

三角波電流モードで動作するアクティブバッファ回路を適用した 単相昇降圧 PFC 回路

宮田 湧気* 大畠 慶太 渡辺 大貴 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Single-phase Buck-Boost PFC Converter with Active Power Decoupling Capability
Operated in Triangular Current Mode

Yuuki Miyada*, Keita Ohata, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

Buck-boost PFC converter has a wider output voltage range than a typical boost PFC converter. Active power decoupling method is effective for downsizing a single-phase buck-boost PFC converter, whereas an additional inductor is required. This paper proposes a buck-boost PFC converter with an active power decoupling that utilizes the inductor of the PFC circuit. The proposed circuit simultaneously achieves high power density, buck-boost operating, and active power decoupling, through Triangular current mode. From the experimental results, it was verified that the efficiency was 95%. In addition, the 2nd-order harmonics (100 Hz) of the output current was reduced by 88%.

キーワード：単相昇降圧 PFC 回路, アクティブパワーデカップリング, 三角波電流モード, ゼロ電圧スイッチング
(Single-phase Buck-boost PFC converter, Active power decoupling, Triangular current mode, Zero voltage switching)

1. はじめに

単相 PFC 回路は主に電源高調波低減への要求から様々なアプリケーションで適用が進んでいる。PFC 回路として、昇圧型 PWM 整流器方式やダイオード整流器+降圧チョップ型など様々な回路方式^{(1), (2)}がこれまでに検討されているが、出力直流電圧範囲が広い用途においては昇降圧機能を有する単相 PFC 回路が必要となる。

単相 PFC 回路の入力瞬時電力は系統周波数の 2 倍の周波数で脈動するため、従来の PFC 回路では直流側に大容量の電解コンデンサを接続し、電力脈動を吸収する方法が用いられている⁽³⁾。しかし、電解コンデンサは環境温度に寿命が大きく依存する。また、体積が大きいため回路の大型化の要因になる可能性がある⁽³⁾⁻⁽⁵⁾。この問題に対し、小容量のコンデンサで単相電力脈動を補償するアクティブパワーデカップリング(APD)回路が提案されているが、コンデンサ電力を制御するためにインダクタと SW 素子を追加する必要があり、回路体積の大型化につながる^{(3), (6)-(7)}。そこで、筆者らは電流不連続モード(DCM)で動作する APD 回路を適用した単相昇降圧 PFC 回路を提案している^{(8), (9)}。文献(8), (9)では、DCM によって PFC 動作と APD 動作を時分割することで、2つの動作を両立する。さらに、PFC 動作と APD 動作それぞれで用いるインダクタ及び SW 素子を共通化することで、追加素子を削減することが可能である。しかし、ゼロ電圧ス

スイッチング(ZVS)が達成出来ないため、回路効率を向上することができない。

本論文では、三角波電流モード(TCM)で動作する APD 回路を適用した単相昇降圧 PFC 回路の制御法を提案する。本提案法では、文献(8), (9)の DCM 動作の APD 制御法を拡張し、TCM による力率改善動作と APD 動作を実現する。本提案法によって ZVS が可能となり、スイッチング損低減による高効率化が達成できる。本提案法の有効性を実機実験により確認したため報告する。

2. PFC 回路構成と従来制御方式

図 1 に提案する単相昇降圧 PFC 回路を示す。CLC 構成の昇降圧 PFC のダイオード整流器後段に SW_3 とバッファコンデンサ C_{buf} からなる APD 回路を追加している。バッファコンデンサの電圧を意図的に変動させることで、小容量

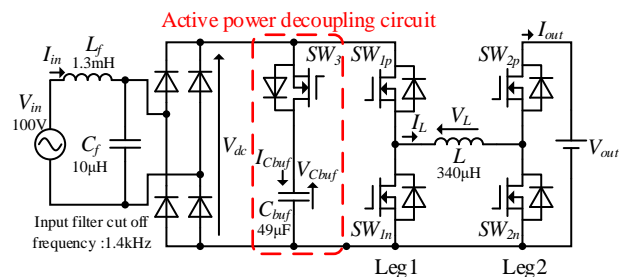


Fig. 1. proposed circuit configuration.

のコンデンサでも単相電力脈動を補償することができる。本論文では、昇降圧 PFC 回路の交流側レグを Leg 1 とし、直流側レグを Leg 2 とする。

(2・1) 単相電力脈動の補償原理

入力電流の力率を 1 とした場合、入力瞬時電力 p_{in} は(1)式で表される。

$$p_{in} = V_m I_m \sin^2(\omega t) = \frac{V_m I_m}{2} \{1 - \cos(2\omega t)\} \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 V_m と I_m はそれぞれ単相系統の電圧と電流の最大値、 ω は系統角周波数である。(1)式の第 2 項より、入力瞬時電力が系統周波数の二倍の周波数で脈動することが分かる。出力瞬時電力を一定にするためには、(1)式の第 2 項を打ち消す必要がある。そのため、バッファコンデンサの瞬時電力 p_{Cbuf} が(2)式となるよう制御する。

$$p_{Cbuf} = \frac{V_m I_m}{2} \cos(2\omega t) \dots\dots\dots (2)$$

(2・2) 従来制御方式

図 2 に従来制御である DCM 動作時のインダクタ電流波形を示す。(a)は C_{buf} 充電時、(b)は C_{buf} 放電時である。DCM で動作する従来制御方式^{(8), (9)}では、1 制御周期内の前半に PFC 動作を行い、後半に APD 動作を行う。図 2 のように、従来制御方式では、DCM で動作することにより PFC, APD 動作が時分割できるため、独立して PFC 動作, APD 動作の制御が可能となる。さらに、時分割によってインダクタとスイッチング素子が共通化され、回路が小型化できる。しかし、PFC 動作と APD 動作の切り替わり時にハードスイッチングが発生するため、さらなる高効率化が妨げられていた。

3. 提案制御方式

提案制御方式では、前章で説明した DCM を用いた時分割制御を拡張し、TCM によって時分割制御を達成する。従来手法と同様に、1 制御周期内の前半で PFC 動作を行い、後半で APD 動作を行う。PFC 動作では、ダイオード整流器出力電圧 V_{dc} と出力電圧 V_{out} の大小関係により、以下 3 つのモードを切り替えて動作する。

1. $V_{dc} > V_{out}$: Leg 1 駆動モード (降圧動作)
2. $V_{dc} < V_{out}$: Leg 2 駆動モード (昇圧動作)
3. $V_{dc} \approx V_{out}$: 4-arm 駆動モード

ダイオード整流器出力電圧 V_{dc} と出力電圧 V_{out} が等しくなる条件では過変調が生じ、入力電流がひずむ。この問題を解決するために 4-arm 駆動モードを導入した。4-arm 駆動モードの導入により、 $V_{dc} \approx V_{out}$ となる場合でも過変調が発生せず、ひずみのない入力電流を達成する。PFC 動作の 3 モードに加えて、APD 動作は、 C_{buf} 充電モードと C_{buf} 放電モードの 2 モードがあるため、1 制御周期内で取りうる制

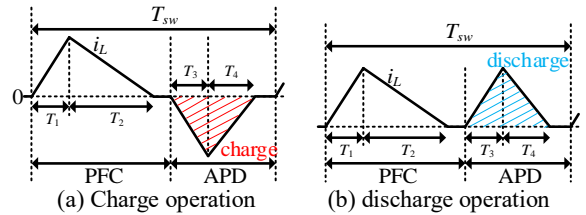


Fig. 2. Inductor current waveform for one switching period at DCM

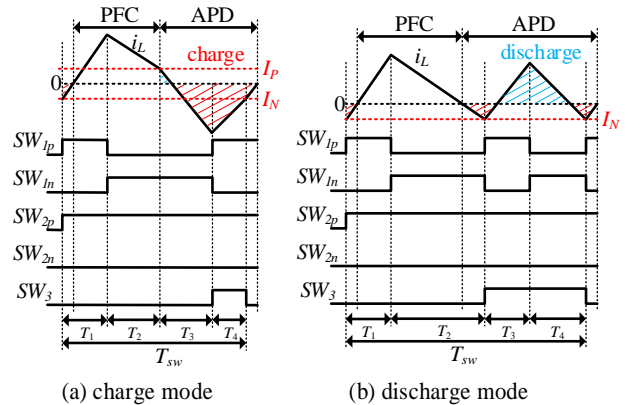


Fig. 3. Inductor current waveform and switching pattern for one switching period at Leg1 driving mode at TCM

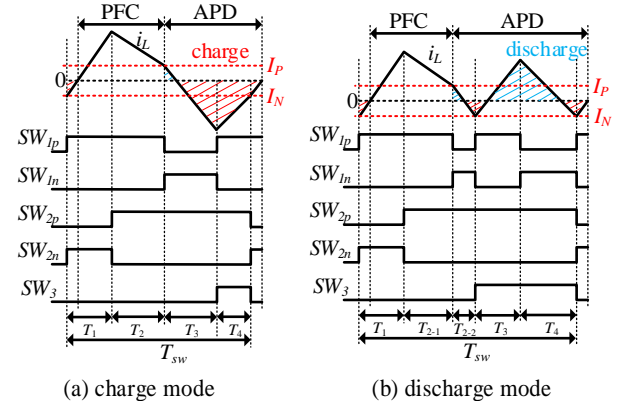


Fig. 4. Inductor current waveform and switching pattern for one switching period at Leg2 driving mode at TCM

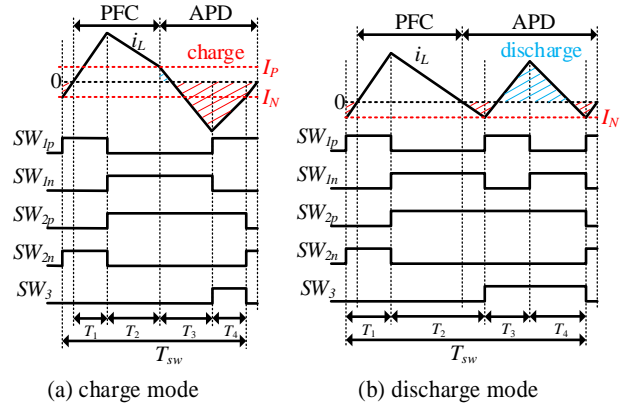


Fig. 5. Inductor current waveform and switching pattern for one switching period at 4-arm driving mode at TCM

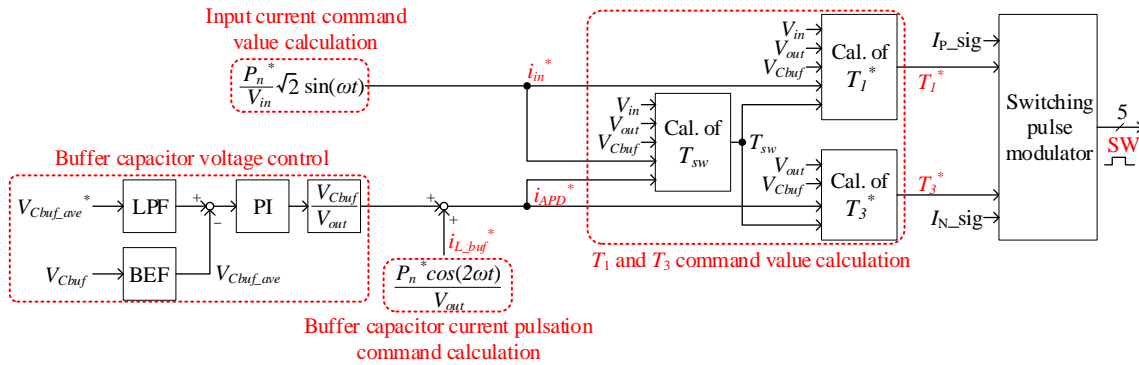


Fig. 6. Control block diagram.

御パターンは、合計 6 種類となる。

図 3 に Leg 1 駆動モードのインダクタ電流とスイッチングパターン、図 4 に Leg 2 駆動モードのインダクタ電流とスイッチングパターン、図 5 に 4-arm 駆動モードのインダクタ電流とスイッチングパターンを示す。本提案法では、PFC 動作から APD 動作へ切り替わる時間 ($T_2 - T_3$ 期間) で負電流を流す期間を設けて三角波状の電流を流す TCM 動作を行う。インダクタ電流を負電流切替値 I_N 及び正電流切替値 I_P で検出し、スイッチングパターンを切り替えることで、入力電流とバッファキャパシタ電流をそれぞれ制御できる。TCM 駆動によりデッドタイム中のデバイス電流が負となったタイミングでターンオンを行い、ZVS を達成する。ただし、TCM 駆動の場合、電流指令値に応じて、スイッチング周期 T_{sw} を変動させる必要がある。

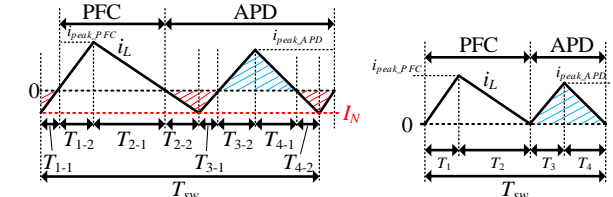
(3・2) 提案制御法の電圧、電流制御系

図 6 に提案手法の制御ブロック図を示す。本提案法は入力電流指令算出部、バッファコンデンサ平均電圧制御部、バッファコンデンサ電力脈動指令算出部、 T_1 及び T_3 指令値算出部、スイッチングパターン生成部から構成される。電流指令算出部では、電力指令値を元に入力電流指令値 i_{in}^* を算定する。バッファコンデンサ平均電圧制御部では、PI 制御器を用いてバッファキャパシタ電圧 V_{Cbuf} の平均値 V_{Cbuf_ave} を指令値に追従させる。APD 電流指令値 i_{APD}^* は、入力電力脈動と逆位相の充放電電流指令 i_{Lbuf}^* をバッファコンデンサ電圧制御の出力に加算することで V_{Cbuf} を脈動させ、電力脈動を補償する。ここで、 i_{Lbuf}^* は(2)式より(3)式で与えられる。

$$i_{Lbuf}^* = \frac{P_n \cos 2\omega t}{V_{out}} \dots\dots\dots (3)$$

本制御により電圧制御系はバッファコンデンサの平均電圧値のみを制御するだけでよいため、バッファコンデンサ電圧制御の帯域は低く設定できる。

次に、各スイッチング時間の導出を行う。はじめに T_{sw} , T_1 , T_3 の導出について、Leg 1 駆動モード時の放電モードを例に説明する。まず、 T_{sw} を求めるには 1 制御周期内の PFC



(a) Theoretical current waveform (b) Current waveform with approximation

Fig. 7. Inductor current waveform at Leg1 driving mode.

動作の電流平均値と APD 動作の電流平均値が各電流指令値と等しくなる条件を求める必要がある。これは、非線形連立方程式となるため、解析的に一意に決定することが出来ない。そこで本論文では $I_N = I_P = 0$ と近似して T_{sw} を解析的に導出する。

図 7(a) に Leg 1 駆動モード時の放電モードのインダクタ電流波形、図 7(b) に近似を用いた際のインダクタ電流波形を示す。近似した場合、インダクタ電流波形は臨界電流モード (BCM) となる。

近似適用時のスイッチング期間 T_1 , T_3 は(4)式, (5)式で求められる。

$$T_1 = \sqrt{\frac{2LT_{sw}}{V_{in} - V_{out}}} i_{in}^* \dots\dots\dots (4)$$

$$T_3 = \sqrt{\frac{2LV_{out}T_{sw}}{V_{Cbuf}(V_{Cbuf} - V_{out})}} i_{APD}^* \dots\dots\dots (5)$$

T_1 , T_3 が決定すれば、PFC, APD 動作時における電流ピーク値 i_{peak_PFC} と i_{peak_APD} が定まるため、 T_2 , T_4 は電圧条件から一意に導出できる。期間 T_2, T_4 は(6)式, (7)式となる。

$$T_2 = \frac{V_{in} - V_{out}}{V_{out}} T_1 \dots\dots\dots (6)$$

$$T_4 = \frac{V_{Cbuf} - V_{out}}{V_{out}} T_3 \dots\dots\dots (7)$$

近似を用いた際のスイッチング周期 T_{sw} は、(8)式で表される。(8)式に(4), (5), (6), (7)式を代入し、 T_{sw} について解く

と、(9)式で表される。

$$T_{sw} = T_1 + T_2 + T_3 + T_4 \dots\dots\dots (8)$$

$$T_{sw} = \frac{4L}{V_{out}(V_{Cbuf} - V_{out})} \left(V_{Cbuf} i_{APD}^* \pm \sqrt{\frac{V_{Cbuf} V_{dc}^2 i_{APD}^{*2} (V_{Cbuf} - V_{out})}{V_{out}(V_{dc} - V_{out})}} \right) - \frac{2L(V_{dc}^2 V_{out} i_{in}^* - V_{Cbuf} V_{dc}^2 i_{in}^* + V_{Cbuf} V_{dc} V_{out} i_{APD}^* - V_{Cbuf} V_{out}^2 i_{APD}^*)}{V_{out}^2 (V_{Cbuf} - V_{out})(V_{dc} - V_{out})} \dots\dots\dots (9)$$

(9)式から導出した T_{sw} を用いて、期間 T_1 及び T_3 の指令値 T_1^* 、 T_3^* を導出する。 T_1^* 、 T_3^* は近似を用いずに導出するため、負電流期間を考慮して決定する必要がある。期間 T_{1-1} 及び T_{3-1} は(10)式で表される。

$$T_{1-1} = T_{3-1} = \frac{L}{V_{Cbuf} - V_{out}} I_N \dots\dots\dots (10)$$

また、負電流期間はバッファコンデンサ C_{buf} を充電する経路で電流が流れるため、APD 動作のみ指令値を補正する必要がある。 T_1^* は(3)式に期間 T_{1-1} を加算し、(11)式で表される。 T_3^* は(4)式に期間 T_{3-1} を加算し、負電流期間の充電を考慮した補正項が追加され、(12)式で表される。

$$T_1^* = \sqrt{\frac{2LT_{sw}}{V_{dc} - V_{out}} i_{in}^*} + \frac{L}{V_{Cbuf} - V_{out}} I_N \dots\dots\dots (11)$$

$$T_3^* = \sqrt{\frac{2LV_{out}T_{sw}}{V_{Cbuf}(V_{Cbuf} - V_{out})} i_{APD}^*} + \frac{2L^2 I_N^2}{(V_{Cbuf} - V_{out})^2} + \frac{L}{V_{Cbuf} - V_{out}} I_N \dots\dots\dots (12)$$

同様に、他の駆動モードでの T_{sw} 、 T_1^* 、 T_3^* ならびに T_3^* を導出した結果を付録に示す。導出した T_1^* 、 T_3^* と電流切替値検出信号 I_N_sig 、 I_P_sig を元に、各動作モードに応じたスイッチングパターンを生成する。

4. 実機実験

提案制御方式を用いた検討回路の有用性を確認するために、以下の2つの電圧・電力条件で実機検証を実施した。素子パラメータは図1に記載の値を用いている。

- 1) 出力電圧 $V_{out} = 200V$ 、入力電力 $P_{in} = 180W$
(昇圧動作条件)
- 2) 出力電圧 $V_{out} = 100V$ 、入力電力 $P_{in} = 60W$
(昇降圧動作条件)

両条件で APD を適用し、負電流切替値 $I_N = -1.5A$ 、正電流切替値 $I_P = 1.5A$ に設定した。

図8(a)に昇圧条件($V_{out} = 200V$ 、 $P_{in} = 180W$)時の電圧、電流波形を示す。バッファコンデンサ平均電圧 V_{Cbuf_ave} は $280V$ に設定した。入力電流率は 0.98 、入力電流 THD は 7.6% となり、昇圧条件での PFC 動作を確認した。

図8(b)に昇降圧条件($V_{out} = 100V$ 、 $P_{in} = 60W$)時の電圧、電流波形を示す。昇降圧条件では、出力電圧 V_{out} が入力電圧 V_{in} の最大値よりも小さくなるため、系統1周期内に昇圧動作と降圧動作が切り替わる。バッファコンデンサ平均電圧 V_{Cbuf_ave} は $230V$ に設定した。入力電流率は 0.84 、入力電流 THD は 9.7% となり、昇降圧条件での PFC 動作を確認した。

両条件での入力電流のひずみの原因として、近似による誤差が考えられる。近似による誤差は、電流指令値が小さい時に影響が大きくなるため、両条件で APD 電流指令値が小さい時に波形がひずんでいると考えられる。今後、近似誤差を補償する方法を検討する予定である。

図9に昇圧条件での C_{buf} 充電動作及び C_{buf} 放電動作時のインダクタ電流波形を示す。図8より、設定した I_N 及び I_P にインダクタ電流が達するタイミングのスイッチングにより、TCM 動作となっている。

図10に両条件での出力電流の周波数解析結果を示す。昇圧条件で $100Hz$ 成分を 88% 、昇降圧条件で $100Hz$ 成分を 76% 低減できたことを確認した。

以上の結果より、検討回路および提案制御法によって PFC

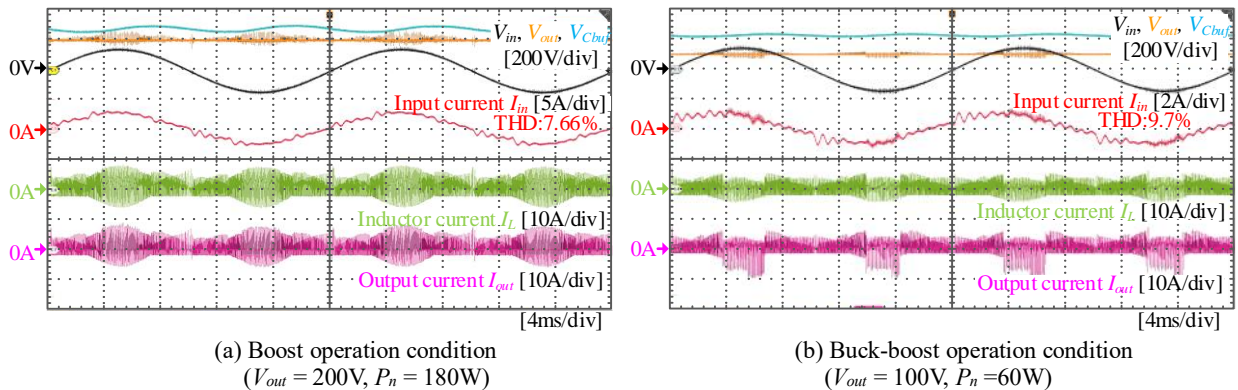
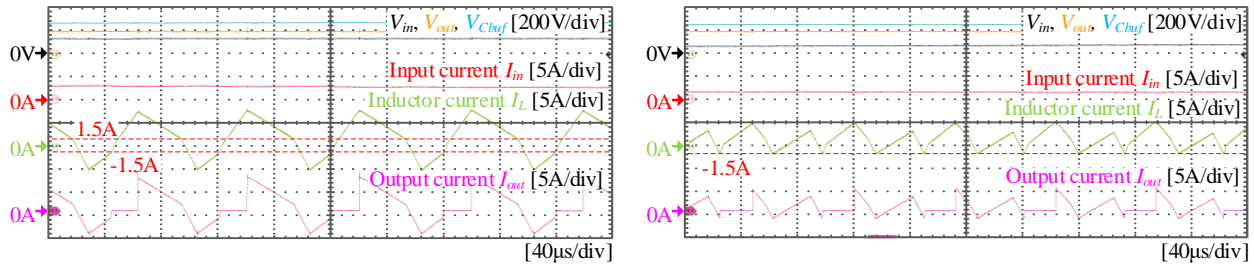


Fig. 8. Operating waveform.



(a) Charge operation (b) Discharge operation
 Fig. 9. Inductor current waveform at boost operation condition.

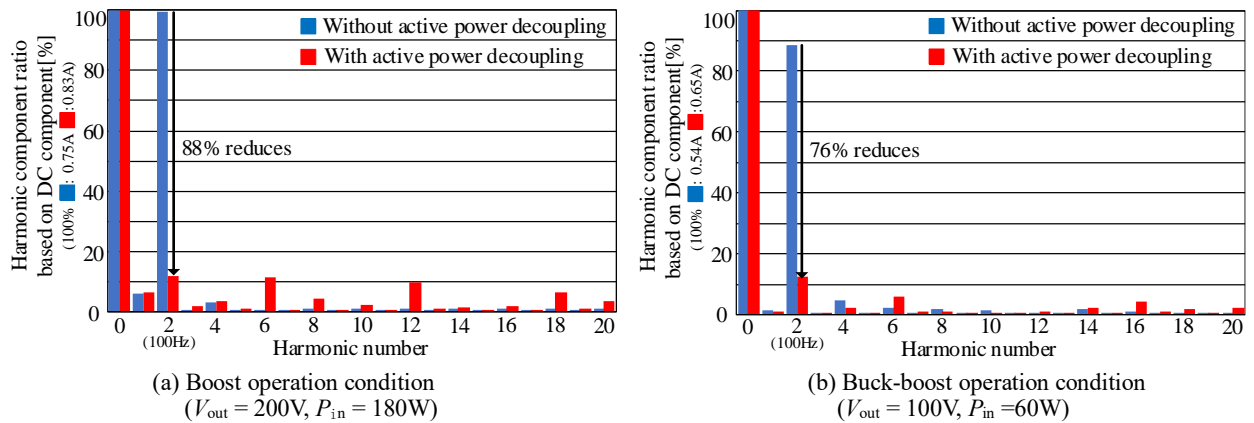


Fig. 10. Output current harmonics analysis results.

動作と APD 動作を両立可能であることを確認した。

図 11 に TCM 動作方式の効率と DCM 動作方式の効率の比較を示す。入力電力 180W 時に DCM 動作と比較して損失を 11W 低減し、効率 95%を達成した。入力電力 60W 時に DCM 動作と比較して損失を 1.5W 低減し、効率 94%を達成した。

5. まとめ

本論文では、アクティブバッファ回路を適用した単相昇降圧 PFC 回路の TCM 制御法を提案した。提案法は DCM で動作する従来制御法を拡張し、TCM 動作によって PFC 回路と APD 回路の動作を時分割する。時分割制御により、PFC と APD の制御の干渉を防ぎ、追加インダクタおよび追加素子を削減することができる。また、TCM 動作により逆方向に電流を流すことで、ZVS を達成し、SW 損失を低減できる。TCM 動作により、DCM 動作時と比較して入力電力 180W 時に損失が 11W 低下し、効率 95%を達成した。今後は、入力電流ひずみの改善やインダクタなどの回路の最適化などを行う予定である。

付録

レグ 1 駆動かつ充電モードにおける T_{sw} , T_1^* , T_3^* は以下のように導出できる。

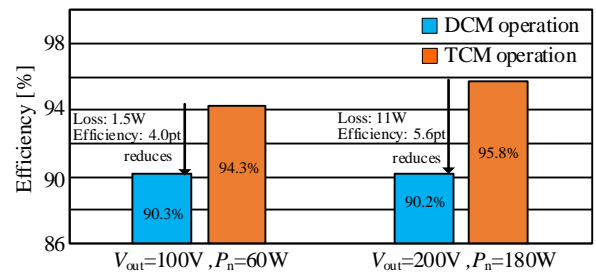


Fig. 11. Comparison of efficiency between TCM operation and DCM operation

$$T_{sw} = \frac{4L}{V_{out}(V_{Cbuf} - V_{out})} \left(V_{Cbuf} |i_{APD}^*| + \sqrt{\frac{V_{Cbuf} V_{in}^2 (V_{Cbuf} - V_{out}) i_{in}^* |i_{APD}^*|}{V_{out}(V_{in} - V_{out})}} \right) + \frac{2L(-V_{in}^2 V_{out} i_{in}^* + V_{Cbuf} V_{in}^2 i_{in}^* - V_{Cbuf} V_{in} V_{out} |i_{APD}^*| + V_{Cbuf} V_{out} |i_{APD}^*|)}{V_{out}^2 (V_{Cbuf} - V_{out})(V_{in} - V_{out})} \dots(A-1)$$

$$T_1^* = \sqrt{\frac{2LT_{sw}}{V_{in} - V_{out}}} i_{in}^* + \frac{L}{V_{Cbuf} - V_{out}} I_N \dots(A-2)$$

$$T_3^* = \sqrt{\frac{2L(V_{Cbuf} - V_{out})T_{sw}}{V_{out}V_{Cbuf}}} |i_{APD}^*| + \frac{L^2 I_P^2}{V_{out}^2 V_{Cbuf}} + \frac{L}{V_{out}} I_P \dots(A-3)$$

レグ 2 駆動かつ放電モードにおける T_{sw} , T_1^* , T_3^* は以下のように導出できる。

$$T_{sw} = \frac{4L}{V_{in}(V_{out}-V_{in})} \left\{ V_{out} i_{in}^* + \sqrt{\frac{V_{Cbuf} V_{in} i_{APD}^* i_{in}^* (V_{out}-V_{in})}{V_{Cbuf}-V_{out}}} \right\} + \frac{2L(V_{Cbuf} V_{in}^2 i_{APD}^* - V_{Cbuf} V_{in} V_{out} i_{APD}^* - V_{out}^3 i_{in}^* + V_{Cbuf} V_{out}^2 i_{in}^*)}{V_{in} V_{out} (V_{Cbuf}-V_{out})(V_{in}-V_{out})} \dots (A-4)$$

$$T_1^* = \sqrt{\frac{2L(V_{out}-V_{in}) i_{in}^* T_{sw} - L^2 I_P^2}{V_{in} V_{out}}} + \frac{L}{V_{Cbuf}} I_N \dots (A-5)$$

$$T_3^* = \sqrt{\frac{2LV_{out} T_{sw}}{V_{Cbuf}(V_{Cbuf}-V_{out})} i_{APD}^* + \frac{L^2 I_N^2 (V_{Cbuf}^2 + V_{out} V_{Cbuf} - V_{out}^2)}{V_{Cbuf}^2 (V_{Cbuf}-V_{out})^2}} + \frac{L}{V_{Cbuf}-V_{out}} I_N \dots (A-6)$$

レグ2駆動かつ充電モードにおける T_{sw} , T_1^* , T_3^* は以下のよう導出できる。

$$T_{sw} = \frac{4L}{V_{out}(V_{Cbuf}-V_{out})} \left\{ V_{Cbuf} i_{APD}^* + \sqrt{\frac{V_{out}^2 V_{Cbuf} (V_{Cbuf}-V_{out}) i_{APD}^* i_{in}^*}{V_{in}(V_{out}-V_{in})}} \right\} + \frac{2L(-V_{Cbuf} V_{in}^2 i_{APD}^* + V_{Cbuf} V_{in} V_{out} i_{APD}^* + V_{out}^3 i_{in}^* - V_{Cbuf} V_{out}^2 i_{in}^*)}{V_{in} V_{out} (V_{Cbuf}-V_{out})(V_{in}-V_{out})} \dots (A-7)$$

$$T_1^* = \sqrt{\frac{2L(V_{out}-V_{in}) T_{sw} i_{in}^* + L^2 I_P^2}{V_{in} V_{out}}} + \frac{L}{V_{Cbuf}} I_N \dots (A-8)$$

$$T_3^* = \sqrt{\frac{2L(V_{Cbuf}-V_{out}) T_{sw}}{V_{out} V_{Cbuf}} i_{APD}^* + \frac{L^2 I_N^2}{V_{out} V_{Cbuf}} + \frac{L^2 (V_{Cbuf}-V_{out})(V_{Cbuf} I_N^2 - V_{out} I_P^2)}{V_{out}^2 V_{Cbuf}^2}} + \frac{L}{V_{out}} I_P \dots (A-9)$$

4アーム駆動かつ放電モードにおける T_{sw} , T_1^* , T_3^* は以下のように導出できる。

$$T_{sw} = \frac{4L}{V_{out}(V_{Cbuf}-V_{out})} \left\{ V_{Cbuf} i_{APD}^* + (V_{in} + V_{out}) \sqrt{\frac{V_{Cbuf} i_{APD}^* i_{in}^* (V_{Cbuf}-V_{out})}{V_{in} V_{out}}} \right\} + \frac{2L(V_{out}^3 i_{in}^* - V_{in}^2 V_{Cbuf} i_{in}^* - V_{out}^2 V_{Cbuf} i_{in}^* + V_{in} V_{out}^2 i_{in}^* + V_{in}^2 V_{out} i_{in}^* + V_{Cbuf} V_{in} V_{out} i_{APD}^* - 2V_{Cbuf} V_{in} V_{out} i_{in}^*)}{V_{in} V_{out} (V_{Cbuf}-V_{out})(V_{in}-V_{out})} \dots (A-10)$$

$$T_1^* = \sqrt{\frac{2LT_{sw} i_{in}^*}{V_{in}}} + \frac{L}{V_{Cbuf}} I_N \dots (A-11)$$

$$T_3^* = \sqrt{\frac{2LV_{out} T_{sw}}{V_{Cbuf}(V_{Cbuf}-V_{out})} i_{APD}^* + \frac{L^2 I_N^2 (2V_{Cbuf}^2 - V_{out}^2)}{V_{Cbuf}^2 (V_{Cbuf}-V_{out})^2}} + \frac{L}{V_{Cbuf}-V_{out}} I_N$$

$$\dots (A-12)$$

4アーム駆動かつ充電モードにおける T_{sw} , T_1^* , T_3^* は以下のように導出できる。

$$T_{sw} = \frac{4L}{V_{out}(V_{Cbuf}-V_{out})} \left\{ V_{Cbuf} i_{APD}^* + (V_{in} + V_{out}) \sqrt{\frac{V_{Cbuf} (V_{Cbuf}-V_{out}) i_{in}^* i_{APD}^*}{V_{in} V_{out}}} \right\} + \frac{2L(V_{out}^3 i_{in}^* - V_{Cbuf} V_{in}^2 i_{in}^* - V_{Cbuf} V_{out}^2 i_{in}^* + 2V_{in} V_{out}^2 i_{in}^* + V_{in}^2 V_{out} i_{in}^* - 2V_{Cbuf} V_{in} V_{out} i_{in}^* + V_{Cbuf} V_{in} V_{out} i_{APD}^*)}{V_{in} V_{out} (V_{Cbuf}-V_{out})} \dots (A-13)$$

$$T_1^* = \sqrt{\frac{2LT_{sw} i_{in}^*}{V_{in}}} + \frac{L}{V_{Cbuf}} I_N \dots (A-14)$$

$$T_3^* = \sqrt{\frac{2L(V_{Cbuf}-V_{out}) T_{sw}}{V_{out} V_{Cbuf}} i_{APD}^* + \frac{L^2 I_N^2}{V_{out} V_{Cbuf}} - \frac{L^2 I_N^2 (V_{Cbuf}-V_{out})}{V_{out} V_{Cbuf}^2} + \frac{L^2 I_P^2 (V_{Cbuf}-V_{out})}{V_{out}^2 V_{Cbuf}^2}} + \frac{L}{V_{out}} I_P \dots (A-15)$$

文 献

- (1) Fariborz Musavi, Wilson Eberle, and William G. Dunford, "A High-Performance Single-Phase Bridgeless Interleaved PFC Converter for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Battery Chargers," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, no. 4, pp. 1833-1843 (2011)
- (2) Laszlo Huber, Liu Gang, and Milan M. Jovanovic, "Design-Oriented Analysis and Performance Evaluation of Buck PFC Front End," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 1, pp. 85-94 (2010)
- (3) D. Neumayr, G. C. Knabben, E. Varescon, D. Bortis and J. W. Kolar, "Comparative Evaluation of a Full- and Partial-Power Processing Active Power Buffer for Ultracompact Single-Phase DC/AC Converter Systems", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 9, no. 2, pp. 1994-2013 (2021)
- (4) H. Wang, M. Liserre and F. Blaabjerg, "Toward Reliable Power Electronics: Challenges, Design Tools, and Opportunities," IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 7, no. 2, pp. 17-26 (2013)
- (5) Z. Zhao, P. Davari, W. Lu, H. Wang and F. Blaabjerg, "An Overview of Condition Monitoring Techniques for Capacitors in DC-Link Applications", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 4, pp. 3692-3716 (2021)
- (6) 外山佳祐, 清水敏久:「パワーデカップリング機能を持つ高効率単相系統連系インバータとその制御法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 135, No. 2, pp. 147-154 (2015)
- (7) S. Qin, Y. Lei, C. Barth, W.-C. Liu and R. C. N. Pilawa-Podgurski, "A high-efficiency high energy density buffer architecture for power pulsation decoupling in grid-interfaced converters," 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 149-157 (2015)
- (8) 宮田湧気, 大島慶太, 渡辺大貴, 伊東淳一:「電流不連続モードで動作するアクティブバッファ回路を適用した単相昇降圧 PFC 回路」, SPC-22-146, MD-22-081, pp. 19-24 (2022)
- (9) 宮田湧気, 山ノ口皓喜, 渡辺大貴, 伊東淳一:「電流不連続モードで動作する単相昇降圧 PFC 回路の昇降圧動作時における入力電流ひずみの低減」, IEE Japan Annual Meeting, 4-064, pp.111-112 (2023)