

# 複数巻線の結合に着目したワイヤレス電力伝送システムの 漏れ磁束抑制手法に関する一考察

古川 啓太<sup>†</sup> 日下 佳祐<sup>†</sup> 伊東 淳一<sup>†</sup>

<sup>†</sup>長岡技術科学大学 〒940-2188 新潟県長岡市上富岡町 1603-1

E-mail: <sup>†</sup>{archer\_FK@stn, kusaka@vos, itoh@vos}.nagaokaut.ac.jp

**あらまし** 本論文では、ワイヤレス電力伝送システムにおける漏洩磁界低減を目的として、磁界キャンセル用コイルを用いた伝送コイルの理論解析を実施する。漏洩磁界低減手法として追加巻線を用いる方法が提案されているが、巻線追加による伝送コイルのパラメータへの影響についての検討はされていない。そこで主巻線と磁界キャンセル用の巻線を並列接続、または磁界キャンセル用の巻線を短絡させたシステムについて、インダクタンス行列を基に解析を行い、伝送コイルの等価的な自己インダクタンスおよび結合係数を導出する。さらに実際に磁界キャンセル用コイルを取り付けた伝送コイルを作成し、結線方法毎の等価的な結合係数および自己インダクタンスの測定を通して式の妥当性について確認したため報告する。

**キーワード** ワイヤレス電力伝送, 漏洩磁界, 磁気シールド, 多重磁気結合

## Method of Reducing Leakage Inductance Focusing on Magnetic Coupling of Multi-Port Transformer for Wireless Power Transfer System

Keita FURUKAWA<sup>†</sup> Keisuke KUSAKA<sup>†</sup> and Jun-ichi ITOH<sup>†</sup>

<sup>†</sup>Nagaoka University of Technology 1603-1 Kamitomioka, Nagaoka, Niigata, 940-2188 Japan

E-mail: <sup>†</sup>{archer\_FK@stn, kusaka@vos, itoh@vos}.nagaokaut.ac.jp

**Abstract** This paper shows theoretical analysis of an inductive power transfer system attached canceling coils for reducing leakage magnetic field. Although methods of adding some coils are suggested in order to eliminate the leakage magnetic field, effect of the additional coils to parameters of the transmission coil is not considered. In this paper, the transmission coil to which the additional coils are connected in parallel or short-circuit, is analyzed with an inductance matrix. Then equivalent self-inductance and coupling coefficient of the transmission coil are formulated. Moreover, the formulations are confirmed by measuring the equivalent coupling coefficient and self-inductance of the prototype transmission coils attached the canceling coils.

**Keywords** Inductive power transfer, Leakage magnetic field, Magnetic shielding, Multiple magnetic coupling

### 1. はじめに

近年、走行時に CO<sub>2</sub> の排出がない電気自動車 (EV) や、CO<sub>2</sub> の排出が少ないプラグインハイブリッド車 (PHV) の普及が進んでいる<sup>(1)</sup>。現在 EV や PHV では、ケーブルを用いた有線充電方式が主流である<sup>(2)・(3)</sup>。しかし、利便性の向上や感電防止の観点から、電氣的接点なしで電力を供給可能な電磁誘導方式によるワイヤレス電力伝送 (IPT) システムの研究が盛んに行われており、実証試験結果も多数報告されている<sup>(4)</sup>。

ワイヤレス電力伝送システムでは、伝送コイルにて送電側と受電側を磁氣的に結合させることでエネルギーを伝送する。このときの結合は一般的に非常に小さい (結合係数 0.01~0.3) ため、発生する磁界の多くは電力伝送に寄与しない漏れ磁束となる。そこで鎖交磁束を大きくとるために、コイルのインダクタンスを大きくとり、コンデンサをコイルに対して直列または並列に接続しコイルのインダクタンスと共振させることで、伝送効率を改善する方法が一般に用いられて

いる。しかしながら、磁界強度の増加は漏洩磁界の増加につながり、人体への悪影響および通信障害をもたらす<sup>(5)</sup>。したがって、ICNIRP や CISPR によって漏洩磁界に関する規制が設けられ、実用化のためには漏洩磁界を減らしそれらの基準を満足する必要がある。

漏洩磁界を低減させる方法として、これまで回路方式や、変調方式、伝送コイルの構造といった様々な観点から多くの検討がなされている<sup>(6)~(13)</sup>。とりわけ、伝送コイルの構造については、大きく分けて導体遮蔽、磁性体遮蔽、アクティブシールドリング、共振による遮蔽が提案されている<sup>(8)~(13)</sup>。

導体遮蔽は、磁束が導体に鎖交した際に発生する渦電流によって、磁束を打ち消す方法である<sup>(8)</sup>。遮蔽には導電性とコストの観点から主にアルミ板が多く用いられる。導体遮蔽は対策が容易であり、10~100kHz の高周波にて漏洩磁界を効率よく打ち消すことができるが、渦電流によるジュール損による、システム全体の効率低下が課題となる<sup>(8)</sup>。

次に磁性体遮蔽は送受電コイルの付近にフェライトなどの磁性体を配置することで、磁束の流れを変える方法がある<sup>(8)</sup>。この方法では磁気抵抗の小さい磁路を作ることで、漏洩磁界を低減する。しかし、フェライト材料の使用によるコスト増加とコイルの重量増加が懸念される。

3つ目の方法として、外付けの磁界キャンセルコイルを用い、磁束を打ち消すように逆位相の電流を流すアクティブシールド方式が提案されている<sup>(9)-(12)</sup>。この方式はキャンセルコイルに流す電流を大きくすることで、コイルから離れた場所の磁界強度も低減可能である。しかし、漏洩磁界の大きさと位相情報をセンサによって取得して制御する必要があるため、部品点数の増加が懸念される<sup>(13)</sup>。さらに、キャンセルコイル用に別途電源を取り付ける必要があり、システムの複雑化と変換器損失の増加という課題がある<sup>(13)</sup>。

共振による遮蔽では、アクティブシールド方式と同様に外付けのコイルを用いる<sup>(13)</sup>。本方式では電源の代わりに共振用のキャパシタをコイルに接続する。そして共振周波数を動作周波数より少し高めに設定することで漏洩磁界を低減することが可能となる<sup>(13)</sup>。本方式ではパッシブ方式と異なり、コイルに鎖交する磁束に対して、常に逆位相の磁束を生じるため、磁界検出が不要であることから、部品点数が低減できる利点がある。また、回路のインピーダンス設計によって磁束を調節することで、アクティブシールド方式と同様にコイルから離れた場所の磁界強度を低減可能である<sup>(13)</sup>。

上記のように漏洩磁界低減のため様々な手法が提案されている。しかし、追加部品やコイルの特性と漏洩磁界の大きさについての評価は多数実施されているが、伝送コイルのパラメータ変動に与える影響について検討は十分に行われていない。特に主巻線と磁界キャンセル用巻線が接近すると、磁気結合が大きくなり、磁界キャンセル用巻線の影響が無視できなくなる。

そこで、本論文ではアクティブシールドと短絡コイルを用いる方法において、磁界キャンセル用巻線を1次側および2次側コイルにそれぞれ取り付けられたシステムについて、インダクタンス行列を用いて解析を行い、伝送コイル1次側と2次側から見た等価的な結合係数と自己インダクタンスの導出をおこなう。また、実際の伝送コイルにてインダクタンス値を測定し、妥当性を確認する。

本論文の構成は以下のようになっている。2章にて4次の行列式からシステム全体の等価的な結合係数および自己インダクタンス式の導出を行い、結果から設計指針を示す。そして3章では実際に作成した磁界キャンセル用巻線付きの伝送コイルにて、各巻線間の自己・相互インダクタンス測定後、磁界キャンセル用巻線を並列接続または短絡させたときの自己インダクタンスと結合係数を測定し、計算結果と比較して妥当性を確認する。そして4章にてまとめとなる。以下に詳細を示す。

## 2. 巻線並列接続および短絡時の解析

本章では、アクティブキャンセルについて、磁界キャンセル用巻線を短絡した場合、および主巻線に対して同相または逆相で並列接続した場合の、伝送コイル1次側と2次側間の等価的な結合係数および等価的な自己インダクタンスの導出をおこなう。

### 2.1. 巻線のパラメータ設定

一般的な4巻線トランスにおいて、各巻線の抵抗成分を無視した場合、各巻線の入力電流と端子電圧の関係は、4次のインダクタンス行列  $L_{Trans}$  を用いて(1)式で表される。

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{pmatrix} = L_{Trans} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} & L_{14} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} & L_{24} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} & L_{34} \\ L_{41} & L_{42} & L_{43} & L_{44} \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{pmatrix} \dots (1)$$

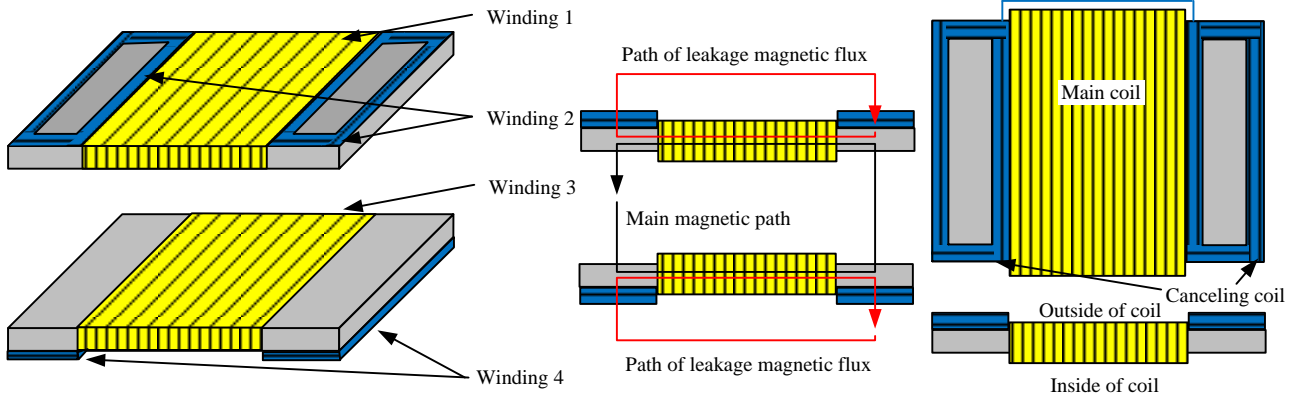
ここで、巻線  $m$  ( $m=1, 2, 3, 4$ ) の入力電圧は  $v_m$ 、流入電流は  $i_m$  である。 $L_{mm}$  は巻線  $m$  の自己インダクタンス、 $L_{mn}$  ( $m \neq n$ ) は巻線  $m$  と  $n$  ( $n=1, 2, 3, 4$ ) 間の相互インダクタンスである。なお、相互インダクタンスは  $L_{mn} = L_{nm}$  の関係が成立する。

図1に検証を行う4巻線トランスの概略図を示す。入力1次側2巻線(巻線1と巻線2)、出力2次側2巻線(巻線3と巻線4)の4巻線構成となっている、ソレノイド形コイルである。図1(c)より、主巻線(巻線1と巻線3)は磁性体のコアに巻きつける。磁界キャンセル用巻線(巻線2と巻線4)は、コア表面に矩形コイルを2個配置し、直列接続する。そして、磁界キャンセル用巻線が外側になるように同一のソレノイドコアを対向させて伝送コイルを構成する。こうすることで、主巻線にて発生する磁束のうち、図1(b)の伝送コイル上面および底面に漏洩する磁界を、磁界キャンセル用巻線を用いて低減可能になる。

図1より1次側と2次側で同じ構造のコアを用いており、かつコアが磁性体の場合、巻線2と2次側巻線間の磁気結合、巻線4と1次側巻線間の磁気結合は非常に小さくなる。このとき、各巻線間の電圧と電流の関係は(2)式となる。

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} & 0 \\ L_{12} & L_{22} & 0 & 0 \\ L_{13} & 0 & L_{11} & L_{12} \\ 0 & 0 & L_{12} & L_{22} \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{pmatrix} \\ = L \begin{pmatrix} 1 & k_c \sqrt{\alpha} & k_M & 0 \\ k_c \sqrt{\alpha} & \alpha & 0 & 0 \\ k_M & 0 & 1 & k_c \sqrt{\alpha} \\ 0 & 0 & k_c \sqrt{\alpha} & \alpha \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{pmatrix} \dots (2)$$

ここで、 $L$  は巻線1および巻線3の自己インダクタンス、 $\alpha$ 、 $k_c$ 、 $k_M$  は巻線1と巻線2の自己インダクタンスの比と2巻線間の結合係数であり、(3)式から(5)式でそれぞれ定義される。



(a) Outline of transmission coil. (b) Front view with magnetic paths. (c) Configuration of one side coil.  
Fig. 1. Verified solenoid-type transmission coil with canceling coils (winding 2 and winding 4).

$$\alpha = \frac{L_{22}}{L_{11}} = \frac{L_{22}}{L} \dots\dots\dots(3)$$

$$k_c = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{11}L_{22}}} = \frac{L_{12}}{L\sqrt{\alpha}} \dots\dots\dots(4)$$

$$k_M = \frac{L_{13}}{\sqrt{L_{11}L_{33}}} = \frac{L_{13}}{L} \dots\dots\dots(5)$$

なお、 $k_c$ 、 $k_M$ の取りうる値は0から1のため、(2)式の相互インダクタンスはすべて正とする。

図2に磁界キャンセル用巻線を短絡させた場合、同相または逆相に主巻線に並列接続した場合の結線図を示す。巻線2と巻線4に印加される電圧条件が決定するため、電圧の自由度は2となる。また外部から見たとき、電流に関して図2(a)の短絡時は巻線1と巻線3の電流だけ考えればよく、図2(b)と(c)についても、1次側と2次側巻線の電流の和ないしは差が外部から見える電流のため、電流の自由度も2となる。したがって、1入力1出力のシステムと等価に扱うことが可能である。

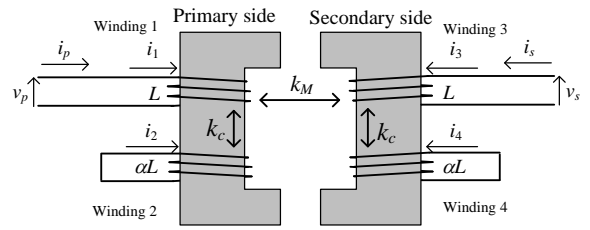
## 2.2.巻線短絡時の特性導出

図2(a)の伝送コイルの結線図より、巻線2と巻線4を短絡させた場合( $v_2 = v_4 = 0$ )、(2)式より巻線の印加電圧  $v_p$ 、 $v_s$  と流入電流  $i_p$ 、 $i_s$  の関係は(6)式となる。

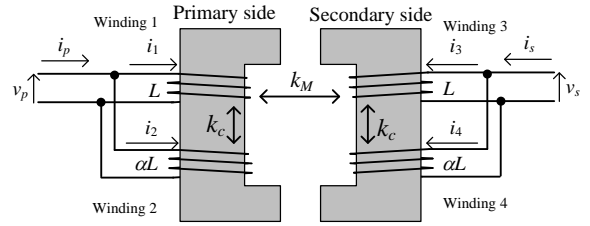
$$\begin{pmatrix} v_p \\ v_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{peq\_short} & M_{eq\_short} \\ M_{eq\_short} & L_{seq\_short} \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_p \\ i_s \end{pmatrix} \\ = L \begin{pmatrix} (1-k_c^2) & k_M \\ k_M & (1-k_c^2) \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_p \\ i_s \end{pmatrix} \dots\dots\dots(6)$$

ここで、 $L_{peq\_short}$  は1次側から見た等価自己インダクタンス、 $L_{seq\_short}$  は2次側から見た等価自己インダクタンス、 $M_{eq\_short}$  は等価相互インダクタンスである。対称性より、 $L_{peq\_short} = L_{seq\_short}$  である。このとき、等価的な1次側と2次側間の結合係数  $k_{eq\_short}$  は(7)式で表される。

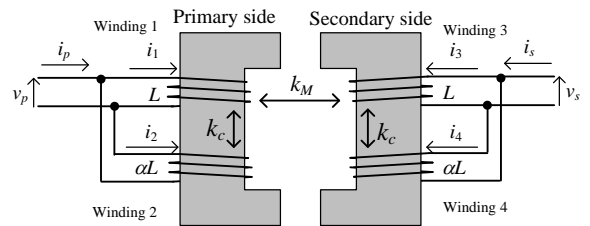
$$k_{eq\_short} = \frac{M_{eq\_short}}{L_{peq\_short}} = \frac{k_M}{1-k_c^2} \dots\dots\dots(7)$$



(a) Short-circuited canceling coils.



(b) Canceling coils connected as common mode.



(c) Canceling coils connected as differential mode.

Fig. 2. Connection diagrams of four-winding transformer with parameter conditions.

## 2.3.巻線同相並列接続時の特性式導出

図2(b)の伝送コイルの結線図より、巻線2と巻線4を同相で並列接続させた場合 ( $v_2 = v_1 = v_p$ ,  $v_4 = v_3 = v_s$ ,  $i_p = i_1 + i_2$ ,  $i_s = i_3 + i_4$ )、(2)式より電圧と電流の関係は(8)式となる。

$$\begin{pmatrix} v_p \\ v_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{peq\_com} & M_{eq\_com} \\ M_{eq\_com} & L_{seq\_com} \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_p \\ i_s \end{pmatrix}$$

$$= \frac{\alpha L \left( \frac{(\alpha - 2\sqrt{\alpha}k_c + 1)(1 - k_c^2) - k_M^2}{(\sqrt{\alpha} - k_c)^2 k_M} \frac{(\sqrt{\alpha} - k_c)^2 k_M}{(\alpha - 2\sqrt{\alpha}k_c + 1)(1 - k_c^2) - k_M^2} \right) \frac{d(i_p)}{dt}}{(\alpha - 2\sqrt{\alpha}k_c + 1)^2 - k_M^2} \quad (8)$$

ここで、 $L_{peq\_com}$  は 1 次側から見た等価自己インダクタンス、 $L_{seq\_com}$  は 2 次側から見た等価自己インダクタンス、 $M_{eq\_com}$  は等価相互インダクタンスである。対称性より、 $L_{peq\_com} = L_{seq\_com}$  である。このとき、等価的な 1 次側と 2 次側間の結合係数  $k_{eq\_com}$  は(9)式で表される。

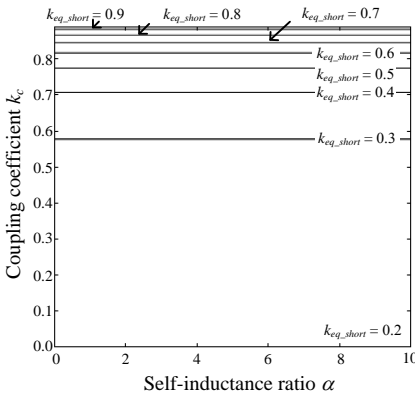
$$k_{eq\_com} = \frac{M_{eq\_com}}{L_{peq\_com}} = \frac{k_M (\sqrt{\alpha} - k_c)^2}{(1 - k_c^2)(1 + \alpha - 2k_c \sqrt{\alpha}) - k_M^2} \quad (9)$$

## 2.4. 巻線逆相並列接続時の特性式導出

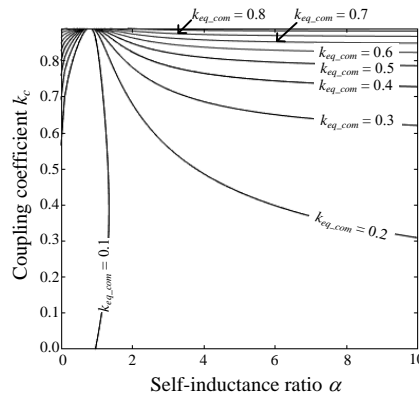
図 2(c)の伝送コイルの結線図より、巻線 2 と巻線 4 を逆相で並列接続させた場合 ( $v_2 = -v_1 = -v_p$ ,  $v_4 = -v_3 = -v_s$ ,  $i_p = i_1 - i_2$ ,  $i_s = i_3 - i_4$ )、(2)式より電圧と電流の関係は(10)式となる。

$$\begin{pmatrix} v_p \\ v_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{peq\_dif} & M_{eq\_dif} \\ M_{eq\_dif} & L_{seq\_dif} \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_p \\ i_s \end{pmatrix}$$

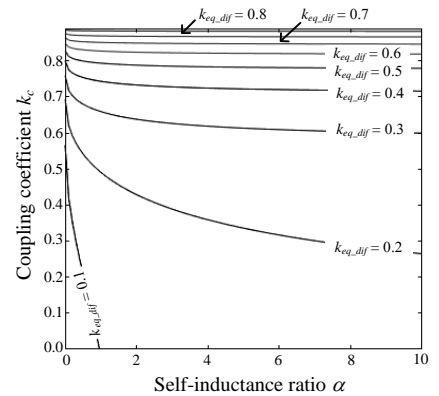
$$= \frac{\alpha L \left( \frac{(\alpha + 2\sqrt{\alpha}k_c + 1)(1 - k_c^2) - k_M^2}{(\sqrt{\alpha} + k_c)^2 k_M} \frac{(\sqrt{\alpha} + k_c)^2 k_M}{(\alpha + 2\sqrt{\alpha}k_c + 1)(1 - k_c^2) - k_M^2} \right) \frac{d(i_p)}{dt}}{(\alpha + 2\sqrt{\alpha}k_c + 1)^2 - k_M^2}$$



(a) Short-circuited.

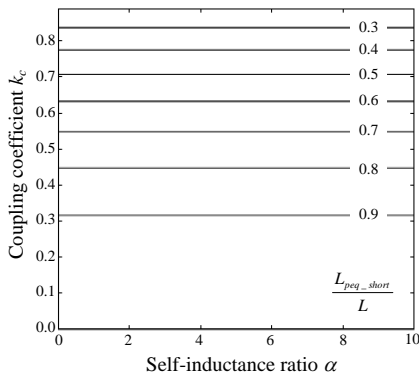


(b) Common mode.

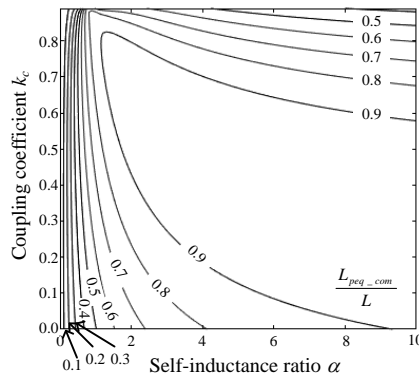


(c) Differential mode.

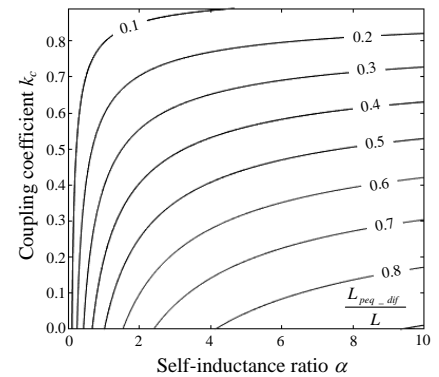
Fig. 3. Maps of equivalent coupling coefficient.



(a) Short-circuited.



(b) Common mode.



(c) Differential mode.

Fig. 4. Maps of ratio of equivalent self-inductance to self-inductance of main windings.

$$\dots\dots\dots (10)$$

ここで、 $L_{peq\_dif}$  は 1 次側から見た等価自己インダクタンス、 $L_{seq\_dif}$  は 2 次側から見た等価自己インダクタンス、 $M_{eq\_dif}$  は等価相互インダクタンスである。対称性より、 $L_{peq\_dif} = L_{seq\_dif}$  である。このとき、等価的な 1 次側と 2 次側間の結合係数  $k_{eq\_dif}$  は(11)式で表される。

$$k_{eq\_dif} = \frac{M_{eq\_dif}}{L_{peq\_dif}} = \frac{k_M (\sqrt{\alpha} + k_c)^2}{(1 - k_c^2)(1 + \alpha + 2k_c \sqrt{\alpha}) - k_M^2} \quad (11)$$

## 2.5. 巻線接続方法に対する特性比較

2.2 節から 2.4 節にて導出した特性式より、特性の比較を実施する。

図 3 に各結線方式における等価的な結合係数を、図 4 に  $L$  に対する等価的な結合係数の比の特性マップを示す。また、今回、磁界キャンセル用巻線を主巻線巻き付け後に追加する場合を想定し、 $k_M = 0.2$  で一定とする。

図 3(a)と図 4(a)より、磁界キャンセル用巻線を短絡させた場合は、 $k_c$  が大きいほど等価的な結合係数  $k_{eq\_short}$  が改善するものの、等価的な自己インダクタンス  $L_{peq\_short}$  が減少することがわかる。また、磁界キャンセル用巻線の自己インダクタンスに関係なく  $k_c$  によって等価的な自己インダクタンスと結合係数が変化している。

次に図 3(b)と図 4(b)より、磁界キャンセル用巻線を同相で並列接続させた場合、グラフ左下の $\alpha$ および $k_c$ が小さい領域では、等価的な結合係数 $k_{eq\_com}$ 、自己インダクタンス $L_{peq\_com}$ はともに主巻線の値 $k_M$ と $L$ よりも減少する。これは、1次側2次側巻線間の磁気結合に寄与しない巻線が並列に接続されたことで、全体の漏れインダクタンスが増加したためである。

一方、 $\alpha$ および $k_c$ が大きいほど（グラフ右上）、等価的な結合係数 $k_{eq\_com}$ および自己インダクタンス $L_{peq\_com}$ が改善する。これは巻線2と巻線4の誘起電圧が、印加電圧よりも増大することで、漏洩磁界をキャンセルする向きに電流が流れるためである。

図 3(c)と図 4(c)より、磁界キャンセル用巻線を逆相で並列接続させた場合の等価的な結合係数 $k_{eq\_dif}$ は、同相で接続した場合と同様に、 $k_c$ と $\alpha$ が大きくなる（グラフ右上）に従い改善する。一方、等価的な自己インダクタンス $L_{peq\_dif}$ は $L$ に対して減少し、その大きさは巻線を短絡させた場合より小さくなる。

以上より、主巻線との結合係数の大きさ、および磁界キャンセル用巻線自身の自己インダクタンスの影響で、伝送コイルの等価的な自己インダクタンスと結合係数は、元々の主巻線の自己インダクタンスと主巻線間の結合係数から変化することがわかる。

また、図 3 と図 4 より、漏洩磁界低減の観点で伝送コイルを設計する場合、磁界キャンセル用巻線の自己インダクタンスと、主巻線との磁気結合がなるべく大きくなるように、伝送コイルの設計を行う必要がある。具体的には電磁界解析や実機の試行錯誤にて、主磁束の漏洩磁界を含む、漏れ磁束の磁路を把握して、打ち消すように磁界キャンセル用巻線を配置し、等価的な結合係数をなるべく大きくする。

また、既に伝送コイルがある場合、 $\alpha$ と $k_c$ の値によって結線方式を決定する。磁界キャンセル用巻線の $\alpha$ が小さい場合、主巻線と並列接続すると磁界キャンセル用巻線に必要以上に電流が流れ、等価的な結合係数と自己インダクタンスが減少する。その結果入力電流が増加すると予想される。また、 $k_c$ が小さい場合も同様で、鎖交磁束が小さいため、アクティブシールドリングの効果が薄い。したがって、主巻線と磁界キャンセル用巻線間の相互インダクタンスが小さい領域（概ね $\alpha < 3$  又は  $k_c < 0.3$ ）では、巻線を短絡し、自己励磁による磁界キャンセルを行うのが望ましい。

一方、 $\alpha$ が十分に大きく、 $k_c$ が0.4以上あれば、巻線を並列接続するメリットがあると考えられる。同相並列接続時、巻線短絡時と比較して、漏洩磁界低減効果は低下するものの、等価的な自己インダクタンス値の減少は抑制されるため、コイルのQuality factorが大幅に悪化しない利点がある。逆相並列接続時はアクティブシールドリングによってコイルから離れた場所の磁界をキャンセルすることが可能となるため、巻線短絡時よりも更なる漏洩磁界低減効果が得られる。

したがって、磁界キャンセル巻線の自己インダクタンス又は主巻線との結合係数が小さいときは巻線短絡、自己インダ

クタンスと主巻線との結合係数が大きい場合、特性悪化の抑制を狙うのなら同相並列接続、漏洩磁界をさらに減らす場合は逆相並列接続が有効であるといえる。

### 3. 試作伝送コイルによる検証

等価的な結合係数と自己インダクタンスの式の妥当性を確認する目的で、コイルを作成し、自己・相互インダクタンスを測定した。

図 5 に検証用に作成した試作伝送コイルの外観を示す。ソレノイド形コイルにおいて、伝送コイルの上面および底面に発生する漏洩磁界を遮蔽するために、磁界キャンセル用巻線を DD コイル状に配置し、それぞれ巻線 2 と巻線 4 としている。コアにはフェライトの PC40 を用いており、主巻線には 3.5mm<sup>2</sup> の KIV 線を 19 巻、磁界キャンセル用巻線には 1.25 mm<sup>2</sup> の KIV 線を 34 巻している。

表 1 に検証結果を示す。コイルのインダクタンス行列および磁界キャンセル用巻線を結線したときの等価的な結合係数および自己・相互インダクタンスの計算値と実測値をそれぞれ示している。なお $L$ 、 $\alpha$ 、 $k_c$ は伝送コイル1次側と2次側の値を平均したものを採用している。

表 1 より、計算値と比較して、相互インダクタンス値の誤差は 10.0%以内、結合係数の誤差は 9.9%以内であったことから、理論式の妥当性を確認できる。測定で生じた誤差は、(2)式で結合係数 0 と仮定した巻線間（例：巻線 2 と巻線 3）でも、わずかに磁氣的に結合しているため、その影響が現れたためである。一方で自己インダクタンスの計算結果と測定結果は誤差 1.5%以内で一致しており、自己インダクタンスについては、精度よく計算値と一致することが確かめられる。

### 4. まとめ

本論文では、磁界キャンセル用巻線が付けられた伝送コイルの理論解析を目的に磁界キャンセル用巻線を取り付け、短絡ないし主巻線と並列接続したときの伝送コイルのインダクタンス特性について考察した。磁界キャンセル用巻線との磁気結合および磁界キャンセル用巻線のインダクタンスに対する等価的な結合係数および自己インダクタンスを定式化し、特性マップを作

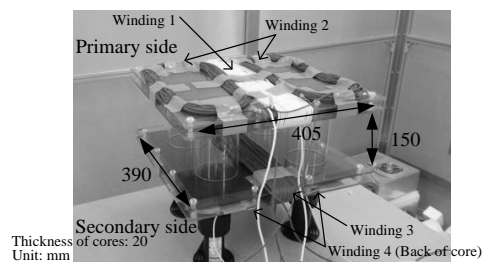


Fig. 5. Outline of prototype four-winding transformer.

Table 1. Equivalent coupling coefficient and inductances of prototype four-winding transformer.

Connection of canceling coils		Short-circuited	Common mode	Differential mode
Inductance matrix as 4-winding transformer		$\begin{pmatrix} 401 & 167 & 76.0 & 4.8 \\ 167 & 501 & 5.1 & 1.4 \\ 76.0 & 5.1 & 401 & 159 \\ 4.8 & 1.4 & 159 & 473 \end{pmatrix} [\mu\text{H}]$		
Self-inductance of main winding $L$	Measured value	401 $\mu\text{H}$		
Self-inductance ratio $\alpha$	Measured value	1.22		
Coupling coefficient $k_c$	Measured value	0.369		
Coupling coefficient $k_M$	Measured value	0.190		
Equivalent primary self-inductance	Measured value	345 $\mu\text{H}$	301 $\mu\text{H}$	139 $\mu\text{H}$
	Calculated value	346 $\mu\text{H}$	297 $\mu\text{H}$	137 $\mu\text{H}$
Equivalent secondary self-inductance	Measured value	346 $\mu\text{H}$	293 $\mu\text{H}$	136 $\mu\text{H}$
	Calculated value	346 $\mu\text{H}$	297 $\mu\text{H}$	137 $\mu\text{H}$
Equivalent mutual inductance	Measured value	72.5 $\mu\text{H}$	28.6 $\mu\text{H}$	19.9 $\mu\text{H}$
	Calculated value	76.0 $\mu\text{H}$	25.7 $\mu\text{H}$	21.9 $\mu\text{H}$
Equivalent coupling coefficient	Measured value	0.210	0.0963	0.145
	Calculated value	0.220	0.0868	0.159
Maximum error of calculated inductances		4.8% (Mutual inductance)	10.0% (Mutual inductance)	9.7% (Mutual inductance)
Error of calculated coupling coefficient		4.6%	9.9%	9.4%

成した。その結果、磁界キャンセル用巻線の自己インダクタンスと主巻線との結合係数を大きくとることで、漏洩磁界を低減可能であるといえる。

一方で、すでにある伝送コイルの結線方法について、 $\alpha$ や $k_c$ が小さいときは巻線短絡、 $\alpha$ や $k_c$ が小さいとき等価的な自己インダクタンスの低減を抑制するには同相並列接続、アクティブシールドイングによる更なる漏洩磁界低減を狙う場合は逆相並列接続がそれぞれ有効である。

また、実際に伝送コイルを作成し、インダクタンスの測定を実施したところ、自己インダクタンス値が計算値と誤差 1.5%以内で一致し、式の妥当性を確認できる。

今後は、伝送コイルの設計と実機検証による漏洩磁界低減効果と伝送効率特性の確認を予定している。

## 文 献

- [1] 一般社団法人日本自動車工業会，一般社団法人日本自動車車体工業会：「自動車製造業における地球温暖化対策の取り組み」，産構審自動車WG資料，pp.16-18 (2016)
- [2] 阿部 剛：「EV 充電事業の商品化を支える EV 充電インフラシステム」，NEC 技報，Vol. 68, No. 1, pp.64-67 (2015)
- [3] 片平 洋一，駒田 圭成，有川 清二：「負荷準化機能付き EV・PHV 普通充電システムの開発」，愛知電機技報，No. 33, pp.13-18 (2012)
- [4] 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 TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, Vol.3, No.1 pp.18 - 36 (2015)
- [5] Toshiaki Watanabe and Masaya Ishida: "Study on the influence of the magnetic field and the induced electrical field in human bodies by wireless charging systems", EVTec and APE 2016, (2016)
- [6] 松本洋和，中嶋竜治，根葉保彦，麻原寛之：「二層構造三相非接触トランスの提案と検討」，電気学会論文誌 D, Vol. 135, No. 5, pp. 539-547 (2015)
- [7] 井上拳斗，日下佳祐，伊東淳一：「ワイヤレス電力伝送システムにおけるスペクトラム拡散を用いた放射ノイズレベル低減効果の検証」，平成 29 年電気学会全国大会，Vol. 4, No. 180, pp. 315-316 (2017)
- [8] Tommaso Campi, Silvano Cruciani Mauro Feliziani: "Magnetic Shielding of Wireless Power Transfer Systems", Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, 15A-H1, pp. 422-425 (2014)
- [9] Jaehyoung Park, Dongwook Kim, Karam Hwang, Hyun Ho Park and Sang Il Kwak: "A Resonant Reactive Shielding for Planar Wireless Power Transfer System in Smartphone Application", IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, Vol. 59, No. 2, pp. 695-703 (2017)
- [10] Tetsu Shijo, Kenichirou Ogawa, Masatoshi Suzuki, Yasuhiro Kanekiyo and Masaaki Ishida: "EMI Reduction Technology in 85 kHz Band 44 kW Wireless Power Transfer System for Rapid Contactless Charging of Electric Bus", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (2016)
- [11] 小川 健一郎，司城 徹，鈴木 正俊，石原 寛明，尾林 秀一：「無線電力伝送におけるアクティブキャンセルを用いた磁界強度の低減」，平成 29 年電気学会全国大会，4-170, pp. 297-298 (2017)
- [12] S. Lee et al., "Active EMF cancellation method for I-type pickup of online electric vehicles," in Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo., pp. 1980-1983 (2011)
- [13] Seonghwan Kim, Hyun-Ho Park, Jonghoon Kim, Jingoek Kim, and Seungyoung Ahn: "Design and Analysis of a Resonant Reactive Shield for a Wireless Power Electric Vehicle", IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, Vol. 62, No. 4, pp. 1057-1066 (2014)