# 電動アシスト自転車用非接触充電システムの素子数低減の検討

野口 健二\* 折川 幸司 伊東 淳一(長岡技術科学大学)

# Verification for Reduction of the Number of Devices of Wireless Charging System for Electric Assisted Bicycle Kenji Noguchi<sup>\*</sup>, Koji Orikawa, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

This paper discusses the verification for reduction of the number of devices of wireless charging system for electric assisted bicycle. In this paper, the wireless charging to the EDLCs using proposed system is verified by using a switch of three-phase inverter in place of diode rectifier. As a result, it is confirmed that the AC voltage of 1 MHz can be rectified by a parasitic diode of the three-phase inverter. Finally, the proposed system is verified in the running test using the switch of the three-phase inverter used in the wireless charging. As a result, it is confirmed that the assist operation can be assisted by the three-phase inverter. In addition, if frequency of wireless power transmission is a 900 kHz or more, the three-phase inverter can share as a diode rectifier.

**キーワード**:電動アシスト自転車,非接触充電システム,素子数低減,三相インバータ (Electric assisted bicycle, Wireless charging system, Reduction of the number of devices, Three-phase inverter)

#### 1. はじめに

近年,電気自動車などの移動体用途に向けた非接触充電 システムの研究が盛んに行われている<sup>(1-4)</sup>。これら車両用の 電源には,長時間走行を可能とする高エネルギー密度を有 するリチウムイオン電池(以下 LiB)が用いられる。しかし, LiB は(i)充電時間が長く,(ii)使用時に発熱・発火の危険性 の恐れがあり,(iii)サイクル寿命が短い,という課題がある。 一方で筆者らは,サイクル寿命が長く急速充電可能な電 気二重層キャパシタ(以下 EDLCs)を用いた電動アシスト 自転車用 MHz 級非接触充電システムを提案している<sup>(5)</sup>。本 提案システムの特徴は,従来搭載していた LiB を EDLCs へ変更することで,(i)充電時間の短縮,(ii)安全性の向上, (iii)長寿命化を達成できる点である。また,電動アシスト自 転車は,電気自動車などの長距離移動体とは違い,電源の エネルギーが枯渇しても人が自らペダルを漕げばよい。

これまでの本提案システムでは、EDLCsの充電時には非 接触で受電した交流電圧をダイオード整流器により直流に 変換し、双方向 DC-DC コンバータより EDLCs へ充電制御 を行う。また、人力アシスト時には、双方向 DC-DC コンバ ータで EDLCs の放電制御を行い、三相インバータより BLDC モータ(アシストモータ)を駆動する。そのため、充電 時には三相インバータのスイッチを、放電時にはダイオー ド整流器を使用していない。したがって、充放電のどちら にも使用可能な回路を実現することで EDLCs の充放電回 路を小型化できる可能性がある。



Fig. 1. Conventional system configuration.

本論文では、非接触給電部の電力伝送周波数がモータ駆 動周波数に対して十分高いことに着目し、本来モータ駆動 用である三相インバータの寄生ダイオードを用いて整流回 路を実現する。この手法によりダイオード整流器を省略す ることができ、システムの素子数を低減できる。また、電 力伝送周波数が MHz 級の交流のため, 三相インバータに接 続されているモータのインピーダンスは高インピーダンス となる。したがって、充電中はモータに電流は流れないた め、モータを保護するためのモータとインバータを切り離 すためのリレーなどの追加部品が必要ない。本論文の構成 は以下である。まず、提案システムでの非接触給電方式を 検討する。次に、三相インバータを用いた整流回路の動作 を実機検証し、EDLCs へ非接触充電の動作検証を行う。こ のとき、双方向 DC-DC コンバータの出力電圧を一定に制御 して充電を行う。最後に、非接触充電で用いた三相インバ ータのスイッチを用いて走行検証した結果を報告する。

#### 2. 提案システム構成

図1に従来システム構成を示す。従来システムでは、充



Fig. 2. Proposed system configuration.

電時は非接触で受電した交流電圧をダイオード整流器によ り直流に変換している。しかし、人力アシスト時はダイオ ード整流器を用いないためダイオード整流器の利用率が悪 い。したがって、従来システムには利用率の高い回路を実 現することで、システムの小型化の余地がある。

図 2 に提案システム構成を示す。提案システムでは、充 電時に非接触で受電した交流電圧から MOSFET を用いた モータ駆動用三相インバータの寄生ダイオードを用いて直 流に変換する。そのため、ダイオード整流器を削減するこ とができ、従来システムに比べてシステムを小型化できる。 また、双方向 DC-DC コンバータの出力電圧を 24 V 一定に 制御して EDLCs へ充電を行う。人力アシスト時も出力電圧 を 24 V 一定に制御する。

双方向 DC-DC コンバータには EDLCs からみて昇圧形を 採用する。これは、電動アシスト自転車の最大電力 384 W で最も小型であるためである<sup>(5)</sup>。また、EDLCs(日本ケミコ ン株式会社<sup>(6)</sup>: DDLE2R5LGN701KAA5S)のエネルギーは 12.1 kJ に設計している。

#### 3. 非接触給電方式の検討

提案システムでは、非接触給電用コイルとして、小形・ 軽量な PCB コイルを用いる<sup>(7)</sup>。ここで、非接触給電の方式 を一次直列二次並列コンデンサ方式(以下 SP 方式)及び一次 直列二次直列コンデンサ方式(以下 SS 方式)で検討する。

図3にSP方式とSS方式の回路図を示す。送電コイルに は高周波電源が接続され、受電コイルにはMOSFETを用い た三相インバータとBLDCモータが接続される。

表 1 に非接触給電用コイルの仕様を示す。送受電コイル 間距離は 50 mm で設計し,自己インダクタンスや巻線抵抗 値,結合係数は LCR メータで測定している。各方式の漏れ インダクタンス補償用の送受電コンデンサ容量の設計式は (1),(2)式で表される。

$$C_{1,p} = \frac{1}{(1 - k_0^2)L_1\omega_0^2} \tag{1}$$

$$C_{1ss} = \frac{1}{L_1 \omega_0^2} = C_{2ss} = \frac{1}{L_2 \omega_0^2} = C_{2sp} = \frac{1}{L_2 \omega_0^2}$$
(2)

ここで $L_1$ は送電コイルの自己インダクタンス, $\omega_0$ は共振 角周波数, $k_0$ は結合係数の設計値, $L_2$ は受電コイルの自己



Fig. 3. Circuit diagram of SP and SS topology.

Table 1. Specification of coil.

Items		Values		Remarks
Outline (Length)		250	mm	
Outline (Side)		200	mm	
Thickness of PCB		2	mm	FR-4
Thickness of copper trace		70	μm	
Self-inductance $L_1$		58	μH	
Self-inductance $L_2$		58	μH	
Resistance of			•	
primary side coil r <sub>1</sub>		5.1	Ω	
Resistance of secondary side coil <i>r</i> <sub>2</sub>		5.1	Ω	
Mutual inductance $M$		22	μH	
Designed coupling factor $k_0$		0.38		
Table 2. Variables of SP and SS topology.				
Items	SP topology		SS topology	
Input - output characteristic	$V_1 = V_2 k_0$		$V_1 = -j\omega_0 M I_2$	
	$I_1 = \frac{I_2}{k_0}$		$I_1 = -j \frac{V_2}{\omega_0 M}$	
Maximum efficiency	$\eta_{\max} = \frac{1}{1 + \frac{2}{k_0 \sqrt{Q_1 Q_2}}}$			
Impedance of maximum efficiency	$R_{\max} = \frac{r_2 Q_2}{k_0} \sqrt{\frac{Q_2}{Q_1}} \qquad R_{\max} = k_0 r_2 \sqrt{Q_1 Q_2}$			
Secondary side voltage of maximum efficiency	$V_{2\max} = \sqrt{P_2} \sqrt{R_{\max}}$			

インダクタンスである。ここで、共振周波数を1 MHz とすると、受電側コンデンサ $C_2$ の容量は 436.7 pF である。

表 2 に SP 方式と SS 方式の入出力特性, 伝送効率の最大 値  $\eta_{max}$ , 最大伝送効率達成時の負荷抵抗値  $R_{max}$ , 最大伝送効 率達成時の二次側電圧  $V_{2max}$ を示す<sup>(8)</sup>。ここで, 入出力特性 は巻線抵抗値を無視した時の特性である。また,  $r_2$ は受電 コイルの巻線抵抗値,  $Q_1$ ,  $Q_2$ は送電及び受電コイルの共振の鋭さ,  $P_2$ は二次側電力である。SP 方式では定電圧入力の場合,二次側は定電圧出力となる。一方, SS 方式では イミタンス変換器と等価となり,定電圧入力の場合は定電流出力となる<sup>(9)</sup>。このときの二次側電流は,一次側電圧が一定の場合,コイル間の結合が高く相互インダクタンスMが大きい場合に小さい。この結果,結合係数が高い場合は二次側電力が小さくなる。

また,SP 方式もSS 方式も伝送効率の最大値 $\eta_{max}$ はほぼ 同じとなるが,最大伝送効率達成時の負荷抵抗値 $R_{max}$ は, SP 方式では結合係数 $k_0$ に反比例し,SS 方式では結合係数 $k_0$ に比例する。結合係数 $k_0$ が 0.1~0.4 において,同一の送受 電コイルを用いた場合,SP 方式の $R_{max}$ はSS 方式の 6~100 倍程度の大きな値となる。ここで,結合係数 $k_0$ と二次側電 力 $P_2$ を同じとした場合,二次側電圧 $V_{2max}$ は $R_{max}$ の平方根 に比例する。したがって,同じ電力を伝送する場合,SP 方 式はSS 方式よりも高い二次側電圧を必要とする。

一方,提案システムは二次側電圧 24 V のシステムで,結 合係数は 0.3 以上を想定している。ここでは、本システムに おいて SP 方式を用いた場合と SS 方式を用いた場合の伝送 特性を理論とシミュレーションにより検討する。

図4に表2の理論式による伝送効率の最大値と結合係数 の関係を示す。ここで、理論式で用いたパラメータは表1 のデータを用いており、電力伝送周波数は1MHzとしてい る。図4より、結合係数が低いと最大伝送効率が低下する ことがわかる。また、結合係数0.1以下の領域では、非接触 給電用コイルでの損失が大きくなり、コイルを冷却する冷 却体が必要となるため、システムの小型化の観点から電力 伝送には適していない。

図 5 に表 2 の理論式による最大伝送効率達成時の負荷抵抗値と結合係数の関係を示す。図 5 より、SS 方式の $R_{maxSS}$ は低く、SP 方式の $R_{maxSP}$ は高いことがわかる。したがって、同じ電力を伝送する場合、表 2 の二次側電圧の式より SP 方式は高電圧システムに、SS 方式は低電圧システムに適していることがわかる。

図6に図2の回路において共振時におけるSP方式及び SS方式を用いた場合の結合係数と二次側電力,伝送効率の シミュレーション結果を示す。表3にシミュレーション条 件を示す。コイルのパラメータは表1のデータを用いてお り、電力伝送周波数は1MHzとし、シミュレーションでは 整流器にモータを接続していない。また、双方向DC-DCコ ンバータの出力電圧を24V一定に制御している。図6より、 SP方式の伝送効率がSS方式より低いことがわかる。この 理由は、低電圧システムにより、二次側電力が大きくなる と負荷抵抗値が小さくなり、SP方式では伝送効率が低い領 域となるためである。また、結合係数が0.12以上ではSS 方式よりSP方式の二次側電力が大きく、0.12未満ではSP 方式よりSS方式の二次側電力が大きくなる。この理由は、 表2の入出力特性が示すように、SS方式は結合係数が高い 領域では二次側電流が小さくなり、二次側電力を大きくと



Fig. 4. Relationship between the coupling factor and the maximum efficiency.



Fig. 5. Relationship between the coupling factor and the impedance of maximum efficiency. Table 3. Conditions of the simulation.

Items	Values	
Frequency of the power supply	1 MHz	
Resonant frequency	1 MHz	
Primary side voltage	$50 V_{\rm rms}$	



Fig. 6. Relationship between the coupling factor and the secondary side power, the transmission efficiency.

れないためである。したがって,SS方式では一次側電圧を 高くして二次側電力を大きくとる必要がある。そのため, SS方式では,高電圧出力可能な電源が必要となる。その詳 細を図8において述べる。 図7に図6のシミュレーション結果での電源の電力(一次 側電力)と結合係数のシミュレーション結果を示す。図7よ り,SP方式はSS方式より高周波電源に必要とされる電力 が大きいことがわかる。この理由は,SP方式の伝送効率が 低いためである。したがって、コイルの二次側が低電圧の 場合は、SP方式では大容量の電源が必要となる。

図 8 に表 2 の理論式による二次側電力を 60 W 一定とし た時の一次側電圧と結合係数の理論計算結果を示す。二次 側電力を 60 W とするとき,変換器での損失も考慮して充電 時間は約 5 分となる。なお,理論計算では巻線抵抗値を無 視している。図 8 より,表 1 の測定結果である結合係数 0.38 において,SP 方式では約 10 V,SS 方式では約 350 V の一 次側電圧が必要であることがわかる。したがって,SS 方式 では 350 V 以上の電圧を出力可能な電源が必要となる。

図9にモータ及び受電側コンデンサ  $C_2$ のインピーダンス の周波数特性を示す。図9より,MHz 級における非接触充 電時では、モータが高インピーダンスとなり,BLDC モー タ駆動時の周波数 100 Hz ~ 1 kHz では、受電側コンデンサ が高インピーダンスになることがわかる。したがって、SS 方式を用いることで、BLDC モータを駆動時には受電側コ ンデンサが高インピーダンスとなり、コイルとモータを切 り離す必要がなくなる。また、モータに定格電圧を印加し た場合にモータの定格電流の1%以下(今回の仕様では 0.1 A 以下)が流れるときのモータインピーダンスを高インピーダ ンスであると定義すると、図 9 において非接触給電部の電 力伝送周波数が約 900 kHz 以上であればモータが高インピ ーダンスとなる。

本提案システムでは、EDLCs へ非接触で急速充電するこ とをコンセプトとしている。本来,低電圧システムにおい て同じ電力を伝送する場合には SS 方式が有利だが,今回使 用する高周波電源の出力電圧の制限により,今回の条件で は SP 方式の方が受電側電力を大きく取れるため,SP 方式 を採用して非接触充電検証を行う。

#### 4. 非接触充電検証

SP 方式では負荷変動や結合係数の変動によって受電側コ イルの電圧が変動する。この結果,双方向 DC-DC コンバー タや三相インバータのスイッチング素子耐圧を負荷変動や 結合係数の変動を考慮して設計しなければならない。

図 10 に非接触充電時の制御ブロック図を示す。非接触充 電時において受電側の電圧を一定とすることで,双方向 DC-DC コンバータや三相インバータのスイッチング素子 耐圧の設計を簡単化できる。また,本手法では充電時に EDLCs の電圧が変動しても,双方向 DC-DC コンバータの 出力電圧を一定に制御しているので,双方向 DC-DC コンバ ータの入力インピーダンスを一定にすることができる。入 力インピーダンスを最適値にすることで,高効率な充電が 可能である<sup>(8)</sup>

図 11 に EDLCs へ非接触充電時に従来システムのダイオ ード整流器を用いた場合と提案システムの三相インバータ



Fig. 7. Relationship between the coupling factor and the power of the power supply.



Fig. 8. Relationship between the coupling factor and the primary side voltage.



Fig. 9. Frequency characteristics of the impedance of receiving side capacitor  $C_2$  and motor.



Fig. 10. Control block diagram.





(b) Parasitic diode of the three-phase inverter. Fig. 11. Each rectified waveforms.

の寄生ダイオードを用いた場合の実験結果を示す。表 4 に 充電実験の実験条件を示す。図 11 より高周波電源側の入力 力率がほぼ 1 であることがわかる。したがって,(1),(2)式 で設計したコンデンサで漏れインダクタンスによる力率の 低下を補償できていることを確認できる。図 11(b)より三相 インバータの MOSFET の寄生ダイオードで、ダイオード整 流器を用いた場合と同様に 1 MHz の交流電圧を整流できて いることがわかる。また,充電時にモータに流れる電流は 0.1A 以下であることがわかる。したがって,モータを保護 するためのモータとインバータを切り離すためのリレーな どの追加部品が必要ないことを確認できる。



(a) Voltage and current waveform of input and output.







図 12 に EDLCs へ非接触充電した実験結果を示す。

図 12(a)に充電開始から充電停止までの双方向 DC-DC コ ンバータの入出力電圧電流波形を示す。図 12(a)より双方向 DC-DC コンバータの出力電圧が 24 V 一定で EDLCs が充 電されていることがわかる。

図 12(b)に充電開始から充電停止までの双方向 DC-DC コ ンバータの入力インピーダンスを示す。図 12(b)より非接触 充電時は双方向 DC-DC コンバータの入力インピーダンス が一定であることがわかる。

図 12(c)に充電開始から充電停止までの EDLCs のエネル

ギー貯蔵量を示す。図 12(c)より約 10 分で EDLCs のエネル ギー容量が 0%から 100%まで充電されていることがわか る。大容量の高周波電源を用いることで,さらに短時間で 満充電が可能である。

### 5. 走行検証

5章では、漕ぎ出し時と坂道走行時に三相インバータによ りアシストモータを駆動させて、双方向 DC-DC コンバータ の動作波形よりアシスト動作を確認する。

図 13 に走行試験のアシストパターンを示す。パターン A は,漕ぎ出し時のアシストを実証するための走行パターン である。パターン B は,勾配のある坂(平均勾配 6%)を登る ときのアシストを実証するための走行パターンである。

図 14 に走行開始から走行停止までの双方向 DC-DC コン バータの入出力電圧電流波形を示す。ここで、図 14(a)はパ ターン A の走行実験結果であり、図 14(b)はパターン B の 走行実験結果である。図 14(a)より、漕ぎ出し時には双方向 DC-DC コンバータの出力電流が大きく、漕ぎ出し後は減少 していることがわかる。この結果より、平坦な道での自転 車の走行は漕ぎ出し時のアシストだけで走行が安定化する ことがわかる。図 14(b)より、坂道でのアシストは平坦な道 より大きなエネルギーが必要のため、EDLCs の電圧低下が 大きいことがわかる。

# 6. まとめ

本論文では、急速充電可能な非接触充電システムの素子 数低減を検討した。まず、提案システムでの非接触給電方 式を SP 方式と SS 方式で検討した。その結果、電源電圧が 50 Vrmsにおいて、提案システムでの結合係数では、SP 方 式の二次側電力が SS 方式より大きくなることを確認した。 そこで、今回は急速充電可能な SP 方式を採用した。次に、 ダイオード整流器の替わりに三相インバータのスイッチを 用いて整流する手法を実機検証し、EDLCs へ非接触充電を 行った。その結果、三相インバータの寄生ダイオードで 1 MHz の交流電圧を整流できることを確認した。また、双方 向 DC-DC コンバータの出力電圧を一定に制御し、EDLCs への充電を確認した。最後に、非接触充電時に用いた三相 インバータのスイッチを用いて走行検証を行った。その結 果、提案システムでのアシスト動作を確認した。

以上の結果より,提案法によりシステムの素子数を低減 し,小型化できることを確認した。なお,今回は利便性を 考慮して非接触充電を適用したが,ダイオード整流器とイ ンバータの共有化は,周波数900 kHz以上であれば,DC-DC コンバータの出力側整流器として共有できる。

## 文 献

- (1) 甲斐 敏祐・クライソン トロンナムチャイ:「電気自動車用途における非接触充電の受電回路トポロジの検討」,電学論 D, Vol. 132, No.
  11, pp. 1048-1054 (2012)
- (2) 堀内 利一・川島 一允:「電気自動車への無線送電用平面アンテナに







(a) Running test result of the pattern A.



#### (b) Running test result of the pattern B.

Fig. 14. Voltage and current waveforms of input and output for bi-directional DC-DC converter.

関する評価研究」, 電学論 D, Vol. 130, No. 12, pp. 1371-1377 (2010)

- (3) 宅崎 恒司・星 伸一:「非接触給電装置の共振回路高効率化のための 受電側降圧コンバータの動作条件の検討」,電学論 D, Vol. 132, No.
   10, pp. 966-975 (2012)
- (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レス電力伝送-磁界型アンテナと 電界型アンテナー」,電学論 D, Vol. 130, No. 1, pp. 76-83 (2010)
- (5) K. Noguchi, K.Orikawa, J. Itoh : "System Design of Electric Assisted Bicycle using the EDLCs as Power Source", 2013 Japan-Korea Joint Technical Workshop on Semiconductor Power Conversion, No. IEEJ-SPC-P2-21 (2013) (in Japanese).
- (6) Nippon Chemi-Con Co. (http://www.chemi-con.co.jp/catalog/dl.html)
- (7) 野口 健二・折川 幸司・伊東 淳一:「電気二重層キャパシタを用い た電動自転車のワイヤレス充電器の設計法と充電検証」,平成 26 年 電気学会全国大会, Vol. 4, No. 082, pp. 136-137 (2014)
- (8) 遠井 敬大・金子 裕良・阿部 茂:「非接触給電の最大効率の結合係数 k とコイルの Q による表現」,電学論 D, Vol. 132, No. 1, pp. 123-124 (2012)
- (9) 入江 寿一・田原 陽介:「非接触給電装置における T-LCL 形と T-CLC 形イミタンス変換器のカスケード構成」, 電学論 D, Vol. 129, No. 5, pp. 511-518 (2009)