

磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送と EV への応用

Wireless Power Transfer via Electromagnetic Resonant Coupling and its Application to EV

居村 岳広、加藤昌樹、堀 洋一

Takehiro Imura, Masaki Kato and Yoichi Hori

東京大学

The University of Tokyo

Abstract

Wireless power transfer via electromagnetic resonant coupling aimed at electric vehicles was studied for air gaps over 30 cm and power of about 3 kW. Operating frequencies around 100 kHz were used in order to achieve high total efficiency. The characteristics of voltage, current, and power were taken into account, and all parameters from coils to capacitors were designed to achieve high levels of wireless power transfer. As a result, a total transfer efficiency of 88.3% and consumed power of 3.36 kW across a 30-cm air gap were achieved. Additionally, the total efficiency was 77.8% for a 40-cm air gap, and the consumed power was 1.70 kW.

1. はじめに

ワイヤレス電力伝送の祖といわれる、ニコラテスラが研究を始めてから約 100 年経った 2007 年に世界中が驚いた発表があった。それが、磁界共振結合（磁界共鳴）である。この発表において、1m のエアギャップでコイル間効率約 90% を達成できることが発表された^[1]。電力は 60W、周波数は約 10MHz であり、電磁誘導方式からみると 3 桁ほど高い周波数、マイクロ波電力伝送からみると 3 桁ほど低い周波数であり、当時、誰も注目していない周波数帯であった。当初は不思議な現象とされており、音叉を用いた説明などで理解されていた。その後の研究により、磁界共振結合の等価回路表現、最大効率化など、多くの発表が様々な機関からされて、その現象が次第に理解されつつある状況である^{[2]-[7]}。

一方で、電気自動車へのワイヤレス給電を考えた場合、数 W~100W 程度の小電力~中電力で行なう原理現象を確認する実験においては、課題にならなかった問題が数 kW のシステムでは顕著に見えてくる。一番分かりやすい例としては、高 Q のコイルを使う事からも想像できるように、電圧が跳ね上がってしまう。高電圧がコイル間、コンデンサ間にかかるので、コンデンサに高耐圧の素子が必要となる。エアギャップによっても負荷の値によっても、送れる電力が変わるなど、大電力化には多くの課題が残っている。この様に、100W 程度では問題にならなかったことに対し、しっかりと特性を把握してシステム全体の設計を丁寧に行なう必要性がでてくる。これまでに、明確に磁界共鳴を利用して電気自動車へワイヤレス電力伝送を行なったという発表が文献[8]よりなされている。この発表においては、13.56MHz を利用している。一方、筆者らは磁界共振結合の動作周波数は 10MHz だけではなく、kHz~GHz という幅広い周波数で駆動させることができる事を示した^[9]。kHz 帯の磁界共振結合の特徴としては、周波数が下がったことにより、高効率の電源を製作することが可能となり、コイル間効率だけでなく、総合効率で高効率になることが期待される。また、近年の SAE (Society of Automotive Engineers) からの発表でもあるように、電気自動車へのワイヤレス充電の規格として 85kHz が一つの注目すべき周波数である^[10]。本稿では、磁界共振結合を利用し、3.36kW の電力を 100kHz 周辺において電気自動

車へのワイヤレス給電を行なった研究について紹介する。また、ここに書かれている内容は、文献[12]に書かれた内容を改編・加筆したものであることをここに断っておく。

2. 磁界共振結合とは

ワイヤレス電力伝送において結合型の電力伝送は Fig.1 の様に、磁界結合（電磁誘導）、電界結合、磁界共振結合（磁界共鳴）、電界共振結合（電界共鳴）の4方式ある^[4]。一般的な磁界結合である電磁誘導も共振を利用しているが、磁界結合（電磁誘導）の共振条件を絞ったものが磁界共振結合（磁界共鳴）であり、電界結合の共振条件を絞ったものが電界共振結合（電界共鳴）である^[4]。では、どのように条件を絞ったかという、一次側と二次側の共振周波数を同じにしたという事である ($f_1=f_2$)。一次側単独で動作させた時の共振周波数と二次側単独で動作させた時の共振周波数を同じにすると、2次側力率が1となり高効率を実現でき、1次側力率も1となり大電力を送ることができ、大電力と高効率を実現できる回路トポロジーとなる。磁界共振結合も電界共振結合も同様の原理で動作しているが、結合部分だけ磁界で結合しているのか、電界で結合しているのかによって種類が分けられる。総称として電磁界共振結合（電磁共鳴・電磁界共鳴）としているが、磁界と電界を同時に結合に寄与する場合は、総称ということではなく、まさに、電磁界共振結合となる。ただし、同一空間かつ同一時間に磁界と電界が共存すると相殺されることが多く、実現は簡単ではない。

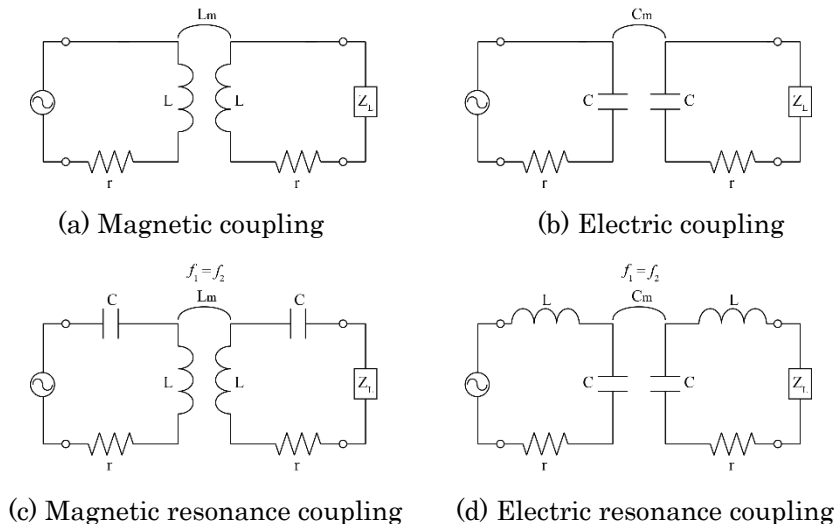


Fig. 1 Four type circuit topologies

3. 磁界共振結合の等価回路と回路方程式^[11]

本技術の基本となる原理を確認する。磁界共振結合は送電器と受電器双方でコイルとコンデンサによる共振器を内蔵し、その共振によって発生する磁束を利用し電力を効率よく伝送する。磁界共振結合は等価回路で表すことができるのは文献[2][3]の通りである。磁界共振結合の等価回路は Fig. 2 で表される。等価回路は2つの LCR 直列回路が正対する形で表される。

L_1, C_1, R_1 は送電器に関する定数でありそれぞれ送電器コイル部分（送電コイル）のインダクタンス、送電器が持つキャパシタンス、送電器が持つ抵抗成分である。抵抗成分は送電器の損失と関係がある。また L_2, C_2, R_2 は同様に受電器に関する定数でありそれぞれ受電器が持つインダクタンス、キャパシタンス、送電器が持つ抵抗成分である。送電コイル、受電コイル間は相互インダクタンス L_m で結合しており、 L_m は伝送距離と深い関係がある値である。共振結合という性質上、送電器と受電器はそれぞれ共振周波数が一致している必要がある。つまり式(1)を満たしている必要がある。ただし ω_0 は

送電器・受電器の共振角周波数とする。

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

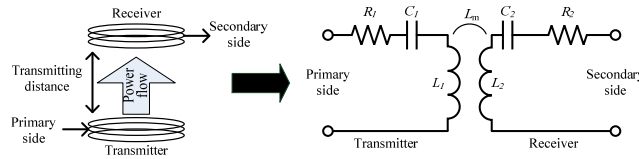


Fig. 2 Equivalent circuit of magnetic resonant coupling

一次側に電源として定電圧源を接続し、二次側に負荷抵抗が接続された場合の磁界共振結合の等価回路図を Fig. 3 に示す。 V_1 は電源側（一次側）の電圧、 V_2 は負荷側（二次側）の電圧である。 I_1 、 I_2 はそれぞれ一次側、二次側の電流、 Z_{in2} は二次側入力インピーダンス、 R_L は負荷抵抗値である。この回路図では、 $Z_{in2} = R_L$ である。この回路図の回路方程式を求めると式(2)となる。ただし式(2)中の行列の各成分はそれぞれ式(3)、式(4)、式(5)で表される。 ω は電圧源 V_1 により発生する電圧の角周波数である。

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$Z_{11} = R_1 + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) \quad (3)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = j \omega L_m \quad (4)$$

$$Z_{22} = R_2 + Z_{in2} + j \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) \quad (5)$$

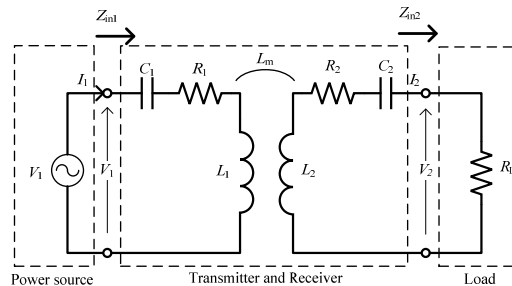


Fig. 3 Equivalent circuit of magnetic resonant coupling connected with source and load

3. 1 電圧・電流による入出力の特性式

次に効率以外の新たな入出力の特性を定義する。新たに定義するものは電圧比 A_V 、電流比 A_I 、一次側入力インピーダンス Z_{in1} である。 A_V は一次側と二次側の電圧の比であり式(6)で定義される。 A_I は一次側と二次側の電流の比であり式(7)で定義される。 Z_{in1} は一次側から見た入力インピーダンス（一次側入力インピーダンス）であり式(8)で定義される。

$$A_V = \frac{V_2}{V_1} \quad (6)$$

$$A_I = \frac{I_2}{I_1} \quad (7)$$

$$Z_{in1} = \frac{V_1}{I_1} \quad (8)$$

A_V , A_I , Z_{in1} について求める。これは先に求めた式(2)から求める。 A_V , A_I , Z_{in1} は式(2)の逆行列を求めることで明らかにできる。ここで、 ω を送電器、受電器の共振角周波数 ω_0 と同一であるものとする。つまり、電力伝送に使用する周波数（電力伝送周波数） ω を ω_0 とすると式(3), 式(5)はそれぞれ $Z_{11} = R_1$, $Z_{22} = R_2 + R_L$ と簡略化して表すことができる。これを用いると、 A_V , A_I , Z_{in1} はそれぞれ式(9)~式(11)で表すことができる。

$$A_V = j \frac{\omega_0 L_m Z_{in2}}{R_1 Z_{in2} + R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (9)$$

$$A_I = j \frac{\omega_0 L_m}{Z_{in2} + R_2} \quad (10)$$

$$Z_{in1} = R_1 + \frac{(\omega_0 L_m)^2}{Z_{in2} + R_2} \quad (11)$$

これらの式について考える。まず A_V , A_I は実数成分はなく虚数成分のみとなっている。これは入出力の電圧または電流の位相差が伝送距離によって変化する値 L_m や二次側入力インピーダンス Z_{in2} によって変化せず、常に90度の位相差があることを示している。また、 Z_{in1} は実数成分のみである。これはいかなる伝送距離や二次側入力インピーダンスであっても入力インピーダンスに虚数成分は持たない、つまり力率が1であることを表している。

次に伝送効率について考える。効率は一次側に入力する電力と二次側から出力される電力の比と定義する。すると入出力の電力の比は式(12)で表される。入出力の電力の比は効率と同義であるから効率 A_p と呼ぶ。効率 A_p は A_V と A_I の共役複素数の積で表すことができる。

$$A_p = \frac{V_2 \cdot \overline{I_2}}{V_1 \cdot \overline{I_1}} = \left(\frac{V_2}{V_1} \right) \cdot \left(\frac{\overline{I_2}}{\overline{I_1}} \right) = A_V \cdot \overline{A_I} \quad (12)$$

次に効率 A_p の式を求める。前記のとおり A_V と A_I の共役複素数の積であるから式(13)で表される。

$$A_p = \frac{(\omega_0 L_m)^2 Z_{in2}}{(Z_{in2} + R_2) \{ R_1 Z_{in2} + R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2 \}} \quad (13)$$

この式は実数成分のみである。これは入力と出力の電力波形は同一の位相であることを示す。

このように電力伝送周波数を送受電器の共振角周波数 ω_0 と同一とすることで、入出力の特性式をシンプルに表すことができ、また電源側から見た力率を1とすることができる。

4. 高効率電力伝送に関する実験

前章では、磁界共振結合によるワイヤレス給電の入出力特性が明らかとなった。そこで実際に高効率・大電力ワイヤレス給電の実験を行なう。前章で求めた入出力の特性式を用いて、希望する消費電力、伝送距離から想定される入出力の電圧・電流について計算を行う。その後、大電力ワイヤレス給電実験を行なう。

4.1 入出力電圧・電流の設計

実験を行うに当たり、電源、負荷を用意する必要がある。電源・負荷の仕様決定のために、所望の消費電力から電源電圧と電流、負荷に発生する電圧電流を明らかにする必要がある。また、高効率給電には送受電器の損失低減だけでなく二次側入力インピーダンスを適切な値に設定する必要がある。

効率が最大となる二次側インピーダンス（効率最大インピーダンス） $Z_{in2APmax}$ を式(14)で表され、そ

の時の効率（最大効率値） $A_{P\max}$ を式(15)で表される。

$$Z_{in2AP\max} = \sqrt{R_2 \left(\frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_1} + R_2 \right)} \quad (14)$$

$$A_{P\max} = \frac{(\omega_0 L_m)^2 Z_{in2AP\max}}{\left((\omega_0 L_m)^2 + 2R_1 R_2 \right) Z_{in2AP\max} + 2R_2 \left((\omega_0 L_m)^2 + R_1 R_2 \right)} \quad (15)$$

効率が最大となる二次側入力インピーダンス $Z_{in2AP\max}$ は、前記の式(14)で求めることができる。二次側電圧 V_2 は先に求めた $Z_{in2AP\max}$ から、 $P_L = V_2^2 / Z_{in2AP\max}$ より式(16)で求められる。

$$V_2 = \sqrt{Z_{in2AP\max} \cdot P_L} \quad (16)$$

二次側電流 I_2 は同様に $P_L = I_2^2 \cdot Z_{in2}$ より式(17)で求められる。

$$I_2 = \sqrt{\frac{P_L}{Z_{in2AP\max}}} \quad (17)$$

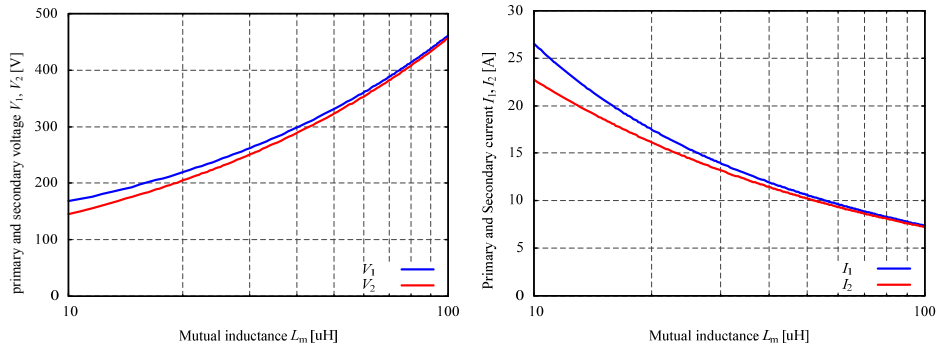
一次側電圧 V_1 は A_V の定義式(6)より、式(18)で求められる。

$$V_1 = \frac{V_2}{A_V} \quad (18)$$

一次側電流 I_1 は Z_{in1} の式の定義式(8)より、式 (19)で求められる。

$$I_1 = \frac{V_1}{Z_{in1}} \quad (19)$$

これらの計算結果を Fig. 4 に示す。これにより入出力の電圧電流が明らかになり、高周波電源、整流器に求められる要件が明らかになった。



(a) Primary and secondary side voltages (b) Primary and secondary side currents

Fig. 4 Input and output voltages and currents under maximized efficiency load condition when $P_L = 3.3 \text{ kW}$.

4. 2 実験用コイルと実験風景

コイルの外観を Fig. 5 に示し、形状に関する詳細を Table 1 に示す。電波暗室での実験の様子を Fig. 6 に示す。

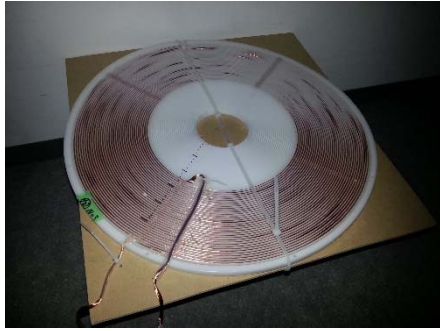


Fig. 5 Coil used as transmitter and receiver

Table 1 Configuration of coil used as transmitter and receiver

Description	Value
Outer diameter [mm]	434
Inner diameter [mm]	228
Number of turn [turn]	34
Pitch [mm]	3
Wire cross-section area [mm ²]	2.36

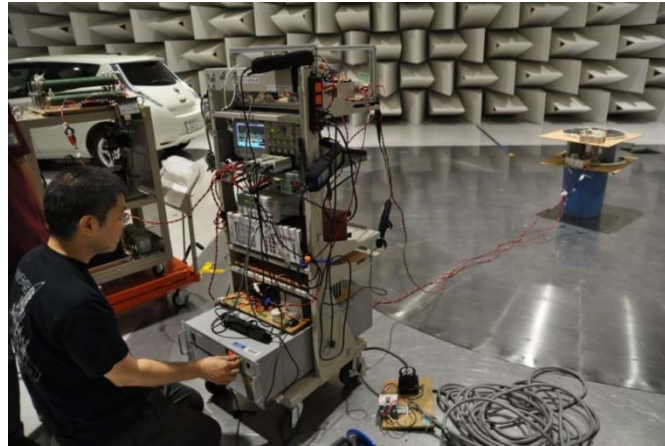


Fig. 6 High power experiment in radio-frequency anechoic chambers

4. 3 実験結果

実験結果のまとめを Table 2 に示す。電源効率に関しては、伝送状態によって変化する。整流効率は伝送状態によって変化するが、電源効率ほどの変動は少ない。伝送効率についてはほぼ理論通りの値となっている。消費電力は伝送距離が大きくなるほど小さくなっているが、これは一次側電流・二次側電流の上昇による共振コンデンサの端子間電圧が上昇したことによる限界である。

Table 2 Breakdown of power during maximum power consumption

Transmitting distance		30 cm	40 cm	50 cm
Load resistance [Ω]		50	25	15
Power supply efficiency [%]		95.6	92.3	90.2
Transmitting efficiency [%]	Experimental	93.7	86.8	77.3
	Theoretical	92.4	86.5	78.2
Rectifier efficiency [%]		98.7	97.2	95.0
DC to DC efficiency [%]		88.3	77.8	66.2
Consuming power [kW]		3.36	1.70	0.846

本実験では、電気自動車に向けた高効率大電力伝送をめざし、実験機の制作と実験を行なった。入出力特性式を用いて設計を行ない、その結果をもとに実験機の制作を行なった。そして実験機を用いてワイヤレス給電実験をおこなった。これらのことを行った結果、新しい入出力の特性式は高効率なワイヤレス給電システムを構築するのに有意であり、また実験によって伝送効率だけでなく、電源・送受電器・整流器全体での高効率化を実現した。これらから長伝送距離・高効率・大電力伝送が実現した。

伝送距離 30cm で消費電力 3.36kW, 総合効率 88.3%, また伝送距離 40cm で消費電力 1.70kW, 総合効率 77.8%を記録した。

5. まとめ

100kHz における磁界共振結合を利用した電気自動車へのワイヤレス電力伝送について紹介した。電源から整流後までを含めた総合効率でも、磁界共振結合を用いた電力伝送は高効率かつ大きなエアギャップ、そして、大電力を達成できる事が示された。大電力化においては、共振コンデンサの耐圧問題が課題となっているが、将来的には解決する事を期待している。

今後の展開としては、走行中充電や、更なる大エアギャップ化、コイルの小型化など、多くの期待がされながらも実現がされていない課題を克服することである。将来的には、電気自動車へのワイヤレス給電だけでなく、全ての電子機器に対しても、いつでもどこでも自由にエネルギーが使えるユビキタスエネルギー社会の実現が待ち望まれる。

[引用文献]

- [1] André Kurs, Aristeidis Karalis, Robert Moffatt, J. D. Joannopoulos, Peter Fisher, Marin Soljačić, “Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances,” in *Science Express* on 7 June 2007, Vol. 317. no. 5834, pp. 83 – 86.
- [2] 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.
- [3] 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”, 電学論D, Vol. 130, No. 1, pp.84-92, 2010.
- [4] 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).
- [5] 粟井 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).
- [6] Chi Kwan Lee, Zhong, W.X., Hui, S.Y.R., “Effects of Magnetic Coupling of Nonadjacent Resonators on Wireless Power Domino-Resonator Systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.27, No.4, pp.1905-1916, 2012.
- [7] TC. Beh, M. Kato, T. Imura, S. Oh, and Y. Hori, “Automated Impedance Matching System for Robust Wireless Power Transfer via Magnetic Resonance Coupling”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.60, No. 9, pp. 3689-3698, 2013.9
- [8] 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
- [9] 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, 2010.3
- [10] <https://www.sae.org/>
- [11] M. Kato, T. Imura, and Y. Hori, “New characteristics analysis considering transmission distance and load variation in wireless power transfer via magnetic resonant coupling,” in *Intelec 2012*, 2012, pp. 1–5.
- [12] 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