

# 走行中ワイヤレス給電における車両側からの 送電側電圧と相互インダクタンスの同時推定法

畑 勝裕<sup>†</sup> 居村 岳広<sup>†</sup> 堀 洋一<sup>†</sup>

<sup>†</sup> 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

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 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を可能にするが、長距離かつ劣悪な環境に設置される地上設備の簡単化および低コスト化が重要である。送受電間における通信をなくすため、車両側から送受電器の結合係数を推定する手法が提案されているが、複数パラメータの同時推定は未だ実現されていない。本研究では地上設備の更なる低コスト化と多様なシステムの互換性を確保するため、車両側から送電側電圧と送受電器間の相互インダクタンスを同時に推定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検証し、走行中ワイヤレス給電における車両側制御に応用できることを示す。

キーワード ワイヤレス電力伝送, 走行中ワイヤレス給電, パラメータ推定, ハーフアクティブ整流器

## Simultaneous Estimation of Primary Voltage and Mutual Inductance from the Secondary Side for Dynamic Wireless Power Transfer Systems

Katsuhiko HATA<sup>†</sup>, Takehiro IMURA<sup>†</sup>, and Yoichi HORI<sup>†</sup>

<sup>†</sup> Graduate School of Engineering, The University of Tokyo,  
Kashiwanoha 5-1-5, Kashiwa-shi, Chiba, 277-8561, Japan

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

**Abstract** A dynamic wireless power transfer system for electric vehicles can extend the limited mileage per charge. Although coupling coefficient estimation from the secondary side has been proposed to simplify the ground facilities, which are installed to rugged roadways over long distances, multi-parameter estimation from the secondary side without signal communication remains unrealized. In this paper, a simultaneous estimation method of the primary voltage and the mutual inductance based on secondary-side information is proposed. The simulations and the experiments show that the proposed method is effective for secondary-side control.

**Key words** Wireless power transfer, Dynamic charging, Parameter estimation, Half active rectifier

### 1. はじめに

近年、電気自動車 (Electric Vehicle : EV) にワイヤレス電力伝送 (Wireless Power Transfer : WPT) を応用する技術が注目を集めている [1]–[3]。充電ケーブルのワイヤレス化によって煩雑な充電作業が簡単化されるだけでなく、感電事故や断線の防止によって信頼性の向上が期待される。更には、走行中ワイヤレス給電の実現によって EV の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大きな利点を持つ。

磁界共振結合 [4] による WPT は数十 cm から数 m の距離において高効率かつ位置ずれに強いいため、走行中ワイヤレス給電に適した方式である。WPT における伝送効率の最大化および電力制御は多くの手法が提案されているが、走行中ワイヤレス

給電における地上設備は長距離かつ劣悪な環境に設置されるため、車両側において制御することが望ましい。先行研究 [5] では車両側から送受電器の結合係数を推定し、車両側制御に応用することで効率最大化を実現している。しかし、地上設備によって送電側電圧を一定に保つ必要があり、更なる低コスト化あるいは多様なシステムに対して互換性を持たせるためには、車両側から送電側電圧を同時に推定する必要がある。複数パラメータの同時推定法は送電側情報を用いた手法が提案されているが [6]、受電側情報のみを用いた手法は未だ実現されていない。

本研究では受電側情報を用いた送電側電圧と相互インダクタンスの同時推定法を提案する。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検証し、走行中ワイヤレス給電における車両側制御に応用できることを示す。

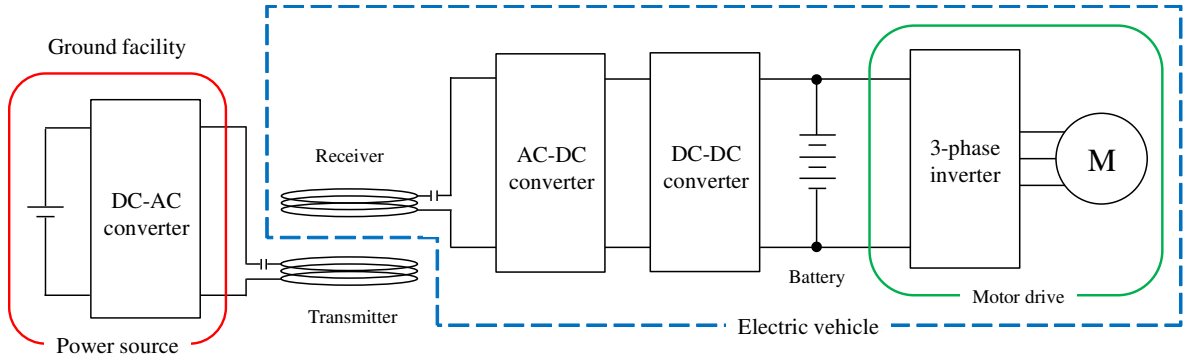


Fig. 1 System configuration of dynamic charging for electric vehicles.

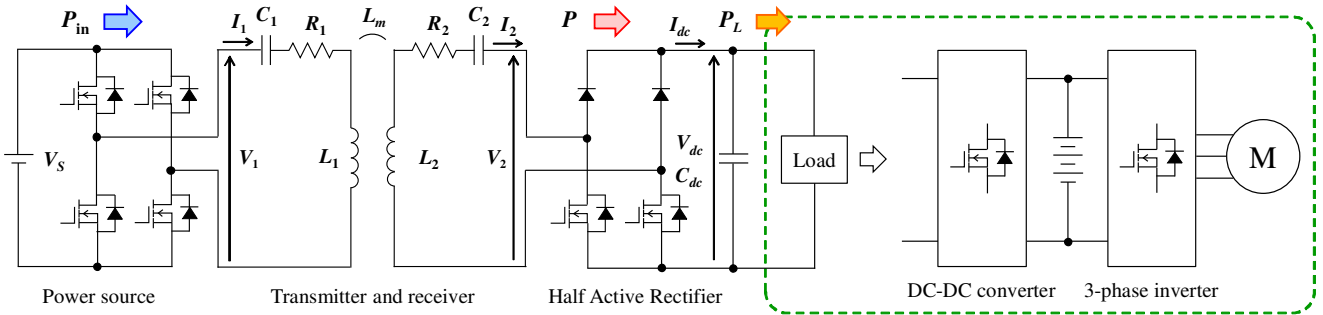


Fig. 2 Circuit diagram of the wireless power transfer system using Half Active Rectifier.

## 2. 走行中ワイヤレス給電システム

### 2.1 システム構成

走行中ワイヤレス給電システムの構成例を Fig. 1 に示す。地上設備は送電器とインバータによって構成され、EV に電力供給を行う。車両側は受電器に接続された電力変換回路を用いて給電制御を行い、駆動用モータを制御して走行する。本研究では車両側の 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、後段の DC-DC コンバータおよびモータドライブ回路を負荷として検討する。

WPT システムの回路構成を Fig. 2 に示す。本研究では SS 方式の磁界共振結合による WPT を用いるため、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  $\omega_0$  は

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

として与えられる。

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。SS 方式の 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動作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がら動作モードの切り替えを行う。

### 2.2 HAR を用いた制御

HAR の 2 つの動作モードを Fig. 3 に示す。Fig. 3(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様に整流動作を行い、給電電力  $P$  を負荷および DC リンクコンデンサ  $C_{dc}$  に供給する。一方で、Fig. 3(b) の

Short mode では、下アームを ON 状態として受電器を短絡し、給電電力  $P$  を遮断する。このとき、負荷電力  $P_L$  は DC リンクコンデンサ  $C_{dc}$  から供給される。

HAR はこれらの動作モードを繰り返し、給電電力  $P$  の整流動作と短絡動作を切り替えることによって DC リンク電圧  $V_{dc}$ 、平均給電電力  $\bar{P}$  などを制御する [3]。本研究では HAR の各動作モードにおける受電側電圧  $V_2$  および受電側電流  $I_2$  に着目し、送電側電圧と相互インダクタンスの同時推定法を提案する。

## 3. $V_1, L_m$ の同時推定法

### 3.1 受電側電流の理論式

SS 方式を用いた WPT 回路における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  $V_{21}$  を用いた回路解析より、受電側電流の実効値  $I_2$  は

$$I_2 \approx \frac{\omega_0 L_m V_{11} - R_1 V_{21}}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega_0 L_m V_1 - R_1 V_2}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (2)$$

として近似できる。ここで、 $V_{11}$ 、 $V_{21}$  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、送電側電圧は電源電圧  $V_s$  を振幅とする矩形波となる。このとき、受電側は WPT 回路のイミタンス変換特性から定電流動作となり、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  $V_{dc}$  の変動が十分小さく、スイッチング素子の電圧降下を無視できると仮定するとき、受電側電圧は  $V_{dc}$  を振幅とする矩形波となる。従って、 $V_1$ 、 $V_2$  は  $V_s$ 、 $V_{dc}$  として計算できるため、(2) 式を用いた推定が可能となる。

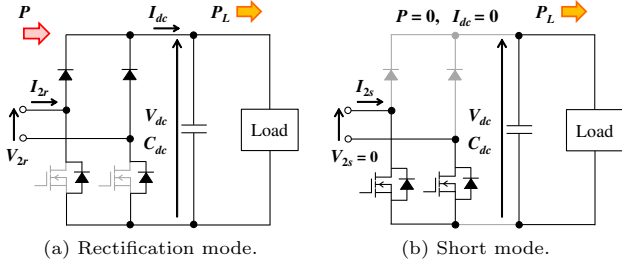


Fig. 3 Operation modes of Half Active Rectifier.

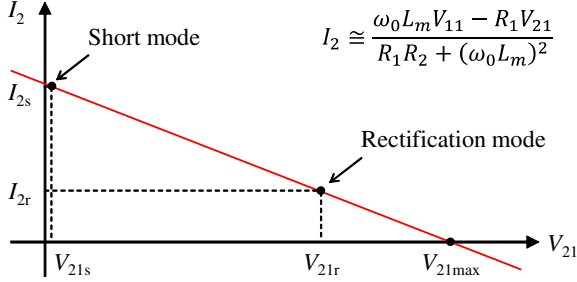


Fig. 4 Secondary current  $I_2$  in each modes of HAR.

### 3.2 推定アルゴリズム

HAR の 2 つの動作モードにおける受電側電流  $I_2$  を Fig. 4 に示す. Rectification mode および Short mode において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  $I_{2r}$ ,  $I_{2s}$  をそれぞれ測定可能であるため, 未知パラメータが 2 つ以下であれば車両側から推定できる.

本論文では送電側電圧  $V_1$  と相互インダクタンス  $L_m$  の同時推定法について記述する. (2) 式より, 推定方程式を

$$\omega_0 L_m V_{11} - I_2 (\omega_0 L_m)^2 = R_1 (V_{21} + R_2 I_2) \quad (3)$$

$$x_1 - I_2 x_2 = R_1 (V_{21} + R_2 I_2) \quad (4)$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \end{bmatrix}^T := \begin{bmatrix} \omega_0 L_m V_{11} & (\omega_0 L_m)^2 \end{bmatrix}^T \quad (5)$$

とする.  $V_{21}$ ,  $I_2$  は Rectification mode および Short mode において測定可能なため, 推定パラメータ  $\hat{\mathbf{x}}$  は

$$\hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \hat{x}_1 & \hat{x}_2 \end{bmatrix}^T = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{b} \quad (6)$$

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

として得られる. ここで, ダイオードの順方向電圧を  $V_f$  とするとき,  $V_{21r}$ ,  $V_{21s}$  は

$$V_{21r} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{2r} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} (V_{dc} + 2V_f) \quad (7)$$

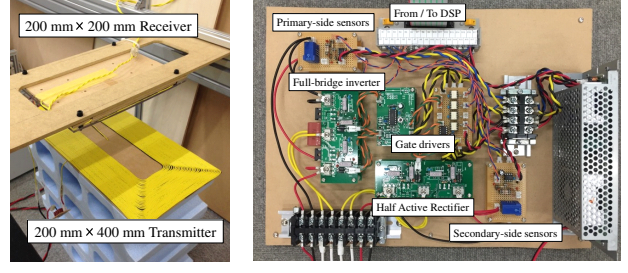
$$V_{21s} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{2s} = 0 \quad (8)$$

と計算できる. 従って, (5), (6) 式から

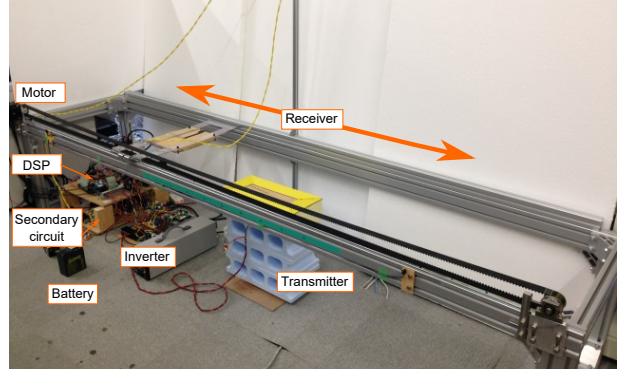
$$\hat{L}_m = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\hat{x}_2} \quad (9)$$

$$\hat{V}_1 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \hat{V}_{11} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \omega_0 \hat{L}_m \quad (10)$$

が得られる.



(a) Coils. (b) Power converters.



(c) Dynamic wireless power transfer system.

Fig. 5 Experimental equipment.

Tab. 1 Specifications of coils.

	Primary side	Secondary side
Resistance $R_1, R_2$	1.95 $\Omega$	1.60 $\Omega$
Inductance $L_1, L_2$	417.1 $\mu\text{H}$	210.6 $\mu\text{H}$
Capacitance $C_1, C_2$	6030 pF	12110 pF
Resonant frequency $f_1, f_2$	100.4 kHz	99.7 kHz
Coil gap	100 mm	
Mutual inductance $L_m$	39.5 $\mu\text{H}$ (no misalignment)	
Coupling coefficient $k$	0.133 (no misalignment)	

## 4. シミュレーションおよび実験

### 4.1 実験装置

Fig. 5 に示す実験装置を用いて実験検証を行った. 回路構成を Fig. 2 に, 送受電器のパラメータを Tab. 1 に示す. 電源電圧  $V_S$  は 20 V とし, 電源周波数  $f_0$  は 100 kHz とした. 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, DC リンク電圧  $V_{dc}$  は電子負荷 (PLZ1004W, KIKUSUI) を用いて, 20 V 一定とした.

走行中ワイヤレス給電における受電器の位置変動を模擬するため, 送受電器が対向する位置から  $\pm 180$  mm の位置ずれを与えた. HAR の各動作モードにおける受電側電流の実効値  $I_{2r}$ ,  $I_{2s}$  をオシロスコープ (DPO2024, Tektronix) によって測定し, 提案する推定アルゴリズムに基づいて送電側電圧  $V_1$  および相互インダクタンス  $L_m$  の推定を行った.

### 4.2 シミュレーションおよび実験

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.  $V_1$ ,  $L_m$  の同時推定シミュレーションの結果を Fig. 6 に示す. Fig. 6(a) に示す受電側電流  $I_{2r}$ ,  $I_{2s}$  を用いて, Fig. 6(b) の送電側電圧  $V_1$  および Fig.

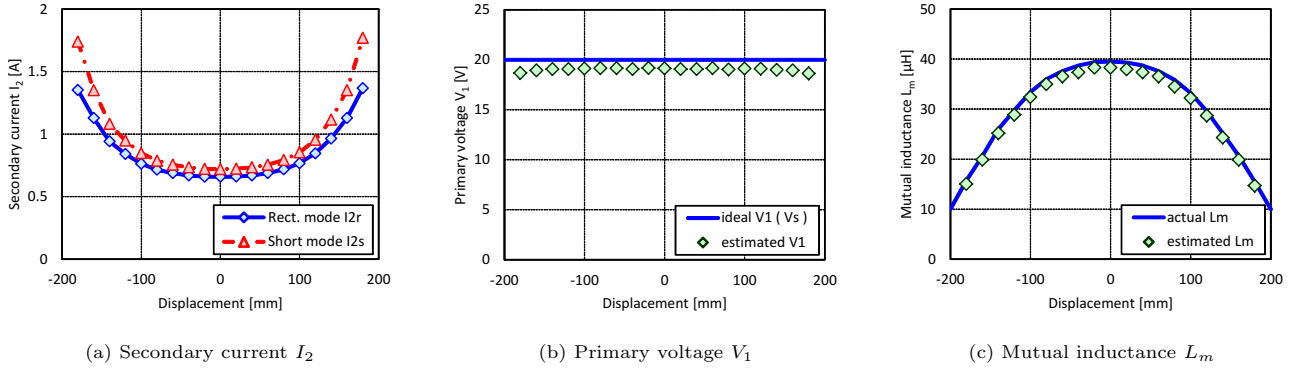


Fig. 6 Simulation results of  $V_1$  and  $L_m$  estimation.

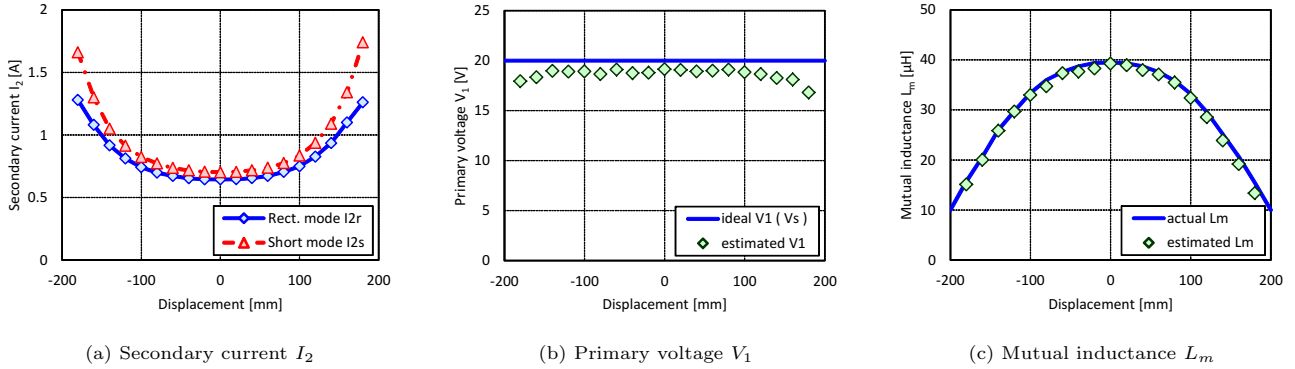


Fig. 7 Experimental results of  $V_1$  and  $L_m$  estimation.

6(c)の相互インダクタンス  $L_m$  を推定している。推定値はいずれも真値よりわずかに小さくなっているが、電源周波数と送受電器の共振周波数が完全に一致していないことが原因と考えられる。しかし、推定誤差は小さく車両側制御に応用可能である。

Fig. 7に  $V_1$ ,  $L_m$  の同時推定の実験結果を示す。シミュレーションと同様に Fig. 7(a)の測定値に基づいて  $V_1$  および  $L_m$  を推定している。 $I_2$  の測定値はシミュレーション結果とほぼ同じ値となっており、Fig. 7(b) および Fig. 7(c) の推定結果も真値とよい一致が得られている。Fig. 7(b)において、位置ずれが大きい場合に推定値が小さくなっているが、送電側インバータにおける電圧降下やデッドタイム等によって  $V_1$  の真値と  $V_S$  が完全には一致しないため、提案手法ではより真値に近い値を推定できていると考えられる。

## 5. まとめ

本研究では車両側における HAR の動作モードに着目し、送電側電圧と相互インダクタンスの同時推定法を提案した。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、走行中ワイヤレス給電の車両側制御に応用できることを示した。

今後の課題として、推定手法のリアルタイム化および HAR を用いた制御への応用が挙げられる。

## 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。

## 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] 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. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 3, pp. 1179–1192, Mar. 2014.
- [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 Int. Conf. Mech.*, 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] 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 Emerg. Tech.; Wireless Power*, 2015, pp. 1–6.
- [6] 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 Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, 2015, pp. 2648–2655.
- [7] H. Irie and Y. Tahara, "Cascade configuration of T-LCL-type and T-CLC-type immittance converters in non-contact energy transfer systems," *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, vol. 129, no. 5, pp. 511–517, May 2009. (in Japanese)