

移動体に EDLC を実装することを目的として, EDLC を含めた電力変換システムの体積の検討がされていない。

一方, 充電方式の利便性・安全性の向上には非接触給電技術の適用が検討されている⁽⁷⁾⁻⁽¹¹⁾。これら先行研究では, 各非接触給電方式の理論検討や特性評価, 電力変換システムを用いた制御法の提案, 伝送効率及び力率改善の検討がされている。小さな移動体に非接触給電技術を適用する場合は, 移動体に実装可能なコイルサイズで設計する必要がある。これまでに, 小さな移動体用としてコアを用いたソレノイド型コイルが開発されている⁽¹²⁾。しかし, 先行研究ではコアを用いるため重くなるという課題がある。本研究では, 電動アシスト自転車のフロントバスケットの前面に非接触給電用コイルを取り付けることを想定しており, 軽量で薄型のコイルが要求される。一方, コアを用いない円形型コイルは平面方向にコイルを巻くため, コイルの厚みは増加しないので軽量で薄型である。しかし, 電動アシスト自転車に実装することを想定して小型薄型化が可能な円形型非接触給電用コイルの設計法は検討されていない。

図 2 に EDLC と非接触給電技術を組み合わせたシステムを示す⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾。本システムの特徴は, EDLC と非接触給電技術を組み合わせることにより, (i)充電時間の短縮, (ii)利便性・安全性の向上, (iii)長寿命化を達成できる点である。また, EDLC のエネルギー密度の低さは, 頻繁な急速充電で補う。しかし, 自転車をはじめとする小さな移動体において, 電力変換システム体積及びコイルの小型化が検討されていない。また, 本システムでは, 電動アシスト自転車部の素子数が増加するため, システムの大型化及び高コスト化を招く。そのため, 電力変換システムの素子数低減の検討が必要である。

本論文では, EDLC と非接触給電技術を組み合わせた電動アシスト自転車システムの小型化を目的としてシステム全体の検討を行う。そのため,

- 1) 必要な EDLC のエネルギーの検討
 - 2) エネルギー及び充電時間, コイルサイズを考慮した非接触給電用コイルの検討,
 - 3) EDLC を含めた電力変換システム体積の検討,
- 以上 3 つの検討よりシステムの小型化を実現するための設計法を明確化する。さらに,
- 4) システムの素子数を低減するために, 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する手法の提案と実機実験の検証, を行う。

以上の検討および実験結果から, 本システムの有用性を明らかにする。

2. 必要な EDLC のエネルギーの検討

本章では, 電動アシスト自転車に必要な EDLC のエネルギーの検討として, まず走行試験によりアシストエネルギーを計測する。また, 計測したアシストエネルギーに基づき EDLC の容量設計を行い, LiB と EDLC のエネルギーと体積の関係を明らかにする。

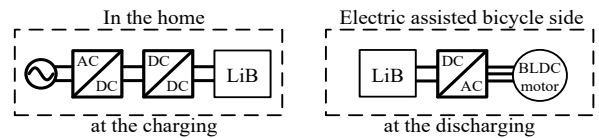


Fig. 1. Conventional system configuration.

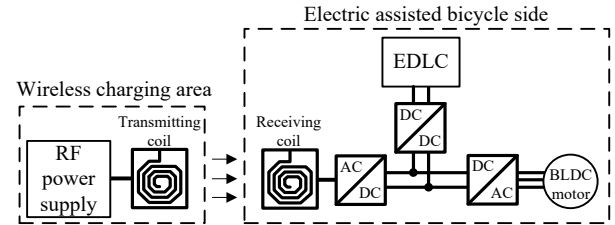


Fig. 2. Proposed system configuration.

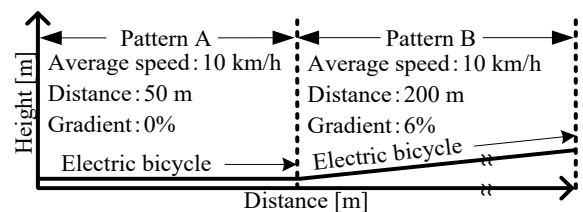


Fig. 3. Assist pattern of running test.

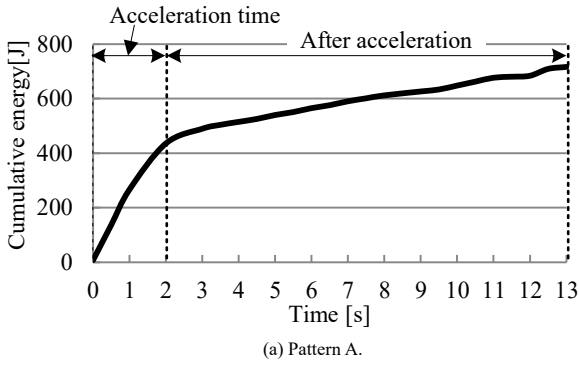
〈2・1〉 アシストエネルギーの計測

図 3 に走行試験のアシストパターンを示す。パターン A は始動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。また, 計測に用いる電動アシスト自転車はヤマハ発動機株式会社製の電動アシスト自転車(PAS ワゴン: PT16)である⁽¹⁵⁾。製品の電動アシスト自転車は, 図 1 のように LiB と三相インバータ及びアシストモータで構成している。人力とアシストの比率は, 道路交通法施行規則第一条の三により, 時速 10 km 以下では最大 1 対 2 まで, 時速 10 km から時速 24 km にかけてアシスト比率が直線的に下がり, 時速 24 km 以上ではアシスト動作しないように規制されている。今回は時速 10 km でアシスト比 2 の時のアシストエネルギーを計測する。

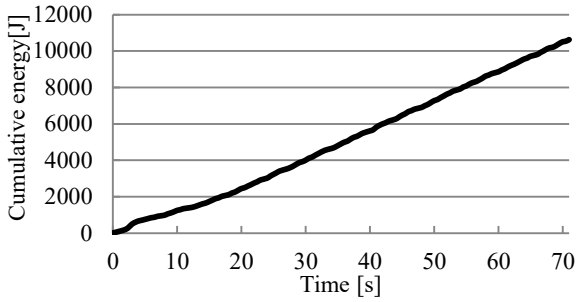
図 4 に各走行パターンの累積エネルギーの時間特性を示す。パターン A でアシストに使用したエネルギーは 716 J(加速時のみは 436 J)で, パターン B は 10.6 kJ である。また, 計測した電動アシスト自転車の最大出力電力は 384 W, 坂道走行時の定格出力電力は 150 W である。パターン B の結果より, 坂を登りきれぬ距離を 1 km とした場合, 必要なエネルギーは 53.0 kJ となる。今回は, 提案システムの最大エネルギーの仕様として, このエネルギーだけアシストできる EDLC の容量設計を行い, EDLC 体積を検討する。

〈2・2〉 LiB と容量設計した EDLC のエネルギーと体積の比較

ここでは, 走行に必要なエネルギー 53.0 kJ を満たすように EDLC のエネルギーを設計する。また, 設計に用いる EDLC は日本ケミコン社製の EDLC(DLE series)である⁽¹⁶⁾。EDLC のエネルギー E は(1)式で表される。



(a) Pattern A.



(b) Pattern B.

Fig. 4. Time characteristics of the cumulative energy of each assist pattern.

$$E = \frac{1}{2} C_{total} (V_{max}^2 - V_{min}^2) \dots \dots \dots (1)$$

ここで、 C_{total} はEDLCの合計静電容量、 V_{max} はEDLCの最大電圧(EDLCの定格電圧は1個あたり2.5V)、 V_{min} はEDLCの最低電圧である。

図5に市販のLiBと今回選定したEDLC(日本ケミコン, DDLE2R5LGN232KCH2S)のエネルギーと体積の関係を示す。今回はEDLCの最大電圧を22.5V、EDLCの最低電圧を8Vとして、EDLCを直列接続で設計し、EDLC体積は製品のデータシートのノーマルケースサイズより算出する。なお、このとき、(1)式よりEDLCより供給するエネルギー E は56.5kJとなり、仕様を満足する。図5より市販のEDLCのエネルギー密度は5.16Wh/dm³となる。LiBのエネルギー密度が96.0Wh/dm³なので、今後EDLCの性能向上により、EDLCのエネルギー密度が1.52倍以上になれば、EDLC体積がLiBよりも小型になる可能性がある。また、逆の見方をすれば、坂を登りきれる距離を1kmの2/3(37kJ)以下に設計すれば、LiBよりEDLCが小型となる。

3. 非接触給電用コイルの設計と実機評価

次に、第2章で定めたEDLCを非接触で充電するための非接触給電用コイルの設計と実機評価を行う。非接触給電用コイルは電動アシスト自転車に取付けるため小型・軽量であることが好ましい。そこで小型で軽量のプリント基板式コイルを用いる。また、オープン型コイルとショート型コイルの伝送特性を実機検証し、小型となる非接触給電用コイルのタイプを明らかにする。

〈3・1〉非接触給電用コイルの構造と等価回路

図6に非接触給電用送電側コイルの構造と等価回路を示

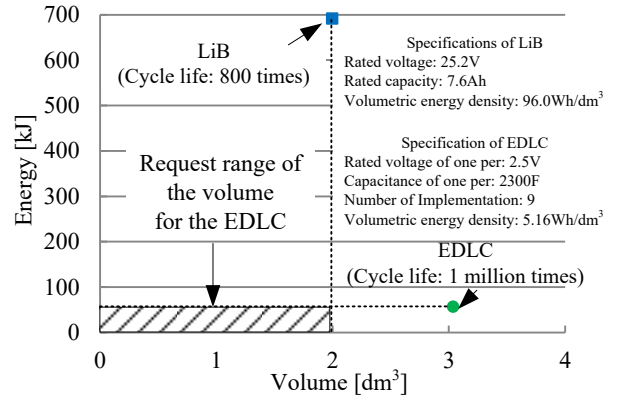


Fig. 5. Relationship between energy and volume of EDLC and LiB.

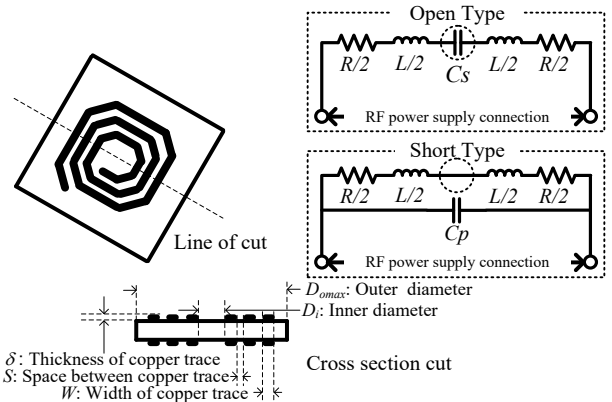


Fig. 6. Structure and equivalent circuit of the coil for wireless power transmission.

す。ここで、 R はコイルの巻線抵抗値、 L はコイルのインダクタンス、 C_s はオープン型コイルが持つ寄生容量、 C_p はショート型コイルが持つ配線間の寄生容量、 D_{max} はコイルの外径(コイルサイズ)、 D_i はコイルの内径、 δ は配線パターンの厚み、 S は配線パターンの間隔、 W は配線パターンの幅を示す。ショート型コイル及びオープン型コイルの接続点がRF電源の出力である。受電側コイルの構造及び等価回路は送電側コイルと同じである。また、オープン型コイルとショート型コイルは同じコイルサイズ D_{max} で、オープン型コイルでは表面の巻線 $L/2$ と裏面の巻線 $L/2$ を接続せず、ショート型コイルでは短絡する。

〈3・2〉充電器とコイルの設計フローチャート

図7に非接触充電のための充電器とコイルの設計フローチャートを示す。ここで、図7はショート型コイルの設計例を示している。オープン型コイルの場合はステップ4のショート型コイルが持つ配線間の寄生容量 C_p が、オープン型コイルが持つ寄生容量 C_s に変わる。図7より充電電力 P は、充電時間 T と充電エネルギー E によって決定される。コイルの配線幅、厚み、間隔はコイルサイズ D_{max} と充電電力 P によって決定される。また、任意の巻数を決定することで、インダクタンス、キャパシタンス、巻線抵抗値が一意に決まる。共振周波数と伝送効率を外部に接続するコンデンサ容量より調整する。最後に、設計した伝送効率が要求される伝送効率以上であるなら設計を終了する。今回の充電器

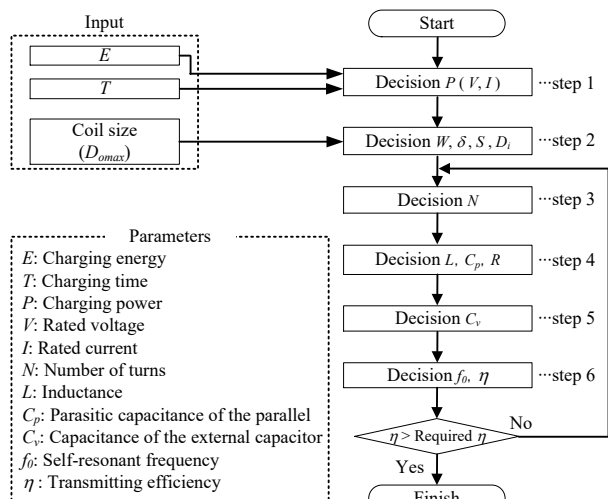


Fig. 7. Design flow chart of charger and coil for wireless charging.

は、充電効率と短時間充電を考慮し、充電時間 T は 60 秒で、充電エネルギー E は 56.5 kJ とする。このとき、充電器の平均出力電力 E/T は約 1 kW となる。コイルサイズ D_{max} は電動アシスト自転車の実装を考慮して 200 mm で設計する。

〈3・3〉非接触給電用コイルの伝送特性の実機評価

図 8 に図 7 のフローチャートに基づいて製作した非接触給電用コイルの評価用実験回路を示す。ファンクションジェネレータより任意の周波数 f を出力し、実験用電源の都合上、充電電力 1 kW をスケールリングして 100 W として、電源出力 $P_F = 100$ W (一定) とする。反射波電力 P_R は送電側コイルの前段でパワーメータを用いて測定する。また、ショート型コイルは直列に真空可変コンデンサ (VC) を接続し、VC の容量 C_v を変化させることで、コイルの共振周波数 f_0 を調整する。受電側コイルの負荷には 50 Ω 抵抗を接続する。

図 9 にショート型コイルとオープン型コイルの伝送効率の周波数特性の実験結果を示す。図 9 よりショート型コイルがオープン型コイルと同等の伝送効率かつ低い共振周波数で電力伝送できることがわかる。ここで、オープン型コイルの共振周波数を、ショート型コイルの共振周波数と同じとなるように低周波化するためには、寄生容量とインダクタンスを増加するためにコイルサイズを大きくする必要がある。したがって、ショート型コイルとオープン型コイルの共振周波数を同じに設計する場合、小型な積層セラミックコンデンサやフィルムコンデンサなどの外部コンデンサを接続するショート型コイルがオープン型コイルよりも小型に設計することができる。そこで、本システムではショート型コイルを採用する。なお、本実験では実験検証の用意さから、共振周波数は 1 MHz 程度を用いているが、最終的なシステムは Industry-Science-Medical (ISM) 帯である、13.56 MHz での利用を考えている。高周波にすることによって、コイルのサイズをより小型化でき、利便性が向上する。

〈3・4〉非接触充電方法

図 10 に電動アシスト自転車用非接触充電システムの外観を示す。図 10(a) は全体図を示しており、図 10(b) は送受電コ

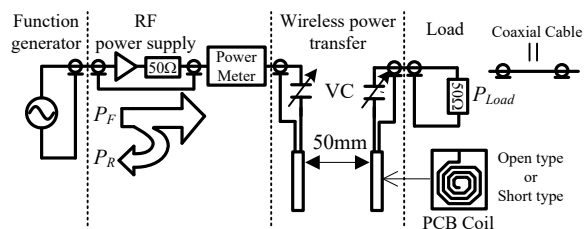


Fig. 8. System configuration of the experiments.

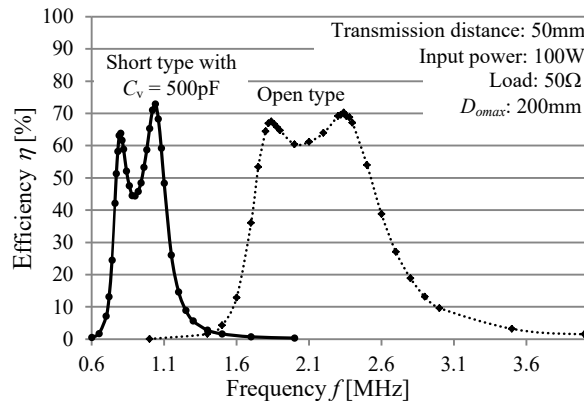
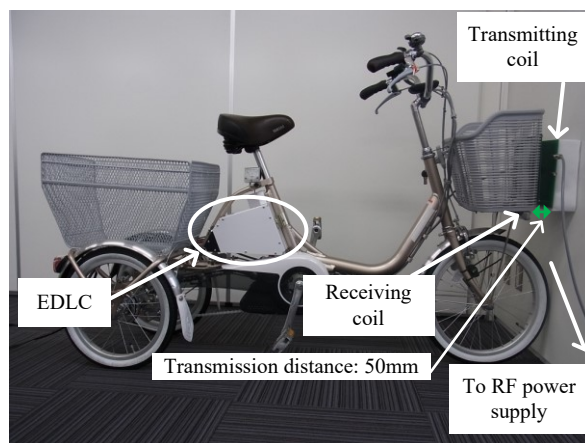
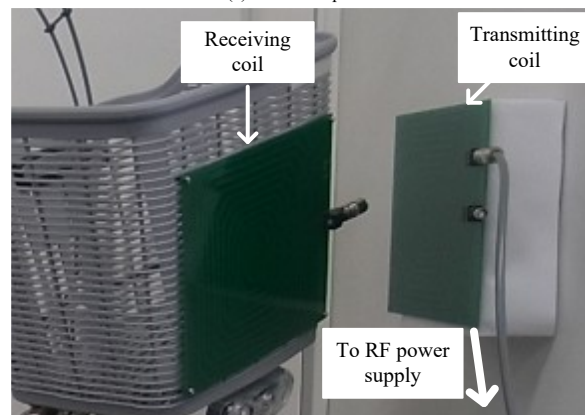


Fig. 9. Experimental results of the frequency characteristics of transmission efficiency.



(a) The entire photo.



(b) Attached photo of the coils.

Fig. 10. Appearance of the wireless charging system for electric assisted bicycle.

イルの取り付け状況を示している。図 10(b) より、受電コイルは電動アシスト自転車のフロントバスケットの前面に取り付けている。提案システムでは、側面からの非接触充電方法を採用している。

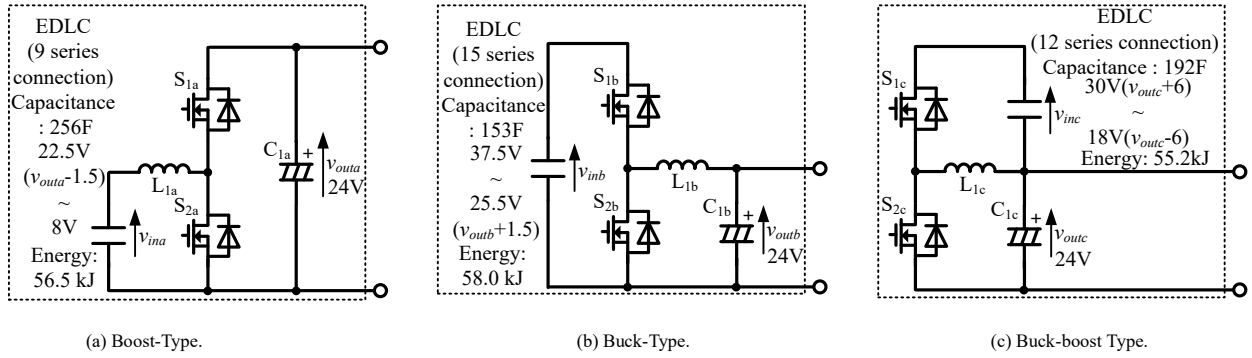


Fig. 11. Investigated circuit configuration.

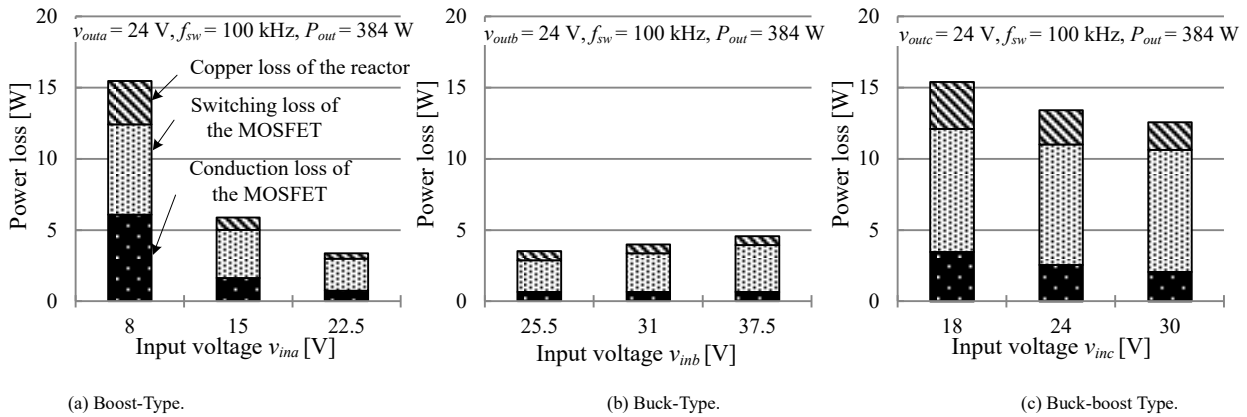


Fig. 12. Power loss analysis results of the each DC-DC converters.

4. EDLC 充放電用コンバータの主回路方式の検討

EDLC は直流リンク部に直接接続する方式が検討されている⁽¹⁷⁾。しかし、EDLC のエネルギーを最大限利用することを考えると DC-DC コンバータを接続する方法もある。さらに、非接触充電システムにおいて前者の方式で EDLC へ充電制御を行うためには、EDLC 電圧をコイルの 1 次側 2 次側間で無線回路を用いて通信を行い、高周波電源側で充電制御を行う必要があるため、複雑化する。そのため、本システムでは DC-DC コンバータを使用する前提で検討を進める。本章では、EDLC 充放電用 DC-DC コンバータの方式として昇圧形と降圧形、昇降圧形の電力損失及び総合体积の比較検討を行い、小型な方式を明らかにする。

〈4・1〉回路構成

図 11 に検討する回路構成を示す。ここでは、EDLC からみた昇圧形、降圧形、昇降圧形の DC-DC コンバータについて検討を行う。EDLC の出力電圧範囲および個数は、EDLC の充放電エネルギーが昇圧形と降圧形と昇降圧形ではほぼ同等(昇圧形は 56.5 kJ, 降圧形は 58.0 kJ, 昇降圧形は 55.2 kJ)となるように設計している。各主回路方式のリアクトルは、電動アシスト自転車の最大出力電力 384 W 時に電流リップル値が降圧形において電流リップル率 10%の 1.5 A となるように設計している。また、各主回路方式の電解コンデンサは、電解コンデンサに流れる電流リップル値を計算し、定格リップル電流以上かつ体積と等価直列抵抗値が最小の電解コンデンサのシリーズで選定している。なお、三相インバータの

入力電圧の仕様は 24 V であるため、DC-DC コンバータの出力電圧を 24 V 一定に制御する。

〈4・2〉電力損失解析

図 12 に図 11 において EDLC の電圧 v_{in} を変化させた時の各 DC-DC コンバータの電力損失解析結果を示す。ここで、EDLC の電圧幅の範囲は各方式の EDLC の充放電エネルギーがほぼ同等となる範囲である。また、スイッチは印加される最大電圧の 2 倍の耐圧のスイッチを選定する。昇圧形と降圧形は 60 V 耐圧の MOSFET(International Rectifier, IRFB3206PbF), 昇降圧形は 100 V 耐圧の MOSFET(International Rectifier, IRFB4110PbF)を用いている。ここでは、DC-DC コンバータの出力電力は 384 W 一定とし、デッドタイムなしとして解析を行う。図 12 より昇圧形は導通損と、スイッチング損が支配的で、降圧形はスイッチング損による損失が支配的であることがわかる。これは、昇圧形では降圧形に比べ、低入力電圧により入力電流が大きく増加するためである。また、昇降圧形は全電圧範囲において電力損失が大きいことがわかる。この理由は、昇降圧形は、回路の構成上、スイッチに印加する電圧が昇圧形及び降圧形より高くなり、スイッチング損が増加するためである。また、素子耐圧の高いスイッチを選定するため、昇圧形及び降圧形のスイッチよりオン抵抗が増加するため導通損も増加する。したがって、電力損失のみを考慮すると昇圧形と降圧形の適用が好ましい。

〈4・3〉主回路体積の比較

本章では、主回路体積を、EDLC、ヒートシンク、リアク

トル, 電解コンデンサの体積を合計した体積と定義する。

EDLC 体積は製品の仕様から算出している⁽¹⁶⁾。

ヒートシンクの体積算出には熱抵抗と体積の積の逆数である CSPI(Cooling System Performance Index)[W/(K・m³)]を用いる⁽¹⁸⁾。CSPI は冷却装置が有する単位体積あたりの冷却能力を示す指標であり, 値が大きいほど冷却能力が高いことを意味する。したがって, CSPI が高い冷却装置を用いれば冷却装置を小型化できる。また, CSPI は体積と熱抵抗の積の逆数であることから, 熱抵抗, 温度上昇と電力損失の関係を用いて, 冷却装置の体積 $vol_{cooling}$ は(2)式で表される。

$$vol_{cooling} = \frac{1}{R_{th} \times CSPI} = \frac{P_{loss}}{(T_j - T_a) \times CSPI} \dots\dots\dots (2)$$

ここで, R_{th} は冷却装置の熱抵抗, T_j はスイッチング素子のジャンクション温度, T_a は冷却装置の周囲温度, P_{loss} はスイッチング素子の電力損失である。

リアクトルの体積算出にはコアの窓面積と断面積の積によりコアを選定する Area Product の考え方をを用いる⁽¹⁹⁾。このとき, リアクトルの体積 vol_L は(3)式で表される。

$$vol_L = K_v \left(\frac{2W}{K_u B_m J} \right)^{\frac{3}{4}} \dots\dots\dots (3)$$

ここで, K_v はコア形状定数, W はリアクトルの最大蓄積エネルギー, K_u は窓の占積率, B_m はコアの最大磁束密度, J は巻線の電流密度である。

(3)式よりリアクトルの体積はインダクタンスに蓄積される最大エネルギー W の 3/4 乗に比例する。

電解コンデンサの体積は, 電解コンデンサのリプル電流実効値に比例し, (4)式で表される⁽²⁰⁾。

$$vol_{CE} = \gamma_{vol_{CE}}^{-1} I_{C,RMS} \dots\dots\dots (4)$$

ここで, vol_{CE} は電解コンデンサの体積, $\gamma_{vol_{CE}}^{-1}$ は電解コンデンサの体積係数, $I_{C,RMS}$ は電解コンデンサに流れる電流リプル実効値である。

表 1 に主回路体積の設計条件を示す。表 1 のパラメータを用いて各主回路体積を算出する。

図 13 に各 DC-DC コンバータの出力電力と主回路体積の関係を示す。ここで, EDLC の電圧は図 12 で電力損失が最大となる電圧としている。また, 図中の体積は EDLC とコンバータの体積(電解コンデンサ, ヒートシンク, リアクトルの合計)の合計である。図 13(b)より出力電力 100 W 付近では全方式において EDLC の体積が支配的であり, EDLC の個数が少ない昇圧形が小型であることがわかる。また, 電動アシスト自転車の電力容量 384 W では, 昇圧形の総体積が降圧形に比べ 30%小型である。しかし, 出力電力が 1.1 kW 以上となると降圧形が昇圧形より小型となる。これは, 昇圧形では出力電力に比例して電解コンデンサのリプル電流が増加し, 電解コンデンサの体積の割合が増加するためである。一方, 降圧形の場合はリアクトルに流れる電流が常に負荷に流れるため, 電解コンデンサのリプル電流は出力電力に依存しない。そのため, 出力電力が増加しても,

Table 1. Design conditions of the main circuit volume.

Items	Values
Ambient temperature T_a	30 °C
Junction temperature T_j	175 °C
CSPI	3
Constant value depending on the shape of cores K_v	17.9
Occupancy of the window K_u	0.3
Maximum flux density of the core B_m	0.3 T
Current density of the wire J	4 A/mm ²

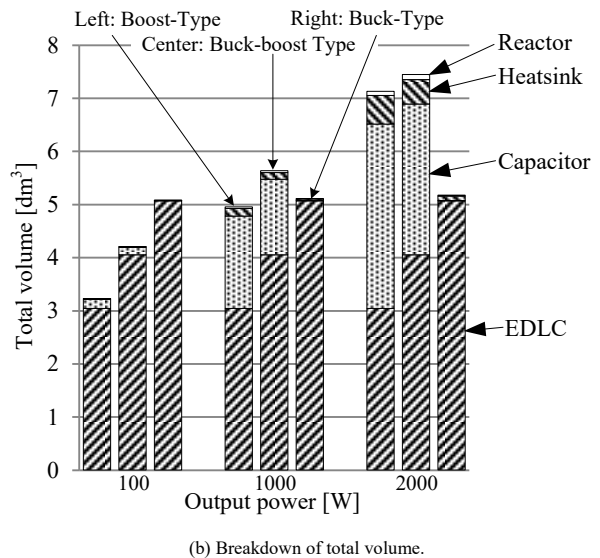
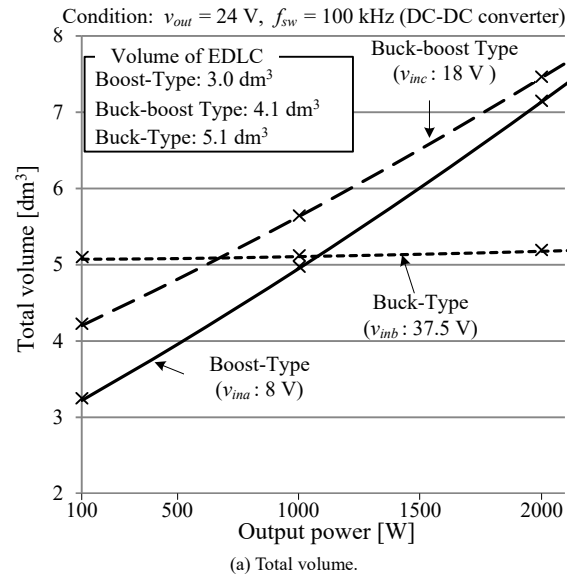


Fig. 13. Relationship between total volume and output power for the each DC-DC converters.

EDLC の体積に対して非常に小さいリアクトルとヒートシンクの体積が増加するだけで, コンバータの体積はあまり増加しない。この結果より, 出力電力 1.1 kW 以上では降圧形を, 出力電力 1.1 kW 以下では昇圧形を採用することでシステム体積を小型化できる。今回検討する電動アシスト自転車の最大出力電力は 384 W であるので昇圧形を採用する。

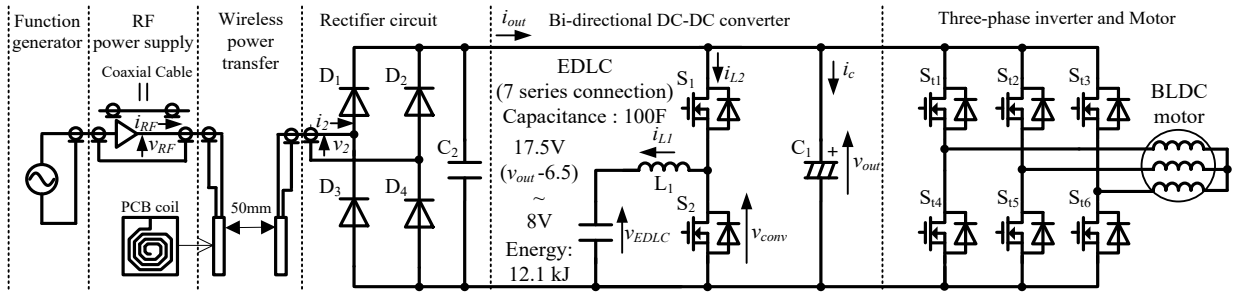


Fig. 14. System designed circuit configuration.

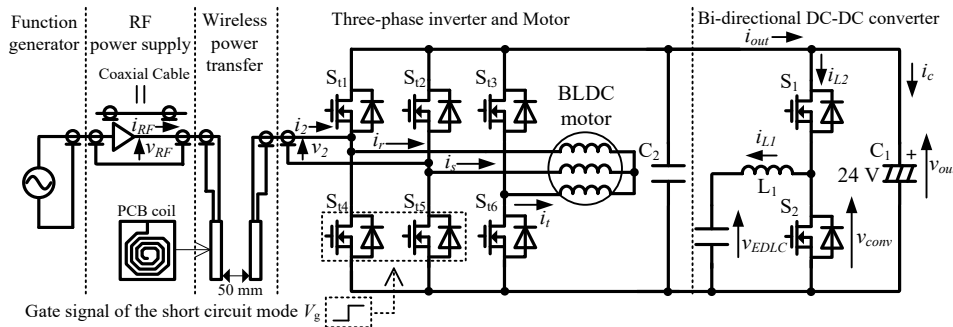


Fig. 15. Proposed circuit configuration.

5. システムの素子数低減の検討

本章では、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する手法を提案する。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、充電中に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。

〈5.1〉システム設計された回路構成

図 14 に 4 章までの検討によりシステム設計された回路構成を示す。図 14 のキャパシタの値 C_1 は $2700 \mu\text{F}$ 、 C_2 は $0.47 \mu\text{F}$ である。 C_1 は DC-DC コンバータの出力電圧制御用の電解コンデンサ(ニチコン株式会社, LNC2V272MSEF)、 C_2 は非接触充電時の高周波リプル平滑用の積層セラミックコンデンサ(株式会社村田製作所, GRM43DR72E474KW01L)を用いている。今回の C_1 は坂道走行時のリプル電流の 2 倍の許容定格リプル電流を有する製品を選定している。非接触給電用コイルは、小型となるショート型コイルを採用し、EDLC 用充放電コンバータの方式は、小型な昇圧形を採用している。プロトタイプとして、坂を登りきれる距離を 1 km の 1/5 として 200 m とする。したがって、EDLC (日本ケミコン株式会社, DDLE2R5LGN701KAA5S) のエネルギーは 12.1 kJ で設計している。本回路構成では、EDLC 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 EDLC 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 EDLC 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、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。

〈5.2〉提案回路構成

図 15 に提案回路構成を示す。提案回路では、本来モータ駆動用の三相インバータを構成する MOSFET の寄生ダイオードを整流ダイオードとして利用することで、従来必要であったダイオード整流器を削減する。そのため、図 14 の従来回路構成に比べてシステムを小型化できる。

〈5.3〉非接触給電方式の検討

提案回路を実現するために、ここでは非接触給電方式を検討する。非接触給電方式は、コンデンサ容量及び伝送効率を簡単に設計できる一次直列二次並列コンデンサ方式(SP 方式)及び一次直列二次直列コンデンサ方式(SS 方式)の適用が検討されている。そこで、本提案回路構成において、SP 方式又は SS 方式適用時の比較検討を行う。

図 16 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。また、SP 方式と SS 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(5)、(6)式で表される

$$C_{1sp} = \frac{1}{(1 - k_0^2)L_1\omega_0^2} \dots\dots\dots(5)$$

$$C_{1ss} = \frac{1}{L_1\omega_0^2} = C_{2ss} = \frac{1}{L_2\omega_0^2} = C_{2sp} = \frac{1}{L_2\omega_0^2} \dots\dots\dots(6)$$

ここで L_1 は送電コイルの自己インダクタンス、 ω_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インダクタンスである。

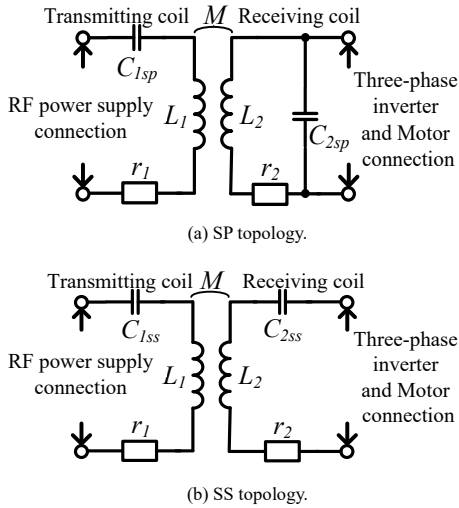


Fig. 16. Equivalent circuit diagram of each topology.

図 16 より SP 方式はモータ駆動時にモータだけでなく受電コイル L_2 にも電流が流れるため、受電コイルで損失が発生する。そのため、モータとコイルを切り離すリレーが必要である。一方、SS 方式はモータ駆動時に直列に接続されているコンデンサ C_{2ss} が高インピーダンスとなり、受電コイル L_2 に電流が流れないため、リレーは不要となる。したがって、モータ駆動を考慮すると SS 方式が有利である。

表 2 に SP 方式と SS 方式の 2 つのコイルにおける伝送効率の最大値 η_{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⁽²¹⁾。表 2 より SP 方式も SS 方式も伝送効率の最大値 η_{max} は同じとなるが、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、同じ伝送効率で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。そこで、電動自転車の定格 DC 電圧が 24 V であることを考慮して、SP 方式と SS 方式の伝送効率の理論検討を行う。

SP 方式及び SS 方式の理論伝送効率は(7), (8)式で表される⁽²¹⁾。

$$\eta_{sp} = \frac{R_L}{R_L + \frac{r_1}{k_0^2} + \left(1 + \left(\frac{R_L}{\omega_0 L_2}\right)^2\right) r_2} \dots\dots\dots (7)$$

$$\eta_{ss} = \frac{R_L}{R_L + r_2 + \left(\frac{R_L}{\omega_0 M}\right)^2 r_1} \dots\dots\dots (8)$$

ここで、 R_L は受電側負荷インピーダンスである。

表 3 に製作した非接触給電用コイルの仕様を示す。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

Table 2. Variables of SP and SS topology.

Items	SP topology	SS topology
Maximum efficiency	$\eta_{max} = \frac{1}{1 + \frac{2}{k_0 \sqrt{Q_1 Q_2}}}$	
Impedance of maximum efficiency	$R_{max} = \frac{r_2 Q_2}{k_0} \sqrt{\frac{Q_2}{Q_1}}$	$R_{max} = k_0 r_2 \sqrt{Q_1 Q_2}$
Secondary side voltage of maximum efficiency	$V_{2max} = \sqrt{P_2} \sqrt{R_{max}}$	

Table 3. Specification of coils.

Items	Values
Outline (Length)	250 mm
Outline (Side)	200 mm
Number of turns (surface)	5
Number of turns (reverse face)	5
Space between copper trace	5 mm
Width of copper trace	3 mm
Thickness of PCB (FR-4)	2 mm
Thickness of copper trace	70 μ m
Self-inductance L_1, L_2	8.6 μ H
Mutual inductance M	1.4 μ H
Designed coupling factor k_0	0.16
Winding resistance value r_1, r_2	0.3 Ω

定している。表 3 のパラメータを用いて SP 方式と SS 方式の伝送効率の理論検討を行う。

図 17 に各方式の理論伝送効率と受電側インピーダンスの関係を示す。図 17(a)に全体図を示し、図 17(b)に拡大図を示す。図 17(a)より SP 方式は高インピーダンス領域で高効率であることがわかる。一方、SS 方式は低インピーダンス領域で高効率であることがわかる。ここで、電動アシスト自転車の定格 DC 電圧が 24 V として受電側負荷インピーダンスを求めると、急速充電を考慮して受電側電力 50 W ~ 200 W とした時、負荷インピーダンスが 11.5 Ω ~2.9 Ω となる。図 17(b)より受電側電力 50 W ~ 200 W では SS 方式が SP 方式より高効率であることがわかる。したがって、モータ駆動時だけでなく、伝送効率においても SS 方式が有利であり、本提案回路では SS 方式を採用する。

また、SS 方式は送電コイルに電圧源を接続すると、負荷側からみて受電コイルが電流源に見えるため⁽²²⁾、満充電時は無線回路を用いて、受電側から送電側へ満充電信号を送信し、送電側の電源の出力を停止し、充電を停止する。そのため、無線回路が必要であり高コスト化となる。しかし、本システムでは、図 15 において EDLC が満充電時には三相

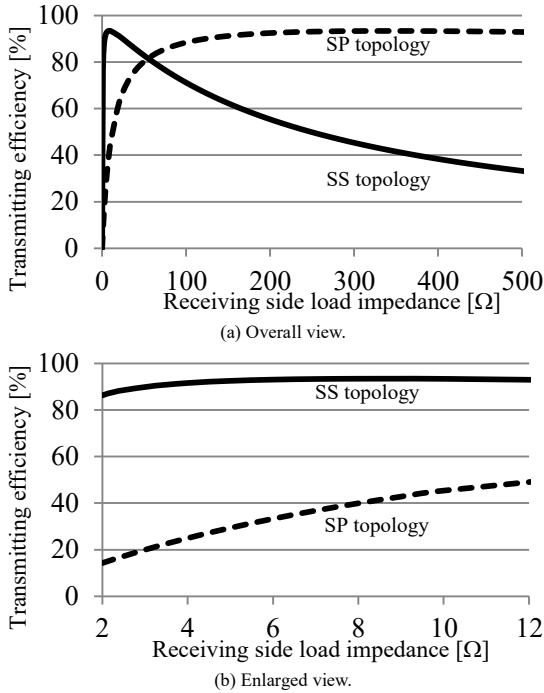


Fig. 17. Relationship between theory transmission efficiency and receiving side load impedance of each topology.

インバータの下アームスイッチをオンし、受電コイルを短絡することで、整流器の出力電流を 0 A にすることができるので、無線回路を用いずに充電を停止することも可能である。また、受電コイル短絡時は 1 次側から見て軽負荷となるので、高周波電源の出力電流が低下する。それを検出して高周波電源をオフにし、高周波電源の待機電力を低減できる。これにより低コスト化も実現できる。

次に非接触給電部の電力伝送周波数の範囲を検討する。図 18 にモータ及び受電側コンデンサ C_{2SS} のインピーダンスの周波数特性を示す。ここで、各インピーダンスは LCR メータで測定している。図 18 より、MHz 級における非接触給電時では、モータが高インピーダンスとなり、BLDC モータ駆動時のインバータの出力周波数 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 方式において 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 18 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。今回は、非接触給電部の電力伝送周波数を 1 MHz として実機検証を行う。

〈5・4〉 実験結果

ここでは実機検証により提案手法の有効性を検証する。表 4 に実験条件を示す。電源の出力周波数及び非接触給電用コイルの共振周波数は 1 MHz としている。

図 19 に非接触充電時の制御ブロック図を示す。ここで、SS 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

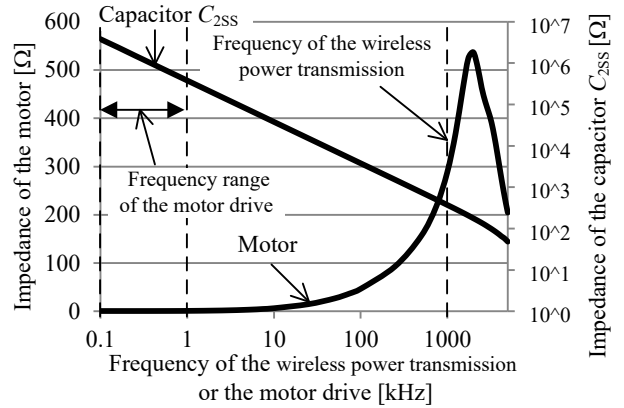


Fig. 18. Frequency characteristics of the impedance of receiving side capacitor and motor.

Table 4. Conditions of the experiment.

Items	Values
Frequency of the FG	1 MHz
Resonant frequency	1 MHz
Voltage of the FG	380 mVrms
Gain of the RF power source	100
Transmission distance	50 mm

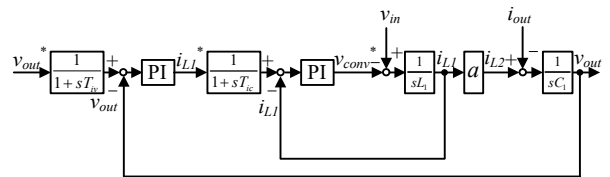


Fig. 19. Control block diagram.

ルの電圧が変動する。したがって、受電コイル側のスイッチング素子の耐圧を負荷変動や結合係数の変動を考慮して設計するか、受電側コイルの電圧を一定に制御する必要がある。そこで、本システムでは非接触充電時に DC-DC コンバータにより整流器の出力電圧を一定に制御する。今回は整流器の出力電圧を 24 V 一定に制御する。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 EDLC 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、送電側から見た双方向 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。その結果、一定の伝送効率で充電が可能である。

図 20 に非接触充電中の整流動作波形を示す。図 20 より三相インバータの MOSFET の寄生ダイオードで 1 MHz の交流電圧電流を直流に変換し、整流器の出力電圧を 24 V 一定に制御できていることがわかる。

図 21 に非接触充電中と停止時の EDLC の電圧、高周波電源の出力電圧と電流、DC-DC コンバータの出力電流、三相インバータの下アームスイッチのゲート信号を示す。図 21 より、約 4 分で EDLC が満充電となり、三相インバータの

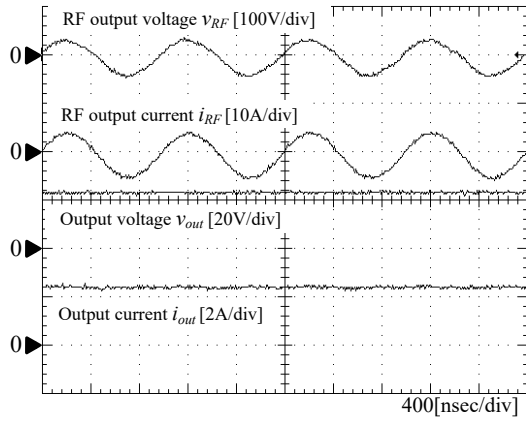


Fig. 20. Rectified waveforms.

下アームスイッチをオンすることで、整流器の出力電流を 0 A にできていることがわかり、充電停止を確認できる。また、コイルの 2 次側が三相インバータの下アームの MOSFET を介して短絡されることで、1 次側からみて軽負荷となり、高周波電源の出力電流が低下していることがわかる。この高周波電源の出力電流が低下を検出して高周波電源をオフにすることで、高周波電源の待機電力を低減できる。

図 22 に図 21 における充電モード時と短絡モード時のコイルの 1 次側及び 2 次側の電圧電流波形とモータ電流波形を示す。図 22 より、充電モード及び短絡モードにおいて、入力力率がほぼ 1 であることがわかる。この時、電力伝送周波数においてはモータの同期リアクタンスにより、モータは高インピーダンスとなるため、モータ駆動用インバータの寄生ダイオードを用いた非接触充電はモータに影響を与えない。図 22(b)より、短絡モード時はコイルの 2 次側に MOSFET のオン抵抗である小さな抵抗が接続されることになるため、高周波電源の出力電流が抑制される。なお、ここで 2 次側電圧が完全にゼロにならないのは MOSFET のオン抵抗が原因である。

以上の結果より、従回路ではシステムの素子数が 12 個で、提案回路は 8 個になるので、提案手法によりシステムの素子数を 2/3 に低減し、システムの小型化を実現できることを確認した。また、1 次側 2 次側間で通信を行わずに、三相インバータの下アームスイッチをオンすることで、コイルの 2 次側を短絡状態とし、コイルと EDLC を切り離すことができることを実機検証により確認した。

〈5.5〉 LiB とプロトタイプ の総合体積比較

図 23 に市販の LiB と製作したプロトタイプの EDLC のエネルギーと体積の関係を示す。提案手法によりダイオード整流器を削減できるため、DC-DC コンバータの主回路体積のみで従来システムと体積比較ができる。また、従来システム及び提案システムは同じ三相インバータとモータを使用しているため、三相インバータとモータの体積は体積計算に含めていない。図 23 よりプロトタイプの総合体積は LiB の体積より 50% 小型であることがわかる。したがって、現状のエネルギー密度の EDLC を用いても、エネルギーを小さく設計すれば従来システムよりも小型となる。エネルギー

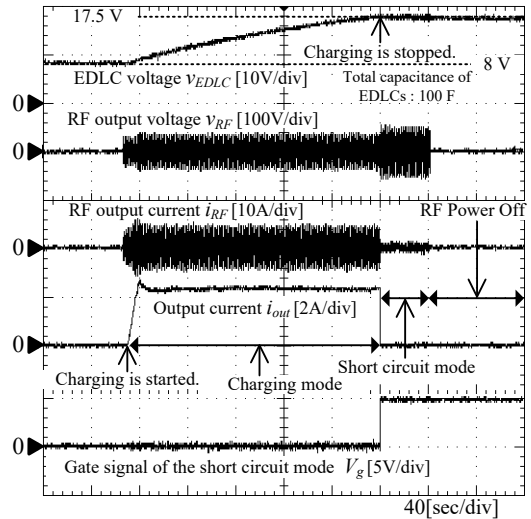
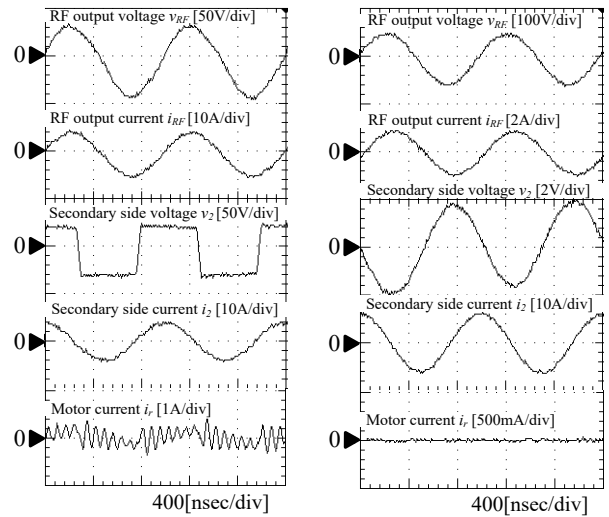


Fig. 21. Each waveforms of wireless charging.



(a) Charging mode. (b) Short circuit mode.
Fig. 22. Voltage and current waveforms of the primary and secondary side of the coil and motor current waveform.

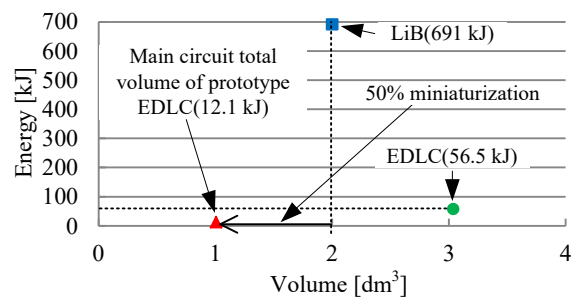


Fig. 23. Relationship between energy and volume of EDLC of prototype and LiB.

ーを小さくする設計は、LiB ではサイクル寿命が短いため実現できないが、EDLC ではサイクル寿命が長いので実現できる。

図 24 にプロトタイプの総合体積の内訳を示す。図 24 より EDLC が体積の 70% を占めていることがわかる。したがって、今後 EDLC のエネルギー密度が向上すれば、従来システムより更に小型となり、電源に EDLC が LiB の代わりとして用いることが可能となる。

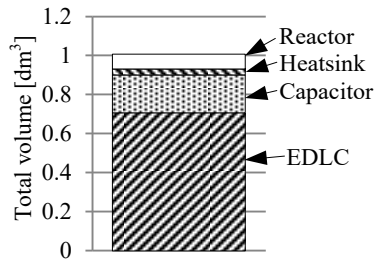


Fig. 24. Breakdown of total volume of prototype.

6. まとめ

本論文では、EDLC と非接触給電技術を組み合わせた電動アシスト自転車システムの小型化を目的としてシステム全体の検討を行った。まず 3 つのシステム検討を行い、以下の結論を得た。

(1) EDLC のエネルギー密度が 1.52 倍以上向上すれば、EDLC 体積が LiB よりも小型になることを明らかにした。また、現状の EDLC ではエネルギーを 37 kJ 以下で設計すれば、LiB より EDLC が小型となる。

(2) 非接触給電用コイルの共振周波数を同じに設計する場合、外付けコンデンサを利用するショート型コイルが、寄生容量を利用するオープン型コイルよりもコイルサイズを小型に設計できることを実機検証により明らかにした。

(3) 電動アシスト自転車の電力容量(384 W)では、昇圧形が降圧形に比べ体積を 30%小型に設計できることを明らかにした。

次に非接触充電システムの素子数低減による小型化を目的として、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する手法を提案し、実機実験によりその有用性を検討した。その結果、以下の結論を得た。

(4) システムの素子数を 2/3 に低減できることを確認した。また、非接触給電部の電力伝送周波数が 900 kHz 以上であれば、ダイオード整流器とインバータの共有化が可能であることを明らかにした。

以上の結果より、提案する EDLC を用いた電動アシスト自転車システムの有用性を確認した。

今後の課題として、非接触給電部の電力伝送周波数を ISM 帯域内に設計し、より小型化を実現したシステム構成と非接触充電動作検証などが挙げられる。

文 献

(1) S. Shibasaki, K. Tokumitsu, R. Kijima, S. Oh: "Electric Assisted Bicycle: Ecological, Economical and Comfortable", *The Journal of IEEJ*, Vol.130, No.9, pp.624-627 (2010) (in Japanese)
柴崎 聡・徳光 啓太・木嶋 龍吉・呉 世訓:「エコで快適! 電動アシスト自転車」, 電気学会誌, Vol.130, No.9, pp.624-627 (2010)

(2) M. Okamura: "R & D of Capacitor-Electronics Energy Storage System", *The Journal of IEEJ*, Vol.120, No.10, pp.610-613 (2000) (in Japanese)
岡村 勉夫:「電気二重層キャパシタを用いた蓄電装置」, 電気学会誌, Vol.120, No.10, pp.610-613 (2000)

(3) S. Funabiki, M. Yamamoto: "Estimation of Bidirectional Buck/boost DC/DC Converters with Electric Double-Layer Capacitors for Energy

Storage Systems", *IEEJ Trans. IA*, Vol.129, No.6, pp.658-663 (2010) (in Japanese)

船曳 繁之・山本 真義:「電気二重層キャパシタを用いたエネルギー貯蔵システムのための双方向昇降圧 DC/DC コンバータの評価」, 電学論 D, Vol.129, No.6, pp.658-663 (2010)

(4) K. Takizawa, K. Kondo: "Study of Method for Designing the Power and the Capacitance of Fuel Cells and Electric Double-Layer Capacitors of Hybrid Railway Vehicle", *IEEJ Trans. IA*, Vol.132, No.2, pp.133-139 (2012) (in Japanese)
瀧澤 建治・近藤 圭一郎:「燃料電池・EDLC ハイブリッド鉄道車両の電源容量決定法」, 電学論 D, Vol.132, No.2, pp.133-139 (2012)

(5) K. Shinohara, K. Yamamoto, K. Iimori, Y. Yanagita, Y. Gosho: "Performance and Maximum Load Capacity of Uninterruptible Power System using Double-Layer Capacitor", *IEEJ Trans. IA*, Vol.124, No.8, pp.799-806 (2010) (in Japanese)
篠原 勝次・山本 吉朗・飯盛 憲一・柳田 洋平・五所 嘉宏:「電気二重層コンデンサを用いた無停電電源装置の動作特性と補償可能な最大負荷」, 電学論 D, Vol.124, No.8, pp.799-806 (2010)

(6) K. Yamamoto, A. Imakiire, K. Iimori: "PWM Inverter with Voltage Boosters with Regenerating Capability Augmented by Electric Double-Layer Capacitor", *IEEJ Trans. IA*, Vol.131, No.5, pp.671-678 (2011) (in Japanese)
山本 吉朗・今給黎 明大・飯盛 憲一:「電気二重層キャパシタで回生機能を強化した電流可逆チョップ付 PWM インバータ」, 電学論 D, Vol.131, No.5, pp.671-678 (2011)

(7) T. Tohi, Y. Kaneko, S. Abe: "Maximum Efficiency of Contactless Power Transfer Systems using k and Q", *IEEJ Trans. IA* Vol. 132, No. 1, pp. 123-124 (2012) (in Japanese)
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)

(8) T. Imura, H. Okabe, T. Uchida, Y. Hori: "Wireless Power Transfer during Displacement Using Electromagnetic Coupling in Resonance - Magnetic-versus Electric-Type Antennas-", *IEEJ Trans. IA*, Vol. 130, No. 1, pp. 76-83 (2010) (in Japanese)
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-」, 電学論 D, Vol. 130, No. 1, pp. 76-83 (2010)

(9) K. Takuzaki, N. Hoshi: "Consideration of Operating Condition of Secondary-side Converter of Inductive Power Transfer System for Obtaining High Resonant Circuit Efficiency", *IEEJ Trans. IA*, Vol. 132, No. 10, pp. 966-975 (2012) (in Japanese)
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)

(10) S. Kitazawa, K. Kondo, T. Kashiwagi: "An Evaluation of Power Flow Control of the Power Conversion Circuit for Contactless Power Transformer Systems at the Coil Misalignment", *IEEJ Trans. IA*, Vol. 133, No. 5, pp. 518-525 (2013) (in Japanese)
北澤 智志・近藤 圭一郎・柏木 隆行:「非接触給電システムの電力変換回路におけるコイル位置ずれ時の定電力伝送制御法とその特性」, 電学論 D, Vol. 133, No. 5, pp. 518-525 (2013)

(11) T. Kai, K. Throngnumchai: "A Study on Receiver Circuit Topology of Non-contact Charger for Electric Vehicle", *IEEJ Trans. IA*, Vol. 132, No. 11, pp. 1048-1054 (2012) (in Japanese)
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ーの検討」, 電学論 D, Vol. 132, No. 11, pp. 1048-1054 (2012)

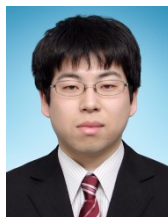
(12) N. Yoshioka, T. Kudo, Y. Kaneko, S. Abe: "U-shaped Core Transformer of 50W Wireless Power Transfer System for Electrically Assisted Bicycle.", *IEEJ Annual Meeting 2014*, 4-091(2014) (in Japanese)
吉岡 直人・工藤 貴広・金子 裕良・阿部 茂:「電動アシスト自転車用コの字型 50W 非接触給電トランス」, 平成 26 年電気学会全国大会, 4-091(2014)

(13) Y. Hori: "Future vehicle society based on electric motor, capacitor and wireless power supply", *The 2010 International Power Electronics Conference*, pp.2930 - 2934 (2010)

(14) T. Kudo, T. Toi, Y. Kaneko, S. Abe: "Contactless Power Transfer System Suitable for Low Voltage and Large Current Charging for EDLCs", *The 2014 International Power Electronics Conference*, No. 20B1-2, pp.

- 1109-1114 (2014)
- (15) ヤマハ発動機株式会社 PAS ワゴン
(<http://www.yamaha-motor.jp/pas/lineup/wagon/>)
- (16) Nippon Chemi-Con Co.
(<http://www.chemi-con.co.jp/catalog/pdf/dl-je/dl-je-140701.pdf>)
- (17) K. Kawashima, T. Uchida, Y. Hori: "A Novel EDLC Direct Connected Inverter Control for Electric Vehicle Taking into Consideration of Voltage Variation", *The papers of Technical Meeting on Vehicle Technology*, VT-09-23, pp. 71-74 (2009) (in Japanese)
河島 清貴・内田 利之・堀 洋一:「電圧変動を考慮した EDLC-インバータ直結型電気自動車の制御法」, 電気学会自動車研究会資料, VT-09-23, pp. 71-74 (2009)
- (18) U. Drofenik, G. Laimer, and J. W. Kolar: "Theoretical Converter Power Density Limits for Forced Convection Cooling" *International PCIM Europe Conference*, pp.608-619 (2005)
- (19) Wm. T. Mclyman: "Transformer and inductor design handbook", Marcel Dekker Inc. (2004)
- (20) J. W. Kolar, J Biela and J. Minibock: "Exploring the Pareto Front of Multi-Objective Single-Phase PFC Rectifier Design Optimization -99.2% Efficiency vs. 7kW/dm³ Power Density", *International Power Electronics and Motion Control Conference*, Wuhan, China (2009)
- (21) S. Nakadachi, Y. Kaneko, S. Abe: "Comparison of Voltage Source Capacity and Leakage Electric Field in the Capacitor Topology for A Wireless Power Transfer System for EVs", *The papers of Technical Meeting on Vehicle Technology*, VT-14-008, pp. 37-42 (2014) (in Japanese)
仲達 崇一郎・金子 裕良・阿部 茂:「電気自動車用非接触給電のコンデンサ接続方式による電源容量・漏洩電界の比較」, 電気学会自動車研究会資料, VT-14-008, pp. 37-42 (2014)
- (22) H. Irie, Y. Tahara: "Cascade Configuration of T-LCL-Type and T-CLC-Type Immittance Converters in Non-Contact Energy Transfer Systems", *IEEE Trans. IA*, Vol. 129, No. 5, pp. 511-518 (2009) (in Japanese)
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)

折川 幸司 (正員) 1985 年 4 月 12 日生まれ。2013 年 3 月長岡大学大学院工学研究科博士後期課程エネルギー・環境工学専攻修了。同年 4 月, 長岡技術科学大学産学官連携研究員。現在に至る。主に電力変換回路に関する研究に従事。博士 (工学) (長岡技術科学大学)



伊東 淳一 (正員) 1972 年 1 月 6 日生まれ。1996 年 3 月, 長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月, 富士電機 (株) 入社。2004 年 4 月, 長岡技術科学大学電気系准教授。現在に至る。主に電力変換回路, 電動機制御の研究に従事。博士 (工学) (長岡技術科学大学)。2007 年第 63 回電気学術振興賞進歩賞受賞。2010 年 Takahashi Isao Award (IPEC Sapporo), 第 58 回電気科学技術奨励賞, 2012 年インテリジェントコスモス奨励賞, 受賞。IEEE Senior member, 自動車技術会会員。



野口 健二 (正員) 1988 年 2 月 11 日生まれ。2015 年 3 月, 長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月, 富士電機 (株) 入社。主に電力変換回路に関する研究に従事。

