

信州大学審査 学位論文

高周波駆動共振形コンバータの効率向上のための
トランスの銅損低減技術に関する研究

2019年3月

氏 名 山 本 達 也

専 攻 名 シ ス テ ム 開 発 工 学 専 攻

学 籍 番 号 1 6 S T 2 1 0 C

信州大学大学院 総合工学系研究科

平成30年度（2018年度）

信州大学審査学位論文

高周波駆動共振形コンバータの効率向上のための
トランスの銅損低減技術に関する研究

Study on Copper Loss Reduction Technology of Transformer
for Improving Efficiency of High Frequency Driving Resonant Converter

信州大学 大学院 総合工学系研究科 博士課程
システム開発工学専攻 電気電子システム講座

学籍番号 16ST210C

山本 達也

Yamamoto Tatsuya

2019 年 3 月

目次	i
記号表	iii
第1章 まえがき	1
第2章 LLC共振形コンバータに用いるトランスに生ずる物理現象.....	24
2.1 LLC共振形コンバータの動作原理	25
2.1.1 駆動回路	25
2.1.2 回路動作とタイミングチャート	26
2.2 LLC共振形コンバータ用トランスのパラメータの計算	30
2.2.1 基本波近似法によるLLC共振形コンバータの等価回路	30
2.2.2 LLC共振形コンバータの駆動範囲	31
2.2.3 LLC共振形コンバータのパラメータの計算	32
2.3 丸形断面をもつ導線内に生ずる物理現象	34
2.3.1 単線、リッツ線の構造	34
2.3.2 丸形断面導線の物理現象	35
2.3.3 磁性めっき線を用いたリッツ線の銅損低減技術	37
2.3.4 磁性塗布線を用いた単線の銅損低減技術	38
2.4 矩形断面をもつ導線内に生ずる物理現象	39
2.4.1 平角線の構造	39
2.4.2 矩形断面導線の物理現象	40
2.4.3 磁束経路技術を用いた平角線の銅損低減技術	42
2.5 トランスのコアと巻線に生ずる物理現象	43
2.5.1 ギャップ付きトランスの物理現象	43
2.5.2 磁束経路制御を適用したエアギャップ付きトランスの物理現象	44
2.5.3 低透磁率コアを用いたトランスの物理現象	45
2.5.4 磁束経路制御を用いたトランスの銅損低減技術	46
第3章 丸形断面導線を用いたトランスの銅損低減効果の検討.....	49
3.1 丸形断面導線と駆動周波数	50
3.2 磁性めっきリッツ線を用いたトランスを実装したフルブリッジ型LLC共振形コン バータ	51
3.2.1 回路構造	51
3.2.2 磁性めっきリッツ線の構造	55
3.2.3 トランスの構造	56
3.2.4 トランスのインピーダンス特性	59
3.2.5 効率特性	62

3.2.6	発熱特性	64
3.3	スプレー磁性塗布線を用いたトランスを実装したハーフブリッジ型LLC共振形コンバータ	66
3.3.1	回路構造	66
3.3.2	スプレー磁性塗布線の構造	70
3.3.3	磁性コンポジットコアの磁気特性	72
3.3.4	トランスの構造	74
3.3.5	トランスのインピーダンス特性	76
3.3.6	効率特性	79
3.3.7	発熱特性	81
第4章	矩形断面導線を用いたトランスの銅損低減効果の検討	84
4.1	有限要素法解析による平面トランスの設計	85
4.1.1	平角線の寸法の検討	85
4.1.2	磁性キャップ平角線の構造の検討	93
4.1.3	磁束経路制御を適用した平面トランスの構造の検討	101
4.2	平面トランスを用いたハーフブリッジ型LLC共振形コンバータ	105
4.2.1	回路構造	105
4.2.2	磁束経路制御技術を適用した平面トランスの構造	109
4.2.3	トランスのインピーダンス特性	111
4.2.4	効率特性	114
4.2.5	発熱特性	116
第5章	あとがき	119
参考文献	123
謝辞	127
研究業績	128

記号表

記号	名称 (単位)
A_e	: コアの実効断面積 effective cross section of core (mm^2)
B	: 磁束密度 magnetic flux density (T)
B_s	: 飽和磁束密度 saturation magnetic flux density (T)
C_v	: 入力平滑キャパシタ input smoothing capacitor (F)
C_o	: 出力平滑キャパシタ output smoothing capacitor (F)
C_p	: 浮遊容量 stray capacitor (F)
C_r	: 共振キャパシタンス resonance capacitor (F)
dt	: 磁性キャップの厚さ thickness of magnetic cap (m)
dl	: 磁性キャップの長さ length of magnetic cap (m)
f	: 周波数 frequency (Hz)
f_0	: 漏れインダクタンスと共振コンデンサの共振周波数 resonant frequency of leakage inductance and resonance capacitor (Hz)
f_s	: 一次インダクタンスと共振コンデンサの共振周波数 resonant frequency of primary inductance and resonance capacitor (Hz)
f_r	: トランスの自己共振周波数 self-resonant frequency of transformer (Hz)
I	: 電流 current (A)
I_i	: 入力電流 input current (A)
I_o	: 出力電流 output current (A)
I_p	: 一次側コイルの電流 current of primary coil (A)
I_s	: 二次側コイルの電流 current of secondary coil (A)
I_{ds1}, I_{ds2}	: FET のソース-ドレイン電流 current between source - drain of FET (A)
I_{d1}, I_{d2}	: ダイオードの順方向電流 forward current of diode (A)
I_r	: トランスの電流 current of transformer (A)
J	: 電流密度 current density (A/m^2)
k	: 結合係数 coupling coefficient
l	: 導線の長さ length of conducting wire (m)
L	: インダクタンス inductance (H)
L_{sh}	: 漏れインダクタンス leakage circuit inductance (H)
L_m	: 励磁インダクタンス excitation inductance (H)
L_p	: 一次側コイルのインダクタンス inductance of primary coil (H)
L_s	: 二次側コイルのインダクタンス inductance of secondary coil (H)
l_e	: コアの実効磁路長 effective magnetic path length of core (mm)
N	: コイルの巻数 number of turns of coil (回)
N_1	: 一次側コイルの巻数 number of turns of primary coil (回)
N_2, N_3	: 二次側コイルの巻数 number of turns of secondary coil (回)
n	: トランスの巻数比 turn ratio of transformer
P_i	: 入力電力 input power (W)

P_o	: 出力電力 output power (W)
P_{loss}	: 損失電力 loss power (W)
Q	: 等価負荷抵抗と特性インピーダンスの比 ratio of equivalent load resistance and characteristic impedance
R	: 抵抗 resistance (Ω)
R_{dc}	: 直流抵抗 DC resistance (Ω)
R_{eq}	: 基本波近似法の等価回路の負荷抵抗 (Ω) output resistance of equivalent circuit of first harmonic approximation method (V)
R_p	: 近接効果に起因する抵抗 resistance due to proximity effect (Ω)
R_s	: 表皮効果に起因する抵抗 resistance due to skin effect (Ω)
R_L	: 出力抵抗 output resistance (Ω)
R_{sh}	: 短絡抵抗 short circuit resistance (Ω)
t	: 時間 time (s), 平角線の厚さ thickness of rectangular wire (m)
t_g	: トランスのギャップ長 gap length of transformer (m)
t_p	: 磁性プレートの厚さ thickness of magnetic plate (m)
V	: 電圧 voltage (V)
V_{acin}	: 基本波近似法の等価回路の入力電圧 input voltage of equivalent circuit of first harmonic approximation method (V)
V_f	: ダイオードの順方向降下電圧 forward drop voltage of diode (V)
V_i	: 入力電圧 input voltage (V)
V_o	: 出力電圧 output voltage (V)
V_{ds1}	: FET のソース-ドレイン電圧 1 voltage between source - drain of FET 1 (V)
V_{ds2}	: FET のソース-ドレイン電圧 2 voltage between source - drain of FET 2 (V)
V_1	: 一次側コイルの電圧 voltage of primary coil (V)
V_2	: 二次側コイルの電圧 voltage of secondary coil (V)
V_{cr}	: 共振キャパシタの電圧 voltage of resonance capacitor (V)
w	: 平角線の幅 width of rectangular wire (m)
Z_o	: 特性インピーダンス characteristic impedance (Ω)
ρ	: 抵抗率 resistivity (Ωm)
ρ_{Cu}	: 銅の抵抗率 resistivity of copper ($= 1.72 \times 10^{-8}$) (Ωm)
η	: 効率 efficiency (%)
μ	: 透磁率 permeability (H/m)
μ_r	: 比透磁率 relative permeability
μ_0	: 真空の透磁率 space permeability ($= 4\pi \times 10^{-7}$) (H/m)
μ'	: 複素比透磁率の実部 real part of complex relative permeability
μ''	: 複素比透磁率の虚部 imaginary part of complex relative permeability
μ_{rCu}	: 銅の比透磁率 space permeability ($= 1$) (H/m)
δ	: 表皮深さ skin depth (m)
Φ	: 磁束 magnetic flux (Wb)
Φ_m	: 励磁磁束 excitation magnetic flux (Wb)

Φ_{lk} : 漏れ磁束 leakage magnetic flux (Wb)

Φ_s : 二次側コイルの磁束 magnetic flux of secondary coil (Wb)

第1章 まえがき

スイッチング電源は安定した直流電力を供給するために用いられ、小形化、高効率化の強い要求がある。スイッチング電源にはトランスやインダクタなどの磁気部品が用いられており、他の部品と比較して体積が大きく、小型化のボトルネックとなっている。

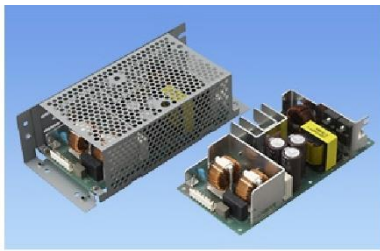
磁気部品の小型化要素技術として、駆動周波数の高周波化があげられる。しかし、高周波化に伴って磁気部品の巻線で生じる銅損、磁性材料で生じる鉄損が増加するため、小型化と高効率化を両立させるためには磁気部品の高周波での損失を下げる技術が必須となる。

トランスやインダクタで用いられる巻線の種類は単線、リッツ線、平角線などが一般的である。これらの導線で生じる物理現象は線種ごとに異なっており、銅損の低減技術は使用する線種によって適切なものを選定する必要がある。

本論文では高周波駆動電源用トランスで用いる巻線である丸形断面をもつ導線と、矩形断面をもつ導線について、銅損を低減するために磁束経路制御という技術を提案し、コンバータへの実装を考慮した検討の結果について述べる。

1.1 研究背景

図1.1に一般的に用いられている電源を示した。近年、パソコンなどの電子機器において、LSIの微細化により高機能化が進展しており、サーバーなどの大型PCにおいては、CPU、HDDに加えて多数の冷却ファンなどを駆動させるため、数百～数kWの安定した直流電力が必要となる。スイッチング電源は、安定した直流電力を供給するために用いられるパワーエレクトロニクスデバイスである。スイッチング電源に用いられるコンバータには、高効率化、小型化の強い要求がある^{1,1)}。



<https://www.cosel.co.jp/product/powersupply/LGA/LGA240A/>

(a) switching power supply



<https://www.hyperscalers.com/OCP-Hypescale-open-rack-v2-v1-Rackgo-X>

(b) Power supply for servers

図1.1 電源の使用例

Fig. 1.1 Power supply example.

図1.2に人工衛星の電源システムを示した^{1,2), 1.3)}。人工衛星では太陽光発電パネルで発電した電力をバッテリーに蓄電し，使用する負荷ごとにコンバータを通して電圧変換を行う。限られた電力を有効に使用するためにはコンバータの損失の低減が必須である。また，人工衛星の打ち上げには数億円のコストが必要であり，人工衛星の軽量化がコスト削減につながる。コンバータなどの電源部品は人工衛星の質量の1～2割を占めており，小型軽量化のためには磁気部品の小型化が必須である。

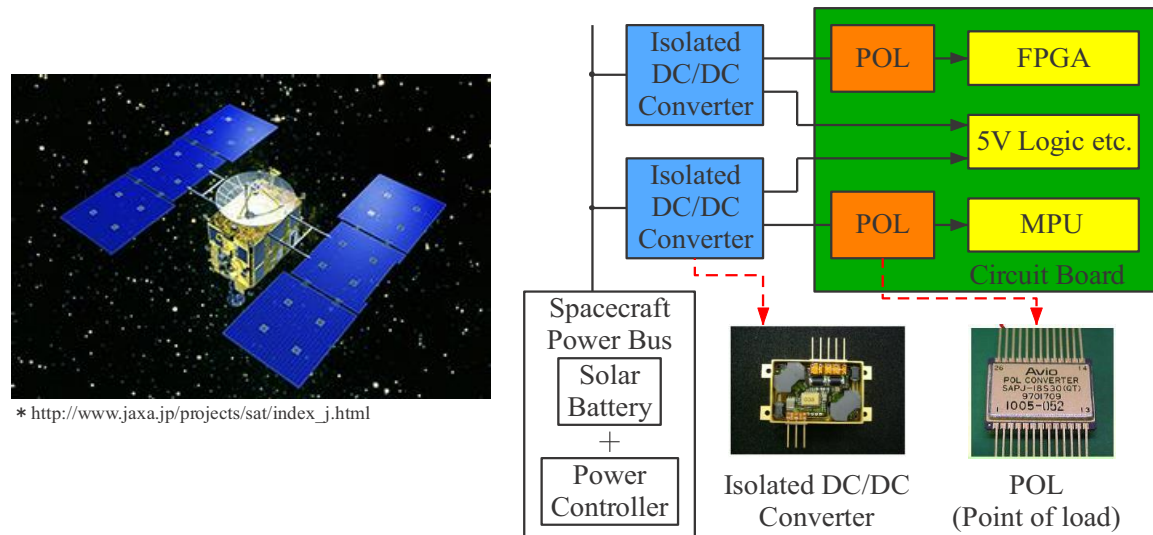


図1.2 人工衛星の電源システム
Fig. 1.2 Power supply system of satellite.

1.2 課題・問題点

図1.3にDC-DCコンバータの構成を示した。DC-DCコンバータは主にインバータ、トランス、整流回路で構成され、インバータの駆動周波数を増加させることで、回路素子やトランスの小型化が可能となる^{1.4)~1.6)}。しかし、高周波化に伴い、インバータのパワー半導体での回路損失，トランスの鉄心での鉄損，巻線で生じる銅損による効率の低下や発熱が問題となる。

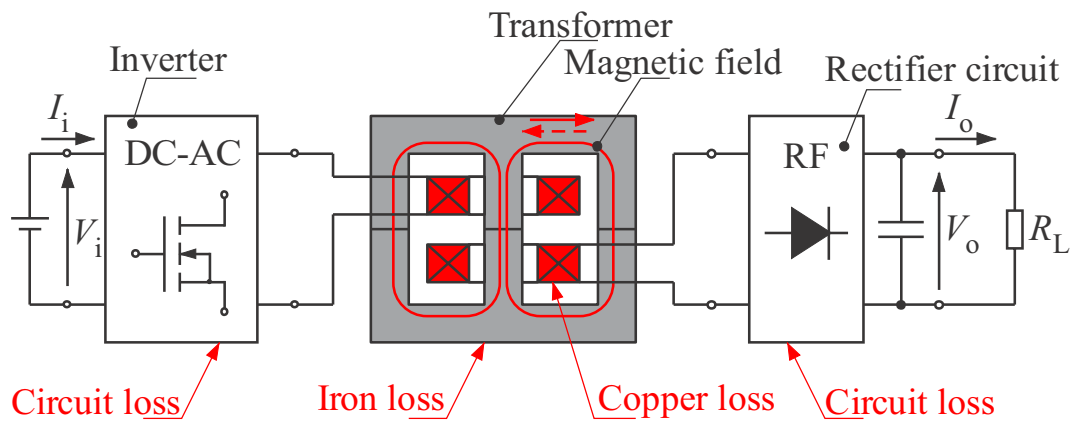


図1.3 DC-DCコンバータの回路構成
Fig. 1.3 Circuit structure of DC-DC converter.

図1.4に電源の小型高効率化要素技術を示した^{1.7)}。高効率化のためには図1.3で示した回路損失，トランスの銅損，鉄損を低減する必要がある。回路損失を低減する手法として低損失なスイッチング素子の使用，回路の駆動方式の変更などが有効である。また，小型化の手法として駆動周波数の高周波化や回路素子の小型化，集積化が有効である。

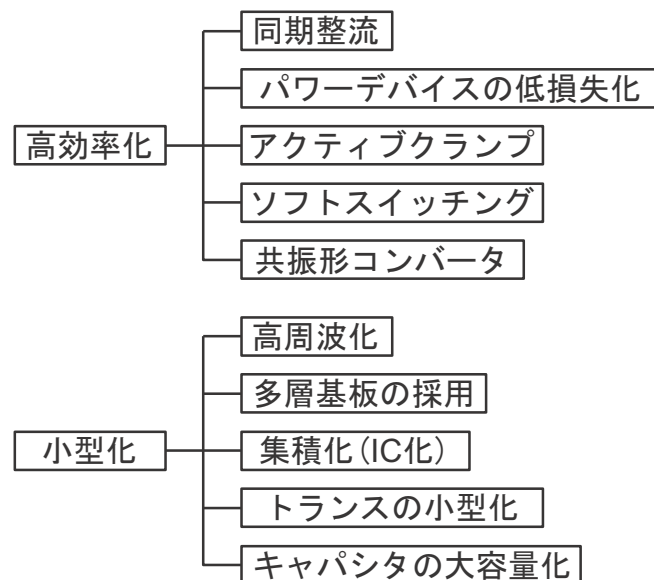


図1.4 電源の小型高効率化のための要素技術

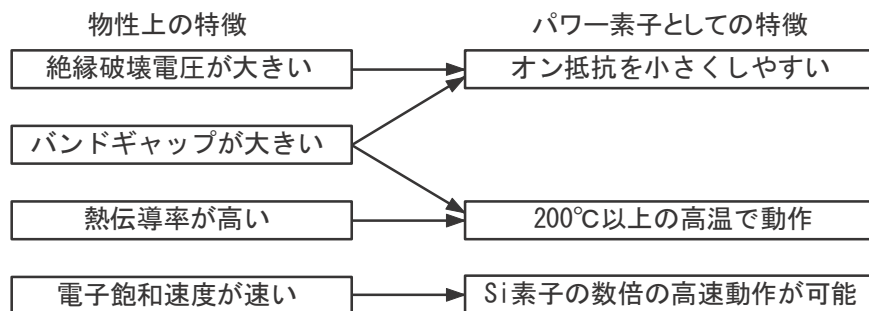
Fig. 1.4 Elemental technology for downsizing and high efficiency of the power supply.

図1.5にパワー半導体の物性値の比較を示した。電源回路でスイッチング素子に用いられるパワー半導体はシリコンを用いたものが一般的であるが、さらなる低損失化，高周波化のため，SiC，GaNを用いたパワー半導体が広く研究されている。これらの新材料パワー半導体はシリコンを用いた半導体と比較して電子飽和速度が速いため高周波駆動が可能である。また，絶縁破壊電圧が大きいいため低オン抵抗での駆動が可能である。さらに，バンドギャップが大きいいため，高温動作が可能である。これにより，高周波駆動と回路損失低減が両立される。

	Si	SiC	GaN
バンドギャップ(eV)	1.1	3.26	3.39
絶縁破壊電界(MV/cm)	0.3	2	3.3
キャリア移動度($\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$)	1350	650–720	900
電子飽和度($1 \times 10^7 \text{cm/s}$)	1	2	2.5
熱伝導率(W/cm/K)	1.5	4.5	2.1

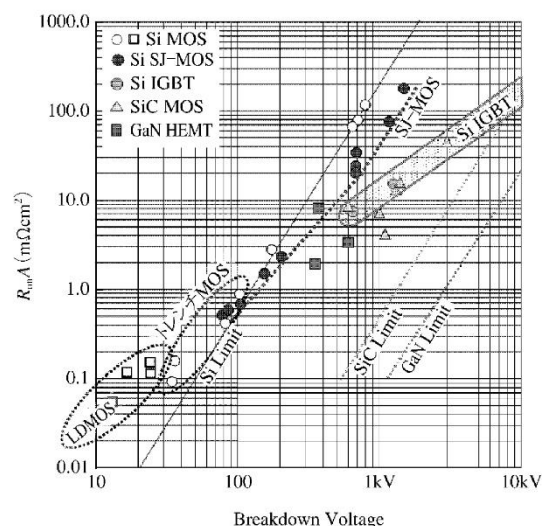
<https://www.rohm.co.jp/sic/gd2>

(a)物性値の比較



<https://www.rohm.co.jp/sic/gd2>

(b)物性値とパワー素子としての特性の関係性



(c)パワーデバイスの単位体積当たりのオン抵抗の比較^{1,8)}

図1.5 パワー半導体の物性値の比較

Fig. 1.5 Comparison of physical property values of power semiconductors.

図1.6に電源回路の駆動波形を示した^{1.9)}。回路損失は，駆動回路においてスイッチング用FETでのスイッチング損失やリングングノイズが要因であり，効率の低下につながる。これらの損失を低減するためには回路の駆動方式を変更する必要がある。

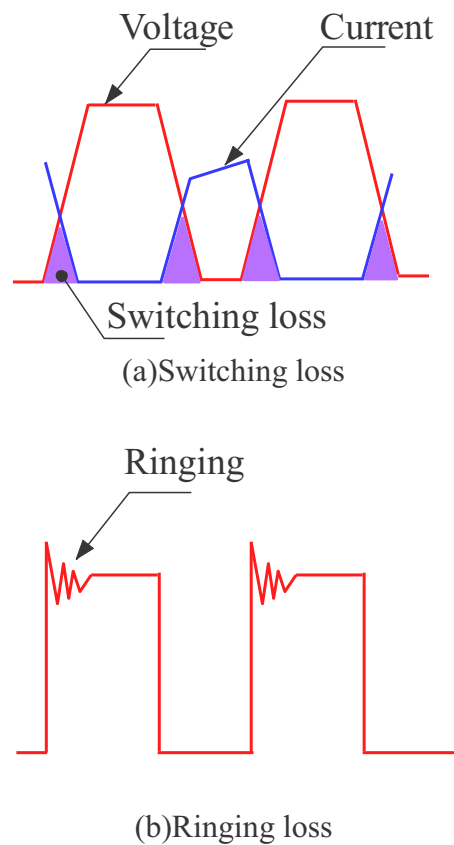


図1.6 駆動回路の損失
Fig. 1.6 Loss of drive circuit.

表1.1に駆動回路と特徴を示した^{1.10)}。サーバー用の電源などでの使用を考慮すると数百~数kWの出力が必要である。また、SiCやGaNなど新材料パワー半導体を用いたFETは数百k~数MHzでのスイッチングが可能であるが、スイッチング損失の小さい駆動方式を選定する必要がある。

表1.1 駆動回路と特徴

Tale1.1Characteristic and drive circuit.

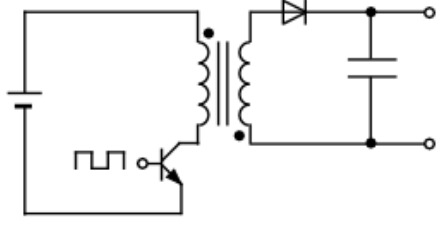
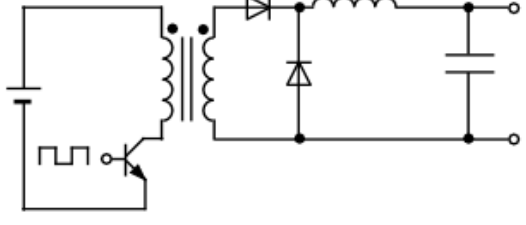
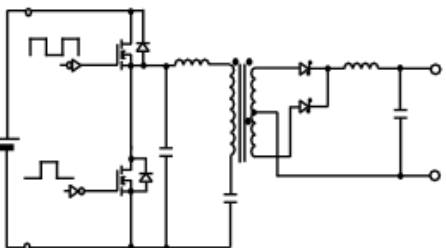
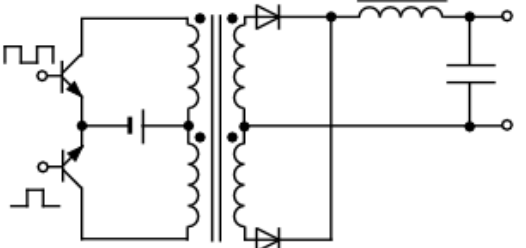
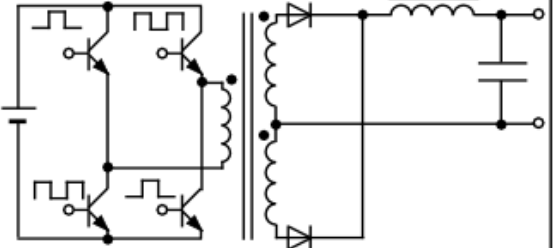
名称・回路図	特徴	用途
フライバックコンバータ 	1. チョークコイルが不要 2. 部品点数が少ない	小・中出力 (50W程度)
フォワードコンバータ 	1. 部品点数が少ない	中出力 (50 - 100W程度)
LLC方式 	1. 部品点数が少ない 2. 高効率化・低ノイズ	中・大出力 (300W程度)
プッシュプル方式 	1. 高効率化・低ノイズ 高機能化が可能 2. 部品点数が多い	中・大出力 (300W程度)
フルブリッジ方式 	1. 高効率化・低ノイズ 高機能化が可能 2. 部品点数が多い	中・大出力 (数100W程度)

図1.7にLLC共振形コンバータの回路構造と駆動波形を示した^{1.9)}。LLC共振形コンバータは励磁インダクタンス L_m ，漏れインダクタンス L_{sh} ，共振キャパシタ C_r を共振させて駆動させる方式で，電流と電圧の位相をずらすことでZVS(ゼロボルトスイッチング)が可能であり，ソフトスイッチングで駆動させることでスイッチング損失を低減することが可能である。

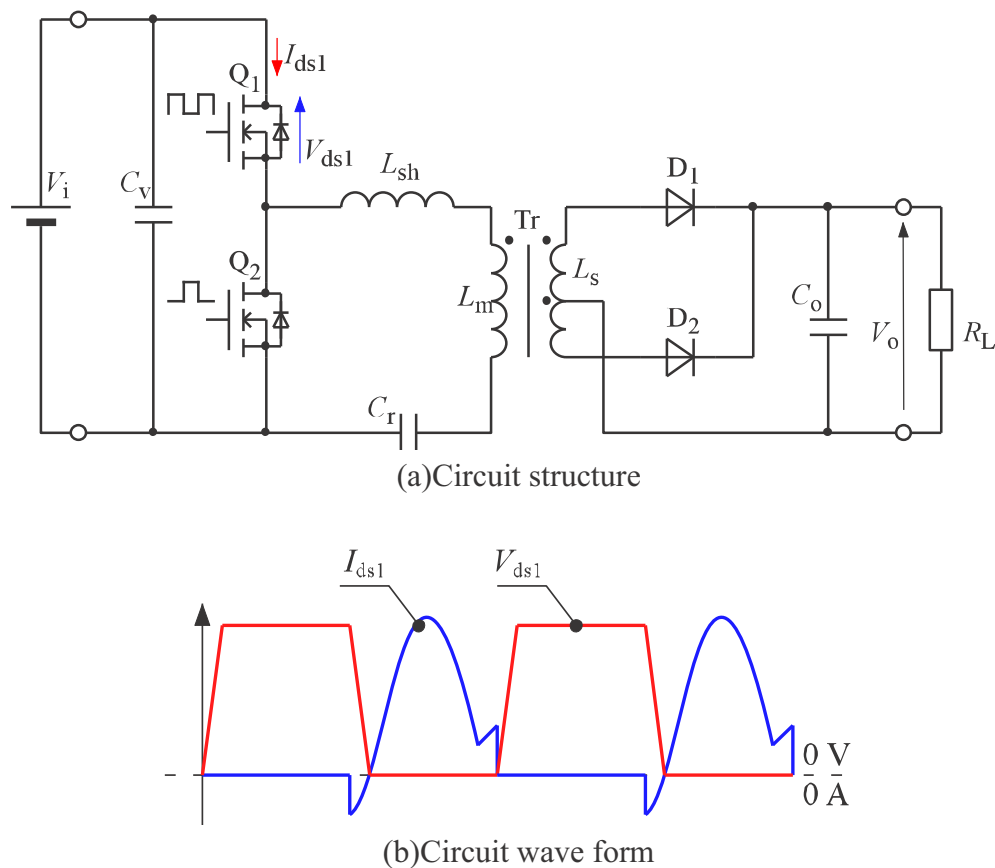


図1.7 LLC共振形コンバータの回路構造と駆動波形

Fig. 1.7 Circuit structure and wave form of LLC resonant converter.

図1.8に磁性材料の使用周波数帯と飽和磁束密度を示した^{1.11)}。スイッチング電源で用いられる磁性材料は主にMn-Znフェライトである。しかし、使用周波数帯はkHz帯であり、MHz帯では渦電流損が増加するため不向きである。MHz帯で使用される材料としてNi-Znが上げられる。主に通信機器で用いられるインダクタなどで使用される材料であるが、飽和磁束密度が低く、スイッチング電源用トランスでの使用は不向きである。

MHz帯で利用できるコア材料として磁性コンポジット材が上げられる^{1.12)}。磁性コンポジット材は μm 級の磁性体の粉末とエポキシなどのバインダを混合し、焼き固めて製作されるコアであり、MHz帯での損失が非常に低く、高飽和磁束密度のコア材料である。低透磁率であることが問題だが、MHz帯以上の駆動周波数で用いることで必要な透磁率を下げることができる。この磁性コンポジット材を用いた磁性コンポジット鉄心を高周波駆動電源用トランスに用いることで低鉄損なトランスを製作することができる。

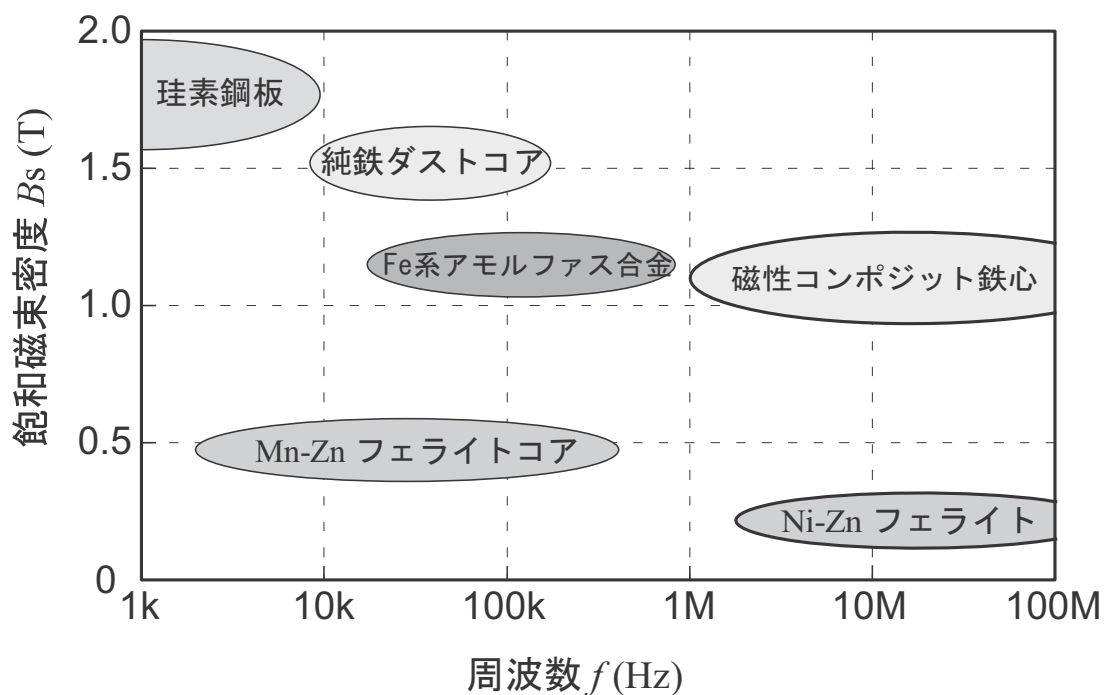


図1.8 磁性材料の使用周波数帯と飽和磁束密度

Fig. 1.8 Usable frequency band and saturation magnetic flux density of magnetic material.

図1.9に磁性材料の使用周波数帯と損失係数 $\tan\delta$ を示した^{1.12)-1.14)}。磁性材料はMn-Znフェライト，Ni-Znフェライトで市販されているものと，磁性コンポジット鉄心を上げた。Mn-Znフェライトは比透磁率 μ' が数千程度と大きく，損失係数は低いが使用周波数帯が数百kHz~1 MHz程度である。Ni-Znフェライトは比透磁率 μ' が数十~数百であり，損失係数が大きくなるが使用周波数帯は数十~100 MHz程度であり，MHz帯で駆動するインダクタのコアなどに使用される。磁性コンポジット鉄心は比透磁率 μ' が数十と低い，損失係数が低く，使用周波数帯は数十~100 MHz程度である。

MHz帯駆動の高周波駆動電源用トランスでは損失が低いコアが必要であるため磁性コンポジット鉄心が有効である。

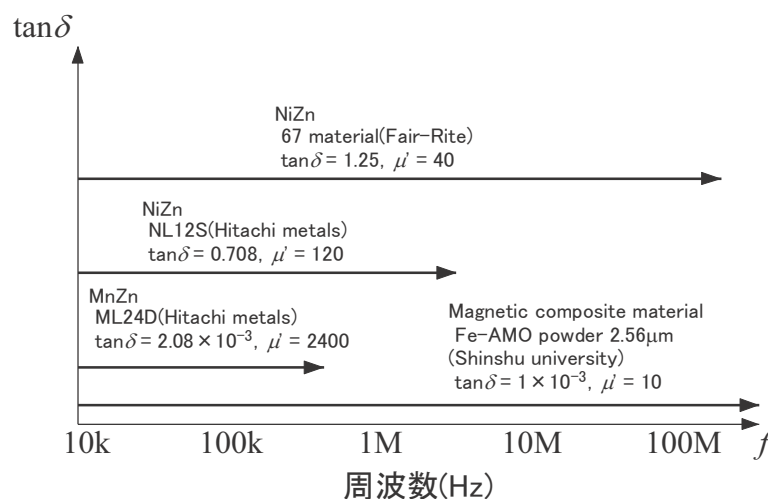
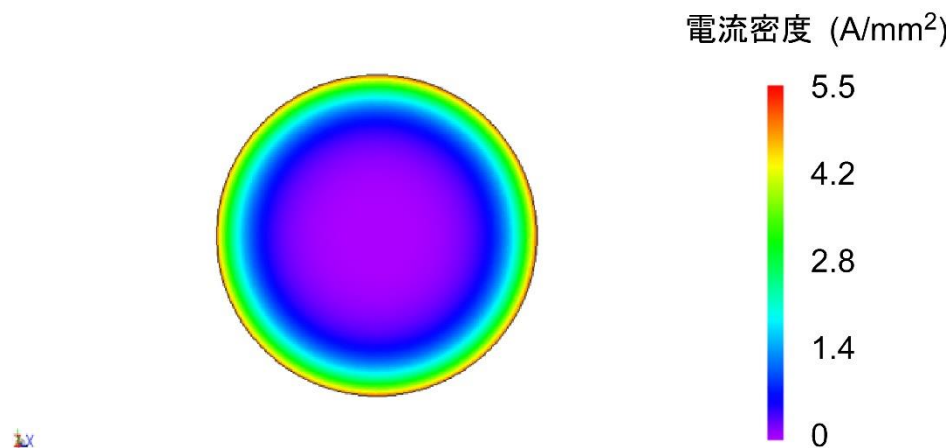


図1.9 磁性材料の使用周波数帯と損失係数 $\tan\delta$

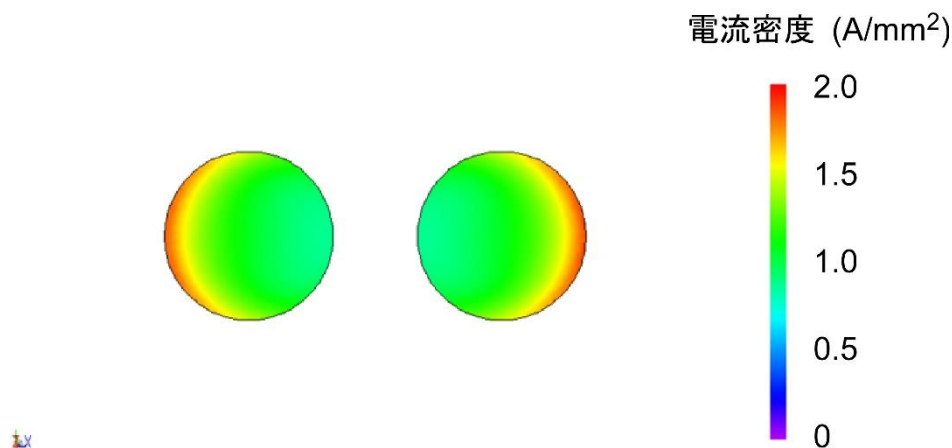
Fig. 1.9 Usable frequency band and loss factor $\tan\delta$ of magnetic material.

これまで回路損失，トランスの鉄損の低減手法を示したが，MHz帯での銅損低減技術も必須である。

図1.10に銅損の要因を示した^{1.15)-1.17)}。銅損とはトランスやインダクタの巻線抵抗による損失である。巻線の抵抗は直流抵抗と交流抵抗に二分される。また，交流抵抗は表皮効果に起因する抵抗と近接効果に起因する抵抗に二分される。直流抵抗は周波数に依存せず，巻線の材質と導体径に依存する。表皮効果は電流が巻線の表皮側に偏る現象であり，巻線の材質と導体径，導体に流れる電流の周波数に依存する。近接効果は隣接する巻線から生じた磁束が鎖交した際に電流が偏る現象であり，巻線の材質と導体径，導体に流れる電流の周波数，対向する導線の距離に依存する。



(a)表皮効果(周波数 $f = 1$ MHz, 電流 $I = 1$ A, 導体径 Φ 1 mm)



(b)近接効果(周波数 $f = 1$ MHz, 電流 $I = 1$ A, 導体径 Φ 0.2 mm)

図1.10 銅損の要因

Fig. 1.10 Causes of copper loss.

図1.11に銅損抵抗と周波数の関係を示した^{1.15)-1.17)}。直流抵抗 R_{dc} は周波数に依存せず、導線の抵抗率 ρ と導体断面積 S 、導線の長さ l に依存する。表皮効果に起因する抵抗 R_s は電流の周波数 f の1/2乗に比例する。近接効果に起因する抵抗 R_p は電流の周波数 f の2乗に比例する。MHz帯では表皮効果、近接効果に起因する交流抵抗が大半を占め、銅損を低減するためにはこれらの交流抵抗を低減する手法が必須である。

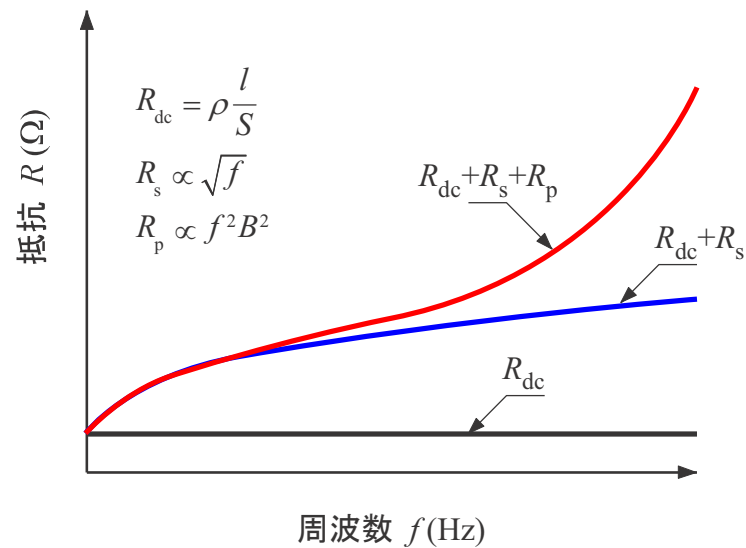


図1.11 銅損抵抗と周波数の関係

Fig. 1.11 Characteristics of copper loss resistance vs. frequency.

図1.12にトランスの導線に生ずる物理現象を示した。トランスでは一次側コイルに励磁電流が流れて磁束が発生し、二次側コイルに鎖交すると誘導電流が流れる。この誘導電流により二次側に電力を伝送するが、一次側コイルの励磁電流による磁束と、二次側コイルの誘導電流による磁束が各コイルの間に集中し、巻線に鎖交することで渦電流が発生する。また、コアの透磁率が低いとき、コア内の磁束が導線に鎖交し、渦電流が発生する。これらの渦電流により、トランスの銅損が増加する。そのため、導線内に磁束が鎖交しないように磁束の流れを制御する必要がある。

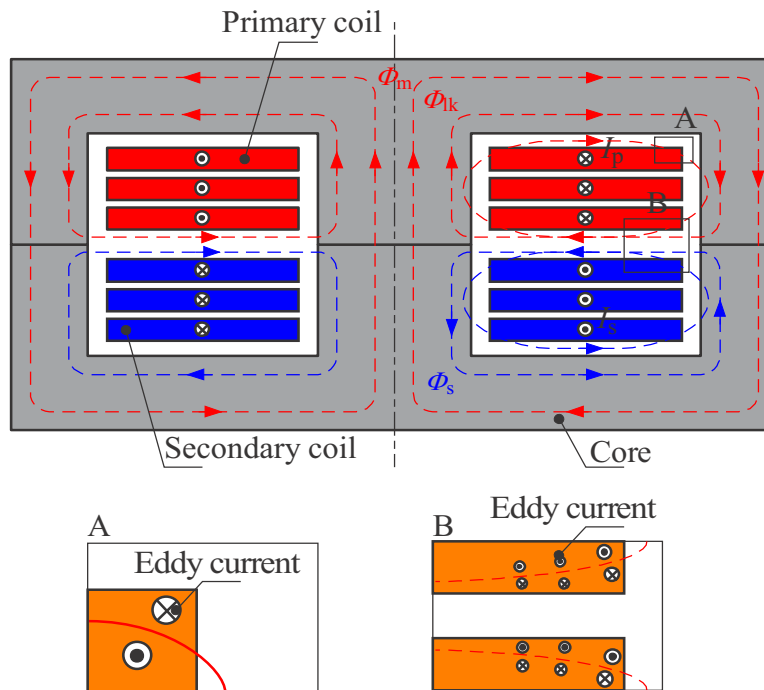


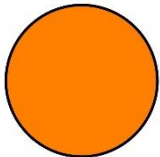
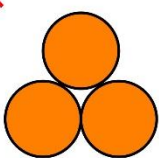
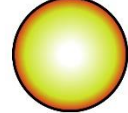
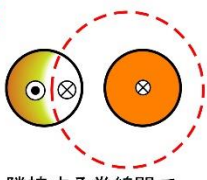

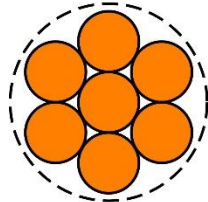
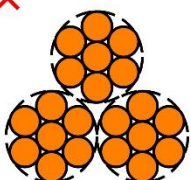
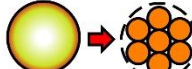
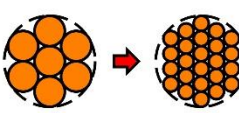
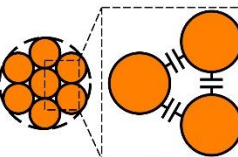

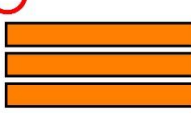
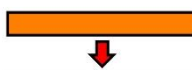
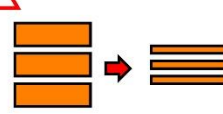
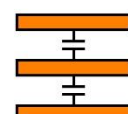
図1.12 トランスの導線に生ずる物理現象

Fig. 1.12 Physical phenomena occurring in winding wire of the transformer.

表1.2にトランスに用いられる巻線の種類を示した。トランスで用いられる巻線は主に単線、リッツ線、平角線が上げられる。単線は浮遊容量が少ないが、占積率が悪く、銅損も大きい巻線である。リッツ線は細い素線を使うことで表皮効果を低減できる。しかし、近接効果を低減するためには素線の細線化が必要であり高価である。また、占積率が悪いため、トランスの小型化には不向きである。さらに素線間の浮遊容量が大きいいため、MHz帯以上の高周波での使用は困難である^{1,18)}。平角線は占積率が高く、表皮効果の低減にも有効である。ただし、近接効果の低減のためには平角線の厚さを薄くする必要がある。また、浮遊容量の低減のためには線間距離を大きくする必要がある。

巻線の形状、コイルの形状によって発生する磁束の経路は異なるため、トランスごとに適した銅損の低減方法が必要である。

表1.2 トランスで用いられる巻線の種類
Table. 1.2 Type of winding wire used in transformer.

導線の形状	占積率	銅損		浮遊容量
		表皮効果	近接効果	
(a) 単線 	✗  線間に隙間が発生	✗  電流が表皮に集中	✗  隣接する巻線間で磁束が鎖交	○  対向面積が小さいため浮遊容量は少ない
(b) リッツ線 	✗  線間に隙間が発生	○  表皮効果を低減	△  素線の細線化によって近接効果を低減	✗  素線間に浮遊容量が発生
(c) 平角線 	○  線間の隙間を低減	○  薄厚化で表皮効果を低減	△  薄厚化で近接効果を低減	△  対向面積は大きい 線間を離して低減が可能

トランスの銅損低減技術として提案されている技術の例を挙げる。

図1.13にインターリーブ巻トランスの銅損低減技術を示した^{1,19)}。トランスの一次側コイルと二次側コイルの巻線を交互に配置することで両コイルから発生する磁束を打ち消しあい、巻線に鎖交する磁束を低減する方法である。この技術は銅損の低減効果はあるが、一次側コイルと二次側コイルの巻線を交互配置にするために巻線を並列に接続する必要がある、コイルの大型化が問題となる。また、インターリーブ巻では一次側コイルと二次側コイルの結合容量が増加し、高周波駆動に適用できない。

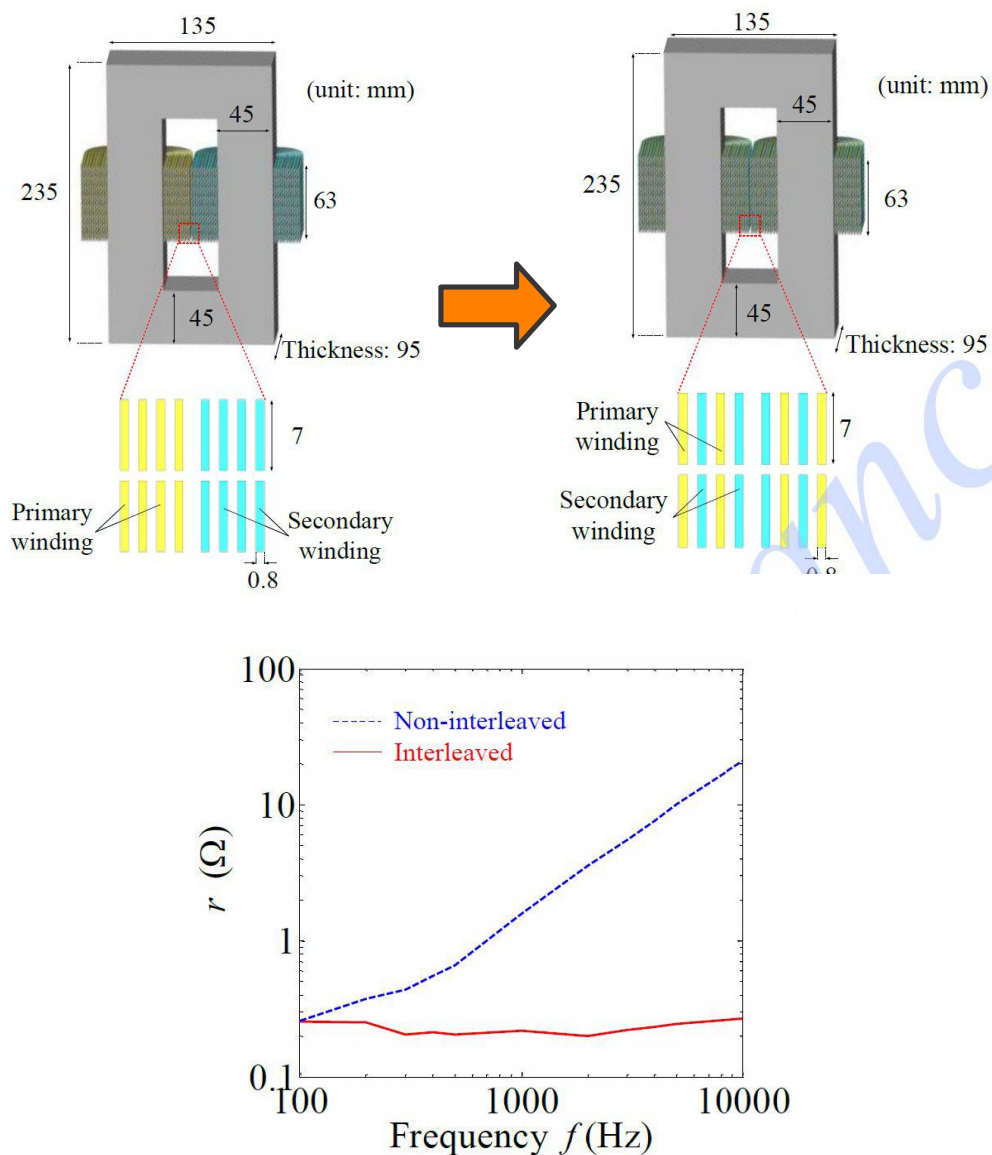


図1.13 インターリーブ巻によるトランスの銅損低減技術

Fig. 1.13 Copper loss reduction of transformer by interleave winding.

図1.14にマトリクストランスによるコアの集中磁束の低減技術を示した^{1,20)}。これは4脚のコアに磁束が打ち消しあうようにコイルを配置した構造であり、コアの一部に磁束が集中しないようにする技術である。この技術ではコアの集中磁束を避けることで巻線に鎖交する磁束が低減するため銅損低減効果があるが、磁束を打ち消すようにコイルを配置する必要があり、インターリーブ巻トランスと同様にコイルの大型化が問題となる。

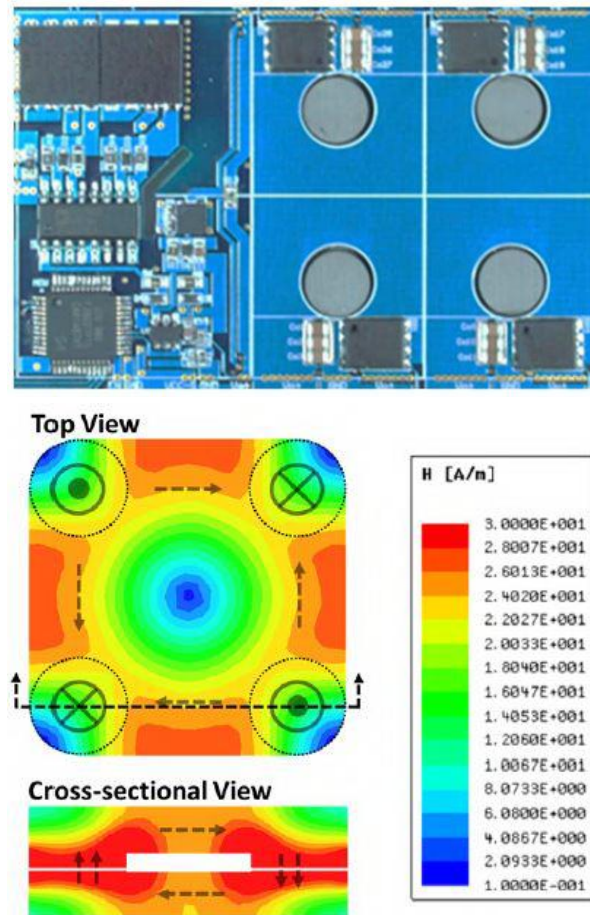


図1.14 マトリクストランスによるコアの集中磁束の低減技術

Fig. 1.14 Technology to reduce concentrated magnetic flux of core by matrix transformer.

リッツ線でも素線の配置変更や薄膜を有した素線を用いることでの銅損低減が提案されている^{1.21), 1.22)}。

図1.15にコーティング素線を用いたリッツ線の銅損低減技術を示した。これはリッツ線の素線に銀やニッケルをコーティングすることで銅損低減効果を検討したものである。ニッケルコーティングによる銅損低減効果が示されているが、他の材料を検討しておらず、MHz帯以上の周波数に適したコーティング材料を提案する必要がある。また、導線の周囲にYBCOなどの超伝導体をコーティングして銅損を低減する技術もあるが、主に大電力伝送ケーブルで用いられており、液体窒素での冷却が必要なのでトランスでの適用は困難である^{1.23)}。

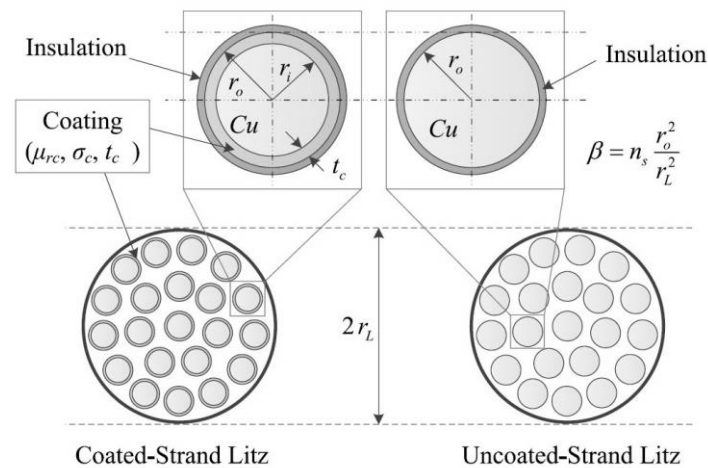


図1.15 マトリクストランスによるコアの集中磁束の低減技術

Fig. 1.15 Technology to reduce concentrated magnetic flux of core by matrix transformer.

1.3 解決方法

1.2節にてトランスの銅損低減の必要性を示したが、本節では導線と磁性体を組み合わせた磁束経路制御による銅損低減技術について述べる。

図1.16に丸形断面をもつ導線の磁束経路制御を示した。丸形断面をもつ導線では隣接する導線から発生する磁束が鎖交して渦電流が生じる近接効果が銅損の要因となる。そこで導線の外周に銅線より透磁率、抵抗率が高い磁性体の層を設けることで、磁気シールドのように隣接する導線から発生する磁束を磁性体の層に誘導し、導線内に鎖交しないようにする^{1.24)-1.29)}。このように磁束の経路を制御することで、導線内で発生する渦電流を抑制し、近接効果に起因する交流抵抗を低減する。

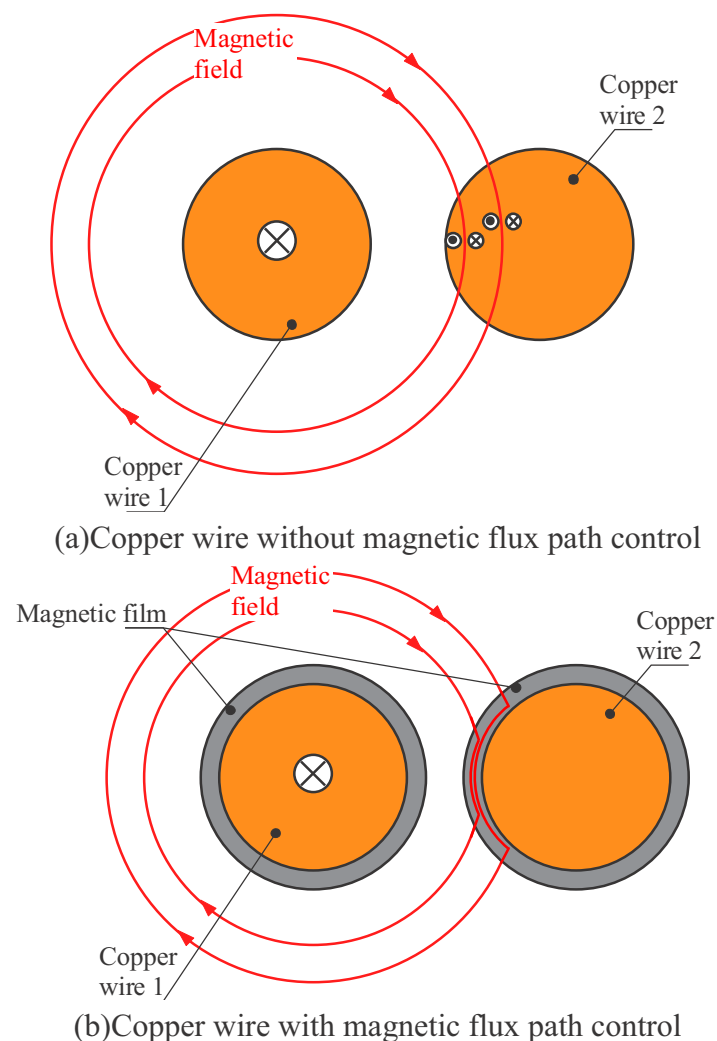


図1.16 丸形断面をもつ導線の磁束経路制御

Fig. 1.16 Magnetic flux path control of wire with round cross section.

図1.17に矩形断面をもつ導線の磁束経路制御を示した。

矩形断面をもつ導線では巻線の両端部に磁束が鎖交し、渦電流が発生する。この渦電流を抑制するため、巻線の両端部に磁性体の層を設けることで磁束の流れを制御する^{1.30), 1.31)}。これにより、丸形断面をもつ導線と同様に磁束の経路を制御することで、導線内で発生する渦電流を抑制し、近接効果に起因する交流抵抗を低減する。

これらの導線で示したように、巻線に磁束が鎖交しないように磁性体を配置し、磁束の流れを制御することで銅損を低減する技術を磁束経路制御技術と呼称し、高周波電源用トランスに適用することで高周波電源の効率向上を実現する。

これらの磁束経路技術を適用した導線はインターリーブ巻トランスやマトリクストランスと異なり、巻線の構造が複雑にならないメリットがある。既存のトランスの巻線を変更することで銅損低減が可能であり、トランスの構造を変更する必要がない。

また、磁性体を導線の周囲に配置するため、巻線の熱を伝導し、トランスの発熱を低減する効果も見込める。

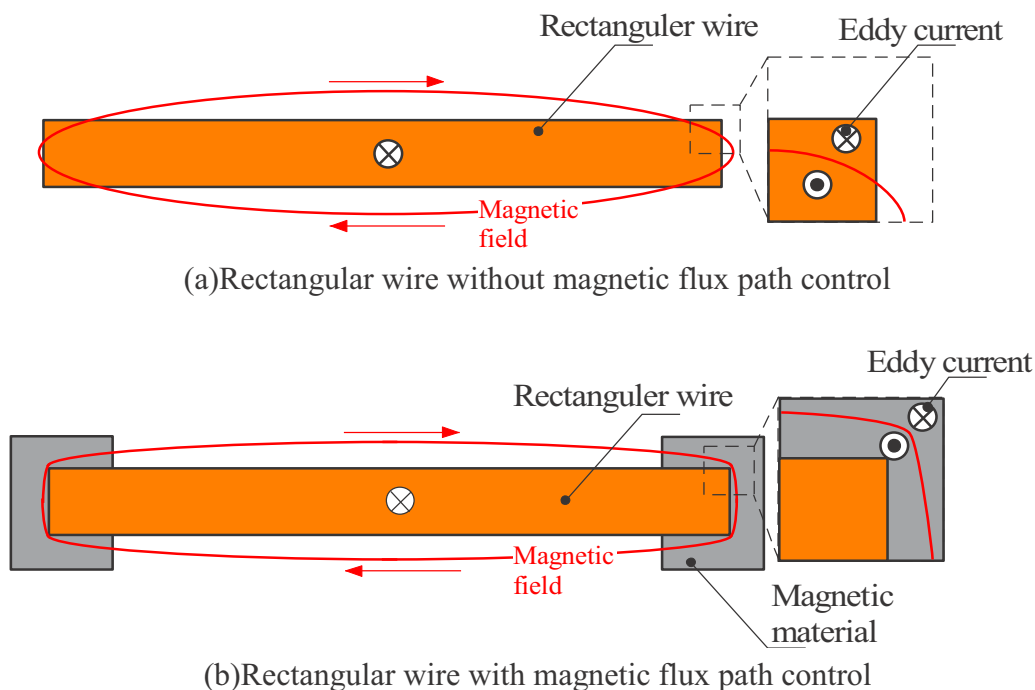


図1.17 矩形断面をもつ導線の磁束経路制御

Fig. 1.17 Magnetic flux path control of wire with rectangular cross section.

図1.18に磁束経路制御を適用した導線を用いたトランスの磁束経路を示した。磁束経路制御は導線の周囲に磁性体を配置する。そのため、一次側コイルから発生した磁束が磁性薄膜などの磁性体を通って漏れ磁束が増加し、トランスの結合係数が低下する^{1.28)}、^{1.29)}。この問題は回路の駆動方式をLLC共振形コンバータにすることで解決が可能である。LLC共振形コンバータでは漏れインダクタンスを共振インダクタとして用いるため、トランスの結合係数が低下しても影響が少ないと考えられる。本論文では磁束経路制御技術による銅損低減を検討するため、結合係数が低下しても駆動できるLLC共振形コンバータで駆動実験を行う。

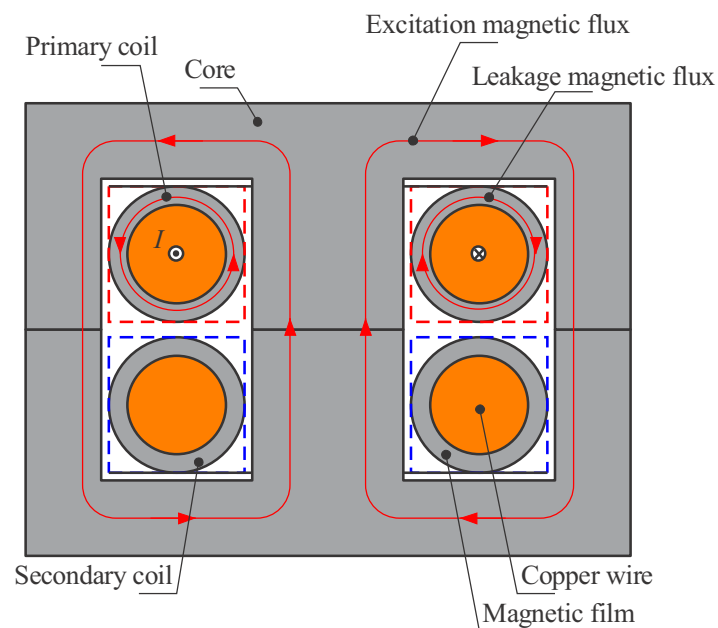


図1.18 磁束経路制御を適用した導線を用いたトランスの磁束経路
Fig. 1.18 Usable frequency band of winding wire used in transformer.

図1.19に磁束経路制御技術を適用した巻線の使用周波数帯を示した。表1.2の各導線の特徴よりまとめたものである。磁性めっきリッツ線は磁性薄膜をめっきした磁性めっき線を素線としたリッツ線であり，表皮効果，近接効果の抑制効果はあるが，線間の浮遊容量の影響で自己共振周波数が低下するため，数百kHz~1 MHzの周波数帯での使用が好ましい。磁性塗布線は磁性体の薄膜を有する単線であり，近接効果の抑制効果があり浮遊容量が小さいため，リッツ線の代わりにMHz帯で使用できる場合がある。磁束経路制御平角線は平角線の周囲に磁性キャップなどの磁性体を配置したものであり，表皮効果，近接効果の抑制効果があり，線間距離を大きくすることで線間の浮遊容量を低減することができるのでMHz帯での使用に適している。

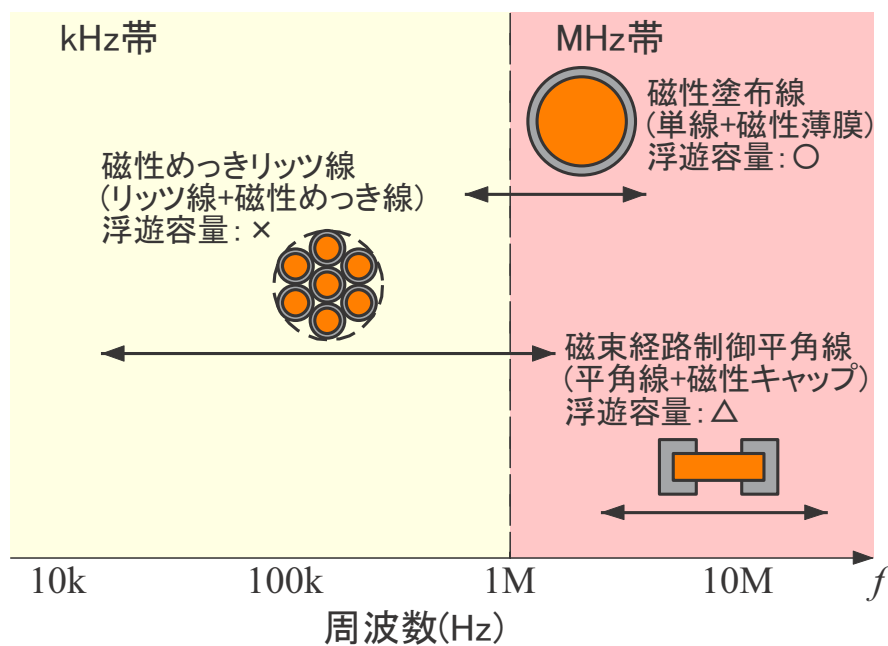


図1.19 磁束経路制御を適用した巻線の使用周波数帯

Fig. 1.19 Usable frequency band of winding wire with magnetic flux path control.

本論文の構成を以下に示した。

- (1) 2章では、LLC共振形コンバータの動作原理とLLC共振形コンバータ用トランスのパラメータの計算、トランスに用いる導線について丸形断面をもつ導線と、矩形断面をもつ導線内に生ずる物理現象について述べる。
- (2) 3章では、丸形断面導線を用いたトランスの銅損低減技術について、磁性めっき線、磁性塗布線を用いたトランスのインピーダンス特性の比較について述べる。また、それぞれのトランスを実装したLLC共振形コンバータの効率特性、発熱特性を測定した結果を述べる。
- (3) 4章では、矩形断面導線を用いたトランスの銅損低減技術について、有限要素法解析による平面トランスの設計について述べる。また、磁束経路制御技術を適用したトランスのインピーダンス特性、平面トランスを実装したLLC共振形コンバータの効率特性、発熱特性を測定した結果を述べる。
- (4) 5章は本論文のまとめとした。

第2章 LLC共振形コンバータに用いるトランスに生ずる物理現象

高周波スイッチング電源用トランスにおいて損失の低減が求められている。トランスに用いられる導線の形状としては、丸形断面をもつ導線である単線やリッツ線、矩形断面をもつ導線である平角線が上げられる。上記の導線をトランスに用いるうえで回路動作を考慮した導線の物理現象を理解する必要がある。

そこで本章ではLLC共振形コンバータの動作原理、LLC共振形コンバータ用トランスのパラメータの計算、丸形断面をもつ導線、矩形断面をもつ導線の物理現象、各導線の銅損低減技術について述べている。

2.1 LLC共振形コンバータの動作原理

2.1.1 駆動回路

図2.1にLLC共振コンバータの基本回路構成を示す。入力電源電圧に対してFET Q_1 , Q_2 を接続したハーフブリッジ構成となっている。また、共振用インダクタンス L_{sh} , トランスの励磁インダクタンス L_m , 電流共振用コンデンサ C_r からなる直列共振回路を構成している。トランス Tr には巻数が等しく、二次側の接地に対して逆の極性となるセンタータップ方式で二次巻線を巻いており、それぞれ整流用のダイオード D_1 , D_2 を通して出力に接続している。

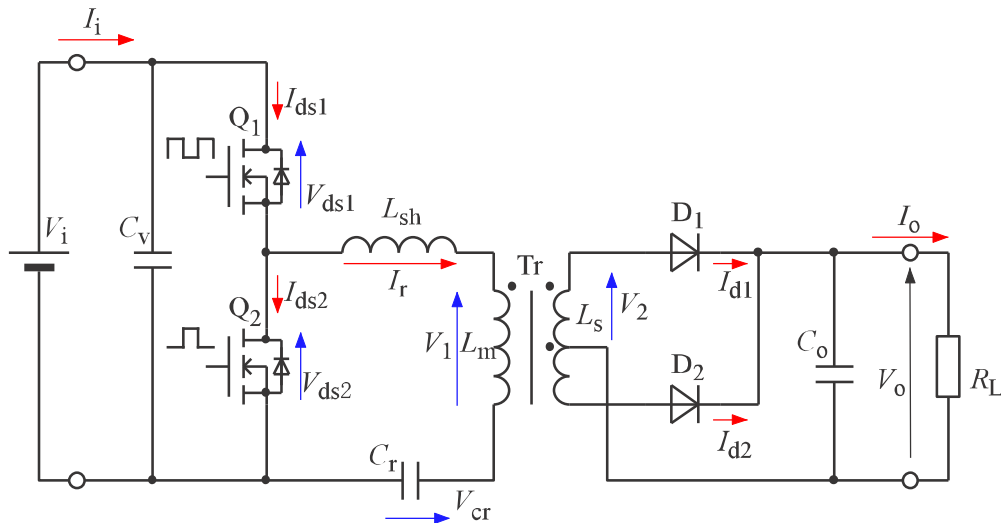


図2.1 LLC共振コンバータの基本回路構成

Fig. 2.1 Circuit structure of LLC resonant converter.

2.1.2 回路動作とタイミングチャート

図 2.2, 図 2.3, 図 2.4, 図 2.5 に各期間における電流の流れ, 図 2.6 にタイミングチャートを示した^{2.1), 2.2)}。スイッチング素子 Q_1 , Q_2 はコントロール IC によって交互にオンとオフを切り替えており, 同時に導通することを防止するためにデッドタイムが設けられている。動作の状態は大きく 4 つに分けられる。

(1) 期間 a~b

この期間は Q_1 がオン, Q_2 がオフになっている状態である。 Q_1 がオンになることにより直列共振回路には入力電圧が印加され, 共振用リアクトル L_{sh} と励磁インダクタンス L_m , 電流共振用コンデンサ C_r の共振動作により C_r に電荷が蓄積される。それと同時に L_{sh} と C_r による共振電流が二次巻線を通して出力に放出される。その後, C_r の電荷が放出されるにつれ一次巻線に印加される電圧が減少する。それに伴って D_1 を通して二次側に放出される電流が減少していきゼロとなる。二次側の電流がゼロになった後は一次側にのみ共振電流が流れ C_r の充電を維持する。

(2) 期間 b~c

この期間は Q_1 , Q_2 が共にオフのデッドタイムの期間である。b のタイミングで Q_1 をオフにすると一次側を流れる共振電流により共振用リアクトル L_{sh} のエネルギーが徐々に引きぬかれ, V_{ds2} が下降する。これに伴い, V_{ds1} の立ち上がりも緩やかとなる。また, 電流が小さくスイッチング損失が小さい。 V_{ds2} がゼロまで低下した後は, Q_2 の寄生ダイオードを通して一次側インダクタンスに蓄積されているエネルギーをリセットする方向に共振電流が流れ続ける。

(3) 期間 c~d

この期間は Q_1 がオフ, Q_2 がオンになっている状態である。c のタイミングで Q_2 には I_{ds} がマイナスの向きに共振電流が流れているので, V_{ds2} がゼロのタイミングでのスイッチングとなる。そのため ZVS・ZCS となりスイッチング損失がゼロとなる。 Q_2 がオンになると C_r に充電された電荷が放出される。 C_r に充電された電圧によって直列共振回路に電流が流れる。同時に, 共振電流が二次巻線とダイオード D_2 を通して出力される。 C_r に蓄えられている電荷が減少するにしたがって一次側に印加される電圧が減少する。それに伴い, 二次側の電流が減少していきゼロとなる。二次側の電流がゼロとなった後は一次側にのみ共振電流が流れる。

(4) 期間 d~e

この期間は Q_1 , Q_2 が共にオフのデッドタイムである。d のタイミングで Q_2 をオフにすると Q_1 の寄生ダイオードを通して入力電源に回生され, 励磁エネルギーをリセットする方向に共振電流が流れる。そして a の状態に戻り Q_1 をオンにする。そのとき, V_{ds1} がゼロのタイミングでスイッチングとなる。c のタイミングと同様に ZVS・ZCS を実現しスイッチング損失を抑えている。

この方式では, 直列共振回路の共振周波数よりも高い周波数領域(誘導性)で動作させることによりスイッチング損失を低減している。

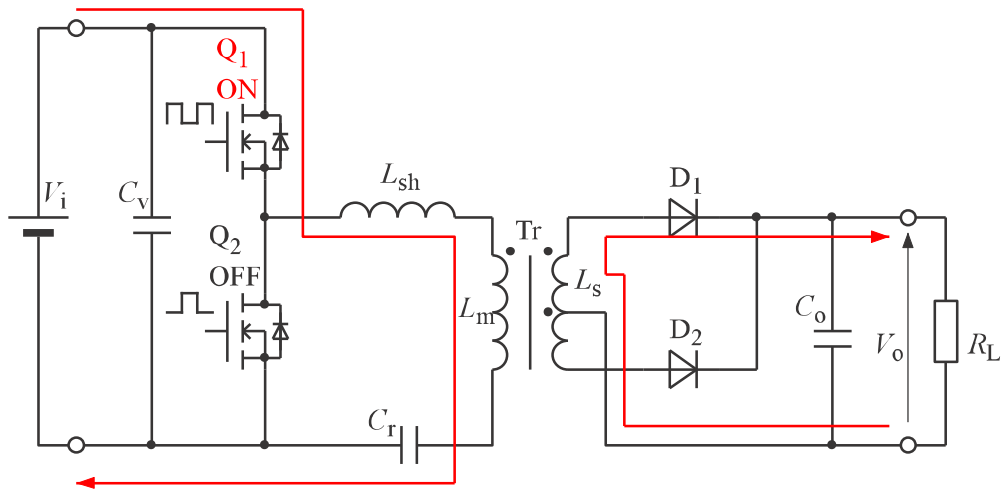


図 2.2 期間 a-b の電流の流れ

Fig. 2.2 Electric current flow of Mode a-b.

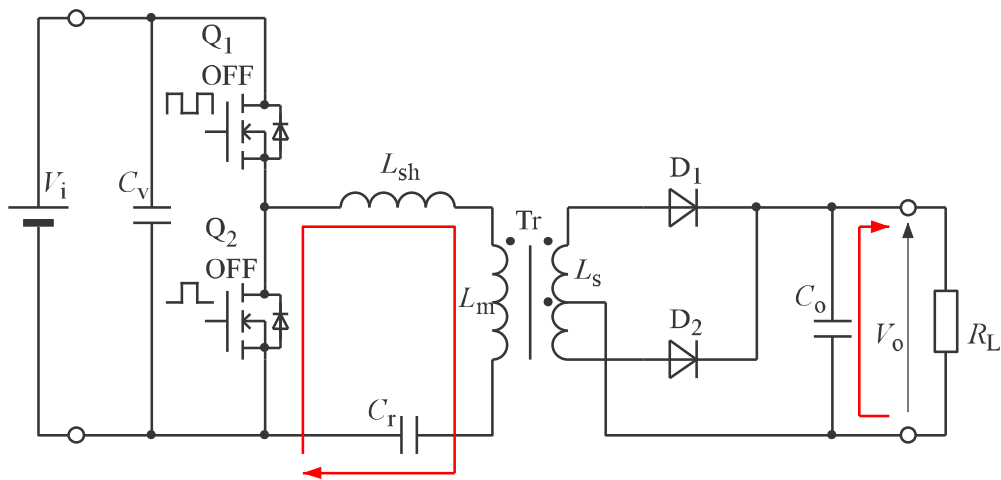


図 2.3 期間 b-c の電流の流れ

Fig. 2.3 Electric current flow of Mode b-c.

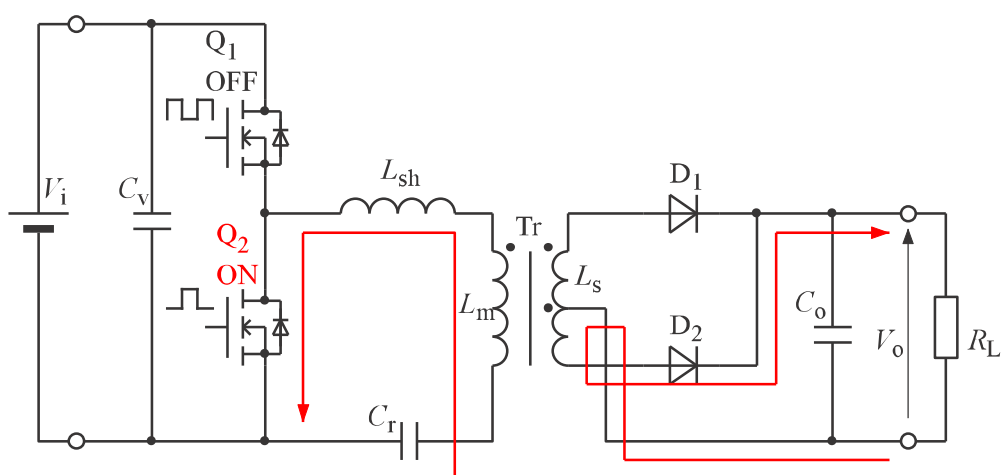


図 2.4 期間 c-d の電流の流れ

Fig. 2.4 Electric current flow of Mode c-d.

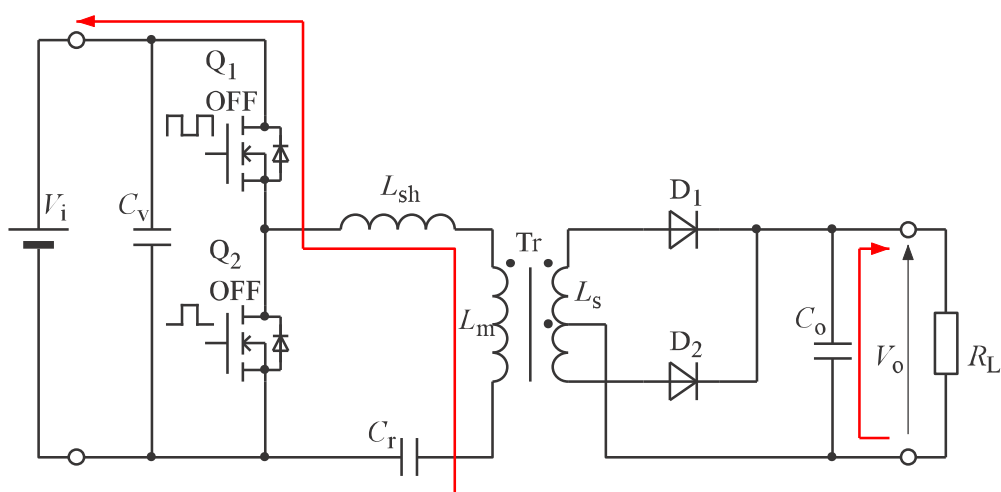


図 2.5 期間 d-e の電流の流れ

Fig. 2.5 Electric current flow of Mode d-e.

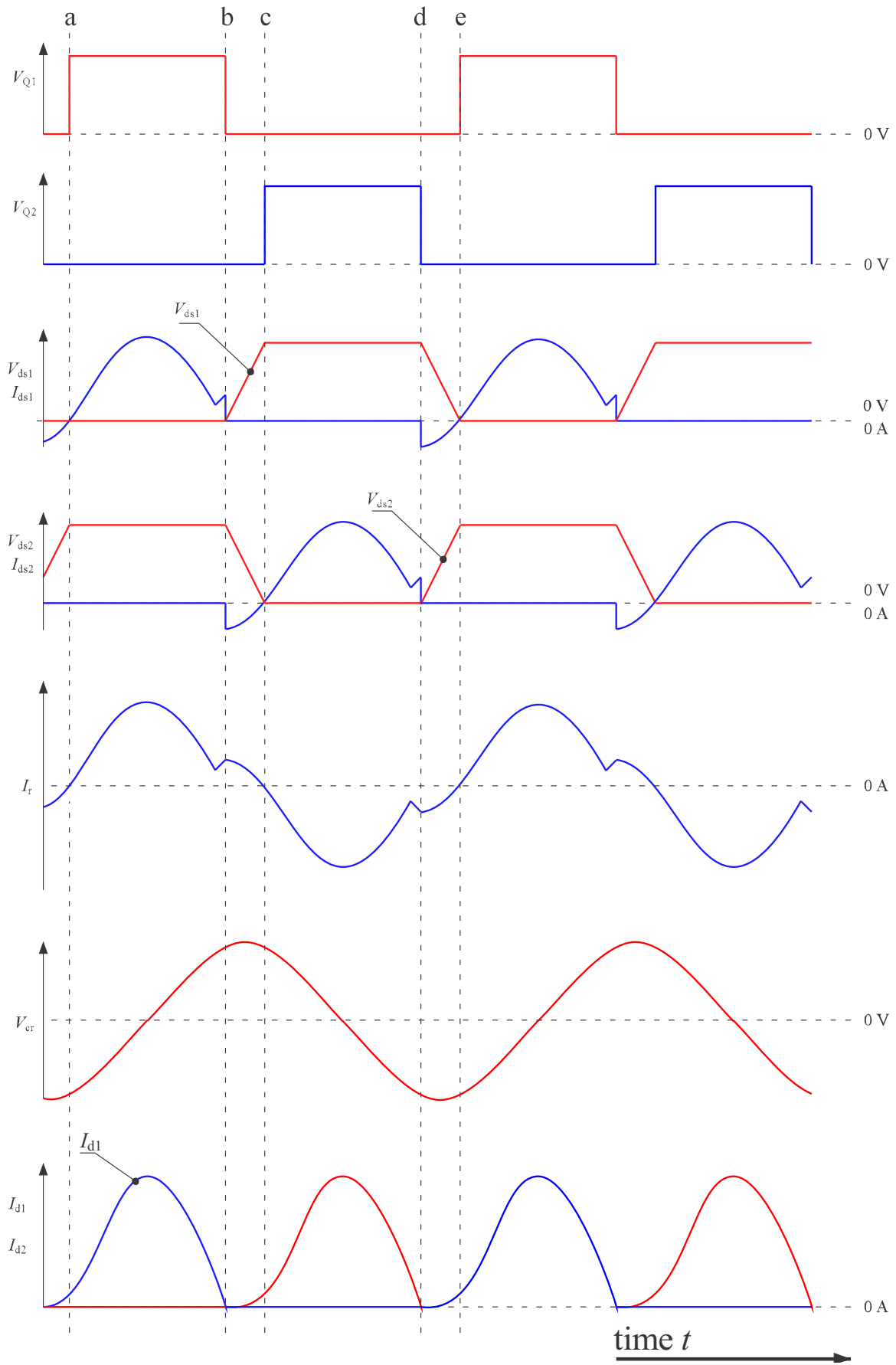
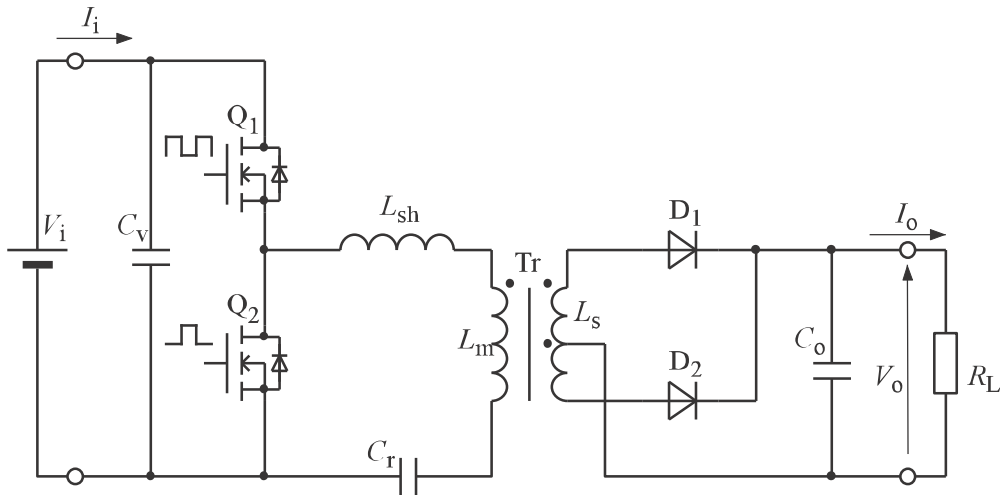


図 2.6 タイミングチャート
Fig. 2.6 Timing diagram.

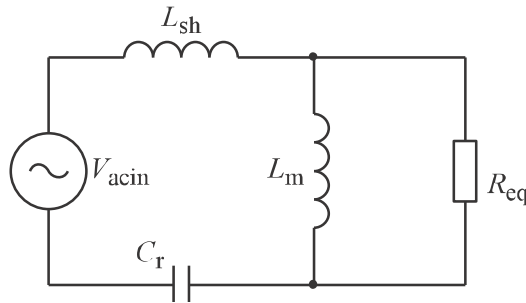
2.2 LLC共振形コンバータ用トランスのパラメータの計算

2.2.1 基本波近似法による LLC 共振形コンバータの等価回路

図 2.7 に LLC 共振形コンバータの回路図と基本波近似法による等価回路を示した^{2.2), 2.3)}。LLC 共振形コンバータはインバータで発生した方形波電圧をトランス Tr と共振コンデンサ C_r の共振回路を通して二次側に出し、整流回路を通して直流電圧を出力する。図 2.6 で示したように、トランス Tr と共振コンデンサ C_r の共振回路を通過した電力は基本波の正弦波成分が主であるため、正弦波成分のみで計算する手法が基本波近似法である。図 2.7 の等価回路は正弦波成分の入力電圧源 V_{acin} 、トランスの励磁インダクタンス L_m 、漏れインダクタンス L_{sh} 、共振コンデンサ C_r の共振回路、等価負荷抵抗 R_{eq} で構成される。この等価回路をもとに LLC 共振形コンバータのパラメータを算出する。



(a) Circuit structure of LLC resonant converter



(b) Equivalent circuit of LLC resonant converter by first harmonic approximation method

図 2.7 LLC 共振形コンバータの回路図と基本波近似法による等価回路

Fig. 2.7 Circuit structure of LLC resonant converter and equivalent circuit by first harmonic approximation method.

2.2.2 LLC 共振形コンバータの駆動範囲

図 2.8 に LLC 共振形コンバータのゲイン-周波数特性を示した^{2,2)}。縦軸の出力電圧比 G が共振回路のゲインとなる。ハーフブリッジの FET から出力される方形波を整流して得られる電圧を 1 として計算したものである。また、 Q は共振回路に対する負荷の大きさを示す数値であり、軽負荷ほど Q の値が増加する。横軸の動作周波数比は漏れインダクタンス L_{sh} と共振用コンデンサ C_r の共振周波数 f_0 に対する駆動周波数 f の比で決まる。

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{sh} \times C_r}} \quad (\text{Hz}) \quad (2.1)$$

ここに、 L_{sh} : 漏れインダクタンス(H), C_r : 共振キャパシタンス(F)

また、漏れインダクタンス L_{sh} と励磁インダクタンス L_m の合成インダクタンス L_p と共振用コンデンサ C_r の共振周波数 f_s は下式で与えられる。

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{sh} + L_m) \times C_r}} \quad (\text{Hz}) \quad (2.2)$$

ここに、 L_m : 励磁インダクタンス(H)

出力電圧の制御は駆動周波数により行う。駆動周波数を増加させると出力電圧は低下し、駆動周波数を低下させると出力電圧は増加する。

駆動周波数が $f_s \sim f_0$ (範囲(a))においてゲインが 1 以上となり、昇圧動作を行う範囲である。

駆動周波数が f_0 以上(範囲(b))においてゲインが 1 以下となり、無負荷ではほとんど電圧が下がらないため、定常時には使用できない。

駆動周波数が f_s 以下(範囲(c))において FET から見た負荷は誘導性負荷とならないため、電圧共振しない。また、FET のボディダイオードに短絡電流が流れるためこの範囲に入らないように設計する必要がある。

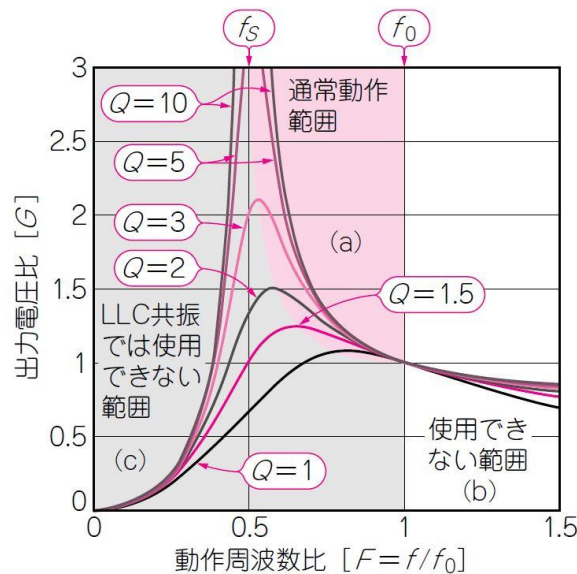


図 2.8 LLC 共振形コンバータのゲイン-周波数特性

Fig. 2.8 Gain vs. frequency characteristics of LLC resonant converter.

2.2.3 LLC 共振形コンバータのパラメータの計算

LLC 共振形コンバータのパラメータ計算において、まずトランスの巻数比 n を算出する。トランスの巻数比 n は下式で与えられる。ここで、図 2.8 の駆動範囲である $f_s \sim f_0$ を確保するため、結合係数は 0.85~0.95 程度に設定する。

$$n = \frac{V_i}{2 \times k \times (V_o + V_f)} \quad (2.3)$$

ここに、 k : 結合係数, V_i : 入力電圧 (V), V_o : 出力電圧 (V), V_f : 二次側整流ダイオードの順方向降下電圧 (V)

図 2.7 の等価回路における等価負荷抵抗 R_{eq} は下式で与えられる。

$$R_{eq} = \frac{8 \times n^2}{\pi^2} \times \frac{V_o^2}{P_o} \quad (\Omega) \quad (2.4)$$

ここに、 P_o : 出力電力 (W)

式(2.4)で算出した等価負荷抵抗 R_{eq} と漏れインダクタンス L_{sh} , 共振キャパシタンス C_r の比が図 2.8 で示したグラフの Q の値となり、下式で与えられる。ここで、一般的に Q は 0.3 ~0.5 程度に設定する。

$$\begin{aligned} Q &= \frac{R_{eq}}{Z_o} \\ &= \frac{R_{eq}}{\sqrt{\frac{L_{sh}}{C_r}}} \end{aligned} \quad (2.5)$$

ここに、 Z_o : 特性インピーダンス (Ω)

式(2.4)を変形し、結合係数を考慮して漏れインダクタンス L_{sh} , 一次側コイルのインダクタンス L_p , 共振キャパシタンス C_r を下式より算出する。

$$L_{sh} = \frac{Z_o}{2 \times \pi \times f_0} \quad (H) \quad (2.6)$$

$$L_p = \frac{L_{sh}}{1 - k^2} \quad (H) \quad (2.7)$$

$$C_r = \frac{1}{2 \times \pi \times Z_o \times f_0} \quad (F) \quad (2.8)$$

算出した一次側コイルのインダクタンス L_p 、トランスの巻数比 n 、をもとに使用するコアを決定し、コアの比透磁率 μ_r 、実効磁路長 l_e 、実効断面積 A_e より一次側コイルの巻数、二次側コイルの巻数を下式より決定する。

$$N_p = \sqrt{\frac{L_p \times l_e}{\mu_0 \times \mu_r \times A_e}} \quad (2.9)$$

$$N_s = \frac{N_p}{n} \quad (2.10)$$

ここに、 μ_0 ：真空の透磁率 ($= 4\pi \times 10^{-7}$) (H/m)、 μ_r ：比透磁率、 l_e ：コアの実効磁路長(mm)、 A_e ：コアの実効断面積(mm²)

これによりトランスの巻数を算出するが、巻数が整数でない場合、近似した整数を巻数とする。

上記の式より LLC 共振形コンバータのパラメータを算出する。

2.3 丸形断面をもつ導線に生ずる物理現象

2.3.1 単線, リッツ線の構造

図2.9に単線, リッツ線の外観を示す。また, 図2.10に単線, リッツ線の断面構造を示す。単線は銅導線などの周囲に絶縁膜を有した構造である。リッツ線は数本から数千本の絶縁された導線である素線を撚り合わせたものである。表皮厚さを考慮して細い素線を撚り合わせることで表皮効果に起因する交流抵抗を低減することが可能である^{2.4), 2.5)}。リッツ線の撚り合わせ方として素線の束を撚り合わせたものや素線束を複数本撚り合わせたものがある^{2.6), 2.7)}。

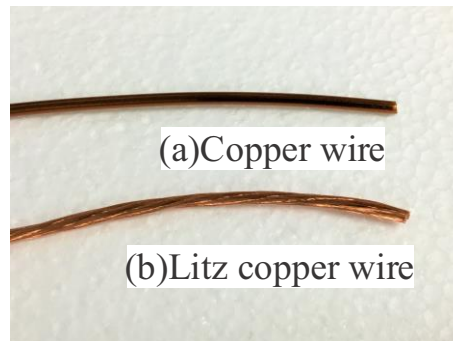


図2.9 単線, リッツ線の外観

Fig. 2.9 Appearance of copper wire and litz copper wire.

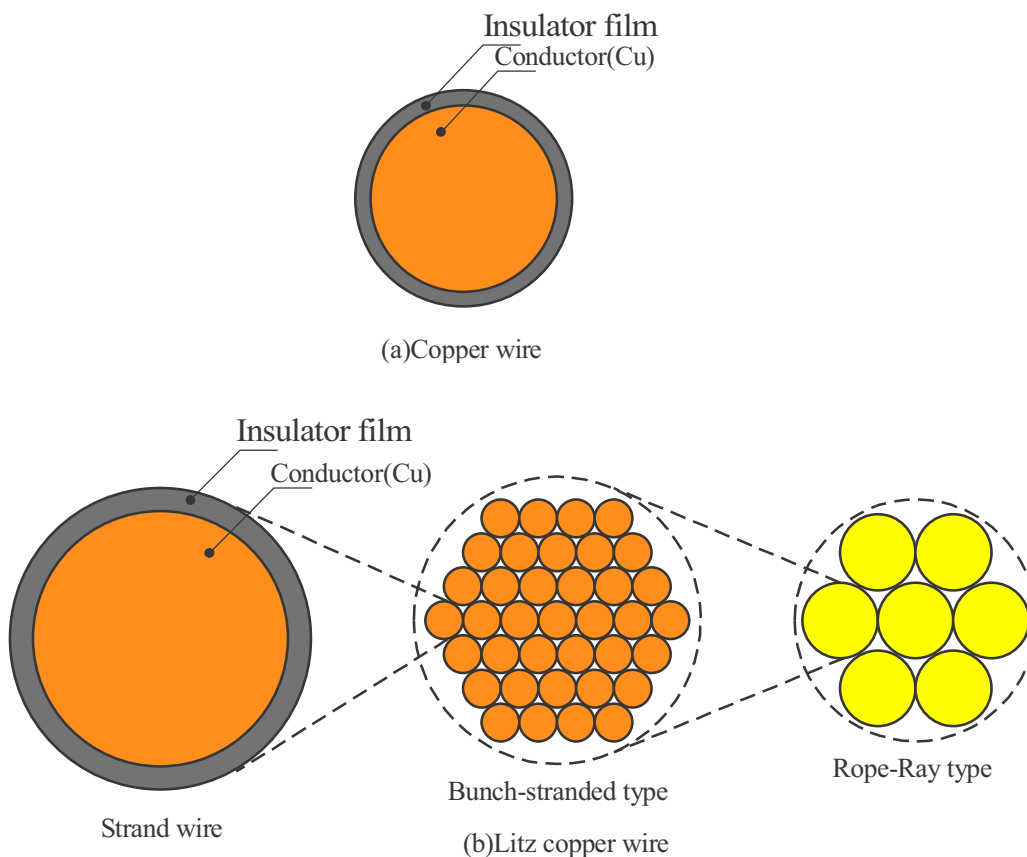


図2.10 単線, リッツ線の断面構造

Fig. 2.10 Cross section structure of copper wire and litz copper wire.

2.3.2 丸形断面導線に生ずる物理現象

図2.11に丸形断面導線であるリッツ線に生ずる物理現象を示す^{2.4)-2.6)}。銅損の要因となる巻線抵抗は直流抵抗と交流抵抗に二分される。また、交流抵抗の要因は表皮効果と近接効果に起因するものである。表皮効果とは導線に高周波の電流を流した際に導線断面の中心と外側で電流密度の偏りが生ずる現象である。電流密度は導線の表面に集中し、電流が集中する表皮厚さ δ は下式によって与えられる。

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \times f \times \mu}} \quad (\text{m}) \quad (2.11)$$

ここに、 ρ ：導線の抵抗率(Ωm)、 f ：電流の周波数(Hz)、 μ ：透磁率(H/m)

近接効果とは隣接する導線から生ずる磁界が他の導線に鎖交し、渦電流が生ずることで電流密度の偏りが生ずる現象である。近接効果に起因する抵抗は隣接する導線同士の距離の2乗に反比例する^{2.5), 2.6)}。上記の表皮効果、近接効果に起因する交流抵抗は電流の周波数が高いほど増加する。

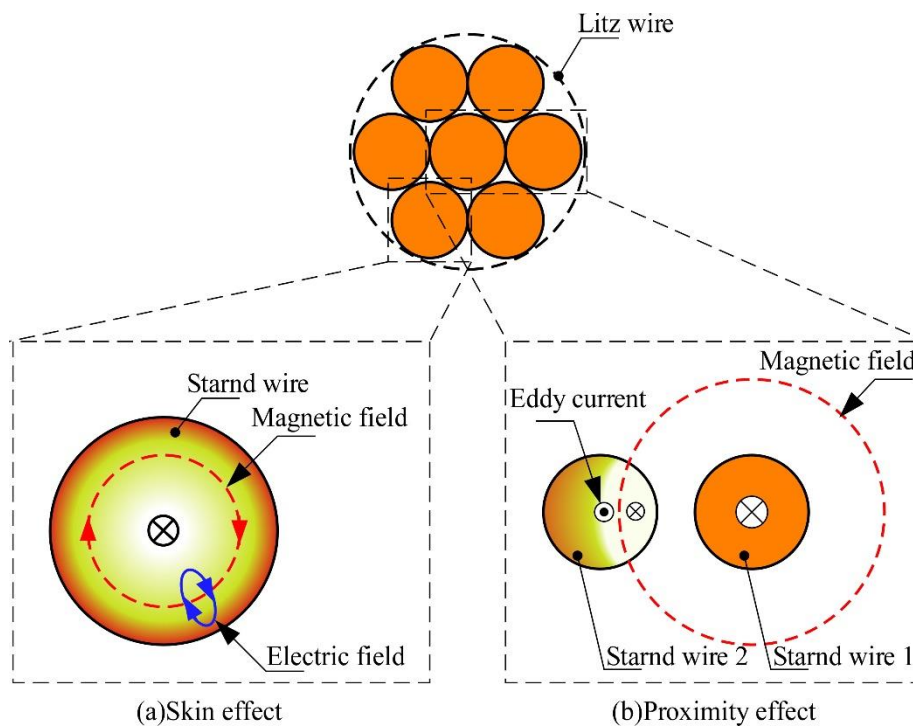


図2.11 リッツ線に生ずる物理現象

Fig. 2.11 Physical phenomenon to occur in litz copper wire.

図2.12に丸形断面導線に生ずる浮遊容量を示した。単線では隣接する導線との間に浮遊容量が生ずる^{2,8)}。しかし、対向面が曲面であるため、発生する浮遊容量は小さい。リッツ線では細い素線を撚り合わせているため、単線と比較して隣接する導線の対向面積が増加する。また、リッツ線の素線間でも浮遊容量が生ずるため、単線よりも浮遊容量が増加する。

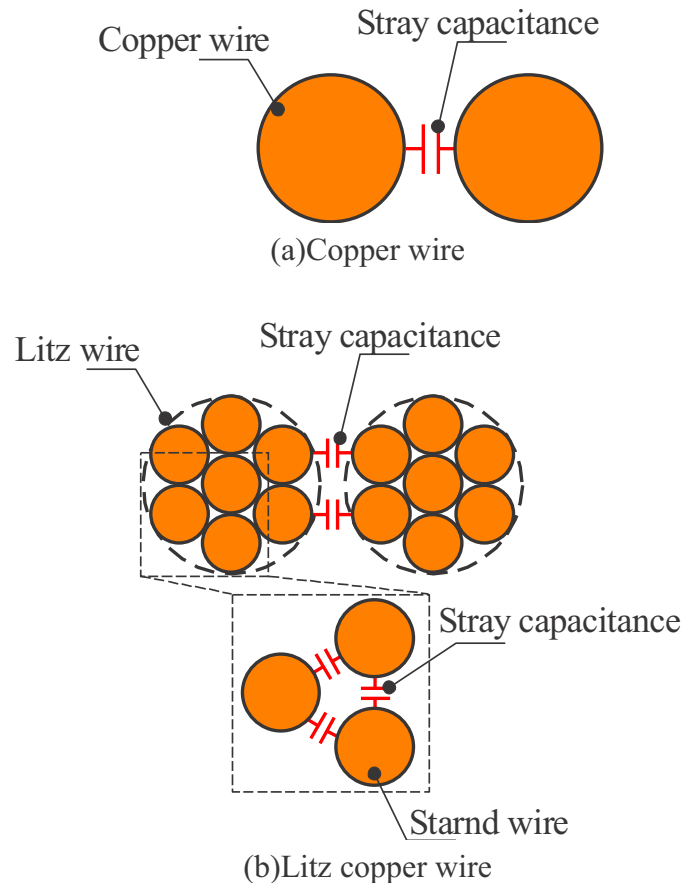


図2.12 丸形断面導線の浮遊容量

Fig. 2.12 Stray capacitance of conductive wire with round cross section.

2.3.3 磁性めっき線を用いたリッツ線の銅損低減技術

図2.13に磁性めっき線を用いたリッツ線の外観を示す。また、図2.14に磁性めっき線の物理現象を示す。磁性めっき線は銅線の周囲に鉄などの磁性体をめっきした導線である。めっきする磁性体は銅線より透磁率、抵抗率が高いものである。他の導線から生じた磁束が磁性薄膜内を通過し、銅線内部に鎖交することを防ぐ。これにより、近接効果に起因する交流抵抗を低減することができる^{2,9)-2.11)}。磁性めっき線を素線としたリッツ線を用いることで銅損を低減することが可能である。



図2.13 磁性めっき線を用いたリッツ線の外観

Fig. 2.13 Appearance of litz magnetoplated wire.

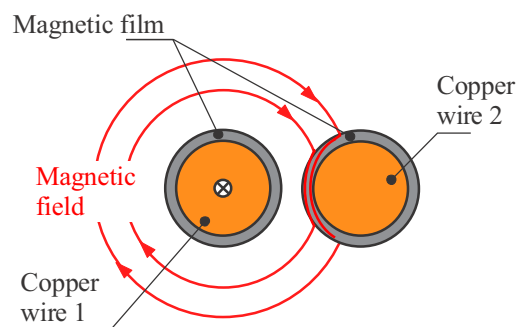


図2.14 磁性めっき線の物理現象

Fig. 2.14 Physical phenomenon to occur in magnetoplated wire.

2.3.4 磁性塗布線を用いた単線の銅損低減技術

図2.15に磁性塗布線の外観を示す。また、図2.16に磁性塗布線の断面構造を示す。

磁性めっき線を用いたリッツ線は表皮効果、近接効果に起因する交流抵抗を低減することが可能であるが、素線間の浮遊容量が大きいため、MHz帯以上の周波数での使用に適さない^{2.12)}。そこで、銅の単線の外周に磁性材をスプレーのように噴霧、塗布し、乾燥させて磁性層を形成した磁性塗布線を用いることで近接効果に起因する交流抵抗を低減し、銅損を減少させる^{2.13), 2.14)}。磁性層の材料は金属磁性粉と樹脂前駆体を混合・攪拌して製作した磁性コンポジット材などを用いる。

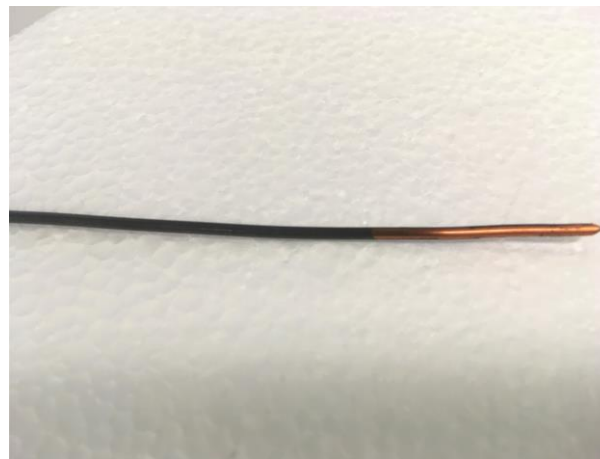


図2.15 磁性塗布線の外観

Fig. 2.15 Appearance of magnetocoated wire.

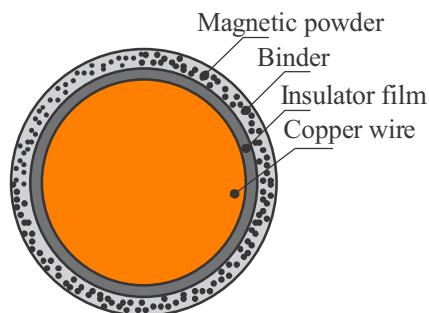


図2.16 磁性塗布線の断面構造

Fig. 2.16 Cross section structure of magnetocoated wire.

2.4 矩形断面をもつ導線に生ずる物理現象

2.4.1 平角線の構造

図2.17に平角線の外観を示す。また、図2.18に平角線の断面構造を示す。平角線は矩形断面の導線であり、トランスやインダクタの導線占積率を向上させることが可能である。

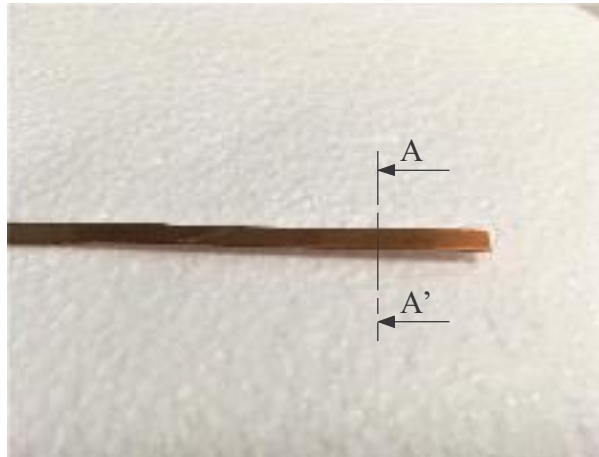


図2.17 平角線の外観

Fig. 2.17 Appearance of rectangular wire.



図2.18 平角線の断面構造

Fig. 2.18 Cross section structure of rectangular wire.

2.4.2 矩形断面導線に生ずる物理現象

図2.19に矩形断面導線である平角線に生ずる物理現象を示す。平角線は電流を流すと楕円形状の磁束を発生する。この磁束が平角線の角を鎖交することで電流密度の偏りが生じ、交流抵抗が増加する。

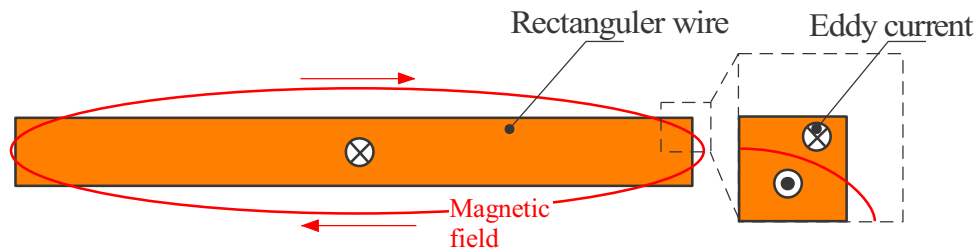


図2.19 平角線に生ずる物理現象

Fig. 2.19 Physical phenomenon to occur in rectangular wire.

図2.20に矩形断面導線に生ずる浮遊容量を示した。平角線の配置として図2.20(a)のように平角線の断面の長辺が対抗するように積み重ねた配置と，図2.20(b)のように平角線の断面の短辺が対抗するように並べた配置がある。積み重ねた配置では対向面積が大きいため浮遊容量が増加する。並べた配置では積み重ねた配置と比較して対向面積が減少するため，浮遊容量は低下するが，コイルとしたときの面積が増加するため，トランスのような定められた巻枠に使用する巻線として不向きである。

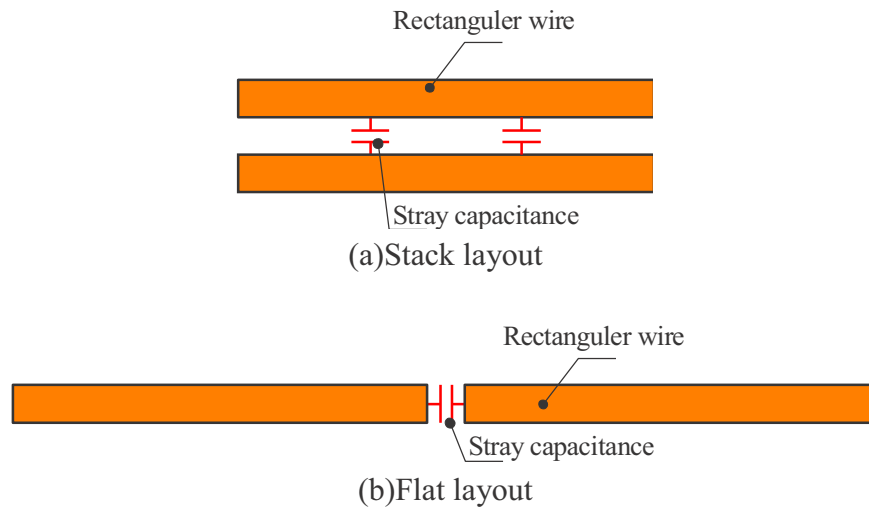


図2.20 矩形断面導線の浮遊容量

Fig. 2.20 Stray capacitance of conductive wire with rectangular cross section.

2.4.3 磁束経路制御を用いた平角線の銅損低減技術

図2.21に磁束経路制御を用いた平角線の物理現象を示す。銅線より透磁率、抵抗率が低い磁性体を平角線の両端部に配置することで角部に鎖交する磁束の経路を制御し、平角線の交流抵抗を低減することが可能である^{2,15)}。

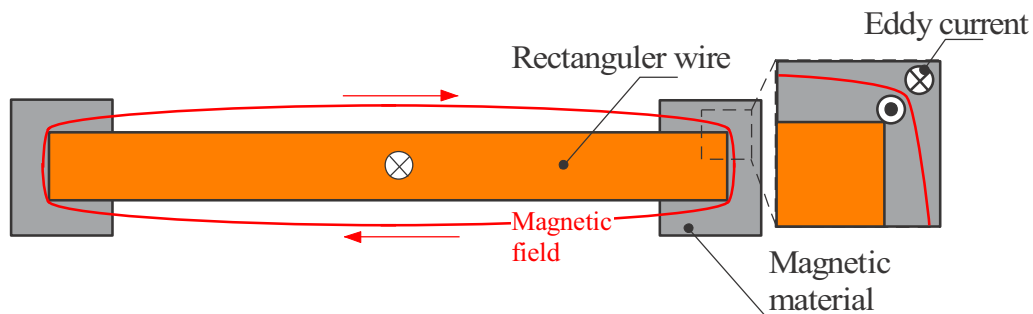


図2.21 磁束経路制御を用いた平角線の物理現象

Fig. 2.21 Physical phenomenon to occur in rectangular wire with magnetic flux path control.

2.5 トランスのコアと巻線に生ずる物理現象

2.5.1 ギャップ付きトランスの物理現象

図2.22にエアギャップ付きトランスの物理現象を示す。LLC共振形コンバータなどで用いられるトランスは漏れインダクタンスを生じさせるため、トランスの中央脚にエアギャップを設ける。エアギャップ部ではフリンジング磁束が発生し、ギャップ近傍に巻かれた巻線に鎖交する磁束が増加する。これにより、近接効果に起因する交流抵抗が増加する。

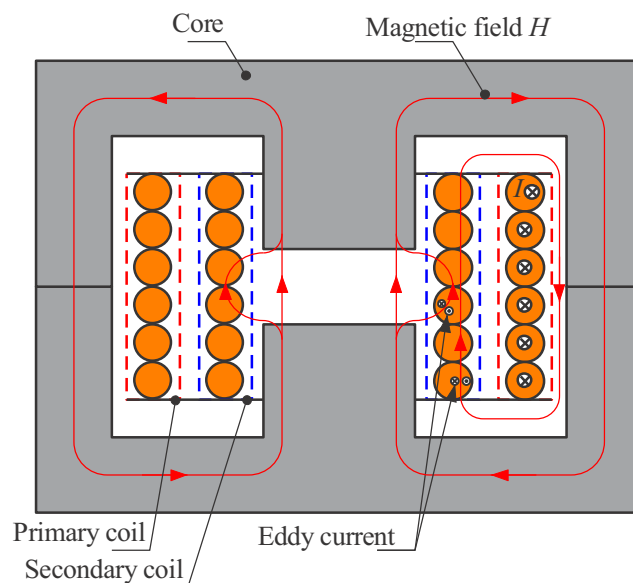


図2.22 エアギャップ付きトランスの物理現象

Fig. 2.22 Physical phenomenon to occur in air gap transformer.

2.5.2 磁束経路制御を適用したエアギャップ付きトランスの物理現象

図2.23に磁束経路制御を適用したエアギャップ付きトランスの物理現象を示す^{2.10), 2.11)}。磁性めっき線や磁性塗布線のような磁性層をもつ導線を用いることでフリンジング磁束が磁性層に誘導され、導線内に鎖交する磁束が減少する。これにより、近接効果に起因する交流抵抗を抑制し、銅損を低減する。

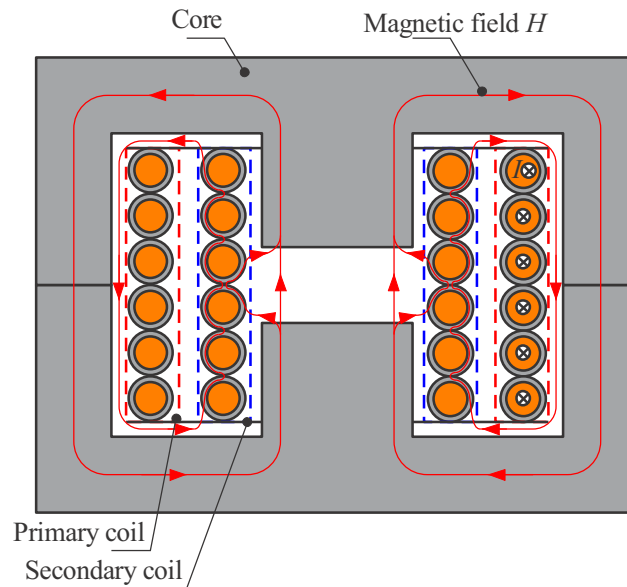


図2.23 磁束経路制御を適用したエアギャップ付きトランスの物理現象

Fig. 2.23 Physical phenomenon to occur in air gap transformer with magnetic flux path control.

2.5.3 低透磁率コアを用いた平面トランスの物理現象

図2.24に低透磁率コアを用いた平面トランスの物理現象を示す。透磁率が低いコアを用いたとき、コアからの漏れ磁束が増加する。この磁束が平角線コイルの端部に鎖交し、渦電流が生じることで近接効果に起因する交流抵抗が増加する。また、一次側コイルと二次側コイルの間に磁束が集中し、巻線の端部で鎖交する磁束が増加する。これにより、近接効果に起因する交流抵抗が増加する。これらの鎖交磁束を低減するように磁性体を配置し、銅損を低減する必要がある。

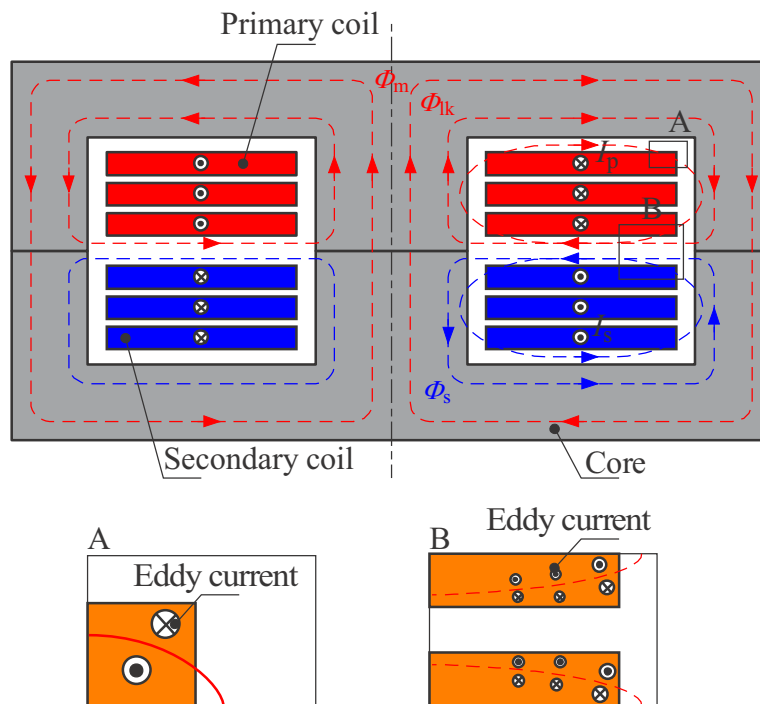


図2.24 低透磁率コアを用いた平面トランスの物理現象

Fig. 2.24 Physical phenomenon in planar transformer using low permeability core.

2.5.4 磁束経路制御を適用した平面トランスの銅損低減技術

図2.25に磁束経路制御を適用した平面トランスの物理現象を示す^{2,16)}。一次側コイルと二次側コイルを覆う磁性キャップと、一次側コイルと二次側コイルの間に磁性プレートを配置した。磁性キャップにより、コアからの漏れ磁束が巻線に鎖交するのを防ぐ。また、磁性プレートにより、一次側コイルと二次側コイルの間に集中する磁束を磁性プレート内に集中させ、巻線に鎖交する磁束を減少させる。これらの磁束経路制御技術により、銅損を低減する。ただし、磁性プレートを設けることにより二次側コイルに鎖交しない磁束が増加するため漏れインダクタンスがするが、LLC共振形駆動で駆動させることで漏れインダクタンスを共振インダクタとして用いる。

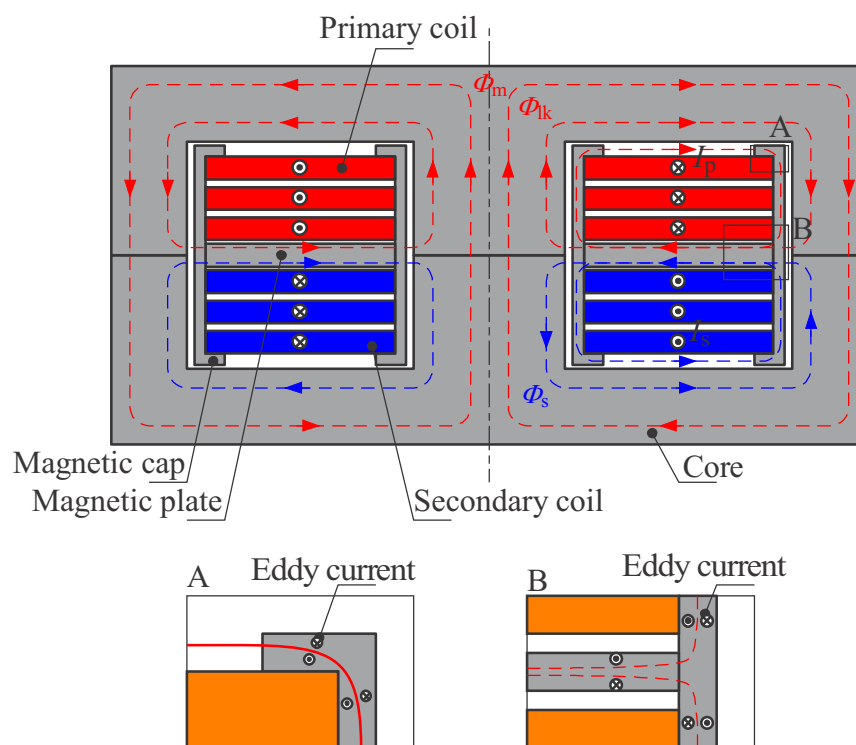


図2.25 磁束経路制御を適用した平面トランスの物理現象

Fig. 2.25 Physical phenomenon in planar transformer with magnetic flux path control.

2章のまとめ

(1) LLC 共振形コンバータの動作原理

トランスの漏れインダクタンスを共振用のインダクタとして用いるLLC共振形コンバータの動作原理を示した。漏れインダクタンスと励磁インダクタンス、共振キャパシタを直列共振させることによりZVS(zero volt switching)を達成しスイッチング損失を減少させる。

(2) LLC 共振形コンバータ用トランスのパラメータの計算

LLC共振形コンバータのパラメータの計算方法を示した。LLC共振形コンバータは漏れインダクタンス、励磁インダクタンス、共振キャパシタンスにより二つの共振周波数を持ち、その二つの共振周波数の間で駆動するため、漏れインダクタンスが生ずるようなトランスが必要である。

(3) 丸形断面をもつ導線に生ずる物理現象

丸形断面をもつ導線として単線とリッツ線を示した。銅損の要因となる巻線抵抗は直流抵抗と交流抵抗に二分される。また、交流抵抗の要因は表皮効果と近接効果に起因するものである。交流抵抗は導線の鎖交磁束による渦電流による電流密度の偏りが原因であり、鎖交磁束を低減するため、磁性層を持つ導線である磁性めっき線と磁性塗布線を提案した。磁性めっき線は銅線の周囲に鉄などの磁性体をめっきした導線であり、他の導線から生じた磁束が磁性薄膜内を通過し、銅線内部に鎖交することを防ぐ。磁性めっき線を素線としたリッツ線を用いることで銅損を低減することが可能である。磁性めっき線を用いたリッツ線は表皮効果、近接効果に起因する交流抵抗を低減することが可能であるが、素線間の浮遊容量が大きいため、MHz帯以上の周波数での使用に適さない。そこで、銅の単線の外周に磁性材をスプレーのように噴霧、塗布し、乾燥させて磁性層を形成した磁性塗布線を用いることで近接効果に起因する交流抵抗を低減し、銅損を減少させる。

(4) 矩形断面をもつ導線に生ずる物理現象

矩形断面をもつ導線として平角線を示した。平角線は矩形断面の導線であり、トランスやインダクタの導線占積率を向上させることが可能である。平角線は電流を流すと楕円形状の磁束を発生する。この磁束が平角線の角を鎖交することで電流密度の偏りが生じ、交流抵抗が増加する。そこで銅線より透磁率、抵抗率が高い磁性体を平角線の両端部に配置する磁束経路制御技術を提案した。平角線で磁束が集中する角部に磁性体を配置することで鎖交する磁束の経路を制御し、平角線の交流抵抗を低減することが可能である。

(5) トランスに生ずる物理現象

トランス内で生ずる物理現象と、トランスの銅損を低減するための磁束経路制御技術を示した。ギャップ付きトランスではエアギャップの周囲でフリンジング磁束が発生し、巻線に鎖交する磁束が増加する。また、平面トランスではコイルの端部に鎖交

する磁束が発生する。さらに、一次側コイルと二次側コイルの間では同方向の磁束が発生するため、磁束が集中し、巻線に鎖交する磁束が増加する。これらの鎖交磁束を低減するため、磁束経路制御技術を適用したトランスを提案した。丸形断面をもつ導線では、磁性層を有する導線である磁性めっき線や磁性塗布線を用いることで、巻線内を鎖交する磁束を低減する。また、矩形断面をもつ導線では磁性キャップや磁性プレートを適用することで、磁束の経路を制御し、巻線の鎖交磁束を低減する。

第3章 丸形断面導線を用いたトランスの銅損低減効果の検討

高周波スイッチング電源用トランスにおいて損失の低減が求められている。一般的にトランスに用いられる導線は単線やリッツ線などの丸形断面の導線である。2章で丸形断面導線の銅損低減技術として磁性めっき線を用いたリッツ線、磁性塗布線を提案した。これらの銅損低減技術を実証するため、LLC共振形コンバータ用トランスに実装し、検証する必要がある。

そこで本章では磁性めっきリッツ線を用いたフルブリッジ型LLC共振形コンバータ、スプレー磁性塗布線を用いたハーフブリッジ型LLC共振形コンバータについて銅損低減効果を検討した結果について述べている。

3.1 丸形断面導線と駆動周波数

図3.1に磁性めっき線を用いたリッツ線と磁性塗布線の特徴を示す。磁性めっき線を用いたリッツ線は表皮効果と近接効果に起因する抵抗を低減する。しかし線間の浮遊容量が大きいため自己共振周波数が低下するため、数MHz以上の駆動周波数での使用に適さない^{3.1)}。そこで、駆動周波数1 MHzのフルブリッジ型LLC共振形コンバータ用トランスに実装し、銅損の低減効果を検討する^{3.1)}。磁性塗布線は単線を用いているため、表皮効果に起因する抵抗が増加する。しかし、磁性層を設けているため、近接効果の抑制が可能である。また、線間の浮遊容量が小さいため、数MHz以上の駆動周波数でも使用できる。そこで、駆動周波数4 MHzのハーフブリッジ型LLC共振形コンバータ用トランスに実装し、銅損の低減効果を検討する^{3.2)}。

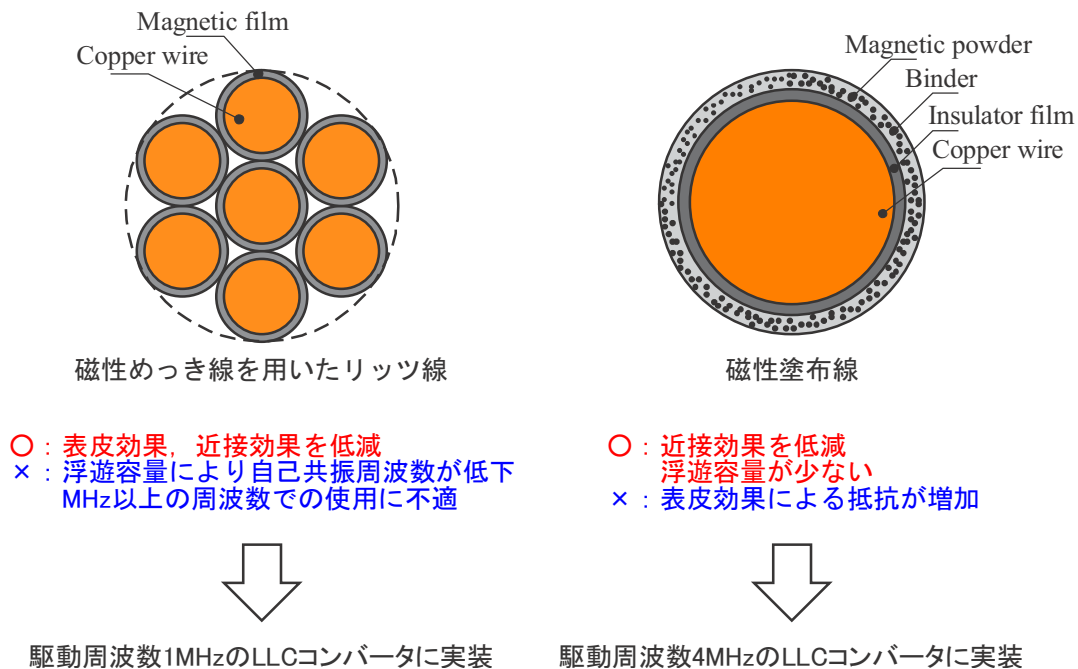


図3.1 磁性めっき線を用いたリッツ線と磁性塗布線の特徴

Fig. 3.1 Characteristics of litz magnetoplated wire and magnetocoated wire.

3.2 磁性めっきリッツ線を用いたトランスを実装したフルブリッジ型LLC共振形コンバータ^{3.1)}

3.2.1 回路構造

図3.2にLLC共振コンバータの回路構成を示す。また、図3.3にLLC共振コンバータの回路構造を示す。入力電圧は380 V，出力電圧は250 V，出力電力1 kWの降圧型コンバータである。スイッチング周波数は1 MHzである。スイッチング素子である Q_1 ， Q_2 ， Q_3 ， Q_4 はGaN-FETを用いた。また，整流用のダイオード D_1 ， D_2 はSiCダイオードを用いた。

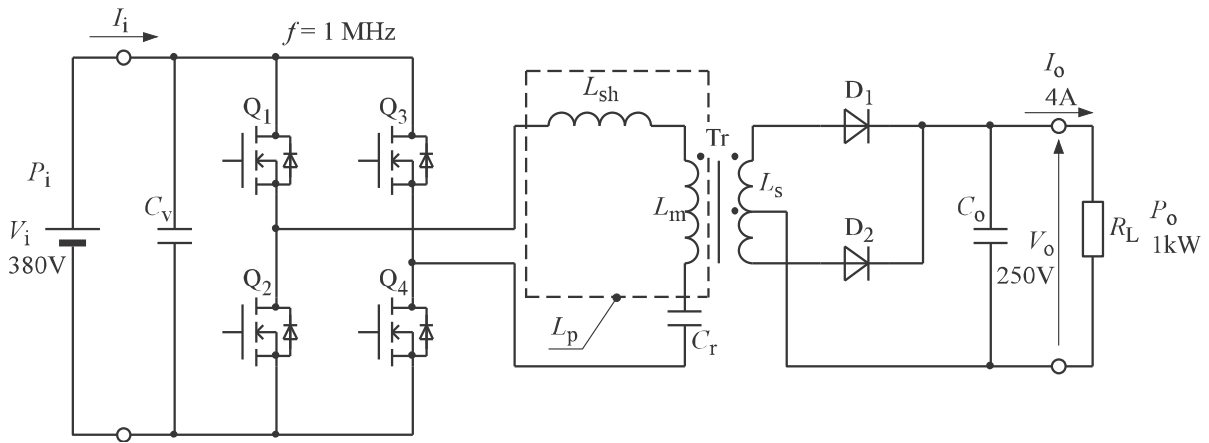


図3.2 LLC共振コンバータの回路構成

Fig. 3.2 Circuit constitution of LLC resonant converter.

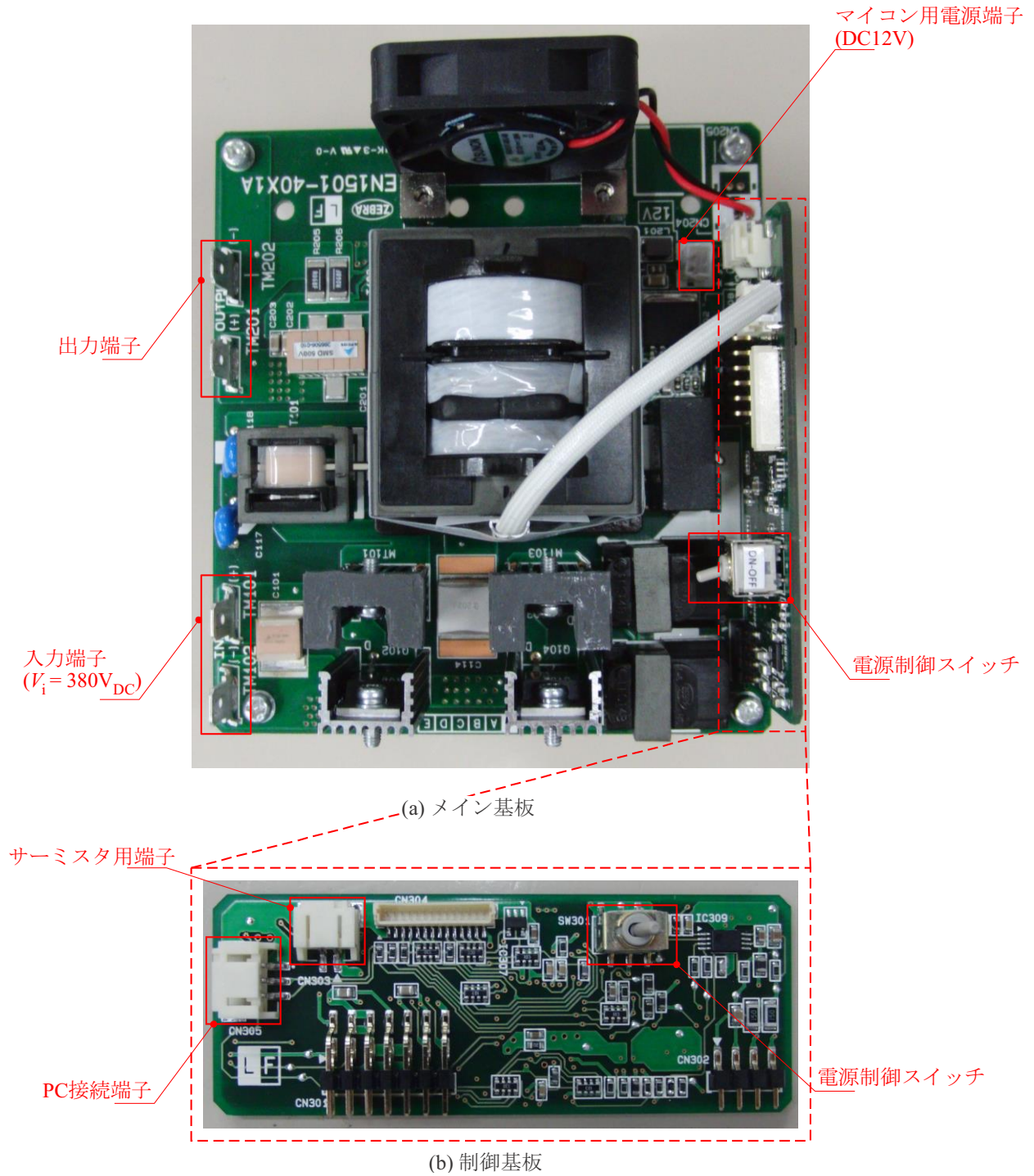


図3.3 LLC共振コンバータの回路構造

Fig. 3.3 Circuit structure of LLC resonant converter.

表 3.1 に LLC 共振形コンバータとコアの仕様を示した。この値をもとに 2 章 2 節のパラメータ計算を行い、回路の仕様を算出した。

表 3.1 LLC 共振形コンバータとコアの仕様
Table. 3.1 Specification of LLC resonant converter and core.

項目		値
入力電圧		380 V
出力電圧		250 V
出力電力		1 kW
駆動周波数		1 MHz
コア	比透磁率	1250
	断面積	201 mm ²
	磁路長	97.8 mm

表 3.2 に LLC 共振形コンバータのパラメータの計算結果を示した。この結果をもとにトランスを試作した。

表 3.2 LLC 共振形コンバータとコアの仕様

Table. 3.2 Calculation result of parameter for LLC resonant converter.

項目	値
一次インダクタンス	46.1 μH
漏れインダクタンス	12.8 μH
共振キャパシタンス	1.98 nF
巻数比	1.78

3.2.2 磁性めっきリッツ線の構造

図 3.4 に LLC 共振形コンバータに用いるリッツ線の構造を示した。図 3.4(a)は銅線を素線としたリッツ線(以下, LCW)の構造である。導体径 $60\text{ }\mu\text{m}$ の銅線の外周に $10\text{ }\mu\text{m}$ の絶縁層が設けられている。その素線を 60 本撚り, さらに 6 本撚って 360 本撚りで構成されている。導体断面積は 1.02 mm^2 である。

図 3.4(b)は磁性めっき線を素線としたリッツ線(以下, LMW)の構造である。導体径 $70\text{ }\mu\text{m}$ の銅線の外周に Fe 薄膜と Ni 薄膜がめっきされている。Fe 薄膜と Ni 薄膜の厚さは, それぞれ $1.15\text{ }\mu\text{m}$, $0.065\text{ }\mu\text{m}$ であり, Ni 薄膜ははんだ付けを容易にするために設けられている。また, 絶縁層の厚さは $10\text{ }\mu\text{m}$ である。その素線を 50 本撚り, さらに 6 本撚って 300 本撚りで構成されている。導体断面積は 1.15 mm^2 である。また, 磁性めっき線の持つ磁性層の比透磁率は 100 程度である^{3.3)}。

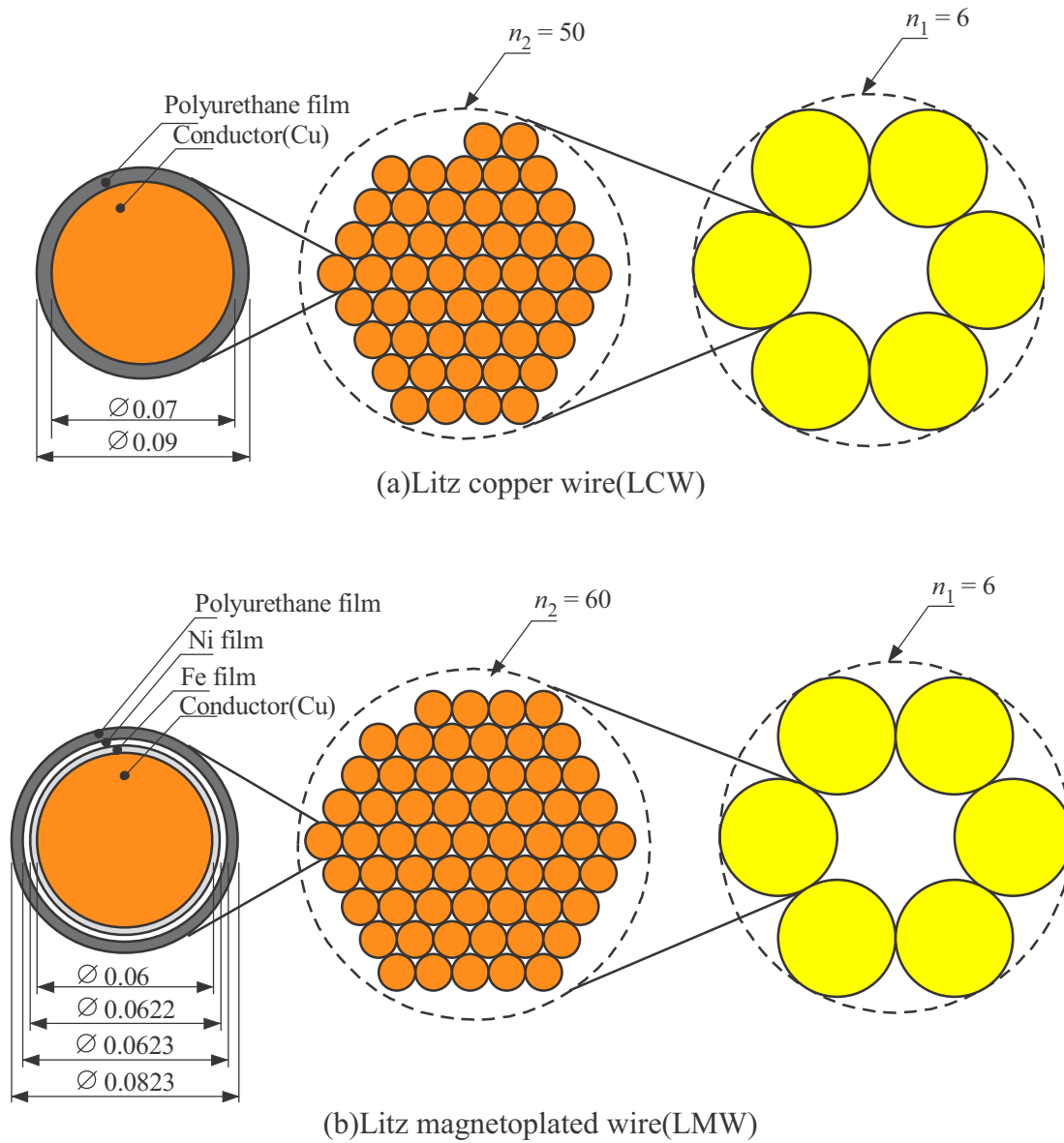


図 3.4 リッツ線の構造(単位 : mm)

Fig. 3.4 Structure of litz wire (unit : mm).

3.2.3 トランスの構造

図3.5にトランスの構造を示した。また、図3.6にトランスの外観を示した。トランスのコアはJFEフェライト社製のMC2材(EER42D)を用いた。漏れインダクタンスを生じさせるためにコアの中心脚の一次側にギャップを設けた。LCW, LMWを用いたトランスのギャップ長 t_g は、それぞれ0.8 mm, 1.1 mmである。

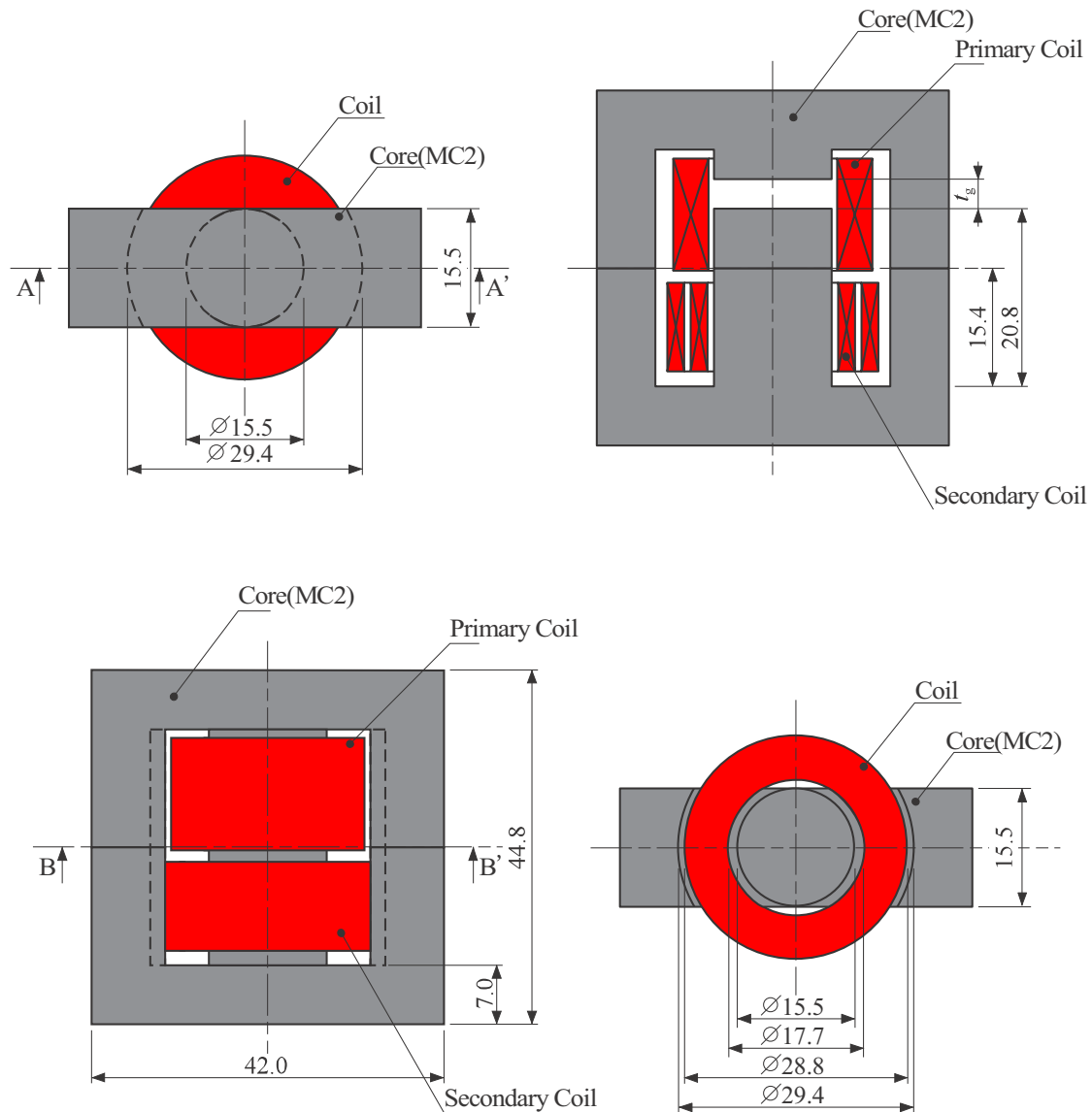


図 3.5 トランスの構造(単位 : mm)

Fig. 3.5 Structure of transformer (unit : mm).

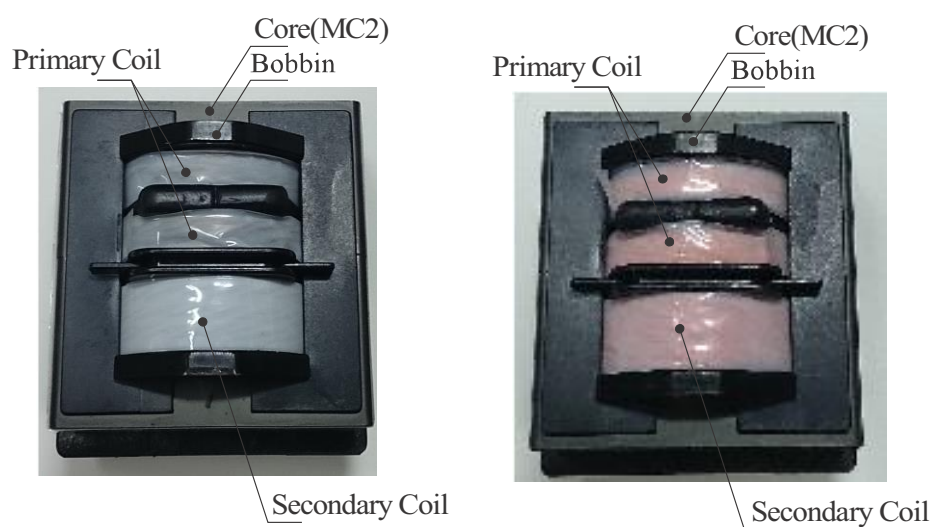


図 3.6 トランスの外観
Fig. 3.6 Transformer appearance.

図3.7はトランスの巻線構造である。一次側に漏れインダクタンスを生じさせるためにスペーサを挟み、図3.4の巻線を13回巻いた。二次側において、センタータップ構成となっているため、内側のコイルを S_1 、外側のコイルを S_2 として図3.4の巻線を6回巻いて層間テープを挟み、重ねて巻線を6回巻いた。

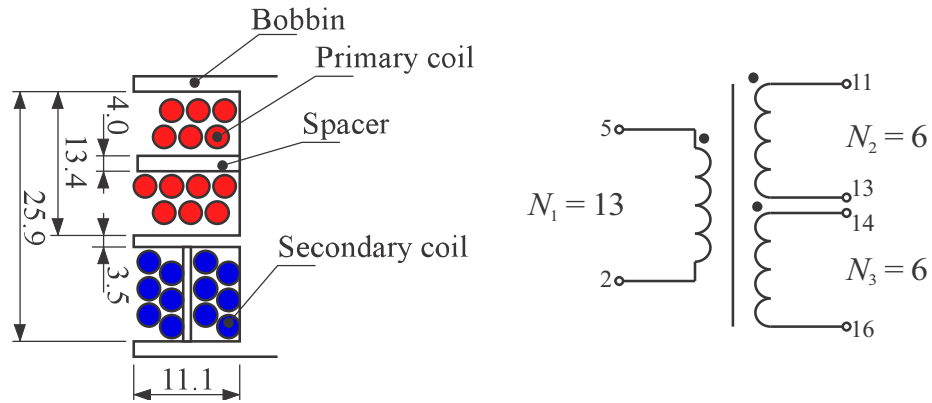


図 3.7 トランスの巻線構造(単位 : mm)

Fig. 3.7 Winding structure of transformer (unit : mm).

3.2.4 トランスのインピーダンス特性

図 3.8 にインピーダンス特性の測定方法を示した。実測にはインピーダンスアナライザ (Agilent Technologies 4294A) を用いた。一次コイル, 二次コイルに電圧 $V = 500 \text{ mV}$ を印加して, インピーダンスを周波数 $f = 100 \text{ kHz}$ から $f = 5 \text{ MHz}$ の範囲で測定した。測定の条件としてそれぞれ二次側, 一次側を開放とした。また, 短絡インダクタンス測定時は二次側を短絡した。

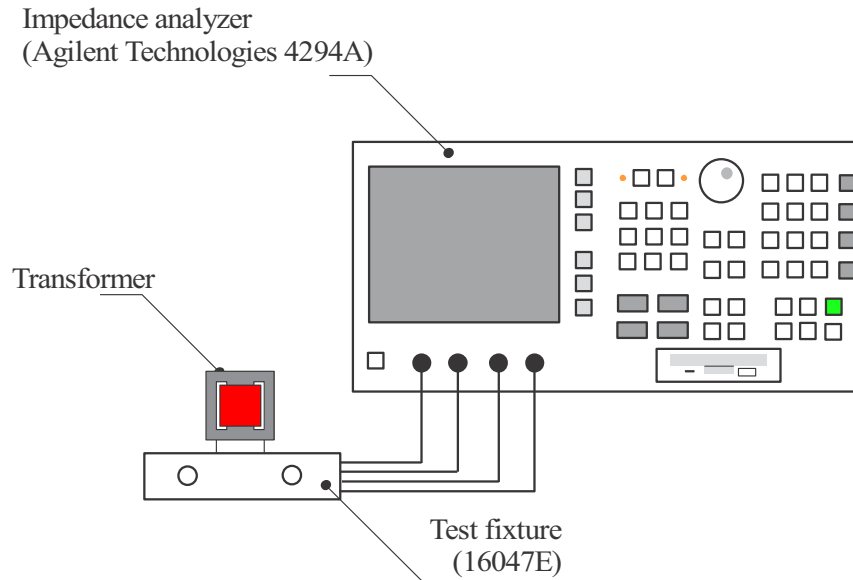


図 3.8 インピーダンス特性の測定方法

Fig. 3.8 Method for measurement of Impedance characteristic.

図 3.9 にトランスの抵抗-周波数特性を示した。図 3.9(a)は一次側コイルの抵抗 R_p -周波数特性である。駆動周波数である 1 MHz において、LCW, LMW を用いたトランスの抵抗は、それぞれ 1.08Ω , 0.88Ω となり 18.5 %低減した。これは磁性めっき線の近接効果の抑制に起因している。また、LCW, LMW を用いたトランスの一次側コイルの自己共振周波数 f_r はそれぞれ 5.1 MHz, 5.2 MHz であった。

図 3.9(b)にトランスのインダクタンス-周波数特性を示した。駆動周波数である 1 MHz において、LCW, LMW を用いたトランスのインダクタンスは、それぞれ $45.5 \mu\text{H}$, $45.6 \mu\text{H}$ となり 0.2 %増加した。二次側コイルを短絡した状態で一次側コイルのインダクタンスを測定した。駆動周波数である 1 MHz において、LCW, LMW を用いたトランスの短絡インダクタンスは、それぞれ $11.7 \mu\text{H}$, $12.9 \mu\text{H}$ となり 10.2%増加した。

測定した一次側コイルのインダクタンス L_p と自己共振周波数 f_r より浮遊容量 C_p を下式より算出する。

$$C_p = \frac{1}{4 \times \pi^2 \times f_r^2 \times L_p} \quad (\text{F}) \quad (3.1)$$

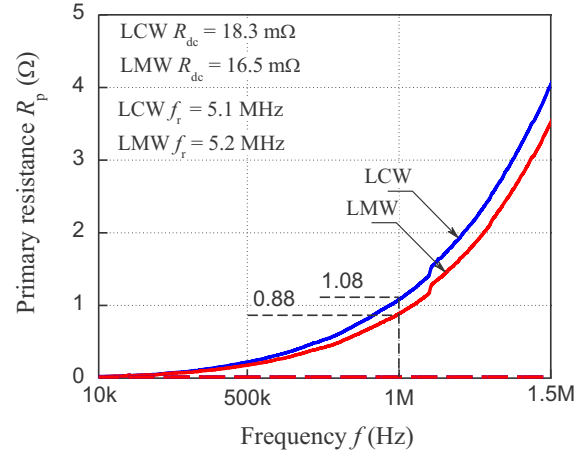
ここに、 f_r : 自己共振周波数(Hz), L_{sh} : 一次側コイルのインダクタンス(H)

LCW, LMW を用いたトランスの浮遊容量 C_p は、それぞれ 21.4 pF, 20.5 pF であった。

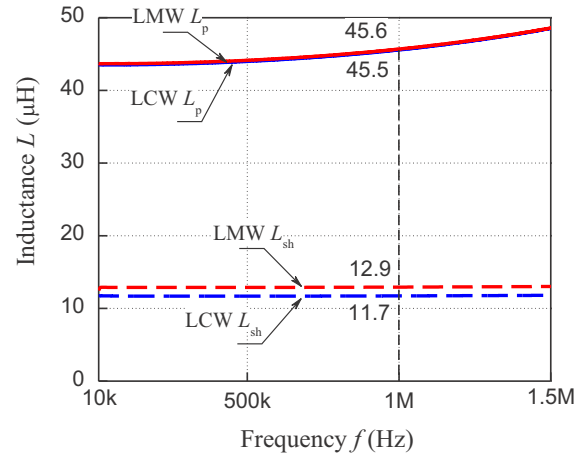
図 3.9(c)にトランスの結合係数-周波数特性を示した。一次側インダクタンス L_p , 短絡インダクタンス L_{sh} の実測値より下式を用いて算出した^{3,4)}。

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_{sh}}{L_p}} \quad (3.2)$$

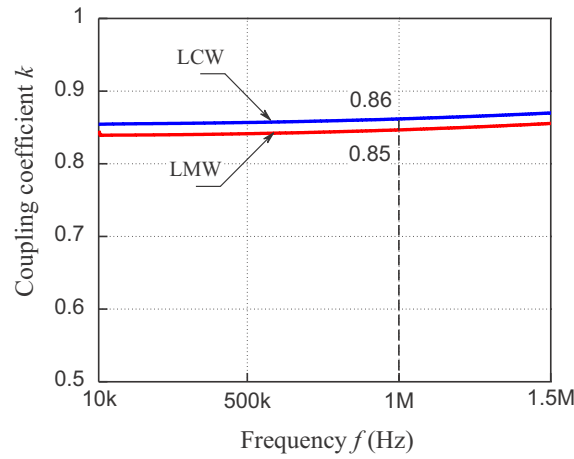
駆動周波数である 1 MHz において、LCW, LMW を用いたトランスの結合係数は、それぞれ 0.86, 0.85 となり 11.7%低下した。これは LMW を用いたトランスの漏れインダクタンスの増加に起因する。



(a) Primary resistance



(b) Inductance



(c) Coupling coefficient

図 3.9 トランスのインピーダンス-周波数特性の比較

Fig. 3.9 Comparison with impedance of transformer vs. frequency characteristics.

3.2.5 効率特性

図 3.10 に電力損失 P_{loss} - 出力電流 I_o 特性の比較を示した。入力電圧 $V_i = 380 \text{ V}$ 一定としてパワーメーター（横河，WT1800）で電力測定を行った。出力電力が 1 kW となる出力電流 4.01 A において，LCW と LMW を用いたコンバータの電力損失はそれぞれ 30.8 W ， 29.4 W となり 4.7% 低減した。これは LMW を用いたことによる交流抵抗の低減が要因である。

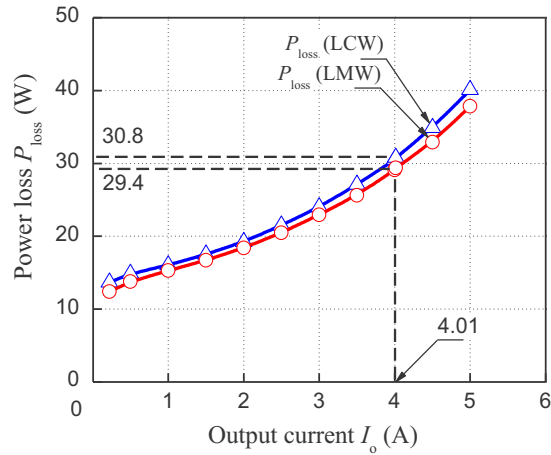


図 3.10 電力損失 P_{loss} - 出力電流 I_o 特性

Fig. 3.10 Power loss vs. output current characteristics.

図 3.11 に効率 η - 出力電流 I_o 特性の比較を示した。LCW と LMW トランスの最大効率 η はそれぞれ 97.0%, 97.1%となり 0.1%向上した。

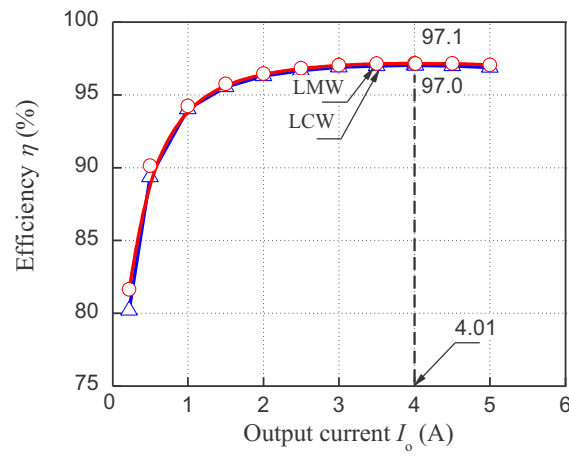


図 3.11 効率 η - 出力電流 I_o 特性($f=1\text{MHz}$)

Fig. 3.11 Efficiency vs. output current characteristics ($f=1\text{MHz}$).

3.2.6 発熱特性

図3.12にLLC共振形コンバータの外観を示した。コンバータの主な発熱の要因はスイッチング用FETとトランスのコア、巻線である。そこで出力電力が1 kWの時の各部の発熱を測定した。

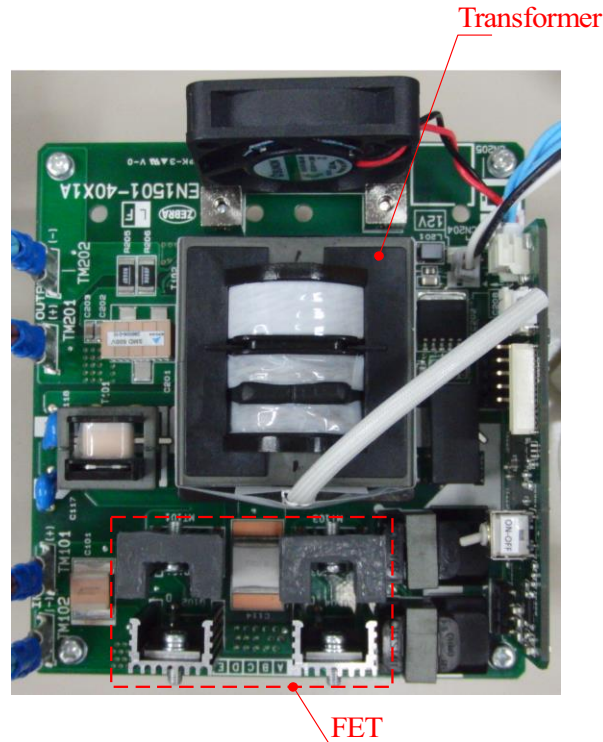


図 3.12 LLC 共振形コンバータの外観
Fig. 3.12 LLC resonant converter appearance.

図3.13に出力電力が1 kWのときのLLC共振形コンバータのトランスの発熱を示した。出力電力が1 kWの状態では40分経過し、定常状態になったときのトランスの発熱を測定した。定常状態において、LCW, LMWを用いたトランスの巻線の発熱は、それぞれ101 °C, 90 °Cとなり、鉄心の発熱は、それぞれ97 °C, 88 °Cとなった。トランスの巻線において、LMWを用いたことによって温度上昇を11 °C低減した。これは巻線にLMWを用いたことで、巻線の交流抵抗を低減し、銅損を低減したことに起因する。

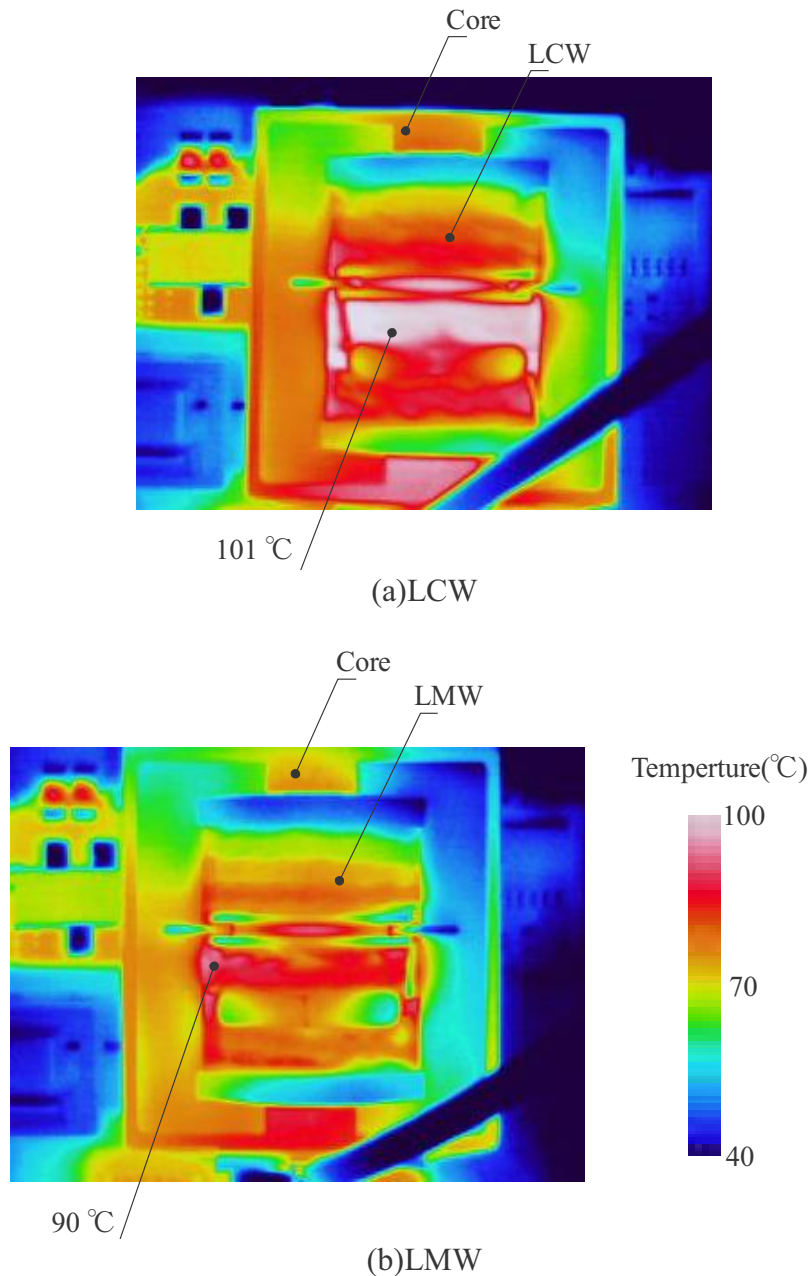


図 3.13 トランスの発熱

($f = 1 \text{ MHz}$, $V_i = 380 \text{ V}$, $I_o = 4.01 \text{ A}$, room temperature : 27 °C)

Fig. 3.13 Generate heat of transformer.

($f = 1 \text{ MHz}$, $V_i = 380 \text{ V}$, $I_o = 4.01 \text{ A}$, room temperature : 27 °C)

3.3 スプレー磁性塗布線を用いたトランスを実装したハーフブリッジ型LLC共振形コンバータ^{3.2)}

3.3.1 回路構成

図3.14にLLC共振コンバータの回路構成を示す。また、図3.15にLLC共振コンバータの回路構成を示す。入力電圧は48 V，出力電圧は24 V，出力電力60 Wの降圧型コンバータである。スイッチング周波数は4 MHzである。スイッチング素子である Q_1 ， Q_2 はGaN-FETを用いた。また，整流用のダイオード D_1 ， D_2 ， D_3 ， D_4 はショットキーダイオードを用いた。

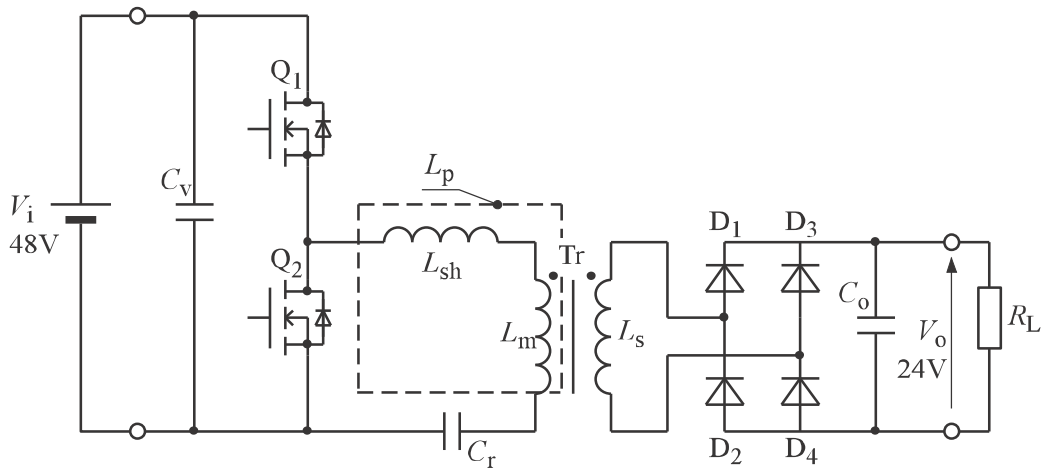


図3.14 LLC共振コンバータの回路構成

Fig. 3.14 Circuit constitution of LLC resonant converter.

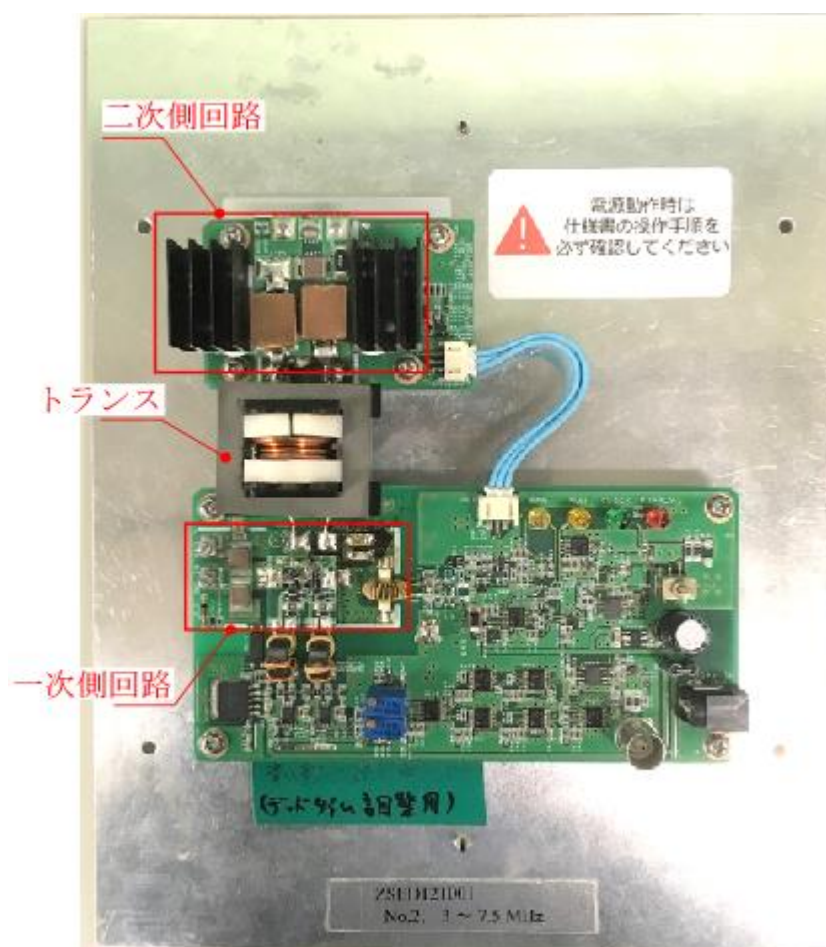


図3.15 LLC共振コンバータの回路構造

Fig. 3.15 Circuit structure of LLC resonant converter.

表 3.3 に LLC 共振形コンバータとコアの仕様を示した。この値をもとに 2 章 2 節のパラメータ計算を行い、回路の仕様を算出した。

表 3.3 LLC 共振形コンバータとコアの仕様

Table. 3.3 Specification of LLC resonant converter and core.

項目		値
入力電圧		48 V
出力電圧		12 V
出力電力		60 W
駆動周波数		4 MHz
コア	比透磁率	10.5
	断面積	110 mm ²
	磁路長	77.8 mm

表 3.4 に LLC 共振形コンバータのパラメータの計算結果を示した。この結果をもとにトランスを試作した。

表 3.4 LLC 共振形コンバータとコアの仕様

Table. 3.4 Calculation result of parameter for LLC resonant converter.

項目	値
一次インダクタンス	727 nH
漏れインダクタンス	262 nH
共振キャパシタンス	7.9 nF
巻数比	1.17

3.3.2 スプレー磁性塗布線の構造

前節では銅線の周囲に鉄薄膜をめっきした磁性めっき線による磁束経路制御を示したが、磁性めっき線は湿式めっき法という方法で鉄薄膜を形成しており非常に高価という問題がある。また、数 MHz 帯での銅損低減のためには導線の周囲に設ける磁性薄膜の磁氣的損失が低いものにする必要がある。そこで、磁性薄膜の形成方法として磁性コンポジット材をスプレーで導線の周囲に吹き付けるスプレー法を提案した。

図 3.16 にスプレー法による磁性塗布線の製作方法を示した^{3,5)}。スプレー缶に封入した磁性コンポジット材を銅線に吹き付けて、磁性層を形成する。磁性コンポジット材の磁性粉は平均粒径 $2.56\ \mu\text{m}$ の球状アモルファス粉を用いた。また、バインダにはシリコーンワニスを用いた。磁性層の形成に用いたスプレー缶の磁性粉とバインダの混合比は $50\ \text{g} : 100\ \text{g}$ である。銅線の周囲に一樣な厚さの磁性層を形成するため、導線の軸方向に $40\ \text{mm/s}$ の速度でスプレー缶を移動させながら塗布した。上面に磁性コンポジット材を塗布したのちに下面を塗布し、室温 3 時間で磁性層を硬化させた。

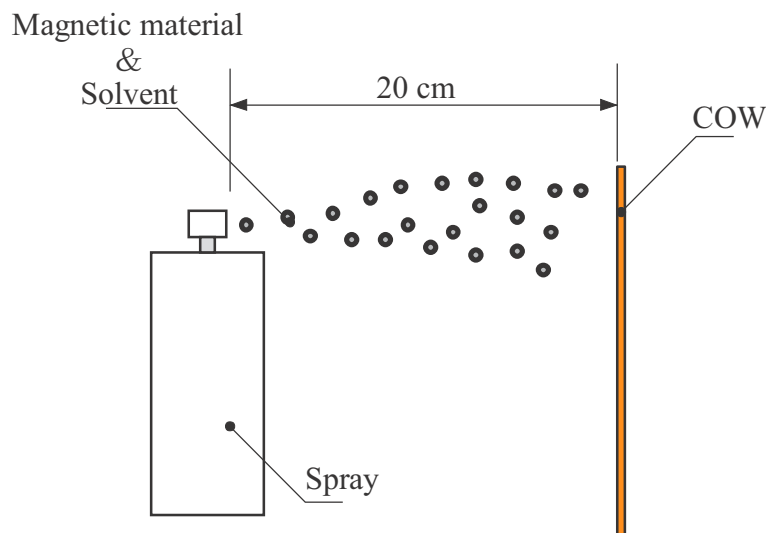


図 3.16 スプレーによる磁性塗布線の製作方法

Fig. 3.16 Manufacturing method of MCW by spray method.

図 3.17 に磁性塗布線の構造を示した。銅線は導体径 1.45 mm の銅線に 18.5 μm の絶縁皮膜が設けられている。磁性塗布線は上記の銅線の外周に平均 70 μm の磁性層を設けたものである。磁性薄膜は導線を強く屈曲させると割れてしまうため、トランスの試作に問題がない磁性層の厚さとして平均 70 μm とした。磁性層の球状アモルファス粉の体積密度は 22 vol% であり、透磁率は 1.6 程度である^{3,5)}。磁性薄膜の厚さと球状アモルファス粉の体積密度より、磁性薄膜の塗布が導線の質量の増加に与える影響は 1 m あたり 8.29 g(5%程度)と非常に小さいものである。それぞれの導線を用いたトランスを製作し、インピーダンス特性の比較、LLC 共振形コンバータに実装したときの効率の比較を行った。

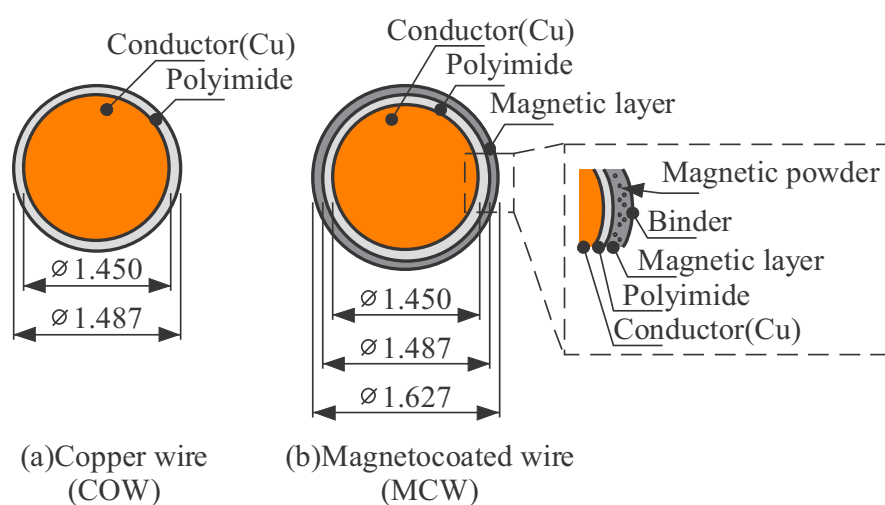


図 3.17 巻線の構造(単位 : mm)

Fig. 3.17 Structure of winding wire (unit: mm).

3.3.3 磁性コンポジットコアの磁気特性

図3.18に磁性コンポジットコアの製作工程を示した^{3,6)}。磁性コンポジットコアは磁性粉とエポキシ樹脂を混合して、磁性コンポジット材を作製し、鋳型に流し込んで焼成する。エポキシ樹脂の最高焼成温度は120℃である。磁性コンポジットコアの磁性粉は平均粒径5.2 μm の球状アモルファス粉を用いた。また、アモルファス粉の質量密度は90 Wt%とした。

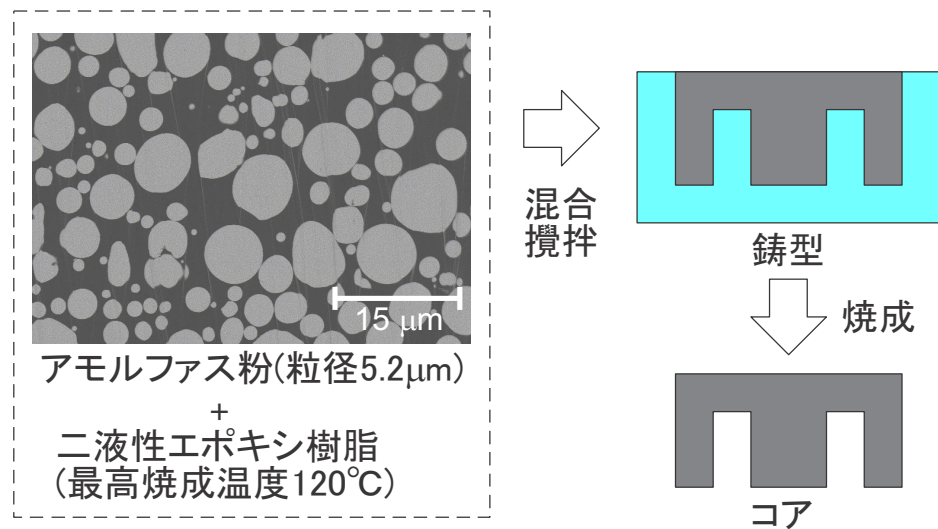


図 3.18 磁性コンポジットコアの製作工程

Fig. 3.18 Production process of magnetic composite core.

図3.19にアモルファス粉を用いた磁性コンポジット材の複素比透磁率-周波数特性を示した。測定にはインピーダンスアナライザ(Agilent : 4294A)と磁性材料テストフィクスチャ(Agilent : 16454A)を用いた。アモルファス粉を用いた磁性コンポジット材の複素比透磁率の実部は約10であった。また、虚部は10 MHzまで0.1以下であり、非常に低損失の磁性材料である。

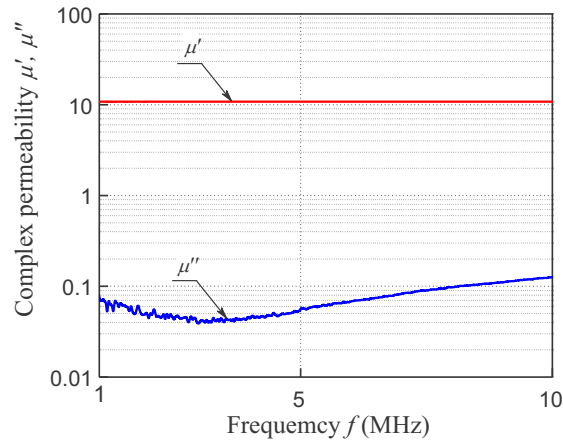


図 3.19 アモルファス粉を用いた磁性コンポジット材の
複素透磁率-周波数特性

Fig. 3.19 Complex permeability vs. frequency characteristics
of magnetic composite material using amorphous powder.

3.3.4 トランスの構造

図3.20に磁性塗布線と鉄系メタルコンポジット鉄心を用いたトランスの構造を示した。コアの形状はEER35Aを加工し、磁路長を短くしたものである。コイルは巻線を俵巻にしたものであり、一次側コイル、二次側コイルの巻数比は4：3である。

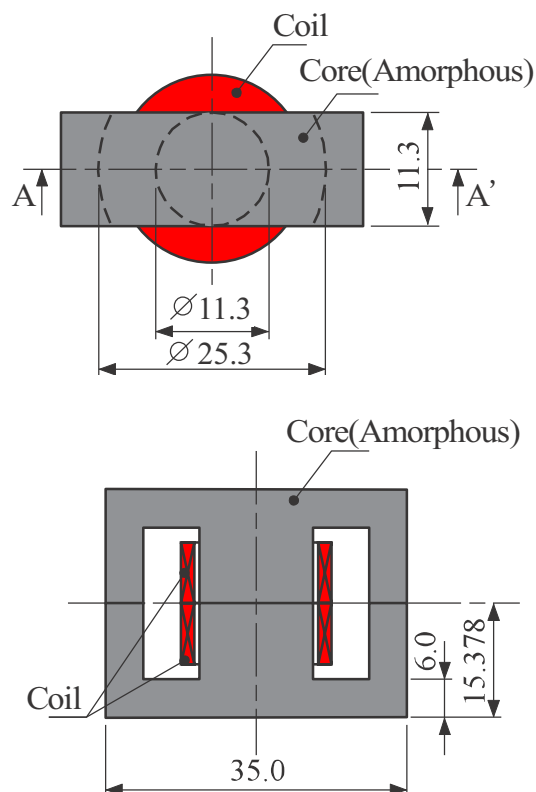


図 3.20 トランスの構造

Fig. 3.20 Structure of transformer (unit : mm).

図3.21はトランスの巻線構造である。一次側，二次側に図3.17の巻線を表巻きで巻いた。巻数比は4 : 3である。

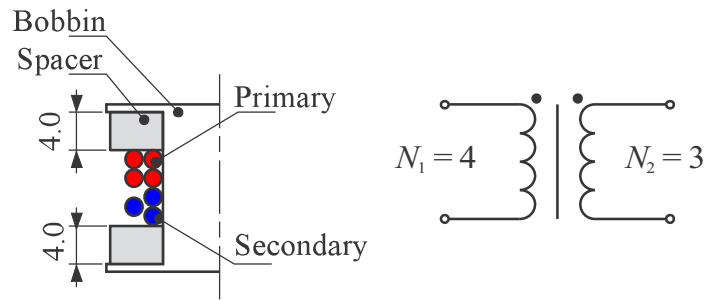


図 3.21 トランスの巻線構造(単位 : mm)

Fig. 3.21 Winding structure of transformer (unit : mm).

3.3.5 トランスのインピーダンス特性

図 3.22 にインピーダンス特性の測定方法を示した。実測にはインピーダンスアナライザ（Agilent Technologies 4294A）を用いた。電圧 $V = 500 \text{ mV}$ を印加して測定した。測定の条件としてそれぞれ二次側，一次側を開放とした。また，短絡インダクタンス測定時は二次側を短絡した。

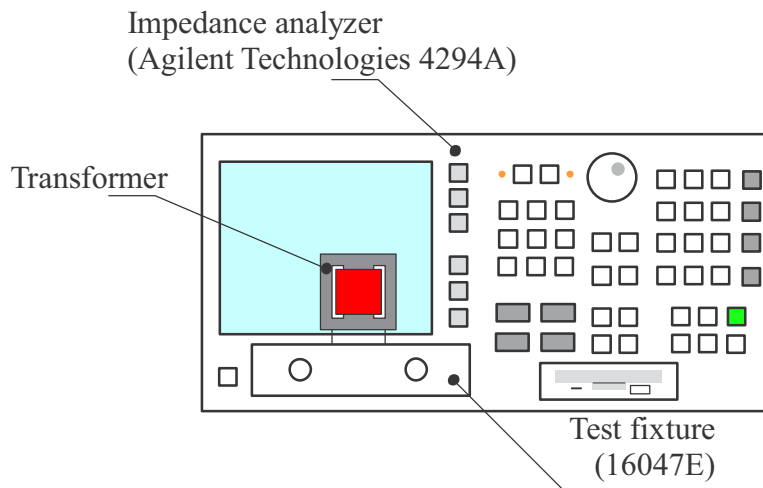


図 3.22 インピーダンス特性の測定方法

Fig. 3.22 Method for measurement of Impedance characteristic.

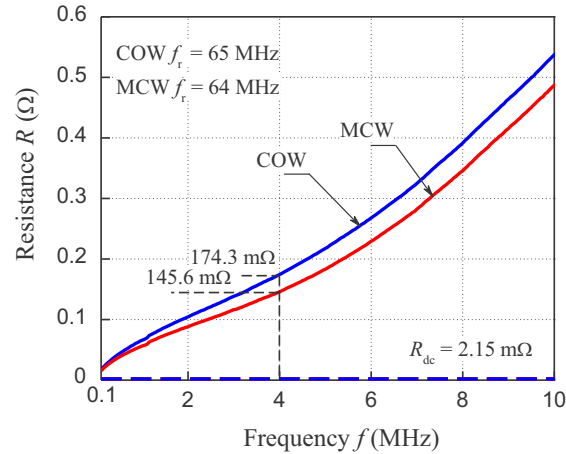
図 3.23 にトランスのインピーダンス-周波数特性を示した。

図 3.23(a)は一次側コイルの抵抗-周波数特性である。駆動周波数である 4 MHz において、銅線、磁性塗布線を用いたトランスの抵抗は、それぞれ 174.3 m Ω 、145.6 m Ω となり 16.4 %低減した。これは磁性塗布線の交流抵抗の抑制に起因している。また、銅線、磁性塗布線を用いたトランスの一次側コイルの自己共振周波数 f_r はそれぞれ 65 MHz、64 MHz であった。

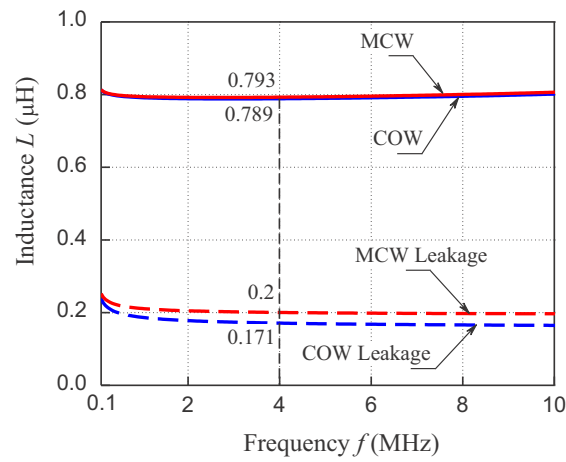
図 3.23(b)にトランスのインダクタンス-周波数特性を示した。実線で示したのは一次側コイルのインダクタンスである。駆動周波数である 4 MHz において銅線、磁性塗布線を用いたトランスのインダクタンスは、それぞれ 789 nH、793 nH となり 0.5 %増加した。破線で示したのは一次側コイルの短絡インダクタンスである。二次側コイルを短絡した状態で一次側コイルのインダクタンスを測定した。駆動周波数である 4 MHz において銅線、磁性塗布線を用いたトランスの短絡インダクタンスは、それぞれ 171 nH、200 nH となり 17 %増加した。これは磁性塗布線の磁性層に磁気エネルギーが蓄積され、二次側コイルに鎖交する磁束が減少したためである。

前節の式(3.1)より LCW, LMW を用いたトランスの浮遊容量 C_p は、それぞれ 7.6 pF, 7.8 pF であった。

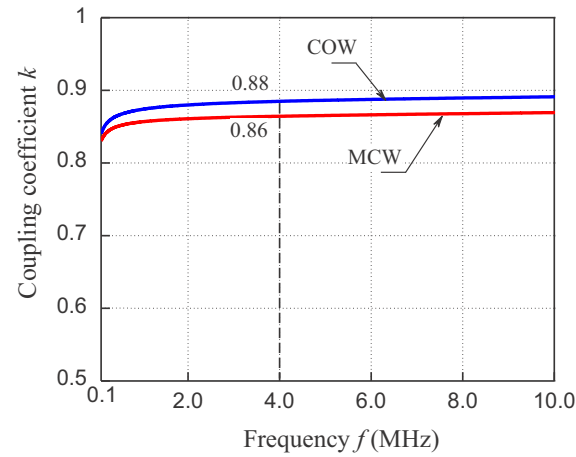
図 3.23(c)に結合係数-周波数特性を示した。一次側インダクタンス、短絡インダクタンスの実測値より前節の式(3.2)を用いて算出した。駆動周波数である 4 MHz において、銅線、磁性塗布線を用いたトランスの短絡インダクタンスは、それぞれ 0.88, 0.86 となり 2.3 %減少した。磁性塗布線の磁性層に磁気エネルギーが蓄積され、二次側コイルに鎖交する磁束が減少したためである。



(a) Primary resistance



(a) Inductance



(b) Coupling coefficient

図 3.23 トランスの抵抗-周波数特性の比較

Fig. 3.23 Comparison with resistance of transformer vs. frequency characteristics.

3.3.6 効率特性

図 3.24 に電力損失 P_{loss} - 出力電流 I_o 特性の比較を示した。入力電圧 $V_i = 48 \text{ V}$ 一定としてパワーメーター（横河，WT1800）で電力測定を行った。出力電力が 60 W において、銅線と磁性塗布線を用いたコンバータの電力損失はそれぞれ 9 W ， 7.3 W となり 18.9% 低減した。これは磁性塗布線を用いたことによる交流抵抗の低減が要因である。

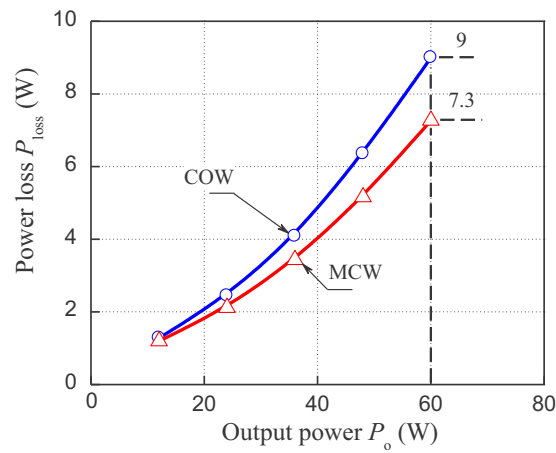


図 3.24 電力損失 P_{loss} - 出力電流 I_o 特性 ($f = 4 \text{ MHz}$)

Fig. 3.24 Efficiency vs. output current characteristics ($f = 4 \text{ MHz}$).

図 3.25 に効率 η - 出力電流 I_o 特性の比較を示した。出力電力 24 W のとき、銅線と磁性塗布線を用いたトランスを実装したコンバータの効率は、それぞれ 90.7 %、91.9 %となり 1.2 %向上した。また、出力電力 60 W のとき、銅線と磁性塗布線を用いたトランスを実装したコンバータの効率は、それぞれ 86.9 %、89.2 %となり 2.3 %向上した。これは磁性塗布線の交流抵抗の抑制に起因している。

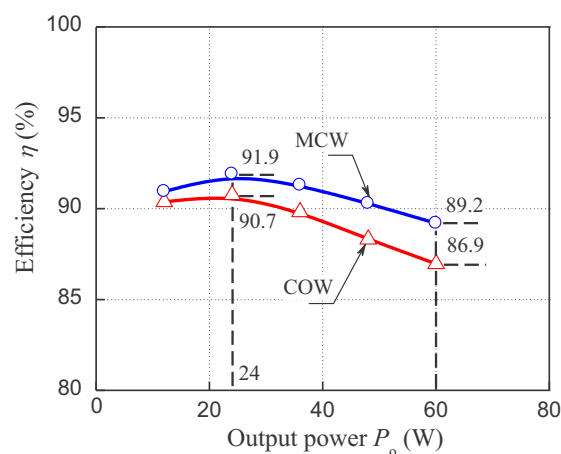


図 3.25 効率 η - 出力電流 I_o 特性($f=4$ MHz)

Fig. 3.25 Efficiency vs. output current characteristics ($f=4$ MHz).

3.3.7 発熱特性

図3.26にLLC共振形コンバータの外観を示した。出力電力が60 Wの時のトランスの発熱を測定した。

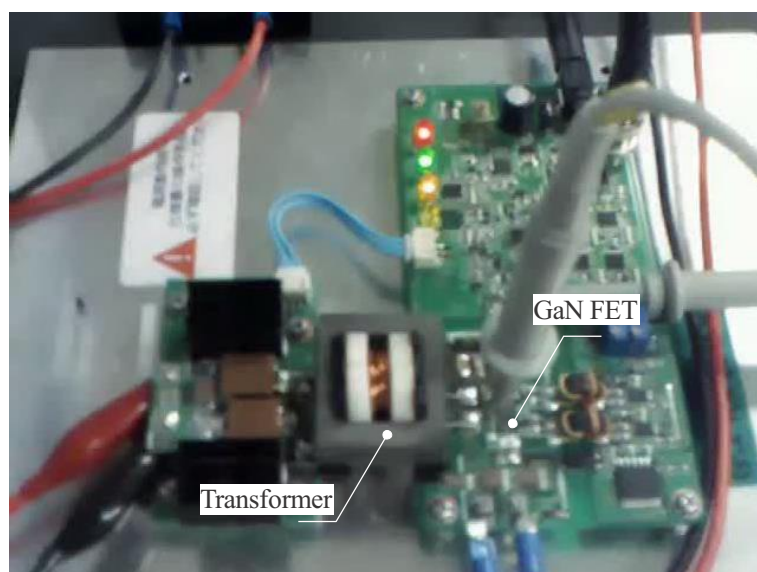
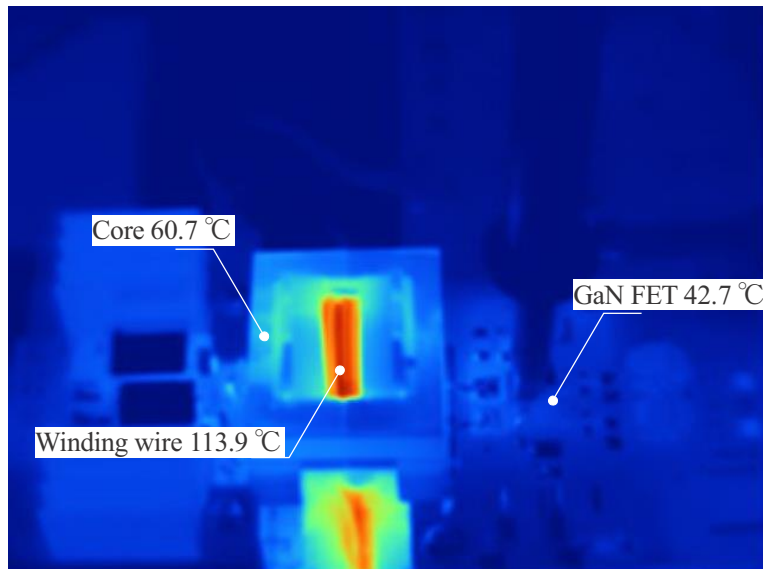
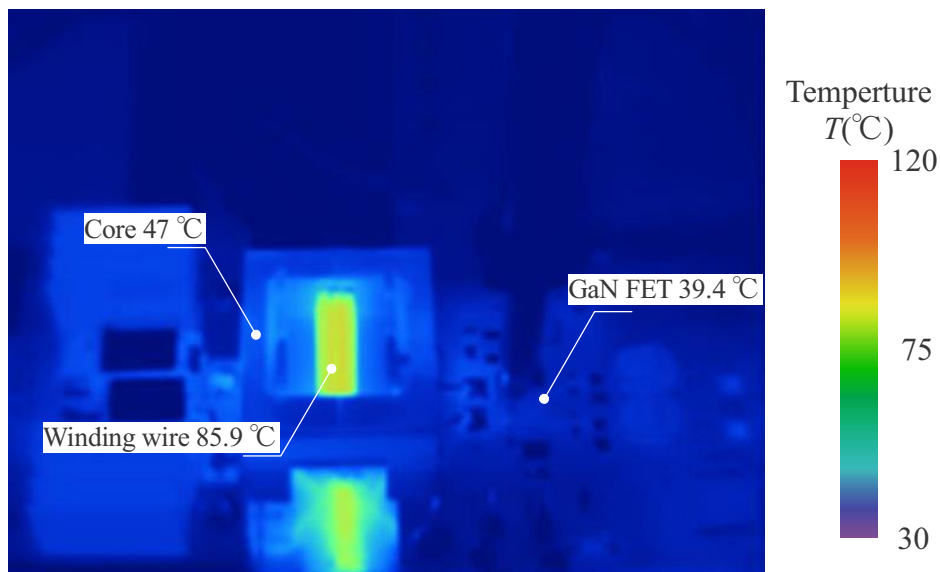


図 3.26 LLC 共振形コンバータの外観
Fig. 3.26 LLC resonant converter appearance.

図3.27に出力電力が60 WのときのLLC共振形コンバータのトランスの発熱を示した。定常状態において、銅線、磁性塗布線を用いたトランスの巻線の発熱は、それぞれ113 °C、85.9 °Cとなり、鉄心の発熱は、それぞれ67 °C、47 °Cとなった。トランスの巻線において、磁性塗布線を用いたことによって温度上昇を28 °C低減した。これは巻線に磁性塗布線を用いたことで、巻線の交流抵抗を低減し、銅損を低減したことに起因する。



(a)LCW



(b)LMW

図 3.27 トランスの発熱

($f = 4 \text{ MHz}$, $V_i = 48 \text{ V}$, $P_o = 60 \text{ W}$, room temperature : $25 \text{ }^{\circ}\text{C}$)

Fig. 3.27 Generate heat of transformer.

($f = 4 \text{ MHz}$, $V_i = 48 \text{ V}$, $P_o = 60 \text{ W}$, room temperature : $25 \text{ }^{\circ}\text{C}$)

3章のまとめ

(1) 磁性めっきリッツ線を用いたフルブリッジ型 LLC 共振形コンバータ

丸形断面導線を用いたトランスの銅損低減技術として磁性めっきリッツ線を用いたトランスを試作し、駆動周波数1MHzのフルブリッジ型LLC共振形コンバータに実装することでトランスの銅損低減効果を検討した。

トランスの抵抗-周波数特性を測定したところ、駆動周波数である1MHzにおいて、リッツ線、磁性めっきリッツ線を用いたトランスの一次側抵抗は、それぞれ $1.08\ \Omega$ 、 $0.88\ \Omega$ となり18.5%低減した。これは磁性めっき線の近接効果の抑制による銅損低減効果に起因している。またリッツ線、磁性めっきリッツ線を用いたトランスの結合係数は、それぞれ0.86、0.85となり11.7%低下した。これは磁性めっきリッツ線を用いたトランスの漏れインダクタンスの増加に起因する。

フルブリッジ型LLC共振形コンバータに実装し、効率特性を測定したところ、リッツ線、磁性めっきリッツ線を用いたトランスの最大効率はそれぞれ97.0%、97.1%となり0.1%向上した。また、電力損失を比較したところ、出力電力が1kWとなる出力電流4.01Aにおいて、リッツ線、磁性めっきリッツ線を用いたコンバータの電力損失はそれぞれ30.8W、29.4Wとなり4.7%低減した。これは磁性めっきリッツ線を用いたことによる交流抵抗の低減が要因である。

(2) スプレー磁性塗布線を用いたハーフブリッジ型 LLC 共振形コンバータ

丸形断面導線を用いたトランスの銅損低減技術として磁性塗布線を用いたトランスを試作し、駆動周波数4MHzのハーフブリッジ型LLC共振形コンバータに実装することでトランスの銅損低減効果を検討した。

スプレー缶に封入した磁性コンポジット材を銅線に吹き付けて磁性層を形成するスプレー法を用いた磁性塗布線を試作し、トランスに実装した。

トランスの抵抗-周波数特性を測定したところ、駆動周波数である4MHzにおいて、銅線、磁性塗布線を用いたトランスの抵抗は、それぞれ $174.3\ \text{m}\Omega$ 、 $145.6\ \text{m}\Omega$ となり16.4%低減した。これは磁性塗布線の交流抵抗の抑制に起因している。また、銅線、磁性塗布線を用いたトランスの短絡インダクタンスは、それぞれ0.88、0.86となり2.3%減少した。磁性塗布線の磁性層に磁気エネルギーが蓄積され、二次側コイルに鎖交する磁束が減少したためである。

ハーフブリッジ型LLC共振形コンバータに実装し、効率特性を測定したところ、銅線と磁性塗布線を用いたトランスの効率は、それぞれ90.7%、91.9%となり1.2%向上した。また、出力電力60Wのとき、磁束経路制御を適用していないトランスと適用したトランスの効率は、それぞれ86.9%、89.2%となり2.3%向上した。これは磁性塗布線の交流抵抗の抑制に起因している。

第4章 矩形断面導線を用いたトランスの銅損低減効果の検討

3章では丸形断面導線を用いたトランスの銅損低減技術について提案してきたが、丸形断面導線はトランスの導線占積率が低下するため、小型化に不適である。矩形断面導線である平角線は導線占積率が向上するため、トランスの小型化に有用である。しかし、小型化と高効率化を両立するためには平角線を用いたトランスの銅損低減技術が必要である。

そこで本章では有限要素法解析による銅損低減技術を適用した平面トランスの設計と、平面トランスを実装したハーフブリッジ型LLC共振形コンバータについて銅損低減効果を検討した結果について述べている。

4.1 有限要素法解析による平面トランスの設計

4.1.1 平角線の寸法の検討

図4.1に平角線を用いた平面トランス(Payton SIZE 50)を示した。平面トランスは占積率が高い平角線を巻線に用いることで小型低背なトランスである。平面トランスで用いられる平角線は厚さ t が表皮厚さ δ の2倍の値より厚いときと薄いときで表皮効果による電流密度の偏りが異なる。 $t > 2\delta$ のとき、電流は平角線の長辺、短辺に沿って表皮厚さ δ の範囲に電流が集中する。 $t < 2\delta$ のとき、電流は平角線の短辺に集中し、表皮厚さ δ の範囲に電流が集中する。トランスでは二次側コイルに負荷が接続されている状態で一次側コイルに電流を流すと、各コイルの端部と、両コイルの間に磁束が集中する。磁束が集中する箇所では近接効果により平角線内に鎖交する磁束が増加するため、コイルの抵抗が増加する。表皮効果と近接効果は平角線の寸法に依存する。このため、電磁界解析にて平角線の寸法の検討が必要である。そこで、平角線の端部での電流密度の偏りによる抵抗の変化を確認するため、有限要素法解析によって直線状平角線と平角線を用いたコイルの解析を行い、平角線の寸法が抵抗値に与える影響を検討した。平角線の周囲の磁気回路から定式化することは困難であるため、有限要素法にて検討を行った。

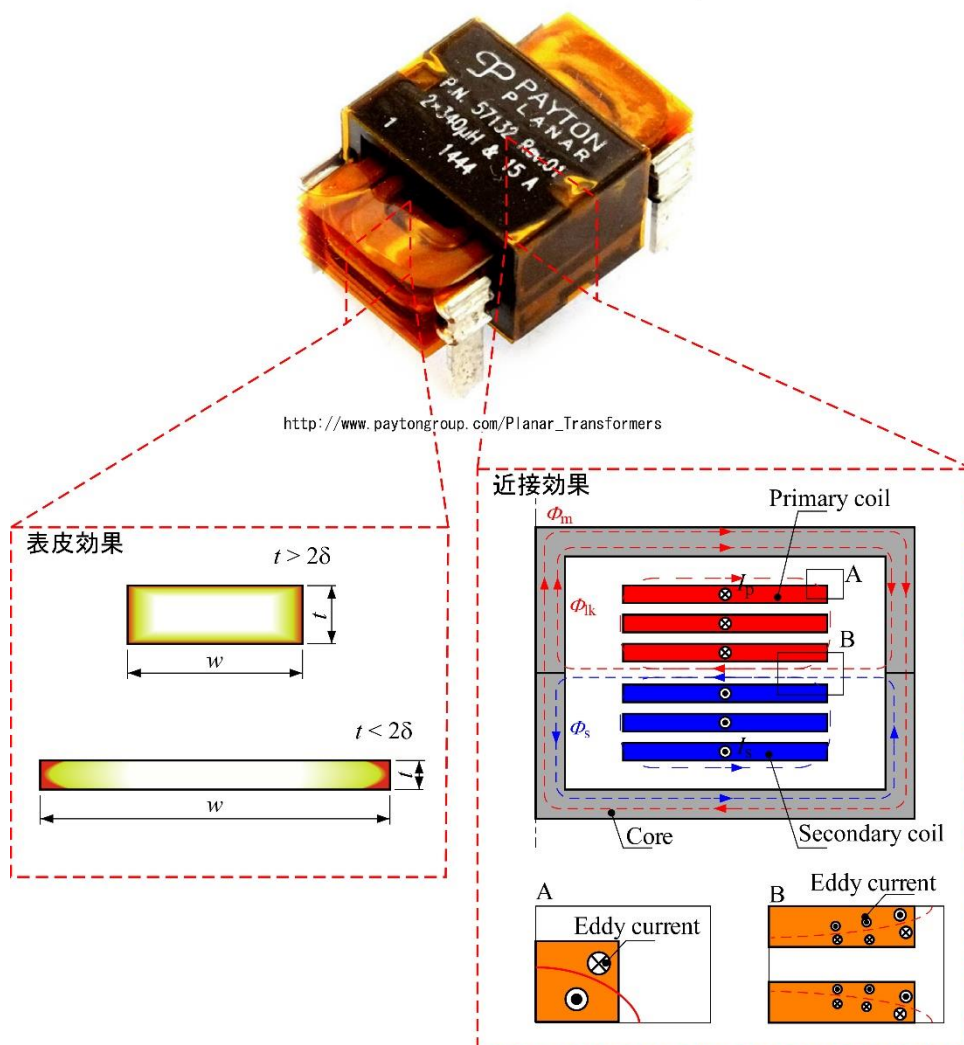


図4.1 平角線を用いた平面トランス(Payton SIZE 50)

Fig. 4.1 Planar transformer using rectangular wire(Payton SIZE 50).

図4.2に直線状平角線の解析モデルを示した。今回の解析では平角線の厚さ t 、幅 w をパラメータとしており長さを一定とするため、 y 軸方向に長さ1 mの直線状平角線の断面を解析モデルとし、二次元磁界周波数応答解析を行った。

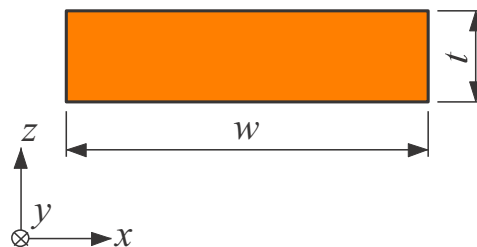


図4.2 直線状平角線の解析モデル(単位 : mm)

Fig. 4.2 Analysis model of straight rectangular wire (unit: mm).

図4.3に3枚直列の直線状平角線の解析モデルを示した。 y 軸方向に長さ1 mの直線状平角線を3枚直列接続したものの断面を解析モデルとし、二次元磁界周波数応答解析を行った。

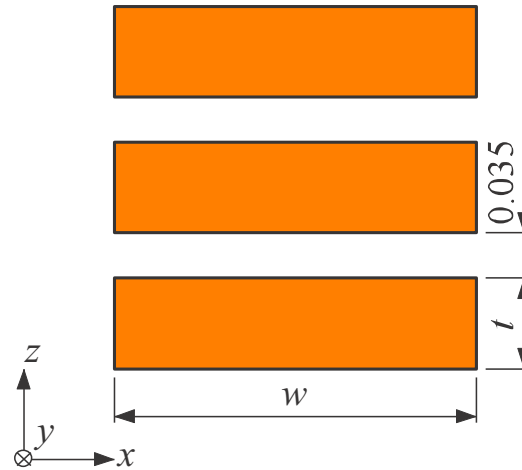


図4.3 直列直線状平角線の解析モデル(単位 : mm)

Fig. 4.3 Analysis model of series straight rectangular wire (unit: mm).

図4.4に3枚直列の平角線コイルの解析モデルを示した。平角線を3枚直列接続した円形コイルの断面を解析モデルとし、 z 軸を中心として θ 方向に1周させた二次元軸対称磁界周波数応答解析を行った。

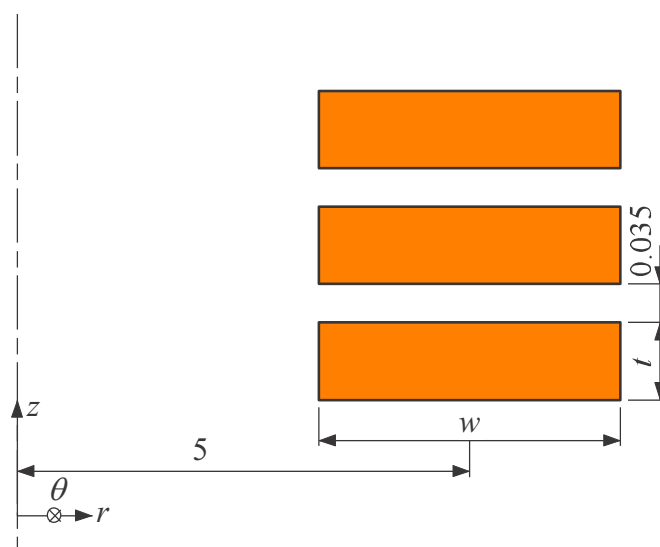


図4.4 3直列平角線コイルの解析モデル(単位 : mm)

Fig. 4.4 Analysis model of 3 series rectangular wire coil (unit: mm).

表 4.1 に解析条件を示した。駆動周波数 5 MHz を想定し、電流の周波数を 5 MHz に設定した。

表 4.1 平角線の解析条件
Table 4.1 Analysis condition of rectangular wire

項目	内容
使用ソフト	JMAG-Designer (x64) Ver.17
解析条件	二次元周波数応答磁界解析(直線状導体) 二次元軸対象周波数応答磁界解析(コイル)
解法	FEM
メッシュタイプ,入力データ	手動分割：平角線 自動分割：空気領域
メッシュ要素サイズ,形状	1) 巻線：5 μm , 三角形 2) 空気：領域により異なる, 三角形 (空気領域 10 倍)
モデルの長さ(直線状導体)	1 m
周波数	5 MHz
電流設定	$I = 1 \text{ A}_{\text{peak}}$
材料	1) 銅： $\rho_{\text{Cu}} = 1.72 \times 10^{-8} \Omega\text{m}$, $\mu_{\text{rCu}} = 1$ 2) 空気： $\rho = \infty \Omega\text{m}$, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{H/m}$

図 4.5 に直線状平角線の解析結果を示した。平角線の抵抗 R は厚さ $105\ \mu\text{m}$ 、幅 $5\ \text{mm}$ のときが最も小さくなった。抵抗の要素は直流抵抗 R_{dc} と表皮効果に起因する交流抵抗 R_s である。直線状平角線が 1 枚のとき、直流抵抗は断面積が大きいほど小さくなる。また、抵抗の比である R/R_{dc} は厚さ $35\ \mu\text{m}$ のときに最小となる。これは、先行研究^{4.1)}において求められているとおり、平角線の交流抵抗は厚さ t が表皮厚さ δ の $\pi/2$ 倍のときに最小になることに起因している。ただし、寸法が大きいほど電流が流れる面積が増加するため、厚さ $105\ \mu\text{m}$ 、幅 $5\ \text{mm}$ のときに抵抗が最も小さくなったと考えられる。

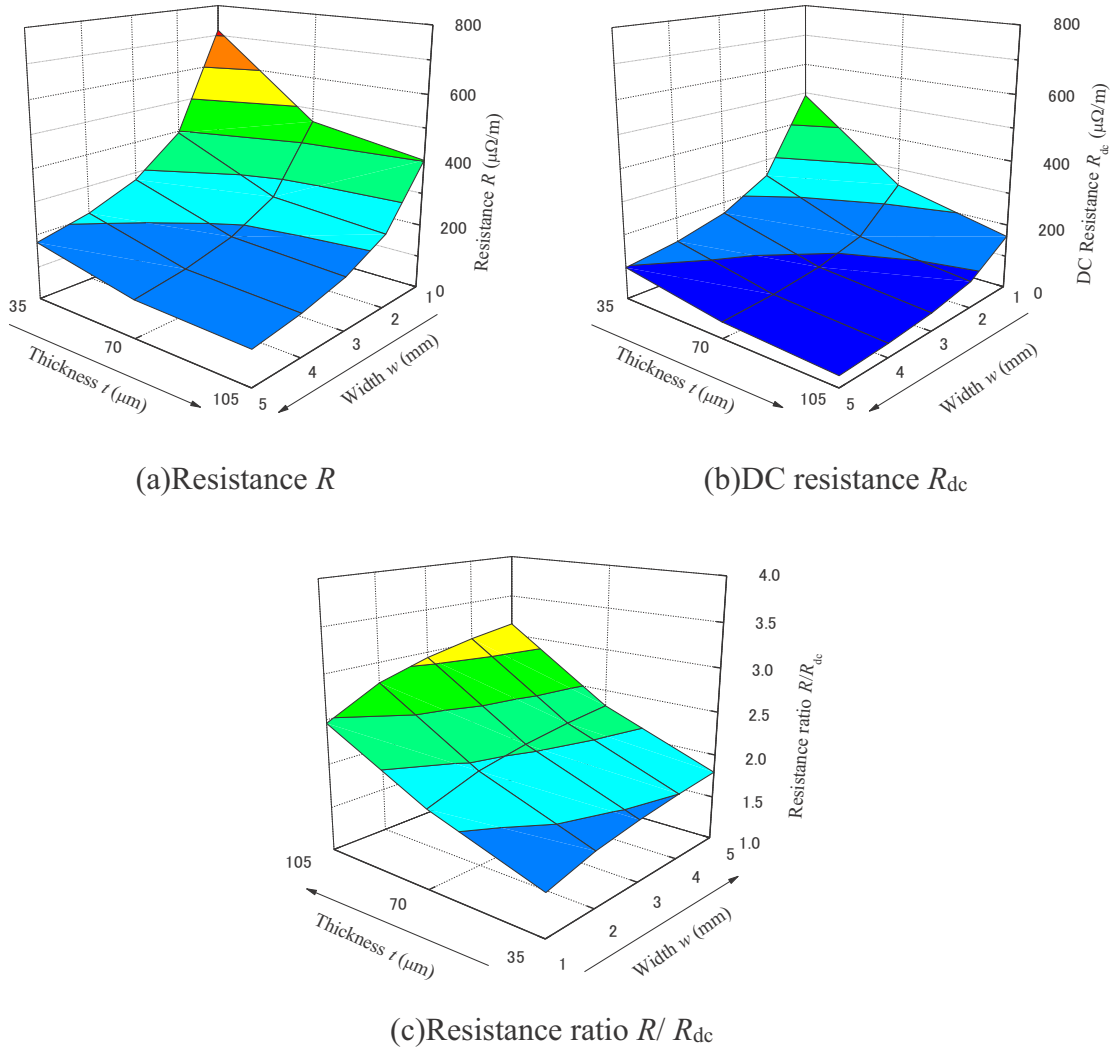


図 4.5 直線状平角線の解析結果(周波数 $f = 5\ \text{MHz}$ 、電流 $I = 1\ \text{A}_{\text{peak}}$)

Fig. 4.5 Analysis result of straight rectangular wire
 (frequency $f = 5\ \text{MHz}$, current $I = 1\ \text{A}_{\text{peak}}$)

図 4.6 に 3 直列直線状平角線の解析結果を示した。3 直列直線状平角線の抵抗 R は平角線が 1 枚のときと同様に厚さ $105\ \mu\text{m}$ 、幅 $5\ \text{mm}$ のときに最も小さくなった。抵抗の要素は直流抵抗 R_{dc} と表皮効果に起因する交流抵抗 R_{s} 、近接効果に起因する交流抵抗 R_{p} である。直線状平角線が 1 枚のときと同様に、直流抵抗は断面積が大きいほど小さくなる。しかし、抵抗の比である R/R_{dc} は厚さ $35\ \mu\text{m}$ のときに最小となり、先行研究である平角線の交流抵抗が厚さ t が表皮厚さ δ の $\pi/2$ 倍のときに最小になることと一致しない。これは、近接効果に起因する抵抗が線間距離 d に依存するものであり、先行研究とは線間距離の条件が異なることが起因している。寸法が大きいほど電流が流れる面積が増加するため、厚さ $105\ \mu\text{m}$ 、幅 $5\ \text{mm}$ のときに抵抗が最も小さくなったと考えられる。

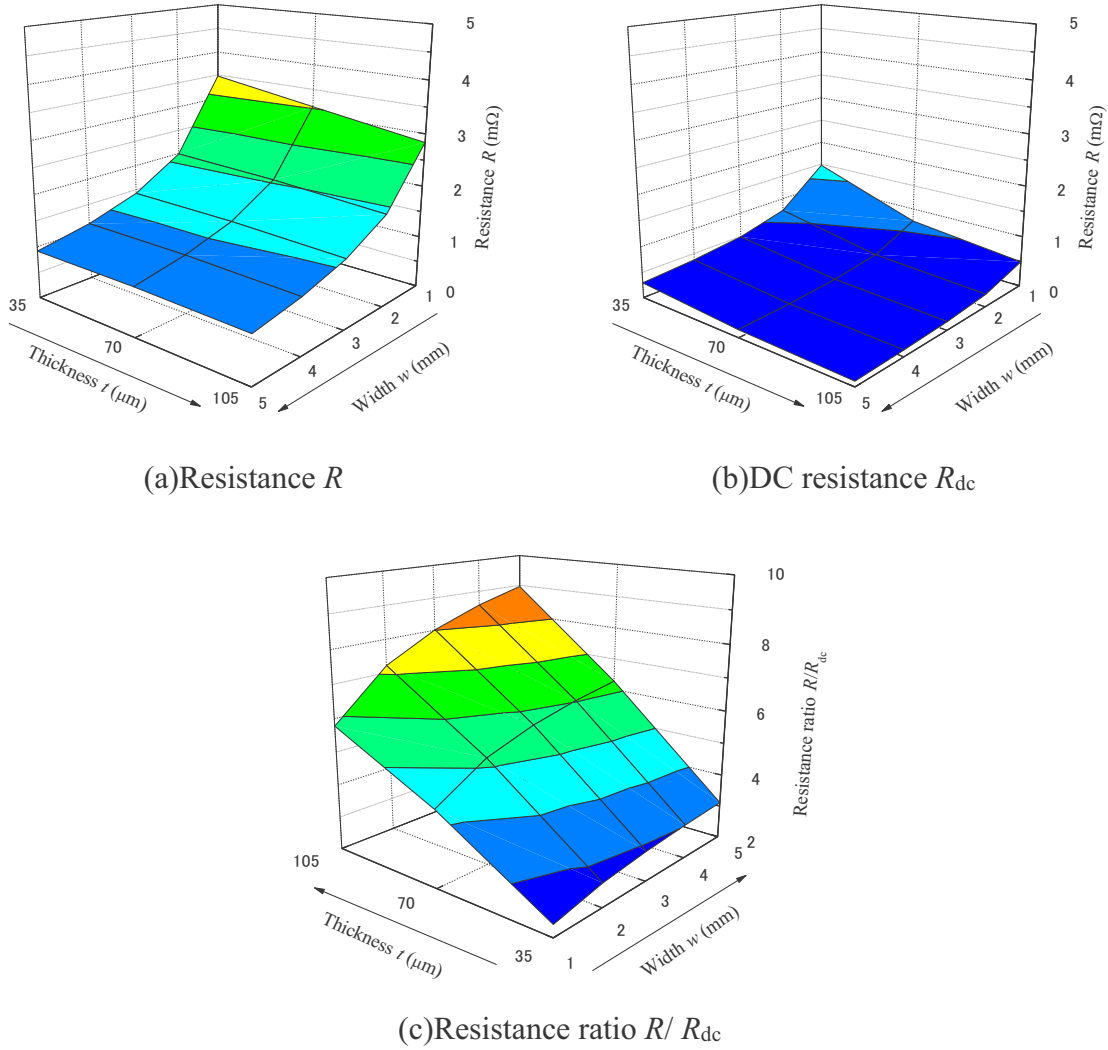


図 4.6 3 直列直線状平角線の解析結果(周波数 $f=5\ \text{MHz}$ 、電流 $I=1\ \text{A}_{\text{peak}}$)

Fig. 4.6 Analysis result of 3 series straight rectangular wire
(frequency $f=5\ \text{MHz}$, current $I=1\ \text{A}_{\text{peak}}$)

図 4.7 に 3 直列平角線コイルの解析結果を示した。3 直列平角線コイルの抵抗 R は平角線が 1 枚のときと同様に厚さ $105\ \mu\text{m}$ 、幅 $5\ \text{mm}$ のときに最も小さくなった。抵抗の要素は直流抵抗 R_{dc} と表皮効果に起因する交流抵抗 R_s 、近接効果に起因する交流抵抗 R_p である。3 直列直線状平角線の解析結果と同様に直流抵抗は断面積が大きいほど小さくなる。また、抵抗の比である R/R_{dc} は厚さ $35\ \mu\text{m}$ のときに最小となる。寸法が大きいほど電流が流れる面積が増加するため、厚さ $105\ \mu\text{m}$ 、幅 $5\ \text{mm}$ のときに抵抗が最も小さくなったと考えられる。これらの結果より、抵抗が最も小さくなる厚さ $105\ \mu\text{m}$ 、幅 $5\ \text{mm}$ の平角線をもとに磁束経路制御技術の適用を検討する。

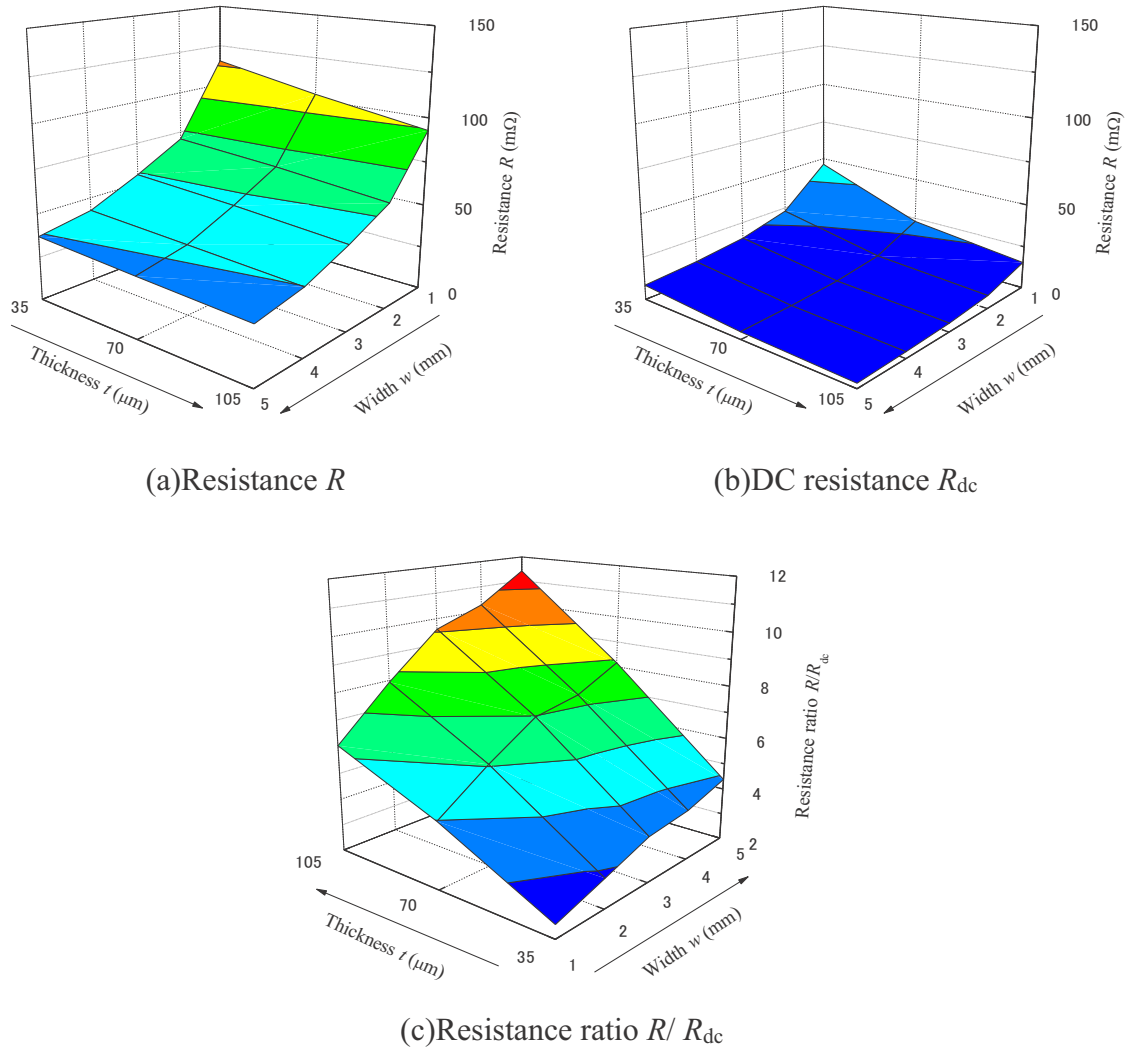


図 4.7 3 直列平角線コイルの解析結果(周波数 $f = 5\ \text{MHz}$ 、電流 $I = 1\ \text{A}_{\text{peak}}$)

Fig. 4.7 Analysis result of 3 series rectangular wire coil
(frequency $f = 5\ \text{MHz}$, current $I = 1\ \text{A}_{\text{peak}}$)

4.1.2 磁性キャップ平角線の構造の検討

図4.8に磁束経路制御を用いた平角線の物理現象を示す^{4.2)}。平角線は電流を流すと楕円形状の磁束を発生する。この磁束が平角線の角を鎖交することで電流密度の偏りが生じ、交流抵抗が増加する。銅線より透磁率、抵抗率が高い磁性体を平角線の両端部に配置することで角部に鎖交する磁束の経路を制御し、平角線の交流抵抗を低減することが可能である。ただし、磁性体の寸法に依存して交流抵抗の低減効果変動する。そのため、磁性体の寸法が抵抗に与える影響を求める必要がある。

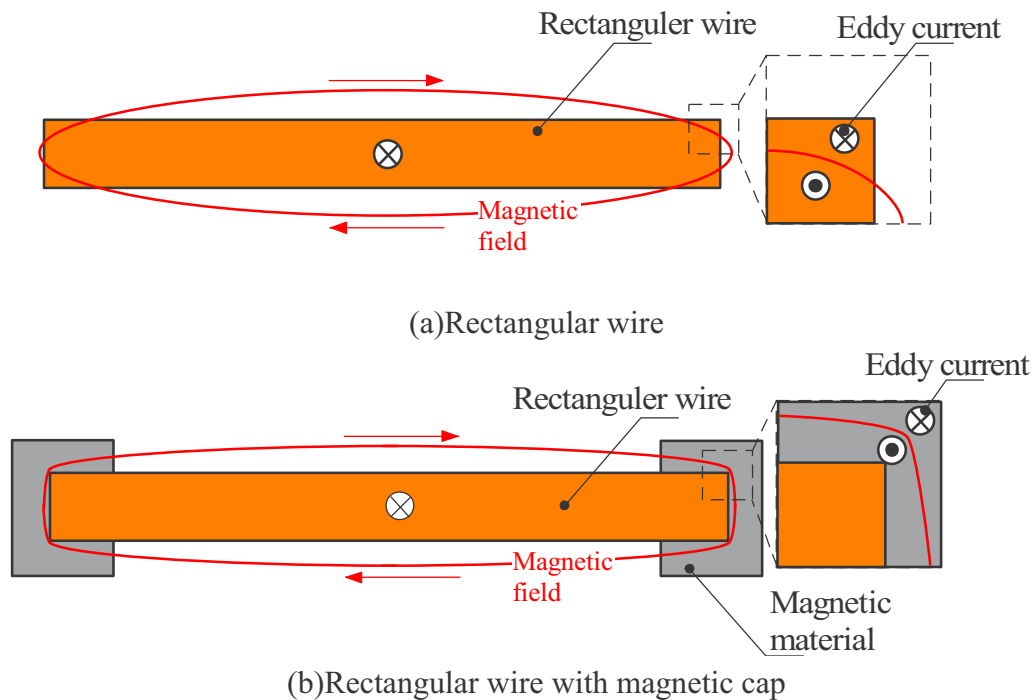


図4.8 磁束経路制御を用いた平角線の物理現象

Fig. 4.8 Physical phenomenon to occur in rectangular wire with magnetic flux path control.

図4.9に直線状磁性キャップ平角線の解析モデルを示した。両端部に磁性体を配置した y 軸方向に長さ1 mの直線状平角線の断面を解析モデルとし、二次元磁界周波数応答解析を行った。

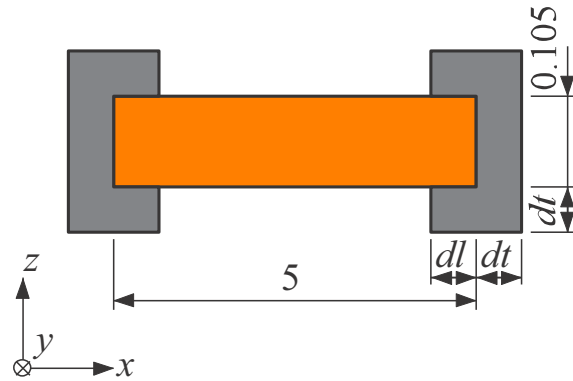


図4.9 直線状磁性キャップ平角線の解析モデル(単位: mm)

Fig. 4.9 Analysis model of straight rectangular wire with magnetic cap (unit: mm).

図4.10に3枚直列の直線状磁性キャップ平角線の解析モデルを示した。両端部に磁性体を配置したy軸方向に長さ1 mの直線状平角線を3枚直列接続したものの断面を解析モデルとし、二次元磁界周波数応答解析を行った。

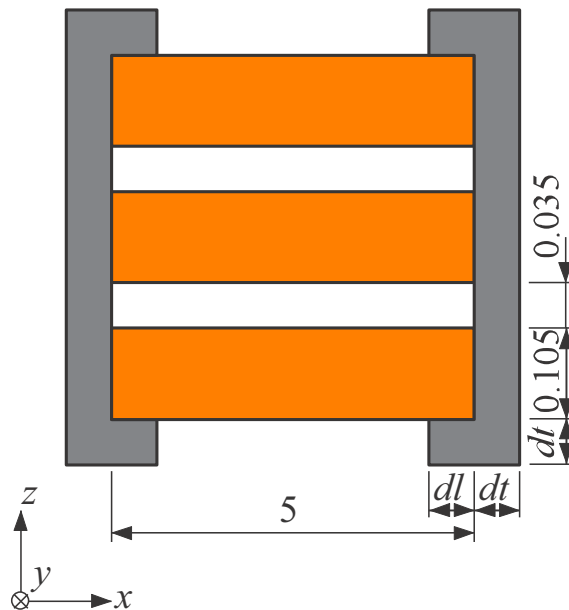


図4.10 直列直線状磁性キャップ平角線の解析モデル(単位: mm)

Fig. 4.10 Analysis model of series straight rectangular wire with magnetic cap (unit: mm).

図4.11に3枚直列の磁性キャップ平角線コイルの解析モデルを示した。両端部に磁性体を配置した平角線を3枚直列接続した円形コイルの断面を解析モデルとし、 z 軸を中心として θ 方向に1周させた二次元軸対称磁界周波数応答解析を行った。

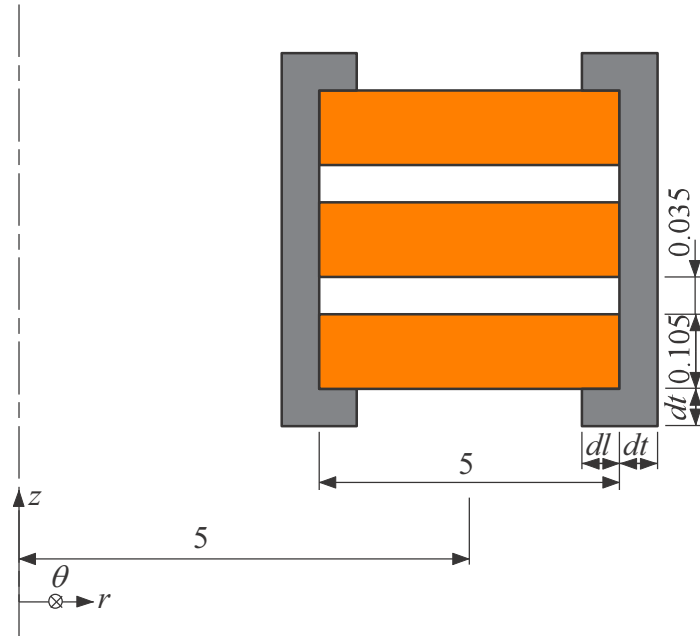


図4.11 3直列磁性キャップ平角線コイルの解析モデル(単位: mm)

Fig. 4.11 Analysis model of 3 series rectangular wire coil with magnetic cap (unit: mm).

表 4.2 に解析条件を示した。駆動周波数 5 MHz を想定し、電流の周波数を 5 MHz に設定した。また、磁性キャップは磁性コンポジット材を用いることを想定し、磁気特性は図 3.19 をもとに $\mu' = 10$, $\mu'' = 0.1$ とした。

表 4.2 磁性キャップ平角線の解析条件
Table 4.2 Analysis condition of rectangular wire with magnetic cap

項目	内容
使用ソフト	JMAG-Designer (x64) Ver.17
解析条件	二次元周波数応答磁界解析(直線状導体) 二次元軸対象周波数応答磁界解析(コイル)
解法	FEM
メッシュタイプ,入力データ	手動分割：平角線, 磁性キャップ 自動分割：空気領域
メッシュ要素サイズ,形状	1) 巻線：5 μm , 三角形 2) 磁性キャップ：5 μm , 三角形 2) 空気：領域により異なる, 三角形 (空気領域 10 倍)
モデルの長さ(直線状導体)	1 m
周波数	5 MHz
電流設定	$I = 1 \text{ A}_{\text{peak}}$
材料	1) 銅： $\rho_{\text{Cu}} = 1.72 \times 10^{-8} \Omega\text{m}$, $\mu_{\text{rCu}} = 1$ 2) 空気： $\rho = \infty \Omega\text{m}$, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{H/m}$ 3) 磁性キャップ： $\mu' = 10$, $\mu'' = 0.1$

図 4.12 に直線状磁性キャップ平角線の解析結果を示した。磁性キャップの厚さ dt が厚いほど抵抗は低減し、磁性キャップの長さ dl が短いほど抵抗は低減した。交流抵抗 R_{ac} において、磁性キャップの長さ dl をパラメータとしたとき、磁性キャップの厚さ dt が厚いほど抵抗の低減効果が高くなる。これは、磁性キャップの厚さ dt が厚いほどキャップの端部でのフリンジング磁束が低減し、平角線に鎖交する磁束が減少したためと考えられる。

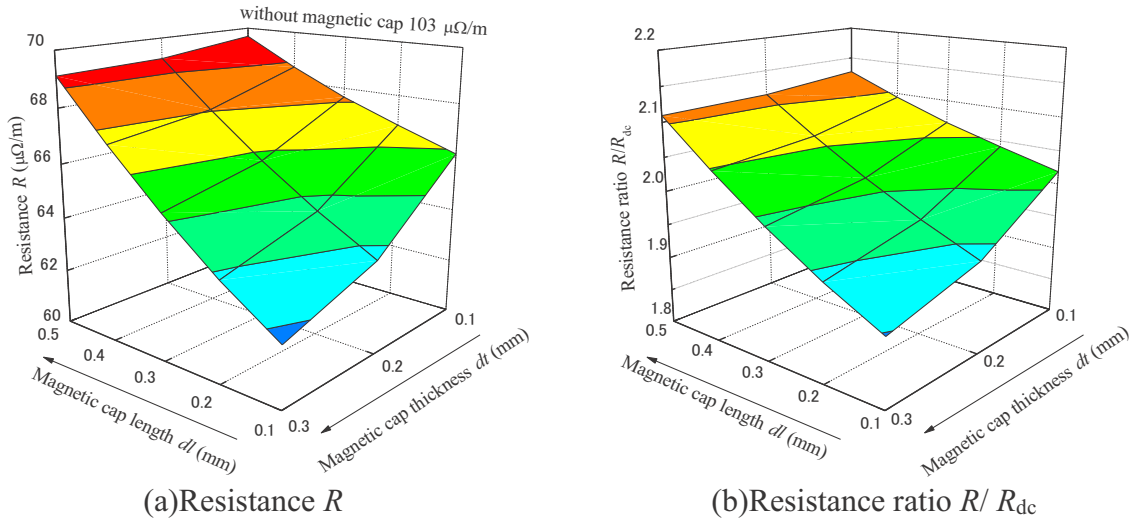


図 4.12 直線状磁性キャップ平角線の解析結果(周波数 $f=5$ MHz, 電流 $I=1$ A_{peak})
 Fig. 4.12 Analysis result of straight rectangular wire with magnetic cap
 (frequency $f=5$ MHz, current $I=1$ A_{peak})

図 4.13 に 3 直列直線状磁性キャップ平角線の解析結果を示した。直線状磁性キャップ平角線の解析結果と同様に磁性キャップの厚さ dt が厚いほど抵抗は低減し、磁性キャップの長さ dl が短いほど抵抗は低減した。しかし、磁性キャップの長さ dl をパラメータとしたとき、抵抗の低減効果は磁性キャップの厚さ dt に依存しなかった。これは、キャップ端部でのフリンジング磁束が外側の平角線だけに鎖交し、内部の平角線に鎖交しなかったためである。この結果は複数の平角線の近接効果の低減に磁性キャップは適していないことを示している。

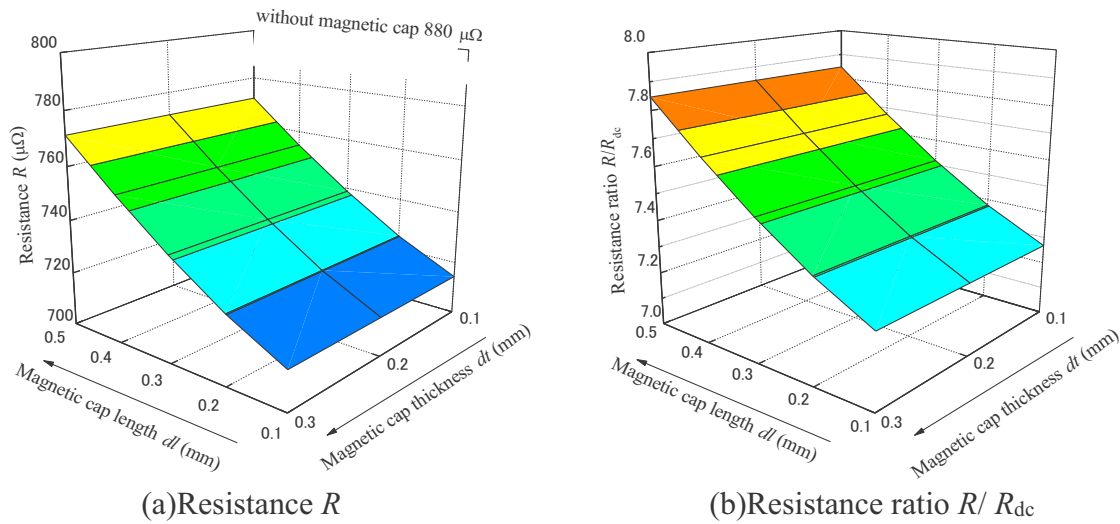


図 4.13 3 直列直線状磁性キャップ平角線の解析結果
(周波数 $f=5$ MHz, 電流 $I=1$ A_{peak})

Fig. 4.13 Analysis result of 3 series straight rectangular wire with magnetic cap
(frequency $f=5$ MHz, current $I=1$ A_{peak})

図 4.14 に 3 直列磁性キャップ平角線コイルの解析結果を示した。直線状磁性キャップ平角線の解析結果と同様に磁性キャップの厚さ dt が厚いほど抵抗は低減し、磁性キャップの長さ dl が短いほど抵抗は低減した。磁性キャップの長さ dl をパラメータとしたとき、磁性キャップの厚さ dt が厚いほど抵抗の低減効果が高くなり、3 直列直線状磁性キャップ平角線の解析結果と異なる結果である。これは、磁性キャップの厚さ dt が厚いほど z 軸をはさんで対抗する巻線からの鎖交磁束を低減したためであると考えられる。

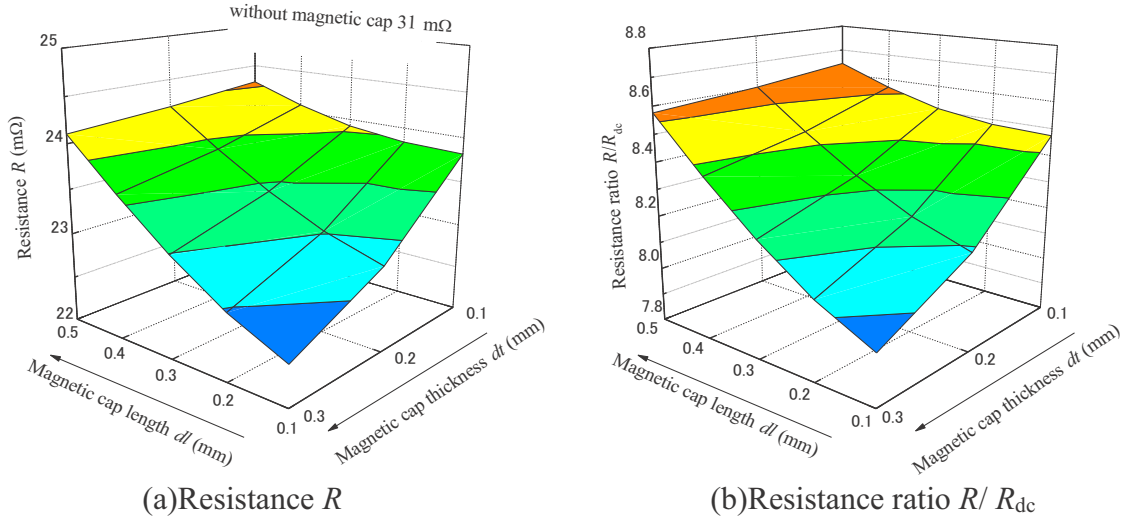


図 4.14 3 直列磁性キャップ平角線コイルの解析結果
(周波数 $f = 5$ MHz, 電流 $I = 1$ A_{peak})

Fig. 4.14 Analysis result of rectangular wire coil with magnetic cap
(frequency $f = 5$ MHz, current $I = 1$ A_{peak})

4.1.3 磁束経路制御を適用した平面トランスの構造の検討

図4.15に磁束経路制御を適用した平面トランスの磁束経路を示した^{4.3)}。一次側コイルと二次側コイルを覆うように磁性キャップを配置し、コイルの角部を鎖交する磁束を低減する。また、一次側コイルと二次側コイルの間に磁性プレート配置し、両コイルの間に発生する磁束を集中させることで平角線の鎖交磁束を低減する。今回の検討では磁性キャップ、磁性プレートの寸法がトランスの抵抗に与える影響を検討する。

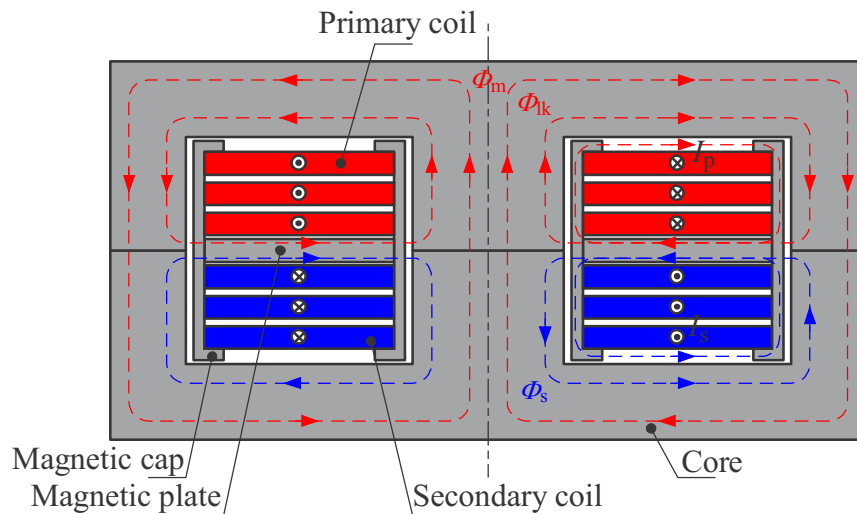


図4.15 磁束経路制御を適用した平面トランスの磁束経路

Fig. 4.15 Magnetic flux path of planar transformer with magnetic flux path control.

図4.16に磁束経路制御を適用した平面トランスの解析モデルを示した。三次元モデルでは解析時間が膨大となるため、トランスの断面の二次元軸対象磁界周波数応答解析を行った。試作するトランスではコイルの固定にアクリルを使用するためコイルとコアの間にアクリルが必要だが、磁気回路に影響は出ないと考えられるので、解析ではコイルの周囲を空気とした。磁性プレートの厚さ t_p を100 μm , 300 μm とし、磁性キャップの厚さ dt と磁性キャップの長さ dl がトランスの抵抗に与える影響を検討し、磁束経路制御の有用性を検討した。

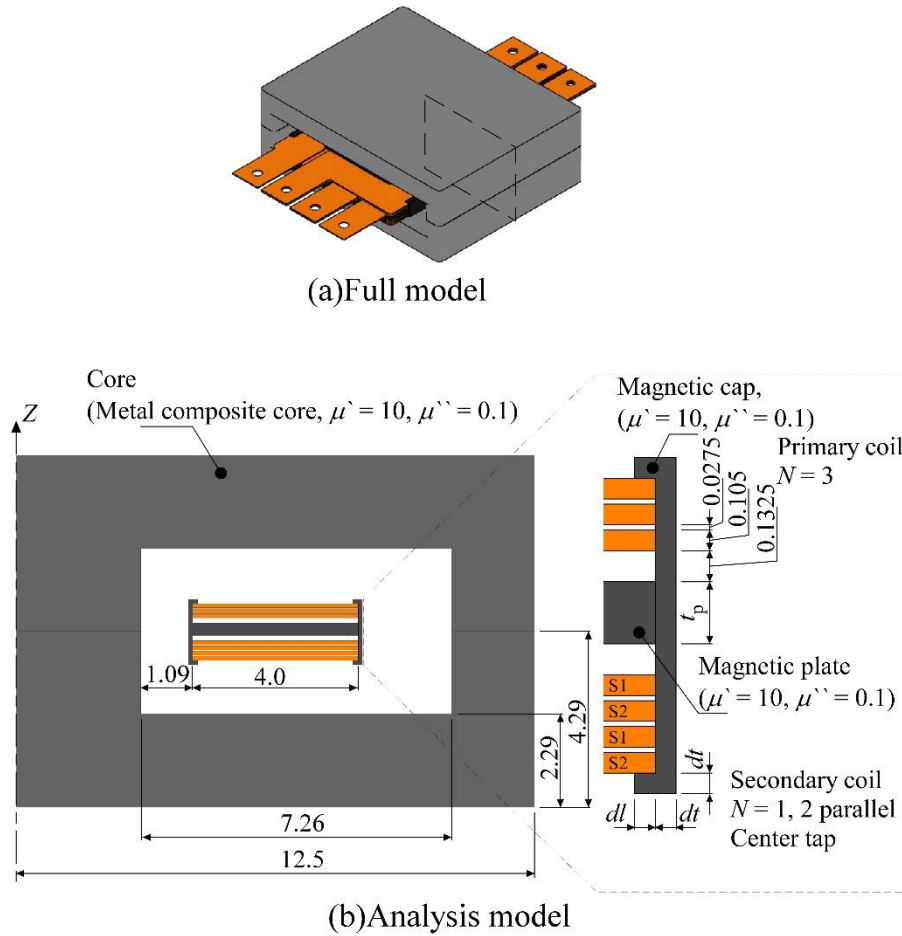


図4.16 磁束経路制御を適用した平面トランスの解析モデル(単位: mm)

Fig. 4.16 Analysis model of planar transformer with magnetic flux path control (unit: mm).

図 4.17 に磁束経路制御を適用した平面トランスの解析結果を示した。磁性プレート t_p の厚さが $100\ \mu\text{m}$ のとき、磁束経路制御を適用していないトランスと比較して磁束経路制御を適用すると抵抗が増加した。これは、磁性プレート t_p の厚さが薄いため、一次側コイルと二次側コイルの間に集中する磁束を十分に誘導できず、導線に鎖交する磁束が増加したためである。磁性プレート t_p の厚さが $300\ \mu\text{m}$ のとき、磁性キャップ dt の厚さを $0.1\ \text{mm}$ にすることで磁束経路制御を適用していないトランスと比較して磁束経路制御を適用することで抵抗が減少した。このとき、磁性キャップの長さ dl は短くすることで抵抗が低減した。これは磁性キャップの端部に発生するフリンジング磁束が銅線に鎖交する面積が減少するためである。また、磁性キャップの厚さ dt は薄いほど抵抗の低減効果が高くなり、磁性キャップを適用した平角線の解析結果と異なる。これは磁性キャップを適用した平角線と異なりコアを有するためである。磁性キャップの厚さ dt が薄いとき、コアからの磁性キャップに誘導される磁束が減少し、銅線に鎖交する磁束が減少したためと考えられる。

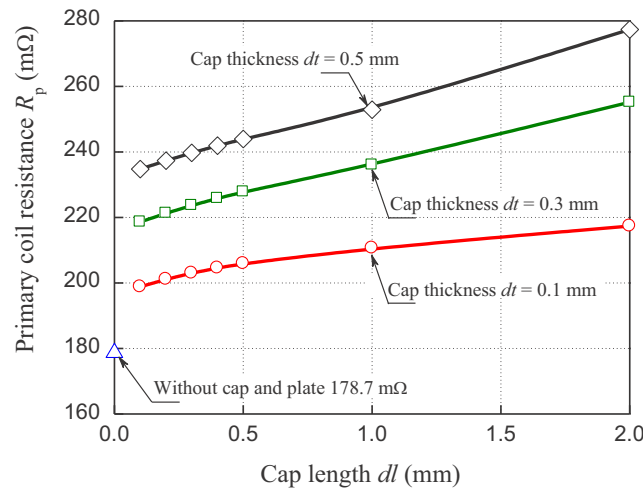
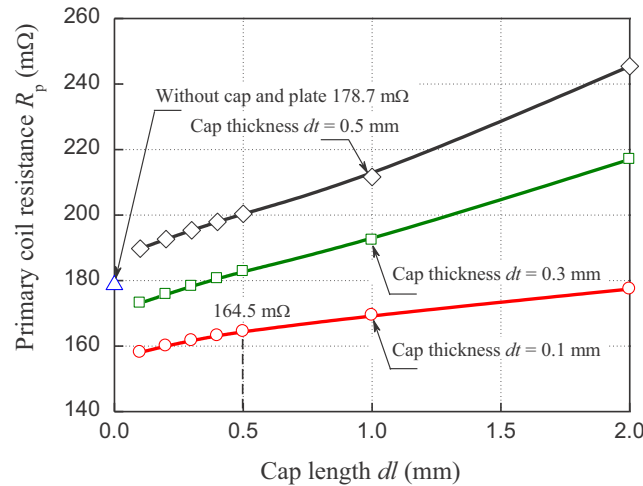

 (a) Magnetic plate thickness $t_p = 100\ \mu\text{m}$

 (b) Magnetic plate thickness $t_p = 300\ \mu\text{m}$

図 4.17 磁束経路制御を適用した平面トランスの解析結果
 (二次側短絡, 周波数 $f = 5\ \text{MHz}$, 電流 $I = 1\ \text{A}_{\text{peak}}$)

Fig. 4.17 Analysis result of planar transformer with magnetic flux path control
 (secondary shorted, frequency $f = 5\ \text{MHz}$, current $I = 1\ \text{A}_{\text{peak}}$)

図 4.18 に磁束経路制御を適用した平面トランスの磁束線分布と電流密度分布を示した。磁束経路制御を適用することで磁束が磁性キャップと磁性プレートに集中し、導線に鎖交する磁束が減少した。磁束経路制御技術は平面トランスの銅損低減に対して有効である。

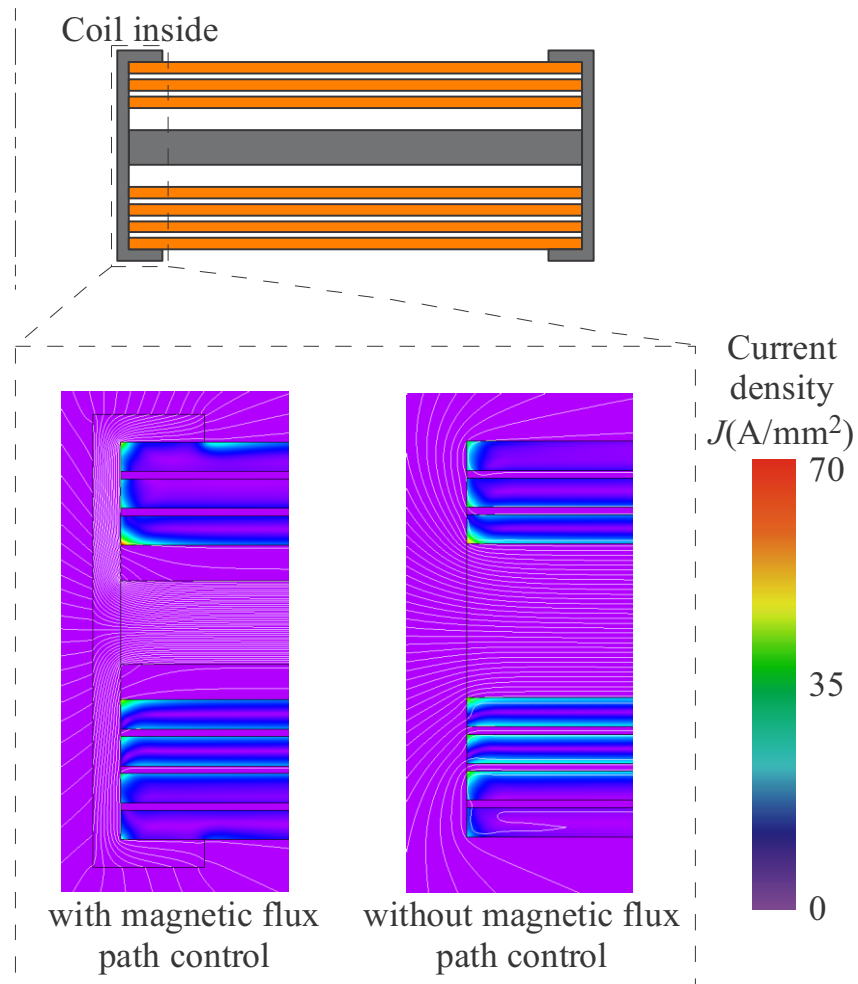


図 4.18 磁束経路制御を適用した平面トランスの磁束線分布と電流密度分布
(二次側短絡, 周波数 $f=5$ MHz, 電流 $I=1$ A_{peak})

Fig. 4.18 Flux line and current density distribution of planar transformer
with magnetic flux path control
(secondary shorted, frequency $f=5$ MHz, current $I=1$ A_{peak})

4.2 平面トランスを用いたハーフブリッジ型LLC共振形コンバータ

4.2.1 回路構造

図4.19にLLC共振コンバータの回路構成を示す。また、図4.20にLLC共振コンバータの回路構成を示す。入力電圧は48 V，出力電圧は12 V，出力電力50 Wの降圧型コンバータである。スイッチング周波数は5 MHzである。スイッチング素子である Q_1 ， Q_2 はGaN-FETを用いた。また，整流用のダイオード D_1 ， D_2 はショットキーダイオードを用いた。

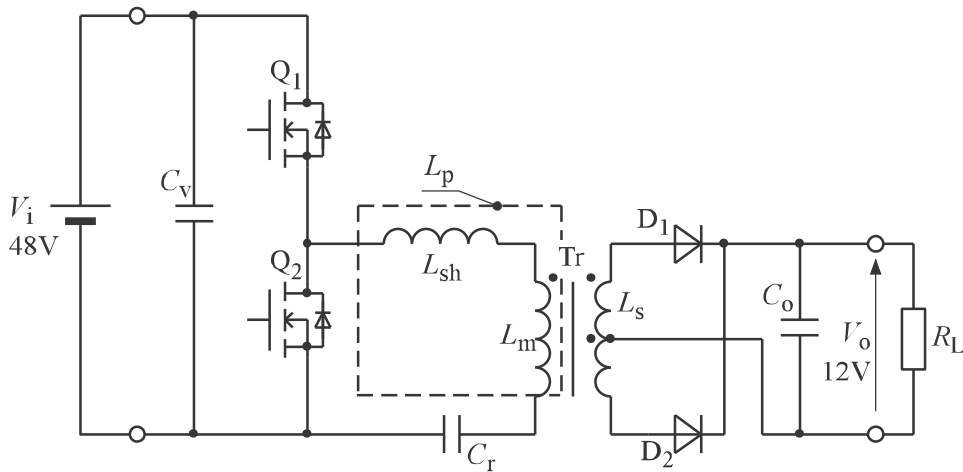


図4.19 LLC共振コンバータの回路構成

Fig. 4.19 Circuit constitution of LLC resonant converter.

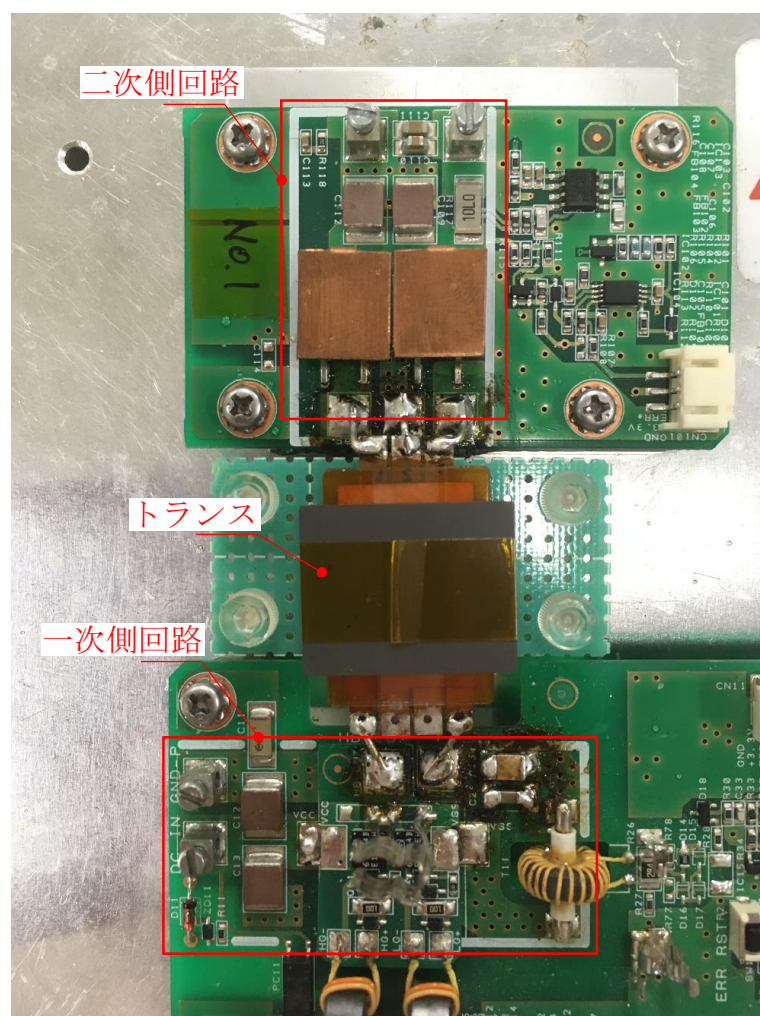


図4.20 LLC共振コンバータの回路構造

Fig. 4.20 Circuit structure of LLC resonant converter.

表 4.3 に LLC 共振形コンバータとコアの仕様を示した。この値をもとに 2 章 2 節のパラメータ計算を行い、回路の仕様を算出した。

表 4.3 LLC 共振形コンバータとコアの仕様
Table. 4.3 Specification of LLC resonant converter and core.

項目		値
入力電圧		48 V
出力電圧		12 V
出力電力		50 W
駆動周波数		5 MHz
コア	比透磁率	10
	断面積	85.7 mm ²
	磁路長	30 mm

表 4.4 に LLC 共振形コンバータのパラメータの計算結果を示した。この結果をもとにトランスを試作した。

表 4.4 LLC 共振形コンバータとコアの仕様

Table. 4.4 Calculation result of parameter for LLC resonant converter.

項目	値
一次インダクタンス	541 nH
漏れインダクタンス	212 nH
共振キャパシタンス	4.78 nF
巻数比	2.4

図 4.21 磁束経路制御を適用した平面トランスの構造(単位: mm)

Fig. 4.21 Structure of planar transformer with magnetic flux path control (unit: mm).

図 4.22 に平均粒径 $2.6\ \mu\text{m}$ のアモルファス粉を用いた磁性コンポジット材の複素比透磁率-周波数特性を示した。測定にはインピーダンスアナライザ(Agilent : 4294A)と磁性材料テストフィクスチャ(Agilent : 16454A)を用いた。磁性粉の充填率は 57 vol%である。アモルファス粉を用いた磁性コンポジット材の複素比透磁率の実部は約 10 であった。また、虚部は 10 MHz まで 0.1 以下であった。このコンポジット材を平面トランスのコアと、磁性キャップ、磁性プレートに用いた。

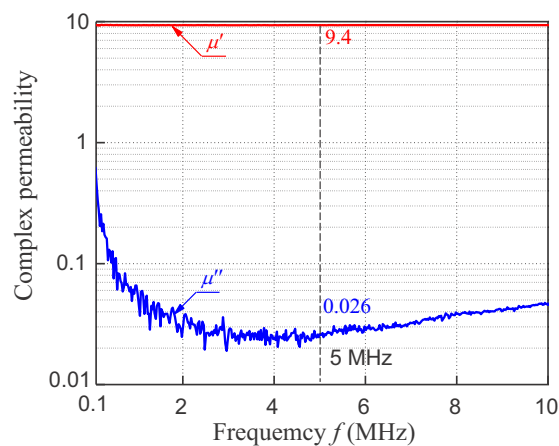


図 4.22 アモルファス粉を用いた磁性コンポジット材の
複素透磁率-周波数特性

Fig. 4.22 Complex permeability vs. frequency characteristics
of magnetic composite material using amorphous powder.

4.2.3 トランスのインピーダンス特性

図 4.23 にインピーダンス特性の測定方法を示した。実測にはインピーダンスアナライザ (Agilent Technologies 4294A) を用いた。一次コイル, 二次コイルに電圧 $V = 500$ mV を印加して測定した。

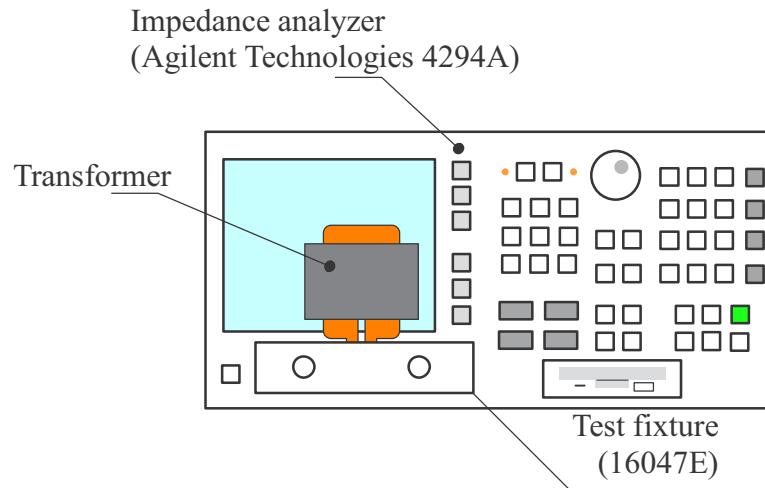


図 4.23 インピーダンス特性の測定方法

Fig. 4.23 Method for measurement of Impedance characteristic.

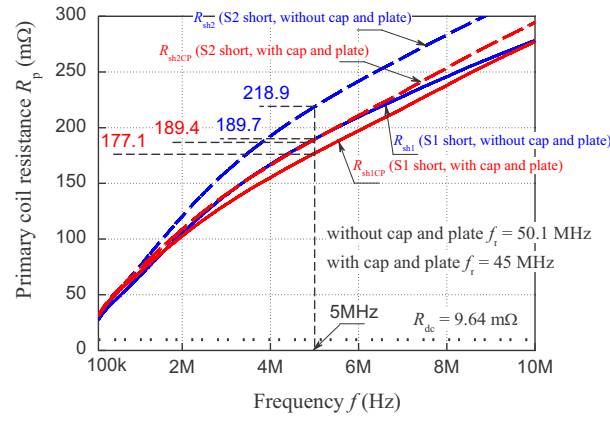
図 4.24 にトランスのインピーダンス-周波数特性を示した。

図 4.24(a)は一次側コイルの抵抗-周波数特性である。測定時は二次側コイル S1, S2 をそれぞれ短絡して測定した。駆動周波数である 5 MHz において、二次側コイル S1 を短絡したときの磁束経路制御を適用していないトランスと適用したトランスの抵抗は、それぞれ 189.7 m Ω , 177.1 m Ω となり 6.6 %低減した。また、二次側コイル S2 を短絡したときの磁束経路制御を適用していないトランスと適用したトランスの抵抗は、それぞれ 218.9 m Ω , 189.4 m Ω となり 13.4 %低減した。これは磁束経路制御による交流抵抗の抑制に起因している。また、磁束経路制御を適用していないトランスと適用したトランスの一次側コイルの自己共振周波数 f_r はそれぞれ 50.1 MHz, 45 MHz であった。

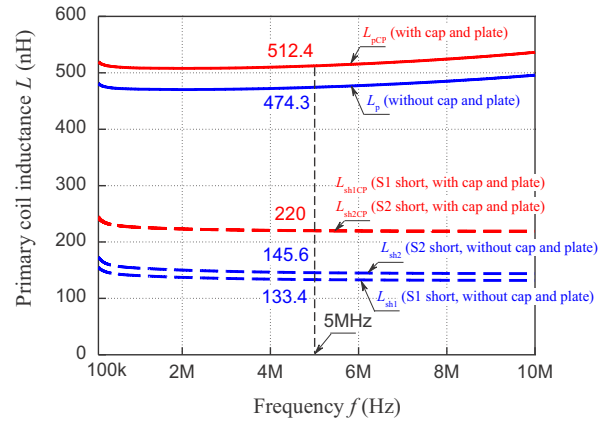
図 4.24(b)にトランスのインダクタンス-周波数特性を示した。実線で示したのは一次側コイルのインダクタンスである。駆動周波数である 5 MHz において磁束経路制御を適用していないトランスと適用したトランスのインダクタンスは、それぞれ 474.3 nH, 512.4 nH となり 8 %増加した。破線で示したのは一次側コイルの短絡インダクタンスである。二次側コイルを短絡した状態で一次側コイルのインダクタンスを測定した。駆動周波数である 5 MHz において、二次側コイル S1, S2 を短絡した磁束経路制御を適用していないトランスの短絡インダクタンスは、それぞれ 133.4 nH, 145.6 nH となった。また、磁束経路制御を適用したトランスの短絡インダクタンスは 220 nH となり磁束経路制御を適用していないトランスと比較してそれぞれ 64.9 %, 51.1 %増加した。これは磁性キャップ、磁性プレートのコイルの周囲に配置したことにより、二次側コイルに鎖交する磁束が減少したためである。

3 章 2 節の式(3.1)より LCW, LMW を用いたトランスの浮遊容量 C_p は、それぞれ 21.3 pF, 24.4 pF であった。

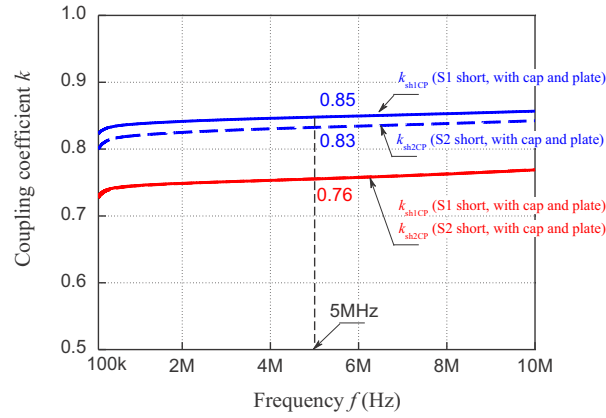
図 4.24(c)に結合係数-周波数特性を示した。一次側インダクタンス、短絡インダクタンスの実測値より 3 章 2 節の式(3.2)を用いて算出した^{4,5)}。駆動周波数である 5 MHz において、二次側コイル S1, S2 を短絡した磁束経路制御を適用していないトランスの結合係数は、それぞれ 0.85, 0.83 となった。また、磁束経路制御を適用したトランスの結合係数は 0.76 となり磁束経路制御を適用していないトランスと比較してそれぞれ 10.5 %, 8.3 %低下した。これは磁性キャップ、磁性プレートのコイルの周囲に配置したことにより、二次側コイルに鎖交する磁束が減少したためである。



(a) Primary resistance



(a) Inductance



(b) Coupling coefficient

図 4.24 トランスのインピーダンス-周波数特性の比較

Fig. 4.24 Comparison with impedance of transformer vs. frequency characteristics.

4.2.4 効率特性

図 4.25 に電力損失 P_{loss} - 出力電流 I_o 特性の比較を示した。入力電圧 $V_i = 48 \text{ V}$ 一定としてパワーメーター（横河，WT1800）で電力測定を行った。出力電力 30 W のとき、磁束経路制御を適用していないトランスと適用したトランスの電力損失は、それぞれ 5 W ， 4.9 W となり 2% 低減した。また、出力電力 50 W のとき、磁束経路制御を適用していないトランスと適用したトランスを実装したコンバータの電力損失は、それぞれ 11.2 W ， 11.1 W となり 0.9% 低減した。これは磁束経路制御による交流抵抗の抑制に起因している。

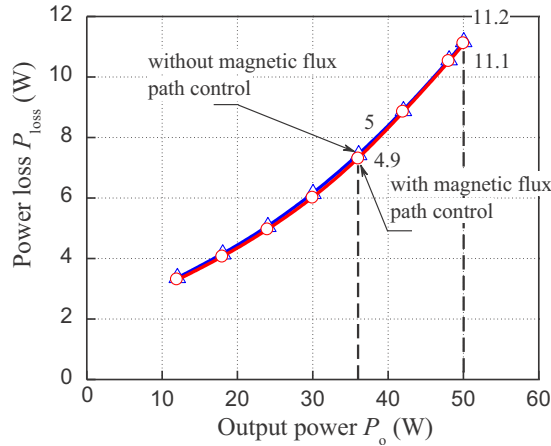


図 4.25 電力損失 P_{loss} - 出力電流 I_o 特性 ($f = 5 \text{ MHz}$)

Fig. 4.25 Efficiency vs. output current characteristics ($f = 5 \text{ MHz}$).

図 4.26 に効率 η - 出力電流 I_o 特性の比較を示した。出力電力 30 W のとき、磁束経路制御を適用していないトランスと適用したトランスを実装したコンバータの効率は、それぞれ 83 %, 83.3 % となり 0.3 % 向上した。また、出力電力 50 W のとき、磁束経路制御を適用していないトランスと適用したトランスを実装したコンバータの効率は、それぞれ 81.7 %, 81.8 % となり 0.1 % 向上した。これは磁束経路制御による交流抵抗の抑制に起因している。

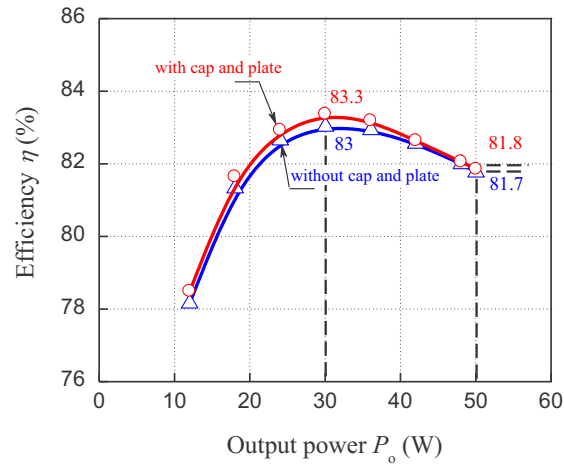


図 4.26 効率 η - 出力電力特性($f=5$ MHz)

Fig. 4.26 Efficiency vs. output power characteristics ($f=5$ MHz).

4.2.5 発熱特性

図4.27にLLC共振形コンバータの外観を示した。出力電力が50 Wの時のトランスの発熱を測定した。

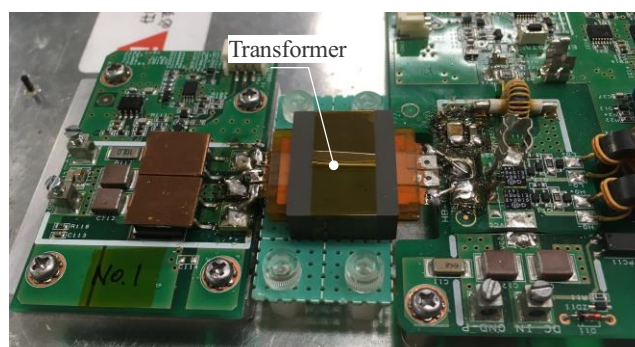


図 4.27 LLC 共振形コンバータの外観

Fig. 4.27 LLC resonant converter appearance.

図4.28に出力電力が50 WのときのLLC共振形コンバータのトランスの発熱を示した。定常状態において、磁束経路制御を適用していないトランスと適用したトランスの巻線の発熱は、それぞれ70.6 °C, 67.3 °Cとなり、鉄心の発熱は、それぞれ59.1 °C, 59 °Cとなった。トランスの巻線において、磁束経路制御を適用したことによって温度上昇を3.3 °C低減した。これは磁束経路制御技術によって巻線の交流抵抗を低減し、銅損を低減したことに起因する。

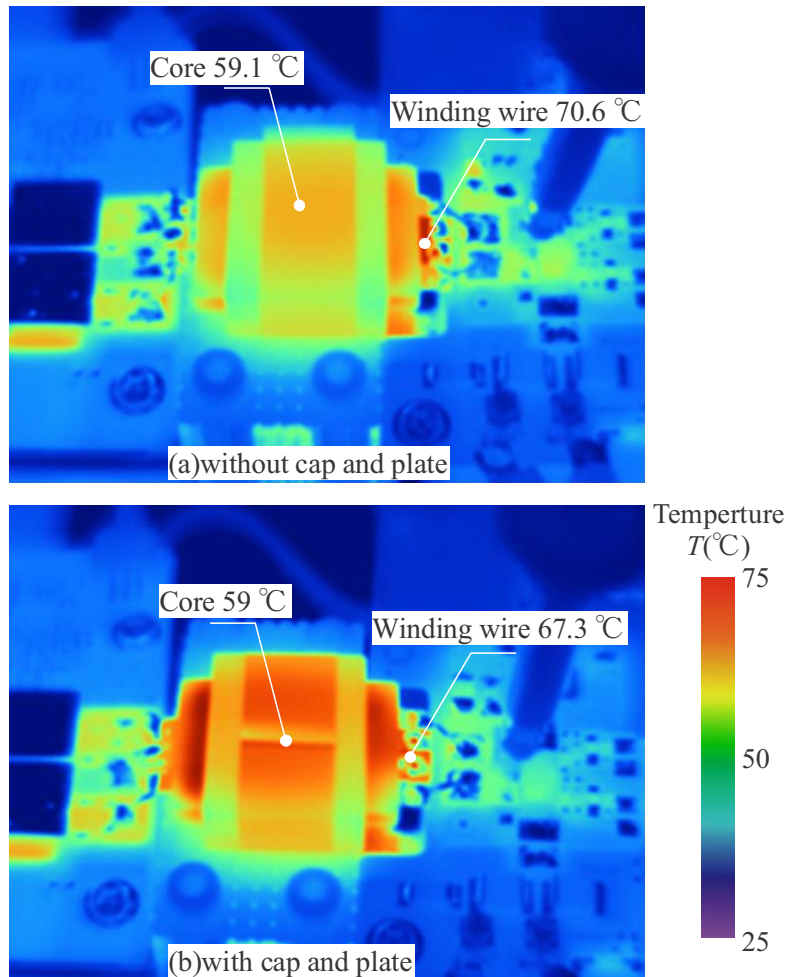


図 4.28 トランスの発熱

($f = 5 \text{ MHz}$, $V_i = 48 \text{ V}$, $P_o = 50 \text{ W}$, room temperature : 25 °C)

Fig. 4.28 Generate heat of transformer.

($f = 5 \text{ MHz}$, $V_i = 48 \text{ V}$, $P_o = 50 \text{ W}$, room temperature : 25 °C)

4章のまとめ

(1) 有限要素法解析による平面トランスの設計

平面トランスの設計を行うため、有限要素法解析を用いて平角線、磁性キャップ構造を適用した平角線、磁束経路制御技術を適用した平面トランスの構造を検討した。平角線を用いたコイルでは平角線の厚さ、幅が大きいほど抵抗が低減するが、交流抵抗が増加する傾向であった。そのため、厚さ105 μm 、幅5 mmの平角線について、磁性キャップ構造を適用したときの銅損低減効果について検討した。磁性キャップ構造を適用した平角線を用いたコイルについて、キャップの厚さが厚いほど銅損低減効果が大きくなる。これは磁性キャップの厚さが厚くなることで磁気抵抗が低下し、平角線の端部に鎖交する磁束が減少したためである。また、キャップの長さが短いほど銅損低減効果が大きくなる。これは平角線の幅方向のベクトル成分を持つ磁束が減少したためである。これらの結果をもとに磁束経路制御を適用した平面トランスの解析を行った。トランスでは二次側コイルに負荷が接続されている状態で一次側コイルに電流を流すと、各コイルの端部と、両コイルの間に磁束が集中するため、磁性キャップと磁性プレートを用いたトランスについて解析を行った。磁性プレートの厚さを0.3 mm、キャップ厚さ0.1 mm、キャップ長さ0.5 mmとしたとき、磁束経路制御を適用していないトランスと比較して7.9 %抵抗を低減した。上記の結果をもとにトランスを試作し、LLC共振形コンバータに実装した。

(2) 平面トランスを用いたハーフブリッジ型 LLC 共振形コンバータ

矩形断面導線を用いたトランスの銅損低減技術として磁束経路制御を適用した平面トランスを試作し、駆動周波数5MHzのハーフブリッジ型LLC共振形コンバータに実装することでトランスの銅損低減効果を検討した。

トランスの抵抗-周波数特性を測定したところ、駆動周波数である5 MHzにおいて、二次側コイルS1を短絡したときの磁束経路制御を適用していないトランスと適用したトランスの抵抗は、それぞれ189.7 m Ω 、177.1 m Ω となり6.6 %低減した。また、二次側コイルS2を短絡したときの磁束経路制御を適用していないトランスと適用したトランスの抵抗は、それぞれ218.9 m Ω 、189.4 m Ω となり13.4 %低減した。これは磁束経路制御による交流抵抗の抑制に起因している。また、二次側コイルS1、S2を短絡した磁束経路制御を適用していないトランスの結合係数は、それぞれ0.85、0.83となった。また、磁束経路制御を適用したトランスの結合係数は0.76となり磁束経路制御を適用していないトランスと比較してそれぞれ10.5 %、8.3 %低下した。これは磁性キャップ、磁性プレートをコイルの周囲に配置したことにより、二次側コイルに鎖交する磁束が減少したためである。

ハーフブリッジ型LLC共振形コンバータに実装し、効率特性を測定したところ、出力電力30 Wのとき、磁束経路制御を適用していないトランスと適用したトランスの効率は、それぞれ83 %、83.3 %となり0.3 %向上した。また、出力電力50 Wのとき、磁束経路制御を適用していないトランスと適用したトランスの効率は、それぞれ81.7 %、81.8 %となり0.1 %向上した。これは磁束経路制御による交流抵抗の抑制に起因している。

第5章 あとがき

本論文では、高周波電源の新たな銅損低減技術として磁束経路制御技術を提案し、検討した。本論文で得られた結果は以下の事項である。

5.1 LLC 共振形コンバータ用トランスに用いる導線内に生ずる物理現象 (第2章)

(1) LLC 共振形コンバータの動作原理

トランスの漏れインダクタンスを共振用のインダクタとして用いるLLC共振形コンバータの動作原理を示した。漏れインダクタンスと励磁インダクタンスを直列共振させることによりZVS(zero volt switching)とZCS(zero current switching)を達成しスイッチング損失を減少させる。

(2) LLC 共振形コンバータ用トランスのパラメータの計算

LLC共振形コンバータのパラメータの計算方法を示した。LLC共振形コンバータは漏れインダクタンス、励磁インダクタンス、共振キャパシタンスにより二つの共振周波数を持ち、その二つの共振周波数の間で駆動するため、漏れインダクタンスが生ずるようなトランスが必要である。

(3) 丸形断面をもつ導線に生ずる物理現象

丸型断面を持つ導線である単線とリッツ線について、銅損の要因である表皮効果と近接効果について示した。表皮効果、近接効果は銅線内に磁束が鎖交し、渦電流が生ずることが要因である。この銅損を低減するため、銅線内に磁束が鎖交しないように銅線の周囲に磁性体を配置し、磁束の流れを制御する磁束経路制御技術を提案した。リッツ線に適用する磁束経路制御技術として磁性めっき線を素線としたリッツ線を提案した。また、単線に適用する磁束経路制御技術として磁性塗布線を提案した。

磁性めっき線は銅線の周囲に鉄などの磁性体をめっきした導線であり、他の導線から生じた磁束が磁性薄膜内を通過し、銅線内部に鎖交することを防ぐ。磁性めっき線を素線としたリッツ線を用いることで銅損を低減することが可能である。磁性めっき線を用いたリッツ線は表皮効果、近接効果に起因する交流抵抗を低減することが可能であるが、素線間の浮遊容量が大きいため、MHz 帯以上の周波数での使用に適さない。そこで、銅の単線の外周に磁性材をスプレーのように噴霧、塗布し、乾燥させて磁性層を形成した磁性塗布線を用いることで近接効果に起因する交流抵抗を低減し、銅損を減少させる。

(4) 矩形断面をもつ導線に生ずる物理現象

矩形断面をもつ導線として平角線を示した。平角線は矩形断面の導線であり、トランスやインダクタの導線占積率を向上させることが可能である。平角線は電流を流すと楕円形状の磁束を発生する。この磁束が平角線の角を鎖交することで電流密度の偏

りが生じ、交流抵抗が増加する。そこで銅線より透磁率、抵抗率が高い磁性体を平角線の両端部に配置する磁束経路制御技術を提案した。平角線で磁束が集中する角部に磁性体を配置することで鎖交する磁束の経路を制御し、平角線の交流抵抗を低減することが可能である。

(5) トランスに生ずる物理現象

トランス内で生ずる物理現象と、トランスの銅損を低減するための磁束経路制御技術を示した。ギャップ付きトランスではエアギャップの周囲でフリンジング磁束が発生し、巻線に鎖交する磁束が増加する。また、平面トランスではコイルの端部に鎖交する磁束が発生する。さらに、一次側コイルと二次側コイルの間では同方向の磁束が発生するため、磁束が集中し、巻線に鎖交する磁束が増加する。これらの鎖交磁束を低減するため、磁束経路制御技術を適用したトランスを提案した。丸形断面をもつ導線では、磁性層を有する導線である磁性めっき線や磁性塗布線を用いることで、巻線内を鎖交する磁束を低減する。また、矩形断面をもつ導線では磁性キャップや磁性プレートを適用することで、磁束の経路を制御し、巻線の鎖交磁束を低減する。

5.2 丸形断面導線を用いたトランスの銅損低減技術（第3章）

(1) 磁性めっきリッツ線を用いたフルブリッジ型 LLC 共振形コンバータ

丸形断面導線を用いたトランスの銅損低減技術として磁性めっきリッツ線を用いたトランスを試作し、駆動周波数1MHzのフルブリッジ型LLC共振形コンバータに実装することでトランスの銅損低減効果を検討した。

トランスの抵抗-周波数特性を測定したところ、駆動周波数である1MHzにおいて、リッツ線、磁性めっきリッツ線を用いたトランスの一次側抵抗は、それぞれ $1.08\ \Omega$ 、 $0.88\ \Omega$ となり18.5%低減した。これは磁性めっき線の近接効果の抑制による銅損低減効果に起因している。またリッツ線、磁性めっきリッツ線を用いたトランスの結合係数は、それぞれ0.86、0.85となり11.7%低下した。これは磁性めっきリッツ線を用いたトランスの漏れインダクタンスの増加に起因する。

フルブリッジ型LLC共振形コンバータに実装し、効率特性を測定したところ、リッツ線、磁性めっきリッツ線を用いたトランスの最大効率はそれぞれ97.0%、97.1%となり0.1%向上した。また、電力損失を比較したところ、出力電力が1kWとなる出力電流4.01Aにおいて、リッツ線、磁性めっきリッツ線を用いたコンバータの電力損失はそれぞれ30.8W、29.4Wとなり4.7%低減した。これは磁性めっきリッツ線を用いたことによる交流抵抗の低減が要因である。

(2) スプレー磁性塗布線を用いたハーフブリッジ型 LLC 共振形コンバータ

丸形断面導線を用いたトランスの銅損低減技術として磁性塗布線を用いたトランスを試作し、駆動周波数4MHzのハーフブリッジ型LLC共振形コンバータに実装することで

トランスの銅損低減効果を検討した。

スプレー缶に封入した磁性コンポジット材を銅線に吹き付けて磁性層を形成するスプレー法を用いた磁性塗布線を試作し、トランスに実装した。

トランスの抵抗-周波数特性を測定したところ、駆動周波数である4 MHzにおいて、銅線、磁性塗布線を用いたトランスの抵抗は、それぞれ174.3 m Ω 、145.6 m Ω となり16.4 %低減した。これは磁性塗布線の交流抵抗の抑制に起因している。また、銅線、磁性塗布線を用いたトランスの短絡インダクタンスは、それぞれ0.88, 0.86 となり2.3 %減少した。磁性塗布線の磁性層に磁気エネルギーが蓄積され、二次側コイルに鎖交する磁束が減少したためである。

ハーフブリッジ型LLC共振形コンバータに実装し、効率特性を測定したところ、銅線と磁性塗布線を用いたトランスの効率は、それぞれ90.7 %, 91.9 %となり1.2 %向上した。また、出力電力60 Wのとき、磁束経路制御を適用していないトランスと適用したトランスの効率は、それぞれ86.9 %, 89.2 %となり2.3 %向上した。これは磁性塗布線の交流抵抗の抑制に起因している。

5.3 矩形断面導線を用いたトランスの銅損低減技術（第4章）

(1) 有限要素法解析による平面トランスの設計

平面トランスの設計を行うため、有限要素法解析を用いて平角線、磁性キャップ構造を適用した平角線、磁束経路制御技術を適用した平面トランスの構造を検討した。平角線を用いたコイルでは平角線の厚さ、幅が大きいほど抵抗が低減するが、交流抵抗が増加する傾向であった。そのため、厚さ105 μm 、幅5 mmの平角線について、磁性キャップ構造を適用したときの銅損低減効果について検討した。磁性キャップ構造を適用した平角線を用いたコイルについて、キャップの厚さが厚いほど銅損低減効果が大きくなる。これは磁性キャップの厚さが厚くなることで磁気抵抗が低下し、平角線の端部に鎖交する磁束が減少したためである。また、キャップの長さが短いほど銅損低減効果が大きくなる。これは平角線の幅方向のベクトル成分を持つ磁束が減少したためである。これらの結果をもとに磁束経路制御を適用した平面トランスの解析を行った。トランスでは二次側コイルに負荷が接続されている状態で一次側コイルに電流を流すと、各コイルの端部と、両コイルの間に磁束が集中するため、磁性キャップと磁性プレートを用いたトランスについて解析を行った。磁性プレートの厚さを0.3 mm、キャップ厚さ0.1 mm、キャップ長さ0.5 mmとしたとき、磁束経路制御を適用していないトランスと比較して7.9 %抵抗を低減した。上記の結果をもとにトランスを試作し、LLC共振形コンバータに実装した。

(2) 平面トランスを用いたハーフブリッジ型LLC共振形コンバータ

矩形断面導線を用いたトランスの銅損低減技術として磁束経路制御を適用した平面トランスを試作し、駆動周波数5 MHzのハーフブリッジ型LLC共振形コンバータに実装することでトランスの銅損低減効果を検討した。

トランスの抵抗-周波数特性を測定したところ、駆動周波数である 5 MHz において、二次側コイル S1 を短絡したときの磁束経路制御を適用していないトランスと適用したトランスの抵抗は、それぞれ 189.7 m Ω 、177.1 m Ω となり 6.6 % 低減した。また、二次側コイル S2 を短絡したときの磁束経路制御を適用していないトランスと適用したトランスの抵抗は、それぞれ 218.9 m Ω 、189.4 m Ω となり 13.4 % 低減した。これは磁束経路制御による交流抵抗の抑制に起因している。また、二次側コイル S1、S2 を短絡した磁束経路制御を適用していないトランスの結合係数は、それぞれ 0.85、0.83 となった。また、磁束経路制御を適用したトランスの結合係数は 0.76 となり磁束経路制御を適用していないトランスと比較してそれぞれ 10.5 %、8.3 % 低下した。これは磁性キャップ、磁性プレートをコイルの周囲に配置したことにより、二次側コイルに鎖交する磁束が減少したためである。

ハーフブリッジ型 LLC 共振形コンバータに実装し、効率特性を測定したところ、出力電力 30 W のとき、磁束経路制御を適用していないトランスと適用したトランスの効率は、それぞれ 83 %、83.3 % となり 0.3 % 向上した。また、出力電力 50 W のとき、磁束経路制御を適用していないトランスと適用したトランスの効率は、それぞれ 81.7 %、81.8 % となり 0.1 % 向上した。これは磁束経路制御による交流抵抗の抑制に起因している。

以上の検討結果より、磁性めっき線、磁性塗布線、磁性キャップ、磁性プレートを用いた磁束経路制御はトランスの漏れインダクタンスが増加し、結合係数が低下するが抵抗を低減してコンバータの銅損低減効果があることを実証した。これによる小型軽量化も期待できる。

参考文献

第 1 章の参考文献

- 1.1) 原田 耕介：スイッチング電源ハンドブック，日刊工業新聞社， pp.1-9, 1993.
- 1.2) Yoshiyuki YANO, Takahiro SUZUKI, Hirotaka AZUMA, Yoshihiro TOKUE, Naomi IKEDA, Satoshi KUBOYAMA, “Development of POL DC/DC converter”, The 24th Microelectronics workshop, 2011
- 1.3) Satoshi Kuboyama, Yoshiyuki Yano, Masahiko Hayashi, Hirotaka Azuma, “Development Status of DC/DC Converter and POL type DC/DC Converter”, 21th Microelectronics workshop, 2008
- 1.4) K Matsuura, H Yanagi, S Tomioka, and T Ninomiya, “Power-density development of a 5MHz-switching DC-DC converter.” Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2012), Orlando FL (USA), pp. 2326-2332, 2012.
- 1.5) J. W. Kolar, U. Drofenik, J. Biela, M. L. Heldwein, H. Ertl, T. Friedli, and S. D. Round, “PWM Converter Power Density Barriers.” 2007 Power Conversion Conference (PCC 2007), Nagoya (Japan), pp. 9-29, 2007.
- 1.6) T Ueda, M Ishida, T Tanaka, and D Ueda, “GaN transistors on Si for switching and high-frequency applications,” Japanese Journal of Applied Physics, vol. 53, no.10, 100214, October 2014.
- 1.7) 富岡 聡, “電源小型化実装技術の最新動向”, 電気学会誌 IEEJ Journal, Vol.125, No.12, pp. 766-769, 2005
- 1.8) 中川 明夫, 川口 雄介, “電源用パワーデバイスの技術動向”, 電気学会誌 IEEJ Journal, Vol.125, No.12, pp. 758-761, 2005
- 1.9) 平地 克也：DC/DC コンバータの基礎から応用まで，電気学会， pp.122, 2018.
- 1.10) 戸川治朗：実用電源回路設計ハンドブック，CQ 出版， 239 p, 2002.
- 1.11) 土橋 知弥, 山本 達也, 茶位 祐樹, 金野 泰之, 杉村 佳奈子, 佐藤 敏郎, ト 穎剛, 水野 勉, “磁性粉のパラメータが磁性コンポジット材料の磁気特性に与える影響”, 電気学会マグネティックス研究会資料, Vol.MAG-17, pp.31-36 2017.
- 1.12) 日立金属株式会社：Products Guide, HJ-B3-E(PDF), pp.15-16, pp.43-44, 2015.
- 1.13) Fair-Rite Products Corp. : Fair-Rite Catalog 17th Edition, pp.9, 2013.
- 1.14) Kanako Sugimura, Daisuke Shibamoto, Naoki Yabu, Tatsuya Yamamoto, Makoto Sonehara, Toshiro Sato, Tsutomu Mizuno, Hideaki Mizusaki, “Surface-Oxidized Amorphous Alloy Powder/Epoxy-Resin Composite Bulk Magnetic Core and Its Application to Megahertz Switching LLC Resonant Converter”, IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, Vol. 53, No. 11, 2801406, 2017.
- 1.15) 水野 勉, 神谷 旭, 志村 祐介, 飯田 和剛, 山本 大輔, 宮尾 直樹, 笹平 秀昭：リッツ線の素線数が交流抵抗に与える影響に関する検討, 日本 AEM 学会誌, Vol.18, No.3, pp.300 - 305, 2010.
- 1.16) J. Lammeraner, M. Stafl : Eddy current, Iliffe Book Ltd., pp.91 - 101, 1967.
- 1.17) 山本 達也, ト 穎剛, 水野 勉：近似理論計算を用いた同心撚りリッツ線の交流抵抗に関する検討, 電気学会リニアドライブ研究会資料, Vol.LD-15-002, pp. 5-10

- , 2015.
- 1.18) Frederick Emmons Terman : Radio Engineers' Handbook, McGraw-Hill Book Company, inc, pp.37, 1943.
 - 1.19) H. Tanaka, K. Nakamura, O. Ichinokura "Winding Arrangement of High-frequency Amorphous Transformers for MW-class DC-DC Converters", Journal of the Magnetics Society of Japan, 1602R004, 2016.
 - 1.20) Chao Fei, Fred C. Lee, Qiang Li "High-efficiency High-power-density 380V/12V DC/DC Converter with a Novel Matrix Transformer", 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 16901230, 2017.
 - 1.21) Bradley A. Reese, Charles R. Sullivan "Litz Wire in the MHz Range: Modeling and Improved Designs", 2017 IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 17122090, 2017.
 - 1.22) Mohammad Etemadrezaei, Srdjan M. Lukic, "Coated-Strand Litz Wire for Multi-Megahertz Frequency Applications", IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, Vol. 52, No. 8, 6301511, 2016.
 - 1.23) 大熊 武, "イットリウム系超電導電力ケーブルの開発状況", 低温工学, Vol.46, No.6, pp. 335-341, 2011
 - 1.24) 水野 勉, 松下 和誉, 飯田 和剛, 神谷 旭, 山本 大輔 : 磁性めっき線を用いたリッツ線の交流抵抗, 日本 AEM 学会誌, Vol.17, No.2, pp.342 - 347, 2009.
 - 1.25) 水野勉, 山本大輔, 神谷旭, 金澤秀樹, 谷内慎太郎, 小池徳男, 櫻田昌之, 安本智志 : 磁性めっき線を用いたトランスの交流抵抗の低減, 日本 AEM 学会誌, Vol.19, No.2, pp.177 - 182, 2011.
 - 1.26) 水野 勉, 神谷 旭, 飯田 和剛, 志村 祐介, 山本 大輔, 藤松 拓也, 池田 千里, 笹平 秀昭 : 磁性めっき線を用いた空芯コイルの交流抵抗, Journal of the Magnetics Society of Japan, Vol. 34, No.3, pp.401 - 406, 2010.
 - 1.27) Yasuyuki Konno, Tatsuya Yamamoto, Yuki Chai, Dobashi Tomoya, Yinggang Bu, and Tsutomu Mizuno, "Basic Characterization of Magnetocoated Wire Fabricated Using Spray Method", IEEE Transactions on Magnetics, Vol.53, No.11, 8401707, 2017
 - 1.28) Tatsuya Yamamoto, Yinggang Bu, Tsutomu Mizuno, Yutaka Yamaguchi, Tomoyoshi Kano, "Loss Reduction of Transformer for LLC Resonant Converter Using a Magnetoplated Wire", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.7, No.1, pp.43-48, 2018
 - 1.29) Tatsuya Yamamoto, Yasuyuki Konno, Kanako Sugimura, Toshiro Sato, Yinggang Bu, and Tsutomu Mizuno, " Loss Reduction of LLC Resonant Converter using Magnetocoated Wire", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.8, No.1, pp.51-56, 2019
 - 1.30) 笹田 一郎, "磁気装荷による扁平矩形断面バスバーの電流密度平坦化", 電気学会マグネティックス研究会資料, Vol.MAG-13-22, pp.1-4 2013.
 - 1.31) 山本 達也, ト 穎剛, 水野 勉, "磁性キャップ構造を適用したプレーナートランスの銅損低減効果の検討", 電気学会マグネティックス・リニアドライブ合同研究会資料, Vol.MAG-17-76, LD-17-44, pp.77-82 2017.

第2章の参考文献

- 2.1) 平地 克也 : DC/DCコンバータの基礎から応用まで, 電気学会, pp.166-177, 2018.
- 2.2) トランジスタ技術編集部 : 電源回路設計2009, CQ出版, pp.191-204, 2009.

- 2.3) H. Choi, "Analysis and Design of LLC Resonant Converter with Integrated Transformer", APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Anaheim, CA, USA, pp.1630–1635, 2007.
- 2.4) 水野 勉, 神谷 旭, 志村 祐介, 飯田 和剛, 山本 大輔, 宮尾 直樹, 笹平 秀昭 : リッツ線の素線数が交流抵抗に与える影響に関する検討, 日本 AEM 学会誌, Vol.18, No.3, pp.300 - 305, 2010.
- 2.5) J. Lammeraner, M. Stafl : Eddy current, Iliffe Book Ltd., pp.91 - 101, 1967.
- 2.6) 山本 達也, ト 穎剛, 水野 勉 : 近似理論計算を用いた同心撚りリッツ線の交流抵抗に関する検討, 電気学会リニアドライブ研究会資料, Vol.LD-15-002, pp. 5-10, 2015.
- 2.7) 潤工社テクニカルハンドブック発行プロジェクト : 潤工社テクニカルハンドブック, 株式会社潤工社, pp.353, pp.355, 2004.
- 2.8) Luca Dalessandro, Fabiana da Silveira Cavalcante, Johann W. Kolar, " Self-Capacitance of High-Voltage Transformers", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, Vol. 22, No. 5, pp.2081-2092, 2007.
- 2.9) 水野 勉, 松下 和誉, 飯田 和剛, 神谷 旭, 山本 大輔 : 磁性めっき線を用いたリッツ線の交流抵抗, 日本 AEM 学会誌, Vol.17, No.2, pp.342 - 347, 2009.
- 2.10) 水野勉, 山本大輔, 神谷旭, 金澤秀樹, 谷内慎太郎, 小池徳男, 櫻田昌之, 安本智志 : 磁性めっき線を用いたトランスの交流抵抗の低減, 日本 AEM 学会誌, Vol.19, No.2, pp.177 - 182, 2011.
- 2.11) Tatsuya Yamamoto, Yinggang Bu, Tsutomu Mizuno, Yutaka Yamaguchi, Tomoyoshi Kano, "Loss Reduction of Transformer for LLC Resonant Converter Using a Magnetoplated Wire", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.7, No.1, pp.43–48, 2018
- 2.12) Frederick Emmons Terman : Radio Engineers' Handbook, McGraw-Hill Book Company, inc, pp.37, 1943.
- 2.13) Yasuyuki Konno, Tatsuya Yamamoto, Yuki Chai, Dobashi Tomoya, Yinggang Bu, and Tsutomu Mizuno, "Basic Characterization of Magnetocoated Wire Fabricated Using Spray Method", IEEE Transactions on Magnetics, Vol.53, No.11, 8401707, 2017
- 2.14) Tatsuya Yamamoto, Yasuyuki Konno, Kanako Sugimura, Toshiro Sato, Yinggang Bu, and Tsutomu Mizuno, " Loss Reduction of LLC Resonant Converter using Magnetocoated Wire", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.8, No.1, pp.51–56, 2019
- 2.15) 笹田 一郎, “磁気装荷による扁平矩形断面バスバーの電流密度平坦化”, 電気学会マグネティックス研究会資料, Vol.MAG-13-22, pp.1-4 2013.
- 2.16) 山本 達也, ト 穎剛, 水野 勉, “磁性キャップ構造を適用したプレーナートランスの銅損低減効果の検討”, 電気学会マグネティックス・リニアドライブ合同研究会資料, Vol.MAG-17-76, LD-17-44, pp.77-82 2017.

第3章の参考文献

- 3.1) Tatsuya Yamamoto, Yinggang Bu, Tsutomu Mizuno, Yutaka Yamaguchi, Tomoyoshi Kano, "Loss Reduction of Transformer for LLC Resonant Converter Using a Magnetoplated Wire", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.7, No.1, pp.43–48, 2018
- 3.2) Tatsuya Yamamoto, Yasuyuki Konno, Kanako Sugimura, Toshiro Sato, Yinggang Bu, and

- Tsutomu Mizuno, " Loss Reduction of LLC Resonant Converter using Magnetocoated Wire", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.8, No.1, pp.51–56, 2019
- 3.3) Tsutomu Mizuno, Shigemi Enoki, Takashi Asahina, Takayuki Suzuki, Masahiro Noda, and Hiroki Shinagawa "Reduction of Proximity Effect in Coil Using Magnetoplated Wire", IEEE Transactions on Magnetics, Vol.43, No.6, pp.2654 - 2656, 2007
- 3.4) 戸川 治朗：スイッチング電源のコイル/トランス設計，CQ出版社，259 p，2012.
- 3.5) Yasuyuki Konno, Tatsuya Yamamoto, Yuki Chai, Dobashi Tomoya, Yinggang Bu, and Tsutomu Mizuno, "Basic Characterization of Magnetocoated Wire Fabricated Using Spray Method", IEEE Transactions on Magnetics, Vol.53, No.11, 8401707, 2017
- 3.6) Kanako Sugimura, Daisuke Shibamoto, Naoki Yabu, Tatsuya Yamamoto, Makoto Sonehara, Toshiro Sato, Tsutomu Mizuno, Hideaki Mizusaki, "Surface-Oxidized Amorphous Alloy Powder/Epoxy-Resin Composite Bulk Magnetic Core and Its Application to Megahertz Switching LLC Resonant Converter", IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, Vol. 53, No. 11, 2801406, 2017.

第4章の参考文献

- 4.1) 榊原 一彦，“プレーナトランスにおける巻線の厚さと損失について”，電子情報通信学会論文誌，Vol. J73-B- I , No. 7, pp.618-626 1990.
- 4.2) 笹田 一郎，“磁気装荷による扁平矩形断面バスバーの電流密度平坦化”，電気学会マグネティックス研究会資料，Vol.MAG-13-22, pp.1-4 2013.
- 4.3) 山本 達也，ト 穎剛，水野 勉，“磁性キャップ構造を適用したプレーナトランスの銅損低減効果の検討”，電気学会マグネティックス・リニアドライブ合同研究会資料，Vol.MAG-17-76, LD-17-44, pp.77-82 2017.
- 4.4) Kanako Sugimura, Daisuke Shibamoto, Naoki Yabu, Tatsuya Yamamoto, Makoto Sonehara, Toshiro Sato, Tsutomu Mizuno, Hideaki Mizusaki, "Surface-Oxidized Amorphous Alloy Powder/Epoxy-Resin Composite Bulk Magnetic Core and Its Application to Megahertz Switching LLC Resonant Converter", IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, Vol. 53, No. 11, 2801406, 2017.
- 4.5) 戸川 治朗：スイッチング電源のコイル/トランス設計，CQ出版社，259 p，2012.

謝辞

信州大学工学部 水野 勉 教授には本論文の研究および作成を進めるにあたり、常日頃、懇切丁寧なる御指導ならびに御鞭撻を賜った。研究方針や研究姿勢に対して、惜しめない叱咤激励を賜った。ここに深甚の謝意と敬意を表する次第である。

同大学工学部 ト 穎剛 准教授には博士課程の副指導教官として、また、水野研究室の先輩として研究における御指導ならびに御鞭撻を賜った。ここに、心より感謝の意を表する。

同大学工学部 佐藤 敏郎 教授には博士課程の副指導教官として、また、本論文の査読をしていただき、多岐にわたりご支援とご教示を賜った。ここに、心から感謝の意を表す次第である。

本論文の査読にあたり、丁寧に査読をしてくださいました大阪大学工学研究科 舟木 剛 教授、信州大学工学部 曾根原 誠 准教授、宮地 幸祐 准教授に心より謝意と敬意を表する次第である。

本研究において、多大なるご支援、およびご援助を頂いた田淵電機株式会社の山口 豊 氏、狩野 知義 氏に心から感謝の意を表す次第である。

本研究に関連するプロジェクトを遂行するにあたり、多大なるご支援、およびご援助を頂いた公益財団法人 長野県テクノ財団 ナノテク・国際連携センター コーディネータ 高橋 昌彦 氏に心から感謝の意を表す次第である。

本研究を共に進めた信州大学大学院修士課程学生 金野 泰之 氏、川原 翔太 氏に深く感謝する。

本研究を共に進めた信州大学大学院博士課程学生 佐藤・曾根原研究室 杉村 佳奈子 氏に深く感謝する。

常日頃、共に研究の苦楽を味わった水野・ト研究室諸氏、佐藤・曾根原研究室諸氏に厚くお礼申し上げる。

研究業績

1. レフェリー制のある学術論文（研究論文）：7編

- 1.1) Tatuya Yamamoto, Yinggang Bu, Tsutomu Mizuno: Effect of core and magnetoplated wire on energy harvesting using leakage flux recovery coil, International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, Vol. 52, No. 3,4, pp. 1341-1349, 2016, IOS Press.
- 1.2) Kanako Sugimura, Daisuke Shibamoto, Naoki Yabu, Tastuya Yamomoto, Makoto Sonehara, Toshiro Sato, Tsutomu Mizuno, Hidesaki Mizusawa: Surface-oxidized amorphous ally powder/epoxy-resin composite bulk magnetic core and its application to megahertz LLC resonant converter, IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 53, No. 11, 2801406, 2017.11.
- 1.3) Yasuyuki Konno, Tastuya Yamomoto, Yuki Chai, Dobashi Tomoya, Yinggang Bu, Tsutomu Mizuno: Basic characterization of magnetocoated wire fabricated using spray method, IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 53, No. 11, 8401707, 2017.11.
- 1.4) Tatsuya Yamamoto, Yinggang Bu, Tsutomu Mizuno, Yutaka Yamaguchi, Tomoyashi, Kano: Loss reduction of transformer for LLC resonant converter using a magnetoplated wire, IEEE Journal of Industry Applications, Vol. 7, No. 1, pp. 43-48, 2018
- 1.5) Tatsuya Yamamoto, Yasuyuki Konno, Kanako Sugimura, Toshiro Sato, Yinggang Bu, and Tsutomu Mizuno, " Loss Reduction of LLC Resonant Converter using Magnetocoated Wire", IEEE Journal of Industry Applications, Vol.8, No.1, pp.51-56, 2019
- 1.6) Y Konno, T Yamomoto, S Kawahara, K Torishima, Y Bu, and T Mizuno: Examination of High Q factor Inductor with Vacant Space for a Non-isolated DC-DC Converter, IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 54, No. 11, 8401504, 2018.11.
- 1.7) 茶位 祐樹, 山本 達也, 金野 泰之, 川原 翔太, ト 穎剛, 水野 勉, 山口 豊, 狩野 知義: LLC 共振形コンバータ用トランスに使用するリッツ線の素線数の検討, 日本 AEM 学会誌, Vol. 26, No. 2, pp. 332-337, 2018.6.

2. レフェリー制のない学術論文（口頭発表論文）：17件

- 2.1) 渡邊 章太郎, 山本 達也, 茶位 祐樹, 福原 健大朗, ト 穎剛, 水野 勉: 磁性塗布線を用いたコイルの交流抵抗の低減, 第 28 回「電磁力関連のダイナミクスシンポジウム」講演論文集, pp.142-147, 2016.5.
- 2.2) 茶位 祐樹, 山本 達也, 渡邊 章太郎, ト 穎剛, 水野 勉, 山口 豊, 狩野 知義: 磁性塗布線を用いた LLC 共振形コンバータの検討, 電気学会マグネティックス・リニアドライブ合同研究会, MAG-16-49, LD16-41, pp.57-62, 2016.6.
- 2.3) 山本 達也, 杉村 佳奈子, 佐藤 敏郎, 曾根原 誠, ト 穎剛, 水野 勉, 山口 豊, 狩野 知義: 磁性めっき線と鉄系メタルコンポジット鉄心を用いた LLC 共振形コンバータの検討, 電気学会マグネティックス・リニアドライブ合同研究会, MAG-16-50, LD16-42, pp.63-68, 2016.6.
- 2.4) 山本 達也, ト 穎剛, 水野 勉: オープン形トランスを用いた共振形コンバータの検討, 平成 28 年電気学会 基礎・材料・共通部門大会 5-C-p2-5, pp.166-171, 2015.9.
- 2.5) 平山 涼介, 杉山 佳奈子, 山本 達也, 上野 敦也, 佐藤 敏郎, 曾根原 誠, 水野 勉, 水寄 英明: 表面酸化アモルファス合金粉/エポキシ樹脂複合材料鉄心トランスの試作と MHz スイッチング LLC 共振コンバータへの適用, 電気学会 マグネティックス研究会, MAG-16-240, pp.103-108, 2016.12.

- 2.6) 土橋 知弥, 山本 達也, 茶位 祐樹, 金野 泰之, 杉村 佳奈子, 佐藤 敏郎, ト 穎剛, 水野 勉: 磁性粉のパラメータが磁性コンポジット材料の磁気特性に与える影響, 電気学会 マグネティックス研究会, MAG-17-6, pp.31-36, 2017.2.
- 2.7) 金野 泰之, 山本 達也, 茶位 祐樹, 土橋 知弥, ト 穎剛, 水野 勉: スプレー法を用いて製作した磁性塗布線の評価, 電気学会 マグネティックス研究会, MAG-17-18, pp.23-28, 2017.2.
- 2.8) 山本 達也, 金野 泰之, 土橋 知弥, 杉村 佳奈子, 佐藤 敏郎, ト 穎剛, 水野 勉: 磁性塗布線と鉄系メタルコンポジット鉄心を用いた LLC 共振形コンバータの検討, 電気学会 マグネティックス研究会, MAG-17-19, pp.29-34, 2017.2.
- 2.9) 山本 達也, ト 穎剛, 水野 勉: 磁性キャップ構造を適用したプレーナートランスの銅損低減効果の検討, 電気学会 マグネティックス・リニアドライブ研究会, MAG-17-076, LD-17-044, pp. 77-82, 2017.6.
- 2.10) 茶位 祐樹, 山本 達也, 金野 泰之, 河原 翔太, ト 穎剛, 水野 勉, 山口 豊, 狩野 知義: LLC 共振形コンバータトランスに使用するリッツ線の素線数の検討, 第 26 回 MAGDA コンファレンス in 金沢 ～ 電磁力現象及び電磁力に関するコンファレンス ～, 講演連文集, pp. 13-18, 2017.10.
- 2.11) 金野 泰之, 山本 達也, 茶位 祐樹, 川原 翔太, 鳥島 健太, ト 穎剛, 水野 勉: 空隙構造を有する高 Q 値インダクタを用いた空隙構造を有する高 Q 値インダクタを用いた非絶縁形 DC-DC コンバータの検討, 電気学会 マグネティックス研究会, MAG-18-023, pp. 7-12, 2018.3.
- 2.12) 鳥島 健太, 山本 達也, 茶位 祐樹, 金野 泰之, ト 穎剛, 水野 勉: フレキシブルインダクタにおける高 Q 値化の検討, 第 30 回「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム, pp.77-82, 2018.5.
- 2.13) 稲本 恭兵, 山本 達也, 茶位 祐樹, 川原 翔太, ト 穎剛, 水野 勉, 藪 直希, 佐藤 敏郎: 鉄系アモルファス合金粉の形状が磁性コンポジット材料の磁気特性に与える影響, 第 30 回「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム, pp.97-102, 2018.5.
- 2.14) 鳥島 健太, 山本 達也, ト 穎剛, 水野 勉, 本田 祐樹: 磁性塗布線を用いた近接効果に起因する交流抵抗の低減, 第 42 回日本磁気学会学術講演会, 14aA-9, 2018.9.
- 2.15) 山中 雄一郎, 楡井 雅巳, 佐藤 光秀, 山本 達也, 後藤 拓海, 鈴木 樹, ト 穎剛, 水野 勉: IPM モータへの磁性材料の貼付による巻線の渦電流損の低減, 第 27 回 MAGDA コンファレンス in Katsushika 講演論文集, pp.68-73, 2018.10.
- 2.16) 川原 翔太, 稲本 恭兵, 山本 達也, 金野 泰之, ト 穎剛, 佐藤 敏郎, 水野 勉: インダクタキャンセル方式を用いた磁性コンポジット材料の鉄損測定に関する検討, 第 27 回 MAGDA コンファレンス in Katsushika 講演論文集, pp.290-295, 2018.10.

3. 特許 : 4件

- 3.1) 特願 2016-145172 : 「磁性粉被膜導線, 磁性粉被膜コイル及びその製造方法」
- 3.2) 特願 2016-170893 : 「トランス及びこれを用いた共振形コンバータ」
- 3.3) 特願 2017-030584 : 「磁気シールド導体の製造方法」
- 3.4) 特願 2017-121295 : 「磁性被覆コイル及びこれを用いたトランス」

4. 受賞:1件

4.1) 平成 27 年 電気学会 優秀論文発表賞 受賞 2016 年 9 月

受賞論文：山本 達也，ト 穎剛，水野 勉，「磁性めっき線を用いた環境発電用漏れ磁束回収コイルにおけるコアの影響」『電気学会 マグネティクス研究会』，MAG-15-020，金沢，2015，3 月