

磁界共振結合による非接触給電に適用する 高入力力率バッテリー充電回路の提案

日下 佳祐*, 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Proposal of High Input Factor Battery Charger for
Wireless Power Transfer with Magnetic Resonance Coupling
Keisuke Kusaka, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

1. はじめに

近年、磁界共振結合方式(MRC)を用いた非接触給電技術が盛んに研究されている⁽¹⁾。MRCは中距離伝送において高効率であるという特徴から、電気自動車のバッテリー充電への応用が検討されている。MRCは伝送コイルのサイズ及び法律上の観点から、13.56MHz帯を用いることが有力である。従って、受信側に高周波動作可能な整流器を適用する必要がある。しかしながら、高周波ではインピーダンスの不整合により反射が発生するため、整流器の入力インピーダンス整合をはかる必要がある。そのため、電源側からみた整流器を純抵抗負荷とする必要があり、整流器には入力力率1が求められる。

本論文では整流器による反射電力抑制のため、高周波スイッチングを必要としない、非接触給電向け高入力力率バッテリー充電回路を提案する。さらに、制御法について検討し、入力インピーダンスを $50+j0\Omega$ に整合可能であることをシミュレーションにより確認したので報告する。

2. 提案回路

図1に従来回路を示す。MRCの受信側は高周波での整流が必要とされるため、簡単な構造であり、かつ制御が不要なコンデンサ入力形ダイオードブリッジ整流器(CI-DBR)の適用が検討されている⁽²⁾。しかしながら、一般的にCI-DBRを電圧源により駆動した場合、CI-DBRはコンデンサの充電電流により、入力電流に高調波成分を多く含む。

MRCの伝送コイルは高 Q 値を持つ帯域通過フィルタ(BPF)として動作するため、CI-DBRを受信側に用いた場合には正弦波成分のみが受信側に供給される。従って、整流器入力電流は正弦波状となるが、整流器入力電圧に大きなひずみが生じる⁽²⁾。高調波成分を含む電圧により、整流器の入力端からみた整流器の入力インピーダンスと伝送線路の特性インピーダンスに差が発生し、反射電力が発生する。伝送線路の特性インピーダンスは虚部がゼロ、実部が 50Ω であるため、反射電力を抑制するためには、整流器の入力インピーダンスを虚数成分をゼロにし、かつ、実部を 50Ω にしなければならない。

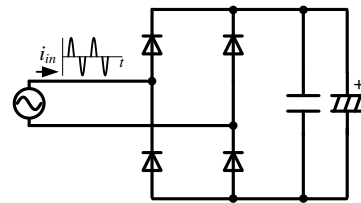


Fig. 1. Conventional capacitor input diode bridge rectifier.

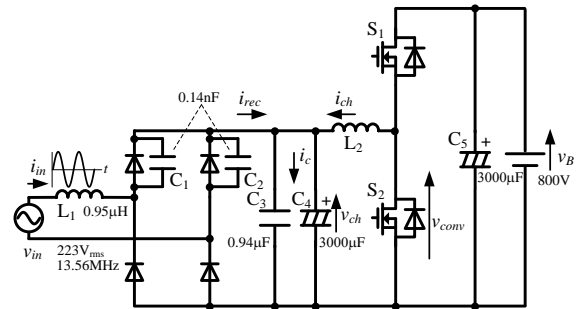


Fig. 2. High input factor battery charger.

虚部をゼロにすることは、受信側整流器の入力力率改善(PFC)により力率1動作を実現することと等価である。入力力率改善法として、多くのPFC回路が提案されているが、現在一般的なPFC回路では、入力周波数に対して高いスイッチング周波数でPWM制御を行う必要がある⁽³⁾。しかし、入力周波数が13.56MHzであることを考えると、高周波スイッチングを伴うPFC回路の適用は困難であり、高周波スイッチングを要しないPFC回路が必要とされる。

図2に提案する高入力力率バッテリー充電回路の構成を示す。本回路は、共振形ダイオードブリッジ整流器と、双方向昇圧チョップにより構成される。

双方向昇圧チョップの高圧側には電気自動車のバッテリーもしくは、バッテリー電圧制御用のチョップ回路が接続されるが、本論文では簡単のため直流電源により模擬する。共振形整流器は、インダクタ L_1 とダイオードに並列接続されたコンデンサ C_1, C_2 のインダクタンス L とキャパシタンス C による共振を用いて入力電流の正弦波化及び、力率の改善を行う⁽⁴⁾。なお、共振周波数は $f_0=1/\{2\pi(LC/2)\}^{0.5}$ で与えら

れるが、ダイオードに導通する期間があるため、電源周波数と共振周波数は一致しない。インダクタンス L とキャパシタンス C により、入力電圧に対する入力電流振幅が決定する。本論文ではインピーダンス整合のため、入力電流振幅が入力電圧振幅の $1/50$ となるよう設計する。

提案回路の入力部分(PFC 部)は、文献(4)にて考案されているが、同文献では商用周波での使用を検討しているため、共振コンデンサ及びインダクタを用いることにより回路体積が大幅に増加という問題が挙げられている。また、共振コンデンサには高耐圧大容量が求められるため、電解コンデンサを用いて構成されている。したがって、コンデンサの等価直列抵抗(ESR)による損失が大きくなり、変換効率が低い⁽⁴⁾。一方、本論文では上記の整流器を MRC の伝送周波数である 13.56MHz で使用するため、インダクタ及びコンデンサは小型となり、回路体積が著しく増加することはない。また、容量及び耐圧の観点から、共振コンデンサとして積層セラミックコンデンサが使用可能となる。一般に、積層セラミックコンデンサは電解コンデンサと比較して低 ESR であり、高周波化により高効率を達成できる見込みがある。

図 3 に制御ブロック図を示す。共振形整流器は共振現象を利用しているため、負荷抵抗に応じて出力電圧が変動し、効率及び入力力率が悪化するという問題がある。そこで、本回路は整流器後段に、入力電圧制御を行う双方向昇圧チョップを接続する。これにより、整流器の出力電圧を一定とすることが可能となり、共振形整流器を入力電流力率が 1 となる動作点で動作させることが可能となる。双方向昇圧チョップはキャリア比較方式を用いた PWM により、スイッチング周波数 100kHz でスイッチングを行い、チョップの入力電圧制御(AVR)及び、電流制御(ACR)を行う。本構成により、安価な低周波用 MOSFET を用いて、入力電流力率の改善が可能となる。なお、AVR 及び ACR には PI 制御を適用し、固有角周波数はそれぞれ 3000rad 、 300rad 、減衰係数 0.707 において設計を行う。そのため、AVR、ACR 共に、整流器の高周波リップ成分に対しては応答しない。

3. シミュレーションによる検討

図 4 にシミュレーション結果を示す。バッテリー負荷において、後段の双方向チョップを一定電圧に制御することで、バッテリー充電回路の入力電流が正弦波状となっており、力率 1 を達成していることが確認できる。ここで、入力電圧実効値は 223V 、入力電流実効値が 4.29A であるので、入力インピーダンス実効値は 51.9Ω となる。力率が 1 であり、かつ入力インピーダンス実効値が 51.9Ω であることから、本バッテリー充電回路の入力インピーダンスは $51.9+j0\Omega$ となる。同軸ケーブルの特性インピーダンスは $50+j0\Omega$ であるので 1.9Ω の誤差を含むが、反射率に換算すると反射率は $\Gamma=1.8\%$

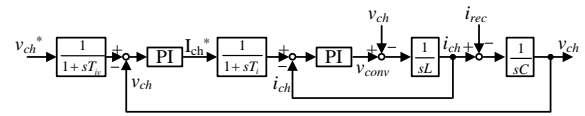


Fig. 3. Block diagram for high input factor battery charger circuit.

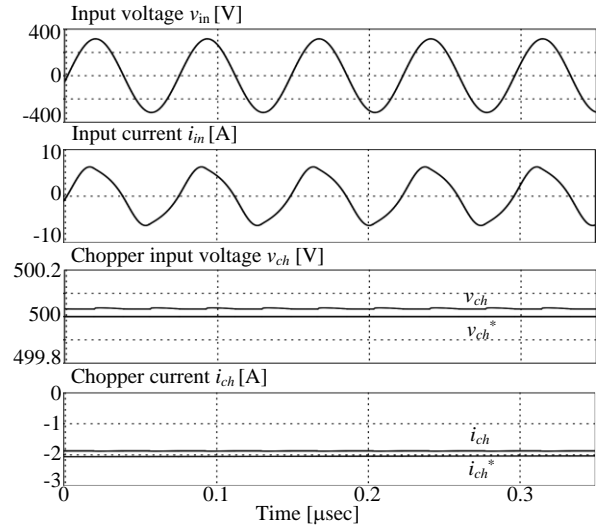


Fig. 4. Simulation result.

となり、従来の CI-DBR に比べて反射率を大幅に低減可能である⁽²⁾。なお、本回路構成では、低入力電流時に入力電流波形にひずみが生じるが、入力電流の総合ひずみ率(THD)は 20 次までで 3.89% であり、CI-DBR と比較して高調波成分を大きく低減する。

さらに、インピーダンス整合により、非接触給電の受信側整流器の入力電圧ひずみが解消されることが予想されるため、整流器を受信側に接続することによる非接触給電の伝送効率の低下を抑制することができる見通しである。

4. まとめ

本論文では、磁界共振結合による非接触給電に適用する、高入力力率バッテリー充電回路を提案し、制御法について検討を行った。共振形整流器後段の双方向昇圧チョップを入力電圧一定として制御することで、整流器の入力力率 1 及び、入力インピーダンス実効値が 51.9Ω となり、本回路により入力インピーダンスを反射率 1.8% で $50+j0\Omega$ に整合可能であることをシミュレーションにより示した。今後は、入力電流ひずみの低減及び、実機による検証を行う予定である。

文献

- (1) A. Karalis, et. al. : Science, Vol. 323, No. 1, pp. 34-48 (2008)
- (2) K. Kusaka, et. al. : 9th IEEE PEDS, No. 380 (2011)
- (3) M. Yamamoto, et. al. : IEEJ trans. IA Vol. 130, No. 6, pp. 828-829 (2010)
- (4) K. Matsui, et. al. : IEEJ trans. IA, Vol. 127, No. 4, pp. 368-374 (2007)