

複数受電システムの走行中ワイヤレス給電における 複数の降圧コンバータによる受電電力制御手法の実証

学生員 小島 諒大 正 員 居村 岳広 フェロー 堀 洋一（東京理科大学）

Demonstration of a Power Reception Control Method Using Multiple Buck Converters for Dynamic Wireless Power Transfer in a Multi-Receiver System

Ryota Kojima, Student Member, Takehiro Imura, Member, Yoichi Hori, Fellow (Tokyo University of Science)

In multi-input, multi-output Dynamic Wireless Power Transfer during vehicle operation, the ripple in the power supplied to the vehicle is significant, necessitating control of the received power. In this paper, we demonstrate power control using a buck converter. After conducting multiple measurements of power control and comparing the average values, we confirmed that the two control methods from previous studies can improve the ripple rate of the received power by 55.2 points and 67.4 points, respectively. Furthermore, experiments conducted with various transmission coil coverage rates confirmed that power control can be performed appropriately within a coverage range of 100% to 60%.

キーワード： 走行中ワイヤレス給電, 複数入力複数出力, 電力制御, 降圧コンバータ

Keywords： dynamic wireless power transfer, multiple input multiple output, power control, buck converter

1. 序論

SDGs の項目の一つであるカーボンニュートラルの実現に向けて、近年では電気自動車(Electric Vehicle : EV)の普及が進められている。しかし、EV の航続距離の短さや充電時間の長さ、バッテリーの重量などの問題が EV の普及を妨げている⁽¹⁾。この問題を解決する手段として走行中ワイヤレス給電(Dynamic Wireless Power Transfer : DWPT)が注目されている。DWPT とは走行中の EV に対してワイヤレスで電力を供給する技術であり、乗用車向けの研究は既に広く進められている⁽²⁾。また、大型車向けの DWPT システムの研究では既に高い電力供給を達成しており⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾、車体側での電力制御も実現している⁽⁶⁾。大型車の DWPT では、比較的電力規模の小さい乗用車と同じ給電路を共有した方が既存研究との親和性もあり、経済的にも合理的であると言える。したがって、大型車には乗用車向けの受電コイルを複数用いた受電システムの構築が求められている⁽⁷⁾。

複数入力複数出力(Multiple Input Multiple Output : MIMO)の WPT システムの研究は多く存在し、その電力特性が明らかになっている⁽⁸⁾⁽⁹⁾。MIMO の DWPT システムにおける電力特性は、受電電力が大きく脈動する⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾。バッテリーの前段に容量の大きなキャパシタを配置して平滑化することも考

えられるが、大型車の必要電力に合わせたバッファを用意するには非常に大きな容量が必要になり、重量や体積、コストが増大する。したがって、MIMO の DWPT において受電側だけで受電電力を制御できるシステムを構築する必要がある。この課題に対して、車体に搭載された各受電システムの後段に降圧コンバータを接続し、電圧制御により受電電力の脈動を低減する制御手法が提案されている⁽¹²⁾。

本論文では、シミュレーションでのみ検証された先行研究の電力制御⁽¹²⁾について実験を行い、制御手法の実現性を検証する。また、送電コイルの敷設率と受電コイルの間隔をそれぞれ変化させて実験を行い、電力制御の動作を確認する。

2. システム構成

〈2・1〉 Double-LCC 回路 WPT では、共振現象を利用することで伝送電力と効率を大幅に向上させることができる⁽¹³⁾。Fig. 1 に示す回路図は、本論文で採用する Double-LCC 回路と呼ばれる共振回路である⁽¹⁴⁾。Double-LCC 回路に含まれるジャイレータ回路には両端子対の定電圧特性と定電流特性を入れ替える性質がある。そのため、3 つのジャイレータ回路を含む Double-LCC 回路では、入力側に定電圧を印加すると出力側には定電流特性が現れる。Double-

LCC 回路の出力電流 I_{LCC_out} は(1)式のように表され、DWPT においては結合係数 k によって決定される制御できない値であることから、出力側が定電圧負荷の場合には DC/DC コンバータを用いて電圧を変化させるという簡単な操作で受電電力を制御することができる。同様に出力側が定電流特性となる共振回路として S-S 回路があるが、Double-LCC 回路は S-S 回路に比べて出力電力特性がクロスカップリングの影響を受けにくいという研究がある⁽¹⁰⁾。これらの特性は受電電力の制御に非常に有利であることから、複数受電システムの電力制御においても Double-LCC 回路が採用されている⁽¹²⁾。

$$I_{LCC_out} = \frac{k\sqrt{L_T L_R}}{j\omega L_{0T} L_{0R}} V_{LCC_in} \dots\dots\dots (1)$$

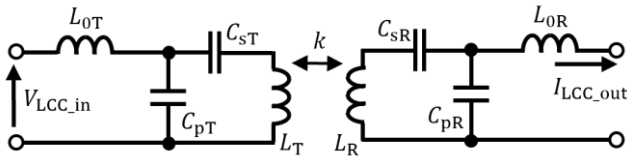


Fig. 1. Double-LCC Circuit Diagram.

〈2・2〉 降圧コンバータ Fig.2に示す回路図は、本論文で想定する受電側回路構成を単一受電システムの形で表したものである。(1)式に示す通り共振回路の出力電流は定電流特性を持ち、降圧コンバータ入力電流 I_{rec} は結合係数 k によって決定される制御できない値であることから、降圧コンバータを用いて電圧の値を変化させることで受電電力を制御する。降圧コンバータの出力側はバッテリー電圧 V_{bat} で固定されているため、ハイサイド MOSFET の ON デューティ比 d の値を変化させることで降圧コンバータ入力電圧 V_{rec} をバッテリー電圧 V_{bat} 以上の値で制御することができ、昇圧コンバータを使用するよりも多くの受電電力を得ることができる。降圧コンバータを理想的と仮定すると、受電電力 P_{out} は(2)式のように I_{rec} と V_{rec} の乗算によって決定されるため、定電流特性を持つ I_{rec} の値に応じて V_{rec} を制御することで P_{out} を任意の目標電力 P_{ref} に追従させることができる。

$$P_{out} = I_{rec} V_{rec} = I_{rec} \frac{V_{bat}}{d} \dots\dots\dots (2)$$

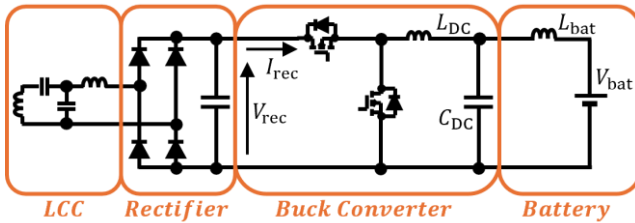


Fig. 2. Rx Side Circuit Diagram.

〈2・3〉 電力制御手法 本論文で想定される受電回路は、Fig. 3 のように 3 つの受電システムがバッテリーに並列接続された回路構成である。この受電回路における受電電力 P_{out} は(3)式のように表される。前述の通り、降圧コンバータを用いて降圧コンバータ入力電圧 V_{rec} の値を変化させることで P_{out} は制御可能であるため、 P_{out} を目標電力 P_{ref} と一

致させるための降圧コンバータ入力電圧指令値 V_{ref} を算出し、適用することで電力制御を実現できる。本論文における V_{ref} の算出方法は、先行研究の電力制御と同様の手法を用いる⁽¹²⁾。先行研究では 2 種類の電力制御手法を提案しており、一つ目の制御手法は(3)式において P_{out} を P_{ref} と一致させることを制御目標とし、このとき(4)式のように各降圧コンバータ入力電圧 $V_{rec,1}$, $V_{rec,2}$, $V_{rec,3}$ を一致させた状態で電圧制御を行っている⁽¹²⁾。したがって、 V_{ref} は(3)式と(4)式の連立により算出することができ、 i 番目の受電システムにおける降圧コンバータ入力電圧指令値 $V_{ref,i}$ は(5)式のように表される⁽¹²⁾。2 つ目の制御手法では P_{out} を P_{ref} と一致させた上で、受電コイル L_R で発生する銅損を最小限に抑える動作を追加している⁽¹²⁾。受電コイルの内部抵抗を r_R 、受電コイルに流れる電流を I_R とすると銅損 P_{loss} は(6)式のように表される。ここで、共振回路に含まれるジャイレータ回路により I_R と V_{rec} は比例関係となるため、(7)式のように各降圧コンバータ入力電圧の 2 乗和で表される関数 $F(V)$ は、受電コイルの銅損の大きさを表す評価関数であると言える。したがって、 V_{ref} は $P_{out} = P_{ref}$ として(3)式を満たしつつ(7)式の $F(V)$ が最小となる値であり、これを算出すると(8)式ようになる⁽¹²⁾。本論文では、(5)式の電圧指令値を用いる制御手法を制御 A、(8)式の電圧指令値を用いる制御手法を制御 B と呼称する。

$$P_{out} = \sum_{j=1}^3 (I_{rec,j} V_{rec,j}) \dots\dots\dots (3)$$

$$V_{rec,1} = V_{rec,2} = V_{rec,3} = V_{ref} \dots\dots\dots (4)$$

$$V_{ref,i} = \frac{1}{\sum_{j=1}^3 I_{rec,j}} \cdot P_{ref} \dots\dots\dots (5)$$

$$P_{loss} = \sum_{j=1}^3 (r_{R,j} I_{R,j}^2) \dots\dots\dots (6)$$

$$F(V) = \sum_{j=1}^3 V_{rec,j}^2 \dots\dots\dots (7)$$

$$V_{ref,i} = \frac{I_{rec,i}}{\sum_{j=1}^3 I_{rec,j}^2} \cdot P_{ref} \dots\dots\dots (8)$$

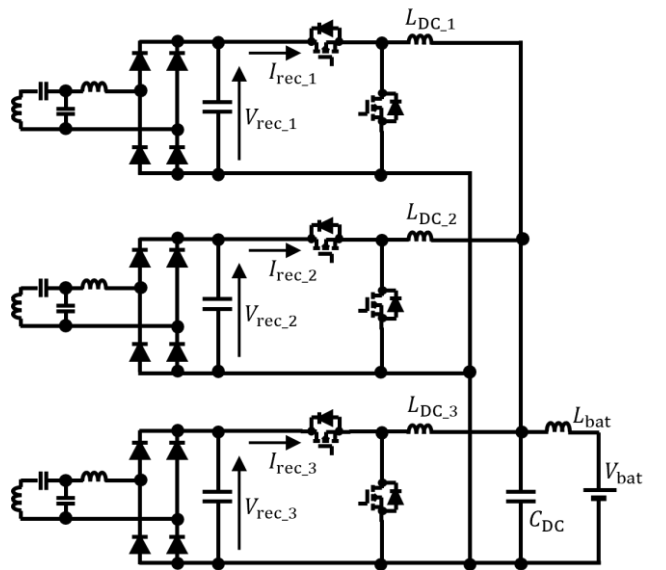


Fig. 3. Multiple Rx Side Circuit Diagram.

3. 実験

〈3・1〉 実験システム構成 Fig. 4, Fig. 5 のような送電コイル 5 個、受電コイル 3 個の DWPT 実験システムを構成し、測定を行った。Fig. 6 は実験装置のシステム構成図であり、Table 1, Table 2, Table 3 に各パラメータを示す。

〈3・2〉 電力制御の実験結果 本論文では、無制御と制御 A、制御 B の 3 パターンについて受電電力を測定し、それぞれの結果を比較することで 2 つの制御手法の電力制御としての動作を評価する。ここで、無制御とは 3 つの降圧コンバータのデューティ比 d_1, d_2, d_3 を全て 0.48 で固定した状態のことを指す。実験では、制御 A および制御 B における目標電力 P_{ref} を 500 W に設定しているため、無制御時の平均受電電力も 500 W となるようにデューティ比を 0.48 に固定している。また、送電コイルの間隔 d_{TT} は 200 mm としており、このときの敷設率 R_{cov} は 71.4% である。

Table 1. Parameters of the System.

Name	Symbol	Value
Speed	v	2 km/h
DC Power Supply Voltage	V_{DC_in}	200 V
Battery Voltage	V_{bat}	40 V
Operating Frequency	f_o	85 kHz
Target Power	P_{ref}	500 W
Buck Converter Carrier Frequency	f_{DC}	50 kHz
Tx Side Coil Length	d_{lT}	500 mm
Tx Side Coil Width	d_{wT}	200 mm
Distance Between Tx Side Coils	d_{TT}	200 mm
Rx Side Coil Length	d_{lR}	200 mm
Rx Side Coil Width	d_{wR}	200 mm
Distance Between Rx Side Coils	d_{RR}	75 mm
Gap Tx to Rx	d_{TR}	80 mm

Table 2. Parameters of Tx Side Circuit.

	Tx1	Tx2	Tx3	Tx4	Tx5
L_T [μ H]	208.58	206.97	205.66	204.42	204.50
r_T [$m\Omega$]	171.21	168.84	159.60	161.58	159.55
L_{OT} [μ H]	49.44	48.85	48.80	48.71	49.06
r_{OT} [$m\Omega$]	41.55	40.03	38.73	40.03	39.25
C_{pT} [nF]	70.00	69.97	70.00	70.00	69.84
C_{sT} [nF]	22.13	22.09	22.10	22.09	22.09

Table 3. Parameters of Rx Side Circuit.

	Rx1	Rx2	Rx3
L_R [μ H]	51.31	50.53	52.00
r_R [$m\Omega$]	109.77	454.56	90.18
L_{OR} [μ H]	26.03	26.63	26.17
r_{OR} [$m\Omega$]	23.52	47.61	22.24
C_{pR} [nF]	129.96	129.77	130.33
C_{sR} [nF]	137.63	136.98	137.50
L_{DC} [μ H]	317.09	315.51	319.23
C_{DC} [μ F]	36.45	40.34	28.81

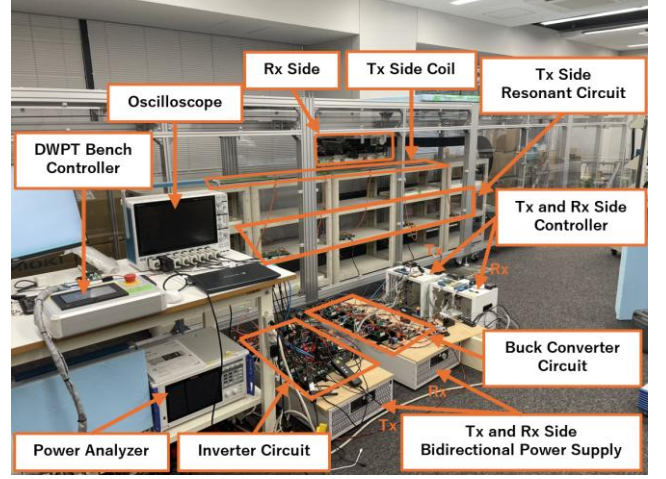


Fig. 4. Experiment System.

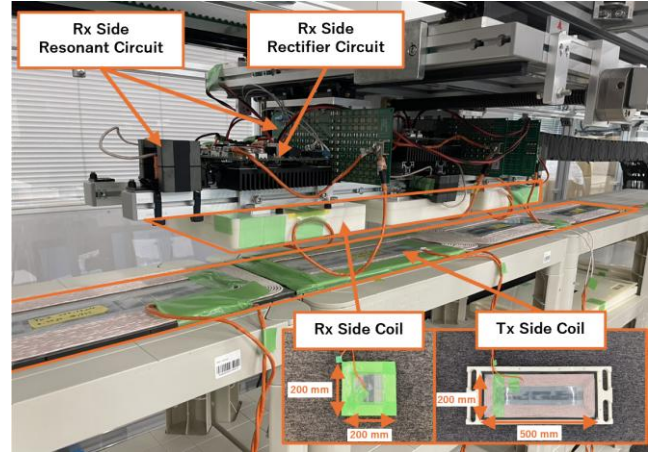


Fig. 5. Tx Coil and Rx Side.

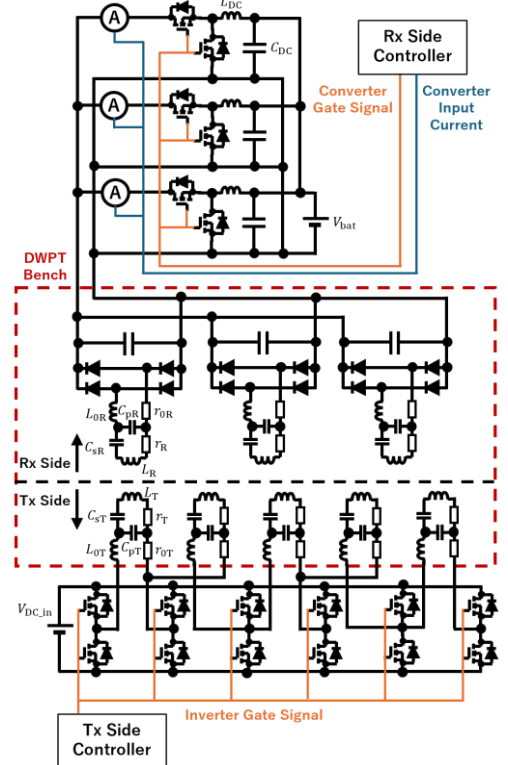


Fig. 6. Experiment System Configuration.

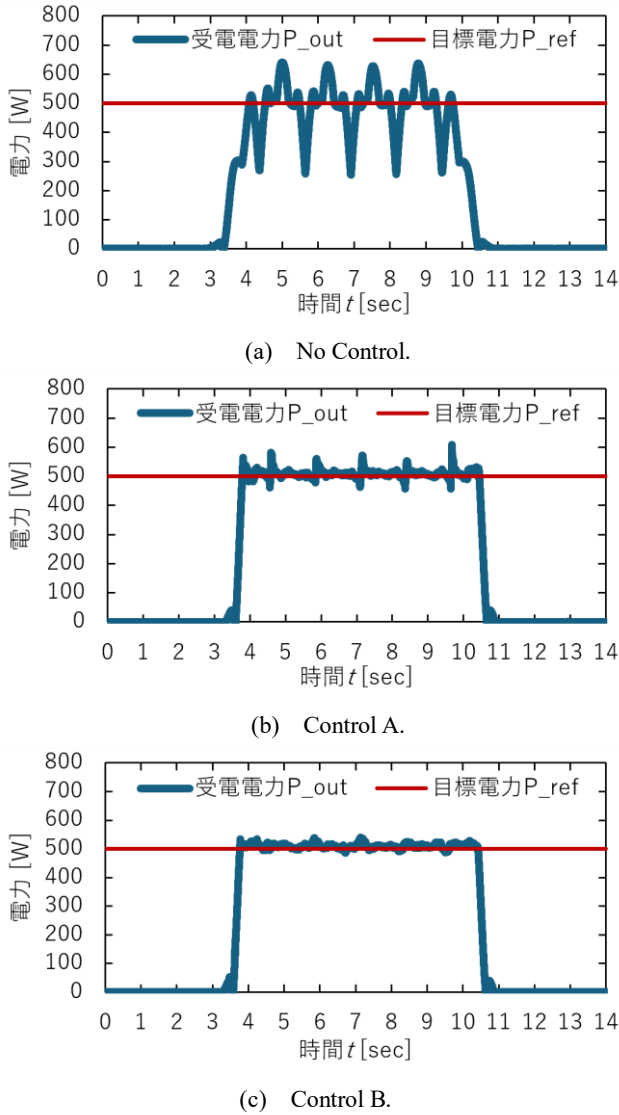


Fig. 7. Power P_{out} in $R_{cov}=71.4\%$ and $d_{RR}=75$ mm.

各制御実行時の受電電力の測定結果を Fig. 7 に示す。電力制御の評価指標として(9)式から算出される脈動率 r_f を用いる。なお、(9)式の分母には目標電力である 500 W を代入し、 P_{max} と P_{min} は測定時間 t における 5～9 sec の範囲内の値を用いて算出している。Fig. 7 (a)に示す無制御時の r_f は 77.1%であり、Fig. 7 (b)に示す制御 A 実行時は $r_f=22.8\%$ 、Fig. 7 (c)に示す制御 B 実行時は $r_f=10.8\%$ である。また、同様の実験を各々追加で 4 回測定を行い、脈動率 r_f について平均値 $\bar{r}_f$ と標準偏差を算出した結果を Table 4 に示す。Table 4 より、各制御実行時の脈動率の平均値 $\bar{r}_f$ を比較すると、制御 A 実行時の $\bar{r}_f$ は無制御時と比較して 55.2 ポイント低減できることが分かる。同様に制御 B 実行時は 67.4 ポイント低減できていることが分かる。この結果から、制御 A と制御 B は共に電力制御として適切に動作していることが確認できる。また、5 回の試行回数のおいずれにおいても制御 B 実行時の r_f は、制御 A 実行時と比較して 11.0 ポイント以上低減できていることが分かる。標準偏差についても、制御 B の方が制御 A よりも 0.386 ほど値が小さく、動作が安定しているこ

とが分かる。したがって、電力脈動の低減と動作の安定性において制御 B の方が制御 A よりも優れているといえる。

$$r_f = \frac{P_{max} - P_{min}}{P_{ref}} \times 100 \dots\dots\dots (9)$$

Table 4. Average and SD of the Pulsation Rate r_f [%].

	No Control	Control A	Control B
1st Trial	77.1	22.8	10.8
2nd Trial	77.0	22.3	9.4
3rd Trial	77.2	20.1	8.9
4th Trial	77.0	22.8	9.6
5th Trial	77.1	21.6	9.6
Average	77.1	21.9	9.7
Standard Deviation	0.075	1.011	0.625

〈3・3〉 コイル間距離の変化 送電コイルの敷設率 R_{cov} と受電コイルの間隔 d_{RR} をそれぞれ変化させた際の受電電力の脈動率 r_f を測定する。本論文では、敷設率を 100%から 60%まで 10%ずつ変化させ、各敷設率において無制御と制御 A、制御 B の動作を実行して測定する。また、無制御時のデューティ比は測定時間 t における 5～9 sec の範囲内で受電電力の平均値が 500 W となる値で固定している。

まず、敷設率 100%の場合で各制御実行時の受電電力のグラフを Fig. 8 に示す。Fig. 8 (b), (c)より、敷設率が高く、送電コイル同士が密に接している状況下でも制御 A と制御 B は共に電力制御として適切に動作することが分かる。また、このときの脈動率は無制御時が 64.5%、制御 A 実行時が 10.2%、制御 B 実行時が 7.4%であり、この結果から敷設率 100%の場合も制御 B の方が制御 A よりも脈動率を低減できることが分かる。

同様に敷設率を 60%まで 10%ずつ変化させた際の各制御実行時の脈動率の測定結果を Table 5 に示す。Table 5 より、いずれの敷設率においても制御 B の方が制御 A よりも脈動率を低減できることが分かる。また、Table 5 より、無制御においては敷設率 90%のときが $r_f=81.0\%$ と最も脈動率が大きくなっていることが分かる。ここで、敷設率 90%のときの受電電力のグラフを Fig. 9 に示す。Fig. 8 (a)と Fig. 9 (a)を比較すると、敷設率が 10%下がったことで電力伝送区間における電力脈動の谷がより深くなっており、これが脈動率の値が大きい原因であることが分かる。しかし、Table 5 と Fig. 9 (b), (c)より、 $r_f=81.0\%$ の状況下でも制御 A と制御 B は適切に電力制御を実行できていることが確認できる。

次に、測定結果の中で敷設率が最も小さい $R_{cov}=60\%$ のときの受電電力のグラフを Fig. 10 に示す。Fig. 10 (a)より、敷設率 60%での受電電力は、脈動の周期は短いものの、電力の増減幅は小さく、Table 5 から分かる通り $r_f=70.2\%$ と他の敷設率よりも脈動率は比較的小さな値となっている。また、Fig. 10 (b), (c)より、敷設率 60%の状況下でも問題なく電力制御を実行できることが確認できる。

最後に、受電コイルの間隔 d_{RR} を変化させて同様の測定

を行った結果を Table 6, Table 7 に示す。 $d_{RR}=50$ mm としたときの測定結果を Table 6、 $d_{RR}=25$ mm としたときの測定結果を Table 7 に示す。Table 5, Table 6, Table 7 から制御 A と制御 B の各脈動率 r_f を比較すると、敷設率が 100~60% の範囲内では、 d_{RR} の距離に関わらず制御 B の方が制御 A よりも脈動率を低減できることが分かる。

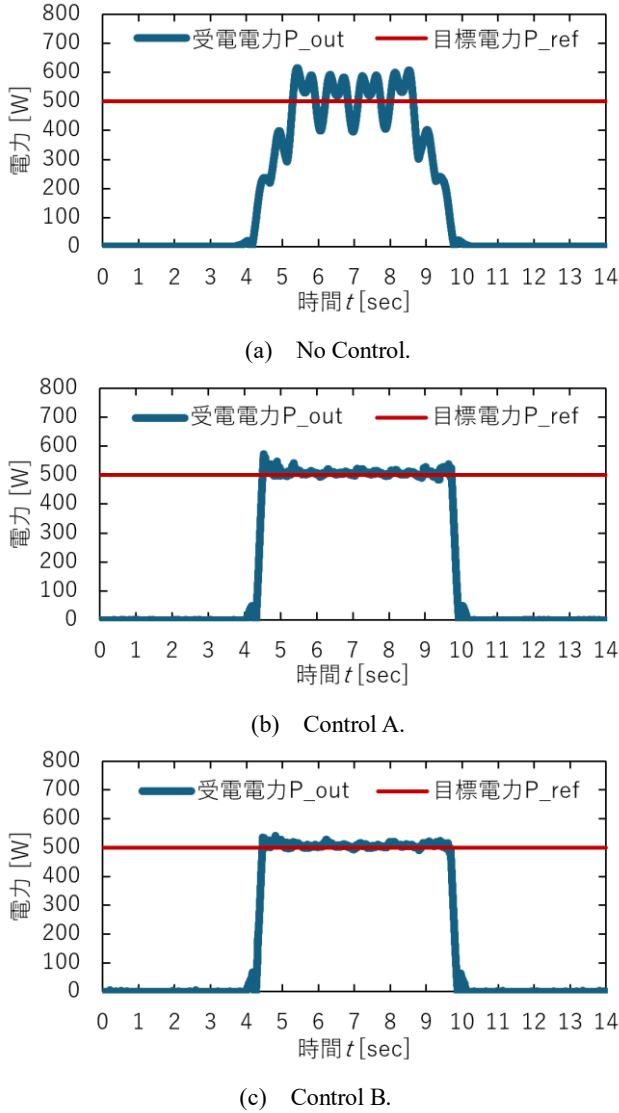


Fig. 8. Power P_{out} in $R_{cov}=100\%$ and $d_{RR}=75$ mm.

Table 5. Pulsation Rate r_f [%] for Each R_{cov} in $d_{RR}=75$ mm.

R_{cov}	No Control	Control A	Control B
100%	64.5	10.2	7.4
90%	81.0	18.1	10.0
80%	73.4	21.3	10.3
70%	77.1	19.1	9.7
60%	70.2	25.3	10.3

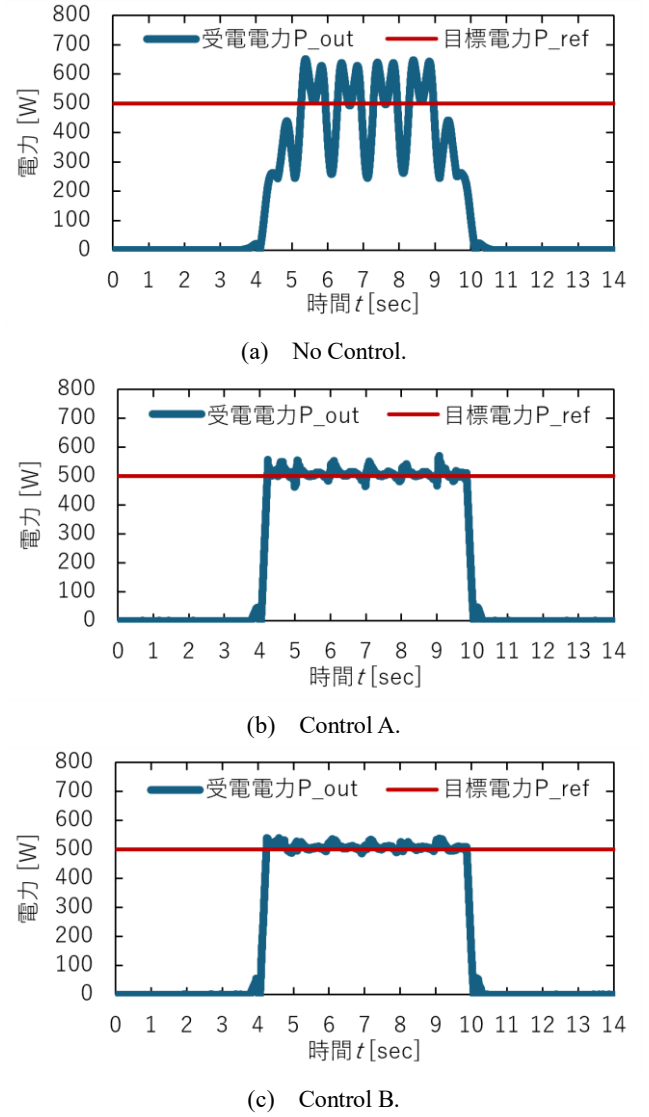


Fig. 9. Power P_{out} in $R_{cov}=90\%$ and $d_{RR}=75$ mm.

Table 6. Pulsation Rate r_f [%] for Each R_{cov} in $d_{RR}=50$ mm.

R_{cov}	No Control	Control A	Control B
100%	63.2	10.2	9.3
90%	73.2	22.4	10.7
80%	62.7	37.0	9.1
70%	64.5	22.5	11.2
60%	60.0	25.4	11.4

Table 7. Pulsation Rate r_f [%] for Each R_{cov} in $d_{RR}=25$ mm.

R_{cov}	No Control	Control A	Control B
100%	54.5	10.6	8.3
90%	57.3	13.2	8.3
80%	51.1	18.4	10.5
70%	55.9	21.6	10.9
60%	61.4	11.7	9.4

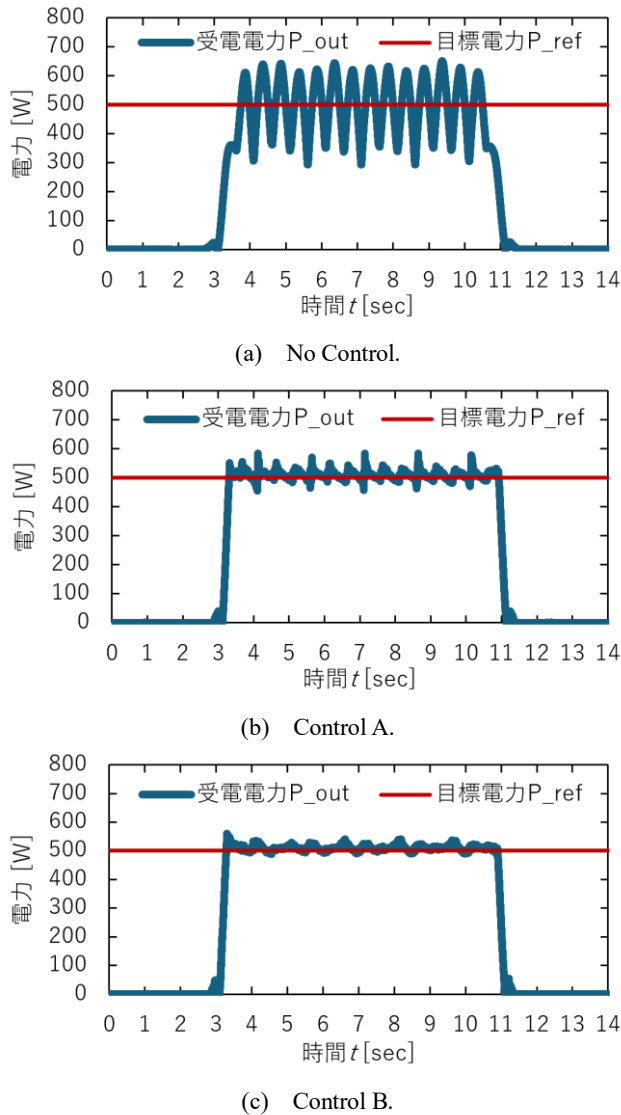


Fig. 10. Power P_{out} in $R_{cov}=60\%$ and $d_{RR}=75$ mm.

5. 結論

本論文では、MIMO の DWPT システムにおいて、先行研究で提案されている受電電力制御手法について実験を行い、電力脈動低減の実現性を検証した。

先行研究の提案手法である制御 A と制御 B のそれぞれについて受電電力の脈動率を複数回測定し、それらの平均値を比較した結果、制御 A を実行時の受電電力の脈動率は無制御時と比較して 55.2 ポイント低減することができ、制御 B では 67.4 ポイント低減できることを確認した。2 つの制御手法は共に脈動率を大きく低減できていることから、電力制御の動作を実証することができた。

送電コイルの敷設率や受電コイルの間隔を変化させて受電電力の脈動率を測定した結果、敷設率が 100~60% の範囲内においては受電コイルの間隔に関わらず制御 B の方が制御 A よりも脈動率を低減できることを確認した。

謝辞

本成果は、国土交通省次世代大型車開発促進事業により得られたものです。

文 献

- (1) J. Bi, Y. Wang, Q. Sai, and C. Ding, "Estimating remaining driving range of battery electric vehicles based on real-world data: A case study of Beijing, China," *Energy*, vol. 169, pp. 833–843, Feb. 2019.
- (2) A. C. Bagchi, A. Kamineni, R. A. Zane and R. Carlson, "Review and Comparative Analysis of Topologies and Control Methods in Dynamic Wireless Charging of Electric Vehicles," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 4, pp. 4947–4962, Aug. 2021.
- (3) S. Obayashi, T. Shijo, M. Suzuki, F. Moritsuka, K. Ogawa, K. Ogura, Y. Kanekiyo, M. Ishida, T. Takanaka, N. Tada, F. Takeuchi, S. Take, Y. Yamauchi, W. Yang and Y. Kamiya, "85 kHz Band 44 kW Wireless Rapid Charging System for Field Test and Public Road Operation of Electric Bus," *World Electric Bus*, World Electric Vehicle Journal, vol. 10, no. 2, art. 26, May. 2019.
- (4) T. Tajima, W. Noguchi, and H. Shigi, "450-kW Conductive Dynamic Charge System," 6th International Electric Vehicle Technology Conference (EVTec2023), pp. 1–6, May. 2023.
- (5) G. Guidi and J. Are Suul, "High power and power density inductive charging system for busses and heavy-duty vehicles," 6th International Electric Vehicle Technology Conference (EVTec2023), pp. 1–8, May. 2023.
- (6) V. Mehar, N. Frooninckx, I. Abram, S. D. Pekarek, D. Aliprantis, A. D. Brovont and R. Swanson, "Roadway Validation of a Receiver-Side Power Control for a 200-kW DWPT System Developed for Heavy-Duty Vehicles," in *IEEE Journal on Wireless Power Technologies*, vol. 1, pp. 1–14, Art no. 0100814, 2026.
- (7) B. J. Varghese, R. A. Zane, A. Kamineni, R. Tavakoli, Z. Pantic, C. Chou and L. Liu, "Multi-Pad Receivers for High Power Dynamic Wireless Power Transfer," 2020 *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 5162–5168, Detroit, MI, USA, 2020.
- (8) T. Aoki, Q. Yuan, D. Quang-Thang, M. Okada and H. -M. Hsu, "Maximum Transfer Efficiency of MIMO-WPT System," 2018 *IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, pp. 1–3, Montreal, QC, Canada, 2018.
- (9) H. Lee and B. Lee, "Investigation of MIMO Wireless Power Transfer Efficiency in Optimization Techniques," 2020 *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting*, pp. 1417–1418, Montreal, QC, Canada, 2020.
- (10) T. Kawakami, T. Imura, and Y. Hori, "Basic Study on the Distance between Receiving Coils for Dynamic Wireless Power Transfer to Heavy Vehicles," in *Technical Committee on Semiconductor Power Converter IEEE Industry Applications Society*, pp. 29–34, Mar. 2022.
川上貴大・居村岳広・堀 洋一：「大型車に対する走行中ワイヤレス給電における受電コイル間距離に関する基礎検討」，電気学会産業応用部門 半導体電力変換技術委員会, pp. 29–34, Mar. 2022.
- (11) T. Kawakami, T. Imura and Y. Hori, "Verification of the Effects of Cross-Coupling on Dynamic Wireless Power Transfer for Heavy-Duty Vehicles Using Double-LCC Circuits," 6th International Electric Vehicle Technology Conference (EVTec2023), pp. 1–8, Yokohama Japan, May 2023.
- (12) R. Kojima, Y. Sato, T. Imura and Y. Hori, "A Method for Controlling Desired Power Received by Multiple Buck Converters in Dynamic Wireless Power Transfer of Multiple Power Receiving Systems," 2025 *IEEE Wireless Power Technology Conference and Expo (WPTCE)*, pp. 1–6, Rome, Italy, 2025.
- (13) A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances," *Science* (1979), vol. 317, no. 5834, pp. 83–86, Nov. 2007.
- (14) S. Li, W. Li, J. Deng, T. D. Nguyen and C. C. Mi, "A Double-Sided LCC Compensation Network and Its Tuning Method for Wireless Power Transfer," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 64, no. 6, pp. 2261–2273, June 2015.