

電気自動車向けワイヤレス給電コイルの パーミアンス法を用いた設計と評価

古川 啓太^{*)1)} 日下 佳祐¹⁾ 伊東 淳一¹⁾

Design Evaluation of Coils on Wireless Power Transfer for Electric Vehicle with Permeance Method

Keita Furukawa Keisuke Kusaka Jun-ichi Itoh

This paper proposes a model of the coil in wireless power transfer systems for electric vehicles with reluctance network analysis (RNA) in order to shorten a design process of the coils. A transmitting coil and a receiving coil constructed with RNA are expressed with numerous units of magnetic circuit. A prototype of circular coils is modeled with RNA in order to confirm validity a RNA model from the point of view of designing the mutual inductance with changing a ratio of a radius of windings and a gap between the transmitting and receiving coil against a radius of ferrite plates. As a result, the error of the values of the mutual inductance between the prototype and the RNA model is less than 20% when the ratio of the radius of the windings is from 30% to 61% and the ratio of the gap from 23% to 114%. The RNA model contribute to shorten the design progress of the coils in wireless power transfer systems.

KEY WORDS: battery charger, wireless power transfer, magnetic circuit, Wireless Power Transfer (A3)

1. はじめに

近年、環境問題に対する関心の高まりから、走行時に二酸化炭素を排出しない電気自動車の普及が進んでいる。電気自動車への充電方法として、利便性と感電防止の観点から、電気接点なしで電力を給電可能な電磁誘導方式のワイヤレス電力伝送システム (IPT システム) に関心が集まっている⁽¹⁾⁽²⁾。

IPT システムでは、伝送コイルの送電側 (充電器側) と受電側 (電気自動車側) を磁気的に結合することでエネルギーを伝送する。コイルの Q 値 (Quality factor) と、送電側コイルと受電側コイル間の磁気結合の大きさは、伝送可能な最大電力や最高効率を決める重要な要素である⁽¹⁾⁽²⁾。したがって、伝送コイルは、IPT システム中で非常に重要な位置を占める⁽¹⁾。

現在の伝送コイルの設計では、試作コイルや有限要素法 (FEM) を用いたシミュレーションによる試行錯誤が主に用いられている⁽³⁾⁽⁴⁾。しかし、試行錯誤的な方法では、設計期間の長期化や最適設計が困難である。

一方で、磁気部品やモータの設計ではパーミアンス法が提案されている⁽⁵⁾⁽⁶⁾。パーミアンス法は、モデルを複数の要素に分割して磁気抵抗と起磁力に置き換え、電気回路網として解析する手法である⁽⁵⁾⁽⁶⁾。1 回当たりの試行時間が FEM より短時間であり、モデルの寸法変化が磁気特性に与える影響を直観的に理解しやすい利点がある。したがって、モータやイン

ダクタ、トランスの大まかな設計や、磁気的な特性の解析に用いられている⁽⁵⁾⁽⁶⁾。しかし、IPT システムの伝送コイルへの適用例は、著者の知る限りほとんどない。その理由として、送電側コイルと受電側コイル間のギャップが、モータやコイルと比較して大きく、磁束線が拡散することが挙げられる。

そこで本論文では、設計の短縮化を目的に、パーミアンス法の一つであるリラクタンスネットワーク解析法 (RNA) を用いて伝送コイルの設計を行う方法を提案する。RNA モデルの妥当性を示すために、試作コイルを作成し、円形コイル半径やギャップ長を変えて相互インダクタンス値を測定する。さらに、RNA を用いてモデリングし、試作コイルと相互インダクタンス値を比較してモデルの有用性を示す。

2. リラクタンスネットワーク解析法 (RNA)

2.1. 解析対象の伝送コイル

図 1 に位置ずれのない伝送コイルの概観を示す。利便性や特性改善の観点から様々な形状の伝送コイルが提案されているが、単純な構造のサーキュラコイルを対象にモデリングを実施する⁽¹⁾。IPT システムの伝送コイルは、1 組の円形コイルの外側に、磁気抵抗と漏洩磁界低減を目的として板状のフェライトを配置する。IPT システムの伝送コイルは、従来のモータやインダクタと異なり以下の特徴がある。

1. 磁路の大部分が空気領域
 2. 巻線で生じた磁束の磁束線が拡散
 3. コイルの大きさが無視できないため、起磁力が分布的
- そこで、パーミアンス法の一方式であり、細かい磁束密度

1) 長岡技術科学大学 (940-2188 新潟県長岡市上富岡町 1603-1)

*) 講演者

分布を再現可能なRNAを適用する⁽⁶⁾⁻⁽⁸⁾。

RNAは、複数の磁気抵抗と起磁力からなる電気回路網に磁気部品を置き換えて磁気特性を導出する方法である⁽⁶⁾⁻⁽⁸⁾。磁気部品を多数の小きな要素に分割し、要素サイズに応じた磁気抵抗を内部に配置する⁽⁶⁾⁻⁽⁸⁾。このとき要素内部に三次元的に磁束が流れることを考慮し、縦、横、奥行き方向にそれぞれ磁束を配置する⁽⁷⁾⁻⁽⁸⁾。その後、要素同士の間にはコイルや磁石の配置に応じて起磁力源を配置すれば、RNAモデルが構築できる⁽⁶⁾⁻⁽⁸⁾。構築したRNAモデルは回路シミュレータ等で電気回路的に磁束の流れを解析することで磁気特性を取得する。

RNAの利点として、磁気部品各所の磁束密度分布が精度よく求まり、FEMよりも解析時間が短いことが挙げられる⁽⁷⁾⁻⁽⁸⁾。この利点を活用して、文献(7)と文献(8)では、モータの誘起電圧や磁性体の非線形性に起因する電流高調波成分を精度よく推定している⁽⁷⁾⁻⁽⁸⁾。したがって、磁束密度分布の精度およびコイルの鎖交磁束が重要となる伝送コイルにおいても、相互インダクタンス特性を精度よく解析できると考えられる。

2.2. 磁気回路の要素

図2に中空円筒状の要素を示す。図2の要素を伝送コイルモデルに敷き詰めることで、磁束の流れを表現する。図1のサーキュラコイルは中心軸で軸対称のため、回転方向 θ の磁束成分は0となる。したがって、要素内部の磁気抵抗は、半径方向 r と高さ方向 z のみ考えればよい。図2中の磁気抵抗 R_{re} 、 R_{ri} 、 R_{zi} 、 R_{zu} は(1)式から(3)式でそれぞれ表される。

$$R_{re} = \int_{r-\Delta r}^r \frac{1}{2\pi\mu r\Delta d} dr = \frac{1}{2\pi\mu\Delta d} \ln\left(\frac{2r}{2r-\Delta r}\right) \dots\dots\dots (1)$$

$$R_{ri} = \int_{r-\Delta r}^r \frac{1}{2\pi\mu r\Delta d} dr = \frac{1}{2\pi\mu\Delta d} \ln\left\{\frac{2r-\Delta r}{2(r-\Delta r)}\right\} \dots\dots\dots (2)$$

$$R_{zi} = R_{zu} = \frac{\Delta d}{2\pi\mu(2r-\Delta r)\Delta r} \dots\dots\dots (3)$$

ここで、 Δd は要素の高さ、 Δr は半径方向の要素の幅、 r は要素の外径、 μ は要素を割り当てた物質の透磁率である。

2.3. 起磁力

図3に、電流 I が流れている巻線を配置したRNAモデルの一部を示す。電磁気分野における磁場におけるガウスの法則とアンペールの法則は、電気回路のキルヒホッフの電流則と電圧則にそれぞれ対応している⁽⁹⁾。したがって、図3(a)中に任意の閉曲線 c を配置してアンペールの法則とキルヒホッフの電圧則の関係を調べれば、起磁力源の配置条件を決定できる。起磁力源の大きさを F_c とおくと、 c について(4)式が成立する。

$$F_c = \sum_n R_n \phi_n = \oint_c \mathbf{H}_c \cdot d\mathbf{r} = \int_S \mathbf{i}_c \cdot d\mathbf{S} \dots\dots\dots (4)$$

ここで、 R_n は c の経路中にある磁気抵抗の一つ、 ϕ_n は R_n に流れる磁束、 \mathbf{H}_c は c の経路中のある点の磁界、 $d\mathbf{r}$ は c の経路中

の微小長さ、 \mathbf{i}_c は、 c が作る閉曲面 S 中の電流密度である。

(4)式より、任意の閉回路の起磁力は、ループ内部に鎖交する電流に等しい。例として、(4)式を図3中の閉曲線 c_1 、 c_2 、 c_3 に適用する。このとき、各閉曲線に生じる起磁力 F_{c1} 、 F_{c2} 、 F_{c3} は、それぞれ(5)式から(7)式で表される。

$$F_{c1} = 0 \dots\dots\dots (5)$$

$$F_{c2} = I \dots\dots\dots (6)$$

$$F_{c3} = I - I = 0 \dots\dots\dots (7)$$

以上より、(5)式から(7)式の条件を満足するためには、巻線のつくる閉曲面に大きさ I の起磁力源を配置すればよい⁽⁹⁾。巻線が複数ある場合は、各巻線が作る閉曲面中に起磁力源を配置する⁽⁹⁾。

3. 試作コイルとサーキュラコイルモデル

3.1. 試作コイル

図4に試作コイルの外観を示す。図4(a)と図4(b)のように矩形コアの上に円形コイルを設置し、送電側コイルと受電側コイルを対向配置することで伝送コイルを製作した。簡単化のために、送電側コイルと受電側コイルの構造および寸法、使

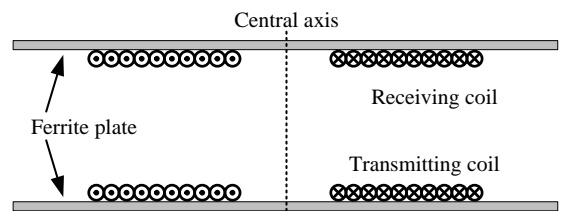


Fig. 1. Sectional view of circular coils for IPT systems.

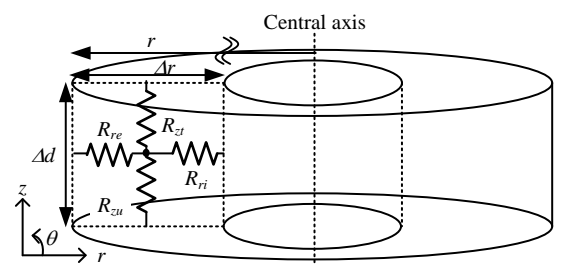


Fig. 2. Unit of magnetic circuit in RNA model.

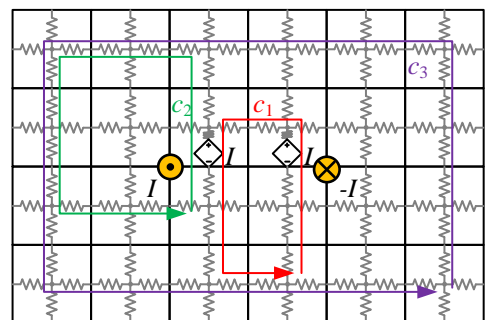


Fig. 3. Distribution of magnetomotive force in RNA model.

用した材料は同一とした。

コアには長辺 79mm, 短辺 70mm, 厚さ 10mm の板状のフェライト (TDK, PC40) を用いている。このフェライトコアを縦 3 枚, 横 3 枚, 高さ方向に 2 枚積み重ねることで, 長辺 237mm, 短辺 210mm, 厚さ 20mm の正方形に近い形状の矩形コアを作成した。さらに, 位置ずれを防ぐために厚さ 5mm のアクリルケースに収めた。なお, 材料の都合上試作コイルでは矩形コアを用いているが, 本来は円形コアを使用するのが望ましい。

円形コイルの巻線には, 断面積 0.126mm^2 の絶縁単芯電線を用いている。また, 測定精度の観点からインダクタンス値をある程度大きくする必要があったため, 各円形コイルの巻数は 10 巻とした。

円形コイルは, 直径 46mm, 80mm, 120mm, 160mm, 200mm のコイルを, 送電側コイルと受電側コイルそれぞれに取り付けた。これは, 後述する検証にて, 試作コイルと RNA モデル, FEM モデルで円形コイルの半径を変えて相互インダクタンス特性の比較を行うためである。なお, インダクタンスを測定

する際には, 測定に関係する巻線以外を開放することで測定対象以外の巻線の影響を無視できる。端子を開放した巻線には電流が流れないため, 起磁力は 0 となるためである。

さらに, 図 4(c), 図 4(d), 図 4(e)にそれぞれ示す通り, 送電側コイルと受電側コイル間のギャップの大きさが 30mm, 75mm, 150mm における, 相互インダクタンスを取得した。

3. 2. 矩形コアを用いた場合における円形コアへの変換

図 4 の試作コイルと RNA モデルで想定しているコア形状は異なっている (試作コイル: 矩形コア, RNA モデル: 円形コア) ため, 直接モデリングできない。したがって, 試作コイルを RNA モデルで表現するために, 同じインダクタンス特性を持つ円形コアに置換する必要がある。そこで, 円形コア半径 r_{fe} の異なる 3D モデルを電磁界解析ソフト (JSOL, JMAG) 上に複数構築し, 試作コイルと比較した時の相互インダクタンス誤差が小さい r_{fe} の値を明らかにする。

図 5 にサーキュラコイルの回転断面図と FEM モデルのコア

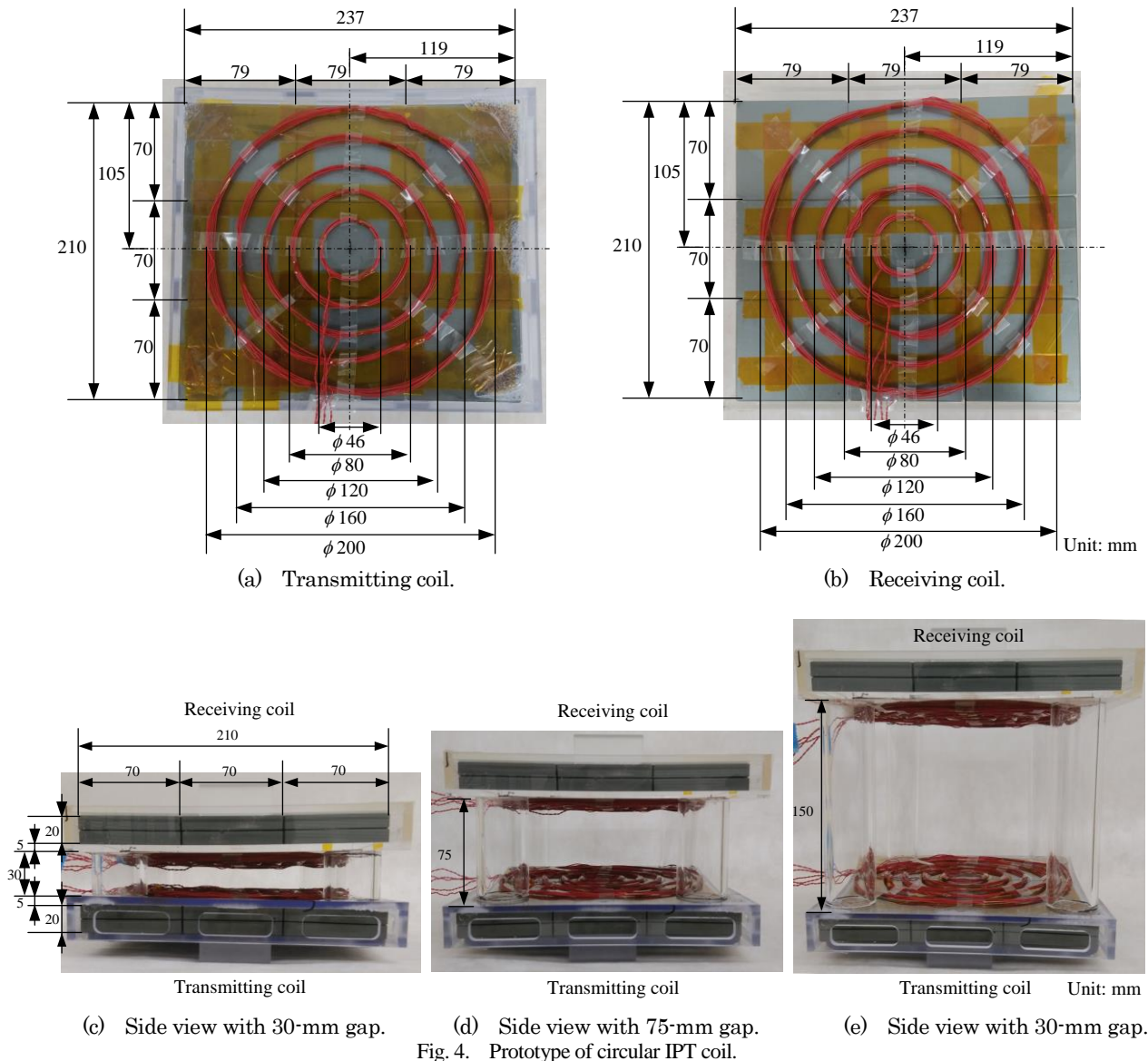


Fig. 4. Prototype of circular IPT coil.

の寸法を示す。以下に示す4種類のFEMモデルについて、円形コイル半径 r_{ce} とギャップ長 h_g を変えたときの相互インダクタンス値の相対誤差を調査する。

1. 試作コイルと形状および寸法が同一（試作コイルモデル）
2. r_{fe} が矩形コア一辺と同じ長さ（ $r_{fe}=105\text{ mm}$, 辺モデル）
3. r_{fe} が矩形コアの対角線と同じ長さ（ $r_{fe}=158\text{ mm}$, 対角線モデル）
4. r_{fe} が矩形コアの対角線と一辺の長さの平均値（ $r_{fe}=132\text{ mm}$, 平均コア長さモデル）

なお、円形コアの厚さは、図4の試作コイルと同じ20mm、ケースの厚さも5mmとする。そして、試作コイルより、FEMモデルの円形コイルの幅と高さは共に3mmとした。

図6にFEMモデルにおける r_{fe} を変えた場合の相互インダクタンス値の誤差特性を示す。図7(a), 図7(b), 図7(c)では、 r_{ce} と h_g を変えたときの試作コイルに対する各FEMモデルの相互インダクタンス値の相対誤差を示している。試作コイルモデルでも誤差が生じているが、試作コイルとの寸法誤差およびFEMモデルの計算誤差に起因すると考えられる。

図6より、 r_{ce} と h_g を変えても平均コア長さモデルは試作コイルの相互インダクタンス値と誤差が小さく、試作コイルモデルと相対誤差特性の傾向が一致している。一方で、辺モデルと対角線モデルでは、 r_{ce} が大きいかほど相対誤差が拡大した。 r_{ce} が大きい場合、コア端における磁束密度分布の影響を無視できないためである。なお、全てのモデルで $r_{ce}=23\text{ mm}$ の相対誤差が非常に大きくなっている。これは、 r_{ce} が小さいほど相互インダクタンス値に対する寸法誤差の影響が大きいため

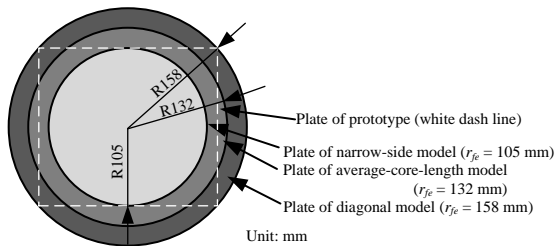
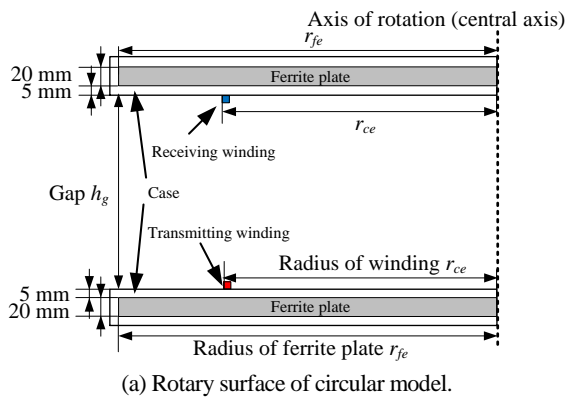


Fig. 5. Configuration of FEM models

である。加えて、試作コイルの相互インダクタンス値が μH オーダー以下になり、測定誤差が大きくなったのも要因である。

以上より、矩形コアモデルと円形コアモデルの相互インダクタンス特性を比較した場合、相対誤差の小さい平均コア長さモデルが適用可能といえる。次節のRNAモデルのコア半径は、本節の結論に倣い $r_{fe}=132\text{ mm}$ で作成する。

4. RNAモデルの妥当性の検証

4.1. RNAモデルの構築

本章では、RNAモデルの構築、および相互インダクタンス

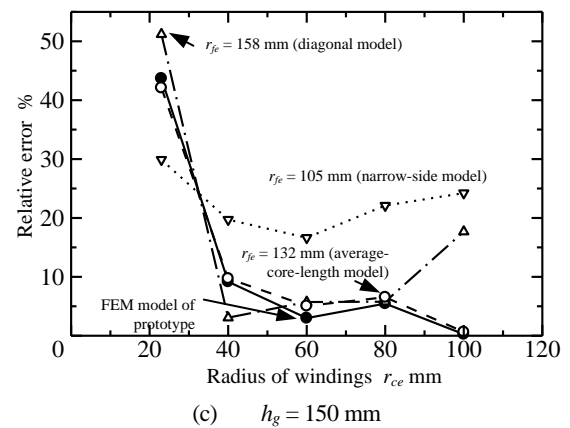
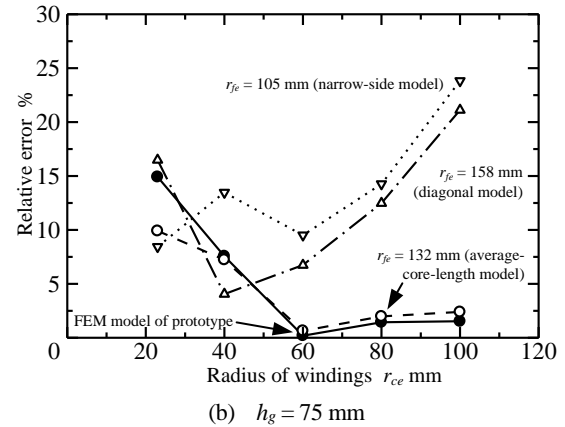
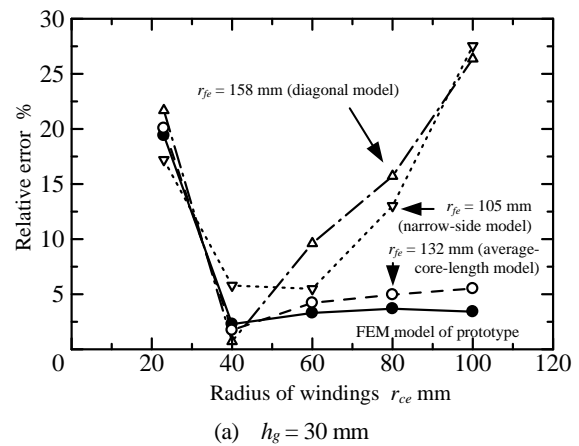


Fig. 6. Error of mutual inductance.

特性に着目した RNA モデルの妥当性の検証をおこなう。

図 7 にサーキュラコイルの RNA モデルを示す。白色の要素は空気領域 (比透磁率 1), 灰色の要素はフェライトコア (PC40, 比透磁率 2300) を表している。巻数 N の送電側コイルに流れる電流 I_p が送電側コイルの起磁力源 NI_p に, 巻数 N の受電側コイルに流れる電流 I_s が受電側コイルの起磁力源 NI_s とそれぞれ対応している。

伝送コイル周囲の磁路も考慮するため, 伝送コイルの上下に 60mm, 側面に 100mm の空気領域を設け, 要素を割り当てている。また, 精度を高めるために, 要素の Δr は 20mm 以下とし, 最も中心軸に近い要素は, 誤差低減のためさらに小さい $\Delta r = 8\text{ mm}$ としている。加えて, 送電側コイルと受電側コイル間のギャップの要素の Δd は, h_g を 5 分割した値とする。なお, 円形コアに相当する要素とその外側の空気領域の要素は, 円形コアの厚さに合わせて $\Delta d = 20\text{ mm}$ としている。同様にケースの厚さについても, $\Delta d = 5\text{ mm}$ の空気領域を設けることで再現している。

4. 2. 相互インダクタンス特性の比較

本節では, 図 4 の試作コイルと図 7 の FEM モデルより, 送電側コイルと受電側コイル間の相互インダクタンス特性の比較をおこなう。RNA モデルは回路シミュレータの一種である PLECS (Plexim) 上に構築した。なお, 本論文では巻線の自己インダクタンスの評価は行わない。自己インダクタンスの導出には巻線付近の磁束密度分布が重要であるが, 要素より小

さい領域の模擬が原理上困難なためである⁽¹⁰⁾。

また, FEM モデルと RNA モデルの相互インダクタンスの誤差が 20% 以下のとき, RNA モデルは設計に利用可能であるという基準を設ける。20% の値は, FEM モデルと実際のコイル間のインダクタンス値の誤差が 20% 程度生じうるという経験則を考慮して決定した。

図 8 に r_{ce} と h_g を変化させた時の相互インダクタンス特性を比較した結果を示す。白丸が試作コイルの測定結果, 黒丸が RNA モデルの相互インダクタンス値である。横軸は, 3.2 節で決定した $r_{fe} (= 132\text{ mm})$ で r_{ce} を規格化している。なお, RNA モデルの相互インダクタンスは, $I_p = 1\text{ A}$, $I_s = 0\text{ A}$ としたときの, 受電側コイルの鎖交磁束 ϕ_s と N から導出した。

試作コイルと RNA モデルの相互インダクタンスは, r_{ce} と h_g の変化に伴い同じオーダの値を示しており, RNA モデルの妥当性を確かめられた。さらに, 相互インダクタンス値は, $h_g = 30\text{ mm}$ のとき $0.30 \leq r_{ce} / r_{fe} \leq 0.76$, $h_g = 75\text{ mm}$ のとき $0.30 \leq r_{ce} / r_{fe} \leq 0.76$, $h_g = 150\text{ mm}$ のとき $0.30 \leq r_{ce} / r_{fe} \leq 0.61$ の範囲で誤差が 20% 以下になった。なお, $r_{ce} / r_{fe} = 0.17$ で誤差が拡大した理由は, 3.2 節で述べた通り, 寸法誤差と測定誤差に起因すると考えられる。一方, $h_g = 150\text{ mm}$, $r_{ce} / r_{fe} = 0.76$ のとき誤差が 20% を超えた理由として, 図 2 の要素の断面斜め方向 (例; 下から入って外径方向に出る磁路) の磁気抵抗を考慮していないためと考えられる。 h_g と r_{ce} の値が大きくなるほど磁力線が広がり, 空気中を斜めに流れる磁束の影響が無視できなくなると推測される。

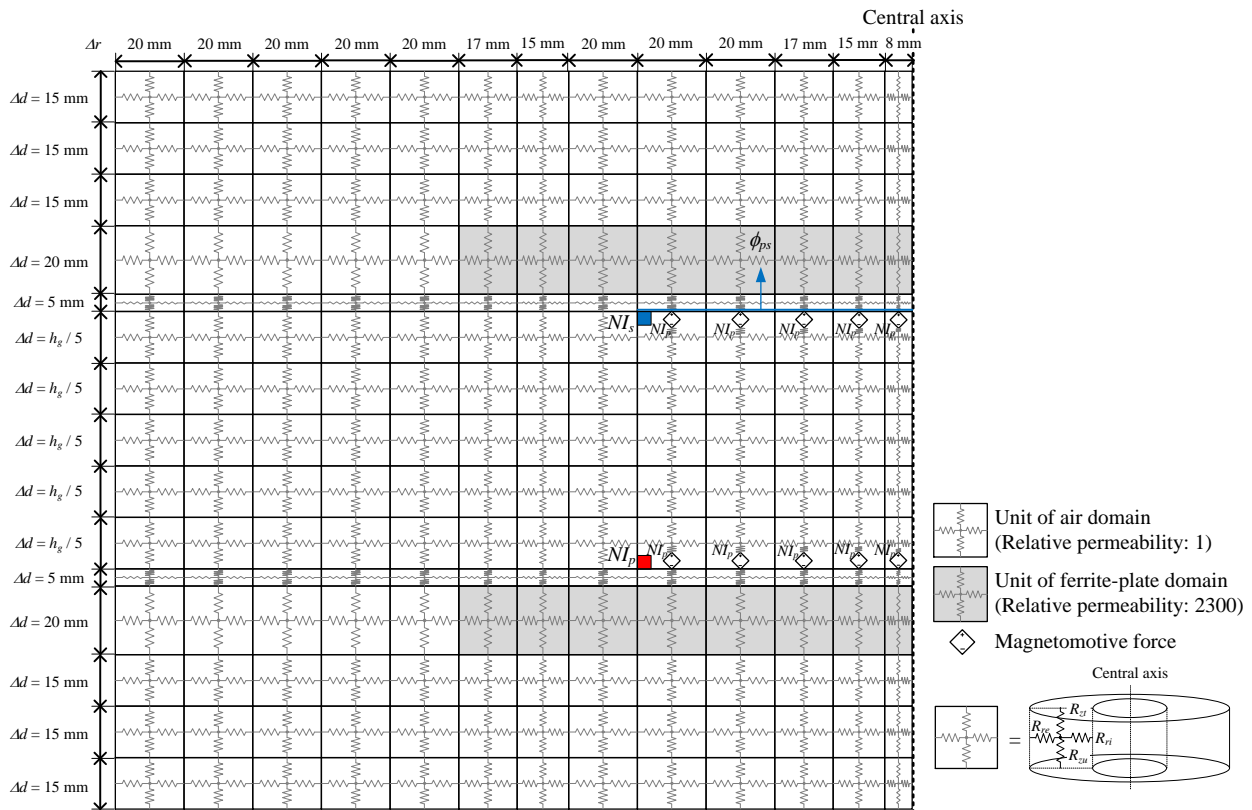
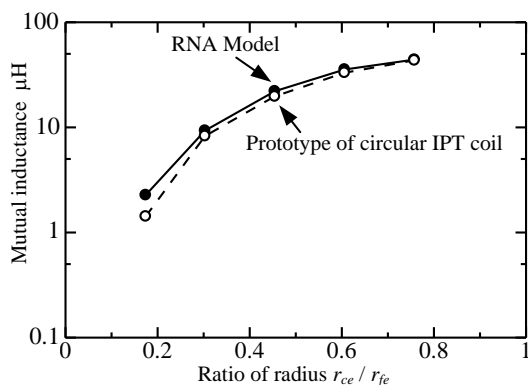


Fig. 7. Representative example of RNA model (Radius r_{ce} of windings is 80 mm).

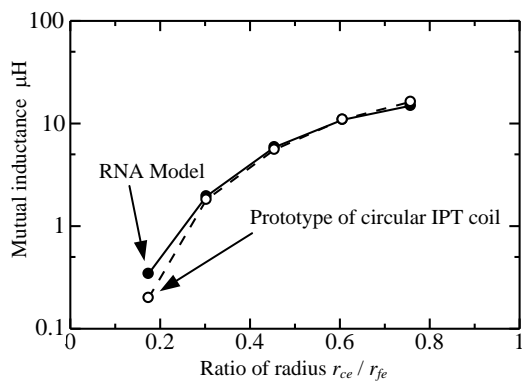
以上より、コア半径に対して円形コイル半径が 30%~61% かつギャップ長が 23%~114%の範囲において、RNA モデルを伝送コイル設計に適用可能である。

5. まとめ

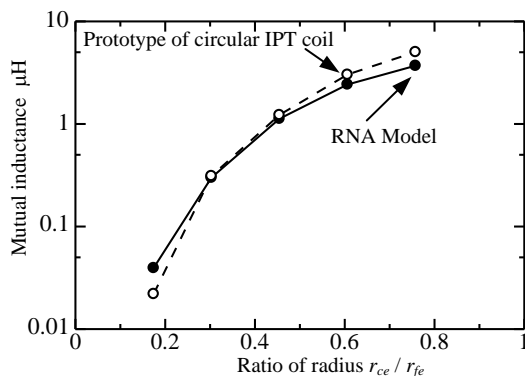
本論文では、IPT システムの伝送コイル設計の短縮化を目的に、パーミアンス法的一种であるリラクタンスネットワーク解析法 (RNA) が適用可能か検討した。中空円筒状の要素を用いてサーキュラコイルの RNA モデルを作成し、円形コイル半径やギャップ長を変えても試作コイルと相互インダクタンス特性が一致するか検証した。



(a) $h_g = 30 \text{ mm}$ ($h_g / r_{fe} = 0.23$).



(b) $h_g = 75 \text{ mm}$ ($h_g / r_{fe} = 0.57$).



(c) $h_g = 150 \text{ mm}$ ($h_g / r_{fe} = 1.14$).

Fig. 8. Mutual inductance of prototype and RNA model.

その結果、相互インダクタンス値のオーダーが一致し、モデルの妥当性を確かめることができた。特に、コア半径に対して円形コイル半径が 30%~61%かつギャップ長が 23%~114%の範囲で相互インダクタンス値の誤差が 20%以下になったため、RNA モデルを伝送コイルの設計に適用可能である。したがって、伝送コイル設計の短縮化に期待できる。

今後は、相互インダクタンス値の誤差低減と自己インダクタンス値の取得方法について検討予定である。

参考文献

- (1) 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 T. E., Vol. 4, No. 1, pp. 3-37, (2018)
- (2) 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 I. A., Vol. 137, No. 5, pp. 328-339 (2017)
- (3) R. Bosshard, and J. W. Kolar: "Multi-Objective Optimization of 50 kW/85 kHz IPT System for Public Transport", IEEE JOURNAL OF EMERGING AND SELECTED TOPICS IN POWER ELECTRONICS, Vol. 4, No. 4, pp. 1370-1382 (2016)
- (4) H. Kim, C. Song, D. Kim, D. H. Jung, I. Kim, Y. Kim, J. Kim, and S. Ahn: "Coil Design and Measurements of Automotive Magnetic Resonant Wireless Charging System for High-Efficiency and Low Magnetic Field Leakage", IEEE Transactions on MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, Vol. 64, No. 2, pp. 383-400 (2016)
- (5) J. Cale, S. D. Sudhoff, and L. Tan: "Accurately Modeling EI Core Inductors Using a High-Fidelity Magnetic Equivalent Circuit Approach", IEEE Transactions on MAGNETICS, Vol. 42, No. 1, pp. 40-46 (2006)
- (6) D. Sato and J. Itoh, "Loss minimization design using magnetic equivalent circuit for a permanent magnet synchronous motor" 2014 International Power Electronics Conference, pp. 3815-3822, (2014)
- (7) K. Tajima, K. Sato, T. Komukai and O. Ichinokura, "Reluctance network analysis of an orthogonal-core type parametric induction motor", IEEE Transactions on MAGNETICS, Vol. 35, No. 5, pp. 3706-3708, (1999)
- (8) 中村 健二, 一ノ倉 理: 「リラクタンスネットワークによる電気機器の解析」, 電学論 A, Vol. 126, No. 3, p. p. 150-156, (2006)
- (9) Herbert C. Roters: "ELECTROMAGNETIC DEVICES FIRST EDITION", New York JOHN WILEY & SONS, Inc., (1941)
- (10) 竹山説三: 電磁気學現象理論, 丸善株式会社, (1975)