

デッドタイムに起因する非線形電力誤差の補償法における Dual Active Bridge コンバータの電流実効値低減法

正 員 河内 謙吾* 正 員 比嘉 隼* 正 員 渡辺 大貴*
正 員 目下 佳祐* 上級会員 伊東 淳一*a)

Current Reduction Method for Dual Active Bridge Converter in Non-linear Dead-time Compensation Method

Kengo Kawauchi^{*}, Member, Hayato Higa^{*}, Member, Hiroki Watanabe^{*}, Member,
Keisuke Kusaka^{*}, Member, Jun-ichi Itoh^{*a)}, Senior Member

(20XX 年●月●日受付, 20XX 年●月●日再受付)

This paper proposes a control method for a dual active bridge (DAB) converter, which achieves both a reduction method of a non-linear transmission power error due to the dead-time and an inductor current reduction with a three-level operation. The non-linear transmission power error is compensated by designing a zero current period in the inductor current by the three-level operation. In addition, the inductor current reduction method for the three-level operation is also proposed. In the non-linear transmission power error compensation method, the inductor current is reduced by suppressing the circulating current with determining zero-current period to be the dead-time. The validity of the proposed method is confirmed by a 2.0-kW prototype. As the experimental results, the transmission power error is reduced by up to 85.1%. In addition, the inductor current is reduced by up to 64.1% and loss is reduced by up to 58.6%. Moreover, the DC offset is eliminated by utilizing the voltage polarity reverse phenomenon in the voltage control.

キーワード：デュアルアクティブブリッジコンバータ，DC-DC コンバータ，デッドタイム，電流実効値

Keywords : dual active bridge converter, dc-dc converter, dead-time, current RMS value

1. はじめに

近年、環境問題を背景として再生可能エネルギーの導入が拡大しており、電力変換回数の低減を目的として DC マイクログリッドが盛んに研究されている⁽¹⁾⁻⁽⁵⁾。再生可能エネルギーの発電量は自然条件に依存するため、蓄電システムによって高圧直流バスの電力変動を補償する必要がある。蓄電システムは直流バス側と蓄電デバイス間の電力を制御するために双方向絶縁型 DC-DC コンバータが必要であり、そ

の一方として Dual Active Bridge (DAB) コンバータが活発に研究されている⁽⁶⁾⁻⁽⁸⁾。DAB コンバータは 1 次側と 2 次側のトランス電圧の位相差を制御することで電力を双方向に伝送できる。また、インダクタ電流によってデッドタイム中に寄生容量の電荷をゼロまで放電できるため、追加素子なしにゼロ電圧スイッチング(ZVS)を達成可能である。特に、DAB コンバータは入出力電圧比とトランスの巻き数比が一致している場合において最も広い範囲で ZVS を達成できる特徴がある⁽⁹⁾。

しかし、DAB コンバータは軽負荷領域において、デッドタイムにより位相差に誤差が生じ、伝送電力に線形、もしくは非線形に誤差が発生する問題がある⁽¹⁰⁾⁻⁽¹²⁾。文献(11)において、デッドタイム誤差補償法が提案されているが、この手法はデッドタイムによる電力誤差が一定である場合に

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

* 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.

1603-1, Kamitomioka, Nagaoka, Niigata 940-2188, Japan

のみ適用可能であり，電力誤差が非線形に発生する電圧極性反転現象によるデッドタイム誤差については補償できない⁽¹²⁾。この電圧極性反転現象は，ZVS 範囲が最も広い入出力電圧比とトランスの巻き数比が一致している場合や，その動作点の近傍にて顕著に発生するため，補償法の確立が要求される。

この問題に対し，筆者らはこれまでにゼロ電圧期間を含んだ 3 レベル電圧波形を用いることで，電圧極性反転現象による非線形電力誤差を補償する方法を提案し，実機試験によりその有用性を確認している⁽¹³⁾。電圧極性反転現象は 3 レベル電圧波形により，インダクタ電流にゼロ電流期間を設け，ゼロ電流期間をデッドタイム以上に制御することで抑制できる。しかし，本手法ではインダクタ電流の実効値が増加し，効率が低下する問題があった。

本論文では 3 レベル動作を用いた非線形電力誤差補償法を基に，2 つの動作モードを用いて伝送電力指令に対する位相差とゼロ電圧期間を最小に制御することでインダクタ電流実効値を低減する方法を提案する。これにより電力誤差補償を実現するとともに，導通損失，および銅損を大幅に低減する。

本論文の構成は，次のようになっている。まず，2 章において 2 レベル動作における電圧極性反転現象による伝送電力誤差について述べる。3 章では非線形デッドタイム誤差補償法について述べる。4 章では非線形デッドタイム誤差補償法における電流実効値低減手法について述べる。最後に定格 2.0 kW の試作器を用いて非線形デッドタイム誤差を補償し，デッドタイム誤差領域において電流実効値を低減することにより損失を低減できることを実験により明らかにする。

2. 2 レベル動作におけるデッドタイムの影響

図 1 に DAB コンバータの回路図を示す。DAB コンバータは 2 つのフルブリッジインバータと高周波トランスで構成される。各インバータからはデューティ 0.5 の方形波電圧が出力され，トランス 1 次側，および 2 次側の方形波電圧の位相差により電力が伝送される。

図 2 に 2 レベル駆動時の動作波形を示す。まず，定常状態におけるインダクタ電流は(1)式となる。

$$i_L(\theta) = \begin{cases} \frac{V_{in} + NV_{out}}{\omega L} \theta - \frac{1}{2\omega L} \{ \pi V_{in} + (2\delta - \pi) V_{out} \} & (0 \leq \theta \leq \delta) \\ \frac{V_{in} - NV_{out}}{\omega L} (\theta - \delta) + \frac{1}{2\omega L} \{ (2\delta - \pi) V_{in} + \pi V_{out} \} & (\delta \leq \theta \leq \pi) \end{cases} \quad (1)$$

なお，(1)式においては寄生容量と励磁電流によるインダクタ電流への影響は無視できるものとする。またインダクタ電流 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分のみ示している。(1)式より，2 レベルモードにおける伝送電力 P は(2)式となる。

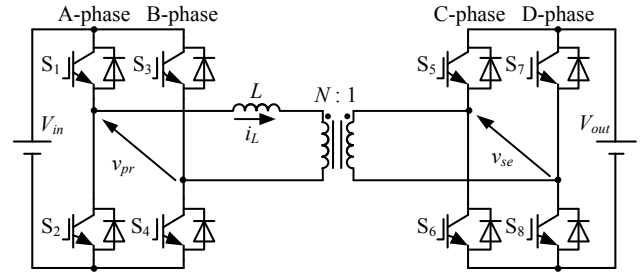


Fig. 1. Dual active bridge converter.

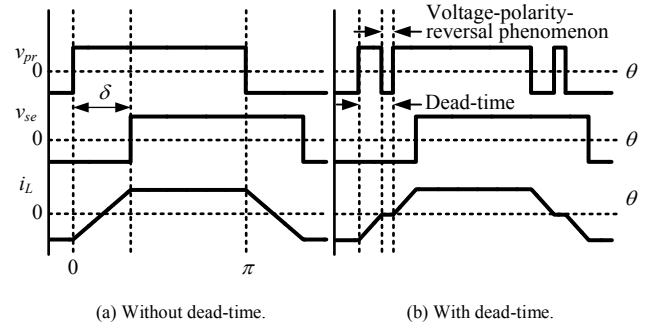


Fig. 2. Operation waveforms with two-level operation.

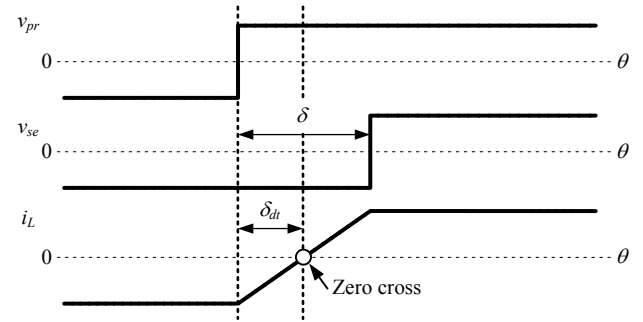


Fig. 3. Beginning point of voltage polarity reversal phenomenon.

$$P = \frac{V_{in} NV_{out}}{\omega L} \delta \left(1 - \frac{|\delta|}{\pi} \right) \quad \left(-\frac{\pi}{2} \leq \delta \leq \frac{\pi}{2} \right) \quad (2)$$

ここで， V_{in} は入力電圧， V_{out} は出力電圧， N は高周波トランスの巻き数比， ω はスイッチング角周波数， L は漏れインダクタンス， δ は 1 次側トランス電圧 v_{pr} と 2 次側トランス電圧 v_{se} の位相差である。デッドタイムを考慮しない場合，(2)式に対して誤差なく電力伝送が可能となる。

一方，実際の回路においては各フルブリッジインバータの上下アーム短絡を防止するためのデッドタイムを設ける必要がある。デッドタイムがある場合，図 2(b) に示すように軽負荷領域でインダクタ電流が 1 次側トランスに通流しない期間が生じる。その結果，トランス一次電圧の極性が反転する電圧極性反転現象が発生し，伝送電力に誤差が生じる⁽¹²⁾。

図 3 に $V_{in} = NV_{out}$ 時における電圧極性反転現象の発生条件を示す。図 3 より，電圧極性反転現象の発生タイミングは，インダクタ電流のゼロクロス点がデッドタイム終了時となる場合である。よって(1)式を用いて(3)式が得られる。

$$\frac{V_{in} + NV_{out}}{\omega L} \delta_{dt} - \frac{1}{2\omega L} \{ \pi V_{in} + (2\delta - \pi) V_{out} \} = 0 \quad \dots\dots\dots (3)$$

$$\delta = 2\delta_{dt}$$

ここで、 δ_{dt} はデッドタイム T_{dt} をラジアンに換算した値であり、(4)式で表される。

$$\delta_{dt} = \omega T_{dt} \quad \dots\dots\dots (4)$$

(3)式、および(4)式より、 $V_{in} = NV_{out}$ 時における電圧極性反転現象が発生し始める位相差指令はデッドタイムの2倍の位相シフト量であるときとわかる。

図4に電圧極性反転現象による伝送電力への影響を示す。電圧極性反転現象は、インダクタ電流がデッドタイム中にゼロになるタイミングによって、電圧極性反転の幅が変動するため、位相差 δ が $2\delta_{dt}$ から δ_{dt} においては伝送電力の誤差が変動する。位相差が δ_{dt} から0の領域では、デッドタイム期間中にダイオードにインダクタ電流が導通しなくなるため、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。また、電力伝送のための位相差がデッドタイム δ_{dt} 以下の場合 ($0 < \delta < \delta_{dt}$)、デッドタイム期間中にダイオードが導通しないことによって、指令した位相差が打ち消されるため位相差を指令しても電力を伝送できない不感帯となる⁽¹²⁾。

3. デッドタイムに起因する非線形電力誤差の補償法

〈3・1〉 従来の動作波形 図5に従来法における3レベルモードの動作波形を示す。従来法では、位相差を固定値として、1次側と2次側のゼロ電圧期間 ε , γ を制御して電力を伝送する。このとき、インダクタ電流にゼロ電流期間を設けるために1次側と2次側のゼロ電圧期間は一致させて制御する。まず、図5(a)に示したモード1の定常状態におけるインダクタ電流は(5)式となる。

$$i_L(\theta) = \begin{cases} \frac{V_{in}}{\omega L}(\theta - \delta + \varepsilon) & (0 \leq \theta \leq \delta - \varepsilon) \\ 0 & (\delta - \varepsilon \leq \theta \leq \varepsilon) \\ \frac{V_{in}}{\omega L}(\theta - \varepsilon) & (\varepsilon \leq \theta \leq \pi - \varepsilon) \\ \frac{V_{in}}{\omega L}(\pi - 2\varepsilon) & (\pi - \varepsilon \leq \theta \leq \delta + \varepsilon) \\ \frac{V_{in}}{\omega L}(\pi - \theta - \varepsilon + \delta) & (\delta + \varepsilon \leq \theta \leq \pi) \end{cases} \quad \dots\dots\dots (5)$$

なお、 $V_{in} = NV_{out}$ とし、寄生容量と励磁電流によるインダクタ電流への影響は無視できるものとする。(5)式より、3レベルモードIにおける伝送電力 P は(6)式となる。

$$P = \frac{2}{2\pi} \int_0^\pi v_{pr}(\theta) i_L(\theta) d\theta \quad \dots\dots\dots (6)$$

$$= \frac{V_{in}^2}{2\pi\omega L} (\pi - 2\varepsilon)^2$$

なお、ゼロ電圧期間 ε の動作範囲は $0 \leq \theta \leq \pi$ である。また、(5)式より電流実効値 i_{L_RMS} は(7)式で与えられる。

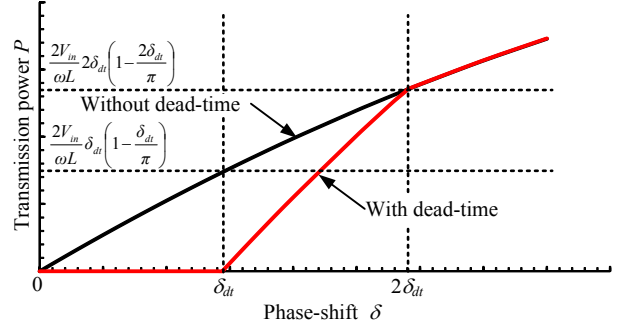
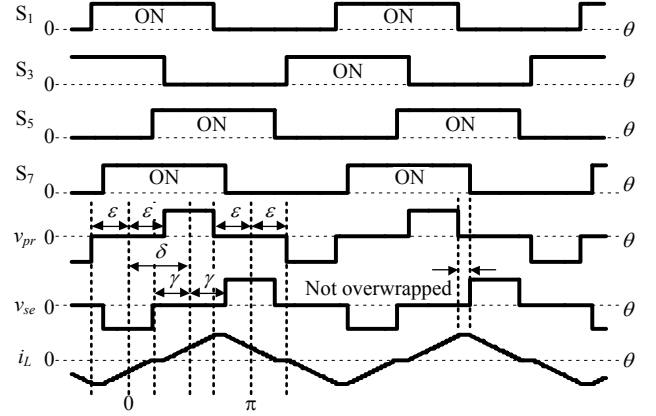
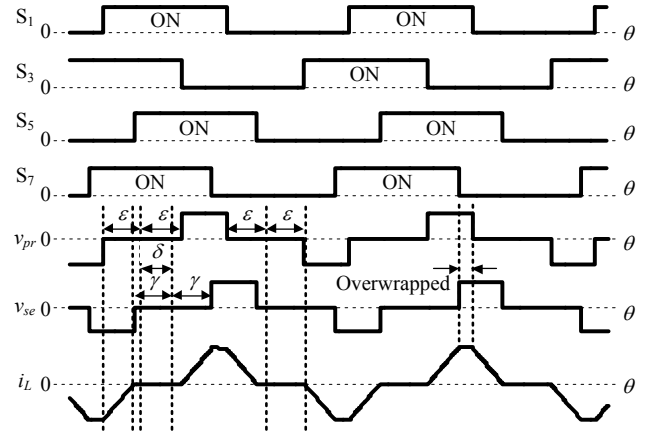


Fig. 4. Effect of dead-time for transmission power.



(a) Three-level mode I.



(b) Three-level mode II.

Fig. 5. Waveforms of conventional three-level operation.

$$i_{L_RMS} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^\pi i_L^2(\theta) d\theta} \quad \dots\dots\dots (7)$$

$$= \frac{V_{in}}{\omega L} \sqrt{\frac{1}{3\pi} (2\varepsilon - \pi)^2 (3\delta - \pi + 2\varepsilon)}$$

ここで、(5)、(6)、(7)式が成立するには、1次側のトランス電圧波形と2次側のトランス電圧波形が重ならない必要がある。よって(5)、(6)、(7)式が成立する条件は、図5より(8)式で表される。

$$2\varepsilon > \pi - \delta \quad \dots\dots\dots (8)$$

次に、図 5(b)に示す 3 レベルモード II の定常状態におけるインダクタ電流を(9)式に示す。なお、モード I と同様に $V_{in}=NV_{out}$ とし、

$$i_L(\theta) = \begin{cases} 0 & (0 \leq \theta \leq \varepsilon) \\ \frac{V_{in}}{\omega L}(\theta - \varepsilon) & (\varepsilon \leq \theta \leq \varepsilon + \delta) \\ \frac{V_{in}}{\omega L}\delta & (\varepsilon + \delta \leq \theta \leq \pi - \varepsilon) \\ \frac{V_{in}}{\omega L}(\pi - \varepsilon + \delta - \theta) & (\pi - \varepsilon \leq \theta \leq \pi - \varepsilon + \delta) \\ 0 & (\pi - \varepsilon + \delta \leq \theta \leq \pi) \end{cases} \quad (9)$$

(9)式より、3 レベルモード II における伝送電力 P は(10)式となる。

$$\begin{aligned} P &= \frac{2}{2\pi} \int_0^\pi v_{pr}(\theta) i_L(\theta) d\theta \\ &= \frac{V_{in}^2}{2\pi\omega L} \delta(2\pi - 4\varepsilon - \delta) \end{aligned} \quad (10)$$

また、(9)式より電流実効値 i_{L_RMS} は(11)式で与えられる。

$$\begin{aligned} i_{L_RMS} &= \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^\pi i_L^2(\theta) d\theta} \\ &= \frac{V_{in}}{\omega L} \sqrt{\frac{1}{3\pi} \delta^2 (3\pi - \delta - 6\varepsilon)} \end{aligned} \quad (11)$$

(9)、(10)、(11)式が成立するには、1 次側のトランス電圧波形と 2 次側のトランス電圧波形が重なる必要がある。よって、(9)、(10)、(11)式が成立する条件は、図 5(b)より(12)式で表される。

$$2\varepsilon \leq \pi - \delta \quad (12)$$

〈3・2〉 3 レベルモードによる電圧極性反転現象抑制法
本節では、3 レベルモードを用いた電圧極性反転現象の抑制方法と、電圧極性反転現象を抑制したことによって生じる 1 次側電圧のデューティ誤差補償法について述べる。

図 6 に 3 レベルモードにおけるデッドタイムの影響を示す。電圧極性反転現象はインダクタ電流がデッドタイム中にゼロになることにより発生する。したがって、3 レベルモードを用いてインダクタ電流にゼロ電流期間 ϕ を設け、ゼロ電流期間 ϕ をデッドタイム δ_{dt} 以上に制御することで電圧極性反転現象を抑制できる。ゼロ電流期間 ϕ がデッドタイム δ_{dt} 以上となる条件は(13)式で表される。

$$\phi = 2\varepsilon - \delta \geq \delta_{dt} \quad (13)$$

しかし、ゼロ電流期間をデッドタイム以上設け、電圧極性反転現象を抑制したことによってデッドタイム中にダイオードに電流が導通しなくなり、1 次側のトランス電圧のデューティがデッドタイム分減少する。そのため、1 次側のトランス電圧のデューティを補償する必要がある。

図 7 に 3 レベルモードに対するデューティ補償法を示す。1 次側のトランス電圧のデューティは位相差 δ および 1 次側ゼロ電圧期間 ε によって決定される。したがって、1 次側のトランス電圧のデューティの補償は位相差 δ および 1 次側ゼロ電圧期間 ε の両方を補償する必要があり、図 7 のように

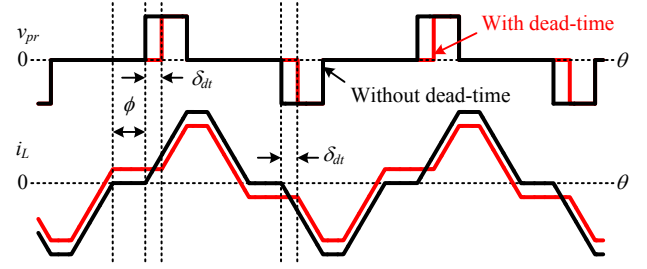


Fig. 6. Dead-time effect of three-level mode.

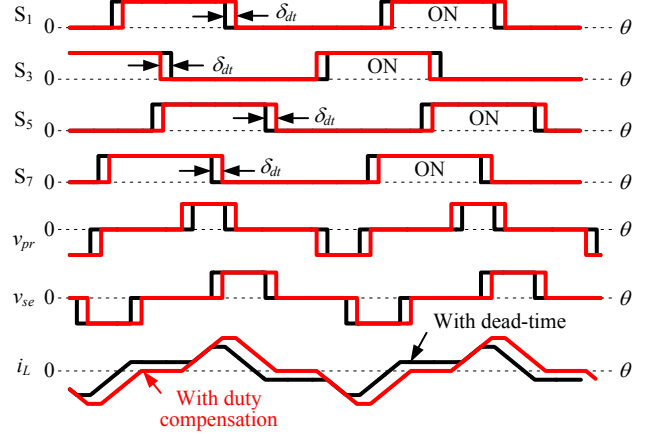


Fig. 7. Duty compensation method for three-level operation.

補償することで達成できる。この時の位相差 δ および 1 次側、2 次側のゼロ電圧期間 ε 、 γ は(14)式で表される。

$$\begin{cases} \delta^* = \delta + \frac{\delta_{dt}}{2} \\ \varepsilon^* = \varepsilon - \frac{\delta_{dt}}{2} \\ \gamma^* = \varepsilon \end{cases} \quad (14)$$

ここで、 δ^* 、 ε^* 、 γ^* は位相差指令値、1 次側トランス電圧のゼロ電圧期間指令値、2 次側トランス電圧のゼロ電圧期間指令値である。

〈3・3〉 位相差 δ の決定法および動作範囲
本節では、各 3 レベルモードにおいて固定値とする位相差 δ の決定方法について述べる。まず、3 レベルモード I の位相差の決定方法について示す。(8)式より、3 レベルモードを達成するためにはゼロ電圧期間 2ε と位相差 δ の和が π 以上となければならない。また、(6)式より、ゼロ電圧期間 ε が小さいほど伝送電力が大きくなるため、動作範囲を広く設計するためには位相差 δ はなるべく大きいことが望ましい。したがって、位相差の最大値が $\pi/2$ であることと、(14)式によって位相差 δ が補償されることを考慮すると、設計する位相差 δ は(15)式となる。

$$\delta = \frac{1}{2}(\pi - \delta_{dt}) \quad (15)$$

次に(6)式および(8)式から、ゼロ電圧期間 ε の動作範囲を(16)式に示す。

$$\frac{1}{4}(\pi + \delta_{dt}) < \varepsilon \leq \frac{1}{2}\pi \quad (16)$$

(16)式より，3 レベルモード I が達成可能な動作範囲は(17)式となる。

$$0 \leq P < \frac{V_{in}^2}{4\pi\omega L}(\pi - \delta_{dt})^2 \quad (17)$$

次に3レベルモードIIの位相差 δ の決定方法について述べる。モードIと同様に動作範囲を最大にとるには最大の伝送電力を達成可能な位相差を選択すればよい。3レベルモードにおいて伝送電力を最大とするには，位相差を大きく，ゼロ電圧期間を短く設計すればよい。電圧極性反転現象を抑制し，ゼロ電圧期間を最短に設計するには(13)式の等号が成立すればよいので， $2\varepsilon - \delta = \delta_{dt}$ を(10)式に代入し，最大電力伝送点を検討することで位相差を決定できる。このときの伝送電力は(18)式で表される。

$$P = \frac{V_{in}^2}{2\pi\omega L} \{-3\delta^2 + (2\pi - 2\delta_{dt})\delta\} \quad (18)$$

(18)式は上に凸となる位相差 δ の2次関数とみなせるため(18)式の $-\delta^2 + (2\pi - \delta_{dt})$ 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(19)式に示す。

$$\frac{d}{d\delta} \{-3\delta^2 + (2\pi - 2\delta_{dt})\delta\} = 0 \quad (19)$$

$$\delta = \frac{1}{3}(\pi - \delta_{dt})$$

次にゼロ電圧期間 ε の動作範囲を示す。(19)式より導出した位相差 δ を用いて(12)式および(13)式から導いたゼロ電圧期間 ε の動作範囲を(20)式に示す。

$$\frac{1}{6}(\pi + 2\delta_{dt}) \leq \varepsilon \leq \frac{1}{6}(2\pi + \delta_{dt}) \quad (20)$$

(19)，(20)式を(10)式に代入すると，3レベルモードIIが達成可能な動作範囲は(21)式となる。

$$\frac{V_{in}^2}{18\pi\omega L}(\pi - \delta_{dt})^2 \leq P \leq \frac{V_{in}^2}{6\pi\omega L}(\pi - \delta_{dt})^2 \quad (21)$$

図8に各動作モードにおける動作範囲を示す。デッドタイム誤差領域範囲において，0から3レベルモードIの動作限界点までは3レベルモードIを，残りのデッドタイム誤差領域はモードIIを用いて補償する。

4. 非線形電力誤差補償法におけるインダクタ電流実効値低減法

図9に従来法の3レベルモードにおける循環電流を示す。図9(a)より，3レベルモードIのインダクタ電流の半分以上が循環電流で占められることがわかる。これにより，インダクタ電流の実効値が増加し，導通損失が増加することで効率が低下する。したがって，この動作モードは効率の観点から不適である。これに対し，図9(b)の3レベルモードIIの循環電流はインダクタ電流の半分以下となっている。そこで，3レベルモードIIに着目し，循環電流を低減する手法を検討する。循環電流を低減するには，伝送電力に対する位相差 δ およびゼロ電圧期間 ε ， γ を最小に設計すればよい。ここで，電圧極性反転現象を抑制するにはゼロ電流期間 ϕ を

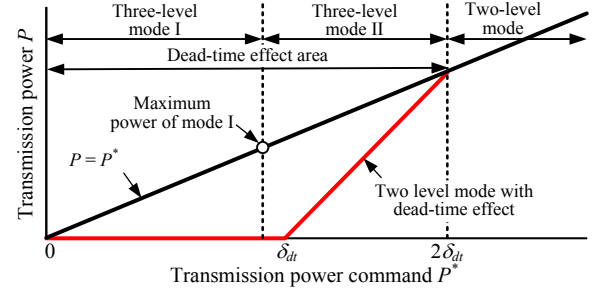


Fig. 8. Distinguishment of operation modes.

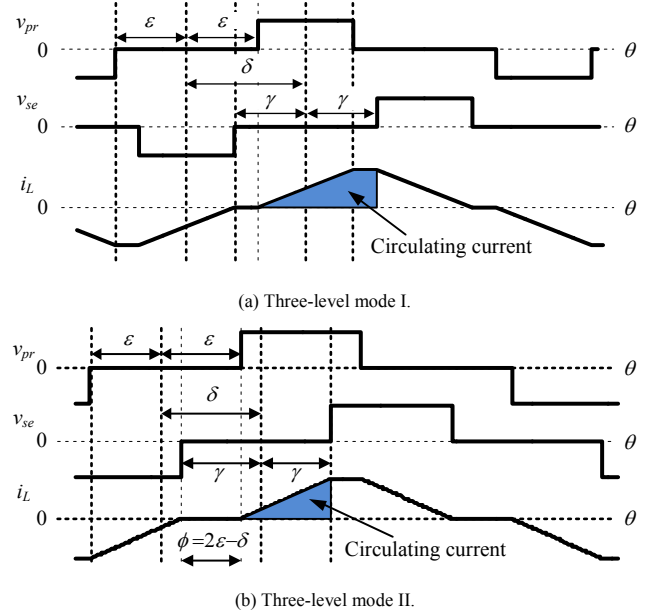


Fig. 9. Circulating current of conventional three-level mode.

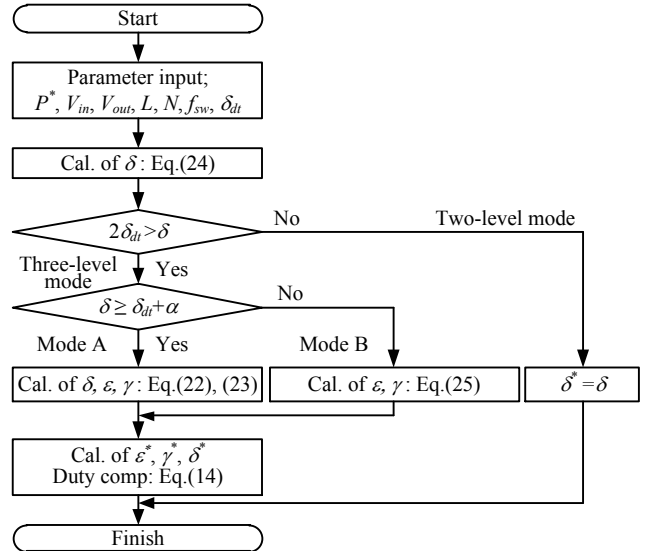


Fig. 10. Flowchart of determination of operation mode.

デッドタイム δ_{dt} 以上に設計するという制約条件がある。したがって，動作点において常にゼロ電流期間 ϕ をデッドタイム δ_{dt} に制御することで循環電流を低減できる。ゼロ電流期間 ϕ がデッドタイム δ_{dt} となる条件は，(13)式の不等号が成立するときであり，(22)式で表される。

$$\phi = 2\varepsilon - \delta = \delta_{dt} \quad (22)$$

よって, (22)式を(10)式に代入し, 位相差 δ について解くことでゼロ電流期間 ϕ がデッドタイム δ_{dt} となる位相差 δ を導出できる。このときの位相差 δ を(23)式に示す。

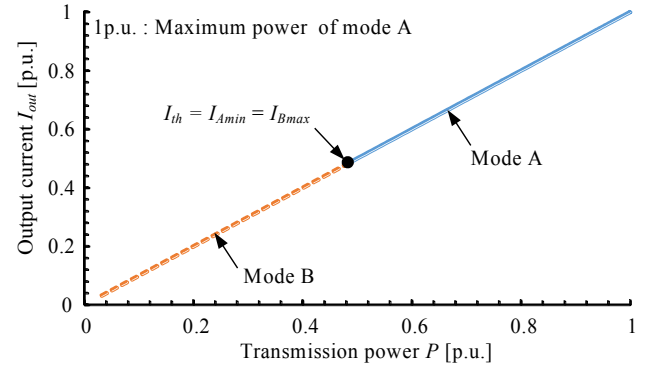
$$\delta = \frac{1}{6} \left\{ (2\pi - 2\delta_{dt}) - \sqrt{(2\pi - 2\delta_{dt})^2 - \frac{24\pi\omega LP}{V_{in}^2}} \right\} \dots\dots\dots (23)$$

また, このときの伝送電力 P は(18)式で表される。

図 10 に動作モードを決定するフローチャートを示し, 図 11 に提案動作モードの動作領域を示す。まず, 電力指令 P^* より電力伝送に必要な位相差 δ を(24)式より導出する。なお, (24)式は(2)式を位相差 δ について解くことで導出できる。

$$\delta = \frac{1}{2} \left(\pi - \sqrt{\pi^2 - \frac{4\pi\omega LP^*}{V_{in}^2}} \right) \dots\dots\dots (24)$$

導出した位相差 δ とデッドタイム δ_{dt} の関係が $\delta > 2\delta_{dt}$ の場合に従来の方波動作, $\delta \leq 2\delta_{dt}$ では 3 レベル動作を使用する。計算した位相差 δ を位相差指令 δ^* とすることで電力指令通りに動作可能である。一方で 3 レベル動作となった場合は, (23)式により導出した位相差 δ と(22)式より求められるゼロ電圧期間 $\varepsilon = \gamma$ を制御して電力を伝送する。位相差 δ がデッドタイム δ_{dt} となるとデッドタイム中にインダクタ電流がゼロになり電圧極性反転現象が発生するため, 位相差 δ は $\delta_{dt} < \delta$ を満足する必要がある。よって, この条件を満たすために位相差 δ がデッドタイム δ_{dt} となる際には, 位相差 δ に余裕度 α を持たせ $\delta_{dt} + \alpha$ までを制御範囲とする。ここで, 余裕度 α を大きく設計すると循環電流が増加するため, 余裕度 α 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 α を 1 クロック程度長めに設計すればよい。 $\delta_{dt} + \alpha$ 以降の負荷領域については位相差を $\delta_{dt} + \alpha$ に固定し, ゼロ電圧期間のみを制御する。このとき指令値とするゼロ電圧期間 ε は(10)式をゼロ電圧期間 ε について解き, 位相差 δ を $\delta_{dt} + \alpha$ とすると得られ, (25)式で表される。



$$\varepsilon = \frac{1}{4} \left\{ 2\pi - (\delta_{dt} - \alpha) - \frac{2\pi\omega LP^*}{\delta V_{in}^2} \right\} \dots\dots\dots (25)$$

このときの動作モードを Mode B とし, ゼロ電流期間をデッドタイムに制御する動作モードを Mode A とする。また, Mode B の伝送電力 P は(26)式で表される。

$$P = \frac{V_{in}^2}{2\pi\omega L} (\delta_{dt} + \alpha) (2\pi - 4\varepsilon - \delta_{dt} - \alpha) \dots\dots\dots (26)$$

5. 非線形電力誤差補償法における電圧制御

図 12 に非線形電力誤差補償法における電圧制御の制御ブロック図を示す。本提案法では, PI 制御器の出力を出力電流指令 I_{out}^* とし, 出力電流指令 I_{out}^* を用いて動作モードを決定する。ここで, 各動作モードの出力電流 I_{out} は(18)式および(26)式を出力電圧 V_{out} で除算することで導出でき, (27)式および(28)式で表される。

$$I_{out} = \frac{V_{in}}{2\pi\omega L} \{-3\delta^2 + (2\pi - 2\delta_{dt})\delta\} \dots\dots\dots (27)$$

$$I_{out} = \frac{V_{in}}{2\pi\omega L} (\delta_{dt} + \alpha) (2\pi - 4\varepsilon - \delta_{dt} - \alpha) \dots\dots\dots (28)$$

また, 動作モード切り替えにおける出力電流の閾値 I_{th} は Mode B の最大値 I_{Bmax} であり, (18)式において位相差 δ を $\delta_{dt} + \alpha$ とすることで導出でき, (29)式で表される。

$$I_{th} = \frac{V_{in}}{2\pi\omega L} \{-(\delta_{dt} + \alpha)^2 + 2\pi - \delta_{dt}\} \dots\dots\dots (29)$$

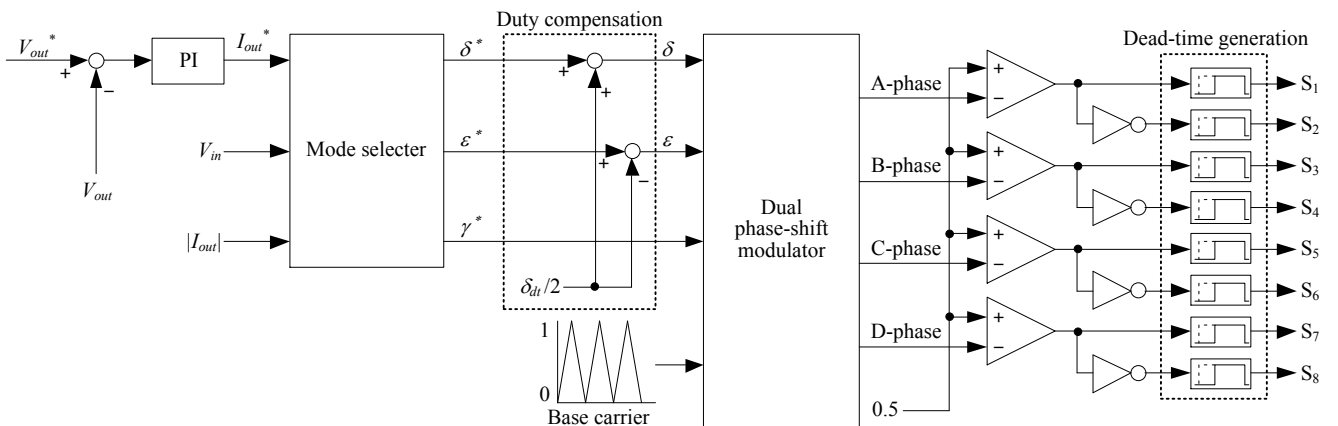
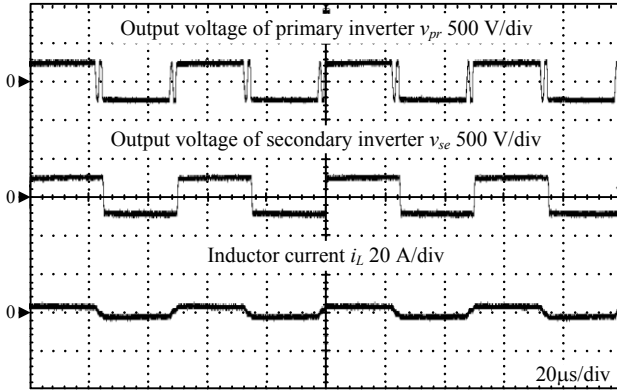


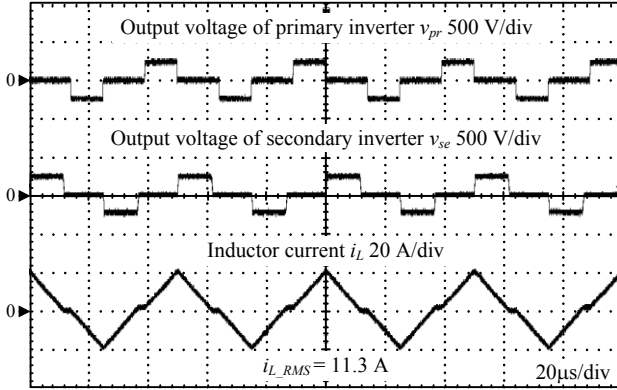
Fig. 12. Voltage control block diagram for non-linear transmission power compensation method.

Table. I Experimental specifications.

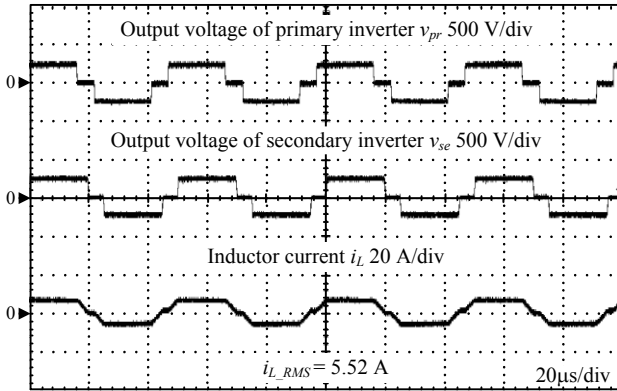
Quantity	Symbol	Value
Input voltage	V_{in}	240 V
Output voltage	V_{out}	240 V
Rated power	P	2.0 kW
Dead time	T_{dt}	2.1 μ s (15 deg)
Additional inductance	L	128 μ H
Turn ratio of transformer	N	1
Switching frequency	f_{sw}	20 kHz
Output capacitance	C	226 μ F
Margin of dead time	α	0.36 deg
Phase shift of three-level mode I	δ_I	82.44 deg
Phase shift of three-level mode II	δ_{II}	54.96 deg



(a) Two-level mode.



(b) Three-level mode with conventional method.



(c) Three-level mode with proposed method.

Fig. 13. Experimental waveforms of operation methods.

出力電流 I_{out} が出力電流の閾値 I_{th} 以上となるならば, Mode A を, 出力電流 I_{out} が出力電流の閾値 I_{th} 未満となるならば

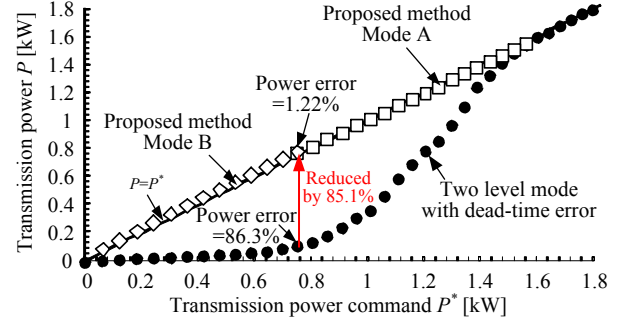


Fig. 14. Characteristic of transmission power.

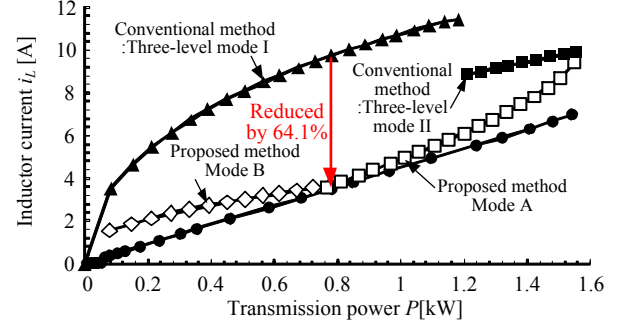


Fig. 15. Characteristics of output power and inductor current.

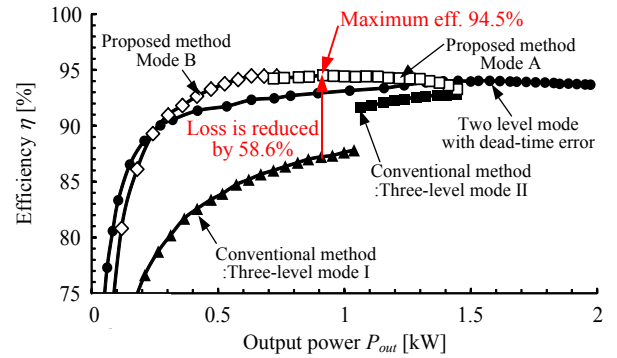


Fig. 16. Efficiency characteristics of proposed method and conventional method.

Mode B を用いる。なお、閾値 I_{th} は Mode A の最小値 I_{Amin} でもあるため Mode A と Mode B は連続している。したがって、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、DAB コンバータは負荷変動時においてインダクタ電流に直流偏差が発生する問題があるが、電圧極性反転現象を利用し、インダクタ電流をゼロにクランプさせることでインダクタ電流の直流偏差重量を抑制することができる。

6. 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 13 に電力指令 $P^* = 1.1$ kW 時の 2 レベルモード、従来法および提案法の動作波形を示す。このとき、2 レベルモードにおける位相差指令値 δ は 20 deg であり、 $\delta_{dt} \leq \delta \leq 2\delta_{dt}$ であるため電圧極性反転現象の影響範囲内である。図 13(a) より、電圧極性反転現象が発生していることがわかる。これにより、伝送電力に誤差が発生する。非線形デッドタイム誤差補償法を用いることで電圧極性反転現象を抑制しているこ

とが図 13(b)よりわかる。しかし，インダクタ電流が循環電流を半分含む三角波となり，インダクタ電流実効値が 11.3A となっているため，損失が増大する。これに対し図 13(c)より，インダクタ電流のゼロ電流期間をデッドタイム期間となるように制御することで循環電流を抑制し，インダクタ電流の実効値を 5.52 A に低減した。その結果，インダクタ電流の実効値を従来法に対し 51.2%の低減に達成している。

図 14 に指令伝送電力に対する伝送電力の関係を示す。2 レベルモードでは，電圧極性反転現象が生じることにより伝送電力に誤差が生じ，最大 86.3%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電圧極性反転現象を抑制し，85.1%の電力誤差の低減を達成した。

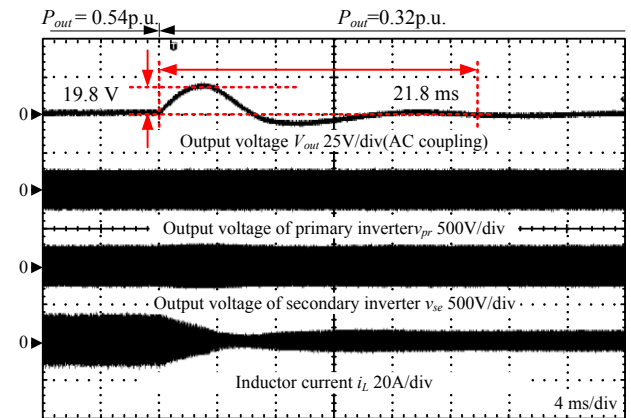
図 15 に提案法および従来法と極性反転現象発生下における 2 レベルモードのインダクタ電流実効値と伝送電力の関係を示す。従来法では循環電流によって電力を伝送するために最大 11.0 A のインダクタ電流を要しており，2 レベルモードの 2 倍以上の電流が導通している。提案法により，循環電流を抑制することによってインダクタ電流実効値を最大 64.1%低減した。0.8 kW 以下においてインダクタ電流実効値が増加しているのは軽負荷になるにつれてゼロ電圧期間が増加することで循環電流が増加するためである。

図 16 に各動作モードの効率特性を示す。従来法においてはインダクタ電流が 2 レベルモードに対して 2 倍以上流れることで，導通損失が増加し効率が低下している。これに対し，提案法を適用することにより，インダクタ電流実効値の増加を抑制し，損失を最大 58.6%低減することを達成した。

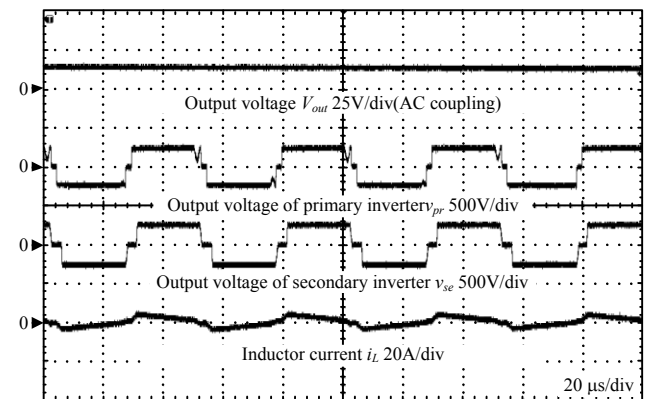
図 17 に電圧制御下において，負荷を 0.54p.u.から 0.32p.u.にステップ変化させた場合の動作波形を示す。図 17(b)より，過渡時に電圧極性反転現象が発生することでインダクタ電流がゼロにクランプされていることが分かる。その結果，インダクタ電流に直流偏差が重畳することなく負荷変動を達成している。

7. まとめ

本論文では，非線形デッドタイム誤差補償法におけるインダクタ電流の実効値低減手法を提案した。提案法では，循環電流を抑制するために，伝送電力に対する位相差とゼロ電流期間を最小に制御することにより，インダクタ電流の実効値を低減できる。このとき，従来法に対してインダクタ電流実効値を最大 64.1%低減している。これにより，最大 58.6%の損失低減を達成した。また，電流実効値低減手法下においても電圧極性反転現象を抑制することにより，伝送電力誤差を最大 85.1%低減できることを確認した。加えて，電圧制御下において電圧極性反転現象を利用することで負荷変動時におけるインダクタ電流の直流偏差重畳を抑制できることを示した。今後は，入出力電圧が変動した場合における非線形電力誤差補償法について検討を行う。



(a) Operation waveforms of load step.



(b) Operation waveforms in transient state.

Fig. 17. Load step dynamic response.

文 献

- (1) M. Mao, Z. Dong, L. Chang: "Accurate Output Power Control of Converters for Microgrids Based on Local Measurement and Unified Control", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 4, No. 4, pp.331-338, 2015.
- (2) 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.
- (3) J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, 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.
- (4) X. Liu, P. Wang and P. C. Loh, "A Hybrid AC/DC Microgrid and Its Coordination Control," in IEEE Transactions on Smart Grid, vol. 2, no. 2, pp. 278-286, June 2011.
- (5) B. Zhao, Q. Song, W. Liu and Y. Xiao, "Next-Generation Multi-Functional Modular Intelligent UPS System for Smart Grid," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no. 9, pp. 3602-3618, Sept. 2013.
- (6) 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替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)
- (7) T. Abe, N. M. L. Tan, H. Akagi: "Experimental Discussion on a 6-kW, 2-kWh Battery Energy Storage System Using a Bidirectional Isolated DC/DC Converter", IEEJ Trans. IA, Vol.132, No.2, pp. 233-240 (2012) (in Japanese)
阿部敬宏・ナディアメイリントン・赤木泰文: 「双方向絶縁形 DC/DC

コンバータを用いた 6kW, 2kWh 電池電力貯蔵システムの実験的検討」, 電学論 D, Vol. 132, No. 2, pp. 233-240 (2012)

- (8) T. Matsuda, G. Guidi, A. Kawamura, T. Imakubo, Y. Sasaki and T. Jikumaru: "Improvement of Efficiency of Dual Active Bridge DCDC Converter by Using Pulse Width Modulation in AC Voltage", pp.1-55 (2011) (in Japanese)
松田朋浩・Giuseppe Guidi・河村篤男・今久保知史・佐々木裕司・軸丸武弘: 「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検討」, 産業応用部門大会, pp.1-55 (2011)
- (9) 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.
- (10) S. Inoue and A. Akagi: "Operation Voltage and Loss Analysis of a Bi-Directional Isolated DC-DC converter", IEEJ Trans. IA, Vol.127, No.2, pp.188-197 (2007) (in Japanese)
井上重徳・赤木泰史: 「双方向絶縁型 DC-DC コンバータの動作電圧と損失解析」, 電学論 D, Vol.127, No.2, pp.188-197 (2007)
- (11) 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), Geneva, 2015, pp. 1-10.
- (12) B. Zhao, Q. Song, W. Liu and Y. Sun, "Dead-Time Effect of the High-Frequency Isolated Bidirectional Full-Bridge DC-DC Converter: Comprehensive Theoretical Analysis and Experimental Verification," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 4, pp. 1667-1680, April 2014.
- (13) K. Kawauchi, H. Higa, K. Kusaka and J. Itoh: "Dead-time Compensation Method for Dual Active Bridge Converter with Three-level Operation", IEEJ Trans. IA, Vol.138, No.12, pp. 944-945 (2018) (in Japanese)
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」, 電学論 D 研究開発レター, Vol. 138, No. 12, pp. 944-945 (2018)

河内 謙 吾



(正員) 1993 年 12 月 30 日生。2017 年 3 月, 東洋大学卒業。2019 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, 三菱電機(株)入社。主に双方向絶縁型 DC-DC コンバータに関する研究に従事。

比 嘉 隼



(正員) 1991 年 11 月 7 日生。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。2019 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)。同年 4 月, (株)明電舎入社。主に双方向絶縁形 DC-DC コンバータに関する研究に従事。

渡 辺 大 貴 (正員) 1989 年 11 月 23 日生。2013 年 3 月長岡技術科学大学電気電子情報工学課程卒業。同年 4 月同大学大学院



工学研究科修士課程電気電子情報工学専攻に進学。2017 年 9 月から 2018 年 2 月まで Swiss Federal Institute of Technology in Lausanne (EPFL)に Trainee として所属。2018 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)。同年 4 月より長岡技術科学大学産学官連携研究員。主に太陽光発電向け電力変換回路の研究に従事。

日 下 佳 祐



(正員) 1989 年 2 月 3 日生まれ。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)に 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。

伊 東 淳 一



(上級会員) 1972 年 1 月 6 日生。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。