

# 倍電流整流回路を用いた LLC 共振コンバータ用結合インダクタの作製

## Fabrication of Coupled Inductor for LLC Resonant Converter with a Current-Doubler Rectification Circuit

川田奈波<sup>a)†</sup>・大山秀樹<sup>a),b)</sup>・南澤俊孝<sup>a)</sup>・曾根原誠<sup>a)</sup>・佐藤敏郎<sup>a)</sup>

<sup>a)</sup>信州大学, 長野県長野市若里 4-17-1 (〒380-8553)

<sup>b)</sup>味の素ファインテクノ, 神奈川県川崎市川崎区鈴木町 1-2 (〒210-0801)

N. Kawada<sup>†, a)</sup>, H. Oyama<sup>a), b)</sup>, T. Minamisawa<sup>b)</sup>, M. Sonehara<sup>b)</sup>, and T. Sato<sup>b)</sup>

<sup>a)</sup>Shinshu Univ., 4-17-1 Wakasato, Nagano-shi, Nagano, 380-8553 Japan

<sup>b)</sup>Ajinomoto Fine-Techno Co. Inc., 1-2 Suzuki-chou, Kawasaki-ku, Kawasaki, Kanagawa, 210-0801 Japan

In recent years, point-of-load DC-DC converters, which have a low voltage and large current output for DC power delivery to CPUs and GPUs, are required to have a smaller and smaller footprint for power-saving management using a power delivery scheme with a large number of small granular converters. A converter using a double-current rectifier circuit has been proposed for use as a high to low voltage/large current step-down converter. The double-current rectifier circuit rectifies the output voltage by half and the output current by twice and is advantageous for low-voltage and high-current driving. However, the double-current rectifier circuit requires a coupled inductor. In this study, for a beyond-10-MHz LLC resonant DC-DC converter with a double-current rectifier circuit, the influence of the coupled inductor on LLC resonant operation was investigated, and a prototype coupled inductor was fabricated and evaluated. The prototype inductor, which used PCB-based straight-line conductors and Fe-based metal composite magnetic cores, exhibited a magnetizing inductance of 32.3 nH and a coupling coefficient of 0.98 at 15 MHz, and these properties were considered to be sufficient for the converter under investigation.

**Keywords:** LLC resonant converter, current-doubler rectification method, coupled inductor, coupling coefficient, high current, Fe-based metal composite magnetic core

### 1. はじめに

近年、電子機器の小型化および省電力化に対する要求はますます高まっており、それに伴い電源システムの小型化、高効率化が強く要請されるようになってきている。電源システムの小型化、高効率化へのアプローチとしては、電力変換器の駆動周波数の高周波化や低電圧・大電流動作が進展する CPU や GPU へのパワーデリバリへの対応が挙げられる。特に、消費電力の増大が著しい CPU や GPU のパワーデリバリでは LSI 内の多くの回路ブロック毎に異なる動作電圧に対応した細粒度電源構成が主流になっており、DC-DC コンバータの小型化(フットプリントの縮小)は喫緊の課題となっている。

倍電流整流回路は、交流入力電圧および電流に対して出力電圧 1/2 倍、出力電流 2 倍で整流する回路であり、電源システムの低電圧・大電流駆動化に対して有効である。倍電流整流回路を LLC 共振型コンバータに用いることで高い電圧から低電圧・大電流出力に一段で変換することができ<sup>1)</sup>、スイッチング損失を抑制できる LLC 共振型コンバータと倍電流整流回路によって高効率かつ低電圧・大電流駆動に対応できる。一方で、倍電流整流回路を構成するためには結合インダクタが必要であり、コンバータの設計の際にはコンバータ動作に与える結合インダクタの影響を考慮する必要がある。筆者等のグループは、これまで、Beyond MHz 帯での使用を目的とした Fe 系メタルコンポジット磁心材料を用いてパワーインダクタの試作開発を行ってきた

<sup>2)</sup>。今回、CPU や GPU などの低電圧・大電流駆動に有利な倍電流整流回路を用いた LLC-LC 共振方式<sup>3)</sup>のコンバータ回路を対象とし、倍電流整流回路を構成するために結合インダクタに課される諸条件を示したうえで結合インダクタの仕様を設定し、この仕様を満足しうる結合インダクタの試作を行ったので報告する。

### 2. 倍電流整流回路方式 LLC 共振型コンバータ

Fig. 1 に本文で対象とする倍電流整流回路方式 LLC 共振型 DC-DC コンバータの回路図を示す。この回路は、トランスの一次側だけでなく、二次側にも漏れインダクタンスと共振するキャパシタを追加した 1 次側 LLC 共振、2 次側 LC 共振方式<sup>3)</sup>の DC-DC コンバータとなっている。倍電流整流回路を採用することによりダイオードの個数がフルブリッジ整流回路の 4 個から 2 個になるため、順方向電圧降下の影響を軽減できるとともに、フルブリッジ整流回路を用いたコンバータと比較し、出力電圧 1/2 倍、出力電流 2 倍となるため、低電圧・大電流出力に適し、降圧比の高い

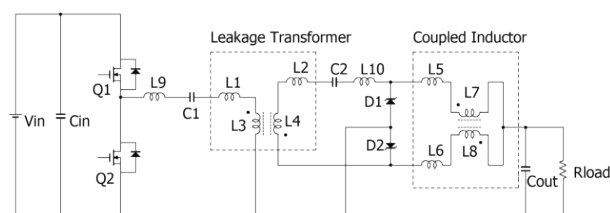
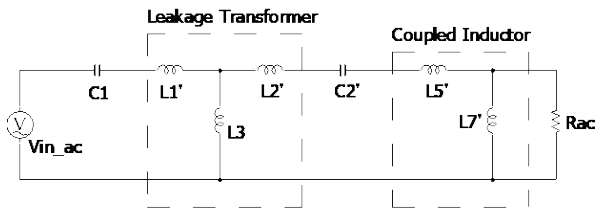


Fig. 1 LLC-LC resonant converter with current-doubler rectification circuit.

Corresponding author: N. Kawada (e-mail: 21w2020f@shinshu-u.ac.jp).



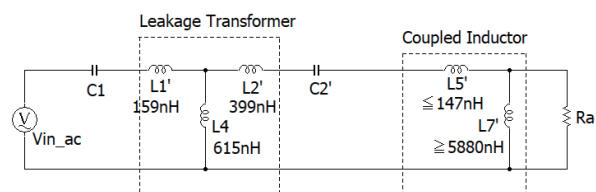
**Fig. 2** Fundamental-frequency ideal equivalent circuit of LLC-LC resonant converter with current-doubler rectification circuit.

**Table 1** Parameter description of fundamental-frequency ideal equivalent circuit.

Item	Description
$L_1'$	Primary winding leakage inductance of leakage transformer
$L_3$	Magnetizing inductance of leakage transformer
$L_2'$	Primary-side converted secondary winding leakage inductance of leakage transformer
$L_5'$	Primary-side converted leakage inductance of coupled inductor
$L_7'$	Primary-side converted magnetizing inductance of coupled inductor
$C_1$	Capacitance of primary-side resonant capacitor
$C_2'$	Primary-side converted capacitance of secondary-side resonant capacitor
$R_{ac}$	Primary-side converted load resistance

**Table 2** Specifications of coupled inductor.

Item	Value
Magnetizing inductance	$\geq 30$ nH
Leakage inductance	$\leq 3$ nH
Coupling coefficient	$\geq 0.91$



**Fig. 3** Simplified ideal equivalent circuit of LLC-LC resonant converter with current-doubler rectification circuit considering set parameters.

絶縁型コンバータを実現できる。また、本方式は2巻線トランスを利用でき、トランス2次側センタータップ整流方式の場合の3巻線トランスを用いる必要がなく、2次-3次巻線間結合係数の影響を排除できる利点もある。

Fig. 2に倍電流整流回路方式 LLC-LC 共振型コンバータの寄生成分（インダクタでは損失抵抗や寄生容量，キャパシタでは等価直列抵抗や寄生インダクタンス）を無視した一次側換算基本波近似理想等価回路を示す。等価回路の各パラメータを Table 1 に示す。倍電流整流回路に使用する

結合インダクタの漏れインダクタンスはトランスの2次側漏れインダクタンスと直列に接続され、励磁インダクタンスはトランスに対して並列に接続される。従って、結合インダクタの漏れインダクタンスが大きい場合にはそこで電圧降下が発生し、励磁インダクタンスが小さい場合には負荷電流に無関係にトランス2次側回路を循環する結合インダクタの励磁電流が増大する。理想的には、結合インダクタの漏れインダクタンスをゼロ、励磁インダクタンスを $\infty$ に出来れば、LLC-LC 共振動作への結合インダクタの影響を完全に無視することが出来る。

倍電流整流回路方式 LLC-LC 共振コンバータ用結合インダクタ設計の際には、LLC-LC 共振動作への影響を小さくする観点で励磁インダクタンスおよび漏れインダクタンスを設定し、高い2巻線間結合係数を実現する構造を検討する必要がある。

### 3. 結合インダクタの仕様と構造、磁性材料

#### 3.1 結合インダクタの仕様、構造

検討する結合インダクタを実装する倍電流整流回路方式 LLC-LC 共振コンバータの仕様は、コンバータの小型化を目標に Beyond 10 MHz での使用を想定して入力電圧 48 V（入力変動 36 V~60 V）、出力 1.8 V / 3 A（出力変動 0.3 A~3 A）、LLC-LC 共振回路の LC 直列共振周波数を 15 MHz に設定し、コンバータの各パラメータを算出した。コンバータ仕様を踏まえた上で製造上の許容誤差を $\pm 10\%$ として算出されたリーケージトランスの目標設計値は、巻数比 7、トランス1次側励磁インダクタンス 615 nH $\pm 10\%$ 、トランス1次側漏れインダクタンス 154 nH $\pm 10\%$ 、トランス2次側漏れインダクタンス 3.14 nH $\pm 10\%$ である。

本研究の結合インダクタは前述のコンバータ仕様に併せて、インダクタの2巻線間の結合係数を高くして（結合インダクタの励磁インダクタンスを大きく、漏れインダクタンスを小さくして）LLC-LC 共振動作への影響を小さくすることを念頭に、Table 2 のように設定した。具体的には、LLC-LC 共振回路の LC 直列共振周波数である 15 MHz 付近を動作周波数とし、結合インダクタの励磁インダクタンスを 30 nH 以上、漏れインダクタンスを 3 nH 以下とした。

Fig. 3 は、トランスおよび結合インダクタの設定値を Fig. 2 の等価回路に換算した図である。Fig. 3 より、結合インダクタの励磁インダクタンスを等価回路に換算すると 5880 nH 以上であり、並列に接続されているリーケージトランスの励磁インダクタンス 615 nH より十分大きく、回路における影響を無視できると考えられる。また、等価回路に換算した結合インダクタの漏れインダクタンスは 147 nH 以下であり、直列に接続されているリーケージトランスの二次側漏れインダクタンスと回路の二次側寄生インダクタンスの両方を換算した  $L_2'$  の 399 nH より小さく、リーケージトランスの二次側漏れインダクタンスおよび回路の二次側寄生インダクタンスによる電圧降下の影響に比べて結合

インダクタの漏れインダクタンスによる電圧降下の影響は小さいものと考えられる。一方で、この結合インダクタの漏れインダクタンスがコンバータ動作に対して十分小さいと言えるかどうかについては今後も検討していく必要がある。これらの励磁インダクタンスと漏れインダクタンスから計算される結合係数は 0.91 以上となる。

Fig. 4 に結合インダクタの構造を示す。導体ラインは四層プリント基板を用い、結合係数の向上を図るためにインターリーブ導体配置とし、一層目と三層目、二層目と四層目の導体ラインをそれぞれ並列接続して一次側インダクタおよび二次側インダクタとする。Fig. 4(b)の結合インダクタの厚さ方向において、一次側導体と二次側導体がインターリーブ配置されているので、差動モード電流による一次起磁力と二次起磁力の相殺が効果的に行われ、負荷時における磁束分布の変化を小さくすることが出来るものと考えられる<sup>4)5)</sup>。また、導体ラインの周囲を磁性材料で覆うことによって閉磁路を形成し、結合係数のさらなる向上を目指す。

### 3.2 磁性材料

結合インダクタに採用する磁性材料は Beyond MHz 帯で低鉄損である Fe 系メタルコンポジット磁心材料を採用した。Fe 系メタルコンポジットは軟磁性粉末を非磁性樹脂中に分散させた材料で、高周波でのうず電流損失が抑制できる。

本研究では、 $3.5\mu\text{m}$  サイズ Fe 系ナノ結晶球形粉末と非磁性樹脂前駆体混合スラリを用いて作製されるキャスト法低透磁率バルク材料(以下、球形粉末コンポジット)、ならびに Fe-Si 多結晶球形粉末/エポキシ樹脂低透磁率コンポジットシート(以下、球形粉末シート)を採用して主

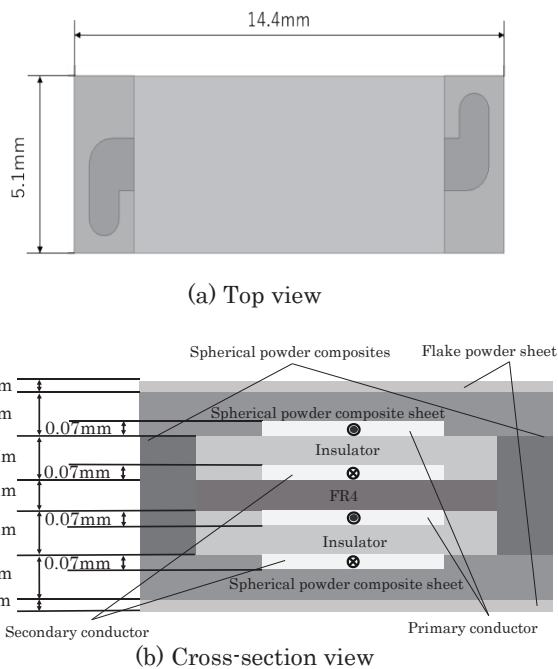
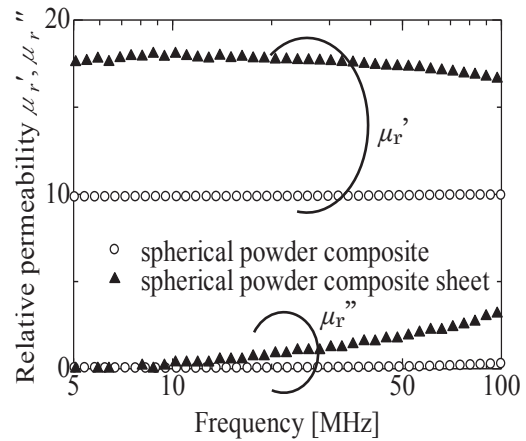


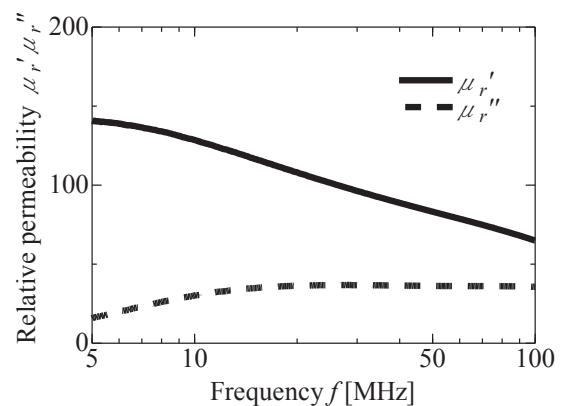
Fig. 4 Structure of coupled inductor.

磁束閉磁路を構成する。さらに、低透磁率閉磁路からの漏れ磁束をシールドする目的で、厚さ  $100\mu\text{m}$  ~ 数百  $\mu\text{m}$  の Fe 系ナノ結晶扁平粉末を用いた高透磁率シート磁心<sup>6)</sup>(以下、扁平粉末シート)を最上層および最下層に配置する構成をとった。

結合インダクタに採用する磁性材料の複素比透磁率の実部  $\mu_r'$  および虚部  $\mu_r''$  の周波数特性を Fig. 5 に示す。主磁束閉磁路に採用した球形粉末コンポジットと球形粉末シートの比透磁率の実部  $\mu_r'$  は、それぞれ 10 と 18 程度であるが、数十 MHz 帯まで一定であり 10 ~ 15 MHz では磁気損失  $\mu_r''$  も十分に小さい。一方、Fig. 5(b)に示した低透磁率閉磁路からの漏れ磁束をシールドする役割を担う扁平粉末シートの 10 ~ 15 MHz の比透磁率は 120 程度を有するが、磁気損失  $\mu_r''$  が大きく、結合インダクタへの損失を考慮する必要がある。



(a) Complex permeability vs. frequency of Fe-based nano-crystalline spherical powder composite bulk core and Fe-Si polycrystalline spherical powder composite sheet core for closed magnetic circuit in coupled inductor



(b) Complex permeability vs. frequency of Fe-based nano-crystalline flake composite sheet core for magnetic shield layer in coupled inductor

Fig. 5 Complex permeability of three kinds of magnetic core material used for coupled inductor.

#### 4. 結合インダクタの特性解析および評価

##### 4.1 解析方法

前項で述べた結合インダクタを対象に、結合インダクタの特性解析および作製を行った。特性解析には ANSYS 社製三次元有限要素法 Full-wave 電磁界解析ソフト HFSS(Ver19.2)を用いた。Fig. 6 は結合インダクタの等価回路モデルであり、2巻線間の結合係数  $k$  は HFSS で計算される和動、差動時のインピーダンスから次式を用いて求めた。

$$L_{\text{common}} = 2L_{\text{leak}} + 4L_m \quad (1)$$

$$L_{\text{differential}} = 2L_{\text{leak}} \quad (2)$$

$$k = L_m / (L_m + L_{\text{leak}}) \quad (3)$$

##### 4.2 作製した結合インダクタの評価

本研究で対象とする結合インダクタは、和動動作時のインピーダンスに比べ差動動作時のインピーダンスが非常に小さい。従って、通常のインピーダンスアナライザを用いた測定手法では高精度な測定が困難なため、低インピーダンスの高精度測定に有利なベクトルネットワークアナライザによるシャントスルー法で差動動作時のインピーダンスを測定した。

Fig. 7 に作成した結合インダクタを示し、Table 3 に作製した結合インダクタの外形寸法および特性解析時のモデル寸法を示す。 $W$  が幅方向の長さ、 $L$  が長手方向の長さ、 $T$  が厚さである。

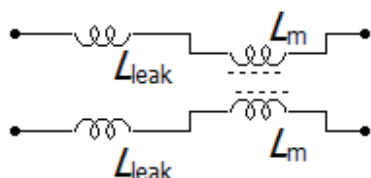


Fig. 6 Equivalent circuit of coupled inductor.

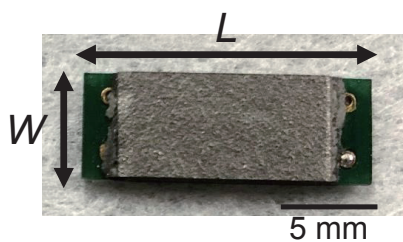


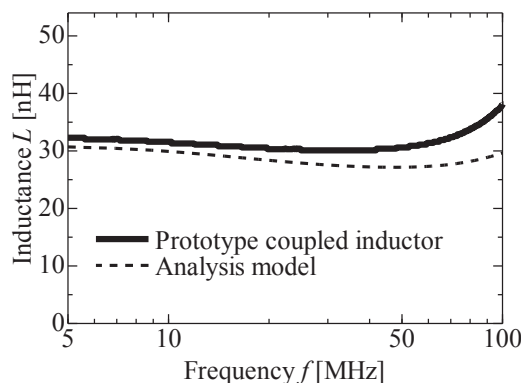
Fig. 7 Prototype coupled inductor.

Table 3 Size of prototype coupled inductor and analysis model (unit: mm).

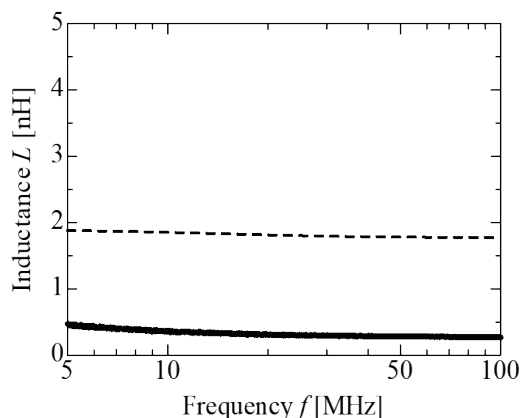
Item	$W$	$L$	$T$
Prototype coupled inductor	5.65	15.1	1.84
Analysis model	5.10	14.4	1.49

##### 4.3 結合インダクタの解析結果および実測結果

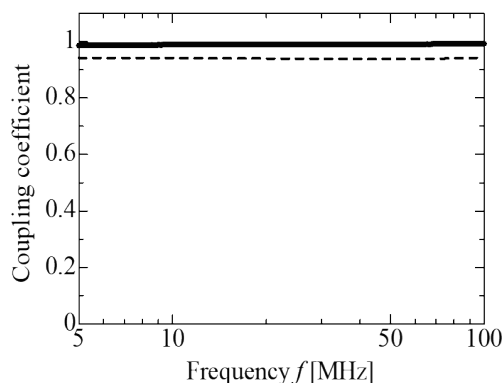
Fig. 8 および Fig. 9 に結合インダクタの解析結果および実測結果を示す。Fig. 8(a)には、結合インダクタの励磁インダクタンスの周波数特性を示している。20 MHz の周波数までは実測と解析結果はほぼ一致するが、30 MHz 以上で両者の差が拡大している。この理由は Fe 系金属材料の誘電率が実際と異なり、自己共振周波数の違いとして現れたものと推定している。なお、想定しているコンバータの共振周波数である 15 MHz における励



(a) Magnetizing inductance vs. frequency



(b) Leakage inductance vs. frequency



(c) Coupling coefficient vs. frequency

Fig. 8 Inductance vs. frequency.



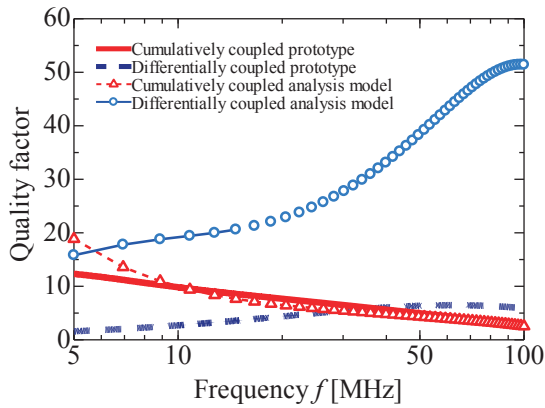


Fig. 9 Quality factor vs. frequency.

磁インダクタンスの実測値は 32.3 nH であり，設定値である 30 nH を上回っている。

Fig. 8(b)には，結合インダクタの漏れインダクタンスの周波数特性を示している。漏れインダクタンスは広い周波数範囲において実測値と計算値に大きな差があり，実測値は計算値の 1/4 程度となった。この理由は明確ではなく，現在，検討中である。なお，試作インダクタの結合係数の実測値は 15 MHz において 0.4 nH であり，設定値である 3 nH を下回っている。

Fig. 8(c)には結合インダクタの結合係数の周波数特性を示す。Fig. 8(b)の漏れインダクタンスの結果を反映して，広い周波数範囲で実測値が解析値を上回っている。なお，15 MHz における結合係数の実測値は 0.98 であった。

Fig. 9 には，結合インダクタの  $Q$  値の周波数特性を示している。差動動作時の  $Q$  値に比べて和動動作時の  $Q$  値は低く，高周波になるほどに低下していることが分かる。これは，Fig. 5(b)に示す扁平粉末シートの磁気損失による影響だと考えられる。

以上より，作製した結合インダクタの励磁インダクタンスおよび漏れインダクタンスは設定した値を満足しており，試作した結合インダクタは倍電流整流回路用結合インダクタとして十分な結合度を確保することができたと考えている。

## 5. まとめ

倍電流整流回路を用いた LLC-LC 共振コンバータ用の結合インダクタの検討および試作を行った。LLC コンバータに倍電流整流回路を用いた場合，倍電流整流回路を構成するために必要な結合インダクタは高い結合係数を有することが求められる。設定したコンバータの仕様は共振周波数が 15 MHz，入力 48 V，出力 1.8 V/3 A である。LLC 共振トランスの仕様と併せて結合インダクタの仕様を検討した結果，励磁インダクタンス 30 nH 以上，漏れインダクタンス 3 nH 以下，結合係数 0.91 以上が目標特性となる。

上記目標仕様を満足するように，PCB ベースの直線状導体ならびに Fe 系メタルコンポジット磁心材料を用いて結合インダクタを試作した。高い結合係数を実現するために，一次側および二次側導体をインターリーブ配置とし，Fe 系メタルコンポジット磁心材料で閉磁路を構成した結合インダクタは，対象とする LLC-LC 共振コンバータの共振周波数である 15 MHz において，結合係数が 0.98 と，目標仕様を十分満足する結果を示した。今後は，コンバータへの適用を進めていく予定である。

## References

- 1) T. Minamisawa: Japan Patent, #3236825 (2001).
- 2) S. Kimura, *et al.*: *IEEE Shin-etsu Section Student Branch(SSB) Online Poster Session* (2021).
- 3) T. Denda, K. Sato, T. Sako, T. Minamisawa, T. Sato, M. Sonehara: *42nd Annual Conf. Magn. Jpn.*, JMSJ, 229 (2019).
- 4) H. Yokoyama, T. Sato, K. Yamasawa, S. Kobayashi, K. Toya, T. Minamisawa: *J. Magn. Soc. Jpn.*, **23**, 1645 (1999).
- 5) H. Yokoyama, T. Sato, K. Yamasawa, S. Kobayashi, K. Toya, T. Minamisawa: *IEEJ Trans. Fund. and Mater.*, **120-A** (3), 266 (2000).
- 6) A. Kajihara, T. Minamisawa, M. Sonehara, T. Sato: *The papers of technical meeting on magnetism*, IEEJ, MAG- 21-053 (2021)

2022年11月1日受理，2022年12月9日再受理，2022年12月13日採録