

# 新しい単相-三相電力変換器による コンデンサ容量の低減法とその基礎検証

大沼 喜也\* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Basic Investigation and Capacitance Reduction method  
of A Novel Single-Phase to Three-Phase Power Converter

Yoshiya Ohnuma\*, Jun-ich Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a novel single phase to three phase power converter in order to reduce volume the smoothing capacitor in the DC link part. In case of the single-phase converter, the large smoothing capacitor is required to absorb a power ripple of twice frequency of a power supply. The proposed method using an indirect matrix converter with an active snubber works in order to absorb the power ripple. Therefore, the proposed system does not require a reactor and large energy buffer such as smoothing capacitor. In this paper, the basic operation of the proposed method is confirmed by simulation and experiment.

**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，コンデンサ容量低減  
(Single-phase to three-phase power converter, Indirect matrix converter, Reduce volume the smoothing capacitor)

## 1. はじめに

近年，家電製品の高効率化，小型化の要望が高まっており，これらの観点から単相モータよりも，高効率で小型化が可能な三相モータの適用が増加してきている。しかし，家庭用電源は単相交流であるため，三相モータの駆動には単相-三相電力変換器が必要となる。入力電力は電源周波数の2倍で脈動するため，単相-三相電力変換器においては大容量の平滑コンデンサを用いる必要がある。また，高調波規格対応の観点から力率改善形回路が必要となる。これらの要求を満たすため，現在まで様々な回路が検討されているが，いずれも大容量コンデンサや昇圧用リアクトルが必要となり，小型化や高効率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，高効率化を実現可能な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>(1)(2)</sup>。これまで，高入力力率制御を行う手法<sup>(1)</sup>や，三相-三相マトリックスコンバータの回路を用い，電力脈動を補償する手法<sup>(2)</sup>などが提案されている。しかし，文献(1)では電力脈動を負荷の慣性モーメントに吸収させるため，用途が限定される。また，文献(2)の手法ではスイッチ数の増加やスナバ回路の必要性などからコストの増加が懸念される。

本論文では，直流部にスナバを付加したインダイレクトマトリックスコンバータ<sup>(3)</sup>をベースにし，スナバをバッファ回路としてアクティブに動作することで，単相交流で発生する2倍周期の電力脈動を吸収する回路とその制御法を提案する。提案回路の動作原理は，電力脈動に対してコンデンサの電圧を変化させ，コンデンサ容量を低減しており，考え方はDCアクティブフィルタと同様である<sup>(4)</sup>。従来のDCアクティブフィルタとPWM整流器のシステムは下記の特徴を有する。

- (a) バッファは小容量のフィルムコンデンサを使用可能
- (b) 入力電流は力率1の正弦波

これに加え，本論文はインダイレクトマトリックスコンバータをベースにすることにより以下の特徴を有する。

- (a) 昇圧用リアクトルが不要
- (b) バッファ回路はゼロ電流スイッチング動作なので高効率が期待できる。
- (c) 整流器部はダイオード整流器でよい
- (d) DCアクティブフィルタ部のスイッチング素子は1つでよい

ここでは，シミュレーションおよび実験により提案回路とその制御法について，有効性を確認したので報告する。

## 2. 回路構成

### 〈2・1〉 従来回路

図 1 に単相三相電力変換器の代表的な従来回路を示す。最も簡単な単相三相変換回路は、図 1(a)に示すダイオード整流器と三相電圧形インバータから成る回路である。しかし、図 1(a)では入力電流に多くの高調波が含まれるため、高調波規制を満足できない。そこで、図 1(b)のように力率改善形回路として昇圧チョップを付加する回路も良く使用される。この回路では昇圧チョップを付加したことにより、入力電流は正弦波化できるが、装置の大型化や損失の増加が問題となる。どちらの回路も、直流中間に後述する電力脈動を吸収するため、大容量の電解コンデンサが必要となる。

### 〈2・2〉 提案回路

図 2 に提案システムのブロック図を示す。提案システムは、単相電流形整流器と三相電圧形インバータの直流部に、コンデンサとスイッチによるバッファ回路を接続した構成である。入力部にスイッチング周波数の高調波を除去するフィルタは必要であるが、図 1(b)の昇圧リアクトルほど大型化しない。提案回路では、バッファ回路にてアクティブに脈動電力を吸収する。例えば、図 1(a)において単相入力 100 V の場合、直流部の電圧リップル率を 5% 以下に抑えるためのコンデンサ容量と比較すると、約 1/60 程度の容量まで削減できる。

図 3 に提案システムの主回路図を示す。多くの単相用途では、電力を回生する必要がないため、整流器側はダイオード整流器で構成することができ、低コスト化が可能となる。また、インダイレクトマトリックスコンバータと同様に、ゼロ電圧期間中にバッファ回路のスイッチ  $S_{buf}$  がスイッチングするため、 $S_{buf}$  はゼロ電圧スイッチングとなり、スイッチング損失が発生しない。また、ダイオード整流器における逆回復損失も発生せず、高効率化が望める。

## 3. 制御原理

### 〈3・1〉 電力脈動の補償原理

図 4 に入力電圧と電流がそれぞれ正弦波で、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。入力力率 1 の条件では、瞬時入力電力  $p_{in}$  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るから、入力電力の脈動を打ち消すためには、バッファ瞬時電力  $p_{buf}$  は(2)式で制御すればよい。

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

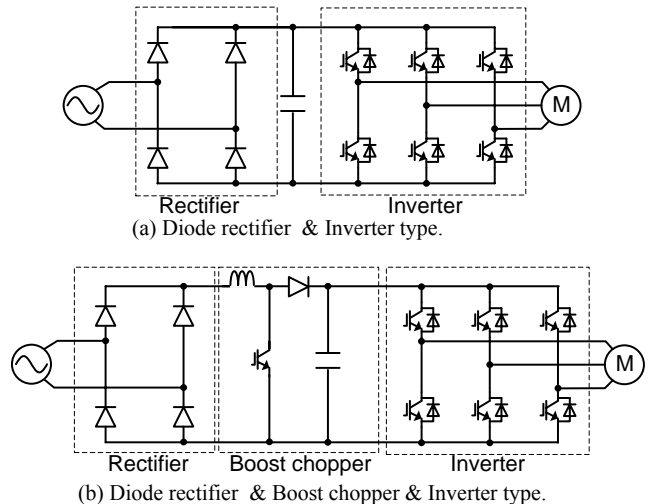


図 1 従来回路  
Fig. 1. Conventional Circuit.

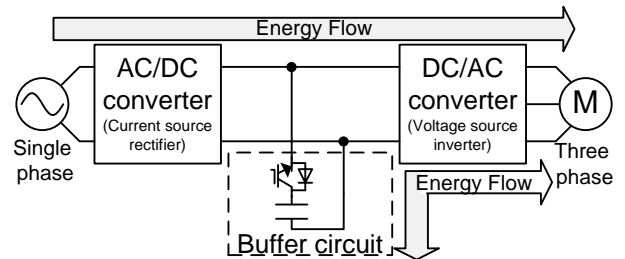


図 2 提案するシステム図  
Fig. 2. Block diagram of proposed system.

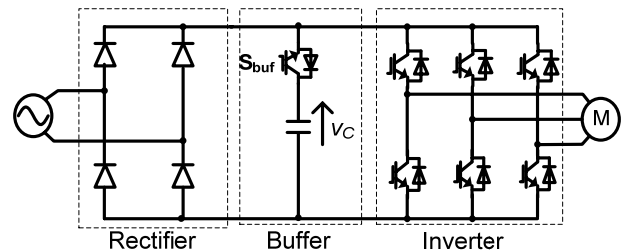


図 3 提案回路

Fig. 3. Proposed circuit with single switch in buffer.

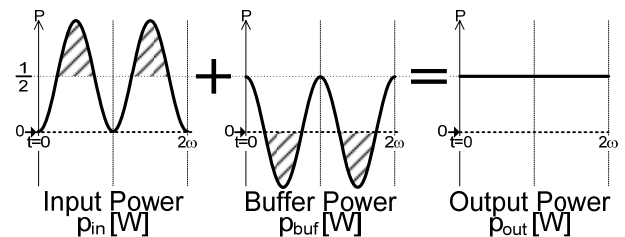


図 4 電力脈動の補償原理

Fig. 4. Compensation principle of power ripple.

(2)式から明らかなように、バッファはエネルギーを充放電するだけで、平均電力はゼロとなるのでバッファにはコンデンサが使用できる。この結果、瞬時出力電力  $p_{out}$  は、(3)式となり、入力電力の平均値で一定となる。

$$p_{out} = \frac{1}{2} V_{IN} I_{IN} \dots\dots\dots (3)$$

### (3・2) 制御方法

図5に提案システムの等価回路を示す。提案回路は  $S_{buf}$  によりインバータの入力電流をコンデンサと整流器に振り分ける。ただし、ゼロ電流期間（インバータのゼロ電圧ベクトル出力期間）が存在するので、図5のような等価回路が得られる。 $i_{rec}$  は整流した入力電流、 $i_c$  はコンデンサ電流、 $i_z$  はゼロ相電流である。等価回路のスイッチ  $S_{REC}$ 、 $S_C$ 、 $S_Z$  のデューティをそれぞれ  $d_{REC}$ 、 $d_C$ 、 $d_Z$  とすると、電流方程式は(4)式となる。

$$\begin{bmatrix} i_{rec} \\ i_c \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{REC} \\ d_C \\ d_Z \end{bmatrix} \cdot I_{dc} \quad \dots\dots\dots (4)$$

また、 $I_{dc}$  は連続電流なので(5)式が成立する。

$$d_{REC} + d_C + d_Z = 1 \quad \dots\dots\dots (5)$$

入力電流を正弦波にするには、 $i_{rec}$  は(6)式となればよく、(4)式より  $d_{REC}$  は(7)式で制御すればよい。

$$i_{rec} = I_m |\sin(\omega t)| \quad \dots\dots\dots (6)$$

$$d_{REC} = \frac{I_m}{I_{dc}} |\sin(\omega t)| \quad \dots\dots\dots (7)$$

一方、 $d_C$  は、(2)式により生じる電力脈動を打ち消すように制御する。つまり、コンデンサの瞬時電力と脈動電力が一致すればよいので、このとき  $i_c$  は(8)式にて求められる。

$$i_c = \frac{V_m I_m}{2V_C} \cos(2\omega t) \quad \dots\dots\dots (8)$$

$i_c$  は正負となるが、 $I_{dc}$  を一方向の直流と仮定すると、 $i_c$  を負に制御できない。そこで、 $i_c$  が負の期間は  $I_{dc}$  を逆方向に流すようにインバータを制御する。その結果、スイッチ  $S_C$  のデューティは(9)式で制御できる。

$$d_C = \frac{V_m I_m}{2V_C I_{dc}} |\cos(2\omega t)| \quad \dots\dots\dots (9)$$

最後に、 $d_Z$  は、(5)式より(10)式となる。

$$d_Z = 1 - d_C - d_{REC} \quad \dots\dots\dots (10)$$

ところで、電圧利用率を最大にするには、ゼロ電圧期間が短い方が望ましい。よって、 $d_Z=0$  とすれば、(7)、(9)、(10)より、(11)式が得られる。

$$\frac{I_m}{I_{dc}} = \frac{2V_C}{2V_C + V_m} \quad \dots\dots\dots (11)$$

電圧利用率最大の観点から、最終的に  $d_{REC}$  と  $d_C$  は、(7)式、(9)式および(11)式から(12)式で制御する。

$$\begin{cases} d_{REC} = \frac{2V_C}{2V_C + V_m} |\sin(\omega t)| \\ d_C = \frac{V_m}{2V_C + V_m} |\cos(2\omega t)| \end{cases} \quad \dots\dots\dots (12)$$

### (3・3) 電圧利用率

脈動補償を行った場合、直流中間電圧  $V_{dc}$  と直流中間電流  $I_{dc}$  は電力一定となるので、 $V_{dc}$  は(13)式により求められる。

$$I_{dc} V_{dc} = \frac{1}{2} V_m I_m \quad \dots\dots\dots (13)$$

$$V_{dc} = \frac{V_C}{2V_C + V_m} V_m$$

図7に、 $V_m=141[V]$  の場合の(13)式により求めたコンデンサ電圧と直流電圧の関係を示す。 $V_C$  を無限大にしても最大値は  $V_m/2$  となり、電圧利用率は 1/2 以下となる。

### (3・4) パルスの生成法

図7に、各デューティ比に応じたパルスを得る方法を示す。独立変数が二つあるので2つの指令値が必要である。三角波比較法により所望のパルスを得るには、指令値は  $d_{REC}$  と  $(d_{REC} + d_Z)$  とすればよい。三角波と  $d_{REC}$  を比較して得られたパルス  $s_{REC}$  を、 $(d_{REC} + d_Z)$  と比較して得られたパルスを  $s_{RECZ}$  とすれば、 $d_C$ 、 $d_Z$  に対応するパルス  $s_C$ 、 $s_Z$  は(14)式にて得られる。

$$\begin{cases} s_C = \overline{s_{RECZ}} \\ s_Z = \overline{s_{REC} \cdot s_{RECZ}} \end{cases} \quad \dots\dots\dots (14)$$

インバータのゼロ電圧を確実に発生させるため、 $S_Z$  がオンの期間、図7で示すようにインバータのキャリアを1もしくは0に設定する。また、入力電圧と、コンデンサ電圧が異なるため、同じ出力電圧を得るにはキャリアの傾き電圧比に応じて変化させ、パルスの幅を調節する。その結果、インバータキャリアは図7のような変形した台形波となる。

一方、インバータの電圧指令は従来の3相インバータの電圧指令と同様、三相電圧の指令値をキャリアと比較して得る。ただし、(9)式の  $i_c$  が負の期間に対応するため、 $i_c$  が負の期間のみ、 $S_C$  がオン時にインバータ指令を反転する。

図3に示す提案回路では、バッファのスイッチ  $S_{buf}$  とインバータのゼロ電圧期間  $S_z$  を利用し、バッファのスイッチ1つで制御を行う。そのため、コンデンサ電圧は入力電圧より高く制御する。コンデンサ電圧が入力電圧より高ければ、 $S_{buf}$  がオン時、 $i_c$  が流れ、 $S_{buf}$  がオフ時に  $i_{rec}$  からインバータに電流が流入する。しかし、ゼロ電圧期間  $S_z$  は、 $S_{buf}$  がオンしていてもコンデンサ電流  $i_c$  は流れないので、 $s_{buf} \neq s_C$  であることに注意が必要である。以上をまとめると、 $s_{REC}$  と  $s_C$  は  $s_{buf}$  の関係は(15)式にて表される。

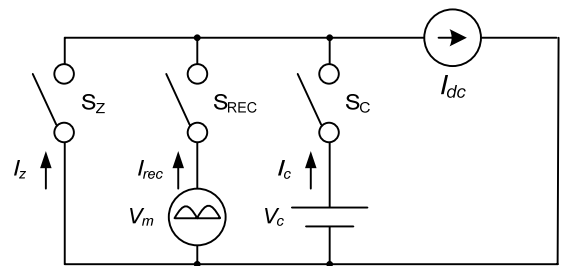


図5 提案システムの等価回路  
Fig. 5. Equivalent circuit of proposed system.

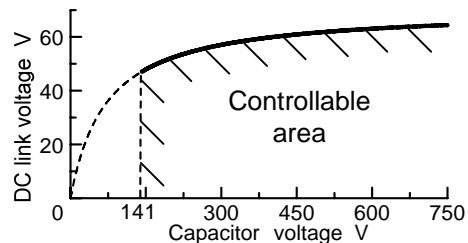


図6 コンデンサ電圧と直流電圧の関係図  
Fig. 6. Relation between capacitor voltage and direct voltage.

$$\begin{cases} s_{REC} = \overline{s_{buf}} \\ s_C = s_{buf} s_z \end{cases} \dots\dots\dots (15)$$

よって、 $s_{buf}$ は(16)式で求められる。

$$s_{buf} = \overline{s_{REC}} \dots\dots\dots (16)$$

図8に制御方法をまとめたブロック図を示す。制御は、入力の電源位相と入力電圧の大きさ  $V_m$ 、コンデンサ電圧  $V_C$  から、各デューティ指令をもとめる。その後、キャリアと比較し、対応するスイッチングパルス  $s_{REC}, s_z, s_C$ を得る。インバータキャリアは  $s_{REC}, s_z, s_C$ の信号に応じてカウントダウン、停止、カウントアップを行い、変形台形波を生成する。また、 $s_{buf}$ のパルスは  $s_{REC}$ を反転することで得られる。

#### 4. コンデンサ容量の検討と性能改善

##### (4.1) 所要コンデンサ容量の導出

電力脈動を補償するために必要なコンデンサの容量は、補償する電力量とコンデンサの許容可能な変動電圧分により求められる。電力脈動の補償に必要な電力量  $W_C$ は、電力脈動の半周期分あればよいので、(17)式より得られる。

$$\begin{aligned} W_C &= V_{IN} I_{IN} \int_0^{\frac{1}{2f}} \sin(2\omega t) dt \\ &= \frac{V_{IN} I_{IN}}{2\omega} = \frac{P_{out}}{\omega} \end{aligned} \dots\dots\dots (17)$$

また、コンデンサの電力量はコンデンサの電力と電圧の関係から(18)式にて求められる。

$$W_C = \frac{1}{2} C V_{Cmax}^2 - \frac{1}{2} C V_{Cmin}^2 \dots\dots\dots (18)$$

ただし  $V_{Cmax}$ は許容可能な電圧変動の最高値を、 $V_{Cmin}$ は最低値を表す。(17)式と(18)式より必要なコンデンサの容量は、(19)式となる。

$$C = \frac{2W_C}{V_{Cmax}^2 - V_{Cmin}^2} \dots\dots\dots (19)$$

図9に例として、 $V_{Cmax}$ を400V、 $V_{Cmin}$ を150Vとした場合の出力電力とコンデンサ容量の関係を示す。これより、1kW出力の必要コンデンサ容量は46.3μFとなり、小容量のフィルムコンデンサで電力脈動を補償可能である。

次に補償時のコンデンサ電圧を求める。コンデンサ電力量  $W_{com}$ は(2)式(3)式を積分して、(20)式より得られる。

$$W_{com} = W_{pri} - \frac{P_{out}}{2\omega} \sin(2\omega t) \dots\dots\dots (20)$$

ただし、 $W_{pri}$ は初期( $t=0$ )のコンデンサ電力量であり、コンデンサの平均電圧を  $V_{buf0}$ とすれば、(21)式となる。

$$W_{pri} = \frac{1}{2} C V_{buf0}^2 \dots\dots\dots (21)$$

よって、コンデンサ電圧  $v_{buf}$ は、(22)式にて求められる。

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} C v_{buf}^2 &= \frac{1}{2} C V_{buf0}^2 - \frac{P_{out}}{2\omega} \sin(2\omega t) \\ v_{buf} &= \sqrt{V_{buf0}^2 - \frac{P_{out}}{\omega C} \sin(2\omega t)} \end{aligned} \dots\dots\dots (22)$$

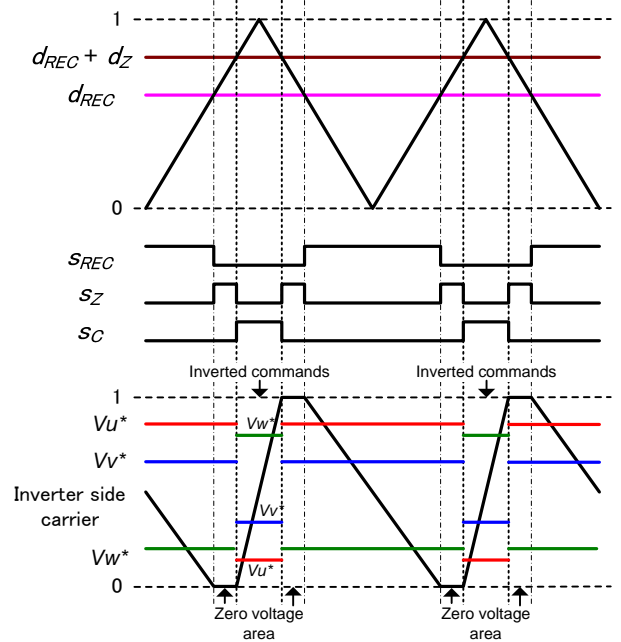


図7 デューティとインバータキャリア・指令値の関係  
Fig. 7. Relationship of Duty commands and inverter side carrier and inverter commands.

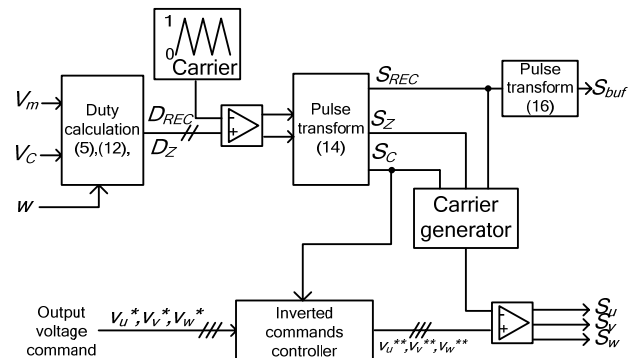


図8 制御ブロック図  
Fig. 8. Control block diagrams.

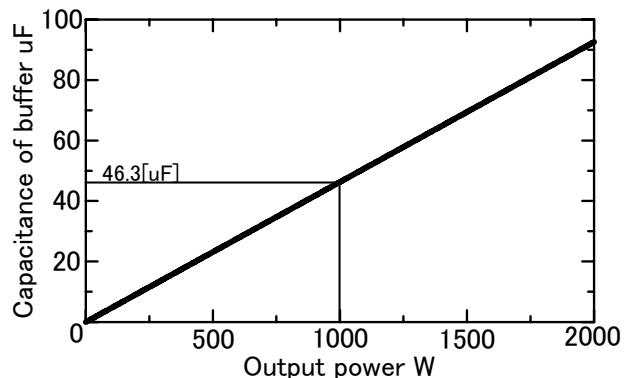


図9 必要コンデンサ容量と出力電圧の関係  
( $V_{Cmax}=300$  V,  $V_{Cmin}=150$  V時)

Fig. 9. Relationship between necessary capacitor and output voltage. When  $V_{Cmax}=300$  V and  $V_{Cmin}=150$  V.

#### 〈4・2〉 コンデンサ電圧制御による性能改善

実際には提案回路はインバータのデッドタイムによりゼロ電圧ベクトルの長さが増減し、十分な補償効果が得られない。入力電流を正弦波と仮定した場合、コンデンサ電圧が理論値と一致すればデッドタイムの影響を除去できたことになる。そこで、PI 制御を用いて、理論式と実際のコンデンサ電圧の偏差がゼロになるように制御することで、制御誤差による影響を抑制する。

(22)式によって求めたコンデンサ電圧指令値と、検出したコンデンサ電圧を比較し、PI 調節器に入力し、(12)式にて求めた  $d_c$  に加算する。

### 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、シミュレーションによる検証を行った。表 1 にシミュレーション条件を示す。ここで、コンデンサ容量は 50  $\mu\text{F}$  とし、コンデンサ電圧制御を行った。(22)式より、この条件におけるコンデンサの最高値は 392 V、最低値は 163 V となる。ただし、転流は理想転流とし、デッドタイムは付加していない。

図 10 にシミュレーション結果を示す。波形は上から入力電圧  $v_m$ 、1 次の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  $i_{m(LPF)}$ 、コンデンサ電圧  $v_c$ 、U-V 間出力線間電圧  $v_{uv}$ 、および 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。結果より、コンデンサ電圧は理論値通り振動しており、良好な制御が行われていることがわかる。また、入力電流、出力電圧ともに正弦波状となり、電力脈動を補償できていることがわかる。

図 11 に定常状態における入力電流と出力線間電圧の高調波解析結果を示す。結果より 1 kHz 以下の総ひずみ率は、入力電流、出力線間電圧ともに 2% 以下であり、理論の妥当性が確認できる。

### 6. 実験結果

本論文で提案する回路とその制御方式を確認するため、実際に定格 1 kW の試作機を製作し実験を行った。実験パラメータはシミュレーション同様であり、表 1 に示したとおりである。出力には R-L 負荷を接続した。ただし、実験ではインバータ部にデッドタイム 3  $\mu\text{s}$  を付加している。

図 12 に、従来回路図 1(a)において直流中間コンデンサを小容量の 50  $\mu\text{F}$  とした場合の実験結果を示す。波形は上から入力電圧  $v_m$ 、入力電流  $i_m$ 、U-V 間出力線間電圧  $v_{uv}$ 、U 相出力電流  $i_u$  である。実験結果より、入力電圧がゼロクロス時に出力電圧、電流波形が大きく歪み、電力脈動の影響が発生していることがわかる。

図 13 に、提案回路の基本的な動作の確認のため、バッファには直流電源を用い、コンデンサ電圧一定の場合の実験を行った際の動作波形を示す。実験結果より、デッドタイム誤差による歪みが残るものの、シミュレーションとほぼ同等の波形がえられている。また、従来回路で発生していた出力波形のひずみは、バッファで補償され、電力脈動は

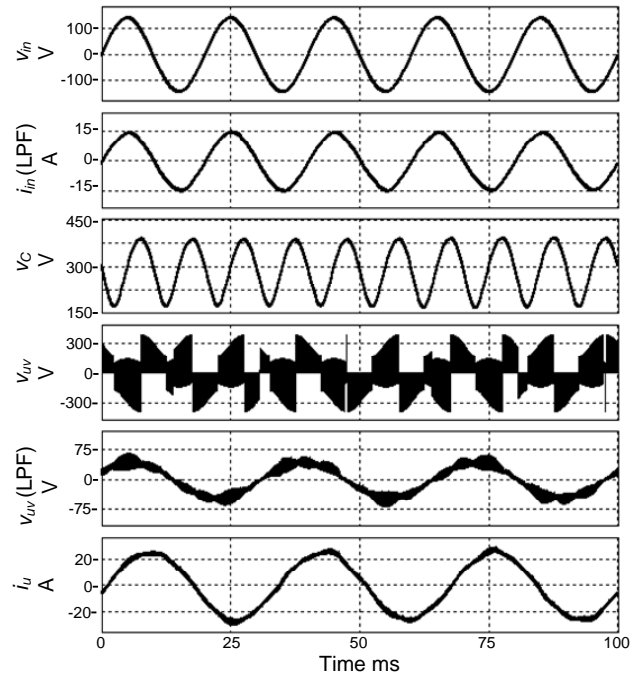


図 10 シミュレーション結果

Fig. 10. Simulation results.

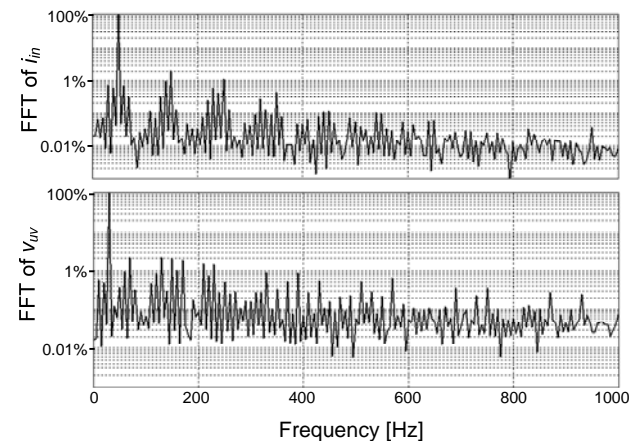


図 11 高調波解析結果

Fig. 11. harmonic analysis results.

表 1 シミュレーション・実験パラメータ

Table 1. Simulation parameters.

Input voltage	100 V
Input frequency	50 Hz
Output frequency	30 Hz
Output R-load	1 $\Omega$
Output L-load	1 mH
Output power	1 kW
Buffer capacitor	50 $\mu\text{F}$

発生していない。さらに、入力電流も良好な波形が得られていることから、制御方式の妥当性が確認できる。また、このときの入力電流ひずみ率(THD)は 6.7 %、出力電圧 THD

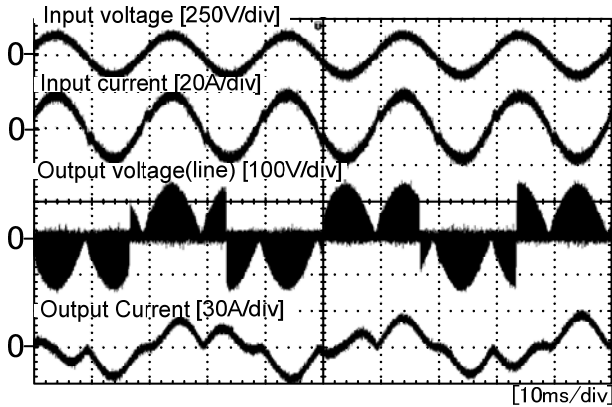


図 12 実験結果(従来回路)

Fig. 12. Experiment results. (Conventional Circuit)

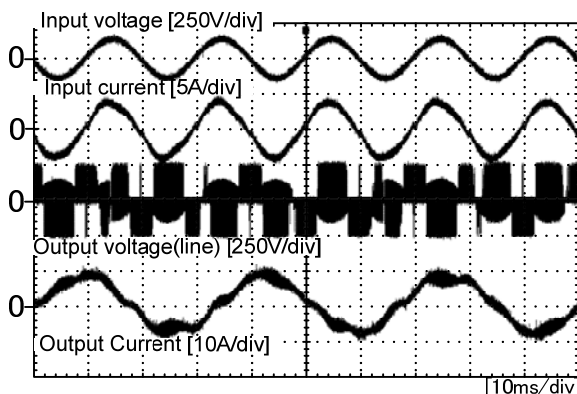


図 13 実験結果(コンデンサ電圧一定)

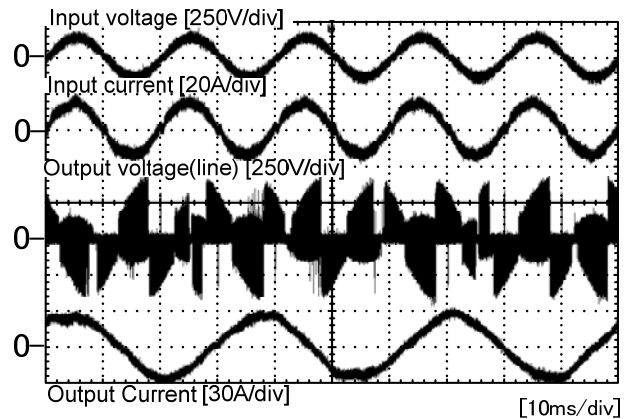
Fig. 13. Experiment results.  
(Capacitor voltage constant)

は 18.6 % , 出力電流 THD は 11.8 % となった。

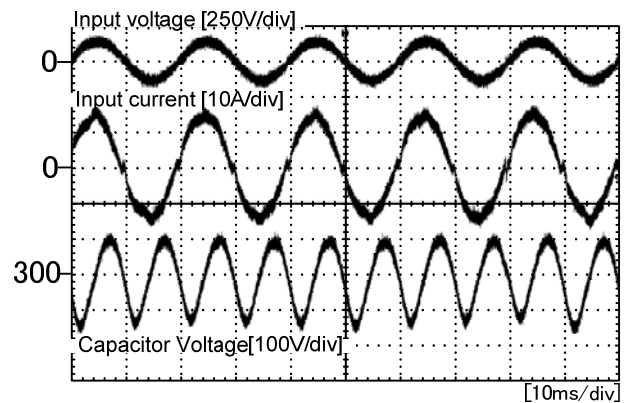
図 14 に、コンデンサ電圧を変動させた場合の実験結果を示す。コンデンサ容量は 50  $\mu\text{F}$  を用いた。図 14(a)より、入力電圧と入力電流の位相は、ほぼ一致しており、力率 1 の正弦波の電流が得られている。また、出力電圧波形、出力電流波形は、シミュレーションとほぼ一致し、電力脈動が抑制されていることを確認している。加えて図 14(b)より、コンデンサ電圧は制御範囲内で振動しており、安定して制御が行われていることがわかる。

## 7. まとめ

本論文では、電力脈動をアクティブに吸収する単相-三相電力変換器を提案した。提案回路は、力率改善形回路を付加した従来回路に比べ、小型化や高効率化、コストの面で有利である。その基本動作をシミュレーションにより確認した。また、試作機を製作し実験により動作検証を行った。その結果、1 kW の電力脈動を 50  $\mu\text{F}$  のコンデンサで補償できることを確認し、提案システムの有用性を確認した。今後は、波形改善のため電圧誤差の補償法や、動特性、静特性を取得し、提案回路の特徴を明らかにしていく。さらに、従来方式と変換効率や体積の比較を行う予定である。



(a)入出力波形



(b)入力波形とコンデンサ電圧波形

図 14 提案回路の実験結果

Fig. 14. Experiment results. (Proposed circuit)

## 文 献

- (1) 芳賀・高橋・大石:「高入力率を実現する単相-三相マトリックスコンバータの制御法」電学論 D, Vol.124, No.5, pp.510-516(2004)
- (2) 斎藤:「単相/三相マトリックスコンバータによる誘導機のベクトル制御」平成 19 年電気学会産業応用部門大会, pp.I-103 - I-108(2007)
- (3) 加藤・伊東:「直接形電力変換器を用いたマルチ電源連系システムの制御法」半導体電力変換研究会, SPC-08-11(2008)
- (4) 北野・松井:「DC アクティブフィルタ機能を備えた単相 PWM コンバータのコンデンサ容量低減」平成 8 年電気学会全国大会, No.715,pp4-10(1996)
- (5) 伊東・佐藤・大口・佐藤・小高・江口:「キャリア比較方式を用いた仮想 AC/DC/AC 変換方式によるマトリックスコンバータの制御法」電学論 D, Vol.124, No.5, pp.457-463(2004)
- (6) 小高・佐藤・大口・玉井・美根・伊東:「仮想 AC/DC/AC 変換方式に基づいたマトリックスコンバータの PAM 制御法」, 電学論 D, Vol.126, No.9, pp.1185-1192(2006)
- (7) Thiwanka Wijekoon, Christian Klumpner, Patric Wheeler: "Improvement of output voltage capability of a two stage direct power converter under unbalanced input voltage", EPE2005, No.597, (2005)
- (8) Lixiang Wei, Thomas A.Lipo: "Investigation of 9-switch Dual-bridge Matrix Converter Operating under Low Output Power Factor", IEEE Industry Applications Society IAS'03,pp.176-181 (2005)
- (9) 大沼・伊東:「アクティブスナバを利用した単相-三相電力変換器の制御法」平成 20 年電気学会産業応用部門大会, pp.I-155 - I-158(2008)
- (10) 大沼・伊東:「アクティブバッファを用いた単相三相電力変換回路の簡単化」平成 20 年度電気関係学会北陸支部連合大会, pp.A-65(2008)