

既存の充電システムに適用可能な 電界型非接触給電システムの実機検証

学生員 徳力 雅也 正員 日下 佳祐 (長岡技術科学大学)

非会員 古橋 和己 非会員 黒田 敏行(東京電力ホールディングス株式会社)

Capacitive Wireless Power Transfer System Applicable to Existing Charging Systems: Experimental Verification.

Masaya Tokuriki, Student member, Keisuke Kusaka, Member (Nagaoka University of Technology)

Kazumi Furuhashi, Non-member, Toshiyuki Kuroda, Non-member (Tokyo Electric Power Company Holdings, Inc.)

This paper proposes a capacitive wireless power transfer system capable of utility-frequency output, making it suitable for integration into existing charging systems. The proposed system transmits power by directly injecting high-frequency waves into full-wave rectified sine waves. Therefore, the proposed system eliminates the capacitor in the DC link. On the secondary side, the waveform is regenerated to a full-wave rectified sine wave through a diode rectifier and a filter. The utility-frequency output is obtained by the unfolded on the secondary side without PWM. The fundamental characteristics of the proposed WPT system have been demonstrated with the prototype. As a result, the proposed system achieved a utility-frequency output with an input current THD of 4.10%. Furthermore, the performance of voltage stabilization with misaligned transmission couplers through variable-frequency control is assessed at up to 12.0%.

キーワード : 電界型非接触給電システム, 無人搬送車, ダイレクト AC 変換, 直列共振補償

Keywords : Capacitive Wireless Power Transfer, Automated Guided Vehicles, Direct AC Conversion, Series Resonance Compensation.

1. はじめに

物流企業をはじめ、様々な企業が倉庫内の自動化を進めており、無人搬送車(AGV)の需要が拡大している⁽¹⁻²⁾。AGV は走行に必要な電力を貯蔵するために、内部に鉛蓄電池やリチウムイオン電池などのバッテリーを有している。近年では、利便性や安全性の観点から、非接触給電(Wireless Power Transfer : WPT)システムによるバッテリーへの充電が注目を集めている。

AGV はメーカーや機種によって搭載されているバッテリーの電圧が異なる。そのため、これまで AGV 向けに導入されてきた WPT システムは、AGV のバッテリー電圧に応じて、WPT システムを個別に設計する必要があり、導入コストの増加の原因となってきた⁽³⁻⁵⁾。また、同倉庫内で異なるバッテリー電圧で駆動している AGV に対しては複数台の異なる電圧仕様の WPT システムを導入する必要があり、WPT システム普及の妨げとなっていた。

上記の問題を解決する手法として、直流出力の WPT システムの後段に商用周波数出力のインバータを接続し、商用周波数の交流に変換した後、既存のバッテリー充電器を使用する方法がある。しかしながら、本構成ではワイヤレス給電システムの二次側に大容量の直流平滑用のキャパシタが必要となることに加え、PWM 等によって交流電力への変換を担うインバータ回路が必要となるため、WPT システムの大型化を招くこととなる。

そこで本論文では、回路の大型化を伴わずに商用周波数出力が可能な非接触給電システムを提案する。提案システムでは、商用周波数の入力から平滑回路を介さず、ダイレクトに高周波交流へ変換を行うことで、従来必要であった直流平滑用のキャパシタを除去できる。また、入力側交流電圧から出力側交流電圧への電圧ゲインが1となるよう設計及び変調することで、常に入力と同電圧を出力可能となる。

本稿では、提案システムの共振補償回路モデルから定電圧出力を維持する共振条件を示し、このシステムについて線形負荷における動作の検証及び、実機試験結果を示す。また、提案システムの汎用性を実証するために、位置ずれを起した場合に生じる電圧降下を補償する手法についての解析を行う。最後に、伝送回路モデルの解析を基に、位置ずれ時に定電圧出力を維持するよう制御を行い、位置ずれに対する特性の検証を実施する。

2. 提案する WPT システム構成

<2-1> ダイレクト AC 変換

従来の商用周波数入出力で駆動する WPT システムでは、系統入力から電力伝送に必要な共振周波数を得るために、中間に直流変換を要する⁽⁶⁻⁷⁾。ここで変換された直流電圧を高周波インバータの入力として受け取り、共振周波数でスイッチングさせることで電力伝送を実現する。同様に、二次側でも高周波交流(共振周波数)から商用周波数出力を得るために、その間で直流変換が行われる。そのため、一、二次側の双方

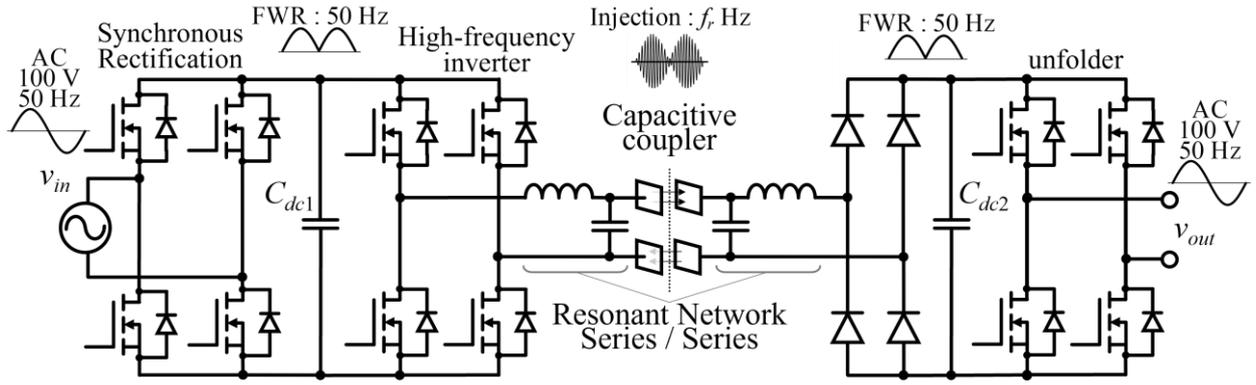


Fig. 1. Proposed system capable of utility-frequency.

で DC リンク部には直流平滑を目的とした、大容量の電解コンデンサが使用される。これにより、回路体積全体の大型化やシステムの寿命低下などのリスクが懸念される。

図 1 に提案するダイレクト AC-AC 変換を有する非接触給電システムの回路構成を示す。この構成では、DC リンク部で直流平滑を行わずに、商用周波数に共振周波数を重畳させることで電力伝送を実現する。これにより、提案システムの DC リンク部では直流平滑用のキャパシタは不要となり、一次側ではスイッチングサージを、二次側では共振周波数成分を吸収するための小容量のキャパシタのみが必要となる。

また、二次側では商用周波数に重畳された共振周波数成分を吸収し、全波整流状の商用周波数が得られる。そのため、最終出力段のインバータを極性切り替えとして駆動させることで商用周波数出力を実現できる。これにより、二次側インバータは、従来の PWM 等の変調を用いた方式に対して十分小さなスイッチング周波数で駆動できる。したがって、スイッチング損失を低減することが可能であり、ヒートシンクの小型化が期待できる。

〈2.2〉 電界型直列共振補償回路

本提案システムで採用した電界型非接触給電システムは、結合部に金属の平行平板が用いられ、電界結合することで電力伝送が行われる。このシステムの特徴として、磁気結合による電力伝送を行う磁界型に比べ、低コストで軽量化が可能なのが挙げられる。

図 2 に提案システムにおける伝送カプラの回路モデル及び共振補償回路を示す。提案システムで使用した電界型の伝送回路では、図 2 (a) のような 4 プレート構造では、主結合容量 (C_{13}, C_{24})・漏れ結合容量 (C_{12}, C_{34})、鎖交結合容量 (C_{14}, C_{23}) の 3 種類の結合容量で構成される。これら容量はすべて実験的に測定が可能である。このキャパシタモデルに共振補償インダクタ (L_p, L_s) を接続することで、伝送効率を向上させる。

ここで、計算の簡単化のために、(a) のキャパシタモデルから一次側等価容量 C_p 、二次側等価容量 C_s 、等価結合容量 C_m の 3 種に換算する。この時の換算式は以下のとおりである。

$$C_p = C_{12} + \frac{(C_{13} + C_{14})(C_{23} + C_{24})}{C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24}} \dots\dots\dots(1)$$

$$C_s = C_{34} + \frac{(C_{13} + C_{23}) \cdot (C_{14} + C_{24})}{C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24}} \dots\dots\dots(2)$$

$$C_m = \frac{C_{24}C_{13} - C_{14}C_{23}}{C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24}} \dots\dots\dots(3)$$

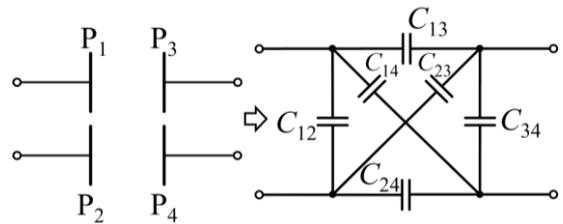
このとき、カプラ固有の結合係数 k_c は以下のように与えられる。

$$k_c = \frac{C_m}{\sqrt{C_p C_s}} \dots\dots\dots(4)$$

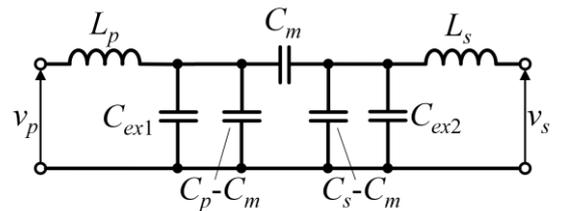
また、電界型カプラはその特徴から、結合容量を高く得ることが難しく、共振補償用のインダクタが大型化しやすい。そこで、図 2 (b) のように一、二次側等価容量それぞれに対して、並列に外部補償キャパシタ $C_{ex1,2}$ を実装する。これにより、共振に用いられるキャパシタンスを向上させ、必要なインダクタンスを低減させる。この時、外部補償キャパシタと一、二次側等価容量をまとめると次式のように得られる。

$$C_1 = C_{ex1} + C_p \dots\dots\dots(5)$$

$$C_2 = C_{ex2} + C_s \dots\dots\dots(6)$$



(a) Capacitive coupler model.



(b) Capacitive equivalent circuit model with resonant network.

Fig. 2. Capacitive transmission circuit.

したがって、等価結合係数は以下のように得られる。

$$k = \frac{C_m}{\sqrt{C_1 C_2}} \dots\dots\dots(7)$$

この等価回路において、角周波数 ω_c で共振している場合、この共振周波数は次式のように与えられる。

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_p C_1 \frac{1-k^2}{1-k\sqrt{\frac{C_1}{C_2}}}}} = \frac{1}{\sqrt{L_s C_2 \frac{1-k^2}{1-k\sqrt{\frac{C_2}{C_1}}}}} \dots\dots\dots(8)$$

ここで、 $L = L_p = L_s$ 、 $C = C_1 = C_2$ とすると、共振周波数は

$$\omega_c = \frac{1-k}{\sqrt{LC(1-k^2)}} \dots\dots\dots(9)$$

でまとめられる。この時、伝送回路の入出力電圧 v_p, v_s は負荷によらず等価となり、定電圧の出力を得られる⁽⁸⁻¹⁰⁾。

また、電界型 WPT システムでは、カプラ間の位置ずれによって伝送電力が降下し、数 mm のずれに対しても大きく変動する。これにより、カプラの結合係数が低下し、伝送回路の入出力電圧で電圧降下が生じるため、定電圧出力を維持できなくなる。そのため、アプリケーションや使用環境によっては、常に位置ずれがゼロとならない場合も想定されるため、高い汎用性を得るためには対策は必須である。

この出力電圧の低下は、結合係数の変動に伴う共振周波数の変化が原因である。(9)式より、 k の低下に伴い ω_c が増加することは自明であり、これを調整することで伝送電圧を維持することが可能になる。提案システムでは、出力電圧をフィードバックし、1周期あたりの最大値を取得することで、電圧降下を検知する。入出力電圧の最大値で差が生じた場合、その都度一次側インバータのスイッチング周波数を増加させる。この処理を出力電圧最大値が入力電圧最大値と一定の誤差範囲以内となるまで繰り返す。これにより、一次側のインバータ制御のみで出力電圧を一定に維持することが可能になる。

〈2・3〉 DC リンクキャパシタの設計

先述したように、提案システムの DC リンクキャパシタは従来法とは異なり小容量のキャパシタで実現できる。双方のキャパシタに印加される電圧は、整流器を介して印加されるため、共振周波数の2倍周波数成分が印加されるため、これを除去しつつ、商用周波数成分を残すようなキャパシタを設計する必要がある。

そこで、このキャパシタの評価には単位静電定数(Unit Capacitance Constant : H [J/VA])を用いる。この定数は、DC リンクキャパシタの静電エネルギーを、基準電力で放電させるために必要な時間として定義され、次式にて得られる⁽¹¹⁻¹³⁾。

$$H = \frac{1}{2} \cdot \frac{C_{dc} V_{dc}^2}{P} \dots\dots\dots(10)$$

この式より与えられる数値が、商用周波数の1周期当たり

Table 1. Simulation condition.

Parameters	Symbol	Value	
Input voltage	v_{in}	100 [V]	
Output voltage	v_{out}	100 [V]	
Output power	P_{out}	100 [W]	
Power converter	Utility frequency	f_s	50 [Hz]
	Resonant frequency	f_r	400 [kHz]
	DC link capacitor	$C_{dc1,2}$	20 [nF]
	Unit capacitance constant	H_{dc}	2.0 [μ J/VA]
Capacitive coupler	Equivalent Capacitance	$C_{p,s}$	130 [pF]
	External Compensation Capacitance	$C_{ex1,2}$	605 [pF]
	Resonant Compensation Inductance	$L_{p,s}$	195.8 [μ H]
	Equivalent Coupling Coefficient	k	0.100 [-]

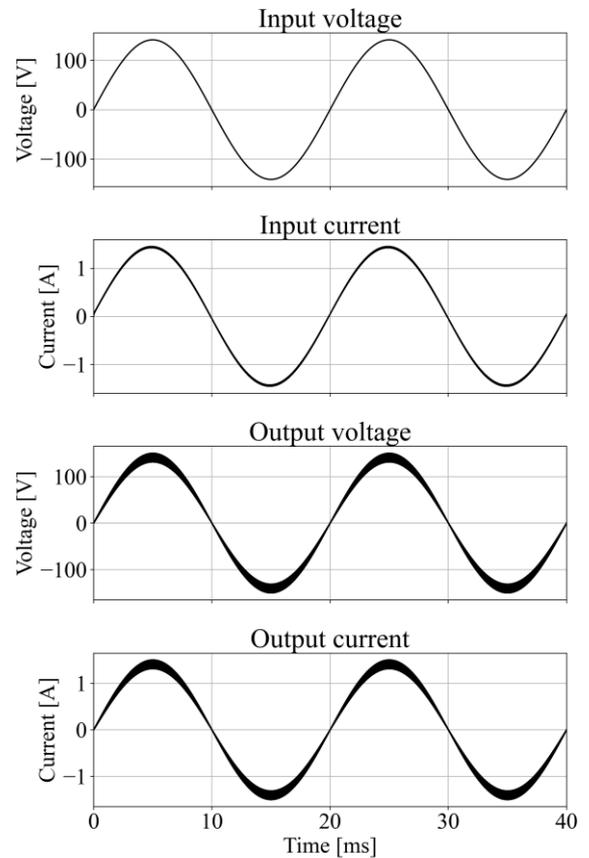


Fig. 3. Simulation results of the operating waveform in the proposed system.

の時間よりも十分短い放電周期で、かつ共振周期の半分よりも長い時間であることが望ましい。DC リンクキャパシタの容量が大きいほど直流平滑がはたらくため、最終出力がひずむ恐れがある。

3. シミュレーション結果

〈3・1〉 線形負荷接続時の動作結果

表1に実行したシミュレーション条件をまとめる。シミュ

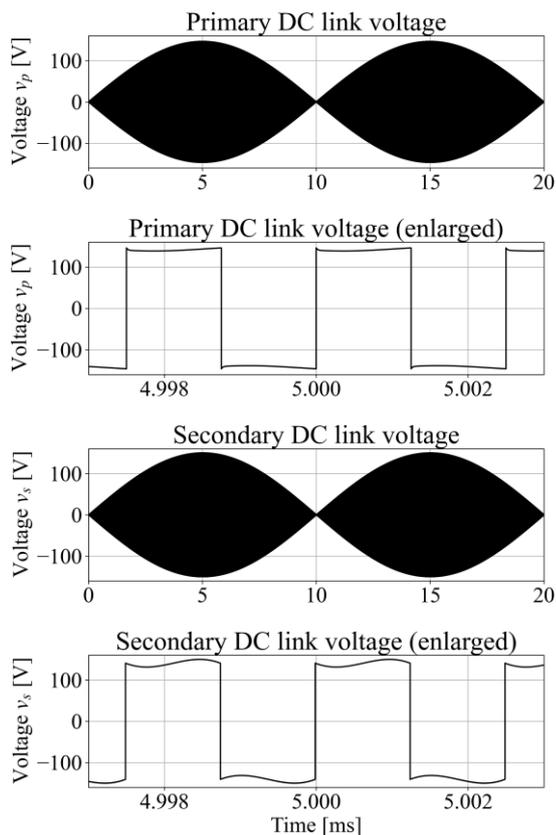


Fig. 4. Simulation results of transmission voltage in the proposed system.

レーションにおける共振条件は 400 kHz として設計したため、単位静電定数は 1.25 μsec よりも大きくなるようにキャパシタンスを設計する必要がある。出力電力は 100 W、電圧は入力電圧の最大値で計算するため、必要な DC リンクキャパシタ C_{dc} の下限値は(10)式より 12.5 nF となる。なお、シミュレーションでは、共振周波数成分を十分に吸収できるように、これを上回る 20 nF のキャパシタを DC リンクに与えている。

また、図 3 に入出力電圧、システムの入出力電流を示す。図 4 に伝送回路の入出力電圧 v_p, v_s を示す。結果より、出力電圧が商用周波数で得られていることが確認できる。この時の出力電圧実効値は 0.996p.u.、電流 THD は入力電流が 0.531%、出力電流は 4.70% という結果になった。よって、入力から出力までで見られる電圧降下は 0.4% 程度であり、出力電圧は入力と等価であるといえる。また、入力電流 THD が出力電流 THD よりも小さくなることから、提案システムの接続によって系統の電流品質を悪化させることはないといえる。

〈3・2〉 カブラの位置ずれに伴う電圧変動とその対策

図 5 に、結合係数を設計値の 0.10 から 0.02 ずつ減少させた時のシステムの入出力電圧及び電流を、周波数制御の有無を合わせて示す。結果より、制御がない場合、 $k=0.08$ では電圧実効値が 0.806p.u.、 $k=0.06$ では 0.594p.u. となった。また、最終的な出力電力は $k=0.08$ では 0.650p.u.、 $k=0.06$ では 0.352p.u. となった。以上より、わずかな結合係数のずれに

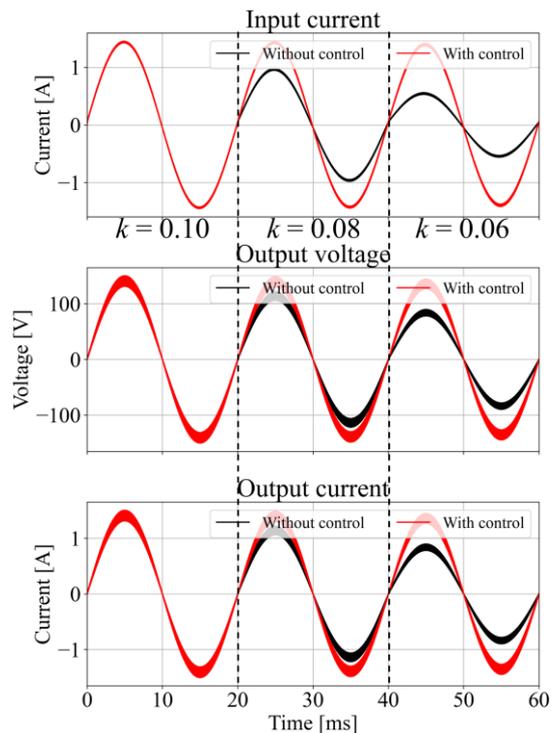


Fig. 5. Simulation of misalignment (with/without control).

Table 2. Experimental condition.

Parameters	Symbol	Value
Input voltage	v_{in}	100 [V]
Output power	P_{out}	100 [W]
Utility frequency	f_s	50 [Hz]
Resonant frequency	f_r	402 [kHz]
DC link capacitor	$C_{dc,1,2}$	20 [nF]
Unit capacitance constant	H_{dc}	2.0 [$\mu\text{J}/\text{VA}$]
Equivalent Coupling Capacitance	C_m	114.9 [pF]
Equivalent Primary Capacitance	C_p	127.3 [pF]
Equivalent Secondary Capacitance	C_s	128.2 [pF]
External Compensation		
Primary Capacitance	C_{ex1}	604.2 [pF]
External Compensation		
Secondary Capacitance	C_{ex2}	603.1 [pF]
Resonant Compensation		
Primary Inductance	$L_{p,s}$	183.2 [μH]
Resonant Compensation		
Secondary Inductance	$L_{p,s}$	183.2 [μH]
Equivalent Coupling Coefficient	k	0.1485 [-]

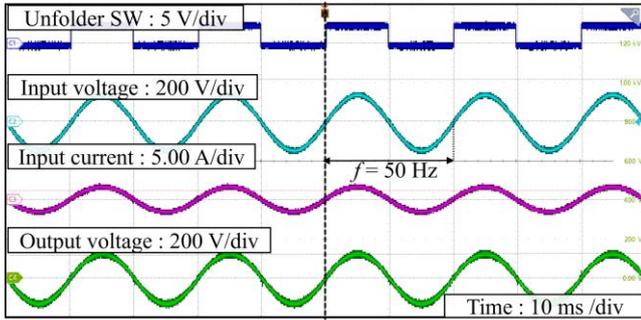
対して、出力電力は 30%以上の減少効果が見られるとわかる。

これに対して、可変周波数制御を取り入れた結果は、 $k=0.08$ では電圧実効値が 0.989p.u.、 $k=0.06$ では 0.959p.u. と得られた。このことから、可変周波数制御により出力電圧を維持することができるとうわかった。

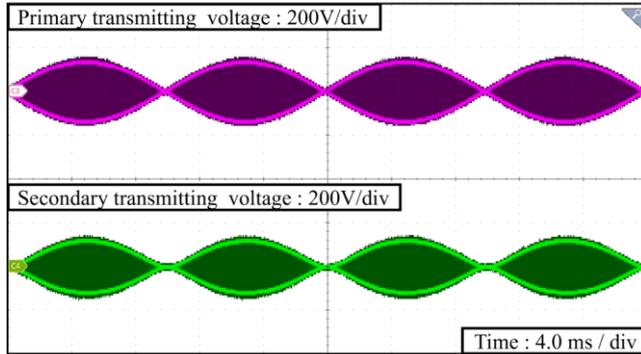
4. 実機検証

〈4・1〉 線形負荷動作

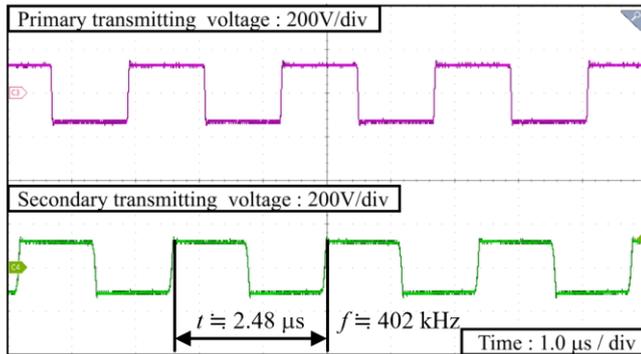
表 2 に作成した実機のパラメータ及び条件を示す。また、図 6 に線形負荷接続時における提案システムの動作波形及び



(a) Input/output voltage and current waveforms



(b) Transmission voltage waveform



(c) Transmission voltage waveform (enlarged)

Fig. 6. Linear-load operation of the proposed system.

伝送電圧を示す。この時、入力電流 THD は 4.10%，出力電流 THD は 5.43% を記録した。また、伝送電圧は商用周波数の 50 Hz に共振周波数の 402 kHz が重畳されていることが確認できる。以上より、提案システムがダイレクト AC 変換によって動作を実現していることを確認した。また、提案システムが接続された場合においても入力電流 THD は出力側よりも悪化していない。したがって、提案システムを接続したことによりシステムの電流品質が著しく悪化することはないとわかる。

〈4・2〉 位置ずれ時の出力電圧制御

提案システムの位置ずれ時における出力電圧の低下と、可変周波数制御の有効性を確認するために、検証を行った。検証に際して、位置ずれ時の実験・測定が可能のようにカプラを再設計した。なお、この時に結合容量が設計値通りに得られなかったため、外部補償キャパシタ及び共振周波数を調整

Table 3. Coupler parameters considering misalignment test.

Gap d [mm]	C_p [pF]	C_s [pF]	C_m [pF]	k [-]
0	45.28	45.28	40.74	0.0995
5	42.21	42.20	37.52	0.0923
10	37.51	37.46	32.61	0.0812
15	33.59	33.61	28.63	0.0720
20	32.31	32.30	27.19	0.0686

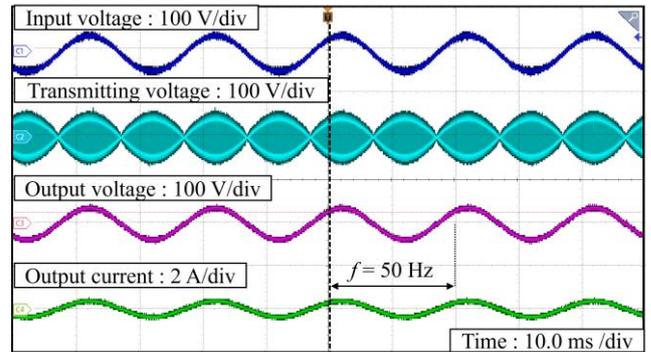


Fig.7. Operating waveform of the proposed system during misalignment

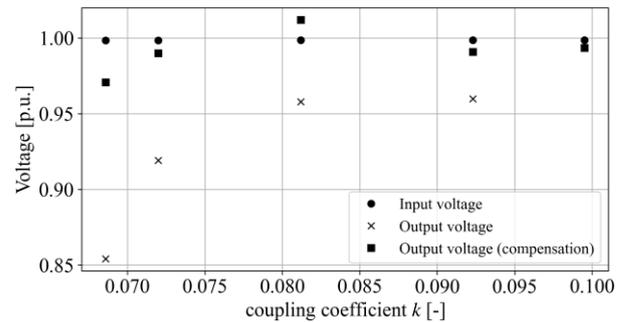


Fig. 8. Linear-load operation of the proposed system.

して、結合係数が 0.10 程度となるようにした。

表 3 に、設計値から 20 mm まで一定間隔で位置をずらして測定した各種パラメータを示す。また、図 7 に 20 mm のずれ(結合係数 $k = 0.686$)を設けた際の動作波形を示す。結果より、位置ずれ時においても商用周波数出力を実現できていることがわかる。このとき、入力電圧実効値 0.999p.u. に対して、出力電圧は 0.854p.u. であり、14.5%の電圧実効値の低下が見られた。

図 8 に各ずれの位置における結合係数と、その時の入出力電圧実効値の特性を示す。この結果より、周波数制御を適用しない場合、結合低下に伴い出力電圧は低下する。一方で、制御を組み込むことでばらつきは生じるものの、最大誤差 3%以内で出力電圧を一定に保つことがわかる。この時、最大で 0.112p.u. (約 12.0%)の電圧降下を改善したことを確認し、本提案システムの有用性を確認した。

5. まとめ

本論文では既存の AGV 向け受電システムへの適用を想定した、商用周波数出力が可能な電界型非接触給電システムを提案した。提案システムは、ダイレクト AC 変換を用いて、商用周波数に共振周波数成分を重畳させることで電力伝送を実現している。また、伝送回路の共振条件によって定電圧出力を保証しており、これにより従来必要だった直流平滑を不要とした。

本提案システムをシミュレーション及び実機試験にて、動作検証を行った。この結果より、線形負荷接続時はシステムの入力電流 THD は 4.10%、出力電流 THD は 5.43% を記録した。また、カプラの位置ずれによって生じる電圧降下への対策として、可変周波数制御を適用した。実機試験にて、結合係数 $k=0.686$ の時に最大で 12.0% の電圧降下改善効果が見られた。以上より、提案システムが高い汎用性を有し、その有用性を実証した。

謝辞

本研究は東京電力ホールディングス株式会社との共同研究により実施したものである。

文 献

- (1). 田中 淳, 大森 英樹, 三島 智和: “フィードバック制御不要 AGV 向け走行中ワイヤレス給電システム”, 電気学会論文誌 D, Vol. 144, No. 10, pp. 699-709 (2024)
- (2). J. Tanaka, H. Tomoyasu, H. Omori, and T. Mishima: “Control-free Battery-less Dynamic Wireless Power Transfer system for AGVs using a Single-Ended Inverter and Multiple Power Receiving Coils”, 2023 IEE-Japan Industry Applications Society Conference, Vol. 1, pp. 395-398 (2023)
- (3). S. Zhang, C. Wang and D. Chen : "A Single-Stage Wireless Power Transfer Converter With Hybrid Compensation Topology in AC Input," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 71, no. 8, pp. 8266-8279, 2022.
- (4). Z. Erel, K. C. Bayindir, M. T. Aydemir, S. K. Chaudhary and J. M. Guerrero, “A Comprehensive Review on Wireless Capacitive Power Transfer Technology: Fundamentals and Applications”, IEEE Access, vol. 10, pp. 3116-3143, 2022.
- (5). Kracek and M. Svanda, "Analysis of Capacitive Wireless Power Transfer," in IEEE Access, vol. 7, pp. 26678-26683, 2019
- (6). Patil, M. K. McDonough, J. M. Miller, B. Fahimi and P. T. Balsara, "Wireless Power Transfer for Vehicular Applications: Overview and Challenges," in IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 4, no. 1, pp. 3-37, March 2018.
- (7). Zhang, C. Wang and D. Chen : "A Single-Stage Wireless Power Transfer Converter With Hybrid Compensation Topology in AC Input," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 71, no. 8, pp. 8266-8279, 2022.
- (8). F. Lu, H. Zhang, H. Hofmann and C. C. Mi, "A Double-Sided LC-Compensation Circuit for Loosely Coupled Capacitive Power Transfer," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 2, pp. 1633-1643 (2018)
- (9). J. Lian and X. Qu, "Design of a Double-Sided LC Compensated Capacitive Power Transfer System With Capacitor Voltage Stress Optimization," in IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, vol. 67, no. 4, pp. 715-719, April 2020
- (10). Sinha, A. Kumar, B. Regensburger and K. K. Afridi, "A New Design Approach to Mitigating the Effect of Parasitics in Capacitive Wireless Power Transfer Systems for Electric Vehicle Charging," in IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 5, no. 4, pp. 1040-1059 (2019)
- (11). Yasuhiro Watanabe, Hideaki Fujita, Hirofumi Akagi, “Transient Characteristics of a Unified Power Flow Controller, and Design of

the DC Link Capacitor”, IEEJ Transactions on Industry Applications, vol. 119, no. 10, pp. 1245-1251 (1999)

- (12). 五十嵐 浩明, 赤木 泰文, “瞬時電圧低下補償装置のシステム構成と運転特性”, 電気学会論文誌(産業応用部門誌), vol. 123, no. 9, pp. 1021-1028 (2003)
- (13). 玉井 康寛, Sunt Srianthumrong, 赤木 泰文, “ハイブリッドフィルタとアクティブフィルタの比較・検討”, 電気学会論文誌(産業応用部門誌), vol. 124, no. 5, pp. 494-502 (2004)