

結合係数にロバストな電流包絡線モデルを用いた外乱オブザーバ による走行中ワイヤレス給電

落合 勇紀* 日下 佳祐 (長岡技術科学大学)

Wireless power transfer while driving with a disturbance observer using a current envelope model robust
to coupling coefficients.

Yuki Ochiai*, Keisuke Kusaka, (Nagaoka University of Technology)

In a Dynamic wireless power transfer system, the positional relationship between the transmission coils on the road side and the receiving coils on the vehicle side changes with time, and the coupling coefficient between the coils changes accordingly. The time variation of the coupling coefficient changes the characteristics of the plant and causes an increase in the error between the current command value and the actual current. In this study, a control method is proposed to reduce the error between the current command value and the actual current by applying a disturbance observer based on an inverse model of the nominal plant. As a result of the verification of the actual plant using the mini-model, the error between the current command value and the actual current was reduced by 75 % by applying the disturbance observer.

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
(dynamic wireless power transfer, magnetic resonance coupling, electric vehicle)

1. はじめに

近年, 地球温暖化やエネルギー問題に対する関心が高まりつつあり, 持続可能な交通手段として電気自動車 (EV) が注目されている。内燃機関を使用する従来の自動車と比較して, EV は走行中に二酸化炭素を排出しないため, 環境負荷の軽減が期待される。また, 電力を動力源とすることでエネルギー効率の向上が図れるため, 多くの国や地域で EV の普及が推進されている⁽¹⁾⁻⁽³⁾。しかしながら, EV では車載バッテリー容量の制限から, 利用者は頻繁なバッテリー充電操作を必要とされる。これにより, 現時点で EV の普及は低調である⁽⁴⁻⁵⁾。

この問題を解決するための一つの有望な技術として, 走行中ワイヤレス給電 (Dynamic Wireless Power Transfer, DWPT) がある。DWPT は, 車両が走行しながら路面に設置された給電コイルから非接触で電力を受け取る仕組みであり, 走行中にバッテリーを充電することが可能である。この技術を導入することで, 充電のために停車する必要がなくなり, 事実上の航続距離の制限を解消することが期待されている⁽⁶⁾。また, 車載バッテリー容量を低減が可能となることから, EV のさらなる省エネルギー化も期待できる。

一方, DWPT の実現に向けてはいくつかの課題が存在す

る。その1つが, コイル間の結合係数の時間変化である。図1のように結合係数は送電側と受電側のコイルの位置関係に依存しており, 車両が移動することでその値が絶えず変化する。この変化は給電効率の低下を引き起こすだけでなく, 制御系において指令値と実際の電流の間に誤差を生じさせる要因となる。特に, 結合係数が大きく変動する場合, この誤差は顕著となり, 安定した電力供給を妨げる可能性がある。

本研究では, 結合係数の変化によらず一定電流をワイヤレス給電システムに供給するため, 外乱オブザーバ (Disturbance Observer, DOB) を適用した1次側電流包絡線制御を提案する。外乱オブザーバは, 外乱や内部のモデル不確かさを補償する制御であり, さまざまな分野でその有効性が示されている⁽⁷⁾。本研究においては, DWPT システムにおける結合係数の時間変化を外乱として扱い, それを補償することで電流指令値と実際の電流との誤差を低減する。本手法により, DWPT システムの給電性能を向上させ, EV の実用性をさらに高めることが可能となる。

本論文では, 外乱オブザーバを用いた制御手法の設計とその効果を検証するためのシミュレーションおよび実験結果を示し, DWPT システムの電流指令値と実際の電流との誤差を低減するための手法を提案する。

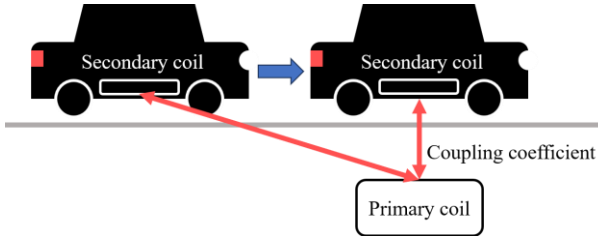


Fig. 1. Change in coupling coefficient in dynamic wireless power transfer.

2. 包絡線モデルの導出

図2にS-S共振補償回路を用いたWPTシステムの回路図を示す。ここで、各コイルの自己インダクタンスと共振コンデンサは、それぞれ L_1, L_2 および C_1, C_2 である。本研究では、1次側電流の包絡線を制御対象とし、車両が送電側コイル上にある期間のみ、定電流振幅の交流電流を1次側コイルに供給する。この理由として、国際規格(IEC61980)において定められたワイヤレス給電システムにおける送電周波数が85kHzと高周波なためである⁽⁸⁾。85kHzの高周波電流の瞬時値を直接制御する場合、制御系に求められる制御帯域が高周波化する問題がある。そのため、本研究では、電流瞬時値ではなく、電流包絡線を制御することで定電流を供給する。

図3にS-S共振補償回路を用いたWPTシステムのT型等価回路を示す。本回路より、1次側電流の包絡線制御を行うためのプラントモデルを導出する。なお、簡単のため1次側

コイルと2次側コイルの内部抵抗は無視する。

各共振コンデンサは伝送周波数 ω において共振条件を満たすように設計する。

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

図3に示すよう2つのループを定めてキルヒホッフの電圧則を適用すると、(2)(3)式が得られる。

$$v_1 = \frac{1}{C_1} \int i_1(t) dt + (L_1 - L_M) \frac{di_1(t)}{dt} + L_M \left(\frac{di_1(t)}{dt} - \frac{di_2(t)}{dt} \right) \quad (2)$$

$$L_M \left(\frac{di_1(t)}{dt} - \frac{di_2(t)}{dt} \right) = (L_2 - L_M) \frac{di_2(t)}{dt} + \frac{1}{C_2} \int i_2(t) dt + R_{L2} i_2(t) \quad (3)$$

ここで、共振周波数が高いことから、 $1/(\omega_o^3)$ 以上の高次の項を無視することで以下の近似式が得られる⁽⁹⁾。

$$L_M \frac{di_2(t)}{dt} = L_M \left(\frac{di_2(t)}{dt} \cos(\omega_o t) - \omega_o I_2(t) \sin(\omega_o t) \right) \quad (4)$$

$$\approx \omega_o L_M I_2 \sin(\omega_o t)$$

(2)-(5)式より以下の式を導出できる。

$$V_1(t) = 2L_1 \frac{dI_1(t)}{dt} + \omega_o L_M I_2(t) \quad (6)$$

$$\omega_o L_M I_1(t) = 2L_2 \frac{dI_2(t)}{dt} + R_{L2} I_2(t) \quad (7)$$

(6)(7)式から $I_2(t)$ を消去すると、(8)式ようになる。

よって、(8)式をラプラス変換すると V_1 から I_1 の包絡線モデルは式(9)となる。

$$G(s) = \frac{\frac{1}{2L_1} s + \frac{R_{L2}}{4L_1 L_2}}{s^2 + \frac{R_{L2}}{2L_2} s + \frac{(\omega L_M)^2}{4L_1 L_2}} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{C_1} \int i_1(t) dt &= \frac{1}{C_1} \int I_1 \sin(\omega_o t) dt \\ &= \frac{-1}{\omega_o C_1} \left(I_1 \cos(\omega_o t) - \int \frac{dI_1(t)}{dt} \cos(\omega_o t) dt \right) \\ &= \frac{-1}{\omega_o C_1} \left\{ I_1 \cos(\omega_o t) - \frac{1}{\omega_o} \left(\frac{dI_1(t)}{dt} \sin(\omega_o t) - \int \frac{d^2 I_1(t)}{dt^2} \sin(\omega_o t) dt \right) \right\} \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{-1}{\omega_o C_1} \left[I_1 \cos(\omega_o t) - \frac{1}{\omega_o} \left\{ \frac{dI_1(t)}{dt} \sin(\omega_o t) + \frac{1}{\omega_o} \left(\frac{d^2 I_1(t)}{dt^2} \cos(\omega_o t) - \int \frac{d^3 I_1(t)}{dt^3} \cos(\omega_o t) dt \right) \right\} \right] \\ &= \frac{-1}{\omega_o C_1} I_1 \cos(\omega_o t) + \frac{1}{\omega_o^2 C_1} \frac{dI_1(t)}{dt} \sin(\omega_o t) - \frac{1}{\omega_o^3 C_1} \left(\frac{d^2 I_1(t)}{dt^2} \cos(\omega_o t) - \int \frac{d^3 I_1(t)}{dt^3} \cos(\omega_o t) dt \right) \\ &\approx \frac{-1}{\omega_o C_1} I_1 \cos(\omega_o t) + \frac{1}{\omega_o^2 C_1} \frac{dI_1(t)}{dt} \sin(\omega_o t) \end{aligned} \quad (8)$$

$$R_{L2} V_1 + 2L_2 \frac{dV_1(t)}{dt} = 4L_1 L_2 \frac{d^2 I_1(t)}{dt^2} + 2L_1 R_{L2} \frac{dI_1(t)}{dt} + (\omega_o L_M)^2 I_1(t) \quad (8)$$

ここで、(10)式の条件より、(11)式が本研究で使用するプラ
ントの伝達関数である。

$$L_M = k\sqrt{L_1 L_2} \quad (10)$$

$$L = L_1 = L_2$$

$$P(s) = \frac{2Ls + R_L}{4L^2 s^2 + 2LR_L s + L^2 \omega_o^2 k^2} \quad (11)$$

3. 外乱オブザーバの適用

コイルの位置ずれと結合係数の関係を図4に示す。EVが
時速 60 km で1次側コイル上を等速直線運動で通過する場
合の時間軸を図4の横軸(上)に示す。このグラフより、結
合係数の時間変化は高次の複雑な関数となっているが、結
合係数の時間変化は制御周期と比較して十分に遅いため、ス
テップ外乱とみなすことが出来る。そのため、ステップ外乱
に有効な1次ローパスフィルタ(LPF)を用いた0次外乱オブ
ザーバを適用する。図5にブロック線図を示す。外乱オブ
ザーバは(11)式に示す伝達関数の逆モデルと1次のLPFか
ら構成されている。ただし、ここで逆モデル内の結合係数と
して、ノミナル位置における結合係数 0.16を用いる。これ
により、ノミナルと実機の結合係数の差に応じた電圧誤差
を外乱として推定し、補償する。これによって、結合係数時
間変化に起因する電流指令値と実電流の誤差を低減する。

4. シミュレーション結果

本章ではシミュレーションにより、外乱オブザーバを適
用した走行中ワイヤレス給電システムの1次側包絡線電流
制御の検証を行う。表1にシミュレーションに用いたパラ
メータを示す。シミュレーションにおいて、結合係数の変動
を再現するため、(12)式により表されるガウス分布を用い
た。

図6(a)(b)(c)にシミュレーション結果を示す。図6(a)が結
合係数の変化、図6(b)及び(c)が電流振幅を示している。な
お、(c)は(b)の結果を縦軸方向に拡大したものである。図中
において、緑線が指令値、赤線がPI制御のみを適用した場
合の電流応答、青線が外乱オブザーバを適用した場合の電
流応答である。

$$f(x) = \frac{A}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left\{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right\} \quad (12)$$

$$\begin{cases} A = 12 \\ \sigma = 30 \\ \mu = 0 \\ -100 \leq x \leq 100 \end{cases}$$

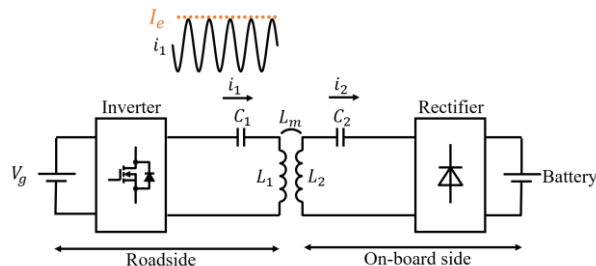


Fig. 2. WPT circuit diagram of SS resonance compensation circuit.

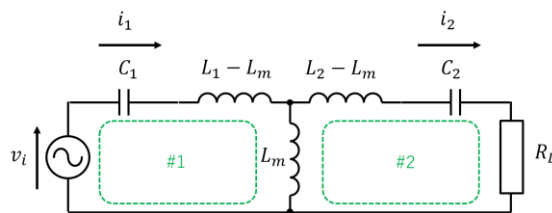


Fig. 3. T-type equivalent circuit.

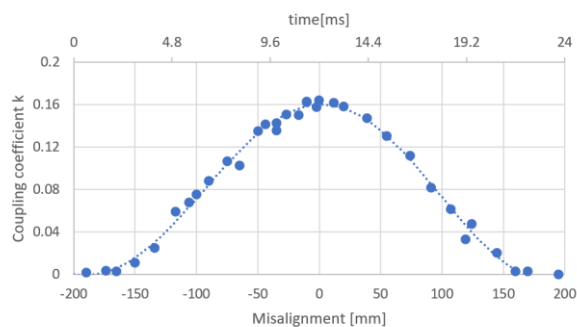


Fig. 4. Misalignment vs coupling coefficient.

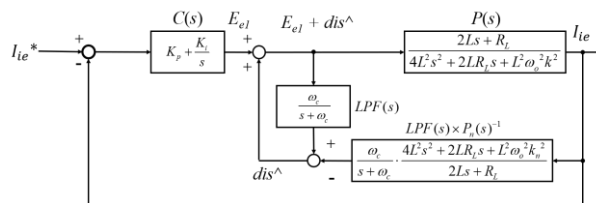


Fig. 5. Block diagram of the primary current control system.

Table 1. Simulation parameters.

Parameter	Symbol	Value
DC bus voltage	V_s	70 V
Resonant frequency	f_o	85 kHz
Load resistance	R_L	6.67 Ω
Transmitting coil	L_1, L_2	63.2 μH
ESR	R_1, R_2	0.15 Ω
Compensation Capacitor	C_1, C_2	55.4 nF
Mutual inductance	L_m	10.1 μF
Coupling coefficient	k	0.16

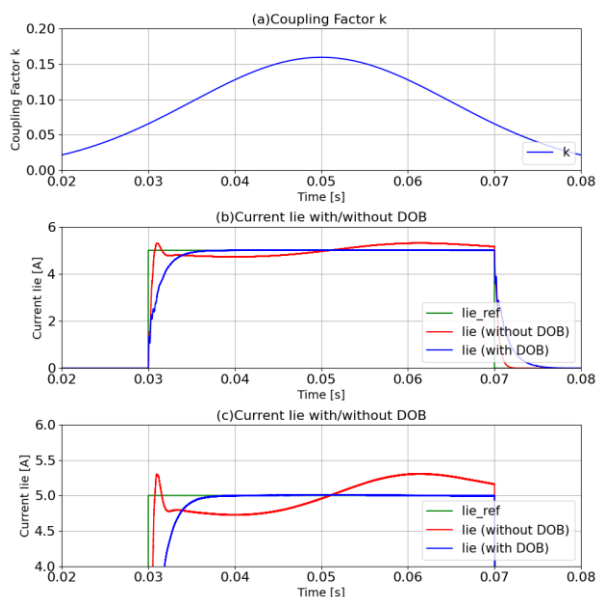


Fig. 6. Simulation waveform.

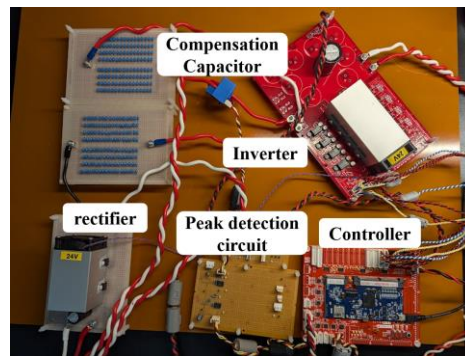
図 6 より、PI 制御を用いた場合には結合係数が時間変化するため、電流振幅指令値と実電流振幅で定常的に偏差が生じている。一方、外乱オブザーバを適用することで電流振幅は指令値にほぼ追従しており、電流振幅誤差の最大値を約 96% 低減した。

5. 実験結果

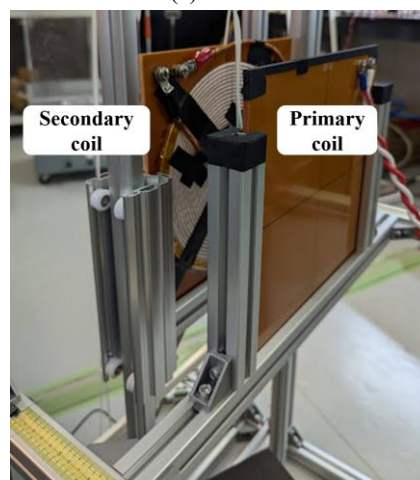
外乱オブザーバを用いた電流包絡線制御の有用性を検証するため、走行中ワイヤレスを模擬したミニモデルによる実機検証を行った。

図 7 に実験に使用した回路とコイル移動装置を示す。本回路は図 2 のバッテリーを負荷抵抗に置き換えた回路構成であり、回路パラメータは表 1 に示した値である。なお、共振回路と負荷のパラメータは要求される最大電力と直流バスの電源電圧をもとに最大効率となるように設計した⁽¹⁰⁾。走行中ワイヤレス給電における 2 次側コイルの移動を模擬するため、図 7(c) に示す装置を作成し、試験を行った。本試験では 1 次側コイルと 2 次側コイルを平行に配置し、1 次側コイルを固定した状態で、2 次側コイルをレールに沿って落下させることで、EV が 2 次側コイル上を通過する様子を模擬する。

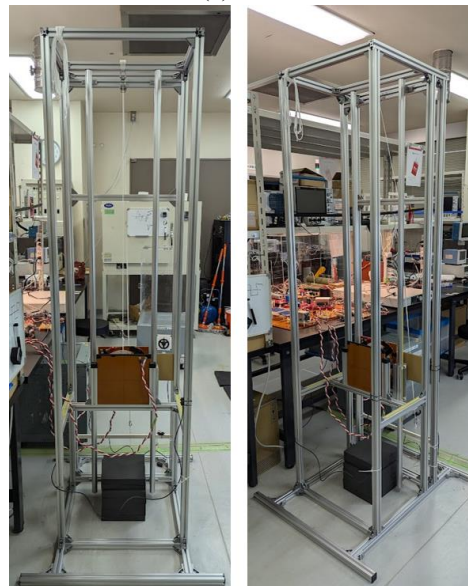
図 8 に実験結果を示す。図 8(a) が外乱オブザーバを適用しない場合の 1 次側電流、図 8(b) が適用した場合の 1 次側電流の波形である。また、赤い波形が電流振幅指令値である。外乱オブザーバを適用することで、電流指令値と実電流振幅の誤差の最大値を 75% 低減した。



(a) Circuit



(b) Coils



(c) Coil moving device.

Fig. 7. Experimental setup.

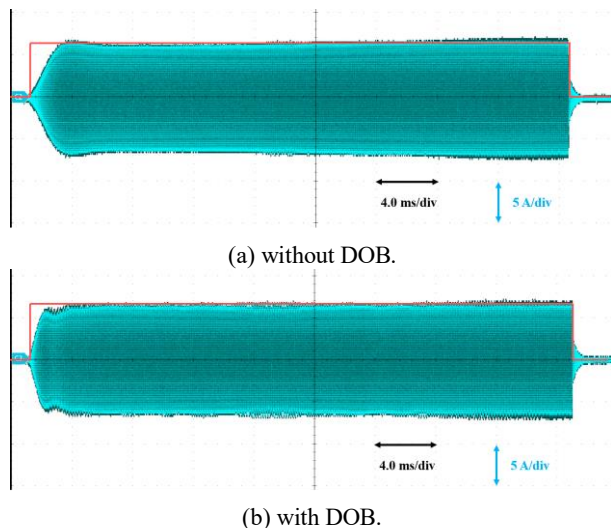


Fig. 8. Primary current waveform.

6. まとめ

走行中ワイヤレス給電システムでは、路面側の送電コイルと車載側の受電コイルの位置関係が時間変化し、これに伴ってコイル間の結合係数が変化する。結合係数が時間変化することで、プラントの特性が変化し、電流指令値と実電流の誤差が増加する問題がある。本研究では、ノミナルプラントの逆モデルを用いた外乱オブザーバを適用することで、電流指令値と実電流の誤差を低減する制御法を提案した。ミニモデルによる実機検証の結果、外乱オブザーバを適用することで電流指令値と実電流の誤差の最大値を 75 % 低減した。

文 献

- (1) Zhang, Zhen, et al. "Wireless power transfer—An overview." *IEEE transactions on industrial electronics* 66.2 (2018): 1044-1058.
- (2) Mahesh, Aganti, Bharatiraja Chokkalingam, and Lucian Mihet-Popa. "Inductive wireless power transfer charging for electric vehicles—a review." *IEEE access* 9 (2021): 137667-137713.
- (3) Feng, Hao, et al. "An LCC-compensated resonant converter optimized for robust reaction to large coupling variation in dynamic wireless power transfer." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63.10 (2016): 6591-6601.
- (4) 近藤美則, 加藤秀樹, 松橋啓介, 米澤健一: 乗用車の長期間の利用実態から見た電気自動車の利用可能性評価, *エネルギー・資源学会論文誌*, 32(5), pp.42-47, 2011.
- (5) 土屋依子, 伊藤史子, 田頭直人, 池谷知彦, 馬場健司: 自家用車の利用実態からみた電気自動車の地域別普及可能性, *都市計画論文誌*, 51(1), pp.46-57, 2016.
- (6) 西川和廣, 論説委員, and 国土交通省. "電気自動車 (EV) 普及が拓げる道路インフラの可能性への期待." *土木學會誌* 96.4 (2011): 43.
- (7) 大西公平. "外乱オブザーバによるロバスト・モーションコントロール." *日本ロボット学会誌* 11.4 (1993): 486-493.

- (8) International Electrotechnical Commission, *IEC 61980-1: Electric vehicle wireless power transfer (WPT) systems - Part 1: General requirements*. 2020.
- (9) T. Hamada, T. Fujita and H. Fujimoto, "Fast Start-Up Control of Both Side Current Without Overshoot Focusing on Rectification Timing for Dynamic Wireless Power Transfer Systems," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, vol. 5, no. 3, pp. 1039-1047, July 2024, doi: 10.1109/JESTIE.2023.3288476.
- (10) Bosshard, Roman, et al. "Modeling and Pareto Optimization of Inductive Power Transfer Coils for Electric Vehicles." *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 3.1 (2014): 50-64.