

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

畑勝裕*, 居村岳広, 堀洋一 (東京大学)

Simultaneous Estimation Method of Two Parameters in Wireless Power Transfer Systems
Based on Secondary-Side Information

Katsuhiro Hata*, Takehiro Imura, Yoichi Hori (The University of Tokyo)

Abstract

A dynamic wireless power transfer system for electric vehicles has been expected to extend the limited driving distance of electric vehicles. As the transmitting efficiency depends on the vehicle motion in dynamic charging, efficiency maximization methods are important. Since the ground facilities, which include transmitters, high-frequency inverters, and so on, are applied to rugged roadways over long distances, previous research has proposed secondary-side efficiency control based on the mutual inductance estimation without signal communication. However, the ground facilities have to regulate the primary voltage and the transmitters have to be designed to be consistent with applicable specifications. 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 the mutual inductance mitigates the primary voltage regulation in the ground facilities and ensures the compatibility with different systems. On the other hand, simultaneous estimation of the transmitter resistance and the mutual inductance tolerates a variety of the transmitter specifications. The simulations and the experiments demonstrate that the proposed method is applicable to secondary-side control for dynamic charging.

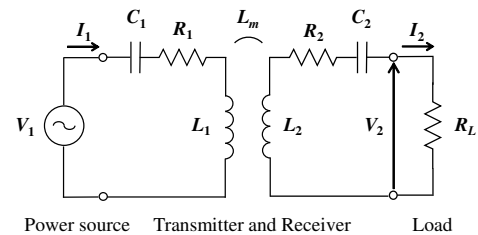
キーワード：ワイヤレス電力伝送, 磁界共振結合, パラメータ推定, 受電側制御, ハーフアクティブ整流器
(Wireless power transfer, Magnetic resonance coupling, Parameter estimation, Secondary-side control, Half active rectifier)

1. はじめに

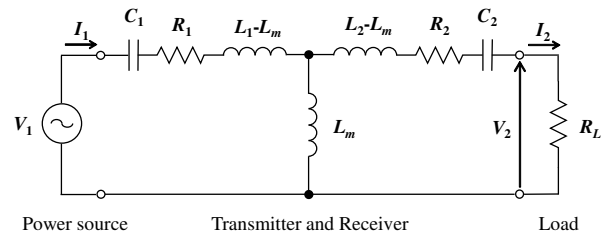
近年, ワイヤレス電力伝送 (Wireless Power Transfer : WPT) に関する研究は産業分野や運輸分野などにおいて大きな注目を集めている^{(1)~(3)}。機械的な接点が必要となるため, 煩雑な充電作業の簡便化, 断線や感電などの事故防止を実現できる。また, 電気自動車の走行中ワイヤレス給電は一充電航続距離によらない長距離走行や蓄電装置の小型化などが期待でき, 多くの利点を持つ。

磁界共振結合⁽⁴⁾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を維持でき, 送受電器の位置ずれにも強い特性を持つ。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⁽⁵⁾, 電気自動車の走行動作によらない効率最大化が必要である。また, 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, 送受電間での相互通信を用いない受電側制御が重要であり, 地上設備をできる限り簡便化すべきである。

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⁽⁶⁾および受電側における最大効率制御⁽⁷⁾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器の内部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器の内部抵抗をある一定値として設計しなければならない。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。送電側情報を用いた複数パラメータの同時推定法は電源周波数を可変とした手法が提案されているが⁽⁸⁾, 受電側情報を用いた手法は未だ実現されていない。



(a) Equivalent circuit of magnetic resonance coupling.



(b) T-type equivalent circuit.

Fig. 1 Equivalent circuit of the wireless power transfer system.

本研究では地上設備における制約の緩和および多様なシステムにおける互換性の確保を目的として, 受電側情報を用いた2変数の同時推定法を提案する。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器の内部抵抗を同時に推定する手法を示す。提案手法の有効性をシミュレーションおよび実験によって検証し, 受電側制御への応用について検討する。



Fig. 2 Transmitter and receiver coils.

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	

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⁾。送受電器の内部抵抗 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。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 とするとき、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

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

で与えられる⁽⁵⁾。

〈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 Tab. 1 に示す。このとき、 R_L に対する η は Fig.

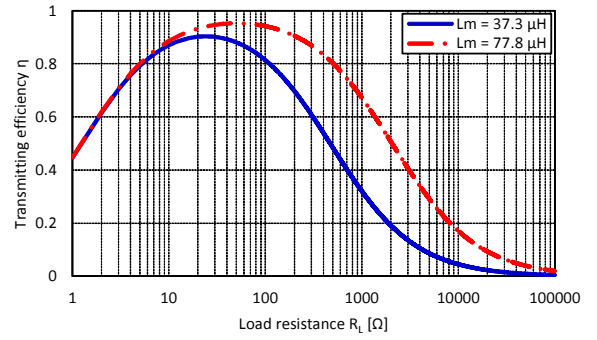


Fig. 3 Load resistance vs. transmitting efficiency.

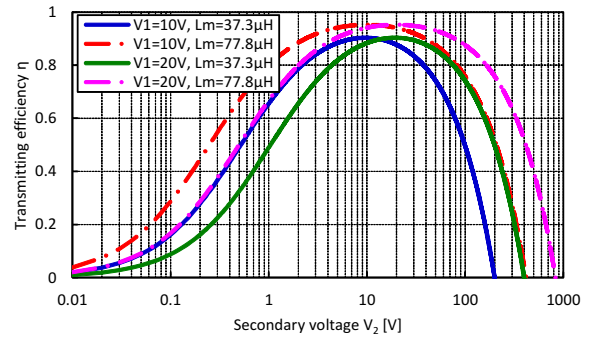


Fig. 4 Secondary voltage vs. transmitting efficiency.

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⁽⁵⁾、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

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

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⁽¹⁰⁾。

〈2・3〉 システム構成 本研究における WPT システムの回路構成を 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り、受電器の短絡動作を可能

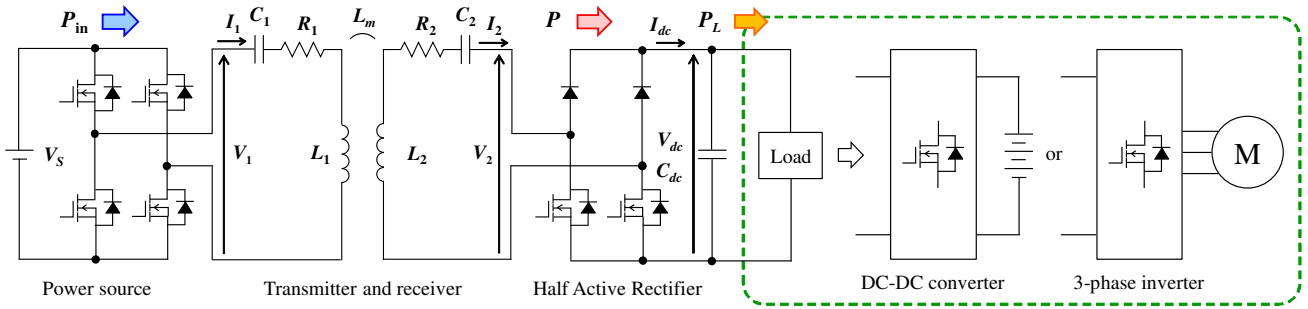


Fig. 5 Circuit diagram of the wireless power transfer system using Half Active Rectifier.

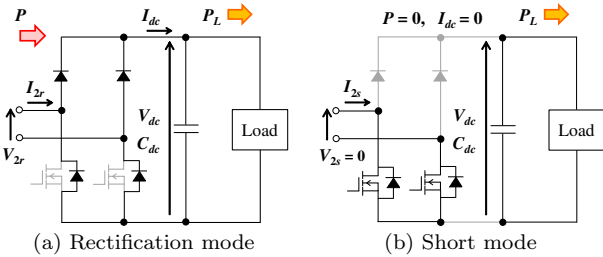


Fig. 6 Operation modes of Half Active Rectifier.

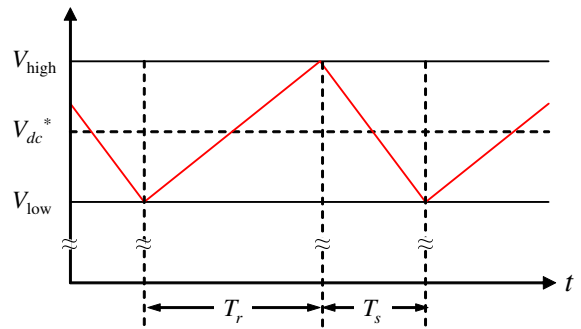


Fig. 7 Waveform of DC link voltage by HAR control.

にする。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⁽¹¹⁾、送電側が定電圧駆動され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による受電側電圧制御 本稿ではヒステリシスコンパレータ方式⁽³⁾を用いた受電側電圧制御を示す。受電側電圧 V_2 はDCリンク電圧 V_{dc} によって間接的に制御可能であり、HARはFig. 6に示す2つの動作モードを利用して V_{dc} を制御する。

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

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

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

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)式を用いた場合、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 、送電器の内部抵抗 R_1 、送受電器の相互インダクタンス L_m を含むため、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⁽¹²⁾、Fig. 1の等価回路を用いて回路解析を行う。送電側電圧の基本波実効値 V_{11} および受電側電圧の基本波実効値 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

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

と計算できる。

V_{11}, V_{21} は送電側電圧および受電側電圧の実効値 V_1, V_2 のフーリエ級数展開より求める。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、 V_1 は電源電圧 V_S と等しい。また、受電側はWPT回路のイミタンス変換特性から電流源と同様に振る舞うため、受電側電圧は受電側電流の極性に依りて出力される。DCリンク電圧 V_{dc} の変動が十分小さい場合、受電側電圧は V_{dc} を振幅とした矩形波となる。従って、 V_{11}, V_{21} は

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

$$V_{21} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_2 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{dc} \dots\dots\dots (11)$$

と計算でき、(9)式を用いた推定が可能となる。

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、2変数の同時推定が可能となる。

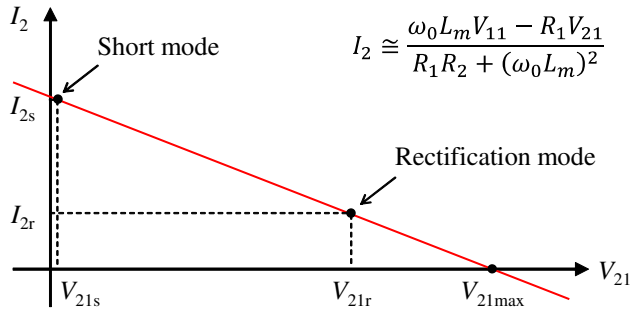


Fig. 8 Secondary current I_2 in each modes of HAR.

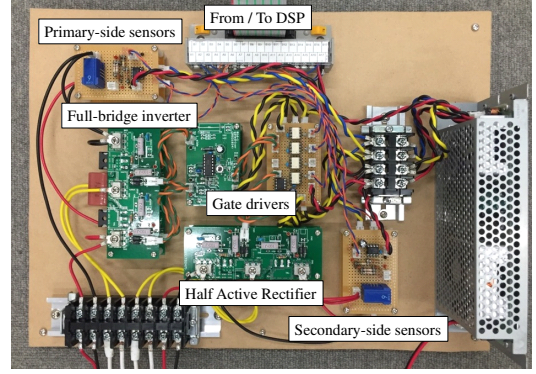


Fig. 9 Experimental equipment.

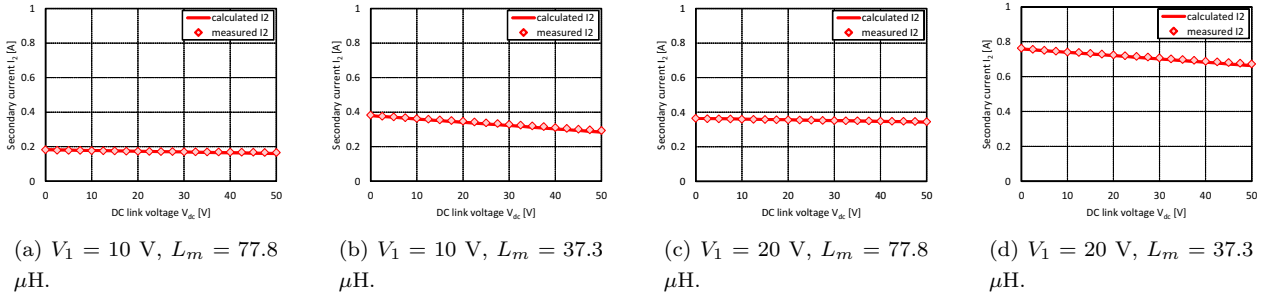


Fig. 10 Experimental results of secondary current I_2 .

〈3・2〉 V_1, L_m の同時推定 送電器の内部抵抗 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

$$\omega_0 L_m V_{11} - I_2 (\omega_0 L_m)^2 = R_1 (V_{21} + R_2 I_2) \dots \dots (12)$$

と変形し、未知変数 \mathbf{x} を

$$\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T = [\omega_0 L_m V_{11} \ (\omega_0 L_m)^2]^T \dots \dots (13)$$

と定義する。このとき、(12) 式は

$$x_1 - I_2 x_2 = R_1 (V_{21} + R_2 I_2) \dots \dots (14)$$

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

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{b} \dots \dots (15)$$

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

と求められる。ここで、 V_{21r}, V_{21s} は (11) 式より

$$V_{21r} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{2r} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} (V_{dc} + 2V_f) \dots \dots (16)$$

$$V_{21s} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{2s} = 0 \dots \dots (17)$$

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。従って、(13), (15) 式より、 \hat{L}_m および \hat{V}_1 は

$$\hat{L}_m = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\hat{x}_2} \dots \dots (18)$$

$$\hat{V}_1 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \hat{V}_{11} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{\hat{x}_1}{\omega_0 \hat{L}_m} \dots \dots (19)$$

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、受電側から送電器の内部抵抗 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、複数の送電器における仕様を個別に設計でき、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

$$\left(R_2 + \frac{V_{21}}{I_2} \right) \frac{R_1}{\omega_0 L_m} + \omega_0 L_m = \frac{V_{11}}{I_2} \dots \dots (20)$$

と変形し、未知変数 $\hat{\mathbf{x}}'$ を

$$\hat{\mathbf{x}}' = [x'_1 \ x'_2]^T = \left[\frac{R_1}{\omega_0 L_m} \ \omega_0 L_m \right]^T \dots \dots (21)$$

と定義すれば、(20) 式は

$$\left(R_2 + \frac{V_{21}}{I_2} \right) x'_1 + x'_2 = \frac{V_{11}}{I_2} \dots \dots (22)$$

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

$$\hat{\mathbf{x}}' = \mathbf{A}'^{-1} \mathbf{b}' \dots \dots (23)$$

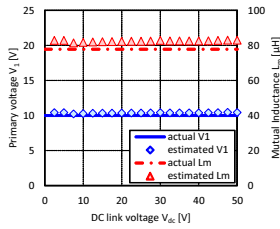
$$\mathbf{A}' := \begin{bmatrix} R_2 + \frac{V_{21r}}{I_{2r}} & 1 \\ R_2 + \frac{V_{21s}}{I_{2s}} & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b}' := \begin{bmatrix} \frac{V_{11}}{I_{2r}} \\ \frac{V_{11}}{I_{2s}} \end{bmatrix}$$

と得られるため、(21), (23) 式より、 \hat{L}_m および \hat{R}_1 は

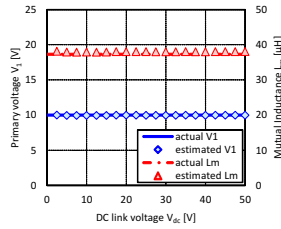
$$\hat{L}_m = \frac{\hat{x}'_2}{\omega_0} \dots \dots (24)$$

$$\hat{R}_1 = \omega_0 \hat{L}_m \hat{x}'_1 \dots \dots (25)$$

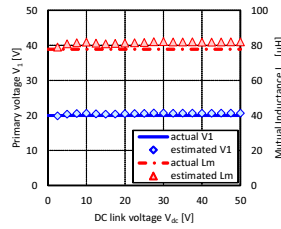
と推定できる。



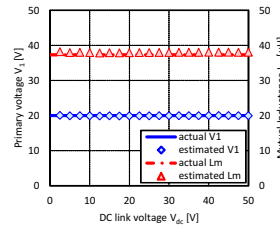
(a) $V_1 = 10 \text{ V}$, $L_m = 77.8 \mu\text{H}$.



(b) $V_1 = 10 \text{ V}$, $L_m = 37.3 \mu\text{H}$.

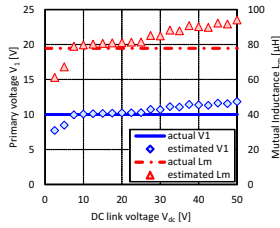


(c) $V_1 = 20 \text{ V}$, $L_m = 77.8 \mu\text{H}$.

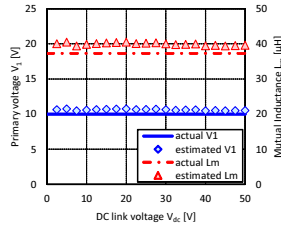


(d) $V_1 = 20 \text{ V}$, $L_m = 37.3 \mu\text{H}$.

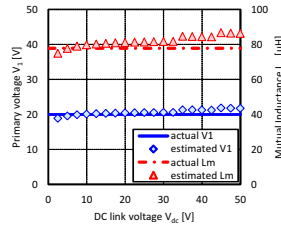
Fig. 11 Simulation results of V_1 and L_m estimation.



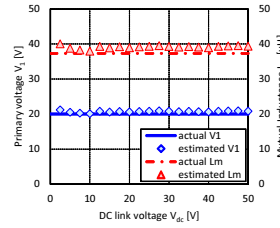
(a) $V_1 = 10 \text{ V}$, $L_m = 77.8 \mu\text{H}$.



(b) $V_1 = 10 \text{ V}$, $L_m = 37.3 \mu\text{H}$.



(c) $V_1 = 20 \text{ V}$, $L_m = 77.8 \mu\text{H}$.



(d) $V_1 = 20 \text{ V}$, $L_m = 37.3 \mu\text{H}$.

Fig. 12 Experimental results of V_1 and L_m estimation.

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。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 として検討した。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。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。

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。

〈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) の電源電圧が小さい条件では I_2 の絶対値が小さく、Fig. 10(a) および Fig. 10(c) の伝送距離が短い条件では、 I_{2r} と I_{2s} の変化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。

〈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(c) の条件では、推定値が真値と比較してやや大きくなっているが、受電側制御に適用可能な範囲である。また、Fig. 11(b) 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、Fig. 12(b) および Fig. 12(d) の条件では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} の差が小さく、 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 \hat{L}_m と比較して、Fig. 13 における \hat{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、 \hat{R}_1 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。シミュレーション結果と比較して、 V_{dc} が小さい場合に \hat{R}_1 の誤差が大きい。このとき、 I_{2r} と I_{2s} の差がとても小さいため、計算時に特異な値が含まれることが原因と考えられる。特に、Fig. 14(a) の条件において \hat{R}_1 の誤差が顕著であり、 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、受電側制御に適用可能といえる。

5. まとめ

本研究では受電側制御に用いる HAR 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案した。従来の相互インダクタンス推定に加えて送電側電圧あるいは送電器の内部抵抗の同時推定を実現し、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た。

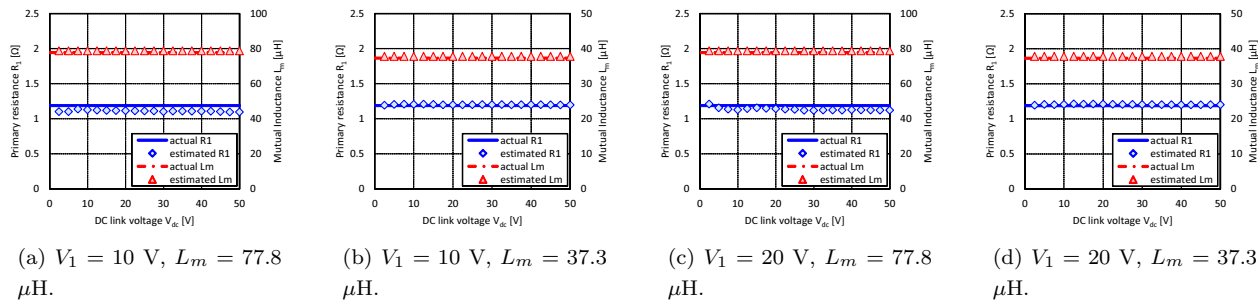


Fig. 13 Simulation results of R_1 and L_m estimation.

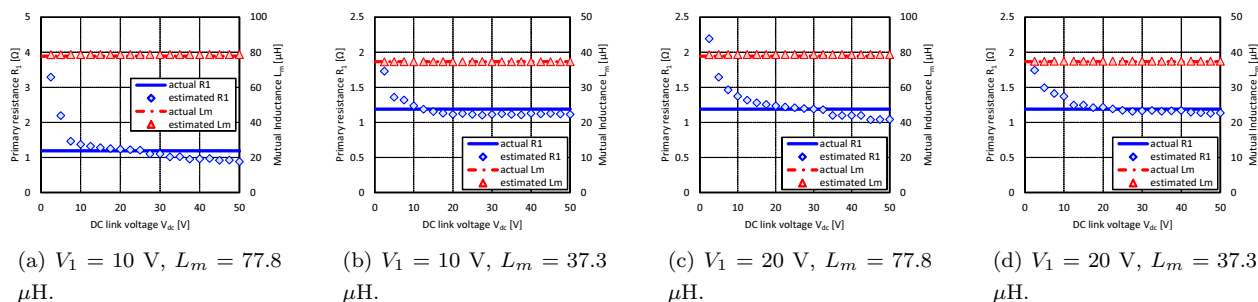


Fig. 14 Experimental results of R_1 and L_m estimation.

今後の課題として、提案手法を用いた推定結果の受電側制御への応用と実車両を用いた走行中ワイヤレス給電への実装などが挙げられる。

謝辞

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

参考文献

- (1) G. A. Covic and J. T. Boys, "Modern trends in inductive power transfer for transportation application," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no.1, pp. 28–41, Mar. 2013.
- (2) S. Li and C. C. Mi, "Wireless power transfer for electric vehicle applications," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 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 International Conference on Mechatronics*, 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, "New characteristics analysis considering transmission distance and load variation in wireless power transfer via magnetic resonant coupling," in *Proc. IEEE International Telecommunications Energy Conference*, 2012, pp. 1–5.
- (6) V. Jiwariyavej, T. Imura, and Y. Hori, "Coupling coefficients estimation of wireless power transfer system via magnetic resonance coupling using information from ei-

ther side of the system," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no.1, pp. 191–200, Mar. 2015.

- (7) D. Kobayashi, T. Imura, and Y. Hori, "Real-time coupling coefficient estimation and maximum efficiency control on dynamic wireless power transfer for electric vehicles," in *Proc. IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies; Wireless Power*, 2015, pp. 1–6.
- (8) 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. Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2015, pp. 2648–2655.
- (9) T. Imura and Y. Hori, "Maximizing air gap and efficiency of magnetic resonant coupling for wireless power transfer using equivalent circuit and Neumann formula," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 10, pp. 4746–4752, Oct. 2011.
- (10) 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. International Electric Vehicle Symposium and Exhibition*, 2013, pp. 1–5.
- (11) H. Irie and Y. Tahara, "Cascade configuration of T-LCL-type and T-CLC-type immittance converters in non-contact energy transfer systems," *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 129, no. 5, pp. 511–517, May 2009. (in Japanese)
- (12) K. Takuzaki and N. Hoshi, "Consideration of operating condition of secondary-side converter of inductive power transfer system for obtaining high resonant circuit efficiency," *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 132, no. 10, pp. 966–975, 2012. (in Japanese)