

アクティブバッファ回路を用いた単相降圧形 PFC 整流器

大沼 喜也, 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

A Single-phase Back PFC Rectifier using an Active Buffer
Yoshiya Ohnuma, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

1. はじめに

単相交流を直流に変換する単相整流器は、電子機器の電源やバッテリーの充電、直流送電などに用いられ、小型・軽量化・高効率化が要求されている。また、電源の品質維持のため入力電流の高調波対策が求められる。従来の力率改善回路 (PFC) は、主に昇圧回路が用いられ、大型の昇圧リアクトルや大容量のキャパシタが必須となり体積の増加や効率の低下を招いている⁽¹⁾⁽²⁾。そこで本論文は、降圧形で、キャパシタ容量の低減可能な小型・軽量・高効率な回路を提案する。本論文では回路構成と制御原理を述べ、その後実機による検証を示す。その結果、入力電流を力率 0.999、入力電流ひずみ率(THD)1.9 1%の正弦波、効率 96.1%を得たので報告する。

2. 回路構成

図 1 に提案回路を示す。ダイオードブリッジで整流し、バッファ回路と称する 2 つのスイッチ及び 1 つのダイオードで入力電流の正弦波化及びキャパシタの電圧制御を行う。入出力にはスイッチング成分除去用の LC フィルタを挿入する。また、直流中間のキャパシタは電圧をアクティブに制御することで、容量を低減する。

3. 制御原理

(a) 各デューティ指令の算出法

提案回路は、入力電流を力率 1 の正弦波にするため、バッファ回路で脈動分の電力を補償する。そのため、バッファ瞬時電力 p_{buf} は出力電力が一定であれば、(1)式で表せる。

$$p_{buf} = \frac{1}{2} V_{IN} I_{IN} \cos(2\omega t) \dots\dots\dots(1)$$

ただし、 V_{IN} 、 I_{IN} は入力電圧、入力電流の最大値、 ω は入力角周波数である。

提案するシステムは、図 2 に示す 4 つのモードで動作する。(1)式より p_{buf} が正の期間 ($-\pi/2 < 2\omega t < \pi/2$) モード 2 で放電し(放電期間)、負の期間 ($\pi/2 < 2\omega t < 3\pi/2$) モード 3 で充電すれば(充電期間)、電力脈動を補償できる。また、入力整流電圧及びバッファキャパシタ電圧は電流形変換器として動作し、負荷のインダクタに対して電圧を切り替える又は入力電圧からキャパシタ電圧を減算した電圧が印加される。各モードに対するデューティを $d_{mode1} \sim d_{mode4}$ とし、入力電流を i_{rec} 、キャパシタ電流を i_c 、モード 4 で環流する電流を i_z と定義すると、各電流と負荷のインダクタ電流 I_{DC} との電流方程式は

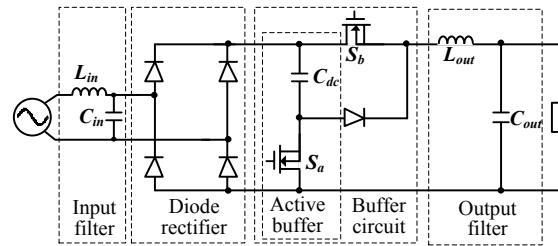


Fig.1 Proposed circuit.

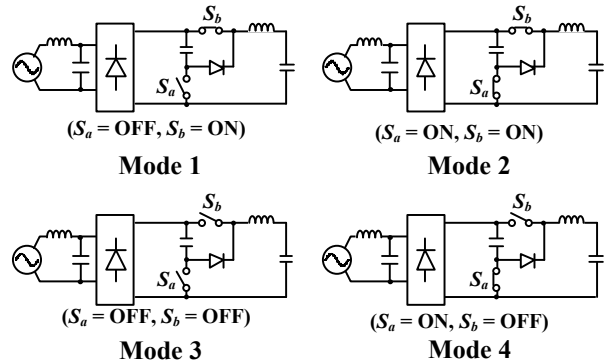


Fig.2 Switching pattern of each mode.

(2)式となる。また、 I_{dc} は連続電流なので(3)式が成立する。

$$\begin{bmatrix} i_{rec} \\ i_c \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{mode1} & d_{mode3} \\ d_{mode2} & -d_{mode3} \\ d_{mode4} & 0 \end{bmatrix} \cdot I_{DC} \dots\dots\dots(2)$$

$$d_{mode1} + d_{mode2} + d_{mode3} + d_{mode4} = 1 \dots\dots\dots(3)$$

(2)式より、 d_{mode1} で入力電流を制御し、 d_{mode2} と d_{mode3} でキャパシタ電流を制御できることがわかる。

入力電流を正弦波にするには、 i_{rec} は(4)式を満たせばよい。提案法は放電期間中、 d_{mode3} はゼロに制御するが、充電期間中は入力電流に対し、 d_{mode3} 分の電流が加算されるため、正弦波にするためには d_{mode3} 分を減算すればよい。これより、 d_{mode1} は(2)式より(5)式となる。

$$i_{rec} = I_{IN} |\sin(\omega t)| \dots\dots\dots(4)$$

$$d_{mode1} = \frac{I_{IN}}{I_{DC}} |\sin(\omega t)| \alpha - d_{mode3} \dots\dots\dots(5)$$

ただし、 α は変調率である。

一方、キャパシタの瞬時電力は脈動電力と一致すればよい。このときキャパシタ電流 i_c は(6)式にて求められる。

$$i_c = \frac{V_{IN} I_{IN}}{2v_c} \cos(2\omega t) \dots\dots\dots(6)$$

ただし、 v_c はコンデンサの瞬時電圧である。ここで、キャパシタ電流 i_c は正負となるが、モード2とモード3を用いることで制御を行う。 d_{mode2} 、 d_{mode3} は(2)式より、(7)式で求められる。

$$\begin{cases} d_{mode2} = \begin{cases} \frac{V_{IN} I_{IN}}{2v_c I_{DC}} \cos(2\omega t) \alpha & d_{mode2} \geq 0 \\ 0 & d_{mode2} \leq 0 \end{cases} \\ d_{mode3} = \begin{cases} -\frac{V_{IN} I_{IN}}{2v_c I_{DC}} \cos(2\omega t) \alpha & d_{mode3} \geq 0 \\ 0 & d_{mode3} \leq 0 \end{cases} \end{cases} \dots\dots\dots(7)$$

最後に、モード4は、(3)式より(8)式にて求められる。

$$d_{mode4} = 1 - (d_{mode1} + d_{mode2} + d_{mode3}) \dots\dots\dots(8)$$

ところで、入力電圧が最大時($\omega t = \pi/2$)、入力電流とコンデンサ電流がそれぞれ最大となる。電圧利用率を考えた場合、変調率 α を1とすると、 d_{mode4} はゼロとなる。前述の条件を用い、(5)式、(8)式を(9)式に代入すると、 I_{INp} と I_{dc} の比は、(11)式のように得られる。

$$\frac{I_{INp}}{I_{dc}} = 1 \dots\dots\dots(11)$$

よって、各デューティは入力最大電圧値 V_{IN} 、角周波数 ω 、瞬時キャパシタ電圧 v_c 及び変調率 α より簡単に計算できる。

図3に制御ブロック図を示す。各デューティを算出し三角波と比較する。比較信号よりスイッチングパターンを決定する。キャパシタ電圧を所望の値にするため、出力電力より瞬時電圧指令値を作成しPI制御値をデューティに加減算する。

4. 実験結果

表1に実験条件を示す。入力200Vとし、変調率 α は0.95とし、定格出力を750Wとする。図4に実験結果を示す。実験結果より、入力電流は正弦波、出力にはリップのない直流が出力され、単相の電力脈動をバッファ回路により補償できている。図5に出力電力に対する効率及び入力率を示す。入力率は0.999、最高効率は96.1%を達成した。図6に各出力に対する入力電流ひずみ率(THD)を示す。ほぼすべての領域で低いひずみ率を確認した。また定格出力時のTHDは1.91と良好な値を得た。

5. 結論

本論文では、力率改善機能付き降圧形単相整流器の回路構成と制御回路を提案した。提案回路は降圧形のみ構成なので昇圧回路(昇圧リアクトル)が不要なこと、キャパシタ容量を低減可能なことより小型化が実現できる。実験結果より、入力電流は力率0.999ひずみ率1.91%の正弦波、効率96.1%の結果を得た。

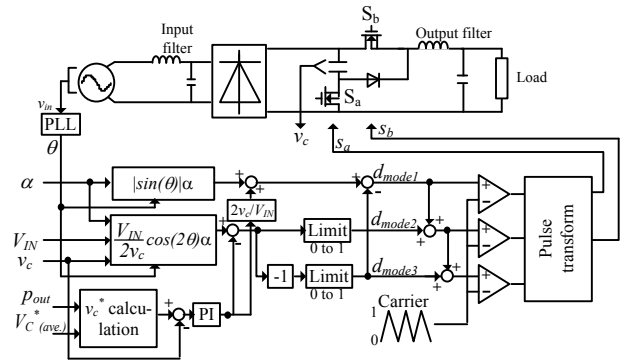


Fig.3 Control blocks diagram.

Table 1 Specification of prototype converter.

Items	Value	Items	Value
Input voltage (rms)	200 V	Carrier frequency	20 kHz
Input frequency	50 Hz	Output power	750 W
Input and output filter cut-off frequency	2.8 kHz	Output voltage	0~141V
Capacitance (C_{dc})	100 μ F	Average capacitor voltage ($V_{C(ave)}$)	350V

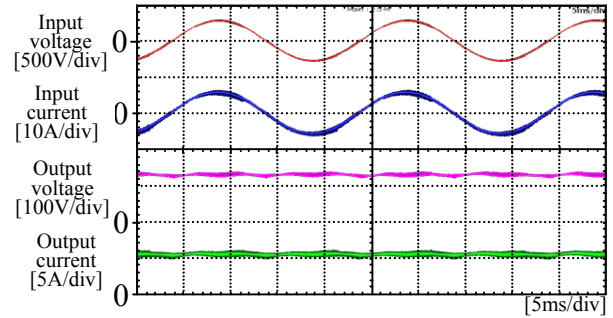


Fig.4 Experimental results.

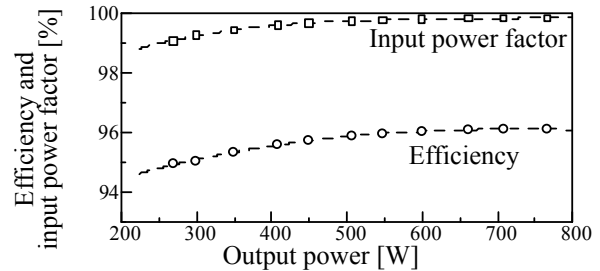


Fig.5 Efficiency and input power factor.

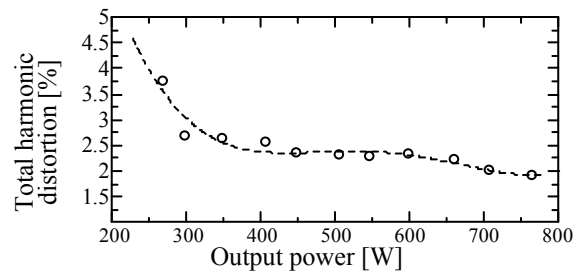


Fig.6 Total harmonic distortion.

文献

(1) Zhonghui BingI, etc. : PCC Nagoya 2007, pp. 1520-1526
(2) 伊藤 良三, 石坂 耕一 他 : 電学論 D Vol. 130 (2010), No 9, pp. 1113-1114
(3) Y. Ohnuma, J. Itoh: ECCE Atlanta 2010, pp. 1801 - 1807