長距離伝送における走行中ワイヤレス給電を目指した 二次側DC-DCコンバータによる最大効率制御

畑 勝裕† 居村 岳広† 堀 洋一†

† 東京大学新領域創成科学研究科 〒 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 磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送(WPT) は長距離を高効率で電力伝送でき,電気自動車(EV) に適用することで充電作業の簡略化とストレージ装置の小型化を可能にする.WPT を走行中給電に応用するには更 なる長距離伝送を達成しなければならず,電力伝送効率の最大化が重要となる.WPTの一次側が定電圧制御される とき,二次側電圧制御により最大効率制御が可能であるが,十分な性能を持つ制御器の設計が必要である.本稿では 二次側 DC-DC コンバータのモデル化に基づくフィードバック制御器の設計手法を提案し,二次側電圧制御の有効性 を実験により検証する.これよりいかなる伝送距離においても最大効率制御が達成できることを示す. **キーワード** ワイヤレス電力伝送,磁界共振結合,DC-DC コンバータ,フィードバック制御

Maximum Efficiency Control of Wireless Power Transfer Using Secondary Side DC-DC Converter for Moving EV in Long Distance Transmission

Katsuhiro HATA^{\dagger}, Takehiro IMURA^{\dagger}, and Yoichi HORI^{\dagger}

† Graduate School of Frontier Sciences, 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 Wireless power transfer (WPT) via magnetic resonant coupling provides high efficiency and long distance transmission. In order to apply WPT to the moving electric vehicle (EV), the transmitting distance have to be extended and the transmitting efficiency should be maximized. The secondary side voltage control could achieve the maximum efficiency of WPT if the primary side could obtain the constant voltage control. Therefore, the controller design is important to follow the target value regardless of the disturbance such as the acceleration and deceleration. This paper proposes the design method for the feedback controller of the secondary side voltage control. Experiments verify the validity of the maximum efficiency control for WPT to the moving EV. **Key words** Wireless power transfer, Magnetic resonant coupling, DC-DC converter, Feedback control

1. はじめに

電気自動車(Electric Vehicle:EV)は、モータの早い応答性 により高い運動性能を持っているが[1]、一充電当たりの航続距 離が短いという欠点を持つ.このため、EVは頻繁な充電作業、 ストレージ装置の大型化が必要となり問題になっている.

近年,機械的な接点を用いないワイヤレス電力伝送が注目されており, EV に適用することで煩雑な充電作業を簡略化できる.また,少量の電池しか持たない電動バスに対してワイヤレス電力伝送を用いて高頻度な給電を行うことで,一日中の運用が可能なことが示されており [2],[3],ストレージ装置の小型化が期待される.更に走行中ワイヤレス給電の実現により, EV

はインフラからエネルギーを給電して走行することが可能となる [4],[5]. しかし,道路の維持管理のためには送電コイルは路面下 60 cm よりも深くに設置することが好ましく [6],走行中給電の実現には長い伝送距離を達成しなければならない.

2007年に発表された磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送は,数十 cm から数 m の距離において高効率な電力伝送が可能であり,かつ位置ずれに強い特徴を持つ [7],[8].この方式による電力伝送効率は送受電コイルの結合状態と負荷の状態によって変化するため [9],二次側の DC-DC コンバータを用いて最適な負荷状態に変換する手法が提案されている [10],[11].しかし,頻繁かつ急速な負荷変動が想定される走行中給電では,負荷の情報を用いて制御することは難しい.一方で,一次側が

定電圧制御されている場合,二次側電圧を制御することで電力 伝送効率を最大化できると述べられている [12]. この手法では 負荷の状態によらず指令値を決定できるため,送受電コイルの 結合状態に応じて追従制御すればよく,十分な性能を持つ制御 器を設計することで最大効率制御が実現できる.

本研究では二次側 DC-DC コンバータのモデル化に基づく フィードバック制御器の設計手法を提案し,二次側電圧制御に よる最大効率制御の有効性を実験により検証する.

2. 磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送

2.1 磁界共振結合の入出力特性

磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送では、送受電コイル と共振コンデンサの共振現象を利用し、長距離を高効率で電力 伝送できる.本研究では送受電コイルと共振コンデンサをそれ ぞれ直列に接続した SS 型回路を構成し、Fig. 1 に表す等価回 路により解析を行う [13].ここで L_1 , L_2 は送受電コイルの自 己インダクタンス、 R_1 , R_2 は送受電器の内部抵抗, C_1 , C_2 は 各共振コンデンサの静電容量を表し、送受電コイル間の相互イ ンダクタンスを L_m で表している.

Fig. 1 の送受電器に電源と負荷を接続したワイヤレス電力伝 送システムの等価回路を Fig. 2 に示す. v_1 は一次側電圧の実 効値, R_L は負荷抵抗を表し, i_1 , i_2 は一次側および二次側電 流の実効値, v_2 は二次側電圧の実効値とする. 電源の角周波数 ω_0 において (1) 式が成り立つとき, 一次側と二次側の電圧比 A_v および電力伝送効率 A_p は (2), (3) 式で表わされる [9].

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \tag{1}$$

$$A_{v} = \frac{\omega_{0}L_{m}R_{L}}{R_{1}R_{2} + R_{1}R_{L} + (\omega_{0}L_{m})^{2}}$$
(2)

$$A_p = \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_L}{(R_2 + R_L)(R_1 R_2 + R_1 R_L + (\omega_0 L_m)^2)}$$
(3)

2.2 電力伝送効率最大化制御

電力伝送効率は (3) 式より電源周波数,送受電器の特性値と 相互インダクタンス,負荷抵抗値によって変化するといえる. 電源周波数と送受電器の特性値は設計時の最適化が有効である が,負荷抵抗値は EV のバッテリーの充電状態およびモータの 動作条件により変動するため,状況に応じた制御が必要となる. 送受電器の相互インダクタンスの値により電力伝送効率が最大 となる負荷抵抗値 R_{LApmax} が存在し,

$$R_{LApmax} = \sqrt{R_2(\frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_1} + R_2)}$$
(4)

と表せることが知られている [9].

Fig. 3 に示すように二次側の整流器の後段に DC-DC コン バータを導入することで負荷抵抗値を等価的に変換する手法が 提案されており [10],[11],この構成において一次側が定電圧制 御されている場合,(2),(4) 式より二次側電圧の実効値 v_2 を

$$v_2^* = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \frac{\omega_0 L_m}{\sqrt{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} + \sqrt{R_1 R_2}} v_1 \tag{5}$$

と制御することで電力伝送効率を最大化できる [12].



図1 磁界共振結合を用いた送受電器の等価回路

Fig. 1 Equivalent circuit of transmitter and receiver via magnetic resonant coupling.



図 2 ワイヤレス電力伝送システムの等価回路

Fig. 2 Equivalent circuit of wireless power transfer system.



図 3 最大効率制御に用いるシステム構成 Fig.3 System configuration for maximum efficiency control.

コイル間の結合状態に応じて (5) 式を満たすように二次側電 圧を制御するため、本稿ではフィードバック制御器による電圧 制御系の設計を行う. DC-DC コンバータをプラントとしてモ デル化し、極配置法によりフィードバック制御器を設計する. このとき、ワイヤレス電力伝送の二次側電圧電流特性を用いて モデルの簡単化を行う.

3. DC-DC コンバータのモデル化

3.1 回路構成

DC-DC コンバータの回路構成を Fig. 4 に示す. ワイヤレ ス電力伝送により供給された電力はスイッチング回路を通して バッテリーを充電する. ここで, *E*:バッテリー電圧, *C*:平 滑コンデンサ, *L*:リアクトルのインダクタ, *r*:リアクトル巻 線抵抗とバッテリー内部抵抗の和を表しており, *v*_{2dc}:二次側 整流後のコンデンサ電圧, *i*_L:バッテリー流入電流としている. また,ワイヤレス電力伝送の共振周波数に比べて DC-DC コン バータのスイッチング周波数が十分遅いとき,平滑コンデンサ C に流入する電流を平均値として扱え,これを *i*2*dc* とする.

回路構成より,バッテリー電圧はワイヤレス電力伝送の二次 側電圧よりも低く設計されるため,ストレージ装置を大型化せ ずに大電力伝送を行うことが可能である.

3.2 状態空間平均化法によるモデル化

走行中給電を想定する場合,制御器は最大効率での電力伝送 を実現する指令値追従特性と負荷変動に対する外乱抑圧特性が 要求される.本稿では基礎検討としてフィードバック制御器の 設計についてのみ述べるが,より高速な応答が必要となる場合 には,プラントのモデル化に基づくフィードフォワード制御器 の設計が重要となる.

Fig. 4 に示した DC-DC コンバータにおいて, EV の走行に より二次側整流後の電流の平均値 i_{2dc} が変動すると仮定し,状 態空間平均化法によりモデル化する [14].本稿ではそれぞれの スイッチを相反的に動作させ,電流連続モードについてのみ検 討を行う. d(t)を上側スイッチの ON 時間と定義すると,

$$\frac{d}{dt}\boldsymbol{x}(t) = \boldsymbol{A}(d(t))\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{B}\begin{bmatrix}\boldsymbol{E}\\i_{2dc}(t)\end{bmatrix}$$
(6)
$$\boldsymbol{v}_{2dc}(t) = \boldsymbol{c}\boldsymbol{x}(t)$$
(7)
$$\boldsymbol{x}(t) := \begin{bmatrix}i_{L}(t) \quad v_{2dc}(t)\end{bmatrix}^{T}$$
$$\frac{\boldsymbol{A} \mid \boldsymbol{B}}{\boldsymbol{c} \mid \boldsymbol{O}} := \begin{bmatrix}-\frac{r}{L} \quad \frac{d(t)}{L} \mid -\frac{1}{L} \quad 0\\ -\frac{d(t)}{C} \quad 0 \quad 0 \quad \frac{1}{C}\\ \hline 0 \quad 1 \quad \boldsymbol{O}\end{bmatrix}$$

が得られる.このモデルは非線形であるため、平衡点とその 周りの微小変動分を用いて線形化する.ここで $i_L(t)$, $v_{2dc}(t)$, $i_{2dc}(t)$, d(t)の平衡点を I_L , V_{2dc} , I_{2dc} , Dとすると,

$$\frac{d}{dt}\Delta \boldsymbol{x}(t) = \Delta \boldsymbol{A}\Delta \boldsymbol{x}(t) + \Delta \boldsymbol{B}\Delta \boldsymbol{u}(t)$$

$$\Delta v_{2dc}(t) = \Delta \boldsymbol{c}\Delta \boldsymbol{x}(t)$$
(8)
(9)

$$\begin{bmatrix} \Delta \boldsymbol{A} & \Delta \boldsymbol{B} \\ \hline \Delta \boldsymbol{c} & \boldsymbol{O} \end{bmatrix} := \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & \frac{D}{L} & \frac{V_{2dc}}{L} & 0 \\ -\frac{D}{C} & 0 & -\frac{I_L}{C} & \frac{1}{C} \\ \hline 0 & 1 & \boldsymbol{O} \end{bmatrix}$$
$$\boldsymbol{x}(t) := \boldsymbol{X} + \Delta \boldsymbol{x}(t), \Delta \boldsymbol{x}(t) := \begin{bmatrix} \Delta i_L(t) & \Delta v_{2dc}(t) \end{bmatrix}^T$$
$$\boldsymbol{u}(t) := \boldsymbol{U} + \Delta \boldsymbol{u}(t), \Delta \boldsymbol{u}(t) := \begin{bmatrix} \Delta d(t) & \Delta i_{2dc}(t) \end{bmatrix}^T$$
$$\boldsymbol{X} := \begin{bmatrix} I_L & V_{2dc} \end{bmatrix}^T, \quad \boldsymbol{U} := \begin{bmatrix} D & I_{2dc} \end{bmatrix}^T$$

を得る. このとき平衡点は (10), (11) 式を満たす.

$$I_L = \frac{I_{2dc}}{D} \tag{10}$$

$$V_{2dc} = \frac{ED - rI_{2dc}}{D^2} \tag{11}$$

3.3 ワイヤレス電力伝送における二次側電流

最大効率制御に用いる DC-DC コンバータを含めたワイヤレ ス電力伝送システムを Fig. 5 に示す.磁界共振結合によるワイ ヤレス電力伝送において SS 型回路を用いた場合,一次側電圧 から一次側電流および二次側電流までの伝達関数は共振周波数



図 4 DC-DC コンバータの回路構成 Fig. 4 DC-DC converter topology.

で高ゲインとなり、それ以外の高調波成分ではゲインが十分小 さくなることが知られている [15]. これより一次側電圧が矩形 波であっても一次側電流および二次側電流は共振周波数の正弦 波とほぼ等しくなる.二次側電圧はダイオードの導通に伴い二 次側電流と同じ極性を持ち、コンデンサ容量が十分に大きい場 合には共振周波数を基本波成分とする矩形波となる.本稿では 基本波成分のみに着目し、等価回路により解析を行う.

二次側に接続する整流器の基本波力率が1でかつ損失がない とするとき,整流器を含めた負荷全体は純抵抗とみなせる[11]. これより二次側電圧の基本波成分の実効値を v₂₀ とすると等価 負荷抵抗 R_L は,

$$R_L = \frac{v_{20}}{i_2}$$
(12)

と表せる. 同様に一次側電圧の基本波成分の実効値を v₁₀ とすると,各基本波成分の電圧比 A_v は,

$$A_v = \frac{v_{20}}{v_{10}} \tag{13}$$

であるため, (2), (12), (13) 式より二次側電流の実効値 *i*₂ に ついて解くと,

$$i_2 = \frac{\omega_0 L_m v_{10} - R_1 v_{20}}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \tag{14}$$

が得られる.これはフーリエ級数展開より一次側電圧および二次側電圧の実効値 v1, v2 を用いて,

$$i_2 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega_0 L_m v_1 - R_1 v_2}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2}$$
(15)

と表せる. $v_2 = v_{2dc}$ であることに注意すると整流後の平滑コ ンデンサに流入する電流の平均値 i_{2dc} は,

$$i_{2dc} = \frac{8}{\pi^2} \frac{\omega_0 L_m v_1 - R_1 v_{2dc}}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2}$$
(16)

となる. これを平衡点周りで線形化すると

$$\Delta i_{2dc} = -\frac{8}{\pi^2} \frac{R_1}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \Delta v_{2dc}$$
(17)

が得られるため,(8),(9) 式に適用し,整理すると次のように モデルを簡単化できる.



図 5 最大効率制御に用いるワイヤレス電力伝送システム Fig.5 Wireless power transfer system for maximum efficiency control.

$$\frac{d}{dt}\Delta\boldsymbol{x}(t) = \Delta\boldsymbol{A}\Delta\boldsymbol{x}(t) + \Delta\boldsymbol{B}\Delta\boldsymbol{u}(t) \quad (18)$$

$$\Delta v_{2dc}(t) = \Delta\boldsymbol{c}\Delta\boldsymbol{x}(t) \quad (19)$$

$$\left[\begin{array}{c|c} \Delta\boldsymbol{A} & \Delta\boldsymbol{B} \\ \hline \Delta \boldsymbol{c} & \boldsymbol{O} \end{array} \right]$$

$$:= \left[\begin{array}{c|c} -\frac{r}{L} & \frac{D}{L} & \frac{V_{2dc}}{L} \\ -\frac{D}{C} & -\frac{8}{\pi^2} \frac{R_1}{C(R_1R_2 + (\omega_0 L_m)^2)} & -\frac{I_L}{C} \\ \hline 0 & 1 & \boldsymbol{O} \end{array} \right]$$

$$\boldsymbol{x}(t) := \boldsymbol{X} + \Delta\boldsymbol{x}(t), \Delta\boldsymbol{x}(t) := \left[\Delta i_L(t) \quad \Delta v_{2dc}(t) \right]^T$$

$$\boldsymbol{u}(t) := \boldsymbol{D} + \Delta \boldsymbol{d}(t), \Delta\boldsymbol{u}(t) := \Delta \boldsymbol{d}(t)$$

$$\boldsymbol{X} := \begin{bmatrix} I_L & V_{2dc} \end{bmatrix}^T, \quad \boldsymbol{U} := D$$

(18), (19) 式より $\Delta d(s)$ から $\Delta v_{2dc}(s)$ までの伝達関数は次 のように表せる.

$$\Delta P_v(s) = \frac{b_1 s + b_0}{s^2 + a_1 s + a_0}$$
(20)

$$a_1 := \frac{r}{L} + \frac{8}{\pi^2} \frac{R_1}{C(R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2)}$$

$$a_0 := \frac{1}{LC} (D^2 + \frac{8}{\pi^2} \frac{rR_1}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2})$$

$$b_1 := \frac{I_L}{C}, \quad b_0 = \frac{1}{LC} (rI_L - DV_{2dc})$$

4. 制御器設計

(20) 式よりワイヤレス電力伝送の二次側電圧制御に用いる フィードバック制御器を設計する. プラントモデルは2次であ るため, (21) 式に示す PID 制御器を用いることで任意の極配 置設計が可能となる.

$$C_{PID}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + \frac{K_D s}{\tau_{bc} s + 1}$$

$$\tag{21}$$

制御器をプログラムにより実装するため,(22)式に示す Tustin 変換により離散時間系の制御器を再設計する.



図 6 二次側電圧制御のブロック線図 Fig.6 Block diagram of secondary side voltage control.

$$s = \frac{2(z-1)}{T(z+1)}$$
(22)

ここで*T*は制御周期であり,本稿では DC-DC コンバータの スイッチング周期とする.

離散化した制御器を *C_{PID}(z)* として, Fig. 6 に示す二次側 電圧制御系を構成する.ここでプラントモデルは平衡点周りに おける小信号モデルであるため,平衡点を適切に設定しなけれ ばならない.

 V_{2dc} は電力伝送効率を最大化する電圧指令値 v_{2dc} * とすると、 二次側電圧が矩形波とみなせる場合に $v_{2dc} = v_2$ となるため、 (5) 式を用いて平衡点を与える. これより I_{2dc} は (16) 式を用 いて決定でき、D, I_L は (10)、(11) 式を満たすように与える. このとき D は二つの解を持つが、 $0 \le D \le 1$ かつ値が大きい 方を用いる.

$$V_{2dc} = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \frac{\omega_0 L_m}{\sqrt{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} + \sqrt{R_1 R_2}} v_1 \qquad (23)$$

$$I_{2dc} = \frac{8}{\pi^2} \frac{\omega_0 L_m v_1 - R_1 V_{2dc}}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2}$$
(24)

$$D = \frac{E + \sqrt{E^2 - 4rV_{2dc}I_{2dc}}}{2V_{2dc}}$$
(25)

$$I_L = \frac{I_{2dc}}{D} \tag{26}$$





(a) Transmitter and receiver.
 (b) DC-DC converter
 図 7 実験装置
 Fig. 7 Experimental equipments.

表 1 送受電器の特性値 Table 1 Characteristics of transmitter and receiver.

	Primary coil	Secondary coil
Resistance R_1, R_2	1.28 Ω	$1.24 \ \Omega$
Inductance L_1, L_2	$638~\mu\mathrm{H}$	$642~\mu\mathrm{H}$
Capacitance C_1, C_2	$3990 \ \mathrm{pF}$	$3990 \ \mathrm{pF}$
Resonant frequency f_1, f_2	$99.8~\mathrm{kHz}$	$99.4 \mathrm{~kHz}$
Outer Diameter	448 mm	
Number of turns	56 turns	

表 2 DC-DC コンバータの仕様 Table 2 Specification of DC-DC converter.

Battery voltage ${\cal E}$	12 V
Equivalent resistance \boldsymbol{r}	$800 \text{ m}\Omega$
Inductance L	$511 \ \mu H$
Capacitance C	$3400 \ \mu F$
Carrier frequency f_c	10 kHz

表 3 各伝送距離における送受電器の相互インダクタンス

Table 3Mutual inductance between transmitter and receiver in
each transmitting distance.

Transmitting distance [mm]	Mutual inductance L_m [μ H]
200	86.0
250	59.2
300	42.2
350	30.5
400	23.2
450	18.0

5. 実 験

5.1 実験装置の構成および仕様

Fig. 7(a) に示す送受電器を用いてワイヤレス電力伝送実験 を行う.送受電器の特性値を Table 1 に示す.送受電器の共振 周波数は完全には一致していないため,電源周波数 f_0 は 99.6 kHz としている.また,DC-DC コンバータのモデル化および 制御器設計の有効性を検証するため,一次側電圧は矩形波とし ている.



図 8 二次側電流の実験結果 Fig. 8 Experiment result of secondary side current.

二次側電圧制御に用いる DC-DC コンバータを Fig. 7(b) に 示し、その仕様を Table 2 に示す. ワイヤレス電力伝送によっ て平滑コンデンサに流入する電流を平均値として扱うため、ス イッチング周波数はワイヤレス電力伝送の共振周波数よりも十 分遅く設定している. 平滑コンデンサの電圧はフィードバック 制御器によって指令値追従するように制御される. 本稿では閉 ループ極が s = -1000 rad/s に 4 重根を持つようにフィード バック制御器を設計している.

一方で、伝送距離による電力伝送効率の変化と最大効率制御の有効性を示すため、伝送距離を 200 mm から 450 mm まで変化させて実験を行う. 各伝送距離における送受電器の相互インダクタンスを Table 3 に示す.

5.2 ワイヤレス電力伝送の二次側電流

(15)式によって表されるワイヤレス電力伝送の二次側電流特 性の妥当性を検証するとともに、伝送距離による二次側電流の 変化を確認するため、すべての伝送距離において一次側電圧が 20 V となるように電源電圧を調整し、二次側電圧制御の指令 値を18 V として実験を行う.

実験結果を Fig.8 に示す. (15) 式による理論値と測定値はほ ぼ一致しているため、二次側電流特性を用いた DC-DC コン バータのモデル化は有効といえる.しかし、長距離伝送時に二 次側電流が増加するとともに誤差が生じていることが確認され る.これは二次側電圧が完全な矩形波とはならず、実効値と平 均値が一致しないためと考えられる.この対策として平滑コン デンサの大容量化あるいはシステム全体の高周波化により二次 側電圧の変動を抑制することが挙げられる.

5.3 二次側電圧制御による最大効率制御

ワイヤレス電力伝送の最大効率制御を目的とした二次側電圧 制御の有効性を確認する.一次側電圧は一定であると仮定する ため、すべての伝送距離において 20 V としている.このとき 二次側電圧は各伝送距離において電力伝送効率を最大化する指 令値に追従させる.

電力伝送効率の実験結果を Fig.9 に示す.長距離伝送時において電力伝送効率が数%改善していることが確認できるが,伝送距離が短い場合には制御の有無によらずほぼ最大効率を達成



図 9 電力伝送効率の実験結果

Fig. 9 Experiment result of transmitting efficiency.



図 10 給電電力の実験結果 Fig.10 Experiment result of charging power.

している.これは送受電器の相互インダクタンスが十分確保で きる場合に二次側電圧の変化による効率低下が小さいためで ある.しかし,走行中給電を想定した場合には長距離伝送が要 求されるため,二次側電圧制御による最大効率制御は有効とい える.

一方で, Fig. 10 にワイヤレス電力伝送の給電電力の実験結 果を示す. すべての伝送距離において給電電力は二次側電圧制 御を適用した場合の方が増加している. 従って,二次側電圧制 御による最大効率制御は高効率化だけでなく大電力化も達成で きるため, EV の給電に適した制御手法といえる.

6. ま と め

本研究では長距離伝送における走行中ワイヤレス給電を目標 として、二次側 DC-DC コンバータによる最大効率制御につい て検討し、モデル化に基づくフィードバック制御器の設計手法 を提案した.設計した制御器により二次側電圧制御を実現し、 ワイヤレス電力伝送の最大効率制御の有効性を示した.

今後の課題として,フィードバック制御器の応答特性および 安定性の検討,フィードフォワード制御器を用いた二自由度制 御が挙げられる. 文

- Y. Hori: "Future Vehicle Driven by Electricity and Control-Research on Four-Wheel-Motored "UOT Electric March II"", IEEE Trans. IE, Vol.51, No.5, pp.954-962, (2004)
- [2] 荻路 貴生, 佐藤 公彦, 小林 王義, 紙屋 雄史, 石 太郎, 大聖 泰 弘, 高橋 俊輔, 出井 惣太, 鈴木 直司, 三野 秀方:"先進電 動マイクロバス交通システムの開発と性能評価", 自動車技術会 春季学術講演会論文集, No. 52-10, 20105128, pp.5-8 (2010)
- [3] 高橋 俊輔: "EV 用ワイヤレス給電システムにおける効率向上", 信学技報, WPT2012-22, pp.11-16 (2012)
- [4] 堀洋一: "ワイヤレス給電技術が生み出す新たなクルマ社会", 2013.02 OHM, pp.18-20 (2013)
- [5] 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. IE, Vol.61, No.3, pp.1179-1192, (2014)
- [6] 小原 弘志, 横地 克謙: "電気自動車への走行中非接触給電", 国土 技術政策総合研究所, 国総研レポート 2013, ISSN 1347-3387, pp.108 (2013)
- [7] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J.D. Jonnopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic: "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances", Science, Vol.317, No.5834, pp.83-86, (2007)
- [8] 居村 岳広,岡部 浩之,内田 利之,堀 洋一:" 共振時の電磁界結 合を利用した位置ずれに強いワイヤレス電力伝送",電学論 D, Vol.130, No.1, pp.76-83 (2010)
- [9] M. Kato, T. Imura, and Y. Hori: "New Characteristics Analysis Considering Transmission Distance and Load Variation in Wireless Power Transfer via Magnetic Resonant Coupling", IEEE, INTELEC 2012, pp.1-5 (2012)
- [10] 森脇 悠介,居村 岳広,堀 洋一:"磁界共振結合を用いたワイヤレ ス電力伝送の DC/DC コンバータを用いた負荷変動時の反射電力 抑制に関する検討", IEEJ, JIASC, Vol.2, pp.II-403-II-406 (2011)
- [11] 宅崎 恒司,星 伸一:"非接触給電装置の共振回路高効率化の ための受電側降圧コンバータの動作条件の検討",電学論 D, Vol.132, No.10, pp.966-975 (2012)
- [12] M. Kato, T. Imura, Y. Hori: "Study on Maximize Efficiency by Secondary Side Controll Using DC-DC Converter in Wireless Power Transfer via Magnetic Resonant Coupling", IEEE, EVS27, pp.1-5 (2013)
- [13] 居村 岳広、岡部 浩之、内田 利之,堀 洋一:"等価回路から見た非接触電力伝送の磁界結合と電界結合に関する研究 共振時の電磁界結合を利用したワイヤレス電力伝送 -",電学論 D, Vol.130, No.1, pp.84-92 (2010)
- [14] 武井 大輔,藤本 博志,堀 洋一:"昇圧コンバータにおける平滑 化コンデンサの小型化を目的とした負荷電流フィードフォワー ド制御", IEEJ, SPC-14-038, MD-14-038, pp.65-70 (2014)
- [15] 郡司 大輔,居村 岳広,藤本 博志:"磁界共振結合によるワイ ヤレスインホイールモータの電力変換回路の構成とその制御に 関する基礎研究",IEEJ, IIC-14-071, MEC-14-59, pp.91-96 (2014)