

マルチレベルインバータ適用による非接触給電システムの 電流高調波の低減

学生員 楠居 琳太郎 正員 日下 佳祐 上級会員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Wireless Power Transfer System with Multi-level Inverter for Reduction of Current Harmonics

Rintaro Kusui, Student Member, Keisuke Kusaka, Member, Jun-ichi Itoh, Senior Member.

(Nagaoka University of Technology)

In this paper, a wireless power transfer (WPT) system with low harmonics coil current is proposed. The proposed WPT system has a flying-capacitor converter (FCC) as the primary power supply. The FCC output a multi-level voltage that has low harmonics to transmission coils. In addition, an LPF with a cutoff frequency sufficiently higher than the fundamental frequency is used to reduce higher harmonics of radiation noise. In this paper, the harmonics of the voltage and current are analyzed and measured with prototypes with the conventional topology and the proposed topology, respectively. The experimental results show that the proposed system significantly reduces the input voltage harmonics and low order harmonics of the primary current.

キーワード : 非接触給電システム, フライイングキャパシタコンバータ, 漏えい磁界

Keywords : Wireless power transfer system, Flying-capacitor converter, Radiation noise

1. はじめに

近年、電気自動車の普及拡大のため、手軽かつ安全に充電可能な非接触給電システムが注目されている⁽¹⁻³⁾。一方で、非接触給電システムはコイル間の磁気結合により大きなエアギャップを介して電力を伝送するため、伝送コイル周辺に大きな漏えい磁界が生じる課題がある。この漏えい磁界は周辺の電子機器の誤動作や無線通信障害の原因となる。このため、CISPRなどが定めるガイドラインをもとに各国が定める規制を満足する必要がある⁽⁴⁾。特に、CISPR11の定める非接触給電システム向けの放射妨害に関するガイドラインにおいて、低次高調波に該当する150 kHz~30 MHzの帯域で最大約30dBの厳格化が検討されている⁽⁵⁾。したがって、非接触給電システムにおける漏えい磁界の高調波を大幅に低減する必要がある。

これまで、漏えい磁界の低減手法として追加巻線を使用した手法が提案されている⁽⁶⁻⁷⁾。これらの手法は伝送コイルの外周に追加の巻線を設置し、そこに流れる電流によって漏えい磁界を低減させる。しかし、これらの手法では主巻線と追加巻線間の磁気結合によって、主巻線の特性が大きく変化し、共振コンデンサの設計や伝送特性に影響を与える。このため、それぞれに専用の設計が必要となる。

本論文では、漏えい磁界高調波の原因となるコイル電流

高調波を低減するため、一次側電源にフライイングキャパシタコンバータを適用する構成を提案する。マルチレベルコンバータによって、階段状の正弦波電圧を伝送コイルに印加する。マルチレベル電圧は方形波に比べ低次高調波成分が少ないため、漏えい磁界高調波を低減することが可能である。更に、スイッチングに起因する高次高調波成分を抑制するために、低域通過フィルタを接続する。このフィルタは基本波周波数の数十倍の帯域で生じる高次高調波の抑制を目的とするため、カットオフ周波数を伝送周波数より十分高く設計可能である。また、電力伝送に影響与えないことから伝送コイルとは別に設計することができる。

本論文では、提案システムの実機検証を行い、従来の方形波インバータを用いたシステムと比較し、コイル電流高調波を低減可能であることを実証する。

2. 提案システム

図1に従来のWPTシステムの構成を示す。従来の多くのWPTシステムでは方形波出力のインバータが用いられてきた⁽⁸⁾。しかし、インバータの出力する方形波電圧は低次高調波を多く含むため、共振条件を満足していたとしてもコイルに通流する電流はわずかに高調波成分を含むこととなる。この高調波成分を含む電流が伝送コイルに流れることで漏えい磁界高調波が発生する。なお、フィルタにより低次

高調波を抑制する手法もあるが、方形波に含まれる高調波は3次、5次などの基本波周波数と非常に近い帯域の成分を多く含むため、基本波に干渉せずに抑制することは困難である。

図2に提案するWPTシステムの構成を示す。提案システムは1次側電源としてフライングキャパシタコンバータ(FCC)と極性切替回路を用いる。FCCにより階段状の全波整流電圧を出力し、極性切替回路で極性を切り替え、伝送コイルに階段状の正弦波電圧を印加する。FCCによりマルチレベルの電圧を出力することが可能であるため、方形波に比べ伝送コイルに印加する電圧の低次高調波を大幅に低減可能である。しかし、FCCを用いた場合においてもスイッチングに伴う高次高調波が残存する。そこで、図2(b)に示すようにFCC化しても低減できない基本波(85kHz)の20倍以上のカットオフ周波数を有する低域通過フィルタ(LPF)を追加する。ここではLPFのカットオフ周波数は1~2MHz程度で設計する。また、フィルタインダクタ L_f は伝送特性に影響を与えないように一次側コイルのインダクタンス L_1 より50~100倍程度小さく設計する。これにより、非接触給電システムの共振条件に影響を与えずに高次高調波を抑制可能である。

3. 実験結果

〈3・1〉 回路動作 表1に実験条件を示す。入力直流電圧は従来システムでは300V、提案システムでは380V、出力電圧はともに380Vとする。これは、入力電圧の基本波周波数成分の振幅を同等にするためである。その他のパラメータは従来システム、提案システムともに同じである。提案システムでは9レベルFCCを使用する。また、LPFのカットオフ周波数は基本波周波数より十分に高い1.4MHzとした。また、フィルタインダクタは一次二次コイルに直列に共振キャパシタを接続した、いわゆるS-S補償の共振条件に悪影響を与えないよう伝送コイルの自己インダクタンスより1/75である8 μ Hとする。

図3に従来システムと提案システムの動作波形を示す。図3(a)は従来システム、(b)はLPFなしの提案システム、(c)はLPFを接続した提案システムの動作波形である。図3より、従来システム、提案システムともに共振条件を満足し、電力を伝送していることが確認できる。図3(b)、(c)より、FCCのスイッチングの際にリングングが発生している。これはダイオードの逆回復によって励振されたフライングキャパシタの自己共振によるものである。また、図3(c)より、低域通過フィルタを追加したことによって伝送特性が変化していないことがわかる。したがって、フィルタのカットオフ周波数とフィルタインダクタの設計が妥当であることが確認できる。

〈3・2〉 高調波解析結果 図4に極性切り替え回路出力電圧、伝送コイル1次側2次側電流の高調波解析結果を示す。漏えい磁界はコイルに流れる電流に起因して発生し、電流はコイルに電圧が印加されることで通流する。このこ

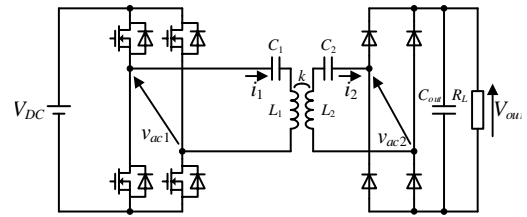
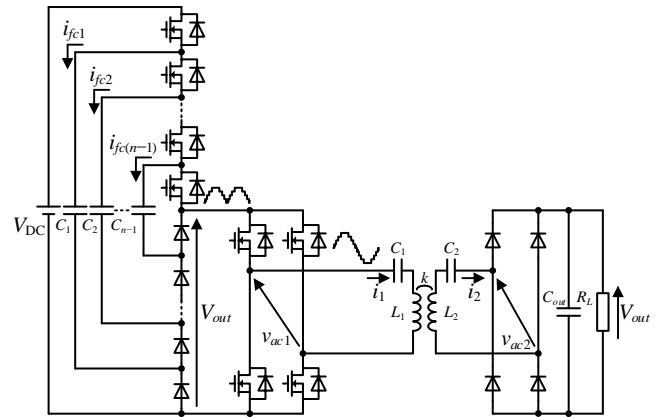
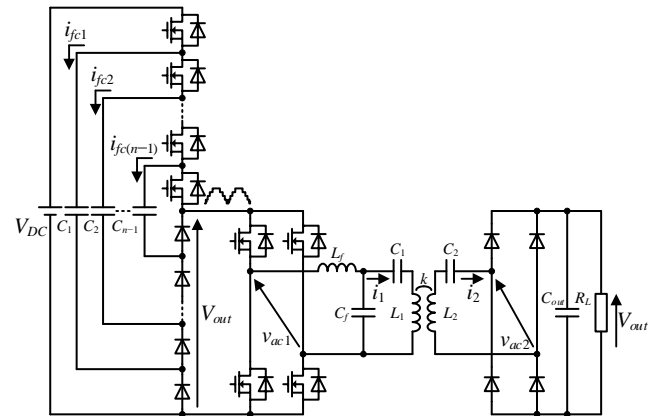


Fig. 1. Conventional configuration of WPT system.



(a) Flying capacitor converter without low-pass filter



(b) Flying capacitor converter with low-pass filter

(Proposed circuit configuration)

Fig. 2. Circuit configuration of WPT system.

Table 1. Experimental conditions

Parameters	Symbol	Value
Input DC voltage	V_{DC}	FCC: 380 V
		Inverter: 300 V
Output DC voltage	V_{out}	380 V
Rated output power	P_{out}	1 kW
Transmission frequency	f	85.0 kHz
Dead time	T_d	250 ns
Self-inductance	L_1, L_2	580 μ H
Resonant capacitors	C_1, C_2	6.3 nF
Coupling coefficient	k	0.3 -
Number of level for FCC	n	9 -
Filter inductor	L_f	8 μ H
Filter capacitor	C_f	1.65 nF

とから、本章では一次側電源の出力電圧、伝送コイルの1次側2次側電流の高調波解析を実施する。電圧、電流の高調波はオシロスコープ(Tektronix MDO4054-6)と電流プローブ(Tektronix TCP0030A)、電圧プローブ(Tektronix P5205A)により、基本波の40周期分を測定した結果より解析した。

図4(a)に示すインバータの出力電圧には低次高調波が大きく含まれているのに対し、図4(b)(c)のFCCを用いた場合には、FCCの出力するマルチレベル電圧によって低次高調波成分が大きく低減されていることが確認できる。更に、8~9 MHz近傍の成分が大きく含まれていることが確認できる。これはスイッチングによる急峻な電圧変化が原因である。なお、FCC出力電圧基本波成分の±20 kHz程度に側帯波が発生している。これはFCCの各キャパシタ電圧をバランスさせるため、スイッチングパターンを出力周波数の4倍周期(21.25 kHz)で更新しているためである。

図4(b)より、FCCを一次側電源に適用することにより印加電圧の低次高調波を低減したことで、1次側電流の低次高調波も低減していることが確認できる。また、提案システムにおいて、LPFを接続することで10 MHz近傍で発生していた高調波電流が大きく低減できている。

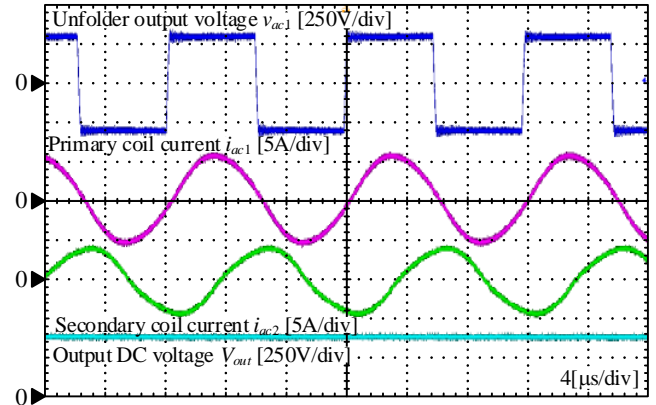
一方で、図4(c)の2次側電流高調波に着目すると、1次側電流に比べて電流高調波の低減効果が得られていないことが確認できる。これは2次側にダイオード整流器が接続されたことによって、2次側コイルには方形波電圧が印加されることが原因である。詳細については次節で考察する。

〈3・3〉 2次側電流高調波についての考察 図3(c)より、1次側電源電圧の高調波を低減した場合においても2次側電流の低次高調波は低減されなかった。これに関して、詳細に考察するために、図5に示すS-S補償方式の等価回路より高調波電圧が電流に与える影響を考察する。提案システムは一次側に正弦波電圧源と共振コンデンサ、2次側に方形波電圧源と共振コンデンサが接続された変圧器の等価回路で表現できる。このとき、2次側方形波電圧源に含まれる高調波成分 v_2 に関して回路方程式を導出すると、(1)式となる。

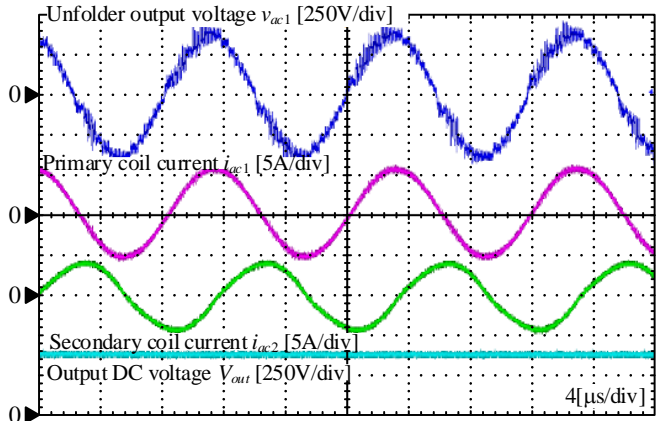
$$\begin{pmatrix} 0 \\ v_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} & j\omega k\sqrt{L_1 L_2} \\ j\omega k\sqrt{L_1 L_2} & j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots(1)$$

ここで、 L_1, L_2 は1次側2次側伝送コイルの自己インダクタンス、 C_1, C_2 は1次側2次側共振コンデンサのキャパシタンス、 k は伝送コイル間の結合係数を示す。(1)式より、1次側2次側電流を求めるとそれぞれ(2)、(3)式求められる。

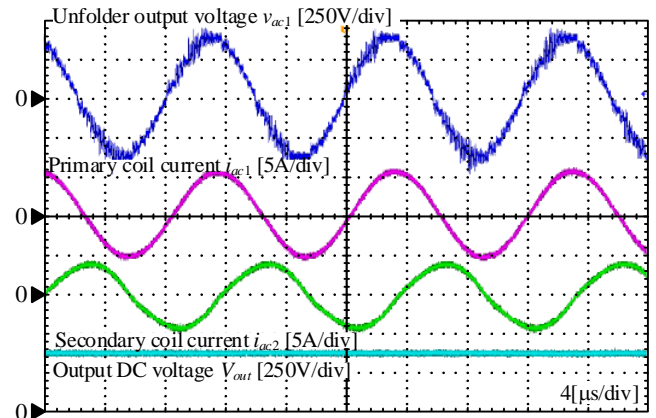
$$i_1 = \frac{-j\omega k\sqrt{L_1 L_2}}{\left(j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right)\left(j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2}\right) - k^2\omega^2 L_1 L_2} v_2 \quad \dots\dots(2)$$



(a) Conventional configuration of WPT system.



(b) Proposed system without low-pass filter



(c) Proposed system with low-pass filter

Fig. 3. Operation waveform

$$i_2 = \frac{j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2}}{\left(j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right)\left(j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2}\right) - k^2\omega^2 L_1 L_2} v_2 \quad \dots\dots(3)$$

非接触給電システムは大きなエアギャップを介して電力を伝送するため、相互インダクタンスは非常に小さい。したがって、2次側の高調波電圧に起因して、流れる高調波は非常に小さい。逆に、1次側の電源電圧の低次高調波を低減しても、2次側電圧高調波を低減できないことがわか

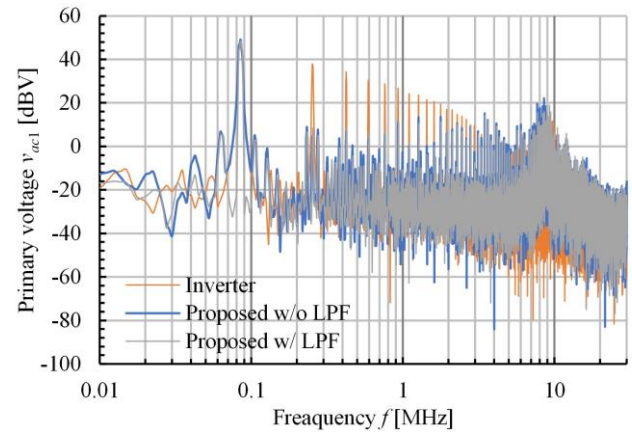
る。したがって、提案システムにおいて1次側電流はFCCの使用により低次高調波は低減できるが、2次側はダイオード整流器を使用したため高調波を多く含む方形波電圧となり2次側に高調波が流れる。(2)式より、表2に示す伝送コイルの自己インダクタンス L 、共振キャパシタ C 、結合係数 k 、出力電圧 V_{out} を用いて2次側の三次高調波電流を計算すると -14dBA (0.193 A)となる。図3(c)より、実機では -17.9dBA (0.179 A)であり、計算式と誤差7.9%で一致している。この誤算は基本波成分と高調波成分でのインダクタンスの差により発生している。

4. まとめ

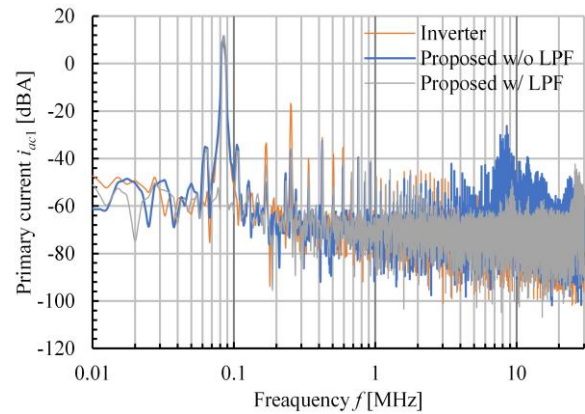
本論文では、簡易な設計により漏えい磁界の原因となる電流高調波の低次高調波と高次高調波を大幅に抑制するシステムを提案した。提案システムは非接触給電システムの一次側電源として、FCCを適用し、マルチレベル電圧を伝送コイルに印加することで低次高調波を低減する。更に、基本波周波数より十分高いカットオフ周波数で設計されたLPFによって、高次高調波を低減する。本論文では従来システムと提案システムにおいて、漏えい磁界の原因となる電圧電流の高調波を解析し、それぞれ比較した。実験結果から、提案システムによって入力電圧高調波を大幅に低減し、1次側電流の低次高調波も低減できることがわかった。しかし、一方で2次側整流器により発生する2次側電流の高調波が残存することを示した。今後、2次側電流高調波の低減手法を検討する予定である。

文 献

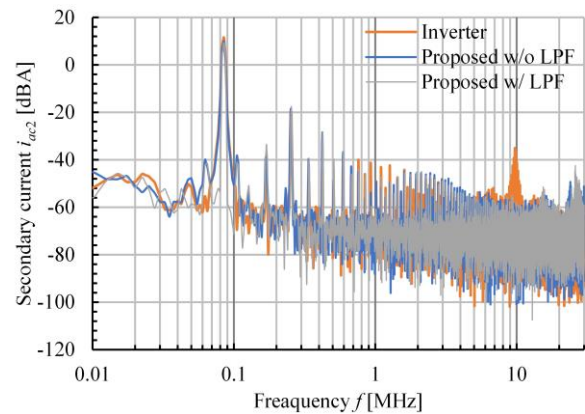
- (1) R. Ota, N. Hoshi, J. Haruna, "Design of Compensation Capacitor in S/P Topology of Inductive Power Transfer System with Buck or Boost Converter on Secondary Side," IEEJ Trans. on Industry Applications, Vol. 4, No.4, pp. 476-485 (2015)
- (2) R. Bosshard and J. W. Kolar, "Multi-Objective Optimization 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. Galigeke, 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) Ministry of Internal Affairs and Communications, Japan, "Inquiry of technical requirements for wireless power transfer system for EVs in technical requirements for wireless power transfer system in standards of International Special Committee on Radio Interference (CISPR)", (2015)
- (5) 三沢 宣貴:「CISPR での不要輻射許容値の国際検討状況」, 自動車技術会 2019 年春季大会フォーラム EV への給電システムの最新動向, No. 20194438, pp.15-20 (2019)
- (6) 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)
- (7) B. G. Choi, Y. Sohn, E. S. Lee, S. H. Han, H. R. Kim, C. T. Rim, "Coreless Transmitting Coils With Conductive Magnetic Shield for Wide-Range Ubiquitous IPT," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 34, No. 3, pp. 2539-2552 (2019)
- (8) 日下佳祐, 伊東淳一: 「伝送周波数と伝送電力に着目した電磁誘導現象を用いた非接触給電システムの開発動向」, 電気学会論文誌 D, Vol. 137, No. 5, pp. 445-457(2017)



(a) Unfolder output voltage



(b) Primary current



(c) Secondary current

Fig. 4. Result of harmonics analysis.

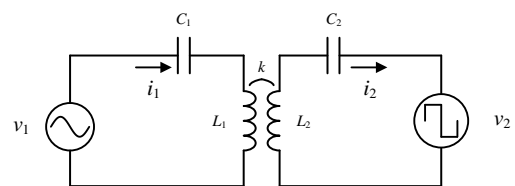


Fig. 5. Equivalent circuit model for proposed system.