

キャパシタ絶縁を適用した倍電流整流型 LLC 電力変換器の実機検証

池内 丈人* 大倉 惇稔 渡辺 大貴 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)
永吉 謙一 角田武彦 (豊田自動織機)

Experimental Verification of Current-Doubler-Rectification-Type LLC Power Converter for Capacitive Power Transfer

Taketo Ikeuchi, Atsutoshi Okura, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology),
Ken-ichi Nagayoshi, Takehiko Sumida (Toyota Industries Corporation)

This paper proposes a current-doubler-rectification-type LLC power converter for capacitive power transfer. This circuit is a three-port converter capable of AC-DC and DC-DC operation. Furthermore, the current RMS value of the input-side inductor is the same in both modes. This paper experimentally verifies its characteristics. The present results indicate that the input current RMS values are equivalent for AC-DC and DC-DC operation, and that a smaller inductor can be expected.

キーワード : マルチポートコンバータ, キャパシタ絶縁, 倍電流整流回路, LLC 電力変換器, フライイングキャパシタ
(Multiport Converter, Capacitive Power Transfer, Current-Doubler-Rectification Circuit, LLC Power Converter, Flying Capacitor)

1. はじめに

近年, 脱炭素社会の実現に向けてバッテリー式電気自動車 (BEV) やプラグインハイブリッド自動車 (PHEV) の導入量が増加している^{(1)~(3)}。車内空間の拡大や燃費向上のために, 車載電源システムの小型軽量化が要求されている中, 車載充電器のマルチポート化による電力変換回路の高パワー密度化が検討されている^{(4)~(7)}。

車載充電器向け電力変換器として, トランスを用いた絶縁型変換器がさかんに検討されている。変圧器は一次側と二次側の絶縁に加えて, 巻数比に応じた入出力電圧比が得られる利点がある。一方, トランスを小型化するためにスイッチング周波数を高周波化する傾向にあるが⁽⁸⁾⁽⁹⁾, ヒートシンクや冷却ファンなどの体積割合が大きくなるため, 小型化には限界がある。そこで, 変圧器に比較して小型化が期待できるキャパシタ絶縁が検討されている。

キャパシタ絶縁は, 鉄心や巻線などの重量物が不要であり, 電源システムの効果的な小型化に貢献できる⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾。さらに, 磁性材料に起因する鉄損などの損失増大に伴う放熱対策が不要であり, 低 ESR のキャパシタを使用することで, 大電流用途においても発熱を抑制可能である。したがって, 冷却器の体積やコストの削減が期待できる。そこで, キャパシタ絶縁を適用したマルチポートコンバータが提案されている⁽¹²⁾。

図 1 に BEV のシステム構成を示す。本システムは電源

側交流ポート (AC), 補機側低圧ポート (LDC), バッテリ側高圧ポート (HDC) の 3 ポートを有する。充電時は AC から HDC, 走行時は HDC から LDC へ電力を供給する。本システム構成では, 車載バッテリーと補機側低圧負荷の電圧比が大きいため, 走行時に電流平滑用インダクタへ流入する電流値が充電時に比較して大きく, 走行時の電流値を用いてインダクタを設計する必要がある。インダクタ体積は最大蓄積エネルギーの 3/4 乗に比例し⁽¹³⁾, 最大蓄積エネルギーはインダクタ電流の二乗に比例するため⁽¹⁴⁾, 充電時に過大なサイズのインダクタを使用することになる。

本論文では, 両動作方向で同サイズの電流平滑用インダクタを使用できるマルチポートコンバータを提案する。本回路の特徴は, 低圧補機側のコンバータに倍電流整流型 LLC 電力変換器を適用することにより, 入出力電流比を向上させることにある。充電動作時は文献⁽¹²⁾と同様の制御

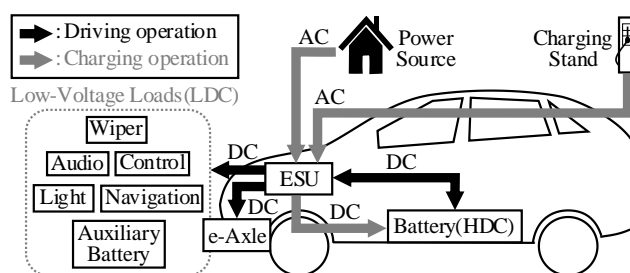


Fig. 1. BEV system configuration.

を適用する。また、補機側のコンバータは動作させない。150W の試験機における回路パラメータの設計を行い、シミュレーションおよび実機検証により提案回路の所望動作を確認したため報告する。

2. 動作原理

図 2 にキャパシタ絶縁を適用したマルチポートコンバータ回路を示す。図 2(a) は従来回路であり、入出力電流比に課題がある。図 2(b) は提案回路であり、従来回路の共振用インダクタ L_D をダイオードブリッジ側に移動させることで倍電流整流回路としている。本回路は、フライングキャパシタコンバータを基本とした回路構成である。フライングキャパシタと並列に補機側のコンバータを接続し、キャパシタ絶縁を適用する。

〈2・1〉 補機コンバータ 図 2 に示すように、従来回路では直列共振型 DC-DC コンバータを接続する。また、提案回路では倍電流整流型 LLC 電力変換器を接続している。これにより、入出力電流比を向上でき、入力側インダクタの小型化、低損失化が期待できる。なお、補機コンバータは、上下アームをデューティ比 0.5 で相補的にスイッチングさせる⁽¹⁶⁾。

図 3 に補機コンバータの等価回路を示す。提案回路では、負荷に供給された電流がフライングキャパシタ側に戻る経路と、インダクタを介して出力側に還流する経路が存在するため、等価回路が LLC 回路となる。

図 4 に従来回路および提案回路における補機コンバータの出力電圧-周波数特性を示す。従来回路では、共振周波数における入出力電圧比が 0.5 となるため、入出力電流比は 2.0 となり、インダクタ L_S へ流入する入力電流 i_s の実効値 I_S は(1)式で求められる。

$$I_S = \frac{P_O}{2V_O} \dots\dots\dots (1)$$

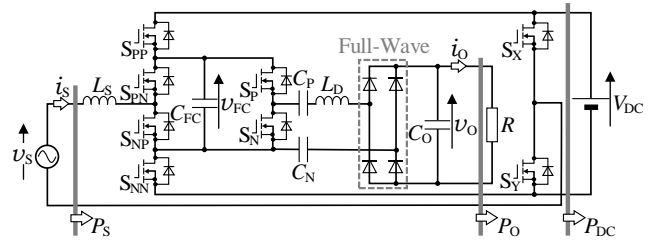
提案回路では、動作周波数 $f_0 = 50\text{kHz}$ 時の入出力電圧比は 0.30 となる。したがって、入出力電流比は 3.33 となり、インダクタ L_S へ流入する入力電流 i_s の実効値 I_S は(2)式で求められる。

$$I_S = \frac{P_O}{3.33V_O} \dots\dots\dots (2)$$

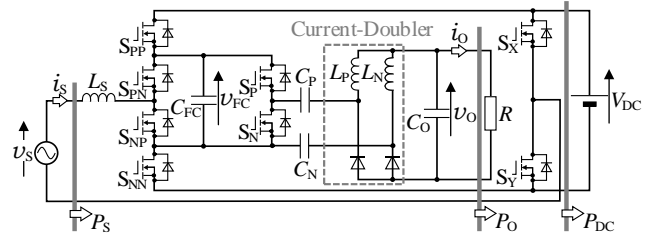
インダクタ L_P と L_N にそれぞれ $i_0/2$ ずつ分流するため、入出力電流比が従来回路の 1.67 倍となるのが特徴である。このように、入出力電流比を向上できることから、従来回路に比較して入力電流実効値 I_S を 40%程度低減できる。したがって、インダクタの小型軽量化および損失低減効果が期待できる。

〈2・2〉 フライングキャパシタ回路

(1) 回路動作 図 5 に走行時におけるフライングキャパシタ回路の電流経路を示す。本動作では走行時を想定するため、電力系統から回路を切り離し、端子間を短絡させる。また、インダクタの損失を抑制するため、入力電流 i_s が最小限の直流電流となるように動作させる。

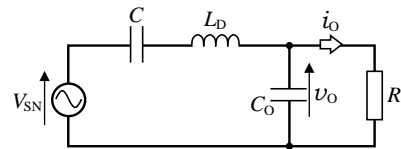


(a) Conventional circuit

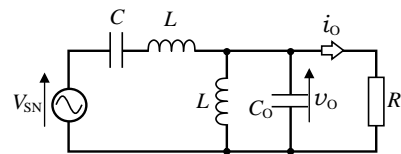


(b) Proposed circuit

Fig. 2. Structure of the main circuit.



(a) Conventional circuit



(b) Proposed circuit

Fig. 3. Equivalent circuit of the auxiliary converter.

補機側の低圧負荷に出力電力 P_O を供給するために必要な最小限の入力電流実効値 I_S は、(3)式より求まる。

$$I_S = I_{FC} = k \frac{P_O}{V_O} \dots\dots\dots (3)$$

$$k = \frac{V_O}{V_{FC}} \dots\dots\dots (4)$$

ここで、 k は補機コンバータの入出力電圧比である。(3)式の条件を満足するためには、入力電流 i_s が常にフライングキャパシタ C_{FC} へ流入する必要がある。そのため、図 5 に示すように S_{PP} を OFF、 S_{PN} を ON で固定し、 S_X のデューティを制御することにより、フライングキャパシタ回路を降圧型 DC-DC コンバータとして動作させる。

(2) 充電時と走行時における電流実効値 充電時はフライングキャパシタ回路にユニポーラ変調⁽¹³⁾を適用し、補機コンバータのスイッチ S_P 、 S_N を両側ともオフで固定する。したがって、充電時における入力電流実効値 I_{S_AC} は(5)式より計算できる。

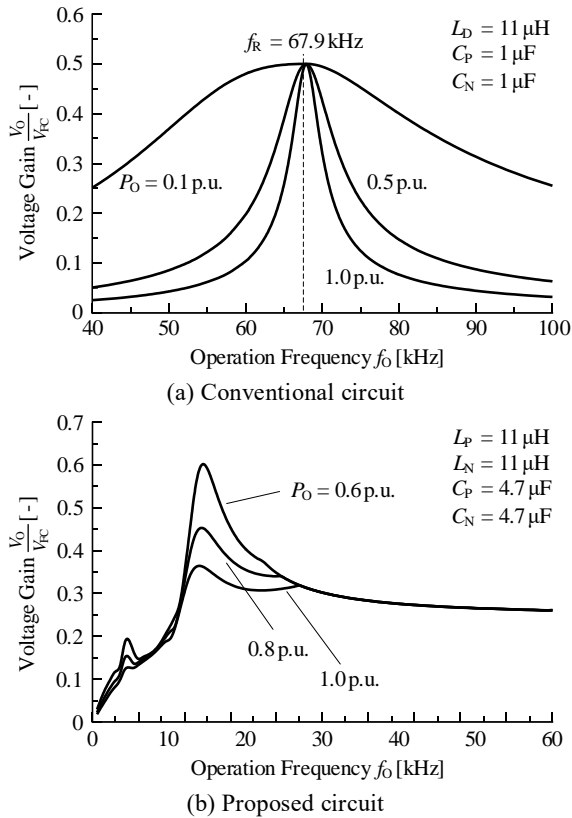


Fig. 4. Dependence of output voltage v_O on operation frequency f_O and output power P_O .

$$I_{s,AC} = \frac{P_{DC}}{V_s} \dots \dots \dots (5)$$

ここで、 P_{DC} は直流側出力電力、 V_s は交流側入力電圧の実効値である。

続いて、充電時と走行時でインダクタ電流の実効値が一致する電力比を導出する。(3)式と(5)式で求まる値が一致すれば、両動作時におけるインダクタ電流の実効値が等しくなるため、(3)式と(5)式を等式で結ぶことで、(6)の関係が得られる。

$$kV_s P_O = V_O P_{DC} \dots \dots \dots (6)$$

したがって、(7)式に示す比例式が導出できる。

$$P_O : P_{DC} = V_O : kV_{DC} \dots \dots \dots (7)$$

(7)式の条件を満足するとき、充電時と走行時で入力電流実効値が一致する。

従来回路は $k=0.5$ 、提案回路は $k=0.3$ であるため、同一の直流側出力電力 P_{DC} で比較する場合、提案回路を適用することで低圧側出力電力 P_O を 1.67 倍に向上できる。したがって、補機側の低圧負荷が大きい用途であっても、入力側インダクタの体積を削減可能である。

3. 回路設計

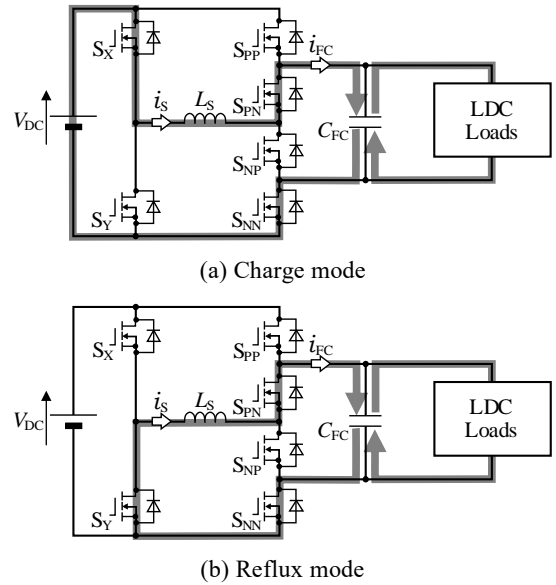


Fig. 5. Current path of the flying capacitor circuit.

〈3・1〉 電流平滑用インダクタ L_S 電流平滑用インダクタ L_S はインダクタ電流 i_s の脈動 ΔI_S が任意の基準値未満となるように(8)式より設計する。

$$L_S = \frac{V_{FC}}{\Delta I_S f_{sw}} \frac{V_{DC} - V_{FC}}{V_{DC}} \dots \dots \dots (8)$$

ここで、 L_S は入力側インダクタのインダクタンス値、 V_{DC} は直流高圧側電圧、 V_{FC} はフライングキャパシタ電圧、 f_{sw} はスイッチング周波数、 ΔI_S は入力電流 i_s の脈動幅である。

〈3・2〉 絶縁用キャパシタ C_P, C_N 絶縁用キャパシタ C_P および C_N は、以下の手順で静電容量を導出する。

図6に倍電流整流型 LLC 電力変換器の電流経路を、図6に i_c および v_c のモデル波形をそれぞれ示す。まず、(9)式の状態を考える。

$$\begin{cases} C = C_P = C_N \\ L = L_P = L_N \end{cases} \dots \dots \dots (9)$$

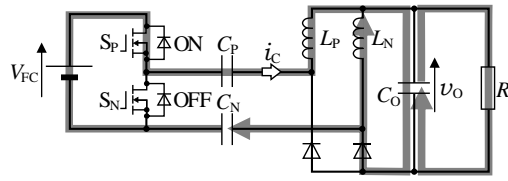
(9)式よりキャパシタ電圧の平均値 V_{CP}, V_{CN} およびインダクタ電流の平均値 I_{LP}, I_{LN} の関係は(10)式のようになる。

$$\begin{cases} V_C = V_{CP} = V_{CN} \\ I_L = I_{LP} = I_{LN} \end{cases} \dots \dots \dots (10)$$

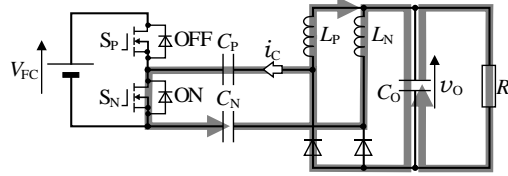
図6に示すように、キャパシタ電流 i_c の極性がスイッチの状態によって切り替わる。したがって、キャパシタ電流 i_c の波形は図7に示す矩形波となる。そのため、キャパシタ電流 i_c とキャパシタ電圧 v_c の関係から(11)式が得られる。

$$C \frac{dv_c}{dT_{ON}} = C \frac{V_{FC}}{2} \frac{1}{f_o \text{Duty}} = I_L \dots \dots \dots (11)$$

また、(10)式より(12)式の関係が成り立つ。



(a) S_p : ON (Charge mode)



(b) S_p : OFF (Discharge mode)

Fig. 6. Current path of the proposed circuit.

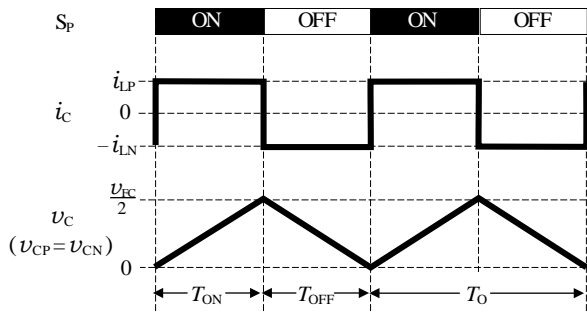


Fig. 7. Model waveform.

$$I_{LP} + I_{LN} = 2I_L = \frac{P_o}{V_o} \quad (12)$$

(12)式を I_L について整理すると

$$I_L = \frac{P_o}{2V_o} \quad (13)$$

となり, (11), (13)式より(14)式が得られる。

$$C \frac{V_{FC} f_o}{2Duty} = \frac{P_o}{2V_o} \quad (14)$$

(14)式から V_{FC} を消去して, C について整理すると(15)式が得られる。

$$C = \frac{P_o Duty}{V_o^2 f_o} k \quad (15)$$

(15)式に示す条件において, 補機は電圧臨海モードで動作する。静電容量が(15)式の値を下回ると電圧不連続モード, 上回ると電圧連続モードで動作する。本論文では, 電圧連続モードで動作させる。実際には, 体積低減の観点から補機コンバータは電圧臨海モード付近で動作させることが望ましい。

4. シミュレーション結果

表 1 にシミュレーション条件を示す。交流側インダクタ L_S は電流脈動の振幅が 3A 未満になるように設計する。絶

Table 1. Simulation and experimental conditions

Conditions	Value
High-side DC voltage V_{DC}	200 V
Low-side DC voltage V_o	12 V
Low-side output power P_o	150 W
Switching frequency f_{sw}	50 kHz
Operation frequency f_o	50 kHz
AC-side inductor L_S	300 μ H
Flying capacitor C_{FC}	60 μ F
LLC-side inductor L_p, L_N	11 μ H
Isolation capacitor C_p, C_N	4.7 μ F
Output-side capacitor C_o	20 μ F

縁用キャパシタ C_p および C_N は, 補機コンバータが電圧連続モードで動作するように設計する。

<4・1> 従来回路と提案回路の入力電流

図 8 に出力電力, 出力電圧, フライングキャパシタ電圧, 入力電流の入力電圧特性を示す。図 8(a)および(b)より, 従来回路では入力電圧が 24.9V, 提案回路では 40.0V に達したとき, 出力電圧を一定に制御でき, 所望の電力を供給できることがわかる。このとき, 入力電流の実効値は, 従来回路: 6.23A, 提案回路: 3.79A であり, (1), (2)式で求めた値とほぼ同一になることが確認できる。したがって, 図 8(c)に示すように, 提案回路を使用することで, インダクタに流れる電流値を 39.3%低減でき, インダクタの小型軽量化および損失低減効果が期待できる。

<4・2> 提案回路の動作波形

図 9 にシミュレーションで得られた各部の電流電圧波形を示す。図 9(a)より, インダクタ L_S に流れる入力電流 i_s の脈動が 3Ap-p 未満となることが確認できる。このとき, 入力電流 i_s の実効値 I_S は 3.85A である。また, 図 9(b)より, 提案回路が電圧連続モードで動作していることが確認出来る。そして, 図 9(c)より, 目標値 12V が出力されていることが確認できる。

5. 実験結果

図 10 に提案回路における入力電流 i_s , 出力電圧 v_o , 絶縁キャパシタ電圧 v_{CP} および v_{CN} の定常動作波形を示す。実験条件は表 1 に示したとおりである。図 10 より, インダクタ L_S に流れる入力電流の脈動が 3Ap-p 未満となることが確認できる。このとき, 入力電流 i_s の実効値 I_S は 2.95A である。ここで, 実験結果における入出力電圧比は 0.266 となり, シミュレーション結果とは異なる。本実験は低出力であるため, 各素子での損失の割合が大きいことが原因であると考察できる。図 10 に示すキャパシタ電圧波形より, 提案回路が電圧連続モードで動作していることが確認できる。キャパシタ電圧 v_{CP} には負方向のオフセット, v_{CN} には正方向のオフセットが生じていることが確認できる。しかし, v_{CP} と v_{CN} の合計値は, シミュレーション結果と概ね一致している。その結果, 目標値である 12V が出力されていることが確認できる。

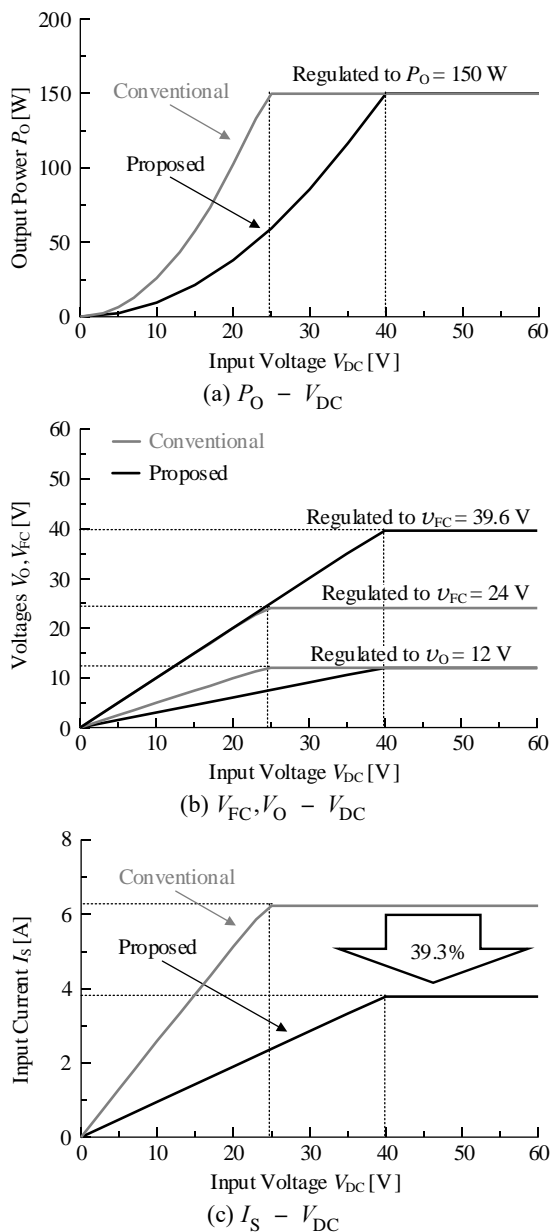


Fig. 8. Dependence of output power P_O , output voltage V_O , flying capacitor voltage V_{FC} and input current I_S on the DC battery Voltage V_{DC} and circuit topology.

6. まとめ

本論文では、OBCの小型軽量化を実現するために、キャパシタ絶縁を適用したマルチポートコンバータを提案した。提案回路では、入出力電流比を向上するために、倍電流整流型 LLC 電力変換器を補機に適用した。また、合計体積削減の観点から、補機コンバータを臨界条件付近で動作させた。150 W の試験機において所望動作を確認した。実験結果から、交流側インダクタへ流入する電流の実効値が充電時と走行時で一致する条件の妥当性が確認できた。

今後は、ZCSによるスイッチング損失低減や大容量化に関する検討を行う。

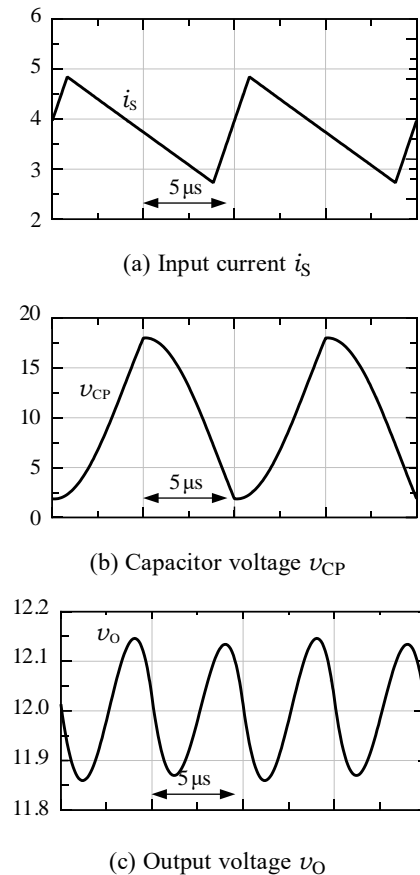


Fig. 9. Simulation results.

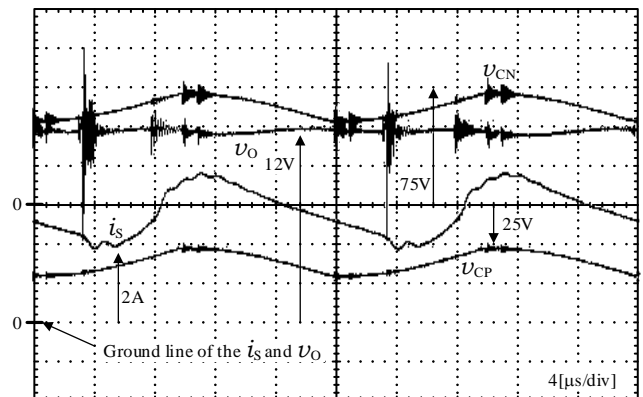


Fig. 10. Experimental result.

文献

- (1) 一般社団法人日本自動車販売協会連合会：「燃料別販売台数(乗用車)」(2023)
<http://www.jada.or.jp/data/month/m-fuel-hanbai/> (2023/11/13 閲覧)
- (2) 資源エネルギー庁：「第6次エネルギー基本計画」(2021)
https://www.enecho.meti.go.jp/category/others/basic_plan/ (2023/11/13 閲覧)
- (3) 国際エネルギー機関(IEA)：「Global EV Data Explorer」(2023)
<https://www.iea.org/data-and-statistics/data-tools/global-ev-data-explorer> (2023/11/13 閲覧)
- (4) T.Takahara, Y.Takahashi, R.Kondo, S.Murakami, and M.Yamada: "Development of Isolated Multi-Port Converter with AC and DC Ports," *IEEJ Trans. IA*, 136-D, No. 6, pp.410-417 (2016) (in Japanese)

- (5) S. Sato, M. Uno, and Y. Tada: "Multiport Converter Integrating Automatic Current Balancing Interleaved PWM Converter and DAB Converter with Improved Transformer Utilization for Electric Vehicles," *IEE. Japan*, Vol.141-D, No. 11, pp.903-911 (2021) (in Japanese)
- (6) D.W.Lee, B.S.Lee, and J.H.Ahn, J.Y.Kim, and J.K.Kim: "Influence of the Modulation Method on the Conduction and Switching Losses of a PWM Converter SystemNew Combined OBC and LDC System for Electric Vehicles With 800V Battery", *IEEE Trans. on IE*, Vol.69, No.10, pp.9938–9951 (2022)
- (7) 株式会社豊田自動織機 web ページ:「小型・軽量化を実現した車載充電器・DC-DC コンバーター一体ユニットを新開発」
<https://www.toyota-shokki.co.jp/news/2022/04/13/004901/> (2023/11/13 閲覧)
- (8) 四戸 孝:「SiC/GaN パワーデバイスの最新動向」, パワーエレクトロニクス学会, 第 23 回専門講習会テキスト, pp.39-60 (2008)
- (9) 大井健史:「SiC デバイス開発の現状と展望」, パワーエレクトロニクス学会, 第 33 回専門講習会テキスト, pp.3-21 (2018)
- (10) Y.Sayama, H.Nakano, and A.Nabae: "Switching Power Supply Using Capacitive Isolation," *IEEJ Trans. IA*, Vol.114-D, No.9, pp.931-932 (1994) (in Japanese)
- (11) S.Kurihara, H.Nakano, and A.Nabae: "Capacitive Isolation Method for Switching Power Supplies with one Main Switching Element," *IEEJ Trans. IA*, Vol.114-D, No. 11, pp.931-932 (1994) (in Japanese)
- (12) T.Ikeuchi, H.Watanabe, and J.Itoh: "Modulation Method for Flying Capacitor-Type Multiport Converter with Capacitive Power Transfer," *IEE. Japan*, SPC-23-190/MD-23-087, pp.47-52 (2023)(in Japanese)
- (13) J. Itoh, K. Noguchi, and K. Orikawa: "Development of Electric Assisted Bicycle System using Wireless Charging System and Electric Double Layer Capacitor," *T.IEE Japan*, Vol.135-D, No.12, pp.12251236, 2015 (in Japanese)
- (14) Colonel Wm. T.McLyman: "Transformer and Inductor Design Handbook, Fourth Edition," CRC Press, 2011
- (15) 平地克也:「ソフトスイッチングの基礎から応用まで」, 電気学会, ISBN-13: 978-4-88686-316-4