

高精度 IGBT マクロモデルにおけるスイッチング特性

香積 正基* 青木 均 戸塚 拓也 小林 春夫 (群馬大学)

キーワード：絶縁ゲートバイポーラトランジスタ, SPICE, マクロモデル, フリーホイールダイオード, スwitchング時間

(Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT, SPICE, Macro Model, Free-Wheel Diode, Switching Time)

1. 概要

絶縁ゲートバイポーラトランジスタ (Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT) はパワー半導体の 1 つで高電圧・大電流を用いるアプリケーションに適している。また IGBT は絶縁ゲートによる電圧制御型デバイスであるので、主に自動車の電子回路システムの高電圧半導体素子に適している。この IGBT の回路シミュレーションのためのモデルは SPICE のモデルライブラリーにも実装されている⁽¹⁾。しかしながら、既存の SPICE モデル⁽¹⁻⁴⁾は IGBT デバイスの実測の挙動と比較して大きな差があり、回路設計者の経験的な部分を必要という問題がある。そのため事前解析における高精度が重要視されている。

本研究はこのデバイスモデルを実用的な回路デザインに適用させることを目的とし、さらに多くの SPICE 系シミュレータに C 言語で書かれたソースコードを変更することなく使用できるマクロモデルを開発する。今回提案するマクロモデルは I-V, C-V, 過渡特性を測定値と比較し、さらに容量モデルからスイッチング特性を検証したところ良好な結果が得られたので報告する。

2. 従来の IGBT マクロモデル

〈2・1〉 IGBT の基本構造 IGBT は DMOS トランジスタの構造に拡散レートの高い p 層がチャネルドープとして付け加えられたものである。IGBT の基本構造を図 1⁽⁵⁾に示す。アノード・カソード間を順方向バイアス下でゲートに十分な電圧をかけると、ゲート近傍の p 層に反転層が形成される。電子電流が n 層に向かって形成された反転層を通りホールが注入される。このホールはドリフト層である n 層を拡散によって移動し、その一部が反転層を通過してきた電子と再結合する。残りのホールは接合部を通過して p 層に流れ込む。これによってアノード・カソード間が導通したことになる。これは p⁺をホールのエミッタ(アノード), n⁻をベース(ゲート), p 層をコレクタ(カソード)とする pnp トランジスタのオン状態とみることができる。

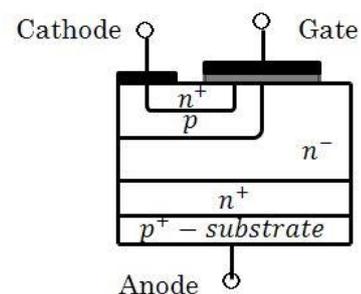


図 1 IGBT の簡易構造⁽⁵⁾

Fig. 1. Simplified structure of IGBT

〈2・2〉 IGBT のマクロモデル 従来の IGBT のマクロモデルを図 2⁽²⁾に示す。このマクロモデルでは、MOSFET に UCB MOSFET level3 を用い、pnp バイポーラトランジスタに Gummel-Poon モデル、さらに MOSFET のドレインとなる n⁻エピ層にゲート・ソース電圧によって制御される電流源(VCCS)により可変抵抗を表現している。マクロモデルを使用する最大の特徴として SPICE に搭載されている基本エレメントを用いて等価回路を作成できる点である。このため SPICE のソースコードを書き換えることなく作成できるため汎用性が高い。しかし、このようなマクロモデルでは、

- (1) n 層を流れるドリフト電流のモデル化ができない
- (2) DMOS 出力抵抗が一定になってしまう
- (3) フリーホイールダイオードのシミュレーションができない
- (4) 小信号 AC 解析を考慮していない
- (5) トランジェント特性は表現されていない

などの欠点がある。従来のシミュレーション結果を図 3⁽⁶⁾に示す。この結果から IGBT の静特性を正確に表現できていないことがわかる。次章でシミュレーション精度を向上させるためにフリーホイールダイオードや寄生容量を含む独自のマクロモデル(A-IGBT model)を提案する。

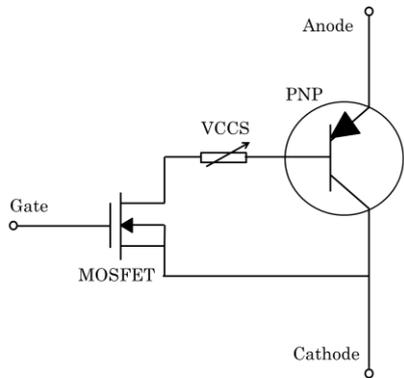


図2 従来のIGBTマクロモデル

Fig. 2. Conventional IGBT macro-model

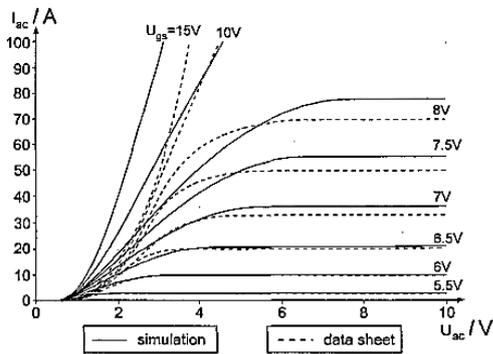


図3 従来のマクロモデルの静特性シミュレーション結果

Fig. 3. Anode DC current comparison of the conventional IGBT model

3. マクロモデルの作成

〈3・1〉 マクロモデルの提案 今回提案するIGBTのマクロモデルの(A-IGBT)を図4に示す。従来の等価回路構成に加えて、並列にダイオードであるD1, D2を接続した。これらはn層の逆方向Breakdown電圧をコントロールする役割と、フリーホイールダイオードの順方向電流特性のシミュレーションを行う役割がある。加えて、接合容量により過渡シミュレーション時のターンオフを表現するためにも使用した。もう一方のダイオードペアであるD3, D4を接合することによってAC解析やトランジェント解析のためのゲートキャパシタを表現する。飽和領域の電流のパラメータであり、非常に低い値であるゲート・アノード間直流電流を低減させるISを定義することは重要である⁽⁸⁾。PN接合ダイオードを並列に接続することで、それぞれのダイオードにおけるモデルパラメータを独立に変化させて、電流・電圧特性カーブにおいて傾きの自由度を上げるために並列に接続している。

さらに、我々はDMOSのモデルをUCB MOSモデルlevel 3からBSIM4に変更した。BSIM4モデルに変更することによってキャリア移動度と出力抵抗が変更される。キャリアの移動度について、BSIM4では垂直方向、水平方向の電界効果を表すために移動度式の選択肢を4種類で表現でき

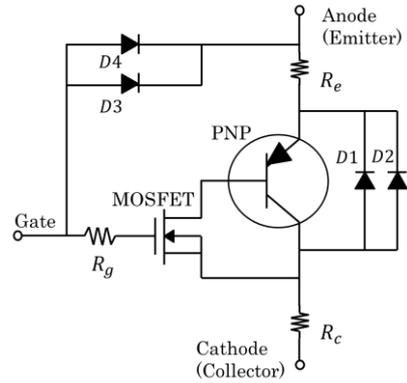


図4 提案IGBTマクロモデル(A-IGBT)

Fig. 4. Proposed large signal IGBT macro-model(A-IGBT)

る。また飽和領域における出力抵抗をチャネル長変調効果、DIBL(Drain Induced Barrier Lowering)効果、ホットエレクトロン効果の3つの領域に分類し、モデルを表現することでチューニングの幅を広げられる。さらに、pnpバイポーラトランジスタはSPICEのGummel-Poonモデルを用いた。このようにA-IGBTモデルは回路構成として、非常に簡易的でありながら動作原理に合っている。

4. モデルパラメータ抽出とシミュレーション

〈4・1〉 測定・抽出条件 本研究は日立製IGBTモジュールであるMBN1200E33Eのデータシートより数値化し、測定データとした。本デバイスは、3つのIGBTを並列に接続し高電流を得られるように開発されている。ここでゲート・エミッタ電圧(V_{CES})は3,300Vであり、ゲート・エミッタ電圧(V_{GES})は±20Vである。コレクタ電流(I_c)は1,200Aであり、フォワード電流(I_F)は1,200Aである。提案したIGBTのマクロモデルをSPICEに実装し、測定データを使用して、BSIM4モデル、Gummel-Poonモデル、PNダイオードモデルのパラメータを抽出し、最適化プログラムを用いてチューニングを行った。各デバイスモデルのモデルパラメータは主に物理パラメータを測定データから抽出・最適化し、2次効果を表すフィッティングパラメータは初期値のまま使用した。

〈4・2〉 静特性のシミュレーション結果 図5にA-IGBTの動作温度25°Cにおける V_{CE} - I_c 特性のシミュレーションと実測の比較を示す。ここではデータシートからの実測値は2,000Aであるが、A-IGBTモデルの整合性を図るために3,000Aまでのシミュレーションを行った。このシミュレーション結果から我々のモデルの線形性を保証できる。また、A-IGBTモデルがコレクタ電流特性を測定値どおり表現していることが確認できる。図3と比較しても、線形領域、飽和領域ともにシミュレーションの誤差が少なくなっていることがわかる。特に V_{GE} が高くなるにつれ、ゲート抵抗の影響によりドレイン電流が圧縮されたようなカーブになる様子が正確にシミュレートできている。この

ことから我々のモデルでは静特性のシミュレーションで十分な適用性があると証明された。

〈4・3〉 静特性のシミュレーション結果 図 6 にフリーホイールダイオードのフォワード電流・電圧特性の同様な比較を示す。フリーホイールダイオードは IGBT の重要な内蔵エレメントであり、高電圧回路で使用されるコイル負荷に起きる起電力を放出させる役割がある。同時に過渡現象においては、本ダイオードの空乏層容量がターンオフ特性に影響するため、正確にモデリングする必要がある。A-IGBT ではフォワード電流を正確に表現できていることが図 6 からわかる。ここでは、ダイオードの抵抗が小信号の pn ダイオードと比較して大きく、中から高注入領域におけるカーブが緩やかになっている。

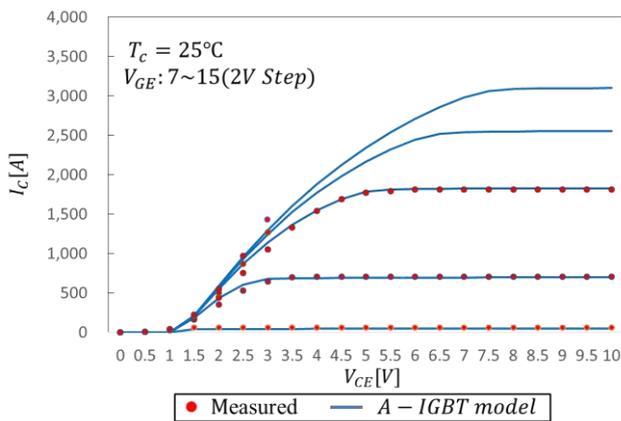


図5 A-IGBTモデルのシミュレーションと測定値のコレクタ・エミッタ電流・電圧特性の比較

Fig. 5. Comparison between IGBT measured and simulated collector-emitter current of A-IGBT.

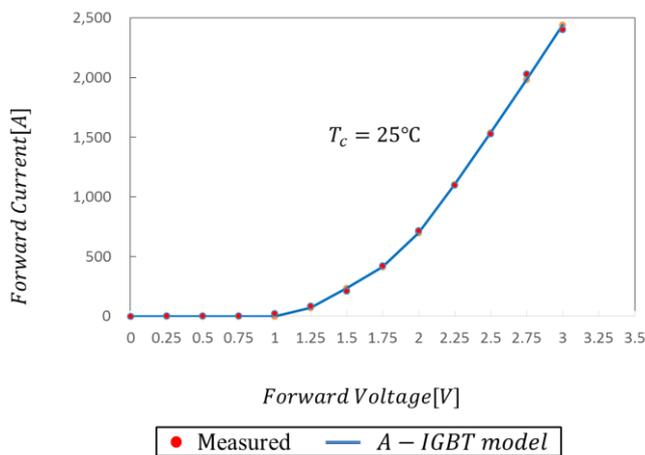


図 6 フリーホイールダイオードの順方向電流・電圧特性におけるシミュレーションと測定値との比較

Fig.6. IGBT measurement and simulation results of forward current of free wheel diode and simulated collector-emitter current of A-IGBT.

〈4・3〉 AC 解析とスイッチング特性比較 IGBT の主な3つの寄生容量である C_{ce} , C_{gc} , C_{ge} を図 7 に示す。 C_{ies} , C_{oes} , C_{re} は多くの IGBT のデータシートで以下のように記されている。

$$C_{ies} = C_{ge} \dots\dots\dots (1)$$

$$C_{res} = C_{gc} \dots\dots\dots (2)$$

$$C_{oes} = C_{ce} + C_{gc} \dots\dots\dots (3)$$

pn-p バイポーラトランジスタやダイオードの接合容量や寄生容量の抽出した後のシミュレーション値とデータシートからの測定値を比較したものを図 8 に示す。全領域で、A-IGBT は3つの容量のすべてにおいて rms エラー5%未満でシミュレートできている。IGBT の一般的な用途として、図 9 に示すように大電流スイッチング試験回路でデータシートに適用される。ON, OFF 時間測定は $L=100\text{nH}$, $V_{CC}=1,650\text{V}$, $R_g=3.9\Omega$, $T_c=125^\circ\text{C}$, またパルス信号源 V_{ge} は -15V から $+15\text{V}$ の条件で行った。LOAD を制御することでコレクタ電流 I_c は各スイッチングスピード試験の条件を満たすために変化させる。ON, OFF 時間は 90% や 10% のパルス振幅で測定する。ON, OFF のシミュレーション結果とデータシートからの測定値の比較を図 10 に示す。この結果から ON, OFF の過渡シミュレーションはデータシートからの実測値と rms エラー5%以下と合致していることが確認できる。

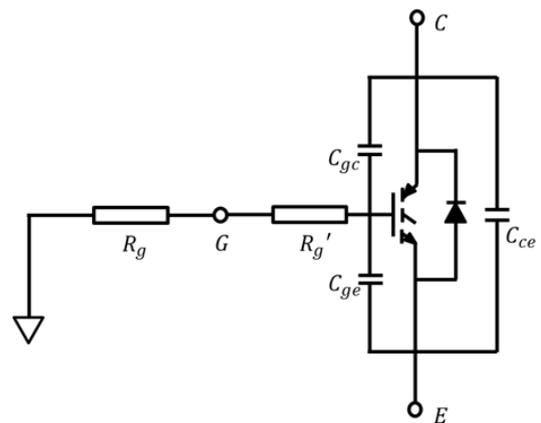


図 7 IGBT デバイスの寄生容量の簡易等価回路
Fig. 7. Simplified equivalent circuit of IGBT device parasitic capacitances

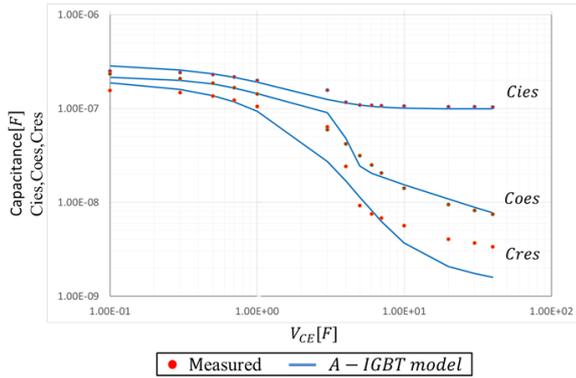


図8 IGBTの容量特性のデータシートからの測定値とシミュレーション結果の比較

Fig. 8. Measurement from datasheet and simulation results of IGBT capacitance characteristics

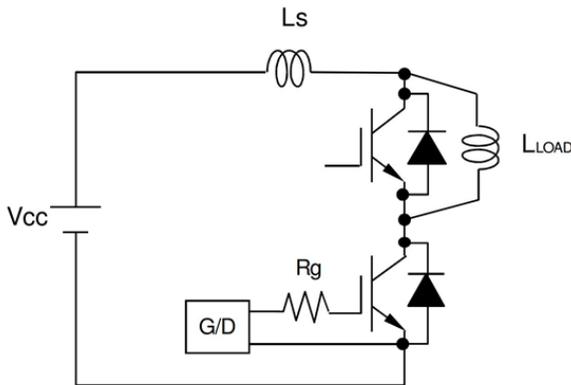


図9 日立製 IGBT が直列に接続されたスイッチングテスト回路

Fig. 9. A switching test circuit supplied by Hitachi Co. Where, two IGBTs are connected in series.

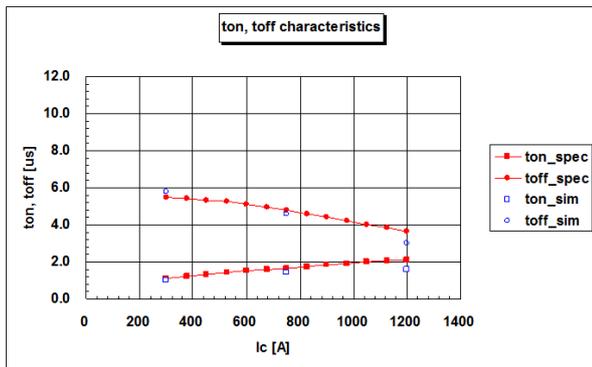


図10 スwitchングテスト回路のON, OFF 時間検証
ここで, $L=100\text{nH}$, $V_{cc}=1650\text{V}$, $R_g=3.9\Omega$,
 $V_{ge}=-15\text{V}\sim+15\text{V}$, and $T_c=125^\circ\text{C}$.

Fig. 10. Turn-on and -off time verification of the switching test circuit (Fig. 12). Where, $L=100\text{nH}$, $V_{cc}=1,650\text{V}$, $R_g=3.9\Omega$, $V_{ge}=-15\text{V}\sim+15\text{V}$, and $T_c=125^\circ\text{C}$.

5. まとめ

本論文では, SPICE シミュレータ用の IGBT のマクロモデルを提案し, データシートから I-V, C-V, トランジエント特性の測定値として使用し, モデルパラメータを高精度に抽出した. 従来のマクロモデルでは DMOS のモデルがドリフト電流を正確に表現できていなかったため, これを BSIM4 に変更し, 加えて pnp バイポーラトランジスタは SPICE Gummel-Poon モデルに変更して IGBT の特性を表現した. 4つの接合ダイオードは IGBT のフリーホイールダイオードや接合容量を表現するために使用した.

静特性について, 提案したマクロモデルのシミュレーション結果は測定値と合致している. また, キャパシタンス特性に関しても rms エラー5%以下と実用できる結果である. 我々は IGBT の容量モデルを開発し, スwitchング特性を検証することで A-IGBT モデルの開発を完了した. さらに, 我々の A-IGBT モデルはシンプルかつ任意の SPICE シミュレータで使用できるため, 高電力を使用する電子回路設計に適切な性能である.

しかし, 提案したマクロモデルは低収束速度である非線形能動素子である2つのトランジスタと4つのダイオードを使用する. そのため回路規模が大きい場合, シミュレーションの収束速度に問題がある. このことから, 我々は提案したマクロモデルに基づいて IGBT のコンパクトモデルを開発することを検討している.

文 献

- (1) *PSpice Reference Guide*, Cadence (2000)
- (2) M.Andersson, M.Gronlund, P. Kuivalainen, "Physical IGBT Model for Circuit Simulations", Edited by S.Selberherr, H. Stippel, E. Strasser, *Simulation of Semiconductor Devices and Processes*, vol.5, Springer-Verlag (Sept. 1993)
- (3) F. Mihalic, K. Jezernik, K. Krischan, M. Rentmeister "IGBT SPICE Model", IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 42, no.1, pp.98-105 (Feb. 1995).
- (4) A. F. Petrie, C. Hymowitz, "A SPICE Model for IGBTs", IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (March 1995)
- (5) S. M. Sze, *Physics of Semiconductor*, 2nd Ed. Wiley Inter-Science (1981).
- (6) O. Apeldoorn, S. Schmitt, R.W. De Doncker: "An Electrical Model of a NPT-IGBT Including Transient Temperature Effects Realized with PSpice Device Equations Modeling", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 223-228 (Jul. 1997).
- (7) 香積正基, 青木均, 新井薫子, Ramin Khatami, 轟俊一郎, 戸塚拓也, 安部文隆, 小林春夫 "IGBT の高精度マクロモデルの研究", IEEJ Technical Meeting in Tochigi, Gunma Area, Kiryu (Feb.2014)
- (8) M. V. Dunga, X. Xi, J. He, W. Liu, K. M. Cao, X. Jin, J. J. Ou, M. Chan, A. M. Niknejad, C. Hu, *BSIM4.6.0 MOSFET Model - User's Manual* (2006).
- (9) 青木均, 鳥末政憲, 川原康雄: "*CMOS モデリング技術*", 丸善出版, 2006