

# 無効電流に着目した

## デュアルアクティブブリッジコンバータの制御方式の基礎検討

◎比嘉 隼 長野 剛 伊東 淳一

長岡技術科学大学 電気電子情報工学専攻

{hhiga@stn|ngn244@stn|itoh@vos}.nagaokaut.ac.jp

### 1. はじめに

近年、スマートグリッドや電気自動車の普及を背景に、デュアルアクティブブリッジ(DAB)コンバータが注目を集めている。従来法ではゼロ電圧スイッチング(ZVS)範囲の拡大に着目して、スイッチングパターンが検討されている。しかし、軽負荷時には、伝送電力に寄与しない無効電流の割合が増えるため、銅損が増加する<sup>(1)</sup>。

そこで本論文では、銅損低減に着目した無効電流制御法を提案する。本提案手法では、電圧および電流を有効成分、無効成分に分離し、無効電流を直接制御する。提案制御により、軽負荷時には無効電流を調整し、最小限の無効電流でZVSを達成させる。また、パルス周波数変調(PFM)を適用することによって、広い負荷範囲で無効電流の割合を維持したまま制御する。実機実験により、インダクタ電流を最大50%低減可能であることを明らかにしたので報告する。

### 2. 提案制御

図1にDABコンバータの回路図を示す。一次側と二次側からは方形波もしくはゼロ電圧を含んだ3レベルの電圧をトランスに印加し、電力を伝送する<sup>(2)</sup>。提案する制御ではトランスの一次側電圧を基準として、無効電流制御を行う。

図2にフェーザ表示した一次側インバータの出力電圧および二次側インバータの出力電圧の関係を示す。二次側電圧を基準とした場合、一次側インバータの出力電圧  $V_1$  と二次側インバータの出力電圧  $V_2$  をそれぞれ(1)式、(2)式に示す。

$$V_1 = V_{1\alpha} + jV_{1\beta} \dots\dots\dots (1)$$

$$V_2 = V_{2\alpha} \dots\dots\dots (2)$$

ただし  $V_{1\alpha}$  は一次側電圧の実軸成分、 $V_{1\beta}$  は一次側電圧の虚軸成分、 $V_{2\alpha}$  は二次側電圧の実軸成分である。

図3に制御ブロック図を示す。図3から、伝送電力指令値  $P_{DC}^*$  と無効電流指令値  $I_{L\beta}^*$  から一次側、二次側電圧の各成分が求まる。まず、二次側電圧の実軸成分  $V_{2\alpha}$  は、出力電圧  $V_{out}$  で決定される。次に一次側電圧の実軸成分、虚軸成分は伝送電力

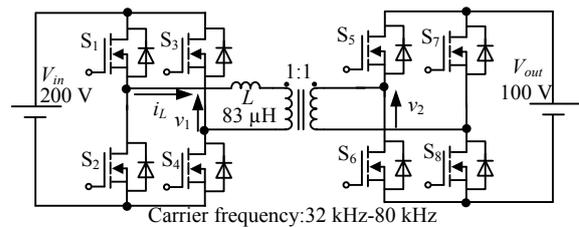


Fig. 1. A configuration of a DAB converter

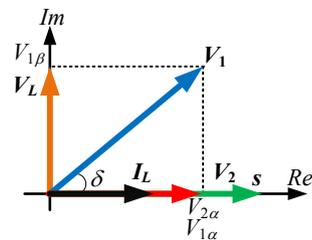


Fig. 2. Phasor diagram with voltages and the current of transformer with complex notation

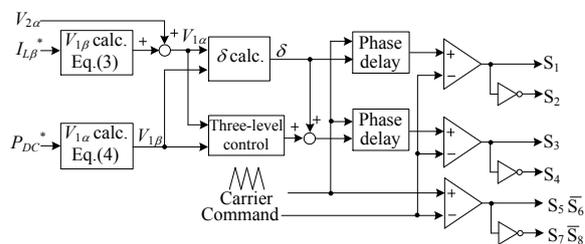


Fig. 3. Control diagram for the proposed control method

指令値  $P_{DC}^*$ 、無効電流指令値  $I_{L\beta}^*$  からそれぞれ(3)式、(4)式のように示される。

$$V_{1\alpha} = I_{L\beta}^* 2\pi f_{sw} L + V_{2\alpha} \dots\dots\dots (3)$$

$$V_{1\beta} = 2\pi f_{sw} L \frac{P_{DC}^*}{V_{2\alpha}} \dots\dots\dots (4)$$

$2\pi f_{sw} L$  は漏れインダクタンスのインピーダンスである。(3)式、(4)式から伝送電力指令値や無効電流指令値により一次側電圧の振幅が変わるため、ゼロ電圧を含んだ3レベル電圧を出力することで一次側電圧を制御する。しかし、軽負荷になると電圧幅が狭くなるため、高調波成分が大きく

なり、無効電流が十分抑制できない。そこで、軽負荷時にスイッチング周波数を増加させることで、常にフェーザ図上で一次側電圧と二次側電圧の関係を保ちながら、伝送電力を変更することができる。したがって、広い負荷範囲で無効電流制御が可能である。

### 3.実験結果

本実験では無効電流指令値  $I_{L\beta}^*=0$  とし、高い総合力率が動作可能かどうかを検証する。図1の回路図に記載したパラメータを用いて実験を行う。定格電力は700W、実機に使用する MOS-FET は STW75NF-30 を採用している。

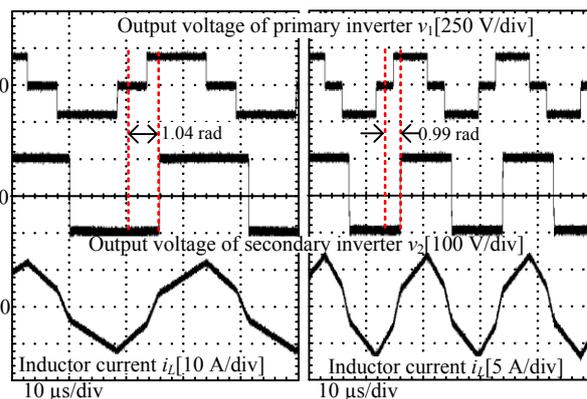
図4に実験結果を示す。図4(a)では定格動作時の実験波形、図4(b)では50%定格動作時の実験波形を示す。図4(a)と図4(b)を比較すると、位相差の誤差率が4.8%である。したがって、PFM適用することで、位相差を変更せずに伝送電力を変更できていることが分かる。

図5に PFM 適用前後のインダクタ電流特性および ZVS 範囲を示す。ただし、PFM 適用前のスイッチング周波数は 32kHz とし、ZVS の範囲は実験的に調べている。結果より、PFM 適用前後で電流実効値を比較すると電流値が負荷 100 W 時で 50%低減できている。次に負荷 40%から 100%の範囲で ZVS 可能である。しかし、負荷 40%以下ではハードスイッチング動作している。これはインダクタ電流が小さいため、デットタイム中に寄生容量の電荷が放電しきらず、ハードスイッチング動作していることが原因である。そこで、軽負荷時に無効電流指令値を増加させることで ZVS 範囲を拡大可能である。

図6に PFM 適用時の効率と総合力率特性を示す。定格動作時の効率は 94.5%である。しかし、軽負荷時の効率が低下している。これは軽負荷では、スイッチング周波数が増加するため、鉄損が増加する。また総合力率の特性から、負荷 40%から 100%の範囲で、0.88 以上を得られている。しかし、軽負荷の総合力率が低下している。これは採用した素子の駆動可能なスイッチング周波数に上限があるため、1次側インバータの電圧出力幅を狭くする必要がある。その結果、高調波成分が増加し、無効電流が抑制できない。

### 4.まとめ

本論文では、DAB コンバータの無効電流制御法を提案した。実機実験により、定格負荷時の効率 94.5%が得られた。また総合力率特性からトランスに印加する電圧の基本波成分のみを制御す



(a) Rated power (b) 57% rated power

Fig. 4. Experimental results

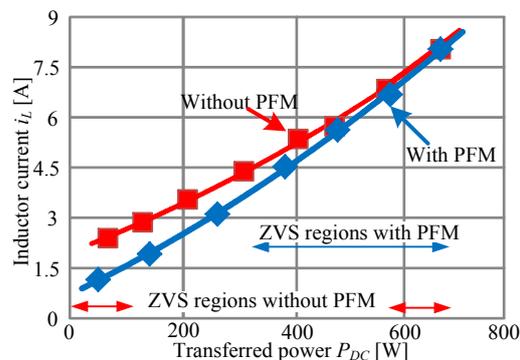


Fig. 5. The characteristics of the inductor current

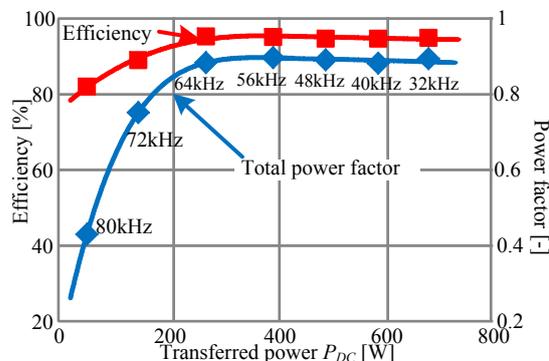


Fig. 6. The characteristics of the efficiency and the total power factor with PFM

ることで無効電流制御可能であることを明らかにした。今後、一次電圧と二次電圧の各成分の大きさと ZVS 条件の関係を明らかにし、全負荷領域で損失最小点となる理論式を導出する。

### 文献

- (1) R.T.Naayagu, Andrew J. Forsyth R.Shuttleworth: "High-Power Bidirectional DC-DC Converter for Aerospace Applications", IEEE Transactions on power Electronics Volume 27, Issue11, pp.4366-4376 (2012)
- (2) 松田, Guidi, 河村, 他: 「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 年産業応用部門大会, pp.307-312 (2011)