

**移動体通信用**  
**パワー半導体モジュールの熱設計**  
(熱物性計測技術および低熱抵抗構造の開発)

Thermal Design of Power Semiconductor Modules  
for Mobile Communication Systems  
(Development of Thermophysical Property Measurement Technique  
and Package Design with Low Thermal Resistance)

2005 年度

大曾根靖夫

# 目次

記号表	V
第1章 緒言	11
1.1 移動体通信用パワー半導体モジュールの開発動向	12
1.2 携帯電話の利用実態	21
1.3 移動体通信用パワー半導体モジュールの熱設計上の課題	24
1.3.1 携帯電話特有の熱設計上の課題	24
1.3.2 製品仕様としての低熱抵抗化の必要性	26
1.3.3 実動作時の過渡的な温度上昇と放熱経路の熱容量の関係	28
1.3.4 熱設計上の課題と数値解析を援用した設計手法の重要性	29
1.3.5 熱設計の対象範囲と全体フロー	31
1.4 熱物性計測の重要性	38
1.5 まとめ	39
第2章 筐体熱設計適用のための接触熱コンダクタンス改善手法の検討	40
2.1 筐体熱設計における接触問題の重要性	40
2.2 実験装置および実験方法	42
2.2.1 実験装置	42
2.2.2 試験方法	42
2.2.3 材料の物性値および測定対象	46
2.3 接触熱コンダクタンスの改善効果	48
2.3.1 表面加工なしの場合の銅-モリブデン間接触熱コンダクタンス	48
2.3.2 表面にメッキを施した場合の影響	50
2.3.3 金属箔挿入による影響	51
2.3.4 スパッタ膜による効果	53
2.4 接触熱コンダクタンス改善に関するまとめと計測上の課題	55
第3章 パワー半導体モジュール熱設計に必要な熱物性計測技術の開発	57
3.1 材料の熱物性・接触熱コンダクタンス計測技術の必要性	57
3.2 理論的考察および実験手法	59
3.2.1 測定原理	59
3.2.2 実験装置および測定方法	59

---

3.2.3	位相差と熱拡散率の関係	64
3.2.4	位相差と接触熱コンダクタンスの関係	65
3.3	熱拡散率計測の結果と高精度化のための課題	71
3.3.1	光軸のずれの影響	71
3.3.2	金膜の厚さの影響	78
3.3.3	薄い固体試料の熱拡散率の測定結果および検討	80
3.4	接触熱コンダクタンス計測の結果と課題	84
3.4.1	薄い固体試料間の接触熱コンダクタンスの測定結果	84
3.4.2	加圧方法と試料界面圧力に関する検討	89
3.4.3	加圧方法の適正化	95
3.5	光学的計測手法の課題と提言	98
3.6	計測結果の妥当性の評価	99
3.7	まとめ	103
第4章	移動体通信用パワー半導体モジュールの熱設計	106
4.1	数値解析を用いた熱設計の必要性	106
4.2	解析手法の概略	109
4.2.1	使用した有限要素法の解析ツール	109
4.2.2	計算機環境と解析モデルの自動作成の現状	110
4.2.3	メッシュ生成の問題点	114
4.3	有限要素法を用いたコレクタアップ GaAs HBT の熱設計	120
4.3.1	解析対象および解析領域	124
4.3.2	トランジスタ単体の熱抵抗	125
4.3.3	構成材料の熱伝導率, 厚さの影響	125
4.3.4	トランジスタ間の温度差低減の検討	126
4.3.4	コレクタアップ HBT の熱設計に関する検討のまとめ	137
4.4	有限要素法を用いたエミッタアップ GaAs HBT の熱設計	139
4.4.1	解析対象および解析領域	140
4.4.2	トランジスタ単体およびモジュール構成部材の影響評価	145
4.4.3	発熱領域の不当間隔配置による熱抵抗の低減	164
4.4.4	発熱領域の幅の変更による低熱抵抗化	171
4.4.5	HBT 低熱抵抗設計技術のまとめ	174
第5章	熱設計の課題と熱物性評価 TEG の提案	176
5.1	数値解析を用いた熱設計の課題	176

---

5.1.1	解析の精度の問題	176
5.1.2	解析規模とモデル化の煩雑性のトレードオフ	177
5.1.3	コンカレントエンジニアリングの必要性	178
5.2	半導体素子内部薄膜の熱物性評価 TEG の提案	180
5.2.1	薄膜熱物性評価 TEG の必要性	180
5.2.2	薄膜熱物性評価 TEG の構成と測定方法	184
5.2.3	薄膜熱物性評価 TEG 開発上の課題と提言	188
第 6 章	結論	190
謝辞		196
参考文献		197

# 記号表

記号	記号の説明	単位
A	試験片断面積	[m <sup>2</sup> ]
a	加熱スポット径	[m]
b	試料厚さ	[m]
C <sub>TR</sub>	熱反射係数	[K <sup>-1</sup> ]
c	比熱	[J kg <sup>-1</sup> K <sup>-1</sup> ]
D	直径	[m]
d	試料厚さ	[m]
d <sub>p</sub>	プローブ光の直径	[m]
F	荷重	[N]
f	周波数	[Hz]
H <sub>v</sub>	ビッカース硬さ	[Pa]
h	熱コンダクタンス	[W m <sup>-2</sup> K <sup>-1</sup> ]
I	光の強度	[W]
J <sub>i</sub>	i 次の第一種ベッセル関数	[-]
k	熱伝導率	[W m <sup>-1</sup> K <sup>-1</sup> ]
k	定数	[-]
L	長さ	[m]
P	圧力	[Pa]
Q	熱量	[W]
R	熱抵抗	[K/W]
R <sub>a</sub>	中心線平均粗さ	[m]
R <sub>q</sub>	自乗平均粗さ	[m]
r	半径方向長さ	[m]
s	補助変数	[-]
T	温度	[K]
t	厚さ	[m]
t	時間	[s]

---

u	温度	[K]
W	幅	[m]
W <sub>t</sub>	うねり	[m]
x	長さ	[m]
y	長さ	[m]
z	長さ	[m]
α	熱拡散率	[m <sup>2</sup> s <sup>-1</sup> ]
β	スペクトル雑音密度	[W Hz <sup>-0.5</sup> ]
Δ	増分	[-]
δ	熱浸透深さ	[m]
ε	放射率	[-]
φ	位相差	[rad]
η	$(\lambda^2+s/\alpha)^{0.5}$ で定義される変数	[-]
λ	熱伝導率	[W m <sup>-1</sup> K <sup>-1</sup> ]
λ	補助変数	[-]
π	円周率	[-]
θ	試験片表面粗さ傾斜角	[degree]
ρ	密度	[kg m <sup>-3</sup> ]
ω	角周波数	[rad s <sup>-1</sup> ]

---

---

添え字	添え字の説明
Air	空気
av	平均温度
Ba	ベークライト
Bottom	基板裏面
Cu	銅
chip	半導体基板
hs	熱拡散板
i	虚数単位
in	入り口
j	発熱領域
Mo	モリブデン
m	材料の平均値
max	最大値
min	最小値
module	モジュール
out	出口
phs	Plated Heat Sink
rad	放射
std	標準構造
0	初期条件
1,2, ...,	材料の番号

略号	略号の説明	
BPF	Band Pass Filter	帯域通過フィルタ
CAD	Computer Aided Design	コンピュータ支援設計
CCD	Charge Coupled Device	電荷結合素子
CDMA	Code Division Multiple Access	波長分割多重接続方式
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor	相補性金属酸化膜半導体
CPU	Central Processing Unit	中央演算処理装置
CT	Computed Tomography	コンピュータを使用する 断層撮影法
DCS	Digital Communication System	欧州の携帯電話方式
EU	European Union	欧州連合
EDGE	Enhanced Data GSM Environment	GSM 方式をベースにした データ通信システム
FLOPS	Floating-point Operations Per Second	浮動小数点演算の 命令実行速度の単位
G	Generation	携帯電話方式の世代
GB	Giga Byte	情報の単位・10 億バイト
GFLOPS	Giga Floating-point Operations Per Second	浮動小数点演算の命令実 行速度の単位・ 10 億 FLOPS に相当
GSM	Global System for Mobile Communication	欧州から広がった 携帯電話方式
HBT	Heterojunction Bipolar Transistor	ヘテロ接合バイポーラ トランジスタ
HDD	Hard Disk Drive	ハードディスク装置
HEMT	High Electron Mobility Transistor	GaAs などの化合物半導体 を用いたトランジスタ の一種



HPA	High Power Amplifier	高出力パワーアンプ
IC	Integrated Circuit	集積回路
IMT-2000	International Mobile Communication 2000	第3世代の移動体通信 システム
ITRS	International Technology Roadmap for Semiconductors	米国 SIA が発表している 半導体技術のロード マップ
JEDEC	Joint Electron Device Engineering Council	電子部品の標準化を進め る米国の業界団体
LCD	Liquid Crystal Display	液晶パネルディスプレイ
LSI	Large Scale Integrated Circuit	大規模集積回路
MEMS	Micro Electro Mechanical Systems	機構系と共に電気・電子 回路も微細化して組み 込んだシステム
MOS	Metal Oxide Semiconductor	金属酸化膜半導体
MPI	Message Passing Interface	並列処理を行うアプリケ ーション間の通信規格
MPP	Massively Parallel Computer	超並列計算機
MPU	Micro Processing Unit	超小型演算処理装置
PA	Power Amplifier	パワーアンプ
PAE	Power Added Efficiency	電力付加効率
PC	Personal Computer	パソコン
PCG	Preconditioned Conjugate Gradient Method	前処理付き共役勾配法
PCS	Personal Communication Service	米国のパーソナル移動 通信システム
PDC	Personal Digital Cellular	日本国内のデジタル携帯 電話方式
PHS	Personal Handyphone System	日本国内のデジタル携帯 電話方式
PHS	Plated Heat Sink	メッキ形成した熱拡散板
PLL	Phase-Locked Loop	位相同期ループ
RF	Radio Frequency	無線通信等の周波数帯域

---

RF-IC	Radio Frequency Integrated Circuit	高周波集積回路
Rx	Receiver	受信回路
SEM	Scanning Electron Microscope	走査型電子顕微鏡
SIA	Semiconductor Industry Association	米国半導体工業会
SOI	Silicon on Insulator	Si 基板上に絶縁膜を生成 した構造
SPICE	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis	米国カリフォルニア大学 が開発したアナログ回 路シミュレータ
TDMA	Time Division Multiple Access	時分割多重接続方式
TEG	Test Element Group	特性評価用素子
Tx	Transceiver	送信回路
US	United States of America	アメリカ合衆国
VCO	Voltage Controlled Oscillator	電圧制御発信器
W-CDMA	Wideband CDMA	広帯域符号分割多重接続
WEB	World Wide Web	

# 第 1 章 緒言

移動体通信システム，特に携帯電話端末に搭載される電子機器として，高周波無線通信回路がある．この高周波無線回路は，主として高周波部（RF（Radio Frequency）部）とベースバンド部から構成されるが，高周波部で送信信号を増幅するために用いられるパワーアンプが，携帯電話端末で消費される電力の半分程度を占めてきた．携帯電話端末の高機能化に伴い，消費電力に占める比率は下がりつつあるものの，パワーアンプの温度が製品として許容される温度の上限を超えないような実装構造を考える，いわゆる熱設計は，パワーアンプ搭載モジュールの小型化が著しいことから，製品設計上のキー技術となっている．

電子機器の熱設計を行うに当たり，重要なデータとして，構成材料の熱物性値が存在する．携帯電話端末の筐体や，搭載される電子機器，プリント基板などの個々の構成部材，および，電子機器内部の半導体素子構成材料については，一部の材料は物性値がプロセス依存性を持つため，また，材料によっては材料供給者が熱物性データの重要性を認識していないため，あるいは，物性データを門外不出のデータとして戦略的に保持しているため，熱物性のデータを入手することが困難であるという事実が存在する．そのため，熱物性の自前の計測技術やデータベースを保有することは，もの作りの基盤技術として大変重要なことである．

一方，俗にドッグイヤーなどと呼称される半導体産業においては，製品開発期間の短縮が急務となっている．このため，従来であれば認められた，設計と試作を繰り返すことで製品のスペックを改善するような開発手法を採用することは困難であり，試作回数・工程数を低減して開発期間を短縮するために，半導体素子内部の構造を含めて，数値解析を多用した設計が主流となりつつある．当然，熱設計においても，数値解析に基づいた実装構造の適正化が図られるようになった．

本論文では，移動体通信システムで使用されるパワー半導体モジュールとして，携帯電話端末搭載のパワーアンプモジュールの開発動向と熱設計上の課題をまず整理する．次に，熱設計の高度化に欠かせない物性値の測定技術について，その第一歩として開発した，熱拡散率，接触熱コンダクタンスの光学的な計測技術について，開発した技術と課題を検討する．さらに，数値解析を用いた携帯電話端末用のパワーアンプモジュールの熱設計技術と得られた知見，および，課題について検討する．最後に，熱物性計測と熱設計の関係をまとめ，未解決の課題と，移動体通信用パワー半導体モジュールの将来の熱設計技術に向けた提言を行うことを目的とする．

## 1.1 移動体通信用パワー半導体モジュールの開発動向

半導体素子の高集積化，および，内部構造の微細化に伴い，その熱設計や信頼性向上のため，微小スケールでの温度分布の予測技術の開発が急務となっている。

従来は，半導体素子を搭載した製品の熱設計と言えば，メインフレームコンピュータやワークステーション，あるいはパーソナルコンピュータなどに搭載される演算処理装置 (MPU, Micro Processing Unit) の冷却や，自動車や鉄道車輛，空調機や電力系統などで電力変換用に用いられるパワーデバイスモジュールの冷却などであり，熱設計の対象とされる製品の総発熱量は 10 W 台の後半から 100 W 超，大きいものでは kW や MW のオーダーとなるものが主体であった。

このような発熱量の大きな製品の場合，搭載される半導体素子内部の構造にまで熱設計が踏み込むことは稀で，むしろ，製品外部に装着される冷却機構であるヒートシンクや水冷モジュールなどにより，半ば強制的に外部環境へ熱を排出することが，熱設計の主目的となっている。この傾向は，冷却方式が熱電素子などの電子的冷却装置を用いた冷却設計であっても基本的には不変であり，半導体素子内部の素子構造と，素子を冷却する冷却装置は別々に設計され，製品実装段階 (アッセンブリ段階) でより大きな製品・筐体に統合されてきた。

一方，発熱量そのものは上記のような製品と比べて 1 桁から 2 桁も小さいにもかかわらず，発熱により半導体素子の内部温度が非常に高くなりやすく，その温度の最大値が製品として許容される温度を超えないような設計を必要とする製品群がある。

その代表的な例として，携帯電話端末等の移動体通信端末に用いられるパワー半導体モジュール (パワーアンプモジュール) がある。急ピッチで進行する端末搭載半導体素子の小型化により，送信回路において電流を駆動するパワーアンプモジュールの熱設計，即ち，パワーアンプモジュールに搭載された半導体素子の内部から，モジュール外部境界までの熱抵抗を低減することが重要な課題となってきた。

図 1.1 は，携帯電話端末に搭載される各種の電子機器のうち，代表的なものを示した図である。また，図 1.2 にそのシステムブロック図を示す。

携帯電話端末の本来の機能は高周波無線通信システムを用いて基地局と通信し，携帯電話端末間，あるいは固定電話間との音声通信を行うことであるため，その筐体内には，図 1.2 に示すように，無線信号を送受信するためのアンテナと，信号

を受信してベースバンド部で処理できる周波数に変換し，ベースバンド部から送信された信号をアンテナから送信できる周波数に変換して増幅する高周波部（RF部），受信信号を処理するベースバンド部，ベースバンド部その他の回路を駆動するためのソフトや各種の情報を記憶するデータ記録ユニット，情報を画面出力する液晶とその駆動回路などが存在する．

昨今では，静止画像の撮影機能は標準的に搭載されており，W-CDMA (Wideband Code Division Multiple Access) 等の第3世代携帯電話システムではテレビ電話機能を搭載した端末も増えていることから，上記の電子機器のほかに，カメラモジュールも搭載した端末が一般的である．このほか，キーボード等の入出力機能や外部とのインターフェース，電源，電話機に欠かせない音声処理回路などから携帯電話端末のシステムが構成されている．このうち，通信機能の基本的構成であるRF部とベースバンド部について，さらに詳しく分解したのが図1.3に示すシステムブロック図である．

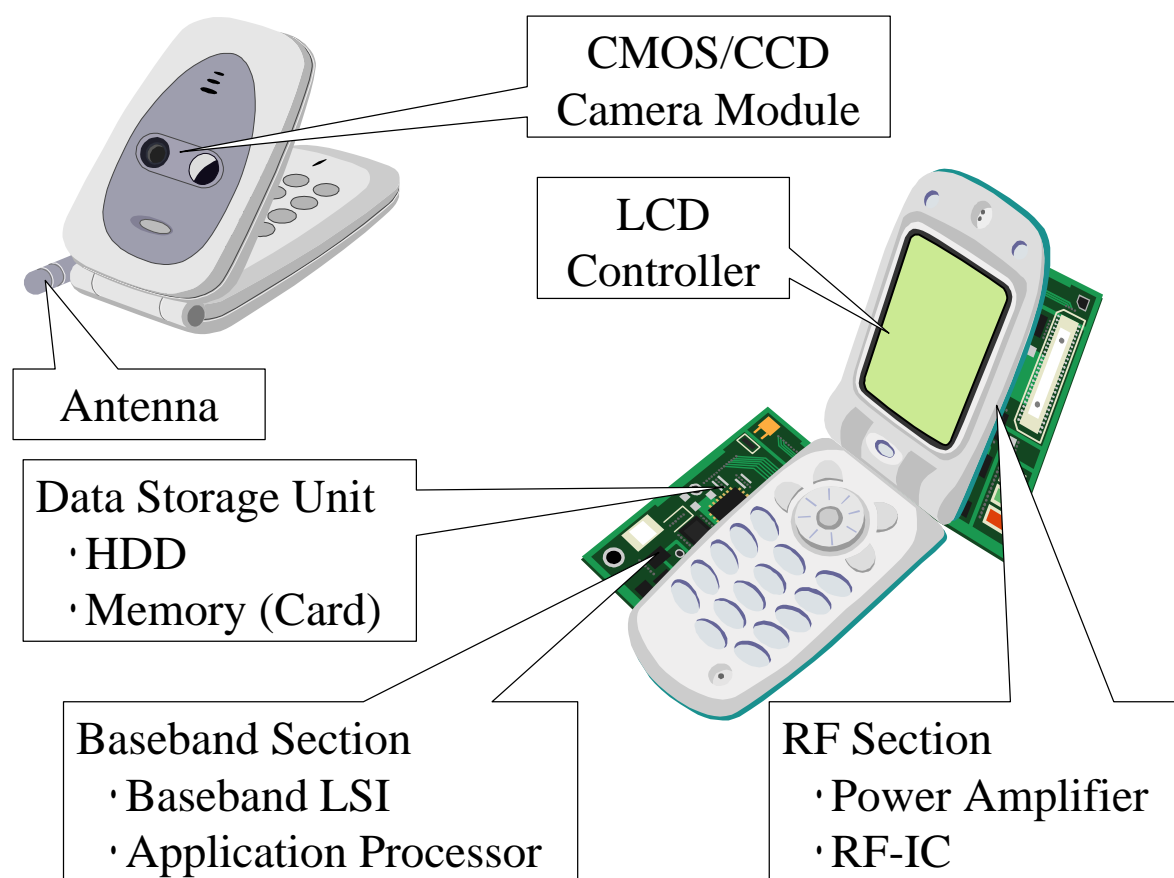


図 1.1 携帯電話端末に搭載される主な電子機器

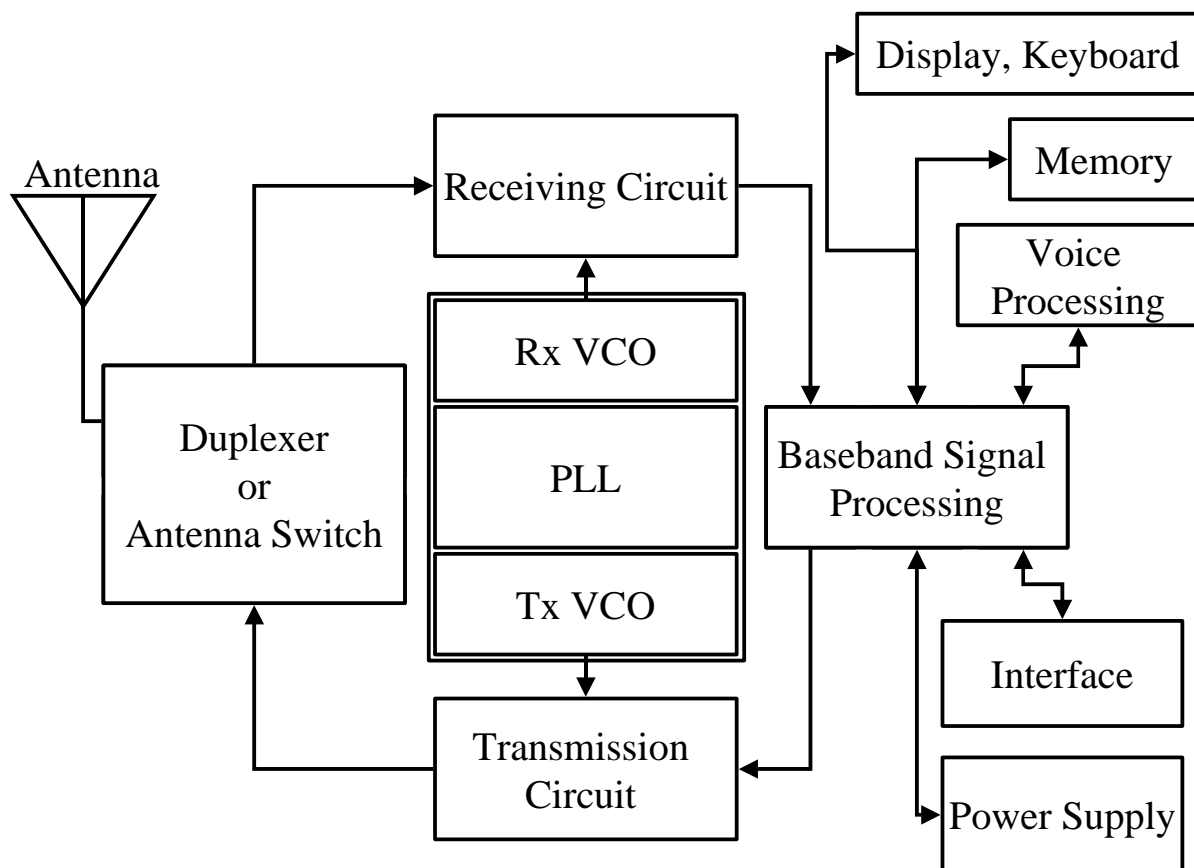


図 1.2 携帯電話端末のシステムブロック図

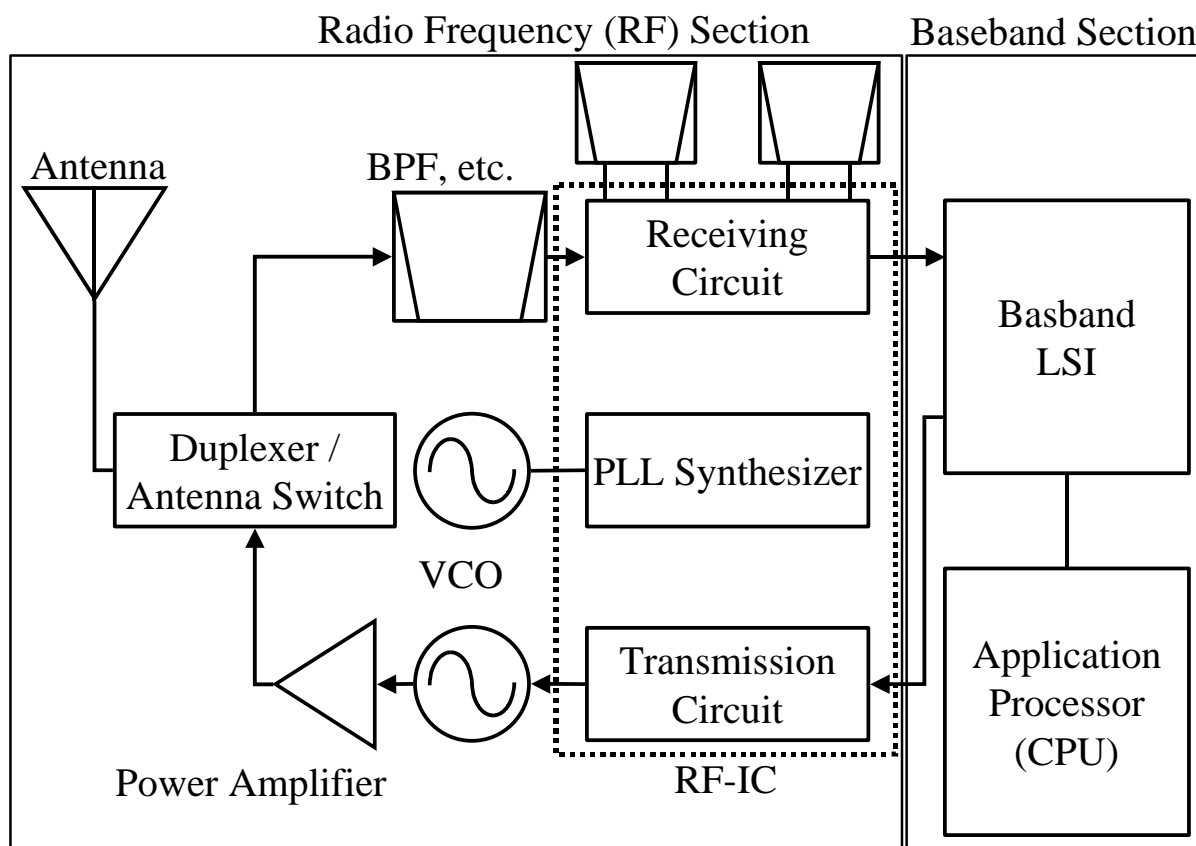


図 1.3 携帯電話端末の高周波部とベースバンド部のシステムブロック図

複数の帯域に対応する場合，アンテナは複数あり，帯域ごとにフィルタ類や RF-IC (Radio Frequency Integrated Circuit)，パワーアンプの回路が形成され，アンテナスイッチによりそれぞれを選択して利用する．従って，パワーアンプの場合も，一つのモジュールの中に，一部共有部分があるものの，複数の帯域に対応した回路が別々に形成されている．製品によっては，帯域ごとに別の半導体モジュールを用いる場合もある．MEMS (Micro Electro Mechanical Systems)技術の進展により，複数の帯域に対応する単独のアンテナ，フィルタ，RF-IC，パワーアンプ等の回路が開発されることが期待されているが，そのような可変容量型の製品はまだ実用化には至っていない．

図 1.3 において，ベースバンド部から出力信号として RF 部に戻された信号をアンテナから送信できる信号に変換するのが出力回路である．出力回路から出た信号は，パワーアンプによって増幅された後，アンテナから基地局に送信される．

RF 部を構成する各種半導体装置のうち，受信回路，送信回路，場合によってはそれらを駆動する電圧制御発信器 (VCO, Voltage Controlled Oscillator) や PLL シンセサイザ (Phase Locked Loop Synthesizer) などは，高周波集積回路 (RF-IC, Radio Frequency Integrated Circuit) に統合されている．従って，RF 部は，主に，アンテナと，分波器もしくはアンテナスイッチ，フィルタユニット，RF-IC，パワーアンプから構成される．このうち，その発熱量の大きさから，熱設計が重要な課題となっているのがパワーアンプである．

ところで，パワーアンプの出力は，携帯電話が利用する帯域や規格によってかなりばらつきがある．例えば，日本以外のほぼ世界中で標準化されている第 2 世代もしくは第 2.5 世代の携帯電話システムである GSM (Global System for Mobile Communication) や日本の PDC (Personal Digital Cellular) では，携帯電話端末からの信号出力は 1 W ~ 5 W 程度である．パワーアンプに供給された電力の何割が電波として送信されるかという指標として，電力付加効率 (PAE, Power Added Efficiency) があるが，GSM や PDC 用のパワーアンプで 50 ~ 60 % 程度であるので，信号出力と同程度の電力がパワーアンプ内で消費され，熱に変換されて筐体外へ放熱される．

他方，CDMA (Code Division Multiple Access) 方式の cdmaOne や cdma2000，W-CDMA (Wideband CDMA) では信号出力が 0.2 ~ 0.3 W である．このため，CDMA 用のパワーアンプの電力付加効率は 40 ~ 50 % 程度と，GSM 方式のものより効率が低いにもかかわらず，パワーアンプの発熱量はせいぜい 0.5 W 程度となるため，パワーアンプの内部半導体素子の温度上昇を抑制するという熱設計の目標からは，GSM 系の方が，設計条件が厳しいということが言える．

表 1.1 は，第 2 世代，第 2.5 世代，第 3 世代の携帯電話システム (規格) と使用する帯域について整理したものである．世界各国により，携帯電話に対して使用が認められる帯域が異なるため，いくつかのグループが存在するが，主に 800 ~ 900 MHz の帯域と 1.5 ~ 2.1 GHz の帯域で携帯電話が利用されていることがわかる．なお，日本国内については，2005 年度に新しく 1.7 GHz 帯と 2 GHz 帯を利用した移動体通信サービスが企業三社に対して認可されている．

問題は，これらのシステムが並存していることである．例えば，第 2.5 世代の世界的標準システムである GSM は今でもユーザが増加しており，一方で欧州や北米，



アジアの都市部から第 3 世代の W-CDMA や cdma2000 が普及しつつある。

このような複数の世代のシステムが混在するという現象は、インフラの整備が、核となる大都市圏から始まり、徐々に過疎地域へ広がっていくことや、信号の伝送レートを上げるために高周波の帯域を利用するようになると、電波の直進性や減衰性の問題から、基地局の設置密度を高くしなければならず、世界的に見ると都市部以外では第 3 世代のサービス網がなかなか広がらないこと、などを考慮するならば、今後も長期にわたって継続すると予想される .800~900 MHz 帯の GSM や PDC は、基地局間の距離を数 km の間隔で置けばよいため、都市部以外でもサービス網を確保することができるためである。

一方、携帯電話サービスプロバイダにとっては、自社のサービスエリア内での並存システムのカバー率を 100 % に保つか、複数のシステムに対応する、マルチバンド対応の機種を投入することにより、例えば W-CDMA のサービス網からはずれた地域では GSM や PDC の機能を保証することにより、サービスプロバイダ会社間の競争力を確保する必要がある。同様に、同一の携帯電話で、世界中のどこに行っても、プロバイダ間のローミングにより、電話が使えるというサービスが望まれており、実現しつつある。

実際には、GSM だけでも、GSM900 と 1800 のデュアルバンド、GSM900 と 1800、1900 のトリプルバンド、GSM850 を加えたクワドラプルバンド対応の機種があり、GSM 規格に基づいたデータ通信規格である、EDGE (Enhanced Data GSM Environment) 機能の対応も必要とされている。これにさらに W-CDMA を加えるとバンド数で 5 バンド、システムとしてはデュアルシステムへの対応が必要となる。それぞれの帯域ごとに携帯電話の RF 部の回路をチューニングしなければならないため、一般には、帯域ごとに、パワーアンプならパワーアンプを設計し、それを一つの素子や一つのモジュールに搭載して製品化する方向で開発が進められている。

つまり、見かけは一つのマルチバンド用のパワーアンプモジュールであっても、帯域ごとに入出力や制御用の電極の位置が別々に存在し、モジュールの中では、一つの半導体素子の中に複数の帯域用の回路が並列に形成されているか、複数の半導体素子が配線基板の上に面方向か厚さ方向に並列配置されている場合が多い。アンテナを含め、端末が置かれている環境で利用可能な帯域・規格用のアンテナや送受信回路を、スイッチにより切り替えて使用している。将来的には、複数の帯域・規格に一つの回路で対応する、可変容量型のデバイスを開発することで製品の寸法がさらに小さくなることが期待されるが、実用化には至っていない。

このため、従来のシングルもしくはデュアルバンド対応のパワーアンプと比べると、見かけのモジュールの寸法はそのままでも、多数の帯域に対応した回路が埋め込まれるようになった。即ち、マルチバンド対応化のために、パワーアンプの実装密度が高まる傾向が続いているのである。

表 1.1 第 2 世代，第 2.5 世代，第 3 世代携帯電話システムの周波数帯域

2G & 2.5G GSM System for Worldwide (TDMA)

Area	800 - 900MHz	1.5 - 1.9GHz
US	GSM850(850MHz)	PCS(1.9GHz)*
EU, Asia, etc.	GSM900(900MHz)	DCS(1.8GHz)*
Japan	PDC (800MHz)	PDC (1.5GHz)
Japan		PHS (1.9GHz)

\*PCS = GSM1900, DCS = GSM1800

2.5G & 3G CDMA System for Worldwide (CDMA)

Area	800 - 900MHz	1.5 - 2GHz
US, Japan, etc.	cdmaOne (800MHz)*	
US, Japan, etc.	cdma2000(800MHz)*	cdma2000(2GHz)*
EU, Japan, etc		W-CDMA(1.7,2GHz)*

\*800MHz = In Japan

IMT-2000 で携帯電話サービスプロバイダに推奨されている帯域は以下の 3 帯域。

- A Block : 824 MHz – 960 MHz
- B Block : 1.71 GHz – 2.025 GHz, 2.11 GHz – 2.17 GHz
- C Block : 2.5 GHz – 2.69 GHz

パワーアンプの高密度実装化の趨勢は，マルチバンド対応以外にもう一つの要因があって進んでいる．それは，携帯電話端末製造業者（セットメーカ）から，常時，低価格化および省寸法化が要求されているということである．

図 1.4 は携帯電話端末用のパワーアンプのモジュール面積（パッケージ面積）の減少トレンドを示したものである．携帯電話本体の寸法は，使用者である人間の手のサイズがそれほど変わらないことから，機能が増えてもあまり変化しない．一方，既に述べたように，携帯電話の高機能化は継続的に進んでいる．このため，搭載される部品の寸法は常時省寸法化を要求されることとなる．他方，機能が増えても端末の単価はそれほど上げられないため，半導体製品の価格はその面積で決まるという市場の慣例があることから，部品サイズを小さくし，かつ，価格を下げろという圧力が生じるのである．

これに対し，パワーアンプ等の部品を提供するという視点に立つと，機能を高機能化しつつサイズを縮小し，単価を下げるというのは，事業の継続という観点からは好ましくない．図 1.4 からわかるように，製品寸法の低減にも限界がある上，単価が半分になれば倍の数を売らなければ売上を維持できない．なお，売却時の単価に占める利益の割合が低価格化によって下がれば，単純に倍の数を売っても事業の維持は困難となる．このため，パワーアンプだけでマルチバンド対応化するというトレンドのほかに，図 1.3 に示す RF 部の構成部品を統合化して，付加価値を高めることにより，売上と利益水準の維持を図るという動向が生じてきた．もちろん，付加価値を高めるということは，一方で，当該事業から撤退する事業主体が存在することを意味している．

以上，携帯電話端末用のパワーアンプの開発動向を整理すると，以下のようになる．

- (1) 第 2.5 世代と第 3 世代共存，世界的なローミングのためのマルチバンド化
- (2) 生き残りのための統合モジュール化
- (3) 個々の部品ベースでの省寸法化

この結果，標準的なモジュール構造，パッケージ構造というものは存在せず，常時製品の形状，寸法，材料が変わっており，熱の問題を含め，代表的なスペックを入力すれば即座に性能が予測できるような設計は不可能である．また，省寸法化が著しいため，同じ発熱量であっても発熱密度が常時増加してしまい，製品として許容される温度以下に素子内部の温度を抑制することは大変重要な開発課題として存在し続けているのである．図 1.4 において，モジュール全体のパッケージ面積は数  $10 \text{ mm}^2$  であるが，電力増幅部の回路面積は発熱する半導体素子全体であ

ってもせいぜい数  $\text{mm}^2$  程度であり，素子レベルの発熱密度は数  $100 \text{ W/cm}^2$  と，コンピュータの MPU と同レベルに達している．後述するが，これを冷やさずに温度上昇を抑制することが，携帯電話端末に搭載される発熱素子の熱設計上の目標である．

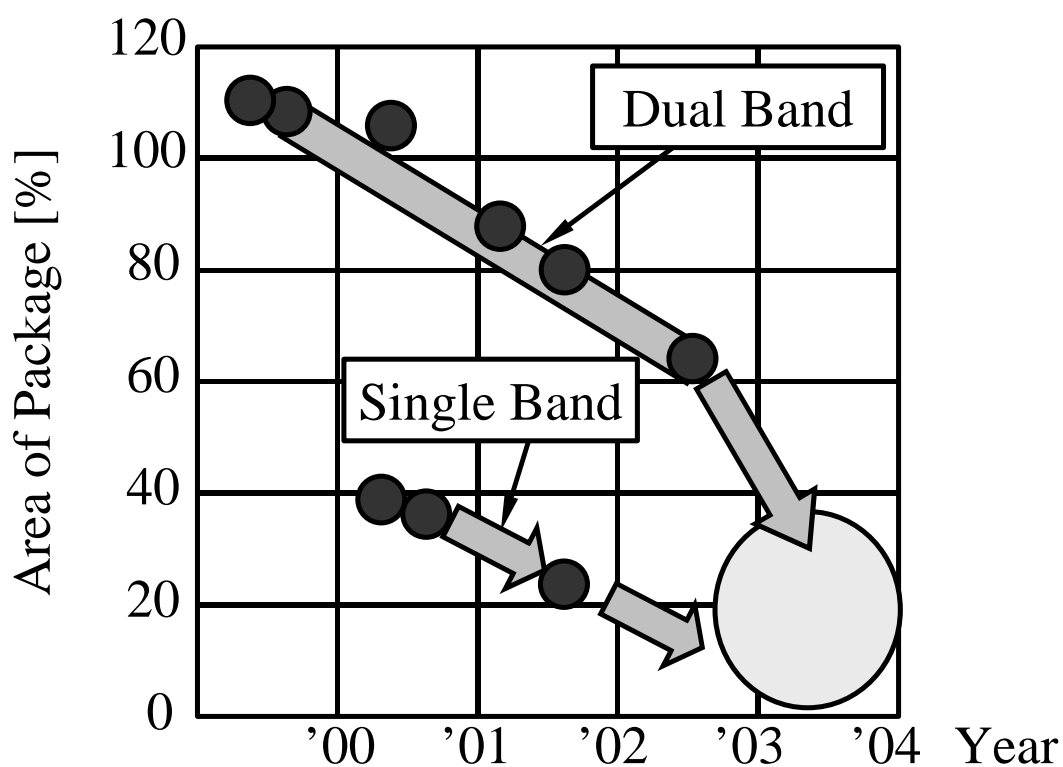


図 1.4 携帯電話端末用パワーアンプモジュールの実装面積の推移

2000 年のデュアルバンド用製品の実装面積を 100 とした場合の一例

## 1.2 携帯電話の利用実態

上記のようなパワーアンプの熱設計上の目標について、従来の熱設計では、想定される使用条件のうち最も過酷な場合、例えば、環境温度が製品仕様の上限である場合に最大定格出力で信号を出し続けた場合でも、素子温度が許容温度以下を保つことを設計目標仕様としてきた。本論文においても、後述するパワーアンプの熱設計の検討では、素子温度の許容値の上限と最も過酷な場合の環境温度の差を最大定格時の発熱損失で除した値を、熱抵抗の目標仕様と定義して議論を進める。

但し、この目標仕様では、現実の製品の発熱動作を考えるとオーバースペックになる可能性がある。そこで、まずは日本国内の携帯電話の利用実態を公的な統計データを元に調査した。

平成 17 年度の情報通信白書<sup>[1-1]</sup>によると、携帯電話、PHS (Personal Handyphone System)、固定回線それぞれの、通信 1 回当たりの通信時間の割合が以下のように示されている。

通信手段	通話 60 秒未満	通話 120 秒未満	通話 180 秒未満
PHS	47.4 %	65.1 %	72.7 %
携帯電話	60.6 %	79.0 %	86.5 %
固定回線	57.0 %	75.2 %	82.9 %

上記の結果によれば、携帯電話の場合、通話を開始して 1 分以内に切断する人が約 6 割、2 分以内に切断する人が約 8 割、3 分以内に切断する人が約 8 割 7 分ほどであることがわかる。これより長く通信するのは、長電話をする場合か、データ通信をしている場合であると推測できる。つまり、ほとんどの人は 2~3 分程度の時間で通話・通信を切り上げており、仮に最大定格で信号を送信するとしても、やはり 2~3 分程度で発熱動作は終了すると考えられる。最大定格で信号を送るような条件では、そもそも、回線のつながり具合もよくないし、仕様として想定している環境温度の上限を仮に 370 K (100 弱) 程度と仮定すると、このような環境温度で長時間にわたり通話や情報通信をすることはあまり現実的ではない。

図 1.5 は、あるパワーアンプモジュールの実装構造について、携帯電話筐体のマザーボード (プリント基板) にパワーアンプモジュールをはんだで搭載し、大気中に放置して自然放熱させた場合の発熱時間と温度上昇の関係を示したものである。ここでは、プリント板上に搭載したパワーアンプの温度上昇の時定数を議論するのが目的であるため、モデルの詳細や条件については示さないが、ほぼ、発

熱動作を開始して 100 秒程度で温度が一定の値に達し、その後は発熱時間、即ち、通信時間が延びてもほとんど温度が変わらないことがわかる。

つまり、プリント基板を含むパワーアンプモジュールの実質的な熱的な時定数（熱時定数）は、100 秒程度と考えればよい。プリント基板と携帯電話筐体との間の接触熱伝達により筐体に熱が伝えられ、さらに筐体の熱容量に依存する熱時定数が加わるため、通常の使用条件では、数分程度の連続通信ではパワーアンプモジュール内の温度上昇が飽和するとは考えにくい。即ち、仕様として想定する最も過酷な温度条件において最大定格で連続発熱するということはほとんどなく、このままの仕様で設計することはオーバースペックとなる可能性が高いのである。

上記のようなパワーアンプの熱設計上の問題点をまずここで整理しておきたい。

- (1) パワーアンプの熱設計仕様としての熱抵抗は、上記のように、使用温度条件の最高温度において最大定格出力で発熱した場合に、素子内部の温度が後述する不良発生率基準の許容温度以下に保たれるべきであるとして目標値を設定される。
- (2) 携帯電話端末セットメーカー側が決定する筐体やプリント基板の構造、寸法、材料により、筐体外壁からパワーアンプモジュール内部までの熱抵抗や熱時定数が異なるものの、最大定格運転時の温度上昇が製品内で実現されることはほとんど存在しない。このため、モジュール内部での温度をモニターしておき、許容値を超える場合はパワーアンプの出力を制限する方が現実的な考え方である場合が多い。例えば、情報通信のために常時接続するのは電波状況のよい場合に限られるため、常時接続の場合は出力を絞って回路を保護するか、最も過酷な温度条件において最大定格で出力する場合は短時間でも通信ができることに意味があるので、通話時間を絞って回路を保護する等の対策を施す。
- (3) 但しパワーアンプ製造業者側の企業（ベンダー）としては、顧客である携帯電話端末セットメーカーに対して、最悪環境・最大定格時の最高温度をスペックとして保証しなければならない。従って、熱設計に対する要求は常時オーバースペックとなっている可能性が高い。

次節で携帯電話端末用パワーアンプモジュールの熱設計における課題を整理するが、そもそも、上記のような問題点が存在することが設計上の難しさとなっているのである。

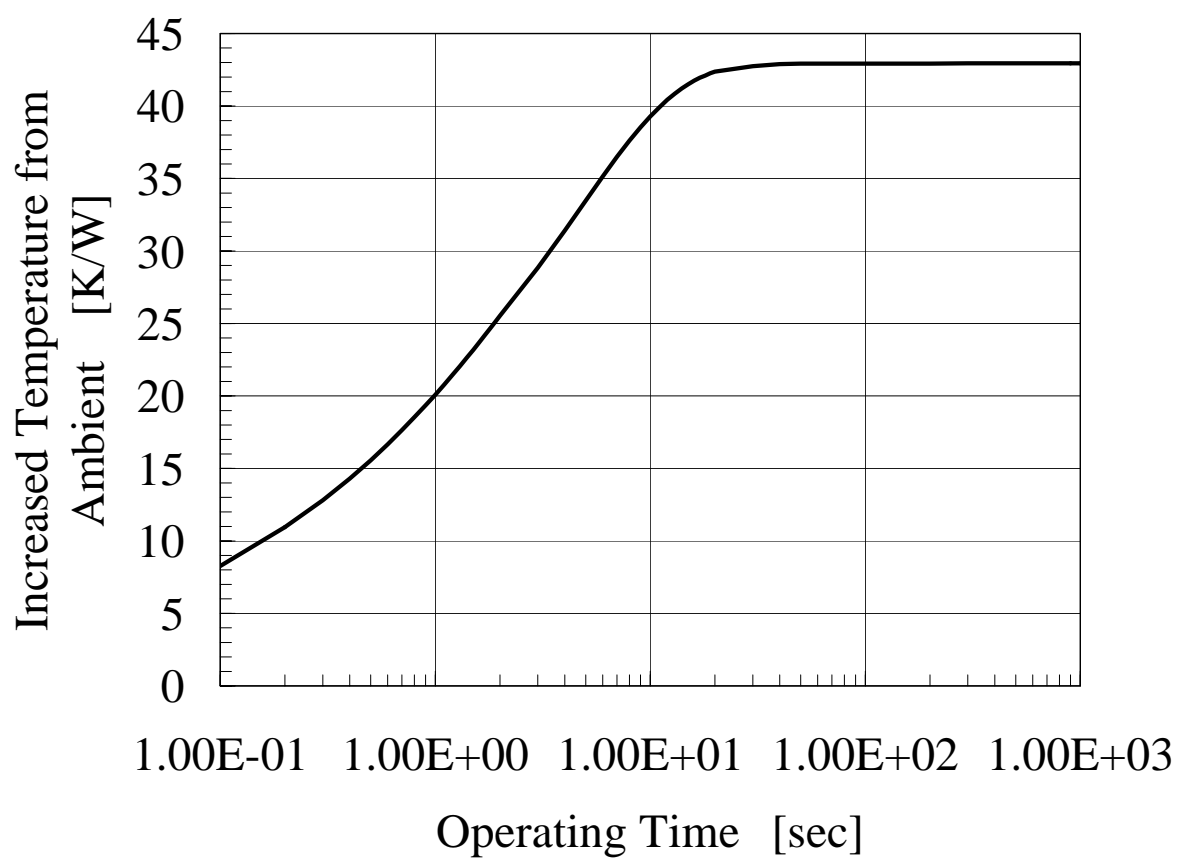


図 1.5 携帯電話端末用パワーアンプモジュールの過渡温度応答の一例

## 1.3 移動体通信用パワー半導体モジュールの熱設計上の課題

### 1.3.1 携帯電話特有の熱設計上の課題

携帯電話端末に搭載されるパワーアンプモジュールの熱抵抗の目標仕様は、上記のように、最悪環境・最大定格で連続発熱した場合に素子許容温度を超えないこととして定められる。また、携帯電話端末の製造者と携帯電話端末用電子部品であるパワーアンプモジュールの製造者は異なることが多いため、パワーアンプ製造者としては、パワーアンプモジュールの環境温度を所定の温度以下とすれば、素子内部の温度が許容温度を超えないことを前提として製品開発を進めることとなる。

この場合に問題となるのが、携帯電話筐体の特殊性である。それは、ノートパソコンを含むコンピュータ機器と比較しても、筐体容積が小さいことと、端末の単価が安価であること、そして、最終的な放熱先が使用者たる人間であるということである。

筐体容積が小さいことは、表面積が小さいことでもある。ある研究によれば、容積約  $300 \text{ cm}^3$  の小型携帯型機器の場合、平均的な条件での放熱量は  $5 \text{ W}$  であるとしている<sup>[1-2]</sup>。上記のように、GSM 系の携帯電話の場合、最大定格時のパワーアンプからの発熱量は  $1 \text{ W} \sim 5 \text{ W}$  程度となるため、既にパワーアンプだけで放熱量をほぼ使い切ってしまうということを意味する。

さらに、端末の単価が安く、動画撮影機能のついた 100 万画素超のデジタルカメラと、ゲーム機と、音楽プレーヤーと、スケジュール管理機能と、テレビ電話機能や情報通信機能などがついた端末が 1 万円～3 万円程度で売られている。これは、デジタルカメラやゲーム機、あるいは携帯型音楽プレーヤーなどの 1 台分の値段でそれらの全ての機能を搭載してかつ電話ができるということである。従って、個々の搭載部品単価は可能な限り低減する必要があり、仮にアプリケーションプロセッサやメモリ、パワーアンプの発熱が問題となったとしても、冷却ファンやヒートパイプ、あるいは、カーボンシートなどの熱拡散部材を搭載することを難しくしている。筐体の容積は増やす余裕がないにもかかわらず、機能は継続的に拡大していることを考えると、容積的にもほとんど余裕がない。

他方、携帯電話は通常は手に持って使用する電子機器である。従って、内部に搭載された各種の発熱部品から出た熱の最終的な放熱先は使用者の手や顔の皮膚ということになる。最近では、男性がノートパソコンをテーブルや机の上でなく



ひざにのせて使った場合に男性の生殖機能に及ぼす影響に関する調査結果が発表された<sup>[1-3]</sup>。その内容は、身体と接触するシステムにおける放熱の危険性を示している。

携帯電話の場合、手にしても耳や顔にしても、皮膚に直接筐体が触れることを考慮すると、単に健康上の問題があるだけでなく、高温の物体に直接皮膚が触れることで使用者が不快感を持つ可能性がある。従って、直接触っても不快に感じない程度まで筐体外壁の温度は下げておく必要がある。もちろん、熱放射により外部に逃げていく熱もゼロではないが、その効果はあまり期待できない。素手で触って熱くない温度であれば、外部に露出した筐体外壁からの熱放射は、設計上は無視してもよい程度となるためである。

即ち、携帯電話筐体の特殊性という観点からは、内部に搭載される発熱部品の熱設計の特徴として、以下のようなことが要求されるのである。

- (1) 積極的な方法で冷やすことなしに温度上昇を目標の値以下に保つ。
- (2) 非通信時も含めて、筐体外部に放熱できる量はせいぜい平均 5 W。
- (3) 5 W を超過する分は、発熱素子搭載モジュール、プリント基板、筐体等の熱容量で吸収すること。

なお、携帯電話の発熱量の増加は重要な問題ではあるが、冷却用のファンなどが搭載される可能性は低い。その理由として、上記のようなコストの問題のほか、発熱量が問題になるようなハイエンド、即ち高級品の携帯電話端末のユーザが、耳元でファンが回る音を気にしながら通話するという状況は想定が困難なためである。

バッテリーの容量がさらに改善され、かつ、発熱量が大幅に増大する傾向にあれば、技術シーズとしては能動的冷却手段の提供は可能であるが、ユーザのニーズを考えると採用は困難であると言える。単に発熱している半導体素子の温度を下げることをパワー半導体モジュールのアッセンブリサイドで実施しようとする、コストもニーズも度外視してまずは冷却手段を考えるという発想をしがちであるが、移動体通信、特に端末側の製品の場合は、ユーザ側に製品の選択権があるため、競合モデルに対して購入の悪条件となる要素は搭載できない。このため、アッセンブリ段階で実装設計を行うよりは、デバイスの開発段階から熱設計を含む実装設計に着手することで、冷やすことなく温度上昇を目標の値以下に保つ設計を容易にすることが望まれている。

### 1.3.2 製品仕様としての低熱抵抗化の必要性

実際の製品開発において、熱設計上の目標仕様を定める手順を、図 1.6 を用いて説明する。図 1.6 は、標準的な半導体デバイスの不良発生率をジャンクション温度の逆数の関数として模式的に示したものである。ここでいうジャンクション温度とは、バイポーラトランジスタであれば、エミッタとベースの接合部の温度を指す。現実には、バイポーラトランジスタでは、コレクタ領域のうち、実際に電荷が通過する部分が発熱する。但し、コレクタ領域の温度を測定することは困難であることから、ジャンクション温度を各種の熱設計の指標として用いるのである。また、MOS (Metal Oxide Semiconductor) トランジスタであれば、ドレイン・ソース間におけるゲート直下の領域の温度を指す。こちらも、局所的な温度分布を持つが、電気的な測定で求められるのは発熱領域全体の平均的な温度である。いずれにしても、ある計測可能な領域の温度を基準に不良率が求められるのであれば、最も温度の高い点の温度が直接求まらなくても、製品設計上はあまり問題とならない。

熱設計の仕様の定め方であるが、図 1.6 の実線で示す不良率曲線のような曲線が個々の半導体についてわかるものとする。この曲線は、仮に全く同じ半導体素子を全く同じ設計図面、材料、製造工程で作るとしても、どの企業のどの工場のどの装置を用いるか、場合によってはどの作業者が担当するかによって影響を受けるため、実際にはある幅を有するのであるが、ここでは代表的な不良率曲線として議論を進める。

図のような不良率曲線を持つ製品に対して、目標とする不良率を $\alpha_0$ 以下と定めたとする。すると、図 1.6 の場合は、423 K (150 )がジャンクション温度の上限となるので、この値を目標仕様の許容温度とする。目標不良率を緩めて図の $\alpha_1$ 以下とすれば許容温度は 473 K (200 )でよいことになるし、図の $\alpha_2$ 以下とすれば、許容温度は 373 K (100 )以下でなければなくなる。このような不良率の目標仕様は、自社の実力やコスト等を勘案して定められる。

これに対して、製品の設計技術や材料の選択肢が広がるなどの効果があり、不良率曲線が図の実線から破線に移行したとする。即ち、目標不良率 $\alpha_0$ 以下を達成可能なジャンクション温度を高くすることが可能な設計上の改善効果が高まれば、許容温度の上限が高まることから、熱抵抗の目標仕様を高くすることが可能となる。一般に、許容温度、目標仕様を緩和するための技術開発は半導体素子であればそのデバイスの耐圧設計の向上により達成され、熱抵抗の目標仕様を達成する

ための技術開発は文字通り熱設計により行われる。

許容温度の上限が高くなったとしても，製品寸法が小さくなって放熱経路の面積が減少すれば，放熱経路における熱流束が高まるため，熱抵抗は大きくなる．最初に述べたように，携帯電話に搭載される電子部品の実装面積は常時低減圧力を受けており，製品寸法は小さくなる傾向にあるため，結局は熱抵抗を低減することが熱設計上の継続的な目標となる．低熱抵抗化の市場ニーズは，デバイスの設計技術より，むしろ寸法低減のトレンドから生じると言える．

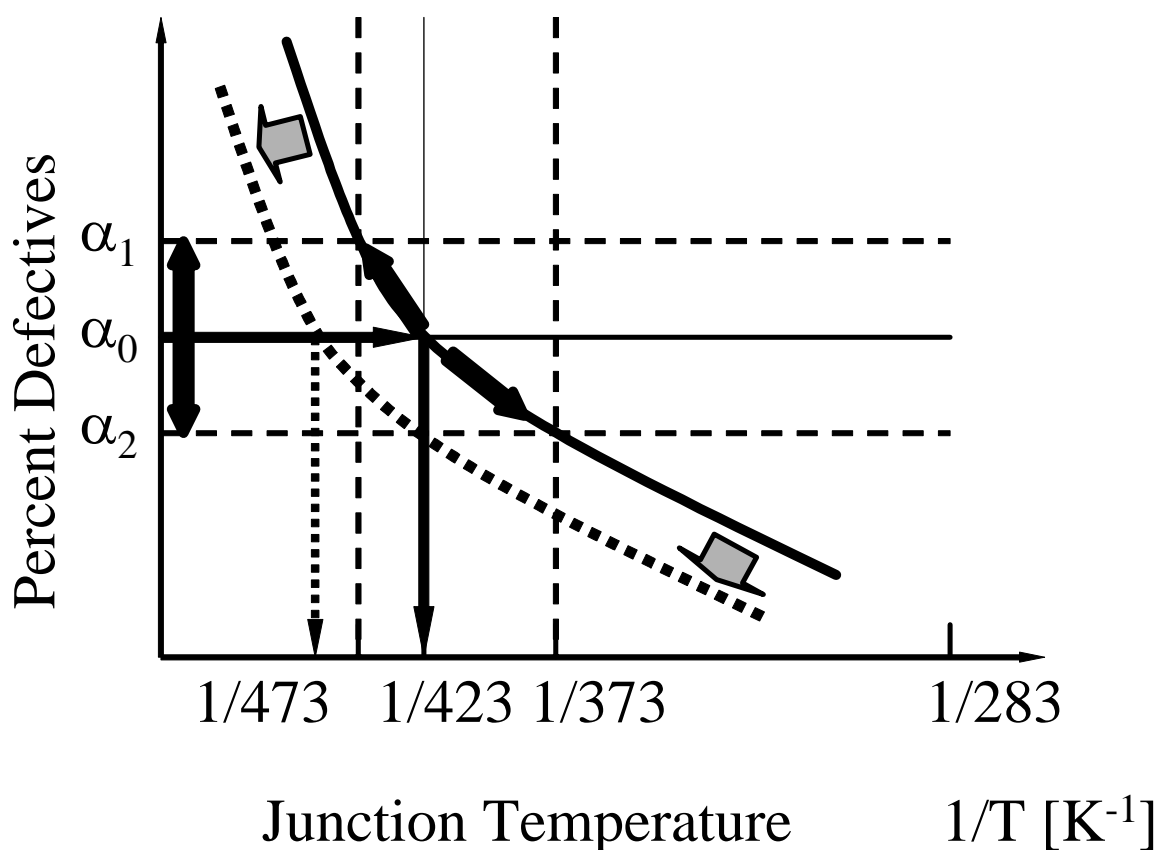


図 1.6 ジャンクション温度と半導体デバイスの不良率の関係

### 1.3.3 実動作時の過渡的な温度上昇と放熱経路の熱容量の関係

既に図 1.5 を用いて説明したように、携帯電話に搭載されるパワーアンプのプリント基板を含む熱時定数は 100 秒程度である。但し、変調方式により、その出力のあり方は異なる。第 3 世代携帯電話のうち、cdma2000 などの波長多重方式は CDMA 方式（符号分割多重接続）と呼ばれる方式で、送受信を同時に行う代わりに送信と受信で異なる波長の電波を利用し、複数の有限のユーザで同じ基地局と通信する。信号の出力は最大で 200 ~ 300 mW 程度であるため、電力付加効率を 40 % とすると、最大定格発熱損失は、連続発熱として 300 ~ 450 mW である。

一方、GSM 系や PDC などの変調方式は、時分割多元接続 (TDMA, Time Division Multiple Access) 方式と呼ばれ、一つの周波数の電波を複数のユーザで短時間ずつ交代して使用する方式である。このため、パワーアンプの動作モードも、CDMA 系のような連続発熱ではなく、バースト動作と呼ばれる、間欠的な発熱動作となる。例えば、ある周波数の信号を 4 ユーザで使用する場合に、送受信の時間を同一とすれば、一定の時間を 8 つの時間幅（スロット）に分割して、ユーザ 1 からユーザ 4 ままでが受信と送信を順番に繰り返すことになる。このため、1 ユーザ当たりの送信時間は、ある時間の 1/8 となる。このような動作を負荷サイクル動作として、Duty（デューティ）1/8 などと呼称する。

昨今ではデータ通信のニーズが高まり、Duty 1/8 ではデータ送受信量が著しく不足する傾向にあることから、2 ユーザで 1 波長を共有する Duty 1/4 に移行しつつある。但し、送受信間隔が等しい場合、TDMA 方式では、1 周波数の電波を 1 ユーザで使用したとしても、負荷サイクルの最大値は 1/2 である。つまり、全体の時間の 1/2 しか発熱しない。

仮に、TDMA 方式で負荷サイクルが Duty 1/2 だとすると、GSM の場合で信号の出力は最大 5 W 程度であるから、パワーアンプの電力負荷効率を 55 % とすれば、最大定格出力時の発熱量は約 4.1 W であり、その実効値は負荷サイクルを考慮すれば最大で約 2 W ということになる。

上記のように、符号分割方式と時間分割方式で発熱の様態が異なるが、CDMA 系と GSM 系、PDC 等ではそもそも発熱量が大きく異なる。このため、熱設計上は、まず GSM 系や PDC のパワーアンプの設計を行い、CDMA 系はほぼ同様の回路構成、実装構造を用いればそれほど大規模な再設計を行わなくても熱設計としては仕様を満足する場合が多い。従って、熱設計の重点は、GSM 系に置かれるケースが多いことになる。

また、図 1.5 で説明した通り、デバイス内部の温度は通信を開始してから指数関数的に上昇し、ある値に漸近する。プリント基板までを含んだ実装系で熱時定数は 100 秒程度と考えるとよいが、筐体全体を含めれば熱時定数はより大きくなり、低熱抵抗化のためには極力熱伝導率の高い材料を用いればよいのに対して、過渡的な温度上昇が上限に漸近する前に通話が終わることを期待するのであれば、放熱経路の熱容量を大きくすることが重要である。しかしながら、パワーアンプモジュールだけの熱設計という観点からは、プリント基板や筐体の熱容量を設計上のマージンとみなしつつ、その効果を見込まない場合でも、最悪環境・最大定格発熱時の温度が許容温度を超えないように設計することが大切である。

#### 1.3.4 熱設計上の課題と数値解析を援用した設計手法の重要性

携帯電話に搭載されるパワーアンプモジュールに限らず、半導体発熱素子を含む電子機器、電子部品の熱設計の課題は、目標仕様となる熱抵抗を達成可能な実装構造を開発することである。例えば超大形計算機の MPU のように開発期間が数年以上あるものは別として、パワーアンプモジュールの場合、毎年のように製品が小さくなるため、開発期間を短縮する必要がある。開発遅延が生じると市場を失うというリスクも高い。

また、携帯電話に搭載される電子部品の単価は安価なものでなければならぬため、部品コストに占める材料費や開発費は極力低減しなければならない。開発費については、開発期間の短縮で対応することになるが、試作回数の低減が重要となる。一方、材料費を低減するためにも、なるべく安価に入手できる材料を極力少なく用いて性能、特性を出しつつ、熱設計の目標仕様も達成することが必要となるため、試作して特性評価を繰り返すという従来の設計手法は適当ではない。

これらの背景から、開発の上流段階から、極力数値解析のような机上検討により熱設計を含む実装設計を行い、その検討結果を元に実装構造の候補構造を絞ってから試作、検討することが重要となってきた。従来は既に開発が完了した半導体素子があって、後から熱的な目標仕様の達成を試みるという非効率的な開発を行っていたのが、開発初期から熱設計を行うことにより、半導体素子内部のデバイス構造にまで踏み込むことができるようになってきている。数値解析を利用する理由は、試作前、もしくは試作に並行して熱設計を実施し、その結果を試作内容に反映させるためには、実験的な評価を行うことができないためである。

開発の上流段階、即ち開発初期から数値解析を援用して熱設計を行うことの効果は以下の3項目が挙げられる。

(1) 部品点数の削減効果

例えば、製品のコストの50%が材料の調達コストであったとすると、開発初期から実装設計を実施することを通じて、部品点数削減や省寸法化を行い、材料費を25%削減できれば、製品全体のコストは12.5%削減でき、収益に貢献することができる。

(2) 開発期間の短縮

これは数値化が困難であるが、最も効果が大きいものである。開発遅延で新しい製品の受注を取ることができないと、単価500円で月産10万個の製品であれば月5,000万円の機会損失が発生することになる。パワーアンプのような携帯電話用の部品の場合、それぞれの製品における生産量のピークでは、月産数100万個を出荷するため、単価500円であれば月10億円の機会損失を被ることになる。設計の最後に熱設計を行って、仕様未達成となれば試作を繰り返さざるを得なくなり、半年から1年程度の開発遅延が生じるため、甚大な損失につながるリスクがある。

(3) 顧客側への実装設計仕様の早期提示

携帯電話セットメーカーのような顧客企業において、部品を搭載する基板の設計や部品の取り回しによるレイアウト設計に部品の実装設計上の条件を反映することが容易になる。この結果、顧客側のメリットも大きい。

数値解析のモデル化の課題について検討すると、まず、開発対象の寸法データが重要である。半導体素子内部の構造については、そのマスクレイアウトのデータが二次元のCAD (Computer Aided Design)設計データとして管理されている例が多い。このデータを元に、デバイスの特性解析も行われる。一方、断面の三次元的な構造は、製造工程のプロセスごとに断面の細かい形状データが蓄積されており、それを元に電子顕微鏡写真なども参照して、断面の構造とマスクレイアウトデータから三次元的な構造を再現することになる。つまり、二次元のデータから三次元の構造を推測しながら再現するのは熱設計担当者の仕事である。断面の形状がどうなるかという点は、生産現場によっても差があるため、標準化しにくいという問題がある。

また、半導体素子を搭載する配線基板については、半導体素子とは別のデータとしてレイアウトデータが管理されている例が多い。これは、半導体素子のデバイス設計者と配線基板の設計者が異なり、しかも、デバイスはデバイスの、配線

基板は配線基板の、それぞれの業界で標準的に利用される設計ツールが異なるためである。

このため、半導体素子内部から、配線基板を含むモジュール全体の実装構造を押しやけて熱設計を実行するためには、ファイル形式が異なる二次元の CAD データと、写真やノウハウとして蓄積された断面形状の実力から、モジュール全体の実装構造を再現する必要がある。三次元の CAD データが予め準備されていて、自動メッシュ生成機能を用いて数値解析のモデルを自動的に作るような、効率的な開発、いわゆるコンカレントエンジニアリング的な手法は阻まれている。デバイスを製造する業界と配線基板を製造する業界が異なることも、標準設計ツールが統一されない理由の一つである。

一旦数値解析のモデルの雛形ができれば、特定の構造の適正化を行うことで目標である熱抵抗の仕様を満足するような、数値実験的な開発はそれほど難しくない。デバイス内部については、素子内部を通過する熱流束を極力小さくして、しかも内部に局所的な温度分布ができないような設計をすることが課題となり、モジュール全体構造については、部材の寸法や材料構成を、設計上許される範囲で適正化し、各要素の熱抵抗を低減し、目標仕様を満足できる構造を設計することが課題となる。

目標仕様を満足できる解がない場合は、モデルの雛形の段階、つまり、デバイス構造や実装構造そのものの改善に戻ることとなる。このような開発工程を極力短期間で終わらせるためには、解析モデルの雛形となる実装構造案の作成と、熱抵抗の増減の感度が高い因子の見極めが重要である。見極めた設計因子を、数値解析を利用してパラメトリックに検討することにより、効率よく熱設計の観点から見た適正な構造を提案することができる。

### 1.3.5 熱設計の対象範囲と全体フロー

図 1.7 は、携帯電話に搭載された半導体モジュールが熱源となった場合の、周囲環境までの放熱経路を示した図である。

個々の半導体モジュール内のトランジスタや抵抗で生じた熱は、まず半導体素子からモジュール基板への熱伝導によりプリント基板に伝えられる。次に、プリント基板内の配線層などを主たる放熱経路として熱伝導により熱が拡散され、ネジ止め部を介して接触熱伝達により筐体、即ちケース（パネル）に伝えられる。

筐体でさらに熱伝導により熱が拡散し、最後に主に接触熱伝達により、周囲の環境、つまりユーザの皮膚に放熱される。

このうち、パワーアンプの製品設計だけに注力するのであれば、半導体素子からプリント基板までの熱伝導問題だけを扱えばよく、本論文のモジュール熱設計の章においても、主にこの範囲の問題を取り扱っている。

但し、携帯電話などの移動体通信システム用の端末に限らず、デジタル家電などの分野において、昨今は個々の部品を調達して、アッセンブリだけで製品化してしまう企業が増えている。このため、部品製造者側において、ある程度、最終製品の実装設計まで実施し、推奨構造を提供することが顧客満足度の高い部品提供方法となりつつある。携帯電話の筐体熱設計の場合、盲点となっているのが、随所に存在する接触熱コンダクタンスの問題である。接触問題については、数値解析モデルに組み込むためには実験的な検証が必要であり、この問題がモデルに組み込まれれば、他の熱伝導の問題は、解析規模の制約はあるとしても、数値解析的な評価は可能である。

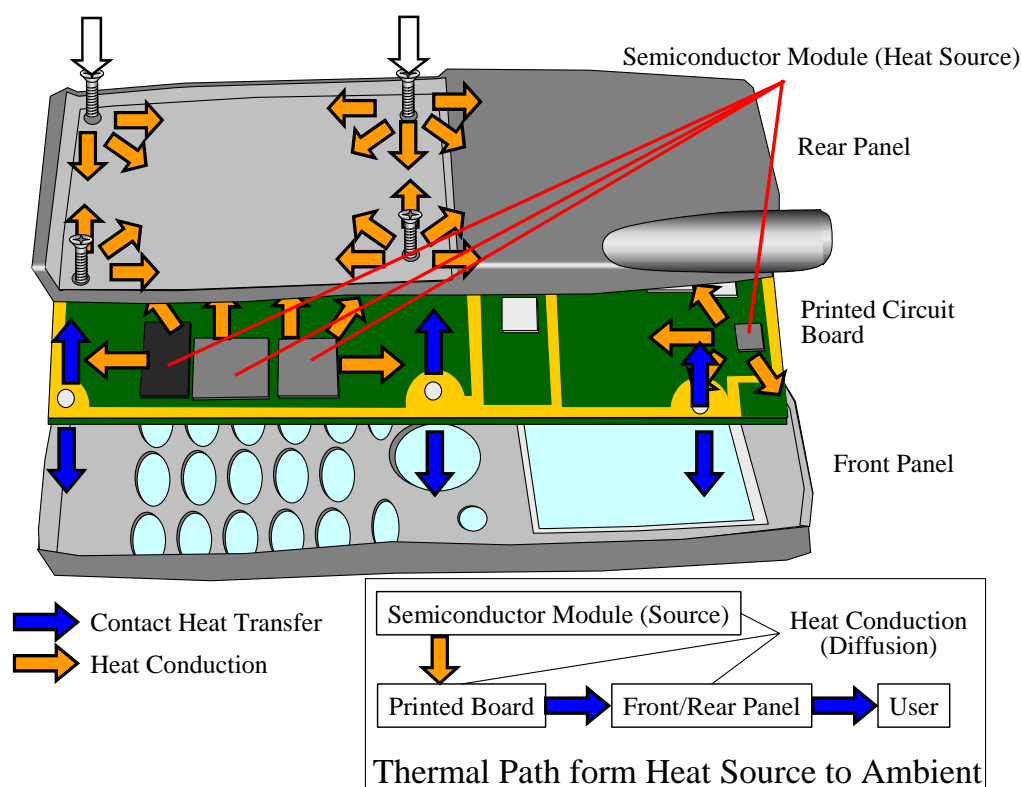


図 1.7 携帯電話に搭載された熱源から周囲環境までの放熱経路



図 1.8 は移動体通信用パワー半導体モジュールの熱設計について、そのデザインフローを示したものである。本論文の第 2 章で述べる接触熱コンダクタンスの実験的検討の結果は、アッセンブリのみで端末を開発するような顧客向けに筐体(ケース)構造までの推奨構造を含めてパワー半導体モジュールを提供する場合に有効なデータであり、それ以外の開発項目は、本論文で述べる熱物性計測技術や数値解析を用いた熱設計技術の適用により、遂行可能な項目である。

図 1.8 に示したデザインフローにおいて、パワー半導体モジュールの温度が実際にどう変化し、解析結果とどの程度の精度で一致するかについては、実験的な検証を行う。具体的には、パワー半導体モジュール内のトランジスタのダイオード成分について、その抵抗要素が温度依存性を持つことを利用して、トランジスタとして発熱させた後、上記のダイオードの温度を電氣的に測定し、トランジスタ動作時の温度を逆問題的に求める手法を用いる<sup>[1-4]</sup>。この手法はノイズが大きいことから精度はそれほど高くないため、 $\pm 5\%$ 程度の範囲まで実験的な評価結果と解析結果が一致するように、モデルの合わせ込みを行いながら設計する。モデルの合わせ込みにおいて重要なのが、各材料の熱物性値、寸法、界面の熱コンダクタンスの見積りもしくは評価である。熱物性値の問題については、後述する。

以上示したように、デザインフローにおいて実験的な検証を実施する必要があるのは、まずは物性値と界面の熱コンダクタンスである。これらを検証した上で、製品の寸法や内部のレイアウトの評価を行い、その結果を元に試作したプロトタイプをベースに実際の熱的な特性を実測評価して数値解析のモデルの修正を行っていく。この意味において、デザインフロー上は離れた位置にあるが、接触界面の熱コンダクタンスの問題を予め検討しておく価値がある。物性値と熱コンダクタンスの問題、つまりは数値解析で使用する物性データや境界条件のデータが蓄積されていれば、解析規模やモデルの単純化などの問題は残るとしても、デバイス内部から携帯電話筐体全体までの一括した熱設計が、数値解析ベースで可能となるのである。

ところで、本論文における数値解析を用いたパワー半導体モジュールの熱設計においては、解析の範囲として、トランジスタ内部の薄膜の影響やトランジスタからモジュール基板裏面までの問題までを取り扱っているが、図 1.8 で従来手法の一部として示した、プリント基板を含む範囲までのパワー半導体モジュールの熱設計のフローは、製品の開発では実際に適用している。

図 1.9 はその一例を示したものであるが、Si チップを利用したパワー半導体モジュールがマザーボードである樹脂基板上に搭載されて空間に保持され、自然放熱

により放熱した場合の温度上昇を評価したものである。評価においては、プリント基板についてはパワー半導体モジュールを使用するセットメーカーの標準的な基板構成と推測される構造を元にプリント基板をモデル化し、常温の空気と自然対流により放熱すると仮定した。

なお、プリント基板の構造を標準化して、恒温槽内の自然対流で上記標準プリント基板に搭載されたパワー半導体モジュールを冷却した場合の温度上昇の測定手段については、JEDEC (Joint Electron Device Engineering Council)の JEDEC Standard No. 51<sup>[1-4]</sup>で寸法等が規定されている。この JEDEC の規格に準拠したパワー半導体モジュールに関する実験的な温度評価の結果と、セットメーカー側の製品筐体内に搭載した場合の温度上昇の関連付けも重要な設計課題となっており、製品の熱設計においては、自社基準の温度分布測定手法に基づく特性と、顧客（セットメーカー）側の筐体の実装した場合の特性と、JEDEC のような当該業界の標準手法を用いて評価した場合の特性の、それぞれの検証が必要であり、かつ、これらの定量的な関係を顧客に提示することが求められている。

次に、熱設計と他の実装設計の関係であるが、図 1.8 に示すフローチャートは熱設計に関するものであり、これと並行して、強度信頼性や落下衝撃に関する応力解析、あるいは、半導体素子からモジュールまでの回路解析、モジュール搭載基板などの電磁界解析を並行して行い、製品開発を進めている。本来の製品設計においては、これらの評価を一括して一連の流れとして行う、コンカレントなエンジニアリングを遂行するための開発プラットフォームが重要であるが、実用化という点では、現状では、将来に向けての課題である。

図 1.10 は、図 1.8 に示した熱設計のフローチャートのうち、移動体通信用パワー半導体モジュールの熱設計の基本部分を抽出したものである。図 1.8 の流れは携帯電話に搭載されるケースに特化して記述しているが、図 1.10 の熱設計のデザインフローは、実際には、移動体通信用に限らず、汎用的な発熱部品の熱設計のデザインフローに相当する。本論文では、このうち、モデル化時に必要な熱物性値のデータ取得に関する議論と、二段階に分けて実行する熱解析に関する議論を中心に論じるものとする。これらの手法が完成することで、移動体通信だけでなく、汎用的な熱設計手法が確立できるのである。

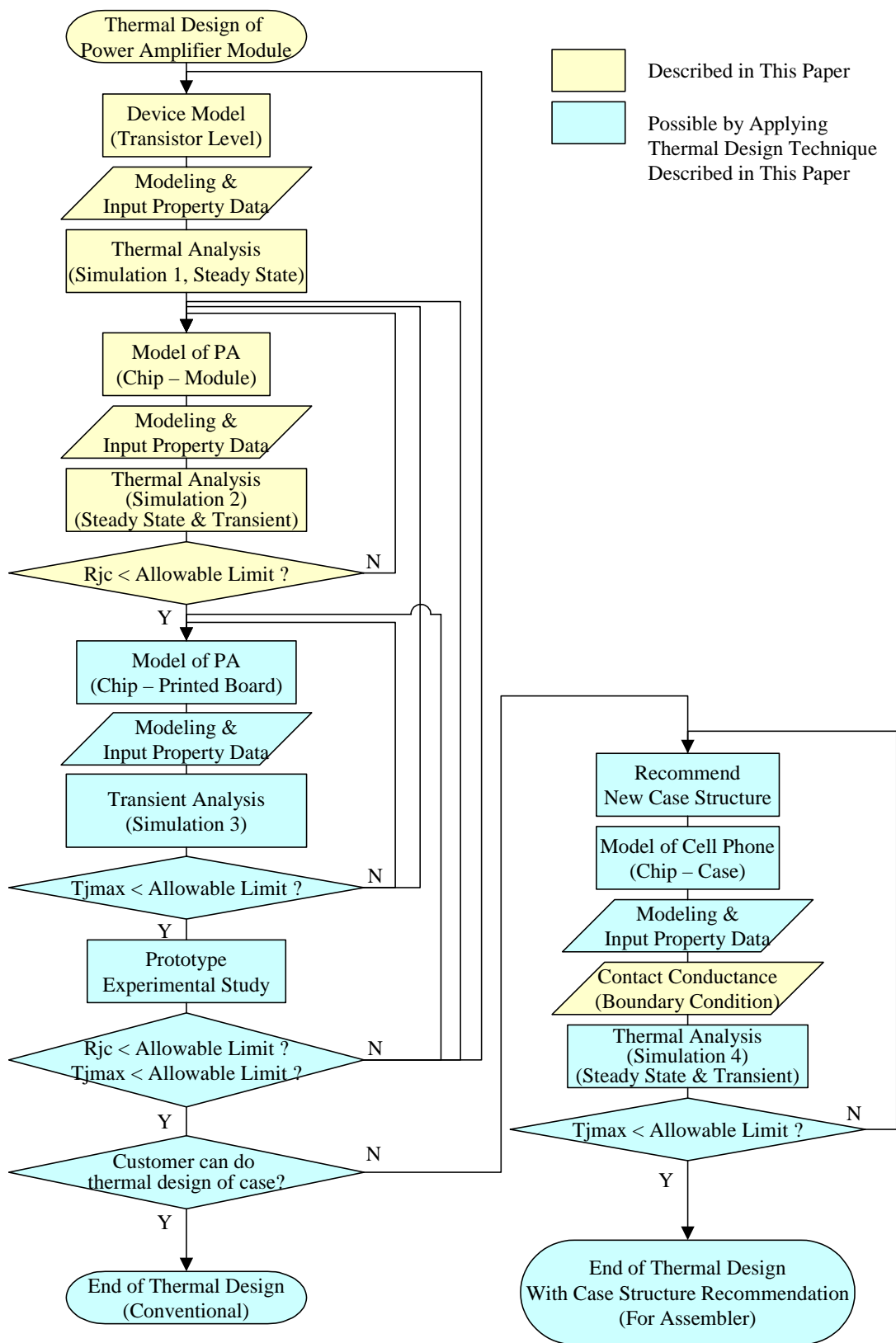


図 1.8 携帯電話用パワー半導体モジュール熱設計の流れ

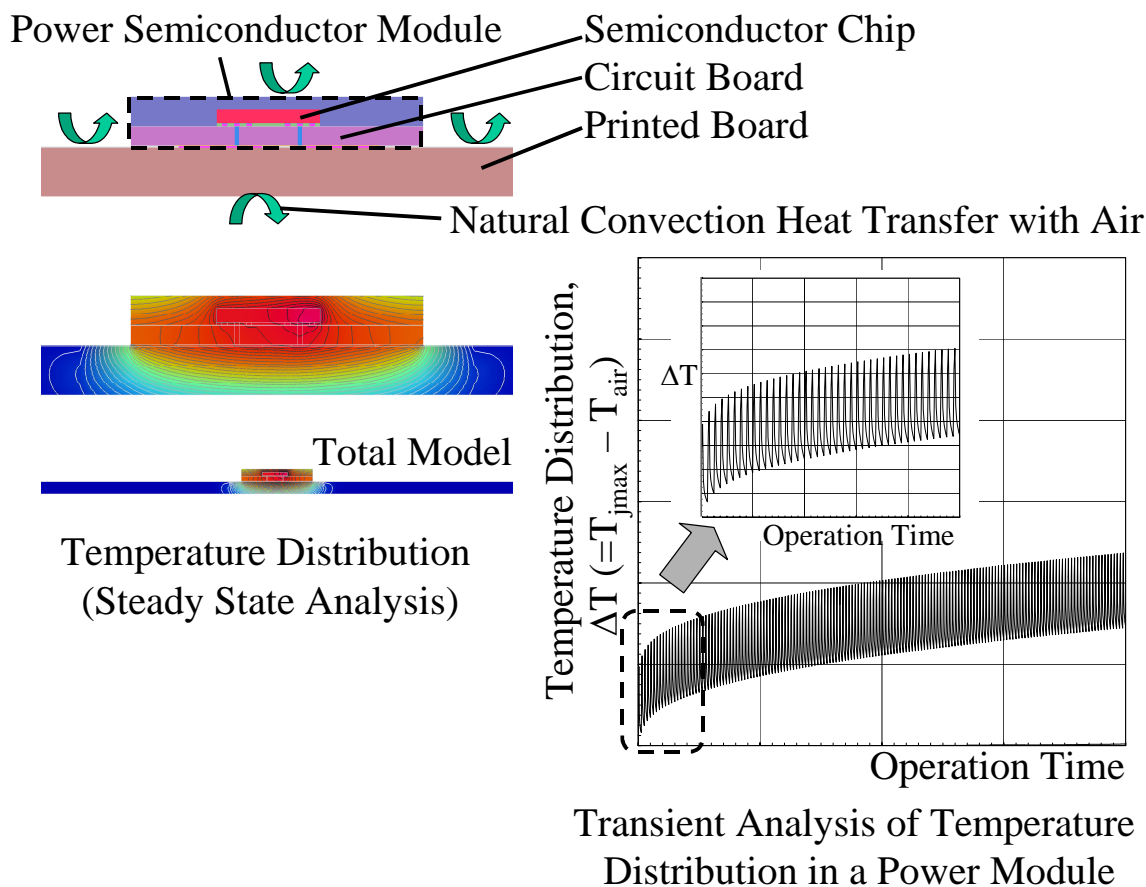


図 1.9 携帯電話用パワー半導体モジュールの熱設計の例

定常熱解析では、単位発熱量当たりの発熱領域( $T_{jmax}$ )と環境温度( $T_{air}$ )の間の温度差を求めて目標仕様を満たすか検討する。過渡温度応答解析の場合、ある発熱モードで周期発熱した場合の温度上昇を検討する。携帯電話用のパワー半導体モジュールの場合、既に述べたように熱時定数は100秒のオーダーであるため、0.1 msec ~ 1 msecの周期で発熱と非発熱の状態を繰り返す問題の評価には1周期当たり10刻み程度の評価としても、100万ステップ以上の解析が必要であり、現実的ではない。このため、立ち上がり1秒程度までの評価と、発熱エネルギーの実効値分で定常温度上昇した値を初期値とし、その後周期発熱した場合の温度変動を評価するなどの手法により計算時間の短縮を行う。

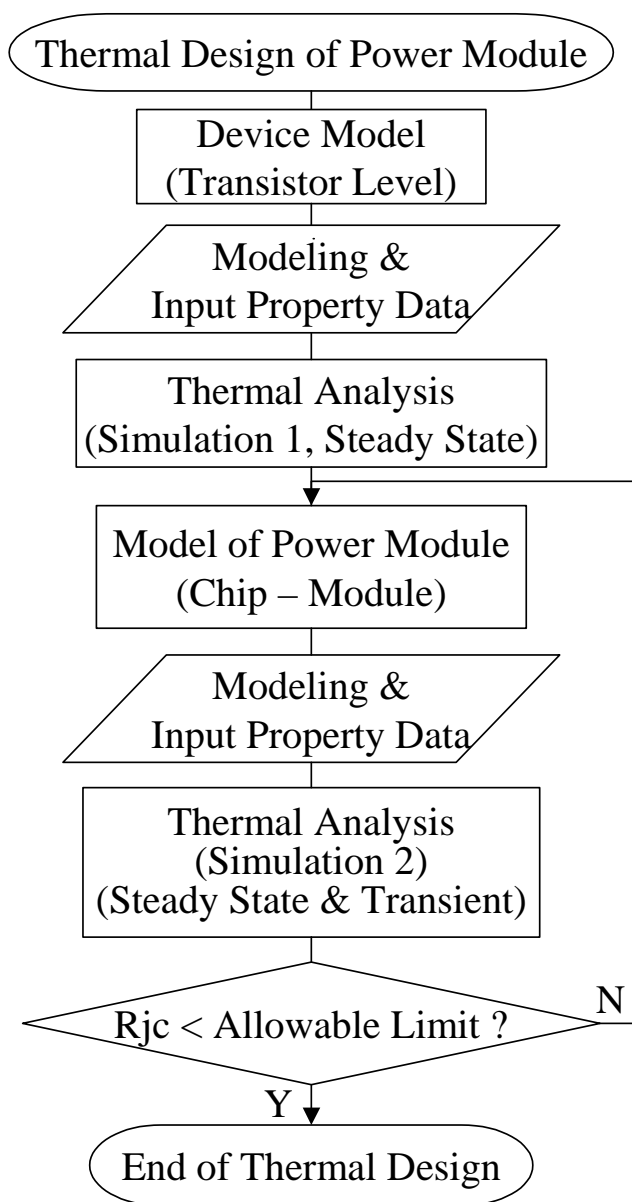


図 1.10 移動体通信用パワー半導体モジュールの熱設計の基本

## 1.4 熱物性計測の重要性

数値解析を用いたパワーアンプモジュールのような半導体モジュールの熱設計において、その設計精度を向上させるためには、そのモデル化手法、境界条件の与え方、使用する材料の物性値が重要である。このうち、モデル化手法や境界条件の与え方のような設計者のノウハウに依存する部分を除くと、最も重要なのが材料の物性値である。

図 1.8 および図 1.10 のフローチャートにおいて、熱解析を行う場面が複数存在するが、いずれの場合も、モデル作成と同時に、構成材料の物性値をデータとして与える必要がある。半導体素子やプリント基板などの実装設計として用いられる物性値としては、ヤング率などの機械的な物性が主体であり、熱物性についてはあまり重要視されてこなかったが、熱設計による仕様達成の見通しが立たないと製品化困難な電子機器については、今後、熱物性の重要性が著しく高まるものと期待される。

例えば、材料寸法の有効数字が仮に 3 桁あったとしても、物性値の有効数字が 1 桁では、数値解析の結果の有効数字は 1 桁になってしまう。一方、数値解析実行時に物性値の温度依存性もパラメータにすることはできるが、そうすると収束するまでの時間が極端に長くなってしまい、設計手法としては現実的ではない。このため、一般に、物性値の温度依存性はないものとして、実際の温度分布に近い温度での物性値を代表として利用することになる。いずれにしても、物性値の温度依存性のデータを保有していないと、設計精度が向上しない。

半導体素子に用いられる材料の物性値は、特に成膜装置を用いて原子レベルから積み上げる材料の場合、製造装置や環境、プロセス、不純物の存在などによって大きく影響される。このため、標準的な物性データを利用することができるか否かが明確でない場合が多い。このような理由からも、自前で物性値を計測する技術を導入して、データベースを積み上げておく必要がある。

実際の数値解析では、実験結果とつぎ合わせながら整合性を高めていくため、解析規模の限界などの理由によりモデル化できない場合や、複数の材料の等価的な物性値を算出してあたかも一つの材料として扱う場合がある。また、境界条件や物性値を操作して実験結果に合わせこむ場合もあるが、本来は熱物性に関する標準的なデータベースと、自前の局所的なデータベースの両方があって初めて、有用な知的財産として利用可能になるのである。

## 1.5 まとめ

これまで述べてきたように、携帯電話に搭載されるパワーアンプモジュールの熱設計は、携帯電話筐体全体の発熱量に占めるパワーアンプの発熱量の割合が高く、最大定格では筐体から放熱可能な熱量の上限にほぼ匹敵することから、大変重要であると言える。特に、その開発動向を考慮すると、常時低コスト化と実装面積の低減（寸法の低減）が市場から要求されているため、高発熱密度化に対応した低熱抵抗構造の開発が急務である。携帯電話に搭載される発熱部品であるため、冷やさずに温度上昇を抑制しなければならないという厳しい制約も存在する。

そのような背景と、低コスト要求と短い開発期間という問題から、数値解析を多用した机上検討により、極力短期間で目標仕様を達成可能な実装構造を提案することが極めて有用である。また、数値解析の、ひいては熱設計の精度を向上させるためには、高い測定精度の実験に基づく材料の物性データの蓄積が必須である。

本論文では、実際に開発した手法を用いて物性値のデータベースを構築し、それを用いて数値解析により熱設計を行うというところまでは限られた材料に対してしか到達できなかったが、その課題を抽出し、将来に向けた構想としてまとめた上で、実験結果に合わせ込んだ物性データを用いて数値解析を行い、パワーモジュールの熱設計に関するさまざまな知見を得ることができたので、これらの知見を整理して汎用的な設計手法としての提言を行う。

## 第2章 筐体熱設計適用のための接触熱 コンダクタンス改善手法の検討

### 2.1 筐体熱設計における接触問題の重要性

携帯電話端末用パワーアンプモジュールを含む筐体熱設計において、構成部材間の接触熱抵抗は筐体全体の熱抵抗に強く影響するという問題がある。図 1.7 の放熱経路のうち、プリント基板から筐体（ケース）への接触熱伝達による放熱の部分は、設計時に対策可能であるにもかかわらず、従来重要視されてこなかった熱抵抗要素である。

半導体素子、半導体素子を搭載する回路基板、回路基板を含む半導体モジュールを搭載するプリント基板、そして筐体が、それぞれ別々の開発主体によって開発されていることと、これまでの携帯電話であれば、接触問題まで検討するほどのシビアな熱設計が必要とされてこなかったことがその原因であるが、今後、前章にて述べたようなアッセンブリ企業による製品の市場投入が増え、しかも、携帯電話の機能向上に伴う発熱量の増大があると、筐体内の接触問題は無視できなくなることが予想される。

この、接触熱伝達による放熱経路における熱抵抗の定量的な予測技術と、接触熱コンダクタンスの改善技術が確立されれば、図 1.8 に示すように、携帯電話内の、個々の電子機器内部の半導体素子から、筐体全体までの一括した熱設計が、数値解析ベースで可能となる。

筐体内部もしくは外的環境との界面までにおける熱抵抗のうち、部材間の接触界面における熱抵抗以外の要素は、使用する材料と形状を定めると一義的に定まってしまうため、筐体内部の発熱素子の損失増大に対応するためには、この接触熱抵抗を低減して損失増大に伴う温度上昇の余裕を確保することも本来は重要な課題である。例えば、上記の範囲全体に占める接触熱抵抗の割合が 30 % である場合、これを半減することで、15 % 分に相当する損失増大を許容することができる。

固体界面の接触熱抵抗、もしくは接触熱コンダクタンスの問題については、古くから理論的検討や実験的評価がなされてきており<sup>[2-1]~[2-11]</sup>、接触熱コンダクタンスの界面の圧力に対する依存性は、見かけの圧力の 0.9 ~ 1 乗に比例する場合が一般的であることが知られている。また、接触面を構成する部材の材料については、



柔らかい方の材料の硬さに影響を受けることも知られている。

Fletcherらは、アルミニウム合金をスタック状に複数枚積み重ねた層の接触熱コンダクタンスについて、実験的な検討を実施し<sup>[2-11]</sup>、トータルの熱コンダクタンスが接触面の圧力および温度の上昇に伴って改善されること、また、試料の厚さにより、接触熱コンダクタンスの相関式が異なることを示した。一般には、多層化することで界面の接触熱抵抗が増え、測定対象全体のトータルの熱コンダクタンスは低下する。従って、宇宙利用のように、断熱性を要求される構造の開発に当たっては、界面の多層化のメリットは大きい。

これに対し、本章では、界面を構成する部材の表面を比較的安価で簡単な方法で改質することにより、接触熱コンダクタンスを改善することを目的としている。携帯電話端末を含む民生利用の電子機器の場合、表面処理や部品追加によるコスト増大は可能な限り抑制しつつ、接触界面における熱抵抗を低減するという、相反する要求が存在するためである。

なお、本章の実験では、電力用の半導体モジュールで比較的高頻度に使用されるモリブデンと銅を、接触熱コンダクタンスを求める試験片として用いた。携帯電話筐体の場合、図 1.7 に示すように、プリント基板と筐体をネジ止めする際の界面の熱抵抗低減が重要な課題となり、銅とアルミニウムやニッケルメッキされた材料などの金属間の接触問題が想定されるが、ここでは、安価で柔らかい金属材料としての銅と、硬い材料としてのモリブデンとの間の接触熱コンダクタンスの改善を検討することにより、携帯電話端末筐体の熱設計に適用可能な知見を得ることを目標とした。

銅は熱伝導率が高いため、半導体モジュールの放熱板やヒートシンクとして利用されているが、シリコン等の半導体基板と線膨張係数が大きく異なるため、直接接合させると線膨張係数差による熱応力でクラックやはがれが発生しやすいという問題がある。このため、シリコンと線膨張係数の近いモリブデンをシリコンと銅の間に使用することがある。

問題点は、モリブデンが高価であること、焼結金属であるため、表面の加工状態によっては非常に粗い表面が形成されること、および、非常に硬い材料であることの3点である。

そこで本章では、銅とモリブデンの試験片の、界面を構成する面の一方または両方に、柔らかい金属をメッキした場合、界面に柔らかい金属の板を挿入した場合、銅とモリブデンの試験片の、界面を構成する面の一方または両方に、スパッタにより薄い銀の膜を蒸着した場合の3通りの場合について、界面に何も

施さなかった場合と比べて、どの程度まで接触熱コンダクタンスを改善できる効果があるのかを検討した。

## 2.2 実験装置および実験方法

### 2.2.1 実験装置

本章では、引張圧縮試験装置を用いて部材間の接触熱コンダクタンスを測定した。図 2.1 に、本章で使用した実験装置の構成を示す。上記引張圧縮試験装置は、試験片の間に最大 1 kN まで圧縮荷重を加えることができる。

図 2.2 に示すように、試験片は直径  $D = 8 \text{ mm}$ 、長さ  $L = 18 \text{ mm}$  の円柱で、材料は銅もしくはモリブデンである。試験片の周囲には外径  $D = 24 \text{ mm}$  のベークライト製の断熱材を置き、試験片から大気中に放射により放熱するのを防止している。

試験片の側面には、それぞれ同じ方向から直径  $D = 0.6 \text{ mm}$ 、深さ 4 mm の孔を 5 mm 間隔で 3 本ずつ形成し、そこに  $D = 0.1 \text{ mm}$  の銅 - コンスタantan熱電対を挿入して温度を測定した。最も接触面に近い孔の位置は、各試験片とも接触面から 1.5 mm の位置である。孔に挿入する熱電対は、外径 0.55 mm のステンレス管の中に素線を通し、管の端面に接点をはんだ付けして使用した。これにより接点を容易に試験片の中心線付近まで押し込むことができる。熱電対挿入後、上記ステンレス管と孔の間に瞬間接着剤を流し込んで熱電対の接点の位置を固定した。試験片の冷却側には冷却水用の配管を設け、水道水を約  $3.3 \times 10^{-5} \text{ m}^3/\text{sec}$  の流量で流して冷却し、試験片界面の温度がほぼ 373 K となるよう、実験装置の温度を制御した。

測定時の冷却水の入り口および出口温度、試験片の温度測定データ 6 点、ロードセルの出力、ヒータに加えた熱負荷等のデータは、一旦ペンレコーダに記録した上、ワークステーションに記録した。

### 2.2.2 試験方法

繰り返し荷重による接触熱コンダクタンスの再現性（またはヒステリシス）を検証するために、試験時には複数回の荷重サイクルをかけて測定を行ったが、本

章では、徐々に圧縮荷重を加えて、10 N (1 kgf)になったところで荷重を保持し、試験片各点の温度がほぼ一定になったところで温度を測定した。今回の試験では、荷重の誤差が±5 %程度の範囲に入るよう引張圧縮装置を操作したが、一般に低荷重ほど誤差が大きくなった。

上記試験を荷重 10 N から 100 N, 1 kN までの 3 段階で行い、それを 2~3 サイクル繰り返し行った。その上で、各測定点の温度から算出した接触面の温度差を通過熱量の平均値で割った値を接触熱抵抗  $R$  の測定値とした。熱コンダクタンス  $h$  は、単位面積当たりの熱抵抗の逆数、即ち  $1/RA$  として求めることができる。

なお、各熱電対の指示値の誤差以外に、断熱材として用いたベークライトから装置外部へ放射により流出する熱量も測定の不確かさの原因となる。モリブデン製の上側試験片を通過する熱量を  $Q_{Mo}$ 、銅製の下側試験片を通過する熱量を  $Q_{Cu}$ 、下側試験片回りの断熱材から装置外部へ放射により逃げる熱量を  $Q_{rad}$ 、断熱材を上下方向に流れる熱量を  $Q_{Ba}$  とすると、

$$Q_{Mo} \approx Q_{Cu} + Q_{Ba} + Q_{rad} \quad (2.2.1)$$

となる。

上側試験片の温度測定点は、試験片の下側、即ち下側試験片との界面に近い側に偏っているため、上側試験片回りの断熱材から放射により装置外部に逃げる熱や、断熱材のベークライトを上下方向に流れる熱の影響は、 $Q_{Mo}$  の測定結果にはほとんど影響を与えない。このため、式(2.2.1)の左辺では  $Q_{rad}$  と  $Q_{Ba}$  を省略できるとした。この  $Q_{Mo}$  の測定結果は、印加した熱量  $Q$  と比較すると、若干小さい値となる。一方、断熱材の上端の温度と、試験片の下端と同じ高さにある断熱材の温度との差が、同じ高さにある試験片の温度の差に等しいと仮定すると、断熱材の上下方向の通過熱量  $Q_{Ba}$  は試験片の通過熱量  $Q_{Cu}$  の 1.35 % 程度となり、これは無視することができる。

放射熱量  $Q_{rad}$  については、例えば断熱材表面の温度を  $T_{out} = 373$  K とし、放射熱の受熱側の温度を室温  $T_{air} = 293$  K として、断熱材と受熱側の放射率を最大の  $\varepsilon = 1$ 、形態係数も 1 とすると、放熱量は約 0.89 W となる<sup>[2-10]</sup>。放射率、形態係数とも 1 にはならないこと等を考えると、実際の放熱量はこれよりはるかに小さくなる。

これに対して、 $Q_{Cu}$  の大きさは、荷重によるものの、ほぼ 10~20 W の間であった。このため、 $Q_{rad}$  を無視することによる誤差は数%のオーダーであり、本節では、この放熱量は無視して検討した。断熱材と放射による熱の流出の合計として、通過熱量の測定結果には±10 %程度の誤差が存在するものとする。

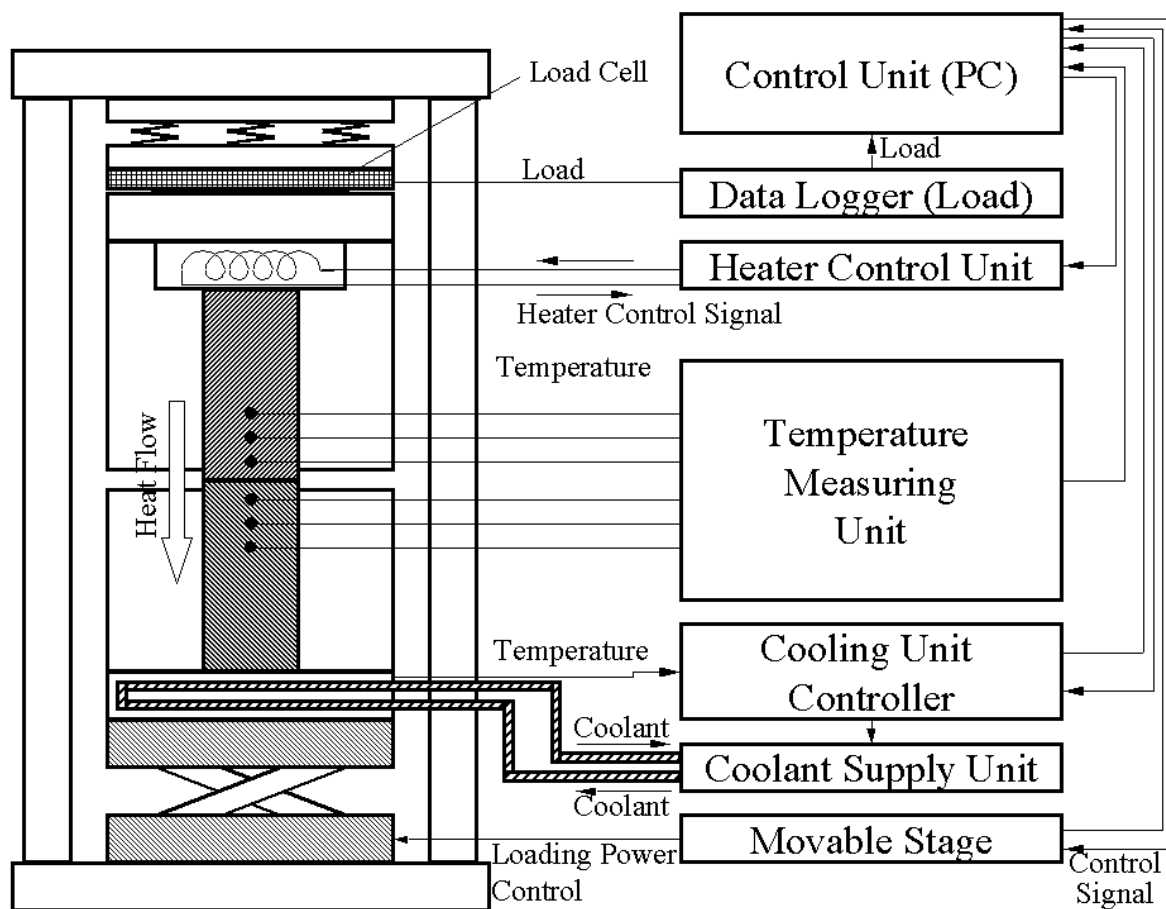


図 2.1 定常法を用いた接触熱コンダクタンス実験装置の構成

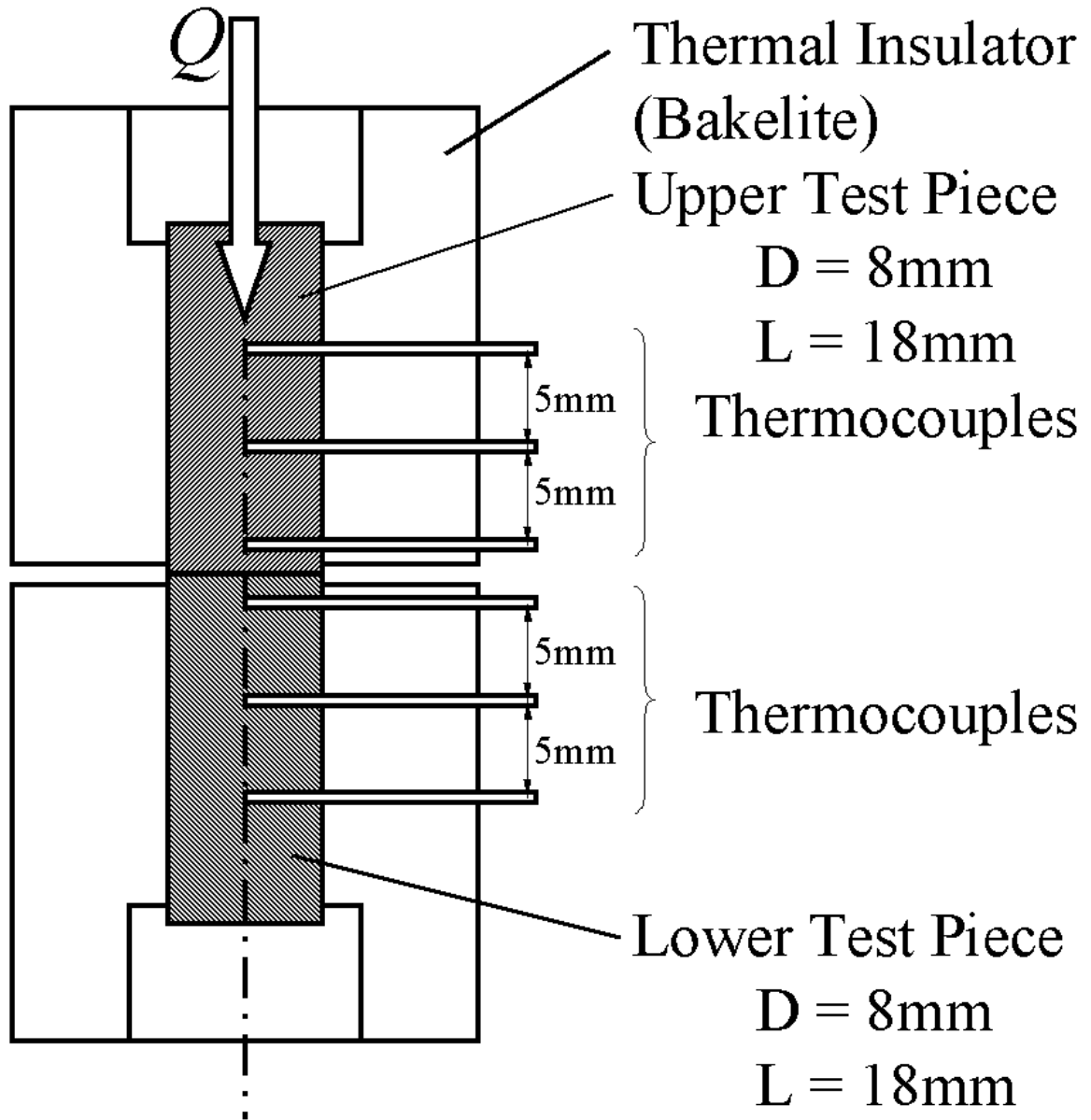


図 2.2 試験片断面図

## 2.2.3 材料の物性値および測定対象

本章では、材料の物性値として表 2.1 に示す熱伝導率とビッカース硬さを使用する。例外として、銀のスパッタ膜の硬さについては、373 K 以上の高温下では短時間に軟化することを考慮し、 $H_v = 0.39$  GPa とした。また、ニッケルメッキの硬さについても、純金属の硬さとして、 $H_v = 0.98$  GPa とした。

本節では、上記の銅とモリブデン間の接触熱コンダクタンス改善方法として、以下の 3 通りの効果を検証した。

- (1) 表面メッキによる改善効果
- (2) 箔挿入による改善効果
- (3) 銀スパッタ膜の成膜による改善効果

このうち (3) については、試験片に厚さ 1  $\mu\text{m}$  の銀の薄膜を室温でスパッタにより成膜して検討した。

測定に用いた試料の表面性状を表 2.2 に、また、そのうち一部の試料表面の粗さ測定結果を図 2.3 に示す。

表 2.1 試料の熱伝導率とビッカース硬さ

Material		Thermal Conductivity	Hardness (Vickers)
		[W/(m·K)]	Hv [GPa]
Test Piece	Cu	396	1.06
	Mo	142	2.45
0.1mm <sup>t</sup> Thin Plates	Au	293	0.55
	Ag	418	0.92
	Al	238	0.48
	Cu	396	0.76
Plated Film	Ni	88	0.98
	Ag	418	0.71
Sattered Film	Ag	418	0.39
Bakelite		0.00067	-

表 2.2 試料の表面粗さ，最大うねり，傾斜角

Material	Surface Treatment	Surface Roughness		Maximum Waviness	Angle of Gradient
		Ra [ $\mu\text{m}$ ]	Rq [ $\mu\text{m}$ ]	Wt [ $\mu\text{m}$ ]	$\tan\theta$ [-]
Mo	none	0.03	0.05	0.23	0.00
Mo	Ni Plating	0.17	0.23	0.62	0.02
Mo	Ag Plating	0.26	0.34	1.37	0.03
Mo	Ag Spatter	0.11	0.25	1.27	0.00
Cu	none	0.14	0.18	0.80	0.02
Cu	Ni Plating	2.14	2.59	3.04	0.21
Cu	Ag Spatter	0.10	0.14	0.32	0.01
Ag	none	0.14	0.21	2.78	0.00
Al	none	0.15	0.24	1.16	0.01
Au	none	0.13	0.19	1.69	0.00

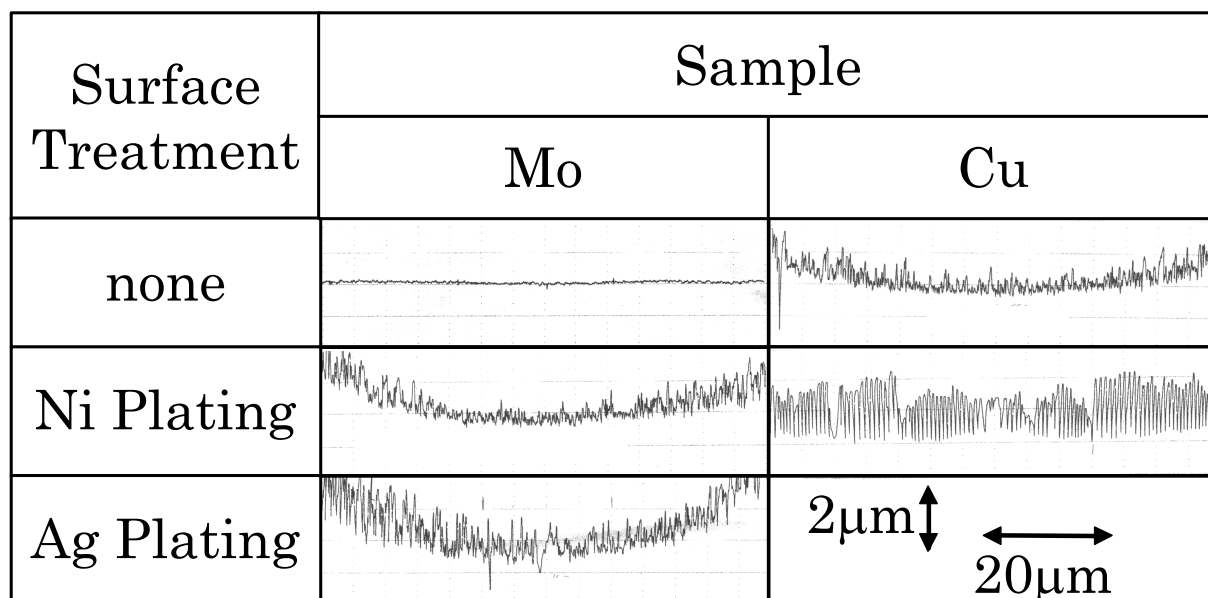


図 2.3 モリブデンおよび銅試験片の表面粗さの測定結果

## 2.3 接触熱コンダクタンスの改善効果

### 2.3.1 表面加工なしの場合の銅 モリブデン間接触熱コンダクタンス

接触面の熱コンダクタンスおよび熱抵抗を求める近似式について、本章では以下の3式を用いて実験結果と比較した。

橋らによる理論式<sup>[2-12]</sup>,

$$h = \frac{1}{RA} = \frac{1.02 \times 10^5}{\frac{R_{a1} + 23}{\lambda_1} + \frac{R_{a2} + 23}{\lambda_2}} \cdot \frac{P}{Hv} + \frac{10^6 \lambda_f}{R_{a1} + R_{a2}} \quad (2.3.1)$$

但し、添え字 1,2 は界面を構成する試験片の番号、 $\lambda_f$  は介在気体の熱伝導率で、ここでは常温の空気の値を用いることとする。

Cooper らによる理論式<sup>[2-7]</sup>,

$$h = 1.45 \frac{\lambda_m \tan \theta_m}{R_{qm}} \left( \frac{P}{Hv} \right)^{0.985} \quad (2.3.2)$$

Mikic による理論近似式<sup>[2-8]</sup>,

$$h = 1.13 \frac{\lambda_m \tan \theta_m}{R_{qm}} \left( \frac{P}{Hv + P} \right)^{0.94} \quad (2.3.3)$$

但し、添え字 m は界面を構成する材料の平均値で、

$$\lambda_m = 2\lambda_1\lambda_2 / (\lambda_1 + \lambda_2), \quad \tan \theta_m = \sqrt{\tan^2 \theta_1 + \tan^2 \theta_2} \quad (2.3.4)$$

$$R_{qm} = \sqrt{\tan^2 R_{q1} + \tan^2 R_{q2}} \quad (2.3.5)$$

で表される。

図 2.4 に、表面に特殊な加工を施さない状態における銅とモリブデン間の接触熱コンダクタンスの測定結果を示す。図 2.4 において、Stroke は圧縮荷重サイクルを加えた場合、何サイクル目に当たるのかを示す。複数の試験片に関する測定結果をまとめて図示しているため、測定結果が極端に小さくなってしまったものがあるが、これらを除外して考えると、最初に荷重を加えた場合は、接触面の圧力が 3 MPa 程度より小さければ、式(2.3.2)または(2.3.3)が比較的良好に接触熱コンダクタンスを予測でき、10 MPa を超える範囲では、式(2.3.1)の方が妥当であることがわか



る。また、荷重サイクルの 2 サイクル目以降は、荷重をリリースしても接触熱コンダクタンスが初期状態まで小さくならない、ヒステリシスがはっきり現れた。

一方、測定の前後で試料表面の粗さやうねりを測定すると、有意な変化は観測されず、また、同じ試料を再利用した場合に測定結果の再現性が見られた。試験片を取りはずす際に試料間の固着が見られたことも考慮すると、ヒステリシスが生じる主な要因としては、試料間のマイクロなスケールでの密着性が増すような形で柔らかい方の試料が弾塑性変形し、実接触面積が拡大するものと推察される。

荷重サイクルを繰り返した後の接触熱コンダクタンスは、式(2.3.1)の方が結果をよく予測できることもわかった。

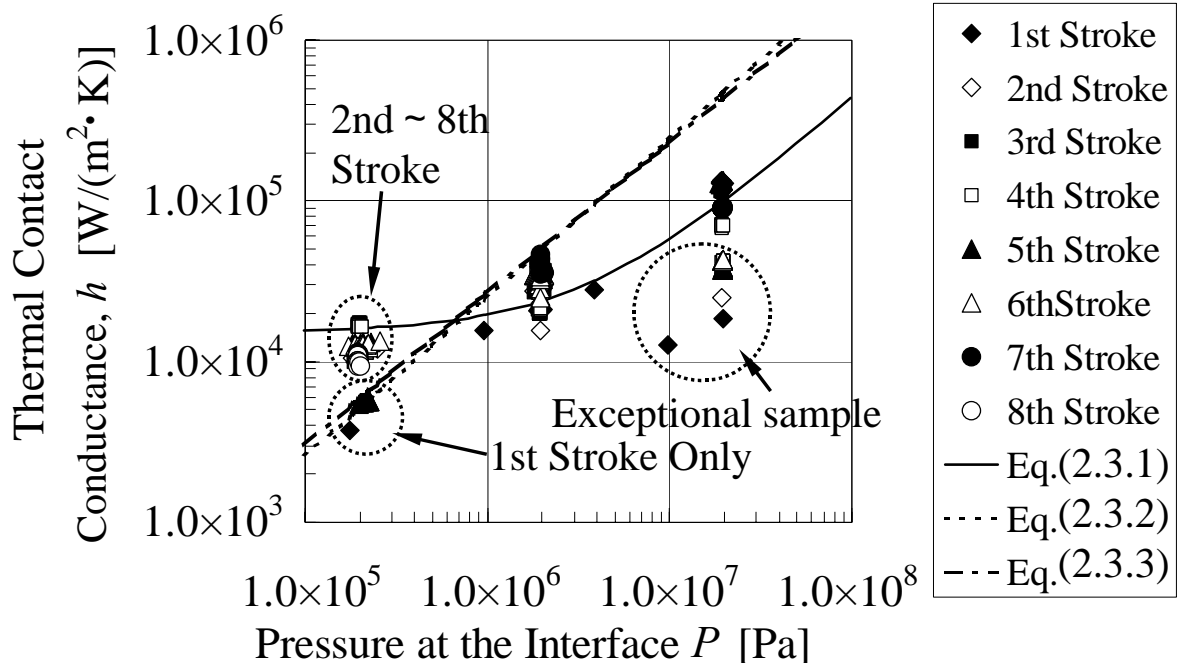


図 2.4 銅 モリブデン間の接触熱コンダクタンス(界面に表面加工なし)

## 2.3.2 表面にメッキを施した場合の影響

図 2.5 に、表面にメッキを施した場合の接触熱コンダクタンスが受ける影響を示す。全般に、メッキを施すことにより、施さなかった場合よりも熱抵抗が大きい、即ち、接触熱コンダクタンスが小さくなる傾向があることがわかった。モリブデン試験片に、柔らかい金属の代表として銀のメッキ処理を施した場合であっても、何も処理を施さなかった試験片より接触熱コンダクタンスが低下した。

接触コンダクタンスが低下したのは、材料のうねり、あるいは反りの影響であると考えられる。図 2.3 に示したように、モリブデン試験片のうち、メッキ品は材料の外周部が高く、中心部がくぼんだ形状となっている。これは、電気メッキをする際に、端部に電界が集中するためと考えられる。このため、最大粗さの測定値は非メッキ品と同じオーダーであるのに対し、最大うねりの大きさは非メッキ品より 1 桁大きくなってしまった。その結果、中心部での実際の接触面積が非メッキ品間の場合と比較して狭くなり、接触熱コンダクタンスが改善されなかった可能性が高い。接触熱コンダクタンス改善のためには、この凹面の問題を予め検討して、メッキ膜生成後の表面がほぼ平坦になるように電界分布を制御するか、元の表面の形状をコントロールする必要がある。もしくは、無電界メッキの利用の必要性も考えられる。

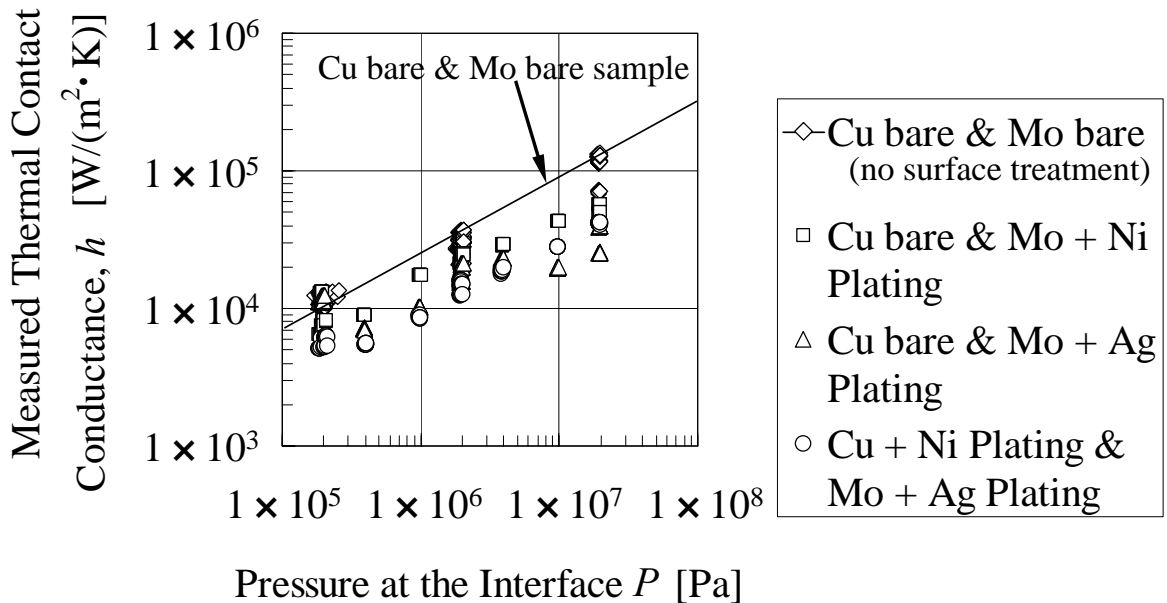


図 2.5 表面にメッキを施した場合の接触熱コンダクタンスの変化

### 2.3.3 金属箔挿入による影響

図 2.6 は、非メッキ品の銅およびモリブデン試験片の間にそれぞれ、厚さ  $t = 0.1 \times 10^{-3} \text{ m}$ 、直径  $D = 8 \times 10^{-3} \text{ m}$  の金、銀、アルミニウム、銅の箔を挿入した場合の接触熱コンダクタンスの測定値を示したものである。

一般に、接触熱コンダクタンスを改善する場合に上記のような柔らかい金属の箔を挿入することがあるが、この場合の問題点として、接触面の数が増えることがある。

図 2.6 では、銅と金属箔間、金属箔とモリブデン間の接触界面における接触熱抵抗と、箔の熱伝導による熱抵抗の和を箔挿入時の等価な接触熱抵抗として測定し、それを元に 2 つの接触面の熱抵抗と箔の熱伝導による熱抵抗を含んだ、等価な接触熱コンダクタンスを算出した。

図 2.6 によれば、金や銀のような、比較的柔らかい箔を挿入した場合でも、低圧域では接触面が 2 面ある影響が強く現れるため、箔挿入による熱コンダクタンスの改善効果は期待できないこと、一方、高圧域では、柔軟な材料による接触熱コンダクタンスの改善効果が顕著になることがわかる。金箔挿入時で、非挿入時の最大 2 倍程度まで接触熱コンダクタンスを改善できた。この事実は、携帯電話筐体の熱設計という観点では、ネジ止め部にワッシャーとして柔らかい金属を用いるようなことでは、接触圧がそれほど高くないことを考えると、あまり接触熱コンダクタンスの改善は期待できないということの意味するものと思われる。

図の直線は、接触熱コンダクタンスが接触面の圧力のべき乗に依存すると仮定して、全ての実験結果を元に算出した近似式を示したものである。

一方、銅やアルミニウムなどを挿入した場合は、図の高圧側においても、接触熱コンダクタンスが改善できない場合が存在する。箔の熱伝導率の大きさがアルミ < 金 < 銅 < 銀、硬さの測定値もアルミ < 金 < 銅 < 銀 であること、および、それぞれの比を考えると、銅箔を用いた場合の接触熱コンダクタンスの改善効果が顕著でないことがわかる。その理由として、箔の表面近傍の層については、表面の酸化などの影響も受けるはずであるから、実際に実験で用いた銅箔は、実験開始前に予想していた以上に酸化が進みやすく、表 3.1 に示した銅箔の硬さより硬くなっていたこと、および、この酸化膜の熱伝導率が純銅と比べて小さくなっていたことが考えられる。

但し、自然酸化で発生する酸化第一銅の熱伝導率は純銅の 1/100 以下であるが、皮膜の厚さを考えると、酸化膜を含んだ銅箔の等価熱伝導率が表 1 の値より大幅

に低下することは考えにくい．従って，やはり膜表面が硬くなった結果として，接触熱コンダクタンスが本来の物性から予想される程度には改善されなかった可能性が高い．

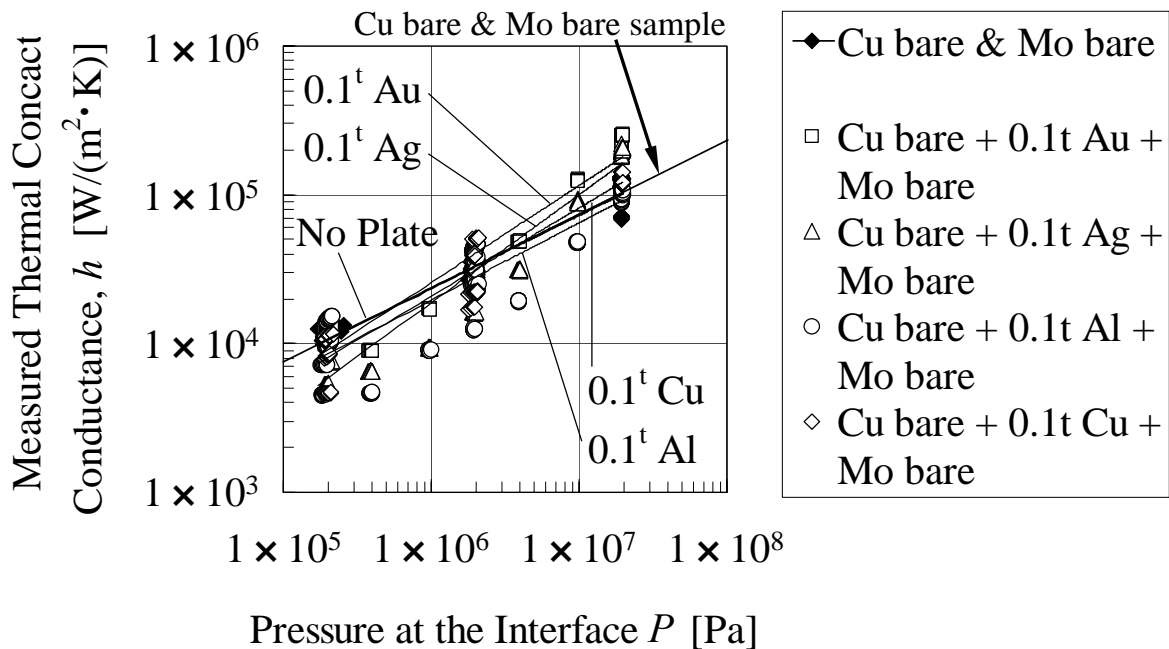


図 2.6 薄い板を挿入した場合の接触熱コンダクタンスの変化

#### 2.3.4 スパッタ膜による効果

図 2.7 に、材料の加工表面粗さを  $Ra = 1 \mu\text{m}$  に指定し、表面に厚さ  $t = 1 \mu\text{m}$  の銀の薄膜を室温でスパッタにより成膜した際の接触熱コンダクタンスの接触面圧依存性を示す。

図 2.7 によると、接触面の圧力が  $0.1 \sim 1.0 \text{ MPa}$  と小さい場合は、拡大図に示すように、圧力に対し接触熱コンダクタンスの分布が大きく二つに分かれていることが明らかである。

実際の試験においては、荷重サイクルを複数回かけて測定しており、図 2.7 において接触熱コンダクタンスが大きく改善されているのは、荷重サイクルの 2 サイクル目以降である。即ち、銀スパッタ膜による接触熱コンダクタンスの改善効果を低圧側で期待する場合は、一旦大きな荷重を加えてスパッタ膜を塑性変形させて、試験片間の接触面積を拡大してから実動作条件の荷重にリリースすることが有効であることが判明した。なお、低圧域では、銀スパッタ膜を成膜した結果、何も処理を施さない場合と比較して、接触熱コンダクタンスを 5 倍以上にできる場合があることがわかった。

次に、銀スパッタ膜を成膜する部材であるが、モリブデンのみに成膜した場合、接触熱コンダクタンスはむしろ低下した。これに対し、銅に成膜した場合、モリブデンに銀スパッタ膜を成膜する、しないに関係なく、成膜なしの場合と比較して、高圧域での接触熱コンダクタンスが常に大幅に改善された。

上記の結果だけで一般化することは、本来、困難であるが、接触熱コンダクタンスを改善するためには、柔らかい方の部材の表面に、さらに柔らかい金属薄膜を成膜することが有効であることがわかった。

なお、銅試験片上に銀膜をスパッタにより成膜し、成膜処理なしのモリブデンとの間の接触熱コンダクタンスを測定したサンプルにおいては、実験終了後にサンプルを分解する際、銅側の銀スパッタ膜の一部がはがれてしまう場合があった。これは、銅表面と銀スパッタ膜との接合強度が弱く、銀スパッタ膜とモリブデン表面の間で固着が生じた結果、銀がモリブデン側に引っ張られて膜が降伏してはがれたものと思われる。

高圧側での接触熱コンダクタンスの改善割合は、最大で非成膜時の 2.6 倍である。メッキや箔挿入の場合と比較しても、スパッタ膜による熱抵抗低減効果が最も大きいことが判明した。金属箔と比べてスパッタ膜の厚さを  $1/100$  と薄く設定したことや、スパッタ膜を成膜した銅とスパッタ膜の界面の熱抵抗が金属箔と銅の界面

の接触熱抵抗より著しく小さくなることから、スパッタ膜が接触熱コンダクタンスを改善する上で有効な理由と思われる。

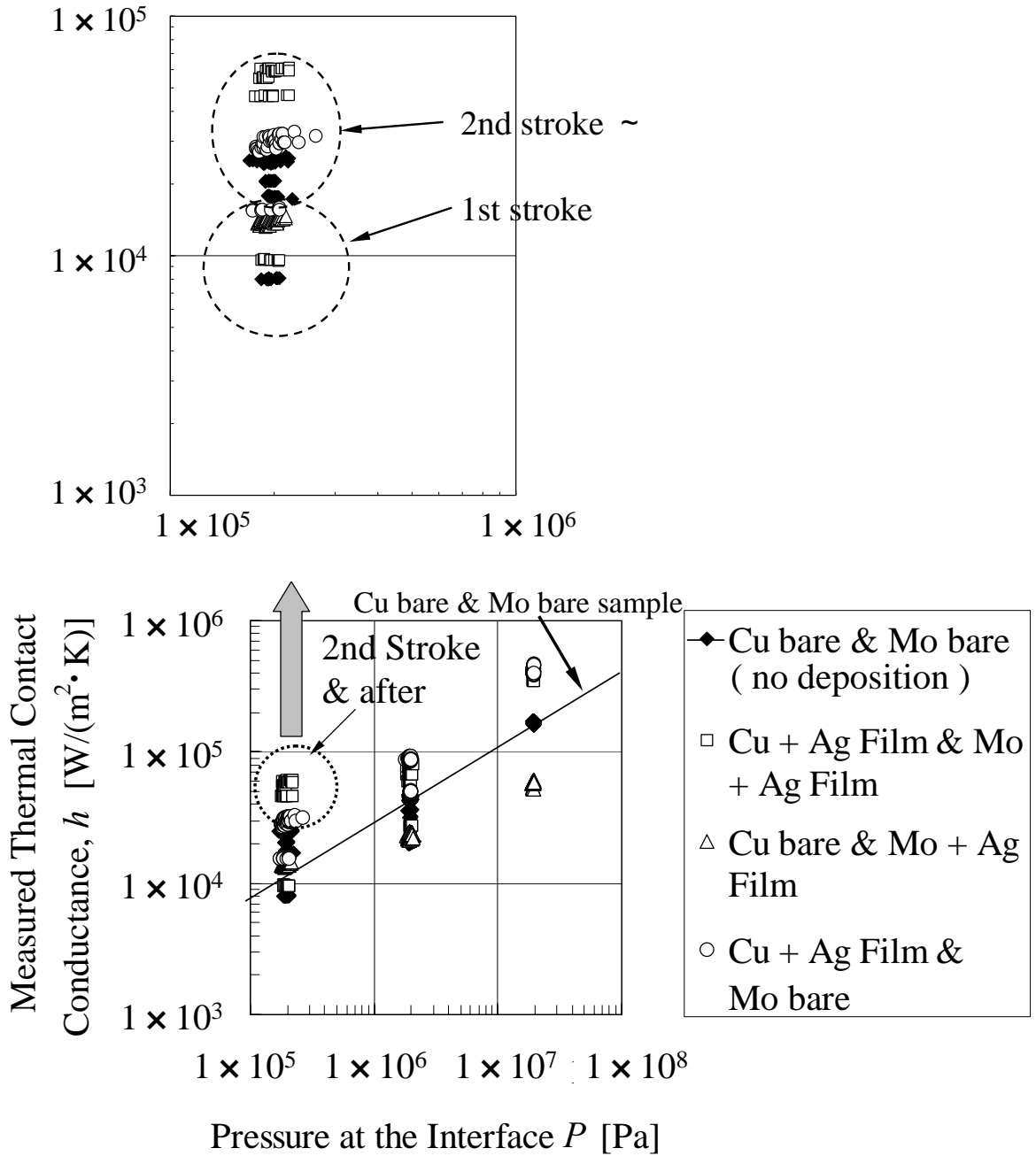


図 2.7 銀のスパッタ膜を形成した場合の接触熱コンダクタンスの変化

## 2.4 接触熱コンダクタンス改善に関するまとめと計測上の課題

電子機器筐体の接触界面を構成する材料の代表として、銅とモリブデンを選定し、その接触界面における熱コンダクタンス改善のための実験的検討を行い、以下の結論を得た。

- (1) 接触面にメッキを施すことにより接触熱コンダクタンスを改善することはできなかった。その原因としては、メッキ処理時に試験片外周部が中心部より盛り上がる構造となったことが考えられる。
- (2) 接触面に高熱伝導率で柔軟な材料からなる箔を挿入することにより、接触熱抵抗を低減できる。箔の材料としては、銀や金のような特に柔らかい材料を用いると効果が大きく、金の場合、箔を挿入しない場合と比較して、高圧力域で接触熱コンダクタンスを最大で2倍程度に改善できる。
- (3) 銅側表面に銀をスパッタで成膜することにより、接触熱コンダクタンスを高圧力領域で非成膜時と比べて最大2.6倍程度まで改善できる。接触面を形成する異種部材のうち、柔らかい方の材料（銅）表面にさらに柔らかい薄膜（銀）を形成することが接触コンダクタンス改善に有効である。
- (4) 低圧力域で接触熱コンダクタンスを改善するためには銀スパッタ膜の成膜が有効で、一旦荷重を加えてから低圧側に減圧することにより、非成膜時の5～10倍に接触熱コンダクタンスを改善することができる。スパッタ膜が塑性変形し、モリブデンと銀膜の接触面積が拡大することが原因と予想される。

携帯電話端末筐体の熱設計という観点からは、例えば図1.7に示したプリント基板と筐体本体との接触部について、あるいは、後述するパワーアンプモジュールの半導体基板と熱拡散板の間の接続が不十分で固体接触界面が生じてしまった場合などについて、接触熱コンダクタンスを改善して製品全体の熱抵抗を低減するためにも、本節で検討した薄膜の形成は有効である。

本章で検討した接触熱コンダクタンスの改善手法を、設計技術として保有することにより、アッセンブリ主体の携帯電話セットメーカーに対しても推奨構造と共に半導体モジュール部品を提供することが可能となる。その上、接触界面における熱コンダクタンスの定量的データの蓄積と数値解析モデルへの盛り込みが可能となれば、携帯電話に搭載される半導体モジュール内部の素子構造から筐体までの熱設計を、数値解析をベースに一括して行うことが可能となる。

なお、上記の貴金属のスパッタ膜を用いた接触熱コンダクタンスの改善手法は、加熱することによって界面を構成する金属間の原子の相互拡散が生じれば、一般

に拡散接合として利用されている接合方法となる。あるいは、表面を極端にフラット化し、かつ、プラズマ処理等によりラジカル化すれば、常温接合として開発が進む方法となる。

本章で検討した手法では、熱通過時の温度がせいぜい 400 K 弱であり、実際に原子の相互拡散が生じるような条件には達していないが、低融点金属であれば、実験時の温度レベルでも拡散接合状態となり、仮に熱伝導率が銀より 1 桁小さい材料を用いた場合でも、接触界面が実質的に存在しなくなり、界面の熱コンダクタンスが大きく改善される可能性は存在する。

また、本章で得られた知見として、荷重サイクル後の接触熱コンダクタンスの予測には、式(2.3.1)が比較的有効であることが判明した。部材間の接触熱コンダクタンスが評価されていない段階で数値解析主体の熱設計を実施する場合、コンダクタンス改善のための処置をモデルに織り込んで式(2.3.1)を用いることで、一定程度の精度を確保した熱設計のための境界条件を得ることは可能であることが明らかとなった。



## 第3章 パワー半導体モジュール熱設計 に必要な熱物性計測技術の開発

### 3.1 材料の熱物性・接触熱コンダクタンス計測技術の必要性

緒言において述べたように、高集積化の進む LSI (Large Scale Integrated Circuit) など、半導体デバイス内部の配線構造の微細ピッチ化に伴い、素子の熱設計や信頼性向上のため、微小スケールでの温度分布予測・熱物性値測定技術の開発が重要な課題となっている。

微小スケールでの温度分布が問題となっている典型的なデバイスとしては、LSI 内部におけるトランジスタ・ダイオード・抵抗などが挙げられるが、配線幅等の単位構造体の寸法は 100 nm 以下が主流となっており、発熱の様子や周辺構造体との熱伝達現象を実験的に検証することは現状では極めて困難である。従って、これらのデバイスの熱設計においては、数値解析を用いた手法に頼らざるを得ない。

数値計算によるデバイス内温度分布評価の問題点は以下のように大別できる。

- (1) 解析方法・解析格子の作成に問題がある場合
- (2) 使用する物性値や境界条件が現実とは異なる場合

微小スケールのシミュレーションにおいて重要なのは後者である。例えば、シリコンのウェハに特定の不純物を拡散させる場合、不純物による熱物性値の変化は簡単には予測できない上、成膜工程によって全く異なる可能性がある。また、数値解析の精度向上を目的として、微小な熱電対や感熱抵抗体を用いてデバイス内の特定位置の温度を測定し、逆問題的に発熱領域の温度を算出しても、熱物性値や界面の接触熱コンダクタンスが正確にわからなければ、温度評価点と発熱領域との間の温度差を誤って見積もってしまい、精度向上や製品信頼性向上にはつながらない。結局、実効的な意味での熱物性値や接触熱コンダクタンスを微小スケールで評価することが重要である。しかも、標準的な物質の熱物性値よりは、実際に製品化されるウェハ上の構造体そのものにおける各要素の熱物性値の評価が必要とされつつある。

これ以外の問題点として、構造の三次元性がある。LSI 内部の構造まで微細な対象を考えなくても、例えばパワーデバイスの素子表面と電極間や、プリント基板と携帯電話端末などの電子機器筐体の界面においても、界面の一部しか実際には接触せず、理想的な接触面と比べて著しく接触熱コンダクタンスが小さくなる場合がある。従って、前章

で用いた定常的な手法のように、長い試験片を用いて界面での平均的な接触熱コンダクタンスを評価することの他に、比較的薄い材料間の局所的な接触熱コンダクタンスを評価することがデバイスの熱設計の分野において重要性を増している。

デバイスの熱設計に必要な熱物性値として、熱伝導率・熱拡散率・比熱・密度・材料界面の接触熱コンダクタンス等がある。このうち薄膜の熱伝導率・熱拡散率に関しては周期加熱法やパルス加熱法による測定方法が提案されている<sup>[3-1][3-2]</sup>が、厚さ方向の局所的な熱物性値測定については例が少ない。荒木、楊らは周期加熱による多層試料の熱拡散率測定技術を開発している<sup>[3-3]</sup>。この方法は2枚の金属薄膜で試料を挟み、一方を加熱源、他方を電気抵抗温度計として、周期加熱時の試料裏面の温度応答と加熱源との位相差を測定して試料の熱拡散率を求めるものである。上記方法は導電性多層試料の厚さ方向の熱拡散率を測定できる点で優れているが、熱の流れを一次元的に捉えているため、面内の局所的な熱の移動や接触熱コンダクタンスを評価する目的とは、多少アプローチの方向性が異なる。

以上の点から、ウェハ状の薄い固体間の局所的な熱物性値と接触熱コンダクタンスを簡便な方法で測定することを目的とし、開発を進めている。本章では、厚さ数 100  $\mu\text{m}$  程度の薄い固体試料における、厚さ方向の熱拡散率と、試料間の接触熱コンダクタンスの測定方法、および、その結果を報告する。

測定原理としては、荒木、楊らと同様に周期加熱法を採用した。加熱源としては半導体レーザを、試料裏面の温度応答の測定には He-Ne レーザを用いた反射率温度測定法(Reflectance Thermometry)<sup>[3-4]</sup>を採用した。この方法の利点は、光学的・非破壊の測定ができる点、および、試料表面入射熱信号と裏面温度信号の位相差から熱拡散率を評価するため、信号処理が容易な点などである。

これらの熱物性値のうち、熱拡散率については、本測定手法の開発により、非接触・非破壊で測定することが可能となった。

一方、薄い固体試料間の接触熱コンダクタンスについては、熱拡散率測定と同一の測定系を用いて試料表面入射信号と裏面温度信号の位相差を検出することが可能となったが、加熱・プローブ用のレーザ光を試料表裏面に照射するために、試料の周辺部のみを加圧する構成としたことにより、試料の上下方向から加える荷重を試料断面積で除した見かけの圧力と、実際の接触熱コンダクタンス測定位置における局所的な接触圧力が必ずしも一致しないという問題点が明らかになった。そこで、試料に加える荷重と測定位置における接触圧との関係を弾塑性解析により算出し、その結果に基づいて実験結果を再評価した。また、接触圧を均一化するための中間部材として、試料と加圧装置の間にガラス基板を挿入している

が、その場合のガラス基板の厚さとして必要な寸法を算出し、装置仕様を適正化するための条件を求めたので、合わせて本章で報告する。

## 3.2 理論的考察および実験手法

### 3.2.1 測定原理

図 3.1 および図 3.2 に、本章で用いた実験手法を示す。図 3.1 と図 3.2 に原理的な違いはないが、図 3.1 は熱拡散率を測定する場合、図 3.2 は薄い固体試料間の接触熱コンダクタンスを測定する場合について示したものである。

加熱レーザーの強度は周波数  $f$  で制御され、試料表面に照射される。試料表面で吸収されたレーザー光は試料内部へ熱の波として送り出される。試料裏面には厚さ約 500 nm の金の膜をスパッタにより蒸着し、プローブ用のレーザーを用いて試料裏面、加熱スポット真下の点における周波数  $f$  の温度変動を、反射率温度測定法により測定した<sup>[3-4][3-5]</sup>。

プローブレザーの反射光の強度を、フォトダイオードを用いて測定し、その出力をロックインアンプに取り込んで信号の振幅と加熱周波数  $f$  における位相を測定するのだが、信号の振幅は試料表面で吸収された加熱レーザーの強度、加熱スポットの代表径、試料裏面の金膜の熱反射係数(Coefficient of Thermoreflectance)、即ち、金膜表面での反射率に依存する。これらの量を正確に評価するのは困難である上、精緻なキャリブレーションも必要であることから、信号強度の測定値から熱物性値や熱コンダクタンスを推定するのは非常に難しい。

これに対し、加熱レーザーとプローブレザーの間の位相差  $\phi$  は、信号強度の測定値が不正確であっても、熱物性値と直接結び付けて評価することができる。従って本章では、位相差  $\phi$  を試料の熱拡散率と接触熱コンダクタンスを評価するために用いることとする。この評価のためには、後述する解析的モデルが必要である。

### 3.2.2 実験装置および測定方法

図 3.3 および図 3.4 に、熱拡散率と薄い固体試料間の接触熱コンダクタンスを測定するために用いた実験装置を示す。図 3.3 は装置全体の構成図で試料の加圧機構

とプローブ光の光軸を含む断面図である。また、図 3.4 は熱拡散率測定の場合を代表させて試料への加熱光、プローブ光の入反射の状態を示した、光学系の拡大図である。

加圧機構にはピッチ 100  $\mu\text{m}$  の荷重調整ネジを備え付け、このネジを回転させて荷重を調整する。荷重を加えるスプリングボックスには、ばね定数 13930 N/m のばねを 8 本並列配置した。ネジの最小変位として 0.0278 rad ( $=5^\circ$ ) を想定すると、この時 5.5 N の荷重を調整できる。スプリングボックス内のばねの最大変位は 1 cm であり、最大荷重 1114.4 N を試料に加えることができる。試料の寸法を 1 cm  $\times$  1 cm としたため、試料界面における見かけの圧力の最大値および最小ピッチは、それぞれ、11.1 MPa、55 kPa である。

荷重調整ネジとスプリングボックスの間に設置したボールベアリングにより、加圧機構内の剪断応力を極力小さくできる構成とした。スプリングボックスと試料の間にロードセルを置き、ばねの圧縮により生じる荷重を測定した。加圧機構の蓋は、上記荷重を受けるために外枠にネジ止めされている。加圧機構には窓を設け、試料裏面の任意の位置にプローブ光を照射するための光学系を挿入した。

試料はセラミック製のサンプルホルダに設置する。このサンプルホルダは中心部に直径 7.3 mm ( $=0.3''$ ) の貫通孔を設け、試料の両面に加熱およびプローブ光を照射しながら、同時に均一な圧力を試料に加えることができるような構成とした。また、試料界面での圧力を均一にするため、透明な部材間に試料を挟み込んで測定する。本実験装置では、厚さ 1.0 mm のサファイアガラスの板を柔らかい方の試料の外側（接触界面から見て反対側）に挿入したが、この点については後述する。熱拡散率を測定する場合は、試料上側のサンプルホルダやサファイアガラスは用いず、直接加熱光とプローブ光を照射した。

周期的加熱源としては、最大出力 550 mW、波長 676 nm の半導体レーザを採用した。出力の制御はロックインアンプ内蔵の正弦波出力をレーザのドライバに供給して行った。加熱レーザ光は試料表面上の約 1 mm  $\times$  1 mm の領域に照射される。従って、加熱スポットにおける熱流束は約  $10^5 \sim 10^6 \text{ W/m}^2$  である。加熱レーザ光の吸収量を高めるため、試料表面に黒化処理被膜を形成した。

プローブレザとしては、ビーム直径約 0.4 mm、出力 5 mW、波長 632.8 nm、広がり角 1 mrad の He-Ne レーザを用いた。プローブレザは試料裏面と平行な方向、即ち、図 3.4 の水平方向から入射し、反射光も水平方向にフォトダイオードに入射する構成としている関係上、装置内部にプリズム状の鏡面を設置して裏面にプローブ光を照射、反射光を取り込む。フォトダイオードのノイズ等価パワーは

$2.3 \times 10^{-14} \text{ W/Hz}^{1/2}$ , 応答特性は波長 632.8 nm の光に対し 0.4 A/W であり, 9 V の逆バイアスをかけて使用した.

フォト電流は 10 k $\Omega$ の抵抗を通して電圧出力としてロックインアンプに導かれる. 加熱レーザの波長 676 nm とプローブレザの波長 632.8 nm は極めて近いので, フォトダイオード前面に光学フィルタを複数枚設置してプローブレザ光のみを透過させた.

システムの光軸の調整は極めて重要である. プローブレザの光軸は筐体の設置角度等の他, 光学レール上の鏡面の角度を調整してフォトダイオード上に来るよう調整し, 水平方向の位置決めには各レーザを据え付けた x-y-z ステージを用いる. 加熱レーザの光軸は, まず低出力下で視覚的に調整し, 次にフォトダイオードのロックインアンプへの信号出力から再調整する.

金の熱反射係数,  $C_{TR} = (dR/dT)/R$  のオーダーは, 632.8 nm の光に対して  $10^{-5} \text{ K}^{-1}$  である<sup>[3-6]</sup>. 温度分解能  $\Delta T_{min}$  は信号強度とノイズの比で定義され, 以下の式で評価できる.

$$\Delta T_{min} = \frac{2\Delta I}{IRC_{TR}} = \frac{2\beta\sqrt{\Delta f}}{IRC_{TR}} \quad (3.2.1)$$

ここで,  $\Delta I = \beta \Delta f$  はロックインアンプにおけるバンド幅  $\Delta f$  の測定におけるノイズ,  $I$  はフォトダイオード上へのプローブレザ入射強度,  $R$  は波長 632.8 nm の光に対する金の反射率である. 測定で主に用いたバンド幅は  $\Delta f = 7.8 \text{ mHz}$  で, 本測定の場合は  $\Delta I = 0.53 \text{ nW}$  となる. このバンド幅はロックインアンプの時定数としては 10 秒に相当する. 位相を安定して測定するには時定数の 5~10 倍の時間が必要であるため, 単一の実験条件に対し 1~2 分の時間が必要となる. 鏡面での反射時の損失等を考慮すると, プローブレザの入射強度は  $I = 3 \text{ mW}$  程である. 金の物性値として  $R = 0.95$ ,  $C_{TR} = 10^{-5} \text{ K}^{-1}$  とすると, 式(3.2.1)から, 測定可能な温度変化は 0.04 K であると推測できる. 本測定は信号の強度ではなく位相測定に基づくものであるが, 温度分解能は重要な量であり, 後述する理論的考察から示されるように, 温度分解能で測定における周波数範囲が決定される.

ロックインアンプの内部抵抗とフォトダイオードの容量からもたらされる時定数は 1  $\mu\text{s}$  以下である. 測定周波数領域は 0~2 kHz であるため, 測定系の電氣的な時定数は無視できる. 系の位相差は厚さ 500 nm の金膜を加熱しながら加熱・プローブレザ間の位相差を測定することでも検証できるが, 位相差の測定値は 0~4 kHz の周波数領域では無視できるものであった. 従って, 系の位相差は全実験領域で無視できると考える.

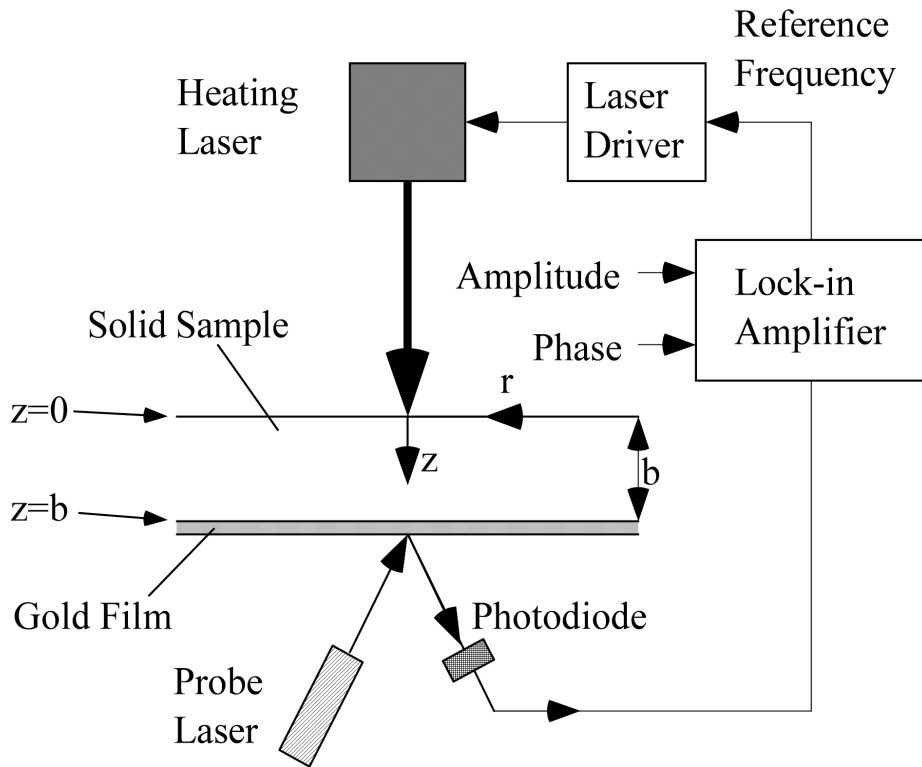


図 3.1 熱拡散率の光学的測定原理

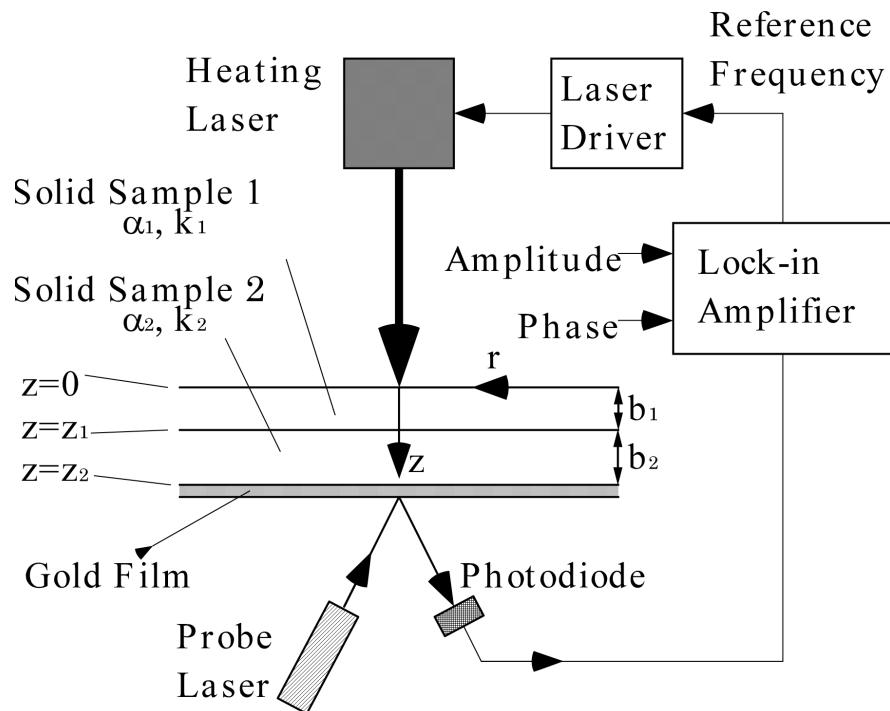


図 3.2 接触熱コンダクタンスの光学的測定原理

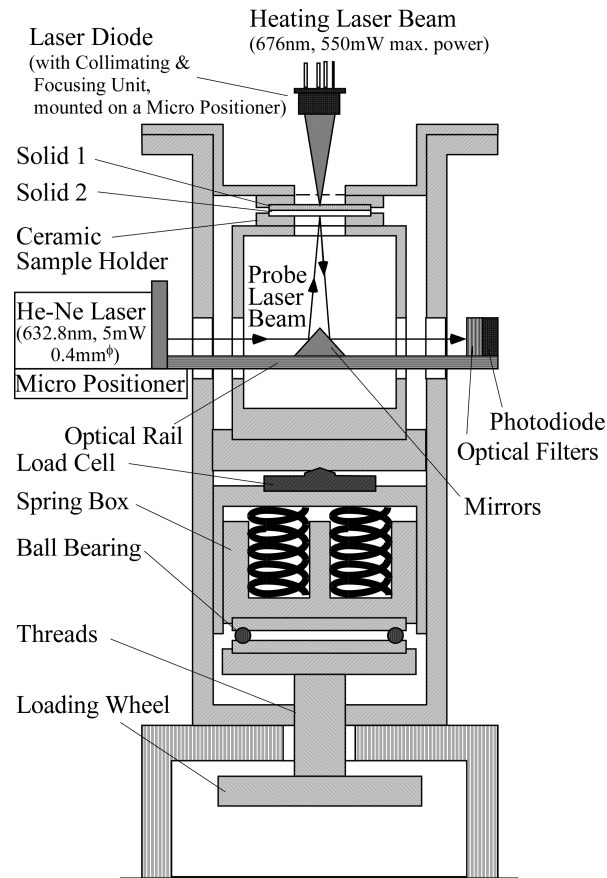


図 3.3 熱拡散率および接触熱コンダクタンスの光学的測定装置

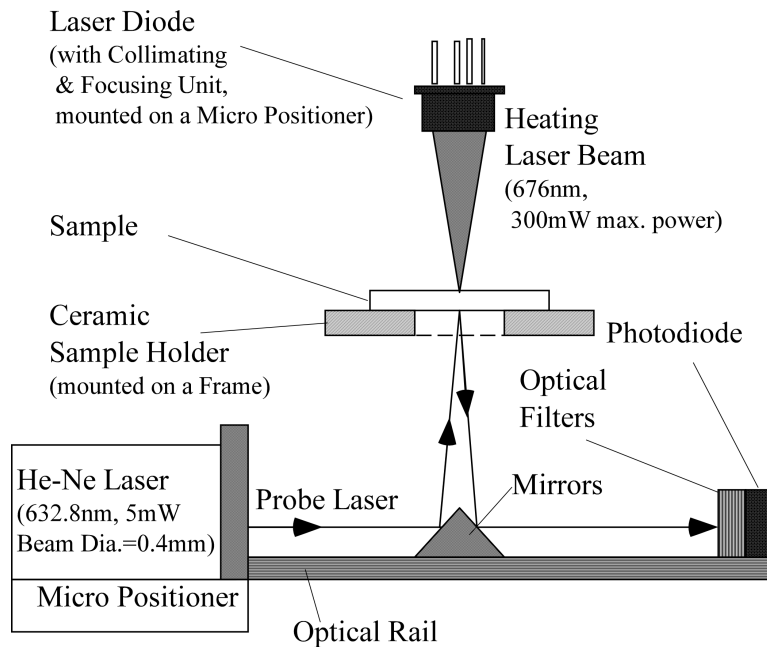


図 3.4 熱拡散率測定装置の光学系

## 3.2.3 位相差と熱拡散率の関係

図 3.1 に示すように，試料を厚さ  $b$  の半無限固体であると考え ( $0 < z < b$ )，加熱光は試料表面上の半径  $r = a$  の領域に照射され，吸収されるとする．試料の熱拡散率を  $\alpha$ ，熱伝導率を  $k$  とすると，円筒座標系の熱伝導方程式は以下ようになる．

$$\frac{\partial^2 u}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial u}{\partial r} + \frac{\partial^2 u}{\partial z^2} = \frac{1}{\alpha} \frac{\partial u}{\partial t} \quad (3.2.2)$$

ここで， $u$  は試料の温度である．入射した熱の大半は固体試料の  $r$  および  $z$  方向に流れるものとし，周囲の空気への放熱は無視できるものと仮定すると，試料表面， $z = 0$  における境界条件は

$$\begin{aligned} -k \left. \frac{\partial u}{\partial z} \right|_{z=0} &= \frac{Q}{\pi a^2} \exp(-i\omega t) && \text{for } r \leq a \\ \left. \frac{\partial u}{\partial z} \right|_{z=0} &= 0 && \text{for } r > a \end{aligned} \quad (3.2.3)$$

ここで， $Q$  は試料表面で吸収される加熱レーザーの入射強度で，角周波数  $\omega = 2\pi f$  で変調される．試料裏面， $z = b$  における境界条件は以下の通りである．

$$\left. \frac{\partial u}{\partial z} \right|_{z=b} = 0 \quad (3.2.4)$$

周期的な温度変化が定常になった場合について検討しているのだから，試料の初期温度は重要ではない．そこで簡単のため， $u(r, z, 0) = 0$  とする．レーザー光の強度はガウス分布を有するため，式(3.2.3)のような均一な熱流束を与えるわけではないが，境界条件を単純化するために，上記仮定を用いることとする．

境界条件(3.2.3)，(3.2.4)，および初期温度条件の下で式(3.2.2)を解くと，試料内の各点の温度分布は以下の式で与えられる．

$$u(r, z, t) = \frac{Q \exp(-i\omega t)}{k\pi a} \int_{\lambda=0}^{\infty} \left[ \frac{1 \cosh \eta(b-z)}{\eta \sinh \eta b} \right]_{s=-i\omega} J_1(a\lambda) J_0(r\lambda) d\lambda \quad (3.2.5)$$

ここで， $\lambda$  と  $s$  は，それぞれ，ハンケル変換とラプラス変換で用いる補助変数であり， $J_0$  と  $J_1$  は 0 次および 1 次の第 1 種ベッセル関数である．また，

$$\eta = (\lambda^2 + s/\alpha)^{1/2} \quad (3.2.6)$$

プローブレーザーによる測定位置は  $(r, z) = (0, b)$  であるから，式(3.2.5)における積分は簡略化できる．即ち，



$$u(0, b, t) = \frac{Q \exp(-i\omega t)}{k\pi a} \int_{\lambda=0}^{\infty} \left[ \frac{1}{\eta \sinh \eta b} \right]_{s=-i\omega} J_1(a\lambda) d\lambda \quad (3.2.7)$$

温度分布について，式(3.2.5)における積分は複素数となり，以下のように標記することが可能である．

$$u(r, b, t) = |u| \exp\{-i(\omega t - \phi)\} \quad (3.2.8)$$

このうち，角度 $\phi$ が入射した放射熱流束に対する位相差である．この位相差 $\phi$ を他の周期加熱法と同様に熱拡散率の評価に用いることができる．一方，高周波数領域での位相差を解析的に求めると以下の値に漸近する．

$$\phi = b \sqrt{\frac{\pi f}{\alpha}} + \frac{\pi}{4} \quad (3.2.9)$$

実際の測定では，数値的に式(3.2.7)を積分して求めた位相差 $\phi$ と無次元周波数 $b\sqrt{\pi f / \alpha}$ の関係と測定結果を比較することで，熱拡散率 $\alpha$ を導出することとなる．

#### 3.2.4 位相差と接触熱コンダクタンスの関係

図 3.2 に示すように，試料 1 を熱拡散率 $\alpha_1$ ，熱伝導率 $k_1$ で，厚さ $d_1 = b_1$ の固体( $0 < z < b_1$ )とし，試料 2 を熱拡散率 $\alpha_2$ ，熱伝導率 $k_2$ で，厚さ $d_2 = b_2 - b_1$ の固体( $b_1 < z < b_2$ )とし，半径方向には無限大と仮定する．また，加熱レーザー光は試料 1 表面上の半径 $r = a$ の領域に照射，吸収され，周囲の空気への放熱は無視できると仮定して円筒座標系の熱伝導方程式を立てると，熱拡散率測定の場合と同様にして，境界条件を含め，以下のようなになる．

$$\frac{\partial^2 u_j}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial u_j}{\partial r} + \frac{\partial^2 u_j}{\partial z^2} = \frac{1}{\alpha_j} \frac{\partial u_j}{\partial t} \quad ; (j=1, 2) \quad (3.2.10)$$

試料 1 表面( $z = 0$ )，試料 2 裏面( $z = b_2$ )における境界条件は，以下の通りである．

$$-k_1 \frac{\partial u_1}{\partial z} \Big|_{z=0} = \frac{Q}{\pi a^2} \exp(-i\omega t) \quad \text{for } r \leq a$$

$$\frac{\partial u_1}{\partial z} \Big|_{z=0} = 0 \quad \text{for } r > a \quad (3.2.11)$$

$$\frac{\partial u_2}{\partial z} \Big|_{z=b_2} = 0 \quad (3.2.12)$$

試料界面における境界条件は，熱流束が温度勾配と比例するため次のようになる．

$$k_1 \frac{\partial u_1}{\partial z} \Big|_{z=b_1} = k_2 \frac{\partial u_2}{\partial z} \Big|_{z=b_1} = h(u_2 - u_1) \Big|_{z=b_1} \quad (3.2.13)$$

初期温度条件は簡単のため，下記のように仮定する．

$$u_j(r, z, 0) = 0; \quad (j = 1, 2) \quad (3.2.14)$$

但し  $u_j$  は試料  $j$  の温度， $Q$  は試料 1 表面で吸収される加熱レーザーの入射強度で，角周波数  $\omega = 2\pi f$  で変調する．

レーザー光の強度はガウス分布を有するため，式(3.2.11)のような均一な熱流束を与えるわけではないが，境界条件を単純化するために，上記仮定を用いる．

今， $u_j(r, z, t)$  のラプラス変換を  $v_j(r, z, s)$  とすると，以下の式が成り立つ．

$$v_j(r, z, s) = \int_{t=0}^{\infty} e^{-st} u_j(r, z, t) dt \quad (3.2.15)$$

また， $v_j(r, z, s)$  のハンケル変換  $w_j(\lambda, z, s)$  は次のようになる．

$$w_j(\lambda, z, s) = \int_{r=0}^{\infty} v_j(r, z, s) r J_0(\lambda r) dr \quad (3.2.16)$$

ここで， $J_0$  は 0 次の第 1 種ベッセル関数である．

式(3.2.10) ~ (3.2.14) をラプラス変換した結果は，従って

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2}{\partial r^2} \int_{t=0}^{\infty} u_j e^{-st} dt + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \int_{t=0}^{\infty} u_j e^{-st} dt + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \int_{t=0}^{\infty} u_j e^{-st} dt - \frac{1}{\alpha_j} \int_{t=0}^{\infty} \frac{\partial u_j}{\partial t} e^{-st} dt &= 0 \\ \frac{\partial^2 v_j}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial v_j}{\partial r} + \frac{\partial^2 v_j}{\partial z^2} - \frac{1}{\alpha_j} \left( \left[ u_j e^{-st} \right]_{t=0}^{\infty} + s \int_{t=0}^{\infty} u_j e^{-st} dt \right) &= 0 \\ \frac{\partial^2 v_j}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial v_j}{\partial r} + \frac{\partial^2 v_j}{\partial z^2} - \frac{1}{\alpha_j} \left\{ u_j(r, z, \infty) \cdot 0 - u_j(r, z, 0) \cdot 1 + s \int_{t=0}^{\infty} u_j e^{-st} dt \right\} &= 0 \\ \frac{\partial^2 v_j}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial v_j}{\partial r} + \frac{\partial^2 v_j}{\partial z^2} - \frac{s}{\alpha_j} v_j &= 0 \end{aligned} \quad (3.2.17)$$

$$\int_{t=0}^{\infty} k_1 \frac{\partial u_1}{\partial z} \Big|_{z=0} e^{-st} dt = k_1 \frac{\partial v_1}{\partial z} \Big|_{z=0} = -\frac{Q}{\pi a^2} \int_{t=0}^{\infty} e^{-i\omega t} e^{-st} dt = -\frac{Q}{\pi a^2} \frac{-1}{(s+i\omega)} \left[ e^{-(s+i\omega)t} \right]_{t=0}^{\infty}$$

$$k_1 \frac{\partial v_1}{\partial z} = -\frac{Q}{\pi a^2} \frac{1}{(s+i\omega)} \quad \text{for } r \leq a$$

$$\frac{\partial v_1}{\partial z} \Big|_{z=0} = 0 \quad \text{for } r > a$$

$$\left. \frac{\partial v_2}{\partial z} \right|_{z=b_2} = 0 \quad (3.2.18)$$

$$k_1 \left. \frac{\partial v_1}{\partial z} \right|_{z=b_1} = k_2 \left. \frac{\partial v_2}{\partial z} \right|_{z=b_1} = h(v_2 - v_1) \Big|_{z=b_1} \quad (3.2.19)$$

但し,  $r \frac{\partial^2 v_j}{\partial r^2} + \frac{\partial v_j}{\partial r} = \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial v_j}{\partial r} \right)$ ,  $\lim_{x \rightarrow \infty} J_\nu(x) = 0$

$$\frac{d}{dr} J_0(\lambda r) = -\lambda J_1(\lambda r), \quad \frac{d}{dr} [r J_1(\lambda r)] = \lambda r J_0(\lambda r), \quad \frac{d}{dr} [r J_1(\lambda r)] = \lambda r J_0(\lambda r)$$

式(3.2.17) ~ (3.2.19)のハンケル変換は以下の通り .

$$\begin{aligned} & \int_{r=0}^{\infty} \left( r \frac{\partial^2 v_j}{\partial r^2} + \frac{\partial v_j}{\partial r} \right) J_0(\lambda r) dr + \int_{r=0}^{\infty} \frac{\partial^2 v_j}{\partial z^2} r J_0(\lambda r) dr - \frac{s}{\alpha_j} \int_{r=0}^{\infty} v_j r J_0(\lambda r) dr = 0 \\ & \int_{r=0}^{\infty} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial v_j}{\partial r} \right) J_0(\lambda r) dr + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \int_{r=0}^{\infty} v_j r J_0(\lambda r) dr - \frac{s}{\alpha_j} \int_{r=0}^{\infty} v_j r J_0(\lambda r) dr = 0 \\ & \left[ r \frac{\partial v_j}{\partial r} J_0(\lambda r) \right]_{r=0}^{\infty} - \int_{r=0}^{\infty} r \frac{\partial v_j}{\partial r} (-\lambda) J_1(\lambda r) dr + \frac{\partial^2 w_j}{\partial z^2} - \frac{s}{\alpha_j} w_j = 0 \\ & \lambda \int_{r=0}^{\infty} \frac{\partial v_j}{\partial r} r J_1(\lambda r) dr + \frac{\partial^2 w_j}{\partial z^2} - \frac{s}{\alpha_j} w_j = 0 \\ & \lambda \left[ v_j r J_1(\lambda r) \right]_{r=0}^{\infty} - \lambda \int_{r=0}^{\infty} v_j \lambda r J_0(\lambda r) dr + \frac{\partial^2 w_j}{\partial z^2} - \frac{s}{\alpha_j} w_j = 0 \\ & -\lambda^2 w_j + \frac{\partial^2 w_j}{\partial z^2} - \frac{s}{\alpha_j} w_j = 0 \\ & \therefore \frac{\partial^2 w_j}{\partial z^2} - \left( \lambda^2 + \frac{s}{\alpha_j} \right) w_j = 0 \end{aligned} \quad (3.2.20)$$

$$\begin{aligned} & \int_{r=0}^{\infty} \left. \frac{\partial v_1}{\partial z} \right|_{z=0} r J_0(\lambda r) dr = \left. \frac{\partial w_1}{\partial z} \right|_{z=0} \\ & = \int_{r=0}^a \left[ -\frac{Q}{k_1 \pi a} \frac{1}{(s+i\omega)} \right] r J_0(\lambda r) dr + \int_{r=a}^{\infty} 0 \times r J_0(\lambda r) dr \\ & = -\frac{Q}{k_1 \pi a^2} \frac{1}{(s+i\omega)} \int_{r=0}^{\infty} r J_0(\lambda r) dr = -\frac{Q}{k_1 \pi a^2} \frac{1}{(s+i\omega)} \left[ \frac{r}{\lambda} J_1(\lambda r) \right]_{r=0}^a \\ & = -\frac{Q}{k_1 \pi a^2} \frac{1}{(s+i\omega)} \frac{a J_1(\lambda a)}{\lambda} \end{aligned}$$

$$\because \int rJ_0(\lambda r)dr = \frac{r}{\lambda}J_1(\lambda r)$$

$$\left. \frac{\partial w_1}{\partial z} \right|_{z=0} = -\frac{Q}{k_1\pi a} \frac{1}{(s+i\omega)} \frac{J_1(\lambda a)}{\lambda} \quad (3.2.21)$$

$$\left. \frac{\partial w_2}{\partial z} \right|_{z=b_2} = 0 \quad (3.2.22)$$

$$k_1 \left. \frac{\partial w_1}{\partial z} \right|_{z=b_1} = k_2 \left. \frac{\partial w_2}{\partial z} \right|_{z=b_1} = h(w_2 - w_1) \Big|_{z=b_1} \quad (3.2.23)$$

微分方程式(3.2.20)の解は，以下のように書くことができる．

$$w_j = A_j \sinh \eta_j z + B_j \cosh \eta_j z \quad \eta_j = \left( \lambda^2 + \frac{s}{\alpha_j} \right)^{1/2} \quad (3.2.24)$$

$z = b_2$ における境界条件を用いると， $w_2$ の解は以下の通り．

$$w_2 = C_2 \cosh \eta_2 (z - b_2) \quad (3.2.25)$$

$z = 0$ ，および， $z = b_1$ における境界条件を用いると， $w_1$ の解は以下の通り

$$w_1 = A_1 \sinh \eta_1 z + B_1 \cosh \eta_1 z \quad (3.2.26)$$

但し，

$$A_1 = -\frac{Q}{k_1\pi a} \frac{1}{(s+i\omega)} \psi(\lambda, s)$$

$$B_1 = -A_1 \left[ \frac{\cosh \eta_1 b_1}{\sinh \eta_1 b_1} - \frac{k_2 \eta_2}{k_1 \eta_1} \frac{\sinh \eta_2 (b_2 - b_1)}{\sinh \eta_1 b_1} \right] \xi(\lambda, s) \quad (3.2.27)$$

$$C_2 = -A_1 \xi(\lambda, s)$$

また，

$$\psi(\lambda, s) = \frac{J_1(a\lambda)}{\eta_1 \lambda}$$

$$\xi(\lambda, s) = \left[ \begin{array}{l} \sinh \eta_1 b_1 \cosh \eta_2 (b_2 - b_1) + \frac{k_2 \eta_2}{k_1 \eta_1} \cosh \eta_1 b_1 \sinh \eta_2 (b_2 - b_1) \\ + \frac{k_2 \eta_2}{h} \sinh \eta_1 b_1 \sinh \eta_2 (b_2 - b_1) \end{array} \right]^{-1} \quad (3.2.28)$$

各試験片内の温度の定常周期変動は，上記の解をハンケルおよびラプラス逆変換することによって与えられる．

ハンケル逆変換は以下の通りである．

$$v_j(r, z, s) = \int_{\lambda=0}^{\infty} w_j(\lambda, z, s) \lambda J_0(r\lambda) d\lambda \quad (3.2.29)$$

従って

$$v_1(r, z, s) = \frac{Q}{k_1 \pi a} \frac{1}{(s + i\omega)} \int_{\lambda=0}^{\infty} \psi(\lambda, s) \times \left\{ \begin{array}{l} -\sinh \eta_1 z \\ + \cosh \eta_1 z \left[ \frac{\cosh \eta_1 b_1}{\sinh \eta_1 b_1} - \frac{k_2 \eta_2 \sinh \eta_2 (b_2 - b_1)}{k_1 \eta_1 \sinh \eta_1 b_1} \xi(\lambda, s) \right] \end{array} \right\} \lambda J_0(r\lambda) d\lambda \quad (3.2.30)$$

$$v_2(r, z, s) = -\frac{Q}{k_1 \pi a} \frac{1}{(s + i\omega)} \int_{\lambda=0}^{\infty} \psi(\lambda, s) \xi(\lambda, s) \cosh \eta_2 (b_2 - z) \lambda J_0(r\lambda) d\lambda \quad (3.2.31)$$

温度分布を求めるためには，以下のラプラス逆変換を用いる．

$$u_1(r, z, t) = \frac{Q e^{-i\omega t}}{k_1 \pi a} \times \int_{\lambda=0}^{\infty} \frac{1}{\eta_1} \left\{ \begin{array}{l} -\sinh \eta_1 z + \\ \cosh \eta_1 z \left[ \frac{\cosh \eta_1 b_1}{\sinh \eta_1 b_1} - \frac{k_2 \eta_2 \sinh \eta_2 (b_2 - b_1)}{k_1 \eta_1 \sinh \eta_1 b_1} \xi(\lambda, s) \right] \end{array} \right\} J_1(a\lambda) J_0(r\lambda) d\lambda \Big|_{s=-i\omega} \quad (3.2.32)$$

$$u_2(r, z, t) = \frac{Q e^{-i\omega t}}{k_1 \pi a} \int_{\lambda=0}^{\infty} \left[ \frac{\xi(\lambda, s)}{\eta_1} \cosh \eta_2 (b_2 - z) \right] J_1(a\lambda) J_0(r\lambda) d\lambda \Big|_{s=-i\omega} \quad (3.2.33)$$

試験片裏面中心 ( $r = 0$ ) における温度上昇は，

$$u_2(0, b_2, t) = \frac{Qe^{-i\omega t}}{k_1 \pi a} \int_{\lambda=0}^{\infty} \left[ \frac{\xi(\lambda, s)}{\eta_1} \right]_{s=-i\omega} J_1(a\lambda) d\lambda \quad (3.2.34)$$

プローブ光による測定位置は  $(r, z) = (0, b_2)$  であるから，式(3.2.33)における積分は簡略化できる．結局，試料 2 の裏面温度  $u_2$  について，式(3.2.33)における積分は複素数となり，以下のように表記することが可能である．

$$u_2(r, b_2, t) = |u_2| \exp\{-i(\omega t - \phi)\} \quad (3.2.35)$$

このうち，角度  $\phi$  が入射した放射熱流束に対する位相差である．この位相差  $\phi$  を固体試料間の接触熱コンダクタンスの評価に用いることができる．位相差  $\phi$  は数値的に算出することもできるが，高周波数領域では式(3.2.34)は以下の値に漸近する．

$$u_2(0, b_2, t) = \frac{2\sqrt{2}Q \exp\left[-\left(d_1 \sqrt{\frac{\pi f}{\alpha_1}} + d_2 \sqrt{\frac{\pi f}{\alpha_2}}\right)\right]}{\pi a^2 \sqrt{\pi f} (k_1 \rho_1 c_1)} \exp\left[-i\left(\omega t - \left(d_1 \sqrt{\frac{\pi f}{\alpha_1}} + d_2 \sqrt{\frac{\pi f}{\alpha_2}} + \frac{\pi}{4}\right)\right)\right] \times \frac{1}{\left[1 + \sqrt{\frac{k_2 \rho_2 c_2}{k_1 \rho_1 c_1}} + \frac{(1-i)\sqrt{\pi f k_2 \rho_2 c_2}}{h}\right]} \quad (3.2.36)$$

ここで， $d_1 = b_1$  は固体試料 1 の， $d_2 = b_2 - b_1$  は固体試料 2 の厚さである．式(3.2.36)より，高周波時の位相差  $\phi$  は以下の式に漸近することがわかる．

$$\phi = \chi + \tan^{-1} \left[ \frac{\frac{\sqrt{\pi f k_2 \rho_2 c_2}}{h}}{1 + \sqrt{\frac{k_2 \rho_2 c_2}{k_1 \rho_1 c_1}} + \frac{\sqrt{\pi f k_2 \rho_2 c_2}}{h}} \right] \quad (3.2.37)$$

$$\text{但し， } \chi = d_1 \sqrt{\frac{\pi f}{\alpha_1}} + d_2 \sqrt{\frac{\pi f}{\alpha_2}} + \frac{\pi}{4} \quad (3.2.38)$$

従って，接触熱コンダクタンス  $h$  は，位相差の式として以下の形で書き表すことができる．

$$h = \frac{\sqrt{\pi f k_2 \rho_2 c_2} [1 - \tan(\phi - \chi)]}{\left[1 + \sqrt{\frac{k_2 \rho_2 c_2}{k_1 \rho_1 c_1}}\right] \tan(\phi - \chi)} \quad (3.2.39)$$

式(3.2.39)において界面がない場合，即ち， $h \rightarrow \infty$  の場合，位相差は式(3.2.38)に

等しくなる。これは、2つの固体試料が接触熱抵抗ゼロで接している場合の位相差の式を意味する。一方、接触熱コンダクタンスがゼロ、即ち、 $h = 0$  の場合は界面からの位相差は  $\tan^{-1}(1)$ 、つまり  $\pi/4$  である。従って、接触熱コンダクタンス  $h$  の全範囲は位相差にして  $0 < \phi < \pi/4$  の範囲に相当する。

なお、厚さ  $b$  の、一枚の固体の熱拡散率を定義することを考えると、界面が存在しないという事実は  $1/h \rightarrow 0$  であると表現することができる。従って、単独個体の温度分布は、式(3.2.34)を以下のように単純化できる。

$$u(r, z, t) = \frac{Qe^{-i\omega t}}{k\pi a} \int_{\lambda=0}^{\infty} \left[ \frac{1 \cosh \eta(b-z)}{\eta \sinh \eta b} \right]_{s=-i\omega} J_1(a\lambda) J_0(r\lambda) d\lambda \quad (3.2.40)$$

この結果、試料裏面中心( $r = 0, z = b$ )の温度上昇は以下の式で表される。これは式(3.2.7)に他ならない。

$$u(0, b, t) = \frac{Qe^{-i\omega t}}{k\pi a} \int_{\lambda=0}^{\infty} \left[ \frac{1}{\eta \sinh \eta b} \right]_{s=-i\omega} J_1(a\lambda) d\lambda \quad (3.2.41)$$

### 3.3 熱拡散率計測の結果と高精度化のための課題

#### 3.3.1 光軸のずれの影響

図 3.5 に、加熱スポットの直径と試料厚さの比  $2a/b$  を変化させた場合の、位相差  $\phi$  と無次元周波数  $b\sqrt{\pi f / \alpha}$  の間の関係を示す。試験片の厚さ  $b$  を一定とすれば、 $b\sqrt{\pi f / \alpha}$  の変化は加熱スポット直径  $2a$  の変化を表す。図では複数の  $r/b$  の値に対し、 $\phi$  と  $b\sqrt{\pi f / \alpha}$  の関係を示した。但し、試料裏面の加熱点直下の位置から測定点までの距離と、試料厚さとの比を  $r/b$  とする。つまり、 $r = 0$  の点は加熱点直下に相当し、試料裏面での  $r/b$  による  $\phi$  への影響は、各レーザの光軸のずれによる影響に相当する。

図より明らかに、 $2a/b < 2$  の場合は、各レーザ間の光軸のずれがわずかでも位相差  $\phi$  測定値に大きな変動が生じる。従って、このような場合は光軸に対し信号出力が敏感で、測定誤差が生じやすいとわかった。 $2a/b > 4$  の場合は、 $r/b < 2$  の範囲では測定点の位置によらず全ての曲線がほぼ一致する。このため  $\phi$  の  $r/b$  依存性はほとんど無視することができ、熱拡散率の測定に好ましい条件となるとわかった。

次に、図 3.6 に、加熱スポットの直径と試料厚さの比  $2a/b$  を変化させた場合の、 $\phi$  と  $r/b$  との関係を示す。縦軸は各測定点における位相差  $\phi$  と測定点が加熱点直下にある場合 ( $r/b = 0$ ) の位相差  $\phi_0$  との比、 $\phi/\phi_0$  とする。図 3.6 では、複数の無次元周波数  $b\sqrt{\pi f/\alpha}$  の値に対して  $\phi/\phi_0$  と  $r/b$  の関係を示した。本図も光軸のずれが  $\phi$  の測定結果に及ぼす影響を示したものである。

プローブ光の径  $d_p$  と試料厚さの比を  $d_p/b = 2$  とすると、 $r/b = 1$  の場合に  $0 < r/b < 2$  の範囲にビームスポットが存在するわけであるが、 $2a/b = 4$  の場合は  $b\sqrt{\pi f/\alpha} > 15$  であれば概ね  $0.95 < \phi/\phi_0 < 1.02$  となり、単純平均した値が位相差  $\phi$  として測定されると考えても 5% 以内の精度で  $\phi$  を測定できることがわかる。

一方、 $b\sqrt{\pi f/\alpha}$  が小さい場合は光軸のずれにより若干  $\phi$  が大きめになる。実際には、後述するように予測値より測定値は小さめになる傾向があり、光軸のずれ以外の原因、例えばフォトダイオードの  $1/f$  ノイズ、あるいは試料の厚さと熱浸透深さ  $\delta$  の関係等を検討する必要がある。同じ条件で  $2a/b = 1$  の場合を図示すると、 $\phi/\phi_0$  は  $r/b$  に対して発散しやすくなり、 $r/b = 1$  で  $d_p/b = 2$  の場合では数 10% の誤差が生じることがわかった。

図 3.7 に、 $2a/b$  を変化させた場合の、温度変動の振幅  $|u|$  と  $r/b$  との関係を示す。縦軸は各測定点における振幅  $|u|$  と、 $r/b = 0$  の場合の振幅  $|u_0|$  との比  $|u|/|u_0|$  である。温度変動の振幅は、無次元周波数  $b\sqrt{\pi f/\alpha}$  と測定点の位置  $r/b$  の双方に対しほぼ単調に減少する。光軸のずれによる温度変動の振幅の減衰率がそのままフォトダイオードからの出力信号の振幅の減衰率に比例するわけではないが、振幅が小さいほどノイズの影響を受けやすい。従って、例えば振幅が本来の測定点で測定した場合と比べて半分以下になるような場合は、測定誤差は大きくなる。図 3.7 に示した  $|u|/|u_0|$  の  $r/b$  依存性によれば、 $2a/b = 4$  の場合は  $r/b = 1$  であれば概ね 80% 以上の振幅が得られるが、 $2a/b = 1$  の場合は減衰が著しく、 $r/b = 1$  の位置において  $b\sqrt{\pi f/\alpha} = 15$  の条件では、 $r/b = 0$  の位置の 40% 程度しか振幅が得られないことがわかる。このため信号の検出が困難になるか、あるいは、位相差  $\phi$  の測定結果の誤差が大きくなる可能性が高い。

本実験で用いたプローブ光の直径は約 0.4 mm、試料厚さは 0.2 ~ 0.5 mm で、プローブスポット径と試料厚さの比は  $d_p/b = 1 \sim 2$  である。各レーザの光軸のずれは  $r/b < 2$  の範囲に調整可能である。一方、プローブ光はその直径に等しい領域の平均値としての温度と位相差  $\phi$  を測定する。このプローブ光の全照射領域における  $\phi$  がほぼ均一であるようにするためには、図 3.5 ~ 3.7 からわかるように、 $2a/b > 4$  の条件を満足することが必要である。また、 $\phi$  の測定結果の誤差を 5% 以内とするた



めには、 $r/b < 1$  の条件を満たすように光軸を調整することが望ましい。なお  $\phi$  は無次元周波数  $b\sqrt{\pi f/\alpha} = 0$  でゼロであり、高周波数域では式(3.2.9)に示したように  $b\sqrt{\pi f/\alpha} + \pi/4$  に漸近することが重要である。図 3.5 において、加熱スポット径とプローブスポット中心の位置が上記の条件を満たす場合は、 $b\sqrt{\pi f/\alpha} > 15$  の領域では  $\phi$  の予測値はほぼ式(3.2.9)の直線に漸近している。後述する実験結果については、無次元周波数の上記領域が実験結果と理論的予測値の比較をするのに極めて有効である。

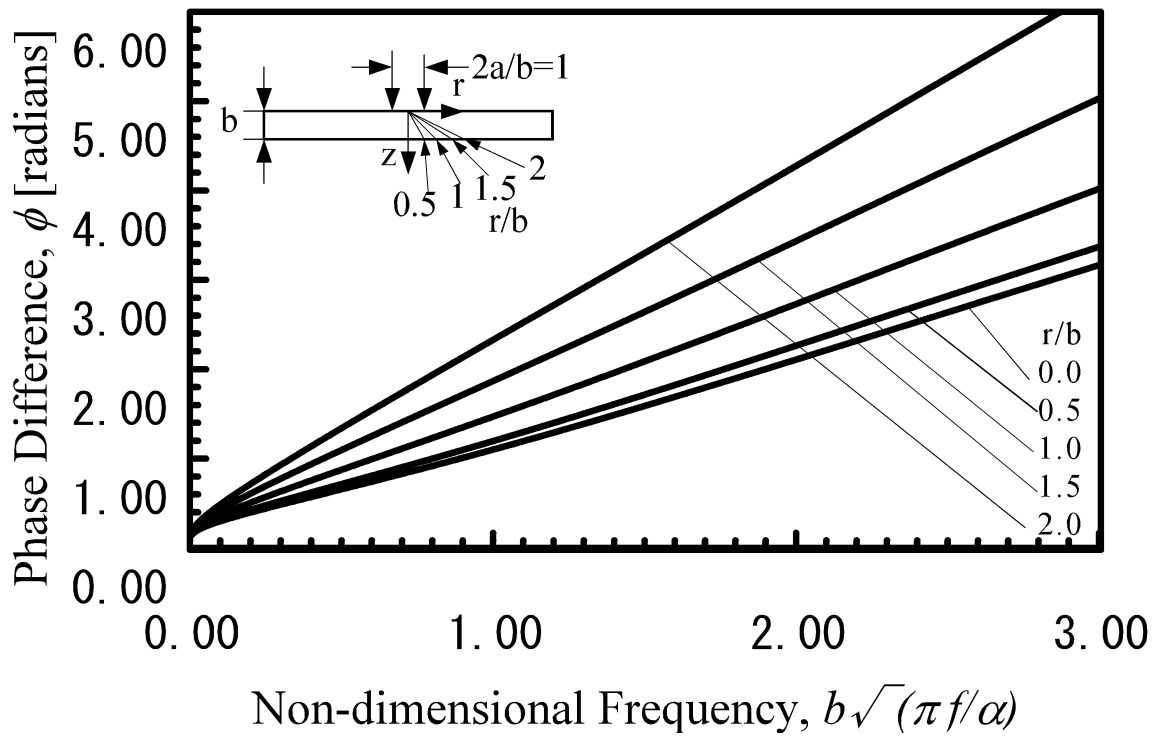


図 3.5.1 Case (1) : 加熱レーザースポット径と試料厚さの比,  $2a/b = 1$

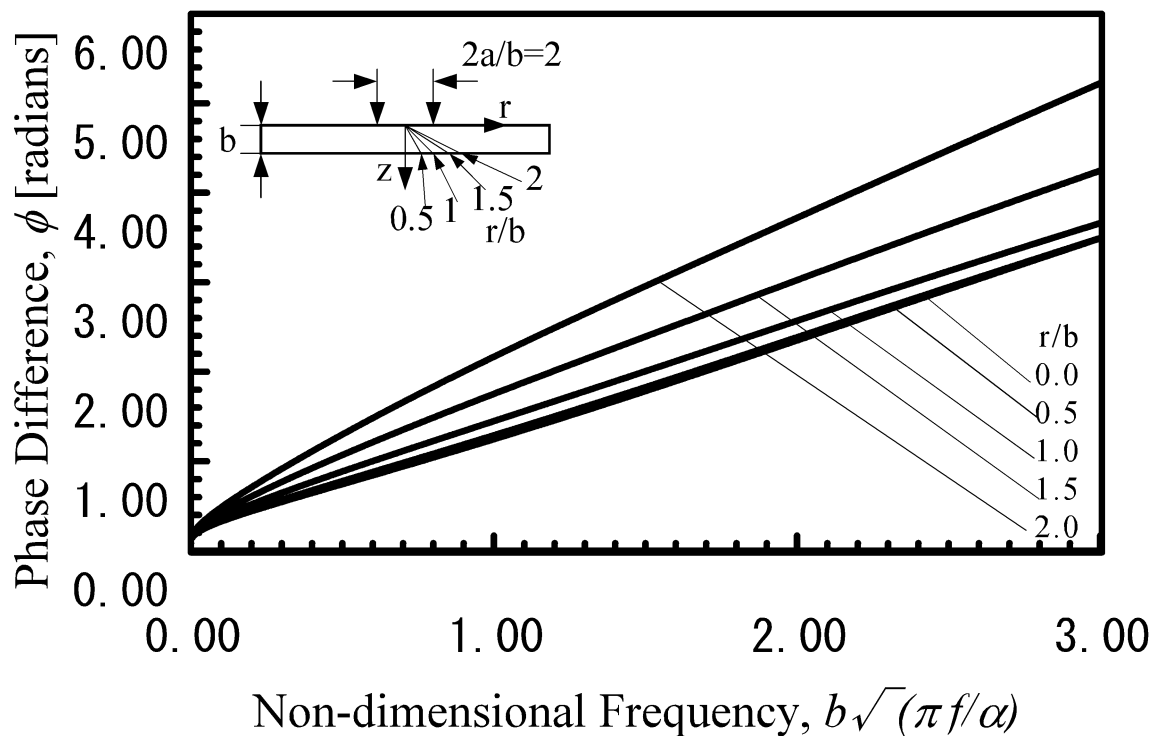


図 3.5.2 Case (2) : 加熱レーザースポット径と試料厚さの比,  $2a/b = 2$

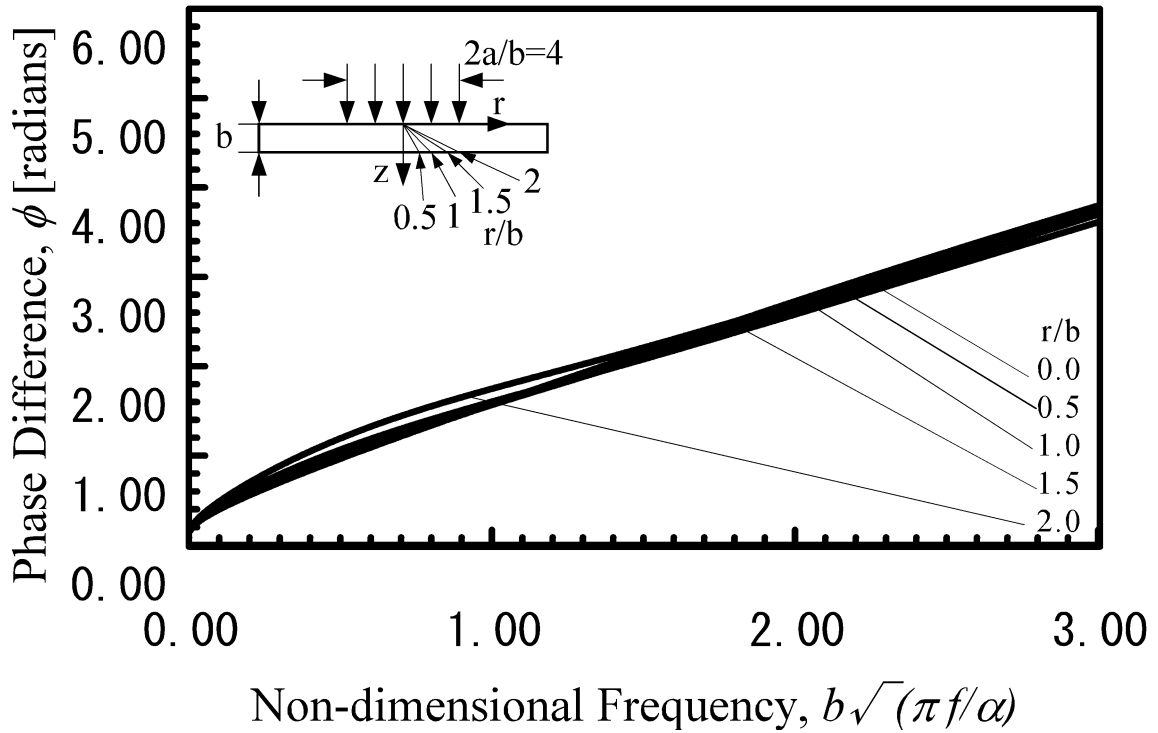


図 3.5.3 Case (3) : 加熱レーザスポット径と試料厚さの比,  $2a/b = 4$

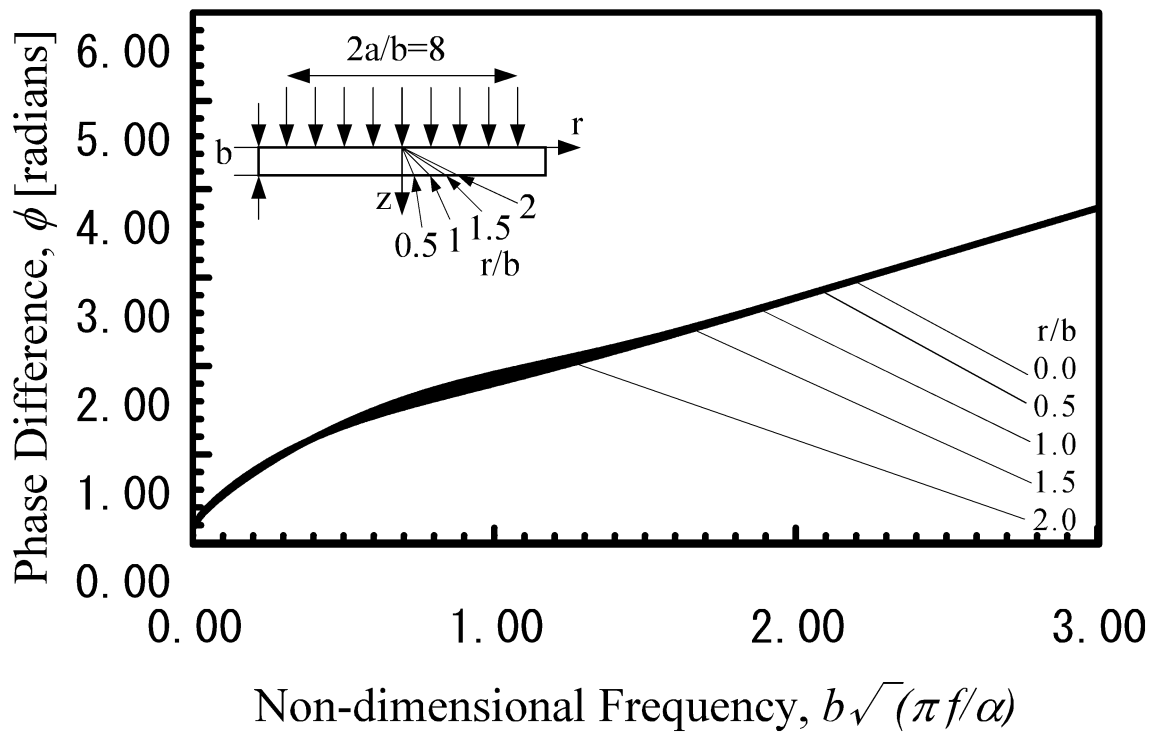


図 3.5.4 Case (4) : 加熱レーザスポット径と試料厚さの比,  $2a/b = 8$

図 3.5 プローブ光の位置決め精度とスポットサイズが測定に与える影響

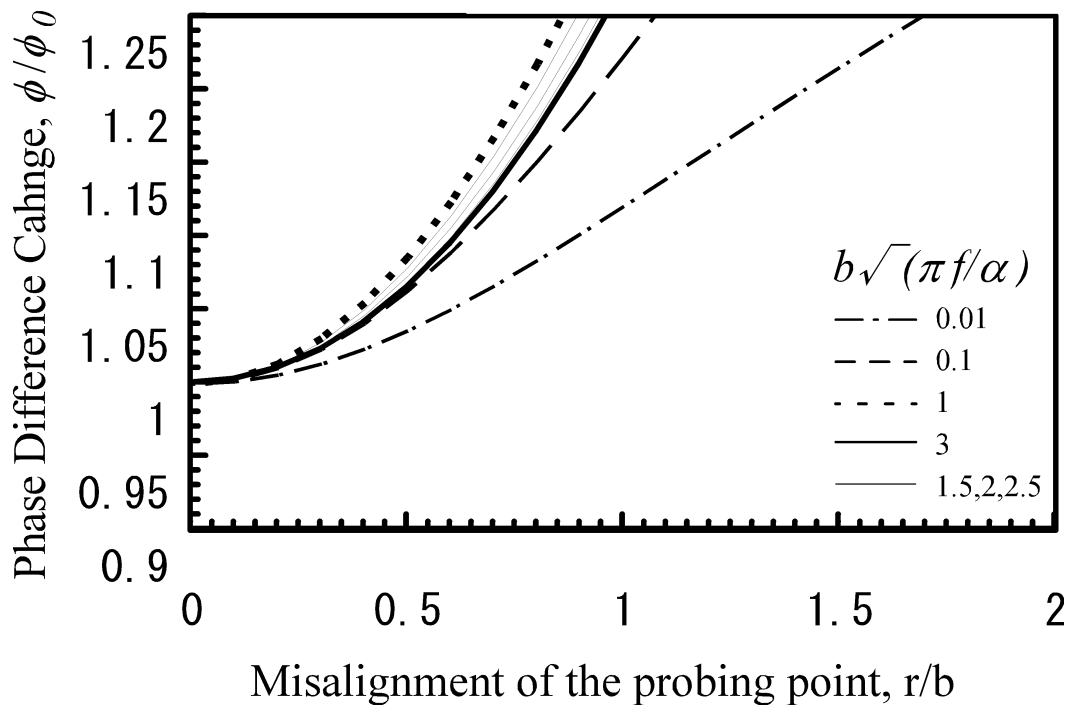


図 3.6.1 Case (1) : 加熱レーザスポット径と試料厚さの比,  $2a/b = 1$

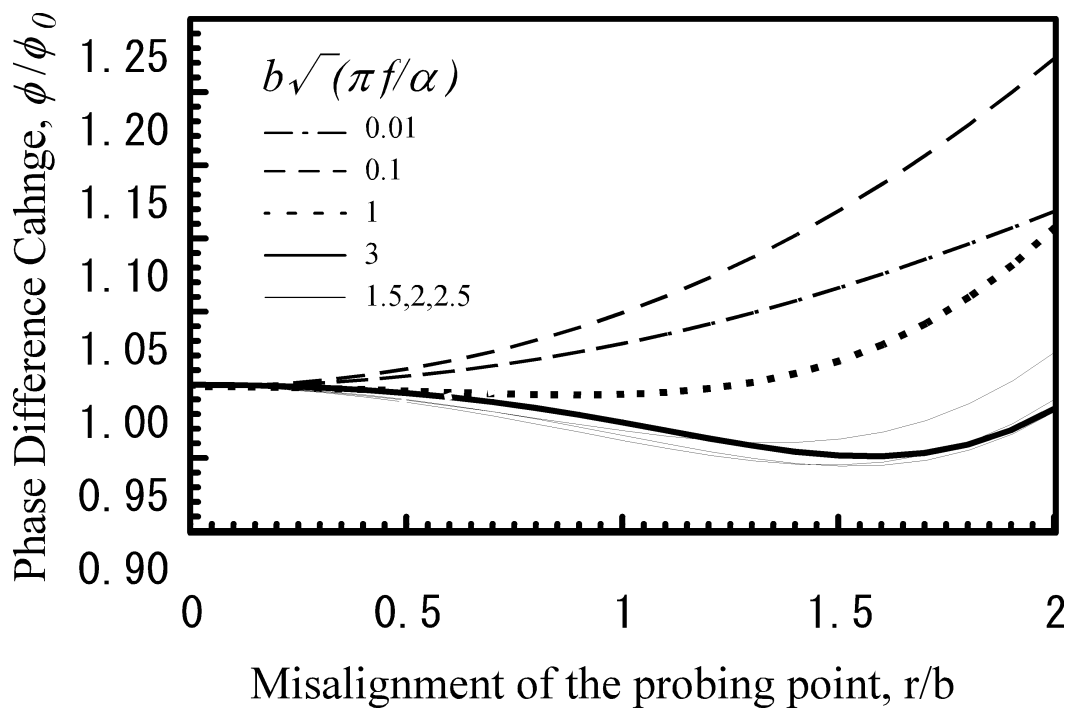


図 3.6.2 Case (2) : 加熱レーザスポット径と試料厚さの比,  $2a/b = 4$

図 3.6 プローブ光の位置決め精度とスポットサイズが測定に与える影響

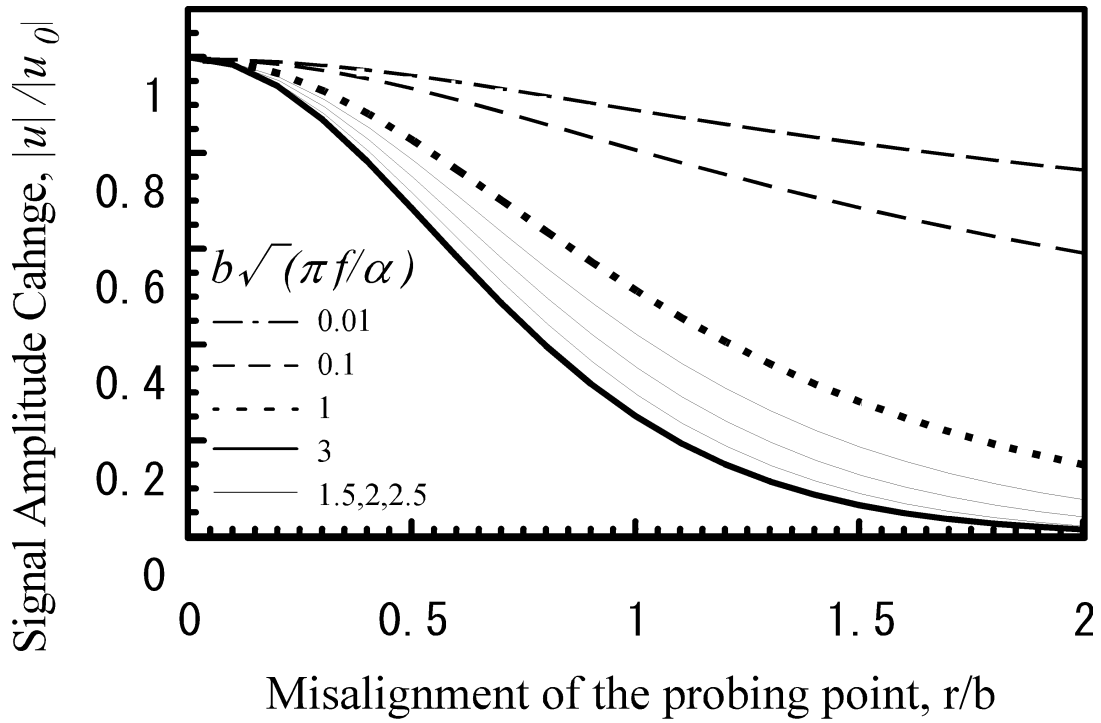


図 3.7.1 Case (1) : 加熱レーザースポット径と試料厚さの比,  $2a/b = 1$

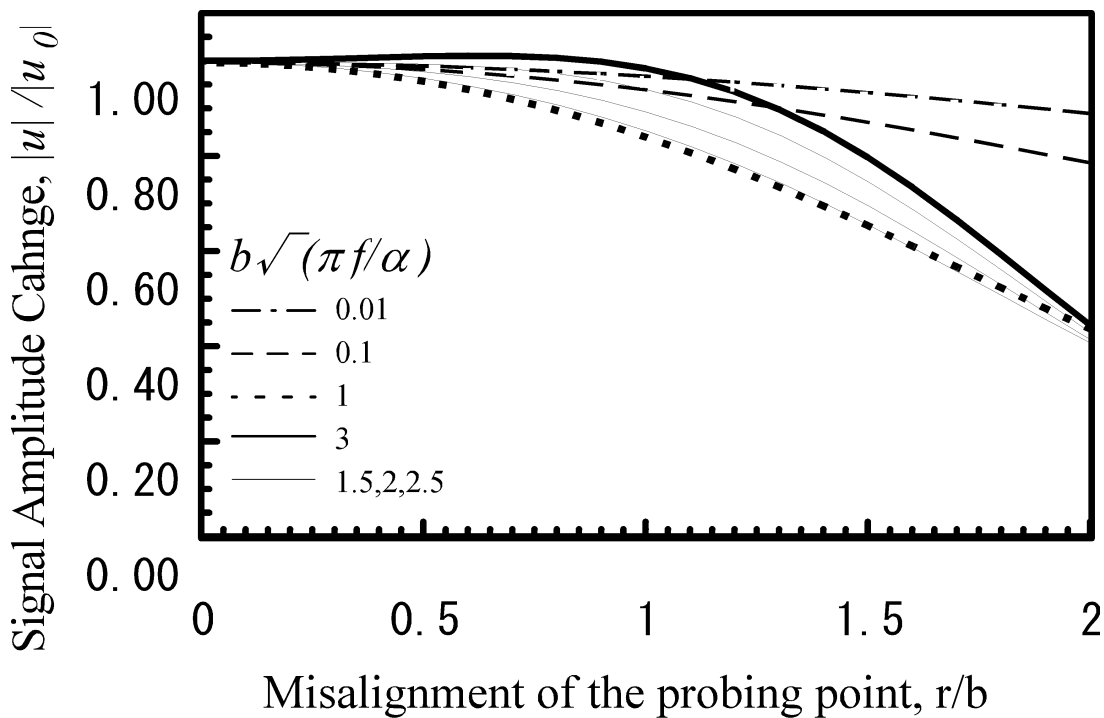


図 3.7.2 Case (2) : 加熱レーザースポット径と試料厚さの比,  $2a/b = 4$

図 3.7 位置決め精度が測定信号の振幅に与える影響

## 3.3.2 金膜の厚さの影響

試料裏面に成膜した金膜の厚さによる，位相差 $\phi$ への影響を評価するため，二層固体試料における熱伝導方程式を解いた．図 3.2 に示すように，被測定体である試料 1 が  $0 < z < z_1 = b_1$  の領域を占め（厚さ  $b_1$ ），金膜に相当する試料 2 が  $z_1 < z < z_2$  の領域を占めるとする（厚さ  $b_2 = z_2 - z_1$ ）．各試料界面における接触熱抵抗は無視できる（熱コンダクタンス無限大）と仮定し，他の条件は式(3.2.11)～(3.2.14)に等しいとする．なお，ここでも入射熱流束は一様とする．既に解いた式(3.2.32)～(3.2.34)を参照すると，各試料内の任意の点における温度分布は以下ようになる．

$$u_1(r, z, t) = \frac{Q \exp(-i\omega t)}{k_1 \pi a} \int_{\lambda=0}^{\infty} \left[ \frac{1}{\eta_1} \left\{ -\sinh \eta_1 z + \cosh \eta_1 \right. \right. \\ \left. \left. \times \left( \frac{\cosh \eta_1 z_1}{\sinh \eta_1 z_1} - \frac{k_2 \eta_2}{k_1 \eta_1} \frac{\sinh \eta_2 (z_2 - z_1)}{\sinh \eta_1 z_1} \right) \xi(\lambda, s) \right\} \right]_{s=-i\omega} \quad (3.2.42)$$

$$\times J_1(a\lambda) J_0(r\lambda) d\lambda \\ u_2(r, z, t) = \frac{Q \exp(-i\omega t)}{k_1 \pi a} \int_{\lambda=0}^{\infty} \left[ \frac{\xi(\lambda, s)}{\eta_1} \cosh \eta_2 (z_2 - z) \right]_{s=-i\omega} J_1(a\lambda) J_0(r\lambda) d\lambda \quad (3.2.43)$$

$$\text{但し, } \eta_j = \left( \lambda^2 + \frac{s}{\alpha_j} \right)^{1/2} \quad (j=1, 2) \quad (3.2.44)$$

$$\xi(\lambda, s) = \left[ \sinh \eta_1 z_1 \cosh \eta_2 (z_2 - z_1) + \frac{k_2 \eta_2}{k_1 \eta_1} \cosh \eta_1 z_1 \sinh \eta_2 (z_2 - z_1) \right]^{-1} \quad (3.2.45)$$

試料 2 の裏面上の温度変動測定点  $(r, z) = (0, z_2)$  における，加熱熱流束と裏面温度変動との位相差 $\phi$ と，試料 1 の物性値を代表とする無次元周波数  $b_1 \sqrt{\pi f / \alpha_1}$  との関係を図 3.8 に示す．なお，試料 1 と 2 の熱物性値としては，300 K におけるシリコンと金の熱伝導率，熱拡散率を用いた<sup>[3-7]</sup>．即ち，

$$\begin{aligned} \text{熱伝導率: } k_1 &= 148 \text{ W/(m-K)}, & k_2 &= 315 \text{ W/(m-K)} \\ \text{熱拡散率: } \alpha_1 &= 88.0 \times 10^{-6} \text{ m}^2/\text{s}, & \alpha_2 &= 128 \times 10^{-6} \text{ m}^2/\text{s} \end{aligned}$$

また，シリコンの厚さは 100  $\mu\text{m}$  とする．図 3.8 によれば， $b_1/b_2 < 0.1$  であれば，シリコン上に金の膜を成膜しても無次元周波数  $b_1 \sqrt{\pi f / \alpha_1} > 15$  の範囲で位相差 $\phi$ はシリコン単一試料の場合の漸近線  $\phi = b_1 \sqrt{\pi f / \alpha_1} + \pi/4$  とほぼ一致することがわかる．次に報告するアルミニウム合金(AI 6061)の物性値もシリコンと大きな差はないこ

とから,  $b_1/b_2 > 10.0$  が成膜の条件として必要である. なお, 試料 1 の熱拡散率が試料 2 の熱拡散率と比べて極端に大きい場合は, 別途詳細な検討が必要である.

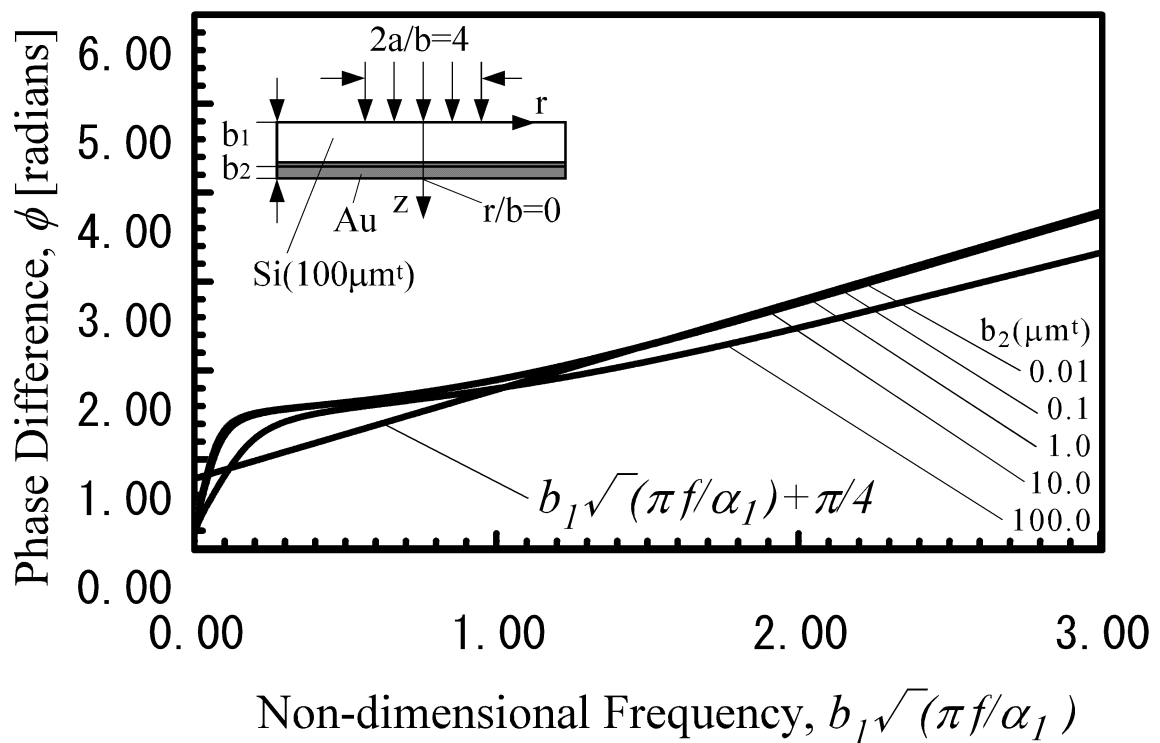


図 3.8 金膜の厚さが Si サンプルの位相差測定結果に与える影響

## 3.3.3 薄い固体試料の熱拡散率の測定結果および検討

本測定技術の精度を検証するためには、熱物性値が既知の材料の熱拡散率を実際に測定することが有効である。そこで、2種類の試料に関し実験的検討を行った。本実験において、加熱スポットの直径  $2a$ 、試料厚さ  $b$ 、プローブレーザーの位置ずれ  $r$  は、それぞれ、 $2a = 1.128$ 、 $b = 0.223 \sim 0.225$ 、 $r = 0.3 \sim 0.5$  mmであった。従って、 $2a/b = 5.02 \sim 5.06$ 、 $r/b = 1.33 \sim 2.24$ である。但し、 $2a$ の値は面積の等しい円の直径を等価径として用いた。裏面の金膜との厚さの比は  $b_1/b_2 = 446 \sim 450$ である。

図 3.9.1 に両面研磨した単結晶シリコンに関する解析と実験の結果を示す。試料の厚さは  $b = 0.225$  mm、p ドープシリコンでピーク濃度は  $1.2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ である。図中の曲線は無次元周波数  $b\sqrt{\pi f / \alpha}$  の関数として位相差の予測値を図示したものである。実験結果を解析結果と比較するためには、熱拡散率を推定して座標面上で結果を整理する必要がある。図 3.9.1 には、同じ実験結果に対し熱拡散率  $\alpha$  を 3 種類設定して整理した結果を示した。 $b\sqrt{\pi f / \alpha} < 0.8$  の範囲では、予測値と実験結果はあまりよく一致せず。実験結果の方が、位相差が小さくなる傾向がある。 $\delta$  を熱浸透深さとした場合、 $b\sqrt{\pi f / \alpha}$  を  $b/\delta$  と表記できることを考慮すると、この結果は熱浸透深さが試料の厚さより大きい場合に予測値と実験結果が一致しないことを示す。熱浸透深さは加熱周期  $1/f$  の時間で熱が届く深さであるため、試料が  $\delta$  より薄ければ実験結果が予測値と一致しないことは妥当である。

なお、解析結果は、加熱光の入射強度  $Q$  が式(3.2.3)に示すように均一分布を持っている場合と、 $Q$  が空間分布としてガウス分布を持っている場合について、式(3.2.7)から算出した値を示す。後述する図 3.10 の場合も同様に、 $Q$  が均一分布である場合について、式(3.2.36)から算出した値をプロットしたものである。

実験結果と予測値を詳細比較するため、図 3.9 に拡大図を挿入した。 $b\sqrt{\pi f / \alpha} > 15$  の領域を拡大したのは、前述のようにこの領域で位相差が  $b\sqrt{\pi f / \alpha} + \pi/4$  に漸近するためである。この結果から  $\alpha = 80 \pm 3 \times 10^{-6} \text{ m}^2/\text{s}$  とした場合に最もよく結果が一致することがわかる。図 3.9.1 の位相差測定結果のエラーバーは  $\pm 3 \times 10^{-6} \text{ m}^2/\text{s}$  の誤差マージンである。シリコンの密度と比熱として  $\rho = 2330 \text{ kg/m}^3$  および  $C = 712 \text{ J/(kg-K)}$  を用いる<sup>[3-8]</sup>と、測定結果から算出できる熱伝導率は  $k = 132.7 \pm 5 \text{ W/(m-K)}$  である。p ドープでピーク濃度  $4 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ 、n ドープでピーク濃度  $10^{18} \text{ cm}^{-3}$  のシリコンの熱伝導率は、温度 300 K で  $k = 135.1 \text{ W/(m-K)}$  との報告があるが<sup>[3-9]</sup>、この結果と本実験結果は 2% 以内の誤差で一致した。今回開発した測定手法の確認実験の結果としては極めて良好で、次節で論じる接触熱コンダクタンス測定への展開



の可能性が確認できた。

図 3.9.2 は、厚さ 0.223 mm のアルミニウム合金 Al 6061 に関する測定結果を図 3.9.1 と同様に整理したものである。熱拡散率を  $\alpha = 73 \pm 3 \times 10^{-6} \text{ m}^2/\text{s}$  とした場合に予測値と実験結果が最もよく一致する。熱物性値として密度  $\rho = 2700 \text{ kg/m}^3$ ，比熱  $C = 896 \text{ J/(kg-K)}$  を用いる<sup>[3-10]</sup>と，熱伝導率  $k = 176.6 \pm 7.3 \text{ W/(m-K)}$  が導かれる。Al 6061 の熱拡散率および熱伝導率に関しては， $\alpha = 74.4 \times 10^{-6} \text{ m}^2/\text{s}$ ， $k = 180 \text{ W/(m-K)}$  という報告がある<sup>[3-10]</sup>が，この場合もシリコン同様 2% 以内の誤差で本実験結果と一致した。複数の試料に関し実験結果と従来の測定結果が誤差の範囲内で一致したということは，今回開発した測定技術が極めて高精度であること，および，光軸が実際には  $r/b < 1$  の条件より精度よく調整できていることを示す。

熱浸透深さが試料の厚さより小さい場合，即ち  $b/\delta > 1$  の場合には温度変動の振幅が周波数に対し指数関数的に減少する。測定可能な加熱周波数の上限は式(3.2.1)で検討した温度分解能の最小値から決定される。本実験においては，温度変動の信号を検知できる加熱周波数の上限は，試料の厚さにもよるが，ほぼ 2~4 kHz の領域であった。一方，一般に入手可能な熱電対の時定数は小さくても 10 ms 程度あるため，例えば  $f > 500 \text{ Hz}$  のような高周波加熱である場合，熱電対による温度変動の測定は不可能である。光学的な温度変動測定技術の開発の必要があるのは，時定数の問題によるところが大きい。本実験で検討した範囲内では，反射率温度測定法で測定できる周波数の上限はセンサの応答時間やロックインアンプのバンド幅(100 kHz)ではなく，温度分解能により上限が規定される。なお，試料の薄膜化により，同じ無次元周波数を得るためには一層の高周波化が必要となるため，薄層化した場合は，測定周波数の範囲が温度分解能以外の要因に制限される状況が発生し得るものと考えられる。

なお，未知の試料については，加熱周波数  $f$  を一定の範囲で変化させて位相差  $\phi$  を測定し，図 3.9 の理論曲線から無次元周波数を求め，熱拡散率  $\alpha$  を求めることができる。この場合，図 3.9 の拡大図からわかるように， $\phi$  の範囲としては  $\phi = 2.0 \sim 2.6$  程度になるよう  $f$  を制御すると，精度よく  $\alpha$  を求めることができる。

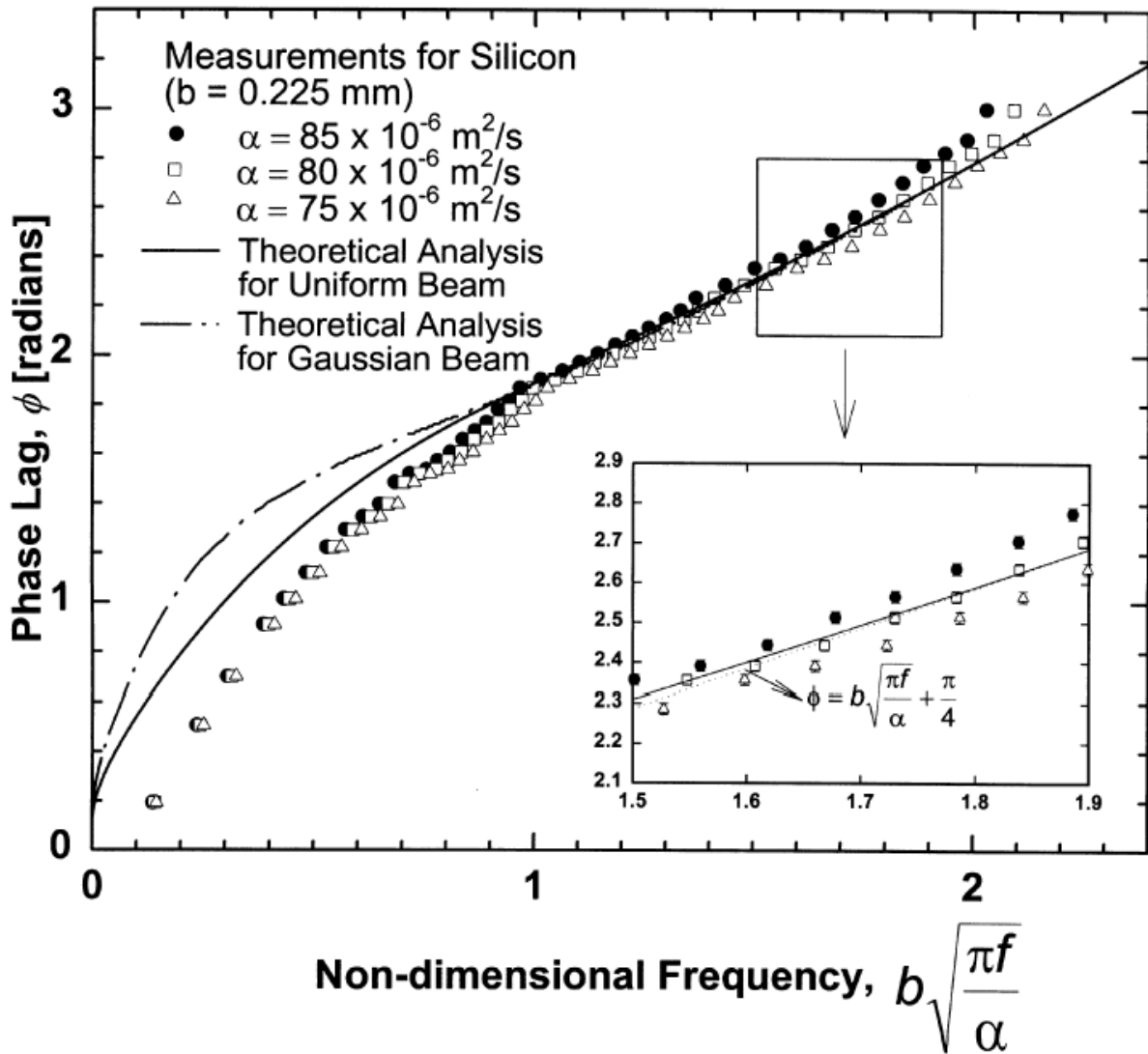


図 3.9.1 Si サンプルに関する無次元周波数と位相差の関係

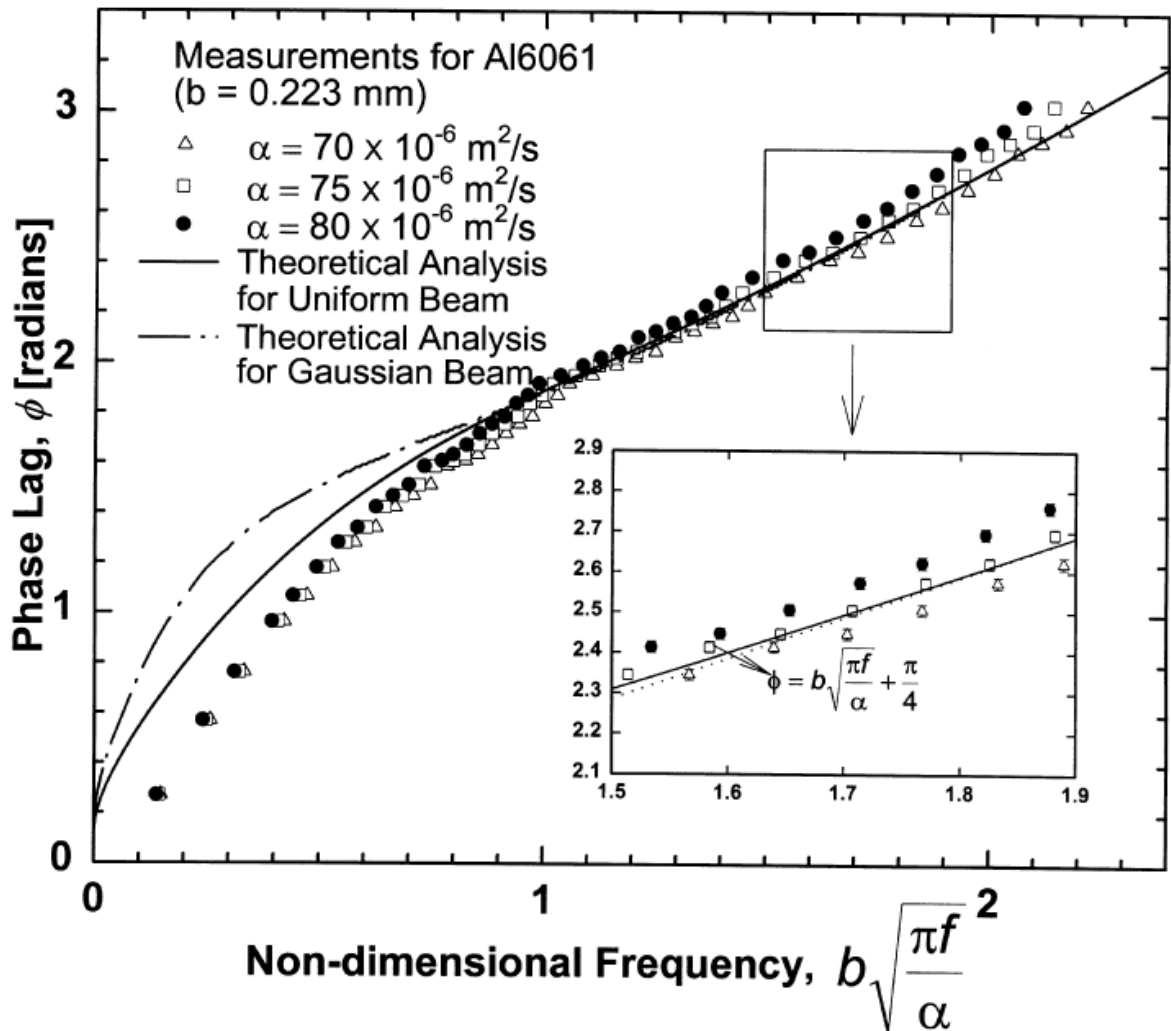


図 3.9.2 Al サンプルに関する無次元周波数と位相差の関係

図 3.9 無次元周波数と位相差測定結果の関係

### 3.4 接触熱コンダクタンス計測の結果と課題

#### 3.4.1 薄い固体試料間の接触熱コンダクタンスの測定結果

図 3.9 で結果を評価した Al 6061 (Solid1), Si (Solid2)について, 図 3.1 ~ 3.4 に示した装置を用いて, 両試料を上下に積層した場合の接触熱コンダクタンスを Al 6061 の外側からサファイアガラスで試料を挟んで測定した。試料の厚さは, 上記の熱拡散率測定の試料と同一試料を用いたため, それぞれ 0.223 mm, 0.225 mm である。

図 3.10 に, 荷重を 1 kN に固定して加熱周波数を変化させた場合, および, 加熱周波数を 350 Hz で固定して荷重を 1 kN から徐々に開放した時の測定結果を示す。図の横軸は無次元周波数  $d_1\sqrt{\pi f/\alpha_1} + d_2\sqrt{\pi f/\alpha_2}$ , 縦軸は位相差  $\phi$  の測定結果である。

図中の曲線は接触熱コンダクタンス  $h$  を仮定して, 式(3.2.10) ~ (3.2.13)から数値的に求めた位相差  $\phi$  を示したものだが, 無次元周波数  $d_1\sqrt{\pi f/\alpha_1} + d_2\sqrt{\pi f/\alpha_2} > 1.5$  の領域では, 計算結果, 測定結果とも傾き 1 の直線に漸近することがわかる。また, 接触熱コンダクタンスの測定結果が  $10^6 \sim 10^7$  W/(m<sup>2</sup>-K)の間であること, 周波数を固定して荷重を開放していくと接触熱コンダクタンス  $h$  が低下し, 測定される位相差  $\phi$  が大きくなることがわかる。図より明らかに,  $h$  の値に対する位相差  $\phi$  の感度はあまり敏感ではない。従って, 数値的にフィッティングをかけてその値を評価する方法では高精度な評価は困難であり, 式(3.2.39)を用いた評価を実施する必要があるが, 測定される信号の強度は高周波であるほど小さくなるため, 光軸のアラインメントや信号の増幅方法等の改善が必要である。

本結果についてはもう少し詳しく検討する。図 3.11 は, 図 3.10 から, 荷重を 1 kN に固定した場合の, 周波数  $f$  に対する位相差  $\phi$  の応答を抽出したものである。図 3.11.1 は横軸に加熱周波数  $f$  を, 縦軸に位相差  $\phi$  の測定結果を示したもので, 図 3.11.2 は, 本結果に関し, 横軸を無次元周波数  $d_1\sqrt{\pi f/\alpha_1} + d_2\sqrt{\pi f/\alpha_2}$  に, 縦軸を式(3.2.39)を用いて接触熱コンダクタンス  $h$  に変換したものである。図 3.11 より, 周波数  $f$  が 200 Hz, 無次元周波数が 1.3 を超える範囲で加熱周波数  $f$  に対する位相差  $\phi$  の傾きがほぼ一定となり, 接触熱コンダクタンス  $h$  がほぼ一定となることがわかる。加熱周波数  $f$  について 1 kHz までしか測定していないため, その上限については断言できないが, 本測定装置の場合, 周波数  $f$  の下限としては 200 Hz, 無次元周波数 1.3 程度以上を確保すればよいことがわかった。

上記結果に基づき, 今度は加熱周波数  $f$  を 350 Hz で一定に保った場合の接触熱

コンダクタンスの荷重依存性を測定した。結果を図 3.11.3 に示す。図 3.11.3 の横軸は荷重を試料の断面積で割った界面圧力の平均値を、縦軸は測定結果から算出した接触熱コンダクタンスを示す。図 3.11.3 によれば、荷重もしくは平均圧力に対し、接触熱コンダクタンスはその 1.75 乗に比例する。これは従来報告されてきた接触熱コンダクタンスの圧力依存性と比べ、かなり大きな値である。上記のような結果を得た理由として、以下の二点が主に考えられる。

- (1) 本実験装置では試料中心部にレーザ光を通すため、試料端部に荷重を加える構造となっているが、これにより、試料中心部における局所的な圧力が試料全体の平均的な圧力よりかなり小さくなってしまっていることの影響が生じた。
- (2) 本実験で測定対象とした Al 6061 合金と Si では表面粗さ、平坦度、弾性係数に大きな差がある。例えば、実験に使用した試料の粗さは Al 合金が  $RMS = 8.58 \times 10^{-6} \text{ m}$ 、Si が  $RMS = 3.2 \times 10^{-9} \text{ m}$  で、3 桁の違いがある。また、Si はうねりのオーダーも表面粗さと同等である。このような試料の物性や表面の条件の違いから、ほぼ平面と考えてよい Si 板とかなり大きな粗さを持つ Al 合金間での接触の問題となっており、粗さのオーダーがほぼ等しい面間の接触とは変形・熱伝達のメカニズムが異なり、熱コンダクタンスの圧力依存性も異なる。

本論文では、実験方法の適正化検討が重要であるとの認識から、上記(1)の点について以下考察する。

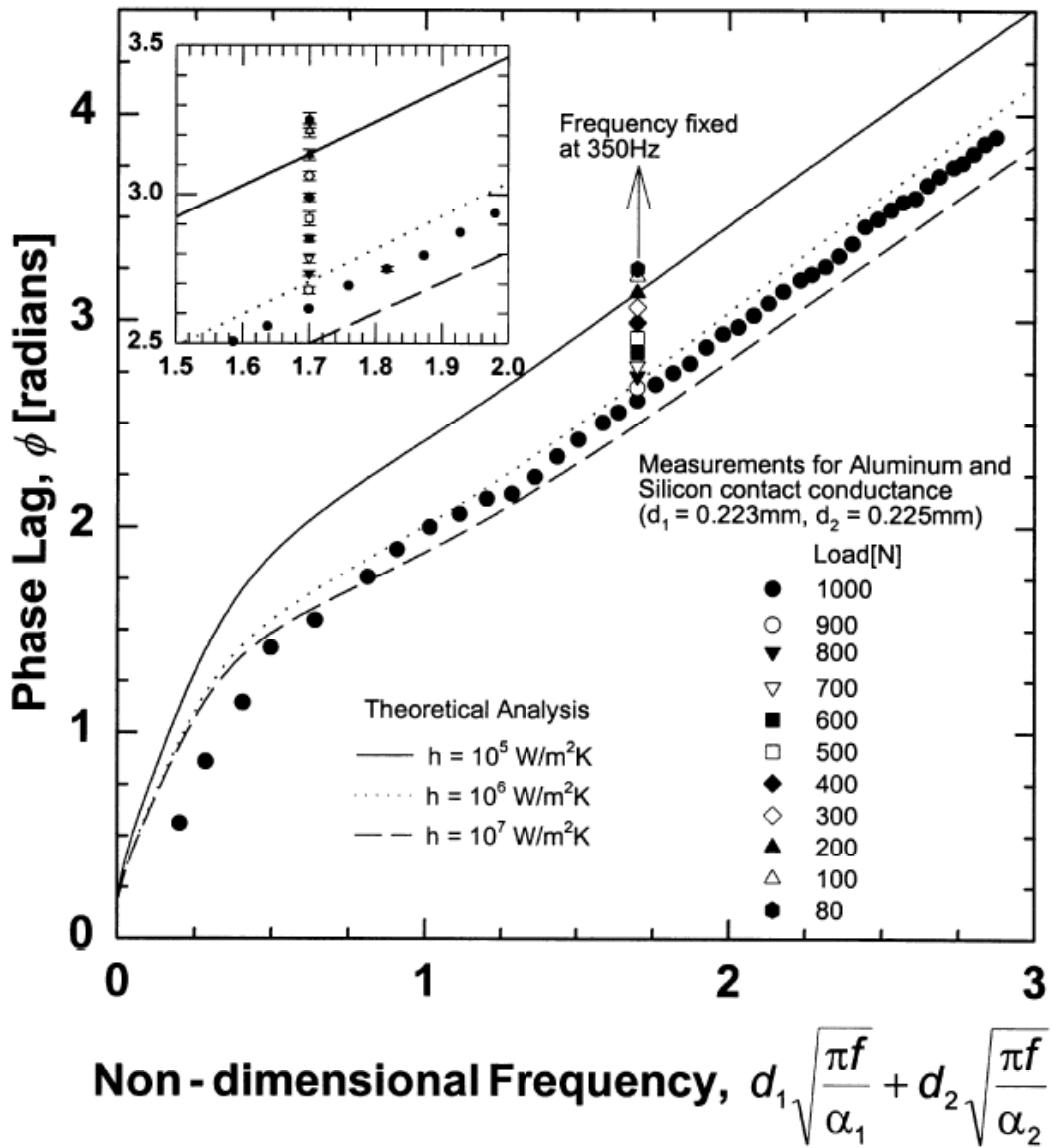


図 3.10 Al 6061 - Si 試料間の接触熱コンダクタンス測定に関する無次元周波数と位相差測定結果の関係

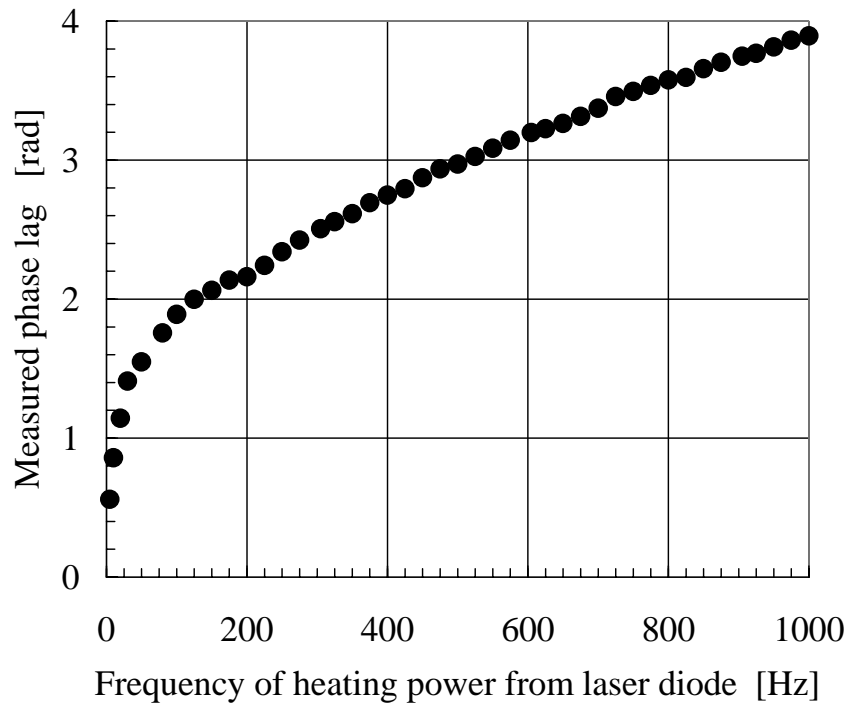


図 3.11.1 荷重 1 kN 時の位相差測定結果の周波数依存性

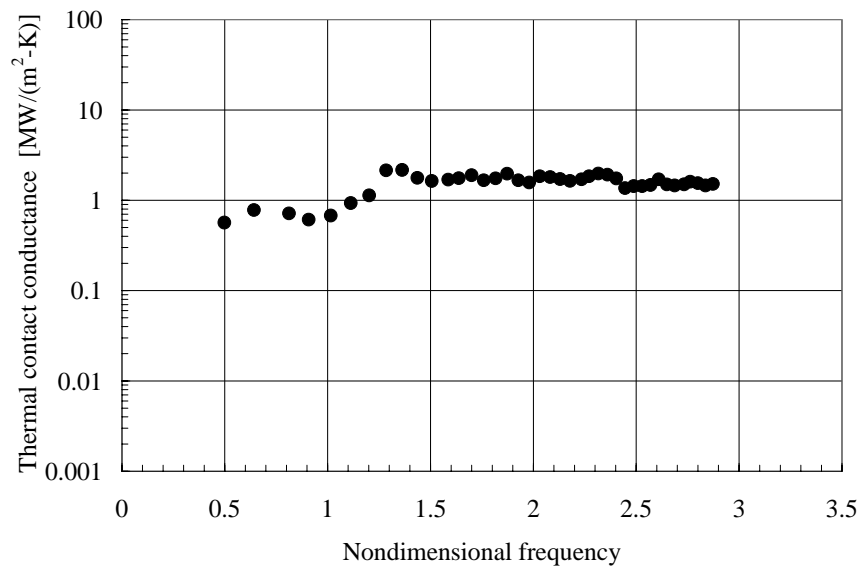


図 3.11.2 Al 6061 - Si 間接触熱コンダクタンスの無次元周波数に対する依存性

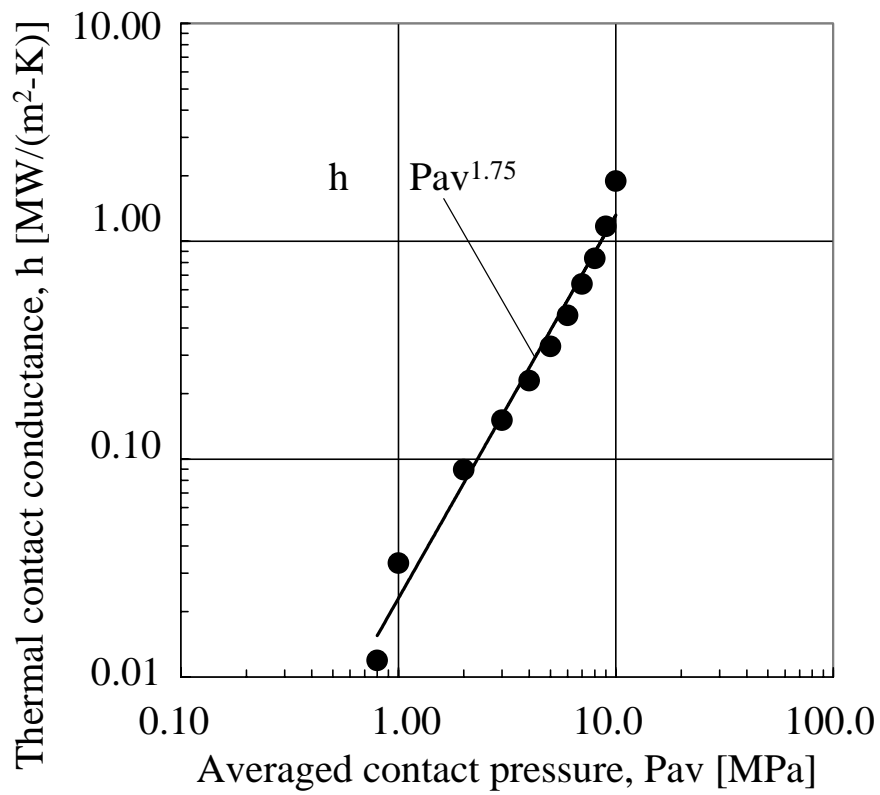


図 3.11.3 加熱周波数 350 Hz の場合における  
接触熱コンダクタンスの圧力依存性

図 3.11 Al - Si 間の見かけの接触圧力と  
接触熱コンダクタンスの関係



### 3.4.2 加圧方法と試料界面圧力の関係に関する検討

図 3.1 ~ 3.4 の実験装置を用いて固体試料界面における接触熱コンダクタンスを測定する際、試料の中心部が浮いてしまうのを避けて界面全体に均一に圧力が加わるようにするため、柔らかい方の材料の界面から見て外側に、厚さ 1.0 mm のサファイアガラスを置いて測定した。しかし、界面での圧力分布が均一となるか、また、上記の圧力が試料断面積を加えた荷重で除した見かけの圧力と等しくなるのか、定量的に検討しておく必要がある。

そこで、接触熱コンダクタンスを測定した Al 6061 (Solid1), Si (Solid2) について、ガラス(1.0 mm<sup>1</sup>) - Al (0.223 mm<sup>1</sup>) - Si (0.225 mm<sup>1</sup>) の順に試料を挟んで荷重を加えた場合の接触界面での圧力を、弾性計算により推定した。計算は、米 ADINA R&D Inc. 社製の有限要素法構造解析ソフト、ADINA を用いて行った。計算においては、厚さ以外の試料寸法は 10 mm × 10 mm、そのうち中心部の直径 7.3 mm (= 0.3") の範囲はサンプルホルダの貫通孔の影響で外部から直接力が加わらないとし、各試料については弾性変形のみを考慮した。また、表面の粗さは無視した。結果を図 3.12、および図 3.13 に示す。なお、図 3.12.2 における変形量は試料寸法に対し 1000 倍の尺度で拡大して図示した。

図 3.12.1 は解析系の斜視図、図 3.12.2 は、荷重が 1 kN の時の、各試料の変形拡大図、図 3.12.3 は界面の圧力の分布を示したものである。図 3.12 は、いずれも、試料中心を通る断面で切った斜視図で、x、y 軸がそれぞれ、面方向の中心線に相当する。一方、図 3.13 は、Al 6061 - Si 間界面の圧力と荷重の関係を示したもので、図 3.13.1 は荷重が 1 kN の場合における、x 軸上の界面圧力分布を示し、図 3.13.2 は、試料中心点における圧力と荷重の関係を示す。

図 3.12, 3.13 より明らかに、試料の端部のみを加圧すると、中心部の圧力が、荷重の加わる領域における圧力より極端に小さくなってしまふことがわかる。これは、試料周辺部を拘束して力を加えると、圧縮変形で試料が面方向に伸びて非加圧領域にはみ出すためである。また、荷重 1 kN 時の見かけの圧力は 10 MPa となるのに対し、本実験系での試料中心部の圧力は 4 桁も小さくなることがわかった。

本実験手法を用いて接触熱コンダクタンスを測定する場合に、これは重要な問題である。この問題を解決するためには、上下から厚くて透明な部材で試料を挟み込むことが効果的である。但し、図 3.13 において、荷重 1 kN 近傍で圧力が荷重に対し上昇しなくなることや、桁が小さいことを差し引いて考えれば、試料中心点における接触圧は荷重に対しほぼ線形に増加するという点は変わらない。

一方、Al 6061 合金についてのみ塑性変形を含む条件で、米 ABAQUS 社製の汎用非線形有限要素解析プログラム、ABAQUS を用いて弾塑性解析を実施すると、荷重 1 kN の時に、試料中心で Al - Si 間に  $1.57 \times 10^{-7}$  m の隙間ができてしまう結果となった。実験に使用した試料の粗さは Al 合金が  $RMS = 8.58 \times 10^{-6}$  m、Si が  $RMS = 3.2 \times 10^{-9}$  m であったので、この隙間のオーダーは Al 合金の粗さより 1 桁小さく、現実には接触点があると考えられる。但し、隙間があいたままでは試料中心点における Al - Si 界面の圧力が定義できないため、本論文では ADINA による弾性解析の結果を基準にデータを評価する。

図 3.13.3 は、図 3.13.2 の結果を用いて試料中心での界面圧力を求め、接触熱コンダクタンスとの関係を示した図である。圧力を見直しても接触熱コンダクタンスは圧力の 1.68 乗に比例するという結果となり、絶対値をとりあえず無視すると、圧力を見直す前とその傾向はほとんど変化しなかった。この点については上記のように変形のメカニズムを検討すること、また、別の試料を用いて実験するなどの手順を踏んで条件を切り分けていく必要がある。但し、本論文では、実験条件の適正化を優先的に検討し、今後本実験手法で接触熱コンダクタンスを測定することの有効性を確認したい。

一方、従来報告されてきた平面間における接触熱コンダクタンスの圧力依存性を考えると、 $h \propto P^n$  と仮定すれば、高接触荷重で平面間の場合の、比例乗数  $n$  の値は、 $n = 0.94 \sim 0.985$  であり<sup>[3-11][3-12]</sup>、最も一般的とされる場合で  $n = 0.95$  である<sup>[3-13]</sup>から、本実験結果は従来例の約 1.7 ~ 1.8 倍と非常に大きいことがわかる。これに対し、真空中での Al 6061 合金間の場合で  $n = 0.49 \sim 0.52$  という結果も報告されている<sup>[3-14]</sup>が、この場合は実験結果がその 3 倍以上の圧力依存性を示す。いずれにしても、ほぼ剛体で平板とみなせる Si サンプルと、柔らかく、かつ、うねりや粗さの無視できない Al サンプルの間の、接触時における変形のメカニズムを加圧方法の適正化とは別に検討しておく必要がある。

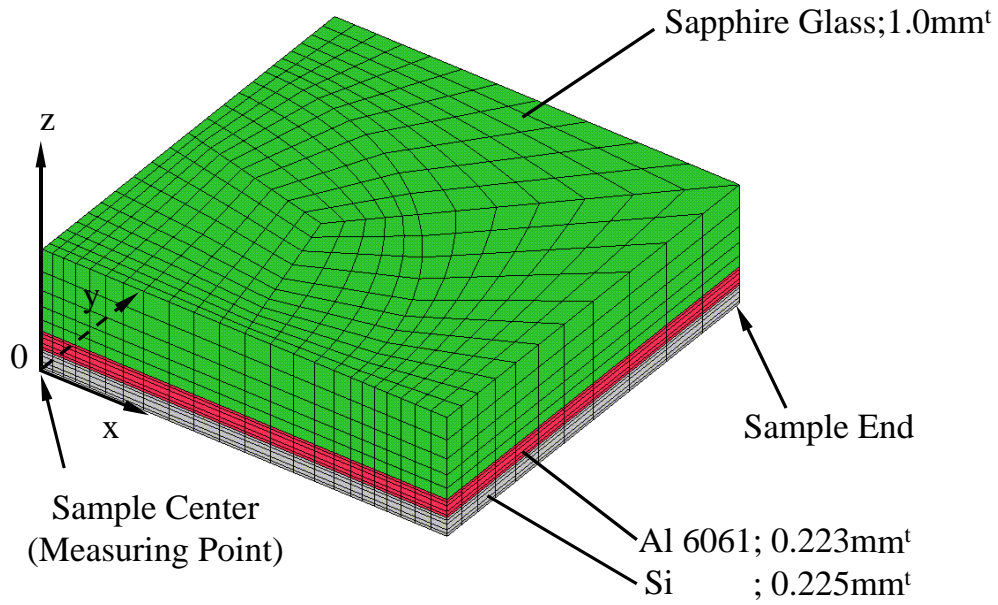


図 3.12.1 Al 6061 - Si サンプルに関する解析系の斜視図

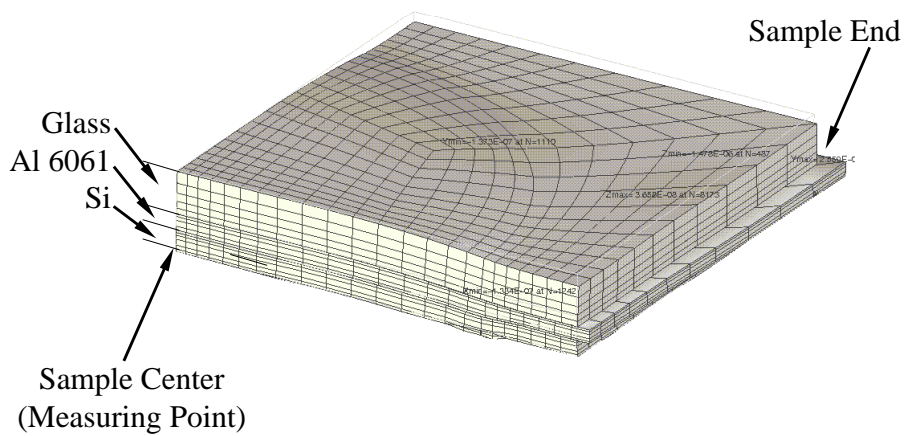


図 3.12.2 試料の変形状態（拡大図）

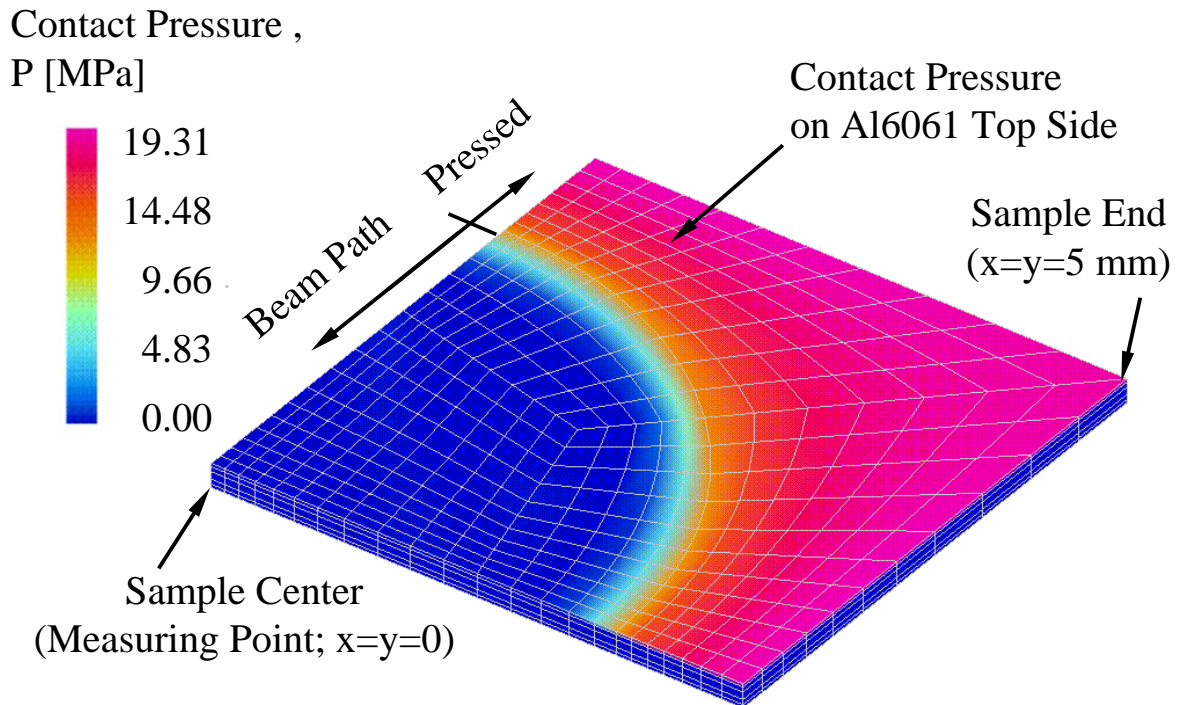


図 3.12.3 Al 6061 - Si サンプル間の圧力分布

図 3.12 Al 6061 - Si サンプル間の圧力分布に及ぼす  
厚さ 1mm のサファイアガラス基板の効果

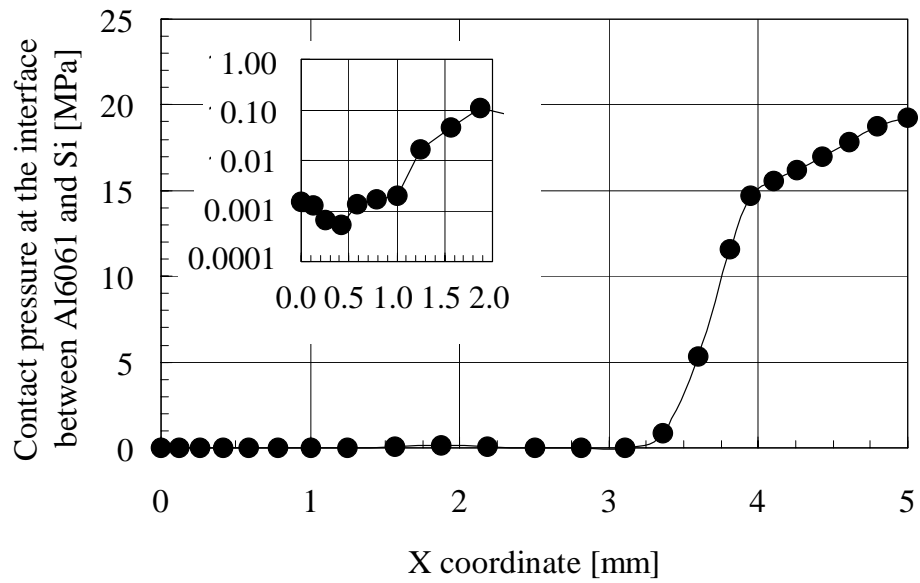


図 3.13.1 荷重 1 kN 時における X 軸上の接触圧力分布

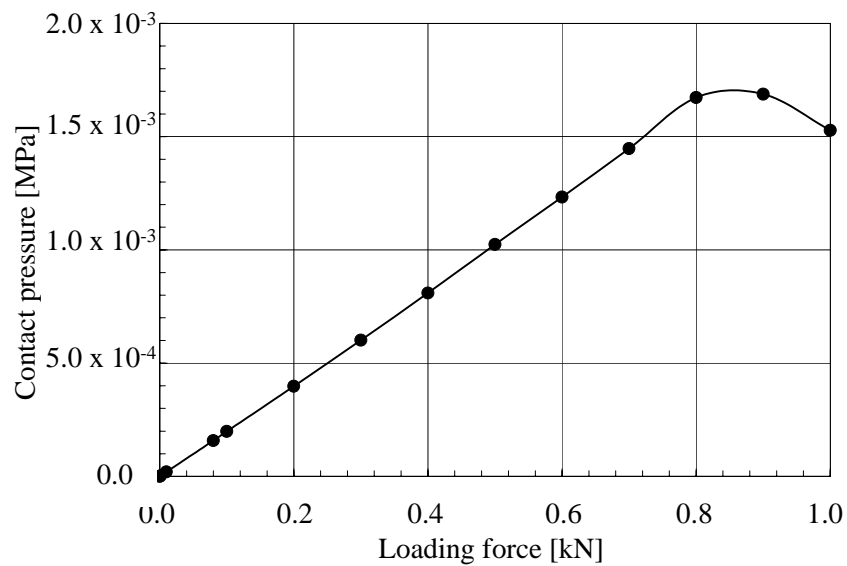


図 3.13.2 試料中央における荷重と接触圧力の関係

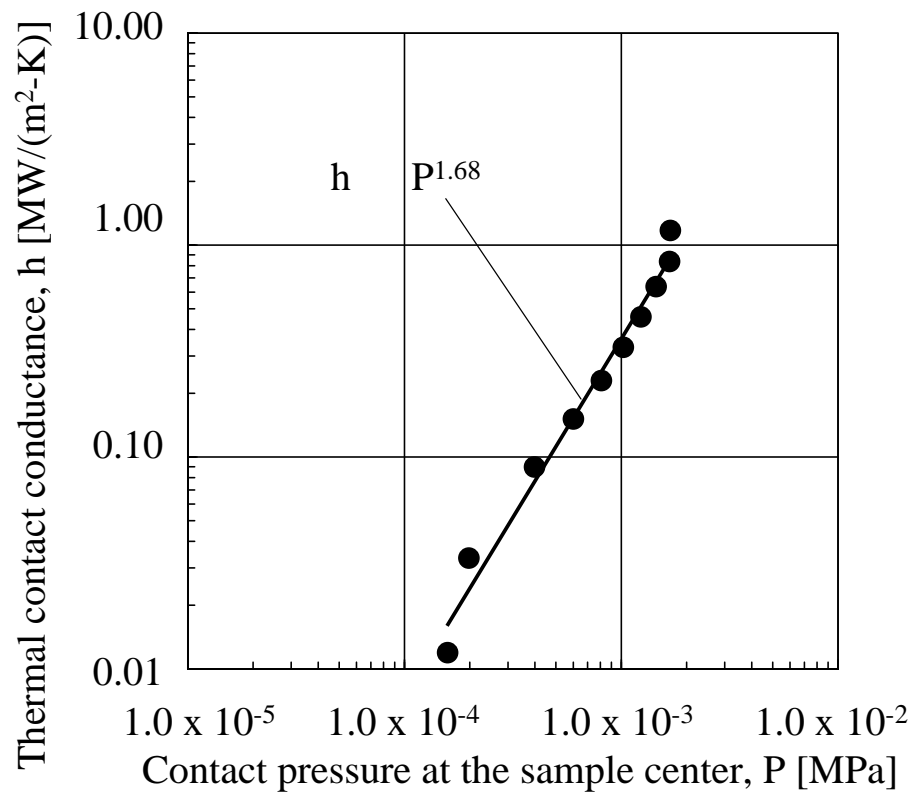


図 3.13.3 接触熱コンダクタンスの修正接触圧依存性

図 3.13 Al 6061 - Si 間の接触圧力と荷重の関係

### 3.4.3 加圧方法の適正化

本実験装置を用いた場合の適正な加圧条件を求めることを目的にして、試料 1, 2 をガラス基板で上下から挟む構造の場合に、Al 6061・Si 間の接触界面での圧力がどうなるかを検討した。計算は、弾塑性解析とし、ガラス、Si と比べて柔らかい Al 合金のみが弾塑性変形し、他の材料は弾性変形するとした。計算は、米 ABAQUS 社製の汎用非線形有限要素解析プログラム、ABAQUS を用いて行った。Al 6061 合金と Si の厚さはそれぞれ 0.223 mm, 0.225 mm とした。結果を図 3.14 に示す。図 3.14.1 における変形量は、図 3.12.2 の場合と同様、試料寸法に対し 1000 倍の尺度で拡大して図示したものである。

図 3.14.1 によれば、試料上下のガラスの厚さが不十分な場合、ガラス基板の周辺部に荷重を加えると試料中心ではそれぞれが浮いてしまって空隙ができることがわかる。図 3.14.2 より、荷重が 1 kN の時に試料中心で Al・Si 間が接しているためのガラス基板厚さの最小値は 4 mm である。一方、図 3.14.3 によれば、荷重を試料断面積で除した見かけの圧力とほぼ等しい圧力を試料中心点で実現するためのガラス基板厚さの最小値は 10 mm であることがわかった。

このガラス厚さの最小値については、実際に接触熱コンダクタンスを評価する試料の物性値や厚さによって変化するはずであるが、ガラス基板の厚さと一辺の長さが等しくなることを考えると、これより厚くしてもあまり意味はない。なお、図 3.14.3 の計算結果については、特に断らない限り、中心点から半径方向の二次元計算の結果を示したが、三次元計算との結果の誤差は 1.3 % 程度であり、計算の収束時間等を考慮すると、二次元解析で十分である。結局、ガラスの厚さは試料の辺長と等しいか、それより長いことが適当であることがわかった。ガラス面でのレーザー光の反射等の問題はあるが、今後、実験条件を適正化するための基礎検討ができたものとする。

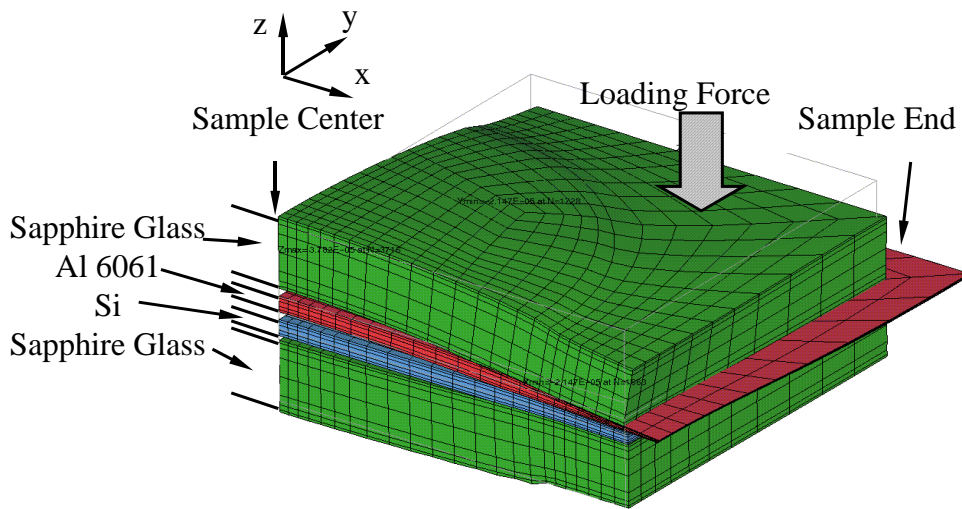


図 3.14.1 弾塑性解析による Al 6061 - Si サンプル間の変形

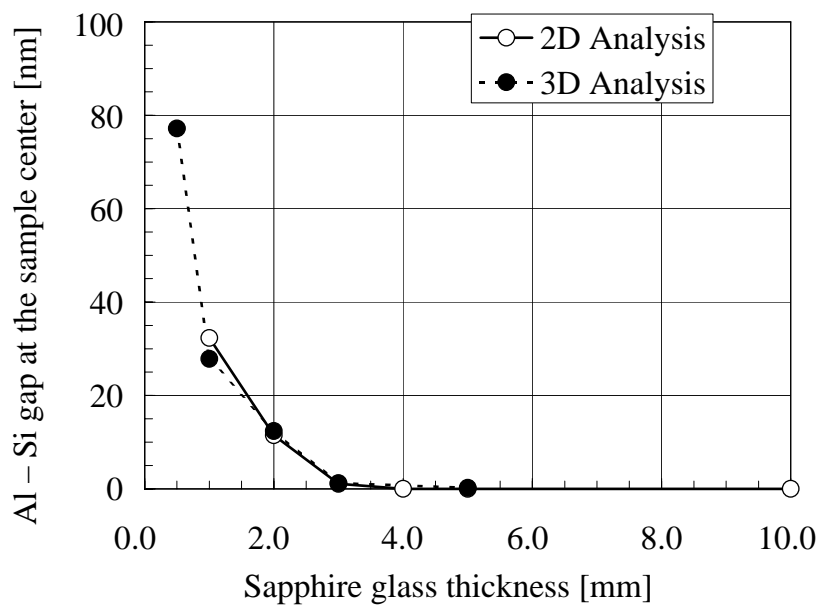


図 3.14.2 試料外側のサファイアガラス基板の厚さと試料中心における Al - Si 間の隙間の関係



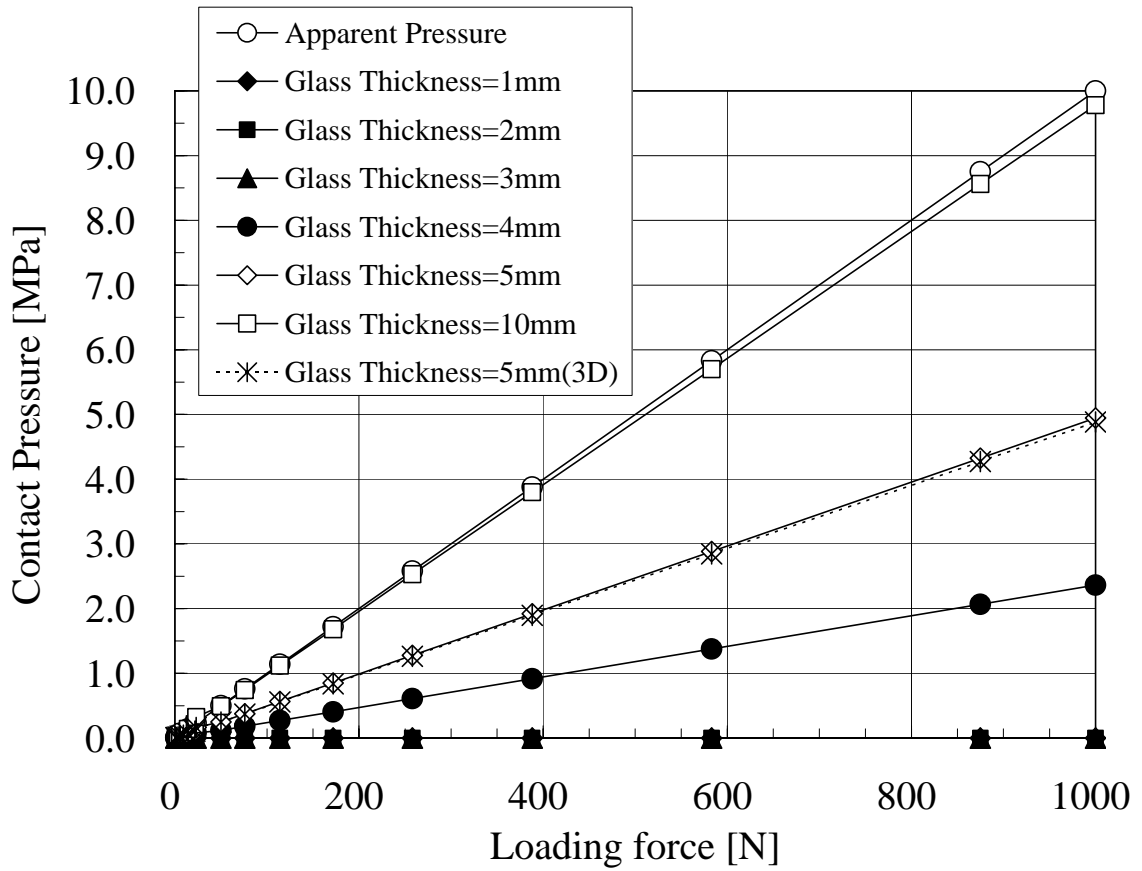


図 3.14.3 試料間に加える荷重と接触圧力の関係

図 3.14 弾塑解析による試料外側ガラス基板の厚さの適正化検討

### 3.5 光学的計測手法の課題と提言

本章では、レーザ周期加熱法と反射率温度測定法を用いた光学的手法により、ウェハ状の薄い固体試料における熱物性値を測定するための手法を示した。まず計測手法のベンチマークとして熱拡散率の測定を行い、次に薄い固体試料間の接触熱コンダクタンスの測定を試みた。

まず、薄い固体試料の局所的な熱拡散率の測定については、熱拡散率を、加熱点直下の位置における試料裏面の温度変動の位相を測定することで評価するための条件として、加熱スポットの直径と試料厚さ、光軸のずれの大きさと試料厚さ、測定周波数と試料厚さの関係を検討し、その指針を得た。また、既知の熱物性値を持つ材料を用いて、本手法による熱拡散率測定手法の妥当性を検討し、極めてよい精度で測定が可能であることを示した。

一方、試料の熱物性値が面方向で局所的に変動する場合の、厚さ方向の実効的な熱拡散率への影響等は未検討であり、接触熱コンダクタンスの測定技術と合わせて今後検討していく必要がある。

次に、ウェハ状の薄い試料間の局所的な接触熱コンダクタンスを光学的手法により非接触で測定する技術の開発であるが、実験結果を評価した結果、以下のことがわかった。

試料界面での圧力の絶対値に関する議論を一旦無視すれば、接触熱コンダクタンスを光学的手法により測定することの可能性を示すことができた。原理的には、Al合金・Si間の接触熱コンダクタンスを0.8~10 MPaの範囲で測定することが可能となったと言える。

無次元周波数をある一定の値以上に保てば、同じ荷重に対する接触熱コンダクタンスの測定結果は加熱周波数によらない。また、荷重に対する接触熱コンダクタンスの依存性も評価可能であるとの見通しを得た。

しかしながら、本章で用いた実験装置の構成で試料中心における界面の圧力を試料全体の平均的な圧力と等しくすることはできない。これは、光を通過させるために試料周辺部のみに荷重を加えたことによる。光学的手法であるが故の問題点である。

試料中心における界面の圧力を試料全体の平均的な圧力と等しくするためには、ガラス基板等の透明で剛性の高い部材で両側から試料を挟み、その外側から試料に荷重をかける必要がある。この場合、ガラス基板の厚さは、少なくとも、試料の1辺の長さより大きくしなければならない。

試料の変形のメカニズムについては、今後十分な検討をする必要がある。例えば、本章では試料の表面粗さやうねりを無視したが、実際には、圧縮荷重による変形量より表面粗さやうねりのオーダーの方が大きい場合も存在するため、本論文の解析が必ずしも当てはまらない事例もあり、試料に応じた変形メカニズムの解明が必須である。また、測定の高精度化を図るためには、近似式が使用できる高周波領域での加熱が必要であり、信号の振幅が高周波領域で小さくなることとのトレードオフの関係の改善が期待される。

本章で検討した計測手法の原理は、実は必ずしも光学的手法に限定されるものではない。例えば、電気的な周期加熱・温度測定技術を用いれば、反射率温度計測（サーモメトリ）を用いることなく、物性値を検出することができる。この点については第5章で提案したい。

### 3.6 計測結果の妥当性の評価

本章で実際に熱拡散率を計測した Si について、比較的単純な構造の半導体モジュールの熱抵抗（単位発熱量当たりのモジュール裏面と発熱領域の間の温度差）を評価し、その妥当性を検証した。

図 3.15 に、解析モデルの概要を示す。評価モデルは、 $2.45\text{ mm} \times 2.10\text{ mm} \times 0.28\text{ mm}$  の Si 素子が厚さ  $0.03\text{ mm}$  の接合部材を介して、 $8.00\text{ mm} \times 8.00\text{ mm} \times 0.52\text{ mm}$  の多層配線基板の中央に接続されている構造とした。多層配線基板は、厚さ  $0.02\text{ mm}$  の配線層が 6 層、絶縁層が 5 層で、絶縁層の最下層以外の層は直径  $0.075\text{ mm}$  のサーマルビアが  $0.20\text{ mm}$  の等間隔ピッチで格子状に 5 本  $\times$  4 列の 20 本配置されているとした。また、多層配線基板最下層の裏面温度を一定とし（温度固定境界）、それ以外の境界条件は断熱とした。発熱領域は、Si 素子の表層中央部に厚さ  $50\text{ nm}$  の発熱領域があり、その寸法は  $1.13\text{ mm} \times 0.23\text{ mm}$  とした。今回の検証モデルの場合、実際には発熱領域の上側の層に層間絶縁膜などが存在するが、放熱経路の大半が Si 素子を通して多層配線基板に向かうものであるため、今回はモデル化しなくてもほとんど影響はないとした。

表 3.1 に、検証用の解析で用いた材料の熱伝導率を示す。本検証では、定常解析のみによる検証を行ったため、測定した熱拡散率そのものは結果に影響しない。そのため、Si の熱伝導率としては、測定結果から密度と比熱の文献値<sup>[3-8]</sup>を用いて算出した値である、 $132.7\text{ K}/(\text{m}\cdot\text{K})$ を用いた。なお、温度  $300\text{ K}$  の Si の熱伝導率と

して、 $148.0 \text{ K}/(\text{m}\cdot\text{K})$ という値も文献資料<sup>[3-15]</sup>にあるため、この値を用いた場合の結果と比較した。また、物性値に対する熱抵抗の感度を評価するため、Si と多層配線基板の絶縁層の物性値を $\pm 20\%$ で変化させた場合についても検証した。

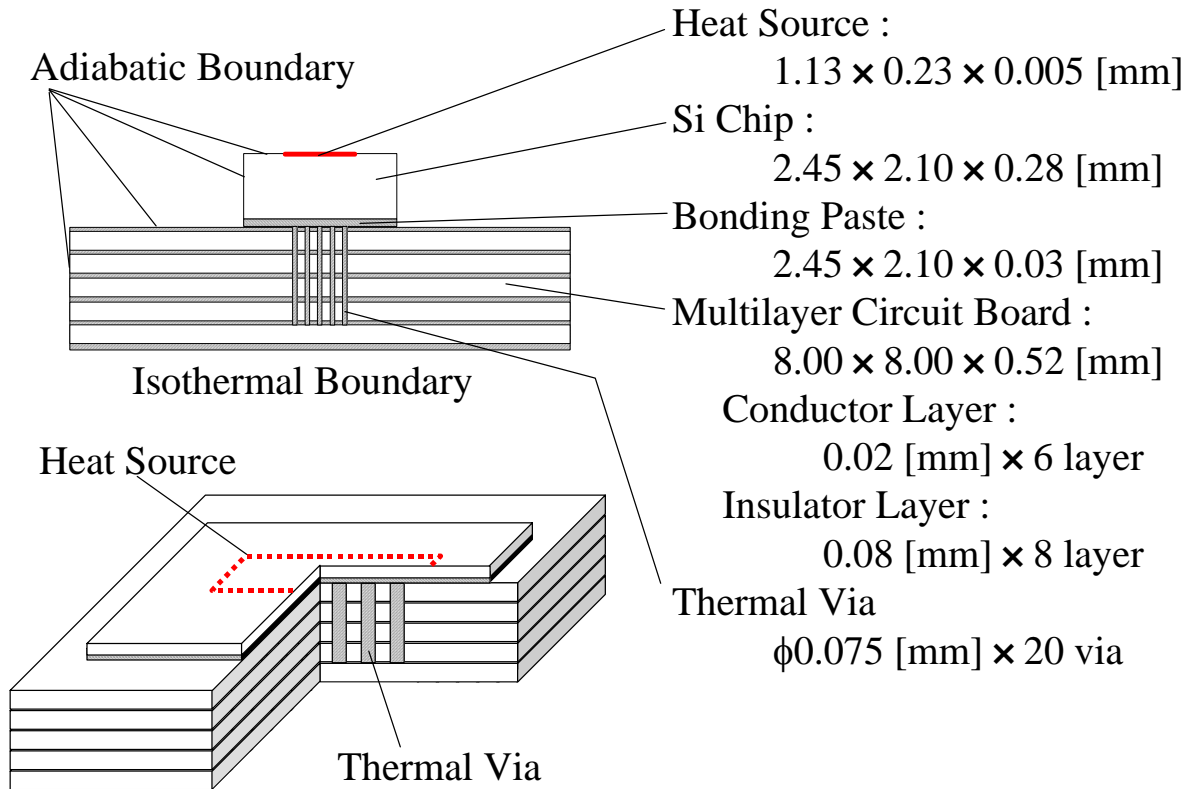


図 3.15 熱拡散率測定結果の検証モデル

表 3.1 熱拡散率測定結果検証解析に用いた材料の熱伝導率

Material	Thermal Conductivity [W/(m·K)]		
	Typical	Minimum	Maximum
Si (Measured)	132.7	106.2	159.2
Si (Ref.[3-15])	148.0	-	-
Bonding Paste	33.0	-	-
Multilayer Circuit Board	2.5	2.0	3.0
Thermal via, Conductive Layer	270.0	-	-

結果を表 3.2 に示す。本表には、国際的な標準規格である JEDEC Standard No. 51<sup>[3-16]</sup>に従って検証用モデルに相当する半導体モジュールの熱抵抗を測定した結果との比 (Sim./Exp.) を併せて示した。

表 3.2 によると、本章で開発した実験装置によって測定した Si の熱拡散率から求めた熱伝導率を用いると、実験結果と解析結果が 1 % 以内の範囲で一致するのに対し、文献<sup>[3-15]</sup>から引用した値を用いると、5 % 程度の差が生じることがわかる。参照した熱伝導率は温度 300 K における値であることや、Si の熱伝導率は 300 ~ 400 K の範囲では温度上昇に対し負の相関があることを考えると、発熱動作時の熱伝導率として、本論文における測定結果は、妥当な値であると判断できる。

なお、Si および多層配線基板の絶縁層の熱伝導率に対する検証モデルの熱抵抗の依存性について考察すると、一次元的な熱伝導の問題では、熱伝導率の低い材料の熱伝導率に対する感度の方が、熱伝導率の高い材料の熱伝導率に対する感度より高くなるのが一般的な理解であるが、本モデルの場合は、熱伝導率が 53 倍ほど高い、Si の熱伝導率を  $\pm 20$  % 変化させると熱抵抗が  $\pm 10$  % ほど変化する一方、多層配線基板の絶縁層の熱伝導率を  $\pm 20$  % 変化させても、熱抵抗は  $\pm 5$  % 程度しか影響を受けないことがわかった。これは、Si 素子内における熱の流れが三次元的であるのに対し、多層配線基板内では主にサーマルビアを通じて熱が一次的に伝導するためであると思われる。

これらの物性に対する熱抵抗の感度や、実際の検証構造からのモデル作成時の詳細構造の省略、あるいは、熱物性値の温度依存性を考えた場合に、本測定結果は偶然検証対象の使用環境に近い温度における物性を評価していたに過ぎない可能性などはあるものの、熱拡散率の測定手法としての妥当性、および、数値解析への適用の妥当性は確認できたと言える。

また、本測定結果が他の報告例<sup>[3-9]</sup>と  $\pm 2$  % の範囲で一致していたことや、今回の評価で用いた、文献から参照した Si の熱伝導率<sup>[3-15]</sup>について、温度 350 K における値を、温度依存性の評価から近似的に求めると 133.7 W/(m-K) になることを考えると、厚さが数 10  $\mu\text{m}$  以上あるようなマクロスケールの材料については、これまで各種の文献で報告されてきた熱物性値の値をそのまま用いても、熱設計上大きな問題はないと判断できる。これは、特定の材料の熱物性値が有効数字 1 桁ないし 2 桁でしか得られないことや、境界条件の妥当性、あるいは、種々のモデルに対する実験結果と解析結果のつき合わせの結果から判断して、数値解析による熱抵抗評価の精度が  $\pm$  数 % 程度であることから裏付けられるものである。

表 3.2 検証モデルの熱抵抗評価結果

Case	Thermal Conductivity of Materials		Thermal Resistance	
	Si [W/(m-K)]	Board* [W/(m-K)]	Sim. [K/W]	Sim./Exp.**
(1)	132.7	2.5	12.8	0.99
(2)	148.0	2.5	12.3	0.95
(3)	106.2	2.5	14.2	1.10
(1)	132.7	2.5	12.8	0.99
(4)	159.2	2.5	11.9	0.92
(5)	132.7	2.0	13.6	1.05
(1)	132.7	2.5	12.8	0.99
(6)	132.7	3.0	12.3	0.95

\* Board = Multilayer Circuit Board (Insulator)

\*\* Exp. = Experimental Result of Thermal Resistance

Based on JESD 51<sup>[3-16]</sup>

### 3.7 まとめ

本章では、携帯電話端末に搭載されるパワー半導体モジュールの熱設計上の重要な課題である、熱物性（熱拡散率）と接触熱コンダクタンスの問題について検証してきた。

まず、熱拡散率および接触熱コンダクタンスの光学的測定技術については、以下のような結果を得た。

- (1) 交流カロリメトリと反射率温度測定法を用いた光学的測定法により、厚さ数 100  $\mu\text{m}$  程度の比較的薄い固体試料の熱拡散率を精度よく測定することが可能となった。
- (2) 熱拡散率の測定対象として、半導体デバイスや搭載モジュール中でよく用いられる、Si と Al 6061 合金を用いた測定を行った。その結果、Si については熱拡散率  $\alpha = 80 \pm 3 \times 10^{-6} \text{ m}^2/\text{s}$ 、Al 6061 合金については  $\alpha = 73 \pm 3 \times 10^{-6} \text{ m}^2/\text{s}$  との結果を得た。これらは、文献で報告されている値<sup>[3-9][3-10]</sup>と  $\pm 2\%$  の精度で一致した。
- (3) Si の熱拡散率の測定結果を用いて比較的単純な構造の半導体モジュールの熱抵抗を評価した結果、実験結果と解析結果が  $\pm 1\%$  の精度で一致した。このことから、本計測技術を用いて評価した熱拡散率を元に算出される熱伝導率を次章で述べる熱伝導解析に適用することは妥当であると言える。また、マクロスケールの材料については、文献で報告されている物性値を用いても解析の精度として大きな問題は生じないことを確認した。
- (4) 上記の Si および Al 6061 合金間の接触熱コンダクタンスを、同一の装置を用いて測定した。接触熱コンダクタンスに相当する信号を取得すると同時に、試料間に加える荷重の加え方について検討することにより、試料の代表長さと同等の厚さを持つ透明なガラス等の個体によって試料を挟むことで、試料間に加わる局所的な圧力を均一化し、接触熱コンダクタンスを光学的に測定できる見通しを得た。

なお、接触熱コンダクタンスについて検討すると、以下のようなことが言える。

接触問題は、熱設計上の主に二つの観点から重要性が高いと考えられる。一つは、第 2 章で検討したように、携帯電話端末内に搭載された半導体モジュールから、筐体外壁まで、あるいは、使用者の皮膚までの放熱経路の間に、接触界面が複数存在することである。環境温度からの素子の温度上昇を抑制して許容温度以下に維持するためには、このような接触界面における熱抵抗を低減する、もしくは、接触熱コンダクタンスを増大させることが必要とされる。

一般に、搭載部品であるパワー半導体モジュールと、それを搭載するプリント基板、さらにプリント基板を搭載する携帯電話端末の筐体までを一括して熱設計するという事は行われていない。これは、それぞれの製造者が異なることと、一括して検討するほどの熱設計における切迫性が現状ではまだ生じていないことに起因するが、いずれにしても、開発初期の段階から熱の問題に絞って整合性を取りながら設計を行うということは少なく、ある程度構造上の自由度がなくなってしまって、初めて、筐体側の熱抵抗が問題になるケースが多いものと思われる。

このため、低熱抵抗化の自由度が相対的に高まるのが接触界面であり、パワー半導体モジュールのような部品設計者側においても、接触熱コンダクタンスの改善に関する知見を豊富に有していることが、同等スペック・同等価格の製品の競争力を高めるために重要である。

もう一つは、パワー半導体モジュール内部や、モジュールとプリント基板の界面には、はんだや導電性接着剤のような、構成する材料を接合するための部材が存在するが、例えばはんだのぬれ性が悪いと構成材料と接合部材の間が物理的に接するだけとなる場合や、あるいは、ボイドが残るなどの理由から、接触界面が一定の確率で残存してしまう場合があることが挙げられる。

図 3.16 は、ある半導体モジュールの素子と配線基板の間の、接合部材のチップ搭載部中央に、非接合部、即ち、ボイドが存在している場合について、チップ中心点における厚さ方向の温度分布の例を示したもので、図の距離がゼロの位置における単位発熱量当たりの温度上昇が、当該モジュールの熱抵抗に相当する。この図からわかるように、素子と配線基板界面に、接合部が完全に接合されておらず、物理的に接しているだけである場合や、完全に空間ができてしまっている場合には、当初の設計上の形状は問題なくても、製品の熱抵抗が著しく上昇してしまう場合がある。

このような現象は好ましいものではないことは言うまでもないが、現実にはどの程度の熱抵抗になっているのか、あるいは、非接触で界面の有無を検証できないか、という場合に、本章で開発した周期加熱法を用いた光学的な熱拡散率計測技術が有効に活用できる。複数の材料の合成物性値としての見かけの熱拡散率を局所的に測定して、極端に熱拡散率が低下する場所があるとすれば、その領域は接合部が完全に接合されていないことを意味する。このような測定を空間的に高分解能で行うためには、本章で開発した手法が有望であり、かつ、定量的な測定ができなくてもよいというメリットが存在する。製造ラインに組み込むことで、製造工程における良品の自動検出技術として利用可能性がある。



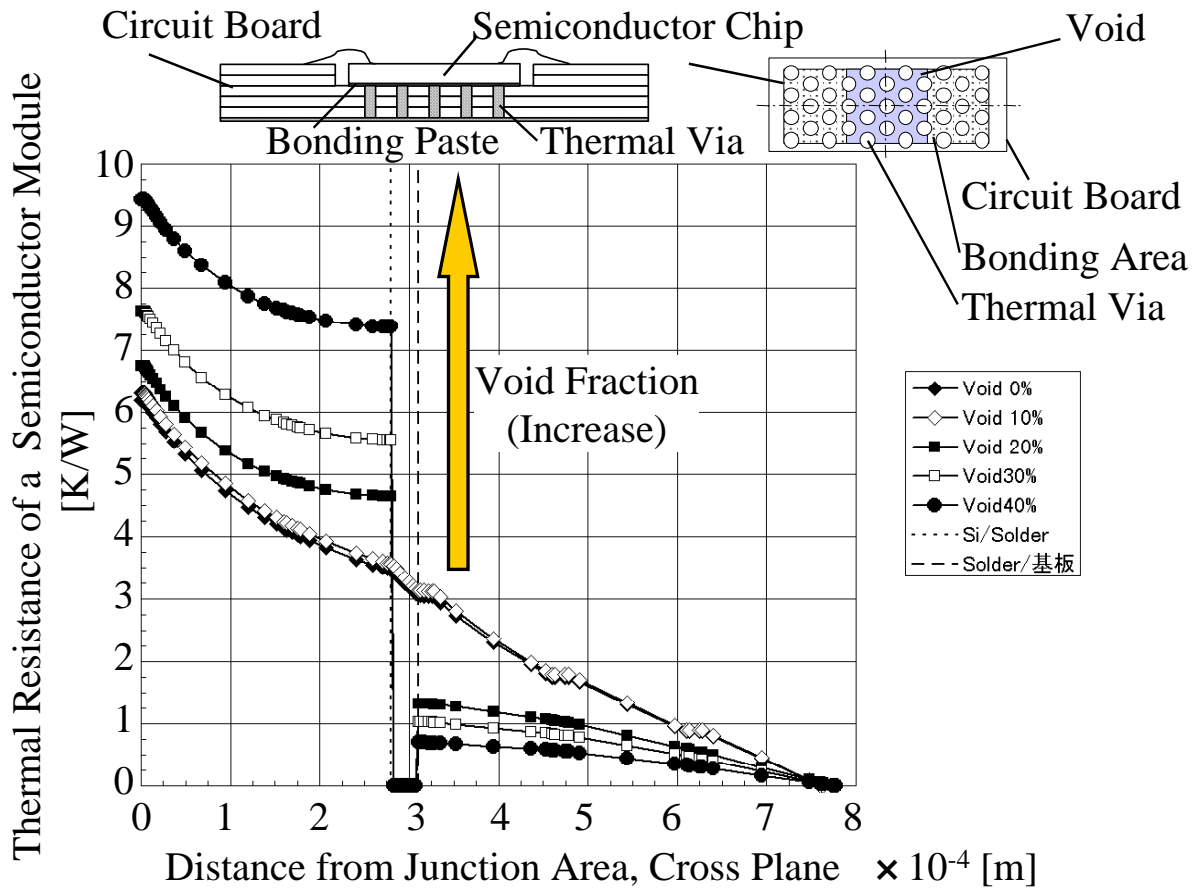


図 3.16 半導体モジュールのはんだ接合部にボイドがある場合のモジュール熱抵抗の増加の例

## 第4章 移動体通信用パワー半導体モジュールの熱設計

### 4.1 数値解析を用いた熱設計の必要性

緒言で述べたように、半導体素子の高集積化および内部構造の微細化に伴い、その熱設計や信頼性向上のために、微小スケールでの温度分布予測技術の開発が急務となっている。

このうち、携帯電話端末の主たる発熱源であるパワーアンプモジュールについては、携帯電話端末搭載電子機器の高機能化、小型化や、低コスト化要求のため、同じ発熱量であっても発熱密度が増加傾向にあること、および、携帯電話端末としては、外部から積極的に冷やすことができないことなどの課題があり、熱設計の仕様である最悪環境・最大定格連続発熱時に素子の許容温度を超えない実装構造という観点からは、パワーアンプモジュールに搭載された半導体素子の内部から、携帯電話筐体外壁まで、パワーアンプモジュールの設計のみに限定すれば、モジュール外部境界までの、熱抵抗を低減することが重要な課題となっている。

自動車や鉄道車輛、あるいは空調機や電力系統などで電力変換用に用いられるパワーモジュールと比較すると、携帯電話端末用のパワーアンプモジュールは、発熱量そのものは1桁から2桁以上小さいものの、搭載環境が高密度に電子デバイスが実装された密閉筐体内となるため、既に述べてきたように、冷却装置を利用できないという問題がある。また、高周波用無線通信用デバイスの特徴として、温度変化に対する特性の感度が問題となるフィルタなどが隣接して搭載されるため、周辺素子へ悪影響を及ぼさないところまで設計対象素子温度を低減する必要がある。

空冷ヒートシンク等の外部接続型冷却機構の熱設計との最大の相違点は、これも既に述べた通りであるが、素子内部には熱伝導以外の放熱経路が存在しないことである。このため、熱抵抗を低減して発熱領域の温度を許容範囲内に保つには、半導体基板の薄層化、発熱領域の形状・配置の適正化など、素子内部構造に立ち入った熱設計が必須であり、特に、発熱領域内部から製品全体までの温度分布を高精度に予測する技術開発が重要である。

複雑な構造の温度分布を高精度に予測するためには、数値解析がやはり有効な

手段として挙げられる。解析の精度を向上して実装設計，特に熱設計上の課題を明確にし，その解決策を製品の開発初期に提示することが重要なのは，既に完成してしまった半導体素子内部をいわばブラックボックスとしたまま，事後的に実装設計の段階で無理に低熱抵抗化のための帳尻を合わせる努力をするよりも，設計の上流段階から開発に参画することで，デバイスの特性と実装設計上の特性の，双方の仕様を同時に満たす構造を素子内部から検討することの方が，最終的には製品設計の期間や部品コストを低減できるからである。

開発初期からの熱設計という点から考えると，まだデバイスのマスクレイアウトや半導体素子を搭載する配線基板の構造を検討している段階から熱設計を行うということの意味するため，実験的な検討を行うことはまず無理である。例えば，ウェハレベルの実験を行う場合でも，試作ロットを流すために数週間から数ヶ月の日数がかかるため，検討結果を実験的に検証して次の試作にフィードバックをかけるという作業の繰り返しにおいては，各試作の段階で複数のテスト構造を試作工程に入れ込まなければならない。

従って，この段階から熱設計を行うためには，数値解析を利用した机上検討が必然的に最も有効な手法となる。もちろん，製品の開発・試作が進めば，まずはウェハレベル，単独のトランジスタレベルから実験と数値解析のつき合わせを行い，解析モデルの改良や境界条件，使用する物性値の検証などを行い，さらに試作品全体で同様のことを実施するが，それでも構成材料の寸法や放熱経路の適正化などについては，影響因子を特定して，数値実験的に因子の幅を振った感度評価を行いながら，熱抵抗などの実装設計仕様とコスト，デバイスとしての特性のそれぞれが並立可能な条件を模索することになる。

上記の意味において，熱設計，実装設計上は数値解析が必須であると言える。また，解析精度向上のためには，モデルや境界条件の適正化，実験結果との合わせ込みのほか，構成材料の物性値が本当にその値でよいのか，という点を考慮する必要がある。後述の第5章で提案する物性値の計測手法はまだ完成したというレベルには達しておらず，開発中の状況を脱してはいないが，ウェハ上で直接局所的な物性を計測する手法が製品設計に直接利用できるようなになれば，例えば試作品のウェハの一部に物性評価用の TEG (Test Element Group) 領域を作成して，そのデバイス製造プロセスに特化した物性データを利用した設計ができるようになるし，特定の製造プロセスで作られた各種の薄膜構成材料の物性値のばらつきがわかるようなになれば，物性値のばらつきに影響を受けないデバイス構造という，いわゆるロバスト設計が可能となる。

さらに、薄膜間の密着性が悪いようなトラブルが発生した場合でも、物性評価用の TEG 領域で膜と膜の間の、界面の接触熱コンダクタンスを含む物性を評価する TEG を作成しておけば、密着性がよい場合は熱コンダクタンス無限大の場合の測定結果が得られ、密着性が悪くなると熱コンダクタンスに影響された測定結果が得られることから、少なくとも、ウェハレベルの設計、製造段階で成膜不良に起因する不良品の工程を停止し、早い段階で設計にフィードバックできるというメリットがある。本論文では、まだその段階には到達していないが、物性計測と数値解析が、製品開発の上流段階からの熱設計を行う上で、今後のキー技術となることを指摘しておきたい。

さて、携帯電話端末に搭載されるパワーアンプモジュールの熱設計であるが、Liu らは、AlGaAs/GaAs HBT (Heterojunction Bipolar Transistor) について、素子内部の発熱領域の形状・配置、バラスト抵抗の大小と、各発熱領域を流れる電流および温度分布との関係を理論的に求めている<sup>[4-1][4-2][4-3]</sup>。このような検討は熱暴走の危険性のあるバイポーラトランジスタの熱設計上非常に重要であり、同様の研究が Gao ら、Kim らによっても進められてきた<sup>[4-4][4-5]</sup>。さらに Kim らは、三次元熱解析の結果を元に HBT 素子を試作し、その特性を評価している<sup>[4-5]</sup>。しかし、各発熱領域における温度分布は、素子内部のみならず、素子を搭載したモジュール全体の実装構造の影響を強く受けるため、モジュール全体の熱的な設計が必要である。

一方、パワーアンプモジュールの動作を考えると、GSM 系のモジュールでは、周期発熱動作をするため、発熱領域の温度変動は構成材料の熱容量に影響される。Loy や Busani らは、等価回路を用いて発熱領域の過渡的な温度変動を評価してきた<sup>[4-6][4-7]</sup>。この手法では等価回路のモデル化が重要であるが、多層配線基板のような、熱伝導率の低い絶縁層内に熱伝導率の高い導体層が分散する複雑な構造がある場合は、温度変動を数値的に解析した方が効率的である。

Langari らは GaAs 素子と Si 素子の混載モジュールについて過渡的な温度変動を評価している<sup>[4-8]</sup>が、素子内部の発熱領域の検証とモジュール全体の検証は別々に実施している。一方、井関らはフリップチップ実装した GaAs-HEMT (High Electron Mobility Transistor) について、バンプと熱抵抗の影響を見積もっている<sup>[4-9]</sup>が、過渡温度応答は検討していない。

以上、これまでの研究では、素子内部とモジュール全体は別々に検討されており、双方を同時に評価しないと判明しない、例えばモジュール実装構造と局所温度上昇の関係のような課題は検討されておらず、過渡応答についても、結果をモ

ジュールの熱設計にどのようにフィードバックするかはあまり議論されてこなかった。この理由の一つとして計算機能力の問題があったが、現在はその大幅な能力向上により、解析規模を拡大することが可能となっている。

本章では、有限要素法を用いた熱伝導解析により、GaAs HBT 搭載モジュールについて、素子内部からモジュール全体までの熱抵抗を一括して検討することで、個々の発熱領域の形状や素子内の配置を数値実験的に検討できることを明らかにした上で、多層配線基板内の放熱経路や熱拡散板など、半導体素子以外の構成要素による影響を考慮した熱抵抗を算出し、特に、設計指針の一つとして、熱拡散板の寸法の決定方法を提案する。対象としては、内部設計の問題としては、コレクタ領域がベース・エミッタ領域の上側に配置される、いわゆるコレクタアップ HBT のウェハレベルでの設計を対象としてまず議論し、次に、一般に利用されるエミッタアップ型の HBT について、素子内部からパワーアンプモジュール全体の設計について議論する。

## 4.2 解析手法の概略

### 4.2.1 使用した有限要素法の解析ツール

解析用のソフトウェアとしては、市販の有限要素法や差分法のソフトウェアも利用しているが、解析規模が大きくなる場合や、超並列計算機を利用しようとする場合には、市販のソフトウェアベンダーがサポートしなくなるという問題点がある。このため、素子内部から配線基板までまとめて検討するような大規模な評価の場合は、自社開発の解析ツールを用い、素子内部構造は簡略化するなど、全体の解析規模を小さくできる場合には市販のソフトも用いるという解析手段の選択を行っている。市販のソフトの場合、ライセンス数の問題もあることから、解析処理を常時実行することも考慮すると、自社開発ツールの方がメリットのある場合も多い。

今回の解析では、自社開発の有限要素法ツールを一ユーザとして利用した。このツールの特徴を挙げると以下ようになる。

- (1) 熱伝導解析に機能を限定し、熱伝達や熱放射の影響は熱コンダクタンスを境界条件として与えて処理することにより、流体解析機能も持たせた市販の熱解析ソフトより高速化を図っていること。

- (2) 有限要素法の解析ツールで、ガラーキン法の重み付き残差法を用いている。非定常項については陰解法を適用している。
- (3) 行列計算のマトリックスソルバーについては、当初はスカイライン法を用いた計算機本体標準のライブラリーを使用した。メモリの使用量が大きく解析時間も長時間になることから、前処理付き共役勾配法(PCG 法, Preconditioned Conjugate Gradient Method)のソルバーに切り替えて計算時間の短縮と大規模化を図った。
- (4) MPI (Message Passing Interface)並列プログラミング対応となっており、シングルノードの小規模計算にも、複数のノードで並列計算を行う大規模計算にも適用可能である。具体的には、Windows®環境でも、UNIX®環境でも利用可能であり、モジュール全体の解析では、超並列計算機を用いて最大 3000 万節点規模の計算が可能である。なお、この計算規模の上限は計算機能力に依存するため、携帯電話筐体全体を評価するためには、将来的には 1 億節点以上の規模の解析を想定している。
- (5) 使用可能な解析格子は、四面体格子と平行六面体格子である。今回の半導体設計においては、半導体素子および配線基板の二次元的なマスクデータから直交六面体のメッシュを生成する手法を用いた。
- (6) PCG 法は収束性に若干難があり、アスペクト比の極端に大きな格子を生成すると収束性が著しく悪化するため、アスペクト比で 20 程度を限界とするメッシュ形状とした。

#### 4.2.2 計算機環境と解析モデルの自動作成の現状

図 4.1 に、本論文において半導体モジュールの熱設計に用いた解析モデルの規模、対象と、使用機器やモデル化の範囲を整理した。

節点数が数 10 万点程度以下の小規模な解析であれば、四面体メッシュ等の非直交系メッシュと直交系のメッシュをモデルによって選択して使い、円形断面等は非直交系メッシュを用いて多角形断面に近似してモデル化する。モデルの属性は、汎用のプリ・ポストプロセッサを用いて手作業で決定する場合が多い。これは、後述するように、自動化対応可能なレベルでの CAD データの入手が困難なためであるが、将来的には改善されると期待している。解析には主に UNIX®系のサーバマシンやハイエンドの Windows®コンピュータなどを利用する。

一方、解析規模が大きくなって 100 万節点を超える場合は、シングルノードの

PC (Personal Computer)では対応困難となる。この場合は、モデル化の手間も考慮した上で、直交系の六面体メッシュを用い、円形断面等は断面積が等しい正方形に近似してモデル化する。モデルの属性は、やはり、モデル化対象構造の頂点の座標から手作業で数値化するケースが一般的である。

近年では、図 4.2 に示すように、現物融合解析として、X 線 CT (Computed Tomography)スキャナを用いて対象構造の三次元的な寸法を内部構造も含めて読み取り、直接解析用のモデルを生成する装置が開発されている<sup>[4-10][4-11]</sup>。この手法を用いると、一旦完成した試作品や製品があれば、設計データがない場合でも三次元的な構造モデルを作成することが可能であり、その一部のモデルを修正することによって、試作前段階のものであっても原理的にはモデル化できる。しかしながら、現状の X 線 CT スキャナを用いた場合、分析可能な空間分解能は数 $\mu\text{m}$ のオーダーであり、半導体素子内部の薄膜構造まで分析することは不可能であるという問題点がある。

次に、半導体デバイスやそれを搭載した半導体モジュールの設計について考えると、一般にウェハレベルの設計とモジュールレベルの設計は分離しているケースが多い。かつてはウェハの製造からデバイスの設計・製造、基板の設計・製造まで一貫して行う場合も存在したが、現在の産業事情を考えると、ウェハの提供元、デバイスの設計・製造元、搭載基板の設計・製造元はそれぞれ異なる企業である方が、主力製品の選択と集中という観点からも当然である。

出口としての製品の 카테고리は同じでも、高機能化や高密度実装化の流れの中で、使用するウェハも、デバイスの構造も、使用する基板の材質も、全てが常時変わり得る状況であることを考えると、全ての構成部品を一貫して製造するための設備投資を行っても、投資を回収できない可能性が高いためである。この結果、ウェハレベルのデバイス設計者とそれを搭載する基板設計者は異なる場合が大半となり、使用する設計ツールもそれぞれにおいて最適化され、CAD のデータについても必ずしも互換性があるわけではないという状況が生じてしまっている。

しかも、半導体デバイス、基板それぞれが、設計時に二次元の CAD データと、各製造工程・条件における厚さ方向の断面形状の知見という形で設計資産を保有している。このため、基板とデバイス(半導体素子)双方を含む解析を実行するためには、異なるフォーマットの二次元的なデータと、いわゆるポンチ絵レベルの断面形状データから三次元的なモデルを作成しなければならない。

従って、現状においては、熱設計を含む半導体素子・モジュールの解析モデルの自動化は困難であると言える。将来的には、標準フォーマットとして形状デー

タを書き出すことが一般化し、プロセスシュミレーション機能を有するモデリングツールにより、解析モデルが自動生成されることが期待される。このような動きは MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) の実装設計ツールにおいては導入が始まりつつあり<sup>[4-12]</sup>、前工程(半導体デバイスの成膜工程)プロセスごとのエッチレート等の形状データから三次元的なデバイス構造を予測して解析モデルを作成することが可能になってきた。しかし、上記のような市販のツールが対応する、ハイエンド PC レベルでの解析規模は数 10 万節点程度に制約されるため、実装構造全体のモデル化には、現状では不十分である。

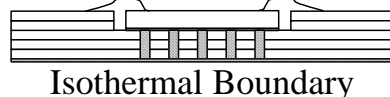
以上のように、現段階では、数値解析を用いた半導体モジュールの三次元的な実装構造については、解析モデルの自動化はまだ十分ではないと言える。

なお、複雑な構造の熱抵抗の解析手法として熱回路網を用いた手法がある。この手法を用いれば、回路解析と同様なパラメトリックな解析を短時間で行うことが可能となるが、代表節点間の熱抵抗が容易に算出できることが前提となる。半導体素子の内部構造や素子・基板間の接続部は、熱の流れが三次元的で非常に複雑なため、個々の熱回路をモデル化することは困難であり、熱回路網をモデル化するよりは有限要素法のモデルを直接作成する方が、結果としては効率的である。

- ・ Small Scale Simulation (< 1M Nodes)----- Server  
Nonorthogonal Mesh  
Circular Section      Polygon
- ・ Large Scale Simulation (> 1M Nodes)----- MPP  
Orthogonal Mesh  
Circular Section      Rectangular Solid
- ・ Model for Inside of Handset  
Radiative Heat Transfer      Negligible  
Convective Heat Transfer      Negligible



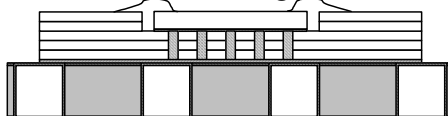
#### 1) Thermal Modeling for Inside of RF Module



Isothermal Boundary

Each Heat Dissipating Unit  
Diameter and/or Layout of Via  
etc.      Included

#### 2) Thermal Modeling for RF Module with Printing Board or Handset



Detailed Structure in RF Module  
Simplified

図 4.1 解析モデルの作成と境界条件の設定



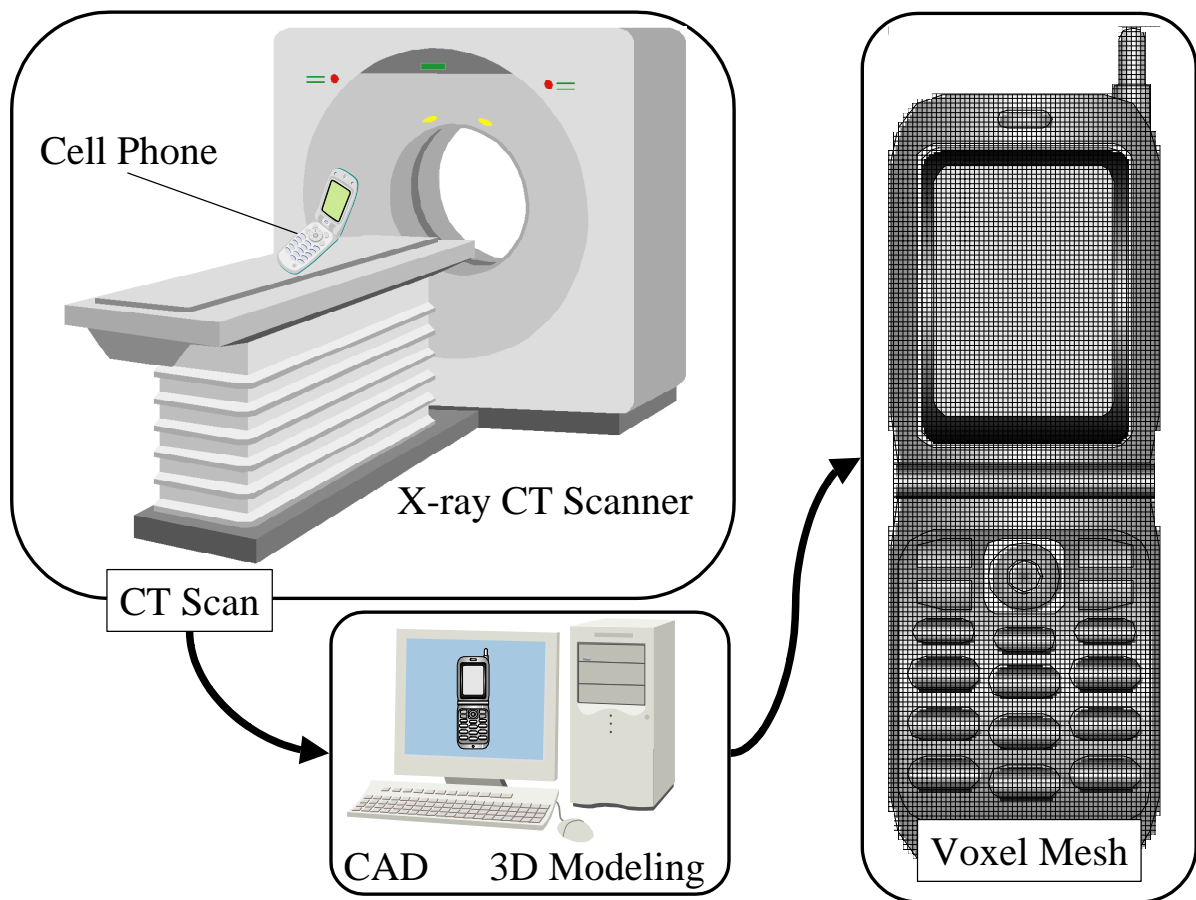


図 4.2 X線 CT スキャナを利用した現物融合モデリングの概略

### 4.2.3 メッシュ生成の問題点

#### (1) 解析モデルの直交六面体メッシュ採用

図 4.3 に、本論文において有限要素法を用いた数値解析を実施した際の、解析モデル作成の流れの概略を示す。現段階では筐体レベルの解析までは検討していない場合が大半であるが、これはモジュール開発の初期段階で顧客側の筐体の設計データが入手できないためであり、モデルを作成する場合は、実質的に筐体とみなせるようなある程度標準化された概略寸法モデルを準備する必要がある。これは、プリント基板についても同様であるが、基板レベルの熱抵抗の評価については、事実上の標準規格<sup>[4-13]</sup>があり、これに基づいたモデル化と、顧客プリント基板実装時をモデル化したものの双方で熱設計が行われれば、最終的な製品開発という点では問題ないと言える。

上記のように、設計着手時、あるいは試作段階で保有可能なモデル作成用のデータは、ウェハもしくはチップ、配線基板、プリント基板の、それぞれ各層ごとのマスクレイアウトデータとその断面形状で、いずれも二次元的なものである。一度試作が終了した構成要素については、SEM (Scanning Electron Microscopy) 写真等の断面形状実測データがあれば、断面形状の寸法がより正確に確認できる。

チップ、もしくはウェハレベルのモデルの場合、構成要素中最も寸法が小さいものは、内部の薄膜の厚さである。材質やデバイスの種類、あるいはプロセスの先端度によるが、概ね 1 nm ~ 10 nm のオーダーである。これに対し、ウェハの厚さは概ね 100  $\mu\text{m}$ 、平面方向のデータはチップ全体であれば 10 mm 程度の代表長さを有するため、モデル化時のスケールオーダーの範囲は、5 桁ほどになる。

一方、基板レベルのモデルについては、厚さ方向で 0.1 ~ 100  $\mu\text{m}$ 、平面方向で 10  $\mu\text{m}$  ~ 10 mm の寸法領域でモデル化される。これらを一体化してモデル化したものがモジュールレベルの解析モデルとなるため、やはり、モジュール解析のスケールオーダーの範囲は 5 桁程度である。

これに対して、携帯電話筐体やその内部に搭載されたプリント基板レベルのモデルの場合、平面方向の代表長さは最大で 100 mm のオーダーであるから、製品全体、もしくはプリント基板全体まで解析領域に含める場合、スケールオーダーの範囲としては 6 桁と、かなり大きな値となっている点に特徴がある。

また、チップもしくはウェハレベル、基板レベル、プリント基板レベルで、それぞれ、得られるのは二次元の座標データと断面の形状データだけであるのが通常であるため、解析モデル作成時に自動化処理を行うのがまだ困難な状況にある

ことは既に述べた通りである。しかも、個々の構造体そのものが非常に薄く、代表長さや厚さのアスペクト比が 1000 以上ある場合が多い。このため、層ごとに二次元的な座標寸法が与えられ、それを層間で接合してモデルを作成することとなり、スライス状の形状データから三次元のモデルを作成する場合、少なくとも厚さ方向については、平面方向と直交する断面形状を作成した方が合理的である。

また、半導体の特徴として、一部の丸型や多角形型のデバイスは別として、フィンガー電極などと呼ばれるような細長い筋状の単位構造が周期的に多数配列されるような構造がよく用いられる。このような構造をモデル化するには、平面方向においても、直交系のモデルを作成した方が効率がよい。

これらの理由から、図 4.3 のモジュールレベル、プリント基板レベルの解析モデルを作成する場合には、直交六面体のメッシュを採用した。

ところが、このようなモデル化をすると、図 4.3 のモジュールレベルのモデルを示す斜視図に示すように、温度勾配が厳しいと予想されるためにメッシュ間隔を狭くした領域とそうでない領域とでメッシュ間隔の粗密の差が大きくなるという問題が発生する。この結果、例えば  $z$  座標のメッシュ間隔は 10 nm 程度で、 $xy$  座標のメッシュ間隔は 10  $\mu\text{m}$  程度のような格子ができてしまう可能性がある。既に示したように、メッシュのアスペクト比が大きくなると解析ソルバーの収束性が低下するという問題があるため、最小寸法のメッシュに合わせて、モデル内の、全ての格子のアスペクト比が概ね 20 を超えないようにメッシュ分割の割合を調整した。このアスペクト比の上限は、経験的なものであるが、モデル作成時の収束性の判定基準としては、今回有効に活用できた。

## (2) ボクセル解析の適用の可否

上記のような解析モデルを作成すると、メッシュの粗密に大きな差が生じる。有限要素法の解析では、一般に、この粗密を用いて精度コントロールを行っているわけであるが、一方で収束性の問題が存在していることがわかった。

計算機能力の向上に伴い、領域全体を同じサイズのボクセルで分割する解析法が注目を集めている<sup>[4-14][4-15][4-16]</sup>。三次元形状のボクセル解析は、解析を行いたい三次元構造に対しボクセル分割を行い、それを要素として捉える手法である。この考え方は、複合材料のような非常に複雑な形状の対象に対して適用され<sup>[4-14][4-15]</sup>、自動車解析への適用など<sup>[4-16]</sup>も進められている。ボクセル解析法は、基本的に領域全体を同じサイズのボクセルで分割するため、メッシュの粗密による精度コントロールは困難であるというトレードオフが存在する。

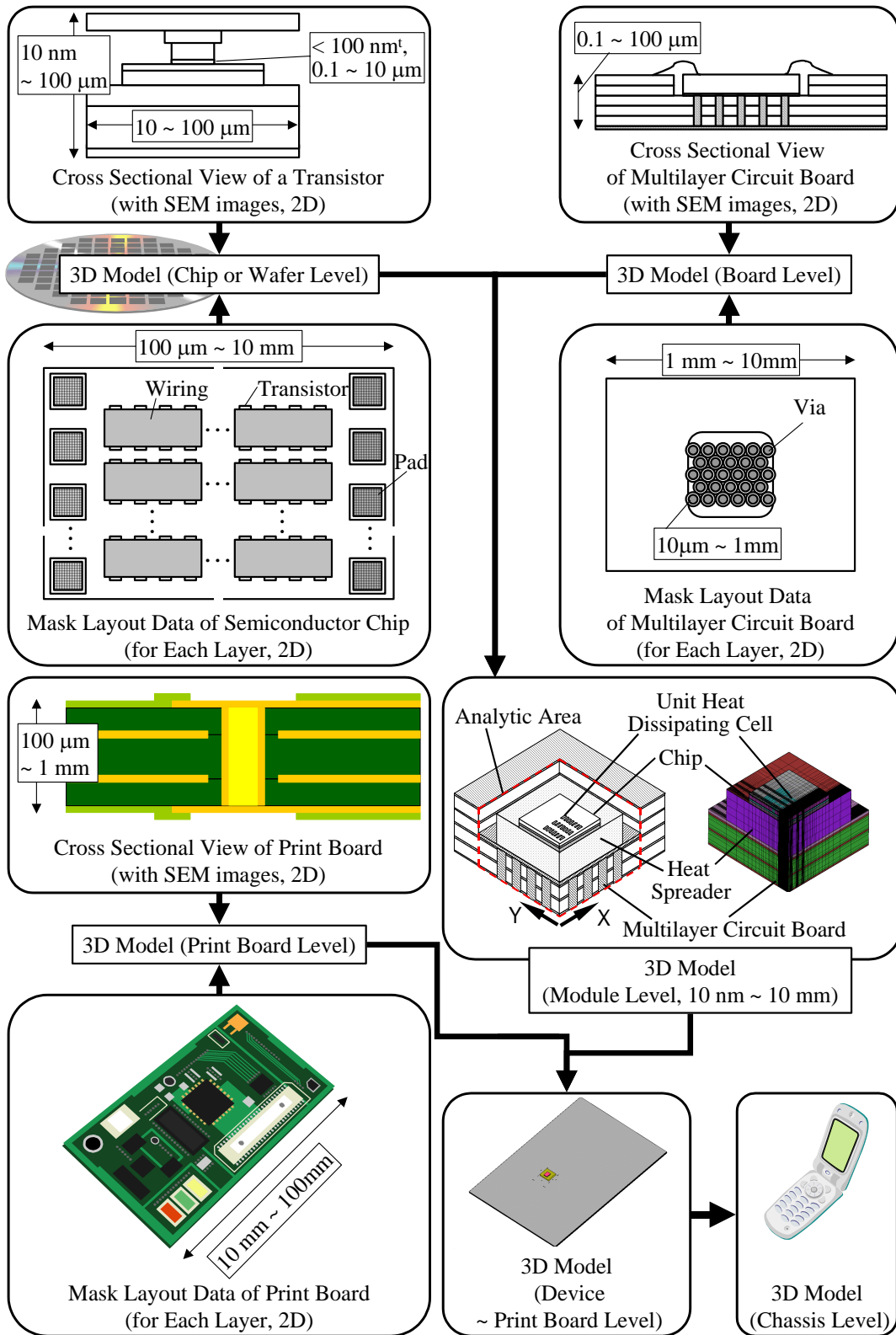


図 4.3 解析モデルの作成フロー

このボクセル解析を半導体デバイスおよびそれを搭載した半導体モジュールの実装設計に適用することは大変魅力的な手法である。設計データのフォーマットの統一と、断面形状の予測<sup>[4-12]</sup>がモジュール全体で可能になれば、ほぼ自動的にボクセル分割を行って数値解析を実施することができるためである。

しかしながら、図 4.3 に示すチップもしくはウェハレベルの構成材料の最小寸法をさらに複数のボクセルに分割することを考えると、モデル作成時のボクセルの寸法は 1 nm のオーダーとなる。このような寸法でマクロスケールの熱伝導方程式を解くことの問題はとりあえず無視するとしても、例えば、幅 10 mm、長さ 10 mm、厚さ 1 mm の比較的小さなモジュールレベルであっても、ボクセルの一辺の長さが 10 nm の場合で節点数は  $10^{17}$  のオーダーとなり、現実的な数字とは言えない。ボクセルの寸法を 1  $\mu\text{m}$  とした場合で  $10^{11}$  であり、ようやく最先端の超並列計算機でハンドリング可能なレベルとなる。

それでも、単価が数 100 円程度の安価な半導体モジュールの熱設計に、現状で 1000 億節点規模の解析を行うコスト的な裏付けが取れるとは考えられない。つまり、現状の計算機能力では、携帯電話端末に搭載されるような比較的構造が簡単な半導体モジュールであっても、ボクセル解析を適用することは困難であるとわかった。

### (3) モデル作成時間を含む解析所要時間の短縮

以上、半導体モジュールに関し、半導体デバイス内部からモジュールまでのスケールオーダーが大きく異なる構成要素を含む実装構造について、有限要素法を適用して熱設計を行うためには、供出されるデータの内容や実装構造を考えると直交六面体メッシュを用いる方がよいこと、また、等間隔の立方体メッシュを用いるボクセル解析法は、現状の計算機能力では困難であることを検証してきた。このため、数 1000 万節点規模を現状の上限として、直交六面体の不等間隔メッシュとし、メッシュの粗密で精度をコントロールする一方、収束性を高めるためにメッシュのアスペクト比を概ね 20 以下とすることでモデル化を実施した。

なお、スケールオーダーの大きい部品、例えばプリント基板やモジュール内の配線基板に合わせた粗いメッシュと、スケールオーダーの小さい部品、例えば半導体素子内部の個々のトランジスタに合わせた細かいメッシュを、共通の座標についてデータを共有させることによりメッシュ間を接続するような解析手法も当然考えられる。しかし、このような解析を行う場合は、メッシュ間の接続方法や解析モデルの分割の条件設定などが煩雑化し、モデル作成に要する時間までを考

慮すると、必ずしも効率的ではないことがわかった。

ボクセル解析法の適用を検討したのも、そもそもはモデル作成を極力自動化することを前提にしたものである。多少メッシュの規模が大きくなって解析時間が長くなったとしても、計算機能力、特に演算速度の向上とメモリサイズの増大により、同じ時間に解析できるモデルのサイズは大きくなっているため、ある程度機械的な処理が許されるためである。

本論文で検討している半導体モジュールの熱設計においては、即応性が非常に重要である。例えば、顧客や内部設計者との議論を通じて出来た概略の寸法図から、モデルを数時間程度で作成し、解析を実行することが求められる。このようなモデル作成においては、直交六面体メッシュを用いることにより、各構成要素の頂点の座標とその分割数、材料の種類や境界条件を指定すれば、解析モデルの必要な指標は全て規定できる。今回使用した解析ツールでは、汎用のプリ・ポストプロセッサを用いなくても、直交六面体メッシュの場合は、テキストファイルで入力モデルを作成できるものを用いた。即ち、各座標軸方向の節点の座標と分割数、六面体要素ごとの頂点の座標と境界条件、材料物性等の記述でモデルが作成できる。

このため、例えば市販の表計算ソフトやテキストエディタを用いることで、打合せ後の移動時間中にモデルを作成し、そのまま解析ジョブを投入することが可能となった。複合メッシュや非直交系メッシュを用いる場合、あるいは、汎用/専用のプリ・ポストプロセッサを使用したモデル化と比較すると、モデル化の時間が大幅に短縮できるため、仮にモデルの規模が多少大きくなって解析の CPU (Central Processing Unit) 時間が延びたとしても、解析に必要なトータルの時間は大幅に短縮することができた。

#### (4) モデル化の概要

上記のような手法によって解析モデルを作成する場合、対象が高周波モジュールの内部までで、例えば配線基板裏面温度を温度固定境界とすればよい場合は、比較的詳細なモデル化が可能である。この場合は、HBT であれば半導体素子内部の個々の発熱領域までモデル化できる。但し、MOS の場合はゲート数が多いために、ゲートが配置された領域全体を一つの物性をもつ共通の発熱領域と仮定する。トランジスタ単体の熱伝導解析は、MOS 構造における電極の構造、寸法、配置の影響について事前に実施しておく。但し、ゲート下部の発熱領域と比べて、モデルの発熱領域の面積が非常に大きくなるため、MOS の場合は計算結果が発熱領域

全体の平均的な温度になってしまい、局所的な温度上昇よりも低く見積もられることとなる。なお、発熱領域のほか、配線基板内のサーマルビアの材料、直径、レイアウトや接合部材のぬれ性の影響なども評価可能である。

これに対して、対象が高周波モジュールを搭載したプリント基板や、さらにそれを搭載した筐体まで含まれるようになると、数 1000 万節点程度では詳細な解析は困難である。このため、要素ごとの評価は細分化したモデルで予め実施しておき、全体の解析は結果に影響を及ぼさない範囲で単純化する。その代わりに、プリント基板や筐体との熱伝達や、プリント基板側の放熱構造などをモデル化する。

上記のような段階的なモデル化の手法はごく当たり前の手法であるが、素子内部の実装構造の評価を進めるにつれて、従来モデル化が困難なために無視してきた薄膜の影響がある程度把握できるようになったメリットは大きい。次節以降で、HBT に特化して数値解析を援用したパワー半導体モジュールの熱設計とその検討結果について検証する。

### 4.3 有限要素法を用いたコレクタアップ GaAs HBT の熱設計

高出力のパワーアンプ(HPA, High Power Amplifier)モジュールは、携帯電話端末のアンテナから放射される送信信号を増幅するための半導体モジュールである。また、HBT は、エミッタ・ベース接合部(ジャンクション)が異なる材料から構成されたバイポーラトランジスタであるが、このうち、化合物半導体である GaAs (砒化ガリウム)基板上に形成された GaAs HBT は、Si 基板上的バイポーラトランジスタと比べて、電流利得が大きく、破壊耐圧が高く、優れた高周波特性を有することから、パワーアンプモジュールに GaAs HBT を搭載した製品が増える傾向にある。

図 4.4 に HBT トランジスタ単体の断面構造の概略を示す。図 4.4.1 がコレクタアップ構造、図 4.4.2 が通常よく用いられるエミッタアップ構造を説明したものである。

図 4.4.2 に示すように、通常の HBT はエミッタアップ構造を有する。即ち、エミッタがコレクタの上側に配置される。ベース電極下の外因性領域が存在するため、エミッタアップ HBT ではコレクタ容量が増大し、高周波特性が低下するという特徴がある。これに対し、コレクタアップ HBT は、図 4.4.1 に示すように、コレクタ領域に外因性領域が存在しないため、そのコレクタ容量はエミッタアップ HBT の 1/3 に低減できる。このため、コレクタアップ HBT を用いることで高周波特性の大幅な改善が期待できる<sup>[4-17][4-18][4-19]</sup>。

但し、熱が発生するコレクタ領域がエミッタの上側にあり、半導体(GaAs)基板裏面までの放熱経路はエミッタアップ HBT の場合より長くなるため、単に基板の上にデバイスを形成するだけであれば、コレクタアップ HBT の熱抵抗はエミッタアップ HBT の熱抵抗より高くなるという問題点があった。つまり、デバイスの回路特性の向上と熱的性能の改善には、そのままではトレードオフの関係が存在するのである。

パワーアンプモジュールの寸法を極力小さくすることは、携帯電話端末の小型化、もしくは搭載機能の増加に関して重要な課題である。仮にコレクタアップ HBT フィンガーの熱抵抗がエミッタアップ HBT フィンガーの熱抵抗よりかはるかに低くできるのであれば、コレクタアップ HBT はパワーアンプモジュールの小型化と回路特性の向上に貢献できるはずである。半導体デバイスの小型化は、発熱領域から外部環境への熱流束を増大させることがよくあるため、コレクタアップ構造をパワーアンプモジュールに適用可能とするためには HBT フィンガーの温度上昇



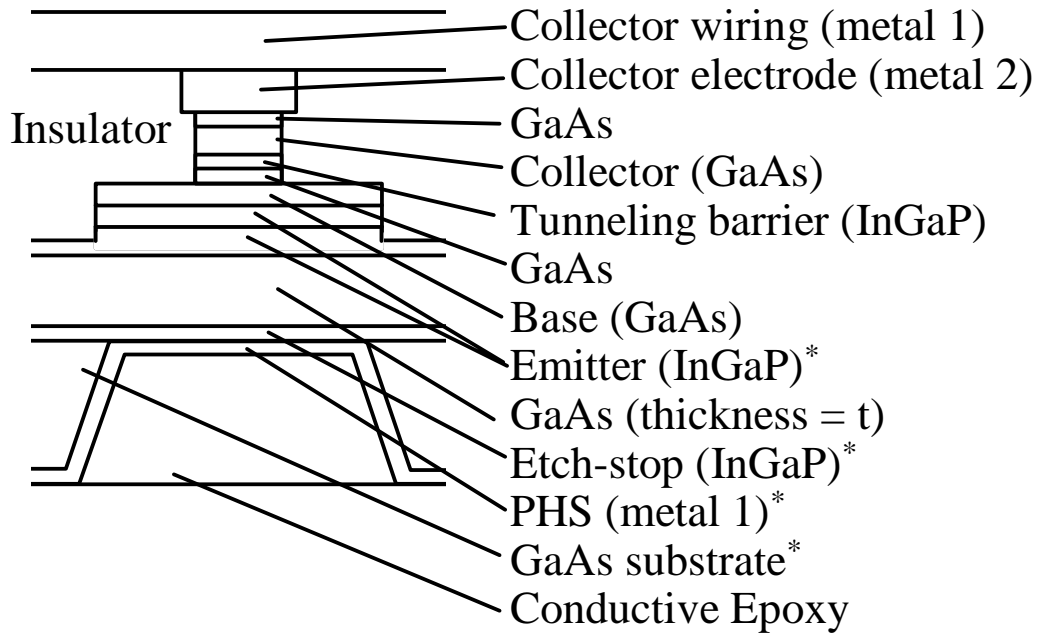
を抑制する新たな手法を確立する必要がある。但し、これはコレクタアップに限った問題ではない。

本節で対象とするコレクタアップ HBT については、図 4.4.1 に示すように、熱抵抗を低減するための構造として、HBT を形成した GaAs 基板の一部をエッチングにより薄層化し、その下に金のメッキ膜を形成した。これを PHS (Plated Heat Sink) と呼ぶ。コレクタフィンガー領域で発生した熱は PHS 層を經由してほぼ直接、GaAs HBT 素子が搭載された配線基板に逃がされることになる。

一方、図 4.4.2 に示すエミッタアップ HBT の場合、HBT フィンガーから生じた熱は厚い半導体基板（この場合は GaAs 基板）を通過して広がるため、熱抵抗は高くなりがちである。従って、フィンガー状のトランジスタから発生する熱によるトランジスタ間の温度上昇の影響、即ち、熱的な干渉を極力妨げて熱抵抗が高まるのを防止するためには、フィンガー間の距離を大きくしなければならない。もちろん、図 4.4.1 のような巨大なエッチング孔を形成して PHS 層を HBT 層の直近に形成し熱抵抗を低減することは、エミッタアップ HBT の場合も可能であるが、製造コスト上の問題と、デバイスの特性の問題から、これまでは検討されてこなかった。今回、コレクタトップ HBT で巨大放熱孔を形成したのは、デバイスの高周波特性が改善するというメリットがあるため、若干の製造コストの増加を許容できる可能性が存在したからである。

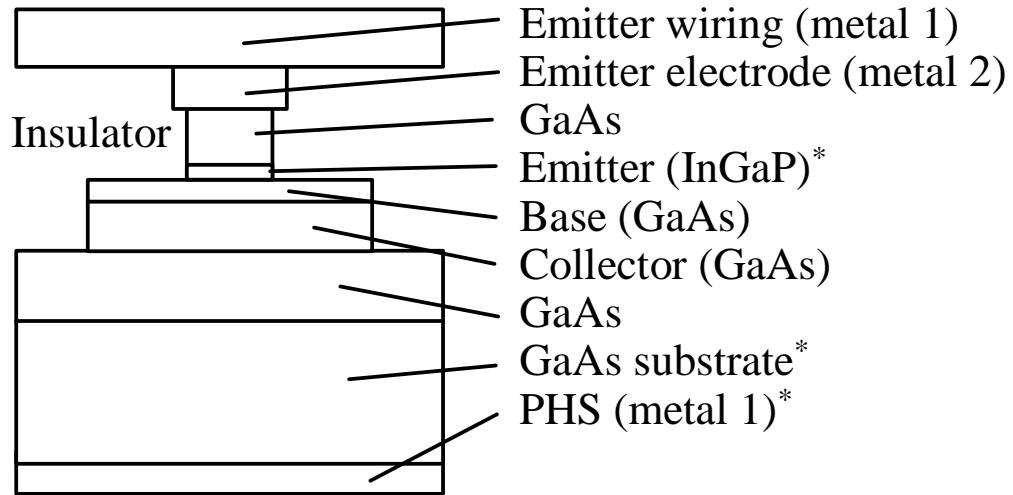
本節で検討するコレクタアップ HBT の場合、それぞれのフィンガーから生じた熱は直接 PHS から配線基板に逃がされるため、熱的干渉による温度上昇は小さく、フィンガー間の距離を小さくしても同じ熱抵抗を保つことができる。

上記のような、放熱孔上に配置されたコレクタアップ HBT の低熱抵抗性という考え方は、あくまでも定性的な評価に過ぎない。コレクタアップ HBT の放熱構造を開発するためには、もちろん、定量的な評価が必要である。HBT 素子の熱抵抗や特性については、これまで各種の研究がなされてきた<sup>[4-1][4-2][4-3][4-4][4-5]</sup>。そのうち、数値解析的な手法は、HBT フィンガー間の熱的干渉を低減できる熱抵抗の小さい発熱構造を開発するには最も有効な手法の一つである。本節では、前節で概略を述べたように、自社開発された有限要素法の熱伝導解析ツールを用いてコレクタアップ HBT の温度分布を検証した。なお、温度分布の解析結果は、図 4.4.1 に示したコレクタアップ HBT 構造を標準構造とし、それぞれの熱抵抗は標準構造の熱抵抗を用いて無次元化した。



\* The thickness of the emitter layer, etch-stop layer, PHS, GaAs substrate are 0.2 t, 0.06 t, 12.0 t, and 30.0 t in the original configuration.

図 4.4.1 コレクタアップ HBT の断面概略図



\* The thickness of the emitter layer, PHS, GaAs substrate are 0.03 t, 12.0 t, 30.0 t in the numerical analysis.

図 4.4.2 エミッタアップ HBT の断面概略図

図 4.4 コレクタアップ HBT とエミッタアップ HBT の断面概略図

各層の厚さは、コレクタアップ HBT の GaAs 層の厚さ t により無次元化する。

表 4.1 本節で使用する材料の熱伝導率

Material	Thermal Conductivity, $\lambda$ [W/(m-K)]
GaAs	46.0
InGaP	9.0
Metal 1 (Au)	313.0
Metal 2	160.0
Insulator (SiO <sub>2</sub> )	1.5
Conductive epoxy (Ag paste)	30.0

#### 4.3.1 解析対象および解析領域

図 4.4.1 は、放熱孔構造を有するコレクタアップ HBT フィンガーの断面を示した図である。図 4.4.1 に示すように、コレクタアップ HBT は、薄いエッチストップ層の上に GaAs 層が形成されている。この GaAs 層の厚さを  $t$  とする。放熱孔は導電性接着剤と PHS により構成されるが、このうち PHS は、GaAs 基板を裏面エッチングした孔の内面にメッキにより形成されている。

図 4.4.1 に示すコレクタアップ HBT は、主に GaAs 膜から形成される。もちろん、これ以外の材料も構成材料に含まれているが、その熱抵抗に与える影響は無視できるほど小さいと想定した。図 4.4.1 の標準構造の場合、GaAs 層の厚さ  $t$  に対し、エミッタ層、エッチストップ層、PHS 層、GaAs 基板の厚さはそれぞれ、 $0.2t$ 、 $0.06t$ 、 $12.0t$ 、 $30.0t$  である。

一方、図 4.4.2 は、通常のエミッタアップ HBT の断面を示した図である。エミッタアップ HBT は図 4.4.1 に示したコレクタアップ HBT とほとんど同じ構造をしている。図 4.4.2 に示した構造の場合、エミッタ層、PHS 層、GaAs 基板の厚さは、それぞれ、 $0.03t$ 、 $12.0t$ 、 $30.0t$  である。

コレクタアップ HBT と通常用いられるエミッタアップ HBT には二つの大きな相違点がある。一つは、コレクタ層の位置である。コレクタアップ HBT の場合、コレクタ層はベース層の上にある。これに対し、通常用いられるエミッタアップ HBT の場合、コレクタ層はベース層の下に配置される。バイポーラトランジスタの場合、熱はコレクタ領域から生じると想定しているため、上記のように、何らかの対策を施さなければ、コレクタアップ HBT の熱抵抗はエミッタアップ HBT よりも高くなってしまう。

もう一つの相違点は、上記の放熱対策として設けた放熱孔の存在である。本節では、コレクタアップ HBT 構造については、PHS がエッチストップ層に直接接続されており、コレクタ領域から生じた熱が HBT の外部に除去されるのを PHS が補助するものと仮定した。通常のエミッタアップ HBT の場合、既に述べた理由により、HBT フィンガーの直下に放熱孔は形成しない。

本節では、図 4.4.1 のコレクタアップ HBT の標準構造における、エッチストップ層の上に形成した GaAs 層の厚さ  $t$  を基準に各層の厚さを無次元化した。図 4.4.1 に示すコレクタアップ HBT のベースおよびエミッタ領域と、図 4.4.2 に示すエミッタアップ HBT のベースおよびコレクタ領域は、いずれも同じ幅と長さを有し、それぞれ、 $4.5t$ 、 $30t$  である。また、図 4.4.1 および 4.4.2 に示す PHS 層と導電性

接着剤の裏面は等温境界とし、その温度は室温に等しいとした。それ以外の境界条件については、全て断熱境界とした。境界条件は、コレクタアップ HBT、エミッタアップ HBT 共通である。また、解析モデルにおける各薄膜間の界面の熱抵抗は無視できるほど小さいとし、物性値の温度依存性もないとした。なお、解析に用いた材料の熱伝導率を表 4.1 に示す。

HBT 構造の熱抵抗は、温度固定境界としたモデル裏面温度  $T_b$  と、HBT 内部で最も温度が高くなった位置の温度  $T_{jmax}$  の、発熱 1 W 当たりの温度差を熱抵抗と定義した。但し、熱抵抗についても、図 4.4.1 に示す標準構造のコレクタアップ HBT の熱抵抗を基準に無次元化した。

本節では、コレクタアップ HBT の熱抵抗を、数値解析を用いて評価し、エミッタ層および PHS 層の厚さがコレクタアップ構造の熱抵抗に与える影響を評価した。さらに、巨大な放熱孔の上に複数のコレクタアップ HBT が形成された場合の、フィンガー間の熱的な干渉の有無について以下検討を行う。

#### 4.3.2 トランジスタ単体の熱抵抗

図 4.5.1 は、コレクタアップ HBT 解析モデルの断面図である。解析の簡単化のため、直交座標系のモデルを作成した。各層の形状は、このため、面積の等しい直交六面体に変換されている。図 4.5.2 は、図 4.5.1 に示したコレクタアップ HBT の温度分布を示す図である。解析モデルにおいて、モデルの裏面を温度固定境界とし、他の境界は断熱としたため、コレクタ層で発生する熱は GaAs と PHS 層を通過して解析領域の裏面に伝えられる。図 4.6 に示すように、解析結果からは、図 4.4.2 に示した通常用いられるエミッタアップ HBT の熱抵抗は、図 4.4.1 の標準構造のコレクタアップ HBT と比べて 2.18 倍も高いことがわかった。以下、詳しく検討する。

#### 4.3.3 構成材料の熱伝導率、厚さの影響

図 4.6 は、PHS とエミッタ層の厚さが単体のコレクタアップ HBT の熱抵抗に与える影響を示したものである。本解析により、PHS 層の厚さを標準構造の場合の 2 倍にして PHS 層の厚さを同様に 15 % (0.15 倍) に薄くすると、コレクタアップ HBT

の熱抵抗は、標準構造より 21 % 低減できることがわかった。

なお、エミッタ層の材料は InGaP であると仮定した。InGaP は非常に熱伝導率が低い材料であるため、エミッタ層の厚さはコレクタアップ HBT の熱抵抗を低減する上で、最も重要な影響因子となっている。PHS 層の厚さが図 4.4.1 の標準構造と等しく一定の場合でも、エミッタ層の厚さを標準構造の 15 % まで薄層化できれば、コレクタアップ HBT の熱抵抗は 17 % ほど低減できることもわかった。

図 4.4.2 に示したエミッタアップ HBT とコレクタアップ HBT について、PHS 層の厚さを 2 倍の  $24t$  とし、エミッタ層の厚さを  $0.03t$  にした場合、その熱抵抗は標準構造のコレクタアップ HBT と比べて、それぞれ、2.18 倍、0.79 倍となった。この事実は、コレクタアップ HBT の熱抵抗が、通常用いられるエミッタアップ HBT の熱抵抗を 64 % ほど低減できることを意味する。これらの結果は、個々の材料の厚さをうまく調整できれば、コレクタアップ HBT の熱抵抗はエミッタアップ HBT の  $1/3$  以下にできるということを示唆している。

#### 4.3.4 トランジスタ間の温度差低減の検討

HBT を搭載するパワーアンプモジュールの小型化は、携帯電話端末の小型化もしくは高機能化のために大変重要である。コレクタアップ HBT の熱抵抗は、PHS 層とエミッタ層の厚さがそれぞれ  $24t$ 、 $0.03t$  であれば、図 4.6 に示したように、その熱抵抗は通常用いられるエミッタアップ HBT の  $1/3$  以下にすることができる。これは、パワーアンプの小型化にコレクタアップ HBT が寄与できる可能性を示したものである。

HBT を用いるパワーアンプモジュールでは、送信回路から出された信号を高出力信号に増幅するために、複数フィンガー構成の HBT を必要とする。これは、HBT だけでなく、MOS トランジスタを用いた場合ももちろん同様である。従って、上記のようなフィンガー単体での熱抵抗だけでなく、複数のフィンガーが並列に置かれた場合の発熱特性を評価しなければ、製品への適用可能性については検討できない。そこで、単一の巨大な放熱孔の上に 4 本のフィンガーが並列に配置された構成を、パワーアンプモジュール小型化のために開発中である。この 4 フィンガーの構成を 1 グループとして、数 10 グループ程度のグループでパワーアンプモジュールの出力段を形成することを検討している。

図 4.7 は、巨大放熱孔上に形成した 4 フィンガー構成の HBT 列を示したもので

ある。HBT フィンガー間の温度差があると電流の集中を引き起こす可能性があるため、個々の HBT フィンガーから生じた熱は、極力その影響を他のフィンガーの温度上昇に与えることなく外部に放熱されるように設計されるべきである。例えば、PHS 層は、上記のようなフィンガー間の熱的な干渉を削減する効果があると期待される。また、フィンガーの間隔を大きくすれば、フィンガー間の熱的な干渉は低減されるはずである。そこで、図 4.7 に示す 4 本構成のコレクタアップ HBT の熱抵抗を、フィンガーの中心間隔の関数として評価した。

図 4.8 は巨大放熱孔上に形成された 4 本構成のコレクタアップ HBT の熱抵抗を示したものである。図 4.7 において、フィンガーの中心間隔は図 4.4.1 に示した標準構造のコレクタアップ HBT の、GaAs 層の 15 倍であると仮定した。このように中心間隔を比較的狭くしているのは、HBT の構造を小型化する、ひいては HBT を搭載するパワーアンプモジュールを小型化するために、中心間隔を狭くすることが有利に働くためである。図 4.8 は、フィンガーの中心間隔を広くするか、PHS 層の厚さを厚くするか、あるいはエミッタ層の厚さを薄くすることができれば、熱抵抗の低減が可能であることを示している。このうち、最も効果が高いのは、やはり、エミッタ層の厚さである。

図 4.9 および図 4.10 は 4 フィンガー構成のコレクタアップ HBT の温度分布を示す図である。このうち、図 4.9.1 は 4 フィンガー構成のコレクタアップ HBT の、解析モデルの断面図であり、図 4.9.2 は図 4.9.1 に示した 4 フィンガーの HBT の断面温度分布である。図 4.9.2 によれば、4 本のうち中央 2 本(図 4.7 の No.2 と No.3)の HBT フィンガーの温度は他の端部にある HBT の温度より高くなっていることがわかる。図 4.9 はフィンガーの中心間隔が GaAs 層の厚さ  $t$  に対しその 15 倍の場合の、コレクタ内の発熱領域の温度分布を示したものである。個々の HBT フィンガーの最高温度は、それぞれ、異なった値となっている。当初は巨大な放熱孔が HBT フィンガー間の熱的な干渉を無視できるほど小さくする効果、即ち、遮蔽効果を有するものと期待していたが、実際には、4 フィンガー構成の場合ですら熱的干渉が存在することがわかる。巨大放熱孔上の GaAs 層の厚さ  $t$  は薄すぎて、今の構造に加えてさらに熱拡散効果を有する構造を成膜プロセスで作ることは困難であるため、フィンガーの中心間隔を適当な値に調整することが HBT フィンガー間の熱的な干渉を低減するために効果的な手法であるように思われる。

図 4.11 と表 4.2 は、表 4.1 に示した 4 フィンガー構成のコレクタアップ HBT 列について、個々の HBT フィンガーから、PHS 層へ伝えられる熱の流れを詳しく評価した結果を示したもので、個々の HBT フィンガーから、他の HBT フィンガーへ、

コレクタ配線層を通過して伝わる熱の量を評価した結果である。図 4.11 は図 4.7 に示した No.1 の HBT フィンガーからの放熱経路の概略を示した図である。図 4.11 と表 4.2 では、いずれも、一つのフィンガーのみが発熱した場合に、他のフィンガーにどれだけの熱が伝わるかを示している。

図 4.11 に示すように、No.1 の HBT フィンガーから生じた熱の 72 % が直接 PHS 層に伝えられ、残り 28 % はコレクタ配線層に伝えられる。このうち、7 %、4 %、3 % が、それぞれ、No.2、No.3、No.4 のフィンガーにコレクタ配線層経由で伝えられる。つまり、No.1 の HBT フィンガーで生じてコレクタ配線層に伝わった熱のうち、ほぼ半分のトータル 14 % がコレクタ配線層経由で他の HBT フィンガーへ放熱され、残りは配線層から絶縁層を介して PHS 層へ放熱されることがわかった。

表 4.2 は図 4.7 の各 HBT フィンガーがそれぞれ 1 本だけ発熱した場合に、熱がどう流れるのかの概略を示したものである。解析モデルは、No.2 と No.3 のフィンガーの、中間の位置を対称の軸として、線対称のモデルとなっているため、No.1 と No.4、No.2 と No.3 のフィンガーから PHS 層に直接放熱される熱量や他のフィンガーへ伝わってしまう熱量はそれぞれ対称性を有する結果となった。表 4.2 によれば、4 つの HBT フィンガーが同時に発熱した場合は、表 4.2 の結果を線形に足し合わせればよいため、個々の HBT から発生した熱のうち、ほぼ 13 % ~ 14 % がコレクタ配線層を経由して他のフィンガーや絶縁層へ伝わってしまうことがわかる。この、コレクタ配線層へ個々の HBT フィンガーから伝わる熱量の差を小さくすることにより、フィンガー間の熱的な干渉を低減することが可能であることもわかった。そのための簡単な方法の一つは、フィンガー間隔のうち、No.2 と No.3 の間隔を広げて、No.1 と No.2、No.3 と No.4 の間隔を狭めることにより、フィンガーの間隔を不等間隔にすることである。この不等間隔化による熱的干渉の抑制効果と熱抵抗そのものの低減の効果については、次節以降で通常のエミッタアップ HBT を用いたモデルにおいて詳しく検証する。



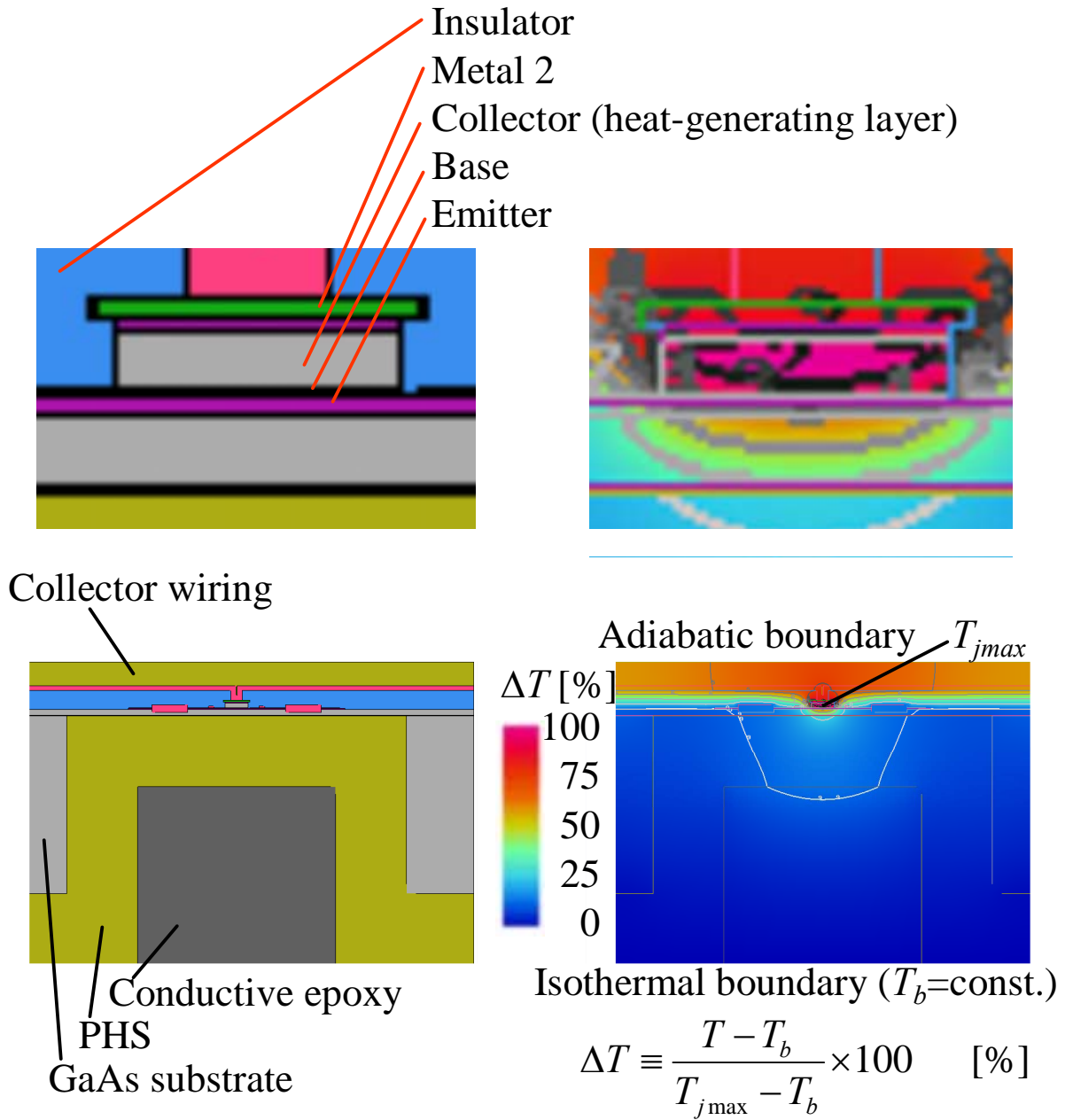


図 4.5.1 コレクタアップ HBT の解析モデルの断面図

図 4.5.2 コレクタアップ HBT の温度分布

図 4.5 コレクタアップ HBT の解析モデルと温度分布

解析モデル各位置と GaAs 基板裏面の間の温度差は、コレクタアップ HBT の最高温度  $T_{jmax}$  と裏面温度  $T_b$  の温度差  $\Delta T$  で無次元化した。

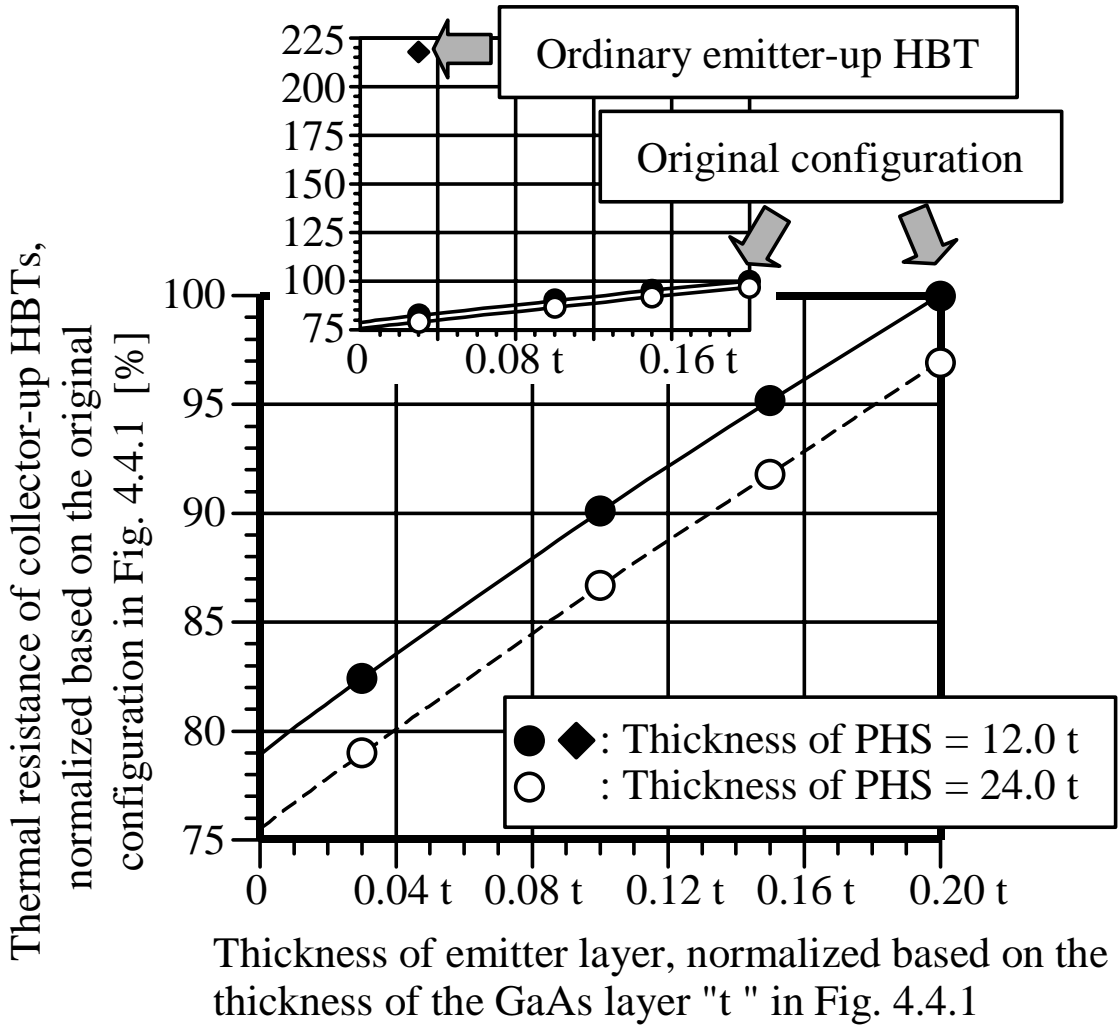


図 4.6 コレクタアップ HBT の熱抵抗

熱抵抗は図 4.4.1 の基本構造の値により無次元化。

PHS とエミッタ層の厚さはそれぞれ、図 4.4.1 の GaAs 層の厚さ  $t$  により無次元化した。

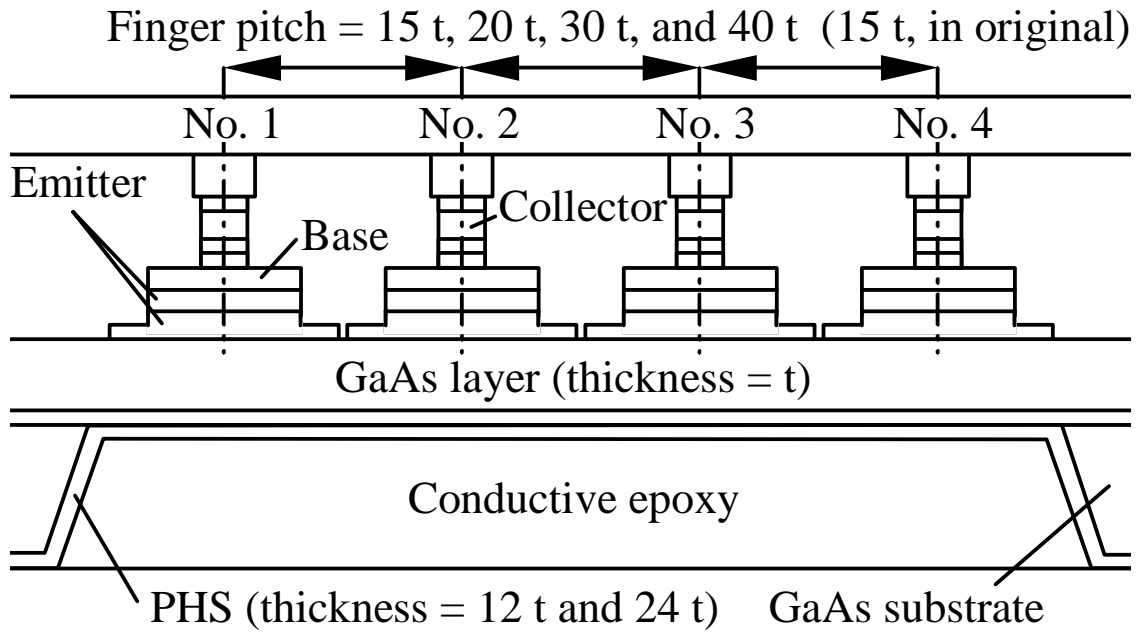


図 4.7 4フィンガー構成のコレクタアップ HBT 断面図  
基本構成ではフィンガー中心間隔を 15 t とする

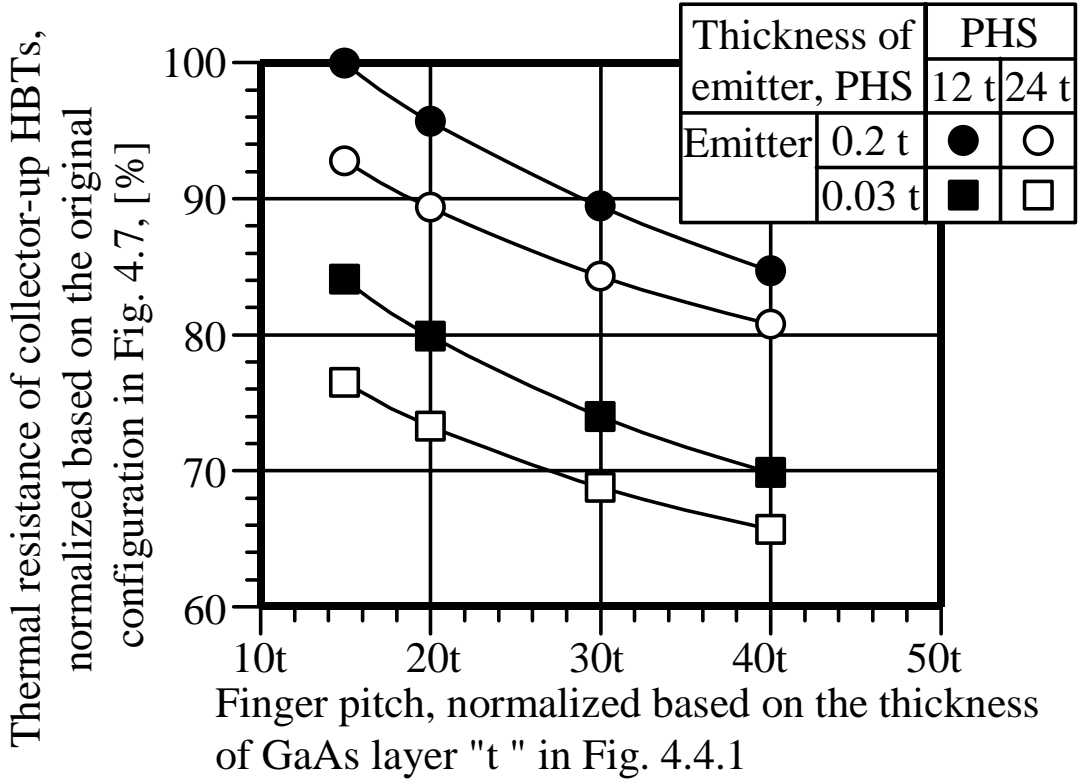


図 4.8 4フィンガー構成のコレクタアップ HBT の熱抵抗

熱抵抗は図 4.7 の基本構造の熱抵抗により無次元化 .

フィンガー中心間隔は図 4.4.1 の GaAs 層の厚さ t で無次元化

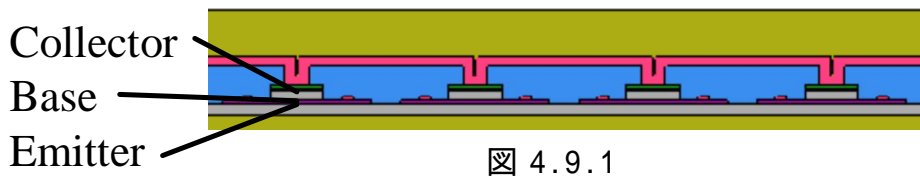


図 4.9.1

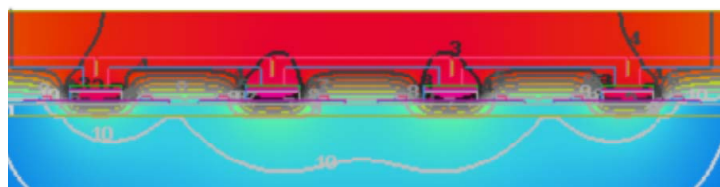


図 4.9.2

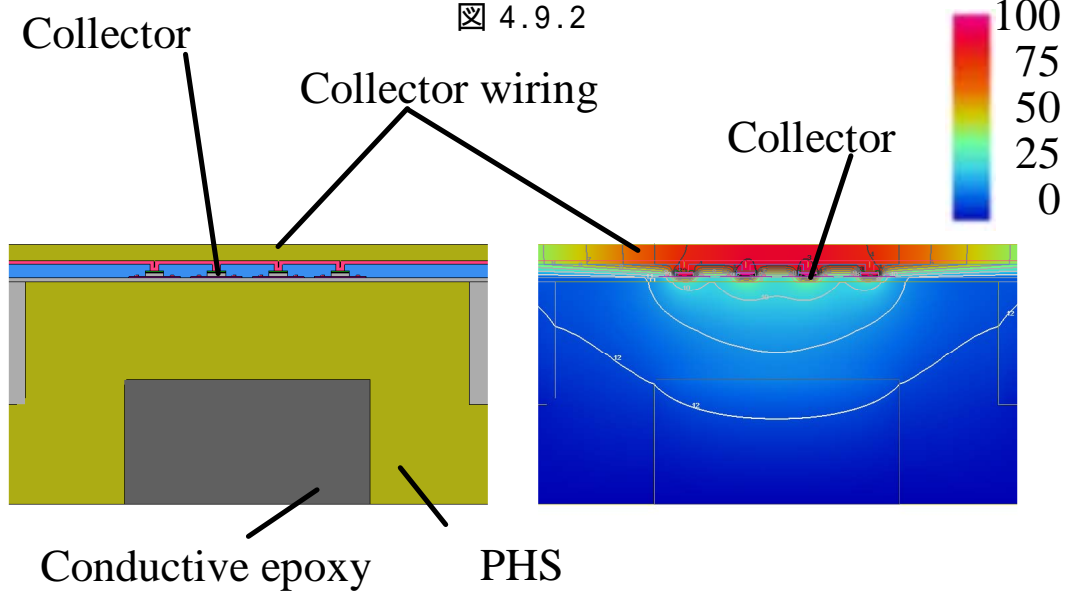


図 4.9.1 4フィンガー構成のコレクタアップ HBT 断面図

図 4.9.2 4フィンガー構成のコレクタアップ HBT 温度分布

図 4.9 巨大放熱孔上のコレクタアップ HBT の解析モデルと温度分布

解析モデルの各位置と GaAs 基盤裏面の間の温度差  $\Delta T$  は

コレクタアップ HBT 内の最高温度  $T_{jmax}$  と

基板裏面温度  $T_b$  の温度差により無次元化

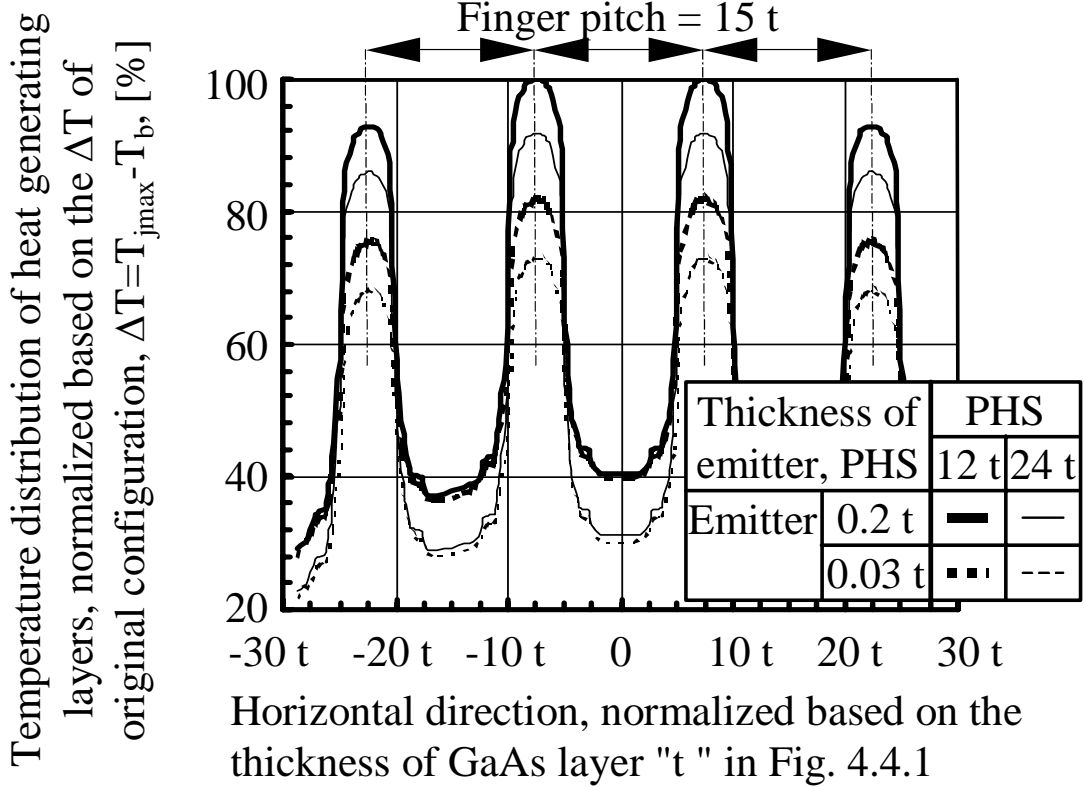


図 4.10 コレクタアップ HBT 内発熱領域の温度分布  
(フィンガー中心間隔 = 15t)

温度分布は基本構造の温度差  $\Delta T = T_{jmax} - T_b$  で無次元化

PHS の厚さは 12 t, エミッタ層の厚さは 0.2 t のモデルで評価

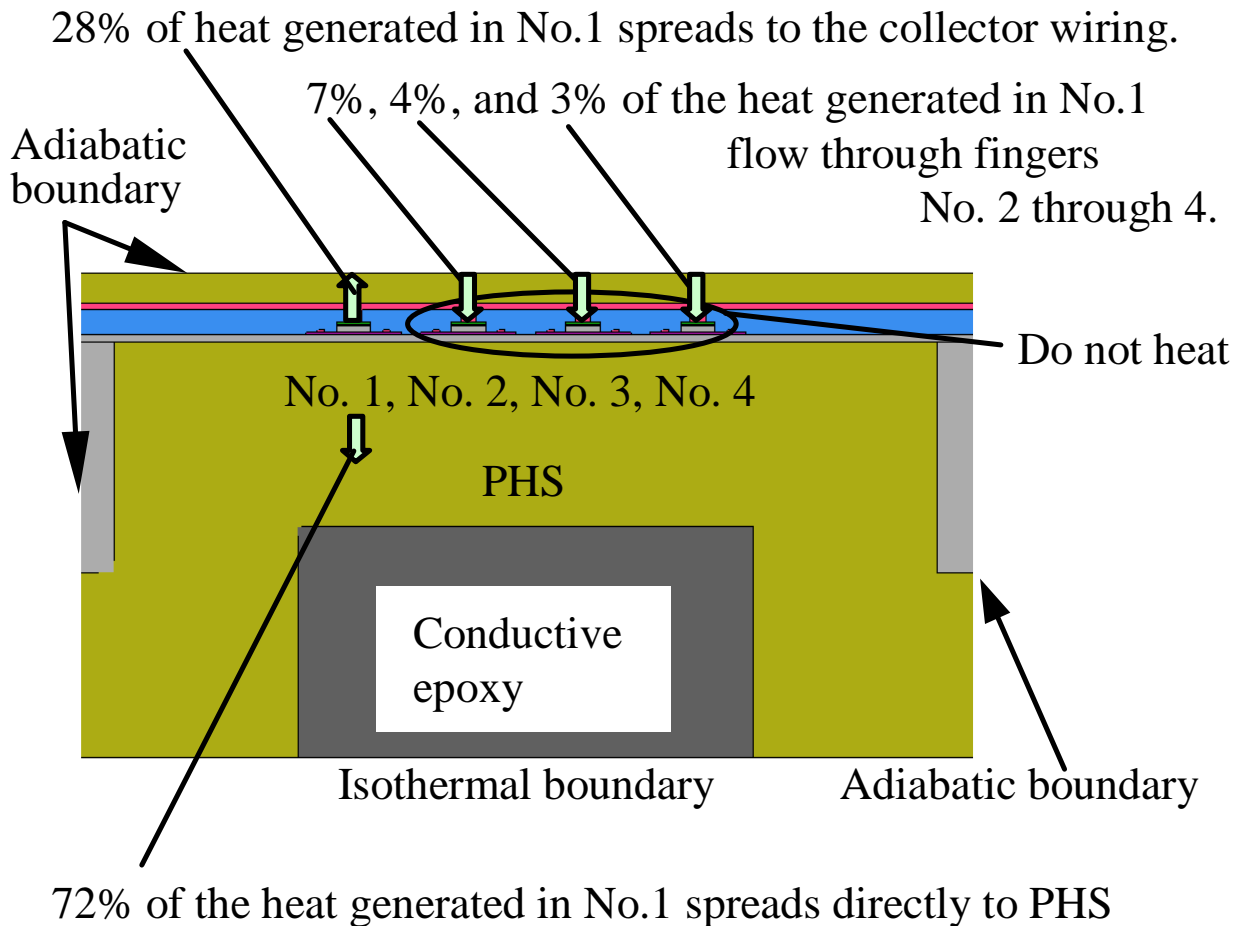


図 4.11 HBT フィンガー (No.1) からの放熱経路の詳細検討

フィンガーNo. 1 から発生した熱の 72 % は直接 PHS に放熱し

28 % はコレクタ配線層に伝えられる

表 4.2 コレクタ配線層の放熱効果

フィンガー中心間隔は 15 t, 24 t, PHS の厚さは 0.2 t.

フィンガーから発生した熱の 70 % ~ 72 % が PHS に直接放熱され

残り 28 % ~ 30 % がコレクタ配線層に伝えられる .

Finger generated heat	Heat spreading through collector wiring to HBT fingers [%]			
	No. 1	No. 2	No. 3	No. 4
No. 1	-28	7	4	3
No. 2	7	-30	6	4
No. 3	4	6	-30	7
No. 4	3	4	7	-28

28 – 30% of the heat generated in each HBT finger spread to the collector wiring.



## 4.3.4 コレクタアップ HBT の熱設計に関する検討のまとめ

以上のように、有限要素法を用いた数値解析により、GaAs 基板上に形成された HBT フィンガーと基板裏面の間の熱抵抗を検証してきた結果、以下のようなことが明らかになった。

- (1) 単体の HBT フィンガーについて評価すると、コレクタアップ HBT の熱抵抗は、通常用いられるエミッタアップ HBT の熱抵抗から 64 % もの低減が可能である。但し、コレクタアップ HBT の場合は、放熱孔の PHS 層がエッチストッパ層の直下まで来ている構造を前提とし、同様の構造を形成すれば、エミッタアップ HBT の場合も、熱抵抗が大幅に低減できる可能性は存在する。
- (2) コレクタアップ HBT とエミッタアップ HBT の特徴の違いは、コレクタ領域の容量の違いによる高周波特性の良否であり、コレクタアップ HBT はエミッタアップ HBT と比べて高周波特性の改善が期待できることから、通常は検討しないような特殊な放熱孔の形成による低熱抵抗化を検討し、その可能性が明らかとなった。
- (3) コレクタアップ HBT の内部で用いられている InGaP 層の熱伝導率が、GaAs や他の構成材料と比べても非常に低い値を有するため、InGaP 層の厚さが、コレクタフィンガーの熱抵抗やフィンガー間の温度分布低減に対し、解析モデルの範囲内では最も高い効果を有する。InGaP を用いたエミッタ層の厚さを標準構造の 15 % とすることで、熱抵抗をほぼ 17 % 低減可能である。
- (4) InGaP 層のように、トランジスタ内部に存在する熱伝導率の低い材料が主たる放熱経路に存在すると、熱抵抗に与える影響が大きいことが確認できた。解析の精度を高めるためには、このような低熱伝導性の薄膜構造体について、実際の熱物性を高精度に評価したデータを保有していることが重要であることがわかった。
- (5) 多フィンガー構成の場合、コレクタアップ HBT のように発熱領域のすぐ下に巨大な放熱孔を形成した場合であっても、フィンガー間の熱的な干渉を排除することはできない。PHS 層を厚くするだけでは熱的干渉を低減するには不十分である。
- (6) エミッタ層の厚さは熱抵抗や熱的干渉を低減する効果的な指標であるが、これを薄くしただけでは熱的干渉をなくすことはできない。
- (7) 多フィンガー構成の場合、フィンガー間の熱的干渉を見かけ上なくすためには、HBT フィンガー間の距離を不等間隔に調整することが必要である。但し、これ

はコレクタアップ HBT に限らず，複数の発熱領域が離散的に配置されたあらゆる発熱問題で共通の手法である．

コレクタアップ HBT は，コレクタ領域の容量の低減という点で高周波特性が改善されるため，通常用いられるエミッタアップ HBT と比べてメリットがあるが，基本的な構造として，発熱領域と搭載基板裏面の距離がエミッタアップ HBT より広がってしまうため，そのままでは熱抵抗が高く，採用のメリットがない．そこで，特殊な放熱孔を形成することにより熱抵抗を低減することが可能であることを，数値解析を用いて示すことができた．

しかしながら，GaAs 基板裏面にエッチング処理により巨大な窪みを形成していくと，基板の構造が弱くなるという課題もあり，このままでは製品に採用することが難しいということも明らかとなった．

そこで，PHS 層の厚さや InGaP 層の厚さの検討結果について，高周波特性を損なわないことと，コスト的に極端なデメリットが生じないことを制約条件として，得られた知見をエミッタアップ HBT の素子構造に適用することで，パワーアンプモジュールとしては，エミッタアップ HBT を採用して熱抵抗を低減することを検討することとした．

なお，エミッタアップ HBT に適用した知見とは，エミッタ層の厚さを図 4.1.2 の標準構造の 15 % に薄くしたことである．図 4.5 に示す結果によれば，それでも巨大サーマルビア付きのコレクタアップ HBT と比べるとフィンガー単体の熱抵抗は 2.18 倍と非常に高い値を有するが，不等配の効果や素子形状の効果なども含めて低熱抵抗化を次節で検討する．

#### 4.4 有限要素法を用いたエミッタアップ GaAs HBT の熱設計

前節ではコレクタアップ HBT について、GaAs 基板裏面と発熱領域の間、即ち、ウェハレベルでの熱解析を行うことで、トランジスタ（HBT フィンガー）単体、もしくは少数のトランジスタ群の熱抵抗を低減する方法や、トランジスタ間の熱的干渉を低減する手法について検討してきた。このような解析を試作に着手する前に実施することにより、熱設計という視点からの素子構造の適正化が開発初期に可能となる。このため、試作前判断により、不良試作回避や試作回数低減を通じた開発期間短縮に貢献することができる。

但し、前節で述べたように、放熱経路や発熱領域周辺に InGaP 層のような低熱伝導率材料が存在すると、熱抵抗低減や熱干渉低減に最も効果があるのは、このような低熱伝導率材料の薄層化になる。従って、熱設計においては、半導体デバイスとして要求される特性、例えば、携帯電話端末用のパワーアンプモジュールであれば、その高周波特性を毀損しない範囲で低熱伝導率材料を薄くしておくことが重要である。

本節では、従来からよく用いられてきたエミッタアップ HBT について、パワーアンプモジュールを構成した場合の熱設計の観点から、モジュール全体の低熱抵抗化、および、個々の発熱領域（HBT フィンガー）間の温度差を極力小さくするための手法を、数値解析を援用して検討する。

HBT は、温度が高い領域に電流が集中しやすいという特徴があるため、並列に配置された HBT フィンガー間に大きな温度差が生じると、電流集中により素子が破壊する可能性があるなど、不安定な要素がある。温度が上がるとキャリアの移動度が低下して電流が流れにくくなる MOS 型トランジスタとは対照的である。

上記のような理由により、本来の熱設計の目的である低熱抵抗化だけでなく、前節で取り扱った熱干渉、即ち、HBT フィンガー間の温度差の低減も重要な課題となっている。これらの課題については、設計着手段階で実験的に検証することは不可能であるため、やはり数値解析を用いることに開発上の大きなメリットが存在する。

なお、熱暴走回避という点からは、HBT フィンガー間だけでなくフィンガー内部の温度分布の平坦化も重要な課題である。発熱領域の温度分布は周辺が低く、中心部が高くなるため、フィンガーが円形や正多角形で面積が無限大に大きいことが温度分布均一化に有効である。しかしながら、各電極とコレクタ領域の距離やフィンガー形状は、単に温度分布だけでなく、デバイスの特性に強く影響する

ものであるから，熱設計としての自由度は低い．HBT フィンガーという呼称の通り，一般的にはアスペクト比の大きい細長い長方形をしているか，あるいは，馬蹄形をしており，フィンガー単体の長さや幅とそのアスペクト比について，若干の選択の余地がある程度にすぎない．定性的な指針として，上記のように発熱領域の周辺部の面積・長さが相対的に小さい構造にすることが有効であることは既に判明しており，デバイスの特性を損なわない範囲で指針に従った設計を実施していることから，本論文では，発熱領域内部の温度分布を詳細に検討できることを明らかにするにとどめ，フィンガー内部の温度分布平坦化の問題については検証の対象外とした．

#### 4.4.1 解析対象および解析領域

##### (1) パワーアンプモジュールの構造

図 4.12.1 に，本研究で対象とするパワーモジュールの断面構造を示す．図 4.12.1 において，素子は厚さ数 10～数 100  $\mu\text{m}$  程度の半導体基板上に形成される．図 4.12.2 に示す HBT フィンガーの概略図は発熱領域と配線層のみで詳細を記述していないが，解析時には，ベース・コレクタ・エミッタの各電極をモデル化している．発熱領域は図 4.12.2 のジャンクション((E/B) junction)の位置とした．

本節におけるパワーアンプモジュールでは，半導体基板裏面に PHS (Plated Heat Sink) と呼ぶメッキ層が形成された構造を対象とする．発生した熱の大半は図 4.12.1 および 4.12.2 の水平方向に拡散しながら半導体基板内部を下方向に流れ，PHS 層で水平方向の温度分布が平坦化された後，熱拡散板に流入する．熱拡散板に流入した熱は，さらに水平方向に拡散した後，多層配線基板を通じてモジュール裏面から外部に放熱される．

実際の放熱経路としては，図 4.12.2 の上向き矢印のように，配線層を經由して半導体基板の発熱領域のない部分に拡散する経路や，半導体基板内に貫通孔がある場合はその貫通孔を經由する経路が存在する．これらの経路は，熱流束として整理すると，そのオーダーは無視できるほど小さいが，後述するように，寄与の高いものは解析モデルに組み込んで評価した．寄与率の評価は前節のコレクタアップ HBT に準じた形で行い，電極形状，位置，配線層その他をモデル化する場合は，実際に存在する構成材料の取舍選択，合成の物性を持つ材料への統合を行って，解析規模を小さくする方向でモデル化した．

モジュール断面構造については、図 4.12.1 の上から、回路を形成した半導体基板(Semiconductor substrate) ,PHS ,第一の接合部材(Bonding paste 1) ,熱拡散板(Heat spreader) , 第二の接合部材(Bonding paste 2) , 多層配線基板(Multi layer circuit board)の順に構成される。多層配線基板にはサーマルビア(Thermal vias)と呼ばれる導電性の貫通孔が複数貫通しているとした。

多層配線基板の母材は、材質にもよるが、ほぼ断熱であるため、素子で生じた熱の大半がサーマルビア経路でモジュール外部に伝えられる。

実際の製品では、多層配線基板や半導体基板の上側に樹脂をモールドする場合もある。また、多層配線基板裏面は、はんだ等の接合部材を介して、より大きな回路基板に接続される。但し、携帯電話筐体内のような密閉空間では空気による対流伝熱は期待できないため、図 4.12.1 に示す断面構造のようなフェースアップの実装構造ではモールド樹脂側に逃げる熱の影響は無視できる範囲であることや、熱設計上、多層配線基板裏面温度を環境温度と設定することに特に問題がないことから、モールド樹脂や回路基板との接合部材については検討の対象外とした。

なお、半導体基板がフリップチップ接続ではんだバンプ等を介して多層配線基板に搭載されるような実装構造の場合は、モールド樹脂を経由した放熱経路の寄与が無視できなくなるほど大きくなるため、フリップチップ接続構造の熱設計の場合は、モールド樹脂を含めたモデル化を実施する。

緒言で述べたように、本来は携帯電話筐体までを含む評価を行うべきであるの言うまでもなく、実際、開発後期のものについては、想定顧客との折衝上、プリント基板や筐体を含んだモデルで実際に発熱動作をした場合についても検討している。しかし、このような評価を行うには、超並列計算機などの大形計算機を用いて連続数週間の計算を実行するような解析作業を必要とし、計算機能力や、特に中間データを保存するためのストレージ容量を考慮すると、全ての試作構造に対して行うべきものではない。このため、本節で検証しようとしている定常・非定常の発熱時温度上昇・温度変動の問題については、モジュール配線基板裏面までをモデル化して検証することとしたい。

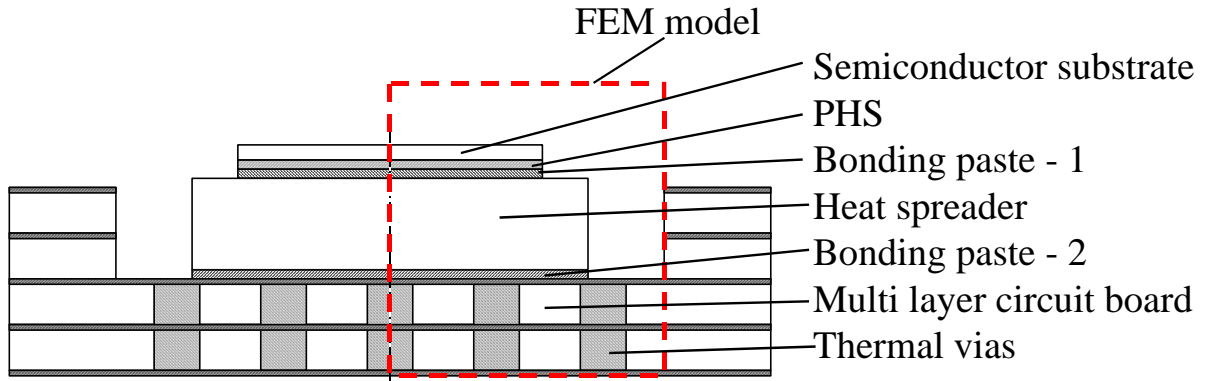


図 4.12.1 パワーアンプモジュールの断面構造

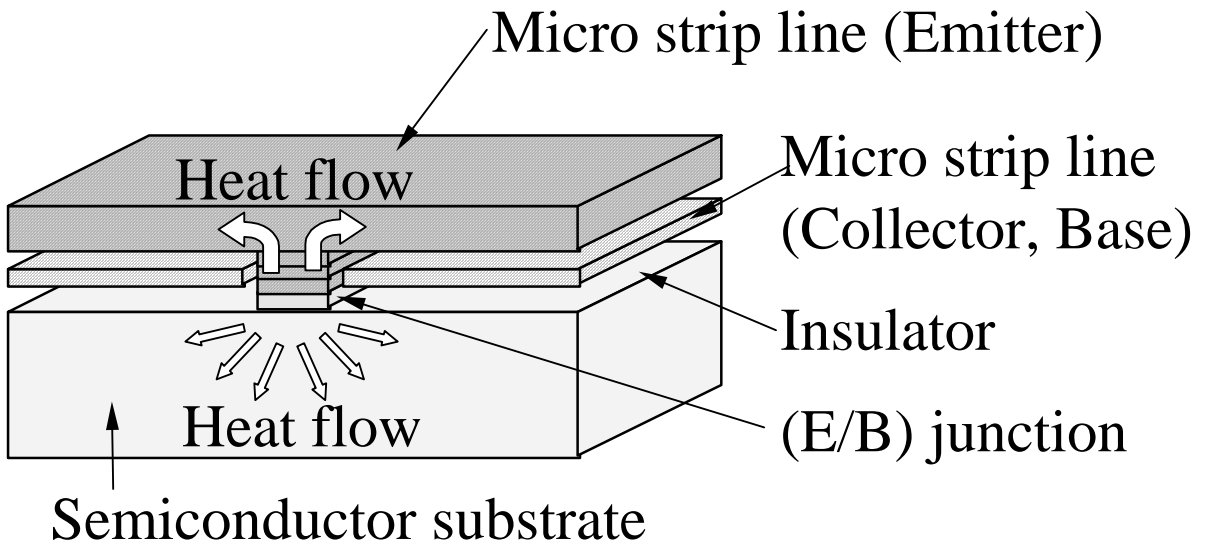


図 4.12.2 パワーアンプモジュール内 HBT フィンガー近傍の断面構造

図 4.12 HBT 搭載パワーアンプモジュールの断面構造

## (2) 解析領域

本節においては、素子内部の発熱領域の形状や配置からモジュール実装構造までを、数値解析を援用することにより、一括して熱的に評価する技術の確立を目的としている。具体的には、定常解析によりモジュールの熱抵抗を求め、実現可能な範囲で、熱抵抗を最小化できる構成部材の材質や寸法を選定する技術の確立すること、および、非定常解析により、実際の動作条件における温度上昇を求め、定常解析を基準とした設計仕様が製品設計上の瑕疵とならないことを確認することである。熱解析領域については、図 4.12.1 の破線で囲まれた範囲とした。発熱領域の配置の対称性を考慮して、全体の 1/4 の領域だけ検討することとして、節点数を節約した。

図 4.13 に、解析領域の上面図を示す。図 4.13 は長方形の発熱領域(HBT finger)が等間隔に配置された場合の例である。計算機能力の関係から、発熱領域の温度分布に対する寄与率が解析の不確かさの範囲内に入ってしまう配線層や電極については、解析上省略し、図 4.12.2 に示すように、発熱領域との距離が近い配線については、モデル化して計算領域に組み込んだ。どの部分を省略できるかについては、予め単位発熱領域について詳細な解析を実施して確認した。なお、解析の不確かさは、物性値や収束判定条件、半導体搭載位置のアラインメント等から考えて、 $\pm 5 \sim 10\%$ 程度である。

また、多層配線基板の構成は上から導体層・絶縁層の組で 1 層とし、最下層裏面に導体層がある構成とする。配線基板各層の厚さは、1 層当たりの厚さを  $150\ \mu\text{m}$  とすると、導体層  $18\ \mu\text{m}$ 、絶縁層  $132\ \mu\text{m}$  である。この他、多層配線基板内のサーマルビアについては、断面積が実物と等しい直方体として扱った。サーマルビアの寸法は、直径  $150\ \mu\text{m}$ 、中心間隔  $350\ \mu\text{m}$  で、熱拡散板の下に 25 本あるとした。

構成部材の熱物性値については、バルクの値と異なると予想されるが、今回は温度  $300\ \text{K}$  の場合の文献値を用い<sup>[4-20]</sup>、温度依存性と異方性は無視できるとした。半導体基板内部の発熱領域周辺における薄膜は半導体基板、絶縁膜は  $\text{SiO}_2$ 、電極は金と、それぞれ物性値が等しいとした。なお、特に断らない限り、半導体基板の材質としては GaAs、熱拡散板には銅の物性値を用いた。使用した材料の物性値を表 4.3 に示す。

計算に当たっては、各発熱領域内部に水平方向断面で 20~70 点程度の節点を配置してその内部の温度分布を検討すると同時に、配線層から多層配線基板裏面までの温度分布を、超並列計算機を用いて有限要素法により解析した。総節点数は本節で用いたモデルで約 100 万節点である。

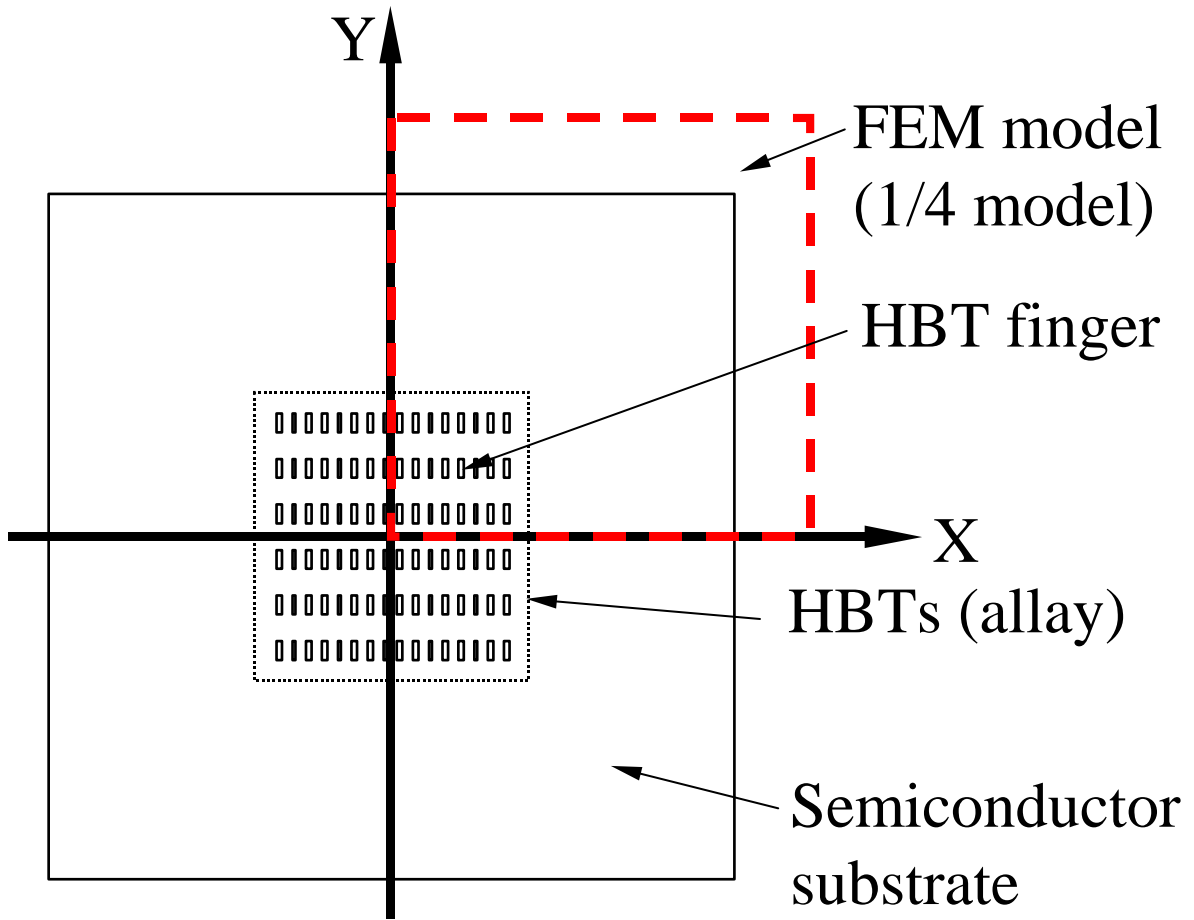


図 4.13 数値解析モデル (1/4 領域モデル)

表 4.3 解析で使用了材料の物性値

Material	Density	Specific heat	Thermal conductivity
	$\times 10^3 [\text{kg}/\text{m}^3]$	$[\text{kJ}/(\text{kg} \cdot \text{K})]$	$[\text{W}/(\text{m} \cdot \text{K})]$
Insulator	2.19	0.860	1.5
Semiconductor substrate (GaAs)	5.32	0.350	46.0
Micro strip line, PHS	19.30	0.131	313.0
Heat spreader (Cu)	8.93	0.397	395.0
Heat spreader (Al)	2.70	0.896	180.0
Heat spreader (Mo)	10.22	0.248	138.0
Thermal via	8.40	0.290	270.0
Multi layer circuit board	3.20	0.800	2.5
Bonding paste-1	4.50	0.320	30.0
Bonding paste-2	14.52	0.200	24.0



なお，本節では，多層配線基板裏面の温度を温度固定境界で基準温度とした場合について，発熱領域における温度分布を求め，温度が最大となる点の温度と基準温度の差  $\Delta T$  をモジュール全体の発熱量  $Q$  で除した値をモジュール熱抵抗  $R$  と定義する．即ち，

$$R = \Delta T / Q \quad (4.4.1)$$

また，本論文における数値解析は，以下の仮定の下に実施した．

- (1) 動作温度から，放射熱伝達は無視できるとした．
- (2) 素子内部では自然空冷等の効果は期待できないため，対流熱伝達も無視できるとした．
- (3) 温度固定境界以外の境界は断熱境界と仮定した．

解析上の特徴としては，以下の点が挙げられる．

- (4) 上記の仮定から，放射熱伝達と対流熱伝達に関する機能を省き，熱伝導要素のみに絞った解析を実施し，計算時間を短縮した．計算手法の概略については本章の第 2 節において記述済みである．
- (5) 超並列計算機を用いて大規模化した（最大 3000 万節点程度）ため，モジュール全体の一括解析が可能である．
- (6) 予め単位要素レベルで詳細解析を実施し，放熱経路としての寄与が小さい構造を省略もしくは単純化することで，限られた計算機のリソースを温度勾配の厳しい部分の検討に重点的に割り当てた．

解析に用いた列計算機は日立製作所製スーパーテクニカルサーバー SR8000 Model G1 で，理論ピーク性能は 230.4 GFLOPS，システム総メモリ容量は 128 GB である．本論文で用いたモデルでは，8 CPU 要素並列  $\times$  2 ノードの並列計算を利用した．解析の所要時間は，CPU 時間で 1 時間弱である．

#### 4.4.2 トランジスタ単体およびモジュール構成部材の影響評価

##### (1) 熱拡散板の材質および寸法の影響評価

図 4.12，および 4.13 に示したモジュール構造について，まず，熱拡散板厚さに対する熱抵抗の感度を評価した．

解析に当たり，半導体基板は厚さ  $50 \mu\text{m}$  で 1 辺の長さ  $1 \text{ mm}$  の正方形と仮定した．個々の発熱領域の寸法および本数は  $2 \mu\text{m} \times 20 \mu\text{m}$  の大きさとし，図 4.13 に示すように，1 列 16 本  $\times$  6 列の 96 本，発熱領域の中心線間隔は  $14.5 \mu\text{m}$  となる場合を，

一例として検討した．半導体基板，PHS，接合部材 1，熱拡散板，接合部材 2，多層配線基板 1 層分の厚さは，それぞれ，50, 15, 30, 300, 30, 150  $\mu\text{m}$  である．また，半導体基板，熱拡散板，多層配線基板とも，図 4.13 の上から見た形状は正方形であるとし，それぞれの辺長は熱拡散板 1.3 mm，多層配線基板 1.8 mm である．上記検討構造を標準的な構造（標準構造）とした．多層配線基板の絶縁材（母材）の層数は 2 層，表裏面を含む配線層は 3 層とした．

図 4.14 に，熱拡散板の材質を銅，アルミニウム，モリブデンとした場合について，図 4.15 に，熱拡散板を銅としてその面積を変化させた場合について，モジュール熱抵抗の熱拡散板の厚さに対する依存度を整理した．図 4.14 および 4.15 の横軸は，標準構造における熱拡散板厚さ  $t_{hs\_std}$  で無次元化した熱拡散板厚さの相対値  $t_{hs} / t_{hs\_std}$  であり，縦軸は，それぞれの熱拡散板の厚さが  $t_{hs} / t_{hs\_std} = 1$  を満たす場合の熱抵抗  $R_{std}$  に対する相対的な熱抵抗， $R / R_{std}$  である．なお， $t_{hs} / t_{hs\_std} = 0$  の場合は，熱拡散板がない場合の検討結果で，その場合の熱抵抗の大きさは全て同一である．

図 4.14 および 4.15 から，材質を変化させて，より高い熱伝導率の熱拡散板を用いることと，熱拡散板の辺の長さを変えて面積拡大率を大きくすることは，多層配線基板に流入する熱流束を小さくするという意味において，熱拡散板内部の三次元的な熱の流れに対しては同様の効果を有することがわかる．

熱抵抗に極小値があるのは，熱拡散板が薄すぎると熱の拡散が不十分で熱流束が大きくなるため，厚すぎると熱拡散板を厚さ方向に通過する際の熱抵抗の増分が熱拡散による熱流束低減効果よりも支配的になるためであるが，いずれの場合も， $t_{hs} / t_{hs\_std} = 0.5 \sim 1$  の範囲で熱抵抗を極小にできることがわかった．

また，熱拡散板が熱抵抗の極小値を与える厚さより薄い場合は，熱抵抗は熱拡散板の厚さに強く依存し，厚い場合は熱拡散板の厚さにあまり依存しないことがわかった．熱伝導率の高い材料を用いるか，もしくは熱拡散板での面積拡大率が大きい寸法とした場合にその傾向が顕著となる．従って，熱拡散板の厚さの選択としては，薄すぎるよりは，若干厚めになっても構わないという結論を得た．

図 4.16 に，標準構造で熱拡散板に銅を用いた場合の，発熱領域を含む断面の温度分布を示す．図の横軸は，図 4.13 で示した  $xy$  軸について，その寸法を半導体基板の幅  $W_{chip}$  で無次元化した相対値，縦軸はモジュール発熱量 1 W 当たりの多層配線基板裏面との温度差である．

図 4.16 によれば，フィンガー状の発熱領域が多数半導体基板表面の中心部に並列配置された本モデルの場合，同一列内の  $x$  方向では中心から周辺に向かって温

度が低下し、これは列間方向の y 方向でも同様である。HBT の場合、熱暴走の回避という課題があるため、この発熱領域間の温度差を小さくすることが開発上極めて重要である。今回用いた超並列計算機上での大規模モデルにより、従来は困難であった発熱領域内部の温度分布が検証できることから、発熱領域の寸法、配置、各部材の寸法等の、影響因子の重みを一括して検討できることがわかった。

発熱領域の温度は、サーマルビアの配置など、モジュール全体の実装構造の影響を受けるため、半導体基板内部とモジュール全体を個別に評価すると、設計上見落とす部分が出るというリスクがあった。

例えば、サーマルビアの配置が同じであっても、半導体基板の搭載位置が微妙にずれただけで発熱領域の温度分布は変化する。素子内部のみを詳細に評価しても<sup>[4-1][4-2][4-3][4-4][4-5]</sup>、モジュール全体の影響は含まれないし、半導体基板内部は一様に発熱するモデルに簡略化すると<sup>[4-6][4-7][4-8][4-9]</sup>、発熱領域内の状態がわからなくなってしまう。高周波用のパワーモジュールほど、上記のような微妙な位置関係に対する感度評価ができることが重要で、本論文のような、内部から全体までの一括解析が必要である。

なお、本節では、既に論じた通り、発熱領域の寸法については、一例として同一形状のものを扱うことで詳細な検証は実施せず、主に熱抵抗に対する部材寸法の影響や発熱領域の配置による温度分布平坦化について議論することとするが、発熱領域の形状による温度分布の検証が可能であることは、図 4.16 から明らかである。

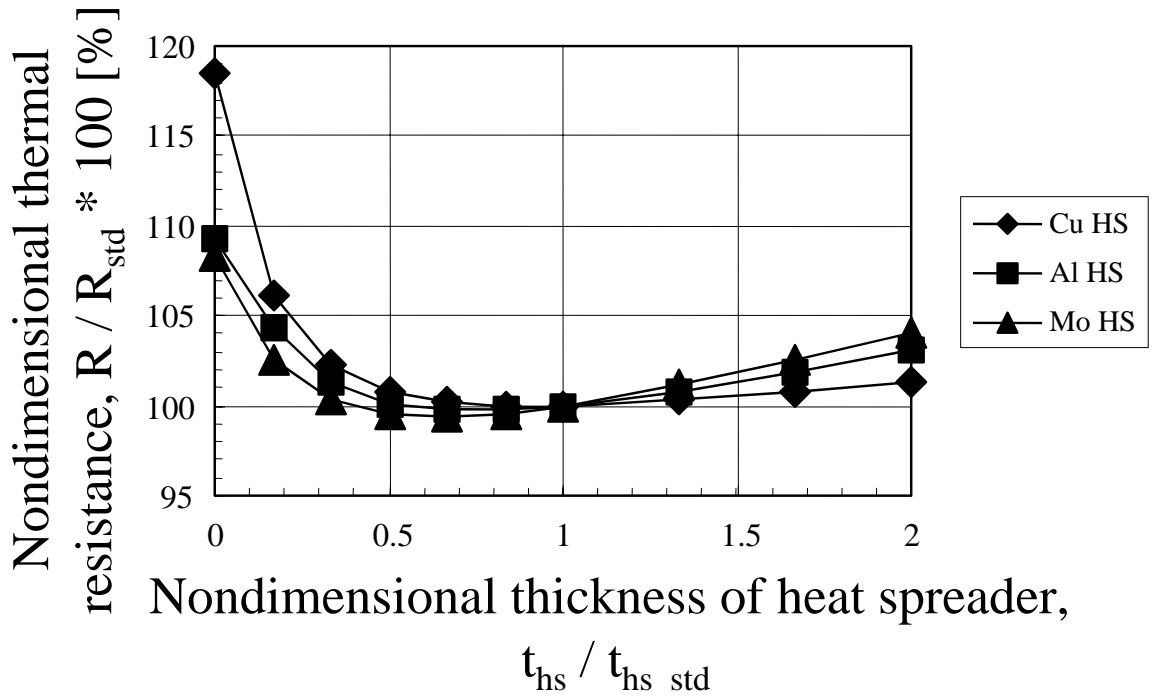


図 4.14 熱抵抗に与える熱拡散板の材質依存性

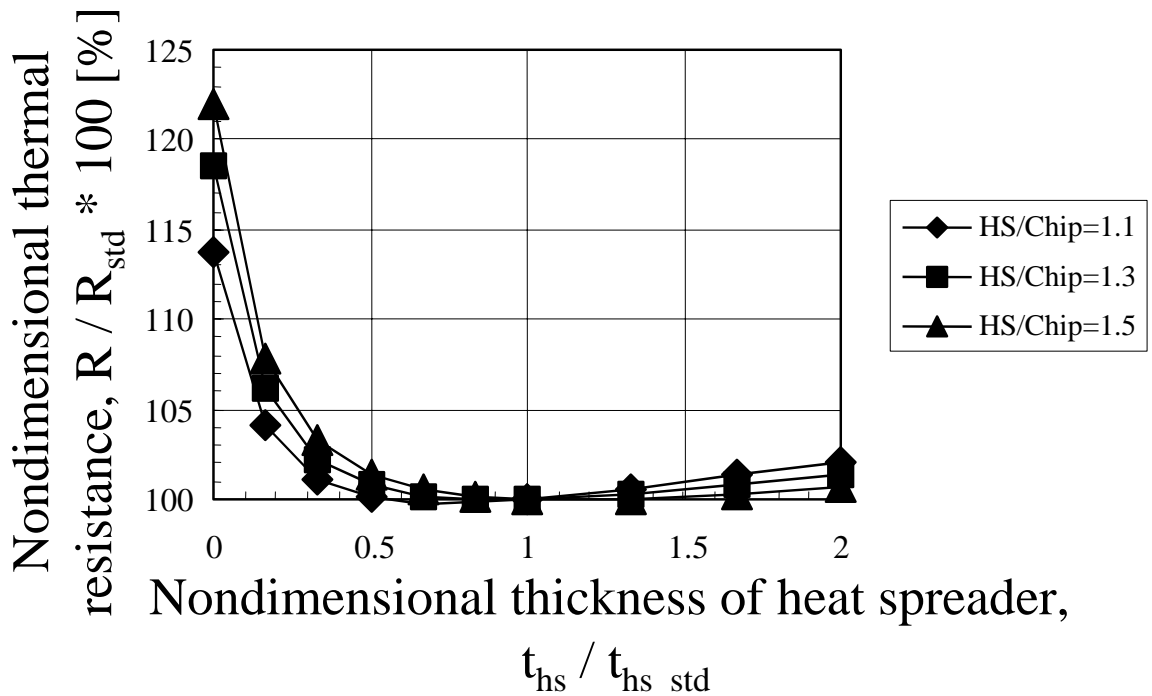


図 4.15 熱抵抗に与える熱拡散板の幅の影響

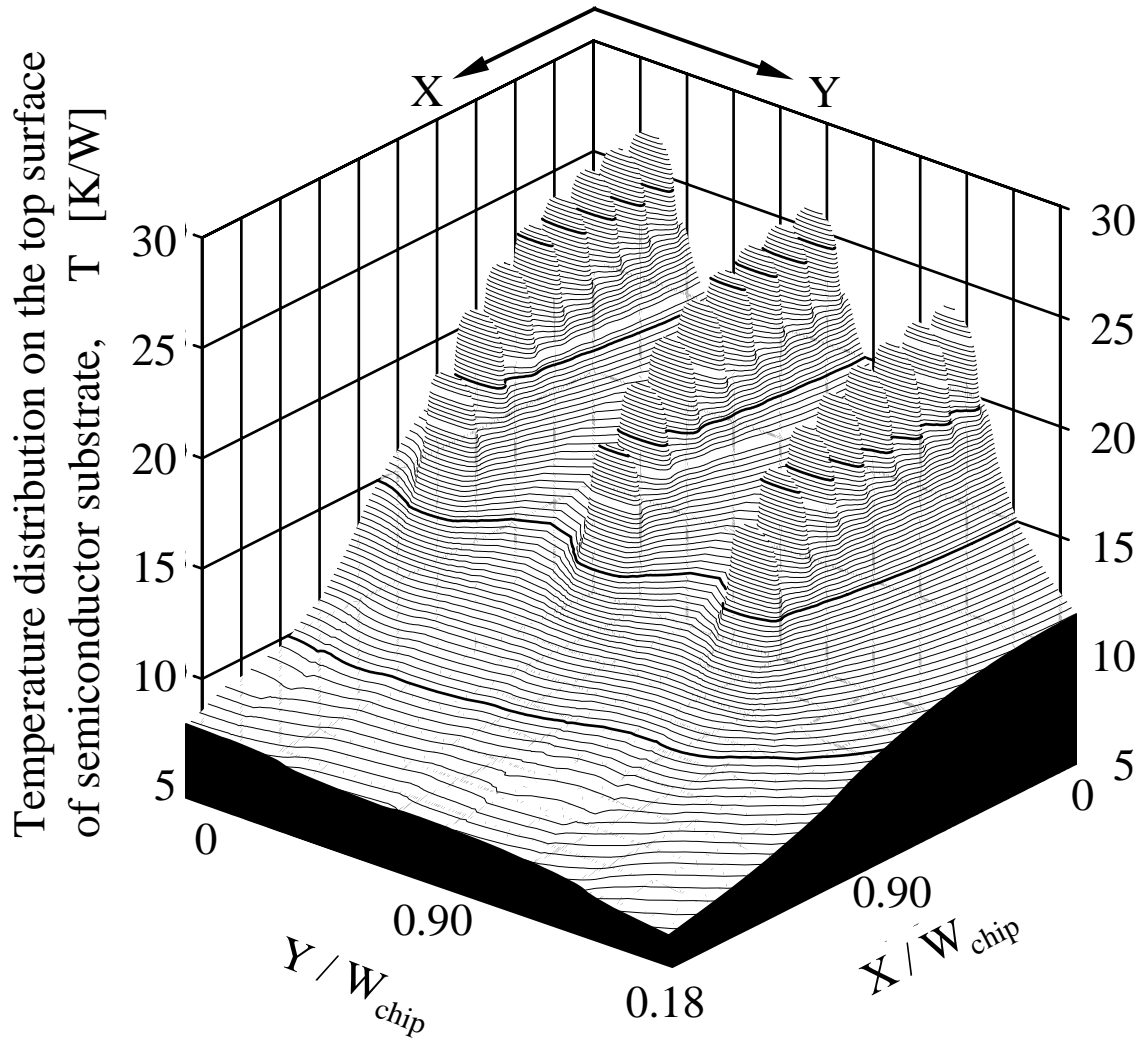


図 4.16 標準モデルの GaAs 基板内温度分布

## (2) 各種評価項目の影響評価

図 4.12 ,および 4.13 に示したモジュール標準構造について ,半導体(GaAs)基板 , PHS ,接合部材の厚さと ,接合部材 1 の熱伝導率 ,多層配線基板の層数 ,多層配線基板への半導体基板搭載時の位置決め精度をそれぞれ評価項目として ,各評価項目の ,標準構造の熱抵抗に対する影響を評価した .

図 4.17.1 は GaAs 基板の厚さの影響を示したもので ,標準構造における熱抵抗を 100 とした場合に , GaAs 基板の厚さを標準構造の 75 %にした場合が 94.7 , 125 %にした場合が 104.3 である . 概略としては , GaAs 基板厚さ  $\pm 25$  %の寸法差が熱抵抗に及ぼす影響は  $\pm 5$  %弱であることがわかる .

同様に , 図 4.17.2 は , PHS の厚さの影響を示したものである . 厚さの振り幅を  $\pm 67$  %としたが , モジュール熱抵抗への影響は  $+4.3 \sim -1.5$  %で , GaAs 基板の厚さと比べると , その影響は小さい . また , PHS の場合は , この厚さのオーダーでは , まだ , 厚くする方が熱抵抗を低減できる . 但し , 図 4.14 , 4.15 から明らかなように , 熱拡散板を厚くすることによる低熱抵抗化の効果は , 熱拡散板が厚くなるほど効果が薄れ , やがて極小値に達するため , PHS を標準構造より 67 %厚くした場合の熱抵抗低減効果は , 標準構造の -67 %から標準構造に厚くした場合と比べて , その効果が小さくなってしまふのである . この効果は , 実は図 4.17.1 においても見て取ることができる . 即ち , GaAs 基板と PHS は , 局所的な発熱領域が GaAs 基板表面に分散配置されているため , いずれも熱拡散板としても機能しているのである .

これに対し , 図 4.17.3 , および 4.17.4 にそれぞれ示す , 接合部材 1 , 2 の厚さが熱抵抗に与える影響の場合 , 接合部材が厚くなるほど熱抵抗が高くなる傾向がある . 接合部材 1 の厚さを標準構造から  $\pm 33$  %増減させると , モジュール熱抵抗は -4.7 %から +4.0 %に増加するし , 接合部材 2 の厚さを標準構造から  $\pm 33$  %増減させると , モジュール熱抵抗は -0.7 %から +0.6%に増加する . これは , 接合部材がいずれも熱拡散板としてはほとんど機能しないことを示すが , 接合部材 1 の熱伝導率の方が接合部材 2 の熱伝導率よりも高いことを考慮すると , 接合部材 1 の厚さの影響が大きいのは , その断面積が小さく , 通過する熱流束が接合部材 2 より大きいためであると思われる . つまり , 熱抵抗を低減するのに効果があるのは , 熱通過断面積が小さく , かつ , 熱伝導率が低い材料の改善であることが , これらの図から明らかになった .

この事実は , 図 4.17.5 に示した接合部材 1 の熱伝導率の影響からも理解することができる . 接合部材 1 の熱伝導率を  $\pm 33$  %増減させると , 熱抵抗は +7.3 %から

-4.2 %の間で変化する。ここでも、厚さと熱伝導率のアナロジーが成立し、熱伝導率を高くすることの効果は漸減することがわかる。

図 4.17.6 は、熱抵抗に及ぼす影響が最も大きかった、多層配線基板の厚さ（層数）を評価項目とした場合のモジュール熱抵抗を比較したものである。標準構造は2層基板であるため、-100 %の場合が熱拡散板の下に配線基板なしの場合を示す。多層配線基板なしの場合で-15.2 %、絶縁層3層の場合で+6.0 %となる。モジュール内部で生じた熱は、熱拡散板において十分拡散し、多層配線基板側はサーマルビアを通じて一次元的に熱が逃げるため、層数を変えても他の構成部材の要素熱抵抗はほとんど影響しないことがわかった。

図 4.17.7 は、上記の図 4.17.1 ~ 4.17.6 の結果の組み合わせにより生じうる熱抵抗の最大・最小値を示したもので、図 4.18 は各評価項目の影響を整理したものである。評価項目の範囲では、熱抵抗は最大+24.4 %、最小で-15.4 %ほどの幅を持ち、熱抵抗増加要因を単純に重ねてしまうとモジュール熱抵抗が 1/4 ほども増加してしまうことがわかった。

図 4.18 より、多層配線基板の層数のほか、接合部材 1 の物性値、半導体基板の厚さがモジュールの熱抵抗に強く影響することが判明した。

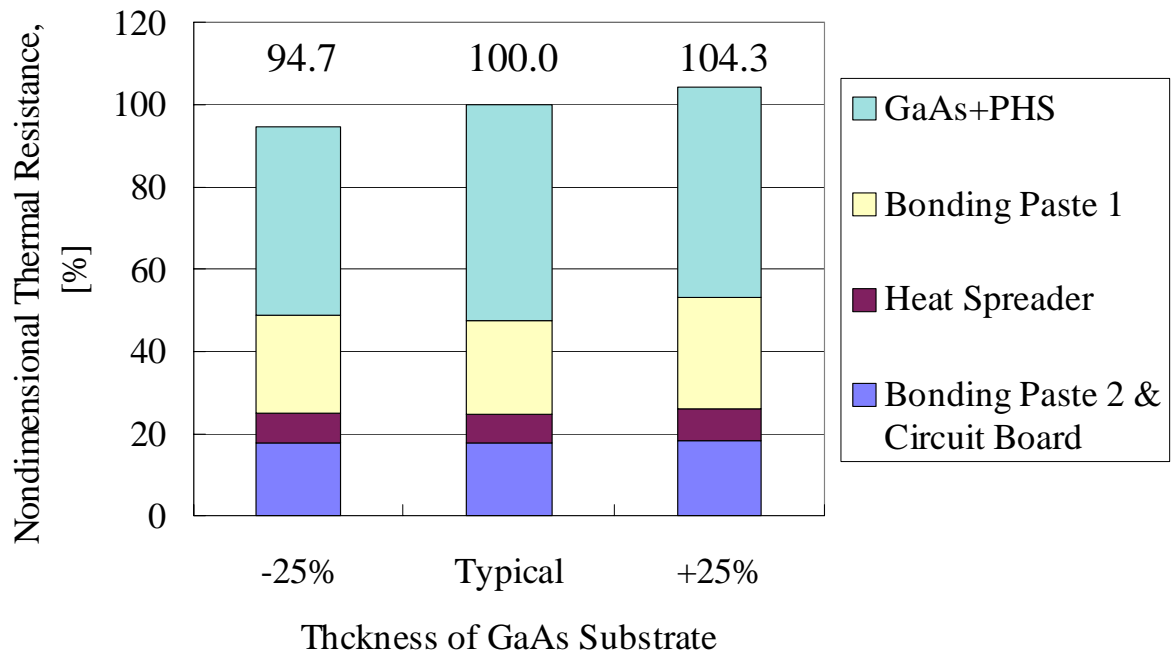


図 4.17.1 熱抵抗に与える GaAs 基板厚さの影響



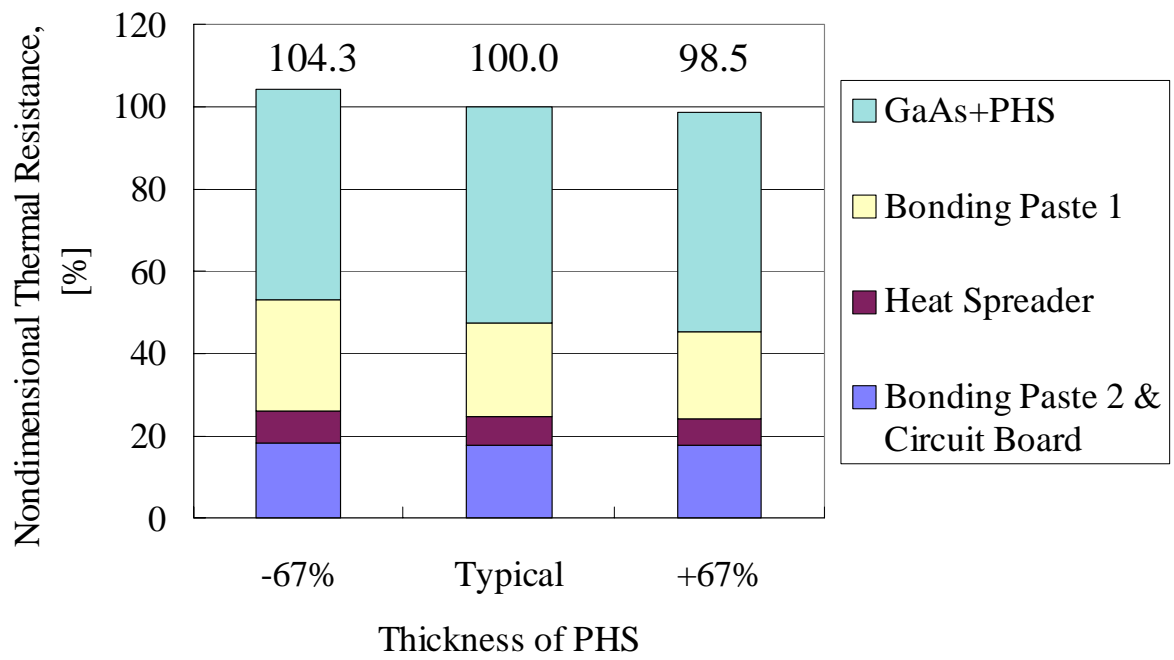


図 4.17.2 熱抵抗に与える PHS 層の厚さの影響

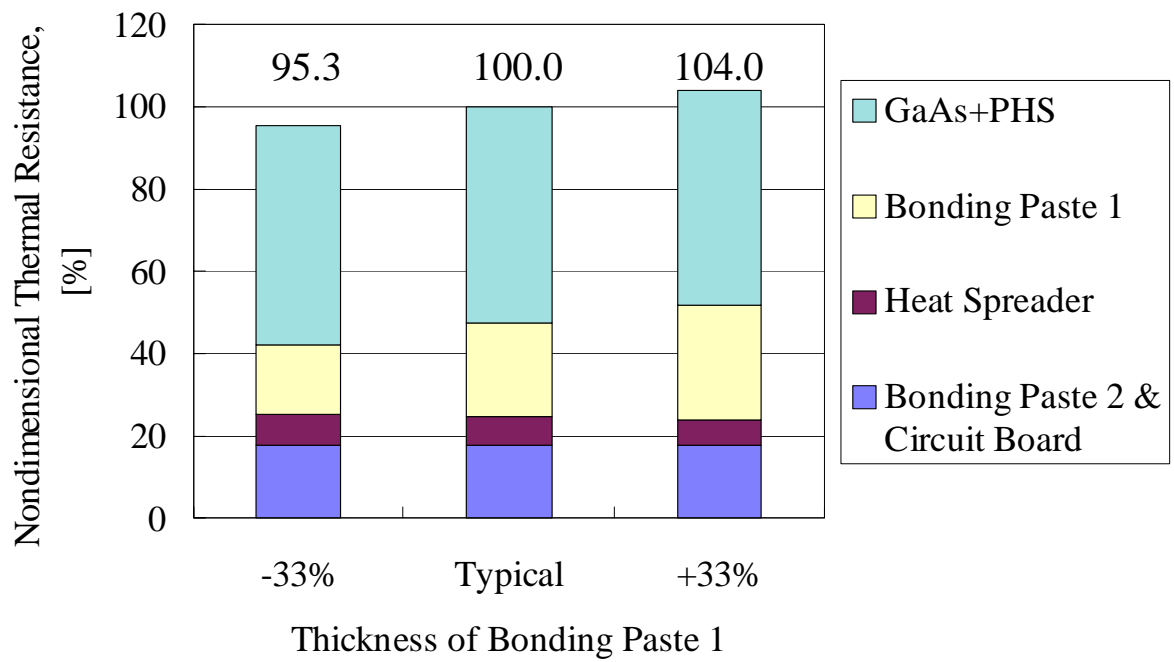


図 4.17.3 熱抵抗に与える接合部材 1 の厚さの影響

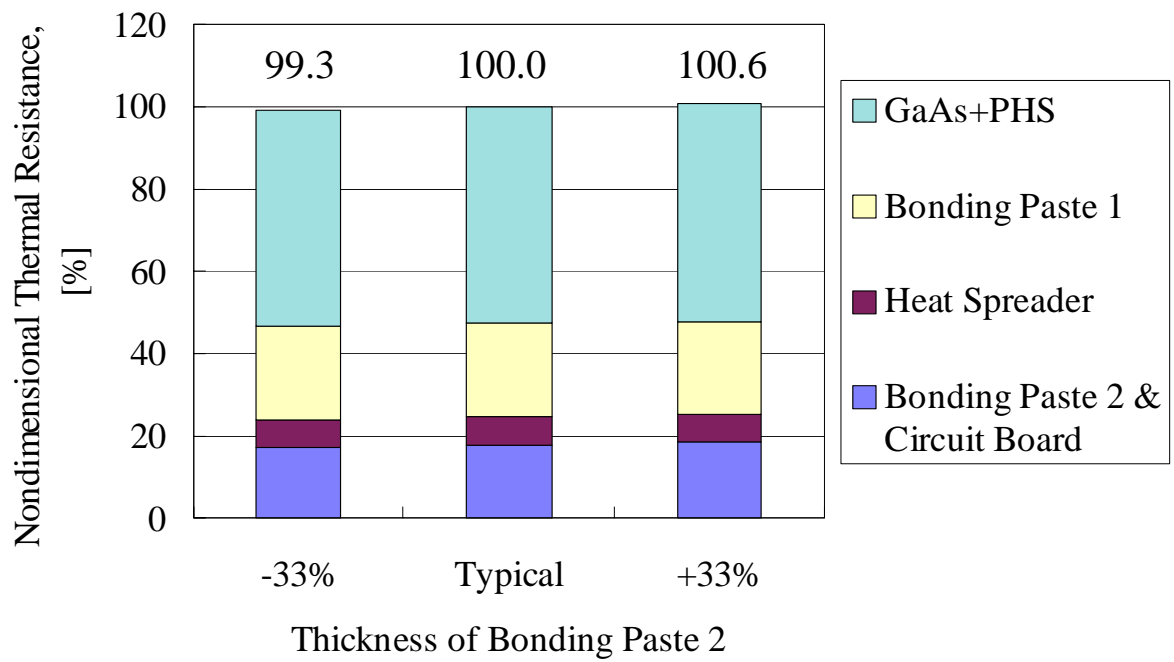


図 4.17.4 熱抵抗に与える接合部材 2 の厚さの影響

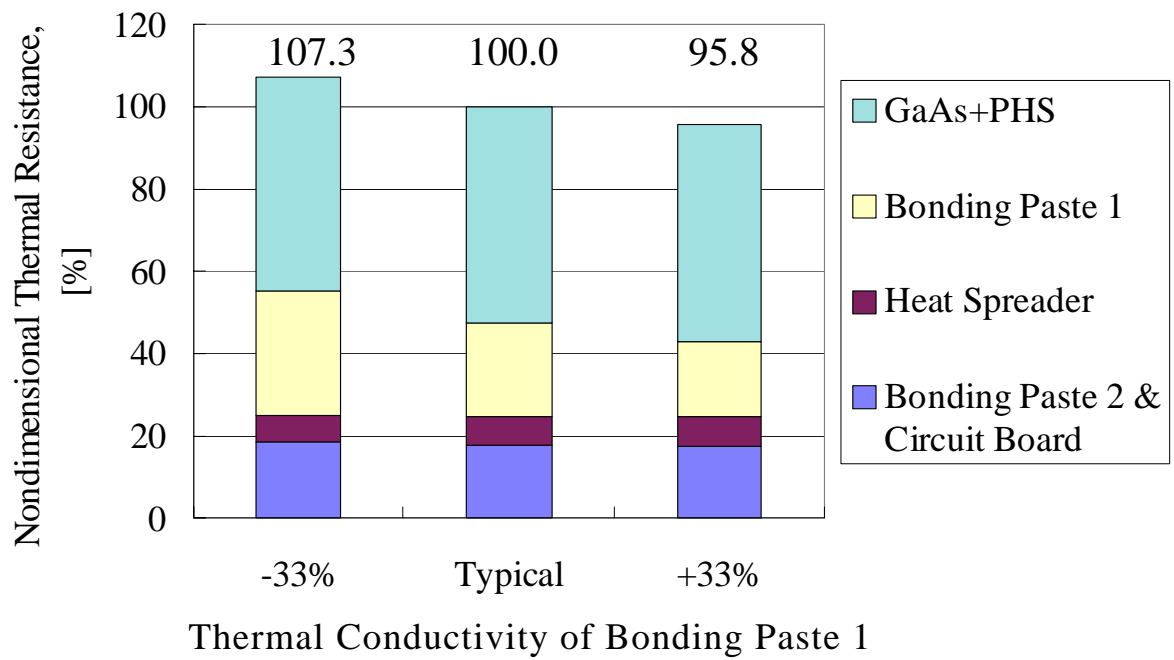


図 4.17.5 熱抵抗に与える接合部材 1 の熱伝導率の影響

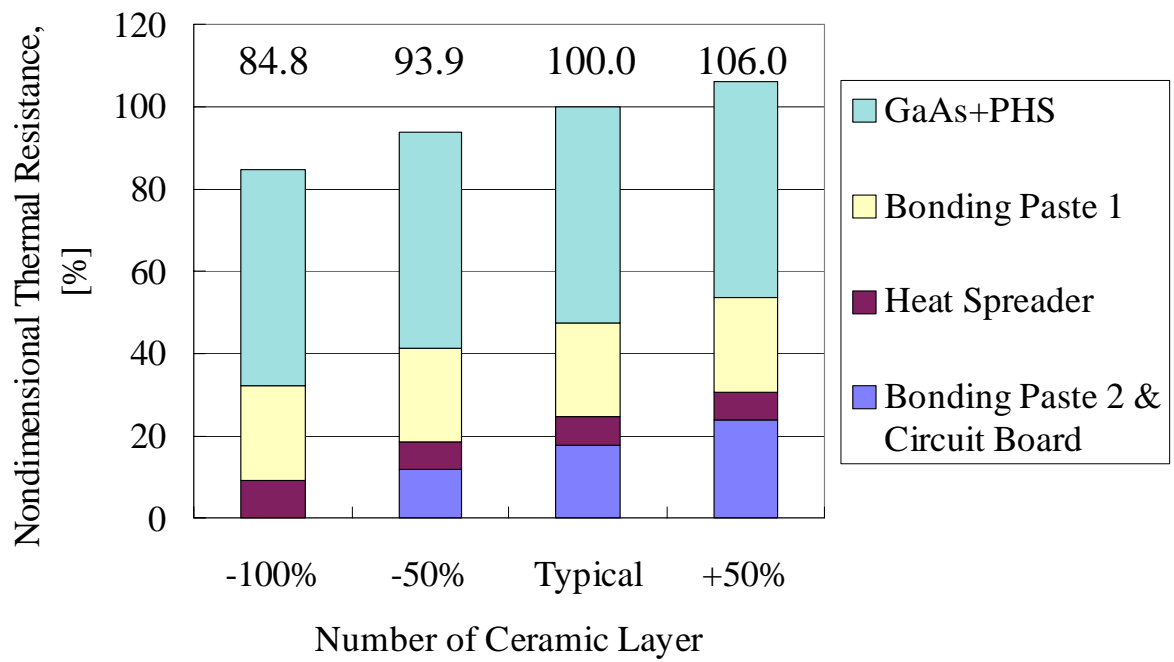


図 4.17.6 熱抵抗に与える多層配線基板の層数の影響

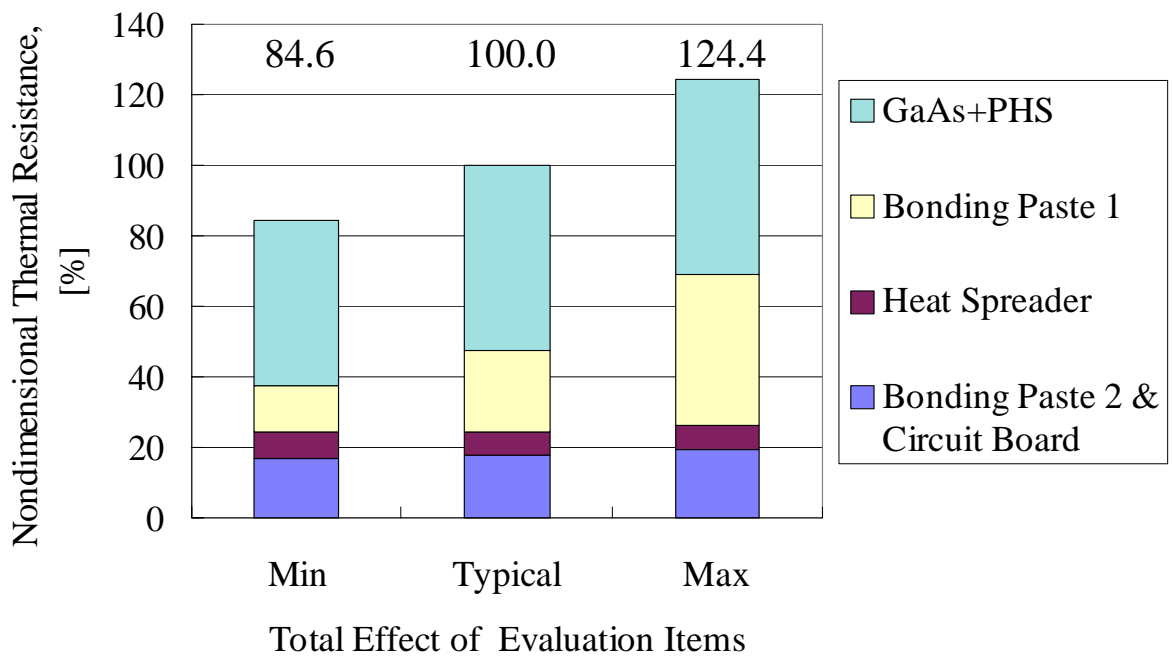


図 4.17.7 熱抵抗に与える各因子の影響の合計

図 4.17 モジュール熱抵抗に与える各評価項目の影響

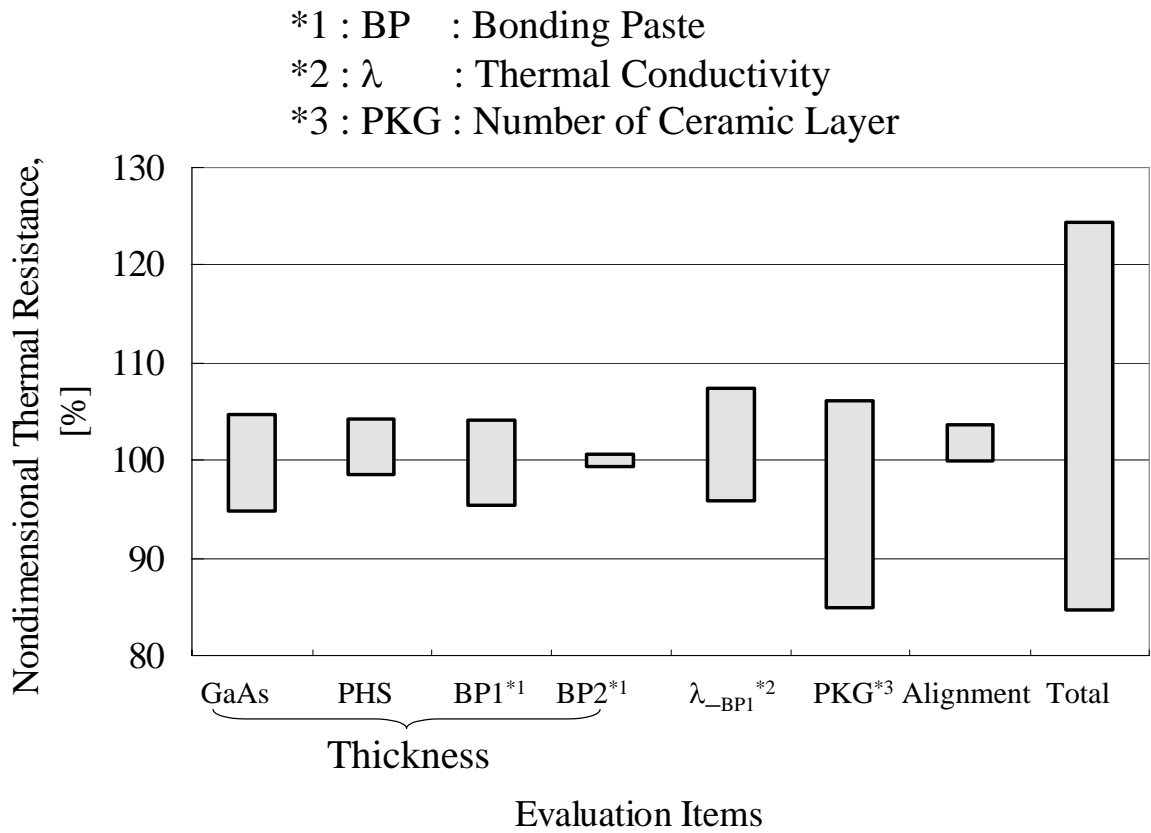


図 4.18 熱抵抗に与える各評価項目の影響のまとめ

### (3) 過渡温度応答解析によるモジュール構造の検討

以上検討してきた標準構造，即ち，熱拡散板を多層配線基板の上に実装した構造（標準型，Standard model）に対し，熱拡散板が解析領域の裏面まで貫通した構造（貫通型，Through-type model）を代替候補として，熱抵抗の大小，および，実際の動作時の過渡的な温度応答を評価して最終的な候補構造を定めた．

図 4.19 に貫通型と標準型のモジュール構造を整理した．貫通型の場合は，熱伝導率の高い熱拡散板がモジュール裏面まで貫通しているため，熱抵抗を低減できるのに対し，標準型は，熱拡散板の下に多層配線が存在するため，熱抵抗は高い．一方，組み立て性やコストから考えると，貫通型の場合，熱拡散板を多層配線基板に固定するための工程や，固定用の微小な部材が増えてしまうため，標準型の方が組み立て容易で低コストな構造であり，可能なら標準型を採用したい．

まず，モジュール構造以外の条件はそろえて，各モデルの熱抵抗を求めた．解析に当たり，半導体基板，標準型の熱拡散板，貫通型の熱拡散板の厚さは，それぞれ，50, 300, 450  $\mu\text{m}$  であるとした．その他の構造は，前節で検討した標準構造と等しいとする．定常発熱の条件でのモジュール熱抵抗は，標準型と貫通型で 100 : 86.6 となり，貫通型の方が 13.4 % ほど熱抵抗を小さくできることがわかった．

上記のように，貫通型の方がパワーアンプモジュールの熱抵抗を小さくすることができるが，実際には，製品の動作時の温度が重要であり，定常解析だけで設計仕様を策定すると仕様がオーバースペックになり，その分プロセスや材料のコストを押し上げてしまう可能性がある．そこで，上記モデルに関し周期発熱時の過渡温度応答解析を実施して，動作時の温度が定常時に対しどこまで上昇するのか検討した．

GSM 系の携帯電話の場合，動作時には矩形波状の周期発熱動作を行う．ここでは，1 周期を 5.0 ms と仮定して，そのうち最初の 1/4 周期だけ通電発熱し，残りの 3/4 周期は発熱しない条件(Duty 1/4)の場合を検討した．解析結果を図 4.20 および 4.21，表 4.4 に示す．

図 4.20 は標準型，図 4.21 は貫通型の温度変動を示したもので，各周期の発熱動作終了時と発熱動作開始時の，単位発熱量当たりの，それぞれの位置における多層配線基板裏面との温度差を直線で結んだものである．横軸は動作時間である．縦軸は標準型で定常発熱した場合に温度が最も高くなる点と多層配線基板裏面の単位発熱量当たりの温度差を  $T_{std}$  とし，その値で無次元化した相対値とした．なお，図 4.20 および 4.21 において，凡例で定常発熱時のジャンクション最大温度としてあるのは， $T_{std}$  の値を示したものである．このほか，多層配線基板裏面との



温度差として、ジャンクションの最大温度、平均温度、半導体基板と PHS (Semiconductor substrate / PHS)、接合部材 1 と熱拡散板 (Bonding paste - 1 / Heat spreader)、接合部材 2 と多層配線基板 (Bonding paste - 2 / Circuit board)の各界面の温度についても、多層配線基板裏面からの温度差を  $T_{std}$  に対する相対値で示した。

図 4.20 および 4.21 は発熱動作開始後 10 周期分、50.0 ms 後までを示したものであるが、構成部材の熱容量の影響により、いずれも、定常発熱時の温度には達しない。標準型の方が貫通型よりも熱容量が大きいいため、周期発熱時の温度上昇の定常時に対する割合が小さくなる。この結果、周期発熱時の温度上昇は標準型と貫通型であまり差が生じないことがわかった。

図 4.21 において、熱容量が小さい貫通型の温度は 6 周期目で収束し、以後は周期ごとの温度差は生じなかった。定常時に対し、発熱領域と多層配線基板裏面間の温度差は 90.7 % まで上昇した。この値は  $T_{std}$  の 78.6 % に相当する。一方、標準型の場合も 10 周期でほぼ温度が収束し、 $T_{std}$  に対し 81.8 % まで上昇した。

標準型と貫通型の定常発熱時の多層配線基板裏面と発熱領域の間の温度差は 100 : 86.6 であったが、周期発熱時の温度上昇の比は 81.8 : 78.6 であり、定常時 13.4 % あった差が周期発熱動作時は 4 % 以下となる。熱抵抗もしくは発熱領域の温度上昇の目標仕様が例えば  $T_{std}$  の 90 % 以下であったとすると、定常発熱の条件では貫通型でなければ目標仕様を満足できないが、実際の動作条件である周期発熱動作時の温度応答を設計条件として考えれば、どちらの構造も目標仕様を満足できる。上記結果から、実際の製品開発では、コストメリットのある標準型を採用することとした。

実際の設計条件としては、ジャンクション部の許容温度の上限を  $T_{jmax}$ 、多層配線基板裏面の温度を  $T_{bottom}$ 、最大定格時の発熱損失を  $Q_{max}$  とすると、熱抵抗もしくは非定常発熱時における単発熱量当たりの温度上昇の目標仕様  $R$  は

$$R < (T_{jmax} - T_{bottom}) / Q_{max} \quad (4.4.2)$$

で与えられる。上記のように定常発熱の条件で目標仕様を決定すると、どのような動作モードであっても発熱領域の温度が許容温度を超えることはないが、実際にそのような動作条件が発生しない場合にはオーバースペックとなる。実際の発熱動作を再現した条件で温度応答を評価することで、設計基準を緩和し、オーバースペックの熱設計や、コストの上昇を回避できる。

なお、周期発熱動作中に発生する発熱損失は、定常発熱の場合の 25 % でしかない。このため、発熱領域の温度も定常発熱の場合の 25 % までしか上昇しないと予想するのは、実際には誤りであることが本解析により確認できた。このような評

価は等価回路モデルを用いた解析的手法でも可能であるが、実験的な検証が可能な、発熱領域温度の平均値まで求めるのは困難である。特に、半導体基板内部の熱容量は非常に小さいため、1 回ごとの周期でほぼ同じ温度まで温度が上昇し、1 周期の 3/4 だけ発熱が停止すると、半導体基板内の発熱領域と半導体基板裏面の温度差はほとんどゼロになってしまうことが判明した。

携帯電話筐体やそのマザーボードであるプリント基板上にパワーアンプモジュールを搭載した場合は、周期発熱時の温度上昇は、投入されたエネルギーの実力（例えば、Duty 1/4 なら 25 %）で発熱して定常に達した温度とその上にモジュールを搭載した場合の温度変動に近いモデルで説明できる。これは、パワーアンプモジュールの製品としての熱容量が小さいため、その熱時定数が周期変動の間隔と同等程度であるのに対し、プリント基板の場合は時定数が 100 秒程度以上と非常に大きいためである。従って、極度に時定数の異なる構成部品ごとに設計を分けるということも、熱設計上は重要な考え方であると言える。

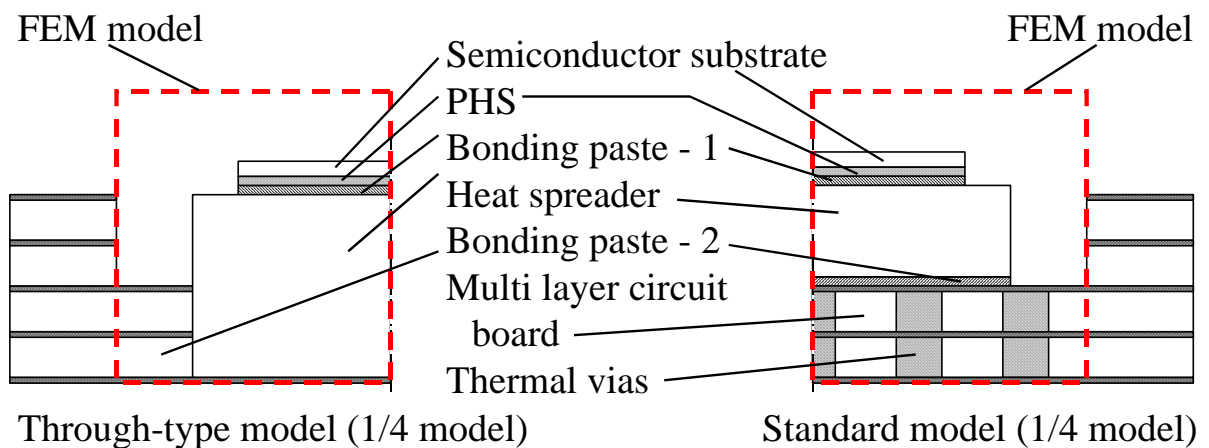


図 4.19 熱拡散板貫通型と標準型のモジュール断面構造

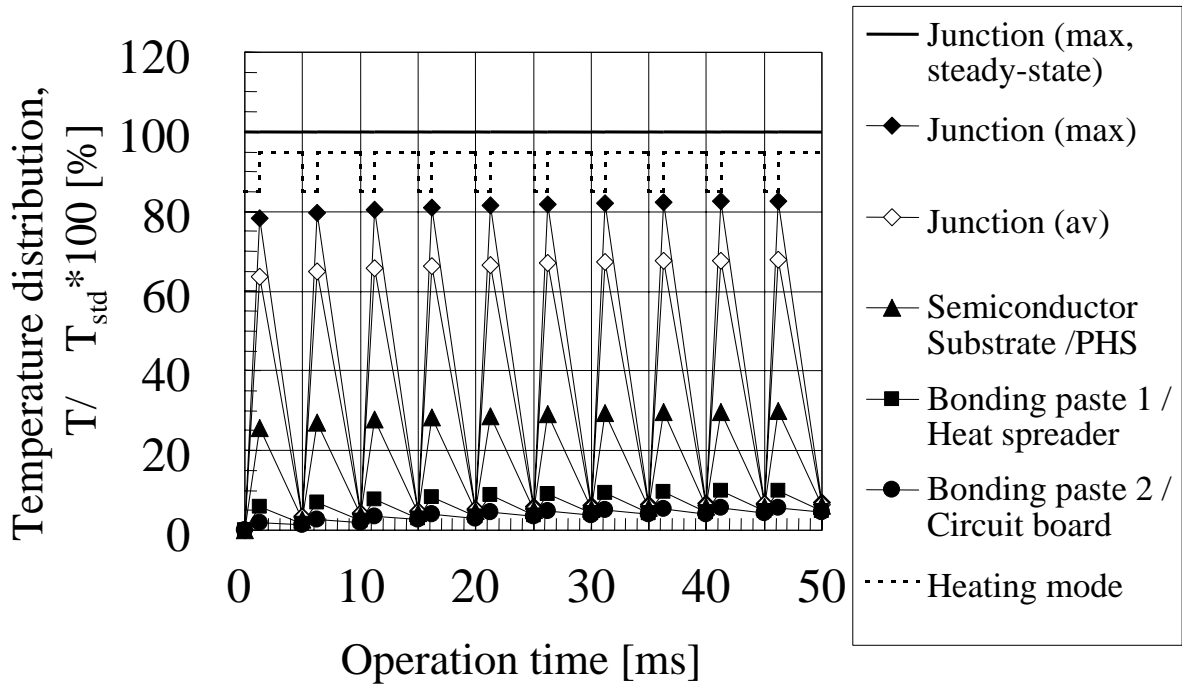


図 4.20 標準構造の過渡温度応答

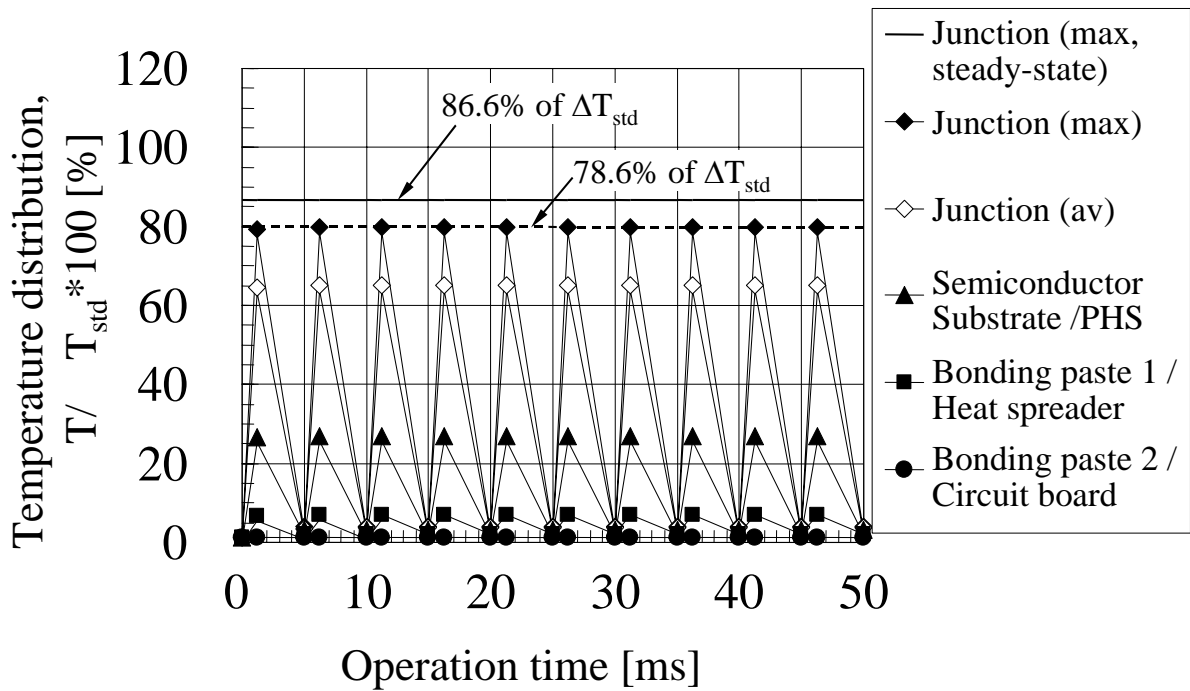


図 4.21 熱拡散板貫通構造の過渡温度応答

表 4.4 各検討モデルの熱抵抗のまとめ

Model	Steady state	Transient
Standard model	100	81.8
Through-type model	86.6	78.6
Through-type/Standard	86.6	96.1

#### 4.4.3 発熱領域の不当間隔配置による熱抵抗の低減

これまでパワーアンプモジュールの熱抵抗に影響を及ぼす因子として、各構成部材の寸法や物性値の影響を評価してきたが、前節においてコレクタアップ HBT の 4 フィンガー構成の熱抵抗を検討した際に明らかになったように、また、本節の図 4.16 から明らかなように、個々の発熱領域から発生する熱が相互に影響、もしくは干渉することから、発熱領域間には温度差が生じてしまう。これは、熱拡散方程式の線形性を考えれば明らかで、個々の発熱領域が発熱した場合の、特定の発熱領域の温度上昇を重ね合わせた値が、モジュール全体が発熱した場合の温度上昇の値と等しくなる。このため、離散的に配置された発熱領域のうち、端部にあるものは温度上昇が低く、中心部にあるものは温度上昇が高くなるのは当然である。しかしながら、この状態が熱抵抗の増加と発熱領域間の温度差の増加に大きく影響しているのである。一般論として、半導体基板内部の発熱領域の配置を、従来よく用いられる等間隔配置から、不等間隔配置にすることにより、熱抵抗や発熱領域間の温度差を低減できるはずである。基本的には、温度が高くなりやすい中心部の発熱領域間隔を粗に、端部の発熱領域間隔を密にするべきであると言える。

そこで、図 4.12 に示した標準構造を対象に、発熱領域間隔の調整による低熱抵抗化、および、発熱領域間温度差の低減の可能性を検討した。発熱領域については、改めて図 4.22 の 1/4 領域モデルに示すように、その発熱領域寸法は、Liu らの報告例<sup>[4-1][4-2][4-3]</sup>等にに合わせて、単位発熱領域の寸法を幅  $2\ \mu\text{m}$  × 長さ  $20\ \mu\text{m}$  とした。また、発熱領域の本数は 12 本 × 8 列で 96 本、中心間隔は長さと同じ  $20\ \mu\text{m}$  とし、列間の中心間隔は長さの 3 倍として  $60\ \mu\text{m}$  を仮定した。

半導体基板、PHS、接合部材 1、熱拡散板、接合部材 2、多層配線基板 1 層分の厚

さは、それぞれ、50, 15, 30, 300, 30, 150  $\mu\text{m}$  である。また、半導体基板、熱拡散板、多層配線基板とも、図 4.22 の上から見た形状は正方形であるとし、それぞれの辺長は熱拡散板 1.3 mm、多層配線基板 1.8 mm である。

同じ半導体基板上に同じ寸法、本数の発熱領域を配置する場合、発熱領域の中心間隔が広い方が、隣接する発熱領域の寄与が小さくなり、また、半導体基板内部を通過する熱流束も小さくなるため、熱抵抗を小さくすることができる。

ところが、実際には、発熱領域であるトランジスタ以外の回路要素、配線層との位置関係や回路的特性の問題に起因する制約があるため、発熱領域の配置設計上の自由度はあまり高くない。そこで、本節では、発熱領域の列間距離と各列の端にある発熱領域の位置は固定とし、各列の発熱領域の中心間距離を変えることにより、どこまで熱抵抗を低減できるのか検討した。具体的には以下のような条件による。これは、プロセス精度や配置上の制約、あるいは、モデル化していない細かい配線構造や電極の取り回しによる制約を考慮したものである。即ち、

- (1) 中心間距離の変更の最小単位幅は 2.5  $\mu\text{m}$  より大きい。
- (2) 発熱領域長さの 1/2 の 10  $\mu\text{m}$  を中心間隔の下限とし、長さの 2 倍の 40  $\mu\text{m}$  を上限とする。
- (3) 発熱領域の両端の最大間隔を 240  $\mu\text{m}$  とする。これは、発熱領域の長さとお数の積に等しい。

図 4.23 に、等間隔で発熱領域を配置した場合の半導体基板表面の温度分布を示す。図の横軸は、図 4.22 の x 方向におけるモジュール中心からの距離、縦軸は発熱領域表面の中心線上温度分布で、図 4.23 に示した例で多層配線基板からの温度差が最大となる発熱領域の中心点について、その多層配線基板裏面との温度差を 100 とした場合の、相対値を示す。図 4.24, 4.25, 4.26, および 4.27 の縦軸も同様で、やはり図 4.23 の温度上昇が最大となる発熱領域の中心点の温度上昇量に対する相対値である。

図 4.23 より明らかに、一般的な配置として発熱領域の中心間隔を等ピッチにすると、モジュールの中心部から周辺部に向かって温度が下がることがわかる。各発熱領域の温度が、他の発熱領域から生じる熱の影響を受けたり、中心部から周辺部に向かって熱が拡散することを考えると、妥当な結果である。

また、図 4.23 の 1st Line がモジュール中心側、4th Line が周辺側の発熱領域列となっているが、1st Line の中心にある発熱領域の温度が一番高く、ここでモジュール熱抵抗が定義され、4th Line の一番端にある発熱領域の温度が一番低くなる。図 4.23 の場合、温度が最高・最低となる発熱領域中心点間の温度差は、温度が最高

となる発熱領域中心点の多層配線基板裏面からの温度上昇に対し、34.9%であった。パワーアンプモジュールの熱設計上は、単に熱抵抗を低減するだけでなく、この最高・最低領域間の温度差を極力小さくすることが一般に求められるため、モジュール熱抵抗と比較して発熱領域間の温度差が35%弱もある配置は、可能であれば避けるべきであると言える。

図 4.24 および 4.25 は、発熱領域の中心間隔を不等間隔にした場合のうち、図 4.23 の結果と比較して熱抵抗の低減効果が小さかった場合と、最も熱抵抗が小さく、かつ、発熱領域間の温度差も小さくできた場合を示す。また、表 4.5 は図 4.23、4.24、および 4.25 の結果を整理したものである。表 4.5 において、モジュール熱抵抗の値および発熱領域の温度が最高・最低となる領域中心点間の温度差は、図 4.23 に示した場合を 100 として、それに対する相対値で示した。これは表 4.6、4.7 も同様である。

モジュール中心部の発熱領域の温度を下げながら、周辺部の発熱領域の温度を高くして発熱領域間の温度差を低減するには、中心部では発熱領域の間隔を大きくし、周辺部では小さくすることが考えられる。

図 4.24 および 4.25 は、上記仮定に基づいて発熱領域中心間隔を操作したものであるが、図 4.24 の結果のように、周辺部の発熱領域間隔を狭くしすぎると、図 4.23 とは逆に、1st Line 周辺部の温度が最高で、4th Line 中心部の温度が最低の温度分布となる。但し、最も外側の発熱領域は、内側にある発熱領域の影響しか受けないため、最も温度の高い位置になることはあり得ない。このため、不等配の程度により、外側から何本か内側によった位置で温度が最大となる。図 4.24 の場合、図 4.23 の場合と比べてモジュール熱抵抗は 3%程度低減できるが、発熱領域中心点間の温度差は図 4.23 の場合の約 83%あり、不等間隔の効果は小さいことがわかった。

図 4.25 は、検討例の中で最も低熱抵抗・低温度差となった場合の結果を示したものであるが、図 4.24 の検討例では発熱領域中心間隔の粗密の割合を大きく変化させたのに対し、発熱領域中心間隔を徐々に狭くした場合に相当する。最も中心温度の高い発熱領域は 1st Line の中心側から 4 番目の位置にあり、最低温度となる発熱領域は 4th Line の一番外側となった。この場合、モジュール熱抵抗は図 4.23 の等間隔配置の場合と比較して約 10%低減可能であり、また、発熱領域中心間の温度差も約 53%と、等間隔配置の場合のほぼ半分に低減できることがわかった。

なお、図 4.25 に示した結果とほぼ同等の結果が得られた例を表 4.6 にまとめたが、いずれの場合も、モジュール中心に近い側から周辺に向かって徐々に発熱領

域中心間隔を小さくして中心部の温度上昇を低減していること、また、端部にある 2 つの発熱領域の、間隔の詰め方を若干厳しくして、端部の温度が下がりすぎないように配置となっていることがわかる。

定性的ではあるが、最高温度と温度差の双方を低減する手法として、中心部だけ発熱領域間隔を広げて周辺部は全て間隔を詰めるのではなく、段階的に間隔を詰める部分と、若干きつい間隔とする部分に切り分けた方がよいことがわかった。

今回の評価では多層配線基板側のサーマルビアの配置とモジュール熱抵抗や発熱領域間の温度差の関係については評価しなかったが、熱拡散板の下に存在するサーマルビアの断面積の合計が変わらなければ、サーマルビアの配置の与える影響は小さいと推測する。

これに対し、熱拡散板がなく、しかも熱が十分拡散するには半導体基板が薄すぎるような断面構造を有する場合は、単に発熱領域の配置を図 4.25 に示したような方法で配置するだけでなく、サーマルビアへの放熱経路を適正化することの重要性が高まるものと考えられる。例えば、部品コスト削減のため、熱拡散板等の放熱部材を採用せず、半導体基板の薄層化により熱抵抗低減を図る場合が、これに該当する。

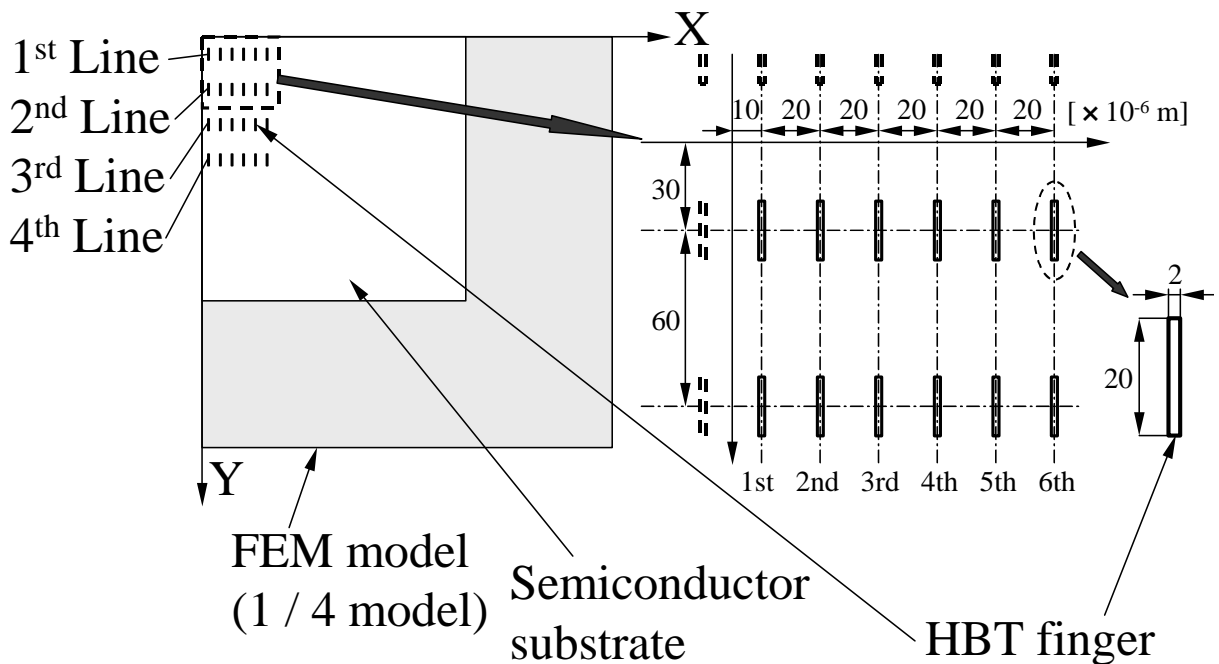


図 4.22 数値解析モデルの発熱領域レイアウト（1/4 領域モデル）

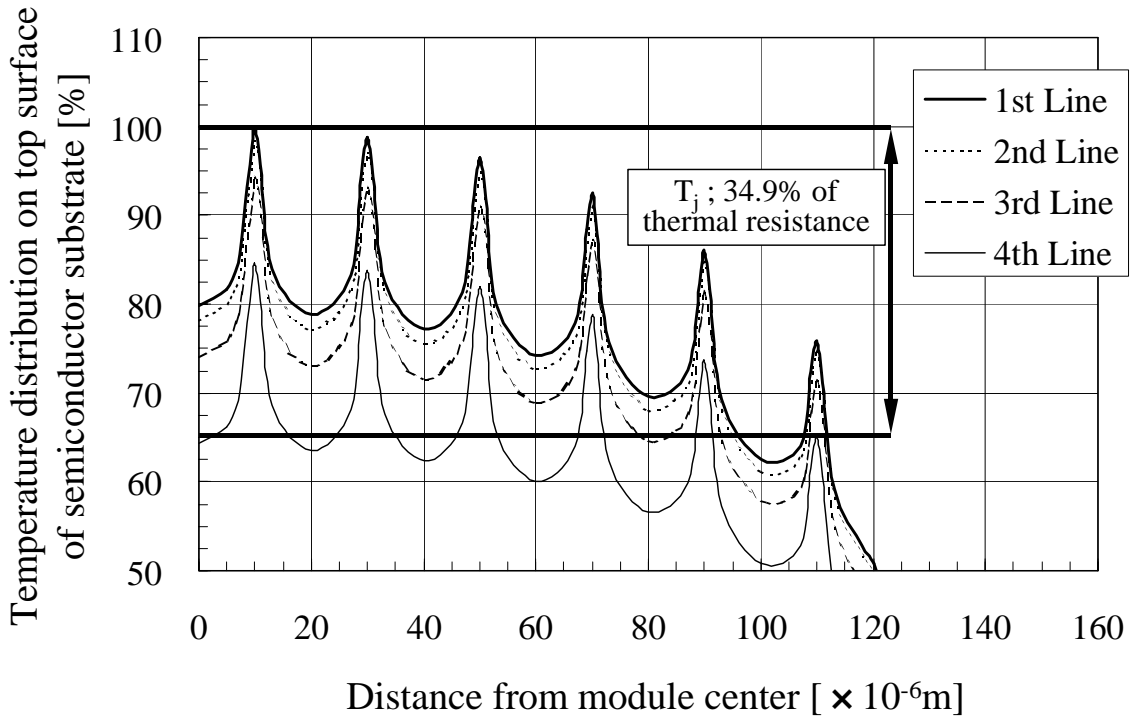


図 4.23 GaAs 基板上の温度分布 (最悪ケース, 等間隔配置)

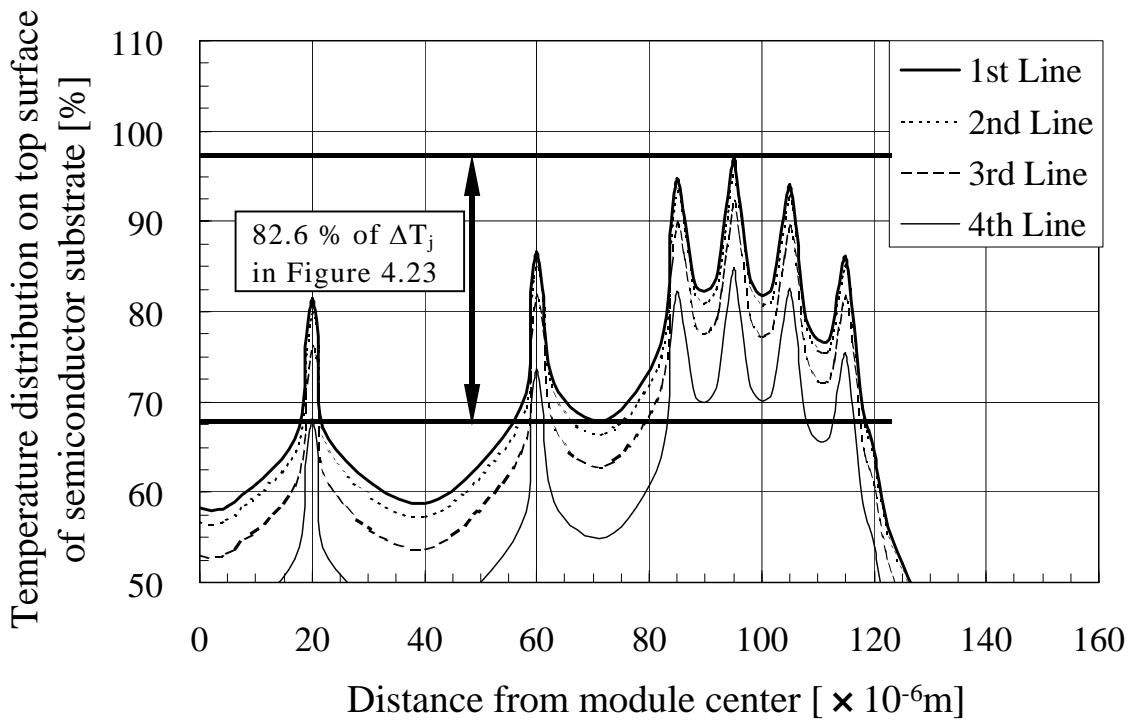


図 4.24 GaAs 基板上の温度分布 (最悪条件から 2 番目のケース)



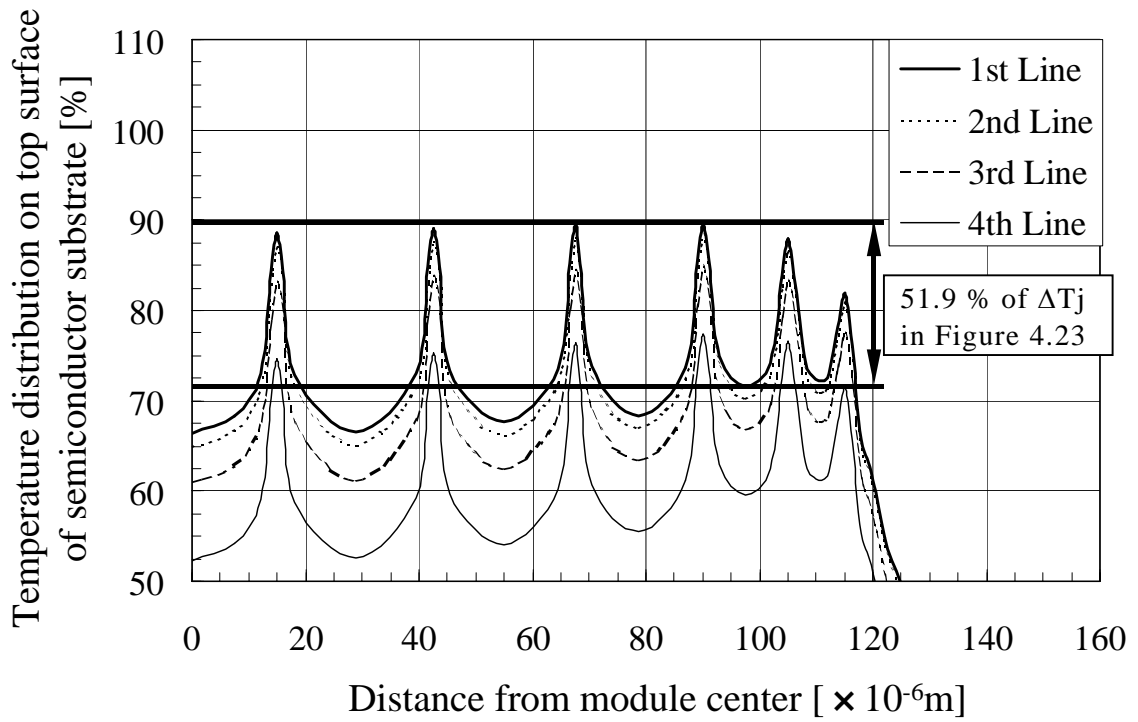


図 4.25 GaAs 基板の温度分布 (ベストケース)

表 4.5 熱抵抗に与える隣接 HBT フィンガー間隔の影響 (1)

Fig.	Distance between center position of adjacent HBT fingers [ $\times 10^{-6}$ m]						R= $\Delta T/Q$ [%]	$\Delta T_j^*$ [%]
	1 <sup>st</sup>	1 <sup>st</sup> -2 <sup>nd</sup>	2 <sup>nd</sup> -3 <sup>rd</sup>	3 <sup>rd</sup> -4 <sup>th</sup>	4 <sup>th</sup> -5 <sup>th</sup>	5 <sup>th</sup> -6 <sup>th</sup>		
4.23	20	20	20	20	20	20	100.0	100.0
4.24	40	40	25	10	10	10	97.0	82.6
4.25	30	27.5	25	22.5	15	10	89.6	51.9

$$* \Delta T_j = T_{jmax} - T_{jmin}$$

表 4.6 熱抵抗に与える隣接 HBT フィンガー間隔の影響  
(2) 低熱抵抗の場合の例

Fig.	Distance between center position of adjacent HBT fingers [ $\times 10^{-6}$ m]						R= $\Delta T/Q$ [%]	$\Delta T_j^*$ [%]
	1 <sup>st</sup>	1 <sup>st</sup> -2 <sup>nd</sup>	2 <sup>nd</sup> -3 <sup>rd</sup>	3 <sup>rd</sup> -4 <sup>th</sup>	4 <sup>th</sup> -5 <sup>th</sup>	5 <sup>th</sup> -6 <sup>th</sup>		
4.25	30	27.5	25	22.5	15	10	89.6	51.9
-	30	30	25	20	15	10	90.4	53.2
-	30	30	27.5	20	12.5	10	91.1	53.1

#### 4.4.4 発熱領域の幅の変更による低熱抵抗化

モジュール熱抵抗と発熱領域間の温度差を低減するためには、上記のように、一般的な等間隔の配置の場合と比べて、モジュール中心部の温度を下げ、周辺部の温度は上げるか、もしくは極力下げないことが重要である。本節ではまず不等間隔化することで上記目的を達成するための手法を検討したが、同様の効果は発熱領域に異なる発熱量を与えることによって、得ることが可能である。

本節で用いた解析モデルにおいては、発熱領域ごとに異なる発熱密度・発熱量を与えることは可能であるが、ここでは、発熱密度は一定で、発熱領域の幅を調整した場合について、図 4.23 に示した等配・等幅の場合からの熱抵抗および発熱領域間温度差の低減可能性について検討した。均一発熱密度であるから、各発熱領域の発熱量は、その幅に比例する。結果を図 4.26, 4.27, および表 4.7 に示す。

図 4.26 は、発熱領域の幅を 0.2  $\mu\text{m}$  単位で変化させた場合にモジュール熱抵抗、発熱領域間温度差とも最低になった例を示したものである。表 4.7 に示す通り、発熱領域の幅、もしくは発熱量の比は、1.6 : 1.6 : 1.8 : 1.8 : 2.2 : 3.0 である。

図 4.25 および表 4.6 に示した疎密配置の場合と同様、モジュール中心部から周辺部に向かって温度が上昇するよう発熱量を徐々に高くする一方、一番端の発熱領域の温度が下がりすぎないように、若干発熱量の上昇量を多く設定した結果、発熱領域の温度を列毎にほぼ一定に保ちつつ、4th Line 周辺部の温度も他の発熱領域から極端に下がらないように保つことができる。モジュール熱抵抗は図 4.25 に示した結果より若干高くなったが、発熱領域中心点の最高・最低温度差は図 4.23 の場合の約 45 %まで、縮めることができた。

図 4.27 は、図 4.26 の場合とは逆に、モジュール熱抵抗、発熱領域中心点間の温度差とも、図 4.23 の例より大きくなってしまった例を示したものである。モジュール中心部の発熱量を下げ、周辺部の発熱量を高くするため、極端に発熱領域の幅に差をつけた結果、端から二番目の発熱領域の温度が上昇しすぎてしまい、発熱領域中心点間の温度差も非常に大きくなってしまった。

図 4.26, 4.27 より、発熱領域の幅、もしくは発熱量を不均等に設定する場合においても、疎密配置の場合と同様に、モジュール中心部から周辺部に向かって徐々に発熱量が上昇するよう設定し、端部に重みをつけることでモジュール熱抵抗を低減することが可能であること、また、極端に重みをつけすぎると、かえって熱抵抗も発熱領域間温度差も大きくなってしまったことがわかった。この結果は、定性的には Liu らの解析的検討結果<sup>[4-1]</sup>と一致しており、熱設計上非常に重要である。

但し、発熱領域の成膜工程上の寸法に一定のばらつきがあることを考えると、図 4.26 の例のように細かく発熱領域の幅を制御することは、高精度なプロセスが要求されるため、量産工程においてはコストメリットが小さくなる懸念がある。フィンガー幅を揃えて、供給電流に差をつけることで発熱量を制御する場合も同様である。

従って、モジュール熱抵抗と発熱領域間温度差の低減に関し、得られる効果が同程度である場合は、発熱領域の幅や発熱量を細かく変えるより、発熱領域の位置を粗密配置することの方が、メリットが大きい。本論文で検討したような形状の発熱領域の場合、その幅と間隔は約 10 倍の寸法比があることを考えても、回路特性等に影響を与えないという条件では、疎密配置の方が容易であると言える。

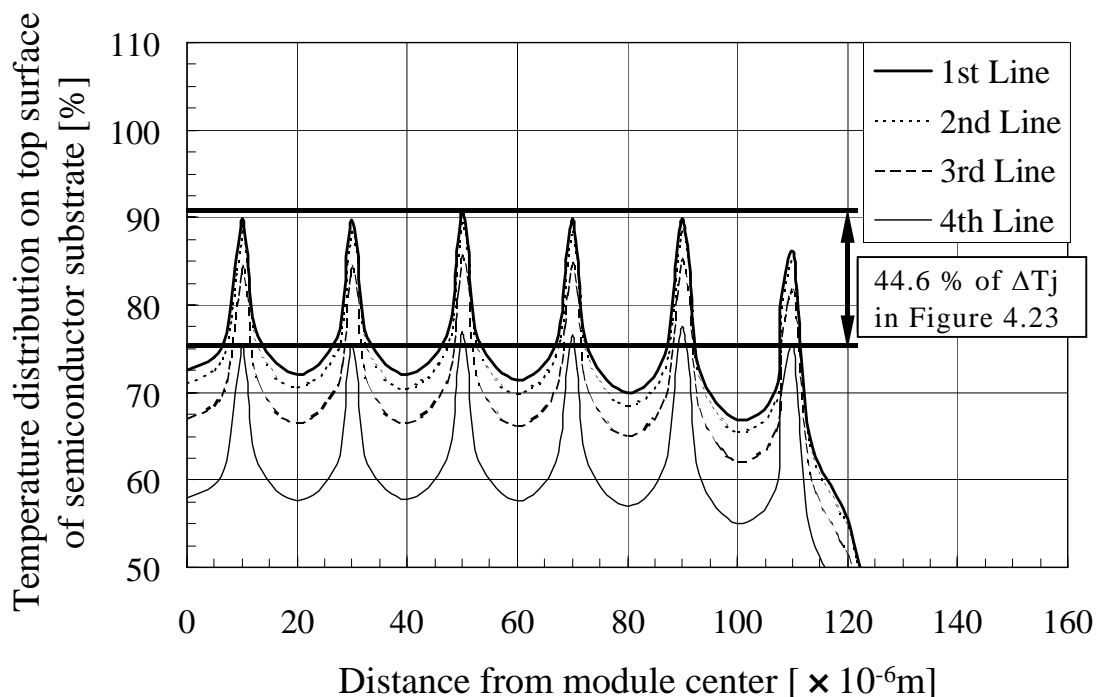


図 4.26 GaAs 基板の温度分布（発熱領域の幅の影響）

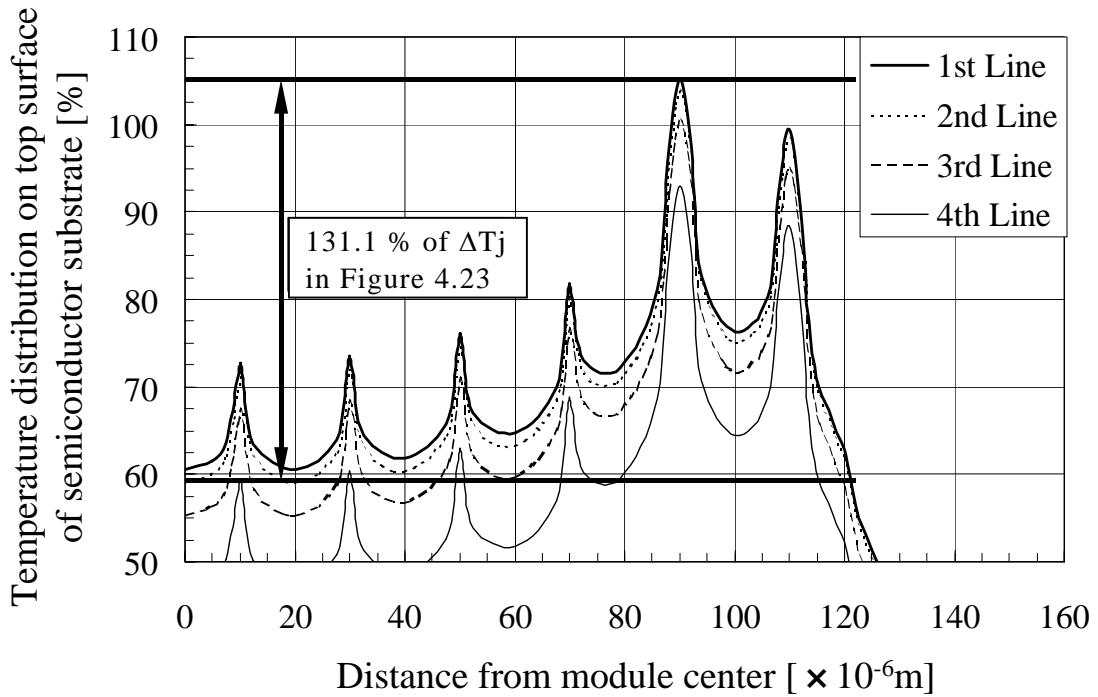


図 4.27 GaAs 基板の温度分布（発熱領域の幅の影響，ワースト）

表 4.7 熱抵抗に与える隣接 HBT フィンガーの幅の影響

Fig.	Width of HBT fingers [ $\times 10^{-6}\text{m}$ ]						R= $\Delta T/Q$ [%]	$\Delta T_j^*$ [%]
	1 <sup>st</sup>	1 <sup>st</sup> -2 <sup>nd</sup>	2 <sup>nd</sup> -3 <sup>rd</sup>	3 <sup>rd</sup> -4 <sup>th</sup>	4 <sup>th</sup> -5 <sup>th</sup>	5 <sup>th</sup> -6 <sup>th</sup>		
	4.23	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0		
4.26	1.6	1.6	1.8	1.8	2.2	3.0	90.9	44.6
4.27	1.0	1.0	1.0	1.0	4.0	4.0	105.1	131.1

## 4.4.5 HBT 低熱抵抗設計技術のまとめ

有限要素法による熱伝導解析を用いた、移動体通信用端末用パワー半導体素子搭載モジュールの熱設計手法を開発した。本手法では、発熱領域内部からモジュール全体までの解析を一括して実施することで、個々の発熱領域の相関関係を求めることが可能である。

本手法の特徴は以下の通りである。

- (1) 素子内部における個々の発熱領域の形状や配置から、モジュール全体までの構造を一括して評価し、双方を同時評価しないと検討ができない、微妙な構成部材間の位置関係などのパラメータをチューニングした実装構造設計が可能となった。
- (2) 周期発熱時の温度応答を評価することにより、モジュール実装構造の候補について、実際の動作時の温度を予想することができる。

本手法を用いることにより、以下の設計指針を得た。

- (1) 熱抵抗を極小にする熱拡散板厚さが存在するが、熱抵抗の熱拡散板厚さに対する感度は、厚いほど低感度となる。そのため、最適値より若干厚い熱拡散板を用いても、コスト的にメリットがあるものを用いた方が実装設計として優れている。
- (2) 定常発熱の場合は熱抵抗に大きな差がある構造であっても、周期発熱など、実際の動作条件ではほとんど温度上昇に差が見られない場合がある。これは動作条件と熱容量に影響される。
- (3) 定常発熱の条件だけでは仕様がオーバースペックとなるため、実動作時の条件で設計仕様を求めるべきである。
- (4) 発熱損失の実効値が定常発熱時の 25 % であっても、周期発熱の場合は、温度上昇は定常発熱時の実効値の 25 % よりはるかに大きくなり、80 % 程度に達する。これは、解析対象の熱容量が小さく、発熱 1 周期ごとに半導体基板内部の温度差がほとんどゼロに戻ってしまうことによる。デバイスの実装設計上、熱容量の見極めが極めて重要である。

なお、解析により求められた熱抵抗は、使用した物性値の影響を強く受ける。このため、今後各構成部材の熱物性を精度よく評価、データベース化することにより、解析の精度を向上することが重要である。

一方、本手法を用いて個々の発熱領域間の、熱干渉の問題について検証し、以下の設計指針を得た。

- (1) 発熱領域の不等間隔配置，発熱領域の幅，もしくは発熱量を制御することにより，モジュール熱抵抗と，発熱領域間の温度差を同時に低減できる．
- (2) 定量的な不等間隔配置，発熱量分布制御の効果は発熱領域の数，寸法やモジュール構造にも影響を受けるが，定性的な条件として，列状に配置された発熱領域について，中心部の発熱領域は近接する発熱領域の影響を小さく受け，周辺部の発熱領域は近接する発熱領域の影響を強く受けるように設計することにより，モジュールの熱抵抗を最小化することができる．
- (3) 上記手法のうち，発熱領域を不等間隔で配置することにより，等間隔配置で発熱量を一定とする場合と比べて，モジュール熱抵抗を約 10 % 低減し，かつ，発熱領域間の温度差をほぼ 1/2 に低減できる見通しを得た．
- (4) 発熱領域の形状がアスペクト比の大きい矩形，即ちフィンガー型の場合，製造プロセスの公差を考慮すると，発熱領域の不等間隔配置の方が，発熱領域幅の制御より，設計的には容易に熱抵抗低減，発熱領域間温度差低減の効果を得ることができる．

これらの知見は，単に GaAs 基板上の HBT を用いたパワーアンプモジュールの実装構造に関する熱設計だけでなく，広く一般の半導体発熱素子の設計に適用できるものである．今後，例えばフリップチップ実装構造の検討や，プリント基板や携帯電話筐体全体も含む統合的な熱設計技術に適用していく予定である．また，本論文では開発製品の詳細仕様を開示することが自社および顧客の情報保護の観点から難しいため，解析結果を無次元化し，しかも目標仕様を明示せずに検討を進めてきたが，実際の製品設計においては，実験的な手法による検証と，実験で計測可能な指標，例えば，特定の領域の平均的な温度なども解析結果から導出することにより比較テーブルに載せて評価していることを付け加えておきたい．

## 第 5 章 熱設計の課題と熱物性評価 TEG の提案

### 5.1 数値解析を用いた熱設計の課題

第 4 章において示したように、数値解析を用いた半導体素子の熱設計を行うことにより、素子内部の局所的な温度分布まで予測することができるようになった。実験的に検証可能な特定領域・位置の温度とのつき合わせにより、境界条件の適正化などにより、モデル化の精度を上げることも可能である。

このような数値解析を援用することで、設計の初期からデバイスの内部構造まで含めた実装設計が可能となりつつあるが、以下のような課題が存在する。

#### 5.1.1 解析の精度の問題

携帯電話端末に搭載されるような汎用で量産性の高い半導体モジュールの場合、仕様、寸法、価格などの決定能力がモジュール開発者ではなく、最終製品である携帯電話端末開発者（セットメーカ）側にあるという問題が存在する。このため、実装設計上の制約が大きく、机上で検討した画期的な実装構造があったとしても、部品点数が増えないことやコスト増につながらないことが、開発した実装構造・仕様が製品に採用されるための大前提となる。

従って、結局は細かい要素の改善の積み重ねで低熱抵抗化や発熱領域間の温度差の低減を図ることになり、定性的には明らかに効果はあるが、定量的には解析の不確かさのオーダーと変わらないレベルでの評価しかできない場合が多いことになる。このような問題を解決するためには、解析精度の向上が何よりも重要である。

そのためには、まず、境界条件や使用する熱物性値の適正化や、モデル化のノウハウの向上が必須となる。特に、第 4 章で行ったコレクタアップ HBT におけるトランジスタ単体の熱抵抗の評価で明らかになったように、トランジスタ内部の放熱経路に熱伝導率の低い材料が存在すると、熱抵抗に対する影響が大きい。このような薄膜の熱物性値は、第 3 章で開発したような厚さ数 100  $\mu\text{m}$  の薄い固体材料の物性評価技術で計測できる場合もあると思われるが、熱物性値がその製造ブ



ロセスに対して依存性を有すると予想されるため、できれば、製品で使用される薄膜と全く同一の製造プロセス、材料構成で熱物性を評価する手法を開発することが望まれる。

即ち、次節で提案するような、半導体素子内部の薄膜材料の熱物性値を計測する手法の立上げと、そのデータベース化を図る必要がある。これは、単に薄膜材料だけが問題なのではなく、例えば鉛フリーはんだのようなバルク材についても、熱物性値のデータがほとんど入手できないという事実もあり、非常に重要な課題である。

### 5.1.2 解析規模とモデル化の煩雑性のトレードオフ

本手法で用いた直交系六面体メッシュでは、詳細な構造を含む部分と、あまり温度分布に影響がなく、メッシュを粗くしてもよい部分とでメッシュのサイズを変化させた複数の解析領域を設け、共通節点での情報を共有させるような形で複合的なメッシュを生成することを想定していない。その代わり、節点座標と、直交六面体に分割した個々の構成材料の占める領域と属性、物性や境界条件をテキストファイルで指定すれば、どのような環境でも入力データを作成できるという方式を採用している。もちろん、汎用のプリ・ポストプロセッサから吐き出されるメッシュデータや境界条件データにも対応可能である。

上記の特徴は、解析規模が徒に大きくなりやすいという短所と、モデル作成の時間を短くできるという長所というトレードオフの関係を含むものである。

なるべく小さい規模のモデルで効率よく計算するためには、汎用のプリ・ポストプロセッサを用いて四面体メッシュを作る方が賢明な手法である。しかしながら、朝集めた設計データを、一部要素の構成をパラメトリックに検証するための複数のモデルに落とし込んで翌日には指針を出すような製品開発においては、ある意味で力技的な愚直なやり方の方がよい場合が増えてきた。

特に、数値解析主体のロバスト設計を求められる場合、予備検討を含めて大量のモデルを作成、評価する必要があるため、定常の解析であれば、解析規模が大きくなってもモデル化の時間を省く方が、メリットが大きい。なお、周期発熱動作の評価については、解析規模を小さくすることも重要であるが、解析対象を絞り込んで、少ない件数で効率よく検討することが肝要である。

### 5.1.3 コンカレントエンジニアリングの必要性

#### (1) 設計者の文化の違い

次に、解析対象や解析に使用するツールの取捨選択の問題がある。緒言および第 4 章において述べたように、半導体デバイスの設計者と配線基板の設計者は異なる設計文化を有しており、設計データやツールの共通化を望むことは、現状の研究開発、設計環境においては、困難である。このため、異なるフォーマット、異なるスケールオーダー、異なる次元（二次元か三次元か）の寸法データを集めて製品全体の実装設計をしなければならない。

部品ごとに得られるデータの質が異なるため、解析モデルを作る側でのモデル作成時の調整が重要になるという課題がある。これは、解析対象の範囲が、小さい製品ながらもデバイスからモジュール、あるいは筐体まで広がっているためである。

場合によると、設計図面と実際の搭載部品の寸法が一致しないこともある。これは、特に多層配線基板に顕著な例で、焼成基板やビルドアップ基板を用いると、焼成時の収縮やメッキ配線や配線ビア等による凹凸など、図面に載らない微小な構造が問題となる。しかも、統計的なばらつきが存在する。

昨今では、上記のような基板表面の凹凸や粗さ、基板全体のうねりが信頼性設計上の課題としてクローズアップされつつある。このため、上記のような図面に見えない構造についてもデータの必要性の理解が進んではいるものの、数値解析結果と実験結果の整合が取れなかったり、うまく形ができなかったりする場合の原因として、図面に見えない寸法のばらつきが影響しているケースが相当数あり、これは解析する立場からは対応できかねる課題となっている。

#### (2) 設計者と顧客側でのデータの共用化の問題

このこと自体は大きな問題ではないが、製品購入元である顧客（セットメーカ）から、顧客サイドにおいても評価可能な解析モデルの提出を要求されることが増えている。市販の解析ツールが広く浸透しており、例えば欧州なら欧州で、標準的なソフトが存在することもその背景にある。

但し、仮に同じ市販のツールを用いて解析をしたとしても、解析可能なモデルの規模が使用している計算機能力に依存するため、双方で計算機能力の低い側に合わせた検討を行わなければならないという課題がある。一方、製品設計上は大規模で高度な解析が必要なため、モデルも共通化できず、最終的には同じ製品に

ついて複数のモデルを作り、整合性のある結果がでるよう作りこむ作業が必要になるのである。

顧客側の立場に立つと、複数の候補製品についての設計データ、解析モデルを得ることにより、より規模の大きい自社製品（例えば、携帯電話用のパワーアンプを購入する携帯電話端末セットメーカーであれば、携帯電話端末）に各社の製品を搭載した場合にどうなるかという点を、数値解析を用いて実行することで採用決定後の仕様変更やすり合わせの工程を減らす目的があり、それは大変重要なことである。

他方、部品を提供する側としては、配線のレイアウトからデバイスの構成、材料までの全てを顧客に開示できないというジレンマがある。これは、上記のようなデータを文書やモデルの形で全て開示してしまうと、社外秘のノウハウまでが流出してしまうためである。従って、目的とする解析では有意なデータを出すことができるが、その詳細はブラックボックス化されているような、モデルの提供側と受領側双方にメリットがあるモデルを提供する必要がある。

デバイスや回路設計の場合、カリフォルニア大学で開発されたパブリックドメインの SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) という、デファクトスタンダード化されたツールがあり、スパイスパラメータとして個々の製品をモデル化して提供すれば大抵の回路設計上は問題ない。これに対し、熱設計や構造信頼性設計を数値解析で行う場合は、物理モデルを提供する必要があることから、SPICE 的な提供ができるとしたら、せいぜい熱抵抗、熱容量のような指標だけで、顧客サイドにおいてモデルを作成するには十分な指標を提供することは困難であるという課題がある。

いずれにしても、パワーアンプモジュールから携帯電話筐体全体まで、あるいは携帯電話に搭載される他の半導体モジュールの低熱抵抗構造を実現するためには、搭載される半導体素子内部から筐体全体までの統合的な設計技術の開発と、設計データの共通フォーマット化が必須である。現状では異なるフォーマットでばらばらに管理されている各種のデータが、一元化されることにより、効率のよい製品開発が可能となると言える。

## 5.2 半導体素子内部薄膜の熱物性評価 TEG の提案

### 5.2.1 薄膜熱物性評価 TEG の必要性

1947年に発明されたトランジスタの素子最小寸法（物理ゲート長）は、当初約75  $\mu\text{m}$ であったが、現在のMPUの物理ゲート長は約60 nmと、1250万分の1程度以下へと縮小されつつあり、この傾向は今後も引き続き進行すると予想されている。米SIA (Semiconductor Industry Association)が発表した、半導体国際技術ロードマップである、ITRS (International Technology Roadmap for Semiconductors)<sup>[5-1]</sup>によると、MPUの物理ゲート長は、2005年に32 nm、2009年には20 nmに達すると予測されている。本論文で対象としている携帯電話端末用のパワーアンプモジュールに利用されるプロセスは、上記のようなMPUのプロセスと比べると数世代古い、俗に言う「枯れた」技術を用いることでプロセスコストの低減を図ってはいるものの、ゲート長・幅については減少傾向にあることは言うまでもない。

このような半導体素子の継続的な微小寸法化の流れに伴い、従来の素子熱設計ではあまり問題にされてこなかった課題がクローズアップされつつある。例えば、消費電力密度が上昇することや、SOI (Silicon on Insulator)ウェハの採用などにより、トランジスタ等の半導体素子を形成したウェハ内部の局所的な温度上昇の問題が無視できなくなること、あるいは、金属配線層において、マイグレーションによる断線が生じることなどである。

従来の半導体素子熱設計においては、半導体素子パッケージ（モジュール）から周辺環境までの熱抵抗をいかに小さくするか、即ち、パッケージ表面から周辺環境までの放熱経路における温度上昇量をどれだけ小さくするかが、重要であった。

このうち、例えば空冷フィンの形状適正化等については、市販の解析ツールでも十分可能になりつつある<sup>[5-2]</sup>。実験的にも、熱電対などの温度測定手段を有効に活用できる、比較的検証しやすいスケールの問題として取り扱われてきた。

近年問題となりつつある、上記のようなウェハ内部の局所的な温度上昇の問題を取り扱うためには、実際に発熱している領域、例えばバイポーラトランジスタであればコレクタ領域内のキャリア移動部、もしくはそれが不可能ならエミッタ・ベース接合部の温度を、あるいはMOSならゲート直下の発熱領域の温度を、それぞれ実測するか、もしくは高精度で予測することが必要とされる。

接合部温度やゲート直下に存在する発熱領域の温度の測定方法としては、TEG

レベルで、発熱するトランジスタ近傍に感熱ダイオードを配置し、ダイオードの抵抗成分の温度特性を利用した温度測定値から、逆問題的に発熱領域の温度を算出する方法と、トランジスタ自体が持つ寄生ダイオード成分の、抵抗成分の温度依存性を利用して、回路上一つのトランジスタとみなされる領域全体での平均的な温度を測定する方法が一般的である。

いずれの場合も、トランジスタ内部の温度分布までは評価できないという問題があり、最終的には数値解析とのつき合わせによる検証が必要とされる。

数値解析による素子内部温度分布予測の必要性は今後一層高まるものと予想されるが、その際に重要になるのが、素子内部の微細な構造のモデル化と、構成材料の熱物性値や、構成材料界面における界面の熱コンダクタンスの評価である。素子熱設計における内部の微細な構造のモデル化については、計算機能力の限界や、解析に要する時間的な制約を考えると、全ての微細な構造を、独立した物体として扱い、その物性値や界面の熱コンダクタンスを別々にモデル化するのは困難である場合が多い。

このため、製品開発の視点からは、素子内部温度分布に与える影響の大きさが解析の不確かさの範囲以下になってしまうような内部構造については、無視することもできるが、あるいは、他の構成材料を合わせて、あたかも一つの材料・物質であるかのように扱い、界面の熱抵抗も含む等価な物性値を持たせてモデル化することが望ましい。図 5.1 は、界面を含む 3 層構造について、等価熱伝導率を求める場合の手法を簡単に整理したものであるが、Material 2 と、その界面において生じる温度差が、全体の温度差  $\Delta T$  と比較して十分小さい場合は、等価な合成した熱伝導率を用いる場合が多い。このような例としては、熱がほぼ一次元的に流れる放熱経路において、薄い金属膜がある場合などが考えられる。

また、一見矛盾するようであるが、非常に薄い絶縁膜についても、同様のモデル化をする場合がある。絶縁膜は熱伝導率が非常に小さいため、放熱経路に絶縁膜があると、その前後で大きな温度差が生じる。しかしながら、その厚さが数 nm ~ 数 10 nm 程度の場合、絶縁膜が与える影響が、他の材料の寸法ばらつきや物性値の有効数字等から考えると無視できるくらい小さい場合が存在するためである。

逆に、非常に薄い膜であっても、その膜の存在によって、素子内部温度分布に強い影響を与える可能性がある場合には、独立した構成材料としてモデル化する必要がある。

次に、物性値の測定手法であるが、第 3 章において検証してきた、薄い固体試料の厚さ方向の熱拡散率と、薄い固体試料間の接触界面における接触熱コンダク

タンスを用いることにより、厚さ数 $\mu\text{m}$ ～数 $100\ \mu\text{m}$ の比較的薄い材料における、厚さ方向の熱拡散率や接触熱コンダクタンスを測定することができるようになったが、素子内部の個々の構成材料における熱物性値を評価することはまだ困難が伴っている。

その理由として、

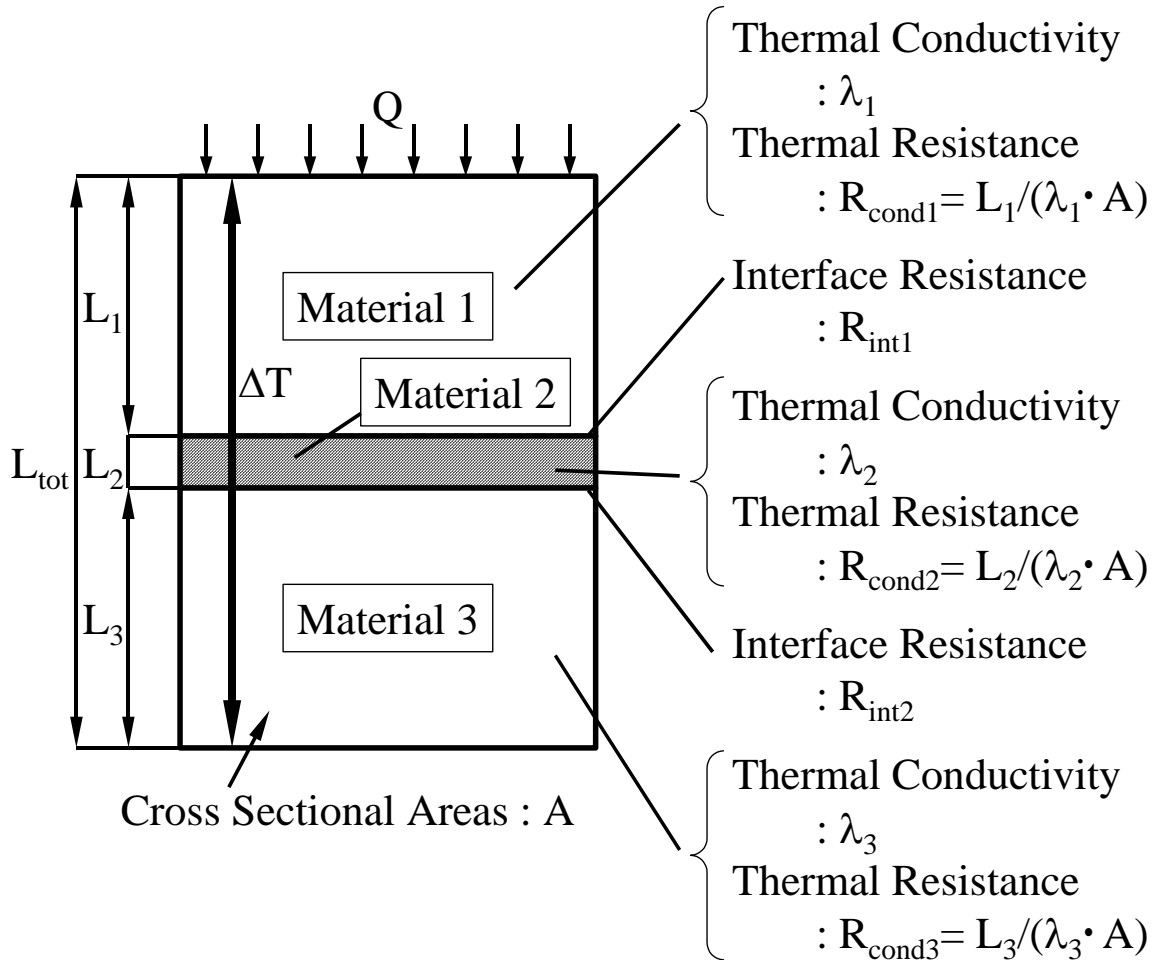
- (1) 素子内部の構成材料の熱物性値は成膜プロセスの影響を強く受けると予想されるため、素子と全く同じプロセスを経由した試料を用いた物性値を評価しなければ測定する意味がない場合があること。
- (2) 構成材料の厚さが数 $10\ \text{nm}$ のような場合、レーザを用いた加熱光やプローブ光が試料を透過してしまい、熱が試料の表裏面間を通過する際に必要とする時間を加熱光と裏面温度間の位相差として測定することができないこと。透過しないまでも、熱浸透深さより試料が薄い場合は測定が困難であること。

などが考えられる。

物性値のプロセス依存性の問題を考えると、第3章で検討したような光学的な手法を用いて半導体素子内部の構成材料の物性値や界面の熱コンダクタンスを評価するのは、素子熱設計の観点からは必ずしも有効ではない場合があることがわかった。例えば、特定の薄膜構造体に関し、全く同一のプロセス条件で物性値測定用の試料を作成したとしても、実際の素子内部構造については、その成膜プロセスで別の膜を載せる工程や、あるいはエッチングする工程の影響が必ず入るため、特定の薄膜のみを抽出して作成した物性計測用の試料と、内部にある薄膜の物性が同一であると保証する手段がないためである。

つまり、極めて薄い膜の物性値を非常に精密に測定する方法があったとしても、測定される試料と、物性値を知りたい試料の間関係を定量的に示すことができない限り、測定された物性値は、製品設計上は参考資料以上の価値を持たないのである。但し、周期加熱による温度変動と、それに対する試料の温度変動から物性値を求めるといふ、基本的な考え方は有効である。

上記のような問題点を解決するための手段として、半導体素子内部で実際に使用される薄膜構造体そのものを、周期加熱の熱源および温度変動測定のセンサとして使用し、周期加熱の手法を用いて物性値を評価する技術について、以下、nmオーダーの物性値を評価するための一手法として提案したい。



Total Thermal Resistance

$$\begin{aligned} \Delta T / Q &= R_{tot} = R_{cond1} + R_{int1} + R_{cond2} + R_{int2} + R_{cond3} \\ &= L_{tot} / (\lambda_{eff} \cdot A) \end{aligned}$$

Effective Thermal Conductivity

$$\lambda_{eff} = L_{tot} / (R_{tot} \cdot A)$$

図 5.1 一次元熱流路における熱抵抗と見かけの熱伝導率の関係

### 5.2.2 薄膜熱物性評価 TEG の構成と測定方法

現在開発中の半導体素子内部の薄膜熱物性測定技術においては、上記のように、素子内部で実際に使用される薄膜構造体自体を、周期加熱の熱源および温度変動測定のセンサとして使用して、交流カロリメトリの手法を用いて薄膜熱物性値を測定することを検討している。本測定手法においては、熱源となる薄膜抵抗体を電氣的に周期加熱し、試料裏面の温度変動を、裏面側に成膜した別の薄膜抵抗体の、抵抗値の変動として測定する。双方の位相差を測定することで、原理的には、界面の情報を含んだ熱拡散率を算出できる。

図 5.2 は、本技術を用いて薄膜熱物性を評価するための薄膜熱物性評価 TEG の構成を示したものである。図 5.2.1 は TEG の断面構成を、図 5.2.2 はバイポーラトランジスタの断面構成の一例をそれぞれ示したものであるが、素子内部にある特定の薄膜の、厚さ方向の熱物性、特に熱拡散率を測定するために、トランジスタを試作・量産するものと同ーウェハ上に、追加工程を施さずに TEG を試作することが重要である。

その主な理由は、熱物性を評価するための構造を作り込むことにより、工程が追加されると、測定対象の薄膜に予期しない不純物が混入する可能性が出てくることによる。また、製品レベルで、in-situ で物性を評価し、歩留まりの向上にフィードバックすることを考えると、工程を増やすことによる製造コストの増大も忌避されるべきであり、この観点からも測定対象、熱源、センサの全てが、製品製造工程上で利用できる薄膜・配線のみで構成されることが要求される。

図 5.3 に、試作した TEG の顕微鏡写真とその概略説明図を示す。測定対象としては、素子内部にある各種薄膜を選択し、測定対象より前の工程で成膜される導電性の膜（poly-Si 等）を温度センサ、測定対象より後の工程で成膜される導電性の膜（金属配線等）を熱源として用いた。絶縁膜の物性測定の場合、上下を熱源と温度センサで挟み込む構造とすれば、熱源と測定対象、測定対象と温度センサの間の、界面の熱抵抗を含む物性値として、絶縁膜の物性値を評価することができる。量産品の物性測定の段階では絶縁膜の厚さをパラメトリックに変化させることはできないが、試作段階であれば、この厚さを変化させた TEG を作成することにより、界面の熱抵抗の大きさと、薄膜自体の物性を切り分けることが可能である。

一方、導電性の薄膜の物性値を測定する場合には、温度センサ、絶縁膜、測定対象、絶縁膜、熱源の順に TEG を構成する必要があるが、この場合には、図 5.1



に示したような、等価の熱物性値しか測定できない。従って、導電性の測定対象をセンサまたは熱源として絶縁膜および界面の熱抵抗を別途測定しておき、その材料との組み合わせにより、導電膜の物性測定用 TEG を構成することが重要である。

なお、図 5.3 に示した TEG 構成においては、現段階ではセンサ側からの信号が取得できない状況にある。この理由として、TEG を構成するために、デバイス本来のレイアウトルールに違反するか、あるいは違反はしないものの、想定されていない位置関係でセンサ膜や測定対象、熱源のレイアウト設計をしたため、信号配線とセンサを電氣的に接続する構造の一部に剥離等が起こり、断線してしまっていることや、センサとして用いる薄膜の電気抵抗が非常に大きく、デバイのスケールでは問題なくても、TEG レベルにすると信号が検知できないことが考えられる。あるいは、プロセス開発中のウェハに TEG を作り込んだため、開発プロセスの一部に不良があってウェハ全体で導通が取れていないことなども可能性としては存在する。

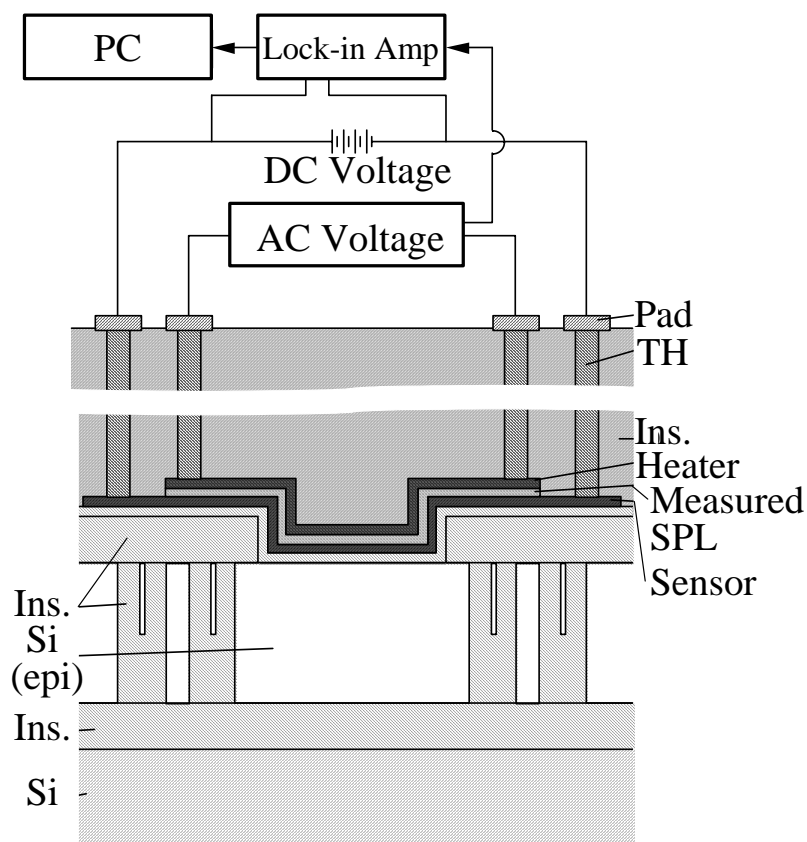


図 5.2.1 熱物性評価 TEG

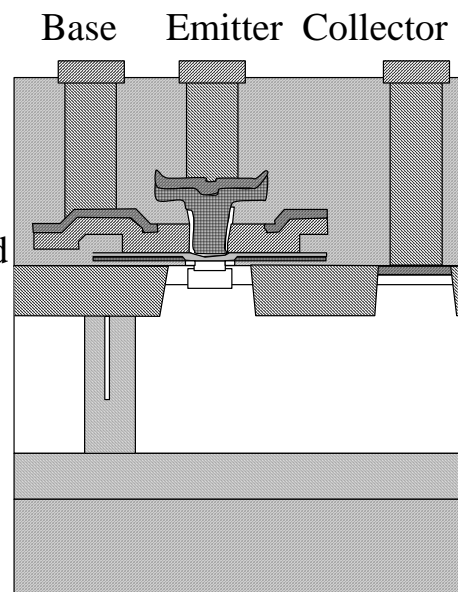


図 5.2.2 SOI 基板上的の  
トランジスタ

図 5.2 SOI 基板上的の熱物性評価 TEG とトランジスタの比較

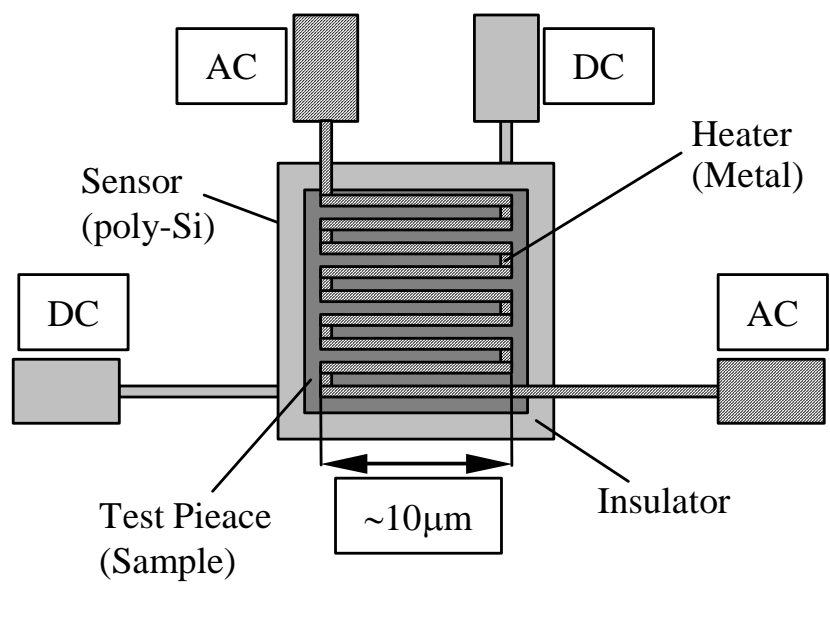
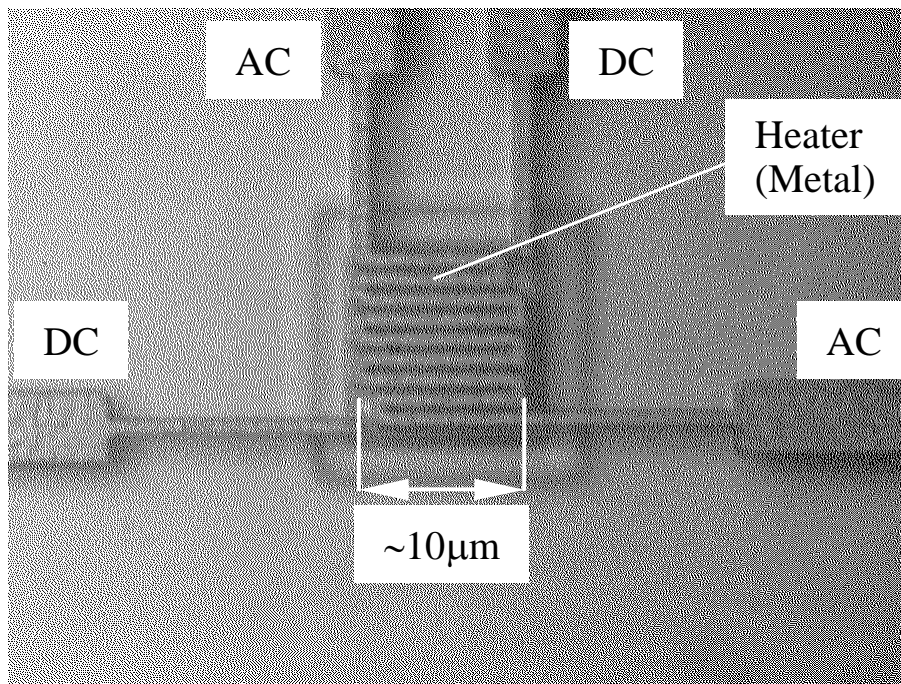


図 5.3 SOI 基板上に形成した熱物性評価 TEG の顕微鏡写真

### 5.2.3 薄膜熱物性評価 TEG 開発上の課題と提言

半導体素子内部で用いられる、厚さ数 nm ~ 数 10 nm の薄膜の熱物性を直接測定する方法として、熱物性測定用の TEG を開発している。現段階では、成膜上の課題等があるため実際の物性測定には至っていないが、薄膜熱物性にプロセス依存性があることを考えると、産業的には上記のような手法で物性値のデータベースをデバイス毎に蓄積することが極めて重要である。まずはセンサ・測定対象（絶縁膜）・熱源の基本構造のみを用いた要素試作等の実施により、問題点を解明し、測定技術として確立することが急務である。

なお、最初から量産試作品のマスクに熱物性評価用の TEG を盛り込むという点には技術的にチャレンジングな点が多い。試作回数が限られることや、熱物性評価用のスペースを割くことが予算的にも難しいという課題がある。そこで、代替案として、MEMS のファウンドリ企業が一般に公開している標準プロセスを用いて、MEMS の構成材料だけを用いた熱物性評価 TEG を構成し、熱物性をまず評価してみることを提案しておきたい。

この場合の物性評価手法も、必ずしも厚さ方向の物性値を評価する必要はない。薄膜の面方向で構わないので、上記の標準工程を経由した膜だけを用いた TEG によって熱拡散率に代表される物性値をまず評価し、ファウンドリ企業が紹介している熱物性の標準的なデータ（ほとんどは論文等で公開された数値で、そのプロセスに特化したデータではない）と比較することにより、熱物性のプロセス依存性の問題点を定量的に評価、問題提起することで、物性評価の重要性の認識を喚起できると考える。

次に、半導体素子内部の熱物性のその場測定であるが、残念ながら本論文執筆時の段階では、定量的な信号を検出するには至らなかった。理由としてはやはり膜付けの不良が考えられる。それぞれの薄膜の成膜プロセスにおけるレイアウトルールから極力逸脱しないセンサの構成が必須であることがわかった。

本章で検討したような、先端プロセスを用いた TEG 試作という開発手法は開発の難易度が非常に高いため、TEG の実現性の検証としては、マスク枚数の少ない標準プロセスで適用可能な TEG を試作し、当該プロセスで使用される材料だけを用いて、評価されるべき素子と全く同一のプロセスを経たサンプルを試作する方向で開発を進めるという手法も存在する。この場合、通電用の電極と温度計測用の電極を厚さ方向に評価される薄膜を挟む形で形成することができない場合もあるため、まずは面方向の物性値を 3 $\omega$ 法<sup>[5-3]</sup>などの手法で評価することを検討したい。

図 5.4 は、ある標準の MEMS プロセス（ポリシリコン 3 層プロセス）を利用してポリシリコン層の面方向の熱物性を  $3\omega$  法<sup>[5-3]</sup>や交流カロリメトリ<sup>[3-1]</sup>を用いて測定するための TEG を試作した際のマスク図面の一部と SEM 写真を示したものである。これらもまだ物性計測結果を抽出するには至っていないが、今後、まずは標準プロセスで公表されている物性の指標と、実測の結果にどの程度のばらつきがあるのかという観点から評価を進め、MEMS デバイスの熱設計上のデータとして反映させていく計画である。熱物性評価 TEG で検討してきた敷居の高い技術を一旦ブレークダウンすることにより、将来課題ではあるが、より現実的な形で、設計技術に適用可能な物性評価技術に落とし込んでいくことを提案したい。

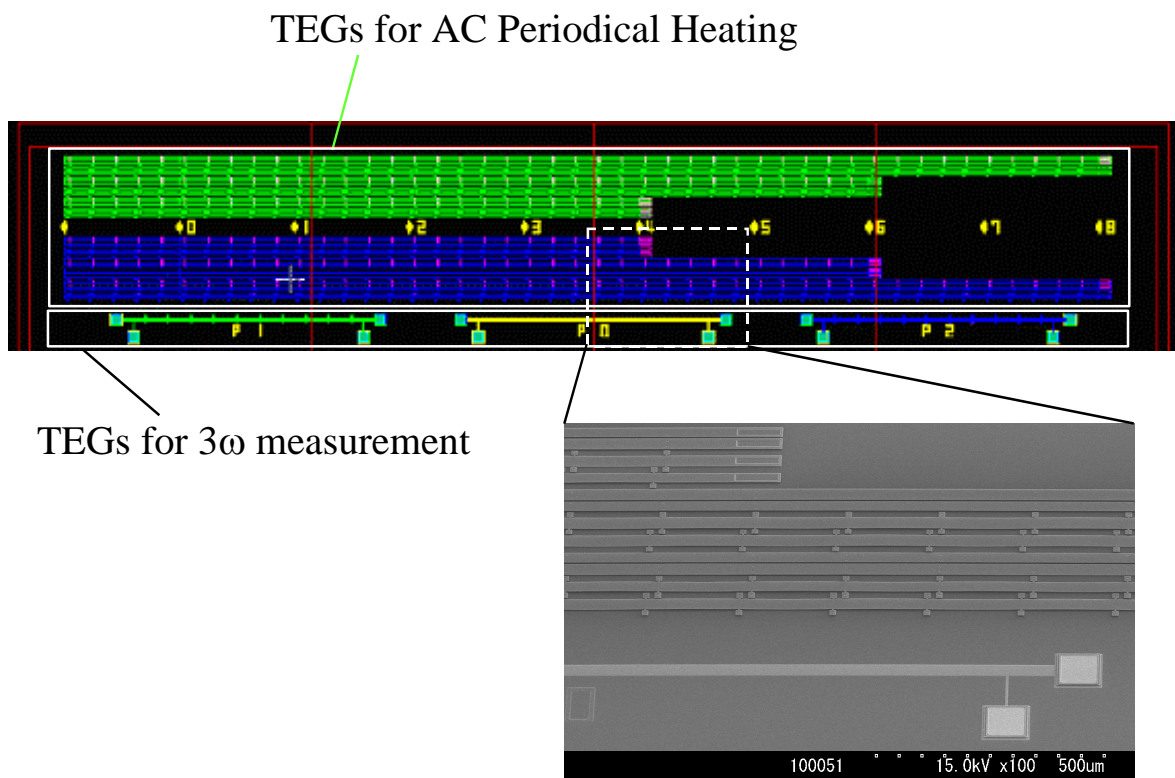


図 5.4 標準 MEMS プロセスを用いたポリシリコン熱物性評価用 TEG のマスク図面と SEM 写真

## 第 6 章 結論

本論文では、移動体通信システム、特に携帯電話端末に搭載されるパワー半導体モジュールの熱設計技術を体系的に確立することを目標に、熱設計の基礎となる広義の熱物性計測技術、および、界面の熱コンダクタンス改善手法、さらに、これらに拠って立つ、有限要素法を用いた数値実験的な熱抵抗予測手法について検証してきた。

移動体通信システムに搭載されるパワー半導体モジュールの熱設計には、従来のようにアッセンブリ段階で初めて熱対策を施す状況では、試作回数が増え、開発遅延の原因になる場合や、設計の自由度が少ない状況となるために高度でかつ高価な技術を採用しなければならず、コスト増加につながる場合が増えてしまうという課題がある。このため、試作前段階から、デバイス内部から筐体までを視野に入れた熱設計技術を確立することが、汎用の設計技術として強く望まれている。本論文は、このニーズに対応する手法の確立を目的としたものである。

本論文では、この一連のデザインフローの中で、特に実験的な検証が予め必要とされ、それが熱設計の精度を左右する熱物性計測および接触熱コンダクタンスの問題を最初に検討し、次に、試作前評価に不可欠な数値解析を用いた熱設計の手法について、GaAs HBT 搭載パワー半導体モジュールを主な検討対象として、モジュールに搭載される HBT トランジスタ内部の薄膜や電極間の放熱経路としての効果を明確にし、トランジスタのレイアウトからモジュールの実装構造までを一括して解析する手法について検討を進めた。

その特徴としては、以下のような設計の手順が挙げられる。

最初に、トランジスタ単体、もしくは半導体素子上のトランジスタ群レベルでのモデル化を行い、トランジスタを構成する薄膜構造体のそれぞれが放熱経路としてどのような効果を持っているか、あるいは、熱物性上の問題から、どの薄膜構造体はモジュールレベルのモデル作成時に省略可能か、もしくは省略できないのか、さらに、複数のトランジスタ間の、相互の放熱経路としての影響の大小を評価する。この段階では、デバイスの特性を重視したトランジスタの設計をしているため、そのトランジスタ単体の熱抵抗の大小を元に、薄膜の厚さや、電極間距離の変更等の、構造修正を行うことはほとんどないが、知見として、それぞれの薄膜構造体の重要性やトランジスタ間隔の影響が整理できる。

次に、トランジスタが形成される半導体素子から、素子を搭載する配線基板までの評価を行う。まず定常解析により、最大定格で動作した場合の熱抵抗が設計仕様としての許容範囲以内に収まるかを評価する。条件を満たさない場合は、トランジスタの配置や、構成材料の厚さなどの設計変更可能な寸法因子、あるいは配線基板側の放熱経路の見直しを実施する。さらに、過渡温度応答により、実動作時の温度上昇を評価して、この温度上昇も設計仕様を満たすまで、構造の修正を実施する。

以上が汎用的なパワー半導体モジュールの熱設計の手法であり、本論文で対象とした移動体通信用パワー半導体モジュールのみならず、汎用的な設計手法として各種の半導体素子の熱設計に適用することが可能である。

本論文では、これに加えて、本来はパワー半導体モジュールのユーザが設計を行う、モジュールを搭載するプリント基板、および、プリント基板を実装する筐体全体の、熱設計のデザインフローを明らかにした。その詳細については、本論文では定量的な評価の結果を示さなかったが、プリント基板までの評価の事例については定性的な結果を提示し、トランジスタからプリント基板まで、基本的には、全ての発熱領域の詳細構造をモデルに残した、一括設計が可能であることを示した。

上記の熱設計の特徴は、微細なデバイス構造、もしくはトランジスタ構造から、トランジスタ群、トランジスタが形成された半導体素子と素子を形成した配線基板、配線基板までのパワー半導体モジュールとそれを搭載したプリント基板、さらにはプリント基板を搭載した筐体全体と、ミクロからマクロを構成していく、ボトムアップの設計手法を採用していることにある。また、マクロスケールの熱設計において、極力ミクロの構造を残して、ミクロの構造がマクロの特性に与える影響の大小と、マクロスケールの熱的特性をミクロの構造側から修正できる余地を残していることも大きな特徴であると言える。この結果、特に試作前段階の評価から着手するということもあり、マクロスケールの熱的特性を改善するための対策をデバイス、もしくは半導体素子のデザインに直接フィードバックすることが可能となり、設計の自由度の大幅な改善が実現できた。

上記のような熱設計の精度を向上させるために、また、筐体全体の熱設計における不確定要素として残るために、事前の評価が必要とされる課題に、使用される薄膜構造体やマクロな構造体の熱物性と、筐体内の放熱経路における接触界面の熱コンダクタンスの改善という問題がある。このような熱設計の精度向上に必須とされる、熱物性計測および接触熱コンダクタンス改善手法としては、以下の

ような結論と構想を得た。

- (1) 接触界面に柔軟な金属箔を挿入することや、界面を構成する柔らかい方の材料にさらに柔らかい金属を成膜することにより、接触界面の熱コンダクタンスを約2倍に向上することができる。このような手法は、開発対象としている携帯電話端末に搭載するパワー半導体モジュールの熱設計については、搭載基板と機器筐体間の接触問題の解決に寄与できる。
- (2) 薄い材料の熱拡散率や材料と材料の間の接触熱コンダクタンスについて、光学的な手法を用いることにより、非接触・非破壊で計測できる技術を開発した。SiとAl 6061合金について熱拡散率を評価した結果、文献で報告されている他の測定結果と比較して $\pm 2\%$ の範囲で一致することを明らかにし、熱拡散率計測技術として十分な精度を有することを明らかにした。
- (3) 界面の熱抵抗（熱コンダクタンス）については、光学的手法により接触熱コンダクタンスを信号として検出することに初めて成功した。また、試料界面における局所的な圧力を均一化するための試験方法を考案した。
- (4) 上記(2)で開発した熱拡散率計測技術を用いて測定した物性値を利用したパワー半導体モジュールの検証モデルについて、有限要素法を用いた数値解析の結果と実験結果が1%以内の範囲で一致することを確認し、開発した計測技術の妥当性確認した。
- (5) 上記光学的な計測手法は、単に熱拡散率や接触熱コンダクタンスを測定するだけでなく、製造プロセスにおいて、前工程での薄膜間の密着性が劣化した場合の検出や、後工程での接合部材の剥離やボイドの検出等のような、不具合の非接触その場測定技術としても適用が可能であることを提言した。

次に、上記のような物性評価技術とそれに基づくデータベースに立脚していることを前提に、本章で最初に述べた特徴を有する数値解析を援用したパワー半導体モジュールの熱設計に関し、有限要素法と超並列計算機の利用により、パワー半導体モジュール内部から配線基板までの、モジュール全体までの熱設計を数値実験的に一括してモデル化できることを明らかにした。

このような一括設計は、従来は計算機能力の不足から実現困難なものであったが、昨今の計算機事情の改善により、設計技術として実行可能な水準となった。本論文で行ったモデル化の要点と課題として、以下の点を提言として整理したい。

- (1) 半導体モジュールのデバイスレベルからモジュールレベルまで、あるいはプリント基板レベルまでの一括解析を行う場合、直交六面体メッシュを利用することが望ましい。これは、半導体モジュールの特徴として、



半導体素子および搭載基板が，基本的に薄い薄膜を層状に積層した構造を有していること，  
筋状の細長い長方形の発熱領域や配線層などの構造体が，あるルールに従って同一層内に分散配置されていること，  
設計データが層ごとのレイアウトデータとして整理されており，断面形状は SEM 写真やプロセス条件から別データとして保有されていること  
などが主な理由である．

- (2) 将来的には演算速度や主記憶領域の容量，並列計算機のノード数の大幅な拡張が実現すれば，ボクセル解析手法を適用した等間隔メッシュによるモデルの自動作成が可能になると予想されるが，現状の計算機能力の限界を考えると，メッシュに粗密を持たせて，複雑なデバイス構造の内部から基板，もしくはプリント基板，あるいは筐体までの一括解析を行うべきである．提案したモデル化手法を用いることにより，数 100 ～ 数 1000 万節点の規模で，モジュールレベル，あるいはプリント基板レベルでの解析が可能であることを明らかにした．これは，一つには，対象とする構成部材のスケールオーダーが 10 nm のものから 10 mm のものまで  $10^6$  の開きがあり，ボクセルのサイズを 10 nm とすると  $10^{17}$  節点規模，現物融合解析の分解能である 1  $\mu\text{m}$  規模のボクセルであっても  $10^{11}$  節点規模の解析が必要であり，現状の計算機能力では，パワー半導体モジュールの設計手法として現実的ではないためである．
- (3) ウェハレベル，基板レベル，プリント基板レベルで，それぞれのデータが分散管理されているという問題点がある．将来の効率的な実装設計の前提として，それぞれの設計者間で，共通のフォーマットで設計データが保有されること，および，二次元のマスキレイアウトデータに含まれない，プロセスに依存した断面形状の再現や，セラミック系基板の焼結による収縮の影響を考慮した断面形状データが含まれることが重要である．
- (4) 使用したモデル，および，解析のフローとしては以下の手法を提言したい．  
パワー半導体モジュール内部における，一つ一つのトランジスタの形状や配置をパラメトリックに検証することで，低熱抵抗化と温度分布の低減を実現すること．  
単一トランジスタに関する大規模詳細評価を一旦施すことにより，素子内部の熱の流れについて，寄与率の高いものと高くないものを見極め，有意な寄与のあるものだけを一括検討モデルに組み込むこと．  
上記のような特徴を有する有限要素法モデルを用いた解析により，以下のよう

な事実を明らかにした。

- (1) 上記モデル化手法を元に製品全体の発熱時温度分布を検証し，単に定常状態で発熱しているときの熱抵抗を評価するのではなく，実際に動作しているモードでの温度分布を求めることによって設計仕様を構築することが重要であることを明らかにした。
- (2) 周期発熱動作を行うパワーアンプモジュールの過渡的な温度応答は，投入されるエネルギーの実効値より高くなる．これは，特に半導体素子内部の熱容量が相対的に小さいことに起因する。
- (3) 熱容量の大きさにもよるが，対象とした GaAs HBT 素子搭載パワーアンプモジュールの場合，周期発熱を開始して 10 周期目程度まででモジュール内部の温度変動はほぼ同じ値に収束する．この際，定常発熱の条件で熱抵抗に大きな差が生じていた構造が，周期発熱時はほぼ同等になってしまう場合があることがわかった。
- (4) 半導体素子内部の発熱領域のレイアウトを任意に調整することにより，同じ発熱損失であっても，モジュール熱抵抗やトランジスタ間の温度差を大幅に低減できる見通しを得た。

これらの知見については，上記のように，デバイス開発上，フィードバックをかけることができるという点が重要である．従来の半導体素子搭載モジュールの熱設計は，既に固まったデバイス構造・レイアウトに対して，設計としては最終段階で熱抵抗を低減する手法を構築するものであったが，本論文により検証したモデル化技術を適用することにより，試作前段階から，設計の上流で素子内部からの熱設計が可能となった。

また，プロセスに膜質が依存すると予想される半導体素子内部の薄膜熱物性について，測定対象の膜と全く同一のプロセスを経て製造される薄膜熱物性測定 TEG の構想を提案した。

今後の課題としては，数値解析ベースの設計の課題，および，最初に検証した熱物性計測技術の高精度化，実用化と，そこで蓄積されたデータベースに基づく熱設計技術の高精度化がある。

現在，数値解析ベースの熱設計の不確かさは，使用している材料物性の有効数字や解析時の丸め誤差，実装プロセスにおける寸法誤差などを考えると  $\pm 10\%$  程度に過ぎないが，この精度を 1 桁改善するための基盤技術として，熱物性計測技術の高度化を図る所存である。

なお，本論文で開発した数値解析を援用した試作前段階からのパワー半導体モ

ジュールの熱設計技術は市場製品の開発に使用されており、(株)日立製作所のグループ会社である(株)ルネサステクノロジから量産出荷されている。Si系のMOSチップを用いたパワーアンプモジュールは、主にGSM系のパワーアンプとして、月産で数100万モジュールの量産を継続している。また、本論文第4章でも設計手法の詳細を論じたGaAs HBT搭載モジュールは、さらなる部品点数削減検討を施した後、2005年度上半期から出荷を開始し、初期生産量として、月産数10万モジュールの出荷を達成した。製品単価は安価であるが量産規模が大きく、一度製品を失注してしまうと月額10億円単位の損失が発生するビジネスであるため、試作前段階からの熱設計の実施による開発期間の短縮は必須技術となっており、本論文で提言を行った熱設計手法は重要な量産設計技術として生産の現場で活用されている。

## 謝辞

本研究は株式会社日立製作所機械研究所で行われたものであり，その一部は日立製作所とカリフォルニア大学との共同研究による成果です．電力用パワーモジュールにおける接触問題を契機に，熱物性や接触熱コンダクタンスの非接触測定技術の開発という，企業では着手困難な技術の開発に従事できたことは大変光栄に感じております．特に，パークレー校への移転に伴う大変ご多忙な時期にもかかわらず，常に熱心なご指導とご支援を下さいました機械工学科の Arun Majumdar 教授と，当時学生であった Guanfa Wu 博士に謹んで感謝申し上げます．

また，熱物性計測技術の開発と並行して携帯電話用のパワー半導体モジュールの製品開発に携わることにより，安価な製品の中にトランジスタ一つの構造から製品全体までを俯瞰した設計技術が必須であると理解いたしました．日進月歩で進化するモジュールの設計を続ける中で，学位論文にまとめる機会を得ることができましたことを幸甚に思っております．このテーマを与えて下さった当時の設計部長で株式会社ルネサステクノロジ・システムソリューション統括本部システムソリューション第二事業部の小林邦雄事業部長に謹んで感謝申し上げます．

本研究をまとめるに当たり，伝熱学会，熱物性学会ではいつも適切なアドバイスを賜り，この度の学位取得に際してもご指導と激励を賜りました総合デザイン工学専攻の長坂雄次教授に深く感謝いたします．学位論文作成に際しては，総合デザイン工学専攻の菱田公一教授，黒田忠広教授，開放環境科学専攻の野口裕久教授の皆様にご指導，ご鞭撻を賜りました．謹んで御礼申し上げます．

機械研究所第一部，MEMS プロジェクトの皆様には大変お世話になりました．特に西原淳夫主任研究員と平澤茂樹神戸大学教授には数値解析ツールのご提供を始め常に業務上のご支援を賜りました．また中里主任研究員や株式会社ルネサステクノロジの草野忠四郎博士，梅本康成博士，株式会社日立製作所の各研究所の皆様とは有益な議論を行うことができました．心より感謝申し上げます．

慶應義塾大学の長坂研究室学生の皆様とは伝熱学会や研究室の輪講で活発に情報交換をさせていただき，大変お世話になりました．心より感謝申し上げます．

最後に，研究開発生活を常に精神面と健康面で支えてくれた家族に感謝します．

2005年 12月

大曾根 靖夫

## 参考文献

### 1 章

- [1-1] 総務省編, 平成 17 年度版情報通信白書, (2005), pp 162, ぎょうせい
- [1-2] Chary, Ram, Pat Correia, Ravi Nagaraj, and James Song, *Technology @Intel magazine*, September (2004), pp 1
- [1-3] BBC News, Dec 9, 2004, <http://news.bbc.co.uk/2/hi/health/4078895.stm>, (2004)
- [1-4] JEDEC, JEDEC Standard JESD51, (1995-2005)

### 2 章

- [2-1] Madhusudana, C. V., and Fletcher, L. S., *AIAA J.* **24**(3) (1986), pp. 510-523
- [2-2] Snaith, B., Probert, S. D., and O'Callaghan, P. W., *Appl. Energy* **22** (1986), pp. 31-84
- [2-3] Fletcher, L. S., *Trans. ASME, J. Heat Transfer* **110**(4B) (1988), pp. 1059-1070
- [2-4] Yovanovich, M. M., *Int. J. Heat Transfer* **12** (1969), pp. 1517-1520
- [2-5] Fenech, H., and Rohsenow, W. M., *Trans ASME, J. Heat Transfer* **85**(1) (1963), pp. 15-24
- [2-6] Tsukizoe, T., and Hisakado, T., *Heat Transfer – Jpn. Res.* **1**(1) (1972), pp. 104-112
- [2-7] Cooper, M. G., Mikic, B. B., and Yovanovich, M. M., *Int. J. Heat Mass Transfer* **12** (1969), pp. 279-300
- [2-8] Mikic, B. B., *Int. J. Heat and Mass Transfer*, **17** (1974), pp. 205-214
- [2-9] Yovanovich, M. M., DeVaal, J., and Hegazy, A. A., *AIAA Paper*, (1983), No.83-0888
- [2-10] Nishino, K., Yamashita, S., and Torii, K., *Experimental Thermal and Fluid Science*, **10** (1995), pp. 258-271
- [2-11] Fletcher, L. S., and Blanchard, D. G., *AIAA Paper*, (1991), No.91-1395
- [2-12] 日本機械学会編, 伝熱工学資料集改訂第 3 版 (1975), 丸善

### 3 章

- [3-1] 加藤良三, ほか 2 名, *17th Jpn. Symp. Thermophys. Prop.*, **17** (1996)
- [3-2] Taketoshi, N., Baba, T., and Ono, A., *Proc. 14th ECTP*, **14** (1997), pp. 59-66

- [3-3] 荒木信幸,ほか3名, *17th Jpn. Symp. Thermophys. Prop.*, **17** (1996)
- [3-4] Rosey, R. D., and W. Lynch, D. W., *Phys. Rev. B.*, **5** (1972), pp. 3883-3893
- [3-5] Ju, Y. S., Goodson, and K. E., *ASME J. Heat Transfer*, **120** (1998), pp. 306-313
- [3-6] Scouler, W. J., *Phys. Rev. Lett.*, **18** (1967), pp. 445-448
- [3-7] 日本機械学会編, 伝熱工学資料集改訂第4版, (1986), pp. 314-322, 丸善
- [3-8] Incropera, F. P., and DeWitt, D. P., *Fundamentals of Heat and Mass Transfer, 3rd edn.*, (1990), John Wiley, New York
- [3-9] Lee, S. M., and Cahill, D. G., *J. Appl. Phys.*, **81** (1997), pp. 2590-2595
- [3-10] Boyer, T. L. and Gall, T. L., *Metals Handbook, Am. Soc. Metals, 9th edn.*, **2** (1985), pp. 115-116
- [3-11] Cooper, M. G., Mikic, B. B., and Yovanovich, M. M., *Int. J. Heat Mass Transfer* **12** (1969), pp. 279-300
- [3-12] Mikic, B. B., *Int. J. Heat and Mass Transfer*, **17** (1974), pp. 205-214
- [3-13] Yovanovich, M. M., DeVaal, J., and Hegazy, A. A., *AIAA Paper*, (1983), No.83-0888
- [3-14] Nishino, K., Yamashita, S., and Torii, K., *Experimental Thermal and Fluid Science*, **10** (1995), pp. 258-271
- [3-15] 日本機械学会編, 伝熱工学資料集改訂第4版, (1986), pp. 314-322, 丸善
- [3-16] JEDEC, JEDEC Standard JESD51, (1995-2005)

#### 4 章

- [4-1] Liu, W., and Bayraktaroglu, B., *Solid-State Electronics*, **36-2**, (1993), pp. 125-132
- [4-2] Liu, W., *Solid-State Electronics*, **36-6**, (1993), pp. 885-890
- [4-3] Liu, W., *Solid-State Electronics*, **36-12**, (1993), pp. 1787-1789
- [4-4] Gao, G. B., Wang, M. Z., Gui, X., and Morkoc, H., *IEEE TRANS. ELECTRON DEVICES*, **36-5**, (1989), pp. 854-862
- [4-5] Kim, C. W., Hayama, N., Takahashi, H., Miyoshi, Y., Goto, N., and Honjo, K., *IEICE TRANS. ELECTRON.*, **E79-C-5**, (1996-5), pp. 617-621
- [4-6] Loy, M., Buschbom, M., Peterson, M. and Nguyen, K., *Microwaves and RF*, **37-7**, (1998), pp. 55-65
- [4-7] Busani, M., Menozzi, R., Borgarino, M., and Fantini, F., *IEEE TRANS. COMPONENTS AND PACKAGING THECHNOL.*, **23-2**, (2000-6), pp. 352-359
- [4-8] Langari, A., and Hashemi, H., *Proc. IEEE 1999 ECTC*, (1999), pp. 316-320

- [4-9] 井関裕二, 小野直子, 2001年電子情報通信学会総合大会論文集, C-2-6, (2001), pp. 53
- [4-10] 日本機械工業会, 電機, Vol. 643, No. 2, (2002), pp. 53
- [4-11] 日立製作所ニュースリリース, <http://www.hitachi.co.jp/media/New/cnews/month/2005/06/0623.html>, (2005)
- [4-12] Coventor Inc. News Release, [http://www.coventor.com/news/press\\_release/070105.html](http://www.coventor.com/news/press_release/070105.html), (2005)
- [4-13] JEDEC, JEDEC Standard JESD51, (1995-2005)
- [4-14] Hollister, S. J., and Kikuchi, N., *Biotechnology and Bioengineering*, Vol. 43, No. 7, (1994), pp. 586-596
- [4-15] Terada, K., and Kikuchi, N., *Mat. Sci. Res. Int.*, Vol.2, No. 2, (1996), pp. 73-81
- [4-16] 鳥垣俊和, 日本船用機関学会誌, Vol. 33, No. 4, (1998), pp. 263-270
- [4-17] Mochizuki, K., Welty, R. J., and Asbeck, P. M., *Electronics Letters*, Vol. 3, No. 3, (2000), pp. 264-265
- [4-18] Mochizuki, K., Welty, R. J., Asbeck, P. M., Lutz, C. R., Welser, R. E., Whitney, S. J., and Pan, N., *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 47, No. 12, (2000), pp. 2277-2283
- [4-19] Mochizuki, K., Oka, T., and Ohbu, I., *Electronics Letters*, Vol. 37, No. 4, (2001), pp. 252-253
- [4-20] 日本機械学会編, 伝熱工学資料集改訂第4版, (1986), pp. 314-322, 丸善

## 5 章

- [5-1] ITRS, *ITRS 2004 Update Tables*, (2004)
- [5-2] Kondo, Y., *2002 Symposium on Thermal Design and Thermal Management Technology*, A-2 (2002)
- [5-3] Cahill, D. G., and R. O. Pohl, *Phys.Rev. B* **35**, (1987), pp. 4067-4073