

(別紙1)

## 事業の実施内容及び成果に関する報告書

### 1 事業名

2020年度 寄生容量を考慮した冷却体付き低背MHz大電流出力トランスの  
高電力密度化設計法の確立と実機検証 補助事業

### 2 事業の実施経過

#### (1) 事務手続き関係

2020年 4月8日 交付決定通知受理(4/1付)  
4月15日 交付誓約書・振込依頼届・前金払申請書提出  
5月20日 補助金受領(2,000,000円)  
11月10日 状況に関する報告書提出  
11月19日 予算変更伺書(1回目)提出  
11月24日 予算変更伺書(1回目)受理  
2021年 3月18日 予算変更伺書(2回目)提出  
3月18日 予算変更伺書(2回目)受理  
4月29日 補助金精算申請書提出

#### (2) 事業関係

##### a. 冷却体付き低背MHz級大電流出力トランスの第一試作機の製作・評価

2020年 4月 トランスパラメータの決定  
市販磁性材料とその構造の決定  
5月 プリント基板(巻線)構造の設計&有限要素法による磁界解析  
6月 プリント基板(巻線)構造の改善&有限要素法による磁界解析  
7月~9月 プリント基板(巻線)の製作  
9月 プリント基板(巻線)の評価  
10月 トランス単体での評価  
11月 整流回路なしでのGaNインバータによる通電試験  
12月 整流回路の設計  
2021年 1月~2月 ヒートシンクをつけての実験

(別紙1)

b. 冷却体付き低背MHz級大電流出力トランスの第二試作機の製作

2021年 2月～3月 二次巻線を分割したプリント基板の設計と製作

3月 整流回路ありでのGaNインバータによる通電試験

### 3 実施内容及び成果

#### (1) 実施内容

a. 冷却体付き低背MHz級大電流出力トランスの第一試作機（二次巻線分割なし）の製作・評価

##### 1) トランスパラメータの決定

まず、試作するトランスの用途を電気自動車やハイブリッド電気自動車の高圧バッテリー（380 V）から低圧バッテリー（12 V）への電力変換用DC-DCコンバータとした。これにより、トランスのパラメータを表1に示す通りとした。

表1 トランスのパラメータ

項目	値	備考
定格出力電力	1 kW	提案するコンセプトを確認するため、試作がそれほど困難ではない1 kWを設定
動作周波数	2 MHz	AMラジオ周波数帯以上の動作周波数とすることでAMラジオへのノイズを防ぐため
一次巻線定格電圧	190 V	高圧バッテリー電圧（380 V）をハーフブリッジインバータによって±190 Vの方形波に変換してトランス一次側に印加
二次巻線定格電圧	12 V	低圧バッテリー電圧（12 V）より決定
一次巻線定格電流	5.3 A	$1 \text{ kW} / 190 \text{ V} = 5.3 \text{ A}$
二次巻線定格電流	83.3 A	$1 \text{ kW} / 12 \text{ V} = 83.3 \text{ A}$
巻数比	$N_1 : N_2 = 16 : 1$	二次側は大電流であるため $N_2 = 1$ とし、一次側は $190 \text{ V} / 12 \text{ V} = 16$ ターンとした。

##### 2) 市販磁性材料とその構造の決定

次に、表1に示した仕様を満足可能な市販磁性材料としてMn-Znフェライト材料を選択した。今回は動作周波数2 MHzにおいて低損失なMn-Znフェラ

(別紙1)

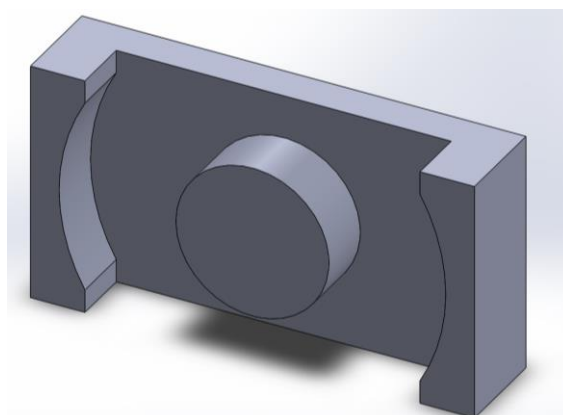


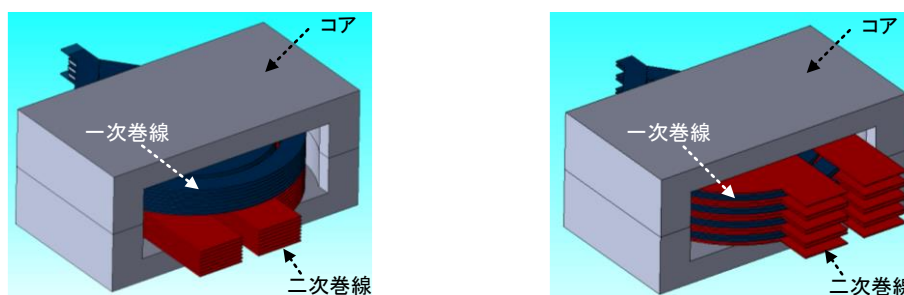
図1 選定した EPCOS/TKD 社の PC200 (ER コア, 23.2mm×12.5mm×5.1mm)

イト材料として、比較的入手が容易なEPCOS/TKD社のPC200 (ERコア, 横23.2mm×縦12.5mm×高さ5.1mm) を試作機に用いることとした。図1にその形状を示す。図1のERコアを上下に2枚使用し、プリント基板で製作する巻線をコアに内側に実装することでトランスを実現する。

3) プリント基板 (巻線) 構造の設計&有限要素法による磁界解析

次に、プリント基板で実現する巻線の構造設計を行った。まず、選定したERコアの窓 (巻線を実装する部分) の寸法を考慮し、一次巻線は一層当たり2ターンのプリント基板を8層直列に積層することで16ターンを実現することとした。一方、二次巻線は1ターンであるが大電流による二次巻線の銅損を低減するため、1ターンのプリント基板を8層並列に積層する構造とした。

図2に2種類の巻線構造によるトランスの3Dモデルを示す。図2(a)は一次巻線と二次巻線を分離して配置する構造、図2(b)は一次巻線と二次巻線を交互

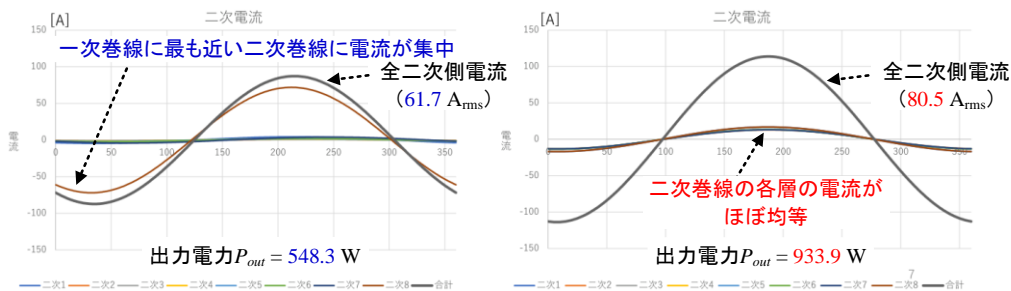


(a) 一次巻線と二次巻線を分離して配置 (b) 一次巻線と二次巻線を交互に配置

図2 検討した巻線構造

に配置する構造である。通常、図2(a)ではトランスの結合度は低く、図2(b)ではトランスの結合度が高くなることが知られているが、本研究においては二次側が大電流であるため二次巻線の各層の電流バランスが特に重要となる。表1に示した条件のトランスの3Dモデルを作製し、有限要素法による磁界解析を行って二次側電流の分布を確認したので以下に示す。

図3にトランス二次側に1 kW相当の負荷抵抗 ( $0.144 \Omega$ ) を接続した場合を想定して、磁界解析から得られた二次巻線電流の分布を示す。まず、図3(a)より、一次巻線と二次巻線を分離して配置した場合、一次巻線に最も近い二次巻線に電流が集中し、他の二次巻線に流れている電流はわずかであることが分かる。特定の巻線に電流が集中することは高パワー密度の冷却体付きトランスを実現する上でボトルネックとなる。また、1 kW出力時に二次巻線には本来合計で83.3 Aの定格電流が流れるはずであるが、解析結果では61.7 Aしか流れておらず定格の74.1%しか流れていないことが分かる。一方、図3(b)



(a) 一次巻線と二次巻線を分離して配置 (b) 一次巻線と二次巻線を交互に配置

図3 磁界解析により得られたトランス二次巻線電流の分布

より、一次巻線と二次巻線を交互に配置した場合には、二次巻線の各層の電流はほぼ均等に流れており、定格電流の96.6%である80.5 Aが出力されていることが分かる。これらの理由について有限要素法を用いた磁界解析によって明らかにしたので、以下に示す。

図4に図2のトランスについて有限要素法を用いて磁界解析した結果を示す。磁束密度がベクトルによってプロットされており、磁束密度の大きさはカラーチャートに示す通りである。まず、図4(a)より、一次巻線と二次巻線を分離して配置する場合には、一次巻線が発生させる磁束は一次巻線に近い二次巻線ほど鎖交しており、磁束密度が高いことが分かる。このため、一次巻線に近い二次巻線ほど誘導結合率が高く、二次巻線の各層に誘起される二

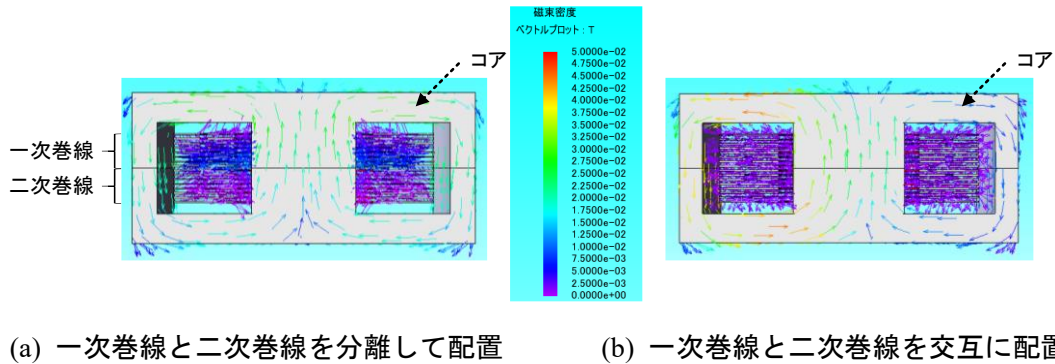


図4 磁界解析によるトランスの磁束分布

次電圧は一次巻線との距離が離れるほど減少する。この結果、一次巻線に最も近い二次巻線に電流が集中する。一方、図4(b)では一次巻線と二次巻線を交互に配置しているため、図4(a)と比べて二次巻線の各層の磁束密度はほぼ同じであることが分かる。この結果、二次巻線の各層の電流はほぼ均等に流れる。この結果、二次巻線にはホットスポットを生じないため、二次巻線の冷却が容易になる。以上の結果より、本研究においては一次巻線と二次巻線を交互に配置する巻線構造を採用することとした。しかし、図4(b)より、コアの左右において磁束密度分布が非対称であることがわかる。この原因は一次巻線がコアに対して引き出し線をコアの中心部に配置しているのに対して、二次巻線はコアの中心部に対して引き出し線部分が非対称な構造となっていることである。これによって、コア内部に不均一な磁束密度分布が生じ、鉄損が不均一になりコアにホットスポットが生じる。そこで、二次巻線の引き出し線を対称な構造に改善することとした。

4) プリント基板（巻線）構造の改善&有限要素法による磁界解析

図5に二次巻線の引き出し線を改善する前と改善した後の構造を示す。図5(a)にコアに対して引き出し線が非対称な二次巻線の構造（改善前）、図5(b)にコアに対して引き出し線が対称な二次巻線の構造（改善後）を示す。

図6に図5に示した二次巻線の構造と図2のトランスと同じ一次巻線とコアを用いて実現したトランスを有限要素法によって磁界解析した結果を示す。図6(a)は図4(b)と同じであり、コアの左右において磁束密度分布が非対称であることがわかる。一方、図6(b)では一次巻線だけでなく二次巻線の引き出し線もコアの中心部に対して対称構造とすることで、コアの左右において磁束密度分布がほぼ均一となることがわかる。さらには、図6(a)と比べて、黄色

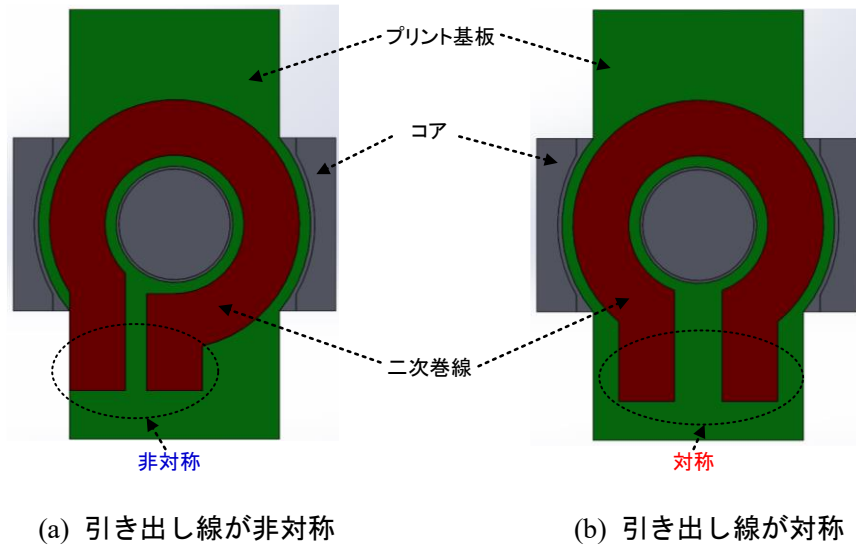


図5 二次巻線の構造

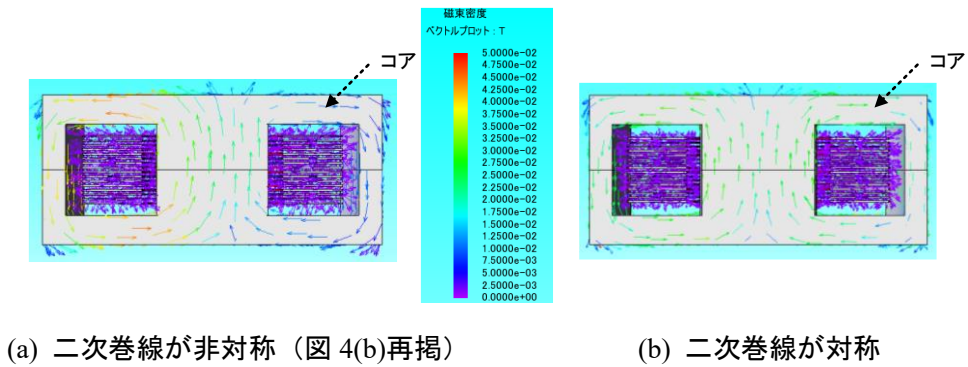


図6 二次巻線の引き出し線に違いによるトランスの磁束密度

や赤色の磁束密度があまり無く、磁束密度の最大値も抑制されていることが分かる。

以上の結果より、一次巻線と二次巻線を交互に積層することで全ての巻線の磁束密度を均一化し、巻線の引き出し線をコアの中心部に対して対称な構造とすることでコアの磁束密度を均一化できることがわかった。これにより、二次巻線の各層に流れる電流を等しくし、コアの鉄損分布を均一化することで巻線とコアの両方の冷却体の設計を容易にすることが可能となった。

#### 5) プリント基板（巻線）の製作

ここまでの検討を踏まえて、プリント基板を用いた巻線を製作した。第一試作機においては各層のプリント基板ははんだ付けで積層することとした。二次巻線は並列に積層するため1種類の基板が良い。一方で、一次巻線は直

列に積層するため、各層の引き出し口の位置を同じにできない。そのため、一次巻線は引き出し口の位置を変えて2種類用意することとした。これによる引き出し線やパターンの微調整とプリント基板の製造上の理由（強度など）によって、最終的に表2に示す巻線の仕様と図7に示す巻線構造に決定した。一次巻線については表と裏に2ターン毎実装して直列に接続して合計4ターンとした基板を4枚直列接続して合計16ターンを実現する構成とした。一方、

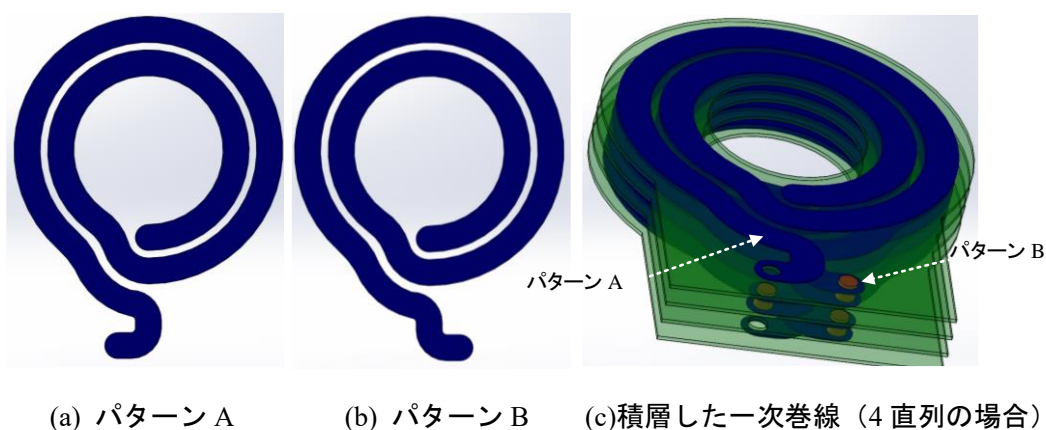


図 7 2 種類の一次巻線と積層した一次巻線

二次巻線については表と裏に1ターン毎実装して並列接続した基板を6枚並列接続して12並列とし、二次巻線の銅損をさらに低減する構成とした。

表2 巻線の最終的な仕様

巻線	項目	値
一次巻線	基板厚	0.2 mm
	巻線パターン厚	35 $\mu$ m
	巻線パターン幅	1.75 mm
二次巻線	基板厚	0.2 mm
	巻線パターン厚	35 $\mu$ m
	巻線パターン幅	4 mm

図8に製作した各巻線とそれらを積層した状態の巻線、その巻線を実装したトランスの写真を示す。図8(a)に示す通り、巻線はいずれも1円玉程度の大きさである。図8(b)に各巻線を積層した状態を示す。既に述べたように、第一試作機においては一次巻線と二次巻線を交互に積層するが、二次巻線に絶縁シートを貼り付けて、一次巻線と二次巻線の絶縁を確保する。また、巻線をコアに実装する前にそれぞれの巻線を積層してはんだづけしておく。積層



(別紙1)

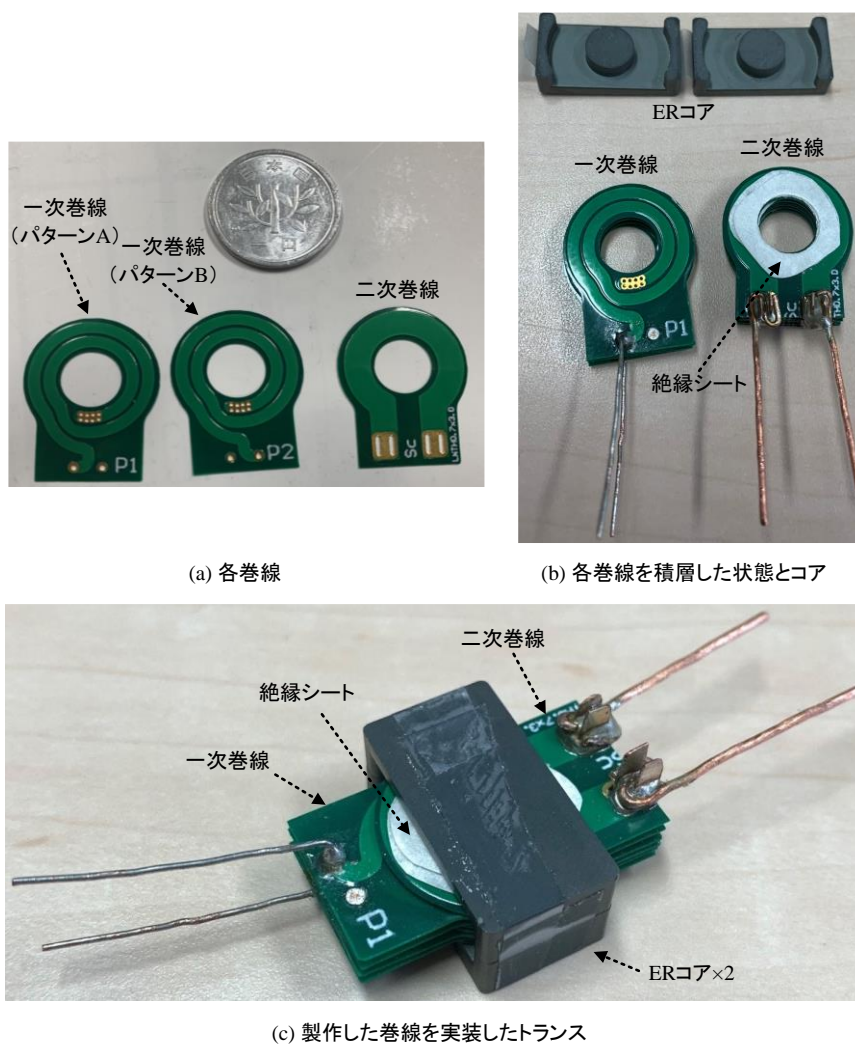


図8 製作した各巻線とそれらを積層した状態の巻線, その巻線を実装したトランス

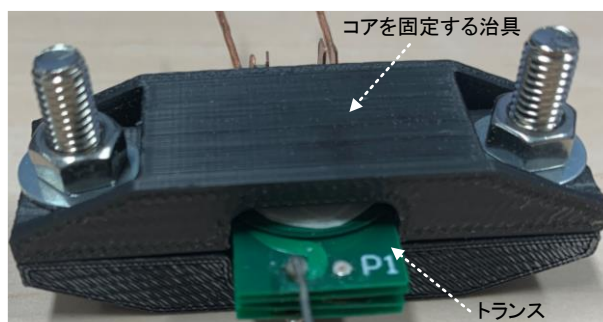


図9 コアを固定する治具を取り付けたトランス

した一次巻線と二次巻線の引き出し線は逆方向に引き出すため, 両巻線を積層した後も交互に積層することが可能である。図8(c)に製作した巻線を実



装したトランスを示す。一次巻線と二次巻線の引き出し線は逆方向に引き出すこととする。

図9にコアを固定する治具を取り付けた状態のトランスを示す。この治具によってコアを固定し、ネジによる締付で2つのERコアのエアギャップをゼロとする。また、この治具は巻線も固定できるため、電気自動車やハイブリッド電気自動車などの移動体の走行によって生じる機械的な振動に対するトランスのパラメータの変動を抑制できる。なお、今回はコアを固定する材料には絶縁体用いたが、材料をアルミや銅にすることでコアを固定しながらコアを冷却可能であり、図9に示すような冷却体を実装することが可能である。しかし、今回の研究期間においてはそこまで検討が至らなかった。

#### 6) プリント基板（巻線）の評価

図10に任意波形発生器より小信号の正弦波を高周波アンプに入力し、高周波アンプの出力を試作したトランスに印加した時の実験波形を示す。一次巻線電圧が16.5 Vppに対して二次巻線電圧が1.0 Vppであるため、表1に示す16:1の電圧比とほぼ一致することを確認した。

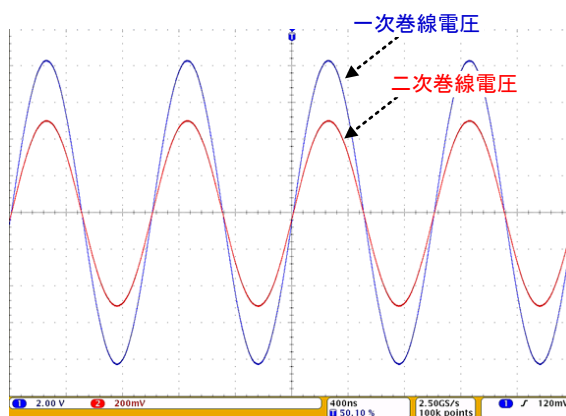


図 10 トランスに小信号電圧を印加した時の実験波形

#### 7) トランスの発熱を推測するためのトランスの損失計算

ヒートシンクの設計のためにはコアと巻線の損失によるトランスの温度を知る必要がある。まずはコアの温度を知るためにコアに発生する鉄損を計算する。ここではコアに発生する最大磁束密度とメーカーのデータシートで与えられているコアロスからコアの鉄損を計算する。なお、計算の簡単化のためトランスに印加される電圧は矩形波であると仮定する。

コアの最大磁束密度 $B_{max}$ は次式で表される。

$$B_{max} = \frac{V_{dc}}{8N_1A_e f_{sw}} \quad (1)$$

ここで、 $V_{dc}$ は入力電圧、 $N_1$ はトランス一次側の巻数、 $A_e$ はコアの実効断面積、 $f_{sw}$ はスイッチング周波数である。

#### 8) コアの熱抵抗の計算

通電中のトランスの温度を規定値以下に抑制するためには冷却体（ヒートシンク）の熱抵抗を設計する必要がある。そのためにはまずコアの熱抵抗を求める必要がある。今回はヒートシンクを実装しない状態でトランスが1時間以上の連続動作が可能な入力電圧で実験を行い、その時に発生する銅損、鉄損の計算結果および実測したトランスの飽和温度を用いてコアの熱抵抗を計算した。

GaNインバータの入力電圧が250Vにてトランスを1時間以上連続運転し、トランスの温度が飽和するまで実験を行った。この時、環境温度 $T_2$ が実験開始時の室温である15°Cであるのに対して、トランスのコアの温度 $T_1$ は95°Cとなった。トランスからの熱流量 $Q$ は鉄損 $P_i$ と銅損 $P_c$ の合計であると仮定する。GaNインバータの入力電圧が250V時のトランスの鉄損は(1)式で計算される磁束密度とスイッチング周波数2 MHzを用いて、データシートに記載されている鉄損密度から0.15 Wである。

図11、12に一次巻線と二次巻線の巻線抵抗をインピーダンスアナライザで計測した結果を示す。表皮効果によって巻線抵抗は周波数が増えるにつれて増加する。2 MHzにおいて一次巻線抵抗は650 mΩ、二次巻線抵抗は7.89 mΩとなるので一次巻線と二次巻線の銅損の合計 $P_c$ は一次電流の実効値 $I_{prms}$ と二次電流の実効値 $I_{srms}$ を用いて次のように表される。

$$P_c = I_{prms}^2 \times 650 \times 10^{-3} + I_{srms}^2 \times 7.89 \times 10^{-3} = 1.33 \text{ W} \quad (2)$$

今回のトランスはコアの窓をほぼ全体を巻線が占積しているため、銅損による熱が全てコアに伝わると仮定する。したがって、コア表面から発生する熱流量 $Q$ は

$$Q = P_i + P_c = 0.15 + 1.33 = 1.48 \text{ W} \quad (3)$$

となる。この熱量が全てコア表面から空気に伝導すると仮定すると、コアの熱抵抗 $R_{th\_core}$ は

$$R_{th\_core} = \frac{T_1 - T_2}{Q} = \frac{95 - 15}{1.48} = 54 \text{ K/W} \quad (4)$$

となる。

次に、ヒートシンクをつけたときのトランスの温度 $T_1$ を目標値以下とする

(別紙1)

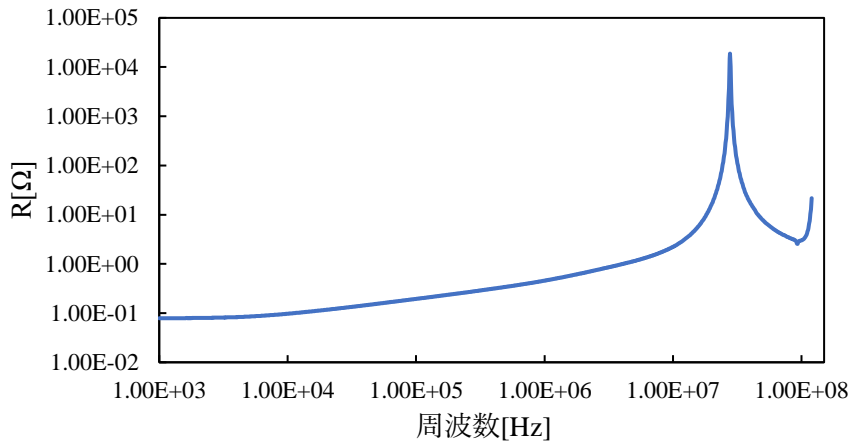


図 11 一次巻線の巻線抵抗の周波数特性

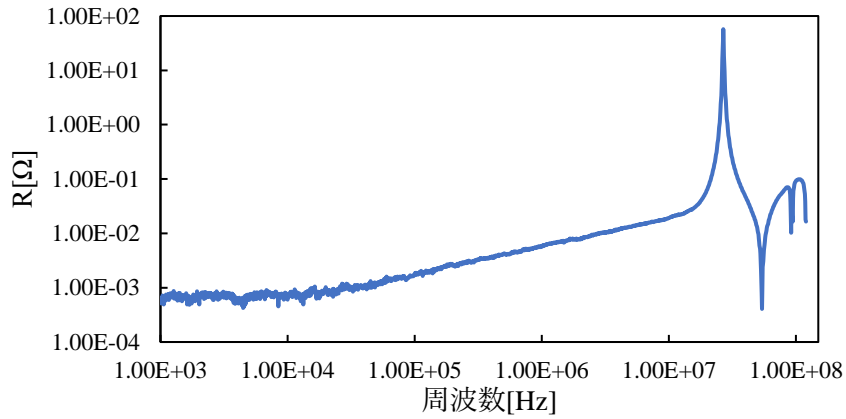


図 12 二次巻線の巻線抵抗の周波数特性

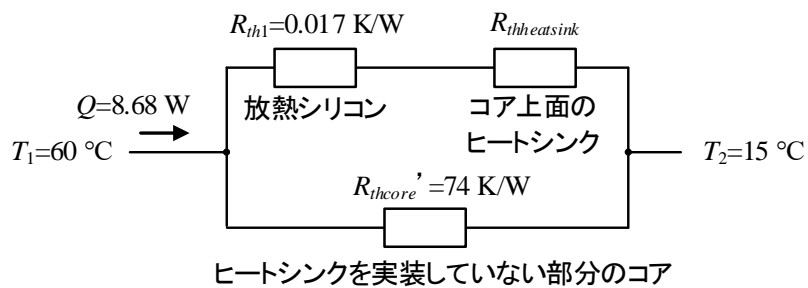


図 13 コアの上面にのみヒートシンクを実装した場合の熱回路

ヒートシンクの熱抵抗 $R_{th\_heatsink}$ を求める。図13にコアの上面にのみヒートシンクを実装する場合の熱抵抗回路を示す。自然空冷を想定し、簡単化のために対流と放射による熱移動は無視し、伝導による熱移動のみを考慮する。したがって、トランスから空気までの熱の伝導経路は2つあり、1つはコアの側

面および下面から直接空気に放熱される経路、もう1つは放熱用シリコンを介してヒートシンクから空気に放熱される経路である。図13の熱回路を解くことで、ヒートシンクの熱抵抗 $R_{th\_heatsink}$ を求められる。図13の熱抵抗網において、 $R_{th1}$ はコア-ヒートシンク間を埋めるシリコンの熱抵抗である。コア上面-ヒートシンクの間隔: $\delta=5 \times 10^{-6}$  m、シリコンの熱伝導率: $k=1$  W/m・K、コア上面とヒートシンクの接触面積 $A$ はコア上面の面積であるためコアの寸法より $A=290 \times 10^{-6}$  m<sup>2</sup>となることから、シリコンの熱抵抗は以下のように計算される。

$$R_{th1} = \frac{\delta}{kA} = \frac{5 \times 10^{-6}}{1 \times 290 \times 10^{-6}} = 0.017 \text{ K/W} \quad (5)$$

一方、コア側面と下面から直接空気へと放熱される部分のコアの表面積 $A' = 1084 \times 10^{-6}$  m<sup>2</sup>を用いて、ヒートシンクを実装していない部分のコアの熱抵抗 $R_{thcore}'$ は以下のように計算できる。

$$R_{thcore}' = \frac{R_{thcore}}{\frac{A' - A}{A}} = \frac{54}{\frac{1084 - 290}{1084}} = 74 \text{ K/W} \quad (6)$$

以上の熱抵抗を用いてトランスの温度を目標値 $T_1$ 以下に抑制可能なヒートシンクの熱抵抗 $R_{thheatsink}$ は以下の式で求められる。

$$R_{thheatsink} = \frac{T_1 - T_2}{Q} \frac{R_{th1} + R_{thcore}' - Q R_{th1} R_{thcore}'}{R_{thcore}' - T_1 - T_2} \quad (7)$$

入力電圧が定格380Vの時、鉄損 $Q_i$ は(1)式とデータシートから0.34 W、銅損は二次側電流が80 Ap-pと仮定すると8.34 Wとなるため、鉄損と銅損の合計は $Q=8.68$  Wとなる。このとき、トランスの最高温度 $T_1=60^\circ\text{C}$ 以下に抑制する場合、ヒートシンクの熱抵抗 $R_{thheatsink}$ は5.55[K/W]以下となる。

次に、ヒートシンクの熱抵抗、フィン効率: $\eta$ (=[フィンの実際の放熱量]/[フィンの全表面が根元温度と同一とした場合の放熱量])、熱伝導率: $h$ より、フィンの表面積 $A_f$ は(8)式で与えられる。

$$A_f = \frac{1}{\eta h R_{th2}} \quad (8)$$

ここで、ヒートシンクの材料としてアルミニウムを仮定すると、アルミニウムの熱伝導率は200 W/m・Kである。また、フィン効率を0.5と仮定するとトランスの最高温度を60 $^\circ\text{C}$ 以下にするために必要なヒートシンクの表面積は1802 mm<sup>2</sup>以上となる。以上の計算結果を満足するヒートシンクを市販品から選定し、実装するコアの表面積に合わせて加工した。

b. 冷却体付き低背MHz級大電流出力トランスの第二試作機（二次巻線分割あり）  
の製作・評価

1) 二次巻線の銅損を低減するための二次巻線の分割

二次巻線には大電流が流れるため1ターンの巻線を並列接続している。しかし、限られたデッドスペースをヒートシンクの実装空間としてより有効に利用するためには、トランスの発熱の原因であるトランスの損失そのものの低減が必要である。今回は銅損の低減に着目することにし、すでに2並列×6層=12並列接続している二次巻線について層当たりの巻線も層の平面方向に分割することを試みた。

2) 熱電対によるトランス温度の確認

これまで赤外線サーモグラフィによる温度測定を行ってきたが、ヒートシンクを実装する面とそうでない面、特にコアの下面の温度を詳細に把握することが困難であったため、熱電対による温度測定を実施した。

(2) 成 果

a. 冷却体付き低背MHz級大電流出力トランスの第一試作機（二次巻線分割なし）  
の製作・評価

1) 整流回路を接続しない状態での軽負荷の実験

トランスの試験に用いる回路にHeadspring社製のGaNパワーデバイス搭載回路ブロックHGCB-2B-401150を用いた。まずは、軽負荷におけるトランスの温度上昇を確認した。図14に実験回路、図15にその実写真を示す。GaNインバータから出力される矩形波は0V-380Vの矩形波になるので、-190V-+190Vの矩形波になるように直流カットのコンデンサ $C_{cut}$ をトランス一次側に直列に接続する。なお、軽負荷においては電流が小さいため、今回の条件ではGaNのソフトスイッチングを達成できずGaNでの損失が大きくなり連続運転ができない。そこで、GaNインバータに並列に6 $\mu$ Hの空芯インダクタを接続し、GaNのソフトスイッチングを補助してGaNインバータの連続運転を可能とすることにした。

図16に入力電圧380Vにおける直流カットコンデンサ通過後の電圧とトランス二次側電流の波形を示す。トランス二次側には目標としていた10Ap-pの電流が流れている。この際にコアの固定具を外して結束バンドでコアと巻線

を固定することでトランスの温度を測定した。

図17に380Vを印加して5分後、10分後のトランスの表面温度を赤外線サーモグラフィカメラで撮影した結果を示す。コア表面の温度が5分後に37℃、10分後に温度が40℃となることを確認した。この時の室温は17℃であったことから、軽負荷時にはトランスの温度はヒートシンクを実装するほどには至らないことを確認した。

表3 整流回路を接続しない場合の抵抗負荷による通電試験の条件

動作(スイッチング)周波数 $f$	2 MHz
最大入力電圧 $V_{max}$ ( $V_{dc}$ の最大値)	380 V
負荷抵抗 $R_{load}$	2.4 $\Omega$
入力コンデンサ $C_{in}$	150 $\mu\text{F}$ ×2直列
直流カットコンデンサ $C_{cut}$	1 $\mu\text{F}$
共振コンデンサ $C_r$	220 pF
共振インダクタンス $l_l$ (=漏れ+配線インダクタンス)	30 $\mu\text{H}$
励磁インダクタンス $L_m$	240 $\mu\text{H}$

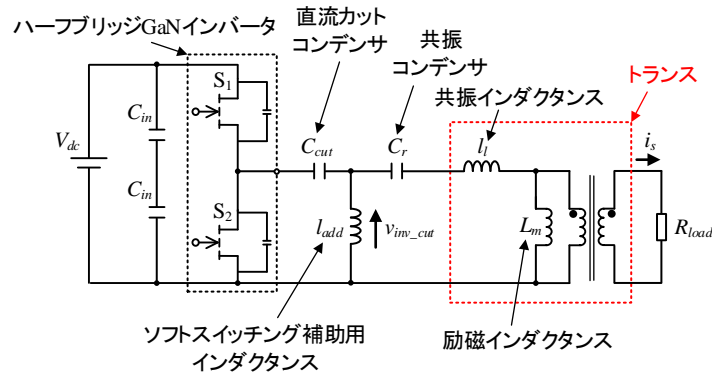


図 14 整流回路を接続しない場合の抵抗負荷による実験回路

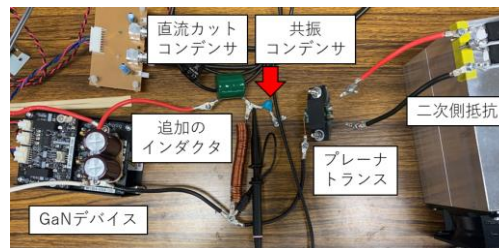


図 15 整流回路を接続しない場合の抵抗負荷による実験回路の実写真



(別紙1)

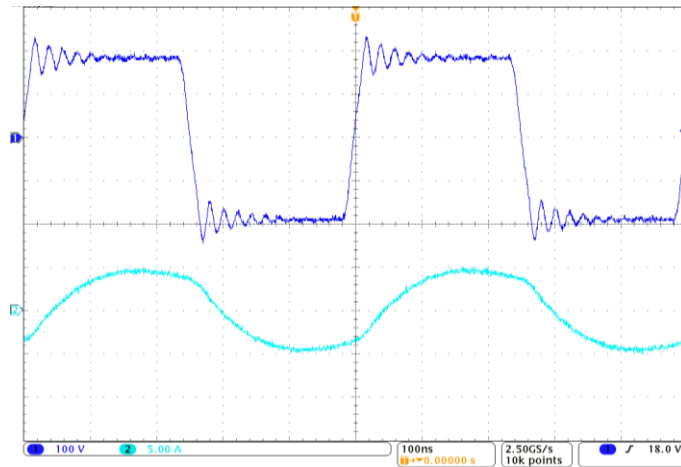
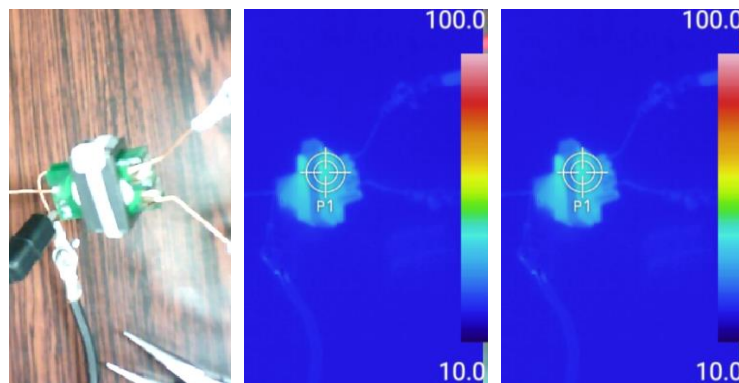


図 16 抵抗負荷における入力 380V 時の直流カットコンデンサ通過後の電圧  $v_{inv\_cut}$

(上) とトランス二次側電流  $i_s$  (下)



(a) 実写真

(b) 5 分後

(c) 10 分後

図 17 抵抗負荷時における入力電圧 380V 時のトランスの温度

## 2) 整流回路を接続しない状態での中負荷の実験

1)において、トランス二次側の電流が10Ap-p程ではトランスにヒートシンクが必要になる程の温度にはならないことを確認した。そこで、出力電流をより大きくしたときのトランスの温度変化を確認する。電流値を大きくするため負荷抵抗を $2.4\Omega$ から $0.3\Omega$  ( $1.2\Omega$ を4並列)にして、温度と波形を測定した。トランスの温度が $80^\circ\text{C}$ を超えた時点で安全を考慮して実験を終了させた。図18に入力電圧300V印加時の10分経過後のトランスの温度を示す。室温 $17^\circ\text{C}$ に対し、コアが約 $80^\circ\text{C}$ まで上昇していることが分かる。

コアの最大磁束密度を表す(1)式に、 $V_{dc}=300\text{V}$ 、 $N_1=16$ 、 $A_e=50\text{mm}^2$ 、 $f_{sw}=2$

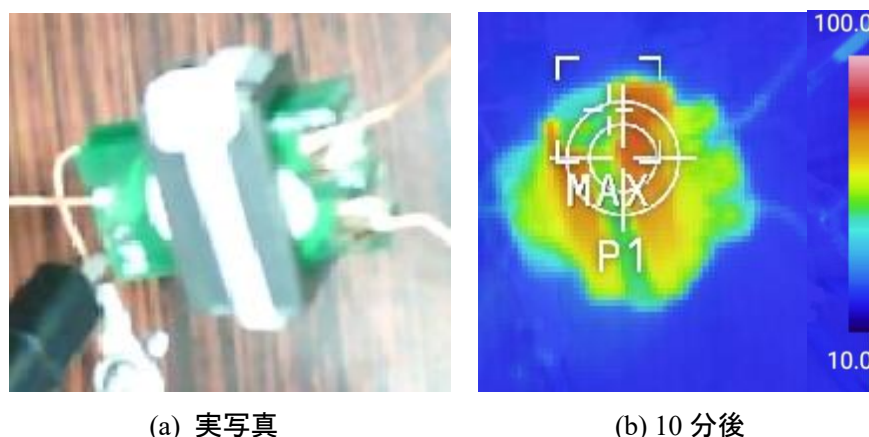


図 18 抵抗負荷 ( $R_{load}=0.3\Omega$ ) 時における入力電圧 300V 時のトランスの温度

MHzを代入すると $B_{max}=25$  mTとなる。PC200フェライト材のデータシートの磁束密度と鉄損密度の関係からこの時の鉄損密度は約 $150\text{kW/m}^3$ である。今回使用したERコア1つ分の体積が $1640\text{ mm}^3$ であるため、このトランスの300Vでのコアロス約 $0.3\text{W}$ である。フェライト材の比熱が $800\text{ J}/(\text{kg}\cdot\text{K})$ 、ERコア1つの重量が $3.9\text{g}$ であることからERコア2つで構成されるコア全体が $1^\circ\text{C}$ 温度上昇するのに必要な熱量は

$$800 \times 3.9 \times 10^{-3} \times 2 = 6.24 \text{ J} \quad (9)$$

となる。これより鉄損でコアが $1^\circ\text{C}$ 温度上昇するのにかかる時間は約20秒であり、コアで発熱する原因は鉄損が主であると計算できる。コアの発熱が片側に偏っているのは結束バンドでの固定が弱く、コアの片側にわずかながらギャップが生じていることが原因とみられる。コア間にギャップが生じている部分は磁気抵抗が大きくなる。したがってギャップが生じた側は磁気抵抗が大きく磁束が減少し、ギャップがない側に磁束が集中することで鉄損が大きくなり発熱が大きくなる。これによってコアに熱の偏りが生じている。

図19に実験波形を示す。使用する電流プローブの許容電流の都合上、4並列接続している負荷抵抗の1つに流れる電流を測定した。負荷抵抗1つ分の電流は $2\text{Ap-p}$ であり、二次側の全体の電流は想定より小さく $8\text{Ap-p}$ 程しか流れていないことが分かった。これは、トランス二次側から負荷抵抗までの配線インダクタンスによって、GaNインバータの出力端子から見た力率が想定よりも低いためと考えられる。二次側にある配線インダクタンスを一次換算すると巻数比の2乗倍になる。今回の仕様の巻数比16:1であれば二次側の配線インダクタンスを一次換算すると256倍となる。これによって共振に寄与するイ

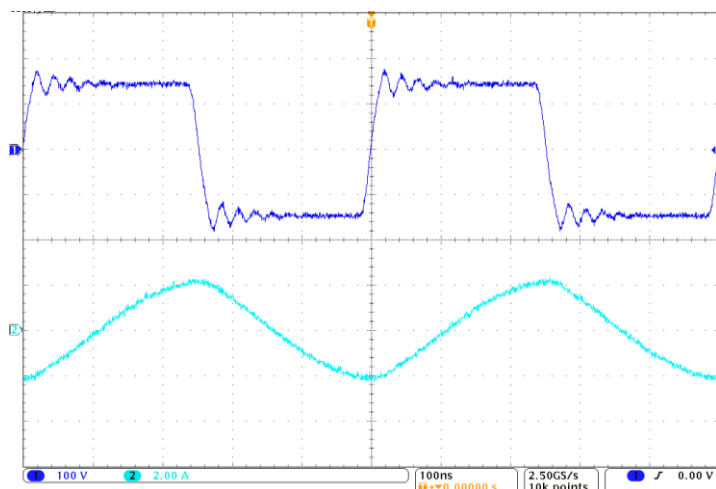


図 19 抵抗負荷 ( $R_{load}=0.3\Omega$ ) における入力 380V 時の直流カットコンデンサ通過後の  
電圧  $v_{inv\_cut}$  (上) とトランス二次側電流  $i_s$  (下)

ンダクタンスが大きくなり、共振回路の共振周波数が小さくなる。これによりGaNインバータの出力端子から見た力率が低下し、想定した負荷電流を流せないことがわかる。以上の結果より、負荷電流を大きくするためにはトランス二次側と負荷の間の配線インダクタンスをできる限り低減し、かつ適切な共振コンデンサの容量に調整し、ソフトスイッチングを実現可能な範囲で高い遅れ力率で運転する必要があることがわかった。

### 3) 冷却体（ヒートシンク）の有無によるトランスの温度の比較

図20にコアに実装するヒートシンクを示す。アルミニウム製であり、コアと接触する面を除いた表面積は2159 mm<sup>2</sup>であり、(8)式で計算されたフィンの表面積1802 mm<sup>2</sup>以上という条件を満足している。

2)の条件からトランス二次側の配線長を短くし、適切な共振コンデンサ容量に調整して実験を行った。図21に入力電圧350Vを印加して10分後のトランスの温度を示す。ヒートシンクを設置していないトランスの下面が90°Cを越えたため、実験を中止した。トランスの下面の温度が目標値（60°C）を超えたのは、トランスとヒートシンクを結束バンドで固定しているため、ヒートシンクとトランスの接着面の距離が設計値より大きく、コア-ヒートシンク間の熱抵抗が設計値よりも大きくなっていることが原因と考えている。また、コア材の熱伝導率が小さく(5 W/m・K)、ヒートシンクによる放熱効果がヒートシンクをつけていない面にまで及んでいないことももう1つの原因と考え

(別紙1)

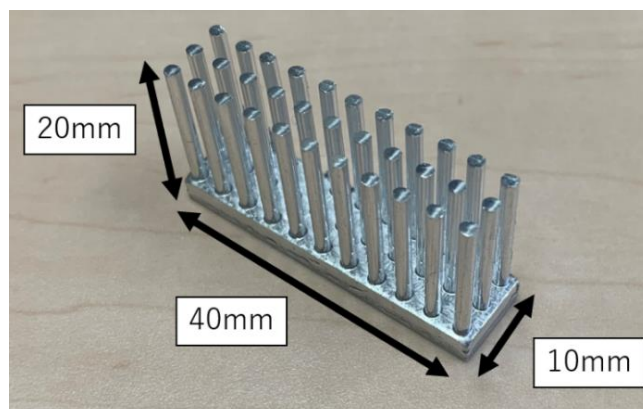
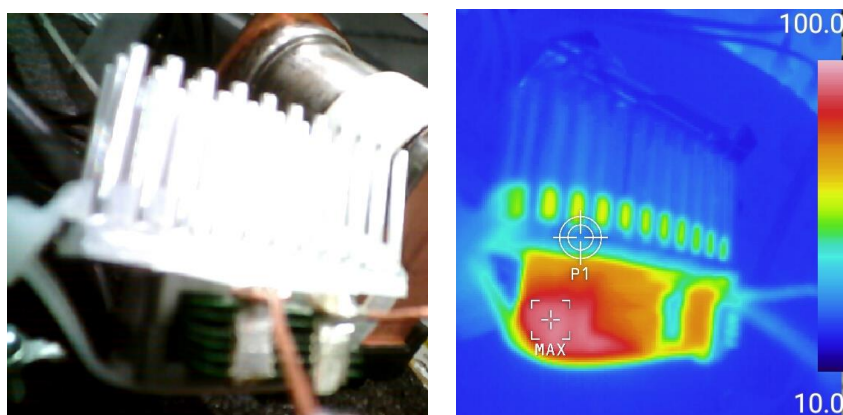


図 20 ヒートシンク（加工後）



(a) 実写真

(b) 10 分後

図 21 ヒートシンクをコアの上面にのみ実装した場合の抵抗負荷 ( $R_{load}=0.3\Omega$ ) 時における入力電圧 350V 時のトランスの温度

ている。そこで、本来想定していたヒートシンクの実装はコアの上面のみであったが、ヒートシンクの冷却能力を確認する検証として、トランスの上面と下面の両面に図20に示すヒートシンクよりも表面積の大きなヒートシンクを実装してトランスを冷却可能かどうかの検証を行った。

図22に新たに実装するヒートシンクを示す。このヒートシンクをコアの上面と下面にそれぞれ使用する。図23にヒートシンクをコアの上面と下面の両面に実装した場合のトランスを示す。それぞれのヒートシンクに穴を開け、ねじによってトランスを上下から固定している。

図24に入力電圧380Vにおいて30分後のトランスの温度を示す。図25に動作波形を示す。片面のヒートシンクでは入力電圧が350Vの時点でコアの温度が

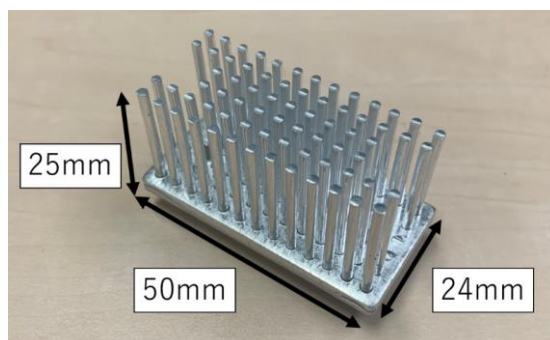


図 22 新たに実装するヒートシンク

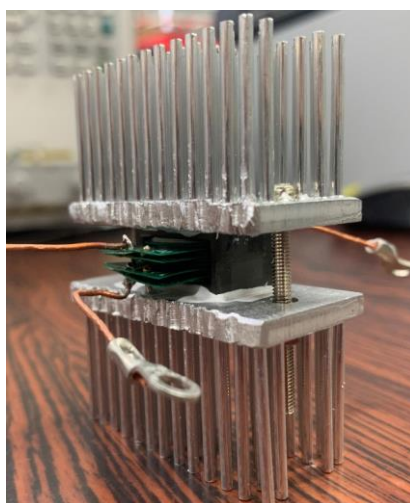


図 23 ヒートシンクをコアの上面と下面の両面に実装した場合のトランス

90°Cに達していたが、ヒートシンクを両面に実装することで入力電圧380Vにおいてもトランスの最高温度が46°Cになることが分かった。なお、ヒートシンクを増やしたことによって動作波形に高周波電圧や電流が生じることはなかった。次に、可変コンデンサの容量指令値を260 pFに変更し、力率を上げて出力電流を増加させて実験を行った。

図26に共振コンデンサを260pFとしたときの入力電圧380Vで30分経過後のトランスの温度を示す。図27に動作波形を示す。コアの温度が80°Cまで温度上昇し、コアの窓にある巻線の基板での発熱が目立っていることを確認した。これは電流が増加したことで一次巻線と二次巻線での銅損が増加したためである。この実験から、巻線から熱を効率良く逃がすことが課題であることが明らかになった。



(別紙1)

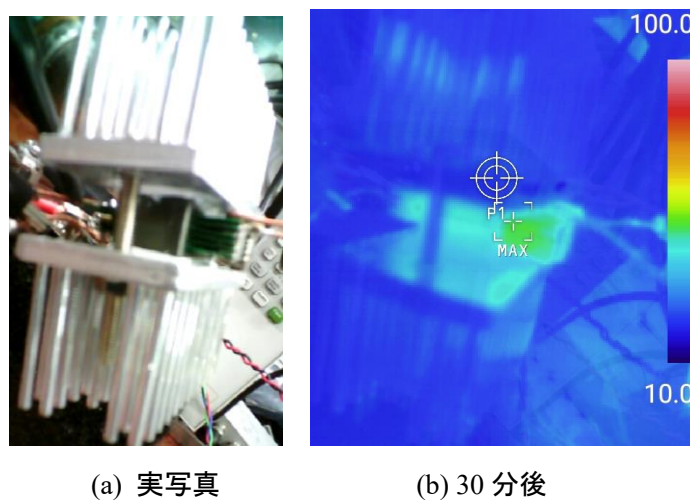


図 24 コアの上と下の両面にヒートシンクをつけたトランスの入力電圧 380V で  
30 分経過後の温度

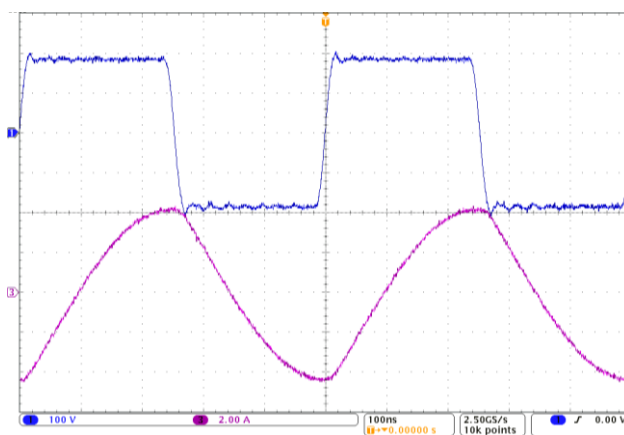


図 25 ヒートシンクをコアの上と下の両面に実装した場合の直流カットコンデン  
サ通過後の電圧  $v_{mv\_cut}$  (上) とトランス二次側電流  $i_s$  (下)

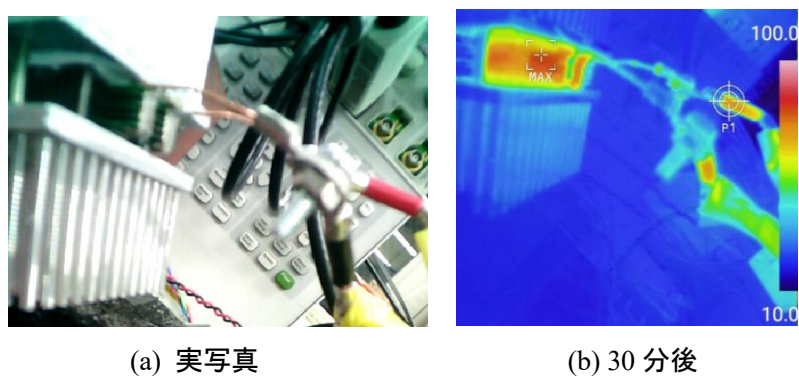


図 26 コアの上と下の両面にヒートシンクをつけたトランスの入力電圧 380V で  
30 分経過後の温度 (共振コンデンサ : 260pF)



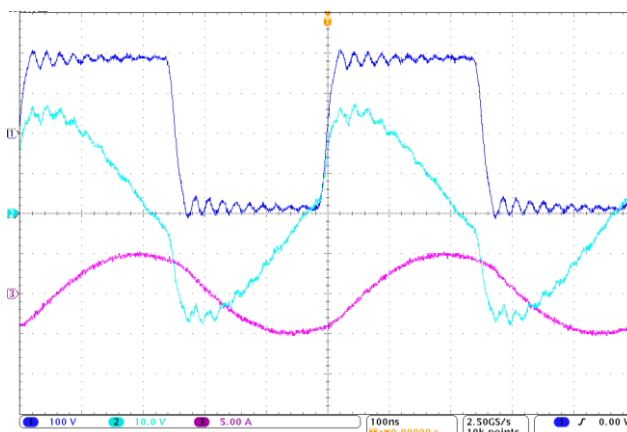


図 27 ヒートシンクをコアの上面と下面の両面に実装した場合の直流カットコンデンサ通過後の電圧（上），トランス二次側電圧，（中），トランス二次側電流（下）

b. 冷却体付き低背MHz級大電流出力トランスの第二試作機（二次巻線分割あり）の製作・評価

1) 二次巻線の銅損を低減するための二次巻線の分割

図28に巻線を分割した二次巻線のプリント基板を示す。2, 3, 4, 6, 12分割の基板を製作した。巻線の分割による損失低減の確認は本研究期間中では達成できず、現在実験準備中である。

2) 熱電対によるトランス温度の確認

図29に熱電対を用いたトランス温度の測定風景，図30に熱電対を貼りつけたトランスを示す。なお、このときは整流器負荷を用いて実験を行った。熱電対の固定には接着剤を用いた。実験に使用する二次巻線には2分割モデルを採用した。

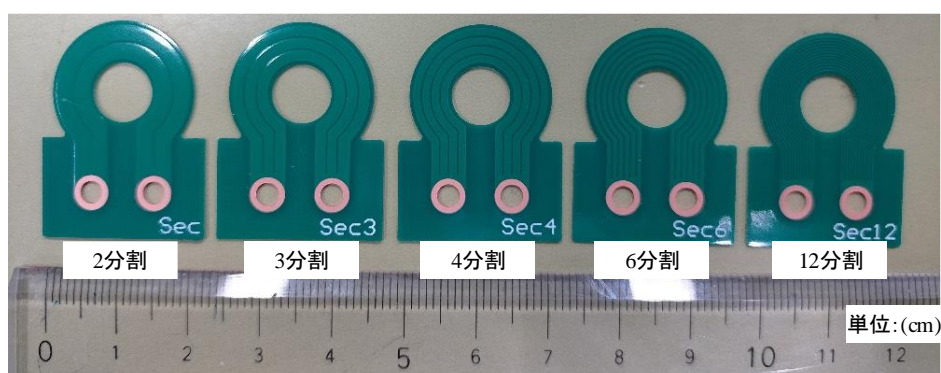


図 28 二次巻線を分割したプリント基板

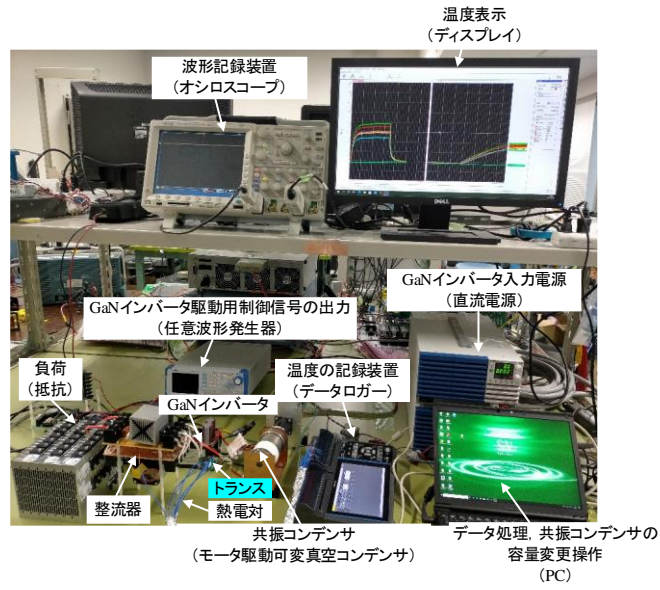


図 29 熱電対を用いたトランス温度の測定風景



図 30 熱電対を貼りつけたトランス

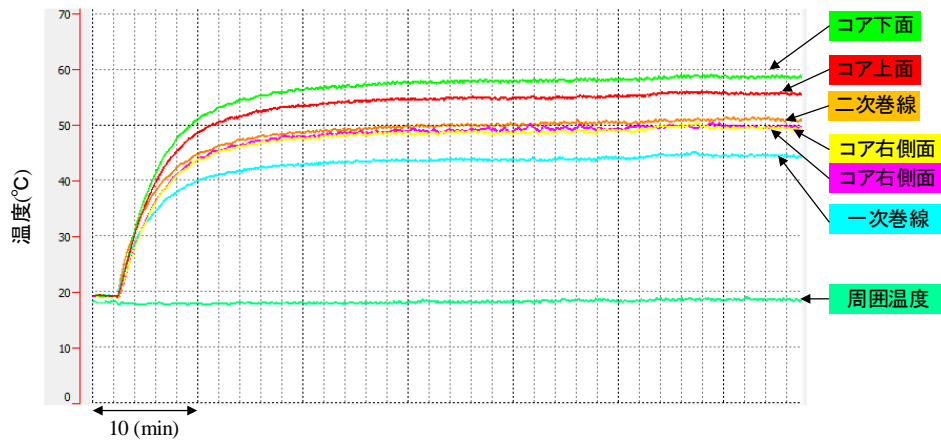


図 31 熱電対によるトランス温度の測定例

(別紙1)

(3) 成果を公表している研究室ホームページ上のURL

(<https://www.ist.hokudai.ac.jp/labo/eec/member/orikawa-study.html>)

(4) JKA補助事業バナーを表示している研究室ホームページ上のURL

(<https://www.ist.hokudai.ac.jp/labo/eec/member/orikawa-funding.html>)

4 事業実施に関して特許権、実用新案権等を申請又は取得したときはその内容  
なし

5 今後予想される効果

寄生容量を考慮した冷却体付き低背MHz大電流出力トランスの高電力密度化

1) 更なる動作周波数の高周波化による車載用充電器の小型化・軽量化

本研究においてはトランスの動作周波数を2MHz固定とし、ヒートシンクを実装することによるトランスの冷却を試み、実験結果からトランスの冷却が可能であることを確認できた。したがって、同じトランス構造であればトランスに許容される損失の大きさを上げられるため、さらに動作周波数を上げられることを示唆している。その結果、制御の応答性を上げられるため、例えばコンデンサの小型化が可能となり、車載用充電器の小型化・軽量化につながる可能性がある。

2) 他のアプリケーションへの応用

本研究は車載用バッテリーの充電回路をアプリケーションに研究を行ってきたが、実装スペースや重要が強く制限される航空機用電力変換器への応用も期待される。もし低背トランスの上部にデッドスペースがある場合でも、航空機の場合はヒートシンクの追加は重量制限により厳しく制限される可能性がある。その場合には、ヒートシンクによる冷却ではなく液体冷却の方が現実的である可能性があるが、本研究で検討した巻線構造や熱等価回路は応用可能である。

6 本事業により作成した印刷物（研究報告書等）

2020年度北海道大学工学部情報エレクトロニクス学科電気制御システムコース卒業論文  
「2MHz低電圧大電流トランスの高電力密度化に関する研究」1部

7 その他

なし