

高調波重畳により受電側整流器起因の高調波を低減するワイヤレス給電用電源の開発

野本 俊作*, 日下 佳祐 (長岡技術科学大学)

A Development of a Power Supply for Wireless Power Transfer that Reduces Harmonics
Originating from the Receiver-Side Rectifier by Harmonic Superposition
Shunsaku Nomoto, Keisuke Kusaka (Nagaoka University of Technology)

1. はじめに

筆者らはこれまでワイヤレス給電 (WPT) システムにおける高調波漏えい磁界を抑制するために、WPT システムの送受電両側にフライングキャパシタ形線形増幅回路 (FCLA) を適用する手法を提案してきた⁽¹⁾。本手法により、コイルに印加される電圧波形を正弦波状にすることで電流高調波の大幅な低減効果が得られたが、受電側にダイオードブリッジ整流器を用いる場合、その動作による高調波が高調波漏えい磁界低減の妨げとなっていた。そこで、本論文では FCLA 出力に高調波を重畳させることで整流器動作に起因した高調波をキャンセルする手法について報告する。

2. 電流高調波のキャンセル手法

<2・1>送受電コイルにおける高調波電流 図 1 に FCLA を電源に持つ WPT システムを示す。FCLA はフライングキャパシタの電圧バランスを維持できていれば、正弦波でなくとも任意波形の電圧 v_1 を高効率に出力することができる。また、SS 型 WPT システムにおける受電側ダイオードブリッジの入力電圧 v_2 は正弦波状の電流が通流した場合、矩形波となる。したがって、図 1 のシステムは図 2 に示すような等価回路で表せる。この等価回路に基づいて送受電両側の電流高調波を低減するために FCLA が出力するべき電圧を導出する。図 2 より、送受電電流は(1)式となる。ここで、複素数 $K(=K_r+jK_i)$ を用いて $v_1=Kv_2$ とおいた。

$$\begin{bmatrix} i_{1p} \\ i_{2p} \end{bmatrix} = \frac{1}{Z_{1p}Z_{2p} + \omega_p^2 M^2} \begin{bmatrix} Z_{2p} & -j\omega_p M \\ j\omega_p M & -Z_{1p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Kv_{2p} \\ v_{2p} \end{bmatrix} \quad (1)$$

各変数の添え字 p は高調波の次数を表し、 $Z_{ip} (i=1,2)$ は

$$Z_{ip} = R_i + jX_{ip} = R_i + j\left(\omega_p L_i - \frac{1}{\omega_p C_i}\right) \quad (2)$$

である。ここで、(3)式に示す目的関数を導入し、(4)式を満たす K を求めることで、任意の電流高調波を最小とすることが可能な FCLA 出力高調波電圧を求める。(1-3)式より、(4)式を満たす K は(5)式となる。

$$J_{(K)} = |i_{1p}|^2 + |i_{2p}|^2 \quad (3)$$

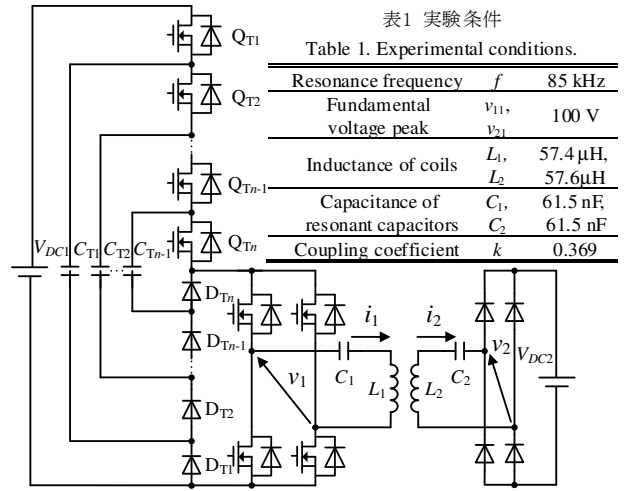


図 1 送電側に FCLA を適用した WPT システム

Fig. 1. The WPT system with a FCLA.

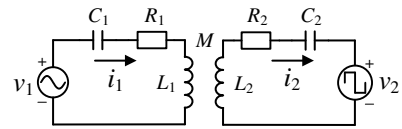


図 2 FCLA を有する WPT システムの等価回路

Fig. 2. An equivalent circuit of the WPT system with FCLA.

$$\frac{\partial J_{(K_r, K_i)}}{\partial K_r} = 0, \quad \frac{\partial J_{(K_r, K_i)}}{\partial K_i} = 0 \quad (4)$$

$$K = K_r + jK_i = \frac{\omega_p M (X_{1p} + X_{2p})}{R_2^2 + X_{2p}^2 + \omega_p^2 M^2} + j \frac{\omega_p M (R_2 - R_1)}{R_2^2 + X_{2p}^2 + \omega_p^2 M^2} \quad (5)$$

ここで、内部抵抗はリアクタンス成分と比較して無視できるほど小さいとすれば

$$K \approx \frac{\omega_p M (X_{1p} + X_{2p})}{X_{2p}^2 + \omega_p^2 M^2} \quad (6)$$

と近似できる。したがって、任意の電流高調波を低減するために FCLA が出力するべき電圧は

$$v_{1p} = Kv_{2p} \approx \frac{\omega_p M (X_{1p} + X_{2p})}{X_{2p}^2 + \omega_p^2 M^2} v_{2p} \quad (7)$$

表 1 実験条件

Table 1. Experimental conditions.

Resonance frequency	f	85 kHz
Fundamental voltage peak	v_{11}, v_{21}	100 V
Inductance of coils	L_1, L_2	57.4 μ H, 57.6 μ H
Capacitance of resonant capacitors	C_1, C_2	61.5 nF, 61.5 nF
Coupling coefficient	k	0.369

となり、受電側電圧と同位相の電圧高調波を FCLA 出力に重畳すればよいことがわかる。ただし、共振状態において受電側電圧位相は送電側電圧よりも 90° 進み位相となる⁽²⁾。
 <2・2>シミュレーションによる理論検証 前節の理論を検証するためにいくつかの結合係数における高調波低減効果をシミュレーションにより確認した。ここで、送受電側の電圧振幅の基本波成分の最大値が 100 V となるようにし、コイルのインダクタンスおよび共振キャパシタの値は表中の共振周波数 85 kHz および出力電力 1.0 kW を満たすように各結合係数の条件で調整した。

図 3 に矩形波、正弦波および(7)式にしたがって送電側電源に 3,5,7,9,11 次高調波を重畳させ、電力伝送を行った際の 11 次までの電流全高調波歪み率 THD₁₁

$$THD_{11} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{11} I_n^2}}{I_1} \times 100 \quad (8)$$

を示す。ここで、 I_n は n 次の電流高調波成分実効値である。結合係数が高くなるほど、送受電間の高調波が相互に伝達しやすくなるので電流高調波は大きくなるが、高調波を重畳させることで正弦波電圧を印加した場合よりも電流高調波を抑制できることが確認できる。

3. 実機検証

表 1 に実験条件を示す。高調波重畳の効果を検証するために矩形波電圧および正弦波電圧で電力伝送した場合との電流高調波成分の比較を行った。ここでは、シミュレーション時と同様に基本波に 3,5,7,9,11 次高調波を FCLA 出力に重畳させた。図 4 に WPT システムの動作波形を示す。高調波重畳によって、送受電側電流のひずみが低減されることが確認できる。図 5, 6 に送受電側電流の高調波解析結果を示す。高調波重畳により、一部高調波成分は増加しているが、これは FCLA 出力電圧波形にみられる振動が原因だと考えられる。しかし、送受電側ともにほとんどの奇数次高調波成分を低減しており、特に矩形波伝送時と比較して電流 THD を送電側は 4.6 pt., 受電側は 2.0 pt.改善した。

4. まとめ

本論文では本論文では送電側のみに FCLA を適用し、FCLA 出力に高調波を重畳させることで整流器動作に起因した高調波をキャンセルする手法について検討し、実機検証を行った。実機試験の結果、矩形波で電力伝送を行った場合と比較して正弦波出力に高調波を重畳させることで電流 THD を送電側は 4.6 pt., 受電側は 2.0 pt.低減した。

謝辞

この成果は、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 (JPNP20004) の結果得られたものである。

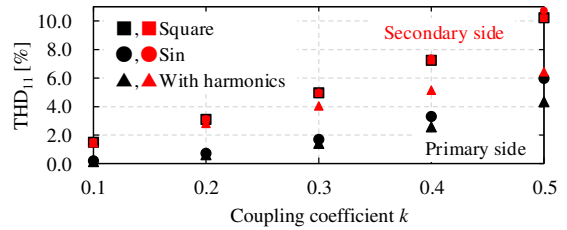


図 3 送受電側電流 THD と結合係数の関係

Fig. 3. Relationships between current THD and coupling coefficient.

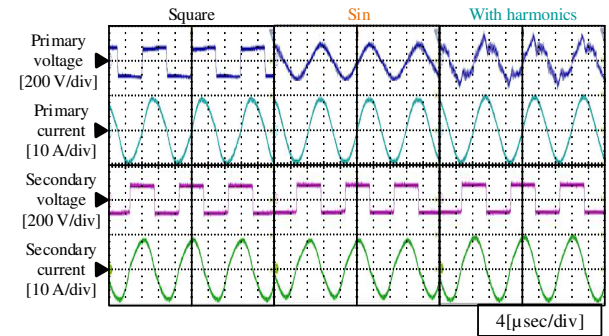


図 4 ワイヤレス給電システム動作波形

Fig. 4. Operating waveforms of the WPT systems.

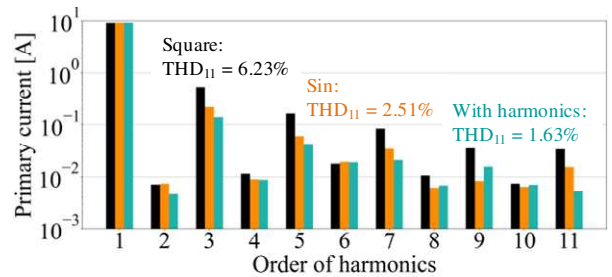


図 5 送電側電流の高調波成分

Fig. 5. Harmonic components of the transmitter side's current.

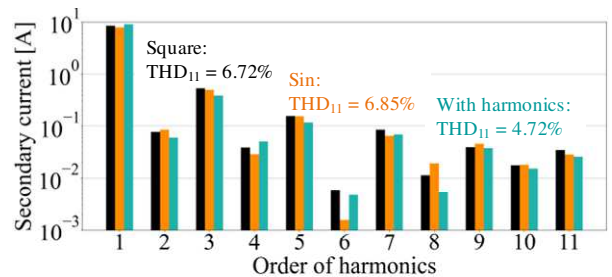


図 6 受電側電流の高調波成分

Fig. 6. Harmonic components of the receiver side's current.

文献

- (1)野本 他:2025 年 D 部門大会, Vol. 1, No. 1-25, 113-116 (2025)
- (2)永井 他: 電気学会論文誌 D, Vol. 142, No. 5, 385-392 (2022)