

3 レベル動作を有する Dual Active Bridge コンバータを用いた非線形デッドタイム誤差領域における電圧制御法

学生員 河内 謙吾 正員 渡辺 大貴 上級会員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Linearization Method of Voltage Control for Dual Active Bridge Converter with Three-level Operation

Kengo Kawauchi*, Student-member, Hiroki Watanabe, member, Jun-ichi Itoh, Senior-member (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a linearization method of voltage control for Dual Active Bridge (DAB) converter with three-level operation including zero-voltage phase. In particular, the transferred power error caused by the dead-time is compensated by operating zero-voltage phase in order to be longer than the error phase caused by the dead-time. In addition, voltage control is operated by linear equation relationship between output current and zero-voltage phase. The validity of the proposed method is confirmed by a 2.3-kW prototype. From the experimental results, transmission-power error is reduced by 76.3%. Moreover, the converter efficiency is improved by 48.2%.

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, 電圧制御

Keywords : Dual active bridge converter, DC-DC converter, dead time, voltage control

1. はじめに

近年, スマートグリッドを対象に高圧直流バスとバッテリーを接続する蓄電システムが盛んに研究されている。また, 蓄電システムには直流バス側と蓄電デバイス間の電力を制御する双方向絶縁型 DC-DC コンバータが必要であり, その一方式として Dual Active Bridge (DAB) コンバータが活発に研究されている⁽¹⁾⁽³⁾。DAB コンバータは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, ゼロ電圧スイッチング(ZVS)を達成できるため, 高効率化が可能である。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, 伝送電力に誤差が発生する問題がある⁽¹⁾。この問題に対して, これまでに筆者らはゼロ電圧期間を有する 3 レベル駆動により電力誤差を低減する方法を提案し, 実機試験によりその有用性を確認している⁽²⁾。

一方で, DAB コンバータは, 位相差と出力電流の関係が非線形であるため, 電圧制御が低速化する問題がある。この問題に対し, 非線形項に対して逆関数を適用することで線形化する手法が提案されている⁽³⁾。しかし, この逆関数の導出は非常に複雑な上, インダクタ電流を三角波状に制御する必要があり, 電流実効値が増加する課題がある。さらに軽負荷領域ではデッドタイムにより電力誤差⁽¹⁾が発生するため, 電圧制御の低速化が問題となる。

本論文では 3 レベル動作による電圧制御の線形化手法を提案する。本手法は各インバータの位相差を固定値とし, 出力電流と線形の関係であるゼロ電圧期間により電圧制御

を達成する。さらにインダクタ電流を台形波状に制御することで従来手法と比較して軽負荷の電流実効値を低減できる。定格 2.3kW の試作器により, 軽負荷領域の電流から位相差の線形化を達成したので報告する。

2. 回路構成および動作原理

<2.1> 回路構成

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。3 レベル動作のゼロ電圧期間を制御には各レグのキャリアの位相差を制御することで達成する。

<2.2> デッドタイムによる電力誤差の補償法

図 2 に 2 レベル動作時の波形を示す。デッドタイムを考慮しない場合, 極性反転現象による電力誤差は発生せず, 一次側および二次側トランス電圧間の位相差 δ によって出力電力を制御できる。2 レベル時の伝送電力 P_{2Lv} と位相差 δ の関係を(1)式に示す⁽⁴⁾。

$$P_{2Lv} = \frac{V_{in} V_{out}}{\omega L} \delta \left(1 - \frac{|\delta|}{\pi} \right) \dots\dots\dots(1)$$

ここで, V_{in} は入力電圧, V_{out} は出力電圧, ω はスイッチング角周波数, L は漏れインダクタンスである。しかし, デッドタイム期間中にインダクタ電流がゼロになると, 1 次側トランスに電流が通流しない期間が生じる。その結果, 図 2(b) のように意図しないタイミングでトランス電圧の極性が反転する電圧極性反転現象が発生する。デッドタイム期間中はトランス電圧に対して位相差を与えられないため, 位相

差がデッドタイム期間以下となる領域では電力伝送が制御できない。これは位相差 δ が小さくなる軽負荷領域で特に顕著になる⁽¹⁾。

図3に位相差 δ と伝送電力 P の関係を示す。デッドタイムを考慮しない場合、軽負荷においては位相差と伝送電力は(1)式と一致する。しかし、デッドタイムを考慮すると、電圧極性反転現象により、伝送電力に理論値に対して誤差が発生し、指令値通りの電力を伝送できない問題がある。提案法ではゼロ電圧期間を有する3レベル電圧動作を適用することでデッドタイムによる電力誤差を補償する。

図4に提案する補償法を示す。本方式は1次側、2次側トランス電圧のゼロ電圧期間 ε 、 γ および、位相差 δ により制御を行う。電圧極性反転現象は、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、各インバータのゼロ電圧期間を用いて、インダクタ電流がゼロになるタイミングとデッドタイム期間に入るタイミングを一致させることで電圧極性反転現象を回避する。図4(b)から3レベル動作時の伝送電力は各ゼロ電圧期間 ε により(2)式となる⁽²⁾。

$$P_{3Lv} = \frac{V_{in} V_{out}}{2\pi\omega L} \delta(2\pi - 4\varepsilon - \delta) \dots\dots\dots (2)$$

ただし、提案する3レベル動作は位相差とゼロ電圧期間の条件が $\pi > \delta + \varepsilon$ のみ成立する。また、位相差およびゼロ電圧期間にデッドタイム分の誤差が発生するため、補償が必要となる。デッドタイム誤差を補償した位相差指令 δ_{ref} および各インバータのゼロ電圧期間指令 ε_{ref} 、 γ_{ref} を(3)式に示す。

$$\begin{aligned} \delta_{ref} &= \delta^* + \delta_{dt} / 2 \\ \varepsilon_{ref} &= \varepsilon^* - \delta_{dt} / 2 \dots\dots\dots (3) \\ \gamma_{ref} &= \varepsilon^* \end{aligned}$$

<2.3> 3レベル動作による出力電圧制御

本章では提案する3レベル動作を用いた軽負荷領域での電圧制御について説明する。従来のDABコンバータでは位相差 δ を伝送電力に応じて変更する。ここで、(1)式を位相差 δ について解き、伝送電力 P_{2Lv} を出力電圧 V_{out} で除算することで、2レベル動作の出力電流 I_{out} と位相差 δ の関係は(4)式となる。

$$\delta = \frac{1}{2} \left(\pi - \sqrt{\pi^2 - \frac{4\pi\omega L}{V_{in}} I_{out}} \right) \dots\dots\dots (4)$$

(4)式より、位相差 δ と出力電流 I_{out} の関係は非線形であることがわかる。つまり、PI制御器の操作量と実際の電流値が比例しない。特に軽負荷領域ではこれに加えてデッドタイムによる電力誤差が発生するため、制御器の設計が困難となる。

一方、提案する3レベル動作では位相差 δ を定数とし、ゼロ電圧期間 ε を調整することで伝送電力を制御する。したがって前述の制御の非線形性の影響を無くすためには、ゼロ電圧期間と出力電流の関係が線形となればよい。(2)式をゼロ電圧期間 ε_{ref} について解き、伝送電力 P_{3Lv} を出力電圧 V_{out}

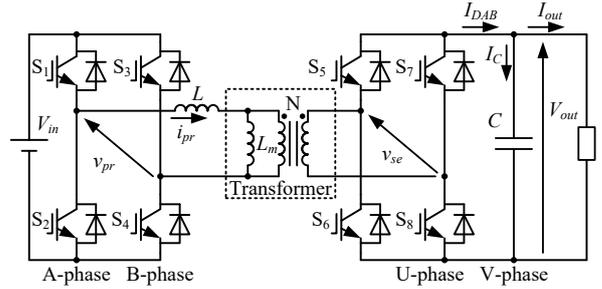


Fig. 1. Dual active bridge converter.

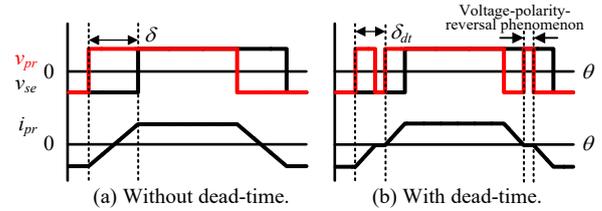


Fig. 2. Operation waveform with conventional two-level operation.

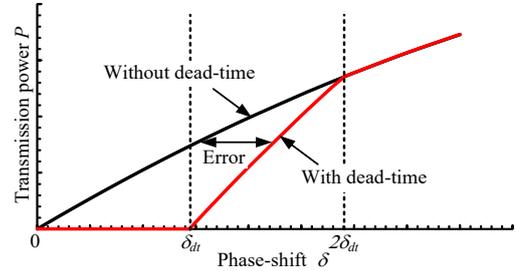


Fig. 3. Relationship between transmission power and phase-shift.

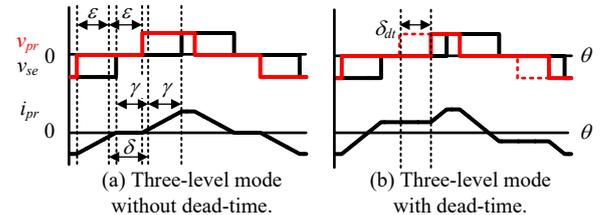


Fig. 4. Operation waveforms with proposed three-level operation.

で除算すると、出力電流 I_{out} との関係は(5)式で表される。

$$\varepsilon_{ref} = \frac{1}{4} \left(2\pi - \delta - \frac{2\pi\omega L}{\delta V_{in}} I_{out} \right) \dots\dots\dots (5)$$

(5)式よりゼロ電圧期間指令 ε_{ref} と出力電流 I_{out} が線形な関係であることがわかる。しかし、この動作モードには位相差とゼロ電圧期間に制約がある。そのため、全負荷領域で極性反転減少を回避するためには、位相差 δ を複数設定する必要がある。本論文では、巻き数比を考慮した入出力電圧が一致、励磁電流とスイッチング素子の寄生容量を無視した条件における位相差の設計法を検討する。極性反転現象を回避可能な条件および提案する動作モードを実現できる位相差 δ およびゼロ電圧期間 ε の条件はデッドタイム δ_{dt} を考慮すると(6)式となる。

$$P_{max} \begin{cases} \pi > \delta + \varepsilon \\ 2\varepsilon \geq \delta_{dt} + \delta \end{cases}, P_{min} : \pi - 2\varepsilon \geq \delta > \delta_{dt} \dots\dots\dots (6)$$

この条件範囲の中で最も駆動範囲を大きくするために、線形計画法を用いることにより、(2)、(6)式から最大伝送電

力を得る位相差 δ_{max} を導出できる。線形計画法を用いるために(2)式を変形し、変数を k とした(7)式に置き換える。

$$k = (2\pi\omega LP_{3Lv})/V_{in}V_{out} = \delta(2\pi - 4\epsilon - \delta) \dots\dots\dots (7)$$

(7)式をゼロ電圧期間 ϵ について解くと、

$$\epsilon = 1/2 - \delta/4 - k/\delta \dots\dots\dots (8)$$

となる。これらより、線形計画法を適用すると、提案する3レベル動作において最大電力となる位相差 δ_{max} は(9)式で表される。

$$\delta_{max} = (\pi - \delta_{dt})/3 \dots\dots\dots (9)$$

次に、最小電力を達成する位相差 δ について述べる。伝送電力を小さくするには、位相差を小さくすればよいが、位相差がデッドタイム δ_{dt} 以下となると、デッドタイム期間中にインダクタ電流がゼロとなり電圧極性反転現象が発生するため、位相差の下限は δ_{dt} に制限される。よって、最小の電力を伝送する位相差 δ_{min} は(10)式で表される。

$$\delta_{min} = \delta_{dt} + \alpha \dots\dots\dots (10)$$

先述の通り、位相差を δ_{dt} とおくと極性反転現象が発生するため、1クロック位相差を増やす必要がある。 α は補助係数であり、コントローラの分解能を位相に換算した値を使用する。(9)式より、最大の伝送電力を達成する位相差 δ は54.7degであり、(10)式より最小の伝送電力を達成する位相差 δ は16.1degとした。 $\delta_{min}=16.1deg$ の動作をMode1、 $\delta_{max}=54.7deg$ を用いる場合をMode2とする。なお、本論文では、提案する動作モードにおける線形領域の最大化に主眼をおいているため、使用する位相差 δ は2つとしている。複数位相差を選択する場合の設計法は今後の課題とする。

図5に提案する電圧制御のブロック図を示す。動作モードは出力電圧、出力電流検出値から計算される電力により判定し、位相差 δ を選択する。その後、位相差 δ および操作量であるゼロ電圧期間 ϵ に対し、(3)式を用いてデッドタイム補償を行う。最後にデッドタイム補償後に対する位相差 δ および各ゼロ電圧期間 ϵ 、 γ より、各レグの位相シフトキャリアを生成する。独立にキャリアを設けることにより、レグごとのスイッチングタイミングを制御し、3レベル動作を実現する。

3. 実験結果

提案法の妥当性を検証するため、表1に示す実験条件を用いて定格電力2.3kWの試作機を用いた実機実験を行った。なお、補助係数 α は0.26degとしている。

図6に電力指令値1.50kWと0.25kW時の提案する3レベルモードの動作波形を示す。両者の条件において、極性反転現象は発生せずに動作できていることを確認した。またゼロ電圧期間を調整することで伝送電力を制御できていることがわかる。

図7にゼロ電圧期間指令に対する伝送電力の特性を示す。Mode1の動作領域においては最大誤差2.31%、Mode2では最大誤差1.47%で理論値と実験値が一致した。また両者の関係は線形であることから、ゼロ電圧期間を用いてDABコン

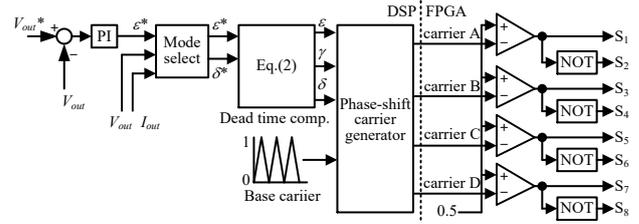


Fig. 5. Control block diagram.

Table I. Parameters for experiment.

Input voltage V_{in}	240V	Leakage inductance L	116 μ H
Output voltage V_{out}	240V	Magnetizing inductance L_m	2.3mH
Rated power P	2.3kW	Transformer turn ratio N	1
Dead time δ_{dt}	2.2 μ s	Switching frequency f_{sw}	20kHz
Output capacitor C	13 μ F	Parasitic capacitance C_{ds}	175pF

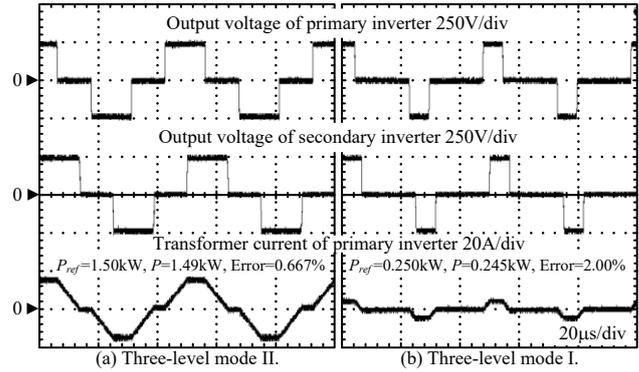


Fig. 6. Operation waveforms of proposed three-level operation.

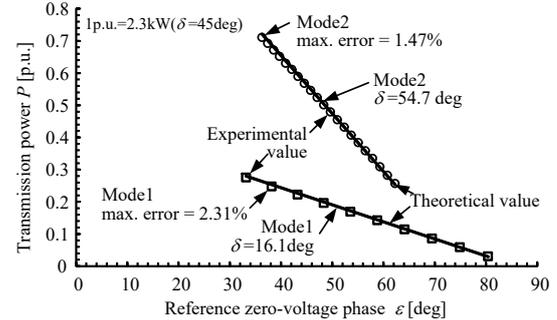


Fig. 7. Characteristics between zero-voltage phase and transmission power.

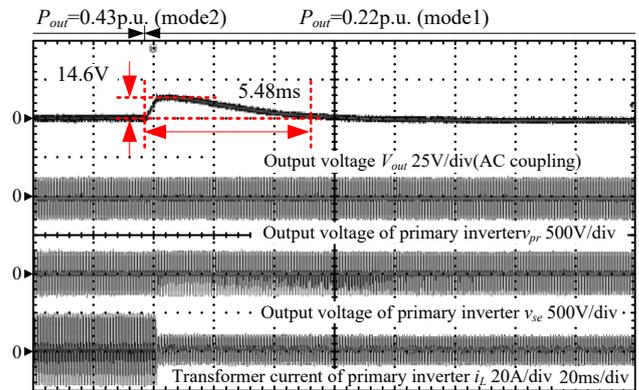


Fig. 8. Load step dynamic response.

バータを制御することで非線形性の影響を受けずに動作可能であることを確認した。

図8に電圧制御下において負荷を0.43p.u.から0.22p.u.にステップさせた応答特性を示す。なお、PI制御器のゲインは、比例ゲインを0.0192rad/V、積分時間を3.2msとした。

図 8 より, 異なる動作モード間においてもインダクタ電流に直流偏差に動作モード変更を達成している。

図 9 に従来の電流三角波動作(TRM)と提案する電流台形波動作(TZM)の $P_{ref}=0.5\text{kW}$ での動作波形を示す。図 7 より提案法を用いることで電流ピーク値を低減し, TRM に対して電流実効値を 48.7%低減した。

図 10 に 2 レベルモード, TRM, TZM の伝送電力に対する電流実効値を示す。図 10 より電流を TRM 動作させることで, TZM 動作に対し 0.04p.u.以下を除く範囲にて電流実効値を低減できることがわかる。提案する 3 レベルモードは位相差 δ が波高値を決める係数となっており電流実効値を低減するには位相差 δ を小さくすればよいが, 最小の動作モード数で最大の動作範囲を得るためにモード 2 の位相差を 54.7deg と設計したためモード 2 の電流実効値はモード 1 に比べ増加している。

図 11 に本提案法を用いた場合と 2 レベル動作用いた場合の効率特性を示す。2 レベルモードは軽負荷領域において電圧極性反転現象およびハードスイッチングの影響により効率が低下している。これに対し, 3 レベルモードでは, スイッチング素子がゼロ電圧スイッチング(ZVS)を達成可能なため損失を低減可能である。また, 3 レベルモード 2 は位相差指令値が 16.1deg と小さいため電流ピーク値が抑えられ, 電流実効値を大幅に低減できる。3 レベル動作を用いることで, 2 レベル動作で 42.0%の効率を 90.3%に改善した。

図 12 に 2 レベル動作と 3 レベル動作における 1 次側インバータの S_2 の IPM 入力信号とコレクタ-エミッタ間電圧波形を示す。IPM ではゲート-エミッタ間電圧を測定不可能であるため, ZVS の判定に IPM 入力信号を用いる。また, IPM の入力信号はローアクティブであるため, オシロスコープにて極性を反転させている。図 12(a)より, 2 レベル動作において寄生容量を放電しきれず, コレクタ-エミッタ間電圧がゼロとなる前にターンオンしているためハードスイッチングとなっている。一方, 図 12(b)より, 3 レベル動作を用いることでインダクタ電流により寄生容量を放電可能となり, ターンオン時に ZVS を達成していることがわかる。

以上の結果より, 3 レベル動作を用いることでデッドタイムによる電力誤差と位相差と出力電流の非線形性の両方を補償でき, 電圧制御が可能であることを確認した。

4. まとめ

本論文では, デッドタイムによる非線形誤差を補償し, 3 レベル動作させることで, ゼロ電圧期間指令と出力電流の関係を線形化した電圧制御系を提案した。電圧制御下においてインダクタ電流に直流偏差が重畳することなく動作モード切り替えを達成した。また, 従来法と電流実効値を比較し, 0.04p.u.以上の動作範囲にて電流実効値を低減可能であると明らかにすることで本提案法の有用性を示した。さらに, 3 レベル動作を用いることで ZVS を達成し, 軽負荷領域での効率を 48%改善した。今後は損失解析および, 電流実効値を最小に制御する手法について検討を行う。

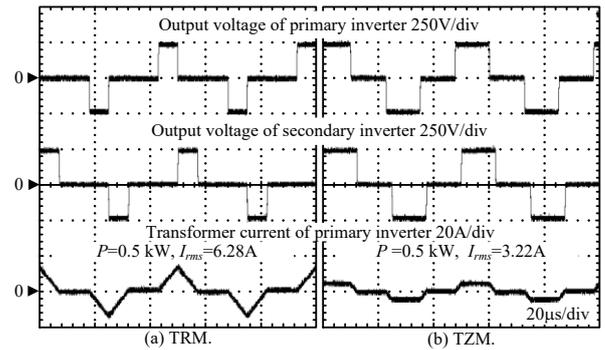


Fig. 9. Comparison of current effective value.

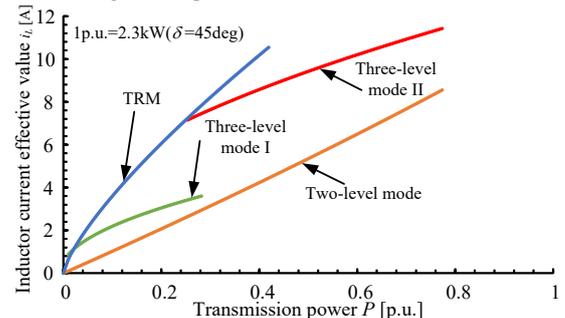


Fig. 10. Characteristics between transmission power and current effective value.

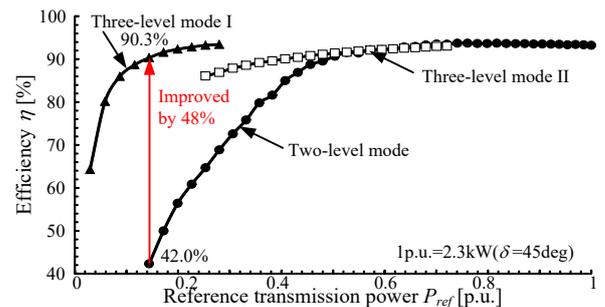


Fig. 11. Efficiency characteristics.

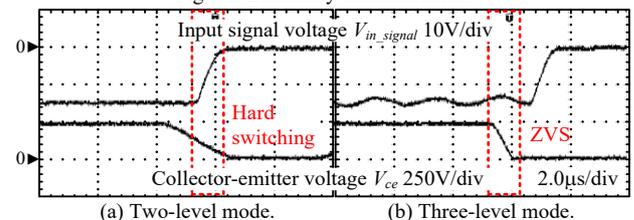


Fig. 12. Waveforms of input signal of IPM and collector-emitter voltage.

文 献

- (1) 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)
- (2) 河内謙吾, 比嘉隼, 伊東淳一: 「Dual Active Bridge コンバータの 3 レベル動作による電力誤差補償法」, 平成 29 年度電気学会東京支部新潟支所研究発表会, NGT-17-204, pp.18(2017)
- (3) H. Zhou, A. M. Khambadkone: "Hybrid Modulation for Dual-Active-Bridge Bidirectional Converter With Extended Power Range for Ultracapacitor Application", IEEE Trans. on Industry Application, Vol. 29, No. 4, pp.1667-1680 (2014)
- (4) Kheraluwala M.N., Gascoigne, R.W., Divan, D.M., Baumann, E.D.: "Performance Characterization of a High Power Dual Active Bridge dc-to-dc Converter", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 28, No. 6, pp. 1294-1301, 1992.