

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電流高調波低減

楠居 琳太郎*, 日下 佳祐, 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Current harmonics reduction for WPT system

with flying-capacitor converter on both primary and secondary side

Rintaro Kusui, Keisuke Kusaka, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

1. まえがき

非接触給電システムにおける漏洩磁界低次高調波の原因となる電流高調波を低減するために、1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されている^[1]。しかし、2次側に単なるダイオード整流器を接続すると2次側コイルに方形波電圧が印加される。その影響により十分な高調波の低減ができない。

本論文では2次側整流回路の後段にもFCCを接続し、コイルに印加される電圧高調波を低減する手法を提案する。提案システムによる電流高調波の低減効果をシミュレーションによって確認したので報告する。

2. 提案する非接触給電システム構成

<2・1> 提案システム

図1に1次2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方式の非接触給電システムの等価回路を示す。1次側電圧 V_1 、2次側電圧 V_2 として、1次2次電流 I_1 、 I_2 を導出すると(1)、(2)式となる。

$$I_1 = \frac{j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2}}{\Delta} V_1 - \frac{j\omega M}{\Delta} V_2 \quad (1)$$

$$I_2 = -\frac{j\omega M}{\Delta} V_1 + \frac{j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}}{\Delta} V_2 \quad (2)$$

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、 Δ はインピーダンス行列の行列を示し、(3)式で表される。

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

(1)、(2)式より1次2次電流はそれぞれの電圧高調波が相互に作用して通流している。そのため、それぞれに流れる電流高調波を低減するためには、1次側だけでなく、2次側電源高調波を低減する必要がある。

図2に提案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FCCと極性切替回路を、2次側整流器として、

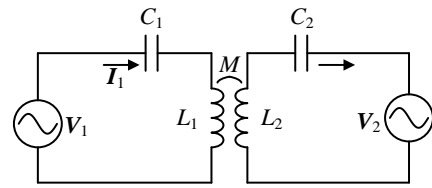


図1 S-S方式の非接触給電システムの等価回路

Fig. 1. Equivalent circuit of S-S compensated WPT system

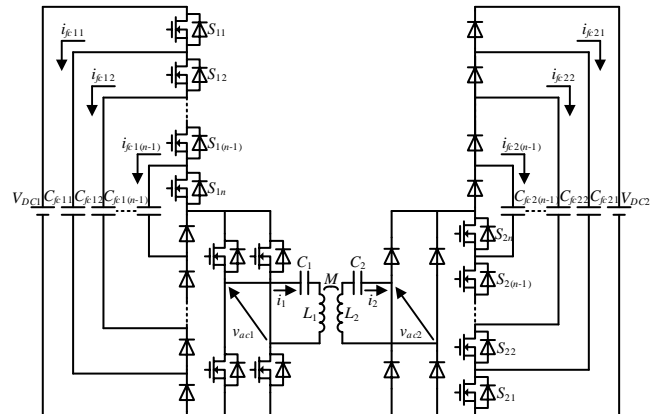


図2 送受電側にフライングキャパシタコンバータが接続された非接触給電システム

Fig. 2. Proposed WPT system with the flying capacitor converter on both primary and secondary side.

ダイオード整流器とFCCを接続している。本論文では、伝送コイルにはS-S方式を適用した。1次側FCCは階段状の全波整流電圧を出力し、極性切替回路によって極性を切り替えることで伝送コイルに低次高調波の少ない階段状の正弦波電圧を印加する。2次側では電流位相を検出し、FCCの入力は電流の同位相の階段状の全波整流波形となるようにスイッチングを行う。したがって、提案構成では、1次2次側ともに伝送コイルには低次高調波成分の少ない階段状の電圧が印加されるため、電流高調波を低減可能である。

3. シミュレーション結果

本章では、シミュレーションにより9レベルFCC適用した提案システムの動作をシミュレーションにて検証する。シミュレーションの条件として定格電力を1kWとし、定格

直流電圧は FCC を接続した場合は 380V, インバータ, ダイオード整流器を接続した場合は 300V とした。これはコイルに印加される電圧の基本波成分を等しくするためである。

<3・1>回路動作

図 3 に一次側に FCC, 2 次側にダイオード整流器を接続した従来構成の動作波形を示す。一次側の FCC 出力電圧とコイル電流の力率が 1 となっており, 共振条件を満たしていることが確認できる。一方でダイオード整流器によって方形波電圧が印加される 2 次側は電流高調波が残存しており, 歪んでいることが確認できる。

図 4 に 1 次側 2 次側ともに FCC を接続した提案構成の動作波形を示す。従来構成同様に 1 次側の力率は 1 であることから共振条件を満たしていることがわかる。更に, 2 次側は PLL によって電流位相と同期した電圧が出力できていることが確認できる。さらに FCC によって電圧高調波が低減されたため, 従来構成と比較し電流ひずみが低減できていることがわかる。

<3・2>高調波解析

図 5, 6 に 1 次 2 次電流の電流高調波解析の結果を示す。電流高調波解析は 1 次側に 2 レベルインバータと 2 次側にダイオード整流器, 1 次側に FCC と 2 次側にダイオード整流器, 1 次 2 次に FCC を接続した構成をそれぞれ比較した。解析した周波数の範囲は, CSIPR11 で定められている 9kHz~30MHz までである。図 5, 6 より, いずれの方式においても, 1 次 2 次電流の基本波成分は 11.4dB(3.73 Arms)であり, 変化していないことが確認できる。図 5 より, 1 次側に FCC を適用すること 1 次電流高調波を 5~10dB 程度, 特に 3 次成分に関しては 9.1dB 低減したことが確認できる。一方で, 図 6 より 2 次電流高調波に関しては一次側に FCC を適用するのみではインバータを適用した場合と比較して大きな変化がない。そこで, 提案構成とすることで 2 次電流高調波を 30dB 以上低減, 特に 3 次高調波に関しては 37.2dB 低減していることがわかる。さらに, 提案構成によって 2 次側のみならず 1 次側の高調波電流も 20dB 以上に低減した。この結果に関して, 1 次電流高調波は 1 次側電圧の高調波により発生する電流 I_{1h} と二次側電圧の高調波により発生する電流 I_{2h} に分けられる。一次側に FCC を接続すると I_{1h} は大幅に低減し, I_{2h} が支配的になる。そこでさらに, 二次側を FCC にすることで, I_{2h} も大幅に低減することができ, このときの電流を I_{2h_fcc} とする。このとき, $I_{2h} / I_{1h} \gg I_{2h_fcc} / I_{2h}$ であるため, FCC を二次側に接続したときの方が一次電流高調波の低減率が大きい。

以上のシミュレーションと電流高調波解析の結果から, 提案構成により非接触給電システムにおける漏洩磁界高調波の原因である電流高調波を低減可能であることが確認できた。

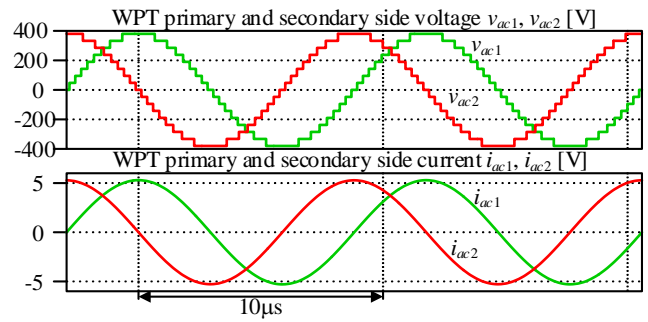


図 3 従来システムの動作波形

Fig. 3. Operation waveform of proposed system

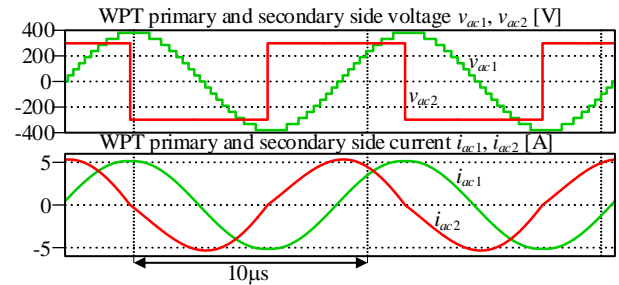


図 4 提案システムの動作波形

Fig. 4. Operation waveform of proposed system

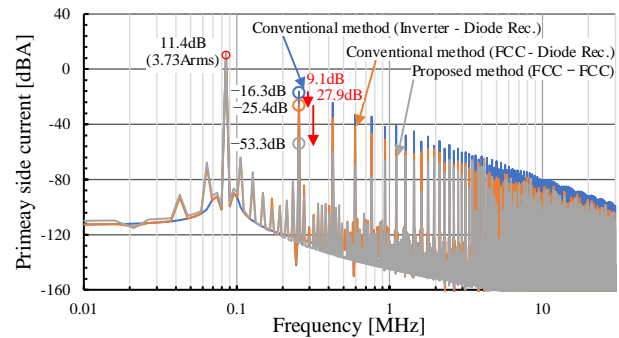


図 5 1 次側コイル電流の高調波解析

Fig. 5. Harmonics analysis of primary current

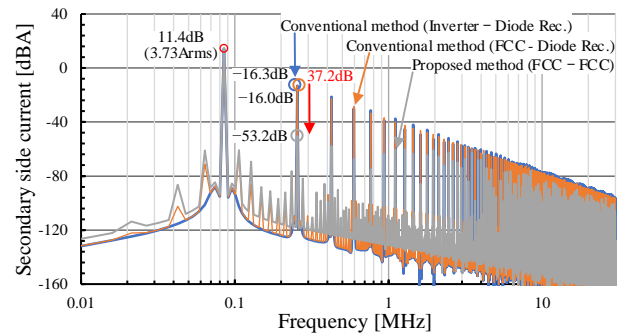


図 6 2 次側コイル電流の高調波解析

Fig. 6. Harmonics analysis of secondary current

文献