

未検討である⁽¹⁹⁾。加えて、既存の WPT システムに適用したとき、キャンセルコイルで生じた磁界が WPT システムの伝送電力変動特性に与える影響について、詳細な検討はなされていない⁽¹⁹⁾。

そこで本論文では、キャンセルコイル短絡時に着目した、キャンセルコイル電流実効値の決定法を提案する。加えて、提案法において、キャンセルコイル電流が伝送電力変動特性に与える影響について、実験を通して明らかにする。提案法では、キャンセルコイル短絡時のキャンセルコイル電流実効値を基に、漏洩磁界測定場所の磁界強度がゼロになる実効値を決定する。その後、磁界ゼロにするために不足している電流を、追加電源を用いて補償する。提案法の特徴は、漏洩磁界低減に必要な皮相電力が、主巻線の電力に比べて小さいことである。そのため、大容量の WPT システムでは、追加電源による損失は無視できる。また、キャンセルコイル電流の調節方法が明確であるため、提案法の特徴を有したまま、任意の磁界強度に制御可能という利点がある。

本論文の構成は以下の通りである。2章では、アクティブシールドイングの概要と課題について、パラメータ変動の一例を用いて説明する。3章では、磁界強度ゼロとなる電流実効値の決定法について提案する。4章では、シミュレーション及び実験にて、電気的特性と漏洩磁界強度の評価を実施する。その結果、磁界強度最小点となる電流実効値は、誤差 6.2%で一致し、提案法の妥当性を確認した。さらに、漏洩磁界の低減に対し、伝送電力の増加と、効率の低下というトレードオフの存在が判明した。

2. アクティブシールドイング

〈2・1〉 概要 Fig.1にアクティブシールドイングの概要を示す。本論文では、伝送コイルの構成要素のうち、巻線1と巻線2、および巻線1周囲のフェライトコアを含めた構

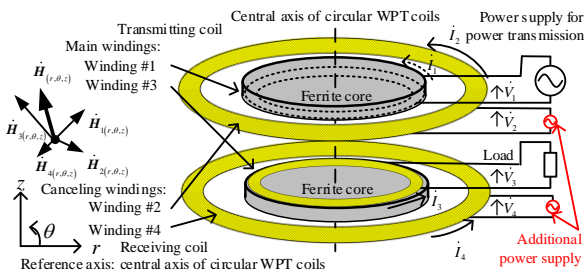


Fig. 1. WPT coils and active shielding.

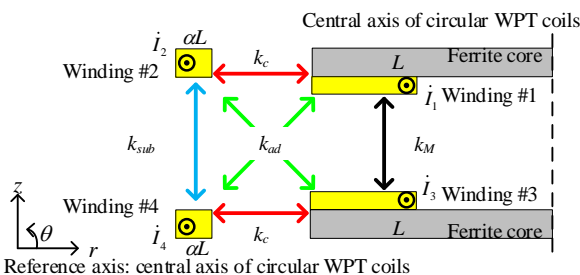


Fig. 2. Self-inductance and coupling coefficients of each winding.

造を送電側コイルと定義する。一方で、巻線3と巻線4、および巻線3周囲のフェライトコアを含めた構造を受電側コイルと定義する。さらに、送電側コイルと受電側コイルをまとめて、伝送コイルと定義する。伝送コイルは、電力伝送用の主巻線(巻線1, 巻線3)の周りにキャンセルコイル(巻線2, 巻線4)を巻いた、サーキュラ形の構成である。各キャンセルコイルには、追加電源が接続されている。

Fig. 1の巻線に電流を流すと、マクスウェル方程式に従って伝送コイル周囲に磁界が発生する⁽¹⁷⁾。動作周波数数kHz~数百kHzのWPTシステムにおいて、伝送コイルで生じた磁界の波長は、10²m以上になる。したがって、漏洩磁界の低次成分は、伝送コイル周辺では周波数依存性のない近傍界として扱える⁽¹⁷⁾。すなわち、アンペールの法則より、磁気飽和がないときの伝送コイル周囲の磁界強度は、電流について重ね合わせの理が適用できる⁽¹⁷⁾⁽¹⁹⁾。

点 (r, θ, z) の磁界 $\dot{H}_{(r, \theta, z)}$ は、各巻線の電流の重ね合わせによって(1)式で表される。

$$\dot{H}_{(r, \theta, z)} = \sum_{m=1}^4 \dot{H}_{m(r, \theta, z)} = \sum_{m=1}^4 N_m \dot{I}_m \mathbf{h}_m = \sum_{m=1}^4 N_m \dot{I}_m (h_{r_m} \mathbf{e}_r + h_{\theta_m} \mathbf{e}_\theta + h_{z_m} \mathbf{e}_z) \dots \dots \dots (1)$$

ここで、 \dot{I}_m は巻線 m ($m=1, 2, 3, 4$)に流れる電流、 $\dot{H}_{m(r, \theta, z)}$ は \dot{I}_m が作る磁界、 N_m は巻線 m の巻数、 \mathbf{h}_m は各巻線の電流と磁界の関係を示すベクトル、 $h_{r_m}, h_{\theta_m}, h_{z_m}$ は \mathbf{h}_m の座標方向の比例係数、 $\mathbf{e}_r, \mathbf{e}_\theta, \mathbf{e}_z$ は円筒座標系における単位ベクトルである。 \mathbf{h}_m は、伝送コイル構造と、伝送コイルに対する点 (r, θ, z) の位置関係で決まる。

電力伝送時に $\dot{H}_{(r, \theta, z)}$ の大きさが小さくなるよう、キャンセルコイルの電流を流せば、点 (r, θ, z) の漏洩磁界を低減できる。アクティブシールドイングの場合、主巻線電流で生じた漏洩磁界を効果的に打ち消すために、追加電源でキャンセルコイル電流を制御する。その結果、漏洩磁界を大幅に低減できる。

〈2・2〉 課題とパラメータ変動 2.1節では、アクティブシールドイング適用時の漏洩磁界低減に着目した利点を述べた。しかし、その一方で課題もある。伝送コイル周囲の磁界分布とWPTシステムの電気的特性は、伝送コイル構造と巻線電流によって決まる。しかし、コイル寸法や巻数、補償回路のパラメータ等、設計における自由度が大きい。

加えて、アクティブシールドイング適用時の特性変動についても詳細に検討されていない。キャンセルコイル電流によって生じた磁界は、主巻線と鎖交することで電力伝送特性に影響を与える可能性がある。先行研究では、キャンセルコイルに流れる電流によって磁路が変化し、主巻線から見た伝送コイル全体の等価的な自己インダクタンス L_{eq} と等価的な結合係数 k_{eq} が変動することが報告されている⁽¹⁴⁾⁽¹⁶⁾⁽²⁰⁾⁽²²⁾。以下特性変動の例として、キャンセルコイル短絡時の主巻線から見た、 L_{eq} と k_{eq} について説明する。

Fig. 2にFig. 1中の伝送コイル断面図と各巻線のパラメー

タを示す。簡単化のため、伝送コイルは中心軸で対称な構造とし、位置ずれは考慮しない。また、送電側コイルと受電側コイル構造は同一とする。各巻線の電流の流れる方向は全て同じ向きとする。なお、各巻線の Q 値は十分に大きい ($Q \gg 1$) のものとし、寄生抵抗、キャパシタ成分は考慮しない。

角周波数 ω における巻線 m の端子電圧 \dot{V}_m と \dot{I}_m の関係は、インダクタンス行列 L を用いて(2)式で表される。

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{V}_2 \\ \dot{V}_3 \\ \dot{V}_4 \end{bmatrix} = j\omega L \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \dot{I}_3 \\ \dot{I}_4 \end{bmatrix} = j\omega \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} & L_{14} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} & L_{24} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} & L_{34} \\ L_{41} & L_{42} & L_{43} & L_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \dot{I}_3 \\ \dot{I}_4 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2)$$

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_{mn} は巻線 m の自己インダクタンスである。

また、巻線 m と巻線 n 間の磁気結合について、結合係数 k_{mn} を(3)式で定義する。

$$k_{mn} = \frac{L_{mn}}{\sqrt{L_{mm}L_{nn}}} \quad (|k_{mn}| < 1) \dots\dots\dots (3)$$

k_{mn} は巻線の巻数に関係なく、伝送コイルの構造によって決まる。

Fig. 2 中の結合係数 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 , キャンセルコイルの自己インダクタンス αL を(2)式に代入すると、電圧と電流の関係は(4)式で表される。

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{V}_2 \\ \dot{V}_3 \\ \dot{V}_4 \end{bmatrix} = j\omega L \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{\alpha}k_c & k_M & \sqrt{\alpha}k_{ad} \\ \sqrt{\alpha}k_c & \alpha & \sqrt{\alpha}k_{ad} & \alpha k_{sub} \\ k_M & \sqrt{\alpha}k_{ad} & 1 & \sqrt{\alpha}k_c \\ \sqrt{\alpha}k_{ad} & \alpha k_{sub} & \sqrt{\alpha}k_c & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \dot{I}_3 \\ \dot{I}_4 \end{bmatrix} \dots\dots (4)$$

主巻線のパーミアンス \mathcal{P}_{main} , 巻数 N_{main} , キャンセルコイ

ルのパーミアンス \mathcal{P}_{cancel} , 巻数 N_{cancel} より、 L , α は、それぞれ(5)式と(6)式で表される。

$$L = \mathcal{P}_{main} N_{main}^2 \dots\dots\dots (5)$$

$$\alpha = \frac{\mathcal{P}_{cancel} N_{cancel}^2}{\mathcal{P}_{main} N_{main}^2} \dots\dots\dots (6)$$

(6)式より、 α は N_{cancel} の 2 乗に比例する。

キャンセルコイル短絡時の各巻線の電流は、電圧条件 ($\dot{V}_2 = \dot{V}_4 = 0$) を(4)式に代入することで、このページ下段の(7)式で表される。ここで、 $\det L$ は L の行列式であり、このページ下段の(8)式で表される。さらに、巻線 1 と巻線 3 の電圧と電流の関係は、このページ下段の(9)式で表される。

以上より、キャンセルコイル短絡時の L_{eq} と k_{eq} は、それぞれ(10)式と(11)式で表される。

$$L_{eq} = L \left\{ 1 - \frac{(k_{ad} + k_c)^2 - 2(1 + k_{sub})k_c k_{ad}}{1 - k_{sub}^2} \right\} \dots\dots\dots (10)$$

$$k_{eq} = \frac{k_M(1 - k_{sub}^2) + k_{sub}(k_{ad}^2 + k_c^2) - 2k_c k_{ad}}{(1 - k_{sub}^2) - (k_{ad}^2 + k_c^2) + 2k_c k_{sub} k_{ad}} \dots\dots\dots (11)$$

キャンセルコイル電流の影響によって、自己インダクタンスは L から L_{eq} に減少する。加えて、結合係数も k_M から k_{eq} に変動することが分かる。そのため、パラメータ変動を考慮せず WPT システムを設計した場合、共振周波数変動による効率低下や、誘起電圧変動に伴う伝送電力の変動が懸念される。

以上より、アクティブシールドリング適用時における、パラメータ変動を考慮した回路設計と漏洩磁界低減の両立は重要な課題である。3 章では、パラメータ変動を加味したキャンセルコイル電流の決定法について述べる。

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \dot{I}_3 \\ \dot{I}_4 \end{bmatrix} = \frac{L^3 \alpha^{\frac{3}{2}}}{j\omega \det L} \begin{bmatrix} \sqrt{\alpha} \{ 1 - k_c^2 - k_{sub}^2 - k_{ad}^2 + 2k_c k_{sub} k_{ad} \} & \sqrt{\alpha} \{ 2k_c k_{ad} - k_M(1 - k_{sub}^2) - k_{sub}(k_c^2 + k_{ad}^2) \} \\ -\{ k_c(1 - k_c^2) + k_{ad}^2 k_c + k_M k_c k_{sub} - k_{ad} k_M - k_{ad} k_{sub} \} & -\{ k_c^2 k_{ad} - k_c k_{sub} + k_{ad} - k_c k_M + k_{ad} k_M k_{sub} - k_{ad}^3 \} \\ \sqrt{\alpha} \{ 2k_c k_{ad} - k_M(1 - k_{sub}^2) - k_{sub}(k_c^2 + k_{ad}^2) \} & \sqrt{\alpha} \{ 1 - k_c^2 - k_{sub}^2 - k_{ad}^2 + 2k_c k_{sub} k_{ad} \} \\ -\{ k_c^2 k_{ad} - k_c k_{sub} + k_{ad} - k_c k_M + k_{ad} k_M k_{sub} - k_{ad}^3 \} & -\{ k_c(1 - k_c^2) + k_{ad}^2 k_c + k_M k_c k_{sub} - k_{ad} k_M - k_{ad} k_{sub} \} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{V}_3 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (7)$$

$$\det L = L^4 \alpha^2 \left\{ (k_c + k_{ad})^2 - (1 + k_M)(1 + k_{sub}) \right\} \left\{ (k_c - k_{ad})^2 - (1 - k_M)(1 - k_{sub}) \right\} \dots\dots\dots (8)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{V}_3 \end{bmatrix} = j\omega \begin{bmatrix} L_{eq} & L_{eq} k_{eq} \\ L_{eq} k_{eq} & L_{eq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_3 \end{bmatrix} = j\omega L \begin{bmatrix} 1 - \frac{(k_{ad} + k_c)^2 - 2(1 + k_{sub})k_c k_{ad}}{1 - k_{sub}^2} & k_M + \frac{k_{sub}}{1 - k_{sub}^2} \left\{ (k_{ad} + k_c)^2 - \frac{2(1 + k_{sub})k_c k_{ad}}{k_{sub}} \right\} \\ k_M + \frac{k_{sub}}{1 - k_{sub}^2} \left\{ (k_{ad} + k_c)^2 - \frac{2(1 + k_{sub})k_c k_{ad}}{k_{sub}} \right\} & 1 - \frac{(k_{ad} + k_c)^2 - 2(1 + k_{sub})k_c k_{ad}}{1 - k_{sub}^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_3 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (9)$$

3. 提案法によるキャンセルコイル電流の決定

〈3・1〉 提案法の概要 本章では, キャンセルコイル短絡時外部の漏洩磁界が低減する性質を利用した, キャンセルコイル電流の決定法について説明する。

Fig. 3 に設計のフローチャートを示す。フローチャートは, 伝送コイル作成後, WPT システムの仕様 (動作周波数, 伝送電力等) に合わせて設計する場合を想定している。提案法では, キャンセルコイルに流す電流の位相と実効値を, キャンセルコイル短絡時の回路動作を基に決定する。まず, 作成したコイルの自己・相互インダクタンスを測定し, L_{eq} と k_{eq} を計算する。次に, 回路仕様を満足するように, L_{eq} と k_{eq} を用いて WPT システムを設計する。そして, キャンセルコイル短絡時の各巻線電流を観測する。その後, 後述する式にて, 漏洩磁界最小となるキャンセルコイル電流を決定する (Fig. 3 の破線枠中の工程)。最後に, 追加電源を用いてキャンセルコイル電流を補償することで, 漏洩磁界低減が達成できる。

〈3・2〉 キャンセルコイル電流の決定 本節では, 提案法における, キャンセルコイル電流実効値の決定方法について述べる。伝送コイルのギャップの中央を通る水平面について, 磁界強度 \dot{H} の抑制を検討する。(1)式と Fig. 1 の伝送コイル構造の対称性より, 高さ方向の磁界 \dot{H}_z と半径方向の磁界 \dot{H}_r は, (12)式と(13)式でそれぞれ表される。

$$\dot{H}_z = hz_{main} N_{main} (\dot{i}_1 + \dot{i}_3) + hz_{cancel} N_{cancel} (\dot{i}_2 + \dot{i}_4) \dots\dots\dots(12)$$

$$\dot{H}_r = hr_{main} N_{main} (\dot{i}_1 - \dot{i}_3) + hr_{cancel} N_{cancel} (\dot{i}_2 - \dot{i}_4) \dots\dots\dots(13)$$

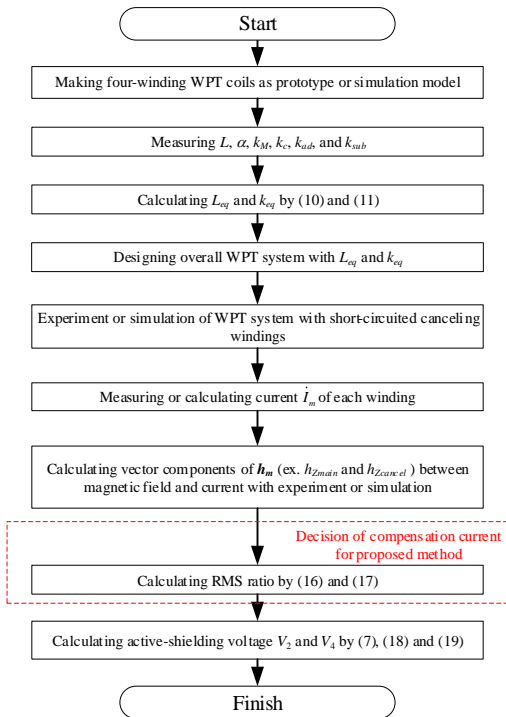


Fig. 3. Flowchart of proposed method.

ここで, hz_{main} と hr_{main} は, \dot{I}_1 に対する高さ方向と半径方向それぞれの比例係数である。また, hz_{cancel} と hr_{cancel} は, \dot{I}_2 に対する高さ方向と半径方向それぞれの比例係数である。

キャンセルコイル短絡時の \dot{H}_z の大きさは, (12)式へ(5)式と(6)式, (7)式の関係を代入することで, (14)式で表される。

$$\dot{H}_z = \left(hz_{main} - hz_{cancel} \sqrt{\frac{\mathcal{P}_{main}}{\mathcal{P}_{cancel}}} \frac{k_c + k_{ad}}{1 + k_{sub}} \right) N_{main} (\dot{i}_1 + \dot{i}_3) \dots\dots(14)$$

(14)式より, キャンセルコイルで生じる起磁力は, 主巻線の起磁力に対し逆位相となる。 $H_z=0$ にするためには, hz_{main} の項と hz_{cancel} の項の大きさが等しければよい。しかし, コイル構造によっては, hz_{cancel} の項の大きさが hz_{main} より小さくなってしまい, 漏洩磁界を十分に打ち消すことができない。そこで提案法は, 追加電源を用いてキャンセルコイル電流実効値を大きくすることで, 漏洩磁界の更なる低減を狙う。

(12)式と(14)式より, キャンセルコイル電流の位相はそのまま, 電流実効値のみを変えた場合を考察する。キャンセルコイル電流実効値の変動率を K_{amp} とする。 K_{amp} は, 追加電源による補償後の巻線 2 の電流を \dot{i}_{2a} , 巻線 4 の電流を \dot{i}_{4a} とすると, (15)式で表される。

$$K_{amp} = \left| \frac{\dot{i}_{2a}}{\dot{i}_2} \right| = \left| \frac{\dot{i}_{4a}}{\dot{i}_4} \right| \dots\dots\dots(15)$$

アクティブシールドリングによる主巻線電流の変動が無視できる場合, $H_z=0$ となる K_{amp_z} は(16)式で近似できる。

$$K_{amp_z} \approx \sqrt{\frac{\mathcal{P}_{cancel}}{\mathcal{P}_{main}}} \frac{hz_{main}(1+k_{sub})}{hz_{cancel}(k_c+k_{ad})} \dots\dots\dots(16)$$

$H_r=0$ となる K_{amp_r} は, (13)式から \dot{H}_z と同様の手順で式を展開することで, (17)式で近似できる。

$$K_{amp_r} \approx \sqrt{\frac{\mathcal{P}_{cancel}}{\mathcal{P}_{main}}} \frac{hr_{main}(1-k_{sub})}{hr_{cancel}(k_c-k_{ad})} \dots\dots\dots(17)$$

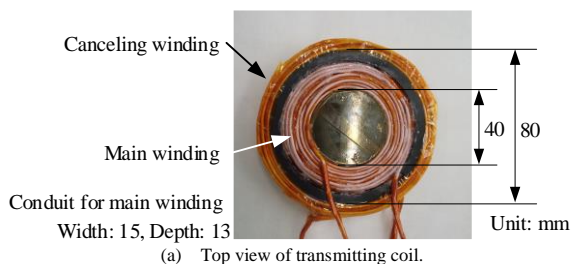
また, キャンセルコイル印加電圧 (巻線 2 : \dot{V}_{2a} , 巻線 4 : \dot{V}_{4a}) は, (18)式と(19)式でそれぞれ表される。

$$\dot{V}_{2a} = j\omega\alpha L (K_{amp} - 1) (\dot{i}_2 + k_{sub}\dot{i}_4) \dots\dots\dots(18)$$

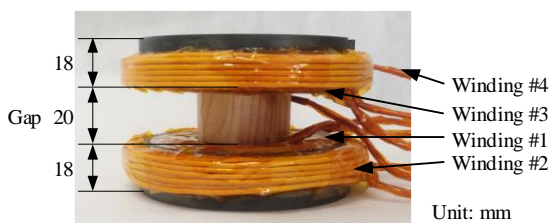
$$\dot{V}_{4a} = j\omega\alpha L (K_{amp} - 1) (k_{sub}\dot{i}_2 + \dot{i}_4) \dots\dots\dots(19)$$

キャンセルコイル印加電圧は, キャンセルコイル電流実効値の変動 ($K_{amp} - 1$) によって生じた誘起電圧の和で決まる。一般的に, 送電側コイルの巻線と, 受電側コイルの巻線の結合係数は 0.01~0.3 程度である。そのため, キャンセルコイル印加電圧の位相は, k_{sub} でない項の影響が支配的となる。すなわち, 追加電源の力率は 0 に近くなるため, 電力伝送に寄与しないと考えられる。

加えて, 漏洩磁界最小となる K_{amp} が 1 に近い (主巻線とキャンセルコイルの配置に近い) ほど, 追加電源に必要な容量



(a) Top view of transmitting coil.



(b) Side view of overall WPT coils.

Fig. 4. Prototype of WPT coils.

Table 1. Electric and magnetic parameters of WPT coils.

Parameter	Value
Self-inductance of main windings L	580 μ H
Inductance ratio α	0.187
Coupling coefficient k_M	0.275
Coupling coefficient k_c	0.229
Coupling coefficient k_{ad}	0.185
Coupling coefficient k_{sub}	0.267
ESR of main windings r_{main}	1.03 Ω
ESR of canceling windings r_{cancel}	0.192 Ω
Number of turns of main windings N_{main}	51 turn
Number of turns of canceling windings N_{cancel}	20 turn
Permeance of main windings \mathcal{P}_{main}	2.23×10^{-7} H
Permeance of canceling windings \mathcal{P}_{cancel}	2.71×10^{-7} H

は小さくなる。これは、2個の向きが同じ円形コイルについて、コイル半径の差とコイル間の距離が小さいほど、1巻線当りの電流が作る磁界分布と2巻線間の結合係数と同じになるためである。Fig. 1の伝送コイルにて、キャンセルコイルを主巻線に重ねて配置した場合を考える。このとき、 k_c は1に漸近、 $\mathcal{P}_{cancel} \doteq \mathcal{P}_{main}$, $h_{z_{main}} \doteq h_{z_{cancel}}$, $h_{r_{main}} \doteq h_{r_{cancel}}$ となる。さらに、巻線1と巻線2から見た、巻線3と巻線4の幾何的配置は同じとなるため、 $k_{sub} \doteq k_{ad}$ となる。以上の関係を(16)式と(17)式に代入すると、 K_{amp_z} , K_{amp_r} は共に1に漸近する。

なお、伝送コイルの位置ずれが生じた場合でも、キャンセルコイル短絡時の巻線電流は、 \dot{V}_1 と \dot{V}_3 で決まる。すなわち、(1)式と(2)式のパラメータが変動するものの、巻線電流の自由度は2で変わらない。したがって、 K_{amp} を複素数に拡張すれば、提案法を適用できると考えられるが、詳細な検討は今後の課題とする。

以上より、追加電源が接続されているキャンセルコイルの皮相電力は、伝送電力に比べて小さい。そのため、追加電源には、伝送電力に比べて小容量の電源が採用できる。

4. ワイヤレス電力伝送システムにおける漏洩磁界低減効果の検証

〈4.1〉 試作コイルと L_{eq} , k_{eq} の妥当性確認 Fig. 4に

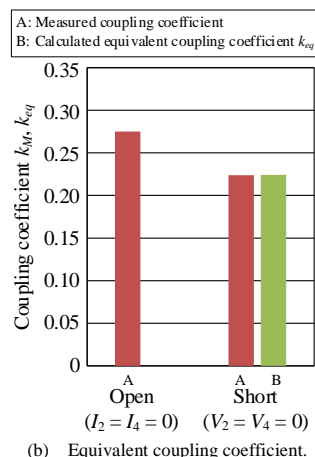
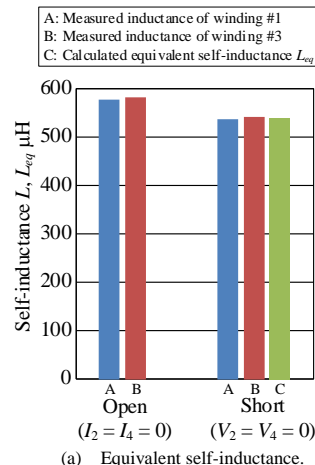


Fig. 5. Parameter variation of WPT coils at view point of inverter or rectifier.

試作した伝送コイル外観を示す。Table 1に伝送コイルのパラメータを示す。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を、外径の周囲にキャンセルコイルをそれぞれ巻く。動作周波数領域での等価直列抵抗(ESR)を抑制するために、巻線は1.1mm²のリッツ線を用いた。さらに、キャンセルコイル電流の抑制とQ値の増大を目的に、巻数をかせぎ、 $N_{cancel} = 20$ turnとした。

Fig. 5に計算値と実測した L_{eq} と k_{eq} を示す。実測にはLCRメータを用い、巻線2と巻線4をそれぞれ短絡させたときの、主巻線の自己インダクタンスと相互インダクタンスを測定した。 L_{eq} と k_{eq} について、計算値と測定値は誤差0.2%以内で一致し、式の妥当性を確認した。

〈4.2〉 回路設計 Fig. 6に回路構成を示す。Table 2に回路パラメータを示す。入力DC電圧 $V_{in} = 300$ V, 動作周波数 $f_{sw} = 83.3$ kHzである。キャンセルコイル短絡時に、1kWの電力を伝送できるように回路を設計する。キャンセルコイルに接続する電源は、アンプ電源を用いる。

交流部の力率を補償するために、共振コンデンサ C_{s1} , C_{s2} を巻線1と巻線3にそれぞれ直列に接続する(S/S補償)。共振条件より、キャンセルコイル短絡時における、 C_{s1} と C_{s2}

のキャパシタンスは, (20)式であらわされる。

$$C_{s1} = C_{s2} = \frac{1}{L_{eq} \omega^2} \dots\dots\dots (20)$$

〈4・3〉 シミュレーションによる検討 試作コイルを電磁界解析ソフト (JSOL, JMAG-Designer) 上にモデリングし, 提案法の妥当性を評価する。各巻線の電流は, キャンセルコイル短絡時の測定値 ($\dot{I}_1 = 3.96 \angle 0^\circ$ A, $\dot{I}_2 = 2.10 \angle 144^\circ$ A, $\dot{I}_3 = 3.75 \angle -92.3^\circ$ A, $\dot{I}_4 = 2.00 \angle 126^\circ$ A) を基準にする。 \dot{I}_2 と \dot{I}_4 について, キャンセルコイル電流実効値を K_{amp} 倍, 電流位相を $\Delta\theta$ 変化させた ($\dot{I}_2 = 2.10 K_{amp} \angle (144 + \Delta\theta)^\circ$ A, $\dot{I}_4 = 2.00 K_{amp} \angle (126 + \Delta\theta)^\circ$ A) ときの電氣的, 磁氣的特性を等高線図で示す。

Fig. 7 に, 伝送コイルの断面と磁界の測定点を示す。伝送コイルの寸法は, Fig. 4 の試作コイルを基に決定した。測定点は, 代表例として, ギャップの中央から 50cm 水平方向に離れた場所とした。

Table 3 に磁界の測定点における h_m と, (16)式と(17)式から求めた $K_{amp,z}$ と $K_{amp,r}$ を示す。 h_m は, Fig. 7 のモデルにおける, 各巻線の電流と測定点の磁界強度の関係から計算した。なお, 伝送コイル構造の対称性より, 回転方向 (Fig. 1 中の θ 方向) の磁界はゼロであるため考慮しない。

Fig. 8 に K_{amp} と $\Delta\theta$ を変えたときの, H_z , H_r , H を示す。 H_z は, $K_{amp} = 1.22$, $\Delta\theta = 0$ deg. のとき, 9.92×10^{-4} A/m で最小となった。漏洩磁界最小となる K_{amp} と $K_{amp,z}$ が一致し, (16) 式の妥当性を確認した。一方, H_r は, $K_{amp} = 1.00$, $\Delta\theta = 10$ deg. のとき, 5.16×10^{-4} A/m で最小となった。漏洩磁界最小となる K_{amp} と $K_{amp,r}$ の誤差 11% は, モデリング時の寸法誤差に起因すると考えられる。以上より, 提案法によるキャンセルコイル電流決定法の妥当性を確認した。

なお, H は, H_z と同様の特性となり, $K_{amp} = 1.22$, $\Delta\theta = 0$ deg. のとき, 1.89×10^{-3} A/m で最小となった。これは, 測定点において, $h_{z_{main}} \gg h_{r_{main}}$, $h_{z_{cancel}} \gg h_{r_{cancel}}$ であり, 巻線電流によって高さ方向の磁界が生じやすいためである。

Fig. 9 に, キャンセルコイル開放時, キャンセルコイル短絡時 ($K_{amp} = 1.00$, $\Delta\theta = 0$ deg.), H 最小時 ($K_{amp} = 1.22$, $\Delta\theta = 0$ deg.) における, 伝送コイル周囲の磁界強度を示す。ただし, キャンセルコイル開放時の巻線電流は, 後述の測定値 ($\dot{I}_1 = 3.91 \angle 0^\circ$ A, $\dot{I}_2 = 0 \angle 0^\circ$ A, $\dot{I}_3 = 2.80 \angle -93.6^\circ$ A, $\dot{I}_4 = 0 \angle 0^\circ$ A) を用いた。提案法を適用することで, 測定点だけでなく, 伝送コイルから離れた領域の磁界強度も大幅に低減する。 H 最小時, キャンセルコイル開放時に対しておよそ 40dB, キャンセルコイル短絡時に対しておよそ 20dB の漏洩磁界低減効果が期待できる。

Fig. 10 に, K_{amp} と $\Delta\theta$ を変えたときの, 各巻線の有効電力を示す。有効電力は, 各巻線の電流と端子電圧の基本波成分より計算した。キャンセルコイル電流の変動によって, 主巻線の伝送電力が変化する。一方で, $\Delta\theta = 0$ deg. における P_2 ,

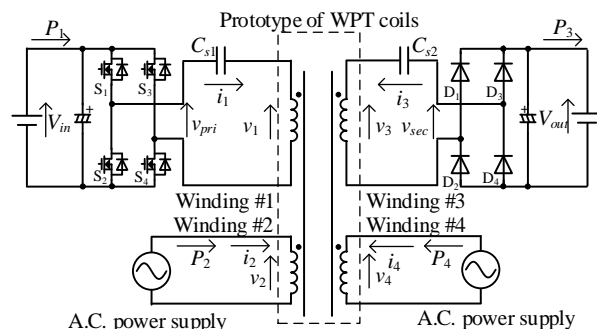


Fig. 6. Experiment circuit.

Table 2. Experiment conditions.

Parameter	Symbol	Value / model number
Input DC voltage	V_{in}	300 V
Output DC voltage	V_{out}	295 V
		Open ($I_2 = I_4 = 0$): 390 V
Rated output power	P_{out}	1 kW
Switching frequency	f_{sw}	83.3 kHz
Angular frequency	ω	5.24×10^5 rad/s
Dead time	T_{dead}	250 ns
Resonant capacitors	C_{s1}, C_{s2}	6.30 nF
		Open ($I_2 = I_4 = 0$): 6.69 nF
MOSFETs	S1 - S4	SCH2080KEC (ROHM)
Diodes	D1 - D4	SCS220AE (ROHM)

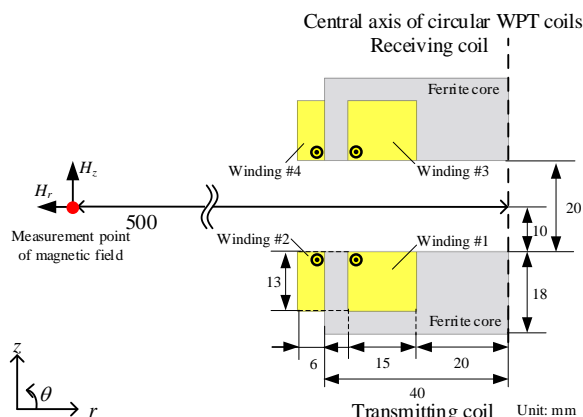


Fig. 7. Simulation model of WPT coils and measurement point.

Table 3. Vectoral transfer functions at measurement point.

Parameter	Value
Vectoral transfer function h_1 of winding #1	$h_{r_{main}}e_r + h_{z_{main}}e_z$
Vectoral transfer function h_2 of winding #2	$h_{r_{cancel}}e_r + h_{z_{cancel}}e_z$
Vectoral transfer function h_3 of winding #3	$-h_{r_{main}}e_r + h_{z_{main}}e_z$
Vectoral transfer function h_4 of winding #4	$-h_{r_{cancel}}e_r + h_{z_{cancel}}e_z$
Vector component $h_{z_{main}}$	-2.43×10^{-3} /m
Vector component $h_{z_{cancel}}$	-6.70×10^{-3} /m
RMS ratio $K_{amp,z}$	1.22
Vector component $h_{r_{main}}$	3.04×10^{-5} /m
Vector component $h_{r_{cancel}}$	6.30×10^{-4} /m
RMS ratio $K_{amp,r}$	0.886

*The measurement point of the magnetic field is shown in Fig. 7

P_4 は, 伝送電力に対して十分小さい。漏洩磁界最小となる条件 ($K_{amp} = 1.22$, $\Delta\theta = 0$ deg.) のとき, $P_2 = 10.0$ W, $P_4 = -5.99$ W である。したがって, 提案法適用時, 追加電源は電力伝送に寄与していないことを確認できる。

〈4・4〉 アクティブシールド適用時の回路動作

Fig. 6 の試験回路にて, K_{amp} を変えたときの電氣的, 磁氣

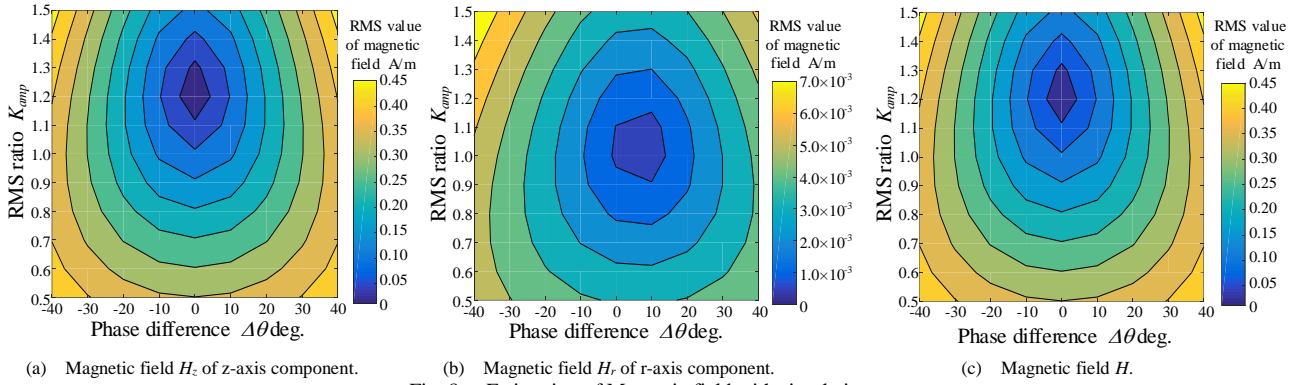


Fig. 8. Estimation of Magnetic field with simulation.

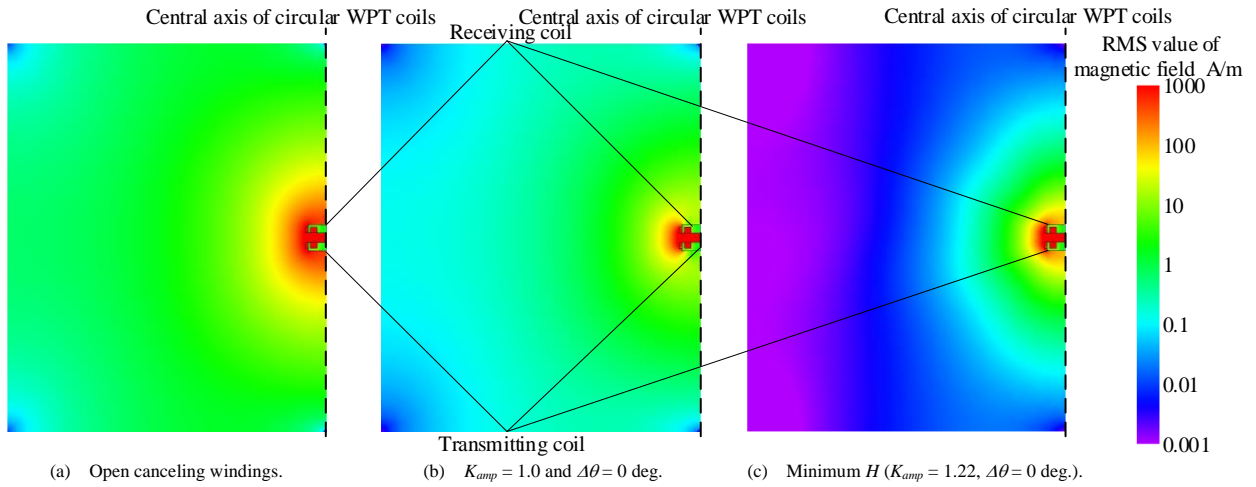


Fig. 9. Magnetic field H around WPT coils.

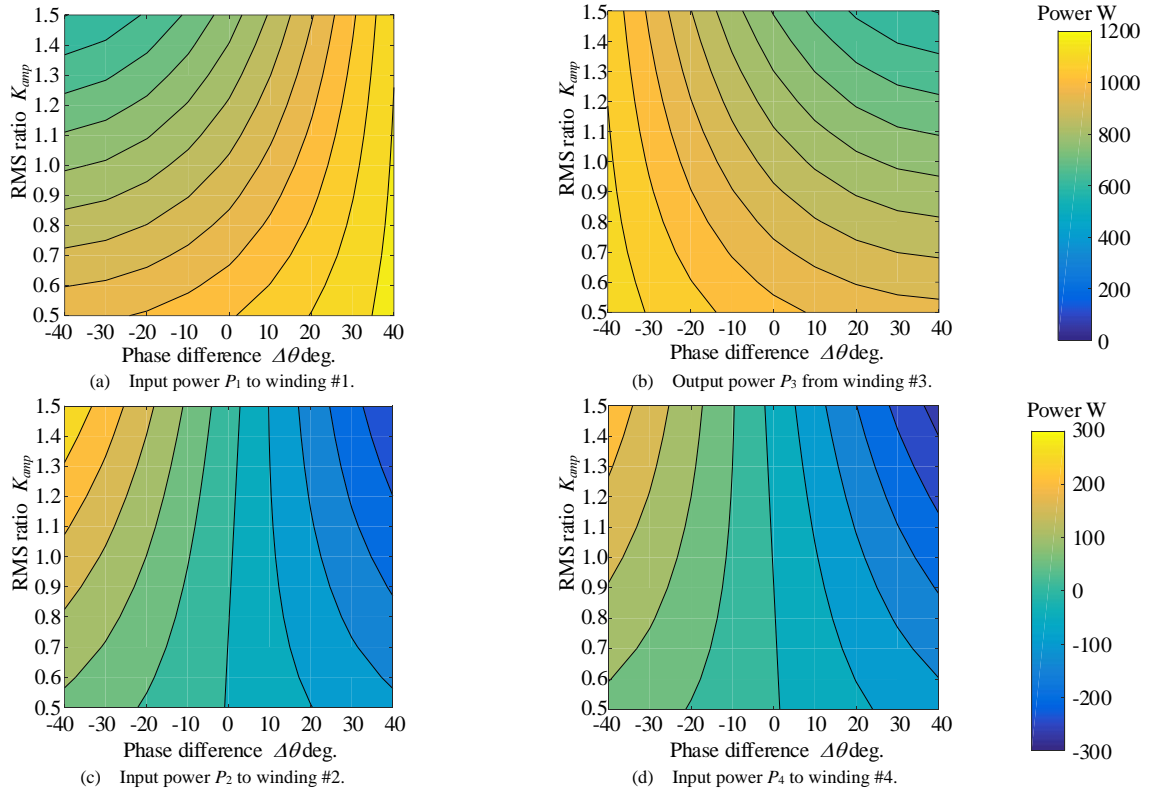


Fig. 10. Power of each winding.

的特性を取得し、4.3節のシミュレーション結果と合わせて提案法の妥当性を評価する。

Fig. 11 にキャンセルコイル開放時 ($K_{amp} = 0$) と短絡時 ($K_{amp} = 1$) の動作波形を示す。インバータ出力電圧 v_{pri} と巻線 1 電流 i_1 の位相が一致し、共振動作をおこなっていることから、設計の妥当性を確認した。

Fig. 12 にキャンセルコイル短絡時と、アクティブシールド適用時の各巻線の電流波形を示す。追加電源によって、キャンセルコイル電流実効値が制御できることを確認した。

〈4・5〉 アクティブシールド適用時の磁気的特性

Fig. 7 に示す測定点の磁界強度を、磁界プローブ (Electro-Metrics Corporation, EM-6993) を用いて測定した。Fig. 8 より、測定点の H は、高さ方向の磁界成分が支配的である。したがって、測定器の都合と全方向の磁界抑制の観点から、高さ方向の磁界のみを測定した。

Fig. 13 にキャンセルコイル開放時とアクティブシールド適用時の H_z のスペクトラム波形を示す。加えて、Fig. 14 に、 K_{amp} を変えたときの H_z の基本波成分の強度特性を示す。

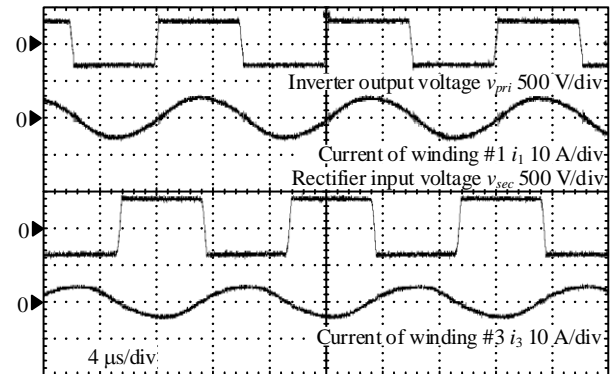
Fig. 13 と Fig. 14 より、アクティブシールド適用によって、漏洩磁界の低次高調波成分も抑制できることが判明した。漏洩磁界の基本波成分は、巻線短絡時に比べ 24.6dB、巻線開放時に比べ 39.5dB、それぞれ低減した。実験では、 $K_{amp} = 1.30$ の時に、漏洩磁界が最小になった。(16)式で導出した値 ($K_{amp,z} = 1.22$) と 6.2%の誤差で一致した。

誤差原因として、キャンセルコイル印加電圧による主巻線電流の増加が挙げられる。Fig. 12 より、 $K_{amp} = 1.30$ のとき、 I_1 が 5.6%、 I_3 が 6.9%それぞれ増加した。この増加分も打ち消すために、漏洩磁界最小となる K_{amp} が変動したと考えられる。

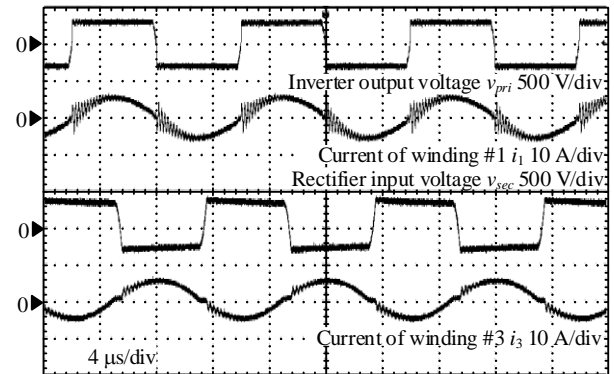
〈4・6〉 アクティブシールド適用時の電気的特性

Fig. 15 に各巻線の入力電力を示す。キャンセルコイルへの入力電力は、伝送電力と比べて非常に小さいことを確認した。したがって、提案法では、主巻線は電力伝送、キャンセルコイルは漏洩磁界抑制と、それぞれ役割が分担されている。また、 K_{amp} が 1 から離れるほど、キャンセルコイル電流の影響によって、定格電力と実際の伝送電力との差が大きくなる。特に、 K_{amp} を大きくすることで、伝送コイルのパラメータ変動によって伝送電力が増加することが明らかになった。入出力 DC 電圧が一定の場合、S/S 補償を適用した WPT システムの伝送電力は、相互インダクタンスの大きさに反比例して増加する。このことから、 K_{amp} が大きい程、伝送コイル全体の等価的な相互インダクタンスが減少すると考えられる。

Fig. 16 にキャンセルコイル入力電圧実効値を示す。 K_{amp} が 1 から離れるほど、キャンセルコイル入力電圧実効値が増加する。(15)式と(18)式、(19)式より、追加電源に必要な容量(皮相電力)は、 $K_{amp}(K_{amp} - 1)$ に比例して増加する。すなわち、 $K_{amp,z}$ が大きい伝送コイルでは、漏えい磁界低減のために必

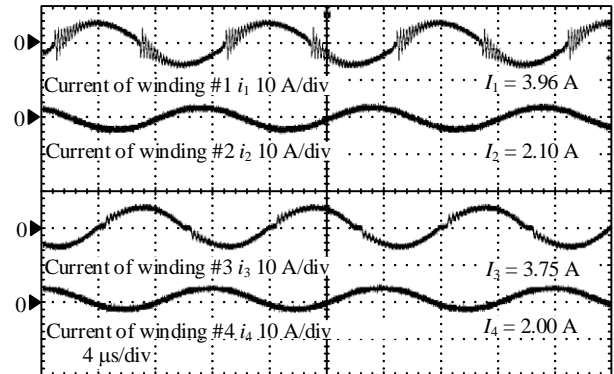


(a) Waveforms at open canceling windings ($I_2 = I_4 = 0$).

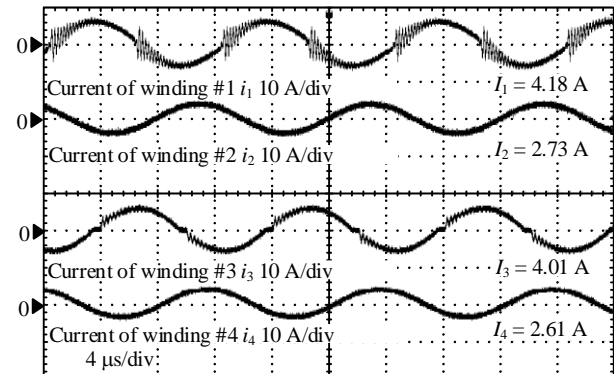


(b) Waveforms at short canceling windings ($V_2 = V_4 = 0$).

Fig. 11. Operation waveforms.

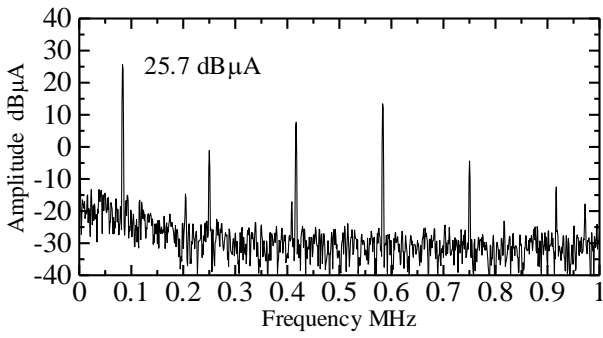


(a) Short canceling windings ($V_2 = V_4 = 0$).

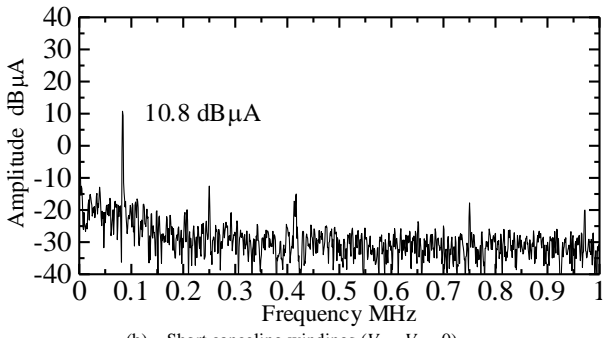


(b) Waveforms at minimum measured magnetic field H_z ($K_{amp} = 1.30$).

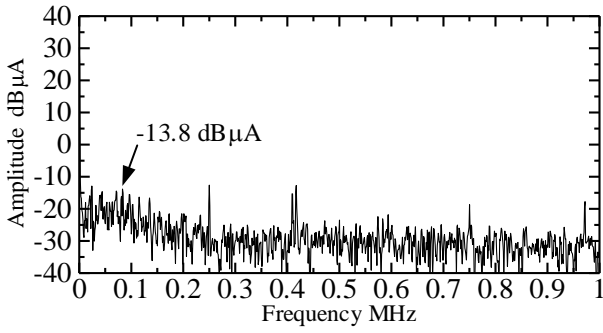
Fig. 12. Current of each winding.



(a) Open canceling windings ($I_2 = I_4 = 0$).



(b) Short canceling windings ($V_2 = V_4 = 0$).



(c) $K_{amp} = 1.30$.

Fig. 13. Spectra of magnetic field H_z .

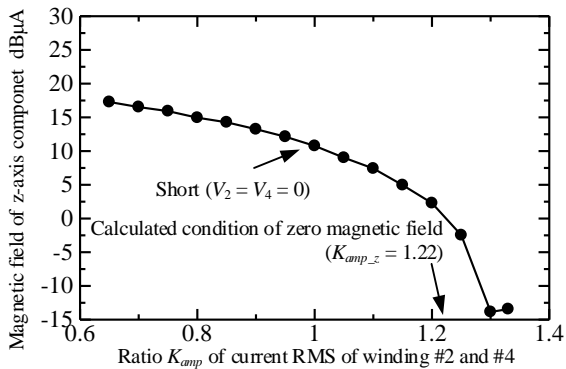


Fig. 14. Fundamental component of Magnetic field H_z .

要な追加電源の容量が増加する。したがって、追加電源の小容量化の観点から、提案法では、 $K_{amp,z}$ が1に近い伝送コイル構造が望ましいといえる。

Fig. 17 に効率特性を示す。効率 η は、(21) 式より求めた。

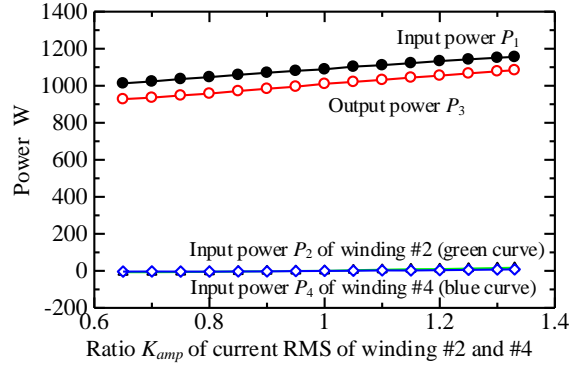


Fig. 15. Input/output power of each winding.

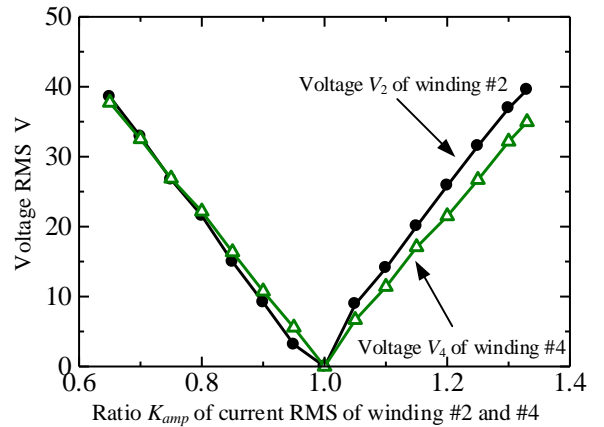


Fig. 16. Input voltage of canceling windings.

$$\eta = \frac{P_3 - P_4}{P_1 + P_2} \dots \dots \dots (21)$$

なお、回路構成の違いによる影響をなくすため、 $K_{amp} = 1$ の効率は、追加電源をキャンセルコイルに接続し、キャンセルコイル短絡時と同じ巻線電流を模擬した状態で取得した。 K_{amp} が大きいほど効率が低下し、漏洩磁界低減効果とトレードオフの関係が得られた。Fig. 12 より、 K_{amp} の増加によって主巻線電流実効値が増加しているため、効率低下は、キャンセルコイルの銅損増加だけでなく、主巻線の銅損増加の影響も考えられる。

Fig. 18 にキャンセルコイル開放時、短絡時、および漏洩磁界最小時における、伝送コイルの損失分離結果を示す。各巻線の銅損は、実験で測定した巻線に流れる電流全実効値と、Table 1 の ESR より計算した。また、鉄損は、巻線電流の基本波成分より、JMAG-Designer の鉄損解析機能を用いて計算した。

Fig. 18 より、伝送コイルにおける損失は、主巻線の銅損が支配的であった。また、キャンセルコイルに電流を流しても、キャンセルコイルの銅損は、主巻線の銅損に対して 10 分の 1 未満であった。このことから、提案法適用によるキャンセルコイルでの損失は小さい。しかし、アクティブシールドリングによって主巻線電流実効値が増大するため、伝送コイル主巻線の銅損、ひいては WPT システム全体の損失が増大する。

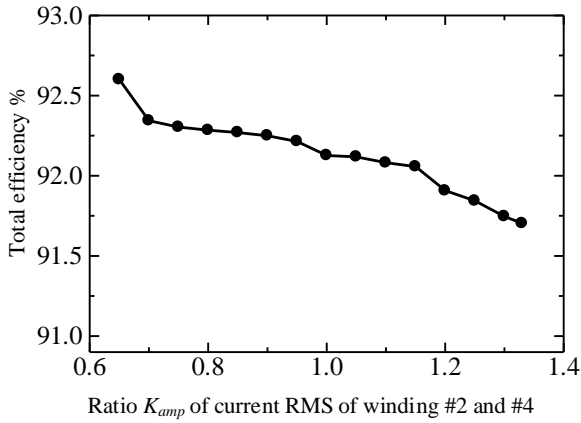


Fig. 17. Efficiency of overall WPT system.

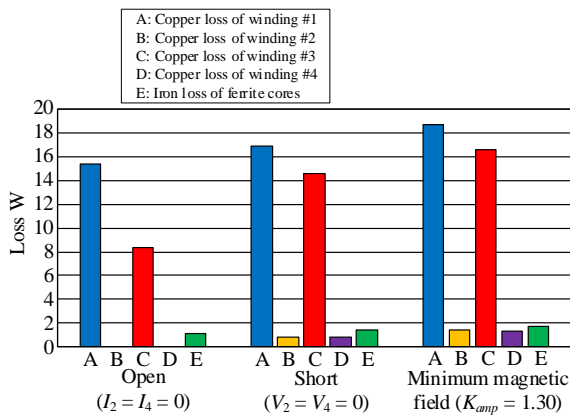


Fig. 18. Loss analysis of copper loss on each winding.

5. おわりに

本論文では、アクティブシールドリングを適用した WPT システムについて、キャンセルコイル短絡時に着目した電流実効値の決定法について提案した。また、キャンセルコイル電流の影響を、試作回路の伝送電力の大きさの変化から、実験的に明らかにしている。

提案法では、キャンセルコイル短絡時のキャンセルコイル電流実効値を基に、漏洩磁界測定場所の磁界強度がゼロになる実効値の大きさを決定する。そして、不足している電流を追加電源で補償することで、漏洩磁界低減を達成する。補償に必要な追加電源の皮相電力は、伝送電力に比べて小さいため、小容量の電源を追加電源として採用できる。すなわち、大容量の WPT システムでは、追加電源での損失は無視できる。加えて、小容量の電源を用いて、任意の磁界強度に制御可能という利点がある。

試作回路による実験の結果、伝送コイルから水平方向に 50cm 離れた点の、高さ方向の磁界強度について、磁界強度最小となる電流実効値が誤差 6.2% で計算値と一致し、提案法の有用性を示した。また、キャンセルコイル開放時 (アクティブシールドリング無し) と比べて、最大 39.5dB の磁界低減を達成した。さらに、漏洩磁界が低減するほど、伝送電力は増加し、主巻線での銅損増大によって効率が低下する

ことが判明した。

今後は、伝送コイルの位置ずれが生じた場合のキャンセルコイル電流決定法について検討予定である。

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) D. Patil, M. K. McDonough, J. M. Miller, B. Fahimi and P. T. Balsara, "Wireless Power Transfer for Vehicular Applications: Overview and Challenges", IEEE Transactions on Transportation Electrification, Vol. 4, No. 1, pp. 3-37, (2018)
- (4) K. Kusaka and J. Itoh: "Development Trends of Inductive Power Transfer Systems Utilizing Electromagnetic Induction with Focus on Transmission Frequency and Transmission Power", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 137, No. 5, pp. 328-339 (2017)
- (5) International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP), "ICNIRP GUIDELINES FOR LIMITING EXPOSURE TO TIME-VARYING ELECTRIC AND MAGNETIC FIELDS (1HZ - 100 kHz)", (2010)
- (6) International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP), "ICNIRP GUIDELINES FOR LIMITING EXPOSURE TO ELECTROMAGNETIC FIELDS (100 kHz to 300 GHz)", (2020)
- (7) 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)
- (8) K. Inoue, K. Kusaka and J. Itoh: "Reduction in Radiation Noise Level for Inductive Power Transfer Systems using Spread Spectrum Techniques", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 33, No. 4, pp. 3076-3085 (2018)
- (9) K. Kusaka, K. Furukawa and J. Itoh, "Development of Three-Phase Wireless Power Transfer System with Reduced Radiation Noise," IEEJ Trans. on Industry Applications, Vol. 8, No. 4, pp. 600-607 (2019)
- (10) 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", 2018 Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 1336-1343 (2018)
- (11) T. Campi and S. Cruciani and M. Feliziani: "Magnetic Shielding of Wireless Power Transfer Systems", Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, 15A-H1, pp. 422-425 (2014)
- (12) I. Lee, N. Kim, I. Cho and I. Hong: "Design of a Patterned Soft Magnetic Structure to Reduce Magnetic Flux Leakage of Magnetic Induction Wireless Power Transfer Systems", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 59, No. 6, pp. 1856-1863 (2017)
- (13) C. Lu, C. Rong, X. Huang, Z. Hu, X. Tao and S. Wang: "Investigation of Negative and Near-Zero Permeability Metamaterials for Increased Efficiency and Reduced Electromagnetic Field Leakage in a Wireless Power Transfer System", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 61, No. 5, pp. 1438-1446 (2019)
- (14) M. Mohammad, M. S. Haque and S. Choi: "A Litz-Wire Based Passive Shield Design to limit EMF Emission from Wireless Charging System", 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 97-104 (2018)
- (15) M. Lu, and K. D. T. Ngo: "Comparison of Passive Shields for Coils in Inductive Power Transfer", 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 1419-1424 (2017)
- (16) K. Furukawa, K. Kusaka and J. Itoh: "Formulation of Equivalent Inductance of Transmission Coils with Short-circuited Coils for EMF Reduction in Wireless Power Transfer Systems", 2018 IEE-Japan Industry Applications Society Conference, No. 1-13, pp. 1-53 - 1-56 (2018)
- (17) S. Y. Choi, B. W. Gu, S. W. Lee, W. Y. Lee, J. Huh, and C. T. Rim: "Generalized Active EMF Cancel Methods for Wireless Electric Vehicles", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, No. 11, pp. 5770-5783 (2014)

- (18) J. Park, D. Kim, K. Hwang, H. Ho Park and S. I. Kwak, J. H. Kwon, and S. Ahn: "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)
- (19) S. Cruciani, T. Campi, F. Maradei, and M. Feliziani: "Active Shielding Design for Wireless Power Transfer Systems", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 61, No. 6, pp. 1953-1960 (2019)
- (20) K. Furukawa, K. Kusaka and J. Itoh: "General Analytical Model of Inductance Variation by EMF-canceling Coil for Inductive Power Transfer System", IEEE Journal of Industry Applications, Vol. 8, No. 4, pp. 660-668 (2019)
- (21) A. Tejada, C. Carretero, J. T. Boys and G. A. Covic: "Ferrite-Less Circular Pad With Controlled Flux Cancellation for EV Wireless Charging", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 32, No. 11, pp. 8349-8359 (2017)
- (22) K. Furukawa, K. Kusaka and J. Itoh: "Design Criterion of EMF Canceling Coil for Suppressing Inductance Variation on Wireless Power Transfer System", SPC, No. SPC-18-099, (2018)



古川 啓太 (学生員) 1994年1月25日生まれ。2018年3月、長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年4月、同大学大学院博士後期課程エネルギー・環境工学専攻入学。主に非接触給電システムの研究に従事。



日下 佳祐 (正員) 1989年2月3日生まれ。2013年3月、長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年4月、同大学大学院博士後期課程エネルギー・環境工学専攻入学。2015年12月から2016年6月まで Swiss Federal Institute of Technology in Lausanne (EPFL)に Trainee として所属。同年3月、長岡技術科学大学大学院博士後期課程修了。

博士(工学)。2016年4月より長岡技術科学大学産学官連携研究員。2018年4月より同大学助教。現在に至る。主に非接触給電システム、太陽光発電向け電力変換回路の研究に従事。IEEE member, 自動車技術会会員。



伊東 淳一 (上級会員) 1972年1月6日生まれ。1996年3月、長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年4月、富士電機(株)入社。2004年4月、長岡技術科学大学電気系准教授。2017年4月、同大学電気系教授。現在に至る。主に電力変換回路、電動機制御の研究に従事。博士(工学)(長岡技術科学大学)。2007年第63回電気学術振興賞進歩賞受賞。

2010年 Takahashi Isao Award (IPEC Sapporo), 第58回電気科学技術奨励賞, 2012年インテリジェントコスモス奨励賞, 2014年, 2016年電気学会産業応用部門論文賞, 2017年文部科学大臣表彰・科学技術賞(開発部門), 2018年第4回永守賞, 受賞。IEEE Senior member, 自動車技術会会員。