

# 充電回路を付加したアクティブバッファ付き 単相三相電力変換器の実機検証

学生員 大沼 喜也, 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## Experimental Verification of Single Phase to Three Phase Converter Using an Active Buffer circuit with a Charge Circuit

Yoshiya Ohnuma, Student Member, Jun-ichi Itoh, Member (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a new circuit configuration and a control method for a single-phase to three-phase power converter with power decoupling function. The proposed converter does not require a large reactor and large smoothing capacitors in the DC link part. The proposed topology is constructed based on an indirect matrix converter with an active buffer to decouple the power ripple. The buffering energy is kept by the voltage variation of the capacitor instead of its capacitance. In addition, the transfer ratio between the input and output voltage is improved to 0.707 due to the connected charge circuit. In this paper, the fundamental operations of the proposed converter are confirmed by simulation and experimental results. Then, the THD of less than 1% are obtained for the input current and output current.

キーワード：単相-三相電力変換器, インダイレクトマトリックスコンバータ

Keywords : Single-phase to three-phase power converter , Indirect matrix converter

### 1. はじめに

近年, 小規模な工場や家庭で使われる電動機において, 単相電動機に代わり, 高効率で小型な三相電動機の適用が進められている<sup>(1)</sup>。しかし, 家庭用電源は単相交流で供給されるため, 単相三相電力変換が必要となる。単相交流は電源周波数の 2 倍で電力脈動が生じるので, 平滑コンデンサが大容量化する問題がある。また高調波規格対応の観点から力率改善回路が必要となり, 装置の大型化や効率の低下が問題となる。これらの問題を解決するため, 例えばダイオード整流器と昇圧チョッパを組み合わせた回路や, 部分スイッチングを行うことにより損失を低減する方法が提案されている<sup>(2)</sup>。この方法は比較的損失が少なく, 家電製品などに実用化されているが, 大容量コンデンサや大型の昇圧リアクトルが必要となり, 小型化の妨げとなっている。

一方, 電力変換器の小型化, 長寿命化, 高効率化などの観点から直接形電力変換技術が注目され, 単相三相電力変換回路にも応用されている<sup>(3)(4)</sup>。直接電力変換技術を用いた回路は昇圧リアクトルや大容量の平滑コンデンサが不要となる。しかし, 逆耐圧素子やスナバ回路が必要となるため回路規模の大型化が懸念される。

著者らは, インダイレクトマトリックスコンバータとアクティブバッファ回路を用いた回路<sup>(5)(6)</sup>を以前に提案した。提案した回路は, 昇圧リアクトルや大容量の平滑コンデンサが必要ないため小型化できる。また入出力電流を正弦波化でき, さらにバッファ回路のスイッチング損失やダイオードのリカバリ損失が発生しないメリットがある。しかし,

提案回路ではバッファ回路の充電時に負荷を経由するため, 電圧利用率は実用上 0.4 程度と大きく低下する。

本論文では, バッファ回路を拡張し, 充電回路と放電回路を別々に構成した新しい回路を提案する<sup>(7)</sup>。新しい提案回路は, 充電回路を付加することにより部品点数は若干増加するものの下記の特長を有する。

(a) 出力電圧は入力電圧の 0.707 倍まで出力可能

(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る

(c) 充電回路と放電回路は 1/4 周期ごと交互に動作を行うので各回路の損失を半分に抑えられる

(d) 充電回路は電流不連続動作<sup>(8)</sup>で昇圧するため, 制御に電流センサやフィードバック制御が不要である

ここでは, 以前シミュレーションで示した提案回路とその制御法について, 実験によりその動作と諸特性を取得し, 有用性を確認したので報告する。

### 2. 回路構成

図 1 に提案システムのシステムブロック図を示す。提案回路は, インダイレクトマトリックスコンバータ回路をもとに, 電流形整流器と電圧型インバータの直流中間部に, 充電回路と放電回路を有するバッファ回路を並列接続した構成となっている。本方式は, 電力の半分(直流分)を直接整流器からインバータに供給し, 脈動分の電力をバッファ回路にて補償する。

図 2 に提案回路の具体的な回路図を示す。整流部はダイオード整流器, 放電回路は中間部に直列にコンデンサとス

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，変換器内の電流の主経路リアクトルやパワー素子が入らない。このため，導通損失を小さくできる。また，インバータがゼロ電圧を出力している期間，直流中間の電流はゼロであることに着目し，放電回路のスイッチ  $S_C$  はインバータのゼロ電圧期間中にスイッチングする。この結果， $S_C$  にはスイッチング損失，ダイオード整流器の逆回復損失が発生しない。さらに，充電回路とバッファ回路は1/4周期ごと交互に動作するため，各補償回路の損失は半分となる。このことから，一般的なPFC回路と比べ高効率化が期待できる。

### 3. 制御方法

#### (3-1) 電力脈動の補償原理

図3に入力電圧と電流を正弦波とし，対称三相負荷に電力を供給したときの入力電力と出力電力，およびその差分電力(=バッファに出入りする電力)の関係図を示す。入力電力1の条件では，瞬時電力  $p_{in}$  は(1)式で表せる。

$$p_{in} = V_{IN} I_{IN} \sin^2(\omega t) \\ = \frac{1}{2} V_{IN} I_{IN} - \frac{1}{2} V_{IN} I_{IN} \cos(2\omega t) \dots\dots\dots (1)$$

ただし， $V_{IN}$  は入力電圧最大値， $I_{IN}$  は入力電流最大値， $\omega$  は電源角周波数である。(1)式から明らかなように，入力電力は電源周波数の2倍で脈動する。一方，出力側は三相平衡負荷であれば，負荷電力が一定であり，入力電力の脈動を打ち消すためには，バッファ瞬時電力  $p_{buf}$  を(2)式で制御すればよい。

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

(2)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。

#### (3-2) スwitchのデューティ導出法

図4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，各部の電流は(3)式となる。また，インバータ入力電流  $I_{dc}$  を連続とすれば(4)式が成立する。

$$\begin{bmatrix} i_{rec} \\ i_c \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{rec} & d_l \\ d_c & 0 \\ d_z & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dc} \\ i_l \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

$$d_{rec} + d_c + d_z = 1 \dots\dots\dots (4)$$

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(5)式となる。また，電力脈動を補償するため  $d_c$  は(6)式となる。

$$d_{rec} = \frac{I_{IN}}{I_{dc}} |\sin(\omega t)| \dots\dots\dots (5)$$

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

一方，充電期間中，放電回路は動作しないので，出力電力を一定にするには， $d_{rec}$  は(7)式を満たせばよい。

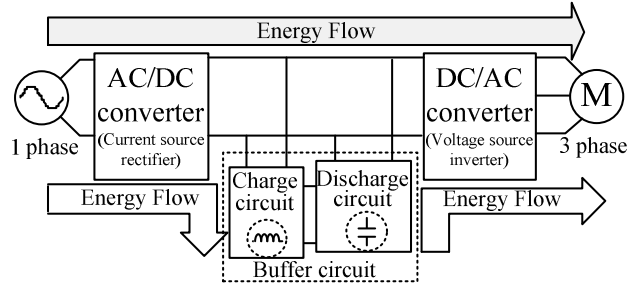


図1 提案するシステムブロック図  
Fig. 1. Block diagram of proposed system.

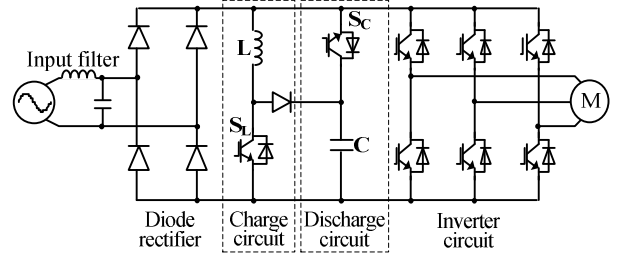


図2 提案回路

Fig. 2. Proposed circuit.

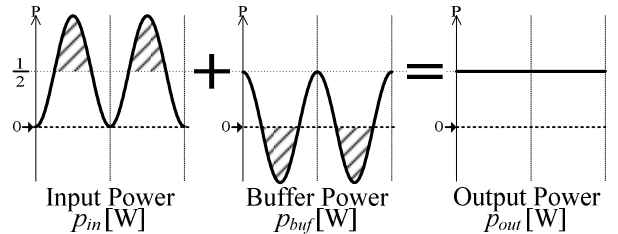


図3 電力脈動の補償原理

Fig. 3. Compensation principle of power ripple.

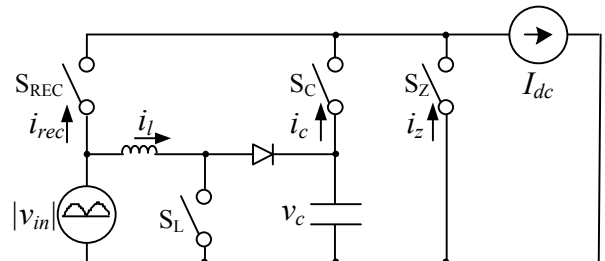


図4 提案システムの等価回路

Fig. 4. Equivalent circuit of proposed system.

$$d_{rec} = \frac{I_{IN}}{2I_{dc} |\sin(\omega t)|} \dots\dots\dots (7)$$

また，充電回路は，リアクトルの小型化，制御の簡単化のため，リアクトル電流を不連続で動作させる<sup>(8)</sup>。この場合，スイッチング周期でリアクトルに流す電流  $i_l$  は入力電流を正弦波にするために(8)式で求められ，これより  $d_l$  は(9)式で得られる。

$$i_l = I_{IN} |\sin(\omega t)| - \frac{I_{IN}}{2|\sin(\omega t)|} \dots\dots\dots (8)$$

$$d_l = \sqrt{\frac{2L_m (v_c - v_{in}) i_l}{v_{in} v_c T}} \dots\dots\dots (9)$$

ただし， $L_m$  は充電回路中のインダクタンス， $T$  はスイッチング周期である。

次に電圧利用率について検討する。 $I_{IN}/I_{dc}$ は(4)式より、充電期間と放電期間の切り替え時( $\omega t = \pi/4$ )、つまり  $d_{rec}$  が1のときに最大値をとり、このとき(10)式が成立する。この場合、直流中間電圧  $V_{dc}$  とインバータ入力電流  $I_{dc}$  の電力は一定となるので、 $V_{dc}$  は(11)式となり、0.707 倍まで出力できる。

$$\frac{I_{IN}}{I_{dc}} = \frac{1}{\sin(\pi/4)} = \sqrt{2} \dots\dots\dots(10)$$

$$I_{dc}V_{dc} = \frac{1}{2}V_{IN}I_{IN} \dots\dots\dots(11)$$

$$V_{dc} = \frac{1}{\sqrt{2}}V_{IN} = 0.707V_{IN}$$

電圧利用率最大とした場合、 $d_{rec}$  と  $d_c$  は、(10)式を代入して、最終的に(12)式、(13)式で制御すればよい。

$$d_{rec} = \sqrt{2}|\sin(\omega t)| \dots\dots\dots(12)$$

$$d_c = \frac{V_{IN}}{\sqrt{2}V_c} \cos(2\omega t) \dots\dots\dots(13)$$

### (3・3) 入力電流最大値の推定法

(8)式よりリアクトル電流を算出する場合、入力電流の最大値  $I_{IN}$  が必要となる。しかし、入力電流の最大値は負荷によって変動し一意に決定できない。そこで、コンデンサの電圧変化分から入力電流を推定する。コンデンサに蓄えられる脈動分の電力はコンデンサの電力と電圧の関係から(14)式にて求められる。

$$W_C = \frac{1}{2}CV_{Cmax}^2 - \frac{1}{2}CV_{Cmin}^2 \dots\dots\dots(14)$$

ただし  $V_{Cmax}$  はコンデンサ電圧の最高値を、 $V_{Cmin}$  は最低値を表す。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(15)式より  $I_{IN}$  が算出できる。

$$W_C = \frac{V_{IN}I_{IN}}{2\omega} \dots\dots\dots(15)$$

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

(15)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。

図5に制御ブロック図を示す。電源電圧  $v_{in}$  及びコンデンサ瞬時電圧  $v_c$  よりデューティを計算し補償回路のスイッチングパターンを生成する。インバータ側は空間ベクトル変調をベースに、各デューティよりパターンを生成する<sup>(6)</sup>。

### 4. 充電回路のインダクタンスの設計

充電回路のインダクタンスを設計する。電流を不連続にするため、インダクタンスとスイッチングデューティの制約がある。最大デューティは入力電圧が最大値となる点なので、スイッチのデューティの最大条件は(16)式で与えられる。

$$d_{lmax} = \frac{V_{C0} - V_{IN}}{V_{C0}} \dots\dots\dots(16)$$

ただし、 $V_{C0}$  は出力電力最大値のコンデンサ平均値電圧である。(9)式より、インダクタンスは(17)式により計算される

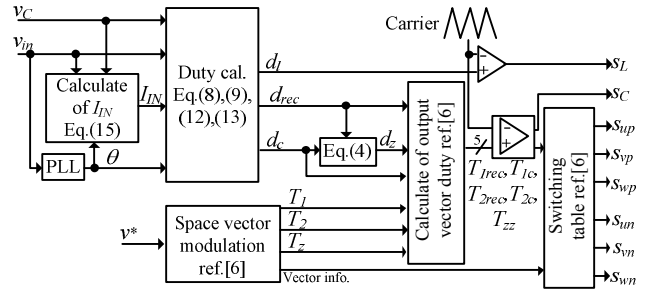


図5 制御ブロック図

Fig. 5. Control block diagram.

表1 シミュレーション及び実験条件

Table 1. Simulation and experimental parameters.

Items	Value	Items	Value
Input voltage (rms)	100 V	Carrier frequency	10 kHz
Input frequency	50 Hz	Output power	1 kW
Buffer circuit	Maximum capacitor voltage	Output frequency	30 Hz
	Capacitance	Output R-load	~4 Ω
	Inductance	Output L-load	3 mH

値より小さな値でなくてはならない。

$$L_m \leq \frac{d_{lmax}^2 V_{IN} V_{C0} T}{I_{IN} (V_{C0} - V_{IN})} \dots\dots\dots(17)$$

ただし、インダクタンス値を低くすると充電回路の電流ピーク値が増加するので、スイッチング素子の電流量の観点から注意が必要となる。

### 5. シミュレーション結果

提案回路の動作を確認するために、シミュレーションによる検証を表1の条件で行った。ここで、コンデンサ容量とコンデンサの最高電圧  $V_{Cmax}$  は脈動補償が可能な 100 μF, 300 V とした。最高電圧とコンデンサ容量はトレードオフの関係にあり、最高電圧を高くすればコンデンサ容量は小さくできる。なお、シミュレーションでは、デットタイムや入力フィルタは設けず理想状態で行った。

図6にシミュレーション結果を示す。波形は上から入力電圧  $v_{in}$ 、観測用ローパスフィルタ(LPF)(カットオフ周波数 1kHz)を介した入力電流  $i_{in(LPF)}$ 、コンデンサ電圧  $v_c$ 、インダクタ電流  $i_l$ 、LPF を介した U-V 間出力線間電圧  $v_{uv(LPF)}$ 、U 相出力電流  $i_u$  である。負荷を 40 ms 後に 100% から 20% に、110 ms 後に 20% から 75% に変化させている。結果より、負荷変動した場合でも出力電圧は常に理論式と同値の正弦波となり、入力電流も半周期内で正弦波に制御できていることが確認できる。また、コンデンサ最大電圧も 300 V に制御できている。さらに、1 kHz 以下の総合ひずみ率(THD)は、入力電流、出力電流ともに 1% 以下であり、電力脈動が補償できていることから、制御の妥当性が確認できる。

### 6. 実験結果

本論文で提案する制御方式とその有用性を確認するた

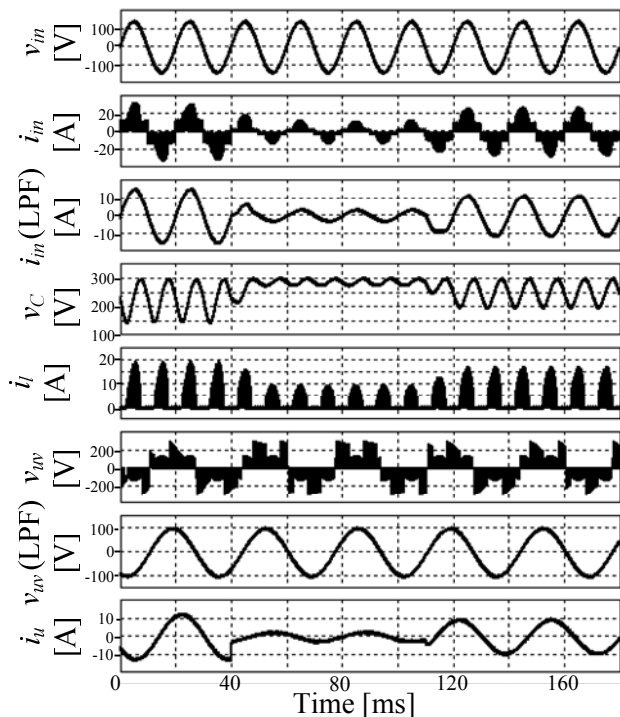


図6 シミュレーション結果  
Fig. 6. Simulation results.

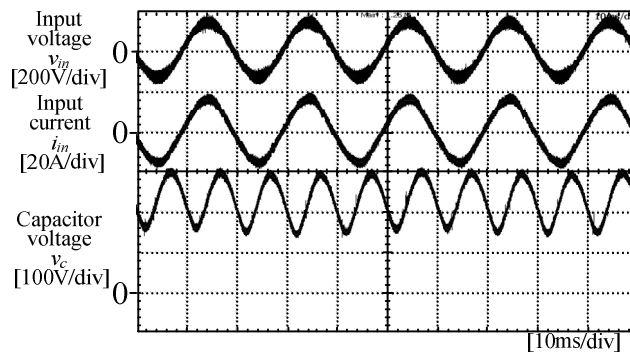
め、定格 1 kW の試作機を製作し実験を行った。実験条件はシミュレーションと同様である。ただし、実験ではデッドタイム 3  $\mu$ s を付加している。

図7に提案回路の実験結果を示す。図7(a)に入力波形及びコンデンサ電圧波形を示す。結果より、入力電圧と入力電流の位相はほぼ一致しており、力率 1 の正弦波電流が得られている。また、コンデンサ電圧は最大値 300 V を基準に振動しており、安定して制御が行われていることがわかる。図7(b)に出力波形を示す。出力波形はデッドタイムの影響で若干の歪みはあるものの、電力脈動による歪みは発生しておらず、提案方式により電力脈動がバッファで補償され、線間電圧最大値 100 V の正弦波出力が得られている。また、入力電流の総合歪み率(THD)は 4.6%、出力電流の THD は 4.1%と良好な値を得た。これより提案方式の妥当性を確認できる。

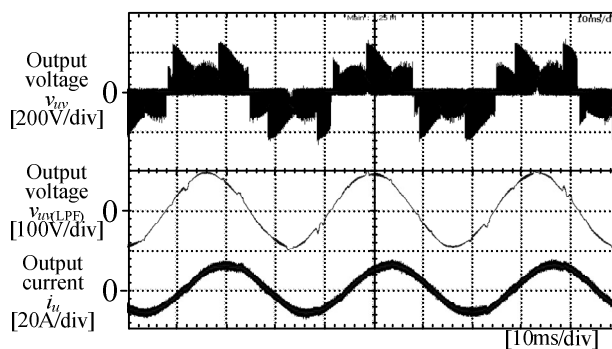
図8に提案回路の効率と入力力率の測定結果を示す。効率はほとんどの領域で 89%以上、最高で 90.0% (370W 時)を得た。また入力力率は 0.99 以上と良好な結果を得た。

## 7. まとめ

本論文では、小容量のコンデンサで電力脈動を補償する単相三相電力変換器に充電回路を付加し、電圧利用率を 0.707 まで改善できる方式を提案した。シミュレーションにより負荷変動時においても、コンデンサ電圧を検出するだけで、入出力電流を正弦波に制御できることを確認した。また、実験においても、入出力波形は理論通りの波形に制御でき、制御の妥当性を確認した。今後の予定として、効率の向上や波形改善のために、制御法の最適化を進め、提



(a) Input and capacitor voltage waveforms.



(b) Output voltage and current waveforms.

図7 実験結果

Fig. 7. Experimental results.

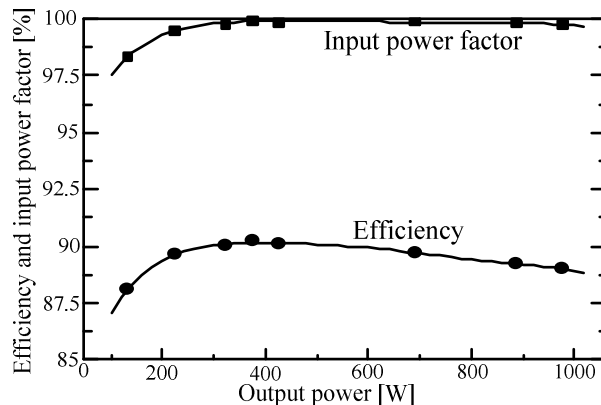


図8 効率と入力力率

Fig. 8. Efficiency and Input power factor of proposed circuit.

案回路の特徴を明らかにして行く。

なお、本研究の一部は平成 21 年度産業技術研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) 植杉・金澤・蛭間・宮崎・神戸：電学論 D, Vol.119, No.5, pp.592-598(1999)
- (3) 芳賀・高橋・大石：電学論 D, Vol.124, No.5, pp.510-516(2004)
- (4) 斎藤：平成 19 年電気学会産業応用部門大会, pp.1-103 - 1-108, 2007
- (5) 大沼・伊東：電学論 D, 130 巻 4 号, 2010
- (6) Y. Ohnuma, J. Itoh: IPEC Sapporo, 2010
- (7) 大沼・伊東：平成 22 年電気学会全国大会, 4-057, 2010
- (8) 中野・佐藤・難波江：電学論 D, Vol.115, No.5, pp.562-569(1995)