

学位論文

過渡熱測定と構造関数による等温面  
熱抵抗の定義とその応用に関する研究

---

2018年3月

羅 亜非

# 目次

第 1 章	序論 .....	4
1.1	研究背景 .....	4
1.2	放熱経路は測れないため、その実測解析ができない .....	5
1.3	熱実測結果とシミュレーションの比較が難しい .....	10
1.4	シミュレーションモデル構築の精度問題 .....	11
1.5	本論文の研究内容 .....	11
1.6	本論文の構成 .....	16
1.7	参考文献 .....	18
第 2 章	過渡熱測定 .....	20
2.1	過渡熱測定の基本理論 .....	20
2.2	定常熱抵抗と過渡熱抵抗 .....	26
2.3	過渡熱測定の注意点 .....	28
2.4	参考文献 .....	30
第 3 章	構造関数 .....	32
3.1	構造関数算出の概略 .....	32
3.2	構造関数の使い方 .....	41
3.3	なぜ構造関数の熱容量はアンビエントへ行くほど大きい？ .....	43
3.4	参考文献 .....	46
第 4 章	等温面熱抵抗 .....	49
4.1	熱抵抗と電気抵抗の違い .....	49
4.2	等温面熱抵抗の定義 .....	54
4.3	等温面熱抵抗測定と熱モデル校正 .....	60
4.4	三次元熱容量について .....	64

4.5	実験検証.....	66
4.6	参考文献.....	76
第 5 章	高精度熱シミュレーションモデル校正.....	78
5.1	部品の過渡熱測定.....	78
5.2	部品のモデル構築.....	80
5.3	モデル校正.....	81
5.4	熱シミュレーションモデル校正を活用した MOSFET パッケージ熱抵抗測定値違いの分析.....	85
5.5	参考文献.....	93
第 6 章	産業界での応用実績.....	94
6.1	HSOP-6J の小型 IC パッケージ.....	94
6.2	HSOP-8E の小型 IC パッケージ.....	98
6.3	T0252 の小型 IC パッケージ.....	101
6.4	参考文献.....	104
第 7 章	結論.....	105

## 記号表

$A$	面積	[m <sup>2</sup> ]
$R_{th}$	定常熱抵抗	[K/W]
$C_{th}$	定常熱容量	[J/K]
$\tau$	熱時定数	[s]
K-factor	半導体素子の温度相関係数	[K/V]
$P$	半導体素子の発熱パワー	[W]
$T$	温度	[°C]または[K]
$T_j$	半導体素子の接合部温度	[°C]または[K]
$T_c$	半導体パッケージのケース温度	[°C]または[K]
$T_{amb}$	周囲環境温度	[°C]または[K]
$t_{switch}$	電源の切り替え時間	[s]
$N$	データの個数	
$z$	対数スケールの時間	[s]
$\zeta$	対数スケールの熱時定数	[s]
$R_{th}(\zeta)$	熱時定数スペクトル	[K/Ws]
$R_{thjc}$	半導体パッケージ熱抵抗	[K/W]
$E_g$	バンドギャップ	eV
$k_B$	Boltzmann 定数	eV/K

# 第1章 序論

## 1.1 研究背景

電子製品の高性能&小型化に伴い、半導体部品の消費電力が増え、発熱密度が急増してきた。製品の正常動作を保証する接合温度を許容最大値以下に抑えるのは品質と寿命にとって最も重要な設計目標であり、熱抵抗の測定や予測、評価などはあらゆる電子製品の熱設計の課題となっている。

電子製品の熱評価/熱解析とは、半導体部品がある一定発熱量で動作する場合の温度測定または熱シミュレーションを行い、製品各部の温度(特にジャンクション温度  $T_j$ )、熱流密度分布、支配的な放熱経路などの情報を把握し、設計目標部の評価/解析を行うこと指すのは一般的である。

温度の測定は、一般的に熱電対を用いて部品表面温度を測るが、サンプルとの接触熱抵抗、熱電対からの熱漏れ、パッケージ内部温度が測れない、測定再現性が良くないなどの問題で、高精度な熱測定に向いていない。電子部品の場合、端子から電氣的な手法でジャンクション温度を直接に測れるが、ジャンクション温度が測定環境の放熱経路に強く依存して、放熱経路全体の比較しかできない。一部(半導体パッケージや基板など)だけを比較する場合、測定環境を統一しなければならないが、測定環境を規格化したら、測定したジャンクション温度値はその環境でしか意味なく、実際の設計データとして使用できない。

CFD(Computational Fluid Dynamics、即ち数値流体力学)はパソコンのソフトウェアを用いて熱流体现象をシミュレートすることができる手法である。試作サンプルの実測で評価するより、安価で時間が短く、実測で測れない場所も解析可能などの利点があるため、電気製品の熱設計と熱解析に普及している。だが、

シミュレーション結果と実測が大幅に乖離することが頻繁に報告され、定量解析、温度絶対値の高精度予測としてはまだ実用化できていない。現代の熱流体シミュレーションの理論基礎はすでに確立されていて、これをベースとした市販の熱流体シミュレーターソフトは数十年をかけてソルバーの計算性能と精度も殆ど十分高いレベルになっているが、入力情報としてのモデル熱物性（材質の熱伝導率、比熱、界面接触熱抵抗など）は未知な部分があるため、実製品の熱シミュレーション結果が実用的な精度に達していないことが多い。

現在電子機器業界の熱解析上の課題として次の3点がある。

- (1) 放熱経路は測れないため、その実測解析ができない
- (2) 熱実測結果とシミュレーションの比較が難しい
- (3) シミュレーションモデルの精度が低い

各課題の詳細について、次節で説明する。

## 1.2 放熱経路は測れないため、その実測解析ができない

電子デバイスの実部品における温度測定方法には、熱電対、サーモグラフィと半導体の温度依存性を利用したETM(Electrical Test Method)<sup>[1-1]</sup>法の3種類がある。それぞれに利点と不利点があり、使用上はよく認識してから手段を選ばなければならない。

### ■ 熱電対

熱電対は一般的な熱測定に用いられている。安価ですぐに使えるのはその魅力だが、測定精度が低い、バラツキが大きい、そして表面温度しか測れないといった問題点で、本格的な高精度温度測定に使用できない。

市販製品によく見られる K 型と T 型熱電対の誤差は、JIS 規格 [1-2] 規定した許容差 (-40℃～125℃範囲) はそれぞれ ±1.5℃、±0.5℃となっている、実際の場合 ±0.5℃～±1.0℃となっている製品が多い。他に市販で買える温度センサーには白金測温抵抗体もある。JIS 規格 [1-3] による許容差は ±0.1℃～±0.6℃になっている。精度は良いことだが、サイズが小さくできないことと形が硬いという問題があり、使用出来る場合は限られている。

実際、熱電対で温度測定する場合、熱電対自身の誤差より、使い方で生まれる誤差のほうが大きい。JEITA の熱電対使用ガイドライン [1-4] によると、熱電対の線径、熱電対種類、印加電力などが測定精度に大きく影響する。場合によって、40%ほどの測定バラツキが生じることがある。

測定現場でよく認識されている使い方に起因する問題点は図 1.2-1 示した 3 種類がある。



図 1.2-1 熱電対の測定問題点

まず第一に、熱電対からの熱漏れ(図 1.2-1a)がある。熱電対は接触型温度センサーであり、測定対象の温度が熱電対より高くなるため、接触部から熱量が流出し、被測定物の表面温度が低めに測定されてしまう。この問題の影響度は、被測定部品と熱電対線径のサイズに依存し、部品が小さいほど、または熱電

対線径が太いほど温度測定精度への影響が大きくなる。小型 SMD (Surface Mount Device) 抵抗やコンデンサなどの場合、10°C以上の誤差があると言われる。

その次の問題は、熱電対と被測定部品表面との間に発生する接触熱抵抗 (図 1.2-1b) である。テープ類で熱電対先端を被測定部に固定することはよく見られる。“密着”したと思われるかもしれないが、実際の熱電対先端部の形状は不規則であり、被測定物と接した面積がかなり少ない。この接触熱抵抗で被測定物表面と熱電対の感温部の間に温度差が大きく生じるため、測定精度が低くなる。付け方にもよるが、数°Cの誤差が考えられる。

最後は、部品の内部温度を測れない (図 1.2-1 c) ことがある。電子部品の温度測定において、もっとも大事なのは半導体接合部 (Junction) 温度  $T_j$  だが、ほとんどの場合、半導体チップは樹脂などの内部に封止されているため、接触型の熱電対を接合部まで届けて  $T_j$  を測定することができない。

## ■サーモグラフィ

サーモグラフィ (Thermography) は、非接触で物体の表面温度分布を可視化できることが特徴で、幅広く利用されている。一般的なサーモグラフィの測定精度は  $\pm 2^\circ\text{C}$  と言われているが、これは理想的な測定環境の中で、温度が一様な黒体を測定するのが前提となる。実際の測定でこの精度を得られるには以下の工夫をしなければならない<sup>[1-5]</sup>。

- 測定対象表面は単一の均質材料 (放射率は同じ)
- 測定対象の温度は均質でムラが少ない
- 測定対象材質の放射率を別途入手して設定する必要がある

- 光沢性測定対象(金属)は、背景温度補正が必要で、背景温度は一律で別途測定する必要がある
- 測定対象物とレンズの角度が材質種類に合わせて調整する必要がある。合わせ方の規格は特になく、測定者の経験依存
- その他

放射率を正しく設定するのは、サーモグラフィの測定精度を高めるのに最も大事なことだが、金属と非金属材料の放射率が大きく異なる。多数の非金属素材(電子部品のモールド樹脂や、FR4 など)は放射率が高いが、金属素材の放射率が一般的に低く、種類によって差異が大きい。実際の製品は金属と非金属材料の混合物であり、測定時設定する放射率の一つしかないため、評価目標に合わせるの是一般的だが、評価目標材料と種類違うところの測定誤差が大きくなる。

また、市販機種 of 画像処理部の画像数は数万～数十万点(320x640～640x480)が一般的で、採取する画像の解像度がデジタルカメラより遥かに低く、温度勾配が激しい場所はぼんやりした結果になり、空間が分解能はまだまだ低い。

電気・電子製品分野では、殆どの部品が金属と樹脂で作られている。放熱経路も複雑で、一番熱が流れる金属部はサイズが小さくて、光沢性で温度勾配も激しく、サーモグラフィでは目標精度の $\pm 2^{\circ}\text{C}$ は得ることがほぼ不可能である。そして、仮に一番理想的な精度( $\pm 2^{\circ}\text{C}$ )で表面温度が測定できたとしても、部品内部温度  $T_j$  などが見えないので、サーモグラフィは高精度で有効な温度測定手段にならない。

## **■ETM(ELECTRICAL TEST METHOD)法**

電子部品の持っている半導体チップ接合部の温度依存性を利用して、端子から測定した電圧で接合温度を特定する ETM (Electrical Test Method) [1-1] 方法は、1995 年に JEDEC JESD51-1 より規格されていた。

半導体接合 (Junction) は、一般的に P 型と N 型半導体の接合部を指し、ダイオードと同じ電流電圧特性を持っている。図 1.2-2 で示したように、この特性は接合部温度に依存している。接合部に流れる電流が一定であれば、接合部電圧 ( $U_F$ ) とダイオード接合温度 ( $T$ ) は高い相関性があり、JEDEC ではこの相関関係を K-factor ( $K/V$ ) と呼んでいる。また、実際の  $T_j$  では K-factor の逆数 ( $mV/K$ ) を温度係数として使用することが多い。この相関性を利用して、接合電圧を接合温度に換算することができ、非破壊的に、パッケージングされた部品の中の接合温度を測定可能になる。

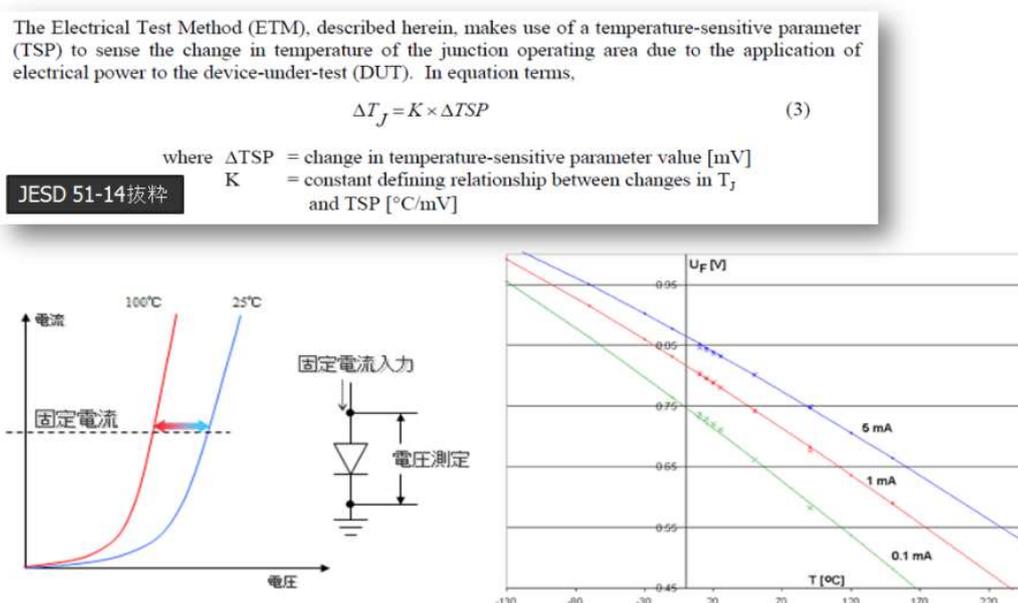


図 1.2-2 半導体の温度特性

半導体の種類にもよるが、一般的に温度係数は数 mV/K となっている。電圧分解能の良い(約 10 $\mu$ V)装置を使えば、相当温度分解能は 0.01 $^{\circ}$ Cまで得られるので、半導体部品のジャンクション温度測定方法として普及している。

ただ、この方法は高精度に接合温度を測定できるが、放熱経路の熱構造解析はまだできない。電子デバイスの放熱経路は、一般的に接合部から始まり、電子部品のパッケージ、そして実装基板、最後に測定環境までとなっている。放熱経路上のどこかで伝熱が抑制されると、接合部温度が上昇するので、接合部温度を正確に知るだけでは問題の場所が特定できない。複数の箇所に熱問題が起きますと、さらに解析が複雑になる。そのため、接合温度測定だけで最後の合否判定に使えるかもしれないが、熱設計段階では情報量が足りず、十分な解析手段にならない。

### 1.3 熱実測結果とシミュレーションの比較が難しい

電子機器の熱シミュレーションは、CFD(Computing Fluid Dynamics)技術を用いて部品のモデルを作成して、エネルギー運送方程式をコンピューターで解いて、結果を可視化する手法である。

実測と解析の結果を比較する場合、熱が流れる経路、即ち放熱経路をすべて比較する必要があるのだが、この経路の殆どは材料の固体内部にあるため、測定するのが至難である。現場の熱設計者たちは熱実測と熱シミュレーションの比較を行う際に、熱電対やサーモグラフィなどを使って表面温度だけを比較するのがほとんどである。この時、前述したような温度測定の問題が存在するため、実測値とシミュレーション結果の違いがどちらの問題に起因するか知ることができない。シミュレーション結果が一致するにせよ、不一致するにせよ、その結果に自信を持つことが困難である。

熱実測とシミュレーションの比較を行うために、正確に温度を測定し、さらに部品内部にある放熱経路を測定できる技術が必須である。

#### 1.4 シミュレーションモデル構築の精度問題

電子デバイスの熱シミュレーションモデルには様々なタイプがあり、ブロックモデル、熱2抵抗モデル(2Rモデル)<sup>[1-6]</sup>、多方向熱回路モデル<sup>[1-7]</sup>、DELPHIモデル<sup>[1-8,1-9]</sup>、物理モデル(詳細モデル)などが挙げられる。

ブロックモデルや2Rモデルは、一番簡易的で、当然精度が低いものである。DELPHIモデルの精度は良くなるが、パッケージ種類によってトポロジの改定が必要で、必要な熱抵抗パラメータも実測で得られないため、高精度なモデルを作ることが難しい。

そして、最も精度の高い物理詳細モデルは実際の構成材料の熱物性が不明な場合が多く、精度を失うケースが少なくない。現場の声を聞くと、たとえ部品の製造を担当している人でも、材料の熱物性が分からないことが多い。材料メーカーは材質単体での熱物性(特に熱伝導率)を測定しているが、複合材料にした場合の熱物性が変化するとこや、部品実装後の特性変化などがあり、製品レベルの熱物性はなかなか把握できていない。そこで、製品が実装された状態での物性評価技術が必要とされているが、まだ実用レベルの測定方法がない。

#### 1.5 本論文の研究内容

本研究では、前節に述べた熱設計上の測定と解析の問題点に着目し、これらの問題を解決できる手法を提案する。放熱経路は部品の内部にあるため、物理センサーなどを入れず、実測して解析するのは現実的に不可能とされていたが、高度な熱流体シミュレーション技術と過渡熱測定と組み合わせることで可能に

した。本研究において、前述の3つの問題への解決方法は次のように纏められる。

(1) 放熱経路は測れないため、その実測解析ができない

確かに、放熱経路は直接に測れないが、“間接的に”観測する方法がある。JESD 51-1(1995年)<sup>[1-1]</sup>に提案されている過渡熱測定結果から放熱経路を解析する手法が有名である。それに従い、半導体メーカーが部品データシートに過渡熱抵抗結果を記載することが多い。ただ、過渡熱測定結果は時間域の温度変化履歴データのため、空間域の構造解析に向いていない。経験者からは“パッケージ熱抵抗は1秒あたりだ”という曖昧な言葉がよく聞かれるが、根拠がなく定量的ではないので、普及できていない。

図 1.5-1 は熱測定 & 解析技術の発展歴史を示した。1995年 JESD 51-1の登場から半導体業界に過渡熱測定を行い始めた。その御蔭で測定精度が大きく向上し、放熱経路の解析を行う可能性が見えたが、まだ実用レベルではなかった。その後、ブダペスト工学経済大学(Budapest University of Technology and Economics)の Vladimír Székely 教授が提案した構造関数(Structure Function)の解析手法<sup>[1-10]</sup>は、過渡熱抵抗の結果を畳み込み演算などの数学処理によって、 $R_{th}C_{th}$  域に落とし込み、放熱構造の実測解析のしやすさと精度を大幅に進化させた。この構造関数の手法は JEDEC 規格の JESD 51-14<sup>[1-11]</sup>(2012年)に正式に認定された。ただ、構造関数は  $R_{th}C_{th}$  の一次元ラダーモデルのため、三次元の現実世界の放熱経路構造と一貫性がなく、使用上の混乱や誤解を招くことが多いため、JESD 51-14はこの手法を一次元に近い放熱経路を持つ部品に限定している。

本研究の新規性は、新しい“等温面熱抵抗”のコンセプトを創出し、この等温面熱抵抗の新概念で一次元の構造関数を三次元物理放熱経路構造とリンクさ

せることである。これにより、構造関数に三次元空間での解釈を与えることが可能になり、一次元放熱経路を持つ部品に限定せず、どのような三次元構造の部品でも使用できるようになった。

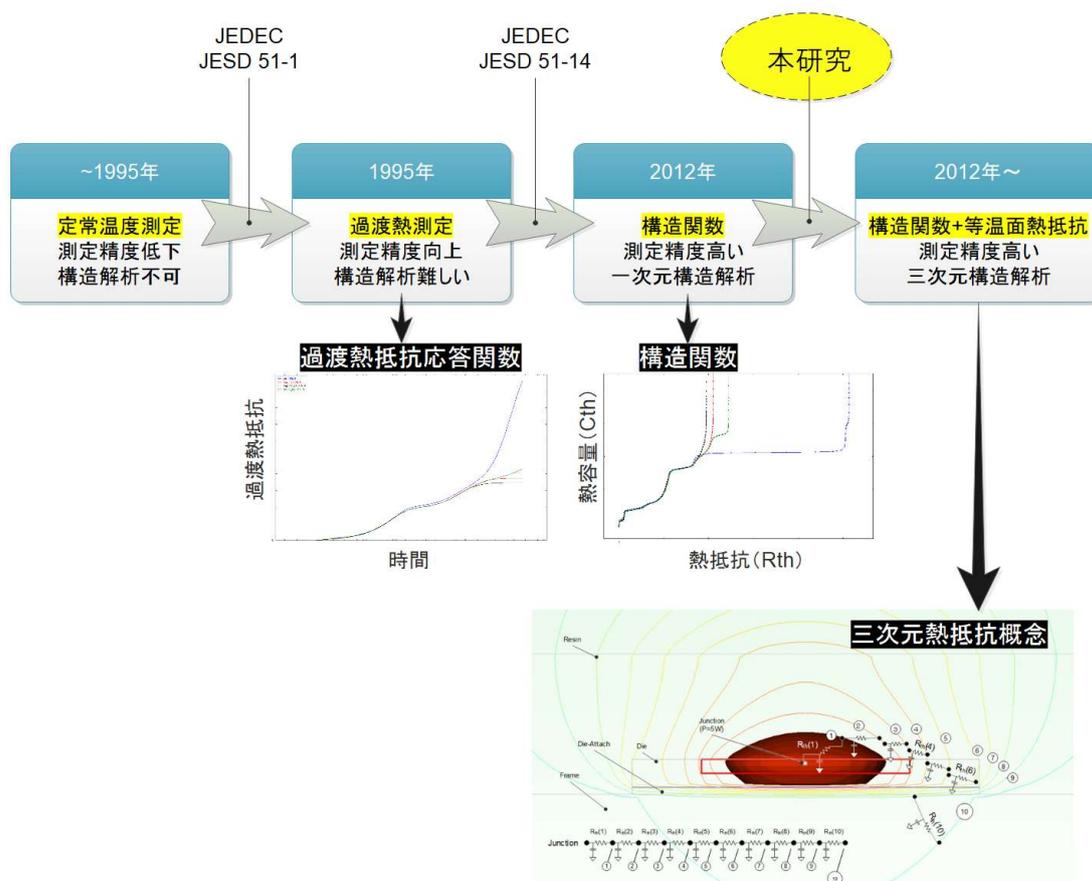


図 1.5-1 半導体製品の熱測定と解析技術の発展

「構造関数+等温面熱抵抗」概念で放熱経路の実測解析を三次元の現実世界でできる技術を確立させた。これを使えば、熱設計業界が長い間に悩んでいた放熱経路の実測解析できない問題は根本的に解決できる。

(2) 熱実測結果とシミュレーションの比較が難しい

シミュレーション結果に影響する主な熱パラメーターは部品内部材料の熱伝導率や接合熱抵抗などだが、これらの実測が直接に不可能のため、比較が難しい。

本研究の新しい考え方は、熱流体シミュレーションの中で過渡熱測定と同様な過渡解析を行い、両者から得られた構造関数を比較することである。これによって、全体の放熱構造を実測と比較できるようになる。図 1.5-2 は構造関数で実験による過渡熱測定と熱流体シミュレーションの比較手順を示す。間接的だが、有効な手段である。

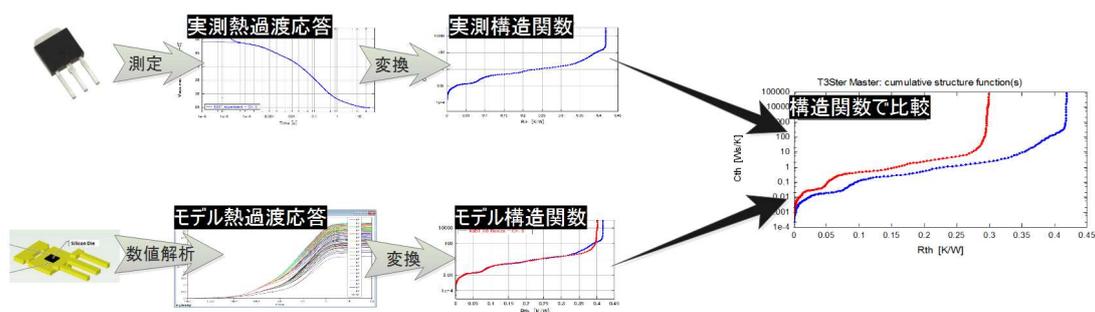


図 1.5-2 構造関数で熱実測とシミュレーションの比較手順

また、構造関数が合わない場合、具体的にモデルの何処に問題があるかはその不一致の位置から特定可能で、比較後の対策検討も出来る。

### (3) シミュレーションモデルの精度が低い

構造関数で実測とモデルの比較を行う場合、不一致が発生したら、モデルの熱パラメーターを修正して、実測に一致させることも出来る。このやり方で、実測に合う高精度な熱モデルを作り出すことが可能になる。

図 1.5-3 は本研究で提案した実測で熱モデルを高精度に校正するワークフローを示した(第 4.3 章で詳細を説明する)。このワークフローでは、過渡熱測定、等温面熱抵抗概念、実測とシミュレーション比較技術をすべて応用しており、革新的な熱設計と熱解析のソリューションである。実測構造関数に完全に一致した熱モデルを使えば、実測で見えない部品内部温度分布、三次元熱流束分布、放熱ボトルネックなどをパソコン上で可視化し、熱設計だけではなく、製品研究や品質保証までも利用可能となる。このワークフローを使ったソリューションは本研究の最大成果物である。

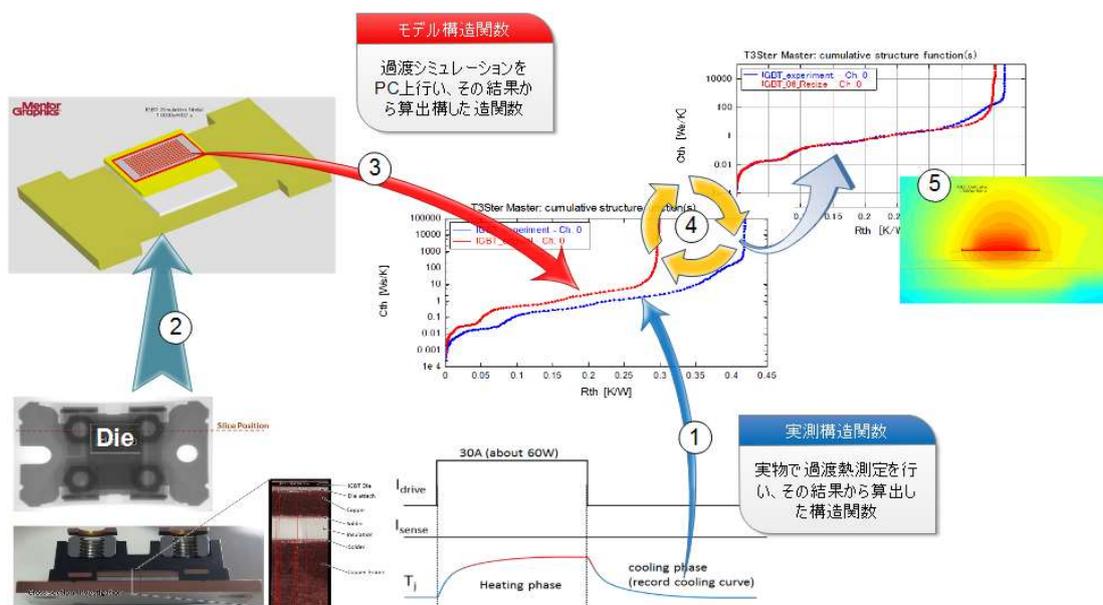


図 1.5-3 実測でモデルを高精度に校正するワークフロー

過渡熱理論から、測定方法、実際の試験における注意事項、測定事例など含め、著者が長年間に蓄積した測定経験に基づいて議論を行う。また近年話題となっている構造関数は過渡熱測定結果を用いた実測ベースの熱解析方法として普及してきたが、構造関数の原理などはまだ一般的に理解されていないため、本

論文の中で、構造関数の理論から応用までのディスカッションを行い、応用に着目して構造関数を分かりやすく解説する。

本研究の新規性として、等温面熱抵抗の概念と定義を提出し、このコンセプトをベースとした構造関数での三次元空間熱実測と解析技術を確立させた。第5章に述べる「熱実測から高精度熱シミュレーションモデル作成」は、今まで不可能だった実測ベースでの三次元空間熱解析を実現させ、高精度なジャンクション温度予測のみならず、熱分布まで可視化して熱構造解析を行うことが可能になる。最後は、幾つの実際の電子部品を用いて、過渡熱測定から三次元熱シミュレーションモデル作成するまでの事例を通して、本研究成果の応用上の有効性を考察する。

## 1.6 本論文の構成

各章の構成イメージ(図 1.6-1)は、下記に示すとおりである。

第1章では、序論として電子機器熱測定、熱シミュレーションでの課題を述べ、従来問題を解決するための本研究の内容、新規性について述べた。

第2章では、過渡熱測定の原理となるステップ刺激応答方程式、時定数の概念などを解説した。熱設計解析現場では、(定常)熱抵抗と過渡熱抵抗の定義はよく理解されていないことがあるため、その違いについて解説した。実際に測定を行う際に、測定方式の違いで測定精度が変わるため、測定時の注意点を述べた。

近年熱実測/熱解析の新技术として、幅広く利用されている構造関数を用いられた論文や技術報告が多く発表されているが、構造関数の理論原理の詳細を紹介するドキュメントはほとんど見当たらない。本研究のコアとなる等温線熱抵抗

と熱シミュレーションモデルの校正は、構造関数をベースとしているため、第3章で構造関数の理論原理の詳細を解説した。

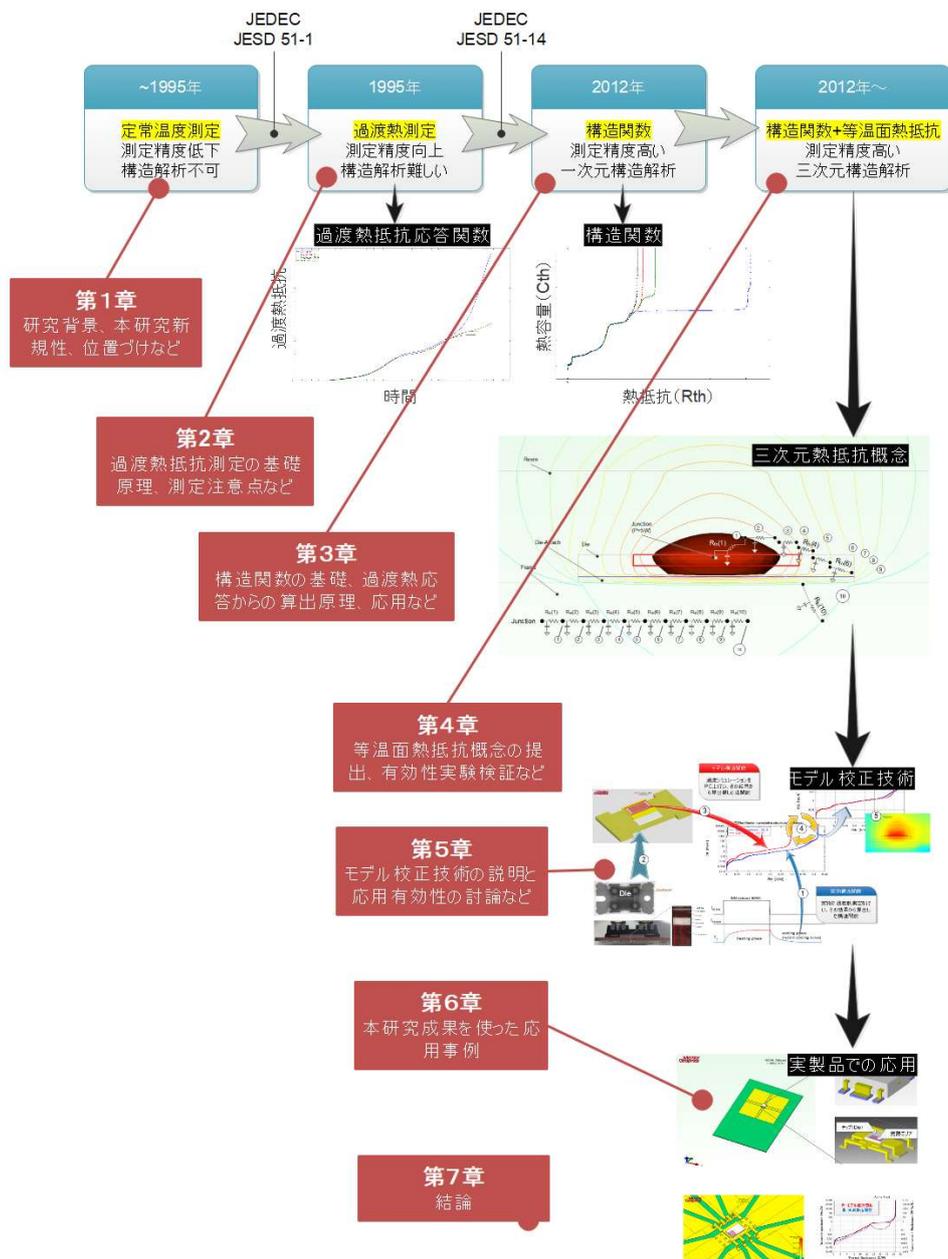


図 1.6-1 本論文の構成イメージ

第 4 章では、本研究のコアとなる等温面熱抵抗の定義について詳しく述べた。熱抵抗を初めて使う人は、数式が同じである電気抵抗に例えて利用することが多い。その場合、熱抵抗が空間 2 点間で定義され、エネルギー保存法則が成り立たないことを認識せず、大きな解析誤差を出してしまうことがよく報告されている。この章では、まず電気抵抗と熱抵抗の違いを説明し、その上で等温面熱抵抗の定義を明確にした。そして、等温面熱抵抗の定義を利用した熱モデル校正の考え方を述べ、更に実験上でこの等温面熱抵抗の妥当性を検証した。

第 5 章は、ディスクリート系の電子部品を用いて、過渡熱測定から等温面熱抵抗の定義を利用した熱モデル校正を行い、実際の熱解析問題の解決方法を議論した。

第 6 章は、等温面熱抵抗の応用を更に広め、基板実装した IC の実製品での応用を述べた。

第 7 章は、纏めとして、本研究が産業界への貢献、普及現状などを述べた。

## 1.7 参考文献

- 1-1 JEDEC STANDARD. “Integrated Circuits Thermal Measurement Method - Electrical Test Method (Single Semiconductor Device)”. EIA/JESD51-1, December 1995
- 1-2 JIS C 1602:2015 熱電対, p. 6
- 1-3 JIS C 1604:2013 測温抵抗体, p.6
- 1-4 JEITA EDR-7338, “熱電対を利用した測定ガイドライン”, 2016 年
- 1-5 “FLUKE サーモグラフィーよくある質問ポケットブック”. FLUKE 社ホームページ. <http://www.flukejp.com/images/upload/1380078452-73->

083\_g0010b01\_%20faq130\_2013%201%208.pdf, (参照 2017-04-02)

- 1-6 Enrico A. Garcia, Chia-Pin Chin. “Two-resistor modeling of multiple-die and multi-chip packages”. Proceedings of the 21<sup>st</sup> SEMI-THERM Symposium, San Jose, CA, UAS, 14-16 March 2005, p. 327-334
- 1-7 石塚勝. “電子機器の熱設計の基礎と実際” 第5章高性能 LSI パッケージの熱抵抗とその低減策. p148. 丸善(株)出版. 2003 年
- 1-8 JEDEC STANDARD. “DELPHI Compact Thermal Model Guideline”. JESD 15-4, October 2008
- 1-9 Andras Poppe; Gabor Farkas; John Parry; Peter Szabo; Marta Rencz; Vladimir Szekely. “DELPHI Style Compact Modeling of Stacked Die Packages”, 23<sup>rd</sup> IEEE SEMI-THERM Symposium, 2007. p. 248-254
- 1-10 Vladimir Székely and Tran Van Bien. “Fine structure of heat flow path in semiconductor devices: a measurement and identification method”. Solid- State Electronics, 1988. vol. 31. p. 1363-1368
- 1-11 JEDEC STANDARD. “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”. EIA/JESD51-14, November 2010.
- 1-12 Vladimir Székely and Márta Rencz, “Increasing the Accuracy of Thermal Transient Measurements”, IEEE Transaction on Components and Packaging Technologies, vol.25, no.4, December 2002

## 第2章 過渡熱測定

### 2.1 過渡熱測定の基本理論

システムは定常状態において、その状態を定常に維持する外部刺激(入力)も定常である。外部刺激が瞬間的に変化した場合、システムは定常状態に維持できず、状態変化が起こる。この現象を過渡現象という。また、システム状態を反映する物理量はレスポンスと呼ばれ、過渡現象が起きている間の状態遷移は過渡レスポンスと呼ばれ、時間の関数である。

電子デバイスの熱システムは、半導体部品の接合部から発生する熱エネルギーが伝搬する放熱経路のことという。この熱システムの状態を反映するレスポンスは「温度  $T(K)$ 」であり、発熱源温度 ( $T_j$ ) を採用するのが一般的である。

熱源温度に影響する外部刺激は「熱源からの発熱量  $P$ 」である。発熱量に急変化 ( $\Delta P$ ) が起きた場合、熱源温度が変化し、その温度と時間の関数を過渡熱レスポンスという。

過渡現象を表現する方程式の基本として、Dirac Delta 関数<sup>[2-1]</sup>(**図 2.1-1** と式 2.1-1) がよく使われているが、実際の実験をする場合、ディラックデルタ刺激を作り出すことが非常に困難なため、ヘヴィサイドのステップ関数<sup>[2-2]</sup>(**図 2.1-2** と式 2.1-2) を代わりに使用することが多い。



**図 2.1-1** Dirac Delta Function

$$\delta(t) = \begin{cases} 0 & t \neq 0 \\ \infty & t = 0 \end{cases} \quad \text{式 2.1-1}$$



図 2.1-2 Unite Step Function

$$U(t) = \begin{cases} 1 & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} \quad \text{式 2.1-2}$$

熱システムでは、発熱量  $P$  が刺激となるため、式 2.1-2 を式 2.1-3 に書き換えられる。

$$P(t) = \begin{cases} P_0 & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} \quad \text{式 2.1-3}$$

### ■熱システムの過渡熱レスポンス

前に述べたように、熱システムの状態は熱源温度で表現する。図 2.1-3 (a) は熱抵抗と熱容量により構成される熱システムで、周囲 (Ambient) 温度が固定のため、システム状態は熱源温度と周囲温度の温度差  $\Delta T(t)$  で表現できる。

熱源の発熱量  $P$  が式 2.1-3 のステップ関数で変化した場合、熱エネルギーは熱容量  $C_{th}$  に蓄えられながら、熱抵抗  $R_{th}$  を通じてアンビエントへ移動する。この過程は、以下の式 2.1-4 に書ける。ここで、 $pc(t)$  は熱容量  $C_{th}$  に流れていく熱量である。

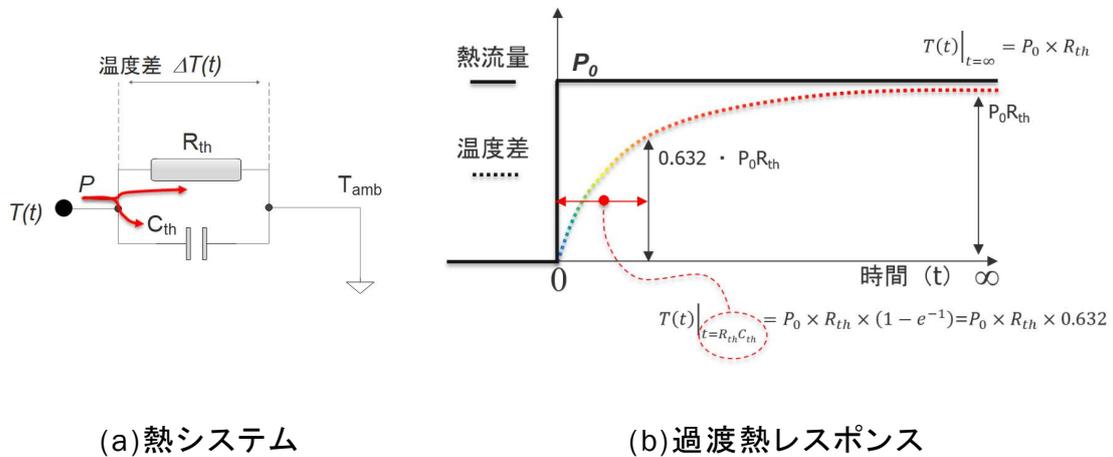


図 2.1-3 過熱過程の過渡熱レスポンス

$$\begin{cases} \Delta T(t) = 0 & t = 0 \\ \Delta T(t) = R_{th} \times (P_0 - p_c(t)) & t > 0 \\ p_c(t) = \frac{C_{th} \times d(T(t))}{d(t)} & t > 0 \end{cases} \quad \text{式 2.1-4}$$

式 2.1-4 から、過渡熱レスポンスの温度変化関数  $\Delta T(t)$  を導き出せる。その式を式 2.1-5 に示す。図 2.1-3 (b) はこの結果をプロットしたグラフである。

$$\Delta T(t) = P_0 \times R_{th} \times \left( 1 - e^{-\frac{t}{R_{th} \times C_{th}}} \right) \quad \text{式 2.1-5}$$

### ■ 熱システムの時定数

過渡過程において、時刻  $t = R_{th} \cdot C_{th}$  のとき、温度変化関数  $\Delta T(t)$  を式 2.1-6 に書き換えることができる。

$$\Delta T(t) = P_0 \cdot R_{th} \cdot e^{-1} = P_0 \cdot R_{th} \cdot 0.368 \quad \text{式 2.1-6}$$

この式からは、時刻  $t=R_{th} \cdot C_{th}$  の温度変化量は熱飽和時の 36.8%になっていると言える。この時間は、システムの熱抵抗と熱容量だけに依存するため、システムの特徴を現せる物理量だと考えられる。

実際に熱解析の場合、この  $t=R_{th} \cdot C_{th}$  時間は「熱時定数」と呼ばれ、一般的に記号  $\tau$  で表記する。熱時定数  $\tau$  の定義は、「ステップ関数の過渡熱過程で、温度変化量が熱飽和時の 36.8%まで進行した時間」とし、値は熱システムの  $R_{th}$  と  $C_{th}$  だけに依存する。考え方は、電気回路システムの RC モデルと同じである。

これからまず一段だけの  $R_{th}C_{th}$  モデルを考察する。例とする熱システム構成を図 2.1-4 に示した。この熱システムの熱源にステップパワー  $P(10W)$  を加えた後の過渡応答は図 2.1-4 の右下グラフにプロットした。この結果から分かるように、過渡応答の微分 ( $dT(z)/dz$ ) は熱時定数  $\tau$  の時刻にピークが見られる。つまり、熱時定数は、放熱システムの特徴を分かりやすくすることのできる熱パラメータである。

時間域過渡応答の温度変化関数は、幅広い時間帯に跨っているので、熱システムの特徴を把握することが難しい。温度変化関数の時間微分は、時定数の位置にピークが出るので解析しやすくなる。しかし、図 2.1-4 にある赤色カーブ  $R_{th}(z)$  (熱時定数スペクトル、この後で説明する) のピークがよりシープであるため、熱時定数の特定が最も容易となるのは、 $R_{th}(z)$  を使うときである。

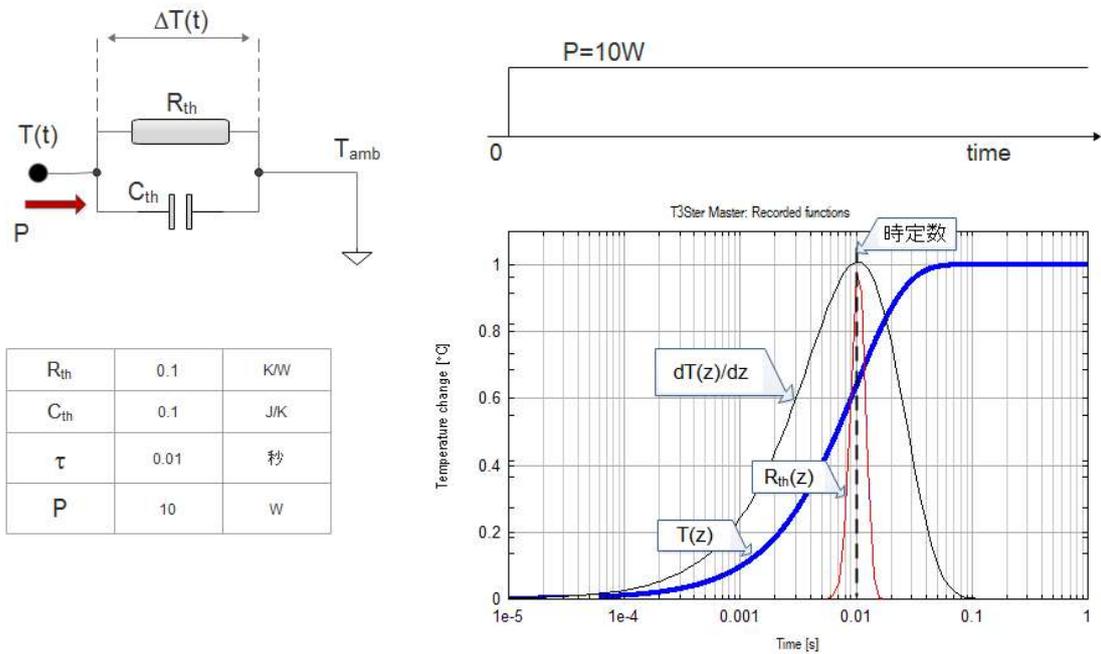


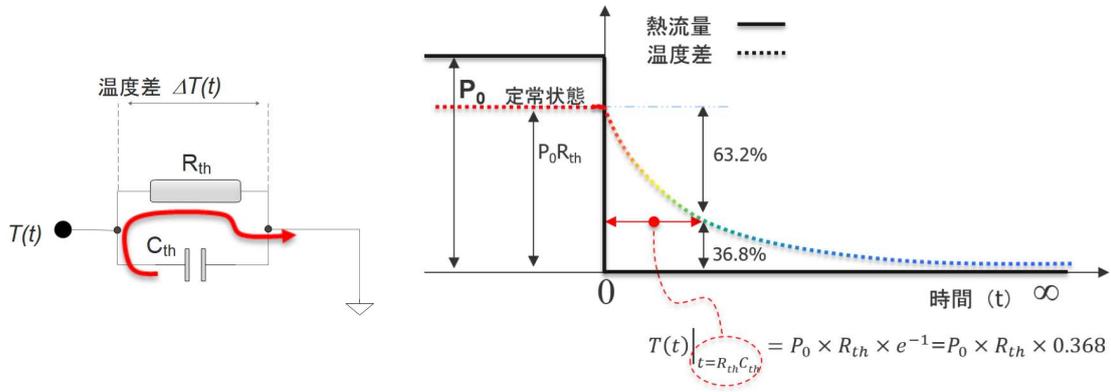
図 2.1-4 一段だけの  $R_{th}C_{th}$  熱システム

### ■ 冷却過程の過渡熱レスポンス

上記の例は、発熱量が瞬間的に増加して温度が上昇する過渡応答のケースである。逆に発熱量が瞬間的に減少して温度が降下する場合も同様に考えられる。

同じ熱システム ( $R_{th}$  と  $C_{th}$  が同じ) で、発熱量が  $P_0$  から 0 に急変する場合、加熱過程と真逆の冷却過渡熱過程になる。

加熱過程の場合で熱エネルギーが  $C_{th}$  に蓄えられるのに対して、冷却過程は、 $C_{th}$  に蓄積されている熱エネルギーが「放出」されることになる。そのイメージを図 2.1-5(a) で示す。



(a) 冷却過程のモデル

(b) 冷却過程の過渡熱レスポンス

図 2.1-5 冷却過程の過渡熱レスポンス

加熱過程と同じように、式 2.1-7 で冷却の過渡現象を表現できる。その解を式 2.1-8 で示す。

$$\begin{cases} \Delta T(t) = P_0 \cdot R_{th} & t < 0 \\ \Delta T(t) = R_{th} \cdot p_c(t) & t > 0 \\ p_c(t) = \frac{C_{th} \cdot d(T(t))}{d(t)} & t > 0 \end{cases} \quad \text{式 2.1-7}$$

$$\Delta T(t) = P_0 \cdot R_{th} \cdot e^{\frac{-t}{R_{th} \cdot C_{th}}} \quad \text{式 2.1-8}$$

式 2.1-5 と式 2.1-8 は明らかな対称性を持つ式なので、加熱過程も冷却過程と同じ熱時定数を持ち、過渡熱レスポンスは対称性関数と分かる。図 2.1-6 に加熱と冷却過程の過渡熱レスポンスの対称性を示す。

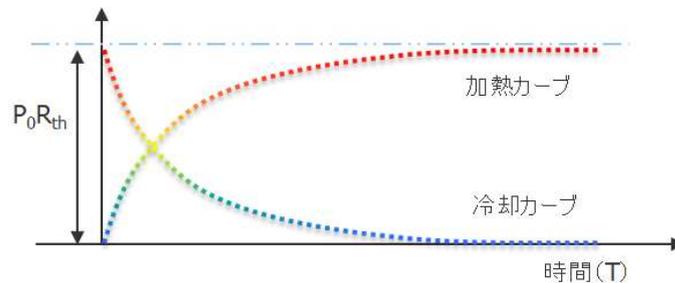


図 2.1-6 加熱/冷却過程レスポンスの対称性

## 2.2 定常熱抵抗と過渡熱抵抗

熱抵抗(定常熱抵抗)の定義は、熱エネルギーの移動により温度差  $\Delta T$  が生じた場合、温度差  $\Delta T$  を移動している熱量  $P$  で除算した結果である。この定義は一般的に理解されて普及している。一方、過渡熱抵抗の定義については、正確でない解釈をしている技術者が少なくない。ここで改めて過渡熱抵抗の定義を説明する。

- 熱抵抗とは

- 温度差  $\Delta T$  は空間上にある2点の温度差異を指す
- 同じ時刻(熱飽和状態の時が一般的)がポイント
- この空間2点の間に定常的に流れる熱量を考える
- 記号は「 $R_{th}$ 」を使うことが一般的

- 過渡熱抵抗とは

- 温度差  $\Delta T$  は時間上にある2点の温度差を指す
- 同じ場所(発熱源が一般的)がポイント
- この場所で定常的に発生する熱量を考える

➤ 記号は「 $Z_{th}(t)$ 」を使うことが一般的

簡単に言うと、定常熱抵抗は空間の関数で、過渡熱抵抗は時間の関数という違いに過ぎない。図 2.2-1 はこの違いを説明している。最上部の図は定常熱量  $P_0$  が左から右に流れて熱飽和になっている状態である。この時の左右(空間2点)温度差  $T(0) - T_{ref}$  を  $P_0$  で割った値が左右の間の定常熱抵抗となる。

上から二つ目の図は左か流入していた定常熱量  $P_0$  が消失(時刻 0)してから無限大の時間が過ぎた後の状態である。この冷却過程に対して、左端の位置での過渡熱抵抗は  $Z_{th}(t) = |T(t) - T(0)| / P_0$  で表記する。

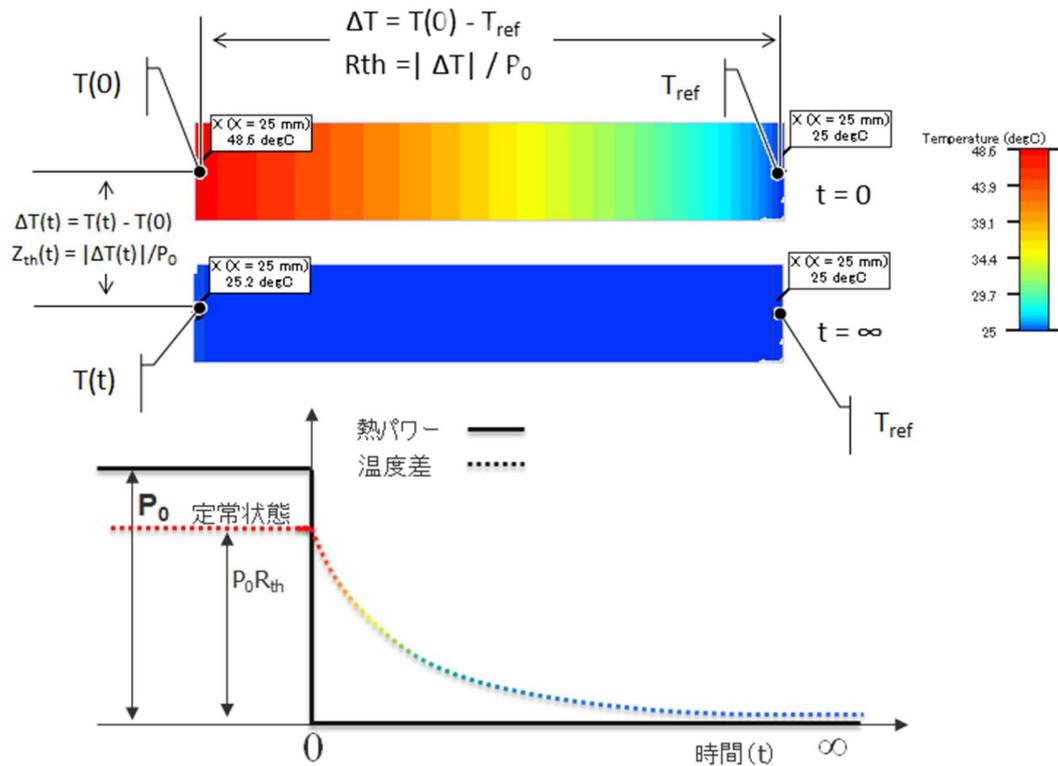


図 2.2-1 熱抵抗と過渡熱抵抗の違い

また、我々のよく使う過渡現象は、ある定常熱量での飽和状態から発熱無しでの飽和状態の間の過程としているため、時間無限大の時の過渡熱抵抗は定常熱抵抗と値が等しいことになるが、過渡熱抵抗と定常熱抵抗の概念を一緒にするのが間違いである。

図 2.2-1 の例では、左熱源が時間無限大の時の温度  $T(t=\infty)$  は、熱飽和時での  $T_{ref}$  と値が等しいだけで、同じ定義ではないことを注意する必要がある。

## 2.3 過渡熱測定の注意点

過渡熱測定を行う場合様々な要因で測定精度が低下する。半導体パッケージの過渡熱測定を高精度に行うには、多くの工夫が必要[2-3]である。

重要なポイントは以下の 2 点である。

- 発熱量  $P$  のステップ関数の精度
- 熱源の温度レスポンス測定の精度

### ■発熱量のステップ関数

高精度な発熱量のステップ関数を作り出すには、以下の要件が必要とされる。

- 発熱量の切り替えは瞬間に完成すること
  - 図 2.3-1 に示した  $t_{switch}$  が十分短い
- 切り替えの瞬間以外は、安定すること
  - 図 2.3-1 に示した  $\delta P_{unstable}$  が十分小さい

発熱量の切り替えが熱源温度変化より十分速ければ、 $t_{switch}$  が十分短い「瞬間」と判断して良い。実際の電子デバイスは、半導体チップが発熱源であり、チップ温度が顕著に変化するには、約数十  $\mu s$  かかるので、 $t_{switch} < 10\mu s$  であれば

実用的である。 $t_{switch} < 1\mu s$  までの装置は、殆どの電子部品にとって「瞬間」と見なして問題がない。

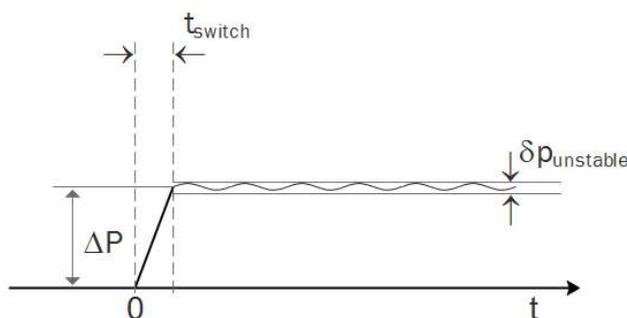


図 2.3-1 ステップ関数の安定さのイメージ

発熱量の安定性において、 $\delta p_{unstable} < \Delta P \cdot 1\%$  であれば、安定だと言って良い。電子デバイスは電流/電圧で駆動され、発熱する。実際の過渡熱測定では、発熱量の供給が定電流源又は定電圧源で行い、消費電力が 100% 発熱になる (LED や特殊化合物半導体を除く)。熱システムへの刺激である発熱量は式 2.3-1 で計算できる。

$$P = I \cdot V \quad \text{式 2.3-1}$$

ただ、すべての半導体素子には温度依存性があり、電流と電圧を同時に固定することはできない。故に、温度変化している間に安定した発熱量を作ることが非常に難しい。

図 2.3-2 は、代表的な半導体素子のダイオードの IV 特性である。ダイオードは負温度依存性を持つため、定電流で発熱させる場合、順電圧  $V_f$  は接合温度  $T_j$  が上昇すると共に低下して発熱量も減少する。

一般的なダイオードの順電圧は約 0.6V~0.8V である。温度特性は約 2mV/°C で、温度が 50°C 上昇すると、100mV 程度の電圧変動が見られ、 $\delta_{punstable}$  は 15% 以上に大きくなってしまい、測定誤差が顕著に出てしまう。

この問題を解決するには、加熱過程に温度測定を行わず、接合温度と発熱パワーが安定した高温時の熱定常状態を待つ。その後、温度測定用微小電流に切り替えて冷却過程の過渡熱応答を測定する。冷却過程では、加熱過程と同じように温度変化と共に電圧も変化するが、電流が微小のため、発熱量変動は無視できる。この理由で、JESD 51-14[2-4]の中で、「高精度な過渡熱測定をするなら、冷却過程を測る」と規格化した。

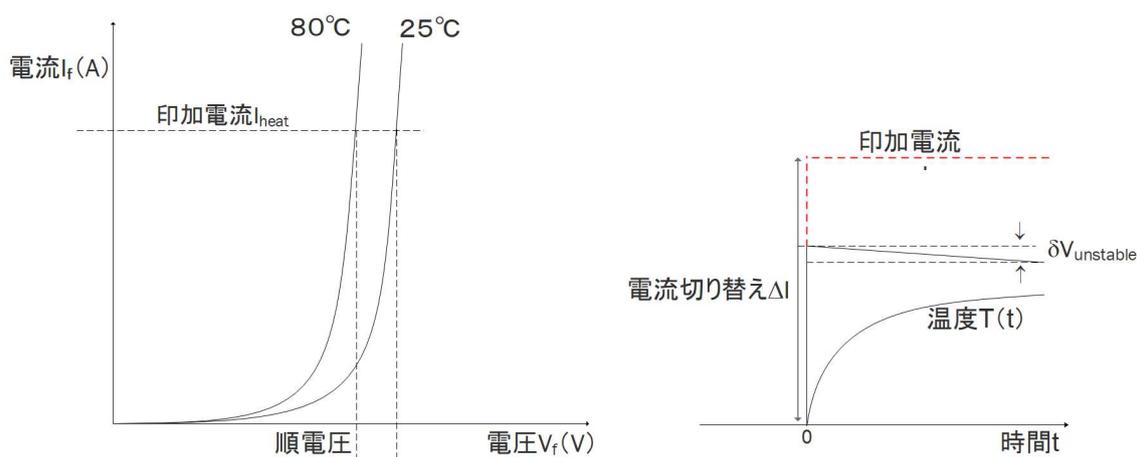


図 2.3-2 ダイオードの温度依存性によりパワー不安定問題

## 2.4 参考文献

- 2-1 George B. Arfken, Hans J. Weber. “Dirac Delta Function”,  
Mathematical Methods for Physicists, 6th edition. Elsevier  
Academic Press, p. 83-95, 2005

- 2-2 Bracewell, R. "Heaviside's Unit Step Function", the Fourier Transform and Its Applications, 3rd edition. New York: McGraw-Hill, p. 61-65, 2000.
- 2-3 Vladimír Székely; Albin Szalai. "Measurement of the Time-Constant Spectrum: Systematic Errors, Correction", 17<sup>th</sup> THERMINIC 27-29 September 2011, Paris. p. 1-4
- 2-4 JEDEC STANDARD. "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". EIA/JESD51-14, November 2010.

## 第3章 構造関数

構造関数は、1990年代にブダペスト工学経済大学の Vladimír Székely 教授の研究により提案された実測ベースでの熱構造解析手法である。過渡熱測定  
の温度応答結果から、数学計算で求められ、実製品レベルでの放熱構造解析が  
可能なところがその魅力である。電子機器業界では、構造関数は主に IC パッケ  
ージ[3-1, 3-2]、3D パッケージ[3-3]、パワー半導体モジュール[3-4]、パワーLED[3-5]  
ど、電子部品の部品から基板、筐体までの熱解析に幅広く利用されている。

構造関数の算出原理は Székely 教授の論文[3-6]で公開されているが、その  
内容高度な数学の知識が必要であり、現場の設計エンジニアの理解は追いでい  
ない。構造関数理論は本研究にとっても基礎となる大事な存在のため、本章で一  
般のエンジニアにも分かりやすい形で説明する。

### 3.1 構造関数算出の概略

ここでは、まず構造関数の理論演算の概略を述べる

第 2.1 章に述べたように、熱システムは、熱抵抗と熱容量の  $R_{th}C_{th}$  ラダー  
モデルで表現できる。

現実の場合、一段  $R_{th}C_{th}$  モデルで表現できる熱システムは存在しないの  
で、多段  $R_{th}C_{th}$  モデルで表現する必要がある。図 3.1-1 は、一次元の多段  $R_{th}C_{th}$   
モデルのイメージで、熱源温度  $T(t)$  と雰囲気温度  $T_{amb}$  の差は、各段  $R_{th}C_{th}$  ノー  
ドの温度差の合計となる。この熱システムの過渡応答は式 3.1-1 で表すことがで  
きる。

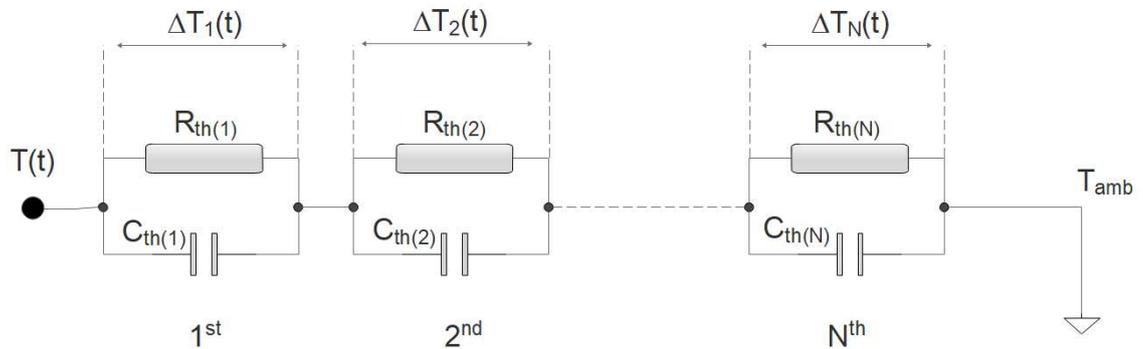


図 3.1-1 一次元多段  $R_{th}C_{th}$  モデル

$$T(t) - T_{amb} = \sum_1^N \Delta T_i(t) = P_0 \cdot \sum_1^N R_{th(i)} \times \left( 1 - e^{-\frac{t}{R_{th(i)} \times C_{th(i)}}} \right) \quad \text{式 3.1-1}$$

電気システムを周波数成分で評価するのと同じように、放熱システムの特性を評価する場合、熱時定数を用いるのは便利で、各段の熱時定数は式 3.1-2 で表記される。

$$\tau_i = R_{th(i)} \times C_{th(i)} \quad \text{式 3.1-2}$$

式 3.1-2 を式 3.1-1 に代入することで、式 3.1-3 を得る。

$$T(t) - T_{amb} = P_0 \cdot \sum_1^N R_{th(i)} \times \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}} \right) \quad \text{式 3.1-3}$$

実際の熱システムは複雑であり、非常に多くの段から校正されていると考えられる。そのため、式 3.1-3 中の  $N$  個の離散的な熱時定数に代わって、連続的な時定数を考える。有限個の和を、指数のテイラー展開<sup>[3-7]</sup>を利用して、積分形式に変更することで式 3.1-4 を得る。

$$T(t) - T_{amb} = P_0 \cdot \int_{-}^{\infty} R_{th}(\tau) \times e^{\frac{-t}{\tau}} \times \frac{1}{\tau} \times d(\tau) \quad \text{式 3.1-4}$$

過渡熱現象は、温度が指数的に変化するのが特徴であり、計算上も指数変化したほうが都合のため、下記式 3.1-5 で式 3.1-4 を式 3.1-6 へ書き換える。

$$z = \ln(t); \quad \zeta = \ln(\tau) \quad \text{式 3.1-5}$$

$$T(z) - T_{amb} = P_0 \cdot \int_{-\infty}^{\infty} R_{th}(\zeta) \times e^{\frac{-e^z}{e^\zeta}} \times d(\zeta) \quad \text{式 3.1-6}$$

さらに、対数時間  $z$  に対して微分をとると、式 3.1-7 に書くことができる。

$$\begin{aligned} \frac{d(T(z) - T_{amb})}{d(z)} &= P_0 \cdot \int_{-\infty}^{\infty} R_{th}(\zeta) \times e^{\frac{-e^z}{e^\zeta}} \times \frac{-e^z}{e^\zeta} \times d(\zeta) \\ &= P_0 \cdot \int_{-\infty}^{\infty} R_{th}(\zeta) \times e^{(\zeta - z - e^{\zeta - z})} d(\zeta) \end{aligned} \quad \text{式 3.1-7}$$

式 3.1-7 は典型的な畳み込み演算式 [3-8] であることが分かる。また、 $T_{amb}$  は一定で、時間微分を取ると消えるので、畳み込み演算式記号を使って、式 3.1-8 となる。

$$\frac{dT(z)}{d(z)} = P_0 \cdot R_{th}(\zeta) \otimes e^{(\zeta - z - e^{\zeta - z})} \quad \text{式 3.1-8}$$

この式にある“ $R_{th}(\zeta)$ ”は放熱システムにとって最も大事な時定数スペクトルである。 $R_{th}(\zeta)$ を特定できれば、放熱システムが解析可能と言っても良いだろう。式 3.1-8 はステップパワーの刺激から熱システムの過渡応答を求める式であり、

熱解析する場合、逆に過渡応答から時定数スペクトルを算出することになるので、式 3.1-8 を式 3.1-9 に書き換える。

$$R_{th}(\zeta) = \frac{1}{P_0} \times \frac{dT(z)}{d(z)} \otimes^{-1} e^{(\zeta-z-e^{\zeta-z})} \quad \text{式 3.1-9}$$

式 3.1-9 の右辺は、 $T(z)$  と  $P_0$  の情報さえあれば、熱システムの時定数スペクトル  $R_{th}(\zeta)$  が求まる。実際の場合、 $T(z)$  は過渡熱測定結果の温度応答、 $P_0$  は実際のステップパワー刺激の  $\Delta P$  で、こちらも実測可能である。後は Weight 関数  $e^{(\zeta-z-e^{\zeta-z})}$  と逆畳み込み演算だけで  $R_{th}(\zeta)$  の結果が得られる。

式 3.1-9 は過渡熱解析の一番重要な演算式である。この時定数スペクトルを実測過渡応答から得る[3-9]時、その結果の信頼性は測定の生データの品質に大きく左右される。測定システムのシステム誤差や、使用電源の切り替え速度など、そしてデータ処理のソフトウェアアルゴリズムなども考慮しなければならない。

図 3.1-2(a) は回路基板上に載せた電子部品の過渡熱測定結果  $T(z)$  の一例である。この結果から算出した時定数スペクトル  $R_{th}(z)$  は図 3.1-2b となる。時間域の過渡熱応答(図 3.1-2a)ではが時間を跨いで何らかの特徴があるように見えるが、人間が具体的にその特徴を説明することは難しい。時定数域へ変換した時定数スペクトルは幾つかのピークに分かれて、特徴が大幅に分かりやすくなったのが分かる。

ただ、時定数スペクトルだけでは、実際の測定対象物の構造と放熱経路との関係性が明確に説明できないため、更なる処理によって、時定数のある時間域の情報から空間的な情報を取り出す必要がある。

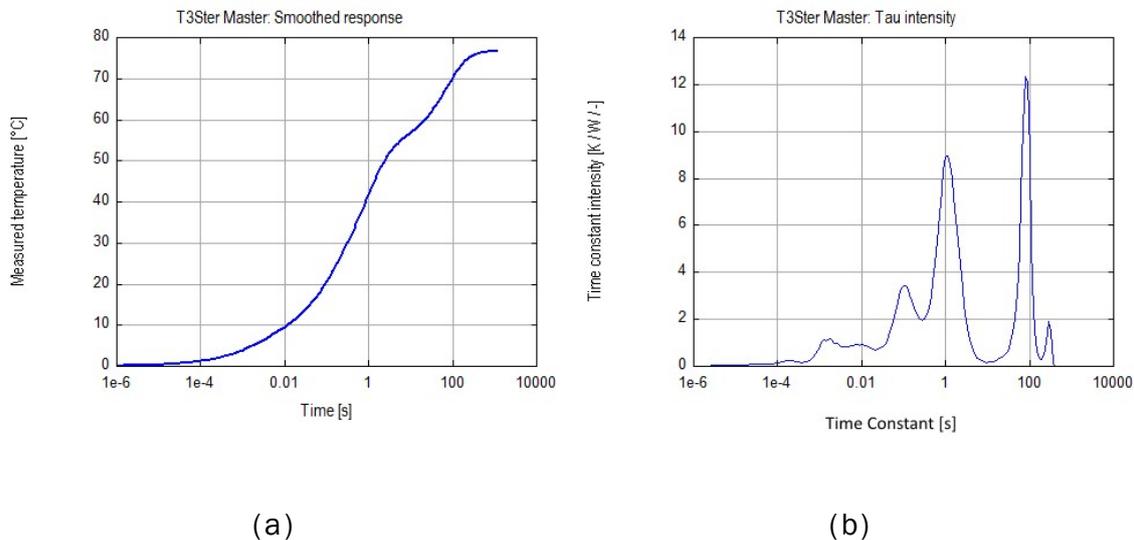


図 3.1-2 電子機器基板に載せた部品の過渡熱応答(a)とその時定数スペクトル(b)

ここからの展開は、時定数スペクトルの離散化作業が必要となる。図 3.1-3 は離散化のイメージを示している。離散化された各“セグメント”は、それぞれ時定数を持つことになるので、一段の  $R_{th}C_{th}$  モデルに置き換えることができる。

$R_{th}C_{th}$  モデルへ置き換える作業は、それぞれの離散化された時定数域の“セグメント ( $\tau_i \rightarrow \tau_i + \Delta\tau$ )”で行われる。変換は以下の式 3.1-10 と式 3.1-11 を使用する。イメージとしては、各“セグメント”の熱抵抗  $R_{th}(i)$ 、時定数スペクトルがその“セグメント ( $\tau_i \rightarrow \tau_i + \Delta\tau$ )”の間で積分計算を行った結果で、熱容量  $C_{th}(i)$  はそのセグメントの時定数を熱抵抗で割り算の結果となる。なお、この  $i$  はセグメントの番号を示す整数である。

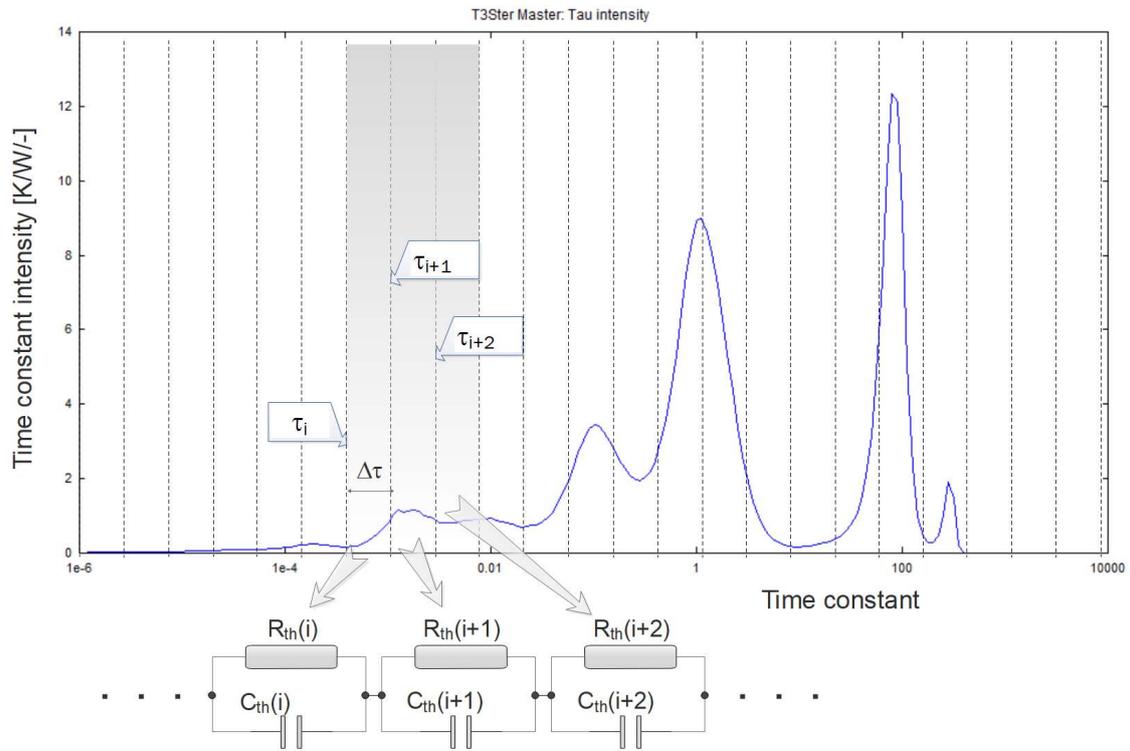


図 3.1-3 時定数スペクトル離散化による Foster 型  $R_{th}C_{th}$  モデルへの変換

$$R_{th}(i) = \int_{\tau_i}^{\tau_i + \Delta\tau} R_{th}(\tau) d\tau \quad \text{式 3.1-10}$$

$$C_{th}(i) = \frac{\tau_i}{R_{th}(i)} \quad \text{式 3.1-11}$$

これで得られた各“セグメント”の熱抵抗と熱容量は並列構造であり、Foster 型の  $R_{th}C_{th}$  ラダーモデルと呼ばれる。過渡応答から離散型  $R_{th}C_{th}$  モデルを取得する手法は NID (Network Identification by Deconvolution) [3-10] 手法と呼ばれ、Vladimír Székely 教授により過渡熱測定の結果解析技術に採用されている。

Foster 型  $R_{th}C_{th}$  モデルを電子部品熱解析へ応用する場合において、部品パッケージ⇒回路基板⇒筐体⇒雰囲気までの放熱経路上の性質の異なるエリアを大雑把に分けると、実用上は 10 段以下のことがほとんどなので、実際に解析に必要なセグメント数は 100 段以上あれば、良い解析分解能が得られる。

ただ、Foster 型  $R_{th}C_{th}$  モデルは、まだ理論上の数学モデルであり、その中の熱抵抗と熱容量は、物理空間での熱抵抗と熱容量に対応していない。

熱力学の理論の中で、熱量はエネルギーの一種であり、分子の振動によって持たれる。また温度は分子振動の激しさの指標であり、分子が熱量(エネルギー)を貰えば、振動の激しさが増し、温度が上昇する。ある場所の持つ熱量は、その場所の温度絶対値に比例する。Foster 型の熱容量に貯まる熱エネルギーは、その熱容量が存在する場所の温度差で決まるため、温度設定値が上がっても温度差が変わらない限り、蓄積される熱エネルギーが変わらないようになっている。物理の熱容量は、温度差が変わらなくても、温度設定値が上がれば熱容量に蓄積される熱エネルギーが増えるので、Foster 型モデルの熱容量は物理的に意味がないことが分かる。

物理の熱容量は、温度の絶対値に依存するため、回路で表現すると、「接地」という形になる。このような熱容量を持つモデルは Cauer 型  $R_{th}C_{th}$  モデルと呼ばれる。

故に、実際の製品を測定した結果を解析する場合、Foster 型モデルを「接地」熱容量を持つ Cauer 型モデルへ変換する必要がある。図 3.1-4 はこの変換のイメージを示す。この変換方法<sup>[3-11]</sup>については、電気回路のネットワーク等価変換と同じで、数十年前から研究されていた成熟技術であり、本論文ではこの等価変換について議論しない。

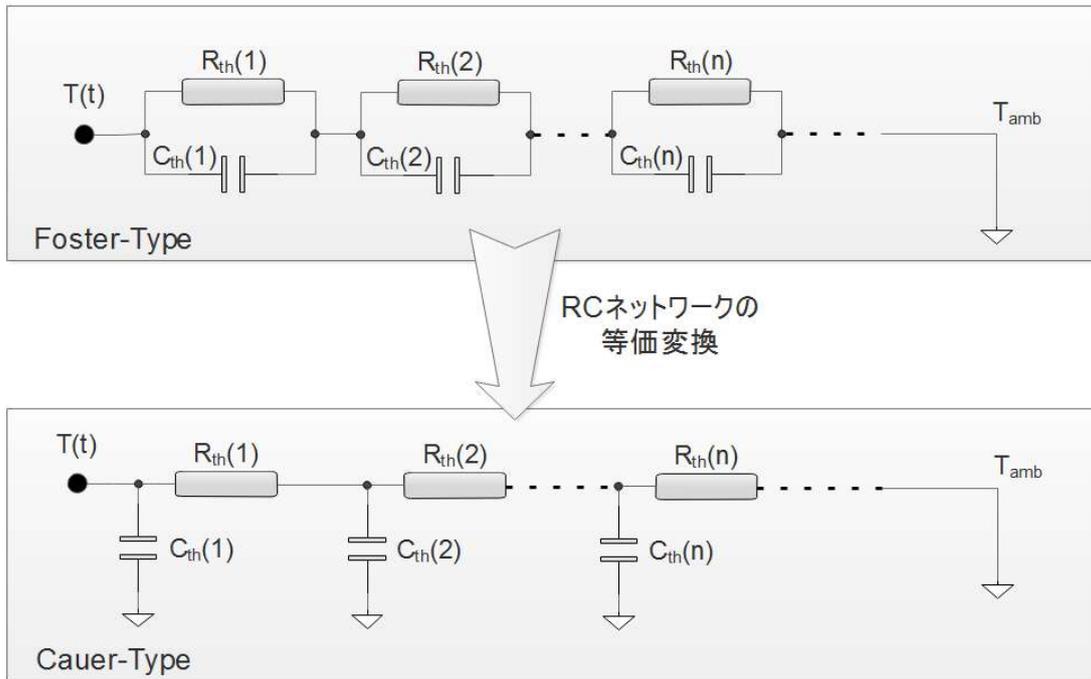


図 3.1-4 Foster 型  $R_{th}C_{th}$  モデルを Cauer 型への変換イメージ

これで、Cauer 型モデル熱容量は物理熱容量に対応できるようになり、熱解析はようやく時間域の過渡応答から熱システムの世界に入ってきた。ただ、数値モデルだけでは、放熱経路の物理構造を理解するにはまだ分かりにくいので、これを人間が分かりやすい形で表現する必要はまだある。

最終的に、Cauer モデルを可視化し、人が理解しやすい形にするのは構造関数である。構造関数の縦軸と横軸は、式 3.1-12 と式 3.1-13 で示したように、それぞれ Cauer モデルの各段の  $C_{th}$  と  $R_{th}$  の累積値となる。

$$C_{th-stf}(i) = \sum_{j=0}^i C_{th}(j) \quad \text{式 3.1-12}$$

$$R_{th-st} (i) = \sum_{j=0}^i R_{th}(j) \quad \text{式 3.1-13}$$

この構造関数は、積み重ねた積分のような熱抵抗と熱容量のため、別称“積分構造関数”と呼ばれる。さらに積分構造関数を一回微分して、カーブの傾きを縦軸にするのは“微分構造関数”と呼ばれる。図 3.1-5 は積分構造関数と微分構造関数の一例となる。

解析する時、積分構造関数と微分構造関数のどちらを使うのは目的と個人の好みにもよるが、一般的に熱容量を知りたい場合には積分構造関数、材料の特性変化を見たいときに微分構造関数、また両方を同じグラフにプロットして同時に見れば、全体の放熱構造がより分かりやすくなる。

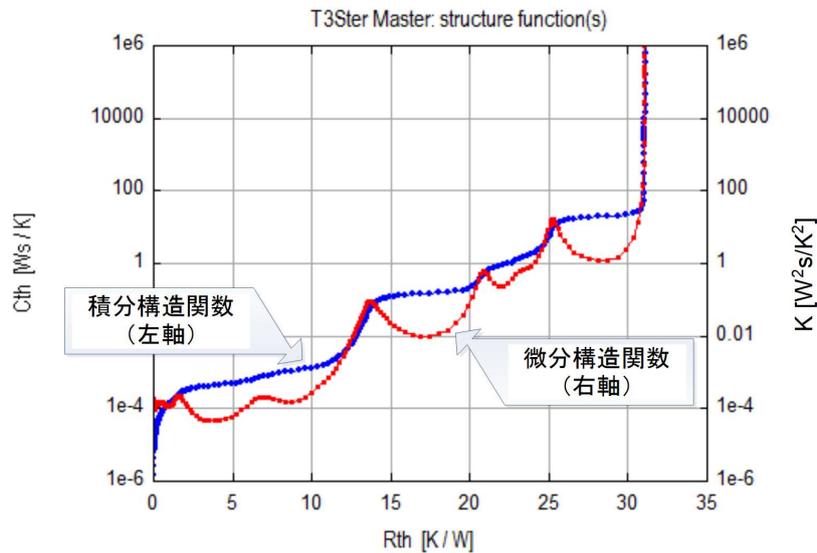


図 3.1-5 積分構造関数 ( $C_{th}$  vs  $R_{th}$ )と微分構造関数 ( $K$  vs  $R_{th}$ )の例

放熱経路上では、熱源から周囲環境へ進んでいくとともに、累積した熱容量が指数的に増加していくので、構造関数の縦軸は通常対数軸で表示している。リ

ニア軸では、熱源に近い場所の構造が見えなくなってしまうことに注意が必要である。

### 3.2 構造関数の使い方

構造関数は、その名前とおり、放熱構造の分かる関数(カーブ)である。Cauer 型モデルから分かるように、構造関数の起点は熱源(ジャンクション)で、それから各段の  $R_{th}C_{th}$  モデルを積み重ねていき、最後は“雰囲気(周囲空気)”で終了する。途中の  $R_{th}C_{th}$  は、放熱経路を形成する各部の材質熱特性に影響される。

構造関数の使用時に最も大事なものは、関数カーブの傾き、いわば各段の熱抵抗と熱容量の比である。放熱経路上の金属類は、熱伝導率の良い材料なので熱抵抗が小さく、接合面より当然体積が大きくて熱容量も大きいため、構造関数のカーブ上は傾きの大きい特性を持つ。一方、接合部の材質は金属類より熱伝導率が低くて熱抵抗が大きく、熱容量が少ないので、傾きの小さいのが特徴である。このように、熱が伝わっていく放熱経路上の各場所の特性が違い、構造関数のカーブは傾きを変化しながら雰囲気まで伸びていく。

図 3.2-1 は実際のパワーLED を測定した構造関数である。熱源は半導体 Die の中にあるジャンクションで、そこから発生した熱量はまず Die の中で拡散する。Die は半導体材料であり、熱伝導率が比較的が高く、構造関数では傾きが大きいエリア①に対応する。

Die 下の Die-Attach は熱伝導率の比較的悪い接合材料なので、構造関数の傾きが一旦落ちてから、下の Silicon-Submount に入る。ここはまた熱伝導率の良い材料で、構造関数の傾きがまた上昇して、エリア②に入る。エリア②の傾きは、積分構造関数で分かりにくいのが、微分構造関数では分かりやすい。

次に現れる材料は、金属銅で出来ているパッケージ内の Heat-Sink。体積が比較的に大きくて熱伝導率も極めて高いため、構造関数の傾きが大きい(微分構造関数のピーク)エリア③に対応する。エリア②とエリア③の間の傾きが小さいのは、Silicon-Submount と Heat-Sink 間の接合界面となる。

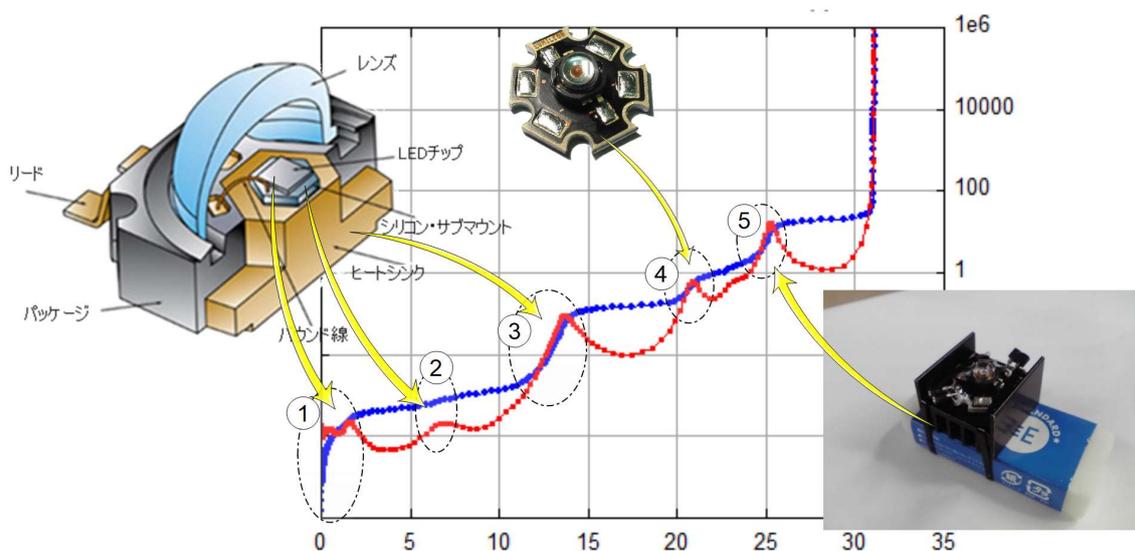


図 3.2-1 パワーLED の積分構造関数(青)と微分構造関数(赤)

同じように、エリア④の微分構造関数ピークは星型アルミ基板に対応する。エリア③とエリア④間の傾きが小さい構造関数部分は、LED パッケージと星型アルミ基板間の接合界面である。

星型基板の次は外部ヒートシンクとの接合面の接触熱抵抗で構造関数傾きが落ち、外部ヒートシンクには再び微分構造関数にピーク(エリア⑤)が現れてくる。最後は、ヒートシンクのフィンから空気への熱交換部の大きい熱抵抗が見えたあと、流体空気(Ambient、熱容量が無量大)で終わる。

このように、構造関数を使えば熱源からの放熱経路をすべて読み取れる。各層の材料特性情報も、構造関数カーブの傾きの違いで分離でき、直接に測定出来ない固体内部の熱構造解析が可能になる。

### 3.3 なぜ構造関数の熱容量はアンビエントへ行くほど大きい？

測定現場でよく受ける質問の一つは、「構造関数の熱容量がアンビエントに近づくほど大きいのはなぜか？」というものである。モデルとして、確かに後段の  $C_{th}$  が前段より小さくなることはありえる。図 3.3-1 のような Cauer モデルでは、左 1 段目から、熱容量はそれぞれ 0.01 J/K、1 J/K、0.1 J/K で、3 段目の熱容量が前段より小さくなっている。物理世界でもこのような熱抵抗と熱容量の順番で放熱経路を作れる。例えば、T0220 のパッケージ放熱面に薄く作った絶縁薄膜 (Film) がある場合、絶縁薄膜の熱伝導率が低く、T0220 パッケージと同等な熱抵抗を持つが、T0220 と比べると体積が殆どないので、熱容量は同然少ない。この場合に測定した構造関数では、絶縁薄膜の層が見えるであろうか？

残念ながら答えは“NO、見えない”である。放熱経路上に大きい熱容量を持つ層が存在すると、その後ろに位置する小さい時定数の層は、その性質通りの構造が構造関数上に現れない。その理由は、過渡熱測定的前提から説明しなければならない。

“2.1 過渡熱測定の基本”の冒頭から議論したように、過渡熱測定を行う必須条件は、ステップパワーで刺激を与えることである。つまり、入力パワーの変化を“瞬間”に切り替える必要がある。理想的な 0 時間で切り替えられる電源はもちろん存在しないが、一番時定数の小さいダイより十分短ければ、“瞬間”だと考えても解析上は問題ない。経験上は 10 倍以上短ければ問題がない。実際の半導体製品のダイ時定数は数十  $\mu\text{s}$  以上なので、数  $\mu\text{s}$  のパワー切り替えは許容でき

る。本論文の研究実験に使う装置 T3Ster は、この  $\mu\text{s}$  オーダーのパワー切り替えは出来ている。これで、ダイに対して、入力の“瞬間”切り替えは問題にならないが、問題になるのは、ダイの後ろの構造である。

その理由は、「システム応答の速度は、入力より速くなることはあり得ない」ことである。例えば、時定数が  $1\text{ms}$  の段に対して、入力刺激が「瞬間」ならば、応答が  $1\text{ms}$  で約 63%まで変化するが、入力刺激は  $10\text{ms}$  かかるなら、応答はそれ以上にかかるのが当然だ。この場合、観測した応答から求めた時定数は当然  $1\text{ms}$  より長いので、物理的に時定数  $1\text{ms}$  の熱システムでも、測定結果ではそれ以上の時定数に見えてしまう。入力パワーの切り替え速度は、後段  $R_{th}C_{th}$  の“実力”を出させる大前提となるのは、覚えておかなければならない。

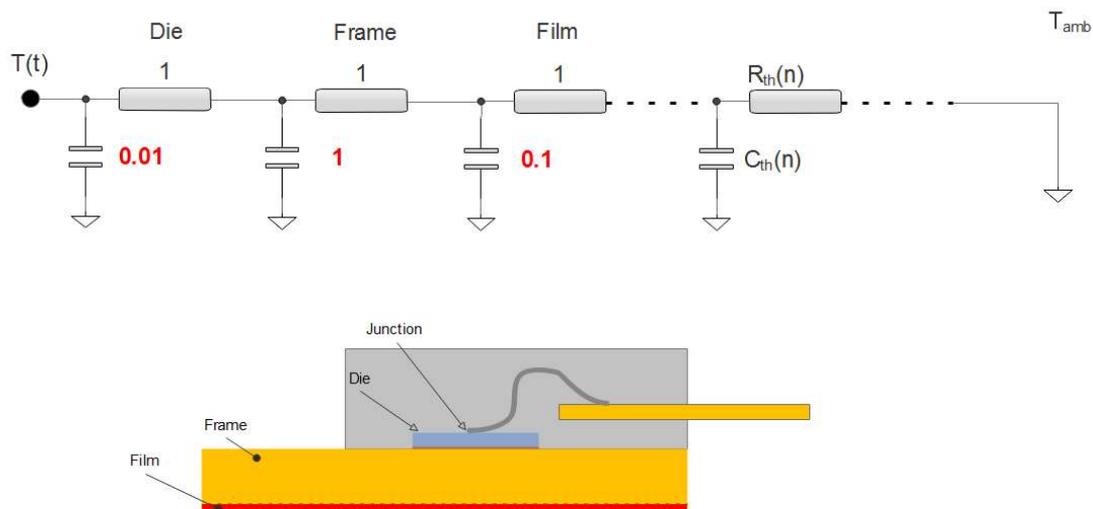


図 3.3-1 MOSFET 構造体イメージとその  $R_{th}C_{th}$  ラダーモデル

図 3.3-1 を例とすると、Frame の時定数が  $1\text{s}$  であり、その後ろの Film に対して、Film に入力するパワーの変化速度は、 $1\text{s}$  より速くなることはあり得ない。そのため、Film の温度変化速度は  $1\text{s}$  よりも遅くなり、時定数は  $0.1\text{s}$  になっ

ていても、この 0.1s の“真の値”は観測できないので、物理的に存在しても、構造関数上には現れないことになる。

その理由で、Die の後ろの段に対して、その段の熱抵抗と熱容量の“実力値”モデルを測定するためには、その段の入り口のパワー変化を十分速くしなければならない。図 3.3-1 のダイ(Die)の時定数は 0.01s で、後ろの Frame 時定数は 1s です。この場合、Die での熱量チャージは 0.01s オーダーで終わるので、Frame 段に対して、十分速いから、Frame の  $R_{th}C_{th}$  の“実力値”が構造関数上に現れる。

そして、Frame の後ろにある Film の時定数は 0.1s です。前段の Frame の応答時間は、Film の時定数より長いので、Film の温度変化測定は当然これより速くならない。Film は温度が高速に変化できる“実力”持っていますが、前段 Frame の温度変化が遅いせいで Film の温度変化も遅くなってしまいます。この例の場合は、Film 温度は Frame 温度とほぼ同じ速度で変化していく。この理由で、Film は Frame と同じ性質の材料と見られてしまうから、実際の構造関数上に、前段より時定数の小さい段が現れることはあり得ない。

この場合の考え方は、図 3.3-2 のように、時定数の小さい段は、前に位置する時定数の大きい段に“吸収”されて、一つ時定数の大きい段になると表現できる。当然だが、Film の実力値が見えなくなってしまう。

分かりやすく例えると、一車線道路上で走行している軽自動車の後ろにフェラーリが走っているとして、フェラーリは 300 km/h の性能があっても、軽自動車が 60 km/h で走っている限り、フェラーリは 60 km/h 以上の速度を出せない。スピードで判断している人に対し、フェラーリは軽自動車と同じ能力の車になる。

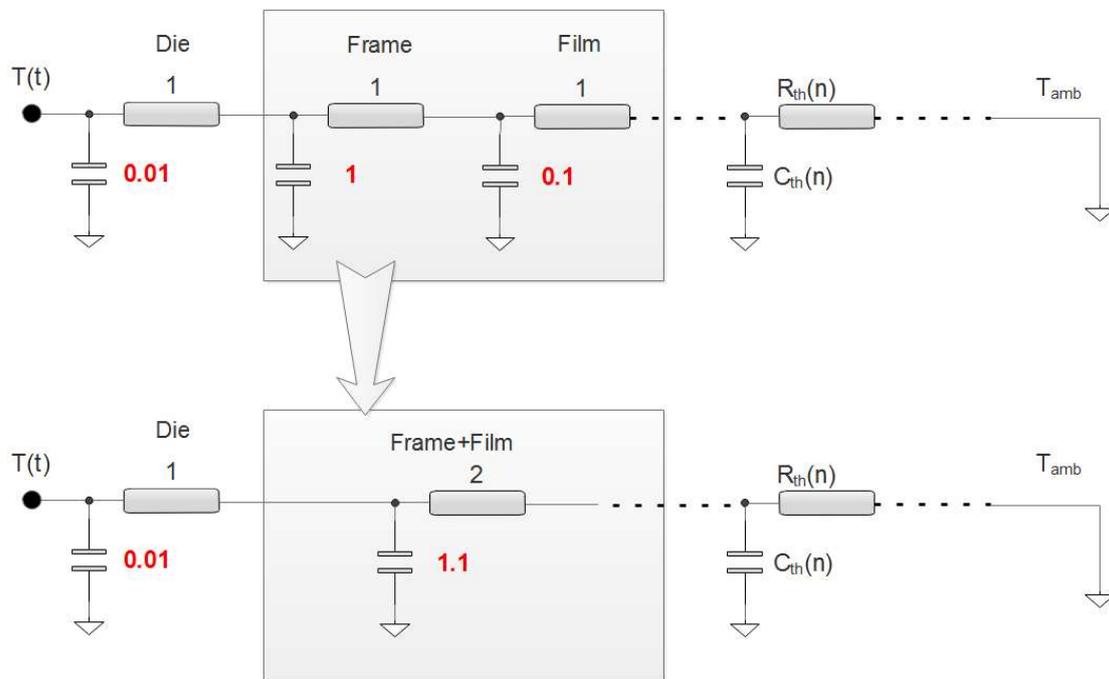


図 3.3-2 時定数の少ない後段が前段に”吸収”されるイメージ

### 3.4 過渡熱抵抗と構造関数

そこで重要なポイントとしては、構造関数と過渡熱応答（過渡熱抵抗  $Z_{th}$ ）は形が違うが、持っている情報が同じであるため、熱解析を行うにはどちらを使っても同じ解析結果になる。但し、構造関数は  $R_{th}C_{th}$  の形で、時間ドメインの過渡熱応答より解析に使いやすいため、第四章からは構造関数を使って議論を行う

### 3.5 参考文献

- 3-1 Yafei Luo. “Structure function based thermal resistance & thermal capacitance measurement for electronic system”. 2010 IEEE CPMT Symposium Japan, 2010, p. 1-5

- 3-2 Andras Poppe; Yan Zhang; John Wilson; Garbor Farkas; Peter Szabo; John Parry; Marta Rencz; Vladimir Szekely. "Thermal Measurement and Modeling of Multi-Die Packages". IEEE Transactions on Components and Packaging Technology, vol. 32, no. 2, June 2009, p. 484-492.
- 3-3 Marta Rencz; Garbor Farkas; Vladimir Szekely; Andras Poppe; B. Courtois. "Thermal Qualification of 3D Stacked Die Packages". Proceedings of 6<sup>th</sup> Electronics Packaging Technology Conference (EPTC 2004), 2004, p. 30-35
- 3-4 Attahir Aliyu; Alberto Castellazzi. "Prognostic System for Power Modules in Converter System Using Structure Function", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. pp, no. 99, 2017, p. 1
- 3-5 Anton Alexeev; Genevieve Martin; Volker Hildenbrand. "Structure Function Analysis and Thermal Compact Model Development of a Mid-Power LED". 33<sup>rd</sup> Thermal Measurement, Modeling & Management Symposium (SEMI-THERM), 2017, p. 283-289
- 3-6 Vladimir Szekely and Tran Van Bien. "Fine structure of heat flow path in semiconductor devices: a measurement and identification method". Solid- State Electronics, vol.31, 1988, p.1363-1368
- 3-7 George B. Arfken, Hans J. Weber. "Taylor's Expansion", Mathematical Methods for Physicists, 6th edition. Elsevier Academic Press, p. 352-363, 2005
- 3-8 Alejandro Dominguez. "A History of the Convolution Operation". IEEE Pulse, vol. 6, no. 1, 2015, p. 38-49
- 3-9 Vladimír Székely; Albin Szalai. "Measurement of the Time-Constant Spectrum: Systematic Errors, Correction", 17<sup>th</sup> International Workshop on Thermal Investigation of ICs and Systems (THERMINIC), 2011, p. 1-4

- 3-10 Vladimír Székely. "Identification of RC Networks by Deconvolution: Chances and Limits", IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications, vol. 45, no. 3, March 1998, p. 244-258
- 3-11 K. V. V. Murphy and R.E. Bedford. "Transformation between Foster and Cauer Equivalent Networks". IEEE Transaction of Circuit and System, vol. 25, No. 4, April 1978, p. 238-239.

## 第4章 等温面熱抵抗

構造関数は、時間域の過渡応答を熱抵抗熱容量の  $R_{th}C_{th}$  域へ変換して、放熱システムの構造をより把握しやすくする魅力的な解析手段である。一方、構造関数は放熱システムの一次元  $R_{th}C_{th}$  数学モデルにすぎないため、現実世界の三次元放熱経路を理解するのはまだ簡単ではない。

一次元  $R_{th}C_{th}$  数学モデルを実際の三次元空間熱分布にリンクさせる課題を解決するのは、等温面熱抵抗の概念である。本論文の著者は2010年から等温面熱抵抗の研究をはじめ、2012年に最初の論文[4-1]を日本実装学会で発表した。それから5年間かけて、等温面熱抵抗をコンセプトから、その理論基礎、実験検証[4-2]、更にシミュレーションと連携させ[4-3]、多数の応用実績[4-4]も上げて、最終的に実用可能な総合熱評価ソリューションとして完結させた。

### 4.1 熱抵抗と電気抵抗の違い

教科書の基礎知識[4-5]として、ある2点間を熱流  $P(W)$  が流れ、その間の温度差が  $\Delta T(^{\circ}C)$  である時、一般的に  $P$  と  $\Delta T$  の間にある比例関係(フーリエの法則)が存在し、次の式 4.1-1 が成り立つ。

$$\Delta T = R_{th} \cdot P \quad \text{式 4.1-1}$$

この式で、温度差 ( $\Delta T$ ) を電位差 ( $\Delta V$ )、熱流 ( $P$ ) を電流 ( $I$ ) に置き換えると、電気回路におけるオームの法則となる。つまり、 $R_{th}$  は電気抵抗に相当するもので、“熱の流れ難さ”を示す量となり、これを「熱抵抗」と呼ぶ。

この定義の通り、熱抵抗と電気抵抗は同じ振る舞い(図 4.1-1)をするので、電気と同じようにオーム法則が適用できることが熱抵抗の応用が広がった最も大きな理由だと思われる。こうすると、電気設計用手法や、ツール(SPICE シミュレーターなど)はそのまま熱設計に適用出来る。更に、熱伝導以外の熱対流、熱ふく射にも適用出来、熱回路網での熱設計技術も研究されている[4-6]。

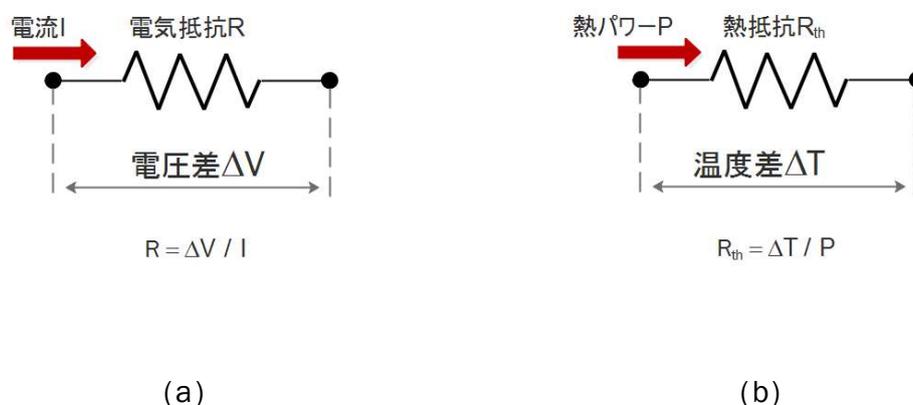


図 4.1-1 電気抵抗と熱抵抗

但し、熱設計の現場では熱抵抗モデルの精度が悪いなど、批判の声も存在し、なかなか電気抵抗と同じようなレベルまで応用されていない。その根本的な理由は、材料の特性にある。

認識されることがまだ少ないが、オーム法則が適用できる前提条件が二つある。

- 抵抗の入口から出口までの間に、流量保存が必要
  - 電気の場合、流入した電流と流出した電流が同じ
  - 熱の場合、流入した熱流と流出した熱流が同じ
- 抵抗の入口と出口と定義した場所は、等値が必要

- 電気の場合、等電位場所
- 熱の場合、等温の場所

導電体(金属など)の電気伝導率(A/mV)は約  $10^6 \sim 10^7$  A/mV で、絶縁体(ゴム、モールド樹脂など)の電気伝導率は  $10^{-13} \sim 10^{-17}$  A/mV になっている。その差は  $10^{20}$  倍以上あるため、どれだけ複雑な形状(図 4.1-2a)になっていても、この前提条件を満足するので、オーム法則が利用可能である。

熱抵抗と電気抵抗の根本的な違いは、材料の熱伝導率にある。放熱性の良い材料(金属など)といっても、その熱伝導率は  $100 \sim 400$  W/mK で、断熱性材料(ゴム、樹脂など)の熱伝導率は  $0.01 \sim 0.1$  W/mK であるので、その差は大きくても  $10^3$  倍程度となる。この場合、断熱材は十分熱流を“遮断”できず、熱伝導剤の周囲へ漏れる熱量が無視できず、オーム法則は適用できなくなる。

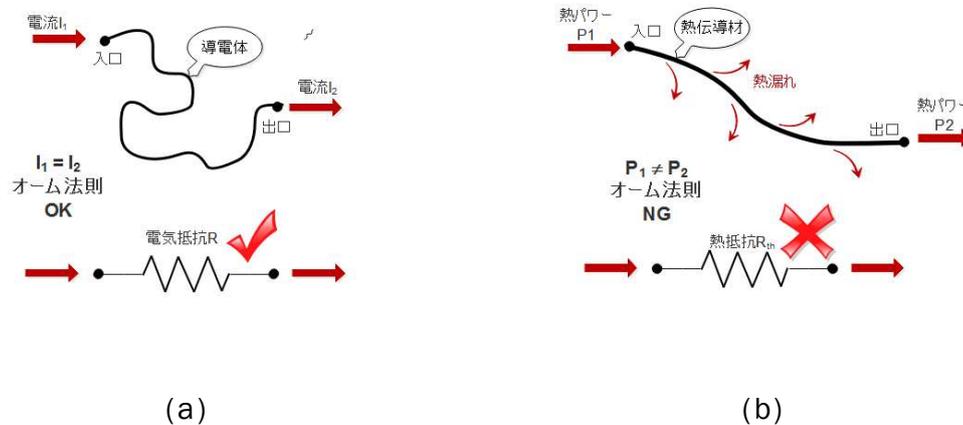


図 4.1-2 電気抵抗と熱抵抗の違い

また、抵抗の一般的な定義は、空間の2点間で行うことが多い。ここは気付かれないことが多い。抵抗を定義する空間の“点”は電気の場合同電位、熱の場合は等温度の場所を選ばなければならない。

電気抵抗の場合、金属部(端子)と抵抗素子を比べると、金属部の電位勾配が殆ど無視できるので、金属部全体を同電位の“点”と見なして問題がない。一方、熱抵抗の場合、放熱経路となる金属部でも、周りの断熱材料間の熱交換だけではなく、熱伝導率の差が大きくないため金属部の上でも発熱素子本体と同等レベルの温度勾配が付く。ほとんどの場合、熱伝導率の“良い”金属部でも全体を等温の“点”に見なせない。

この理由で、電気抵抗の出入り口は、金属端子の物理形状に合わせるのは問題ないが、熱の場合、部品の形状に定義するのは不適切で、大きな誤解を招きかねない。

この部品形状で定義した熱抵抗は、実際に半導体業界で長い間に使用されていた。それは電子部品(特にディスクリートデバイス部品)のデータシートに、パッケージ熱抵抗  $R_{thjc}$  として書かれる。 $R_{thjc}$  は名前通り、パッケージの“J”(Junction)から“C”(Case)までの熱抵抗との定義である。

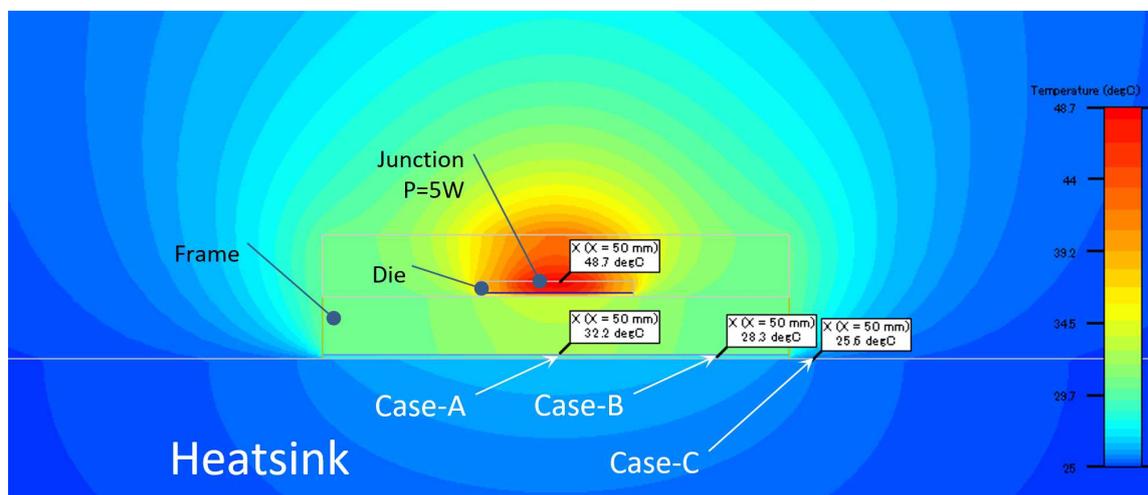


図 4.1-3 ディスクリート部品パッケージの温度分布図

図 4.1-3 は、ディスクリート電子部品の発熱時温度分布断面図である。 $R_{thjc}$  の定義した熱抵抗の“出口”は、部品パッケージのケース表面となるが、明らかにケース面は等温ではない。その結果、“Case-A”、“Case-B”と“Case-C”の温度が異なり、それぞれで測定した温度と Junction の差で算出した  $R_{thjc}$  は値が違うことになる。この例では、Die 発熱パワーが 5W で、“Case-A”、“Case-B”と“Case-C”で算出した  $R_{thjc}$  は

- Case-A:  $(48.7-32.2)/5=3.3\text{K/W}$
- Case-B:  $(48.7-28.3)/5=4.1\text{K/W}$
- Case-C:  $(48.7-25.5)/5=4.6\text{K/W}$

となる。Case-A を基準して、Case-B との差は 24%、Case-C との差は 41%まで大きいのが分かる。

この例では、熱抵抗の“出口”とする“ケース”面が等温ではないため、オーム法則の前提違反となる。つまり、このような  $R_{thjc}$  は熱抵抗の定義としては成り立たない。当然だが、この  $R_{thjc}$  を使った熱設計では様々なトラブルが起こり得る。

例えば、部品メーカーが  $R_{thjc}$  を測定する時よく利用手法は、シートシンクに下部から細い穴をあけて、熱電対を下からパッケージの底面“Case-A”温度を測定するものである。これで測定したケース温度はジャンクションとの温度差が一番小さいため、“優秀”な結果になる。ユーザーが  $T_j$  を見積もる時に使用する  $T_c$  は、パッケージ側面の“Case-C”の場合が多い。そうすると、見積もったジャンクション温度上昇が実際のジャンクション温度上昇より 40%ほど低く、非常に大きなエラーになる。

このトラブルは、等温ではない場所を熱抵抗の“出口”に定義した代表的な例で、業界の対策として、測定した  $R_{thjc}$  に大量なマージンを入れることで、ジャンクション温度が過小評価されないようにカバーしていた。

熱設計があまり問題ではなかった時代ではこの対策で良かったが、近年、ECU などをはじめとする車載半導体が普及してきて以来、電気部品がエンジンルームのような苛酷環境で使用され、周囲温度が通常の家電製品より遥かに高い100°Cまでとなる。これで熱設計のマージンが一気に減り、さらに信頼性も一般家電より厳しく要求されるため、ジャンクション温度の予測や、管理などの高精度化要求は拡大してきた。また、IGBT、パワーMOSなどのハイパワー半導体も電気自動車、電車鉄道、電力網などの応用に普及し、部品の小型化も要求されつつ、半導体の発熱密度は指数的に増加してきた。

このような“高性能化”+“小型化”+“高信頼性”の応用普及につれ、部品の放熱性能が商品化の成功に無視できない重要な要素となった。この中で、従来の“甘い”熱抵抗の定義はもはや使用不可になったと言える。

## 4.2 等温面熱抵抗の定義

前節に述べたように、従来の熱抵抗モデルが正確でない理由は、熱抵抗定義がオーム法則の前提を満たさないことである。オーム法則の有効な熱抵抗を使って高精度な熱解析を行うには、熱抵抗モデル定義をオーム法則の前提を満足させなければならない。さらなる現実として、そう定義した熱抵抗を実測することも必須となる。

- 熱抵抗定義の入口から出口までの間に、熱流保存が必須
- 熱抵抗定義の入口と出口と定義した場所は、等温になっていることが必須

- 熱抵抗定義に必要な熱流と温度は測定可能

この三つの要求をさらに細かく分解すると以下のような詳細要求へ書き換えられる。

- A) 熱抵抗入口の場所は等温
- B) 熱抵抗出口の場所は等温
- C) 入口から出口の間で熱流量保存
- D) 熱流量が測定可能
- E) 入口と出口の温度が測定可能

一次元の場合、上記要求は簡単にクリアできるが、実際の三次元構造を持つ電子部品ではそう簡単ではない。高性能 LSI パッケージに利用されている熱回路網法<sup>[4-7]</sup>は実用的な解析方法だが、熱回路を構成する各熱抵抗の値の測定はかなり大きな難関で、実測ベースでの解析手法としては使用不可である。

#### A)、熱抵抗入口の場所は等温

等温条件を満たせる定義を探す時、温度分布を表すのによく使われる等温面は唯一の候補となる。名前通り、等温面上ならば、何処でも同じ温度のため、熱抵抗定義の入口は等温面にすれば、この条件が自然に満足される。図 4.2-1 は代表的なパワー素子パッケージの等温分布断面を表示している。等温面①～⑩は、どれでも熱抵抗の入口の定義場所として使える。

特別な場所：ジャンクション。電気製品の熱設計においては、熱量がすべて半導体部品のジャンクションから発生する。故に、ジャンクションは最初の熱抵抗の“入口”として定義するのは自然だ。この場合、ジャンクションで“生産”された熱量がそのまま全体放熱経路に流入するので、全体放熱経路の“入口”にもなる。

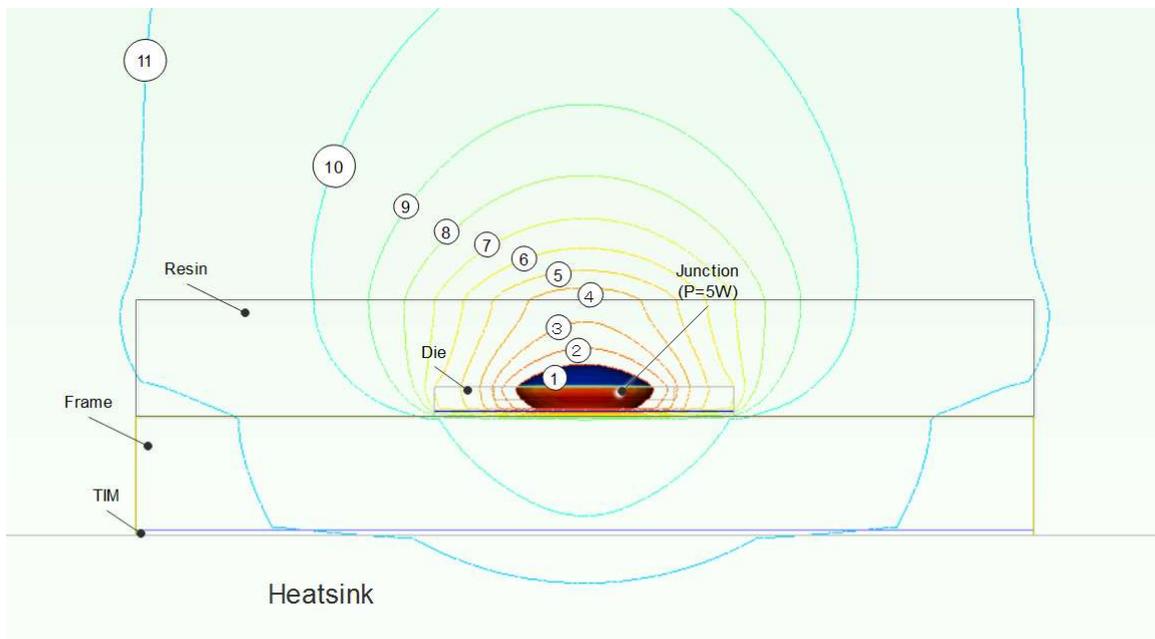


図 4.2-1 半導体部品の等温面イメージ(断面表示)

半導体のジャンクションエリアは、一般的に数  $\mu\text{m}$  ~ 数十  $\mu\text{m}$  の厚みで、数  $\text{mm}$  ~ 十数  $\text{mm}$  の平面サイズが多い。発熱時に、勿論ジャンクション内は等温ではないが、それ以降の放熱経路材料と比べて体積が殆ど無視できるため、一つの温度だけ持つ等温入口と見ても問題ない。

発熱エリア内の温度勾配が激しい場合も当然存在するが、熱流束が発熱エリアと直交するのがほとんどなので、発熱エリア以降の放熱経路の考察には影響がない。また、発熱エリア内では非常に難しい電気現象と熱現象が同時に起こり、チップ内の温度分布に関して、本論文では議論しない。(これ以降、本論文に使用するジャンクション温度は、実際の発熱エリア内の体積平均温度を指す。)

## B)、熱抵抗出口の場所は等温

熱抵抗の入口定義と同じように、等温面で定義すれば、この条件は満たされる。また、前段熱抵抗定義の出口に当たる等温面は、次に繋がる熱抵抗の入口にもなるため、熱抵抗を“等温面間”で定義すれば、シリーズの熱抵抗ネットワークで放熱経路を表現できる。

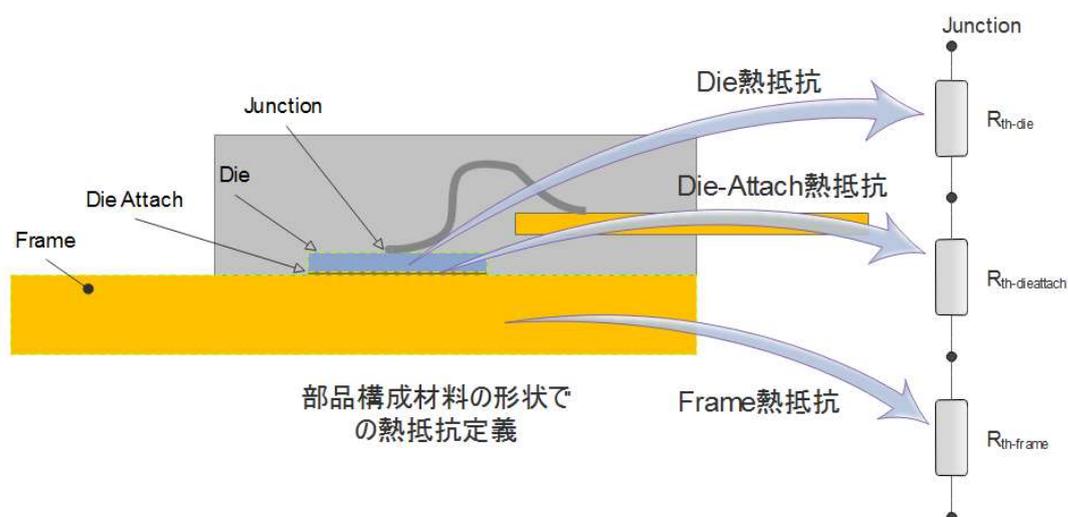


図 4.2-2 物理形状通りに作った一次元  $R_{th}$  モデル

図 4.2-1 で分かるように、等温面の形は、部品を構成する材料の形状と一致しない。ただこの様な構造を持っている半導体パッケージ(例えば TO220)は、形がシンプルで、Die からヒートシンクに向かって、垂直方向で一次元的に熱が流れていくイメージ(図 4.2-2)が多くの熱設計エンジニアに持たれている。特に電気設計の経験を持っている熱技術者は、この認識が根強く、パッケージを構成する各層の材料の物理形状で縦方向の一次元  $R_{th}$  モデル(図 4.2-2)が今でも使われている。このようなモデルは定義からオーム法則が成り立つ前提条件を満たさず、使用時にトラブルが頻繁に起こる。

### C)、入口から出口の間で熱流量保存

流入した熱量と流出した熱量は等しくなければならない。半導体部品の放熱構造では、熱源からの総熱量が等温面と直交して移動している。熱流体理論で判明した通り、各等温面を通過する熱量が熱源の総熱量と等しいので、等温面で定義した熱抵抗なら、この条件が自然に満たされる。

#### D)、熱流量が測定可能

半導体部品の場合、各等温面を通過する熱量は、熱源の総発熱量と等しいため、この熱流量は消費電力で決まる。消費電力が半導体部品の電流と電圧で高精度に測定可能で、(LED など一部特殊半導体以外)100%発熱量になる。つまり、電子デバイス部品の場合、総発熱量の測定は高精度に可能である。

#### E)、入口と出口の温度が測定可能

放熱経路の入口である半導体接合部の温度は、本論文第 1.2 章に述べたように JESD 51-1 測定規格の ETM 法にて高精度に測定できるが、それ以外の等温面温度の測定は難しい。

部品表面から見える④以降の等温面は、外部で熱電対や IR カメラなどで測定可能だが、高精度には困難、その等温面の形状が分からないのと部品内部のどこまで広がるかも分からないため、内部が支配的になっている放熱構造の評価に使えない。

また、図 4.2-1 にある等温面③より前の等温面は部品内部にあるため、破壊しない限り測定が不可能である。

この条件さえクリアできれば、オーム法則の有効な熱抵抗モデルが使えるが、どうすれば良いのか？直接に装置で測るのが現段階の技術では不可能だ

が、間接に調べる方法はまだある。この方法は本論文のコアな部分であり、次の節から詳しく議論する。

### 等温面での熱抵抗定義

本節の結論として、等温面を用いて熱抵抗を定義すれば、オーム法則が成立する条件 A) ~ E) は全部満足される。接合温度と総発熱量の測定も高精度に行えるので、電子デバイスの熱測定や熱評価業務に使用可能である。

この場合の熱抵抗の様子は、図 4.2-3 で表示しているように、ジャンクションから始まり、各等温面間の熱抵抗の直列接続  $R_{th}$  モデルで放熱経路を表現することができる。

図 4.2-3 で、等温面①~⑥の熱抵抗  $R_{th}(1) \sim R_{th}(6)$  は、Die から右へ熱抵抗記号を用いて書いているが、熱抵抗記号の“点”は等温面に対応して、等温面間の熱抵抗との定義となるので、等温面の間に何処で記号を書いても問題ない。等温面を使用していることがポイントである。 $R_{th}(7) \sim R_{th}(9)$  は、スペースの制限で図面に書いていない。

玉ねぎの皮のように、等温面は電子部品の接合から外部環境まで一層ずつに膨らみながら等温面熱抵抗経路の形を形成していくのが理解しやすい。

また、熱抵抗だけを書くと、図 4.2-4 のよう直列接続されたネットワークモデルになるが、このネットワークモデルの各“Node”は、物理の等温面に対応しているのは忘れてはいけない。

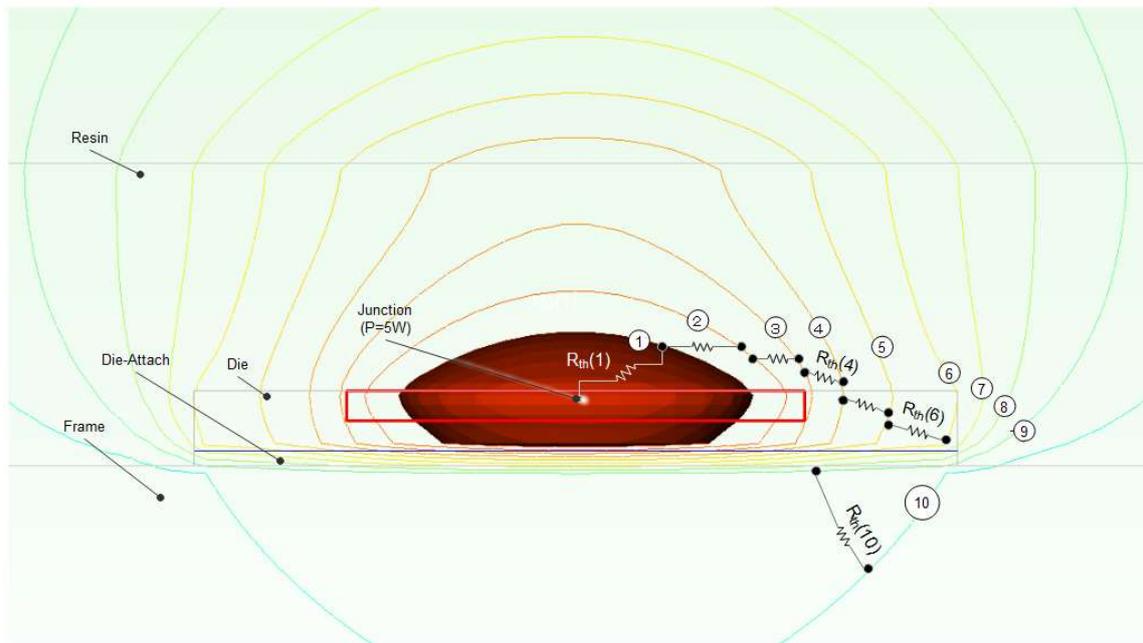


図 4.2-3 等温面熱抵抗の空間分布イメージ

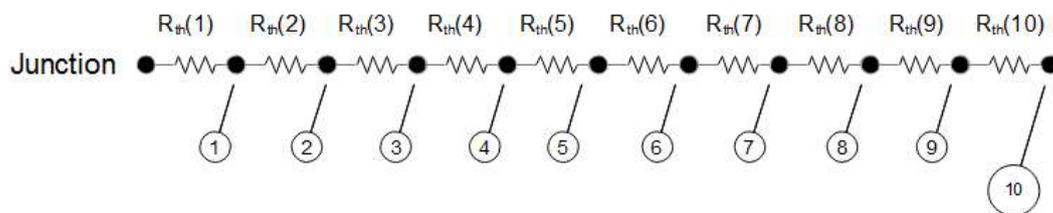


図 4.2-4 等温面熱抵抗の数学ラダーモデル

### 4.3 等温面熱抵抗測定と熱モデル校正

三次元でオーム法則が有効な熱抵抗は等温面で定義することが必要だということここまで述べたが、実際どう測定するのはまだ課題に残っている。

今まで部品を構成する材料の形状で定義した熱抵抗(図 4.1-2)と違い、等温面の形は殆ど構成材料の形と大きく異なるので、等温面の形状を把握するのが難しいことで、等温面の温度と形状を直接に測定するのは更に困難な作業となる。

### 固体内部の温度測定

温度分布の形状を観測する技術といえば、まず IR カメラが思い浮かぶが、このカメラで撮れるのは部品表面の温度分布で、実際の等温面とは違う。

等温面形状は、部品の構成材料の形や熱物性(熱伝導率、単位面積接触熱抵抗など)に大きく左右される。部品熱抵抗に関わる等温面は殆ど固体内部にあるため、直接観測するのは現在の技術では不可能である。

現在の電子デバイスの業界では、放熱問題が最も深刻になっているのはパワーデバイスである。このような部品において、支配的な放熱経路は冷却部の金属材料内部にあるため、その等温面形状が放熱性能に最も影響するが、直接に観測不可なエリアであるため、大勢の熱設計者を悩ませている。

JEDEC 規格やアメリカの MIL 規格などでは、放熱経路の熱評価をするため、固体内部にある場所の温度を計測しなければならないため、コールドプレートに穴を開け、熱電対を仕込みプレートに載せた電子部品を放熱しながら底面温度を測る方法を提案していた。結果は期待するほど精度を出せず、測定バラツキや、誤差などの問題で、業界に抵抗されていた。一箇所だけの測定ですら、これだけ難しく、精度が取れないようなら、等温面全体を直接に測定するのは不可能である。

放熱性能を詳細に検討する場合、三次元熱流体シミュレーションのソフトウェアは最近熱設計者の視野に入ってきた。パソコン上で詳細な熱モデルを作成す

れば、固体内部空間の温度分布や熱流束分布などを可視化させ、等温面の形状を把握することができるので、製品設計の欠かせない熱設計ツールとして普及し始めている。このような仮想技術でパソコン上の可視化した等温面は現時唯一等温面形状を把握できる方法と考えられる。(図 4.2-3 の赤いエリア①は Mentor 製品の三次元熱流体シミュレーションソフト FloTHERM で描画した等温面の例である)

現在の三次元熱流体シミュレーターは、ソルバーの性能や精度が実用レベルになってきているので、シミュレーションモデルの精度さえ良ければ、等温面形状を高精度に求められる。つまり、熱物性値さえ高精度に得られれば、シミュレーション上で等温面を可視化して把握することができると考えられる。

残念なことだが、シミュレーションモデルの精度を上げるのに、部品の構成材料の熱物性を高精度に測定することが必要だが、これはまた難しい。熱伝導率の測定精度は測定対象物にもよる。金属類は数%誤差のいい数値が取れるが、複合材料や接合材料、サーマルグリースのような形のない放熱材料など、部品熱抵抗の大半を占める材料の熱物性はまだ大雑把な結果しか把握されていないのが業界の現状である。

果たして、この課題を解決する方法が無いでしょうか？ 答えは“NO、直接な方法は無いが、間接的な方法はある”となる。この間接的な手法は、第三章に述べた過渡熱測定から得られる構造関数を利用して、熱実測と熱シミュレーションを連携させる方法である。

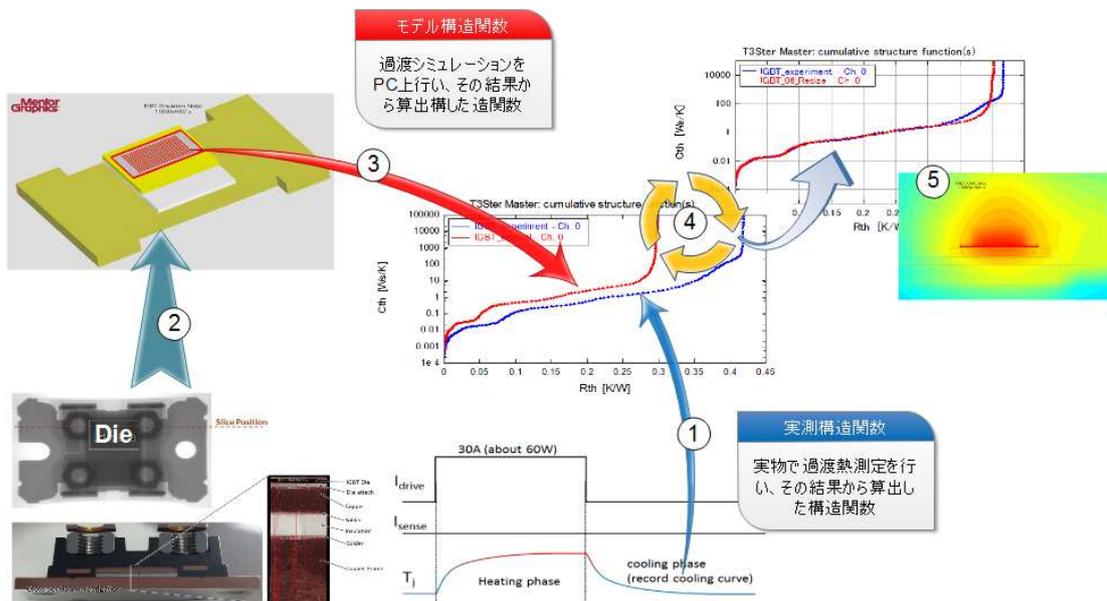


図 4.3-1 熱実測と熱シミュレーションの連携イメージ

この方法の基本的コンセプトを図 4.3-1 で説明する。物理デバイスの過渡熱測定で得られた“実測構造関数”と、過渡熱シミュレーションで得られた“モデル構造関数”を比較し、熱シミュレーションモデルの熱物性を調整することによって構造関数上で一致すれば、モデルの熱物性を“校正”して求めることができる。

実際の手順を次に示す：

1. 物理サンプルに対して、過渡熱測定を行い、“実測構造関数”を算出する。
2. 物理サンプルの寸法情報を正確に取得し、熱シミュレーションモデルを作成する。
3. 熱流体シミュレーターで過渡シミュレーションを行い、“モデル構造関数”を算出する。

4. モデル構造関数と実測構造関数を比較し、不一致の場合、モデルの熱物性を修正し、3に戻る。
5. 実測とモデルの構造関数が一致したら、熱シミュレーターで温度分布や熱流束分布などを可視化して熱解析を行う。

つまり、直接に測定できない等温面は、構造関数を媒介にして熱モデルを“校正”すれば、モデルの解析結果から間接的に等温面を“測定”することはできる。これで、等温面熱抵抗の定義から実測するまでの技術として完結し、高精度な熱設計のソリューションとして成立した。

#### 4.4 三次元熱容量について

過渡熱測定は、熱源のジャンクション温度しか測定していないため、「熱源から離れた場所の温度はなぜ分かるか？」という質問がよくある。この回答は、モデル校正技術の理論ベースでもあるので、ここでもう少し議論したい。

まず、構造関数のモデルを思い出しましょう。図 3.1-4 の Cauer タイプの  $R_{th}C_{th}$  ラダーモデルは構造関数の数学モデルである。図 4.2-4 とう違うのは、各熱抵抗に熱容量が付いているところ。この熱容量の効果で、各熱抵抗がジャンクションの過渡変化に支配的に影響を与える時間帯が異なるため、時間域のレスポンスから逆畳み込み演算で、時定数スペクトルが求められる。

仮に、熱容量が無い(図 4.2-4 のモデル)とする。この場合、過渡測定を行うと、接合の温度変化は入力のパワー変化と同時に起こり、同じステップ関数になるので、放熱経路の各層の情報が分離できなくなる。

熱容量の存在のお陰で、各熱抵抗が過渡変化に影響を与える時間帯が分かれて、放熱経路上のそれぞれの等温層を分離することができるようになる。

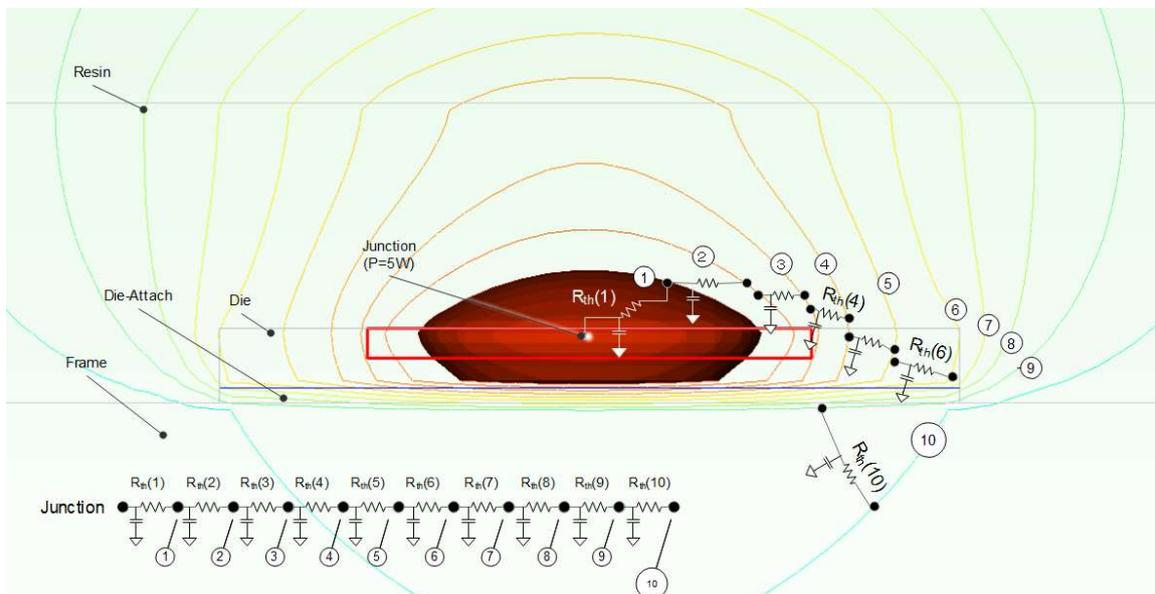


図 4.4-1 三次元  $R_{th}C_{th}$  モデルのイメージ

図 4.4-1 は図 4.2-3 の各等温層間の熱抵抗に熱容量を追加したイメージを示す。各熱容量は、その等温面の間にある材質の熱容量の加重合計となる。(実際に流れている熱流束密度は空間上に均等分布ではないため、熱源の温度変化への“貢献度”も空間上に均等ではない。故に、等温面間の物質の熱容量を簡単に合計するのは相応しくない。熱流束密度で重み付く必要があるが、具体的なやり方については、本研究の対象外としている。今後の研究テーマに残す。)

こうすると、等温面で定義した放熱経路は、一次元の  $R_{th}C_{th}$  モデルで表現できるようになる。これは第三章で述べた構造関数と同じ形の数学モデルで、これで、等温面で定義した放熱経路の  $R_{th}C_{th}$  モデルは熱源の過渡熱応答から数学演算で求められることが解明した。

構造関数を理解するポイントは、過渡熱応答から求めた Cauer 型  $R_{th}C_{th}$  は放熱経路の三次元等温面に対応していることで、構造関数を使う場合、実際の等

温面の形に合わせて読み取らないと正確な解析ができない。言い換えれば、構造関数を使って、等温面の形状も把握できれば、最も正確な熱解析ができる。

## 4.5 実験検証

過渡熱測定結果から得られる構造関数を基準に、熱シミュレーションモデルを校正できると前節に述べた。この手法で得られた等温面形状(温度分布)は実際の物理サンプルと一致するのを検証するため、以下の実験を実施した。

実際の電子部品の構造が複雑で、温度分布は測定不可のため、検証実験に使えない。等温面形状の予測と測定が可能な特殊な環境が必要である。断面が円状の金属材料で出来ている棒材なら、ほぼ一次元放熱経路に近い形になるので、等温面形状は予測できる。図 4.5-1 は実際の実験セットアップのイメージである。

構成部寸法を図 4.5-1 に示す。この寸法通りにシミュレーションモデルを作成した。熱源の形状は正方形で棒材断面より小さいため、上段棒材(Upper brass rod)の上の 10mm ぐらいの等温面が多少曲面に見えるが、それ以降は全部水平面になるのがシミュレーション結果で分かる。

棒材の長さ方向に、7mm 間隔置きに設置した熱電対で測定した温度はその位置にある平面状の等温面温度となる。5mm の深さあれば、棒材側面表面付近の空気が熱電対配線温度への影響が温度プローブの先端まで届かないと考えれば良い。この環境ならでは固体内部の等温面の形状と温度が測定可能になる。

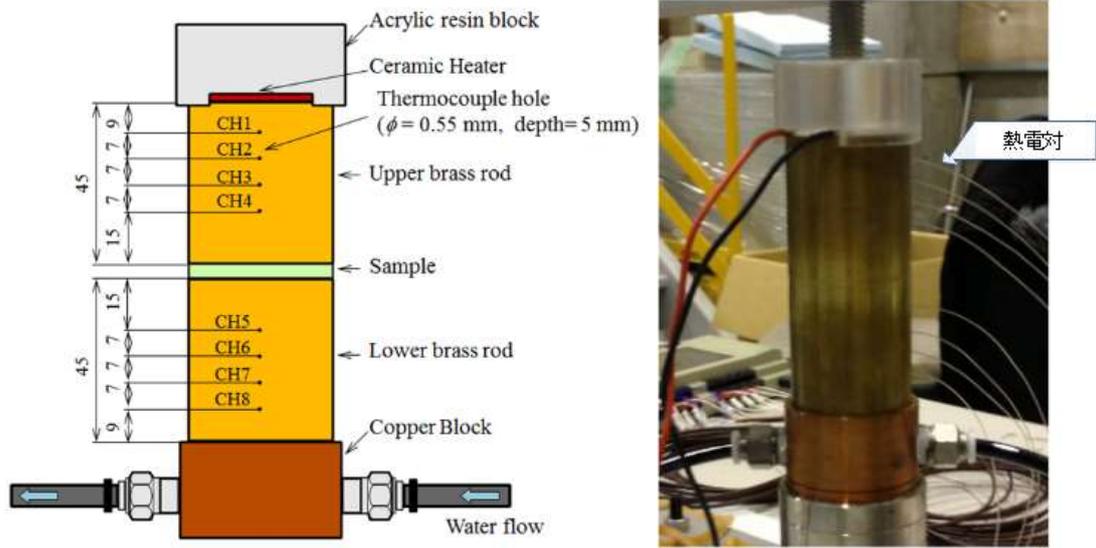


図 4.5-1 検証実験のセットアップ

表 4.5-1 実験セットアップの各部品寸法の値

構成部名称	寸法	数値	備考
Acrylic resin block	厚さ	20mm	固定 & 断熱用
Ceramic Heater	断面サイズ	25mm x 25mm	熱源
	厚み	1.75mm	
Upper brass rod	断面直径	40mm	実験の放熱経路(上段)
	長さ	45mm	
Lower brass rod	断面直径	40mm	実験の放熱経路(下段)
	長さ	45mm	
Copper Block	直径	45mm	冷却用、内部冷媒用貫通水路あり
	厚み	30mm	

## 熱源の選定について

熱源の選定は、最初ラバーヒーターとセラミックヒーター2種類の選択肢があった。ラバーヒーターは、棒材と同じ径 40mm の円形で、発熱用抵抗配線(図 4.5-2 の左)も均等に配置され、棒材の中でより理想的な一次元放熱経路が形成しやすいメリットがある。ただ、通電時に電気ノイズが大きくて、熱源温度の測定精度がかなり低下するため、過渡熱測定に向いていない。

一方、白金抵抗のパターンを配置したセラミックヒーターは、電気ノイズが殆ど見られないので、電圧法で発熱体温度を高精度に測れる。今回はセラミックヒーターを採用することにした。使用するのは、坂口電熱社の市販品(図 4.5-2 の右)である。X線の透過映像で白金抵抗が全面均質に配置されていることを確認した。

## 熱シミュレーションモデル作成

セラミックヒーターのモデル作成において、発熱部(白金配線パターンの配置されるエリア)の内部温度分布の詳細は、この実験で評価しないので、均質発熱するブロックの等価モデルにした。発熱部の寸法は X 線で観測した値を使用した。真鍮の棒材も実物通りの寸法で作成した。

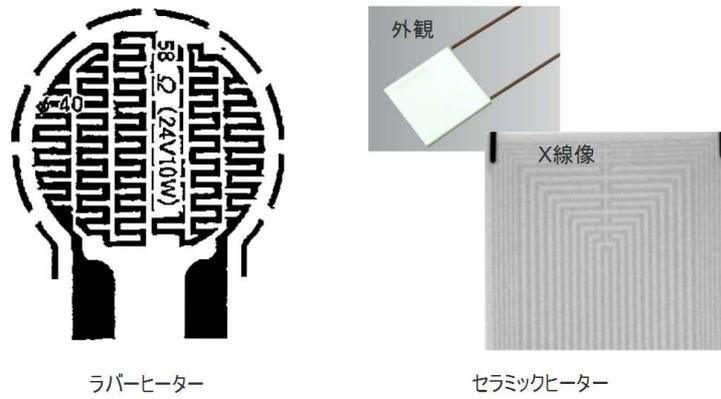


図 4.5-2 ラバーヒートとセラミックヒーターのイメージ

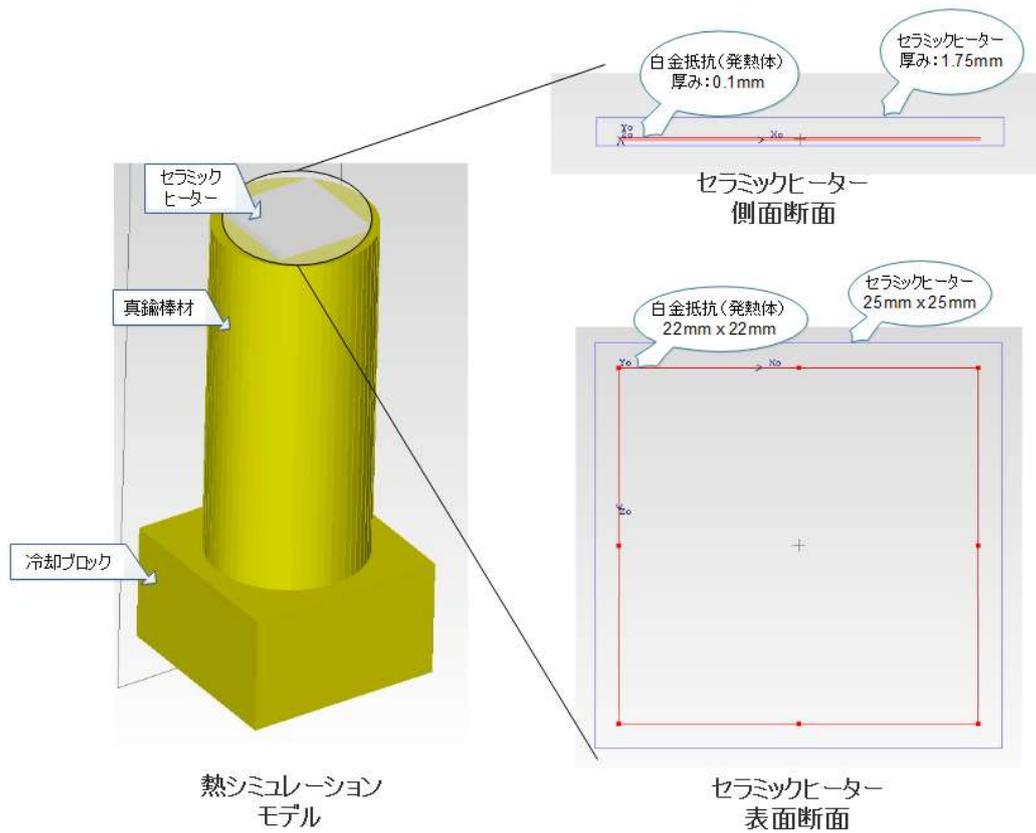


図 4.5-3 FloTHERM で作製したモデルのイメージ

図 4.5-4 は校正済みのモデルでシミュレーションした結果を示す。セラミックヒーターと棒材の形状が違うため、上段棒材のトップから 13mm までの部分の等温面は平面になっていなくて、熱電対の測定精度が低下するため、評価対象にしない。それ以降の棒材では、等温面分布も熱流束分布もほぼ均質で方向も同じであり、一次元放熱経路と見なして良いことが分かる。この一次元分布エリアの等温面形状が、水平方向の平面になっているのが確認できた。このエリアの熱電対でとった温度の対応する等温面形状が予測できるので、評価対象とする。

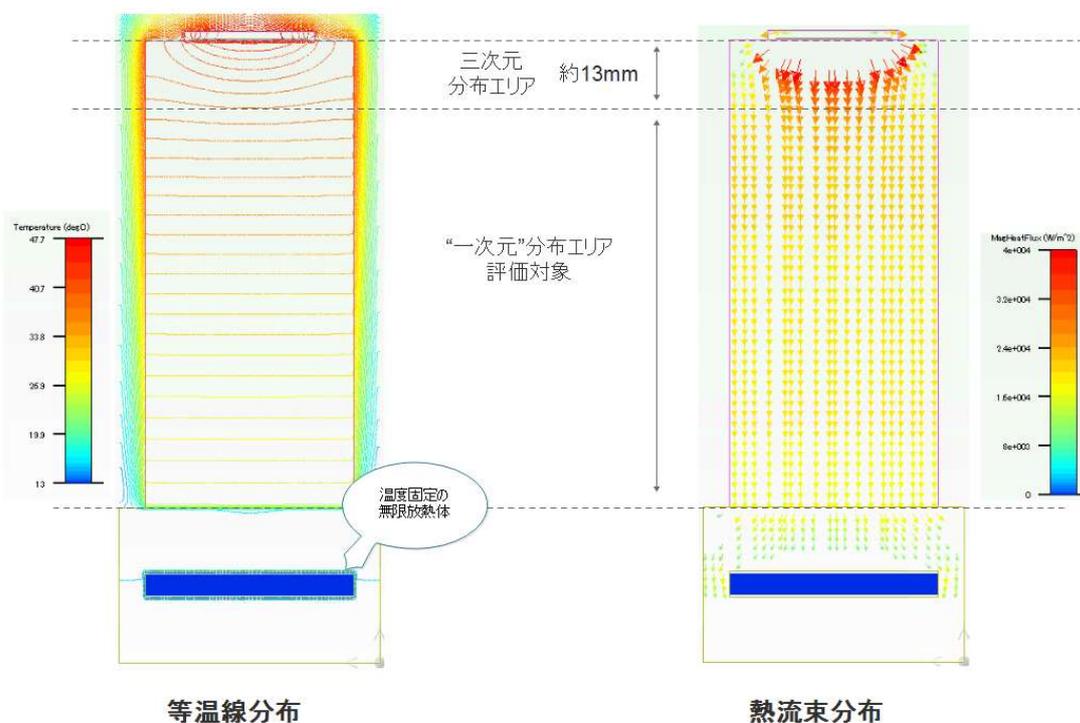


図 4.5-4 実験対象の温度と熱流束断面図

冷却の銅ブロック (Copper block) に流している冷媒は、流体モデルにすると、解析時間がかかり膨大化するため、簡易な温度固定の“無限放熱体”にしている。冷媒部モデルは実物との差異が大きいが、棒材の後ろにあり、評価に影響しないため、このあたりの差異は無視出来る。また、流体シミュレーションの収束

性と計算時間を考慮すると、無限放熱体のほうが都合良いので、このようなモデルにした。

### 実験セットアップ

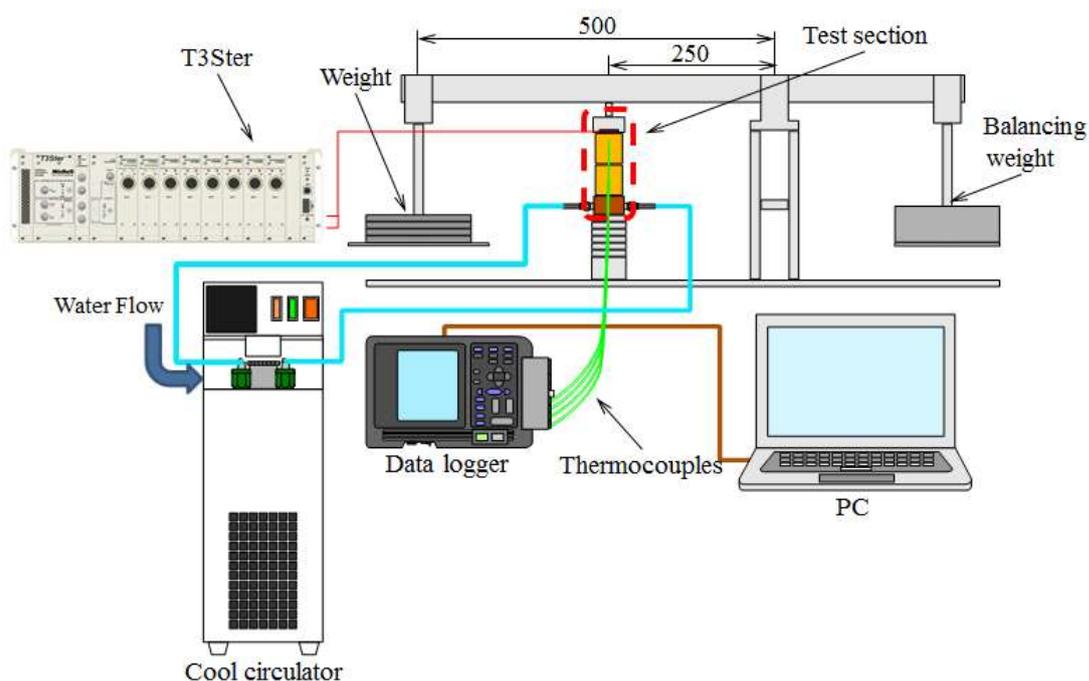


図 4.5-5 実験セットアップの全体構成

セラミックヒーターと真鍮棒材の密着性を確保するため、天秤機構で真上から、押さえつけの均等圧力負荷をかける。圧力が傾いたら、接触熱抵抗も不均等になり、セラミックヒーターと真鍮の間の熱流束分布が予測不可となる。この場合、真鍮棒材中の等温分布形状も予測不可で大きな測定誤差を招く。

また、真鍮へ以外の放熱経路を遮断するため、厚さ約 2cm のアクリル製断熱カバーをセラミックヒーターの上に設置した。真鍮棒材の下に、チラーで温度固定の銅ブロックを使用した。温度は実験室の室温に合わせて設定した。

## 過渡熱測定

セラミックヒーターの過渡熱測定には Mentor Graphics 社製の過渡熱測定器 T3Ster を利用した。抵抗値は約 100Ω で、センス電流は 20mA を採用している。温度特性を計測した結果を図 4.5-6 に示した。温度と電圧に良好な直線性が見られ、温度係数は 6.9mV/K となっている。

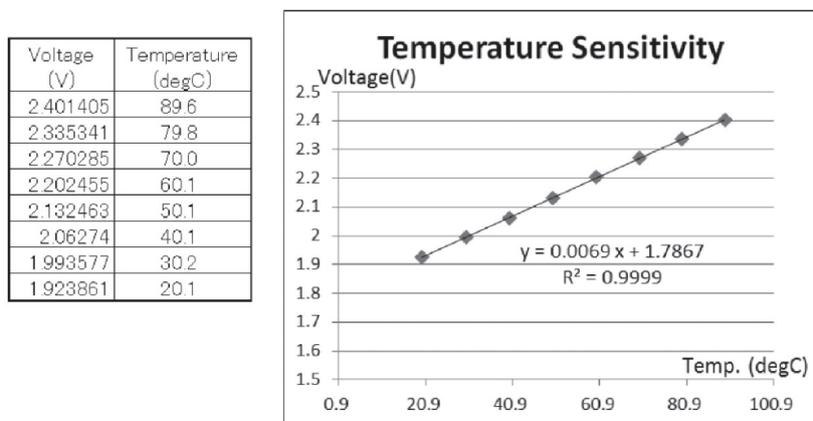


図 4.5-6 セラミックヒーターの温度特性 @ センス電流 20mA

過渡熱測定を行う加熱パワーは、約 28W をセラミックヒーターに印加した。加熱と冷却はそれぞれ 1200s で測定を実施した。図 4.5-7 の左のグラフは過渡熱測定結果で、熱飽和時のセラミックヒーターの温度上昇は約 53°C になっている。

構造関数は、T3Ster 付属の解析ソフト T3SterMaster にて算出した。その結果は図 4.5-7 の右のグラフに表示している。構造関数からこのシステムの全体熱抵抗はおおよそ 1.9K/W になっているのが分かる。

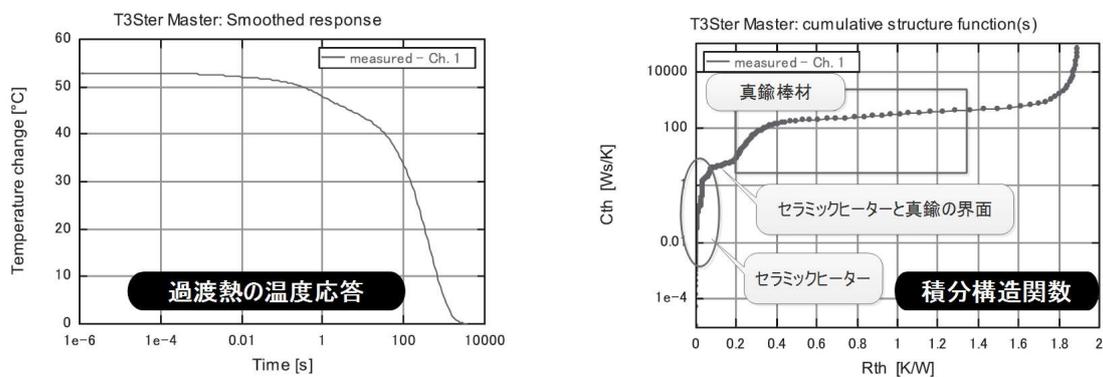


図 4.5-7 セラミックヒーターの過渡熱応答と構造関数

また、熱容量値と構造関数の傾きからセラミックヒーターと真鍮棒材を示す構造関数の場所は推定出来る。図 4.5-7 の構造関数に表示したように、セラミックヒーターの熱抵抗は約  $0.1\text{K/W}$  以下で、熱容量が急増するので、この部分の構造関数は傾きが大きい。その後の部分は約  $0.2\text{K/W}$  まで傾きが急にフラットになっているが、真鍮棒材との接触界面となる。この界面では、熱抵抗だけ増えて、熱容量があまり変化しない特徴的な接触熱抵抗が存在するのが分かる。 $0.2\text{K/W}$  以降は、真鍮棒材の中の部分で、今回の検証対象である。

### モデル校正

校正したモデルは、本当に実験と一致するのかを検証するため、まず 4.3 節で述べたワークフローでこの実験セットアップのモデルを作成して、構造関数上で実測に一致させた。細かい作業はここで記載しないが、最後の結果だけ図 4.5-8 に表示している。

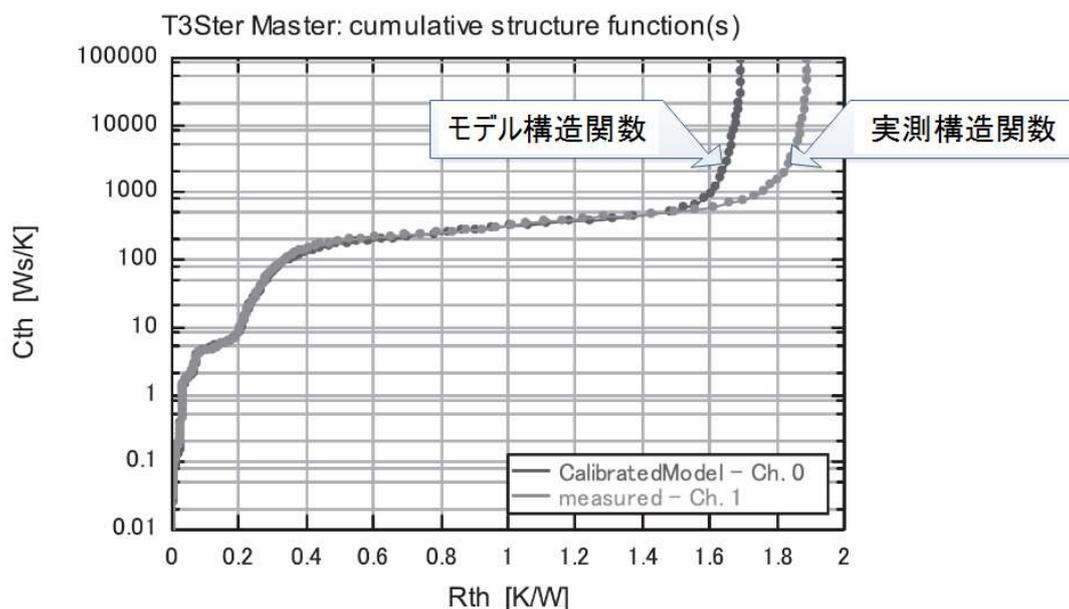


図 4.5-8 校正済みの構造関数

約 1.4K/W までモデルを校正できた。これ以降の部分は、真鍮棒材の下の水冷用銅ブロックになっている。検証対象外なので、モデルは簡易的な温度固定のブロックで水冷流路を模擬している。実際の流路モデル作っていないので、その熱抵抗情報などが当然持たないため、この部分の構造関数は実測と合わない。流体シミュレーションの収束性と計算時間は模擬水冷流路のほうが好都合なので、ここままして置いた。

### 検証結果

検証方法は、校正済みのモデルの中で実測の熱電対と同じ場所に温度モニターを設置し、その温度結果を出力して実測の熱電対値と比較した。その結果は図 4.5-9 に表示した。

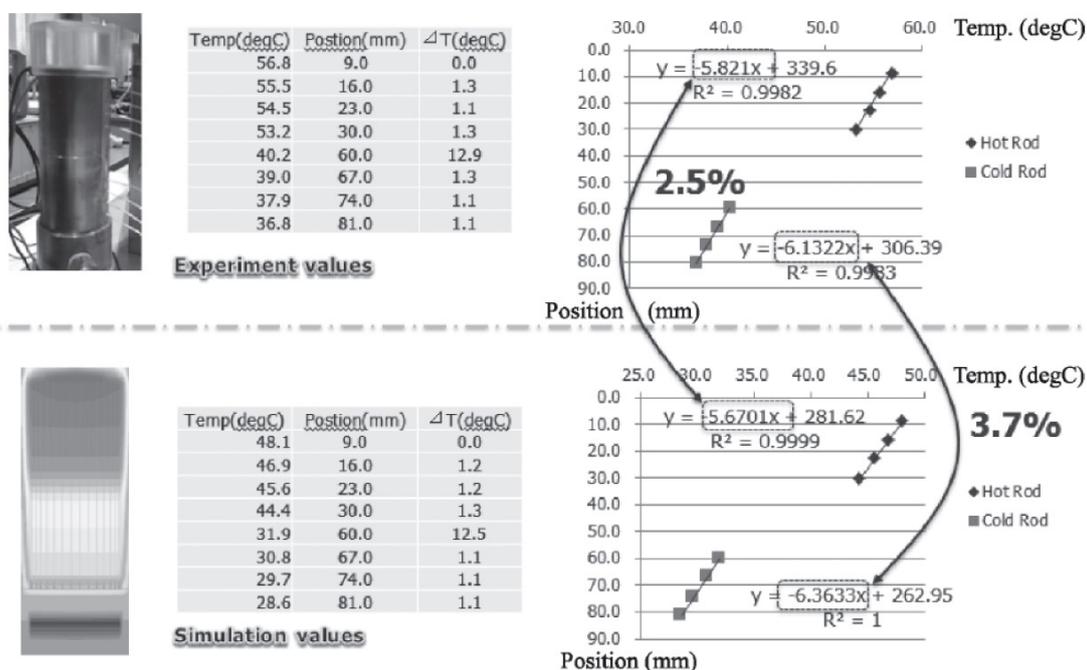


図 4.5-9 実験検証結果

今回のモデルは、水冷銅ブロックの詳細モデルを作っていないため、シミュレーション結果の温度絶対値は実測より低くなっている。このシステム誤差を排除するには、温度絶対値ではなく、真鍮棒材上の温度勾配（空間の相対温度）を比較するようにしている。

その結果は、図 4.5-9 の右のグラフに表示した。実験に使用した真鍮棒材は上下に分かれた二段構成であり、間に接触熱抵抗も存在している。そのため上下の温度勾配は同じ直線に乗らない。この真鍮棒剤間の接触熱抵抗もモデル校正中に実測に合わせこんでいる。

最終結果は、図 4.5-9 に表示した。上下の真鍮棒材において、実測に対するシミュレーション結果の温度勾配の誤差はそれぞれ 2.5%と 3.7%になっている。

誤差の原因は、熱電対の測定精度にあると思われる。温度勾配を求める熱電対の位置差は約 20mm で、その上の温度差は約 3.7°Cしかない。熱電対の測定誤差は、±0.1°Cだとして、測定誤差は  $0.1/3.7=\pm 2.7\%$ に至る。この誤差は比較結果の誤差とほぼ同じぐらいで、校正済みモデルの精度は十分高いのが分かる。

表 4.5-2 検証結果

	実測結果 (mm/K)	解析結果 (mm/K)	誤差 (%)
上半部	-5.82	-5.67	2.5%
下半部	-6.13	-6.36	3.7%

この結果を持って、モデル校正で十分精度の高いシミュレーションモデルが得られると言える。

## 4.6 参考文献

- 4-1 Yafei Luo. “Use Isothermal Surface to Help Understanding the Spatial Representation of Structure Function”, JIEP, vol.5 no.1, 2012, p. 63-68
- 4-2 Yafei Luo; Tomoyuki Hatakeyama; Shinji Nakagawa; Masaru Ishizuka. “Experiment Verification of the Relationship between Isothermal Surface and Structure Function”, JIEP vol.7 no.4, 2014, p. 307-311
- 4-3 Yafei Luo; Tomoyuki Hatakeyama; Shinji Nakagawa; Masaru Ishizuka, “Thermal Transient Test based Thermal Structure Function Analysis of IGBT Package”. JIEP vol.7 no.1, 2014, p. 21-24

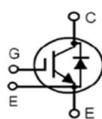
- 4-4 Yafei Luo; Yasushi Kajita; Tomoyuki Hatakeyama; Shinji Nakagawa; Masaru Ishizuka. "Power Mosfet's Thermal Resistance Measures Different Value between Body-Diode and Saturate Test Conditions". JIEP vol.18 no.3, 2015, p. 1-6
- 4-5 香山晋; 成瀬邦. "VLSI パッケージング技術(上)", 日経 BP 社出版, 1998, P180
- 4-6 石塚勝. "電子機器・デバイスの熱設計とその最適化技術". 産業科学システムズ出版, 1999 年
- 4-7 石塚勝. "電子機器の熱設計: 基礎と実際". 丸善(株)出版, 2003, p148

## 第5章 高精度熱シミュレーションモデル校正

第4章に述べた実測ベースでの高精度シミュレーションモデル構築(図4.3-1)の流れは、この章で実際のサンプルで説明する。

### 5.1 部品の過渡熱測定

市販の汎用型 SOT-227 パッケージの IGBT を採用した。その写真と回路図は下図で表示される。



Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings	
$V_{CES}$	$T_J = 25^\circ\text{C to } 150^\circ\text{C}$	1200	V
$V_{CGR}$	$T_J = 25^\circ\text{C to } 150^\circ\text{C}, R_{GE} = 1\text{M}\Omega$	1200	V
$V_{GES}$	Continuous	$\pm 20$	V
$V_{GEM}$	Transient	$\pm 30$	V
$I_{C25}$	$T_C = 25^\circ\text{C}$ (Chip Capability)	105	A
$I_{C110}$	$T_C = 110^\circ\text{C}$	46	A
$I_{F110}$	$T_C = 110^\circ\text{C}$	42	A
$I_{CM}$	$T_C = 25^\circ\text{C}, 1\text{ms}$	320	A
$I_A$	$T_C = 25^\circ\text{C}$	41	A
$E_{AS}$	$T_C = 25^\circ\text{C}$	800	mJ
$R_{thjC}$		0.05	$0.25^\circ\text{C/W}$
$R_{thCS}$			$^\circ\text{C/W}$

図 5.1-1 サンプル IGBT のイメージとデータシート抜粋

データシート上の  $R_{thjc}$  は  $0.25^\circ\text{C/W}$  と記載されているが、実際の数値を測定する。

センス電流は約 1A とした。その理由は主に測定精度を上げることである。このようなハイパワーのディスクリート部品はチップサイズが大きいため、小さいすぎる電流(例えば数 mA)で温度センスする時、チップ全体にセンス電流が行き渡れなく、ダイオードのマイナステータで熱い場所しか流れない問題が起こる。1A の電流が流れている場合、電圧は 0.6V 程度で発熱パワーは 0.6W で、パッケー

ジの  $R_{thjc}$  が 0.25K/W を考えれば、外部との温度差はせいぜい 0.3°C なので、使用する恒温槽 (ESPEC の空冷式 SH-241) の制御誤差よりも小さいので、測定誤差に影響がない。



温度係数測定様子

恒温槽: 空冷式  
 ゲート電圧 ( $V_{ge}$ ): 10V 固定  
 センス電流 ( $I_{ce}$ ): 1A  
 温度係数: 1.024 mV/°C  
 パッケージと周囲空気の熱抵抗を減らすためヒートシンクを使用

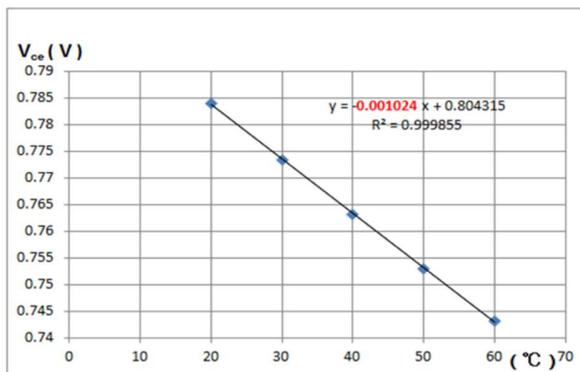
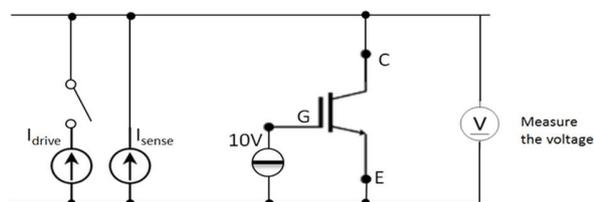


図 5.1-2 温度係数測定結果



T3Sterで過渡熱測定を行う



加熱電流	30	A
発熱パワー	60	W
センス電流	1	A
ゲート電圧	10	V
加熱時間	30	秒
冷却時間	30	秒

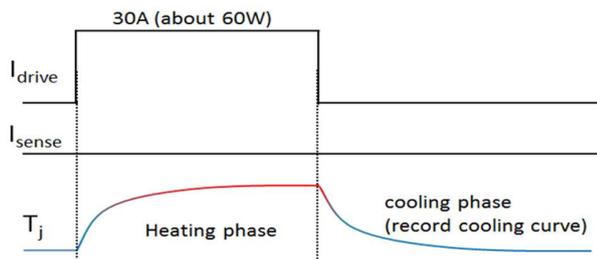


図 5.1-3 過渡熱抵抗測定回路

測定回路は、JEDEC 規格通りで構築し、測定装置はメンター製の T3Ster を使用した。測定設定は図 5.1-3 に記載されている。水冷のアルミ製コールドプレートにて測定を実施したため、30 秒間で加熱と冷却は熱飽和まで至ることを確認した。測定結果の生データと構造関数は図 5.1-4 に表示される。

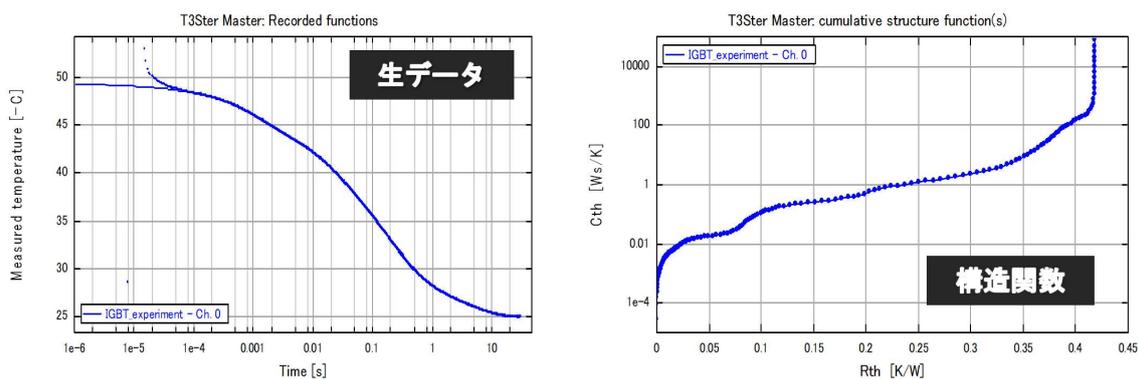


図 5.1-4 過渡熱測定結果と構造関数

## 5.2 部品のモデル構築

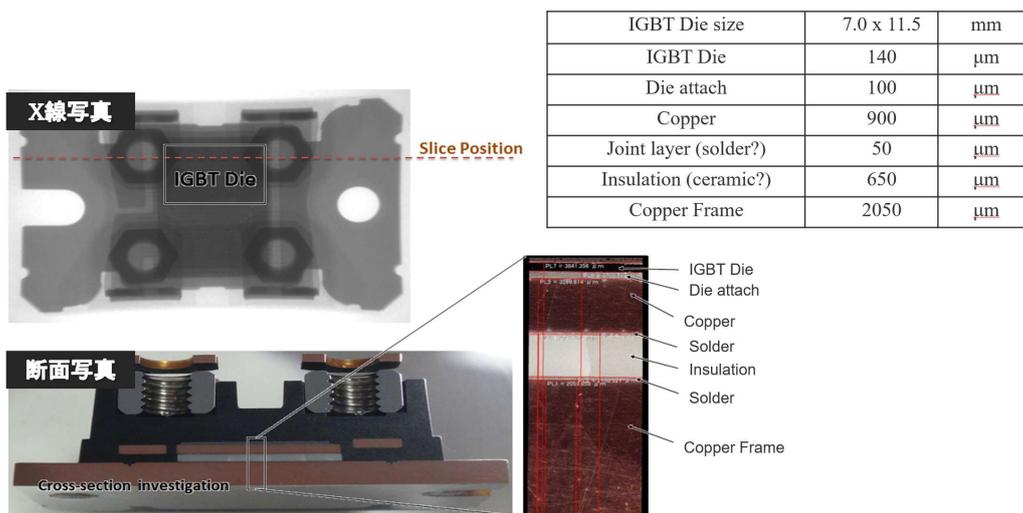


図 5.2-1 断面検査で調べた内部構造データ

熱流体 CFD ソフトはメンター製 FloTHERM V10 を使用した。熱解析用の詳細モデルを構築するため、パッケージの詳細寸法まで把握必要がある。X 線検査と断面切断検査で内部構造を調べた、その結果は図 5.2-1 に表示される。モデルは、検査結果通りに作成した。そのイメージは図 5.2-2 に表示される

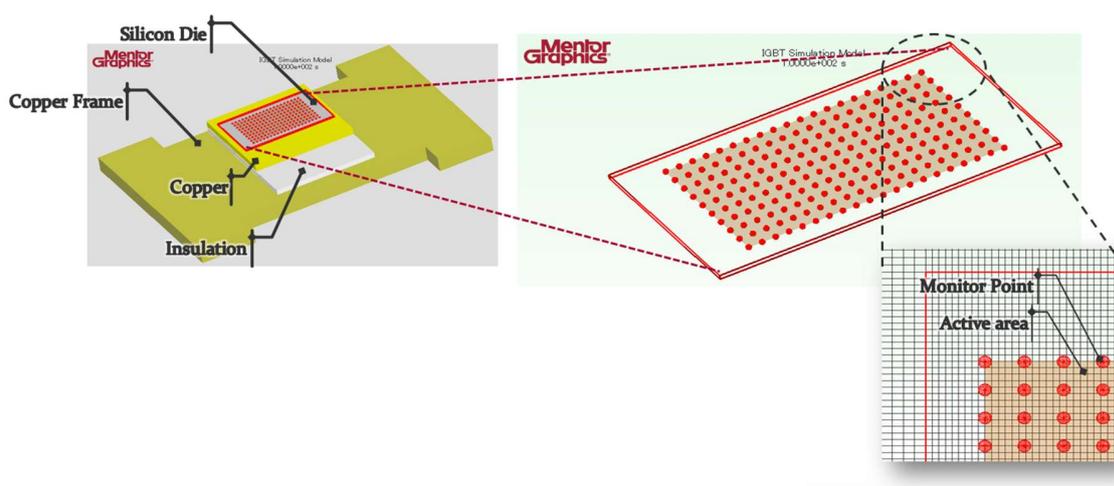


図 5.2-2 FloTHERM 詳細モデルのイメージ

7.0mmx11.5mm のダイサイズなら、発熱時にダイの面方向に温度勾配がつくが、測定は端子電圧から接合温度  $T_j$  を算出しているため、センス電流が流れるダイエリアの平均温度と考える必要がある。実測と比較するため、シミュレーション上も、発熱エリア(電流が流れるエリア)の平均温度を使用するのが必須である。FloTHERM がエリア平均温度で過渡シミュレーションが不可 (FloTHERM V11.0 から可能になった) だったので、12x16 のモニタポイントを発熱エリアに均等に配置し、すべての温度をエクスポートしてから平均温度を計算することにした。

### 5.3 モデル校正

作成したモデル熱物性の初期値は図 5.3-1 に記載される。ほとんど不明のため、FloTHERM ライブラリのデフォルト値か材料の代表値を使用した。シミュレーション結果の構造関数(赤)と実測結果(青)は不一致しているのが分かる。

設定項目	寸法 (mm)	熱伝導率 (W/mK)	比熱 J/(kg · K)	密度 Kg/m <sup>3</sup>	表面熱抵抗 (Km <sup>2</sup> /W)	説明
Die	7 x 11.5 x 0.14	159.5	700	2330	0	FloTHERMデフォルト
Active area	7 x 11.5 x 0.03	N/A	N/A	N/A	N/A	Dieと同じ
Die-attach	7 x 11.5 x 0.10	40	306	7400	0	推定値
Copper	12 x 12.7 x 0.9	385	385	8930	0	FloTHERMデフォルト
Solder	12 x 12.7 x 0.05	40	306	7400	0	推定値
Insulation	17 x 12.7 x 0.64	60	765	3260	0	推定値
Copper Frame	19 x 24 x 2.05	385	385	8930	0	FloTHERMデフォルト
Cold Plate	140 x 140 x 6	137	921	2680	0	FloTHERMデフォルト

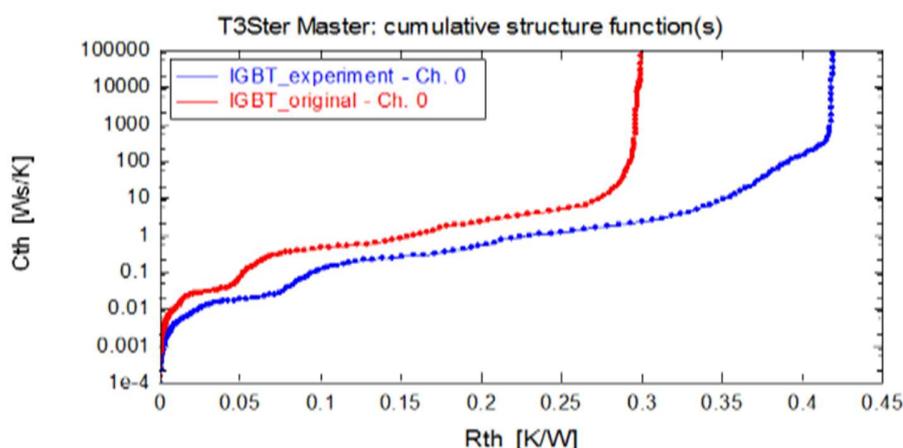


図 5.3-1 シミュレーションモデル初期値と構造関数比較結果

ここからモデル校正の作業フローが始まる。まずは熱源近辺でトライアルする。熱源(シリコンのダイ)の形状は、非常に薄い板状のものなので、その部分の熱流構造に影響するのは Die-attach (はんだ) 熱伝導率と発熱エリア面積の 2 つがある。この 2 つのパラメーターを変えてみた結果は図 5.3-2 に表示される。Die-attach 熱伝導率を三水準振り、構造関数変化の傾向ははんだ層熱抵抗が伸びるが、実測結果(青)に対して、トレンドすら合わないのが図 5.3-2(左)で分かる。

発熱エリアも三水準で振った結果は図 5.3-2(右)となり、実測に合う傾向が見られるので、発熱エリアがこのキーパラメータであるのが分かる。最終的に、4.8mmx9mm の発熱エリアが実測に一致していた。熱解析現場では発熱面積がダイ面積と等しい前提でシミュレーションを行うことがよくある。この結果から、たとえディスクリートの部品であっても、発熱エリアはダイ面積よりやや小さい。図 5.3-2(右)のダイ全面発熱(赤)と 4.8mmx9mm 発熱(黒)の差異は 0.05K/W まで見られ、パッケージ熱抵抗  $R_{thjc}$  が約 0.25K/W のため、全面発熱でシミュレーションしてしまうと誤差は 20%まで生じることが分かる。

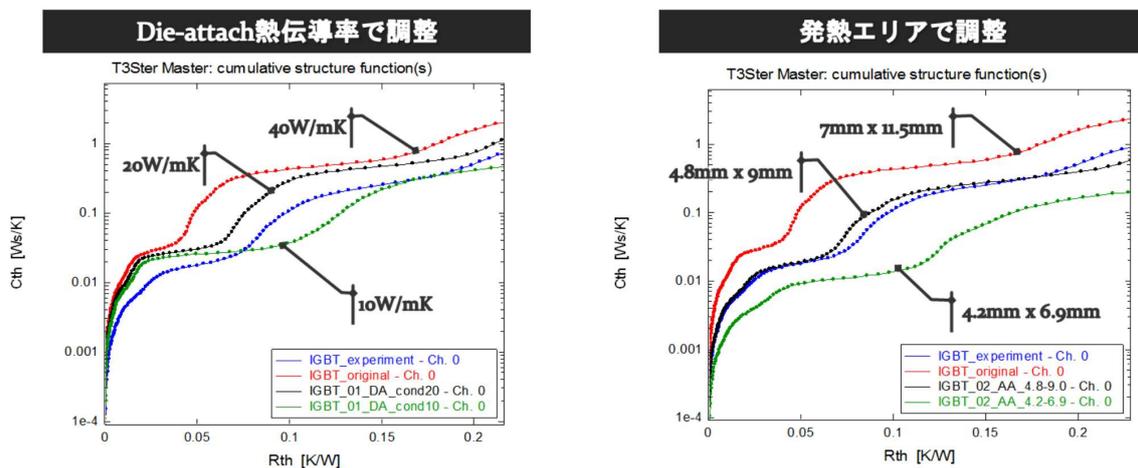


図 5.3-2 Die-attach 熱伝導率と発熱エリアを調整した結果

発熱量の多い、熱設計に重要な部品は精度を上げるためせつかく詳細モデルを使うなら、全面発熱ではなく、実際の発熱面積を入れないと精度が上がらないのがこれで分かる。ただ、実際の現場では、部品がパッケージングされているため、発熱エリアの測定は現実的に不可能である。熱シミュレーションに使える高精度的な発熱面積パラメータの抽出において、このモデル校正技術は現在唯一な実現方法である。

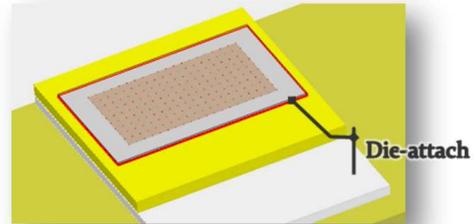
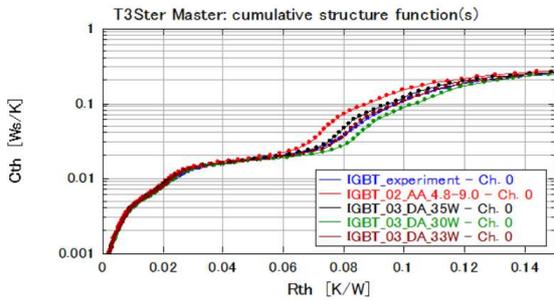


図 5.3-3 Die-attach の校正

その次に調整するのは、Die-attach 熱伝導率である。30 W/mK、33 W/mK、35 W/mK を振ってみた結果は図 5.3-3 に表示される。明らかに最も一致したのは 33 W/mK で、これで実装状態でのほんだ熱伝導率が分かった。

設定項目	寸法 (mm)	熱伝導率 (W/mK)	比熱 J/(kg · K)	密度 Kg/m³	表面熱抵抗 (Km²/W)	説明
Die	7 x 11.5 x 0.14	159.5	700	2330	0	FloTHERMデフォルト
Active area	<b>4.8 x 9.0 x 0.03</b>	N/A	N/A	N/A	N/A	改定値
Die-attach	7 x 11.5 x 0.10	<b>33</b>	306	7400	0	改定値
Copper	<b>9.0 x 12.7 x 0.9</b>	385	385	8930	0	FloTHERMデフォルト
Solder	12 x 12.7 x 0.05	<b>25</b>	306	7400	0	改定値
Insulation	17 x 12.7 x 0.64	<b>280</b>	765	3260	0	改定値
Copper Frame	19 x 24 x 2.05	385	385	8930	<b>1e-5 (Grease)</b>	改定値
Cold Plate	140 x 140 x 6	137	921	2680	0	FloTHERMデフォルト

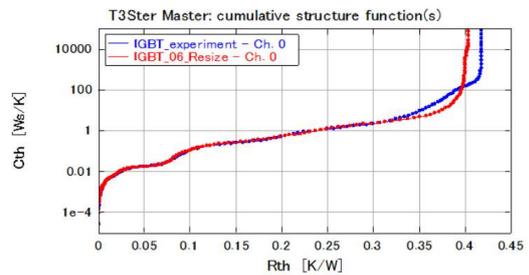
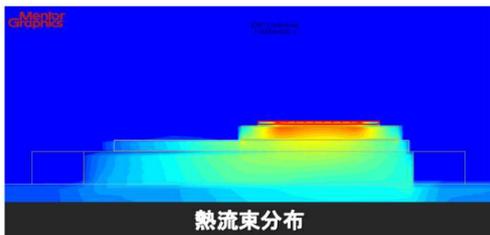


図 5.3-4 校正済みの SOT パッケージのモデル物性値と構造関数結果

同じ手法で、構造関数に添って放熱経路上の材料熱物性を調整していくと、最後まで実測に合わせ込む事ができる。図 5.3-4 は SOT パッケージとアルミ製コールドプレートの接合界面(放熱グリース塗布層)まで、構造関数上は約 0.32K/W まで実測結果と一致させた。シミュレーション環境のアルミ製コールドプレートは実物通りにモデリングされていないため、これ以降の部分はモデル校正の対象外とした。調整したモデル物性値はオレンジ色で表示した。

#### 5.4 熱シミュレーションモデル校正を活用した MOSFET パッケージ熱抵抗測定値違いの分析

MOSFET パッケージの熱抵抗測定には、幾つかの測定回路がある中で、現場でよく利用されるのは、Saturation モード(図 5.4-1b)と Body-Diode モード(図 5.4-1a)である。「同じサンプルなのに測定した値が不一致」という問題がよく報告される。

同じ物理サンプルで違う熱抵抗値が出るのは不自然で、その原因調査に等温面熱抵抗概念と熱シミュレーションモデル校正技術を活用した[5-1]。

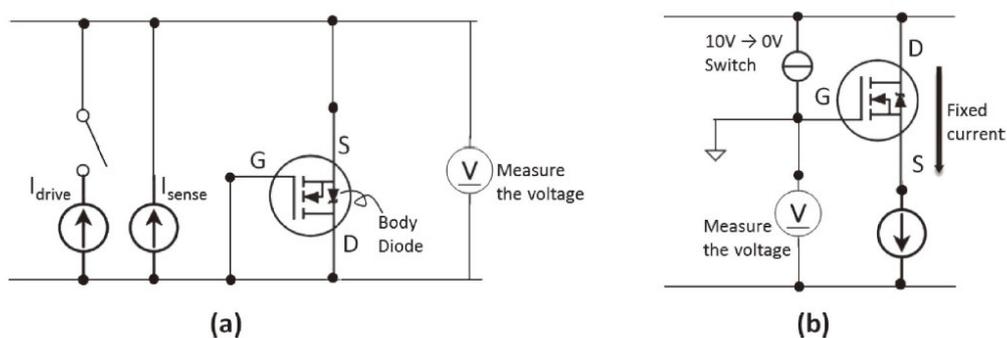


図 5.4-1 (a)Body-Diode モード測定回路; (b)Saturate モード測定回路

- (a) Body-Diode モード: Gate と Drain は接地して、電源  $I_{drive}$  で Source→Drain 間の Body-Diode に電流を流し発熱させる。温度センスは Body-Diode の温度特性を使う。
- (b) Saturate モード: Gate を接地して、Source 側に定電流源をつけ、Drain→Source 間に電流が流れるようにする。パワーの切り替えは、 $V_{ds}$  を 10V→0V の高速スイッチで行える。温度センスは  $V_{gs}$  の温度特性を使う。

本研究では市販の TO220 パッケージの MOSFET サンプルを使用した。図 5.4-2 に対象物 MOSFET パッケージの外観写真(a)、CT(Computed Tomography)映像(b)、X線画像(c)を表示している。チップサイズは約  $1\text{mm}^2$  の一般的なディスクリート部品である。

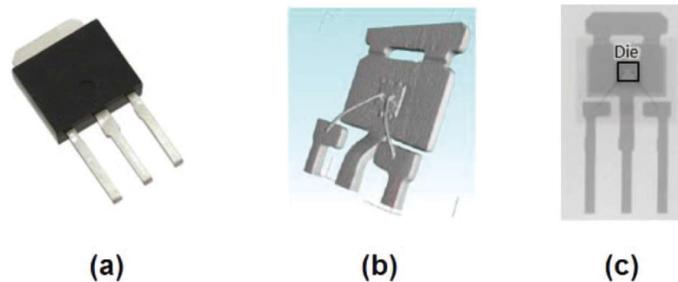


図 5.4-2 調査対象の MOSFET パッケージ; (a) 実物写真、(b) CT 検査映像、(c) X線画像

過渡熱測定は JEDEC JESD 51-1 の STATIC 法で実施した。温度係数の測定結果と測定シーケンスは図 5.4-3 に表示した。

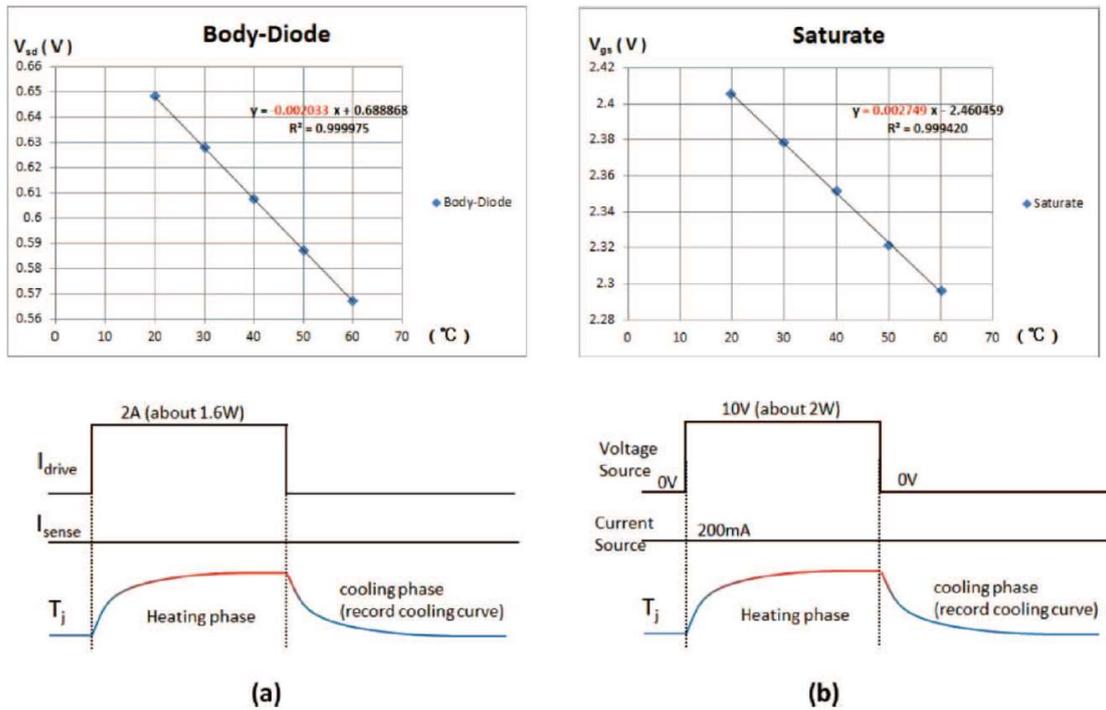


図 5.4-3 温度係数測定結果と過渡熱測定の手続き (a)Body-Diode モード; (b) Saturate モード

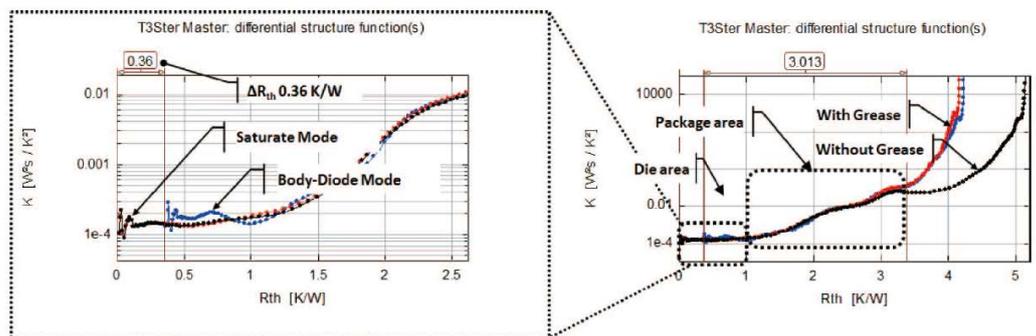


図 5.4-4 Body-Diode モードと Saturation モードの構造関数での比較結果

Body-Diode モードと Saturation モードで測定した構造関数を図 5.4-4 に示す。図の右には微分構造関数の全体を示す。熱抵抗が 0 から 1K/W 付近は Die エリア、1K/W から約 3.3K/W はパッケージエリアである。3.3K/W はサンプルパッケージとヒートシンクの上にグリース塗布の有無で測定した構造関数の分岐点である。Die エリアの拡大は図の左に示す。この比較結果からみると、構造関数の Die エリアでは、Body-Diode モードより Saturation モードの熱抵抗は約 0.36K/W 大きくなっている。熱抵抗が 1 K/W 以降のパッケージエリア(ダイアタッチとリードフレーム部分)において、2 つモードの測定結果が一致している。この Die エリアの熱抵抗差の原因を調べる方法は以下に論じる。

**構造関数だけでは、問題箇所の特特定と定量化した数値解析は実測ベースで可能になったが、問題の原因分析まではまだ及ばない。この場合、熱シミュレーションモデル校正技術が必要となる。**

ここでの考え方としては、Body-Diode モードと Saturate モード両方の実測構造関数で熱シミュレーションモデルを校正する。ポイントは、一つだけの熱パラメーターを変えることで、両方の測定結果に一致することである。このような熱シミュレーションモデルを作れるとしたら、実際に起きている実測の差異は、この熱パラメーターによる結果と判断出来る。そうすると、この現象を起こした熱パラメーターの定量化解析も可能となる。

今回の MOSFET の例では、Die area での差異であることは構造関数からすでに判断できている。Die 物性値のシリコン熱伝導率は温度依存性があり、温度変化すれば熱伝導率も変化する可能性があるが、発熱量の差異は僅か 0.4W しかないため、モード違いの  $T_j$  の差は数°Cしかないから、この可能性は否定できる。同じ理由で、温度違いによる熱膨張の差で僅かな形状変化の可能性も排除出来る。後に残る可能性は測定モード違いで実際の発熱面積が変動したとしか

考えられない。そこで、発熱面積だけを変えて両方の測定結果に一致する熱シミュレーションモデルを校正して出せる作業をすることにした。

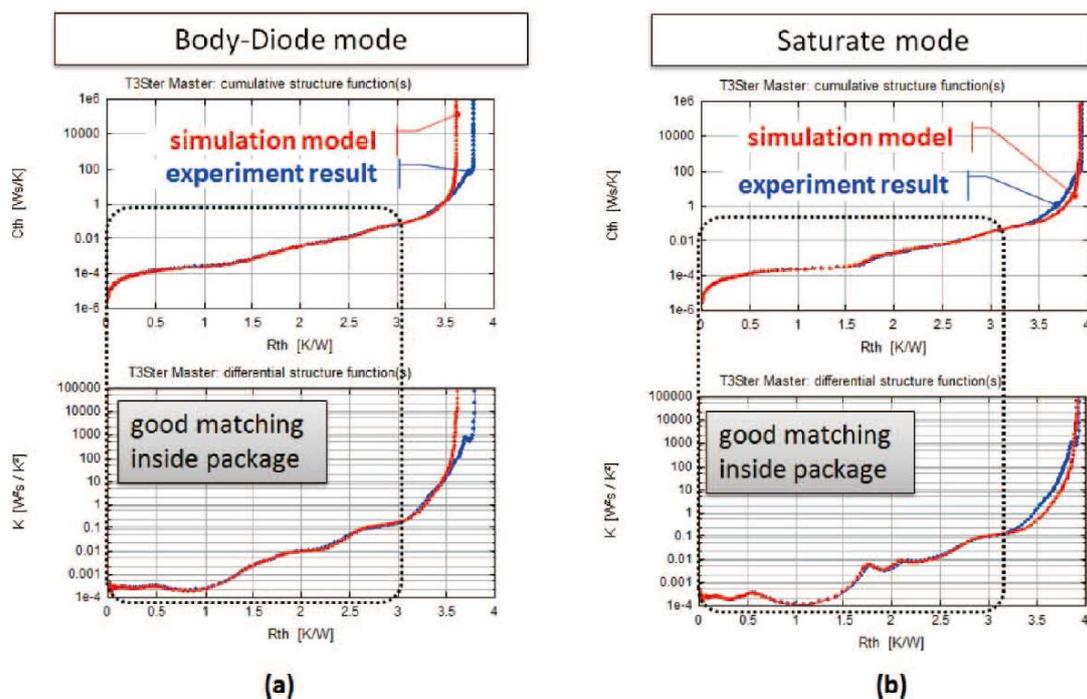


図 5.4-5 構造関数でのモデル校正結果

実際の熱シミュレーションモデル校正作業は本章前半の部分に説明したとおりで、ここでは省略する。最終校正済みの結果を図 5.4-5 に示した。3K/W 以降の構造関数はパッケージ外部構造のため、校正対象としない。パッケージ内部において、両方モードで完全一致していることを確認できる。

次の図 5.4-6 は Body-Diode モードと Saturate モードを同じ積分構造関数のグラフで比較している。それぞれに入れた発熱面積は以下となる。

- Body-Diode モード発熱面積 :  $0.765\text{mm} \times 0.765\text{mm} = 0.585 \text{ mm}^2$

- Saturate モード発熱面積:  $0.715\text{mm} \times 0.715\text{mm} = 0.511\text{ mm}^2$
- モード違いの発熱面積差:  $(0.585 - 0.511) / 0.511 = 14\%$

発熱面積差異以外のモデルパラメーターはすべて同じであるので、実測結果の差異は、発熱エリアによるものだと判断できた。

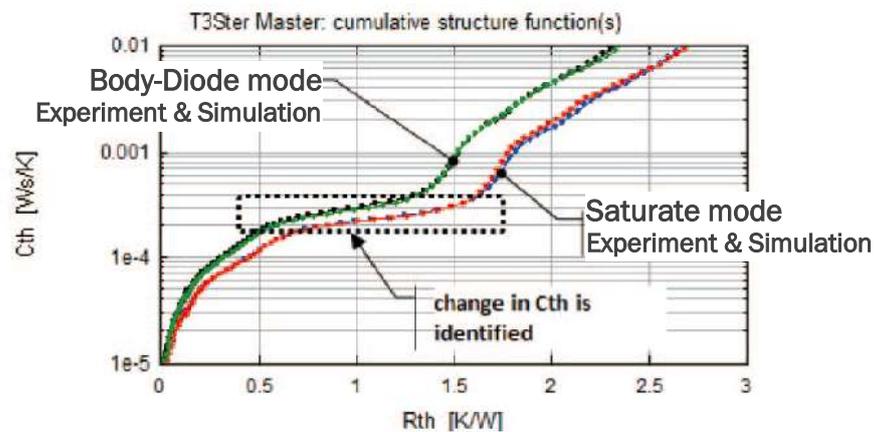


図 5.4-6 2 つモードでの構造関数比較

更に解析すると、Die の物理面積は  $1.33\text{mm} \times 1.33\text{mm} = 1.77\text{mm}^2$  の正方形対して、Body-Diode モードも Saturate モードも発熱面積はかなり少なくなっている。どちらでも Die 面積の 1/3 以下となっている。

次の疑問は、なぜこれほど発熱面積が減少するのかということである。

図 5.4-7 は校正済み熱シミュレーションモデルの解析結果を表示している。中心温度と角温度はそれぞれ  $65.3^\circ\text{C}$  と  $44.7^\circ\text{C}$  となっているのが分かる。

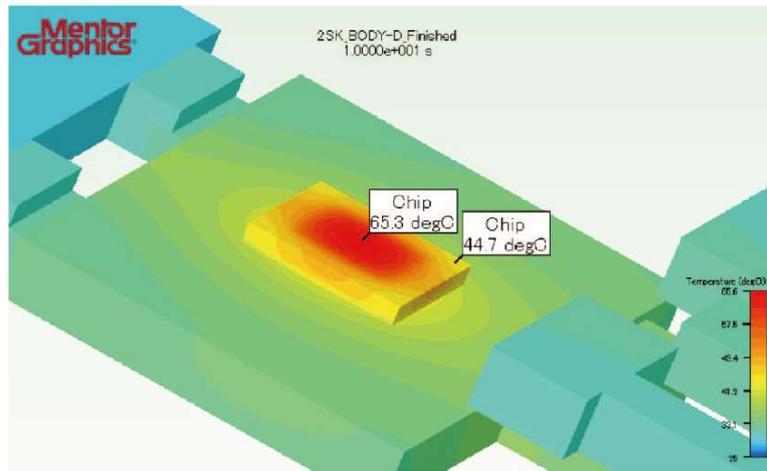


図 5.4-7 チップ周りの温度分布

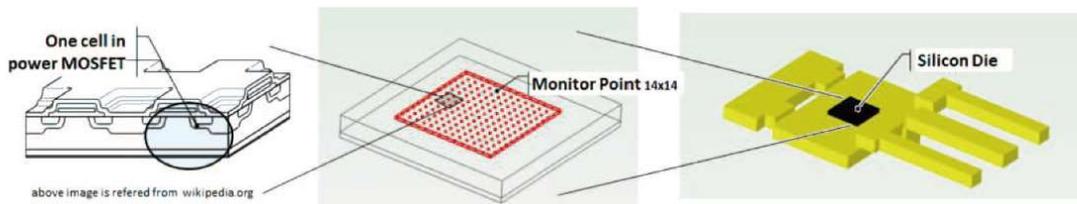


図 5.4-8 ダイ周りのモデルと MOSFET 内部構造

半導体物理理論<sup>[5-2]</sup>から、ダイオード接合に流れる電流値は式 5.4-1 で表現できる。また、図 5.4-8 に表示されているように、実際の MOSFET のチップは膨大な数(数千～数万)の”セル”によって構成されている。各セルは同じ構造のため、式 5.4-1 はデバイスの面内電流密度と考えて良い。

$$I_f = I_s \cdot \left\{ e^{\frac{qV_f}{k_B T}} - 1 \right\} \quad \text{式 5.4-1}$$

$k_B$ : Boltzmann 定数、約 8.62E-5 eV/K

$q$ : 電子電量 ( $k_B/q=8.62E-5V/K$ )

過渡熱測定を行う時、順方向電圧  $V_f$  は約 0.9V あり、ドリフト電流が支配的になるため、飽和電流  $I_s$  は式 5.4-2 で書くことが出来る [5-3]。

$$I_s \approx C \cdot e^{-\frac{E_g}{k_B T}} \quad \text{式 5.4-2}$$

$C$ : セル構造に依存定数

$E_g$ : ギャップ・バンド、約 1.11eV

この時のデバイス電圧  $V_f$  は共通の電極のため、各セルは同じ値を持つ。この時の各セル電流(チップ面内の電流密度)は温度だけに依存する。式 5.4-3 はセル電流の温度依存とる。Body-Diode モードで測定した時の  $V_f$  (約 0.9V) 代入して、電流密度倍率は式 5.4-3 に書ける。

$$\frac{I_{f-center}}{I_{f-corner}} = e^{\frac{-1.11+0.9}{8.62E-5} \left( \frac{1}{T_{center}} - \frac{1}{T_{corner}} \right)} \quad \text{式 5.4-3}$$

図 5.4-7 で分かったチップのセンター部温度と角温度の 65°C (340K) と 45°C (320K) を式 5.4-3 に代入して計算した結果は、約 1.6 倍となっている。

これは、負の温度係数(電圧が一定の場合、温度が高ければ高いほど、電流密度が高くなる)を持つデバイスで起こるホットスポット現象の理由である。温度が高いほど電流密度が高くなり、更に熱くなる悪循環である。この実験の Body-Diode モードと Saturate モードは両方とも負温度特性のため、ホットスポットになると思われ、中心部に集中して発熱するような動作が考えられる。

現在の熱流体ソフトは、温度依存性の発熱密度設定がまだできていないため、この現象について更なる調査はできなかった。ただ、Saturate モードの温度係数は Body-Diode モードより大きいため、Body-Diode モードより集中したホットスポットが発生しているのが推定できる。均等発熱しか設定できないシミュレーションでは、自然により小さい(等価)発熱面積のモデルとなる。

## 5.5 参考文献

- 5-1 Yafei Luo; Yasushi Kajita; Tomoyuki Hatakeyama; Shinji Nakagawa; Masaru Ishizuka. “Power Mosfet’s Thermal Resistance Measures Different Value between Body-Diode and Saturate Test Conditions”. JIEP vol.18 no.3, 2015, p. 1-6
- 5-2 David I. Crecraft; Stephen Gergely. “Analog Electronics: Circuits, Systems and Signal Processing”. 1<sup>st</sup> edition, Butterworth-Heinemann, 2002, p. 110
- 5-3 S. M. SZE. “Temperature effect of p-n Junction”. Physics and Technology of Semiconductor Devices, 2<sup>nd</sup> edition, John Wiley & Sons, Inc. 2002, p. 113-114

## 第6章 産業界での応用実績

産業での応用範囲は主に以下の分野にある。

- シミュレーション用熱物性抽出
- 実装後の接合材熱物性の研究
- 高精度熱シミュレーションモデルの作成
- 製品内部の放熱経路の可視化解析
- 信頼性試験での物性値変化研究
- その他

上記分野において、著者が考察した三次元構造関数のコンセプトと熱シミュレーションモデル校正はすでに利用されて始めている。実際の事例情報とデータなどは、開発段階で公開不可となっているのが多いため、開示許可ほとんど取れない。

本論文に限る開示許可を頂いたのは、リコー電子デバイス(株)の半導体部品の高精度モデル作成を行った結果であり、本章でその内容を述べる。

本章で使用する半導体製品の画像、構造情報などの所有権は、リコー電子デバイス(株)にあり、本論文に限っての使用許可を頂いた。他への無断転載はご遠慮いただきたい。

### 6.1 HSOP-6Jの小型ICパッケージ

本作業の目的は、実測ベースでHSOP-6Jパッケージ製品の高精度な熱シミュレーションモデルを基板設計者へ提供し、フロントローディング設計で信頼性の向上とコスト削減を図ることである。

図 6.1-1 はこのパッケージタイプの構造を示している。数 mm とサイズが小さいため、従来の熱電対によるパッケージ表面温度計測手法は、測定バラツキが大きいほか、 $T_j$ が観測不可のため、使用できない。

また過渡熱測定するのに、端子が小さいため測定装置への配線は手作業が難しく、基板に実装した状態で実測する必要がある。この時に構造関数が得られるが、パッケージ内部から基板への放熱経路は三次元な複雑な構造となっているので、部品パッケージの熱シミュレーションモデル抽出は出来ない。

この場合、熱シミュレーションモデル校正技術で三次元詳細熱シミュレーションモデルを作るしか方法はなかった。

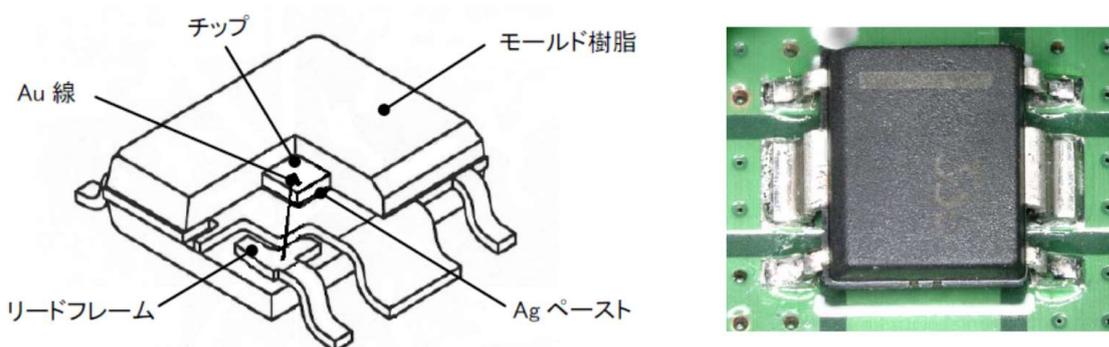


図 6.1-1 HSOP-6J パッケージ構造と基板実装後の様子

### 過渡熱測定

過渡熱測定は、JEDEC 規格の静止空気箱 [6-1] で実施した。図 6.1-2 は測定環境の写真と温度応答の結果を表示している。測定基板は、JEDEC JESD 51-3 規格の低熱伝導率基板 [6-2] の外形寸法を採用した。測定の通電経路は、IC の電源ピン (Vcc) とグランドピン (Gnd) の間の Substrate-Diode を使用した。IC の過渡熱測定で Substrate-Diode を利用する場合、実際の通電ピンにつながる回路

は IC の設計によって異なる。一般的にはチップの一部だけに電流が流れることが多い。過渡応答の結果から見ると、全体温度は室温の  $25^{\circ}\text{C}$  から約  $37.5^{\circ}\text{C}$  まで上昇した。 $\Delta T_j$  は  $12.5^{\circ}\text{C}$  となっているが、測定の温度分解能が  $0.05^{\circ}\text{C}$  程度であり、解析に十分使える。

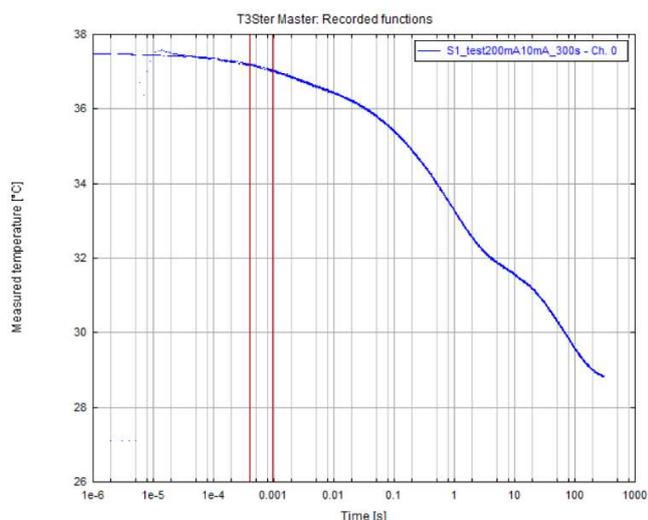
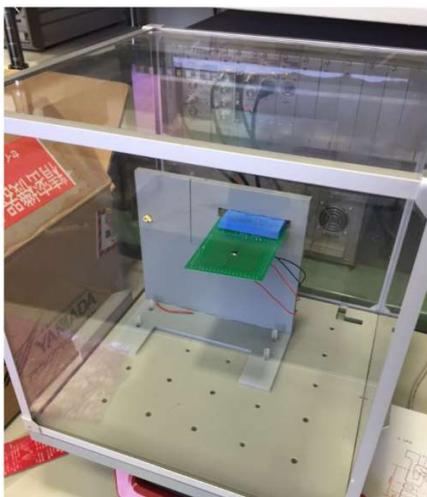


図 6.1-2 過渡熱測定環境と温度応答結果

本測定は 300s だけ行い、過渡過程はまだ終わっていない。自然空冷のため、システムが全体的に熱飽和させるのに、長い時間かかるので、大量な数を測るには測定時間を短縮する必要がある。今回の目的は、HSOP-6J パッケージと基板の熱シミュレーションモデルを校正することである。300s の過渡応答で、この部分の情報を十分見えるかどうかは確認する必要がある。そのため、長い時間でシステム完全に熱飽和させた過渡熱測定を 1 度だけ行った。その結果を図 6.1-3 に示す。300s 結果と熱飽和結果の構造関数比較は、最後の  $40\text{K/W}$  以降だけ違うので、300s の測定では、 $40\text{K/W}$  までの放熱経路は十分測れる。今回の目標は、約  $30\text{K/W}$  までのパッケージと基板部分であり、300s 測定は十分評価可能と判断した。

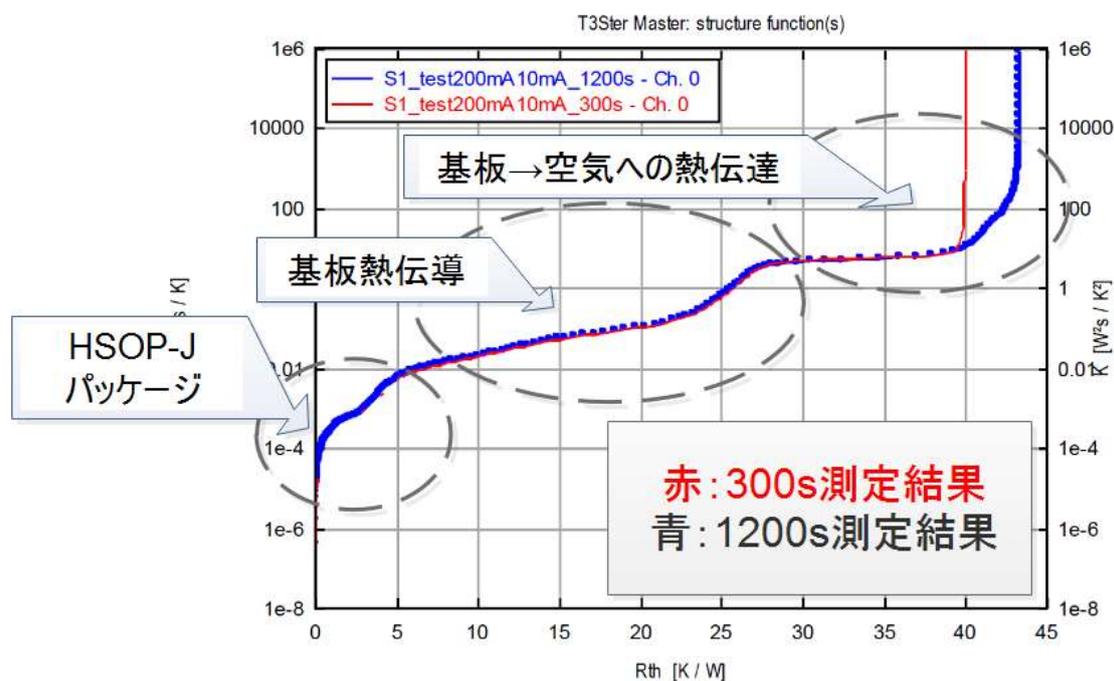


図 6.1-3 300s と 1200s で測定した構造関数の比較

### 熱シミュレーションモデル校正

熱シミュレーションモデルの形状は、実物の設計データに従って作成した。図 6.1-4 には作成した熱シミュレーションモデルのイメージを表示した。パッケージ内部から、基板、基板の配線層それぞれモデル化した。

モデル校正の最終結果は図 6.1-5 に表示した。全構造関数が一致したので、本熱シミュレーションモデルの解析結果、物理の三次元放熱経路を正確に模擬したと判断できる。校正済みの熱シミュレーションモデルから、パッケージ材料の熱特性も特定できる。実際の各材料の物性値は、リコー電子デバイス(株)の製品機密情報に関わるため本論文で開示することはしない。

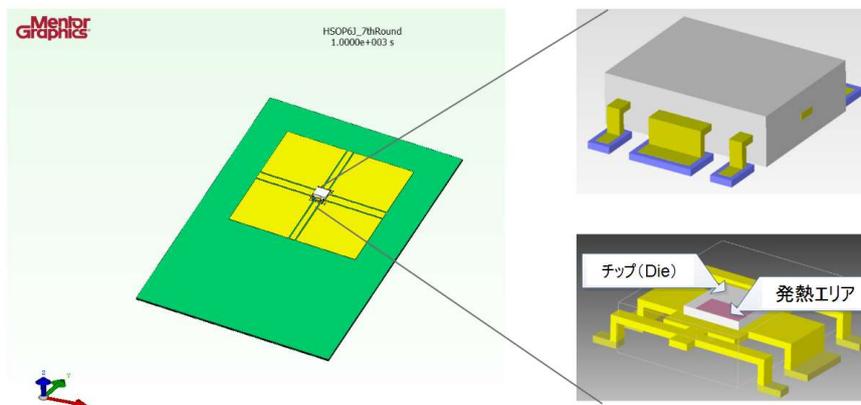


図 6.1-4 熱シミュレーションのイメージ

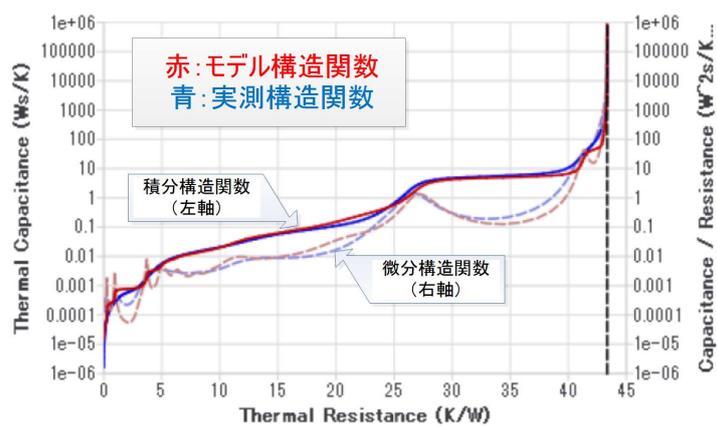


図 6.1-5 校正済み熱シミュレーションモデルの構造関数

## 6.2 HSOP-8E の小型 IC パッケージ

図 6.2-1 に表示した HSOP-8E のパッケージは前節の HSOP-6J と外形が似ている。パッケージ底面に放熱パッドを持っているのは HSOP-6J との違いで、ここを基板にはんだで実装するのが一般的な使い方である。

本サンプルの評価目的は、高精度な熱シミュレーションモデルを作成する以外に、HSOP-8E パッケージと基板の間のはんだ実装部の放熱も検討することである。

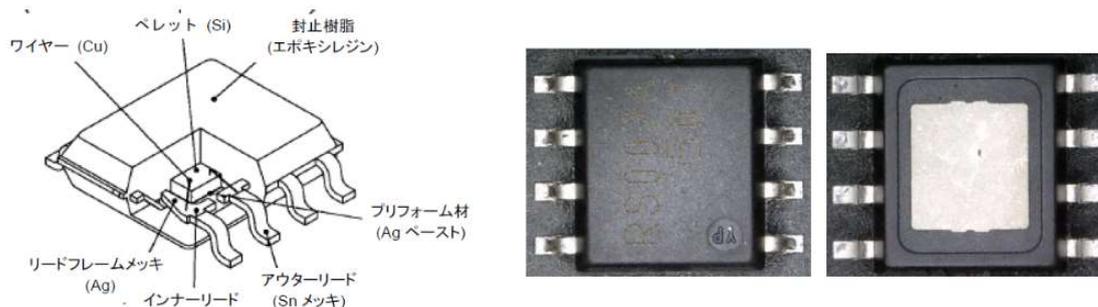


図 6.2-1 HSOP-8E 小型 IC パッケージ

四個のはんだ実装部の違うサンプルの過渡熱測定を実施した。結果の構造関数を図 6.2-2 に示した。左の構造関数比較を見ると、約 10.8K/W までの部分は完全に重なっている、つまり HSOP-8E 内部の放熱経路において、サンプル間のバラツキは見られない。HSOP-8E パッケージは下に放熱パッドが付いているため、パッケージ内部では次元に違い放熱経路になっているため、JEDEC JESD 51-14 の規格 [6-3] に当てはまる。従って、この 10.8K/W は、パッケージ熱抵抗  $R_{thjc}$  (JESD 51-14 では  $\theta_{jc}$ ) として読み取れる。

4つのサンプルの違いは、実装時のはんだ塗布量である。#2 はほぼ 100% に対して、#1 は約 80%、#5 は約 50% で、#4 は 0% になっている。図 6.2-2 の右の構造関数は、基板以降に合わせた構造関数の比較である。最後の約 20.8K/W の部分はまた一致している。この部分は、基板上熱電動→空気へ熱伝達の構造に対応しているので、はんだ実装品質はこの部分に影響しないのが分かる。

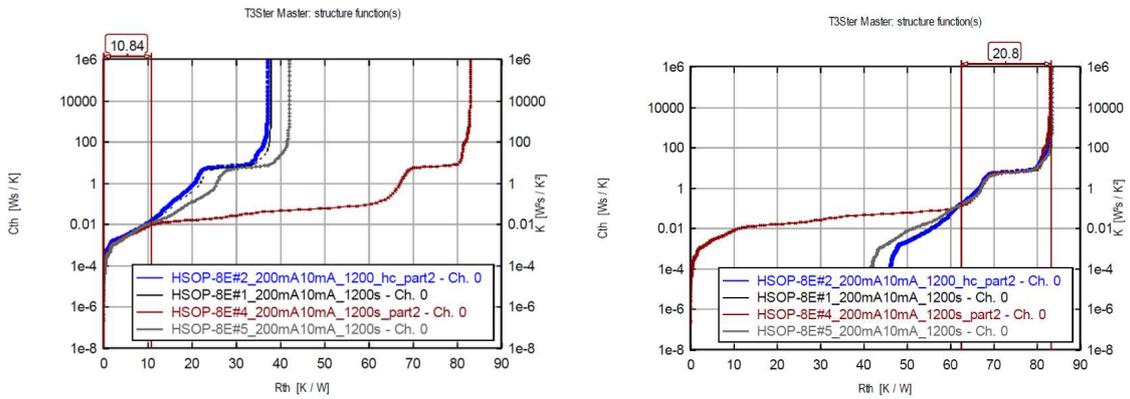


図 6.2-2 はんだ実装部のはんだ塗布量が違うサンプルの実測構造関数

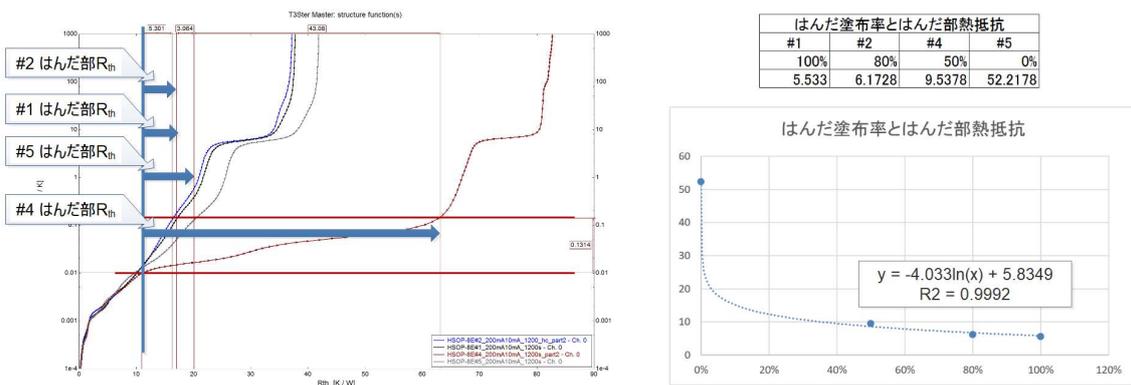


図 6.2-3 はんだ実装部熱抵抗とはんだ塗布率の相関

また、左右の構造関数分岐点の熱容量を使えば、2つの熱容量の間の熱抵抗ははんだ実装部の熱抵抗として読み取れる。図 6.2-3 左でははんだ部熱抵抗を読み取り、右でははんだ実装部熱抵抗とはんだ塗布率の相関関係を表示している。更に、熱シミュレーションモデル校正技術を使って、はんだ実装部の熱パラメータを変更することで、解析結果を違うはんだ塗布率の結果に一致させることで、実装条件依存の熱物性値も入手することができる。この手法を使えば、実装品質をパラメータ化した熱シミュレーションも可能になる。

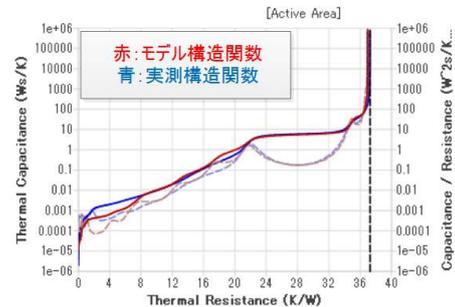
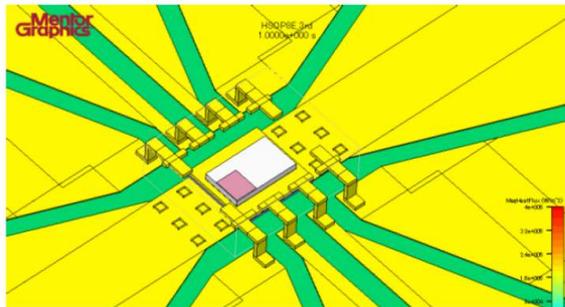


図 6.2-4 HSOP-8E の熱シミュレーションモデルと校正済みの構造関数

図 6.2-4 は HSOP-8E の熱シミュレーションモデルイメージと校正済みの構造関数を表示した。データ開示不可のため、本 HSOP-8E パッケージで取得した実装条件依存のはんだ熱シミュレーションモデルの熱物性は、本論文で開示しない。

今まで、パッケージ熱抵抗のみで部品メーカーと基板/システムメーカーの間でやり取りしていたが、製造上の不具合に関してはモデル化/数値化できなかったため、設計段階での品質不良の影響予測はできなかった。この手法を使えば、製造品質や経年劣化などに依存する熱物性も獲得可能であり、フロントローディングの熱設計を更に充実させることが可能となる。

### 6.3 T0252 の小型 IC パッケージ

本節に検討した T0252 小型 IC パッケージの外形情報は図 6.3-1 に表示した。こちらも前節の HSOP-8E と同じ作業を実施した。

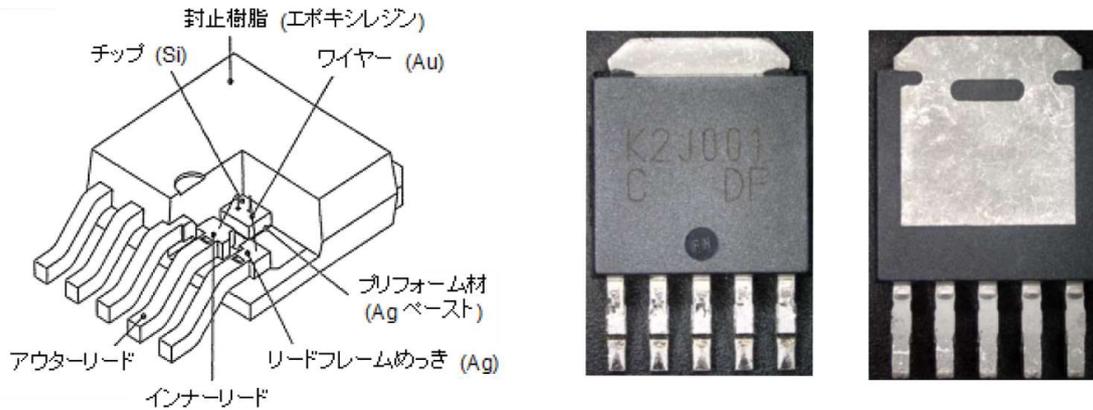


図 6.3-1 T0252 小型 IC パッケージ

図 6.3-2 ははんだ塗布の違うサンプル過渡熱測定から得られた構造関数である。パッケージ  $R_{thjc}$  は 8K/W となっているのが分かる。また HSOP-8E と同様に、基板部及びそれ以降の構造関数は一致している。はんだ実装部の熱抵抗を読み取り、実装時のはんだ塗布率との相関は図 6.3-3 に表示した。

この結果は HSOP-8E と違い、はんだ塗布率 50%以上になっていけば、はんだ層熱抵抗は変化しなくなる。つまり、50%以上の塗布率があれば、品質として問題ないと言える。ただ、はんだの塗布した場所は確認していない。このパッケージの特徴として、チップサイズはリードフレームよりかなり小さいため、50%と 80%はんだ塗布率の場合、偶然にチップの真下にはんだが塗布されている可能性もある。そうすると、50%と 80%は 100%と同じ熱抵抗を示していることを説明できる。

ただし、50%だけの塗布率の耐久性、信頼性はまだ評価していないため、現状では同じだとはしか言えなく、寿命も含めてはんだ塗布率 100%と同じとはまだ言えない。

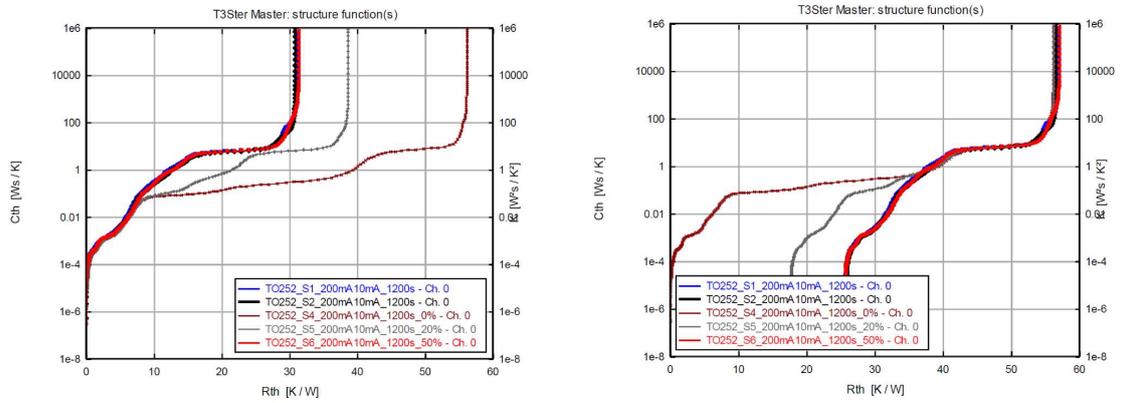


図 6.3-2 はんだ実装部のはんだ塗布量が違うサンプルの実測構造関数

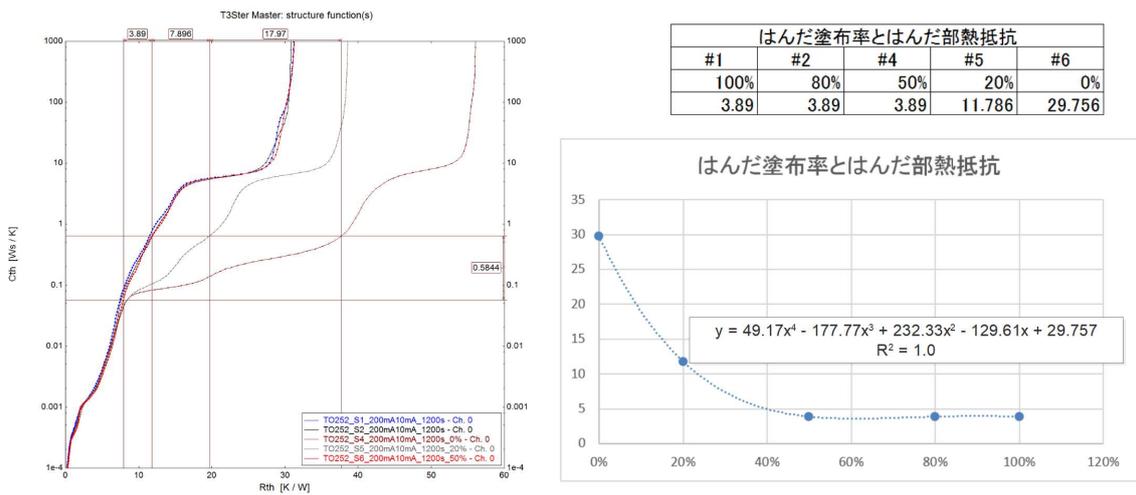


図 6.3-3 はんだ実装部熱抵抗とはんだ塗布率の相関

最後に、熱シミュレーションモデルのイメージと校正済み構造関数は図 6.3-4 に表示した。テスト基板含めて、実測と完全に一致したことは確認した。

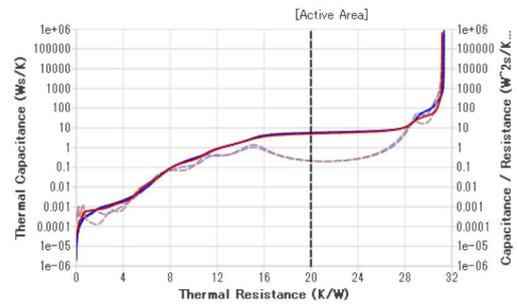
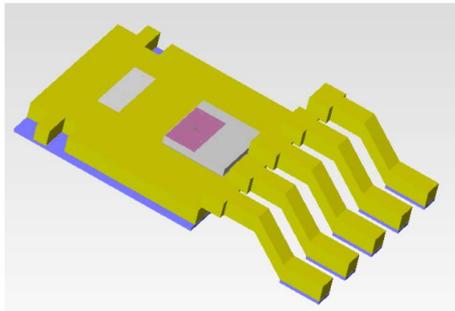


図 6.3-4 TO252 の熱シミュレーションモデルと校正済みの構造関数

## 6.4 参考文献

- 6-1 JEDEC STANDARD. “Integrated Circuits Thermal Measurement Method Environment Conditions – Natural Convection (Still Air)”. EIA/JESD 51-2, December 1995
- 6-2 JEDEC STANDARD. “Low Effective Thermal Conductivity Test Board for Leaded Surface Mount Packages”. EIA/JESD 51-3, August 1996
- 6-3 JEDEC STANDARD. “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”. EIA/JESD 51-14, November 2010

## 第7章 結論

近年、半導体/電子機器は高性能化、小型化などがますます発展する傾向となっている中で、熱設計/熱解析技術に対して、高精度化の需要が年々高まってきた。従来の熱電対測定手法は精度が足りず、簡易的な熱抵抗の定義も曖昧過ぎて、業界で必要とする精度を満たせない。また CFD を使った熱設計の手法は普及してきたが、モデルの精度が実測技術によって制限されているため、実測と比較した場合の差異がまだ大きい。これらの課題を解決するには、実測ベースでの物理空間の熱測定/解析技術が必須となる。

過渡熱測定結果から算出される構造関数は 2010 年 JESD により規格化され、非破壊で実際のデバイス内部の熱特性、熱故障などを解析できるため、ユーザーの数が増えてきた。その一方、構造関数は一次元の  $R_{th}C_{th}$  ラダーモデルで構成されているため、三次元放熱経路を解釈するのは困難である。近年、電気デバイスの高性能化と小型化につれ、電子部品はより放熱性能を上げるため、三次元放熱構造を採用することが一般的になってきたが、三次元的に熱特性を実測にて評価できる技術はまだ出来ていない。本研究は、電子デバイス(特にパワー半導体部品)内部の熱特性を実測にて評価する技術を着目し、一次元  $R_{th}C_{th}$  ラダーモデルの構造関数に等温面熱抵抗という新たな定義を付与することにより、三次元放熱経路を明確に評価することが可能となった。

本論文は、一般ユーザーでも理解できるように、まず第二章で過渡熱測定の理論からはじめ、定常熱抵抗と過渡熱抵抗の違いを説明した上に、実際に過渡熱測定を行う際の注意点なども述べた。その次、過渡熱応答から構造関数を算出する理論は多くのユーザーを悩ませているため、第三章で数学的に理解できるように、構造関数の計算過程の解説を行った。そこで重要なポイントとしては、構造関数と過渡熱応答(過渡熱抵抗  $Z_{th}$ )は形が違うが、持っている情報が

同じであるため、熱解析を行うにはどちらを使っても同じ解析結果になる。但し、構造関数は  $R_{th}C_{th}$  の形で、時間ドメインの過渡熱応答より解析に使いやすいため、第四章からは構造関数を使って議論を行う。

第四章は本論文の中核である。著者の電子デバイス熱評価現場での経験により、熱抵抗と電気抵抗は類似な動きをすると考えているエンジニアが少なくない。その一例として、半導体接合(ジャンクション)から基板上のあるポイントまでの熱抵抗というような考え方がよくある。電気なら、二点の間に配線をしていれば、すべての電流がその配線を通ることになるが、熱はそうではないことを意識していない人が評価結果に大きな誤差を盛り込んでしまう。このような間違いが起きないように、第四章のはじめにあらゆる「抵抗」の定義の前提となる「等値」と「エネルギー保存」概念を重点に述べた、そして正確な熱抵抗を定義するため、「等温面熱抵抗」を使うべきという結論に至る。その後、構造関数を構成する熱抵抗は実際に「等温面熱抵抗」の定義となることを議論した。この等温面熱抵抗定義を使って実測の構造関数を解釈すれば、如何なる三次元放熱構造を持つ半導体デバイスでも明確な評価が可能となる。また、三次元熱 CFD シミュレーションソフトウェアを使って、実測の構造関数で熱シミュレーションモデルを校正する技術を提案した。この熱モデル校正技術を使えば、実測で観測できないデバイス内部での温度分布や熱流束分布などをコンピューター上で可視化して評価することも可能となる。第四章の最後に、実験データを使って、等温面熱抵抗定義と熱モデル校正技術の有効性を検証した。

第五章は、市販の IGBT デバイスを使って、熱シミュレーションモデル校正を行った作業プロセスを述べた。この事例は等温面熱抵抗定義と構造関数と熱シミュレーションモデル校正の関係を更に明確にし、実際の業務に応用する場合の参考にもなる。また MOSFET の事例は、ホットスポットによる熱抵抗変化現象を定量に評価でき、本論文で議論した内容の有効性を更に証明した。

この等温面熱抵抗の定義は 2012 年に著者に発表されて以来、すでに多くの企業や大学、研究機関の熱設計/解析部署に採用され、今は世界中で広がっている。また、等温面熱抵抗を使ったモデル校正技術は、従来の方法よりシミュレーションモデルの精度を大幅に向上できるほか、製品の形を破壊せず内部の各構成材料と接合界面の熱物性を抽出可能にした。これは今まで不可能とされていた。第六章では、リコーデバイス(株)からデータ開示の許可を得て、等温面熱抵抗定義を使った半導体部品のモデル校正技術の事例を記載した。その他、IGBT、Diode、MOSFET などのようなパワーデバイスも数多く実用されている。掲載許可の関係により本論文で述べることができないが、すでに T3Ster の普及と共に、日本を始め、アジア、ユーロ圏、北米の主要半導体/電子機器関係の企業に応用されている。将来この技術は、電気製品の熱設計/解析の基本となるであろう。