

全負荷領域 ZVS を実現する電力還流動作を用いた 並列接続 Dual-Active-Bridge DC-DC コンバータの実機検証

学生員 比嘉 隼 上級会員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Zero Voltage Switching over Entire Load Range of Parallely-Connected Dual-Active-Bridge DC-DC Converter using Power-Circulating Operation

Hayato Higa, Student Member, Jun-ichi Itoh, Senior Member (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a power-circulating operation at light load operation for a parallely-connected Dual-Active-Bridge (DAB) converter in order to achieve zero voltage switching (ZVS) over entire load range. At the light load, a power flow of each DAB converter is controlled in such a way that the transferred power of each DAB converter satisfies the condition for ZVS, i.e. the power-circulating operation. Consequently, MOSFET with low voltage rating can be used due to no surge voltage in ZVS. At the heavy load, the power-circulating operation is no longer required due to the high power flow of each DAB converter. The heavy load efficiency is not only improved but also the light load is operated without the recovery surge. From experimental results, the converter efficiency is over 95% from the rated power of 25% to the rated power at the nominal voltage. Moreover, the ZVS range at 75% of the nominal voltage is extended by 94.7% compared to the ZVS range of only the same power flow operation.

キーワード：デュアルアクティブブリッジコンバータ, 並列運転, パワーフロー制御, ゼロ電圧スイッチング(ZVS)

Keywords: Dual active bridge converter, Parallel operation, Power flow control, Zero voltage switching,

1. はじめに

近年, スマートグリッドを対象とした高圧直流バスと低圧バッテリーを接続する蓄電システムが注目を集めている。この蓄電システムには, 充放電動作および絶縁が容易な点から双方向絶縁型 DC-DC コンバータが用いられている⁽¹⁾。双方向絶縁型 DC-DC コンバータの一方式であるデュアルアクティブブリッジコンバータ(以下, DAB コンバータ)がある⁽²⁾。ゼロ電圧スイッチング(以下, ZVS)を達成できるため, 高効率化が期待できる。しかし, バッテリーの電圧変動により入出力電圧比と巻き数比に差が発生すると, 軽負荷時にハードスイッチング(以下, HSW)となる⁽³⁾。一方, 小型化の観点から高周波動作を想定すると, MOSFET を使用する必要がある。MOSFET は HSW 時にリカバリ電流により大きなサージ電圧が発生するため, 高耐圧品を選定しなければならない。しかし, 高耐圧品は低耐圧品に比べてオン抵抗が高いため, 重負荷効率が低下する。

ZVS 範囲拡大のためにインバータの各レグ間の位相差を変えることでゼロ電圧を含んだ 3 レベル電圧波形を用いてゼロ電流スイッチングやインダクタ電流の低減を達成している⁽⁴⁾⁽⁵⁾。しかし, 軽負荷時には ZVS が達成できない問題がある。

一方, 高周波トランスの低結合率に設計することで励磁電流により ZVS 範囲拡大を検討している⁽⁶⁾。しかし, 励磁

電流が大きいため, 重負荷効率が低下する問題がある。

本論文では, 並列接続された DAB コンバータを用いて, 電圧及び負荷に応じて各 DAB コンバータのパワーフローおよび動作数を切り替える手法を提案する。本手法は広い高効率範囲を得るために用いられる絶縁形コンバータの並列運転⁽⁷⁾にパワーフロー制御を追加した方式である。まず, 全 DAB コンバータが HSW となる軽負荷では, 各コンバータのパワーフローを変更することで, 負荷には各コンバータの伝送電力の差分が負荷に供給されるため, 軽負荷時の全 DAB コンバータの ZVS 達成が可能である。次に, 単体のみ ZVS を達成できる負荷では, 1 台のみ駆動させる。全 DAB コンバータが ZVS を達成できる負荷では, 各コンバータを同じパワーフローで駆動させる。パワーフローおよび動作数を切り替えることで重負荷時の導通損失低減および軽負荷時の ZVS 達成を両立できる。2 台並列接続した 1.6kW の試作器を用いて実機検証を行ったので報告する。

2. 並列接続 DAB コンバータの回路構成

図 1 に並列接続された DAB コンバータの構成図を示す。DAB コンバータは 2 台のフルブリッジインバータと高周波トランスで構成させる。この回路は DAB コンバータを並列接続することで導通損失, 銅損の低減が期待できる。しかし, 電圧変動時の軽負荷に HSW となる。

図 2 に DAB コンバータ単体における各インバータの出力

電圧およびトランス電流の関係を示す。位相差 δ と伝送電力 P の関係を(1)式に示す⁽²⁾。

$$P = \frac{NV_{in}V_{out}}{\omega L} \delta \left(1 - \frac{|\delta|}{\pi}\right) \dots\dots\dots(1)$$

ただし、 N はトランス巻き数比、 V_{in}, V_{out} は入出力直流電圧、 ω はスイッチング角周波数である。(1)式から巻き数比を考慮した各インバータ出力電圧 v_{1_pr}, v_{1_se} の位相差 δ により、出力電力およびパワーフローを制御できる。本論文では、パワーフローが高压側からバッテリー側となる場合を充電動作、パワーフローがバッテリー側から高压側となる場合を放電動作と呼ぶ。

3. パワーフロー制御

図3に並列接続された各DABコンバータのパワーフロー図を示す。図3(a)は各DABコンバータのパワーフローが一致させる動作(以下、並列動作)である。並列動作はすべてのDABコンバータがZVSを達成できる重負荷で使用する。並列動作により重負荷時の導通損失および銅損を低減できる。図3(b)はDABコンバータを1台のみ駆動(以下、単体動作)させる動作である。単体動作は出力電力がDABコンバータ1台のみZVSを達成できる中負荷で使用する。なお、単体動作時の駆動しないDABコンバータは上もしくは下アームのスイッチを常時オンにすることで停止させる。図3(c)は各DABコンバータのパワーフローを変えることで各DABコンバータの伝送電力の差が出力電力となる(以下、電力還流動作)動作である。電力還流動作を用いることで各DABコンバータの伝送電力を常にZVS達成できる条件で駆動できるため、全負荷領域でZVSを達成できる。さらに、DABコンバータの並列数が増加しても、負荷にしたがって動作数を変えることで対応できる。

図4に負荷に対する動作モードおよび各DABコンバータの伝送電力の関係を示す。動作モードは出力電力指令 P_{ref} および単体のDABコンバータがZVSを達成する伝送電力 P_{ZVS} によって決まる。

● 条件1: $P_{ref} < P_{ZVS}$ 電力還流動作

条件1が成立する場合は並列動作や単体動作では全DABコンバータがZVSを達成できないため、電力還流動作を使用する。各DABコンバータの伝送電力はZVSを達成させる電力より大きくする必要がある。したがって、各DABコンバータの伝送電力 P_1, P_2 は(2)式で表すことができる。

$$\begin{aligned} P_1 &= P_{ZVS} + P_{ref} \\ P_2 &= -P_{ZVS} \end{aligned} \dots\dots\dots(2)$$

● 条件2: $P_{ZVS} < P_{ref} < P_{rated}$ 単体動作

この条件では、ZVSを達成できるDABコンバータが1台のみとなるため、単体動作を使用する。単体動作では各DABコンバータの伝送電力は(3)式で表すことができる。

$$\begin{aligned} P_1 &= P_{ref} \\ P_2 &= 0 \end{aligned} \dots\dots\dots(3)$$

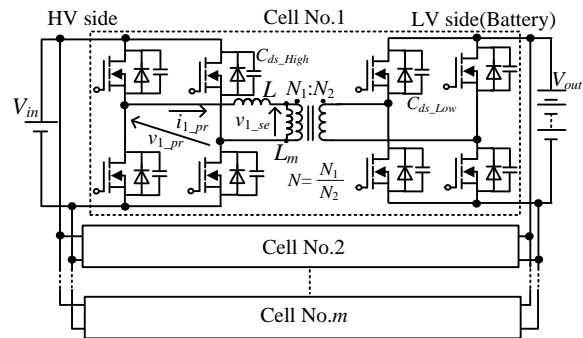


Fig. 1. Circuit configuration of parallel-connected DAB converter. The voltage of the HV side is 380V, whereas the voltage of the LV side varies from 36 V to 60 V.

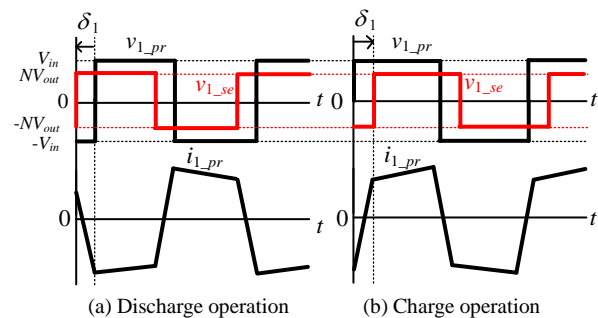


Fig. 2. Simplified waveforms of individually DAB converter

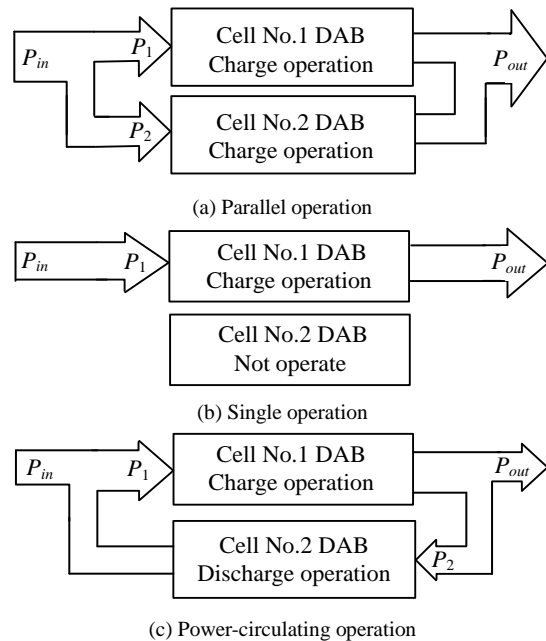


Fig. 3. Power flow diagrams of parallel-connected DAB converter.

● 条件3: $P_{ref} > 2P_{ZVS}$ 並列動作

この条件では、同じパワーフローであってもすべてのDABコンバータがZVSを達成できるため、並列動作を使用する。並列動作では各DABコンバータの伝送電力は(4)式で表すことができる。

$$\begin{aligned} P_1 &= P_{ref} / 2 \\ P_2 &= P_{ref} / 2 \end{aligned} \dots\dots\dots(4)$$

なお、パワーフローの変更は(2),(3)および(4)式の正負を反転させることで達成できる。

4. 動作モード導出

図5に各DABコンバータの位相差指令値 δ_1, δ_2 を決めるフローチャートを示す。なお、負荷に応じて動作させるDABコンバータの数を変えることで並列接続数の変更に対応できる。ZVS達成条件はインダクタ電流波形によって決まる。さらに、インダクタ電流は巻き数比を考慮した入出力電圧の関係およびパワーフローによって変化する。まず、巻き数比を考慮した入出力電圧の関係が $NV_{out} > V_{in}$ となる条件では、ZVSを達成できる位相差の絶対値は(5)式で表すことができる⁽⁸⁾。

$$|\delta_{ZVS}| = \frac{\pi}{2} \left\{ \frac{NV_{out} - V_{in}}{NV_{out}} + 4\alpha f_{sw} T_{d_HV} \right\} \dots\dots\dots (5)$$

一方、巻き数比を考慮した入出力電圧の関係が $NV_{out} < V_{in}$ となる条件では、ZVSを達成できる位相差の絶対値は(6)式で表すことができる⁽⁸⁾。

$$|\delta_{ZVS}| = \frac{\pi}{2} \left\{ \frac{V_{in} - NV_{out}}{V_{in}} + 4\beta f_{sw} T_{d_LV} \right\} \dots\dots\dots (6)$$

T_{d_LV} は低圧側のデッドタイム、 T_{d_HV} は高圧側のデッドタイムである。また、 α, β はパワーフローによって決まる係数であり、充電動作では $\alpha=1, \beta=-1$ 、放電動作では $\alpha=-1, \beta=1$ となる。なお、充電動作では δ_{ZVS} を正、放電動作では δ_{ZVS} を負とする。ただし、(5)式および(6)式はMOSFETの寄生容量は考慮していない。次に、ZVSを達成できる伝送電力を(7)式から導出する。

$$P_{ZVS} = \frac{NV_{in}V_{out}}{\omega L} (\delta_{ZVS} + 2\chi f_{sw} T_d \pi) \left(1 - \frac{|\delta_{ZVS} + 2\chi f_{sw} T_d \pi|}{\pi} \right) \dots\dots\dots (7)$$

χ は巻き数比を考慮した入出力電圧の関係によって決まる係数であり、 $V_{in} > NV_{out}$ では $\chi=1$ 、 $V_{in} < NV_{out}$ では $\chi=-1$ となる。ただし、(7)式は、ZVS境界条件付近における位相差にデッドタイム分の誤差⁽⁹⁾を考慮している。また、巻き数比を考慮した入出力電圧の関係によって発生するデッドタイム誤差が異なり、 $V_{in} > NV_{out}$ では低圧側インバータのデッドタイムが影響するため $T_d = T_{d_LV}$ 、 $NV_{out} > V_{in}$ では高圧側インバータのデッドタイムが影響するため $T_d = T_{d_HV}$ となる。(7)式から電力指令値 P_{ref} と P_{ZVS} を比較して各DABコンバータのパワーフローを決定する。各DABコンバータの伝送電力 P_1, P_2 を(2)式、(3)式もしくは(4)式から計算する。最後に、各DABコンバータの位相差指令値 δ_1, δ_2 を(8)式から計算する。

$$\delta = \frac{\pi}{2} - \sqrt{\frac{\pi^2}{4} - \frac{\pi \omega L}{NV_{in}V_{out}} P} \dots\dots\dots (8)$$

5. 実験結果

本章では、定格800Wを2台並列接続した定格1.6kWの試作器を用いて、実験により提案動作の妥当性を検証する。表1に実験条件を示す。表1に記載している追加のインダクタンスはトランスの高圧側に直列接続しており、トランスの漏れインダクタンスを含んだ値である。なお、出力電

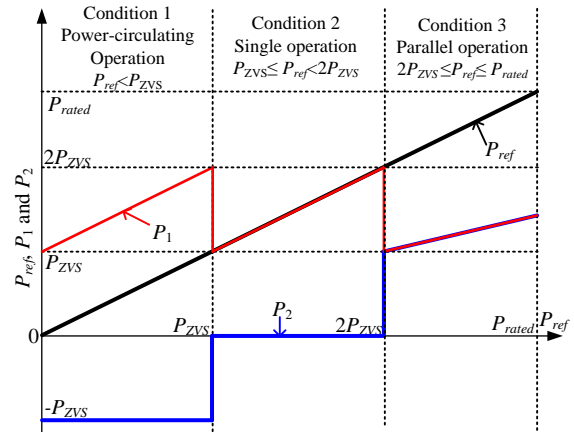


Fig. 4. Determination of operation mode depending on the reference transferred power P_{ref} in order to achieve ZVS over entire load range.

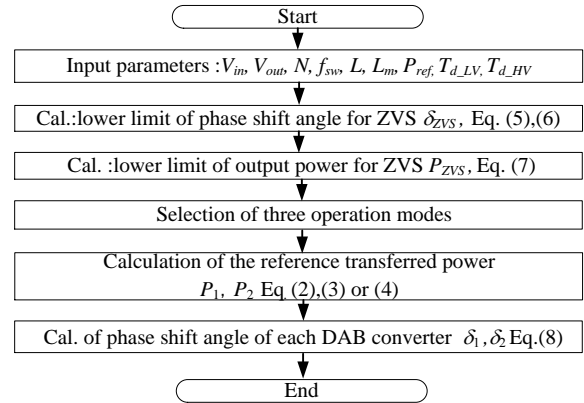


Fig. 5. Flowchart for deriving of transferred power under the condition that ZVS is achieved over entire load range

Table 1 Experimental condition

Input voltage V_{in}	380 V	Rated power	1.6 kW
Output voltage V_{out}	36, 48 V	Switching frequency f_{sw}	100 kHz
Dead-time at HV side	100 ns	Parallely connected number	2
Dead-time at LV side	150 ns	Turn ratio of transformer N	$N_1/N_2=24/3$
Additional inductor L No.1 DAB	148 μ H	Magnetizing inductance L_m No.1 DAB	4.1 mH
Additional inductor L No.2 DAB	149 μ H	Magnetizing inductance L_m No.2 DAB	4.0 mH
Inductor core shape PC40E150-Z(TDK)		Transformer core shape PC40 E170 \times 55 \times 19(TDK)	

圧が36V時にZVSを達成できる伝送電力は393Wとなる。

高圧側のMOSFETはSCT3030AL-E(耐圧650V, 電流容量70A, オン抵抗30m Ω @25 $^{\circ}$ C, Rohm)を使用している。一方、低圧側のMOSFETはIRF4110PBF(耐圧100V, 電流容量120A, オン抵抗3.7m Ω @25 $^{\circ}$ C, Infenion)を使用している。

図6に高圧側電圧が380V、バッテリー側電圧が36Vにおける各動作モードの動作波形を示す。図5(a)は出力電力632W時における並列動作、図5(b)は出力電力1450W時における単体動作、図5(c)は出力電力235W時における電力還流動作である。図9から各DABコンバータのインダクタ電流の方向が各動作モードによって異なることからパワーフ

ローおよび動作数を切り替えていることが分かる。

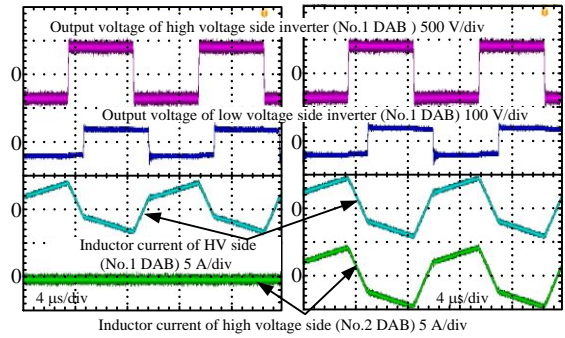
図 7 に出力電圧の変動に対する効率特性を示す。図 7(a) は出力電圧 48V 時の効率特性、図 7(b) は出力電圧 36V 時の効率特性である。図 7(a) から並列動作により、最大 96% の効率を達成している。さらに、軽負荷では単体動作に切り替えることで軽負荷効率を改善している。これは停止している変換器の鉄損が発生しないためである。一方、出力電圧が公称電圧の 75% となる図 7(b) から最大効率 96.9% を達成している。また、ZVS 達成する出力電力が 402W となっており、計算値との誤差 2.6% で一致している。さらに、電力還流動作を用いることで並列動作のみと比較して ZVS 範囲を 94.7% 拡大している。しかし、出力電力の一部を回生しているため、電力還流動作が低効率となっている。電力還流動作における高効率となるスイッチング損失、導通損失および銅損の関係は今後の課題とする。

6. 結論

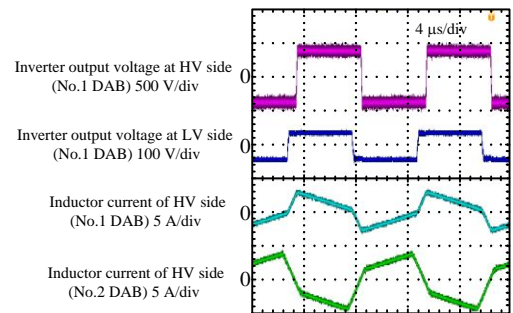
本論文では、電圧変動に対して、全負荷領域で ZVS を達成させるために、並列接続された各 DAB コンバータのパワーフローおよび動作数を切り替える手法を提案した。提案する動作は常に各 DAB コンバータの伝送電力を ZVS 達成できる電力で動作させる点に特徴をもつ。実機検証の結果、提案する動作モードを負荷によって変えることで、測定範囲すべてにおいて ZVS を達成し、並列運転のみと比較して ZVS 範囲を 94.7% 拡大した。さらに、最大効率 96.9% を達成した。今後は各動作モードの切り替え時の過渡応答改善及び電力還流動作の効率改善を行う。

文 献

- (1) K. Kurohane, T. Senjyu, A. Yona, N. Urasaki, E.B. Muhando, T. Funabashi : "A High Quality Power Supply System with DC Smart Grid", Transmission and Distribution Conference and Exposition, 2010 IEEE PES, pp.1-6 (2010)
- (2) R. W. D. Doncker, etc. "A three-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications", IEEE Trans on Industry Applications, Vol. 27, No. 1, pp. 63-73, 1991.
- (3) Kheraluwala M.N, etc : "Performance Characterization of a High Power Dual Active Bridge dc-to-dc Converter", IEEE Trans. I.P., Vol. 28, No. 6, pp. 1294-1301, 1992.
- (4) Florian Krismer, Johann W. Kolar: "Closed Form Solution for Minimum Conduction Loss Modulation of DAB Converters", IEEE Trans. PELS., Vol. 27, No. 1, pp. 174-188, 201
- (5) Yoichi Ishizuka, Shun Nagata, Mika Takasaki, Toshiro Hirose: "Static Characteristic Analysis of Proposed Bi-Directional Dual Active Bridge DC-DC Converter", IEEJ Trans. IAS, Vol. 4, No. 5, pp. 602-610 (2015)
- (6) J. Riedel, etc: "Wide Range ZVS Operation of Dual Active Bridge DC-DC Converter using Adaptive Modulation and Low Coupling Factor Transformers", EPE2016, 2016.
- (7) Yeh Ting, Sjoerd de Haan, Jan A. Ferreira: "Modular Single-active Bridge DC-DC Converters", IEEE IAS. Magazine, Vol. 22, No. 5, pp. 43-52 (2016)
- (8) 井上重徳, 赤木泰史: 「双方向絶縁型 DC-DC コンバータの動作電圧と損失解析」, IEEJ Trans. D, Vol. 127, No. 2, pp. 188-197 (2007)
- (9) Biao Zhao, etc.: "Dead-Time Effect of the High-Frequency Isolated Bidirectional Full-Bridge DC-DC Converter: Comprehensive Theoretical Analysis and Experimental Verification", IEEE Trans. PELS., Vol. 29, No. 4, pp. 1667-1680, 2014.

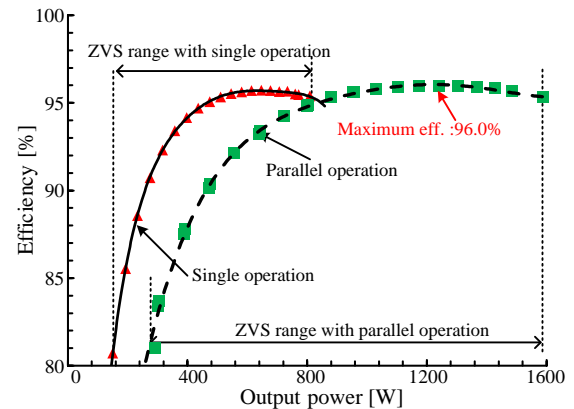


(a) Single operation at 632 W (b) Parallel operation at 1450 W

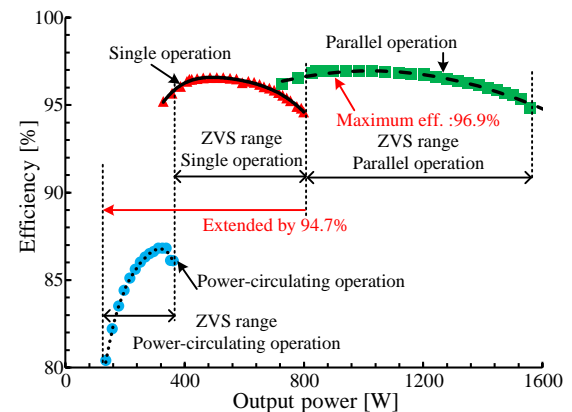


(c) Power-circulating operation at 235 W

Fig. 6 Operation waveforms with each mode.



(a) $V_{in}=380\text{ V}$, $V_{out}=48\text{ V}$ (Nominal voltage)



(b) $V_{in}=380\text{ V}$, $V_{out}=36\text{ V}$ (75% nominal voltage)

Fig. 7. Efficiency characteristics of two parallelly-connected DAB converter with fluctuation of output voltage.