

# 高周波非接触給電向け入力インピーダンス整合形 AC-DC コンバータの動作解析

日下 佳祐<sup>†</sup> 伊東 淳一<sup>†</sup>

<sup>†</sup>長岡技術科学大学大学院工学研究科 〒940-2125 新潟県長岡市上富岡町 1603-1

E-mail: <sup>†</sup> {kusaka@stn, itoh@vos}.nagaokaut.ac.jp

**あらまし** 本論文では非接触給電の受電側に接続する、AC (13.56MHz) - DC コンバータの動作解析を行った。高周波では反射電力の発生を防ぐため、インピーダンス整合をとる必要がある。そこで、高周波スイッチングを要さず、伝送線路の特性インピーダンス  $50+j0 \Omega$  に対して入力インピーダンス整合が可能な AC-DC コンバータを提案し、その動作検証を行った。実験結果より、AC-DC コンバータの入力インピーダンス  $52.7-j0.02 \Omega$  が得られ、反射係数 2.6% にて  $50+j0 \Omega$  に整合可能であることを明らかとした。また、負荷であるバッテリーの電圧が変動した際にも、回路の入力インピーダンスを一定に制御可能である。

**キーワード** AC-DC コンバータ, 非接触給電, インピーダンス整合, 反射電力

## Experimental Analysis of Input Impedance Matched AC-DC Converter for High-frequency Wireless Power Transfer

Keisuke KUSAKA<sup>†</sup> and Jun-ichi ITOH<sup>†</sup>

<sup>†</sup> Nagaoka University of Technology 1603-1 Kamitomioka Nagaoka, Niigata, 940-2188 Japan

E-mail: <sup>†</sup> {kusaka@stn, itoh@vos}.nagaokaut.ac.jp

**Abstract** This paper presents the experimental analysis of the AC-DC converter for receiving side of the wireless power transfer system which converts the power from 13.56 MHz to DC. In a high-frequency region, an input impedance should be matched to the characteristic impedance of the transmission line. In this paper the proposed AC-DC converter is experimentally tested which can satisfy the input impedance matching without high-frequency switching except the diodes.

From the experimental results, the input impedance of  $52.7-j0.02 \Omega$  is obtained. It means that the input impedance of the proposed circuit can be matched to the  $50+j0 \Omega$  at a reflection coefficient of 2.6%. Additionally, the input impedance of the AC-DC converter is maintained at  $50+j0 \Omega$  even when the battery voltage of the load has fluctuated.

**Keyword** AC-DC Converter, Wireless Power Transfer, Impedance Matching, Reflected Power

### 1. はじめに

近年、環境問題への関心の高まりから電気自動車(以下、「EV」)の普及が進んでいる。しかしながら、現在導入されているバッテリー充電設備は、有線で充電を行うため、ユーザ自身が充電操作を行う必要がある。そのため、ガソリン車と比較した際に、ユーザの利便性が損なわれ、普及の妨げとなっている。

本問題の解決法として、非接触充電の適用が挙げられる。その中でも特に、磁界共振結合方式を用いた非接触給電技術が近年盛んに研究されている<sup>(1-4)</sup>。本方式は、共振を利用した電磁誘導方式と同様に、1次側と2次側間の磁気結合を用いて電力伝送を行う。磁気結合を用いた非接触給電では、伝送効率 $\eta$ が結合係数 $k$ と

伝送コイルの共振の鋭さ $Q$ の積の関数となる<sup>(5)</sup>。

電磁誘導方式では、トランスと同様に1次側と2次側の結合係数 $k$ を高めることで高効率化を図る。そのため、コアを用いてトランスを構成することが多い<sup>(6-8)</sup>。しかしながら、結合係数 $k$ は伝送距離の3乗に比例して減少するため、伝送距離の増加と共に効率が急激に低下する<sup>(5)</sup>。

一方、磁界共振結合方式では、伝送距離の変化に伴って低下する結合係数を補償するため、高 $Q$ 値をもつ伝送コイルを用いて電力伝送を行う。高 $Q$ 値化の観点から、高周波で非接触給電システムを駆動し、共振に必要なとされるコイルのインダクタンスを低減することで、伝送素子の小型化及び高効率化を可能とする。こ

れにより、コイルの巻数が少なくなるため、巻線により生じる銅損が低減される。同様に、コアを用いずに空心コイルによりシステムを構成することが可能となるため鉄損も低減可能である。

EV への適用を前提として、非接触給電システムを考えると、伝送コイルが小形化できる伝送周波数として 13.56 MHz を想定している。この場合、非接触給電の受電側には高周波動作する AC-DC コンバータが必要になる。しかし、高周波回路では、インピーダンスの不整合により反射電力が発生するため、AC-DC コンバータの入力インピーダンス整合をとらなければならない問題がある<sup>(9)</sup>。

本論文では、入力インピーダンス整合が可能な AC-DC コンバータを提案する。提案回路は、受動素子の共振を利用してダイオードブリッジの入力インピーダンスの整合を図るため、高周波スイッチングを必要としない点に特徴がある。特に本稿では、提案回路の動作原理の詳細を明らかにするため、動作モードの検討、及び実機による検証を行う。さらに、負荷として接続されるバッテリーの電圧が変動した際の入力インピーダンス特性を測定し、回路の有用性を確認したので報告する。

## 2. 入力インピーダンス整合形 AC-DC コンバータ

### 2.1. 入力インピーダンスの整合条件

高周波回路を構成する場合、反射電力の発生を防ぐため、信号源から伝送線路、負荷までを一定のインピーダンスで整合する必要がある。本論文では、伝送線路の特性インピーダンスとして最も一般的な  $50+j0 \Omega$  で整合を図る。

非接触給電システムを EV のバッテリー充電に適用する場合、受電側において、高周波から直流への電力変換が必要とされる。そのため、受電側には AC-DC コンバータが接続される。したがって、反射を抑制するためには、バッテリーを含めた AC-DC コンバータの入力インピーダンスを  $50+j0 \Omega$  に整合しなければならない。以上の理由から、AC-DC コンバータの入力電圧、電流は下記の条件を満たさなければならない。

$$(1) |Z_{in}| = V_{in}/I_{in} = 50 \Omega$$

$$(2) \text{基本波入力力率 } 1 (\cos \theta = 1)$$

ただしここで、 $Z_{in}$  は AC-DC コンバータの入力インピーダンス、 $V_{in}$  は AC-DC コンバータの入力電圧実効値、 $I_{in}$  は入力電流実効値、 $\theta$  は基本波周波数における入力電圧と入力電流の位相差である。

上記の条件は、力率改善回路により入力電流を制御することで達成可能であるが、現在一般的に用いられている力率改善回路は、入力電流を PWM 制御により制御するため<sup>(10)</sup>、本システムの様に入力周波数が高い

場合には適用が困難である。

本論文で提案する AC-DC コンバータは、高周波スイッチングを用いずに入力インピーダンスの整合を図る。

### 2.2. 提案回路の構成

図 1 に提案回路を示す。提案回路は、文献[11]にて提案されている共振形整流器と、電圧制御系をもつ双方向昇圧チョッパから構成される。共振形整流器は入力端に直列接続されたインダクタと、上側アームのダイオードに並列接続されたコンデンサ間の共振を用いて入力力率の改善を行う<sup>(11)</sup>。文献[11]では、共振形整流器を商用周波数で使用しているため、共振要素であるインダクタとコンデンサの容量が大きくなり、電力密度の低下が問題となる。一方、本論文では、13.56 MHz で駆動するため、受動素子の小型化に伴う電力密度の改善が可能である。なお、整流器の出力電圧は入力周波数 13.56 MHz に対して高調波成分を含むため、電解コンデンサ  $C_4$  に対して並列に、低寄生インダクタンスな積層セラミックチップコンデンサ  $C_3$  を接続することで平滑を行う。

また、共振形整流器に抵抗負荷を接続した場合、負荷によって入力インピーダンスが変化するという問題が指摘されている<sup>(11)</sup>。上記の問題を解決するため、本論文では共振形整流器の後段に電圧制御系を持つ双方向昇圧チョッパを接続し、共振形整流器の動作点を固定する。チョッパの制御は高速応答を必要としないため、入力周波数 13.56 MHz に対して、チョッパはスイッチング周波数 100 kHz にて駆動する。ただし、共振形整流器の整流素子は高周波動作が求められるため、SiC ショットキーバリアダイオードを使用する。

### 2.3. 提案回路の制御法

図 2 に提案回路の制御ブロック図を示す。ここで  $L_{ch}$  はインダクタ  $L_2$  のインダクタンス、 $C_{ch}$  はコンデンサ  $C_3$  と  $C_4$  の合成容量、 $T_{ic}$  は電流制御系の積分時間、 $T_{iv}$  は電圧制御系の積分時間である。双方向昇圧チョッパは整流器出力電圧  $v_{ch}$  を一定電圧に制御することで、共振形整流器の動作点を固定し、入力インピーダンス

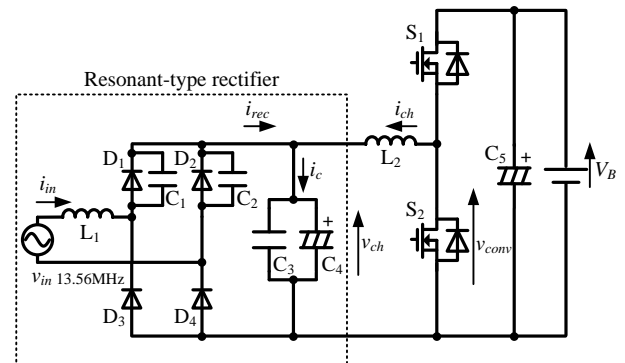


Fig. 1. Proposed AC-DC converter for receiving side of wireless power transfer.

整合を図る．共振形整流器の出力電流は高周波リプルをもつため、インピーダンスが低い  $C_3$  に流れこむ．この電流により整流器出力電圧  $v_{ch}$  は上昇するが、 $C_3$  と  $C_4$  の合成容量が十分大きい場合、電圧の変動は小さいため、整流器出力電圧は一定とみなすことができる．さらに、チョップは平均的に整流器出力電圧を制御するため、入力周波数成分にตอบสนองする必要はない．そのため、制御系を PI 制御からなる固有角周波数 4000 rad/s の電流制御系と 400 rad/s の電圧制御系により構成する．これにより、提案回路は高速応答及び、高周波スイッチングを必要とせず、安価に構成することができる．

### 3. 動作モード

図 3 に提案回路の動作モードを示す．整流器出力電圧  $v_{ch}$  はチョップにより一定に制御されており、かつ、 $C_3$ 、 $C_4$  の合成容量が十分大きい場合、共振形整流器の後段は電圧源とみなすことができる．そのため、図中では簡単化のため、電圧源として表記する．

図 4 に提案回路が入力力率 1 で動作している場合の動作波形を示す．ただし、簡単のためダイオードの逆方向電圧は無視する．各動作モードにおける回路動作は下記の通りである．

#### ●動作モード I

入力電圧  $v_{in}$  の上昇に伴って、入力電流  $i_{in}$  が  $L_1$ 、 $C_1$ 、 $C_2$  の共振経路を介して流れる．なお、モード I における入力電流  $i_{in,1}$  は、回路方程式より (1) 式で与えられる．

$$i_{in,1}(t) = \frac{\omega\omega_1^2 C V_m}{2(\omega^2 - \omega_1^2)} (\cos\omega_1 t - \cos\omega t) + \frac{\omega_1 C v_{ch}}{2} \sin\omega_1 t \quad (1)$$

ここで、 $C$  は  $C_1$  及び  $C_2$  のキャパシタンス、 $L$  はインダクタ  $L_1$  のインダクタンス、 $V_m$  は入力電圧最大値、 $\omega$  は入力角周波数、 $\omega_1$  は共振角周波数  $\omega_1 = \{2/(LC)\}^{0.5}$  である．

(1) 式より明らかな通り、入力電流は共振角周波数  $\omega_1$  と入力角周波数  $\omega$  の両者の成分をもつ．この電流により、モード III で充電されていたコンデンサ  $C_1$  が放電される．反対に、 $C_2$  は徐々に充電され、コンデンサ電圧  $v_{cv}$  が直流電圧  $v_{ch}$  に達した時点でモード II へ移行する．

なお、動作モード I の期間  $T_1$  は、 $v_{cu}$  の放電が終了するために要する時間に等しいため、(2) 式から数値解析的に導出できる．

$$v_{cu} = \frac{v_{ch}}{2} (1 + \cos\omega_1 T_1) + \frac{\omega_1 V_m}{2(\omega^2 - \omega_1^2)} (\omega_1 \sin\omega_1 T_1 - \omega \sin\omega T_1) = 0 \quad (2)$$

#### ●動作モード II

ダイオード  $D_1$ 、 $D_4$  がオンするため、動作モード I で流れていた入力電流がダイオード  $D_1$  に転流する．その

ため、入力電流は  $L_1$ 、 $D_1$ 、 $D_4$  を通して流れ、負荷へ電力が供給される．入力電流  $i_{in,II}$  は (3) 式で表される．

$$i_{in,II}(t) = i_{in,II}|_{t=T_1} \cos\omega_2(t-T_1) - \frac{v_{ch}}{\omega_2 L} \sin\omega_2(t-T_1) + \frac{V_m \cos\omega T_1}{(\omega^2 - \omega_2^2)L} (\omega \cos\omega_2(t-T_1) - \omega \cos\omega(t-T_1)) + \frac{V_m \sin\omega T_1}{(\omega^2 - \omega_2^2)L} (\omega \sin\omega(t-T_1) - \omega_2 \sin\omega_2(t-T_1)) \quad (3)$$

ここで、入力電流の初期値は  $i_{in,II}(t=T_1) = i_{in,1}(T_1)$ 、 $\omega_2$  は共振角周波数  $\omega_2 = \{1/(LC_3)\}^{0.5}$  である．なお、電解コンデンサ  $C_4$  は、等価直列インダクタンスにより、高周波リプルの平滑に寄与しないため、無視できる．

入力電圧  $v_{in}$  の極性が正から負に切り替わると同時に動作モード III に移行する．

#### ●動作モード III

電源電圧極性が負へ切り替わり、入力電流が動作モ

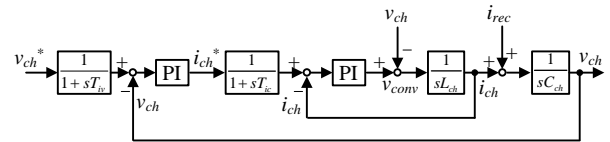


Fig. 2. Control block diagram for the proposed circuit.

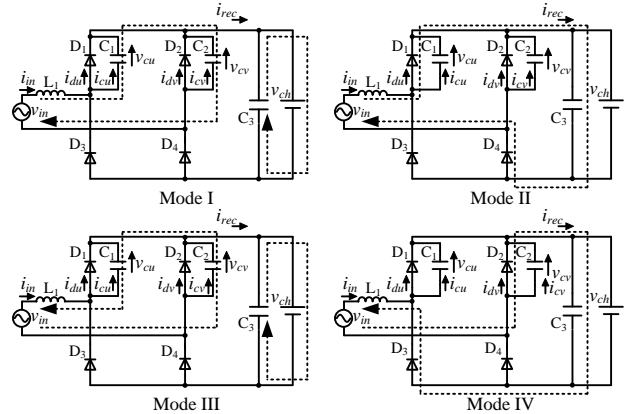


Fig. 3. Operation modes.

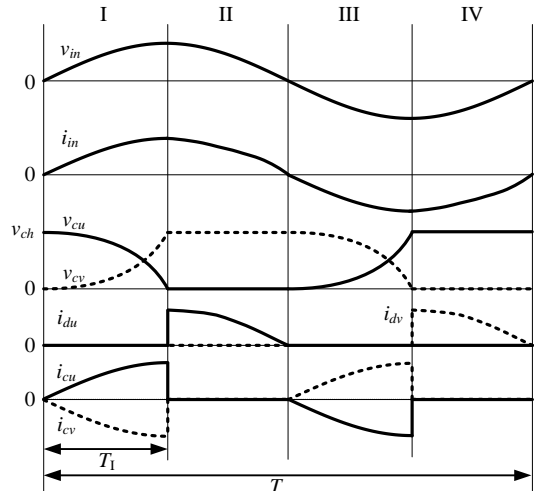


Fig. 4. Simplified waveforms of the proposed AC-DC converter.

ード I と逆の共振経路である、 $C_2, C_1, L_1$  を介して流れる。したがって、入力電流は  $i_{in\_III}(t) = -i_{in\_I}(t-T/2)$  となる。この電流により、モード I で充電されていたコンデンサ  $C_2$  が放電される。反対に、 $C_1$  は徐々に充電され、コンデンサ電圧  $v_{cu}$  が直流電圧  $v_{ch}$  に達した時点でモード IV へ移行する。

●動作モード IV

ダイオード  $D_2, D_3$  がオンするため、入力電流がコンデンサからダイオードに転流する。入力電流は  $D_2, D_3, L_1$  を介して流れ、負荷に電力が供給される。このモードの入力電流は  $i_{in\_IV}(t) = -i_{in\_II}(t-T/2)$  となる。

共振電流は、共振要素であるコンデンサ  $C_1, C_2$  及び、インダクタ  $L_1$ 、整流器出力電圧  $v_{ch}$  により決定するため、これらのパラメータを適切に設計することで、入力インピーダンス整合を図ることが可能である。

4. シミュレーション結果

図 5 にシミュレーション結果を示す。シミュレーションは 1 kW の電力伝送システムを想定し、入力電圧実効値を 223 V として検証を行った。整流器出力電圧  $v_{ch}$  及び、チョップ電流  $i_{ch}$  より、PI 制御により正常に双方向昇圧チョップが制御されていることが確認できる。さらに、共振形整流器の入力電流は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、基本波入力電圧及び電流より、回路の入力インピーダンスは  $51.9+j0 \Omega$  である。これより、本回路の入力インピーダンスは  $50+j0 \Omega$  に対して反射係数  $\Gamma = 1.8\%$  で整合可能であり、反射電力の抑制が可能である。なお、ここで反射係数は(4)式で与えられる。

$$\Gamma = \frac{Z_0 - Z_{in}}{Z_0 + Z_{in}} = \sqrt{\frac{P_R}{P_F}} \dots\dots\dots (4)$$

ここで、 $Z_0$  は整合対象のインピーダンスであり、ここでは  $50+j0 \Omega$  である。また、 $P_F$  は回路へ供給される進行波電力、 $P_R$  はインピーダンス不整合により発生する反射電力である。

5. 実機検証結果

5.1. 共振コンデンサ有り

図 6 に提案する AC-DC コンバータの動作波形を示す。ここで、共振インダクタは  $L = 950 \text{ nH}$ 、共振コンデンサは  $C = 150 \text{ pF}$ 、進行波電力 20 W とした。入力電流はシミュレーションと同様の傾向が見られ、若干のひずみを有するものの正弦波状となる。また、整流器出力電圧  $v_{ch}$  及び、出力電圧  $V_B$  として直流が得られており、提案回路を用いることで高周波スイッチングを用いずに高周波の交流から直流への変換が可能である。

図 7 に入力電圧及び電流の高調波解析結果を示す。回路の入力インピーダンスを導出するため、入力電圧

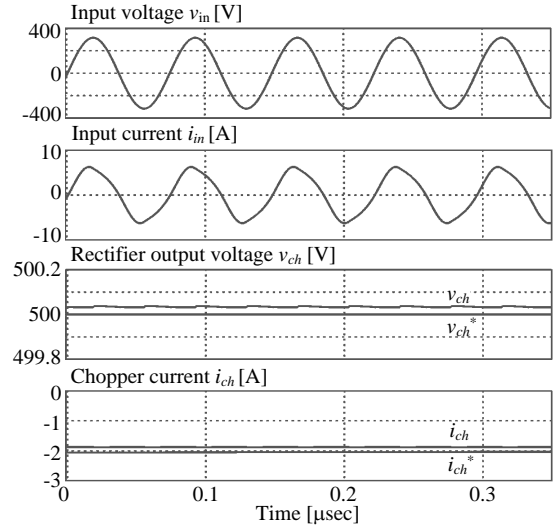


Fig. 5. Operation waveforms of the proposed circuit by simulation.

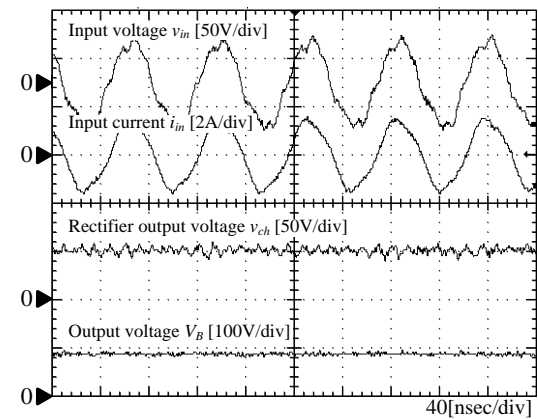


Fig. 6. Operation waveforms of the proposed circuit.

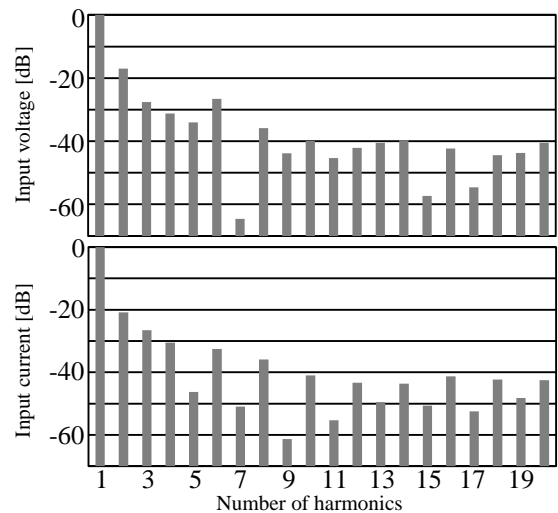


Fig. 7. Harmonics components of the input voltage and current.

および、電流波形について高調波解析を行った。なお、ここでは 13.56 MHz の時の電流振幅を基準に基準化を行っている。高調波解析はオシロスコープを用いて行ったため、使用したプローブの周波数帯域の制限により、7 次以降の高調波成分および、総合ひずみ率(以下、「THD」)については参考値である。なお、オシロ

スコープのサンプリング周波数は 1.25 GHz である．解析結果より，入力電圧は反射の影響により多くの 2 次高調波成分を含んでおり，20 次までの THD は 16.2% である．一方，入力電流の高調波は 20 次まで -20 dB 以下に抑制されており，THD は 11.2% である．

基本波に着目すると，回路の入力インピーダンスは  $29.6+j0.51 \Omega$  となり，実部について大きな誤差が生じることとなった．この時，(4)式から計算される反射係数  $\Gamma$  は 39.4% である．発生した誤差は，ダイオードの寄生容量によるものであり，特に入力電力が小さい場合には，ダイオードの逆阻止電圧が低くなるため寄生容量が回路動作に与える影響が大きくなる．

### 5.2. 共振コンデンサ無し(ダイオード寄生容量のみ)

ダイオードの寄生容量を考慮し，ダイオードに並列に接続されるコンデンサ  $C_1, C_2$  の容量と，共振インダクタ  $L_1$  の調整を行った．しかし，入力インピーダンスが一定となる整合条件下では，入力電力は入力電圧によってのみ調整されるため，入力電力が小さい場合，ダイオードの逆阻止電圧が低下する．ダイオードの逆阻止電圧が低い場合，付加したコンデンサに対して，ダイオードの寄生容量が支配的となる．そこで，ここではダイオードの寄生容量のみ用いて入力インピーダンス整合を実現する．

図 8 に寄生容量を用いた際の回路の動作モードを示す．寄生容量で共振させた場合には，動作モード I と III の共振時において，上側アームを通して共振する経路 ( $L_1, C_1, C_2$ ) と下側アームを通して共振する経路 ( $L_1, C_6, C_7$ ) のインピーダンスが等しくなる．そのため，入力電流は上下アームに分流することとなる．

これにより，回路パラメータと入力インピーダンスの関係が，共振コンデンサ接続時と異なるため，ここではインダクタを  $L = 950 \text{ nH}$  から  $1.5 \mu\text{H}$  へ変更した．

図 9 にダイオードの寄生容量を用いて，入力インピーダンス整合をとった際の実験波形を示す．なお，ここで進行波電力  $P_F$  は 20 W とした．実験波形より，共振コンデンサ無しでも，回路が正常に動作していることがわかる．

図 10 にダイオードの寄生容量を用いて共振動作を得た際の入力電圧および，電流の高調波解析結果を示す．20 次までの入力電流 THD は 8.1% を達成しており，共振コンデンサを用いた場合と比較して 27.7% の低減を確認した．また，この時，入力力率は 0.99 を達成している．同様に，入力電圧の THD も 16.2% から 7.0% まで 56.7% 低減されることを確認した．これは，インピーダンス整合がとられたことにより，反射電力が低減され，特に 2 次の高調波成分が減少したためである．

基本波成分から回路の入力インピーダンスを導出したところ， $52.7-j0.02 \Omega$  が得られた．(4)式に従って反

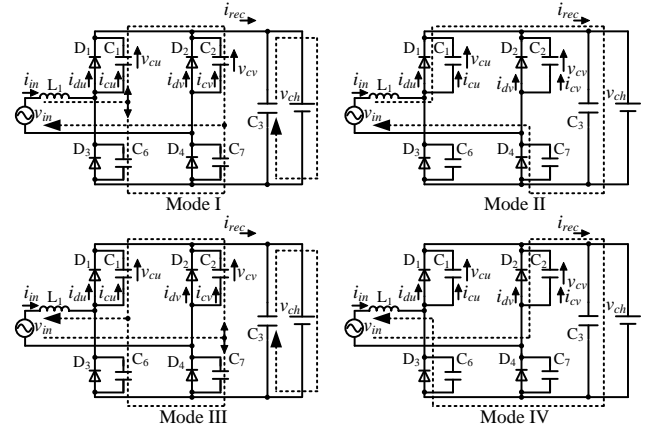


Fig. 8. Operation modes without resonant capacitors.

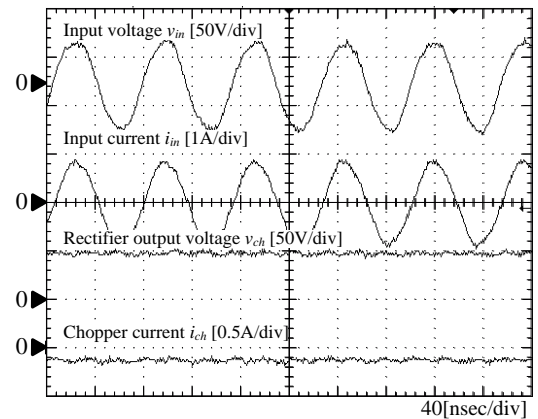


Fig. 9. Operation waveforms of the proposed circuit without resonant capacitors.

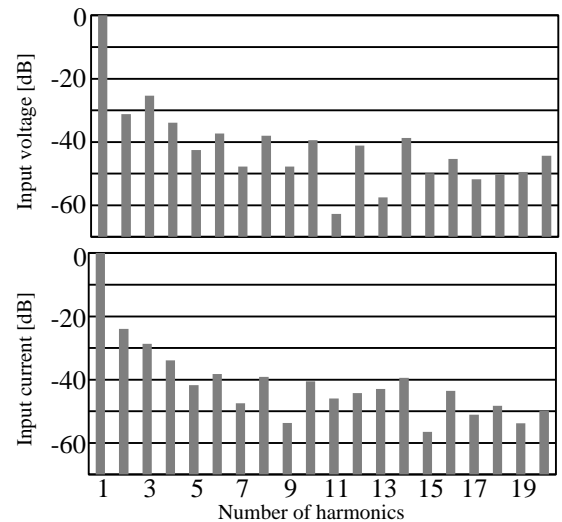


Fig. 10. Harmonics components of the input voltage and current without resonant capacitors.

射係数を計算すると，反射係数は  $\Gamma = 2.6\%$  となる．また，進行波電力に対して反射電力が発生する割合は  $\Gamma^2$  であるため，本回路の入力で発生する反射電力は進行波電力に対して 0.1% 未満である．

以上の結果より，本回路を高周波非接触給電の受電側に接続することで，反射電力の発生を抑制できることを確認した．

### 5.3. バッテリ電圧変動時の整合特性

非接触給電システムの受電側には、負荷としてバッテリーが接続されることとなる。しかしながら、バッテリーは充電状態によって、バッテリーの端子間電圧が変動する<sup>(12)</sup>。したがって、バッテリー電圧が変動した際にも、受電側 AC-DC コンバータの入力インピーダンスは  $50+j0 \Omega$  に対して整合が図られなければならない。

図 11 にバッテリー電圧  $V_B$  を 95 V から  $\pm 35\%$  変動させた場合の入力インピーダンス特性を示す。(a)が入力インピーダンスの絶対値、(b)が入力力率である。ここで、整流器出力電圧  $v_{ch}$  は双方向昇圧チョッパにより 56.6 V 一定となるよう制御している。

バッテリー電圧が変動した場合にも、入力インピーダンス絶対値は約  $52 \Omega$  に維持されており、インピーダンス絶対値の変動は最大でも 1.2% である。同様に、入力力率もバッテリー電圧によらず常に 0.99 を達成している。

### 6. まとめ

本論文では、非接触給電システムの受電側に適用する、AC-DC コンバータの基礎特性と動作モードについて検討を行った。提案する AC-DC コンバータは、高周波スイッチングを用いることなく、入力インピーダンス整合、及び 13.56 MHz から直流への変換が可能である。

シミュレーション及び実験結果より、提案回路の入力インピーダンスを  $50+j0 \Omega$  に整合可能であることを明らかとした。特に、ダイオードの寄生容量を考慮して回路を構成した場合には、反射係数  $\Gamma$  を 2.6% まで抑制可能である。また、負荷であるバッテリーの電圧が変動した際にも、入力インピーダンスの変動は一定であり、 $50+j0 \Omega$  に対して整合可能であることを確認した。

以上の結果より、本回路の非接触給電システムに対する有用性を確認した。今後は、効率に関する回路の最適設計を行う予定である。

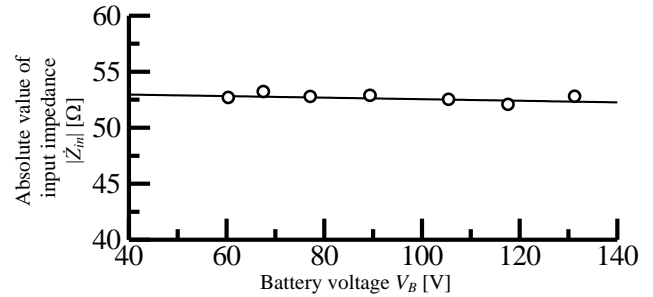
### 文 献

[1] A. Karalis, J. D. Joannopoulos, M. Soljacic: "Efficient Wireless non-radiative mid-range energy transfer", *Annals of Physics*, Vol. 323, No. 1, pp. 34-48, Jan. 2008

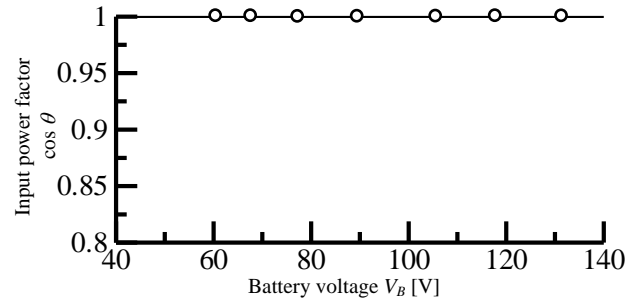
[2] S. Lee, R. D. Lorenz: "Development and Validation of Model for 95%-Efficiency 200-W Wireless Power Transfer Over a 30-cm Air-gap", *IEEE Trans. On Industry Applications*, Vol. 47, No. 6, pp. 2495-2504, Nov. 2011

[3] 居村岳広, 堀洋一: 「等価回路から見た磁界共振結合におけるワイヤレス電力伝送距離と効率の限界値に関する研究」, *電気学会論文誌 D*, Vol. 130, No. 10, pp. 1169-1174, Oct. 2010

[4] 居村岳広, 岡部浩之, 内田利之, 堀洋一: 「共振時の電磁界結合を利用した位置ずれに強いワイヤ



(a) Absolute value of input impedance.



(b) Input power factor.

Fig. 11. Relationship between the battery voltage and the input impedances of the proposed circuit.

レス電力伝送」, *電学論 D*, Vol. 130, No. 1, pp. 76-83, Jan. 2010

[5] C. K. Lee, W. X. Zhong, S. Y. R. Hui: "Effects of Magnetic Coupling of Nonadjacent Resonators on Wireless Power Domino-Resonator Systems", *IEEE Trans. On Power Electronics*, Vol. 27, No. 4, pp. 1905-1916, Apr. 2012

[6] 藤田敏博, 金子裕良, 阿部茂: 「直列及び並列共振コンデンサを用いた非接触給電システム」, *電気学会論文誌 D*, Vol. 127, No. 2, pp. 174-180, Feb. 2007

[7] 倉田秀樹, 河村篤男: 「磁気結合等価回路を利用した非接触給電の高効率化に関する研究」, *電気学会産業計測制御研究会, IIC-10-15*, pp. 1-6, Mar. 2010

[8] 金子裕良, 江原夏樹, 岩田卓也, 阿部茂, 保田富夫, 井田和彦: 「電気自動車用非接触給電装置のトランス巻線方式による特性比較」, *電気学会論文誌 D*, Vol. 130, No. 6, pp. 734-741, Jun. 2010

[9] K. Kusaka, J. Itoh, "Experimental Verification of rectifiers with SiC/GaN for Wireless Power Transfer Using a Magnetic Resonance Coupling," *The 9th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pp. 1094-1099, Singapore, Nov. 2011

[10] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, D. P. Kothari: "A Review of Single-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters", *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, Vol. 50, No. 5, pp. 962-981, Oct. 2003

[11] K. Matsui, I. Yamamoto, K. Ando, G. Erdong: "A Novel High DC Voltage Generator by LC Resonance in Supply Frequency", *European Conference on Power Electronics and Applications 2007*, pp. 1-8, Sept. 2007

[12] 宮本裕之, 森本雅之, 森田克明: 「架線レス電車の電池のオンライン SOC 推定法」, *電気学会論文誌 D*, Vol. 129, No. 2, pp. 201-206, Dec. 2009