

走行中ワイヤレス電力伝送における空芯コイルによる 隣接送電コイルを含めた遠方の漏洩磁界低減の理論化と実証

高嶋 海斗* 居村 岳広 堀 洋一 (東京理科大学)

Theorizing and Demonstrating far-Field Leakage Magnetic Field
Including Adjacent Transmission Coils in case of Air-core Coils in Dynamic Wireless Power Transfer
Kaito Takashima*, Takehiro Imura, Yoichi Hori (Tokyo University of Science)

To promote electric vehicles for solving environmental problems, dynamic wireless power transfer is required, and there is an issue of reducing magnetic field leakage. This paper proposes a method to reduce the magnetic field by adjusting the magnitude and phase of the currents of adjacent transmission coils. The effectiveness of this method is confirmed by calculations and electromagnetic field analysis.

キーワード: ワイヤレス電力伝送, 走行中ワイヤレス給電, 漏洩磁界
(Wireless Power Transfer, Dynamic Wireless Power Transfer, Leakage Magnetic Field)

1. はじめに

2015 年にパリで開かれた国連気候変動枠組条約第 21 回締結国会議 (COP21) にて合意されたパリ協定が結ばれた。これにより, 世界共通の長期目標として人為的な CO₂ 等の温室効果ガス (GHG) 排出量と吸収量を均衡させることが掲げられた。自動車業界では, 内燃機関のみのガソリン車から電気自動車 (EV) へと移行することによって GHG 排出量を削減しようとしている。現状としては, EV が抱える様々な欠点の影響で普及が進んでいない。欠点の 1 つに航続距離の短さがあるが, 走行中の車両へワイヤレスでの電力伝送を行う, 走行中ワイヤレス電力伝送 (DWPT) によって解決が図られている。DWPT を使用することで航続距離の延長と同時に, EV に搭載するバッテリーの小型化が可能となる。このバッテリーの小型化は, 使用する半導体やレアアースが少なく済むことによる低価格化や, 車体の軽量化による航続距離の延長の利点がある。使用する DWPT にも様々な欠点があり実用化には至っていない。その中の 1 つに漏洩磁界がある。これは, 磁界共鳴方式でのワイヤレス電力伝送時に, 電力伝送に寄与する磁界と同時に外部へ生じる不要な磁界である。漏洩磁界にはコイルからの距離が数 cm から 3 m 程度に生じる主に人体への影響が懸念されている近傍漏洩磁界と, 基準となる場所から 10 m 先で評価されている, 主に電子機器への影響が懸念されている遠方漏洩磁界がある。

漏洩磁界は CISPR や ICNIRP などによって規制値が定められており⁽¹⁾⁽²⁾, この規制値以下でなければいかに高効率で

大電力な電力伝送ができて実用化できない。低減手法として, 磁性体であるフェライトやアルミ板などを磁気シールドとして使用する方法や, 電力伝送には使用しない磁界抑制用のコイルをシールドコイルとして設置する方法など⁽³⁾⁻⁽⁸⁾が提案されている。これらの研究では近傍漏洩磁界を対象としているものが多く, 遠方漏洩磁界に着目したものは少ない。遠方の漏洩磁界に着目した先行研究⁽⁹⁾では, 各コイルに流れる電流の大きさ及び位相を, 電磁界解析を使用して求め, 遠方の漏洩磁界を求めている。本研究では, 電力伝送を行う送電・受電コイルと進行方向側の隣接送電コイルを含めた 3 つのコイルの等価回路から各コイルに流れる電流の大きさ及び位相を求め, 遠方の漏洩磁界を進行方向側の隣接送電コイルを使用して低減する手法を提案する。隣接送電コイルに印加する適切な電圧の大きさ及び位相を, 等価回路から導出した理論式と電磁界解析結果との比較より求め, 遠方漏洩磁界低減方法及び理論計算の実証を行った。

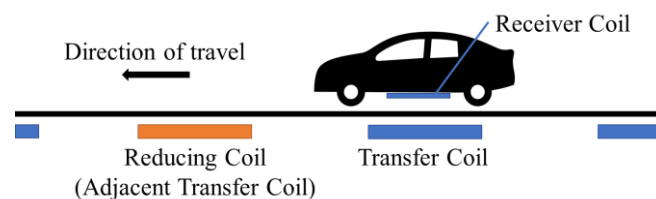


図 1 提案する遠方漏洩磁界低減手法

Fig.1 Proposed far-field leakage magnetic field reduction method

2. 送電コイル1つ受電コイル1つの場合における等価回路からの遠方漏洩磁界算出

〈2・1〉等価回路からの電流導出

Fig.2 に磁界共鳴方式基本回路の T 型等価回路を示す. 各コイルの内部抵抗を r , 自己インダクタンスを L とする. また, コイル 2 に挿入する負荷を R_L とする. 磁界共鳴方式では, コイルの自己インダクタンス L を打ち消すために必要な容量を持つコンデンサ C を挿入する. コンデンサ容量は共振角周波数 ω を用いて(1)式より求めた.

$$C = \frac{1}{\omega^2 L} \quad (1)$$

また, 相互インダクタンス L_m はノイマンの式より求めた. ノイマンの式でのパラメータを Fig.3 に示す. Fig.3 での C はコンデンサではなくコイルを表す.

ノイマンの式を(2)式に示す.

$$L_m = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{C_1} \oint_{C_2} \frac{dl_1 dl_2}{D} \quad (2)$$

(2)式より, 相互インダクタンスは電圧や電流に依存せず, コイルの大きさ及び設置位置から算出することが可能である. Fig.2 の等価回路より各コイルに流れる電流 I_1, I_2 はそれぞれ(3), (4)式のように求められる.

$$I_1 = \frac{R_2 + R_L + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)}{\left\{R_1 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)\right\}\left\{R_2 + R_L + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)\right\} + \omega^2 L_m^2} V_1 \quad (3)$$

$$I_2 = -\frac{j\omega L_m}{\left\{R_1 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)\right\}\left\{R_2 + R_L + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)\right\} + \omega^2 L_m^2} V_1 \quad (4)$$

共振状態であることをより L と C は打ち消されるためそれぞれ(5), (6)式で表される.

$$I_1 = \frac{R_2 + R_L}{R_1(R_2 + R_L) + \omega^2 L_m^2} V_1 \quad (5)$$

$$I_2 = -\frac{j\omega L_m}{R_1(R_2 + R_L) + \omega^2 L_m^2} V_1 \quad (6)$$

また, (5)(6)式より I_1 と I_2 の関係は(7)式で表される.

$$I_2 = -\frac{j\omega L_m}{R_2 + R_L} I_1 \quad (7)$$

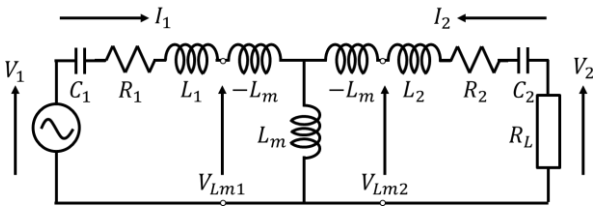


図.2 磁界共鳴方式 S-S 回路 T 型等価回路

Fig.2 Magnetic resonance method S-S circuit T-type equivalent circuit

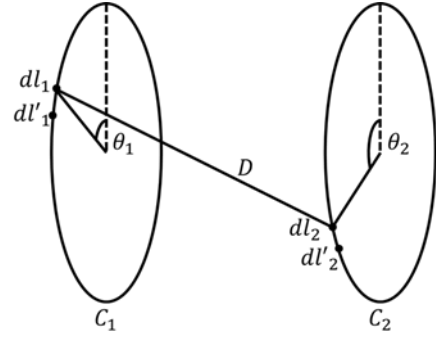


図.3 ノイマンの式でのパラメータ

Fig.3 Parameters in Neumann's formula

〈2・2〉磁界計算

磁界計算には先行研究⁽⁹⁾にて示されている, ベクトルポテンシャルより算出する方法を使用した.

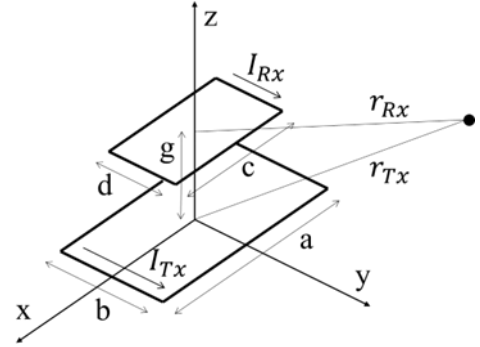


図.4 送電コイル1つ受電コイル1つのときの回路構成

Fig.4 Circuit configuration with one transmitting coil and one receiving coil

2.1 節での I_1 は送電コイル Tx に流れる電流 I_{Tx} であり, I_2 は受電コイル Rx に流れる電流 I_{Rx} であるとして各コイルから生じる磁界 H_{Tx}, H_{Rx} は x, y, z の 3 方向に分けて(8)(9)式で表される.

$$H_{Tx} = \begin{pmatrix} H_{Tx,x} \\ H_{Tx,y} \\ H_{Tx,z} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\sum_{k=1}^n a_k b_k 3xz}{4\pi r_{Tx}^5} I_{Tx} \\ \frac{\sum_{k=1}^n a_k b_k 3yz}{4\pi r_{Tx}^5} I_{Tx} \\ \frac{\sum_{k=1}^n a_k b_k 2z^2 - x^2 - y^2}{4\pi r_{Tx}^5} I_{Tx} \end{pmatrix} \quad (8)$$

$$H_{Rx} = \begin{pmatrix} H_{Rx,x} \\ H_{Rx,y} \\ H_{Rx,z} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\sum_{k=1}^m c_k d_k 3x(z-g)}{4\pi r_{Tx}^5} I_{Rx} \\ \frac{\sum_{k=1}^m c_k d_k 3y(z-g)}{4\pi r_{Tx}^5} I_{Rx} \\ \frac{\sum_{k=1}^m c_k d_k 2(z-g)^2 - x^2 - y^2}{4\pi r_{Tx}^5} I_{Rx} \end{pmatrix} \quad (9)$$

I_{Tx}, I_{Rx} ともに大きさと位相を持つ。それぞれの位相を θ_{Tx}, θ_{Rx} とすると(10)(11)式で表される。

$$I_{Tx} = I_{Tx} \cos \theta_{Tx} + jI_{Tx} \sin \theta_{Tx} \quad (10)$$

$$I_{Rx} = I_{Rx} \cos \theta_{Rx} + jI_{Rx} \sin \theta_{Rx} \quad (11)$$

(7)式より、共振時は $\theta_{Tx} = 0^\circ, \theta_{Rx} = -90^\circ$ である。磁界の大きさは絶対値で求められ、以上の条件から整理すると(12)式で表される。(12)式より、各回路素子の大きさ及び I_{Tx} から磁界の算出が可能である。

$$H = \sqrt{H_{Tx,x}^2 + H_{Rx,x}^2 + H_{Tx,y}^2 + H_{Rx,y}^2 + H_{Tx,z}^2 + H_{Rx,z}^2}$$

$$= \frac{I_{Tx}}{4\pi} \sqrt{\left(\frac{\sum_{k=1}^n a_k b_k}{r_{Tx}^2} \right)^2 \{ (3xz)^2 + (3yz)^2 + (2z^2 - x^2 - y^2)^2 \} + \left(\frac{\omega L_m \sum_{k=1}^n c_k d_k}{r_2 + R_L + \frac{\omega^2 L_m^2}{r_{Rx}^2}} \right)^2 \{ (3x(z-g))^2 + (3y(z-g))^2 + (2(z-g)^2 - x^2 - y^2)^2 \}} \quad (12)$$

(2・3) 電磁界解析と理論計算の比較

本稿では、電磁界解析ソフト「FEKO」を使用した MoM 法での電磁界解析を行った。解析モデルを Fig.5 に示す。解析に使用した送電コイルは外径 650 mm×510 mm、ピッチ 5 mm での巻数 15 とし、受電コイルは外径 380 mm×380 mm、ピッチ 5 mm での巻数 15 とした。また、伝送距離は 200 mm、受電コイルに設置した負荷は 15Ω、コイルの共振周波数は 85 kHz とした。各コイルの内部抵抗は電磁界解析より得られた値を使用し、相互インダクタンスはノイマンの式より算出した。また、磁界測定点を Fig.6 に示す。送電コイルの中心を原点とする座標系における $x=0$ m, $y=2\sim 20$ m, $z=1$ m とした。

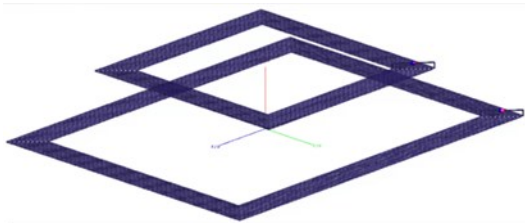


図.5 送電コイル 1 つの時の解析モデル

Fig.5 Analytical model for a single transfer coil

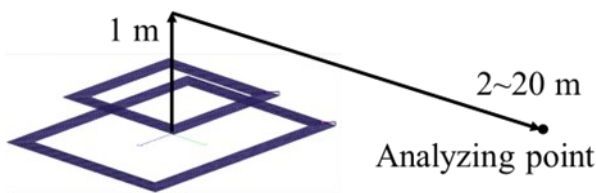


図.6 磁界測定点

Fig.6 Magnetic field analyzing point

電磁界解析と理論計算で得られた電流の大きさの比較を Fig.7 に示す。Fig.7 より送電コイルの電流の誤差は 0.32 %、受電コイルに流れる電流の誤差は 0.15 %とよく一致した値が得られた。これにより、等価回路から電流を求めることが可能であることが示された。磁界の算出結果を Fig.7 に示す。

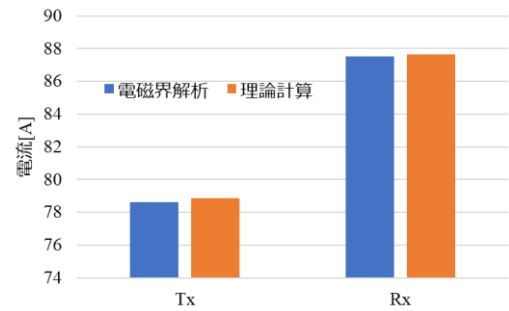


図 7 送電コイル 1 つのときの電流の比較

Fig.7 Comparison of current with one power transmission coil

磁界の算出結果を Fig.8 に示す。測定点における誤差は最大で 20 m 地点の 0.0071 mA/m, 0.29 %であった。このことから送電コイル 1 つ、受電コイル 1 つの場合において、等価回路からの電流算出及び遠方漏洩磁界算出が可能であることが示された。

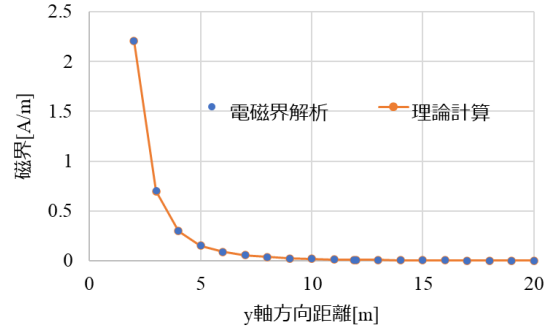


図 8 送電コイル 1 つの時の磁界の比較

Fig.8 Comparison of magnetic fields with one transmission coil

3. 隣接送電コイルまで含めた場合における等価回路からの遠方漏洩磁界算出

(3・1) 遠方漏洩磁界低減手法の提案

Fig.1 に示した、電力伝送を行っている送電コイル Tx1 の進行方向側に隣接する送電コイル Tx2 へ印加する電圧の大きさ及び位相の調整によって Tx1 から生じる遠方漏洩磁界の低減を行う。一般に DWPT において、送電コイルは車線に並べられて設置されるため、電力伝送を行っていない送電コイルが存在する。その送電コイルを使用しての低減方法のため追加コイル無しで実現可能である。

〈3・2〉 等価回路からの電流導出

隣接送電コイルまで含めた送電コイル 2 つ、受電コイル 1 の場合のクロスカップリングを考慮した等価回路を Fig.9 に示す。 L_{ma} が電力伝送を行う送電コイル Tx1 と受電コイル Rx 間、 $L_{m\beta}$ が漏洩磁界低減を行う隣接送電コイル Tx2 と受電コイル Rx 間、 L_{mt} が送電コイル Tx1 と隣接送電コイル Tx2 間の相互インダクタンス L_m を表す。各コイルに流れる電流をそれぞれ I_{Tx1} 、 I_{Tx2} 、 I_{Rx} とすると、 V_{Tx1} 、 V_{Tx2} との関係は(13)式で表される。

$$\begin{bmatrix} V_{Tx1} \\ V_{Tx2} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{Tx1} + j\omega L_{Tx1} + \frac{1}{j\omega C_{Tx1}} & j\omega L_{mt} & j\omega L_{ma} \\ j\omega L_{mt} & R_{Tx2} + j\omega L_{Tx2} + \frac{1}{j\omega C_{Tx2}} & j\omega L_{m\beta} \\ j\omega L_{ma} & j\omega L_{m\beta} & R_{Rx} + R_L + j\omega L_{Rx} + \frac{1}{j\omega C_{Rx}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Tx1} \\ I_{Tx2} \\ I_{Rx} \end{bmatrix} \quad (13)$$

共振状態であることを考慮することで(14)式で表される。

$$\begin{bmatrix} V_{Tx1} \\ V_{Tx2} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{Tx1} & -j\omega L_{mt} & j\omega L_{ma} \\ -j\omega L_{mt} & R_{Tx2} & -j\omega L_{m\beta} \\ j\omega L_{ma} & -j\omega L_{m\beta} & R_{Rx} + R_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Tx1} \\ I_{Tx2} \\ I_{Rx} \end{bmatrix} \quad (14)$$

コイルの設置位置より、 L_{ma} と動であることから正であり、 $L_{m\beta}$ 、 L_{mt} は差動であることから負になることを考慮している。(14)式の逆行列を求めることで印加電圧の大きさから各コイルの電流を導出することができ、(15)式で表される。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} I_{Tx1} \\ I_{Tx2} \\ I_{Rx} \end{bmatrix} &= \frac{1}{A} \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Tx1} \\ V_{Tx2} \\ 0 \end{bmatrix} \\ A &= \left(-\omega^2 (L_{mt}^2 (R_{Rx} + R_L) + L_{ma}^2 R_2 + L_{m\beta}^2 R_1) - R_{Tx1} R_{Tx2} (R_{Rx} + R_L) \right) + j2\omega^3 L_{mt} L_{ma} L_{m\beta} \\ Y_{11} &= -\omega^2 L_{ma}^2 - R_{Tx1} (R_{Rx} + R_L) \\ Y_{12} &= -\omega^2 L_{ma} L_{m\beta} + j(-\omega L_{mt} (R_{Rx} + R_L)) \\ Y_{13} &= \omega^2 L_{ma} L_{m\beta} + j\omega L_{ma} R_{Tx2} \\ Y_{21} &= -\omega^2 L_{ma} L_{m\beta} + j(-\omega L_{mt} (R_{Rx} + R_L)) \\ Y_{22} &= -\omega^2 L_{ma}^2 - R_{Tx1} (R_{Rx} + R_L) \\ Y_{23} &= -\omega^2 L_{mt} L_{ma} + j(-\omega L_{m\beta} R_{Tx1}) \\ Y_{31} &= \omega^2 L_{mt} L_{m\beta} + j\omega L_{ma} R_{Tx2} \\ Y_{32} &= -\omega^2 L_{mt} L_{ma} + j(-\omega L_{m\beta} R_{Tx1}) \\ Y_{33} &= -\omega^2 L_{mt}^2 - R_{Tx1} R_{Tx2} \end{aligned} \quad (15)$$

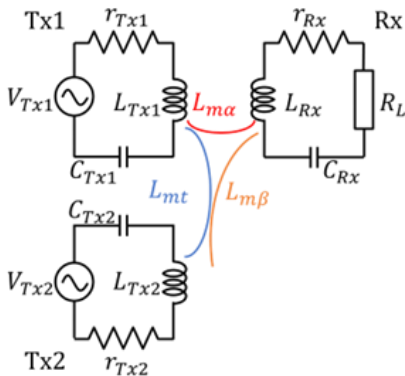


図 9 隣接送電コイルを含めた等価回路

Fig.9 Equivalent circuit including adjacent transmission coils

〈3・3〉 磁界計算

隣接送電コイル Tx2 から生じる磁界 H_{Tx2} 及び流れる電流 I_{Tx2} は(8), (10)式と同様に(16), (17)式で表される。

$$H_{Tx2} = \begin{pmatrix} H_{Tx2,x} \\ H_{Tx2,y} \\ H_{Tx2,z} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\sum_{k=1}^l e_k f_k \frac{3(x-s)z}{4\pi r_{Tx2}^5} I_{Tx2}}{\frac{\sum_{k=1}^l e_k f_k \frac{3yz}{4\pi r_{Tx2}^5} I_{Tx2}}{\frac{\sum_{k=1}^l e_k f_k \frac{2z^2 - (x-s)^2 - y^2}{4\pi r_{Tx2}^5} I_{Tx2}}} \end{pmatrix} \quad (16)$$

$$I_{Tx2} = I_{Tx2} \cos \theta_{Tx2} + j I_{Tx2} \sin \theta_{Tx2} \quad (17)$$

(8), (9), (10), (11), (16), (17)式より、隣接送電コイル Tx2 を含めた磁界の大きさは(18)式で表される。

$$\begin{aligned} H &= \sqrt{(H_{Tx1,x} + H_{Tx2,x} \cos \theta_{Tx2})^2 + (-H_{Rx,x} + H_{Tx2,x} \sin \theta_{Tx2})^2} \\ &\quad + (H_{Tx1,y} + H_{Tx2,y} \cos \theta_{Tx2})^2 + (-H_{Rx,y} + H_{Tx2,y} \sin \theta_{Tx2})^2 \\ &\quad + (H_{Tx1,z} + H_{Tx2,z} \cos \theta_{Tx2})^2 + (-H_{Rx,z} + H_{Tx2,z} \sin \theta_{Tx2})^2 \\ &= \sqrt{H_{Tx1,x}^2 + H_{Rx,x}^2 + H_{Tx2,x}^2} \\ &\quad + H_{Tx1,y}^2 + H_{Rx,y}^2 + H_{Tx2,y}^2 + H_{Tx1,z}^2 + H_{Rx,z}^2 + H_{Tx2,z}^2 \\ &\quad + 2H_{Tx1,x}H_{Tx2,x} \cos \theta_{Tx2} - 2H_{Rx,x}H_{Tx2,x} \sin \theta_{Tx2} \\ &\quad + 2H_{Tx1,y}H_{Tx2,y} \cos \theta_{Tx2} - 2H_{Rx,y}H_{Tx2,y} \sin \theta_{Tx2} \\ &\quad + 2H_{Tx1,z}H_{Tx2,z} \cos \theta_{Tx2} - 2H_{Rx,z}H_{Tx2,z} \sin \theta_{Tx2} \end{aligned} \quad (18)$$

(18)式～(10), (11), (16)式を用いることで各コイルに流れる電流の大きさ及び位相から磁界の算出が可能となる。

〈3・4〉 電磁界解析と理論計算の比較

解析モデルを Fig.10 に示す。解析に使用した送電コイル Tx1, Tx2 及び Rx は 2.3 節に示した送電コイル Tx 及び受電コイル Rx と同じものであり、伝送距離 200 mm、受電コイルに設置した負荷は 15 Ω、コイルの共振周波数は 85 kHz である。各コイルの内部抵抗は電磁界解析より得られた値を使用し、相互インダクタンスはノイマンの式より算出した。コイルの設置間隔は 1300 mm である。また、磁界測定点を Fig.11 に示す。送電コイルの中心を原点とする座標系における $x=0$ m、 $y=11.9$ m、 $z=1$ m とした。この 11.9 m は、SAE 規格において受電コイル中心から半径 1.9 m の範囲は電源等を設置する WPT Measurement Boundary としており、そこから漏洩磁界において遠方とされる 10 m 先を解析点としたためである。

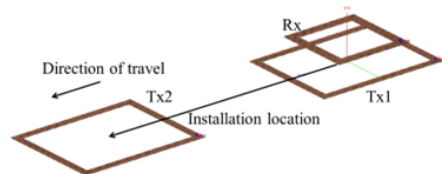


図.10 隣接送電コイルまで含めたコイル構成

Fig.10 Coil configuration including even adjacent transmission coils

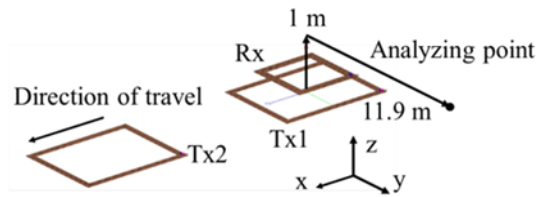


図 11. 磁界測定点

Fig.11 Magnetic field analyzing point

Tx1 には 600 V, 0 deg の電圧を印加した。Tx2 に印加する電圧の大きさを 30 V に固定して 0 deg から 360 deg まで 30 deg ずつ変化させたとき、電圧位相を 225 deg に絞って大きさを 5 V から 65 V まで変化させたときの比較を行う。

Tx2 の電圧を 30 V, 0-360 deg としたときの Tx1, Tx2, Rx に流れる電流の大きさ及び位相の比較を Fig.12-17 に示す。

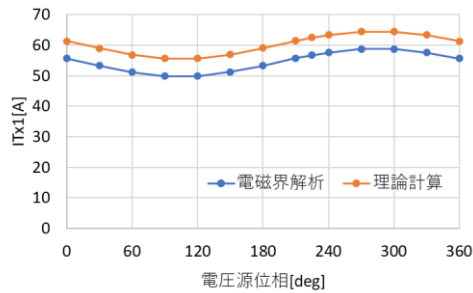


Fig.12 Tx1 に流れる電流 I_{Tx1} の大きさの比較
Fig.12 Comparison of I_{Tx1} size

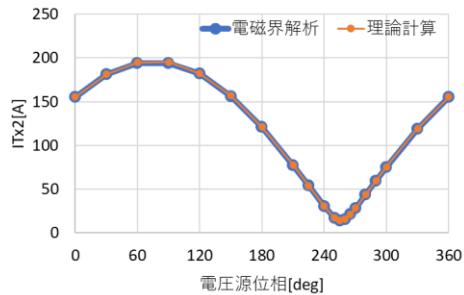


Fig.13 Tx2 に流れる電流 I_{Tx2} の大きさの比較
Fig.13 Comparison of I_{Tx2} size

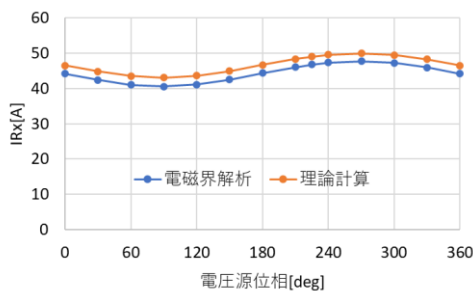


Fig.14 Rx に流れる電流 I_{Rx} の大きさの比較
Fig.14 Comparison of I_{Rx} size

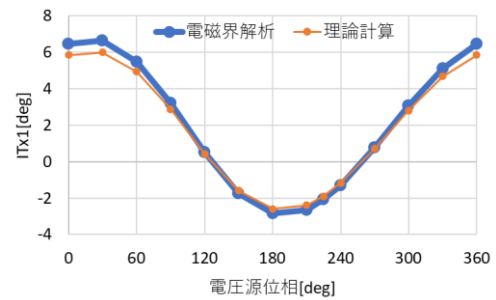


Fig.15 Tx1 に流れる電流 I_{Tx1} 位相の比較
Fig.15 Comparison of I_{Tx1} phase

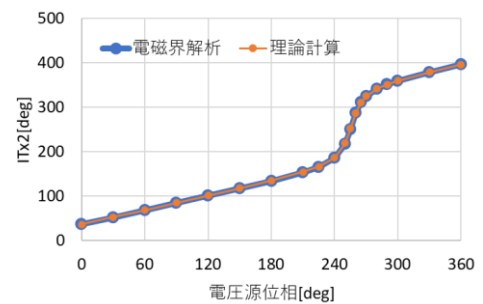


Fig.16 Tx2 に流れる電流 I_{Tx2} 位相の比較
Fig.16 Comparison of I_{Tx2} phase

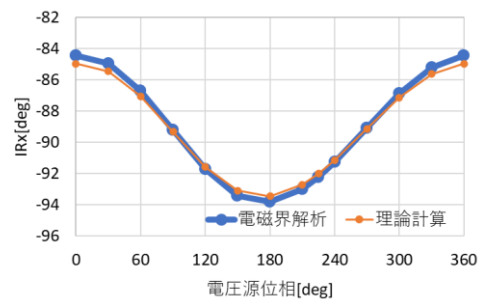


Fig.17 Rx に流れる電流 I_{Rx} 位相の比較
Fig.17 Comparison of I_{Rx} phase

Fig.12-17 より、隣接送電コイル Tx2 まで含めた送電コイル 2 つ、受電コイル 1 つの場合に各コイルに生じる電流の大きさ及び位相を等価回路より導出可能である。大きさに関しては差が見られるが多少であり、変化していく傾向も一致している。Tx2 に印加する電圧を 5 V から 65 V, 225 deg とした場合においても同様の結果が得られた。

Tx2 の電圧を 30 V, 0 deg から 360 deg としたときの磁界を Fig.18 に、5 V から 65 V, 225 deg としたときの磁界を Fig.19 に示す。規制値として SAE J2954 に示されている 82.8 dBμA/m (13.8 mA/m) を示した。Fig.18 より、電磁界解析及び理論計算共に、225 deg で最も低減され、他の測定点においても同様の傾向が見られている。誤差の要因としては(8), (9), (16)式より、電流の大きさの差が磁界の大きさへ反映さ

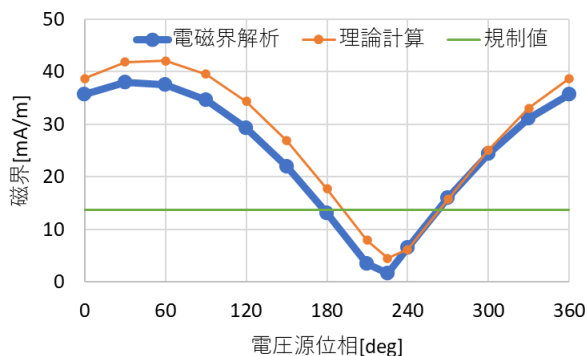


図 18 Tx2 電圧位相を変化させたときの磁界の比較
Fig.18 Comparison of magnetic fields for varying magnitude of Tx2 phase

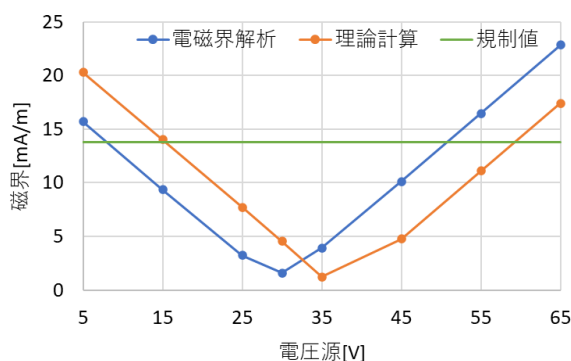


図 19 Tx2 電圧の大きさを変化させたときの磁界の比較
Fig.19 Comparison of magnetic fields for varying magnitude of Tx2 voltage

れることにあと考えられる。そのため、電流の大きさを求める精度が向上するのに伴って磁界の大きさを求める精度も向上すると考えられる。また、Fig.10 に示した回路構成では Tx2 に 30 V 印加した場合、電圧源の位相によっては遠方での漏洩磁界の規制値を下回る。Fig.19 より、磁界低減効果を得られる電圧の大きさにはある程度の範囲があることが分かる。磁界低減を行う Tx2 に電圧を印加しない場合には電磁界解析、理論計算共に 23.5 mA/m の磁界が生じると求められた。そのため最大で 21.9 mA/m (23.3 dB) の低減効果が得られた。電磁界解析と理論計算で最も低減効果の得られる電圧の大きさを近づけることが今後の課題となるが、現段階においても Tx2 に印加する電圧の範囲を限定することが可能である。

以上より、Fig.10 に示した回路構成では、隣接送電コイル Tx2 を用いた遠方漏洩磁界の低減が可能であり、そのために適切な電圧の大きさ及び位相の範囲が存在すると言える。

4. 結論

等価回路を用いて、送電コイル 1 つ、受電コイル 1 つの場合及び、隣接送電コイルを含めた送電コイル 2 つ、受電コイル 1 つの場合における WPT 時の各コイルに流れる電流の大きさと位相、及び磁界の大きさの算出が可能であることを示された。また、隣接送電コイルを使用した遠方漏洩磁界の低減手法の有用性を、電磁界解析及び等価回路から求めた電流を使用し、ベクトルポテンシャルを使用した磁界の理論計算から示された。最大で 21.9 mA/m (23.3 dB) の低減効果が得られた。各パラメータの求め方の改良や、他のパラメータの追加によって精度の向上が可能であると考えている。

謝辞

本研究の一部は、株式会社ダイヘンの協力のもと国立研究開発法人新エネルギー・産業技術総合開発機構 (NEDO) の助成事業 (JPNP21028) の結果得られたものです。

文 献

- (1) SAE International, "Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-in/Electric Vehicles and Alignment Methodology J2954," Issued 2016-05, Revised 2020-10.
- (2) 無線設備規則第六十五条第一項の規定に基づく通信設備以外の高周波利用設備の電源端子における妨害波電圧並びに利用周波数による発射及び不要発射による磁界強度又は電界強度の最大許容値の特例 https://www.tele.soumu.go.jp/horei/law_honbun/72ab4780.html
- (3) S. Cruciani, T. Campi, F. Maradei and M. Feliziani "Active Shielding Design for Wireless Power Transfer Systems," in IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 61, no. 6, pp. 1953-1960, Dec. 2019
- (4) J. Park, Y. Shin, D. Kim, B. Park and S. Ahn, "Planar Resonance Reactive Shield for Reducing the EMI in Portable WPT Device Application," 2018 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal Integrity and Power Integrity (EMC, SI & PI), 2018, pp. 419-422.
- (5) S. Lee, S. Jeong, S. Hong, B. Sim and J. Kim, "Design and Analysis of EMI Shielding Method using Intermediate Coil for Train WPT System," 2018 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), 2018, pp. 1-4.
- (6) 明石晃樹, 居村岳広, 堀洋一, "走行中ワイヤレス電力伝送における I 型キャンセルコイルを用いた遠方漏洩磁界抑制", 電子情報通信学会無線電力伝送研究会, Mar. 2022
- (7) B. Zhang et al., "Concept Design of Active Shielding for Dynamic Wireless Charging of Light-duty EV," 2020 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC), 2020, pp. 844-850
- (8) Y. Yamada, S. Hasegawa, T. Imura and Y. Hori, "Design Method of Coreless Coil Considering Power, Efficiency and Magnetic Field Leakage in Wireless Power Transfer," the 48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IES), IECON2022, Brussels, Belgium, Oct17-20, 2022.
- (9) 長谷川蒼真, 居村岳広, 堀洋一, "走行中ワイヤレス電力伝送におけるキャンセルコイルを考慮したベクトルポテンシャルを用いた遠方の漏洩磁界推定", 信学技報, vol. 122, no. 113, WPT2022-19, pp. 1-4, Jul. 2022