高速スイッチング用 GaN デバイスの定常および過渡状態での熱シミュレーション

小野 哲*, Mauro CIAPPA**, 日浦 滋*, 高木 茂行*

Steady and Transient Thermal Simulation of GaN Devices for High-Speed Switching Applications

Satoshi ONO*, Mauro CIAPPA**, Shigeru HIURA*, and Shigeyuki TAKAGI*

* 株式会社東芝生産技術センター (〒235-0017 神奈川県横浜市磯子区新磯子町 33)

** Swiss Federal Institute of Technology, Zurich (Integrated Systems Laboratory, ETZ H78.1, Gloriastr.35 8092 Zurich, Switzerland)

* Corporate Manufacturing Engineering Center, Toshiba Corporation (33, Shin-Isogo-Cho, Isogo-Ku, Yokohama Kanagawa 235-0017)

** Swiss Federal Institute of Technology, Zurich (Integrated Systems Laboratory, ETZ H78.1, Gloriastr.35 8092 Zurich, Switzerland)

概要 GaN (ガリウム・ナイトライド) を使ったマイクロ波デバイスとパワーデバイスで、定常状態と過渡状態における熱シミュレーションを行った。有限要素法を用いて定常状態での温度分布と過渡状態での温度変化を求めた後、Foster 型の熱等価回路モデルを抽出した。熱等価回路モデルは、デバイスの層数よりも回路段数を多くすることにより、高周波領域における温度変化を表現できる。このモデルをマイクロ波デバイスとパワーデバイスに適用した結果、それぞれに適したスイッチング周波数での温度変化は 16.9°C と 1.7°C であった。温度差の原因は、熱源の消費電力密度が異なるためである。

Abstract

Thermal simulations of gallium nitride (GaN)-based microwave and power devices in steady and transient states are presented. The temperature distributions in steady states and temperature variations in transient states are simulated using the finite element method (FEM). Foster-type equivalent thermal circuits are extracted from the transient thermal responses using the FEM. When the number of RC parallel circuits is larger than the number of layers in the devices, the equivalent thermal circuits enable the simulation in the time domain at switching frequencies on the order of MHz. Thermal simulation using those circuits for a switching operation shows that the temperature variations of the GaN-based microwave and power devices are 16.9°C and 1.7°C, respectively. This is due to the differences in the dissipated power density of the total area of the heat sources.

Key Words: High-Speed and High-Frequency Device, GaN, Equivalent Thermal Circuit, Transient State, High-Speed Switching

1. はじめに

GaN (ガリウム・ナイトライド) は、高いカットオフ周波数と高耐圧であることから、高効率な高速スイッチングデバイスとして多くの分野での活用が期待されている¹⁾。しかしながら、GaN デバイスを高速スイッチに用いる場合、自己発熱による影響を強く受けるため、電気と熱の挙動を考慮する必要がある。

スイッチング回路では、ターンオンとターンオフ時に、ドレイン・ソース間電圧 V_{DS} とドレイン電流 I_{DS} がオーバーラップし、スイッチング損失が発生する。スイッチング周波数が高くなると、1 秒当たりのターンオンとターンオフの回数は増加する。したがってスイッチング損失が増大し、デバイス内の温度は高くなる²⁾。こうしたスイッチング動作中の温度変化により、デバイスの電気特性は変化する。スイッチング周波数が数百 MHz を越えると、デバイス内の温度は定常状態ではなくなり、連続的に変化する。

このため、GaN デバイスの高速動作解析では熱シミュレーション³⁾と回路シミュレーション⁴⁾を連成し、相互の

影響を考慮して回路解析をする必要がある⁵⁾。これまで、半導体素子の熱シミュレーションには有限要素法が使われてきたが^{6),7)}、有限要素法は計算が複雑で時間が長くなるため、温度と回路パラメータを連成する解析では実用的でなかった。特にデバイスの電気特性が高速に変化する時には短時間で熱源の損失電力が変化するため、多数回の有限要素法と電気回路の連成が必要となってしまう。

そこで、有限要素法から高精度な熱等価回路モデルを抽出し、電気回路と連成する実用的なシミュレーションの実現を目指している。熱等価回路モデルを用いて熱シミュレーション時間を短縮することで、数百 MHz を超える高速スイッチング回路シミュレーションとの連成計算を可能とする。本論文では、熱等価回路モデルによる熱シミュレーションについて報告する。GaN デバイスの熱シミュレーションについては、Menozzi らが報告しているが⁸⁾、デバイス構造まで考慮した熱等価回路モデルの報告は少なく、100 MHz を越える高速領域での検討はなされていない。

今回、GaN デバイスの内部構造までを考慮した熱等価回路モデルを構築し、有限要素法と熱等価回路モデルによる

温度変化のシミュレーション値を比較した結果、3%以下の誤差で一致することを確認した。また、GaNマイクロ波デバイスとパワーデバイスのスイッチング動作時のns(ナノ秒)領域での発熱を比較し、GaNマイクロ波デバイスの熱反応は、パワーデバイスよりも大きくなることを示した。2章ではGaNマイクロ波デバイスについて有限要素法と熱等価回路による熱シミュレーション結果を比較し、3章ではGaNパワーデバイスについて両者を比較した。4章ではマイクロ波デバイスとパワーデバイスのスイッチング動作の比較について述べる。

2. GaNマイクロ波デバイスの熱シミュレーション

2.1 有限要素法による熱シミュレーション

熱シミュレーションは、X帯(8 GHzから12 GHz帯) GaN HEMT(高電子移動度トランジスタ: Gallium Nitride High-Electron-Mobility Transistor)で行った⁹⁾。パッケージ内部およびGaN HEMTチップの構造と寸法は、文献^{9),10)}から推定した。Fig. 1に、GaN HEMTが実装されたパッケージとGaN HEMTチップの外観写真、およびGaN HEMTチップの断面図を示す。Fig. 1では2つのチップと入出力の整合回路がパッケージングされている。1チップは、72本のゲート電極と、36本のドレイン、ソース電極から構成されている。デバイス基板はSiC基板である。

熱シミュレーションモデルの作成および熱シミュレーションにはCOMSOL (COMSOL社 COMSOL Multiphysics)を用いた¹¹⁾。COMSOLは有限要素法により熱シミュレーションを行うツールである。文献⁹⁾では2チップ構成であるが、今回は1チップのみをモデル化した。Fig. 2に作成した3次元の熱シミュレーションモデルと断面図を示す。GaN層、SiC基板層、Au80-Sn20はんだ層、パッケージのCu層からなる構造とした。SiC基板、Cuパッケージの大きさは、それぞれ、2.9 mm×0.7 mmと10 mm×11 mmである。GaN層の表面には、ゲート電極に対応して72本の

熱源を設定しており、熱源サイズは $0.5\ \mu\text{m} \times 160\ \mu\text{m}$ である。動作時の1チップあたりの出力電力25 W、利得9 dB、ドレイン効率40%と仮定し、熱源の全消費電力は41 Wとした。熱シミュレーションでは、Cu層の底面は25°Cで一定とし、その他の面は断熱条件に設定した。計算で必要となる厚み、熱容量、密度、熱伝導率をTable 1に示す。物理パラメータは、COMSOLの材料データと山村らの報告を参考とした^{11),12)}。

Fig. 3に定常状態での温度分布を示す。素子の対称性を考慮して計算結果は1/4モデルで示されており、全72本のゲートの半分が見える。端部のゲートから中央のゲートに向かって、GaN層は高温となっており、最高温度は154°Cに達している。計算結果の妥当性を調べるため、計算したX帯GaN HEMTは東芝製TGI8596-50に相当すると考え¹³⁾、

Fig. 2 Thermal simulation model of GaN-based microwave device

Table 1. Parameters used in simulation model of GaN-based microwave device

Material	Thickness (μm)	Thermal conductivity ($\text{W/m}\cdot\text{K}$)	Density (kg/m^3)	Heat capacity ($\text{J/kg}\cdot\text{K}$)
GaN	3	130	6,100	441
SiC	150	200	3,200	1,200
Au80-Sn20	30	57	14,510	150
Cu package	1,400	391	8,700	385

(C) X-band GaN HEMT package

Fig. 1 GaN-based microwave device

定常状態での熱抵抗を求めてカタログ値と比較した。熱抵抗は印加電力に対する温度上昇の度合いを示すパラメータで、次式 (1) で定義される¹⁴⁾。

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{P} \quad (1)$$

式 (1) において R_{th} は熱抵抗、 ΔT は温度差、 P は印加電力を示す。電気回路のオームの法則に類似しており、 ΔT は電圧、 P は電流、 R_{th} は電気抵抗に対応させて考えることができる。GaN 層表面の熱源と Cu 層の底面との間の熱抵抗は有限要素法による計算で 3.1 K/W となった。データシートに記載されている 2 チップあたりの熱抵抗を 1 チップあたりに換算した値、3.2 K/W とほぼ同じであることから¹³⁾、シミュレーションが実チップの温度分布を再現していると推定される。

次に過渡状態での温度変化を求めるために、時間ゼロで熱源を印加し、各層の接触面での温度を計算した。

Fig. 4 に計算結果を示す。①は GaN 層表面の温度、②は GaN 層と SiC 基板層の接触面の温度、③は SiC 基板層と Au80-Sn20 はんだ層の接触面の温度、④ははんだ層と Cu 層の接触面の温度であり、Cu 層の底面は 25°C 一定としている。①では 0.01 ns オーダー、②では 10 ns オーダー、③と④では 10 μ s オーダーで温度上昇し始めている。さらに層

Fig. 3 Temperature distribution in steady state of GaN-based microwave device obtained by finite element method

Fig. 4 Transient thermal responses of GaN-based microwave device

間の温度差から、GaN 層では 1 μ s オーダー、SiC 基板層、AuSn 層では 1 ms オーダー、Cu 層では 10 ms オーダーでほぼ定常状態となることが分かる。したがって、100 MHz 以上のスイッチング周波数では、GaN デバイスの素子構造を考慮した熱シミュレーションが必要であることが分かる。

上記の有限要素法による熱シミュレーションでは、Table 1 に示したように GaN と SiC の熱伝導率を一定として計算を行っており、その妥当性は以下のように考える。今回の論文では高い周波数領域に着目しており、1 MHz 以上の周波数では 1 μ s 以下の時間領域の特性が重要となる。Fig. 4 から、この時間領域での最大温度上昇は GaN 層において 35°C 程度で、SiC 基板層においては 10°C 程度である。それぞれの温度上昇に対する熱伝導率の変化は、GaN 層では 15% 以下、SiC 層では 5% 以下と推定できる⁶⁾。したがって熱伝導率の変化による温度への影響は最大でも 15% 以下と見積もることができる。よって、今回の有限要素法による熱シミュレーションでは、熱伝導率を一定として計算を行った。熱伝導率を一定としても、定常状態においては熱抵抗がほぼ一致しており、Table 1 の熱伝導率が定常状態での値に近い定数と推定される。今後、温度依存性を考慮すると、高精度なモデルを構築できると期待できる。

2.2 熱等価回路による熱シミュレーション

熱等価回路モデルによる熱シミュレーションは、有限要素法に比較して計算への負荷が少なく、適切にモデル化することで解析時間を短縮することが可能である¹⁵⁾。

熱等価回路モデルには Foster 型と Cauer 型がある¹⁶⁾。Foster 型の熱等価回路を構成する回路素子の値は物理的な意味を持っておらず、解析対象の層構成には対応していない。これに対して、Cauer 型は構成回路素子が物理的な意味を持った熱等価回路である。ここでは、両方の熱等価回路モデルを構築し、有限要素法による計算結果との比較を行った。

最初に Foster 型の回路モデルについて説明する。2.1 項の有限要素法による熱シミュレーションの結果から、GaN 層表面の熱源と Cu 層の底面との間の過渡状態の熱インピー

ダンスを次式により求める¹⁵⁾。

$$Z_{th}(t) = \frac{\Delta T(t)}{P} \quad (2)$$

ここで、 t は時間、 $Z_{th}(t)$ は熱インピーダンス、 $\Delta T(t)$ は温度差、 P は印加電力を示す。Foster型の熱等価回路は並列RC回路の直列接続で構成され、熱インピーダンスは次式(3)で得られる¹⁶⁾。

$$Z_{th}(t) = \sum_{i=1}^N R_{th_i} [1 - \exp(-\frac{t}{\tau_i})] \quad (\because \tau_i = R_{th_i} \times C_{th_i}) \quad (3)$$

式(3)において R_{th_i} は熱抵抗、 τ_i は時定数、 C_{th_i} は熱キャパシタンスを示す。式(2)から求めた熱インピーダンスを、式(3)で近似することでFoster型熱等価回路の熱抵抗と熱キャパシタンスを抽出できる。Fig. 5は $N=7$ で近似したFoster型熱等価回路である。Fig. 6は、有限要素法で求めた熱インピーダンスと、 $N=4$ と $N=7$ の場合のFoster型の熱インピーダンスを示した。 $N=4$ は、解析対象モデルのGaN層、SiC層、Au80-Sn20はんだ層、Cuパッケージ層の層数に等しい。熱等価回路の精度を定量的に評価するため、有限要素法から求めた温度 T_{FEM} と熱等価回路から求めた温度 T_{eq} の誤差 Err を次式で定義する。

$$Err = \frac{|T_{FEM} - T_{eq}|}{T_{FEM}} \quad (4)$$

式(4)から $N=4$ の時の Err は11%、 $N=7$ の時の Err は3%

Fig. 5 Foster-type equivalent thermal circuit for GaN-based microwave device

Fig. 6 Comparison of transient thermal impedance obtained from finite element method and Foster-type equivalent thermal circuits

となった。Fig. 6では、 $1\mu s$ オーダーよりも遅い時間では $N=4$ でも有限要素法の結果を近似できているが、それよりも速い時間では有限要素法との差が大きい。10 MHzを超える高速領域での計算のためには、層数以上の回路段数が必要であることがわかる。

次に、Cauer型の熱等価回路を説明する。先に述べたように素子値が物理的な意味を持っており、Fig. 5の熱キャパシタンスの片側が熱抵抗ではなくグラウンドと接続した回路である。Foster - Cauer変換¹⁶⁾は次の手順で行う。Foster回路で得られた $Z_{th}(t)$ をラプラス変換により $Z_{th}(s)$ を算出する。 $Z_{th}(s)$ は有理式であり、余剰がなくなるまで連分展開することで、Cauer型回路の各素子値を得る。 $N=7$ のCauer型回路により求めたGaN層表面での温度の時間変化 Err は3%以下となった。Foster型、Cauer型どちらのタイプの熱等価回路も有限要素法の計算結果を高い精度で再現できることが分かる。

定常状態からnsオーダーの過渡状態までの温度変化の計算精度を保持できることから、高速領域で回路との連成シミュレーションを行う場合には熱等価回路が有効であることが示された。今回の計算の目的はGaN層の温度変化を求めることであり熱等価回路の定数の物理的な意味を把握する必要は無いので、Foster - Cauer変換の手間を省くために以降はFoster型等価回路のみを用いる。

3. GaN パワーデバイスの熱シミュレーション

3.1 有限要素法による熱シミュレーション

2章と同様な手法で、GaNパワーデバイスの有限要素法と熱等価回路による熱シミュレーションを行った。解析対象として、EPC社(Efficient Power Conversion Corporation)のEPC2015を選択した¹⁷⁾。PSPICEモデル¹⁸⁾、TSPICEモデル¹⁹⁾などが公開・報告されており、熱等価回路モデルを構築すれば、回路との連成計算が可能となる。Fig. 7(a), (b)

(a) Top view of EPC2015 package[17]

(b) Cross section of EPC2015 chip

Fig. 7 GaN-based power device

に、EPC2015 パッケージの外観と EPC 製チップの断面図を示す¹⁷⁾。デバイス基板としては Si 基板を用いている。

デバイス構造のパラメータが非公開であるため、EPC 2015 のデータシートと GaN パワーデバイスの文献²⁰⁾を参考にし、熱シミュレーションモデルの作成を行った。まず、X 帯 GaN HEMT のゲート幅あたりの飽和電流 0.6 A/mm と等しいという仮定で、総ゲート幅、ゲート電極数を決定した。計算した結果、総ゲート幅は 250 mm 、ゲート電極数は 176 本となった。また、ゲート電極は Fig. 7(a) のドレインパッドとソースパッドの間に配置されていると考え、そこに熱源を置いた。Fig. 8 に作成した熱シミュレーションモデルを示す。モデル作成および熱シミュレーションには、2 章と同様に COMSOL を使用した。スイッチング動作時にドレイン・ソース電圧 40 V 、ドレイン電流 33 A 、ドレイン効率 90% と仮定して、総印加電力を 132 W とし、176 本の各ゲート電極に相当する $1 \mu\text{m} \times 1,420 \mu\text{m}$ の領域に 0.75 W 印加されるとした。Si 基板のサイズは、Fig. 7(a) のドレインパッドとソースパッドが存在する $3.71 \text{ mm} \times 1.63 \text{ mm}$ であり、厚みは $100 \mu\text{m}$ とした。EPC2015 のパッケージ厚は $685 \mu\text{m}$ であるが、高速動作時の Si 基板の熱抵抗を下げる目的で薄くした。Si 基板の下面および周辺温度は 30°C 一定とした。計算に必要な物性値は、GaN では Table 1 の

Fig. 8 Thermal simulation model of GaN-based power device

値を用い、Si については熱伝導率 $163 \text{ W/m}\cdot\text{K}$ 、密度 $2,330 \text{ kg/m}^3$ 、熱容量 $703 \text{ J/kg}\cdot\text{K}$ とした。また、GaN 層表面は自然対流冷却条件を仮定し、伝熱係数を $5 \text{ W/m}^2\cdot\text{K}$ と設定した。

Fig. 9 に GaN パワーデバイスのシミュレーションモデルの定常熱シミュレーション結果を示す。素子の対称性を考慮して計算結果は 1/4 モデルの $1.86 \text{ mm} \times 0.82 \text{ mm}$ の範囲で示されており、GaN 層表面の最高温度は 61.5°C であった。次に、過渡状態での温度計算を行った。Fig. 10 に各層表面での温度の時間変化を示す。1 ms 以上の定常領域では、GaN 層の上面と下面の温度差および Si 層の上面と下面の温度差は、それぞれ 1.9°C 、 29.8°C となり、Si 層が GaN 層の約 15 倍である。GaN 層よりも Si 基板の熱抵抗が支配的であることがわかる。数 ns から数百 ns の過渡状態を見ると、GaN 層表面の温度は数 ns から上昇し、Si 基板層上面では数百 ns から上昇し始める。数 ns から数百 ns の過渡状態での熱応答は GaN マイクロ波デバイスと同様に GaN 層での熱伝達特性が支配的である。しかし、GaN 層の熱インピーダンスは 100 ns 時で 0.012 K/W であり、GaN マイクロ波デバイスの 0.73 K/W に比べて約 1/50 である。

3.2 熱等価回路による熱シミュレーション

2.2 項と同様に有限要素法の結果から熱等価回路を構築した。Fig. 11 に有限要素法、 $N = 2$ と $N = 4$ の Foster 型熱等

Fig. 9 Temperature distribution in steady state of GaN-based power device obtained by finite element method

Fig. 10 Transient thermal responses of GaN-based power device

Fig. 11 Comparison of transient thermal impedance obtained from finite element method and Foster-type equivalent thermal circuits

価回路による計算結果の比較を示す。式(4)より求められる誤差 Err は、 $N=2$ の時 4.1%, $N=4$ の時 1.6% である。Fig. 11 では、 $0.1 \mu s$ よりも速い時間で有限要素法との差が大きくなっている。マイクロ波デバイスと同様に、高速領域での計算のためには層数以上の回路段数が必要ながわかる。

4. GaN マイクロ波デバイスと GaN パワーデバイスの比較

高速領域でのデバイスの特性を比較するため、熱等価回路を用いてパルス動作特性を評価した。パルス動作の繰り返し周波数は、マイクロ波デバイスでは 100 MHz、パワーデバイスでは 10 MHz とする。スイッチング動作時に、それぞれのデバイスが一般的に使われると想定される周波数である。Fig. 12(a) にマイクロ波デバイス、(b) にパワーデバイスの計算結果を示す。温度は Fig. 3 と Fig. 9 において、デバイス表面の最高温度が観測された点である。(a) ではオン時のパルス幅 5 ns の間での温度変化は $15^\circ C$ となった。これは、Fig. 4 で 5 ns で GaN 表面の温度変化が $16.9^\circ C$ である結果と良く一致している。(b) のパワーデバイスでは、オン時のパルス幅 50 ns の間での温度変化は $1.7^\circ C$ となった。この値は、Fig. 10 で GaN 表面の温度変化が $1.9^\circ C$ である結果と良く一致している。マイクロ波デバイスは、パワーデバイスに比べ GaN 表面温度が大きく変化しながら動作していることがわかる。

デバイス温度の上昇について、さらに詳しく調べるため、GaN 層の規格化温度上昇 ΔT による比較を行った。Fig. 4 と Fig. 10 において、①と②の温度差が定常状態となる 10^{-4} s での温度上昇を 1 とし、それより速い時間領域での温度上昇を規格化した。Fig. 13(a) にマイクロ波デバイス、(b) にパワーデバイスの計算結果を示す。(a)、(b) で温度変化が定常状態の 10% に達する時間は、それぞれ 0.06 ns、0.33 ns となる。マイクロ波デバイスでは、GaN 層表面の温度上昇が大きいだけでなく、温度変化も速いことがわかる。

こうした温度変化の時定数と温度変化量の違いは、熱源

Fig. 12 Thermal response obtained from equivalent thermal circuit

Fig. 13 Normalized thermal response

の消費電力密度とデバイス基板の熱抵抗に起因すると考えられる。Table 2 に両デバイスの消費電力密度と熱抵抗についてまとめた。

まず、消費電力密度を考える。マイクロ波デバイスとパワーデバイスの消費電力密度は、それぞれ $7,120 \text{ W/mm}^2$ 、 528 W/mm^2 である。また、Fig. 4、Fig. 10 の結果から 1 ns での GaN マイクロ波デバイスとパワーデバイスの温度変化は、 $11^\circ C$ と $0.6^\circ C$ となった。温度変化の比は 18 対 1 で、消費電力密度の比 13 対 1 とほぼ同じである。高速領域は、

Table 2. Comparison of GaN-based microwave device and power device

Device		GaN-based microwave device	GaN-based power device
Dissipated power density	Size of each heat source (μm^2)	80 ($= 0.5 \times 160$)	1,420 ($= 1 \times 1,420$)
	The number of heat sources	72	176
	Total area of heat sources (mm^2)	0.00576	0.25
	Power dissipation (W)	41	132
	Dissipated power density (W/mm^2)	7,118	528
Device substrate	Material	SiC	Si
	Size (mm^2)	2.03 ($= 2.9 \times 0.7$)	6.05 ($= 3.71 \times 1.63$)
	Thickness (μm)	150	100
	Thermal conductivity ($\text{W}/\text{m}\cdot\text{K}$)	200	163
	Thermal resistance (K/W)	0.369	0.101

熱が GaN 層表面の熱源から GaN 層下面に伝導するまで時間領域であり、両デバイスの温度差は消費電力密度に依存していることがわかる。

次に、SiC 基板と Si 基板の熱伝導について、基板の熱抵抗により評価する。熱抵抗は次式 (5) から求められる。

$$R_{th} = \frac{t}{\kappa A} \quad (5)$$

ここで、 R_{th} は熱抵抗、 κ は材料の熱伝導率、 t は材料の厚み、 A は材料の面積である。一般的に、SiC 基板の熱伝導率は Si 基板より大きいため、熱抵抗が小さくなると考えられるが、Table 2 に示すように、熱抵抗はマイクロ波デバイスの方が約 4 倍の大きさとなっている。これは、基板の厚さと基板面積の違いによるものである。しかし消費電力は逆にパワーデバイスの方が約 3 倍の大きさであるので、定常状態での基板部での温度差はマイクロ波デバイスで 35°C 、パワーデバイスで 30°C と熱抵抗ほどの差は生じていない。

最後に、熱と電気連成シミュレーションの観点からまとめる。マイクロ波デバイスでは、GaN 層は 0.01 ns オーダーから、SiC 層は 10 ns オーダーから熱応答する。GaN 層での温度変化が大きいため、1 ns から定常状態の時間領域において熱・電気連成シミュレーションが必要な可能性がある。一方、パワーデバイスでは GaN 層は 1 ns オーダーから熱応答するが温度変化は少ない。Si 層が応答する 100 ns オーダーから連成シミュレーションが必要になると考える。

5. まとめ

GaN デバイスの高周波動作では、素子温度の上昇により回路パラメータが変化し動作特性に影響を与える可能性がある。GaN マイクロ波デバイスとして X 帯 GaN HEMT、GaN パワーデバイスとして EPC2015 を取り上げ、有限要素法と熱等価回路による熱シミュレーションを行った。マイクロ波デバイスを 3 次元モデル有限要素法でシミュレーションした結果、定常状態の GaN 表面の最高温度は 154°C となった。過渡状態では、GaN 層では 0.01 ns オーダー、SiC 層では 10 ns オーダー、Au80-Sn20 層、Cu 層では 10 μs オーダーで温度上昇し始めることが分かった。パワーデバイスでは 3 次元モデルの有限要素法でシミュレーションし

た結果、最高温度は 61.5°C となった。GaN 層表面の温度は数 ns から上昇し、Si 基板層上面では数百 ns から上昇し始めた。こうした過渡状態での温度上昇を考慮して、Foster 型の熱等価回路を構築した。マイクロ波デバイスとパワーデバイスともに、回路段数をデバイスの層数以上とすることで、高速領域も含めて有限要素法の結果を 3% 以下の誤差で再現できることが示された。

熱等価回路モデルを用い、それぞれの素子の典型的な動作領域でマイクロ波デバイスとパワーデバイスのパルス動作を評価した。マイクロ波デバイスでは 100 MHz、パルス幅 5 ns で温度変化は 15°C となり、パワーデバイスでは 10 MHz、パルス幅 50 ns で温度変化は 1.7°C となった。また、GaN 層の温度変化が定常状態の 10% に達する時間を読むと、それぞれ 0.06 ns、0.33 ns となり、マイクロ波デバイスは温度上昇が大きく変化が速いことがわかった。素子構造の比較から、マイクロ波デバイスで温度上昇が高いのは熱源に供給される電力密度が高いためと推定された。また、基板の熱抵抗はマイクロ波デバイスの方が 4 倍大きい、消費電力との関係から両デバイスでの温度変化の差は少なくなっていると推定された。

GaN デバイスの高周波動作では、過渡的な温度変化を考慮すると、マイクロ波デバイスは 1 ns オーダーから、パワーデバイスの場合は 100 ns オーダーから熱・電気連成シミュレーションを行う必要があることが示唆された。

(2014.3.1- 受理)

文 献

- 1) 高田賢治, 津田邦男: “AlGaIn/GaN HEMT パワーデバイス,” 東芝レビュー, Vol. **59**, No. 7, pp. 35–38, 2004
- 2) 矢野昌雄, 打田良平: “パワーエレクトロニクス,” 丸善, 2000 年, (セメスター大学講義)
- 3) T. Weatherford, Y. Wang, and S. Tracey: “TCAD analysis of self heating in AlGaIn/GaN HEMTs under pulsed conditions,” *Integrated Reliability Workshop Report*, pp. 159–162, 2009
- 4) R. J. Trew: “AlGaIn/GaN HFET models and the prospects for physics-based compact models,” *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSCICS)*, pp. 1–4, 2010

- 5) J. B. King and T. J. Brazil: "Nonlinear electrothermal GaN HEMT model applied to high-efficiency power amplifier design," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, Vol. **61**, No. 1, pp. 444–454, Jan. 2013
- 6) V. Camarchia, F. Cappelluti, M. Pirola, S. D. Guerrieri, and G. Ghione: "Self-consistent electrothermal modeling of class A, AB, and B power GaN HEMTs under Modulated RF excitation," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, Vol. **55**, No. 9, pp. 1824–1831, Sep. 2007
- 7) P. H. Aaen, J. Wood, D. Bridges, L. Zhang, E. Johnson, J. A. Pla, T. Barbieri, C. M. Snowden, J. P. Everett, and M. J. Kearney: "Multiphysics modeling of RF and microwave high-power transistors," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, Vol. **60**, No. 12, pp. 4013–4023, Dec. 2012
- 8) F. Bertoluzza, G. Sozzi, N. Delmonte, and R. Menozzi: "Hybrid large-signal/lumped-element electro-thermal modeling of GaN-HEMTs," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, Vol. **57**, No. 12, pp. 3163–3170, Dec. 2009
- 9) K. Takagi, K. Masuda, Y. Kashiwabara, H. Sakurai, K. Matsushita, S. Takatsuka, H. Kawasaki, Y. Takada, and K. Tsuda: "X-band AlGaIn/GaN HEMT with over 80W output power," *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium*, pp. 265–268, 2006
- 10) K. Takagi, Y. Kashiwabara, K. Masuda, K. Matsushita, H. Sakurai, K. Onodera, H. Kaeasaski, Y. Takada, and K. Tsuda: "Ku-band AlGaIn/GaN HEMT with over 30W," *Proceedings of the 2nd European Microwave Integrated Circuits Conference*, pp. 169–172, 2007
- 11) COMSOL 社ホームページ, URL <http://www.comsol.com/>, COMSOL Multiphysics Manual
- 12) T. Yamamura and K. Takagi: "A difference of thermal design between GaN and GaAs," *CS MANTECH Conf.*, May 2011
- 13) 東芝 マイクロ波半導体デバイス 製品一覧表 2013 (MSJ-2013)
- 14) 石塚 勝: "電子機器の熱設計 基礎と実験," 丸善, 2003 年
- 15) M. Ciappa, W. Fichtner, T. Kojima, Y. Yamada, and Y. Nishibe: "Extraction of accurate thermal compact models for fast electro-thermal simulation of IGBT modules in hybrid electric vehicles," *Microelectronics Reliability* **45**, pp. 1694–1699, 2005
- 16) Y. C. Gerstenmaier, W. Kiffe, and G. Wachutka: "Combination of thermal subsystems modeled by rapid circuit transformation," *Thermal Investigation of ICs and Systems*, pp. 115–120, 2007
- 17) epc 社ホームページ, <http://epc-co.com/epc/DesignSupportbr/DeviceModels.aspx>, eGaN FET DATASHEET EPC2015-Enhancement Mode Power Transistor 2011
- 18) サイバネットシステム社ホームページ, <http://www.cybernet.co.jp/orcad/>
- 19) Tanner EDA 社ホームページ, http://www.tanner.jp/EDA/product/TSpice_CircuitSim.html
- 20) W. Saito, Y. Kakiuchi, T. Nitta, Y. Saito, T. Noda, H. Fujimoto, A. Yoshioka, T. Ohno, and M. Yamaguchi: "Field-plate structure dependence of current collapse phenomena in high-voltage GaN-HEMTs," *IEEE Electron Device Letters*, Vol. **31**, No. 7, pp. 659–661, 2010

著者紹介

小野 哲 (おの さとし)
2005 年山形大学工学。2007 年同大学院修士課程修了。2010 年同大博士課程修了。同年 (株) 東芝入社。
高周波回路の研究開発に従事。

Mauro CIAPPA (マウロ チャパ)
チューリッヒ大学物理学修士課程修了。
スイス連邦工科大学チューリッヒ校 (ETH) 博士課程修了 (Ph.D.)。
現在, Integrated Systems Laboratory において半導体パワーデバイスの熱設計, 信頼性評価, 半導体 2 次元ドープ技術, 電子ビームの高分解能化, 線量測定技術の研究開発に従事。

日浦 滋 (ひうら しげる)
1984 年大阪大学工学。1986 年同大学院修士課程修了。同年 (株) 東芝入社。
高周波実装, マイクロ波・ミリ波回路の研究開発に従事。

高木 茂行 (たかぎ しげゆき)
1982 年名古屋大学工学。1984 年同大学院修士課程修了。同年 (株) 東芝入社。
1991 年同大博士課程修了 (社会人ドクター)
半導体プロセスとデバイスのシミュレーション, レーザ開発・応用の研究開発に従事。
工学博士。博士 (理学)。