

走行中ワイヤレス給電におけるパルス密度変調充電電流制御の電流脈動低減

永井 栄寿¹⁾ 藤田 稔之¹⁾ 藤本 博志¹⁾ 津下 聖悟²⁾ 橋本 俊哉²⁾ 岡崎 俊太郎²⁾

Receiving Current Ripple Reduction of Pulse Density Modulation for Dynamic Wireless Power Transfer

Sakahisa Nagai Toshiyuki Fujita Hiroshi Fujimoto Shogo Tsuge Toshiya Hashimoto Shuntaro Okazaki

Dynamic wireless power transfer (DWPT) is a way to enhance the driving range of electric vehicles. The receiving current control is necessary to protect the battery on the vehicles. This paper proposes a receiving current control method using pulse density modulation (PDM). The PDM generally generates a large current ripple compared with pulse width modulation, however, reduces the switching loss. The proposed method can reduce the current ripple by spreading the pulse position. The effectiveness is validated using a DWPT test bench whose receiver side equipment rotates at high speed.

KEY WORDS: EV and HV systems, energy control system, Dynamic wireless power transfer, high speed rotary bench (A3)

1. ま え が き

近年、電気自動車 (EV: Electric Vehicle) 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実施されている⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾。走行中の EV に走行で消費したエネルギーをワイヤレスで給電できるため、EV の課題となっている一充電航続距離を飛躍的に向上させる技術として注目されている。また、消費したエネルギーを即座に給電できるため、EV に搭載するバッテリー容量も削減することができ、車体重量の軽量化により更なる航続距離延伸も期待できる⁽⁴⁾。この技術は、現在エコカーとして普及しているハイブリッド車への給電にも適用可能である。

バッテリー容量を削減した EV や搭載バッテリー容量の小さいハイブリッド車への DWPT には送受電電力制御がバッテリーの過充電保護の観点から非常に重要である。文献 (5) では、停車中の EV への WPT の電力や地上高などのクラスが定められているが、異なるクラスのコイル間で電力伝送をするとき、送受電電力制御は必要不可欠である。文献 (6) では、送電側インバータの給電開始時の電流オーバーシュートを低減する制御手法が提案されており、過渡応答の制御も電子機器の保護のためには重要である。

本研究では、バッテリー保護の観点から受電電流制御に着目する。受電側の電力制御は DC/DC コンバータを使用する手法のと送電側と同じインバータをアクティブ整流器として使用する手法⁽⁸⁾⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾がある。DC/DC コンバータを使用する手法では、ダイオード整流器を使用し、整流器出力とバッテリーの間に DC/DC コンバータを配置し、電力制御を行う。アクティブ整流器を使用する方法に比べ、制御の実装が簡単であることが利点であるが、車両側に DC/DC コンバータや DC フィルタ

を搭載する必要があるため、車両重量や搭載スペースが増加し好ましくない。それに対し、アクティブ整流器を使用する手法は、ダイオード整流器をインバータと同一の回路に置換するだけで実装が可能である。

アクティブ整流器による電力制御には、パルス幅変調 (PWM: Pulse Width Modulation) ⁽⁸⁾ とパルス密度変調 (PDM: Pulse Density Modulation) ⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾ の 2 種類の変調方式がある。PWM はパルス幅を調整することで受電電流の一部をバッテリー側に流す手法であるが、受電電流が流れているときにスイッチング動作を行うため、スイッチング損失が大きくなるという欠点がある。EV への WPT には 85 kHz の高周波を利用するため、スイッチング損失は無視できない。それに対し、PDM は受電電流が 0 A のときにスイッチング動作を行う手法であり、スイッチング損失は発生しない。しかしながら、PWM に比べ、スイッチングタイミングが制限されているために電流脈動が大きくなるという欠点がある。

これまでに著者らは集中型 PDM および分散型 PDM の 2 種類の PDM を用いた受電電流の挙動をデューティ比一定の条件で確認した⁽¹¹⁾。本稿では、2 種類の PDM を用いた受電電流フィードバック制御に関して電流脈動の観点で評価する。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する。

本論文の構成は以下のとおりである。第 2 章において、本稿で取り扱う Double-sided LCC⁽¹²⁾⁽¹³⁾ を用いた磁界共振型 WPT 回路を示す。第 3 章では、2 種類の PDM の動作に関して説明し、第 4 章では、受電電流制御に関してブロック線図を用いて説明する。第 5 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、電流脈動に関して評価する。最後に、第 6 章で本論文の結論を述べる。

1) 東京大学(277-8561 千葉県柏市柏の葉 5-1-5)

2) トヨタ自動車(株)(410-1193 静岡県裾野市御宿 1200 番地)

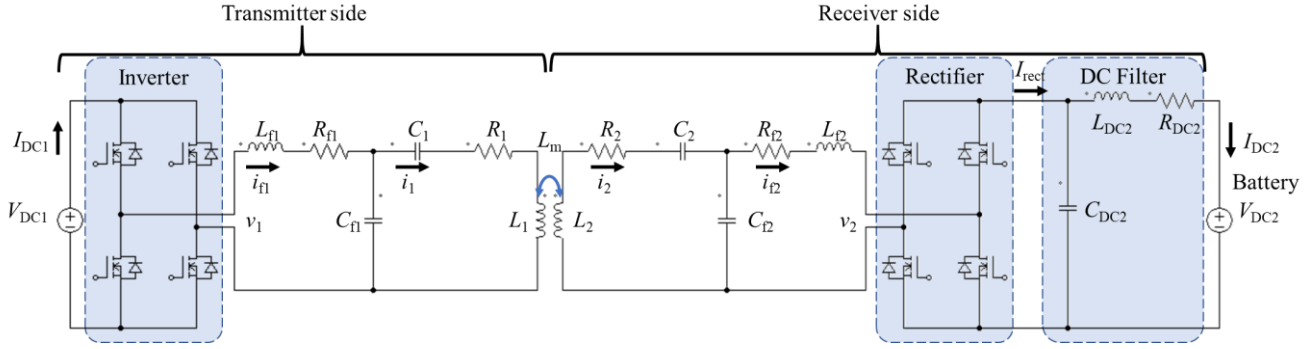


Fig. 1 Double-sided LCC circuit for wireless power transfer

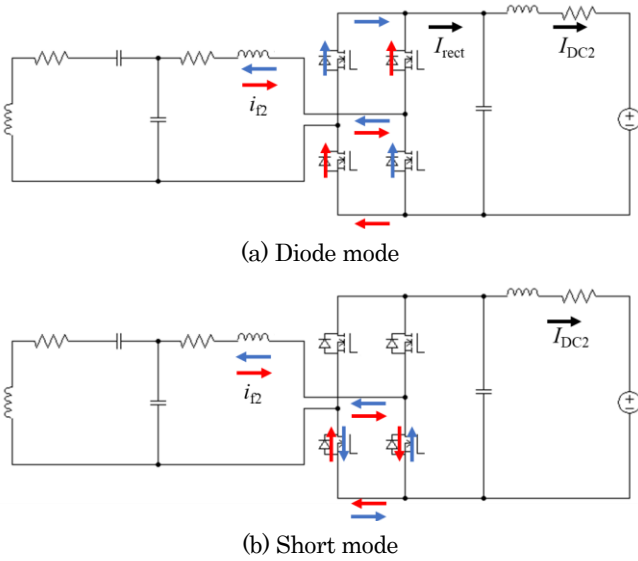


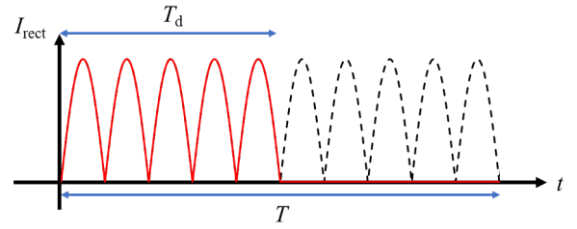
Fig. 2 Modes of active rectifier

2. ワイヤレス給電回路

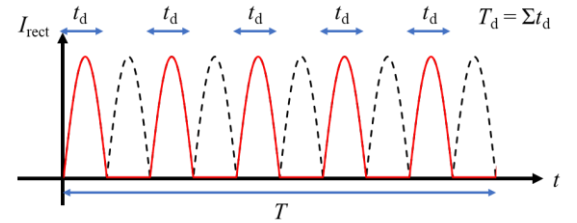
本章では、本稿で使用する磁界共振型 WPT 回路に関して記述する。本研究では、図 1 に示す送電側および受電側にフィルタを使用する Double-sided LCC 回路⁽¹²⁾⁽¹³⁾を使用する。 L, R, C はそれぞれ、インダクタンス、内部抵抗、キャパシタンスを表し、下付き添え字 DC, f, 1, 2, rect はそれぞれ直流、フィルタ、送電側、受電側、整流器を表す。 V および I は電圧および電流であり、大文字は直流、小文字は高周波交流を表す。 L_m は相互インダクタンスであり、送電側コイルおよび受電側コイルの位置関係により変化する。受電側の整流器にはインバータと同様の回路を使用し、アクティブに整流動作を制御する。

Double-sided LCC 回路は共振回路手前に LC フィルタを使用することで、イミタンス変換により、WPT 回路部で定電流特性が得られるという特徴がある⁽¹²⁾。フィルタに使用される L および C の値は(1)式を満たすように決定される。

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



(a) Concentrated pulse density modulation



(b) Distributed pulse density modulation

Fig. 3 Ideal I_{rect} waveforms of pulse density modulation

ω は共振角周波数を表す。

3. パルス密度変調

本章では、PDM に関して記述する。PDM は整流器を図 2 に示す短絡モードとダイオードモードを切り替えることで、実現される。PWM は受電側フィルタ電流 i_{f2} が流れているときにスイッチング動作を行うため、スイッチング損失が大きく、自動車用の非接触給電の場合、85 kHz の高い共振周波数を使用するため、スイッチング損失は非常に大きくなる。それに対し、PDM はフィルタ電流 i_{f2} が 0 A の時にスイッチング動作をするため、高い共振周波数でもスイッチング損失をゼロにすることができる。一方で、PWM と比較してスイッチング回数が少ないため、受電電流の脈動が大きくなる。理想的な PDM 電流波形を図 3 に示す。本稿では、集中型と分散型の 2 種類の PDM を取り扱う。デューティ比と指令値充電電流の関係は(2)式で表される。

$$Duty = \frac{I_{ref}^{RMS}}{I_{rect}^{RMS}} = \frac{T_d}{T} \quad (2)$$

T, T_d は制御周期およびダイオードモード時間を表し、上付き添え字 ref および RMS はそれぞれ指令値および実効値を表す。

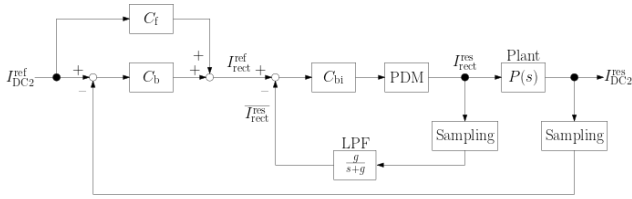


Fig. 4 Block diagram of receiving current control

PDMの制御周期は共振周期の整数倍で決められ、ゼロ電流時にのみスイッチングすることから、*Duty*は離散値となる。集中型は制御周期の前半にパルスが集中しているのに対し、分散型は制御周期内にパルス密度ができるだけ均等になるようにパルスを配置する。集中型はパルス集中により、充電電流脈動が大きくなる。また、短絡期間が集中するため、フィルタ電流が大きくなり、フィルタインダクタンスの発熱や磁歪による騒音が問題となる。一方、分散型はパルスが分散されているため、電流脈動を抑制することができ、短絡期間も長くない。本稿では、さらに受電電流脈動をフィードバック制御を導入することで低減する。

4. 受電電流フィードバック制御

本章では、図4に示す受電電流制御に関して記述する。図中の上付き添え字 *res* は応答値を表す。プラントの伝達関数 $P(s)$ は図1のDCフィルタの伝達関数であり、(3)式で表される。

$$P(s) = \frac{I_2}{I_{\text{rect}}} = \frac{1}{L_{\text{DC}2}C_{\text{DC}2}s^2 + R_{\text{DC}2}C_{\text{DC}2}s + 1} \quad (3)$$

s はラプラス演算子を表す。受電電流の制御には、整流器出力電流 I_{rect} を制御するフィードバック制御 C_{bi} とバッテリーの充電電流 $I_{\text{DC}2}$ を制御するフィードバック制御 C_b の2重のフィードバック制御で構成される。インナーループおよびアウトナーループにはPI制御器を使用する。また、バッテリー充電電流抑制指令に素早く追従するために、フィードフォワード制御器 C_f も使用する。

インナーループは図3に示す全波整流波形を制御するため、高速なサンプリングが必要とされる。また、制御したい I_{rect} は実効値電流のため、サンプリングした値をデジタルローパスフィルタ (LPF) により平滑化し、計算された値を制御する。 g はLPFのカットオフ周波数を表す。一方、アウトナーループではDCフィルタ通過後の電流を制御するため、高速なサンプリングは必要とされない。実験では、インナーループのデジタルフィルタ演算までを高速演算を得意とするFPGAで実装し、そのほかの演算はDSPで実装する。

DWPTシステムにおける受電電流制御は、常時 $I_{\text{DC}2}$ および I_{rect} は流れず、送受電コイルが磁界結合した時のみ流れる。そのため、フィードバック制御器の積分要素を常時演算し続けると積分計算結果が飽和する。これを避けるために、デューティ比が飽和した時 ($Duty=1.0$) 積分演算を止めるアンチwindアップ制御を使用する。

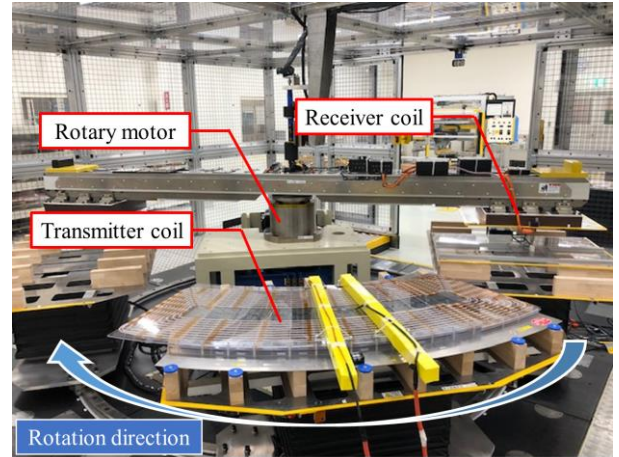


Fig. 5 High-speed DWPT rotary bench

Table 1 Circuit parameters

| Parameter | Symbol | Value |
|-----------------------|---------------------|--|
| DC voltage | V_1, V_2 | 220 V |
| WPT inductance | L_1, L_2 | 194.8 μH , 279.4 μH |
| WPT resistance | R_1, R_2 | 385 m Ω , 1101 m Ω |
| WPT capacitance | C_1, C_2 | 18.0 nF, 12.6 nF |
| Filter inductance | L_{f1}, L_{f2} | 25.5 μH , 51.0 μH |
| Filter resistance | R_{f1}, R_{f2} | 68 m Ω , 50 m Ω |
| Filter capacitance | C_{f1}, C_{f2} | 141.0 nF, 69.5 nF |
| DC filter inductance | L_{DC} | 10 μH |
| DC filter resistance | R_{DC} | 20 m Ω |
| DC filter capacitance | $C_{\text{DC}1}$ | 210 μF |
| Resonant frequency | $f (= \omega/2\pi)$ | 84.5 kHz |

5. 実験

本章では、図5のDWPT用高速回転型ベンチを使用し、PDMによる充電電流制御をした時の実験結果を示す。送電側インバータおよび受電側アクティブ整流器にはMywayプラス社製「MWINV-5044-SiC」を使用し、コントローラは同社製「PE-Expert4」を使用する。受電側フィルタ電流 i_{f2} の0 A検出は高速AD変換器を用いて実装する。実験で使用した回路パラメータを表1に示し、制御パラメータを表2に示す。インナーループのPI制御ゲインはLPFをプラントとして極が g (重根) となる値に設定した。また、アウトナーループのPI制御ゲインおよびフィードフォワードゲインは実験的に決定した。分散型PDMのパルスパターンはあらかじめ作成した表3のテーブルを使用して実装した。本実験では共振周期10周期分を制御周期 T とし、反周期ごとに短絡モードもしくはダイオードモードを選択する。表3は黒い箇所が短絡モード状態、白い箇所がダイオードモード状態を選択することを表している。

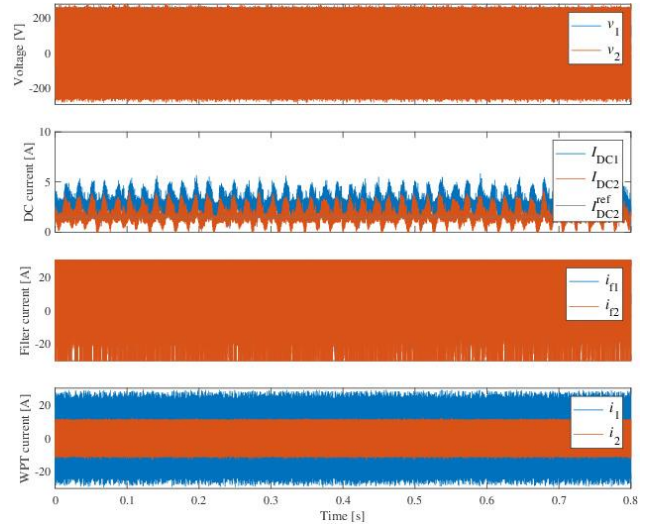
Table 2 Control parameters

| Parameter | Symbol | Value |
|---|----------|---------------------|
| Feedforward controller | C_f | 1 |
| Feedback controller | C_b | P: 1 I: 10 |
| Feedback controller | C_{bi} | P: 0.339 I: 2025 |
| Control frequency | | 8.45 kHz |
| LPF cutoff frequency | g | 8500 rad/s |
| Sampling frequency of I_{rect} and I_{f2} | | 2 MHz |

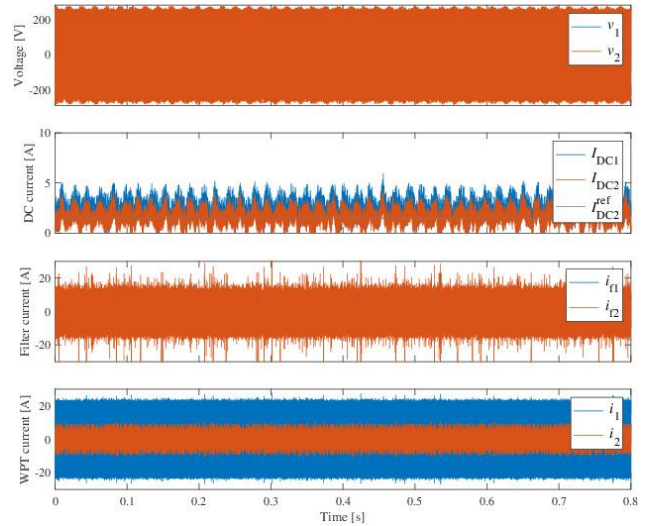
Table 3 Duty table for distributed pulse density modulation

| Duty | Number of pulse | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
|------|-----------------|---|---|---|---|---|---|---|---|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|
| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 | 19 | 20 |
| 0 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 0.05 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 0.1 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 0.15 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 0.2 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 0.25 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 0.3 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 0.35 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 0.4 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 0.45 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 0.5 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 0.55 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 0.6 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 0.65 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 0.7 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 0.75 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 0.8 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 0.85 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 0.9 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 0.95 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 1 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |

まず、停車状態において、受電電流指令値を 1.5 A に設定した時の定常応答波形を図 6 に示す。図 6(a)は集中型 PDM、(b)は分散型 PDM の応答波形であり、各図上から高周波電圧 v 、DC 電流 I_{DC} 、フィルタ電流 I_f 、WPT 電流 i をそれぞれ表し、青線が送電側、橙線が受電側の応答を表す。受電電流応答 I_{DC2} から、指令値に追従していることが確認できる。大きな脈動が見られるが、これは 50 Hz の脈動であり、商用電源のノイズによるものと考えられる。また、WPT 電流応答 i_1 および i_2 より、Double-sided LCC 回路の特徴である定電流特性が確認できる。フィルタ電流応答が集中型と分散型で大きく異なることも確認できる。集中型では、振幅 30 A 以上の非常に大きい電流がフィルタに流れるのに対し、分散型は振幅 20 A 以下に抑えられている。実験時は集中型を実装した際、フィルタインダクタの磁歪によるノイズや損失による温度上昇も確認された。



(a) Concentrated PDM



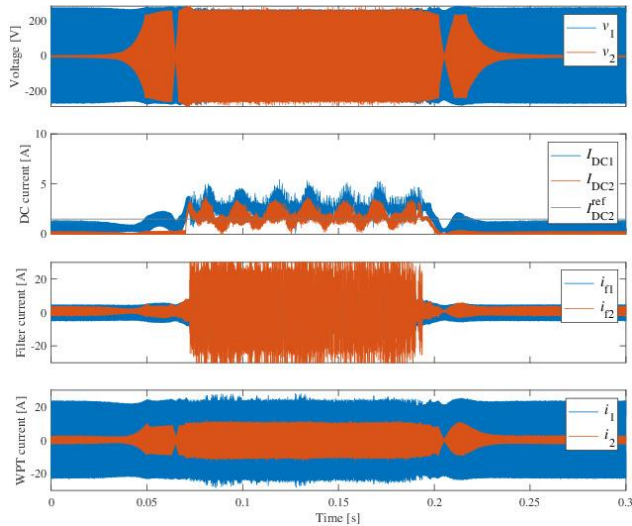
(b) Distributed PDM

Fig. 6 Experimental results of static WPT when $I_{DC2}^{ref} = 1.5$ A

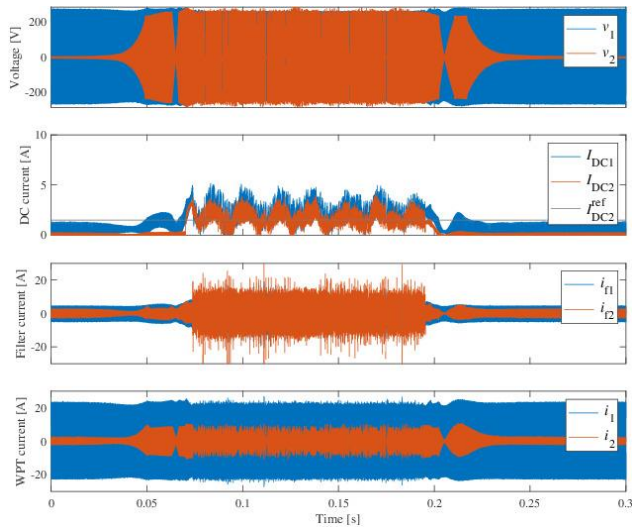
Table 4 Average and variance values of I_{DC2} in static WPT condition when I_{DC2}^{ref} is changed.

| I_{DC2}^{ref} | Concentrated PDM | | Distributed PDM | |
|-----------------|------------------|----------|-----------------|----------|
| | Average | Variance | Average | Variance |
| 1.0 | 1.037 | 0.041 | 1.040 | 0.119 |
| 1.5 | 1.551 | 0.061 | 1.555 | 0.142 |
| 2.0 | 2.064 | 0.056 | 2.066 | 0.182 |

表 4 に電流指令値を変化させたときの I_{DC2} の平均値および分散を示す。平均受電電流値より、4%以下の誤差で集中型および分散型が追従できていることが確認できる。また、分散の値は分散型の方が集中型に比べて 2~3 倍程度大きくなっていることがわかる。つまり、分散型の方が制御による電流脈動が大きいという結果となった。これは、フィルタ電流の 0 A 検知精度の問題だと考えられる。分散型は 1 制御周期に対し、複数のモード切替を行うため、0 A の検知精度が悪い場合、電流脈動の抑制効果が小さくなる。一



(a) Concentrated PDM



(b) Distributed PDM

Fig. 7 Experimental results of DWPT at 40 km/h when $I_{DC2}^{ref} = 1.5$ A

Table 5 Average and variance values of I_{DC2} in DWPT condition when I_{DC2}^{ref} is changed.

| I_{DC2}^{ref} | Concentrated PDM | | Distributed PDM | |
|-----------------|------------------|----------|-----------------|----------|
| | Average | Variance | Average | Variance |
| 1.0 | 1.027 | 0.035 | 0.966 | 0.099 |
| 1.5 | 1.570 | 0.047 | 1.630 | 0.142 |
| 2.0 | 2.074 | 0.044 | 2.131 | 0.427 |

方、集中型は、パルスが前半に偏るため、1制御周期に対し、2回のモード切替のみで実現できる。そのため、同期精度が悪い場合でも、あまり電流脈動に影響を与えないと考えられる。また、分散の値は商用電源ノイズによるものも加わるため、測定ノイズの対策も今後の課題である。

次に、DWPTベンチを40 km/h相当に回転させ、充電電流指令値を1.5 Aに設定した時の応答波形を図7に示す。各図の各線が示しているものは図6と同じである。約0.07 s

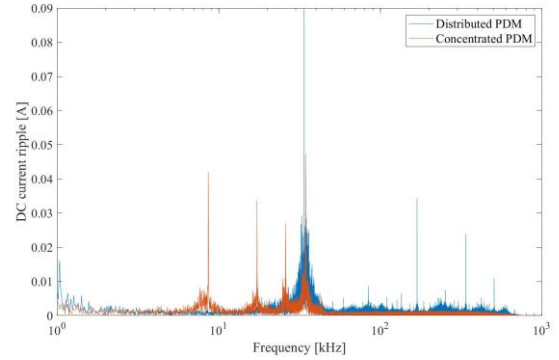


Fig. 8 FFT results of I_{DC2} when $I_{DC2}^{ref} = 1.5$ A

の時点でダイオードが導通し受電電流が増加しているが、集中型および分散型ともに電流指令値に適切に制御されていることが確認できる。つまり、結合係数が刻々と変化するDWPTシステムでも、十分な追従性能の充電電流制御ができていることがわかる。また、図6で確認された集中型のフィルタ電流の増加も確認できる。

停車時同様に、追従性を確認するために、電流指令値を変化させたときの I_{DC2} の平均値および分散を計算した。充電中の60 msのデータを抽出し、それぞれの値を計算した結果を表5に示す。集中型の平均値および分散の値は停車中とあまり変化がないことがわかる。それに対し、分散型は追従誤差が約8%に増えていることが確認できる。

最後に、Fig. 7において、充電電流が制御されている0.1—0.16 sのデータをFFT計算した結果を図8に示す。橙線および青線はそれぞれ集中型および分散型の計算結果を示す。集中型はパルスが片側に集中するため制御周期8.45 kHzに電流リプルが発生し、それに伴い、低周波帯域にリプルが発生する。それに対し、分散型は共振周波数の2倍の169 kHzに電流リプルが発生し、全波整流による電流リプルが確認できる。また、集中型に比べ分散型は高周波帯域に電流リプルがあることがわかる。電流リプルの大きさはわずかだが分散型の方が小さいことも確認できる。バッテリー充電電流の電流リプルは発熱やバッテリー劣化の原因となるため⁽¹⁴⁾、より電流リプルが小さい分散型の方がDWPTに有効である。集中型および分散型のどちらにも35 kHzに大きなリプルがあるが、これは電子負荷によるものと考えられる。

6. まとめ

本論文では、EVへのDWPTにおける受電電流制御に関して、集中型PDMおよび分散型PDMの2種類の変調方式を適用した挙動を実験により検証した。電流制御にはフィードフォワード制御器に加え2つのフィードバック制御器を使用した。実験結果より、集中型の方が分散型より制御による電流脈動が小さいことが確認された。これは、制御周期内のスイッチング回数に起因するものであり、分散型のフィルタ電流0

A 検知精度が悪いために脈動が大きくなったと考えられる。しかしながら、受電電流の FFT の計算結果では分散型の方がわずかに電流リップルを低減していることが確認された。

集中型は短絡モード期間が長くなるため、フィルタ電流が大きくなり、フィルタの電力損失の増加や磁歪によるノイズが問題となる。分散型はフィルタ電流の 0 A 検知精度を改善することで、制御による電流脈動は集中型と同等もしくはそれ以上に低減することができる考える。フィルタ電流の 0 A 検知精度の向上は今後の課題である。

参 考 文 献

- (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) Electreon: <https://www.electreon.com/> (Reference 2021.03.21)
- (3) M. Maemura and A. Wendt: Dynamic Power Transfer as a Feature — Employing Stationary WPT Devices for Dynamic Operation, in *Proc. of 2020 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer*, pp. 1–6, (2020)
- (4) 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)
- (5) Society of Automotive Engineers recommended practice J2954: Wire-less Power Transfer for Light-Duty Plug-In/Electric Vehicles and Align-ment 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) S. Song, S. Dong, and Q. Zhang: Receiver Current-Stress Mitigation for a Dynamic Wireless Charging System Employing Constant Resistance Control, *IEEE Trans, Power Electron.* Vol. 36, No. 4, pp. 3883–3893 (2021)
- (8) P. M.-Y. Fan and M. H. bin M. Daut: Near-Unity Power Factor, Voltage Step-Up/Down Conversion Pulse-Width Modulated Switching Rectification for Wireless Power Transfer Receiver, *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 34, No. 11, pp. 10960–10969 (2019)
- (9) 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, pp. 716–728 (2018)
- (10) 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,

pp. 9302–9312 (2020)

- (11) 永井栄寿, 藤田稔之, 藤本博志, 津下聖悟, 橋本俊哉, 岡崎俊太郎: 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, 半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-21-054, MD-21-054 (2021)
- (12) 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)
- (13) 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)
- (14) K. Uddin, A. D. Moore, A. Barai, and J. Marco: The effects of high frequency current ripple on electric vehicle battery performance, *Applied Energy*, Vol. 178, No. 15, pp. 142–154 (2016)