

走行中ワイヤレス給電における N-Legged-Converter を用いて 待機損失を低減した車両検出と切り替え制御の提案

小林 莞大* 居村 岳広 堀 洋一 (東京理科大学)

A Proposal for Vehicle Detection and Switching Control with Reduced Standby Losses Using N-Legged-Converter for Dynamic Wireless Power Transfer

Kanta Kobayashi*, Takehiro Imura, Yoichi Hori
(Tokyo University of Science)

In dynamic wireless power transfer, vehicle detection and switching control is essential because applying power to the transmission coils when no vehicle is present causes standby losses. In this paper, we propose a method to control the power of each transmission coil individually according to the presence or absence of a vehicle by phase shifting using a circuit configuration based on an N-Legged-Converter. As a result, vehicle detection is achieved without the additional sensors, and standby losses are reduced.

キーワード： 走行中ワイヤレス給電, 待機損失, 磁界共振結合, N-Legged-Converter
(Dynamic Wireless Power Transfer, Standby Losses, Magnetic Resonance Coupling, N-Legged-Converter)

1. はじめに

カーボンニュートラル実現への手段として EV の普及が進められている。しかし日本国内における新車販売台数のうち電気自動車の占める割合は非常に低く、未だ普及が進んでいないとは言えない。普及を妨げる要因として、大容量のバッテリーに起因する高価格、長い充電時間が挙げられる。

これらに対する解決策として無線給電による EV の充電がある。現在実用化されている停車中の給電に加え、一般道や高速道路上での走行中に給電する走行中ワイヤレス給電 (DWPT: Dynamic Wireless Power Transfer) は、バッテリーを小型化と EV の価格を抑えることを可能にし、充電の手間を無くすことが出来る技術であるため、各国の機関で盛んに研究されている⁽¹⁾。

現在検討されている DWPT のシステムを Fig.1 に示す。

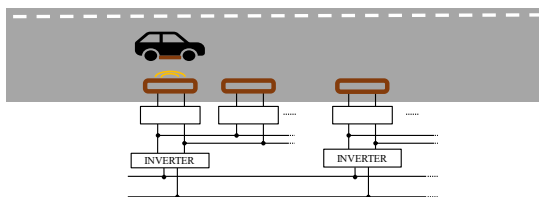


図 1 現在の DWPT のシステム

Fig.1 DWPT system

インバータは非常に高価であるため、各送電コイルに対し 1 つずつインバータを接続すると走行中ワイヤレス給電の送電側のシステム全体としての価格は非常に高価になってしまう。そこで Fig.1 に示されているように 1 つのインバータを複数の送電コイルに並列に接続するシステム⁽²⁾が検討されている。このシステムの課題として全ての送電コイルに同じ電圧が印加されてしまうというデメリットがある。そのため、車両の存在しないときにも送電コイルに電圧を印加すると漏洩磁界や待機損失の大きさが無視できなくなってしまう。そこで、車両の有無に応じて各送電コイルにかかる電圧を切り替える必要がある。しかし、スイッチで切り替え⁽³⁾等を行い待機時に完全に電力を伝送しない手法^{(4) (5)}では複数の送電コイルのうち、電力伝送を行っているコイル以外では電流が流れず、追加のセンサで車両の検出を行うまたは一部の車両は検知できない等の問題が生じる。位相シフトにより小さい電圧の印加⁽⁶⁾する研究もあるが、インバータと送電コイルが一对で接続されており、インバータが非常に高価であることから、実際に稼働される際の複数の送電コイルでの運用に不向きである。

そこで、本論文では複数の送電コイルでの走行中ワイヤレス給電を目的とした、NLC を用いて待機損失の低減が可能な車両検知と切り替えのシステムを提案する。

2. Double-LCC 回路方式

DWPT の伝送回路として、送電コイルに対して直列にコンデンサを接続する S-S(Series-Series)方式や、ジャイレータ特性を持つ LCL フィルタを応用した Double-LCC 方式を用いたものなどが提案されている。S-S 方式は Fig.2 (a) に示す回路でインダクタンス及びキャパシタンスは電源の周波数を f_0 として、(1)式の共振条件を満たすとする。また、Double-LCC 方式は、Fig.2 に示す各閉路では LC 共振を起こすように電源の周波数 f_0 は設計され、インダクタンスとキャパシタンスは(2)式の共振条件を満たすとする。

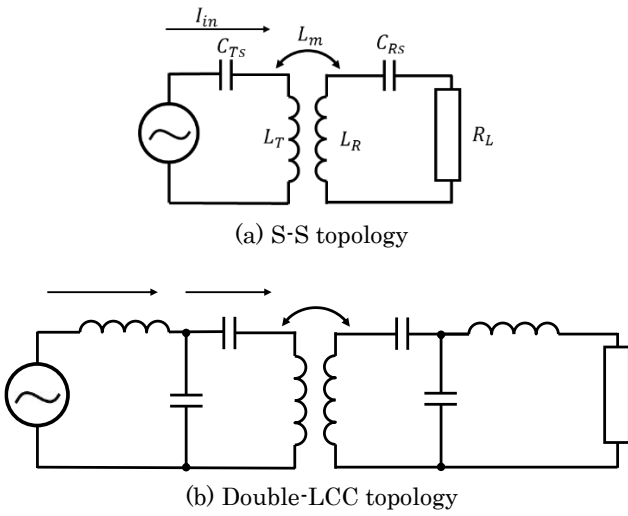


図 2 DWPT システムの等価回路

Fig.2 Equivalent circuits of DWPT systems.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_T C_{TS}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_R C_{RS}}} \quad (1)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{T0} C_{Tp}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{C_{Tp} + C_{TS}}{L_T C_{Tp} C_{TS}}}} \quad (2)$$

$$= \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{R0} C_{Rp}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{C_{Rp} + C_{RS}}{L_R C_{Rp} C_{RS}}}}$$

本論文で用いる Double-LCC 方式の優位性を以下に 2 つ述べる。

結合係数が 0 の時、S-S 方式は共振回路に電圧源をつないだのみの状態である。従って、電源から見た回路のインピーダンスは 0 であり、交流短絡状態となる。一方で、Double-LCC は送電コイル L_1 を含む閉ループが反共振状態となるため、電源からは電流が流れ込まない。このように、車両が送電コイル上になく、送電側と受電側のコイルに結合がないときも電圧を印加することができるという点が Double-LCC 方式を用いる 1 つ目の理由である。

各コイルの内部抵抗を無視した時送電側の LCC 共振回路

に流れる電流 I_{in} は式(3)のように示され、Double-LCC 方式においては送電側と受電側の結合係数 k に比例して I_{in} は大きくなるため、 I_{in} の変化をモニタすることで車両を検出することが可能となる点が Double-LCC 方式を用いる 2 つ目の理由である。

$$I_{in} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \omega^3 C_{1p} C_{2p} k \sqrt{L_1 L_2} V_{dc} \quad (3)$$

3. N-Legged-Converter の仕組み

本研究で用いる N-Legged-Converter(NLC)^{(4) (5)}を Fig.3 に示す。NLC は n 個の Leg を並列接続し、n-1 個の送電コイルに接続されたインバータである。そのため非常に高価な MOSFET の数を大きく減らすことが可能である。

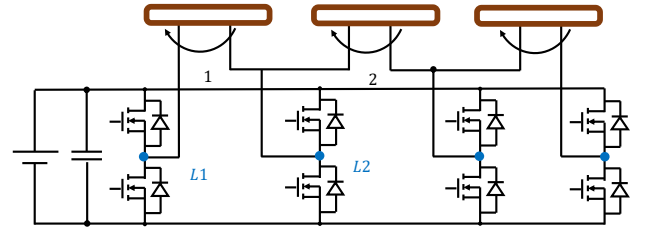


図 3 N-Legged Converter

Fig.3 N-Legged Converter

Fig.4 に隣接する 2 つの Leg の電位を示し、Fig.5 に隣接する 2 つの Leg の端子間電圧を示す。ここで、i 番目の Leg の位相を D_i とすると、隣接する i 番目と i+1 番目の 2 つの Leg の位相差は $\Delta D_i = D_{i+1} - D_i$ と表される。

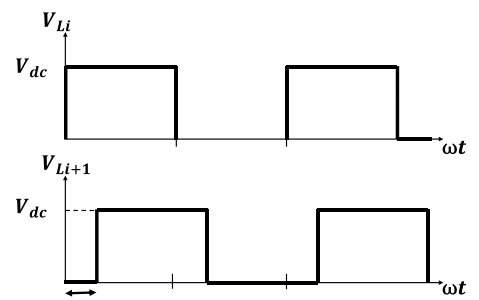


図 4 隣接する Leg の電位

Fig.4 Voltage of adjacent Leg

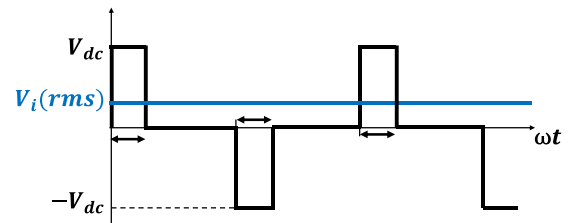


図 5 隣接する Leg の端子間電圧

Fig.5 Voltage and phase of adjacent Leg

Fig.5 より i 番目と $i+1$ 番目の Leg 間の端子間電圧の RMS 値は次式(4)のようになる.

$$V_i(rms) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{dc} \sin\left(\frac{\Delta D_i}{2}\right) \quad (4)$$

よって NLC においては隣接した Leg 間の位相差を変化させることにより, 各送電コイルに印加される電圧を変化させることができる.

DWPT の送電側システムにおいては, 1 つのインバータに複数の送電コイルを接続することが望まれる. そこで, 以上の NLC の特徴から NLC を用いることで各送電コイルに印加する電圧を独立に制御することが可能となる.

4. 提案手法

〈4・1〉 システムの構成と概要 シミュレーションにおいて用いたパラメータを Table 1 に示す. 提案するシステムの概観を Fig.6 に示す. Fig.1 で示した DWPT のシステムでは各送電コイルに印加する電圧を変化させることは不可能である. そのため, 車種に応じた電力伝送や一部のコイルのみ電力伝送に用いることは不可能となってしまう. そこで, 本論文ではで送電回路ごとに独立した制御をするために NLC を用いた. また, 共振回路には, 送電コイルを用いて車両の検出を行うために Double-LCC 方式を用いた.

Fig.7 に具体的な制御手法を示す. 今回のシミュレーションにおいては位相差を 3° にして小さい電圧を送電コイルに印加した状態で待機させ, 入力電流の変化から車両の検出を行う. そして, 車両を検出したら対応する送電コイルに印加される電圧が最大になるように隣接する Leg の位相差を 180° に位相シフトさせるという制御を行った.

表 1 シミュレーション時のパラメータ

Table 1 Simulational parameters.

Vehicle velocity	V	60 km/h
Load voltage	V_{dc}	277.7 V
Operation frequency	f	85 kHz
Primary compensated inductance	L_{T0}	22. μ H
Primary compensated capacitor	C_{Tp}	156.5 nF
Primary resonant capacitor	C_{Ts}	33.7 nF
Primary transmitter inductance	L_T	126.5 μ H
Primary transmitter resistance	r_T	67.5 m Ω
Secondary compensated inductance	L_R	42 μ H
Secondary compensated capacitor	C_{Rp}	83.5 nF
Secondary resonant capacitor	C_{Rs}	30.9 nF
Secondary receiver inductance	L_R	155.6 μ H
Secondary receiver resistance	r_R	22.8 m Ω
Secondary load resistance	R_L	45 Ω

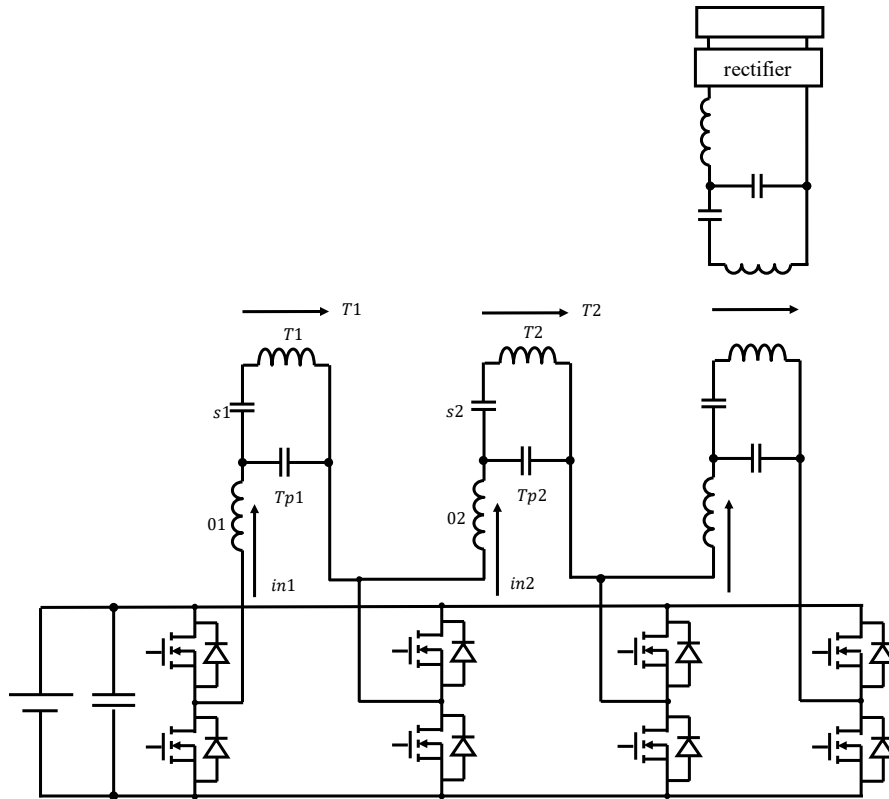


図 6 提案手法におけるシステム構成

Fig.6 System configuration in the proposed method.

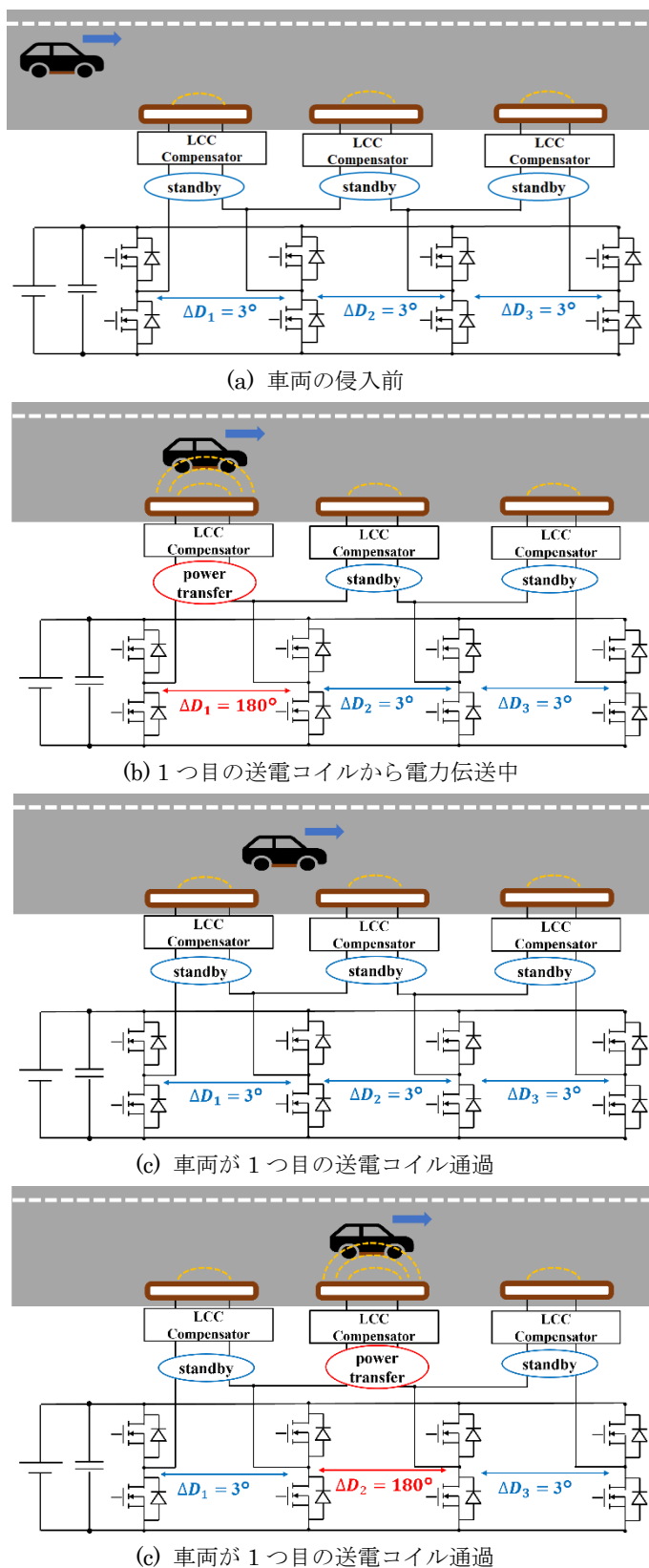
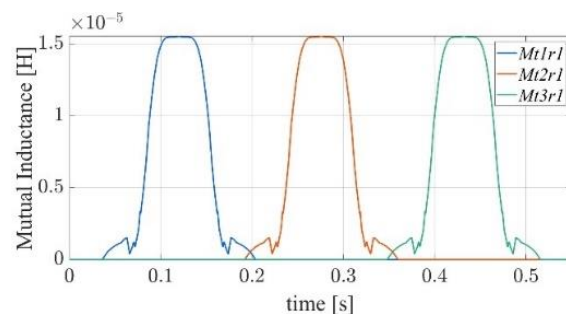


図7 提案手法の具体的な制御のフロー

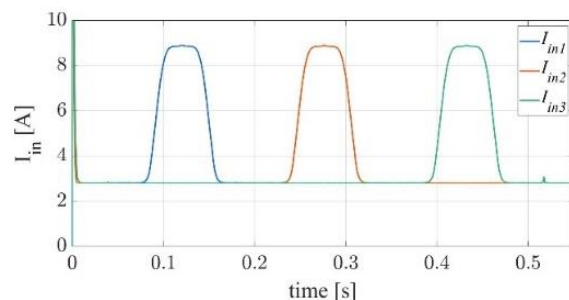
Fig.7 Specific control flow of the proposed method.

〈4・3〉 シミュレーションの結果

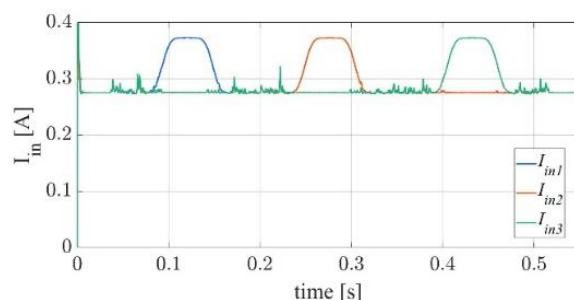
また、1台の車両が3つの送電コイル上を60 km/hで走行した時の相互インダクタンスを Fig.8a に、車両の検出等の制御なしで NLC の全ての Leg の位相差を 180° と 3° で動作させたときの NLC から LCC 回路への入力電流をそれぞれ Fig.8b, c に示す。



(a)相互インダクタンス



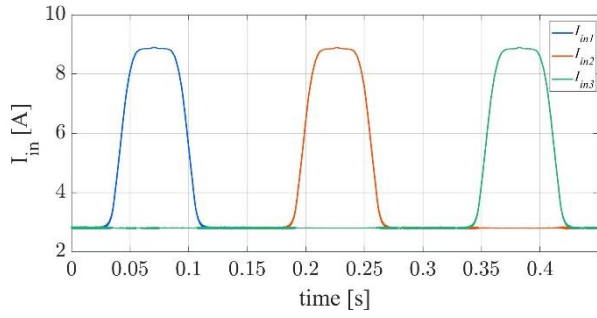
(b)位相差 180°



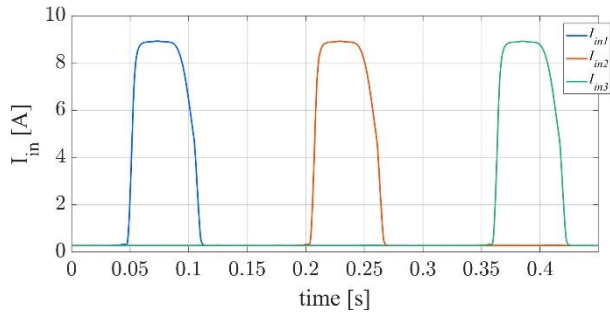
(c)位相差 3°

図8 NLC で位相シフトを行った DWPT の比較
Fig.8 Comparison of DWPT with phase shifted by NLC.

Fig.8 より(a)で示した車両が送電コイルと近づいたことにより生じる送電コイルと受電コイルの結合による相互インダクタンスの増加に比例して NLC から共振回路への入力電流 I_{in} も増加することがわかる。これより、NLC の位相シフトにより共振回路にかかる電圧が変化しても、入力電流 I_{in} は位相シフト量に依らず送電コイルと受電コイルの結合に伴い電流値が大きくなることをわかる。よって提案手法のように待機時に NLC の位相シフトにより入力電流 I_{in} を抑制しても車両の検知は可能であることがわかる。

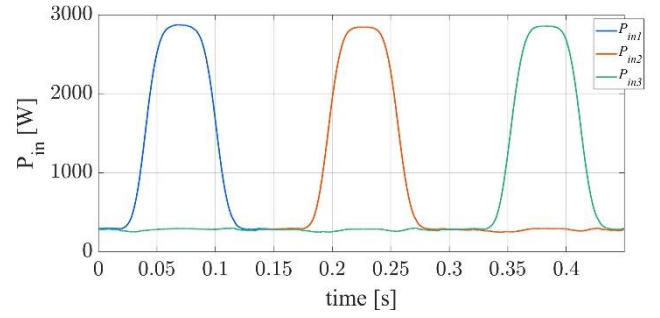


(a) 制御なし

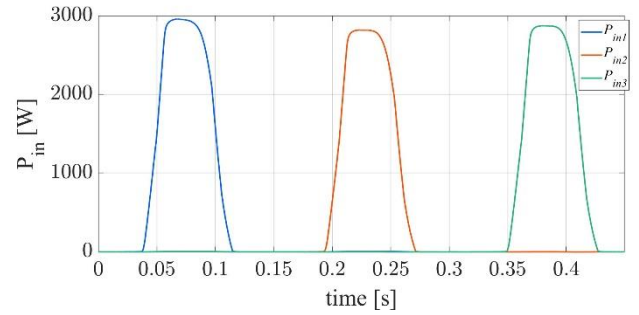


(b) 提案手法

図 9 NLC から共振回路への入力電流 I_{in}
Fig.9 Input current I_{in} from NLC to resonant circuit.

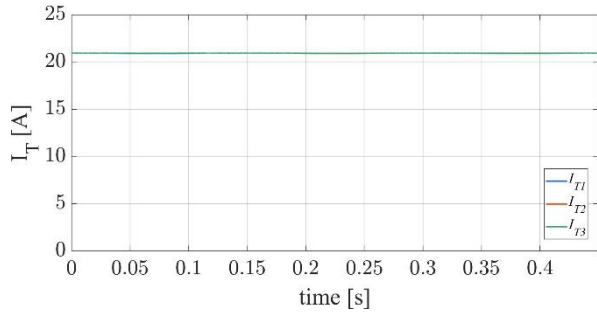


(a) 制御なし

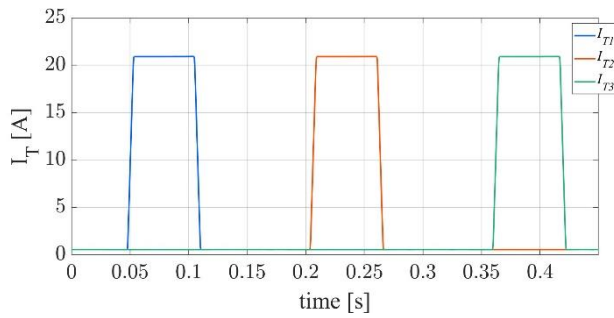


(b) 提案手法

図 11 NLC から共振回路への入力電力 P_{in}
Fig.11 Input power P_{in} from NLC to resonant circuit.

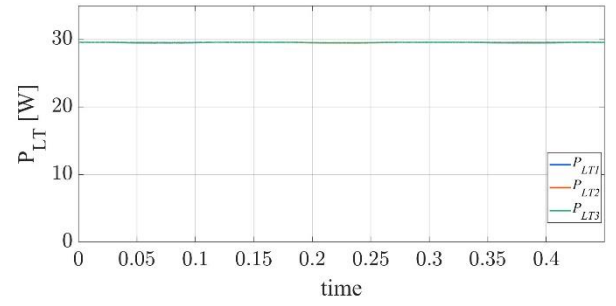


(a) 制御なし

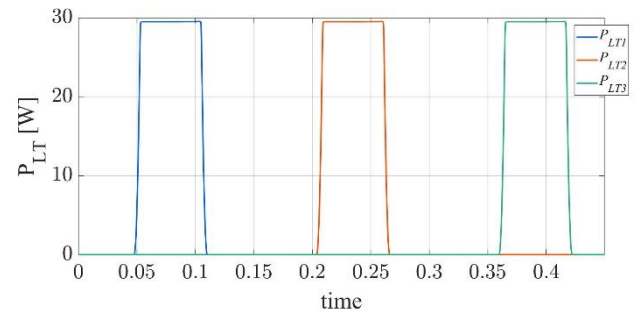


(b) 提案手法

図 10 送電コイルに流れる電流 I_T
Fig.10 Current I_T flowing in the Primary coil.



(a) 制御なし



(b) 提案手法

図 12 送電コイルでの消費電力 P_{LT}
Fig.12 Power at the primary coil.

Fig.6の回路構成をもとに、MATLABにより行った提案手法のシミュレーションの結果をFig.9～12に示す。このシミュレーションにおける目的は提案手法が1台の車両が3つの送電コイル上を60 km/hで走行した時に検出と切り替え制御が適切に行われていることを示すためである。各図において制御なしとは待機時、電力伝送時ともにNLCの位相差 180° であり、提案手法では、待機時、電力伝送時のNLCの位相差はそれぞれ 3° 、 180° である。

まず待機時の電流の減少について比較する。電流値 Fig.9はインバータから各共振回路に流れる電流のRMS値の波形である。Fig.9よりRMS値で制御なしの時に電流は2.81 A程度であるが、提案手法では0.275 A程度まで減少しており、90.3 %減少している。Fig.10は各送電コイルに流れる電流のRMS値の波形である。RMS値で制御なしの時に電流は20.9 A程度であるが、提案手法では0.55 A程度まで減少しており、97.2 %減少している。以上の結果から提案手法においては待機時に送電側のシステムにおける全ての閉回路に流れる電流は9割低減することが検証できた。

次に待機損失について比較する。Fig.11はNLCから共振回路への入力電力 P_{in} であり、Fig.11より制御なしの時に待機時の入力電力は282W程度であるが、提案手法では3W程度まで減少しており、99 %減少している。Fig.12は送電コイルでの消費電力 P_{LT} であり、この値は送電コイルに流れる電流 I_T と送電コイルの抵抗成分から算出した。Fig.12より制御なしの時に待機損失は29.5 W程度であるが、提案手法では0.02 W程度まで減少しており、99 %減少している。以上の結果から提案手法においては待機時にNLC以降の送電側システムへの入力電力が99 %減少したことから、待機損失を99 %低減することが可能なシステムであることが検証できた。また、待機時における送電コイルでの消費電力も99 %減少したことから、送電コイルでの発熱の低減も大きく見込めることが検証できた。

以上の結果から提案手法によりDWPTのシステムが長時間稼働される際に問題となる送電コイルでの漏洩磁界の発生や各素子での発熱、待機損失の問題の解決が見込めると考えられる。

5. 結論

本論文では、従来のインバータ構成をNLCに変更することで、各送電コイルに対して独立して電圧を印加することが可能なシステム構成とした。また、待機時にNLCで位相シフトを行うことで印加する電圧を小さくして車両の検知、及び送電コイルの切り替えの制御を提案し、シミュレーションにより検証した。シミュレーションの結果から待機時に送電コイルに流れる電流は9割減少したことから漏洩磁界の低減が見込める。また、NLC以降の送電側のシステムに入力され

る皮相電力が99%減少したことから送電側のシステムのパラメータの値に依らず、待機損失が99%低減することが検証できた。

今後の検討として、実機実験においても本論文におけるシミュレーションでの検証と同様の結果が得られることの検証が必要であると考えられ、今回提案した手法は大電力をかけた際にも同様の効果が期待できるため、5kW等の電力伝送での検証などが今後の検討として挙げられる。

文 献

- (1) C. Mi, G. Buja, S. Y. Choi, and C. T. Rim : "Modern Advances in Wireless Power Transfer Systems for Roadway Powered Electric Vehicles", IEEE Transaction Industrial Electronics., Vol.63, No.10 pp.6533-6545 (2016)
- (2) K. Song, C. Zhu, K. -E. Koh, D. Kobayashi, T. Imura and Y. Hori, "Modeling and design of dynamic wireless power transfer system for EV applications," *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Yokohama, Japan, 2015, pp. 005229-005234, doi: 10.1109/IECON.2015.7392922.
- (3) Kanta Sasaki and Takehiro Imura, "Combination of Sensorless Energized Section Switching System and Double-LCC for DWPT," 2020 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power (WoW2020), Nov. 2020.
- (4) F. Farajizadeh, M. Vilathgamuwa, P. Jayathurathnage and G. Ledwich, "Expandable N-Legged Converter for Dynamic Wireless Power Transfer," *2018 IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, Budapest, Hungary, 2018, pp. 115-120, doi: 10.1109/EPEPEMC.2018.8521754.
- (5) 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," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 4, pp. 3794-3806, April 2020.
- (6) H. Wang, U. Pratik, A. Jovicic, N. Hasan and Z. Pantic, "Dynamic Wireless Charging of Medium Power and Speed Electric Vehicle," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 70, no. 12, pp. 12552-12566, Dec. 2021.