

逆導通 IGBT の熱抵抗予測と  
熱バランス改善に関する研究

山梨大学大学院

医工農学総合教育部

博士課程学位論文

2022 年 9 月

仲野 逸人

# 目次

第 1 章	序論	
1.1	はじめに	1
1.2	パワーエレクトロニクス機器開発の特徴	2
1.3	パワー半導体高性能化の歴史	3
1.4	RC-IGBT の特徴	6
1.5	本研究の目的と論文構成	8
第 2 章	RC-IGBT を搭載したパワーモジュール	
2.1	研究背景	12
2.2	RC-IGBT のメリット	14
2.3	RC-IGBT の課題	19
第 3 章	シミュレーションの手法	
3.1	目的および概要	29
3.2	電流、温度の試算方法	31
3.3	mixed-mode	36
第 4 章	RC-IGBT チップ熱抵抗の推定方法	
4.1	従来方法	41
4.2	RC-IGBT 非動作領域による冷却効果	41
4.2.1	検討に用いた構造およびシミュレーション条件	41
4.2.2	IGBT 通電時の FWD 領域による冷却効果	44
4.2.3	FWD 通電時の IGBT 領域による冷却効果	54
4.3	冷却効果から導かれる最適なセルピッチ比率	62

第 5 章	RC-IGBT 熱抵抗アンバランスの改善	
5.1	従来手法	66
5.2	RC-IGBT の熱アンバランス	66
5.3	接合による温度均一化効果のシミュレーション	72
5.3.1	検討に用いた構造およびシミュレーション条件	72
5.3.2	接合による温度推移のシミュレーション結果	81
5.3.3	温度均一化効果	84
5.4	温度均一化効果による熱抵抗の見積もり	87
5.5	シミュレーション結果と実測結果の比較	93
第 6 章	IGBT 領域と FWD 領域配置における考察	99
第 7 章	まとめと今後の課題	104
研究業績		106
謝辞		108

# 第1章 序論

## 1.1 はじめに

低炭素社会の実現に向け、国際社会は2015年のパリ協定をはじめ、2021年には国連気候変動枠組条約締約国会議（COP26）を行い、地球規模での温室効果ガス低減目標を掲げている。温室効果ガスの主要因は二酸化炭素とされ、二酸化炭素排出量の主要因は、ガソリン自動車や火力発電と考えられており、先進国を筆頭に二酸化炭素を排出しない、電気自動車（EV）の普及や再生可能エネルギーの活用が進められている[1]。電気自動車の動力源は電動モーターであり、従来のエンジンと異なり走行のために化石燃料を必要としない。モーターを駆動する電力制御部にはパワーモジュールが使われており、パワーモジュールの技術革新、性能改善が電気自動車の性能改善を介して温室効果ガスの低減につながると期待されている[2]。パワーモジュールには、パワー半導体が搭載されており、絶縁ゲート型バイポーラトランジスタ(Insulated Gate Bipolar Transistor: IGBT)や MOSFET (Metal/Oxide/Semiconductor Field Effect Transistor) が大きな役割を果たしている。再生可能エネルギー分野において、風力、太陽光発電などの電力変換部にはパワーモジュールが広く使われている。これらの背景から、今後パワーモジュールの需要拡大、技術革新の要求が増していくことは想像に難くない[3-4]。低炭素社会を実現可能なものとするためには、パワーモジュールの性能を向上させ、パワーモジュールを搭載するパワーエレクトロニクス機器の性能を改善することは重要である。特に、温暖化の主要因である二酸化炭素の排出を抑制するために、ガソリン車から電気自動車への転換（EV シフト）を推進し、電気自動車の性能向上を達成することはパワーエレクトロニクスの技術者にとって至上命題といえる。

この様な背景の中、本論文では電気自動車向けパワーモジュールに搭載される最新のパワー半導体である逆導通 IGBT（RC-IGBT）の熱的特性に注目し、研究を行った。

## 1.2 パワーエレクトロニクス機器開発の特徴

パワーエレクトロニクス機器（パワエレ機器）は、パワーモジュールが動力源であることから、パワーモジュールに搭載されるパワー半導体は重要な部品である。従来、これらの製品はお互いに要求を出し合うことなく、個別に技術革新を進めてきた。技術革新が限界に近づく中、パワーデバイス、パワーモジュール、パワエレ機器のつながりが、パワエレ機器の性能を最大限引き出すために重要になってきた。パワエレ機器開発の特徴は、パワー半導体やパワーモジュールから構成される技術をパワエレ機器にとって最適な条件で使用することである。この結果、更なる省エネ・高効率化を実現できる(図 1-1)。このため、技術者は工学分野における電気、磁気、熱、力学の4分野の知見を要求され、それぞれの性能を評価し、設計的なバランスをとることが求められる。性能のバランスが崩れれば、電気的性能を改善し省エネが達成できた一方で、発熱が過剰となり製品寿命が短いなどといったことが起こりかねない[5]。また、パワー半導体は集積回路（IC）に搭載されるような低出力且つ横型構造の半導体と異なり、高出力且つ縦型構造の半導体であるため、製造ライン毎に半導体素子の性能が異なるといった製造上の難しさがある。例えばパワーモジュールでは、その端子配列によってパワエレ機器のプリント基板（PCB）やコンデンサの位置が決まり、ゲートインダクタンスおよび回路インダクタンスが決定する。そのため、パワーモジュールの設計がパワエレ機器の性能に大きく影響を与える。

高効率なパワエレ機器の実現にはパワーモジュールとパワー半導体を含む一貫した知識が必要とされる。このような高度な技術は容易に実現できるものではなく、技術者間のすり合わせがパワエレ機器の性能を引き出すうえで重要な役割を果たしている。言い換えれば、パワー半導体の技術者はパワーモジュールを熟知せねばならないし、パワーモジュールの技術者はパワエレ機器を通してその使われかたを知る必要がある。本論ではこのような視点に立ち、パワー半導体の単体の特性改善を目指すのではなく、パワーモジュールの接合技術によるパワー半導体の性能改善に着目し、研

究の目的とした。表 1-1 に各製品における製品名称の例と各製品をつなぐ技術の例を示す。特に本論の第 5 章は、表 1-1 のパワーモジュールとパワー半導体のつなぐ技術であるパッケージ技術に該当する。

表 1-1 : 各製品をつなぐ技術

製品	製品名称	つなぐ技術
パワエレ機器	UPS NC工作機械 モーターなど	システム構築 ドライブ技術 冷却技術など
パワーモジュール	Discrete製品 IGBTモジュール	
パワー半導体	MOSFET IGBT,FWD GTO,サイリスタなど	パッケージ技術 IC技術など

### 1.3 パワー半導体高性能化の歴史

本論では最新のパワー半導体である逆導通 IGBT (reverse conducting insulated gate bipolar transistor) を取り扱うため、過去のパワー半導体の歴史を概説し、その特徴を明らかにする。パワー半導体はトランジスタであり、1940 年代にショックレー、ブラッテン、バーディーンがトランジスタを発明したことが起源である[6]。当初、小信号動作を前提とする信号用から始まり、1970 年代にはバイポーラ技術を搭載した集積回路 (IC) へと適用範囲を広げていき、現在ではシステム LSI (Large-Scale Integration) に変貌を遂げている。現状のパワーデバイス適用分野を図 1-1 に示す。パワートランジスタへも適用範囲を広げており、1980 年代にはゲート構造を有する MOSFET が生まれ、性能を向上したパワー MOSFET の誕生、さらには IGBT が発明された[7]。図 1-2 に各構造の概要を示す。MOSFET は電子のみが流れるため、ユニポーラ構造と呼ばれる。MOSFET の特徴は、ユニポーラ構造であるため高速なスイッチングが可能であ

ることである。一方、電圧印加時に空乏層が伸展しやすく、リーチスルーを起こすことから高耐圧化が難しい。これらの課題は近年シリコンカーバイド（SiC）によって解決されつつある。IGBT の特徴は、MOSFET の耐圧を向上させる目的で裏面に空乏層のリーチスルーを抑制する P 層を形成している点である。また、裏面からホールがドリフト層へ流れ込むため、IGBT がオンしている場合に伝導度変調を起こし、導通損が低くなる特徴がある。一方で、バイポーラ構造であるため MOSFET と比較しスイッチング損失が大きくなることから高いスイッチング周波数において損失が過剰となり高速スイッチングが難しい。しかしながら、IGBT はこれらの課題を克服しつつ、その適用範囲を広げており従来とは異なるデバイス構造を持つ IGBT が誕生した。

RB-IGBT（Reverse Blocking IGBT）は、逆阻止型 IGBT と呼ばれ、順方向耐圧および逆方向耐圧を有する。RB-IGBT は順・逆双方の耐圧が必要となる AT-NPC 電力変換装置などに適用されている[8]。RB-IGBT は 3-level 動作を可能とし、特徴的なインバータ動作によって多大な貢献をもたらした。

RC-IGBT は、逆導通 IGBT と呼ばれ、順方向および逆方向に通電することが可能である[9,10]。IGBT と FWD（free wheel diode）の構造をワンチップに搭載したものである。したがって、省スペース、高効率化、低コスト化といった多大なメリットを生み出し、主に INV の小型化が要求される車載向けに適用が進んでいる。

これらのパワー半導体の実現には、複雑な構造を微細に形成することを可能とした半導体プロセス技術の革新による貢献が大きい。

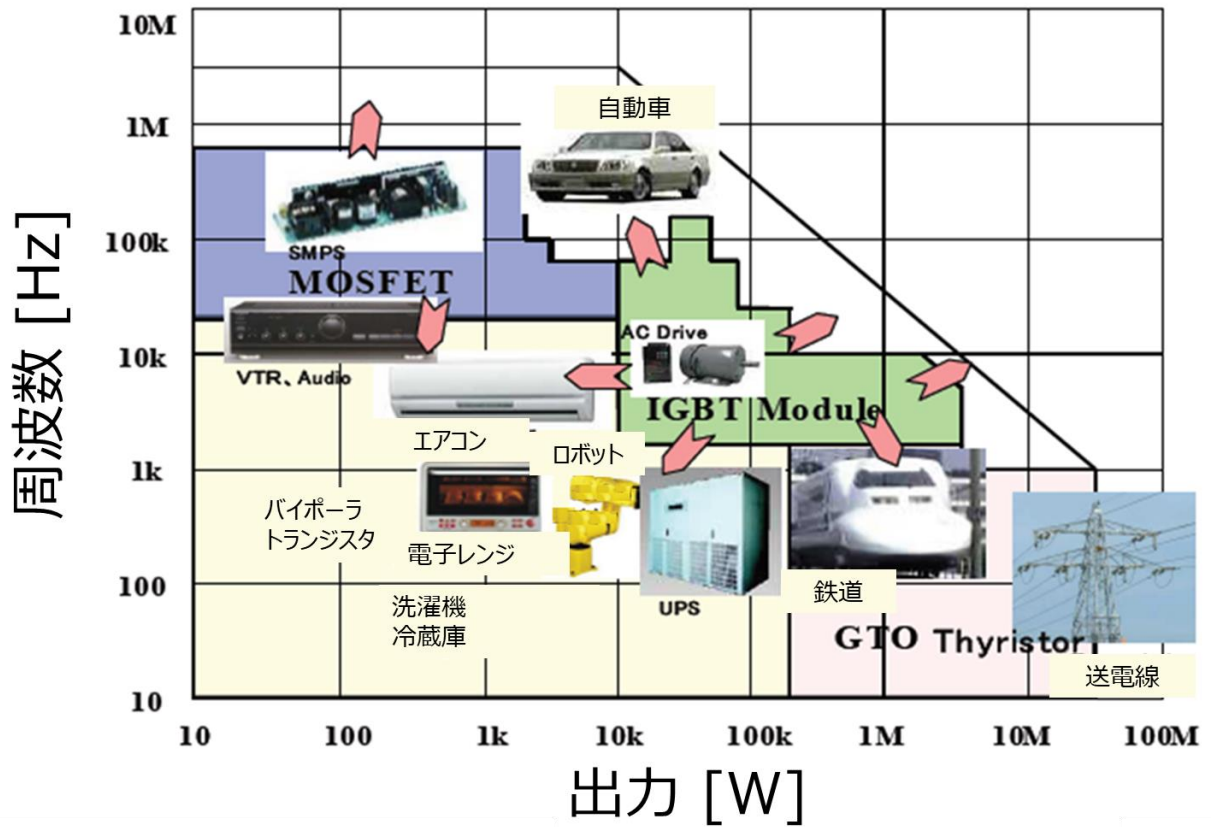


図 1-1 : パワー半導体デバイスの適用分野

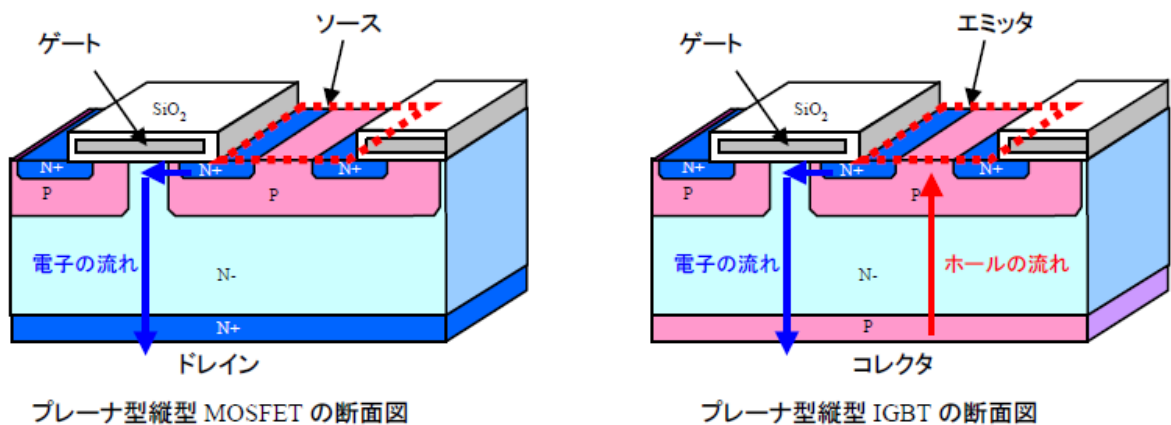


図 1-2 : パワー半導体デバイスの ON/OFF 状態



## 1.4 RC-IGBT の特徴

本論ではパワー半導体として、RC-IGBT を扱う。RC-IGBT は、同一チップに IGBT と FWD 構造を形成しており、特性改善のためチップを薄くできるプロセス技術が必要である。このため、RC-IGBT は比較的近年に誕生したパワー半導体であり、高度な半導体プロセス技術を参入障壁とし、日系パワー半導体企業の強みである。先に述べたメリットにより、RC-IGBT は産業向け、とりわけ車載向けである電気自動車用途として適用が進んでいる。電気自動車に求められるパワーモジュールの性能として、省スペースによる小型化が重視されているためである。RC-IGBT は、スナップバック現象と呼ばれる特有の不良モードが発現しており、製品への適用が難しいと思われていたが、技術革新により解決した[11]。その結果、従来の IGBT や FWD から、RC-IGBT への転換が進んでおり、パワーエレ機器やパワーモジュールの性能改善がなされた[12]。このような背景の中、本論で取り扱う RC-IGBT の基準となる構造を図 1-3 および図 1-4 に示す。図 1-3 は IGBT、FWD と RC-IGBT の構造を示しており、RC-IGBT はストライプ状に異なる IGBT および FWD を配置しており、FWD の活性面積は IGBT の活性面積よりも小さい。図 1-4 に RC-IGBT の断面構造を示す。RC-IGBT はトレンチゲート構造であり、フィールドストップ構造を有する最先端のデバイス構造である。

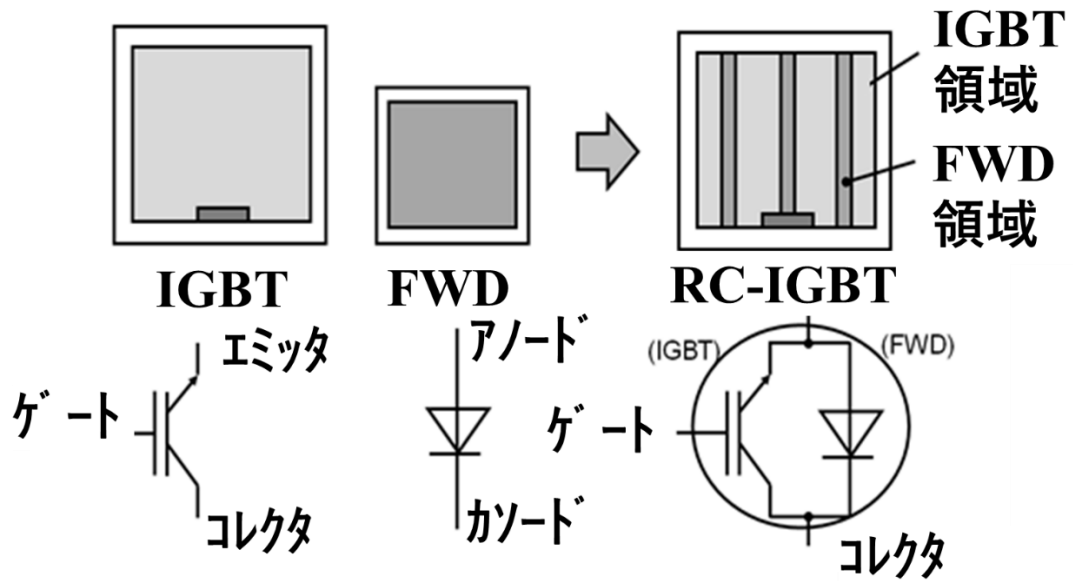


図 1-3 : IGBT,FWD と RC-IGBT の構造

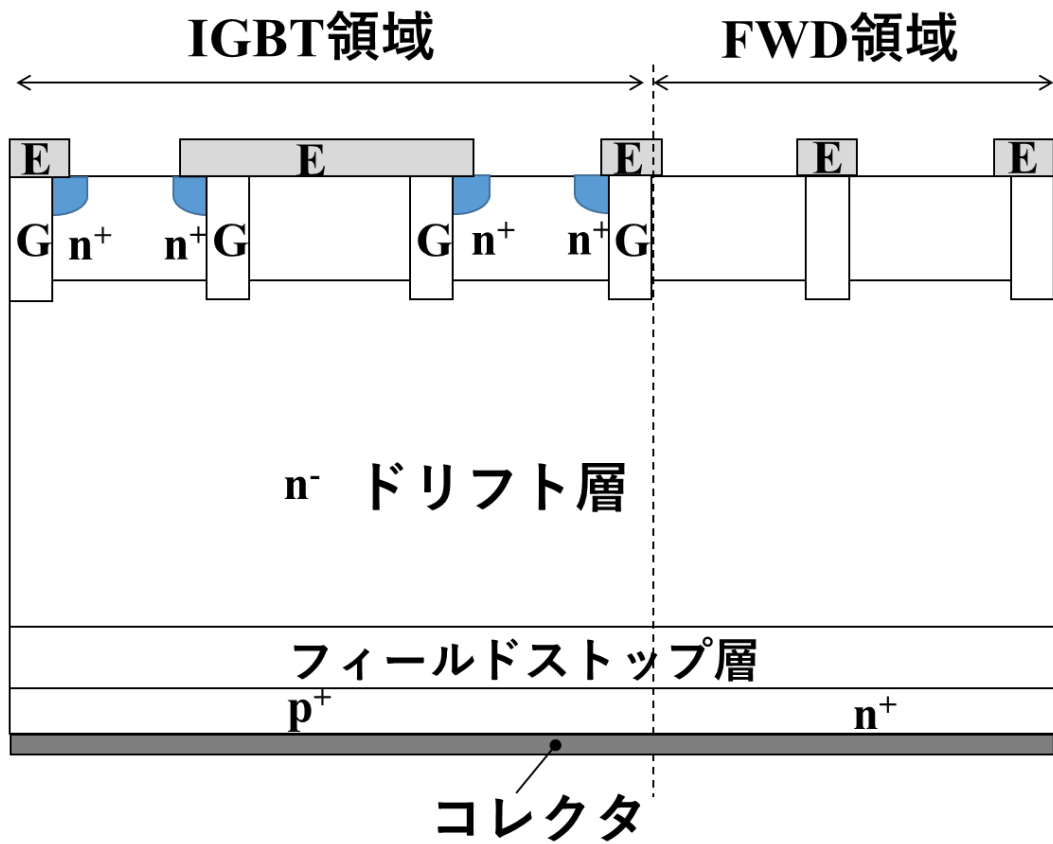


図 1-4 : RC-IGBT の断面構造 (活性面積)

## 1-5. 本研究の目的と論文構成

本研究では、RC-IGBT を搭載する高性能な次世代パワーモジュールを製作することを目的とした。この目的を果たすため、RC-IGBT の熱的特性に着目し、現状の課題を下記の通り整理した。

(1) RC-IGBT は、従来 IGBT や FWD と異なり、ワンチップに異なる構造を有することから、チップ設計時にチップ熱抵抗を推測する手段がない。従来デバイスにおいて、チップ熱抵抗は活性面積に依存するため、推測は容易であった。RC-IGBT において、異なる IGBT と FWD 領域の比率であった場合でもチップ熱抵抗を推測する手法を確立する必要がある。

(2) RC-IGBT は、それぞれの活性面積に応じて IGBT 動作時および FWD 動作時に熱的アンバランスが発生する。通常、FWD の活性面積は IGBT よりも小さいため、FWD 動作時の熱抵抗は IGBT 動作時よりも大きくなる。この時に発生する熱的アンバランスを従来手法による接合方法では解決できていない。FWD 動作時に、接合下部温度が高くなり、また熱抵抗が高くなることによって、RC-IGBT の性能を損なっている。したがって、従来接合手法において熱的アンバランスを解消する手法が必要である。

本論は全 7 章からなり、その構成は以下の通りである。

第 1 章では現代社会におけるパワーエレクトロニクス的重要性とパワー半導体の高性能化の歴史を概説した。パワーエレクトロニクスの研究開発ではその製品に組み込まれる個々の製品の技術革新はもとより、それらをつなぐ技術が重要であることを指摘した。本論の研究対象である最新のパワー半導体である RC-IGBT への接合方法に着目し、本論の目的が RC-IGBT の熱的特性の予測および改善であることを述べた。

第 2 章では、従来デバイスと比較した場合における RC-IGBT のメリット・デメリットを整理した。RC-IGBT のチップ熱抵抗が予測不可能であること、また RC-IGBT

は IGBT 領域動作時と FWD 領域動作時の熱バランスという従来デバイスにはない特有の課題があることを指摘した。

第 3 章では、本論で用いたシミュレーションの方法について詳述した。後に述べる本論で新しく定義された RC-IGBT の非動作領域による冷却効果と接合によるデバイス表面の温度均一化効果の特性予測に関するシミュレーション手法について述べた。

第 4 章では、従来不可能であった RC-IGBT のチップ熱抵抗を、定義した RC-IGBT の非動作領域による冷却効果によって見積もることが出来ることを示した。従来 IGBT から RC-IGBT に切り替えることにより、最大 60%チップ熱抵抗が低減可能であり、従来手法と比較しチップ熱抵抗推定精度を 15%向上した。さらに、冷却効果から導かれる最適な IGBT 領域と FWD 領域の比率は、1 対 0.26 であることを示した。

第 5 章では、RC-IGBT の熱的アンバランスが引き起こす熱抵抗差と接合下部温度差を最小化する接合手法について述べた。接合後の RC-IGBT 表面温度分布を、定義した温度均一化効果によって推測可能であることを示した。また、FWD 領域への接合面積を増やすことで熱的アンバランスを抑制可能なことを示した。この結果、従来 16%であった熱抵抗差を 4%まで低減でき、且つ接合下部温度差をほぼゼロとすることが可能となった。この結果、従来構造と比較しパワーサイクル耐量が 25%向上した。

第 6 章では、第 4 章ならびに第 5 章で提案したチップ熱抵抗推定手法と接合による熱バランス改善手法が、異なる RC-IGBT の IGBT および FWD 領域の配置においても適用可能かどうか、考察を行った。本論で用いたストライプ状の IGBT および FWD 領域の配置が RC-IGBT の課題を解決することに適していることを述べた。

第 7 章では得られた成果について総括し、今後の方針を述べる。

## 参考文献

- [1] 出典：「パリ協定に基づく成長戦略としての長期戦略」（経済産業省）  
[https://www.meti.go.jp/policy/energy\\_environment/global\\_warming/long-term\\_strategy.html](https://www.meti.go.jp/policy/energy_environment/global_warming/long-term_strategy.html)（2022年4月1日に利用）
- [2] 出典：「自動車新時代戦略会議（第1回）資料」（経済産業省）  
[https://www.meti.go.jp/shingikai/mono\\_info\\_service/jidosha\\_shinjidai/pdf/001\\_01\\_00.pdf](https://www.meti.go.jp/shingikai/mono_info_service/jidosha_shinjidai/pdf/001_01_00.pdf)（2022年4月1日に利用）
- [3] 高橋 良和, 藤平 龍彦, 宝泉 徹, “パワー半導体の現状と展望”, 富士時報, Vol. 85, No.6, p.392-397, 2012
- [4] 出典：「半導体戦略（概略）」（経済産業省）  
<https://www.meti.go.jp/press/2021/06/20210604008/20210603008-4.pdf>（2022年4月1日に利用）
- [5] 両角 朗, 山田 克己, 宮坂 忠志. "パワー半導体モジュールにおける信頼性設計技術." (2001): 145-148.
- [6] 高田育紀. (2009). パワーモジュールの発展と動向 (I)-パワーデバイス発展の歴史 -. 電気学会誌, 129(12), 817-820.
- [7] 山本秀和. (2017). パワーエレクトロニクス産業の動向とパワーデバイス実装への要求. エレクトロニクス実装学会誌, 20(7), 442-448.
- [8] 脇本 博樹(2021). “逆阻止型 IGBT の結晶欠陥解析と電気的特性に関する研究”  
山梨大学医学工学総合教育部博士論文
- [9] Takahashi, H., Yamamoto, A., Aono, S., & Minato, T. (2004). 1200V reverse conducting IGBT (pp. 133-136). Institute of Electrical Engineers of Japan.
- [10] Antoniou, M., Udrea, F., Bauer, F., & Nistor, I. (2010, June). A new way to alleviate the RC IGBT snapback phenomenon: The Super Junction solution. In 2010 22nd International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's (ISPSD) (pp. 153-156). IEEE.

- [11] J. Wei, X. Luo, L. Huang and B. Zhang, "Simulation Study of a Novel Snapback-Free and Low Turn-Off Loss Reverse-Conducting IGBT With Controllable Trench Gate," in *IEEE Electron Device Letters*, vol. 39, no. 2, pp. 252-255, Feb. 2018
- [12] X. Huang, C. Ling, X. You and T. Q. Zheng, "Research of the loss and gate desaturation control for RC-IGBT used in vehicle power converters," 2017 *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2017, pp. 201-206

## 第2章 RC-IGBT を搭載したパワーモジュール

### 2.1 研究背景

前章で述べた通り、RC-IGBT は比較的近年誕生したパワー半導体であり、その構造は IGBT と FWD を基本とするが、これまで十分な研究が行われてきたとはいえない。RC-IGBT は産業、車載用途のパワーモジュールに搭載され広く社会に普及しており、車載用途におけるメリットが大きいパワー半導体である。車載用パワー半導体として、RC-IGBT 以外に SiC (シリコンカーバイド) デバイスの採用が期待されている[1-3]。SiC 基板は次世代半導体デバイス用のウェハ基板であり、Si 基板と異なり MOSFET でありながら高い耐圧を保持することが出来る。SiC-MOSFET が Si-IGBT の置き換えに繋がると期待されている。Si-IGBT を SiC-MOSFET に置き換えた場合の大きなメリットは、低いスイッチング損失である。MOSFET はバイポーラ動作ではないため、高速かつ低損失にスイッチング動作を行うことができる。パワーエレ機器として、Si-IGBT では実現し得えなかった高いスイッチング周波数の適用が可能であり、周辺部品の小型化につながる。また、ワイドバンドギャップ半導体であることから動作可能温度も高く、車載用途として適している。しかし、現状では SiC デバイスは SiC 基板のコストが高いため製品展開が遅れている。このような状況は、特に自動車産業における次世代半導体デバイスの実現による性能改善の期待を満足できておらず、SiC が車載用パワー半導体として本格的に普及する時期はまだ先であると考えられる。車載用パワー半導体としては Si デバイスの活躍が継続的に期待され、その中でも RC-IGBT が主流になると考えられる。これまで述べた半導体デバイスの特徴を表 2-1 にまとめる。

RC-IGBT は、IGBT と FWD の構造を一つのチップに作るため高度な半導体プロセス技術が必要である。RC-IGBT ではその特有の技術的な課題であるスナップバック現象があった。スナップバック現象は、IGBT 動作時にキャリアが FWD 領域に流入し、ホール注入が抑制され伝導度変調が抑制されてしまう現象である[4-6]。このため、

特定の条件下における RC-IGBT のオン抵抗が著しく増加する。この構造上の問題は、RC-IGBT の IGBT と FWD をどのように配置するか起因する。本論で用いた RC-IGBT は、RC-IGBT を上面から見て、ストライプ状に IGBT と FWD を配置し、FWD の短手の幅が IGBT の短手の幅よりも短くなる構造によって、スナッチバック現象を抑制している。このため、RC-IGBT の IGBT と FWD の短手方向の幅を示すセルピッチは、スナッチバック現象を抑制する上で重要である。

表 2-1 : 各デバイスの特徴

	Si			SiC
	MOSFET	IGBT	RC-IGBT	MOSFET
耐圧	△	◎	◎	◎
オン抵抗	○	○	○	○
スイッチングロス	◎	△	△	◎
コスト	◎	◎	○	△
特長	低損失だが高耐圧化が難しい	スイッチングロスが高く、高周波動作に不向き	スイッチングロスが高く、高周波動作に不向き	性能良いが、コストが高い

◎ : 優    ○ : 良    △ : 可

RC-IGBT に関する学術論文の報告例は多くなく、そのほとんどは電気的特性改善に関するものである。RC-IGBT のオン抵抗、スイッチングロスのトレードオフを改善する研究開発が進んでいる[7,8]。RC-IGBT の研究開発では、まず IGBT もしくは



FWD で開発された技術を RC-IGBT に適用する例が多い。これは、IGBT と FWD の基本的な技術革新が RC-IGBT に作られた IGBT や FWD に対しても効果を発揮することを意味する。RC-IGBT に関する報告例は、IEEE(Institute of Electrical and Electronics Engineers)に登録されている論文において、「RC-IGBT」を含む論文は計 126 件であり(2022 年 6 月時点)、下記に概説することが可能である。

RC-IGBT の電熱的解析に関する報告では、RC-IGBT の動作周波数における熱抵抗への影響が示された[9]。また、チップ大口径化によりデバイスの破壊耐量が向上することが示された[10,11]。構造の再検証によって RC-IGBT の電気的特性改善に関する報告が示された[12-14]。RC-IGBT のスイッチング特性や熱特性に関するシミュレーション結果に関する報告が示された[15,16]。RC-IGBT 特有の課題であるスナップバックに関する報告が示された[17-19]。RC-IGBT のパッケージ構造への適用や高耐圧化に関する報告が示された[20-22]。RC-IGBT をパワーエレ機器に組み込んだ例に関する報告がなされた[23-25]。

本論ではパワー半導体とパワーモジュールをつなぐ技術を対象とする。RC-IGBT を搭載するパワーモジュールの熱的改善に関する研究は、RC-IGBT の最大の特長であるにも関わらず、報告例は見当たらない。

## 2.2 RC-IGBT のメリット

RC-IGBT のメリットは、異なる二つの構造を一つのチップに形成したことによるメリット(省スペース化、チップの大口径化)である。従来、異なるチップをパワーモジュールに搭載する場合、適切な絶縁距離を保ちパワー半導体を配置する必要があった。絶縁距離が大きいほどパワーモジュールは大きくなり、小型化できない。RC-IGBT は従来 IGBT と FWD の間に必要な絶縁距離が不要なため、パワーモジュールの小型化が可能である。また RC-IGBT のチップサイズは、IGBT と FWD のチップサイズを足した面積よりも小さくなる。これは、RC-IGBT の中で、動作する構造と動作

しない構造が隣り合わせになることで、放熱性能が高くなることが理由である。また従来 IGBT と FWD の耐圧構造（エッジ領域）が、RC-IGBT では共有されることも理由である。図 2-1 に IGBT、FWD、RC-IGBT に任意の発熱量を与え、デバイスを発熱させた場合の温度分布シミュレーション結果を示す。IGBT もしくは FWD を発熱させた場合、局所的な温度スポットが発生するが、RC-IGBT はチップサイズが大きいいためこのような温度スポットが発生しない。したがって、従来 IGBT、FWD から RC-IGBT に変えることにより、熱抵抗が減少する。RC-IGBT は従来デバイスと比較して、熱抵抗が小さいことと同義である。このメリットを最大限に生かすため、車載向け製品においては冷却水で直接的にパワーモジュールを冷やす構造がとられる。この構造を図 2-2 に示す。直接冷却構造は、RC-IGBT を搭載した DCB を冷却器にはんだ付けした構造であり、冷却器の内部を冷却水が流れる構造である。RC-IGBT の低い熱抵抗をさらに直接冷却構造を適用することで、パワーモジュールの性能向上を実現している。

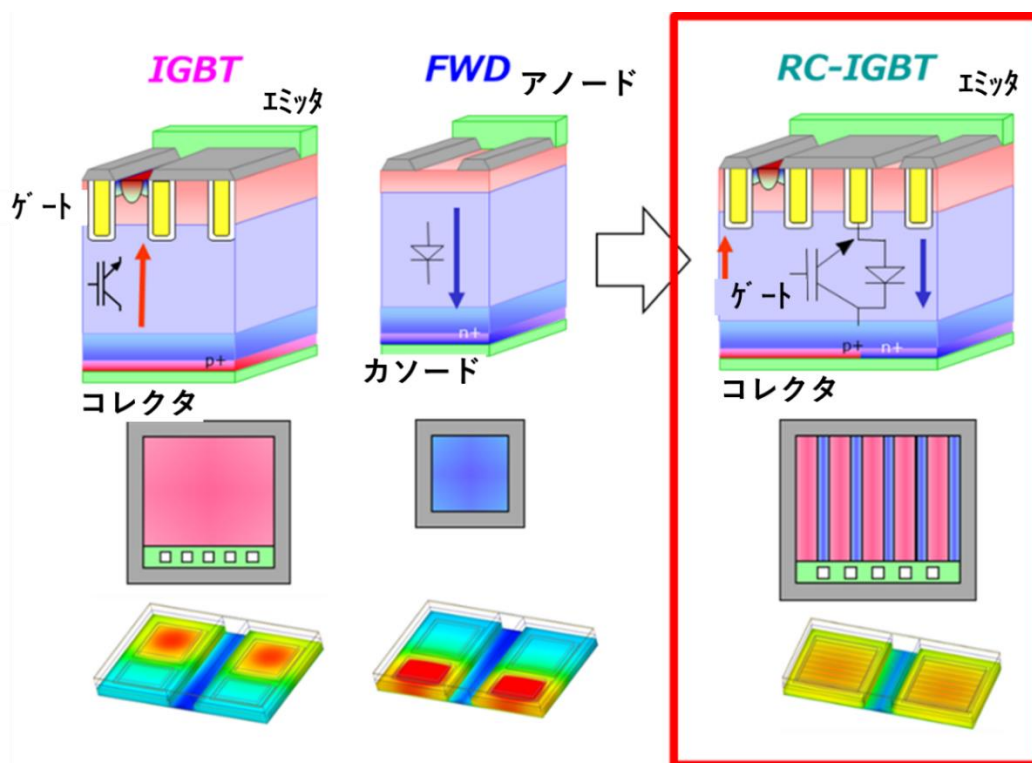


図 2-1 : IGBT,FWD と RC-IGBT の発熱シミュレーション

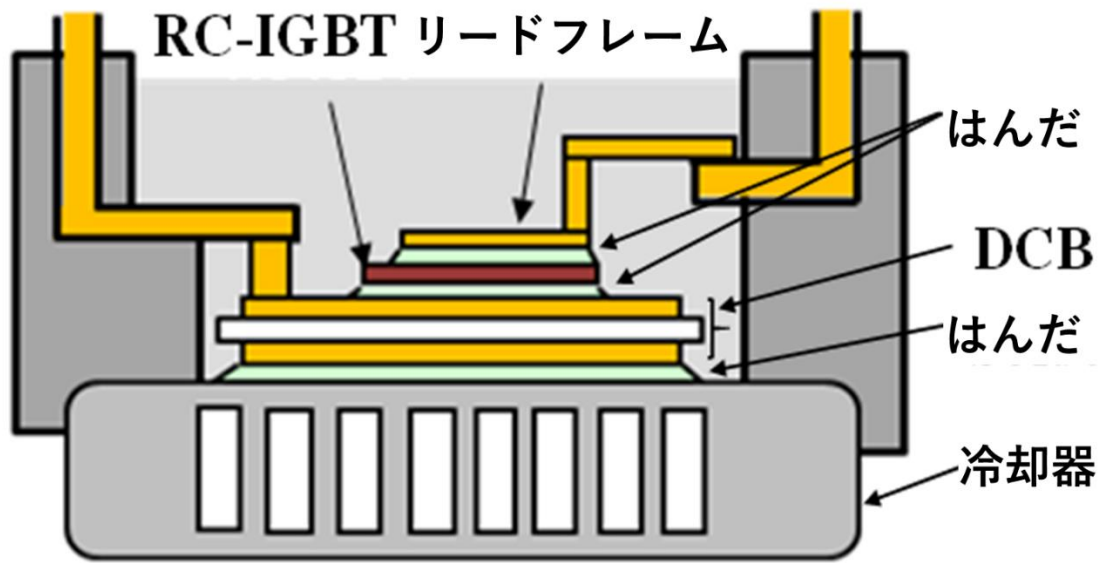


図 2-2 : パワーモジュールの直接冷却構造

同一チップ上に異なる構造のパワー半導体があるということは、さらにメリットを生む。図 2-3 に IGBT と FWD を搭載したパワーモジュールの損失試算結果を示す。IGBT と FWD がそれぞれ個別に発熱することから、IGBT の最大温度の差は  $52.4^{\circ}\text{C}$  となった。一方、RC-IGBT を同条件で駆動させた場合の損失試算結果を図 2-4 に示す。計算条件は、 $T_c$  (ケース温度) =  $70^{\circ}\text{C}$ 、 $E_o$  (出力周波数) =  $5\text{ Hz}$ 、 $I_c$  (出力電流) =  $600\text{ A}$ 、 $F_c$  (キャリア周波数) =  $8\text{ kHz}$ 、力率 = 1、変調率 = 0.6、 $V_{dc}$  (bus 電圧) =  $422\text{ V}$  である。RC-IGBT の場合、IGBT が動作した際に FWD が動作しないため、動作しない FWD 領域が IGBT 領域で発生した熱を冷却する効果を持つ。このため、IGBT の最大温度差は  $40^{\circ}\text{C}$  と IGBT と比較し、 $12.4^{\circ}\text{C}$  下がる。

計算条件 :  $T_c=70^\circ\text{C}$ 、 $E_o=5\text{Hz}$ 、 $I_c=600\text{A}$ 、 $F_c=8\text{kHz}$ 、  
 力率=1、変調率0.6、 $V_{dc}=422\text{V}$

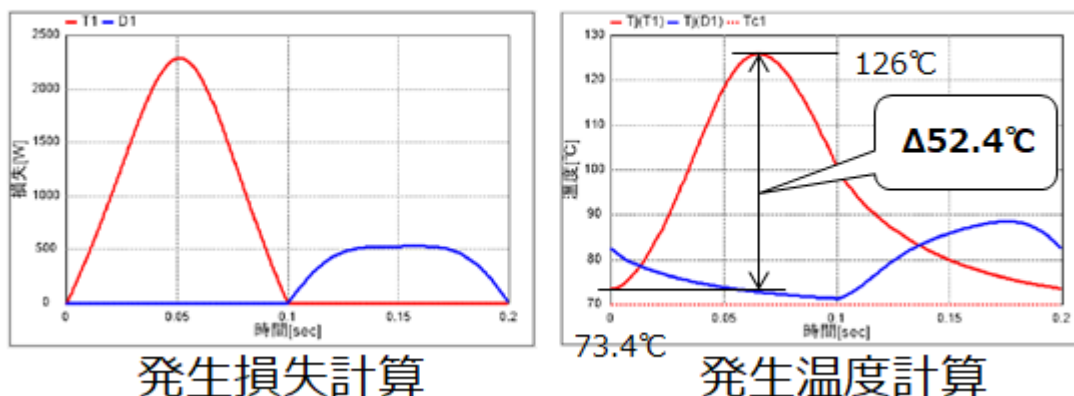


図 2-3 : IGBT,FWD の損失試算結果

計算条件 :  $T_c=70^\circ\text{C}$ 、 $E_o=5\text{Hz}$ 、 $I_c=600\text{A}$ 、 $F_c=8\text{kHz}$ 、  
 力率=1、変調率0.6、 $V_{dc}=422\text{V}$

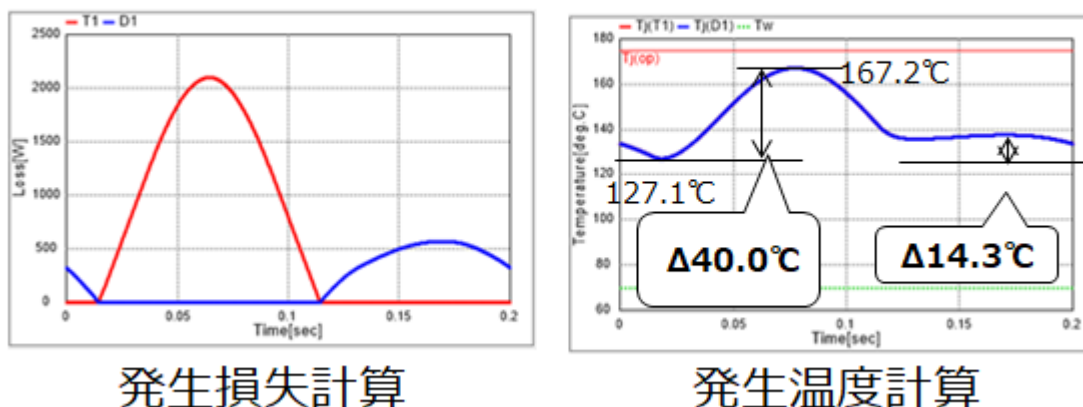


図 2-4 : RC-IGBT の損失試算結果

この構造による効果は、パワーモジュールの高信頼性化につながる。図 2-5 にある車両の市場ストレス（ミッションプロファイル）を用い、パワー半導体の生涯に発生する温度差( $\Delta T_j$ )およびその発生回数を IGBT と RC-IGBT で比較した結果を示す。 $T_j$  はチップ最大温度であり、 $\Delta T_j$  はその温度差を示す。IGBT の場合、 $\Delta T_j$  が RC-IGBT よりも高く、またその発生回数が多い。RC-IGBT では  $\Delta T_j$  が IGBT よりも低く、その発生回数が多い。一方で、 $\Delta T_j$  が高い場合の発生回数が少ないことが分かる。したが

って、RC-IGBT のほうが、IGBT よりも生涯ストレスによる  $\Delta T_j$  が低く抑えられており、信頼性にメリットが認められる。このとき、ミッションプロファイルにおける  $\Delta T_j$  とその回数を、任意のパワーモジュールの信頼性耐量に含める割合を累積損傷率として見積もると、IGBT は 1.22 であり、RC-IGBT は 0.49 となった。つまり、RC-IGBT のほうが IGBT よりも 2 倍以上高信頼性であるといえる。

表 2-2 にこれまで述べた RC-IGBT のメリットをまとめる。RC-IGBT の熱的特性は従来の IGBT、FWD よりも優れていることが分かる。

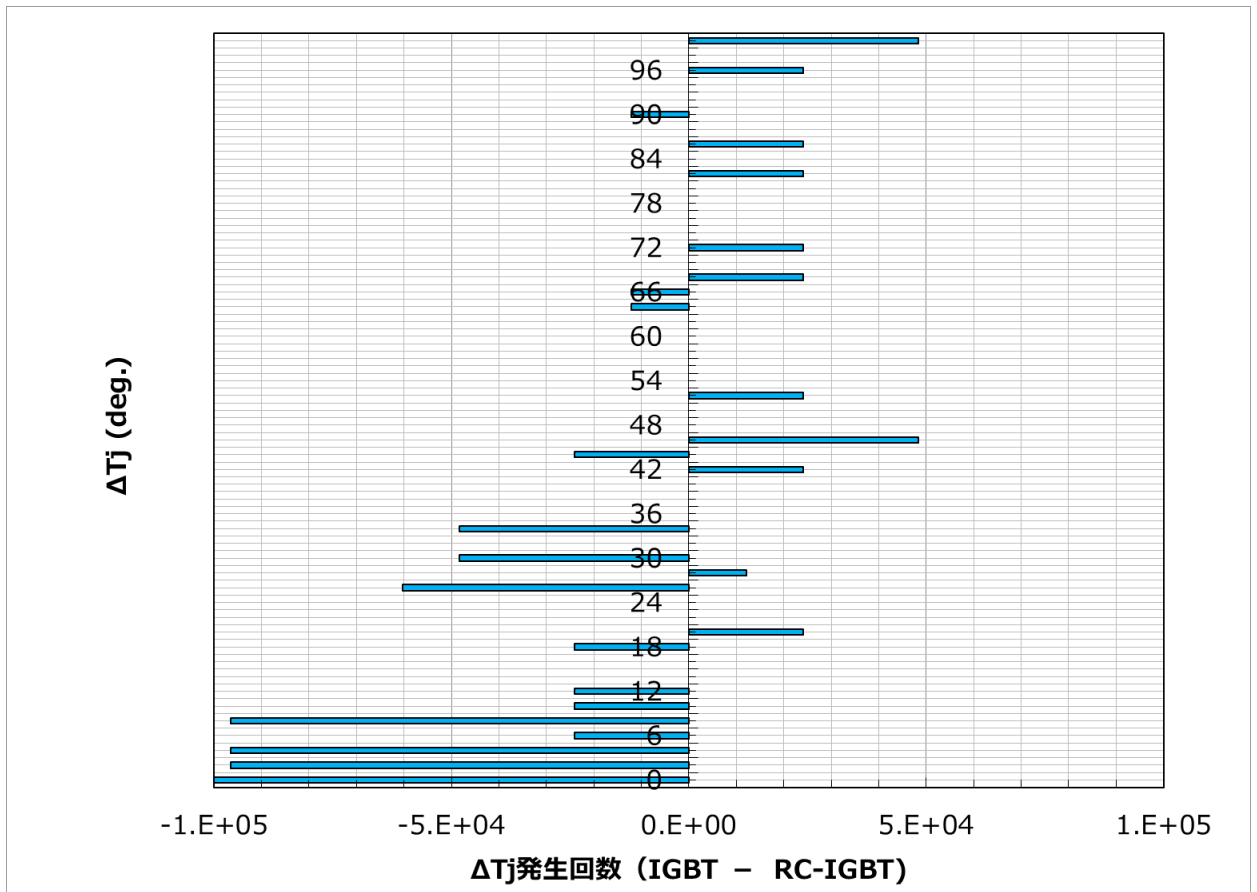


図 2-5 :  $\Delta T_j$  発生回数の差(IGBT 対 RC-IGBT)

表 2-2 : IGBT, FWD と RC-IGBT の比較

特性	関連項目	IGBT	FWD	RC-IGBT
熱抵抗	チップサイズ	○	△	◎
	チップ厚さ	○	○	○
	接合配線面積	○	△	◎
信頼性	温度差	△	○	◎
	接合下部温度	△	△	◎
	破壊耐量	○	○	◎
	累積損傷率	○		◎

◎ : 優    ○ : 良    △ : 可

### 2.3 RC-IGBT の課題

本項では RC-IGBT のデメリットについて触れる。表 2-1 で示した通り、RC-IGBT はスイッチングロスが大きいことから高周波動作に向かない。高周波動作を要求されるパワーモジュールにおいては、導通損とスイッチングロスのトレードオフをデバイス構造から調整することができるが、RC-IGBT ではその調整可能な範囲が小さく、高周波用途にはもう一段別の工夫が必要になる。

また、RC-IGBT の適用を進める上で重要な点は、従来の IGBT と FWD から RC-IGBT への置き換えを容易にすることである。このためには RC-IGBT の特性を精度

よく見積もり、RC-IGBT を適用した際の効果を事前に明らかにする必要がある。しかしながら、RC-IGBT においては IGBT、FWD であった活性面積に依存した熱的特性の推定手法は適用することが難しい。

ここでパワーモジュールの熱抵抗について説明する。図 2-6 に標準的なパワーモジュールの構成を示す。 $T_j$  はジャンクション温度 (チップ温度)、 $T_c$  はケース温度、 $T_a$  は雰囲気温度を示す。 $T_j$  はチップ最大温度を示し、チップ中心に存在する。 $T_c$  および  $T_a$  は  $T_j$  直下の温度であり、 $T_c$  は銅基板とはんだ間、 $T_a$  は冷却器外周の温度である。図 2-7 に図 2-6 で示したパワーモジュールの構成に対する熱抵抗回路を示す[26]。パワーモジュールを動作させる際に発生した熱  $T_j$  が各構成部材の持つ熱抵抗を介して、 $T_c$  および  $T_a$  を決定する。つまり、熱抵抗が低いほどチップ温度を小さくすることが可能である。チップ温度は高いほど損失が大きくなることから熱抵抗を小さくすることは重要である。チップを除く構造の熱抵抗は構成部材によって決定するが、RC-IGBT のチップ熱抵抗は、従来の手法では予測が困難である。

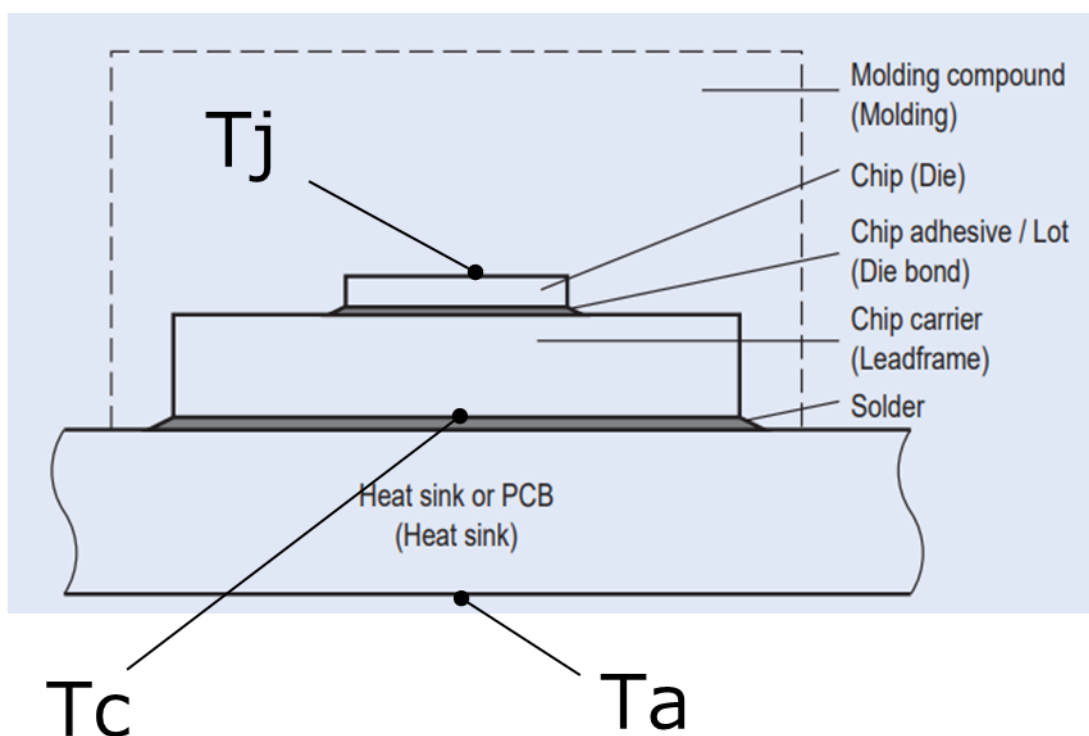


図 2-6 : パワーモジュールの構成

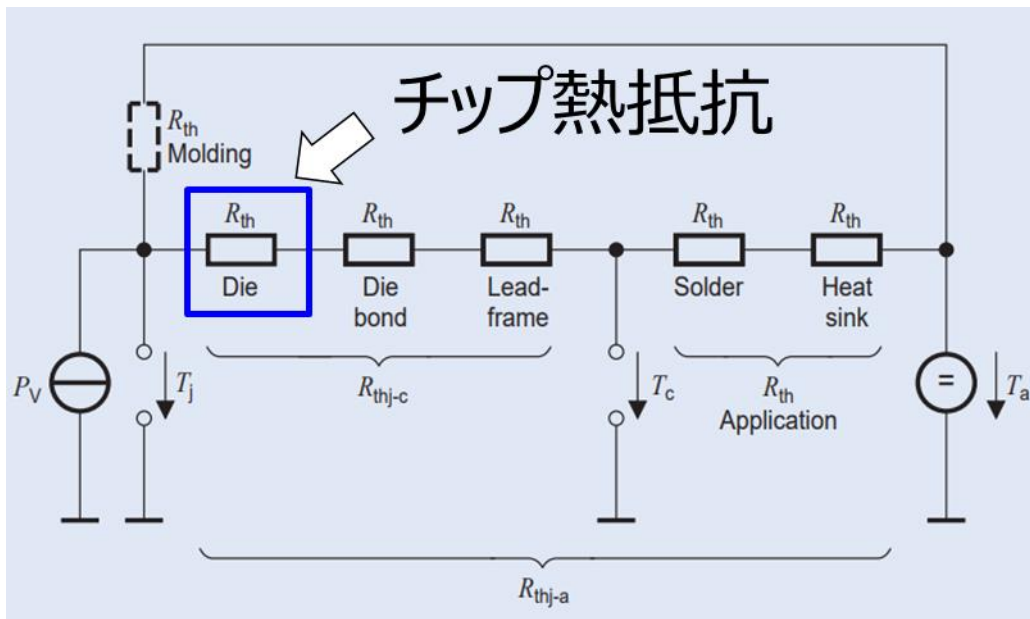


図 2-7 : パワーモジュールの熱抵抗

熱抵抗はパワーモジュールの性能を示す重要なパラメータであり、その評価方法は国際規格で定められている。JESD51-1「 $T_j$  測定の ETM 法及び過渡熱測定の方法 (Dynamic 法、Static 法)」が該当する[27]。図 2-8 および図 2-9 に本論で用いた熱抵抗評価方法である JESD51-1 について概説する。本論では熱抵抗評価装置として、T3STER を用い過渡熱抵抗を Static 法で評価した。図 2-8 で示す通り、一定の負荷をパワーモジュールに印加し、冷却する過程を分析することでパワーモジュールの各構成部材の熱抵抗が評価可能である。図 2-9 に示す通り、チップ熱抵抗は銅基板との接合されるはんだ材と熱抵抗が異なるため、明確かつ容易にチップ熱抵抗自体を評価可能である。



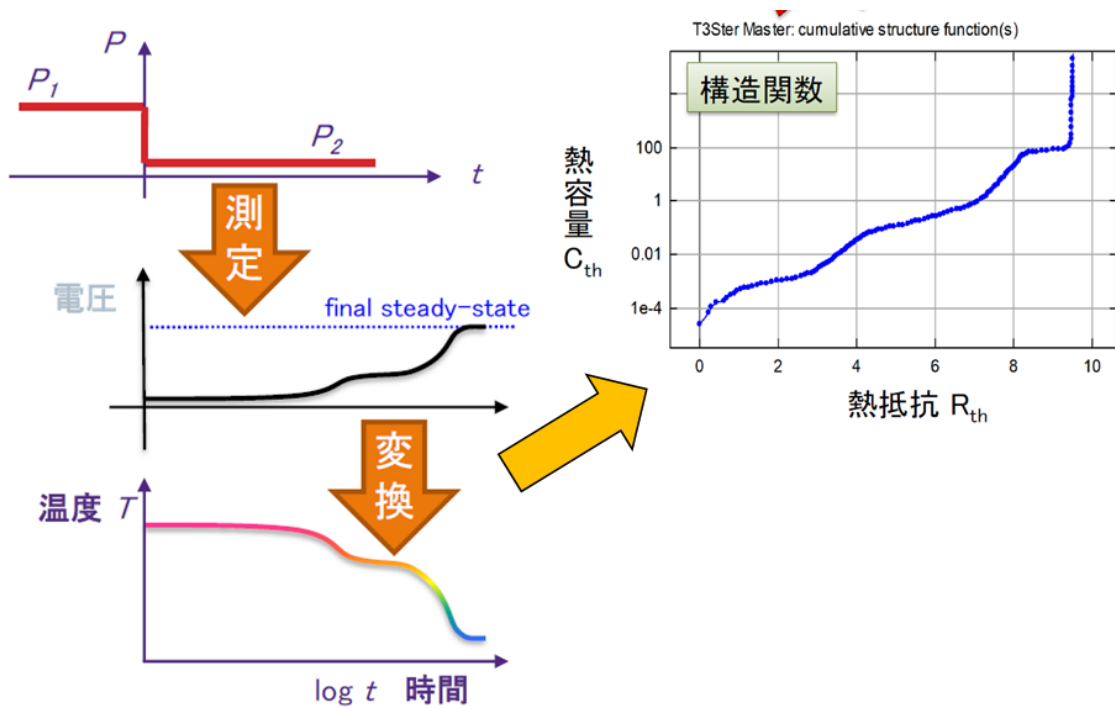


図 2-8：トリスターによる熱抵抗評価方法

### 構造関数

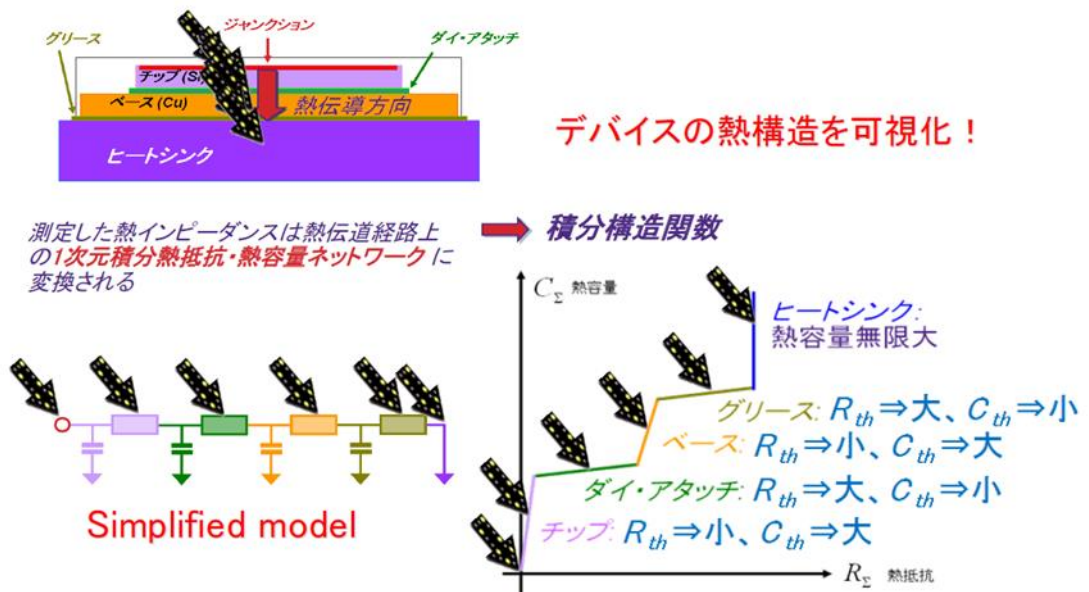
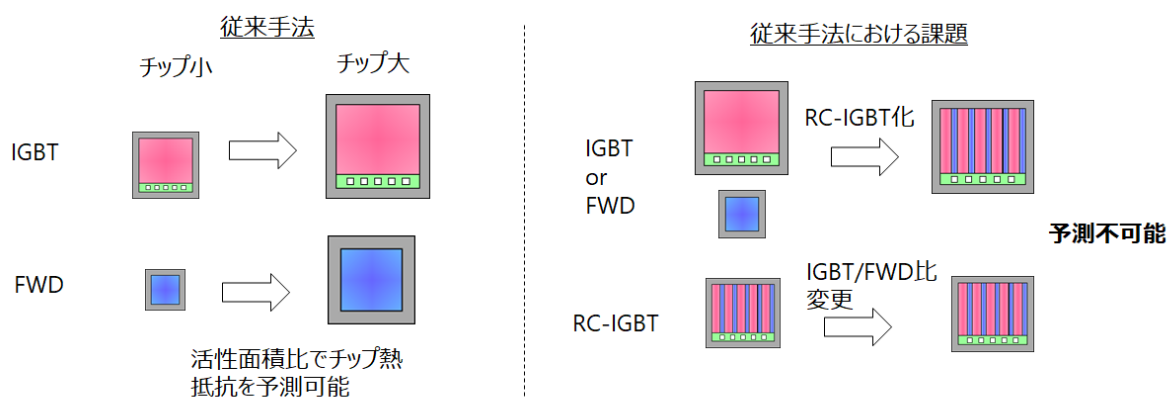


図 2-9：構造関数による熱抵抗の評価方法

従来 IGBT と FWD のチップ熱抵抗は概ねチップサイズに依存し、チップサイズを変更した場合にチップ熱抵抗の見積もりは容易である。一方 RC-IGBT は異なる二つの構造を一つのチップに配置するため、チップ熱抵抗は活性面積に依存しない。図 2-10 に概要をまとめる。



8/28

図 2-10：チップ熱抵抗推測方法の比較

RC-IGBT の IGBT と FWD の比率が存在することがチップ熱抵抗の推定をさらに困難なものにしている。RC-IGBT は IGBT 動作時と FWD 動作時の 2 種類の熱抵抗を有する(図 2-11)。従来の IGBT、FWD と比べ、一つのチップが異なる熱抵抗を示すことからパワーエレ機器の設計は複雑となると考えられる。専ら、FWD 動作時の熱抵抗が IGBT 動作時よりも高いことから、IGBT 動作時の熱抵抗を無視し、FWD 動作時の熱抵抗をパワーモジュールの熱抵抗とするようなことが考えられる。この場合、パワーエレ機器とパワーモジュールとの最適化はなされておらず、双方に過大な設計マージンが存在することで、パワーエレ機器は性能を最大限に発揮することができない。

また、RC-IGBT のチップ表面温度は IGBT と FWD 動作時で異なる。パワー半導体へ接合するワイヤーボンディングなどの接合技術では、信頼性は接合部の接合温度に依存する。RC-IGBT は IGBT 動作時と FWD 動作時で表面温度が異なり、いずれか一方の領域が動作した際の高い方の接合温度で製品寿命が決定する。

このような RC-IGBT の課題に対し、本論では従来手法では不可能であった RC-IGBT のチップ熱抵抗推定手法、ならびに接合技術による熱バランスの最適化について研究を行った。

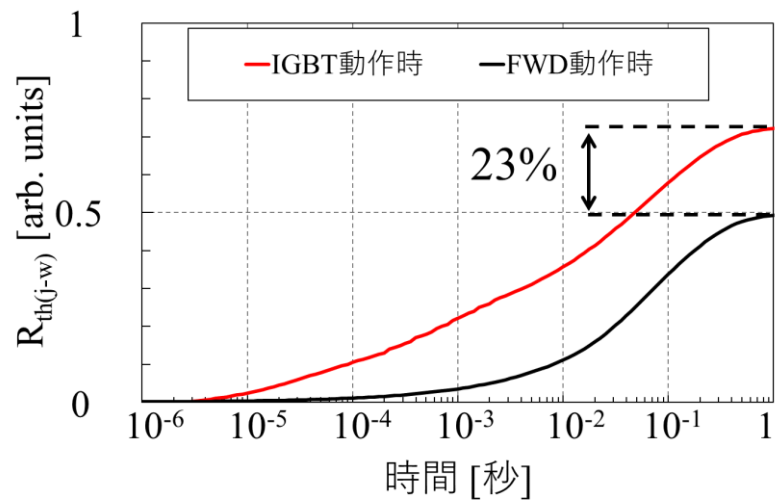


図 2-11 : RC-IGBT の熱抵抗

## 参考文献

- [1] M. Gaertner, D. Cavallaro, M. Pulvirenti, E. Zanetti, M. Saggio and M. Ferrara, "SiC MOSFETs as Enabler for the future ePowertrain and its behaviour under Short Circuit Condition," 2019 AEIT International Conference of Electrical and Electronic Technologies for Automotive (AEIT AUTOMOTIVE), 2019, pp. 1-5.
- [2] L. Abbatelli, M. Cacciato, D. Paternostro, S. A. Rizzo, G. Scarcella and G. Scelba, "Performance Assessment of an Automotive-grade TO-247 IGBT copacked with SiC diode in a bidirectional buck converter," 2020 AEIT International Conference of Electrical and Electronic Technologies for Automotive (AEIT AUTOMOTIVE), 2020, pp. 1-5.
- [3] A. Kempitiya and W. Chou, "An electro-thermal performance analysis of SiC MOSFET vs Si IGBT and diode automotive traction inverters under various drive cycles," 2018 34th Thermal Measurement, Modeling & Management Symposium (SEMI-THERM), 2018, pp. 213-217.
- [4] M. Rahimo, P. D. Reigosa, N. Schulz and F. Iannuzzo, "Analysis of the RC-IGBT snap-back phenomenon on the switching performance of parallel devices," 2020 32nd International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD), 2020, pp. 482-485.
- [5] T. Trajkovic, V. Pathirana, N. Udugampola, F. Udrea, C. Zhu and Y. Wang, "Snap-back free 3.3kV RC-IGBT with enhanced safe operating area," 2021 33rd International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD), 2021, pp. 359-362.
- [6] Y. Chen et al., "Study on Electrothermal Characteristics of the Reverse-Conducting IGBT (RC-IGBT)," 2020 21st International Conference on Electronic Packaging Technology (ICEPT), 2020, pp. 1-5.
- [7] S. Soneda, T. Nitta and A. Narazaki, "1200V RC-IGBT based on CSTBTM with Suppressed Dynamic Cres and Partial Lifetime Control," 2020 32nd International

- Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD), 2020, pp. 474-477.
- [8] A. Yamano et al., "The Series of 7th-Generation "X Series" RC-IGBT Modules for Industrial Applications," PCIM Europe 2018; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2018, pp. 1-8.
- [9] Y. Chen et al., "Study on Electrothermal Characteristics of the Reverse-Conducting IGBT (RC-IGBT)," 2020 21st International Conference on Electronic Packaging Technology (ICEPT), 2020, pp. 1-5.
- [10] K. Higuchi et al., "Improvement of the I<sub>2t</sub> capability for xEV active short circuit protection by combination of RC-IGBT and Leadframe technologies," 2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia), 2018, pp. 2764-2767.
- [11] S. Soneda, S. Akao, T. Takahashi and A. Furukawa, "High avalanche capability specific diode part structure of RC-IGBT based upon CSTBT™," 2018 IEEE 30th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD), 2018, pp. 132-135.
- [12] X. Huang, D. Chang and T. Q. Zheng, "Investigation of the RC-IGBT application in high speed railway converters," 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2017, pp. 2062-2067
- [13] K. Suzuki, T. Yoshida, Y. Haraguchi, H. Koketsu and A. Narazaki, "Low switching loss diode of 600V RC-IGBT with new contact structure," 2021 33rd International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD), 2021, pp. 31-34
- [14] S. Soneda, T. Nitta and A. Narazaki, "1200V RC-IGBT based on CSTBT™ with Suppressed Dynamic Cres and Partial Lifetime Control," 2020 32nd International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD), 2020, pp. 474-477
- [15] X. Xu and Z. Chen, "Simulation Study of a Novel Full Turn-On RC-IGBT With Ultralow Energy Loss," in IEEE Electron Device Letters, vol. 40, no. 5, pp. 757-760, May 2019
- [16] Y. Chen et al., "Study on Electrothermal Characteristics of the Reverse-Conducting IGBT

- (RC-IGBT)," 2020 21st International Conference on Electronic Packaging Technology (ICEPT), 2020, pp. 1-5
- [17] T. Trajkovic, V. Pathirana, N. Udugampola, F. Udrea, C. Zhu and Y. Wang, "Snap-back free 3.3kV RC-IGBT with enhanced safe operating area," 2021 33rd International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD), 2021, pp. 359-362
- [18] L. Cui, B. J. Zhang, P. F. Wu, L. Ma, R. I. Zhang and Z. B. Zhao, "A Snapback-free RC-IGBT with Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub> Trench and P-type Pillar," 2019 IEEE International Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits (EDSSC), 2019, pp. 1-3
- [19] W. Chen, Y. Huang, S. Li, Y. Huang and Z. Han, "A Snapback-Free and Low-Loss RC-IGBT With Lateral FWD Integrated in the Terminal Region," in IEEE Access, vol. 7, pp. 183589-183595, 2019
- [20] H. Huang, M. Shang, X. Wang and H. He, "RC-IGBT Based Transfer Molded IPM for Home Appliance Application," PCIM Asia 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2017, pp. 1-4.
- [21] S. Shibata, M. Kato and H. Zhang, "New Transfer-Molded SLIMDIP for white goods using thin RC-IGBT with a CSTBTM structure," Proceedings of PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2015, pp. 1-6.
- [22] Y. Seki, Y. Takahashi, T. Koga and H. Kirihata, "Advanced Power Pack IGBT: 2.5 kV/1.8 kA RC-IGBT with highly reliable and ruggedness flat package," 1998 Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives (IEE Conf. Publ. No. 456), 1998, pp. 258-262
- [23] D. Weiss and H. Eckel, "Potential of RC-IGBT in Full Size Converters for Wind Energy Application," PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2014, pp. 1-

8.

- [24] L. Kleingrothe et al., "Expanding the Output Power of PrimePACK(TM) with RC-IGBT in Industrial Applications," PCIM Europe digital days 2021; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2021, pp. 1-7.
- [25] S. Gierschner, H. Eckel and M. Hiller, "Potential of RC-IGBTs in Three Phase Three Level Converters," Proceedings of PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2015, pp. 1-8.
- [26] Thermal resistance theory and practice, Special subject book January 2000, Infineon Technology, <http://www.infineon.com>
- [27] 高精度な熱容量 /熱抵抗 測定法 と熱伝導率測定法 Siemens AG 2018

## 第3章 シミュレーションの手法

### 3.1 目的および概要

本章では本論で用いたシミュレーションの方法について述べる。シミュレーションソフトウェアは、TCAD Sentaurus™ (TCAD) を用いた。TCAD は任意のデバイス構造に対し通電条件を与え、デバイス温度が試算可能である。具体的には RC-IGBT のチップ温度を、プロセス条件を加味した IGBT 領域と FWD 領域から試算できる。一方、Ansys Workbench などの代表的な構造解析ソフトウェアは、よりマクロ的な解析に向いており、本論で課題とするチップ温度を詳細に解析することに対しては不適である[1]。

本論ではシミュレーションに 2 次元モデルを用いた。これは、後述する RC-IGBT の非動作領域による冷却効果や接合による RC-IGBT 表面温度の均一化効果といった本論で新しく定義する指標を構築するうえで、3 次元モデルでは温度試算が複雑になり過ぎてしまうこと[2]、また本論で用いた IGBT と FWD 領域がストライプ上に形成された RC-IGBT の構造では、実験結果と 2 次元モデルシミュレーションの結果が整合する傾向にあることから 2 次元モデルでも十分に検証が可能であることが示唆される。

RC-IGBT のシミュレーションに用いたベースとなるデバイスモデルを図 3-1 に示す。IGBT 部にトレンチゲート構造を有する FS (フィールドストップ) 構造を有する[3]。IGBT セルは FWD セルよりも長い。これは、通常 IGBT の活性面積は FWD の活性面積よりも広く設計され、IGBT 導通時のオン抵抗を低くする。RC-IGBT を搭載したパワーモジュール構造例の断面図を図 3-2 に示す[4]。本論のパワーモジュールは車載向けパワーモジュールを前提としており、冷却器に冷却水を通し DCB を冷却する直接水冷方式である。冷却器の内部を任意の流量による冷却水が流れ、冷却水によって冷やされる冷却器に、DCB をはんだ付けし、その DCB 上には RC-IGBT をはんだづけした。RC-IGBT と外部電気回路への接合方法は、LF (リードフレーム)、WB (ワ



ワイヤーボンディング) およびリボンボンディングなどの方法がとられる。LF を RC-IGBT に接合するためには、RC-IGBT の表面にはめっきが必要となる[5]。LF 構造は RC-IGBT 表面を覆うことが可能であり、RC-IGBT に対するチップ温度の冷却効果が期待できる[6]。一方で、ワイヤーボンディングやリボンボンディングは RC-IGBT への接合面積が限られており、LF のように接合によってチップ表面を大きく覆い、温度を冷却する効果は期待できない。しかしながら、ワイヤーボンディングやリボンボンディングはデバイスのめっき構造やはんだ接合のためのアニールプロセスを必要とせず、従来広く適用されている利便性の高い接合方法である。本論の第 4 章では、RC-IGBT の表面接合に LF 構造を適用した。また第 5 章では、RC-IGBT の表面接合にワイヤーボンディングならびにリボンボンディングを適用した。

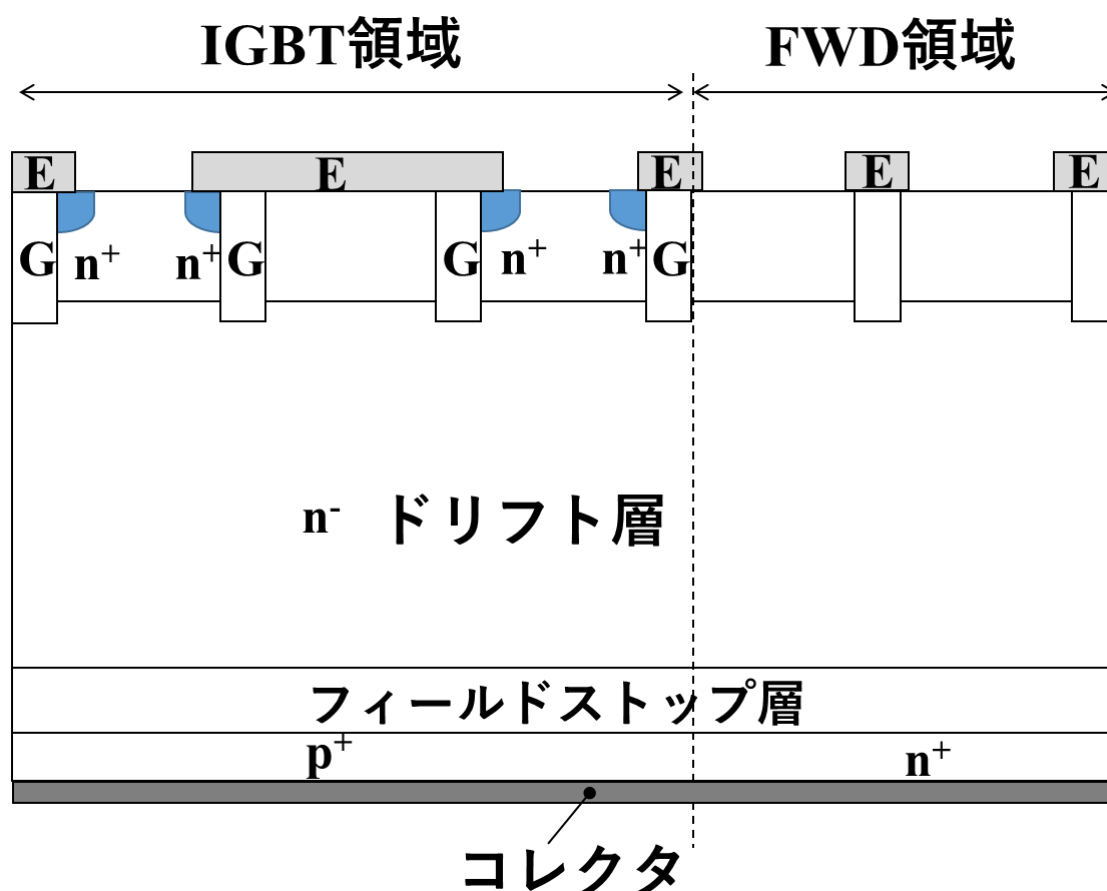


図 3-1:RC-IGBT のデバイス構造 (活性部)

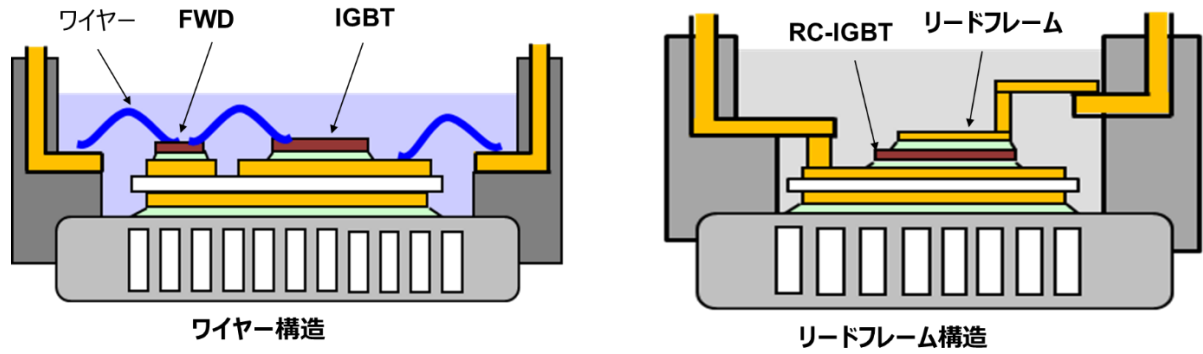


図 3-2: パワーモジュールの構造例

### 3.2 電流、温度の試算方法

シミュレーションにおける具体的な試算方法について述べる。シミュレーションにより任意のデバイス構造に対して任意の電流、電圧を印加した際のチップ温度を試算する。そのためチップ温度を導出する電流式について検討を行った。表 3-1 に代表的な電流式をまとめた。ボルツマン輸送式を基にドリフト拡散式、電子・熱連続式、モンテカルロ式がある[7]。ドリフト拡散式は、電子と格子の非平衡状態を試算することができないため適用しない。モンテカルロ式は全帯域でボルツマン式を解くため、電流および温度に対する計算精度が高いが、本論では種々のパラメータをマトリックスでシミュレーションすることが想定され、またデバイスモデルが  $1000\mu\text{m}$  を超えるものもあり、高精度で小サイズのデバイスを解析することが得意なモンテカルロ式は適さない。本論では、電子・熱連続式を適用した[8,9]。各解析手法における電流試算式は表 3-2 のとおりである。これらの結果、TCAD にて導出されるパラメータを表 3-3 に示す。

表 3-1:解析手法のまとめ

導出元	解析手法	特長
ボルツマン輸送式	ドリフト拡散式 TCAD:PostTemperature	<ul style="list-style-type: none"> <li>● 最も単純な式</li> <li>● 電子エネルギーと格子エネルギーは等しい（電子と格子エネルギーの非平衡状態は再現されない）</li> <li>● 電子の流れは連続</li> <li>● 等温シミュレーション（デバイス内部）</li> </ul>
	電子・熱連続式 TCAD : Thermodynamic	<ul style="list-style-type: none"> <li>● 電子の流れは連続</li> <li>● 電子エネルギーと格子エネルギーは分けて計算される</li> <li>● 電極へ熱抵抗、熱容量値の設定が可能</li> <li>● 自己発熱含むパワー密度大デバイス向け</li> </ul>
	モンテカルロ式 TCAD : Hydrodynamic (Monte Carlo)	<ul style="list-style-type: none"> <li>● 最も精度が高い</li> <li>● 電子は粒子として計算され(インパクトイオン化、速度オーバーシュート)、電子エネルギーと格子エネルギーは分けて計算される</li> <li>● 計算時間は長い</li> <li>● キャリア発熱含むパワー密度小デバイス向け</li> <li>● Monte Carlo はボルツマン輸送式を全帯域で解く</li> </ul>

表 3-2:解析手法における電流試算式

解析手法	電流導出式
ドリフト拡散式	$\vec{J}_n = -nq\mu_n \nabla \Phi_n$ $\vec{J}_p = -pq\mu_p \nabla \Phi_p$
電子・熱連続式	$\vec{J}_n = -nq\mu_n (\nabla \Phi_n + P_n \nabla T)$ $\vec{J}_p = -pq\mu_p (\nabla \Phi_p + P_p \nabla T)$
モンテカルロ式	$\vec{J}_n = \mu_n (n \nabla E_C + kT_n \nabla n - nkT_n \nabla \ln \gamma_n + \lambda_n f_n^{td} kn \nabla T_n - 1.5nkT_n \nabla \ln m_n)$ $\vec{J}_p = \mu_p (p \nabla E_V - kT_p \nabla p + pkT_p \nabla \ln \gamma_p - \lambda_p f_p^{td} kp \nabla T_p + 1.5pkT_p \nabla \ln m_p)$

表 3-3:各解析手法における TCAD パラメータ

解析手法	TCAD パラメータ
ドリフト拡散式	Lattice Temperature (Uniform self heating)
電子・熱連続式	Lattice Temperature (Gradient self heating) eJouleHeat hJouleHeat JouleHeat RecombinationHeat ThomsonHeat / PeltierHeat
モンテカルロ式	eTemperature hTemperature RecGenHeat

電子・熱連続式を下記の式(1)と式(2)に示す。

$$J_n = -nq\mu_n(\nabla\phi_n + P_n\nabla T) \dots\dots\dots(1)$$

$$J_p = pq\mu_p(\nabla\phi_p + P_p\nabla T) \dots\dots\dots(2)$$

$J_n$  : 電子電流密度

$J_p$  : ホール電流密度

$n$  : 電子密度

$p$  : ホール密度

$q$  : 電荷量

$\vec{\mu}_n$  : 電子移動度

$\vec{\mu}_p$  : ホール移動度

$T$  : 格子温度

$\Phi_n, \Phi_p$  : 準フェルミ準位

$P_n, P_p$  : 絶対熱電力

適用した電子・熱連続式における温度分布は以下の式(3)から求める。第一項は電流による温度拡散、第二項及び第三項は準フェルミ準位、第四項はキャリア及び再結合生成熱、第五項はフォトン熱を示す[10]。

$$\frac{\partial}{\partial t} C_L T - \nabla \cdot k \nabla T = -\nabla \cdot [(P_n T + \phi_n) \vec{J}_n + (P_p T + \phi_p) \vec{J}_p] - \frac{1}{q} \left( E_C + \frac{3}{2} kT \right) \nabla \cdot \vec{J}_n - \frac{1}{q} \left( E_V - \frac{3}{2} kT \right) \nabla \cdot \vec{J}_p + R_{net} (E_C - E_V + 3kT) + \frac{\hbar\omega}{q} G^{opt} \quad (3)$$

$k$  : 熱伝導率

$C_L$  : 熱容量

$E_C$  and  $E_V$  : 伝導帯及び価電子帯バンドギャップエネルギー

$G^{opt}$  : 周波数  $\omega$  におけるフォノン生成率

$R_{net}$  : 再結合率

図 3-3 に電流のシミュレーション結果、図 3-4 に温度のシミュレーション結果を示す。IGBT 領域を動作させた際の結果であり、電流分布および温度分布が確認できる。図 3-3 電流分布から、動作させた IGBT 領域には電流が流れ、FWD 領域には電流が流れないことが分かる。また、両領域の間には電流が減少している領域があることが分かる。図 3-4 温度分布から IGBT 領域の温度は FWD 領域の温度よりも低いことが分かる。電流分布において電流が減少している領域において、温度も同様に減少していることが分かる。この結果、シミュレーションによって RC-IGBT の動作領域と非動作領域の電流・温度分布が試算可能である。

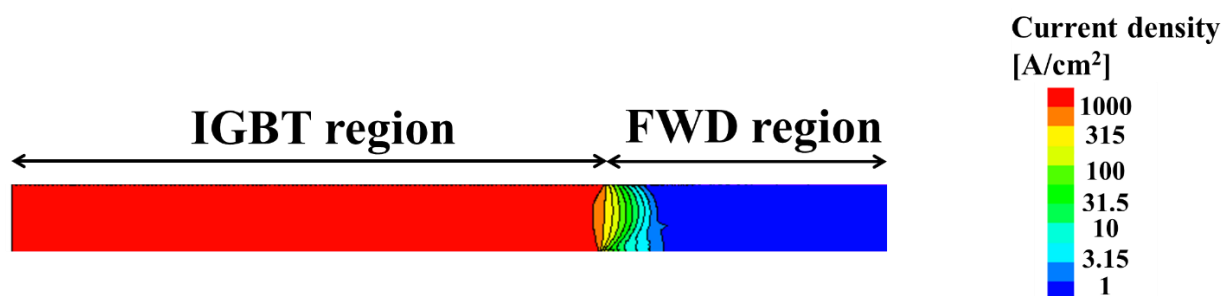


図 3-3:シミュレーション結果 (電流)

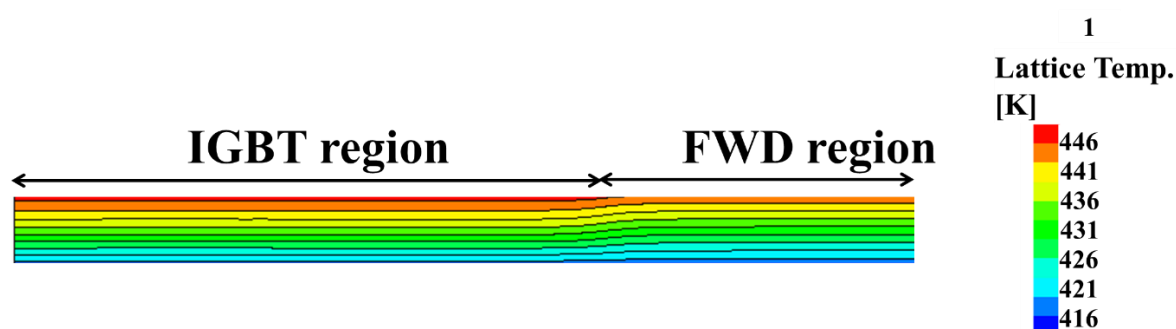
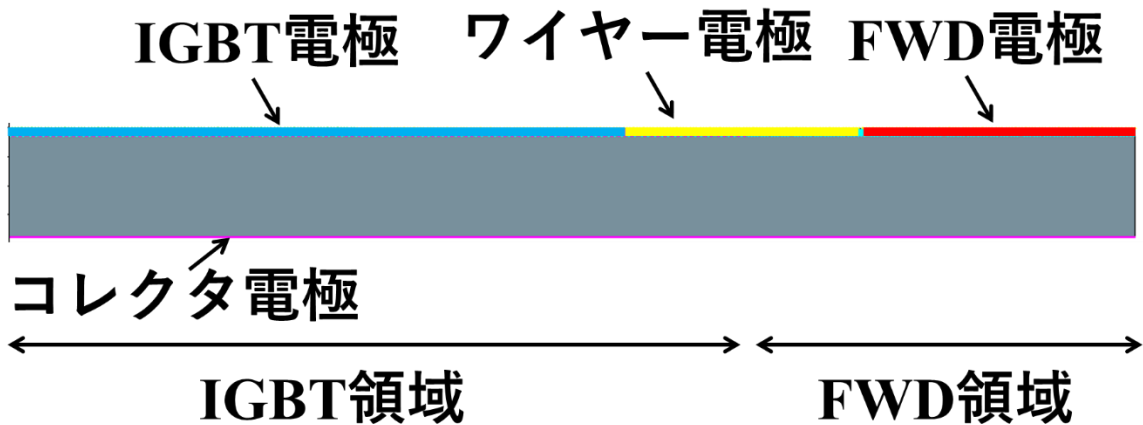


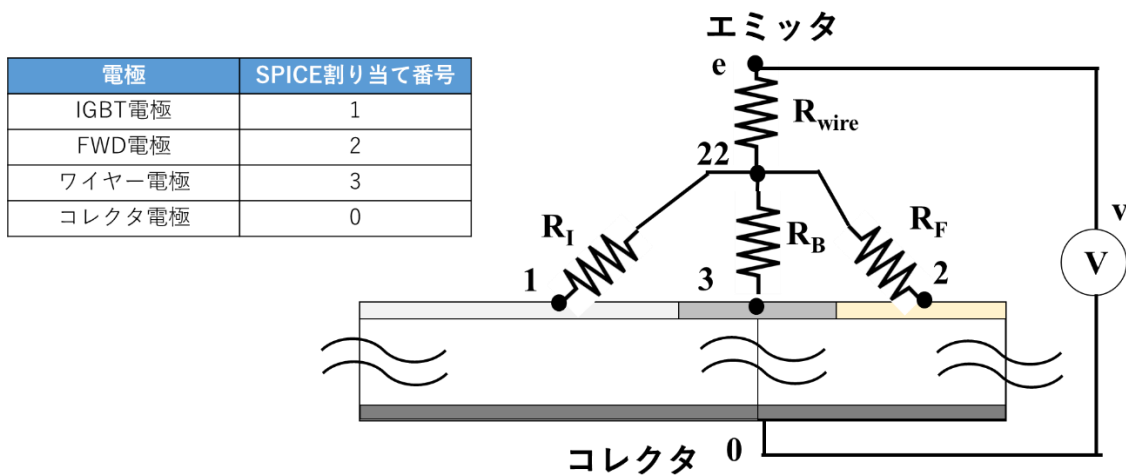
図 3-4:シミュレーション結果 (温度)

### 3.3 mixed-mode

第 5 章で用いたシミュレーション手法では、TCAD での試算結果を異なるソフトウェアへインポートする手法を採った[11]。これは RC-IGBT の表面に接合したワイヤボンディングやリボンボンディングによるチップ温度への影響を TCAD の試算結果と連携させることで、異なる接合による RC-IGBT の表面温度を試算することが目的である。このために TCAD の mixed-mode を用いた。Mixed-mode は、TCAD の試算結果を特定のソフトウェアと連携させることできる。第 5 章では、SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis)を TCAD と連携させた。SPICE は RC-IGBT に対する接合の構造を電氣的・熱的に模擬することができる。TCAD で試算した電流・熱分布は、SPICE で設定した電気・熱抵抗の影響を受ける。つまり、デバイス内部の電流分布は接合構造の電気抵抗によって可変であり、デバイスの温度分布も同様である。したがって、外部回路の抵抗をデバイスへの接合材と仮定することが出来、異なる接合方法によるデバイス内部電流の変化とその温度をシミュレーションすることが可能である。図 3-5 に mixed-mode を使用した例を示す。図 3-5(a)の通り TCAD の試算結果は割り当てた電極を介して、SPICE へ出力される。したがって、外部回路を想定した電極の割り当てが必要になる。そこで、ワイヤー電極を外部接合による接合エリアを想定して割り当て、残りの IGBT 領域と FWD 領域にかかる面積をそれぞれ IGBT 電極と FWD 電極とした。図 3-5(b)に外部回路を組み合わせ場合の例を示す。 $R_{\text{wire}}$  は外部接合による抵抗を模擬しており、 $R_{\text{wire}}$  に対する抵抗をそれぞれ  $R_I$ 、 $R_B$ 、 $R_F$  として SPICE で設定した。これらの抵抗は  $R_{\text{wire}}$  に対する接触抵抗を模擬する。SPICE による電気回路の結線は図 3-5(b)に示すとおりである。



(a)電極の割り当て



(b)SPICE 回路の構成

図 3-5: Mixed-mode の例

試算結果を図 3-6 に示す。RC-IGBT の IGBT 領域を通電し、任意の電圧まで 0~1 秒かけて電圧を昇圧させた場合の電流推移を示している。IGBT 電極と  $R_B$  に電流が流れていることがわかる。また、FWD 電極には電流が流れない。コレクタ電流は、IGBT 電極と  $R_B$  を合算した電流が流れている。これらの結果から、SPICE によって模擬した外部電気回路において、接合構造による影響を考慮したシミュレーションが可能であることが確認できた。



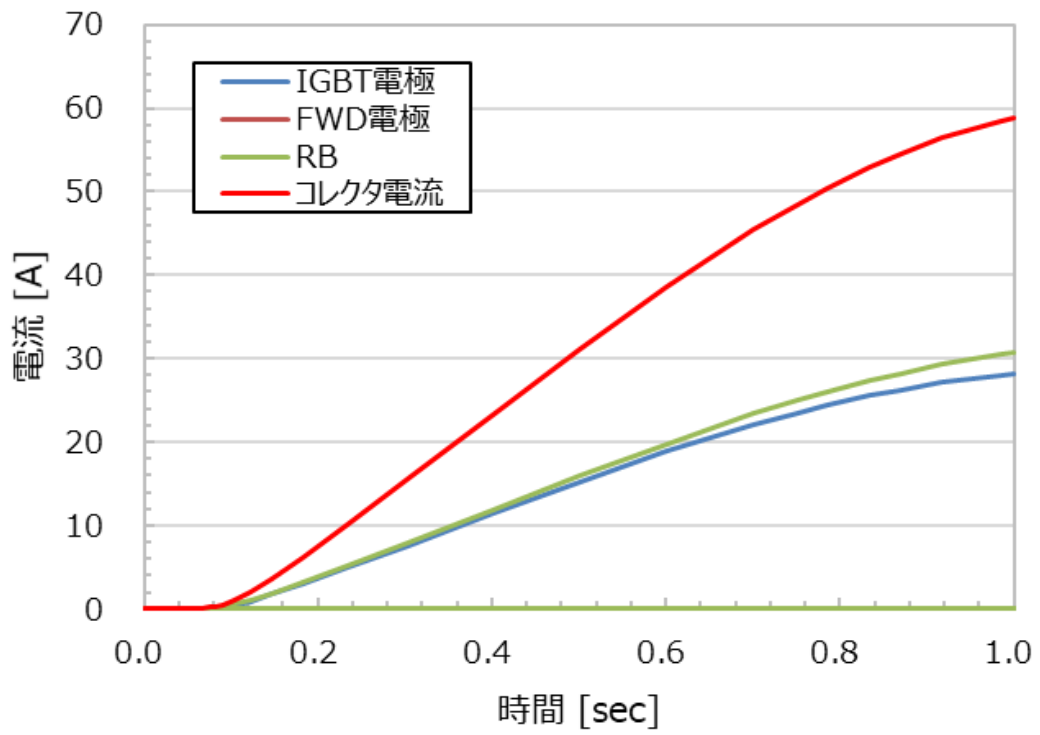


図 3-6:電流試算結果

## 参考文献

- [1] E. E. Antonova and D. C. Looman, "Finite elements for thermoelectric device analysis in ANSYS," ICT 2005. 24th International Conference on Thermoelectrics, 2005., 2005, pp. 215-218.
- [2] A. N. Bhoj, R. V. Joshi and N. K. Jha, "Efficient Methodologies for 3-D TCAD Modeling of Emerging Devices and Circuits," in IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, vol. 32, no. 1, pp. 47-58, Jan. 2013.
- [3] K. Takahashi et al., "New reverse-conducting IGBT (1200V) with revolutionary compact package," 2014 IEEE 26th International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's (ISPSD), 2014, pp. 131-134.
- [4] 大澤 彰浩, 樋口 恵一, 仲野 逸人, “車載用大容量 IGBT モジュール「M660」”, 富士時報, Vol. 90, No.4, p.238-241, 2017
- [5] 芳賀正記, 内田衛, 水本省三, & 縄舟秀美. (1991). 無電解 Pd - P 合金めっき皮膜のはんだ付け性および接触抵抗. 表面技術, 42(2), 262-263.
- [6] K. Higuchi et al., "Improvement of the I2t capability for xEV active short circuit protection by combination of RC-IGBT and Leadframe technologies," 2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia), 2018, pp. 2764-2767.
- [7] Sentaurus™ Device User Guide, synopsys, pp. 185-192, Dec. 2019.
- [8] T. Hatakeyama, R. Kibushi, S. Nakagawa, M. Ishizuka : “Electro-Thermal Analysis and Monte Carlo Simulation for Thermal Design of Si Devices,” Transaction of The Japan Institute of Electronics Packaging VoL 4, No.1 2011, pp. 61–67.
- [9] Baliga : "Analytical Modeling of IGBTs: Challenges and Solutions," in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 60, no. 2, pp. 535-543, Feb. 2013.
- [10] G. K. Wachutka : "Rigorous thermodynamic treatment of heat generation and conduction in semiconductor device modeling," in IEEE Transactions on Computer-Aided Design of

Integrated Circuits and Systems, vol. 9, no. 11, pp. 1141-1149, Nov. 1990.

[11] Sentaurus<sup>TM</sup> Device User Guide, synopsys, pp. 41-66, Dec. 2019.

## 第4章 RC-IGBT チップ熱抵抗推定方法

### 4.1 従来方法

RC-IGBT は IGBT と FWD の構造を有することから従来 IGBT や FWD と比較しチップサイズが大きく、チップの熱抵抗が低い。RC-IGBT をリードフレーム構造や直接水冷冷却技術などの冷却効果の高いパッケージ技術と組み合わせることで、さらにチップ熱抵抗を低減できる。この結果、インバータの小型化、軽量化、高信頼性化に貢献している[1]。従来 IGBT と FWD は活性面積におけるデバイス構造が一様であるため、活性面積は全て動作領域である。チップ熱抵抗は活性面積に比例する傾向がある[2]。一方 RC-IGBT は IGBT と FWD の二つのデバイス構造を持つため、活性面積が動作領域と非動作領域に分かれる。従って、従来手法によるチップ熱抵抗の推定は困難である。これまで RC-IGBT のチップ熱抵抗は重要な特性であるにも関わらず推定する手法が報告されておらず、RC-IGBT チップ熱抵抗の推定手法が必要である。

### 4.2 RC-IGBT 非動作領域による冷却効果

本章では RC-IGBT チップの熱抵抗を推定可能な手法を示すことを目的とし、RC-IGBT を、IGBT と FWD 領域に応じて動作領域及び非動作領域とし、詳細な検討を行った。従来 IGBT と FWD に対する RC-IGBT の構造上の違いは、二つのデバイス構造が一つのチップに形成されていることから、RC-IGBT はいずれか一方の構造が動作していない非動作領域が存在することである。本章では、RC-IGBT 特有の非動作領域に着目し、そのチップ熱抵抗に対する効果を定義することで、RC-IGBT のチップ熱抵抗が推定可能であることを示す。

#### 4.2.1 検討に用いた構造およびシミュレーション条件

RC-IGBT を搭載したパワーモジュールのパッケージ構造の断面図を図 4-1 に示す。

第2章で述べた通り、RC-IGBTはIGBTとFWDをワンチップに形成しており、IGBTはトレンチゲート構造とフィールドストップ構造を有する[3]。IGBT領域とFWD領域は一定の周期でストライプ状に形成される。そのため、IGBT領域とFWD領域の間隔の比率と活性面積の比率は同じになる。また、通常FWDの活性面積はIGBTの活性面積よりも小さい。パッケージ構造は、RC-IGBTの表面ははんだを介してリードフレームが接合され、裏面はDCB(Direct Copper Bonding)にはんだ付けされる。DCBは冷却器にはんだ接合され、冷却器は直接水冷構造である[4]。RC-IGBTのチップ熱抵抗は、JESD51-1からT3Sterによる構造関数を用いた熱抵抗評価方法によって評価した[5,6,7]。チップ熱抵抗はチップの表面と裏面の間の熱抵抗であり、定常状態の飽和した熱抵抗を前提とする。RC-IGBTのチップサイズは10.8 x 14.6 mm、耐圧は750 V、電流定格は400 A、チップ厚さは80  $\mu\text{m}$  である。

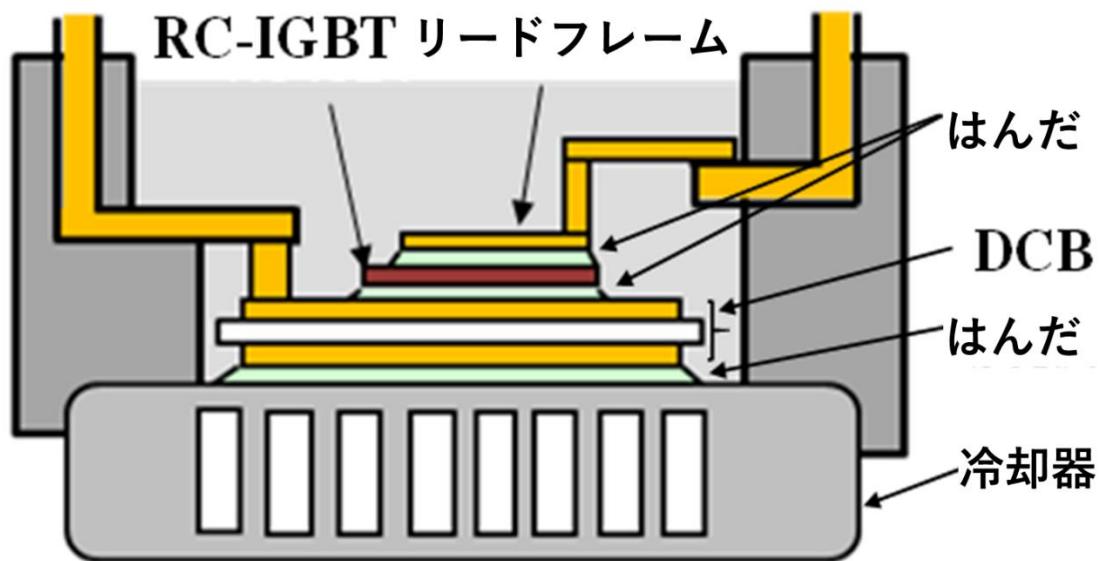


図 4-1 : パッケージ構造 (断面図)

シミュレーションにおけるパラメータを表 4-1 に示す。シミュレーションの方法については第 3 章で述べた。RC-IGBT の FWD 領域の幅は 20~600  $\mu\text{m}$  であり、IGBT 領域の幅は 200、400、600  $\mu\text{m}$  とした。FWD 領域は IGBT 領域以下である。IGBT 領

域と FWD 領域はストライプ上に配置されるため、シミュレーションは2次元とした。デバイスの耐圧構造は非動作領域に含まない。温度境界条件は、代表サンプルを用いてチップ表面抵抗を評価し、その表面抵抗を活性面積に比例するものとしてエミッタ電極及びコレクタ電極に割り当てた。また、IGBT 領域と FWD 領域を可変した場合におけるシミュレーション時の電流と電圧の積は、IGBT の活性面積に比例とした。これは、IGBT を流れる電流が FWD に還流するためである。図 4-2 にシミュレーションにおける電極設定を示す。IGBT 領域のエミッタ電極として IGBT 電極を、FWD 領域のアノード電極として FWD 電極を、コレクタ側にコレクタ電極を割り当てた。

表 4-1 : シミュレーションパラメータ

IGBT 領域	200 $\mu\text{m}$	400 $\mu\text{m}$	600 $\mu\text{m}$
FWD 領域	20, 40, 80, 100, 120, 200 $\mu\text{m}$	20, 40, 80, 100, 120, 200, 400 $\mu\text{m}$	20, 40, 80, 100, 120, 200, 400, 600 $\mu\text{m}$
電流	702 – 805 A	1320 – 1535 A	1887 – 2174 A
電圧	4.1 - 4.7 V	4.3-5.0 V	4.6-5.3 V
表面抵抗	活性面積に依存		
電流×電圧	3300 W	6600 W	10000 W

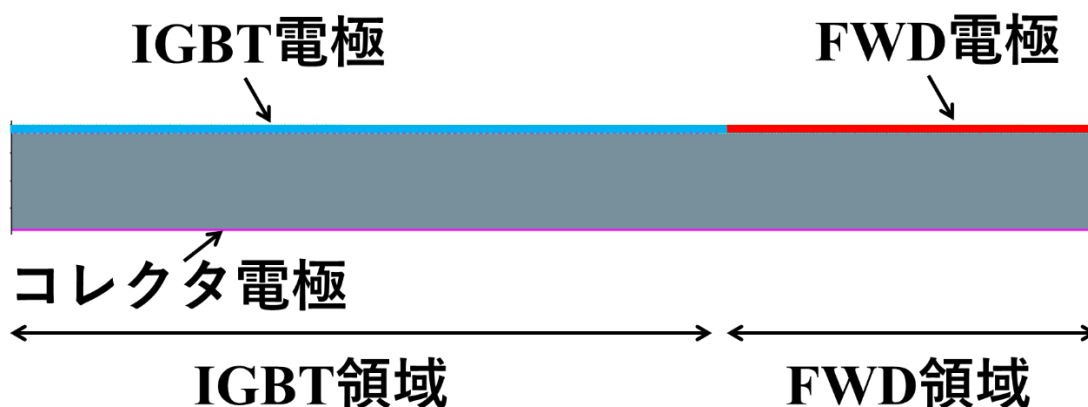


図 4-2 : シミュレーションにおける電極の割り当て

## 4.2.2 IGBT 通電時の FWD 領域による冷却効果

図 4-3 と図 4-4 に IGBT 領域を動作させた場合の電流分布と温度分布のシミュレーション結果を示す。FWD 領域は 20~200  $\mu\text{m}$ 、IGBT 領域は 200  $\mu\text{m}$  である。電流分布から、動作領域である IGBT 領域では電流が流れ、非動作領域である FWD 領域では電流は流れない。IGBT 領域と FWD 領域の間では、IGBT 領域から電流が一部拡散し、FWD 領域に向かって電流が減少している様子がわかる。温度分布から、非動作領域である FWD 領域の温度は IGBT 領域よりも低い。IGBT 領域と FWD 領域の間では、IGBT 領域で発生した温度が減少する。ここで、RC-IGBT の非動作領域は動作領域を冷却すると考えた。これを本論では冷却効果と呼ぶ。一方、RC-IGBT の表面温度は、裏面に向かってなだらかに減少している。RC-IGBT は DCB にはんだづけされているため、RC-IGBT の垂直方向の温度は DCB によって冷却される。したがって、非動作領域による冷却効果は、RC-IGBT の表面温度に対して水平方向に発生すると考えられる。

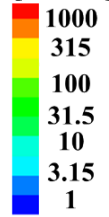
# IGBT 領域 : FWD領域

200 : 20

IGBT 領域 ← → FWD 領域



電流密度  
[A/cm<sup>2</sup>]



200 : 40



200 : 80



200 : 100



200 : 120



200 : 200

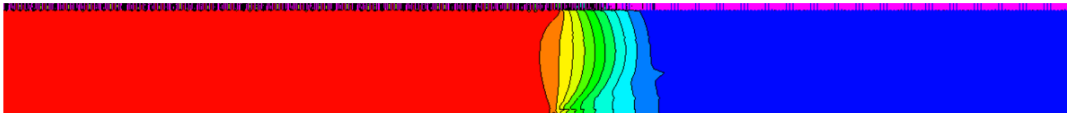
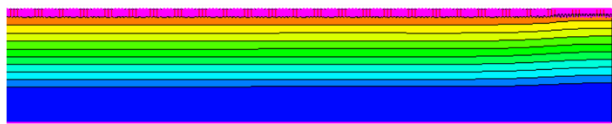


図 4-3 : 電流分布(IGBT 領域 200  $\mu\text{m}$ 、IGBT 通電)



# IGBT 領域 : FWD領域

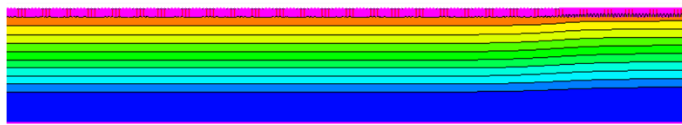
200 : 20



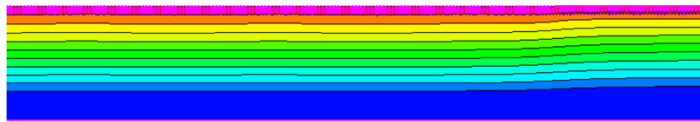
温度[K]



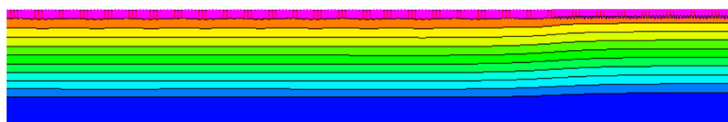
200 : 40



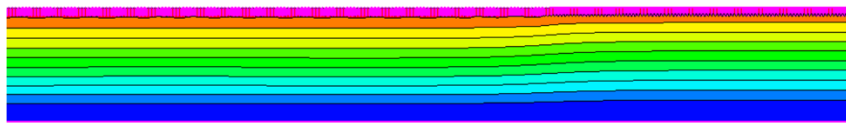
200 : 80



200 : 100



200 : 120



200 : 200

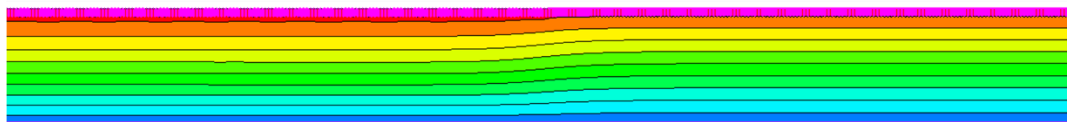


図 4-4 : 温度分布(IGBT 領域 200  $\mu\text{m}$ 、IGBT 通電)

図 4-5 にシミュレーションによる 2 つの IGBT 領域と 1 つの FWD 領域の電流および温度分布を示す。図 4-6 に IGBT 領域と FWD 領域に対して動作領域(Operative area)、遷移領域(Transient area)、非動作領域(Non-operative area)を定義する。動作領域はデバイス最大温度( $T_{jmax}$ )が一様に発生している領域であり、非動作領域はデバイス最小温度( $T_{jmin}$ )が一様に発生している領域とする。遷移領域は動作領域と非動作領域の間に存在し、式(1)に示す温度範囲にある領域とする。この結果、冷却効果を式(2)の通り定義できる。

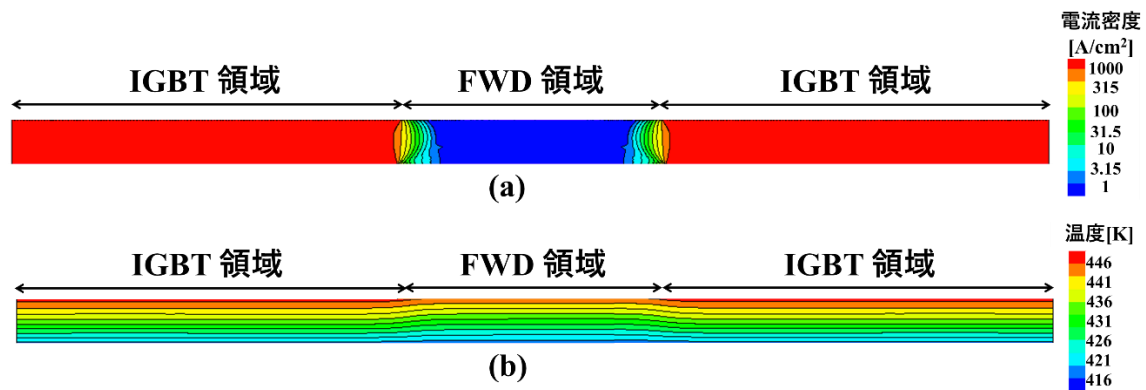


図 4-5 : 電流、温度分布

(IGBT 領域 600  $\mu m$ 、FWD 領域 200  $\mu m$ 、IGBT 通電)

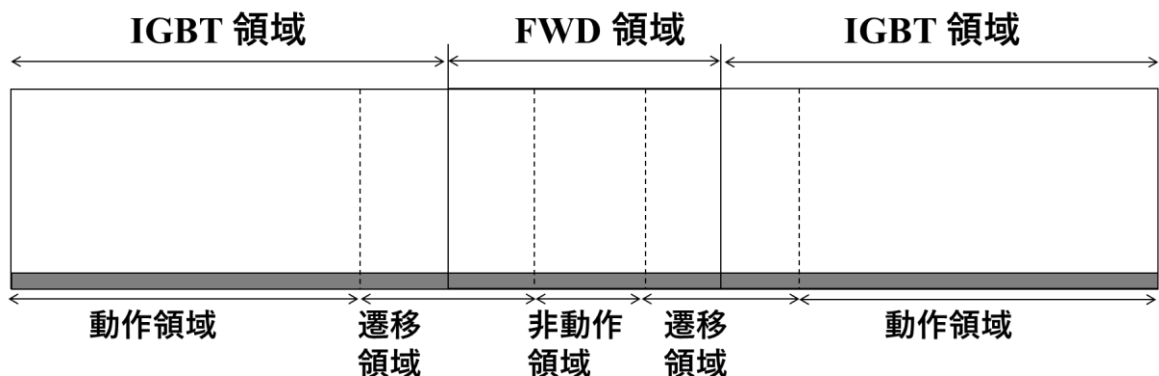


図 4-6 : IGBT 領域動作時の動作領域、非動作領域と遷移領域の例

$$1.02 \times T_{jmin} \leq \text{Transient area} \leq 0.98 \times T_{jmax} \dots\dots\dots (1)$$

$$\frac{(b + 2c) \times (T_{jmax} - T_{jmin}) - \int_a^{b+2c} f(x)dx}{(b + 2c) \times (T_{jmax} - T_{jmin})} \times 100\% \dots\dots\dots (2)$$

$f(x)$ : デバイス温度

$a$ : 動作領域の長さ

$b$ : 非動作領域の長さ

$c$ : 遷移領域の長さ

$T_{jmax}$ : デバイス最大温度

$T_{jmin}$ : デバイス最小温度

図 4-7～4-11 に冷却効果を可視化した例を示す。IGBT 領域が 600 μm、FWD 領域が 400～20 μm の場合であり、FWD 領域が 400 μm の場合動作領域が 0～500 μm、遷移領域が 500～700 μm および 900～1100 μm、非動作領域が 700～900 μm である。このうち、冷却効果は 500～1100 μm の範囲で発生しその温度分布と冷却効果を図 4-7 に示す。温度分布は表面から厚み方向に 20 μm の位置とした。最大温度は 439 K 最小温度は 435.5 K である。この場合、冷却効果はほぼ台形のような形をとり、非動作領域において温度が十分低下していることが分かる。この結果、式(2)に示す冷却効果は 76%となる。一方、図 4-11 に IGBT 領域が 600 μm、FWD 領域が 20 μm のとき冷却効果が発生する領域を示す。最大温度は 438.6 K 最小温度は 437 K である。この場合、冷却効果は遷移領域に限定され、FWD 領域が 400 μm 時のような非動作領域での十分な温度低下は発生せず、冷却効果はほぼ三角形のような形となり、冷却効果は 22%となる。これら冷却効果の試算例を表 4-2 に示す。

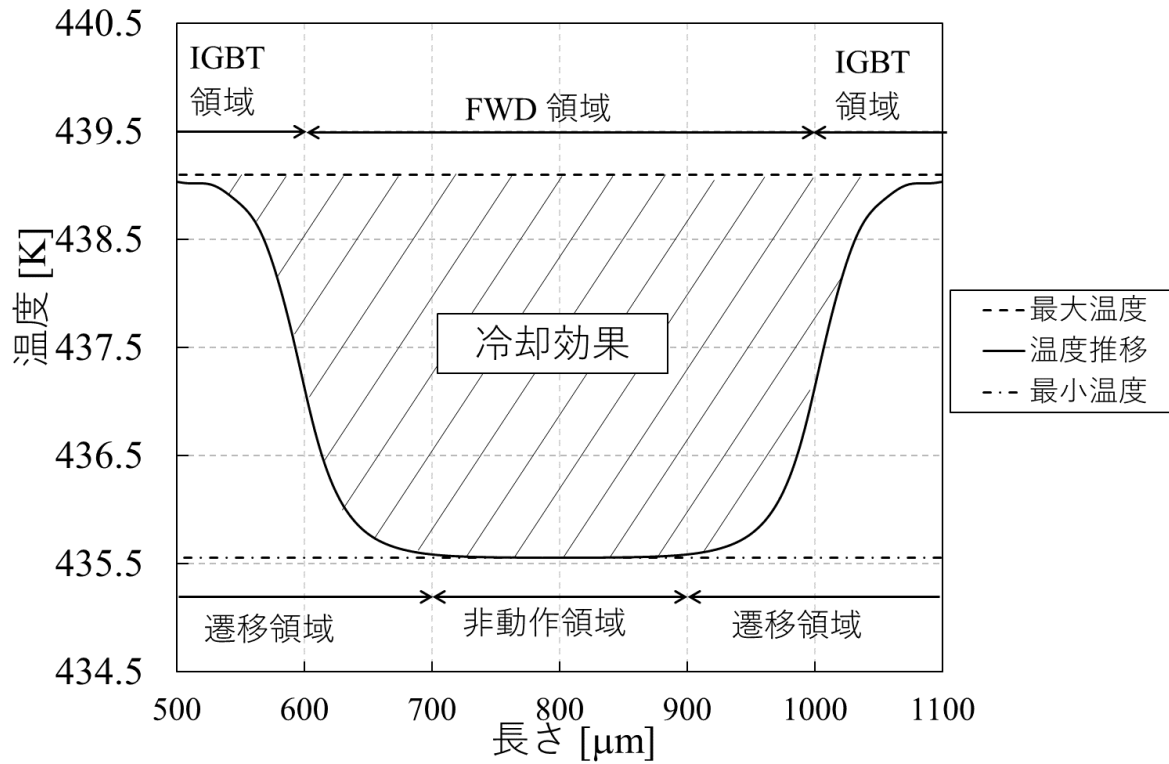


図 4-7 : 冷却効果の FWD 領域依存性(IGBT 通電、FWD 領域 400 μm)

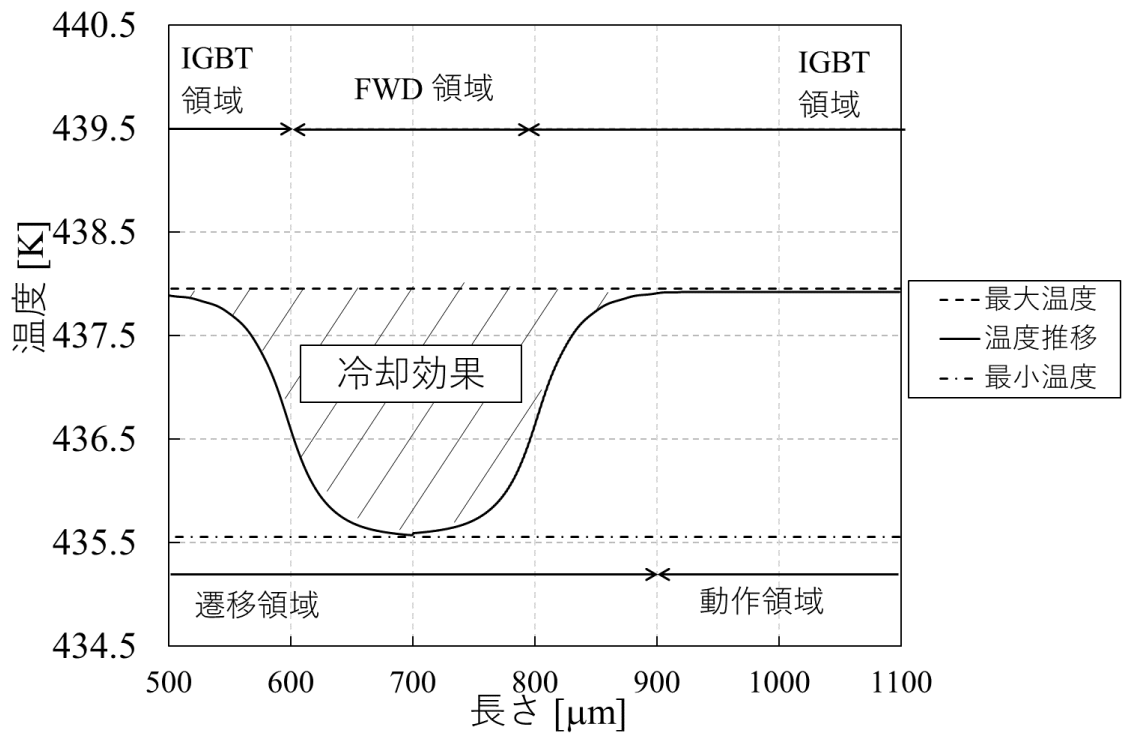


図 4-8 : 冷却効果の FWD 領域依存性(IGBT 通電、FWD 領域 200 μm)

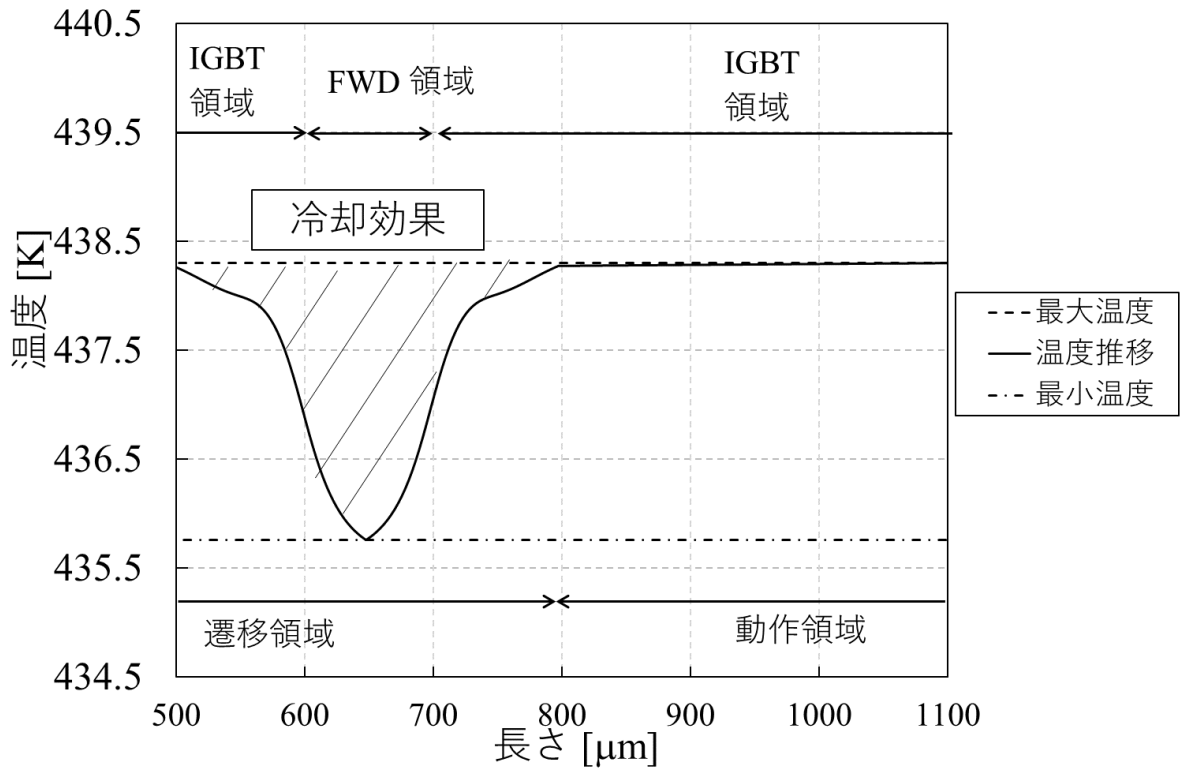


図 4-9 : 冷却効果の FWD 領域依存性(IGBT 通電、FWD 領域 100  $\mu\text{m}$ )

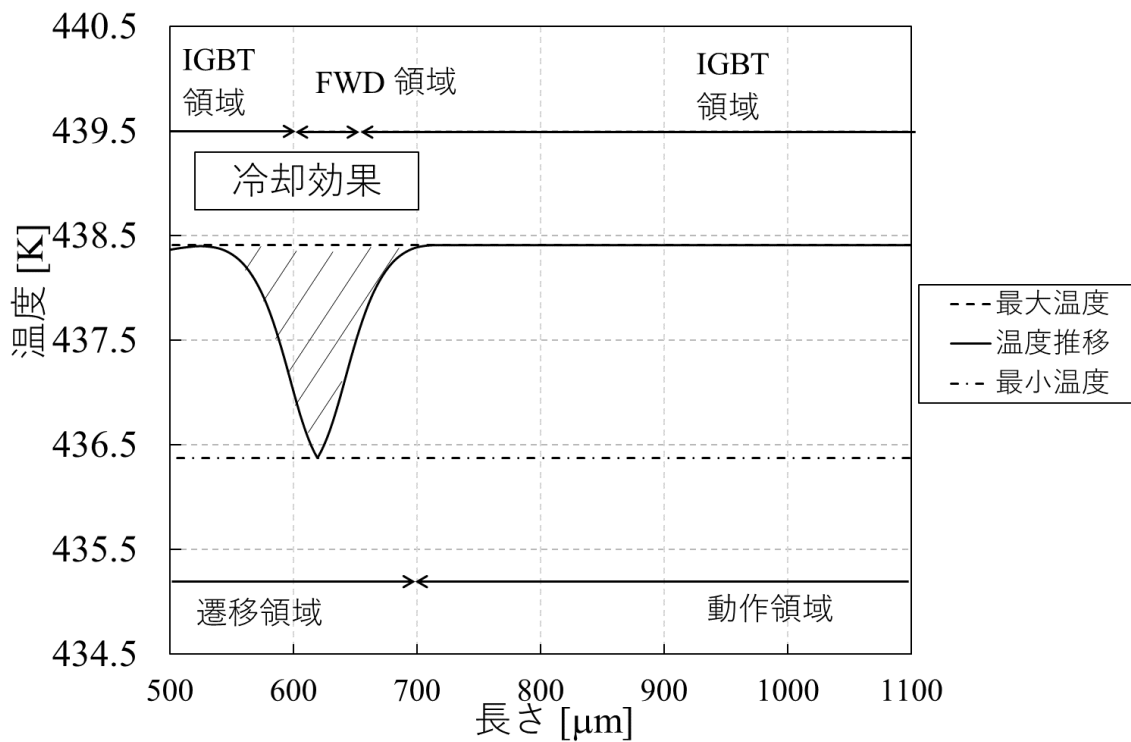


図 4-10 : 冷却効果の FWD 領域依存性(IGBT 通電、FWD 領域 40  $\mu\text{m}$ )

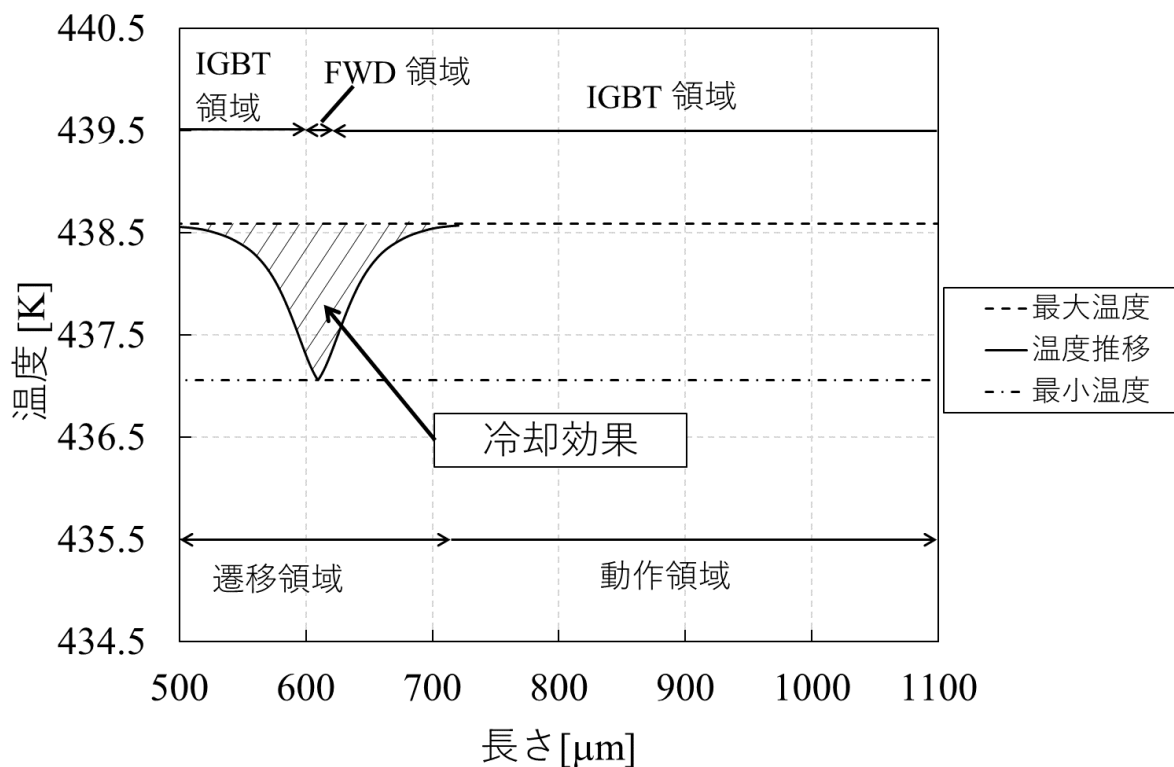


図 4-11 : 冷却効果の FWD 領域依存性(IGBT 通電、FWD 領域 20 μm)

表 4-2 : シミュレーション試算例 1

パラメータ	Fig. 4-7	Fig. 4-11
$a$	500 μm	500 μm
$b$	200 μm	0 μm
$c$	200 μm	200 μm
$T_{jmax}$	439.0 K	438.6 K
$T_{jmin}$	435.5 K	437.0 K
$\int_a^{b+2c} f(x)dx$	504.0	499.2
冷却効果	76%	22%

表 4-1 に示すパラメータを用いて冷却効果のシミュレーションを行った結果を図 4-12 に示す。冷却効果は IGBT 領域を可変した場合でも FWD 領域に依存している。これは、式(2)におけるデバイス最大温度と最小温度が IGBT 活性面積に依存するが、冷却効果は FWD 領域にのみ依存することを示す。したがって、IGBT 領域が一意に決まれば FWD 領域に依存した冷却効果によってチップ熱抵抗が推定できる。図 4-13 に冷却効果により推定されるチップ熱抵抗と従来活性面積比率で推定されるチップ熱抵抗の比較を示す。チップ熱抵抗は、下記の式の通り算出した。

$$R_{th}(IGBT) \times \frac{Active\ area}{Chip\ size} = A \quad (3)$$

$$R_{th}(IGBT) \times Cooling\ effect \times \frac{Active\ area}{Chip\ size} = B \quad (4)$$

$$Chip\ R_{th} = \frac{B}{A} \quad (5)$$

$R_{th}(IGBT)$  : IGBT チップ熱抵抗

$Active\ area$  : 活性面積

$Chip\ size$  : チップサイズ

$Cooling\ effect$  : 冷却効果

$Chip\ R_{th}$  : RC-IGBT のチップ熱抵抗

任意のチップサイズを持つ IGBT チップ熱抵抗は、従来手法により評価が可能なため、既知である。IGBT チップ熱抵抗はチップサイズにおける活性面積の比率とし、LF が接合されていないエッジ領域（耐圧構造）は含まない。この試算結果を A とする（式 3）。これはチップの熱抵抗が活性面積に依存するためである。次に、IGBT チップ熱抵抗にシミュレーションで得られた任意の動作領域と非動作領域における冷却効果を乗算し、チップサイズにおける活性面積の比率とする。この試算結果を B とする（式 4）。RC-IGBT のチップ熱抵抗は、B を A で除算した結果として得られる（式 5）。これらの結果、図 4-12 に示した冷却効果の依存性から、図 4-13 に示す RC-IGBT

のチップ熱抵抗が推測可能となる。

冷却効果によるチップ熱抵抗推定カーブは、図 4-1 のパッケージ構造に搭載される IGBT のチップ熱抵抗をもとに IGBT 領域と FWD 領域に対する冷却効果を乗算することで試算した。また、従来カーブは活性面積比で試算した。この結果、実験結果によるカーブはシミュレーションした冷却効果によるカーブと漸近する傾向にある。この結果、冷却効果によるチップ熱抵抗の推定精度は従来方式よりも 15% 向上した。いいかえれば、活性面積の増加よりも非動作領域の増加のほうがチップ熱抵抗を低減する効果が 15% 高い。さらに図 4-13 において、RC-IGBT の FWD 領域と IGBT 領域が 1 : 1 のとき、従来活性面積比率に基づく熱抵抗の比率が 0.5 となり、一方冷却効果を考慮したことによる熱抵抗の比率が 0.4 となる。このことから、従来 IGBT もしくは FWD を RC-IGBT に置き換えた場合、チップ熱抵抗は約 60% 低減できる。

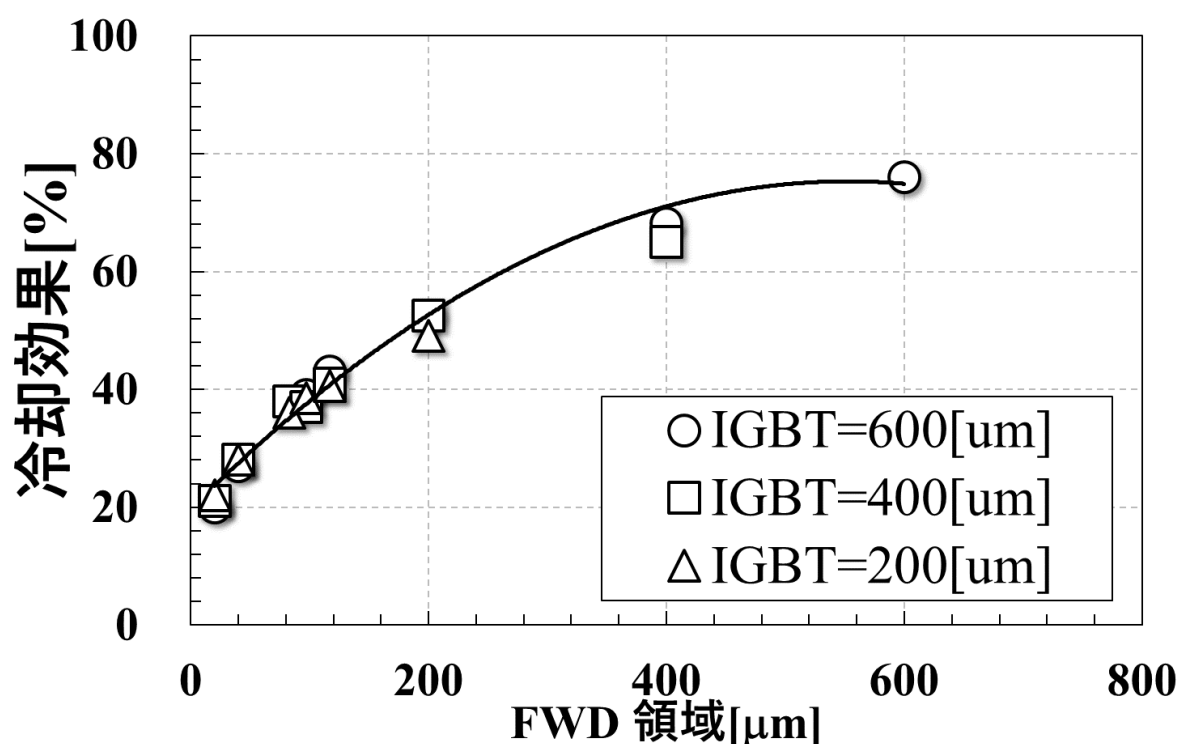


図 4-12 : 冷却効果の FWD 領域依存性(IGBT 通電)



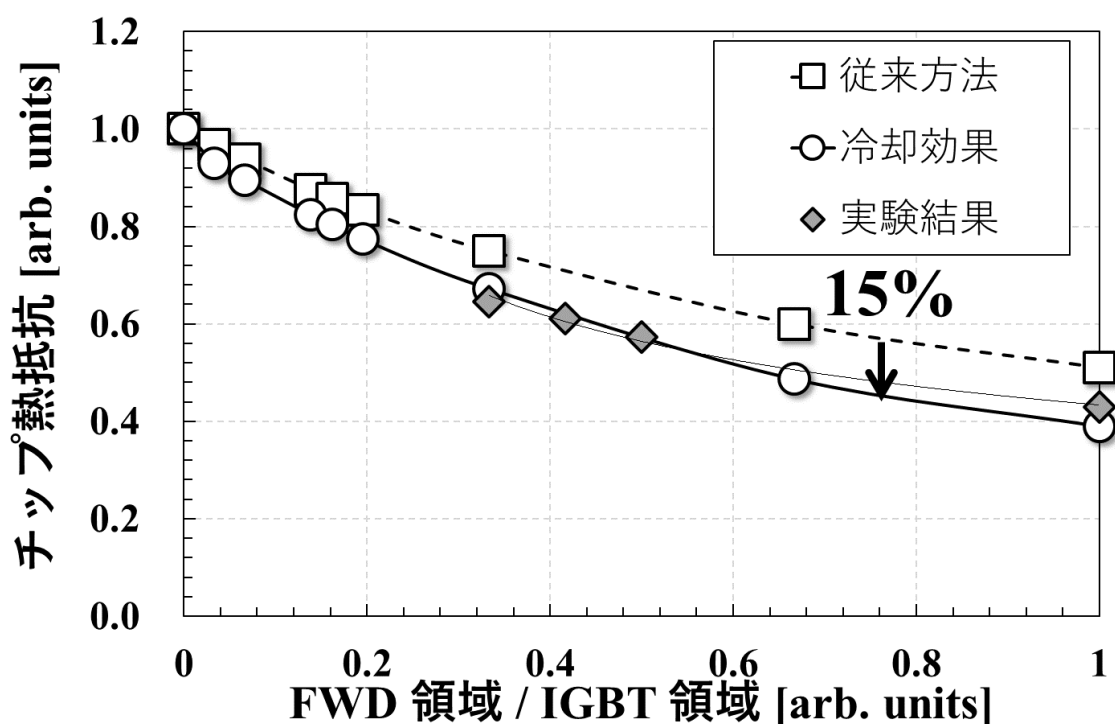


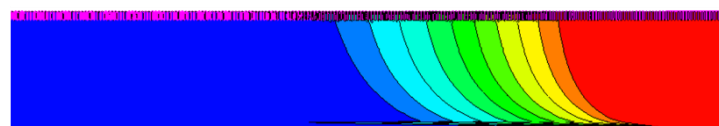
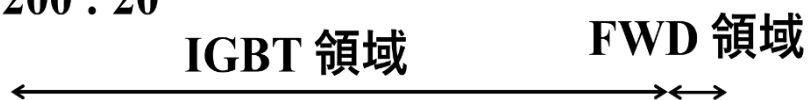
図 4-13 : チップ熱抵抗の比較(IGBT 通電)

### 4.2.3 FWD 通電時の IGBT 領域による冷却効果

図 4-14 から図 4-16 にそれぞれ FWD 領域を動作させた場合の電流分布と温度分布のシミュレーション結果を示す。FWD 領域は  $400\ \mu\text{m}$ 、IGBT 領域は  $600\ \mu\text{m}$  であり、FWD 領域と IGBT 領域の比率と活性面積比率は 0.67 対 1 である。この結果、FWD 動作時は IGBT 動作時の結果を反転したような結果が得られた。図 4-17 から図 4-21 にそれぞれ IGBT 領域が  $600\ \mu\text{m}$ 、FWD 領域が  $400\ \mu\text{m}$  の時と IGBT 領域が  $600\ \mu\text{m}$ 、FWD 領域が  $20\ \mu\text{m}$  の時の冷却効果を示す。図 4-11 と 4-21 を比較した場合、動作領域が反転するため冷却効果も反転した形になることがわかる。図 4-17 の最大温度は  $442.5\ \text{K}$  最小温度は  $436.5\ \text{K}$  であり、図 4-21 の最大温度は  $485\ \text{K}$  最小温度は  $429\ \text{K}$  であり、FWD 領域の電流密度が高いため、最大温度と最小温度の差が大きくなるが IGBT 領域と低い表面抵抗によって高い温度は FWD 領域に限定され、面積 A における冷却効果は 76%となる。

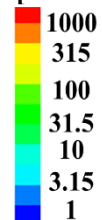
# IGBT 領域：FWD領域

200 : 20

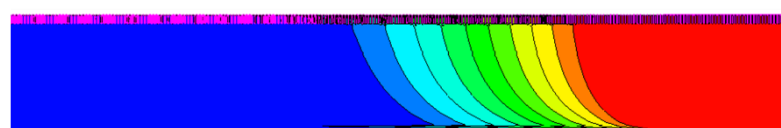


電流密度

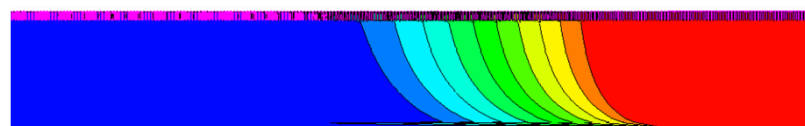
[A/cm<sup>2</sup>]



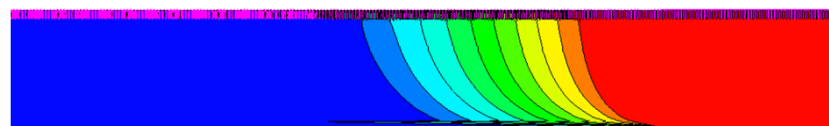
200 : 40



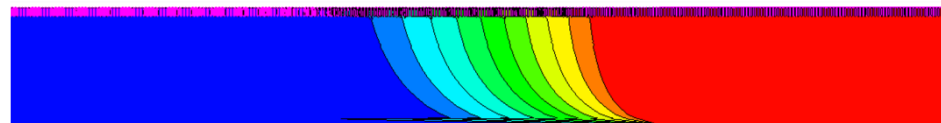
200 : 80



200 : 100



200 : 120



200 : 200

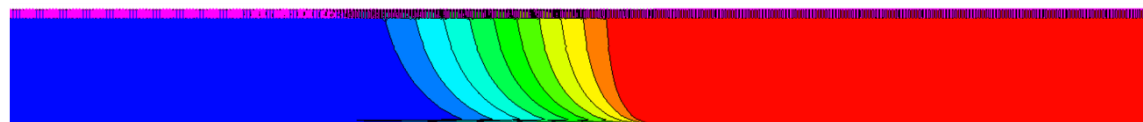
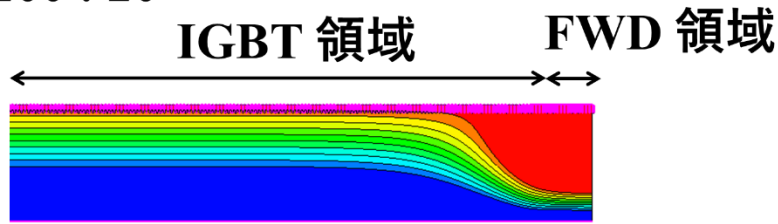


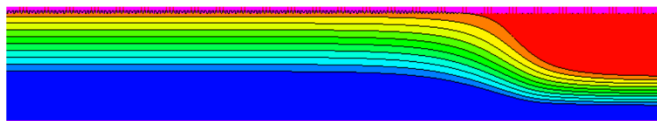
圖 4-14：電流分布(IGBT 領域 200 μm、FWD 通電)

# IGBT 領域 : FWD領域

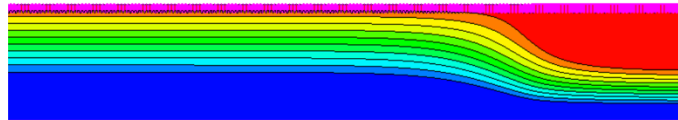
200 : 20



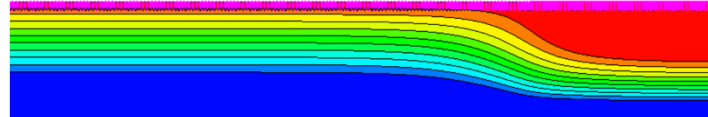
200 : 40



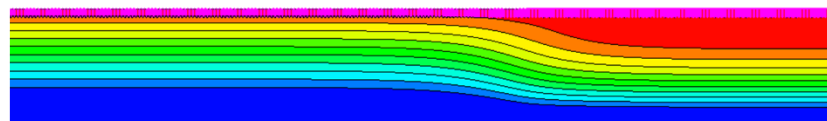
200 : 80



200 : 100



200 : 120



200 : 200

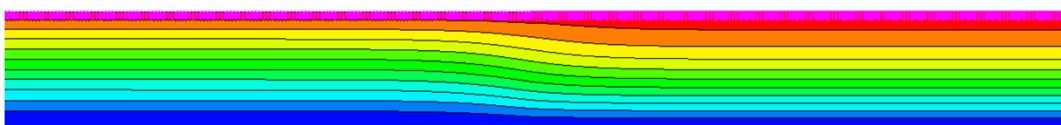


図 4-15 : 温度分布(IGBT 領域 200 μm、FWD 通電)

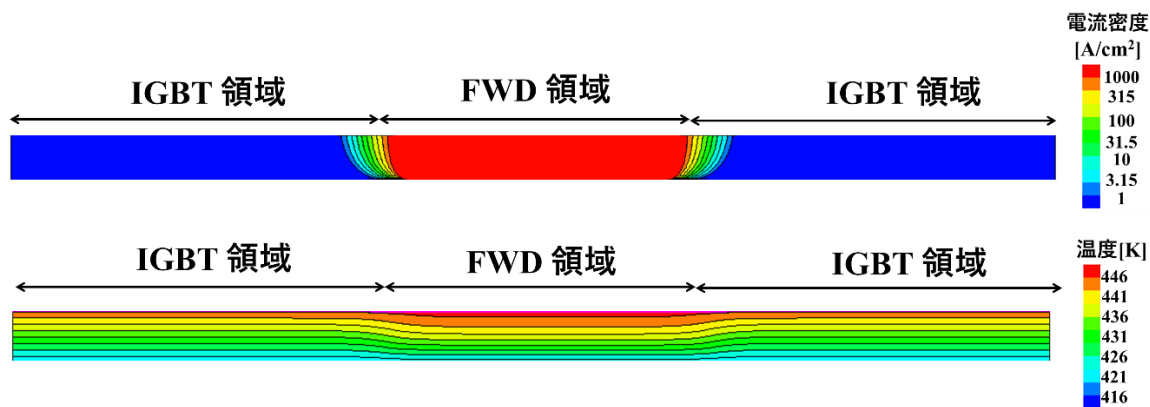


図 4-16 : 電流、温度分布(FWD 通電)

表 4-1 に示すパラメータを用いて FWD 通電時のシミュレーションを行った結果を図 4-22 に示す。IGBT の活性面積に応じた電流が FWD 領域に還流する場合でも、図 4-12 と同等の結果が得られた。したがって、電流密度が一定ではない条件においても、冷却効果は非動作領域に依存していることが分かる。図 4-23 に FWD 動作時に冷却効果によって推定されるチップ熱抵抗と従来活性面積比率で推定されるチップ熱抵抗の比較を示す。実験結果によるカーブはシミュレーションによる冷却効果の推定カーブと漸近する傾向にある。この結果、FWD 通電時においても冷却効果によるチップ熱抵抗の推定精度は従来方式と比較し 15%向上し、従来 FWD を RC-IGBT の FWD 領域と IGBT 領域が 1 : 1 の RC-IGBT に置き換えた場合、チップ熱抵抗は約 60%低減できる。

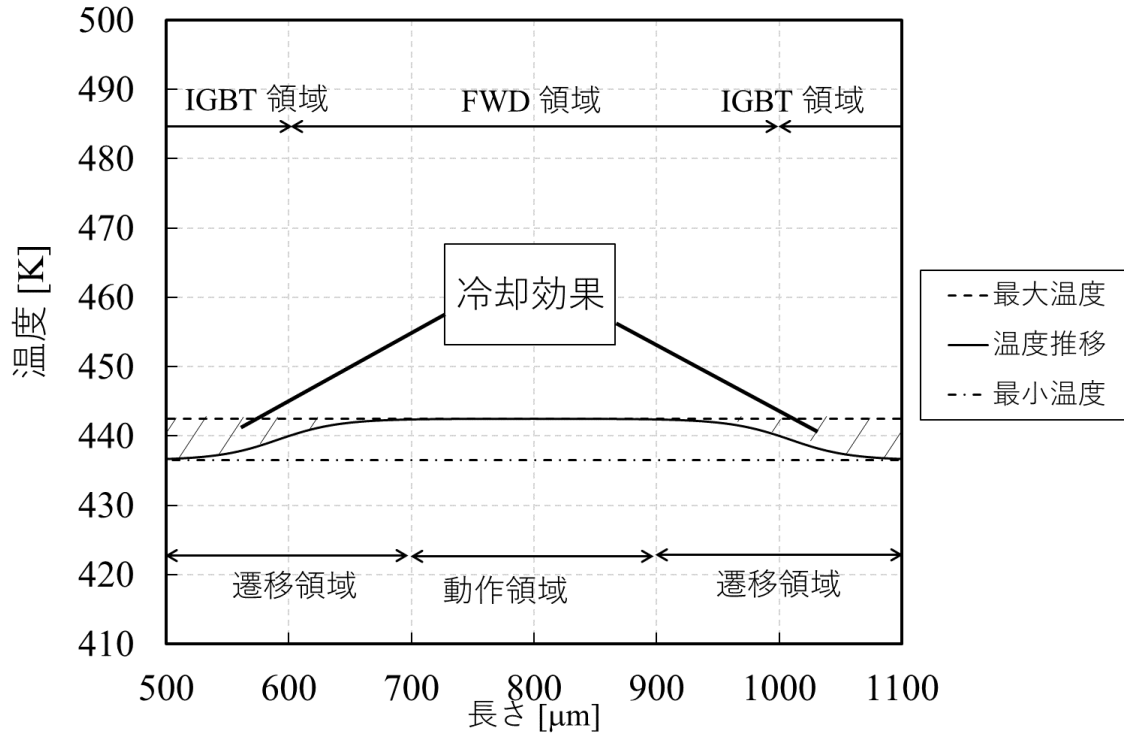


図 4-17 : 冷却効果の IGBT 領域依存性(FWD 領域 400  $\mu\text{m}$ 、FWD 通電)

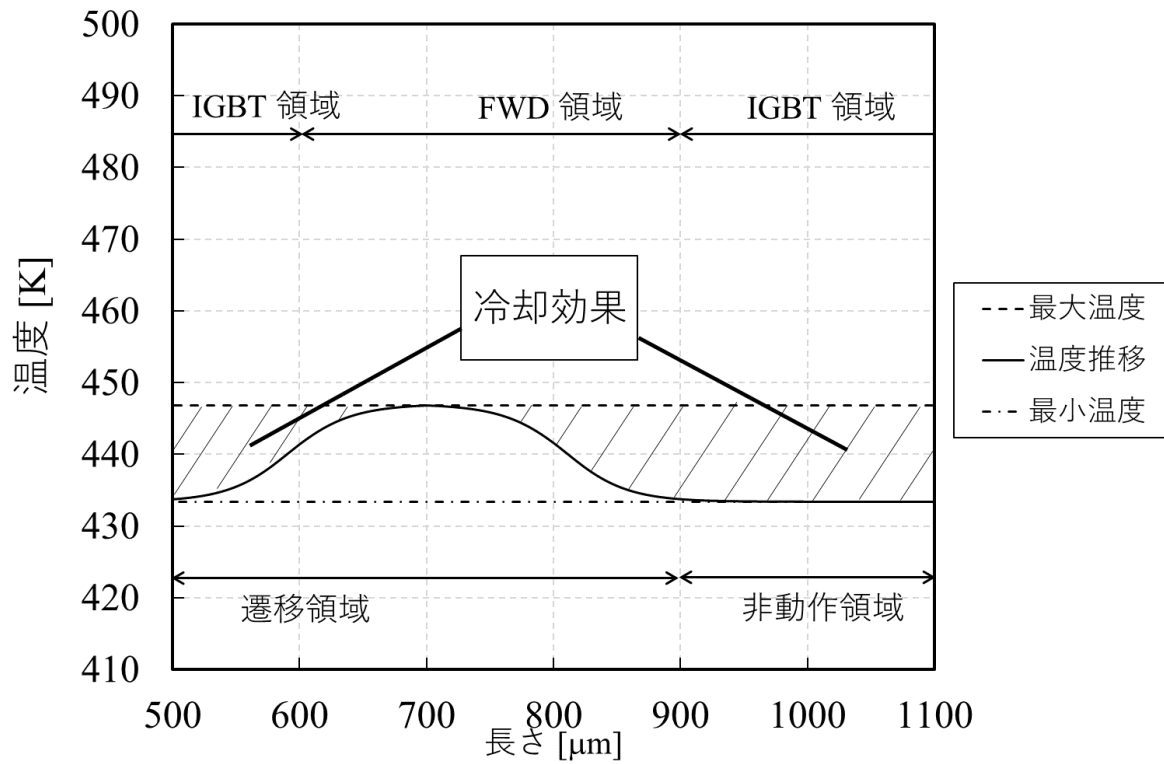


図 4-18 : 冷却効果の IGBT 領域依存性(FWD 領域 200  $\mu\text{m}$ 、FWD 通電)

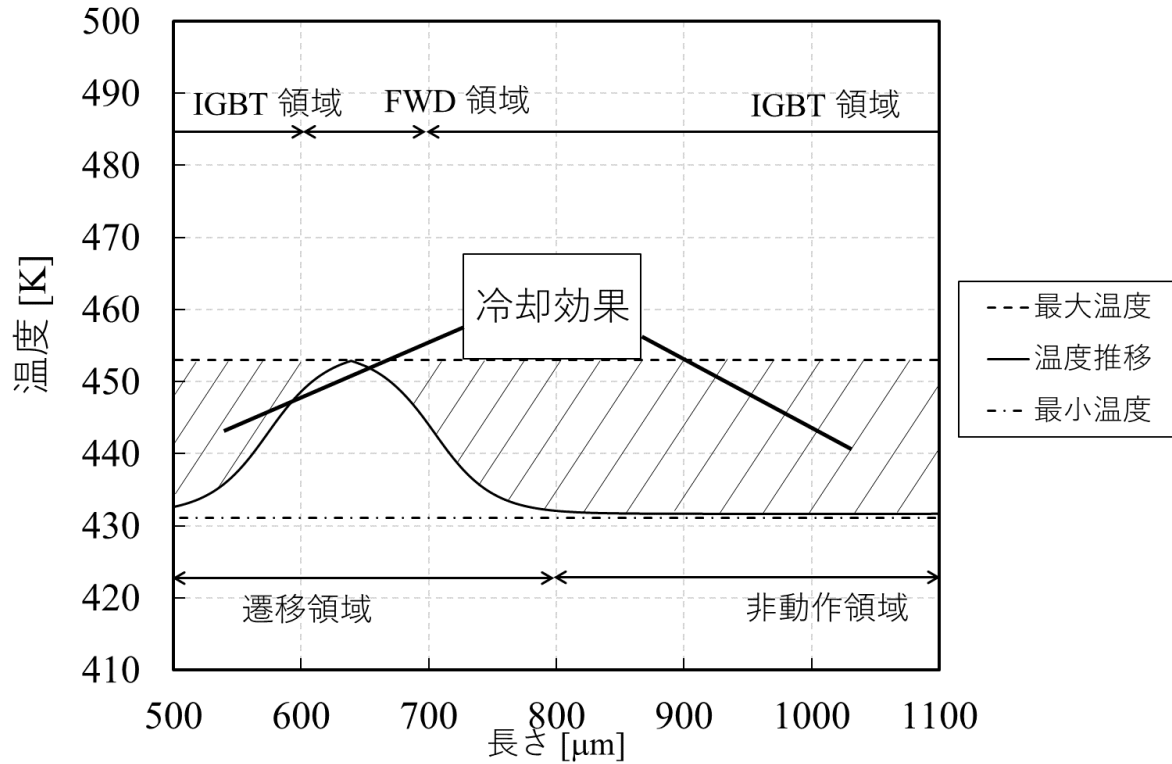


図 4-19 : 冷却効果の IGBT 領域依存性(FWD 領域 100  $\mu\text{m}$ 、FWD 通電)

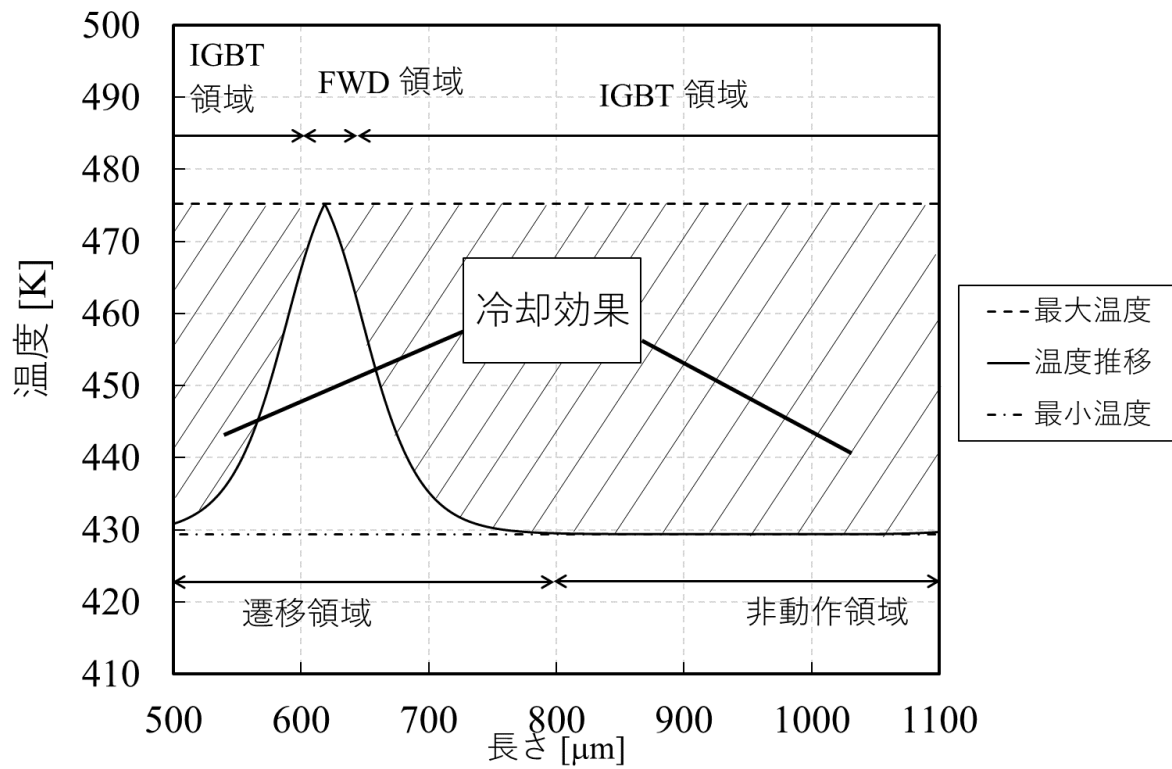


図 4-20 : 冷却効果の IGBT 領域依存性(FWD 領域 40  $\mu\text{m}$ 、FWD 通電)

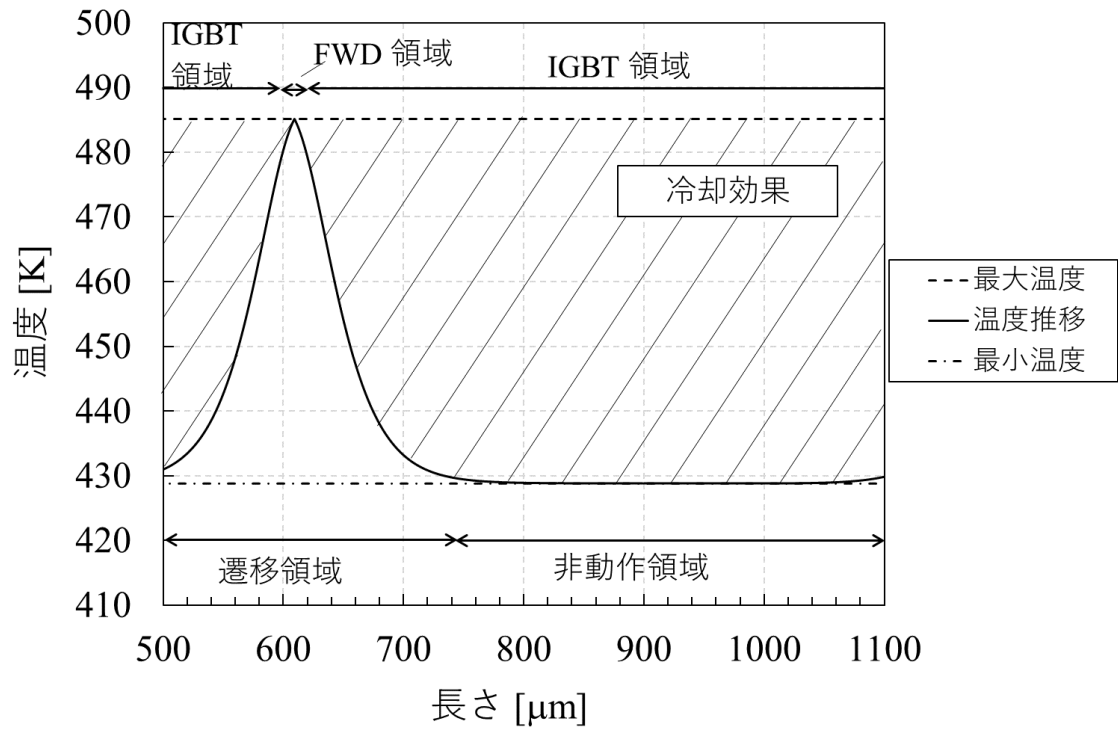


図 4-21 : 冷却効果の IGBT 領域依存性(FWD 領域 20 μm、FWD 通電)

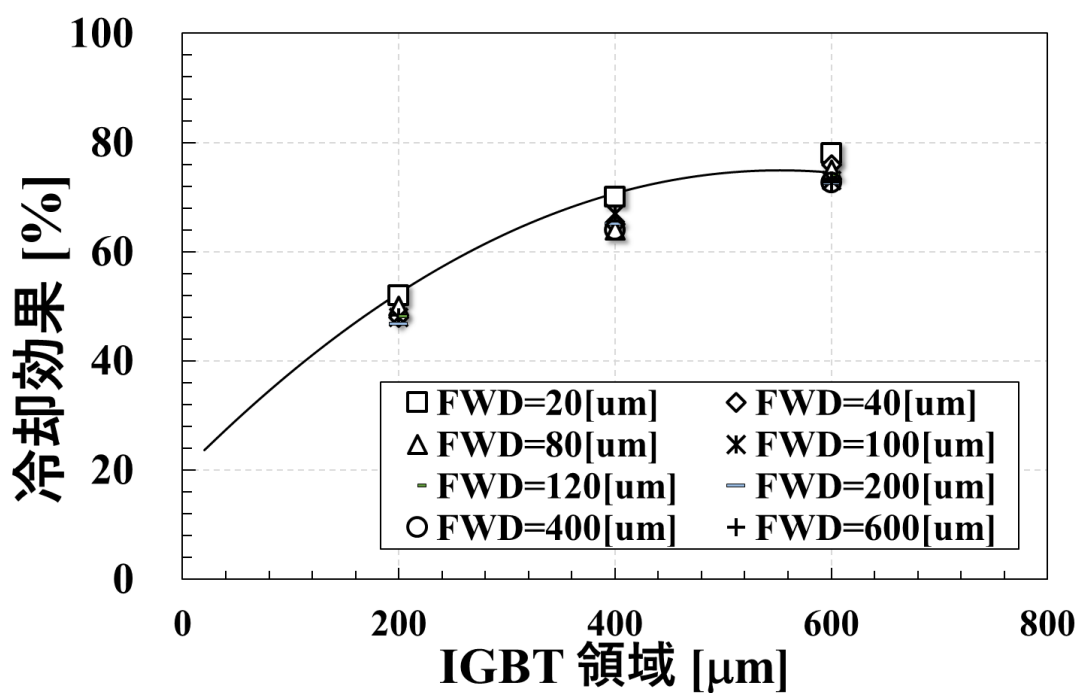


図 4-22 : 冷却効果の IGBT 領域依存性(FWD 通電)

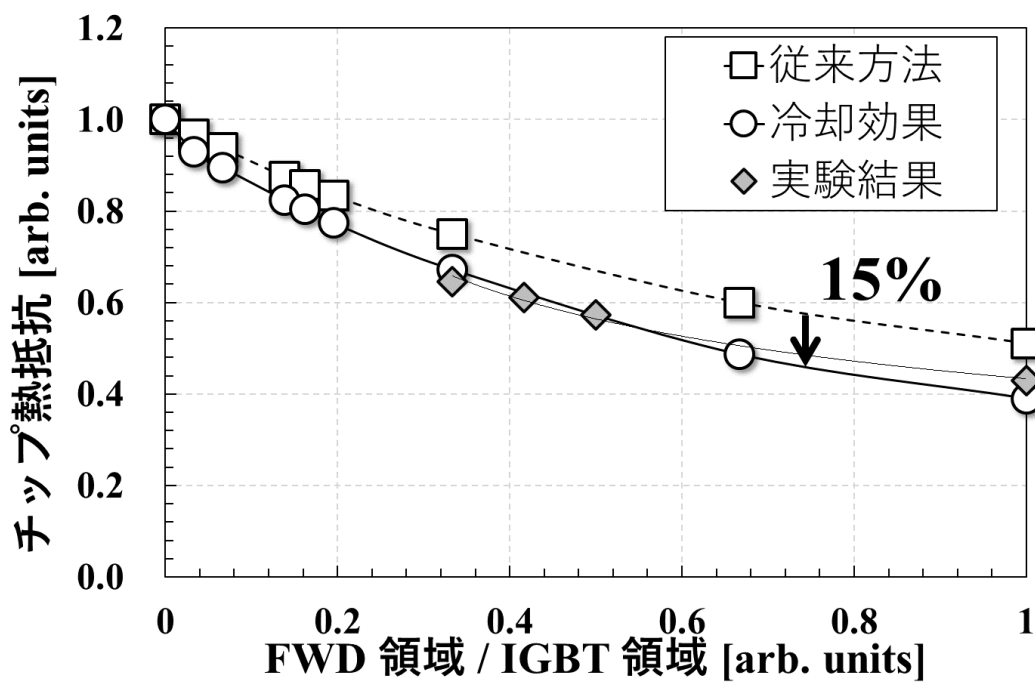


図 4-23 : チップ熱抵抗の比較(FWD 通電)



#### 4.34 冷却効果から導かれる最適なセルピッチ比率

図 4-24 に IGBT 通電および FWD 通電時の冷却効果を FWD 領域と IGBT 領域の比率で示す。FWD 領域と IGBT 領域の比率が 0.26 対 1 にクロスポイントがある。これは、IGBT 通電時と FWD 通電時の冷却効果が等しく発揮される FWD 領域と IGBT 領域の比率を示す。この結果、IGBT 通電時と FWD 通電時のチップ熱抵抗の差が小さくなることで RC-IGBT の最大チップ熱抵抗値が減少し、RC-IGBT のチップ熱抵抗を効率よく低減できる[8]。一方インバータなどの実際のアプリケーションにおいては、冷却効果に加えその運転条件ならびに IGBT 通電時及び FWD 通電時の過渡熱抵抗を考慮することが望ましい。

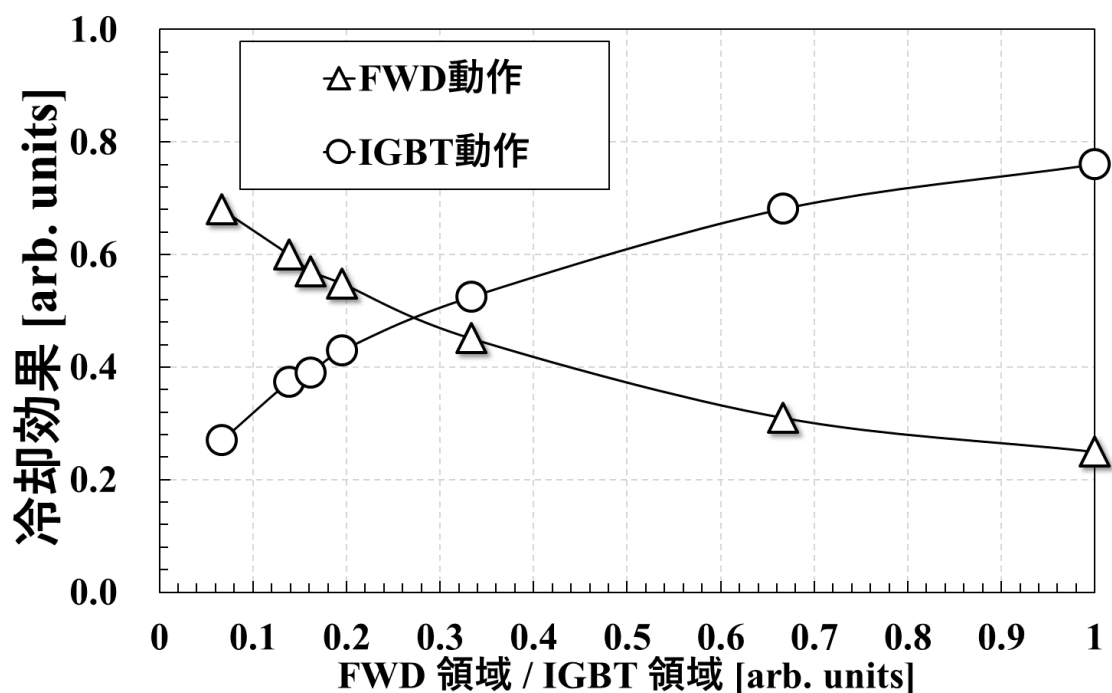


図 4-24 : 冷却効果と FWD、IGBT 領域比率の関係

図 4-13 と図 4-23 における冷却効果による RC-IGBT チップ熱抵抗の推定カーブを重ね合わせると、図 4-25 の通りである。この結果、RC-IGBT と同じ活性面積を持つ

IGBT もしくは FWD のチップ熱抵抗から、図 4-25 の推定カーブを用いて RC-IGBT のチップ熱抵抗が推定可能となった。

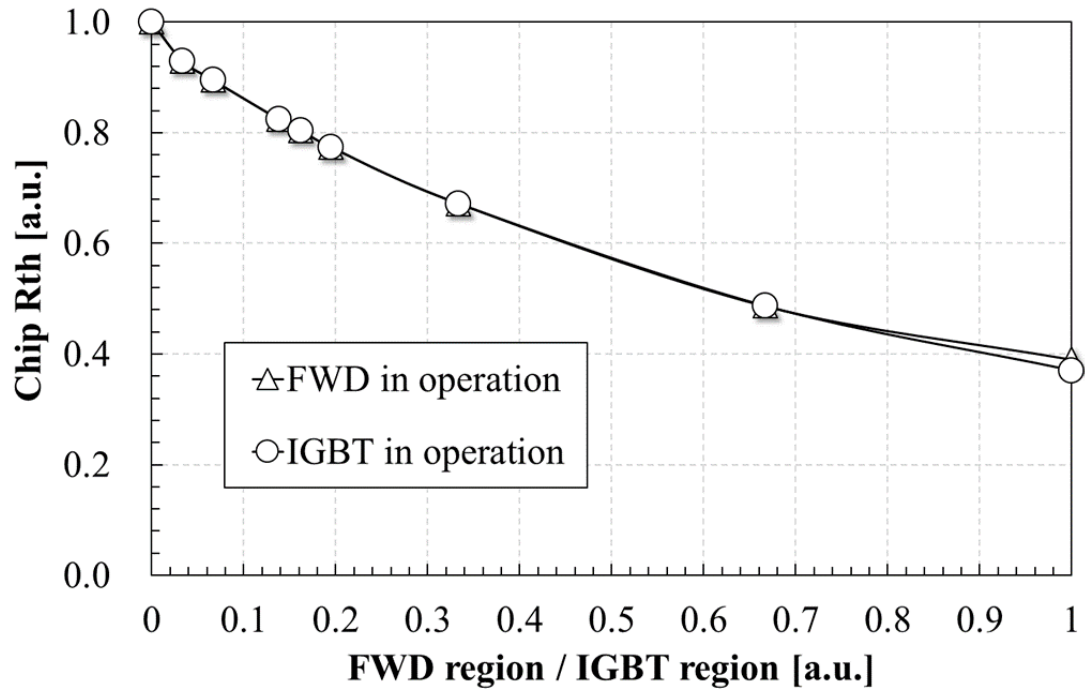


図 4-25 : RC-IGBT のチップ熱抵抗と FWD、IGBT 領域比率

## 参考文献

- [1] N. Iwamuro and T. Laska : "IGBT History, State-of-the-Art, and Future Prospects," in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 64, no. 3, pp. 741-752, March 2017.
- [2] H. Gohara, A. Morozumi, T. Ichimura, Y. Nishimura, K. Higuchi, P. Dietrich, A. Nishiura and Y. Takahashi : "Ultra-compact and light weight intelligent power semiconductor module for hybrid system," 2013 World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27), Barcelona, 2013, pp. 1-6.
- [3] N. Mitamura, J. Kawabata, Y. Kusunoki, Y. Onozawa, Y. Kobayashi and I. Osamu, "The new 7th generation IGBT module with high compactness and high power density," IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Yokohama, 2015, pp. 000905-000908.
- [4] K. Takahashi, S. Yoshida, S. Noguchi, H. Kuribayashi, N. Nashida, Y. Kobayashi, H. Kobayashi, M. Mochizuki, Y. Ikeda and O. Ikawa : "New reverse-conducting IGBT (1200V) with revolutionary compact package," 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA), Hiroshima, 2014, pp. 2569-2574.
- [5] K. Komatsu, S. Okita, H. Nakazawa, S. Igarashi, T. Fujihira, "Advanced Neutral Point-Clamped (ANPC) IGBT module for industrial application", PCIM China 2010 Proceedings, pp. 170-174.
- [6] Y. Zhao et al., "Silver sintering die attach process for IGBT power module production," 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Tampa, FL, 2017, pp. 3091-3094
- [7] B. Z. Bin, L. Xunping, Y. Shaohua and H. Xiaoqi : "Internal thermal resistance test and analysis of power device based on structure function," 2013 14th International Conference on Electronic Packaging Technology, Dalian, 2013, pp. 1082-1085
- [8] 仲野 逸人, 村中 司, 鍋谷 暢一”RC-IGBT 非動作領域の冷却効果による熱抵抗の

改善” 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌 2021 年 141 卷(11 号), 2021-11, pp.889-894

## 第5章 RC-IGBT 熱バランスの改善

### 5.1 従来手法

従来 IGBT と FWD は表面構造が単一であるため、それぞれを動作させた場合に最も温度が高くなる箇所はデバイスの中心である。一方、RC-IGBT は異なる構造をワンチップに有しているため、最も温度が高くなる箇所は RC-IGBT の IGBT と FWD 領域の配置に依存し、従来 IGBT や FWD のように一意に決まらない。また、RC-IGBT の IGBT 領域を動作させた場合の温度分布と RC-IGBT の FWD 領域を動作させた場合の温度分布は異なる。IGBT と FWD 領域の配置に依存した温度分布を持ち、IGBT 動作時と FWD 動作時で異なるチップ熱抵抗を示す。つまり、RC-IGBT は2種類のチップ熱抵抗を持つ。各チップ熱抵抗の差が大きい場合、RC-IGBT は熱的なアンバランスを生じる。この熱的アンバランスは、RC-IGBT の最大チップ熱抵抗の増加、リードフレームやワイヤーボンディングなどの接合部の温度の上昇の原因となる。リードフレーム構造は RC-IGBT の表面全体を覆うため、各領域が動作した場合の熱分布の差は緩和される傾向になる[1]。しかしリードフレーム構造はデバイスのめっき構造とリードフレーム組立時のはんだ接合プロセスが必要であり、パワー半導体とパワーモジュール製造工程に高度な技術が必要になる。現在広く適用されている従来接合技術である、ワイヤーボンディングやリボンボンディングにおいて RC-IGBT を適用する場合[2,3]、RC-IGBT の熱バランスを考慮する必要がある。本論では、従来接合技術においても RC-IGBT の熱バランスを最小化する手法を示し、RC-IGBT の熱的特性ならびに信頼性を向上する手法について述べる。

### 5.2 RC-IGBT の熱アンバランス

本項で評価したデバイスならびパワーモジュールの構造を図 5-1 と図 5-2 に示す。RC-IGBT の IGBT と FWD 構造はストライプ状であり、それぞれ IGBT 構造は 4 本、FWD 構造は 3 本の活性面積を有している。IGBT 領域と FWD 領域の比率は 2 対 1 で

ある。両構造はチップ上面から見て左右対象に配置されている[4]。図 5-2 に RC-IGBT を搭載するパッケージ構造を示す。直接冷却構造であり、冷却器の中を冷却水が通水する[5]。本項での熱抵抗は  $R_{th(j-w)}$  と定義し、RC-IGBT と冷却水間の熱抵抗とする。 $R_{th(j-w)}$  は T3Ster で評価し、国際規格準拠 JESD51-1 に従う[6,7]。RC-IGBT は、定格 1200V、50A であり、チップサイズは 7.0 mm 角、チップ厚さは 120  $\mu\text{m}$  である。

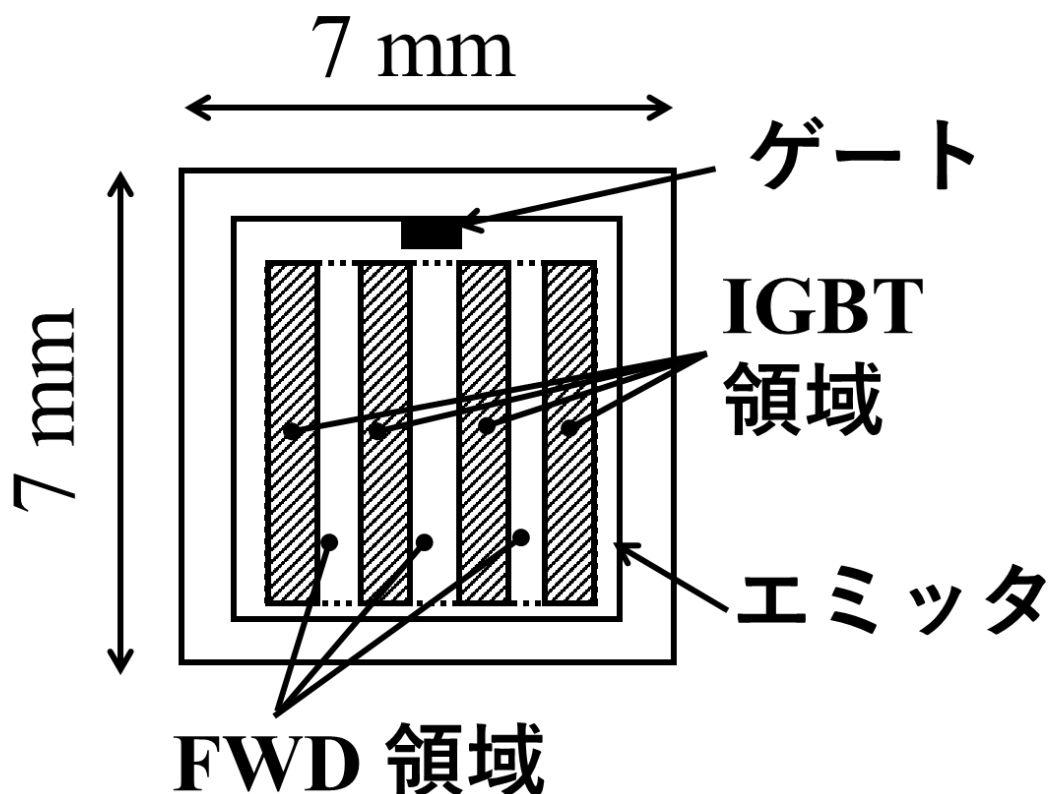


図 5-1 : RC-IGBT の構造

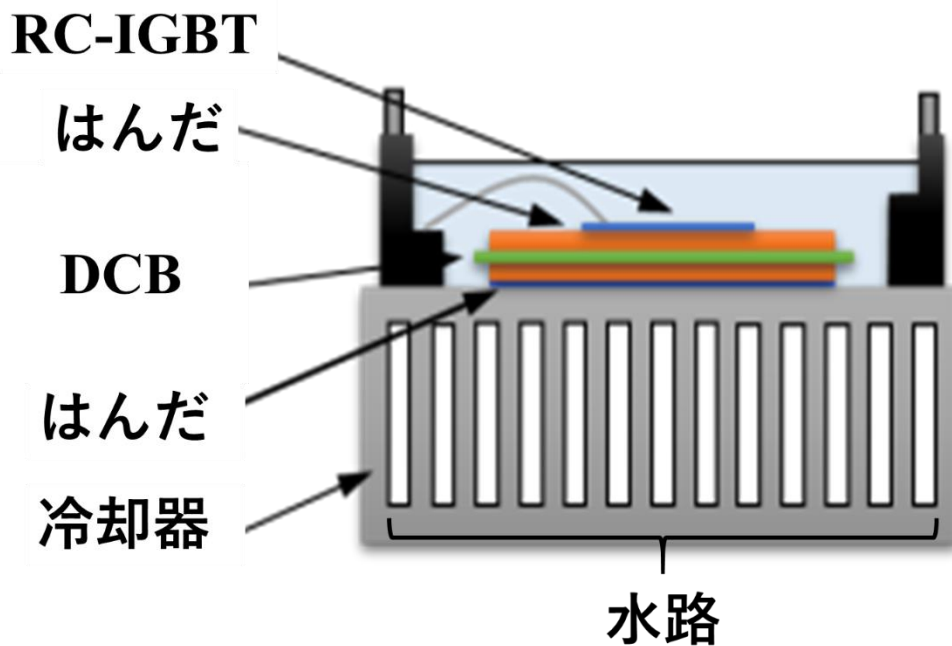


図 5-2 : RC-IGBT を搭載したパッケージ構造の断面図

図 5-3 に従来 IGBT と RC-IGBT の IGBT 動作時ならびに FWD 動作時の温度分布の実測結果を示す。いずれもデバイスサイズは同じであり、これらのデバイスを図 5-2 に示すパッケージ構造に搭載した。ここでワイヤ配線について説明する。チップ上の温度分布を可能な限り広範囲に評価するため、エミッタ領域の隅にワイヤを 1 本接合した。また、ゲートワイヤを接合している。本論では、このような構造を **no-bonded** と定義する。デバイスの最大温度は 175℃となるよう電流値を調整した。パルス幅は 1 秒である。温度分布は赤外線カメラを用いて評価した。図 5-3 から、RC-IGBT の IGBT 動作時および FWD 動作時の温度分布は、従来 IGBT と大きく異なることが分かる。図 5-4 に図 5-3 に示した測定線における発熱分布を示す。垂直方向の点線は、RC-IGBT の各領域を示す。RC-IGBT の IGBT 動作時と FWD 動作時の発熱分布は異なることが分かる。ここで、RC-IGBT の IGBT 動作時と FWD 動作時の発熱分布の差が熱抵抗の差になると仮定する。熱抵抗は発熱と仕事量の除算であり、今回仕事量は一定であるため、発熱の差は熱抵抗の差である。このときの発熱を、図 5-3 に示す測定線における発熱分布を発熱とし、積分することで発熱分布の差を試算した。この発

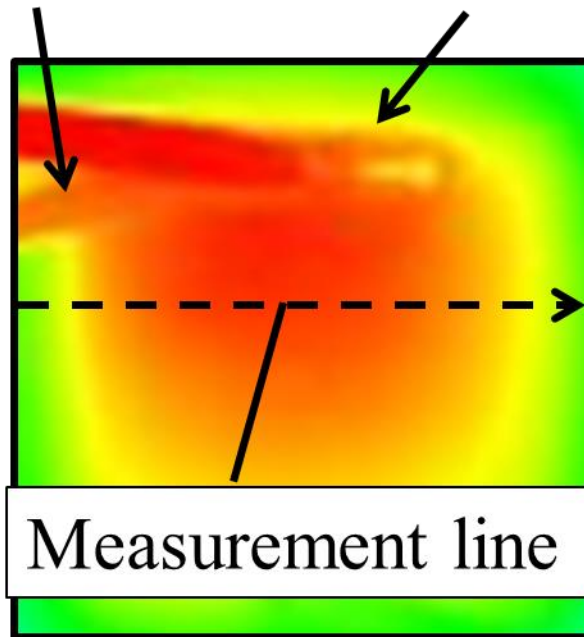
熱分布の差が熱抵抗の差であると仮定できる。図 5-4 の発熱分布の差を解析する。 $\Delta Area$  を式(1)にて定義し、発熱分布の差を試算した結果、その差は 21%となった。

$$\Delta Area[\%] = \left\{ \left( \frac{\int_0^7 f_{IGBT}(x)dx}{\int_0^7 f_{FWD}(x)dx} \right) - 1 \right\} \times 100 \dots\dots\dots (1)$$

図 5-5 は、RC-IGBT の IGBT 動作時と FWD 動作時の熱抵抗の測定結果を示す。印加時間 1 秒における熱抵抗の差は 23%となった。ここで、熱抵抗には任意単位を適用し、試算結果と実験結果の比較を行った。発熱分布の差と熱抵抗の差に顕著な違いは認められないため、発熱分布の差は熱抵抗の差と仮定できると推定できる。つまり、熱抵抗の差を小さくするためには  $\Delta Area$  を小さくすることが重要である。発熱分布におけるピーク温度を抑制すること、IGBT 動作時と FWD 動作時の発熱分布の差を小さくすることで熱抵抗の差を小さくすることができると考えられる。デバイスへの外部配線はこのような効果を持つことから、本項ではこの効果を接合による温度均一化効果と呼ぶ。また、発熱分布は接合部の温度を示す。本項では、 $T_{bond}$  と定義する。IGBT 動作時と FWD 動作時の接合部温度の差である  $\Delta T_{bond}$  は小さくあるべきである。そうでなければ、IGBT 動作時か FWD 動作時のいずれか一方の高い接合部温度でパワーモジュールの寿命が決まり、意図せず信頼性を損なう。図 5-4 に IGBT 動作時と FWD 動作時の温度のクロスポイントを図示する。クロスポイントは、IGBT 動作時と FWD 動作時の温度差が最も小さいことを示す。したがって、RC-IGBT の熱的アンバランスを最小化する場合、クロスポイント付近に接合を行うことは重要である。また、図 5-5 に示した通り、RC-IGBT においては FWD 動作時のほうが IGBT 動作時よりも熱抵抗が高い。したがって、RC-IGBT の FWD 領域へ集中的に接合を行うことで、熱バランスを緩和できると推定できる。

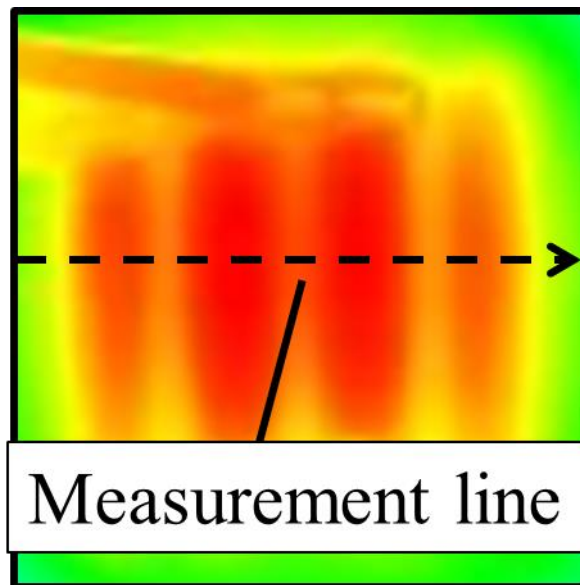


**Wire on gate**   **Wire on emitter**



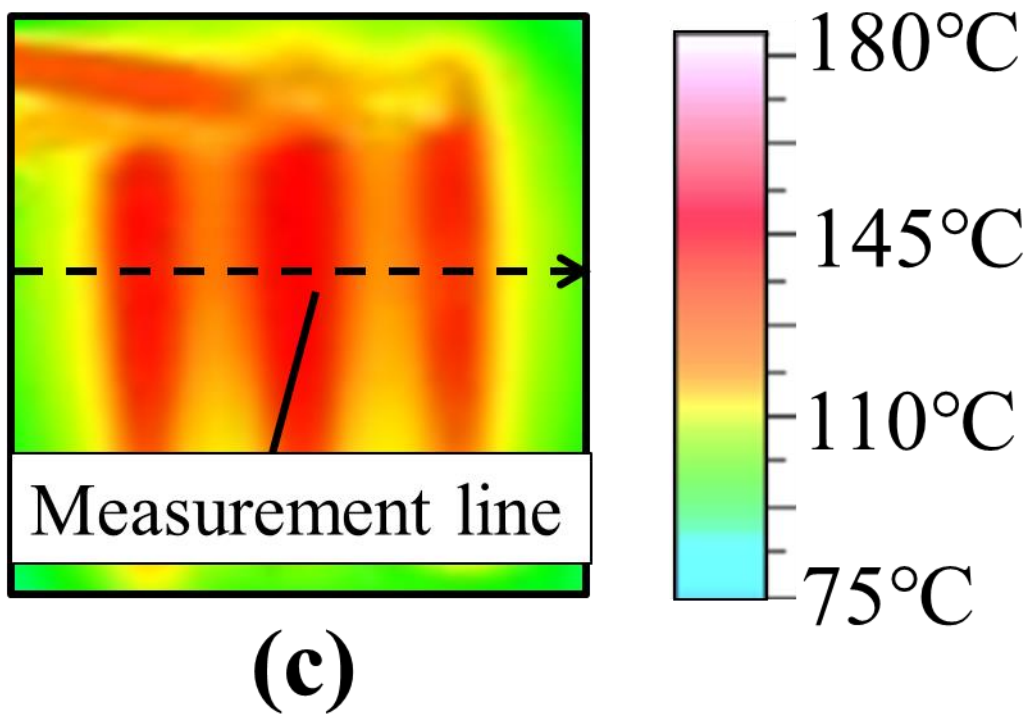
**(a)**

(a)IGBT の温度分布



**(b)**

(b)RC-IGBT の IGBT 動作時の温度分布



(c)RC-IGBT の FWD 動作時の温度分布

図 5-3 : デバイス温度分布

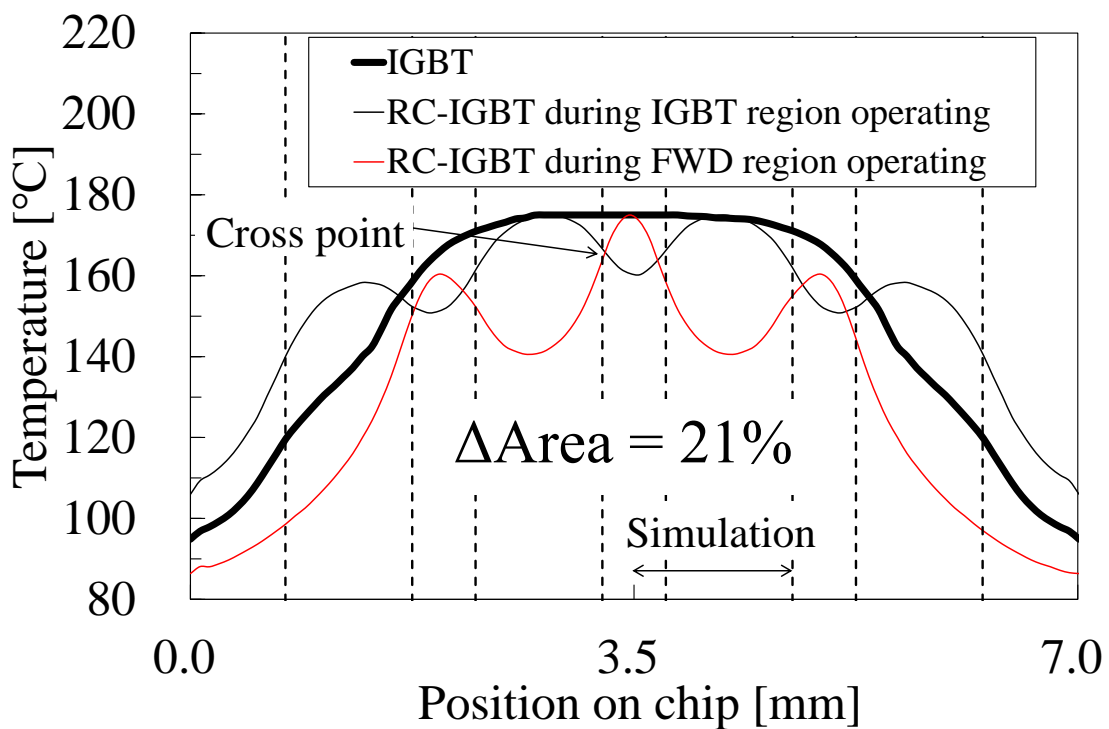


図 5-4 : Measurement line における発熱分布

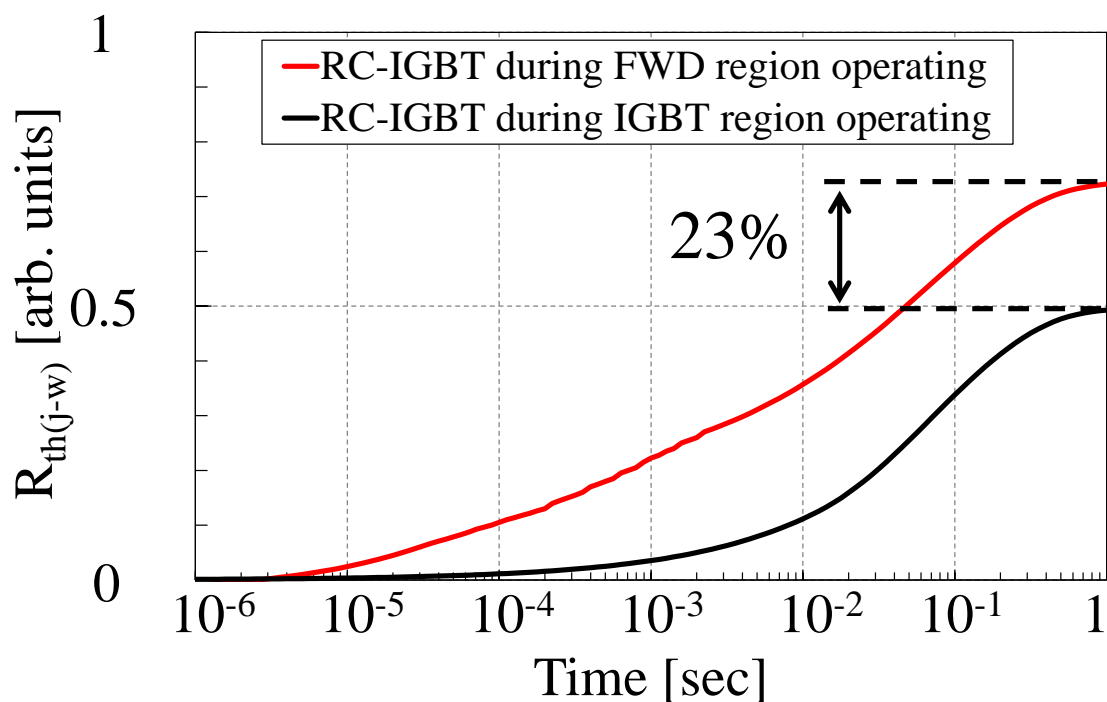


図 5-5 : 熱抵抗測定結果

### 5.3 接合による温度均一化効果のシミュレーション結果

ゲートワイヤとエミッタワイヤをそれぞれ 1 本ずつ配線した際に得られたチップ表面温度を no-bonded と定義し、no-bonded から任意のワイヤ配線を行った場合の発熱分布の推定ならびに熱アンバランスの試算を実施する。その際に、ワイヤによる no-bonded のチップ温度低減効果を温度均一化効果と定義し、シミュレーションで試算する。

#### 5.3.1 検討に用いた構造およびシミュレーション条件

シミュレーションの目的は、温度均一化効果を試算し未接合状態から接合状態の発熱分布を見積もることである。シミュレーションには TCAD Sentaurus<sup>TM</sup> を使い、2次元による解析と mixed-mode による SPICE 演算を実施した[8]。第3章で述べたとおり、TCAD は、デバイスの一部の発熱分布をシミュレーションし、SPICE は異なる

抵抗を持つワイヤ配線を模擬する。図 5-6 から図 5-9 は従来構造および提案構造における接合方法の概要を示す。シミュレーションは IGBT 領域と半分の FWD 領域で実施した。従来構造においては、ワイヤ幅 300  $\mu\text{m}$  を用い、ワイヤの中心は IGBT 領域と FWD 領域の境界の上にある。これは先に述べたクロスポイントへの配線である。提案構造では、ワイヤの中心は FWD 領域の中心にあり、ワイヤ幅は 800  $\mu\text{m}$  であり、リボンボンディングである。この結果、いずれの構造においても IGBT 領域にかかるワイヤ幅は同じである。図 5-7 および図 5-9 にシミュレーションモデルと SPICE による外部回路を示す。表 5-1 にシミュレーションに用いたパラメータをまとめる。図 5-7 と図 5-9 は、電極の割り当てを示しており、それぞれ IGBT、Bonded、FWD および Collector とした。SPICE で設定する抵抗を  $R_I$ 、 $R_B$ 、 $R_F$  と  $R_{\text{wire}}$  とした。 $R_I$  と  $R_F$  は各電極から  $R_B$  までの表面抵抗である。 $R_B$  は接合の接触抵抗である。そのため、 $R_I$  と  $R_F$  は  $R_B$  よりも十分小さい。 $R_{\text{wire}}$  はワイヤの抵抗である。たとえば、短いワイヤは小さい  $R_{\text{wire}}$  であるし、長いワイヤは大きな  $R_{\text{wire}}$  で模擬可能である。この結果、異なるワイヤ抵抗を持つワイヤ配線を模擬可能である。同様に各電気抵抗に対する伝熱値をそれぞれ  $C_I$ 、 $C_F$ 、 $C_B$ 、 $C_{\text{wire}}$  として割り当てた。表 5-2 に IGBT 領域が 600  $\mu\text{m}$  および FWD 領域が 400  $\mu\text{m}$  の場合のシミュレーションパラメータの試算結果への影響度を示す。IGBT 通電時の電流依存性は、 $R_I$  と  $R_B$  の影響を受けるが、IGBT 電極が FWD 電極よりも大きいため、顕著な影響は受けない。IGBT 通電時の温度依存性は、 $C_I$  の影響を受けるが顕著な影響は受けない。一方、FWD 通電の場合、電流分布は FWD 電極の抵抗である  $R_F$  の影響を大きく受ける。また、 $R_B$  と  $R_{\text{wire}}$  に対する感度も高い。FWD 通電時の温度依存性は、 $C_F$  の影響を大きく受ける。また、 $C_I$  および  $C_{\text{wire}}$  の影響を受ける。これは、FWD 電極の幅が IGBT 電極よりも小さくことが理由である。これらの結果から、シミュレーションにおけるキーパラメータが明らかとなった。

図 5-10 にシミュレーションと実測結果の合わせ込み結果を示す。実測結果は未接合状態を示し、図 5-4 に示す IGBT 通電時の発熱分布である。これらの結果から、表 5-1 のシミュレーションパラメータを設定しない未接合状態において、シミュレーシ

シミュレーション結果は整合傾向にあることを確認した。

図 5-11 と図 5-12 にシミュレーションモデルにおける従来構造と提案構造の電極設定の概要を示す。従来構造では FWD 電極を設定するが、提案構造では FWD 領域はすべてワイヤの下部にあるため、FWD 電極は設定しない。

図 5-13 から図 5-20 に従来構造と提案構造における電流および温度のシミュレーション結果を示す。このとき、 $R_{\text{wire}}$  は  $5 \times 10^{-2} \Omega$  である。IGBT 通電時および FWD 通電時の電流分布とそれに応じた温度分布がシミュレーションで確認できることが分かった。

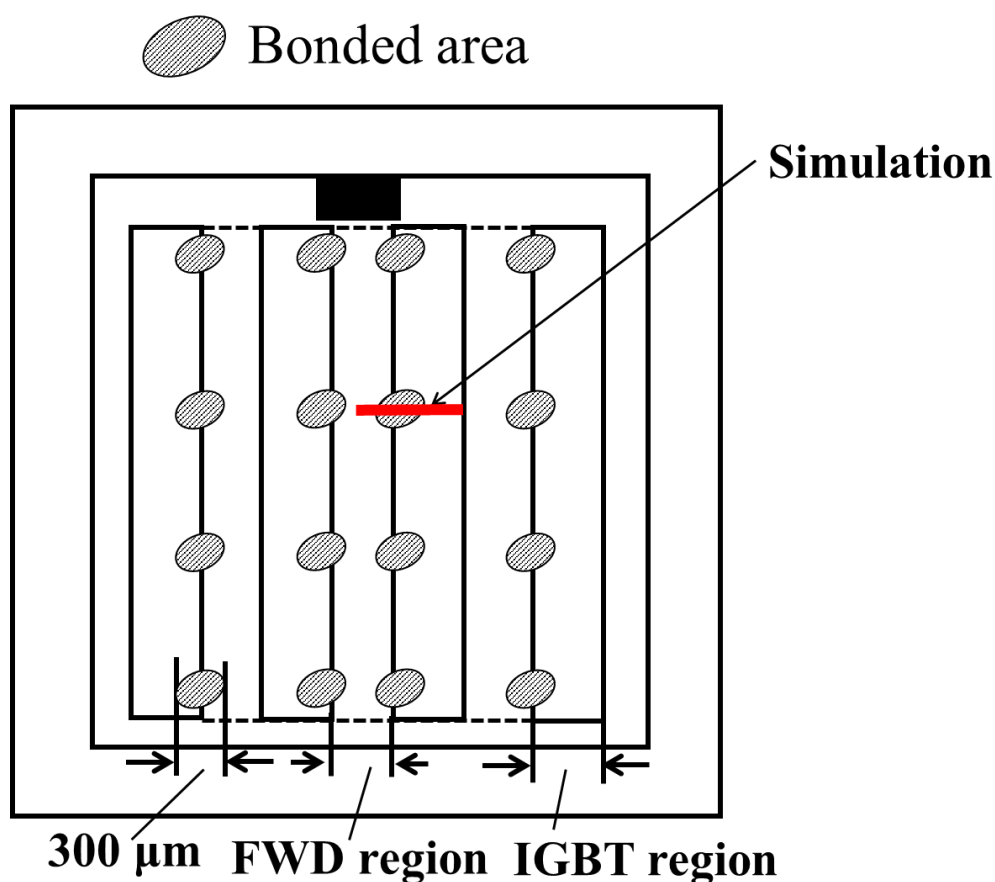


図 5-6 : 従来構造における接合方法

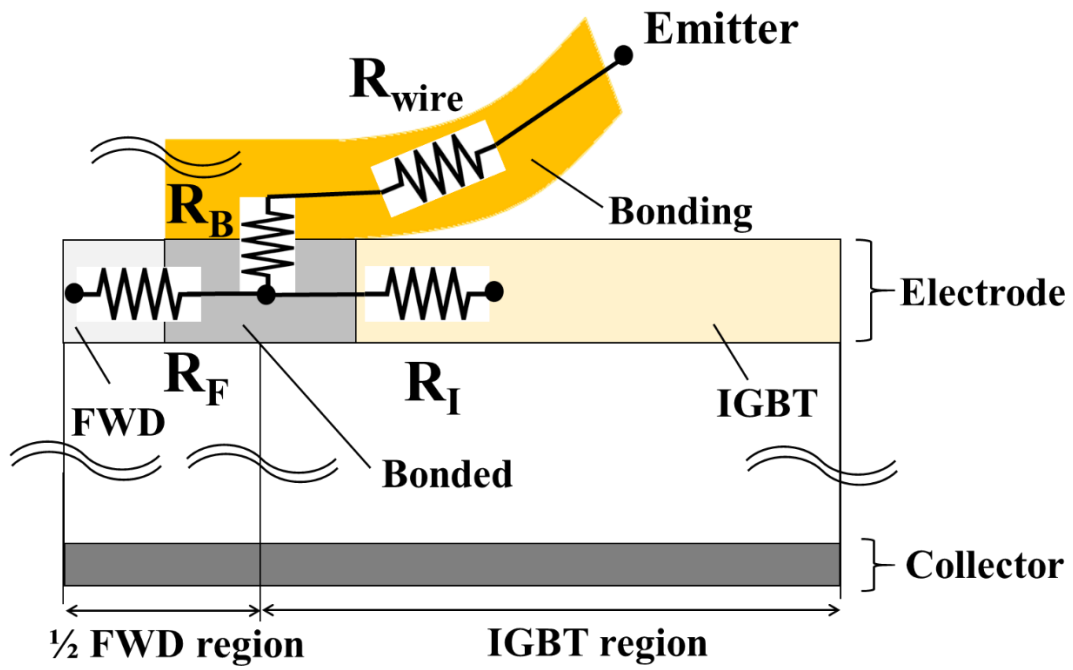


図 5-7 : 従来構造のシミュレーションモデル

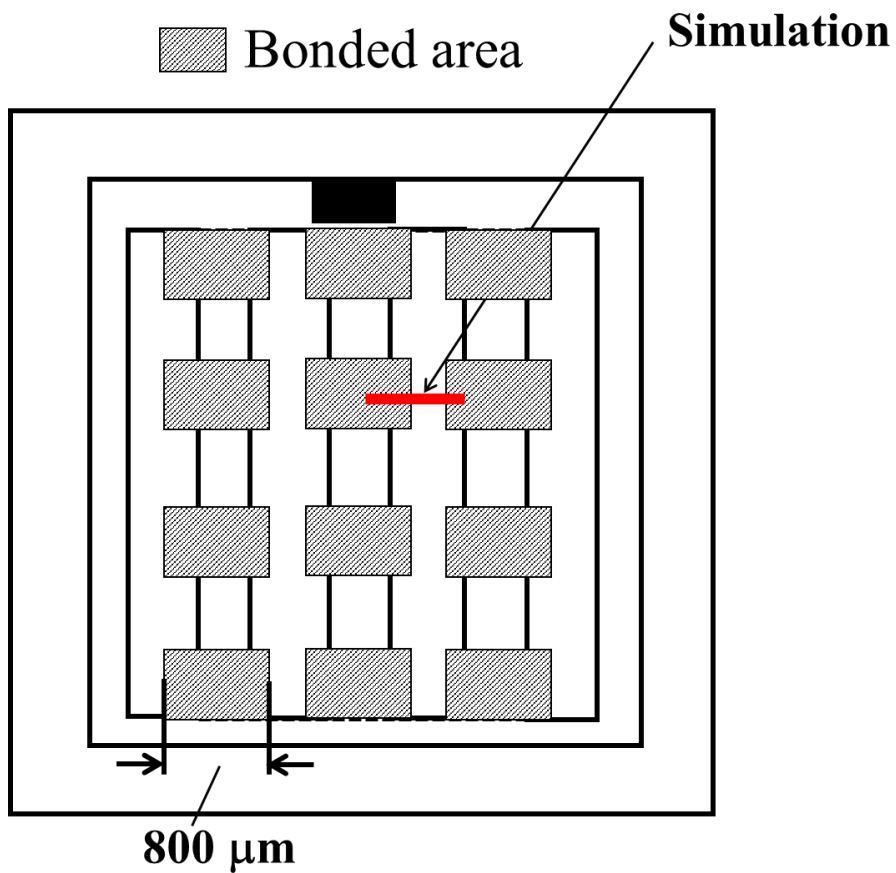


図 5-8 : 提案構造における接合方法

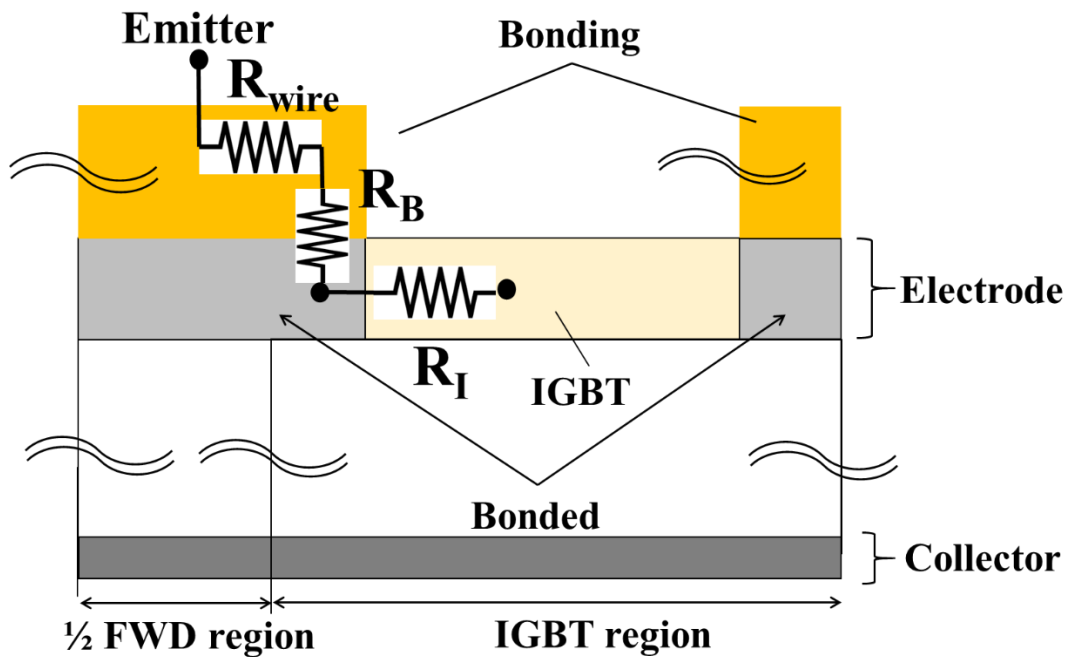


図 5-9 : 提案構造のシミュレーションモデル

表 5-1 : シミュレーションパラメータ

		The Conventional	The Proposed
Temperature for electrode	IGBT [°C]	175 (IGBT 領域動作時) 140 (FWD 領域動作時)	
	Bonded [°C]	165	
	FWD [°C]	160 (IGBT 領域動作時) 175 (FWD 領域動作時)	
	Collector [°C]	27	
Electric resistance	$R_I$ [ $\Omega$ ]	$1 \times 10^{-6}$	
	$R_B$ [ $\Omega$ ]	接合面積に比例	
	$R_F$ [ $\Omega$ ]	$4 \times 10^{-6}$	
	$R_{wire}$ [ $\Omega$ ]	$0.1 / 5 \times 10^{-2} / 10^{-2} / 10^{-3}$	

表 5-2 : シミュレーションパラメータの電流、発熱分布への影響度

(IGBT 領域 600  $\mu\text{m}$ 、FWD 領域 400  $\mu\text{m}$  の場合)

	シボル	IGBT通電	FWD通電
電気抵抗	$R_I$	$\triangle$	$\times$
	$R_F$	$\times$	$\circ$
	$R_B$	$\triangle$	$\triangle$
	$R_{\text{wire}}$	$\circ$	$\triangle$
伝熱量	$C_I$	$\triangle$	$\triangle$
	$C_F$	$\times$	$\circ$
	$C_B$	$\times$	$\times$
	$C_{\text{wire}}$	$\times$	$\triangle$

$\circ$  : 高い  $\triangle$  : 低い  $\times$  : 影響なし

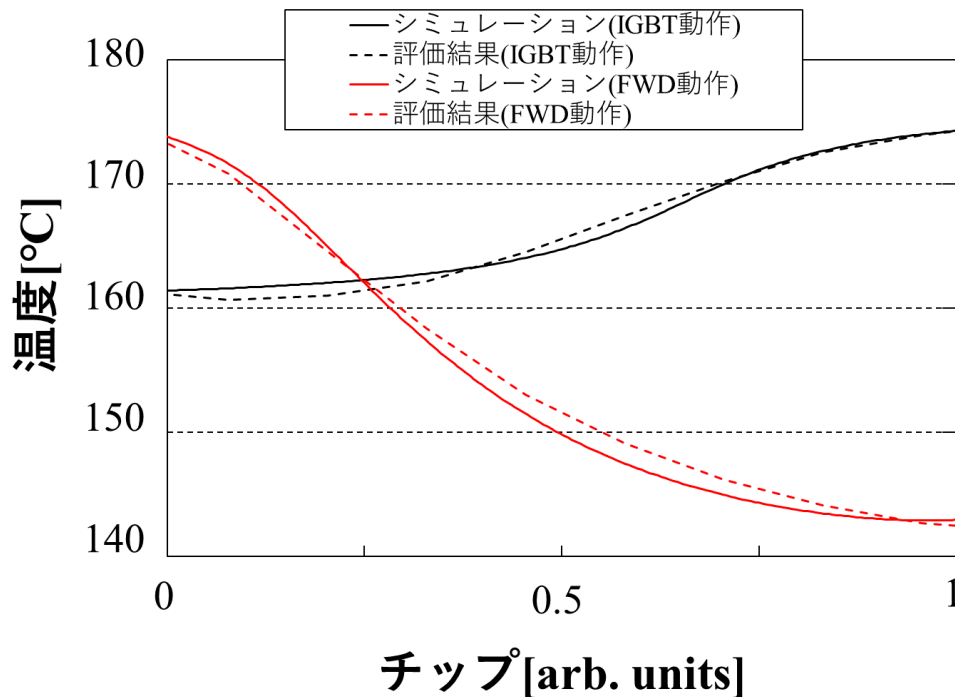


図 5-10 : 未接合状態の発熱分布のシミュレーション合わせ込み結果



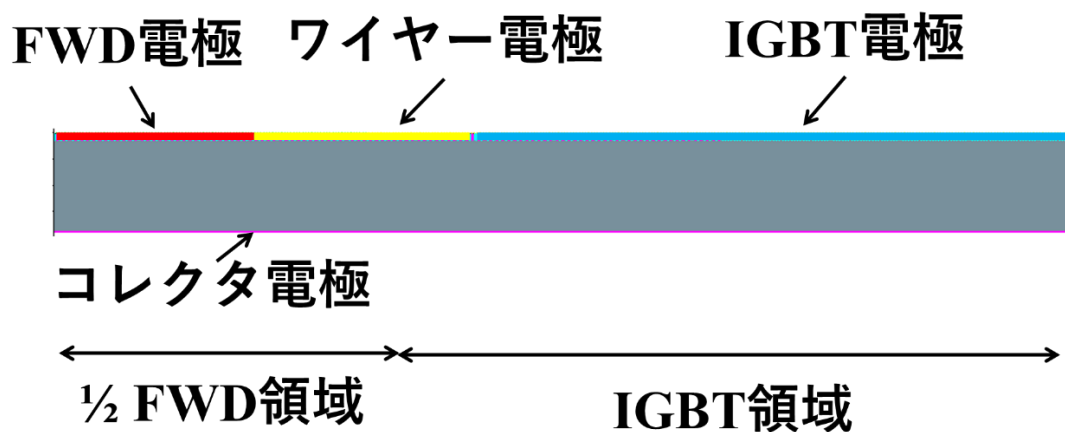


図 5-11 : シミュレーションにおけるワイボン電極割り当て (従来構造)

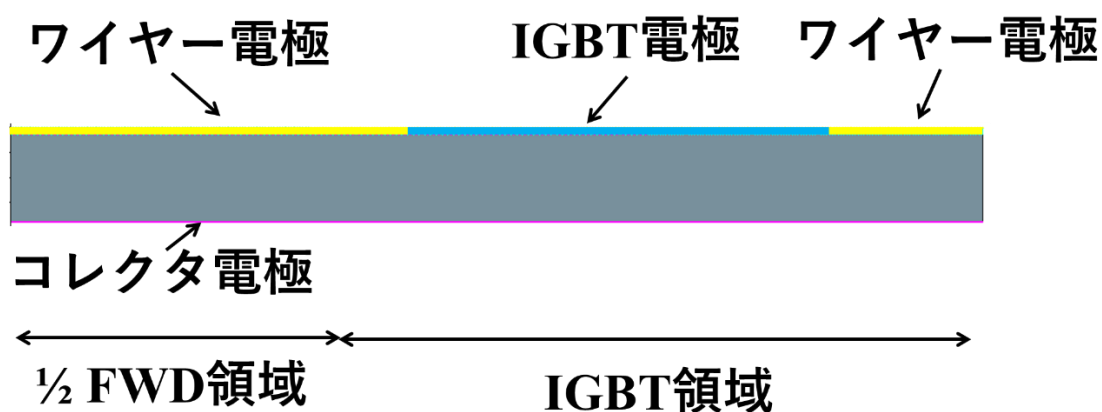


図 5-12 : シミュレーションにおける電極割り当て (提案構造)

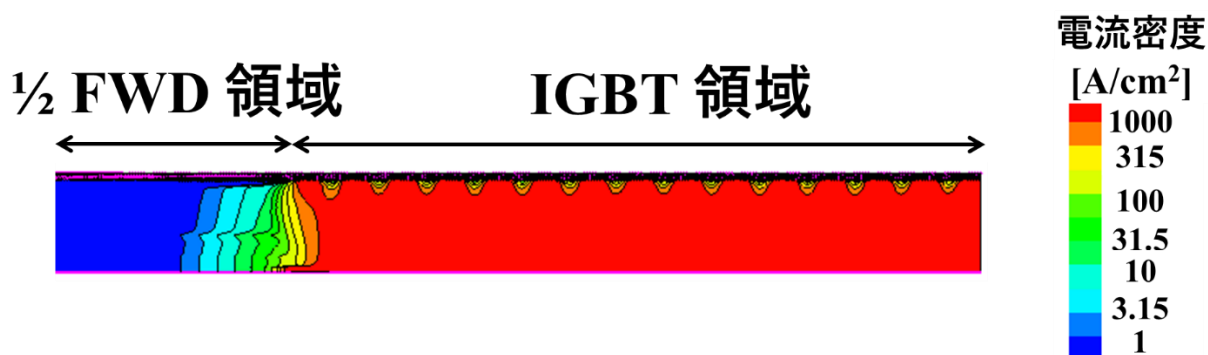


図 5-13 : 電流分布 (ワイボン、IGBT 通電、 $R_{wire} = 5 \times 10^{-2} \Omega$ )

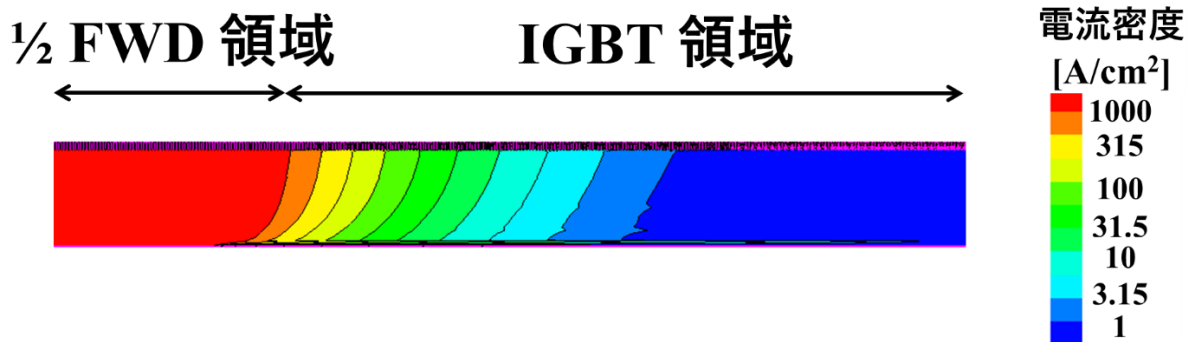


図 5-14 : 電流分布 (ワイボン、FWD 通電、 $R_{\text{wire}} = 5 \times 10^{-2} \Omega$ )

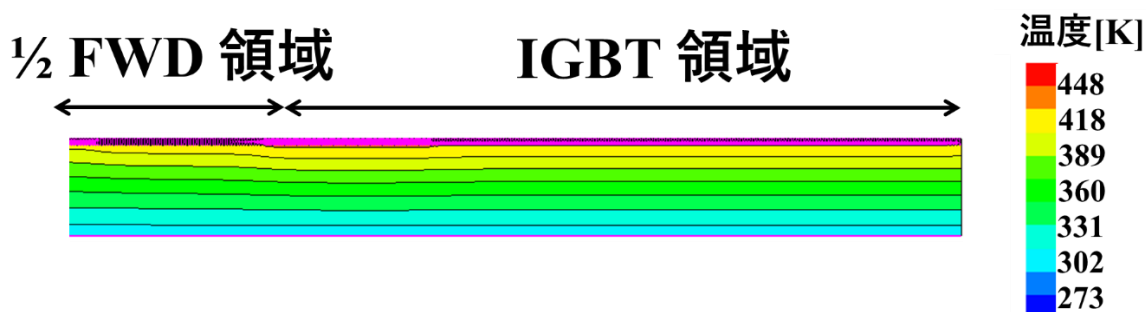


図 5-15 : 温度分布 (ワイボン、IGBT 通電、 $R_{\text{wire}} = 5 \times 10^{-2} \Omega$ )

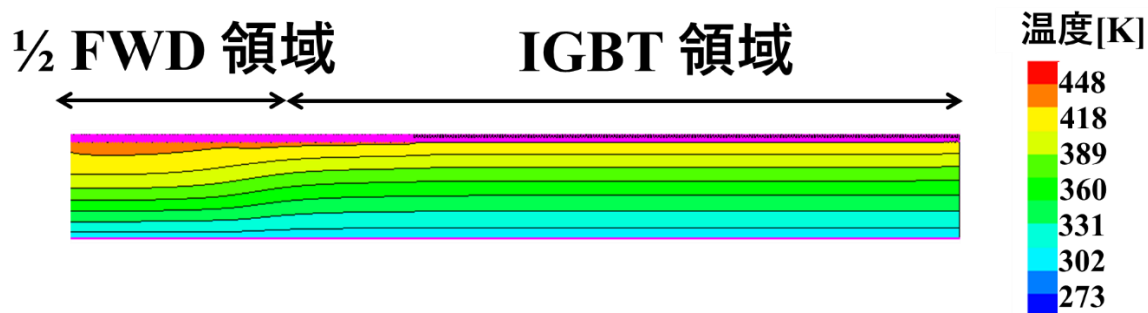


図 5-16 : 温度分布 (ワイボン、FWD 通電、 $R_{\text{wire}} = 5 \times 10^{-2} \Omega$ )



図 5-17 : 電流分布 (リボン、IGBT 通電、 $R_{\text{wire}} = 5 \times 10^{-2} \Omega$ )

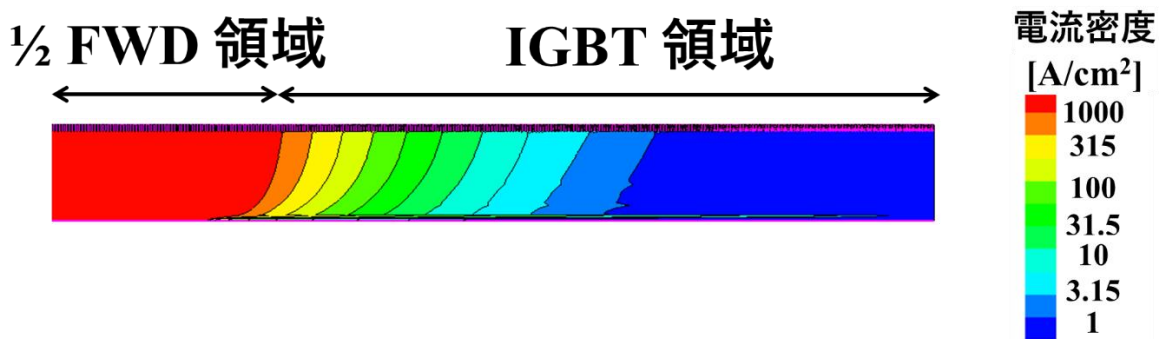


図 5-18 : 電流分布 (リボン、FWD 通電、 $R_{\text{wire}} = 5 \times 10^{-2} \Omega$ )

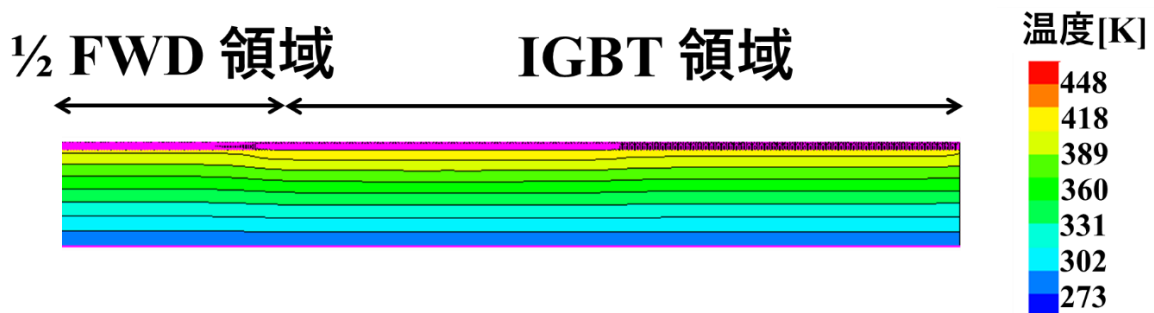


図 5-19 : 温度分布 (リボン、IGBT 通電、 $R_{\text{wire}} = 5 \times 10^{-2} \Omega$ )

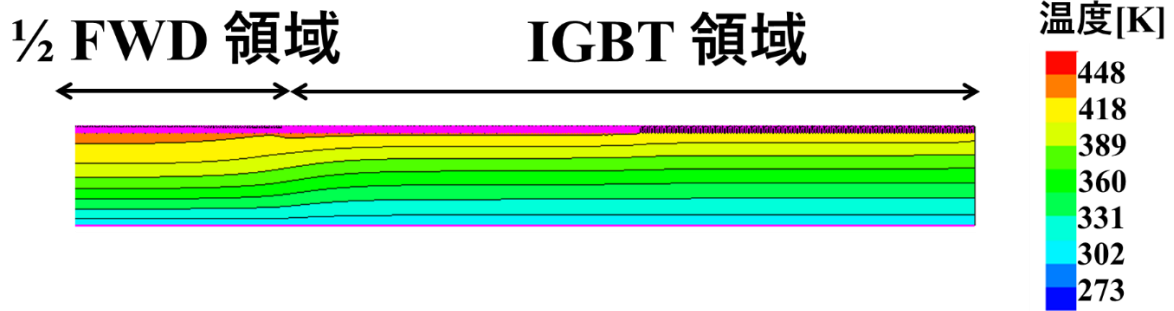


図 5-20 : 温度分布 (リボン、FWD 通電、 $R_{\text{wire}} = 5 \times 10^{-2} \Omega$ )

### 5.3.2 接合による温度推移のシミュレーション結果

図 5-21 と図 5-22 に従来構造における異なるワイヤ接合を行った場合の発熱分布シミュレーション結果を示す。シミュレーション条件は、図 5-4 に示す未接合状態の発熱分布を再現するように設定した。IGBT 領域と FWD 領域の境界は 0.2 にある。また、接合は 0.08~0.32 の間である。シミュレーション結果から、従来構造における最大温度は接合によって減少していることは明らかである。また、IGBT 領域から FWD 領域への温度推移分布にも変化が生じている。この変化を温度均一化効果と呼び、次の通り定義する。 $\Delta T_{\text{max}}$  を未接合状態から接合状態に対する温度差として定義し、IGBT 動作時は 0.6、FWD 動作時は 0 の個所に発生するものとする。ここで、接合状態における発熱分布を未接合状態から推定するために、 $\Delta T_{\text{transfer1}}$  と  $\Delta T_{\text{transfer2}}$  を定義する。 $\Delta T_{\text{transfer1}}$  は IGBT 領域の中心と FWD 領域の半分の領域間の温度遷移の比率を示す。 $\Delta T_{\text{transfer2}}$  は、IGBT 領域端部と FWD 領域の半分の領域間の温度遷移の比率を示す。 $\Delta T_{n1}, \Delta T_{n2}, \Delta T_{w1}$  と  $\Delta T_{w2}$  を式(2)および式(3)と図 5-21 から図 5-24 に示す。ここで  $\Delta T_{\text{transfer2}}$  は、従来構造における FWD 動作時にのみ確認される。なぜなら FWD 領域から IGBT 領域への温度遷移が IGBT 領域の中心で完了せず、IGBT 領域端まで温度が変化しているからである。図 5-23 と図 5-24 に提案構造におけるシミュレーション結果を示す。接合エリアは、0~0.32 と 0.88~1.0 である。

$$\Delta T_{transfer1}[\%] = \frac{\Delta T_{w1}}{\Delta T_{n1}} \times 100 \dots \dots \dots (2)$$

$$\Delta T_{transfer2}[\%] = \frac{\Delta T_{w2}}{\Delta T_{n2}} \times 100 \dots \dots \dots (3)$$

$\Delta T_{n1}$  : 未接合における 0~0.6 間の温度変化

$\Delta T_{n2}$  : 未接合における 0~1.0 間の温度変化

$\Delta T_{w1}$  : 従来および提案構造における 0~0.6 間の温度変化

$\Delta T_{w2}$  : 従来構造における 0~1.0 間の温度変化

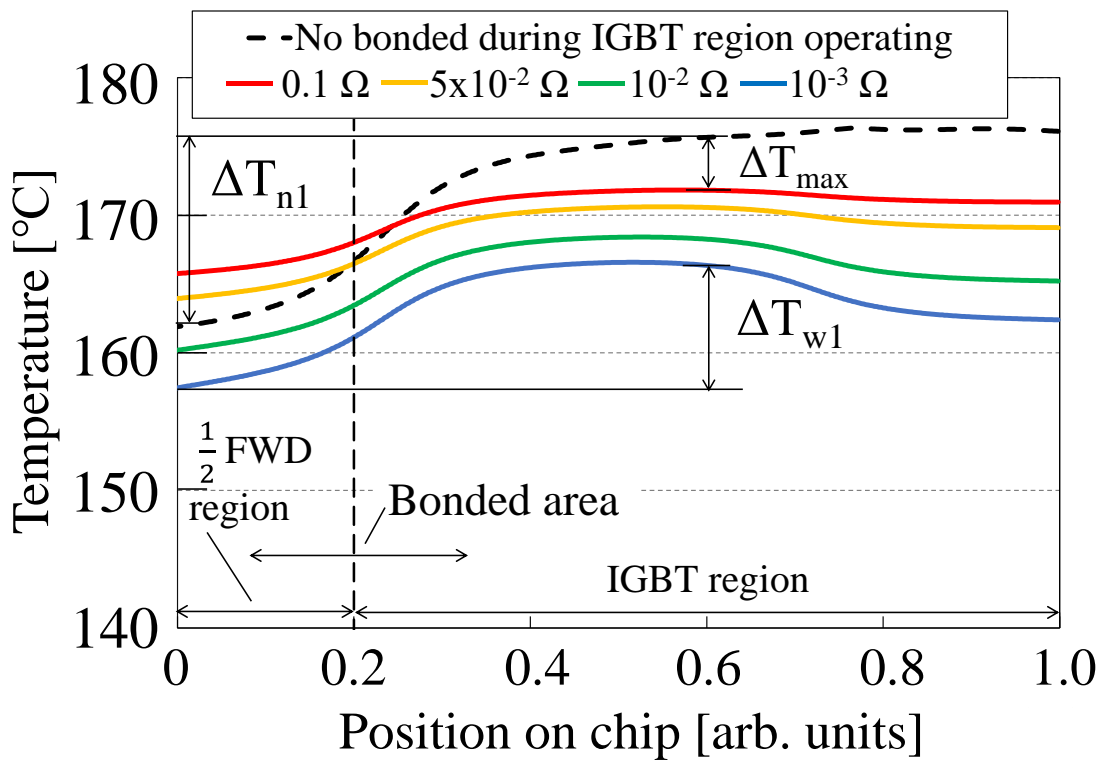


図 5-21 : 従来構造の IGBT 通電時における  $R_{wire}$  の発熱分布依存性

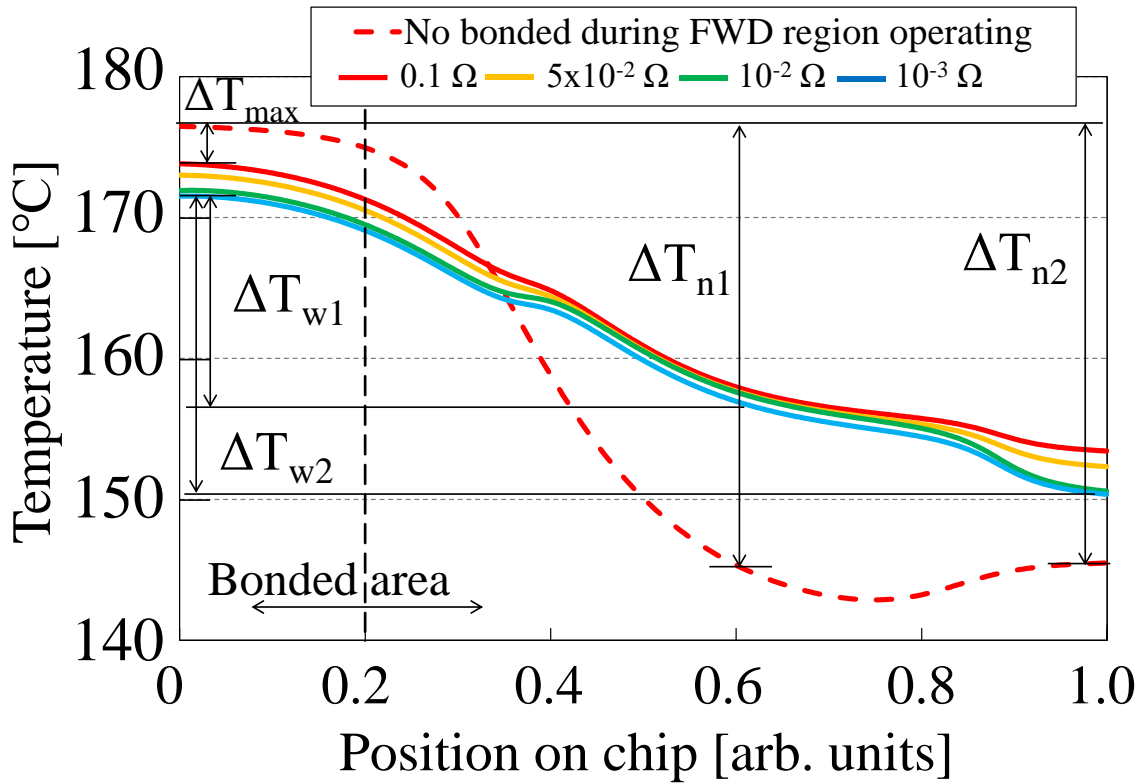


図 5-22 : 従来構造の FWD 通電時における  $R_{\text{wire}}$  の発熱分布依存性

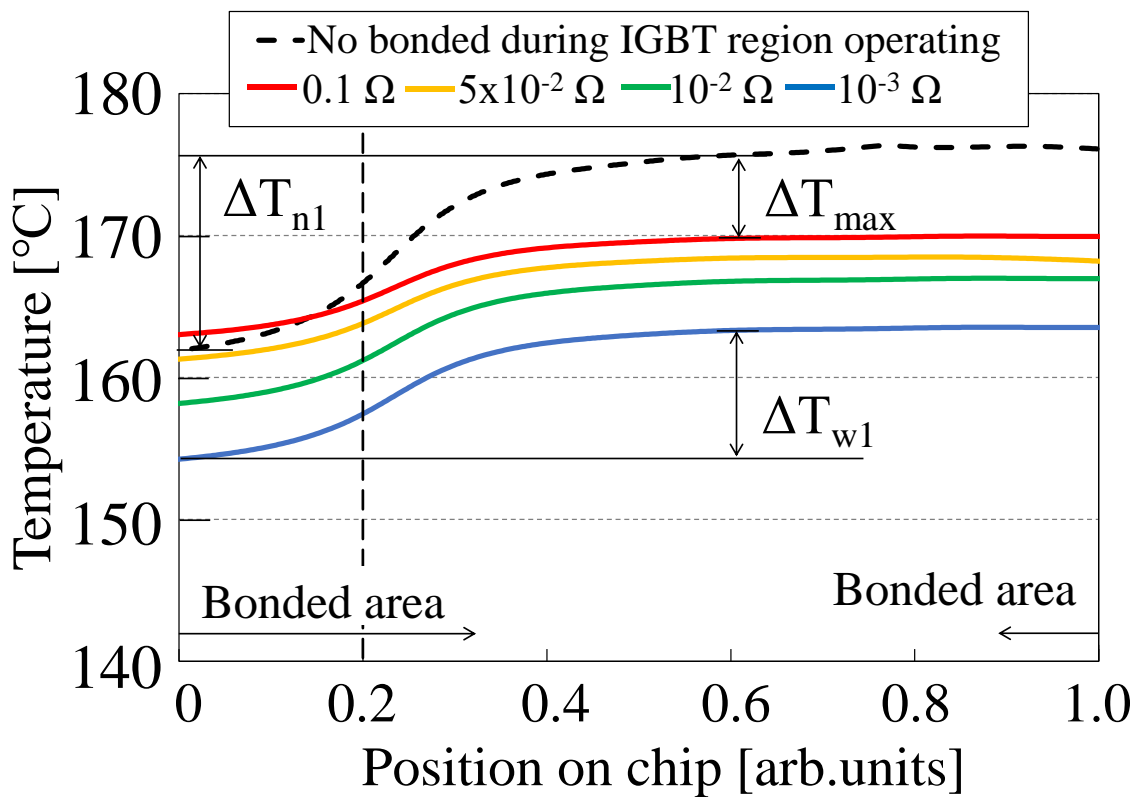


図 5-23 : 提案構造の IGBT 通電時における  $R_{\text{wire}}$  の発熱分布依存性

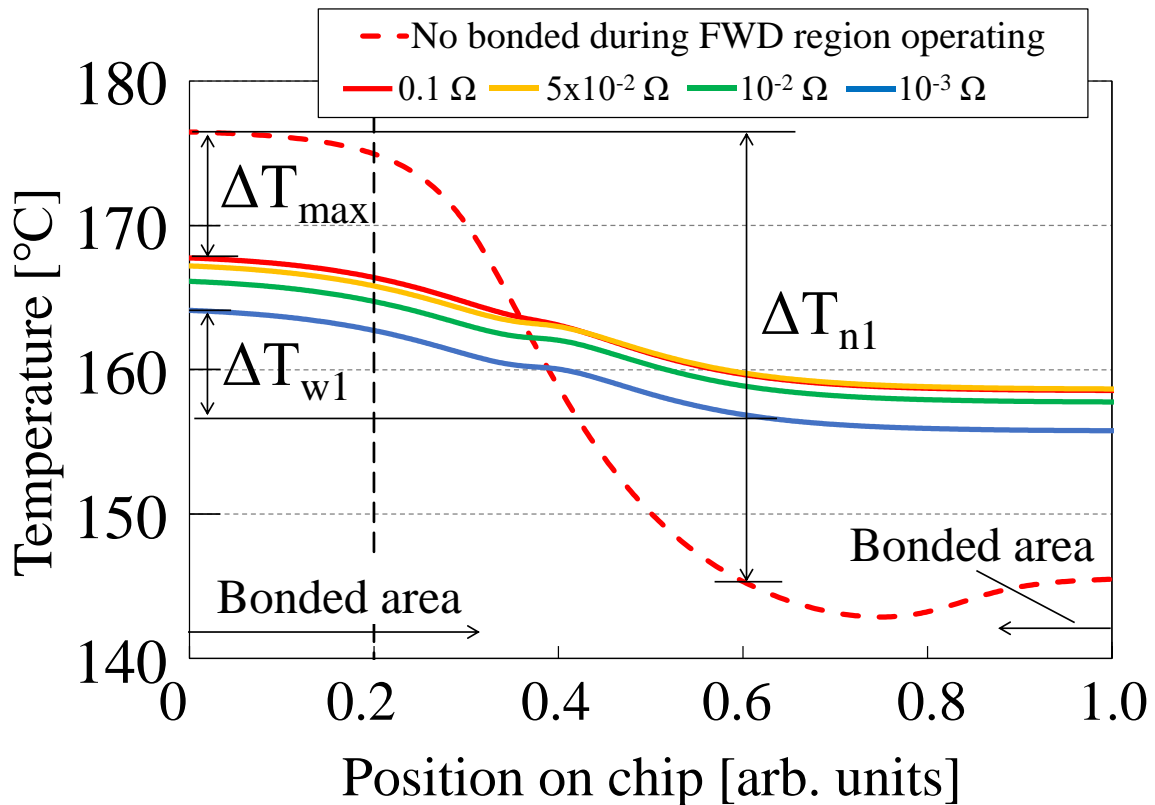


図 5-24 : 提案構造の FWD 通電時における  $R_{\text{wire}}$  の発熱分布依存性

### 5.3.3 温度均一化効果

図 5-25 に従来および提案構造の異なる  $R_{\text{wire}}$  における  $\Delta T_{\text{max}}$  依存性を示す。提案構造における  $\Delta T_{\text{max}}$  の差は、IGBT 動作時と FWD 動作時で  $R_{\text{wire}}$  に対して同様の傾向にある。したがって、提案構造においては  $R_{\text{wire}}$  が小さくなるにしたがい、熱的アンバランスも小さくなることがわかる。一方、従来構造における  $\Delta T_{\text{max}}$  は  $R_{\text{wire}}$  が小さくなるほど IGBT 通電時と FWD 通電時で差が大きくなる。これは FWD 領域への不十分な接合面積によって温度均一化効果が抑制されることが理由と考えられる。したがって、従来構造においては  $R_{\text{wire}}$  が小さくなるほど熱的アンバランスは大きくなることがわかる。図 5-26 は  $\Delta T_{\text{transfer1}}$  と  $\Delta T_{\text{transfer2}}$  の  $R_{\text{wire}}$  依存性を示す。提案構造における FWD 動作時の  $\Delta T_{\text{transfer1}}$  は、従来構造よりも小さいことが分かる。これは、提案構造の温度均一化効果が高いことを示す。なぜなら、FWD 領域で発生した熱が外部配線であるワイヤや動作していない IGBT 領域へ熱を大きく伝搬していることが理由と

考えられる。図 5-27 は IGBT 動作時の  $\Delta T_{\text{transfer1}}$  と  $\Delta T_{\text{transfer2}}$  の  $R_{\text{wire}}$  依存性を示す。従来構造と提案構造に顕著な差はみられないことがわかる。これは、前述した通り、IGBT 領域に対する接合面積は従来構造と提案構造で差が無いことが理由である。

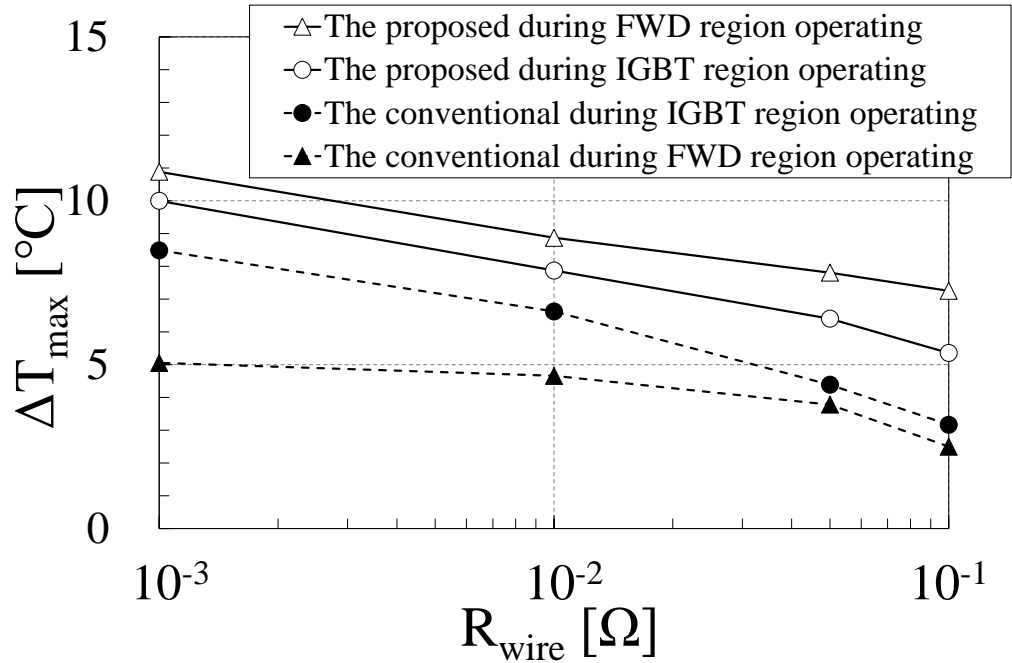


図 5-25 :  $\Delta T_{\text{max}}$  依存性



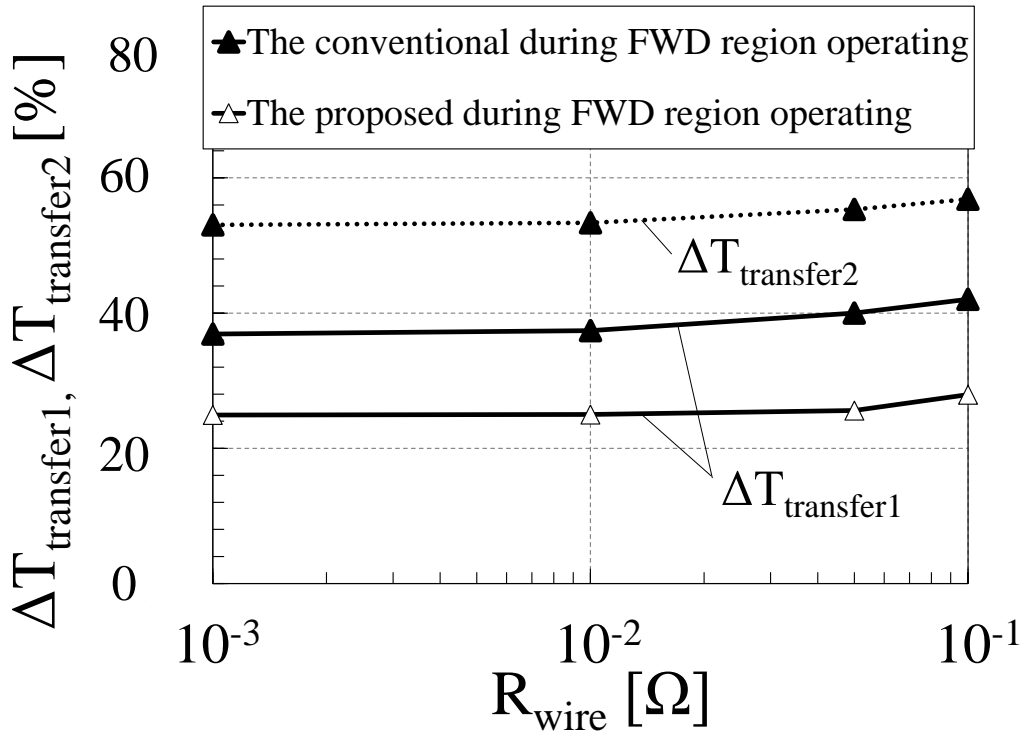


図 5-26 : FWD 通電時の  $\Delta T_{\text{transfer1}}$  および  $\Delta T_{\text{transfer2}}$  依存性

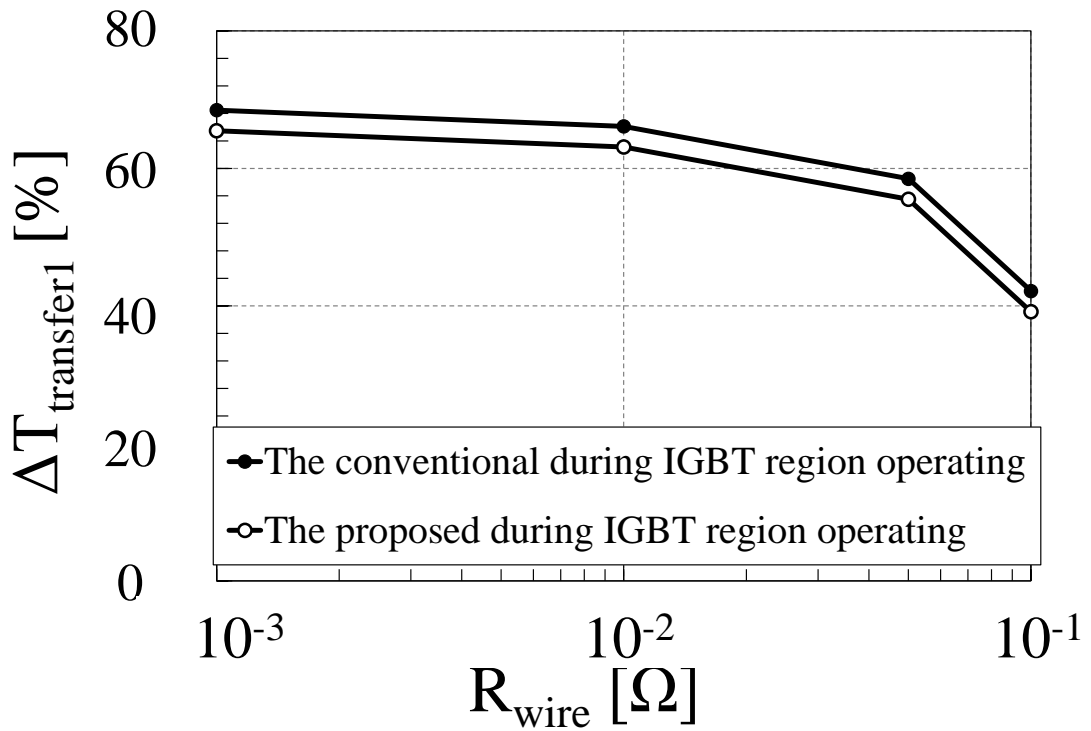


図 5-27 : IGBT 通電時の  $\Delta T_{\text{transfer1}}$  依存性

## 5.4 温度均一化効果による熱抵抗の見積もり

前項で定義した温度均一化効果を用いて RC-IGBT チップ全体の発熱分布を未接合状態から見積もる。検討に用いた RC-IGBT は左右対称のため、見積もりは RC-IGBT チップ半分を見積もることで全体を予測可能である。従来構造における接合エリアは 3.6~3.9 と 5.1~5.4 である。また、提案構造における接合エリアは 3.5~3.9 と 4.6~5.4 である。ここで試算手法を述べる。第一に、未接合状態におけるピーク温度について  $\Delta T_{\max}$  を用いて減算する。これを式(4)に定義する。ピーク温度は、IGBT 動作時の場合 4.25 と 5.75 に存在し、FWD 動作の場合は 3.5 と 5.0 に存在する。第二に、未接合状態の発熱分布の変化分に  $\Delta T_{\text{transfer1}}$  もしくは  $\Delta T_{\text{transfer2}}$  で乗算する。第三に、温度均一化効果が及ばない領域は同じ温度推移の領域を示す未接合状態の発熱分布を引き継ぐ。第二および第三の手法の範囲について表 5-3 にまとめる。結果として、試算を行った従来構造と提案構造における IGBT 動作時と FWD 動作時の発熱分布は式(5)~(8)で表現できる。例えば、従来構造における IGBT 動作時、 $\Delta T_{\text{transfer1}}$  は 3.5~5.75 まで及ぶ。これは、接合位置によるものである。温度均一化効果は、5.75 で終了するため、従来構造の 5.75~7.0 は未接合における同温度変化帯の分布を引き継ぐ。従来構造の 5.75~7.0 は未接合の 5.75~7.0 の発熱分布を引き継ぐことになる。これらの結果、従来構造における IGBT 動作時の発熱分布は式(5)のとおり表現できる。従来構造における FWD 動作時、 $\Delta T_{\text{transfer2}}$  は 5.75~6.25 まで範囲が及ぶ。これは、 $\Delta T_{\text{transfer2}}$  は IGBT 領域端部まで適用範囲が及ぶからである。そのため従来構造の FWD 動作時、5.75~6.25 は  $\Delta T_{\text{transfer2}}$  で乗算される。6.25~7.0 は温度均一化効果が及ばない範囲のため、未接合における同温度帯の分布を引き継ぐ。未接合の 5.75~6.5 の発熱分布が従来構造における FWD 動作時の 6.25~7.0 に相当する。この試算は式(6)にて表現できる。提案構造において、 $\Delta T_{\text{transfer1}}$  は 3.5~6.25 まで温度均一化効果が及ぶ。6.25~7.0 の範囲は温度均一化効果が及ばないと想定されるため、IGBT 動作時は未接合の 6.25~7.0 の発熱分布となり、FWD 動作時は未接合の 5.35~6.1 の発熱分布となる。これ

らの試算を式(7)と(8)に示す。

図 5-28 に従来構造における  $R_{wire} 0.1 \Omega$  の時の発熱分布と未接合時の発熱分布を示す。見積もった発熱分布は、未接合時と比較し大きく異なることが分かる。このとき、 $\Delta Area$  を式(1)で試算し、13.6%であった。図 5-35 に提案構造における  $R_{wire}$  が  $10^{-3} \Omega$  の時の発熱分布と未接合時の発熱分布を示す。提案構造における発熱分布のピーク温度が高い  $\Delta T_{max}$  によって大きく低減できていることが分かる。また、特に FWD 動作時の発熱分布は接合によってより均一化されていることが分かる。これは、温度均一化効果の  $\Delta T_{transfer1}$  が低いため、従来構造よりも発熱分布がよりなだらかになっているためである。提案構造における  $\Delta Area$  を式(1)で試算した結果 3.5%となった。図 5-29 から図 5-35 に異なる  $R_{wire}$  における発熱分布の試算結果を示す。

表 5-3：発熱分布の試算

Structure	Operating region	Position on chip				
		3.5 to 4.25	4.25 to 5.0	5.0 to 5.75	5.75 to 6.25	6.25 to 7.0
The conventional	IGBT	A			C	
	FWD					
The proposed	IGBT					
	FWD					

A :  $\Delta T_{transfer1}$  B :  $\Delta T_{transfer2}$  C : 温度均一化効果の範囲外

$$f_{peak}(x) = f_{IGBT}(x) - \Delta T_{max} \text{ or } f_{FWD}(x) - \Delta T_{max} \dots\dots\dots(4)$$

$$\int_{3.5}^{7.0} f_{conv.IGBT}(x)dx = \int_{3.5}^{5.75} \{f_{peak}(x) - (\Delta f_{IGBT}(x) \times \Delta T_{transfer1})\}dx + \int_{5.75}^{7.0} f_{IGBT}(x)dx \dots\dots\dots(5)$$

$$\int_{3.5}^{7.0} f_{conv.FWD}(x)dx = \int_{3.5}^{5.75} \{f_{peak}(x) - (\Delta f_{FWD}(x) \times \Delta T_{transfer1})\}dx + \int_{5.75}^{6.25} \{f_{peak}(x) - (\Delta f_{FWD}(x) \times \Delta T_{transfer2})\}dx + \int_{6.25}^{7.0} f_{FWD}(x)dx \dots\dots(6)$$

$$\int_{3.5}^{7.0} f_{prop.IGBT}(x)dx = \int_{3.5}^{6.25} \{f_{peak}(x) - (\Delta f_{IGBT}(x) \times \Delta T_{transfer1})\}dx + \int_{6.25}^{7.0} f_{IGBT}(x)dx \dots\dots\dots (7)$$

$$\int_{3.5}^{7.0} f_{prop.FWD}(x)dx = \int_{3.5}^{6.25} \{f_{peak}(x) - (\Delta f_{FWD}(x) \times \Delta T_{transfer1})\}dx + \int_{5.35}^{6.1} f_{FWD}(x)dx \dots\dots\dots (8)$$

$f_{peak}(x)$  : 接合状態でのピーク温度

$f_{conv.IGBT}(x)$  : 従来構造における IGBT 動作時の発熱分布試算結果

$f_{conv.FWD}(x)$  : 従来構造における FWD 動作時の発熱分布試算結果

$f_{prop.IGBT}(x)$  : 提案構造における IGBT 動作時の発熱分布試算結果

$f_{prop.FWD}(x)$  : 提案構造における FWD 動作時の発熱分布試算結果

$x$  : チップ位置

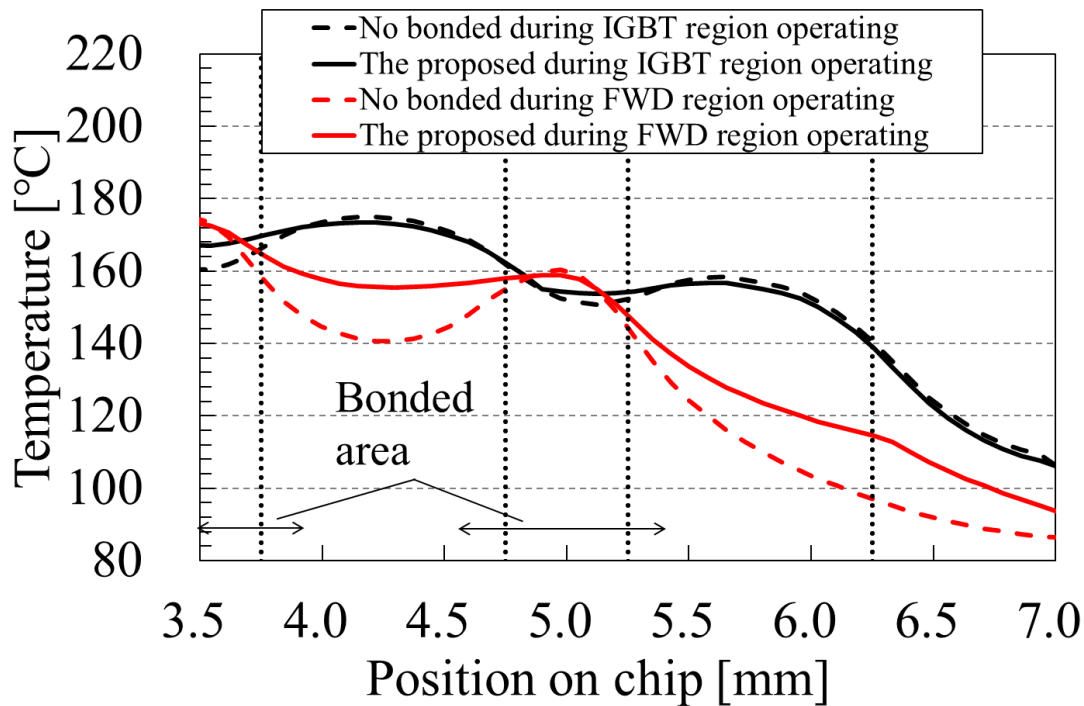


図 5-28 : 従来構造  $R_{wire} = 0.1 \Omega$  における発熱分布の試算結果

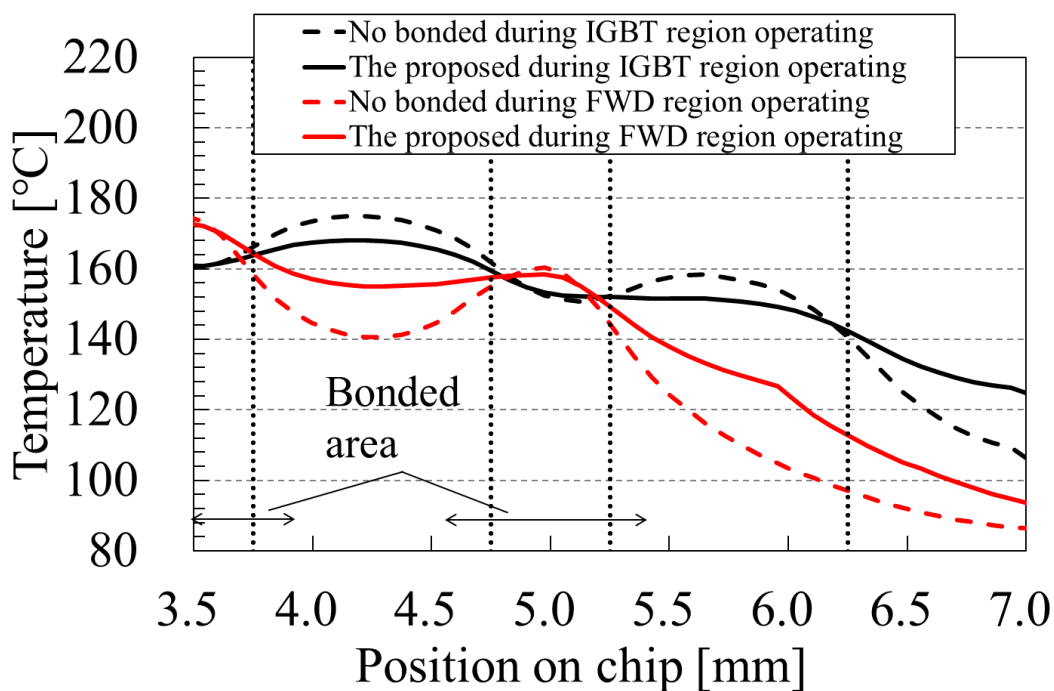


図 5-29 : 従来構造  $R_{\text{wire}} = 5 \times 10^{-2} \Omega$  における発熱分布の試算結果

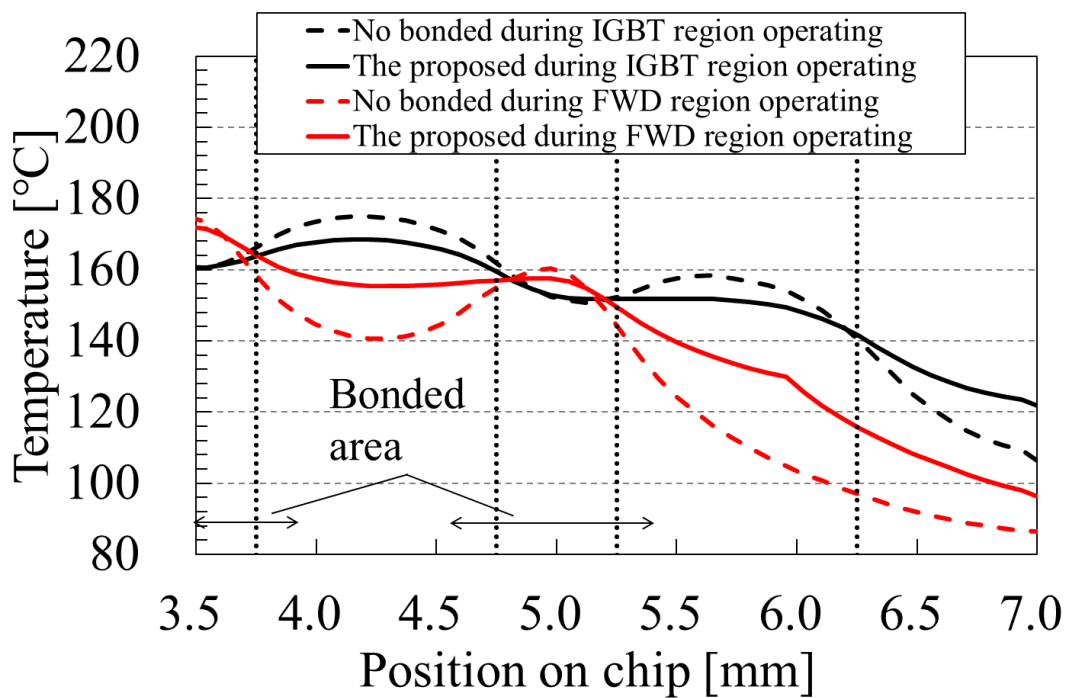


図 5-30 : 従来構造  $R_{\text{wire}} = 1.0^{-2} \Omega$  における発熱分布の試算結果

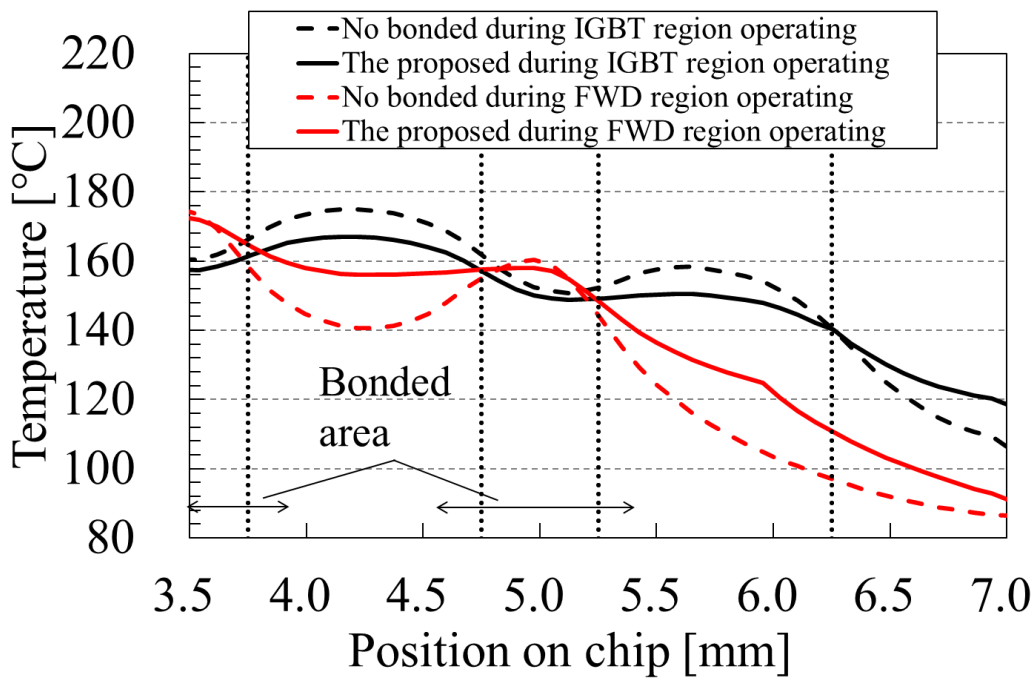


図 5-31 : 従来構造  $R_{\text{wire}} = 1.0^{-3} \Omega$  における発熱分布の試算結果

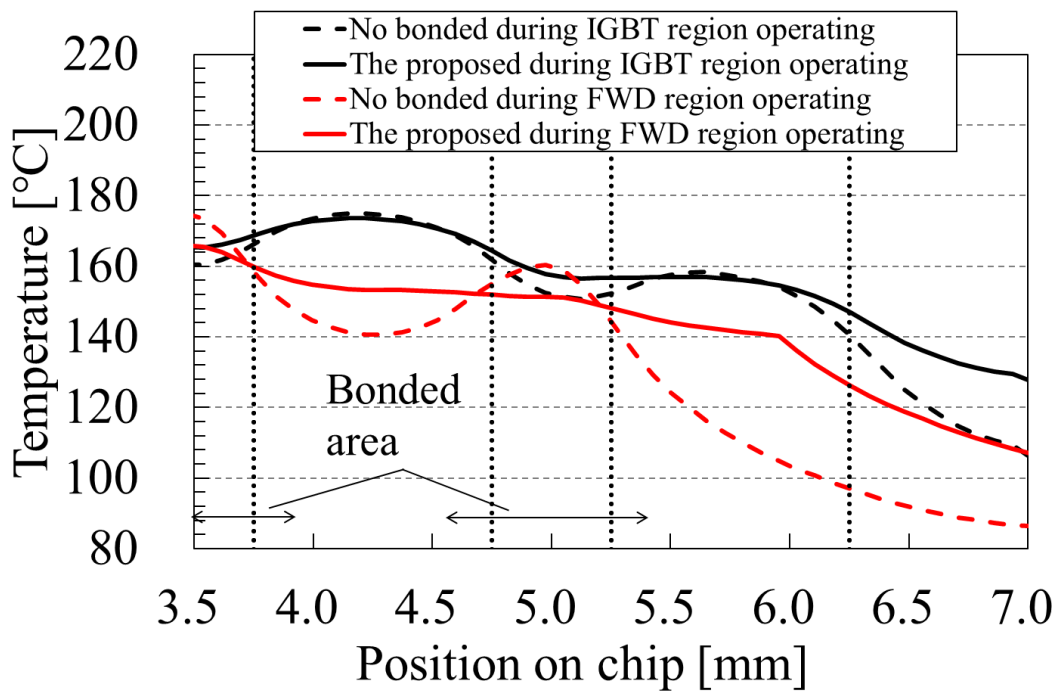


図 5-32 : 提案構造  $R_{\text{wire}} = 0.1 \Omega$  における発熱分布の試算結果

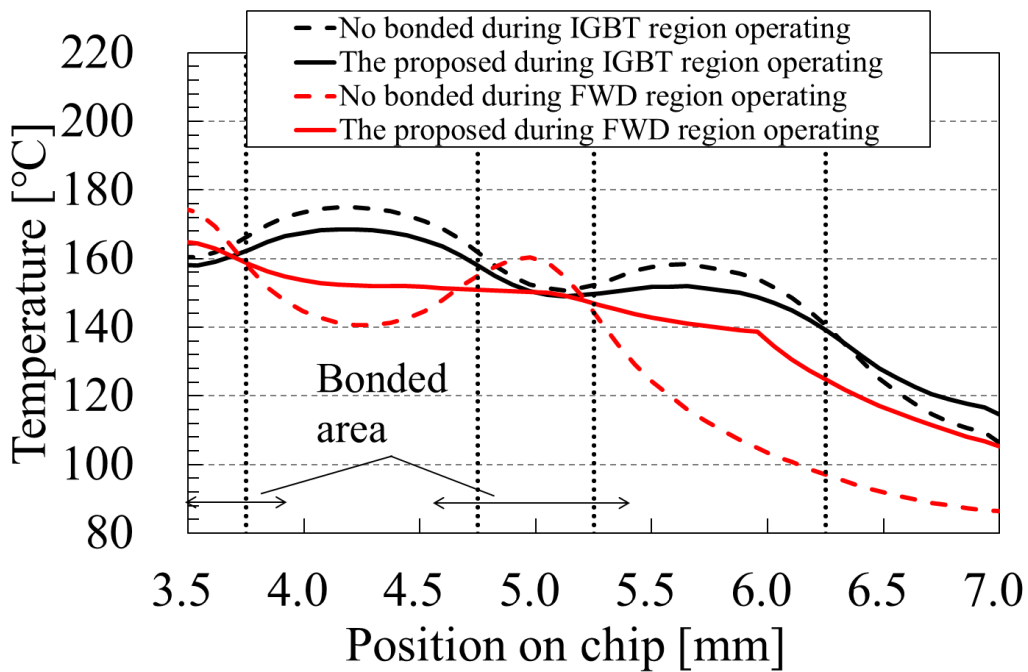


図 5-33 : 提案構造  $R_{\text{wire}} = 5 \times 10^{-2} \Omega$  における発熱分布の試算結果

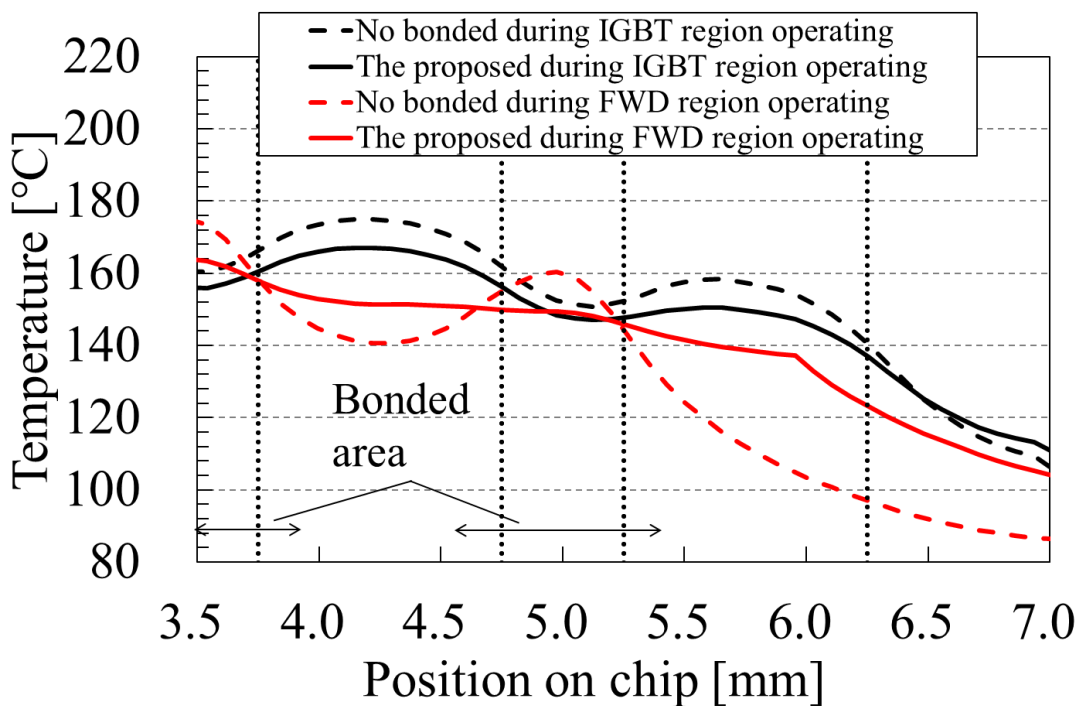


図 5-34 : 提案構造  $R_{\text{wire}} = 1.0^{-2} \Omega$  における発熱分布の試算結果

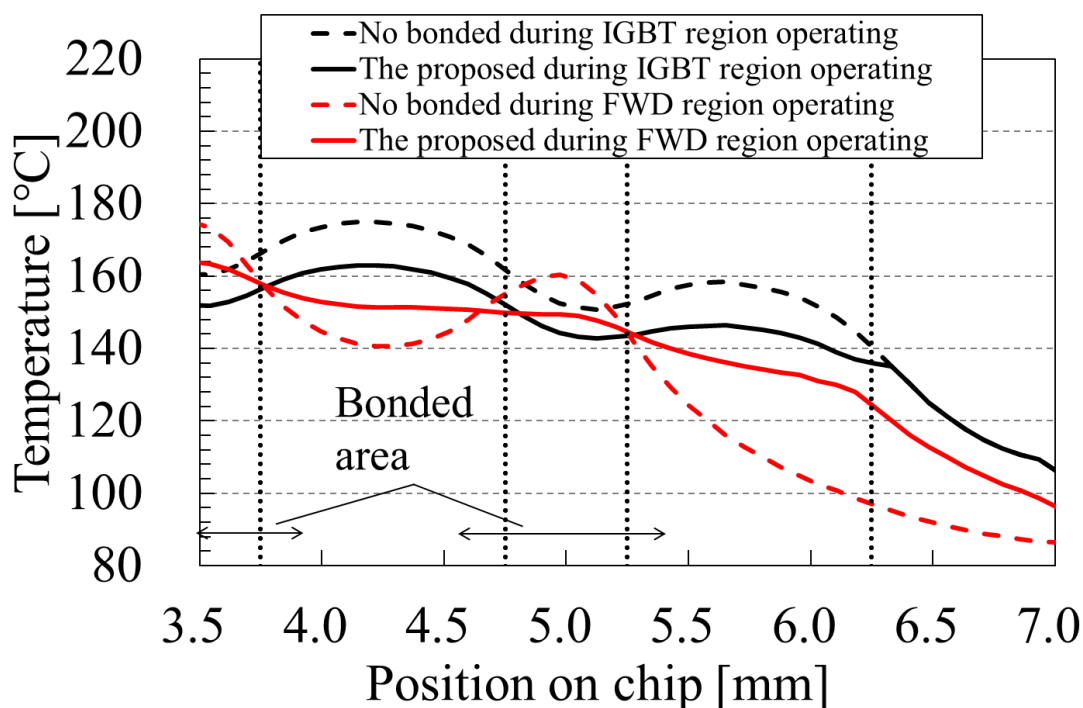


図 5-35 : 提案構造  $R_{\text{wire}} = 1.0^{-3} \Omega$  における発熱分布の試算結果

## 5.5 シミュレーション結果と実測結果の比較

図 5-36 に見積もった発熱分布から導かれる従来構造と提案構造の  $\Delta R_{\text{th}(j-w)}$  と  $\Delta T_{\text{bond}}$  の試算結果を示す。  $\Delta \text{Area}$  はここでは、  $\Delta R_{\text{th}(j-w)}$  とする。デバイス表面で最も高い接合下部温度である  $T_{\text{bond}}$  は従来構造の発熱分布においてチップ 3.6~3.9 mm の平均温度である。また、提案構造における  $T_{\text{bond}}$  はチップ 3.5~3.9 mm の平均温度である。従来構造、提案構造共に  $\Delta R_{\text{th}(j-w)}$  と  $R_{\text{wire}}$  は正の相関であることが分かる。一方、従来構造における  $\Delta T_{\text{bond}}$  と  $R_{\text{wire}}$  は負の相関であることが分かる。ここで、低い  $R_{\text{wire}}$  は  $\Delta T_{\text{bond}}$  を大きくする。言い換えれば、FWD 領域動作時の RC-IGBT の温度均一化効果は、不十分な FWD 領域への接合面積によって限定される。ここで、サンプルを試作し評価を行った。従来構造では  $R_{\text{wire}}=0.1 \Omega$ 、提案構造では  $R_{\text{wire}}=10^{-3} \Omega$  を用いた。従来構造では  $0.1 \Omega$  を選んだ理由は、  $R_{\text{wire}}$  が大きいほど  $\Delta T_{\text{bond}}$  が小さくなるためである。従来構造では、幅 300  $\mu\text{m}$  のワイヤボンディングを用い、提案構造では幅 800  $\mu\text{m}$  のリボ



ンボンディングを用いた。接合方法は図 5-6 と図 5-8 の通りである。図 5-37 と図 5-38 は、 $\Delta R_{th(j-w)}$  と  $\Delta T_{bond}$  の実測結果とシミュレーション結果の比較を示す。図 5-37 から、提案構造の  $\Delta R_{th(j-w)}$  は 4.0% であり従来構造と比較し 74% 改善した。さらに図 5-38 から、提案構造における  $\Delta T_{bond}$  は 1°C であり、ほぼゼロといえる。実測結果とシミュレーション結果を比較した結果、熱的アンバランスである  $\Delta R_{th(j-w)}$  と  $\Delta T_{bond}$  は見積もった発熱分布で予測可能であることがわかった。試算結果の  $\Delta R_{th(j-w)}$  が実験結果よりも低い理由は、シミュレーションがチップ全体のうち、一部を代表して試算しているからである。また、試算結果の  $\Delta T_{bond}$  が実測結果よりも高い理由は、シミュレーションによる発熱分布はチップ面内で最も温度が高い箇所であるからである。図 5-39 は従来構造と提案構造の  $T_{bond}$  と信頼性試験結果を示す。提案構造は、従来構造と提案構造の構造よりも 13°C 接合下部温度が小さくなり、パワーサイクル耐量を約 25% 向上することができた。これらの結果、RC-IGBT を搭載したパワーモジュールの IGBT 動作時と FWD 動作時の熱的アンバランスは解消した。電気自動車やインバータなどの実際のアプリケーションにおいて、熱バランスしたパワーモジュールによってアプリケーション設計時のプロセスが簡便化されることが期待できる。

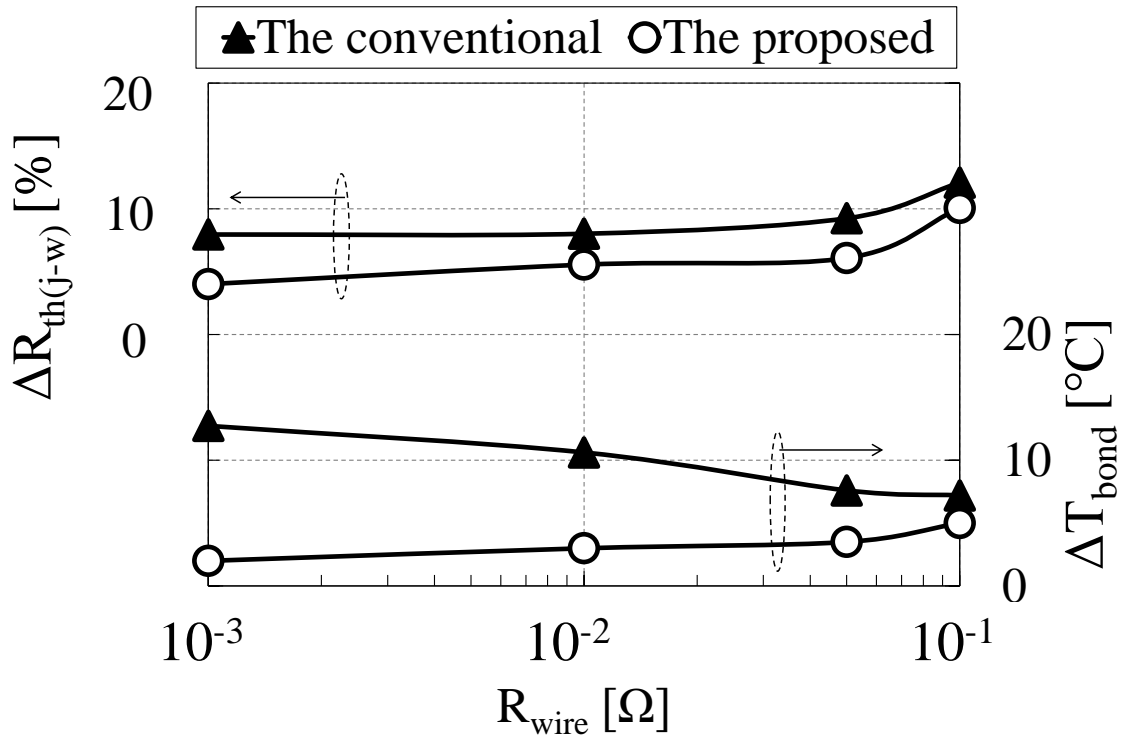


図 5-36 : 熱バランスの  $R_{wire}$  依存性

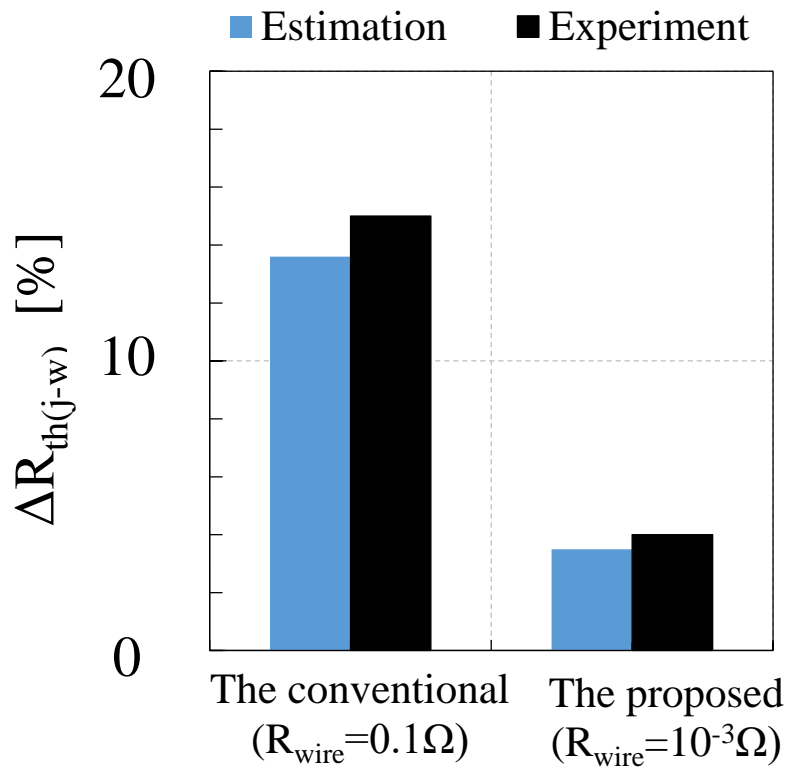


図 5-37 : 熱抵抗差の実測結果と試算結果の比較

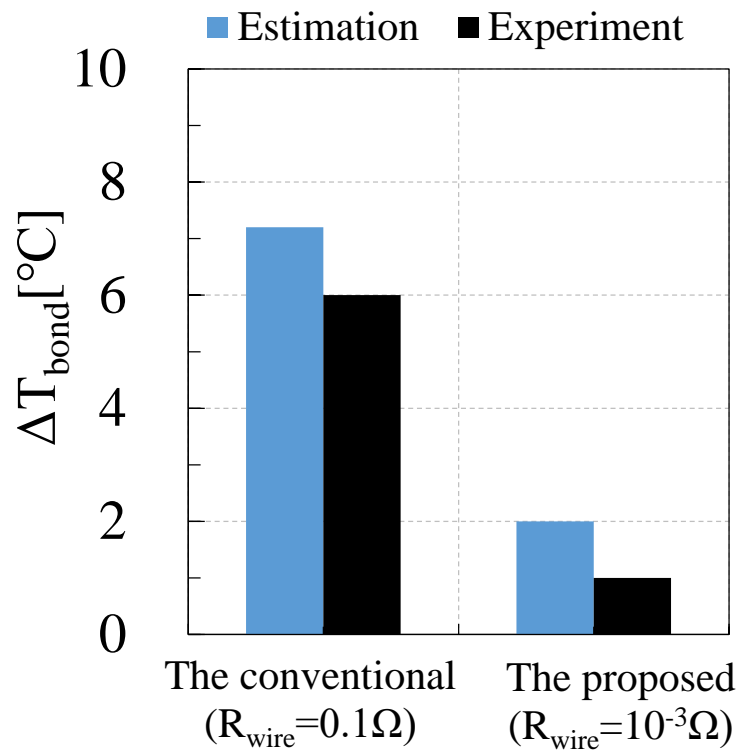


図 5-38 : 接合下部温度差の実測結果と試算結果の比較

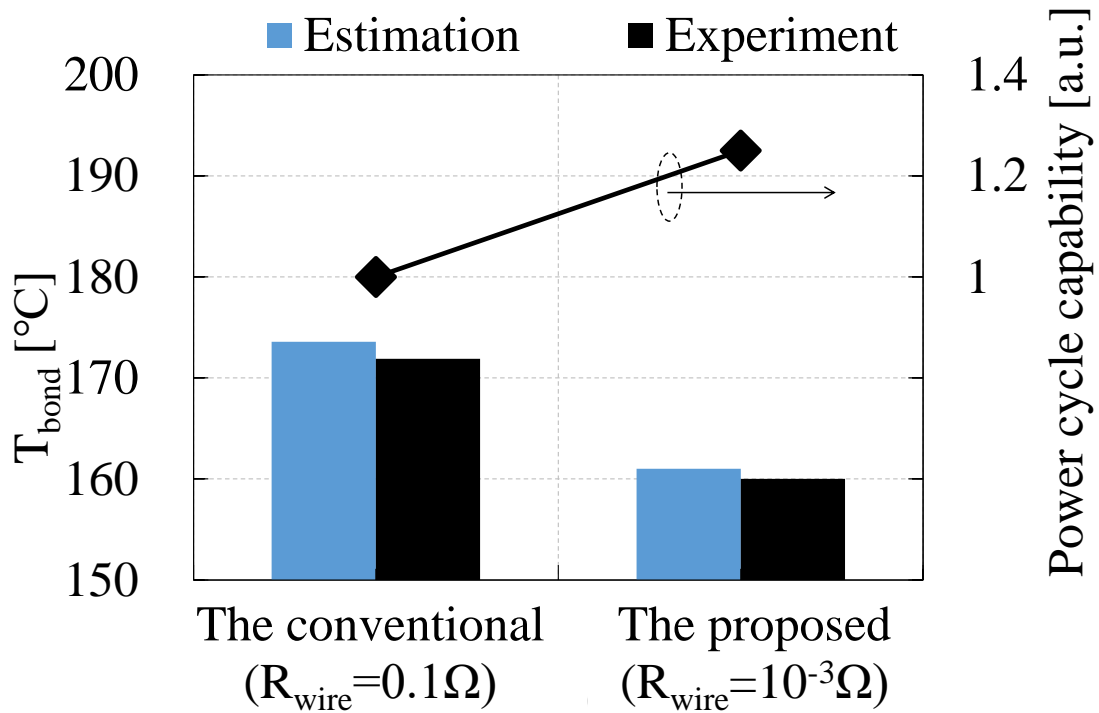


図 5-39 : 接合下部温度とパワーサイクル耐量の比較結果

## 参考文献

- [1] N. Anuar and A. Taib, "Saw singulation characterization on high profile multi chip module packages with thick leadframe," Proceedings of 6th Electronics Packaging Technology Conference (EPTC 2004) (IEEE Cat. No.04EX971), pp. 298-302 (2004)
- [2] F. Kawashiro, Y. Endo, T. Tonedachi and H. Nishikawa, "Investigation of connecting techniques for high temperature application on power modules," 2016 International Conference on Electronics Packaging (ICEP), pp. 378-381 (2016)
- [3] Y. Zhu, H. Chen, K. Xue, M. Li and J. Wu, "Thermal and reliability analysis of clip bonding package using high thermal conductivity adhesive," 2013 IEEE 15th Electronics Packaging Technology Conference (EPTC 2013), pp. 259-263 (2013)
- [4] A. Yamano et al., "The Series of 7th-Generation "X Series" RC-IGBT Modules for Industrial Applications," PCIM Europe 2018; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2018, pp. 1-8.
- [5] S. Adachi et al., "Automotive power module technologies for high speed switching," PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, pp. 1-7 (2016)
- [6] Y. Zhao et al., "Silver sintering die attach process for IGBT power module production," 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Tampa, FL, pp. 3091-3094 (2017)
- [7] B. Z. Bin, L. Xunping, Y. Shaohua and H. Xiaoqi : "Internal thermal resistance test and analysis of power device based on structure function," 2013 14th International Conference on Electronic Packaging Technology, Dalian, pp. 1082-1085 (2013)
- [8] D. Popescu and M. Treiber, "Broadband TCAD mixed-mode simulation framework for predictive modeling of fast dynamic switching events," 2019 31st International

Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD), pp. 327-330 (2019)

## 第6章 IGBT 領域と FWD 領域配置における考察

本論では第4章にて LF 構造を有するパワーモジュールに RC-IGBT を搭載した場合の、IGBT 領域と FWD 領域の比率におけるチップ熱抵抗の推定カーブを示した。また、第5章ではワイヤボンディングやリボンボンディングなどの従来接合技術による RC-IGBT への接合によって熱バランスを最小化する手法を示した。本項では本論で新しく示したチップ熱抵抗推定カーブおよび熱バランス最小化接合方法が任意の RC-IGBT が持つ IGBT および FWD 領域配置であっても有効であるか考察する。

図 6-1 に RC-IGBT の代表的な IGBT 領域と FWD 領域の配置例を示す。チップ熱抵抗推定カーブは IGBT と FWD 領域の比率で示すため、図 6-1 に示す配置図は任意の代表例である。図 6-1 において、点線は活性領域を示しており、活性領域は IGBT 領域もしくは FWD 領域である。活性領域の中で、斜線で示した領域が IGBT 領域であり、それ以外は FWD 領域である。図 6-1(a)ストライプは本論で用いた RC-IGBT における IGBT と FWD 領域の配置である。(b)スクウェアは IGBT 領域が正方形であり、IGBT 領域と FWD 領域間の距離は等しい。(c)サークルは IGBT 領域が円形であり、IGBT 領域中心間の距離は等しい。(d)シェルフは上面から見て棚状に IGBT 領域を配置しており、FWD 領域は正方形であり、同じ面積である。これらの IGBT 領域と FWD 領域が持つ共通な特徴は、その配置が上下左右対称であることである。RC-IGBT が上下左右非対称な IGBT と FWD 領域の配置である場合、接合時に RC-IGBT の向きを考慮せねばならず、接合プロセスに注意が必要となるため、上下左右対称の配置を前提とする。本論の熱抵抗推定手法と接合による熱バランス改善手法は、図 6-1(a)ストライプによって実証された。以下、図 6-1(b)スクウェア、(c)サークル、(d)シェルフの IGBT および FWD 領域配置においても、チップ熱抵抗推定手法と接合による熱バランス改善手法が応用可能であるか机上検討を行う。検討においてはこれらの手法が各構造に対して適用可能かどうかについてのみ着目し、各構造が持つ固有の課題については言及しない。

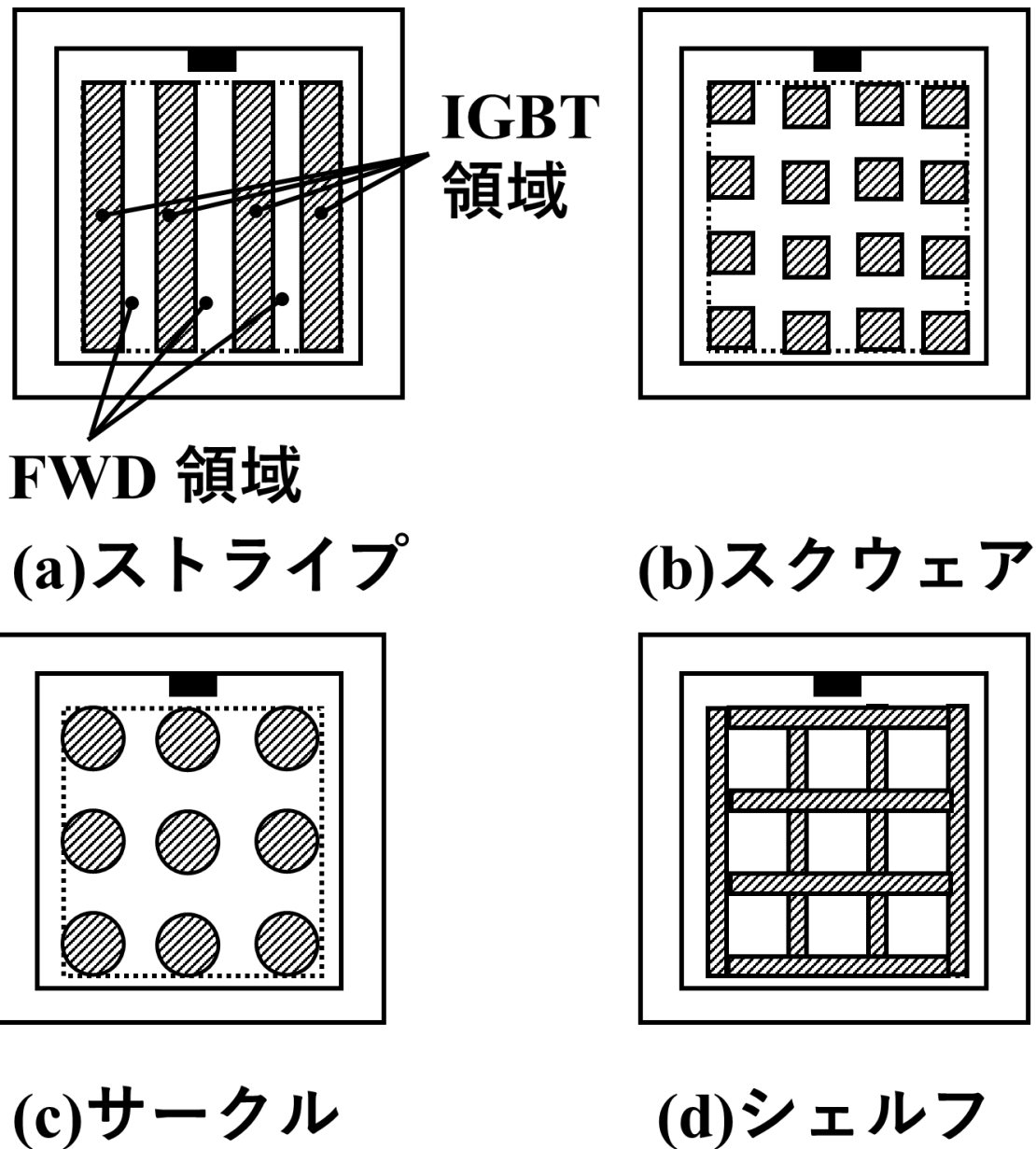


図 6-1 : RC-IGBT の IGBT 領域と FWD 領域の配置図

本論の第 4 章で述べたチップ熱抵抗推定手法は、RC-IGBT 表面接合は LF であり、IGBT 領域と FWD 領域は任意の比率である構造を対象とした。第 4 章における冷却効果は、活性面積に対して、IGBT 領域と FWD 領域を横断するように 2 次元のシミュレーションを実施したことで試算した。3 次元であるチップ発熱を 2 次元で行っているため、2 次元のシミュレーション結果が 3 次元のシミュレーション

結果を代表可能な発熱分布である必要がある。(a)ストライプにおいては、横方向の発熱分布はチップ中心が最も高く、活性面積端部が最も低いと推定できる。(a)ストライプのチップ表面温度は、チップ中心と活性面端部で差があるが、冷却効果は温度ではなく非動作領域の長さに依存するため問題とならない。(b)スクウェアにおいても、(a)ストライプと同様にチップ中心と活性面積端部でチップ表面温度に差が発生すると考えられるが、動作領域と非動作領域の比率は一定であるため、本論で示した冷却効果の試算方法が適用できると考えられる。一方、本論で示した(a)ストライプのチップ熱抵抗推定カーブと同一の結果が得られるかどうかは、検証が必要である。(c)サークルにおいて、(b)スクウェアとの顕著な違いは、IGBT 領域の形である。(c)サークルの 2 次元方向の発熱分布は、(b)スクウェアの 2 次元方向の発熱分布と比較し、IGBT 領域の中心が最も温度が高い発熱分布であり、IGBT 領域の端部が最も低い発熱分布となる。しかし、(b)スクウェアとは本質的な違いはなく、動作領域から非動作領域への温度変化が距離的に長く、緩くなると推定する。この場合も、本論で示した冷却効果は同様の手法で試算可能であり、(c)サークルにおけるチップ熱抵抗を推定カーブに示すことができると考えられる。(d)シェルフにおいて、FWD 領域は IGBT 領域に囲われていることが、他の構造との違いである。一方、上下左右方向の発熱分布は同じと考えられる。従って、(d)シェルフにおいても冷却効果によってチップ熱抵抗が推定可能であると考えられる。

本論の第 5 章にて述べた接合による熱バランス改善手法について、(b)、(c)、(d)における構造への適用が可能か、考察する。熱バランス改善手法は、IGBT 領域と FWD 領域の境界に接合部の中心がある、同時に FWD 領域を覆うように接合することが重要である。図 6-2 に各構造における接合の例を示す。黄色ハッチング部は接合部である。各構造において、上記の接合方法は可能であることが分かる。従って、各構造における接合による温度均一化効果をシミュレーションし、接合による温度分布を試算することで、各構造においても熱バランスを最小化した接合が可能と推定できる。一方、ここでは各構造における IGBT 領域と FWD 領域の割合が重



要である。通常、IGBT のオン抵抗を下げるため、IGBT 領域は FWD 領域よりも大きい。(b)スクウェア、(c)サークルにおいては構造上 IGBT 領域と FWD 領域の距離が(a)ストライプよりも短くなる。このため、FWD 領域を覆う接合を行うためには、ボンディング数を多くする必要があり、チップサイズによってボンディングツールの干渉のため、ボンディングできない問題が発生すると考えられる。(d)シェルフにおいて、IGBT 面積が大きい場合、IGBT 領域の長さが短くなる傾向がある。IGBT 領域と FWD 領域の境界に接合するだけの十分な IGBT 領域の長さを持たない可能性が考えられる。従って(a)ストライプは、上述した接合手法を効率よく実現可能といえる。以上の考察結果から、接合による熱バランス改善手法について、シミュレーションによる温度均一化効果とその温度均一化効果による発熱分布推定、ならびに熱バランス推定はこれまで検討した各構造においても適用可能であると考えられるが、この結果提案された接合手法においては(a)ストライプにおいて実現可能性が高く、RC-IGBT の IGBT 領域と FWD 領域の配置として適していると考えられる。

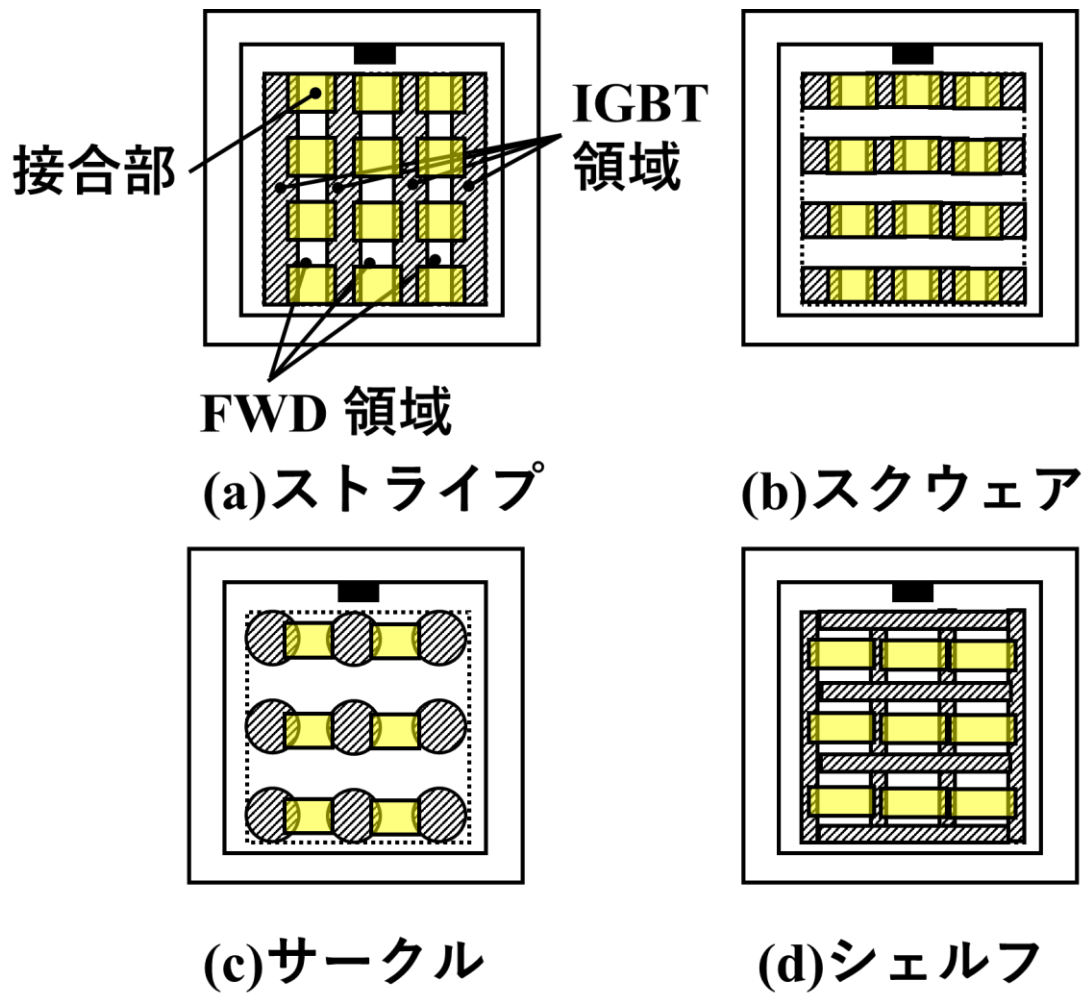


図 6-2 : 各構造における接合の例

## 第7章 まとめと今後の課題

本章では、RC-IGBT のチップ熱抵抗推測手法と接合による熱バランス改善手法に着目した本研究のまとめと今後の課題について述べる。

第1章では現代社会におけるパワーエレクトロニクスの重要性とパワー半導体の高性能化の歴史を概説した。パワーエレクトロニクスの研究開発ではその製品に組み込まれる個々の製品の技術革新はもとより、それらをつなぐ技術が重要であることを指摘した。本論の研究対象である最新のパワー半導体である RC-IGBT への接合方法に着目し、本論の目的が RC-IGBT の熱的特性の予測および改善であることを述べた。

第2章では、従来デバイスと比較した場合における RC-IGBT のメリット・デメリットを整理した。RC-IGBT のチップ熱抵抗が予測不可能であること、また RC-IGBT は IGBT 領域動作時と FWD 領域動作時の熱バランスという従来デバイスにはない特有の課題があることを指摘した。

第3章では、本論で用いたシミュレーションの方法について詳述した。後に述べる本論で新しく定義された RC-IGBT の非動作領域による冷却効果と接合によるデバイス表面の温度均一化効果の特性予測に関するシミュレーション手法について述べた。

第4章では、従来不可能であった RC-IGBT のチップ熱抵抗を、定義した RC-IGBT の非動作領域による冷却効果によって見積もることが出来ることを示した。従来 IGBT から RC-IGBT に切り替えることにより、最大 60%チップ熱抵抗が低減可能であり、従来手法と比較しチップ熱抵抗推定精度を 15%向上した。さらに、冷却効果から導かれる最適な IGBT 領域と FWD 領域の比率は、1 対 0.26 であることを示した。

第5章では、RC-IGBT の熱的アンバランスが引き起こす熱抵抗差と接合下部温度差を最小化する接合手法について述べた。接合後の RC-IGBT 表面温度分布を、定義した温度均一化効果によって推測可能であることを示した。また、FWD 領域への接合面積を増やすことで熱的アンバランスを抑制可能なことを示した。この結果、従来

16%であった熱抵抗差を 4%まで低減でき、且つ接合下部温度差をほぼゼロとすることが可能となった。この結果、従来構造と比較しパワーサイクル耐量が 25%向上した。

第 6 章では、第 4 章ならびに第 5 章で提案したチップ熱抵抗推定手法と接合による熱バランス改善手法が、異なる RC-IGBT の IGBT および FWD 領域の配置においても適用可能かどうか、考察を行った。本論で用いたストライプ状の IGBT および FWD 領域の配置が RC-IGBT の課題を解決することに適していることを述べた。

第 7 章では得られた成果について総括し、今後の方針を述べた。

RC-IGBT の今後の課題は、SiC(シリコンカーバイド)素子との差別化が挙げられる。SiC は特徴である低スイッチングロス、耐高温環境から、特に車載向け用途に関して適用が進んでいる。SiC 基板の低コスト化が進めば、さらに SiC デバイスの適用範囲は拡大していくと予想される。Si デバイスである RC-IGBT が SiC デバイスと競合し、高周波動作、高温使用においては SiC デバイスが適用され、低コスト、高信頼性の観点からは RC-IGBT などの Si デバイスにメリットがあると予想する。従って、RC-IGBT は SiC が本格的に普及するまでの Si デバイスにおけるつなぎの素子である一方、適用するパワエレ製品の仕様によっては使い分けられるものであると想定する。

最後に、世界的にパワーエレクトロニクスへの期待が高まり、大規模な開発研究が進む中、技術者への要求や期待は非常に大きいと感じている。このような期待に応えるべく、パワー半導体ならびにパワーモジュールにおける技術革新を継続していくことで、地球環境保護の実現に貢献していきたい。

## 研究業績

### 査読付き論文

1. 仲野 逸人、村中 司、鍋谷 暢一 “RC-IGBT 非動作領域の冷却効果による熱抵抗の改善”, 電気学会論文誌 D 141 巻 11 号 pp.889-894, DOI: 10.154/ieejias.141.889
2. Hayato Nakano, Tsutomu Muranaka, Yoichi Nabetani, “Minimizing thermal imbalance of RC-IGBT by bonding technology”, IEEJ Journal of Industry Application, Vol. 11, No. 6, DOI: 10.1541/ieejia.21014496

### 発表

1. Tomohiro Isono, Hayato Nakano, Akio Kitamura, Daisuke Inoue and S. Yoshida, "Improvement of SCSOA,  $I^2t$  and reliability of in in-vehicle power modules by RC-IGBT and leadframe structure," PCIM Asia 2021; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2021, pp. 1-5. (PCIM Asia 2021, Young engineering award)

### 特許

1. 仲野 逸人、半導体装置および半導体モジュール, 特願 2021-068348
2. 仲野 逸人、樋口 恵一、大澤 彰浩、逆導通型半導体装置, 特開 2019-201159

### US Patent

1. Hayato Nakano, Keiichi Higuchi, Akihiro Osawa, “REVERSE-CONDUCTING INSULATED GATE BIPOLA TRANSITOR”, US 10741550, Aug. 11, 2020

## CN Patent

1. 仲野 逸人、樋口 恵一、大澤 彰浩、逆導通型半導体装置, CN 110504255A,  
2019.11.26

## 謝辞

本論文の作成ならびに本研究の遂行にあたり、皆様方から格別のご配慮を頂戴しましたことを厚く御礼申し上げます。

指導教員として博士課程における研究活動全般に関してご指導、ご助言いただきました山梨大学大学院 鍋谷 暢一 教授に深く感謝いたします。また、学術論文に関して、熱心かつ丁寧にご指導、ご助言をいただきました、山梨大学大学院 村中 司 准教授に感謝いたします。

本研究を実施する貴重な機会を与えていただき、また、多大な御支援をいただきました、富士電機株式会社半導体事業本部 藤平 龍彦 博士、開発統括部長 大西 泰彦 博士、応用技術部長 大月 正人 博士、電装設計第二部長 竹野入 俊司 様、電装設計第一部長 増田 克也 様、電装モジュール一課 渡辺 学 様、に感謝いたします。

RC-IGBT の研究開発にあたり、多大なる貢献をいただいている、電装設計第一部 電装チップ設計課 吉田 崇一 様、産業設計第一部産業モジュール一課 山野 彰 生 様に感謝いたします。また、研究活動における様々な相談を受けて頂いた開発統括部デバイス開発部 CAE 課 杉 祥夫 様に感謝いたします。

最後に、ここに至るまで、私の生活を支えてくれた妻の郁、いつも私に元気を与えてくれる長女の朱陽、次女の楓乃、長男の瑛哉に感謝します。