

カレントダブラと降圧チョップに基づく 2 kW 絶縁形デュアルポート DC/DC コンバータ

松下 由憲* (静岡大学, 矢崎総業) 野口 季彦 (静岡大学)
石居 真, 田口 範高 (矢崎総業)

2-kW Dual Port DC/DC Converter with Galvanic Isolation Based on Current-Doubler and Buck Chopper
Yoshinori Matsushita* (Shizuoka University, Yazaki Corporation), Toshihiko Noguchi (Shizuoka University)
Makoto Ishii, Noritaka Taguchi (Yazaki Corporation)

1. はじめに

近年、バッテリーを電源とする小規模な直流給電システムでは、様々な機能の電動化により負荷の数や供給すべき電力が増加している。このようなシステムでは更なる低損失化のために、一部の負荷給電電圧を高圧化する手法が採られている。しかし、高電圧用と低電圧用の DC/DC コンバータを2台用いるとシステムの体格が増大するため、1入力2出力のデュアルポートコンバータを検討する必要がある。筆者らは、これまでにカレントダブラと降圧チョップが複合した回路に基づく絶縁形デュアルポート DC/DC コンバータを提案し、最大1 kW 出力での運転特性を報告した。本稿では2 kW 出力時の特性評価を実施したので報告する。

2. 回路構成と動作原理

提案回路を Fig. 1 に示す。入力電圧 V_{in} の Hブリッジインバータ、高周波トランス、2つの異なる電圧を出力する整流回路から成る絶縁形デュアルポート DC/DC コンバータである。一次側の Hブリッジインバータと高周波トランスは既存の単純な構成であり、二次側の整流回路で2出力化している点に特徴がある。その整流回路は、L1, L2, D1, D2, C1 によるカレントダブラ（出力電圧 V_{out1} ）と、S5, S6, D1, D2, L3, L4, C2 による降圧チョップ（出力電圧 V_{out2} ）が統合された構成をもっている。D1, D2 は両回路に共用されており、部品点数を削減する効果がある。

Table 1 に提案回路の動作モードを、Fig. 2 に各動作モードにおける回路主要部の波形を示す。動作モードは全部で6つ存在し、それらは Hブリッジインバータによって与えられる3レベル電圧に対応するトランス二次側電圧 V_{txs} 、及び二次側回路内のスイッチング素子 S5, S6 の状態によって決まる。ここで、Table 1 における V_{txs} の状態 1, 0, -1 はそれぞれ3レベル電圧の正, 0, 負を表し、S5, S6 の状態「—」は状態を問わないことを意味している。Table 1, Fig. 2 より、 V_{txs} が正、S5 が off のとき L1 が充電し、L2, L3, L4 は放電する (mode 1)。 V_{txs} が正のまま S5 が on することで、L1, L3 が充電、L2, L4 が放電する (mode 2)。 V_{txs} が0になると、

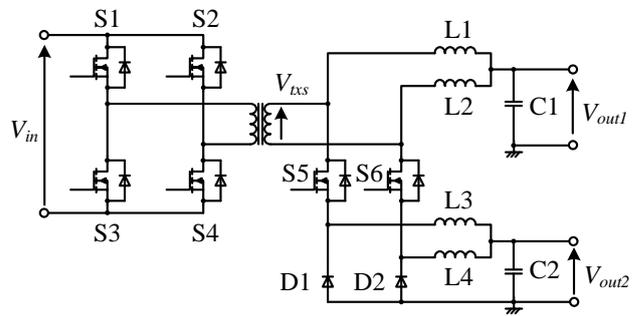


Fig. 1. Proposed dual port DC/DC converter.

Table 1. Operation modes of proposed circuit.

Operation mode	1	2	3	4	5	6
V_{txs}	1	1	0	-1	-1	0
S5	off	on	—	—	—	—
S6	—	—	—	off	on	—

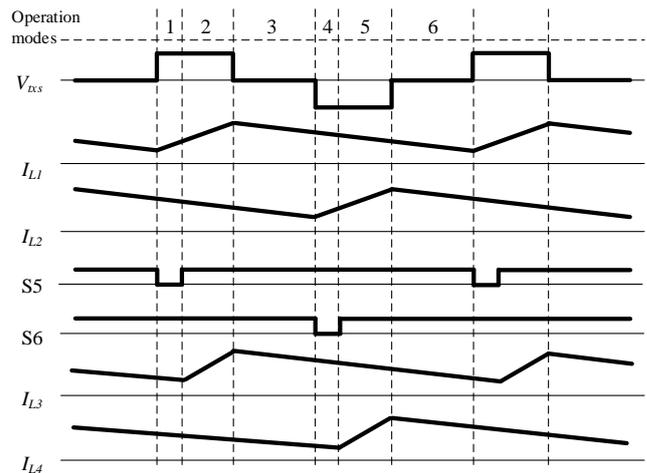


Fig. 2. Operation modes of proposed dual port DC/DC converter.

S5 の状態によらず、L1, L2, L3, L4 は全て放電する (mode 3)。その後は、 V_{txs} の正と負、S5 と S6、L1 と L2、そして L3 と L4 がそれぞれ入れ換わり、同様の挙動を示す (mode 4~ mode 6)。

3. 動作確認と効率評価結果

2 kW 動作時の電源投入から定常状態までの出力電圧 V_{out1} , V_{out2} 及び I_{out1} , I_{out2} の波形を Fig. 3 に示す。なお、高周波駆動による受動素子の小型化のため、本回路の駆動周波数は 400 kHz とした。出力電圧 V_{out1} は指令値 48 V に対して 49.5 V \pm 1.6 V, V_{out2} は指令値 12 V に対して 12.1 V \pm 1.6 V で制御されている。指令値との制御偏差は、電圧フィードバックに用いた分圧抵抗の誤差によるものである。一方、出力電流 I_{out1} は 29.8 A \pm 0.5 A, I_{out2} は 36.0 A \pm 2.0 A であった。この結果より、提案回路で異なる出力電圧の同時独立制御が可能であることが示された。

Fig. 4 に効率測定を行った両出力電力の条件を示す。 P_{out1} は 100 W から 1500 W の間に 9 点, P_{out2} は 150 W から 450 W の間に 3 点取ることとし、合計 27 点で効率の測定を行った。横軸を P_{out1} , 縦軸を総合効率とした効率測定の結果を Fig. 5 に示す。効率は P_{out2} の値によらず上に凸の形を示し、測定範囲内に最大効率点をもつ結果となった。各 P_{out2} における効率最大値は、 $P_{out2} = 148$ W のとき 79.3 % (条件 6) であり、 $P_{out2} = 296$ W, 439 W のときはそれぞれ 76.8 % (条件 15), 74.7 % (条件 24) であった。

Fig. 6 に全測定点 27 点のうちの 15 点における損失分離結果を示す。ここでは、一次側インバータ損失 (一次側損失), トランス損失, スナバ回路損を除く二次側整流回路損失 (二次側損失), 二次側スナバ損失の 4 種に分離した。Fig. 6 より条件 1~9, 10~18, 19~27 のそれぞれに着目すると、 P_{out2} が一定のときはその値に関わらず P_{out1} が増加するにつれて一次側損失の割合が増加し、二次側スナバ損失の割合が減少する傾向が見られた。一次側損失の割合が増加する原因は、一次側インバータの電流増加と S1~S4 の通流時間増加による導通損の増加である。一方、二次側スナバ損失は、電力条件によらずほぼ一定であるため、他の損失と比較して相対的に割合が小さくなったと考えられる。

4. まとめ

本稿では、カレントダブルと降圧チョップを統合した二次側回路を有する 400 kHz 駆動 2 kW 級の絶縁形デュアルポート DC/DC コンバータを試作し運転特性の評価を行った。最大効率はカレントダブル側の出力電力 945 W, 降圧チョップ側の出力電力 148 W のときの 79.3 % であった。

文献

- (1) 松下・野口・石居・田口: 「カレントダブルと降圧チョップに基づく 1 kW 絶縁形デュアルポート DC/DC コンバータ」令和 2 年 半導体電力変換/モータードライブ合同研究会, SPC-20-032, MD-20-032 (2019)
- (2) 山本・松井・森・八尾: 「負荷多分割形チョップの提案」*IEE Trans on IA*, Vol. 124, No. 2, pp. 230 - 237 (2004)

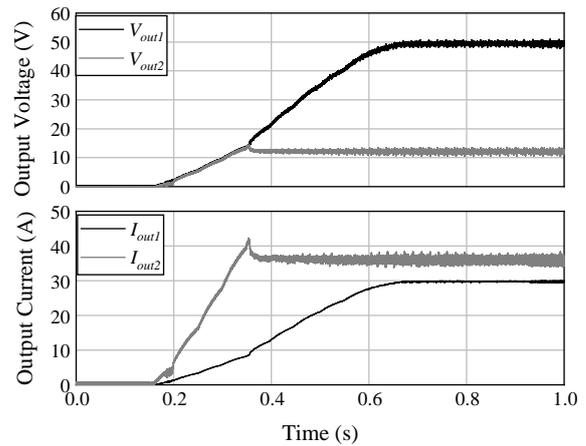


Fig. 3. Dual port output waveforms.

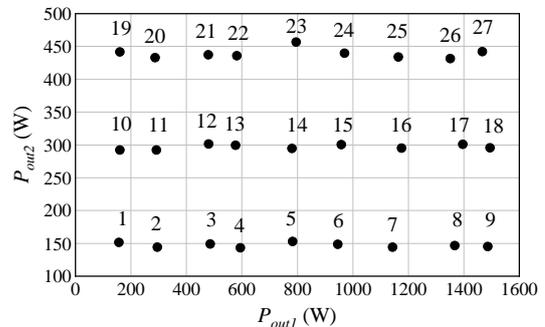


Fig. 4. Measured operation points.

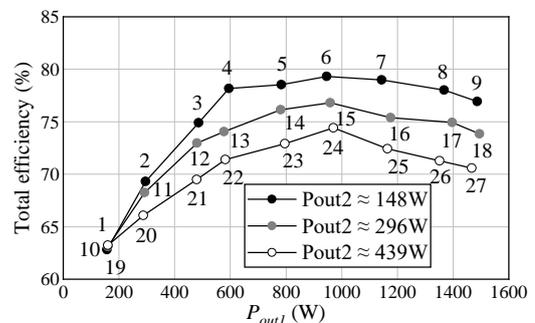


Fig. 5. Efficiency vs. total output power.

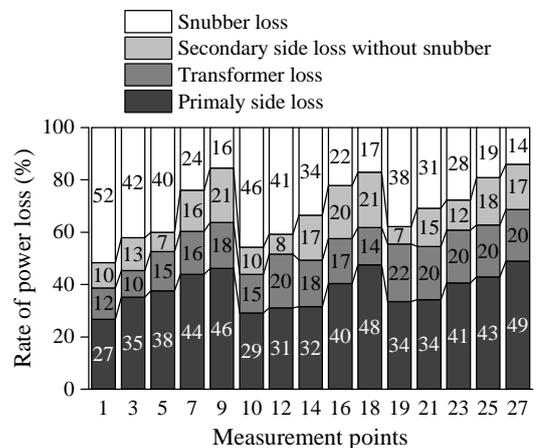


Fig. 6. Loss analysis result of each operating point.