

アクティブバッファを用いた 単相三相電力変換器の出力波形改善法

◎大沼 喜也 伊東 淳一

長岡技術科学大学 工学研究科

ohnuma@stn.nagaokaut.ac.jp

1. はじめに

エアコンや冷蔵庫など電動機による消費は家庭における消費電力の約4割を占め、現在は単相電動機に代わり高効率で小型な三相電動機の使用が進められている⁽¹⁾。しかし、家庭用電源は単相交流で供給されるため、三相電動機を高効率で高性能に駆動するには単相三相電力変換が必要となる。これらの変換器は様々な回路が研究されてきたが、単相交流の電力脈動に起因する大容量の平滑コンデンサや高調波規制対応のための力率改善回路が必要となり、さらなる小型化、長寿命化、高効率化が難しい⁽²⁾。

そこで著者らは、インダイレクトマトリクスコンバータを元にアクティブに電力脈動を補償する回路(アクティブバッファ)を直流リンクに並列に接続した新しい回路を提案した⁽³⁾。提案回路はアクティブバッファの動作により、入出力波形を正弦波化でき、さらに下記の特長を有する。

(a) 大型なリアクトルや大容量の平滑コンデンサが必要ないためシステムの小型化が可能

(b) 電力の半分はダイオード整流器からインバータに直接供給され、補償回路の損失は少ないので高効率化が望める

(c) 出力電圧は入力電圧の0.707倍出力可能

(d) アクティブバッファの制御に電流センサやフィードバック制御は不要

本論文では、提案回路の高性能化の手法として、スイッチングパターンを工夫することにより、性能を悪化することなく、出力電圧波形を改善する手法を提案する。ここでは出力電圧で発生する誤差原因を解明し、改善法を提案する。その後、実験により従来方式との比較を行い、その有用性を

確認したので報告する。

2. 回路構成

図1に提案回路の回路構成図を示す。提案回路は、電流形として動作するダイオード整流器と電圧形で動作する三相インバータの直流中間部に、アクティブバッファ回路を並列接続した構成となっている。アクティブバッファ回路は、放電回路と充電回路を別々に有する。放電回路は中間部に直列にコンデンサとスイッチを接続、充電回路は中間部からコンデンサに一般的な昇圧回路で構成する。本提案回路の特徴として、ダイオードからインバータへ流れる電流の主経路にリアクトルやパワー素子を含まないため、導通損失を小さくできる。バッファ回路は電力の脈動成分のみしか変換を行わない。また、充電回路と放電回路は1/4周期ごと交互に動作するため、一般的なPFC回路と比べ小型、高効率化が望める。

3. 制御原理

3.1 スイッチデューティ算出法

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} は出力が三相平衡負荷であれば、(1)式で表せる。

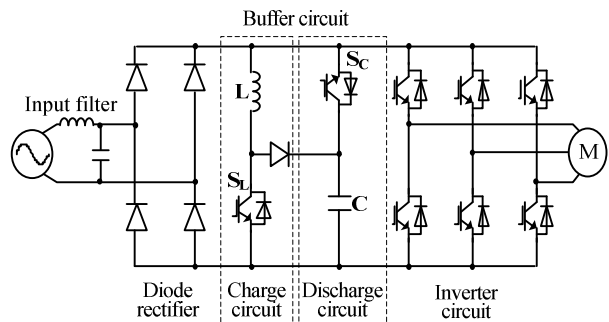


Fig. 1. Circuit configuration of proposed circuit.

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

ただし、 V_{IN} は入力電圧最大値、 I_{IN} は入力電流最大値、 ω は電源角周波数である。(1)式より p_{buf} が正の期間($-\pi/2 < 2\omega t < \pi/2$)、放電回路より電力を放電し(放電期間)、負の期間($\pi/2 < 2\omega t < 3\pi/2$)、充電回路で充電すれば(充電期間)、電力脈動を補償できる。

図2に提案システムの等価回路を示す。各スイッチ S_{XX} のデューティを d_{xx} とすると、放電期間中、充電回路は動作しないので($d_l = 0$)、入力電流 i_{rec} を正弦波状に制御するには、 d_{rec} は(2)式、電力脈動を補償するため d_c は(3)式となる。

$$d_{rec} = \sqrt{2}|\sin(\omega t)| \quad (2)$$

$$d_c = \frac{V_{IN}}{\sqrt{2}v_c} \cos(2\omega t) \quad (3)$$

ただし、 v_c はバッファコンデンサの瞬時値である。一方充電期間中、放電回路は動作しないので($d_c = 0$)、出力電力を一定にするには、 d_{rec} は(4)式を満たせばよい。

$$d_{rec} = \frac{\sqrt{2}}{2|\sin(\omega t)|} \quad (4)$$

また、充電回路はリアクトル電流を不連続モードで動作させる⁽⁴⁾。この場合、入力電流を正弦波にするには、 d_l は(5)式となる。

$$d_l = \sqrt{\frac{2L(v_c - v_{in}) \left\{ I_{IN} |\sin(\omega t)| - \frac{I_{IN}}{2|\sin(\omega t)|} \right\}}{v_{in} v_c T}} \quad (5)$$

ただし、 L は充電回路のインダクタンス、 T はスイッチング周期である。

(5)式において、デューティを算出するには入力電流の最大値 I_{IN} が必要となる。そこで、バッファコンデンサの電圧変化分から入力電流を推定する。放電期間終了時の電圧値を V_{Cmin} として検出し、最高値 V_{Cmax} を設定すれば(6)式より I_{IN} が算出できる。

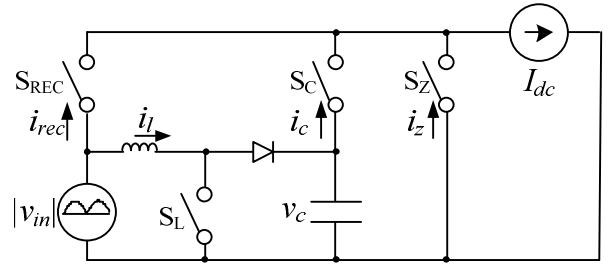


Fig. 2. Equivalent circuit of proposed circuit.

$$W_C = \frac{V_{IN} I_{IN}}{2\omega} \quad (6)$$

$$I_{IN} = \frac{2\omega W_C}{V_{IN}} = \frac{\omega C}{V_{IN}} (V_{Cmax}^2 - V_{Cmin}^2)$$

ただし C はバッファコンデンサのキャパシタンスである。(6)式より、コンデンサの電圧を検出するだけで、入力電流最大値が算出できるので、電流センサは不要となる。

3.2 空間ベクトル変調方式

提案回路は入力電圧とコンデンサ電圧の2つの電圧を制御し出力電圧を生成する。そのため、ベクトルを自由に選択、調節できる空間ベクトル変調方式を応用した制御方式を採用している⁽⁵⁾。基本ベクトル図において指令値 v^* の領域により使用するベクトル V_1 , V_2 を選定し、指令値の α , β 軸成分 v_α , v_β と選択した基本ベクトルの α , β 軸成分 $V_{1\alpha}$, $V_{1\beta}$, $V_{2\alpha}$, $V_{2\beta}$ より出力時間比 T_1 , T_2 , T_z を(7)式で算出する。

$$T_1 = \frac{1}{|A|} \begin{vmatrix} v_\alpha & V_{2\alpha} \\ v_\beta & V_{2\beta} \end{vmatrix}$$

$$T_2 = \frac{1}{|A|} \begin{vmatrix} V_{1\alpha} & v_\alpha \\ V_{1\beta} & v_\beta \end{vmatrix} \quad (7)$$

$$T_z = 1 - (T_1 + T_2) \quad \left(\because |A| = \begin{vmatrix} V_{1\alpha} & V_{2\alpha} \\ V_{1\beta} & V_{2\beta} \end{vmatrix} \right)$$

次に、(7)式で求めた各出力ベクトルの時間比を(2)式、(3)式、(4)式で求めたデューティ比で、(8)式のように分配する。

$$T_{1REC} = T_1 \cdot d_{rec} \quad T_{1C} = T_1 \cdot d_c \quad T_{1Z} = T_1 \cdot d_z \quad (8)$$

$$T_{2REC} = T_2 \cdot d_{rec} \quad T_{2C} = T_2 \cdot d_c \quad T_{2Z} = T_2 \cdot d_z$$

ここで、それぞれのゼロベクトルはスイッチング回数を減らすため、一つにまとめる。

$$T_{zz} = T_{1z} + T_{2z} + T_z \quad (9)$$

また、充電期間中 d_c はゼロになる。このことから、充電期間中は3つのベクトル、放電期間中は5つのベクトルで出力電圧を形成する。

3.3 提案するスイッチパルス生成方式

図3に従来方式と提案方式のスイッチングパターンを示す。放電期間中は5つのベクトルを出力する必要がある。従来はインバータのゼロ電圧期間中にスイッチ S_C をスイッチングする方式を提案している(従来方式)。

一方提案方式は、インバータでは同一の基本ベクトルを出力し、スイッチ S_C をハードスイッチさせ、インバータの印加電圧を変化させて出力ベクトルを移行させる。図3より、提案方式は従来方式に比べインバータのスイッチ回数が少ないことが特徴となる。

図4に制御ブロック図を示す。電源電圧 v_{in} 及び、設定したコンデンサ電圧最大値 V_{Cmax} ならびに検出した瞬時コンデンサ電圧 v_C から、各デューティ指令を求める。その後、インバータ指令より各ベクトル出力時間比を計算し、三角波とスイッチングテーブルを用いてスイッチングパターンを生成する。

4. 電圧誤差の原因

出力電圧の誤差の原因はデットタイムによる影響が挙げられる。そのため、様々な誤差補償法が提案されている⁽⁶⁾⁽⁷⁾。しかし、どの方式もデットタイムより狭いパルスは補償できない。

従来方式では1方向のベクトルを d_{rec} 分と d_c 分の2回に分けて出力する。 d_{rec} や d_c はゼロから大きく変化するので、デットタイムより狭いパルスが多く発生する。そのため出力波形は、誤差補償法を適用してもひずみが残る。

しかし、提案方式は1方向のベクトルを出力中に、スイッチ S_C をあえてハードスイッチさせ、 d_{rec} 分と d_c 分のベクトルを出力するのでインバータのパルス幅は狭くならない。スイッチ S_C はデットタイムが必要ないので、提案方式はイン

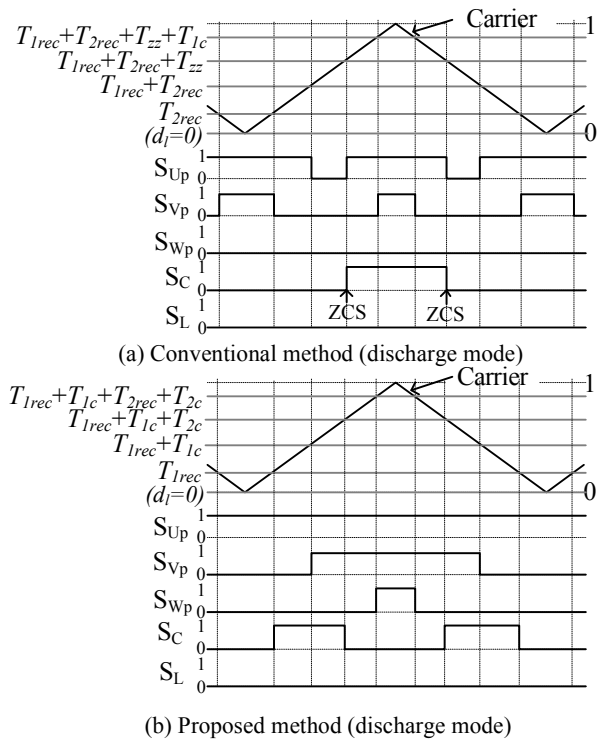


Fig. 3. Switching pattern of conventional and proposed method.

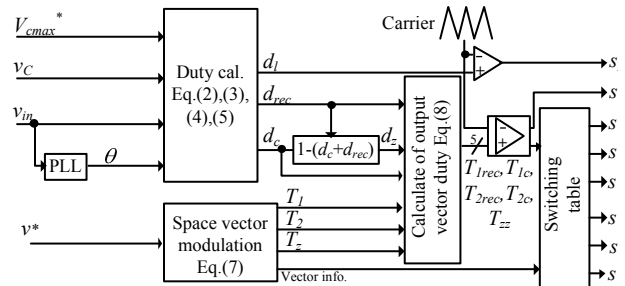


Fig. 4. Control block diagram.

バータのデットタイムによる影響は受けにくくなり、出力波形を改善することができる。なお、 S_C はハードスイッチングとなるが、キャリア一周期以内でのスイッチング回数が減少するので、損失は増加しない。

5. 実験結果

提案方式の有用性を確認するため、定格1kWの試作機を用い、従来方式との比較検討を行った。実験条件を表1に示す。実験ではデットタイムの誤差補償として、パルス幅補償を適用している。この方式は、誤差分のパルス幅を出力パルスに直接加減算し補償する方式である⁽⁷⁾。

図5に従来方式と提案方式の実験結果を示す。出力電圧波形は2次のローパスフィルタ

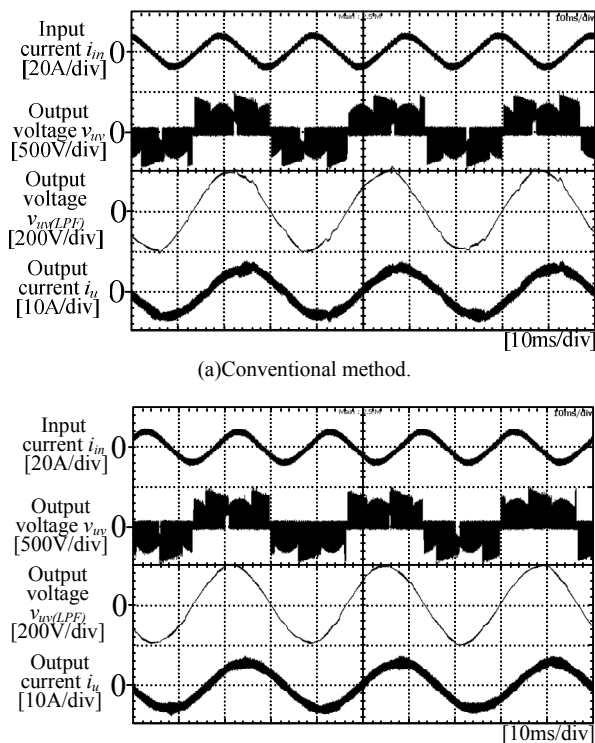


Fig. 5. Experimental results.

(LPF)(カットオフ周波数 1kHz)を観測用に用いている。従来方式では、LPF で観測した出力電圧波形や出力電流波形にひずみが発生しているのに対し、提案方式は波形のひずみが改善されていることが分かる。

図 6 に入力電流の総合ひずみ率(THD)及び、出力電流の THD の結果を示す。結果より、入力電流 THD はどの方式も低い値を示しているのに対し、出力電流 THD は、軽負荷時に約 9%と大きく改善できる。

図 7 に提案回路の効率と入力力率の測定結果を示す。結果より、入力力率、効率の差異は無く、提案方式は従来方式と同等の入力力率 0.99、最高効率 94.6% を得られる。

6. まとめ

本論文では、提案する単相三相電力変換器において、スイッチングパターンの変更のみで、入力力率や効率が低下することなく、出力波形を改善できる方式を提案した。また実験により、出力波形の改善を確認し、提案方式の有用性を確認した。

なお、本研究の一部は平成 21 年度産業技術研

Table 1. Experimental parameters.

Items	Value	Items	Value	
Input voltage (rms)	200 V	Carrier frequency	10 kHz	
Input frequency	50 Hz	Output power	1 kW	
Buffer circuit	Maximum capacitor voltage	300 V	Output frequency	30 Hz
	Capacitance	100 μ F	Output R-load	$\sim 4 \Omega$
	Inductance	0.25mH	Output L-load	3 mH

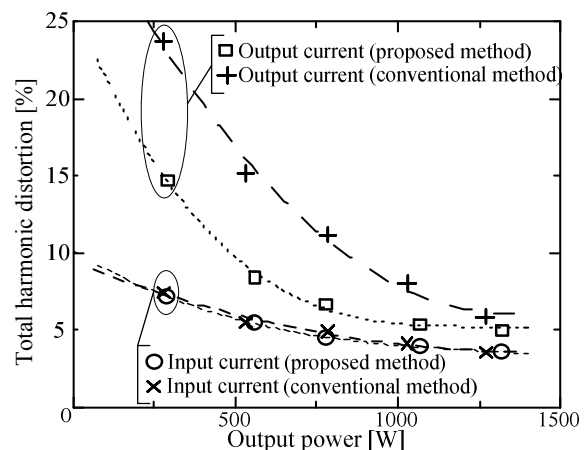


Fig. 6. Total harmonic distortion.

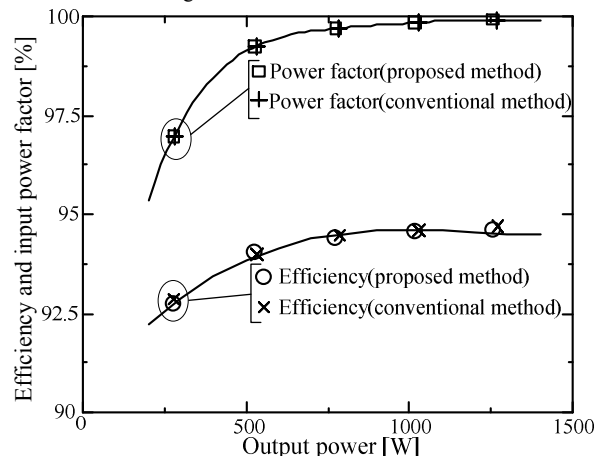


Fig. 7. Efficiency and Input power factor of proposed circuit.

究助成事業の支援を受けており、関係各位に感謝の意を表します。

文 献

- (1) 大森英樹・岩井利明・中島昇：電学論 D, Vol.124, No.11, pp.1087-1093(2004)
- (2) 大沼・伊東：平成 22 年電気学会全国大会, 4-057, 2010
- (3) 植杉・金澤・蛭間・宮崎・神戸：電学論 D, Vol.119, No.5, pp.592-598(1999)
- (4) 中野・佐藤・難波江：電学論 D, Vol.115, No.5, pp.562-569(1995)
- (5) Y. Ohnuma, J. Itoh: IPEC Sapporo, 2010
- (6) 電気学会 半導体電力変換調査専門委員会編：「パワーエレクトロニクス回路」 オーム社 2000
- (7) 加藤, 伊東：電学論 D, 128 巻, 5 号, pp. 623-630, 2008.