

# ワイヤレス電力伝送システムにおける 同相巻線同士の磁気結合に着目した無効電流低減手法

古川 啓太\* 宅間 春介 日下 佳祐 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Reduction of Reactive Current Focusing on Magnetic Coupling between Parallel-connected Wires Driven in Phase for Non-resonant Wireless Power Transfer System.

Keita Furukawa\*, Shunsuke Takuma, Keisuke Kusaka, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

In recent years, inductive power transfer systems with resonance have been attracted. However, position misalignment of coils or tolerance of capacitance degrades transmission efficiency because of changing resonant frequency. This paper proposes a method to increase a power factor from the view point of a power supply focusing on wires of coils for a non-resonant inductive power transfer system using a dual active bridge converter. When the wires are connected in parallel, loose magnetic coupling  $k_c$  between wires driven in phase improves input power factor from the view point of the power supply. As an experimental result, it is confirmed that a maximum efficiency is improved by 3.1% in comparison with the system, which has strong magnetic coupling  $k_c$ .

キーワード：ワイヤレス電力伝送, 多巻線トランス, 非共振型電磁誘導方式, デュアルアクティブブリッジコンバータ

(wireless power transfer, multi-winding transformer, non-resonant inductive power transformer, dual active bridge converter)

## 1. はじめに

近年, 電気自動車の充電の利便性向上や安全性の向上を目的として, 電氣的接点なしで電力を供給可能なワイヤレス電力伝送システムの研究が盛んに行われている。電力伝送方法の1つとして, 1次側コイルと2次側コイル間の磁気結合を用いて負荷に電力を供給する電磁誘導方式が主流である<sup>(1-2)</sup>。

しかし, 伝送距離の増加に伴い1次側および2次側コイル間の磁気結合が低下し, 漏れインダクタンスが増加する。その結果, 電源からみた力率が悪化し, 伝送効率が著しく低下する。

一方, 共振を用いて電源からみた力率を改善し, 伝送効率を改善する共振型電磁誘導方式が提案されている<sup>(1-2)</sup>。本方式は, コイルに対してコンデンサを直並列に接続し, 共振を用いて漏れインダクタンスのリアクタンス成分を相殺する。そのため電源からみた力率を改善することが可能となる。しかしながら, 実際の大容量のアプリケーションへの適用を考えると, 伝送コイルの位置ずれや共振コンデンサのパラメータ誤差によって共振周波数と動作周波数に差が生じ, 伝送効率が悪化する問題がある。また, 共振コンデンサには大きな共振電圧が印加されるため, コンデンサが大型化する問題がある<sup>(3)</sup>。

上記の問題を解決するため, デュアルアクティブブリッジ (Dual Active Bridge: DAB) コンバータを応用した非共振型電力伝送方式が検討されている<sup>(4)</sup>。この方式ではコイル1次側と2次側に印加される電圧の位相差によって電力伝送をおこなう。本方式は共振を用いずに電源からみた力率を改善可能なため, 大型な共振コンデンサが不要となり回路の簡素化が期待できる。さらにゼロ電圧スイッチング (Zero Voltage Switching: ZVS) 可能なため, 原理的にスイッチング損失が発生しない<sup>(5)</sup>。しかし, DAB コンバータ方式では伝送コイル間の結合が低い場合, 無効電流が増加し, 導通損失が増加するため, 低結合係数のアプリケーションへの適用には課題がある。

本論文では, 多巻線トランスを用いたDABコンバータ方式の新しい無効電流低減法を提案する。提案方式では, 1次側巻線と2次側巻線をそれぞれ2つ以上の巻線を並列接続する。並列接続した1次側巻線と2次側巻線をそれぞれ同相で駆動した場合, 1次側巻線同士, 2次側巻線同士の磁気結合係数が小さいほど入力力率が改善される。したがって, これらの巻線同士の磁気結合係数を低下させることで電源からみた力率を改善することが可能である。本論文では定格電力1.1kWの試作器において, 巻線同士の磁気結合係数が異なるトランスを2種類作成し, 比較検討を行った。実験結果より, 磁気結合係数が小さいほど巻線部の入力総合力

率が改善することを確認したので報告する。

## 2. 従来方式

本章では、従来のワイヤレス給電方式における電源からみた力率特性を導出する。

### 〈2・1〉 共振型電磁誘導方式

図1に共振型電磁誘導方式の等価回路を示す。1次側、2次側に直列に共振コンデンサを挿入するS/S方式の場合、入力電流  $I_{in}$  および出力電流  $I_{out}$  は出力等価抵抗  $R$  を用いて(1)式と(2)式となる<sup>(6)</sup>。

$$i_{in} = \frac{r + R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}{\left\{r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)\right\}\left\{r + R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)\right\} + (\omega kL)^2} \dot{V}_p \quad (1)$$

$$i_{out} = \frac{-j\omega kL}{\left\{r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)\right\}\left\{r + R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)\right\} + (\omega kL)^2} \dot{V}_p \quad (2)$$

ここで、共振コンデンサは伝送コイルの自己インダクタンスを相殺するように決定される。このときの共振角周波数  $\omega$  は(3)式である。

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3)$$

一般に、共振型のワイヤレス電力伝送システムは電源からみた力率が1となるため、高効率であるとされる。しかし、1次側コイルと2次側コイルの位置ずれや共振コンデンサの容量のばらつきにより、共振周波数と伝送周波数に誤差が発生した場合、伝送効率が急激に低下する。特に伝送コイルの  $Q$  値が高いシステムでは共振点が狭く、伝送効率の

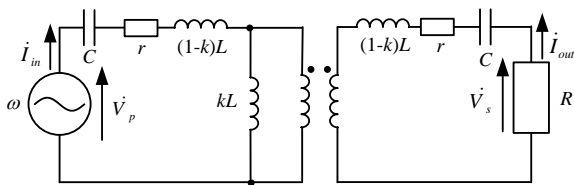


Fig. 1. Equivalent circuit of an inductive power transfer with resonance.

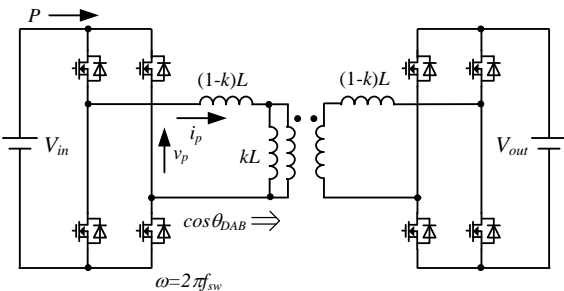


Fig. 2. Inductive power transfer system applied dual active bridge.

低下が著しい。また、共振コンデンサには電源電圧の  $Q$  値倍の高電圧が印加されるため、高耐圧かつ容量誤差の小さいコンデンサが必要となる。

### 〈2・2〉 DAB コンバータ方式(単巻線トランス)

図2に単巻線トランスで構成した場合のDABコンバータを応用した回路構成を示す<sup>(4)</sup>。本方式は共振コンデンサを用いずに受電側の変換器の制御により電源からみた力率を改善できるため、共振型電磁誘導方式と比較して小型化が可能である。DABコンバータ方式の伝送電力  $P$  は(4)式であらわされる<sup>(4)</sup>。

$$P = \frac{V_{in} V_{out} k}{\omega L (1 - k^2)} \delta \left(1 - \frac{|\delta|}{\pi}\right) \quad (4)$$

ここで、 $\delta$  は1次側巻線と2次側巻線の印加電圧の位相差である。DABコンバータは1次側インバータ、および2次側インバータを方形波駆動する。このとき、2次側インバータは1次側インバータに対して位相差  $\delta$  だけ進み、もしくは遅れ動作する。このときの位相差の条件により、本回路は双方向に電力伝送を行う。

加えて一般的なDABと同様に、デッドタイム期間中の還流電流が、デッドタイム後にターンオンするMOSFETのドレイン-ソース間容量を放電する方向に流れる。よって、ターンオン時のZVSを達成できる。また、MOSFETに並列にスナバキャパシタを接続することでターンオフ時にもソフトスイッチングが達成できるため、高効率な電力伝送が可能である。

本システムにおける、基本波の入力力率  $\cos \theta_{DAB}$  は(5)式であらわされる<sup>(4)</sup>。

$$\cos \theta_{DAB} = \frac{\sin \delta}{\sqrt{(V_{in} \sin \delta)^2 + \left\{ \left( \frac{1}{k} + \cos \delta \right) V_{out} \right\}^2}} \quad (5)$$

本方式は、DABコンバータを用いない従来の非共振方式と比較して力率の改善効果はあるものの、共振型のワイヤレス電力伝送システムのように電源からみた力率が1とすることはできず、結合係数が低いシステムでは無効電流が増加する。励磁電流が大きくなるよう伝送コイルを設計せざるを得ず、励磁電流の影響を無視できないためである。その結果、結合係数が低いときには導通損失と銅損が増大する。

## 3. 多巻線トランスを適用したDABコンバータ(提案方式)

### 〈3・1〉 システム構成

図3に提案回路構成を示す。図2と比較して、伝送コイルに多巻線トランスを用いている点が異なる。提案回路では、並列化した1次側巻線を共通の1次側コアに巻きつける。同様に2次側巻線も2並列として、1つのコアに巻きつける。これにより、1次側巻線間(巻線1-巻線2間)で磁気結合  $k_c$  が生じる。

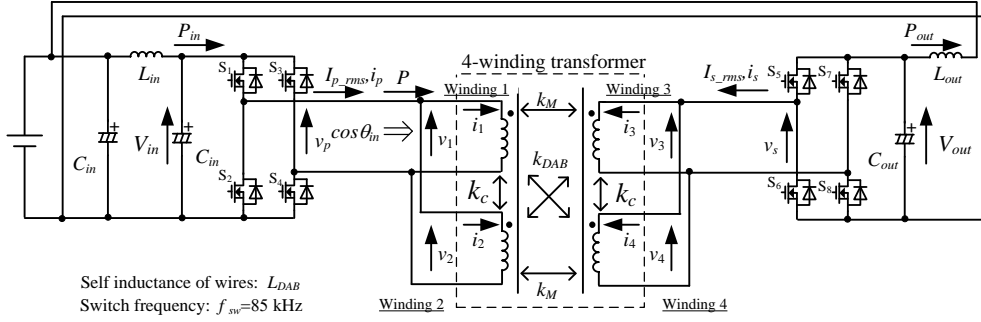


Fig. 3. Prototype Circuit (rated power is 1.1 kW).

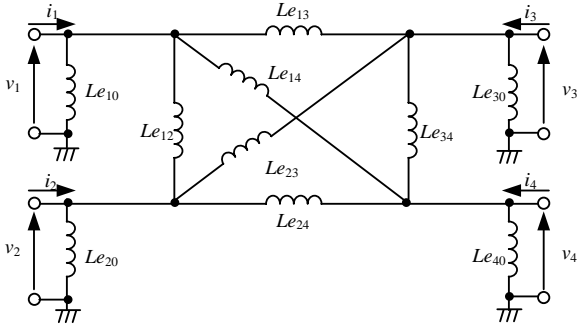


Fig. 4. Equivalent circuit of 4-winding transformer.

なお、本論文では簡単化のために1台のDABコンバータにより4巻線トランスを駆動するが、実際にはコンバータで生じる導通損失の低減を目的とし、DABコンバータも並列に接続する。これらの構成により、無効電流を各DABコンバータ間で分担できるため、コンバータ1台あたりに流入する無効電流を抑制でき、導通損失を低減できる。また、巻線の並列数を増やすことで、システムの大容量化も容易である。3.2節では多巻線トランスの解析を通して得られた、1次側と2次側の磁気結合を等価的に大きくする方法について提案する。

### (3.2) 多巻線トランスの等価回路

図4に4巻線トランスの汎用等価回路<sup>(7)</sup>を示す。各巻線は相互に磁気結合しているため、巻線に流れる電流による逆起電圧だけでなく、他の巻線に流れる電流による誘起電圧も発生する。そこで4巻線間の磁気結合を考慮した、4巻線トランスとして扱うこととする。巻線*i*について、入力電圧を*v<sub>i</sub>*、流入電流を*i<sub>i</sub>*とすれば、巻線に流れる電流と端子電圧の関係は、4次のインダクタンス行列を用いて(6)式であらわされる。

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} & L_{14} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} & L_{24} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} & L_{34} \\ L_{41} & L_{42} & L_{43} & L_{44} \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (6)$$

$L_{ii}$ は巻線*i*の自己インダクタンス、 $L_{ij}(i \neq j)$ は巻線*i*と巻線*j*間の相互インダクタンスである。行列成分について $L_{ij}=L_{ji}$ の関係が成立する。2巻線間の結合係数 $k_{ij}$ は巻線*i*と*j*の相互

インダクタンスおよび各巻線の自己インダクタンスから、(7)式で定義される。

$$k_{ij} = \frac{L_{ij}}{\sqrt{L_{ii}L_{jj}}} \dots\dots\dots (7)$$

導通損失を抑えるために回路の対称性を用いて次の条件を付与する。各巻線の自己インダクタンス $L_{DAB}$ が等しく、1次側巻線と2次側巻線間の結合係数 $k_M$ 、 $k_{DAB}$ および同相で駆動する巻線の結合係数 $k_c$ が図3のような関係とする。このとき巻線の電圧と電流の関係は(8)式であらわされる。

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{pmatrix} = L_{DAB} \begin{pmatrix} 1 & k_c & k_M & k_{DAB} \\ k_c & 1 & k_{DAB} & k_M \\ k_M & k_{DAB} & 1 & k_c \\ k_{DAB} & k_M & k_c & 1 \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (8)$$

図4の汎用等価回路モデル<sup>(7)</sup>を用いて回路解析をおこなう。変換公式を(9)式と(10)式に示す。

$$\begin{pmatrix} \frac{1}{L_{e10}} & \frac{1}{L_{e12}} & \frac{1}{L_{e13}} & \frac{1}{L_{e14}} \\ \frac{1}{L_{e21}} & \frac{1}{L_{e22}} & \frac{1}{L_{e23}} & \frac{1}{L_{e24}} \\ \frac{1}{L_{e31}} & \frac{1}{L_{e32}} & \frac{1}{L_{e33}} & \frac{1}{L_{e34}} \\ \frac{1}{L_{e41}} & \frac{1}{L_{e42}} & \frac{1}{L_{e43}} & \frac{1}{L_{e44}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} & L_{14} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} & L_{24} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} & L_{34} \\ L_{41} & L_{42} & L_{43} & L_{44} \end{pmatrix}^{-1} \dots\dots\dots (9)$$

$$\frac{1}{L_{e0}} = -\sum_{j=1}^4 \frac{1}{L_{e_{ij}}} \dots\dots\dots (10)$$

等価回路モデル内部の各インダクタンス成分は(11)–(14)式である。

$$L_{e12} = L_{e34} = \frac{L_{DAB} f(k_c, k_{DAB}, k_M)}{-2k_M k_{DAB} + k_c (1 - k_c^2 + k_{DAB}^2 + k_M^2)} \dots\dots\dots (11)$$

$$L_{e13} = L_{e24} = \frac{L_{DAB} f(k_c, k_{DAB}, k_M)}{-2k_c k_{DAB} + k_M (1 + k_c^2 + k_{DAB}^2 - k_M^2)} \dots\dots\dots (12)$$

$$L_{e14} = L_{e23} = \frac{L_{DAB} f(k_c, k_{DAB}, k_M)}{-2k_M k_c + k_{DAB} (k_M^2 + k_c^2 - k_{DAB}^2 + 1)} \dots\dots\dots (13)$$

$$L_{e10} = L_{e20} = L_{e30} = L_{e40} = L_{DAB} (1 + k_M + k_c + k_{DAB}) \dots\dots\dots (14)$$

ここで、 $f(k_c, k_{DAB}, k_M)$ は(15)式であらわされる。

$$f(k_c, k_{DAB}, k_M) = \left\{ (1 - k_c)^2 - (k_M - k_{DAB})^2 \right\} \left\{ (1 + k_c)^2 - (k_M + k_{DAB})^2 \right\} \dots\dots (15)$$

図4について、電圧条件( $v_1=v_2, v_3=v_4$ )を当てはめ、回

路条件を簡略化する。

図5に提案システムを2巻線トランスのT形等価回路で表現した等価回路<sup>(8)</sup>を示す。結合係数 $(k_M+k_{DAB})/2$ の2巻線トランスに、大きさ $L_{DAB}(1-k_c)/2$ の負性インダクタを直列に挿入した回路となっている。したがって、 $k_c$ が小さいほど漏れインダクタンスを減少させる作用が大きいことが分かる。

なお、本論文で提案したように、1つのコアに対して複数の巻線を持つ方式として、文献(9)のように意図的に位置をずらすことで等価的に磁気結合を上げる方法が提案されている。しかし著者が知る限り、4巻線トランスでは巻線を並列化した構造はFlux Pipe<sup>(10)</sup>のみである。Flux Pipeでは並列接続された巻線間の距離を離して設置し、磁束が漏れないよう( $k_c$ を大きく)アルミ板でシールドを施す。見かけ上コイルが大きく見えるため、磁気結合も大きくなる構造である。一方、本検討では逆に並列接続された巻線間の磁束の漏れを大きくし、 $k_c$ を小さくするところにあるため、設計思想が異なる。

### 〈3・3〉 回路解析

図5の等価回路モデルより、伝送電力、入出力電流実効値、総合入力力率の理論式を導出する。

本システムの入出力電流と電圧の関係は(16)式、(17)式であらわされる。

$$i_p = \frac{2(1+k_c)\int v_p dt - 2(k_M+k_{DAB})\int v_s dt}{L_{DAB}\{(1+k_c)^2 - (k_M+k_{DAB})^2\}} \dots\dots\dots(16)$$

$$i_s = \frac{2(1+k_c)\int v_s dt - 2(k_M+k_{DAB})\int v_p dt}{L_{DAB}\{(1+k_c)^2 - (k_M+k_{DAB})^2\}} \dots\dots\dots(17)$$

伝送電力  $P$  は入力電流と電圧の積の周期平均より(18)式となる。

$$P = f_{sw} \int_0^{\frac{1}{f_{sw}}} v_p i_p dt = \frac{2V_{in}V_{out}(k_M+k_{DAB})}{\omega L_{DAB}\{(1+k_c)^2 - (k_M+k_{DAB})^2\}} \delta \left(1 - \frac{|\delta|}{\pi}\right) \dots\dots\dots(18)$$

電圧の位相差 $\delta$ が90度のとき、伝送電力の大きさが最大となる。トランス2次側電圧が1次側電圧に対して遅れ位相のとき、 $P$ は正となり1次側から2次側への力行動作となる。一方、2次側電圧が1次側電圧に対して進み位相のとき、 $P$ は負となり2次側から1次側への回生動作となる。

(16)式、(17)式より入出力の電流実効値は、1周期の2乗平均をとることで、(19)式、(20)式となる。

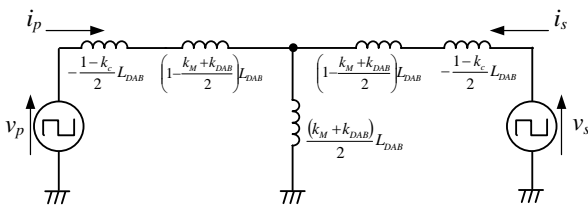


Fig. 5. Equivalent circuit of proposed system.

$$I_{p\_rms} = \sqrt{f_{sw} \int_0^{\frac{1}{f_{sw}}} i_p^2 dt} = \frac{\sqrt{\pi^3 \{(1+k_c)V_{in} - (k_M+k_{DAB})V_{out}\}^2 - 4(1+k_c)(k_M+k_{DAB})V_{in}V_{out}(2|\delta|-3\pi)\delta^2}}{\omega L_{DAB} \sqrt{3\pi \{(1+k_c)^2 - (k_M+k_{DAB})^2\}}} \dots\dots\dots(19)$$

$$I_{s\_rms} = \sqrt{f_{sw} \int_0^{\frac{1}{f_{sw}}} i_s^2 dt} = \frac{\sqrt{\pi^3 \{(1+k_c)V_{out} - (k_M+k_{DAB})V_{in}\}^2 - 4(1+k_c)(k_M+k_{DAB})V_{in}V_{out}(2|\delta|-3\pi)\delta^2}}{\omega L_{DAB} \sqrt{3\pi \{(1+k_c)^2 - (k_M+k_{DAB})^2\}}} \dots\dots\dots(20)$$

電流の実効値は力行、回生動作によらず、 $\delta$ の大きさに決定される。また、 $V_{in}=V_{out}$ のとき、入出力電流の実効値は等しくなる。

(18)式と(19)式より、巻線の総合入力力率は(21)式となる。

$$\cos\theta_m = \frac{|P|}{V_{in}I_{p\_rms}} = \frac{\sqrt{12\pi}(k_M+k_{DAB})\delta \left(1 - \frac{|\delta|}{\pi}\right)}{\sqrt{\pi^3 \{(1+k_c) - (k_M+k_{DAB})\}^2 - 4(1+k_c)(k_M+k_{DAB})(2|\delta|-3\pi)\delta^2}} \dots\dots\dots(21)$$

(16)–(18)式より  $i_p$  と  $i_s$  の右辺分子の第一項は、電力伝送に寄与しない成分である。 $k_c$ が大きいほど無効電流の比率が大きくなるため、 $k_c$ の値を小さくする必要がある。

以上より、 $k_c$ が小さいほど力率が改善されると言える。

## 4. 提案システムの実機検証

### 〈4・1〉 システム構成

理論の妥当性を確認するため、図3の試作器を用いた比較試験をおこなった。表1に試験条件を示す。入出力電圧は280V、定格電力は1.1kWである。

図6に試験に用いた4巻線トランスの外観を、表2に4巻線トランスのパラメータを示す。板状のフェライトコア(TDK, B67345B4X87)を21個並べることでソレノイド形のコアを作成した。コア構造も考慮して、コア間の間隔はすべて6.9cmとし、コアの幅、長さ、厚さも同じものを使用した。

4巻線トランスを作成する際は、目標とする結合係数を得られる巻線配置を決定した後、巻き数を変えて自己インダクタンスを調整した。なお、自己インダクタンスは最大電力 $P_{max}$ から(22)式で導出される。

Table 1. Specifications.

	Symbol	Value
Input DC voltage	$V_{in}$	280 V
Output DC voltage	$V_{out}$	280 V
Rated power	$P$	1.1 kW
Switching frequency	$f_{sw}$	84.75 kHz
Dead time	$T_{dead}$	300 ns
Smoothing capacitors	$C_{in}, C_{out}$	680 $\mu$ F
Smoothing inductor	$L_{in}, L_{out}$	2 mH
MOSFETs	$S_1-S_8$	IXYS, IXFN80N60P3

$$L_{DAB} = \frac{\pi}{2} \frac{V_{in} V_{out} (k_M + k_{DAB})}{\omega P_{max} \left\{ (1 + k_c)^2 - (k_M + k_{DAB})^2 \right\}} \dots (22)$$

なお、 $P_{max}$  はトランス作成時のパラメータ誤差を考慮して、定格電力 1.1kW に対して 10% マージンを確保した。

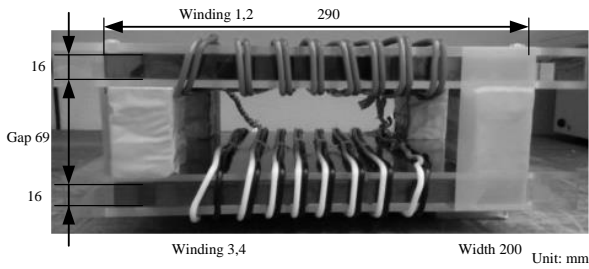
結合係数  $k_c$  の大きさは、巻線の巻き方やコア配置等を変更することで下げることが可能である。しかしながら、巻線間を物理的に離せば、2 次側コイルとの位置関係が必然的に変化するため、 $k_M$ 、 $k_{DAB}$  の値も低下する。(21)式より、 $k_M$ 、 $k_{DAB}$  の低下は力率低下につながるため、高効率化の観点からは避けたい事象である。 $k_M$ 、 $k_{DAB}$  の減少を抑制しつつ  $k_c$  のみ大幅に小さくするコア形状および巻き方については今後の課題である。本実験では極力  $k_M$  及び  $k_{DAB}$  を低下させないために、図 6(b)のようにトランス内側では巻線を接近させ、外側は巻線を離す配置とした。これにより、 $k_M$  及び  $k_{DAB}$  の低下を抑制しつつ、 $k_c$  の低減が可能となる。

#### 〈4・2〉 動作波形

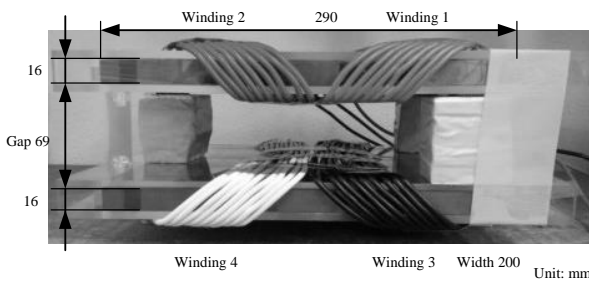
図 7 にトランス B を適用した場合の力行時と回生時における、軽負荷および定格運転時の動作波形を示す。定格運転時は 1 次側電圧に対して 2 次側電圧は 90 度遅れ、軽負荷時 (300W) は 1 次側電圧に対して 2 次側電圧は 15 度遅れ位相である。軽負荷時には、励磁電流が支配的となるため電流波形は三角波に近づき、力率がゼロに近づく。

#### 〈4・3〉 電流実効値、総合入力力率

図 8 に出力電力  $P_{out}$  に対する 1 次側インバータ交流出力電流の実効値  $I_{p\_rms}$  について、測定値をプロット点で、(19)式より求めた理論特性を曲線でそれぞれ示す。



(a) Transformer A ( $k_c=0.963$ ).

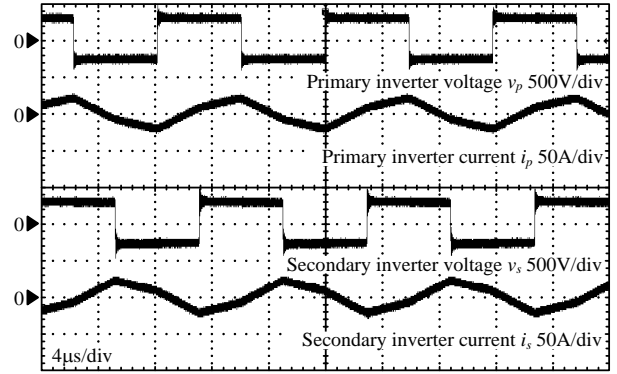


(b) Transformer B ( $k_c=0.501$ ).

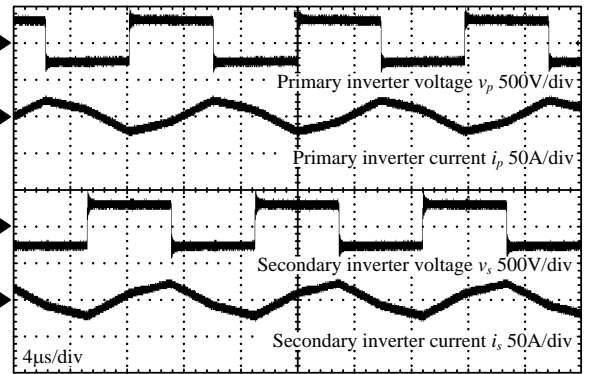
Fig. 6. Prototype 4-winding Transformers

Table 2. Parameters of prototype 4-winding transformers.

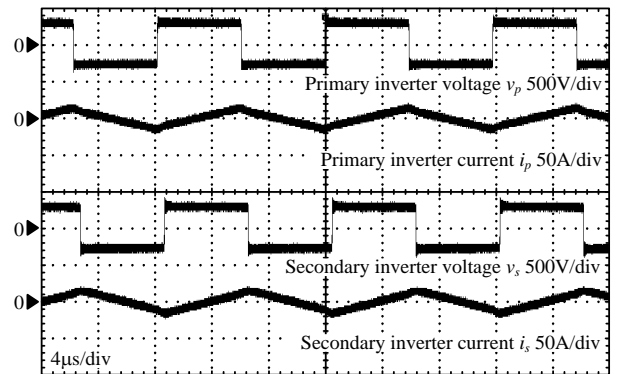
Transformer	Self inductance $L_{DAB}$ $\mu$ H	Coupling coefficient		
		$k_c$	$k_M$	$k_{DAB}$
A	35.9	0.963	0.316	0.317
B	58.1	0.501	0.306	0.262



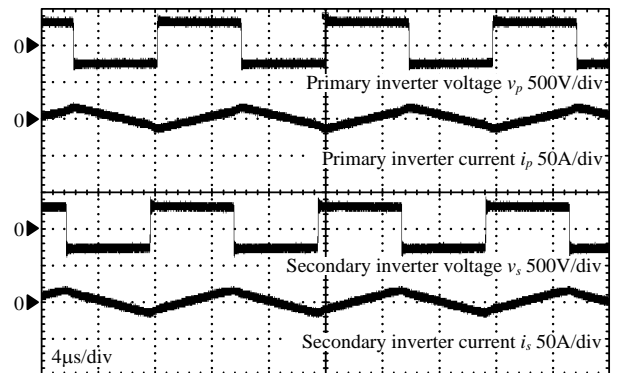
(a) Heavy load (1.1 kW) with charging operation.



(b) Heavy load (1.1 kW) with discharging operation.



(c) Light load (300 W) with charging operation.



(d) Light load (300W) with discharging operation.

Fig. 7. Operation waveforms of transformer B.

無負荷時の電流実効値より、トランス A の励磁電流は 8.0A であり、トランス B と比較して 2.1A 減少していることから、励磁電流を 22% 低減できる。MOSFET の導通損失とトランスの銅損はコイルに通流する電流の 2 乗に比例するため、効率の改善に有効である。なお、理論特性とのずれの原因は 4 巻線トランスのパラメータ誤差が原因である。

図 9 に各トランス適用時の 1 次側総合入力率と(21)式より求めた理論特性の比較結果を示す。プロット点は測定値、曲線は理論特性である。各トランスの測定値は、理論特性に関して概ね一致した。トランス A とトランス B の最大入力率はそれぞれ 0.283 と 0.336 であり入力率が 19% 改善した。

#### (4.4) システム効率

図 10 にシステム効率を示す。トランス A の最高効率は 1.16kW 回生時に 87.7% である。一方トランス B では、全負荷領域で効率が改善し、最大効率は 950W 回生時に 90.4% となり、トランス A に対して 3.1% 改善した。以上の結果から、1 次側と 2 次側にそれぞれ並列接続した巻線間の結合係数  $k_c$  を低下させたトランスを用いることで、構造上の制約により  $k_{DAB}$  が低下するものの電源からみた入力率が改善され、システムの効率改善が可能であることを確認した。

## 5. おわりに

本論文では、デュアルアクティブブリッジコンバータを応用した非共振型のワイヤレス電力伝送システムの、無効電流による効率低下の抑制手法の 1 つとして、巻線を並列接続し、その間の結合をあえて弱めるシステムを提案した。

4 巻線トランスモデルより、同相で駆動する巻線間の結合係数  $k_c$  が小さいほど 1 次側と 2 次側の結合が等価的に増大し、巻線の総合入力率が小さくなることを明らかにした。次に  $k_c$  の値が異なる 4 巻線トランスを 2 セット作製し、試作器を用いて定格電力 1.1kW の比較試験を実施した。その結果  $k_c=0.501$  のトランスは  $k_c=0.963$  のトランスより、無負荷時の励磁電流が 22% 減少、総合入力率は 19% 改善し、無効電流の低減に有効であることを確認した。また、システム最大効率は 3.1% 改善した。

今後は、本システムの大容量化と多巻線トランスの構造に関して検討する予定である。

## 文 献

- (1) Su Y. Choi, Beom W. Gu, Seog Y. Jeong and Chun T. Rim: "Advances in Wireless Power Transfer Systems for Roadway-Powered Electric Vehicles", IEEE Trans. PE, Vol.3, No.1 pp.18 - 36 (2015)
- (2) Fei Lu, Hua Zhang, Heath Hofmann and Chunting Chris Mi: "An Inductive and Capacitive Combined Wireless Power Transfer System With LC-Compensated Topology", IEEE Trans. PE, Vol.24, No.4 pp.1115-1124 (2009)
- (3) Y. P. Su, Xun Liu and S. Y. Ron Hui: "Mutual Inductance Calculation of Movable Planar Coils on Parallel Surfaces", IEEJ Trans. IE, Vol.63, No.5 pp.2825-2837 (2016)
- (4) Keisuke Kusaka and Jun-ichi Itoh: "Non-resonant Inductive Power Transfer System based on the Principle of Dual Active Bridge Converter", IEEJ Trans. IA, Vol.136, No.2 pp.189-197 (2015)  
日下 佳祐・伊東 淳一:「Dual Active Bridge Converter 動作を応用

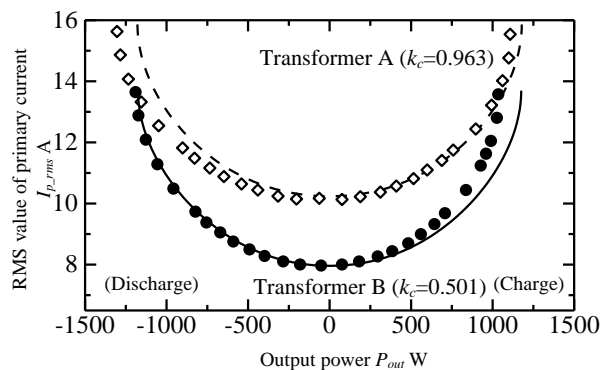


Fig. 8. Characteristics of RMS value of primary current.

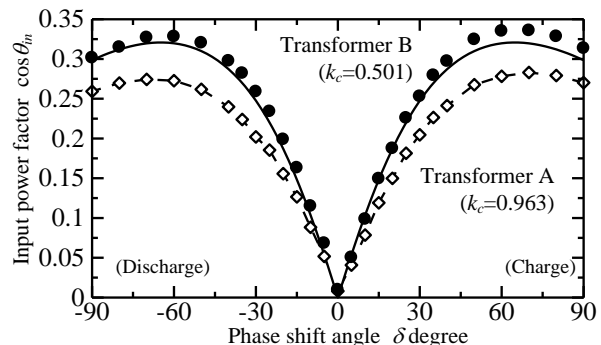


Fig. 9. Characteristics of power factor.

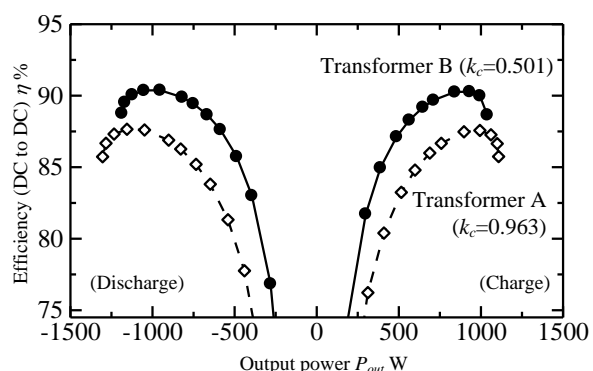


Fig. 10. Efficiency of each 4-winding transformer.

した非共振形非接触給電システムの基礎検証」, 電学論 D, Vol.136, No.2, pp.189-197 (2015)

- (5) Mustansir H. Kheraluwala, Randal W. Gascoigne, Deepakraj M. Divan, and Eric D. Baumann: "Performance Characterization of a High-Power Dual Active Bridge dc-to-dc Converter", IEEE Trans. IA, Vol.28, No.6 pp.1294-1301 (1992)
- (6) R. Steigerwald: "A comparison of half-bridge resonant converter topologies" IEEE Transactions, Vol. 3, No. 2, pp. 174-182 (1988)
- (7) Keizo Inagaki: "Inductance Characteristics of a Multi-Winding Transformer and its Equivalent Circuits under Steady State and Magnetizing Inrush Conditions", IEEJ Trans. PE, Vol.123, No.6 pp.742-748 (2003)  
稲垣 恵造:「多巻線変圧器の定常時および励磁突入時の特性とその等価回路」, 電学論 B, Vol.123, No.6 pp.742-748 (2003)
- (8) 古川 啓太・日下 佳祐・宅間 春介・伊東 淳一:「トランスを共有化したマルチポートアクティブブリッジコンバータの電力分配に関する一考察」, 第 26 回電気学会東京支部新潟支所研究発表会, No.NGT-16-049 pp.49 (2016)
- (9) Seho Kim, Abiezer Tejada, Grant A. Covic, and John T. Boys: "Analysis of Mutually Decoupled Primary Coils for IPT Systems for EV Charging", ECCE2016, No.EC-1362, (2016)
- (10) Mickel Budhia, Grant Covic and John Boys: "A New IPT Magnetic Coupler for Electric Vehicle Charging Systems", IECON2010, pp.2481-2486 (2010)