

# 走行中ワイヤレス給電用高速回転型ベンチによる 受電側パルス密度電流制御の検証

永井 栄寿, 藤田 稔之, 藤本 博志 (東京大学)  
津下 聖悟, 橋本 俊哉, 岡崎 俊太郎 (トヨタ自動車)

Experimental Verification of Receiving Current Control by Pulse Density Modulation  
Using High Speed Rotation Test Bench for Dynamic Wireless Power Transfer  
Sakahisa Nagai, Toshiyuki Fujita, Hiroshi Fujimoto (The University of Tokyo)  
Shogo Tsuge, Toshiya Hashimoto, Shuntaro Okazaki (TOYOTA MOTOR CORPORATION)

Dynamic wireless power transfer (DWPT) technique is actively studied to extend the cruising range of electric vehicles all over the world. This paper focuses on the receiving current control by pulse density control and shows the experimental results using a high speed rotation test bench for the DWPT.

キーワード: 走行中ワイヤレス給電, パルス密度変調, 受電電流制御, 高速回転型テストベンチ  
(Dynamic wireless power transfer, pulse density modulation, receiving current control, high speed rotation test bench)

## 1. 序論

近年, 電気自動車への走行中ワイヤレス給電 (DWPT: Dynamic Wireless Power Transfer) 技術の開発が世界で盛んに行われている<sup>(1)</sup>. 走行時に消費した電力をワイヤレスで給電できるため, 電気自動車の課題である航続距離を大幅に延伸することが可能となる. また, 給電エネルギーが十分な場合, 電気自動車のバッテリー搭載量も削減することが可能となる<sup>(2)</sup>.

ワイヤレス給電の送受電電力制御は大きく以下の2点を目的として研究されている.

- 高効率な電力伝送を達成するため<sup>(3)</sup>
- 異なる電気自動車の車種やバッテリー残量から必要な送受電電力を供給するため<sup>(4)</sup>

1点目はDWPTなどはコイル位置が変わることにより結合係数が変動し, 効率が変動するシステムであるため, 受電側を最適負荷に制御することでワイヤレス給電部分の効率を最大化するために電力制御が行われる. 2点目は異なるWPT電力規格のコイル間で送電電力量を調整したり, バッテリーの過充電を防止するために受電電力量を抑制したりするために電力制御が行われる. 電気自動車向けのワイヤレス給電の規格では送電電力がWPT1 (3 kW) ~ WPT3 (11.1 kW) と定められており<sup>(5)</sup>, 送電コイルやインバータなど同じ送電設備を使用する場合, インバータによる送電電力を制御しなければならない. また, 給電開始時の電流オーバーシュート抑制などの過渡応答制御も重要である<sup>(6)</sup>. DWPTでは, これらの電力制御を瞬時に判断し短時間で実行する必要がある.

受電側の電力制御はDC/DCコンバータを使用する手法<sup>(7)</sup>

と送電側と同じインバータを整流器として使用し逆運転させ制御する手法がある(以下, コンバータと記載)<sup>(8)(9)</sup>. DC/DCコンバータを使用する手法は, 電気自動車に適用する場合, 車両側にDC/DCコンバータやDCフィルタを搭載することになり, 車重や搭載スペースが増加するため好ましくない. それに対し, コンバータを使用する手法は, 追加素子を増やすことなく実装が可能のため, 限られたスペースに搭載するアプリケーションに適している.

コンバータによる電力制御には, パルス幅変調 (PWM: Pulse Width Modulation)<sup>(8)</sup> とパルス密度変調 (PDM: Pulse Density Modulation)<sup>(9)</sup> の2種類の変調方式がある. PWMはパルス幅を制御することで, 電力量を制御することができるが, 電流が流れている状態でスイッチング動作を行うため, スwitching損失が大きいという欠点がある. それに対し, PDMは電流が流れていない状態でのみスイッチング動作をするため, スwitching損失は発生しない. 本稿では, 2つのパルスパターンによるPDM電流制御の挙動を実験により検証する. 実験にはDWPT用高速回転型ベンチを使用し, 動的に結合係数が変動するシステムで評価を行う.

本論文の構成は以下のとおりである. 第2章では, 本稿で取り扱うDouble-sided LCCを用いた磁界共振型WPT回路を示す<sup>(4)(10)</sup>. 第3章では, 受電側電力制御で使用する2つのパルスパターンのPDM制御の説明を行う. 第4章では, DWPT用高速回転型ベンチを使用した実験結果を示し, 各パルスパターンを使用したときの応答の比較を行う. 最後に, 第5章で結論を述べる.

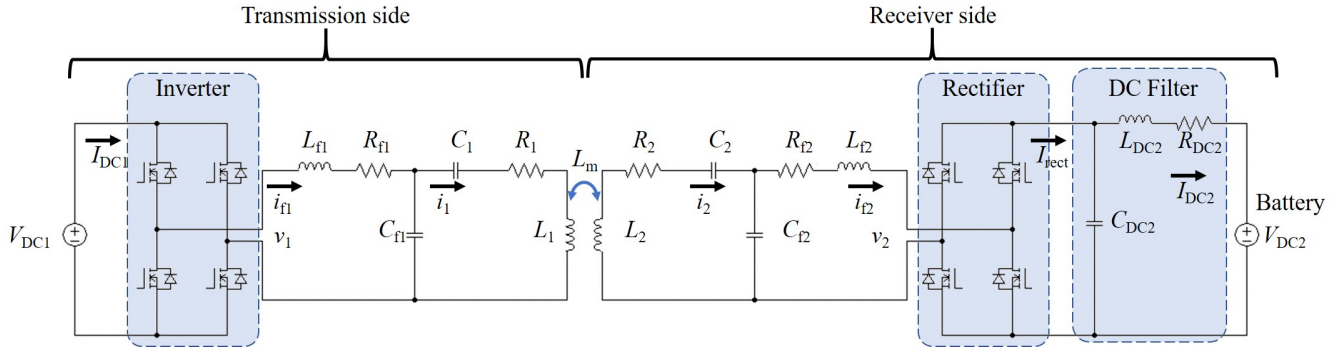


図1 Double-sided LCC を用いた磁界共振型 WPT 回路図

Fig. 1. Circuit diagram of magnetic resonant wireless power transfer using double-sided LCC.

## 2. ワイヤレス給電回路

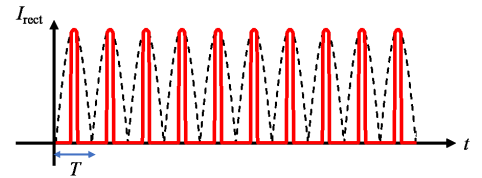
本章では、本稿で取り扱う磁界共振型 WPT 回路に関して記載する。Fig. 1 に WPT 回路図を示す。左側から、送電側直流電圧源、インバータ、送電側フィルタ、送電側共振回路、受電側共振回路、受電側フィルタ、整流器、受電電流フィルタ、受電側バッテリーを表す。\$L, R, C\$ はそれぞれ、インダクタンス、内部抵抗、キャパシタンスを表し、下付き添え字 \$f, 1, 2\$ はそれぞれフィルタ、送電側および受電側を示す。\$V\$ および \$I\$ は電圧および電流であり、大文字は直流、小文字は高周波交流を表す。\$L\_m\$ は相互インダクタンスを表し、DWPT 時は送電側コイルと受電側コイルの位置関係により変動する。高周波交流部分は Double-sided LCC 回路を使用している<sup>(4)(10)</sup>。共振角周波数を \$\omega\$ とすると、(1) 式を満たすように \$L\$ および \$C\$ は決定される。

$$\begin{aligned} \omega &= \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_{f1} \frac{C_1 C_{f1}}{C_1 + C_{f1}}}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} = \frac{1}{\sqrt{L_{f2} \frac{C_2 C_{f2}}{C_2 + C_{f2}}}} \end{aligned} \quad (1)$$

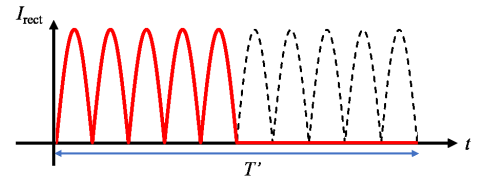
## 3. パルス密度変調

本章では、受電電力制御に使用する PDM に関して記述する。一般的に、電気自動車等への WPT は受電側の回路構成を簡単にする場合、送電側のインバータを PWM 制御することにより送電電力を制御し、受電側ではダイオード整流器を使用し回路での損失を差し引いた電力が受電される。しかしながら、受電側で受電電力を制御しない場合、バッテリーの過充電の抑制のためにはバッテリー充電量を送電側に無線通信等で伝達する必要がある。DWPT システムでは結合係数変動により受電電力量も変動するため、コイルの相対位置および結合係数の情報も必須となり、システムが複雑化する。これを回避するためには、受電側整流器にコンバータを採用し、受電電力量を制御する必要がある<sup>(8)(9)</sup>。

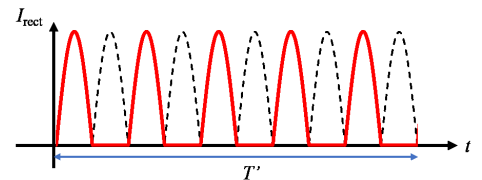
PWM による受電電力制御では、受電電流が流れているタイミングでスイッチングする必要があるため、スイッチン



(a) パルス幅変調. Pulse width modulation (PWM).



(b) 集中型パルス密度変調. Centralized pulse density modulation (CPDM).



(c) 分散型パルス密度変調. Distributed pulse density modulation (DPDM).

図2 理想整流電流波形 \$I\_{rect}\$.

Fig. 2. Ideal rectified current waveforms.

グ損失が課題となる。特に、電気自動車向け WPT で使用される周波数は 85 kHz<sup>(5)</sup> と非常に高いため、スイッチングによる損失は充電効率に大きく影響を与える。Fig. 2(a) に平均電流が振幅の半分のときの理想的な整流電流波形 \$I\_{rect}\$ を示す。点線がダイオード整流時の電流を表し、実線が PWM 制御をした際の電流を表している。出力側の電圧はバッテリー電圧と同等であるため、スイッチング損失が非常に大きくなることが予想できる。また、電流指令値 \$I^{ref}\$ とデューティ \$D\_{PWM}\$ の関係は (2) 式に示すとおり、非線形の演算が必

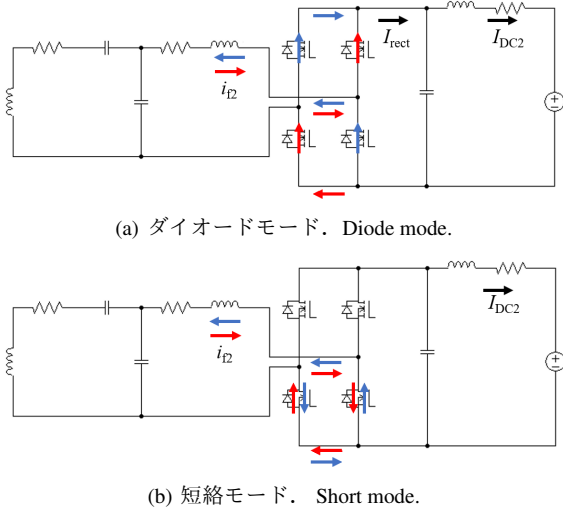


図3 PDMにおける動作モード.

Fig. 3. Rectifier operation modes in pulse density modulation.

要である.

$$D_{\text{PWM}} = \frac{T_{\text{on}}}{T} = \sin^{-1} \frac{I^{\text{ref}}}{I_{\text{rect}}} \quad (2)$$

ただし,  $T$ ,  $T_{\text{on}}$ , および  $I_{\text{rect}}$  はそれぞれ, 制御周期 (共振周期の半分), オン時間, およびダイオード整流時の整流電流振幅である.

本稿では, PDM による電流制御を DWPT へ適用する. PDM では, 整流器の下側アームにのみゲート信号を入力することにより Fig. 3 に示すダイオードモードおよび短絡モードを切り替え, バッテリ側に流れる電流  $I_{\text{DC2}}$  を制御する. Fig. 2(b) および (c) にパルス密度制御の場合の理想的な整流電流波形を示す. 受電電流が 0 のタイミングでスイッチングするため, スwitching 損失は 0 となり, WPT 回路側の導通損失のみとなる. 制御周期  $T'$  は共振周期の半分の時間の整数 ( $N$ ) 倍となるため, PWM より制御周期は長くなる. 電流指令値  $I^{\text{ref}}$  とデューティ  $D_{\text{PDM}}$  の関係は (3) 式に示すとおり, 線形に表現できる.

$$D_{\text{PDM}} = \frac{T_{\text{on}}}{T'} = \frac{I^{\text{ref}}}{I_{\text{rect}}} = \frac{1}{N} \quad (3)$$

パルスパターンは Fig. 2(b) に示すパルスが片側に集中する集中型 (CPDM: Centralized PDM) と Fig. 2(c) に示すパルスが均等に配置される分散型 (DPDM: Distributed PDM) の 2 通りある. CPDM は三角波比較などを用いることで簡単に実装できる反面, パルス密度の濃淡が顕著であるため受電電流の脈動が大きくなる. 一方, DPDM は制御周期  $T'$  内のパルス密度が均等となるようにパルスを配置するため, 受電電流の脈動を抑えることができる. また, 短絡モード時は受電側フィルタ ( $L_{f2}$ ,  $R_{f2}$ ,  $C_{f2}$ ) の出力部が短絡され大電流が流れるため, CPDM では, 短絡時間が長くなり発熱等による素子破壊やインダクタの磁歪による騒音などの問

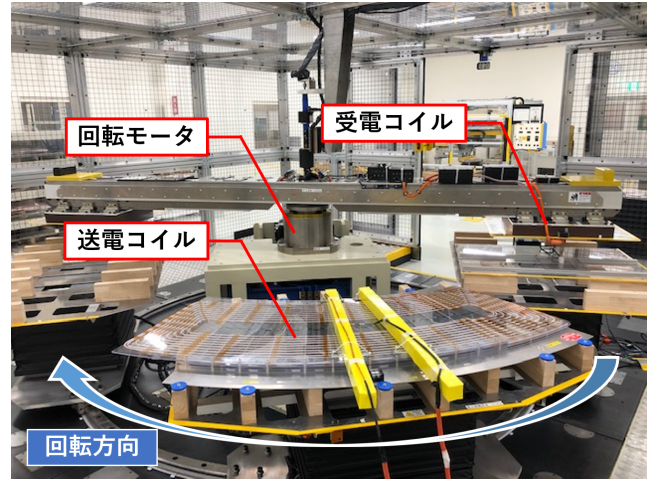


図4 DWPT用高速回転型ベンチ (トヨタ自動車製作).

Fig. 4. High-speed DWPT test bench (produced by Toyota Motor Cooperation).

表1 実験パラメータ.

Table 1. Experimental parameters.

Parameters	Symbols	Values
DC voltage	$V_{\text{DC1}}, V_{\text{DC2}}$	220 V, 220 V
WPT inductance	$L_1, L_2$	194.8 $\mu\text{H}$ , 279.4 $\mu\text{H}$
WPT resistance	$R_1, R_2$	385 m $\Omega$ , 1101 m $\Omega$
WPT capacitance	$C_1, C_2$	18.0 nF, 12.6 nF
Filter inductance	$L_{f1}, L_{f2}$	25.5 $\mu\text{H}$ , 51.0 $\mu\text{H}$
Filter resistance	$R_{f1}, R_{f2}$	68 m $\Omega$ , 50 m $\Omega$
Filter capacitance	$C_{f1}, C_{f2}$	141 nF, 69.5 nF
DC filter inductance	$L_{\text{DC}}$	10 $\mu\text{H}$
DC filter resistance	$R_{\text{DC}}$	20 m $\Omega$
DC filter capacitance	$C_{\text{DC}}$	210 $\mu\text{F}$
Resonant frequency	$f(= \omega/2\pi)$	84.5 kHz
Number of pulses in PDM	$N$	10
AD conversion frequency		2 MHz

題が生じる. 次章で, CPDM および DPDM 制御の動作比較結果を示す.

#### 4. 実験

本章では, DWPT 用高速回転型ベンチを使用した PDM 制御の受電電流制御実験結果を示す. Fig. 4 は実験機の写真である. 受電側コイルが回転モータに取り付けられており, モータを高速回転させ送電コイル上を通過させることにより, DWPT を模擬できる. 送電側インバータおよび受電側整流器は SiC を搭載した Myway プラス社製「MWINV-5044-SIC」を使用し, コントローラは FPGA および DSP を搭載した同社製「PE-Expert4」を使用する. コントローラに入力する信号は電流と同期するための受電側フィルタ電流  $i_{l2}$  のみであり, 電流制御は一定のデューティを入力するオープンループ制御である. Table 1 に実験で使用したパラメータ

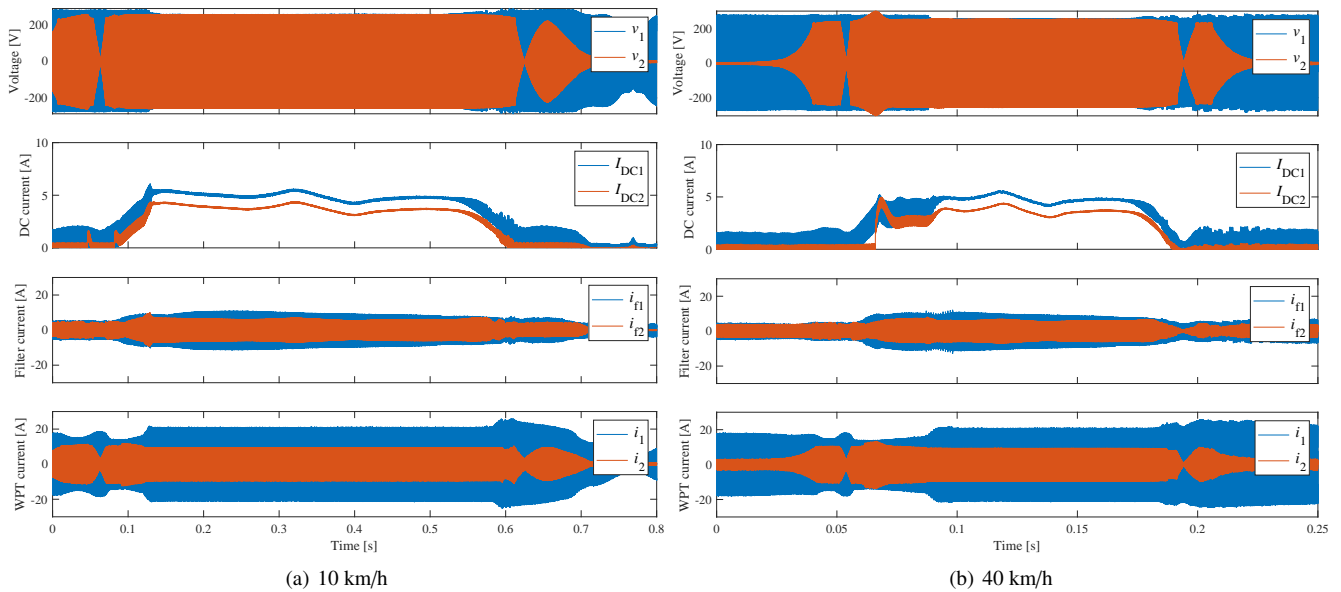


図5 実験結果 (Duty=0).  
Fig. 5. Experimental waveforms (Duty = 0).

を示す。

実験は速度を 10 km/h および 40 km/h 相当に設定し実施した。初めに PDM 制御を実施しないダイオード整流時の波形を Fig. 5 に示す。上段から、高周波交流電圧  $v_1$ ,  $v_2$ , 直流電流  $I_{DC1}$ ,  $I_{DC2}$ , フィルタ電流  $i_{f1}$ ,  $i_{f2}$ , WPT 電流  $i_1$ ,  $i_2$  をそれぞれ表す。受電コイルの位置の変化により結合係数が変動し、各波形が変化していることが確認される。また、速度が 10 km/h と 40 km/h の各波形は相似の関係であることも確認できる。送受電直流電流波形の歪みは送電コイル形状がコイル中心に対し非対称であるためである。結合係数が変動しても WPT 電流  $i_1$  および  $i_2$  の振幅変動がほとんどないことから、Double-sided LCC の定電流特性も確認できる<sup>(10)</sup>。

次に、時速 10 km および 40 km における Duty を 0.5 に設定した際の CPDM および DPDM の実験波形を Fig. 6 に示す。どちらの PDM においても、受電電流  $I_{DC2}$  が抑制されていることが確認できる。一定周期のノイズが見られるが、これは 50 Hz の商用電源によるものと考えられる。また、受電側フィルタ電流  $i_{f2}$  は DPDM にすることで 1/3 程度に抑えることができていることも確認できる。Fig. 7 に時速 40 km 実験における 0.1 s 付近の制御周期 2 周期分の高周波交流電圧  $v_2$  およびフィルタ電流  $i_{f2}$  の拡大波形を示す。青線は高周波交流電圧  $v_2$ , 橙線はフィルタ電流  $i_{f2}$  を表す。CPDM の方が電流脈動が大きいことが確認できる。また、ダイオード導通時に電流が一度小さくなり、その後徐々に上昇し、電流が上昇しきる前に短絡モードになっていることが確認できる。そのため、Duty を 0.5 に設定した場合でも、Fig. 5 の受電直流電流の半分以下の電流になっている。一方、DPDM では電流脈動が小さいことが確認でき

表 2  $I_{DC2}$  の平均値 [A]. (時速 40 km)

Table 2. Average of  $I_{DC2}$  [A]. (40 km/h)

Duty	CPDM			DPDM		
	0.11 s	0.12 s	0.14 s	0.11 s	0.12 s	0.14 s
0.25	-	-	-	0.673	0.832	0.567
0.5	0.679	0.868	0.524	1.63	1.94	1.33
0.75	0.883	1.58	0.3	2.62	3.06	2.02
1.0	3.68	4.27	3.14	3.68	4.27	3.14

表 3 計算したデューティ比。(時速 40 km)

Table 3. Calculated duty ratio. (40 km/h)

Duty	CPDM			DPDM		
	0.11 s	0.12 s	0.14 s	0.11 s	0.12 s	0.14 s
0.25	-	-	-	0.183	0.195	0.180
0.5	0.185	0.203	0.167	0.444	0.454	0.424
0.75	0.240	0.370	0.096	0.713	0.717	0.643

る。デューティが 0.5 のとき、共振周期の半分がダイオード導通となるため、高周波交流電圧  $v_2$  は片側にのみ電圧が生じるはずであるが、両側に出力されている。これは、電流 0 クロス検知精度の問題である。CPDM では短絡期間で大電流が流れるため、信号レベルが大きくなり、電流 0 クロスを検知しやすい。これに対し、DPDM では電流脈動が抑えられているため、信号レベルが小さく、ノイズの影響を受けやすい。電流 0 クロス検知精度の向上は今後の課題である。

最後に、デューティと出力電流の関係が (3) 式の理論通りかを確認する。PDM 動作時はノイズが顕著に見られるため、一定区間 (70 周期分) の受電直流電流の平均値で比較し、

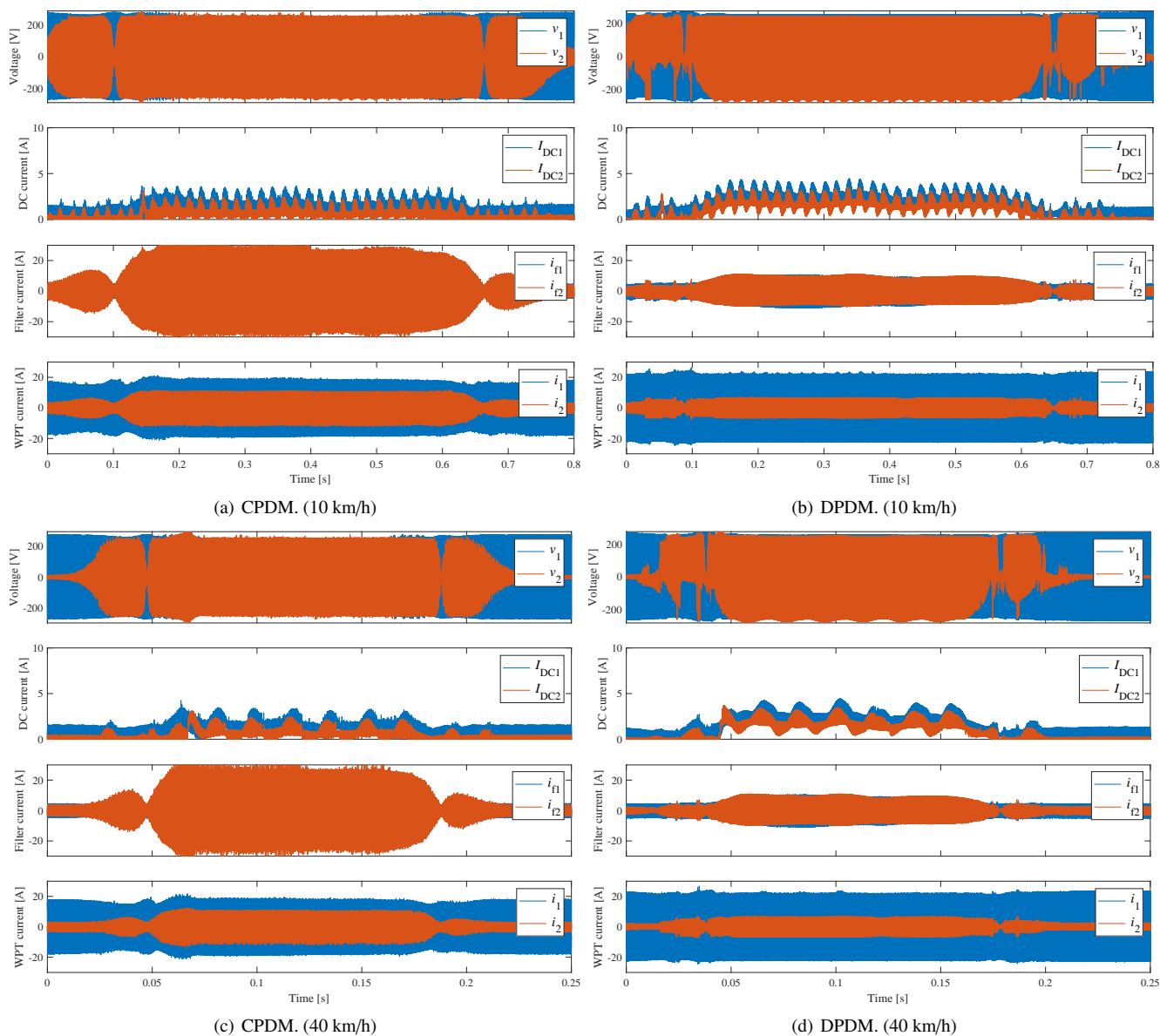


図6 実験結果 (Duty=0.5).  
Fig. 6. Experimental waveforms (Duty = 0.5).

評価する。評価点は受電直流電流波形の凹凸の特徴がみられる時点付近とし、Fig. 5(b)において0.11 s、0.12 s、0.14 s付近とする。各時点での平均受電直流電流  $I_{DC2}$  を Table 2 に、計算したデューティ比を Table 3 に示す。CPDM のデューティが0.25 のときの結果は測定値が非常に小さかったため表記していない。Table 2 および Table 3 より、CPDM では想定以下の受電直流電流であり、指令デューティより実際のデューティ出力が小さいことが確認できる。それに対し、DPDM ではCPDM より大きい受電電流が流れており、指令デューティより約0.05 小さい値が出力されていることが確認された。つまり、CPDM の方が理論通りのデューティ出力が可能であることがわかる。デューティの誤差は電流0

クロス検知誤差による位相ずれが原因であると考えられる。

## 5. 結論

本稿では、電気自動車へのDWPTにおける受電電力制御としてCPDMとDPDMをコンバータに実装し、DWPT用高速回転型ベンチを用いて実験検証を行った。PDMは電流が0のタイミングでコンバータのスイッチングが行われるため、従来のPWMで問題となるスイッチング損失を0にすることが可能である。また、CPDMに比べパルスパターンを分散させるDPDMは受電電流脈動を抑制することができ、短絡時のフィルタ電流も抑制することができる。実験は時速10 km および 40km 相当で実施した。実験結果より、CPDM

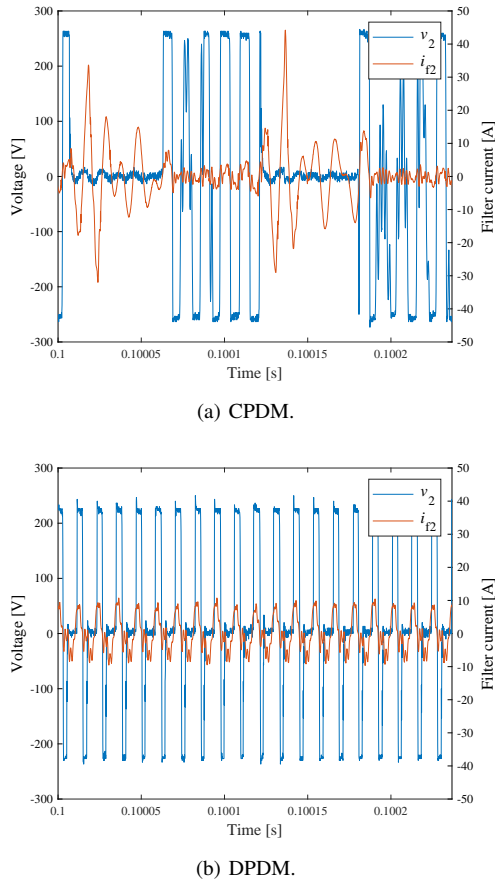


図7  $v_2$  および  $i_{I2}$  の拡大波形 (Duty=0.5, 時速 40km).  
Fig. 7. Enlarged waveforms of  $v_2$  and  $i_{I2}$  (Duty = 0.5, 40 km/h).

は指令デューティを与えても実際のデューティより小さい出力が得られたことに対し、DPDMは所望のデューティに近い値を出力することが可能であることが確認された。結合係数が動的に変動するDWPTであっても、DPDMは所望のデューティ出力が可能であるため、DPDMはDWPTへの応用に適していると考えられる。指令デューティとの誤差は電流0クロス検知精度が不十分であることが理由であり、今後の課題である。

- (1) S. Laporte, G. Coquery, V. Deniau, A. D. Bernardinis, and N. Hautiere, "Dynamic Wireless Power Transfer Charging Infrastructure for Future EVs: From Experimental Track to Real Circulated Roads Demonstrations", *World Electric Vehicle Journal*, Vol. 10, No. 84, pp. 1–22, 2019.
- (2) D. Gunji, Y. Mukai, T. Imura, and H. Fujimoto, "Basic Study on Arrangement Design of In-motion Charging Facility on Urban Roads", in *Proc. of 44th Annual Conference of the IEEE Ind. Electron. Society*, pp. 5153–5158, 2018.
- (3) 郡司大輔, 居村岳広, 藤本博志:「磁界共振結合ワイヤレス給電における相互通信を要さない電送電力制御手法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 136, No. 3 pp. 222–231, (2016)
- (4) M. Khalilian and P. Guglielmi, "Primary-Side Control of a Wireless Power Transfer System with Double-Sided LCC Compensation Topology for Electric Vehicle Battery Charging", in *Proc. of IEEE International Telecommunications Energy Conference*, 2018.
- (5) Society of Automotive Engineers recommended practice J2954, "Wire-less Power Transfer for Light-Duty Plug-In/Electric Vehicles and Alignment Methodology", 2020.
- (6) 時田圭一郎, 畑勝裕, 居村岳広, 藤本博志, 堀洋一:「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」, 電気学会論文誌 D, Vol. 140, No. 5 pp. 356–363, (2020)
- (7) Z. Huang, S.-C. Wong, and C. K. Tse, "An Active-Rectifier-Based Maximum Efficiency Tracking Method Using an Additional Measurement Coil for Wireless Power Transfer", *IEEE Power Electron.*, Vol. 33, No. 5, 2018.
- (8) R. Mai, Y. Liu, Y. Li, P. Yue, G. Cao, and Z. He, "An Active-Rectifier-Based Maximum Efficiency Tracking Method Using an Additional Measurement Coil for Wireless Power Transfer", *IEEE Power Electron.*, Vol. 33, No. 1, 2018.
- (9) S. Chen, H. Li, and Y. Tang, "Extending the Operating Region of Inductive Power Transfer Systems Through Dual-Side Cooperative Control", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 67, No. 11, 2020.
- (10) P. S. R. Nayak and D. Kishan, "Performance Analysis of Series/Parallel and Dual Side LCC Compensation Topologies of Inductive Power Transfer for EV Battery Charging System", *Frontiers in Energy*, No. 14, pp. 166–179, 2018.