

IGBT の高精度マクロモデルの研究

香積 正基* 安部 文隆 Khatami Ramin 新井 薫子
轟 俊一郎 戸塚 拓也 青木 均 小林 春夫 (群馬大学)

Study of High-Accuracy Macro Model of IGBT

Masaki Kazumi*, Fumitaka Abe, Khatami Ramin, Yukiko Arai,
Shunichiro Todoroki, Takuya Totsuka, Hitoshi Aoki, Haruo Kobayashi (Gunma University)

キーワード：絶縁ゲートバイポーラトランジスタ, IGBT, SPICE, マクロモデル
(Keywords: Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT, SPICE, Macro Model)

1. はじめに

絶縁ゲートバイポーラトランジスタ (Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT) は、高耐圧・大電流に適したトランジスタであり、また絶縁ゲートによる電圧制御型であるため、車載用高耐圧素子など高電力を扱う場合に多く用いられている。

このような IGBT を用いた回路シミュレーションのための IGBT モデルは SPICE の標準ライブラリにも実装されている。しかし、IGBT を用いて回路シミュレーションする場合、現在の SPICE 用モデルでは実測との差が大きいという問題点があり、実用には課題が多く残されている。

本研究は、この IGBT の SPICE のソースコードを改造することなく、多くの SPICE 系シミュレータで使用可能にするため、SPICE 用モデルを、SPICE の基本エレメントを組み合わせて開発する。このため、多くの SPICE 系シミュレータで使用可能となる。

今回は作成した SPICE シミュレータ用の IGBT のマクロモデルを、ドレイン電流静特性について評価してシミュレーションで良好な結果を得たので報告する。

2. IGBT の基本原理

〈2-1〉 IGBT の構造 IGBT はパワー MOSFET (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 のデバイス構造を図 1 [1] 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、ゲート電極近傍の p 層に反転層が形成

される。この反転層を通して電子電流が n 層に流れ、p 層からは n 層に向かって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。つまりアノード・カソード間が導通したことになる。

これは p⁺層をホールのエミッタ(アノード)、n 層をベース(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。

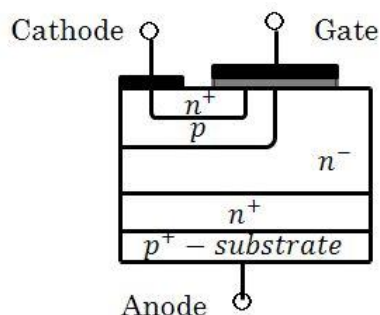


図 1 IGBT の簡易化デバイス構造
Fig.1 Simplified structure of IGBT.

〈2-2〉 IGBT の静特性 IGBT の静特性を図 2 に示す。V_{AK} < 0.7 V のとき、等価回路は図 3(a) に示すように DMOS トランジスタに直列の p-i-n ダイオードつけたものである。わずかな電圧が DMOS トランジスタにかかると、p-i-n ダイオードは順方向バイアス下で、伝導電流が n 領域の過剰な電子、ホールの再結合によって流れる。

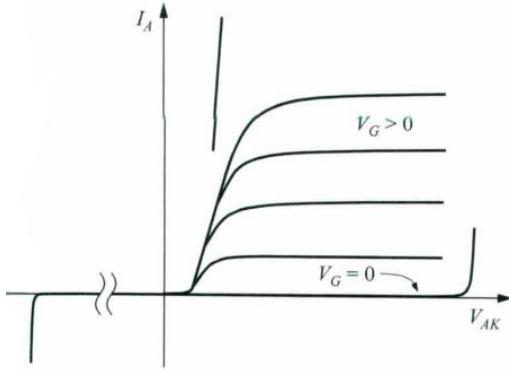


図2 IGBTの出力電流・電圧特性

Fig.2 Static DC output characteristics of IGBT.

$V_{AK} > 0.7\text{ V}$ のとき、アノード接続からの過剰なホール注入を完全に吸収することができない。それらは中央の p-領域にこぼれ、そして pnp バイポーラの電流に寄与する。このときの等価回路は図 4(b)に示される。DMOS のドレイン電流 I_{MOS} はベース電流になり、そしてアノード電流はエミッタ電流である。このときの電流の方程式は以下のように表される:

$$I_A \approx (1 + \beta_{pnp}) I_{MOS} \quad (1)$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (2)$$

$$\alpha \approx \alpha_T \approx \frac{1}{\text{csch}(x_{nn}/L_n)} \quad (3)$$

ここで α_T はベースのトランスポート係数、 x_{nn} は中性ベースである。

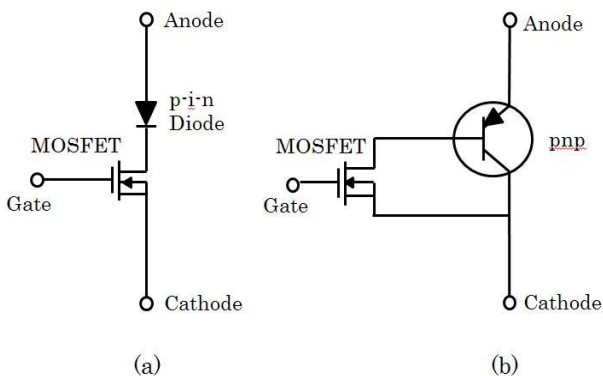


図3 IGBTの等価回路

(a) $V_{AK} < 0.7\text{ V}$ の時 (b) $V_{AK} > 0.7\text{ V}$ の時

Fig.3 Equivalent circuits of an IGBT.

(a) In case $V_{AK} < 0.7\text{ V}$. (b) In case $V_{AK} > 0.7\text{ V}$.

〈2・3〉 IGBT のマクロモデル マクロモデルを使用する最大の特徴として、SPICE のソースコードを改造する必要なく、等価回路を作成できる点である。また、多くの

SPICE 系シミュレータで使用可能のため、汎用性が高い。

従来の IGBT のマクロモデル [2] を図 4 に示す。このマクロモデルでは、MOSFET に UCB MOS モデル level 3 を使い、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。

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

などの欠点がある。

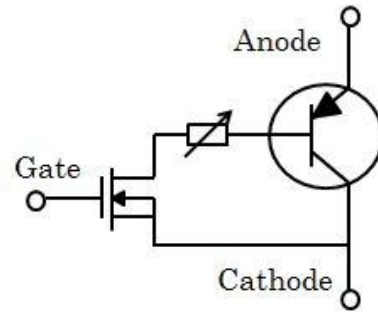


図4 従来の IGBT のマクロモデル

Fig.4 Macro model of conventional IGBT.

このマクロモデル [3] のシミュレーション結果を図 5 に示す。

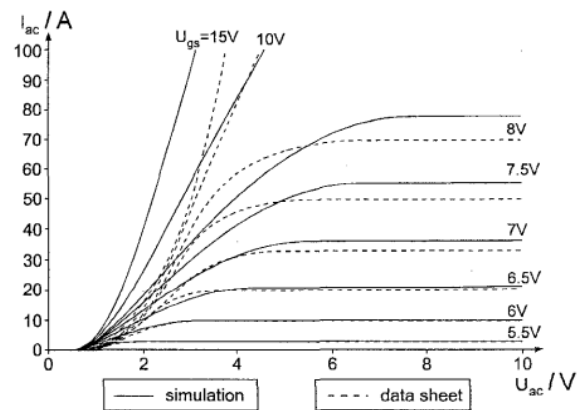


図5 従来の IGBT の静特性と測定データの比較

Fig.5 Comparison of static characteristic of conventional IGBT by simulation and measurement

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。シミュレーション精度を向上させるために独自のマクロモデルを提案する。

3. マクロモデルの作成

今回提案する IGBT のマクロモデル (A-IGBT model) を図 6 に示す. 従来の等価回路構成に加えて, 並列にダイオードを 2 つ接続した.

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. 2つの PN 接合ダイオードモデル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ている.

また, DMOS のモデルは BSIM3 モデルを使用することで, ドリフト電流モデル, 出力抵抗モデルを正確に表現できるようにした.

このように A-IGBT モデルは回路構成として, 非常にシンプルでありながら IGBT の動作メカニズムに合っている.

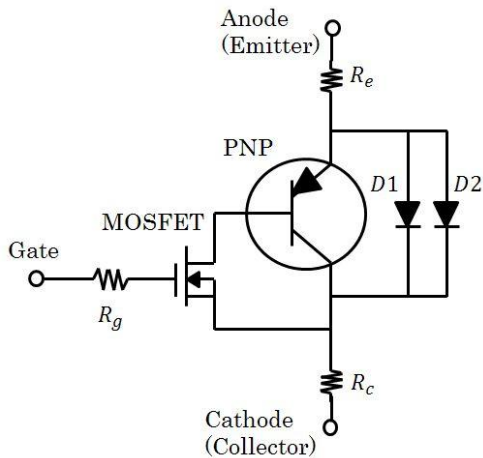


図 6 提案する IGBT のマクロモデル (A-IGBT)

Fig.6 Proposed IGBT macro model (A-IGBT).

4. モデルパラメータ抽出・最適化とシミュレーション

日立製 IGBT MODULE である MBN1200E33E のデータシートより直流電流・電圧特性を数値化し, 測定データとした.

今回提案した 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, 汎用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 [3].

パラメータ抽出結果から A-IGBT モデルでシミュレートした電流・電圧特性と測定データを比較した結果を図 7 に

示す. ここで, 測定データは 2 KA まで取得可能なため, シミュレーションのみ 3 KA まで行った.

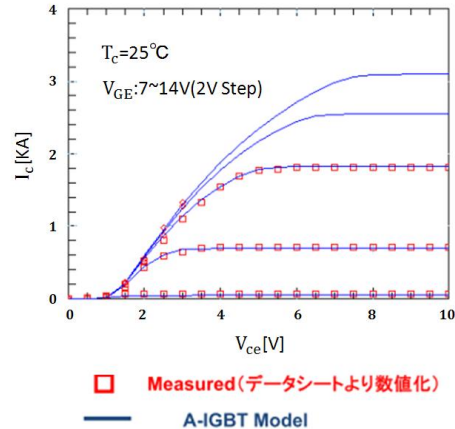


図 7 提案した A-IGBT モデルと測定データのコレクタ・エミッタ電流・電圧特性での比較

Fig.7 Comparison between measured and simulated collector-emitter current of A-IGBT.

図 7 から A-IGBT モデルはコレクタ電流特性を正確に表現できていることがわかる. 特に VGE 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.

図 8 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, 高電流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.

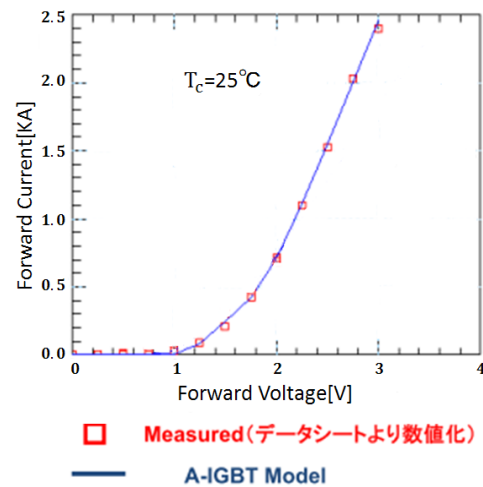


図 8 フリーホイールダイオードの順方向電流・電圧特性におけるシミュレーションと測定値との比較

Fig.8 Measurement and simulation results of forward current of free wheel diode.

図 8 からこの特性も A-IGBT モデルで正確に表現できていることがわかる。ここでは、ダイオードの抵抗が小信号の pn 接合ダイオードに比べて大きく、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。この部分の特性について、2つのダイオードの傾斜係数、 N_F 値を別々の値に最適化しているため、測定データに合致することができている。

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、I-V 特性測定値を使用して、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 BSIM3 に変更し、表現した。

提案したマクロモデルでシミュレートした結果、IGBT の静特性を表現できた。よって IGBT の静特性の高精度マクロモデルが作成できたと言える。

今後の研究として、容量特性をマクロモデルで正確に表現し、IGBT のスイッチング特性のシミュレートをしていきたい。

参考文献

- (1) S. M. Sze, “*Physics of Semiconductor*”, 2nd, Wiley Inter-science, 1981.
- (2) O. Apeldoorn, S. Schmitt, and R.W. De Doncker: “An Electrical Model of a NPT-IGBT Including Transient Temperature Effects Realized with PSpice Device Equations Modeling”, IEEE Catalog, No. 97TH8280 pp.223-228 (1997)
- (3) 青木均, 鳶末政憲, 川原康雄: “*CMOS モデリング技術*”, 丸善出版, 2006.