

キャパシタ絶縁を適用したマルチポート変換器における 各動作の特性評価

池内 丈人* 西川 滉大 中田 祐樹 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)

Characteristic Evaluation of Each Operation in the Multiport Converter with Capacitive Power Transfer
Taketo Ikeuchi, Kodai Nishikawa, Yuki Nakata, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology),
Ken-ichi Nagayoshi, Takehiko Sumida (Toyota Industries Corporation)

This paper proposes a circuit topology for a multiport converter and verifies three operation modes, that HDC-LDC mode, the AC-HDC mode, and the three-ports mode. The converter achieves capacitive power transfer for galvanic isolation between a low-voltage port and others. A feature of the circuit topology is the integration of a current-doubler-rectification type LLC (CDR-LLC) converter into a flying capacitor circuit. In this paper, a control method of the flying capacitor converter with a CDR-LLC converter. Then, the proposed converter is experimentally tested with a high voltage side: 400 V / 2.0 kW and low voltage side: 12 V / 150 W prototype. The experimental results for this prototype demonstrate a maximum efficiency is 97.9% and total harmonic distortion (THD) of the input current is 1.14% at the rated load during the AC-HDC mode.

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, 車載用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⁾。

現在のマルチポート変換器には, 低電圧ポートとその他ポート間に絶縁トランスが使用されている。しかし, 絶縁トランスは鉄心や巻線などの重量物によって構成されるため, 出力電力が大容量化するほど体積が増大する。そこで, 回路体積の小型化が期待できる絶縁方式として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⁽⁸⁾⁽⁹⁾。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も期待できる。そこで著者らは, キャパシタ絶縁を適用したマルチポート変換器を提案している⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾。

本論文では, 提案回路の充電動作および走行動作の実機検証を行う。実機検証では, 回路動作検証と充電動作および走行動作時の効率特性評価, 充電動作時の系統電流 THD 特性評価を行い提案回路の有用性を確認する。また, 効率特性評価結果より提案回路における受動素子の設計方針について考察する。充電動作と走行動作における各特性および有用性について, 高電圧側出力: 2.0 kW, 低電圧側出力: 150 W 試験機により確認したため報告する。

2. 提案回路構成および制御手法

<2・1> 提案マルチポート変換器 図 1 に提案マルチポート変換器の回路構成および入出力電力フローを示す。本システムは車載用充電器として系統側交流ポート (AC), 補機側低電圧ポート (LDC), バッテリ側高電圧ポート (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。また提案回路では AC 側インダクタの小型軽量化を目的として AC-HDC 間にフライイングキャパシタ (FC) 回路を採用する。LDC への電力出力は FC と並列に DC-DC コンバータを接続することで達成する。このとき, FC 電圧を低電圧に制御することで LDC 側の DC-DC コンバータにはオン抵抗の小さい低耐圧デバイスを適用でき, 冷却器体積低減による DC-DC コンバータの小型

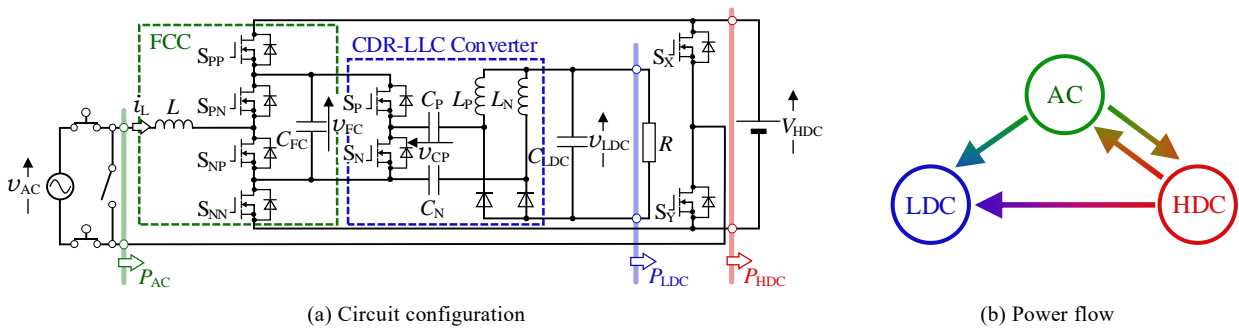


Fig. 1. Circuit configuration and power flow of the proposed multiport converter.

化が期待できる。また、LDC 側の DC-DC コンバータには倍電流整流型 LLC コンバータ(CDR-LLC コンバータ)を適用している。これにより直列共振型 DC-DC コンバータに比べて LDC 出力時の入出力電流比が向上するため、AC 側インダクタ電流 i_L の低減による AC 側インダクタのさらなる小型軽量化を図る。

〈2・2〉 充電動作 (入力: AC, 出力: HDC) 図 2 に充電動作時の制御ブロック図を示す。充電動作では HDC 出力電力 P_{HDC} と FC 電圧 V_{FC} の制御を行う。制御ブロックは AC 側インダクタ電流制御, FC 電圧制御および非干渉制御により構成される。AC 側インダクタ電流指令値 i_L^* は(1)式にて求められる。

$$i_L^* = \sqrt{2} \frac{P_{HDC}^*}{V_{AC}} \sin(\theta_{AC}) \dots \dots \dots (1)$$

ここで、 P_{HDC}^* は HDC 出力電力指令値、 V_{AC} は AC 側電圧実効値、 θ_{AC} は AC 側電圧位相である。バッテリーの充電は電力システムより行うため、 V_{AC} と θ_{AC} はそれぞれ系統電圧実効値と系統電圧位相となる。FC 電圧指令値 V_{FC}^* は、走行動作時の LDC 出力電圧指令値 V_{LDC}^* と CDR-LLC コンバータの入出力電圧ゲイン K の関係から(2)式にて求められる。

$$V_{FC}^* = \frac{V_{LDC}^*}{K} \dots \dots \dots (2)$$

FC の充放電は AC 側インダクタ電流 i_L を用いて行うため、AC 側インダクタ電流には HDC 出力電力成分と FC 充放電成分が含まれる。そのため、インダクタ電流制御と FC 電圧制御によるデューティ出力を単純に加算してしまうと制御間で干渉が発生する。非干渉制御では、HDC 出力電力成分と FC 充放電成分の和が AC 側インダクタ電流指令値と等しくなるようにデューティを調節する。AC 側インダクタ電流指令値は HDC 出力電力成分しか含んでいないものの、FC 損失を無視すれば FC 充放電電力の平均はゼロであるため HDC 出力電力に影響しない。また、FC 電圧制御ではデューティ制限を設けている。これは、AC 側インダクタ電流を用いて FC の充放電を行う関係から、AC 側インダクタ電流のゼロクロス近傍からゼロクロスにかけて充放電時間が無限大に発散することによる過変調を防止するためである。充電動

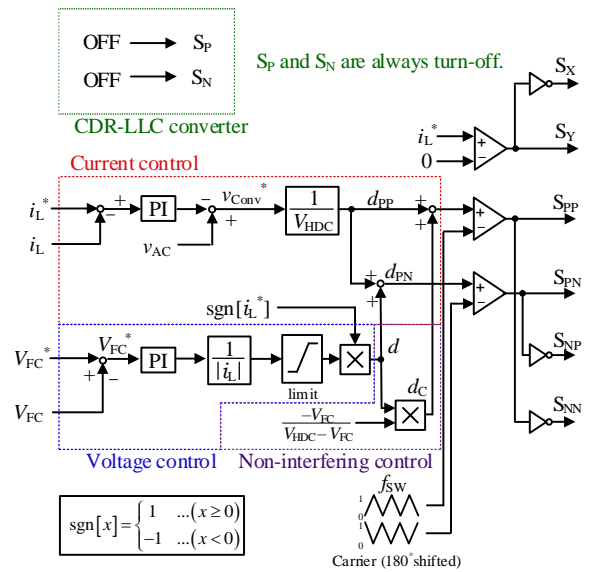


Fig. 2. Control block diagram of AC-HDC mode.

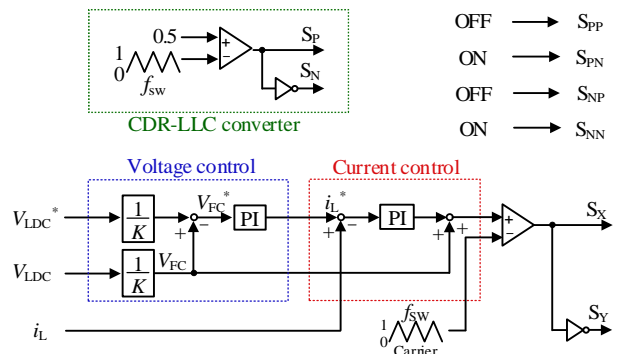


Fig. 3. Control block diagram of HDC-LDC mode.

作時には、LDC 出力を行わないため、CDR-LLC コンバータの S_P と S_N は常時 OFF である。

〈2・3〉 走行動作 (入力: HDC, 出力: LDC) 図 3 に走行動作時の制御ブロック図を示す。走行動作時は AC 側端子間を短絡させることで、HDC から LDC へ電力を供給する。このとき、AC 側インダクタ電流を最小化するため

S_{PP} と S_{NP} を OFF, S_{PN} と S_{NN} を ON で固定し, S_X のデューティを制御することにより HDC-FC 間を降圧チョップとして動作させる。また, 走行動作では LDC 電圧 V_{LDC} の制御を行う。制御ブロックは, AC 側インダクタ電流制御をマイナーループに持つ FC 電圧制御と CDR-LLC コンバータ制御により構成される。LDC 電圧は FC 電圧制御と CDR-LLC コンバータの入出力電圧ゲイン K を用いて間接的に制御される。CDR-LLC コンバータ制御では, S_P のデューティを 0.5 に固定してスイッチングを行う⁽¹²⁾。

〈2・4〉 3ポート動作 (入力: AC, 出力: HDC&LDC)

図 4 に, 3ポート動作時の制御ブロック図を示す。3ポート動作は, バッテリ充電時においてエアコンやオーディオなどの車内電装品を使用する動作に相当する。制御ブロックは, FC 回路の AC 側インダクタ電流制御, FC 電圧制御および非干渉制御と CDR-LLC コンバータ制御により構成される。FC 電圧制御では図 2 の充電動作時と異なり CDR-LLC コンバータの入出力電圧ゲイン K を用いて LDC 電圧の間接的な制御を行う。CDR-LLC コンバータ制御は図 3 の走行動作時と同様に S_P のデューティを 0.5 に固定してスイッチングを行う。3ポート動作では HDC と LDC の双方に対して電力出力を行うため, (1)式により AC 側インダクタ電流指令値を決定すると HDC 出力電力 P_{HDC} は指令値 P_{HDC}^* と一致しない。そのため, P_{HDC} を P_{HDC}^* と一致させるには AC 側インダクタ電流指令値を(3)式のように LDC 出力電力 P_{LDC} を用いて決定すればよい。

$$i_L^* = \sqrt{2} \left(\frac{P_{HDC}^*}{V_{AC}} + \frac{P_{LDC}}{V_{FC}} \right) \sin(\theta_{AC}) \dots\dots\dots (3)$$

ただし, これには LDC 出力電力 P_{LDC} が既知である必要がある。

3. 回路パラメータ設計

〈3・1〉 AC 側インダクタンス L AC 側インダクタンス L は走行動作時の電流リップル Δi_L より(4)式にて設計する。

$$L = \frac{V_{FC}}{\Delta i_L f_{sw}} \frac{V_{HDC} - V_{FC}}{V_{HDC}} \dots\dots\dots (4)$$

ここで, V_{HDC} は HDC 側の直流電圧値, f_{sw} は FC 回路のスイッチング周波数である。本論文の試験機では, 定格電力出力時の電流リップル率が 10%以下となるように AC 側インダクタンスを設計した。

〈3・2〉 FC 容量 C_{FC} 図 5 に 3ポート動作波形のイメージ図を示す。3ポート動作時は FC から LDC へ電力を出力するため FC は常に充電し続ける必要がある。しかし, AC 側インダクタ電流のゼロクロス近傍では LDC 出力電力に相当する FC の放電電流が充電電流である AC 側インダクタ電流を上回るため, FC 電圧を一定に維持することができず FC 電圧は低下する。FC 電圧が低下すると LDC 電圧も低下する, FC 容量は FC 電圧低下量が十分小さくなるように設計する必要がある。FC 電圧低下による FC 放電電流変化が十分小さいとして無視すると, FC 容量 C_{FC} と FC 電圧低下量 ΔV_{FC} の関係は(5)式となる。

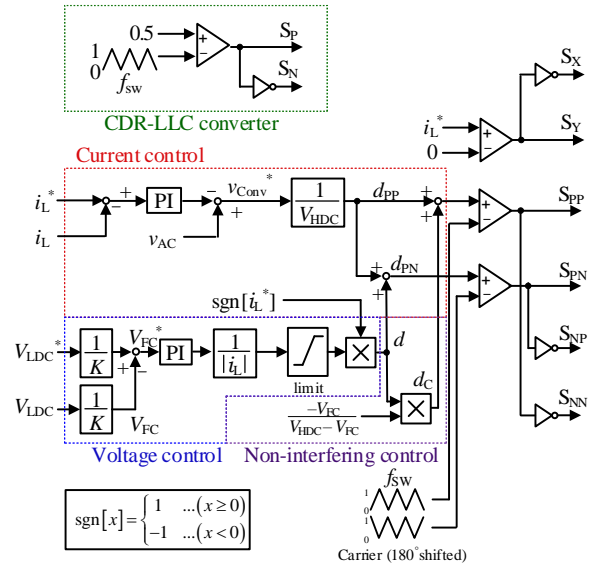


Fig. 4. Control block diagram of three-ports mode.

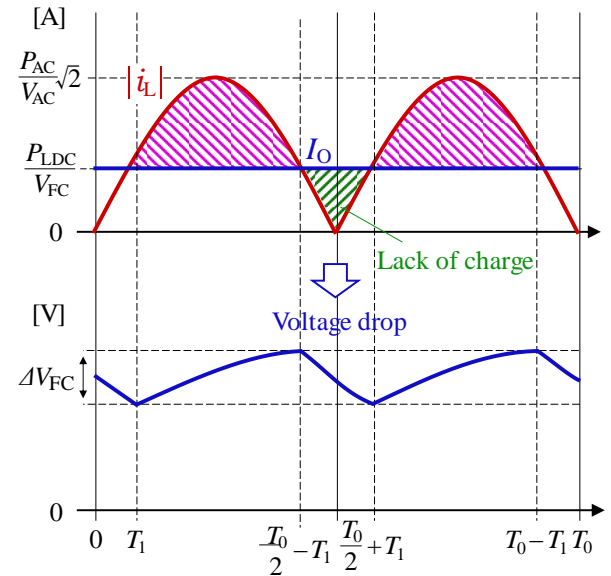


Fig. 5. Image diagram of the operating waveform during three-ports mode.

$$\Delta V_{FC} = \frac{2P_{LDC}}{C_{FC}V_{FC}} T_1 - \frac{P_{AC}}{\sqrt{2}\omega_{AC}C_{FC}V_{AC}} \{1 - \cos(\omega_{AC}T_1)\} \dots\dots\dots (5)$$

ここで, ω_{AC} は AC 側電圧角周波数, P_{AC} は AC 入力電力, T_1 は FC 放電電流が AC 側インダクタ電流を上回る時間である。また, T_1 は(6)式により与えられる。

$$T_1 = \frac{1}{\omega_{AC}} \sin^{-1} \left(\frac{P_{LDC}V_{AC}}{\sqrt{2}P_{AC}V_{FC}} \right) \dots\dots\dots (5)$$

ここで, 電力損失を無視すれば AC 入力電力 P_{AC} は HDC 出力電力 P_{HDC} と LDC 出力電力 P_{LDC} の和であることから, (5)式および(6)式より, FC 電圧低下量 ΔV_{FC} は LDC と HDC の出力電力によって変化することがわかる。本論文の試験機では, LDC および HDC 定格出力時の FC 電圧低下量が 3%以下となるように FC 容量を設計した。

〈3・3〉 CDR-LLC コンバータ L_P, L_N, C_P, C_N 図 6 に、CDR-LLC コンバータのスイッチング周波数に対する入出力電圧ゲイン特性を示す。また、条件として受動素子パラメータおよび入力電圧は一定とした。図 6 より、入出力電圧ゲインには特性が変化するスイッチング周波数が存在し、低スイッチング周波数側の特性では負荷による特性変化が生じることが確認できる。このようなスイッチング周波数による CDR-LLC コンバータの特性変化は、入力電圧によりキャパシタ電圧振幅最大値が制限されるため、キャパシタ電圧振幅が増加する低スイッチング周波数領域では電圧振幅が制限され回路特性が変化することにより発生する。提案回路では、LDC 出力電力によらず一定の LDC 出力電圧が要求されるため、CDR-LLC コンバータはキャパシタ電圧振幅制限の生じない領域で動作させる必要がある。また、入出力電圧ゲインが小さくなるほど FC 電圧指令値が増加するため、低耐圧デバイスを使用するためには入出力電圧ゲインにはある程度の大きさが必要になる。本論文の試験機では、スイッチング周波数が 50 kHz 時にキャパシタ電圧振幅制限が生じず、入出力電圧ゲイン K が 0.3 となる条件で CDR-LLC コンバータの受動素子パラメータを設計した。

4. 実機実験による動作検証

表 1 に試作機による実験条件を示す。AC 入力電圧は 200 V_{RMS}、HDC 電圧は 400 V、LDC 電圧指令値は 12 V とした。また、FC 電圧指令値は LDC 電圧指令値と CDR-LLC コンバータの入出力電圧ゲイン $K = 0.3$ より 41.5 V とした。またスイッチング周波数は FC 回路と CDR-LLC コンバータで同じ値に設定した。

〈4・1〉 充電動作 (入力 : AC, 出力 : HDC) 図 7 に充電動作時における HDC 定格電力出力時の動作波形を示す。図 7 より、AC 側インダクタ電流の実効値は 10.4 A である。AC 側インダクタ電流指令値は 10.3 A であり、誤差率は 1.0% である。また、(1)式より求めた定格電力出力時の AC 側インダクタ電流指令値は 10 A であり、実験結果とは 0.3 A の差が生じている。これは、(1)式で回路の損失を考慮していないため、実際に定格電力を出力するためには 0.3 A 程度大きな値を電流指令値として設定する必要があったと推測される。また、FC 電圧は 41.3 V であり、FC 電圧指令値 41.5 V と比較すると誤差率は 0.5% である。以上の結果から、実機実験による充電動作を確認できた。

〈4・2〉 走行動作 (入力 : HDC, 出力 : LDC) 図 8 に走行動作時における LDC 定格電力出力時の動作波形を示す。図 8 より LDC 電圧値は 12 V であり、LDC 電圧指令値通りに制御できていることが確認できる。また、AC 側インダクタ電流の平均値は 4.2 A である。このときの AC 側インダクタ電流リップルは 0.4 A_{p-p} であり、(4)式で定めた設計値(10%以下)通りの動作が確認できる。実験結果から得られた低圧側コンバータの入出力電圧比は 0.287 である。設計値は 0.3 であり、誤差率は 4.3% である。この誤差の原因は配線の抵抗成分による電圧降下によるものだと考えられる。

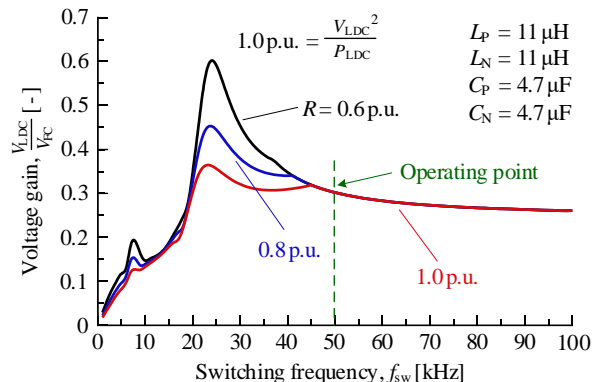


Fig. 6. Relationship between switching frequency and output/input voltage gain of the CDR-LCC converter.

Table 1 Experimental condition.

Conditions	Value
AC-source voltage V_{AC}	200 V _{RMS}
High-side DC voltage V_{HDC}	400 V
Low-side DC voltage V_{LDC}	12 V
High-side rated power P_{HDC}	2.0 kW
Low-side rated power P_{LDC}	150 W
Input frequency f_s	50 Hz
Switching frequency f_{sw}	50 kHz
Operation frequency f_o	50 kHz
AC-side inductor L	2.0 mH
Flying capacitor C_{FC}	2.3 mF
LLC-side inductor L_P, L_N	11 μH
Isolation capacitor C_P, C_N	4.7 μF
Output-side capacitor C_O	2.2 mF

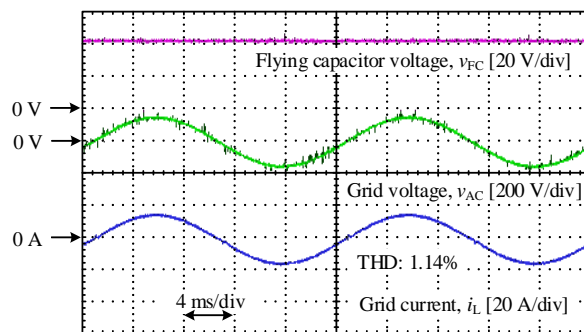


Fig. 7. Experimental results of AC-HDC mode.

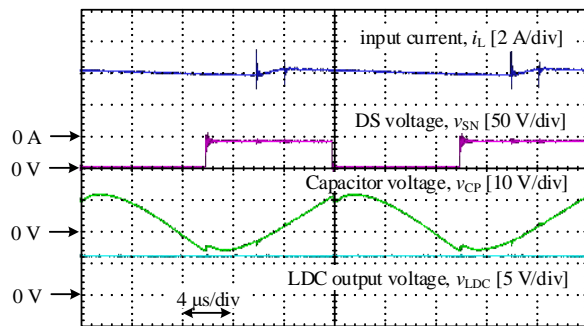


Fig. 8. Experimental results of HDC-LDC mode.

〈4・3〉 3ポート動作 (入力 : AC, 出力 : HDC&LDC)

図 9 に 3 ポート動作における定格電力出力時の動作波形を示す。実験結果より、AC 側インダクタ電流の実効値は

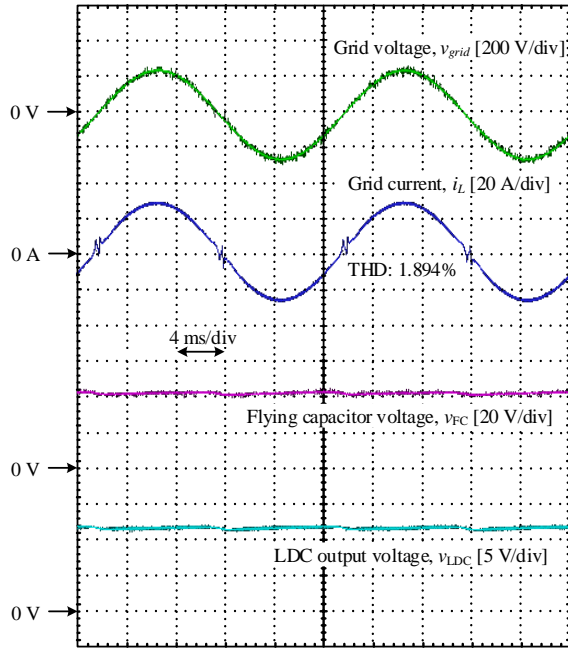


Fig. 9. Experimental results of the three-ports mode.

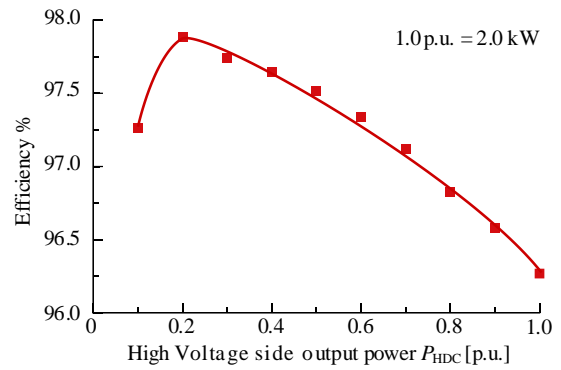
10.9 A, AC 側インダクタ電流指令値は 10.8 A であり, 誤差率は 1.0% である。また, FC 電圧平均値は 41.4 V, FC 電圧指令値は 41.5 V であり, 誤差率は 0.2% である。以上の結果から, 実機実験により 3 ポート動作が確認できた。

図 9 の AC 側インダクタ電流波形に着目すると, 電流ゼロクロス近傍で波形に歪が確認できる。電流ゼロクロス近傍では FC 充電電流が小さいため FC 電圧を一定に制御することができず, FC 電圧制御内の積分器のワインドアップにより AC 側インダクタ電流歪が生じたと推測する。また, FC 電圧低下量は 4 V_{P-P} であり, FC 容量設計において定めた条件(3%以下)を満足していない。これは, AC 側インダクタ電流のゼロクロス歪により, 電流波形が完全な正弦波であった場合と比較してゼロクロス近傍の電流絶対値が減少し, 設計時の仮定よりも充電電流が不足していることが要因であると推測する。

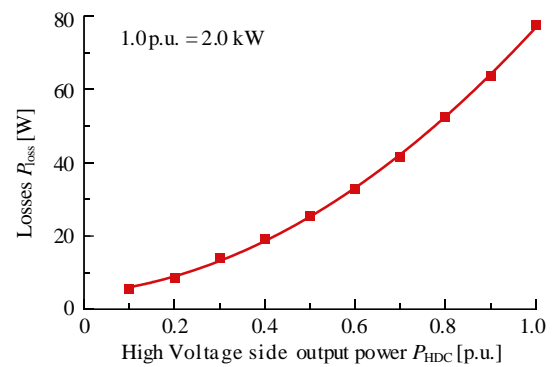
5. 負荷特性

〈5・1〉 充電動作 (入力:AC, 出力:HDC) 図 10 に充電動作時の効率および損失特性を示す。ごく軽負荷領域では負荷に依存しない損失の影響が大きくなるため, 効率が低下する。そのため, 0.1p.u.時の効率が低下し, 0.2p.u.時に効率ピークが得られると推測する。また, 出力電力が増加すると電流の 2 乗に比例する導通損失が増加し効率が低下する。効率最低点となる定格時の効率は 96.3% である。以上より, 測定した全領域で効率が 96% 以上となることを確認できる。

図 11 に充電動作時の AC 側インダクタ電流の THD 特性を示す。出力電力の増加に伴って, スイッチングによる電流リップル等に対する基本波電流振幅に比率が大きくなるこ



(a) Efficiency characteristics vs. HDC output power.



(b) Loss characteristics vs. HDC output power

Fig. 10. Efficiency and loss characteristics with AC-LDC mode.

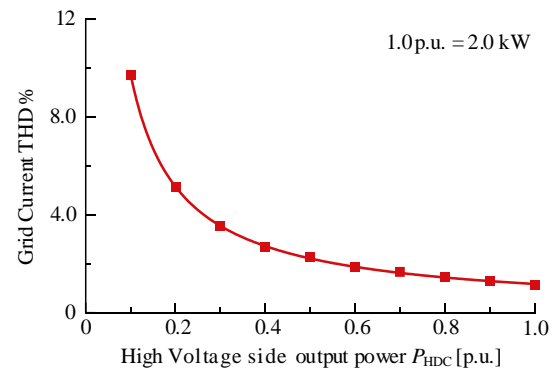


Fig. 11. AC-side inductor current THD characteristics vs. HDC output power with AC-HDC mode.

とにより, 相対的に電流歪が小さくなるため THD が減少する。AC 側インダクタ電流 THD に条件がある場合, 想定される最小出力時の THD が基準値以内に収まるか確認する必要がある。例えば, 電流 THD 条件を 3% 未満とすれば, 本論文の実験条件 2.0 mH の AC 側インダクタ (%Z = 3.0%) を使用した際には 0.8 kW ~ 2.0 kW までが使用領域となる。

〈5・2〉 走行動作 (入力:HDC, 出力:LDC) 表 2 に走行動作を想定した動作時の各ポート間の効率比較を, 図 12 に 1.0p.u.と 0.1p.u.におけるの損失の内訳を示す。ここで,

η_{FCC} , P_{FCC} は HDC-FC 間の効率および損失, $\eta_{CDR-LLC}$, $P_{CDR-LLC}$ は FC-LDC 間の効率および損失, η_{ALL} , P_{ALL} は HDC-LDC 間の効率および損失である。LDC 側の回路は 150 W 定格, HDC 側の回路は 2.0 kW 定格であるため固定損失が比較的大きく, 軽負荷領域では, FC 回路の損失が支配的である。出力の増加に伴い CDR-LLC コンバータの損失割合が増加するが, CDR-LLC コンバータにはオン抵抗の小さい低耐压デバイスを適用しているため, CDR-LLC コンバータは FC 回路に比較して高効率である。

6. まとめ

本論文では, マルチポートコンバータ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。また, インダクタ電流低減による小型軽量化を目的に CDR-LLC コンバータを DC-DC コンバータとして使用する。実機検証は HDC 側定格出力電力 2 kW, LDC 側定格出力電力 150 W の試験機を用いて充電時および走行時, 3 ポート動作時の定常動作を確認した。さらに, LDC 側および HDC 側の負荷を変動させ, 効率および損失の効率特性を評価した。以上の結果から, 充電動作時において, 2.0 mH のインダクタ ($\%Z = 3.0\%$) を使用した際には 0.8 kW から 2.0 kW までの負荷領域で系統電流 THD が 3%未満となることを確認した。また, 全負荷領域で効率が 96%以上となることを確認した。そして, 走行動作時には, FC 回路の損失が支配的であることを確認した。今後は, 回路パラメータの設計方法の確立や体積評価に関する検討を行う。

Table 2 Efficiency of each ports.

0.1p.u.			1.0p.u.		
η_{FCC}	$\eta_{CDR-LLC}$	η_{ALL}	η_{FCC}	$\eta_{CDR-LLC}$	η_{ALL}
58.7%	76.1%	44.6%	88.2%	89.1%	78.54%

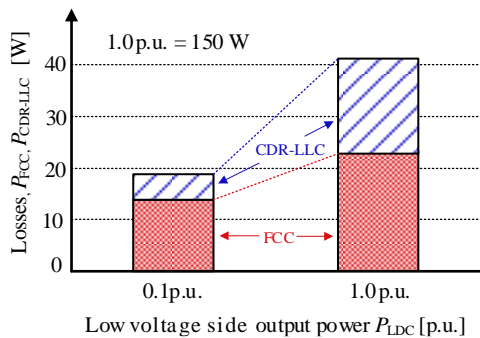


Fig. 12. Loss characteristics vs. LDC output power.

- (1) 一般社団法人日本自動車販売協会連合会:「燃料別登録台数(乗用車)」(2024)
<https://www.jada.or.jp/pages/342/> (2023/8/22 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/ (2024/8/22 閲覧)
- (3) 国際エネルギー機関(IEA):「Global EV Data Explorer」(2024)
<https://www.iea.org/data-and-statistics/data-tools/global-ev-data-explorer> (2024/8/22 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 System New 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) 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)
- (9) 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)
- (10) 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)
- (11) T.Ikeuchi, A.Okura, H.Watanabe, J.Itoh, K.Nagayoshi and T.Sumida: "Experimental Verification of Current-Doubler-Rectification-Type LLC Power Converter for Capacitive Power Transfer Transfer," *IEE. Japan*, SPC-23-190/MD-23-087, pp.47-52 (2023)(in Japanese)
- (12) 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