

広い電圧範囲に対応した巻線切替機能をもつ Dual Active Bridge コンバータの検証

中澤 亮太* 宅間 春介 比嘉 隼 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Verification of Dual Active Bridge Converter Using Switching Winding Corresponding to Voltage Fluctuation

Ryota Nakazawa*, Shunsuke Takuma, Hayato Higa, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a dual active bridge (DAB) converter with a switching transformer in order to extend a zero voltage switching (ZVS) range against a voltage fluctuation. The Proposed DAB converter consists of two high frequency transformers, a three-phase inverter and two-half-bridge inverter. In the switching transformer, there are three-operation modes: the full bridge operation using only one transformer, half bridge (HB) operation using only one transformer and HB operation using two transformers. By changing operation mode, ZVS range can be extended against the change of the input or the output voltage. In addition, the reactive current of the inductor current can be also reduced. Therefore, the converter efficiency can be improved by proposed circuit. From simulation results, ZVS range at 50% nominal voltage is extended by 16.5% compared with the ZVS range of Y- Δ connected three phase DAB converter.

キーワード: デュアルアクティブブリッジコンバータ, ゼロ電圧スイッチング, 巻線切替
(Keywords, Dual Active Bridge Converter, Zero voltage switching, Winding switching)

1. はじめに

近年, 低環境負荷である電気自動車の普及を背景に, 急速充電器に注目が集まっている⁽¹⁾. 急速充電器には, PWM コンバータおよび双方向絶縁形 DC-DC コンバータが用いられている⁽²⁾. 双方向絶縁形 DC-DC コンバータの方式として, 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⁽³⁾. DAB コンバータはトランスの漏れインダクタンスによってデッドタイム期間中にスイッチング素子の寄生容量を放電させることで, ゼロ電圧スイッチング(以下, ZVS)を達成できる⁽³⁾. そのため, 急速充電器などの大容量変換器への適用が期待されている. また, 入出力電圧比と巻数比が等しい場合, 広い負荷範囲で ZVS を達成できる. しかし, 入出力電圧比と巻数比が異なる場合, ZVS 範囲が制限され⁽⁴⁾, 軽負荷時にインダクタ電流の無効電流が増加する⁽⁵⁾. したがって, Chademo 規格⁽⁶⁾の急速充電を想定した場合, バッテリ電圧が 50 V~500 V と大きく変動するため, 変換器の効率が低下する問題がある.

そこで, この問題を解決するために 2 つの H ブリッジ出力の位相シフト量に加えて各インバータのレグ間の位相シフト量を調整することで, インダクタ電流の無効電流低減および ZVS 範囲拡大を達成する方法が提案されている⁽⁷⁾.

しかし, それでもなお, 軽負荷領域では大きな電圧変動時に ZVS が達成できない欠点がある.

また, 別のアプローチとして, 三相変圧器を用いた三相 DAB コンバータの研究が進められている⁽⁸⁾. 同じ負荷に対して三相 DAB コンバータは単相 DAB コンバータより, 直流中間のコンデンサに流れるリップル電流およびスイッチに流れる電流を低減できるため, 大容量化が可能である. 文献[9]では, 従来の Y-Y 結線方式の三相 DAB コンバータの絶縁トランスの二次側を Δ 結線に変更した Y- Δ 結線方式三相 DAB コンバータを用いることによって公称電圧 $\pm 14\%$ において全負荷領域で ZVS を達成している. しかし, Chademo 規格のように 50 V~500 V の広い電圧範囲での動作を必要とする用途には不十分である.

そこで本論文では, 2 つの高周波トランスを用いた巻線切替によって, 巻数比を考慮した入出力電圧比に対して動作モードを切り替える手法を提案する. 提案法では, バッテリ側の電圧および負荷に対して, 使用するトランスを切り替えることで, 広い電圧範囲に対する ZVS 範囲の拡大および無効電流の低減ができる. 最後にシミュレーションにて, 巻線切替形 DAB コンバータの有用性を明らかにしたので報告する.

2. 回路構成

(2・1) Y-Δ 結線三相 DAB コンバータ

図1に従来Y-Δ結線三相DABコンバータの構成図を示す。この回路は二つの三相ブリッジ回路とY-Δ結線の三相トランスから構成される。

図2にY-Δ結線三相DABコンバータの動作波形を示す。パワーフローはインダクタ L_u , L_v , L_w の両側に印加された電圧、すなわち一次側三相ブリッジ回路と二次側三相ブリッジ回路の交流電圧の位相差によって制御することができる。ここで、 $L=L_u=L_v=L_w$ 、トランスの巻数比を N とすると出力電力は位相差 δ によって次のように表される⁽⁸⁾。

$$\begin{cases} P_{out} = \frac{V_{in} V_{out}}{\sqrt{3} N \omega L} \delta & (0 \leq \delta \leq \frac{\pi}{6}) \\ P_{out} = \frac{V_{in} V_{out}}{\sqrt{3} N \omega L} \left\{ \frac{3}{2} \left(\delta - \frac{\delta^2}{6} \right) - \frac{\pi}{24} \right\} & (\frac{\pi}{6} \leq \delta \leq \frac{\pi}{2}) \end{cases} \dots\dots\dots (1)$$

また、Y-Δ結線三相DABコンバータがZVS動作を達成できる入出力電圧比の条件を(2)式に示す⁽⁸⁾。

$$\frac{V_{in}}{N V_{out}} > \begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{2} & (0 \leq \delta \leq \frac{\pi}{6}) \\ \frac{9\pi - 18\delta}{4\sqrt{3}\pi} & (\frac{\pi}{6} \leq \delta \leq \frac{\pi}{2}) \end{cases} \dots\dots\dots (2)$$

(2)式より、入出力電圧比が0.866~1.0の場合にはZVS範囲は位相差に依存しない。すなわち、全負荷領域でZVS達成可能であると言える。一方、入出力電圧比が0.866未満の場合には位相差によってZVS範囲が制限される。

(2・2) 巻線切替形 DAB コンバータ

図3に提案する巻線切替形DABコンバータの構成図を示す。この回路は一次側三相ブリッジ回路、二次側は三相ブリッジ回路の1レグをコンデンサ2つに置換した回路、動作切替に必要な双方向スイッチおよび2つの高周波トランスから構成される。そのため、Y-Δ結線三相DABコンバータとほぼ同様の部品点数で回路を構成することができる。ここで、双方向スイッチの最大電圧はハーフブリッジ構成用のコンデンサ電圧と等価であり、レグD、Eのスイッチの半分の耐圧でよい。さらに双方向スイッチは巻線切替のみに使うため、スイッチング速度が遅くてもオン抵抗が低いデバイスを選定することができる。また、基本的な動作原理は単相DABコンバータと同様である。一次側インバータおよび二次側インバータ出力電圧の位相差によって出力電力を制御する。大きな電圧変動が発生した場合に、電力伝送を行うトランスを切り替えることによってZVS範囲を拡大し、無効電流を低減することが可能である。

3. 動作モード

図4に提案回路の各動作モードを示す。提案回路では各レグに2つの高周波トランスを接続しているため、使用するレグの組み合わせにより、(a)トランス1によって電力伝送を行うフルブリッジ動作、(b)トランス2によって電力伝

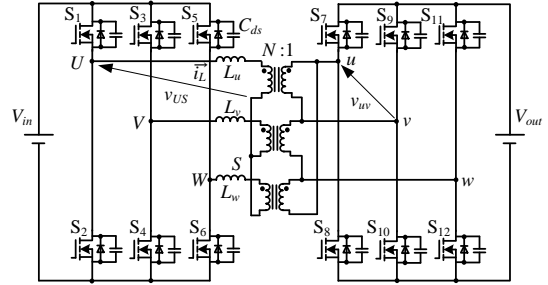


Fig. 1. Configuration of Y-Δ connected three phase DAB converter.

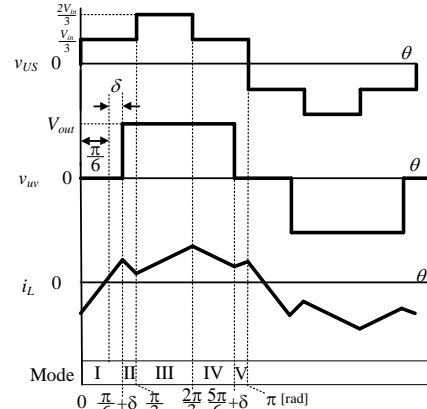


Fig. 2. Operation waveforms of Y-Δ connected three phase DAB converter.

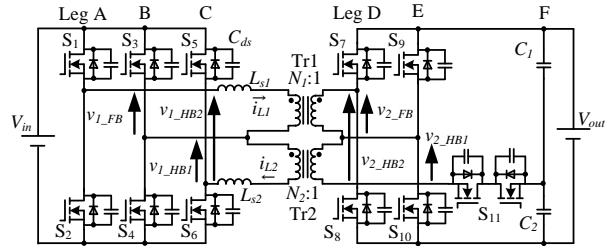


Fig. 3. Configuration of proposed DAB converter.

送を行うハーフブリッジ動作、(c)2つのトランスによって電力伝送を行うハーフブリッジ動作が可能である。以下に各動作について説明する。

(3・1) フルブリッジ動作

トランス1によるフルブリッジ動作の場合、一次側インバータはレグA、B、二次側インバータはレグD、Eを動作させる。出力電力 P_{out} はトランス1の一次側電圧 v_{1_FB} と二次側電圧 v_{2_FB} の位相差 δ によって決定され、(3)式から得られる。ここで、 V_{in} 、 V_{out} はそれぞれ入出力の直流電圧、 N_1 はトランス1の巻数比である。

$$P_{out} = \frac{V_{in} V_{out}}{N_1 \omega L_{s1}} \delta \left\{ 1 - \frac{\delta}{\pi} \right\} \dots\dots\dots (3)$$

インバータを方形波駆動させる場合、レグA、B、D、EのスイッチがZVSを達成できる出力電力の条件を(4)式に示す。

$$\frac{V_{in} V_{out}}{N_1 \omega L_{s1}} \frac{\pi}{4} \left\{ 1 - \left(\frac{V_{in}}{N_1 V_{out}} \right)^2 \right\} \leq P_{out} \leq \frac{V_{in} V_{out}}{N_1 \omega L_{s1}} \frac{\pi}{4} \dots\dots (4)$$

(3・2) トランス2によるハーフブリッジ動作

トランス2を利用したハーフブリッジ動作の場合、一次側インバータはレグB、C、二次側インバータはレグE、F

を使用する。出力電力 P_{out} は(5)式で表される。トランス二次側印加電圧の振幅がフルブリッジ動作時と比較して半分となるため、出力電力はフルブリッジ動作時より小さくなる。

$$P_{out} = \frac{V_{in} V_{out}}{2N_2 \omega L_{s2}} \delta \left\{ 1 - \frac{\delta}{\pi} \right\} \dots\dots\dots (5)$$

ここで N_2 はトランス 2 の巻数比である。また、レグ B, C, E のスイッチが ZVS を達成できる出力電力の条件を(6)式に示す。

$$\frac{V_{in} V_{out}}{N_2 \omega L_{s2}} \frac{\pi}{8} \left\{ 1 - \left(\frac{N_2 V_{out}}{2V_{in}} \right)^2 \right\} \leq P_{out} \leq \frac{V_{in} V_{out}}{N_2 \omega L_{s2}} \frac{\pi}{8} \dots (6)$$

(6)式から、フルブリッジ動作と比較して ZVS を達成できる負荷の下限値が小さくなること分かる。そのため、ハーフブリッジ動作を軽負荷で適用することで ZVS 範囲拡大を実現できる。

〈3・3〉 2つのトランスによるハーフブリッジ動作

2つのトランスによるハーフブリッジ動作の場合、一次側インバータはレグ A, C, 二次側インバータはレグ D, F を使用する。このとき、電力伝送に関わるインダクタンス値は L_{s1} および L_{s2} の和となる。そのため、2つのトランスによるハーフブリッジ動作における出力電力 P_{out} は(5)式の L_{s2} を $(L_{s1}+L_{s2})$ に置き換えた式によって表される。同様に、レグ A, C, D のスイッチが ZVS を達成するための条件も(6)式の L_{s2} を $(L_{s1}+L_{s2})$ に置き換えた式によって表される。このことから、2つのトランスを用いた電力伝送は、他の2つの動作と比較して ZVS を達成できる負荷の下限値が最も小さくなる。

〈3・4〉 インダクタンスの設計

電圧変動時の軽負荷領域において、ZVS 範囲を拡大するためには、(5)式より追加インダクタ L_{s2} を大きくすることが効果的であると分かる。そこで本論文では次の手順によって、追加インダクタ L_{s1} および L_{s2} の設計を行った。

(1)フルブリッジ動作時の入出力電圧比 1.0, 位相シフト量 $\pi/3$ rad において出力電力 1.0 p.u.となる追加インダクタ L_{s1} を決定する。

(2)トランス 2 によるハーフブリッジ動作時の入出力電圧比 0.5, 位相シフト量 $\pi/3$ rad において出力電力がフルブリッジ動作の ZVS 境界線と重なるように追加インダクタ L_{s2} を決定する。このときの L_{s2} は次式で表される。

$$L_{s2} = \frac{4N_1 L_{s1}}{9N_2} \left(1 - \frac{1}{4N_1^2} \right)^{-1} \dots\dots\dots (7)$$

一方、Y-Δ 結線三相 DAB コンバータの追加インダクタ L は入出力電圧比 1.0, 位相差 $\pi/2$ rad のときの最大伝送電力が 2つの回路で等しくなるように設計した。表 1 に追加インダクタの設計条件および設計結果をまとめる。

図 5 に提案回路および Y-Δ 結線三相 DAB コンバータの ZVS 領域を示す。図 5 において提案回路の ZVS 境界線は(4),

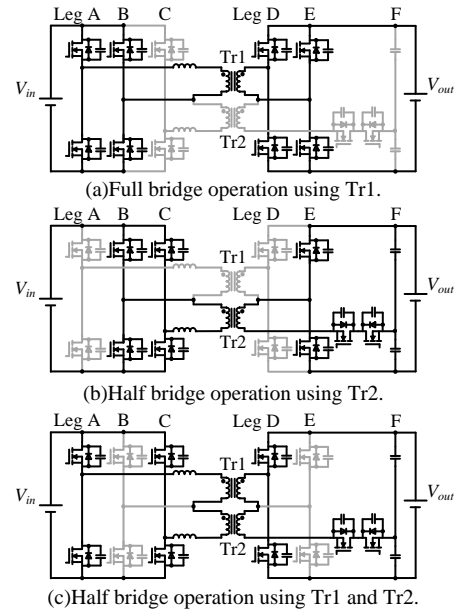


Fig. 4. Operation modes of proposed DAB converter.

Table 1 Design condition

Element	Symbol	Value
Input voltage	V_{in}	380 V
Output voltage	V_{out}	190 to 380 V
Switching frequency	f_{sw}	50 kHz
Rated power	P	1000 W
Proposed circuit		
Number of turns	N_1	1
	N_2	1
Additional inductance	L_{s1}	320 μ H
	L_{s2}	190 μ H
Y-Δ connected Three phase DAB converter		
Number of turns	N	1
Additional inductance	L	741 μ H

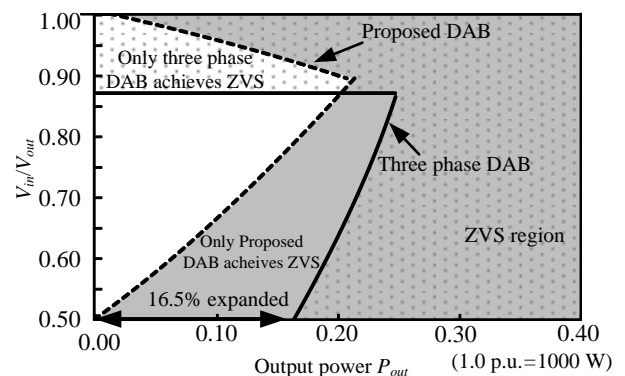


Fig. 5. Comparison of ZVS region.

(6)式より算出した。Y-Δ 結線三相 DAB コンバータの ZVS 境界線は(1), (2)式より算出した。図 5 より Y-Δ 結線三相 DAB コンバータは入出力電圧比 0.866~1.0 において全負荷領域での ZVS 動作を達成している。しかし、電圧変動時には ZVS 範囲が制限されている。一方、提案回路では、電圧変動時の軽負荷領域において Y-Δ 結線三相 DAB コンバータよりも広い ZVS 範囲を達成している。提案回路動作によって入出力電圧比 0.5 のときに 16.5% の ZVS 範囲拡大が可能である。したがって、提案法は Y-Δ 結線三相 DAB コンバータより電圧変動時の ZVS 範囲が広いため Chademo 規格に適する。

4. インダクタ電流解析

(4・1) フルブリッジ動作時の電流実効値

図6にフルブリッジ動作時のDABコンバータの等価回路および動作波形を示す。DABコンバータの出力電力およびパワーフローは一次側インバータと二次側インバータの出力電圧の位相差 δ によって制御することができる。スイッチング1周期では一次側インバータと二次側インバータの出力電圧の正負の組み合わせによって4つのモードに分けられる。インダクタ電流は正の半周期と負の半周期で同じ動作となるため、2つの動作モードを解析することで動作波形の算出が可能となる。各モードにおけるインダクタ電流の瞬時値は(8)~(11)式で表される。

$$i_{L_{L-I}}(\theta) = \frac{L_{m1}(V_{in} + N_1 V_{out})}{\omega L_{m1} L_{s1}} \theta + i_{L_{L-I}}(0) \dots\dots\dots (8)$$

$$i_{L_{L-II}}(\theta) = \frac{L_{m1}(V_{in} - N_1 V_{out})}{\omega L_{m1} L_{s1}} (\theta - \delta) + i_{L_{L-I}}(\delta) \dots\dots\dots (9)$$

$$i_{L_{L-III}}(\theta) = \frac{(L_{s1} + L_{m1})N_1 V_{out} + L_{m1} V_{in}}{\omega L_{m1} L_{s1}} \theta + i_{L_{L-III}}(0) \dots\dots\dots (10)$$

$$i_{L_{L-IV}}(\theta) = \frac{-(L_{s1} + L_{m1})N_1 V_{out} + L_{m1} V_{in}}{\omega L_{m1} L_{s1}} (\theta - \delta) + i_{L_{L-III}}(\delta) \dots\dots\dots (11)$$

ここで、 L_{m1} はトランス1の励磁インダクタンス、 L_{s1} はトランス1の漏れインダクタンスと外付けインダクタンスの合計を示す。インダクタ電流の初期値は(12)、(13)式で表される。

$$i_{L_{L-I}}(0) = -\frac{L_{m1} \{ \pi V_{in} - (\pi - 2\delta) N_1 V_{out} \}}{2\omega L_{s1} L_{m1}} \dots\dots\dots (12)$$

$$i_{L_{L-III}}(0) = -\frac{\pi L_{m1} V_{in} - (\pi - 2\delta)(L_{s1} + L_{m1})N_1 V_{out}}{2\omega L_{s1} L_{m1}} \dots\dots\dots (13)$$

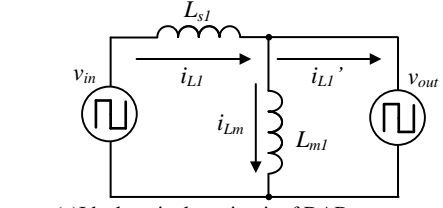
インダクタ電流の実効値は、(14)、(15)式で表される。

$$I_{L_{L-I}} = \frac{\sqrt{N_1 V_{in} V_{out}}}{\sqrt{12\pi\omega L_{m1} L_{s1}}} \left[\frac{4L_{m1}^2(-2\delta^3 + 3\pi\delta^2) + \pi^3 \frac{(L_{m1} N_1 V_{out})^2}{V_{in} N_1 V_{out}}}{+ \pi^3 L_{m1}^2 \frac{V_{in}}{N_1 V_{out}} - 2\pi^3 L_{m1}^2} \right]^{\frac{1}{2}} \dots\dots (14)$$

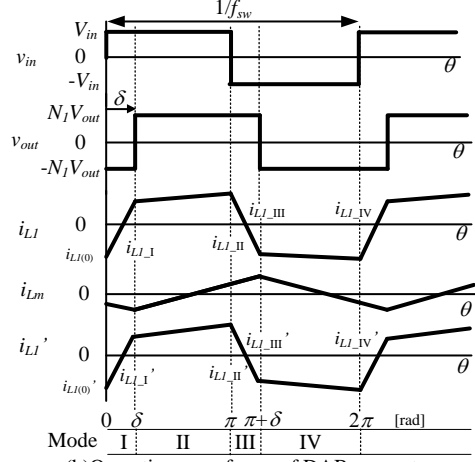
$$I_{L_{L-III}} = \frac{\sqrt{N_1 V_{in} V_{out}}}{\sqrt{12\pi\omega L_{m1} L_{s1}}} \left[\frac{\pi^3 \frac{(L_{m1} V_{in} - L_{s1} N_1 V_{out})^2}{V_{in} N_1 V_{out}} - 2\pi^3 L_{m1}^2}{+ \pi^3 \frac{(N_1 V_{out})}{V_{in}} L_{m1} (2L_{s1} + L_{m1})}{+ 4L_{m1} (L_{s1} + L_{m1}) (-2\delta^3 + 3\pi\delta^2)} \right]^{\frac{1}{2}} \dots\dots (15)$$

(4・2) ハーフブリッジ動作時の電流実効値

ハーフブリッジ動作において、トランス二次側印加電圧の



(a) Ideal equivalent circuit of DAB converter.



(b) Operation waveforms of DAB converter.

Fig.6. Operation principle of DAB converter.

振幅はフルブリッジ動作時の半分となる。そのためハーフブリッジ動作時のインダクタ電流実効値 I_{L2}, I_{L2}' は(16)、(17)式で表される。

$$I_{L2} = \frac{\sqrt{N_2 V_{in} V_{out}}}{\sqrt{24\pi\omega L_{m2} L_{s2}}} \left[\frac{4L_{m2}^2(-2\delta^3 + 3\pi\delta^2) + \pi^3 \frac{(L_{m2} N_2 V_{out})^2}{2V_{in} N_2 V_{out}}}{+ 2\pi^3 L_{m2}^2 \frac{V_{in}}{N_2 V_{out}} - 2\pi^3 L_{m2}^2} \right]^{\frac{1}{2}} \dots\dots (16)$$

$$I_{L2}' = \frac{\sqrt{N_2 V_{in} V_{out}}}{\sqrt{24\pi\omega L_{m2} L_{s2}}} \left[\frac{2\pi^3 \frac{(L_{m2} V_{in} - L_{s2} N_2 V_{out})^2}{V_{in} N_2 V_{out}} - 2\pi^3 L_{m2}^2}{+ \pi^3 \frac{(N_2 V_{out})}{2V_{in}} L_{m2} (2L_{s2} + L_{m2})}{+ 4L_{m2} (L_{s2} + L_{m2}) (-2\delta^3 + 3\pi\delta^2)} \right]^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots (17)$$

ここで、 L_{m2} はトランス2の励磁インダクタンス、 L_{s2} はトランス2の漏れインダクタンスと外付けインダクタンスの合計を示す。

5. シミュレーション結果

本章では、提案する巻線切替形DABコンバータによるZVS範囲拡大手法およびインダクタ電流解析の妥当性を検証するため、シミュレーションを行う。

(5・1) 各動作モードにおける動作波形

表2にシミュレーション条件を示す。二次側の電圧は380V一定とし、一次側の電圧は190V~380V、トランス巻数比はトランス1、トランス2ともに1とした。所望の定格電力を達成するために、追加インダクタを高周波トランスの一次側に直列接続している。

図7に一次側電圧300V、位相差 $\pi/3$ radにおける各動作モードのシミュレーション波形を示す。図7(a)がフルブリッジ動作、図7(b)がトランス2によるハーフブリッジ動作、図

7(c)が2つのトランスによるハーフブリッジ動作である。動作モードを切り替えることによってトランスの二次側印加電圧がフルブリッジ動作時の半分となり、ハーフブリッジ動作を達成できていることが確認できる。

図8に一次側電圧266V、二次側電圧380V(入出力電圧比0.7)において、2つのトランスによるハーフブリッジ動作時のインダクタ電流 i_{L1} および S_7 のゲートソース間電圧とドレインソース間電圧のシミュレーション波形を示す。図8(a)より出力電力0.118 p.u.の場合はデッドタイム期間中にスイッチング素子の寄生容量を放電しきれずに、ハードスイッチングしていることが確認できる。一方、図8(b)より出力電力0.121 p.u.の場合にはデッドタイム期間中にインダクタ電流によってスイッチング素子の寄生容量を放電し、ZVSを達成していることが確認できる。

(5・2) ZVS 範囲

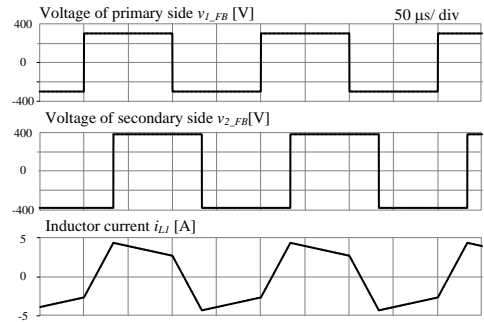
図9に各動作モードのZVS領域を示す。図9より2つのトランスによるハーフブリッジ動作時、入出力電圧比0.7において出力電力0.118 p.u.はZVS未達成領域にあり、出力電力0.121 p.u.はZVS達成領域にあることから、ZVS範囲検討結果の妥当性を得た。このことから、提案回路においては電圧変動時の軽負荷領域においてY-Δ結線三相DABコンバータよりも広いZVS範囲を達成可能であり、入出力電圧比0.5のときに最大で16.5%のZVS範囲拡大が可能であることが確認できた。

(5・3) インダクタ電流特性

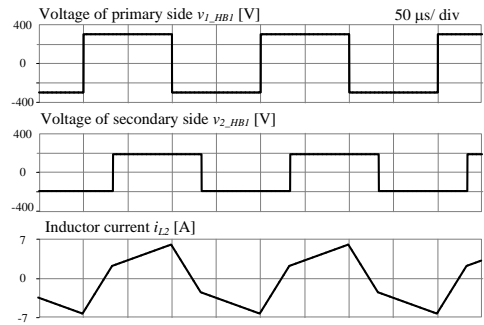
図10に二次側電圧380V一定としたときの一次側電圧変動に対するインダクタ電流特性を示す。図10(a)に一次側電圧250V、図10(b)に一次側電圧380V、図10(c)に一次側電圧190Vの時の各動作モードにおけるインダクタ電流を示す。シミュレーションは各動作モードのZVS達成領域において行った。図10(a),(b),(c)において理論値とシミュレーション値の誤差率が0.8%以下で一致し、理論式の妥当性を確認した。図10(a)においてインダクタ電流を比較すると出力電力0.60 p.u.付近ではフルブリッジ動作が最もインダクタ電流が低い。出力電力0.40 p.u.付近になるとフルブリッジ動作ではZVSが未達成となり、トランス2によるハーフブリッジ動作に切り替えることでZVS動作およびインダクタ電流の低減が可能である。さらに、出力電力0.20 p.u.付近にな

Table 2 Simulation condition

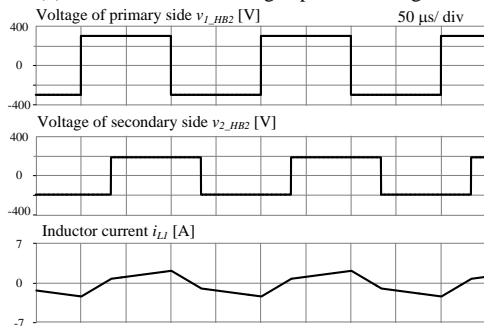
Element	Symbol	Value
Input voltage	V_{in}	380 V
Output voltage	V_{out}	190 V to 380 V
Switching frequency	f_{sw}	50 kHz
Rated power	P	1000 W
Dead-time	T_d	200 ns
Parasitic capacitance	C_{ds}	35 pF
Doubler capacitance	C_1, C_2	470 μF
Transformer1		
Number of turns	N_1	1
Magnetizing inductance	L_{m1}	10 mH
Additional inductance	L_{s1}	320 μH
Transformer2		
Number of turns	N_2	1
Magnetizing inductance	L_{m2}	10 mH
Additional inductance	L_{s2}	190 μH



(a) Waveforms at full bridge operation using Tr1.

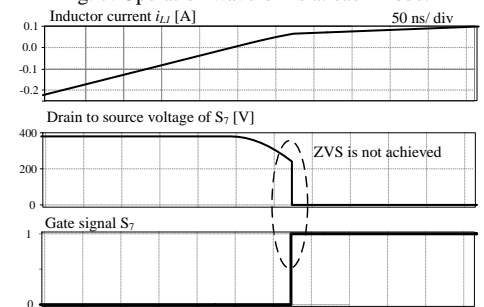


(b) Waveforms at half bridge operation using Tr2.

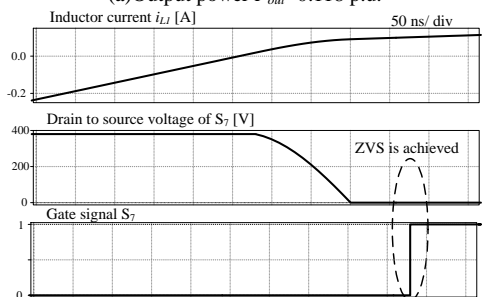


(c) Waveforms at half bridge operation using Tr1 and Tr2.

Fig. 7. Operation waveforms at each mode.



(a) Output power $P_{out}=0.118$ p.u.



(b) Output power $P_{out}=0.121$ p.u.

Fig. 8. Gate signal and drain source voltage of S_7 .

るとトランス 2 によるハーフブリッジ動作では ZVS が未達成となることから、2つのトランスによるハーフブリッジ動作に切り替えることで軽負荷動作での ZVS 達成およびインダクタ電流の低減が可能である。したがって、電圧および負荷に応じて巻線を切り替えることでインダクタ電流の低減に効果があることが確認できた。図 10(b)においてインダクタ電流を比較するとフルブリッジ動作時が最もインダクタ電流が低い。入出力電圧比が巻数比と等しい場合にはフルブリッジ動作が最適動作であることが確認できる。図 10(c)においてインダクタ電流を比較すると出力電力 0.40 p.u.以下においてトランス 2 によるハーフブリッジ動作が最もインダクタ電流が低い。これは、フルブリッジ動作からハーフブリッジ動作に切り替えることによってトランス二次側印加電圧が 380 V の半分となり、入出力電圧比と巻数比が一致しているためである。

6. まとめ

本論文では、巻線切替形 DAB コンバータの負荷および電圧変動に対応した動作モード切替を提案した。提案回路では電圧変動及び負荷に対して動作モードおよび使用するトランスを切り替えることにより、ZVS 範囲の拡大および無効電流を低減できることを明らかにした。また、提案回路は Y- Δ 結線三相 DAB コンバータと比較して入出力電圧比 0.5 の時に ZVS 範囲を拡大可能であることを確認した。

今後の予定として、実機検証を行う。

文 献

- (1) Felix Jauch and Jürgen Biela : "Generalized Modeling and Optimization of a Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter Including Frequency Variation", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.4, No.5 pp.593-601 (2015)
- (2) Duy-Dinh Nguyen and Duc Tuyen Nguyen and Goro Fujita : "New Modulation Strategy Combining Phase Shift and Frequency Variation for Dual-Active-Bridge Converter", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 6, No. 2 p. 140-150 (2017)
- (3) R. W. D. Doncker, D. M. Divan, M. H. Kheraluwala. "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)
- (4) Kheraluwala M.N, etc : "Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 6, pp. 1294-1301 (1992)
- (5) Felix Jauch and Jürgen Biela : "Static Characteristic Analysis of Proposed Bi-Directional Dual Active Bridge DC-DC Converter", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.4, No.5 pp.602-610 (2015)
- (6) 常盤 宏昌, "充電インフラを形成する大容量急速充電器「TQVC500M3」と CHAdeMO プロトコル", NEC 技報, Vol.65, No.1 (2012)
- (7) A. K. Jain, R. Ayyanar : "Pwm control of dual active bridge: Comprehensive analysis and experimental verification", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.26, No.4 pp.1215-1227 (2011)
- (8) Nico H. Baars, Jordi Everts, Cornelis G. E. Wijnands, Elena A. Lomonova : "Performance Evaluation of a Three-Phase Dual Active Bridge DC-DC Converter With Different Transformer Winding Configurations", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.31, No.10 pp.6814-6823 (2015)
- (9) 周藤 龍, 清水 敏久: "Y- Δ 結線による三相絶縁型双方向 DC/DC コンバータの軽負荷時の効率改善", 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌) Vol. 133 No. 6 P 595-608 (2013)

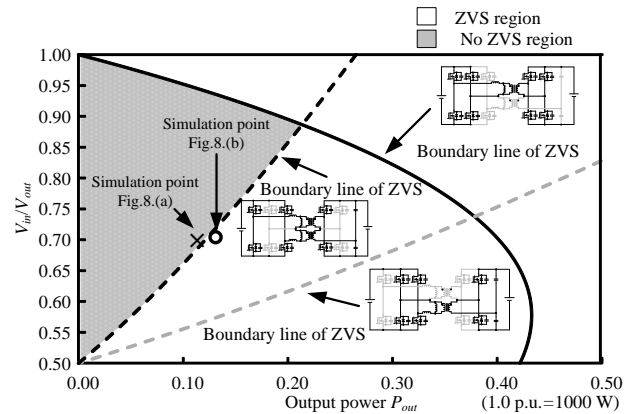
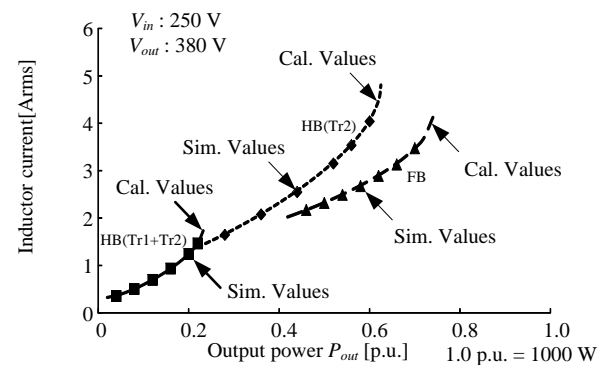
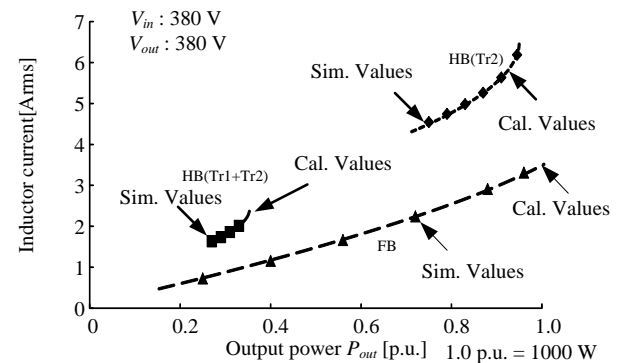


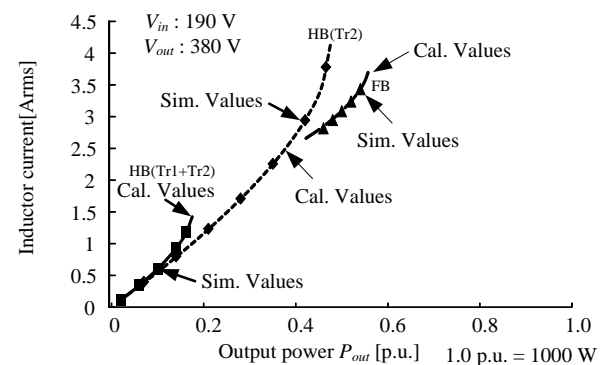
Fig. 9. ZVS region of proposed DAB converter.



(a) V_{in} 250 V



(b) V_{in} 380 V



(c) V_{in} 190 V

Fig. 10. Relationship between Inductor current and output power.