

# 走行中ワイヤレス給電システムにおける 送電側電流包絡線モデルに基づく過渡応答制御

学生員 時田 圭一郎<sup>\*a)</sup> 正員 畑 勝裕<sup>\*</sup> 正員 居村 岳広<sup>\*\*</sup>  
上級会員 藤本 博志<sup>\*</sup> フェロー 堀 洋一<sup>\*</sup>

## Transient Control Based on Transmitter Current Envelope Model for In-motion Wireless Power Transfer

Keiichiro Tokita<sup>\*a)</sup>, Student Member, Katsuhiro Hata<sup>\*</sup>, Member, Takehiro Imura<sup>\*\*</sup>, Member,  
Hiroshi Fujimoto<sup>\*</sup>, Senior Member, Yoichi Hori<sup>\*</sup>, Fellow

In-motion wireless power transfer (WPT) is expected to solve many problems of electric vehicles (EVs). In order to transfer a large amount of energy to vehicles running at high speed, quick-start charging is needed. However, the sudden starting of the power transmission causes a large current overshoot, which damages the equipment of the WPT system. Therefore, it is commonly thought that the transient property of current must be improved. However, a transient control method with an accurate circuit model for EV applications is yet to be developed. Here, we propose a novel control method using the envelope model of the transient response. We applied the precise envelope model with d-q conversion to the starting of the power transmission considering the different modes of diodes. By calculating the inversion of the circuit model, the input voltage trajectory that achieves the desired current trajectory was theoretically obtained. Finally, the proposed method enabled quick-start charging without causing any current overshoot. This method is expected to be an essential technique for the practical use of in-motion WPT.

**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

**Keywords**: in-motion wireless power transfer, transient property, envelope model, constant voltage load

## 1. 序 論

近年，電力を無線で送るワイヤレス電力伝送（Wireless Power Transfer：WPT）に関する研究が多く行われている。中でも 2007 年に発表された磁界共振結合方式は，大きなエアギャップでも高効率・大電力で伝送を行うことができ，横方向の位置ずれにも強いという特徴がある<sup>(1)(2)</sup>。この特徴を活かして，WPT を電気自動車（Electric Vehicle：EV）の給電に用いる走行中ワイヤレス給電（In-motion Wireless Power Transfer）が研究されている<sup>(3)(4)(5)</sup>。走行中給電は，EV の一充電あたり航続距離が短いという問題を根本的に解



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

決するのに加え，車載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 の普及をより進められると期待されている<sup>(6)(7)</sup>。著者らも Fig. 1 に示す，走行中 WPT に対応したワイヤレスインホイールモータを搭載した実験車両を用いた研究を行っている<sup>(8)</sup>。

しかしながら走行中ワイヤレス給電には，静止したコイル間での WPT には無い課題がある。例えば高速道路を 100 km/h で走行する自動車に対して長さ 1.5 m の送電コイ

a) Correspondence to: tokita.keiichiro18@ae.k.u-tokyo.ac.jp

<sup>\*</sup> 東京大学

〒 277-8561 千葉県柏市柏の葉 5-1-5

The University of Tokyo

5-1-5, Kashiwanoha, Kashiwa, Chiba, 277-8561, Japan

<sup>\*\*</sup> 東京理科大学

〒 278-8510 千葉県野田市山崎 2641

Tokyo University of Science

2641, Yamazaki, Noda, Chiba, 278-8510, Japan

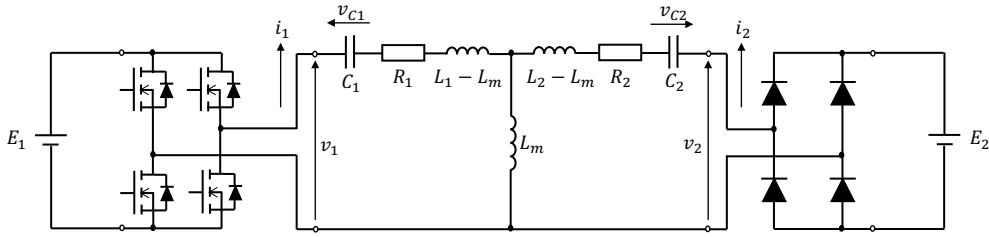


Fig. 2. S-S (Series-Series) compensation circuit with a receiving-side constant voltage load.

ルを用いて給電を行うことを考えると、一つのコイル上の滞在時間が 54 ms と非常に短く、高速な車両検知・送電開始が必要となる<sup>(9)</sup>。また短時間で大きなエネルギーを送るには、車両検知後に素早く送電側交流電圧を定常値まで立ち上げる必要がある。一方で、電圧をステップ状に急激に変化させると、送電側・受電側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<sup>(10)</sup>。そこで電流の過渡応答を制御し、機器の定格電流を超えない範囲で多くの給電量を確保することが、実用化にとって重要な課題である<sup>(11)</sup>。

過渡応答の制御を目的として、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) 方式や LCC 方式など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>(12) (13)</sup>。ここで、電気自動車への WPT では 85 kHz とした高周波の交流を扱うため<sup>(14)</sup>、電流や電圧の瞬時値を直接制御するのは制御周期の観点から困難である。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となるため、包絡線モデルを導出する様々な手法が研究されてきた<sup>(15) (16) (17)</sup>。

しかしこれらの従来研究では、受電側を純抵抗負荷と仮定して議論を簡略化することが多かった。実際の走行中 WPT では、受電側コイルがダイオード整流器や DC-DC コンバータを通してバッテリーと接続され、受電側直流電圧が一定に保たれる。そのため、純抵抗負荷ではなく一定の電圧を出力する定電圧負荷として解析するのが適切である。特に、過渡状態における受電側電流値は一定ではなく常に変動しているため、電圧と電流の比である等価抵抗に置き換えて検討することは不適切である。文献(18)は、定電圧負荷の WPT 回路における過渡応答の包絡線モデルを提案し、電圧が変動したときの電流波形の過渡特性を正確に記述することに成功した。

ただし文献(18)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常に導通する電流連続モードの状況しか考慮されていなかった。しかし、電流が流れていない状態から送電を開始する状況では、ダイオード整流器の導通が断続的になる電流不連続モードも合わせて考慮しなくてはならない。本稿では、文献(18)の電流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 MATLAB/Simulink によるシミュレーションおよび実験によって検証する。

## 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** 本章では、S-S (Series-Series) 方式の回路構成に基づき、電圧・電流の包絡線モデルを導出する。

S-S 方式 WPT の回路は、Fig. 2 の T 型等価回路で表現できる。磁界共振結合方式の WPT 回路はバンドパス特性を持っているために電流が共振周波数の正弦波となり、高調波が電力伝送に寄与しない。そこで本稿においては各交流波形の基本波成分のみに着目し、高調波成分の影響は十分に小さいとして無視する。そのため特に断らない限り、全ての交流波形において基本波振幅のみを用いて議論する。

インバータは送受電器の共振周波数と同じ動作周波数の電圧波形を出力し、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  $v_1$  の基本波振幅を

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

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。インバータの動作角周波数は  $\omega$  とし、共振条件

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \dots \dots \dots (3)$$

が満たされていると仮定して解析を行う。

**(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に着目したモデルを導出する。たとえば角周波数  $\omega$ 、初期位相が  $\phi$  であり、振幅が  $A(t)$  という時間関数に従って変化する交流波形は

$$\begin{aligned} x(t) &= A(t) \cdot \cos(\omega \cdot t + \phi) \\ &= \text{Re} \left( A(t) \cdot e^{j\phi} \cdot e^{j\omega t} \right) \\ &= \text{Re} \left\{ \left( x_d(t) + jx_q(t) \right) \cdot e^{j\omega t} \right\} \dots \dots \dots (4) \end{aligned}$$

と表せるが、これをフェーザ

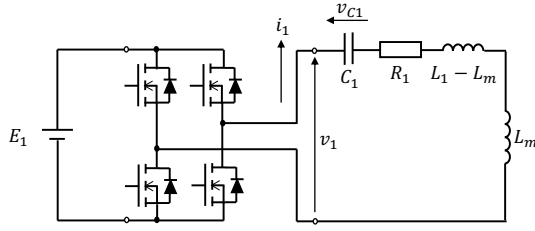


Fig. 3. The equivalent circuit when the diode rectifier does not conduct.

$$X(t) = x_d(t) + jx_q(t) \dots \dots \dots (5)$$

で表すと, 振幅・位相の情報を持った交流波形を  $d$  軸・ $q$  軸の直交座標系で表現できる。また (5) 式の時間微分は

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

であるため, フェーザの時間微分は

$$\dot{X}(t) = (\dot{x}_d(t) - \omega \cdot x_q(t)) + j(\dot{x}_q(t) + \omega \cdot x_d(t)) \dots \dots (7)$$

と求められる<sup>(9)</sup>。

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 4 本の連立方程式で書き表される。本章では, これらの 4 変数をそれぞれフェーザで表現し, 8 つの状態変数を

$$\mathbf{x} = [i_{1d} \ i_{1q} \ i_{2d} \ i_{2q} \ v_{C1d} \ v_{C1q} \ v_{C2d} \ v_{C2q}]^T \dots \dots (8)$$

と記述する。

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まで含めた実際の瞬時値を  $v_{2,act}(t)$  と定義する。この絶対値  $|v_{2,act}(t)|$  が受電側直流電圧  $E_2$  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。受電側整流器が非導通時の回路動作を〈2・3〉節で, 導通時の回路動作を〈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**

受電側交流電圧の瞬時値  $v_{2,act}(t)$  が受電側直流電圧  $E_2$  に対して常に

$$|v_{2,act}(t)| < E_2 \dots \dots \dots (9)$$

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。このとき等価回路は Fig. 3 に示すものとなり, 回路方程式は

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = -R_1 i_1 - v_{C1} + v_1 \dots \dots \dots (10)$$

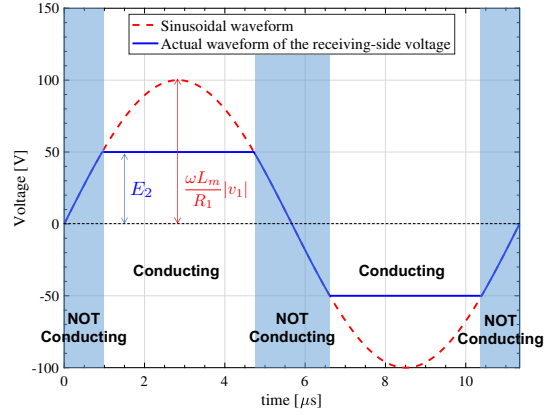


Fig. 4. The waveform of the receiving-side AC voltage when the diode rectifier conducts.

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_1 \dots \dots \dots (11)$$

$$i_2 = 0 \dots \dots \dots (12)$$

$$v_{C2} = 0 \dots \dots \dots (13)$$

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  $i_2$ , 送電側コンデンサ電圧  $v_{C1}$ , 受電側コンデンサ電圧  $v_{C2}$  (いずれも瞬時値) に対して適用する。このとき, 回路方程式 (10)–(13) は,

$$\frac{di_{1d}}{dt} = -\frac{R_1}{L_1} i_{1d} + \omega \cdot i_{1q} - \frac{1}{L_1} v_{C1d} + \frac{1}{L_1} v_{1d} \dots \dots (14)$$

$$\frac{di_{1q}}{dt} = -\omega \cdot i_{1d} - \frac{R_1}{L_1} i_{1q} - \frac{1}{L_1} v_{C1q} + \frac{1}{L_1} v_{1q} \dots \dots (15)$$

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

$$\frac{dv_{C1q}}{dt} = -\omega \cdot v_{C1d} + \frac{1}{C_1} i_{1q} \dots \dots \dots (17)$$

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

$$i_{2q} = 0 \dots \dots \dots (19)$$

$$v_{C2d} = 0 \dots \dots \dots (20)$$

$$v_{C2q} = 0 \dots \dots \dots (21)$$

という 8 本の状態方程式で表される。このとき受電側交流電圧は正弦波となり, 受電側交流電圧振幅  $|v_2|$  は

$$|v_2| = \frac{\omega L_m}{R_1} \sqrt{v_{1d}^2 + v_{1q}^2} \dots \dots \dots (22)$$

と表される。

**〈2・4〉 整流器導通時の回路方程式と状態方程式**

受電側交流電圧の瞬時値  $v_{2,act}(t)$  が受電側直流電圧  $E_2$  に対して

$$|v_{2,act}(t)| \geq E_2 \dots \dots \dots (23)$$

となるとき, 整流器が導通し, 定電圧負荷によって受電側交流電圧の瞬時値が  $E_2$  と等しくなるように制限される<sup>(20)</sup>。なお, 本研究ではダイオード整流回路の順方向電圧は無視する。このとき受電側交流電圧は Fig. 4 に示すような, 正

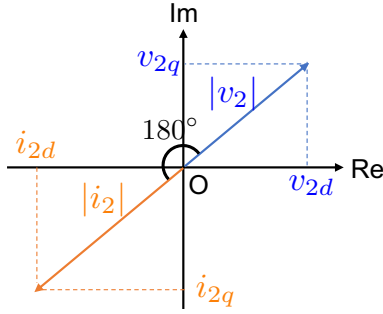


Fig. 5. The phase relation between  $v_2$  and  $i_2$ .

弦波の一部と  $\pm E_2$  で一定となる部分からなる波形になる。正弦波の振幅が十分大きいとき、ダイオードが非導通の時間が短くなり、受電側交流電圧は矩形波に近づく。このとき等価回路は Fig. 2 に示すものとなり、回路方程式は

$$L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} = -R_1 i_1 + \frac{L_m R_2}{L_2} i_2 - v_{C1} + \frac{L_m}{L_2} v_{C2} + v_1 - \frac{L_m}{L_2} v_2 \quad (24)$$

$$L_{\sigma 2} \frac{di_2}{dt} = \frac{L_m R_1}{L_1} i_1 - R_2 i_2 + \frac{L_m}{L_1} v_{C1} - v_{C2} - \frac{L_m}{L_1} v_1 + v_2 \quad (25)$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_1 \dots \dots \dots (26)$$

$$C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = i_2 \dots \dots \dots (27)$$

という 4 本の連立方程式によって記述される。ただし、

$$L_{\sigma 1} = L_1 - \frac{L_m^2}{L_2} \dots \dots \dots (28)$$

$$L_{\sigma 2} = L_2 - \frac{L_m^2}{L_1} \dots \dots \dots (29)$$

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、受電側交流電圧  $v_2$  は下記の特徴を持つ<sup>(18)</sup>。

- (1) 受電側交流電圧  $v_2$  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) 受電側交流電圧  $v_2$  の大きさは、送電側交流電圧  $v_1$  と受電側直流電圧  $E_2$  の関数として決まる。

一つ目の特徴より、 $|v_2|$  を受電側交流電圧  $v_2$  の大きさとすると、Fig. 5 に示す関係から

$$v_{2d} = -|v_2| \cdot \frac{i_{2d}}{\sqrt{i_{2d}^2 + i_{2q}^2}} \dots \dots \dots (30)$$

$$v_{2q} = -|v_2| \cdot \frac{i_{2q}}{\sqrt{i_{2d}^2 + i_{2q}^2}} \dots \dots \dots (31)$$

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、

$$|v_2| = \frac{2A}{\pi} \sin^{-1} \left( \frac{E_2}{A} \right) + \frac{2E_2}{\pi} \sqrt{1 - \left( \frac{E_2}{A} \right)^2} \dots \dots \dots (32)$$

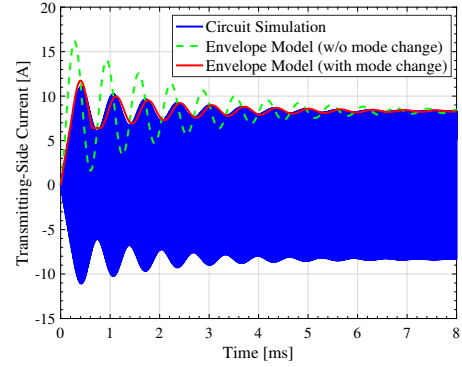


Fig. 6. The accuracy of the envelope model is verified by the simulation.

$$A = \frac{\omega L_m}{R_1} \sqrt{v_{1d}^2 + v_{1q}^2} \dots \dots \dots (33)$$

となる。

以上より、回路方程式 (24)–(27) は、

$$\begin{aligned} \frac{di_{1d}}{dt} = & -\frac{R_1}{L_{\sigma 1}} i_{1d} + \omega \cdot i_{1q} + \frac{L_m R_2}{L_{\sigma 1} L_2} i_{2d} - \frac{1}{L_{\sigma 1}} v_{C1d} \\ & + \frac{L_m}{L_{\sigma 1} L_2} v_{C2d} + \frac{1}{L_{\sigma 1}} v_{1d} + \frac{L_m |v_2|}{L_{\sigma 1} L_2} \frac{i_{2d}}{\sqrt{i_{2d}^2 + i_{2q}^2}} \dots \dots (34) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{1q}}{dt} = & -\omega \cdot i_{1d} - \frac{R_1}{L_{\sigma 1}} i_{1q} + \frac{L_m R_2}{L_{\sigma 1} L_2} i_{2q} - \frac{1}{L_{\sigma 1}} v_{C1q} \\ & + \frac{L_m}{L_{\sigma 1} L_2} v_{C2q} + \frac{1}{L_{\sigma 1}} v_{1q} + \frac{L_m |v_2|}{L_{\sigma 1} L_2} \frac{i_{2q}}{\sqrt{i_{2d}^2 + i_{2q}^2}} \dots \dots (35) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{2d}}{dt} = & \frac{L_m R_1}{L_{\sigma 2} L_1} i_{1d} - \frac{R_2}{L_{\sigma 2}} i_{2d} + \omega \cdot i_{2q} + \frac{L_m}{L_{\sigma 2} L_1} v_{C1d} \\ & - \frac{1}{L_{\sigma 2}} v_{C2d} - \frac{L_m}{L_{\sigma 2} L_1} v_{1d} - \frac{|v_2|}{L_{\sigma 2}} \frac{i_{2d}}{\sqrt{i_{2d}^2 + i_{2q}^2}} \dots \dots (36) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{2q}}{dt} = & \frac{L_m R_1}{L_{\sigma 2} L_1} i_{1q} - \omega \cdot i_{2d} - \frac{R_2}{L_{\sigma 2}} i_{2q} + \frac{L_m}{L_{\sigma 2} L_1} v_{C1q} \\ & - \frac{1}{L_{\sigma 2}} v_{C2q} - \frac{L_m}{L_{\sigma 2} L_1} v_{1q} - \frac{|v_2|}{L_{\sigma 2}} \frac{i_{2q}}{\sqrt{i_{2d}^2 + i_{2q}^2}} \dots \dots (37) \end{aligned}$$

$$\frac{dv_{C1d}}{dt} = \omega \cdot v_{C1q} + \frac{1}{C_1} i_{1d} \dots \dots \dots (38)$$

$$\frac{dv_{C1q}}{dt} = -\omega \cdot v_{C1d} + \frac{1}{C_1} i_{1q} \dots \dots \dots (39)$$

$$\frac{dv_{C2d}}{dt} = \omega \cdot v_{C2q} + \frac{1}{C_2} i_{2d} \dots \dots \dots (40)$$

$$\frac{dv_{C2q}}{dt} = -\omega \cdot v_{C2d} + \frac{1}{C_2} i_{2q} \dots \dots \dots (41)$$

という状態方程式で表される。ただし、(34)–(41) 式中には  $|v_2|$  は (32), (33) 式によって定義される。

〈2・5〉 シミュレーションによる検証 このモデリン

グの正確性を検証するために、MATLAB Simulink Simscape Electrical を用いたシミュレーションを行った。時刻  $t = 0$  ms において、送電側電圧の基本波振幅を 0 V から 30 V までステップ的に立ち上げる場合の、送電側電流波形を比較した。なお送電側交流電圧の初期位相は 0 とした。

Fig. 6 に送電側電流波形を示す。青線が回路計算で求めた瞬時値、緑線が文献 (18) の整流器導通時のモデルのみか

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

ら計算した包絡線, 赤線が本章で導出した整流器の非導通・導通の切り替えを考慮したモデルから計算した包絡線である。本章で提案した導通モードの変化を考慮したモデルを用いることで, 回路計算で求め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。なお各種パラメータは Table 1 に示す, 後述する実験条件に合わせた値を用いた。包絡線モデルの式は結合係数や回路パラメータの値に関わらず同じ形式で表せるため, 他の条件であってもパラメータを変えることで, 同様に包絡線を正確に求めることができる。

### 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  $u$  を

$$x = [i_{1d} \ i_{1q} \ i_{2d} \ i_{2q} \ v_{C1d} \ v_{C1q} \ v_{C2d} \ v_{C2q}]^T \cdots (42)$$

$$u = [v_{1d} \ v_{1q}]^T \cdots (43)$$

とすれば, これらは

$$\dot{x} = f(x, u) \cdots (44)$$

という非線形状態方程式で表現できる。

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, 送電側交流電圧の  $q$  軸成分  $v_{1q}$  が常に

$$v_{1q} = 0 \cdots (45)$$

となるように軸を取ることができ, このとき (44) の非線形状態方程式は

$$u = v_{1d} = |v_1| \cdots (46)$$

の一次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

$$y = g(x) = \sqrt{i_{1d}^2 + i_{1q}^2} \cdots (47)$$

から求められる。ここで, 送電側電流の包絡線が所望の軌

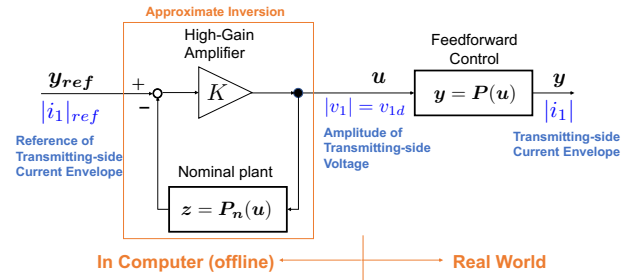


Fig. 7. Block diagram of high gain feedback.

道  $y_{ref}(t)$  となるような, 送電側交流電圧の振幅の軌道  $u(t)$  を計算できれば電流包絡線のフィードフォワード制御を実現できる。しかし状態方程式および出力方程式に非線形項があり, 所望の送電側電流包絡線軌道から送電側交流電圧の振幅の軌道を計算するのは解析的に難しい。そのため本研究では, Fig. 7 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を用いて近似的に逆計算を行う。図中のゲイン  $K$  を十分大きくするとき, 出力が指令値に対して

$$y(t) \approx y_{ref}(t) \cdots (48)$$

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>(21)</sup>。この方法を用いることで, 適切な送電側交流電圧振幅の軌道  $u(t)$  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. 8 に実験装置の外観を示す。送電には Fig. 8(b) に示すインバータを用いており, (1) 式で述べたような 3 レベル駆動を行うことで, 送電側交流電圧の基本波振幅を操作する。受電コイルはダイオード整流器を通じて定電圧負荷に接続した。また, 送電開始時には送受電コイル間の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. 9 に示すように結合が弱い点で実験を行う。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て効率はやや劣るが受電できるエネルギーが大きい。そのため結合が強くなってから送電した場合に比べて総受電エネルギーが大きくなり, 結合が弱い点で立ち上げを行う妥当性が説明できる<sup>(22)</sup>。

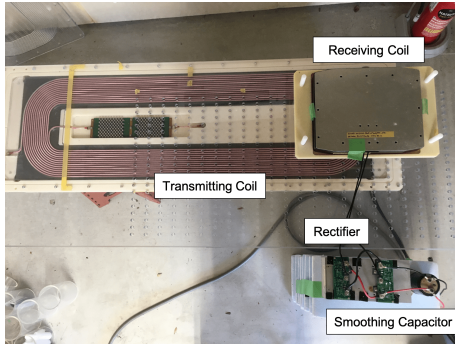
回路パラメータは Table 1 に示す通りである。基本的にはシミュレーション条件と同一であるが, 実験機の都合上, 動作周波数と共振周波数を完全に合わせることができない。このとき, (22) 式の関係式は

$$|v_2| = \frac{\omega L_m}{|Z_1|} |v_1|$$

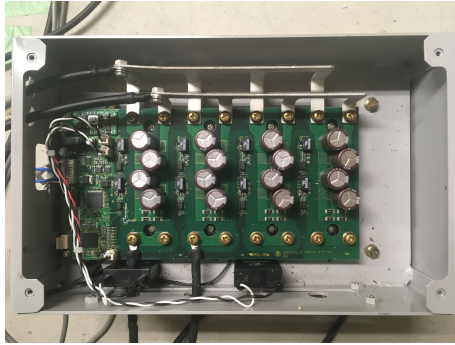
$$Z_1 = R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}$$

となり, インピーダンスの虚数成分の影響が現れる。正確な  $L_1$  と  $C_1$  の値を求めることは困難だが, あらかじめ送電側電圧振幅  $|v_1|$  と受電側電圧振幅  $|v_2|$  を複数点観測してお





(a) Coils and rectifier



(b) Transmitting-side inverter

Fig. 8. Experimental setup.

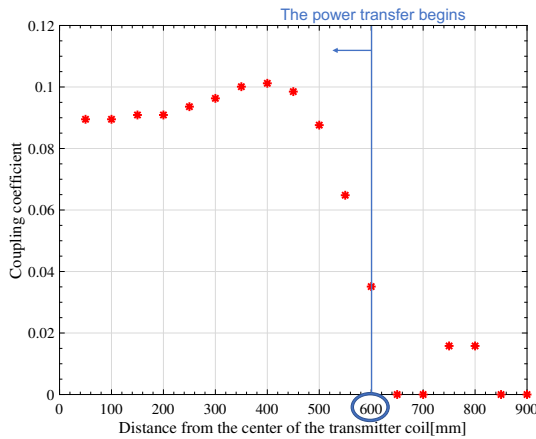


Fig. 9. Relation between coupling coefficient and distance from the center of transmitter coil.

くことで比例係数  $\omega L_m / |Z_1|$  を実験的に求めることができるため, (22) 式の  $R_1$  の代わりに実験的に求めた  $|Z_1|$  を用いて補正を行う。具体的には, インピーダンスの大きさ  $|Z_1|$  を  $R_1 = 342.5 \text{ m}\Omega$  の約 2.3 倍の値に変更した上で, 送電側交流電圧の振幅の軌道を求めた。

**〈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  $|i_1|$  の指令値として, Fig. 10 に示すような一次遅れの軌道を考える。なお, 本稿では

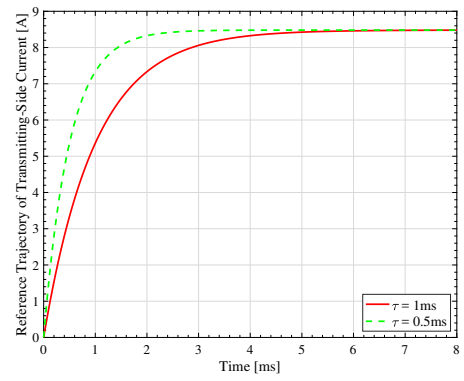


Fig. 10. Reference trajectory of the amplitude of the transmitting-side current  $i_{1,ref}$ . The time constant of the first-order delay is changed in two conditions.

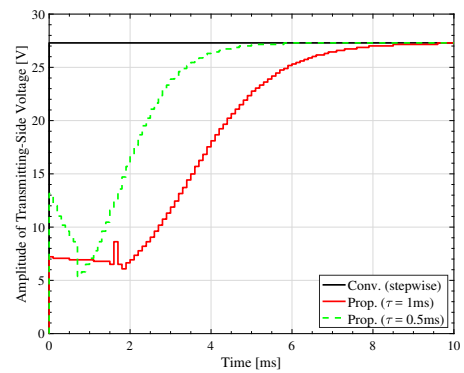


Fig. 11. Input voltage waveforms of each method in the experiment.

時定数を  $\tau = 1 \text{ ms}, 0.5 \text{ ms}$  の二通りで検証した。

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, 現実的な時間内で計算を行うため文献 (18) にて提案された平衡点周りの線形化モデルを用いた。計算された送電側交流電圧の振幅の軌道を Fig. 11 に示す。この軌道を実験機の送電側交流電圧の振幅の指令値として与え, 送電側電流をオシロスコープで計測した。Fig. 12 に実験の結果を示す。Fig. 12(a) に示す従来法では, 送電側交流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. 12(b) と Fig. 12(c) に示す提案法では, 指令した送電側電流包絡線の軌道に追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抑制できている。

実験結果と指令軌道に差があるのは, 主としてコイル・コンデンサの製造誤差や配線のインピーダンス成分による, 回路パラメータのずれに起因すると考えられる。また整流器導通時にはダイオードの順方向電圧による受電側交流電圧の上昇, 電圧の低い領域においてはインバータのデッドタイム補償の誤差による影響があると考えられる。

## 5. 結 論

本稿では, 走行中ワイヤレス給電における送電開始時の過渡特性を改善するため, 送電側電流包絡線モデルを用い

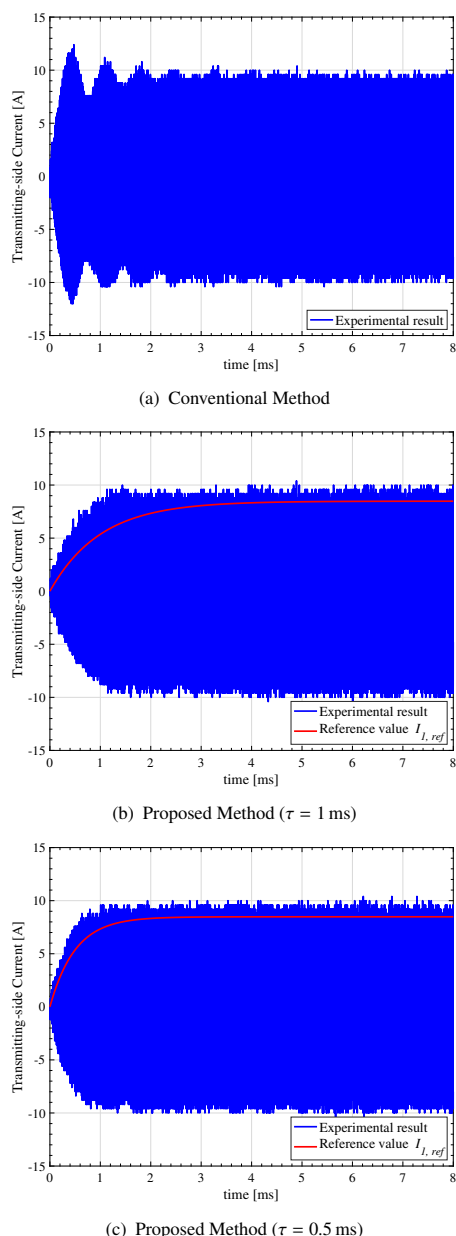


Fig. 12. Experimental results of transmitting-side current.

てフィードフォワード制御器を設計する手法について提案した。はじめにワイヤレス電力伝送の回路が受電側交流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、所望の送電側電流包絡線の軌道を実現する送電側交流電圧の振幅の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、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、送電側交流電圧の振幅の軌道を求めることに成功した。最後に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な制御手法を考案することや、LCC方式などの他の回路方式を用いた場合にも適用できるよう理論を一般化することが挙

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:JP18H03768), JST CREST (グラント番号:JPMJCR15K3), JST 未来社会創造事業 (グラント番号:JPMJMI17EM), JST CONCERT-Japan (グラント番号:JPMJSC17C4), および内閣府総合科学技術・イノベーション会議の戦略的イノベーション創造プログラム (SIP) 「IoE 社会のエネルギーシステム」 (管理法人: JST) の支援を受けたことを付記します。

## 文 献

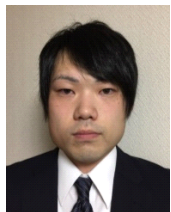
- (1) A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic: "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances," *Science*, vol. 317, no. 5834, pp. 83–86 (2007)
- (2) T. Imura, Y. Hori: "Unified Theory of Electromagnetic Induction and Magnetic Resonant Coupling", *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 135, no. 6, pp. 697–710 (2015) (in Japanese)  
居村岳広・堀洋一: 「電磁誘導方式と磁界共振結合方式の統一理論」, *電気学会論文誌 D*, vol. 135, no. 6, pp. 697–710 (2015)
- (3) K. Kusaka, K. Furukawa, and J. Itoh: "Development of Three-Phase Wireless Power Transfer System with Reduced Radiation Noise," *IEEJ Journal of Industry Applications*, vol. 8, no. 4, pp. 600–607 (2019)
- (4) 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 (2018)
- (5) 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 (2015)
- (6) 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)
- (7) G. A. Covic and J. T. Boys: "Modern trends in inductive power transfer for transportation applications," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 1, pp. 28–41 (2013)
- (8) H. Fujimoto, T. Takeuchi, K. Hanajiri, K. Hata, T. Imura, M. Sato, D. Gunji, and G. Guidi: "Development of Second Generation Wireless In-Wheel Motor with Dynamic Wireless Power Transfer," in *Proc. The 31st International Electric Vehicle Symposium & Exhibition and International Electric Vehicle Technology Conference 2018* (2018)
- (9) D. Kobayashi, K. Hata, T. Imura, H. Fujimoto, and Y. Hori: "Sensorless Vehicle Detection Using Voltage Pulses in Dynamic Wireless Power Transfer System," in *Proc. EVS29 Symposium* (2016)
- (10) K. Hata, T. Imura, H. Fujimoto, and Y. Hori: "Soft-Start Control Method for In-motion Charging of Electric Vehicles Based on Transient Analysis of Wireless Power Transfer System," in *Proc. 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 2009–2015 (2018)
- (11) 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 *Proc. 2018 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW)* (2018)
- (12) 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 (2017)
- (13) 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

- (2016)
- (14) SAE International: "J2954 - Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-In/Electric Vehicles and Alignment Methodology," Issued on May. 2016, Revised on Nov. 2017
- (15) H. Li, J. Fang, and Y. Tang: "Dynamic Phasor-Based Reduced Order Models of Wireless Power Transfer Systems," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 11, pp. 11361-11370 (2019)
- (16) D. Gunji, T. Imura, H. Fujimoto: "Secondary Voltage Envelope Model and Application to Control System Design on Wireless Power Transfer using Magnetic Resonance Coupling," Technical report of IEICE (2014) (in Japanese)  
郡司大輔・居村岳広・藤本博志: 「磁界共振結合ワイヤレス電力伝送の受電側電圧包絡線モデルの導出と制御設計への応用」, 信学技報 (2014)
- (17) S. Lee, B. Choi, and C. T. Rim: "Dynamics Characterization of the Inductive Power Transfer System for Online Electric Vehicles by Laplace Phasor Transform," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 12, pp. 5902-5909 (2013)
- (18) G. Guidi and J. A. Suul: "Modelling techniques for designing high-performance on-road dynamic charging systems for electric vehicles," in Proc. EVS31 & EVTeC 2018 (2018)
- (19) S. R. Sanders, J. M. Noworolski, X. Z. Liu, and G. C. Verghese: "Generalized Averaging method for Power Conversion Circuits," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 6, no. 2, pp. 251-259 (1991).
- (20) T. Hiramatsu, X. Huang, M. Kato, T. Imura, and Y. Hori: "Independent Control of Maximum Transmission Efficiency by the Transmitter Side and Power by the Receiver Side for Wireless Power Transfer," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 135, no. 8, pp. 847-854 (2014) (in Japanese)  
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」, 電気学会論文誌 D, vol. 135, no. 8, pp. 847-854 (2014)
- (21) G. C. Goodwin, S. F. Graebe, and M. E. Salgado: "Control System Design", Prentice Hall (2000)
- (22) D. Gunji, K. Hata, O. Shimizu, T. Imura, H. Fujimoto: "Basic Study on Implementation of In-motion Charging Facility before Traffic Lights", in Proc. 2019 JSAE Annual Congress (Spring) (2019) (in Japanese)  
郡司大輔・畑勝裕・清水修・居村岳広・藤本博志: 「信号機前走行中給電の実装方法に関する基礎検討」, 自動車技術会 2019 年春季大会学術講演会 (2019)

**時田 圭一郎** (学生員) 1997 年 3 月 24 日生。2019 年 3 月東京大学工学部電気電子工学科卒業。同年 4 月東京大学大学院新領域創成科学研究科先端エネルギー工学専攻修士課程に進学。ワイヤレス電力伝送の電気自動車への応用に関する研究に従事。自動車技術会, IEEE 各学生員。



**畑 勝裕** (正員) 1990 年 11 月 5 日生。2013 年 9 月茨城工業高等専門学校専攻科産業技術システムデザイン工学専攻修了。2015 年 9 月東京大学大学院新領域創成科学研究科先端エネルギー工学専攻修士課程修了。2018 年 9 月同大学大学院工学系研究科電気系工学専攻博士後期課程修了。2016 年 4 月より 2019 年 3 月まで日本学術振興会特別研究員。同年 4 月より東京大学生産技術研究所情報・エレクトロニクス系部門助教。主にパワーエレクトロニクス, ワイヤレス給電, モビリティに関する研究に従事。電子情報通信学会, 自動車技術会, IEEE 各会員。



**居村 岳広** (正員) 1980 年 8 月 11 日生。2005 年 3 月上智大学理工学部電気電子工学科卒業。2007 年 3 月東京大学大学院工学系研究科電子工学専攻修士課程修了。2010 年 3 月同大学大学院工学系研究科電気工学専攻博士後期課程卒業。同年 4 月同大学大学院新領域創成科学研究科客員共同研究員。同年 9 月同大学大学院新領域創成科学研究科助教。2015 年 9 月同大学大学院工学系研究科電気系工学専攻特任講師。2019 年 4 月より東京理科大学理工学部電気電子情報工学科准教授。2015 年電気学会産業応用部門論文賞, 2017 年 IEEE Trans. on Power Electronics 最優秀論文賞などを受賞。現在, 磁界共振結合, 電界共振結合を用いた電気自動車や電気機器へのワイヤレス電力伝送の研究に従事。電子情報通信学会, 自動車技術会, IEEE 各会員。



**藤本 博志** (上級会員) 1974 年 2 月 3 日生。2001 年東京大学大学院工学系研究科電気工学専攻博士課程修了。博士(工学)。同年長岡技術科学大学工学部電気系助手。2002 年~2003 年, 米国 Purdue 大学工学部機械工学科客員研究員。2004 年横浜国立大学大学院工学研究院講師。2005 年同助教, 2007 年同准教授。2010 年より東京大学大学院准教授。制御工学, モーションコントロール, マルチレート制御, ナノスケールサーボ, 電気自動車の運動制御, モータとインバータの高性能制御, ビジュアルサーボ, ワイヤレスモータに関する研究に従事。2001 年および 2013 年 IEEE Trans. on Industrial Electronics 最優秀論文賞, 2017 年 IEEE Trans. on Power Electronics 最優秀論文賞, 2018 年電気学会論文賞, 2010 年 Isao Takahashi Power Electronics Award, 2010 年計測自動制御学会著述賞, 2016 年永守賞大賞などを受賞。IEEE の上級会員。計測自動制御学会, 日本ロボット学会, 自動車技術会各会員。



**堀 洋一** (フェロー) 1955 年 7 月 14 日生。1983 年東京大学大学院博士課程修了。助手, 講師, 助教授を経て, 2000 年 2 月同大学電気工学科教授。この間, 1991 年~1992 年, カリフォルニア大学バークレー校客員研究員。2002 年 10 月東京大学生産技術研究所教授。2008 年 4 月より東京大学大学院新領域創成科学研究科教授。専門は制御工学とその産業応用, 特に, モーションコントロール, メカトロニクス, 電気自動車などの分野への応用研究。最近, ワイヤレス給電の研究と普及にも注力。電気学会産業応用部門元部門長, 自動車技術会元技術担当理事, 日本能率協会モータ技術シンポジウム委員長, キャパシタフォーラム会長, 日本自動車研究所理事, 次世代自動車振興センター (NeV) 代表理事, 世界電動車両協会 WEVA 前会長など。1993 年, 2001 年, および 2013 年, IEEE Trans. on Industrial Electronics 最優秀論文賞, 2000 年電気学会論文賞, 2005 年日本 AEM 学会著作賞, 2010 年産業応用部門貢献賞, 2011 年電気学会業績賞などを受賞。IEEE (Fellow), 自動車技術会 (フェロー), 計測自動制御学会, システム制御情報学会, 日本ロボット学会, 日本機械学会, パワーエレクトロニクス学会などの会員。

