

# 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

学生員 小林 大太\* 正員 居村 岳広\* フェロー 堀 洋一\*

## Real-time Maximum Efficiency Control in Dynamic Wireless Power Transfer System

Daita Kobayashi\*, Student Member, Takehiro Imura\*, Member, Yoichi Hori\*, Fellow

Transmitting efficiency is one of the most important characteristics in dynamic wireless power transfer for electric vehicles. In this paper, a simple and efficient topology for a transmitting system called the DC bus system is introduced. Its simplicity maximizes the potential transmitting efficiency. Moreover, a receiving circuit topology and a maximum efficiency control, which is a method to maximize the transmitting efficiency by controlling the secondary voltage, are proposed. A real-time coupling coefficient estimation method is necessary to calculate the secondary voltage command for the control. A simulation and experimental evaluation of the maximum efficiency control was performed using an experimental setup. The results indicate that it provides a large improvement in efficiency and its implementation in a real dynamic power transfer system for electric vehicles is feasible.

キーワード：走行中ワイヤレス給電, 磁界共振結合, 電気自動車, 最大効率制御, 結合係数推定

**Keywords:** dynamic wireless power transfer, magnetic resonance coupling, electric vehicle, maximum efficiency control, coupling coefficient estimation

### 1. はじめに

磁界共振結合方式を用いたワイヤレス電力伝送技術が2007年にMITで発明されて以来, 世界中で数多くの応用研究が行われてきた<sup>(1)</sup>。現在, そのアプリケーションは多岐にわたり, 家電製品<sup>(2)</sup>, 医療用機器<sup>(3)</sup>, 移動ロボット等, 様々な分野で活躍が期待されている技術である。その中でも, 電気自動車へのワイヤレス給電に関する研究は最も注目されている技術の一つである<sup>(4)</sup>。電気自動車へのワイヤレス給電が実現することにより, インフラから電力を受け取りながら走行することが可能となる為, 従来の問題点であった航続距離を延長することが出来, 駐車場に自動送電システムを設置しておけばユーザが電気自動車への充電を意識する必要がなくなる。また, 従来のように大量にバッテリーを積む必要性が無くなるため, 車両価格の低減にもつながる。

更に近年, 電気自動車への停車中給電だけでなく, ワイヤレスであるという利点を最大限に活かせる「走行中ワイヤレス給電」の研究が注目を浴びている。研究対象としては, コイル形状<sup>(5)</sup>, 回路トポロジー<sup>(6)</sup>, 電力変換器の制御法<sup>(7)</sup>等が挙げられ, これらを最適化することにより大電力

をより効率よく走行中に給電出来るようなシステムが追及されている。しかし, システム全体の構成としては未だに統一されておらず, 要素の研究に留まっている状況である。走行中ワイヤレス給電の普及を実現させるためには, システム全体の規模やメンテナンスの容易さ, コスト等を考慮して検討を進める必要がある。

そこで, 本稿では伝送効率の最大化を目的とし, 送電側と受電側を含めた走行中ワイヤレス給電システム全体の構成を提案する。送電側システムは, 敷設やメンテナンスを容易にし, 多様な受電側の構成に対応できるように, 出来る限りシンプルで簡単な構成, 制御を用いる必要があると考える。一方, 受電側システムはいくらか複雑な回路トポロジーや制御を用いても問題はないため, 受電側のみで所望電力や伝送効率の制御を行うべきである。その一つとして, 受電側の整流器後にDC/DCコンバータを用いて伝送効率を最大化する手法が提案されている<sup>(8)(9)</sup>。しかし, これらの制御法では送受電コイル間の結合係数は既知であり, 変化しないとしている。実際の走行中ワイヤレス給電システムでは結合係数は急峻に変化することが考えられるため, これらの手法は適用できない。そこで, 本稿では結合係数をリアルタイムで推定しながらDC/DCコンバータの制御を行い, 伝送効率を最大化する手法を提案する。また, 走行中ワイヤレス給電システムを模擬する実験装置に基づいて, 提案手法をシミュレーションと実験により検証し, 実際のシステムにおける有効性を確かめる。

\* 東京大学大学院 新領域創成科学研究科  
〒277-8561 千葉県柏市柏の葉5-1-5  
Graduate School of Frontier Sciences, The University of Tokyo  
5-1-5 Kashiwanoha, Kashiwa, Chiba, 277-8561

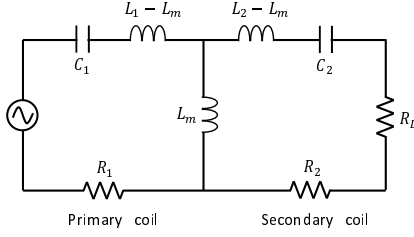


Fig. 1. Model of magnetic resonance coupling circuit

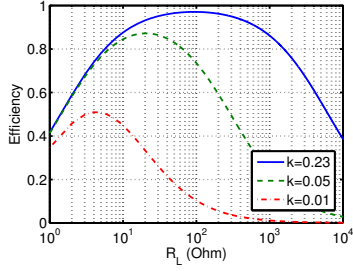


Fig. 2. Transmitting efficiency at different  $R_L$

## 2. 最大効率制御

Fig. 1 に直列補償コンデンサを持つ磁界共振結合方式 (SS 方式) の一般的な等価回路を示す。次に, Fig. 1 における負荷抵抗  $R_L$  を変化させたときの伝送効率の変化を Fig. 2 に示す。また, 本節の数値解析では使用した実験装置の回路パラメータを使用した (Table. 1)。このように, 磁界共振結合方式を用いたワイヤレス給電においては伝送効率が負荷抵抗値  $R_L$  に依存することが分かっている。これは図 1 に示す等価回路の電圧方程式から導かれる伝送効率  $\eta$  が式 (1) のように表されることから説明可能である。

$$\eta = \frac{(\omega_0 k)^2 L_1 L_2 R_L}{(R_2 + R_L) \{R_1 R_2 + R_1 R_L + (\omega_0 k)^2 L_1 L_2\}} \quad (1)$$

ここで,  $R_1$  と  $R_2$ ,  $L_1$  と  $L_2$  はそれぞれ送受電コイルの内部抵抗, 自己インダクタンス,  $k$  は結合係数 ( $k = L_m / \sqrt{L_1 L_2}$ ),  $\omega_0$  は共振角周波数を表す。また, 効率が最大となる負荷抵抗値  $R_{L\eta max}$  は式 (2) のように表される。

$$R_{L\eta max} = \sqrt{R_2 \left\{ \frac{(\omega_0 k)^2 L_1 L_2}{R_1} + R_2 \right\}} \quad (2)$$

電気自動車へのワイヤレス給電を考えたとき, 負荷は整流後のバッテリーやキャパシタなどの定電圧負荷であり, 整流器の基本波力率が 1 であり損失が無いと仮定するとき, 整流器以降の交流等価抵抗が等価的な純抵抗とみなせる<sup>(9)</sup>。しかし, 受電側の等価負荷抵抗値を直接操作することは難しい。そこで, DC/DC コンバータを定電圧負荷の手前に配置し, 二次側電圧を制御することで等価負荷抵抗値を伝送効率が良い点  $R_{L\eta max}$  に制御することを考える。(詳細なトポロジーに関しては第 3 章で述べる。) 定電圧負荷を模擬するために, Fig. 3 のような電圧源を負荷として持つ等価

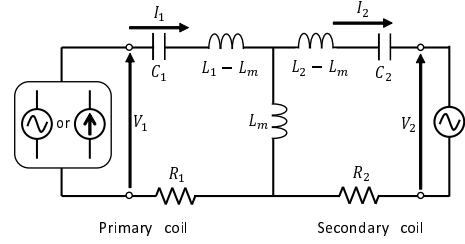


Fig. 3. Model of WPT with a constant voltage load

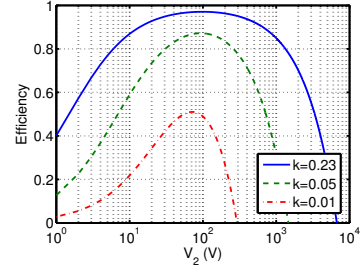


Fig. 4. Transmitting efficiency at different  $V_2$  ( $V_1=100$  V)

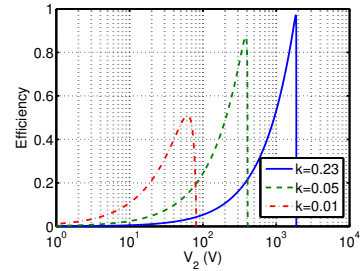


Fig. 5. Transmitting efficiency at different  $V_2$  ( $I_1=20$  A)

回路を考える。このとき, 磁界共振結合方式の特性より二次側電圧, 二次側電流は一次側電圧に対して  $90^\circ$  位相が遅れることを考慮すると, 電圧方程式が式 (3) のように表される。

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ jV_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & -j\omega_0 k \sqrt{L_1 L_2} \\ j\omega_0 k \sqrt{L_1 L_2} & -R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ jI_2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

〈2・1〉送電側が定電圧の場合 まず, 送電側電圧源が定電圧制御されている場合 ( $V_1 = \text{一定}$ ) を考えると, 式 (3) より, 受電側の等価負荷抵抗値が式 (4) のように表される。

$$R_L = \frac{V_2}{I_2} = \frac{\{R_1 R_2 + (\omega_0 k)^2 L_1 L_2\} V_2}{\omega_0 k \sqrt{L_1 L_2} V_1 - R_1 V_2} \quad (4)$$

式 (4) を式 (1) に代入し, 二次側電圧  $V_2$  を変化させたときの効率の変化を Fig. 4 に示す。

〈2・2〉送電側が定電流の場合 次に, 送電側の電流  $I_2$  が一定になるように制御されていた場合を考える。この場合, 式 (3) より受電側の等価負荷抵抗値が式 (5) のように表される。

$$R_L = \frac{V_2}{I_2} = \frac{V_2 R_2}{\omega_0 k \sqrt{L_1 L_2} I_1 - V_2} \quad (5)$$

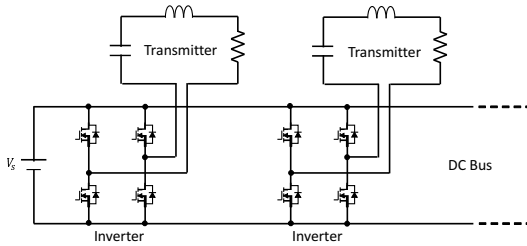


Fig. 6. Transmitting side (DC bus system)

同様に式 (5) を式 (1) に代入し、二次側電圧  $V_2$  を変化させたときの効率の変化を Fig. 5 に示す。

Fig. 4 より、一次側電圧  $V_1$  を一定にした場合、伝送効率の山は比較的なだらかであり、結合係数  $k$  が変化しても伝送効率が最大となる二次側電圧  $V_{2\eta_{max}}$  はあまり大きく変化しないことが分かる。これに対し、Fig. 5 より、一次側電流  $I_1$  を一定にした場合、伝送効率の山がかなり急峻となり、結合係数  $k$  の変化に対して  $V_{2\eta_{max}}$  が大きく変化することが分かる。これは、一次側を定電圧源にした場合、二次側は定電流源となり、一次側を定電流源にした場合、二次側は定電圧源となる、磁界共振結合方式のイミタンス変換器特性が原因である<sup>(10)</sup>。二次側を定電流源とした方が定電圧負荷への給電の際、等価負荷インピーダンスが安定することにより、 $V_{2\eta_{max}}$  が安定する。つまり、一次側は定電圧とすることで、より容易に最大効率制御を行なうことが出来ることが分かる。一次側定電圧時の  $V_{2\eta_{max}}$  は式 (2),(4) より次式のように表される。

$$V_{2\eta_{max}} = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \frac{\omega_0 k \sqrt{L_1 L_2} V_1}{\sqrt{R_1 R_2 + (\omega_0 k)^2 L_1 L_2} + \sqrt{R_1 R_2}} \quad (6)$$

### 3. 走行中ワイヤレス給電システムの構成

**〈3・1〉 送電側システムの構成** 走行中ワイヤレス給電システムにおいて、これまで様々な研究機関が多くの送電側システム構成を提案してきた<sup>(11)(12)</sup>。送電コイルの形状としては大きく二つに分類できる<sup>(13)</sup>。一つは、送電コイルが受電コイルや車体と比較して進行方向に長く、一つの送電コイルから長時間給電を行う“Single coil design”や、“平行二線型”と呼ばれる方式である。この方式の利点としては、給電中に結合係数がほぼ一定である区間が長い為、安定した給電が比較的簡単に行なえることである。もう一方の方式は、車体とほぼ同程度の大きさである送電コイルが連続して配置され、次々と給電するコイルが替わる“Segmented coil design”である。この方式では、送電コイルからの磁束が多く給電に寄与するため、伝送効率がかなり良いことが利点である。また、漏洩磁界や漏洩電磁波が小さく抑えられることも利点として挙げられる。

本稿では、高速道路などに一定区間配置される一般ユーザー向けの走行中給電路を想定しており、ランニングコス

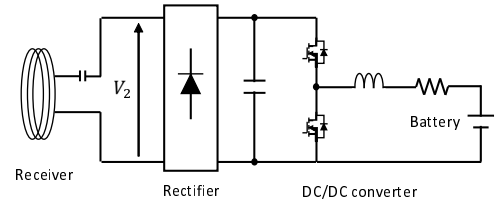


Fig. 7. Receiving side

トを抑えるために伝送効率は極力大きくし、なるべく漏洩電磁波を小さく抑えたいという要求があるので、後者が有力であると考えられる。よって本稿では 120 cm × 60 cm 程度の大きさの送電コイルが間欠的に敷設されている道路上を 60 cm × 60 cm 程度の受電コイルを設置した電気自動車が行く場面を想定する。また、電力伝送に使用する周波数に関しては 85 kHz ~ 100 kHz がインバータのスイッチングデバイスの電力容量、周波数特性を考慮した場合に相当だと考えられる。Fig. 6 に提案する送電側システムの回路構成を示す。システムより作り出した直流電圧源にインバータを並列接続し、それぞれのインバータには送電コイルが接続されている。各インバータは矩形波駆動をすることで送電コイルには定電圧が印加される。

**〈3・2〉 受電側システムの構成** 本節では、先述の最大効率制御を実現するための受電側回路トポロジーについて説明する。Fig. 7 に提案する受電側システムの構成を示す。先述の通り、受電側は整流器とバッテリーの間に DC/DC コンバータを配置することで整流前の電圧  $V_2$  を任意に決定できる構成とし、 $V_{2\eta_{max}}$  に制御を行う。式 (6) より、 $R_1 \approx R_2$  かつ送受電コイルが十分近い ( $(\omega_0 k)^2 L_1 L_2 \gg R_1 R_2$  が成り立つ) 範囲では  $V_{2\eta_{max}}$  は図 4 のように  $k$  が変動しても送電側電圧と同程度になることが分かる ( $V_{2\eta_{max}} \approx V_1$ )。また、数十 kW オーダーの給電を行う場合、一次側電圧は 600 V 程度となることが予想される。一方、従来の電気自動車のバッテリー電圧は 300 ~ 400 V 程度であるため、バッテリーからの昇圧を行う Fig. 7 の方式を採用した。 ( $V_{2\eta_{max}}$  がバッテリー電圧より低くなる場合がある場合には昇降圧型 DC/DC コンバータ等を使用することで対応できる。)

また、スーパーキャパシタ (SC) 等をストレージとして用いたシステムの場合、SC の SOC に応じて二次側電圧が変化してしまうため、提案する DC/DC コンバータによる電圧制御の利点がより顕著にみられると考えられる。

### 4. 結合係数推定

最大効率制御においては、 $V_{2\eta_{max}}$  を指令値として DC/DC コンバータを制御するが、式 (6) より  $V_{2\eta_{max}}$  を計算するには結合係数  $k$  の情報が必要であることが分かる。しかし走行中ワイヤレス給電システムにおいては停車中給電と異なり、給電中にも送受電コイル間の結合係数  $k$  が変化する。また、 $k$  は直接測定できるものではないので何らかの方法を用いて推定をする必要があることが分かる<sup>(14)</sup>。電力伝送

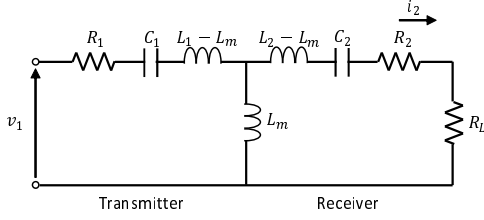


Fig. 8. Equivalent circuit model

に用いる磁界との干渉や通信の遅れ, 送電側システムを簡単にしたいという要求から送受電コイル間での通信は現実的ではない。そこで, 二次側の電流電圧情報のみから  $k$  を推定する手法を提案する。

推定を簡単化する為, Fig. 3 に示す整流器後を電圧源としたモデルを用いる。ここで一次側電圧  $V_1$  は各道路ごとに一定電圧に統一されており, 送電側の  $V_1, L_1$  の情報を事前に得られるという前提をおくと, このモデルから得られる電圧方程式 (3) より,  $k$  の推定式は以下のように計算できる。

$$\hat{k} = \frac{V_1 \pm \sqrt{V_1^2 - 4R_1 I_2 (V_2 + R_2 I_2)}}{2I_2 \omega_0 \sqrt{L_1 L_2}} \quad (7)$$

ここで, 式 (7) は 2 つの候補を持つが, 正の符号を持つ解は  $k$  が大きいとき, 負の符号を持つ解は  $k$  が小さいときに対応する<sup>(15)</sup>。本研究の提案するシステムでは車両が送電コイル上に来たときのみ給電を行う為, 給電中は  $k$  が十分大きいとする。よって式 (7) において正の符号を持つ解のみを用いる。

**〈4・1〉 時定数の比較** 提案した  $k$  の推定法では電圧方程式 (3) を用いたが, この式は電流電圧の実効値をもとに構成されており, 定常状態のみに対応している。よって, 過渡応答がいつまでも続いてしまうようなシステムでは利用できない。そこで, ワイヤレス給電回路の時定数を求める。Fig. 8 に等価回路モデルを示す。実際のシステムでは整流器やバッテリーが二次側に接続されるが, 簡単な為二次側の力率が 1 であると仮定し, 等価抵抗で表す。一次側電圧  $v_1(s)$  をモデルの入力とし, 二次側電流  $i_2(s)$  を出力とする。このとき, 入力から出力までの伝達関数は以下のように表される。

$$\frac{i_2(s)}{v_1(s)} = Y_{21}(s) = \frac{b_3 s^3}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (8)$$

ここで,

$$a_0 = \frac{1/C_1 C_2}{L_1 L_2 - L_m^2}, a_1 = \frac{R_1/C_2 + (R_2 + R_L)/C_1}{L_1 L_2 - L_m^2}$$

$$a_2 = \frac{R_1(R_2 + R_L) + L_1/C_2 + L_2/C_1}{L_1 L_2 - L_m^2}$$

$$a_3 = \frac{R_1 L_2 + (R_2 + R_L)L_1}{L_1 L_2 - L_m^2}, b_3 = \frac{-L_m}{L_1 L_2 - L_m^2}$$

である。式 (8) より伝達関数は 4 つの極を持つことが分かる。支配極の実数部はモデルの時定数を決定することが知

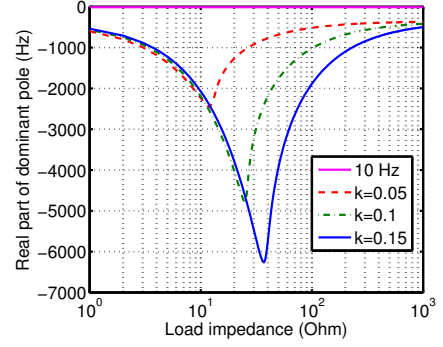


Fig. 9. Real part of dominant pole and the frequency of the change in  $k$

られており, Fig. 9 に等価負荷インピーダンスを横軸に, 支配極の実数部を縦軸に取ったグラフを示す。ここで用いた回路定数は後述の Table. 1 と同じである。ここで, 100 km/h で走行する車両が直径 3m の送電コイル上を通過する際の結合係数の周波数変動が約 10 Hz 程度であるので, 比較対象としてマゼンタの線でグラフ上に示した。Fig. 9 より, 送受電コイルの距離が大きい ( $k$  が小さい) ほど回路の時定数が遅くなるのが分かる。また, ある負荷インピーダンスの点で回路の時定数が最速になることも分かる。しかし, 少なくとも 0~1 kΩ の負荷インピーダンスの範囲においては WPT 回路の持つシステムの時定数は  $k$  の持つ時定数と比較してかなり小さいことが分かる ( $R_L = 1 \text{ k}\Omega, k = 0.05$  の場合に支配極は約 367 Hz)。つまり, WPT 回路から見ると  $k$  の変動はほぼ止まって見える為, 定常状態のみを表した電圧方程式 (3) を用いた推定でも問題が無いと考えられる。

**〈4・2〉 RLS フィルタ** 実際のシステムでの測定値には必ずノイズが生じる。提案する最大効率制御においては, DC/DC コンバータのデューティ比の指令値に直接, 式 (7) を用いるのでノイズの影響はなるべく低減するべきである。そこで, 逐次型最小二乗法 (Recursive Least Square:RLS) フィルタを用いて統計的に推定値の修正を行う方法を提案する。

式 (7) より, 出力  $y[i]$  とリグレッサー  $\varphi[i]$  を以下のように定義する。ここで  $i$  はセンサのサンプリング点を表す。

$$y[i] = V_1 + \sqrt{V_1^2 - 4R_1 I_2[i] (V_2[i] + R_2 I_2[i])} \dots \quad (9)$$

$$\varphi[i] = 2I_2[i] \omega_0 \sqrt{L_1 L_2} \dots \quad (10)$$

RLS フィルタは, 式 (11) にしたがって  $\hat{k}[i]$  と  $y[i], \varphi[i]$  を逐次更新することで, 過去の推定値に基づいて統計的に  $\hat{k}$  を推定値の修正を行うものである。

$$\hat{k}[i] = \hat{k}[i-1] + \frac{\varphi[i]P[i-1]}{\lambda + \varphi[i]^2 P[i-1]} \epsilon[i]$$

$$\epsilon[i] = y[i] - \varphi[i] \hat{k}[i-1]$$

$$P[i] = \frac{1}{\lambda} \left\{ P[i-1] - \frac{\varphi[i]^2 P[i-1]^2}{\lambda + \varphi[i]^2 P[i-1]} \right\} \dots \quad (11)$$

ここで,  $\lambda$  は忘却係数を表し,  $\hat{k}[0] = 0, P[0] = 1$  とする。

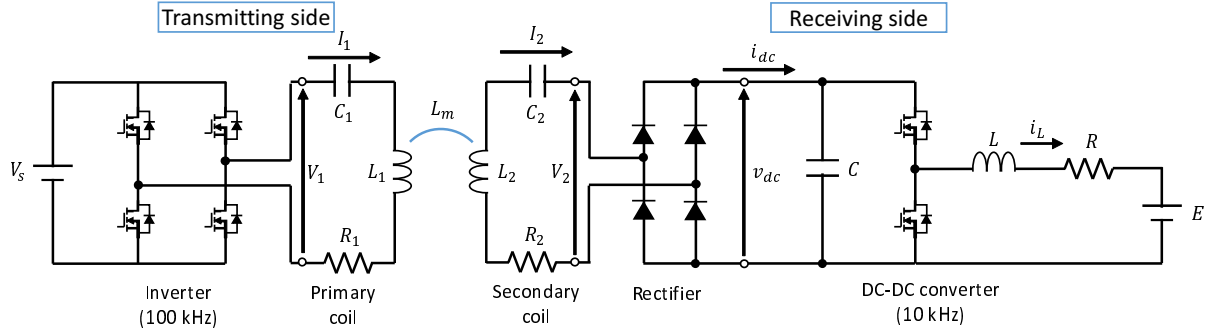


Fig. 10. Whole DWPT system configuration

〈4・3〉 直流値を用いた推定 式(7)を用いた上記の結合係数推定法では、 $V_1$  や  $V_2$ ,  $I_2$  等の実効値を用いていたが、Fig. 10 に示す提案システムでは一次側電圧、二次側電圧は矩形波であり、そのままでは用いることが出来ない。また、提案する走行中ワイヤレス給電システムにおいては85~100 kHz 程度の周波数を想定している為、正確な実効値を測定しようとする帯域の高いセンサが必要となる。そこで、Fig. 10 における  $\overline{i_{dc}}$  ( $i_{dc}$  の平均値)、 $v_{dc}$  等の直流値のみを用いて推定を行う。先述の通り、一次側電圧は矩形波であるので、フーリエ級数展開を用いて一次側電圧の基本波成分の実効値  $V_1$  を  $V_s$  を用いて式(12)のように表せる。二次側電圧の基本波成分実効値  $V_2$  も同様に DC リンクコンデンサ電圧  $v_{dc}$  を用いて式(12)に表す。二次側電流は正弦波であるので、 $I_2$  は正弦波の平均値と実効値の関係から  $\overline{i_{dc}}$  を用いて式(12)のように表すことが出来る。

$$V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s, \quad V_2 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} v_{dc}, \quad I_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \overline{i_{dc}} \quad (12)$$

式(12)より、 $k$  の推定式(7)を式(13)のように書き換えられ、直流部のセンサのみで推定を行うことが出来るようになる。また、同様に最大効率となる DC リンクコンデンサ電圧  $v_{dc\max}$  も式(6)と式(12)を用いて式(14)のように求めることが出来る。

$$\hat{k} = \frac{4V_s + \sqrt{16V_s^2 - \pi R_1 \overline{i_{dc}} (8v_{dc} + \pi^2 R_2 \overline{i_{dc}})}}{\pi^2 \overline{i_{dc}} \omega_0 \sqrt{L_1 L_2}} \quad (13)$$

$$v_{dc\max} = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \frac{\omega_0 k \sqrt{L_1 L_2} V_s}{\sqrt{R_1 R_2 + (\omega_0 k)^2 L_1 L_2} + \sqrt{R_1 R_2}} \quad (14)$$

### 5. DC/DC コンバータのモデル化及び制御

Fig. 10 に示す DC/DC コンバータにおいて、 $C$  は整流器後の DC リンクコンデンサの容量、 $L$  はリアクトルのインダクタンス、 $R$  はリアクトルの巻き線抵抗とバッテリー内部抵抗の和、 $E$  はバッテリー電圧、 $v_{dc}$  は DC リンク電圧、 $i_{dc}$  はコンデンサ流入電流、 $i_L$  はバッテリー流入電流を表す。また、本研究におけるシステムでは  $i_{dc}$  は全波整流された波形となるが、電力伝送に用いる周波数が DC/DC コンバータのスイッチング周波数より十分早いとき、平滑コン

デンサ流入電流を平均値として扱うことが出来る。これを  $\overline{i_{dc}}$  とする。

〈5・1〉 状態空間平均化法を用いたモデル化 本節では、状態空間平均化法を用いた DC/DC コンバータのモデル化について説明をする。

Fig. 10 における DC/DC コンバータの二つのスイッチは相反的に動作させ、電流連続モードのみについて検討を行う。 $d(t)$  を上側スイッチの ON 時間デューティ比と定義すると、以下のようにモデルを表すことが出来る。

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x}(t) = \mathbf{A}(d(t))\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}u(t) \dots \dots \dots (15)$$

$$v_{dc}(t) = \mathbf{c}\mathbf{x}(t) \dots \dots \dots (16)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \frac{d(t)}{L} \\ -\frac{d(t)}{C} & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix}, \mathbf{c} = [0 \quad 1]$$

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_{dc}(t) \end{bmatrix}, \mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} E \\ \overline{i_{dc}}(t) \end{bmatrix}$$

このモデルは非線形モデルである。そこで線形制御理論を適用する為、平衡点と平衡点周りの微小変動に分けて線形化を行なう。 $d(t)$ ,  $i_L(t)$ ,  $v_{dc}(t)$ ,  $\overline{i_{dc}}(t)$  の平衡点をそれぞれ  $D$ ,  $I_L$ ,  $V_{dc}$ ,  $\overline{I_{dc}}$  とすると、線形化されたモデルは以下のように表される。

$$\frac{d}{dt} \Delta \mathbf{x}(t) = \Delta \mathbf{A}(d(t))\Delta \mathbf{x}(t) + \Delta \mathbf{B}\Delta u(t) \dots \dots \dots (17)$$

$$\Delta v_{dc}(t) = \Delta \mathbf{c}\Delta \mathbf{x}(t) \dots \dots \dots (18)$$

$$\Delta \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \frac{D}{L} \\ -\frac{D}{C} & 0 \end{bmatrix}, \Delta \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{L} & 0 \\ -\frac{I_L}{C} & \frac{1}{C} \end{bmatrix}, \mathbf{c} = [0 \quad 1]$$

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{X} + \Delta \mathbf{x}(t)$$

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} I_L \\ V_{dc} \end{bmatrix}, \Delta \mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} \Delta i_L(t) \\ \Delta v_{dc}(t) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{U} + \Delta u(t)$$

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} D \\ \overline{I_{dc}} \end{bmatrix}, \Delta u(t) = \begin{bmatrix} \Delta d(t) \\ \Delta \overline{i_{dc}}(t) \end{bmatrix}$$

式(17), (18)より、このモデルの平衡点は式(19)を満たす。

$$V_{dc} = \frac{ED + R\overline{I_{dc}}}{D^2}, \quad I_L = \frac{\overline{I_{dc}}}{D} \quad (19)$$

今回の場合、Fig. 10 より分かるように  $\overline{I_{dc}}$  は電力伝送側の

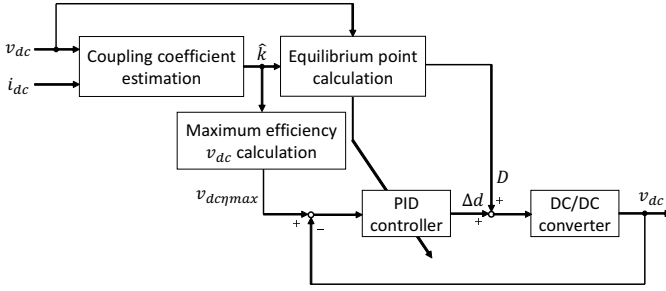
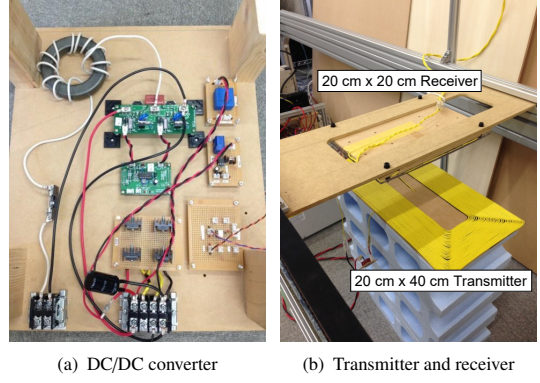


Fig. 11. Block diagram of  $k$  estimation and maximum efficiency control



(a) DC/DC converter (b) Transmitter and receiver

都合により決定され、式 (3)、式 (12) より以下のように表される。

$$\bar{I}_{dc} = \frac{8 \omega_0 k \sqrt{L_1 L_2} V_s - R_1 V_{dc}}{\pi^2 R_1 R_2 + (\omega_0 k)^2 L_1 L_2} \quad (20)$$

ここで、式 (17)、(18) によって表された状態方程式と式 (20) を用いて平衡点周りの小信号モデルの状態方程式を以下のように求めることが出来る。

$$\frac{d}{dt} \Delta \mathbf{x}(t) = \Delta \mathbf{A} \Delta \mathbf{x}(t) + \Delta \mathbf{B} \Delta u(t) \quad \dots \dots \dots (21)$$

$$\Delta v_{dc}(t) = \Delta \mathbf{c} \Delta \mathbf{x}(t) \quad \dots \dots \dots (22)$$

$$\Delta \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \frac{D}{L} \\ -\frac{D}{C} & -\frac{8}{\pi^2} \frac{R_1}{C(R_1 R_2 + (\omega_0 k)^2 L_1 L_2)} \end{bmatrix}, \Delta \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{L} \\ -\frac{I_L}{C} \end{bmatrix}$$

$$\Delta \mathbf{c} = [0 \quad 1], \Delta \mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} \Delta i_L(t) \\ \Delta v_{dc}(t) \end{bmatrix}, \Delta u(t) = \Delta d(t)$$

〈5・2〉  $v_{dc}$  に対する制御系設計 式 (19) と式 (20) を用いて、最大効率制御を行う場合に平衡点を与える上側スイッチデューティ比  $D$  の指令値を以下のように求めることが出来る。

$$D = \frac{E + \sqrt{E^2 - 4RV_{dc\eta max} \bar{I}_{dc} |_{V_{dc}=V_{dc\eta max}}}}{2V_{dc\eta max}} \quad (23)$$

ここで、 $D$  は二つの解を持つが、 $0 \leq D \leq 1$  かつ値が大きい方の解を用いる。

また、状態方程式 (21)、(22) より、 $\Delta d(s)$  から  $\Delta v_{dc}(s)$  までの伝達関数は以下のように求められる。

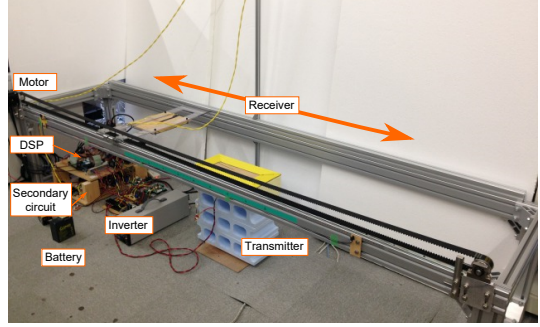
$$\frac{\Delta v_{dc}}{\Delta d} = \frac{b_1 s + b_0}{s^2 + a_1 s + a_0} \quad \dots \dots \dots (24)$$

$$a_1 = \frac{R}{L} + \frac{8}{\pi^2} \frac{R_1}{C \{R_1 R_2 + (\omega_0 k)^2 L_1 L_2\}}$$

$$a_0 = \frac{1}{LC} \left\{ D^2 + \frac{8}{\pi^2} \frac{RR_1}{R_1 R_2 + (\omega_0 k)^2 L_1 L_2} \right\}$$

$$b_1 = -\frac{I_L}{C}, \quad b_0 = -\frac{RI_L + DV_{dc}}{LC}$$

式 (24) は 2 次の伝達関数なので、以下のような PID コントローラを極配置法を用いて設計することで、任意の位置に極を持つ  $\Delta v_{dc}(s)$  に対するフィードバック系を設計することが出来る。



(c) Whole picture of the experimental setup

Fig. 12. Experimental setup for DWPT

$$C_{PID}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + \frac{K_D s}{\tau s + 1} \quad (25)$$

上述の  $k$  推定から最大効率制御までの流れを表したブロック線図を Fig. 11 に示す。センサにより測定した  $v_{dc}$  と  $i_{dc}$  より結合係数  $k$  の推定を行う。次に、最大効率となる DC リンク電圧  $v_{dc\eta max}$  を計算し、DC リンク電圧のフィードバック指令値として用いる。同時に、 $v_{dc}$  と  $\hat{k}$  を用いて平衡点の計算を行い、式 (23) に示す  $D$  を計算し出力する。更に、式 (24) に示す DC/DC コンバータの小信号モデルの伝達関数もリアルタイムで更新を行い、それに合わせて式 (25) に示す PID コントローラの係数を計算し、 $\Delta d$  を出力する。

このように随時平衡点を更新することで、常に設定した位置に極を持つフィードバック制御を行うことが出来る。

## 6. シミュレーション及び実験

〈6・1〉 実験条件 本節では、提案するリアルタイム結合係数推定法に基づく最大効率制御のシミュレーション及び実験結果を示す。実験装置の概要を Fig. 12 に示す。車両を模擬した受電コイルがベルト駆動され、アルミフレームに沿って送電コイルの 10 cm 上を 20 km/h で通過する際に給電し、提案制御の有効性を検証する。全体の回路トポロジーは Fig. 10 に示すとおりである。シミュレーションは製作した実験装置のパラメータに基づいて行っており、実験装置のパラメータを Table. 1 に示す。

今回のシミュレーションと実験においては、前述の大電流が流れてしまう問題を避ける為、受電コイルが送電コイル上に来たときのみインバータを駆動する。また、受電側

Table 1. Parameters of experimental setup

Parameter	Meaning	Value
$f_0$	Operating frequency	100 kHz
$V_s$	AC voltage source amplitude	18 V
$L_1$	Transmitter inductance	417.1 $\mu$ H
$C_1$	Transmitter capacitance	6.03 nF
$R_1$	Transmitter resistance	1.83 $\Omega$
$L_2$	Receiver inductance	208.5 $\mu$ H
$C_2$	Receiver capacitance	12.15 nF
$R_2$	Receiver resistance	1.28 $\Omega$
$L$	DC-DC converter inductance	1000 $\mu$ H
$C$	DC-DC converter capacitance	1000 $\mu$ F
$R$	DC-DC converter resistance	0.2 $\Omega$
$f_s$	DC-DC converter frequency	10 kHz
$E$	Battery voltage	6 V

は非給電時は  $d(t) = 0.95$  で待機し，給電を感知すると同時に  $k$  推定，提案制御を開始する。RLS フィルタの忘却係数  $\lambda$  は 0.95 に設定し，フィードバックループの極は全て -500 rad/sec に 4 重根配置した。二次側電流センサ，電圧センサのサンプリング周期は 20  $\mu$ s である。使用した実験装置は実際の約 1/3 スケールを想定しており，20 km/h での実験結果は実際のシステムにおける 60 km/h での走行時の結合係数変動を模擬している。

〈6・2〉 実験結果 Fig. 13 と Fig. 14 にそれぞれシミュレーション及び実験結果を示す。シミュレーションと実験では 0.02 s で給電を開始し，0.08 s 辺りで給電を停止した。

Fig. 13(a) と Fig. 14(a) は結合係数  $k$  推定の結果を示す。黒破線がオフラインで測定した  $k$  の真値を示す。実験結果において，青点線が RLS フィルタを用いない推定結果，赤線が RLS フィルタを用いた推定結果を示す。シミュレーション，実験結果の両方において，推定に大きな遅れなどは見られず， $k$  の真値によく一致していることが分かる。また，推定値の収束も 0.01 s 以内で終了しており十分早いといえる。これは提案した  $k$  推定法が電気自動車への走行中ワイヤレス給電システムにおいては十分早く，正確であることを示している。また，RLS フィルタも明らかな効果が見られる。

Fig. 13(b) と Fig. 14(b) は DC/DC コンバータの上側スイッチデューティ比  $d(t)$  の変化を示す。二つの図を比較するとシミュレーションと実験結果が非常によく一致していることが分かる。制御有りの場合，給電開始と同時に  $d(t)$  を下げることで DC リンク電圧をバッテリー電圧から昇圧する様に動作していることが分かる。

Fig. 13(c) と Fig. 14(c) は DC リンク電圧  $v_{dc}$  の変化を示す。シミュレーションと実験両方において，制御無しの場合  $v_{dc}$  がバッテリー電圧付近に縛られているのに対し，制御有りの場合，給電開始と同時に計算した  $v_{dcnmax}$  に  $v_{dc}$  を合わせこんでいることが分かる。また，実験結果の方が少し収束に時間がかかっており，ダンピングが大きいことが分かる。これはモデル化誤差が原因だと考えられるが，DC リンクコンデンサの容量を調整することで  $v_{dc}$  の応答性の

改善が望めると考えられる。

Fig. 13(d) と Fig. 14(d) は伝送効率 (DC to DC) の変化を示す。非給電時にある程度の効率が出てしまっているのはセンサのオフセットによるものであり，給電は行っていない。シミュレーションと実験結果両方において約 10% の効率改善が全領域においてみられた。この結果より，走行中ワイヤレス給電システムにおける提案制御法の有効性が示された。実験における伝送効率がシミュレーション結果と比較して少し低いが，これはシミュレーションに含みきれなかった銅損や変換器におけるロス，共振周波数のズレ等が原因だと考えられる。

## 7. まとめ

本稿では，伝送効率の最大化に注目した走行中ワイヤレス給電システムを提案した。提案システムでは送電側回路は出来る限りシンプルな構成とし，インバータを定電圧制御のみとする。一方，受電側回路は DC/DC コンバータを用いて効率制御の自由度を持たせることで，インフラ側のコストを抑えつつ最大効率での電力伝送を実現する。

本稿では既知である回路定数の値と受電側のみで測定する値を用いた  $k$  推定法を提案し， $k$  推定に基づくリアルタイム最大効率制御法を提案した。また，実験装置を用いた実験結果により提案するリアルタイム最大効率制御が実際のシステムにおいても十分実用可能である事を示した。また，本研究は未だ最適化の余地が残されていると考えられる。今後は，DC リンクコンデンサの容量や DC/DC コンバータの制御方式の変更などを検討し，応答性の改善を行っていく。

## 文 献

- (1) A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Sol-jacic, "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances," *Science*, Vol. 317, no. 5834, pp.83-86, 2007.
- (2) Z. Wang, Y. Li, Y. Sun, C. Tang, X. Lv, "Load Detection Model of Voltage-Fed Inductive Power Transfer System", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, No. 11, 2013.
- (3) K. Futopoulou, B. Flynn, "Wireless Power Transfer in Loosely Coupled Links: Coil Misalignment Model," *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 47, No. 2, 2011.
- (4) S. Li, C. C. Mi, "Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications," *Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 3, pp.4-17, 2015.
- (5) S. Raabe, G. A. Covic, "Practical Design Considerations for Contactless Power Transfer Quadrature Pick-Ups," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 60, no. 1, pp.400-409, 2013.
- (6) W. Li, C. C. Mi, S. Li, "Integrated LCC Compensation Topology for Wireless Charger in Electric and Plug-in Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 62, pp.4215-4225, 2015.
- (7) H. Hao, G. A. Covic, J. T. Boys, "An Approximate Dynamic Model of LCL-T-Based Inductive Power Transfer Power Supplies," *IEEE transactions on Power Electronics*, Vol. 29, no. 10, 2014.
- (8) M. Kato, T. Imura, Y. Hori, "Study on Maximize Efficiency by Secondary Side Control Using DC-DC Converter in Wireless Power Transfer via Magnetic Resonant Coupling," *IEEE, EVS27*, pp.1-5, 2013.
- (9) K. Hata, T. Imura, Y. Hori, "Maximum Efficiency Control of Wireless Power Transfer via Magnetic Resonant Coupling Considering Dynamics of DC-DC Converter for Moving Electric Vehicles," *The Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 3301-3306, 2015.
- (10) H. Irie, Y. Tahara, "Cascade Configuration of T-LCL-Type and T-CLC-

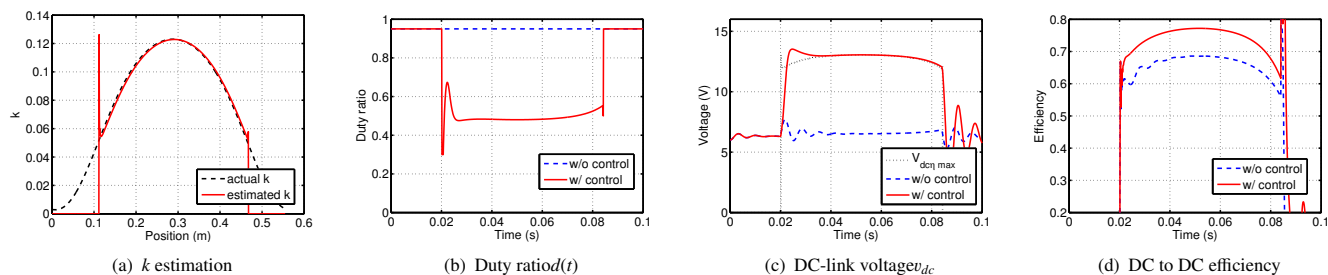


Fig. 13. Simulation results of maximum efficiency control at 20 km/h

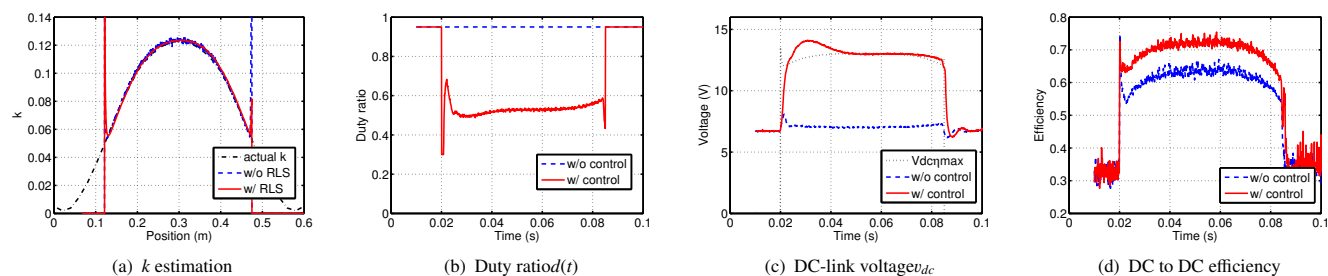


Fig. 14. Experimental results of maximum efficiency control at 20 km/h

Type Impedance Converters in Non-Contact Energy Transfer Systems,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 129, no. 5, pp. 511-517, 2009. (in Japanese)

入江 寿一, 田原 陽介, “非接触給電装置における T-LCL 形と T-CLC 形ミタンス変換器のカスケード構成,” *電学論 D*, Vol. 129, no. 5, pp. 511-517, 2009.

- (11) L. Chen, G. R. Nagendra, J. T. Boys, G. A. Covic, “Double-Coupled Systems for IPT Roadway Applications,” *Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 3, pp.37-49, 2015.
- (12) S. Choi, J. Huh, W. Y. Lee, S. W. Lee, C. T. Rim, “New Cross - Segmented Power Supply Rails for Roadway-Powered Electric Vehicles,” *IEEE transactions on Power Electronics*, Vol. 28, No.12, pp.5832-5841, 2013.
- (13) K. Lee, Z. Pantic, S. M. Lukic, “Reflexive Field Containment in Dynamic Inductive Power Transfer Systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 29, no.9, pp.4592-4602, 2014.
- (14) J. Vissuta, T. Imura, Y. Hori, “Coupling Coefficients Estimation of Wireless Power Transfer System via Magnetic Resonance Coupling using Information from Either Side of the System,” *IB2COM 2012*, 2012.
- (15) D. Kobayashi, T. Imura, Y. Hori, “Coupling Coefficient Estimation Using Impedance Inverter Coil in Dynamic Wireless Power Transfer System for Electric Vehicles”, *IEICE Technical Report*, WPT2014-54, pp.21-26, 2014. (in Japanese)

小林 大太, 居村 岳広, 堀 洋一, “インピーダンスインバータコイルを用いた走行中ワイヤレス給電システムにおける結合係数推定,” *電子情報通信学会 WPT 研究会*, pp.21-26, 2014.

- (16) K. Hata, T. Imura, Y. Hori, “Dynamic Wireless Power Transfer System for Electric Vehicle to Simplify Ground Facilities - Power Control Based on Vehicle-side Information -,” *EVS28*, 2015.

小林 大太 (学生員) 1991 年 3 月 25 日生。2014 年 3 月東京理科大学理学部応用物理学卒業。同年 4 月東京大学大学院新領域創成科学研究科先端エネルギー工学専攻博士前期課程 (修士課程) に進学。2015 年 IEEE PELS Workshop on Emerging Technology: Wireless Power にて 2015 Best Paper Award を受賞。現在, 磁界共振結合方式を用いたワイヤレス給電に関する研究に従事。



居村 岳広 (正員) 1980 年 8 月 11 日生。2005 年 3 月上智大学理工学部電気電子工学科卒業。2007 年 3 月東京大学大学院工学系研究科電子工学専攻修士課程修了。2010 年 3 月同大学大学院工学系研究科電気工学専攻博士後期課程卒業。同年 4 月同大学大学院新領域創成科学研究科客員共同研究員。同年 9 月同助教。2015 年 9 月同大学大学院工学系研究科特任講師。2015 年電気学会産業応用部門論文賞などを受賞。現在, 電磁界共振結合, 電磁共鳴を用いた電気自動車や電気機器へのワイヤレス電力伝送の研究に従事。電気学会, 電子情報通信学会, 自動車技術会, IEEE 各会員。



堀 洋一 (フェロー) 1955 年 7 月 14 日生。1978 年東京大学工学部電気工学科卒業, 1983 年同大学院博士課程修了。助手, 講師, 助教授を経て, 2000 年 2 月電気工学科教授。2008 年 4 月より東京大学大学院新領域創成科学研究科教授。この間, 1991 年~1992 年, カリフォルニア大学バークレー校客員研究員。専門は制御工学とその産業応用, 特に, モーションコントロール, メカトロニクス, 電気自動車などの分野への応用研究。電気学会産業応用部門元部門長, 自動車技術会技術担当理事, 日本能率協会モータ技術シンポジウム委員長, キャパシタフォーラム会長などを勤めている。IEEE Fellow, 自動車技術会, 計測自動制御学会, システム制御情報学会, 日本ロボット学会, 日本機械学会, パワーエレクトロニクス学会などの会員。1993 年, 2001 年および 2013 年, IEEE Trans. on Industrial Electronics 最優秀論文賞, 2010 年産業応用部門高憲章, 2011 年電気学会業績賞などを受賞。

