

共振分周パルスパターン変調による 磁界共振無線給電におけるインバータ効率の評価

小宮 大輝*, 山川 凌河, 鹿内 豊, 藤本 博志, 清水 修 (東京大学)

Evaluation of Inverter Efficiency in Magnetic Resonance Wireless Power Transfer
Using Resonant Frequency-division Pulse Pattern Modulation

Daiki Komiya*, Ryoga Yamakawa, Yutaka Shikauchi, Hiroshi Fujimoto, Osamu Shimizu (The University of Tokyo)

Abstract

This paper proposes a high-efficiency inverter modulation method for resonant system named resonance frequency-division pulse pattern modulation and verified the method in magnetic resonance wireless power transfer. In this method, multiple cycle of the resonant frequency are patterned as a single unit. By gradually approaching full-pulse control while partially performing pulse-width control, it reduces the number of switching operations and improves its timing, thereby increasing efficiency. As a result, experiments confirmed a maximum improvement of 11% in the DC-AC efficiency of the wireless power transfer.

キーワード：パルス制御、インバータ、磁界共振型無線給電、効率、共振分周パルスパターン変調
(pulse control, inverter, magnetic resonance wireless power transfer, efficiency, resonance frequency-division pulse pattern modulation)

1. 序 論

〈1・1〉 研究背景 電気自動車 (EV: Electric Vehicle) は環境的側面からガソリン車からの移行が世界的に進んでいる⁽¹⁾。しかし、電池の環境的・経済的コストや充電設備の確保の問題から、日本での普及率は世界と比較すると低くとどまっている。そこで、無線給電 (WPT: Wireless Power Transfer) を新しい給電手段として EV 向けに導入する研究⁽²⁾が近年では行われている。適切に送電設備を配備し、走行中にも給電が行うことができるようになれば、必要車載電池容量を削減し、環境負荷を低減させることができることが研究⁽³⁾によって示されている。この技術は既に実証段階にあり、欧米や日本⁽⁴⁾でも公道での実証が進められている。しかし、EV 用 WPT に使用する周波数帯の高さと出力の大きさから、用いられるインバータには素子定格に近い負荷をかけて駆動する。この負荷は損失の増大やインバータの寿命の低下、回路の故障などの問題を引き起こす。EV 向け WPT のように充電インフラとして用いられるシステムにおいては性能のみならず、耐久性と信頼性も求められる。すなわち、インバータ損失の低減は単なる効率の改善のみならず WPT システム全体の信頼性を含む性能向上に貢献するため、重要な課題である。

〈1・2〉 従来法におけるインバータ損失の低減 WPT 向けインバータ変調方式に関して信頼性や効率を向上させる様々な研究が行われている⁽⁵⁾⁻⁽¹³⁾。

論文 (5) では複数周波数を用いて送電を行うシステムにおけるインバータ制御を行っている。この方式は複数周波数を用いることで電力面や情報伝達面でアドバンテージを持つ。しかし、低周波電流の位相に関係なくスイッチング

を行う必要があり、スイッチング回数は増え、ハードスイッチングを起こしている。その影響により、システム効率及びインバータ効率が落ちていることが確認できる。この結果から、ハードスイッチングは WPT においてインバータ損失を生み、システム効率が落ちる原因となることがわかる。

そのほかに一般的なインバータ制御方法であるパルス幅制変調 (PWM: Pulse Width Modulation) は一定周期で連続的に振幅を制御できるというメリットはあるものの、ハードスイッチングによって損失が増えてしまう。その改善のため、周波数の変動を組み合わせた論文 (6) があるが、インピーダンス条件などに制限を受け、条件によっては常にソフトスイッチングできるわけではないことが示されている。また、論文 (7) ではハードスイッチング回数を半分に減らすことのできる改善を提案している。しかし、ハードスイッチングがいまだ残っており、またそれが片方のレグに集中していることによる負荷の集中や波形の非対称な歪みなど問題は多い。

また、広い範囲でソフトスイッチングを達成することのできる制御手法として、パルス密度変調 (PDM: Pulse Density Modulation) について扱った研究が多くある。論文 (8) と論文 (9) では、デルタシグマ変調を行うことで連続的に実質的な振幅を変動させている。しかし、制御周期が変調率によって一定でないことから、意図しない低周波による電流リプルの原因になってしまい素子の定格設計に悪影響をもたらさう。これに対して電流振幅の抑制を組み込んだ論文 (10) や意図しない電圧リプルの最小化を図ることのできる論文 (11) も存在するが、制御周期の不安定性の問題や変調率など条件によって電流リプルが残るという問題が

ある。これらは電流定格を保守しながら、車両速度に対応して制御する必要がある EV 向け WPT では大きな課題となる。

送電側と受電側の両方で協調して位相シフトを行う論文 (12) があるが、ソフトスイッチングは達成できるものの大きな無効電力の発生により電流定格の保守が達成できない。他にも PWM と PDM を組み合わせ双方のデメリットを低減する制御を行う論文 (13) が存在するが、PWM を行う範囲と回数によってハードスイッチングの回数が多くなってしまいう問題や変調率に対して制御周期が変動してしまう問題が残っている。

〈1・3〉 本研究の目的 本研究の目的は従来研究で解決できなかった、電流リプルを原理的に低減でき、低損失な変調方法を実現することである。それにより、EV 向け WPT に必要とされる車両速度に影響される制御に対応するために安定した制御周期と低い電流リプルを保つことができる。提案においては動的特性に影響を及ぼさないために、変調率による低周波の位相や振幅等の連続性を保つことを前提としている。特に本稿では、理論的に示される制御周期等の特性とインバータ効率について検証を行った。

2. 対象とする回路

〈2・1〉 磁界共振型無線給電の立式 直列 (SS: Series-Series) 補償方式 WPT の回路は送電側 (Tx-side: Transmitter-side) と受電側 (Rx-side: Receiver-side) の間に物理的な接触はなく、磁気結合により磁界共振型無線給電の出力が送電される。図 1 に本研究で対象とする SS 方式の WPT 回路を示す。

送受電それぞれにおける電圧及び電流の関係は以下のように立式される。まず、RLC 回路としてみた時のインピーダンスは動作周波数 f に基づいて動作角周波数 $\omega = 2\pi f$ を考えると式 (1) のように表現される。それぞれ R は抵抗成分、 L はインダクタンス成分、 C はキャパシタンス成分の大きさを表現している。

$$Z = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (1)$$

また、これに基づいてキルヒホッフの法則により定常的な動作周波数に関する電流と電圧の関係は、相互インダクタンス L_m を用いて式 (2)、式 (3) のように表現される。なお AC 電流 i と AC 電圧 v は送電側電圧を位相の基準として複素数で表現されており、下付き添え字である数字は 1 が送電側、2 が受電側の要素であることを表している。

$$v_1 = Z_1 i_1 + j\omega L_m i_2 \quad (2)$$

$$-v_2 = Z_2 i_2 + j\omega L_m i_1 \quad (3)$$

このとき、送電側の AC 電圧 v_1 はインバータにより送電側の DC 電圧 V_{DC} をもとに式 (4) のように変調される。この式における α は 0 から 1 までは値域としてもつ変調倍率

を表すパラメータである。

$$v_1 = \alpha \frac{4}{\pi} V_{DC} \quad (4)$$

これらの値をもとに、各段階における電力について式 (5)、式 (6)、式 (7)、式 (8) のように表現できる。電力は P で表現され、下付き添え字によって直流と交流および送電側と受電側が区別される。

$$P_{IDC} = V_{IDC} I_{IDC} \quad (5)$$

$$P_{1AC} = \text{Re}(v_1 i_1) \quad (6)$$

$$P_{2AC} = \text{Re}(v_2 i_2) \quad (7)$$

$$P_{2DC} = V_{2DC} I_{2DC} \quad (8)$$

今回はこれらの間の関係性である効率 η について特に注目して評価を行う。

〈2・2〉 共振周波数と電気的特性の関係 本回路の特性として、 P_{1AC} に対する P_{2AC} の割合である AC-AC 効率を高め十分な電力の伝送を行うため、動作周波数は回路の共振周波数である式 (9) の近くに設定されることになる。

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (9)$$

AC-AC 効率を高めるためにコイルの Q 値を高めることが有効である。しかし Q 値が高いと強い共振特性を持つので、単純な LCR 共振回路では周波数に対してインピーダンスの変動が大きい。しかし、本回路では両側共振周波数が十分動作周波数に近い際には、式 (2)、式 (3) の中でインピーダンス項よりも相互インダクタンスの項が支配的になる。それにより、SS 方式 WPT では受電側でダイオード整流もしくは同期整流が行われている際は周波数によって入力インピーダンスの位相は大きく変わらない。

3. 提案法

〈3・1〉 提案法における段階的な波形の変化 本提案は、電力伝送の際のスイッチング回数を低減することにより、スイッチング損失の低減を狙う。そのため、複数周期のスイッチングの回数を段階的に増やしながらその各段階の途中でパルス幅制御を行う、パルスパターン変調 (PPM: Pulse Pattern Modulation) を行う。図 2 に従来の PWM の電圧波形の概形を示し、図 3 に提案法の電圧波形の概形を示す。

これらの波形を比較すると、提案法は第一段階と第二段階において同じ時間内のスイッチングの回数が低減しており、損失も低減されることが期待できる。また、従来法における位相シフト角 β が変調のためにパルス幅を調整する部分に記載されており、それ以外のスイッチングはタイミングが固定されている。そのタイミングは磁界共振を利用した WPT は強い共振を持つシステムのため、無理のないパラメータ設定によってソフトスイッチングを行えるよう

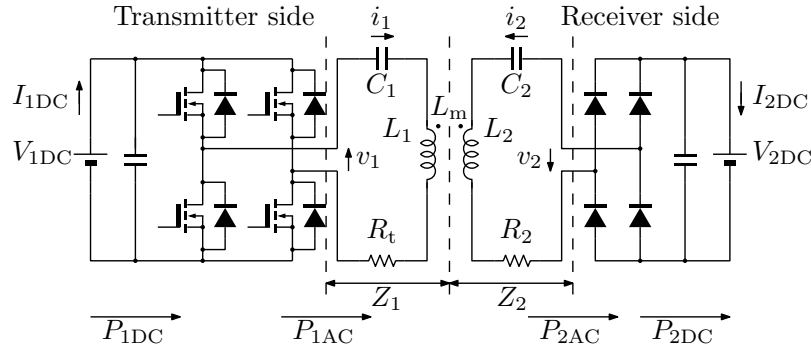


図1 SS 補償磁界共鳴型無線給電の回路図

Fig. 1 SS-Compensated Magnetic Resonance Wireless Power Transfer Circuit Diagram

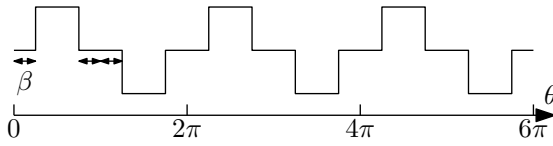


図2 従来の PWM 波形

Fig. 2 Conventional PWM Waveform

に工夫できる。

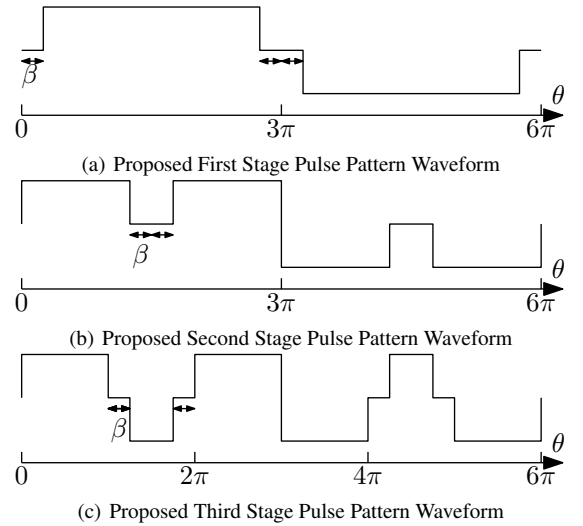
具体的には前章において述べた周波数に対する位相の安定性を活かし動作周波数の適切な設定により入力インピーダンスが少しか誘導性になるように調整している。それにより、AC-AC 効率を担保しつつインバータ効率も担保するためにフルパルス動作ではソフトスイッチングを行えるようパラメーター設計済みあるとしている。この工夫により、ハードスイッチング回数を考えると全段階において減らすことができるようになるため、さらなる損失低減を図ることができる。

なお、そのような条件下では基本的にフルパルス動作が最も効率が良い状態になるが、受電側での電力や電流定格などの制約から送電側でも電圧制御を行う必要がある。そこで、EV の走行により変動する結合の中でそれらに対応する制御を行うことが今回の変調方式における使用環境の想定になる。

制御的側面から考えると、この手法により制御周期は三分の一に固定されるが、制御出力離散幅も三分の一になり、制御対象の変動速度や必要な精度に合わせて WPT の出力制御に用いることができることが想定される。

〈3・2〉 提案法による振幅の変調について これらの波形において周期 T の周波数 f の電圧成分について奇関数であることを利用したフーリエ変換をもとに振幅を考慮すると、従来法においては式 (10) のようになる。

$$\frac{4}{T} \int_{\frac{\beta}{2\pi}T}^{\frac{T}{2}-\frac{\beta}{2\pi}T} \sin \omega t dt = \frac{4}{T} \left[\frac{-\cos \omega t}{\omega} \right]_{\frac{\beta}{2\pi}T}^{\frac{T}{2}-\frac{\beta}{2\pi}T} = \frac{4}{\pi} \cos \beta \quad (10)$$

図3 提案法の各段階におけるパルスパターン波形
Fig. 3 Proposed Pulse Pattern Waveform of Each Stage

これと同様に提案法における立式を各段階で確認すると、式 (11)、式 (12)、式 (13) のようになる。

$$\frac{4}{3T} \int_{\frac{\beta}{2\pi}T}^{\frac{3T}{4}-\frac{\beta}{2\pi}T} \sin \omega t dt = \frac{4}{3T} \left[\frac{-\cos \omega t}{\omega} \right]_{\frac{\beta}{2\pi}T}^{\frac{3T}{4}-\frac{\beta}{2\pi}T} = \frac{4}{3\pi} \cos \beta \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \frac{4}{3\pi} + \frac{4}{3T} \int_{\frac{\beta}{2\pi}T}^{\frac{3T}{4}-\frac{\beta}{2\pi}T} -\sin \omega t dt &= \frac{4}{3\pi} + \frac{4}{3T} \left[\frac{\cos \omega t}{\omega} \right]_{\frac{\beta}{2\pi}T}^{\frac{3T}{4}-\frac{\beta}{2\pi}T} \\ &= \frac{4}{3\pi} + \frac{4}{3\pi} \sin \beta \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \frac{8}{3\pi} + \frac{4}{3T} \int_{\frac{\beta}{2\pi}T}^{\frac{T}{2}-\frac{\beta}{2\pi}T} -\sin \omega t dt &= \frac{8}{3\pi} + \frac{4}{3T} \left[\frac{\cos \omega t}{\omega} \right]_{\frac{\beta}{2\pi}T}^{\frac{T}{2}-\frac{\beta}{2\pi}T} \\ &= \frac{8}{3\pi} + \frac{4}{3\pi} \cos \beta \end{aligned} \quad (13)$$

表 1: Simulation Parameters

Parameter	Symbol	Value
Tx-side resistance	R_1	0.112Ω
Rx-side resistance	R_2	0.0764Ω
Tx-side inductance	L_1	$142 \mu\text{H}$
Rx-side inductance	L_2	$50.5 \mu\text{H}$
Tx-side DC voltage	V_{DC}	100 V
Tx-side resonant frequency	f_1	84.7 kHz
Rx-side resonant frequency	f_2	85.3 kHz
Operating frequency	f_o	85 kHz
Coupling coefficient	k	0.1

これらの立式により、提案法において各段階で適切に α を調整することで、共振周波数 f において任意の振幅の波形を出力できることが確認できた。

〈3・3〉 提案法の波形生成法 提案法においてインバータの実際の動作状態は三角波比較によって決定され、各レグの切り替わりの際に固定でデッドタイムが設けた。具体的な三角波比較による波形の生成の概略を図 4 に示す。

〈3・4〉 ハードスイッチング部分のデッドタイム補償 提案法の波形の中でハードスイッチングが発生していると考えられる図 4 の赤太線の部分においてデッドタイム補償を行った。具体的にはデッドタイム分だけ前にスイッチングを行うようにフィードフォワード的にスイッチングタイミングを合わせた。その操作により、出力電圧におけるパルス幅が意図的な状態になるよう調整した。赤太線と次の段階に移行し波形の立ち上がりが固定される時点の時間差がデッドタイム分以下になったら固定される時点の位置で固定されるように設定した。また、この処理は公平な比較のため、従来の PWM 制御においても導入し、同様にパルス幅が意図的なものに近くなるように補償した。

4. シミュレーション

〈4・1〉 シミュレーション条件 インバータの SPICE モデルを用いて、表 1 のようなパラメータ設定の下でシミュレーションを行った。この際、特に送電側インバータの効率の影響を確認するため、AC-AC 効率が一定になるよう α に合わせて受電 DC 電圧が変動し、送受電間の AC 電圧比が一定に保たれるようにされた。この操作の模擬内容としては、システムとしては本コイル設備を用いて様々な負荷電圧、受電条件の電池に送電するために送電側で電圧制御を行っている状態を模擬していることになる。変調倍率である α は 0.1 から 1 の間で変化させ、効率に関する比較を従来法の PWM と提案法の PPM の間で行った。

〈4・2〉 シミュレーションの結果と考察 この環境下において従来法である PWM と提案法である PPM で効率を比較すると図 5 に示す。この結果から、AC-AC 効率は一定に保たれ、AC-DC 効率は電力レベルに合わせて変動しているが、それぞれの方法で効率に差は出なかった。しか

表 2: Experiment Parameters

Parameter	Symbol	Value
Tx-side resistance	R_1	0.166Ω
Rx-side equivalent resistance	R_2	0.133Ω
Tx-side inductance	L_1	$136.7 \mu\text{H}$
Rx-side inductance	L_2	$54.9 \mu\text{H}$
Tx-side capacitance	C_1	25.4 nF
Rx-side capacitance	C_2	64.4 nF
Tx-side DC voltage	V_{DC}	100 V
Operating frequency	f_o	85.6 kHz
Coupling coefficient	k	0.095

し、インバータ効率である DC-AC 効率には提案法と従来法の間で差が発生し、その影響で今回示したシステム全体の効率である DC-DC 効率にも差が発生している。今回の提案法で特徴的な点として、 α が三分の一と三分の二をまたいで変化する際に段階的に変化し、スイッチング回数が増えるため、その付近で非連続的にインバータ効率が変化し、システム効率も変化する。また、 α が大きくなるにつれて、波形がフルパルスに近づき、1 になった際には提案法と従来法の間で波形に差は発生しない。その様子は結果を示す図 5 から確認することができる。

5. 実験

〈5・1〉 実験環境 本手法は実験による検証のために図 6 のようなベンチに実装された。この際のパラメータを表 2 に示す。受電側 DC 電圧についてはシミュレーションと同様に AC-AC 効率の影響を取り除きつつ、異なる電力レベルの電池に送電している状況を再現するため、AC-AC 電圧比率が一定になるように α に合わせて変化させた。本実験においても、 α は 0.1 から 1 の間で変化させ、電力や効率に関する比較を行った。

〈5・2〉 実験結果と考察 従来法である PWM と提案法である PPM の効率比較を図 7 にまとめる。AC-AC 効率は変調倍率によって変化することではなく、受電電力と直接的な関係を持つ AC-DC 効率はシミュレーションと同様に各変調倍率において手法によらない効率を示した。つまり、変調倍率が同じであれば変調方式によって大きく受電電力が変動することはないということを示している。しかし、提案法と従来法についてインバータ効率について特に低変調率で大きな影響が発生した。その差は最大 11% におよび、その分送電側 DC 電力が増えていることを示す。その影響で、システム効率の面でも、提案法と従来法において差が発生することが確認できた。また、シミュレーションで確認されたのと同様にスイッチング回数が増える段階の変化をはさむタイミングにおいて、提案法では効率が非連続的に変化することが確認できた。これは実験においても低変調率領域でスイッチング回数を減らすことによる効果が確認できたということを示している。

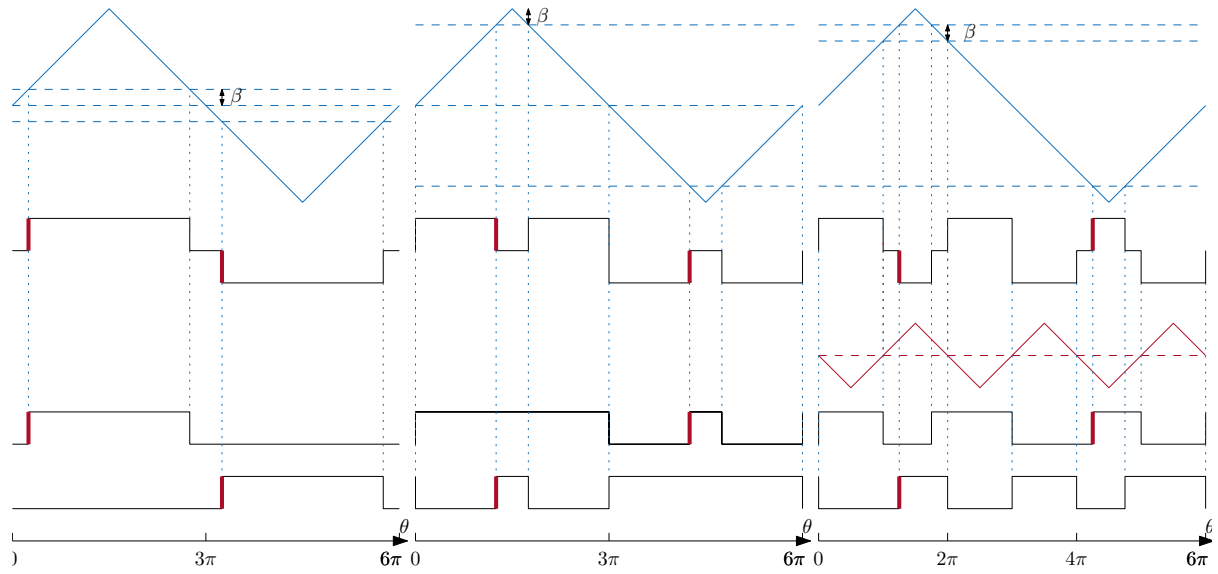


図4 提案法の各段階における三角波比較による波形生成

Fig. 4 Proposed Method of Waveform Generation of Each Stage by Triangle Wave-Comparison

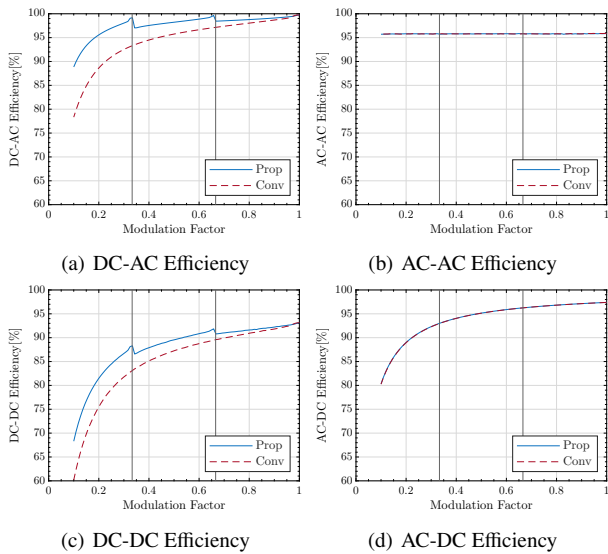


図5 シミュレーションにおける効率の比較

Fig. 5 Efficiency Comparison in Simulation

実験においては電力損失も比較を行った。提案法と従来法の間では特に低変調率におけるインバータ損失において差が発生し、総合的に回路全体における電力損失の比較においても提案法が常に上回っていることが確認された。特に電力損失について段階的変化による部分を確認すると、スイッチング回数に従って段階的に電力損失が変化していることが確認できるため、時間当たりのスイッチング回数と電力損失に直接的な関連があり、それが提案法の効率の向上に貢献していると考えられる。

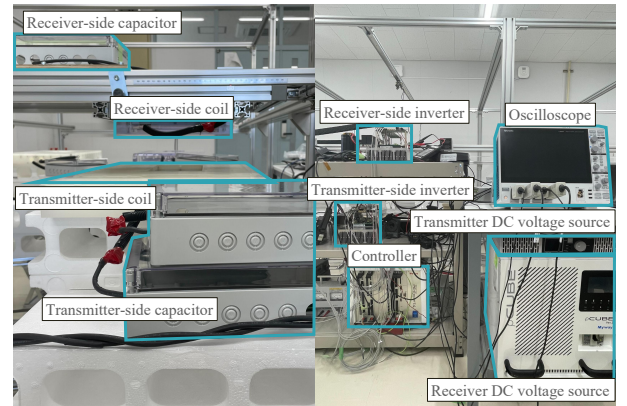


図6 実験機の設備

Fig. 6 Experimental equipments

6. 結 論

本稿での提案法により、実験とシミュレーションの双方においてインバータ効率ひいてはシステム効率が向上し、損失の面においても提案法が優れていることが確認された。特に実験検証において、インバータ効率については従来法と比較して最大で11%の向上が確認された。特に低変調率で強い本方式は様々な電力レベル間での無線給電が想定される社会において素子の耐久性を含むシステム全体の安定性に対して重要な役割を果たすことが考えられる。そのほかの従来法と制御手段として比較すると、制御周期の短さはPWMには劣るものの一定で安定しており、高調波や低周波を含めて位相と周波数が安定していることを理論的なメリットとして挙げることができる。将来の研究の余地と

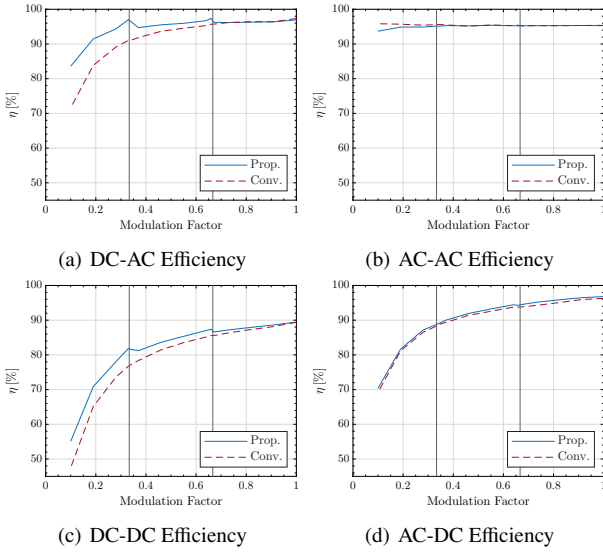


図7 実験における効率の比較

Fig. 7 Efficiency Comparison in Experiment

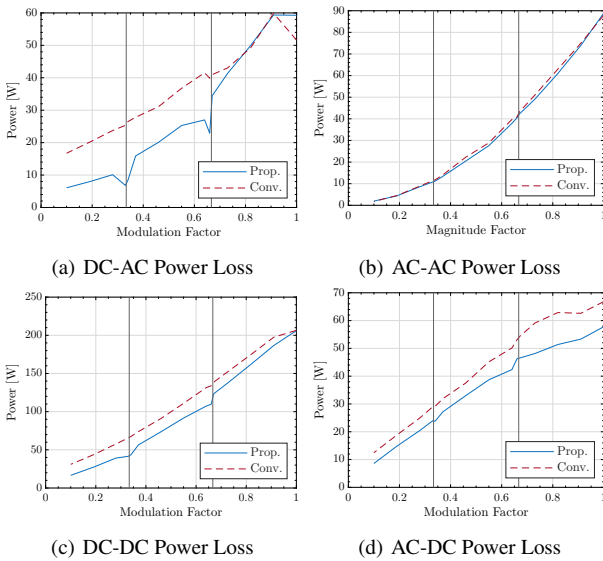


図8 実験における電力損失の比較

Fig. 8 Power loss Comparison in Experiment

して、この手法を用いた実際の制御シナリオにおける制御結果比較や高調波、低調波の影響について考慮し、検証する必要がある。

謝 辞

本研究の一部は JSPS 科研費（基盤研究 A 課題番号:JP23H00175）によって行われたことを付記する。

文 献

- (1) IEA: “Global EV Outlook 2026.”

- (2) G. A. Covic, J. T. Boys: “Inductive Power Transfer”, *Proceedings of the IEEE*, Vol.101, pp.1276–1289 (2013-6)
- (3) D. Gunji, O. Shimizu, S. Nagai, T. Fujita, H. Fujimoto: “Greenhouse Gas Emission Evaluation Including Infrastructure for Passenger Electric Vehicles with Dynamic Wireless Power Transfer”, *IEEE Journal of Industry Applications*, Vol.14, p.24012871 (2025-7)
- (4) O. Shimizu, S. Nagai, T. Fujita, D. Gunji, H. Fujimoto, H. Sumiya, K. Tanaka, K. Moriishi, K. Nouchi: “Development of Dynamic Wireless Power Transfer System for Japan’s First Demonstration Test on Public Road”, *IEEE Journal on Wireless Power Technologies*, Vol.1, pp.23–34 (2026-1)
- (5) C. Zhao, D. Costinett: “GaN-Based Dual-Mode Wireless Power Transfer Using Multifrequency Programmed Pulse Width Modulation”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.64, pp.9165–9176 (2017-11)
- (6) M. Venkatesan, R. Narayanamoorthi, K. M. AboRas, A. Emara: “Efficient Bidirectional Wireless Power Transfer System Control Using Dual Phase Shift PWM Technique for Electric Vehicle Applications”, *IEEE Access*, Vol.12, pp.27 739–27 755 (2024-2)
- (7) X. Yu, R. Xie, Y. Tu, Y. Zhuang, X. Cheng, F. Yin, Y. Zhang: “Compact Wireless Power Transfer With Enhanced Misalignment Tolerance via Independent Secondary PWM Control”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.40, pp.11 998–12 002 (2025-9)
- (8) H. Li, J. Fang, S. Chen, K. Wang, Y. Tang: “Pulse Density Modulation for Maximum Efficiency Point Tracking of Wireless Power Transfer Systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.33, pp.5492–5501 (2018-6)
- (9) T. Mishima, C.-M. Lai: “Load-Adaptive Resonant Frequency-Tuned Δ - Σ Pulse Density Modulation for Class-D ZVS High-Frequency Inverter-Based Inductive Wireless Power Transfer”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, Vol.3, pp.411–420 (2022-7)
- (10) J. Zhou, G. Guidi, S. Chen, Y. Tang, J. A. Suul: “Conditional Pulse Density Modulation for Inductive Power Transfer Systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.39, pp.88–93 (2024-1)
- (11) J. Tang, T. Na, Q. Zhang: “A Novel Full-Bridge Step Density Modulation for Wireless Power Transfer Systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.38, pp.41–45 (2023-1)
- (12) Y. Wang, Z. Sun, K. Wang, Y. Yang: “Communication-Free Rectification Control of SS Inductive EV Charging System for Power Regulatability, Misalignment Tolerance, and Bidirectionality”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol.14, pp.1244–1256 (2026-2)
- (13) G. Zhu, J. Dong, F. Grazian, P. Bauer: “A Hybrid Modulation Scheme for Efficiency Optimization and Ripple Reduction in Secondary-Side Controlled Wireless Power Transfer Systems”, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, Vol.11, pp.6840–6853 (2025-4)