

N相インバータを用いたN-1コイル非接触給電システムにおける パルスによるリーク電流抑制

高木 優作*, 松本 諒, 永井 栄寿, 藤田 稔之, 清水 修, 藤本 博志 (東京大学)
柳 達也 (ローム株式会社)

Suppression of Leakage Currents in Wireless Charging Systems Using N-legged Inverters

Yusaku Takagi*, Ryo Matsumoto, Sakahisa Nagai, Toshiyuki Fujita, Osamu Shimizu, Hiroshi Fujimoto (The University of Tokyo)
Tatsuya Yanagi (ROHM Co., Ltd.)

An N-legged inverter for driving N-1 transmitter coils has been proposed as a way to reduce the implementation costs of wireless power transfer (WPT) systems for the dynamic charging of electric vehicles (EVs). However, leakage current flowing through uncoupled coils deteriorates system efficiency and causes leakage electromagnetic interference (EMI). Suppression of leakage current by switching of legs unused for wireless charging is preferable as it requires no additional components. However, turning them off can be insufficient, and switching them identically to adjacent legs causes large switching losses and is potentially counterproductive. A novel switching method of unused legs is proposed to greatly suppress leakage current with limited losses.

キーワード：N相インバータ, 非接触給電, リーク電流, 出力容量, デッドタイム, 共振回路
(N-legged Inverter, Wireless Charging, Leakage Current, Output Capacitance, Dead Time, Resonant Circuit)

1. 序論

気候変動による生態系の破壊や人間の生活環境の著しい悪化を防ぐには温室効果ガス (GHG:Green House Gas) の排出量の削減が必要とされ, 自動車分野では電動化, つまり電気自動車の普及が求められている。電気自動車の普及を妨げる課題に航続距離の短さと充電時間の長さがあるが, 走行中非接触給電 (DWPT:Dynamic Wireless Power Transfer) は GHG 排出量を削減可能⁽¹⁾ であるとともにこれらの課題を抜本的に解決できる技術として各国で研究が進められている^{(2)~(4)}。

磁界結合型非接触給電は路面に設置された送電コイルと車両に取り付けられた受電コイルの磁気的な結合を利用して電力を伝送する技術で, 停車中非接触給電 (SWPT:Static Wireless Power Transfer) はすでに実用化されている。一方, DWPT が実用化に至っていない理由の一つに導入コストの高さがあり, 特にインバータのコストは割合が高く⁽⁵⁾ 削減が求められる。

インバータコストを削減する技術の一つとして N 相インバータを用いた非接触給電システムが研究されている^{(6),(7)}。図 1 に一般的なフルブリッジインバータと N 相インバータを示す。N 相インバータとはハーフブリッジを N 並列に接続し, その N 個の midpoint に N-1 個の負荷を接続するインバータで, 各ハーフブリッジをレグ, 各上下のスイッチをアームと呼ぶ。例えば N-1 個の送電コイルに給電する場合, 全ての負荷をフルブリッジインバータに接続すると半導体スイッチが 4N-4 個必要になるが N 相インバータを用いると 2N 個で済み, 必要な個数をおよそ半減できる。

N 相インバータに複数の送電コイルを接続している非接触給電システムでは一般的に一部のコイルのみが受電コイルと結合して給電している。従来研究^{(6),(7)} の実験結果からこの時給電に関与しないコイルにはリーク電流が流れていることが確認できる。リーク電流は損失の原因となりシステム全体の効率を悪化させる。また, 電気自動車への給電のように大電力を伝送する際はリーク電流が大きくなることが予想され, 漏えい磁界 (EMI:Electromagnetic Interference) も大きくなる恐れがある。EMI は人体や電子機器に影響を及ぼすとの懸念から ICNIRP などの国際的な基準で規制されており^{(8),(9)}, 規制値以下に抑えるために対策が必要である。

本稿では 3 レグインバータを例にとり, 2 つの送電コイルの片方のみが受電コイルと結合して給電している際, 給電しているコイルに直接的に接続されていない非駆動レグのスイッチングにより給電に関与しないコイルに流れるリーク電流を

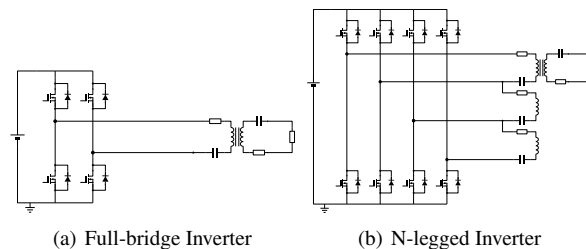


図 1 一般的なフルブリッジインバータと N 相インバータ。
Fig. 1. Full-bridge inverter and N-legged inverter.

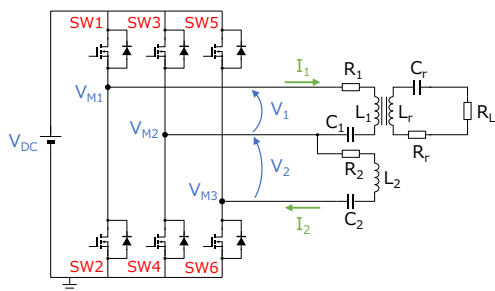


図2 3レグインバータを用いた2コイル非接触給電システム。

Fig.2. A wireless power transfer system with a 3-legged inverter and 2 transmitter coils.

抑制することを目的とする。本稿の構成は以下の通りである。第二章では、非駆動レグでスイッチングを行わない場合のリーク電流の原理について記す。第三章では非駆動レグで隣接するレグと同一のスイッチングをした場合のリーク電流の原理について記す。第四章では第二章、第三章の原理を元に、リーク電流を著しく抑制できるスイッチング手法を提案し、その効果を検証したシミュレーション結果について記す。第五章では提案スイッチング手法の実験結果について記す。第六章で結論を述べる。

2. スイッチオフ時のリーク電流発生原理

3レグインバータに負荷2つを接続した非接触給電システムを想定し、その回路図を図2に示す。 L_1 は受電コイルと結合しており給電状態であり、 L_2 は給電に関与しない。この際 L_2 に流れるリーク電流は損失を増加しEMIを発生させるため、十分抑制することが求められる。

L_1 に給電する際スイッチSW1~4はフルブリッジ駆動するがSW5, 6のスイッチングは定まっていない。本稿ではSW5, 6のスイッチングによりリーク電流 I_2 を十分抑制することを目的とする。従来研究^{(6),(7)}ではSW5, 6をオフにし続ける方法とSW3, 4と同じスイッチングをする方法が検討されており、それぞれの場合についてシミュレーションを行い原理を検証した。それぞれの場合のスイッチングパターンと理想的な電圧波形を図3に、シミュレーションのパラメータを表1に示す。OFFとFull Pulseがそれぞれ従来法のオフにし続ける方法とSW3, 4と同一のスイッチングをする方法に対応する。スイッチオフ時には V_2 は制御せず、フルパルス駆動時には V_2 を0Vに決定し続けるのが理想である。シミュレーションにはLTSpiceを、各アームのモデルにはローム株式会社製のS4103 SPICE Modelを4つ並列に接続したものをを用いた。それぞれのスイッチングにおける I_2 の波形を図4に示す。黒色の波形が負荷電圧 V_1 であり、緑色の波形がSW5, 6をオフにし続けた時のリーク電流、青色の波形がSW3, 4と同一のスイッチングをした時のリーク電流である。

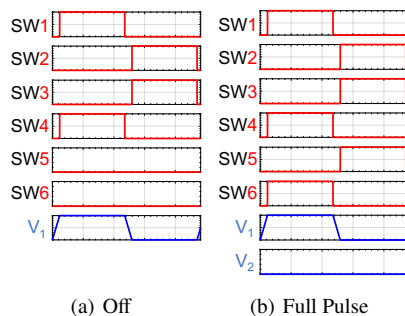


図3 スイッチオフ時とフルパルス駆動時のSW1~6のゲート信号と V_1 と V_2 の理想的な電圧波形。スイッチオフ時は V_2 は制御しない。

Fig.3. Gate signals for switches 1-6 and ideal voltage waveforms for V_1 and V_2 . When switches 5 and 6 are turned off, V_2 is not controlled.

表1 回路パラメータ
Table 1. Circuit Parameters

Parameter	Symbol	Value
DC voltage	V_{DC}	150 V
Transmitter resistance	R_1, R_2	223 m Ω , 280 m Ω
Transmitter inductance	L_1, L_2	247.5 μ H, 249.3 μ H
Transmitter capacitance	C_1, C_2	14.2 nF, 14.2 nF
Receiver resistance	R_r	94 m Ω
Receiver inductance	L_r	99.3 μ H
Receiver capacitance	C_r	35.1 nF
Mutual inductance	M_1	21.1 μ F
Load resistance	R_L	5.6 Ω
Resonant frequency	$f(= \omega/2\pi)$	85 kHz
Gate drive resistance	R_{gd}	4.7 Ω
Gate ON Voltage		18 V
Gate OFF Voltage		-2 V
Dead time		300 ns

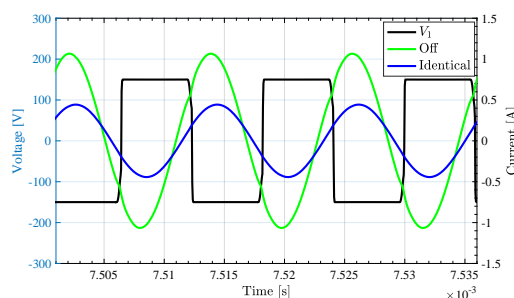


図4 負荷電圧 V_1 とリーク電流 I_2 のシミュレーション結果。SW5, 6がオフの場合とフルパルスでスイッチングした場合。Fig.4. Simulation results for leakage current I_2 and load voltage V_1 . Each waveform corresponds to when switches 5 and 6 are off or when they switch identically to switches 3 and 4.

SW5, 6をオフにし続けた時にリーク電流 I_2 が流れる原理を説明する。図5に I_2 と、レグ2, 3の midpoint とグラウンド間の電圧 V_{M2} と V_{M3} の波形を示す。オフの状態のMOSFETは

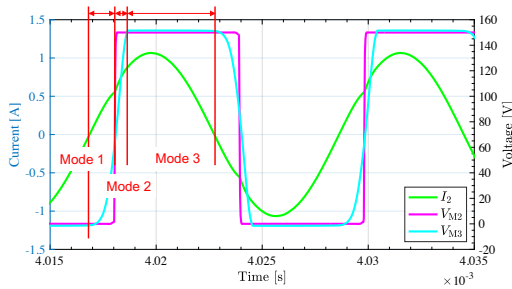


図5 リーク電流 I_2 とleg 2, 3 の中点のグラウンドからの電位 V_{M2} , V_{M3} の波形。
Fig.5. Simulated waveforms for leakage current I_2 and leg-ground voltages V_{M2} and V_{M3} .

出力容量 C_{OSS} と同じ大きさのキャパシタとみなすことができるため、図6に示すようにSW5, 6はそれぞれキャパシタ5, 6で置き換えて考える。 I_2 は V_{M2} と V_{M3} の電位差により流れるが、 V_{M2} はSW3, 4のスイッチングによって決定される一方 V_{M3} はキャパシタ5, 6の充放電によってのみ変化するため、 I_2 はキャパシタ5, 6の充放電電流である。図5において4.017ms付近で I_2 がゼロクロスし正方向に流れ始めるとき、同時に V_{M3} が増加し始めることが波形から確認できる。これは I_2 がキャパシタ5, 6の充放電電流であることを示している。

V_{M3} は V_{M2} の影響を無視すれば定常状態で $\frac{V_{DC}}{2}$ になる。しかし、 V_{M2} はSW3, 4のスイッチングによって0と V_{DC} のいずれかの値を取るため、 V_{M2} と V_{M3} の間に電位差が生じ、 I_2 が流れる。 V_{M3} はキャパシタ5, 6の電圧によって決まるため、 I_2 はこれらのキャパシタの充放電電流であると考えられる。

以上を踏まえて、図5における3つのモードの電流経路をそれぞれ図6に示す。 I_2 が逆方向の場合も同様に3つのモードがあり、計6つのモードがある。まず図5よりモード1以前の V_{M3} は0V未満であるため、SW6のボディダイオードが導通しており、キャパシタ5が充電、キャパシタ6が放電されている状態である。 I_2 がゼロクロスし電流の向きが変わるところでモードが切り替わり、図6(a)のような電流経路になる。モード1では I_2 はSW4から L_2 を経由して、キャパシタ5を放電しキャパシタ6を充電する。これは図5において V_{M3} がモードが切り替わる瞬間から増加し始めることから確認できる。次に図6(b)のモード2ではSW4とSW3が切り替わり、 I_2 はSW3を流れる。最後に図6(c)のモード3ではキャパシタ5, 6の充放電が完了し、 I_2 はSW5のボディダイオードを流れる。 V_{M3} が V_{DC} よりも少し大きいのはボディダイオードの電圧降下によるものである。以上より、SW5, 6がオフの時に I_2 が流れる原因は V_{M2} と V_{M3} の電位差によるSW5, 6の出力容量の充放電であることが図5の波形から確認できる。

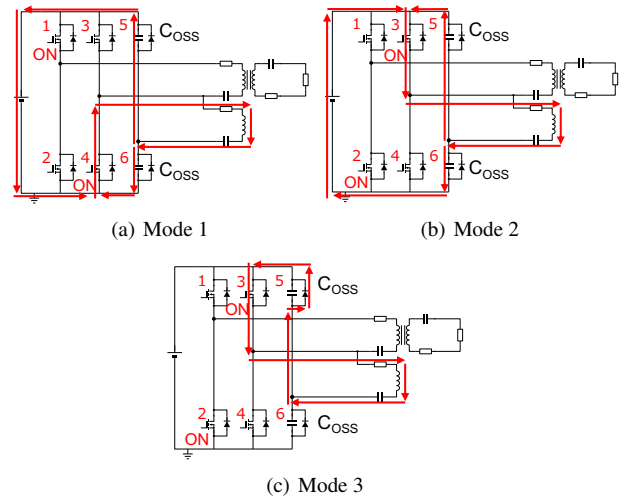


図6 SW5, 6がオフで I_2 が正方向に流れる時の電流経路 Mode 1~3。
Fig.6. Current modes 1-3 for when switches 5 and 6 are off and I_2 is positive.

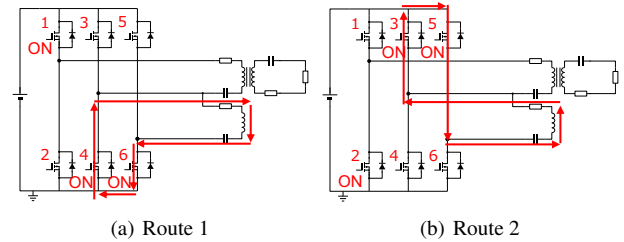


図7 SW5, 6がSW3, 4と同様のスイッチング（フルパルス）をした時に形成されるRLC共振回路。
Fig.7. RLC resonant circuits that form when switches 5 and 6 switch at the same pattern as switches 3 and 4.

3. フルパルス駆動時のリーク電流発生の原理

次にSW5, 6をSW3, 4と同じフルパルス駆動した時のリーク電流発生の原理を検証する。このような場合、SW3と5あるいはSW4と6のいずれかのスイッチのペアがオンであれば V_2 は0Vに定まるため、理想的にはリーク電流 I_2 は流れない。しかし実際の動作時にはデバイス保護の観点から上下のスイッチが切り替わる際短絡しないようにいずれのスイッチもオフにするデッドタイムを挟むため、 V_2 が0Vに定まらない区間が存在する。また、図7のようにフルパルス駆動時はSW3, 5またはSW4, 6を通る基本周波数 f で共振するRLC共振回路が形成されてしまい、これによりデッドタイム中の電位差が増幅され I_2 が流れると考えられる。

図8にデッドタイム期間における V_{M2} と V_{M3} の拡大図を示す。 V_{M2} はデッドタイムに差し掛かると同時に増加するが、 V_{M3} はほとんど増加しない。デッドタイム中は全てのスイッチがオフなため出力容量と同じ大きさのキャパシタで置き換えて考えられる。図9に示す通り負荷電流 I_1 はデッドタイム

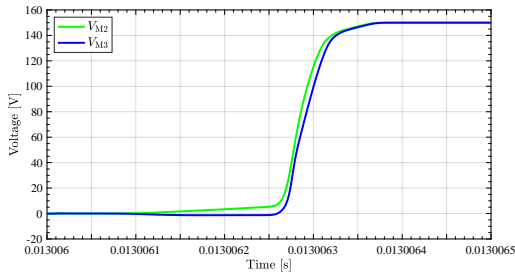


図 8 デッドタイム期間における V_{M2} および V_{M3} 。
Fig. 8. V_{M2} and V_{M3} during dead time.

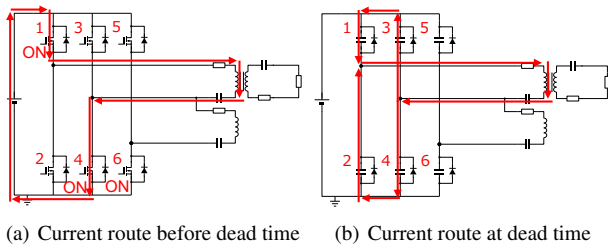


図 9 デッドタイムの電流経路。ターンオフの場合も同様。過度な進み力率でない限り負荷電流 I_1 によりキャパシタ 3, 4 が充放電され V_{M2} と V_{M3} に電位差が生じる。
Fig. 9. Current routes before and at dead time. The same goes for turn-off. I_1 charges/discharges capacitors 3 and 4, causing a difference in potential between V_{M2} and V_{M3} .

に差し掛かるとキャパシタ 3, 4 の充放電電流となり, V_{M2} は増加する。一方で I_2 は I_1 と比べて十分小さいため, V_{M3} はほとんど変化しない。以上よりデッドタイム中に電位差が生じ, V_2 は 0V にならない。デッドタイム中の電位差 V_2 により共振キャパシタ C_2 にエネルギーが充電され, 図 9 に示す RLC 共振回路により増幅されて I_2 が流れる。

図 10 にデッドタイムを 300 ns から 550 ns まで 50 ns ごとに増やしていった時の, V_2 と I_2 それぞれの基本波成分の RMS 値を示す。 I_2 は V_2 に比例することが確認でき, デッドタイムの長さの変化による RLC 共振回路のインピーダンスの変化は無視できることがわかる。このときの近似直線の傾きは $\frac{1}{1.17}$ であり, 負荷 2 のインピーダンスの大きさ $|Z_2| = |R_2 + j(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2})| = 0.86$ とほとんど一致する。 Z_2 よりも見かけのインピーダンスが大きいのは半導体スイッチのオン抵抗などが要因であると考えられる。

以上の結果よりデッドタイムを短く, C_2 を小さく, あるいは負荷電流 I_1 を進み力率にすればフルパルス駆動時のリーク電流の抑制が可能であると考えられる。しかし前者の二つは回路やデバイスのパラメータに依存するためリーク電流抑制のために設定するのは好ましくない。また後者のように I_1 を進み力率にすればデッドタイム中の V_{M2} の変化を抑制でき V_2 を小さくできるが, ハードターンオンによりスイッチング損失が増加しインバータ効率が悪化するという課題がある⁽¹⁰⁾。

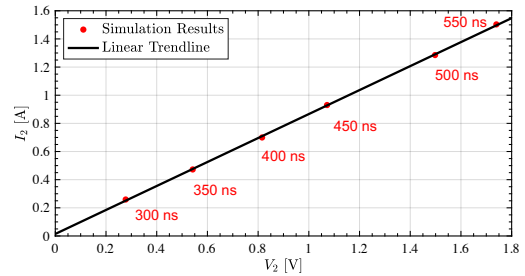


図 10 デッドタイムを 300 ns から 550 ns まで 50 ns ごとに増やしていった時の V_2 と I_2 の基本周波数成分の RMS 値。
Fig. 10. RMS values of fundamental components of V_2 and I_2 for dead times ranging from 300 ns to 550 ns at an interval of 50 ns.

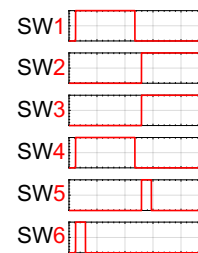


図 11 提案法のゲート信号波形。
Fig. 11. Proposed gate signals.

4. 提案する充電パルス印加によるリーク電流抑制

SW5, 6 をオフにし続ける時と SW3, 4 と同じフルパルス駆動をした時のリーク電流発生の原理から, SW5, 6 の出力容量の充放電に必要な時間のパルス印加後, 基本周波数 f で L_2 と C_2 が共振ないようにスイッチをオフにすれば I_2 発生の原因を取り除けると考えられる。 V_{M2} と V_{M3} の電位差を最小限に抑えるため, パルスのオンのタイミングは隣のレグと同期, つまりデッドタイム終了時とする。提案する充電パルスのゲート信号を図 11 に示す。

シミュレーションにおける充電パルスの長さは duty 比 0.15 としたが, この値は試行錯誤により決定した。Duty 比に対するリーク電流 I_2 の RMS 値を図 12 に示す。この図によると duty 比 0.0614 あたりでリーク電流は最小値を取るが, その値より少しでも小さくなると急激にリーク電流は大きくなる。そのため, ロバスト性の観点から duty 比を少し大きめに取り, 0.15 とした。リーク電流が最小値を取る duty 比は MOSFET の出力容量がちょうど充電される分だけ電流が流れる値であるため, それより少しでも小さくなると出力容量が十分に充電されずに, 充電電流 I_2 が流れることになる。一方で duty 比が少し大きくなっても L_2 と C_2 が基本周波数 f で共振しない時間の方が支配的であるため, I_2 の増加の割合は比較的緩やかである。

シミュレーションにおける I_2 の波形を図 13 に示す。また, 表 2 に従来法と提案法における I_2 の RMS 値と損失, DC/AC 効

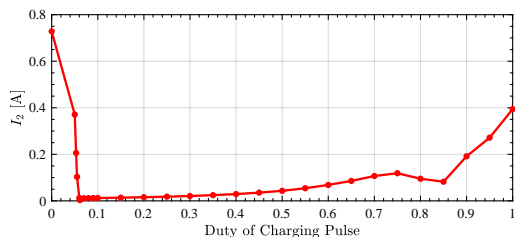


図 12 充電パルスの duty 比を変化させた時の I_2 の RMS 値。
Fig. 12. I_2 with respect to the duty of charging pulse.

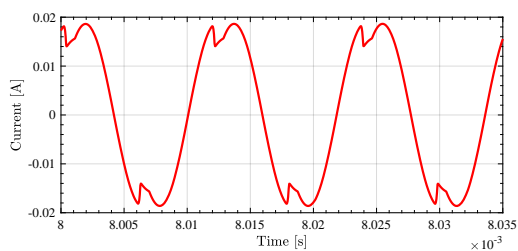


図 13 リーク電流 I_2 のパルス印加時のシミュレーション結果。
Fig. 13. Simulation results for leakage current I_2 when switches 5 and 6 send pulses.

表 2 シミュレーション結果
Table 2. Simulation Results

Switching	RMS of I_2	Copper Loss	DC/AC Efficiency
Off	730 mA	137 mW	97.4 %
Full Pulse	390 mA	44 mW	95.5 %
Pulse (proposed method)	14 mA	0.01 mW	96.9 %

率を示す。SW5, 6 をオフにし続けた時とフルパルス駆動時の両方よりも大幅に I_2 を抑制できていることが確認でき、DC/AC 効率もフルパルス駆動時と比較して改善している。リーク電流を抑制できているにもかかわらず DC/AC 効率が改善しないのは、リーク電流が抑制される分銅損が低減するがスイッチング損の増加の方が大きいからである。レグの数が増えるに応じて銅損が増える割合はスイッチング損が増える割合より大きいため、レグの数が増えるほど効率の悪化の度合いは軽減されることが予測される。スイッチング損の抑制においては充電電流が流れる時の誤点弧の対策が特に重要である。

5. 実験

実験により提案法の効果を確認する。実験の回路図は図 2 に、各種パラメータは表 1 に、測定器や電源などは表 3 に示す。送電コイル、受電コイル⁽¹¹⁾は図 14、インバータ⁽¹²⁾は図 15 に示すものを用いた。ローム株式会社製の S4103 SiC MOSFET を 4 つ並列に接続したものを各アームに用いている。本稿ではパルスの時間として duty 比 0.15 を採用しているが、用いるデバイスの C_{oss} などに応じて適切な duty 比を選択する必要

表 3 実験機器

Table 3. Equipment

Equipment	Model
DC Power Supply	TAKASAGO ZX-S-1600MA
Control System	PE-Expert4 MWPE4-RACK12 IPFPGA24
Load Resistance	RS300 22R
Oscilloscope	Tektronix MDO34
Current Probe	Tektronix TCP0020, TCP0150

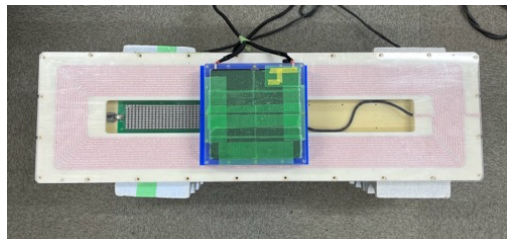


図 14 実験に用いた送電コイルと受電コイル。
Fig. 14. Transmitter coil and Secondary coil used in the experiment.

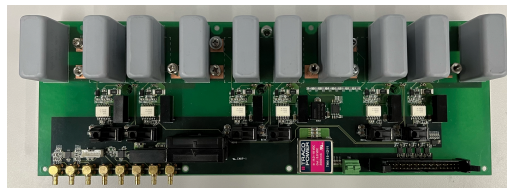


図 15 実験に用いた 3 レグインバータ。
Fig. 15. 3-legged inverter used in the experiment.

表 4 実験結果

Table 4. Experiment Results

Switching	RMS value of I_2
Off	734.1 mA
Full Pulse	406.1 mA
Pulse (proposed method)	54.7 mA

がある。デッドタイムに関しても同様に、上下のデバイスが短絡しないように適切な値を選択する必要がある。

図 16 にスイッチオフ、フルパルス駆動、充電パルスのそれぞれの場合の I_2 と負荷電圧 V_1 の波形を、表 4 に I_2 のそれぞれの時の RMS 値を示す。シミュレーション結果と同じように、スイッチオフ、フルパルス駆動、充電パルスの順に小さくなっており、充電パルス印加時は著しく小さくなっていることが確認できる。

6. 結論

本稿では N 相インバータを用いた非接触給電システムにおいて一部の送電コイルのみで給電を行った際、給電に関与しないコイルに流れるリーク電流を抑制するための非駆動レグのスイッチングを提案した。従来研究におけるスイッチをオ

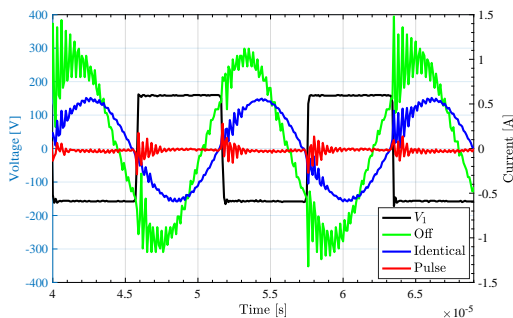


図 16 V_1 と I_2 の実験結果。シミュレーションと同くスイッチオフ、隣接するレグと同一のスイッチング、充電パルスの順に小さくなっている。

Fig. 16. Experiment Results of I_2 . I_2 is the smallest with pulse charging.

フにする手法と隣接するレグと同一のスイッチングをする手法においてリーク電流が流れる原理を記し、それを元に短い充電パルスを打つことでリーク電流を抑制する手法を提案した。そして、シミュレーションと実験で提案法の有効性を確認した。

今後の課題としてパルスの長さの最適化手法と常にリーク電流を最小に抑えるための制御手法がある。4レグ以上のインバータにおける提案法の有効性も検討が必要である。大電力化とさらなるスイッチング損失の低減も課題である。リーク電流抑制による銅損の低減分よりもスイッチング損失を小さく抑えることが望ましい。

謝辞

本研究の一部は、JST 未来社会創造事業 (グラント番号:JP-MJMI21E2) の支援を受けたことを付記する。

この成果の一部は、国立研究開発法人新エネルギー・産業技術総合開発機構 (NEDO) の助成事業 (JPNP21005) の結果得られたものである。

文 献

- (1) 清水 修, 永井 栄寿, 藤田 稔之, 藤本 博志, 郡司 大輔, 角谷 勇人, 高橋 英介, 山口 宜久, 谷 恵亮: 「製造・発送電・走行を考慮した走行中給電による温室効果ガスの削減効果」, 電気学会論文誌D, Vol. 142, No. 10, pp. 736-743 (2022)
- (2) V. Z. Barsari, D. J. Thrimawithana and G. A. Covic: "An Inductive Coupler Array for In-Motion Wireless Charging of Electric Vehicles", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 9, pp. 9854-9863 (2021)
- (3) S. A. Chowdhury, S. -W. Kim, S. -M. Kim, J. Moon, I. -K. Cho and D. Ahn: "Automatic Tuning Receiver for Improved Efficiency and EMI Suppression in Spread-Spectrum Wireless Power Transfer", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, no. 1, pp. 352-363 (2023)
- (4) T. Mishima and 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, no. 3, pp. 411-420 (2022)

- (5) 居村岳広, 佐々木寛太, 山田悠人, 埴昂樹, 阿部長門: 「経済成立性からみた高速道路における走行中ワイヤレス給電システムの検討」, 自動車技術会 2022 年春季大会, No. 094 (2022)
- (6) Chonghao Hong, Osamu Shimizu, Sakahisa Nagai, Toshiyuki Fujita and Hiroshi Fujimoto: "Experimental Verification of N-phase Inverter Connected to Multiple Coils for Dynamic Wireless Power Transfer", *The 7th IEEE international workshop on Sensing, Actuation, Motion Control, and Optimization*, Chiba, Japan, pp.316-321 (2021)
- (7) F. Farajizadeh, D. M. Vilathgamuwa, D. Jovanovic, P. Jayathurathnage, G. Ledwich and U. Madawala: "Expandable N-Legged Converter to Drive Closely Spaced Multitransmitter Wireless Power Transfer Systems for Dynamic Charging", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 4, pp. 3794-3806 (2020)
- (8) 成田大輝, 居村岳広, 藤本博志, 堀洋一: 「磁界共振結合を用いた多相ワイヤレス電力伝送における漏洩電磁波抑制」, 電子情報通信学会研究会 WPT 研究会, WPT2014-31, pp.39-44 (2014)
- (9) 古川啓太, 日下佳祐, 伊東淳一: 「漏洩磁界キャンセルコイルを用いたワイヤレス給電システムのキャンセルコイル短絡電流実効値補償に着目した漏洩磁界低減」, 電気学会論文誌D, Vol. 141, No. 5, pp. 405-415 (2021)
- (10) J. Osawa, T. Isobe and H. Tadano: "Efficiency improvement of high frequency inverter for wireless power transfer system using a series reactive power compensator", *2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Honolulu, HI, USA, pp. 992-998 (2017)
- (11) 清水 修, 藤田 稔之, 永井 栄寿, 藤本 博志, 大森 洋一: 「第 3 世代ワイヤレスインホイールモータにおける走行中給電用コイルの開発」, 電気学会論文誌D, Vol. 141, No. 8, pp. 638-645 (2021)
- (12) 藤本博志, 清水修, 永井栄寿, 藤田稔之, 郡司大輔, 大森洋一, 大塚拓一: 「第 3 世代ワイヤレスインホイールモータの開発」, 自動車技術会 2020 年秋季大会, pp1-6, オンライン, (2020)