

磁界共振結合ワイヤレス電力伝送の受電側における 2つの一般化変数の同時推定に基づく最大効率制御

畑 勝裕^{†,††} 居村 岳広[†] 堀 洋一[†]

[†] 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

^{††} 日本学術振興会特別研究員 DC1 〒102-0083 東京都千代田区麹町5-3-1

E-mail: hata@hflab.k.u-tokyo.ac.jp, imura@hori.k.u-toyko.ac.jp, hori@k.u-tokyo.ac.jp

あらまし ワイヤレス給電システムにおける受電側からの最大効率制御では目標値を計算するために受電側から測定できない3つのパラメータを用いる必要があったため、システム設計によっていずれかの未知変数を既知としなければならなかった。本研究では制御目標値を2つの一般化変数を用いて表し、受電側情報を用いた2変数同時推定法に基づいてシステム制約を課すことなく、受電側だけで最大効率制御を実現する手法を提案する。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確認し、より一般的なアプリケーションにおいても本手法が利用できることを示す。
キーワード 磁界共振結合, 受電側制御, パラメータ推定, 効率最大化

Maximum Efficiency Control of Wireless Power Transfer Based on Simultaneous Estimation of Generalized Secondary-Side Parameters

Katsuhiko HATA^{†,††}, Takehiro IMURA[†], and Yoichi HORI[†]

[†] Graduate School of Engineering, The University of Tokyo,
5-1-5, Kashiwanoha, Kashiwa-shi, Chiba, 277-8561, Japan

^{††} JSPS Research Fellow DC1, 5-3-1, Kojimachi, Chiyoda-ku, Tokyo, 102-0083, Japan

E-mail: hata@hflab.k.u-tokyo.ac.jp, imura@hori.k.u-toyko.ac.jp, hori@k.u-tokyo.ac.jp

Abstract Secondary-side efficiency control for wireless power transfer systems has been proposed to simplify the primary-side structure. However, the system has to be strictly designed to obtain the reference value of the control. In this paper, a calculation method of the reference value based on simultaneous estimation of generalized secondary-side parameters is proposed to eliminate the need for design constraints of the system. Simulations and experiments demonstrated the effectiveness of the proposed method and its applicability to the various systems.

Key words Magnetic resonance coupling, Secondary-side control, Parameter estimation, Efficiency maximization

1. はじめに

近年、ワイヤレス電力伝送 (Wireless Power Transfer : WPT) は利便性や信頼性の向上のため、産業分野や運輸分野において注目されている [1]–[3]。磁界共振結合 [4] による WPT は数十 cm から数 m の伝送距離でも高効率で電力伝送でき、電気自動車の走行中ワイヤレス給電などの応用も期待されている。しかし、送電設備を長距離にわたって設置するためには導入コストの削減、さらには劣悪な環境でも高い保守性が要求される。

本研究グループでは送電設備を簡単化するため、受電側制御によって電力伝送効率を最大化する手法 [5] を提案しているが、制御目標値の計算には受電側で測定できない3つのパラメータが必要となり、システム制約を課さなければならなかった。

本研究では3つの未知変数の代わりに2つの一般化変数を用いて制御目標値を導出し、受電側における2変数同時推定法 [6] に基づいて受電側情報のみを用いた最大効率制御を実現する。これによって送電設備におけるシステム制約を緩和し、より一般的なシステムへの応用を可能にする。

2. ワイヤレス給電システム

2.1 システム構成

本研究で用いるワイヤレス給電システムを Fig. 1 に示す。送電側は直流電源およびフルブリッジインバータによって電力を供給する。また、S/S 方式の磁界共振結合 WPT を採用し、Fig. 2(a) に示す送受電コイルを用いて電力伝送を行う。送受電器のパラメータは Tab. 1 に示す通りである。受電側は整

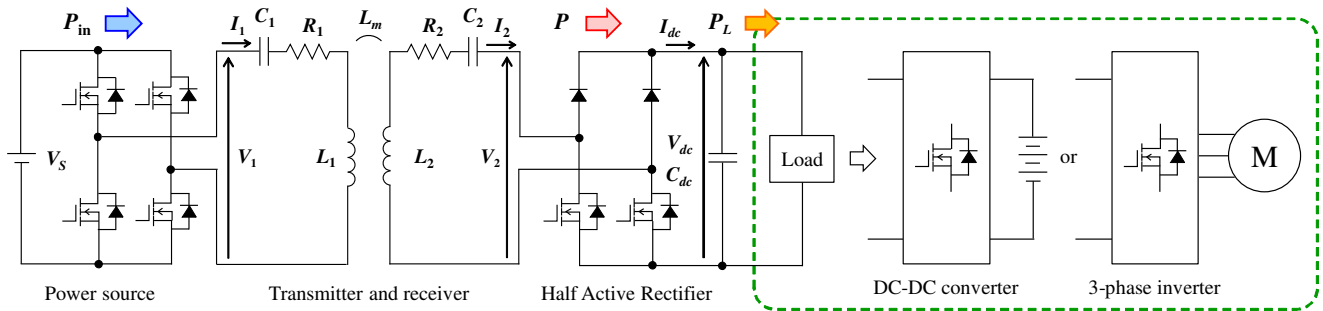
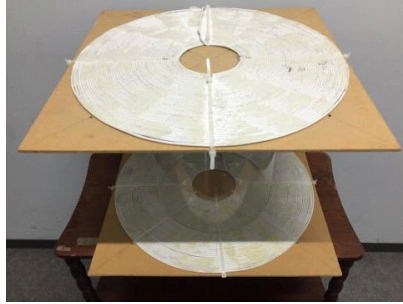
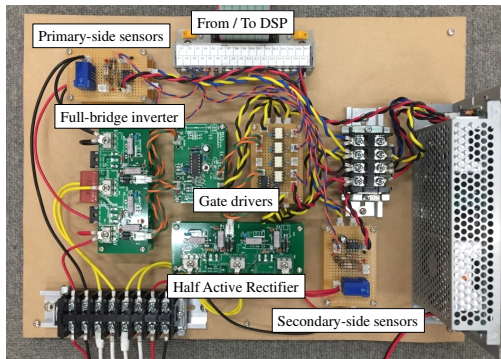


Fig. 1 Circuit diagram of the wireless power transfer system using Half Active Rectifier.



(a) Transmitter and receiver coils.



(b) Power converters.

Fig. 2 Experimental equipment.

流回路としてハーフアクティブ整流器 (Half Active Rectifier : HAR) を使用し, 受電側制御を実現する. 負荷はバッテリー充電システムやモータドライブシステムなどを想定している. 本研究では Fig. 2(b) に示す電力変換回路を用いて理論の実証実験を行う.

2.2 HAR の 2 つの動作モード

HAR は上アームをダイオード, 下アームをスイッチング素子としたフルブリッジ整流回路である. S/S 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 [7], 送電側インバータを定電圧駆動させる場合に受電側は定電流特性となる. 従って, HAR の制御では常に電流経路を確保しながら動作モードを切り替えなければならない.

HAR は 2 つの動作モードを利用して制御を行う. 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様に整流動作を行う. このとき, 受電側電圧 V_2 は DC リンク電圧 V_{dc} によって決定される. 一方, Short mode では,

Tab. 1 Specifications of 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	

下アームを ON 状態として受電器を短絡するため, スwitchング素子の電圧降下を無視できる場合に V_2 は 0 となる. HAR はこれらの動作モードを適切に切り替えることで, DC リンク電圧 V_{dc} や平均給電電力 \bar{P} などを制御できる [3].

2.3 受電側における最大効率制御

本研究では受電側から電力伝送効率を最大化するため, 受電側で直接測定できないパラメータを推定し, DC リンク電圧の目標値を導出する. 従来手法では目標値の計算に受電側における未知変数が 3 つ含まれていたため, HAR を用いた 2 変数同時推定法 [6] を利用しても, 残りの 1 変数はシステム制約を課すことで既知としなければならなかった.

本稿では 3 つの未知変数の代わりに 2 つの一般化変数を用いて制御目標値を導出する手法を提案する. また, これら 2 つの一般化変数の同時推定法についても明らかにする.

3. 等価回路による解析

受電側における最大効率制御の目標値を導出するため, WPT の等価回路による解析を行う. 本章では抵抗負荷および定電圧負荷を用いた場合の回路解析について示す.

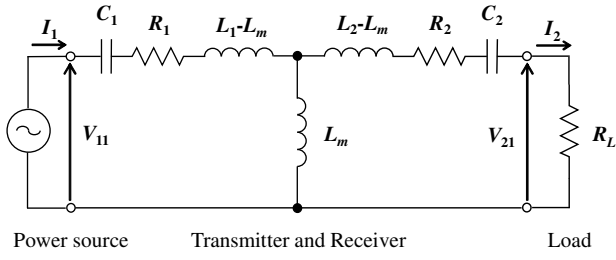
3.1 共振条件と基本波成分

S/S 方式の磁界共振結合 WPT の共振条件より, 送受電器の共振角周波数および送電側インバータの動作角周波数 ω_0 は

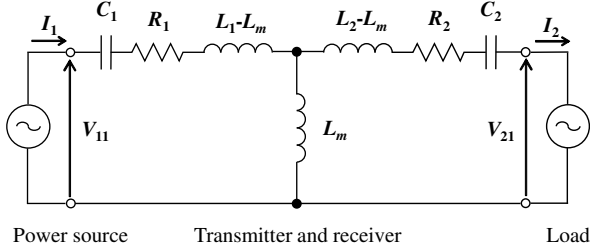
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (1)$$

として与える.

送電側インバータは送電器に矩形波電圧を印加するが, 磁界



(a) Resistive load.



(b) Constant voltage load.

Fig. 3 Equivalent circuit of wireless power transfer via magnetic resonance coupling.

共振結合 WPT はバンドパスフィルタ特性を有するため [8], 回路に流れる電流波形は正弦波として近似する. このとき, 送電側電圧の基本波実効値 V_{11} のみが電力伝送に寄与するため, V_{11} に着目して解析する. ここで, 矩形波である送電側電圧の実効値 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

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

として得られる.

3.2 抵抗負荷の場合

負荷として抵抗 R_L を用いた磁界共振結合 WPT の等価回路を Fig. 3(a) に示す [9]. ここで, 鉄損の影響は十分小さいと仮定して無視している. 受電側電圧の基本波実効値を V_{21} とするとき, 送電間の電圧比 A_V および電流比 A_I は

$$A_V = \frac{V_{21}}{V_{11}} = \frac{\omega_0 L_m R_L}{R_1(R_2 + R_L) + (\omega_0 L_m)^2} \quad (3)$$

$$A_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{\omega_0 L_m}{R_2 + R_L} \quad (4)$$

と記述できる. ここで, I_1, I_2 は送電側電流および受電側電流の実効値である. (3), (4) 式より電力伝送効率 η は (5) 式, 給電電力 P は (6) 式で与えられる.

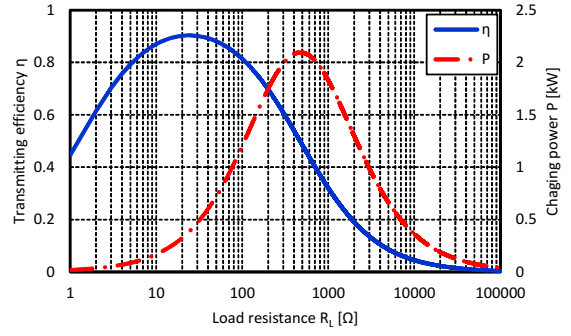
$$\eta = \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_L}{(R_2 + R_L)\{R_1(R_2 + R_L) + (\omega_0 L_m)^2\}} \quad (5)$$

$$P = \frac{A_V^2}{R_L} V_{11}^2 = \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_L}{\{R_1(R_2 + R_L) + (\omega_0 L_m)^2\}^2} V_{11}^2 \quad (6)$$

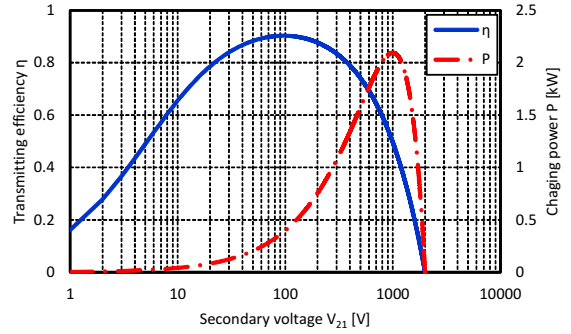
$V_{11} = 100$ V としたとき, R_L に対する η と P を Fig. 4(a) に示す. これより, η を最大化する負荷抵抗値 $R_{L\eta\max}$ が存在し,

$$R_{L\eta\max} = \sqrt{R_2 \left\{ \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_1} + R_2 \right\}} \quad (7)$$

で与えられる [10].



(a) Resistive load.



(b) Constant voltage load.

Fig. 4 Transmitting efficiency η and charging power P .

3.3 定電圧負荷の場合

本研究では受電側の DC リンク電圧 V_{dc} を制御して与えるため, 実際の負荷は抵抗負荷ではなく定電圧負荷となる. また, HAR は 2 つの動作モードを持つため, 各モードにおける V_{21} を検討しなければならない. Rectification mode における受電側電圧は V_{dc} を振幅とする矩形波となる [11]. 一方で, Short mode では受電器を短絡しているため, それぞれの受電側電圧の基本波実効値 V_{21r}, V_{21s} は

$$V_{21r} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{2r} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} (V_{dc} + 2V_f) \quad (8)$$

$$V_{21s} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{2s} = 0 \quad (9)$$

と計算できる. ここで, V_f はダイオードの順方向電圧である.

受電側に定電圧負荷を用いた場合の等価回路を Fig. 3(b) に示す. 受電側の電圧・電流は送電側の電圧・電流に対して位相が 90 度ずれるため [11], これらの位相差に注意して回路方程式を解く. ここで, 受電側電流 I_2 は

$$I_2 = \frac{\omega_0 L_m V_{11} - R_1 V_{21}}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (10)$$

と求められるため, 等価的な負荷抵抗 R_L は

$$R_L = \frac{V_{21}}{I_2} = \frac{\{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2\} V_2}{\omega_0 L_m V_{11} - R_1 V_{21}} \quad (11)$$

となり, Fig. 3(a) の抵抗負荷と同様に解析できる.

$V_{11} = 100$ V としたときの V_{21} に対する η と P を Fig. 4(b) に図示する. 抵抗負荷の場合と同様に η を最大化する受電側電圧の基本波成分 $V_{21\eta\max}$ が存在し, (2), (5) 式より

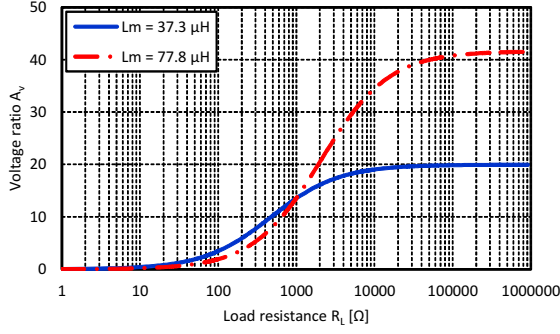


Fig. 5 Load resistance R_L vs. voltage ratio A_V .

$$V_{21\eta\max} = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \frac{\omega_0 L_m}{\sqrt{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2 + \sqrt{R_1 R_2}}} V_{11} \quad (12)$$

として与えられる [5].

しかし、(12) 式は受電側で直接測定できないパラメータとして送電側電圧の基本波成分 V_{11} 、送電コイルの抵抗 R_1 、送電コイルの相互インダクタンス L_m の 3 変数を含んでいる。本研究では 2 つの一般化変数を用いて (12) 式を適切に変形し、これを用いて最大効率制御の目標値を取得する。

3.4 受電側における 2 つの一般化変数

本稿では 2 つの一般化変数 x_1, x_2 を

$$x_1 = k^2 Q_1 Q_2 = \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_1 R_2} \quad (13)$$

$$x_2 = V_{21\max} = \frac{\omega_0 L_m V_{11}}{R_1} \quad (14)$$

と定義する。ここで、 x_1, x_2 は V_{11}, R_1, L_m のいずれかを含む変数として定義しているが、これらの選び方は一意ではない。ここでは直感的に分かりやすい手法を提示するため、 x_1 として効率評価などに利用される kQ 積 [12], [13]、 x_2 として電力伝送が可能な最大受電側電圧の基本波成分 $V_{21\max}$ から選択した。

x_2 について、さらに解説する。Fig. 4(b) に示すように $V_{21} \neq 0$ において給電電力 P が 0 となる $V_{21\max}$ が存在している。このとき、(11) 式で記述される等価的な負荷抵抗 R_L は ∞ となる。これは Fig. 5 から確認でき、 R_L が増加するときに送電側の電圧比 A_V はある一定値で飽和し、この最大電圧比 $A_{V\text{sat}}$ は

$$A_{V\text{sat}} = \frac{V_{21\max}}{V_{11}} = \frac{\omega_0 L_m}{R_1} \quad (15)$$

となることが知られている [10]。以上の検討より、2 つの一般化変数 x_1, x_2 はそれぞれ意味を持つ物理量といえる。

次に、3 つの未知変数 V_{11}, R_1, L_m を含む (12) 式を 2 つの一般化変数 x_1, x_2 を用いて表す。適切な式変形によって (12) 式は

$$V_{21\eta\max} = \frac{V_{21\max}}{1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}} = \frac{x_2}{1 + \sqrt{1 + x_1}} \quad (16)$$

と記述でき、受電側情報を用いて x_1, x_2 を推定することで、システム制約を課すことなく制御目標値を計算できる。

4. 2 つの一般化変数の同時推定

x_1, x_2 を用いて $V_{21\eta\max}$ を記述できたため、本章では受電側情報に基づく x_1, x_2 の同時推定法について示す。ここでは

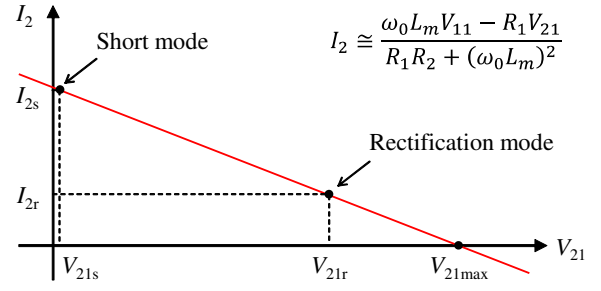


Fig. 6 Secondary current I_2 in each modes of HAR.

HAR の 2 つの動作モードにおける受電側電圧の基本波実効値 V_{21r}, V_{21s} および受電側電流の実効値 I_{2r}, I_{2s} に着目する。Fig. 6 に示すように Rectification mode において V_{21r} および I_{2r} 、Short mode において V_{21s} および I_{2s} をそれぞれ測定できるため、2 つの一般化変数 x_1, x_2 を同時に推定できる。

受電側電流の実効値 I_2 は (10) 式で表されるため、これを受電側で取得可能なパラメータと x_1, x_2 を用いて記述し、推定式を導出する。(10) 式より

$$V_{21} + R_2 I_2 + \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_1 R_2} R_2 I_2 = \frac{\omega_0 L_m V_{11}}{R_1} \quad (17)$$

が得られ、(13), (14) 式を用いて

$$V_{21} + R_2 I_2 + k^2 Q_1 Q_2 R_2 I_2 = V_{21\max} \quad (18)$$

と表せる。ここで式を整理し、 x_1, x_2 で記述すると

$$(-R_2 I_2) x_1 + x_2 = V_{21} + R_2 I_2 \quad (19)$$

を得る。ここで、一般化変数ベクトル \mathbf{x} を

$$\mathbf{x} = [x_1 \quad x_2]^T = [k^2 Q_1 Q_2 \quad V_{21\max}]^T \quad (20)$$

と定義し、Rectification mode の測定値 V_{21r}, I_{2r} と Short mode における測定値 V_{21s}, I_{2s} を用いれば、 $\mathbf{Ax} = \mathbf{b}$ と表せるため、

$$\hat{\mathbf{x}} = [\hat{x}_1 \quad \hat{x}_2]^T = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{b} \quad (21)$$

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

として、 \hat{x}_1 と \hat{x}_2 が得られる。

5. シミュレーションおよび実験

5.1 実験条件

Fig. 1 に示す回路構成で実証実験を行った。電源電圧 V_S は 10 V または 20 V、伝送距離は 200 mm または 300 mm とした。負荷は電子負荷を使用して 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、HAR の各動作モードにおける受電側電流 I_2 を測定した。このとき、2 つの一般化変数 x_1, x_2 を推定し、最大効率制御の目標値を計算した。また、この計算結果に基づいて V_{dc} を目標値に制御した場合と制御しない場合について比較し、効率改善効果を検討した。

5.2 2 つの一般化変数の同時推定

2 つの一般化変数 x_1, x_2 の同時推定結果を Fig. 7 および Fig.

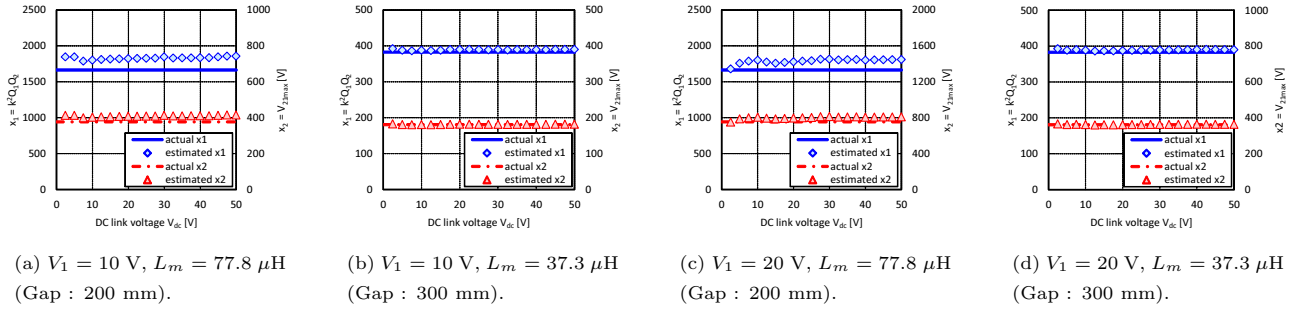


Fig. 7 Simulation results of x_1 and x_2 estimation.

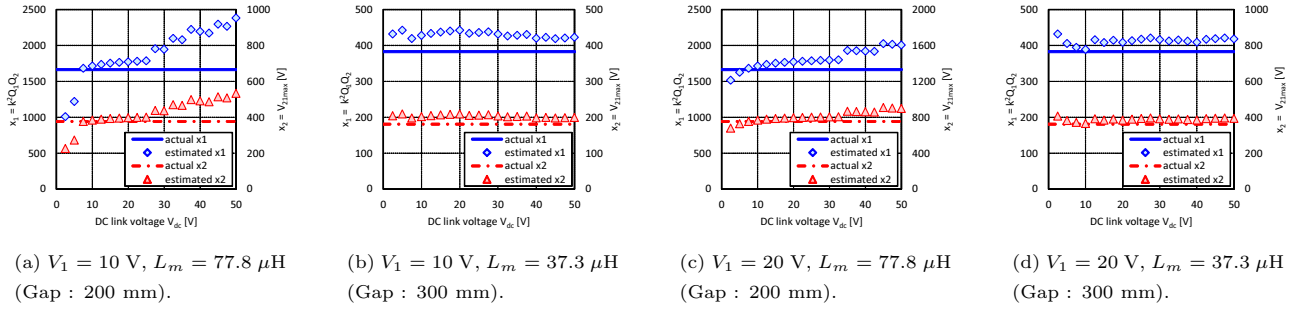


Fig. 8 Experimental results of x_1 and x_2 estimation.

8に示す。各プロットが推定結果 \hat{x}_1, \hat{x}_2 、実線がこれらの真値 x_1, x_2 を示している。Fig. 7に示すシミュレーション結果から x_1, x_2 が適切に推定できていることが確認できる。しかし、Fig. 7(a) および Fig. 7(c) の相互インダクタンス L_m が大きい条件では \hat{x}_1 が真値に対して若干大きくなっている。Fig. 8の実験結果でも同様に Fig. 8(a) の条件で最も推定精度が悪化しているが、本研究では推定値である \hat{x}_1, \hat{x}_2 を用いて最大効率制御の目標値を取得し、電力伝送効率を改善することが目的であるため、(16)式に基づく目標値の計算結果と真値を比較する。

5.3 目標値の計算と最大効率制御

Fig. 9 および Fig. 10 に最大効率制御に用いる目標値の計算結果を示す。各プロットは Fig. 7 および Fig. 8 の推定結果に基づいて計算した目標値であり、ほとんどの条件において実線で示した真値と一致している。Fig. 10(a) 以外の条件では x_1 の推定精度が悪化していても x_2 を適切に推定できているため、 \hat{x}_2 の推定誤差が制御目標値の計算に最も影響していると考えられる。これは(16)式からも同様に考察できるため、最大効率制御のためには x_2 の推定精度がより重要といえる。

最後に Fig. 9 および Fig. 10 に示した目標値を用いて V_{dc} を制御した場合の効率改善効果を Fig. 11 および Fig. 12 に示す。制御する前に V_{dc} が目標値付近に設定されている条件を除いて、ほぼすべての範囲で電力伝送効率を改善できている。さらに、目標値の誤差による効率低下はほとんど確認されず、 x_1, x_2 の同時推定および目標値の計算は最大効率制御に必要な精度を十分に確保できており、提案手法の有効性が示された。

6. まとめ

本研究ではワイヤレス給電システムにおける受電側からの最

大効率制御において、従来はシステム制約を課すことでしか実現できなかった目標値の計算を2つの一般化変数の利用および適切な変形によって、受電側情報のみを用いて実現できることを示した。これによって、より一般的なアプリケーションでも受電側が独立して制御でき、幅広く応用できると考えられる。

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. 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] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 畑勝裕・居村岳広・堀 洋一:「ワイヤレス給電システムにおける受電側情報を用いた2変数同時推定法」, 平成28年電気学会産業応用部門大会, 2016, vol. 1, pp. 339–344.
- [7] 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.

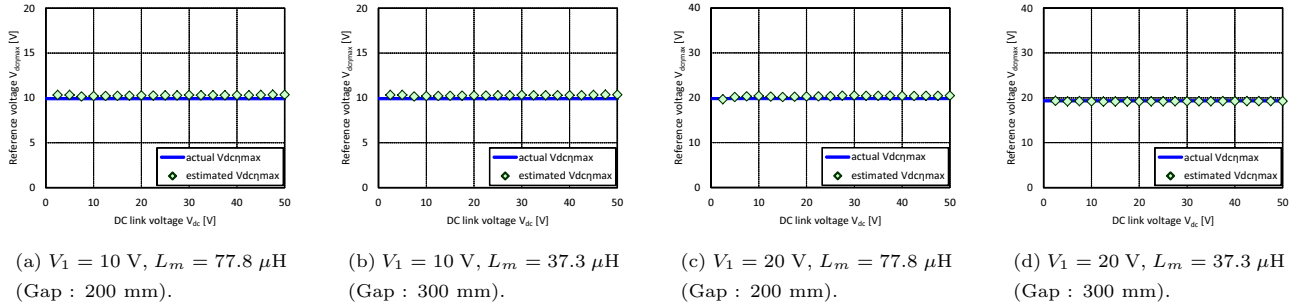


Fig. 9 Simulation results of reference voltage calculation for efficiency maximization.

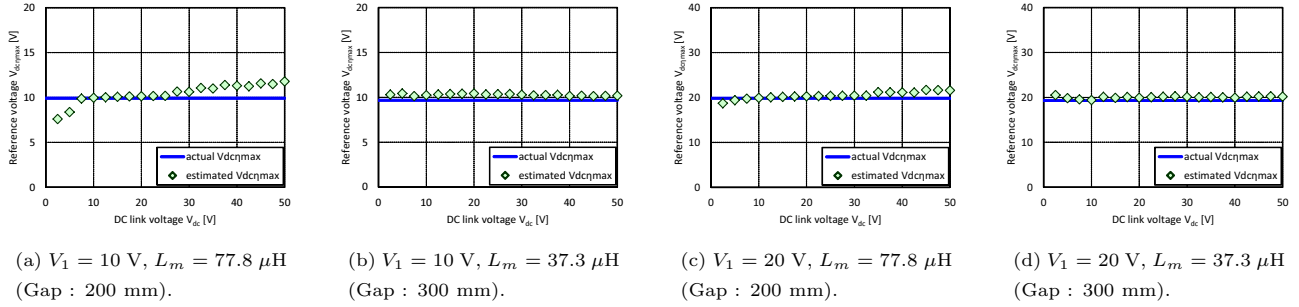


Fig. 10 Experimental results of reference voltage calculation for efficiency maximization.

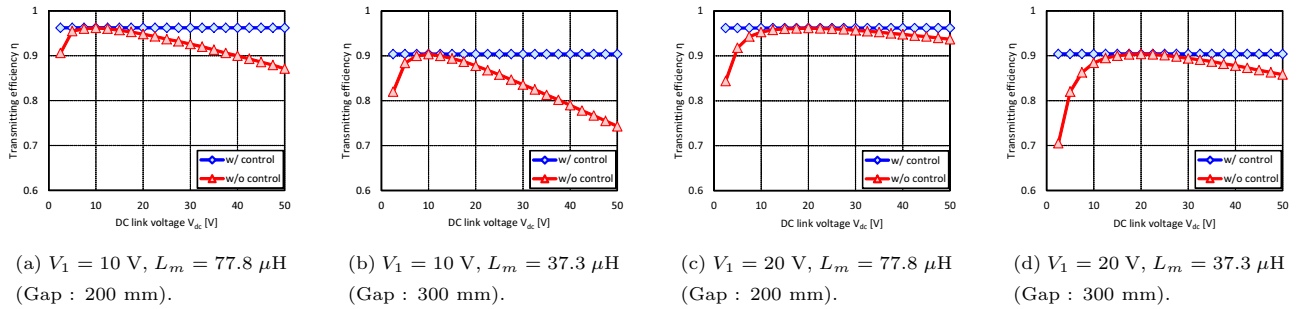


Fig. 11 Simulation results of efficiency maximization using calculated reference voltage.

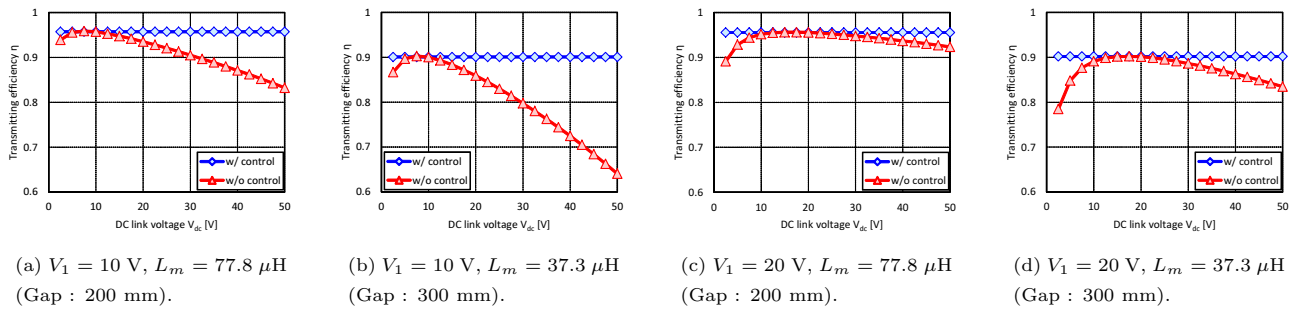


Fig. 12 Experimental results of efficiency maximization using calculated reference voltage.

[8] 粟井郁雄:「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」, 電学論 C, vol. 130, no. 12, pp. 2192–2197, 2010.

[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」, 電学論 D, vol. 130, no. 1, pp. 84–92, 2010.

[10] 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.

[11] 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.

[12] 遠井敏大・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」, 電学論 D, vol. 132, no. 1, pp. 123–124, Jan. 2012.

[13] T. Ohira, “What in the world is Q ?,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 17, no.6, pp. 42–49, May 2016.