

# インダクタンス誤差を有する1レグT形 Dual Active Bridge DC-DC コンバータの非線形補償法

比嘉 隼\*, 渡辺 大貴, 日下 佳祐, 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Non-linear Compensation Method with Inductance Error for One-leg T-type Dual Active Bridge DC-DC Converter  
Hayato Higa, Hiroki Watanabe, Keisuke Kusaka, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

## 1 はじめに

近年, DC マイクログリッドへの適用を目的に, デュアルアクティブブリッジ (DAB)方式が盛んに研究されている<sup>(1)</sup>. しかし, DAB コンバータの電流制御特性は非線形<sup>(1)</sup>であるため, フィードバック制御器の設計が困難である. これまでに非線形補償法として, ゼロ電圧期間を含む3レベル動作を用いた手法がある<sup>(2)</sup>. しかし, 電圧変動時に効率が低下する問題がある. そこで, 著者らはこれまでに複数の動作モードを有する1レグT形DABコンバータにより電圧変動時の効率改善および非線形補償を達成している<sup>(3)</sup>. しかし, 非線形補償にはインダクタンス値を用いているため, インダクタンス値に誤差がある場合の線形性について明らかになっていない. そこで, 本論文ではパラメータ誤差を含めた伝達特性を導出し, インダクタンス誤差によらずDABコンバータの電流制御特性を線形化できることを明らかにしたので報告する.

## 2 回路構成および動作原理

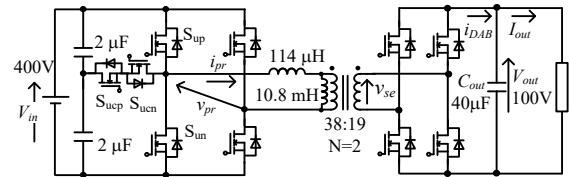
図1に1レグT形DABコンバータの構成図を示す. DABコンバータは各インバータ出力電圧の位相差 $\delta$ により伝送電力を制御できる<sup>(1)</sup>. また, 高圧側回路は1レグのみT形インバータとなっているため, T形レグ内の双方向スイッチおよび上下アームスイッチのスイッチング状態により, トランスに印加される電圧波形が入力電圧 $V_{in}$ の振幅をもつ方形波となるフルブリッジ(FB)動作, 入力電圧 $V_{in}$ の半値の振幅をもつ方形波となるハーフブリッジ(HB)動作が可能である. また, FB動作の伝送電力は半導体および受動部品の損失を無視するとインダクタ電流 $i_{pr}$ と高圧側インバータ出力電圧 $v_{pr}$ の積をスイッチング周期で積分することで導出でき, (1)式で得られる<sup>(1)</sup>.

$$P_r = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{pr}(\theta) i_{pr}(\theta) d\theta = \frac{NV_{in}V_{out}}{\omega L} \delta \left\{ 1 - \frac{\delta}{\pi} \right\} \dots\dots\dots(1)$$

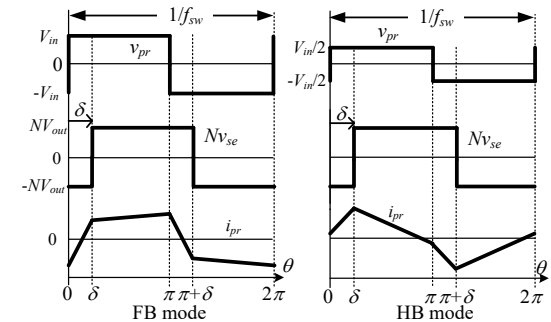
$L$ は漏れインダクタンス,  $\omega$ はスイッチング角周波数,  $N$ はトランスの巻数比である.

## 3 DABコンバータの電流制御特性

図2にプラントおよびTDABコンバータのブロック図を

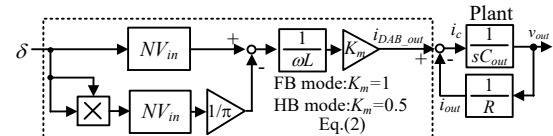


(a) Circuit configuration



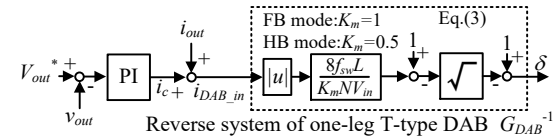
(b) Operation waveforms of two modes

Fig. 1. One-leg T-type DAB converter.



Transfer function of one-leg T-type DAB  $G_{DAB}$

(a) Block diagram



(b) Control block diagram

Fig. 2. Circuit and block diagram of one-leg T-type DAB converter.

示す. 位相差 $\delta$ とDABコンバータの出力電流 $i_{DAB\_out}$ の関係は伝送電力の理論式である(1)式を出力電圧 $V_{out}$ で除算することで計算でき, (2)式となる.

$$i_{DAB\_out} = \frac{P_r}{V_{out}} = \frac{NV_{in}}{\omega L} \left\{ \delta - \frac{\delta^2}{\pi} \right\} \dots\dots\dots(2)$$

(2)式から位相差 $\delta$ の二乗項があるためDABコンバータの伝達特性は非線形となる. そこで, 非線形項に対して逆システムを用いて, 相殺することで伝達特性を線形化する. 逆システムは(2)式を位相差 $\delta$ について解くことで導出でき,

(3)式で表すことができる。

$$\delta = \frac{\pi}{2} \left\{ 1 - \sqrt{1 - \frac{8f_{sw}L|i_{DAB\_in}|}{NV_{in}}} \right\} \dots\dots\dots(3)$$

(3)式を用いて電流から位相差を計算することで、制御側の電流  $i_{DAB\_in}$  から DAB コンバータの出力電流  $i_{DAB\_out}$  までの伝達関数が線形となる。また、HB 動作の各理論式は FB 動作の理論式の入力電圧  $V_{in}$  の項に 1/2 をかけることで導出できる<sup>(3)</sup>。したがって、FB 動作と同様に非線形特性を補償できる。ここで、(3)式にはインダクタンス値を用いているが、実際のインダクタンス値には誤差が含まれる。伝達特性のノミナル値に対するインダクタンス値の誤差率を  $k$  とすると、制御側の電流  $i_{DAB\_in}$  と DAB コンバータの出力電流  $i_{DAB\_out}$  までの伝達関数  $G_c$  は(4)式となる。

$$G_c = \frac{i_{DAB\_out}}{i_{DAB\_in}} = 1/k \dots\dots\dots(4)$$

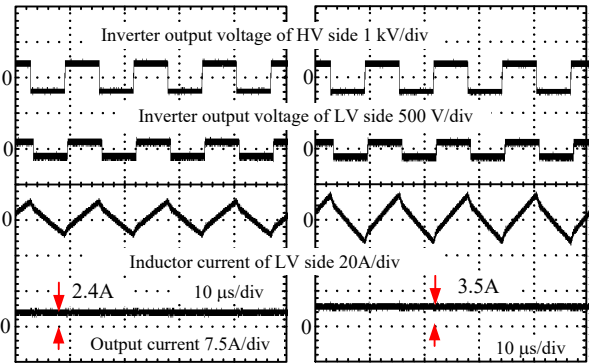
(4)式から  $i_{DAB\_in}$  から  $i_{DAB\_out}$  の伝達関数  $G_c$  は位相差もしくは負荷によって、変化しないことが分かる。したがって、(3)式を用いることでインダクタンスに誤差が発生した場合においても伝達特性の非線形性を補償できる。

#### 4 実験結果

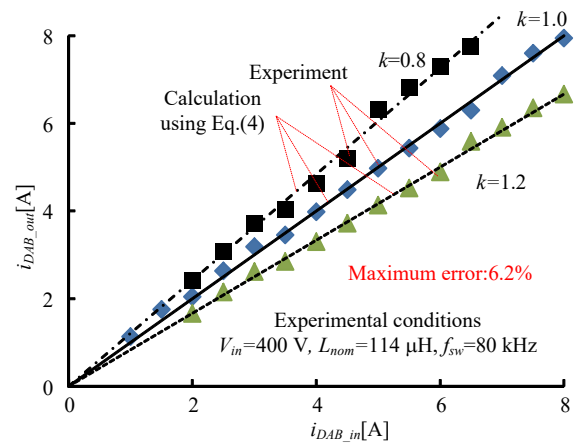
本章では、導出した電流制御特性の妥当性を確認するために、図 1 に記載した実験条件を用いた試作器により評価する。なお、インダクタンスのノミナル値は 114 $\mu$ H としている。本実験では制御器側の電流  $i_{DAB\_in}$  を指令値とし、試作器の負荷電流  $I_{out}$  を測定している。また、(3)式は変換器の損失が考慮されていないため、測定した損失および負荷電流から  $i_{DAB\_out}$  を計算している。一方、ハードスイッチング動作時はインバータ出力電圧の位相にデッドタイム分の誤差が発生するため、文献(4)の手法を用いて、位相差のデッドタイム誤差を補償している。

図 3 にインダクタンスに誤差がある場合の FB 動作の動作波形を示す。なお、制御側の電流  $i_{DAB\_in}$  は 3A としている。また、(4)式から計算した DAB コンバータの出力電流  $i_{DAB\_out}$  は 2.5A( $k=1.2$ )および 3.6A( $k=0.8$ )となり、実験値と比較すると最大誤差 4.1% で一致している。

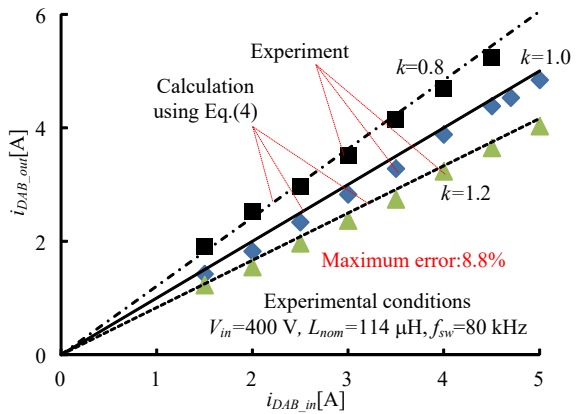
図 4 にインダクタンス誤差率に対する電流指令値と出力電流の測定値を示す。図 4(a)は FB 動作、図 4(b)は HB 動作の特性である。図 4(a)から理論値と実験値が最大誤差 6.2% で一致している。また、図 4(b)では最大誤差 8.8% で理論値と実験値が一致している。これらの誤差はインバータが不完全 ZVS 動作<sup>(1)</sup>となり、インバータ出力電圧の立ち上がりおよび立ち下り時間が変化したことによる位相差の誤差が原因である。以上の結果から、逆システムを用いた非線形補償法ではインダクタンスの誤差率によらず、電流制御特性



(a) Inductance error rate  $k=1.2$  (b) Inductance error rate  $k=0.8$   
Fig. 3. Experimental waveforms at  $i_{DAB\_in} = 3$  A.



(a) FB mode



(b) HB mode

Fig. 4. Reference and output current of DAB converter.

を線形化できることを明らかにした。今後の予定として、提案する非線形補償法を用いた安定解析を検証する。なお、本研究の一部はパワーアカデミー研究助成から支援を受けており、関係者各位に感謝の意を表す。

#### 文 献

- (1) 山岸, 他: 電学論 D, Vol. 5, No. 134, pp. 544-553, 2016
- (2) H. Zhou, etc :IEEE IAS, Vol. 45, No. 4, pp. 1434-1442, 2009
- (3) 比嘉, 他: JIASC2018, Vol.1, No. 3, pp. 15-20, 2018
- (4) K. Takagi, H. Fujita: EPE'15 ECCE Europe, pp.1-10, 2015