論 文

広い電圧駆動範囲に対して動作モード切り替え法を適用した T-type Dual Active Bridge DC-DC コンバータの開発

学生員 比嘉 集* 学生員 宅間 春介*
 正員 日下 佳祐* 上級会員 伊東 淳一*a)

Development of T-type Dual Active Bridge DC-DC Converter with Switching Operation Mode Over Wide-Voltage-Operation Range

Hayato Higa^{*}, Student Member, Shunsuke Takuma^{*}, Student Member, Keisuke Kusaka^{*}, Member, Jun-ichi Itoh^{*a)}, Senior Member

(2018年6月30日受付, 2018年9月24日再受付)

This paper proposes a T-type dual active bridge (DAB) converter with switching operation mode to improve the converter efficiency over a wide range of load and voltage. The T-type DAB converter outputs two waveforms: a square wave and a square waveform with half of the input voltage. By applying the switching operation mode, the converter efficiency is improved. In addition, voltage control for the T-type DAB converter is also proposed. Owing to the proposed voltage control, the slow voltage response is avoided because the operation modes are seamlessly switched by matching the transferred power of each mode. In an experiment conducted using a 1.5-kW prototype, the validity of proposed method is confirmed. A 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 62.3%, when the switching mode is applied. Moreover, the output voltage control is effective, regardless of switching operation 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

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⁾⁽²⁾やDCスマートグリッドシステム⁽³⁾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 換器は以下の機能が要求される。

- (1) 負荷側と直流バスの電気的絶縁
- (2) 大容量,小型
- (3) 広い電圧範囲に対して広い負荷範囲で高効率
- (4) 双方向電力伝送動作

こうした要求から,一般的に双方向絶縁形 DC-DC コンバー タの適用が有力である。また,双方絶縁形 DC-DC コンバー

* 長岡技術科学大学

〒940-2188 新潟県長岡市上富岡町 1603-1

Nagaoka University of Technology

タの一方式として,トランスにキャパシタを直列接続した 共振方式が多く提案されている^{(4)~(6)}。文献(5)では,電圧 変動や負荷変動に対して,各インバータの位相差とスイッ チング周波数を制御することでゼロ電流スイッチング(以 下,ZCS)やゼロ電圧スイッチング(以下,ZVS)を達成 し,効率を改善している。しかし,直列共振方式は主電流 がすべて共振コンデンサに流れるため,大容量化を想定す るとコンデンサを多数並列接続する必要があり,共振コン デンサが大型化する。

一方,非共振方式の双方向絶縁形 DC-DC コンバータと 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 (ハー(11)。DAB コンバータはデッドタイ ム期間中にスイッチング素子の出力容量の電荷をゼロまで 放電できるため,ZVSを達成できる。しかし,電源電圧や 負荷側電圧の変動により巻数比と入出力電圧比が一致しな い場合,ZVS範囲の制限,高圧側および低圧側のインダク タ電流ピーク値の増加により効率が低下する ®。

一方で,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

a) Correspondence to: Jun-ichi Itoh. E-mail: itoh@vos.nagaokaut. ac.jp

^{1603-1,} Kamitomiokamachi, Nagaoka, Niigata 940-2188, Japan

る^{(12)~(14)}。文献(12)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,電圧変動に対して,ZVS 範囲拡大という観点では十分ではない。また,文献(14)で は,スイッチング周波数を変更し,高圧側および低圧側の インダクタ電流の低減およびZVS 範囲を拡大する手法が提 案されている。しかし,重負荷動作でスイッチング周波数 が低くなるため,磁気部品の小型化を妨げる一因となる。

異なるアプローチとして、1レグのみT形を適用したDAB コンバータを提案し、電圧変動に対して高効率化を実現す るスイッチングパターンが提案されている⁽¹⁵⁾。しかし、二 次側がハーフブリッジ方式となるため、巻数比を大きくす ることでフルブリッジ方式と同じ出力電力を得られるがト ランス電流の増加を招く。また、文献(15)の二次側にフル ブリッジ方式を適用すると位相シフト量変更時に直流偏差 が発生するため、トランスにキャパシタを直列接続する必 要があり、装置の大型化が懸念される。

本論文では、電圧変動に対する高効率化を目的に、T形 DAB コンバータを提案する。提案回路は電圧変動に対し て2つの動作モードを切り替えることで高効率化を達成す る。また、片側インバータはフルブリッジ構成を採用して いるため、重負荷効率を改善できる。さらに、動作モード をシームレスに切り替える方式を提案し、大きな過渡現象 を伴わない電圧制御系を構築する。したがって、本論文は 簡単な動作モード切り替えにより広い負荷範囲での高効率 化とシームレスな動作モード切り替え法により電圧制御を 実現する点に有用性を有している。

本論文の構成は次のようになっている。まず,提案法を 適用する T 形 DAB コンバータの回路構成と動作モード切 り替え方法を説明する。次に,動作モード切り替え時の要 求および電圧制御法を示す。最後に定格 1.5 kW の試作器 を用いた実験結果により提案手法の有効性を示す。

2. T 形 DAB コンバータの回路構成

Fig.1にT形 DAB コンバータの構成図を示す。本回路 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,漏れインダクタおよび励磁インダクタを考慮した 高周波トランス,追加インダクタ、2レベルインバータで構 成される。T形レグのキャパシタは上下の電圧バランスの みを考えればよいので,小容量でよい。T形レグのスイッ チングパターンを用いることで動作モードを切り替えるこ とができる。

Fig.2にT形DABコンバータの各動作モードのスイッチ ングパターンを示す。高圧側回路は1レグにのみ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1/2 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。FB動作は双方向スイッチ Sucp, Sucn を常にオフ



Fig. 1. Configuration of T-type DAB converter.



状態にし、フルブリッジインバータ側のスイッチ S_{up} , S_{un} , S_{vp} , S_{vn} をデューティ比 50%で駆動することによって、入 力電圧値の振幅をもつ方形波を出力する。一方、HB 動作 では、双方向スイッチ S_{ucp} , S_{ucn} を常にオン状態、インバー タ側スイッチ S_{up} , S_{un} は常にオフ状態、 S_{vp} , S_{vn} をデュー ティ比 50%で駆動することによって、インバータ出力電圧 の振幅が入力電圧値の 1/2 となる。

3. 動作モード解析および動作モード切り替え法

本章では、各動作モードの解析により位相差に対する伝 送電力、ZVS 範囲、高圧側および低圧側のインダクタ電流 を理論的に明らかにし、負荷および電圧変動に対する動作 モード切り替えの必要性を示す。

Fig.3にFB動作におけるスイッチ 〈**3·1**〉 FB 動 作 ング周期の動作波形を示す。Fig. 3(a) はパワーフローが高 圧側から低圧側(以下,正方向), Fig. 3(b) は低圧側から高 圧側(以下,負方向)の動作波形である。なお,高圧側のイ ンバータ出力電圧が低圧側に対して、進み位相ではパワー フローが正方向, 遅れ位相では負方向となる。Fig.3から FB 動作はスイッチング1 周期に対して4 つのスイッチン グモードを有する。なお,高圧側および低圧側のインダク タ電流は交流波形となるため, スイッチング 1/2 周期(モー ドIおよびモードII)のみ解析すればよい。したがって、各 パワーフローにおける高圧側のインダクタ電流の各モード は(1)式および(4)式で得られる。ただし、励磁電流は外付 けインダクタと漏れインダクタンスに流れる電流に対して 非常に小さいと仮定し、無視している。なお、高圧側およ び低圧側のインダクタ電流は振幅が巻数比倍異なるのみで ある。





•モード II (
$$\delta < \theta < \pi$$
) パワーフロー: 負方向
 $i_{HV_FB_II}(\theta) = i_{FB_HV_I}(\delta) + \frac{(V_{in} - NV_{out})}{\omega L}(\theta - \delta)$
.....(4)

L は漏れインダクタンスと追加インダクタンスの合成イン ダクタンス, ω はスイッチング角周波数,Nはトランス巻 数比, V_{in} , V_{out} は入出力直流電圧である。

各パワーフローにおける高圧側のインダクタ電流初期値 *i_{HV_FB}(0)* はモード II 終了時の電流 *i_{HV_FB_II}(π)* の絶対値と 等しいことから (5) および (6) 式で表すことができる。

(5) 式および(6) 式を高圧側のインダクタ電流の初期電流 について解くと(7) 式および(8) で得られる。

• パワーフロー:正方向

$$i_{HV_FB}(0) = -\frac{1}{\omega L} \left\{ NV_{out}\delta + (V_{in} - NV_{out})\frac{\pi}{2} \right\} \cdots (7)$$
• パワーフロー:負方向

$$i_{HV_FB}(0) = -\frac{1}{\omega L} \left\{ -V_{in}\delta + (V_{in} - NV_{out})\frac{\pi}{2} \right\} \cdots (8)$$

また,モード I 終了時の電流は初期電流を用いて (9) 式および (10) 式で得られる。

$$i_{HV_FB_I}(\delta) = i_{HV_FB}(0) + \frac{(V_{in} + NV_{out})}{\omega L}\delta$$
$$= \frac{1}{\omega L} \left\{ V_{in}\delta - (V_{in} - NV_{out})\frac{\pi}{2} \right\} \dots (9)$$
• パワーフロー: 負方向

$$i_{HV_FB_I}(\delta) = i_{HV_FB}(0) - \frac{(V_{in} + NV_{out})}{\omega L}\delta$$
$$= -\frac{1}{\omega L} \left\{ NV_{out}\delta + (V_{in} - NV_{out})\frac{\pi}{2} \right\}$$
....(10)

次に, FB 動作の伝送電力を導出する。伝送電力は高圧側 のインバータ出力電圧とインダクタ電流の積をスイッチン グ周期で積分することで導出でき,(11)式で得られる⁽¹⁶⁾。 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。

また,パワーフローが負方向の場合は伝送電力が負とな る。したがって,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 条件を導出する。ZVS はインダクタ電流に より、デッドタイム期間中にスイッチング素子の寄生容量 の電荷をゼロに放電した後にターンオンすることで達成で きる。したがって、インダクタ電流の方向および大きさに よって ZVS 条件が決まる。また、インダクタ電流が交流波 形となるため、スイッチング 1/2 周期のみ考慮すれば全ス イッチの ZVS 条件を導出できる。そこで、パワーフローが 正方向のモード I およびモード II 終了時における高圧側の インダクタ電流について考える。Fig. 3(a) からモード I 終 了時には低圧側素子(Swp, Sxn),モードⅡ終了時には高圧 側素子 (Sun, Svp) がスイッチングする。したがって、上記 4つのスイッチが ZVS を達成するにはインダクタ電流の方 向が正である必要がある。次に,パワーフローが負方向の 場合, Fig. 3(b) からモード I 終了時には高圧側素子 (Sup, Svn),モードII 終了時には低圧側素子 (Swn, Sxp) がスイッ チングする。そのため、4つのスイッチ $(S_{up}, S_{vn}, S_{wn},$ Sxp)がZVSを達成するにはインダクタ電流の方向が負で ある必要がある。ただし, 巻数比を考慮した入出力電圧の 大小関係によって,電流方向が変化するモードが異なる点 に注意する。まず、入力電圧が巻数比を考慮した出力電圧 より大きい条件 $V_{in} > NV_{out}$ では,モード I 終了時 (パワー フローが負方向の場合はモードⅡ終了時)の電流の方向が 入出力電圧の差分 $V_{in} - NV_{out}$ および位相差 δ によって変 化する。一方、入力電圧が巻数比を考慮した出力電圧より 小さい条件 $V_{in} < NV_{out}$ では、モード II 終了時(パワーフ ローが負方向の場合はモードI終了時)における電流の方 向が入出力電圧の差分および位相差によって変化する。し たがって、ZVS 条件となる位相差は各モード終了時の電流 式が ZVS 達成できる電流方向となる位相差δを計算する ことで導出でき,(12)式から(15)式で得られる。 条件 1: $V_{in} \ge NV_{out}$ パワーフロー: 正方向

 $i_{HV_FB_II}(\pi) > 0$

条件 3: V_{in} ≥ NV_{out} パワーフロー: 負方向

ここでは、寄生容量、デッドタイムおよび励磁電流によるインダクタ電流の影響は無視するものとする。(12)式から(15)式により、パワーフローに関わらず、入出力電圧の大小関係のみで ZVS 条件が決まる。また、巻数比を考慮した入出力電圧比が $NV_{out}/V_{in} \neq 1$ の条件では ZVS を達成できる位相差の下限値が $\pi/2$ に近づくため、ZVS 範囲が制限される。

次に高圧側のインダクタ電流実効値を導出する。高圧側 のインダクタ電流実効値は交流波形であるため,スイッチ ング 1/2 周期中のモード I およびモード II から導出できる。 したがって,双方向動作における高圧側のインダクタ電流 実効値 *I_{HV_FB}* は (16) 式で表される⁽¹⁷⁾。

$$I_{HV_FB} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{0}^{\pi} \{i_{HV_FB}(\theta)\}^{2} d\theta}$$

$$= \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_{0}^{\delta} \{i_{HV_FB_I}(\theta)\}^{2} d\theta + \int_{\delta}^{\pi} \{i_{HV_FB_II}(\theta)\}^{2} d\theta \right]}$$

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

.....(16)

なお,文献(17)では,低圧側に追加インダクタンスがあ るため,トランス一次側電圧と電流の積から伝送電力を計 算すると巻数比Nが分母に現れる。(16)式より,パワーフ ローに関わらず同じ電流実効値となる。巻数比を考慮した 出力電圧と入力電圧の差(*V_{in} – NV_{out}*)に比例して,高圧 側のインダクタ電流が増加する。したがって,FB動作は入 出力電圧比と巻数比が一致する条件において広い負荷範囲 で高効率駆動を達成できる。

〈3・2〉 HB 動作 Fig. 4 に HB 動作の動作波形を示す。HB 動作のインバータ出力電圧振幅は FB 動作に対して1/2 となるため、FB 動作の理論式にある入力電圧の項に1/2 をかけることで HB 動作の各理論式を導出できる。なお、FB 動作と同様に、高圧側のインダクタ電流はスイッチング1/2 周期であるモード I とモード II を計算するのみでよい。2 つのモードにおける高圧側のインダクタ電流 *i_{HV_HB}*は(17)式から(20)式で得られる。



$$i_{HV_HB_II}(\theta) = i_{HV_HB_I}(\delta) + \frac{(V_{in}/2 - NV_{out})(\theta - \delta)}{\omega L}$$

• モードI (0 < θ < δ) パワーフロー: 負方向

$$i_{HV_HB_I}(\theta) = i_{HV_HB}(0) - \frac{(V_{in}/2 + NV_{out})}{\omega L}\theta$$
....(19)

•モード II (
$$\delta < \theta < \pi$$
) パワーフロー: 負方向
 $i_{HV_HB_II}(\theta) = i_{HV_HB_I}(\delta) + \frac{(V_{in}/2 - NV_{out})}{\omega L}(\theta - \delta)$
.....(20)

インダクタ電流の初期値 *i_{HV_HB}(0)* はモード II 終了時の 電流 *i_{HV_HB_II}(π)* の絶対値と等しいことから (21) 式および (22) 式で得られる。

• パワーフロー:正方向

$$i_{HV_HB}(0) = -i_{HV_HB_II}(\pi)$$

$$= -\frac{1}{\omega L} \left\{ NV_{out}\delta + (V_{in}/2 - NV_{out})\frac{\pi}{2} \right\}$$
.....(21)

$$i_{HV_HB}(0) = -i_{HV_HB_II}(\pi)$$

$$i_{HV_HB}(0) = -\frac{1}{\omega L} \left\{ -V_{in}\delta + (V_{in}/2 - NV_{out})\frac{\pi}{2} \right\}$$
....(22)

また,モード I 終了時の電流は初期電流を用いて (23) 式 および (24) 式で得られる。

$$i_{HV_HB_I}(\delta) = i_{HV_HB}(0) + \frac{(V_{in}/2 + NV_{out})}{\omega L} \delta$$
$$= \frac{1}{\omega L} \left\{ V_{in}/2\delta - (V_{in}/2 - NV_{out})\frac{\pi}{2} \right\}$$
....(23)

$$i_{HV_HB_I}(\delta) = i_{HV_HB}(0) - \frac{(V_{in}/2 + NV_{out})}{\omega L}\delta$$
$$= -\frac{1}{\omega L} \left\{ NV_{out}\delta + (V_{in}/2 - NV_{out})\frac{\pi}{2} \right\}$$
....(24)

次に伝送電力を導出する。HB動作の伝送電力はFB動作 と同様にインバータ出力電圧とインダクタ電流の積をスイッ チング周期で積分することで導出でき,(25)式となる⁽¹⁷⁾。

また,パワーフローが負方向の場合は伝送電力が負となる。したがって,(11)式および(25)式から HB 動作の伝送 電力は FB 動作の半分となる。

次に, ZVS 条件を導出する。FB 動作と同様に入出力電 圧の大小関係によって,電流方向が変化するモードが異な る。したがって,ZVS を達成できる位相差は (21) 式およ び (23) 式の電流方向が正,(22) 式および (24) 式の電流方 向が負となる位相差δを解くことで導出でき,(26) 式から (29) 式となる。

条件 1: $V_{in}/2 \ge NV_{out}$ パワーフロー:正方向

$$i_{HV_HB_I}(\delta) > 0$$

 $\delta > \left(1 - \frac{2NV_{out}}{V_{in}}\right) \frac{\pi}{2} \cdots (26)$

条件 2:V _{in} /2 < NV _{out} パワーフロー:正方向
$i_{HV_HB_II}(\pi) > 0$ $(V_{in} \setminus \pi$
$\delta > \left(1 - \frac{m}{2NV_{out}}\right)\frac{1}{2} \cdots (27)$
条件3: $V_{in}/2 \ge NV_{out}$ パワーフロー: 負万同
$i_{HV_HB_II}(\pi) < 0$ $\delta > \left(1 - \frac{2NV_{out}}{V_{out}}\right) \frac{\pi}{2} \cdots \cdots$
条件4:V _{in} /2 < NV _{out} パワーフロー:負方向
$i_{HV_HB_I}(\delta) < 0$
$\delta > \left(1 - \frac{V_{in}}{2NV_{out}}\right)\frac{\pi}{2} \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots (29)$

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。 (26) 式から (29) 式により,巻数比を考慮した入出力電圧比 が NV_{out}/V_{in} = 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。

次に高圧側のインダクタ電流実効値を導出する。インダ クタ電流実効値はスイッチング 1/2 周期中の2つのモード から導出できる。したがってモード I およびモード II の電 流を用いて,双方向動作における高圧側のインダクタ電流 実効値 *I_{HV_FB}* は (30) 式で表される⁽¹⁷⁾。

$$I_{HV_HB} = \sqrt{\frac{1}{\pi}} \int_0^{\pi} \{i_{HV_HB}(\theta)\}^2 d\theta$$
$$= \frac{\sqrt{NV_{out}V_{in}}}{\omega L} \sqrt{-\frac{\delta^3}{3\pi} + \frac{\delta^2}{2} + \frac{\pi^2}{12} \frac{(V_{in}/2 - NV_{out})^2}{NV_{out}V_{in}}}$$
....(30)

なお,文献(17)では,低圧側に追加インダクタンスがあ るため,トランス一次側電圧と電流の積から伝送電力を計 算すると巻数比*N*が分母に現れる。(30)式より,巻数比を 考慮した入出力電圧比*NV_{out}/V_{in}* = 0.5の場合,HB動作を 使用することでインダクタ電流が最小となる。このように, 入出力電圧比の変化に対して,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範囲の拡大およびイン ダクタ電流の低減が可能である。

4. 動作モード切り替え時の電圧制御法

Fig. 5 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。DSP では電圧制御,動作モード切り替 えのフラグおよび位相差の計算を行う。一方, FPGA では アップダウンカウンタを用いたキャリア,位相シフトキャ リア,スイッチング信号の生成を行う。

〈4・1〉 動作モード切り替え方法 動作モード切り替えを含めた電圧制御系は 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。まず,各動作モードの出力電流は各動作モードの伝送 電力の理論式である (11) 式および (25) 式を出力電圧 V_{out} により除算することで導出できる。したがって,各パワーフローにおける各動作モードの位相差を δ_{FB} , δ_{HB} とすると,各動作モードの出力電流 I_{out_FB} , I_{out_HB} は (31) 式および (32) 式となる。

$$I_{out_FB} = \frac{P_{tr_FB}}{V_{out}} = \frac{NV_{in}}{\omega L} \left\{ \delta_{FB} - \frac{\delta_{FB}^2}{\pi} \right\} \dots \dots \dots (31)$$
$$I_{out_HB} = \frac{P_{tr_HB}}{V_{out}} = \frac{NV_{in}/2}{\omega L} \left\{ \delta_{HB} - \frac{\delta_{HB}^2}{\pi} \right\} \dots \dots (32)$$

ただし、パワーフローが負方向となる場合は出力電流が 負となる。なお、(31)式および(32)式から位相差 δ_{FB} 、 δ_{HB} の二乗項があるため、DAB コンバータの回路モデルは非線 形となる。そのため、制御器内で非線形性を補償する必要 がある。そこで、(31)式および(32)式を各モードの位相差 について解くと各パワーフローにおける所望の出力電流と なる各動作モードの位相差 δ_{FB} 、 δ_{HB} は(33)式から(36)式 で表される。

条件1パワーフロー:正方向
$$(I_{out_FB} > 0, I_{out_HB} > 0)$$

$$\delta_{FB} = \frac{\pi}{2} \left\{ 1 - \sqrt{1 - \frac{8f_{sw}L|I_{out_FB}|}{NV_{in}}} \right\} \dots (33)$$
$$\delta_{HB} = \frac{\pi}{2} \left\{ 1 - \sqrt{1 - \frac{16f_{sw}L|I_{out_HB}|}{NV_{in}}} \right\} \dots (34)$$



Fig. 5. Control block diagram with switching operation mode.

条件2パワーフロー:負方向 (*I_{out_FB}* < 0, *I_{out_HB}* < 0)

$$\delta_{FB} = -\frac{\pi}{2} \left\{ 1 - \sqrt{1 - \frac{8f_{sw}L|I_{out_FB}|}{NV_{in}}} \right\} \dots \dots \dots (35)$$

$$\delta_{HB} = -\frac{\pi}{2} \left\{ 1 - \sqrt{1 - \frac{16f_{sw}L|I_{out_HB}|}{NV_{in}}} \right\} \dots \dots (36)$$

PI 制御器の出力を所望の出力電流として (33) 式および (36) 式に代入することで,DAB コンバータ回路モデルの 非線形を補償できる。次に,各動作モードをシームレスに 切り替えるためには動作モード切り替え時の出力電流が一 致すればよい。そこで,動作モード切り替え時に同じ出力 電流となるように位相差を変え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,提案制御 は非線形補償およびシームレスな動作モード切り替えによ り,動作モードに関係なく電圧制御のPI ゲインと出力側 キャパシタのみで応答を決定することができる。

各動作モード切り替えのタイミングは出力電流により決 定する。具体的には、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。こ れは損失解析により、最大効率となる動作モードの切り替 え点を出力電力(出力電流)により表すことができるため である。さらに、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。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。

〈4・2〉 動作モード切り替えおよび位相差変更時の過渡 応答 各動作モード切り替え時にはキャパシタ C_p , C_n の短絡を防止するために,双方向スイッチ Sucp, Sucp と上 下アーム Sup, Sun のゲート信号にデッドタイムを設ける。 また,動作モード切り替え時および位相差指令値変更時に 直流偏差が発生する。動作モード切り替え時の直流偏差を 抑制するために,動作モード切り替え前後で高圧側および 低圧側のインダクタ電流の瞬時値が一致する位相 θ を導出 する。まず,各動作モードにおけるモード II の電流値が一 致する位相 θ について解くことで (37) 式および (38) 式と なる。

(37)式および(38)式から入出力電圧やインダクタンスの パラメータに関係なく HB 動作と FB 動作の電流値が一致 する。さらに,交流波形であるため,半周期後にも各動作



Fig. 6. Transient waveform at switching operation mode.

モードの電流瞬時値が一致する。また, Fig.3 および Fig.4 から位相差に関わらず,各タイミングはU相キャリアピー クおよびボトムのタイミングとなり,これらのタイミング で動作モードを切り替えることで位相差に関わらず,直流 偏差を抑制できる。

Fig.6 に動作モード切り替え時の過渡応答波形を示す。 Fig.6(a) では切り替えのタイミングがU相キャリアのピー クと同期しない波形,Fig.6(b) は切り替えのタイミングが U相キャリアのピークと同期した波形である。Fig.6(b) の ようにインダクタ電流の瞬時値を考慮せずに動作モードを 切り替えた場合,インダクタ電流に直流偏差が発生する。 ただし,動作モード切り替えによって発生した直流偏差は 磁気部品や半導体素子が持つ抵抗により定常状態ではゼロ となる。なお,測定時間は動作モード切り替え時に発生す る直流偏差を確認するために直流偏差がゼロに低減するま での時間より非常に短い。しかし,HB動作からFB動作へ の切り替えでは,キャパシタ*C_p*,*C_n*がトランスに対して直 列接続とならず,直流成分は磁気部品に重畳するため,磁 気部品の大型化や半導体素子の電流容量の増加を招く。一



Fig. 7. Operation waveform of each operation mode.

方, Fig. 6(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。

Fig.7 に位相差指令値変更時のキャリアおよび位相シフ ト量の関係を示す。キャリアは FPGA によるアップダウン カウンタにより生成し,位相差指令値の変更は基準キャリ アのピークもしくはボトムのタイミングでカウント値を変 更することで達成する。また,進み位相ではカウント値変 更後にダウンカウント,遅れ位相ではカウント値変更後に アップカウントを用いることで位相シフトの方向を変更で きる。

一方、提案制御法に使用する位相指令値更新方法は高圧 側キャリアと低圧側キャリアの位相差が指令値 δ と一致す るように高圧側インバータのキャリアである U相および V 相キャリアを基準キャリアに対して δ/2 進み, 低圧側イン バータのキャリアである W 相および X 相キャリアを基準 キャリアに対して δ/2 遅れとなるように与える。一方, 双方 向動作を実現するためには位相シフト量は高圧側インバー タキャリアが δ/2 遅れ, 低圧側インバータキャリアが δ/2 進 みとなるように位相差指令値を与える。また、提案制御系 に適用する位相シフト量の更新方法では基準キャリアピー クのタイミング(Fig.7中のC点)でU相とW相キャリ ア,基準キャリアボトムのタイミング (Fig.7 中の A 点) で V 相と X 相キャリアの位相を更新することで位相シフ ト量変更時におけるインダクタ電流の直流偏差を抑制でき る(18)。さらに、動作モード切り替え前後で同じ伝送電力を 出力するため、スイッチング1周期中に動作モード切り替

Table 1.	Experimental	conditions
	1	

ruble 1. Experimental conditions.				
Element	Symbol	Value		
Rated power	Prated	1.5 kW@V _{out} =200 V		
DC voltage in HV side	V_{in}	400 V		
DC voltage in LV side	V_{out}	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_{ex}	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	C_{out}	40 µF		
Unit capacitance constant ⁽¹⁹⁾	Н	$267 \ \mu s$ @ $V_{out} = 100 \ V, P_{out} = 750 \ W$		
Threshold output current for switching operation mode	4.5 A \pm 0.5 A(Hysteresis width)			
Transformer	HV side: Litz wire ¢0.1*150 LV side: Litz wire ¢0.1*150*2 N87 ETD 59 (EPCOS) N ₁ :N ₂ =38:19			
External Inductor	Litz wire $\phi 0.1^{*150}$ N87 ETD 59 (EPCOS) Gap: 2.5 mm, Turn number: 23			

えと位相シフト量の変更が必要である。したがって、位相 シフト量更新時の基準キャリアピークとボトムのタイミン グで2回(Fig.7中のA点とC点)、動作モード切り替え 時のU相キャリアピークのタイミング(Fig.7中のB点) の合計3回となる。なお、2つの切り替えタイミングは異 なるため、スイッチング1周期中に発生したとしても直流 偏差を抑制できる。

5. 実験結果

本章では、Table 1 に示す実験条件 (5·1) 実験条件 を用いた定格 1.5 kW の試作器により提案制御の妥当性を検 証する。試作器に用いた高周波トランスは密結合に設計し ており、漏れインダクタンスのみでは定格電力となる位相 差が非常に小さくなる。これは位相シフト量の分解能の低 下を招くため、インダクタをトランスの高圧側に直列接続す ることで位相差の分解能を向上している。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 100 ms 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 4.5 A 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。ただし、切り替え点と なる出力電流は実験的に導出しており,損失解析による切 り替え点の導出は今後の課題とする。試作器の高圧側には SCH2080KE (定格電圧 1200 V, 定格電流 40 A, オン抵抗 80 mΩ, ROHM Semiconductor), 低圧側には SCT3030AL (定格電圧 650 V, 定格電流 70 A, オン抵抗 30 mΩ, ROHM



Fig. 8. Operation waveform at rated power of 1.5 kW, $V_{in} = 400 \text{ V}$, $V_{out} = 200 \text{ V}$.



Fig. 9. Operation waveforms with each mode at $V_{in} = 400 \text{ V}$, $V_{out} = 150 \text{ V}$.



Fig. 10. Operation waveforms with each mode at $V_{in} = 400 \text{ V}$, $V_{out} = 100 \text{ V}$.

Semiconductor) を採用している。

〈5・2〉 基本動作および効率特性 Fig.8 に公称電圧時の定格動作波形を示す。Fig.8 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。

Fig.9 に入力電圧 400 V, 出力電圧 150 V 時における各 動作モードの波形を示す。ここで, Fig.9(a) は FB 動作, Fig.9(b) は HB 動作となる。Fig.9(a) および (b) より, 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 動作に比べて高圧側および低圧側のインダクタ電 流実効値が増加する。これは (16) 式および (30) 式からト



Fig. 11. Efficiency characteristic of each mode at input voltage of 400 V.

ランス印加電圧低下による電流の増加量が大きいため,高 圧側および低圧側のインダクタ電流が増加している。

Fig. 10 に出力電圧が 100 V における各動作モードの波形 を示す。Fig. 10 より,出力電圧が 1/2 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 動作と比較して高圧 側のインダクタ電流実効値を 39.5%低減していることを確 認した。これは (30) 式から HB 動作時の巻数比を考慮した 入出力電圧の差 ($V_{in}/2-NV_{out}$)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。

Fig. 11 に出力電圧の変動に対する効率特性を示す。 Fig. 11(a)は出力電圧 200 V時, Fig. 11(b)は出力電圧 150 V時, Fig. 11(c)は出力電圧 100 V時の効率特性である。 Fig. 11(a)から公称電圧時に最大効率 97.9%,定格電力点では効率 97.3%を達成した。また,Fig. 11(b)では、出力電力 801 W時において最大効率 98.2%を達成した。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 巻数比を考慮した入出力電圧比(*V_{in}/NV_{out}*)が1に近いた め,HB動作よる高圧側および低圧側のインダクタ電流の低 減量より,トランス電圧低下によるインダクタ電流の増加 量が大きいためである。さらに,Fig.9(a)およびFig.9(b) からHB動作では高圧側スイッチ,FB動作では低圧側ス イッチがハードスイッチングとなっている。また,ほぼ同 じ電流値でスイッチングしているためFB動作と比較して HB動作時のスイッチング損失が大きい。一方,Fig.11(c) では,出力電圧が1/2に低下したとしても,HB動作を適 用することで出力電力250W時の損失を62.3%低減してい 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。

Fig. 12 に入力電圧 350 V および 300 V 時における効率特 性を示す。Fig. 12(a) は入力電圧 350 V, 出力電圧 150 V, Fig. 12(b) は入力電圧 350 V, 出力電圧 100 V, Fig. 12(c) は入 力電圧 300 V, 出力電圧 150 V, Fig. 12(d) は入力電圧 300 V, 出力電圧 100 V 時の効率特性である。なお, Fig. 12(a) お よび(c)の実験条件では入出力電圧比が1に近いため,FB 動作のみを採用している。次に, Fig. 12(b) から, 軽負荷 時に HB 動作を適用することで軽負荷動作時の損失を最大 43.4%低減している。また、出力電力 407 W に各動作モー ド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化を達成できる。しかし, Fig. 12(d) では,入出力電圧比が 0.5 付近であっても FB 動 作と HB 動作の効率がほぼ一致している。これは Fig. 11(b) と同様に, HB 動作による高圧側ハードスイッチングによ るスイッチング損失増加と電流低減による導通損失低減効 果がほぼ同等であることが原因である。次に、ZVS を達成 している中負荷領域では、同じ電力点において HB 動作は FB 動作と比較して電流実効値が増加するため、効率が低下 する。なお、試作器では高圧側インバータにすべて同じ素 子を使用しているため,低オン抵抗の特性をもつ低耐圧素 子に変えることで HB 動作の効率改善が可能である。

〈5・3〉 動作モード切り替え時の電圧制御 Fig. 13 に 動作モード切り替え適用有無における負荷変動時の出力電 圧応答を示す。Fig. 13(a), (b) は軽負荷から重負荷にステッ プ応答である。一方, Fig. 13(c), (d) は重負荷から軽負荷の ステップ応答である。なお, Fig. 13(a), (c) は FB 動作のみ, Fig. 13(b), (d) は動作モード切り替えを適用した結果であ る。ただし、実験条件は入力電圧 400 V, 出力電圧 100 V と した。Fig. 13(a) および (b) を比較すると、出力電圧のアン ダーシュート量および整定時間が誤差5%以下で一致した。 また,動作モード切り替え時に高圧側のインダクタ電流の 直流偏差や出力電流の大きな変化がないことからシームレ スな動作モード切り替えを達成している。また, Fig. 13(c) と(d)も同様に、動作モード切り替え法とFB動作のみを比 較すると出力電圧のオーバーシュート量および整定時間が 最大誤差7%以下で一致した。以上の結果から動作モード



Fig. 12. Efficiency characteristic of each mode at some input voltage conditions of 350 V and 300 V.

切り替えの適用によって電圧制御の応答が変化していない ことがわかる。なお,提案制御法は各動作モードの位相差 を計算する際にインダクタンスを必要とする。しかし,一 般的にコアは温度や形状によってインダクタンス値が大き く変化する。そのため,インダクタンスが設計値に対して



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

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

Fig. 13. Load transient response by output voltage control with conventional only FB mode or switching mode.



Fig. 14. Load transient response by output voltage control with error of inductance against nominal value.

誤差がある場合の提案制御への影響を実験的に検証する。

Fig. 14 にインダクタンスに誤差がある場合の出力電圧応 答波形を示す。なお, Table 1 に記載している追加インダク タンスと漏れインダクタの合成インダクタンスを公称値とす る。Fig. 14(a) および (b) は公称値に対して -20% (103 µH) の誤差, Fig. 14(c) および(d) は公称値に対して+20%の誤 差(148 µH)がある場合の過渡応答波形である。なお、誤 差率は使用しているフェライトコア (N87) のデータシート に記載している比透磁率の変動率を参考に決定している⁽²⁰⁾。 Fig. 14 からインダクタンスが公称値に対して誤差を有して も,動作モードをシームレスに切り替え,発散することなく 出力電圧制御を達成していることがわかる。しかし、イン ダクタンスに誤差がある場合, Fig. 13(b) および(d)と比較 して整定時間およびオーバー(もしくはアンダー)シュー ト量が大きく変化している。これは (33) 式および (34) 式 からインダクタンスが公称値と異なる場合, DAB コンバー タの非線形を補償できず、等価的なゲインが変化するため である。なお、インダクタンス誤差による制御系の安定解 析は今後の課題とする。

6. まとめ

本論文では、電圧変動に対して広い負荷範囲で高効率化 を目的に、フルブリッジ構成を適用したT形 DAB コンバー タによる動作モード切り替え法を提案した。また、T形レグ のキャリアに同期して,動作モードを切り替えることで高圧 側および低圧側のインダクタ電流の直流偏差を抑制できる。 さらに、各動作モードの出力電流特性からシームレスな動 作モード切り替えを実現する電圧制御系を構築した。実験 により, 最大効率 98.2%, 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 62.3%低減 できることを明らかにした。次に、提案制御によりシーム レスな動作モード切り替えおよび出力電圧制御を達成した。 最後に、インダクタンスが設計値に対して誤差 ±20%を有 した条件であっても提案制御が発散することなく動作モー ド切り替えを達成できることを明らかにした。今後の予定 として,インダクタンス誤差を考慮した電圧制御のゲイン 設計法を検証する。

文 献

- N. Hatziargyriou, H. Asano, R. Iravani, and C. Marnay: "Microgrids", *IEEE Power Energy Mag*, Vol.6, No.3, pp.78–94 (2008)
- (2) H. Kakigano, Y. Miura, and T. Ise: "Low-Voltage Bipolar-Type DC Microgrid for Super High Quality Distribution", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.25, No.12, pp.3066–3075 (2010)
- (3) K. Kurohane, T. Senjyu, A. Yona, N. Urasaki, E.B. Muhando, and 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)
- (4) X. Li and A.K.S. Bhat: "Analysis and Design of High-Frequency Isolated Dual-Bridge Series Resonant DC/DC Converter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.25, No.4, pp.850–862 (2010)
- (5) D.-D. Nguyen, D.T. Nguyen, T. Funabashi, and G. Fujita: "Dual-Active-

Bridge Series Resonant Converter: A New Control Strategy Using Phase-Shifting Combined Frequency Modulation", 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp.1215–1222 (2015)

- (6) R.P. Twiname, D.J. Thrimawithana, U.K. Madawala, and C.A. Baguley: "A Dual-Active Bridge Topology With a Tuned CLC Network", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.30, No.12, pp.6543–6550 (2015)
- (7) R.W.D. Doncker, D.M. Divan, and M.H. Kheraluwala: "A three-phase softswitched high-power-density dc/dc converter for high-power applications", *IEEE Trans on Industry Applications*, Vol. 27, No.1, pp.63–73 (1991)
- (8) M.N. Kheraluwala, R.W. Gascoigne, D.M. Divan, and E.D. Baumann: "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)
- (9) K. Takagi and H. Fujita: "Stability Analysis of Isolated Dual-Active-Bridge DC-DC Converters", The 2016 Annual Meeting of the Institute of Electrical Engineers of Japan, Vol.4, No.91, pp.154–155 (2016) (in Japanese) 高木一斗・藤田英明:「Dual Active Bridge を用いた絶縁形 DC-DC コ ンパータの安定性解析」, 平成 28 年電学全大, Vol.4, No.91, pp.154–155 (2016)
- (10) K. Takagi and H. Fujita: "Dynamic Control and Performance of a Dual-Active-Bridge DC-DC Converter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.33, No.9, pp.7858–7866 (2018)
- (11) D. Segaran, D.G. Holmes, and B.P. McGrath: "Enhanced load step response for a bidirectional dc-dc converter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.28, No.1, pp.371–379 (2013)
- (12) A.K. Jain and 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)
- (13) 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", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.26, No.4, pp.1228–1236 (2011)
- (14) G. Guidi, A. Kawamura, Y. Sasaki, and T. Imakubo: "Dual Active Bridge Modulation with Complete Zero Voltage Switching Taking Resonant Transitions into Account", 2011 13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'11 ECCE Europe), pp.1–10 (2011)
- (15) G. Xu, D. Sha, Y. Xu, and 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)
- (16) S. Inoue and H. Akagi: "A bidirectional isolated dc-dc converter as a core circuit of the next-generation medium-voltage power conversion system", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.22, No.2, pp.535–542 (2007)
- (17) H. Higa and J. Itoh: "Development of Flying Capacitor Dual Active Bridge Converter using Multi-mode Operation depending on Output Power", *IEEJ Trans. IA*, Vol.137, No.10, pp.760–768 (2017) (in Japanese) 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」、電学論 D, Vol.137, No.10, pp.760–768 (2017)
- (18) H. Higa and J. Itoh: "Improvement of Transient Response for Flying Capacitor Dual Active Bridge Converter at Changing Operation Mode", The 2017 Annual meeting of the Institute of Electrical Engineers of Japan, Vol.4, No.160, pp.278–279 (2017) (in Japanese)
 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 年電学全大, Vol.4, No.160, pp.278-279 (2017)

- (19) H. Fujita, S. Tominaga, and H. Akagi: "Analysis and design of a dc voltagecontrolled static var compensator using quad series voltage-source inverters", *IEEE Trans. IA*, Vol.32, No.4, pp.970–977 (1996)
- (20) [Online] https://en.tdk.eu/download/528882/3226013b0ed82a6a2af3666f53 7cbf83/pdf-n87.pdf



 (学生員) 2014年3月,長岡技術科学大学卒業。
 2016年3月,同大学大学院工学研究科修士課程修 了。同年4月,同大学博士後期課程エネルギー・環 境工学専攻入学。2017年10月から2018年2月 まで国立精華大学に研究生として所属,主に双方 向絶縁形 DC-DCコンバータに関する研究に従事。





宅 間 春 介 (学生員) 2015年3月,長岡技術科学大学卒業。 同年4月,同大学5年一貫性博士課程技術科学イ ノベーション専攻入学。現在に至る。主に急速充 電向けの絶縁形 DC-AC 変換回路の研究に従事。



伊 東 淳 一 (上級会員) 1996 年 3 月,長岡技術科学大学大 学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月, 富士 電機(株)入社。2004年4月,長岡技術科学大 学電気系准教授。2017年4月,同大学電気系教 授。現在に至る。主に電力変換回路,電動機制御 の研究に従事。博士(工学)(長岡技術科学大学)。 2007 年第 63 回電気学術振興賞進歩賞受賞。2010 年 Takahashi Isao Award (IPEC Sapporo), 第 58 回

電気科学技術奨励賞,2012年インテリジェントコスモス奨励賞,2014 年,2016年電気学会産業応用部門論文賞,2017年文部科学大臣表彰・ 科学技術賞 (開発部門), 2018 年第 4 回永守賞, 受賞。IEEE Senior member, 自動車技術会会員。



日下佳祐(正員) 2013年3月,長岡技術科学大学大学院工 学研究科修士課程修了。同年4月,同大学大学院博 士後期課程エネルギー・環境工学専攻入学。2015 年 12 月から 2016 年 6 月まで Swiss Federal Institute of Technology in Lausanne (EPFL) 12 Trainee として所属。同年3月,長岡技術科学大学大学 院博士後期課程修了。博士(工学)。2016年4月 より長岡技術科学大学 産学官連携研究員。2018

年4月より同大学助教。現在に至る。2018年 IPEC second prize paper award 受賞。主に非接触給電システム,太陽光発電向け電力変換回路 の研究に従事。IEEE member, 自動車技術会会員。