# 送受電側にフライングキャパシタコンバータを用いた 非接触給電システムの実機検証

楠居 琳太郎\* 日下 佳祐 伊東 淳一(長岡技術科学大学)

WPT system with flying-capacitor converter

on both primary and secondary side for current harmonics reduction Rintaro Kusui<sup>\*</sup>, Keisuke Kusaka, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

A wireless power transmission system with a flying capacitor converter (FCC) as the primary power supply has been proposed to reduce current harmonics that cause radiation noise in low-order harmonics. However, a diode rectifier on the secondary side applies a square wave voltage to the secondary transmission coil. Owing to the harmonics components on the square wave, current harmonics are not sufficiently reduced. In this paper, a WPT system is proposed in which an FCC is also used on the secondary side to reduce the voltage harmonics applied to the secondary transmission coil. The proposed system reduces the primary and secondary side current odd-order harmonics by more than 10 dB compared to the conventional system, as confirmed by simulation and experiment with a prototype. In addition, the radiation noise is reduced by the proposed system by 22.0dB at the 3rd-order component.

キーワード:非接触給電システム, FCC, 電流高調波, 漏洩磁界, (Wireless power transfer system, Flying-capacitor converter, Current harmonics, Radiation noise)

# 1. はじめに

近年、カーボンニュートラル実現のための方策の一つと して電気自動車の普及が拡大しつつある。従来のガソリン 車と比べて電気自動車の車載バッテリはエネルギー密度が 低く,頻繁な充電が必要となる。これまで,電気自動車への 充電には有線充電器が用いられてきた。しかし, 有線充電器 を用いた給電は煩雑なケーブル操作が必要であること、金 属接点へ水が侵入しショートや感電のリスクが考えられて いる。そこで、手軽かつ安全に充電を開始できる非接触給電 システムが活発に研究されている(1)-(4)。しかし、磁気結合を 介して電力を伝送する電磁誘導方式では、伝送コイルの周 辺に大きな漏えい磁界が生じる。漏えい磁界は周辺の電子 機器の誤動作や無線通信への干渉等の原因となる。そのた め、国際無線障害特別委員会(CSIPR)や国際非電離放射線防 護委員会(ICNIRP)などの定めるガイドライン<sup>(5)</sup>をもとに各 国の定める規制を満足する必要がある。特に, CSIPR11の定 める非接触給電システム向けの放射エミッションに関する ガイドラインの改定が検討されており、具体的には伝送周 波数の低次高調波に当たる 150 kHz~30 MHz において 30dB 以上の厳格化が計画されている(%)。そのため、非接触給電シ ステムにおける漏えい磁界,特に低次高調波成分を低減す る手法が必要となる。

非接触給電システムの漏えい磁界は伝送コイルの電流に よって生じる。したがって、一次側電源としてよく使用され る H ブリッジ形インバータの出力電圧は方形波電圧である ため、伝送コイルと共振キャパシタの直列回路に印加され ると共振特性にともなって低次高調波を含む電流がコイル に流れる。この電流高調波が主原因となり、非接触給電シス テムから漏えい磁界高調波が発生する。

これまでに,追加巻線によって漏えい磁界を低減するパ ッシブ/アクティブシールディングやレゾナントシールディ ングなどが提案されている<sup>(4)(7)(8)</sup>。これらの手法は追加巻線 に電流を流し,それにより発生する磁界によって主巻線か ら漏えいする磁界をキャンセルする手法である。しかし,こ れらの手法は基本波成分を打ち消すことを主目的としてお り高調波成分については十分な低減効果を発揮しない。

伝送コイルの電流高調波の低減手法として,著者らは一次側電源にフライングキャパシタコンバータ(FCC)を適用 する手法が提案している<sup>(9)</sup>。FCC は伝送コイルと共振キャパ シタの直列回路にマルチレベル電圧を印加する。FCC の出 力電圧は方形波電圧と比較して低次高調波が非常に少な い。このため、コイルの電流高調波を大きく低減可能であ る。しかし、この構成では二次側に従来のダイオード整流器 が接続される。このため、二次側コイルと共振キャパシタに は方形波電圧が印加されるため、高調波電圧に起因する電 流高調波を十分低減できない。

本論文では二次側にも FCC を接続する構成を提案する。 提案構成によって二次側にも方形波電圧とくらべて高調波 の少ないマルチレベル電圧が一次側同様に印加される。こ れにより、一次側二次側両方の電流高調波を低減可能であ る。したがって従来構成より高い低減効果が得られる。

本論文では,提案システムにより漏えい磁界高調波の原 因となる電流高調波を低減したことをシミュレーションと 実験より検証する。

## 2. 提案する非接触給電システム構成

#### 〈2・1〉 非接触給電システムにおける電流高調波

図1 に従来の非接触給電システムの構成を示す。従来の 非接触給電システムの多くは、図1(a)に示すように一次側に 方形波電圧を印加する2 レベルインバータと、二次側にダ イオード整流器を有する構成である<sup>(9)</sup>。したがって、従来シ ステムでは伝送コイルと共振キャパシタの直列回路には一 次側二次側ともに方形波電圧が印加される。そのため、共振 特性に応じて伝送コイルにも一次側二次側ともに低次高調 波を含む電流が通流する。

上記の問題を解決するため,著者らは図 1(b)の様に一次側 インバータを FCC と極性切り替え回路に置き換えた構成を 提案している。本システムでは,FCC が階段状の全波整流 電圧を出力し,極性切り替え回路によって極性を切り替え ることで一次側伝送コイルと共振キャパシタに方形波電圧 より低次高調波が小さい階段状の正弦波電圧を印加する。 これにより一次側電圧高調波を低減されることから,一次 側電流高調波を大きく低減できることが確認されたが,二 次側電流高調波の低減効果は限定的であった<sup>(9)</sup>。これについ て,等価回路を用いた電流解析から原因を考察する。

図 2 に一次側二次側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 方式の非接触給電システムの等価回路を示す。図 2 より一次側電圧 V<sub>1</sub>,二次側電圧 V<sub>2</sub>として, 一次二次電流 I<sub>1</sub>, I<sub>2</sub>を導出すると(1),(2)式となる。



ここで、 $L_1, L_2$ は一次側二次側伝送コイルの自己インダク タンス、 $C_1, C_2$ は一次側二次側共振キャパシタンス、Mは伝 送コイル間の相互インダクタンスを示す。また、 $\Delta$ はインピ ーダンス行列の行列式を示し、(3)式で表される。

$$\Delta = \left(j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right) \left(j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2}\right) + \omega^2 M^2 \dots (3)$$



(a) WPT system with inverter on primary side and diode-rectifier on secondary side.



(b) WPT system with flying-capacitor converter on primary side and diode-rectifier on secondary side. Fig. 1. Conventional configuration of WPT system.



Fig. 2. Equivalent circuit of S-S compensated WPT system.

(1),(2)式より,従来構成によって一次側電圧高調波を低減しても二次側電圧高調波が残存している場合には,一次 側二次側それぞれに電流高調波が残存することがわかる。 そのため,それぞれの電流高調波を低減するためには一次 側だけでなく二次側電電圧高調波を低減する必要がある。

〈2.2〉 提案システムの構成 図 3 に提案システムの構成を示す。提案システムは一次側に FCC と極性切り替え回路,二次側に FCC とダイオード整流器が接続される。一次側は従来システム同様に伝送コイルと共振キャパシタの直列回路に階段状の正弦波を印加する。二次側では、ダイオード整流器は伝送コイルの電流極性に合わせて動作し,二次側 FCC に全波整流電流を入力する。FCC は電流位相と一致した階段状の全波整流電圧を出力する。これにより、伝送コイルと共振キャパシタに印加される電圧は一次側に同様の高調波の少ない階段状の正弦波電圧となる。以上より、提案システムにより、一次側二次側ともに階段状の正弦波電



Fig. 3. Proposed WPT system configuration with flying capacitor converter on both primary and secondary side.

Prameters	Symbol	Value
Input/Output	$V_{DC}$	Inv – D. Rec.: 340 V
DC voltage	$V_{DC2}$	FCC – D. Rec.: 370 V
		FCC - FCC: 420 V
Rated output power	Pout	1 kW
Transmission frequency	f	81.0 kHz
Dead time	$T_d$	250 ns
Self-inductance	$L_1, L_2$	595 μH
Resonant capacitors	$C_1, C_2$	6.3 nF
Coupling coefficient	k	0.275 -
Number of level for FCC	n	5 -

Table 1. Simulation and experimental conditions.

圧が印加されるため、一次二次コイル電流の高調波をとも に十分に低減可能となることがわかる。

# 3. シミュレーション結果

表1 にシミュレーションと実験の条件を示す。本検討で は、簡単のため一次側と二次側の直流電圧は等しいものと する。なお、FCC は正弦波状の電圧を出力するため2 レベ ルインバータと比較して電圧利用率が低下する。このため、 伝送電力を等しくするために、直流電圧を変更している。ま た、接続する FCC のレベル数は5 である。

図 4 に従来システムの動作をシミュレーションした結果 を示す。波形は一次側二次側の伝送コイルと共振キャパシ タの直列回路への印加電圧とコイル電流をそれぞれ示して いる。図 4(a)は一次側に 2 レベルインバータと二次側にダイ オード整流器を接続した場合,図 4(b)は一次側に FCC と二 次側にダイオード整流器を接続した場合のシミュレーショ ン波形である。図 4(a)に示す従来システムでは、一次側から 見た基本波力率がほぼ 1 となっていることが確認でき、共





(b) Flying-capacitor converter on primary side and diode rectifier on secondary side.

Fig. 4. Operation waveform of proposed system.



Fig. 5. Operation waveform of proposed system.

振条件を満足して動作していることがわかる。また,インバ ータとダイオード整流器が接続されている場合には,伝送 コイルと共振キャパシタの直列回路に方形波電圧が印加さ れている。これにより,方形波電圧に含まれる電圧高調波に よって伝送コイルとキャパシタのインピーダンスに応じて 電流に高調波成分が重畳する。図 4(b)より,一次側に FCC を接続することで,一次側の電流高調波を低減し,ひずみが 抑制できる。しかし,二次側の高調波は残存し,電流波形に はひずみが残存する。

図5に提案システムのシミュレーション波形を示す。図5 より、二次側に対してもFCCを適用することで、一次側か らみた基本波力率はほぼ1であり、共振条件を満足できて いることがわかる。また、二次側にFCCを接続したことで、 二次側伝送コイルと共振キャパシタの直列回路に階段状の 正弦波が印加されている。これにより、二次側コイル電流の 高調波が低減され、正弦波状の電流が流れる。したがって、 提案構成によって非接触給電システムの一次側および二次 側のコイル電流高調波を十分に低減できる。

## 4. 実験結果

 $\langle 4 \cdot 1 \rangle$ 回路動作 図 6 に従来システム及び提案シス テムの定格電力伝送時の動作波形を示す。動作波形は上か らそれぞれ、一次側伝送コイルと共振キャパシタの直列回 路の印加電圧,二次側コイルと共振キャパシタの直列回路 の印加電圧、一次側コイル電流そして二次側コイル電流で ある。図 6(a)に一次側にインバータと二次側にダイオード整 流器を接続した場合,図 6(b)に一次側に FCC と二次側にダ イオード整流器を接続した場合,図6(c)に一次側二次側とも に FCC を接続した提案構成の実験結果をそれぞれ示す。図 6より、すべての構成で一次側からみた基本波力率がほぼ1 であることから共振条件を満足していることがわかる。こ こで、FCC の出力電圧にリンギングが生じている。これは MOSFET のターンオン時のダイオードのリカバリによって 励振されるフライングキャパシタの自己共振によって発生 しているものである。図 6(a)より、一次及び二次側コイルと 共振キャパシタの直列回路に方形波電圧が印加されている 場合には、電圧高調波によって流れる電流高調波にひずみ が生じている。そこで、FCCを接続し、伝送コイルと共振キ ャパシタの直列回路の印加電圧の高調波を低減したこと で、フラングキャパシタコンバータを接続した側の電流ひ ずみが改善されている。ここから電圧高調波の低減により, 電流高調波が低減できていることがわかる。詳細な高調波 の低減効果に関しては、次節にて高調波解析により明らか にする。

(4.2) 電流高調波解析 図7に一次側二次側伝送コ イルと共振キャパシタの直列回路の印加電圧、一次及び二 次側伝送コイル電流の高調波解析結果を示す。 ここでは,一 次側に 2 レベルインバータと二次側にダイオード整流器, 一次側に FCC と二次側にダイオード整流器,一次二次側両 者に FCC を接続した構成に置いて高調波をそれぞれ比較し た。解析周波数範囲は CISPR11 に定められている 9kHz~30 MHzである。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 THDP0200)により, 基本波の 40 周期分を測定 した結果より解析した。また、表2に一次側にインバータと 二次側にダイオード整流器を使用した構成における 11 次ま での各次数の電流高調波を基準とした一次側二次側電流高 調波の変化率を示す。

図 7(a), (b)より, FCC を適用したことにより,適用した 側の電圧低次高調波を低減できていることが確認できる。



(a) Conventional configuration of WPT system with inverter on primary side and diode rectifier on secondary side.







Fig. 6. Operation waveforms of proposed and conventional WPT systems.

特に3次高調波に関しては29.2dB低減した。また、一次側のみにFCCを適用した場合には二次側はダイオード整流器が接続されているため、二次側電圧高調波に変化がない。



Fig. 7. Result of harmonics analysis.

図 7(c)より,一次側にのみ FCC を適用した場合にも一次 側電流の数次高調波成分を低減できることがわかる。特に3 次高調波に関しては 7.73dB(91.1 mArms)低減している。さら に,二次側にも FCC を適用する提案法を適用したことで奇 数次高調波が低減される。特に3 次高調波成分に関しては 22.7dB(63.5 mArms)低減している。

図 7(d)より,一次側に FCC を接続したのみでは二次側電 流高調波はほとんど変化していない。そこで,提案構成を適 用することで奇数次高調波が低減され,特に 3 次高調波成 分は 20.0dB(124 mAsrms)低減した。

〈4.3〉漏えい磁界評価 図8に漏えい磁界を評価する ときの伝送コイルとループアンテナ(EM-6992, 6cm H-field プローブ)の構成を示す。システムから放射される漏えい磁 界を測定するため、伝送コイルの中心から80cm離れた位置 にループアンテナを設置した。測定はオシロスコープ (Tektronix MDO4054-6)のRF入力チャンネルを用いた。

図9に漏えい磁界の測定結果を示す。また、表3に奇数 次の低次高調波成分についてまとめた結果を示す。漏洩磁 界は一次側に2レベルインバータと二次側にダイオード整 流器,一次側にFCCと二次側にダイオード整流器,一次二 Table 2. Rate of change for low-order harmonics of primaryand secondary side current from configuration with

inverter (	on pri	mary	side	and	diode	rectifier	on	second	ary

$\mathbf{S1}$	α	e.	

Value	Configuration	Number of order					
		3rd	5th	7th	9th	11th	
Primary current [%]	FCC - D. Rec.	42.9	155	34.6	132	74.8	
	FCC - FCC	3.14	46.2	39.4	75.4	72.6	
Secondary current [%]	FCC - D. Rec.	84.8	163	79.2	72.3	112	
	FCC - FCC	8.50	7.75	24.9	54.9	49.0	

次に FCC を接続した構成をそれぞれ比較した。図9より, すべてのシステムにおいて,漏えい磁界の基本波成分は変 化ないことがわかる。これは比較のために出力電力をそろ えたためである。低次高調波成分については,一次側に FCC を接続したのみでは低減できていない。一方,二次側にも FCC を接続した際には 1MHz 以下の奇数次高調波を大幅に 低減していることが確認できる。特に,3次高調波について は22.0dB,5次高調波については18.4dB,7次高調波につい ては18.7dB低減した。この結果について,漏洩磁界は一次 側と二次側それぞれから漏洩する磁界の和によって観測さ れる。一次側にのみFCCを適用した際には,二次側から生 じる成分が残存しているために低減効果が小さいと考えら れる。さらに,提案システムでは一次側二次側ともに電流高 調波を低減したため,漏えい磁界高調波成分を大きく低減 できた。一方で,高次高調波に関してはFCCを適用したこ とで20dB程度増加している。これは従来の2レベルインバ ータでは ZVS が達成され出力電圧の dv/dt が低く,高次の 漏れ電流が低減されたため,漏えい磁界が低減していると 考えられる。一方でFCC は中間電圧をスイッチングする際 には必ずハードスイッチングとなるため, dv/dt が高くなる。 それにより,高周波の漏れ電流が通流したためと考えられ る。

## 5. まとめ

本論文では,非接触給電システムにおける漏えい磁界の 低次高調波を低減するために,FCC を一次側二次側にそれ ぞれ接続する構成を提案した。FCC は電圧低次高調波の小 さい階段状の正弦波電圧を伝送コイルと共振キャパシタの 直列回路に印加するため,コイル電流低次高調波を低減可 能である。本論文では,実機検証によって提案システムが電 流高調波と漏えい磁界の低次高調波成分を低減できること を確認した。実験結果から提案システムによって,一次側と 二次側の両方の低次電流高調波を低減した。特に3次高調 波に関しては一次側を19.8dB,二次側を22.7dB 低減した。 さらに,漏洩磁界についても低次高調波成分,特に5次高調 波成分を18.4dB 低減した。しかし,1MHz 以上の高次高調 波は増大したことがわかった。今後,漏えい磁界高次高調波 の低減手法について検討する。

文	献
	11.01

- 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. Galigekere, 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) 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,



Fig. 8. Radiation noise measurement setup.



Fig. 9. Measurement result of radiation noise at 80cm from center of the transmission coils with EM-6992.Table 3. Result of radiation noise at low-order harmonics components

Value	Configuration	Number of order					
		3rd	5th	7th	9th	11th	
Radiation	Inv D. Rec.	19.8	19.2	-1.01	8.26	1.85	
noise	FCC - D. Rec.	23.9	14.3	8.73	3.52	1.55	
[dBµA/m]	FCC - FCC	1.83	-4.15	-9.92	-8.73	-7.35	

pp.405-415 (2021)

- (5) 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)
- (6) 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)
- (7) A. Tejeda, S. Kim, F. Y. Lin, G. A. Covic and J. T. Boys, "A Hybrid Solenoid Coupler for Wireless Charging Applications," in IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 34, no. 6, pp. 5632-5645 (2019)
- (8) S. Kim, H. -H. Park, J. Kim, J. Kim and S. Ahn, "Design and Analysis of a Resonant Reactive Shield for a Wireless Power Electric Vehicle," IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 62, no. 4, pp. 1057-1066 (2014)
- (9) 楠居琳太郎,日下佳祐,伊東淳一:「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」,2022 年産業応用部 門大会, Vol. 1, No. 24, pp. 127-130 (2022)