

擬飽和特性を含むバイポーラトランジスタ CADモデル

TANI, Kunio / Dang, Ryo / 檀, 良 / 谷, 国雄

(出版者 / Publisher)

法政大学工学部

(雑誌名 / Journal or Publication Title)

法政大学工学部研究集報 / 法政大学工学部研究集報

(巻 / Volume)

24

(開始ページ / Start Page)

13

(終了ページ / End Page)

22

(発行年 / Year)

1988-03

(URL)

<https://doi.org/10.15002/00003952>

擬飽和特性を含む バイポーラトランジスタ CAD モデル

谷 国 雄* 檀 良*

Bipolar Transistor CAD Model Including Quasi-Saturation

Kunio TANI* and Ryo DANG*

Abstract

This paper describes a bipolar transistor model containing quasi-saturation behavior. We present a technique to simulate the current model of an IC-BJT for application in a circuit simulation program. Simulated results are compared and found to be in excellent agreement with measurements.

§1. ま え が き

近年、バイポーラトランジスタ集積化に伴いトランジスタの耐圧性を確保するため、コレクタ側のエピタキシャル層の比抵抗が高く、厚さを厚くとる素子が広く使用されている。このようなデバイスにおいて、動作電流密度が高くなるとコレクタ直列抵抗の電圧降下がコレクタ接合を順バイアスにし、外部的には逆バイアスされているが内部的には順バイアスされているという、いわゆる擬飽和領域が存在することはよく知られている。最近のバイポーラ IC では高速化、高耐圧化、高集積化に伴って小面積のエミッタに大電流を流したり、エピタキシャル層の比抵抗が高くなるに従ってこの現象が顕著になってきている。回路解析 CAD を集積回路設計へ適用する場合、回路解析プログラムのモデルパラメータの数値の正確さに大きく依存することはいうまでもないが、デバイスモデルの精密さにより、モデルのパラメータの値をいかに正確に与えたとしても、全動作領域にわたって十分な精度を保証することはできない。図 1 は、回路解析プログラム SPICE [1] によるシミュレーション結果と実測値の比較である。コレクタ・エミッタ電圧 V_{CE} が高い領域では、シミュレーション結果と実測値はほぼ一致しているが、 V_{CE} の低い領域ではかなりのずれが生じている。このようなモデルの精度が保証できる領域を広げるためには、新しいモデルの導入が必要になる。そこで今回我々は、擬飽和領域に注目して、Kull 氏らによって提案されたコンパクトモデル [2] を紹介し、バイポーラ IC 用トランジスタを例に取り、実測値とシミュレーション値の比較を行う。また、回路解析 CAD への適応のために、ニュートン法を用

* 電気工学科電気電子専攻

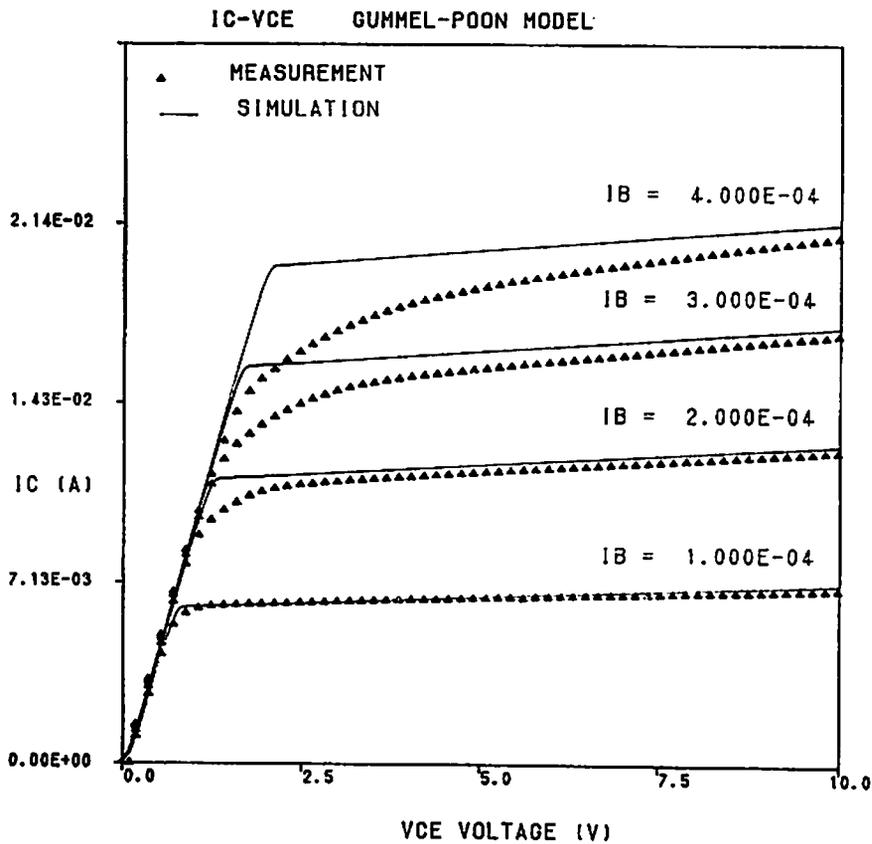


図1 ガンメルモデルによるシュミレーション値と実測値による I_C - V_{CE} 特性

いたシュミレーション方法を述べる。

§2. 擬飽和現象

図2にバイポーラ IC の例を取り標準的なデバイス構造及び不純物分布を示す。IC 用バイポーラトランジスタでは高耐圧化のために、エピタキシャル層の不純物濃度を低くまた層厚も厚く取ってあるために、エミッタ下方の抵抗 R_{EPI} 、コレクタ電極下方の抵抗 R_{C1} などが高くなりやすい。Kirk [3] によれば、次式で決まる臨界電流 I_{CRI} をコレクタ電流が越えれば、コレクタ領域へのベースプッシュアウト効果が生じる。ここで、 V_{CE} はコレクタエミッタ間の電圧である。また、コレクタ側に広がる空乏層幅 W_{DEP} は式 (2.1.2) で決定される。

$$I_{CPI} = \frac{V_{CE}}{R_{EPI} + R_{C1}} \quad (2.1.1)$$

$$W_{DEP} = \left[\frac{2\epsilon(V_{bi} + V_{CB})}{q N_C} \right]^{1/2} \left[\frac{1 - (J_C/J_2)}{1 - (J_C/J_1)} \right]^{1/2} \quad (2.1.2)$$

ここで各電流密度 J_1 、 J_2 はキャリアが速度飽和を起こした時の電流密度と、コレクタ領域の平均電界による電流密度を示す。 J_C はコレクタ電流密度、 N_C はコレクタ濃度、 V_{bi} は障壁電位、 V_{CB} はコレクタ・ベース電圧、 ϵ は誘電率を示す。式 (2.1.2) より $J_C = J_2$ の場合、完全に空乏

層は消滅してしまうが、 J_C が J_2 より大きな電流密度を持つ場合、 V_{CB} を外から与えた一定電圧とすればコレクタ・ベース電位差は式 (2.1.3) で与えられる。

$$V_{bt} + V_{CB} = \rho_C W_C J_C \quad (2.1.3)$$

ここで、コレクタ電流密度 J_C を大きくしていけば、コレクタ領域長 W_C が減少せざるをえない。すなわちこれは、ベース領域からの過剰少数キャリアによる押し出し効果を示す。以上が Kirk によるベースプッシュアウト効果である。さらに Graff [4] は、式 (2.1.2) に Ryder [5] の電界とキャリアのドリフト速度の関数式を使用して、コレクタ領域をオーミック領域と非オーミック領域に分けて、より厳密なモデルの展開を行った。

ベースプッシュアウト効果が生じるような状態において、ベース・コレクタ間の接合電圧は順バイアスとなっているために、ベース領域からのコレクタ領域へ、少数キャリアと多数キャリアの注入が生じ、この注入キャリアにより、空間電荷中性の一種のベース領域を形成する。このベース幅の増大は電流利得の減少などを引き起こしたりするが、またこれはベース幅の増大と共にエミッタ下方のコレクタ領域を著しく縮小させ、抵抗 R_{EPI} は減少する。すなわち、擬飽和効果とは、コレクタ抵抗の変調効果を示す。

§3. モデル式

3.1 ガンメル・プーンモデル

バイポーラトランジスタの代表的モデルであるガンメル・プーンモデル [6] のモデル式は式

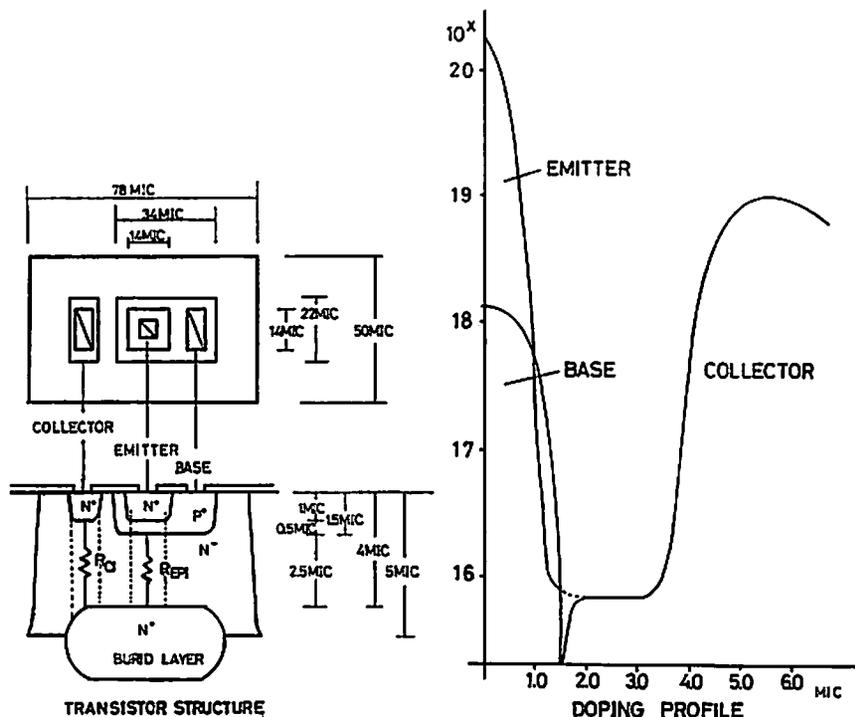


図2 解析に用いたバイポーラ IC 用のデバイス構造と不純物分布

(3.1.1) に示すとおりである。ここで式 (3.1.1) 中のベース総電荷 Q_B は式 (3.1.2) で表せる。ベース総電荷 Q_B はさらに5つの要素に分割できる。すなわち、固定電荷 (Q_{BO})、コレクタ側の空乏層による充放電成分 ($C_{JC}V_{BCO}$)、エミッタ側の空乏層による充放電成分 ($C_{JE}V_{BEO}$)、コレクタ側からの少数キャリアの注入成分 ($T_R I_R$)、エミッタ側からの少数キャリアの注入成分 ($T_F I_F$) である。ここで、擬飽和効果に起因するベースプッシュアウトが生じるとエピタキシャル層に電荷 Q_{EPI} が蓄積される。ガンメルモデルでは、この電荷 Q_{EPI} とエミッタ側からの注入成分電荷の合成電荷を、係数 B を使用することで表現している。一方係数 B は式 (3.1.3) で表せるが、パラメータ I_{2B} , N_p は一種のフィティングパラメータと考えられる。ここで、 I_S は飽和電流、 β_R は電流利得、 I_2 は弱飽和電流、 m_R はベース・コレクタ間の放射係数、 C_{JC} はベース・コレクタ接合キャパシタンス、 C_{JE} はベース・エミッタ接合キャパシタンス、 T_F , T_R はそれぞれ順方向、逆方向のトランジエントタイム、 I_F , I_R はそれぞれ順方向、逆方向の電流成分、 V_{BCO} , V_{BEO} はそれぞれベース・コレクタ接合電圧、ベース・エミッタ接合電圧、 V_{BCW} はベース・コレクタ間の外部接合電圧、 R_{EPI} はエピタキシャル抵抗である。

Collector Current

$$I_C = \frac{I_S}{Q_B} (e^{\frac{qV_{BEO}}{kT}} - e^{\frac{qV_{BCO}}{kT}}) - \frac{I_S}{\beta_R} (e^{\frac{qV_{BCO}}{kT}} - 1) - I_2 (e^{\frac{qV_{BCO}}{m_R kT}} - 1) \quad (3.1.1)$$

Base Charge

$$Q_B = Q_{BO} + Q_C + Q_E + Q_R + Q_F + Q_{EPI} \\ = Q_{BO} + C_{JC}V_{BCO} + C_{JE}V_{BEO} + T_R I_R + B T_F I_F \quad (3.1.2)$$

$$B = \left[1 + \frac{R_W \{ [I_C + I_{1B}]^2 + I_{2B}^2 \}^{\frac{1}{2}} - (I_C + I_{1B}) \}^{N_p}}{4(I_0^2 + I_{2B}^2)} \right]^2 \quad (3.1.3)$$

$$I_{1B} = \frac{V_{bi} - V_{BCW}}{R_{EPI}}$$

図3は、 $N_p=2.0$ $I_B=800(\text{UA})$ に固定して I_{2B} を変化させた時のシミュレーション結果の一例である。図3から分かるように、フィティングパラメータと考えられる I_{2B} を変化させるとかなり幅広い変化を持つことが分かる。また、図4は $N_p=2.0$ $I_{2B}=2.5\text{E}-2(\text{A})$ にした時のシミュレーションと実測値の比較である。実測値と比較してかなりの相違が見られる。これは、コレクタ低濃度層（エピタキシャル層）の伝導変調効果を見逃しているためだと思われる。以上よりガンメルモデルでは、例えベースプッシュアウト係数 B を入れたモデルを使用しても擬飽和領域は完全にシミュレーションできないことが分かった。

3.2 コンパクトモデル

コンパクトモデル [1] の場合、エピタキシャル層において、式 (3.2.1)-(3.2.3) が成り立つと仮定し、多数キャリアの移動度を電界の関数と定義する式 (3.2.4) を輸送方程式 (3.2.5) に代入

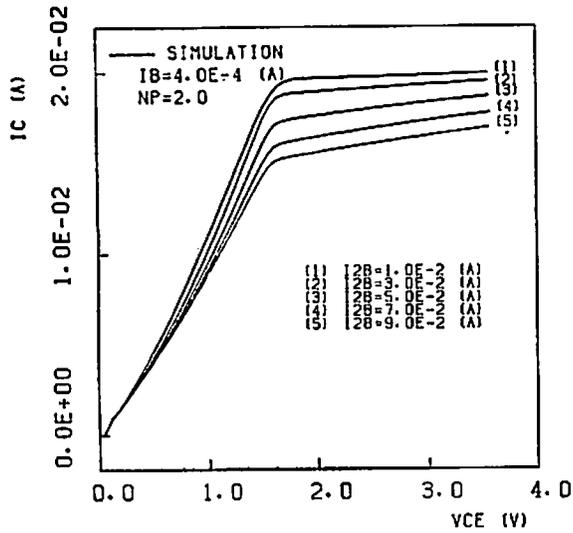


図3 パラメータ I_{B} を変化させたガンメルモデルの I_C - V_{CE} 特性

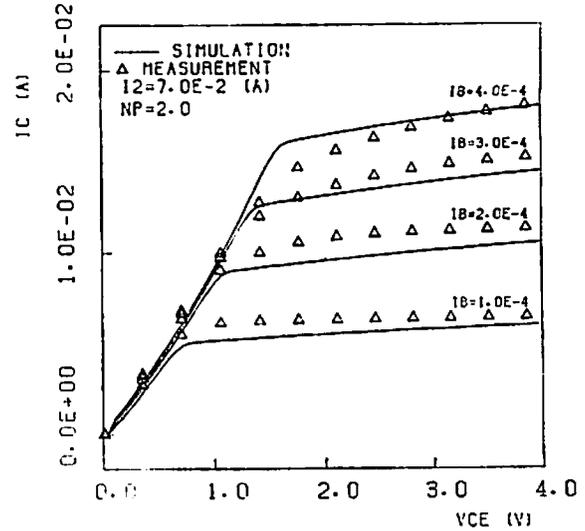


図4 ガンメルモデルと実測値の比較結果

し解くと、エピタキシャル層を流れる電流式 (3.2.6) が導出される。擬飽和現象の一原因として、ベース領域からコレクタ領域へのキャリアの注入によるコレクタ抵抗の変調効果についてはすでに述べたが、もう一つの原因としてキャリア速度飽和が考えられる。これは、ベースコレクタ間の高電界によりキャリアが速度飽和を起し、エピタキシャル層に蓄積することで、コレクタ抵抗の変調効果の一因をなすものと考えられる。以上により式 (3.2.6) は、前述した二つの効果を総括的に含んだモデル式といえる。ここで、 N_{EPI} はエピタキシャル層の不純物濃度、 W_{EPI} はエピタキシャル層幅、 A は解析デバイス飽和の断面積、 v_s は電子の飽和速度、 V_T はサマール電圧とした。

Carrier Recombination and Generation are neglected

$$\frac{\partial J_N}{\partial X} - \frac{\partial J_P}{\partial X} = 0 \tag{3.2.1}$$

Quasi-Neutrality

Uniform Doping Density

$$n = p + N_{EPI} \quad \frac{\partial N_{EPI}}{\partial X} = 0 \tag{3.2.2}$$

Where

$$n = \frac{N_{EPI}}{2} + \sqrt{\frac{N_{EPI}^2}{4} + n_i^2 \exp((\phi_p - \phi_n)/V_t)}$$

$$p = -\frac{N_{EPI}}{2} + \sqrt{\frac{N_{EPI}^2}{4} + n_i^2 \exp((\phi_p - \phi_n)/V_t)}$$

Constant Minority Carrier Quasi-fermi Level

$$\frac{\partial \phi_P}{\partial X} = 0 \tag{3.2.3}$$

Electric Field-Dependent Majority-Carrier Mobility

$$\mu_N = \frac{\mu_{NO}}{1 + \frac{\mu_{NO}}{v_S} \left| \frac{\partial \phi_N}{\partial X} \right|} \quad (3.2.4)$$

Transport Equation

$$J_N = -q\mu_N n \frac{\partial \phi}{\partial X} + \frac{qD_N n_i}{kT} e^{\frac{q}{kT}(\phi - \phi_N)} \left(\frac{\partial \phi}{\partial X} - \frac{\partial \phi_N}{\partial X} \right) \quad (3.2.5)$$

Epitaxial Current

$$I_{EPI} = \frac{K(V_{BCO}) - K(V_{BCW}) - \ln \frac{1 + K(V_{BCO})}{1 + K(V_{BCW})} + \frac{V_{BCO} - V_{BCW}}{V_t}}{\frac{R_{CO}}{V_t} \left[1 + \frac{|V_{BCO} - V_{BCW}|}{V_t} \right]} \quad (3.2.6)$$

$$K(V) = (1 + G \cdot e^{\frac{V}{V_t}})^{\frac{1}{2}}$$

$$G = (2n_i / N_{EPI})^2$$

$$V_0 = W_{EPI} v_S / \mu_{NO}$$

$$R_{CO} = W_{EPI} / (q\mu_{NO} N_{EPI} A)$$

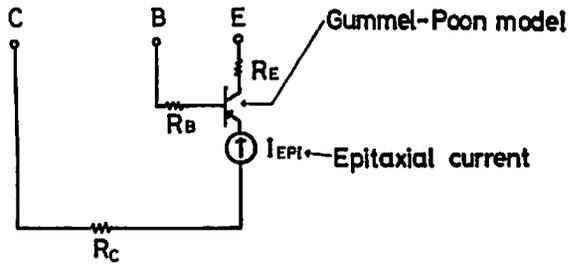
$$V_t = kT / q$$

§ 4. 非線形回路解析法

次にバイポーラトランジスタを含むコンパクト回路モデルを例にとり、非線形回路解析法を述べる。回路は図5を仮定し、解析手法を付録に述べるニュートン法を使用する。この回路において未知数はベース・エミッタ間の接合電圧 V_{BE0} 、ベース・コレクタ間の内部接合電圧 V_{BC0} 、外部接合電圧 V_{BCW} である。下図の回路において、ベース電流制御で $I_C - V_{CE}$ 特性をシミュレーションしようとする場合、考えられる非線形方程式は以下の三つが考えられる。ここで、 I_C 、 I_E 、 I_B はガンメルモデル式のコレクタ電流、エミッタ電流、ベース電流である。また I_{EPI} は、コンパクトモデル式のエピタキシャル層電流である。

$$\begin{aligned} f_1 &= V_{BE0} - V_{BCW} + I_E R_E + I_C R_C - V_{CE} \\ f_2 &= I_B - \text{constant} \\ f_3 &= I_C - I_{EPI} \end{aligned} \quad (4.2.1)$$

以上より付録に示した方法によりヤコビ行列を作成し各変数の修正量が十分小さくなるまで反復計算を行う。 $I_B = 1.0E-4$ (A)、 $V_{CE} = 1$ (V) にした時の計算結果を図6に示す。各動作点において反復回数は最大でも5回、平均すると3回で収束することが確認された。また反復回数が少ないので、パソコン程度で十分計算できる。また、上記のアルゴリズムを用いて、回路シミュレーションプログラム (例えば SPICE) などに、コンパクトモデルを組み込むことが可能であると推察される。



COMPACT CIRCUIT MODEL

図5 バイポーラトランジスタの等価回路モデル

K	ΔV_{BE0}	ΔV_{BC0}	ΔV_{BCW}
1	1.1717 E-04	-1.3570 E-03	-0.0175
2	-1.8818 E-06	-1.7040 E-06	-2.7054 E-05
3	-2.3256 E-10	-3.6026 E-09	-3.6974 E-09

図6 上図において $V_{CE}=1(V)$ $I_B=1.0E-4(A)$ の場合における反復回数と各電圧の修正量

§5. シミュレーション結果

図1に示すとおり、擬飽和領域を正確にシミュレーションできるモデルを導入する必要性はすでに述べた。そこで今回我々は、図2に示す構造と不純物分布を持つバイポーラ IC 用トランジスタを例に取り解析を行った。図7は二次元デバイスシミュレータ [7] を用いて解析した、電子の二次元的な流れを示すベクトル図である。矢印の大きさと長さは、電子の流れの方向、大きさを示している。電子の流れは、主としてエミッタ領域からエミッタ下方のベース領域を通過し、その下方のエピタキシャル層を通り、埋め込み層を横に流れてエピタキシャル層を再び通過し、コレクタ電極に抜ける道筋を取っている。厳密なシミュレーションを行うには、寄生的な二次元的流れを考慮しなければならないが、シミュレーション方法の複雑さを避けるため、またデバイスシミュレータの結果より十分無視できると考えられるために、今回は無視することにした。

図8は解析デバイスの等価回路である。ベース領域は従来のガンメルモデルを使用し、エピタキシャル層に電流源 I_{EPI} を組み込んだ。また、ベース領域の抵抗を R_B 、エミッタ抵抗を R_E 、

*** ELECTRON CURRENT VECTOR ***
 * VE=0.0 VB=0.8 VC=1.0

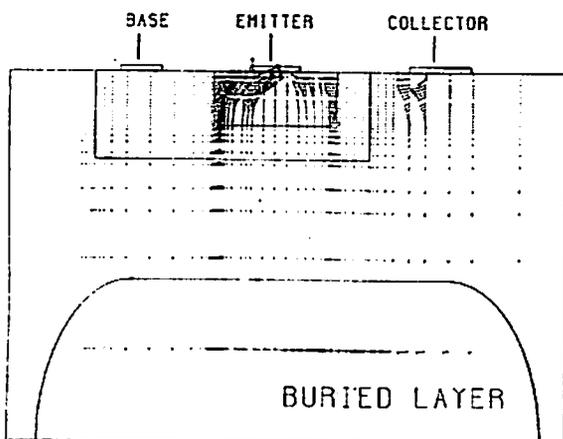


図7 二次元数値解析による電子の流れのベクトル図

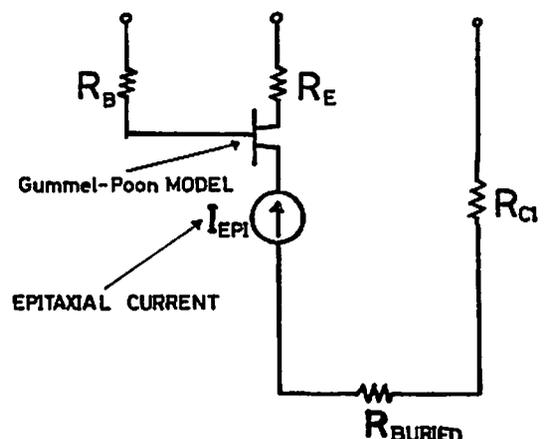


図8 解析デバイスの等価回路

とした。シミュレーション結果を図9に示す。図1に示したような擬飽和領域でのずれはなく、かなり正確にシミュレーションできることが分かる。

コレクタ電極, コレクタ電極下方のエピタキシャル層の抵抗 R_{C1} , 埋め込み層の抵抗を R_{BURIED}

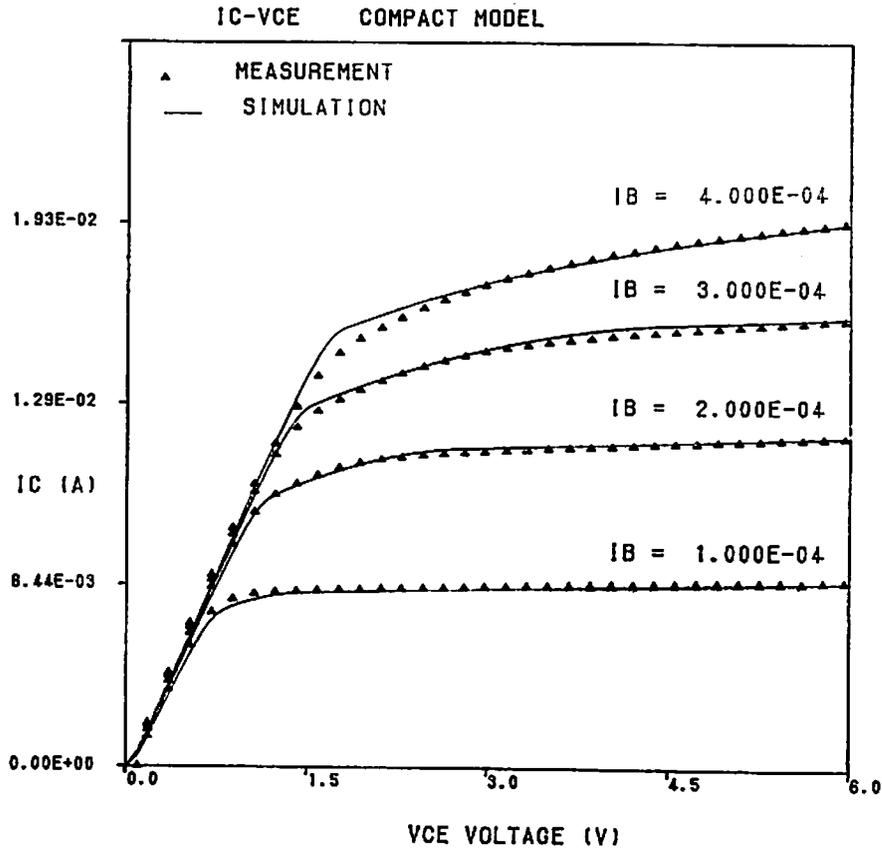


図9 コンパクトモデルによる解析結果 I_C - V_{CE} 特性

§ 6. 結 果

従来のガンメルモデルでは、例えベースプッシュアウト係数を入れたモデルを使用したとしても擬飽和領域を完全にシミュレーションすることはできないことが分かった。一方、コンパクトモデルでは擬飽和領域をかなり正確にシミュレーションできることが分かった。また、ニュートン法による解法を行い回路解析プログラム適用のための糸口を得た。

今後、コンパクトモデルを SPICE に組み込み回路レベルでの評価を行う。

参 考 文 献

- 1) L.W. Nagel, UCB/ERL-M 520, Uc, Berkeley (1975).
- 2) G.M. Kull et al, *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-32, pp. 1103-1114 (1985).
- 3) C.T. Kirk, *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-9, pp. 164-174 (1962).
- 4) H.C. De Graff, *Solid-State Electronics*, Vol 16, pp. 587-600 (1974).
- 5) E. J. Ryder, *Phys. Rev.* 90, 766 (1953).
- 6) I.E. Getreu, Modeling the bipolar transistor (CAD of Electronic Circuits, 1) Elsevier Scientific Publishing Co. (1978).
- 7) A.F. Franz et al, *IEEE Trans. Computer-Aided Design*, CAD-4, pp. 117-189.

付録 A.1 非線形連立方程引の解法

A.1 ニュートン法 (Newton's method)

一般に非線形方程式で記述される現象は、工学の多くの分野に出現する。例えばダイオードを含む回路においては、ダイオードの電圧電流特性が非線形であるために、回路方程式は非線形となる。この非線形方程式を解くための有力な方法として、ニュートン法があることはよく知られているが、ここではニュートン法の簡単な原理及び多変数を持つ非線形方程式の解法を述べる。

ここで未知数 x を持つ非線形方程式 $f(x)=0$ を考える事にする。関数 $f(x)$ を $x=x_0$ のまわりにテイラー展開すると、

$$f(x)=f(x_0)+(x-x_0)f'(x_0)+\frac{(x-x_0)^2}{2!}f''(x_0)+\dots \tag{A.1.1}$$

となる。本来解くべき方程式は $f(x)=0$ であるが、その代わりに式 (A.1.1) の右辺を一階微分で打ち切り、それを0とおくと式 (A.1.1) に対する次の様な近似一次方程式が得られる。

$$f(x_0)-(x-x_0)f'(x_0)=0 \tag{A.1.2}$$

この方程式の根 $x=x_1$ は、図10に示すように、 $x=x_0$ における $f(x)$ の接線が x 軸を横切る点である。真の解に近い適当な x_0 を出発値にとり、 $f(x_0), f'(x_0)$ を計算し式 (A.1.2) の解 x_1 を求めれば、 x_1 は x_0 よりも真の値に近いものになる。次に、この近似解 x_1 を出発値にして同じ手順を繰り返せば、さらに良い近似解が得られる。この手順は、一般に次のように書くことができる。

$$x_{K+1}=x_K-\frac{f(x_K)}{f'(x_K)} \quad K=0, 1, 2, \dots \tag{A.1.3}$$

以上がニュートン法の原理である。

A.2 多元変数を持つ非線形方程式の解法

次に、独立変数を二つ以上もつ連立非線形方程式に対するニュートン法を示す。いま、 n 個の未知数 $x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$ をもつ n 元連立非線形方程式を考える。

$$\begin{aligned} f_1(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n) &= 0 \\ f_2(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n) &= 0 \\ f_3(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n) &= 0 \\ &\vdots \\ f_N(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n) &= 0 \end{aligned} \tag{A.2.1}$$

n 次元ベクトル x 及び f をそれぞれ次式で定義すれば式 (A.2.3) は式で表せる。

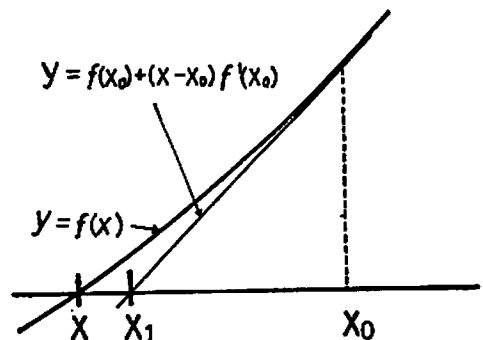


図10 ニュートン法の原理

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ \vdots \\ x_N \end{pmatrix} \quad f = \begin{pmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ \vdots \\ f_n \end{pmatrix} \quad (\text{A. 2. 2})$$

$$f(x) = 0 \quad (\text{A. 2. 3})$$

式 (A. 2. 3) を $x = x_K$ のまわりでテイラー展開し、一変数場合と同様、一階微分の項までとったものを、0 とおいてその根を x_{K+1} とすれば、次式の n 次元のニュートン法の公式が得られる。ここで、 M はヤコビ行列である。

$$f(x_K) + M(x_{K+1} - x_K) = 0 \quad (\text{A. 2. 4})$$

式 (A. 2. 4) を更に式変形すれば式 (A. 2. 5) となる。ここで、 $\Delta x = x_{K+1} - x_K$ とおいた。

$$M\Delta x = -f(x_K) \quad (\text{A. 2. 5})$$

式 (A. 2. 5) で表すことのできる連立一次方程式を、修正量 Δx が十分小さくなるまで反復計算すれば、解が求まることになる。以上が独立変数を二つ以上持つ連立非線形方程式を解くアルゴリズムである。

付録 A. 2 バイポーラトランジスタパラメータ表

Group	パラメータ	GP MODEL	COMPACT MODEL	値
Group 1	ベース電荷成分			
	I_S 飽和電流	YES	YES	1.015E-16
	I_{KF} ひざ電流	YES	YES	4.500E-2
	I_{KR} 逆ひざ電流	YES	YES	3.000E-2
	V_A アーリー電圧	YES	YES	50.0
	V_B 逆アーリー電圧	YES	YES	16.50
Group 2	ベース電流成分			
	β_F 電流利得	YES	YES	74.0
	β_R 逆電流利得	YES	YES	0.60
	I_1 B-E 間の弱飽和電流	YES	YES	4.716E-15
	I_2 B-C 間の弱飽和電流	YES	YES	1.309E-15
	m_F B-E 間の放射係数	YES	YES	2.0
	m_R B-C 間の放射係数	YES	YES	2.0
Group 3	ベースプッシュアウト成分			
	R_W 実効ベース幅比	YES	NO	5.0
	I_{2B} フィティングパラメータ	YES	NO	7.0E-02
	B I_{1B} 臨界電流	YES	NO
	N_P 多次元効果係数 (フィティングパラメータ)	YES	NO	2.0
R_{CO} エピタキシャル抵抗 (熱平衡状態)	NO	YES	70.0	
V_O エピタキシャル中の多数キャリア電界依存パラメータ	NO	YES	1.852	
G	エピタキシャル伝導変調のしきい注入レベル制御パラメータ	NO	YES	4.0E-09