

短絡動作時の IGBT 回路シミュレーションの高精度化*

Circuit Simulation Method for Insulated-Gate Bipolar Transistor Short-Circuit Operation with High Accuracy

小澤 貴也
Takaya OZAWA

山本 貴生
Takao YAMAMOTO

杉浦 寛人
Hiroto SUGIURA

近藤 陽介
Yosuke KONDO

In this paper, we propose a novel method to improve the circuit simulation accuracy of insulated-gate bipolar transistor (IGBT) power devices under a short-circuit state. To determine the IGBT junction temperature, the transient thermal resistance of an IGBT device on the order of microseconds is estimated by transient thermal simulations. The saturation current without self-heating effects is estimated based on a short-circuit test and the transient thermal resistance. The IGBT SPICE parameter is extracted from the saturation current characteristics during the short-circuit state. The coupled electrical-thermal simulations with the SPICE model and thermal resistance model are applied to several short-circuit evaluations with different parasitic impedance and gate driving conditions, and the results are consistent with the measured current and voltage waveforms.

Key words :

short circuit, circuit simulation, SPICE, IGBT, saturation current, transient thermal resistance

1. はじめに

近年、CO₂削減によるサステナブルな社会の実現のためにモビリティの電動化が急拡大しており、パワー半導体を用いた車載インバータの普及が進んでいる。製品の高信頼性化・高性能化のため、車載インバータの回路設計におけるシミュレーション技術の重要性が高まっている。車載インバータの回路設計において、信頼性の観点から過電流・短絡・過熱といった異常動作に対する保護機能の設計が重要である。これらの異常動作の中で、短絡イベントはエネルギー的に最

も厳しい条件の一つであり、熱破壊前の高速な短絡保護が求められる。効率的な短絡保護回路の設計には、試作評価を行う前に、回路解析により様々な条件下での短絡動作を把握することが望ましい。本稿では、Si-IGBT (Silicon Insulated-Gate Bipolar Transistor) をモチーフに、回路解析によって高精度に短絡動作を再現できる素子モデルを構築したので、その検討内容を紹介する。

次に短絡イベントの詳細を説明する。短絡時には DC リンク電圧数百 V で数千 A の電流が流れるため単位面積あたりの損失が MW/cm² オーダーとなり、こ

れが数 μs 継続するためパワーデバイスの温度が上昇する。デバイスの温度上昇に伴い飽和電流も変化するため、短絡期間 (～数 μs) の自己発熱を考慮した解析が必要となる。手法の一つとして、SPICE モデルと熱回路網を接続した電気・熱連成解析¹⁾がある。短絡期間の自己発熱を考慮した解析事例として、IGBT 物理モデルと Foster 型熱回路網を接続した電気・熱連成解析²⁾が報告されている。また、1200 V 級高耐圧 SiC-MOSFET では、100 μs 以下までの拡張過渡熱インピーダンスモデルを使用し、短絡動作時の自己発熱を考慮した解析³⁾が報告されている。

精度良く短絡解析を行うには、高電圧大電流 (High Voltage High Current, 以下 HVHC と略す) 領域の飽和電流特性 (V_{gI_c} 特性および V_{cI_c} 特性) を正確に測定し、温度特性を含めて再現できるように SPICE モデルのパラメータに反映させることが望ましい。しかし、市販のパルスカーブトレーサは、測定パルス時間の下限が 100 μs 程度のため、短パルスで自己発熱を抑えた状態での特性評価が困難である。パルスカーブトレーサに代わる HVHC 領域の飽和電流測定手法として、スイッチング波形からの同定法⁴⁾や、短絡試験機を利用した短パルスでの測定法⁵⁾が提案されている。しかし、これらの手法では、自己発熱による温度上昇が無視できる比較的低電力領域の動作点での測定を対象としており、短絡のような大電力領域の測定については言及されていない。

そこで本稿では、短絡などの発熱密度が MW/cm² オーダーを超える領域で動作する IGBT デバイスを対象として、短絡試験機を用いた短パルス測定結果に対し自己発熱による温度上昇量を補正することで HVHC 領域の飽和電流特性を導出する手法を提案する。また、飽和電流特性を温度特性込みで再現した SPICE モデルと、短絡期間のデバイス温度を推定可能な熱回路網を使用することで、寄生インピーダンスや駆動条件が異なる複数の評価環境において、精度よく短絡時の電流・電圧波形を予測可能な汎用的なモデルが構築できることを提案する。

2. 評価対象および短絡動作の概要

2.1 評価対象

Fig. 1 に、車載 IPM (Intelligent Power Module) 向け RC-IGBT (Reverse-Conducting IGBT) 両面放熱モジュールの概略図を示す。半導体デバイスは、IGBT と FWD (Free Wheeling Diode) を 1 チップ化した RC-IGBT を使用している。モジュールは、チップの両面をリードフレームで挟んだ両面放熱構造⁶⁾となっている。

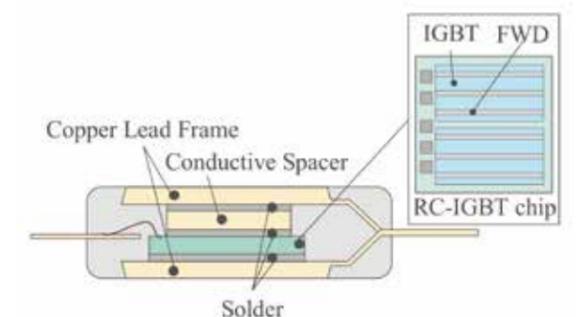


Fig. 1 RC-IGBT double-sided cooling module

2.2 短絡動作の概要

Fig. 2 にインバータ回路の短絡時の動作例を示す。Fig. 2 は、上アーム ON 時に下アームを ON させた場合 (短絡 Type 1) の回路状態および短絡波形例を表している。車載インバータに用いられるパワー半導体は高電圧、大電流で動作するため、短絡時の損失が数 MW オーダーと非常に大きい。また、損失は熱へと変換されるため、デバイス温度も数十から数百度上昇していると予測され、自己発熱の影響を無視することが出来ない。飽和動作時の IGBT は温度が高くなると、飽和電流が低くなるので、デバイス温度の上昇に応じて電流は低下していく。従って、短絡解析を行うには、デバイスの動的な温度変化を考慮した電気-熱連成解析が必要となる。

本稿では、Cauer 型の熱回路網により短絡時の自己発熱による昇温量を算出し、IGBT モデルへと温度フィードバックすることで短絡時の自己発熱を考慮した短絡解析を行う。なお、Cauer 型と Foster 型の熱回路網は相互に変換可能であり⁷⁾、デバイスの代表温度が求まるのであれば Foster 型の熱回路網を用いても良

*電気学会の了承を得て、「電気学会論文誌 D142 巻 12 号 p.954-960 (2022)」より一部加筆して転載

い。熱回路網は通常過渡熱インピーダンスから変換して構築するが⁸⁾、短絡期間(～数 μs)の過渡熱インピーダンスは測定困難であるため、熱伝導解析により過渡熱インピーダンスを算出する。熱伝導解析は、Ansys社の伝熱解析シミュレータを使用した。IGBTのSPICEモデルは、HiSIM-IGBT⁹⁾¹⁰⁾を使用し、回路シミュレータはSiemens社のEldoを使用した。

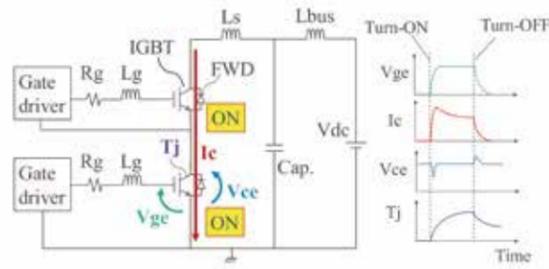


Fig. 2 Example of short-circuit event of inverter circuit

3. 短絡解析に用いる熱回路網の構築

IGBT SPICEモデルと熱回路網を接続した電気-熱連成解析では、熱回路網で算出した代表温度 T_j を1つのSPICEモデルの温度として電気的特性(電圧、電流など)を計算する。チップ内の温度は、通常デバイス縦構造においてもチップ面内においても分布を持つと考えられるため、熱回路網モデルにおける代表温度 T_j の定義が重要となる。本稿では、温度分布を考慮することなく電気的特性(短絡飽和電流)を解析するために、チップ内の温度分布を詳細に考慮して算出した飽和電流を、代表温度 T_j を用いた一様温度での解析にて再現できることを熱回路網の要件とする。

本章では、短絡期間におけるチップ内の温度分布について述べ、代表温度 T_j の考え方を説明する。3.1節にて、TCAD(Technology CAD)を用いて、デバイス縦方向における代表温度 T_j を定義する。3.2節にて、有限要素法による熱伝導解析を用いて、チップ面内の温度分布を検討し、代表温度 T_j を定義する。また、定義した代表温度 T_j を用いて過渡熱インピーダンスを算出し、熱回路網を構築する。

3.1 デバイス縦構造における代表温度 T_j の定義

本節では、はじめにTCADを用いて、短絡動作時

におけるデバイス縦方向の温度および発熱分布の過渡解析を行い、デバイス縦方向の代表温度 T_j を定義する。

Fig. 3にTCADデバイスモデルの概略図を示す。デバイスは、トレンチゲート構造のIGBTであり、チップ内IGBT領域1セル構造を切り出したモデルとなっている。また、放熱経路への熱の広がりを考慮するため、エミッタ上部とコレクタ下部のはんだを含むモデルとした。

Fig. 4にDCリンク電圧520V、ゲート電圧11V、オン時間11.5 μs 、環境温度160 $^{\circ}\text{C}$ で短絡動作させた際の過渡解析結果を示す。それぞれコレクタ電流 I_c 、コレクタ-エミッタ間電圧 V_{ce} 、ゲート-エミッタ間電圧 V_{ge} 、デバイス昇温量 ΔT_j を表しており、 ΔT_j (定義の考え方は後述)はIGBT領域のチャンネルからドリフト層まで($0 \leq z \leq 60 \mu\text{m}$)の平均温度である。なお、ここではデバイス縦構造の温度分布を確認することが目的であるため、DCリンク部の寄生インダクタンス

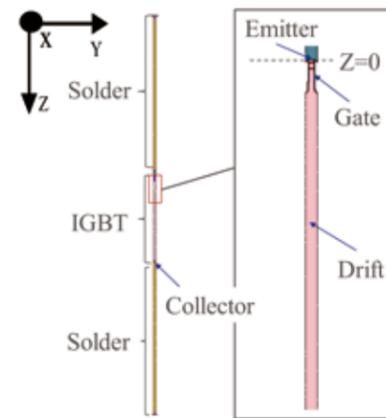


Fig. 3 TCAD model at the trench IGBT device

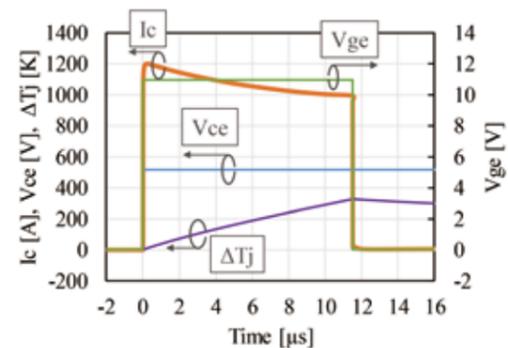


Fig. 4 Short circuit waveform on TCAD simulation

はモデル化していない。Fig. 4より、ゲートオン後の時間経過とともに ΔT_j が増加しデバイス温度上昇により I_c が低下していることが分かる。

Fig. 4の時間 $t = 1 \mu\text{s}$ と $t = 10 \mu\text{s}$ におけるデバイス縦方向(z軸方向、エミッタと電極の境界を $z = 0$ とする)の発熱密度分布をFig. 5に、温度分布をFig. 6に示す。なおz軸方向の温度と発熱密度は、それぞれデバイス横方向(x軸、y軸方向)の平均値をとった値である。Fig. 5より、10 μs 以下の短期間において主にドリフト層($5 \leq z \leq 60 \mu\text{m}$)で発熱しており、発熱密度はデバイス縦方向に対して分布を持っていることが分かる。またFig. 6よりデバイス温度もFig. 5に示す発熱分布に対応した領域に、やや広がりを持って分布をしていることが分かる。短絡時に流れる飽和電流は、IGBTのドリフト層およびチャンネル領域のドリフト電流によって決まる。ドリフト電流はキャリアの移動度によって決まり、キャリア移動度は温度依存性を持つため、チャンネルおよびドリフト層の温度を代表温度とする必要がある。デバイス縦構造における過渡熱インピーダンスの代表温度は一点で決める必要があるため、代表温度 T_j を以下のように定義する。

・代表温度 T_j の定義: IGBT領域のチャンネルからドリフト層まで($0 \leq z \leq 60 \mu\text{m}$)の平均温度とする。

なお、デバイスの発熱領域はコレクタ-エミッタ間の電界強度によって変化するため、厳密にはDCリンク電圧によって発熱分布と温度分布は異なるが、本稿ではデバイス実使用時のDCリンク電圧の最大値である520Vにおける自己発熱を対象とする。

次に、短絡過渡解析で得られた飽和電流特性および代表温度 T_j と、デバイス温度を一様に代表温度 T_j としてDC解析して得られた飽和電流特性との比較を行うことで、定義した代表温度 T_j の妥当性を検証する。Fig. 7に T_j 特性の解析結果を示す。DC解析は、DCリンク電圧520V、ゲート電圧11Vの条件で、デバイス温度を一様に500Kから700Kの範囲で変化させた際のコレクタ電流 I_c を示している。過渡解析はFig. 4の過渡波形を用いて、代表温度 T_j に対する I_c をプロットしたものである。Fig. 7より代表温度 T_j を用いた一様温度で計算されたDC解析の I_c は、デバイス縦方向に温度分布がある状態で計算された過渡解析の I_c と

概ね一致していることが分かる。このことは、平均化した1点の代表温度 T_j で、温度分布がある状態での I_c を再現出来ることを示している。従って、短絡動作時の飽和電流特性を決めるデバイス縦方向の代表温度 T_j は、IGBT領域のチャンネルからドリフト層までの平均温度1点で表現しても良いと考えられる。

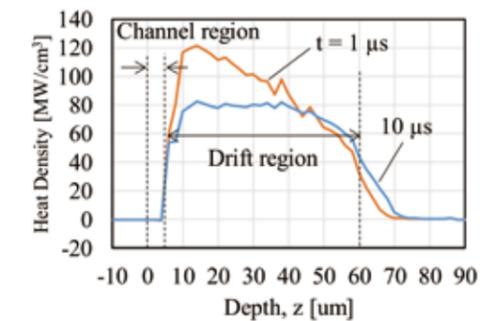


Fig. 5 Heat distribution in the depth direction

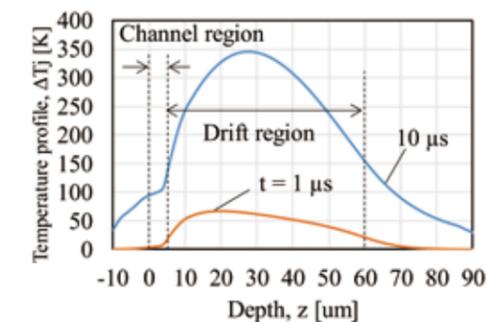


Fig. 6 Temperature distribution in the depth direction

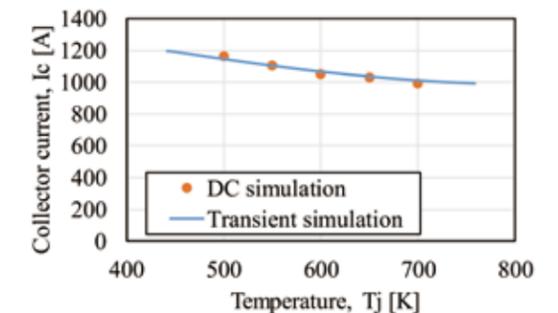


Fig. 7 Junction temperature dependence of collector current at short circuit test

特集

3.2 チップ面内における代表温度の定義

Fig. 1 に示すモジュール放熱構造を考慮した3次元の詳細構造体 CAD を用いた熱伝導過渡熱解析を行い、チップ面内の代表温度の定義と熱回路網の構築を行う。RC-IGBT チップはチップ内の IGBT 領域と FWD 領域を分けて定義されている。チップ内全 IGBT 領域のチップ表面から厚み 60 μm の領域（前節デバイス縦構造の代表温度に相当、以下、発熱領域）を発熱源とし電力 1 W 印加して過渡解析を行った。

Fig. 8 にチップ面内温度分布の時間変化を示す。Fig. 8 より 10 μs 以下の短期間では、発熱源である IGBT 領域のみで一様に温度上昇しており、各 IGBT 領域ではほぼ等温となっている。その後 1 ms で IGBT 領域外へと温度が分布し、各 IGBT 領域が分布をもって温度上昇していることが分かる。

Fig. 9 に熱伝導解析で得られたデバイス発熱源から環境温度までの過渡熱インピーダンスを示す。100 μs 以上では、はんだや導電スペーサまで熱が伝導するため過渡熱インピーダンスの変曲点がみられるが、本稿ではオン時間が数 μs 程度の短絡動作を解析対象としているため、10 μs 以下の過渡熱インピーダンスについて詳細を検討する。Fig. 9 から 10 μs 以下の指数近似式を求めると $Z_{th} = 23.7t^{0.99}$ となり Z_{th} は時間 t の 1 乗に比例している。式 (1) に断熱加熱の理論式を示す。

$$Z_{th} = \frac{\Delta T_j}{P} = \left(\frac{\rho_{th}}{\rho c_p} \right) t \quad (1)$$

ここで、 ΔT_j は温度上昇量、 P は発熱量、 ρ_{th} は発熱密度、 ρ は密度、 c_p は比熱、 t はパルス時間である。断熱加熱の理論式 Z_{th} は時間の 1 乗に比例する。従って、Fig. 9 の 10 μs 以下の短期間において、チップ内 IGBT 領域で断熱加熱していると考えられる。断熱加熱しているということは、チップ内の各 IGBT 領域にて一様に温度が上昇する、つまり各 IGBT 領域で温度が同じであることを意味する。Fig. 8 の温度分布も 10 μs 以下の時間領域で IGBT 領域の温度が一様であることから、過渡熱インピーダンスの代表温度はチップ面内 IGBT 領域のチャンネルからドリフト層までの厚み 60 μm の平均温度 1 点で表現しても良いと考えられる。

Fig. 9 で得られた過渡熱インピーダンスから JEDEC JESD51-14⁸⁾ で規定されている手法に基づいて 15 段

の Cauer 型 RC ラダー熱回路網を構築した。この熱回路網を、4 章の HVHC 領域の飽和電流補正および 5 章での電気-熱連成解析による短絡動作の特性評価に適用する。

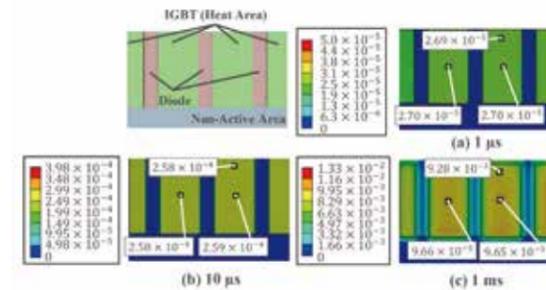


Fig. 8 Temperature distribution on the chip surface (The unit of value is degree Celsius)

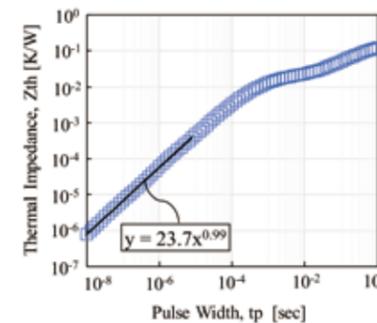


Fig. 9 Transient thermal impedance for double-sided cooling module of RC-IGBT

4. 高電圧大電流 (HVHC) の飽和電流測定

本章では、短絡過渡波形から HVHC 領域における飽和電流特性を抽出する手順を述べる。Fig. 10 に示す短絡過渡波形からコレクタ電流 I_c が最大となる点での I_c 、コレクタ-エミッタ間電圧 V_{ce} 、ゲート-エミッタ間電圧 V_{ge} を抽出した。これを、Table 1 に示すゲート電圧、DC リンク電圧、環境温度 T_a で取得した複数の短絡過渡波形に対して繰り返した。

Fig. 11 に I_c の T_j 依存性を示す。 T_j は、Fig. 10 の短絡過渡波形の短絡開始からコレクタ電流最大値までの区間における電力損失 (I_c と V_{ce} の積) と Fig. 9 の過渡熱インピーダンスから、デバイス昇温量 ΔT_j を算出し、 $T_j = \Delta T_j + T_a$ としてプロットした。Fig. 11 の $T_a = 25^\circ\text{C}$ での測定点 (破線で結んだ箇所) を見ると、 I_c が高くなるほど T_j は高くなっており、自己発熱によって T_a から

ずれていることが分かる。無発熱状態の特性を得るため、各 V_{ge} における近似式の傾き ($\Delta I_c / \Delta T_j$) から $T_j = T_a$ となる I_c を算出し、Fig. 12 および Fig. 13 の Meas. に示す無発熱状態の $V_{ce}I_c$ 特性、および $V_{ge}I_c$ 特性を求めた。

HiSIM-IGBT のパラメータ抽出について述べる。Keysight 製パルスカーブトレーサ B1506A を用いて測定した低電圧領域の $V_{ge}I_c$ 特性、および入出力容量特性¹¹⁾ C_{ies} 、 C_{res} 、 C_{oes} が測定波形と整合するようパラメータを決定した。また、HVHC 領域の飽和電流特性を抽出するため、Fig. 12 の $V_{ce}I_c$ 特性および、Fig. 13 の $V_{ge}I_c$ 特性が測定結果と整合するようにパラメータを決めており、その解析結果を Sim. として追記する。

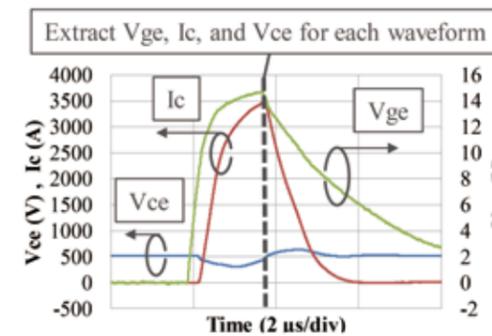


Fig. 10 Transient waveform measured by short circuit test

Table 1 Measurement conditions at short-circuit tests

Gate voltage [V]	DC link voltage [V]	Ambient temperature [°C]
12.5, 13.5, 14.5, 15.5	100, 300, 520	-40, 25, 100, 175

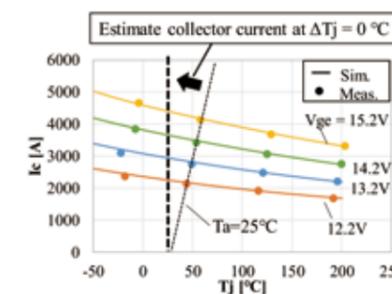


Fig. 11 Device temperature dependence of collector current

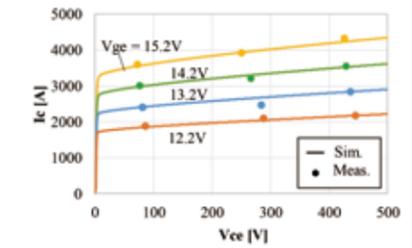


Fig. 12 Collector-emitter voltage dependence of collector current

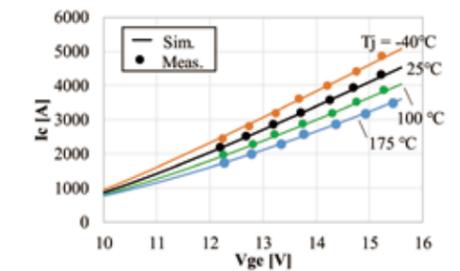


Fig. 13 Gate-emitter voltage dependence of collector current

5. 短絡動作の特性評価

本章では、4 章でパラメータ抽出を行った HiSIM-IGBT を用いて、複数の短絡試験環境での短絡解析を行い、測定波形と比較することで、モデルの妥当性を示す。短絡試験は、テスト A、テスト B、IPM の 3 つの環境で測定した。Fig. 14 に測定環境の等価回路を、Table 2 に各装置での測定条件を示す。テスト A、テスト B はパワーモジュール単体での短絡試験である。テスト A は 4 章の飽和電流測定に用いた装置であり、ストレーインダクタンス L_s が最小となる条件で複数のゲート駆動電圧での試験である。テスト B は比較的大きな L_s 条件での試験である。Table 2 記載の IPM はパワーモジュールがインバータに組み付けられた形態 (バスバー、コンデンサ、ゲート駆動用基板を接続) での試験を意味する。それぞれの試験にて使用するパワーモジュールは同じ型式であるが、サンプルは同一ではない。シミュレーションモデルの妥当性評価指標として短絡時の I_c 過渡波形の最大値と、短絡エネルギー E_{sc} の誤差率を採用した。 E_{sc} は、 I_c 立上り 1A から立下り 1A の区間における損失 ($I_c \times V_{ce}$) の積分値として算出

する。式 (2) に測定値と解析値の誤差率算出式を示す。

$$\text{誤差率} = \frac{(\text{測定値} - \text{解析値})}{\text{測定値}} \times 100 [\%] \dots\dots\dots (2)$$

Fig. 15 にテスト A で測定した短絡動作時の過渡波形を示す。Fig. 15(a) は、室温、 $V_{ge}=15V$ 、オン時間 $2.2 \mu s$ における短絡過渡波形であり、実線が測定値、破線が解析値を表している。Fig. 15(a) の測定値と解析値を比較すると、短絡動作時の過渡波形を精度よく再現出来ている。また、解析値の T_j を見ると短絡エネルギー $2.8 J$ で短絡時のデバイス温度は最大 $120^\circ C$ 程度まで昇温していると予測される。Fig. 15(b) に、 V_{ge} 変化時の短絡エネルギー E_{sc} を示す。Fig. 15(b) より測定値と解析値の誤差は $V_{ge}=12.5\sim 15.5 V$ の区間において 4% 以下となっており、ゲート駆動電圧が異なる条件においても解析結果と測定結果が整合していることが分かる。

Fig. 16 にテスト B で $V_{ge}=11.5 V$ 、オン時間 $11.5 \mu s$ 、環境温度 $160^\circ C$ の条件で測定した短絡波形を示す。Fig. 17 に IPM で $V_{ge}=15.7 V$ 、オン時間 $1.5 \mu s$ 、環境温度 $25^\circ C$ の条件で測定した短絡波形を示す。Fig. 16 および Fig. 17 の測定値と解析値を比較すると、短絡動作時の I_c 、 V_{ce} 波形を比較的精度よく再現出来ていることが分かる。

Table 3 に示す測定値と解析値の誤差を見ると、 I_c 最大値での誤差 $< 10\%$ 、 E_{sc} 誤差 $< 5\%$ となっており、主回路寄生インダクタンスやゲート駆動ドライバや環境温度の異なる評価環境においても短絡時の過渡波形を精度よく再現可能な汎用的なモデルを構築することが出来たと言える。

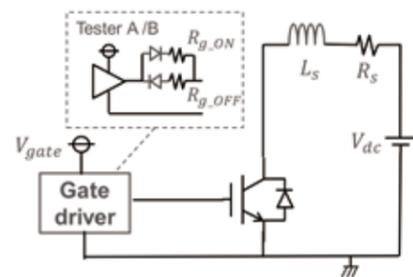
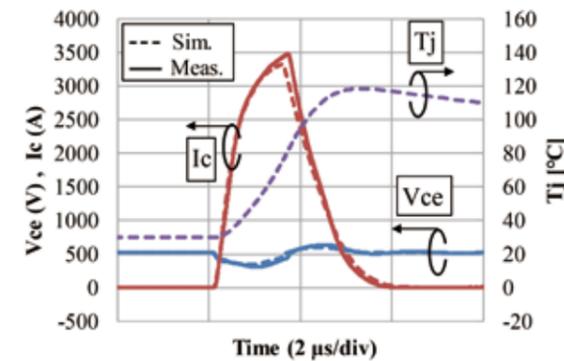


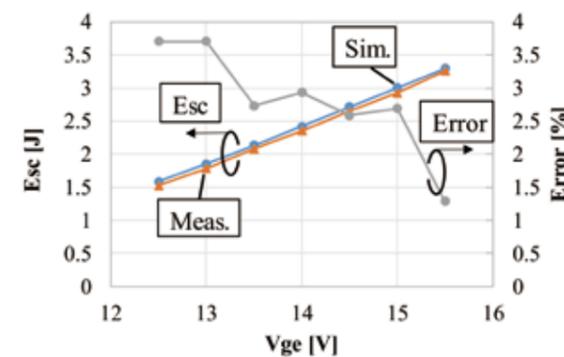
Fig. 14 Equivalent circuit for short circuit test

Table 2 Short circuit test conditions for each measuring instruments

Instrument		Tester A	Tester B	IPM
Ambient temperature	T_a	$25^\circ C$	$160^\circ C$	$25^\circ C$
Gate voltage	V_{gate}	$12.5 \sim 15.5 V$ 0.5V increments	$11.5 V$	$15.7 V$
DC-link voltage	V_{dc}	$520 V$	$500 V$	$500 V$
On period	t_{on}	$2.2 \mu s$	$11.5 \mu s$	$1.5 \mu s$
Gate resistance (Turn-ON side)	$R_{g,ON}$	5.1Ω	10Ω	Constant current 0.9 A
Gate resistance (Turn-OFF side)	$R_{g,OFF}$	51Ω	36.5Ω	40Ω
Stray inductance	L_s	$18 nH$	$800 nH$	$26 nH$
Parasitic resistance	R_s	$20 m\Omega$	$10 m\Omega$	$10 m\Omega$



(a) Short circuit waveform on gate voltage 15 V



(b) Gate voltage dependence of short circuit energy

Fig. 15 Short circuit test measured by tester A

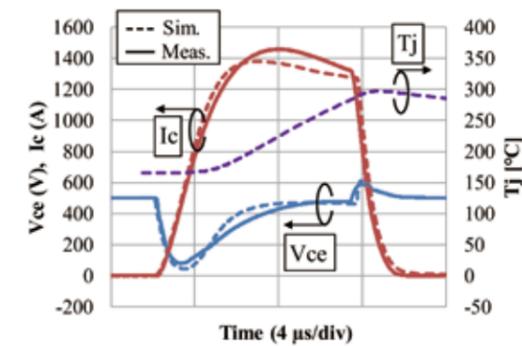


Fig. 16 Short circuit waveform measured by tester B

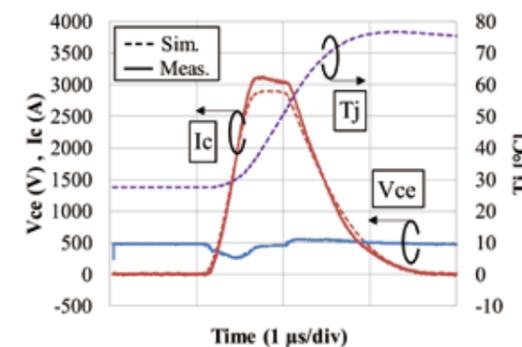


Fig. 17 Short circuit waveform measured by IPM

Table 3 Error between measurement and simulation result

Instrument		Tester A	Tester B	IPM
Gate voltage	V_{gate}	$12.5 \sim 15.5 V$ 0.5 V increments	$11.5 V$	$15.7 V$
Short circuit energy error	E_{sc}	$< 4\%$	4.1%	1.6%
Peak current error	I_c	$< 5\%$	4.5%	7.5%

6. おわりに

短絡動作時の IGBT パワーモジュールの過渡波形を精度よく解析するために、発熱密度が MW/cm^2 オーダーを超えるようなデバイス自己発熱の影響が大きい領域で動作するデバイスに対して、短絡試験から HVHC 領域の飽和電流特性を測定する手法を提案した。そして、HVHC 領域の飽和電流特性と整合する SPICE モデルと、短絡期間のデバイス温度を推定可能な熱回路網を用

いて短絡解析を行い、以下の結論を得た。

- (1) IGBT デバイス縦方向の温度分布を考慮したデバイスシミュレーションを行い、本稿で対象とするパワーモジュールの飽和電流を決めるデバイス縦方向の代表温度は、チャンネルとドリフト層の平均温度で表せることを示した。また、熱伝導解析で得られた RC-IGBT チップ面内の温度分布から、短絡動作で対象とする $10 \mu s$ 以下の時間スケールでは、チップ内 IGBT 領域は温度分布がほぼ無く一様に温度上昇するため、過渡熱インピーダンスの定義に用いるチップ内の代表温度は IGBT 領域の平均温度で表せることを示した。
- (2) 電圧、温度条件を変化させた複数の短絡過渡波形から V_{ce} 、 V_{ge} 、 I_c を抽出し、過渡熱インピーダンスを用いて自己発熱による電流変化量を補正することで、HVHC 領域における無発熱状態の飽和電流特性 (V_{ce} 特性および V_{ge} 特性) を導出する方法を示した。
- (3) 飽和電流特性を温度特性込みで再現した SPICE モデルと、短絡期間の過渡熱インピーダンスを推定した熱回路網を使用することで、寄生インピーダンスや駆動条件が異なる複数の評価環境での短絡試験過渡波形を再現可能な汎用的な SPICE モデルが構築できることを示した。

本稿で提案したモデルを用いて素子特性ばらつき、駆動条件、温度などのパラメータを変動させた解析を行うことで、広範な動作条件での短絡保護の成立性を検証することが可能となり、車載インバータの信頼性向上に繋がる。

参考文献

- 1) D. Cavaiuolo, M. Riccio, L. Maresca, A. Irace, G. Breglio, D. Dapra, C. Sanfilippo, and L. Merlin: "A robust electro-thermal IGBT SPICE model: Application to short-circuit protection circuit design", Microelectronics Reliability, vol. 55, Issues 9-10(2015), pp. 1971-1975.
- 2) S. Okamoto, T. Horiguchi, S. Tominaga, T. Nishimura, H. Fujita, H. Akagi, and S. Kinouchi: "An Application of a Physics-based IGBT Model to a Protection Circuit for Short-Circuit Conditions", IEEJ Transactions on Industry Applications, vol. 134, Issue 10(2014), pp. 853-862.

特集

- 3) A. O. Adan, D. Tanaka, L. Burgyan, and Y. Kakizaki: "The Current Status and Trends of 1, 200-V Commercial Silicon-Carbide MOSFETs: Deep Physical Analysis of Power Transistors from a Designer's Perspective", IEEE Power Electronics Magazine, vol. 6, Issue 2(2019), pp. 36-47.
- 4) H. Sakairi, T. Yanagi, H. Otake, N. Kuroda, H. Tanigawa, and K. Nakahara: "Measurement Methodology for Accurate Modeling of SiC MOSFET Switching Behavior Over Wide Voltage and Current Ranges", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, Issue 9(2018), pp. 7314-7325.
- 5) Y. Nakamura, M. Shintani, T. Sato, and T. Hikiyama: "A High-Power Curve Trace for Characterize Full Operational Range of SiC Power Transistors", IEEE International Conference on Microelectronic Test Structures, (2016), pp. 90-94.
- 6) Y. Sakamoto: "Assembly Technologies of Double-sided Cooling Power Modules", DENSO technical review, vol. 16(2011), pp. 46-56.
- 7) Y. C. Gerstenmaier, W. Kiffe, and G. Wachutka, "Combination of thermal subsystems modeled by rapid circuit transformation", Thermal Investigation of ICs and Systems, (2007), pp. 115-120.
- 8) JESD51-14: "Transient Dual Interface Test Method for the Measurement of the Thermal Resistance Junction to Case of Semiconductor Devices with Heat Flow Through a Single Path", November 2010.
- 9) M. Miyake, D. Navarro, U. Feldmann, H. J. Mattausch, T. Kojima, T. Ogawa, and T. Ueta: "HiSIM-IGBT: A Compact Si-IGBT Model for Power Electronic Circuit Design", IEEE Transactions of electron devices, vol. 60, Issue 2(2013), pp. 571-579.
- 10) M. Miura-Mattausch, N. Sadachika, D. Navarro, G. Suzuki, Y. Takeda, M. Miyake, T. Warabino, Y. Mizukane, R. Inagaki, T. Ezaki, H. J. Mattausch, T. Ohguro, T. Iizuka, M. Taguchi, S. Kumashiro, and S. Miyamoto: "HiSIM2: Advanced MOSFET Model Valid for RF Circuit Simulation", IEEE Transactions Electron Devices, vol. 53, Issue 9(2006), p. 1994.
- 11) T. Funaki, N. Phankong, T. Kimoto, and T. Hikiyama: "Measuring Terminal Capacitance and Its Voltage Dependency for High-Voltage Power Devices", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, Issue 6(2009), p. 1486.

著者



小澤 貴也

おざわ たかや

セミコンダクタ基盤開発部
車載向けパワーデバイスおよび主機イン
バータの CAE 技術開発に従事



山本 貴生

やまもと たかお

セミコンダクタ基盤開発部 博士(工学)
回路シミュレータ用 SPICE モデル開発に
従事後、デジタル技術を活用した業務効
率化に従事



杉浦 寛人

すぎうら ひろと

パワーデバイス技術部
RC-IGBTの開発に従事後、SiC MOSFET
の開発に従事



近藤 陽介

こんどう ようすけ

セミコンダクタ基盤開発部 博士(工学)
パワーデバイスおよび主機インバータ向け
設計技術開発に従事