e}N_D$  を  $J_0$  と定義している。

<sup>&</sup>lt;sup>8</sup>それは、ベース電位 V<sub>BE</sub> を増大することでベース p 領域の エミッタ側の電荷担体密度を高くすることで可能となる。 <sup>9</sup>この図では、図 3 や図 4 よりも縦軸を縮小している。

なお、BJT 動作ではベース側でEF = 0となる状況は、 $V_{CE}$ が小さい場合に簡単に出現する。その場合には、電界強度分布 EF(x)は直方体の形状となっている。自由電子の速度がオーム の法則に対応する  $v_d = \mu_e EF$ であるので、 $n^-$ 領域が抵抗体と して機能しているためである  $(n_e \approx N_{Dn^-})$ 。 EF(x)が図 5 のように三角形になるのは、その領域の EF が

EF(x) が図 5 のように三角形になるのは、その領域の EF が 大きくなって自由電子が飽和速度  $v_{s.e}$  で走行する場合に限られ る。  $J_C$  の増大は  $n^-$  領域中の自由電子密度  $n_e$  によって賄われ ねばならないので、 $n_e$  が  $n^-$  領域中の正イオン密度  $N_{Dn^-}$  よ りも増えるために、電界強度分布 EF(x)の傾きが逆転する。



図 6: BJT 高電圧動作の基本原理

義される衝突電離係数 (impact ionization coefficient) で表される。各半導体の自由電子と正孔の衝突電離係数  $\alpha_e$ ,  $\alpha_h$  は、電界 強度 *EF* の関数として測定されている。

密度  $n_e$  の自由電子が引き起こす単位距離 当たりの対発生速度  $G_{IIe}$  は、実験から求 めた自由電子の衝突電離係数  $\alpha_e(EF)$ (式8) を用いて (式7) となる<sup>10</sup>。 $v_{s.e}$  は自由電子 の飽和速度である<sup>11</sup>。

$$G_{IIe}(x) = \alpha_e(x) n_e(x) v_{s.e}$$
(7)

$$\alpha_e(x) = A_e \exp\left(\frac{-B_e}{EF(x)}\right) \tag{8}$$

衝突電離作用で発生した自由電子は、コレクタ電 流  $J_C$ を増大させる。その一方で、同時に発生した正 孔はベース領域に入るが、それは実質的に外部から のベース電流  $J_B$ が増えたことになる。 そこで、コ レクタ領域に入る自由電子電流  $J'_C$ に対する最終的 な  $J_C$ の増大率 (増倍係数)を  $M_e$ とし (式 9)、ベー ス領域へ流入する正孔電流の総量を  $J_{B.net}$ と定義す る (式 10)。 $J_{B.net}$ は、ベース電極から流入する  $J_B$ と、ベース領域から流出する  $J_{B0}$ 、そしてコレクタ 領域から流入する ( $M_e - 1$ ) $J'_C$ から構成される。

$$M_e \equiv \frac{J_C}{J'_C} \tag{9}$$
$$J_{B.net} \equiv J_B - J_{B0} + (M_e - 1)J'_C$$

 ${}^{10}A_e, B_e$ は測定から求めた定数である。 $\alpha_e$ は、電界強度に非常に強く依存している。



図 7: 短絡回路での *I<sub>C</sub>* – *V<sub>CE</sub>* 特性 (3 種類の BJT の測定値と計算値) [1]

$$= J_B - J_{B0} + \left(1 - \frac{1}{M_e}\right) J_C \qquad (10)$$

ここで、実効  $h_{FE.eff}$  を  $J_C$  と  $J_{B0}$  の比と定義する (式 11)。 $h_{FE.eff}$  は  $V_{CE}$  と  $J_C$  の関数である。

$$h_{FE.eff}(V_{CE}, J_C) \equiv \frac{J_C}{J_{B0}} \tag{11}$$

 $h_{FE.eff}(V_{CE}, J_C)$ は、例えばベース電流  $J_B$  一定 にした  $J_C$  の  $V_{CE}$  依存性の測定から知ることが出来 る。その一例が図 7 で、エミッタ深さとコレクタ  $n^-$ 領域幅、そしてダーリントン接続の段数を変えた 3 種類の BJT の短絡試験での測定結果と、それに対す る半経験式<sup>12</sup>を示している [1]。測定データと半経験 式がよく一致していることから、あるトランジスタ 構造について半経験的パラメータを見いだしておけ ば、特定の  $J_C$ ,  $V_{CE}$ ,  $J_B$  について  $h_{FE.eff}(V_{CE}, J_C)$ を算出することが出来ることが判る。

もっとも、後述するサスティン動作や RB-SOA 動 作における  $J_C$  は定格電流の 2 倍程度以下なので、電 界強度分布 EF(x) は図 3 の状況がほとんどで、せい <sup>12</sup>幾つかの半経験的パラメータを使って、 $J_C$  を  $V_{CE}$  と  $J_B$ 

 $<sup>^{11}</sup>v_{s.e} \approx 100 km/s. \quad v_{s.h} \approx 80 km/s.$ 

<sup>&</sup>lt;sup>12</sup>幾つかの半経験的バラメータを使って、 $J_C$ を $V_{CE}$ と $J_B$ を変数として表した。

$\Delta M_e / \Delta J_C$	$J_{B.net}$	判定	領域*
$(M_e$ 不定)		破壞-A	[a]
Æ	正	破壊-B	[b]
	負	(破壊-C)	[c]
	負	安定動作	[c]
負	正	安定増大	[e]
	負	安定減少	[d]

表 1: BJT 高電圧動作の安定性 [2]

領域\*は 5.3 項の図 11 に表示している.

ぜい図4の状況に止まって、図5の状況になること はない。 このため、 $h_{FE.eff}(V_{CE}, J_C)$ は小電流動 作時の $h_{FE}$ <sup>13</sup>と近似することが出来る。

さて、次の二つの条件が重なる状況では、BJTの コレクタ電流  $J_C$  は増大し続けるので、必然的に破壊に至ると考えられる。

- 1. コレクタ電流  $J_C$  に対する増倍係数  $M_e$  の変化 率が正の状況 ( $\Delta M_e / \Delta J_C > 0$ )。
- ベース領域への正孔の流入量が流出量よりも勝 る状況 (正味のベース電流密度 J<sub>B.net</sub> > 0)。

そうすれば、 $\Delta M_e / \Delta J_C$ と $J_{B.net}$ の値に応じて、 表1に示すように、安定性を"判定"することが可能 である<sup>14</sup>。

基本的に、 $\Delta M_e/\Delta J_C < 0$ であれば、高電圧下に おいても安定な動作が存在する。例えば、L 負荷をオ フする際に観測される BJT のサステイン波形<sup>15</sup>は、  $\Delta M_e/\Delta J_C < 0$ で  $J_{B.net} = 0$ の状態に当たる<sup>16</sup>。

逆に、*M<sub>e</sub>*を求める計算が発散すれば<sup>17</sup>、安定な動 作条件が存在しないとして破壊と見なせる。その例 が、図7に示す短絡動作の破壊点である。

## 5 BJT 高耐圧動作の 安定性の計算例

#### 5.1 *I<sub>CEO</sub>と BV<sub>CEO</sub>*の計算

2節で述べた、ベース開放状態の BJT のコレクタ-エミッタ間のリーク電流  $I_{CEO}$  がコレクタ-ベース間 のリーク電流  $I_{CBO}$  のほぼ  $h_{FE}$  倍となる関係 (式 1) は、BJT が  $J_{CBO}$  をベース電流として電流増幅動作 をしていると見なすことが出来る。

$$J_{CEO} = (h_{FE} + 1)J_{CBO} \qquad (\vec{\mathbf{x}}\,1)$$

この式では衝突電離作用を考慮していなかったが、 ベース開放状態の BJT のコレクタ-エミッタ間に加 える電圧 V<sub>CEO</sub> を増やしていくと、早晩 衝突電離作 用が働き始めて I<sub>CEO</sub> が急増する降伏現象が起きる。 この時の降伏電圧 BV<sub>CEO</sub> は、多くの文献で (式 12) のように記されている<sup>18</sup>。ところが、この式は初期 のトランジスタ開発時の経験式であり、その後現れ た高耐圧 BJT に対しては無効である。

$$BV_{CEO} \approx \frac{BV_{CBO}}{\sqrt[n]{h_{FE}}}$$
 (12)

正しいベース開放時のコレクタ-エミッタ間降伏電 E  $BV_{CEO}$ は、増倍率  $M_e$  が (式 13) を満たす  $V_{CEO}$ 値である。 この (式 13) は、(式 10) に  $J_{B.net} = 0$ と  $J_B = 0$ 、そして  $h_{FE} = J'_C/J_{B0}$  を代入すること で得られる (式 14)。増倍率  $M_e$  は、電界存在領域で (式 15) を計算すればよい。 この式は、正孔の衝突 電離作用を無視して自由電子の衝突電離作用だけを 考慮した式である<sup>19</sup>。

$$M_e - 1 = \frac{1}{h_{FE}} \tag{13}$$

$$0 \equiv -J_{B0} + (M_e - 1)J'_C \qquad (14)$$

$$M_e \approx \exp\left[\int_0^{t_n} \alpha_e(x) dx\right]$$
 (15)

<sup>&</sup>lt;sup>13</sup>すなわち、(図 8 において  $x_{ib} = 0$  であるような) ベース拡 がりが起こってない状況の  $h_{FE}$ 。 <sup>14</sup>5.3 項 "RB-SOA(サスティン) 破壊限界の計算"で詳述する。

 <sup>&</sup>lt;sup>14</sup>5.3 項 "RB-SOA(サスティン) 破壊限界の計算"で詳述する。
 <sup>15</sup>例えば、5.3 項 図 10 の右下部の 3 波形。BJT には、大電
 流を流しながら自律的に高電圧を保持する能力がある。

<sup>&</sup>lt;sup>16</sup>表1では、最下段とその上の段の境界になる。 <sup>17</sup>表1の最上段。

<sup>&</sup>lt;sup>18</sup>*n* は BJT 構造によって異なるとされ、通常の *npn* 形小信号 BJT では 3~4 程度と言われている。

<sup>&</sup>lt;sup>19</sup>シリコンでは  $\alpha_h$  が  $\alpha_e$  よりも一桁程度小さいので許される。 しかしながら、ゲルマニウムでは  $\alpha_h > \alpha_e$  なので使えない。(式 15) を実際に計算するためには、まず電界強度分布 *EF*(*x*) を求 め、 $\alpha_e(x)$  に 4 節の (式 8) か同等の近似式を用いる。

#### 5.2 短絡破壊限界の概略計算

BJT の短絡試験では、定格電圧の数十%の $V_{CE}$ が 加わり、定格電流の3倍程度の $J_C$ が流れる。その 時のBJT 内部の電界強度分布EF(x)は、3節"電 界強度分布への動作電流の影響"の図5で示す状況 となる。EFに加えてBJT 内部の自由電子密度 $n_e$ と正孔密度 $n_h$ の分布を示したものが図8である。

コレクタ電流  $J_C$  が  $J_0 \equiv qv_{s.e}N_{Dn^-}$ よりも明白 に大きい状況なので、電界強度分布 EF(x) を示す (式 6) は、(式 16) と近似できる。そして、電界強度 EF の最大値  $EF_m$  は、x に電界存在領域幅  $x_n$  を代 入した (式 17) となる。

$$EF(x) = \frac{q}{\epsilon_r \epsilon_0} (n_e - N_{Dn^-}) x$$
$$\approx \frac{q}{\epsilon_r \epsilon_0} n_e x = \frac{q}{\epsilon_r \epsilon_0} \frac{J_C}{q v_{s,e}} x \quad (16)$$

$$EF_m \approx \frac{q}{\epsilon_r \epsilon_0} n_e x_n$$
 (17)

一方、コレクタ電圧  $V_{CE}$  は  $n^-$  領域の電界強度 EF の面積 ( $EF_m x_n/2$ ) なので、(式 17) から得られ る  $x_n$  を代入すれば (式 18) となる。

$$V_{CE} = \frac{1}{2} E F_m x_n \approx \frac{\epsilon_r \epsilon_0}{2q} \frac{E F_m^2}{n_e}$$
(18)

この式に  $J_C \approx qv_{s.e}n_e$  の辺々を乗ずれば、短絡動 作時の  $J_C V_{CE}$  値は最大電界強度  $EF_m$  の 2 乗の定 数倍となることが判る (式 19)。

$$J_C V_{CE} \approx q v_{s.e} n_e \frac{\epsilon_r \epsilon_0}{2q} \frac{E F_m^2}{n_e}$$
$$= \frac{\epsilon_r \epsilon_0 v_{s.e}}{2} E F_m^2 \qquad (19)$$

最大電界強度  $EF_m$  部周辺の衝突電離作用によっ て生じた正孔  $(M_e - 1)J'_C$  は実質的なベース電流  $J_B$ に加わって  $J_C$  を増やし、図 5 に示す最大電界強度  $EF_m = EF_n$  を増大させて衝突電離をさらに促進さ せるという正帰還を引き起こそうとする。

しかしながら、同じ図5は、 $J_C$ が増大すればベース領域の拡張分 $x_b$ が増えるので、拡散電流として流れる $J_C$ が抑制されることを示している。



図 8: 高電圧/大電流 動作の電荷担体分布 (高電圧大電流動作: J<sub>C</sub> > J<sub>0</sub>)

このため、衝突電離作用がある程度大きくなった 段階で、 $EF_n$ 部周辺の衝突電離作用の増大が拡散電 流の減少を補って $J_C$ の爆発的な増大、すなわち破壊 が始まると予想できる。衝突電離作用には極めて大 きい電界強度依存性があるので、最大電界強度 $EF_m$ がある臨界点に達した時点で破壊すると近似するこ とが許されよう<sup>20</sup>。

衝突電離作用は  $EF \approx 1 \times 10^5 V/cm$  程度以上で目 立ち始める。ダイオードの降伏現象の臨界値は 2 ×  $10^5 \sim 3 \times 10^5 V/cm$  と言われていることからも、そ の臨界値を  $1.5 \times 10^5 V/cm$  程度と見なすことに無 理はない。 $EF_m = 1.5 \times 10^5 V/cm$  とすれば、 $\epsilon_s \equiv \epsilon_r \epsilon_0 \approx 12 \times 8.85 \times 10^{-12} F/m$ ,  $v_{s.e} \approx 10^5 cm/s$  か ら、 $J_C V_{CE} \approx 110 kW/cm^2$  が得られる (式 20)。

$$J_C V_{CE} \approx \frac{\epsilon_s v_{s.e}}{2} E F_m^2 \approx \frac{10^{-12} 10^5}{2} (1.5 \times 10^5)^2 \\ \approx 110 k W/cm^2$$
(20)

この結果は、図9に示す測定から得られた破壊条 件 $J_CV_{CE} \approx 200 kW/cm^2$ とよく整合している。こ れが、BJT動作の本質を理解してなかった著者らが 1983年に "BJT の短絡破壊機構を解明した"として 発表した内容である [1]。

> 図 9 中の I, II, III は、ダーリントン段数 と n<sup>-</sup> 長がそれぞれ (3 段, 長), (2 段, 長),

 $<sup>2^{0}</sup>$ 広く流布している"ダイオードの降伏電圧は電界強度 EF の 最大値がある臨界値に到達した段階で起こる"という説明と同じ 類である。ちなみに、この降伏電圧の説明は電界強度の分布が急 峻な pn 接合には当てはまるが、電界強度分布が緩やかな pin 構 造を有する高耐圧デバイスには使えない。



図 9: 短絡破壊のエネルギー, 電力 v.s. *V<sub>CE</sub>* (*n*<sup>-</sup> 長の異なる 3 種類の BJT の測定値 [1])

(2 段, 短) である BJT の測定結果で、実線 や破線は破壊に到るまでの消費エネルギー 密度を示し  $(I_C V_{CE} T_W / A_E)$ 、  $\odot$  点,  $\oplus$ 点,  $\otimes$ 点は破壊電力密度を表す  $(I_C V_{CE} / A_E)$ 。  $(T_W はオン動作期間、A_E はエミッタ面積)$ なお、図 9 中の電流密度は、チップ面積で なくダーリントン接続の最終段のエミッタ 面積に対するものである。チップ面積に直 すと  $J_C V_{CE} \approx 100 kW/cm^2$  程度となる。

 $EF_m = 1.5 \times 10^5 V/cm$ と設定した根拠は 乏しい。測定結果に合うように $EF_m$ を選 んだのが実態である。しかしながら、この  $EF_m$  値から求めた  $M_e$  値はほぼ (式 21) あ るいは (式 22) の関係を満たす。 すなわち、 衝突電離作用によってもたらされる正孔電 流  $(M_e - 1)J'_C$  が外部からのベース電流  $J_B$ 程度となっている。これは  $I_C$  の爆発的な 増大が起こる条件としてもっともらしいと、 著者は考える。

$$J_B \approx (M_e - 1)J'_C \tag{21}$$

$$M_e \approx 1 + \frac{J_B}{J'_C} = 1 + \frac{1}{h_{FE}} \qquad (22)$$



図 10: 1000V 10A 単体 BJT の動作限界の 測定値とシミュレーション結果 (@25 ℃) [5]

## 5.3 RB-SOA(サスティン) 破壊限界の計算

これまでの  $BV_{CEO}$  や短絡破壊限界は、ごく簡単な 計算で観測結果に結構一致する結果を得ることが出 来た。しかながら、図 10 に示す L 負荷オフ動作時の 破壊 (RB-SOA) とサスティン動作<sup>21</sup>の破壊に至るま での諸観測波形は、先の 4 節で述べた  $\Delta M_e/\Delta J_C$  と  $J_{B.net}$  を、3 節で扱った "電界強度分布 EF(x) への 動作電流 ( $J_C = qv_{s.e}n_e$ ) の影響"を考慮して計算す ることで、ようやくほぼ再現することが出来た<sup>22</sup>[2]。

<sup>&</sup>lt;sup>21</sup>図 10 の右側の反り返った  $I_C - V_{CE}$  波形を指す。「オン電流が流れている素子に短時間で高電圧が加わる状況では、リーク電流の代わりにオン電流が種となる降伏現象が起こり、あるまとまった電流が流れる状況で、半導体素子が"自律的に動作電圧を定める"現象"サスティン (sustain) 現象"と経験的に呼んできた。"sustain"は、"耐える"とか"持ちこたえる"の意味がある。
<sup>22</sup>図 10 の、 $I_C > 10A$ の白抜き印は全て破壊点である。 $I_C < 10A$ 以下の黒色印は観測したサスティン軌跡を示す。ただし、"Destruction"と示し囲った 3 点は破壊点を示している。 $I_{B2}$ は、オフ時に流す逆方向ベース電流を表している。チップサイズ



図 11: BJT 高電圧大電流特性の計算手順と判定

ある動作点  $(J_C, V_{CE})$  の自由電子の増倍係数  $M_e$ を求めるためには、 $n^-$ 領域の正味の電荷分布 (式 23) <sup>23</sup>と電界強度分布 (式 24)を知らねばならない。その ために、 $n^-$  領域を 100 分割し、最初に計算したい  $V_{CE}$ 値 (式 25)と $J_C = 0$ に対する各点 x の正味の電 荷  $n_{net}(x)$ と電界強度 EF(x)を計算する。次に、 $J_C$ を増やして自由電子の増倍率  $M_e$ の計算値 (式 15)と (式 23)~(式 25)がお互いに自己整合するまで繰り返 し計算する。 この手順を、計算目標とする  $J_C$  値ま で繰り返す<sup>24</sup>。

$$n_{net}(x) = N_{Dn^{-}} + \frac{J_C}{qv_{s.e}} \left[ 1 - 2 \exp\left[\int_{t_{n^{-}}}^x \alpha_e(y) dy\right] \right]$$
(23)

$$EF(x) = -\frac{q}{\epsilon_r \epsilon_0} \int_0^x n_{net}(y) dy + C \qquad (24)$$

$$V_{CE} = \int_0^{t_{n^-}} EF(x)dx + Ct_{n^-}$$
 (25)

図 11 に、図 10 のサスティン波形や破壊点を計 算した具体的な手順を示す。まず、ある  $V_{CE}$  点で、  $J_C \approx 0$  における  $M_e$  と  $\Delta M_e / \Delta J_e$  の値を求めること から始まる。 $\Delta M_e / \Delta J_e$  値は、特定の  $J_C$ ,  $V_{CE}$  点 (。 印) と、それよりも僅かに電流を増やした  $J_C + \Delta J_C$  点 (◎印) の *M<sub>e</sub>* から得る。次に各動作点が図 11 の [a]~[e] のどの領域に位置するか、以下の操作を行っ て見つける。その動作点の安定性は、4 節の表 1 か ら 6 段階に判定できる。

e 領域  $J_{B.net} < 0$ の場合には、 $V_{CE}$ 値を増やすか  $J_C$ 値を下げるかして、 $J_{B.net} > 0$ となる電圧, 電流条件を見い出す (〇点)。

小さめの  $J_C$  値ならば必ず  $\Delta M_e / \Delta J_e < 0$ となる。この点の電流は安定に増大する。

**d 領域**  $J_{B.net} > 0$ の動作点を得たならば、同じ $V_{CE}$  で  $J_{B.net} < 0$ となる  $\odot$  点まで  $J_C$ を少しずつ 増やして行く。

この動作点の電流は安定に減少する。

**サスティン動作点** ◎点と ⊙ 点の間に存在するは ずの [e] 領域と [d] 領域の境界では、動作電流 の継続条件 ( $J_{B.net} = 0$ ) が満たされる。さらに  $\Delta M_e/\Delta J_e < 0$ なので、電流  $J_C$ の増大に対し て負帰還が掛かるので安定な動作が期待できる。 この [d] 領域と [e] 領域の境界がサスティン動作 時の  $J_C - V_{CE}$  波形に当たる。

なお、図 10 の右下部では、 $I_{B2}$ が大きくなると サステイン波形が高電圧部に伸展している。 こ の状況は、上述の計算を行うと自動的に現れて、  $BV_{CBO}$ 値まで計算可能である<sup>25</sup>。

) **c 領域** さらに、 $J_C$  を増大させていくと、 $M_e$  は 単調に減少するが、 $\Delta M_e / \Delta J_e$  は増えて行く。  $\Delta M_e / \Delta J_e > 0$ の領域は原則的に不安定なのだ が、 $V_{CE}$  が低くなるか、 $J_C$  がベース拡張領域 が伸展するほど大きくなる場合には、衝突電離 作用よりも  $I_C$  を抑制する機構が勝って安定動 作を行う。このため最大保持電圧に近い高電圧 動作では "(破壊-C)" 判定となり、比較的低電圧 の大電流動作では "安定動作" 判定となる<sup>26</sup>。

は 5 × 7 $mm^2$ 、測定時の順方向ベース電流  $I_{B1} = 1A_{\circ}$ 

<sup>&</sup>lt;sup>23</sup>正味電荷には自由電子が発生させた自由電子と正孔を含める。 <sup>24</sup>自由電子の衝突電離係数は、 $\alpha_e = A_e \exp(-B_e/EF)$ (式 8) を用いて  $A_e = 3.8 \times 10^6 cm^{-1}, B_e = 17.5 \times 10^6 V/cm$  とした。

 $<sup>^{25}</sup>$ 実際に BJT を測定すると  $\approx BV_{CBO}$  近傍で破壊する。この破壊点までは、上述の手順では計算できない。

 $<sup>^{26}</sup>$ 図 10 において、左上部が "安定動作" 判定で、 $V_{CE}>900V$ で  $I_C\approx 10A$ の領域が "(破壊-C)" 判定となる。



図 12: 判定条件変更による破壊点の移動 (図 10 に "破壊-A" 判定線を付加)

- **a 領域**  $J_C$  を一層増大させていくと、 $M_e$  の計算が 収束しなくなる。この時、安定な動作が存在し 得ないと見なし"破壊-A"判定とする。
- **b 領域** 典型的な破壊条件である  $\Delta M_e / \Delta J_e > 0$  と  $J_{B.net} > 0$  を同時に満たす領域は、図 11 に示す ように、[d]-[e] 境界 (サスティン動作線) と [c]-[d] 境界 ( $\Delta M_e / \Delta J_e = 0$  となる線) が交差する高電 圧側のみに存在し得る。ここを"破壊-B"判定 とする。

なお、[c] 領域では"(破壊-C)"判定と"安定動作" 判定の区別が出来ない。"破壊-A"判定のみを使うと、 図 12 の右上部に破線で示す限界線となる。それなの に、図 10 では [c] 領域に当たる箇所でも、計算曲線 が観測データに一致しているのは、正味のベース電 流  $J_{B.net}$ (式 10) の代わりに (式 26) に示す  $J'_{B.net}$  を 使って判定したためである。

$$J'_{B.net} \equiv J_B - J_{B0} + C_{pm} (1 - \frac{1}{M_e}) J_C \qquad (26)$$



図 13: 1,200V 100A 3-stage Tr の  $V_{CEX}(sus)$  波形 (縦軸:  $I_C$ , 12.5A/div., 横軸:  $V_{CE}$ , 200V/div.) [2]  $(I_{B1} = 2A, I_{B2} = -2A, V_{clamp} = 1,400V)$ 

結局、BJT は、最大保持電圧の近くでは  $J_{B.net} = 0$  で示されるサスティン動作線上を辿り、それが  $\Delta M_e/\Delta J_e = 0$  に達する点で破壊すると判断でき る。すなわち、 $J_C < J_0 \equiv qv_{s.e}N_{Dn^-}$ の領域では破 壊しない。また、従来の常識とは逆に、逆方向ベー ス電流  $I_{B2}$  が大きいほど安全動作領域は拡がる<sup>27</sup>。

図 13 は、BJT の大電流サスティン動作が最初に 確認された波形である [2]。図 1 において数 mH の L 負荷に流した電流を遮断して行った。すなわち、 オン時に BJT 内に存在していた電荷担体が引き起 こす衝突電離現象を観測している。BJT はサスティ ン動作曲線の各点で安定な動作を保ち得る。このた め、動作条件 ( $J_C$ ,  $V_{CE}$ )が同じサスティン動作を行 う BJT 内部は、それを引き起こした手順に係わら ず、同じ状況となっている。

オフ直前のコレクタ電流  $I_{CO}$  は、ベース 順方向電流  $I_{B1}$  の継続時間  $T_W$  で調整する  $(I_{CO} = \frac{V_{CC} - V_{CE}(sat)}{L} T_W)$ 。 BJT の L 負荷オフ動作は、ベース逆方向電 流  $I_{B2}$  の値によって大きく影響されること が知られていた。また、クランプ (clamp) 回 路は、BJT に高いサージ電圧が加わらない

<sup>&</sup>lt;sup>27</sup>トランジスタ モジュール以前の BJT チップは、寄生動作箇 所があったために BJT 本来の安全動作領域が発現しなかった。

ようにするもので<sup>28</sup>、実際の使用時に問題 となる大電流動作には関与しない。ただし、 トランジスタ モジュールが出現した 1980 年頃には、トランジスタには*V<sub>CEO</sub>(sus)*と いう規格があって、クランプ回路はその測 定の際にトランジスタの保護のために使わ れた<sup>29</sup>。当時のトランジスタが*L*負荷動作 では壊れ易かったためである。

### 6 まとめ

実は、L 負荷オフ時の破壊耐量 (RB-SOA) 問題の 解決は、今回述べた解析を行う前に、ベース電極か ら遠いエミッタ パターン箇所を徹底して省くことで なされていた<sup>30</sup>[1]。また、短絡耐量 (SC-SOA) を改 善するための方策は何も取らなかった。ただ、その ような過酷な動作条件においても、BJT には特段変 わった動作機構はなく、むしろある限界までは安定 動作を行う機構が存在することが確かめられただけ である<sup>31</sup>。

しかしながら、半導体デバイスの高電圧大電流動 作における解析手法を明らかにして、実際に測定さ れた破壊限界点を説明できたことの意義は大きい。 このことが、GCT (Gate Commutated Thyristor) <sup>32</sup>や IGBT 等において、高電圧下で大電流動作し得 る能力を探る切っ掛けとなった [6], [7]。そして、よ うやく 2000 年頃に、半導体デバイスが高電圧下で 大電流動作し得る能力を潜在的に有していることが 常識となった。

## 参考文献

- H. Nishiumi, I. Takata, Y. Takagi and S. Kojima, "High Voltage High Power Transistor Modules for 440V Line Voltage Applications,", conference record of IPEC-Tokyo, pp.297-305, 1983
- [2] I. Takata, H. Nishiumi, H. Iwamoto, and Y. Yuu, "A Basic Analysis of High Voltage Operation of High Power Transistors and Diodes," conference record of IEEE IAS'85, pp.900-904, 1985
- [3] 高田 育紀, "バイポーラモード静電誘導トランジスタ (BSIT)の動作機構," H21 電学合同研究会資料, EFM-09-035/EDD-09-069/SPC-09-136, pp.29-34, 2009-10-30
- [4] 高田 育紀, "バイポーラ トランジスタの動作モデル の再考察," H22 電気学会研究会資料, EDD-10-111/ SPC-10-168, pp.63-68, 2010-11-30
- [5] I. Takata, T. Hikichi, M. Inoue, "High Voltage Bipolar Transistor with New Concept," conference record of IEEE IAS annual meeting '92, pp.1126-1134, 1992
- [6] I. Takata, M. Bessho, K. Koyanagi, M. Akamatsu, K. Satou, K. Kurachi, and T. Nakagawa, "Snubberless Turn-off Capability of Four-inch 4.5kV GCT Thyristor," proceedings of ISPSD'98, pp.177-200, 1998.

高田 育紀, 武田 満喜, 佐藤 克巳, "GCT サイリスタ と高耐圧 IGBT の可能性," H10 電気学会研究会資料 EDD-98-91/ SPC-98-75, pp.25-30, 1998

[7] I. Takata, "A Trial Simulation of the Fourth Secondary Breakdown on IGBTs," proceedings of IPEC-Niigata, S48-3, 2005-4

<sup>&</sup>lt;sup>28</sup>クランプ回路の電圧を大電流が流れる領域より高く設定する ので、大電流を退避する働きはない。

BJT には、オフ時のベース電流 ( $I_{B2}$ )を大きくすると、コレ クタ電流  $J_C$  がゼロになる直前で  $V_{CE}$  が  $BV_{CBO}$  近くまで増 大する傾向がある。その最大電圧点で破壊することがあるので、 図 13≈ 1,400V の箇所に示すように、低電流部での  $V_{CE}$  の極 端な増大を押さえることがクランプ回路の目的である。

 $<sup>^{29}</sup>$ 図1でクランプ電圧を $V_{CEO}(sus)$ 規格値に設定し、 $I_{B2} = 0$ の条件で精々 $1A/cm^2$ 程度の電流を流して(正味のサスティン波形は観測せずに)破壊しないことを確認する試験をしていた。

<sup>&</sup>lt;sup>30</sup>その様な箇所では、オン動作中に n<sup>-</sup> コレクタ領域に溜まっ た電荷担体をベースから引き抜き難いために、オフ動作過程で必 ず電流集中が起きて破壊し易くなっていたのである。

<sup>&</sup>lt;sup>31</sup>そのため、SC-SOA を改善するためには、コレクタ電流 *J<sub>C</sub>* を小さくする方策しかない。文献 [1] 発表 (1983/2) の 8ヶ月後の 電気学会研究会での同様内容の発表時、そのことを質疑応答で確 認したのが (IGBT を開発し始めていた) 東芝の中川氏であった。

<sup>&</sup>lt;sup>32</sup>特に逆方向のゲート駆動能力を改善することで、L 負荷遮断 能力 (RB-SOA) を得た GTO。