

巻線切替を用いた DAB コンバータの軽負荷領域での ZVS 範囲拡大の実験検証

田代 祐太郎*, 芳賀 仁 (長岡技術科学大学)

Experiment verification of DAB converter using winding switching topology at light load condition

Yutaro Tashiro, and Hitoshi Haga (Nagaoka University of Technology)

1. はじめに

近年,電気自動車や DC スマートグリッドの普及に伴い,デュアルアクティブブリッジコンバータ(DAB コンバータ)が注目されている。DAB コンバータはゼロ電圧スイッチング(ZVS)によりスイッチング損失を低減できる特長をもつが,負荷電圧変動時に軽負荷領域において ZVS を得られず,効率低下の課題もある⁽¹⁾。

これまでに著書らは,負荷電圧変動時の軽負荷領域における効率改善を目的に, ISOP (Input series output parallel)と IPOS (Input parallel output series)⁽²⁾をスイッチングによって切り替えられる構造をもつ DAB コンバータを提案している⁽³⁾。本稿では提案回路の実験検証を行ったので報告する。

2. 提案システム及び ZVS 範囲

<2・1> 提案回路構成

図 1 に提案する DAB コンバータを示す。一般的な DAB コンバータの回路を縦列接続し,上段の下アームと下段の上アームを共有した回路構成である。スイッチングによって 4 つの動作モードを有しており,トランス 1 のみで電力伝送を行うモード A,トランス 2 のみで行うモード B,一次側巻線を直列接続し,二次側巻線を並列接続するモード C,一次側巻線を並列接続し,二次側巻線を直列接続するモード D がある。負荷に応じて動作モードを切り替える。

<2・2> 出力電力範囲及び ZVS 達成条件

伝送電力 P_{out} はトランス一次側電圧 V_1 と二次側電圧 V_2 の位相差 δ で決まり,式(1)で表される⁽⁴⁾。

$$P_{out} = \frac{V_1 N_2}{\omega L} \delta \left(1 - \frac{\delta}{\pi}\right) \quad (1)$$

モード A $L = L_1, N = N_1$

モード B $L = L_2, N = N_2$

モード C $L = L_1 + L_2, N = N_1 + N_2$

モード D $L = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}, N = \frac{N_1 N_2}{N_1 + N_2}$

ここで, ω : 角周波数, L_1, L_2 : 漏れインダクタンス N_1, N_2 : トランス巻数比である。各モードで全スイッチが ZVS を達成する条件を式(2)に示す。

$$\frac{V_1 N_2 \pi}{\omega L} \left\{ \left| 1 - \left(\frac{N_2}{V_1} \right)^2 \right| \right\} \leq P_{out} \leq \frac{V_1 N_2 \pi}{\omega L} \quad (2)$$

モード A $L = L_1, N = N_1$

モード B $L = L_2, N = N_2$

モード C $L = L_1 + L_2, N = N_1 + N_2$

モード D $L = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}, N = \frac{N_1 N_2}{N_1 + N_2}$

式(2)より,モード C では入力側の巻線を直列接続することでトランスに印加される電圧が分圧されるため,入出力電圧比が 1 以下の領域で ZVS 範囲が拡大できる。

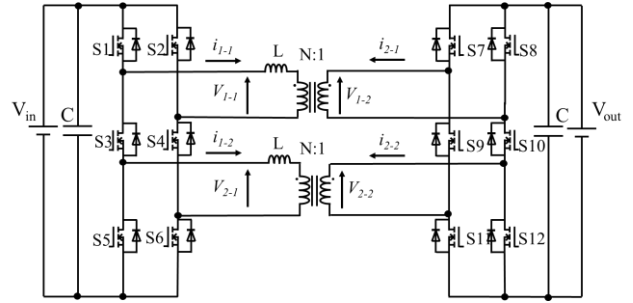


Fig. 1 提案システム

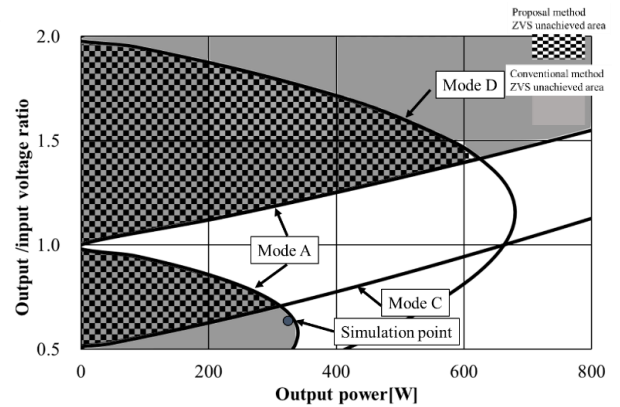


Fig.2 ZVS を達成する最小電力範囲

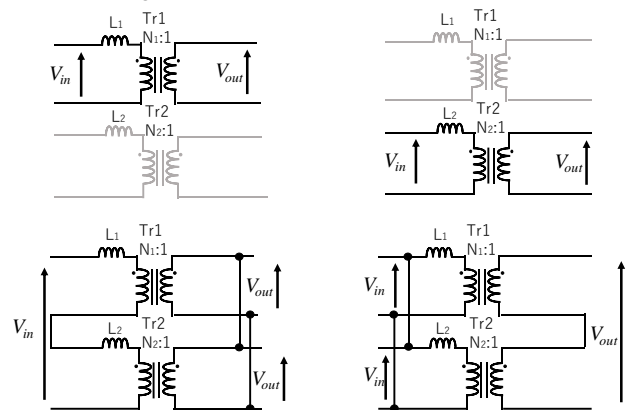


Fig.3 各モードにおけるトランス印加電圧

式(2)より,モード D では出力側の巻線を直列接続することでトランスに印加される電圧が分圧されるため,入出力電圧比が 1 以上の領域で ZVS 範囲が拡大できる。

3. 実験結果

提案回路の動作を確認するため、1次側入力電圧 $V_{in}=200V$ 、2次側に電子負荷を定電圧モードで接続し、出力電圧 $V_{out}=50\sim 300V$ として実験した。DAB コンバータの素子は1次側 MOSFET(600V,68A)、2次側 MOSFET(900V,36A)を使用し、スイッチング周波数は 50kHz、デットタイムは 0.5 μs とした。トランス巻数比は 1:1、追加のインダクタンスは 280 μH とした。図4に各出力電圧での動作波形を示す。上から1次側インバータ出力電圧、2次側インバータ出力電圧、1次側インダクタ電流である。(a)では入出力電圧比が1であるため、モードAを用いることでトランス印加電圧が1次側と2次側で等しくなっていることが確認できる。(b)では入出力電圧比が0.5であるため、モードCを用いる。モードCでは入力側の巻線を直列接続することでトランスに印加される電圧が分圧されるため、トランス印加電圧が1次側と2次側で等しくなっていることが確認できる。(c)では入出力電圧比が1.5であるため、モードDを用いる。モードDでは出力側の巻線を直列接続することでトランスに印加される電圧が分圧されるため、トランス印加電圧の1次側と2次側の比が1に近づいている事が確認できる。

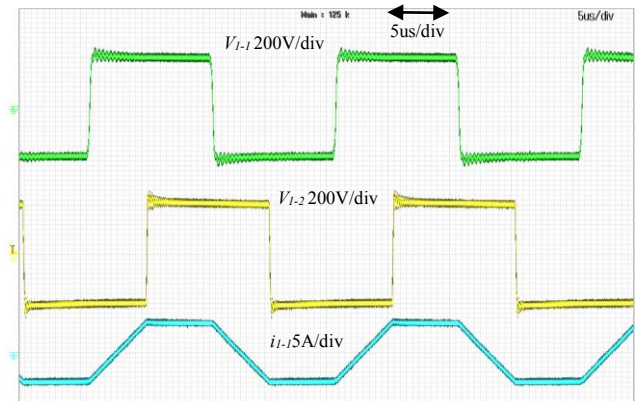
図5に効率測定の結果を示す。測定は位相シフト制御を行い、位相差を 90° 固定として行った。図5よりモードAでは入出力電圧比が1付近から外れると効率が悪くなっている。これは DAB コンバータの特徴として、トランス巻数比を考慮した入出力電圧比が1から外れるほど、インダクタ電流が増加するからである。そのため入出力電圧比に応じて、モードを切り替えることで、入出力電圧比が1に近づき、インダクタ電流が小さくなることで、広い出力電圧範囲で高効率を達成できる。

4. おわりに

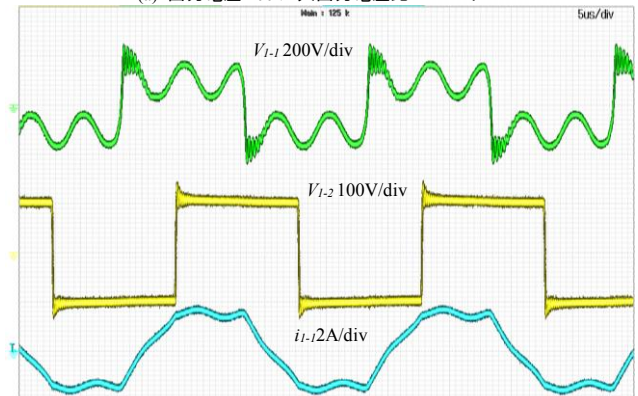
本稿では、負荷電圧変動時に軽負荷領域において、ZVS 範囲を拡大する回路の実験検証を行った。入出力電圧比に応じて動作モードを切り替えることで、ZVS 範囲が拡大することを確認した。また、広い出力電圧範囲において、効率がよくなることを確認した。今後は、提案回路のシームレスな動作モード切り替えを検討する。

文献

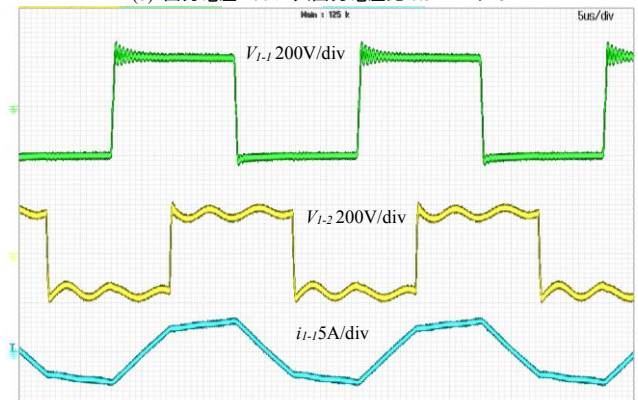
- (1) M H.Kheraluwala, R W.Gascoigne D M.Divan E D.Baumann: 「Performance Characterization of a High-Power Dual Active Bridge dc-to-dc Converter」 IEEE, Vol.28, No.6 pp.1294-1301 (1992)
- (2) 林祐輔, 高井大貫, 松本暁, 伊瀬敏史: 「次世代直流給電システムにおけるマルチセルコンバータ方式を適用した直流トランス高効率化の基礎検討」 電気学会論文誌 D, Vol.136, No.2 pp.152-161 (2015)
- (3) 田代祐太郎, 芳賀仁: 「線切替を用いた DAB コンバータにおける軽負荷領域での ZVS 範囲拡大法の検討」, 新潟支所大会, NGT-18-409, p.47 (2018)
- (4) 井上重徳, 赤木泰文: 「双方向絶縁型 DC/DC コンバータの動作電圧と損失解析」 気学会論文誌 D, Vol.136¥¥27, No.2 pp.189-197 (2007)



(a) 出力電圧 200V 入出力電圧比 1 モード A



(b) 出力電圧 100V 入出力電圧比 0.5 モード C



(c) 出力電圧 300V 入出力電圧比 1.5 モード D

Fig. 4 動作波形 (インバータ位相差 90°)

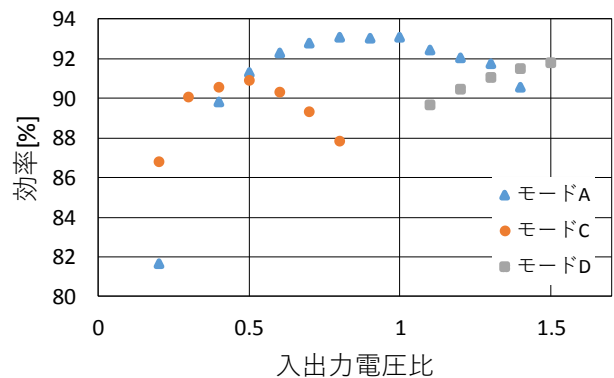


Fig. 5 電力変換器の変換効率特性