

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

井上 拳斗[†] 日下 佳祐[†] 佐藤 大介[†] 伊東 淳一[†]

[†]長岡技術科学大学 〒940-2188 新潟県長岡市上富岡町 1603-1

E-mail: † {k_inoue@stn, kusaka@vos, dsato@stn, itoh@vos}.nagaokaut.ac.jp

あらまし 本論文では、ワイヤレス電力伝送システムのソレノイド型の伝送コイルの設計に不可欠な結合係数のマップを作成し、伝送コイルを概算設計する手法を提案する。従来、伝送コイルの設計では、1次側コイルと2次側コイル間の結合係数を解析するため、電磁界解析を用いて試行錯誤的にコイル形状を決定する方法が多く取られており、設計に多大な時間が掛かる問題があった。本論文では、伝送距離により標準化したコア形状を軸とした結合係数マップを用いた設計手法を提案する。本マップは、伝送距離で無次元化した伝送コイルの各寸法に対して得られる結合係数値を示したものである。本マップを用いることで、伝送距離とコア形状から1次側と2次側間の結合係数特性を概算することが可能となる。予め本マップにより伝送コイルの概形を決定したのち電磁界解析においてコア形状の解析を行うことにより、伝送コイルの設計に要する時間の短縮が可能である。

キーワード ワイヤレス電力伝送, 非接触給電, ソレノイドコイル, 結合係数

Coupling Coefficient Maps for Wireless Power Transfer Using Solenoid Type Coil

Kent INOUE[†] Keisuke KUSAKA[†] Daisuke SATO[†] and Jun-ichi ITOH[†]

[†]Nagaoka University of Technology 1603-1 Kamitomioka, Nagaoka, Niigata, 940-2188 Japan

E-mail: † {k_inoue@stn, kusaka@vos, dsato@stn, itoh@vos}.nagaokaut.ac.jp

Abstract In this paper, a design method of the solenoid type coil, which roughly estimate coupling coefficient between a primary coil and a secondary coil for wireless power transfer system based on a map of the coupling coefficient is proposed. In a conventional design procedure, because the coupling coefficient design is held by only electromagnetic analysis, it takes a long time to decide the size of the cores due to the cut-and-try for analyzing the coupling coefficient. In this paper, the design method using a map of the coupling coefficient standardized by transmission length is proposed. This map shows the relationship between the dimensions of the coils, which is standardized by the transmission distance, and the coupling coefficient. In the proposed method procedure, the coupling coefficient is roughly estimated by using the map of the coupling coefficient. Therefore, it will shorten the time for design of the coils.

Keywords Wireless Power Transfer, Contactless Power Transfer, Solenoid type coil, Coupling coefficient

1. はじめに

近年、電気自動車 (EV) やプラグインハイブリッド自動車 (PHEV) の普及促進に伴って、ワイヤレス電力伝送システムが盛んに研究されている [1]-[4]。また、ワイヤレス電力伝送システムは、金属接点やコネクタを介さずに電力伝送が行えるといった特徴があることから、利便性の向上のため EV や PHEV に加え、スマートフォンをはじめとした電子機器等様々なアプリケーションへの適用が進んでいる。

図 1 にワイヤレス電力伝送システムの構成図を示す。ワイヤレス電力伝送システムは、一般的に一次側変換

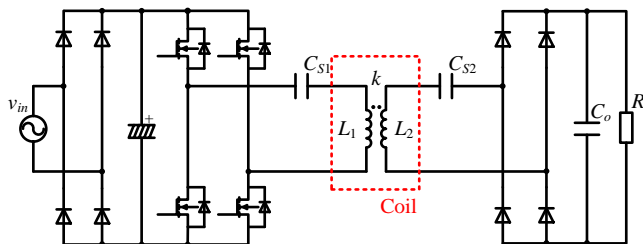


Fig. 1 Configuration of WPT system.

器, 伝送コイル, 二次側変換器, 負荷 (バッテリー等) で構成される。これまで, 変換器の構成や制御法に関する検討や伝送コイル形状, 放射ノイズ抑制に関する評価・検討は数多く行われている[5]-[11]。しかし, 伝送コイルについて, 電磁界解析を最初から用いない, 簡易的な設計方法に関する検討については報告されていない。

ワイヤレス電力伝送システムの設計を行うにあたり, 1次側コイルと2次側コイル間の結合係数 k が必要となる。通常のトランスでは, 結合係数 0.98~0.99 といった十分大きい値を取ることに對して, ワイヤレス電力伝送では 0.01~0.3 等の低い値をとる。これは, トランスと異なりエアギャップが大きいためである。この結合係数はシステムの特性に大きく影響するため, 設計時に把握する必要があるが, 結合係数を理論的に導出することは困難である。そのため, 所望の結合係数が得られるまで試行錯誤的に伝送コイルの形状を変えた電磁界解析を繰り返し行わざるを得ない。それゆえに, 伝送コイルの設計に長時間を要することとなり, 設計コストが増大する。

本論文では, ソレノイド型の伝送コイルの結合係数マップを作成し, 電磁界解析なしで伝送コイルの形状からおおよその結合係数を読み取り可能な結合係数マップを示す。結合係数マップによりおおよそのコイル形状を決定した後, 電磁界解析を行って伝送コイルの詳細設計を行うことで, 伝送コイルの設計に要する時間を短縮することが可能となる。また, ある結合係数における伝送コイルの概形から体積が最小となる点を求めることが可能となる。

2. 結合係数の概算設計

2.1. ワイヤレス電力伝送システムの設計

図2にワイヤレス電力伝送システムの設計用等価回路を示す。本回路は, 一次側直列-二次側直列補償 (S/S) 方式を用いた回路で, 共振コンデンサは伝送周波数において各コイルの自己インダクタンスと共振するように設計する ($\omega L = 1/\omega C$)。図2より, 一次側電流及び二次側電流は(1)式及び(2)式で表される。

$$I_1 = \frac{r_2 + R_{eq} + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)}{\left\{r_1 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)\right\} \left\{r_2 + R_{eq} + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)\right\} + \omega^2 L_m^2} \dot{V}_1 \quad (1)$$

$$I_2 = \frac{j\omega L_m}{\left\{r_1 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)\right\} \left\{r_2 + R_{eq} + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)\right\} + \omega^2 L_m^2} \dot{V}_1 \quad (2)$$

共振条件を満足するとき, 一次側電流及び二次側電流は(3)式及び(4)式で表される。

$$I_1 = \frac{r_2 + R_{eq}}{r_1(r_2 + R_{eq}) + \omega^2 L_m^2} \dot{V}_1 \quad (3)$$

$$I_2 = \frac{j\omega L_m}{r_1(r_2 + R_{eq}) + \omega^2 L_m^2} \dot{V}_1 \quad (4)$$

この等価回路を用いて伝送コイルの各パラメータを設計する。回路上の R_{eq} は, フルブリッジ整流器を考慮した等価負荷抵抗を表し[12], 図1の負荷抵抗 R とは異なる点に注意が必要である。等価負荷抵抗 R_{eq} は, 文献[13]より負荷電流が最大となるように(5)式に従って求める。

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{2,DC}^2}{P_2} \quad (5)$$

ここで, $V_{2,DC}$ は二次側の直流出力電圧, P_2 は出力電力である。

所望の出力電圧を得るために必要な伝送コイルの一次側及び二次側の自己インダクタンスは, 文献[13]より等価負荷抵抗 R_{eq} とそれぞれの励磁インダクタンスのインピーダンスが等しくなるように設計する。従って(6)式及び(7)式で表される。

$$L_1 = \frac{R_{eq}}{\omega_0 k} \frac{V_{1,DC}^2}{V_{2,DC}^2} \quad (6)$$

$$L_2 = \frac{R_{eq}}{\omega_0 k} \quad (7)$$

(6)式及び(7)式より, 等価負荷抵抗 R_{eq} と結合係数 k は比例関係にあり, ワイヤレス電力伝送システムの伝送コイルを設計する上で結合係数情報は不可欠である。

2.2. 結合係数マップの作成

図3に結合係数マップに使用したソレノイド型の伝

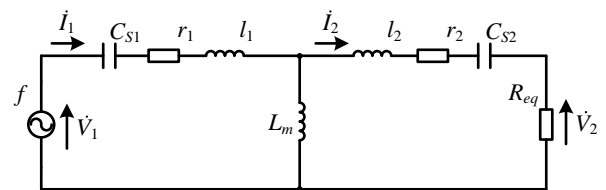


Fig. 2 Equivalent circuit for designed WPT system with a series-series compensation (S/S).

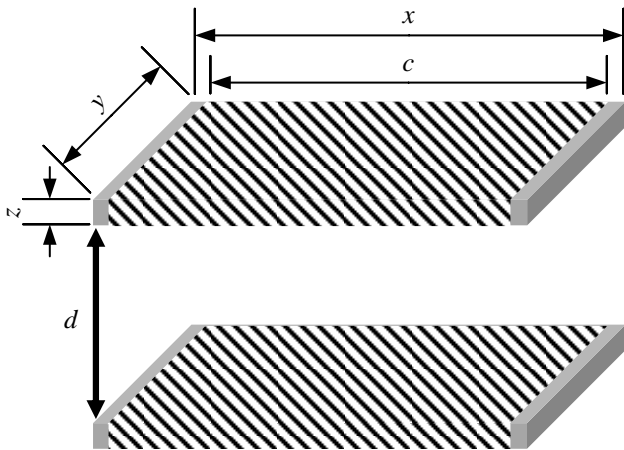


Fig. 3 Transmission coil model.
(Solenoid type)

送コイルモデルを示す。斜線部はコイル巻線を示す。 x はコア長、 y はコア奥行、 z はコア厚、 d は伝送距離、 c はコイル長である。本コイルの鉄心にはフェライトコア（TDK PC40: $\mu_i = 2300$ ）を使用している。本コイルを基準として、伝送距離 d で基準化したコア形状 x/d 、 y/d 、 z/d と結合係数の関係をグラフ化することにより、ある所望の伝送距離における結合係数とするために必要なコアのサイズをグラフから読み取ることができる。本グラフは、伝送距離 d で基準化されているため、コアの大きさや伝送距離によらず使用できる。

図4にワイヤレス電力伝送システム用伝送コイルの設計フローを示す。設計フローに示す通り、設計にあたって結合係数の情報は不可欠であるが、コイルサイズから結合係数を概算するには電磁界解析や実測が必要となる。そこで、コイルサイズから結合係数を概算設計するために結合係数マップを作成する。

2.3. コア長 x とコイル長 c の結合係数への影響

コア長 x とコイル長 c の結合係数 k に対する影響について確認するため、 x/c と結合係数 k の評価を行った。

図5にコア長 x に対するコイル長 c の割合と結合係数の特性を、図6に $x=c$ と $x>c$ の時のそれぞれの磁束密度分布を示す。

コア長 x に対するコイル長 c の割合を増加させていくと、結合係数が徐々に増加する。 c/x が 0.8 より大きい領域では、結合係数の増加割合が減少していき、ほぼ一定値をとる。なお、 $x=c$ の時に結合係数が最大となる。これは、図6より $x>c$ の時は漏れ磁束に流れる経路の磁気抵抗が小さいためである。従って、二次側コイルに鎖交する磁束の経路の磁気抵抗は変化しないものの漏れ磁束に流れる経路の磁気抵抗が相対的に

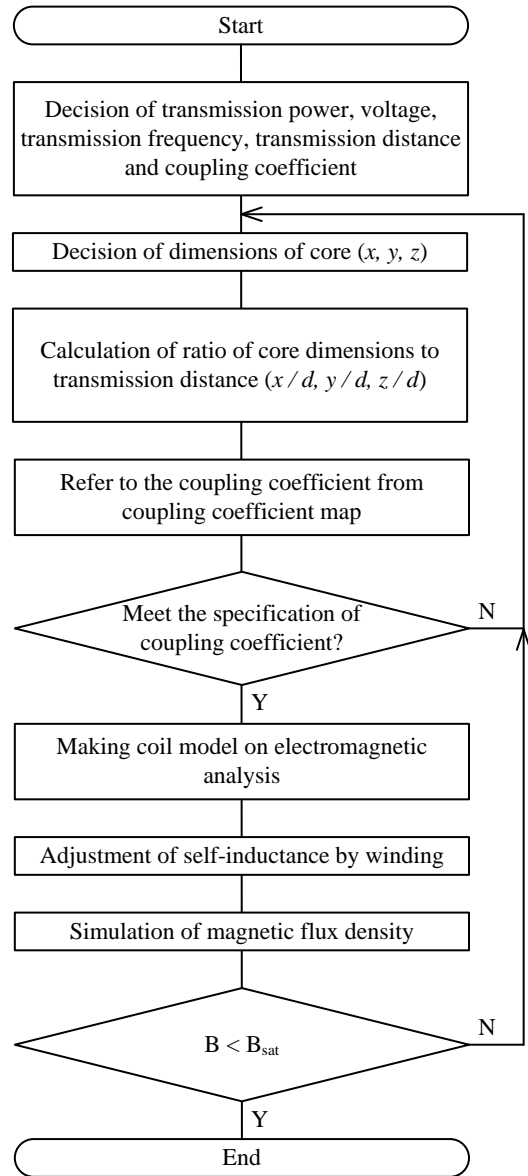


Fig. 4 Flowchart of transmission coil design for WPT.

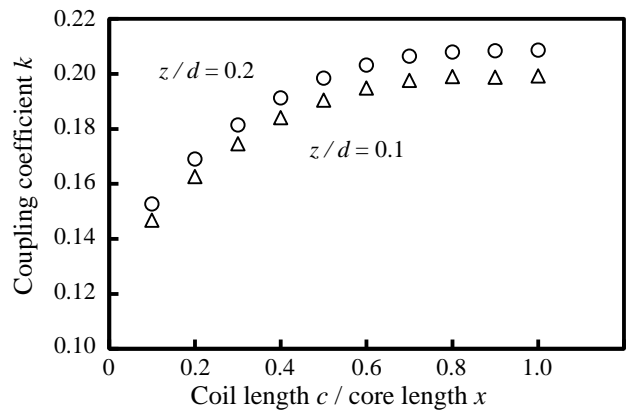
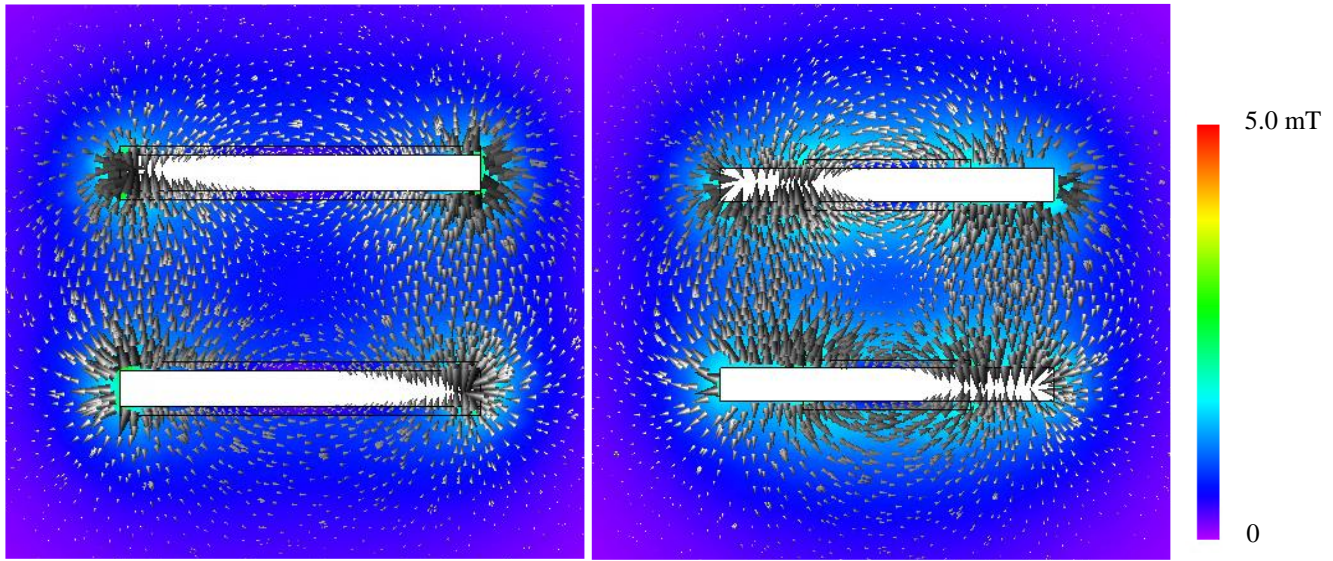


Fig. 5 Characteristics of coil length / core length vs. coupling coefficient.



(a) Case of $x = c$.

(b) Case of $x > c$ ($c/x = 0.5$).

Fig. 6 Magnetic flux density distribution.

小さくなるため $x > c$ の時に比べて大きくなるため結合係数が低下する。

そのため、結合係数を高くするためには、コア長 x に対してコイル長 c の割合を 0.8 以上にすることが望ましく、巻線の巻きつけ範囲に制限がないのであれば、 $x = c$ とすべきである。

本結果を基に結合係数マップは、各コア形状において結合係数が最大となる点、すなわち $x = c$ のコイルを用いて作成する。

2.4. 結合係数マップ

図 7 に各伝送距離 d に対するコア厚 z の割合 (z/d) における結合係数マップを示す。横軸は伝送距離 d に対するコア長 x の割合 (x/d) を、縦軸は伝送距離 d に対するコア奥行 y の割合 (y/d) を示す。今回作成した結合係数マップは、 $z/d = 0.1, 0.2, 0.4$ 、 x/d 及び y/d は 1.0~3.0 である。本マップは、コア長 x 、コア奥行 y 、コア厚 z 、伝送距離 d の各パラメータを変化させた場合の結合係数を電磁界解析により求め、同じ結合係数領域を線形近似することで作成した。

これら結果より、コア長 x とコア奥行 y のそれぞれの増加に伴って結合係数が高くなる傾向となり、コアの形状を変化させることで所望の結合係数が得られることがわかる。

また、 $x > y$ の時、同じ結合係数を得るためにコア長 x を短くすることができるが、 $x < y$ になると、同じ結合係数曲線上でもその結合係数を取り得るコア長 x が飽和し始め、さらにコア長 x を短くすると結合係数曲線上から外れ結合係数が減少する。そのため、伝送コイルを設計する際、所望の結合係数を得るためにコア

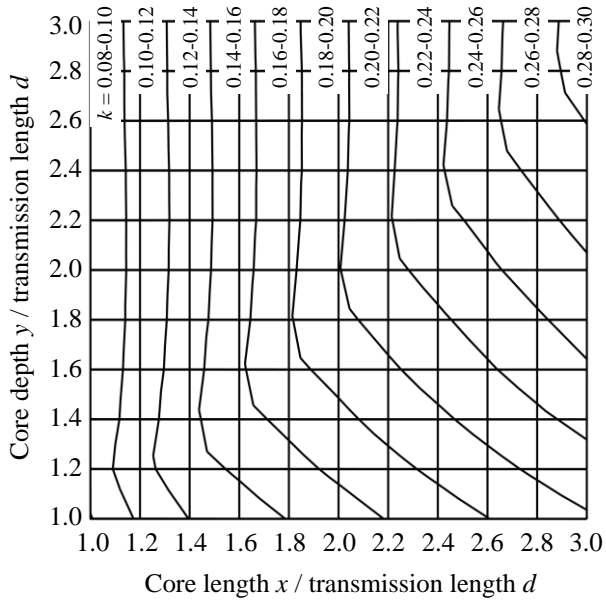
長 x とコア奥行 y の関係は、 $x > y$ とすることが望ましいと考えられる。

各ギャップ長 d に対するコア厚 z の割合における結合係数は、コア長 x とコア奥行 y の比が同じ時、結合係数はコア厚 z が薄くなると減少、厚くなると増加する傾向になり、コア厚 z の大きさが結合係数に影響することがわかる。そのため、伝送コイルを設計する際にコア長 x とコア奥行 y の大きさが制限されており、コア長 x とコア奥行 y の調整で所望の結合係数が得られない場合は、コア厚 z の大きさを調整する方法が考えられる。

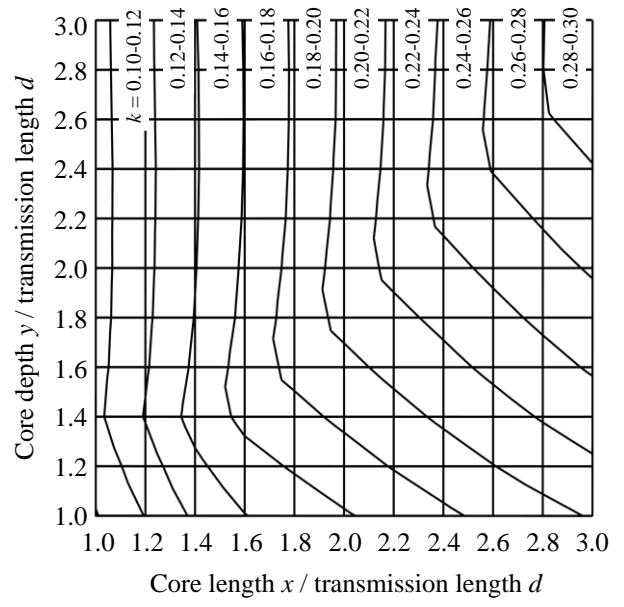
3. 検証結果

表 1 に検証したモデルの仕様を示す。表 1 の仕様と図 7 を基に検証を行う。自己インダクタンス L は(5)式、(6)式及び(7)式に従って求める。また、 $z/d = 0.1$ とする。

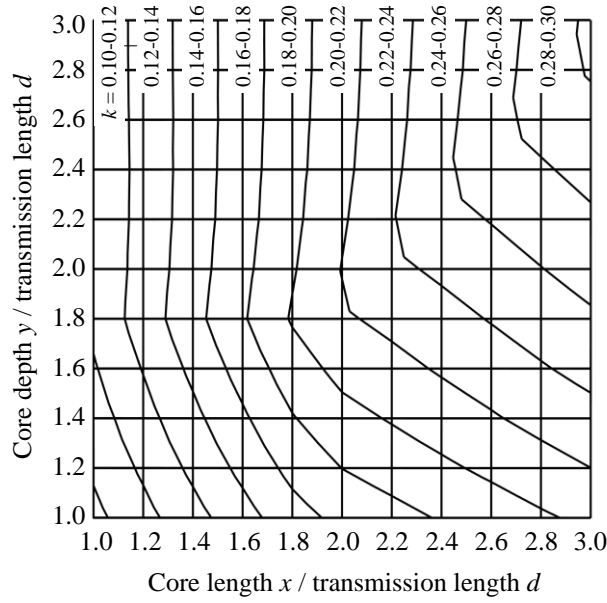
表 2 に検証結果を示す。表 2 より、仕様の結合係数 k 及び自己インダクタンス L に対して、結果の結合係数 k 及び自己インダクタンス L はほぼ同等な値であることから、結合係数マップを用いてコイル概形の設計が可能であることを確認した。



(a) $z / d = 0.1$



(b) $z / d = 0.2$



(c) $z / d = 0.4$

Fig. 7 Map of the coupling coefficient. ($x = c$)

Table 1 Specification of verification model.

	Symbol	Value
Output power	P	3.0 kW
Voltage	V	400 V
Coupling coefficient	k	0.230
Switching frequency	f	85 kHz
Transmission distance	d	120 mm
Self-inductance	L	352 μ H

Table 2 Result of verification model.

	Symbol	Value
Core length	x	360 mm
Core depth	y	192 mm
Core high	z	12 mm
Self-inductance	L	360 μ H
Coupling coefficient	k	0.236
Number of turn	N	34

4. まとめ

本論文では、ワイヤレス電力伝送システムのソレノイド型の伝送コイルの結合係数マップを作成し、電磁界解析なしで所望の結合係数の概算設計する手法を提案した。提案手法では、結合係数マップによりおおよそのコイル形状を決定した後に、電磁界解析を行って詳細設計を行うことで、伝送コイルの設計に要する時間を短縮することが可能となる。そのため、電磁界解析のみに依存しないコイル設計が可能となった。

今後は、ソレノイド型の伝送コイルの最適設計の確立に向けて、磁気抵抗に着目した磁気等価回路で簡易的な設計が可能となる手法の検討を行う予定である。

文 献

- [1] Siqu Li, Chunting C. Mi: “Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications”, IEEE Journal, Vol. 3, No. 1, pp.4-17 (2015)
- [2] 仲達崇一郎, 金子裕良, 阿部茂: 「電気自動車用非接触給電のコンデンサ接続方式による電源容量・漏洩電界の比較」, 電気学会自動車研究会, VT-14-008, pp.37-42 (2014)
- [3] 徐将希, 佐藤亨耶, 金子裕良, 阿部茂: 「電気自動車用非接触充電トランスの高調波電流の削減」, 電気学会産業応用部門大会, No. 4-7, pp.103-106 (2013)
- [4] 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, Vol. 136, No. 6, pp.425-432 (2016)
- [5] 平松敏幸, 黄孝亮, 加藤昌樹, 居村岳広, 堀洋一: 「ワイヤレス給電における送電側による最大効率と受電側による所望受電電力の独立制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 135, No. 8, pp.847-854 (2015)
- [6] 千明将人, 長塚裕一, 金子裕良, 阿部茂, 保田富夫, 鈴木明: 「電気自動車用非接触給電トランスの新コア構造と鉄損のモデル化」, 電気学会論文誌 D, Vol. 132, No.1, pp.9-16 (2012)
- [7] 渡邊海斗, 清水良太郎, 金子裕良, 阿部茂: 「電気自動車ワイヤレス給電用車載トランスの小型化」, 電気学会産業応用部門大会, No. 4-6, pp.113-116 (2014)
- [8] 日下佳祐, 伊東淳一: 「非接触給電における低次高調波に起因する放射磁界の一低減法—マルチレベルインバータの適用—」, 電気学会全国大会, No. 4-117, pp.196-197 (2015)
- [9] 毎川研吾, 今井邦夫, 皆川裕介, 有満稔, 岩野浩: 「電気自動車用非接触充電システムの周辺磁場低減技術」, 自動車技術会 学術講演会前刷集, No. 110-13 (2013)
- [10] Masaki Jo, Yukiya Sato, Yasuyoshi Kaneko, Shigeru Abe: “Methods for Reducing Leakage Electric Field of a Wireless Power Transfer System for Electric Vehicles”, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp.1762-1769 (2014)
- [11] Kent Inoue, Keisuke Kusaka, Jun-ichi Itoh: “Reduction on Radiation Noise Level for Inductive Power Transfer Systems with Spread Spectrum focusing on Combined Impedance of Coils and Capacitors”, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (2016)
- [12] R. Steigerwald: “A comparison of half-bridge resonant converter topologies” IEEE Transactions, Vol. 3, No. 2, pp. 174–182 (1988)
- [13] Roman Bosshard, Johann Walter Kolar, Jonas Muhlethaler, Ivica Stevanovic, Bernhard Wunsch, Francisco Canales: “Modeling and η - α -Perato Optimization of Inductive Power Transfer Coils for Electric Vehicles”, IEEE Transactions, Vol. 3, No. 1, pp.50-64 (2015)