

(Invited) Magnetic Resonant Coupling and Dynamic Charging

Takehiro IMURA[†]

[†] Graduate School of Engineering, The University of Tokyo,

Kashiwanoha 5-1-5, Kashiwa-shi, Chiba, 277-8561, Japan

E-mail: [†] imura@hori.k.u-tokyo.ac.jp, hori@k.u-tokyo.ac.jp

Abstract

Typically, electromagnetic induction uses relatively low frequencies and makes it easy to achieve high efficiency in the overall system. However, the loss due to the internal resistance on the primary side becomes a serious problem for achieving high power or high efficiency when resonance is not properly achieved. In this paper, the superiority of magnetic resonant coupling in electromagnetic induction is examined through comparisons with other circuit topologies. It is shown that only the S-S topology can achieve both high power and maximum efficiency.

(招待講演) 磁界共鳴と走行中ワイヤレス電力伝送

居村 岳広[†]

[†] 東京大学大学院 工学系研究科 〒277-8561 千葉県柏市柏の葉 5-1-5

E-mail: [†] imura@hori.k.u-tokyo.ac.jp, hori@k.u-tokyo.ac.jp

1. はじめに

2007年に新しいワイヤレス電力伝送方式として MIT から WiTricity (Wireless Electricity の造語) という非放射型の磁界共振結合 (磁界共鳴) と電界共振結合 (電界共鳴) が発表された^{[1]-[3]}. 電界共振結合^{[4], [5]}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. 実験に使用した送信と受信の共振コイルは半径 30cm, 5.25 巻, 周波数は約 10MHz である.

磁界共鳴に関しては, これまでに, 音叉による説明, 現象の解明^{[6], [7]}や, 等価回路化の提案^{[5], [8]-[9]}, kQ 積による解釈^[10], 効率最大化の提案^[11]動作周波数の拡大^[12], 中継コイル^[13], 複数負荷への給電^[14]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^[15]や走行中の電気自動車へのワイヤレス給電^[16]等, 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]-[3]}, 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. 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っていると考えられる^[8].

その共振条件とは 1 次側の回路と 2 次側の回路を別々に考え, 1 次側の共振周波数と 2 次側の共振周波数を同じにした上で, 磁界の結合によって電力伝送を行なうということである. 等価回路が示された時点で磁界共振結合は電磁誘導の一種であるということは可能であるが, 必ずしもコンセンサスを得られたとは言い難かった. そこで, 筆者らは文献^[17]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.

一方, 文献^[17]では, 共振状態の代表的な回路のみを取り上げたため, それらの遷移や磁界共振結合の特徴をピンポイントで取り上げるところまでとなり推移を無視した議論となった. そこで, 本稿では, 共振がない非共振回路から磁界共振結合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紹介する.

2. 磁界共振結合の特徴

磁界共振結合は非放射型の電力伝送であり, コイルとコンデンサの共振状態において磁界によって結合し (共鳴し) 電力伝送を行なう. 高効率, 大エアギャップ, 位置ずれに対するロバスト性の高さを示した一例を図 1 に示す. 大きなエアギャップかつ位置ずれが生じた際も, 高効率の電力伝送が可能である. 磁界共振結合方式は LC 共振を積極的に利用しており, 共振周波数を送信コイルと受信コイルで同じにし, インピーダンスを最適化した状態で動作させることにより, 結合係数が非常に小さくても高効率の電力伝送が可能となる.



(a) 真上の場合

(b) 位置ずれの場合

図 1 磁界共振結合による電球点灯実験の様子

3. 電磁誘導と磁界共振結合の式の導出^[17]

共振の有無で分類した磁界での結合の 4 回路方式を図 2 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 の変形回路として同様の議論ができ, 磁界共振結合に含まれる^[17].

磁界共振結合と呼ばれる S-S タイプは大きなエアギャップで結合が弱い時でも, 高効率かつ大電力が実現可能である. 大きなエアギャップ時, つまり, 結合が弱い時の N-N から S-S までの 4 回路方式の効率と受電電力は表 1 の様になる. 1 次側に挿入される共振コンデンサ C_1 と 2 次側に挿入される共振コンデンサ C_2 の役割についてまとめて示した. 要点としては, C_1 をいれると電力が増え, C_2 をいれると効率が增加する.

N-N から S-S への推移を一括表示する図 5 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 になるとときには, 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.

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

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

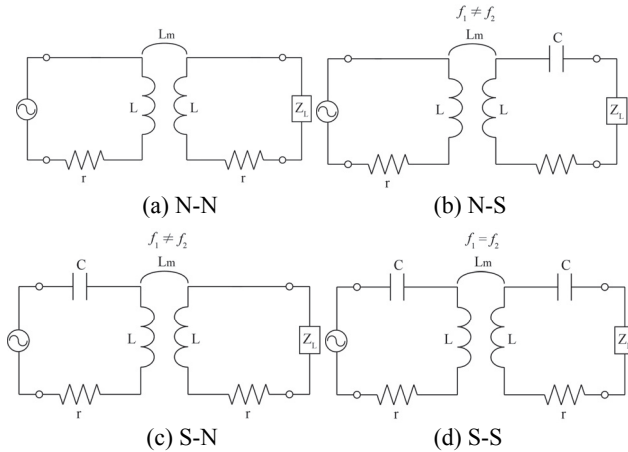


図 2 磁界を用いた非接触給電と共振のタイプ

表 1 共振の分類による 4 回路方式の効率と受電電力

	Efficiency	Power
N-N	Low	Low
N-S	High	Low
S-N	Low	High
S-S	High	High

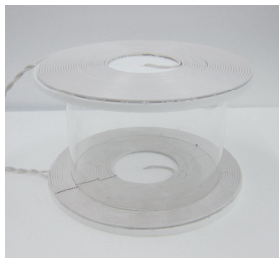


図 3 コイル

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. 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 を式(4)~(7)に示す.

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

$$P_1 = \text{Re}\{I_1 \bar{V}_1\} \quad (4)$$

$$P_{r1} = \text{Re}\{I_1 \bar{I}_1 r_1\} \quad (5)$$

$$P_{r2} = \text{Re}\{I_2 \bar{I}_2 r_2\} \quad (6)$$

$$P_2 = \text{Re}\{I_2 \bar{I}_2 R_L\} \quad (7)$$

次に, 1 次側の電圧と 2 次側の電圧の式(8), (9)は式(10), (11)となるので, 電流 I_1 , I_2 が式(12), (13)の様に求まる.

$$V_1 = V_{L1} + V_{C1} + V_{r1} + V_{Lm1} \quad (8)$$

$$0 = V_{L2} + V_{C2} + V_{r2} + V_2 + V_{Lm2} \quad (9)$$

$$V_1 = j\omega L_1 I_1 + \frac{1}{j\omega C_1} I_1 + I_1 r_1 + j\omega L_m I_2 \quad (10)$$

$$0 = j\omega L_2 I_2 + \frac{1}{j\omega C_2} I_2 + I_2 r_2 - I_2 R_L + j\omega L_m I_1 \quad (11)$$

$$I_1 = \frac{r_2 + R_L + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)}{\left\{r_1 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)\right\}\left\{r_2 + R_L + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)\right\} + \omega^2 L_m^2} V_1 \quad (12)$$

$$I_2 = -\frac{j\omega L_m}{\left\{r_1 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)\right\}\left\{r_2 + R_L + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)\right\} + \omega^2 L_m^2} V_1 \quad (13)$$

また, I_1 と I_2 の比率は式(14)で表される.

$$\frac{I_1}{-I_2} = \frac{r_2 + R_L + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)}{j\omega L_m} \quad (14)$$

次に, 効率について考察する. はじめに共振条件を適応しない式を求める. まず, 式(5)~(7)と, 共振条件を使用していない式(12), (13)より, 電力比の式(15)と効率の式(16)が求まる.

$$P_{r1} : P_{r2} : P_2 = \left\{ (r_2 + R_L)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)^2 \right\} r_1 : (\omega L_m)^2 r_2 : (\omega L_m)^2 R_L \quad (15)$$

$$\eta = \frac{(\omega L_m)^2 R_L}{\left\{ (r_2 + R_L)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)^2 \right\} r_1 + (\omega L_m)^2 r_2 + (\omega L_m)^2 R_L} \quad (16)$$

式(16)と式(17)から最大効率となる最適負荷の条件式(18)が得られる. これを式(16)に代入すれば, 最大効率が得られる.

$$\frac{\partial \eta}{\partial R_L} = 0 \quad (17)$$

$$R_{Lopt} = \sqrt{r_2^2 + \frac{r_2 (\omega L_m)^2}{r_1} + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)^2} \quad (18)$$

この式からも, C_1 の値がないことから, 1 次側コンデンサが効率に与える影響がないことがわかる. 影響を与えているのは, C_2 の値である.

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。

4. 磁界共振結合の優位性(N-N から S-S への遷移)

本稿で使用する回路パラメータとコイルの寸法を Table 1 に示す。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、 $k=0.5$ 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 のグラフを図 4 に示す。

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 [uH]	159.2	158.7	C_2 [nF]	15.9	15.9	Inner radius [mm]	100
L_2 [uH]	159.2	159.2	r_1 [Ω]	1.3	1.4	turns	27.5
L_m [uH]	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		

$k=0.5$ の時の送電電力 P_1 , 受電電力 P_2 , 一次側力率 $\cos\theta_{Zin1}$, 効率 η , 二次側力率 $\cos\theta_{Zin2}$ について N-N から S-S への推移を一括で図 5 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。

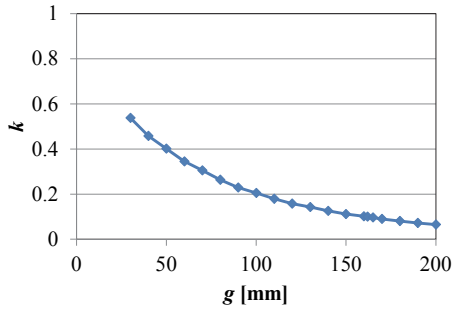
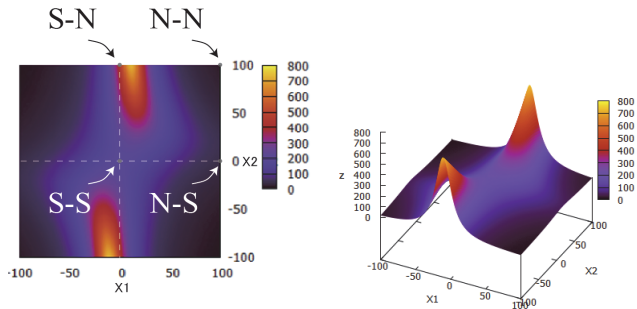
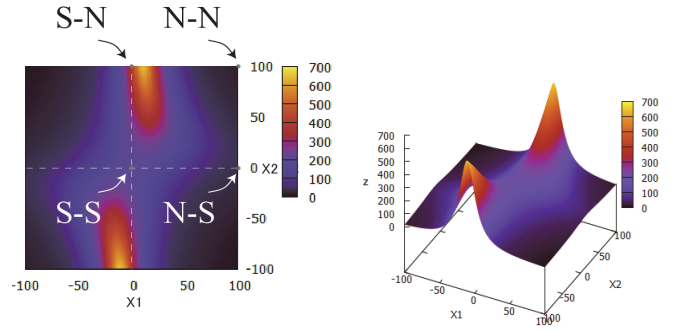


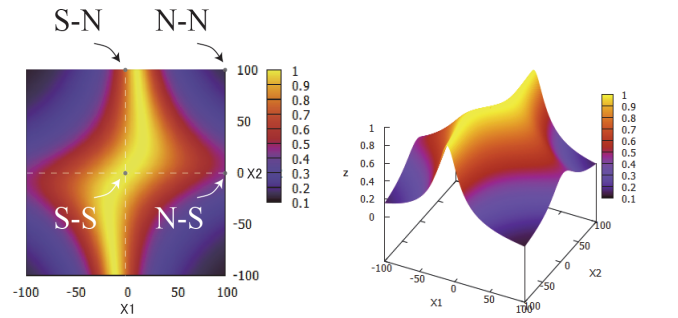
図 4 エアギャップ g と結合係数 k



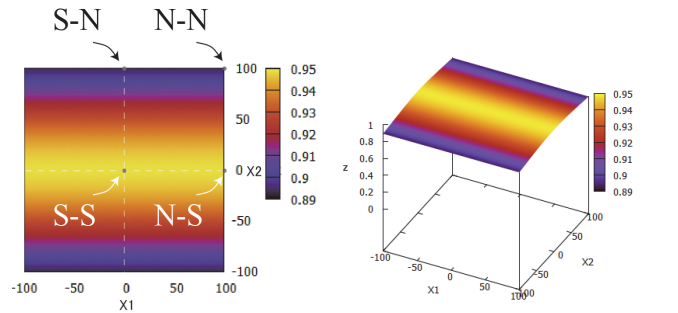
(a) 送電電力 P_1



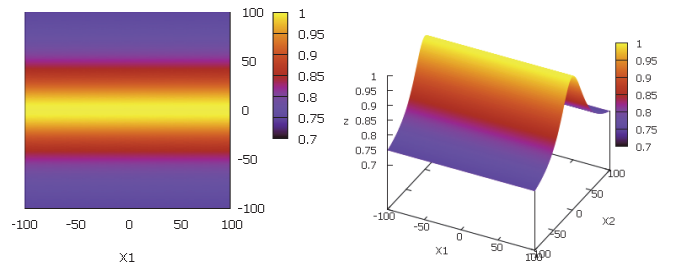
(b) 受電電力 P_2



(c) 一次側力率 $\cos\theta_{Zin1}$



(d) 効率 η



(e) 二次側力率 $\cos\theta_{Zin2}$

図 5 N-N, N-S, S-N, S-S の一括表示 $k=0.5$

各々の図における Z 軸は、 P_1 , P_2 , $\cos\theta_{Zin1}$, η , $\cos\theta_{Zin2}$ に対応している。この時の負荷条件は最大効率となる最適負荷値 R_{Lopt} になっており、また、効率は X_2 軸、つまり、 C_2 に依存している。電力がたくさん送られるのは一次側力率 $\cos\theta_{Zin1}$ が 1 の時である。例えば、 X_2 を固定して考えると、 $X_1=0$ の X_1 軸上が必ずしも大電力ではないことがわかる。むしろ、 X_1 軸か

らざれた場所になっている。これは、先に述べたように、一次側力率 $\cos\theta_{Zin1}$ が 1 の場所である。一方、効率については、二次側力率 $\cos\theta_{Zin2}$ が 1 の場所で最大になる。

効率が高くなる条件である二次側力率が 1 となっているのは、N-S と S-S であるが、N-S は一次側力率が 1 からほど遠く、電力が小さい。それゆえに、効率が高く、かつ、電力が多く取れる回路トポロジーである磁界共振結合の S-S が最も望ましいということになる。もう少し述べるのであれば、 X_1 軸上で力率が 1 になるのは、 $X_2=0$ の時だけである。つまり、 $X_1=X_2=0$ となり、これも S-S に一致する。以上のように、共振の取り方によって、効率も電力も大幅に変わる。

文献[1]などの発表は、ここの S-S の動作点で使用すること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. まとめ

電磁誘導による結合型の電力伝送は、動作周波数が比較的低いので電源からインピーダンス変換回路や整流器を含めた総合効率を高くし易い。しかしながら、大きなインダクタンス L が必要になるので、コンデンサ C による共振現象を上手く使わないと 1 次側コイルの内部抵抗での損失が増え、大きなエアギャップで高効率と大電力を実現することは難しい。

本稿では、電磁誘導の中でも、共振現象を 1 次側と 2 次側両方で使用し、かつ 1 次側の入力力率と 2 次側の入力力率を 1 とし、その結果、1 次側と 2 次側の共振周波数が同じになる S-S 回路方式、つまり、磁界共振結合方式の優位性について検証した。結果、電磁誘導におけるその他の共振条件と比較すると、大きなエアギャップにおいて、唯一、磁界共振結合の条件を満たすときのみが、高効率と大電力の両方を実現することを N-N から S-S の遷移という形で示す事を紹介した。走行中ワイヤレス電力伝送については、走行中に最大効率にする技術について講演の中で紹介する。

文 献

- [1] André Kurs, et al. : “Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances”, Science Express, Vol.317, No.5834, pp.83-86 (2007-6)
- [2] Aristeidis Karalis, et al. : “Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer”, Annals of Physics, Vol.323, pp.34-48 (2008-1)
- [3] Marin Soljačić, 他, : 「電力を無線伝送する技術を開発実験で 60W の電球を点灯」, 日経エレクトロニクス, pp.117-128 (2007-12)
- [4] 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, 2008.9
- [5] 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).
- [6] 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).
- [7] Qiang Chen, Long Li, 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, May 2010.
- [8] 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 20 年度電気学会産業応用部門大会, Vol. II, 2-62, pp.539-542 (2008.8)
- [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] 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, 2010.7
- [11] 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) .
- [12] 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 (2010.3)
- [13] 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)
- [14] 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, JULY 2009.
- [15] Yukio Yokoi, Akihiko Taniya, Masaki Horiuchi, Shigeru Kobayashi, “Development of kW Class Wireless Power Transmission System for EV Using Magnetic Resonant Method”, 1st International Electric Vehicle Technology Conference 2011. 5
- [16] 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. II, pp.219-222, 2012.8.23
- [17] 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 (2015) .