

ワイヤレス電力伝送システムの同相駆動する巻線間の結合と 位置ずれ時の結合改善効果の関係に関する一考察

古川 啓太* 日下 佳祐 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Improving Coupling Coefficient Focusing on Coupling Coefficients of Wires Driven In-phase
under Position Misalignment of Transmission Coils for Inductive Power Transfer System.

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

This paper discusses an improving-magnetic-coupling method under the condition of position misalignment for inductive power transfer systems used multi-transmission coils. When the position of transmission coils and receiver coils is mismatched, transmission efficiency is deteriorated because of increasing leakage magnetic flux. A four-winding transmission coil which has two pairs of the primary-side and the secondary-side wires in parallel is proposed in order to reduce influence of the position misalignment. Moreover, loose magnetic couplings between the wires driven by in-phase voltage is investigated in order to improve the entire magnetic coupling. When position-misalignment conditions of unbalanced magnetic couplings between primary-side and secondary-side windings are considered, the large unbalanced magnetic couplings deteriorate effect of improving the equivalent coupling coefficient. However loosening magnetic coupling between the wires driven by in-phase voltage is improved the entire coupling coefficient by 2.0 compared with tight magnetic coupling.

キーワード: ワイヤレス電力伝送, 多巻線トランス, 位置ずれ, 結合係数

(Inductive power transfer, multi-winding transformer, position misalignment, coupling coefficient)

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⁽¹⁾⁻⁽⁵⁾。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。

電磁誘導方式では, 送電側(1次側)と受電側(2次側)にコイルを設置し, コイルの磁氣的な結合によって電力を伝送する。したがって, 1次側と2次側の磁氣的な結合の強度がワイヤレス電力伝送システムの性能を決定する重要な要素となる。しかし, コイル間の伝送距離が離れるほど, 1次側と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⁽⁶⁾。その結果, 伝送効率が低下する問題がある。さらに, コイルの位置がずれた場合も同様に1次側と2次側コイル間の磁気結合が低下するため, 伝送効率が低下する⁽⁷⁾。

磁気結合の低下に対して, コイル形状を大きくし, 相対的な伝送距離を小さくする方法が考えられる⁽⁸⁾⁻⁽¹¹⁾。しかし, コイル材料の増大による高コスト化が課題となり, またアプリケーションによりコイルサイズの上限が制限される。一方1次側にコイルを複数配置し, 各コイルに流れる電流

を制御することで不要な磁界を抑制する手法も提案されているが, コイルの利用率の低下や電流の制御に関して課題が残っている⁽¹²⁾⁻⁽¹⁴⁾。

上記の課題を解決するため, 筆者らは複数巻線コイルを用いることで伝送コイル全体の磁気結合を改善する手法を提案している⁽¹⁵⁾⁽¹⁶⁾。提案手法では, 伝送コイル1次側と2次側がそれぞれ2巻線で構成されている。そして1次側2巻線に同じ電圧を印加して同相駆動する。2次側も同様に2巻線を同相駆動させる。このとき, 同相駆動する巻線間の結合係数 k_c が小さいほど伝送コイル全体の磁気結合が改善する。

文献(16)では, 1.1kWのワイヤレス電力伝送システムにおいて, 一般的な伝送コイルと, k_c の小さい提案する伝送コイルの比較試験を実施し, 1次側巻線同士, 2次側巻線同士をそれぞれ並列接続して同相駆動させたときの, 全負荷領域での効率改善を達成している。これは伝送コイル全体の磁気結合の改善により, コイルの励磁電流が減り導通損失が低減したためである。

一方, 伝送コイルの位置ずれが発生した時の同相駆動する巻線間の結合係数 k_c の減少による, 全体の磁気結合の改善効果は報告されていない。提案コイルでも同様に結合係数の低下が予想されるが, 小さい k_c による結合係数改善効果によって位置ずれに伴う全体の結合係数低下を抑制できる可能性がある。

本論文では、同相駆動する1次側2巻線および2次側2巻線で構成されている4巻線の伝送コイルについて、位置ずれが等価的な結合係数へ与える影響を明確化することを目的として、4巻線の伝送コイルにおける等価的な結合係数を定式化し、位置ずれ条件を適用し数値解析を実施する。その結果、位置ずれが生じた場合も k_c を小さくすることで全体の結合係数低下を抑制可能であることが判明した。さらに、位置ずれによって1次側と2次側の磁気結合にアンバランスが生じることで、 k_c 低減による等価的な結合係数の改善幅が減少することも確認した。

2. 同相駆動する4巻線の伝送コイルの解析

本章では、4巻線構成の伝送コイルについて、インダクタンス行列を用いて等価的な自己インダクタンスと結合係数の一般式を導出する。また、数値解析によりマップを作成し、パラメータ設計の指針を示す。

図1に4巻線トランスのモデル図を示す。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。1次側と2次側巻線間だけでなく、1次側巻線間（巻線1-巻線2間）と2次側巻線間（巻線3-巻線4間）の磁気結合についても考慮するため、4本の巻線同士の磁気結合を考慮して解析する。

巻線 m ($m=1, 2, 3, 4$) の入力電圧を v_m 、流入電流を i_m 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 L を用いて(1)式であらわされる。

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

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 と巻線 n 間の相互インダクタンスである。行列成分について $L_{mn}=L_{nm}$ の関係が成立する。

次に2巻線間の結合係数 k_{mn} を定義し、(1)式を変形する。 k_{mn} の定義式を(2)式に、変換後のインダクタンス行列 L を(3)式に示す。

$$k_{nm} = \frac{L_{nm}}{\sqrt{L_{mm} L_{nn}}} \dots\dots\dots (2)$$

$$\mathbf{L} = \begin{pmatrix} L_{11} & k_{12}\sqrt{L_{11}L_{22}} & k_{13}\sqrt{L_{11}L_{33}} & k_{14}\sqrt{L_{11}L_{44}} \\ k_{12}\sqrt{L_{11}L_{22}} & L_{22} & k_{23}\sqrt{L_{22}L_{33}} & k_{24}\sqrt{L_{22}L_{44}} \\ k_{13}\sqrt{L_{11}L_{33}} & k_{23}\sqrt{L_{22}L_{33}} & L_{33} & k_{34}\sqrt{L_{33}L_{44}} \\ k_{14}\sqrt{L_{11}L_{44}} & k_{24}\sqrt{L_{22}L_{44}} & k_{34}\sqrt{L_{33}L_{44}} & L_{44} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

ここで、 k_{mn} の取りうる範囲は-1から1の間である。 $k_{mn} > 0$ のとき、2巻線間の磁束は強め合う和動結合であり、 $k_{mn} < 0$ のとき、2巻線間の磁束は打ち消し合う差動結合となる。

図2に、一般的な4巻線トランスの等価巻線のインダクタンスの等価回路を示す⁽¹⁷⁾。等価回路中の各インダクタン

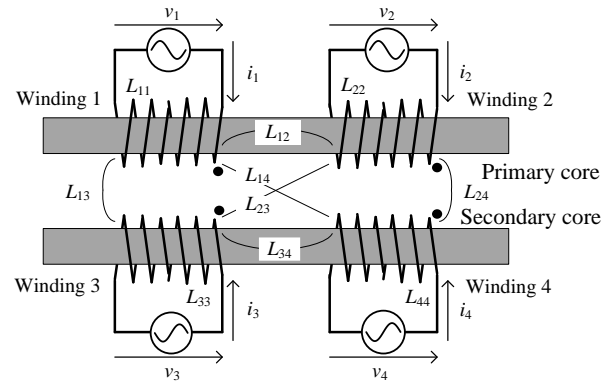


Fig. 1. Model of 4-winding transformer for IPT system.

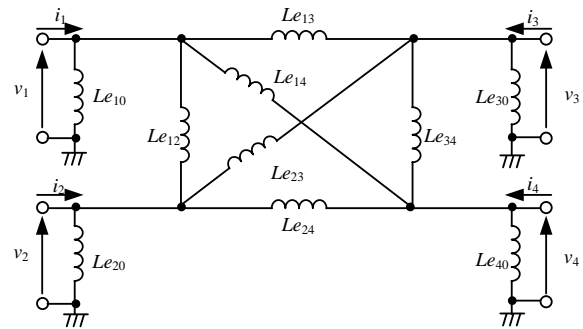


Fig. 2. Equivalent circuit of 4-winding transformer.

スの大きさは、インダクタンス行列の逆行列成分を用いて(4)式と(5)式で表される。

$$\begin{pmatrix} -\frac{1}{Le_{11}} & -\frac{1}{Le_{12}} & -\frac{1}{Le_{13}} & -\frac{1}{Le_{14}} \\ \frac{1}{Le_{21}} & \frac{1}{Le_{22}} & \frac{1}{Le_{23}} & \frac{1}{Le_{24}} \\ -\frac{1}{Le_{31}} & -\frac{1}{Le_{32}} & -\frac{1}{Le_{33}} & -\frac{1}{Le_{34}} \\ \frac{1}{Le_{41}} & \frac{1}{Le_{42}} & \frac{1}{Le_{43}} & \frac{1}{Le_{44}} \end{pmatrix} = \mathbf{L}^{-1} \dots\dots\dots (4)$$

$$\begin{pmatrix} \frac{1}{Le_{10}} \\ \frac{1}{Le_{20}} \\ \frac{1}{Le_{30}} \\ \frac{1}{Le_{40}} \end{pmatrix} = -\sum_{n=1}^4 \begin{pmatrix} \frac{1}{Le_{1n}} \\ \frac{1}{Le_{2n}} \\ \frac{1}{Le_{3n}} \\ \frac{1}{Le_{4n}} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

4巻線トランスの巻線1と巻線2を1次側巻線として、巻線3と巻線4を2次側巻線として同相駆動するため、各巻線の電圧と電流の関係は(6)式、(7)式となる。

$$\begin{pmatrix} i_p \\ i_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_1 + i_2 \\ i_3 + i_4 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (6)$$

$$\begin{pmatrix} v_p \\ v_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_1 \\ v_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_2 \\ v_4 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (7)$$

ここで、 v_p は1次側巻線の印加電圧、 v_s は2次側巻線の印加

電圧である。伝送コイル全体で見たとき、 i_p は 1 次側からの入力電流、 i_s は 2 次側からの入力電流である。

図 1 の等価回路について、(6)式と(7)式の条件を適用することで、 i_p 、 i_s は v_p 、 v_s を用いて表現できる。このとき、伝送コイル全体の印加電圧と入力電流の関係は、(8)式で表される。

$$\begin{pmatrix} i_p \\ i_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\left(\frac{1}{Le_{11}} + \frac{2}{Le_{12}} + \frac{1}{Le_{22}}\right) \\ -\left(\frac{1}{Le_{13}} + \frac{1}{Le_{14}} + \frac{1}{Le_{23}} + \frac{1}{Le_{24}}\right) \\ -\left(\frac{1}{Le_{33}} + \frac{1}{Le_{34}} + \frac{1}{Le_{44}}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \int v_p dt \\ \int v_s dt \end{pmatrix} \dots\dots\dots (8)$$

以上より、電圧についてまとめると、(9)式となる。

$$\begin{pmatrix} v_p \\ v_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_p & M \\ M & L_s \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_p \\ i_s \end{pmatrix} = \frac{1}{\det Le} \begin{pmatrix} -\left(\frac{1}{Le_{33}} + \frac{2}{Le_{34}} + \frac{1}{Le_{44}}\right) \\ \frac{1}{Le_{13}} + \frac{1}{Le_{14}} + \frac{1}{Le_{23}} + \frac{1}{Le_{24}} \\ \frac{1}{Le_{13}} + \frac{1}{Le_{14}} + \frac{1}{Le_{23}} + \frac{1}{Le_{24}} \\ -\left(\frac{1}{Le_{11}} + \frac{2}{Le_{12}} + \frac{1}{Le_{22}}\right) \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_p \\ i_s \end{pmatrix} \dots\dots\dots (9)$$

ここで L_p は 1 次側の等価的な自己インダクタンス、 L_s は 2 次側の等価的な自己インダクタンス、 M は 1 次側と 2 次側間の等価的な相互インダクタンスである。なお、 $\det Le$ は(10)式で表される。

$$\det Le = \left(\frac{1}{Le_{11}} + \frac{2}{Le_{12}} + \frac{1}{Le_{22}}\right) \left(\frac{1}{Le_{33}} + \frac{2}{Le_{34}} + \frac{1}{Le_{44}}\right) - \left(\frac{1}{Le_{13}} + \frac{1}{Le_{14}} + \frac{1}{Le_{23}} + \frac{1}{Le_{24}}\right)^2 \dots\dots\dots (10)$$

さらに、(3)式より、各巻線の自己インダクタンスと 2 巻線間の結合係数を用いて(9)式を表現すると、(11)式となる。

$$\begin{pmatrix} v_p \\ v_s \end{pmatrix} = \frac{|D|}{|A||B| - |C|^2} \begin{pmatrix} L_{11}L_{22}|A| & \sqrt{L_{11}L_{22}L_{33}L_{44}}|C| \\ \sqrt{L_{11}L_{22}L_{33}L_{44}}|C| & L_{33}L_{44}|B| \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_p \\ i_s \end{pmatrix} \dots\dots\dots (11)$$

$|A|$ 、 $|B|$ 、 $|C|$ 、 $|D|$ は、それぞれ(12)式から(15)式の行列式であらわされる。

$$|A| = \begin{vmatrix} 1 & k_{12} & \sqrt{L_{44}k_{14}} - \sqrt{L_{33}k_{13}} \\ k_{12} & 1 & \sqrt{L_{44}k_{24}} - \sqrt{L_{33}k_{23}} \\ \sqrt{L_{44}k_{14}} - \sqrt{L_{33}k_{13}} & \sqrt{L_{44}k_{24}} - \sqrt{L_{33}k_{23}} & L_{44} + L_{33} - 2\sqrt{L_{33}L_{44}}k_{34} \end{vmatrix} \dots\dots\dots (12)$$

$$|B| = \begin{vmatrix} L_{11} + L_{22} - 2\sqrt{L_{11}L_{22}}k_{12} & \sqrt{L_{22}k_{23}} - \sqrt{L_{11}k_{13}} & \sqrt{L_{22}k_{24}} - \sqrt{L_{11}k_{14}} \\ \sqrt{L_{22}k_{23}} - \sqrt{L_{11}k_{13}} & 1 & k_{34} \\ \sqrt{L_{22}k_{24}} - \sqrt{L_{11}k_{14}} & k_{34} & 1 \end{vmatrix} \dots\dots\dots (13)$$

$$|C| = \begin{vmatrix} \sqrt{L_{11}} - \sqrt{L_{22}}k_{12} & \sqrt{L_{11}}k_{12} - \sqrt{L_{22}} & \sqrt{L_{11}}(\sqrt{L_{44}k_{14}} - \sqrt{L_{33}k_{13}}) \\ k_{13} & k_{23} & \sqrt{L_{22}}(\sqrt{L_{33}k_{23}} - \sqrt{L_{44}k_{24}}) \\ k_{14} & k_{24} & \sqrt{L_{44}k_{34}} - \sqrt{L_{33}k_{34}} \end{vmatrix} \dots\dots\dots (14)$$

$$|D| = \begin{vmatrix} 1 & k_{12} & k_{13} & k_{14} \\ k_{12} & 1 & k_{23} & k_{24} \\ k_{13} & k_{23} & 1 & k_{34} \\ k_{14} & k_{24} & k_{34} & 1 \end{vmatrix} \dots\dots\dots (15)$$

コイル全体の等価的な結合係数は、(16)式である。

$$k_{eq} = \frac{M}{\sqrt{L_p L_s}} = \begin{cases} \frac{|C|}{\sqrt{|A||B|}} & \frac{|D|}{|A||B| - |C|^2} > 0 \\ -\frac{|C|}{\sqrt{|A||B|}} & \frac{|D|}{|A||B| - |C|^2} < 0 \end{cases} \dots\dots\dots (16)$$

以上より、伝送コイル全体の等価的な結合係数は導出できる。この結果は 4 巻線が互いに磁氣的に結合している磁気結合回路にて常に成立する一般性を持っている。しかしながら、一般的な多巻線トランスでは、各巻線の自己インダクタンスと相互インダクタンスの和が巻線数の 2 乗で増加するため、巻数が多くなる程、変数の数が指数関数的に増加し解析が困難になる。3 章では 1 次側と 2 次側巻線の構造が対称な 4 巻線の伝送コイルについて、位置ずれが生じた場合を想定した解析を実施する。

3. 位置ずれを考慮した伝送コイルの解析

本章では、4 巻線トランスを用いた伝送コイルについて、位置ずれがある場合とない場合の等価的な結合係数の特性を取得し、比較を実施する。

〈3・1〉 位置ずれに対する式の変換

図 3 に想定している伝送コイルのモデルを示す。ソレノイドコイル一組で構成されており、巻数の等しい 2 本の巻線が同一のコアに巻かれている。なお、1 次側と 2 次側のコアについて構造、大きさ、使用している材質は同一のものとする。また、コイルも同様に同一の巻線を用い、巻いてある位置はコアの中心から等しく離れている。

さらに、巻線 1 と巻線 2、巻線 3 と巻線 4 はそれぞれわざと離して配置するものとする。これは文献(16)より、同相駆動された巻線間の結合係数 k_c をわざと弱めることで、伝送コイル全体の等価結合係数 k_{eq} が改善するためである。

図 3(a)の位置ずれが生じていない状態から、図 3(b)に示す通り、x 軸方向への位置ずれを考える。位置ずれが発生して

いない場合コイルの対称性より、(3)式のパラメータについて、(17)式から(19)式の条件が成立する。

$$L_{11} = L_{22} = L_{33} = L_{44} = L \dots\dots\dots (17)$$

$$k_{12} = k_{34} = k_c \dots\dots\dots (18)$$

$$k_{13} = k_{24} = k_M \dots\dots\dots (19)$$

このとき、行列式|A|, |B|, |C|, |D|はそれぞれ(20)式から(23)式のとおりに簡単化できる。

$$|A| = L \left\{ 2(1-k_c)(1-k_c^2 + (k_M - k_{23})(k_M - k_{14})) - (k_{23} + k_{14} - 2k_M)^2 \right\} \dots\dots\dots (20)$$

$$|B| = L \left\{ 2(1-k_c)(1-k_c^2 + (k_M - k_{23})(k_M - k_{14})) - (k_{23} + k_{14} - 2k_M)^2 \right\} \dots\dots\dots (21)$$

$$|C| = L \left\{ (k_{23} + k_{14} + 2k_M)(1-k_c)^2 + (k_M^2 - k_{14}k_{23})(k_{23} + k_{14} - 2k_M) \right\} \dots\dots\dots (22)$$

$$|D| = \left\{ (1+k_{14})(1+k_{23}) - (k_M + k_c)^2 \right\} \left\{ (1-k_{14})(1-k_{23}) - (k_c - k_M)^2 \right\} \dots\dots\dots (23)$$

さらに、伝送コイル 1 次側及び 2 次側の等価的な自己インダクタンス L_p , L_s , 等価的な相互インダクタンス M , 等価的な結合係数 k_{eq} は(24)式から(27)式で表される。

$$L_p = \frac{L \left\{ 2(1-k_c)(1-k_c^2 + (k_M - k_{23})(k_M - k_{14})) - (k_{23} + k_{14} - 2k_M)^2 \right\}}{\left\{ 2(1-k_c) + (k_{23} + k_{14} - 2k_M) \right\} \left\{ 2(1-k_c) - (k_{23} + k_{14} - 2k_M) \right\}} \dots\dots\dots (24)$$

$$L_s = \frac{L \left\{ 2(1-k_c)(1-k_c^2 + (k_M - k_{23})(k_M - k_{14})) - (k_{23} + k_{14} - 2k_M)^2 \right\}}{\left\{ 2(1-k_c) + (k_{23} + k_{14} - 2k_M) \right\} \left\{ 2(1-k_c) - (k_{23} + k_{14} - 2k_M) \right\}} \dots\dots\dots (25)$$

$$M = \frac{L \left\{ (k_{23} + k_{14} + 2k_M)(1-k_c)^2 + (k_M^2 - k_{14}k_{23})(k_{23} + k_{14} - 2k_M) \right\}}{\left\{ 2(1-k_c) + (k_{23} + k_{14} - 2k_M) \right\} \left\{ 2(1-k_c) - (k_{23} + k_{14} - 2k_M) \right\}} \dots\dots\dots (26)$$

$$k_{eq} = \frac{(k_{23} + k_{14} + 2k_M)(1-k_c)^2 + (k_M^2 - k_{14}k_{23})(k_{23} + k_{14} - 2k_M)}{2(1-k_c)(1-k_c^2 + (k_M - k_{23})(k_M - k_{14})) - (k_{23} + k_{14} - 2k_M)^2} \dots\dots\dots (27)$$

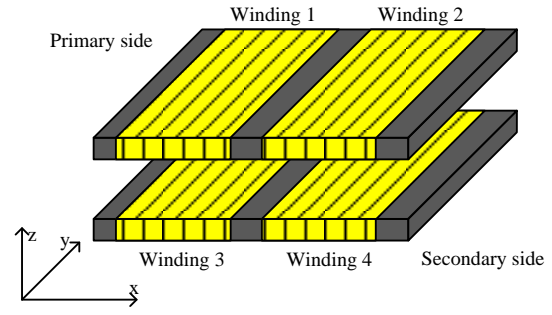
〈3・2〉位置ずれがない場合の結合係数特性

位置ずれがない場合における、 k_c に対する k_{eq} 特性について考察する。 k_{14} と k_{23} についても対称なため、 $k_{14} = k_{23}$ が成立する。このとき、 $k_{14} = k_{23}$ とおけば、(27)式はさらに簡単化でき、(28)式で表される。

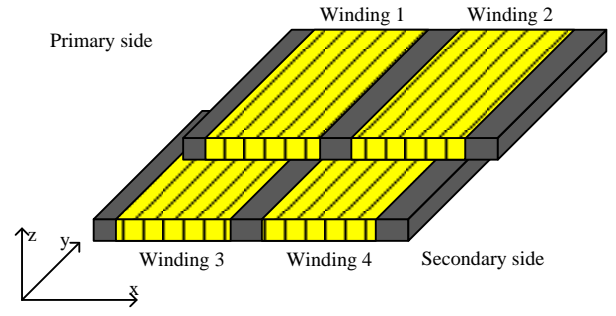
$$k_{eq} = \frac{k_M + k_{14}}{1 + k_c} \dots\dots\dots (28)$$

これは、文献(16)の結合係数の結果と一致する。

図 4 に位置ずれがない場合の結合係数 k_{14} に対する k_{eq} の



(a) Without position misalignment.



(b) With position misalignment.

Fig. 3. Models of 4-winding transformer.

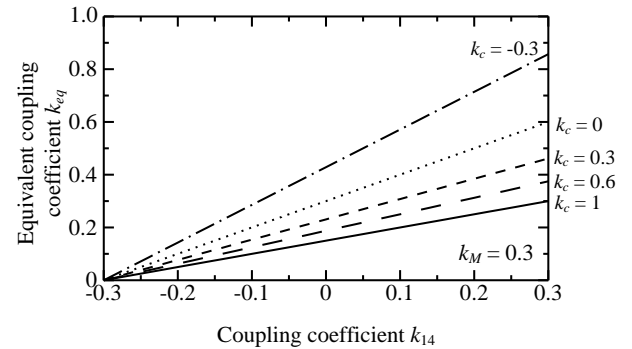


Fig. 4. Equivalent coupling coefficient of 4-winding transformer without position misalignment.

特性グラフを示す。ここで、アプリケーションはワイヤレス電力伝送システムを想定しているため、 $k_M=0.3$ の定数とする。図 4 より k_c が小さいほど、等価的な結合係数が改善することがわかる。

〈3・3〉位置ずれ時の結合係数特性

位置ずれがある場合における、 k_c に対する k_{eq} 特性について考察する。図 3 (b) について x 軸方向に位置ずれが生じた時、巻線 1 と巻線 4、巻線 2 と巻線 3 間の距離はことなるために、 $k_{14} \neq k_{23}$ となる。したがって、(27)式を用いて k_{14} と k_{23} を個別に扱う必要がある。

ここで図 5 の位置ずれの大きさと各巻線の関係について考察する。図 5(a)から図 5(b), 図 5(c)と位置ずれが大きくなる場合、巻線 1 と巻線 4 の間の距離はいったん狭くなった

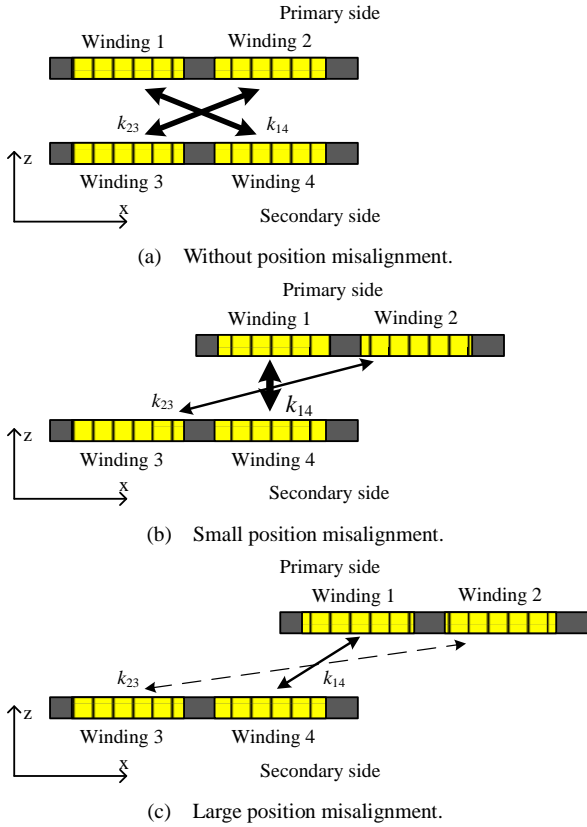


Fig. 5. Relationship between position misalignment and coupling coefficients k_{14} and k_{23} .

のち大きくなる。一方巻線 2 と巻線 3 の間の距離は常に大きくなる。その結果位置ずれに対する k_{14} と k_{23} の減少量は異なると推察される。そこで、 k_{14} と k_{23} の比 k_{23}/k_{14} をパラメータの変動に着目して考える。図 5(b) のように位置ずれが小さい時、 k_{14} は巻線同士の間隔が狭くなるため横ばいか増加、 k_{23} は間隔が広くなるため減少する。このことから、 k_{23}/k_{14} の大きさは大きく減少する。次に位置ずれがさらに拡大し、図 5(c) のようになると、巻線 1 と巻線 4 の間隔も広くなり、 k_{14} の値も減少することから、 k_{23}/k_{14} の減少は緩やかになることが予想される。以上のより、 k_{23}/k_{14} 比をパラメータとして扱うことで、位置ずれにおける、 k_c の等価的な結合係数 k_{eq} の改善幅の変化を予想できると考える。

図 6 に k_{23}/k_{14} 比に対する等価的な結合係数 k_{eq} の特性を示す。図 6(a) は $k_{14}=0.3$ 、図 6(b) は $k_{14}=0.2$ 、図 6(c) は $k_{14}=0.1$ である。 k_c を小さくすることで等価的な結合係数 k_{eq} が改善する傾向は、 k_{23} と k_{14} がアンバランスして位置ずれがある状態においても確認できる。例として、 $k_{14}=0.3$ 、 $k_c=-0.3$ において、位置ずれによるアンバランスが生じている $k_{23}/k_{14}=-0.3$ における等価的な結合係数 k_{eq} は 0.60 であり、 $k_c=1.0$ の等価的な結合係数 $k_{eq}=0.30$ より改善している。一方で、 $k_{14}=0.3$ において、 $k_c=1$ と $k_c=0.6$ では、等価的な結合係数 k_{eq} の大きさの関係が逆転する領域も見られることから、 k_c が 0.6 程度の場合は、位置ずれによるアンバランスで等価的な結合係数 k_{eq} が低下する可能性がある。

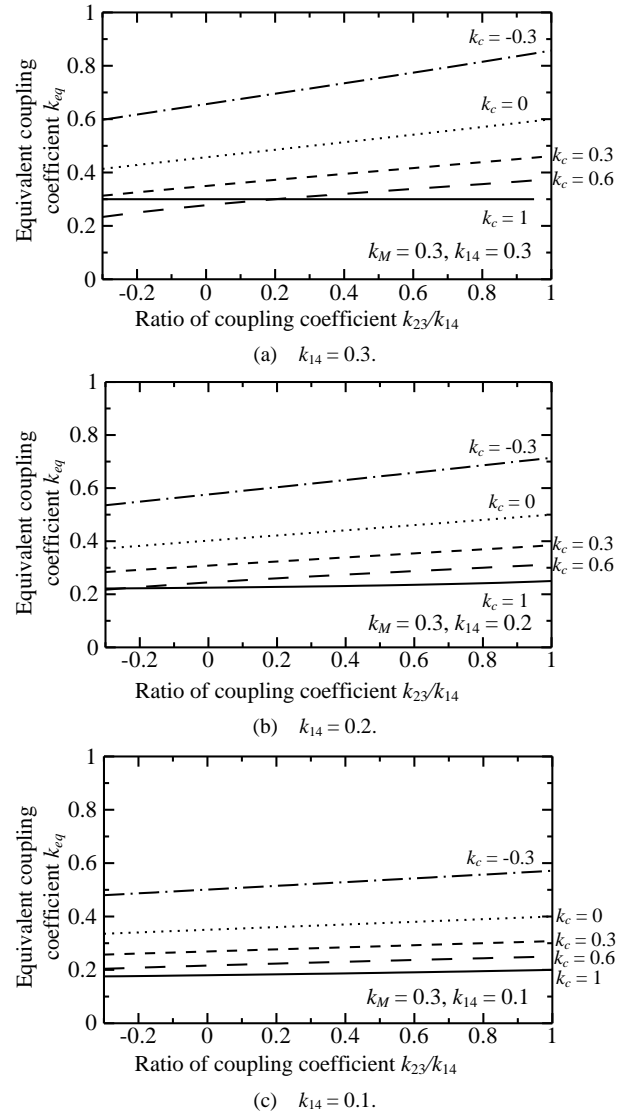


Fig. 6. Equivalent coupling coefficient of 4-winding transformer with position misalignment.

図 7 に k_c を小さくした場合の等価的な結合係数 k_{eq} について、 $k_c=1$ における等価的な結合係数 k_{eq} で基準化したときの特性を示す。図 7(a) は $k_{14}=0.3$ 、図 7(b) は $k_{14}=0.2$ 、図 7(c) は $k_{14}=0.1$ である。 k_{23}/k_{14} が小さくなるに従い、等価的な結合係数の改善幅が小さくなるのがわかる。特に k_c が小さいほど、 $k_{23}/k_{14}=1$ の時に対する減少幅は大きい。例として、 $k_{14}=0.3$ 、 $k_c=-0.3$ において位置ずれがない場合 ($k_{23}/k_{14}=1$) の等価的な結合係数は 0.86 であり、 $k_c=1.0$ の時と比較して結合係数の大きさは 2.8 倍である。しかし、位置ずれによってアンバランスが生じ $k_{23}/k_{14}=-0.3$ となると、等価的な結合係数の改善幅は 2.0 倍に減少する。

さらに、図 7(a) から図 7(c) のグラフの傾きより、 k_{14} が小さくなる程、位置ずれによるアンバランスに対して、等価的な結合係数の比 $k_{eq}(k_c)/k_{eq}(k_c=1)$ の変動が小さくなるのが分かる。すなわち、 k_{14} が小さい時 k_{23}/k_{14} 低下時の結合係数改善効果の悪化が抑制されるといえる。

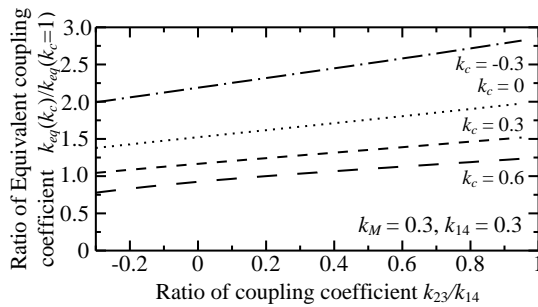
4. おわりに

本論文では、伝送コイルの結合係数を改善するために入力側 2 本、出力側 2 本の巻線を同相駆動し、その間の結合をあえて弱めた場合における、位置ずれの影響を検討した。

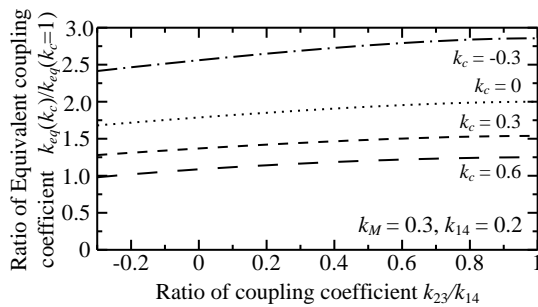
巻線 1 と巻線 4 の間の結合係数と巻線 2 と巻線 3 の間の結合係数が等しくない条件を考慮して数値解析をおこなった結果、以下の知見が得られた。

1. 位置ずれ発生時でも、 k_c を小さくすることで伝送コイル全体の結合係数を改善可能
2. 位置ずれが大きいほど k_c を小さくすることによる結合係数改善効果が抑制され、改善幅が減少
3. 元々の k_{14} と k_{23} の値が小さいほど、 k_{23}/k_{14} の減少に起因する、結合係数改善効果の抑制を小さくすることが可能

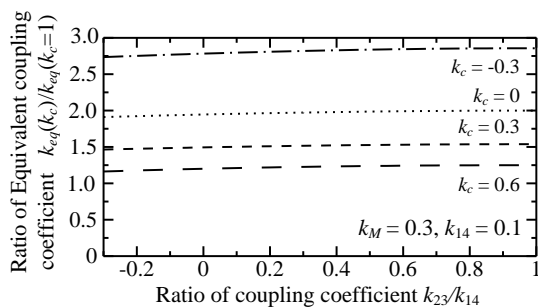
以上より、位置ずれがある場合でも k_c を小さくすることで伝送コイル全体の結合係数を改善でき、さらにパラメータ設計によって位置ずれ時の等価的な結合係数を下げないことも可能である。



(a) $k_{14} = 0.3$.



(b) $k_{14} = 0.2$.



(c) $k_{14} = 0.1$.

Fig. 7. Ratio of equivalent coupling coefficient of 4-winding transformer with position misalignment.

今後は位置ずれの影響を抑制可能なパラメータ設定、およびコイル構造について検討予定である。

文 献

- (1) 小林大太, 居村岳広, 堀洋一: 「走行中ワイヤレス給電システムにおけるリアルタイム最大効率制御」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), Vol. 136, No. 6, pp. 425-432 (2016)
- (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) 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)
- (4) T. Mizuno, T. Ueda, S. Yachi, R. Ohtomo and Y. Goto: "Dependence of Efficiency on Wire Type and Number of Strands of Litz Wire for Wireless Power Transfer of Magnetic Resonant Coupling", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 3, No. 1, pp. 35-40 (2014)
- (5) H. Ishida, H. Furukawa, T. Kyoden: "Development of Design Methodology for 60 Hz Wireless Power Transmission System", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 5, No. 6, pp. 429-438 (2016)
- (6) R. Bosshard, Johann W. Kolar, J. Mühlethaler, I. Stevanovi', B. Wunsch: "Modeling and η - α -Pareto Optimization of Inductive Power Transfer Coils for Electric Vehicles", IEEE JOURNAL OF EMERGING AND SELECTED TOPICS IN POWER ELECTRONICS, Vol. 3, No. 1, pp. 50-64 (2015)
- (7) 佐藤 亨郎, 高梨 浩也, 金子 裕良, 阿部 茂, 保田 富夫: 「電気自動車用非接触給電トランスの長ギャップ化」, 平成 24 年電気学会全国大会, Vol. 4-205, No. , pp. 346-347 (2012)
- (8) 井上 拳斗, 日下 佳祐, 佐藤 大介, 伊東 淳一: 「ソレノイドコイルを用いたワイヤレス電力伝送システムにおける結合係数マップ」, 信学技報, Vol. 2016-34, No. , pp. 85-90 (2016)
- (9) 金子裕良, 江原夏樹, 岩田卓也, 阿部茂, 保田富夫: 「電気自動車用非接触給電装置のトランス巻線方式による特性比較」, 電学論 D, Vol. 130, No. 6, pp. 734-741 (2010)
- (10) R. Bosshard, U. Iruretagoyena, Johann W. Kolar: "Comprehensive Evaluation of Rectangular and Double-D Coil Geometry for 50 kW/85 kHz IPT System", IEEE JOURNAL OF EMERGING AND SELECTED TOPICS IN POWER ELECTRONICS, Vol. 4, No. 4, pp. 1406-1415 (2016)
- (11) Fei Yang Lin, Seho Kim, Grant A. Covic, and John T. Boys: "Effective Coupling Factors for Series and Parallel Tuned Secondaries in IPT Systems Using Bipolar Primary Pads", IEEE TRANSACTIONS ON TRANSPORTATION ELECTRIFICATION, Vol. 3, No. 2, pp. 434-444 (2017)
- (12) 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)
- (13) Fei Yang Lin, Seho Kim, Grant A. Covic, and John T. Boys: "Effective Coupling Factors for Series and Parallel Tuned Secondaries in IPT Systems Using Bipolar Primary Pads", IEEE TRANSACTIONS ON TRANSPORTATION ELECTRIFICATION, Vol. 3, No. 2, pp. 434-444 (2017)
- (14) Seho Kim, Grant A. Covic, and John T. Boys: "Tripolar Pad for Inductive Power Transfer Systems for EV Charging", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, Vol. 32, No. 7, pp. 5045-5057 (2017)
- (15) 古川 啓太, 宅間 春介, 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同相巻線同士の磁気結合に着目した無効電流低減手法」, 半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, Vol. SPC-17-005, pp. 25-30 (2017)
- (16) K. Furukawa, K. Kusaka, J. Itoh: "Power Factor Correction Focusing on Magnetic Coupling of Parallel-connected Wires for Inductive Power Transfer System", Energy Conversion Congress Exposition 2017, No. 916, pp. 133-140 (2017)
- (17) 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)