

パルス密度変調を用いた車輪車体間の送電電力制御によるワイヤレスインホイールモータの軽負荷領域での高効率化

田島 大輝*, 清水 修, 藤本 博志 (東京大学)

High-Efficiency Transmission Power Control at Low Load for Wireless In-Wheel Motor Using Pulse Density Modulation

Daiki Tajima*, Osamu Shimizu, Hiroshi Fujimoto (The University of Tokyo)

Abstract

In order to eliminate the disconnection risk of in-wheel motors' wire, wireless in-wheel motor has been developed. In this system, chassis to wheel transmission power should be controlled correspond to consumption power. In this paper, a novel control method using Pulse Density Modulation (PDM) is proposed to improve the transfer efficiency at low load. Experiments proved its effectiveness.

キーワード：パルス密度変調, インホイールモータ, ワイヤレス給電, 定電力負荷
(pulse density modulation, in-wheel motor, wireless power transfer, constant power load)

1. 序 論

近年、環境負荷の小ささや制御性能の高さから電気自動車 (Electric Vehicle: EV) が注目されている⁽¹⁾。特に、各ホイール内にモータを配置するインホイールモータ (In-Wheel Motor: IWM) 方式の EV は以下のような特徴を持つことから様々な研究が行われてきた^{(2) (3)}。

- 各輪独立制御による運動性能の向上
- 車体の軽量化による航続距離の上昇
- ドライブシャフトレスによる設計自由度の向上

しかし、IWM 方式の EV では、車体ホイール間をつなぐワイヤーが剥き出しになっており、寒冷地における凍結や飛散物の衝突により断線するリスクを抱えている。この問題を解決するために、我々の研究グループでは車体ホイール間をワイヤレス化するワイヤレスインホイールモータ (Wireless In-Wheel Motor: W-IWM) を開発した⁽⁴⁾。実際の実験車両の図を Fig. 1 に示す。このシステムでは、高効率で高出力な無線送電が求められることから磁界共振結合を用いた無線電力伝送 (Wireless Power Transfer: WPT) を採用している。この方式では Fig. 2 に示すようにキャパシタとインダクタを共振させることで高効率、高出力な送電を可能にしている。

W-IWM では定電力負荷 (モータ負荷) に対しての無線給電を行っている。このような定電力負荷への WPT では、Fig. 3 に示すように負荷電力 P_L に合わせて送電電力 P_{WPT} を調節しなければならない。負荷電力と送電電力が異なる場合、ホイール側の DC リンクに繋がれているキャパシタにより調節されるためホイール側電圧 v_{2DC} が不安定になってしまう。

送電電力の制御手法として最もシンプルなのが 2-mode 制御である⁽⁵⁾。この手法では、受電コイルに付けられたハーフアクティブ整流器 (Half Active Rectifier: HAR) を用いる。HAR によってコイル電流を整流し電力を受け取る整流モードと、受電コイルを短絡させて電力を受

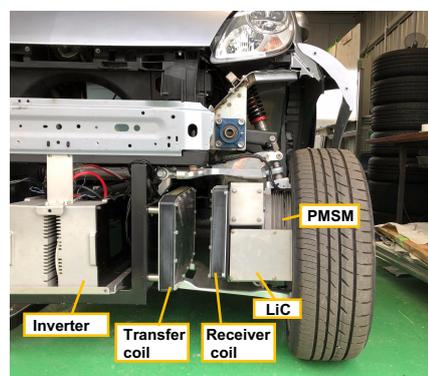


Fig. 1 W-IWM attached to the test vehicle.

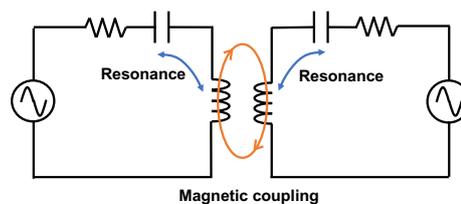


Fig. 2 Wireless power transfer via magnetic resonance coupling.

け取らない短絡モードを切り替えることで送電電力を制御する。しかしこの手法では電力を回生させられないことや、ダイオード整流の導通損が問題であった。

これらの問題を解決した制御手法として間欠同期整流方式がある⁽⁶⁾。この制御手法を用いた場合の車体側ホイール側の電圧 v_1, v_2 、電流 i_1, i_2 を示した図を Fig. 4 (a) に示す。この手法ではフルブリッジインバータにより同期整流を行う整流モードと受電コイルを短絡させる短絡モードを切り替えて送電電力を制御している。間欠同期整流方式では整流モード時に同期整流を行うため、ダイオード整流をする 2-mode 制御に比べ導通損が少なくな

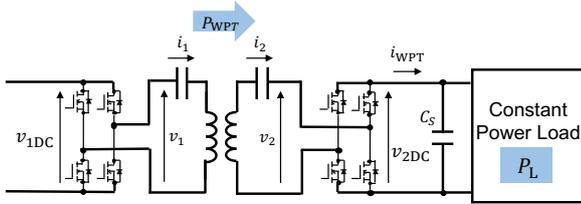


Fig. 3 WPT system with constant power load.

る。また、電流 i_2 と逆位相でスイッチングを行うことにより電力の回生も可能となった。しかし、電力の制御は依然として整流モードと短絡モードの切り替えにより行っておりモード切り替え時の過渡的な電流の乱れによる銅損の増加や、制御周期が遅いことによるホイール側 DC 電圧のリプルが問題となる。また、間欠同期整流を改善した手法として、整流モードと短絡モードの切り替えをスイッチングの位相をずらしながら緩やかに行うことで過渡的な乱れを改善した手法がある⁽⁷⁾。この手法では、従来の間欠同期整流に比べ効率は大きく改善したが、整流モード区間が短くなる低出力域では効率低下が大きかった。

整流モードと短絡モードの切り替えをせずに送電電力を制御する手法として位相シフト方式がある⁽⁸⁾。この制御手法を用いた場合の車体側ホイール側の電圧 v_1, v_2 、電流 i_1, i_2 を示した図を Fig. 4 (b) に示す。この方式では、インバータのスイッチングの位相をずらすことにより、整流する区間のパルスの幅を調節することで電力を制御している。この手法ではモードの切り替えがなくなるため、ホイール側の電圧リプルは抑えられる。しかし、電流が流れている時にスイッチングをするため、間欠同期整流に比べスイッチング損が増加することになり送電効率は悪くなってしまふ。

以上のように、低出力域において高効率に送電電力を制御する手法がなく、その開発が求められている。本稿では双方向絶縁形 DC-DC コンバータ (Dual Active Bridge: DAB)⁽⁹⁾ や直列共振インバータ^{(10) (11)} などで研究が進んでいるパルス密度変調 (Pulse Density Modulation: PDM) を応用することで低出力時においても高効率に送電電力を制御する手法を提案した。

2. 磁界共振結合方式の WPT

磁界共振結合方式の WPT システムの等価回路を Fig. 5 に示す。共振条件を満たすために動作周波数は以下の値にする。

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \dots \dots \dots (1)$$

この方式では共振周波数以外ではインピーダンスが極めて大きくなり影響が少ないため、共振周波数成分のみを解析する。共振周波数において、Fig. 5 の等価回路のインピーダンスマトリックスは次のように表せる。

$$Z = \begin{bmatrix} R_1 & j\omega_0 L_m \\ j\omega_0 L_m & R_2 \end{bmatrix} \dots \dots \dots (2)$$

共振周波数での一次側、二次側の電圧電流の関係は以下

の式で示すことができる。

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{V}_2 \end{bmatrix} = Z \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ -\dot{I}_2 \end{bmatrix} \dots \dots \dots (3)$$

共振条件を満たすとき、二次側の電圧 \dot{V}_2 、電流 \dot{I}_2 は一時側の電圧 \dot{V}_1 電流 \dot{I}_1 に比べて位相が $\frac{\pi}{2}$ 進む。よってこれらは以下の式で表すことができる。ただし X は $|X|$ を示している。

$$\dot{V}_1 = V_1 \dots \dots \dots (4)$$

$$\dot{V}_2 = jV_2 \dots \dots \dots (5)$$

$$\dot{I}_1 = I_1 \dots \dots \dots (6)$$

$$\dot{I}_2 = jI_2 \dots \dots \dots (7)$$

このとき、 \dot{I}_1, \dot{I}_2 は次の式で表すことができる。

$$\dot{I}_1 = \frac{R_2 V_1 + \omega_0 L_m V_2}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \dots \dots \dots (8)$$

$$\dot{I}_2 = j \frac{R_1 V_2 - \omega_0 L_m V_1}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \dots \dots \dots (9)$$

送電電力 P_{WPT} は次の式で表せる。

$$P_{WPT} = \dot{V}_2 \bar{\dot{I}}_2 = \frac{\omega_0 L_m V_1 V_2 - R_2 V_1^2}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \dots \dots \dots (10)$$

損失がない理想的な場合の送電電力は次の式で表せる。

$$P_{WPT, \text{nominal}} = \frac{V_1 V_2}{\omega_0 L_m} \dots \dots \dots (11)$$

また、一次側で発生する銅損 W_{c1} 、二次側で発生する銅損 W_{c2} はそれぞれ以下の式で表せる。また $\omega_0 L_m \gg R_1, R_2$ の関係を用いて近似した値を示す。

$$W_{c1} = R_1 |\dot{I}_1|^2 = R_1 \cdot \left\{ \frac{R_2 V_1 + \omega_0 L_m V_2}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \right\}^2 \cdot (12)$$

$$\approx R_1 \cdot \frac{V_2^2}{(\omega_0 L_m)^2}$$

$$W_{c2} = R_2 |\dot{I}_2|^2 = R_2 \cdot \left\{ \frac{R_1 V_2 - \omega_0 L_m V_1}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \right\}^2 \cdot (13)$$

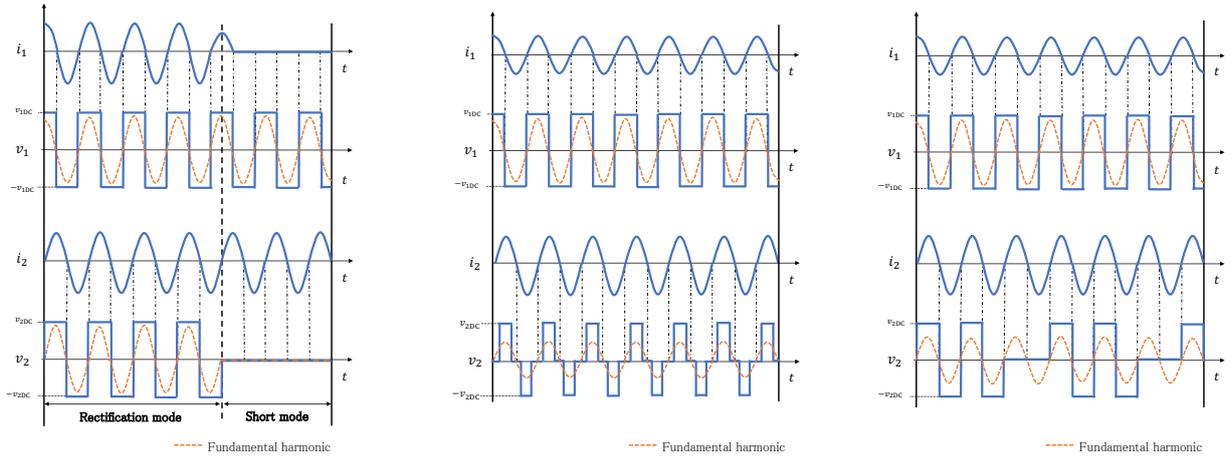
$$\approx R_2 \cdot \frac{V_1^2}{(\omega_0 L_m)^2}$$

3. W-IWM の制御手法

<3-1> 間欠同期整流方式

間欠同期整流では二次側コンバータで受電電流を整流する整流モード区間と短絡させる短絡モード区間の割合を切り替えることにより、送電電力制御を行っている。このときの一次側と二次側の電圧 v_1, v_2 、電流 i_1, i_2 を示した図を Fig. 4 (a) に示す。二次側コイルにかかる電圧の基本波成分 V_2 は以下の式で表せる。

$$V_2 = \begin{cases} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} v_{2DC} & \text{(Rectification mode)} \\ 0 & \text{(Short mode)} \end{cases} \dots \dots (14)$$



(a) Intermittent synchronous rectification. (b) Phase shift control. (c) Pulse Density Modulation (PDM).

Fig. 4 Control method for WPT system with constant power load.

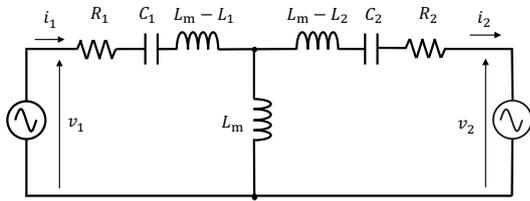


Fig. 5 Equivalent circuit of wireless power transfer via magnetic resonance coupling.

また、一次側のインバータでは常に矩形波整流を行っているため、一次側電圧の基本波成分は以下の式で表せる。

$$V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} v_{1DC} \dots \dots \dots (15)$$

V_1 , V_2 を (11) に代入することで送電電力が以下のようにもとまる。

$$P_{WPT} = \begin{cases} \frac{8}{\pi^2} \frac{v_{1DC} v_{2DC}}{\omega_0 L_m} & \text{(Rectification mode)} \\ 0 & \text{(Short mode)} \end{cases} \quad (16)$$

整流モードの時間割合 α を用いて送電電力 P_{WPT} は次のように表せる。

$$P_{WPT} = \alpha \cdot \frac{8}{\pi^2} \frac{v_{1DC} v_{2DC}}{\omega_0 L_m} \dots \dots \dots (17)$$

間欠同期整流では整流モードの時間割合 α を調節することで送電電力を制御している。またこのときの一次側、二次側で発生する銅損は V_1 , V_2 を (13), (14) に代入することにより以下の式で表せる。

$$W_{c1} = R_1 |\dot{I}_1|^2 \approx R_1 \cdot \alpha \frac{8}{\pi^2} \frac{v_{2DC}^2}{(\omega_0 L_m)^2} \dots \dots \dots (18)$$

$$W_{c2} = R_2 |\dot{I}_2|^2 \approx R_2 \cdot \frac{8}{\pi^2} \frac{v_{1DC}^2}{(\omega_0 L_m)^2} \dots \dots \dots (19)$$

〈3・2〉 パルス密度変調 (Pulse Density Modulation: PDM)

PDMによる送電電力制御は、二次側コンバータで受電電流を整流する区間と短絡させる区間を間欠同期整流よりも早い周期で切り替えて行う。PDMを用いたときの一次側と二次側の電圧 v_1, v_2 , 電流 i_1, i_2 を示した図を Fig. 4 (c) に示す。PDM方式では、電流の過渡応答の時定数よりも十分短い区間で切り替えを行うため、従来の間欠同期整流と異なり、二次側電圧の基本波成分 V_2 を一定と見なすことができる。そのため、パルスの密度を d としたときに V_2 は以下の式で表すことができる⁽¹²⁾。

$$V_2 = d \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi} v_{2DC} \dots \dots \dots (20)$$

また、一次側のインバータでは間欠同期整流と同様に常に矩形波整流を行っているため、一次側電圧の基本波成分は以下の式で表せる。

$$V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} v_{1DC} \dots \dots \dots (21)$$

V_1 , V_2 を (11) に代入することで送電電力が以下のようにもとまる。

$$P_{WPT} = d \cdot \frac{8}{\pi^2} \frac{v_{1DC} v_{2DC}}{\omega_0 L_m} \dots \dots \dots (22)$$

この式に示されるように、パルス密度 d によって送電電力を制御できることがわかる。またこのときの一次側、二次側で発生する銅損は V_1 , V_2 を (13), (14) に代入することにより以下の式で表せる。

$$W_{c1} = R_1 |\dot{I}_1|^2 \approx R_1 \cdot d^2 \frac{8}{\pi^2} \frac{v_{2DC}^2}{(\omega_0 L_m)^2} \dots \dots \dots (23)$$

$$W_{c2} = R_2 |\dot{I}_2|^2 \approx R_2 \cdot \frac{8}{\pi^2} \frac{v_{1DC}^2}{(\omega_0 L_m)^2} \dots \dots \dots (24)$$

〈3・3〉 制御手法の比較 間欠同期整流方式では、(17)

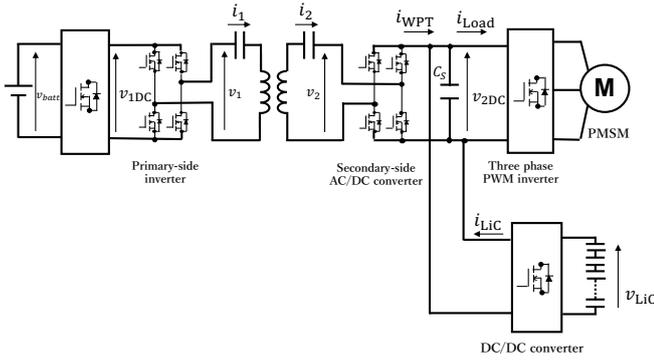


Fig. 6 System configuration of W-IWM.

より整流モードの時間割合 α に送電電力が比例する。PDMにおいても同様に (22) から、整流区間の密度 d に送電電力が比例する。ここで間欠同期整流を用いた場合の一次側銅損 (18) と、PDMを用いた場合の一次側銅損 (23) を比較すると、間欠同期整流では損失の値が α に比例しているのに対し、PDMでは損失の値が d^2 に比例している。よって PDM による送電電力制御の方が、一次側の銅損を抑えることができ、高効率な送電電力制御が可能となる。

これについて定性的な説明をする。今回は $\omega_0 L_m \gg R_1, R_2$ の関係が成り立つシステムについて考えていたため一次側電流 I_1 は二次側電圧 V_2 にほぼ比例し、二次側電流 I_2 は一次側電圧 V_1 にほぼ比例する。そのため間欠同期整流では Fig. 4 (a) に示すように一次側電流の流れる区間の割合が α 倍になるのに対し、PDM では Fig. 4 (c) に示すように一次側電流の振幅が約 d 倍される。銅損は電流の 2 乗に比例するので、電流の振幅が小さくなる PDM の方が損失が少なくなる。

4. PDM による送電電力制御の実装

〈4・1〉 W-IWM のシステム構成 本研究に用いた W-IWM の回路を Fig. 6 に示す。このシステムでは車体ホイール間の無線電力伝送に S-S 方式の磁界共振結合を用いており、共振周波数は 85 kHz に設定されている。車体側とホイール側のインバータは SiC MOSFET 素子を用いたフルブリッジインバータである。軽量で高効率である永久磁石同期モータ (Permanent Magnet Synchronous Motor: PMSM) を用いている。また、ホイール側の DC リンクには電力のバッファとしてリチウムイオンキャパシタ (Lithium ion Capacitor: LiC) と DC-DC コンバータを設置している。

〈4・2〉 W-IWM の制御 W-IWM の制御のブロック線図を Fig. 7 に示す。このシステムでは、ホイール側 DC リンク電圧 v_{2DC} と LiC の電圧 v_{LiC} の 2 つの値を制御する必要があり、それぞれ LiC に接続されたホイール側 DC-DC コンバータ、受電コイルに接続されたホイール側インバータにより制御している。 i_{WPT} はホイール側インバータの出力電流、 i_{LiC} は LiC の電圧を昇圧する DC-DC コンバータの出力電流、 i_{Load} はモータへ流れる電流を表している。これらの電流は以下の式を満たして

いる。

$$i_{Load} = i_{WPT} + i_{LiC} - C_s \frac{dv_{2DC}}{dt} \dots \dots \dots (25)$$

ホイール側 DC リンク電圧 v_{2DC} は LiC に接続されているホイール側 DC-DC コンバータが i_{LiC} を調節することで制御している。(25) より i_{LiC} から v_{2DC} までの伝達関数は以下の式で表せる。

$$V_{2DC}(s) = \frac{1}{C_s s} I_{LiC}(s) \dots \dots \dots (26)$$

この伝達関数に対して PI 制御器を極配置方により設計する。

LiC の電圧 v_{LiC} はホイール側インバータが PDM により i_{WPT} を調節して制御している。PDM ではパルス密度指令値 d^* が与えられたときに、ホイール側インバータは Fig. 8 のように動作する。 d^* が 0.5 以下の場合には n パルスに 1 回整流を行い、 d^* が 0.5 以上の場合には n パルスに 1 回短絡する。 n の値は以下の数式で決定する。

$$n = \begin{cases} \left\lfloor \frac{1}{d^*} \right\rfloor & (d^* < 0.5) \\ \left\lfloor \frac{1}{1-d^*} \right\rfloor & (d^* > 0.5) \end{cases} \dots \dots \dots (27)$$

このときのパルス密度 d は次の式になる。

$$d = \begin{cases} \frac{1}{n} & (d^* < 0.5) \\ \frac{n-1}{n} & (d^* > 0.5) \end{cases} \dots \dots \dots (28)$$

パルス密度指令値 d^* の量子化による影響は、フィードバック制御による補償が期待される。

i_{WPT} から v_{LiC} までの伝達関数について考える。DC-DC コンバータの損失が十分小さいとき、 i_{LiC} は以下のように表すことができる。

$$i_{LiC} = -C_{LiC} \frac{v_{LiC}}{v_{2DC}} \frac{dv_{LiC}}{dt} \dots \dots \dots (29)$$

このとき (25) と (29) より、 i_{WPT} から v_{LiC} までの伝達関数をもとめることができる。平衡点周りで線形化すると以下のように表せる。

$$\frac{\Delta V_{LiC}(s)}{\Delta I_{WPT}(s)} = \frac{v_{2DC}}{2C_{LiC} v_{LiC} s} \dots \dots \dots (30)$$

この伝達関数に対して PI 制御器を極配置方により設計する。

5. 実験

提案手法の有効性を示すためにモータベンチによる実験を行った。

〈5・1〉 実験機

実験装置の外観を Fig. 9 に示す。この実験では安全上の理由から LiC の代わりにスーパーキャパシタを用いている。またバッテリーの代わりとして Fig. 10 に示す DC 電源 (pCUBE MWBFP 3-1250-J02:

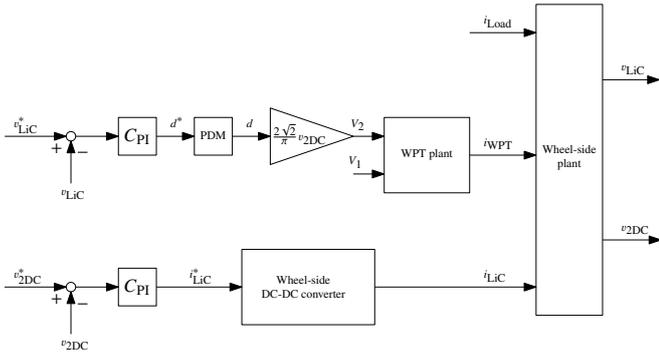


Fig. 7 Block diagram.

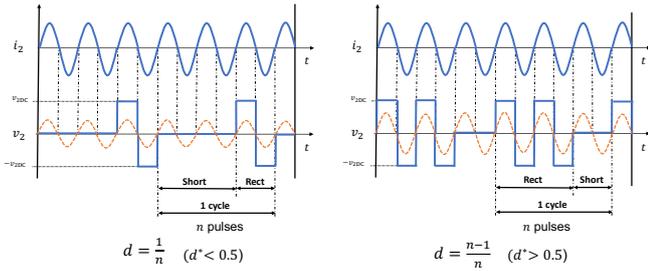


Fig. 8 Inverter operation.

Table 1 Specifications of W-IWM system.

Resonance frequency	86.8 kHz
Switching frequency of DC/DC converter	86.8 kHz
Switching frequency of DC/DC converter	85.0 kHz
Supercapacitor capacitance	125 F
Supercapacitor voltage reference v_{SC}^*	38 V
Primary-side coil resistance R_1	242.0 m Ω
Primary-side coil inductance L_1	259.9 μ H
Secondary-side coil resistance R_2	242.0 m Ω
Secondary-side coil inductance L_2	259.9 μ H
Coil gap	100 mm
Coil mutual inductance L_m	53 μ H
Smoothing capacitance C	1100 μ F
Inductance of DC/DC converter L	60.8 μ F
ESR of inductor and Supercapacitor r	41.0 m Ω

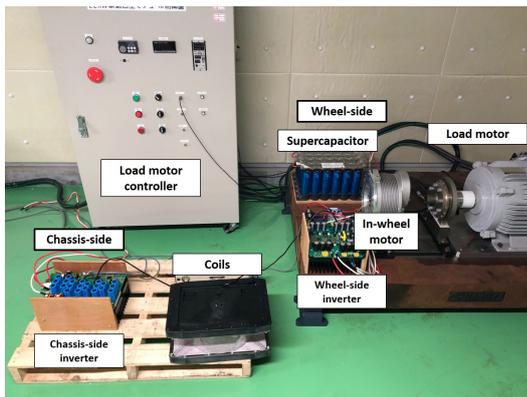


Fig. 9 Experimental setup.

Myway) を用いている。実験装置のパラメータは Table 1 に示す通りである。効率はパワーメータ (3390 POWER ANALYZER: HIOKI) により測定し、電流電圧はオシロスコープ (MSO 3024: Tektronix) により測定した。

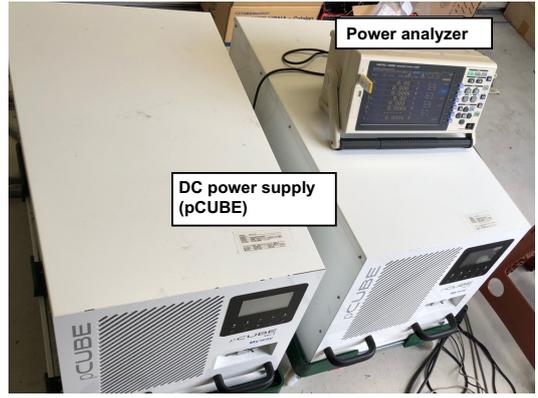


Fig. 10 DC power supply and power analyzer.

〈5・2〉 実験結果 送電側、受電側の電圧電流波形と、DC to DC の送電効率を測定した。

〈5・2・1〉 送電側、受電側の電流電圧波形 PDM を用いた時の車体側、モータ側コイルの電流電圧波形を負荷電力が 2.2 kW, 1.6 kW, 0.8 kW のときに測定した結果を Fig. 11 に示す。負荷電力に応じてパルスの密度が変化することで送電電力を制御できていることがわかる。

〈5・2・2〉 送電効率 PDM を用いた提案手法と、従来手法の間欠同期生流⁽⁴⁾を従来法 1, 間欠同期整流を改善した方式である⁽⁷⁾を従来法 2 として、DC to DC の送電効率を測定し比較した。測定結果を Fig. 12 に示す。特に低出力領域において、PDM による送電電力制御の効率が高くなっていることがわかる。

6. 結論

本研究では、PDM を用いた磁界共振結合方式 WPT の送電電力制御を W-IWM に実装し、実験により有効性を示すことができた。PDM による送電電力制御は従来手法である間欠同期整流方式や位相シフト方式に比べ低出力域での損失を抑えることができ高効率な送電電力制御が可能となった。

間欠同期整流方式では整流モードと短絡モードの切り替えによる過渡的な電流の乱れや銅損の増加が問題となっていたが、PDM を用いた制御では電流の過渡応答の時定数に比べ十分短い区間に切りかわるため、これらの問題が解決された。また位相シフト方式では、パルスの幅を調節することにより制御するためモードの切り替えはなかったが、電流が流れている時にスイッチングをする必要があったためスイッチング損失が大きかった。PDM を用いた制御では 0 電流スイッチングを行うためスイッチング損失を抑えながら送電電力を制御できる。

今回の研究では、PDM による制御をホイール側インバータのみで行ったが、車体側のインバータでも同様に PDM による制御を行うことも可能である。その場合一次側と二次側の電圧を最適電圧比に合わせて送電することも可能となりさらなる高効率化が期待できる。

謝辞

本研究の一部は JSPS 科研費 (基盤研究 A 課題番号: JP18H03768) によって行われたことを付記する。

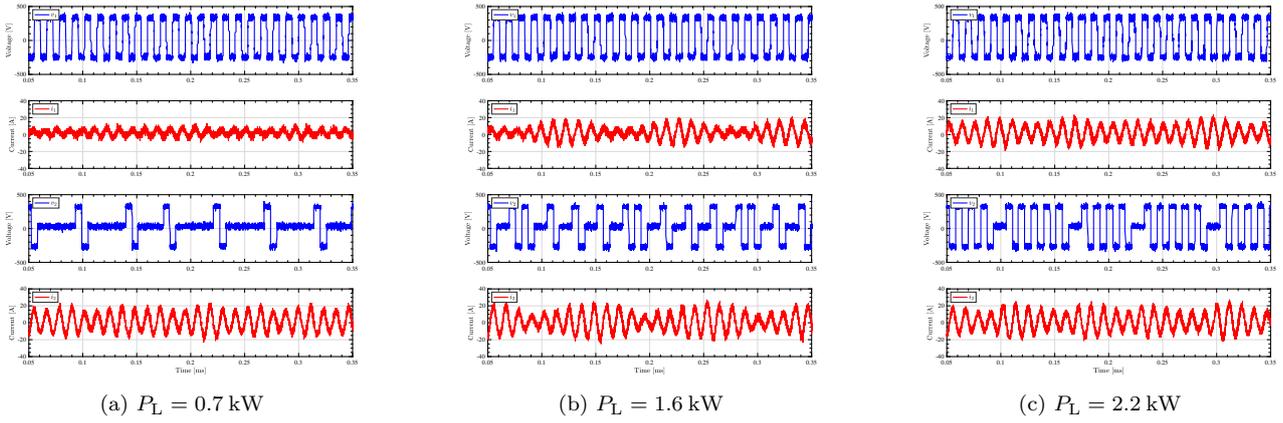


Fig. 11 Measurement results of the proposed method.

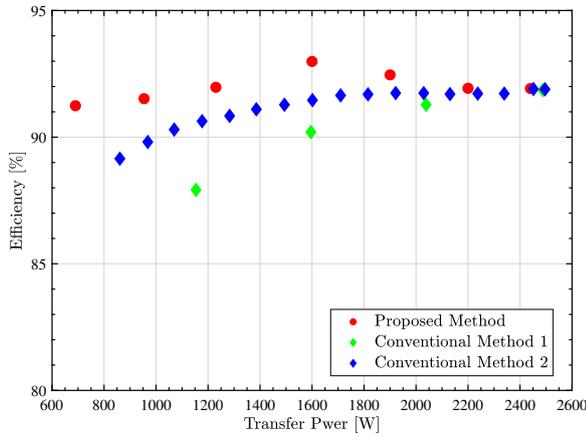


Fig. 12 DC to DC transfer efficiency.

参考文献

- (1) Y. Hori, "Research on Future Vehicle driven by Electricity and Control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 5, pp. 954–962, 2004.
- (2) S. Harada and H. Fujimoto, "Range extension control system for electric vehicles based on front and rear driving force distribution considering load transfer," *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, vol. 39, pp. 6626 – 6631, 2013. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs/all.jsp?arnumber=6119938>
- (3) Y. Ikezawa, H. Fujimoto, D. Kawano, Y. Goto, Y. Takeda, and S. Koji, "Range Extension Autonomous Driving for Electric Vehicle Based on Optimal Vehicle Velocity Profile in Consideration of Cornering," *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 137, no. 1, pp. 1–9, 2016.
- (4) M. Sato, G. Yamamoto, D. Gunji, T. Imura, and H. Fujimoto, "Development of Wireless In-Wheel Motor Using Magnetic Resonance Coupling," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, pp. 5270–5278, 2016.
- (5) K. Hata, T. Imura, and Y. Hori, "Maximum efficiency control of wireless power transfer systems with Half Active Rectifier based on primary current measurement," *2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia, IFEEC - ECCE Asia 2017*, no. 1, pp. 1–6, 2017.
- (6) M. Sato, G. Guidi, T. Imura, and H. Fujimoto, "Experimental Verification for Wireless In-Wheel Motor using Synchronous Rectification with Magnetic Resonance Coupling," *International Electric Vehicle Technology Conference & Automotive Power Electronics Japan 2016*, 2016.
- (7) D. Tajima, O. Shimizu, and H. Fujimoto, "High-Efficiency Operation of Wireless In-Wheel Motor at Low Load Using Intermittent Synchronous Rectification with Improved Transient Stability," in *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Lisbon, Portugal, 2019.
- (8) G. Lovison, T. Imura, H. Fujimoto, and Y. Hori, "Secondary-side-only Phase-shifting Voltage Stabilization Control with a Single Converter for WPT Systems with Constant Power Load," *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 8, no. 1, p. 66, 2018.
- (9) R. Haneda, S. Member, and H. Akagi, "双方向絶縁形 DC-DC コンバータ (750 V, 100 kW, 20 kHz) の効率改善と過渡特性," *電気学会論文誌 D (産業応用部門誌) IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 139, no. 7, pp. 657–664, 2019.
- (10) H. Fujita and H. Akagi, "Control and Performance of a Pulse-Density-Modulated Series-Resonant Inverter for Corona Discharge Processes," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 3, pp. 621–627, 1999.
- (11) V. Esteve, J. Jordan, E. Sanchis-Kilders, E. J. Dede, E. Maset, J. B. Ejea, and A. Ferreres, "Enhanced Pulse-Density-Modulated Power Control for High-Frequency Induction Heating Inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 11, pp. 6905–6914, 2015.
- (12) H. Li, K. Wang, J. Fang, and Y. Tang, "Pulse Density Modulated ZVS Full-Bridge Converters for Wireless Power Transfer Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 1, pp. 369–377, 2018.