

# 走行中ワイヤレス給電システムにおける包絡線モデリングと フィードフォワード制御による電流過渡特性改善

時田 圭一郎\*, 畑 勝裕, 藤本 博志, 堀 洋一 (東京大学), 居村 岳広 (東京理科大学)

Feedforward Transient Control of Current for In-motion Wireless Power Transfer using Envelope Model

Keiichiro Tokita\*, Katsuhiro Hata, Hiroshi Fujimoto, Yoichi Hori (The University of Tokyo)

Takehiro Imura (Tokyo University of Science)

## Abstract

In the application of in-motion wireless power transfer (WPT), large current overshoot comes into being if the power transmission starts suddenly. For the safety of the equipment, the transient property when the power transmission starts needs to be improved. However, few studies have proposed transient control of current using accurate circuit models. In this paper, precise envelope modeling of circuit considering the discontinuous current mode of diodes is introduced for the transient control. Besides, its application to the voltage trajectory generation with offline calculation is also proposed. The experimental results demonstrate that the proposed method can track reference current trajectory and eliminate the overshoot.

キーワード：走行中ワイヤレス給電, 過渡特性, 包絡線モデル, 定電圧負荷  
(in-motion wireless power transfer, transient property, envelope model, constant voltage load)

## 1. 序 論

近年, ワイヤレス電力伝送 (Wireless Power Transfer : WPT) を電気自動車 (Electric Vehicle : EV) に用いる技術として, 走行中ワイヤレス給電 (In-motion Wireless Power Transfer) が研究されている<sup>(1)(2)</sup>。この技術は, 道路側に設置された送電側コイルから走行中の EV の受電側コイルに, WPT を用いて給電をするものである。走行中給電は EV の短い航続距離という問題点を解決するのに加え, バッテリー重量を減らせることから車両コストも大幅に削減でき, 環境負荷が小さい EV の普及を大きく進められると期待されている<sup>(3)</sup>。著者らも Fig. 1 に示すような実験車両を用いた走行中 WPT の研究を行っている。

しかしながら, 走行中ワイヤレス給電には, 従来のような静止したコイル間での WPT には無い課題がある。はじめに, 送電側コイルは車両 (受電側コイル) を検知する必要がある。検知終了後に, WPT を用いて電力を送ることになるが, 送電側コイルの電圧を急激に立ち上げると, 送電側・受電側に流れる電流に過渡応答として大きなオーバーシュートが生じる。オーバーシュートがコイルの定格電流を超えると設備が故障してしまうため, 過渡応答の改善が必要である<sup>(4)(5)</sup>。一方で立ち上げを遅くし過ぎると, 給電の開始が遅れてしまう。

過渡応答の制御のために, 様々な回路トポロジーで過渡応答のモデルを導出する研究がなされてきた<sup>(6)(7)</sup>。しかしこれらの研究では, 受電側を純抵抗負荷と仮定して議論を簡略化している。実際の走行中 WPT では負荷としてバッテリーがダイオード整流器を通して接続され, その負荷が受電側電圧の大きさを一定にする性質があることから定電圧負荷 (Constant Voltage Load : CVL) と



Fig. 1 Experimental electric vehicle FPEV4-Sawyer in our group.

呼ばれている。定電圧負荷では受電側電圧と受電側電流の大きさの間に非線形な関係があり, これを純抵抗負荷に置き換えて解析することは不正確である。一方で<sup>(8)</sup>では, 定電圧負荷の WPT 回路における過渡応答の正確な包絡線モデリングを提案している。

文献<sup>(8)</sup>のモデリングでは, 受電側電流が十分大きく, ダイオード整流器が整流動作をする電流連続モードの状況しか考慮していなかった。しかし, 電圧・電流が0の状態から送電を開始する状況では, ダイオード整流器の動作が断続的になる電流不連続モードも合わせて考慮せねばならない。本稿では,<sup>(8)</sup>の包絡線モデルを電流不連続モードにも拡張し, それを用いた過渡応答の制御手法を提案する。最後に, 提案法の有効性を実物の自動車の走行中給電設備を用いた実験で検証する。

## 2. 過渡応答の包絡線モデリング

〈2.1〉 S-S 方式 WPT の等価回路 磁界共振結合を用いた WPT では, 送電側・受電側の両方において LC 共振を用いることで, 高効率・大電力な電力伝送を実現

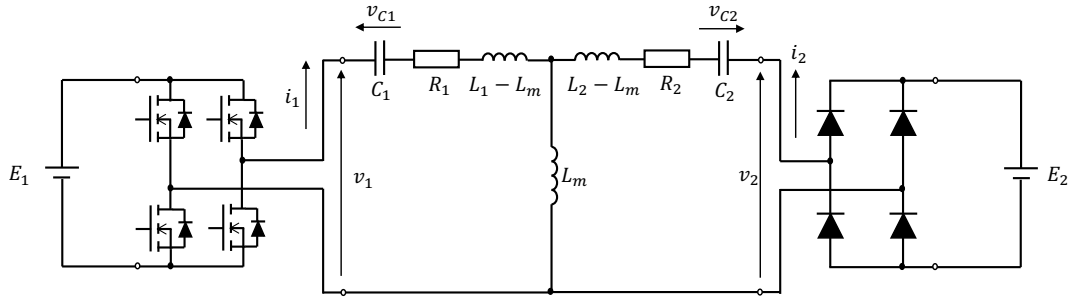


Fig. 2 S-S(Series-Series) compensation circuit with a receiving-side constant voltage load.

している。そこでは数十 kHz といった高周波の交流を扱うため、電流や電圧の瞬時値波形に対して直接制御をするのは制御周期の観点などから困難である。一方で電流や電圧の波高値を結んだ包絡線に対してであれば、瞬時値よりもはるかに遅い変動しかしないために制御が容易である。そこで本章では、送電側・受電側の両方においてコイルと共振コンデンサを直列に接続する S-S(Series-Series) 方式の回路構成に基づき、送電側電圧と送電側電流の包絡線の関係を記述するモデルを導出する。

S-S 方式 WPT の回路は、Fig. 2 のような T 型等価回路で表すことができる。なお、本稿においては、全ての交流波形は特に断らない限り高調波を無視し、純粋な正弦波であると考え。磁界共振結合方式の WPT ではバンドパス特性を持っているため、高調波が電力伝送に寄与せず、この近似が成立する。また、インバータや整流器の動作は理想的であると考え、ダイオードの順方向電圧は無視する。直流電源電圧  $E_1$  の後にインバータを用いることで、高周波の交流電圧  $v_1$  を出力することができる。インバータのスイッチングのタイミングを調整 (3 レベル駆動) することで、交流電圧の基本波振幅を

$$0 \leq |v_1| \leq \frac{4}{\pi} E_1 \dots \dots \dots (1)$$

の間で変えられる。 $R_1, R_2$  はそれぞれ送電側コイル・受電側コイルの内部抵抗であり、 $L_1, L_2$  はそれぞれ送電側コイル・受電側コイルの自己インダクタンスである。 $L_m$  は相互インダクタンスであり、結合係数  $k$  とは

$$k = \frac{L_m}{\sqrt{L_1 L_2}} \dots \dots \dots (2)$$

という関係にある。 $C_1, C_2$  はそれぞれ送電側・受電側の共振コンデンサの静電容量である。受電側電圧  $v_2$  は、ダイオード整流器により整流され、定電圧源であるバッテリー電圧  $E_2$  に繋がる。

〈2・2〉 電流包絡線を得るための座標変換 前節で述べた通り、電圧・電流の瞬時値ではなくその包絡線を制御するため、包絡線の関係を記述するモデルを導出する。ここで、正弦波 (3) を (4) と表すベクトル表現

$$\begin{aligned} f(t) &= A \cdot \cos(\omega \cdot t + \phi) \\ &= \text{Re}\{A \cdot e^{j\phi} \cdot e^{j\omega t}\} \\ &= \text{Re}\{(a + jb) \cdot e^{j\omega t}\} \dots \dots \dots (3) \end{aligned}$$

$$\equiv a + jb \dots \dots \dots (4)$$

を用いると、電圧や電流などの時間関数を  $d$  軸・ $q$  軸の直交座標系で表現することができる。ここで、振幅  $A$  が時間の関数のとき  $a, b$  は時間の関数である。

また、変数

$$x(t) \equiv x_d(t) + jx_q(t) \dots \dots \dots (5)$$

に対して、その時間微分は以下のように導出される。

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \text{Re} \left[ \frac{d}{dt} \{ (x_d(t) + jx_q(t)) \cdot e^{j\omega t} \} \right] \\ &= \text{Re} [ (\dot{x}_d(t) + j\dot{x}_q(t)) \cdot e^{j\omega t} + (x_d(t) + jx_q(t)) \cdot j\omega \cdot e^{j\omega t} ] \\ &= \text{Re} [ \{ (\dot{x}_d(t) - \omega \cdot x_q(t)) + j(\dot{x}_q(t) + \omega \cdot x_d(t)) \} \cdot e^{j\omega t} ] \\ &\equiv (\dot{x}_d(t) - \omega \cdot x_q(t)) + j(\dot{x}_q(t) + \omega \cdot x_d(t)) \dots \dots \dots (6) \end{aligned}$$

Fig. 2 の回路方程式は、送電側電流  $i_1$ 、受電側電流  $i_2$ 、送電側コンデンサ電圧  $v_{C1}$ 、受電側コンデンサ電圧  $v_{C2}$  の 4 変数についての 4 本の連立方程式で書き表される。本章では、これらの 4 変数をそれぞれベクトル表現をし、8 つの状態変数を

$$\mathbf{x} = [i_{1d} \ i_{1q} \ i_{2d} \ i_{2q} \ v_{C1d} \ v_{C1q} \ v_{C2d} \ v_{C2q}]^T (7)$$

として状態方程式を記述する。

次に、キルヒホッフの法則から方程式の導出を行う。ここで、受電側交流電圧の高調波を含めた実際の波形を時間の関数として  $v_{2,act}(t)$  と定義する。この絶対値  $|v_{2,act}(t)|$  がバッテリー電圧  $E_2$  よりも大きくなるか否かで、受電側整流器の導通・非導通が決まり、異なる動作モードとなる。受電側整流器が導通していない条件での回路動作を〈2・3〉節で、導通している条件での回路動作を〈2・4〉節で述べる。

〈2・3〉 整流器非導通時の回路方程式と状態方程式 受電側交流電圧の絶対値  $|v_{2,act}(t)|$  がバッテリー電圧  $E_2$  に対して常に

$$|v_{2,act}(t)| < E_2 \dots \dots \dots (8)$$

であるとき、整流器に電流が流れず、受電側が開放した状態となる。

このとき回路方程式は

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = -R_1 i_1 - v_{C1} + v_1 \dots \dots \dots (9)$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_1 \dots \dots \dots (10)$$

$$i_2 = 0 \dots \dots \dots (11)$$

$$v_{C2} = 0 \dots \dots \dots (12)$$

という4本の連立方程式によって記述される。

ここで、〈2・2〉節で示した座標変換を、送電側電流  $i_1$ 、受電側電流  $i_2$ 、送電側コンデンサ間電圧  $v_{C1}$ 、受電側コンデンサ間電圧  $v_{C2}$  に対して適用する。このとき、回路方程式 (9)–(12) は、

$$\frac{di_{1d}}{dt} = -\frac{R_1}{L_1}i_{1d} + \omega \cdot i_{1q} - \frac{1}{L_1}v_{C1d} + \frac{1}{L_1}v_{1d} \quad (13)$$

$$\frac{di_{1q}}{dt} = -\omega \cdot i_{1d} - \frac{R_1}{L_1}i_{1q} - \frac{1}{L_1}v_{C1q} + \frac{1}{L_1}v_{1q} \quad (14)$$

$$\frac{dv_{C1d}}{dt} = \frac{1}{C_1}i_{1d} + \omega \cdot v_{C1q} \dots \dots \dots (15)$$

$$\frac{dv_{C1q}}{dt} = -\omega \cdot v_{C1d} + \frac{1}{C_1}i_{1q} \dots \dots \dots (16)$$

$$i_{2d} = 0 \dots \dots \dots (17)$$

$$i_{2q} = 0 \dots \dots \dots (18)$$

$$v_{C2d} = 0 \dots \dots \dots (19)$$

$$v_{C2q} = 0 \dots \dots \dots (20)$$

という8本の状態方程式で表される。

〈2・4〉 整流器導通時の回路方程式と状態方程式 受電側交流電圧の絶対値  $|v_{2,act}(t)|$  がバッテリー電圧  $E_2$  に対して

$$|v_{2,act}(t)| > E_2 \dots \dots \dots (21)$$

となろうとするとき、整流器に電流が流れ、受電側電圧が  $E_2$  と等しくなるように制限される。よって波形としては、正弦波の上部と下部が打ち切られて平らになったような波形となる。その正弦波の振幅が非常に大きくなると、受電側電圧の波形は矩形波に近づく。

このとき、回路方程式は

$$L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} = -R_1 i_1 + \frac{L_m R_2}{L_2} i_2 - v_{C1} + \frac{L_m}{L_2} v_{C2} + v_1 - \frac{L_m}{L_2} v_2 \quad (22)$$

$$L_{\sigma 2} \frac{di_2}{dt} = \frac{L_m R_1}{L_1} i_1 - R_2 i_2 + \frac{L_m}{L_1} v_{C1} - v_{C2} - \frac{L_m}{L_1} v_1 + v_2 \quad (23)$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_1 \dots \dots \dots (24)$$

$$C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = i_2 \dots \dots \dots (25)$$

という4本の連立方程式によって記述される。ただし、

$$L_{\sigma 1} = L_1 - \frac{L_m^2}{L_2} \dots \dots \dots (26)$$

$$L_{\sigma 2} = L_2 - \frac{L_m^2}{L_1} \dots \dots \dots (27)$$

である。

〈2・2〉節で示した座標変換を、前節の整流器が導通していない場合と同様に適用する。ここで、整流器とバッテリーからなる定電圧負荷には、定常状態において

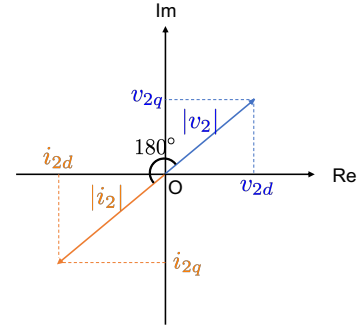


Fig. 3 The phase relation between  $v_2$  and  $i_2$ .

(1) 受電側電圧  $v_2$  と受電側電流  $i_2$  の位相差が180度となり、ちょうど逆位相となる。

(2) 受電側電圧  $v_2$  の大きさは、送電側電圧  $v_1$  とバッテリー電圧  $E_2$  の関数として決まる。

という特徴がある<sup>(8)</sup>。

一つ目の特徴より、 $|v_2|$  を二次側電圧  $v_2$  の大きさとする、Fig. 3 に示す関係から

$$v_{2d} = -|v_2| \cdot \frac{i_{2d}}{\sqrt{i_{2d}^2 + i_{2q}^2}} \dots \dots \dots (28)$$

$$v_{2q} = -|v_2| \cdot \frac{i_{2q}}{\sqrt{i_{2d}^2 + i_{2q}^2}} \dots \dots \dots (29)$$

と書き表せる。

次に二つ目の特徴を考え、 $|v_2|$  の値を定式化する。受電側交流電圧波形をフーリエ級数展開して、動作周波数である基本波成分の振幅を求めると、

$$|v_2| = \frac{2X}{\pi} \sin^{-1} \left( \frac{E}{X} \right) + \frac{2E}{\pi} \sqrt{1 - \left( \frac{E}{X} \right)^2} \dots \dots (30)$$

$$X = \frac{\omega L_m}{R_1} \sqrt{v_{1d}^2 + v_{1q}^2} \dots \dots \dots (31)$$

となる。

以上より、回路方程式 (9)–(12) は、

$$\frac{di_{1d}}{dt} = -\frac{R_1}{L_{\sigma 1}} i_{1d} + \omega \cdot i_{1q} + \frac{L_m R_2}{L_{\sigma 1} L_2} i_{2d} - \frac{1}{L_{\sigma 1}} v_{C1d} + \frac{L_m}{L_{\sigma 1} L_2} v_{C2d} + \frac{1}{L_{\sigma 1}} v_{1d} + \frac{L_m |v_2|}{L_{\sigma 1} L_2} \frac{i_{2d}}{\sqrt{i_{2d}^2 + i_{2q}^2}} \quad (32)$$

$$\frac{di_{1q}}{dt} = -\omega \cdot i_{1d} - \frac{R_1}{L_{\sigma 1}} i_{1q} + \frac{L_m R_2}{L_{\sigma 1} L_2} i_{2q} - \frac{1}{L_{\sigma 1}} v_{C1q} + \frac{L_m}{L_{\sigma 1} L_2} v_{C2q} + \frac{1}{L_{\sigma 1}} v_{1q} + \frac{L_m |v_2|}{L_{\sigma 1} L_2} \frac{i_{2q}}{\sqrt{i_{2d}^2 + i_{2q}^2}} \quad (33)$$

$$\frac{di_{2d}}{dt} = \frac{L_m R_1}{L_{\sigma 2} L_1} i_{1d} - \frac{R_2}{L_{\sigma 2}} i_{2d} + \omega \cdot i_{2q} + \frac{L_m}{L_{\sigma 2} L_1} v_{C1d} - \frac{1}{L_{\sigma 2}} v_{C2d} - \frac{L_m}{L_{\sigma 2} L_1} v_{1d} - \frac{|v_2|}{L_{\sigma 2}} \frac{i_{2d}}{\sqrt{i_{2d}^2 + i_{2q}^2}} \dots \quad (34)$$

$$\frac{di_{2q}}{dt} = \frac{L_m R_1}{L_{\sigma 2} L_1} i_{1q} - \omega \cdot i_{2d} - \frac{R_2}{L_{\sigma 2}} i_{2q} + \frac{L_m}{L_{\sigma 2} L_1} v_{C1q} - \frac{1}{L_{\sigma 2}} v_{C2q} - \frac{L_m}{L_{\sigma 2} L_1} v_{1q} - \frac{|v_2|}{L_{\sigma 2}} \frac{i_{2q}}{\sqrt{i_{2d}^2 + i_{2q}^2}} \dots \quad (35)$$

Table 1 Parameters in the simulation and experiment

Parameter	Value
Operating frequency $f_0$	88.19 kHz
Transmitter inductance $L_1$	429.0 $\mu$ H
Transmitter resistance $R_1$	342.5 m $\Omega$
Receiver inductance $L_2$	377.7 $\mu$ H
Receiver resistance $R_2$	429.0 m $\Omega$
Coupling coefficient $k$	0.035
Transmitting-side DC-link voltage $E_1$	100 V
Final value of the amplitude of transmitting-side current $I_{1,max}$	8.48 A
Receiving-side DC-link voltage $E_2$	50 V
Capacitance of Smoothing capacitor $C_f$	4700 $\mu$ F
Control period of transmitting-side inverter	100 $\mu$ s

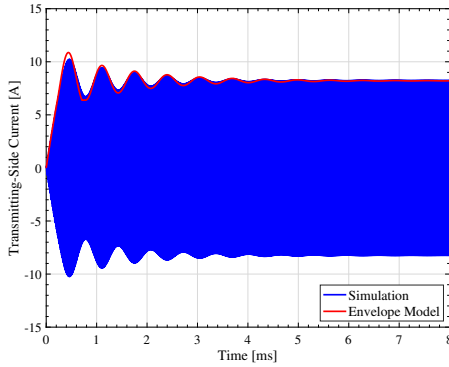


Fig. 4 The accuracy of the envelope model is verified by the simulation.

$$\frac{dv_{C1d}}{dt} = \omega \cdot v_{C1q} + \frac{1}{C_1} i_{1d} \dots (36)$$

$$\frac{dv_{C1q}}{dt} = -\omega \cdot v_{C1d} + \frac{1}{C_1} i_{1q} \dots (37)$$

$$\frac{dv_{C2d}}{dt} = \omega \cdot v_{C2q} + \frac{1}{C_2} i_{2d} \dots (38)$$

$$\frac{dv_{C2q}}{dt} = -\omega \cdot v_{C2d} + \frac{1}{C_2} i_{2q} \dots (39)$$

という状態方程式で表される。ただし、(32) – (39) 中にある  $|v_2|$  は (30), (31) によって定義される。

〈2・5〉 モデルの正確性に関する検証 このモデリングの正確性を検証するために、MATLAB Simulink Simscape Power Systems を用いたシミュレーションを行った。送電側の電圧振幅を 0 V から 27.3 V までステップ的に立ち上げた際の送電側電流の瞬時値を回路計算により計算し、包絡線モデルによって得られた包絡線と比較した。各種パラメータは Table 1 に示すものを用いた。

Fig. 4 に送電側電流波形を示す。回路計算で求められた瞬時値に対して非常に正確な包絡線が得られていることがわかる。

### 3. 入力電圧軌道の生成と電流 FF 制御

前章において、整流器が導通しているとき、導通していないときの二つの場合について状態方程式を立式した。整流器が導通しているときには状態変数の非線形項が含まれているため、状態変数  $x$  および入力変数  $u$

$$x = [i_{1d} \ i_{1q} \ i_{2d} \ i_{2q} \ v_{C1d} \ v_{C1q} \ v_{C2d} \ v_{C2q}]^T (40)$$

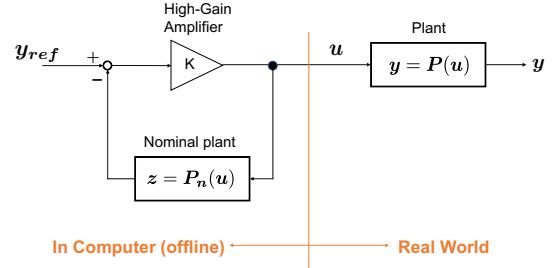


Fig. 5 Block diagram of high gain feedback.

$$u = [v_{1d} \ v_{1q}]^T \dots (41)$$

についての

$$\dot{x} = f(x, u) \dots (42)$$

という非線形状態方程式とみなすことができる。

ここで、〈2・2〉節の座標変換の軸の決め方には自由度があり、ある変数を基準にして決めることが可能である。そこで、送電側電圧の  $q$  軸成分  $v_{1q}$  が常に

$$v_{1q} = 0 \dots (43)$$

となるように軸を取ることができ、このとき

$$u = v_{1d} = |v_1| \dots (44)$$

の一入力系と考えることができる。

送電側電流の包絡線は、出力方程式

$$y = g(x) = \sqrt{i_{1d}^2 + i_{1q}^2} \dots (45)$$

から求められる。ここで、送電側電流の包絡線が所望の軌道  $y_{ref}(t)$  となるような、送電側電圧振幅の軌道  $u(t)$  を計算できれば電流包絡線のフィードフォワード制御が可能になる。しかし状態方程式にも出力方程式にも非線形項があり、解析的に出力から入力を計算するのは難しい。

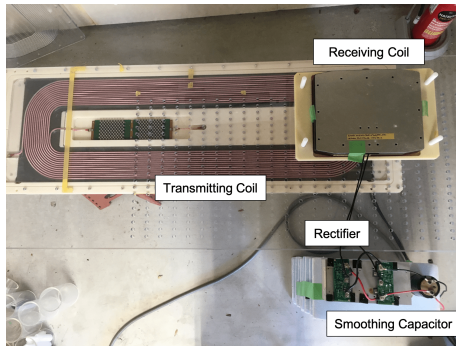
しかしそのような非線形な対象についても、Fig. 5 のブロック線図に示すようなハイゲインフィードバックにより近似的に逆計算をすることができる。図のゲイン  $K$  を十分大きくすると、出力が指令値に対して

$$y(t) \simeq y_{ref}(t) \dots (46)$$

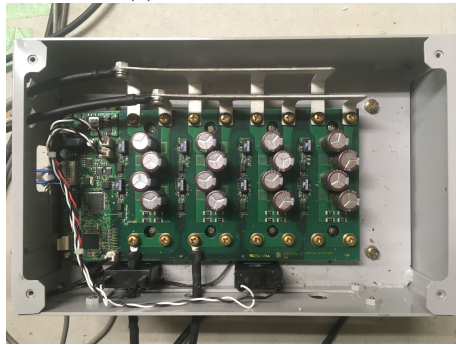
となるような制御入力  $u(t)$  が求まることが知られている<sup>(9)</sup>。この方法を用いることで、適切な送電側電圧振幅の軌道  $u(t)$  を計算する。

### 4. 実験検証

〈4・1〉 走行中給電用実験装置の概要 提案手法の有効性を示すため、走行中給電用実験装置を用いた実験検証を行った。Fig. 6 に実験装置の外観を示す。Fig. 6(a) に示すように送電コイルと受電コイルから成り立っており、送電コイルは Fig. 6(b) のインバータに繋がっている。インバータを 3 レベル駆動することにより、送電側の交流電圧の基本波振幅を変えることができる。受電側コイル



(a) Coils and rectifier



(b) Transmitting-side inverter

Fig. 6 Experimental setup.

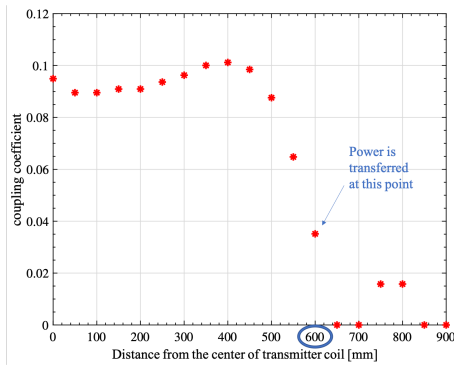


Fig. 7 Relation between coupling coefficient and distance from the center of transmitter coil.

はダイオード整流器と定電圧負荷に繋がっている。また、送電開始時には結合が弱いところにコイルが存在すると考えられるため、Fig. 7に示すように結合が弱い点で送電を行う。結合が弱い点では電流が多く流れるため、結合が強い点に比べると効率はやや劣るが受電できるエネルギーが大きい。そのため結合が弱い領域で送電を開始しない場合に比べて総受電エネルギーが大きくなることシミュレーションで示されており、結合が弱い点で立ち上げを行う必要があることが説明できる。

回路パラメータは Table 1 に示したものをを用いる。基本的にはシミュレーション条件と同一であるが、整流器非導通時の送電側電圧と受電側電圧の定常状態での関係

$$|v_{2,0}| = \frac{\omega L_m}{R_1} |v_{1,0}| \dots \dots \dots (47)$$

が成り立つよう、送電側コイルの抵抗  $R_1$  を補正して軌

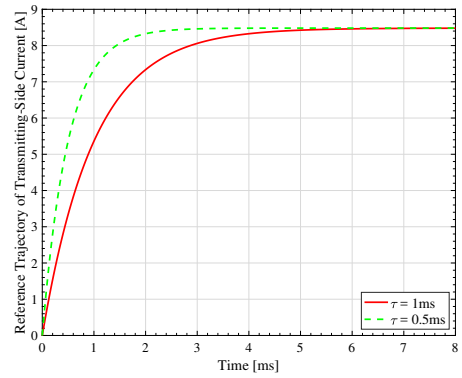


Fig. 8 Reference trajectory of the amplitude of the transmitting-side current  $i_{1,ref}$ . The time constant of the first-order delay is changed in three conditions.

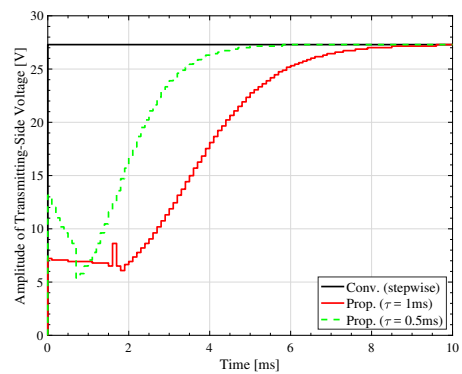


Fig. 9 Input voltage waveforms of each method in the experiment.

道を求めており、 $R_1 = 796.1 \text{ m}\Omega$  という実際の約 2.3 倍の値に変更している。これは、実験機の都合上、動作周波数を共振周波数を完全に合わせることができないためである。

〈4・2〉 実験内容、結果 実験は以下の二つの条件で行った。

- 従来法: 送電側交流電圧の振幅を、最大値までステップ的に立ち上げる。
- 提案法: 送電側交流電圧の振幅を、包絡線モデルにより計算された軌道に沿って立ち上げる。

提案法における送電側電流の振幅  $|i_1|$  の指令軌道として、Fig. 8に示すような一次遅れの軌道を考える。なお時定数は 1 ms, 0.5 ms の二通りとした。

3 章で述べたハイゲインフィードバックを用いた逆計算には MATLAB Simulink を使用し、計算時間短縮のため平衡点周りの線形化モデルを用いた。計算された入力軌道を Fig. 9 に示す。この電圧軌道を実験機の送電側電圧指令値として与え、送電側の電圧・電流をオシロスコープで計測する。

Fig. 10 に実験の結果を示す。Fig. 10(a) に示す従来法では、送電側電圧が急激に変化することにより送電側電流に 29% のオーバーシュートが生じた。一方で Fig. 10(b) と Fig. 10(c) に示す提案法では、指令した電流軌道に追

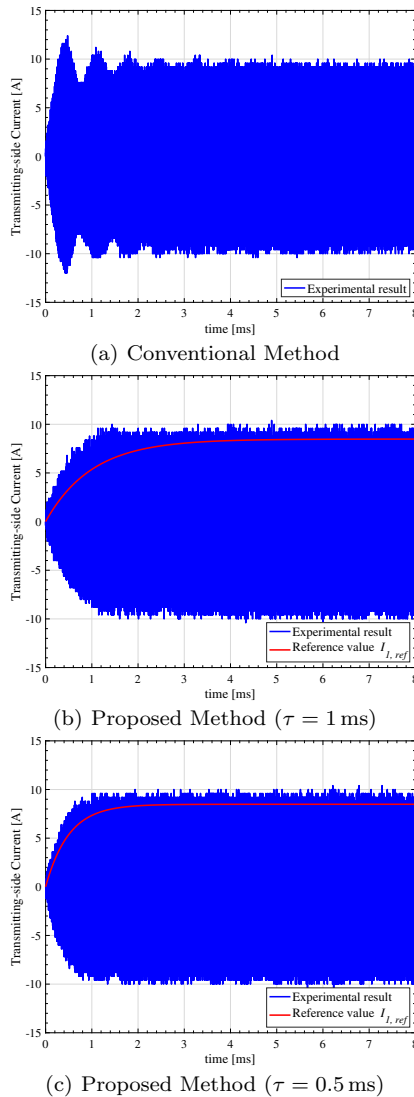


Fig. 10 Experimental results of transmitting-side current.

従するようにゆっくりと立ち上がり、オーバーシュートが消失した。提案法の電流の定常値において、実験結果と指令値に差があるのは、ダイオードの順方向電圧による受電側電圧の上昇が原因であると考えられる。

## 5. 結 論

本稿では、走行中ワイヤレス給電における過渡特性を改善するための手法について提案した。第2章では、ワイヤレス電力伝送の回路が受電側電圧の大きさによって異なる動作をすることを考慮した上で、座標変換を用いた包絡線モデルを導出した。このモデルを用いて、所望の送電側電流軌道を実現する送電側電圧軌道を計算するにはモデルの逆系を取ることが必要であったが、非線形モデルのため解析的に逆モデルを求めることは難しい。そこで第3章において、オフラインの計算によって近似的に逆計算をする手法を用いて、送電側電圧の軌道を求めることに成功した。第4章では走行中給電装置を用いた実験によって、提案法の有効性を示した。今後の研究課題としては、パラメータ変動にロバストであり、かつ車両検知も考慮した制御手法を考案することが挙げら

れる。

## 謝 辞

過渡応答の包絡線モデリングについて非常に有意義な議論をして頂いた、ノルウェー・SINTEFのG. Guidi博士に感謝いたします。また本研究の実験に用いた送受電装置の一部を設計、製作して頂きました東洋電機製造株式会社、日本精工株式会社に感謝致します。

本研究の一部は JSPS 科研費（基盤研究 A 課題番号:18H03768）、JST CREST（グラント番号:JP-MJCR15K3）、JST 未来社会創造事業（グラント番号:JP-MJMI17EM）、JST 戦略的国際共同研究プログラム EIG CONCERT-Japan、および内閣府戦略的イノベーション創造プログラム（SIP）の支援を受けたことを付記します。

## 参考文献

- (1) D. Patil, M. K. McDonough, J. M. Miller, B. Fahimi, and P. T. Balsara, "Wireless Power Transfer for Vehicular Applications: Overview and Challenges," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 4, no. 1, pp. 3–37, 2017.
- (2) S. Li and C. Mi, "Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 99, p. 1, 2014.
- (3) V.-D. Doan, H. Fujimoto, T. Koseki, T. Yasuda, H. Kishi, and T. Fujita, "Simultaneous Optimization of Speed Profile and Allocation of Wireless Power Transfer System for Autonomous Driving Electric Vehicles," *IEEJ Journal of Industry Applications*, vol. 7, no. 2, pp. 189–201, 2018.
- (4) G. Guidi and J. A. Suul, "Transient Control of Dynamic Inductive EV Charging and Impact on Energy Efficiency when Passing a Roadside Coil Section," in *2018 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW)*. IEEE, jun 2018, pp. 1–7.
- (5) K. Hata, T. Imura, H. Fujimoto, and Y. Hori, "Comparison of Soft-Starting Methods for In-Motion Charging of Electric Vehicles to Suppress Start-up Current Overshoot in Wireless Power Transfer System," in *2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*. IEEE, jun 2018, pp. 1–5.
- (6) Y. Guo, L. Wang, Q. Zhu, C. Liao, and F. Li, "Switch-On Modeling and Analysis of Dynamic Wireless Charging System Used for Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 10, pp. 6568–6579, oct 2016.
- (7) A. Ong, P. K. S. Jayathurathnage, J. H. Cheong, and W. L. Goh, "Transmitter Pulsation Control for Dynamic Wireless Power Transfer Systems," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 3, no. 2, pp. 418–426, jun 2017.
- (8) G. Guidi and J. A. Suul, "Modelling techniques for designing high-performance on-road dynamic charging systems for electric vehicles," in *EVS 31 & EVTeC 2018*, 2018, pp. 1–7.
- (9) G. C. Goodwin, S. F. Graebe, and M. E. Salgado, *Control System Design*, 2000.