特 集

磁界共振結合における効率と磁束

Efficiency and Magnetic Flux in Magnetic Resonant Coupling

居村 岳広^{*1}(非会員)

Takehiro IMURA

Typically, the difference between electromagnetic induction and magnetic resonant coupling is ambiguous. However, these two technologies are seamlessly connected. In this paper, the superiority of magnetic resonant coupling over electromagnetic induction, as well as the magnetic flux distinctive features, are demonstrated and discussed by comparing four circuit topologies. It is shown that only the S-S topology can achieve both high power and maximum efficiency and that the magnetic flux possesses unique characteristics.

Keywords: magnetic resonant coupling, electromagnetic induction, wireless power transfer

(2016 年 8 月 23 日受付)

1 まえがき

2007 年に新しいワイヤレス電力伝送方式として MIT から磁界共振結合（磁界共鳴）と電界共振結合（電界共鳴）が発表された[1, 2]。電界共振結合[3, 4]も同様に議論できるが、本稿では磁界の結合を取り上げる。磁界共振結合に関しては、2 つの共振コイル間において、エアギャップ 1m で効率約 90%、また、エアギャップ 2m で効率約 45~50%かつ 60W をワイヤレスで電力伝送出来ることが示された。実験に使用した送電と受電用の共振コイルは半径 30cm, 5.25 巻, 周波数は約 10MHz である。

磁界共振結合に関しては、これまでに、音叉による説明, 現象の解明[5, 6]や, 等価回路化の提案[4, 7-9]やバンドパス理論を用いた解釈[10, 11], kQ 積による解釈[12, 13], 効率最大化の提案[14]動作周波数の拡大[15], 中継コイル[16, 17]複数負荷への給電[18]など多くの発表がある。この技術は, 様々な応用が期待され, 電気自動車へのワイヤレス給電[19, 20]や走行中の電気自動車へのワイヤレス給電[21], 家庭内の家電へのワイヤレス給電[22], 電車への給電[23-26]など, 様々な検討がされている。

一方で, 理論背景に関しては, 先に述べたように, 音叉を用いた説明や, 結合モード理論を用いた説明

であり[1, 2]かつ, 動作周波数も当時は多くの人にとってなじみのない 10MHz で説明した故に, 当時は, この現象が電磁誘導の一種かどうかということ自体が最初の発表当初より議論を呼んでいた[27]。この電磁誘導方式と磁界共振結合方式の相違については, 近年では, 磁界共振結合の現象説明や, 等価回路表現などの研究の成果もあり, 電磁誘導方式の回路条件を絞ったものが磁界共振結合方式であるという認識が広がる中[7-10, 28, 29], 筆者らは文献[30]で, 4 つの共振条件を比べることで明確に磁界共振結合が電磁誘導の一種であることを示した。

そこで, 本稿では, 共振がない従来の電磁誘導方式から, 共振を上手に利用した磁界共振結合方式までに遷移する振る舞いを漏れなく示す事により, 大エアギャップ時の磁界共振結合の優位性について示し, その時の磁束のふるまいについて述べる。

2 従来の電磁誘導と磁界共振結合

従来の電磁誘導は, 1 次側共振もしくは 2 次側共振が主に採用されていた。その場合, 大きなエアギャップに電力を送る場合, 電力と効率のどちらかのみ良くなるだけであり, 1 次側共振では効率が悪く, 2 次側共振では電力がほとんど受け取れないため現実的には使いものにならなかった。これらに対し, 1 次側共振と 2 次側共振をもつ磁界共振結合は大電力かつ高効率を大エアギャップでも実現できる。その一端がわかる写真を Fig. に示す。

連絡先: 居村 岳広, 〒277-8561 千葉県柏市柏の葉 5-1-5, 東京大学大学院工学系研究科電気系工学専攻,
e-mail: imura@hori.k.u-tokyo.ac.jp

^{*1} 東京大学

Fig. 1 Demonstration of magnetic resonant coupling.

Fig. 2 Comparison of typical electromagnetic induction and magnetic resonant coupling.

Table 1 Circuit and coil parameters.

	Cal.	Exp.		Cal.	Exp.		Exp.
f [kHz]	100.0	100.0	C_1 [nF]	15.9	15.9	Outer radius [mm]	300
L_1 [μH]	159.2	158.7	C_2 [nF]	15.9	15.9	Inner radius [mm]	100
L_2 [μH]	159.2	159.2	r_1 [Ω]	1.3	1.4	turns	27.5
L_m [μH]	15.9	15.9	r_2 [Ω]	1.3	1.3	a [mm]	2
k [-]	0.10	0.10	Q_1 [-]	75.6	72.6	s [mm]	2
			Q_2 [-]	75.6	78.7		

まず、どの程度、磁界共振結合 (S-S) と従来の電磁誘導 (N-N) で、効率と電力が異なるのかを定量的に示すために Fig. 2 にグラフを示す。エアギャップが近い時には、効率 η はほぼ同じであるが、大エアギャップと言われる、半径を超えるエアギャップである 150mm 位になると、効率 η の差は明らかである。更に受電電力 P_2 に関しては、圧倒的に磁界共振結合 (S-S) が上回っている。この様に、大きなエアギャップの時にも高効率と大電力を実現できるのが磁界共振結合 (S-S) の特徴である。

Fig. 2 で使用した回路パラメータとコイルの寸法を Table 1 に示す。 a は導線の太さ、 s は導線間の距離である。Fig. 3 に送受電コイル写真を示す。実測よりエアギャップ $g = 16.2$ cm の時に結合係数 $k = 0.10$ となる。 $k = 1$ に比べ 1/10 の値を設定することで、大エアギャップ時の特性を確認する事を目的としている。以後、このパラメータを使用する。

Fig. 3 Transmitting and receiving coils.

3 電磁誘導と磁界共振結合の式の導出[30]

共振の有無で分類した、磁界での結合の 4 回路方式を Fig. 4 に示す。全て大きな分類としては電磁誘導方式である。1 次側と 2 次側に共振がない非共振回路は N-N (N: Non-Resonant) と呼び、2 次側のみに共振用コンデンサがある回路は 2 次側共振回路 N-S (S: Series), 1 次側のみに共振用コンデンサがある回路は 1 次側共振回路 S-N, 1 次側と 2 次側に共振コンデンサがある回路は電磁誘導の中でも特別に磁界共振結合 S-S と呼ぶ。S-P (P: Parallel) は S-S の変形として同様の議論ができ、磁界共振結合に含まれる[30]。

S-S 方式の等価回路を Fig. 5 に示す。これは、Fig. 4 (d) に示した S-S 回路の T 型等価回路である。一般的な回路では、 $-L_m$ を一体化して書かれることが多いので、分離して描くこのタイプを拡張型としている。N-N から S-S への推移をこの後確認するが、その時、理論的には S-S 回路から考えると理解し易い。S-S 回路においては式(1)の様に 1 次側のインピーダンスの虚数成分、つまり、リアクタンスは X_1 であり、同様に、式(2)の様に 2 次側のリアクタンスは X_2 である。各々、 L_1 と C_1 もしくは L_2 と C_2 で作られる。まず、コイルは同じなので、 $\omega L_1 = \omega L_2 = 100\Omega$ は変わらない。次に、共振コンデンサを考える。 C_1 を無限大にした場合、1 次側にコンデンサはないことになり、つまり、導通状態になり、式(1)は $X_1 = \omega L_1$ になる。同様に、 C_2 を無限大にした場合、式(2)は $X_2 = \omega L_2$ になる。両方の共振コンデンサを無限大にした場合、N-N 回路になる。そこから、 C_1 や C_2 の共振コンデンサの値を小さくしていき、絶縁状態に近づけて行くと、N-N から S-S へと推移することになる。例えば、N-N から N-S を経由して、S-S になるときは、はじめに C_2 を挿入し、 $X_2 = 0$ として、次に C_1 を挿入し、 $X_1 = 0$ とする手順となる。

$$X_1 = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \quad (1)$$

Fig. 4 Resonance types of wireless power transfer using magnetic coupling.

Fig. 5 S-S T-type equivalent circuit.

$$X_2 = \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \quad (2)$$

N-N から S-S への推移を考える一般式を求める。まず、一般的な効率の式は、式(3)となる。各々、入力電力 P_1 、1 次側内部抵抗による消費電力 P_{r1} 、2 次側内部抵抗による消費電力 P_{r2} 、負荷での消費電力 P_2 である。

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_{r1} + P_{r2} + P_2} \quad (3)$$

次に、1 次側の電圧と 2 次側の電圧の式(4)、(5)は式(6)、(7)となるので、電流 I_1 、 I_2 が式(8)、(9)の様に求まる。

$$V_1 = V_{L1} + V_{C1} + V_{r1} + V_{Lm} \quad (4)$$

$$0 = V_{L2} + V_{C2} + V_{r2} + V_2 + V_{Lm2} \quad (5)$$

$$V_1 = j\omega L_1 I_1 + \frac{1}{j\omega C_1} I_1 + I_1 r_1 + j\omega L_m I_2 \quad (6)$$

$$0 = j\omega L_2 I_2 + \frac{1}{j\omega C_2} I_2 + I_2 r_2 - I_2 R_L + j\omega L_m I_1 \quad (7)$$

$$I_1 = \frac{r_2 + R_L + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)}{\left\{r_1 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)\right\}\left\{r_2 + R_L + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)\right\} + \omega^2 L_m^2} V_1 \quad (8)$$

$$I_2 = -\frac{j\omega L_m}{\left\{r_1 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)\right\}\left\{r_2 + R_L + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)\right\} + \omega^2 L_m^2} V_1 \quad (9)$$

また、 I_1 と I_2 の比率は式(10)で表される。

$$\frac{I_1}{-I_2} = \frac{r_2 + R_L + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)}{j\omega L_m} \quad (10)$$

次に、効率について考察する。共振条件を適用しない効率の式などを求める。まず、共振条件を使用していない式(8)、(9)より、電力比の式(11)と効率の式(12)が求まる。

$$P_1 : P_{r1} : P_2 = \left\{ (r_2 + R_L)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)^2 \right\} : r_1 : (\omega L_m)^2 r_2 : (\omega L_m)^2 R_L \quad (11)$$

$$\eta = \frac{(\omega L_m)^2 R_L}{\left\{ (r_2 + R_L)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)^2 \right\} r_1 + (\omega L_m)^2 r_2 + (\omega L_m)^2 R_L} \quad (12)$$

式(12)から最大効率となる最適負荷の条件式(13)が得られる。これを式(12)に代入すれば、最大効率が得られる。

$$R_{Lopt} = \sqrt{r_2^2 + \frac{r_2 (\omega L_m)^2}{r_1} + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)^2} \quad (13)$$

上記式を使用し、 C_1 と C_2 を変化させることで、N-N、N-S、S-N、S-S だけでなく、その推移も計算することが可能である。1 次側と 2 次側の共振角周波数を同じにすると、この時の共振角周波数は式(14)となる。

$$\omega_0 = \omega_1 = \sqrt{\frac{1}{L_1 C_1}} = \omega_2 = \sqrt{\frac{1}{L_2 C_2}} \quad (14)$$

これらの共振条件の式を満たすと、 I_1 と I_2 の比率は式(15)で表される。

$$\frac{I_1}{-I_2} = \frac{r_2 + R_L}{j\omega L_m} \quad (15)$$

4 磁界共振結合の優位性 (N-N から S-S への遷移) [31]

実際に大きなエアギャップといわれる時は、 $k=0.1$ を下回る領域が多いが、説明の都合上、はじめに $k=0.5$ の時のグラフを使用して説明する。参考までにエアギャップ g と結合係数 k のグラフを Fig. 6 に示す。

$k=0.5$ の時の送電電力 P_1 、受電電力 P_2 、一次側力率 $\cos\theta_{Zm1}$ 、効率 η 、二次側力率 $\cos\theta_{Zm2}$ について N-N から S-S への推移を一括で Fig. 7 に示す。図の右端 $X_1=100\Omega$ の時が C_1 が無いとき、図の上端 $X_2=100\Omega$ の時が C_2 が無いときに相当する。

各々の図における Z 軸は、 P_1 、 P_2 、 $\cos\theta_{Zm1}$ 、 η 、 $\cos\theta_{Zm2}$ に対応している。この時の負荷条件は最大効率となる。

Fig. 6 Air gap g and coupling coefficient k (e) Secondary side power factor $\cos\theta_{zin2}$ Fig. 7 3D map of N-N, N-S, S-N and S-S, $k=0.5$. (a) Transmitting power P_1 (b) Receiving power P_2 (c) Primary side power factor $\cos\theta_{zin1}$ (d) Efficiency η (a) Transmitting power P_1 (b) Receiving power P_2 (c) Primary side power factor $\cos\theta_{zin1}$ (d) Efficiency η (e) Secondary side power factor $\cos\theta_{zin2}$ Fig. 8 3D map of N-N, N-S, S-N and S-S, $k=0.1$.

同様の議論が、大エアギャップである $k=0.1$ にしたときにも言える。繰り返しの文章となるため、本稿では、Fig. 8 に図のみ示す。

文献[1]などの発表は、ここの S-S の動作点で使用するをピンポイント発表したことになる。当初は、結合モード理論を用いて説明し、動作周波数も当時は多くの人がなじみのない 10MHz で説明したため、電磁誘導の条件を絞ったものが磁界共振結合であるというコンセンサスを得るのが遅れたことになる。

5 電磁誘導と磁気共振結合の磁束の比較

1 次側電流と 2 次側電流の比は, S-S と N-S は式(16)となり, S-N と N-N は式(17)となる。

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{r_2 + R_L}{j\omega L_m} \quad (16)$$

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{r_2 + R_L + j\omega L_2}{j\omega L_m} \quad (17)$$

また, 磁束 Φ とインダクタンス L と電流 I との関係は, $\Phi=LI$ なので, 磁束は電流に比例することを考慮すると磁束の分布も理解できる。

N-N は I_1 も I_2 もともに小さく, 1 次側と 2 次側のコイルに発生する磁界が小さい。また, 式(17)に示した比を保持するので, 1 次側の方が電流も磁束も大きくなる。1 次側の電力が大きく, 2 次側の電力が小さく, 効率は低い。

S-N は I_1 も I_2 も大きくなり, 1 次側と 2 次側のコイルに発生する磁界が大きくなる。しかし, 式(17)に示した比を保持したままなので, N-N と同様に 1 次側の方が電流も磁束も大きくなる。それ故に, 1 次側の電力が大きく, 2 次側の電力が小さく, 効率は低いままである。

N-S は N-N と比べると 2 次側での共振があるために, N-N の時に比べ 2 次側での電流が増える。N-N の時に比べると, I_2 の値が I_1 に対して大きくなる。ただし, 式(16)に示した比を保持し, 最適負荷の時には, $I_1 \simeq I_2$ なので[30], 1 次側と 2 次側の電流がほぼ等しい状況まで増えるという表現が正しい。よって, 2 次側コイルの磁束も増え, 1 次側コイルの磁束と同じくらいまでになる。効率は高いが, そもそも電流が 1 次側も 2 次側もほとんど流れないので, 受電電力は小さい。

S-S は N-N と比べると, 2 次側と 1 次側の共振があり, 1 次側に流れる電流も 2 次側に流れる電流も大きくなる。その比は, 式(16)に示した比を保持し, N-S と同様に, 最適負荷の時には, $I_1 \simeq I_2$ なので, 1 次側と 2 次側の電流がほぼ等しい状況まで増える。よって, 2 次側コイルの磁束も増え, 1 次側コイルの磁束と同じくらいまでになる。効率は高く, 受電電力も大きい。

以上を踏まえ, 磁束の分布についてまとめると, N-N は 1 次側の磁束が大きく, 2 次側の磁束はわずかとなる。また, 他トポロジーに比べ磁束自体の振幅も小さい。N-S は 1 次側と 2 次側の磁束が同じくらいになるが, 他トポロジーに比べ磁束自体の振幅は小さくなる。S-N は 1 次側と 2 次側の磁束はともに大きくなる

Fig. 9 Magnetic flux.

が, 1 次側の方が大きくなり, 他トポロジーに比べ磁束自体の振幅も大きくなる。S-S は 1 次側と 2 次側の磁束が同じくらいになり, 他トポロジーに比べ磁束自体の振幅も大きくなる。

電磁界解析で得られた磁界強度を Fig. 9 に示す。最大の磁界強度は N-N では 8.3[A/m], S-N では 844.5[A/m], N-S では 8.2[A/m], S-S では 96.6[A/m]であり, 各々その値で規格化されている。Fig. 9 から, 磁界の強弱がこれまで述べてきた通りであることがわかる。

つまり, N-N と S-N の時は 1 次側の磁束が大きい。但し, N-N は磁束が小さく, S-N は磁束が大きい。そして, N-S と S-S の時は, 最適負荷の時には, $I_1 \simeq I_2$ という特徴を持つので[30], 1 次側と 2 次側の磁束がほぼ等しくなる。但し, N-S は磁束が小さく, S-S は磁束が大きい。

6 まとめ

磁界共振結合と従来の電磁誘導を 4 つの回路トポロジーを用いて比較した。大きなエアギャップにおいて, 大電力かつ高効率が磁界共振結合の回路トポロジーの時のみにおいて達成できることを示した。また, この時の磁束の分布は, 1 次側と 2 次側の電流比によって, N-N と S-N では 1 次側に磁束が集中し, N-S と S-S ではほぼ均等に 1 次側と 2 次側に磁束が分布していることを示した。

謝辞

本研究の一部は JSPS 科研費 25709020 の助成を受けたものです。

参考文献

- [1] André Kurs, et al., Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances, *Science Express*, Vol. 317, No. 5834, pp. 83-86, 2007.
- [2] Aristeidis Karalis, et al., Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer, *Annals of Physics*, Vol. 323, pp. 34-48, 2008.
- [3] 居村岳広, 内田利之, 堀洋一, 非接触電力伝送用メアンダラインアンテナの提案, 電子通信情報学会ソサイエティ大会, B-9-1, p140, 2008.
- [4] 居村岳広, 堀洋一, 電磁界共振結合による伝送技術, 電気学会誌, Vol. 129, No. 7, pp. 414-417, 2009.
- [5] 居村岳広, 岡部浩之, 内田利之, 堀洋一, 共振時の電磁界結合を利用した位置ずれに強いワイヤレス電力伝送—磁界型アンテナと電界型アンテナ—, 電学論D, Vol. 130, No. 1, pp. 76-83, 2010.
- [6] Qiang Chen, Long Li and Kunio Sawaya, Numerical Analysis on Transmission Efficiency of Evanescent Resonant Coupling Wireless Power Transfer System, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 58, No. 5, pp. 1751-1758, 2010.
- [7] 居村岳広, 内田利之, 堀洋一, 近傍界用磁界アンテナの共振を利用した高効率電力伝送の解析と実験—基本特性と位置ずれ特性—, 平成 20 年度電気学会産業応用部門大会, Vol. II, 2-62, pp. 539-542, 2008.
- [8] 平山裕, 小澤俊之, 平岩洋介, 菊間信良, and 榊原久二男, 無線電力伝送の共鳴モードと等価回路表現, 電子情報通信学会技術研究報告 A・P, アンテナ・伝播, Vol. 109, No. 183, pp. 35-40, 2009.
- [9] 居村岳広, 岡部浩之, 内田利之, 堀洋一, 等価回路から見た非接触電力伝送の磁界結合と電界結合に関する研究—共振時の電磁界結合を利用したワイヤレス電力伝送—, 電学論D, Vol. 130, No. 1, pp. 84-92, 2010.
- [10] 栗井 郁雄, 共鳴型ワイヤレス電力伝送の新しい理論, 電学論C, Vol. 130, No. 6, pp.966-971, 2010.
- [11] 栗井 郁雄, 磁気結合共振器型ワイヤレス給電システムの BPF 理論による設計法, 電気学会論文誌. C, Vol. 130, No. 12, pp. 2192-2197, 2010.
- [12] 居村 岳広, 電磁界共振結合, パワーエレクトロニクスハンドブック, 1 編 11 章 5.2 節, pp. 195-198, オーム社, 2010.
- [13] 遠井 敬大, 金子 裕良, 阿部 茂, 非接触給電の最大効率の結合係数 k とコイルの Q による表現, 電気学会論文誌, Vol. 132, No. 1, pp. 123-124, 2012.
- [14] 居村岳広, 堀洋一, 等価回路から見た磁界共振結合におけるワイヤレス電力伝送距離と効率の限界値に関する研究, 電学論D, Vol. 130, No. 10, pp. 1169-1174, 2010.
- [15] 居村岳広, 岡部浩之, 堀洋一, kHz~MHz~GHz における磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送用アンテナの提案, 電子情報通信学会総合大会講演論文集, S-24-S25, BS-9-5, 2010.
- [16] 居村 岳広, 磁界共振結合のワイヤレス電力伝送における中継アンテナの等価回路化, 電学論D, Vol. 131, No. 12, pp. 1373-1382, 2011.
- [17] Shimada, A., Ito, Y., Uehara, H. and Ohira, T., Effect of hop counts on power division ratio in multi-hop power transfer via magnetic resonance, *Wireless Power Transfer (WPT)*, 2013 IEEE, pp. 179,182, 15-16, 2013.
- [18] Benjamin L. Cannon, James F. Hoburg, Daniel D. Stancil and Seth Copen Goldstein, Magnetic Resonant Coupling As a Potential Means for Wireless Power Transfer to Multiple Small Receivers, *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, Vol. 24, No. 7, 1819-1825, 2009.
- [19] Yukio Yokoi, Akihiko Taniya, Masaki Horiuchi and Shigeru Kobayashi, Development of kW Class Wireless Power Transmission System for EV Using Magnetic Resonant Method, *1st International Electric Vehicle Technology Conference 2011*, 2011/267, pp.1-6.
- [20] 居村岳広, 加藤昌樹, 堀洋一, 磁界共鳴による EV 用ワイヤレス給電技術, まぐね, Vol.9, No. 3, pp. 105-110, 2014.
- [21] 加藤昌樹, 居村岳広, 堀洋一, 走行中ワイヤレス給電用アンテナに関する受電位置と効率に関する検討, 平成 24 年電気学会産業応用部門大会, Vol. 2, pp. 219-222, 2012.
- [22] 庄木裕樹, ワイヤレス電力伝送の技術動向・課題と実用化に向けた取り組み, 信学技報, WPT2010-07, 2010.
- [23] 北澤智志, 近藤圭一郎, 柏木隆行, 非接触給電システムの電力変換回路におけるコイル位置ずれ時の定電力伝送制御法とその特性, 電気学会論文誌 D, Vol. 133-D, No. 5, pp. 518-525, 2013.
- [24] 山本浩平, 丸山貴嗣, 近藤圭一郎, 柏木隆行, 大容量非接触給電トランスの無効電力を考慮した設計法, 電気学会論文誌 D, Vol. 133, No. 3, pp. 378-385, 2013.
- [25] 下出大輔, 村井敏昭, 澤田理, 鉄道用非接触給電 2 次コイルへの離散配置コアの適用, Vol. 135, No. 10, pp. 1017-1024, 2015.
- [26] 下出 大輔, 村井 敏昭, 澤田 理, 試験装置を用いた鉄道用非接触給電システムの実用化検証, 電気学会論文誌 D, Vol. 136, No. 1, pp. 37-45, 2016.
- [27] 居村岳広, 内田利之, 堀洋一, 非接触電力伝送における電磁誘導と電磁界結合の統一的解釈, 電気学会自動車研究会, VT-09-007, pp. 35-40, 2009.
- [28] 長塚裕一, 江原夏樹, 金子裕良, 阿部 茂, 一次直列二次直列共振コンデンサを用いた非接触給電の給電効率, 電気学会産業応用部門大会講演論文集, 2-27, 2009.
- [29] 甲斐敏祐, トロンナムチャイクライソン, 電気自動車用途における非接触充電の受電回路トポロジの検討, 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, Vol. 132, No. 11, pp. 1048-1054, 2012.
- [30] 居村岳広, 堀洋一, 電磁誘導方式と磁界共振結合方式の統一理論, 電学論D, Vol. 135, No. 6, pp. 697-710, 2015.
- [31] 居村岳広, 堀洋一, 電磁誘導における磁界共振結合の優位性, 電子情報通信学会研究会 WPT 研究会, WPT2015-21, pp. 1-6, 2015.