

学位論文

電子機器の電気と熱の連成解析のための
相変化材料の SPICE モデルに関する研究

2022 年 3 月

石井雅俊

目次

第1章	序論	1
1.1	電子機器の熱設計の変遷	1
1.2	電子機器の高効率温度制御の検討	3
1.3	本研究で対象とする冷却システム	5
1.4	本論文の構成	6
	参考文献	7
第2章	熱回路網による伝熱解析手法	10
2.1	伝熱現象のモデル化	10
2.2	定常熱回路網を用いたモデル化	14
2.3	非定常熱回路網を用いたモデル化	15
2.4	熱回路網の接続方法	17
2.5	材料内部の温度分布モデル	19
2.6	異なる材料の熱的な接続	21
2.7	温度基準点	21
2.8	SPICEを用いた熱回路網解析	22
2.9	まとめ	22
	参考文献	23
第3章	相変化材料のSPICEモデル化検討	24
3.1	相変化材料の物性とモデル要素の検討	24
3.2	相変化材料の潜熱	25
3.2.1	相状態の判定方法の検討	30
3.2.2	潜熱制御方法の検討	31
3.2.2 (a-1)	スイッチを用いた相変化材料モデル	33
3.2.2 (a-2)	温度降下時の制御方法の検討	45
3.2.2 (b-1)	電流源を用いた相変化材料モデル	49
3.2.2 (b-2)	電流源を用いた相変化材料モデルの制御間隔検討	58
3.2.2 (b-3)	相変化材料SPICEモデルの動作検証	64
3.2.3	電流源を用いた相変化材料モデルの2次元への拡張	67
3.2.4	2次元相変化材料モデルでの最大制御間隔の検討	70
3.3	融点ばらつき	71
3.4	固相と液相における熱抵抗変化	73
3.5	まとめ	75
	参考文献	76
第4章	相変化材料モデル検証	78

4.1	モデル検証実験.....	78
4.1.1	相変化材料.....	79
4.1.2	アルミケース.....	80
4.1.3	自然対流.....	81
4.1.4	その他.....	85
4.1.5	全体 SPICE モデル.....	85
4.2	実験結果および考察.....	86
4.3	まとめ.....	95
	参考文献.....	95
第 5 章	SPICE モデルを用いた冷却システムの冷却性能向上手法検討.....	97
5.1	最適化概要.....	97
5.2	相変化材料の融点検討.....	101
5.3	内部構造による熱時定数の低減検討.....	105
5.4	モデル検証実験.....	109
5.5	実験結果.....	111
5.6	まとめ.....	112
	参考文献.....	113
第 6 章	結論.....	115
6.1	相変化材料の SPICE モデル化について.....	116
6.2	相変化材料を含む冷却システムのモデル構築と実機による検証について.....	117
6.3	SPICE モデルを用いた冷却システムの冷却性能向上手法検討.....	118
6.4	まとめと今後の展開.....	118
	参考文献.....	119
	謝辞.....	121

第1章 序論

1.1 電子機器の熱設計の変遷

サーバー、パーソナルコンピュータ(PC)およびスマートフォン等の電子機器において、ソフトウェアの高機能化や画素数の増加等により、搭載される Central Processing Unit(CPU)には高い計算処理能力が求められている。CPUの高速化のため、動作クロック周波数の増加とゲートサイズの微細化が進められてきた。しかし、ゲート幅が100 nm以下になると、トンネル効果によりトランジスタのリーク電流が増加することで、ゲート当たりの消費電力が増加している。近年では、動作クロック周波数の向上が難しいため、マルチコア化による性能向上がとられている[1-1]。搭載されるトランジスタ数が増加することで、消費電力が増加しつつある。したがって、CPU消費電力の増大により、その発熱量は増加傾向にある[1-2, 3]。これに加えて、電子機器の高密度実装により、単位面積当たりの発熱量が増加している[1-4]。以上の要因により、電子機器冷却設計への要求が厳しくなっている。

CPUに用いられるシリコン半導体の寿命は、アレニウスの法則に従うことが知られている。これは、一般にデバイス温度が2 °C上昇すると、そのデバイスの不良率が10%増大すると言われている。このことから、電子機器の内部温度を製品寿命から規定される動作温度以下にすることが必要である[1-5]。

近年では、CPU処理能力はCPUの温度により動的に制御される。一般的に、CPUは動作クロック周波数が高いほど処理能力は高くなるが、消費電力は大きくなる。よって、CPU温度が低い場合にはCPUの熱容量による非定常な温度上昇を考慮し、冷却性能を超えない範囲で一時的にクロック周波数を高くする。このような制御により動作温度を規定温度以下に維持しながら、総合的に高い計算処理能力を実現するようになっている[1-6]。

また、タブレットやスマートフォン等のモバイル機器に関しては、スペースや重量の関係で大きな冷却フィンや冷却ファン等の冷却機器を搭載することが難しい。このため、システムとしての冷却能力はサーバーやPCよりも貧弱である。さらに、モバイル機器では手に持って操作することが多いためやけどの危険性があり、人が触れる筐体表面の温度に対して厳格な温度制御が求められる。モバイル機器において筐体表面温度を低下させるには、CPU、パワーマネジメントIC等の消費電力の大きなデバイスの消費電力を下げ、内部の発熱量を減らす必要がある。CPUの消費電力を下げるには、動作クロック周波数を下げる方法がとられる。しかし、必要以上に動作クロック周波数を下げて動作の制限をかけると、温度上

昇は抑えられるものの CPU 処理能力が低下する。これにより動画のコマ落ちやスクロール処理速度の低下等が発生し、スマートフォンユーザーの操作性が悪化する。よって、筐体表面温度を規定温度以下で CPU の動作周波数を可能な限り低下させないように制御する必要があり、筐体表面温度をリアルタイムに正確に予測することが求められる。また、CPU 等の筐体内部での発熱が筐体表面まで伝導されるには、内部の熱抵抗や熱容量に起因する熱伝搬の遅延が発生する。このため、筐体内部の複数の温度センサ情報を使ってスマートフォン内部の複数の発熱源や内部の熱抵抗や熱容量による熱時定数を考慮した熱モデルを構築し、非定常状態における筐体表面の温度推定をスマートフォン内部の CPU を用いて計算を行う手法について検討が行われている [1-7, 8]。

近年はより効率的な冷却を目指し、モデル予測制御を取り入れた最適制御が検討されている。モデル予測制御は、各時刻における未来の熱的な応答を予測しながら最適化を行う制御手法である。リアルタイムで高速に最適化問題を計算しながらフィードバック制御を行う。これには、制御対象モデルの温度予測とその予測結果に基づいた制御最適化技術が必要となる。この中で予測技術に関しては、最低限予測したい将来の時間と同じ時間までに予測が終了している必要がある。さらに、複数パターンの将来予測を行い、その中で最も適切なパターンを選択するような温度制御を行うためには、実時間以下での温度の非定常動作を含む伝熱解析が求められる。

解析手法においては、熱流体シミュレーション(Computational Fluid Dynamics: CFD)ソフトの高速化により、実際の製品の定常状態のシミュレーションが行われるようになってきている [1-9~12]。しかし、CFD による過渡応答等の非定常状態の計算には非常に時間がかかる。そのために、熱回路網法を用いた非定常伝熱解析が提案されている [1-13]。熱回路網法では次元数やモデル化手法を工夫することにより、求められる温度推定精度や計算速度に合わせた解析が可能である。従って、適切な熱回路網法の伝熱モデルを構築することで、CFD に比べて推定精度と高速性を兼ね備えた解析が可能である。

最近では設計の効率化が重要視されており、熱だけでなく複数の項目についてシミュレーションによる妥当性検証を行うことで、可能な限り実機での検証試験を減らし開発コストの削減や設計納期の短縮等の効率的な機器設計が求められる。この一例として、電気と伝熱等の複数の物理モデルを連成して解析する方法が検討されている。この連成解析を行うためには、各要素の特徴となる要素を抜き出して可能な限り計算負荷の少ない伝熱のモデル化が求められる。よって、伝熱解析手法として熱回路網法が適用しやすいと考えられる。

1.2 電子機器の高効率温度制御の検討

サーバー等の電子機器では実装密度の増加により、CPU を含む電子部品の温度管理の重要性が高まっている。CPU を含む電子デバイスでは、発熱量が秒単位で急激に増減する。空冷の場合には、冷却ファン回転数を電子機器の内部温度に応じて制御することが行われている。冷却ファンの消費電力はファンの回転数の3乗に比例するため、消費電力の観点ではできる限り冷却ファン回転数を抑えたほうが良い。発熱量の急激な変動に対して、発熱量が増加した分の熱量を蓄積し、発熱量が減少した時に放出することができれば、サーバー内部の温度上昇を抑えることができるため、冷却ファンの回転数の上昇を抑えることができる。このため、冷却システムに相変化材料(Phase Change Material)を導入することで、短時間の発熱を相変化材料の潜熱により吸熱し、発熱量が低下した時に潜熱による発熱により外部に熱を放出できれば、高効率な温度制御が期待できる。

相変化材料は、融点や沸点近傍で相変化を起こすことで、潜熱により周囲の熱を蓄えることができる。相変化材料には、固相と液相の変化を用いたものと液相と気相の変化を用いたものがある。液相と気相の変化を使った相変化材料は、電車のモーター制御素子の冷却等の大電力用途に使われているが、気相を扱うため高度な封止技術が必要となり、サーバー等への導入には適していないと考えられる。そこで本研究では、固相と液相の変化を用いた相変化材料について検討する。このような相変化材料は、相変化材料温度が融点以下で固相であり、温度上昇時に融点近傍で一部が液相に変化した固相と液相の混相となる。混相の状態では吸熱により相変化材料温度が融点近傍に維持される。すべての相変化材料が液相に変化すると、吸熱は終了する。逆に温度降下時には、液相から固相への相変化により発熱が発生し、すべての相変化材料が固相に変化すると、発熱は終了する。これらの現象により、図 1-1 に示すように相変化材料がない場合と比較してデバイス温度の上昇を抑制し、熱の移動に対してエネルギー消費なしに、時間遅延を発生させることができる。

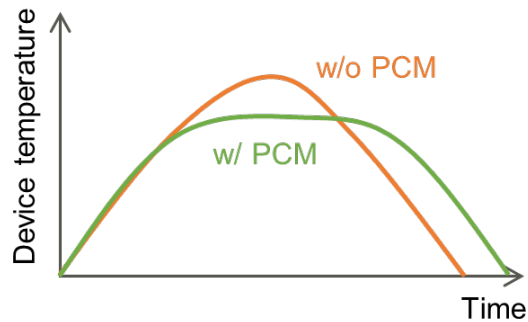


Fig. 1-1 Transient response of device temperature with and without phase change material

サーバー本体だけでなく、High-Performance Computing(HPC)に用いられるデータセンターにおいても高効率な電子機器冷却の必要性があり、データセンター内の冷凍機や空冷ファン等を用いてCPU等のデバイス温度を許容範囲温度以内に維持する必要がある。通常のデータセンターでは、サーバーの最大負荷に合わせた冷却能力で設計および運用されている。しかし、通常動作では最大負荷で運用されることが少ないため、冷却設備の導入コストやデータセンターのスペースが冗長となっている。これに対してデータセンターに設置されるサーバーの内部に相変化材料を導入することで、サーバー内部およびデータセンター内部の温度上昇に時間シフトを発生させ、データセンター全体の冷却効率を向上させることが提案されている。2Uサイズのサーバー内部に約4ℓのパラフィンワックスを配置し、サーバー負荷として48時間の公開されているGoogle workloadを適用した時の相変化材料の冷却への効果についてシミュレーション検討された。その結果ピーク時の冷却能力を約12%低減させることができることが報告されている[1-14]。さらに、冷却能力が余った分16.4%余計にデータセンター内部にサーバーを増設することで、データセンター全体の計算処理能力の向上がシミュレーションにより検討されている[1-14, 15]。

また、タブレット機器の貧弱な冷却能力をアシストするために相変化材料を適用し、短時間の温度上昇を吸収すること検討がされている[1-16]。加えて2次電池の充放電時の発熱を相変化材料に吸収させることで、効率的な熱制御と電池の保護を行うことが検討されている[1-17]。

しかし、実際の電子機器に相変化材料を適用するためには装置ごとに、相変化材料の配置位置やその搭載量等を検討する必要がある。さらに、相変化材料は材料により融点や潜熱量が異なる。そのため材料選択も設計要素となるため、数多くのパラメータを最適化する必要がある。

ある。この解析を行うためには、熱の非定常解析が不可欠である。加えて相変化材料は融点近傍で潜熱による吸熱や発熱を示すため、このようなモデルの CFD 解析は非常に時間がかかる。よって、上述のように熱回路網を用いた相変化材料を含む電子機器の非定常解析手法が検討されている [1-18~20]。

一方、CPU 等の電子デバイスでは、消費電力に温度依存性がある。CPU の発熱要因のひとつにリーク電流があるが、リーク電流は大きな正の温度依存性を持ち、電子デバイス温度の上昇により、リーク電流がさらに増加する傾向がある [1-21]。このため、より実際の電子デバイス動作に即した解析として、電気特性と熱特性の連成解析が検討されている [1-22, 23]。

一般的な電子機器の回路の動作検証には SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) が用いられる。熱回路網法は熱と電気の相似性を用いて熱を回路で表現することで、熱の流れや温度を解析する手法である。よって、SPICE を用いて熱回路を解析することができる。つまり、熱回路を電気回路と同じ回路内に配置して SPICE で解析することで、電気と熱の連成解析を容易に行うことができる。このため、SPICE を用いた電子デバイスの電気特性と熱特性の連成解析が検討されている [1-24]。さらに相変化材料を SPICE 上で解析することができれば、電子機器の高効率な冷却設計の検討が可能となる。電気回路解析と熱回路網解析の連成解析を行うため、相変化材料の SPICE モデルの構築が必要であると考えられる。

1.3 本研究で対象とする冷却システム

図 1-2 に本研究で対象とする冷却システムを示す。サーバー、ノートブック PC、タブレット PC およびスマートフォン等の CPU やパワーデバイス等の負荷や発熱量が時間変動する電子機器を想定した。

プリント配線基板上に Ball Grid Array (BGA) 等で電気的および熱的に接続された CPU 等の Large Scale Integration (LSI) チップ上に、ヒートシンクが熱的に接続された系について検討した。熱源となる LSI チップから発生した熱は、主として伝熱でアルミヒートシンクやプリント配線基板に伝わり、最終的に空气中に熱が放出される冷却系である。より効率的な冷却を目指し、冷却系に相変化材料を含むモデルを検討した。周囲環境は室温とし、LSI の動作温度範囲を 80 °C 以下で考える。

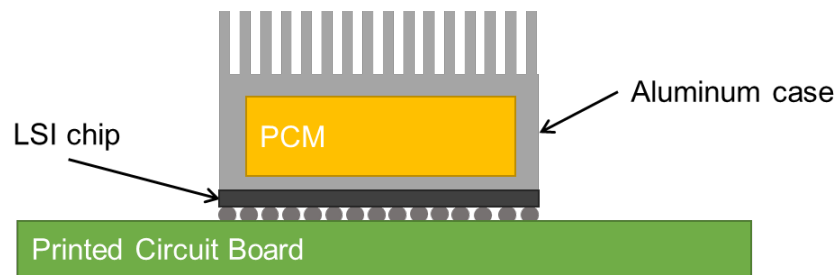


Fig. 1 -2 Schematic image of target cooling structure with PCM

1.4 本論文の構成

本研究は、電子機器に搭載される CPU を含む電子機器の熱設計や熱制御において、電気と熱の連成解析のための、相変化材料の SPICE モデルの確立を目的とする。

このため、温度予測手法として熱回路網法を用い、回路設計で一般的な解析手法である SPICE を用いた相変化材料のモデル化について検討を行った。本検討では、SPICE 解析に LTspice[1-25]を用いた。LTspice は、アナログデバイセズ社から提供されている無償の回路シミュレータである。また、相変化材料には、電子機器への適用が検討されているパラフィンワックスを用いた。パラフィンワックスの融点は、20~70 °C の範囲で周囲温度とデバイス温度の中間温度であるため電子機器への適用が期待できる。

本論文は 6 つの章で構成される。

第 1 章では、本研究の目的および背景を述べた。

第 2 章では、伝熱現象の熱回路網モデル表現について解説し、本研究にどう適用できるか示す。

第 3 章では、相変化材料の SPICE モデルの構築手法について検討する。相変化材料の固相、液相、固相と液相の混相の 3 つの相状態を判断する手法を考察する。そして、混相の状態が発生する潜熱を模擬するアルゴリズムについて検討する。潜熱のモデル化にはスイッチを用いた方法と制御電流源を用いた方法について議論する。1 次元の相変化材料モデルを構築し、その 2 つの方法について動作検証を行う。この検証結果から、制御電流源を用いた手法が単純かつ吸熱および発熱の両方の動作を少ない SPICE の要素数で構築できることを見出す。構築した 1 次元相変化材料モデルを、2 次元相変化材料モデルに拡張する。さらに相変化材料の材料特性に起因する融点のばらつきや固相と液相での熱抵抗の変化についてモデル化する。

第 4 章では、アルミケース内部に相変化材料を封入したサンプルを試作し、構築した相変化材料の SPICE モデルを含むアルミケースや周囲の自然対流を熱回路モデルとして、熱

回路網に統合して解析する。実測による温度変化と解析結果を比較して、構築したモデルの温度解析精度や熱特性の可視化、計算速度について検証する。

第5章では、前章で構築したモデルについて、冷却性能向上手法について検討する。冷却システムの性能向上のため、設計パラメータ決定部とその設計パラメータに基づいて伝熱解析結果を出力する解析部を構築し、ふたつを連携して解析を行う系を構築する。アルミケースの外形を維持した状態で潜熱時間を最大化するように、相変化材料の融点や内部構造を変化させたときの熱特性の変化について検討する。その検討に基づいてサンプルを作製する。作製したサンプルの測定結果と解析結果比較を行う。これらの比較結果に基づいて構築した SPICE モデルが電子機器の設計ツールとして適用可能かどうか検証する。

第6章では、検討結果を総括して結論を述べる。

参考文献

- [1-1] Hisa Ando、プロセッサと支える技術—果てしなくスピードを追求する世界、第5章 マルチプロセッサの出現と普及、技術評論社
- [1-2] William Wahby, Li Zheng, Yang Zhang, and Muhannad S. Bakir, “A Simulation Tool for Rapid Investigation of Trends in 3-DIC Performance and Power Consumption”, IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, Vol. 6, No. 2, pp. 192-199, 2016
- [1-3] Matthew Halpern, Yuhao Zhu and Vijay Janapa Reddi, “Mobile CPU’s Rise to Power: Quantifying the Impact of Generational Mobile CPU Design Trends on Performance, Energy, and User Satisfaction”, IEEE International Symposium on High Performance Computer Architecture, pp. 64-76, 2016
- [1-4] 原田享、杉崎吉昭、田窪 章, “高密度実装技術”, 東芝レビュー Vol.59, No.8 2004
- [1-5] 石塚勝著, 半導体・電子機器の熱設計と解析[改訂版]、科学情報出版
- [1-6] Efraim Rotem, Ran Ginosar, Avi Mendelson and Uri C. Weiser, “Power and thermal constraints of modern system-on-a-chip computer”, 19th International Workshop on Thermal Investigations of ICs and Systems, pp 141-146, 2013
- [1-7] 石井雅俊、中島善康、高本建至, “熱伝達関数モデルを用いたスマートフォン筐体表面温度推定手法の開発”, 第30回エレクトロニクス実装学会春季講演大会, pp 212-215, 2016
- [1-8] Masatoshi Ishii and Yoshiyasu Nakashima, “Development of algorithms for real-time

- estimation of smartphone surface temperature using embedded processor”, 2017 16th IEEE Intersociety Conference on Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems (ITherm), pp. 1088-1094, 2017
- [1-9] FloTHERM, <https://www.mentorg.co.jp/products/mechanical/flotherm/>
- [1-10] ANSYS Icepak, <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-icepak/icepak-capabilities>
- [1-11] 熱設計 Pack, <https://www.cradle.co.jp/product/pac.html>
- [1-12] Flow Designer, <http://www.akl.co.jp/products/flowdesigner/>
- [1-13] 西 剛伺, “マイクロプロセッサの非定常動作を考慮した小型電子機器の熱設計に関する研究” 富山県立大学 博士論文, 2015
- [1-14] Matt Skach, Manish Arora, Chang-Hong Hsu, Qi Li, Dean Tullsen, Lingjia Tang and Jason Mars “Thermal time shifting: Leveraging phase change materials to reduce cooling costs in warehouse-scale computers”, 2015 ACM/IEEE 42nd Annual International Symposium on Computer Architecture (ISCA), pp. 34-43, 2015
- [1-15] Matt Skach, Manish Arora, Chang-Hong Hsu, Qi Li, Dean Tullsen, Lingjia Tang and Jason Mars, “Thermal time shifting: Leveraging phase change materials to reduce cooling costs in warehouse-scale computers”, IEEE Internet Computing, Vol. 21, pp. 34–43, 2017
- [1-16] Darryl Moore, Arun Raghupathy and William Maltz, “Application of Phase Change Materials in Handheld Computing Devices”, 32nd Thermal Measurement, Modeling & Management Symposium (SEMI-THERM), pp. 213-217, 2016
- [1-17] S. Al Hallaj and J. R. Selman, “A Novel Thermal Management System for Electric Vehicle Batteries Using Phase-Change Material”, Journal of The Electrochemical Society, 147 (9) pp, 3231-3236, 2000
- [1-18] 石塚勝, 福岡義孝, “相変化材を用いた高発熱パッケージ冷却技術の開発（熱回路網法の相変化現象解析への応用）”, 日本機械学会論文集 B 編, Vol. 60, No. 574, pp. 2165-2170, 1994
- [1-19] 高乗貞一, 藤井則之, 石塚勝, 中川慎二, 高木寛二, “相変化現象を伴う電子機器の熱解析への熱回路網法の応用”, 日本伝熱学会論文集, 17 卷, 3 号, pp. 105-112, 2009
- [1-20] Andrija Stupar, Uwe Drofenik, and Johann W. Kolar, “Optimization of Phase Change Material Heat Sinks for Low Duty Cycle High Peak Load Power Supplies”, Published

in: IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology,
Vol. 2, Issue 1, pp. 102 – 115, 2012

- [1-21] 村岡祥雄, 関研一, 西村秀和, “ポータブル機器における半導体リーク電流特性のばらつきを考慮したシステムモデルの生産システムへの応用”, 日本機械学会論文集, Vol.82, No.835, pp. 1-14, 2016
- [1-22] Tomoyuki HATAKEYAMA, Kazuyoshi FUSHINOBU and Ken OKAZAKI, “Mesh Zoning Method for Electro - Thermal Analysis of Submicron Si MOSFET”, Journal of Thermal Science and Technology, Vol. 1, No. 2, pp. 101-112, 2006
- [1-23] Tomoyuki HATAKEYAMA, Kazuyoshi FUSHINOBU and Ken OKAZAKI, “Electro-Thermal Analysis of Submicron Si MOSFET with Zoned Mesh Based on Semiconductor Physics Theory”, Journal of Thermal Science and Technology, Vol. 3, No. 1, pp. 45-57, 2008
- [1-24] 八坂 慎一, 篠原 俊朗, “回路シミュレータ (LTspice) による電気-熱連成解析用デバイスモデルの検証”, エレクトロニクス実装学会 第 34 回春季講演大会予稿集, 4D2-01, 2020
- [1-25] <https://www.ltspice.jp/>

第2章 熱回路網による伝熱解析手法

本章では、本研究で対象とする冷却システムに対する伝熱現象のモデル化手法について調査し、本研究への適用について検討する。

2.1 伝熱現象のモデル化

物質の中に温度勾配がある場合には、高温部から低温部へ熱が移動する。このとき、熱は伝導伝熱により物体内部を移動する。単位面積当たりの熱伝導量である熱流束 p は、フーリエの法則により次式で表される[2-1, 2]。

$$p = -\lambda \frac{\partial T}{\partial x} \quad (2-1)$$

ここで、 λ は熱伝導率、 T は温度である。フーリエの法則は経験式で、物体内部の熱伝導による熱流束 p は温度勾配 $\partial T/\partial x$ に比例し、温度勾配と逆の方向に熱が流れることを意味する。

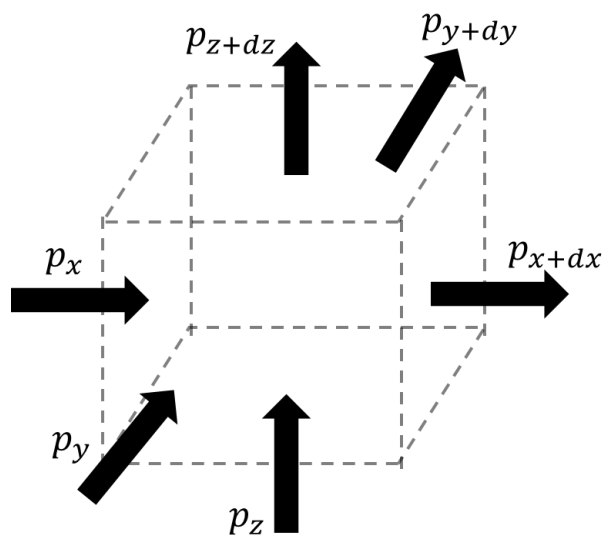


Fig. 2-1 Heat conduction in a small volume in a Cartesian coordinate system

式(2-1)のフーリエの法則とエネルギー保存則から、熱伝導方程式を求める。図 2-1 に、直交座標系における微小体積の熱伝導を示す。物質内部の微小体積 $dx dy dz$ 内の時間間隔 Δt における熱の釣り合いは、以下のようなになる[2-3]。

$$\begin{aligned} \rho C \Delta T dx dy dz = & (p_x dy dz + p_y dz dx + p_z dx dy) \Delta t \\ & - (p_{x+dx} dy dz + p_{y+dy} dz dx + p_{z+dz} dx dy) \Delta t \end{aligned} \quad (2-2)$$

ここで、 ρ は物質の密度、 C は比熱である。左辺は内部エネルギーの変化を示し、右辺は微小体積の熱の流れを示している。右辺第1項は微小体積への熱の流入量を示しており、右辺第2項は微小体積からの熱の放出量を示している。つまり、微小体積に流入する熱量と放出する熱量の差が内部エネルギーとなるエネルギー保存則で表される。式(2-2)は次式のように変形できる。

$$\rho C \frac{\Delta T}{\Delta t} dx dy dz = (p_x - p_{x+dx}) dy dz + (p_y - p_{y+dy}) dx dz + (p_z - p_{z+dz}) dx dy \quad (2-3)$$

ここで、 x 方向から微小体積に流入する熱流束 p_x は、式(2-1)のフーリエの法則から次式のように表される。

$$p_x = - \left(\lambda \frac{\partial T}{\partial x} \right)_x \quad (2-4)$$

また、 x 方向へ微小体積から放出される熱流束 p_{x+dx} は、次式で表される。

$$p_{x+dx} = - \left(\lambda \frac{\partial T}{\partial x} \right)_{x+dx} = - \left(\lambda \frac{\partial T}{\partial x} \right)_x + \frac{\partial}{\partial x} \left(- \lambda \frac{\partial T}{\partial x} \right)_x dx \quad (2-5)$$

式(2-4),(2-5)から、次式を求めることができる。

$$p_x - p_{x+dx} = \frac{\partial}{\partial x} \left(\lambda \frac{\partial T}{\partial x} \right)_x dx \quad (2-6)$$

この式を y 方向および z 方向についても考えると、以下のように求まる。

$$p_y - p_{y+dy} = \frac{\partial}{\partial y} \left(\lambda \frac{\partial T}{\partial y} \right)_y dy \quad (2-7)$$

$$p_z - p_{z+dz} = \frac{\partial}{\partial z} \left(\lambda \frac{\partial T}{\partial z} \right)_z dz \quad (2-8)$$

式(2-6),(2-7),(2-8)を式(2-3)に代入し、 $\Delta t \rightarrow 0$ の極限をとると、次式を求めることができる。

$$\rho C \frac{\partial T}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} \left(\lambda \frac{\partial T}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\lambda \frac{\partial T}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\lambda \frac{\partial T}{\partial z} \right) \quad (2-9)$$

これは、熱伝導方程式と呼ばれ、熱伝導率 λ が等方的でかつ温度依存性がない場合は以下の式で表される。

$$\frac{\partial T}{\partial t} = \alpha \left(\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right) = \alpha \nabla^2 T = \alpha \Delta T \quad (2-10)$$

ここで α は、次式で表される。

$$\alpha = \frac{\lambda}{\rho C} \quad (2-11)$$

ここで、 x 方向の1次元の定常熱伝導方程式は、次式のようにになる。

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} = 0 \quad (2-12)$$

式(2-12)を2回積分して、境界条件として $x = 0$ での温度 T と T_0 とすると、次式のように1次元の定常熱伝導の式が得られる。

$$T = -\frac{p}{\lambda} x + T_0 \quad (2-13)$$

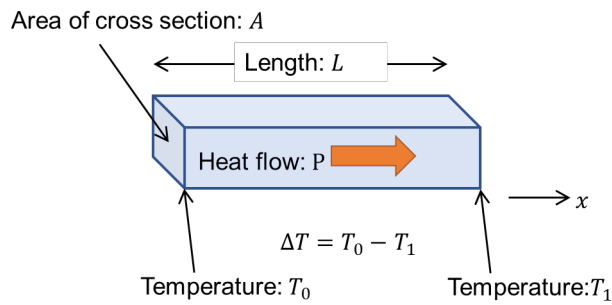


Fig. 2-2 One-dimensional heat conduction diagram

図 2-2 に示す角棒の周囲を断熱し、一方の温度を T_0 としたときのもう一方の温度 T_1 は以下のように求めることができる [2-4]。

$$T_1 = -\frac{p}{\lambda}L + T_0 = -\frac{P}{\lambda A}L + T_0 \quad (2-14)$$

ここで、 A は断面積、 P は熱流である。ここから両端の温度差 $\Delta T = T_0 - T_1$ とすると、

$$\Delta T = T_0 - T_1 = \frac{p}{\lambda}L = \frac{P}{\lambda A}L \quad (2-15)$$

と表すことができる。つまり熱流 P とその両端の温度差 ΔT は比例する。これは、電気抵抗 R に流れる電流を I とその抵抗の両端に発生する電位差 ΔV が比例するとするオームの法則と相似性がある。式(2-15)の右辺の熱流 P 以外の項は熱抵抗と考えることができ、この熱抵抗を R_{therm} とすると次式のようなになる。

$$R_{therm} = \frac{L}{\lambda A} \quad (2-16)$$

熱抵抗 R_{therm} は長さ L に比例し、断面積 A に反比例する。さらに、熱伝導率 λ を電気導電率 σ (電気抵抗率 ρ の逆数)と考えると、電気抵抗 R は、次式のように表すことができる。

$$R = \rho \frac{L}{A} = \frac{L}{\sigma A} \quad (2-17)$$

これらのことから、熱回路の温度差 ΔT と熱流 P の関係は、式(2-18a)のように表すことができる。これは、電気のオームの法則である式(2-18b)と相似性がある。

$$\Delta T = T_0 - T_1 = \frac{L}{\lambda A} P = R_{therm} P \quad (2-18a)$$

$$\Delta V = \frac{L}{\sigma A} I = R P \quad (2-18b)$$

よって、熱伝導と電気回路は相似性があるため、熱回路網による伝熱解析が可能となる。

2.2 定常熱回路網を用いたモデル化

上述のように、熱と電気の相似性があり、熱回路網法ではその相似性を用いて、熱モデルを電気モデルとして表現することができる。よって、集中定数で構成される電気回路の電流 I と電圧 V を求める計算と同じように、熱流 P と温度 T を計算することができる。ここでは、熱流や温度が時間変化しない定常熱回路網について検討する。

本論文での抵抗器の記号は、新規格である JIS C 0617 で制定された長方形の記号ではなく、旧規格の JIS C 0301 表記で記述する。

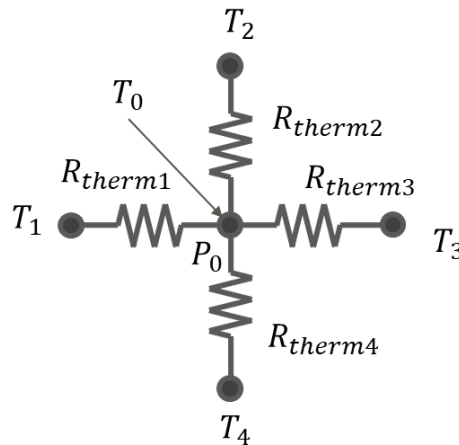


Fig. 2-3 Thermal network with thermal resistance

図 2-3 に節点 T_0 に、4 個の節点 $T_1 \sim T_4$ を接続した熱伝導の電気回路での等価回路モデルを示す。ここで、 T_1 から T_4 は接続された節点の温度、 R_{therm1} から R_{therm4} はそれぞれノード間の熱抵抗、 P_0 は節点 T_0 の発熱量とする。この方程式は節点方程式と呼ばれ、熱回路において

も電気回路と同様にキルヒホフの法則が成り立つため次式で表される。

$$\sum_{i=1}^4 \frac{1}{R_{therm\ i}} (T_0 - T_i) = P_0 \quad (2-19)$$

この節点方程式を複数接続することで、定常熱回路網が構築される。

2.3 非定常熱回路網を用いたモデル化

実際の熱伝導では、材料の比熱容量により熱伝導に伝搬遅延が発生する。しかし、図 2-3 に示す熱伝導の等価回路モデルでは、熱抵抗 R_{therm} のみ構成されているため、どのノードにも瞬時に熱伝導する。このため、熱や温度の時間変化を伴う熱の非定常モデルでは、定常モデルで定義した熱抵抗 R_{therm} に熱容量 C_{therm} を加えて構成される。熱容量 C_{therm} は、熱流の変化があったとき、温度がどの程度変化するかを表す。これは、電流の変化があったときの電圧の変化と相似であるため、電気モデルはキャパシタ C で表される。これらの関係は次式のように記述できる。

$$\begin{aligned} Q_{therem} &= \int P dt = C_{therem} T \\ Q &= \int I dt = CV \end{aligned} \quad (2-20)$$

ここで、熱量 Q_{therem} は熱流を時間積分したものであるため、電気回路での電荷 Q に相当する。

熱回路の RC ネットワークでモデルでは、RC が並列接続された組が直列に接続された Foster モデルと、RC が Low Pass Filter(LPF)回路を構成し、それが直列に接続された Cauer モデルのどちらかが一般的に用いられる [2-5]。図 2-4 にその比較を示す。図 2-4(a)に Foster モデルを示す。Foster モデルはパワー半導体等の熱過渡応答解析モデルとして用いられることが多い。これはデバイス内部の PN ジャンクションを温度センサとして用いパルス状の電流を印加した後の冷却時の熱過渡応答を測定し、その測定に基づいて各要素の熱抵抗 R_{therm} と熱容量 C_{therm} を同定する作業において、計算が簡単になる利点がある。しかし、Foster モデルは物理的特性に基づいていない。これに対して図 2-4(b)に示す Cauer モデルでは熱抵抗 R_{therm} に対して熱容量 C_{therm} がグランド間に並列に接続された構造である。Cauer モデルは物理的特性に基づいている回路である。

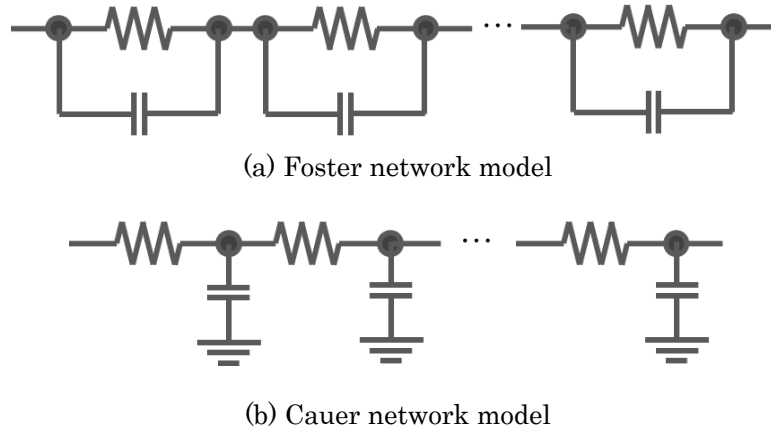


Fig. 2-4 Thermal network model including heat capacity

以上から、本研究では RC の熱回路モデルとして、物理的特性に基づいているモデルである Cauer モデルを用いた。このため、図 2-3 の定常熱回路網モデルに対して、熱容量を含む非定常熱回路網モデルは、図 2-5 に示す節点中心とグラウンド間に熱容量 C_{therem} を接続したモデルとする。

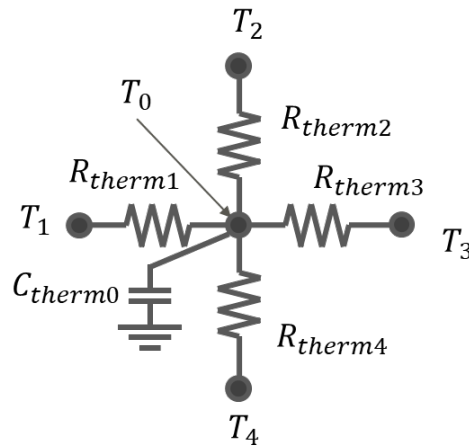


Fig. 2-5 Thermal network transient model

式(2-20)の両辺を時間微分すると次式が得られる。

$$\frac{dQ_{therem}}{dt} = P = C_{therem} \frac{dT}{dt} \quad (2-21)$$

よって、式(2-19)の右辺に時間変動項として、式(2-21)を加えて次式が得られる。

$$\sum_{i=1}^n \frac{1}{R_{therm,i}} (T_0 - T_i) = P_0 - C_{therm} \frac{T_0 - T_0'}{\Delta t} \quad (2-22)$$

ここで、 T_0' は Δt 秒前の T_0 の温度である。

よって、熱回路網法は熱伝導と電気伝導の相似性に着目して、伝熱経路を熱抵抗や熱容量により構成される熱回路を用いて、温度や熱流を解析する方法である。表 2.1 に熱伝導と電気伝導の相似性をまとめて示す。

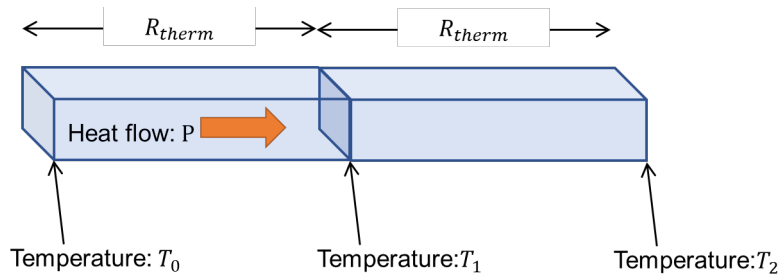
Table 2 -1 Thermal-electrical model analogy

Thermal model		Electrical model	
Temperature	T [°C]or[K]	Voltage	V [V]
Heat flow	P [W]	Current	I [A]
Thermal resistance	R_{therm} [K /W]	Resistance	R [V/A], [Ω]
Thermal capacitance	C_{therm} [J/K]	Capacitance	C [A· s/V], [F]
Quantity of heat	Q_{therem} [J]	Electric charge	Q [A· s], [C]

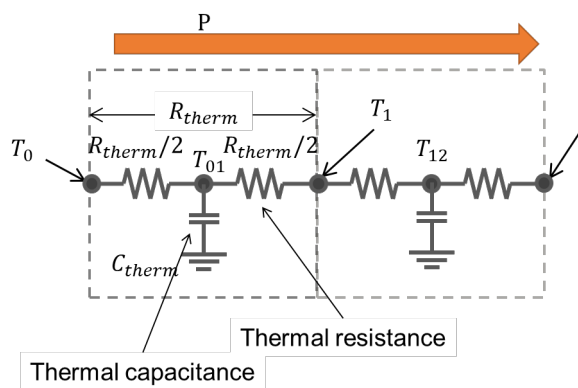
2.4 熱回路網の接続方法

熱回路網法では、複数の基本熱ブロックを複数接続することにより、熱回路網を構築する。図 2-6 に複数の 1 次元の熱回路網モデルの接続例を示す。

1 ブロック当たりの熱抵抗を R_{therm} 、熱容量を C_{therm} とすると、Cauer モデルでは熱容量 C_{therm} はブロックの中心点とグラウンド間に配置される。さらに熱流が左右どちらから流れても対称性が保てるように、熱容量 C_{therm} の両端に熱抵抗 R_{therm} の半分を配置したモデルとなる。1 次元では各ブロックは 2 点のノードを持つ。隣接するノードを 1 次元的に接続することで熱回路網を構築する。接続されるブロックの境界温度は T_0, T_1, T_2 とし、各ブロックの中心温度を T_{01}, T_{12} とする[2-6]。



(a) One-dimensional heat conduction diagram



(b) One-dimensional equivalent circuit

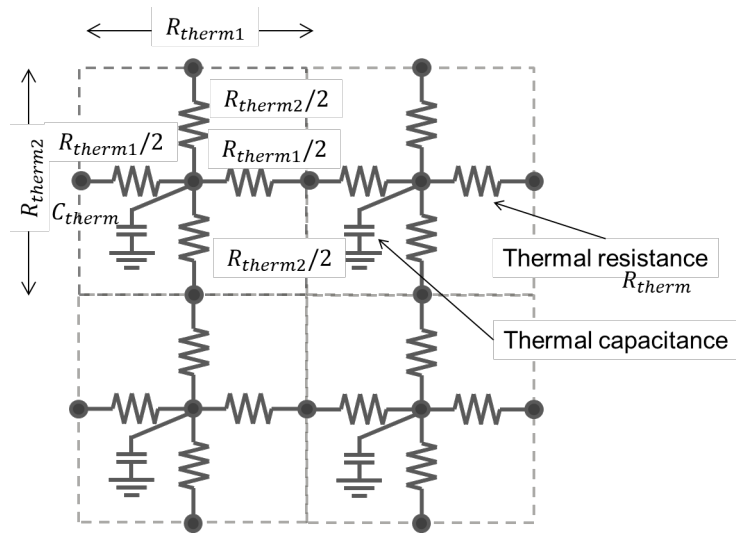
Fig. 2-6 Connecting multiple one-dimensional thermal network models

次に2次元の等価回路モデルを考える。図2-7(a)に示すように、2次元モデルでは1ブロックに4点の外部に接続可能なノードを持つ。ノードの中心に熱容量を配置し、1次元と同様に対称性の観点から中心ノードと外部接続ノード間に熱抵抗が接続されたモデルとする。1次元モデルと同様に、それぞれの方向の熱抵抗は対称性を保つため、熱容量を中心に半分ずつの熱抵抗が接続される。これを2次元的に接続することで熱回路網を構築する。

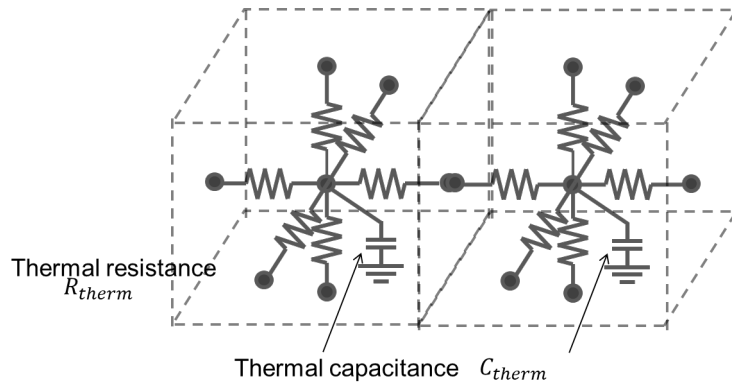
ここで、熱抵抗 R_{therm} と熱容量を C_{therm} の積は熱時定数と呼ばれ、過渡現象における応答時間の指標として用いられる。熱時定数 τ_{therm} は次式のように示される。

$$\tau_{therm} = R_{therm} C_{therm} \quad (2-23)$$

最後に3次元の等価回路モデルを考える。図2-7(b)に示す3次元モデルでは、1ブロックに6点の外部に接続可能なノードを持つ。ノードの中心に熱容量を配置し、2次元と同様に対称性の観点から中心ノードと外部接続ノード間6個の熱抵抗が接続されたモデルとする。これを3次元的に接続することで熱回路網を構築する[2-7]。



(a) Two-dimensional model



(b) Three-dimensional model

Fig. 2-7 Two-and three-dimensional thermal network models

2.5 材料内部の温度分布モデル

材料内部に温度分布を持つ場合のモデルについて検討する。ここでは 2 次元モデルの分割方法について検討する。相変化材料では潜熱により内部に温度分布が発生するため、このようなモデルが必要となる。

ここでは、熱抵抗が等方的な材料について考える。図 2-8 に示すように、図の上下方向の長さ L_v で左右方向の長さ L_h の材料で上下方向に M 分割し、左右方向に N 分割する場合を考える。系の深さ方向の長さを d 、熱伝導率を λ とすると、縦方向の熱抵抗 R_{therm_v} と横方向の熱抵抗 R_{therm_h} は次式で求めることができる。

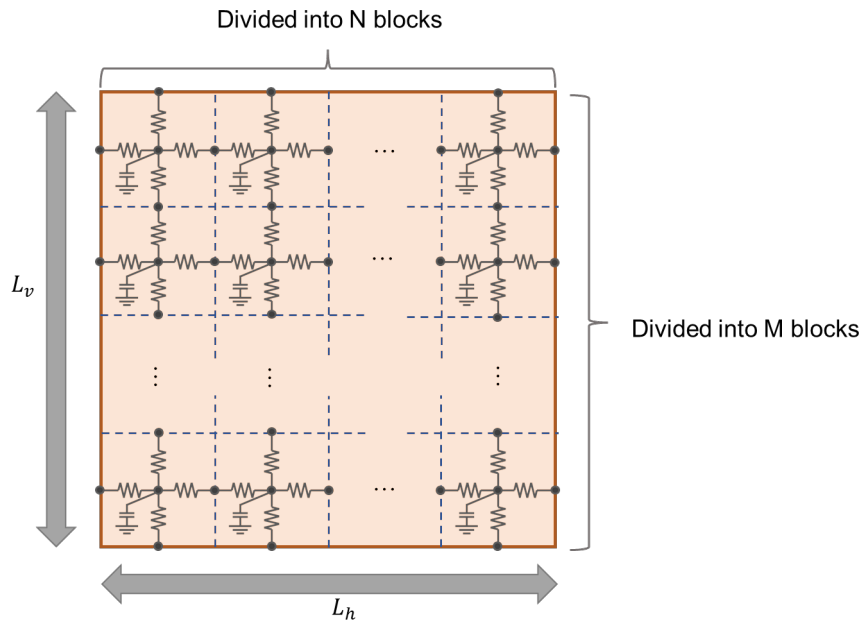


Fig. 2-8 Internally divided thermal network model (2D)

$$R_{therm_v} = \frac{1}{\lambda d L_h} L_v \quad (2-24)$$

$$R_{therm_h} = \frac{1}{\lambda d L_v} L_h \quad (2-25)$$

ここで、上下方向に M 分割した抵抗 R_{therm_vM} 、左右方向に N 分割した熱抵抗 R_{therm_hN} は、次式のように求まる。

$$R_{therm_vM} = \frac{N}{\lambda d L_h} \frac{L_v}{M} \quad (2-26)$$

$$R_{therm_hN} = \frac{M}{\lambda d L_v} \frac{L_h}{N} \quad (2-27)$$

熱容量 C_{therm} は、体積を V とすると次式から求めることができる。

$$C_{therm} = \rho C V \quad (2-28)$$

全体の体積 V は $V = d \cdot L_h \cdot L_v$ で、ここから $M \times N$ 分割した時の熱容量 C_{therm_MN} は次式となる。

$$C_{therm_MN} = \rho C \frac{dL_h L_v}{M \cdot N} \quad (2-29)$$

2.6 異なる材料の熱的な接続

図 2-9 に異なる材料の接続モデルを示す。この例では、材料物性の異なる熱回路ブロックを材料内部分割の場合と同様に 2 次元に接続する場合を示している。

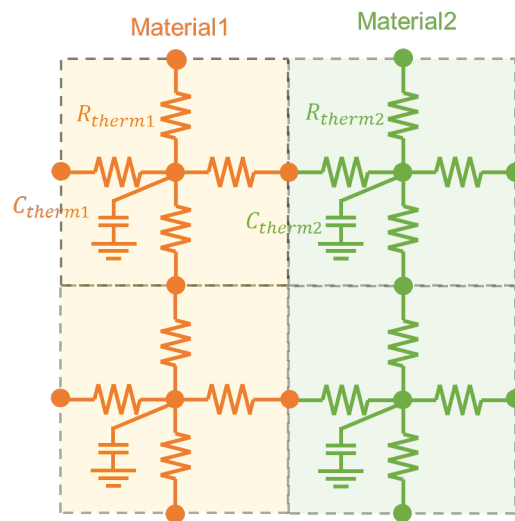


Fig. 2-9 Thermal network model with different materials

2.7 温度基準点

電気回路では図 2-10(a)に示すように、グラウンドを基準点として電圧が定義される。これに対して熱回路網法では、基準点を外気温度にとることが多い。これは、電子機器では内部発熱がない場合に、熱平衡状態で外気温度と同じ温度となるためである。これを等価回路で表すと図 2-10(b)のようにノードの温度は、抵抗による温度降下 ΔT と外気温度 T_{amb} が重畳された状態となる。本検討では、全てのグラウンドに対し外気温度 T_{amb} を設定せず、外気温度分を差し引いて計算をしておいてから、最後に外気温 T_{amb} を加えて計算した。

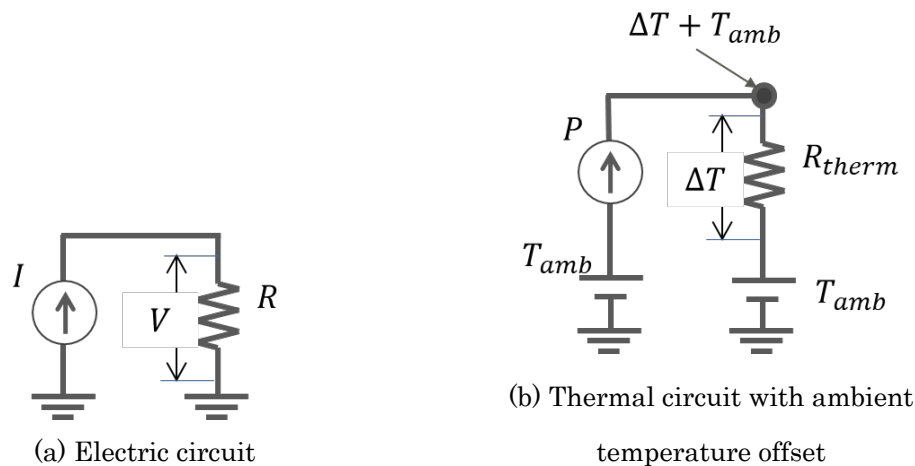


Fig. 2-10 Thermal circuit with and without ambient temperature offset

2.8 SPICE を用いた熱回路網解析

SPICE(Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis)は、代表的な回路シミュレータの1つで、電子回路の電圧・電流の過渡応答解析、直流解析、ノイズ解析等をシミュレーションするためのソフトウェアである。シミュレーション可能な回路は、一般的な抵抗、キャパシタ、コイル等の受動素子とダイオード、トランジスタ等の能動素子や各種電源を組み合わせたものである。SPICEでは式(2-22)の節点方程式を解くことで、回路上の各ノードの電圧(温度)やノード間に流れる電流(熱流)を求めることができる。節点方程式は、抵抗やキャパシタ等の集中定数モデルで計算を行うため、物質内部に温度分布を持つ場合には複数の抵抗やキャパシタを多段に接続して回路網としてモデル化および解析が行われる。

本研究で用いたLTspice[2-8]は、アナログデバイゼズ社により無償で提供されているSPICEソフトウェアである。ノード数や部品数の制限がなく、マルチコアプロセッサに対応している。

2.9 まとめ

本章では、伝熱現象と電気回路との類似性を用いて熱回路網を構築する方法について解説した。伝熱モデルから非定常モデルの構築方法、およびその1次元、2次元、3次元モデルの構築とその接続方法について調査した。また、内部温度解析を行うための分割モデルの作成方法について検討した。さらに熱回路網でのグラウンドの扱いについて示した。

参考文献

- [2-1] “1・4・2 伝導伝熱”, JSME テキストシリーズ 伝熱工学、初版第 12 刷 日本機械学会、丸善出版, pp. 7-8, 2018
- [2-2] Yunus Cengel and Afshin Ghajar, “1-6 Conduction”, Heat and Mass Transfer Fundamentals & Applications” Fifth Edition in SI Units, McGraw Hill, pp. 17-25, 2015
- [2-2] “2・1・3 熱伝導方程式”, JSME テキストシリーズ 伝熱工学、初版第 12 刷 日本機械学会、丸善出版, pp. 25-26, 2018
- [2-3] 国峰尚樹著, “3. 4 熱伝導”, エレクトロニクスのための熱設計完全入門, 日刊工業新聞, pp. 29-31, 2015
- [2-4] 国峰尚樹、中村篤著, “4. 2 熱回路網法で解く”, 熱設計と数値シミュレーション, オーム社, pp. 42-47, 2015
- [2-5] T. Kojima, Y. Yamada, Y. Nishibe and K. Torii, “Novel RC Compact Thermal Model of HV Inverter Module for Electro-Thermal Coupling Simulation”, Power Conversion Conference, pp. 1025-1029, 2007
- [2-6] A. Stupar, U. Drofenik, and J. W. Kolar: “Optimization of Phase Change Material Heat Sinks for Low Duty Cycle High Peak Load Power Supplies”, IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, Vol. 2, No. 1, pp. 102-114, 2012.
- [2-7] Ting-Yuan Wang and Charlie Chung-Ping Chen, “SPICE-compatible thermal simulation with lumped circuit modeling for thermal reliability analysis based on modeling order reduction” International Symposium on Signals, Circuits and Systems. Proceedings, 2004
- [2-8] <https://www.ltspice.jp/>

第3章 相変化材料の SPICE モデル化検討

本章では熱回路網法を用いた相変化材料の SPICE モデル化検討を行う。

3.1 相変化材料の物性とモデル要素の検討

図 3-1 に加熱時と冷却時における相変化材料の温度による相の変化を示す。今回検討する相変化材料は、融点以下では固相であり、潜熱は発生しない。融点近傍では、固相から液相への融解による潜熱(吸熱)が発生し、相変化材料温度は融点近傍で維持される。この状態において相変化材料は、固相と液相の混相となる。さらに熱量が印加されると、全ての相変化材料が液相となり、潜熱の発生が停止する。反対に冷却時には、融点近傍で液相から固相への凝固により発熱し、融点近傍で相変化材料は、温度が維持される。さらに冷却され、全ての相変化材料が固相に変化する。通常融解熱と凝固熱は等しく、物質の相が変化するときに必要な熱エネルギーの総量である潜熱量は物質によって異なる。相変化材料の SPICE モデルではこれらの現象を模擬するとともに、様々な相変化材料について解析ができるように融点や潜熱量を容易に変更可能な一般化したモデルを構築する必要がある。

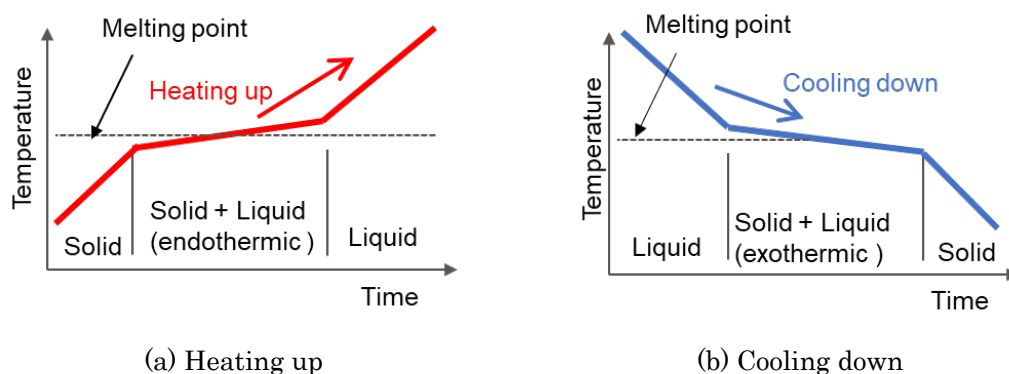


Fig. 3-1 Phase change due to PCM temperature e

図 3-2 に相変化材料の融点近傍での熱流と熱抵抗の温度変化を示す。温度上昇時には、相変化材料は融点近傍で吸熱により相変化材料に流入する熱流が増加する。図示しないが、温度降下時には、融点近傍で発熱により相変化材料から放出される熱流が増加する。一般的な相変化材料では、材料内部の不純物等の影響により融点にばらつきがあり、熱流の増加する温度、つまり相変化が開始する温度に幅がある。今回相変化材料として検討するパラフィンワックスは、単一組成ではなく分子量にある程度の幅を持っているため[3-1, 2]、融点にば

らつきがあり、図 3-1 に示すように混相状態においても一定温度ではなく、わずかに温度上昇する。このばらつきの幅は材料により異なる。材料データから容易にモデル化可能な相変化材料モデルを構築する必要がある。また、一般的に固相と液相で相変化材料の熱抵抗は変化し、パラフィンワックスでは 50%程度変化する[3-3]。この点も、モデル化が必要であると考えられる。

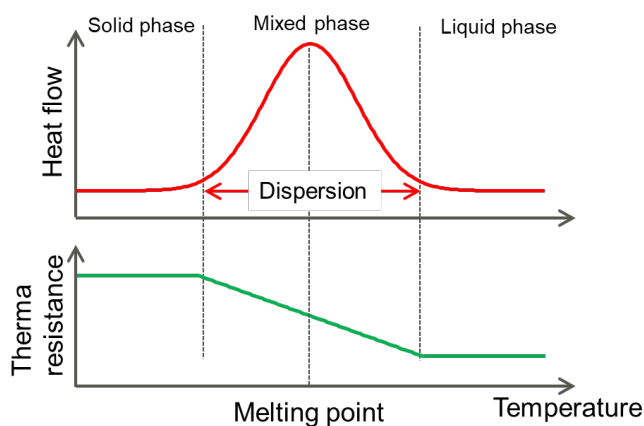


Fig. 3-2 Behaviors of heat flow and thermal resistance near the melting point of PCM with temperature

これらの相変化材料の物性的な観点から、相変化材料の SPICE モデル化にあたり、必要な要素は以下の 3 項目とした。

- 1) 潜熱
- 2) 融点ばらつき
- 3) 固相と液相における熱抵抗変化

3.2 相変化材料の潜熱

相変化材料の潜熱近傍での変化は、相変化材料の融点近傍で潜熱により相変化材料への熱流が増大する。相変化材料温度が上昇している場合には、吸熱により流入する熱流が増加し、相変化材料の温度は融点に維持される。この状態は加熱時には相変化材料が固相から一部が液相に変化し、すべて液相に変化するまでの間温度が維持される。この固相から液相に変換するまでの吸熱できる熱量は、相変化材料の物性で決まる最大潜熱量に依存する。温度が降下している場合には反対に、発熱により流出する熱流が増加し、相変化材料

の温度は融点に維持される。この状態は液相から一部が固相に変化し、すべて固相に変化するまでの間維持される。

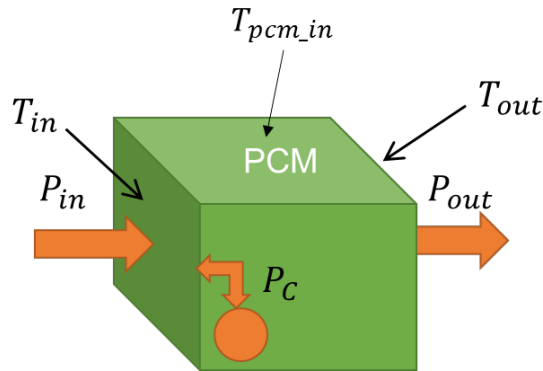


Fig. 3-3 Heat flow and temperature diagram of PCM in solid and liquid phases

相変化材料が固相または液相の場合には潜熱は発生しない。図3-3に固相と液相における相変化材料の温度と1次元の熱流を示す。これは相変化材料の微小ブロックにおいて、左側から熱流 P_{in} が流入し、この面の温度を T_{in} とする。相変化材料を通り右側に熱流 P_{out} の熱流が流出し、この面の温度を T_{out} とする。この時、熱容量による熱流の出入りを P_C と定義する。固相および液相の状態では潜熱が発生しないため、図3-4に示す等価回路モデルで考えることができる。ここで、 R_{pcm} は相変化材料の熱抵抗であり、 C_{pcm_in} は相変化材料の熱容量である。この等価回路では、回路の対称性を考慮して熱容量 C_{pcm_in} の両側に2つの熱抵抗 R_{pcm1} と R_{pcm2} を配置したモデルとした。

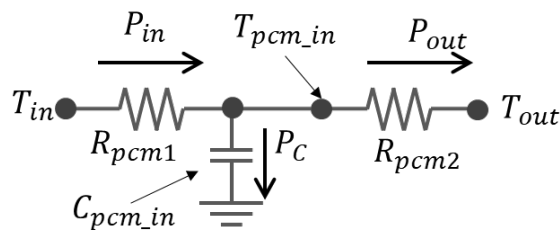
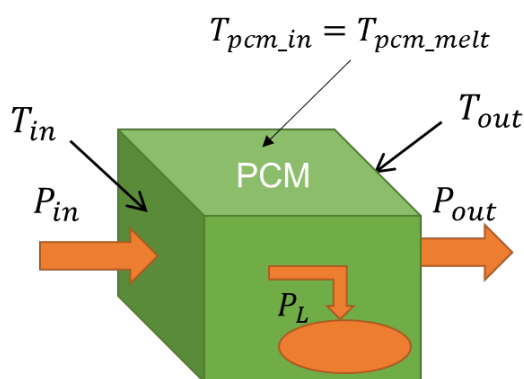


Fig. 3-4 Equivalent circuit of PCM in solid and liquid phases

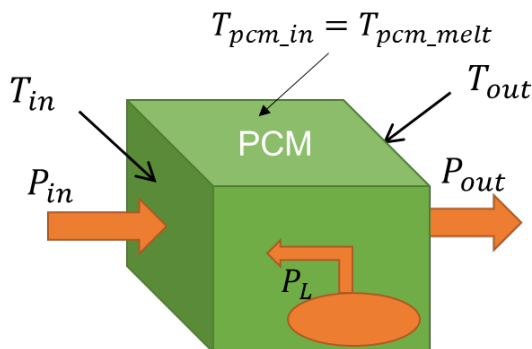
流入熱流 P_{in} は、内部の熱容量による熱流 P_C と流出熱流 P_{out} に分かれる。熱容量による熱流 P_C は熱流 P_{in} の時間変化に依存する。相変化材料内部の熱抵抗 R_{pcm1} および R_{pcm2} による温

度降下が発生するため、図 3-4 において熱流が回路の左から右に流れる場合には $P_{in} \geq 0$ となるため、 $T_{out} \leq T_{in}$ となる。

次に、図 3-5 に混相での温度と熱流について示す。図 3-5(a) で温度上昇時の相変化材料の温度と熱流を示す。このとき、相変化材料温度 T_{pcm_in} が融点 T_{pcm_melt} に維持されるように潜熱 P_L が発生し、相変化材料内部に蓄積される。逆に、図 3-5(b) は温度降下時の相変化材料の温度と熱流を示す。この場合も温度上昇時と同様に相変化材料内部で相変化材料温度は維持されるように潜熱 P_L が発生し、相変化材料内部から放出される。



(a) Heat flow of PCM in mixed pahse with increasing temperature



(b) Heat flow of PCM in mixed pahse with decreasing temperature

Fig. 3-5 Heat flow and temperature diagrams of PCM in mixed (solid and liquid) phase

潜熱量を定義するために、潜熱により発生した熱流 P_L を時間積分して蓄積するためのキャパシタが必要となる。このために、熱容量キャパシタ C_{pcm_in} とは別の潜熱を蓄積するためのキャパシタ C_{pcm} を熱容量キャパシタ C_{pcm_in} と並列に追加した。キャパシタ C_{pcm} の蓄積電荷量 Q_{pcm} が潜熱量を表す。図 3-6 に固相と液相における相変化材料の 1 次元等価回路モ

デルを示す。固相および液相の状態では潜熱が発生していないため、キャパシタ C_{pcm} は、回路として接続されていない。

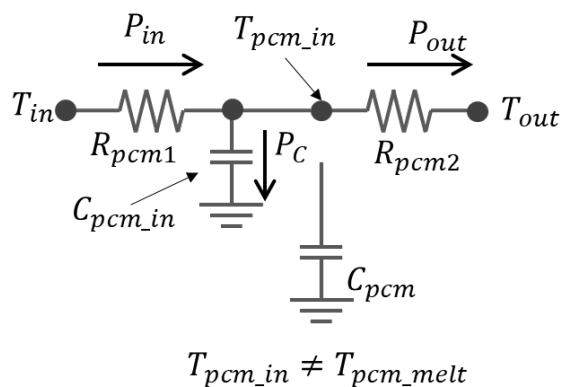
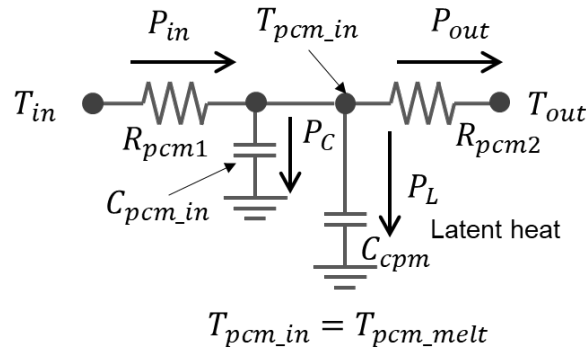


Fig. 3-6 Equivalent circuit of PCM in solid and liquid phases

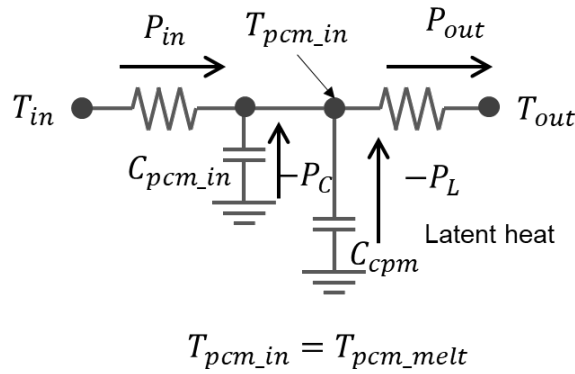
流れる熱流の関係は、電気回路のキルヒホフの法則から

$$P_{in} = P_C + P_{out} \quad (3-1)$$

となる。ここで、熱流 P の符号は流れる方向を示している。



(a) Equivalent circuit of PCM in mixed phase with increasing temperature



(b) Equivalent circuit of PCM in mixed phase with decreasing temperature

Fig. 3-7 Equivalent circuit of PCM in mixed (solid and liquid) phase

次に、図 3-7 に混相での相変化材料の等価回路モデルを示す。図 3-7(a)に温度上昇時の相変化材料の等価回路モデルを示す。相変化材料温度 T_{pcm_in} は、融点 T_{pcm_melt} に維持されるための潜熱流 P_L が流れる。つまり、流入する熱流 P_{in} は熱容量による熱流 P_C および潜熱流 P_L が差し引かれるため、 P_{out} との関係は次式のようなになる。ここで、熱流 P_C および潜熱流 P_L はそれぞれキャパシタ C_{pcm_in} および C_{cpm} に蓄積される方向をプラスとする。

$$P_{in} = P_C + P_L + P_{out} \quad (3-2)$$

ここで、キャパシタ C_{cpm} の蓄積電荷量 Q_{cpm} は潜熱流 P_L の時間積分であるため、次式のように表すことができる。

$$Q_{pcm} = \int_{t=0}^{\infty} P_L dt \quad (3-3)$$

また、図 3-7(b)に温度上降下の相変化材料の等価回路モデルを示す。相変化材料温度 T_{pcm_in} は融点 T_{pcm_melt} に維持されるための潜熱流 P_L が温度上昇時とは逆向きに流れる。熱容量による熱流 P_C も同様に逆に流れる。

潜熱は固相、液相の状態では発生せず、固相と液相の混相状態で発生する。従って相変化材料モデルの構築において、以下の2つの動作が必要になると考えられる。1つめは、相変化材料の相状態が固相、液相、混相のどの状態かを判定する動作である。2つめは、混相状態で潜熱の動作を模擬するための制御動作である。以下では、1)相状態の判定方法の検討、2)潜熱制御方法の検討について示す。

3.2.1 相状態の判定方法の検討

固相状態では、相変化材料温度 T_{pcm_in} は融点 T_{pcm_melt} よりも低いため $T_{pcm_in} < T_{pcm_melt}$ となる。また、液相状態では、相変化材料温度 T_{pcm_in} は融点 T_{pcm_melt} よりも高いため $T_{pcm_in} > T_{pcm_melt}$ となる。

混相状態では、相変化材料温度は融点と等しく $T_{pcm_in} = T_{pcm_melt}$ である。混相状態は、相変化材料温度だけでなく、蓄積される潜熱量によっても影響を受ける。つまり、相変化材料温度が増加し、潜熱の蓄熱量が増加している場合には、相変化材料の物性で決まる最大潜熱量 Q_{pcm_max} までしか蓄積できないため、これを超えると混相状態から液相状態となる。また、相変化材料温度が低下している場合では、潜熱の蓄熱量を放出すると混相状態から固相状態となる。したがって、潜熱が発生する条件は相変化材料温度が融点に等しい $T_{pcm_in} = T_{pcm_melt}$ かつキャパシタ C_{pcm} に蓄積される潜熱量 Q_{pcm} が $0 < Q_{pcm} \leq Q_{pcm_max}$ の場合であると考えることができる。以上から相状態を判定するためには相変化材料温度 T_{pcm_in} とキャパシタ C_{pcm} に蓄積される潜熱量 Q_{pcm} の2つの情報が必要であることが分かる。

混相の条件: $T_{pcm_in} = T_{pcm_melt}$ かつ $0 < Q_{pcm} \leq Q_{pcm_max}$

ここで、固相、混相、液相に対応する判定パラメータを整理する。実際の相変化材料では相変化材料温度 T_{pcm_in} は融点 T_{pcm_melt} よりも低い $T_{pcm_in} < T_{pcm_melt}$ の条件においては必

ず潜熱量 Q_{pcm} がゼロとなる。つまり固相条件は、 $T_{pcm_in} < T_{pcm_melt}$ かつ $Q_{pcm} = 0$ となる。しかし、数値計算において計算結果はゼロにならず、必ずわずかな誤差を含んでいる。例えば Q_{pcm} が減算されてマイナスとなった場合には $Q_{pcm} = 0$ は成り立たない。このような要因による誤判定をなくするため、固相の潜熱量を Q_{pcm} の条件を $Q_{pcm} \leq 0$ と定義する。

固相の条件: $T_{pcm_in} < T_{pcm_melt}$ かつ $Q_{pcm} \leq 0$

さらに、液相状態では、相変化材料温度 T_{pcm_in} は融点 T_{pcm_melt} よりも高いため $T_{pcm_in} > T_{pcm_melt}$ となり、潜熱量 Q_{pcm} は最大潜熱量 Q_{pcm_max} と等しく $Q_{pcm} = Q_{pcm_max}$ であるが、上述の理由により、 $Q_{pcm} > Q_{pcm_max}$ とする。

液相の条件: $T_{pcm_in} > T_{pcm_melt}$ かつ $Q_{pcm} > Q_{pcm_max}$

このように固相、混相、液相の各相は、相変化材料温度 T_{pcm_in} と潜熱量 Q_{pcm} により判定することができる。この条件表を表3-1に示す。

Table 3-1 Logical table of phase detection and latent heat

	Phase detection parameter		Latent heat
	PCM temperatures T_{pcm_in}	Latent heat quantity Q_{pcm}	
Solid phase	$T_{pcm_in} < T_{pcm_melt}$	$Q_{pcm} \leq 0$	Not generated
Mixed phase	$T_{pcm_in} = T_{pcm_melt}$	$0 < Q_{pcm} \leq Q_{pcm_max}$	Generated
Liquid phase	$T_{pcm_in} > T_{pcm_melt}$	$Q_{pcm} > Q_{pcm_max}$	Not generated

3.2.2 潜熱制御方法の検討

前項では、潜熱が発生する混相状態を等価回路でどう判定するかを検討した。ここでは混相状態において、どのように制御すると潜熱が模擬できるか検討する。

これまでの相変化材料の熱回路網モデルでは、相変化材料を複数層に分割したモデルが提案されている[3-1, 4]。これは、微小時間 Δt に相変化材料に流入する微小熱量 ΔQ により微小高さ Δh 分だけ液相に変化するとして、分割した層の厚さまでこれを繰り返すことで、

1層の潜熱変化が完了する。これを層数分行うことで、潜熱を模擬する。この例では解法にルンゲ・クッタ法を用いて計算を行っており、層構造とすることで実際の相変化材料の潜熱を模擬できるが、複雑な条件分岐があるため SPICE の回路モデルとして取り込むことが難しい。また、別の相変化材料の熱回路網モデルとして、熱容量の大きさが融点近傍で変化することで潜熱を模擬する手法が報告されている[3-5]。SPICE モデルでは熱容量に相当するキャパシタを任意に動的に変化させることができないため、このモデルをそのまま SPICE モデルで構築することができない。以上から本研究では、SPICE モデルで構築しやすい相変化材料モデルを考える。つまり、可能な限りモデル構成要素が少なく、かつ制御が単純なモデルの構築を目指す。これにより、モデル当たりの計算時間を短くし、相変化材料モデルを複数配置することで相変化材料の内部潜熱量や温度を詳細に解析できると考えられる。

以上のことから、潜熱により相変化材料温度 T_{pcm_in} が融点 T_{pcm_melt} に維持され、相変化材料温度の維持に使われた熱流 P_L をキャパシタ C_{pcm} に蓄積と放出する相変化材料モデルを考える。これらの制御は回路的にはオームの法則に従わない電気回路的には非線形な動作である。つまり、この動作を抵抗やキャパシタだけでは構成できない。LTspice に用意されている非線形回路モデルには、スイッチ、従属型の電圧源・電流源、ビヘイビア型の電圧源・電流源など複数のモデルが用意されている。以下に、そのモデルの一覧を示す。以下の sw, csw 等の記号は LTspice でのモデル名を示す。

スイッチモデル:

- ・電圧制御スイッチ (Voltage controlled switch) sw
- ・電流制御スイッチ (Current controlled switch) csw

従属型の電圧源・電流源:

- ・電圧制御電圧源 (Voltage controlled voltage source) e
- ・電圧制御電流源 (Voltage controlled current source) g
- ・電流制御電圧源 (Linear current dependent voltage source) f
- ・電流制御電流源 (Linear current dependent current source) h

ビヘイビア型の電圧源・電流源:

- ・ビヘイビア電圧源 (Arbitrary behavioral voltage source) bv
- ・ビヘイビア電流源 (Arbitrary behavioral current source) bi

スイッチモデルでは、特定のノードの電圧値や抵抗等にかかる電流値を検出し、設定された閾値電圧値または電流値に基づいて、スイッチの内部の抵抗を変化させてオン(ショート)/オフ(オープン)を制御するモデルである。

従属型の電流源電圧源では理想バイポーラトランジスタモデルとして用いられる電流制御電流源(h)や理想 FET(Field Effect Transistor)モデルとして用いられる電圧制御電流源(g)などのモデルがある。ビヘイビア型の電圧源・電流源では、定義式を用いて複雑な電圧源および電流源を定義できる。従属型の電流源・電圧源およびビヘイビア型の電圧源・電流源モデルは、トランジスタ等の増幅を伴う能動素子も定義できる。例えば入力電流に対して出力電流を2倍とすると、回路のエネルギーが増加するモデルとなる。しかし、相変化材料は温度や熱流の増幅効果はない。このため、相変化材料の SPICE モデルを構築する際には、潜熱の制御においてエネルギー保存則を満たすような制御モデルを検討する必要がある。

ここでは最初に、潜熱の制御にスイッチを使った方法について検討する。スイッチ動作では、熱回路モデルの熱流の経路を制御するためエネルギー保存則を満たしている。

3.2.2 (a-1) スイッチを用いた相変化材料モデル

このモデルでは、潜熱により相変化材料温度が維持される動作をモデル化するにあたり、相変化材料温度 T_{pcm_in} が融点 T_{pcm_melt} 近傍の $T_{pcm_melt} \pm \Delta T_{pcm_melt}$ の範囲に入るように制御する方法を考える。 T_{pcm_melt} は相変化材料の融点、 ΔT_{pcm_melt} は融点制御のヒステリシス幅である。相変化材料温度 T_{pcm_in} が $T_{pcm_melt} + \Delta T_{pcm_melt}$ を超えた場合にキャパシタ C_{pcm} を接続する。この時に潜熱流 P_L がキャパシタ C_{pcm} に流れ、これにより相変化材料温度 T_{pcm_in} が低下する。相変化温度 T_{pcm_in} が閾値である $T_{pcm_melt} - \Delta T_{pcm_melt}$ 以下に低下した場合には、キャパシタ C_{pcm} の接続を解除する。この時は潜熱流 P_L がゼロになり、相変化材料温度 T_{pcm_in} が上昇する。この制御を繰り返し行うことで、相変化材料温度 T_{pcm_in} が融点 $T_{pcm_melt} \pm \Delta T_{pcm_melt}$ に維持される制御を考える。この制御に LTspice 非線形回路モデルの電圧制御スイッチ(sw)を使った方法について検討する。

図 3-8 に LTspice の電圧制御スイッチ(sw)を示す。左側は検出電圧の接続端子で、上下間の抵抗がオン/オフで切り替わるモデルである。

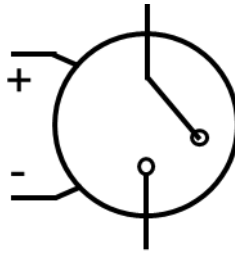


Fig. 3-8 The symbol of the voltage-controlled switch in LTspice

LTspice の電圧制御スイッチ (Voltage controlled switch) モデルは、モニタする電圧(温度)が閾値以上で内部抵抗が変化し、オン(ショート)またはオフ(オープン)となるように制御される。電圧制御スイッチの設定パラメータは、

R_{on} : スイッチのオン抵抗値

R_{off} : スイッチのオフ抵抗値

V_t : スイッチの ON/OFF を決める閾値電圧の設定

V_h : ヒステリシス幅

である。図 3-9 に電圧制御スイッチの動作を示す。検出電圧が $V_t + V_h$ 以上となると、スイッチ間の抵抗はオン抵抗 R_{on} となる。ヒステリシスにより検出電圧が $V_t - V_h$ 以下になると、スイッチ間抵抗はオフ抵抗 R_{off} になる。ヒステリシスがない場合には、 V_t 近傍において計算時間間隔の非常に時間時間でオンとオフを繰り返す動作となる。このような状態は回路的に不安定な動作となるため、これを回避するためにヒステリシスを設定している。一般的なスイッチではオン抵抗 R_{on} はオフ抵抗 R_{off} より小さいため、図 3-9(a) のようにオン状態で電流が流れ、オフ状態で電流が流れない状態となる。この電圧制御スイッチモデルのオン抵抗 R_{on} は、オフ抵抗 R_{off} より小さい値を設定する必要はない。このためオン抵抗 R_{on} をオフ抵抗 R_{off} よりも大きな値とすることで、オン状態で電流が流れず、オフ状態で電流が流れる図 3-9(b) に示すブール代数の NOT のように論理を逆転させることもできる。

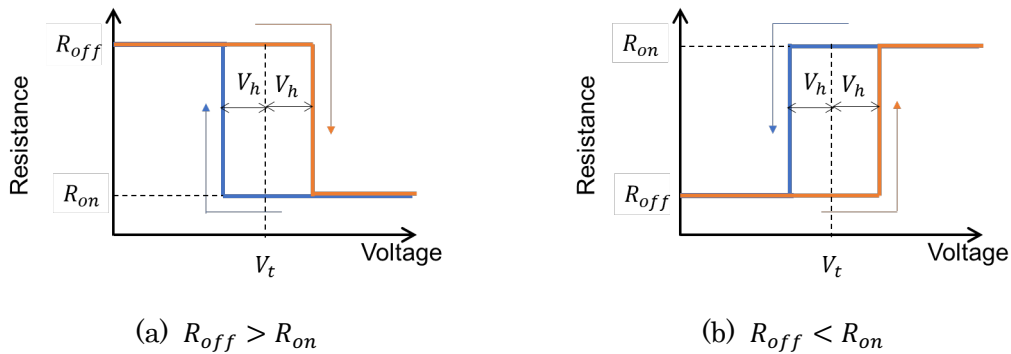


Fig. 3-9 Explanation of switch operation with hysteresis

ここで、電圧制御スイッチを用いた、潜熱制御アルゴリズムを検討する。電圧制御スイッチを用いた相変化材料モデルの概略を図 3-10 に示す。潜熱蓄積のためのキャパシタ C_{pcm} は、SW1 と SW2 の電圧制御スイッチを 2 つ介して接続されている。それぞれ SW1 は、 T_{pcm_in} を検出して制御され、SW2 は C_{pcm} の電圧 V_{pcm} を検出して制御される。この場合には両方のスイッチがショートになった状態のみショートとなるため論理回路の AND 回路に相当する動作となる。この動作の論理表を表 3-2 に示す。

ここで、潜熱時の制御動作を検討する。SW1 は相変化材料温度 T_{pcm_in} が融点 $T_{pcm_melt} + \Delta T_{pcm_melt}$ を超えると、SW1 がショートした状態となるように制御される。つまり電圧制御スイッチパラメータの $V_t = T_{pcm_melt}$ と設定し、 $V_h = \Delta T_{pcm_melt}$ とする。この状態では、潜熱により相変化材料温度 T_{pcm_in} が融点 T_{pcm_melt} に維持されるように制御される。SW1 はショートの状態になると、 C_{pcm} に流れる熱流 P_L がノード T_{pcm_in} から引かれるために相変化材料温度 T_{pcm_in} が低下する。相変化材料温度 T_{pcm_in} が融点 $T_{pcm_melt} - \Delta T_{pcm_melt}$ を下回ると、SW1 がオープンになるように制御される。この動作を繰り返して行うことで、相変化材料温度 T_{pcm_in} は融点 $T_{pcm_melt} \pm \Delta T_{pcm_melt}$ に維持される動作となる。このとき SW2 のスイッチはショート状態である必要がある。

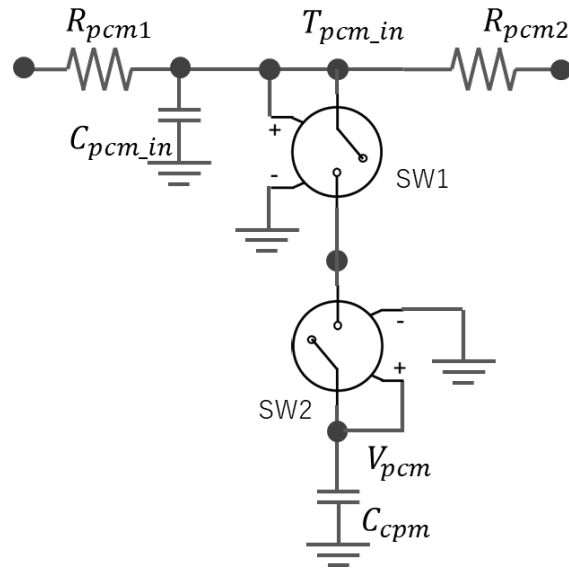


Fig. 3-10 One-dimensional PCM model with two voltage-controlled switches

Table 3-2 Logical table of series-connected switches

SW1	SW2	SW1·SW2
Open	Open	Open
Short	Open	Open
Open	Short	Open
Short	Short	Short

SW2 は潜熱量の制御のためのスイッチで、潜熱量の閾値以下ではショート状態であり、閾値以上ではオープンとなる制御を行う。ここで、電圧制御スイッチモデルでは、電荷量を直接検出することができないため、以下の関係を使って温度(電圧) V_{pcm} として検出する。キャパシタ C_{pcm} の電荷量 Q_{pcm} と両端電圧 V_{pcm} は、次式の関係にある。

$$Q_{pcm} = C_{pcm}V_{pcm} \quad (3-4)$$

電荷量 Q_{pcm} は式(3-4)からキャパシタ両端電圧 V_{pcm} に比例する。このため、実際の SPICE モデルでは、式(3-5)を用いてキャパシタ両端電圧 V_{pcm} をモニタすることで、潜熱量 Q_{pcm} を検出する。

$$V_{pcm} = \frac{Q_{pcm}}{C_{pcm}} \quad (3-5)$$

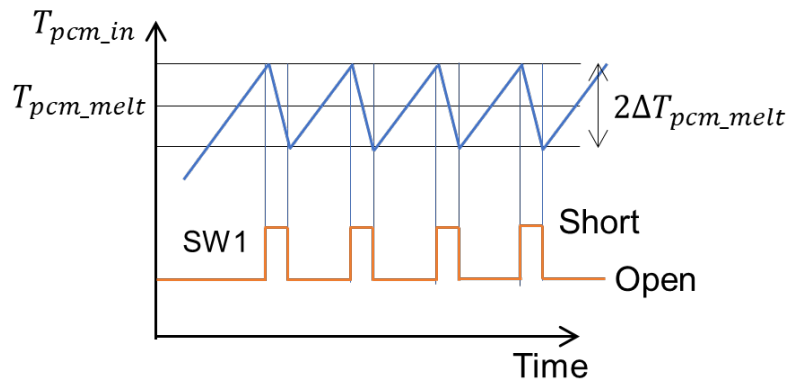
この相変化材料モデルでは、潜熱制御を行っている間は相変化温度 $T_{pcm,in}$ は融点 $T_{pcm,melt} \pm \Delta T_{pcm,melt}$ の範囲に維持されているため、キャパシタ C_{pcm} の電圧 V_{pcm} は融点電圧 $T_{pcm,melt} + \Delta T_{pcm,melt}$ 以上に上昇できない。このため、電荷量の検出電圧 V_t を融点 $T_{pcm,melt}$ と同じとし、最大潜熱量はキャパシタ C_{pcm} の容量で設定する方法とした。つまりSW2の検出電圧 V_t が $T_{pcm,melt}$ 以下ではSW2はショートされ、検出電圧 V_t が $T_{pcm,melt}$ より大きくなるとオープンになる制御とした。

SW1 および SW2 の制御論理表を表 3-3 に示す。SW2 では通常のスィッチとは論理が反対でオン状態がオープン抵抗でオフ状態がショート抵抗となっている。

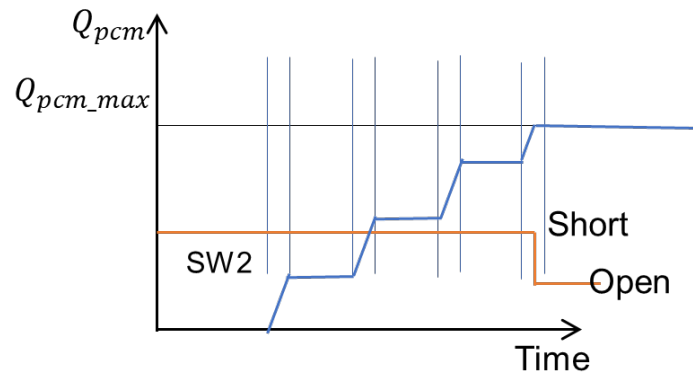
Table 3-3 Parameters table of voltage-controlled switches

	Ron	Roff	Vt
SW1	Short	Open	$T_{pcm,melt}$
SW2	Open	Short	$T_{pcm,melt}$

電圧制御スィッチを用いた潜熱の動作の概要を図 3-11 に示す。相変化材料温度 $T_{pcm,in}$ が $T_{pcm,melt} + \Delta T_{pcm,melt}$ 以下の初期状態では、SW1 はオープン、SW2 はショートである。この状態では、キャパシタ C_{pcm} に潜熱流 P_L は流れていない。 $T_{pcm,melt} + \Delta T_{pcm,melt}$ になると SW1 がショートになり潜熱流 P_L が流れ、これがキャパシタ C_{pcm} に蓄積され Q_{pcm} が増加する。これにより相変化材料温度 $T_{pcm,in}$ は減少する。相変化材料温度 $T_{pcm,in}$ が $T_{pcm,melt} - \Delta T_{pcm,melt}$ 以下になると、SW1 がオープンになり潜熱流 P_L がゼロとなり、相変化材料温度 $T_{pcm,in}$ が再び上昇する。このとき Q_{pcm} は変化しない。回路動作として SW1 はショートとオープンを繰り返しながらキャパシタ C_{pcm} に蓄積されることで、 Q_{pcm} が徐々に増加する。 Q_{pcm} が最大潜熱量である $Q_{pcm,max}$ に到達すると、SW2 がオープン状態となり潜熱動作は終了する。



(a) SW1



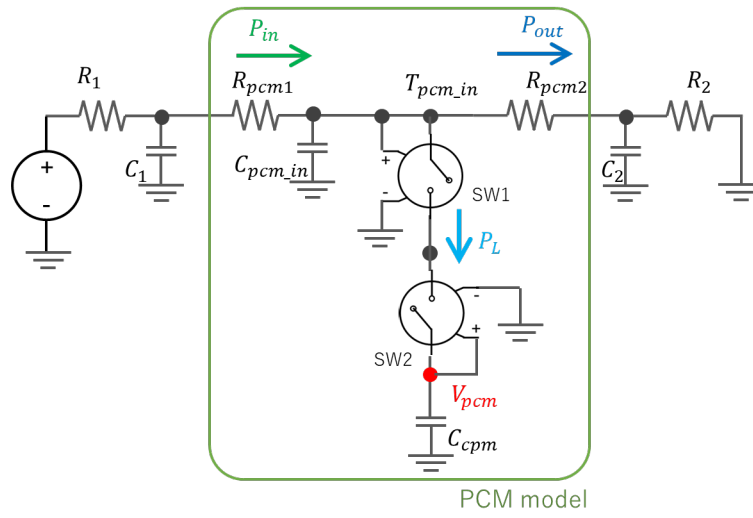
(b) SW2

Fig. 3-11 Overview of switch operation simulating PCM

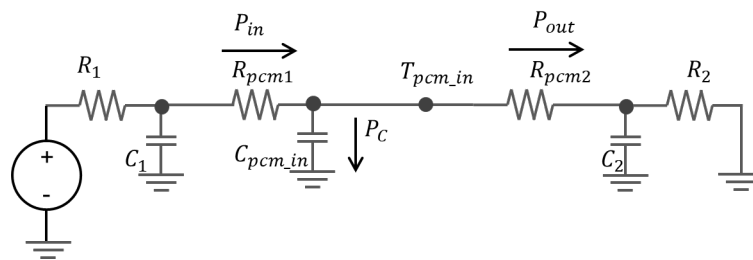
相変化材料モデルの動作原理確認のため、図 3-12 に示す回路により検証した。図の緑線で囲まれた部分が相変化材料のモデルを示している。

ここでは、相変化材料の融点温度 T_{pcm_melt} を 2°C(V) とした。よって、検出電圧が 2°C(V) となるため Q_{pcm} の設定値 20 J(Q) となるように C_{pcm} を 10 J/K(F) とした。その左側には熱源を配置した。一般的に電子機器内部の CPU 等からの熱伝搬では、熱抵抗および熱容量は熱源から遠ざかるに従い大きくなる。このため、表 3-4 のような熱抵抗と熱容量を設定した。また、熱源は 4°C(V) のステップ電圧源とした。さらに SW1, SW2 の制御による効果を示すため、(a)は電圧制御スイッチによる潜熱制御がある回路、(b)は電圧制御スイッチ SW1, SW2 とキャパシタ C_{pcm} がなく、潜熱動作がないモデルとした。ここで、相変化材料に回路左側から流入する熱流を P_{in} とし、回路右側に流出する熱流を P_{out} とした。

表 3-5 に SW 1 および SW2 の設定パラメータを示す。本研究では計算の最大サンプリング周期を 1 msec とした。



(a) Validation equivalent circuit of PCM model with SW



(b) Validation equivalent circuit without SW

Fig. 3-12 Validation equivalent circuit of PCM model

Table 3-4 List of equivalent circuit parameters

$R_1: 0.5 \text{ K/W}(\Omega)$	$C_1: 0.5 \text{ J/K(F)}$
$R_2: 10 \text{ K/W}(\Omega)$	$C_2: 10 \text{ J/K(F)}$
$R_{pcm}: 1 \text{ K/W}(\Omega)$	$C_{pcm_in}: 1 \text{ J/K(F)}$
$R_1: 0.5 \text{ K/W}(\Omega)$	$C_{pcm}: 10 \text{ J/K(F)}$

Table 3-5 Parameters of voltage-controlled switches

	Ron [K/W(Ω)]	Roff [K/W(Ω)]	Vt (V)	Vh (V)
SW1	0.01	100MEG	2	0.001
SW2	100MEG	0.01	2	0.001

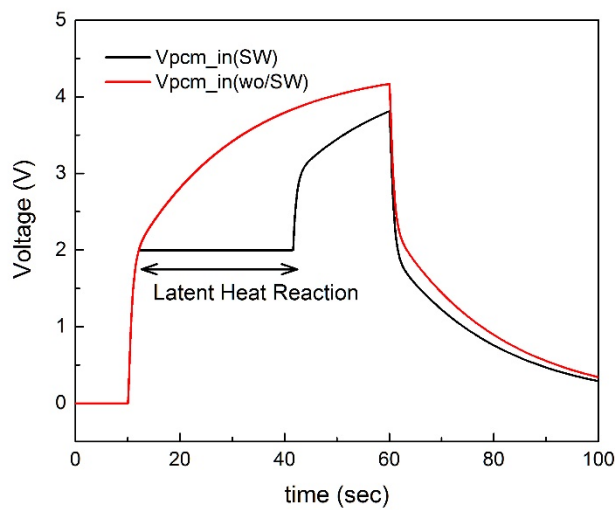


Fig. 3-13 Simulation results of transient analysis with and without current switch operation

図 3-13 にシミュレーション結果を示す。図の黒線はスイッチ動作がある場合の結果で、赤線はスイッチ動作がない場合の電圧の時間変化を示している。矢印の期間が潜熱区間である。この結果からスイッチ動作により設定の $2 \text{ }^\circ\text{C(V)}$ で温度が一定となる潜熱動作

が得られていることが分かる。しかし、この電圧制御スイッチを用いた相変化材料モデルでは温度降下時の発熱は再現できていない。

また、この時のスイッチに流れる熱流 P_L を同時に示したものを図 3-14 に示す。相変化材料温度 T_{pcm_in} が融点 T_{pcm_melt} に維持されている間、潜熱 P_L は 1000 W(A)もの非常に大きな電流が流れていることが確認できる。

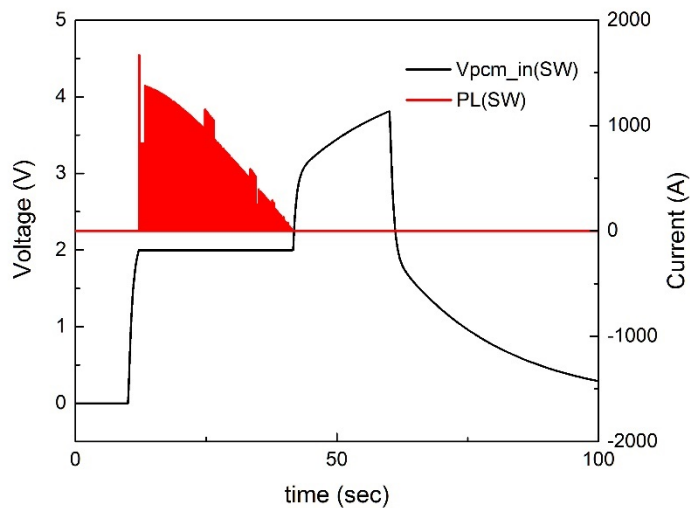
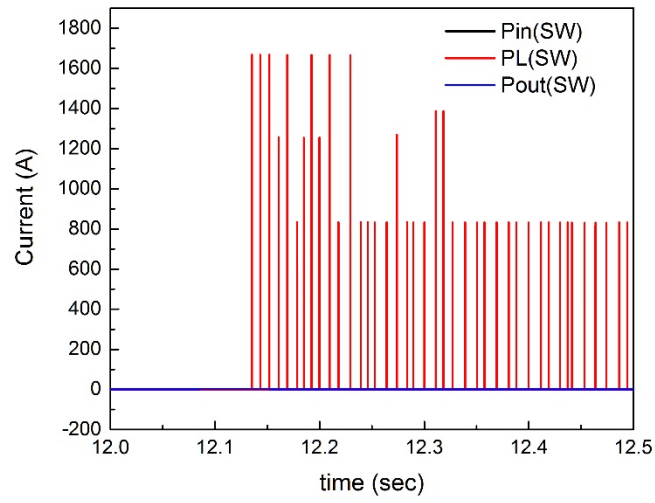
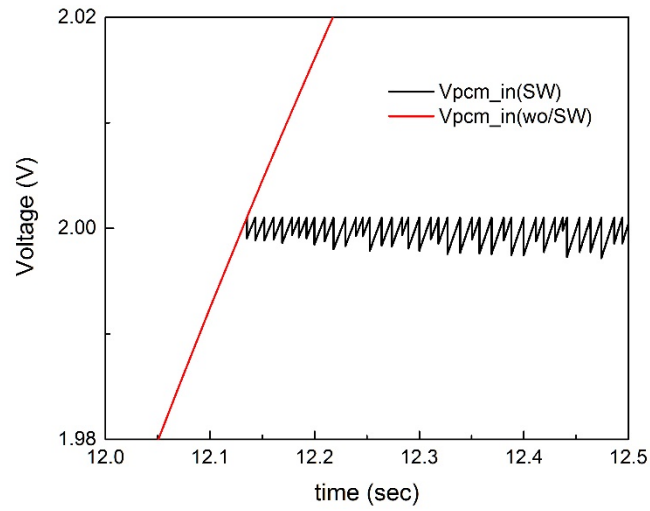


Fig. 3-14 Simulation results of current and voltage behaviors with voltage-controlled switches

ここで、潜熱動作が開始した直後の 12.1 秒付近を拡大したものを図 3-15 に示す。図 3-15(a)から 1000 W(A)程度のスパイク状の電流が約 10 msec 間隔で流れていることが確認できる。さらに、図 3-15(b)に電圧部分を拡大したものを示す。潜熱流 P_L が流れることで、解析の時間間隔である 1 msec 間隔でランプ状に細かく変動していることが確認できる。この微小変動において、相変化温度上昇時は周囲の CR の時定数によりなだらかに上昇しているが、キャパシタ C_{pcm} が理想キャパシタモデルであるため、SW1 がショートして回路的に供給できる最大電流まで瞬間的に増加し大きなスパイク状の潜熱流 P_L が流れている。これにより、急激に相変化材料温度が低下する。この時計算速度が間に合わない箇所においてわずかであるが設定温度以下に低下している箇所がみられる。しかし、その幅 0.02 °C(V)程度でありシミュレーション精度への影響は小さいと考えられる。



(a) Current behavior during switch operation



(b) voltage behavior during switch operation

Fig. 3 -15 Simulation results of current and voltage behaviors during switch operation

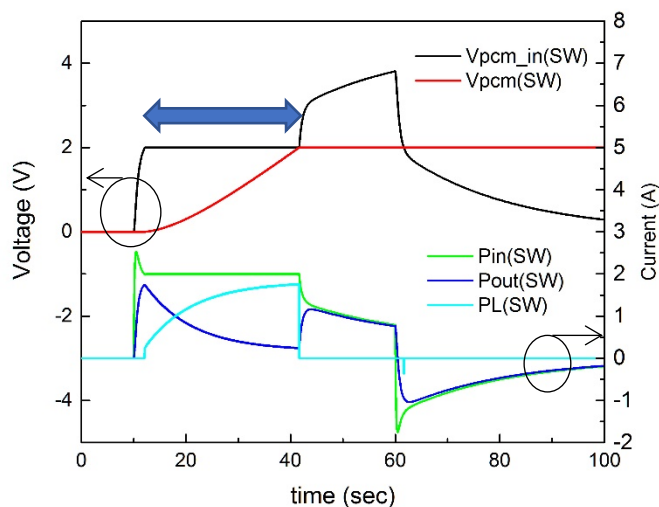


Fig. 3-16 Simulation results of current and voltage behaviors during switch operation

次に熱流について解析する。潜熱流 P_L は1000 W(A)ものスパイク状に流れているため、平均してどの程度の電流が流れているか検討することが難しい。潜熱流 P_L の平均をとることも考えられるが、ここでは電気回路のキルヒホッフの法則を用いて式(3-6)のように P_{in} と P_{out} の差から P_L を求める。ここで、潜熱動作により相変化材料温度 T_{pcm_in} が一定である間は、 ΔT_{pcm_melt} を十分小さくすることで、 P_C は変化していない。

$$P_L = P_{in} - P_{out} - P_C \quad (3-6)$$

また、図3-14から潜熱流 P_L は相変化材料温度 T_{pcm_in} が融点 T_{pcm_melt} に維持されている矢印の区間のみ発生していることが分かる。式(3-6)をこの区間だけに適用することで、潜熱量 P_L を間接的に求めた。この潜熱流 P_L を含む流入熱流 P_{in} および流出熱流 P_{out} について図3-16に示す。潜熱制御が開始された時点での P_{in} と P_{out} の差は、熱容量キャパシタに流れる P_C である。潜熱制御の間 P_{in} は、制御が開始された時の熱流量を維持している。これに対して、 P_{out} は熱流量が徐々に減少していることが分かる。ここで潜熱量 P_L は、潜熱制御が始まった時点で P_{in} と P_{out} の差である熱容量キャパシタに流れる P_C と同じ熱量が流れていることが分かる。つまり、潜熱制御がされている間、潜熱量 P_L は P_{out} の減少分を補う動作となっている。ここで熱流 P_{in} は式(3-6)から次式のように表すことができる。

$$P_{in} = P_C + P_L + P_{out} \quad (3-7)$$

図 3-17 に潜熱量 P_L と流出熱量 P_{out} の和を合わせて示す。ここから流入熱流 P_{in} と $P_L + P_{out}$ の和は同じ値となっていることが分かる。この変化は潜熱動作が起きている間維持されている。

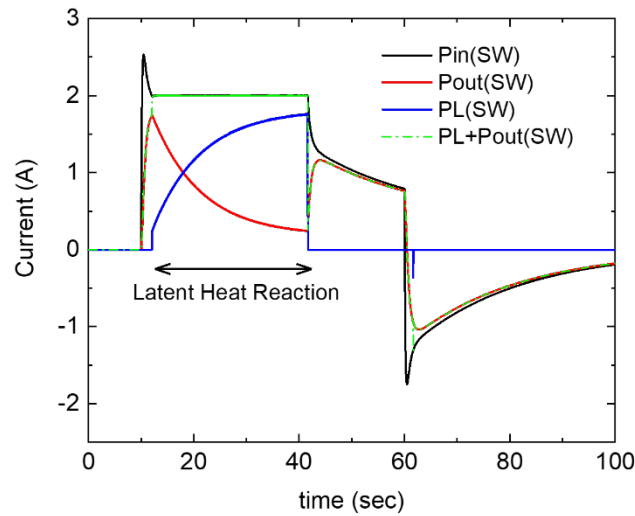


Fig. 3-17 Simulation results of current behavior during switch operation

また、図 3-16 から、潜熱流 P_L により、キャパシタ C_{pcm} に電荷として潜熱量が蓄積されていくことが、キャパシタ C_{pcm} の両端電圧 V_{pcm} の増加により確認できる。また、キャパシタ C_{pcm} の両端電圧 V_{pcm} が設定電圧である 2 V に到達した時点で潜熱動作は終了し、潜熱流 P_L はゼロとなり再び相変化材料温度が上昇していく動作が再現されている。

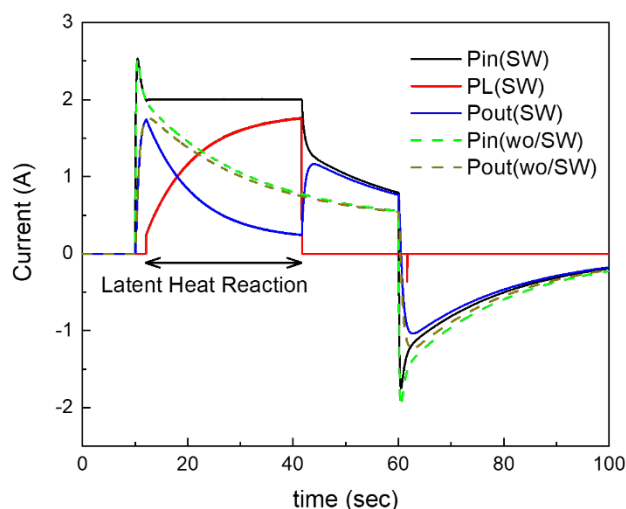


Fig. 3-18 Simulation results of current behavior with and without voltage-controlled switches

ここで電圧制御スイッチの潜熱動作がない場合と熱流を比較する。図 3-18 に電圧制御スイッチ動作がある相変化モデルとスイッチがないモデルの P_{in} , P_{out} , P_L の時間変化を比較した結果を示す。潜熱動作がない場合には潜熱流 P_L は流れない。スイッチ動作がある場合とない場合のどちらの場合においても P_{in} は熱容量 C_{pcm_in} の分の突入熱流がありその後、緩やかに減衰する。しかし、スイッチ動作がある場合には潜熱動作が開始するまでの変化は同じであるが、潜熱動作が開始したことにより P_{in} は減衰せず潜熱動作が開始した時点の熱流を維持している。相変化材料モデルでは潜熱流 P_L に熱流が流れることにより、 P_{out} は相変化材料モデルなしの場合に比べて急減に熱流が減少していることが分かる。

3.2.2 (a-2) 温度降下時の制御方法の検討

これまで検討してきた電圧制御スイッチを用いた相変化材料モデルでは、温度上昇時の潜熱は再現されたが、温度下降時の潜熱は再現できなかった。ここでは温度降下時も含めた動作への拡張について検討する。

温度降下時には、相変化材料内部に蓄積した潜熱量を発熱して放出する必要がある。この現象を模擬するためには、温度降下時にキャパシタ C_{pcm} から潜熱流を放出させる必要がある。このため相変化材料温度が融点温度を下回ったときに、接点をショートさせる制御

となる。ヒステリシスを考慮すると相変化材料温度 $T_{pcm_in} \leq T_{pcm_melt} - \Delta T_{pcm_melt}$ の条件で SW1 がショートになり、キャパシタからの放電により相変化温度が上昇し $T_{pcm_in} > T_{pcm_melt} + \Delta T_{pcm_melt}$ となった場合に SW1 がオープンになる動作を繰り返す制御となる。この制御閾値を表 3-6 に示す。温度上昇時 $dT_{pcm_in}/dt > 0$ の場合と温度降下時 $dT_{pcm_in}/dt < 0$ の場合でオープンとショートの閾値が完全に逆となることが分かる。

Table 3-6 Comparison of SW1 control thresholds when the temperature rises and falls

	$\frac{dT_{pcm_in}}{dt} > 0$	$\frac{dT_{pcm_in}}{dt} < 0$
Short	$T_{pcm_in} \geq T_{pcm_melt} + \Delta T_{pcm_melt}$	$T_{pcm_in} \leq T_{pcm_melt} - \Delta T_{pcm_melt}$
Open	$T_{pcm_in} < T_{pcm_melt} - \Delta T_{pcm_melt}$	$T_{pcm_in} > T_{pcm_melt} + \Delta T_{pcm_melt}$

また、SW2 においては相変化材料温度が降下している場合には、潜熱量がゼロよりも小さくなった場合に接点をオープンする動作となる。この SW2 の制御閾値をまとめると表 3-7 のようになる。

Table 3-7 Comparison of SW2 control thresholds when the temperature rises and falls

	$\frac{dT_{pcm_in}}{dt} > 0$	$\frac{dT_{pcm_in}}{dt} < 0$
Short	$Q_{pcm} < Q_{pcm_max}$	$Q_{pcm} \geq 0$
Open	$Q_{pcm} \geq Q_{pcm_max}$	$Q_{pcm} < 0$

以上から、温度上昇時と降下時の SW1 および SW2 の制御閾値について検討した。この結果、SW1 と SW2 とともに制御閾値が異なることから、相変化材料温度時間変化の傾きを検出するための回路と、その結果に基づいて制御閾値変更するための新たな回路が必要となる。傾き検出回路としては、ハイパスフィルタを用いた微分回路が用いられる。傾き回路は、図 3-19 に示す CR の回路となる。この微分回路を付加することによるメイン回路への影響をなくすためには、バッファアンプによりメイン回路とフィルタ回路を分離する必要がある。

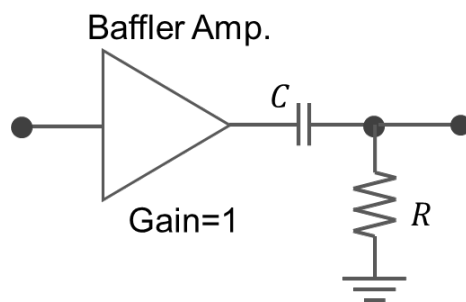


Fig. 3-19 Example of differentiating circuit

加えて、温度降下時にスイッチを用いてキャパシタから回路に熱流を供給するためには、キャパシタ C_{pcm} の電圧 V_{pcm} を潜熱発生時の相変材料温度である T_{pcm_melt} よりも高くする必要がある($V_{pcm} > T_{pcm_in}$)。もし、キャパシタ C_{pcm} の電圧 V_{pcm} が T_{pcm_melt} よりも低い場合には潜熱量 P_L はキャパシタ側に流れ、発熱として電荷を放出することができないため、融点 ΔT_{pcm_melt} よりも高くする必要がある。よって、昇圧回路を導入する必要がある。昇圧回路の候補には、図 3-20 に示すようなインダクタとキャパシタによる方式が考えられる [3-6]。

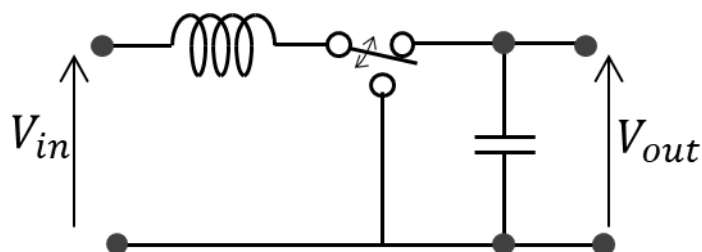


Fig. 3-20 Example of boost chopper circuit

以上から、電圧制御スイッチを用いた相変化材料モデルを相変化材料の温度上昇時と温度降下時の両方の動作に対応するように拡張するためには、図 3-21 のような回路構成が必要となる。

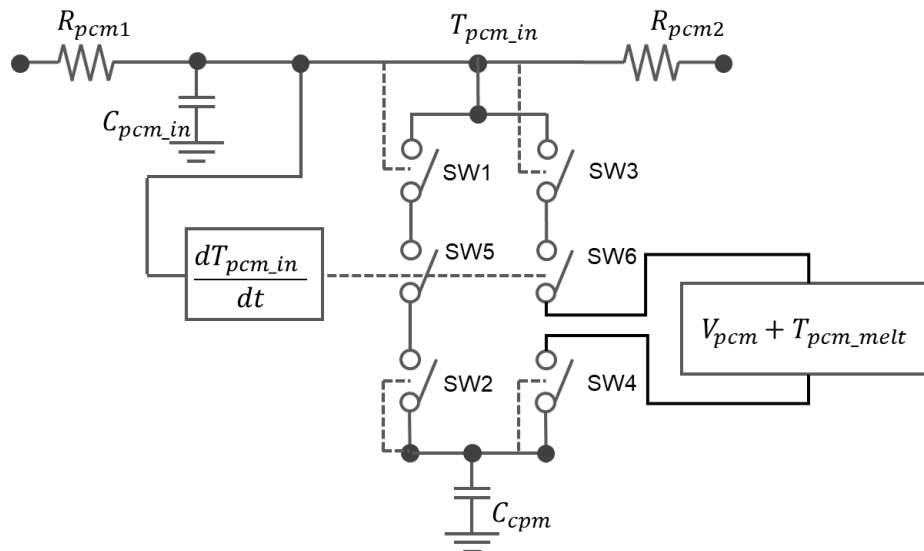


Fig. 3-21 Expanded equivalent circuit using voltage-controlled switches

以上から、電圧制御スイッチを用いて、相変化材料の相変化材料モデルについて検討した。その結果、温度上昇時においては所望の潜熱を模擬できることが確認された。また、潜熱発生時の熱流について解析することができた。しかし、温度降下時を含めた一般的な相変化材料モデルに拡張するためには、相変化材料温度の時間変化量がプラスであるかマイナスであるかを検出するための微分回路を追加する必要があることが分かった。加えて、潜熱の発熱動作となるキャパシタ C_{pcm} からメイン回路に潜熱流 P_L を供給するためには、キャパシタの電位 V_{pcm} を融点以上に昇圧する必要があるため、融点分のオフセットを加える昇圧回路の構築が必要となる。

以上の検討から、電圧制御スイッチを用いた相変化材料モデルの構築は、制御モデルおよび回路が上述のようにスイッチの数が2個から4個に増え、積分回路や昇圧回路が必要となることから回路モデルが複雑化することが分かった。制御モデルの複雑化により、解析時の計算負荷が増大し計算時間がかかる。よって、できる限りシンプルな回路でのモデル化が望まれる。スイッチを用いた相変化材料モデルでは、温度に基づいてスイッチを制御することで相変化材料の潜熱を模擬していたが、別の方法として、熱流に基づいて制御することが考えられる。熱流を制御することで、スイッチを用いた温度制御よりも単純な制御が可能かどうか検討を行った。

3.2.2 (b-1) 電流源を用いた相変化材料モデル

本項では、熱流を制御量に用いる方法について検討する。上述の電圧制御スイッチを用いた相変化材料モデルにおける熱流の変化と同等の制御を熱流制御で実現する方法を検討する。

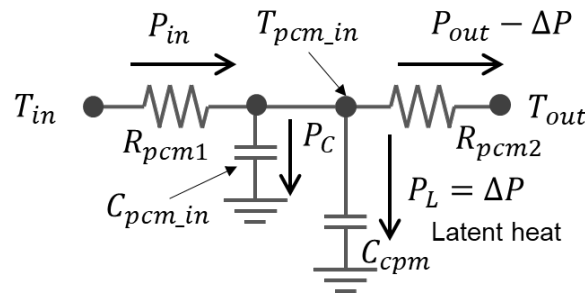


Fig. 3-22 Heat flow with generated latent heat in the equivalent circuit

図 3-22 に潜熱発生時の熱流を示す。出口の熱流 P_{out} が $P_{out} - \Delta P$ に変化した時を考える。電圧制御スイッチでの動作と同じように入口の熱流 P_{in} は変化させないためには、出口の熱流 P_{out} の変化分の ΔP 分が潜熱 P_L として流れる必要がある。つまり、言い換えると潜熱発生で相変化材料温度 T_{pcm_in} が一定温度を維持しているということは、ここに理想電圧源が接続されている状態と考えることができる。理想電圧源は設定電圧を維持するために外部の電流変化に追従して電流を供給するための電流源で模擬することを考える。

これまでの検討で電圧制御スイッチがあった場所にビヘイビア電流源を配置したモデルを検討する。これまでの検討により、相変化材料の相状態の閾値を決めるパラメータは電圧であるため、電圧制御可能な電流源を用いる必要がある。LTspice に用意されている電圧制御電流源には、電圧制御電流源またはビヘイビア電流源がある。この中で電圧制御電流源は、図 3-23 に示すように 4 つ端子を持ち、ひと組が電圧入力端子でもうひと組が電流源の出力端子である。このため入力電圧に依存した電流が定義できる。電圧制御スイッチでの検討結果から、検出が必要な要素は相変化材料温度 T_{pcm_in} と潜熱量 Q_{pcm} と 2 つのパラメータが必要となるが、電圧制御電流源では入力可能な情報は 1 つしかないため、電圧制御スイッチのときのように複数の電圧制御電流源を用いる必要がある。これに対して、ビヘイビア電流源では、制御電流源と比べて様々な関数や if 文により複雑な論理式を定義することができる。電圧制御スイッチモデルでは、個別の閾値を定義して、それを直列接続することで AND ロジックを構築したが、ビヘイビア電流源モデルではひとつの式で定

義することができる、以上の理由から、ここではビヘイビア電流源モデルを用いることとした。図 3-24 にビヘイビア電流源を用いた相変化材料モデルを示す。

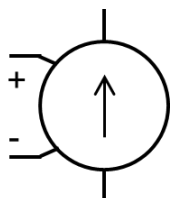


Fig. 3-23 Symbol of voltage controlled current source

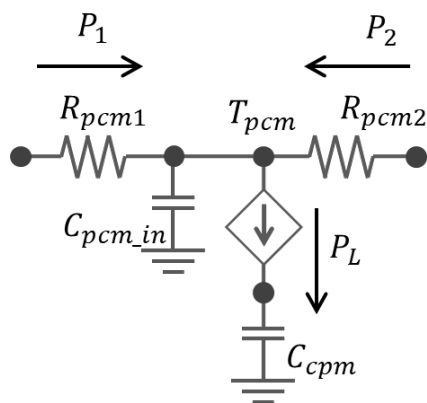


Fig. 3-24 Equivalent circuit of PCM with behavior current source

これまでの検討では、回路左から右に熱流が流れる状態を示しているが、これ以降ではモデルを一般化するため、図 3-24 のように相変化材料に流れ込む方向をプラスとしてモデル化する。また、ビヘイビア電流源の電流方向を潜熱蓄積のためのキャパシタ C_{pcm} に向かって流れる潜熱流 P_L の方向をプラスとする。よって潜熱が吸熱される場合にはプラスとなり、発熱される場合にはマイナスとなる。

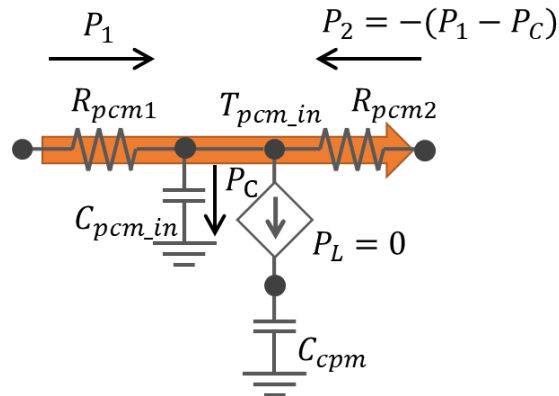


Fig. 3-25 Control state of PCM equivalent circuit with a behavior current source in solid and liquid phases

ビヘイビア電流源の制御方法を検討するため、固相および液相での相変化材料の等価回路モデルを図 3-25 に示す。固相および液相では潜熱は発生していないため、潜熱流 $P_L = 0$ である。ビヘイビア電流源は理想電流源であるため、内部インピーダンスは無限大である。このため、潜熱流 $P_L = 0$ の状態ではキャパシタ C_{pcm} は接続されていないのと同じ状態となる。ここで、熱流が等価回路の左側から右側に流れる場合を考える。左から流入する熱流 P_1 ($P_1 > 0$) と熱容量キャパシタ C_{pcm_in} に流れる熱流 P_C と右側に流れる熱流 P_2 は電気回路のキルヒホッフの法則により、次式のように表すことができる。

$$P_1 + P_2 = P_C \quad (3-8)$$

ここから右側に流れる熱流 P_2 は、次式のようになる。

$$P_2 = -(P_1 - P_C) \quad (3-9)$$

ここで右辺の括弧前のマイナスは、熱流の向きを表すため図の右側に熱流が流れることを意味する。

この状態(時刻 t)で相変化材料温度 T_{pcm_in} が融点 T_{pcm_melt} となった場合の潜熱制御を検討する。図 3-26 に潜熱制御開始時(時刻 t)における熱流を示す。ここで、潜熱による熱流 P_L を P_1 と P_2 の合計熱流とする制御を考える。

$$P_L = P_1 + P_2 \quad (3-10)$$

すると潜熱による熱流 $P_L(t)$ は、次式のように求めることができる。

$$P_L(t) = P_1(t) + P_2(t) = P_1(t) - \{P_1(t) - P_C\} = P_C \quad (3-11)$$

ビヘイビア電流源により熱流 P_C が回路下向きに流れることにより、熱容量キャパシタ C_{pcm} に流れていた熱流 P_C はビヘイビア電流源に流れることになる。この状態での回路右側に流れる熱流 P_2 はビヘイビア電流源の制御がない場合と同じ $P_2 = -(P_1 - P_C)$ となる。

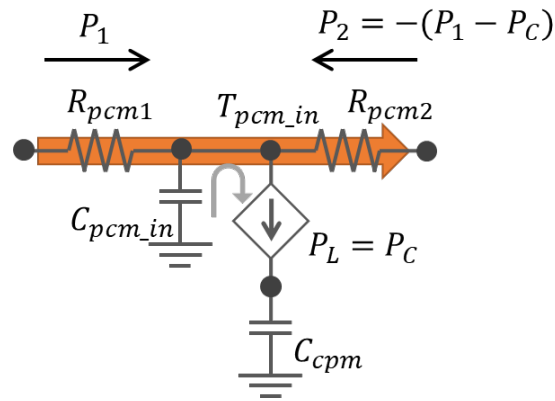


Fig. 3-26 Control initial state of PCM equivalent circuit with a behavior current source in mixed phase

図 3-27 に示すように、この状態で右側に流れる熱流 P_2 が微小時間 Δt に ΔP_2 だけ変化して $P_2(t + \Delta t) = P_2(t) + \Delta P_2$ となった場合を考える。ここで ΔP_2 の変化は、 P_2 の方向である右から左方向に対してプラスとなるため、減少を意味する。変化する前と同じように P_1 と P_2 の合計熱流を潜熱による熱流 P_L とする制御とすると、次式のようなになる。

$$P_L(t + \Delta t) = P_1(t + \Delta t) + P_2(t + \Delta t) = P_1(t) - (P_1(t) - P_C) + \Delta P_2 = \Delta P_2 + P_C \quad (3-12)$$

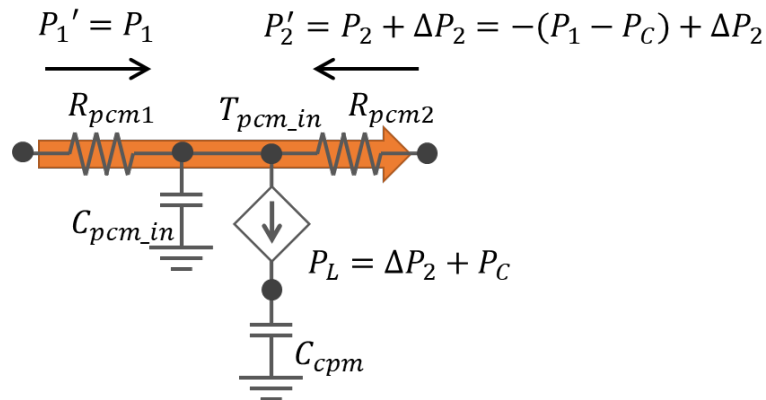


Fig. 3-27 Control state of PCM equivalent circuit with a behavior current source in mixed phase

この時の潜熱流 $P_L(t + \Delta t)$ は $\Delta P_2 + P_C$ となり、 $P_2(t)$ から $P_2(t + \Delta t)$ で変化した分の熱流 ΔP_2 分だけ増加し、回路左側からの熱流 $P_1(t)$ から $P_1(t + \Delta t)$ で変化しない。これにより回路右側から流入する熱流 P_2 が $P_2 + \Delta P_2$ に変化したときの変化量 ΔP_2 は、潜熱 P_L により吸収される。この動作は、電圧制御スイッチを用いた潜熱制御の動作と同じ動作が得られている。また、 P_2 が減少した場合には $\Delta P_2 < 0$ となるが、この場合には回路上向きに電流 ΔP_2 が流れることで、回路左側への熱流 P_1 は $P_1(t)$ と $P_1(t + \Delta t)$ では変化しない。

次に、逆向きに回路の右側から熱流が流入する場合を考える。図 3-28 にこの場合の固相および液相時の等価回路モデルを示す。

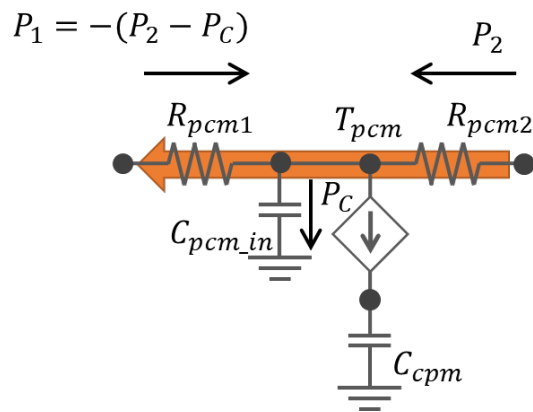


Fig. 3-28 Control state of PCM equivalent circuit with a behavior current source in solid and liquid phase (reverse heat flow)

固相および液相時の潜熱流 P_L は次式のように求めることができる

$$P_L = P_1 + P_2 = P_2 - \{P_2 - P_C\} = P_C \quad (3-13)$$

この状態(時刻 t)で、相変化材料温度 T_{pcm_in} が融点 T_{pcm_melt} となった場合の潜熱制御を検討する。図 3-29 に潜熱制御開始時(時刻 t)における熱流を示す。ここで、潜熱による熱流 P_L を P_1 と P_2 の合計熱流とする制御を考える。すると潜熱による熱流 $P_L(t)$ は次式のように求めることができる。

左から熱流が流れる場合と同様にビヘイビア電流源により熱流 P_C が回路下向きに流れることにより、熱容量キャパシタ C_{pcm} に流れていた熱流 P_C はビヘイビア電流源に流れることになる。この状態での回路右側に流れる熱流 P_1 は、ビヘイビア電流源の制御がない場合と同じ $P_1 = -(P_2 - P_C)$ となる。

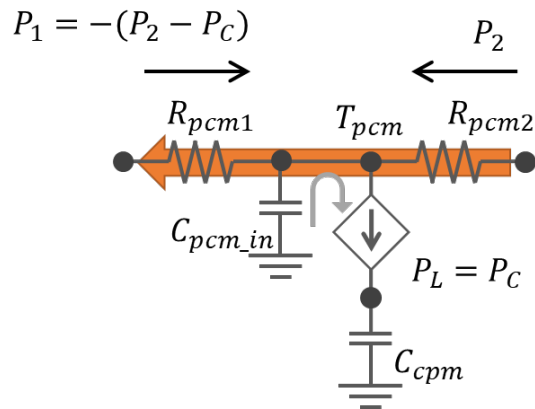


Fig. 3-29 Control initial state of PCM equivalent circuit in mixed phase with behavior current source (reverse heat flow)

図 3-30 に示すように、この状態で左側に流れる熱流 P_1 が微小時間 Δt に ΔP_1 だけ変化して $P_1(t + \Delta t) = P_1(t) + \Delta P_1$ となった場合を考える。ここで ΔP_1 の変化は P_1 の方向である左から右方向に対してプラスとなるため、減少を意味する。変化する前と同じように P_1 と P_2 の合計熱流を潜熱による熱流 P_L とする制御とすると、次式のようなになる。

$$P_L(t + \Delta t) = P_1(t + \Delta t) + P_2(t + \Delta t) = P_2(t) - (P_2(t) - P_C) + \Delta P_1 = \Delta P_1 + P_C \quad (3-14)$$

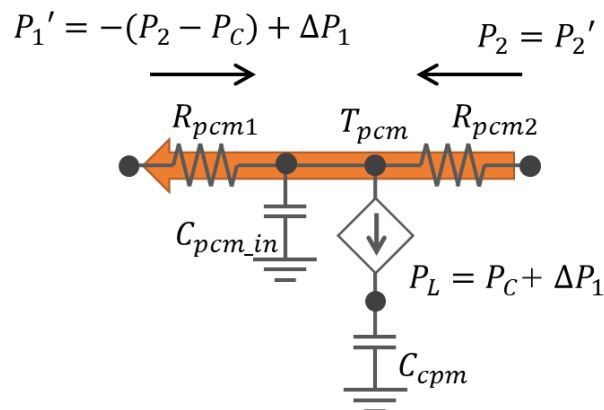


Fig. 3-30 Control state of PCM equivalent circuit with behavior current source in mixed phase

ここから、どちら向きの熱流でも流入する熱流 P_1 と P_2 の和を潜熱流 P_L としてビヘイビア電流源で引き抜く制御により、電圧制御スイッチによる潜熱制御モデルと同じ動作をビヘイビア電流源により実現することができると考えられる。

以上の検討から、ビヘイビア電流源の制御式を検討する。ここで、各相の検出条件と潜熱制御の有無についてのまとめたものを表 3-8 に示す。検出条件は、前項の 3.1.1 で検討した条件に基づいたものである。

Table 3-8 Phase detection parameter table of PCM SPICE model

	Phase detection parameter		Latent heat control
	PCM temperatures T_{pcm_in}	Latent heat quantity Q_{pcm}	Heat flow
Solid phase	$T_{pcm_in} < T_{pcm_melt}$	$Q_{pcm} \leq 0$	$P_L = 0$
Mixed phase	$T_{pcm_in} = T_{pcm_melt}$	$0 < Q_{pcm} \leq Q_{pcm_max}$	$P_L = P_1 + P_2$
Liquid phase	$T_{pcm_in} > T_{pcm_melt}$	$Q_{pcm} > Q_{pcm_max}$	$P_L = 0$

表 3-8 から固相と液相では潜熱は発生せず $P_L = 0$ で、混相で $P_L = P_1 + P_2$ となる制御であると考えられる。ビヘイビア電流源の制御式を検討するため、表 3-8 の検出条件をブール代数で考えると次式のように、固相もしくは液相以外の状態が混相であると考えられることができる。よって、次式のように定義することができる。

$$\overline{(\text{Solid phase}) \text{ or } (\text{Liquid phase})} = (\text{Mixed phase}) \quad (3-15)$$

上式のバーはブール代数の NOT を表している。よってビヘイビア電流源の制御条件式は、以下のように考えることができる。

$$\text{If } \{(T_{pcm_in} < T_{pcm_melt}) \text{ and } (Q_{pcm} \leq 0)\} \\ \text{or } \{(T_{pcm_in} > T_{pcm_melt}) \text{ and } (Q_{pcm} > Q_{pcm_max})\} \text{ then } P_L = 0 \text{ else } P_L = P_1 + P_2$$

LTspice におけるビヘイビア電流源の記述方法は、if 文を使って以下のように定義する。ここで I は、ビヘイビア電流源の制御電流量を示す。条件式が成立する場合には、True に記述された電流となり、条件式が不成立の場合には False の電流となる。

I=if(条件式, True の場合, False の状態)

LTspice では、電流検出では抵抗やキャパシタの配置時に電流の向きが決まっているため、向きに注意して配置する必要がある。

また LTspice のノード電圧は V(ノード名)で表される、また電流 I は I(抵抗名)で表される。また条件式に用いることができるオペランドを表 3-9 に示す。

Table 3-9 Operand list of conditional expressions for behavioral current sources

Operand	Description
&	Boolean AND
	Boolean OR.
^	Boolean XOR.
>	The left is greater than the expression on the right
<	The left is less than the expression on the right
>=	The left is greater than or equal on the right
<=	The left is less than or equal on the right

以上から、制御に必要なビヘイビア電流源の制御式は以下のように記述することができる。

I=if([固相 or 液相],0, I(R_{pcm1})+I(R_{pcm2}))

実際の制御式は、以下のようになる。

I=If((V(Tpcm_in)<Tpcm_melt & V(Cpcm)<=0)|(V(Tpcm_in)> Tpcm_melt & V(Cpcm)>Vpcm_max),0,I(Rpcm1)+I(Rpcm2))

ビヘイビア電流源以外のモデルの定義について検討する。上述のように電流源モデルの内部インピーダンスは無限大である。よって、熱流 P_L がゼロの状態では回路的にキャパシタ C_{pcm} はどこにもつながれていないため、初期状態が不定状態となる。これを避けるためにキャパシタ C_{pcm} の初期状態を定義する必要がある。SPICE モデルとして初期電荷量がゼロつ

まり初期電圧がゼロと定義する。この定義には LTspice では

`.ic V(Vpcm)=0`

と定義する。さらに、計算中の不定状態を避けるためキャパシタの内部等価並列抵抗を 100 MΩとして定義してモデル化した。図 3-31 にその詳細モデルを示す。これらのモデルによりキャパシタ C_{pcm} の不定状態を回避することができる。

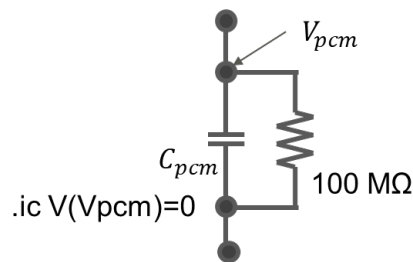


Fig. 3-31 Internal equivalent circuit of capacitor

3.2.2 (b-2) 電流源を用いた相変化材料モデルの制御間隔検討

ここでは前項 3.1.2 で検討した電流源の制御をどの時間間隔で行う必要があるか検討する。ビヘイビア電流源の制御は、前項のようにビヘイビア電流源の制御電流量は潜熱流 P_L に等しく式(3-10)に示すように潜熱流 $P_L = P_1 + P_2$ と制御することで、電圧制御スイッチでの動作と同等の制御が可能であることを示した。しかし、制御が遅れて P_1 もしくは P_2 の熱流変化がそれぞれ P_2 もしくは P_1 に伝搬すると、 P_1 と P_2 が互いに影響しあい潜熱流 P_L を正確に制御することができない。

図 3-24 と表 3-8 で定義したビヘイビア電流源を用いた相変化材料モデルでは、相変化材料モデルの中心に熱容量のキャパシタ C_{pcm_in} があり、さらにその両端には熱抵抗 R_{pcm1} , R_{pcm2} が配置されている。これらのキャパシタと抵抗により、電気回路的な遅延回路を形成している。このため、 P_1 および P_2 の変化がそれぞれ反対側に伝達するには、伝搬遅延 Δt が発生する。したがって、伝搬遅延 Δt よりも短い時間間隔で P_L を制御する必要がある。図 3-31 にその説明図を示す。この例では回路右から熱流 P_2 が ΔP_2 だけ変化して $P_2 + \Delta P_2$ となった場合の P_1 側への熱流伝搬の過渡応答について考える。熱抵抗 R_{pcm1} と熱容量 C_{pcm_in} に起因する伝搬遅延 Δt により、 ΔP_2 の変化は P_1 に遅れて伝搬される。この遅延時間内に潜熱 P_L

を制御すれば P_2 の変化量 ΔP_2 が P_L に吸収されることで、図 3-32 の実線で示す所望の潜熱制御が可能となる。もし制御が Δt 以上になった場合には ΔP_2 の変化が P_1 側に伝搬し、図 3-32 の点線の動作となるため ΔP_2 の変化を P_L に吸収させる動作とならない。

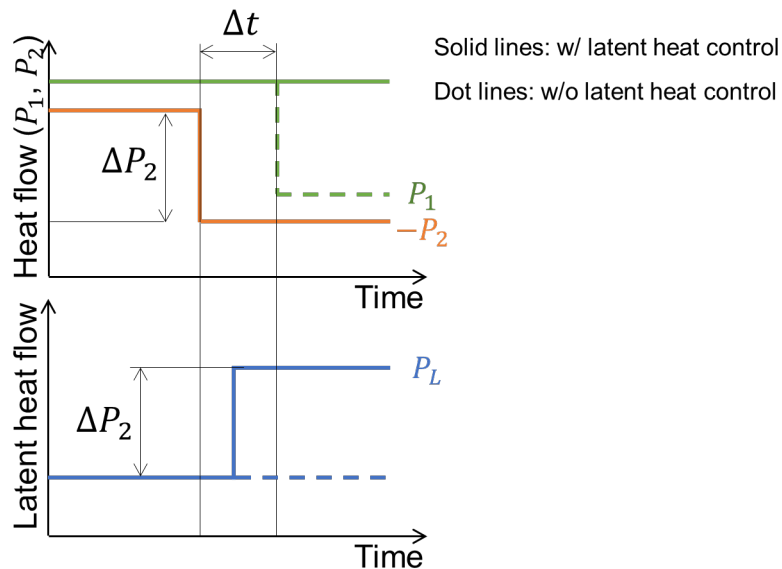


Fig. 3-32 Time interval diagram of the behavior current source

つまり、構築した相変化材料 SPICE モデルではこの遅延 Δt を利用して、実際に P_1 の変化量 ΔP_1 が P_2 側に伝搬する前に、潜熱 P_L として引き抜く。これにより、 P_2 側に伝搬させなくすることで相変化材料温度が維持される動作を再現する。この制御は可能な限り SPICE の計算のタイムステップを短くするほうがよい。しかし、必要以上にタイムステップを短くすると計算量が増大し、計算時間が長くなり計算資源が無駄になる。そこで、潜熱制御が動作する最大の制御時間間隔について検討する。

図 3-24 のビヘイビア電流源を用いた相変化材料モデルにおいて、回路左から流れる熱流 P_1 の変化が熱流 P_2 に伝搬する遅延時間について検討する。図 3-33 にその伝搬時間を検討するための回路を示す。ここで図 3-33 の回路は左右の対称性があるため、 P_1 、 P_2 のどちらが変化しても等価となる。相変化材料モデルの回路左側にステップ変動する電流源が接続され、 P_1 がステップ状に変化して $P_1 + \Delta P_1$ に変化する。非定常解析に用いる熱等価回路モデルでは熱抵抗と熱容量のキャパシタで表現される。つまり熱回路網モデルでは、RC のラダー回路がこの時最もインピーダンスが小さい状態のときに回路右側に流れる P_2 の変化

する時間が最短となる。インピーダンスが最も小さい状態は、短絡状態であるため、図 3-33 の回路では右側はグラウンドに接続されたモデルで検討する。

ここでは、ビヘイビア電流源は、回路的にインピーダンスが無大であるためここでは省略している。

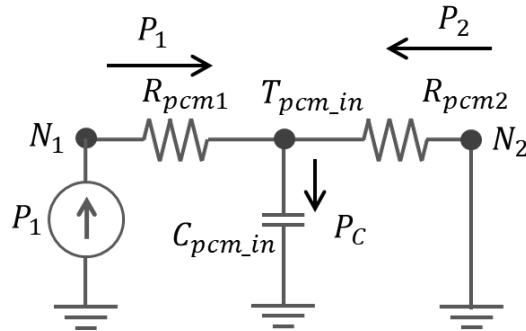


Fig. 3-33 Control time interval analysis circuit for PCM model with behavior current source

電気回路のキルヒホッフの第1法則(電流則)により、熱回路に流れ込む熱流は次式のような関係となる。

$$P_1 + P_2 = P_C \quad (3-16)$$

ここで、次式のように温度 T は熱量 Q に比例し、熱容量 C に反比例する。また、熱量は熱流の時間積分であるから次式のように求めることができる。

$$T = \frac{1}{C}Q = \frac{1}{C} \int P dt \quad (3-17)$$

$t \geq 0$ で定義された関数 $f(t)$ を時間積分したラプラス変換後の関数 $F(s)$ は、次式のようになる。

$$\mathcal{L} \left\{ \int_0^t f(t) dt \right\} = \frac{1}{s} F(s) \quad (3-18)$$

ここで s はラプラス変換の複素角周波数、 \mathcal{L} はラプラス変換を示す。

電気回路のキルヒホッフの第2法則(電圧則)により、熱抵抗 R_{pcm2} と熱容量 C_{pcm_in} からなるループの閉路に沿った電圧の和はゼロとなるため

$$\mathcal{L}\left\{\frac{1}{C_{pcm_in}}\int P_C dt + R_{pcm2}P_2\right\} = \frac{1}{sC_{pcm_in}}P_C(s) + R_{pcm2}P_2(s) = 0 \quad (3-19)$$

となり、上式を整理すると

$$P_C(s) = -sC_{pcm_in}R_{pcm2}P_2(s) \quad (3-20)$$

となる。さらに、式(3-20)の P_C を式(3-16)に代入し、次式を得る。

$$P_1(s) = P_C(s) - P_2(s) = -(1 + sC_{pcm_in}R_{pcm2})P_2 \quad (3-21)$$

これを P_2 に変換すると、次式が得られる。

$$P_2(s) = -\frac{1}{1 + sC_{pcm_in}R_{pcm2}}P_1(s) = -\frac{1}{1 + s\tau_{pcm}}P_1(s) \quad (3-22)$$

$$\tau_{pcm} = C_{pcm_in}R_{pcm2}$$

マイナス符号は逆向きに流れることを意味し、 $\frac{1}{1+s\tau}$ は1次のローパスフィルタ特性である。ここで、図3-34に示すように P_1 が ΔP_1 だけ変化して $P_1 + \Delta P_1$ となった場合の P_2 の過渡応答変化を考える。この ΔP_1 分だけステップ関数(ヘヴィサイドの階段関数)変化した場合の P_1 はラプラス変換による次式のように表すことができる。

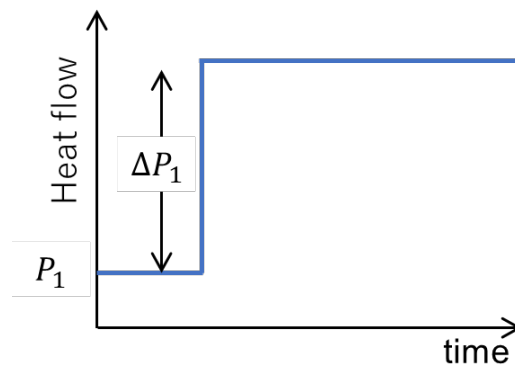


Fig. 3-34 Diagram of step change of heat flow

$$P_1(s) = \frac{P_1 + \Delta P_1}{s} = P_1 + \frac{\Delta P_1}{s} \quad (3-23)$$

ここで、 P_1 は時間変化しない項であるため $P_1/s = P_1$ であるから、式(3-23)の右辺が得られる。これを式(3-22)に代入し、 P_2 の過渡応答変化は次式のようにになる。

$$P_2(s) = -\frac{1}{1 + s\tau_{pcm}} \left(P_1 + \frac{\Delta P_1}{s} \right) = -\left(P_1 + \frac{1}{1 + s\tau_{pcm}} \frac{\Delta P_1}{s} \right) \quad (3-24)$$

ここで、 P_1 は時間変化しないため、 s の付かない定数項として計算する。よって熱流 P_2 の時間変化 $P_2(t)$ は次式となる。

$$P_2(t) = P_1 + \Delta P_1 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{pcm}}} \right) \quad (3-25)$$

図 3-35 に P_1 のステップ変化に対する P_2 の時間変化を示す。

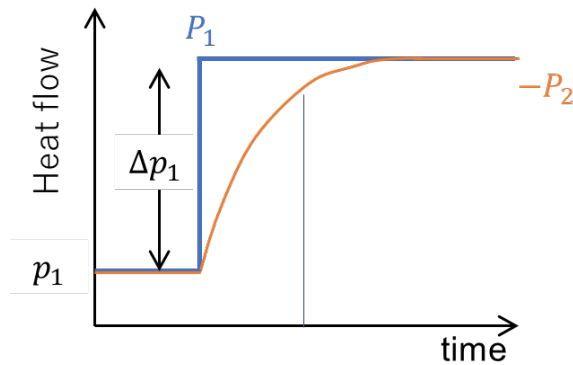


Fig. 3-35 Explanatory diagram of step change of heat flow

ラプラス変換の最終値の定理から

$$f(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sF(s) \quad (3-26)$$

であるから、十分時間が経過した後の熱流 P_2 は、

$$\lim_{t \rightarrow \infty} P_2(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sP_2(s) = -s \left(P_1 + \frac{1}{1 + s\tau_{pcm}} \frac{\Delta P_1}{s} \right) = -(P_1 + \Delta P_1) \quad (3-27)$$

となり、 P_2 と P_1 は等しくなる。この図 3-33 のモデルでは、ノード N_2 がグランドに接続された場合の解析であり、これは時定数 τ_{pcm} が最も小さい場合と考えられる。実際の熱モデルでは、周囲に熱抵抗が接続されるため、時定数は τ_{pcm} よりも大きくなる。入力側の P_1 においてもステップ変化が最も早い入力であるため、このモデルでは入出力ともに最も時定数が小さい場合を示している。よって、この時定数に対応できる計算間隔であれば実際のモデルでは十分な計算間隔であると考えられる。

ここで、 $1 - \exp(-t/\tau_{pcm})$ の過渡応答変化を図 3-36 に示す。

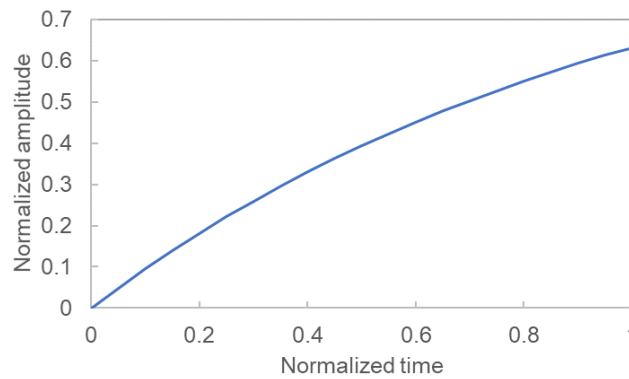


Fig. 3-36 Normalized transient response of heat flow

図 3-36 の横軸は時定数 τ_{pcm} で正規化され、縦軸は熱流の変化量 ΔP_1 で正規化されている。これは、一般的な 1 次遅れと同じであり、 $t = \tau_{pcm}$ で熱流は 63%変化している。式(3-25)の指数関数部 e^{ax} のテーラー展開は、次式で示される

$$e^{ax} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{a^n}{n!} x^n = 1 + ax + \frac{a^2}{2!} x^2 + \frac{a^3}{3!} x^3 + \frac{a^4}{4!} x^4 + \dots \quad (3-28)$$

よって、 x が 10^{-2} 以下の場合には、 n が 2 以上の高次項は無視できるため、式(3-25)は次式のように近似できる。

$$P_2(t) = P_1 + \Delta P_1 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{pcm}}} \right) \approx P_1 + \Delta P_1 \frac{t}{\tau_{pcm}} \quad (3-29)$$

この変化は $t/\tau_{pcm} < 10^{-2}$ では直線とみなせる。そこで、1%の熱流の制御誤差を仮定すると、ビヘイビア電流源の制御を熱時定数 τ_{pcm} の1/100から1/1000程度の計算間隔で行えば、 P_2 は P_1 が変化しても、実際に相変化材料温度 $T_{pcm,in}$ が変化する前に差分 ΔP_1 が熱容量キャパシタ $C_{pcm,in}$ に流れ、 P_2 の変化量は ΔP_1 の1%から0.1%と非常に小さくなり無視できる誤差となる。

また、熱モデルでは一般的にモデルの対称性を考え、 R_{pcm1} と R_{pcm2} は同じ値であるから、 R_{pcm2} 側からの熱流でも熱時定数 τ_{pcm} は同じである。したがって、 R_{pcm1} と R_{pcm2} どちらの側からの変化であっても同じ遅延時間となる。

3.2.2 (b-3) 相変化材料 SPICE モデルの動作検証

図 3-37 に、ビヘイビア電流源を用いた相変化材料モデルの検証モデルを示す。このモデルでは、電圧制御スイッチの動作検証で用いたモデルと同じ構成とした。スイッチが2個直接接続されていた部分をビヘイビア電流源に置き換えたものである。

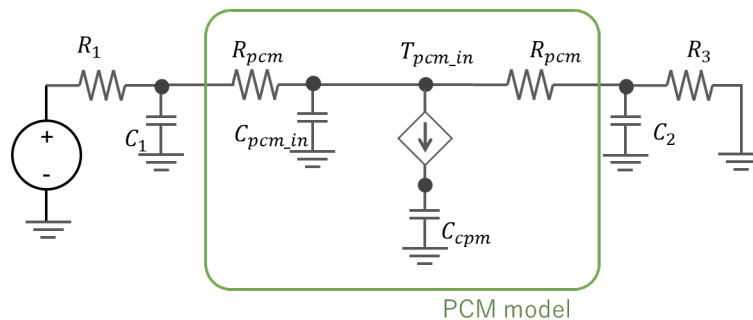
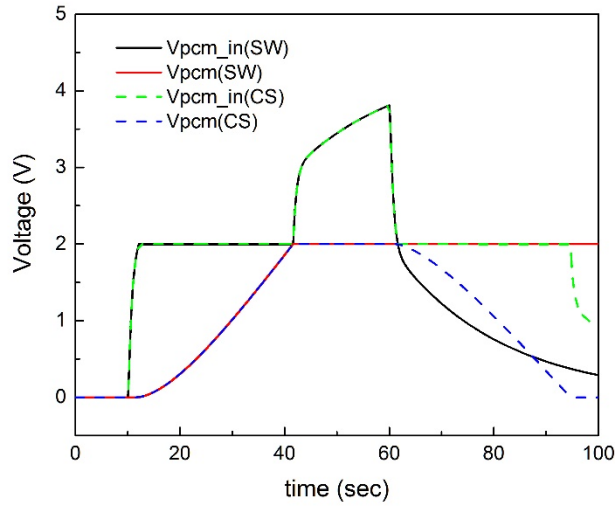


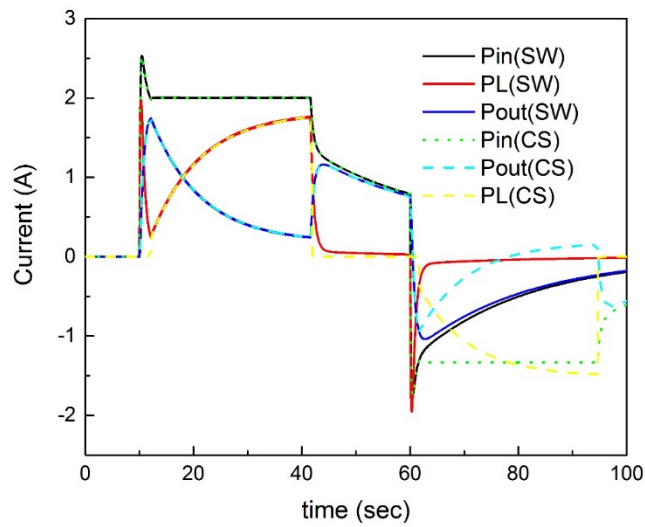
Fig. 3-37 Validation equivalent circuit for PCM

制御閾値およびパラメータは、電圧制御スイッチでの検証に用いたものと同じとした。

図 3-38 に、電圧制御スイッチモデル(Switch: SW 実線)とビヘイビア電流源(Current Source: CS 点線)モデルによる解析結果を示す。その結果、ビヘイビア電流源を用いた相変化材料モデルは、温度の変化と熱流の変化両方において電圧制御スイッチの温度上昇時の変化と結果が得られた。加えて、温度降下時にも発熱による相変化温度が融点温度に維持する動作が得られていることが確認された。また、電圧制御スイッチモデルでは、温度維持の際にスイッチ動作となるためヒステリシス幅の変動がみられたが、電流源モデルではその変動も見られずに制御誤差が小さいモデルとなっていることが分かった。



(a) Voltage



(b) Current

Fig. 3-38 Analysis results of equivalent circuit for PCM model with voltage-controlled switches and behavior current source

ここで、制御時間間隔による解析結果への影響について検証する。LTspice の解析時間を相変化材料の熱時定数の 1/100 から 1/10 にした場合の解析結果を、図 3-39 に示す。この結果から、固相から混相への変化は再現できているが、混相から液相への変化が再現されて

いない。解析時間が相変化材料の熱時定数の 1/100 では、潜熱制御時に融点の 2 V に固定できているが、解析時間が相変化材料の熱時定数の 1/10 の場合には 1.9V 程度となっている。また、図 3-40 に熱流の時間変化の比較を示す。ここから解析時間が熱時定数の 1/10 では 1/100 の場合に比べて、潜熱流 P_L がわずかに大きい。この要因としては、制御遅れにより熱流の変化に制御が追従できていないことが考えられる。これらの結果から制御時間間隔による解析結果への影響は、3.3.2(b-2)で検討した結果と合致していることが分かった。

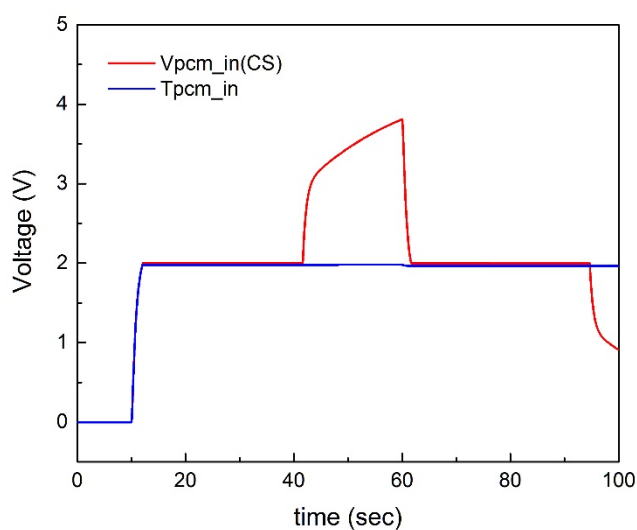


Fig. 3-39 Comparison of temperature analysis results differences in SPICE analysis time

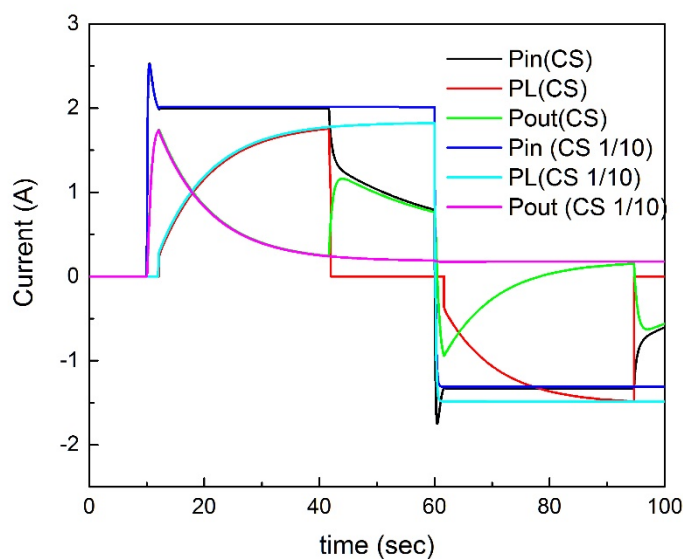


Fig. 3-40 Comparison of Heat flow analysis results due to differences in SPICE analysis time

3.2.3 電流源を用いた相変化材料モデルの2次元への拡張

図 3-41 は、構築した相変化材料の1次元 SPICE モデルを2次元に拡張したモデルを示す。図の上下左右から熱流が流入するモデルとなっている。ここで R_{pcm1} , R_{pcm3} は水平方向の熱抵抗であり、 R_{pcm2} , R_{pcm4} は垂直方向の熱抵抗を示している。その中心点には、熱容量 C_{pcm_in} が接続される。さらに中心点にビヘイビア電流源が接続され、そのもう一方に潜熱量を蓄積するためのキャパシタ C_{pcm} が接続されたモデルである。

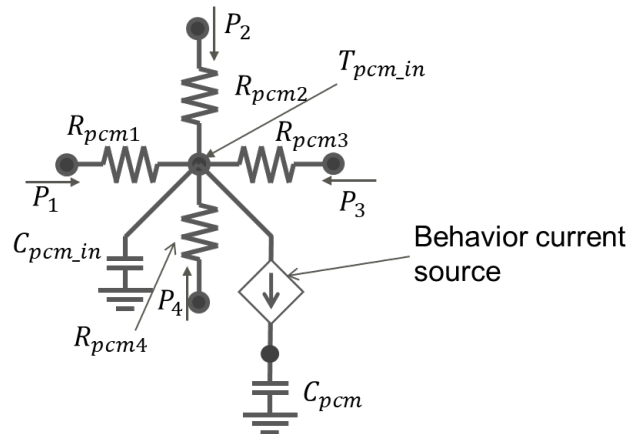


Fig. 3-41 Proposed SPICE model with behavior current source of PCM for tow-dimensional

a-1) 固相状態

固相の状態では、相変化材料温度 T_{pcm_in} は融点 T_{pcm_melt} よりも低い状態である。固相の状態では相変化は起きていないため、潜熱による熱流 P_{pcm} はゼロであり、蓄積されている潜熱量 Q_{pcm} もゼロである。

$$\text{If } (T_{pcm_in} < T_{pcm_melt}) \text{ and } (Q_{pcm} \leq 0) \text{ then } P_L = 0$$

a-2) 固相と液相の混相状態

相変化材料温度 T_{pcm_in} が融点 T_{pcm_melt} となると、相変化材料は固相と液相の混相状態となる。混相状態では、吸熱/発熱により相変化材料温度 T_{pcm_in} が融点 T_{pcm_melt} で潜熱が発生し、相変化材料温度 T_{pcm_in} は融点 T_{pcm_melt} に維持される。相変化材料温度が維持されるためには、1次元モデルで検討したように、融点になる直前の相変化材料に流入する熱量が等しければよい。これには1次元モデルを同様に、相変化材料中心に流れ込む全ての熱流の合計熱流量をビヘイビア電流源で制御することにより模擬できると考えられる。相変化材料に流入される熱流をそれぞれ $P_i (i = 1, 2, 3, 4)$ とすると、合計熱量 P_{pcm_sum} は次式により求めることができる。

$$P_{pcm_sum} = \sum_{i=1}^4 P_i \quad (3-30)$$

この合計熱量 P_{pcm_sum} をキャパシタ C_{pcm} へ潜熱として最大潜熱量 Q_{pcm_max} になるまで蓄

積されることにより、相変化材料温度 T_{pcm_in} は融点 T_{pcm_melt} に維持される。以上をビヘイビア電流源の条件式で表すと以下のようなになる。

$$\text{If } (T_{pcm_in} = T_{pcm_melt}) \text{ and } (0 < Q_{pcm} \leq Q_{pcm_max}) \text{ then } P_L = \sum_{i=1}^4 P_i$$

a-3) 液相状態

液相では、相変化材料温度 T_{pcm_in} が融点 T_{pcm_melt} よりも高い状態となる。液相の状態では、潜熱による熱流 P_{pcm} はゼロであり、潜熱量 Q_{pcm} は最大潜熱量 Q_{pcm_max} まで蓄積された状態である。このビヘイビア電流源の条件式は以下となる。

$$\text{If } (T_{pcm_in} > T_{pcm_melt}) \text{ and } (Q_{pcm} > Q_{pcm_max}) \text{ then } P_L = 0$$

以上から固相、混相、液相でのビヘイビア電流源の制御パラメータと制御値について表3-10に示す。

$$\text{If } \{(T_{pcm_in} < T_{pcm_melt}) \text{ and } (Q_{pcm} \leq 0)\} \\ \text{or } \{(T_{pcm_in} > T_{pcm_melt}) \text{ and } (Q_{pcm} > Q_{pcm_max})\} \text{ then } P_{pcm} = 0 \text{ else } P_{pcm} = \sum_{i=1}^4 P_i$$

Table 3-10 PCM model condition table for each phase

	Phase detection parameter		Latent heat control
	PCM temperatures T_{pcm_in}	Latent heat quantity Q_{pcm}	Heat flow P_L
Solid phase	$T_{pcm_in} < T_{pcm_melt}$	$Q_{pcm} \leq 0$	$P_L = 0$
Mixed phase	$T_{pcm_in} = T_{pcm_melt}$	$0 < Q_{pcm} \leq Q_{pcm_max}$	$P_L = \sum_{i=1}^4 P_i$
Liquid phase	$T_{pcm_in} > T_{pcm_melt}$	$Q_{pcm} > Q_{pcm_max}$	$P_L = 0$

実際の LTspice ビヘイビア電流源の制御式は、以下の通りである。

$$I = \text{If}((V(T_{pcm_in}) < T_{pcm_melt} \& V(C_{pcm}) \leq 0) | (V(T_{pcm_in}) > T_{pcm_melt} \& V(C_{pcm}) > V_{pcm_max}), 0, I(R_{pcm1}) + I(R_{pcm2}) + I(R_{pcm3}) + I(R_{pcm4}))$$

3.2.4 2次元相変化材料モデルでの最大制御間隔の検討

図 3-42 に、2次元相変化材料モデルの最大制御間隔を検討するための回路を示す。ここでは P_1 の熱流がステップ状に変化する場合において、 P_2, P_3, P_4 への伝搬遅延について検討する。1次元モデルでの検討と同様にノード N_2, N_3, N_4 に接続されたインピーダンスがグラウンドに接続されて状態が最もインピーダンスが小さく、熱流変化が最も早く変化する条件である。中心ノード N_0 から N_2, N_3, N_4 をみた場合の合成インピーダンス R_{pcm2-4} は並列接続熱抵抗であるから、次式のように求めることができる。

$$\frac{1}{R_{pcm2-4}} = \frac{1}{R_{pcm2}} + \frac{1}{R_{pcm3}} + \frac{1}{R_{pcm4}} \quad (3-31)$$

$$R_{pcm2-4} = \frac{R_{pcm2}R_{pcm3}R_{pcm4}}{R_{pcm2}R_{pcm3} + R_{pcm3}R_{pcm4} + R_{pcm2}R_{pcm4}} \quad (3-32)$$

合成熱抵抗 R_{pcm2-4} に流れる合成熱流 P_{2-4} は、式(3-25)の熱抵抗 R_{pcm2} が R_{pcm2-4} に置き換えた式で表すことができる。

$$P_{2-4}(s) = -\frac{1}{1 + sC_{pcm_in}R_{pcm2-4}}P_1(s) = -\frac{1}{1 + s\tau_{pcm2-4}}P_1(s) \quad (3-33)$$

$$\tau_{pcm2-4} = C_{pcm_in}R_{pcm2-4}$$

ここで、2次元モデルでは4つのノードで2方向の熱流をモデル化しているため、上下左右方向の熱抵抗はそれぞれ等しい。つまり

$$\begin{aligned} R_{pcm1} &= R_{pcm3} \\ R_{pcm2} &= R_{pcm4} \end{aligned} \quad (3-34)$$

である。等方的な場合には、全ての熱抵抗は等しいため合成抵抗 R_{pcm2-4} は

$$R_{pcm2-4} = \frac{R_{pcm1}}{3} \quad (3-35)$$

となる。ここから等方的な2次元モデルによる遅延時間は、1次元モデルの1/3になる。

上下方向の長さや分割数が異なる場合には式(3-34)は成り立つが、すべての熱抵抗が等しくならない。ここでは横方向長さが短い場合や分割数が多い $R_{pcm1} \ll R_{pcm2}$ の場合を考える。この場合の合成抵抗 R_{pcm2-4} は式(3-36)のように近似できる。

$$R_{pcm2-4} = \frac{R_{pcm1}R_{pcm2}R_{pcm2}}{R_{pcm2}R_{pcm1} + R_{pcm1}R_{pcm2} + R_{pcm2}R_{pcm2}} \approx R_{pcm1} \quad (3-36)$$

よって、2次元のうち小さいほうの熱抵抗と熱容量の積で求まる熱時定数に律速される。

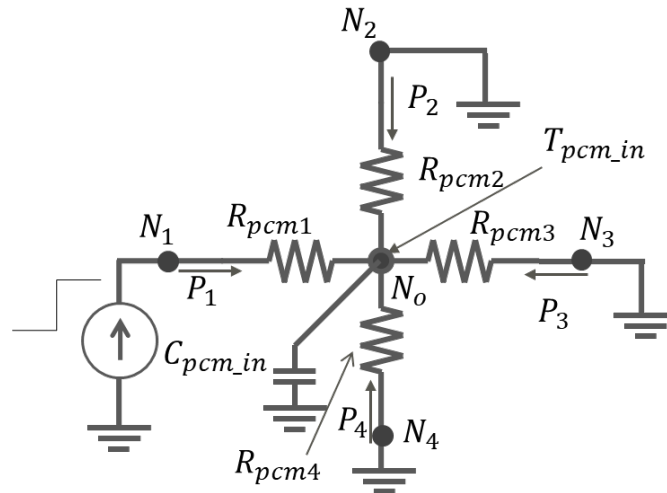


Fig. 3-42 Control time interval analysis circuit for two-dimensional PCM model with behavior current source

2次元拡張モデルの最大制御間隔について検討した。その結果等方的なモデルでは、1次元モデルと比較して熱時定数が1/3になることから、最大制御間隔も1/3程度に小さくする必要であることが示された。ただし、モデルに熱抵抗の異方性がある場合には小さいほうの熱抵抗で熱時定数が決まるため、この方向の熱時定数のみを考慮した最大制御間隔で問題がないと考えられる。

3.3 融点ばらつき

これまで構築した相変化材料のSPICEモデルでは、融点温度の1点のみで潜熱による吸熱および発熱は融点のみで発生するモデルである。しかし、一般的な相変化材料は材料組成等のばらつきにより融点にばらつきがある。現在検討しているパラフィンワックスでは融点の±3~5℃の範囲で潜熱が発生する[3-1~3]。パラフィンワックスの融点ばらつきはガウス分布に近いと見做すため、ここではガウス分布によるモデル化を検討する。この概略を図3-43に示す。横軸は融点との温度差を示し、縦軸は融点中心での潜熱量を最大潜熱量で正規化し

た分布を示している。このガウス分布モデルを 3 つの異なる融点をそれぞれ異なる潜熱量でモデル化することを検討する。まず融点中心 T_{pcm_melt} に最大潜熱量の 1/2 の潜熱を割り当てる。さらに、その両端に最大潜熱量の 1/4 の潜熱を割り当てる。このときの低融点側を $T_{pcm_melt_min}$ とし、高融点側を $T_{pcm_melt_max}$ と定義する。全体に割り当てられた潜熱量は $1/2+1/4+1/4=1$ であるから、相変化材料の最大潜熱量を Q_{pcm_max} とした場合の潜熱割り当て量を表 3-11 に示す

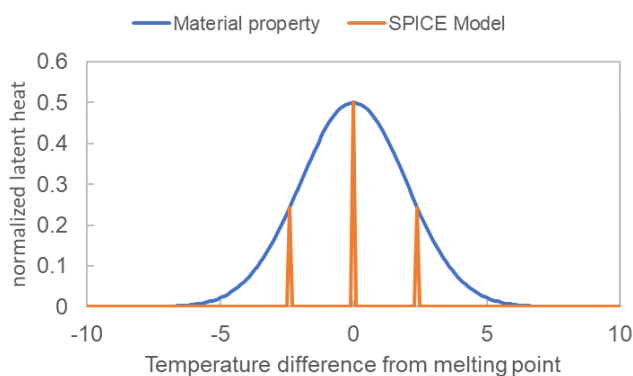


Fig. 3-43 Gaussian distribution latent heat variation

Table 3-11 Assigned latent heat to each melting point in the melting point variation

Melting point	Latent heat
$T_{pcm_melt_min}$	$Q_{pcm_max}/4$
T_{pcm_melt}	$Q_{pcm_max}/2$
$T_{pcm_melt_max}$	$Q_{pcm_max}/4$

図 3-44 に融点ばらつき分布が非対称の場合のモデルを示す。この場合には融点温度を均等に割り振らずにモデル化する。

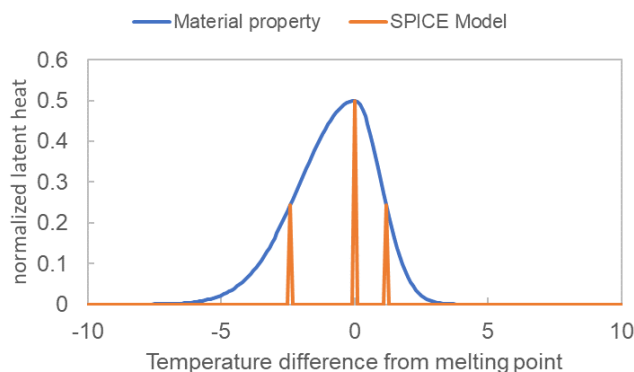


Fig. 3-44 Asymmetric distribution latent heat fluctuation

この融点ばらつきをモデル化するにあたり、図 3-45 に示す融点および最大潜熱量が異なるビヘイビア電流源を並列に接続するモデルとした。

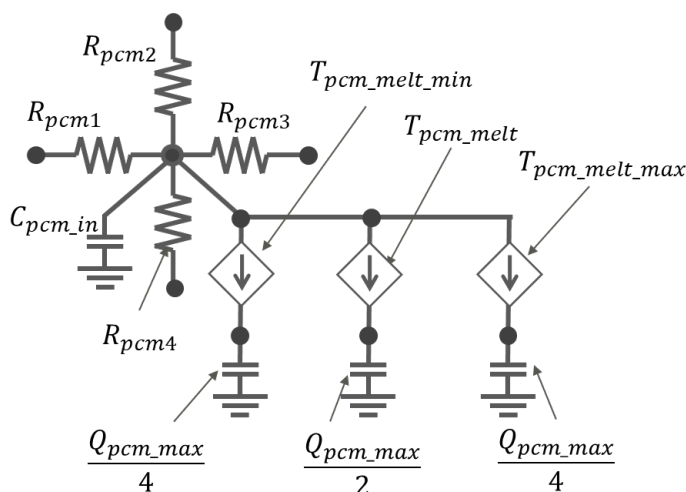


Fig. 3-45 Extended PCM model considering deviation of latent heat

3.4 固相と液相における熱抵抗変化

相変化材料は、固相と液相で熱抵抗が変化する。調査の結果パラフィンワックスでは、液相の熱抵抗が固相の約 50%にまで低下することが報告されており[3-3]、これをモデル化する。熱抵抗の変化は、回路モデルでは抵抗値の変化としてモデル化できる。LTspice のビヘイビア電流源は $R =$ と定義することで電流源の内部抵抗のみを変化させることができる。この機能を使ってモデル化することを検討する。ここでは、固相での熱抵抗を R_{pcm_sol} とし、液相を熱抵抗を R_{pcm_liq} とし、その間を温度に対して連続的に変化するモデルとした。図 3-

46 に温度に対する熱抵抗の変化特性を示す。 $T_{pcm_melt_min}$ 以下では全体が固相であるため、相変化材料の熱抵抗を R_{pcm_sol} とする。また、 $T_{pcm_melt_max}$ 以上では全体が液相であるため、相変化材料の熱抵抗を R_{pcm_liq} とする。そしてこの間を線形に接続するモデルとした。

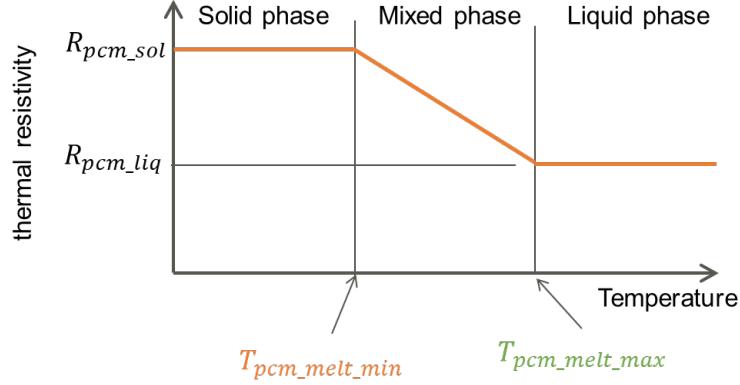


Fig. 3-46 Thermal resistance change with temperature

$$R_{pcm} = \begin{cases} R_{pcm_sol} & (T_{pcm} < T_{pcm_melt_min}) \\ aT_{pcm_in} + b & (T_{pcm_melt_min} \leq T_{pcm} \leq T_{pcm_melt_max}) \\ R_{pcm_liq} & (T_{pcm} > T_{pcm_melt_max}) \end{cases} \quad (3-37)$$

ここで、傾き a は次式により定義される。

$$a = \frac{R_{pcm_liq} - R_{pcm_sol}}{T_{pcm_melt_max} - T_{pcm_melt_min}} \quad (3-38)$$

$$R_{pcm_sol} = aT_{pcm_melt_min} + b \quad (3-39)$$

また、切片 b は次式により定義される。

$$\begin{aligned} b &= R_{pcm_sol} - aT_{pcm_melt_min} \\ &= R_{pcm_sol} - \frac{R_{pcm_liq} - R_{pcm_sol}}{T_{pcm_melt_max} - T_{pcm_melt_min}} T_{pcm_melt_min} \\ &= \frac{R_{pcm_sol}(T_{pcm_melt_max} - T_{pcm_melt_min}) - (R_{pcm_liq} - R_{pcm_sol})T_{pcm_melt_min}}{T_{pcm_melt_max} - T_{pcm_melt_min}} \\ &= \frac{T_{pcm_melt_max}R_{pcm_sol} - T_{pcm_melt_min}R_{pcm_liq}}{T_{pcm_melt_max} - T_{pcm_melt_min}} \end{aligned} \quad (3-40)$$

$$b = \frac{T_{pcm_melt_max}R_{pcm_sol} - T_{pcm_melt_min}R_{pcm_liq}}{T_{pcm_melt_max} - T_{pcm_melt_min}} \quad (3-41)$$

3.5 まとめ

本章では、相変化材料の SPICE モデル構築について検討した。相変化材料のモデル化には潜熱、融点のばらつき、熱抵抗変化の要素が必要であることを示した。

相変化材料モデルは、熱抵抗と熱容量の伝熱モデルに潜熱を蓄積するためのキャパシタを追加した構成とした。潜熱を模擬するためには、相変化材料が固相、混相、液相のどの状態であるか判定する方法が必要である。よって、相変化材料温度と上述の潜熱量を保存するためのキャパシタに蓄えられた電荷量により検出する方法を検討した。

潜熱の吸熱および発熱により相変化材料温度が融点近傍に維持される潜熱をモデル化するにあたり、電圧制御スイッチとビヘイビア電流源による制御方法について検討した。電圧制御スイッチを用いた制御では、温度上昇時の蓄熱は再現することができるものの、それを温度降下時の発熱を含めた動作に拡張するためには、温度変化の傾きやキャパシタに蓄積された熱量を放出するための昇圧回路など多くの付加回路が必要であり、そのモデル化が難しいことが分かった。計算スピードの観点から相変化材料モデルはできる限り単純なほうがよい。このため、電圧制御型ではなく電流制御を行うためのビヘイビア電流源を用いた相変化材料モデルについて検討した。その結果、相変化材料に流入する全ての熱流量の和をビヘイビア電流源により発生させ、それを潜熱量蓄積キャパシタに蓄積/放出する構成を考案した。このモデルは相変化材料内部の熱時定数の遅れを利用した制御であるため、制御間隔を一定時間以下で制御を行う必要がある。制御間隔が小さすぎると計算速度の低下を引き起こすため、本検討では最大制御間隔について検討を行い、相変化材料の熱抵抗と熱容量に基づく熱時定数の 1/100 程度の時間間隔以下であるとの結論を得た。以上の検討から簡単な等価回路モデルを用いて相変化材料の SPICE モデルの動作検証を行った。この結果ビヘイビア電流源による相変化材料モデルは、電圧制御スイッチによる温度上昇時と同じ変化を示すことが確認された。さらに温度降下時の潜熱による発熱も再現することができることが確認された。

このモデルを 1 次元から 2 次元に拡張したモデルについて構築した。

また、融点のばらつきを考慮するため、異なる 3 つ融点とその融点での潜熱量が異なる 3 つの相変化材料モデルを並列接続されたモデルを構築した。

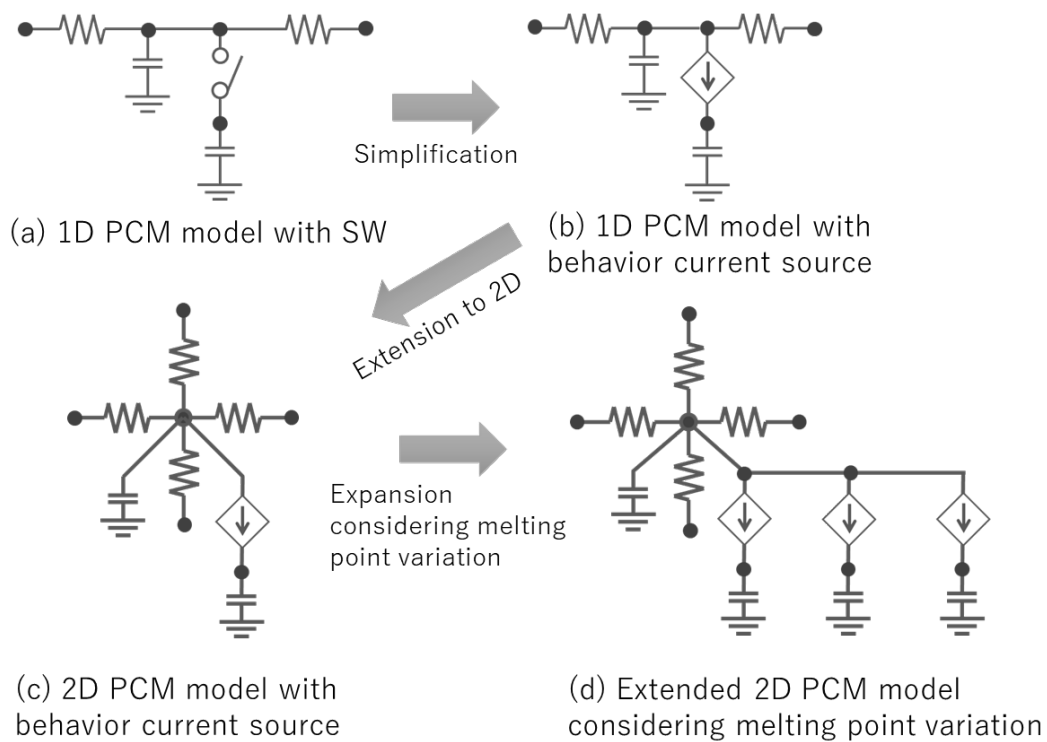


Fig. 3-47 PCM SPICE model expansion series diagram

これまで、検討した相変化材料の SPICE モデルの系列図を図 3-47 に示す。

さらに熱抵抗変化を考慮するため、融点ばらつきを考慮した相変化材料モデルに用いた最大融点と最小融点間を線形に熱抵抗が変化するモデルを構築した。

参考文献

- [3-1] T. Hatakeyama, M. Ishizuka, S. Takakuwa, S. Nakagawa and K. Tagahi: "Experimental and Thermal Network Study on the Performance of a Pins Studded Phase Change Material in Electronic Device Cooling", *Journal of Thermal Science and Technology*, Vol. 6, No.1, pp. 164-177, 2011
- [3-2] B. Zalba, J. Marin, L.F. Cabeza and H. Mehling: "Review on thermal energy storage with phase change: materials, heat transfer analysis and applications", *Applied Thermal Engineering*, Vol 23, 3, pp. 251-283, 2003
- [3-3] H. Inaba and P. Tu, "Evaluation of thermophysical characteristics on shape-stabilized paraffin as a solid-liquid phase change material", *Heat and Mass Transfer* volume 32, pp. 307-312, 1997.

- [3-4] 石塚 勝, 福岡 義孝: “相変化材を用いた高発熱パッケージ冷却技術の開発”, 日本機械学会論文集(B編) 60 卷 574 号, 1994
- [3-5] A. Stupar, U. Drofenik, and J. W. Kolar: “Optimization of Phase Change Material Heat Sinks for Low Duty Cycle High Peak Load Power Supplies”, IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, Vol. 2, No. 1, pp. 102-114 2012.
- [3-6] 関政洋 “4.2.2 昇圧チョッパ回路の動作原理”, 入門演習パワーエレクトロニクス, Energy Chord, pp. 273-274, 2017
- [3-7] 石井雅俊, 畠山友行, 石塚勝: “熱と電気の連成解析を目的とした相変化材料の SPICE モデル化”, エレクトロニクス実装学会誌 Vol. 25, No. 1, pp. 123-132 (2022)

第4章 相変化材料モデル検証

本章では、電子機器の熱設計の最適化に向け、これまで構築した相変化材料の SPICE モデルの温度推定精度および計算時間を検証し、熱評価ツールとしての性能について検討する。さらに、熱回路網の利点を活用して、温度だけでなく熱流や潜熱量の現象を考察するためのツールとして性能についても検討する。

4.1 モデル検証実験

アルミケース内部に相変化材料を封入したサンプルを試作し、構築した相変化材料の SPICE モデルを含むアルミケースや周囲の自然対流の熱回路網モデルを統合して解析した。実測による温度変化と解析結果を比較して、構築したモデルの温度解析精度や熱特性の可視化、計算速度について検証した。

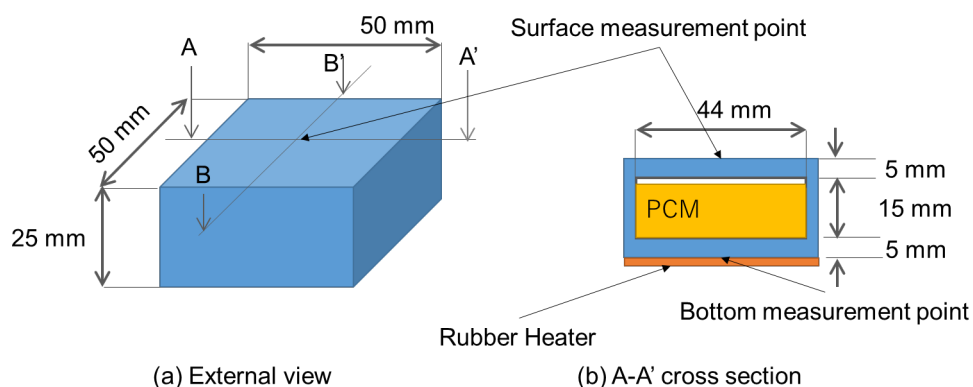


Fig. 4-1 Schematic diagrams of fabricated sample

図 4-1 に作製したサンプルの概要を示す。外形寸法は横 50 mm、幅 50 mm、高さ 25 mm の直方体形状のアルミケースを作製した。この寸法はサーバーに用いられる CPU のヒートシンクを想定したサイズとした。アルミケースの内部には横 44 mm、幅 44 mm、高さ 15 mm の空洞を作り、内部に 57 °C の融点を持つパラフィンワックスを $19 \times 10^{-6} \text{ m}^3$ 充填した。このサンプルをアルミケース下面からシリコンラバーヒーターで加熱した。シリコンラバーヒーターの下面には断熱材として 50 mm、幅 50 mm、高さ 25 mm のスタイロフォーム(押出ポリスチレンフォーム)を配置した。測定時の周囲温度を 26 °C とした。アルミケース下部からラバーヒーターで加熱した時のアルミケース下部中心と上面中心についての時間変

化を K 型の熱電対で測定した。加熱はアルミケース下部温度が 80 °C になるまで行い、そのあとは加熱を停止してアルミケースを冷却した。ラバーヒーターの発熱量が 4W, 6W, 8W の場合の各測定点温度の時間変化を測定した。4W のサンプルでは、アルミケース下面温度が 80 °C に到達しなかったため、温度が熱平衡状態になるまで加熱してヒーターを停止した。解析モデルを簡略化するために、アルミニウムの表面は鏡面研磨を行い、熱放射の影響を最小限になるようにした。このため熱モデルは熱放射の影響を考慮していない。

本研究では、計算を簡略化するため、熱回路網モデルを可能なかぎり単純化することを目指す。つまり、モデルの次元数や分割数を可能な限り少なくする検討を行う。

解析に必要な項目は相変化材料、アルミケース、周囲の自然対流、ラバーヒーター、スタyroフォームである。以下この各要素について検討する。

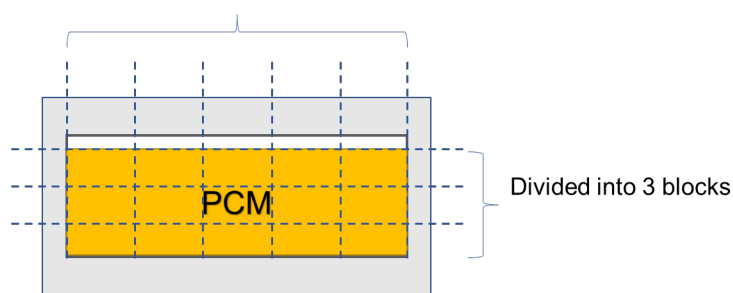
4.1.1 相変化材料

本研究で用いた相変化材料モデルでは相変化材料の内部温度分布を考慮するため、複数のブロックに分割した構成の適用を考える。試作したサンプルは上面から見て正方形である。このため、図 4-1 の A-A'断面と B-B'断面は寸法が同じでかつ、下面全面からヒーターで加熱されているため、A-A'断面と B-B'断面では熱流および温度は等しい。そのため、ここでは 3次元モデルではなく、1次元減らした 2次元で十分解析可能であると考えられる。

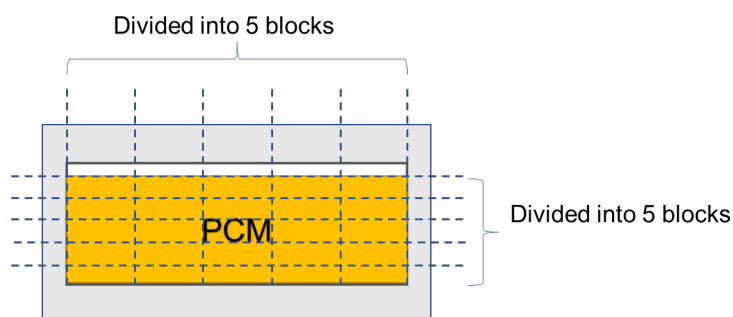
相変化材料の分割数について検討した。ここでは、上下左右方向に分割することで材料内部の温度分布を解析することを目指した。そこで上下方向に 3分割と左右方向に 5分割した場合と、上下方向を 5分割と左右方向に 5分割した場合の 2種類の場合に関して検討した。図 4-2(a), (b)にそれぞれ、3×5分割, 5×5分割した場合の相変化材料の分割ブロックを示す。後述の側面および上面のアルミケースにおいても相変化材料の分割に合わせて分割した。今回検討したパラフィンワックスの物性値を表 4-1 に示す[4-1]。今回用いたパラフィンワックスの融点温度の分散は半値幅で 6 °C(それぞれ融点中心からそれぞれ±3 °C)とした[4-2~6]。このため 3.3 節で定義した相変化材料モデルの各融点温度をそれぞれ T_{pcm_melt} を 57 °C、 $T_{pcm_melt_min}$ を 54 °C、 $T_{pcm_melt_max}$ を 60 °C とした。

Table 4-1 Parameter of paraffin wax

	ρ [kg/m ³]	C_p [J/(kg·K)]	λ [W/(m·K)]	L_a [kJ/kg]	T_{pcm_melt} [K]
Paraffin (solid)	920	1970	0.4	145	313-343
Paraffin (liquid)	750	2180	0.2		



(a) 3×5 divided diagram of PCM model



(b) 5×5 divided diagram of PCM model

Fig. 4-2 Diagrams of the number of PCM divisions

4.1.2 アルミケース

アルミケースはアルミの熱抵抗が小さく、熱の伝搬方向と垂直な成分の熱流および温度の面内分布が小さいため1次元モデルとした。つまり、下面、側面は上下方向のみ、上面は左右方向のみの1次元モデルである。図4-3に示すように下面ブロックは1ブロックでモデル化した。相変化材料が2次元モデルのため、側面4面の熱抵抗および熱容量を2分割してモデルの両端に配置した。さらに相変化材料の分割数に合わせて分割した。つまり、相変化材料の縦方向分割数が3のときにはアルミ側面ブロックも3分割とした。上面は相変化材料の横方向分割数と同じ5分割とした。試作に用いたアルミニウム材料はA5052Pを用

いた。A5052P の材料物性を表 4-2 に示す。

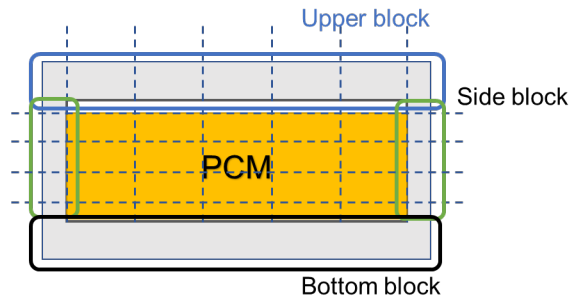


Fig. 4-3 Diagram of aluminum case division condition in this analysis

Table 4-2 Parameters of the aluminum case used in the this analysis

	ρ [kg/m ³]	C_p [J/(kg·K)]	λ [W/(m·K)]
Aluminum (A5052P)	2680	880	140

4.1.3 自然対流

アルミケースの側面および上面には、自然対流が発生する。自然対流は、加熱または冷却により空気中に密度差が発生することにより発生する対流である。図 4-4 にアルミケース表面と周囲空気との間の自然対流の概念図を示す。

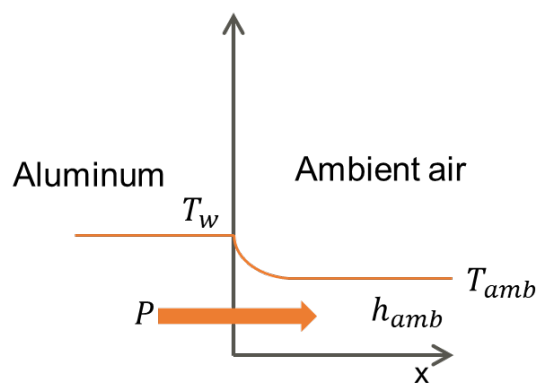


Fig. 4-4 Natural convection diagram between aluminum and ambient air

ここで、アルミケース表面温度を T_w 、外気温度を T_{amb} とし、アルミケースから熱流 P が流れているときの熱伝達率を h_{amb} とすると次式が得られる[4-7]。

$$\frac{P}{A} = h_{amb}(T_w - T_{amb}) \quad (4-1)$$

ここで、 A は伝熱面積である。

対流による熱伝達は、熱伝導の比率を表す無次元量のヌセルト数で求めることができる。これは、対流による熱伝達と静止している場合の熱伝導の比で表される[4-8]。

$$\overline{N_{ul}} = \frac{\bar{h} \cdot L}{k} \quad (4-2)$$

$\overline{N_{ul}}$ は平均ヌセルト数、 \bar{h} は平均熱伝達率、 L は代表長さ、 k は熱伝導率である。ここで、代表長さ L は、上向き加熱平板では上面の(縦×横×2/(縦+横))で定義される長さである。また、垂直平板では垂直面の長さとなる[4-9]。

図 4-5 に上向き加熱平板と垂直平板における自然対流の熱の流れを示す。アルミケース上面に対応し、垂直平面はアルミケース側面に対応する。

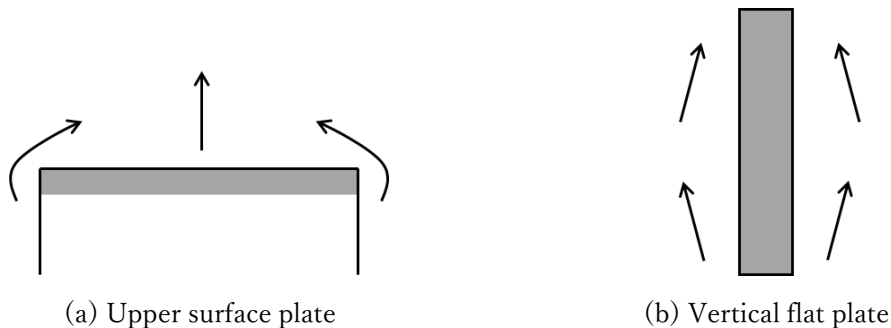


Fig. 4-5 Diagrams of heat flow in natural convection

上向き加熱平板の平均ヌセルト数は、経験的に次式で求めることができる[4-10]。

$$\overline{N_{ul}} = \frac{\bar{h} \cdot L}{k} = 0.54Ra_L^{1/4} \quad (4-3)$$

また、垂直加熱平板の平均ヌセルト数は、経験的に次式で求めることができる[4-8]。

$$\overline{N_{ul}} = \frac{\bar{h} \cdot L}{k} = 0.59Ra_L^{1/4} \quad (4-4)$$

ここで、 Ra_L は代表長さに関するレイリー数である。レイリー数は、 Ra_L で定義される[4-11]。

$$Ra_L = \frac{g\beta(T_w - T_{amb})L^3}{\nu\alpha} \quad (4-5)$$

ここで、 g は重力加速度、 β は体膨張係数、 ν は動粘度、 α は熱拡散率である。

つまり、式(4-4)と式(4-5)から平均熱伝達率 \bar{h} は、 $\{(T_w - T_{amb})/L\}^{1/4}$ に比例する。それ以外の係数は定数であるため、空気の対流による上向き加熱平板の平均熱伝達率 \bar{h} は

$$\bar{h} = 1.5 \left(\frac{T_w - T_{amb}}{L} \right)^{1/4} \quad (4-6)$$

と求めることができ[4-9]、また垂直加熱平板の平均熱伝達率 \bar{h} は、

$$\bar{h} = 1.4 \left(\frac{T_w - T_{amb}}{L} \right)^{1/4} \quad (4-7)$$

となる[4-9]。

また、自然対流による熱抵抗 R_{conv} はニュートンの冷却の法則から、次式のように求めることができる。

$$R_{conv} = \frac{1}{\bar{h}A} \quad (4-8)$$

ここで、 A は表面積で、上向き加熱平板では上面の面積であり、垂直加熱平板では側面の面積となる。

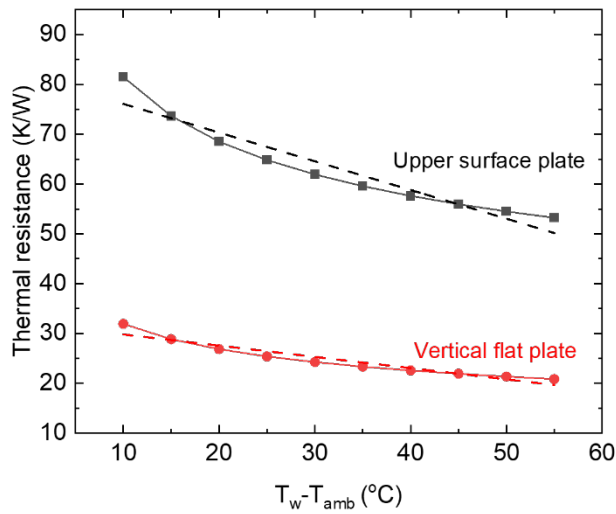


Fig. 4-6 Thermal resistance in natural convection on top and sides

図 4-6 に、今回試作したアルミケースにおける上面と側面の自然対流の表面温度と外気温との温度差による熱抵抗の変化の結果を示す。今回の SPICE モデルでの計算範囲において、図 4-6 で求めた計算結果の熱抵抗変化の温度に対する非線形性が小さい。よって計算を短縮するため、温度差に対する自然対流抵抗値の変化を線形近似して定義した。LTspice では、ビヘイビア電流源により特定のノードに対する抵抗値変化モデルを記述できる。これはビヘイビア電流源の抵抗 R を、電圧 V および a, b をそれぞれ定数として次式のように定義できる。

$$R = aV + b \quad (4-9)$$

これにより、任意の温度に対して熱抵抗が変化するモデルが作成できる。図 4-7 に示すように上面にひとつのビヘイビア電流源を配置し、側面には左右にそれぞれ 2 個のビヘイビア電流源を配置した。

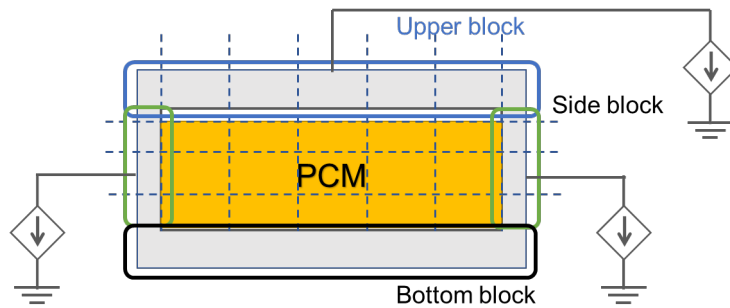


Fig. 4-7 Equivalent circuit of natural convection

4.1.4 その他

相変化材料と上部アルミケースの間には、相変化材料の固相と液相の体積変化を吸収するための空気層を設けた。これを空気の熱抵抗でモデル化した。

熱源には 50 mm×50 mm の大きさのシリコンラバーヒーターを用いた。熱源は電流源でモデル化し、シリコンの熱容量を並列に配置したモデルとした。

また、ラバーヒーター下には断熱材としてポリウレタンフォームを熱抵抗でモデル化した。

4.1.5 全体 SPICE モデル

図 4-8 に構築した全体 SPICE モデルを示す。中央に 3×5 ブロックに分割された相変化材料の 2 次元 SPICE モデルが配置されており、その周囲にはアルミケースの 1 次元 SPICE モデルが配置されている。相変化材料上部には空気層に相当する熱抵抗が配置されている。アルミケース左右には垂直加熱平板自然対流の SPICE モデルが 2 カ所あり、アルミケース上面には上向き加熱平板自然対流 SPICE モデルが 1 カ所ある。モデル左下にはアルミケース下面とラバーヒーターモデルと断熱材の SPICE モデルが配置された構成である。

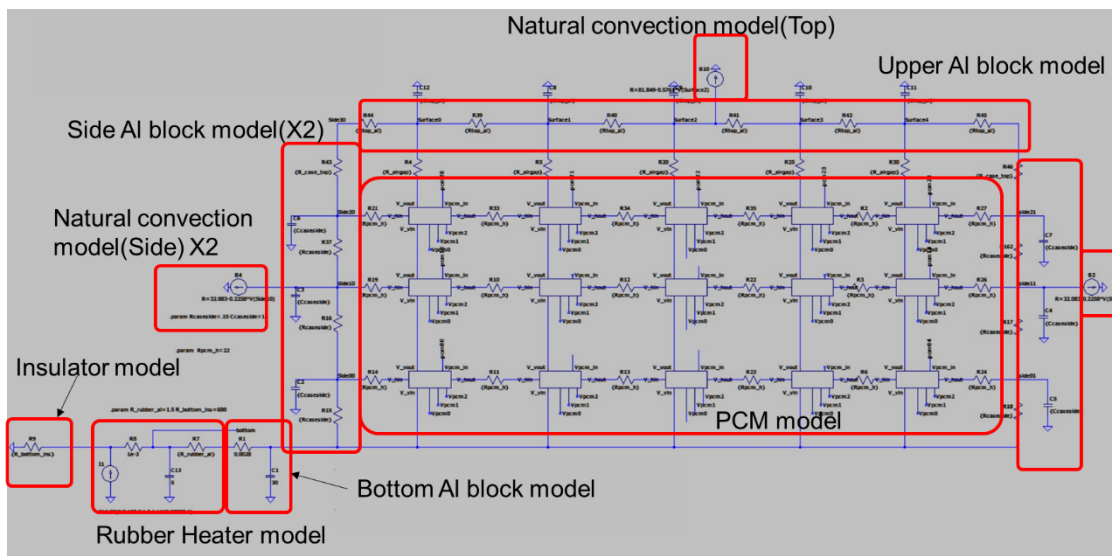


Fig. 4-8 The present SPICE circuit for validation

4.2 実験結果および考察

解析には、Core i5-3340M 2.7 GHz プロセッサ、8 GB メモリ搭載のノート PC を用いて LTspice を使用した。解析時の最大サンプリング時間を 10 msec とした。これは、相変化材料の各ブロックの熱容量と熱抵抗の積で表される熱時定数が約 5 sec であったためである。解析時間は各条件ともに約 1 分であった。この結果、実際の過渡応答 6000 秒と比較して約 1/100 の時間で計算できることを確認した。

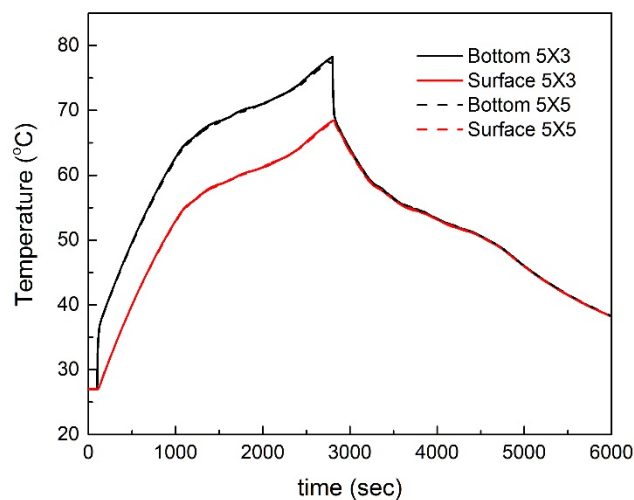
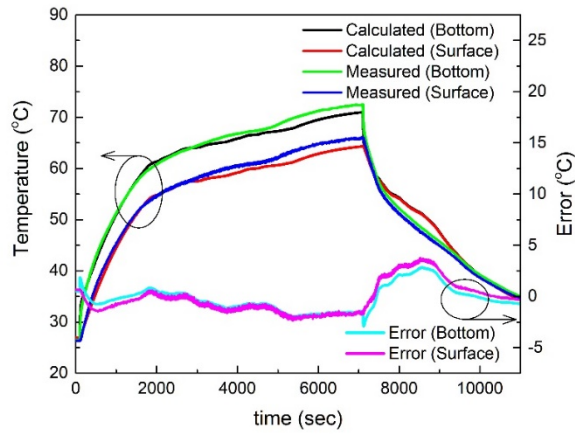


Fig. 4-9 Comparison in analysis result depending on the number of PCM divisions blocks

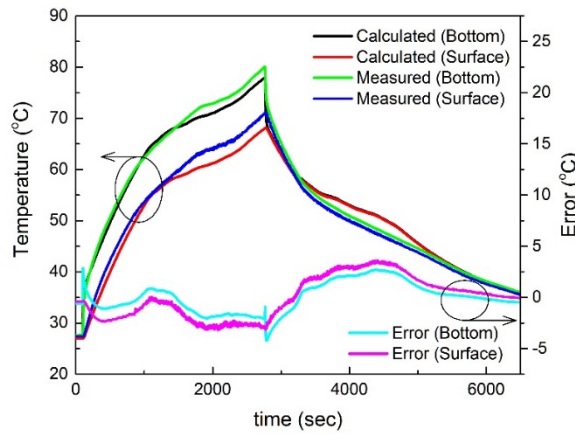
図 4-9 に、相変化材料の 5×3(15 分割)と 5×5(25 分割)による温度解析結果の違いを示す。この結果から縦方向の分割ブロック数の違いによる差は見られなかった。このモデルでは、相変化材料とアルミケースの接触面積は下面が最も大きいことから、相変化材料への熱流の出入りにおいてアルミケース下面からのものが主であるため、分割による影響が少なかったと考えられる。このため、これ以降は 5×3(15 分割)での解析を行う。

図 4-10 に、構築した SPICE モデルによる解析結果と実測おける、アルミケース上部と下部温度および、解析結果と測定結果との差について示す。アルミケースの下面温度が約 60 °C で温度の上昇が緩やかになっており、潜熱によるものである。印加電力が 4W と 6W の結果ではアルミケースの下面温度が約 70 °C から温度変化の傾きが大きくなっており、この時に相変化材料が固相から液相にすべて相変化したことで潜熱が終了したためであると考えられる。

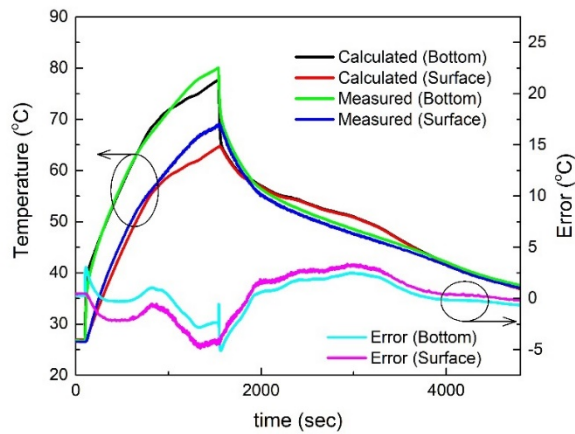
また、印加される熱量が大きいほど、温度上昇が抑制されている時間が短くなることから分かる。また、これらの測定値と解析値はほぼ一致しており、その誤差は±4 °C 以下であった。温度上昇時の測定値の解析値の差はマイナス傾向で、温度下降時の測定値の解析値の差がプラス傾向であることから、解析モデルに使用したアルミもしくは相変化材料の熱時定数が実際のものよりも大きい値となっていると考えられる。今回のモデルでは、各パラメータに代表値を用いているが、実測値を用いることにより推定誤差を低減できると考えられる。また、印加熱量が増加するにしがって、測定値の解析値の差は増加する傾向がみられる。これは上述のモデルの時定数が実測よりも大きいことが要因のひとつと考えられる。さらに測定値の解析値の差は、相変化材料融点の 57 °C 以下では小さく、融点以上で増加していることから、相変化材料の液相時の対流による影響が考えられる。相変化材料が固相の状態では対流は発生しないが、液相では対流が発生する。今回構築したモデルは相変化材料の対流はモデル化されていないため測定値の解析値の差が大きくなっていると考えられる。今後対流モデルを導入することで推定精度が向上することが期待される。



(a) 4W



(b) 6W



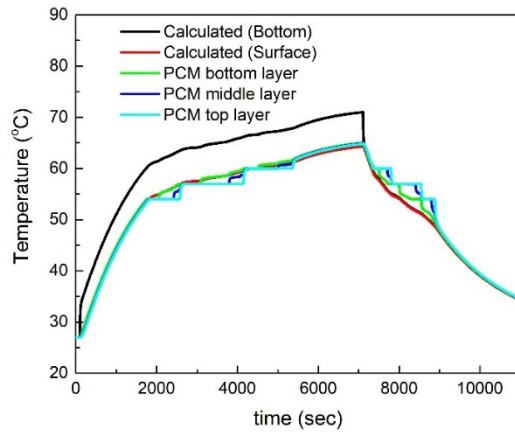
(c) 8W

Fig. 4-10 Comparison between measured and calculated temperatures

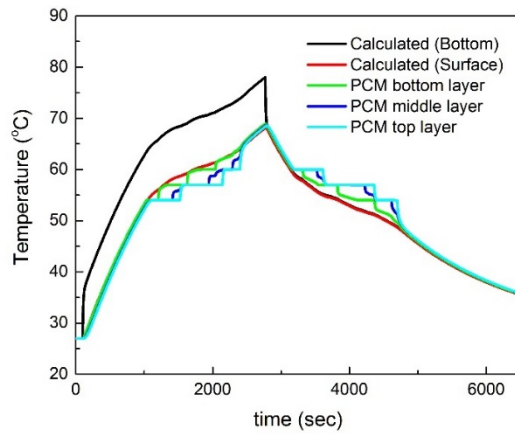
図 4-11 は、相変化材料の各層の中央ブロックの温度と、アルミニウムブロックの上面と底面の温度を示す。固相および液相の状態では、相変化材料温度はアルミケース上面温度に等しい。しかし、相変化材料温度が融点以上で混相状態になると、相変化材料の潜熱による吸熱・発熱により相変化材温度が各融点に保たれている。本モデルではアルミケース下面から加熱されているため、下層の相変化材料から潜熱が開始されていることが分かる。また、各層毎に 3 段のステップ状の変化していることから、融点の分散を考慮したモデルが望み通りに動作していることが分かる。また上層では、下層の潜熱により熱流が遮断されることで温度が一定となる時間が長くなっていることが確認できることから、構築したモデルは潜熱による吸熱動作を設計通り模擬していることが確認された。

また、印加熱量が増加すると温度上昇時の相変化材料温度の平坦部分が短くなり、溶解速度が変化したことが確認できる。上述のように各融点 $T_{pcm_melt_min}$ 、 T_{pcm_melt} 、 $T_{pcm_melt_max}$ の潜熱量をそれぞれ全潜熱量の 25%、50%、25% と割り当てているが、各融点の保持時間は潜熱量に依存していない。つまり、相変化材料の保持時間の見積もりは手計算では難しいため、シミュレーションによる解析が不可欠であることが分かる。

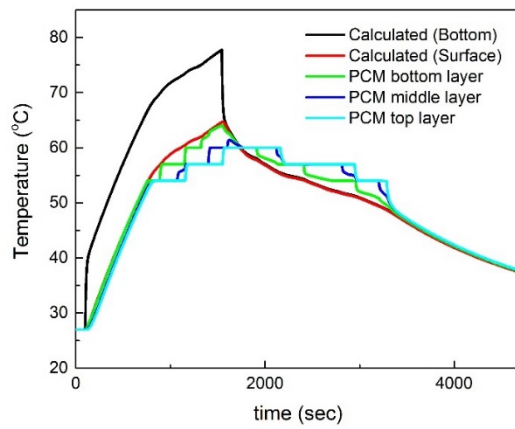
また、ヒーターの加熱停止後の冷却期間では、ヒーターとアルミケースの底面との間に熱の流れがないため、表面と底面の温度は同じになっている。さらに、温度降下時の潜熱では相変化材料の熱時定数はアルミニウムよりも大きいため、アルミニウムに広く接する部分である下層部と遠い部分である上層部では、相変化の内部に温度差が発生していることが分かる。



(a) 4W



(b) 6W

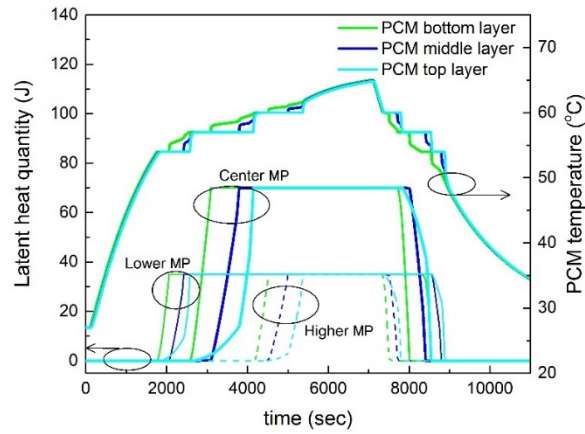


(c) 8W

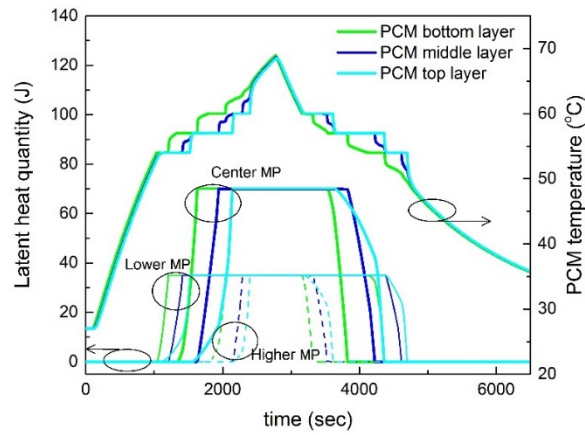
Fig. 4-11 Calculated PCM temperature

図 4-12 に、相変化材料の各層の中央ブロックの温度を示す。グラフの左軸は潜熱量、右軸はその時の相変化材料温度を示す。緑の線、青の線、水色の線は、それぞれ下部、中間、上部の相変化材料層を示す。このうち、細線、太線、点線は、それぞれ相変化材料の低融点、中心融点、高融点の潜熱量を示す。中央の融点（太線）の潜熱量は、相変化材料の最大潜熱量を 15 分割した最大潜熱量の 1/2 である 70 J までの潜熱量の時間変化を示している。低融点（細い線）と高融点（点線）は、最大潜熱量の 1/4 である 35 J までの潜熱の時間変化を示している。つまり潜熱がゼロの状態では固相を示しており、グラフが傾いているところは混相状態を示している。それ以外の箇所は液相状態を表す。ここからモデルの動作として、4 W 印加では下層の低融点の相変化材料が融点になると固相から混相に変化し、この間に相変化材料温度が融点に維持されている。下層の低融点の相変化材料が混相から液相になると、中間層の低融点の相変化材料が固相から混相に変化する。ほぼ同時に上層の低融点の相変化材料が固相から混相に変化しているが、中間層の低融点相変化材料が先に吸熱が進んでいることが分かる。この動作は相変化材料が下層から順番に変化している動作となっている。これは石塚らが検討した相変化材料モデル[4-1, 2]の動作と同じである。中心融点、高融点でもほぼ同じ変化を示している。

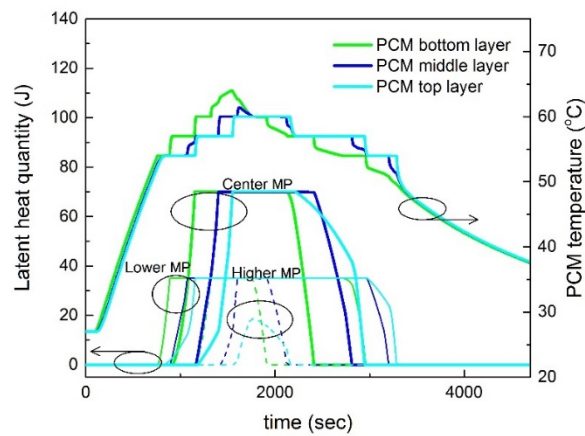
また、温度降下時には下層の高融点の相変化材料から発熱の潜熱発生が始まり、中間層、上層と変化が進んでいく変化となっている。これは主に相変化材料の熱の出入りが下面のアルミからとなっていることを示していると考えられる。



(a) 4W



(b) 6W

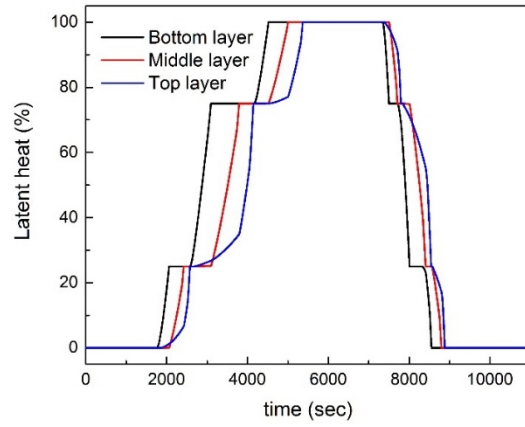


(c) 8W

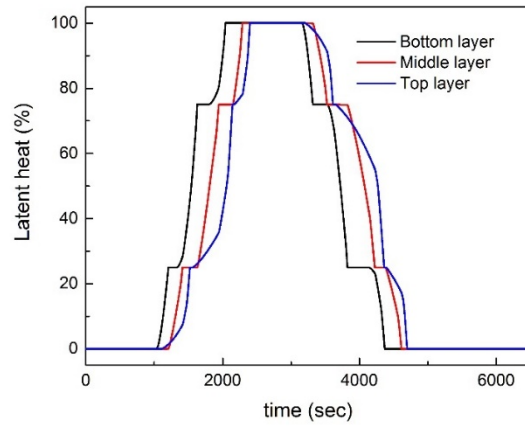
Fig. 4-12 Calculated latent heat quantity of PCM

図 4-13 に相変化材料の中心ブロックの上層、中間層、下層での最大潜熱量を 100%としたときの潜熱量の変化を示す。上述の議論を層別の潜熱量の変化として示した。

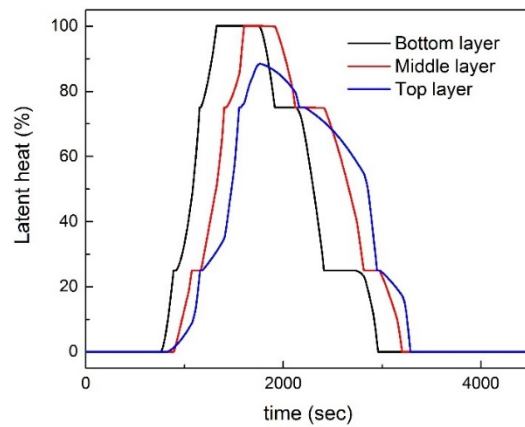
ここから温度上昇時および温度降下時のどちらの場合においても潜熱は下面から開始されており、これはアルミと接している相変化材料の下面から出入りが支配的である。図 4-13(c)の 8W の潜熱量の解析の結果から、最上層の相変化材料の高融点の潜熱量が上限に達していないため、相変化材料が完全に溶融しなかったことを示している。開発したモデルは、温度だけでなく、相変化材料の潜熱の非定常性も推定できる。したがって、このモデルは冷却システム的设计において非常に役立つツールであると考えられる。



(a) 4W



(b) 6W



(c) 8W

Fig. 4-13 Calculated normalized latent heat quantity of PCM

4.3 まとめ

前章で構築した相変化材料の SPICE モデルに関して、実際のサンプルを作製し、その実測結果とシミュレーション結果との比較による検証を行った。シミュレーションには相変化材料モデル以外にもアルミケース、自然対流、ラバーヒーター、断熱材についての SPICE モデルを構築し、結合させることで熱回路網による全体モデルを構築した。

相変化材料の分割数について検討し、 3×5 分割と 5×5 分割において、解析結果がほぼ同じになることから縦方向に 3 分割することで十分であることを示した。

アルミケースの上面温度および下面温度の実測値とシミュレーション結果の比較では、測定値の解析値の差は ± 4 °C であり、この解析に要した時間は Intel 製の Core i5-3340M 2.7 GHz プロセッサ、8 GB メモリ搭載のノート PC を用いて、LTspice での計算時間も実際の時間の 1/100 以下で計算可能であることを確認した。潜熱発生時の相変化材料の変化に関しては、加熱時には相変化材料の下層から相変化が始まり徐々に上層が相変化する動作となっており、これまで報告されている石塚らの相変化材料モデルと同等の変化となっていることが分かった。構築したモデルは、温度情報だけでなく、蓄積した潜熱量も容易に可視化できることから、相変化材料を含む電子機器の伝熱解析において有用であると考えられる。さらに本モデルは CFD と比較して高速に計算可能でかつ ± 4 °C の温度推定精度であることから、電気機器の設計ツールとして有用であることが検証された。加えて解析時間が一般的なシングルコアのノート PC で、実際の時間の 1/100 で解析が可能であることからモデル予測制御の予測モデルとしても有用であることが分かった。

参考文献

- [4-1] G. Murali, K. Mayilsamy and T. V. Arjunan, “An Experimental Study of PCM-Incorporated Thermosyphon Solar Water Heating System”, *International Journal of Green Energy*, pp. 978–986, 2015
- [4-2] T. Hatakeyama, M. Ishizuka, S. Takakuwa, S. Nakagawa and K. Tagahi: “Experimental and Thermal Network Study on the Performance of a Pins Studded Phase Change Material in Electronic Device Cooling”, *Journal of Thermal Science and Technology*, Vol. 6, No.1, pp. 164-177, 2011
- [4-3] B. Zalba, J. Marin, L.F. Cabeza and H. Mehling: “Review on thermal energy storage with phase change: materials, heat transfer analysis and applications”, *Applied*

Thermal Engineering, Vol 23, 3, pp. 251-283, 2003

- [4-4] H. Inaba and P. Tu, "Evaluation of thermophysical characteristics on shape-stabilized paraffin as a solid-liquid phase change material", Heat and Mass Transfer volume 32, pp. 307-312, 1997.
- [4-5] Manish K. Rathod and Jyotirmay Banerjee, "Thermal stability of phase change materials used in latent heat energy storage systems: A review", Renewable and Sustainable Energy, Vol. 18, pp. 246-258, 2013
- [4-6] B. He, V. Martin, and F. Setterwall: "Phase transition temperature ranges and storage density of paraffin wax phase change materials", Energy 29 pp. 1785-1804, 2004
- [4-7] Yunus Cengel and Afshin Ghajar, "9-3 Natural Convection over surfaces", Heat and Mass Transfer Fundamentals & Applications" Fifth Edition in SI Units, McGraw Hill, pp. 538-545 2015
- [4-8] "3・7・2 垂直平板からの層流自然対流", JSME テキストシリーズ 伝熱工学、初版第 12 刷 (2018)日本機械学会、丸善出版, pp. 88-91
- [4-9] 国峰尚樹著, "3. 6 自然対流熱伝達", エレクトロニクスのための熱設計完全入門, 日刊工業新聞, pp. 34-36 2015
- [4-10] "3・7・4 自然対流の相関式", JSME テキストシリーズ 伝熱工学、初版第 12 刷 日本機械学会、丸善出版, pp. 91-92 2018
- [4-11] "3・7・1 ブシネ近似と基礎方程式", JSME テキストシリーズ 伝熱工学、初版第 12 刷 日本機械学会、丸善出版, pp. 87-88, 2018
- [4-12] M. Ishii, T. Hatakeyama and M. Ishizuka: "Thermal Network Calculation Model for Phase Change Material with SPICE Circuit Simulator", The Journal of Thermal Science and Technology (JTST), Volume 15, Issue 3, Pages 1-12, 2020

第5章 SPICE モデルを用いた冷却システムの冷却性能向上手法検討

本章では、相変化材料の構築した SPICE モデルを用いた伝熱解析を用いて、設計の最適化に向けた冷却性能の向上手法について検討する。

5.1 最適化概要

通常の設計では、最大サイズや最大温度等に制約があるため、制約の範囲内で最大の冷却性能や冷却効率が求められる。設計最適化にはさまざまな条件が考えられる。例えば冷却機器サイズの最小化や最高温度までの保持時間の最大化等が挙げられる。本研究では、アルミケース下面をデバイス温度と仮定し、一般的なデバイスの最高温度である 80℃ を規定温度として、冷却機器サイズに制限があるなかで、デバイス温度が室温 25℃ から 80℃ 以下に保持される時間について検討を行った。

冷却システムの最適化を行うためには、設計パラメータを変更して、変更した設計パラメータによる熱特性の変化を可視化する必要がある。このため、設計パラメータ決定部と、その設計パラメータに基づいて伝熱解析結果を出力する解析部を構築し、2つを連携して解析を行う系を構築した。

通常の SPICE において、回路図はコンピュータが処理しやすいネットリストで表現されている。ネットリストは抵抗やコンデンサ等の値とそのコンポーネントが接続される各ノードの接続データで、SPICE に付属のエディタから自動的に作成することもできる。ここでは、回路そのものを変更するのではなく、形状や相変化材料の融点や潜熱量といったパラメータ変更を行うため、ネットリストの数値を直接変更する方法とした。

この研究で検討した系において設計パラメータ決定部では、SPICE ネットリストパラメータを変更する。LTspice には、Windows の Disk Operating System (DOS) からネットリストを指定して実行するためのコマンドが用意されており、Python プログラムから DOS を通じて LTspice を呼び出して更新したネットリストを LTspice で実行することができる。実行が終了すると、LTspice は raw データと呼ばれるバイナリ形式の結果ファイルをディスクに書き出す。LTspice の raw バイナリデータを Python 上で扱える形式に変換する Software Development Kit (SDK) が用意されており [5-1]、容易に Python 上に LTspice の解析データを取り込むことができる。これにより、設計パラメータ決定部でデータを解析して新たなパラメータを生成して再度 LTspice で計算を行う。図 5-1 に、その概念図を示す。

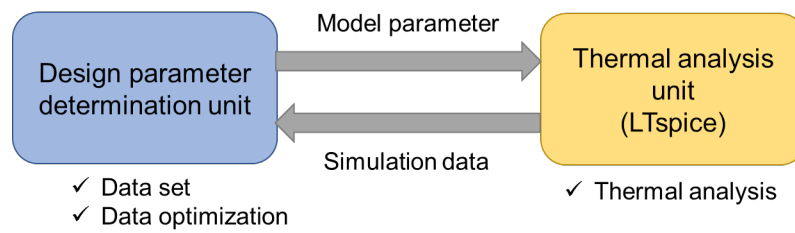


Fig. 5-1 Diagram of cooperation between design parameter determination unit and thermal analysis unit

本検討では、設計パラメータ決定部で設計パラメータを変更したデータを作成し、LTspiceで伝熱解析を行い、その結果をデバイス温度が80℃になった時刻を検出する。その時刻に加熱を停止するようにパラメータを変更し、再度LTspiceで伝熱解析を行う。これにより自動的にデバイス温度が80℃までの変化を解析できる系を構築した。図5-2にそのフローチャートを示す。

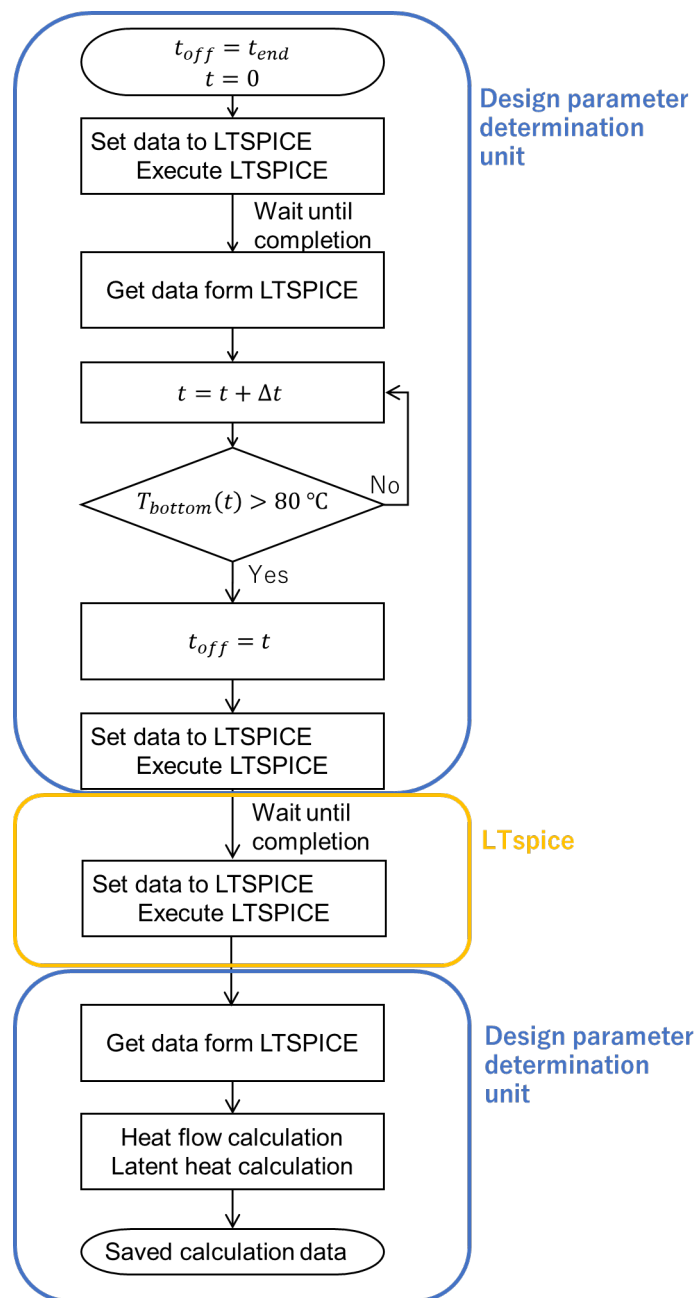


Fig. 5-2 Flowchart of collaborative analysis of design parameter determination unit and LTspice

まず、加熱終了時間 t_{off} を解析の最大時間として、設定するネットリストを更新する。以下のプログラムを Python から呼び出すことで、指定したネットリスト(ここではファイル名を”filename.cir”とする)を実行することができる。ここで“XVIIx64 -b filename.cir”を DOS から実行するためには `proc = run(exe_command,timeout=500)`と実行すればよい。ここで“-b”はバッチモードで実行され、解析終了後に filename.raw の解析結果ファイルをディスク

に書き込まれる。また、`timeout=500` はタイムアウト時間で、500 秒以上の時間が経過するとエラーが返される。このため戻り値により実行が正確に実行されたか判定できる。

```
exe_command = 'XVIIx64 -b "' + filename + '.cir"'
proc = run(exe_command, timeout=500)
if ('returncode=0' in str(proc)):
    print('Completed XVIIx64', end=" - ")
else:
    print('Incompleted XVIIx64')
```

LTspice の実行の終了を確認し、`filename.raw` データを Python 上に読み込むためには以下のコマンドを実行する。

```
import ltspice
l = ltspice.Ltspice(filename.raw)
l.parse()
time = l.getTime()
V0 = l.getData('V(N0)')
```

“`import ltspice`”で `ltspice` ライブラリを Python 上にインポートし、`l` に `filename.raw` データをしてして、`l.parse()` でデータを読み込む。`l.getTime()` で時間データを `time` に読み込み、`l.getData` ではネットリストで指定した `N0` の電圧を `V0` に書き込む。これにより、LTspice のデータを Python 上に時系列データとして読み込むことができる。

さらに、時間を 1 解析ステップごとに増加させ、アルミケース下部温度 T_{bottom} が 80°C 以上になったか判定する。ここで、アルミケース下部温度 T_{bottom} が 80°C となった時刻をヒーターオフ時間 t_{off} として検出する。このヒーターオフ時間をネットリストに反映させる。再度 LTspice を起動して解析を行う。この解析データを設計パラメータ決定部に読み込む。この設計パラメータ決定部に取り込まれたデータから熱流や潜熱の解析を自動で行うアルゴリズムを構築した。

5.2 相変化材料の融点検討

今回相変化材料に用いたパラフィンワックスは、一般式では C_nH_{2n+2} の鎖式飽和炭化水素であり、 n が 15～50 の炭化水素である。図 5-3 に示すように、炭素原子が鎖状に結合している炭化水素である。その分子組成により、20～68 °C の範囲で融点が増加する。表 5-1 に炭化原子数と融点および潜熱量の報告値を示す。炭素原子数 $C_{16} - C_{28} \sim C_{21} - C_{50}$ のパラフィンワックスの潜熱量は変化しない[5-2]。

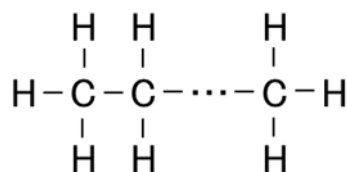


Fig. 5-3 Molecular structure of straight-chain hydrocarbon

Table 5-1 Melting point and latent heat of paraffin wax based on the number of carbon atoms [5-2]

Number of carbon atoms	Melting point (°C)	Latent Heat (J)
$C_{15} - C_{16}$	20 - 22	153
$C_{13} - C_{24}$	22 - 24	152
$C_{16} - C_{28}$	42 - 44	189
$C_{20} - C_{33}$	48 - 50	189
$C_{22} - C_{45}$	58 - 60	189
$C_{21} - C_{50}$	66 - 68	189

相変化材料の融点を 47～67 °C の範囲の変えた時の温度変化を調査した。ここでは、室温 25 °C から 80 °C 以下に保持できる時間の変化を検討した。

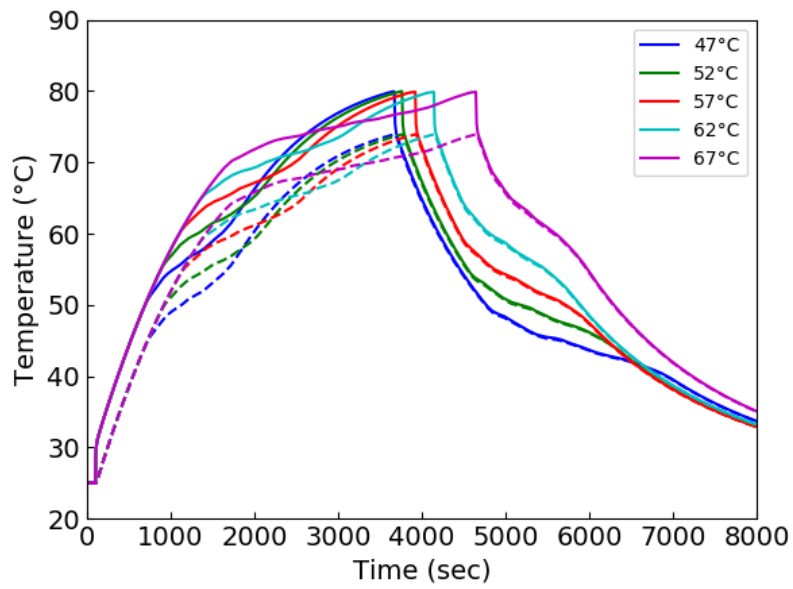
印加熱量は 6W と 8W とした。その温度の時間変化結果を、図 5-4 に示す。解析に用いたモデルは 4 章で検証したモデルと同じとし、相変化材料の融点のみを変更したモデルとした。温度解析箇所はアルミケース下面中心と上面中心温度である。このデータから、デバイス温度が室温 25 °C から 80 °C 以下に保持できる時間の融点温度依存性を求めた結果を図 5-5 に示す。印加熱量 6W と 8W の両方で相変化材料の融点が高いほど、保持時間は長くなる

傾向がみられる。また図 5-4 から温度降下時においては、相変化材料の融点が高い場合に 80℃からの冷却開始時間が遅くなっているにも関わらず、40℃付近まで冷却されるまでの時間がほぼ同じであることから、冷却時間が短くなる傾向がみられる。しかし、8W 印加では融点が 67℃ の場合には、融点 62℃ に比べ保持時間が短くなっている。

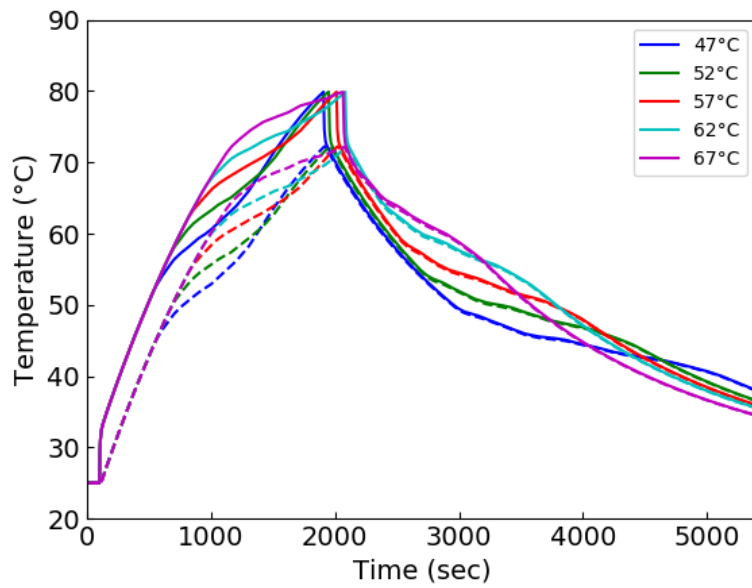
これらの要因を検討するにあたり、相変化材料内部の熱流について解析した。相変化材料への主な熱流の出入りは、アルミケースと接している下層からであると考えられる。このため、相変化材料の下部に配置された 5 ブロックの合計熱流量の時間変化を図 5-6 に示す。ここでは、相変化材料の上面方向への熱流をプラスとし、下面方向をマイナスで示している。この結果、温度上昇時では融点が高いほど熱流量が大きいことが分かる。これはアルミケース周囲の自然対流の温度依存性によるためであると考えられる。これは、アルミケース周囲の温度が高い場合には自然対流が促進されるため、アルミケースと周囲との熱抵抗が低下する。このため、相変化材料の融点が高いほど、潜熱発生時のアルミケース温度が高くなり、アルミケース下面から流れる熱流は、相変化材料内部を通らずにアルミケース周囲や上面へ流れる熱流が増加する。その結果として、相対的に相変化材料への熱流が低下していると考えられる。潜熱量は相変化材料に流れる熱流量の時間積分であるため、熱流量が大きいと保持時間は短くなる。この傾向は 6W および 8W で同じである。

逆に温度が降下する冷却時には、相変化材料の潜熱発生時のアルミケースの外部表面温度が高い場合には熱抵抗が小さいため、外部への放熱大きくなる。よって、相変化材料の融点が高いほど潜熱発生時のアルミケースの表面温度が高いため、自然対流の熱抵抗が小さくなり周囲の空気への熱流が増加する。このため、相変化材料内部の融点が高い時ほど放熱時の熱流量が大きくなり、潜熱発生時間が短くなっていると考えられる。以上から今回のアルミケースの条件においては、相変化材料の融点が高いほど温度上昇時の保持時間が長くなり、かつ放熱時の保持時間が短くなることから、今回の目的である室温から 80℃ までの保持時間を長くすることに向く材料選択であることが分かる。

また、図 5-6(b)から相変化材料の融点が 67℃ では、熱流が 1W の高い値のままヒーターが停止して熱流がマイナス側に変動している。このことから、融点 67℃ ではすべての相変化が終了する前に、デバイス温度が 80℃ に達している。よって、印加熱量 8W、融点 67℃ の場合の保持時間は融点 62℃ のものより短くなっている。この要因は、相変化材料の単位体積当たりの熱抵抗と熱容量で決まる熱時定数が大きいいため、加熱時の熱流が相変化材料下面から上面に達するまでに時間がかかることが要因であると考えられる。

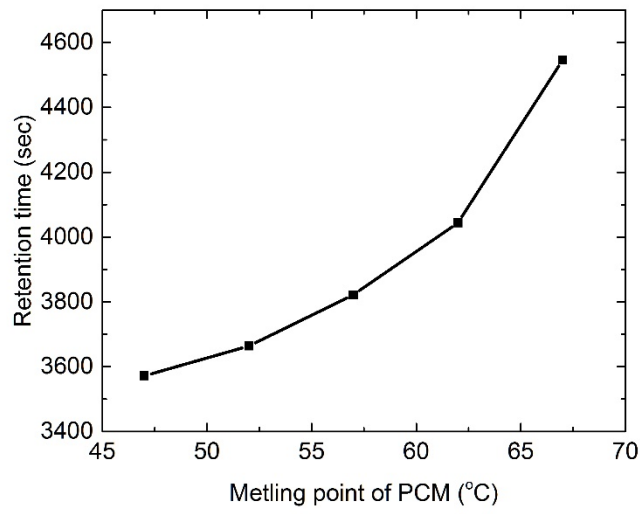


(a) Applied heat of 6W

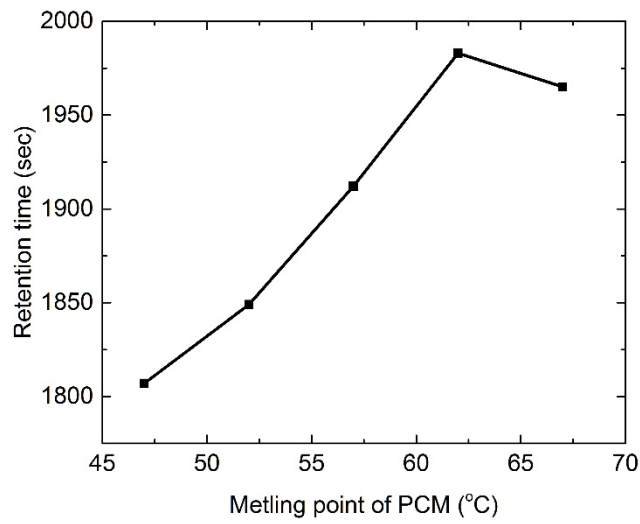


(b) Applied heat of 8W

Fig. 5-4 Transient response of upper temperature and bottom (device) temperature of aluminum case

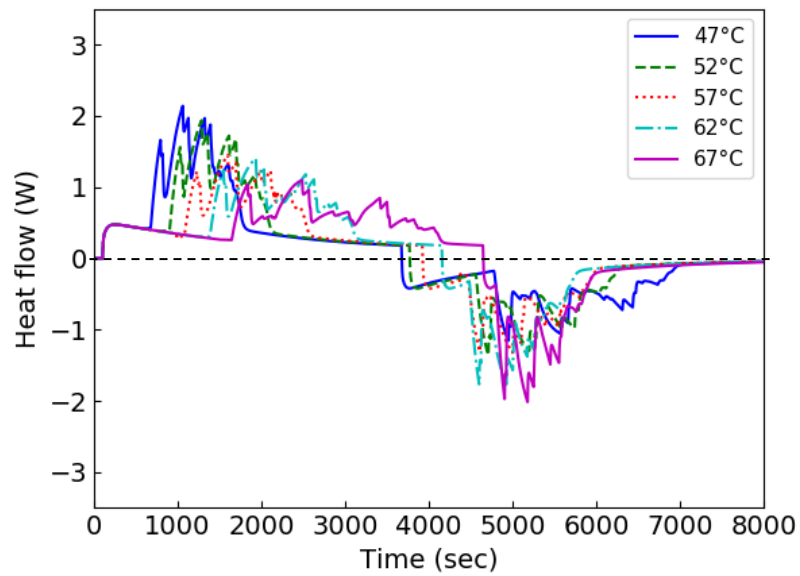


(a) Applied heat of 6W

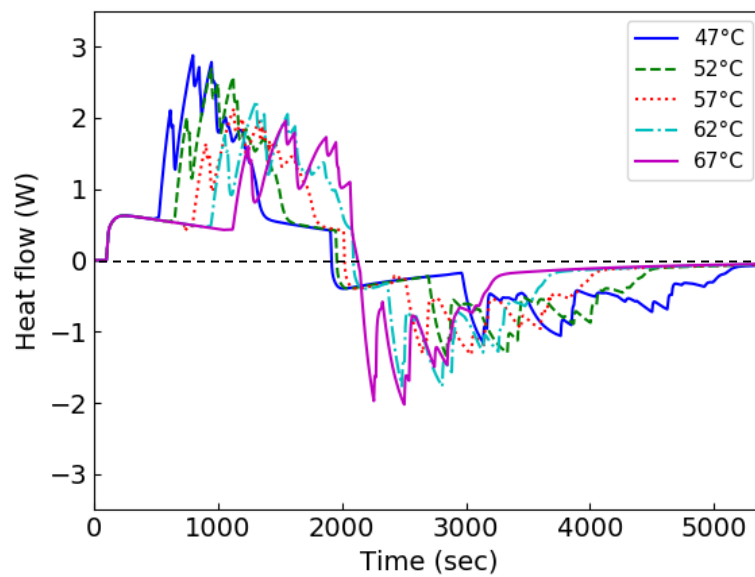


(b) Applied heat of 8W

Fig. 5-5 Melting point dependence of holding time to specified device temperature



(a) Applied heat of 6W



(b) Applied heat of 8W

Fig. 5-6 Melting point dependence of heat flow from bottom side of PCM

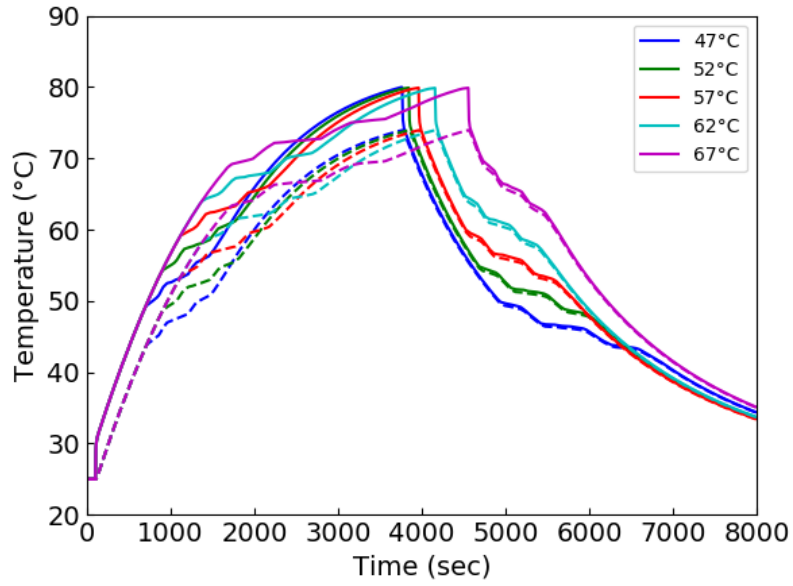
5.3 内部構造による熱時定数の低減検討

上述のように、印加熱量 8W、融点 67 °C の場合の保持時間が短くなっているのは、相変

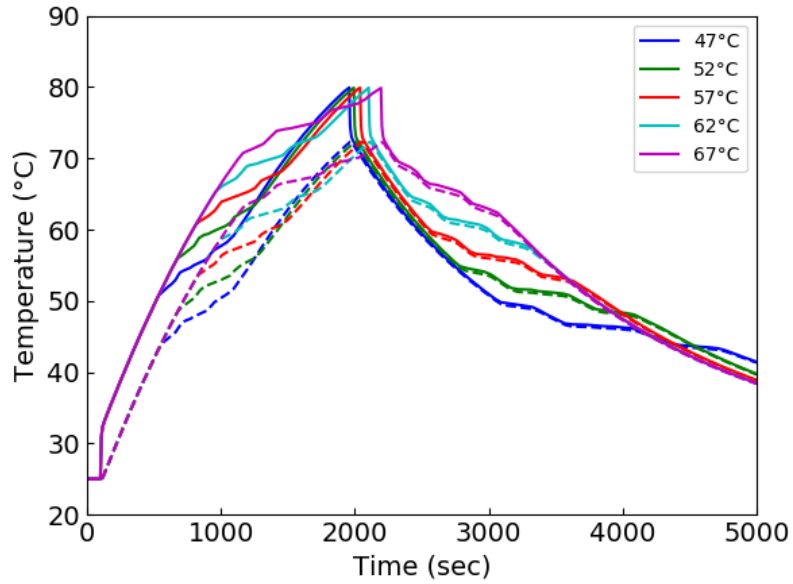
化材料の熱容量が大きいためであると考えられる。この熱容量を小さくするためには、内部に熱時定数の小さい材料を配置することである。これには、相変化材料に比べて熱抵抗が小さくかつ熱時定数の小さい材料である金属[5-3]やカーボンナノチューブ[5-4]が挙げられる。これらの材料をボール状に配置したり、柱状や網目状に配置したりすることで熱時定数を低減させることが検討されている[5-5]。しかし、どの材料でどの程度の密度で配置するかについてはシミュレーションが不可欠である。ここでは解析モデルを検証するためアルミケース内部下面から $\phi 3\text{ mm}$ のピラーを 25 本挿入して、相変化材料への熱時定数をどの程度減少させることができるかシミュレーション検討した。図 5-7 に、その時のアルミケースの上面下面温度の時間変化を計算した。横方向に 5 分割された相変化材料の 4 つの間に $\phi 3\text{ mm}$ のアルミピラー 25/4 本分に相当する熱抵抗を挿入したモデルとした。

ここで、図 5-8 に 8W 印加時のピラーの有無による潜熱量の時間変化を示す。この図は搭載した全ての潜熱を 1 として、その時間変化を示している。ピラー無しでは、 67°C 融点の場合には 1 まで到達していないことが分かる。しかしピラーありの場合には、相変化材料内部への時定数が改善され、潜熱量は 1 まで到達していることが確認できる。

図 5-9 に内部ピラーの有無によるデバイスが 80°C になるまでの保持時間の融点依存性を示す。その結果、ピラー構造とすることで印加熱量 8W での融点 67°C ではピラーがない場合と比較して、相変化材料融点の変更($57^\circ\text{C} \rightarrow 67^\circ\text{C}$)と内部をピラー構造に変更することで保持時間が 10%延長できることが分かった。

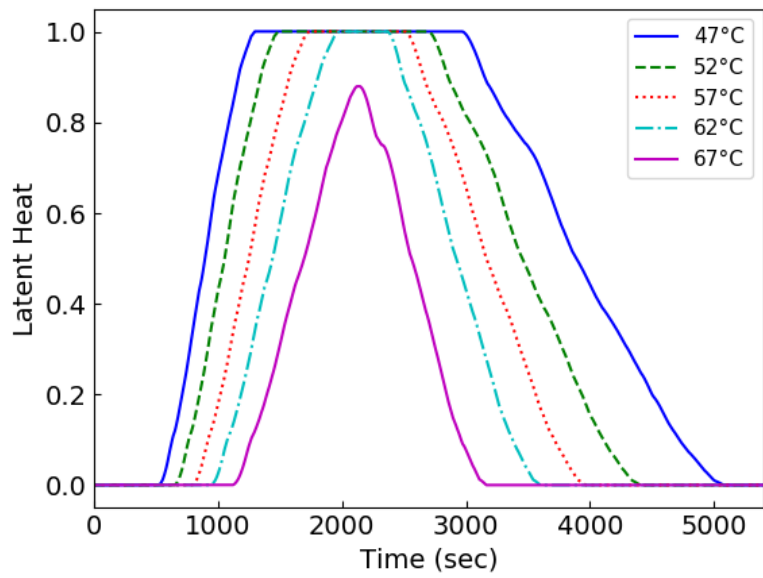


(a) Applied heat of 6W

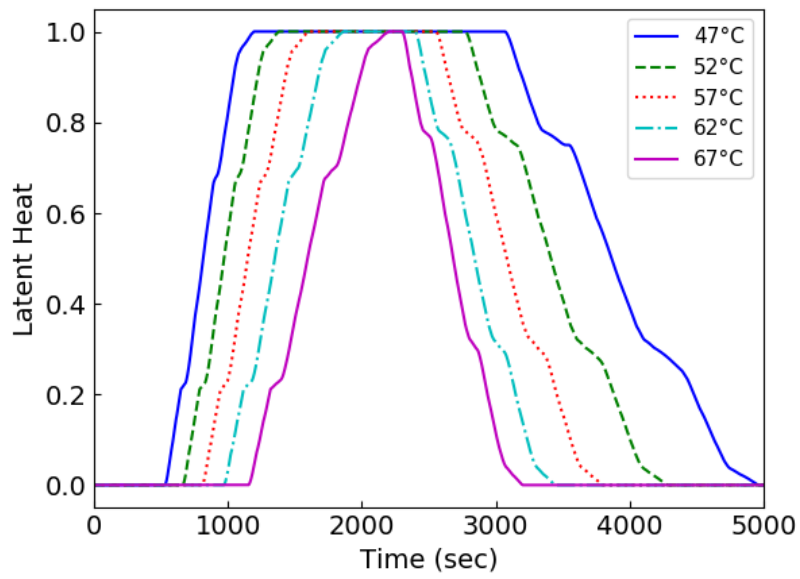


(b) Applied heat of 8W

Fig. 5-7 Transient response of upper temperature and bottom (device) temperature of aluminum case with pillar

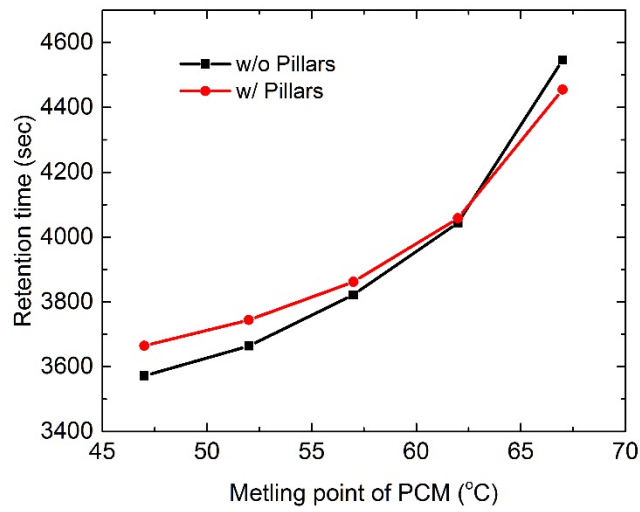


(a) Without pillars

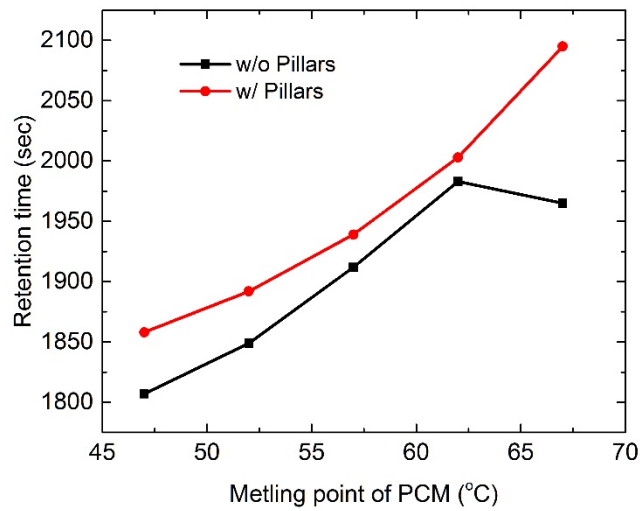


(b) With pillars

Fig. 5-8 Calculated normalized latent heat quantity of PCM with applied heat of 8W



(a) Applied heat of 6W



(b) Applied heat of 8W

Fig. 5-9 Melting point dependence of holding time to device specified temperature with or without internal pillars

5.4 モデル検証実験

このシミュレーション検討結果を検証するため、ピラーありの実機サンプルを作製した。その寸法図と外観写真を図 5-10 と図 5-11 に示す。外形寸法は、図 4-1 と同じ横 50mm、幅

50mm、高さ 25mm の直方体形状のアルミケースで、アルミケース内部下面から $\phi 3$ mm のピラーを 25 本均等に配置した。ピラーとアルミケース下部と熱抵抗の影響を最小限にするため、ピラーはアルミインゴットをドリルによる切削で作製した。

内部に、 $67\text{ }^{\circ}\text{C}$ の融点を持つパラフィンワックスを $19 \times 10^{-6} \text{ m}^3$ 充填した。このサンプルをアルミケース下面からシリコンラバーヒーターで加熱した。シリコンラバーヒーターの下面には断熱材として 50mm、幅 50mm、高さ 25mm のスタイロフォーム(押出ポリスチレンフォーム、熱伝導率 0.028W/mK)を配置した。測定時の周囲温度を $29\text{ }^{\circ}\text{C}$ とした。アルミケース下部からラバーヒーターで加熱した時のアルミケース下部中心と上面中心についての時間変化を K 型の熱電対で測定した。加熱はアルミケース下部温度が $80\text{ }^{\circ}\text{C}$ になるまで行い、そのあとは加熱を停止してアルミケースを冷却した。ラバーヒーターの発熱量が 6W, 8W の場合の各測定点温度の時間変化を測定した。

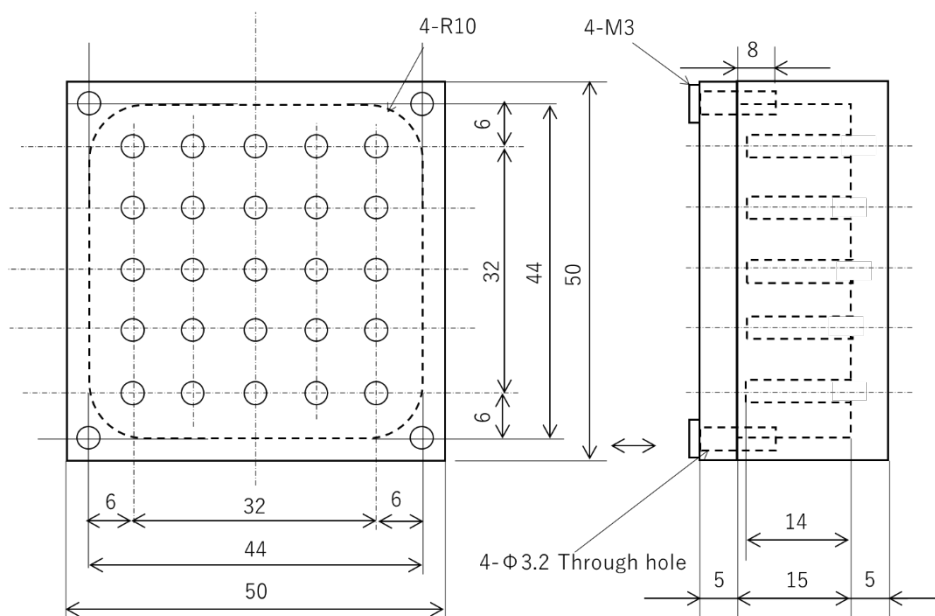


Fig. 5-10 Drawing of the fabricated sample for validation

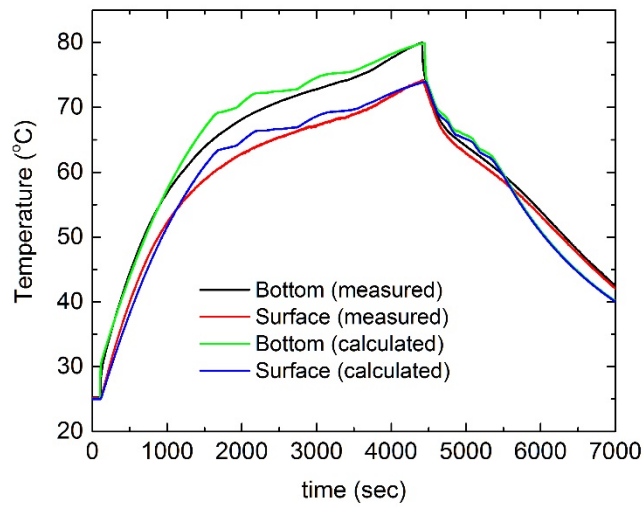


Fig. 5-11 Internal structure of fabricated aluminum case with pillars

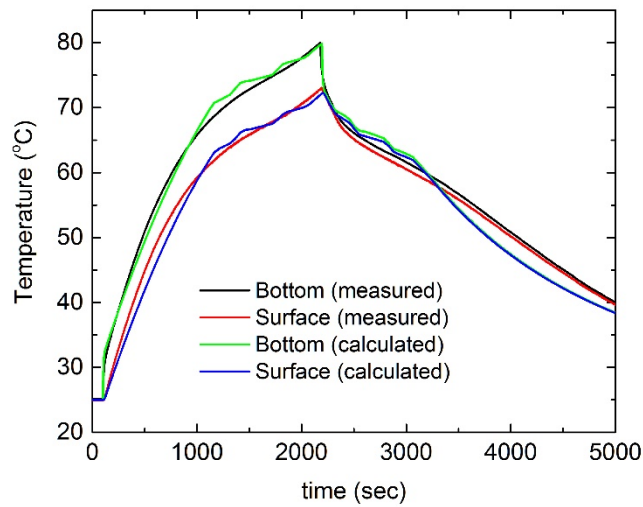
5.5 実験結果

作製したサンプルの温度測定結果を図 5-12 に示す。傾向は測定値と解析値との差が ± 4 °C で一致しており、この検証により本モデルが解析ツールとして有用であることが分かった。解析には Intel 製の Core i5-3340M 2.7 GHz プロセッサ、8 GB メモリ搭載のノート PC を用いて LTspice で解析を行い、各条件での解析を 1 分程度で解析できることを確認した。

今後は、Python と LTspice で連携させ任意の評価パラメータを最大化するように、山登り法やモンテカルロ法等のアルゴリズムで設計パラメータを生成して、SPICE で計算した結果から次の設定パラメータを設定するこれを複数回繰り返すことで最適解を探索することができると思われる。



(a) Applied heat of 6W



(b) Applied heat of 8W

Fig. 5-12 Comparison between simulated and measured values of PCM melting point of 68 °C with pillars sample

5.6 まとめ

構築した相変化材料モデルを用いて、設計最適化に向けた冷却性能の向上検討のためのツールとして適用可能かどうか検討した。最適化のため設計パラメータ決定部と、その設計

パラメータに基づいて伝熱解析結果を出力する解析部を構築し、2つを連携して解析を行う系を構築した。これは最適化のため設計パラメータ決定部で最適化のための熱回路網パラメータを設定して、LTspice のネットリスト形式に変換して LTspice に渡す。LTspice で熱回路網を計算して、その結果を設計パラメータ決定部に渡し、設計パラメータ決定上で最適化して再度熱回路網パラメータを設定する解析手法を構築した。

このシステムを用いて、4章で検証したアルミケースの外観形状を維持したまま、デバイス温度に相当するアルミケース下部温度が室温から 80 °C になるまでの保持時間が最も長くするための検討を行った。

まず、相変化材料の融点を 47 °C から 67 °C の範囲で変化させて、その時の室温からデバイス温度が 80 °C になるまでの保持時間を検討した。その結果、相変化材料融点が高いほど、80 °C になるまでの保持時間が長くなることが分かった。相変化材料内部への熱流の解析から、周囲の空気の自然対流によるサンプルと外部空気との熱伝達率が増加するため、潜熱により保持される温度が高いほどアルミケースを通じて周囲への熱流が大きくなることが要因であると考えられる。しかし、印加熱量が 8W の場合には融点が 67 °C のときには保持時間が低下することが示された。解析の結果相変化材料の熱時定数が大きく潜熱の蓄積速度が遅いため、相変化が完了する前にデバイス温度が 80 °C に到達したためである。

これを改善するため、相変化材料内部にアルミのピラーを挿入してその効果を検証した。 $\phi 3\text{mm}$ のピンを下部から 25 本挿入した結果、熱時定数が低減され、同じ印加熱量でも相変化が完了し保持時間が 10%長くできることが分かった。解析と同じサンプルを試作して検証した結果、 ± 4 °C の誤差で一致した結果が得られた。このことから構築したモデルは、電気機器冷却の設計ツールとして有用であることが検証された。加えて解析時間が実際の時間の 1/100 で解析が可能であることから、モデル予測制御に用いる予測モデルとしても有用であることが分かった。

参考文献

- [5-1] LTSpice data parsing library for python: <https://pypi.org/project/ltspice/>
- [5-2] B. Zalba, J. Mariin, L.F. Cabeza and H. Mehling: "Review on thermal energy storage with phase change: materials, heat transfer analysis and applications", Applied Thermal Engineering, Vol 23, 3, pp. 251-283, 2003
- [5-3] T. Hatakeyama, M. Ishizuka, S. Takakuwa, S. Nakagawa and K. Tagahi: "Experimental

and Thermal Network Study on the Performance of a Pins Studded Phase Change Material in Electronic Device Cooling”, Journal of Thermal Science and Technology, Vol. 6, No.1, pp. 164-177, 2011

- [5-4] 石塚 勝, 福岡 義孝: “相変化材を用いた高発熱パッケージ冷却技術の開発”, 日本機械学会論文集(B編) 60 卷 574 号, 1994
- [5-5] L. Shao, A. Raghavan, L. Emurian, M. C. Papaefthymiou, T. F. Wenisch, M. M. K. Martin and K. P. Pipe: ”On-chip Phase Change Heat Sinks Designed for Computational Sprinting”, Thermal Measurement, Modeling & Management Symposium (SEMI-THERM) proceedings, pp. 213-217, 2014
- [5-4] A. Sari and A. Karaipekli: “Thermal conductivity and latent heat thermal energy storage characteristics of paraffin/expanded graphite composite as phase change material”, Applied Thermal Engineering 27 pp. 1271–1277 2007

第6章 結論

本研究は、電子機器の電気と熱の連成解析のための相変化材料の SPICE モデルに関するものである。高効率な冷却制御のため相変化材料を用いた電子機器の熱設計や制御に適用可能な SPICE モデルの確立を目的として、モデルに必要な要素、モデルの簡略化、温度推定精度について議論を展開した。

第1章では、サーバー等の電子機器に搭載される CPU は、クロック動作周波数の増大とゲートサイズの微細化によるリーク電流が増加することで消費電力は指数関数的に増加しており、近年ではマルチコア化による消費電力が増加しつつある。消費電力の増大により、発熱量も増加傾向にある。[6-1, 2]。

発熱量の増大により、より効率的な冷却制御が求められている。相変化材料はエネルギーを消費せずに熱伝導の時間遅延を発生させることができる。この機能を用いて、冷却効率の改善にメリットがあるため、モバイル機器への搭載やデータセンターへの導入が検討されている[6-3, 4]。しかし、相変化材料を電子機器の冷却に組み込むためには、マイクロプロセッサの非正常動作を含む過渡応答解析を行い、相変化材料の搭載量や配置位置等の設計最適化が必要となる。しかし相変化材料の熱流体シミュレーション(Computational Fluid Dynamics: CFD)解析ではトランジェント解析には時間がかかる。このため熱回路網法を用いた解析手法が提案されている[6-5~7]。

最近では設計の効率化が重要視されている。このため、熱や電気等の複数の項目についてシミュレーションによる妥当性検証を行い、可能な限り実機での検証試験を減らし、コストや設計納期の短縮等の効率的な電子機器の設計・開発が行われている。CPU 等の電子デバイスは消費電力の温度依存性があり、熱設計においては電気と熱を連成した解析が求められている[6-8]。電子機器の回路検証には、Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis (SPICE)が一般的に使われている。SPICE と CFD では、解析手法が異なるため連成解析が難しい。これに対して熱経路網を用いた伝熱シミュレーションは、回路モデルで表現するため、SPICE 上での連成解析に向く手法である。しかし、これまで相変化材料の SPICE モデルがないため、このモデル構築が必要であることを示した。

第2章では、熱回路網法による伝熱解析手法について伝導熱伝熱を熱回路網解析で行う手順やモデル化手法にて示した。

第3章では、相変化材料の SPICE モデルについて検討した。相変化材料の潜熱、融点のばらつき、固相と液相での熱抵抗の変化をモデル化した。この結果の詳細を 6.1 節で述べ

る。

第 4 章では、電子機器冷却を模擬した相変化材料を含むデバイスを作製し、このデバイスの基づいた熱回路網モデルを構築し、その実測値とモデルによる解析結果との比較により相変化材料 SPICE モデルを含む熱回路網モデル解析の性能検証を行った。この結果の詳細を 6.2 節で述べる。

第 5 章では、構築した相変化材料を含む熱モデルを用いて、冷却性能の改善検討を行った。第 4 章で作製したデバイスの外形を変更しない条件下で、相変化材料融点の変更およびアルミケース内部構造による冷却性能の向上について検討した。この結果の詳細を 6.3 節で述べる。

6.1 相変化材料の SPICE モデル化について

相変化材料のモデル化には潜熱、融点のばらつき、熱抵抗変化の要素が必要であることを検討した。相変化材料モデルは、潜熱量を蓄積するためのキャパシタを追加した構成とした。潜熱を制御するためには、相変化材料が固相、混相、液相のどの相状態であるか判定する方法が必要となり、相変化材料温度と上述の潜熱量を保存するためのキャパシタに蓄えられた電荷量により検出する方法を考案した。

潜熱による相変化材料の吸熱および発熱が生じることで、相変化材料温度が融点近傍に維持される潜熱を模擬するにあたり、電圧制御スイッチとビヘイビア電流源による制御方法について検討した。電圧制御スイッチを用いた制御では、温度上昇時の蓄熱は再現することができるものの、それを温度降下時の発熱を含めたモデルを構築するためには、温度変化の傾きやキャパシタに蓄積された熱量を放出するための昇圧回路など多くの付加回路が必要であり、モデルが複雑化することが分かった。解析における計算時間を可能な限り短くするためには、モデルは単純化する必要がある。このため、電圧制御型ではなく電流制御を行うためのビヘイビア電流源を用いた相変化材料モデルについて検討した。その結果、相変化材料に流入する全ての熱流量の和をビヘイビア電流源により制御し、これを潜熱量としてキャパシタに蓄積/放出する相変化材料モデルを考案した。このモデルは相変化材料内部の熱時定数の遅れを利用した制御であるため、制御間隔を一定時間以下で制御を行う必要がある。制御間隔が小さすぎると計算速度の低下を引き起こすため、本検討では最大制御間隔について検討を行い、相変化材料の熱抵抗と熱容量に基づく熱時定数の $1/100$ 程度の時間間隔以下であるとの結論を得た。以上の検討から、簡単な等価回路モデルを用いて相変化材料の SPICE モデルの動作検証を行った。この結果、ビヘイビア電流源による相変化材料 SPICE

モデルは、電圧制御スイッチによる温度上昇時と同じ変化を示すことが確認された。さらに温度降下時の潜熱による発熱も再現することができることを確認した。また、本モデルの最大制御間隔の検討結果を検証し、相変化材料の時定数の 1/10 程度の制御間隔で解析では潜熱が得られないことが検証でき、上述の議論の正当性を確認した。

さらに相変化材料モデルの 1 次元から 2 次元への拡張について検討した。1 次元と同様に相変化材料中心に流れ込む全ての熱流の和をビヘイビア電流源で制御する相変化材料モデルとした。2 次元相変化材料モデルの制御間隔についても検討し、熱抵抗が 2 次元で等方的なモデルでは、制御時間が 1 次元に比べ 1/3 に短縮する必要があることが分かった。しかし、熱抵抗に異方性がある場合には小さい熱抵抗側の熱抵抗が支配的となるため、1 次元相変化材料モデルと同様に小さい側の熱抵抗値と熱容量による時定数の 1/100 程度の時定数で解析を行う必要があることが分かった。

また、相変化材料の融点のばらつきを考慮した相変化材料 SPICE モデルにおいては、異なる 3 つ融点とその融点での潜熱量が異なる 3 つの相変化材料 SPICE モデルを並列接続された構築とした。これは低融点、中間融点、高融点の 3 つの融点の相変化材料 SPICE モデルに対して低融点に最大潜熱量の 25% を割り当て、中間融点に 50% を割り当て、高融点に 25% を割り当てる構成とした。

さらに熱抵抗変化を考慮した相変化材料 SPICE モデルでは、融点ばらつきモデルに用いた最大融点と最小融点間を連続に熱抵抗が変化する構成を構築した。

6.2 相変化材料を含む冷却システムのモデル構築と実機による検証について

電子機器冷却を模擬した相変化材料を含む実際のデバイスを作製し、このデバイスの基づいた熱回路モデルを構築し、その実測値と熱回路モデルによる解析結果との比較により構築した相変化材料 SPICE モデルの性能検証を行った。作製したデバイスはアルミ製で内部に相変化材料を搭載した。このアルミケース下部からラバーヒーターにより加熱し、ラバーヒーターの下には断熱のためスタイロフォームを配置した。このデバイスに対して第 3 章で構築した相変化材料の SPICE モデルを組み込んだ、内部の温度分布を考慮した相変化材料のモデルを構築した。加えて、アルミケース、アルミケース周囲の自然対流、ラバーヒーターの SPICE モデルを構築した。これらのモデルを熱回路網として結合し、SPICE 上で解析した。作製したサンプルのヒーター加熱時および冷却時の温度変化を実測した結果と構築した熱モデルでの解析結果と比較した。その結果、アルミケース上下の中心温度を $\pm 4^{\circ}\text{C}$ の測定値と推定値の差で合致していることを確認した。この解析は Core i5-3340M 2.7

GHz プロセッサ、8 GB メモリ搭載のノート PC を用いて LTspice で計算し、実際の時間の約 1/100 の時間で解析可能である。さらに、本解析手法では、相変化材料の潜熱を吸熱および発熱の両方がよく再現されていることが検証された。また、この手法は相変化材料内部の温度分布や潜熱の時間変動を容易に可視化することができる。以上から検討した相変化材料の SPICE モデルが設計ツールとして適用可能であることを検証した。

6.3 SPICE モデルを用いた冷却システムの冷却性能向上手法検討

最適化設計を目指し、設計パラメータ決定部とその設計パラメータに基づいて伝熱解析結果を出力する解析部を構築し、それらを連携して解析するアルゴリズムを検討した。このアルゴリズムでは構築した熱モデルを LTspice で計算し、その解析結果を設計パラメータ決定部に渡して解析する。設計パラメータ決定部では、解析結果に基づいてパラメータを変更して再度解析を行うアルゴリズムである。このアルゴリズムを用いて、第 4 章で検証したアルミケースの形状を維持したまま、デバイス温度に相当するアルミケース下部温度が室温から 80 °C になるまでの保持時間を最も長くする検討を行った。

まず、相変化材料の融点を 47 °C から 67 °C の範囲で変化させた解析を行った。その結果、相変化材料融点が高いほど 80 °C になるまでの保持時間が長くなることが分かった。しかし、印加熱量が 8W の場合には融点が 67 °C のときには保持時間が低下することが分かった。解析の結果相変化材料の熱時定数が大きいことから、潜熱の蓄積速度が遅く相変化が完了する前にデバイス温度が 80 °C に到達したためであると考えられる。

これを改善するため、相変化材料内部にアルミのピラーを挿入して、その効果を検証した。 $\phi 3\text{mm}$ のピンを下部から 25 本挿入した結果、熱時定数が低減され、同じ印加熱量でも相変化が完了し保持時間が 10%長くできることが分かった。解析と同じサンプルを試作して検証した結果 ± 4 °C の測定値と解析値との差で一致した結果が得られた。その結果解析の妥当性が検証された。加えて解析時間が実際の時間の 1/100 で解析が可能であることからモデル予測制御の予測モデルとしても有用であることが分かった。

6.4 まとめと今後の展開

本研究では、相変化材料を含む電子機器の冷却設計における設計ツールの確立を目的に議論を展開した。高い温度推定精度と短い計算時間で解析可能なモデル構築を行った。このため、できるかぎり単純な相変化材料 SPICE モデル構築を構築するため、モデルの構成要

素数の削減を主眼におき構築した。相変化材料モデルに電流源を用いて、少ない構成要素で潜熱の吸熱と発熱に対応したモデルを構築した。

その結果、 ± 4 °C の推定精度で計算可能な相変化材料を含むシステムシミュレーションが可能であることが検証された。さらに、設計パラメータ決定部と、その設計パラメータに基づいて伝熱解析結果を出力する解析部を構築し、2つを連携して解析を行うアルゴリズムの検討を行い、冷却性能向上のための検討ツールとして適用できるか検討した。その結果、相変化材料温度および内部構造の変更により、冷却性能を向上させることができることを示し、その結果が実際のサンプルとシミュレーション結果で ± 4 °C の測定値と解析値との差で一致が得られていることを検証した。

以上から、本研究で検討した相変化材料の SPICE モデルは、電子機器の高効率冷却制御に向けた設計ツールとして有用であると結論づけた。

本研究では取り上げなかった相変化材料モデル要素として、相変化の液相時の対流モデルがある。今回の検討のサンプル形状では、あまり大きな課題とならなかったが、相変化材料に印加される熱流が大きくなった場合には課題となる可能性があるため、今後この効果についてモデル化が必要になると考えられる。

電子機器の放熱をより早く行うためには、ヒートシンクのみを用いた場合と相変化材料を導入した場合のどちらが良いか指針を得る必要があると考えられる。この、冷却設計の最適化においては、設計パラメータ決定部と、その設計パラメータに基づいて伝熱解析結果を出力する解析部を構築し、2つを連携して解析を行う系を発展させ、評価関数を決め、その評価関数が最大化または最小化するように自動で最適化されたパラメータを求めるためのアルゴリズムの検討が必要である。今後これらのアルゴリズムを用いて、相変化材料を含む冷却機器の設計指針が得られることを期待する。

参考文献

- [6-1] William Wahby, Li Zheng, Yang Zhang, and Muhannad S. Bakir, “A Simulation Tool for Rapid Investigation of Trends in 3-DIC Performance and Power Consumption”, IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, Vol. 6, No. 2, pp. 192-199, 2016
- [6-2] Matthew Halpern, Yuhao Zhu and Vijay Janapa Reddi, “Mobile CPU’s Rise to Power: Quantifying the Impact of Generational Mobile CPU Design Trends on Performance, Energy, and User Satisfaction”, IEEE International Symposium on High Performance Computer Architecture, pp. 64-76, 2016

- [6-3] Matt Skach, Manish Arora, Chang-Hong Hsu, Qi Li, Dean Tullsen, Lingjia Tang and Jason Mars “Thermal time shifting: Leveraging phase change materials to reduce cooling costs in warehouse-scale computers”, 2015 ACM/IEEE 42nd Annual International Symposium on Computer Architecture (ISCA), pp. 34-43, 2015
- [6-4] Matt Skach, Manish Arora, Chang-Hong Hsu, Qi Li, Dean Tullsen, Lingjia Tang and Jason Mars, “Thermal time shifting: Leveraging phase change materials to reduce cooling costs in warehouse-scale computers”, IEEE Internet Computing, Vol. 21, pp. 34–43 (2017)
- [6-5] 石塚勝, 福岡義孝, “相変化材を用いた高発熱パッケージ冷却技術の開発 (熱回路網法の相変化現象解析への応用)”, 日本機械学会論文集 B 編, Vol. 60, No. 574, pp. 2165-2170, 1994
- [6-6] 高乗貞一, 藤井則之, 石塚勝, 中川慎二, 高木寛二, “相変化現象を伴う電子機器の熱解析への熱回路網法の応用”, 日本伝熱学会論文集, 17 卷, 3 号, pp. 105-112, 2009
- [6-7] 八坂 慎一, 篠原 俊朗, “回路シミュレータ (LTspice) による電気-熱連成解析用デバイスモデルの検証”, エレクトロニクス実装学会 第 34 回春季講演大会予稿集, 4D2-01, 2020

謝辞

本研究への取り組みおよび学位論文をまとめるまでには、多くの方々の多大なご支援とご指導を賜りました。博士論文を上梓するにあたり、お世話になりました皆様方に、この場をお借りして感謝の意を申し上げます。

本研究は、富山県立大学 工学研究科 博士課程後期課程在学中において、同大学工学部機械システム工学科 畠山 友行 准教授のご指導のもとに行いました。研究の進め方や論文執筆において、多大なるご指導および助言をいただきました。入学前から学会において、自身の発表内容等や研究の進め方において議論させていただきました。また、その際他の多くの方をご紹介いただき様々な議論をさせていただきました。

また、中川 慎二 教授には、同じ研究室の研究発表において、研究内容および進め方について指導および助言をいただきました。

学位論文審査においてご指導いただきました、富山県立大学 機械システム工学科 中川 慎二 教授、畠山 友行 准教授、坂村 芳孝 教授、真田 和昭 教授、熊本大学 機械システム工学 富村 寿夫 教授に心より感謝申し上げます。予備審査および本審査を通じてご意見、ご指導いただき博士論文の完成度を高めることができました、

博士後期課程進学についてご快諾頂いた、当時の上司 現 NTT エレクトロニクスクロステクノロジー株式会社 中島 善康氏、ご支援いただいた富士通株式会社 富士通研究所 大島 弘敬 博士、佐藤 信太郎 博士にお礼申し上げます。

最後に、支えてくれた家族に感謝いたします。