広い電圧駆動範囲に対して動作モード切り替え法を用いた T-type Dual Active Bridge DC-DC コンバータの電圧制御法

学生員 比嘉 隼 学生員 宅間 春介 正員 日下 佳祐

上級会員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Voltage Control Method for T-type DAB Converter with Switching Operation Mode over Wide-Voltage-Operation Range

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

This paper proposes a voltage control method for T-type dual active bridge (DAB) converter with switching operation mode to improve the converter efficiency in wide load range. Owing to the proposed voltage control, the voltage response is avoided to be slow speed because the operation modes are seamlessly switched by matching the transferred power of each mode. In addition, the converter efficiency is improved by switching operation mode in wide voltage range. The validity of proposed method is confirmed by a 1.5-kW prototype. From experimental results, the maximum efficiency of 97.9% is achieved at the nominal voltage condition. At the half-output-voltage condition, the converter loss is reduced by up to 64.7% when the proposed switching mode is applied. Moreover, the output voltage response of the switching operation mode is as almost same as only conventional mode.

キーワード: DC-DC コンバータ, デュアルアクティブブリッジコンバータ, 電圧制御, ゼロ電圧スイッチング **Keywords**: DC-DC converter, Dual active bridge converter, Voltage control, Zero voltage switching,

1. はじめに

近年,再生可能エネルギーの大量導入を背景に, DC-マ イクログリッド⁽¹⁾や DC スマートグリッドシステム⁽²⁾が盛ん に研究されている。これらのシステムに適用する電力変換 器は(1)電気的絶縁,(2)負荷側の電圧制御,(3)大容量,(4) 広い電圧範囲に対して広い負荷範囲で高効率,(5)双方向動 作が求められる。これらの要求から双方向絶縁形 DC-DC コ ンバータが適用されている。また,双方向絶縁形 DC-DC コ ンバータの一方式として、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、入出力電圧の変化によっ て、 ZVS 範囲の制限やインダクタ電流ピーク値の増加によ り、効率が低下する。また、電圧制御について、位相差の 誤差補償⁽⁴⁾や応答改善⁽⁵⁾など議論されているがその多くは 電圧変動に対して効率が大きく低下する従来の方形波動作 のみの解析が中心である。

電圧変動時の ZVS 範囲拡大および電流ピーク値の低減を 目的に、これまでに多くの変調法が提案されている^{(の-(7)}。文 献(6)では、電圧変動に対して、インバータ出力電圧のゼロ 電圧期間および各インバータ出力電圧の位相差を制御する ことで高効率化を達成している。しかし、各インバータ出 力電圧の位相差に対してゼロ電圧期間の制御を高速化でき ないため、電圧制御の応答が従来動作より制限される問題 がある。

異なるアプローチとして、マルチレベルインバータを適 用した DAB コンバータが検討されている⁽⁸⁾⁻⁽⁹⁾。文献(8)では 電圧変動および負荷変動に対して各インバータのスイッチ ングパターンを検討し、高効率化を達成している。しかし、 高効率化を達成するゼロ電圧期間や双方向スイッチのスイ ッチングパターンを考慮した電圧制御は議論されていな い。また、1レグのみT形を適用した DAB コンバータが提 案されている⁽⁹⁾⁻⁽¹⁰⁾。この方式は電圧変動に対して、双方向 スイッチのオン時間、オンオフ状態および位相差を制御す ることで高効率化と電圧制御を達成している。しかし、文 献(6)と同様に、双方向スイッチの制御は各インバータの位 相差に対して低速化する必要があるため、電圧制御の応答 に制限がある。

本論文では、電圧変動に対する高効率化と電圧制御の高 速化を両立するために、動作モード切り替えを用いた T 形 DAB コンバータの電圧制御法を提案する。提案制御は、PI 制御器の出力を電流指令とし、各動作モードの電流から位 相差の非線形性を補償することでシームレスに動作モード を切り替えることができる。したがって、従来の方形波動 作と同じ電圧制御の応答を実現できる。最後に定格 1.5kW の試作器を用いて、最大効率 98.1%を達成し、動作モード切 り替え法を適用した場合でも従来動作の電圧制御と比較し て、オーバーシュートおよび制定時間が最大誤差 7%で一致 したので、報告する。

2. T 形 DAB コンバータの回路構成

図1にT形 DAB コンバータの構成図を示す。この回路は 1 レグのみ T 形インバータを適用したフルブリッジインバ ータ,高周波トランス,2 レベルインバータで構成される。 また,高圧側回路は1 レグのみ T 形インバータとなってい るため,T形レグ内の双方向スイッチおよび上下アームスイ ッチのスイッチング状態により,(1)トランスに印加される 電圧波形が入力電圧の振幅をもつ方形波となるフルブリッ ジ(FB)動作,(2)入力電圧の半値の振幅をもつ方形波となる ハーフブリッジ(HB)動作が可能である。

3. 動作モードおよび動作モード切り替え法

図 2 に各動作モードにおけるスイッチング 1 周期の動作 波形を示す。図 2(a)は FB 動作,図 2(b)は HB 動作である。 各動作モードともに各インバータ出力電圧の位相差&によ って伝送電力を制御する。まず,図 2(a)の FB 動作では双方 向スイッチ Suep, Suenを常にオフ状態にし、フルブリッジイン バータ側のスイッチ Sup, Sun, Svp, Svnをデューティ比 50%で スイッチングすることで、インバータ出力電圧の振幅が入 力電圧値と等しくなる。一方,図 2(b)の HB 動作では、双方 向スイッチ Suep, Suenを常時オン、インバータ側スイッチ Sup, Sunは常時オフ, Svp, Svnをデューティ比 50%でスイッチング することによって、インバータ出力電圧の振幅が入力電圧 の半値となる。本章では、各動作モードの解析を行い、各 モードの位相差における伝送電力、ZVS 範囲およびインダ クタ電流の関係を明らかにし、負荷変動及び電圧変化に対 する動作モード切り替えの必要性を示す。

(3・1) FB 動作モード FB 動作の伝送電力は図 2(a)か ら 4 つのモードの各インバータ出力電圧とインダクタ電流 の積から導出できる。したがって、位相差&こ対する伝送電 力 Ptrは(1)式で得られる⁽¹¹⁾。ここでは、MOSFET と還流ダイ オードを理想素子とし、デッドタイム、配線抵抗、トラン スの巻線抵抗は無視する。

(1)式から各インバータ出力電圧の位相差に応じて伝送電 力およびパワーフローを制御することができる。次に, ZVS 条件はデッドタイム期間中のインダクタ電流の方向と電流 値により決まる。したがって, ZVS 達成条件は伝送電力で 表すことができる。その条件を(2)式で示す⁽¹²⁾。



Fig. 2. Operation waveforms of FB and HB mode at switching period.

ただし、ここでは、デッドタイムおよび励磁電流による 影響は無視するものとする。(2)式から、巻き数比を考慮し た入出力電圧比*NVout*/*Vin*≠1の場合にZVSを達成できる出力 電力の下限値が最大の伝送電力値に近づくため、ZVS 範囲 が制限される。また、各モードの電流方程式から FB 動作時 の高圧側インダクタ電流実効値 *I*_{HV FB} は(3)式で表される⁽¹²⁾。

$$I_{HV_{-}FB} = \frac{\sqrt{NV_{in}V_{out}}}{\omega L} \sqrt{-\frac{2}{3\pi}\delta^{3} + \delta^{2} + \frac{\pi^{2}}{12}\frac{(V_{in} - NV_{out})^{2}}{NV_{in}V_{out}}} \dots (3)$$

(3)式より,巻き数比を考慮した出力電圧と入力電圧の差 (*Vin-NVout*)に比例して,インダクタ電流が増加する。したがって,FB動作は入出力電圧比と巻き数比が一致する条件に おいて広い負荷範囲で高効率を達成できる。

〈3・2〉 HB 動作モード HB 動作のインバータ出力電圧 振幅は FB 動作の半分になるため,(1)式に 1/2 を掛けたもの が HB 動作の位相差に対する伝送電力となる。一方,HB 動 作時の ZVS を達成できる出力電力の条件を(4)式に示す。

ただし, FB 動作の場合と同様にデッドタイムおよび寄生 容量による ZVS 範囲の影響は無視するものとする。(4)式か ら,巻き数比を考慮した入出力電圧比 NVout/Vin=0.5 となる 場合,FB 動作と比較して軽負荷で ZVS を達成できる。また, 各モードの電流方程式から HB 動作時のインダクタ電流実 効値 I_{HV HB}は(5)式で表される⁽¹²⁾。

$$I_{HV_{-HB}} = \frac{\sqrt{NV_{out}V_{in}}}{\omega L} \sqrt{-\frac{\delta^{3}}{3\pi} + \frac{\delta^{2}}{2} + \frac{\pi^{2}}{12} \frac{\left(V_{in} / 2 - NV_{out}\right)^{2}}{NV_{out}V_{in}}}$$

......(5) (5) 式より, 巻き数比を考慮した入出力電圧比 NVout/Vin=0.5 の場合,HB動作させることでインダクタ電流が最小とな る。このように、電圧の変化に対して、動作モードを FB 動 作と HB 動作間で切り替えることにより ZVS 範囲の拡大, インダクタ電流の低減が可能である。

動作モード切り替え法 各動作モード切り替え <3·3> 時にはキャパシタ Cp, Cnの短絡を防止するために,双方向ス イッチと上下アーム Sun, Sunのゲート信号にデッドタイムを 設ける。さらに、動作モード切り替え時にインダクタ電流の 直流偏差を抑制する必要がある。これは各動作モードでイン ダクタ電流の瞬時値が一致するタイミングで動作モード切 り替えることで達成できる。ただし、電流センサを用いた場 合, 電流センサ追加による高コスト化が問題となる。そこで, 本論文では電流センサを必要としない方式を提案する。

図3に各動作モードの定常動作波形と動作モード切り替

え時の過渡応答波形を示す。図 3(a)は定常状態の各動作モー ド,図3(b)はT形インバータのゲート信号を生成するU相キ ャリアピークのタイミングで動作モードを切り替えた波形 である。図 3(a)からU相キャリアピークもしくはボトムにお いて,各動作モードのインダクタ電流瞬時値が一致する。し たがって、図 3(b)のようにU相キャリアピークのタイミング で動作モードを切り替えることで動作モード切り替え時の 直流偏差を抑制できる。

4. 動作モード切り替え時の電圧制御

図 4 に動作モード切り替えを適用した電圧制御の制御ブ ロック図を示す。電圧制御系は PI 制御器により構成し、PI 制御器の出力を電流指令値として各動作モードの位相差を 計算する。しかし、DAB コンバータは位相差と出力電流の 関係が非線形となるため、出力電流と位相差の関係を用い て非線形を補償する必要がある。(1)式の位相差と伝送電力 の関係から出力電流は(6)式となる。



Fig. 4. Control block diagram with switching operation mode.

Update at U-phase carrier peak

→ S_{ucn}

(6)式から位相差の二乗項があるため, DAB コンバータの モデルは非線形となる。HB 動作の場合は Vmに 1/2 を掛け る。また,(6)式を位相差について解くと各動作モードの位 相差&FB, &HB は(7)式および(8)式で表される。

$\delta_{FB} = \frac{\pi}{2} \left\{ 1 - \sqrt{1 - \frac{8f_{sw}LI_{out}}{NV_{in}}} \right\} \dots $	7)
$\delta_{HB} = \frac{\pi}{2} \left\{ 1 - \sqrt{1 - \frac{16f_{sw}LI_{out}}{NV_{in}}} \right\} \dots $	8)

各動作モードの切り替えは検出した出力電流値と設定し たしきい値との大小関係により決定し,出力電流がしきい 値より大きければ FB 動作,小さければ HB 動作に切り替 える。ただし,HB 動作の最大伝送電力を考慮して出力電 流のしきい値を設定する必要がある。また,しきい値付近 で動作する際に発生する動作モード切り替えのチャタリン グを防止するために,しきい値にヒステリシスを設ける。 一方,DAB コンバータは位相差指令変更時にインダクタ電 流に直流偏差が発生する問題がある。そこで,本論文では, 図1に記載している各相キャリアの位相指令値の更新を 2 回に分けることで直流偏差を抑制する。具体的には,基準 キャリアピークのタイミングで U 相と W 相キャリアの位 相を,基準キャリアボトムのタイミングで V 相と X 相キャ リアの位相を更新することで位相差指令変更時におけるイ ンダクタ電流の直流偏差を抑制する⁽¹³⁾。

5. 実験結果

〈5・1〉実験条件 本章では、表1に示す実験条件を用いた定格1.5kWの試作器により提案制御の妥当性を検証する。試作器では、定格電力と位相差の分解能の観点から追加インダクタンスをトランスの高圧側に直列接続している。また、動作モードに関わらず、比例ゲインを0.2 A/V、積分時間を100msに設定している。なお、動作モード切り替え時のしきい値は4Aとし、ヒステリシス幅を考慮するとFB動作からHB動作への切り替えでは4A、HB動作からFB動作への切り替えでは5Aに設定している。また、試作器の高圧側にはSCH2080KE(定格電圧1200V、定格電流40A、オン抵抗80mΩ、ROHM Semiconductor)、低圧側にはSCT3030AL (定格電圧650V、定格電流70A、オン抵抗30mΩ、ROHM Semiconductor)を採用している。

〈5・2〉基本動作および効率特性 図 5 に各動作モードにおける動作波形を示す。図 5 は定格電力(1.5kW)時のFB 動作波形である。図 5 から FB 動作により定格電力での動作を達成していることがわかる

図6は入力電圧400V,出力電圧150V時における各動作 モードの波形である。図6(a)はFB動作,図6(b)はHB動作 である。図6(a)および(b)から高圧側インバータ出力電圧の 振幅が動作モードによって変化していることがわかる。ま た,HB動作に切り替えたとしてもFB動作に比べてインダ クタ電流実効値が増加する。これは各動作モードの電流実

Table 1.	Experimental	conditions
----------	--------------	------------

Element	Symbol	Value
Rated power	Prated	1.5 kW@V _{out} =200 V
DC voltage in HV side	Vin	400 V
DC voltage in LV side	Vout	200 V, 100V
Dead time at HV side	T_{d_HV}	125 ns
Dead time at LV side	T_{d_LV}	100 ns
External inductance	L	101 µH
Leakage inductance	l	23.1 µH
Magnetizing inductance	L_m	10.8 mH
Swiching frequency	f_{sw}	80 kHz
Sampling frequency	f_{samp}	20 kHz
Propotional gain	K_p	0.2 A/V
Integral time	T_i	100 ms
Output capacitance	Cout	40 µF
Unit capacitance constant ⁽¹⁴⁾	Н	$267 \ \mu s$ @ $V_{out} = 100 \ V, P_{out} = 750 \ W$
Threshold output current for switching operation mode	$4.5 \text{ A} \pm 0.5 \text{ A}(\text{Hysteresis width})$	
Transformer	HV side: Litz wire <i>φ</i> 0.1*150 LV side: Litz wire <i>φ</i> 0.1*150*2 N87 ETD 59 (EPCOS) <i>N</i> ₁ : <i>N</i> ₂ =38:19	
External Inductor	Litz wire ϕ 0.1*150 N87 ETD 59 (EPCOS)	



Fig. 5. Operation waveforms at rated power, $V_{in} = 400$ V, $V_{out} = 200$ V.



(a) FB mode at P_{out} = 300 W (b) HB mode at P_{out} = 300 W Fig. 6. Operation waveforms with each mode at V_{in} = 400 V, V_{out} = 150 V.



Fig. 7. Operation waveforms with each mode at V_{in} =400 V, V_{out} =100 V. 効値を表す(3)式および(5)式からトランス印加電圧低下によ る電流の増加量が大きいため、インダクタ電流が増加して いる。

図7は入力電圧 400V,出力電圧 100V 時における各動作 モードの波形である。図7(a)はFB 動作,図7(b)はHB 動作 である。図7から出力電圧が半分に低下した条件であって も,HB 動作に切り替えることでFB 動作と比較してインダ クタ電流実効値を38.8%低減していることがわかる。これは (5)式から HB 動作時の巻き数比を考慮した入出力電圧差 (*V*_{in}/2-*NV*_{out})がゼロとなり,FB 動作に比べて電流実効値が低 減できるためである。

図 8 に出力電圧の変動に対する効率特性を示す。図 8(a) は出力電圧 200V 時,図 8(b)は出力電圧 150V 時,図 8(c)は 出力電圧 100V 時の効率特性である。図 8(a)から公称電圧時 に出力電力 947W にて最大効率 97.9%, 定格電力時にて効率 97.3%を達成している。一方,図8(b)では、最大効率98.1% を達成している。しかし、全負荷領域で HB 動作より FB 動 作の効率が高い。これは巻き数比を考慮した入出力電圧比 (Vin/NVout)が1に近いため、HB動作によるインダクタ電流の 低減より、トランス電圧の低下による負荷電流の増加量が 大きいことが原因である。一方,図8(c)では,出力電圧が半 値に低下したとしても HB 動作に適用することで FB 動作と 比較して, 250W 時の損失を最大 64.7%低減していることが わかる。また、出力電力 500W に各動作の効率切り替え点が あり、その点で動作モードを切り替えることで広い負荷範 囲で高効率な動作を達成できる。さらに、HB 動作を適用す ることでFB動作のみと比較してZVS範囲を拡大している。 〈5・3〉動作モード切り替え時の電圧制御 図9に出力電 圧 100V 時における負荷変動時の出力電圧応答を示す。図 9(a)および 9(b)は軽負荷(150W)から重負荷(750W), 図 9(c)お よび 9(d)は重負荷(750W)から軽負荷(150W)に変化させたと きの動作波形である。なお、実験条件は入力電圧 400V、出 力電圧 100V である。 図 9 から負荷変動時に位相差を変更し ても高圧側のインダクタ電流に直流偏差が発生していな い。また、図 9(a)と(b)を比較すると、オーバーシュートお よび制定時間が誤差5%以下で一致しているため,従来のFB



動作のみと同じ電圧応答を実現できる。また,動作モード 切り替え時にインダクタ電流の直流偏差や出力電流に大き な変化がないことからシームレスに動作モードを切り替え ている。図 9(c)と(d)も同様に,動作モード切り替え法と従 来の FB 動作のみを比較するとオーバーシュートおよび制 定時間が最大誤差 7%以下で一致することから,動作モード 切り替え時において従来動作の電圧制御系と同じ応答を実 現できることがわかる。

6. 結論

本論文では、電圧変動に対して広い負荷範囲で高効率化 を達成するT形 DAB コンバータに適用する電圧制御法を提



(a) Load step change: 150 W to 750 W with conventional only FB mode



(c) Load step change: 750 W to 150 W with conventional only FB mode

案した。提案制御法は PI 制御器の出力となる電流から各動 作モードの位相差を計算し,出力電流により動作モード切 り替えのしきい値を決めることでシームレスに動作モード を切り替えることができる。また,T形レグのキャリアピー ク点で動作モードを切り替えることでインダクタ電流の直 流偏差を抑制できる。実験により,最大効率 98.1%,定格動 作時の効率 97.3%を達成した。さらに,出力電圧が半分に低 下した条件においても動作モードを切り替えることで軽負 荷損失を最大 64.7%低減できることを確認した。最後に, 提案制御により負荷変動時の出力電圧オーバーシュートと 制定時間が従来動作と比較して,最大誤差 7%以内で一致し た。今後の予定として,パラメータ誤差による提案制御法 の妥当性を検証する。

文 献

- 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) N. Hatziargyriou, H. Asano, R. Iravani, C. Marnay: "Microgrids", IEEE Power Energy Mag, Vol. 6, No. 3, pp. 78-94, 2008
- (3) 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.
- (4) Dinesh Segaran, Donald Grahame Holmes, Brendan Peter McGrath: "Enhanced load step response for a bidirectional dc-dc converter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 28, No. 1, pp. 371-379, 2013







(d) Load step change: 750 W to 150 W with switching mode

Fig. 9. Load transient response by output voltage control with conventional only FB mode or switching mode.

- (5) Kazuto Takagi, Hideaki Fujita: "Dynamic Control and Performance of a Dual-Active-Bridge DC–DC Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, Early Access
- (6) A. K. Jain and R. Ayyanar, "Pwm control of dual active bridge: Comprehensive analysis and experimental verification," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, no. 4, pp. 1215-1227, 2011.
- (7) G. Oggier, G. O. García and A. R. Oliva, "Modulation strategy to operate the dual active bridge DC-DC converter under soft switching in the whole operating range," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, no. 4, pp. 1228-1236, 2011.
- (8) Ralph M. Burkart, Johann W. Kolar: "Comparative Efficiency-power density-costs Pareto Optimization of Si and SiC Multi-Level Dual Active Bridge Topologies with Wide Input Voltage Range", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.32, No.7, pp.5258-5270, 2017
- (9) G. Xu, D. Sha, Y. Xu, X. Liao: "Hybrid-Bridge-Based DAB Converter With Voltage Match Control for Wide Voltage Conversion Gain Application", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 33, No. 2, pp. 1378-1388, 2018
- (10) H. Higa, S. Takuma, K. Orikawa and J. Itoh, "Dual active bridge DC-DC converter using both full and half bridge topologies to achieve high efficiency for wide load," 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 6344-6351, 2015
- (11) S. Inoue, H. Akagi, "A bidirectional isolated dc-dc converter as a core circuit of the next-generation medium-voltage power conversion system,"IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 22, no. 2, pp. 535–542, 2007.
- (12) 比嘉 隼, 伊東 淳一:「負荷に応じた動作モード切り替えによるフラ イングキャパシタ形 DAB コンバータの開発」, 電気学会論文誌 D, Vol. 137, No. 10, pp. 760-768, 2017
- (13) 比嘉隼, 伊東淳一:「フライングキャパシタ形 DAB コンバータの動 作モード切り替え時の過渡応答改善」,平成 29 年電気学会全国大会, Vol. 4, No. 160, pp. 278-279 (2017)
- (14) H. Fujita, S. Tominaga, and H. Akagi "Analysis and design of a dc voltage-controlled static var compensator using quad series voltage-source inverters" IEEE Trans. Ind. Appl Vol.32, No. 4, pp.970-977, 1996