

並列非接触給電システムの一対の結合インダクタを用いた 電流バランス手法の実機検証

長田 大芽* 楠居 琳太郎 渡辺 大貴 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Current balancing method with a pair of transmission line transformers
for multi-parallel mega-hertz WPT system

Taiga Osada*, Rintaro Kusui, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a new current balancer for megahertz WPT systems. The proposed balancer achieves a current balance between parallel-connected inverters on the transmission side of a WPT system. The balancer consists of two transformers without any additional control to achieve a current balance. The proposed balancer connects a coupling inductor and a resonant capacitor in series. The two coupling inductors are connected to each transformer in pairs. Furthermore, the proposed balancer can also suppress common mode currents. The experimental results reveal that current balancing is achieved even when there is a 1.3 μ s difference in the phase of the output voltages of each inverter.

キーワード：非接触給電システム，MHz 帯インバータ，電流バランス，直列-直列補償，循環電流，
(Wireless Power Transfer, Mega-hertz inverter, current balancer, Series-Series compensation, circulating current)

1. はじめに

近年，電気自動車の車載バッテリーの大容量化に伴い，手軽かつ安全に短時間で充電可能な大容量非接触給電システムが要求されている⁽¹⁾⁻⁽³⁾。従来の 85kHz を用いる非接触給電システムでは伝送コイルにフェライト等の磁性コアを使用するため，体積や重量が増加する。一方，伝送周波数を MHz 帯にすることで空芯コイルが使用可能となり，伝送コイルの小型化が期待できる。しかし，MHz 帯のスイッチングでは高速で低損失な GaN デバイスを用いてもインバータの損失が大きく，大電力化が困難であり，高周波インバータの出力電力は数 kW 程度が限界である⁽⁴⁾⁽⁵⁾。

高周波インバータの大電力化の手段としてインバータの並列運転が提案されている⁽⁶⁾⁽⁷⁾。並列運転時に各インバータのデバイスパラメータや配線インピーダンスの不一致によりスイッチングタイミングが異なり，出力電圧にアンバランスが生じる。この出力電圧の差により並列接続されたインバータ間に循環電流が生じ，インバータの過電流の原因となる。この循環電流を抑制するために各インバータのスイッチングタイミングを FPGA 等により精密に補正する手法がある⁽⁸⁾。しかし，出力電圧のアンバランスにはばらつきがあり，一台一台の補正が必要となる。その上，MHz 級のスイッチング周波数では数 ns 未満の調整が必要であり，FPGA を使用しても非常に困難である。このため，厳密な制御を必要としない受動素子のみで構成される，高周波イン

バータ向けの電流バランスが提案されている⁽⁹⁾。

MHz 帯 WPT システム向けのバランスとして，これまでに非絶縁型と絶縁型のバランスが提案されている⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾。これらの手法では一次側巻線は各インバータに接続され，二次側巻線は伝送コイルと直列に接続されている。各インバータ電流は伝送コイル電流の平均値となる。非絶縁型バランスは巻線にインバータ出力電圧のアンバランス分のみが印加されるため，バランスの体積を小さくできる。しかし，結合インダクタを全インバータの各レグに接続するため，必要な部品数が多い。一方，絶縁型バランスでは，バランスが絶縁トランスとして動作するため，各インバータの基準電圧が異なる場合にも短絡電流は流れない。しかし，トランスを全電力が通過するため，バランスの体積は大型化する。

本論文では小型かつ各インバータ基準電圧が異なる場合でも適用可能なバランスを提案する。提案バランスは結合インダクタの一次側と二次側を各インバータの同電圧を出力するレグに差動接続される。これにより，バランスには電圧のアンバランス分の磁束しか発生しないため，バランスの小型化が可能である。また，共振キャパシタが結合インダクタ後段に直列接続されているため，コモンモード電圧に対して広帯域に大きなインピーダンスを持つ。したがって，各インバータの基準電圧が異なる場合にも短絡電流を抑制できる。本論文ではシミュレーションと実験により，インバータの出力電圧に位相差がある場合でも提案システムが電流をバランスさせることを確認したので報告する。

2. 提案システム

〈2・1〉 従来システム 図 1 に従来の非絶縁型バランスを適用した非接触給電システムの構成を示す。非絶縁型バランスは一次側巻線を各インバータの各レグに直列接続し、二次側巻線を伝送コイルと直列に接続する。結合インダクタは差動接続され、巻数比 $N_1:N_2$ はインバータの並列数に等しくなる。この構成により、バランスの二次側電流の平均値が一次側に流れるため、電流バランスを実現できる。また、差動接続されているため結合インダクタには電圧の不均衡成分によってのみ磁束が発生する。これによりバランス体積を小型化可能となる。しかし、インバータ出力線の両端に結合インダクタを接続するためバランスに必要な素子数が多くなる。

図 2 に従来の絶縁型バランスを適用した非接触給電システムの構成を示す。絶縁型バランスは各インバータと並列にバランスの一次側を接続し、二次側を伝送コイルと直列に接続する。これによりバランスが絶縁トランスとして動作し、各インバータはガルバニック絶縁される。また、絶縁型バランスはトランスの巻き数比によって電流バランスが可能であるという利点がある。しかし、トランスはインバータ出力電力をすべて伝送する必要があるため、バランスの体積が増大する。

〈2・2〉 提案するバランスの構成 図 3 に一對の結合インダクタを用いた提案バランスを適用した非接触給電システムの回路構成を示す。本構成では、共振コンデンサと伝送コイルを直列に接続する直列-直列補償を適用する。また、共振コンデンサは 2 つに分割し、結合インダクタと直列に接続する。結合インダクタは各インバータの同じ電圧を出力しているレグの出力線にそれぞれ差動接続する。提案システムでは二分割されたキャパシタは、各インバータの共通モード電圧の直流成分と低周波成分に対して高いインピーダンスになるので、電源に対してインバータを直列接続しても、大きな循環電流は発生しない。また、結合インダクタのインピーダンスにより高周波成分の低減が可能となる。これにより、小型かつ共通モード電流に高いインピーダンスを持つ電流バランスを実現できる。

〈2・3〉 回路動作 図 4 に提案システムにおいてインバータ出力電圧のバランス成分、アンバランス成分、共通モードに対する動作をそれぞれ示す。図 4(a)は電圧バランス成分に対する動作を示す。電圧バランス成分に対しては出力電流も等しく流れる。このため、この時各巻線で発生する磁束は等しくなり、差動接続により打ち消しあうためコアに磁束は発生しない。すなわち、誘起電圧が発生しないため、バランス成分に対して、バランスは干渉しない。図 4(b)は電圧不平衡成分に対する動作を示す。電圧アンバランス成分に対しては巻線が和動接続として見えるため、循環電流に

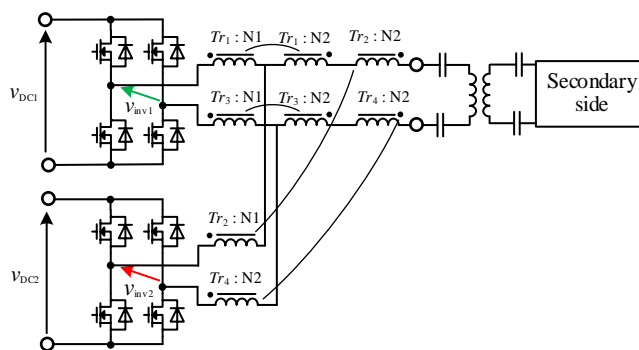


Fig. 1. Non-isolated conventional system.

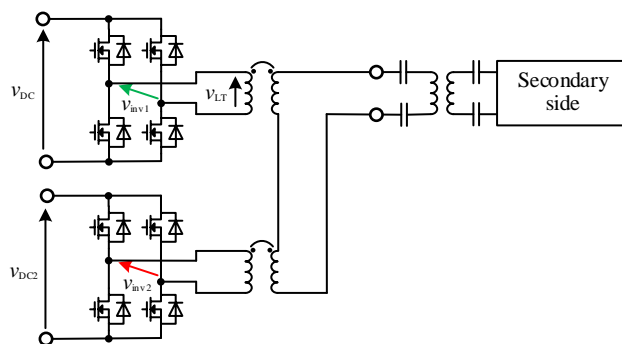


Fig. 2. Isolated conventional system.

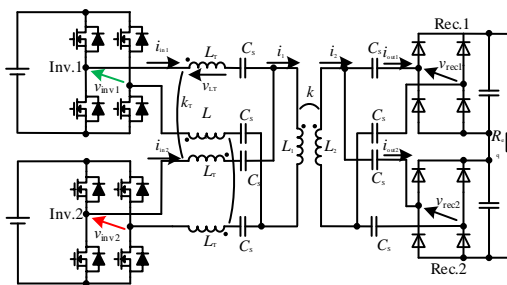


Fig. 3. Multi-parallel WPT system for coupled inductors.

対して、結合インダクタンス自己インダクタンスの 4 倍のインピーダンスとなる。これにより循環電流を大きく抑制することが出来る。また、結合インダクタがインバータ出力電圧アンバランス成分を打ち消すため、アンバランス成分は伝送コイルに影響を与えない。図 4(c)に共通モード成分に対する動作を示す。各インバータ間の共通モード電位差に足しても、アンバランス成分同様に結合インダクタは和動接続として見えるため、大きなインピーダンスを示す。また、直列接続されたコンデンサにより共通モード電圧の直流成分や低周波成分に対しても十分なインピーダンスを示す。したがって、各インバータの基準電圧が異なる場合

においても提案バランスサによって、循環電流を十分に抑制出来ることが確認出来る。

3. シミュレーション結果

〈3・1〉 実験条件 表 1 にシミュレーションでのパラメータの条件を示す。入力電圧は 200 V、定格電力は 2 kW、伝送周波数は 6.78 MHz とした。また、結合インダクタの結合係数は 1、伝送コイルの結合係数を 0.2 とした。

〈3・2〉 位相差無しの場合の動作波形 図 5 に各インバータの出力電圧が等しい場合の動作波形を示す。インバータの出力電力は 2 kW となり、Inv.1 と Inv.2 の出力電流は 5.37 A となる。波形から、インバータそれぞれの電圧と電流の位相が等しく、一次側二次側コイル電流の位相差が 90 degree である。したがって、提案バランスサは共振に影響を与えていないことが確認できる。

〈3・3〉 位相差有りの動作波形 図 6 に Inv.2 の電圧位相差を 16 ns (6.78MHz で 20 degree 相当) を変更した提案システム動作を示す。位相差は GDU やスイッチング素子のばらつきを考慮して、大きめに設定した。インバータの出力電力は 1.76 kW、Inv.1 と Inv.2 の出力電流は 5.10 A である。波形から、各インバータ出力電圧が異なる場合も各インバータの出力電流が一致している。これは結合インダクタがインバータ出力電圧アンバランスを打ち消しているためである。したがって、提案バランスサにより電流のバランスが可能である。また、インバータ電圧のアンバランスを補償するため、バランスサはリアクタンスとして見えるため、共振条件を完全に満足しなくなる。このため、インバータの力率が低下し、伝送電力が減少する。

〈3・4〉 配線インダクタンスアンバランス時の動作波形 図 8 に提案システムに配線インピーダンスのばらつきを考慮しインダクタを追加した回路を示す。循環電流は配線インピーダンスのばらつきによっても発生する。そこで本節では、一方のインバータ配線に結合インダクタの 50% のインダクタンスを追加したときの動作をシミュレーションで検証する。このときインダクタンスは 500uH であり、これは配線長が約 500 m 異なる条件と同等である。

図 9 に配線インピーダンスが不平衡であるときの提案システムの一次側動作波形を示す。これにより、配線インピーダンスによる循環電流が発生していることが確認できる。これは、追加した配線インピーダンスが伝送コイルのインダクタンスに比べ十分大きいことで線路インピーダンスが支配的となっている。このため線路インピーダンスを追加した Inv.1 ではインバータ出力電圧が歪み、Inv.1 と Inv.2 の電圧が一致しない。

〈3・5〉 絶縁型バランスサとの比較 図 7 に Inv.2 が 16 ns(20 degree)遅れている場合の結合インダクタを適用した提案システムと絶縁型バランスサを適用した従来の非接触給電

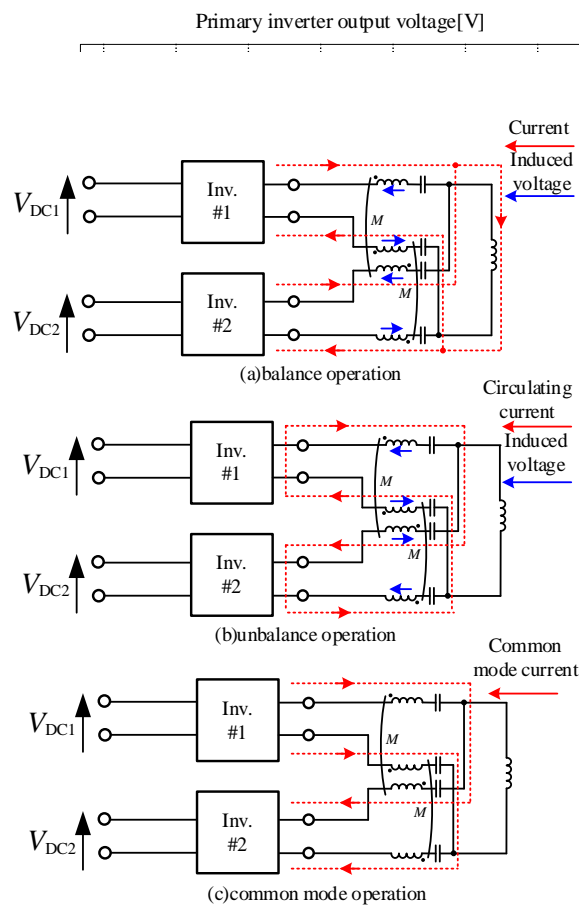


Fig. 4. Operation of proposed system.

Table 1. Simulation of condition.

Parameters	Symbol	Value
DC voltage	V_{DC}, V_{DC2}	100 V
Rated output power	P_{out}	2 kW
Transmission frequency	f	6.78 MHz
Coupling coefficient	k	0.2 -
Transmission coil	L_1, L_2	1.90 μ H
Filter inductor	LS_1, LS_2	1 mH
Series capacitors for SS	CS_1, CS_2	289 pF

システムの電圧時間積の比較を示す。図 7(a)は絶縁型バランスサ出力電圧を示す。絶縁型バランスサを使ったシステムではインバータ出力電圧がすべて印加されている。一方、図 7(b)に示す提案システムのバランスサ電圧波形から、提案バランスサにはインバータ出力電圧の差分のみバランスサに印加される。結合インダクタの磁束密度は印加される電圧時間積によって決定され、飽和を避けるため磁束密度が大きくなることでバランスサの体積は増大する。したがってバランスサの

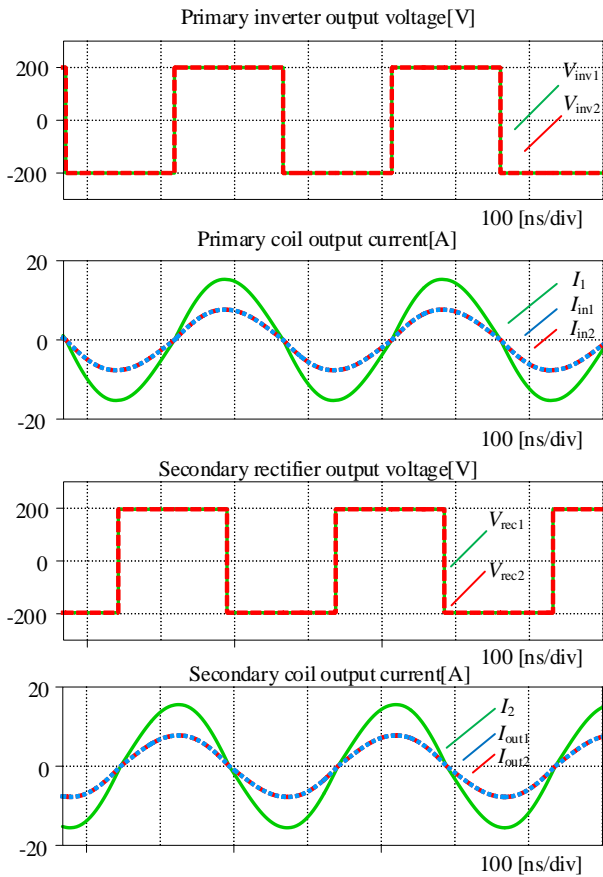


Fig. 5. 6.78 MHz phase difference: 0 ns (0 degree).

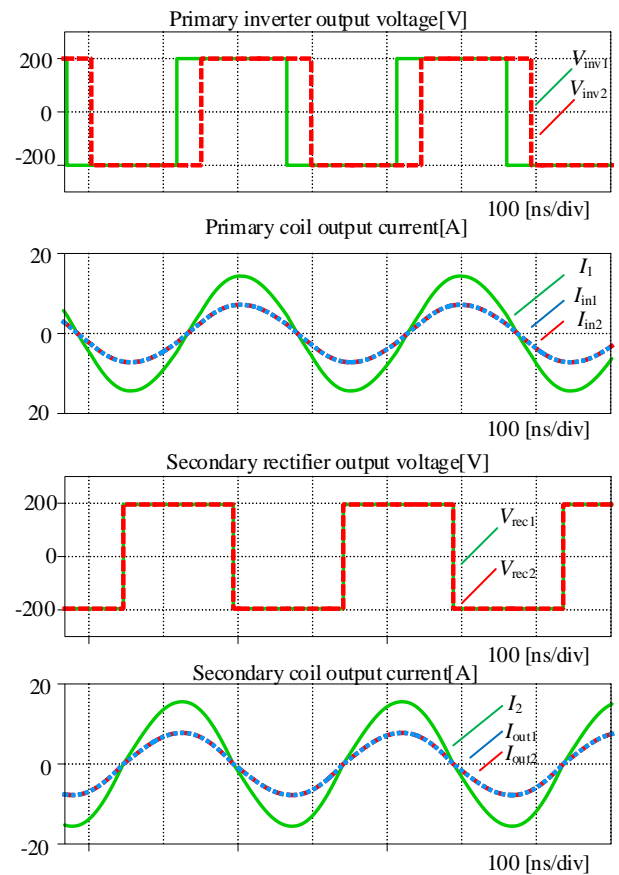


Fig. 6. 6.78 MHz phase difference: 16 ns (20 degree).

電圧時間積からバランスの体積について考察する。図 7(c)は電圧時間積を従来法との比較を示しており、提案バランスは従来システムと比較して電圧時間積を 94.4%低減している。結合インダクタの磁束密度を同等として設計を行った場合、コアの断面積は磁束と同等に低減できる。したがって、磁路長が等しいとすればバランスの体積も 94.4%低減可能である。

4. 実機検証

〈4・1〉 実験条件 表 2 に実験条件を示す。実機では電流バランス有効性の評価に主眼を置くため、簡便な 85 kHz にて行った。この時、バランス動作の検証のために電源を並列に接続する。直流電圧 400 V、定格電力 2 kW とした。

図 10 に今回作成した結合インダクタを示す。結合インダクタはフェライトの EE コアを使用し、1.25sq の KIV ケーブルの一次側二次側それぞれ 12 巻きした。このとき、励磁インダクタンスは 1 mH である。

図 11 に今回作成した伝送コイルを示す。伝送コイルはコア上にスパイラル状に 33 回巻き、伝送距離を 150 mm として向かい合わせに設置した。このとき、コイルの自己インダクタンスは 151 μ H、結合係数は 0.2 となった。

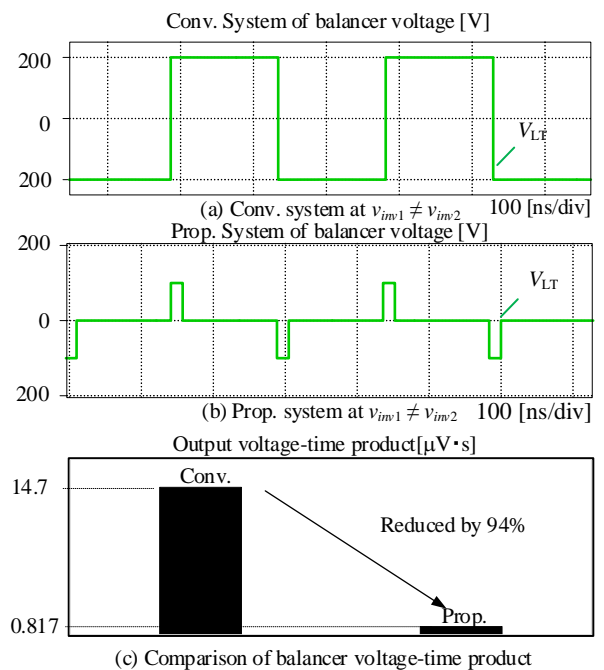


Fig. 7. Balancer voltage of conventional and proposed system.

Table 2. Parameter of proposed system.

Parameters	Symbol	Value
DC voltage	V_{DC}, V_{DC2}	200 V
Rated output power	P_{out}	2 kW
Transmission frequency	f	85 kHz
Coupling coefficient	k	0.2 -
Transmission coil	L_1, L_2	151 μ H
Filter inductor	LS_1, LS_2	1 mH
Series capacitors for SS	CS_1, CS_2	23.1 nF

Table 3. Output power of proposed system.

Parameters	Frequency (85kHz)	
	Phase difference	0 deg
Primary output voltage	200 V	200 V
Primary output current	13.4 A	13.35 A
Primary output power	2.427 kW	2.432 kW
Secondary output voltage	206 V	205 V
Secondary output current	12.1 A	11.78 A
Secondary output power	2.264 kW	2.197 kW

〈4・2〉動作検証 図 12 に位相差なしの動作波形の動作波形を示す。波形は Inv.1 と Rec.1 の出力電圧，伝送コイルの電流を示している。Inv.1 と Inv.2 の出力電流はどちらも 5.83 A である。また，伝送コイル電流の一次と二次の位相差がほぼ 90 degree となっており，共振状態を満足して電力を伝送している。

図 13 に位相差 1.3 μ s (20 degree)の動作波形を示す。電圧アンバランス時の Inv.1 と Inv.2 の出力電流はそれぞれ 5.69 A と 5.68 A となる。各出力電流の差は 0.18 %となる。したがって，提案バランスにより平均電流から誤差 0.18 %で電流バランスすることが確認された。

図 14 に一次側の位相差 1.3 μ s (20 degree)を設けた際の Inv.1 と Inv.2 の出力電圧，伝送コイルの電流，各インバータ出力電流の循環電流の動作波形を示している。Inv.1 と Inv.2 の出力電流はそれぞれ 6.54 A と 6.53 A となる。各出力電流の差は 0.15 %となる。提案バランスにより，平均電流から 0.15 %の誤差で電流バランスできる。

〈4・3〉効率取得 表 3 に提案回路の一次側，二次側それぞれの電圧と電流，電力の測定結果を示す。また，位相差による電力の比較を行った。位相差 0 μ s (0 degree)の伝送電力は 2.26 kW，伝送効率は 93.3 %であり，一次側と二次側の力率はおおよそ 1 となる。位相差 1.3 μ s (20 degree) の伝送電力は 2.20 kW，伝送効率は 90.3 %となる。電圧アンバランス時，結合インダクタが電圧バランス分を補償するため無効電力が発生し，電力伝送に寄与しない電流が流れる。このため，共振条件からわずかにずれることで伝送電力が低下し，導通損失の増大に伴い効率が低下する。

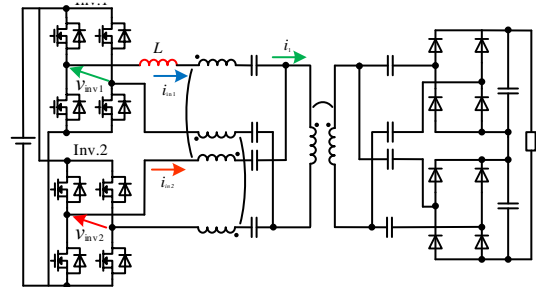


Fig. 8. Proposed system with added wiring inductance.

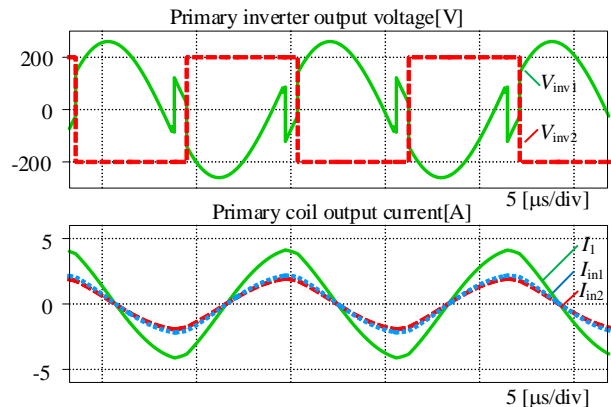


Fig. 9. Simulation waveforms of added wiring inductance.

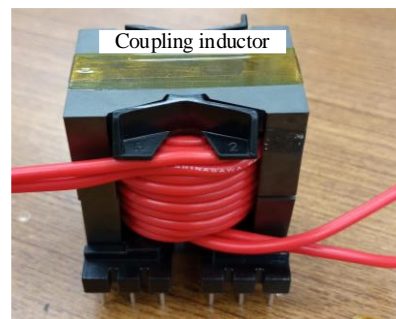


Fig. 10. Prototype balancer.

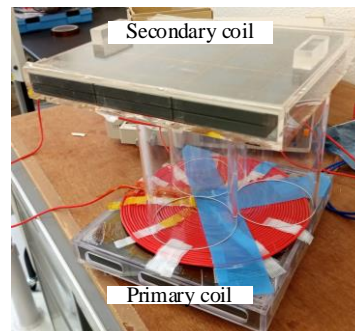


Fig. 11. Prototype transmission coil.

5. まとめ

本論文では、大容量化の非接触給電システムの並列駆動のため、一対の結合インダクタを用いた電流バランスを提案した。提案システムは共振コンデンサと伝送コイルを直列に接続する直列-直列補償に一対の結合インダクタを追加することで実現できる。本稿では 6.78MHz で動作する非接触給電システムに置いて、16ns の位相差に対してインバータの電流がバランスすることをシミュレーションより確認した。また、伝送周波数を 85 kHz とした試作器を用いた実験結果から、1.3 μ s の位相差がある条件において電流が平均値からの誤差が 0.18% でバランスすることを確認した。今後は入力条件に合わせた結合インダクタの設計法について検討を行い、電流バランスの最小化を実現する。また、MHz 帯の周波数で動作する非接触給電システムを作成し、提案法の有効性を確認する。

文 献

- (1) R. Ota, N. Hoshi, J. Haruna, "Design of Compensation Capacitor in S/P Topology of Inductive Power Transfer System with Buck or Boost Converter on Secondary Side," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 4, No.4, pp. 476-485 (2015)
- (2) R. Bosshard and J. W. Kolar, "Multi-Objective Optimization of 50 kW/85 kHz IPT System for Public Transport," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 4, pp. 1370-1382, (2016)
- (3) J. Pries, V. P. N. Galigekere, O. C. Onar, and G. Su, "A 50-kW Three-Phase Wireless Power Transfer System Using Bipolar Windings and Series Resonant Networks for Rotating Magnetic Fields," *IEEE Tran. on Power Electronics*, vol. 35, no. 5, pp. 4500-4517, (2020)
- (4) L. Jiang and D. Costinett, "A High-Efficiency GaN-Based Single-Stage 6.78 MHz Transmitter for wireless power transfer applications," *IEEE Tran. on Power Electronics*, vol. 34, no. 8, pp. 7677-7692, (2019)
- (5) L. Jiang and D. Costinett, "A single-stage 6.78 MHz transmitter with the improved light load efficiency for wireless power transfer applications," *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, (2018)
- (6) J. Shi, L. Zhou and X. He, "Common-Duty-Ratio Control of Input-Parallel Output-Parallel (IPOP) Connected DC-DC Converter Modules With Automatic Sharing of Currents," *IEEE Tran. on Power Electronics*, vol. 27, no. 7, pp. 3277-3291, (2012)
- (7) N. K. Trung and K. Akatsu, "Design challenges for 13.56MHz 10 kW resonant inverter for wireless power transfer systems", 2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia), (2019)
- (8) L. Giorgio, I. Takehiro, F. Hiroshi and H. Yoichi "Secondary-side-only Phase-shifting Voltage Stabilization Control with a Single Converter for WPT System with Contant Power Load", *IEEE Journal of Industry Applications*, vol. 8, no. 1, pp. 66-74, (2018)
- (9) M. Yamaguchi, K. Kusaka, J. Itoh: "Current Balancing Method in Parallel Connected Inverter Circuit for Megahertz WPT System", *The 30th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE2021)*, (2021)
- (10) 鈴木宗佑, 小笠原悟司, 折川幸司: 「モジュール並列変換器の横流抑制を目的とし小型化と電流検出が可能な結合インダクタ回路」, *IEEE Tran. on Industry Applications*, Vol.143, No.3 pp.177-186 (2022)
- (11) M. Yamaguchi, K. Kusaka, J. Itoh: "Mega-hertz High-power WPT system with Parallel-connected inverters using current balance circuit" *ECCEurope*, vol. 1, no. 0925, pp. (2022)

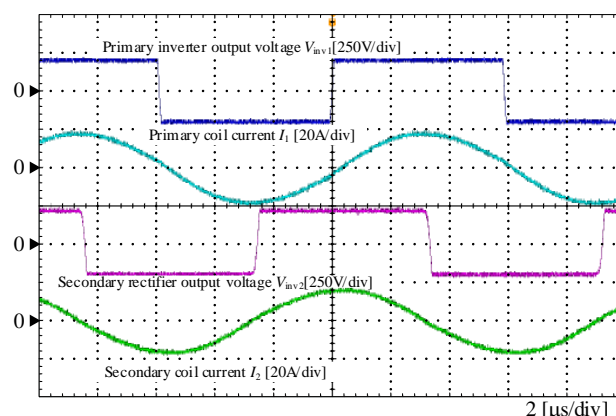


Fig. 12. 85 kHz phase difference: 0 ns. (0 degree)

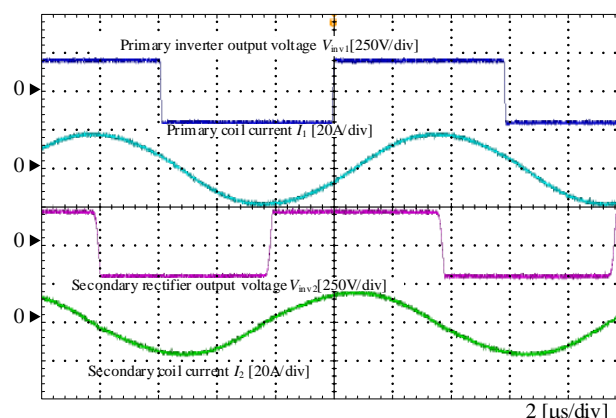


Fig. 13. 85 kHz phase difference: 1.3 μ s. (20 degree)

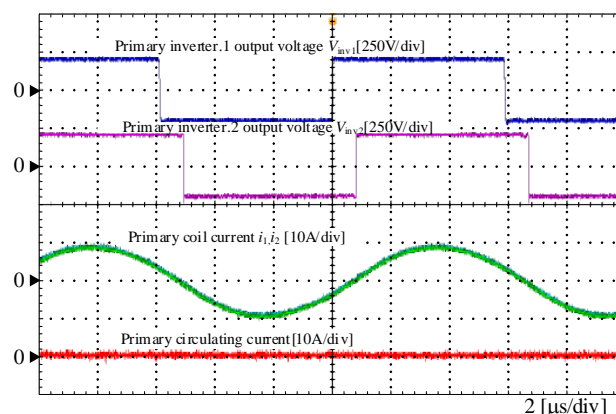


Fig. 14. Primary side with phase difference of 85 kHz: 1.3 μ s. (20 degree)