

非接触給電用コイルのインダクタンス変動を抑制する 漏洩磁界キャンセルコイルの設計法

古川 啓太* 日下 佳祐 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Design Criterion of EMF Canceling Coil for Suppressing Inductance Variation on Wireless Power Transfer System

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

This paper provides design criteria focusing on reducing variation of inductances of transmission coils attached canceling coils in inductive power transfer systems in order to reduce electromagnetic field. Magnetic paths are changed by influence of magnetic field generated by the canceling coils. Inductance values at the view point of the primary side or the secondary side of the transmission coil is changed when the canceling coils are short-circuit or connected to the main coils in parallel. An equivalent self-inductance and an equivalent coupling coefficient of the entire transmission coil are formulated with self-inductances and coupling coefficients of each winding. In addition, constructions of the transmission coil is investigated. As a result, it is effective to reduce the variation of the equivalent self-inductance and the equivalent coupling coefficient with a large loop area and more than three times self-inductance of the canceling coil. Moreover, calculated values of the equivalent self-inductance and the equivalent coupling coefficient are agree with measured values with a prototype by 2.3% error.

キーワード：ワイヤレス電力伝送, 漏洩磁界, 多重磁気結合, アクティブシールドディング

(Active shielding, Inductive power transfer, Leakage magnetic field, Multiple magnetic coupling)

1. はじめに

近年, 走行時に CO₂ の排出がない電気自動車 (EV) や, 総合的に CO₂ 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⁽¹⁾. 現在 EV や PHV への充電方式としては, ケーブルを用いた有線充電方式が主流であるが, 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ワイヤレス電力伝送 (IPT) 方式が注目されており, 製品化に向けた研究開発が進められている⁽²⁻⁴⁾.

ワイヤレス電力伝送システムでは, コイルから発生する磁束の一部が外部に放射ノイズとして漏洩するため, 周囲の電子機器の誤動作や強磁界による人体への悪影響が懸念されている⁽⁵⁾. したがって, ICNIRP や CISPR などによって放射ノイズに関する規制が設けられている⁽⁴⁾⁽⁶⁾.

漏洩磁界低減手法として, 様々な回路トポロジや変調方式, 伝送コイル構造が提案されている⁽⁷⁻¹²⁾. このうち, 伝送コイルの構造に着目すると, 短絡または外部電源と接続されたキャンセルコイルを伝送コイルの周囲に配置し, キャンセルコイルに流れる電流によって漏洩磁界を打ち消す手法が提案されている⁽⁹⁻¹²⁾.

キャンセルコイルを短絡する方式 (キャンセルコイル短絡方式) では, キャンセルコイルのループ内部の磁束の変化がゼロとなるように流れる電流を利用し, キャンセルコイル周辺の漏洩磁界を低減させる。一方で, キャンセルコイルを外部電源と接続した場合 (アクティブシールドディング方

式) には, 主巻線で生じた漏洩磁界を外部電源からキャンセルコイルに逆位相の電流を流すことで打ち消す⁽⁹⁾⁽¹¹⁾. この方法ではキャンセルコイルに流れる電流が制御可能であるため, キャンセルコイル短絡方式に比べ漏洩磁界低減に有効である⁽⁹⁾⁽¹¹⁾. また, キャンセルコイルを主巻線と接続することで追加の電源が不要となり, コスト低減も可能である。

以上のようにキャンセルコイルを用いることで, 伝送コイルからの漏洩磁界を低減できる。一方で, キャンセルコイルにて生じる磁束によって伝送コイルの自己インダクタンスと磁気結合の大きさが変化し, 共振周波数の変動による伝送電力や効率の低下, 相互インダクタンスの変動による負荷特性の変化を招く⁽⁹⁾⁽¹¹⁻¹²⁾. 筆者らは文献⁽¹¹⁾にて, キャンセルコイル短絡方式, およびアクティブシールドディング方式適用時に伝送コイルのインダクタンスが変化することを解析的に示している。しかし上記の論文では 1 次側と 2 次側間の磁気結合の一部を無視して解析をおこなっており, 例えばキャンセルコイルのループ面積が主巻線のループ面積よりも大きい場合にはこれらの影響を無視できない⁽⁹⁾⁽¹²⁾.

本論文では, キャンセルコイル短絡方式およびアクティブシールドディング方式を適用したときの, インダクタンス変動要因について解析し, 伝送コイル全体の等価的な自己インダクタンスと結合係数の定式化をおこなう。さらに, インダクタンス変動の小さいパラメータ設計方法を確立する。すべての巻線間の磁気結合を考慮し等価的な自己イン

ダクタンスと結合係数を定式化することで、キャンセルコイルの自己インダクタンスや配置の影響を考慮した設計が可能となる。さらに、キャンセルコイルを付けた試作コイルのインダクタンス測定より、式の妥当性を検証する。

2. 短絡巻線およびアクティブシールド方式適用時の定式化

本章では、キャンセルコイル短絡方式、およびアクティブシールド方式について、伝送コイル全体の等価的な自己インダクタンスと結合係数を導出する。

〈2・1〉 検証する伝送コイルモデル

図1に伝送コイルの模式図を示す。サーキュラコイルを2重に巻いた構成であり、1次側と2次側のコア構造は同一とする。内側の巻線（巻線1、巻線3）は主巻線であり、1次側から2次側への電力伝送に寄与する。一方外側の巻線（巻線2、巻線4）はキャンセルコイルであり、各巻線を短絡、または主巻線と接続することで漏洩磁界を低減する。

図1の伝送コイルは、4個のコイルがそれぞれ磁氣的に結合しており、多重磁気結合回路として扱える。巻線 m ($m = 1, 2, 3, 4$) の入力電圧 v_m と、流入電流 i_m の関係式は、抵抗成分と寄生容量成分を無視した場合、インダクタンス行列 \mathbf{L} を用いて(1)式で表される。

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

ここで、 L_{mn} ($n = 1, 2, 3, 4$) は巻線 m と巻線 n 間の相互インダクタンスであり、 $L_{mn} = L_{nm}$ の関係が成立する。特に、 $m = n$ のとき L_{mm} は巻線 m の自己インダクタンスである。

図2に図1のコイル左側半分の断面図と2巻線間の結合係数 k_c , k_M , k_{ad} , k_{sub} 、および主巻線の自己インダクタンス L とキャンセルコイルの自己インダクタンス αL を示す。電流の流れる向きは、反時計回りを正とする。 k_{mm} は巻線 m と巻線 n 間の結合係数であり、(2)式で定義する。

$$k_{mn} = \frac{L_{mn}}{\sqrt{L_{mm}L_{nn}}} \quad (|k_{mn}| < 1) \dots\dots\dots (2)$$

図2のパラメータを(1)式に代入すると、電圧と電流の関係は(3)式となる。

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{bmatrix} = \mathbf{L} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

$$\begin{bmatrix} 1 & \sqrt{\alpha}k_c & k_M & \sqrt{\alpha}k_{ad} \\ \sqrt{\alpha}k_c & \alpha & \sqrt{\alpha}k_{ad} & \alpha k_{sub} \\ k_M & \sqrt{\alpha}k_{ad} & 1 & \sqrt{\alpha}k_c \\ \sqrt{\alpha}k_{ad} & \alpha k_{sub} & \sqrt{\alpha}k_c & \alpha \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{bmatrix}$$

図3に結線図を示す。本論文では、キャンセルコイルを短絡させた場合、同じコアの主巻線に同相駆動、又は逆相駆動させるように巻線を並列接続した場合の3種類について検討する。いずれも入力電圧の自由度は4から2に減少することから、伝送コイル全体では1入力1出力の2巻線トランスとして解析可能である。

〈2・2〉 キャンセルコイル短絡方式

図3(a)より、巻線2と巻線4をそれぞれ短絡させた場合 ($v_1 = v_p$, $v_3 = v_s$, $v_2 = v_4 = 0$, $i_1 = i_p$, $i_3 = i_s$)、(3)式より各巻線の印加電圧と流入電流の関係は、(4)式で表される。ここで、 $\det \mathbf{L}$ はインダクタンス行列の行列式である。

さらに、伝送コイル全体の電圧 v_p , v_s と電流 i_p , i_s の関係は、(5)式で表される。 L_{eq_short} と k_{eq_short} はそれぞれ、キャンセルコイル短絡方式における、伝送コイルの等価的な自己インダクタンスと結合係数である。

以上より、 L_{eq_short} と k_{eq_short} は、(5)式のパラメータ比較より(6)式と(7)式でそれぞれ表される。

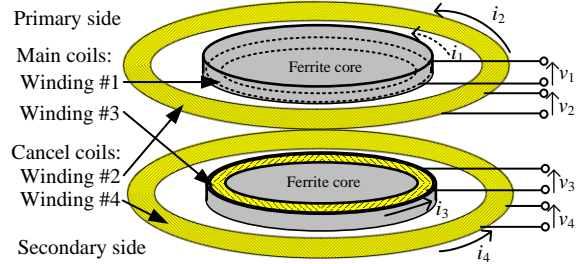


Fig. 1. Outline of transmission coil.

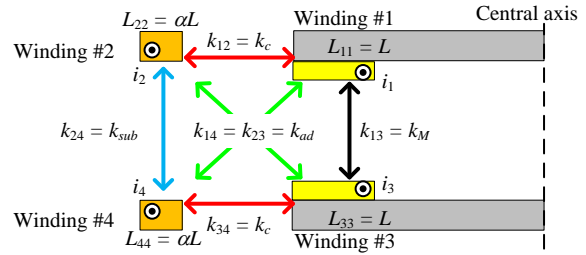
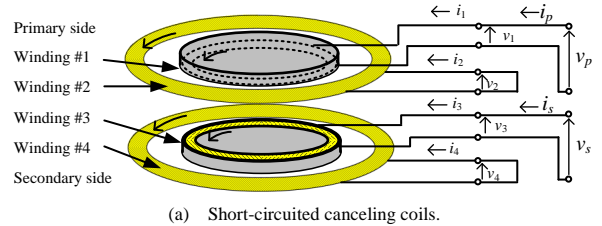
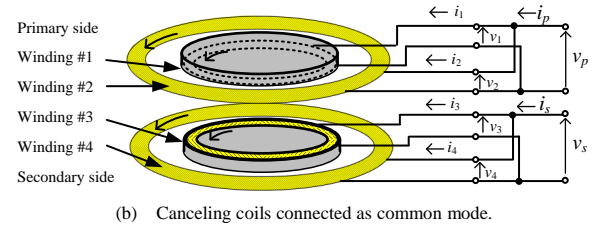


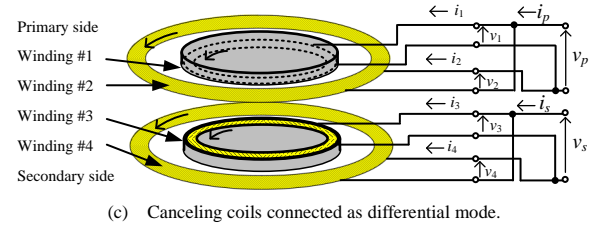
Fig. 2. Coupling coefficients and self-inductances between each coil.



(a) Short-circuited canceling coils.



(b) Canceling coils connected as common mode.



(c) Canceling coils connected as differential mode.

Fig. 3. Connection diagrams of main coils and canceling coils.

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{bmatrix} = \frac{-L^2 \alpha^{\frac{3}{2}}}{\det L} \begin{bmatrix} \sqrt{\alpha} \{1 - k_c^2 - k_{sub}^2 - k_{ad}^2 + 2k_c k_{sub} k_{ad}\} & -\sqrt{\alpha} \{+k_M(1 - k_{sub}^2) + k_{sub}(k_c^2 + k_{ad}^2) - 2k_c k_{ad}\} \\ k_c(1 - k_c^2) + k_{ad}^2 k_c + k_M k_c k_{sub} - k_{ad} k_M - k_{ad} k_{sub} & k_c^2 k_{ad} - k_c k_{sub} + k_{ad} - k_c k_M + k_{ad} k_M k_{sub} - k_{ad}^3 \\ -\sqrt{\alpha} \{+k_M(1 - k_{sub}^2) + k_{sub}(k_c^2 + k_{ad}^2) - 2k_c k_{ad}\} & \sqrt{\alpha} \{1 - k_c^2 - k_{sub}^2 - k_{ad}^2 + 2k_c k_{sub} k_{ad}\} \\ k_c^2 k_{ad} - k_c k_{sub} + k_{ad} - k_c k_M + k_{ad} k_M k_{sub} - k_{ad}^3 & k_c(1 - k_c^2) + k_{ad}^2 k_c + k_M k_c k_{sub} - k_{ad} k_M - k_{ad} k_{sub} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \int v_p dt \\ \int v_s dt \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} v_p \\ v_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{eq_short} & L_{eq_short} k_{eq_short} \\ L_{eq_short} k_{eq_short} & L_{eq_short} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_p \\ i_s \end{bmatrix}$$

$$= L \begin{bmatrix} 1 - \frac{(k_{ad} + k_c)^2 - 2(1 + k_{sub})k_c k_{ad}}{1 - k_{sub}^2} & k_M + \frac{k_{sub}}{1 - k_{sub}^2} \left\{ (k_{ad} + k_c)^2 - \frac{2(1 + k_{sub})k_c k_{ad}}{k_{sub}} \right\} \\ k_M + \frac{k_{sub}}{1 - k_{sub}^2} \left\{ (k_{ad} + k_c)^2 - \frac{2(1 + k_{sub})k_c k_{ad}}{k_{sub}} \right\} & 1 - \frac{(k_{ad} + k_c)^2 - 2(1 + k_{sub})k_c k_{ad}}{1 - k_{sub}^2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_p \\ i_s \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$|A| = L \left\{ (1 + \alpha - 2\sqrt{\alpha}k_c)(1 - k_c^2) + 2k_c(\sqrt{\alpha}k_{ad} - k_M)(\sqrt{\alpha}k_{sub} - k_{ad}) - (\sqrt{\alpha}k_{ad} - k_M)^2 - (\sqrt{\alpha}k_{sub} - k_{ad})^2 \right\} \quad (8)$$

$$|B| = L \left\{ (1 + \alpha - 2\sqrt{\alpha}k_c)(1 - k_c^2) + 2k_c(\sqrt{\alpha}k_{ad} - k_M)(\sqrt{\alpha}k_{sub} - k_{ad}) - (\sqrt{\alpha}k_{ad} - k_M)^2 - (\sqrt{\alpha}k_{sub} - k_{ad})^2 \right\} = |A| \quad (9)$$

$$|C| = L \left\{ (2\sqrt{\alpha}k_{ad} - \alpha k_{sub} - k_M)(k_M k_{sub} - k_{ad}^2) - 2k_{ad}(\sqrt{\alpha}k_c - 1)(\sqrt{\alpha} - k_c) + k_M(\sqrt{\alpha} - k_c)^2 + k_{sub}(\sqrt{\alpha}k_c - 1)^2 \right\} \quad (10)$$

$$|D| = \left\{ (k_c - k_{ad})^2 - (1 - k_M)(1 - k_{sub}) \right\} \left\{ (k_c - k_{ad})^2 - (1 + k_M)(1 + k_{sub}) \right\} \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} v_p \\ v_s \end{bmatrix} = \frac{|D|}{|A||B| - |C|^2} \begin{bmatrix} L_{11}L_{22}|A| & \sqrt{L_{11}L_{22}L_{33}L_{44}}|C| \\ \sqrt{L_{11}L_{22}L_{33}L_{44}}|C| & L_{33}L_{44}|B| \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_p \\ i_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{eq_com} & L_{eq_com} k_{eq_com} \\ L_{eq_com} k_{eq_com} & L_{eq_com} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_p \\ i_s \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$L_{eq_com} = \alpha L \left\{ \frac{(1 - k_c^2)(1 + \alpha - 2\sqrt{\alpha}k_c) + 2k_c(\sqrt{\alpha}k_{ad} - k_M)(\sqrt{\alpha}k_{sub} - k_{ad}) - (\sqrt{\alpha}k_{ad} - k_M)^2 - (\sqrt{\alpha}k_{sub} - k_{ad})^2}{(1 + \alpha - 2\sqrt{\alpha}k_c)^2 - (\alpha k_{sub} + k_M - 2\sqrt{\alpha}k_{ad})^2} \right\} \quad (13)$$

$$k_{eq_com} = \frac{(k_{ad}^2 - k_M k_{sub})(2\sqrt{\alpha}k_{ad} - k_M - \alpha k_{sub}) - 2k_{ad}(\sqrt{\alpha}k_c - 1)(\sqrt{\alpha} - k_c) + k_M(\sqrt{\alpha} - k_c)^2 + k_{sub}(\sqrt{\alpha}k_c - 1)^2}{(1 - k_c^2)(1 + \alpha - 2\sqrt{\alpha}k_c) + 2k_c(\sqrt{\alpha}k_{ad} - k_M)(\sqrt{\alpha}k_{sub} - k_{ad}) - (\sqrt{\alpha}k_{ad} - k_M)^2 - (\sqrt{\alpha}k_{sub} - k_{ad})^2} \quad (14)$$

$$L_{eq_short} = L \left\{ 1 - \frac{(k_{ad} + k_c)^2 - 2(1 + k_{sub})k_c k_{ad}}{1 - k_{sub}^2} \right\} \dots \dots \dots (6)$$

$$k_{eq_short} = \frac{k_M(1 - k_{sub}^2) + k_{sub}(k_{ad}^2 + k_c^2) - 2k_c k_{ad}}{(1 - k_{sub}^2) - (k_{ad}^2 + k_c^2) + 2k_c k_{sub} k_{ad}} \dots \dots \dots (7)$$

〈2・3〉 キャンセルコイル同相駆動

図3(b)の結線図より、巻線1と巻線2、巻線3と巻線4をそれぞれ並列接続し、同相駆動する場合($v_1 = v_2 = v_p$, $v_3 = v_4 = v_s$, $i_p = i_1 + i_2$, $i_s = i_3 + i_4$)の伝送コイル全体の等価的な自己インダクタンスと結合係数を導出する。文献(13)にて示されている同相駆動時の一般化された計算式を適用する。 L の成分を行列式 $|A|$, $|B|$, $|C|$, $|D|$ に代入し、計算した結果を(8)式から(11)式にそれぞれ示す。

このとき、伝送コイル全体の電圧 v_p , v_s と電流 i_p , i_s の関係は、 $|A|$, $|B|$, $|C|$, $|D|$ を用いて(12)式で表される。 L_{eq_com} と k_{eq_com} はそれぞれ、キャンセルコイル同相駆動時の伝送コイ

ルの等価的な自己インダクタンスと結合係数である。

パラメータ比較より、 L_{eq_com} と k_{eq_com} は、(12)式のパラメータ比較より(13)式と(14)式でそれぞれ表される。

〈2・4〉 キャンセルコイル逆相駆動

図3(c)の結線図より、巻線1と巻線2、巻線3と巻線4をそれぞれ並列接続し、逆相駆動させる場合($v_1 = -v_2 = v_p$, $v_3 = -v_4 = v_s$, $i_p = i_1 - i_2$, $i_s = i_3 - i_4$)の伝送コイル全体の等価的な自己インダクタンス L_{eq_dif} と結合係数 k_{eq_dif} を導出する。

(3)式に逆相駆動時の各巻線の電流と電圧条件を代入後、電圧と電流の関係を整理すると、各巻線の電圧と電流の関係は(15)式で表現可能である。

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_1 \\ v_3 \\ v_3 \end{bmatrix} = L \begin{bmatrix} 1 & -\sqrt{\alpha}k_c & k_M & -\sqrt{\alpha}k_{ad} \\ -\sqrt{\alpha}k_c & \alpha & -\sqrt{\alpha}k_{ad} & \alpha k_{sub} \\ k_M & -\sqrt{\alpha}k_{ad} & 1 & -\sqrt{\alpha}k_c \\ -\sqrt{\alpha}k_{ad} & \alpha k_{sub} & -\sqrt{\alpha}k_c & \alpha \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{bmatrix} \dots \dots \dots (15)$$

$$L_{eq_dif} = \alpha L \left\{ \frac{(1-k_c^2)(1+\alpha+2\sqrt{\alpha}k_c) + 2k_c(\sqrt{\alpha}k_{ad}+k_M)(\sqrt{\alpha}k_{sub}+k_{ad}) - (\sqrt{\alpha}k_{ad}+k_M)^2 - (\sqrt{\alpha}k_{sub}+k_{ad})^2}{(1+\alpha+2\sqrt{\alpha}k_c)^2 - (\alpha k_{sub}+k_M+2\sqrt{\alpha}k_{ad})^2} \right\} \quad (16)$$

$$k_{eq_dif} = \frac{(k_{ad}^2 - k_M k_{sub})(2\sqrt{\alpha}k_{ad}+k_M+\alpha k_{sub}) - 2k_{ad}(\sqrt{\alpha}k_c+1)(\sqrt{\alpha}+k_c) + k_M(\sqrt{\alpha}+k_c)^2 + k_{sub}(\sqrt{\alpha}k_c+1)^2}{(1-k_c^2)(1+\alpha+2\sqrt{\alpha}k_c) + 2k_c(\sqrt{\alpha}k_{ad}+k_M)(\sqrt{\alpha}k_{sub}+k_{ad}) - (\sqrt{\alpha}k_{ad}+k_M)^2 - (\sqrt{\alpha}k_{sub}+k_{ad})^2} \quad (17)$$

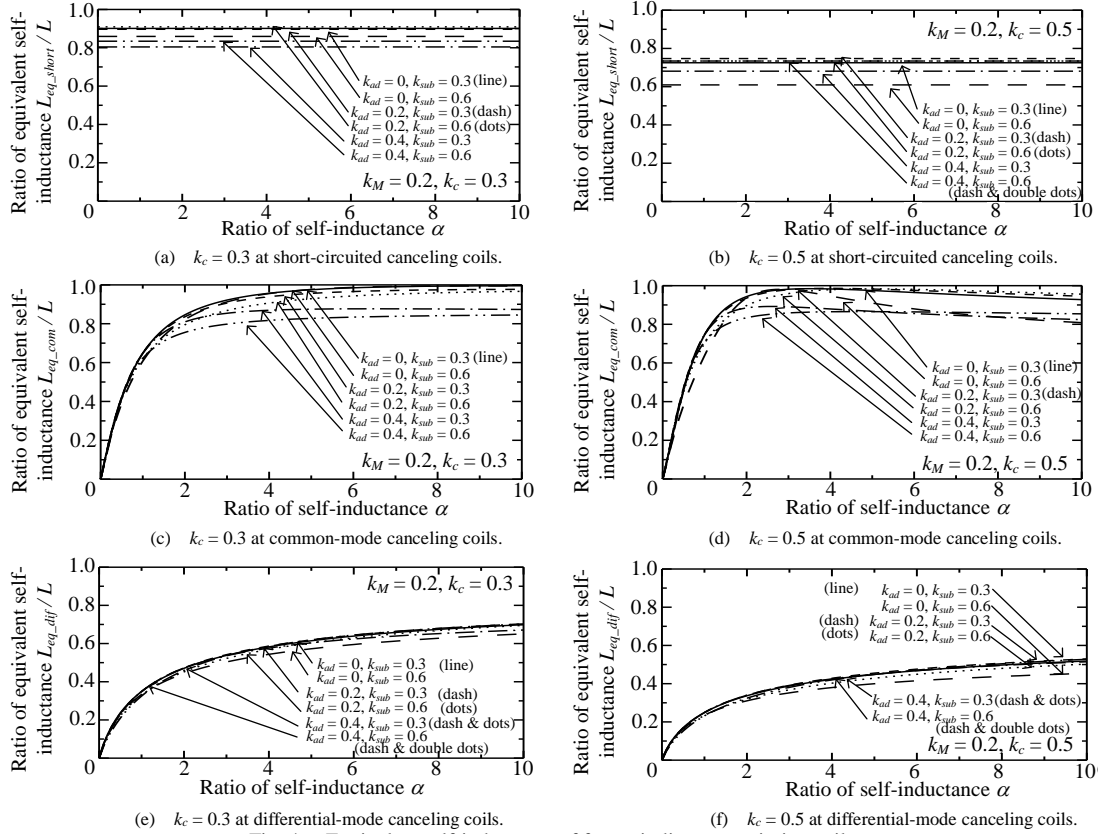


Fig. 4. Equivalent self-inductance of four-winding transmission coil.

ここで、 $i_2' = -i_2$ 、 $i_4' = -i_4'$ である。

(15)式より、 k_c と k_{ad} の符号が(3)式と逆になっている。これは、図1のキャンセルコイルの電流の向きを逆に定義し、同相駆動したときと等価であることを意味している。すなわち、逆相駆動は k_c を $-k_c$ に、 k_{ad} を $-k_{ad}$ にそれぞれ置換し、同相駆動時と同じ手順で導出が可能である。以上より、 L_{eq_dif} および k_{eq_dif} は、(16)式と(17)式でそれぞれ示される。

3. キャンセルコイル適用時の特性と設計基準

本章では、 k_c 、 k_M 、 k_{ad} 、 k_{sub} 、および α が変化した場合の等価的な自己インダクタンスと結合係数の特性変動を明らかにする。さらにパラメータ設計方法について考察する。図4と図5に等価的な自己インダクタンスの特性と等価的な結合係数の特性をそれぞれ示す。なお、主巻線間の結合係数 $k_M = 0.2$ とし、等価的な自己インダクタンスは、主巻線の自己インダクタンス L で基準化してある。

図4(a)と図4(b)、図5(a)と図5(b)より、巻線短絡時の L_{eq_short} と k_{eq_short} は α に依存しない。また、 k_c が大きいほど L_{eq_short} は

減少し、 k_{ad} の減少と k_{sub} の増加によって k_{eq_short} は改善する。

図4(c)と図4(d)、図5(c)と図5(d)より、同相駆動時 α の増加に伴い L_{eq_com} が増加し、 $\alpha > 3$ の領域では $L_{eq_com} > 0.8L$ でほぼ横ばいとなる。このとき、 α 以外のパラメータ変動による L_{eq_com} の変化は小さい。また、 k_c が小さいほど、 k_{ad} と k_{sub} による k_{eq_com} の変動は小さい。

図4(e)と図4(f)、図5(e)と図5(f)より、逆相駆動時 α の増加に対して、 L_{eq_dif} は増加する一方、 k_{eq_dif} は $\alpha > 1$ 以上ではほぼ一定となる。また、 k_c が大きいほど L_{eq_dif} は減少し、 k_{ad} の減少と k_{sub} の増加に伴い k_{eq_dif} が増加する。加えて、 L_{eq_dif} は α と k_c 以外のパラメータ変動の影響は小さいといえる。

いずれの結線方式でも、 k_c が大きくなるほど他の結合係数の変動に対する、等価的な結合係数の感度が増加している。

以上より、各結線方法における設計指針は、パラメータ変動抑制の観点から以下のとおりである。

キャンセルコイル短絡時：

- キャンセルコイルのループ面積を主巻線のループ面積に対して大きくとり、 k_c 、 k_{ad} の低減と k_{sub} の増加

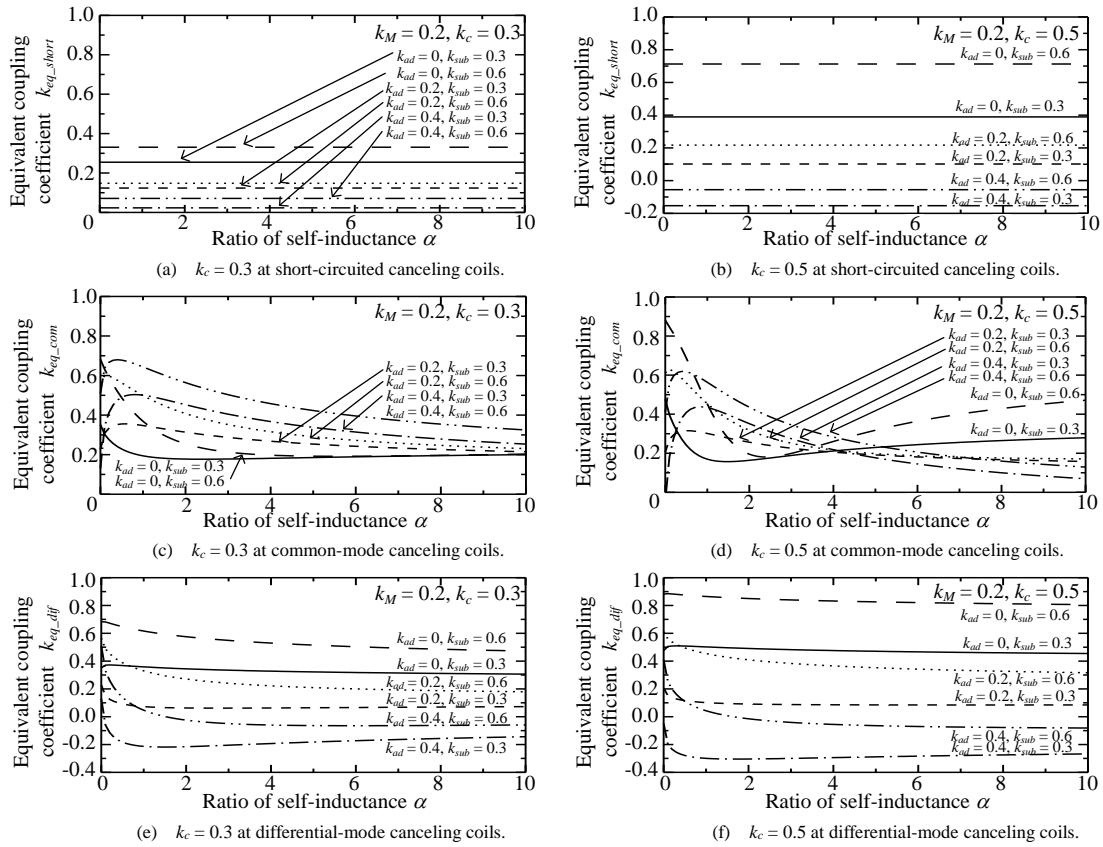


Fig. 5. Equivalent coupling coefficient of four-winding transmission coil.

による自己，相互インダクタンスの低下を抑制

キャンセルコイル同相駆動時：

- キャンセルコイルの自己インダクタンスは主巻線の自己インダクタンスの3倍以上
- 結合係数 $k_{eq,com}$ の悪化を抑制するために，キャンセルコイルのループ面積を主巻線のループ面積に対して大きくとり， k_{ad} と k_{sub} が大きくなるよう設計

キャンセルコイル逆相駆動時：

- キャンセルコイルの自己インダクタンスは可能な限り大きくとる
- 伝送コイル全体の自己インダクタンスおよび結合係数低下を抑制するために，キャンセルコイルのループ面積を主巻線のループ面積に対して大きくとり， k_c と k_{ad} を小さく， k_{sub} が大きくなるよう設計

また，結線方法に着目した場合，キャンセルコイルの自己インダクタンスが主巻線に対して小さい場合はキャンセルコイルを短絡することでインダクタンス変動を抑制可能である。また，キャンセルコイルの自己インダクタンスが大きく，インダクタンス減少の抑制を優先する場合は同相駆動とする。そして，キャンセルコイルの自己インダクタンスが大きく，結合係数の変動を抑制したい場合には，逆相駆動が有効である。

4. 試作コイルを用いた式の検証

2章で導出した等価的な自己インダクタンスと結合係数について，試作したコイルを用いて式の妥当性を確認する。

図6に試作コイルの外観を示す。外径8cm，内径4cm，高さ1.8cmのポット型コア（TDK，フェライト，PC40）を用い，内径と外径の間に主巻線コイルを，外径の周囲にキャンセルコイルをそれぞれ巻く。巻線には1.1mm²のリッツ線を用い，主巻線とキャンセルコイルの巻数はそれぞれ51回と20回である。1次側と2次側間のギャップは20mmである。

表1に作成した伝送コイルの自己インダクタンスと巻線間の結合係数をまとめて示す。また，キャンセルコイルを短絡，同相駆動，逆相駆動した場合それぞれの，伝送コイル1次側と2次側の自己インダクタンスおよび結合係数について，測定値と計算値の比較結果も併せて示す。

等価的な自己インダクタンスと等価的な結合係数の計算値は，実測値と誤差2.3%以内で一致し，計算式の妥当性を確認できた。

5. おわりに

本論文では，漏洩磁界低減のためにキャンセルコイル短絡方式，またはアクティブシールド方式を適用した場合の，インダクタンス変動の要因を明らかにし，伝送コイル全体の等価的な自己インダクタンスおよび結合係数の定式化と，インダクタンス変動の小さいパラメータ設計方法を確立した。

等価的な自己インダクタンスと結合係数の定式化をおこない，数値解析より各結線方法の特性を取得した結果，パラメータ変動抑制の観点から，以下の知見が得られた。

1. いずれの結線方法でも，キャンセルコイルのループ

Table 1. Equivalent self-inductance and equivalent coupling coefficient of transmission coil of prototype.

Connection of canceling coils		Short circuit	Common mode	Differential mode
Inductance matrix as four-winding transformer		$\begin{pmatrix} 578 & 58.9 & 160 & 45.4 \\ 58.9 & 111 & 47.7 & 28.9 \\ 160 & 47.7 & 582 & 55.8 \\ 45.4 & 28.9 & 55.8 & 106 \end{pmatrix} [\mu\text{H}]$		
Self-inductance of main winding L	Measured value	580 μH		
Self-inductance ratio α	Measured value	0.187		
Coupling coefficient k_c	Measured value	0.229		
Coupling coefficient k_M	Measured value	0.275		
Coupling coefficient k_{ad}	Measured value	0.185		
Coupling coefficient k_{sub}	Measured value	0.267		
Equivalent primary self-inductance	Measured value	537 μH	105 μH	75.1 μH
	Calculated value	540 μH	103 μH	73.8 μH
	Error	0.5%	2.2%	1.7%
Equivalent secondary self-inductance	Measured value	542 μH	100 μH	72.6 μH
	Calculated value	540 μH	103 μH	73.8 μH
	Error	0.4%	2.3%	1.6%
Equivalent coupling coefficient	Measured value	0.224	0.322	0.136
	Calculated value	0.224	0.322	0.134
	Error	0.1%	< 0.1%	1.2%

面積を主巻線より可能な限り大型化

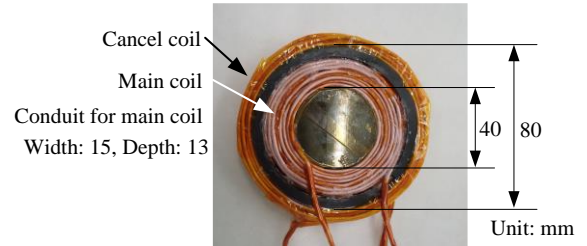
2. アクティブシールド方式を適用する場合、キャンセルコイルの自己インダクタンスを主巻線の3倍以上に設計
3. キャンセルコイルの自己インダクタンスを大きくとれない場合は、キャンセルコイルを短絡することで、アクティブシールド方式に比べパラメータ変動を抑制可能

さらに、試作の伝送コイルのインダクタンス測定を実施し、等価的な自己インダクタンスおよび結合係数が2.3%以内で計算値一致したことから、式の妥当性を確認した。

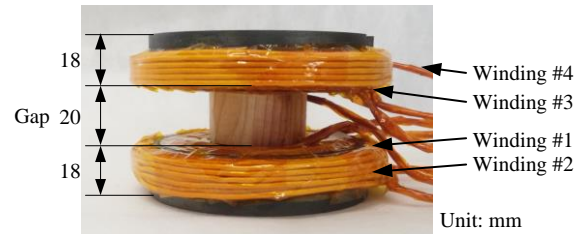
今後はキャンセルコイルの影響を考慮したIPTシステムの設計、および実機検証を予定している。

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) 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. P.E., Vol.3, No.1, pp.18-36 (2015)
- (4) D. Patil, M. K. McDonough, J. M. Miller, B. Fahimi and P. T. Balsara: "Wireless Power Transfer for Vehicular Applications: Overview and Challenges", IEEE Trans. on TRANSPORTATION ELECTRIFICATION, Vol. 4, No. 1, pp. 3-37 (2018)
- (5) T. Watanabe and M. 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) Ministry of Internal Affairs and Communications, Japan, "Inquiry of technical requirements for wireless power transfer system for EVs in technical requirements for wireless power transfer system in standards of International Special Committee on Radio Interference (CISPR)", (2015)
- (7) 松本洋和, 中島竜治, 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)
- (8) K. Kusaka, K. Inoue and J. Itoh: "Radiation Noise Reduction using Spread Spectrum for Inductive Power Transfer Systems



(a) Top view of unilateral transmission coil.



(b) Side view of transmission coil.

Fig. 6. Transmission coil of prototype.

considering Misalignment of Coils", Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 5507-5514 (2017)

- (9) J. Park, D. Kim, K. Hwang, H. Ho Park and S. Il Kwak: "A Resonant Reactive Shielding for Planar Wireless Power Transfer System in Smartphone Application", IEEE Trans. on ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, Vol. 59, No. 2, pp. 695-703 (2017)
- (10) S. Ahn, C. Hwang, H. Ho Park, "Optimized shield design for reduction of EMF from wireless power transfer systems, IEICE Electronics Express", IEICE Electronics Express, Vol. 11, No. 2, pp. 1-9 (2014)
- (11) K. Furukawa, K. Kusaka, J. Itoh: "General Analytical Model for Inductive Power Transfer System with EMF Canceling Coils", The 2018 International Power Electronics Conference, No. 23B4-4, pp. 3349 - 3356 (2018)
- (12) H. Cui, W. Zhong, H. Li, F. He, M. Chen, and D. Xu: "A Study on the Shielding for Wireless Charging Systems of Electric Vehicles", The Applied Power Electronics Conference and Exposition 2018, No. T29-1, pp. 1336 - 1343 (2018)
- (13) 古川啓太, 日下佳祐, 伊東淳一: 「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」, 半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, No. SPC-18-041, MD-18-041, pp. 7 - 12 (2018)