

結合器の漏れインダクタンスを補償した 並列非接触給電システムの実機検証

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)

Experimental verification of a parallel MHz wireless power transfer system

with compensated leakage inductance of coupler

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

This paper proposes a current balancer capable of compensating the leakage inductance of coupled inductors for MHz-band wireless power transfer (WPT) systems. In inductors used in the MHz band, low-permeability cores are employed, which increases the leakage inductance. An increase in leakage inductance degrades the power factor and shifts the resonant frequency. This shift in the resonant frequency results in a reduction in transmitted power. Therefore, the proposed configuration compensates for the leakage inductance by means of a parallel capacitor to satisfy the resonant condition. Experimental results obtained using a 7 MHz test setup show that the proposed balancer achieves an output power of 448 W and successfully balances the currents.

キーワード：非接触給電システム，MHz インバータ，電流バランサ
(Keywords, Wireless Power Transfer, mega-hertz inverter, Current balancer)

1. はじめに

近年、ドローン等へ簡易に伝送するために、伝送コイルが軽量な大容量非接触給電システムが要求されている⁽¹⁾⁻⁽³⁾。MHz 帯非接触給電システムのインバータでは高速で低損失なスイッチングが要求されるため GaN デバイスが使用される。しかし、GaN デバイスはチップサイズが小さいために熱容量が小さく、大電力化が困難である。このため、高周波インバータの出力電力は数 kW 程度が限界であり⁽⁵⁾、大電力化のためにインバータの並列運転が提案されている⁽⁶⁾⁽⁷⁾。

並列運転ではスイッチングデバイスの特性や配線インピーダンスのばらつき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。そこで、厳密な制御を必要としない受動素子のみで構成される電流バランサが要求されている。MHz 帯非接触給電システム向けの受動素子のみを用いたバランサとして、これまでに非絶縁型と絶縁型のバランサが提案されている⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾。絶縁型バランサはトランスをバランサとして使用するため、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、トランスに全電力が通過するため、バランサの大型化は避けられない。一方、非絶縁型バランサは巻線にインバータ電圧の不平衡成分のみが印加されるためバランサ体積の小型化ができる。しかし、コモンモード電位差による短絡電流を抑制する

ために必要なバランサの数が増加する。

そこで、筆者らは結合インダクタを用いた電流バランサ⁽¹²⁾を提案している。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、バランサの体積を小さくできる。また、2つに分割した共振キャパシタと結合インダクタにより、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ため、インバータの基準電圧が異なる場合にも短絡電流は発生しない。しかし、MHz 帯に用いる結合インダクタは低透磁率のコアを使用する。これにより、結合係数が低下し、漏れインダクタンスの影響が無視できなくなる。このため、力率が低下し伝送電力が低下する。

本論文では漏れインダクタンスを補償可能な電流バランサを提案する。提案構成では結合インダクタと共振コンデンサの間に並列にキャパシタを追加する。これにより、LCC 補償と同様の構成となり、大きな漏れインダクタンスが生じても力率を悪化させることなくバランサを構成可能である。本論文では実機実験により、結合インダクタの漏れインダクタンスを補償可能な提案システムにより電流バランスすることを確認したので報告する。

2. 従来法

〈2・1〉 結合インダクタを用いた構成 図 1 に結合インダクタを用いた従来構成のバランサを適応した非接触給電システムの構成を示す。従来構成では、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

それぞれ差動接続する。共振コンデンサは2つに分割、結合インダクタそれぞれの巻線と直列に接続している。直列共振キャパシタはコモンモード電位差の直流成分と低周波成分に、結合インダクタは高周波成分に対して、高いインピーダンスをもつ。このため、各インバータの直流電源の基準電位が異なる場合にもグランドループによる短絡電流を抑制できる。これにより、小型かつコモンモード電流に高いインピーダンスを持つ電流バランスサを実現できる。

しかし、MHz帯で使用するコア材として鉄損の小さいダストコアが必要とされる。しかし、ダストコアは低透磁率であることから結合インダクタの結合係数が低下する。これにより、結合係数が低下し漏れインダクタンスが増加する。漏れインダクタンスはシステムの周波数を変えるため伝送電力が減少する。

図2(a)～(c)に提案システムのバランス成分、アンバランス成分、コモンモードに対する動作を示す。インバータ出力電圧のバランス成分は各インバータの出力電圧が等しく位相差がない成分を示す。この時、巻線で発生する磁束は等しくなり、差動接続によりコア内の磁束を打ち消しあう。一方でアンバランス成分は各インバータの出力電圧が不均一の成分を示す。この際、各インバータに流れ込む平均電圧の差を打ち消し、バランス後段では各インバータ電圧の平均電圧が出力される。コモンモード成分では、接地から各インバータに流れる電流によって発生するコモンモード電圧が印加される。各インバータの出力線の両端から発生する電流は二分割した共振キャパシタによってコモンモード成分により発生する低周波成分と電流アンバランス成分に発生する直流成分に高いインピーダンスを持つ。また、結合インダクタはコモンモードと電圧アンバランス成分に対しても十分に高いインピーダンスを持つ。各電圧条件が足し合わされることにより電流の動作に対してバランスとして動作することが確認できる。これにより、小型かつコモンモード電流に高いインピーダンスを持つ電流バランスサを実現できる。

3. 提案法

〈3・1〉 提案システムの回路構成 図3に漏れインダクタンスを補償可能な提案システムを示す。本構成では、並列コンデンサを各結合インダクタと直列コンデンサの間に並列接続する。並列コンデンサは共振条件によって決定される。式(1)は提案回路の共振条件を示す。

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{2(1-k_{Tn})L_{Tn}C_{pn}}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{C_{sn}C_{pn}}{L_1 C_{sn} + 2C_{pn}}}} \quad (n=1, 2) \cdots \cdots (1)$$

実際に設計を行う場合ZVS動作を考慮する必要があり、設計値より大きな値にする必要がある。

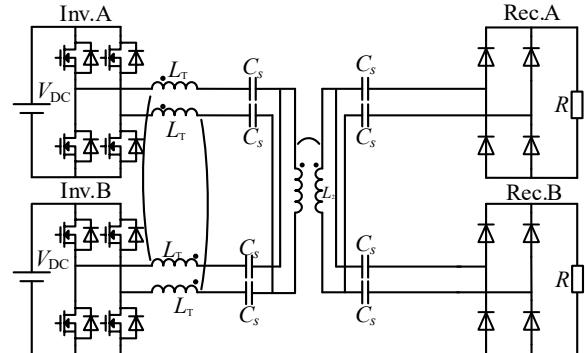
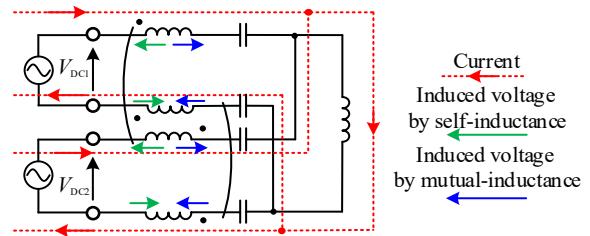
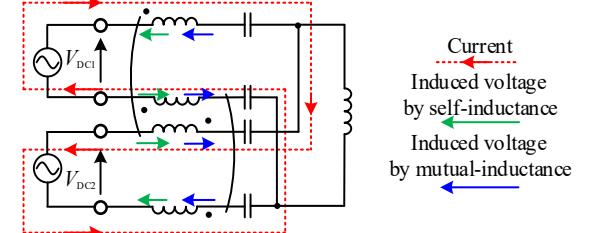


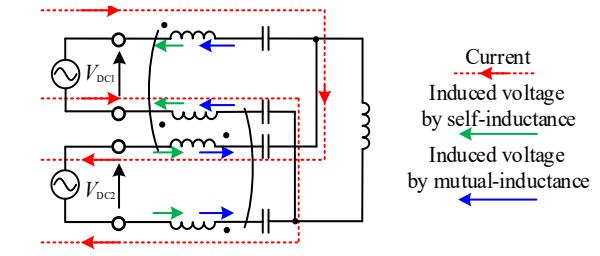
Fig. 1. Configuration of WPT system with conventional balancer with strongly coupled inductors.



(a) Induced voltages and current paths of balanced components.



(b) Induced voltages and current paths of unbalanced components.



(c) Induced voltages and current paths of common-mode operation
Fig. 2. Operation of each component in the proposed system.

4. シミュレーション

〈4・1〉 シミュレーション条件 図4に動作検証を行うシミュレーションの回路を示す。本論文では、循環電流の低減効果を確認するために、一次側のみを使用して、伝送コイルと直列に抵抗を接続して、二次側の動作を模擬する。本検討では入力電圧V_{DC}を200V、伝送周波数fを7MHz、結

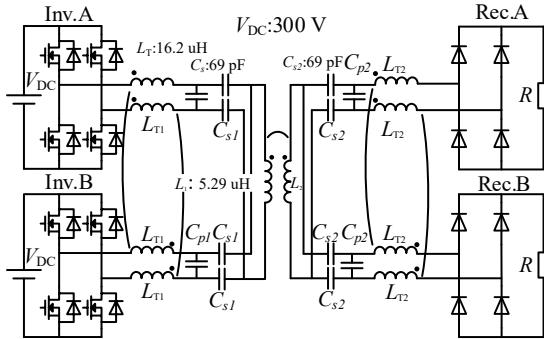


Fig. 3. Configuration of WPT system with proposed balancer.

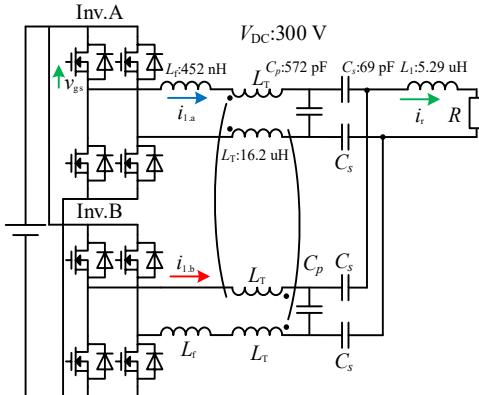


Fig. 4. Simulation and experimental configuration to verify current balancing by proposed balance with resonance load.

合インダクタの結合係数を $k_1=0.95$ とし、位相差を 7.94 ns (20 deg.)とする。また、シミュレーションではキャパシタンスは ZVS を考慮せず、共振条件のみから設計し、並列キャパシタは 246 pF、直列キャパシタは 120 pFとした。

〈4・2〉 従来システムとの比較 図 5 に並列キャパシタンスのない従来構成において結合インダクタの結合係数を $k_1=0.95$ としたときのシミュレーション波形を示す。シミュレーション結果より、インバータ出力電圧に対してインバータ電流が約 90 度遅れている。つまり、結合インダクタの漏れインダクタンスによってシステムの共振周波数が変化し、インバータの力率が大きく悪化している。このときの出力電力は 273 W である。一方で、2 つインバータの出力電流は等しいことから、循環電流の抑制は結合係数によらず達成されることが確認できる。

図 6 に漏れインダクタンスを補償する並列キャパシタが接続された提案システムのシミュレーション結果を示す。このときのインバータ出力電流 $i_{inv.a}, i_{inv.b}$ は 1.07 Arms、出力電力は 370 W である。また 2 つのインバータの出力電圧の平均値とインバータ電流の基本波成分の位相差は 0 であり、並列キャパシタにより漏れインダクタンスができるることを示している。この結果から結合インダクタの結合係数 k_1 が低下した場合でも力率を悪化させることなく動作すること

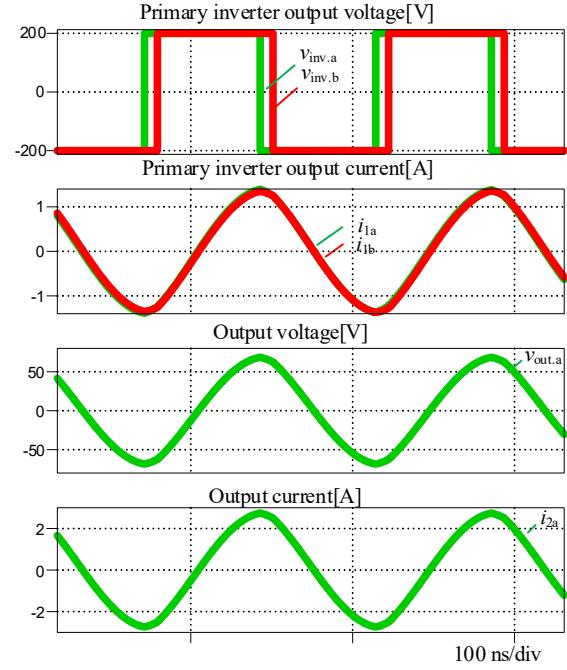


Fig. 5. Simulation result of conventional system at coupling coefficient of 0.9.

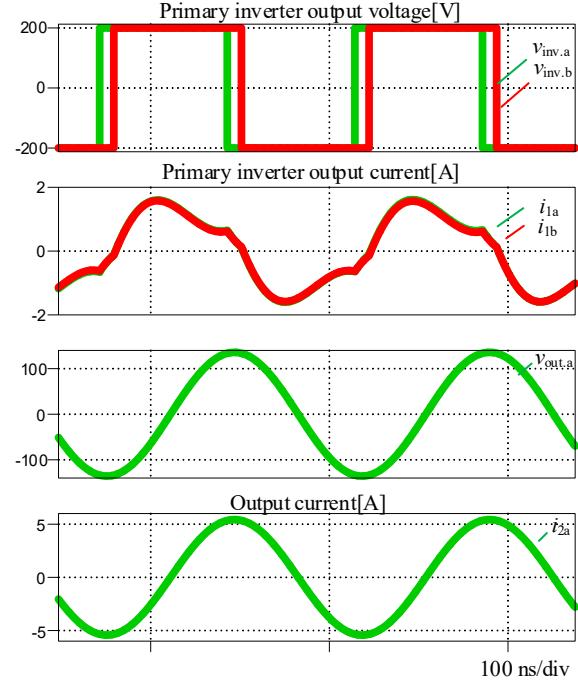


Fig. 6. Simulation result of proposed system at coupling coefficient of 0.9.

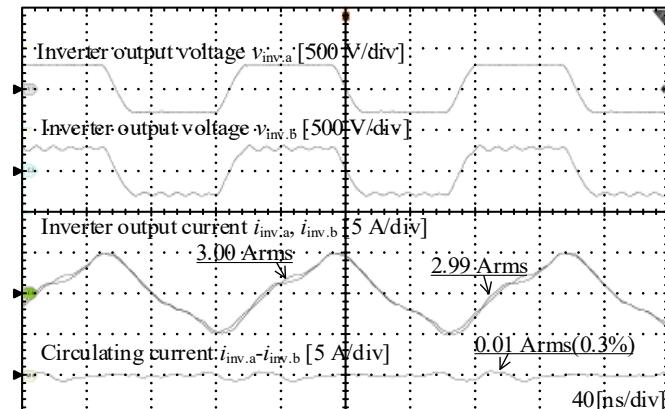
が示された。

5. 実機実験

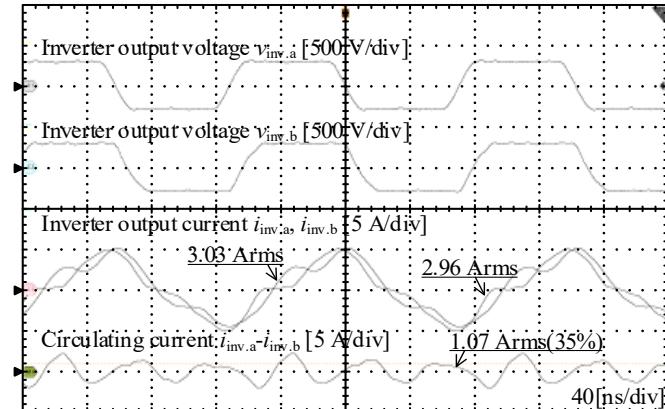
〈5・1〉 実験条件 実機構成は図 4 のシミュレーションと同様の構成で行っている。電源電圧を 300 V、スイッチング周波数を 7MHz として実験を行った。また、位相差は 0 ns, 7.94 ns(20deg.)に設定した。これは、配線インピーダンス

やデバイス、ドライバのばらつきによって発生する遅延時間を合計したワーストケースを想定した値である。並列キャパシタ C_p は ZVS を達成させるため、共振条件より少し大きく、直列キャパシタ C_s は、共振条件を満たす値に設定した。また、作成した結合インダクタは漏れインダクタンスが小さく、要求するキャパシタンスが増大するため、インダクタを追加し、等価的な漏れインダクタンスを調整している。

〈5・2〉 実験結果 図 7 にインバータ出力電圧 $v_{inv,a}$, $v_{inv,b}$ 、インバータ出力電流 $i_{inv,a}$, $i_{inv,b}$ を示す。図 7(a)では位相差がない場合の動作を示す。インバータ出力電流は $i_{inv,a}=3.00$ A_{rms}, $i_{inv,b}=2.99$ A_{rms}、循環電流 $i_{inv,a} - i_{inv,b}$ は 0.01 A_{rms} となる。理想的にはインバータの位相差が 0 であれば各インバータに循環電流が流れない。しかし、循環電流は各インバータの出力電流の差より求めているため、コモンモード電流も測定に含まれる。このため、値が測定されたと考えられる。図 7(b)では各インバータの出力電圧の位相差が 7.9 ns(20deg.) である場合の動作波形を示す。インバータ出力電流 $i_{inv,a}$ は 3.03 A_{rms}, $i_{inv,b}$ は 2.96 A_{rms} であり、循環電流は 1.07 A_{rms} とな



(a) without phase difference of the proposed system.



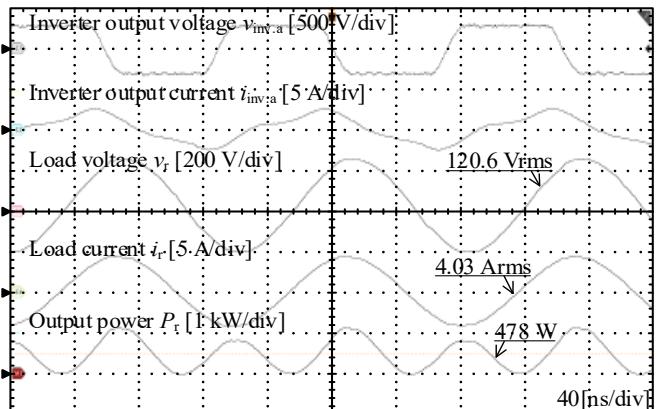
(b) with phase difference of the proposed system.

Fig. 7. Operation waveform of inverter output voltage, inverter output current and circulation currents.

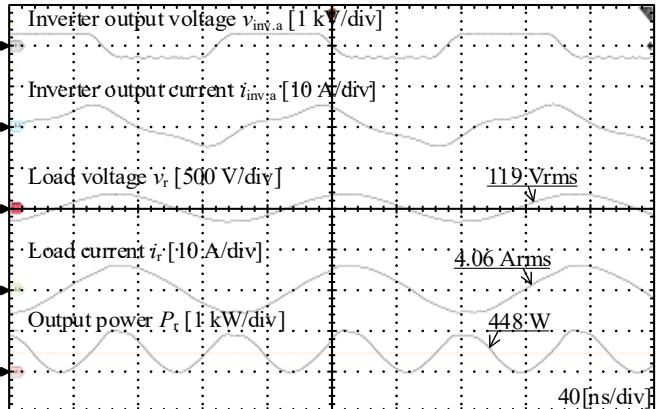
る。循環電流が大きくなるのは、インバータ電流に含まれる 3 次高調波によるものである。この 3 次高調波は外付けした漏れインダクタと結合インダクタの線間容量の共振により生じている。

図 8 に提案システムのインバータ出力電圧と電流、負荷抵抗の電圧と電流を示す。図 8(a)はインバータ間に位相差が無いときの動作を示し、(b)はインバータ間の位相差を 7.9 ns(20deg.)とした場合の動作を示す。位相差がない場合の負荷電圧は 120.6 V_{rms}、負荷電流は 4.03 A_{rms}、出力電力は 478 W である。一方で、位相差がある場合は負荷電圧が 119 V_{rms}、負荷電流が 4.06 A_{rms}、出力電力は 448 W となり、出力電力が低下する。これは、バランスサがインバータ出力電圧のアンバランス成分を補償するために、無効電力を消費するため、力率が低下するためである。

図 9(a)と(b)に各インバータの出力電圧に位相差がない場合とある場合のそれぞれの条件における提案システムの GaNFET のゲートソース電圧、インバータ出力電圧、負荷電圧、負荷電流を示す。実験結果より、各インバータの出力電



(a) Output power without phase difference for the proposed system.

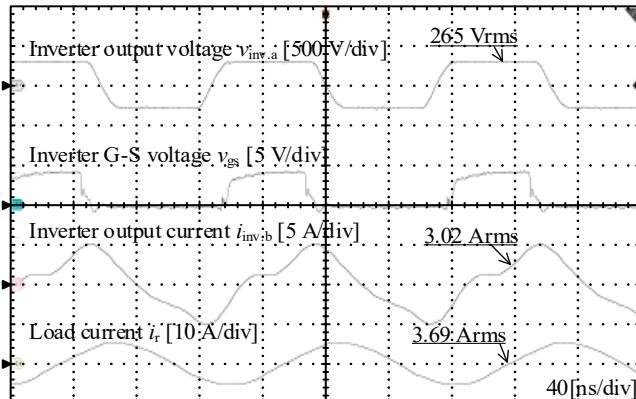


(b) Output power with phase difference of the proposed system.

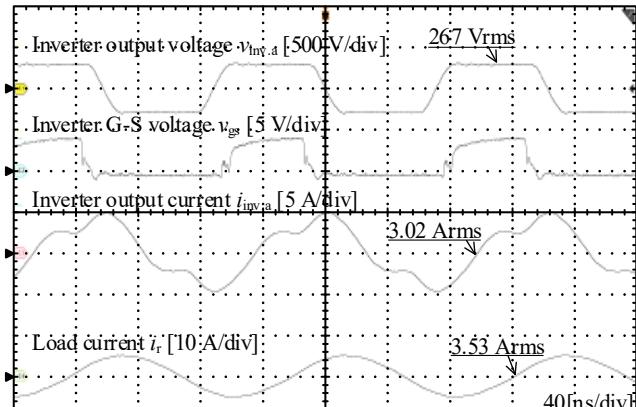
Fig. 8. Input power and load power for the proposed system.

圧に位相差の有無にかかわらずゲートソース電圧のプラト一期間の前にインバータ電圧が立ち上がっている。また、サージ電圧がインバータ出力電圧に現れていない。以上の結果より、いずれの場合においても、零電圧スイッチングが達成されている。

図10(a)と(b)に各インバータの出力電圧に位相差がない場合とある場合のそれぞれにおける直流電力と抵抗電力を示す。電力は直流部の電圧と電流と抵抗の電圧と電流を差動プローブと電流プローブで取得し、オシロスコープの演算機能により乗算し、その平均を取ることで測定した。波形から、位相差が無いときは直流電力が 703 W、負荷電力が 496 W となり、位相差がある場合は直流電力が 740 W、負荷電力が 463 W となる。したがって、それぞれの損失は 207 W、277 W となる。本システムで損失の主な要因は共振コイルの導通損失である。共振コイルは空芯で作成しているため配線長が長く、損失が大きい。また、位相差があるときには、インバータ出力電圧のアンバランス成分を補償するために、結合インダクタに磁束が生じることで鉄損が発生し損失が増大していると考えられる。



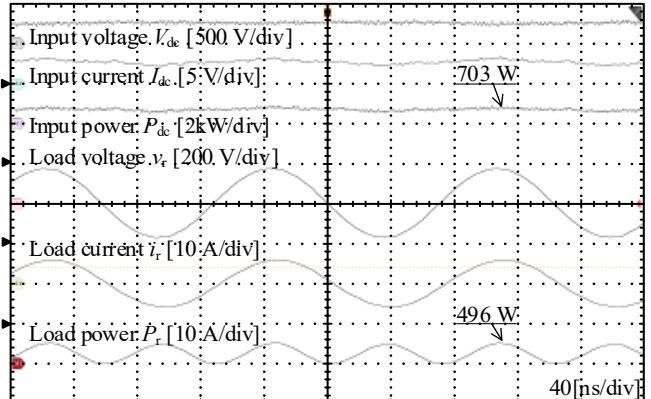
(a) Without phase difference of the proposed system.



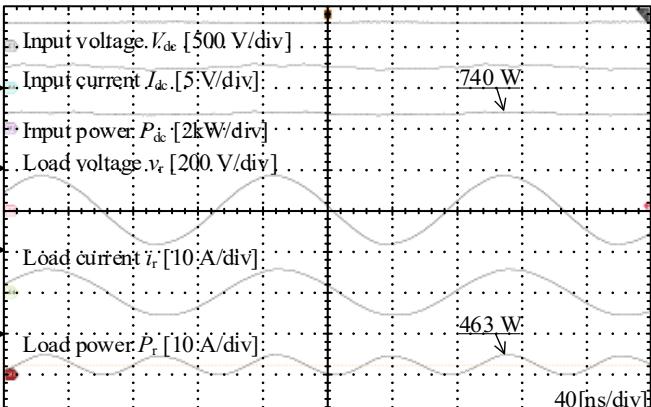
(b) With phase difference of the proposed system.

Fig. 9. ZVS operation of the proposed system.

図11に並列共振キャパシタにより漏れインダクタによる影響を抑制できることを確認するために、並列キャパシタがある時と無いときに動作波形をそれぞれ示す。波形はそれぞれインバータ出力電圧、インバータ出力電流、負荷電圧、負荷電流を取得する。また、並列キャパシタンスが無い時、ゼロ電圧スイッチングが失敗し、スイッチングデバイスの損失が許容値を超えるため電源電圧 100 V に制限して実験した。並列キャパシタが無い時、インバータ出力電流は 0.624 A_{rms}、負荷電流 1.33 A_{rms} そして負荷電力は 49.6 W である。漏れインダクタンスにより力率が悪化したため、ZVS に必要な電流が流れず、ZVS に失敗している。これにより電圧と電流に大きなリンギングが生じている。一方、図11(b)に示す並列共振キャパシタ使用した場合には出力電圧 V_{inv,a} は 92.5 V_{rms}、インバータ出力電流は 0.986 A_{rms}、負荷電流 1.33 A_{rms}、負荷電力は 50.3 W となる。この時、並列キャパシタに ZVS に必要な無効電流が十分に流れ、ZVS が達成される。また、電力が大きく改善していないが、共振部品の損失が大きいことと並列キャパシタにより見かけの抵抗値が大きくなつたことが原因である。見かけの抵抗が同じ程度にした



(a) Without phase difference of the proposed system.



(b) With phase difference of the proposed system.

Fig. 10. Measerrment result of input power and output power.

場合には更に電力が増加するため、これらの結果は提案手法が有効であると示していると言える。

6. まとめ

本論文では並列 MHz 帯非接触給電システム向けの結合インダクタの漏れインダクタンスを補償する電流バランサを提案した。本提案回路では結合インダクタ並列に共振コンデンサを接続することで漏れインダクタンスを補償する。共振負荷を用いた実機実験より周波数 7 MHz で並列インバータの出力電圧位相差が 20deg. で、各インバータ出力電流 $i_{\text{inv},a}$ は 3.03 A_{rms}、 $i_{\text{inv},b}$ は 2.96 A_{rms}、循環電流は 1.07 A_{rms} に抑制し、提案手法の有効性を実証した。したがって、提案回路構成により漏れインダクタンスが補償されることが確認された。今後の予定として kW 級の負荷電力の取得を行う。

文 献

- (1) M. W. Degner and R. D. Lorenz, "Using multiple saliences for the estimation of flux, position, and velocity in AC machines," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 34, no. 5, pp. 1097-1104, Sept.-Oct. (1998)
- (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) S. Li, X. Yu, Y. yuan, " A Novel High-Voltage Power Supply With MHz WPT Techniques: Achieving High-Efficiency, High-Isolation, and High-Power-Density," IEEE Tran. on Power Electronics, vol. 38, no. 12, pp. 14794- 14805, (2023)
- (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) Resma Kalandar Kasim, Femi Robert, "Performance Enhancement of an Integrated SiC JFET and GaN HEMT 5-kW T-Type Inverter for Vehicle-to-Grid and Grid-to-Vehicle Technology", IEEJ Journal of Industry Applications Vol.14 No.1 pp.56-62 (2025)
- (7) Masatoshi Uno, Yuto Fujii, Toko Sanada, "ZVS Resonant Switched Capacitor Converter with 1.5x or 2.0x Step-Up Conversion Ratio for High-Voltage EV Batteries and Powertrains", IEEJ Journal of Industry Applications Vol.14 No.1 pp.103-110 (2025)
- (8) Ching-Ming Lai, Hao-En Liu, Tomokazu Mishima, "Validation and Design of a Modular Three-Phase WPT System with Improved Misalignment Tolerance by Using an Effective Resonant Frequency Stabilization Technique", IEEJ Journal of Industry Applications Vol.13 No.6 pp.669-682 (2024)
- (9) 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)
- (10) 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)

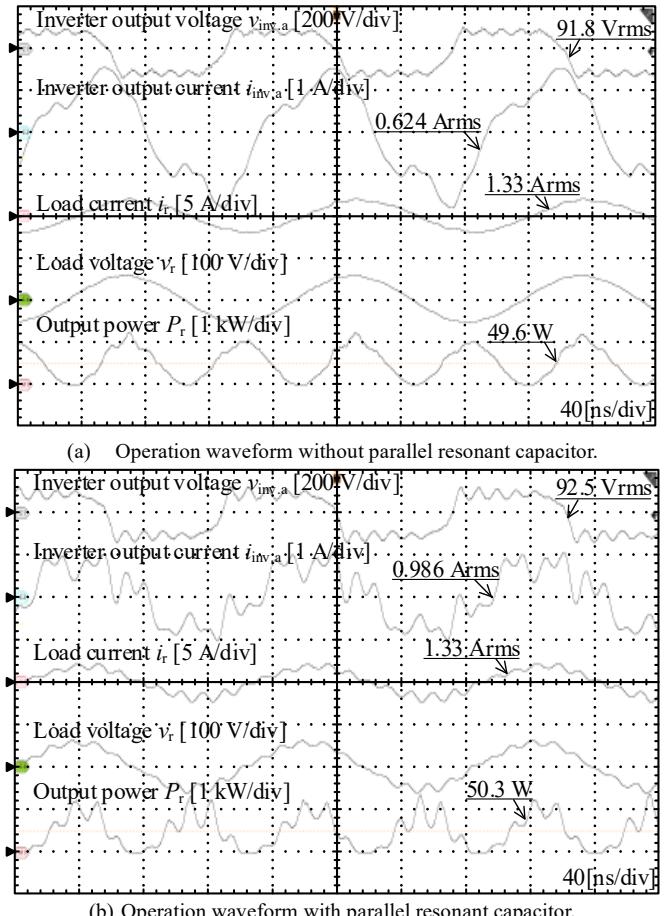


Fig. 11. Comparison of operation using parallel resonant capacitors.

- (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)
- (12) T.Osada ,R.Kusui ,H.Watanabe and J.Itoh, " Current balancing method with a pair of Coupled Inductors for multi-parallel mega-hertz Wireless Power Transfer System"ECCE US ,(2025)