昇圧時における Dual Active Bridge DC-DC コンバータの 電力誤差補償法

河内 謙吾* 渡辺 大貴 伊東 淳一(長岡技術科学大学)

Transmission Power Error Compensation Method for Dual Active Bridge Converter in Boost State Kengo Kawauchi^{*}, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes the compensation method of a transmission power error due to a dead-time for a dual active bridge (DAB) converter in a boost state. The transmission power error is compensated by four-types of three-level operation. The operation mode with achieving a zero voltage switching is applied at a medium load. On the other hand, at light load, the zero current period in an inductor current is controlled to be longer than the dead-time. By applying the proposed method, two-types of the dead-time effect is avoided. The validity of the proposed method is confirmed by a 1.5-kW prototype. As the experimental results, the transmission power error is reduced by up to 96.5%. Moreover, the conversion losses are reduced by 25.2% because the circulating current is reduced.

キーワード: Dual Active Bridge コンバータ, デッドタイム, 電力誤差, 3 レベルモード (Keywords, Dual Active Bridge converter, Dead-time, Transmission power error, Three-level mode)

1. はじめに

近年,省エネルギーの観点から太陽光発電システムなどの再生可能エネルギー導入が盛んに行われている⁽¹⁻²⁾。その中で DC マイクログリッドシステム⁽³⁻⁴⁾といった直流給電システムは直流で発電する太陽電池や,燃料電池との親和性が高い。特に DC/AC 電力変換器が不要となるため電力変換回数を低減でき,電力変換効率の改善が可能となる。

DC マイクログリッドシステムにおいて,再生可能エネル ギーの発電量は天候等の影響に変動するため、蓄電システ ムを用いて電力変動を補償する必要がある。蓄電システム の要求として、双方向電力伝送およびバッテリと高圧バス の絶縁が求められる。これらの要求を満足するために蓄電 システムには双方向絶縁型 DC-DC コンバータが用いられ, その一種として Dual Active Bridge (DAB)コンバータが研究 されている⁽⁵⁾。DAB コンバータは、フルブリッジインバー タ2台と高周波トランスで構成され、1次側と2次側のトラ ンス電圧の位相差により電力を制御する特徴がある。また, 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 することでターンオン時にゼロ電圧スイッチング(ZVS)を 達成可能な利点がある。しかし、入出力電圧比とトランス の巻き数比が異なる場合, ZVS 範囲が制限される問題があ る(5)。この問題に対し、トランス電圧を3レベルにすること で、インダクタ電流方向をスイッチング素子の寄生容量を 放電可能な向きに制御し、ZVS 範囲を拡大する手法が提案 されている⁽⁰⁾。また, DAB コンバータには軽負荷領域にお いてデッドタイムにより伝送電力に誤差が発生する問題が ある⁽⁷⁻⁸⁾。3 レベル動作を用いて ZVS を達成することでデッ ドタイムによる電力誤差を抑制可能であるが,大容量アプ リケーション向けに IGBT を用いるとスイッチング周期に 対するデッドタイムの割合が多くなることで ZVS 範囲が制 限され,電力誤差を補償できない負荷領域が発生する。デ ッドタイムによる電力誤差の補償法としてデッドタイム相 当の位相角を位相差指令にフィードフォワード補償するこ とで電力誤差を補償する手法が提案されている⁽⁸⁾。しかし, 文献(8)の手法は位相誤差がデッドタイム一定である場合の みに適用可能であり,電圧極性反転現象による非線形電力 誤差については考慮されていない⁽⁹⁾。

著者らはこれまでに、トランス電圧を 3 レベルにするこ とで、ゼロ電流期間をデッドタイム以上に制御することで 電圧極性反転現象による非線形電力誤差を補償する手法を 提案している⁽⁹⁻¹¹⁾。しかし、昇圧時における電力誤差補償法 については未検討であり、降圧時の動作モードではデッド タイムによる電力誤差を補償不可能であった。

本論文では、入出力電圧比が巻き数比よりも高くなる昇 圧時における電力誤差を 4 つの 3 レベルモードを用いて補 償する手法を提案する。文献(11)にて提案した 3 レベルモー ドの昇圧時における動作条件を導出し、文献(11)の手法では 補償不可能である中負荷領域においては ZVS 可能な 3 レベ ルモードを適用することで電力誤差領域を補償する。また、 各3レベルモードは位相差指令,1次側と2次側のゼロ電圧 期間指令のうち2つを従属変数とすることで1つの指令値 で動作可能な利点がある。実験結果より,電力誤差を96.5% 低減し,なおかつ損失を25.2%低減できることを確認した ので報告する。

2. デッドタイム期間が伝送電力へ与える影響

図1に DAB コンバータの回路図を示す。2 レベル動作時 はトランス電圧 vpr, vse の位相差によって電力を制御する。3 レベル動作時にはトランス電圧の位相差に加え、1 次側と2 次側のゼロ電圧期間によって制御される。なお、ゼロ電圧 期間はインバータのレグ間の位相差で決定される。

図 2 に 2 レベル動作時における動作波形を示す。デッド タイムを考慮しない場合,電力誤差は発生せず指令値通り に電力が伝送される。図 2(a)よりインダクタ電流 i_L は周期関 数であり, $i_L(\theta+\pi) = -i_L(\theta)$ を満たすため半周期のみ検討する ことで完全な電流波形を得られる。よって,定常状態にお ける半周期のインダクタ電流を(1)式に示す。なお,寄生容 量と励磁電流は無視できるものとする。

$$i_{L}(\theta) = \begin{cases} \frac{V_{in} + V_{out}}{\omega L} \theta - \frac{1}{2\omega L} \{\pi V_{in} + (2\delta - \pi) V_{out}\} \\ for \quad (0 \le \theta \le \delta) \\ \frac{V_{in} - V_{out}}{\omega L} (\theta - \delta) + \frac{1}{2\omega L} \{(2\delta - \pi) V_{in} + \pi V_{out}\} \\ for \quad (\delta \le \theta \le \pi) \end{cases} \dots \dots (1)$$

ここで, *Vin*, *Vout* は入出力電圧, *o*はスイッチンク角周波数, *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, *δ*はトランス電圧の位相差である。(1)式より, 2 レベルモードにおける伝送電力*P*は(2)式で表される。

一方,デッドタイムがある場合,軽負荷領域において伝送電力に誤差が生じる。インダクタ電流がデッドタイム期間中にゼロになる場合,図2(b)のようにインダクタ電流がゼロにクランプされ,電圧の極性が反転することで誤差が発生する^の。この現象は電圧極性反転現象と呼ばれる⁽⁷⁾。また,図2(c)中の範囲 A のようにインダクタ電流の極性がデッドタイム期間中に負である場合,ダイオードの順方向とインダクタ電流の向きが逆となるため,ダイオードにインダクタ電流が導通しない。これにより電圧の立ち上がりがデッドタイム分遅れるため誤差が発生する⁽⁷⁾。

図3に出力電圧を入力電圧に対して0%から+25%に昇圧 させた際における電力誤差の振舞を示す。図3より電圧比 が大きくなるにつれてデッドタイムによる影響範囲が大き くなることがわかる。また、図3の+25%昇圧時に示してい るように重負荷から中負荷にて非線形電力誤差,軽負荷に て線形電力誤差が発生していることがわかる。このように 昇圧時は広い負荷領域に2種類のデッドタイムによる電力 誤差が発生する。本論文ではこうした電圧変動が発生した





図 4 に昇圧時における非線形および線形電力誤差の発生 条件を示す。非線形電力誤差は、インダクタ電流がデッド タイム期間中にゼロになると発生する。したがって、図 4(a) より非線形電力誤差の発生条件は(3)式で表される。

$$\frac{V_{in} + V_{out}}{\omega L} \delta_{dt} - \frac{1}{2\omega L} \left\{ \pi V_{in} + (2\delta - \pi) V_{out} \right\} \ge 0$$

$$\delta \le \frac{1}{2\alpha} \left(2\delta_{dt} - \pi \right) + \frac{1}{2} \left(2\delta_{dt} + \pi \right)$$
.....(3)

ここで、 δ_{tt} はデッドタイムをラジアンに換算した値、 α は 電圧比であり $a = V_{out} / V_{in}$ で定義される。昇圧時における線 形電力誤差は、図 3 より電圧極性反転現象の発生後、イン ダクタ電流の極性がダイオードの順方法と逆となること で、1次側トランス電圧の立ち上がりがデッドタイム分遅れ ることで発生する。したがって、線形電力誤差の発生条件 は、(3)式より(4)式で表される。

3. 昇圧時における伝送電力誤差補償法

本章では昇圧時における伝送電力誤差を重負荷では ZVS を達成する動作モード,中負荷から軽負荷においてはデッ ドタイムによる電力誤差を抑制可能な動作モードを用いて 補償する方法を説明する。

(3・1) 3レベルモードI 図5にZVSを達成 可能な3レベルモードIの動作波形を示す。力行時において、 1次側を3レベル動作させると電圧極性反転現象が発生する ため、ZVS を目的とした動作モードには適さない。したが って、2次側のみを3レベル動作させている。図5よりイン ダクタ電流 ι は周期関数であり、 $i\iota(\theta+\pi) = -i\iota(\theta)$ を満たす ため半周期のみ検討することで完全な電流波形を得られ る。よって、定常状態における半周期のインダクタ電流を(5) 式に示す。なお、寄生容量と励磁電流は無視できるものと する。

$$i_{L}(\theta) = \begin{cases} \frac{V_{in} + V_{out}}{\omega L} \theta - \frac{1}{2\omega L} \{\pi V_{in} + (2\delta - \pi)V_{out}\} \\ for \quad (0 \le \theta \le \delta - \gamma) \\ \frac{V_{in}}{\omega L} (\theta - \delta + \gamma) + \frac{1}{2\omega L} \{(2\delta - 2\gamma - \pi)V_{in} + (\pi - 2\gamma)V_{out}\} \\ for \quad (\delta - \gamma \le \theta \le \delta + \gamma) \\ \frac{V_{in} - V_{out}}{\omega L} (\theta - \delta - \gamma) + \frac{1}{2\omega L} \{(2\delta + 2\gamma - \pi)V_{in} + (\pi - 2\gamma)V_{out}\} \\ for \quad (\delta + \gamma \le \theta \le \pi) \end{cases}$$

ここで, γは2 次側のゼロ電圧期間である。(5)式よりモード I における伝送電力 *P* は(6)式より表される。

.....(5)

次にモードIにおいて, 非線形電力誤差および線形電力誤差 が発生する条件について述べる。非線形電力誤差は, イン ダクタ電流がデッドタイム期間中にゼロになることで発生 する。したがって, 非線形電力誤差が生じる条件は(5)式の 区間 $0 \le \theta \le \delta - \gamma$ におけるインダクタ電流式より(7)式で求め られる。

また、モードIにおける線形電力誤差の発生する条件は、図 5 中のインダクタ電流の B 点がゼロ以下になる場合である。 したがって、モードIにおいて線形電力誤差が発生する条件 は(5)式の区間 δ - $\gamma \le \theta \le \delta$ + γ におけるインダクタ電流の初



(6) Daty compensation to unce-level mode II. Fig. 6. Operation waveforms of three-level mode II. 期値より(8)式で求められる。

$$\frac{1}{2\omega L} \left\{ \left(2\delta - 2\gamma - \pi \right) V_{in} + \left(\pi - 2\gamma \right) V_{out} \right\} \le 0$$

$$\gamma \ge \frac{1}{\alpha + 1} \left\{ \delta + \left(\alpha + 1 \right) \frac{\pi}{2} \right\}$$
(8)

3 レベルモードを用いると循環電流が増加し, インダクタ電 流実効値が増加する問題がある⁽¹⁰⁾。モードIにおいて, 循環 電流を抑制するためには, (5)式の区間 $0 \le \theta \le \delta - \gamma$ における インダクタ電流の初期値をゼロに近づければよい。区間 $0 \le \theta \le \delta - \gamma$ の初期値にゼロ電圧期間 γ は寄与せず, 位相差 δ の みが寄与するため, 位相差 δ を伝送電力に対し, 最小に制御 することで, 循環電流を抑制できる。ここで, 位相差 δ が(7) 式を満足しない場合, 電圧極性反転現象が発生する。した がって, 位相差 δ を(7)式の等号成立時に余裕度 β を加算し た値の一定値とし, ゼロ電圧期間 γ のみで電力を制御するこ とで循環電流を抑制可能である。このときの位相差 δ を(9) 式に示す。

なお、余裕度 β を大きく設計すると循環電流が増加するため、余裕度 β はなるべく小さい値に設定するのが望ましい。 設計例として FPGA を用いたデジタル制御でコントローラ を構成する場合、位相差 δ はクロック周波数の半周期単位 で設定できるため、余裕度として β を1 クロック程度長め に設計すればよい。

〈3・2〉 3 レベルモード II 図 6 に 3 レベルモード II の 動作波形を示す。モード II では、意図的にモード I に対し てデッドタイムによる線形電力誤差を生じさせ、線形誤差 をフィードフォワード補償することで指令値通りに電力を 伝送する。図 6(a)より,2次側のゼロ電圧期間γが(8)式を満 足しないことで線形電力誤差が発生し,2次側トランス電圧 のデューティがデッドタイム分増加する。このデューティ 誤差は位相差δとゼロ電圧期間γの両方に影響する。したが って,(10)式を用いて位相差δとゼロ電圧期間γの両方より 半分ずつデッドタイムδω分減少させればよい。

ここで、 δ^* 、 γ^* はそれぞれ位相差指令値、2次側ゼロ電圧期間指令値である。なお、モード II もモード I と同様に位相 差 δ を(9)式に固定し、ゼロ電圧期間 γ を制御することで電力を伝送する。

(3・3) 3レベルモードIII 図7に1次側および2次側のトランス電圧を3レベル動作させた際の動作波形を示す。図7よりインダクタ電流 i_L は周期関数であり、 $i_L(\theta+\pi) = -i_L(\theta)$ を満たすため半周期のみ検討することで完全な電流波形を得られる。よって、定常状態における半周期のインダクタ電流を(11)式に示す。なお、寄生容量と励磁電流は無視できるものとする。

$$i_{L}(\theta) = \begin{cases} -\frac{1}{2\omega L} \{ V_{in}(\pi - 2\varepsilon) - V_{out}(\pi - 2\gamma) \} \\ for \ (0 \le \theta \le \varepsilon) \\ \frac{V_{in}}{\omega L}(\theta - \varepsilon) - \frac{1}{2\omega L} \{ V_{in}(\pi - 2\varepsilon) - V_{out}(\pi - 2\gamma) \} \\ for \ (\varepsilon \le \theta \le \delta + \gamma) \\ \frac{(V_{in} - V_{out})}{\omega L}(\theta - \delta - \gamma) - \frac{1}{2\omega L} \{ V_{in}(2\delta + 2\gamma - \pi) + V_{out}(\pi - 2\gamma) \} \\ for \ (\delta + \gamma \le \theta \le \pi - \varepsilon) \\ -\frac{V_{out}}{\omega L}(\theta - \pi + \varepsilon) + \frac{1}{2\omega L} \{ V_{in}(\pi - 2\varepsilon) + V_{out}(2\varepsilon + 2\delta - \pi) \} \\ for \ (\pi - \varepsilon \le \theta \le \delta + \pi - \gamma) \\ \frac{1}{2\omega L} \{ V_{in}(\pi - 2\varepsilon) + V_{out}(2\gamma - \pi) \} \\ for \ (\delta + \pi - \gamma \le \theta \le \pi) \end{cases}$$

ここで、 ε は1次側トランス電圧 v_{pr} のゼロ電圧期間である。 (11)式より、図7における伝送電力は(12)式で表される。

$$P = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} v_{pr}(\theta) i_L(\theta) d\theta$$

= $\frac{V_{in} V_{out}}{2\pi\omega L} \{ (\pi - 2\gamma) (\delta - \varepsilon + \gamma) - (\delta + \varepsilon - \gamma) (\delta + \varepsilon + \gamma - \pi) \}$ (12)

電圧極性反転現象による非線形電力誤差はインダクタ電流 がデッドタイム期間中にゼロになると発生する。よって、3 レベルモードによってインダクタ電流にゼロ電流期間を生 成し、ゼロ電流期間をデッドタイム以上に制御することで 電圧極性反転現象を抑制できる。入出力電圧が異なる場合 にゼロ電流期間を生成するには(11)式の区間 $0 \le \theta \le \varepsilon$ にお ける初期値がゼロとなればよい。したがって、インダクタ 電流にゼロ電流期間を生成する条件は(13)式で表される。



ゼロ電流期間をデッドタイム以上に制御することで、デッ ドタイム期間中にダイオードに電流が導通しなくなるた め、1 次側トランス電圧のデューティが減少する。したがっ て、モード II と同様に電圧のデューティを補償する必要が ある。1 次側および2 次側トランス電圧を3 レベル動作させ た際の電圧デューティ補償式は(14)式で表される⁽⁹⁾。

ここで、 ะな1 次側ゼロ電圧期間指令値である。

図 8(a)に3 レベルモード III の動作波形を示す。モード III では、循環電流を抑制しインダクタ電流実効値を低減する ためにゼロ電流期間¢をデッドタイムδ₄に制御する⁽¹⁰⁾。こ こで、ゼロ電流期間¢ は図 7,8 より(15)式で表される。

 $\varphi = \gamma + \varepsilon - \delta$ (15) (13)式および(15)式よりゼロ電流期間 ϕ がデッドタイム δ_{dt} となる条件は(16)式で表される。

(13),(16)式を用いることにより1次側および2次側ゼロ電圧 期間指令値 ε, γ は位相差 δ の従属変数となるため、伝送電力 は位相差 δ のみで制御可能である。モード III において、電 圧パルス間の位相差 λ がデッドタイム δ_{tt} 以下となると電圧 極性反転現象が発生する。ここで、電圧パルス間の位相差 λ は図7、8より(17)式で表される。

λ=ε-γ+δ(17) (13),(16),(17)式より,モード III の動作限界は(18)式で表され る。

〈3・4〉 3レベルモードⅣ 図8(b)に3レベルモードⅣ の動作波形を示す。モードⅣでは、(18)式の右辺に余裕度β を設けた値を位相差δとして固定し、(13)式を用いてゼロ電 圧期間γのみを制御する。モードⅣの動作限界は、1次側 と2次側の電圧パルスが重ならない場合である。ここで、 電圧パルスが重なる条件は図7より(19)式で表される。

 $\delta \le \pi - \varepsilon - \gamma$ (19) したがって、モード IV の動作限界は、(13),(18),(19)式より、 (20)式で表される。

<3·5> 動作フローチャート 図9に動作モードを決 定するためのフローチャートを示す。まず、電力指令 P*よ り電力伝送に必要な位相差δ を(2)式を位相差δ について解 くことで導出する。導出した位相差δおよび(7)式を用いて動 作点がデッドタイム誤差領域か判定する。動作点がデッド タイム誤差領域でない場合,2レベルモードを用いる。動作 点がデッドタイム誤差領域の場合,3 レベルモードを用い る。次に伝送電力指令 P*より, (6),(9)式を用いて 2 次側ゼロ 電圧期間γを導出する。導出した2次側ゼロ電圧期間γが(8) 式を満足する場合3レベルモードIを用いる。2次側ゼロ電 圧期間y が(8)式を満たさない場合,モードⅡを用いる。モ ードIIにおいて、電力指令がモードIIIの最大電力 PIIImax 以 下となる場合,モード III を適用する。なお,モード III の 最大電力 PIIImax は(12)式に(13),(16)式を代入し、位相差δの 最大値を導出することで求められる。ここで、(12)式に (13),(16)式を代入したモード III の電力式は(21)式で表され る。

$$P = \frac{V_{in}V_{out}}{2(1+\alpha)^2\pi\omega L} \begin{cases} -4(\alpha^2 + \alpha + 1)\delta^2 + 4(1+\alpha^2)(\pi - \delta_{dt})\delta \\ -(\alpha - 1)^2(\pi - \delta_{dt})^2 \end{cases}$$
(21)

(21)式は上に凸となる位相差 δ の2次関数とみなせるため (21)式の-4($\alpha^{2+}\alpha^{+1}$) $\delta^{2+4}(1+\alpha^{2})(\pi-\delta_{dl})\delta-(\alpha-1)^{2}(\pi-\delta_{dl})^{2}$ に着目し、位相差 δ について微分して極値を求めることで最大

Table I. Experimental specifications.

Quantity	Symbol	Value
Input voltage	V_{in}	190 V
Output voltage	V_{out}	238 V
Voltage ratio	а	1.25
Rated power	P	1.5 kW(45 deg)
Dead time	T_{dt}	2.2 µs (15 deg)
Additional inductance	L	151 μH
Turn ratio of transformer	N	1
Switching frequency	f_{sw}	20 kHz
Margin of dead time	β	0.36 deg

電力を達成する位相差δを導出できる。このときの位相差δ を(22)式に示し,(22)式を(21)式に代入し得られたモード III の最大電力 *P*_{IIImax}を(23)式に示す。

モード III において位相差 δ が(18)式を満足しない場合, 電圧 極性反転現象が発生する。そこで,モード III は(18)式の右 辺に余裕度 β を加えた値を動作限界とする。その後の動作領 域はモード IV を適用し,(18)式の右辺に余裕度 β を設けた値 を位相差 δ として固定し,(13)式を用いてゼロ電圧期間 γ の みを制御する。

5. 実験結果

提案法の有用性を確認するために,表1の実験条件を用いて実機試験を行った。

図 10 に従来法および提案法の動作波形を示す。図 10(a) よりインダクタ電流がデッドタイム期間中にゼロとなるこ とで電圧極性反転現象が発生しており、伝送電力に誤差を 招く。これに対し、図 10(b)より提案法を用いることで電圧 極性反転現象を抑制できることがわかる。また、他の動作 モードにおいても電圧極性反転現象を抑制していることが 確認できる。



Fig. 9. Flowchart of determination of operation modes.

図11に伝送電力指令値に対する伝送電力の関係を示す。 2 レベルモードでは、デッドタイムの影響により 1p.u.から 0.8p.u.の負荷領域では非線形電力誤差, 0.8p.u.以下の領域で は線形電力誤差が発生し、最大 99.9%の電力誤差が発生して いる。これに対し、提案法を用いることで線形電力誤差お よび非線形電力誤差の影響を抑制し、伝送電力誤差を 96.5% 低減した。

図12に各動作モードの効率特性を示す。従来法ではデッ ドタイムの影響により1次側もしくは2次側のインバータ のスイッチがハードスイッチングすることおよび,電圧比 と巻き数比が不一致なことより循環電流が増加するため効 率が低下する。これに対し,提案法を用いることで全スイ ッチ ZVS 達成もしくはハードスイッチングするレグを1つ に低減可能である。加えて循環電流を抑制することで損失 を最大 25.2%低減し,最大効率 93.9%を達成した。なお,3 レベルモード II の効率が低下しているのは,意図的にデッ ドタイムの影響領域で動作させ,デューティを補償してい ることで循環電流が増大し,電流実効値が増加しているた めである。

6. まとめ

本論文では、昇圧時における電力誤差を 4 つの動作モー ドを用いて補償する手法を提案した。提案法により、伝送 電力誤差を最大 96.5%低減した。さらに、循環電流を抑制す ることで損失を最大 25.2%低減した。損失を低減したことに より、2 レベルモードに対し効率が向上し、最大効率 93.9% を達成した。今後は回生時の動作検証を行う。

文 献

- (1) 渡辺大貴,小岩一広,伊東淳一,大沼喜也,宮脇慧:「昇圧形アクティブバッファを有する電解コンデンサレス太陽光発電用系統連系インバータの開発」,電気学会論文誌 D, Vol. 135, No. 5, pp. 467-474 (2015)
- (2) 山口大輝,藤田英明:「昇圧チョッパと連系インバータの協調制御を 用いた電灯動力共用結線用ソーラーパワーコンディショナ」,電気 学会論文誌 D, Vol.136, No.9, pp. 655-661 (2016)
- (3) H. Kakigano, Y. Toshifumi: "Low-Voltage Bipolar-Type DC Microgrid for Super High Quality Distribution", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 25, No. 12, pp.3066-3075, 2010.
- (4) J. M. Guerrero, J. C. Vasquex, J. Matas, L. G. Vicuna, M. Castilla: "Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids—A General Approach Toward Standardization", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 58, No. 1, pp.158-172, 2011.
- (5) 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," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, no. 6, pp. 1294-1301, Nov.-Dec. 1992.
- (6) 松田朋浩, G. Guidi,河村篤男,今久保知史,佐々木裕司,軸丸武: 「交流端電圧の PWM 制御を用いたデュアルアクティブブリッジ DC-DC コンバータの高効率化に関する研究」,平成 23 年度電気学 会産業応用部門大会, No.1-55, pp. I307-I312 (2011)
- (7) B. Zhao, Q. Song, W. Liu, Y. Sun: "Dead time Effect of the High-Frequency Isolated Bidirectional Full-Bridge DC-DC Converter: Comprehensive Theoretical Analysis and Experimental Verification", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 29, No. 4, pp.1667-1680, 2014.
- (8) K. Takagi and H. Fujita: "Dynamic control and dead-time compensation method of an isolated dual-active-bridge DC-DC converter," 2015 17th



European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe), pp. 1-10, 2015.

- (9) 河内謙吾, 比嘉隼, 日下佳祐, 伊東淳一:「3 レベル駆動による Dual Active Bridge コンバータのデッドタイム誤差補償法」,電気学会論 文誌 D, Vol. 138, No. 12, pp. 944-945 (2018)
- (10) J. Itoh, K. Kawauchi, H. Watanabe, K. Kusaka: "Reduction of Transmission Power Error and Current for Dual Active Bridge DC-DC Converter in Energy Storage Systems" 2018 7th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), pp. 1135-1140, 2018.
- (11) J. Itoh, K. Kawauchi, H. Watanabe: "Non-linear Dead-time Error Compensation Method of Dual Active Bridge DC-DC Converter for Variable DC-bus Voltage" 6th International Conference On Smart Grid (icSmartGrid), pp. 208-213, 2018.