

走行中ワイヤレス電力伝送を適用した ワイヤレスインホイールモータのシステム制御に関する基礎研究

竹内琢磨*, 居村岳広, 藤本博志, 堀洋一 (東京大学)

Basic Study on System Control Method for Wireless In-Wheel Motor with Dynamic Wireless Power Transfer
Takuma Takeuchi*, Takehiro Imura, Hiroshi Fujimoto, Yoichi Hori (The University of Tokyo)

Abstract

In-Wheel Motor (IWM) which is a driving system of Electric Vehicles (EVs) is effective for expanding driving range and improving vehicle stability. However, IWM has not been put in practical use because of a possibility of power lines disconnection. Therefore, we have proposed Wireless In-Wheel Motor (W-IWM) in which Wireless Power Transfer (WPT) is used to remove these lines and to enhance practicability of IWM. Moreover, we have proposed the advanced system of W-IWM which has Lithium-ion Capacitor (LiC) and circuit for Dynamic Wireless Power Transfer (DWPT) on its wheel-side. In this paper, wheel-side power management control by a State of Charge (SOC) control of LiC is proposed. By applying the proposed control, DWPT can be applicable for the advanced system and power management on the wheel-side can be achieved. The proposed control is verified by simulations and experiments.

キーワード: ワイヤレスインホイールモータ, リチウムイオンキャパシタ, パワーマネジメント, 走行中ワイヤレス電力伝送 (Wireless In-Wheel Motor, Lithium-ion Capacitor, Power management, Dynamic Wireless Power Transfer)

1. 序 論

電気自動車 (EV) は環境性能の高さから近年注目を集めているが、バッテリー容量および充電時間の長さによる航続距離の制限が問題になっている。これを解決するためにモータを効率的に駆動させる研究⁽¹⁾やインホイールモータ (IWM: In-Wheel Motor) の適用などが報告されている。IWM は、EV の車輪内部にモータを取めた駆動形式を示し、各輪独立制御による走行安定性や航続距離の向上、ドライブシャフト等機械系の省略による更なる航続距離の延長も期待できる⁽²⁾。しかし、IWM は車体とホイール間の電力線が走行中の連続的の屈曲などにより断線してしまう耐久性の問題などから現在も乗用車での実用化はされていない。

そこで、この問題を解決するために著者らはワイヤレスインホイールモータ (W-IWM: Wireless In-Wheel Motor) を提案した⁽³⁾。W-IWM はワイヤレス電力伝送 (WPT: Wireless Power Transfer) を用いて車体-ホイール間の配線を省略しており、現在までに試作 1 号機の開発と実車での走行試験に成功している⁽³⁾。更に、W-IWM 試作 1 号機の更なる高出力・高効率化を目指して構想中の試作 2 号機 (W-IWM2) では、ホイール側にリチウムイオンキャパシタ (LiC: Lithium-ion Capacitor) の搭載と路面側送電設備からの走行中ワイヤレス電力伝送の適用を想定している。

本稿では、W-IWM2 を対象としたシステム制御法について検討する。W-IWM2 はホイール側 DC リンクに複数の電力変換器からの電力が入出力されるため、それらの電力配分を適切に制御するパワーフロー制御⁽⁴⁾が必要になる。更に、回生ブレーキ時の回生電力を LiC に充電し総合効率を向上させ、走行中ワイヤレス電力伝送が適用可能な区間ではその電力でモータを駆動させるといったパワーマネジメントの達成が望まれる。そこで、本稿では LiC の電圧 (SOC: State of Charge) の制御によりホイール側のパ



(a) The first trial unit of W-IWM (b) Experimental vehicle

図 1 The first trial unit of W-IWM and experimental vehicle

ワーマネジメントを行うことを提案する。この制御を適用することで LiC の電圧を一定化し、LiC の入出力電力が負荷電力の変動や走行中ワイヤレス電力伝送による電力の流入に応じて適切に制御される。提案する LiC の SOC 制御によるパワーマネジメントの有効性をシミュレーションと実験により実証する。

2. Wireless In-Wheel Motor

本章では、W-IWM および W-IWM2 それぞれのコンセプトと構成について述べる。

〈2・1〉 W-IWM 試作一号機 図 1 に試作 1 号機の外観と実験車両を示し、図 2 にそのシステム構成を示す。ここで、 V_{battery} : 車体側バッテリー電圧、 v_c : 車体側 DC/DC コンバータ出力電圧、 v_{DC} : ホイール側 DC リンク電圧を示す。本稿では説明の便宜上、車体-ホイール間の WPT 用車体側・ホイール側変換器をそれぞれ車体側インバータ・車体用 AC/DC コンバータと定義するが、いずれもフルブリッジの回路であり車体側とホイール側で対称な構成となっている。更に、WPT の共振回路として車体側とホイール側が対称な構成となる SS 方式⁽⁵⁾を用いているため、回生ブレーキ時の回生電力を車体側のバッテリーに回生すること

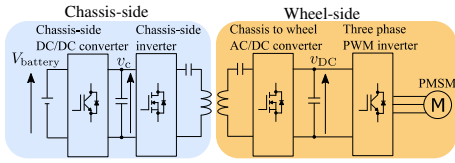


図 2 Conventional system configuration of W-IWM.

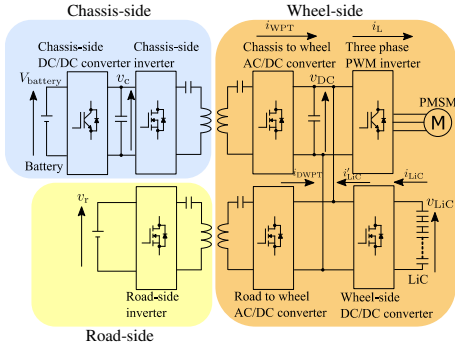


図 3 System configuration of W-IWM2.

にも成功している。なお、本稿では 3 相 PWM インバータとモータを合わせて負荷と定義する。

試作一号機では 1 輪あたりの出力が 3.3 kW であり、車体側のバッテリーとホイール側 DC リンク間の DC to DC 伝送効率は約 88 % を達成している⁽³⁾。

〈2・2〉 W-IWM 試作二号機 図 3 に W-IWM2 のシステム構成を示す。ここで、 v_r : 路面側インバータ入力電圧、 i_L : 負荷電流、 i_{WPT} : 車体用 AC/DC コンバータ出力電流、 i_{LiC} : LiC 出力電流、 i'_{LiC} : ホイール側 DC/DC コンバータ出力電流、 i_{DWPT} : 路面用 AC/DC コンバータ出力電流を示す。なお、本稿では走行中に路面側に敷設された送電設備から電力をホイール側で受電する AC/DC コンバータを路面用 AC/DC コンバータと定義している。W-IWM2 においては、ホイール側の DC リンクに DC/DC コンバータを介して LiC(Lithium ion Capacitor) と路面用 AC/DC コンバータを介して DWPT 用の共振回路が追加されている。これにより、従来は負荷の回生動作時にも WPT を用いていたのに対してホイール側で LiC に回生することが可能になり、その際に回生電力が通過する変換器の数を削減できるため回生時の DC to DC 効率を約 88 % から約 96 % に向上させることが期待できる。更に、走行中ワイヤレス電力伝送が適用可能となるため、更なる航続距離の延長も期待できるシステム構成となっている。

3. LiC の SOC 制御によるパワーマネジメント

本章では、提案するホイール側パワーマネジメントについて述べる。

〈3・1〉 ホイール側変換器

〈3・1・1〉 ホイール側 DC/DC コンバータ LiC と接続されたホイール側 DC/DC コンバータによって DC リンク電圧 v_{DC} に対するフィードバック制御を行う。これにより、パワーフローの変化を LiC が収支することとなり、DC/DC コンバータを介して LiC が入出力する電力 P_{LiC} が自動的に決定されることでパワーフロー制御が成立する。

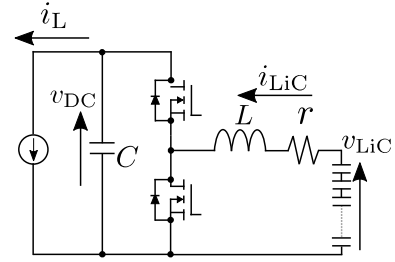


図 4 Circuit model of the wheel-side DC/DC converter.

〈3・1・2〉 車体用 AC/DC コンバータ 車体側からの受電電力 P_{WPT} を受電する車体用 AC/DC コンバータを用いて P_{WPT} を制御する。これにより、ホイール側 DC/DC コンバータによる v_{DC} のフィードバック制御により自動的に制御される P_{LiC} を間接的に制御することが可能になる。

この車体用 AC/DC コンバータを用いて LiC の SOC 制御を行う。LiC の SOC を一定値に制御することで、急加速等で LiC の SOC が低下する場合には P_{WPT} が増加し、回生時や走行中ワイヤレス電力伝送時等 LiC の SOC が増加する場合には P_{WPT} が減少することとなり、ホイール側のパワーマネジメントが自動的に成立する。

以上の 2 つの制御を適用することによって、提案するシステムにおける負荷電力 P_L および P_{LiC} 、 P_{WPT} 、走行中ワイヤレス電力伝送による路面側からの受電電力 P_{DWPT} によるパワーフローの関係式

$$P_L = P_{WPT} + P_{LiC} + P_{DWPT} \dots \dots \dots (1)$$

$$P_L = i_L v_{DC} \dots \dots \dots (2)$$

$$P_{WPT} = i_{WPT} v_{DC} \dots \dots \dots (3)$$

$$P_{LiC} = i'_{LiC} v_{DC} \dots \dots \dots (4)$$

$$P_{DWPT} = i_{DWPT} v_{DC} \dots \dots \dots (5)$$

がホイール側 DC/DC コンバータの電圧制御によって DC リンクコンデンサにおける電力の収支が釣り合っている瞬間において常に成立する。更に、 P_{WPT} の制御により P_{LiC} の制御も間接的に可能となるため、ホイール側のパワーフロー制御が可能になる。なお、走行中ワイヤレス電力伝送に関しても路面側からの断続的な受電電力をホイール側 DC/DC コンバータがバッファリングするため、負荷に安定した電力を供給することが可能になる⁽⁷⁾。

〈3・2〉 制御器設計 本章では、ホイール側 DC/DC コンバータのモデル化と制御器の設計、および車体用 AC/DC コンバータによる LiC の SOC 制御におけるホイール側のモデル化と制御器設計について述べる。

〈3・2・1〉 ホイール側 DC/DC コンバータによる電圧制御 図 4 に本稿で仮定する DC/DC コンバータの回路モデルを示す。この回路モデルでは、DC リンクに接続された負荷を出力とみなしている。ここで、 C : DC リンクコンデンサ、 L : DC/DC コンバータインダクタ、 r ; インダクタおよび LiC の等価直列抵抗を表す。なお、この回路モデルにおいては i_L に対してモデル化を行っているため、各電力の変化は i_L の変化として電圧制御に影響する。この DC/DC コンバータを状態空間平均化法を用いてモデル化

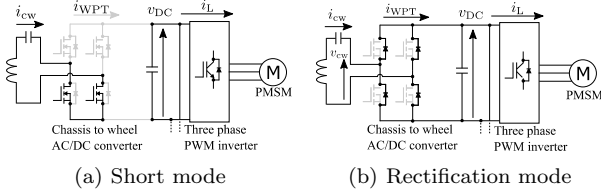


図 5 Operation mode of 2mode control.

すると、上側スイッチのデューティ比 d' から v_{DC} までの伝達関数が 2 次系で得られるため PID 制御器をシミュレーション・実験共に-1000 rad/sec に 4 重根配置で設計する。

3・2・2 車体用 AC/DC コンバータによる LiC の SOC 制御 車体用 AC/DC コンバータに 2 モード方式⁽⁸⁾を適用することで、車体側からの受電電力 P_{WPT} の制御を行う。この P_{WPT} の指令値を LiC 電圧 v_{LiC} のフィードバックによって生成することで LiC の SOC 制御を行う。

2 モード方式において、車体用 AC/DC コンバータは以下の 2 つのモードで動作する。

Short mode 車体用 AC/DC コンバータの下両アームのスイッチを ON にする。これによってホイール側コイルは図 5(a) に示したようにショート状態となり、ホイール側には電力が供給されなくなる。

Rectification mode 車体用 AC/DC コンバータの全スイッチを OFF 状態にする。これによって図 5(b) のように車体用 AC/DC コンバータは整流器として動作し、車体側から伝送されてきた電力がホイール側に流入する。

この 2 つのモードを周期的に切り替えることで車体用 AC/DC コンバータの平均出力電流 \bar{i}_{WPT} を制御することが可能になる。車体用コイル電流 i_{cw} は 2 つのモードにおいてそれぞれ以下のように表される⁽⁸⁾。

$$i_{cw} = \begin{cases} \frac{\omega_0 L_{mcw} v_c}{R_c R_{cw} + (\omega_0 L_{mcw})^2} & \text{(Short mode)} \\ \frac{\omega_0 L_{mcw} v_c - R_c v_{DC}}{R_c R_{cw} + (\omega_0 L_{mcw})^2} & \text{(Rectification mode)} \end{cases} \quad (6)$$

ここで、 ω_0 : WPT 共振角周波数、 v_c : 車体側 DC/DC コンバータ出力電圧、 L_{mcw} : 車体-ホイール間コイル相互インダクタンス、 R_c, R_{cw} : 車体側、車体用コイル抵抗である。これより、 i_{WPT} は下式で表される。

$$i_{WPT} = \begin{cases} 0 & \text{(Short mode)} \\ \frac{2\sqrt{2}}{\pi} i_{cw} & \text{(Rectification mode)} \end{cases} \quad \dots\dots (7)$$

以上から、 \bar{i}_{WPT} は以下のように求められる。

$$\bar{i}_{WPT} = \alpha i_{WPT} \quad \dots\dots (8)$$

ここで、 α は 2 つのモードうち Rectification mode の時間割合を示している。以上から α を変化させることで \bar{i}_{WPT} の制御が可能となり、 P_{WPT} を平均的に制御することが出来る。

この 2 モード方式の α を v_{LiC} から生成することで LiC の SOC 制御が可能となる。ホイール側 DC/DC コンバータの電圧制御によって DC リンクコンデンサにおける電力の収支が 0 であることを仮定すると、式 (1) から次式が得られホイール側の回路モデルは図 6 で表される。

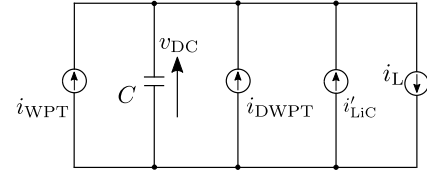


図 6 Circuit model of wheel-side on W-IWM2.

$$i_L = \bar{i}_{WPT} + i'_{LiC} + i_{DWPT} \quad \dots\dots (9)$$

上式は本来 i_{WPT} に対して成り立つが、2 モード方式を用いて i_{WPT} を平均的に制御するため、上式では \bar{i}_{WPT} を用いている。ここで、DC/DC コンバータの損失が十分に小さいと仮定すると次式が成り立つ。

$$i'_{LiC} v_{DC} = i_{LiC} v_{LiC} \quad \dots\dots (10)$$

更に、 i_{LiC} と v_{LiC} の関係式が

$$i_{LiC} = -C_{LiC} \frac{dv_{LiC}}{dt} \quad \dots\dots (11)$$

で表わされるため、式 (9), (10), (11) から、次式が成り立つ。

$$\bar{i}_{WPT} = (C \frac{d}{dt} + \frac{1}{R_L}) v_{DC} + \frac{C_{LiC}}{v_{DC}} v_{LiC} \frac{dv_{LiC}}{dt} - i_{DWPT} \quad (12)$$

v_{DC} , v_{LiC} の平衡点をそれぞれ V_{DC} , V_{LiC} とし、 v_{LiC} と \bar{i}_{WPT} の微小変動をそれぞれ $\Delta \bar{i}_{WPT}$, Δv_{LiC} とすると、上式をテイラー展開によって線形化することで得られる $\Delta \bar{i}_{WPT}$ から Δv_{LiC} までの伝達関数 ΔP_{SOC} は、

$$\Delta P_{SOC} = \frac{\Delta v_{LiC}}{\Delta \bar{i}_{WPT}} = \frac{V_{DC}}{2C_{LiC} V_{LiC} s} \quad \dots\dots (13)$$

と表される。これと式 (8) で表される車体-ホイール間の WPT のプラントモデルに対して PI 制御器をシミュレーションでは-6.28 rad/sec に、実験では P_{WPT} の最大値が小さいため-6.28×10⁻² rad/sec に 2 重根配置で設計し、Tustin 変換によって離散化して実装する。

上記 2 つの制御を組み合わせることによって、ホイール側のパワーマネジメントが達成される。このパワーマネジメントのブロック線図を図 7 に示す。ここで、ブロック線図上の記号添え字に使用されているアスタリスクは指令値であることを示す。また、各変換器からの電力による DC/DC コンバータの電圧制御系に対する影響は、 i_L の変動として電圧制御のデューティ比平衡点 D' に影響し、これが v_{DC} のフィードバックによって抑制されることとなる。

4. シミュレーション

提案するパワーマネジメントのシミュレーションを MATLAB Simulink Simpower Systems を用いて行った。

シミュレーションのパラメータは Table. 1 に示した W-IWM2 で想定されているものを用いた。なお、LiC の動作電圧範囲は 38.4-57.6 V を想定しているが、SOC が 0.5 となる電圧値 48 V を基準としている。また、シミュレーション結果の電力には 2 モード方式によるリップルの影響を取り除くために 1.0×10⁻⁷ のシミュレーションステップにおいてウィンドウサイズ 2×10⁴ の移動平均を適用した。

本稿では、LiC の SOC 制御によるパワーマネジメントの成立を示すために以下のシミュレーションを行った。

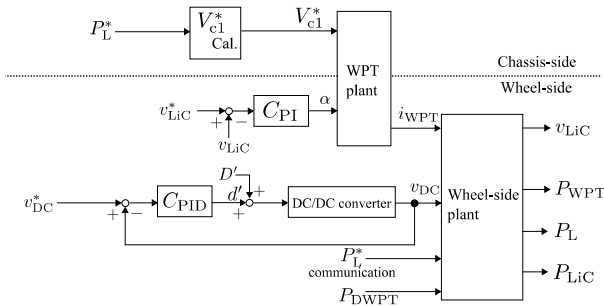


図7 Block diagram of W-IWM2.

〈4・1〉 負荷ステップ変動 負荷電力 P_L が 6 kW から 2 kW, 6 kW と連続的にステップ変動した場合についてシミュレーションを行った。この時、簡単のため走行中ワイヤレス電力伝送による受電電力は省略している。

シミュレーション結果を図8に示す。図8(a)は各電力を表しており、 P_L のステップ的な変化に対して P_{LiC} がまず追従し、その後 P_{WPT} が LiC に充放電させることでパワーマネジメントが成立していることが確認できる。図8(b)より負荷変動に伴う v_{DC} の変化を DC/DC コンバータのフィードバック制御により抑制できていることが確認できる。なお、電圧のリプルは 2 モード方式に起因している。また、図8(c)より負荷変動により変化した SOC が指令値に追従していることが確認できる。以上から、提案の SOC 制御を行うことで負荷電力が変化した際のホイール側のパワーマネジメントが可能であることが確認出来た。

〈4・2〉 走行中ワイヤレス電力伝送の適用 負荷が 6 kW で力行している際に走行中ワイヤレス電力伝送によって路面側から 12 kW の電力を受電した場合についてシミュレーションを行った。この時、ホイール側の路面用 AC/DC コンバータは Rectification mode のみで動作させている。路面-ホイール間のコイル相互インダクタンス L_{mrw} は車両が 80 km/h で走行している場合を想定した。路面側インバータは $L_{mrw} = 30.0 \mu\text{H}$ 以上の時に共振周波数での矩形波駆動とした。

シミュレーション結果を図9に示す。図9(a)はホイール側の各電力を示しており、走行中ワイヤレス電力伝送によって路面側から受電した 12 kW の内 6 kW で負荷を力行し、残りの 6 kW は LiC に充電されていることが確認できる。これより、走行中ワイヤレス電力伝送による電力を受電している区間においては LiC の SOC が上昇するため車体側からの電力伝送が自動的に停止し、路面側からの電力で走行していることが分かる。また、図9(c)から走行中ワイヤレス電力伝送によって充電されたエネルギーを路面側からの受電が終了すると同時に使用し、SOC を一定に制御出来ていることも確認できる。図9(b)より路面側からの電力伝送の前後において v_{DC} をホイール側 DC/DC コンバータの電圧制御によって指令値に制御出来ていることが確認できる。

以上から、提案の SOC 制御を適用することでモード切り替え等を必要とせず走行中ワイヤレス電力伝送の適用が可能であることが確認された。

表1 Simulation and experimental parameters.

	Sim.	Exp.
Resonance frequency	85 kHz	85 kHz
Switching frequency of DC/DC converter	40 kHz	40 kHz
Switching frequency of two-mode control	500 Hz	500 Hz
Chassis-side DC-link voltage reference v_c^*	600 V	300 V
Road-side DC-link voltage reference v_r^*	500 V	150 V
Wheel-side DC-link voltage reference v_{DC}^*	600 V	200 V
Maximum output	12.0 kW	1.2 kW
LiC capacitance	93.8 F	95.8F
LiC nominal voltage	48 V	50 V
Chassis-side coil resistance R_c	400.0 m Ω	558.09 m Ω
Chassis-side coil inductance L_c	270.0 μH	269.63 μH
Chassis to wheel coil resistance R_{cw}	300.0 m Ω	361.81 m Ω
Chassis to wheel coil inductance L_{cw}	250.0 μH	224.51 μH
Road-side coil resistance R_r	400.0 m Ω	867.10 m Ω
Road-side coil inductance L_r	450.0 μH	291.96 μH
Road to wheel coil resistance R_{rw}	300.0 m Ω	361.81 m Ω
Road to wheel coil inductance L_{rw}	250.0 μH	223.85 μH
Coil gap	100 mm	100 mm
Chassis-wheel mutual inductance L_{mcw}	52.0 μH	51.67 μH
Road-wheel mutual inductance L_{mrw}	35.0 μH	34.51 μH
DC-link capacitor C	2200 μF	2145 μF
Inductance of DC/DC converter L	60.8 μH	60.8 μH
ESR of inductance and LiC r	31.4 m Ω	41.0 m Ω

5. 実験

W-IWM2 の小電力モデルを製作し、シミュレーションと同様の実験を行った。

〈5・1〉 実験装置 図10(a)に実験に用いた小電力モデルの外観を示す。小電力モデルの DSP には Myway 製の PE-Expert3 を用いて、負荷の代わりに Myway 製の回生型直流電源 pCUBE を用いた。また、LiC の代わりに日本ケミコン製 SC(DLCAP 2300F) を用いている。更に、走行中ワイヤレス電力伝送を模擬させるベンチ試験用の試験装置外観を図10(b)に示す。この装により走行中の車両における受電コイルを模擬させることが可能であり、受電コイルを約 18 km/h で路面側送電コイル上 100 mm を通過させて走行中ワイヤレス電力伝送の試験を行うことが出来る。小電力モデルのパラメータは Table.1 に示した。なお、実験結果の電力は 2 モード方式に起因する電圧リプルの影響を取り除くために $20 \times 10^{-6} \text{sec}$ でサンプリングした実験結果にウィンドウサイズ 2×10^3 の移動平均を適用している。また、 i_{LiC} , i_L , i_{WPT} , i_{DWPT} それぞれに 1 kHz の一次ローパスフィルタを適用した。

〈5・2〉 負荷電力ステップ変動 負荷電力が 1.2 kW から 0.2 kW, 1.2 kW と連続的にステップ変動した場合について実験を行った。

実験結果を図11に示す。図11(a)はホイール側の各電力を示しており、 P_L の変動を P_{LiC} が急峻に応答することで補償していることが確認出来る。ここで、シミュレーションの波形に対して P_{WPT} の応答が遅れているが、これはシミュレーションに対して P_{WPT} の最大値が小さいため、SOC 制御の極を遅い配置にしたことに起因する。従って、 P_{WPT}

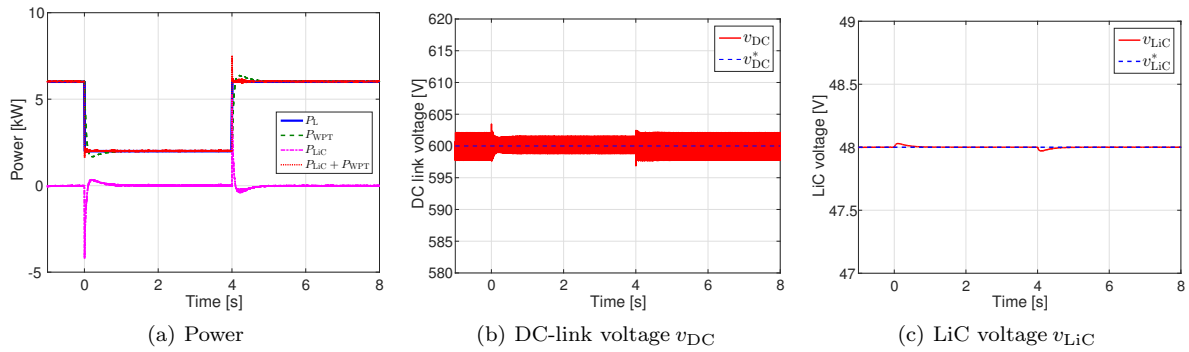


図 8 Simulation result of stepwise load power fluctuation.

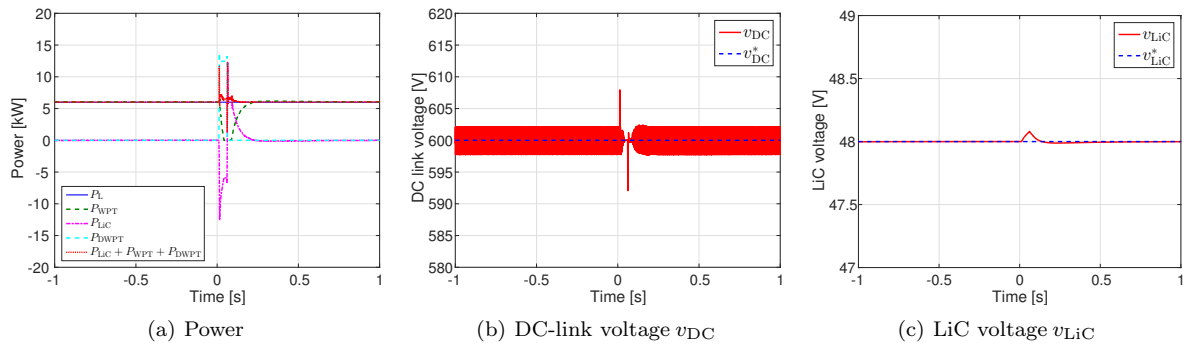


図 9 Simulation result of DWPT.

の最大値が十分大きな値となる実機の試験ではシミュレーションと波形が一致すると考えられる。図 11(b) より負荷変動に伴う v_{DC} の変化をホイール側 DC/DC コンバータの電圧制御によって抑制できていることが確認できる。また、図 11(c) から負荷変動の前後における SC の SOC 変化を SOC 制御によって抑制できていることも確認できる。

以上から、提案する SOC 制御を適用することで負荷電力が変動した際のパワーマネジメントが可能になることが実験的にも確認された。

〈5・3〉 走行中ワイヤレス電力伝送の適用 負荷が 1.0 kW で力行している際に走行中ワイヤレス電力伝送によって路面側から 1.6 kW の電力を受電した場合について実験を行った。この時、ホイール側の路面用 AC/DC コンバータは Rectification mode のみで動作させた。路面側インバータは路面側コイルの電流値により車両の有無を検知することで送電の ON/OFF を行っている⁽⁹⁾。

実験結果を図 12 に示す。図 12(a) より、シミュレーションと同様に路面側から電力を受電している区間は負荷をその電力で力行し、余剰分が LiC に充電されていることが確認できる。図 12(b) から電力を受電する前後においても v_{DC} を指令値に制御することが出来ていることが確認できる。図 11(c) から LiC に充電された余剰分が負荷で力行され、SOC を指令値に制御できていることが確認できる。

以上から、提案の SOC 制御を適用することでモード切り替え等を必要とせずに走行中ワイヤレス電力伝送の適用が可能であることが実験的にも確認された。

6. まとめと今後の展望

本稿では、W-IWM の更なる実用性の向上を目的とした、

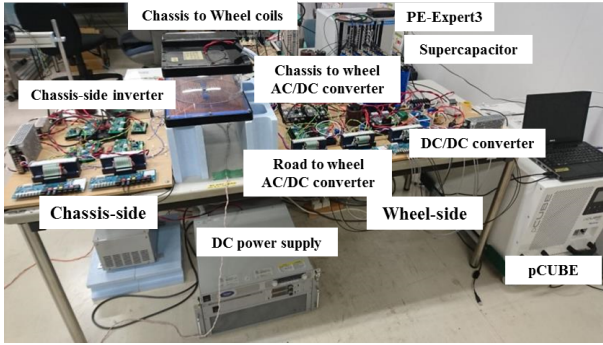
ホイール側に LiC と走行中ワイヤレス電力伝送用受電回路を搭載したシステム構成におけるパワーマネジメントを提案した。このパワーマネジメントを適用することによって、負荷回生動作時の効率改善やモード切替等を用いずに走行中ワイヤレス電力伝送に対応可能となる。この制御の成立性をシミュレーションと実験により実証した。今後は実機の製作を進め、実車での実験を行う。

謝 辞

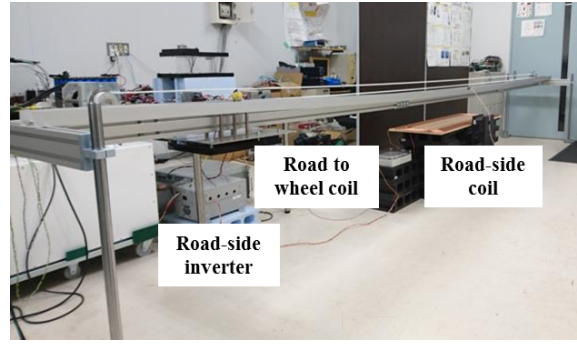
最後に本研究の一部は文部科学省研究費補助金(基盤研究 A 課題番号:26249061)によって行われたことを付記する。また、積層セラミックコンデンサ(U2J 特性)を支給して頂いた株式会社村田製作所、走行中ワイヤレス電力伝送試験用路面側インバータを支給して頂いた東洋電機製造株式会社に対しここに記して深く感謝申し上げる。

参考文献

- (1) Atsuo Kawamura, Giuseppe Guidi, Yuki Watanabe, Yukinori Tsuruta, Naoki Motoi and Tae-Woong Kim: "Driving Performance Experimental Analysis of Series Chopper Based EV Power Train", *Journal of Power Electronics*, Vol.12, No.6, pp.992–1002, (2013).
- (2) Satoshi Murata: "Innovation by in-wheel-motor drive unit, Vehicle System Dynamics," *Internationa; journal of Vehicle Mechanics and Mobility*, 50:6, pp.807–830, (2012).
- (3) 藤本博志・山本岳・佐藤基・郡司大輔・居村岳広: 「ワイヤレスインホイールモータを搭載した電気自動車の実車評価」, 自動車技術会 2015 年春季大会, S268, pp. 1395–1398, (2015).
- (4) 竹内琢磨・居村岳広・藤本博志・堀洋一・郡司大輔: 「複

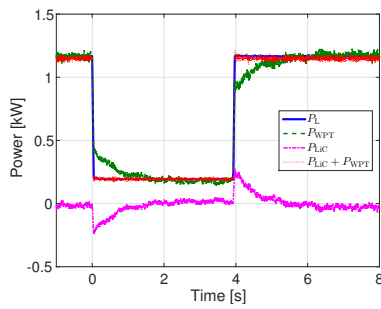


(a) Outline of the small power model.

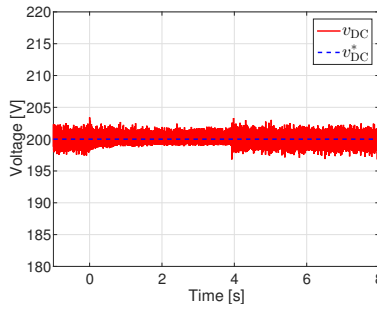


(b) Bench test setup for Dynamic WPT

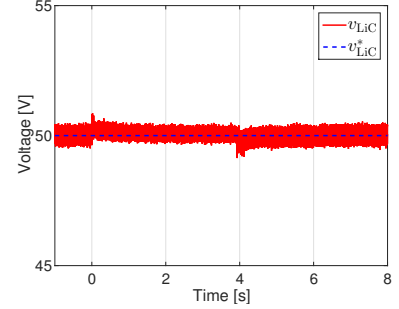
図 10 Experimental setup.



(a) Power

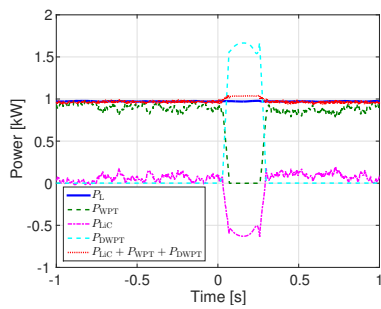


(b) DC-link voltage V_{DC}

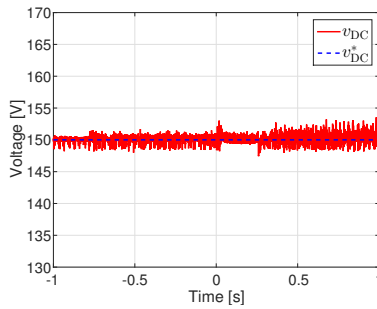


(c) LiC voltage V_{LiC}

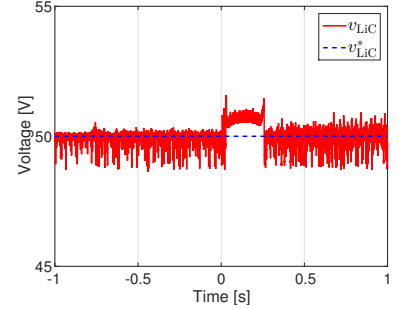
図 11 Experimental result of load power fluctuation.



(a) Power



(b) DC-link voltage V_{DC}



(c) LiC voltage V_{LiC}

図 12 Experimental result of DWPT.

数電源を用いたワイヤレスインホイールモータのシステム構成法」, 半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-16-004, MD16-004, (2016).

- (5) 遠井敬大・金子裕良・阿部茂: 「非接触給電の最大効率の結合係数 k とコイルの Q による表現」, 半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-11-179, MD-11-040, (2011).
- (6) Jian Cao and Ali Emadi: “A New Battery / Ultra-Capacitor Hybrid Energy Storage System for Electric, Hybrid and Plug-In Hybrid Electric Vehicles,” *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol.27 No.1, pp.122–132, (2012).
- (7) Matthew McDonough: “Integration of Inductively Coupled Power Transfer and Hybrid Energy Storage System: A Multiport Power Electronics Interface for Battery-Powered Electric Vehicles,” *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol.30 No.11, pp.6423–6433,

(2015).

- (8) Daisuke Gunji, Takehiro Imura and Hiroshi Fujimoto: “Stability Analysis of Constant Power Load and Load Voltage Control Method for Wireless In-Wheel Motor,” *The 9th International Conference on Power Electronics – ECCE Asia*, (2015).
- (9) Daita Kobayashi, Takehiro Imura, Hiroshi Fujimoto and Yoichi Hori: “Sensorless Vehicle Detection Using Voltage Pulses in Dynamic Wireless Power Transfer system,” *Electric Vehicle Symposium & Exhibition 29 – EVS29*, (2016).