

磁界共振結合方式のワイヤレス電力伝送における 受電側情報を用いた2変数同時推定法

学生員 畑 勝裕* 正員 居村 岳広* フェロー 堀 洋一*

Simultaneous Estimation of Two Parameters Based on Secondary-Side Information for Wireless Power Transfer via Magnetic Resonance Coupling

Katsuhiko Hata*, Student Member, Takehiro Imura*, Member, Yoichi Hori*, Fellow

A dynamic wireless power transfer system is expected to extend the limited driving distance of electric vehicles. Because the transmitting efficiency changes according to the vehicle motion with dynamic charging, developing a control strategy for maximizing the efficiency is one of the most important issues. Previous research has proposed secondary-side control based on estimating the coupling coefficient between a transmitter and receiver to simplify the ground facilities, which would be applied to rugged roadways over long distances. However, the primary voltage and internal resistance of the transmitter have to be strictly designed to achieve maximum efficiency control on the secondary side. In order to ease these restrictions, this paper proposes a multi-parameter estimation method based on secondary-side information. Simultaneous estimation of the primary voltage and mutual inductance mitigates voltage control on the primary side and ensures compatibility with different systems. Simultaneous estimation of the transmitter resistance and mutual inductance tolerates a variety of transmitter specifications. The effectiveness of the proposed method and its applicability to secondary-side control were demonstrated in simulations and experiments.

キーワード：ワイヤレス電力伝送，磁界共振結合，パラメータ推定，受電側制御

Keywords: Wireless power transfer, Magnetic resonance coupling, Parameter estimation, Secondary-side control

1. はじめに

近年，ワイヤレス電力伝送 (Wireless Power Transfer : WPT) に関する研究は産業分野や運輸分野などにおいて大きな注目を集めている⁽¹⁾⁽²⁾。機械的な接点が不要となるため，煩雑な充電作業の簡単化，断線や感電などの事故防止を実現できる⁽³⁾⁽⁴⁾。また，電気自動車の走行中ワイヤレス給電は一充電航続距離によらない長距離走行や蓄電装置の小型化などが期待でき⁽⁵⁾⁽⁶⁾，多くの方式が提案されている⁽⁷⁾⁻⁽¹⁰⁾。

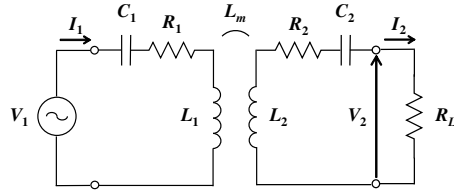
磁界共振結合⁽¹¹⁾によるWPTは数十cmから数mの伝送距離においても高効率かつ大電力伝送を実現でき⁽¹²⁾，送受電器の位置ずれにも強い特性を持つ⁽¹³⁾。これらの特性は走行中ワイヤレス給電に適しているが，本方式における電力伝送効率は送受電器の結合状態や負荷の状態によって変化するため⁽¹⁴⁾，電気自動車の走行動作によらない効率最大化手法が不可欠である。走行中ワイヤレス給電では送電器，

インバータなどで構成される地上設備は長距離かつ劣悪な環境に設置されるため，低コストで保守性に優れたシステムが必要である。高速な無線通信を用いた送電側制御⁽¹⁵⁾⁽¹⁶⁾は高コストかつ煩雑になるため，本研究では通信を用いない受電側制御を利用し，地上設備の簡単化を図る。ここで，制御に必要な情報が受電側において未知である場合，受電側情報に基づいて推定しなければならない。

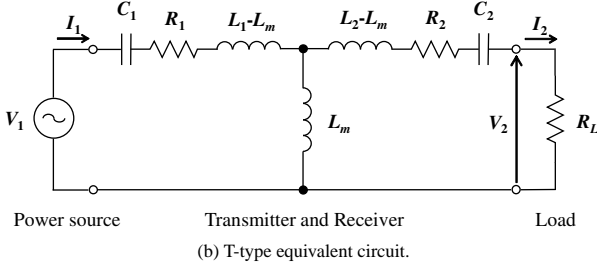
先行研究において，受電側電流を用いた送受電器の結合係数推定⁽¹⁷⁾および受電側における最大効率制御⁽¹⁰⁾が提案されているが，受電側において送電側電圧および送電コイルの抵抗に関する情報が必要である。受電側からこれらの情報を推定できない場合，送電側電圧および送電コイルの抵抗のある一定値として設計しなければならず，地上設備はこれらのシステム制約を満たさなければならない。WPTシステムにおける複数パラメータの同時推定法は送電側において電源周波数を可変とした手法が提案されているが⁽¹⁸⁾，受電側において周波数を制御することはできないため，受電側情報を用いた手法は未だ実現されていない。

本研究では受電側制御に用いる電力変換回路の動作モードに着目し，受電側情報を用いた2変数の同時推定法を提

* 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
Graduate School of Engineering, The University of Tokyo
5-1-5 Kashiwanoha, Kashiwa, Chiba, 277-8561



(a) Equivalent circuit of magnetic resonance coupling.



(b) T-type equivalent circuit.

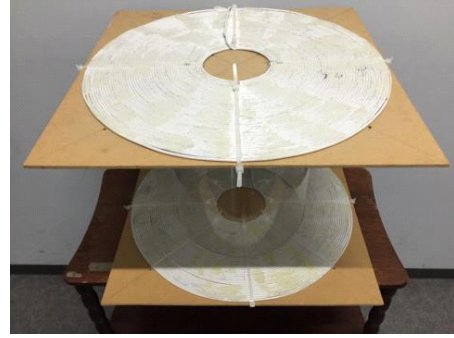


Fig. 2. Transmitter and receiver coils.

Table 1. Specifications of circular coils.

	Primary side	Secondary side
Resistance R_1, R_2	1.19 Ω	1.23 Ω
Inductance L_1, L_2	617 μH	617 μH
Capacitance C_1, C_2	4000 pF	4000 pF
Resonance frequency f_1, f_2	101.3 kHz	101.3 kHz
Mutual inductance L_m	77.8 μH (Gap: 200 mm)	
	37.3 μH (Gap: 300 mm)	
Coupling coefficient k	0.126 (Gap: 200 mm)	
	0.060 (Gap: 300 mm)	
Outer diameter	440 mm	
Number of turns	50 turns	

案する。本稿では送受電器の相互インダクタンスに加えて、送電側電圧あるいは送電コイルの抵抗を同時に推定する手法を示す。これにより、受電側制御に必要な送電側の設計制約を緩和し、地上設備の更なる簡単化および多様なシステムにおける互換性の確保を実現する。提案手法の有効性を検証するため、シミュレーションおよび実験を行い、受電側制御への応用について検討する。

2. 磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送

〈2・1〉 共振周波数における入出力特性 本研究ではSS方式の磁界共振結合WPTシステムを使用し、等価回路をFig. 1に示す⁽⁹⁾。送受電コイルの抵抗 R_1, R_2 、送受電コイルの自己インダクタンス L_1, L_2 、各共振コンデンサの静電容量 C_1, C_2 によって送受電器の特性が与えられ、 L_m は送受電コイルの相互インダクタンスである。本稿では理論の実証実験を目的とするため、鉄損の影響を無視している。送受電器の共振角周波数および電源の動作角周波数 ω_0 は

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

として設計される。

送電側電圧の実効値を V_1 、負荷抵抗値を R_L とすると、送受電間の電圧比 A_V および電流比 A_I は

$$A_V = \frac{V_2}{V_1} = \frac{\omega_0 L_m R_L}{R_1(R_2 + R_L) + (\omega_0 L_m)^2} \dots \dots \dots (2)$$

$$A_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{\omega_0 L_m}{R_2 + R_L} \dots \dots \dots (3)$$

と計算できる。ここで、 V_2, I_1, I_2 は受電側電圧、送電側電流、受電側電流の実効値である。(2),(3)式より、本システムにおける電力伝送効率 η は

$$\eta = \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_L}{(R_2 + R_L)\{R_1(R_2 + R_L) + (\omega_0 L_m)^2\}} \dots \dots \dots (4)$$

で与えられる⁽¹⁴⁾。

〈2・2〉 最大効率制御 受電側に抵抗負荷を用いる場合、(4)式から電力伝送効率 η は送電側電圧 V_1 に依存しないため、負荷抵抗値 R_L を用いて制御可能である。本研究で用いる送受電コイルをFig. 2に示し、送受電器のパラメータをTable 1に示す。本稿では空心の対称コイルを利用しているが、送受電側でサイズが異なる非対称コイルやコイル背面にフェライトなどを用いる場合、各パラメータを改めて測定する必要がある。しかし、鉄損の影響が無視できる条件であれば、Fig. 1を用いた解析は有用である。

このとき、 R_L に対する η はFig. 3に示す通りであり、ある相互インダクタンス L_m において効率最大となる負荷抵抗値 $R_{L\eta\max}$ が存在することを示している。 $R_{L\eta\max}$ は

$$R_{L\eta\max} = \sqrt{R_2 \left\{ \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_1} + R_2 \right\}} \dots \dots \dots (5)$$

で与えられ⁽¹⁴⁾、受電側制御に応用できる。

受電側における負荷が抵抗負荷でない場合、等価的な負荷抵抗値 R_L は受電側電圧 V_2 と受電側電流 I_2 の比として与えられる。ここで、 V_2 に対する η はFig. 4に示す通りであり、 η は相互インダクタンス L_m だけでなく送電側電圧 V_1 にも依存することが分かる。 η を最大化する受電側電圧 $V_{2\eta\max}$ は(2),(5)式より

$$V_{2\eta\max} = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \frac{\omega_0 L_m}{\sqrt{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} + \sqrt{R_1 R_2}} V_1 \dots \dots (6)$$

として得られるため、受電側電圧制御によって最大効率を実現できる⁽²⁰⁾。

〈2・3〉 システム構成 本研究におけるWPTシステム

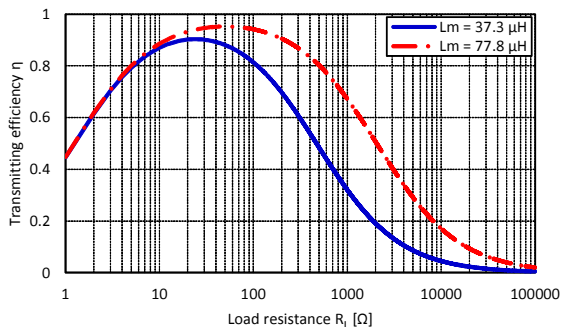


Fig. 3. Load resistance R_L vs. transmitting efficiency η .

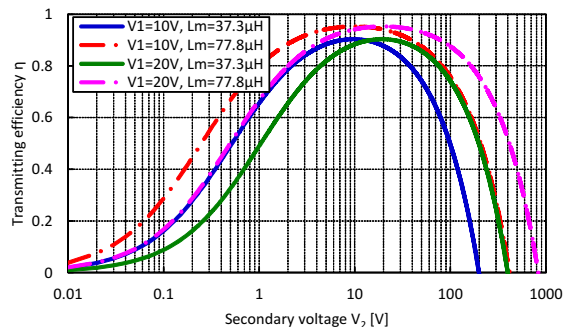


Fig. 4. Secondary voltage V_2 vs. transmitting efficiency η .

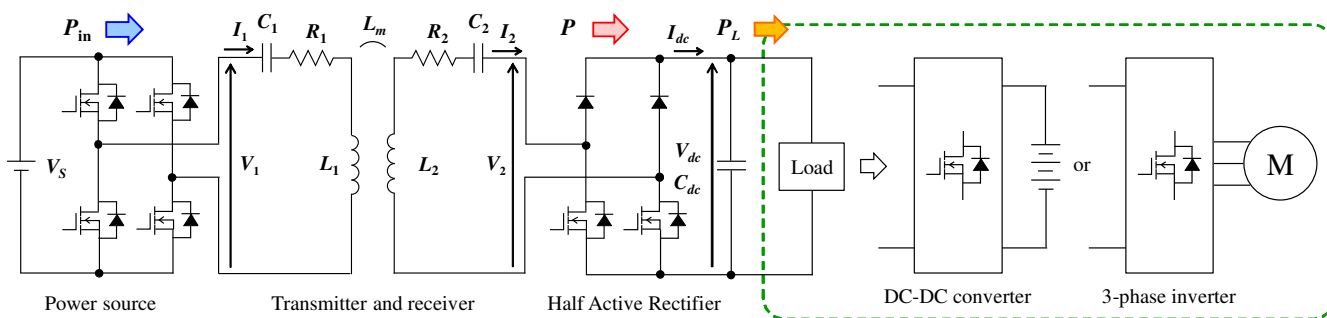


Fig. 5. Circuit diagram of the wireless power transfer system using Half Active Rectifier.

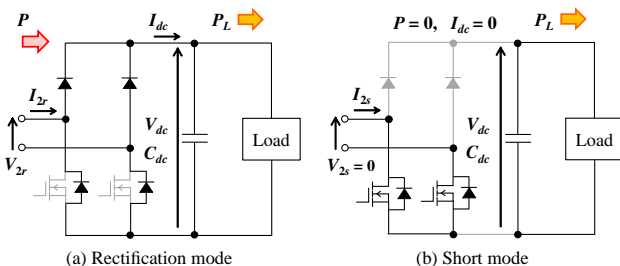


Fig. 6. Operation modes of Half Active Rectifier.

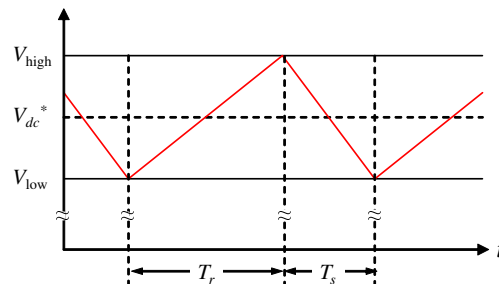


Fig. 7. Waveform of V_{dc} with HAR control.

の回路構成を Fig. 5 に示す。送電側ではフルブリッジインバータを矩形波電圧駆動させ、この動作角周波数 ω_0 は (1) 式を満たすように与える。受電側では AC-DC コンバータとしてハーフアクティブ整流器 (Half Active Rectifier : HAR) を使用し、負荷として DC-DC コンバータを用いたバッテリー充電システムや三相インバータを用いたモータドライブシステムなどを想定する。

HAR は上アームにダイオード、下アームに半導体スイッチを用いた電力変換回路である。ブリッジレス PFC コンバータなどと同じ回路構成であるが、受電側における整流動作と短絡動作の切替を目的としており、回路動作が大きく異なる。SS 方式の磁界共振結合 WPT 回路はイミタンス変換特性を持つため⁽²⁾、送電側を定電圧駆動させる場合に受電側は定電流特性となり、HAR は常に電流経路を確保しなければならない。

〈2・4〉 HAR による受電側制御⁽⁴⁾ 本稿ではヒステリシスコンパレータ方式を用いた受電側電圧制御を示す。

HAR は Fig. 6 に示す 2 つの動作モードを利用して DC リンク電圧 V_{dc} を制御し、間接的に受電側電圧 V_2 を決定する。ここで、最大伝送効率を得る受電側電圧 $V_{2\eta\max}$ は (6) 式で与えられるため、これを満たすように HAR を動作させる。

Fig. 6(a) の Rectification mode では、下アームを OFF 状態としてダイオード整流回路と同じ動作を行う。ここで、給電力 P が負荷電力 P_L より大きい場合、DC リンクコンデンサに電力が供給され、 V_{dc} は増加する。一方で、Fig. 6(b) の Short mode では、下アームを ON 状態として受電器の短絡動作を実現する。このとき、 P は負荷に供給されず、 P_L は DC リンクコンデンサから供給されるため、 V_{dc} は減少する。従って、DC リンク電圧の目標値を V_{dc}^* 、ヒステリシス幅を ΔV として、上限値 V_{high} と下限値 V_{low} を

$$V_{\text{high}} = V_{dc}^* + \Delta V \dots\dots\dots (7)$$

$$V_{\text{low}} = V_{dc}^* - \Delta V \dots\dots\dots (8)$$

と定義し、 V_{dc} に応じて適切に動作モードを切り替えるこ

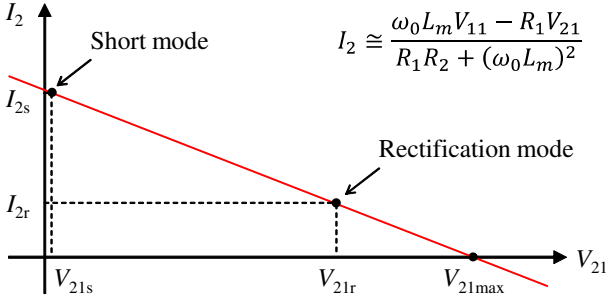


Fig. 8. Secondary current I_2 in each modes of HAR.

とで, Fig. 7 に示すように V_{dc} を制御できる。

V_{dc}^* として (6) 式を用いれば受電側において電力伝送効率 η を最大化できるが, (6) 式は受電側において直接測定できないパラメータである送電側電圧 V_1 , 送電コイルの抵抗 R_1 , 送受電器の相互インダクタンス L_m を含む。従って, これらは設計値として既知とするか, 受電側から推定しなければならない。本研究では上記の3変数のうち, いずれか2変数の同時推定法として V_1, L_m の同時推定および R_1, L_m の同時推定について示す。

3. 受電側からの2変数同時推定

〈3・1〉 受電側電流の理論式 受電側の AC-DC コンバータにおける基本波力率が1であり, 損失が無視できる場合, 整流回路を含めた負荷全体は純抵抗負荷とみなせるため⁽²³⁾, Fig. 1 の等価回路を用いて回路解析を行う。送電側電圧および受電側電圧の基本波実効値 V_{11}, V_{21} を用いた回路方程式より, 受電側電流の実効値 I_2 は

$$I_2 = \frac{\omega_0 L_m V_{11} - R_1 V_{21}}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \dots \dots \dots (9)$$

と計算できる。

本研究では送電側インバータを矩形波電圧駆動させるため, 送電側電圧 V_1 は電源電圧 V_S と等しく, V_{11} はフーリエ級数展開より

$$V_{11} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_S \dots \dots \dots (10)$$

として得られる。

また, Rectification mode における受電側電圧は V_{dc} を振幅とした矩形波となり⁽²²⁾, Short mode における受電側電圧は HAR の短絡動作によって0となるため, V_{21r}, V_{21s} は

$$V_{21r} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{2r} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} (V_{dc} + 2V_f) \dots \dots \dots (11)$$

$$V_{21s} = V_{2s} = 0 \dots \dots \dots (12)$$

として計算できる。 V_f はダイオードの順方向電圧である。

Fig. 8 に HAR の各動作モードにおける受電側電流 I_2 を示す。従来のダイオード整流回路を用いた場合には Rectification mode における測定値 V_{21r}, I_{2r} しか得られないが, HAR を用いた場合には Short mode における測定値 V_{21s}, I_{2s}

を得られるため, (9) 式を満たす2つの独立な方程式より, 2つの未知変数を同時に推定できる。

本手法は HAR の制御周期毎に推定値を更新するため, パラメータの変動に対して十分早い制御周期を選択すれば走行中ワイヤレス給電のような動特性を持つアプリケーションにも応用可能である。

〈3・2〉 V_1, L_m の同時推定 送電コイルの抵抗 R_1 がある一定値として設計される場合, 受電側情報を用いた送電側電圧 V_1 と相互インダクタンス L_m の同時推定が可能である。このとき, 地上設備における定電圧制御の制約を緩和できるだけでなく, 多様なシステムに対して受電側制御を実現できる。

まず, V_1, L_m の推定式を求める。(9) 式を

$$\omega_0 L_m V_{11} - I_2 (\omega_0 L_m)^2 = R_1 (V_{21} + R_2 I_2) \dots \dots \dots (13)$$

と変形し, 未知変数 \mathbf{x} を

$$\mathbf{x} = [x_1 \quad x_2]^T = [\omega_0 L_m V_{11} \quad (\omega_0 L_m)^2]^T \dots \dots \dots (14)$$

と定義する。このとき, (13) 式は

$$x_1 - I_2 x_2 = R_1 (V_{21} + R_2 I_2) \dots \dots \dots (15)$$

と表せる。ここで, Rectification mode の測定値 V_{21r}, I_{2r} と Short mode における測定値 V_{21s}, I_{2s} より, $\hat{\mathbf{x}}$ は

$$\hat{\mathbf{x}} = [\hat{x}_1 \quad \hat{x}_2]^T = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{b} \dots \dots \dots (16)$$

$$\mathbf{A} := \begin{bmatrix} 1 & -I_{2r} \\ 1 & -I_{2s} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b} := \begin{bmatrix} R_1 (V_{21r} + R_2 I_{2r}) \\ R_1 (V_{21s} + R_2 I_{2s}) \end{bmatrix}$$

と求められる。従って, \hat{L}_m および \hat{V}_1 は

$$\hat{L}_m = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\hat{x}_2} \dots \dots \dots (17)$$

$$\hat{V}_1 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \hat{V}_{11} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{\hat{x}_1}{\omega_0 \hat{L}_m} \dots \dots \dots (18)$$

として得られる。

〈3・3〉 R_1, L_m の同時推定 送電側電圧 V_1 を一定値として設計する場合, 受電側から送電コイルの抵抗 R_1 と相互インダクタンス L_m を同時推定できる。このとき, 複数の送電器を個別に設計でき, 道路環境などに応じた適切な形状を選択できる。

まず, R_1, L_m の推定式を求める。(9) 式を

$$\left(R_2 + \frac{V_{21}}{I_2} \right) \frac{R_1}{\omega_0 L_m} + \omega_0 L_m = \frac{V_{11}}{I_2} \dots \dots \dots (19)$$

と変形し, 未知変数 \mathbf{x}' を

$$\mathbf{x}' = [x'_1 \quad x'_2]^T = \left[\frac{R_1}{\omega_0 L_m} \quad \omega_0 L_m \right]^T \dots \dots \dots (20)$$

と定義すれば, (19) 式は

$$\left(R_2 + \frac{V_{21}}{I_2} \right) x'_1 + x'_2 = \frac{V_{11}}{I_2} \dots \dots \dots (21)$$

と表せる。 V_1, L_m の同時推定と同様にして, $\hat{\mathbf{x}}'$ は

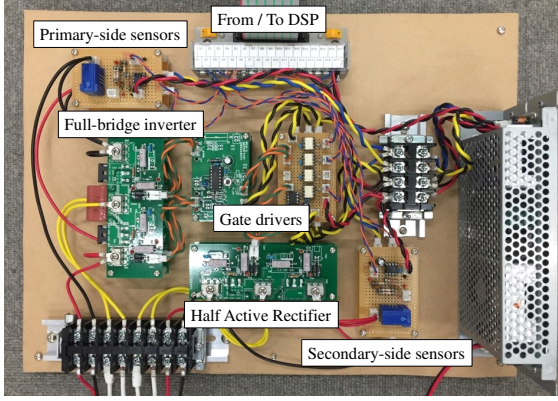


Fig. 9. Experimental equipment.

$$\hat{x}' = [\hat{x}'_1 \quad \hat{x}'_2]^T = A'^{-1} b' \dots \dots \dots (22)$$

$$A' := \begin{bmatrix} R_2 + \frac{V_{21r}}{I_{2r}} & 1 \\ R_2 + \frac{V_{21s}}{I_{2s}} & 1 \end{bmatrix}, \quad b' := \begin{bmatrix} \frac{V_{11}}{I_{2r}} \\ \frac{V_{11}}{I_{2s}} \end{bmatrix}$$

と得られるため、 \hat{L}_m および \hat{R}_1 は

$$\hat{L}_m = \frac{\hat{x}'_2}{\omega_0} \dots \dots \dots (23)$$

$$\hat{R}_1 = \omega_0 \hat{L}_m \hat{x}'_1 \dots \dots \dots (24)$$

と推定できる。

4. シミュレーションおよび実験

〈4・1〉 実験装置と条件 Fig. 9 に示す実験装置を用いて実験検証を行った。回路構成は Fig. 5 と同様であり、送電側インバータおよび HAR は DSP(PE-PRO/F28335A, Myway) によって操作した。本稿では理論の実証実験を目的とするため、送電電力が 50W 以下となる条件とした。電源電圧 V_S は 10 V および 20 V とし、伝送距離は 200 mm および 300 mm として検証した。負荷は電子負荷 (PLZ1004W, KIKUSUI) を使用し、DC リンク電圧 V_{dc} を 2.5 V から 50 V まで 2.5 V 刻みで変化させた。このとき、HAR の各動作モードにおける受電側電流の実効値 I_{2r}, I_{2s} を測定し、提案する推定アルゴリズムに基づいて 2 変数の同時推定を行った。シミュレーションは MATLAB/Simulink, SimPowerSystems を使用し、実験と同じ条件で行った。

〈4・2〉 I_2 の測定結果 I_2 の測定結果を Fig. 10 に示す。Short mode では V_{dc} によらず V_2 が 0 となるため、Short mode における受電側電流 I_{2s} は $V_{dc} = 0$ としてプロットしている。Rectification mode における受電側電流 I_{2r} はそれぞれの V_{dc} でプロットしており、全ての条件において (9) 式を用いた理論値と良く一致している。

Fig. 10(a) および Fig. 10(b) の伝送距離が短い条件では、 I_{2r} と I_{2s} の変化が小さく、Fig. 10(a) および Fig. 10(c) の電源電圧が小さい条件では I_2 の絶対値が小さくなっている。また、伝送距離は I_2 の大きさにも影響しているため、電源電圧が大きく、伝送距離が長い Fig. 10(d) の条件が最も推定しやすいと考えられる。

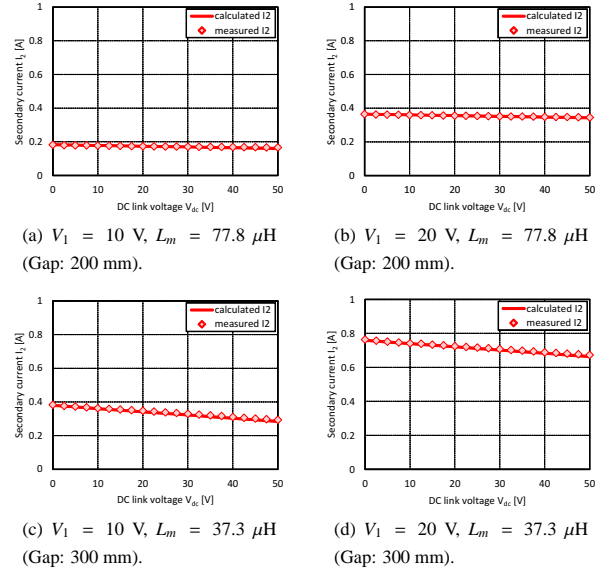


Fig. 10. Experimental results of secondary current I_2 .

〈4・3〉 V_1, L_m の同時推定 V_1, L_m の同時推定のシミュレーション結果を Fig. 11 に示す。Fig. 11(a) および Fig. 11(b) の条件では、 L_m の推定値が真値と比較してやや大きくなっているが、受電側制御に応用可能な範囲である。また、Fig. 11(c) および Fig. 11(d) では推定誤差は極めて小さく、良い一致が得られている。

Fig. 12 に V_1, L_m の同時推定の実験結果を示す。シミュレーション結果と比較して推定精度が低下しているが、受電側制御に有効な推定結果が得られている。Fig. 12(a) の条件では Fig. 10(a) に示す I_{2r} と I_{2s} の差が小さいため、 I_2 の測定精度が推定結果に大きな影響を与えていると考えられる。しかし、Fig. 12(d) の条件では推定誤差が小さいため、走行中ワイヤレス給電などの長距離かつ大電力伝送が必要なアプリケーションにおいて提案手法は有効である。

〈4・4〉 R_1, L_m の同時推定 R_1, L_m の同時推定シミュレーションの結果を Fig. 13 に示す。 V_1, L_m の同時推定シミュレーションと同様に推定値と真値は良く一致している。Fig. 11 における L_m の推定値と比較して、Fig. 13 における L_m の推定精度が向上しており、推定アルゴリズムの最適化によって更なる高精度化が可能と考えられる。一方で、 R_1 の推定値はわずかに誤差が生じているため、受電側制御における感度を考慮したパラメータ推定が重要である。

Fig. 14 に R_1, L_m の同時推定の実験結果を示す。いずれの条件においても、 V_{dc} が小さい場合に R_1 の推定誤差が大きい。このとき、 V_{21r} と V_{21s} および I_{2r} と I_{2s} のそれぞれの差がとても小さいため、測定精度の限界によって有効な値が得られないことが原因と考えられる。特に、Fig. 14(a) の条件において R_1 の推定誤差が顕著であり、 V_1, L_m の同時推定と同様な傾向がみられる。しかし、Fig. 12(d) の条件かつ V_{dc} が大きい範囲では提案手法の有効性を確認でき、受電側制御に応用可能といえる。

〈4・5〉 最大効率制御における目標値の計算 HAR の

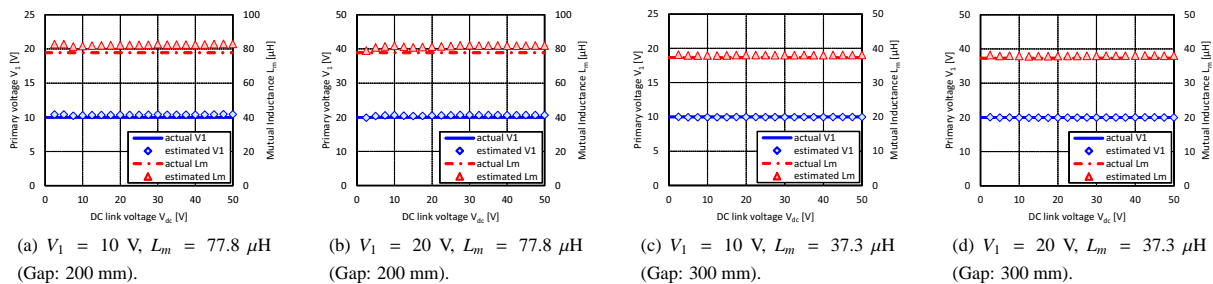


Fig. 11. Simulation results of V_1 and L_m estimation.

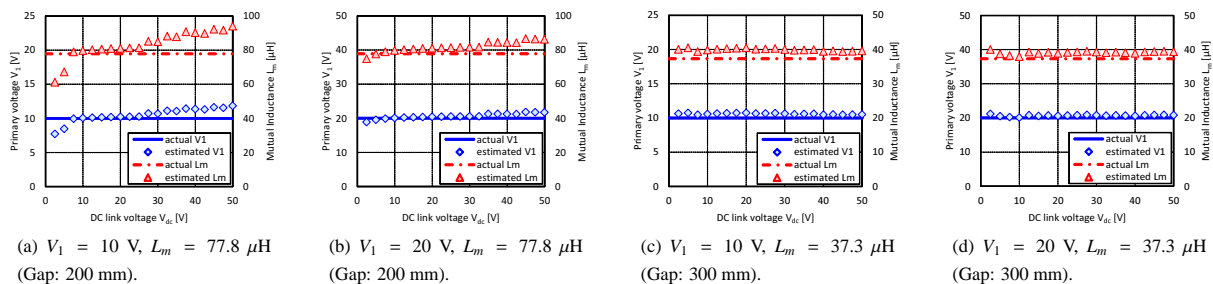


Fig. 12. Experimental results of V_1 and L_m estimation.

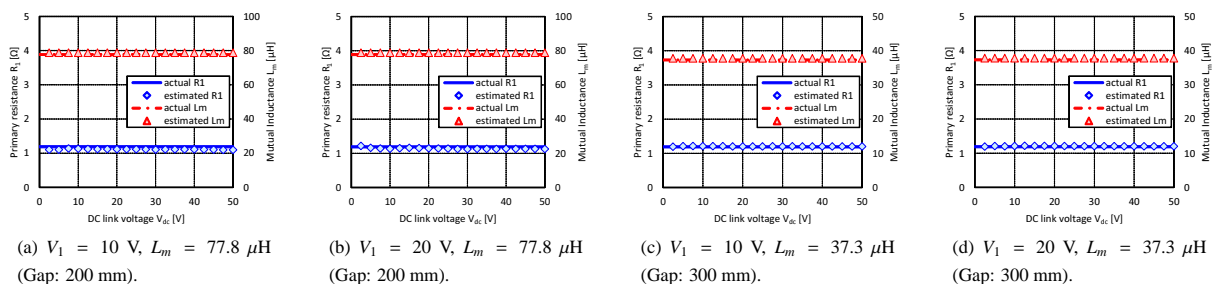


Fig. 13. Simulation results of R_1 and L_m estimation.

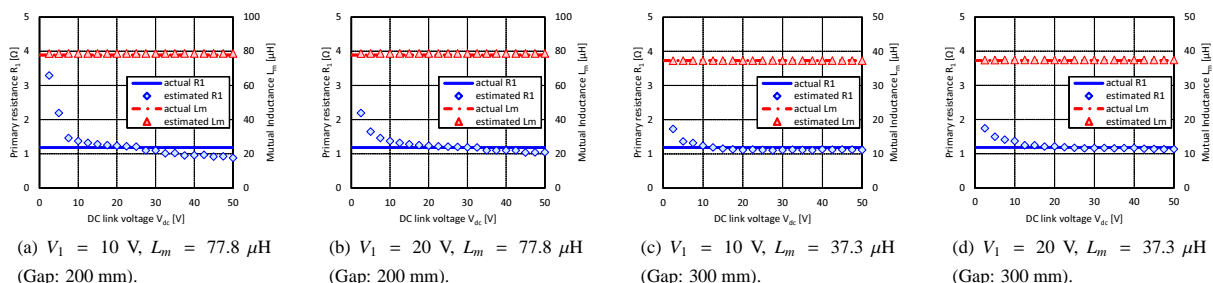


Fig. 14. Experimental results of R_1 and L_m estimation.

Rectification mode において電力伝送効率を最大化する場合、受電側電圧の実効値 V_2 と DC リンク電圧 V_{dc} は同じ大きさとなるため、DC リンク電圧の目標値 $V_{dc\eta\max}$ は (6) 式によって与えればよい。ここで、Fig. 11 から Fig. 14 までの推定結果を用いて $V_{dc\eta\max}$ 計算し、それぞれの推定値から得られた目標値と真値との誤差を比較する。

Fig. 15 から Fig. 18 に $V_{dc\eta\max}$ の計算結果を示す。Fig. 15 および Fig. 17 のシミュレーション結果では計算した目標値と真値が良く一致しており、提案手法を用いた推定および受電側制御への応用が有効であることが確認できる。しかし、Fig. 16 および Fig. 18 の実験結果では $V_{dc\eta\max}$ の計算値に誤差が生じる条件が存在している。Fig. 16(a) および Fig. 18(a) の条件では、 V_1, L_m の同時推定あるいは R_1, L_m の同時推定における誤差の影響が見られるが、 V_1 の推定誤

差が少ない Fig. 16(c), Fig. 16(d) では真値との良い一致が得られている。また、Fig. 18 のいずれの条件においても、 V_{dc} が小さい範囲で $V_{dc\eta\max}$ の計算値に誤差が生じており、 V_1 あるいは R_1 の推定精度が受電側制御の性能に影響すると思われる。従って、 V_1 あるいは R_1 を高精度に推定するため、アルゴリズムの最適化が重要である。

以上の実験結果から伝送距離が短く、数 W 以下の小電力用途では I_2 の大きさが低下するため、測定精度および推定精度の悪化が懸念される。しかし、長距離の電力伝送が必要であり、大電力伝送が要求されるアプリケーションでは高精度な推定が実現でき、受電側制御に有効といえる。

5. まとめ

本研究では磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送にお

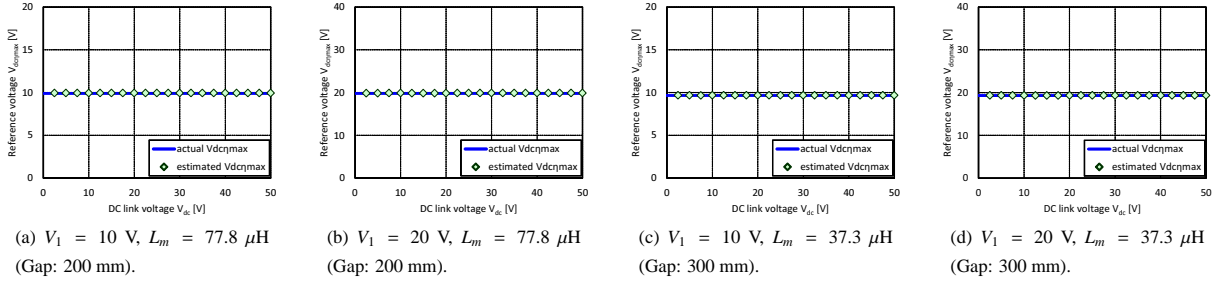


Fig. 15. $V_{dcrjmax}$ calculation based on the simulation results of V_1 and L_m estimation.

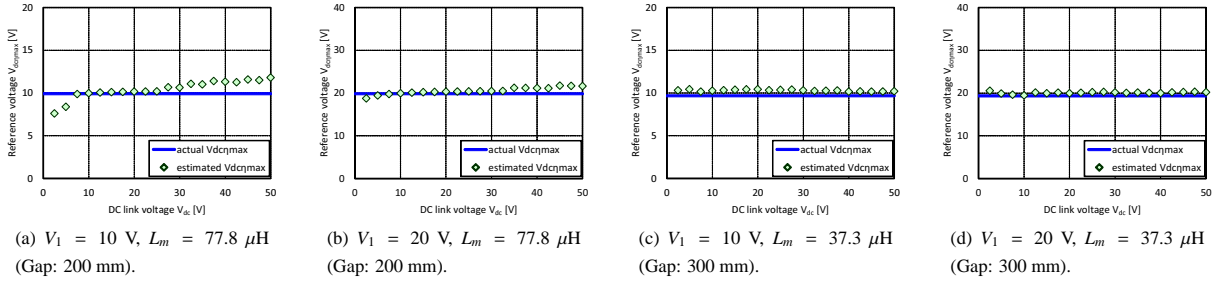


Fig. 16. $V_{dcrjmax}$ calculation based on the experimental results of V_1 and L_m estimation.

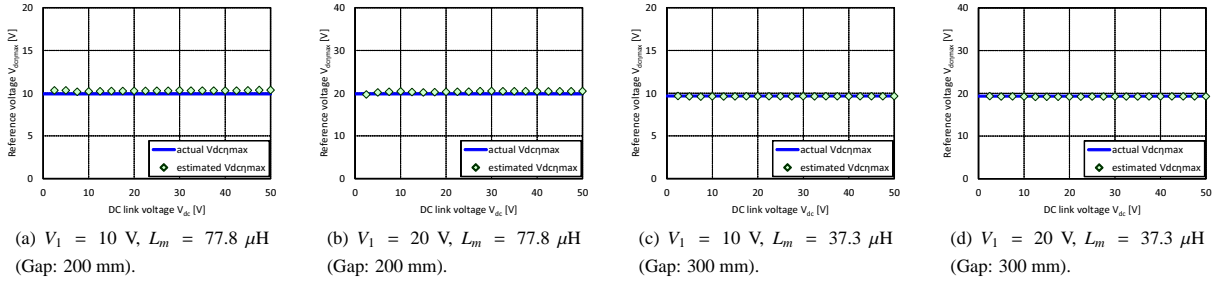


Fig. 17. $V_{dcrjmax}$ calculation based on the simulation results of R_1 and L_m estimation.

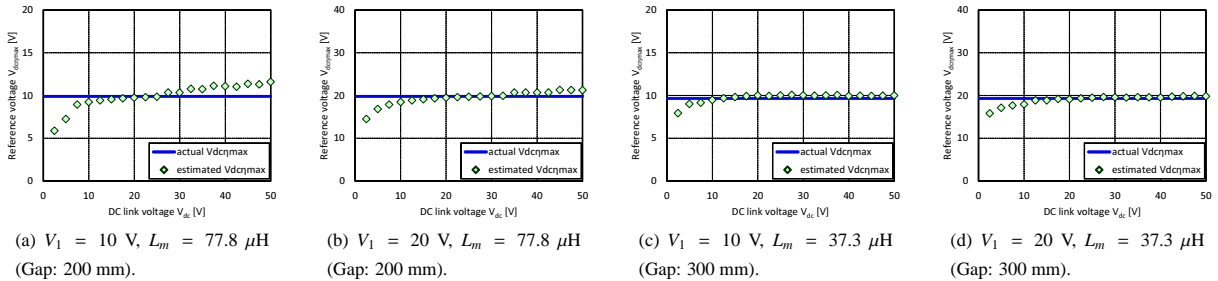


Fig. 18. $V_{dcrjmax}$ calculation based on the experimental results of R_1 and L_m estimation.

いて、受電側情報のみを用いた 2 変数の同時推定法を提案し、受電側制御に応用できることを示した。従来のダイオード整流器を用いた回路では受電側において 1 つの動作点しか実現できないのに対して、受電側制御にハーフアクティブ整流器を用いることによって、Rectification mode および Short mode の 2 つの動作点から 2 つの独立した推定式を取得し、受電側のみで 2 変数を同時に推定できることを示した。本稿では送受電器の相互インダクタンスに加えて送電側電圧あるいは送電コイルの抵抗を同時に推定するアルゴリズムについて述べ、シミュレーションおよび実験によって提案手法の有効性を示した。また、受電側制御に用いる目標値を推定結果に基づいて計算し、有効性を確認した。

今後の課題として、提案手法のリアルタイム化と受電側

制御への応用、推定アルゴリズムの最適化などが挙げられる。また、走行中ワイヤレス給電のようにパラメータが動的に変動する場合についても実証実験を行う予定である。

謝 辞

本研究の一部は JSPS 科研費 25709020, 15H02232, 16J06942 の助成を受けたものです。

文 献

- (1) G. A. Covic and J. T. Boys, "Modern trends in inductive power transfer for transportation application," *IEEE J. of Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 1, no.1, pp. 28–41, Mar. 2013.
- (2) S. Li and C. C. Mi, "Wireless power transfer for electric vehicle applications," *IEEE J. of Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 3, no.1, pp. 4–17,

- Mar. 2015.
- (3) J. Itoh, K. Noguchi, and K. Orikawa, "Development of electric assisted bicycle system using wireless charging system and electric double layer capacitor," *IEEE Trans. IA*, vol. 135, no. 12, pp. 1225–1236, 2015. (in Japanese)
伊東淳一・野口健二・折川幸司:「非接触給電システムと電気二重層キャパシタを用いた電動アシスト自転車システムの開発」, 電学論 D, vol. 135 no. 12, pp. 1225–1236, 2015.
 - (4) D. Gunji, T. Imura, and H. Fujimoto, "Basic study of transmitting power control method without signal communication for wireless in-wheel motor via magnetic resonance coupling," in *Proc. IEEE/IES ICM*, 2015, pp. 313–318.
 - (5) S. Chopra and P. Bauer, "Driving range extension on EV with on-road contactless power transfer — a case study", *IEEE Trans. IE*, vol. 60, no. 1, pp. 329–338, Jan. 2013.
 - (6) S. Y. Choi, B. W. Gu, S. Y. Jeong, and Chun T. Rim, "Advances in wireless power transfer systems for roadway-powered electric vehicles," *IEEE J. of Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 3, no.1, pp. 18–36, Mar. 2015.
 - (7) J. Shin, S. Shin, Y. Kim, S. Ahn, S. Lee, G. Jung, S. Jeon, and D. Cho, "Design and implementation of shaped magnetic-resonance-based wireless power transfer system for roadway-powered moving electric vehicles," *IEEE Trans. IE*, vol. 61, no. 3, pp. 1179–1192, Mar. 2014.
 - (8) J. M. Miller, O. C. Onar, C. White, S. Campbell, C. Coomer, L. Seiber, R. Sepe, and M. Chinthavali, "Demonstrating dynamic charging of an electric vehicle: the benefit of electrochemical capacitor smoothing," *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 1, no.1, pp. 12–24, Mar. 2014.
 - (9) L. Chen, G. R. Nagendra, J. T. Boys, and G. A. Covic, "Double-coupled systems for IPT roadway applications," *IEEE J. of Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 3, no.1, pp. 37–48, Mar. 2015.
 - (10) D. Kobayashi, T. Imura, and Y. Hori, "Real-time maximum efficiency control in dynamic wireless power transfer system," *IEEE Trans. IA*, vol. 136, no. 6, pp. 425–432, 2016. (in Japanese)
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」, 電学論 D, vol. 136 no. 6, pp. 425–432, 2016.
 - (11) A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonance," *Science Express on 7 June 2007*, vol. 317, no. 5834, pp. 83–86, Jun. 2007.
 - (12) T. Imura and Y. Hori, "Unified theory of electromagnetic induction and magnetic resonant coupling", *IEEE Trans. IA*, vol. 135, no. 6, pp. 697–710, 2015. (in Japanese)
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.
 - (13) T. Imura, H. Okabe, T. Uchida, and Y. Hori, "Wireless power transfer during displacement using electromagnetic coupling in resonance: magnetic- versus electric-type antennas", *IEEE Trans. IA*, vol. 130, no. 1, pp.76–83, 2010. (in Japanese)
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」, 電学論 D, vol. 130, no. 1, pp. 76–83, 2010.
 - (14) 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 *Proc. IEEE INTELEC*, 2012, pp. 1–5.
 - (15) H. H. Wu, A. Gilchrist, K. D. Sealy, and D. Bronson, "A high efficiency 5 kW inductive charger for EVs using dual side control," *IEEE Trans. Ind. Inf.*, vol. 8, no. 3, pp. 585–595, Aug. 2012.
 - (16) J. M. Miller, O. C. Onar, and M. Chinthavali, "Primary-side power flow control of wireless power transfer for electric vehicle charging," *IEEE J. of Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 3, no.1, pp. 147–162, Mar. 2015.
 - (17) V. Jiwariyavej, T. Imura, and Y. Hori, "Coupling coefficients estimation of wireless power transfer system via magnetic resonance coupling using information from either side of the system," *IEEE J. of Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 3, no.1, pp. 191–200, Mar. 2015.
 - (18) J. P. W. Chow and H. S. H. Chung, "Use of primary-side information to perform online estimation of the secondary-side information and mutual inductance in wireless inductive link," in *Proc. IEEE APEC*, 2015, pp. 2648–2655.
 - (19) T. Imura, H. Okabe, T. Uchida, and Y. Hori, "Study on magnetic and electric coupling for contactless power transfer using equivalent circuits: wireless power transfer via electromagnetic coupling at resonance", *IEEE Trans. IA*, vol. 130, no. 1, pp.84–92, 2010. (in Japanese)
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.
 - (20) M. Kato, T. Imura, and Y. Hori, "Study on maximize efficiency by secondary side control using DC-DC converter in wireless power transfer via magnetic resonant coupling," in *Proc. EVS27*, 2013, pp. 1–5.
 - (21) H. Irie and Y. Tahara, "Contactless power transfer systems using series and parallel resonant capacitors," *IEEE Trans. IA*, 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 形イ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.
 - (22) T. Hiramatsu, X. Huang, M. Kato, T. Imura and Y. Hori, "Independent control of maximum transmission efficiency by the transmitter side and power by the receiver side for wireless power transfer", *IEEE Trans. IA*, vol. 135, no. 8, pp. 847–854, 2015. (in Japanese)
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」, 電学論 D, vol. 135, no. 8, pp. 847–854, 2015.
 - (23) K. Takuzaki and N. Hoshi, "Consideration of operating condition of secondary-side converter of inductive power transfer system for obtaining high resonant circuit efficiency," *IEEE Trans. IA*, vol. 132, no. 10, pp. 966–975, 2012. (in Japanese)
宅崎恒司・星伸一:「非接触給電装置の共振回路高効率化のための受電側降圧コンバータの動作条件の検討」, 電学論 D, vol. 132 no. 10, pp. 966–975, 2012.

畑 勝 裕 (学生員) 1990年11月5日生。2013年9月茨城工業高等専門学校産業技術システムデザイン工学科卒業。2015年9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修士課程修了。同年10月東京大学大学院工学系研究科電気系工学専攻博士後期課程に進学。現在、磁界共振結合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。

