

# アクティブバッファを利用した 降圧形高効率単相三相電力変換器の開発

学生員 大沼 喜也\* 正員 伊東 淳一\*

## Development of Buck-Type Single-Phase to Three-Phase Power Converter with Active Buffer

Yoshiya Ohnuma\*, Student Member, Jun-ichi Itoh\*, Member

This paper proposes a novel single-phase to three-phase power converter that can reduce the capacitance value of the smoothing capacitor in the DC link part. In the case of the single-phase converter, a large smoothing capacitor is required to absorb a power ripple with a frequency twice that of the power supply. The proposed method involves the use of an indirect matrix converter with an active snubber to absorb the power ripple. Therefore, the proposed system does not require a reactor and large energy buffer, such as a smoothing capacitor. Moreover, a diode bridge can be used on the rectifier stage in the proposed circuit. In this paper, the basic operation and validity of the proposed method are confirmed by simulation and experiment result. Thus, it is confirmed that good waveforms for input and output currents can be obtained by the proposed method.

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

Keywords：Single-phase to three-phase power converter, Indirect matrix converter, Reduction volume the smoothing capacitor

### 1. はじめに

近年、家庭や小規模な工場において、単相交流を電源とする場合でも、高効率、小型化、低トルクリプルなどの観点から、単相モータより三相モータの適用が進んできている。単相電源で三相モータを運転するには、単相三相電力変換器が必須となる。このような電力変換器は、高効率化、小型化、低コスト化など多くの要望があるが、単相交流の電力は電源周波数の2倍で脈動するため、脈動を吸収する大容量の平滑コンデンサが必要となる。また、IECやJISなどの高調波規制対応の観点から力率改善回路が必要となる。

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。例えば、ダイオード整流器と昇圧チョップを組み合わせた回路に、部分スイッチングにより損失を低減する方法が提案されている<sup>(1)</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、高効率化を実現するため交流交流直接形電力変換技術やコンデンサ容量低減法が注目され、単相三相電力変換回路にも応用されてい

る<sup>(2)-(5)</sup>。これまで、単相三相マトリックスコンバータ<sup>(2)</sup>や、平滑コンデンサを極端に小さくしたダイオード整流器と三相インバータ回路を用い、電力脈動を負荷に吸収させる手法<sup>(3)(4)</sup>や、三相三相マトリックスコンバータの回路を用い、補助コンデンサを接続して電力脈動を補償する手法<sup>(5)</sup>などが提案されている。しかし、文献(2)~(4)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、比較的慣性モーメントが大きい、もしくは速度変化が無視できる用途に限定される。また、この方法はモータの電流がひずむため、モータ損失が増加することが懸念され、埋込磁石同期モータ(IPMSM)など銅損が小さな高効率・高力率なモータに限定される。一方、文献(5)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、少ないスイッチ数で高力率化、小型化、モータ出力を含めたシステム全体の高効率化を実現することを目的とし、インダイレクトマトリックスコンバータを応用した新しい単相三相電力変換回路を提案する。具体的には直流部にアクティブ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>(6)</sup>を応用し、スナバをバッファ回路としてアクティブに動作させ、単相交流で発生する2倍周期の電力脈動を補償する回路とその制御法を提案する。提案回路では、電力脈動を吸収するために、コンデンサの電圧を変化させることでコンデンサのエネルギー吸収量を増加させ、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>(7)</sup>。しかし、提案回路は、入力電

\* 長岡技術科学大学  
〒940-2188 新潟県長岡市上富岡町 1603-1  
Nagaoka University of Technology  
1603-1, Kamitomioka, Nagaoka 940-2188, Japan

流を正弦波状に制御できるうえ、従来の DC アクティブフィルタと PWM 整流器によるシステムと異なり、以下の特徴を有する。

- (a) 昇圧リアクトルが不要であり、小型化が期待できる
- (b) バッファ回路はゼロ電流スイッチング動作であり、負荷電流も正弦波なので高効率化が期待できる
- (c) 整流器部はダイオード整流器でよく、DC アクティブフィルタ部のスイッチング素子は1つでよいので、低コスト化が期待できる

ここでは、まず、従来及び提案回路の回路構成を紹介し、バッファ回路で電力脈動を補償する原理を述べる。次に、原理図から入力側にダイオード整流器を使用した場合の制御方式を述べる。さらに、アクティブバッファに用いるコンデンサ容量の設計法を確立する。最後に、提案した手法についてシミュレーションおよび実験を行い、提案回路の妥当性と有効性を確認した。

## 2. 回路構成

### (2-1) 従来回路

図 1 に従来回路として、単相三相電力変換器の一例を示す。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パを付加する回路が提案されている。この回路では昇圧チョッパを付加したことにより、入力電流は正弦波化できるが、損失の増加が問題となる。そこで、損失を低減するために、昇圧チョッパのスイッチング回数を電源一周期に数回とする部分スイッチング方式も提案されている<sup>(1)</sup>。しかし、リアクトルが大型化し、装置の大型化を招く。また、どちらの回路も後述する電力脈動を吸収するため、直流中間に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入力フィルタは必要となるが、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補償する。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 程度の容量まで低減することができる。

図 3 に提案システムの主回路図を示す。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クスコンバータと同様に、インバータのゼロ電圧期間中にバッファ回路のスイッチ  $S_C$  がスイッチングするため、 $S_C$  はゼロ電流スイッチングとなり、スイッチング損失が発生しない。さらに、ダイ

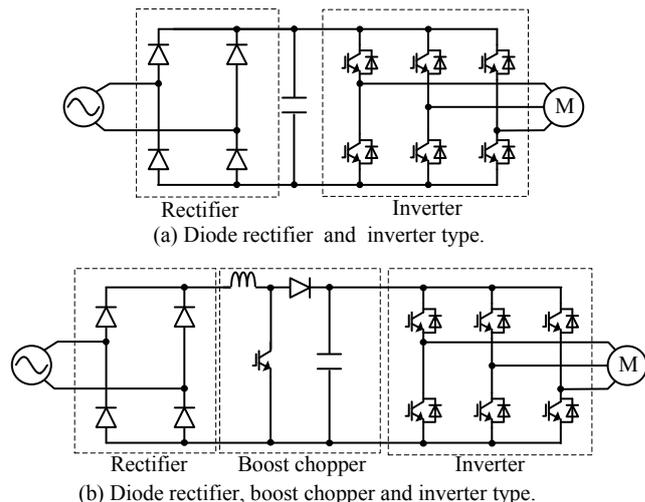


図 1 従来回路

Fig. 1. Conventional circuit.

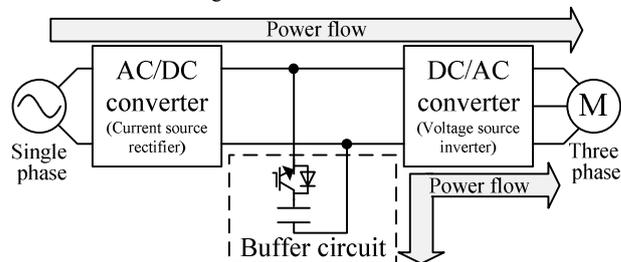


図 2 提案するシステム図

Fig. 2. Block diagram of proposed system.

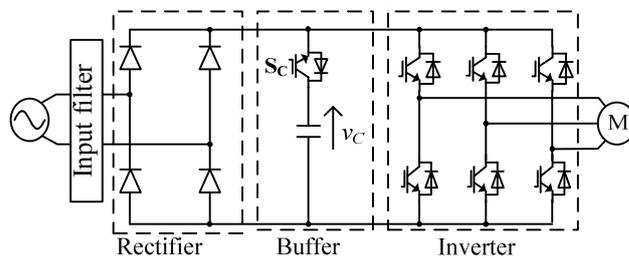


図 3 提案回路

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

表 1 各変換器の比較表  
Table 1. Comparative table.

	Conventional circuit			Proposed circuit
	(a)	(b)	(c)	
	Large capacitor	Small capacitor		
Converter size	Middle	Small	Large	Small
Volume of capacitor	Large	Small	Large	Small
Input current distortion	Large	Small	Small	Small
Applied voltage of power device	Low	Low	High	High
The number of power devices	Switch : 6 Diode : 4	Switch : 6 Diode : 4	Switch : 7 Diode : 5	Switch : 7 Diode : 4
Converter efficiency	High	High	Low	Middle
System efficiency	Very High	Low	Middle	High

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。なお、用途により回生が必要な場合は、双方向スイッチを用いた整流回路が必要となる。

表 1 に従来回路と提案回路の特徴の比較表を示す。変換器の効率従来回路(a)が最もよいが、入力電流高調波が大

きい。そこで、コンデンサを小容量にすることにより、整流ダイオードの導通角が広がり、入力電流を正弦波化できるが、出力電圧波形がひずむため、システム全体の効率は低下する。提案回路は回路単体の効率については従来回路(a)に劣るものの、システム効率では高効率が期待できる。なお、表中の従来回路(a)(小容量コンデンサ使用時)は文献(3)(4)とは異なり、負荷を限定せずに単にコンデンサの容量を低減した場合である。また、昇圧チョップにより PFC 機能を実現した従来回路(b)に比べると、提案回路は付加したスイッチによるスイッチング損失やダイオード整流器のリカバリ損失が発生しないので、回路単体の効率においても高効率が期待できる。さらに、提案回路の素子数はスイッチ一つのみの増加しかない。ただし、提案回路は従来回路(a)に比べ主素子の耐圧は高くなり、素子容量は増加する。素子耐圧はアクティブバッファの容量とトレードオフの関係にあり(詳細は3.2節にて後述)、たとえばアクティブバッファの電圧ピーク値を低く設定すれば、主素子の耐圧を下げられるが、必然的にバッファの容量が増加する。

### 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、瞬時電力 $p_{in}$ は(1)式で表せる。

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

ただし、 $V_{INp}$ は入力電圧最大値、 $I_{INp}$ 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 $p_{buf}$ は(2)式で制御すればよい。

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

(2)式から明らかなように、バッファはエネルギーを充電電するだけで、平均電力はゼロなので、バッファにはコンデンサが使用できる。電力脈動を除去した結果、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<sup>(12)(16)(18)</sup>。

$$p_{out} = \frac{1}{2} V_{INp} I_{INp} \quad (3)$$

#### (3・2) 制御方法

提案するシステムは、インダイレクトマトリックスコンバータにアクティブスナバを適用した回路と同様な動作をする。入力側整流器及びアクティブスナバは電流形変換器として動作するので、負荷側のインバータに対して、電圧源を切り替える動作となる。

図5に提案システムの等価回路を示す。三相モータ及び

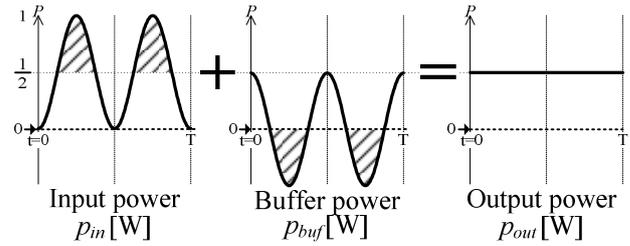


図4 電力脈動の補償原理  
Fig. 4. Compensation principle of power ripple.

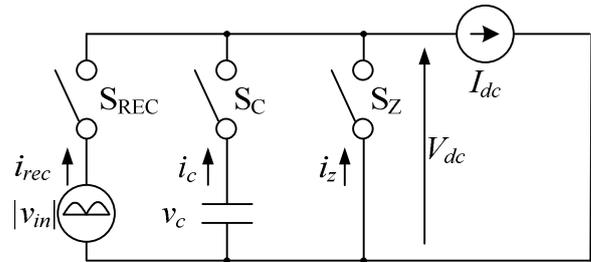


図5 提案システムの等価回路  
Fig. 5. Equivalent circuit of proposed system.

インバータは電流源 $I_{dc}$ とインバータのゼロ電圧期間を示すスイッチ $S_Z$ とゼロ電流 $i_z$ 経路で表される。また、ダイオード整流器をスイッチ $S_{REC}$ と仮定し、 $S_{REC}$ とバッファ回路のスイッチ $S_C$ で整流器電流 $i_{rec}$ とコンデンサ電流 $i_c$ を制御するので、図5に示す等価回路が得られる。ただし、インバータ入力電流 $I_{dc}$ と等価回路に示す直流中間電圧 $V_{dc}$ はインバータキャリア一周期の平均値とする。また、 $V_{dc}$ は実際の回路で、直流リンクに印加される電圧とは異なることに注意が必要である。図5から明らかなように、 $S_{REC}$ と $S_C$ を同時にオンすると短絡電流が発生するため、電源 $|v_{in}|$ から直接、コンデンサに充電できず、必ず負荷のインダクタンスを経由して充電を行わなくてはならない。以下に詳細を示す。

等価回路のスイッチを $S_{REC}$ 、 $S_C$ 、 $S_Z$ とし、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。

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

また、 $I_{dc}$ は連続電流なので(5)式が成立する。

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

入力電流を正弦波にするには、 $i_{rec}$ は(6)式を満たせばよいので、(4)式より $d_{REC}$ は(7)式で制御すればよい。

$$i_{rec} = I_{INp} |\sin(\omega t)| \quad (6)$$

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

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。

$$i_c = \frac{V_{INp} I_{INp}}{2v_c} \cos(2\omega t) \quad (8)$$

ただし、 $v_c$ はコンデンサの瞬時電圧である。ここで、コンデンサ電流 $i_c$ 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。なお、 $I_{dc}$ を逆方向に流す方法については、3.4節にて後述する。

$$d_C = \frac{V_{INp} I_{INp}}{2v_c I_{dc}} |\cos(2\omega t)| \dots\dots\dots (9)$$

最後に、 $d_Z$ は、(5)式より(10)式にて求められる。

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

ところで、電圧利用率を最大まで出力すると、入力電流とコンデンサ電流がそれぞれ最大となり、インバータのゼロ電圧出力期間はゼロ( $d_Z = 0$ )となる。また、コンデンサ電流が最大の時、コンデンサ電圧は平均電圧 $V_{C0}$ となることから、(7)式、(9)式、(10)式より、 $I_{INp}$ と $I_{dc}$ の比は、(11)式のように得られる。

$$\frac{I_{INp}}{I_{dc}} = \frac{2V_{C0}}{2V_{C0} + V_{INp}} \dots\dots\dots (11)$$

最終的に $d_{REC}$ と $d_C$ は、(7)式、(9)式および(11)式から(12)式より求める。

$$\begin{cases} d_{REC} = \frac{2V_{C0}}{2V_{C0} + V_{INp}} |\sin(\omega t)| \\ d_C = \frac{V_{INp} V_{C0}}{v_c (2V_{C0} + V_{INp})} |\cos(2\omega t)| \end{cases} \dots\dots\dots (12)$$

### (3・3) 電圧利用率

脈動補償を行った場合、等価的な直流中間電圧 $V_{dc}$ 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(13)式により求められる。

$$\begin{aligned} I_{dc} V_{dc} &= \frac{1}{2} V_{INp} I_{INp} \dots\dots\dots (13) \\ V_{dc} &= \frac{V_{C0}}{2V_{C0} + V_{INp}} V_{INp} \end{aligned}$$

図6に、入力電圧最大値 $V_{INp}$ にて正規化した場合の(13)式により求めたコンデンサ電圧 $V_{C0}$ と等価的な直流中間電圧 $V_{dc}$ の関係を示す。 $V_{C0}$ を無限大にしても最大値は $V_{IN}/2$ となり、電圧利用率は1/2以下となる。従って、本方式は出力電圧が制限されるため、比較的小容量のシステムに向いていると考えられる。

### (3・4) パルスの生成法

図7に、デューティ比指令に応じたゲートパルス生成方法を示す。提案回路のゲートパルスは、まず、図5の等価回路で得た各デューティ比に応じたパルスを求め、等価変換を行うことで求める。(4)式、(5)式から、各デューティ比の独立変数は二つであるので二つの指令値が必要である。ここでは、三角波比較法により所望のパルスを得るため、指令値を $d_{REC}$ と $(d_{REC} + d_Z)$ とする。三角波と $d_{REC}$ を比較して得られたスイッチングパルス $s_{rec}$ 、 $(d_{REC} + d_Z)$ と比較して得られたパルス $s_{recz}$ とすれば、 $d_C$ 、 $d_Z$ に対応するスイッチングパルス $s_c$ 、 $s_z$ は(14)式にて得られる。

$$\begin{cases} s_c = \overline{s_{recz}} \\ s_z = s_{rec} \cdot s_{recz} \end{cases} \dots\dots\dots (14)$$

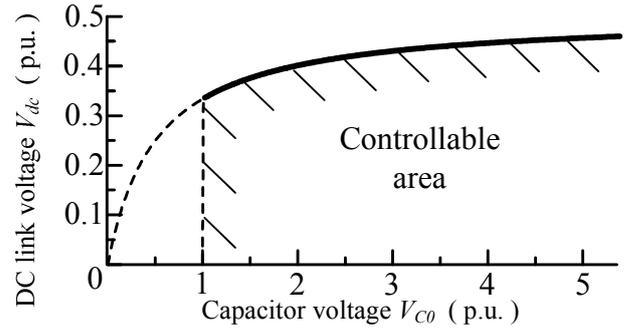


図6 コンデンサ電圧と直流中間電圧の関係図  
Fig. 6. Relationship between capacitor voltage and DC link voltage.

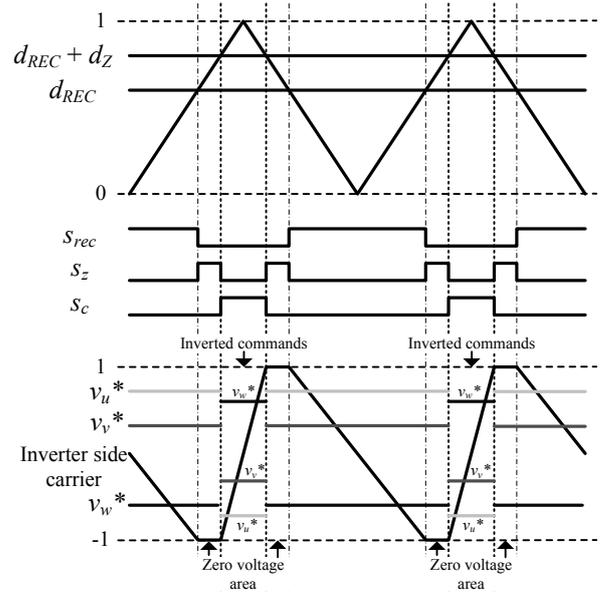


図7 デューティとインバータキャリア・指令値の関係  
Fig. 7. Relationship among duty commands, inverter side carrier and inverter commands.

インバータのゼロ電圧を所望の期間発生させるため、 $S_Z$ 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-1に設定する。また、直流中間電圧には、 $S_{REC}$ がオンのとき、ダイオード整流器の電圧がインバータに印加され、 $S_C$ がオンのとき、コンデンサ電圧が印加される。そこで、スイッチング1周期内で同じ出力電圧を得るためインバータキャリアの傾きは $S_{REC}$ 、 $S_C$ のオン期間の長さに応じて変化させる。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。これは、等価的に入力電圧とコンデンサ電圧の比に応じてパルス幅を調整することになり、スイッチング1周期内で等しい出力電圧が得られる。

一方、インバータの電圧指令は従来の三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、(8)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7参照)。この結果、直流電流は負となり、モータからコンデンサに電力が充電される。ここで、充電時は平均的に出力電圧が低下するよう見える。しかし、逆方向のベクトルを出力している期間は、直流電流が逆に流れているので、直流電流の平均値が低下する。その結果、電力を一定に保

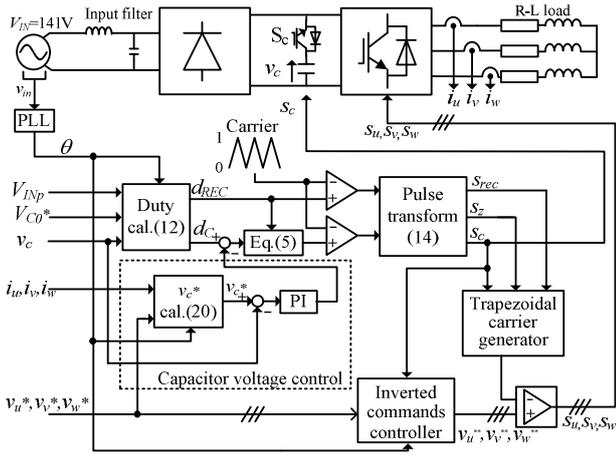


図8 制御ブロック図  
Fig. 8. Control block diagrams.

つために直流中間電圧が上昇し、インバータの電圧指令を補正しなくてもベクトルの長さが調節され、出力電圧に誤差は発生しない。

次に、等価回路のスイッチS<sub>REC</sub>をダイオード整流器で実現する方法を示す。コンデンサ電圧は入力電圧より高いので、バッファ回路のスイッチS<sub>C</sub>がオン時は*i<sub>c</sub>*が流れ、入力電流*i<sub>rec</sub>*は流れない。また、インバータのゼロ電圧期間(S<sub>Z</sub>=1)においても、入力電流*i<sub>rec</sub>*は流れない。結果として、S<sub>REC</sub>をダイオードに置き換えてもS<sub>C</sub>とS<sub>Z</sub>で入力電流の流れを制御できるので、ダイオード整流器が使用できる。

図8に制御方法をまとめたブロック図を示す。制御は、位相同期回路(PLL)で検出した入力電源位相θ、入力電圧の最大値*V<sub>INp</sub>*、設定したコンデンサ電圧平均値*V<sub>C0</sub>\**ならびに検出したコンデンサ瞬時電圧*v<sub>c</sub>*から、各デューティ指令を求める。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<sub>rec</sub>*、*s<sub>c</sub>*、*s<sub>z</sub>*を得る。インバータキャリアは*s<sub>rec</sub>*、*s<sub>c</sub>*、*s<sub>z</sub>*に応じてカウントダウン、停止、カウントアップを行い、変形台形波キャリアを生成する。また、コンデンサが充電する期間(3.4節参照)、インバータ指令値を反転し、逆方向の電圧ベクトルを出力する。なお、コンデンサの電圧制御については、4.2節にて後述する。

#### 4. コンデンサ容量の検討

##### 〈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<sub>c</sub>* は、電力脈動の半周期分あればよいので、変換器損失を無視すると、(15)式より得られる。

$$W_c = \frac{1}{2} V_{INp} I_{INp} \int_0^{\frac{1}{2T}} \sin(2\omega t) dt \dots\dots\dots (15)$$

$$= \frac{V_{INp} I_{INp}}{2\omega} = \frac{P_{out}}{\omega}$$

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(16)式にて求められる。

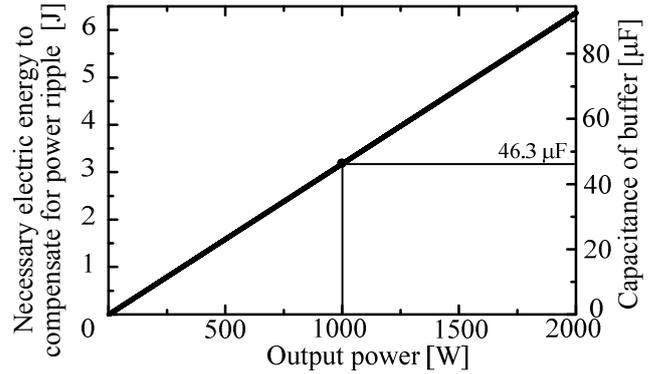


図9 バッファの必要蓄積電力量及び下記条件時の必要コンデンサ容量と出力電力の関係 (*V<sub>Cmax</sub>*=400 V, *V<sub>Cmin</sub>*=150 V)  
Fig. 9. Relationship between necessary electric energy or necessary capacitor and output power when *V<sub>Cmax</sub>*=400 V and *V<sub>Cmin</sub>*=150 V.

$$W_c = \frac{1}{2} C V_{Cmax}^2 - \frac{1}{2} C V_{Cmin}^2 \dots\dots\dots (16)$$

ただし *V<sub>Cmax</sub>* は許容可能な電圧変動の最高値を、*V<sub>Cmin</sub>* は最低値を表す。(15)式と(16)式より必要なコンデンサの容量は、(17)式となる<sup>(7)(15)(17)(18)</sup>。

$$C = \frac{2W_c}{V_{Cmax}^2 - V_{Cmin}^2} \dots\dots\dots (17)$$

図9に(15)式により求めた補償必要電力量 *W<sub>c</sub>* と出力電力の関係及び、例として、*V<sub>Cmax</sub>* を 400 V、*V<sub>Cmin</sub>* を 150 V とした場合のコンデンサ容量と出力電力の関係を示す。これより *W<sub>c</sub>* は、入力周波数と出力電力で決まり、入力 50 Hz、1 kW 出力時の補償必要電力量は 3.18 J であり、(17)式に基づき必要コンデンサ容量は 46.3 μF となる。なお、コンデンサの瞬時電流の最大値は出力電流のピーク値と等しい。

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<sub>com</sub>* は(2)式(3)式を積分して(18)式より得られる。

$$W_{com} = W_{pri} - \frac{P_{out}}{2\omega} \sin(2\omega t) \dots\dots\dots (18)$$

ただし、*W<sub>pri</sub>* は初期(t=0)のコンデンサ電力量であり、コンデンサ容量 *C* とコンデンサ平均値電圧 *V<sub>C0</sub>* より(19)式にて求まる。

$$W_{pri} = \frac{1}{2} C V_{C0}^2 \dots\dots\dots (19)$$

よって、コンデンサ電圧 *v<sub>c</sub>* は、(20)式にて求められる。

$$\frac{1}{2} C v_c^2 = \frac{1}{2} C V_{C0}^2 - \frac{P_{out}}{2\omega} \sin(2\omega t) \dots\dots\dots (20)$$

$$v_c = \sqrt{V_{C0}^2 - \frac{P_{out}}{\omega C} \sin(2\omega t)}$$

##### 〈4・2〉 コンデンサ電圧制御

実際には提案回路はインバータのデッドタイムの影響などによりゼロ電圧ベクトルの長さが変化し、コンデンサの電圧を所望の通り変動させることができない。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。具体的には、図8において(20)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、

表 2 シミュレーション・実験パラメータ

Table 2. Simulation and experimental parameters.

Items	Value	Items	Value
Input voltage	100 V	PI controller	$K_p$ 0.8 p.u.
Input frequency	50 Hz		$T_i$ 0.7 ms
Output frequency	30 Hz	Commutation time (only experiments)	3 $\mu$ s
Output R-load	1 ~ 20 $\Omega$	Input filter (only experiments)	$L$ 0.75 mH
Output L-load	1 mH		$C$ 15.4 $\mu$ F
Carrier frequency	10 kHz		Cut-off frequency

PI 調節器に入力する。そして、(12)式にて求めた  $d_c$  に加減算する。なお、PI 調節器のゲインは電源角周波数に対して十分高い応答が得られるように設計する。

## 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 2 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  $\mu$ F、コンデンサの平均電圧を 300 V とし、コンデンサ電圧制御を行った。(20)式より、1 kW 出力時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  $v_{in}$ 、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  $i_{in(LPF)}$ 、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、最大 392 V、最小 160 V で振動しており、理論値通り良好な制御が行われていることを確認した。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 以下の総合ひずみ率は、入力電流、出力線間電圧ともに 2%以下であり、理論の妥当性を確認した。

## 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。実験ではアクティブバッファの有用性を確認するために、従来回路(a)において直流中間コンデンサを単に小容量の 50  $\mu$ F とした場合(アクティブバッファを停止した場合であり、以下、従来回路(a)と呼称)と、提案回路でアクティブバッファを動作させた場合の比較を行う。なお、従来回路(a)は単にコンデンサを小さくしただけなので、文献(3)(4)の方式とは異なることを付記しておく。実験パラメータはシミュレーション同様であり、表 2 に示したとおりである。出力電圧指令を一定とし、R-L 負荷の抵抗値を変えて出力電力を変化させた。また、インバータ部にデッドタイム 3  $\mu$ s を付加している。

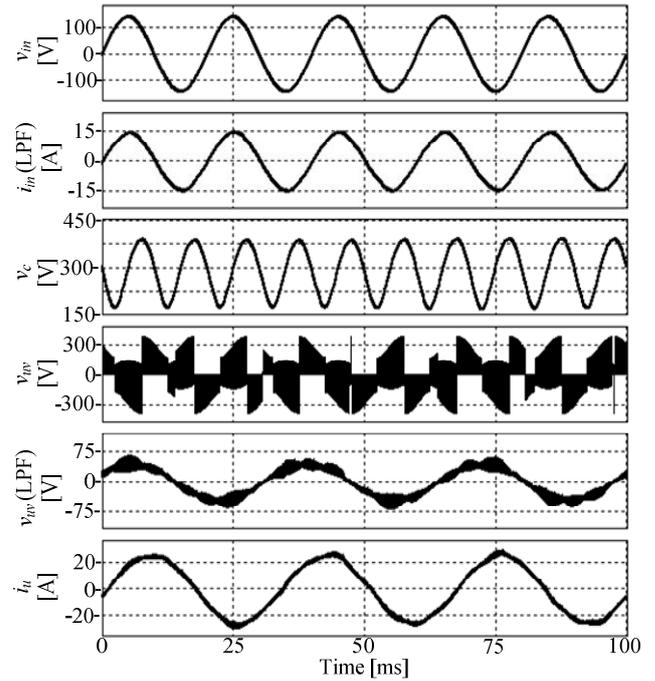


図 10 シミュレーション結果

Fig. 10. Simulation results.

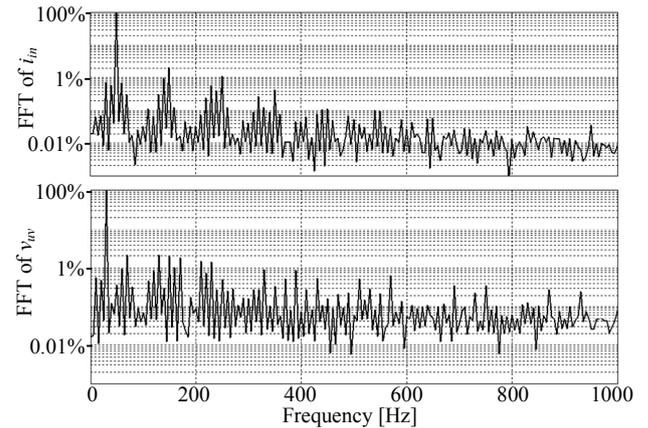


図 11 高調波解析結果

Fig. 11. Harmonic analysis results.

図 12 に、従来回路(a)の実験結果を示す。波形は上から入力電圧  $v_{in}$ 、入力電流  $i_{in}$ 、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、提案回路で、同様にコンデンサ容量 50  $\mu$ F を用い、コンデンサ電圧を変動させた場合の実験結果を示す。実験結果より、シミュレーションとほぼ同等の波形が得られ、従来回路(a)で発生していた出力波形のひずみは、提案方式によりバッファで補償され、電力脈動の影響が現れていない。また、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。加えて図 13(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。このことから制御方式の妥当性が確認できる。

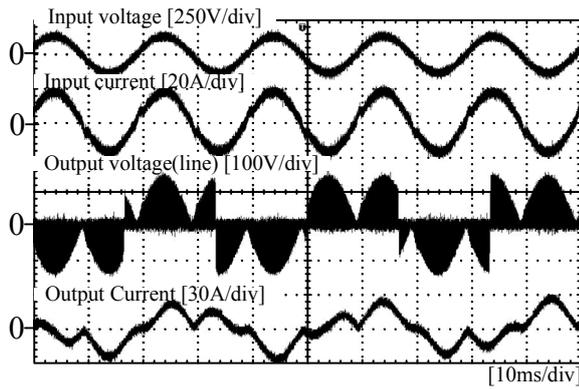
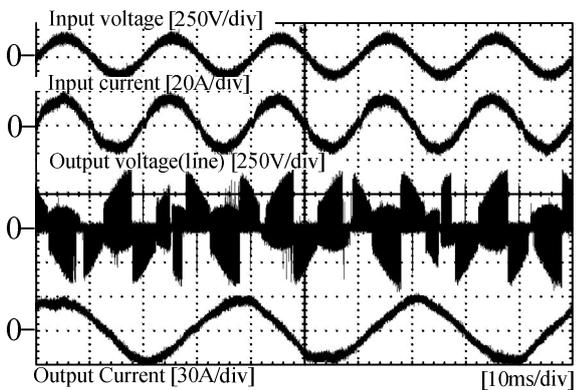
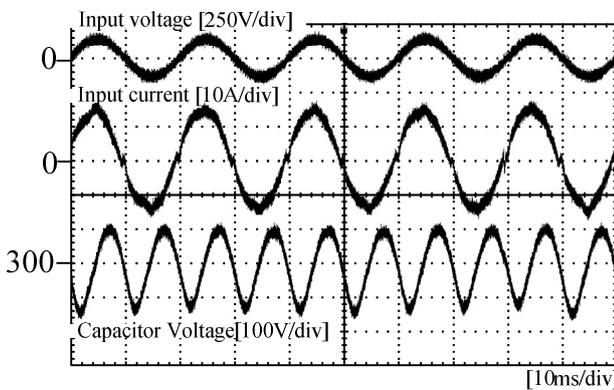


図 12 実験結果(従来回路)

Fig. 12. Experiment results (Conventional circuit).



(a) Input and output waveforms.

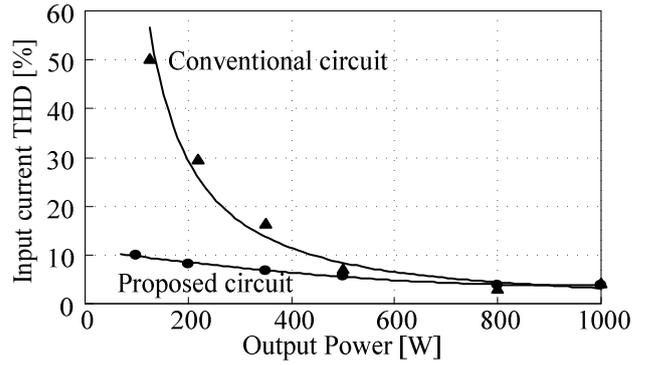


(b) Input and capacitor voltage waveforms.

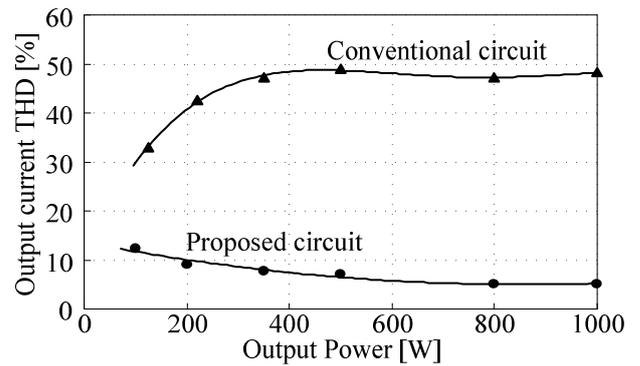
図 13 実験結果(提案回路)

Fig. 13. Experiment results (Proposed circuit).

図 14 に従来回路(a)と提案回路の入力電流と出力電流のひずみ率の結果を示す。ひずみ率は、1 kHz 以下の高調波を対象とし計算した。図 14 より、従来回路(a)では低出力時、入力電流ひずみ率が悪化する。これは、従来回路(a)では直流中間コンデンサに流れ込む電流が制御できないためである。出力を増加させると、ひずみ率は大きく改善する。この理由は、小容量のコンデンサでは直流中間の電圧が維持できず、コンデンサの充放電は電源電圧のほぼ全周期で行われるためである。また、従来回路では入力電流ひずみ率と、出力電流ひずみ率はトレードオフの関係があることが確認できる。つまり、従来回路(a)では、電力脈動の影響が



(a) THD of input current.



(b) THD of output current.

図 14 入出力電流ひずみ率

Fig. 14. THD of input and output current.

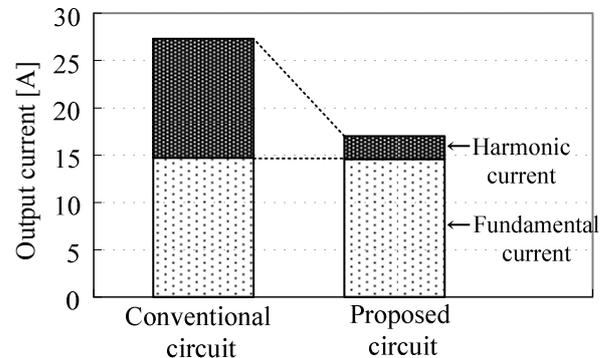


図 15 基本波電流と高調波電流の関係

Fig. 15. Relationship between output fundamental current and harmonic current.

入力電流もしくは、出力電流に必ず発生し、脈動の影響を補償できない。一方、提案回路では、電力脈動を補償し、入力、出力電流ともに低ひずみ率を実現している。1 kW 出力時、入力電流ひずみ率は従来回路と同等の値に対し、出力電流ひずみ率は約 1/10 以下に低減でき、提案回路の電力脈動の補償効果が確認できる。このときの提案回路の入力電流 THD は 3.9%、出力電流は 5.1%と良好な結果を得ている。図 15 に提案回路 800 W 出力時(基本波電流 15 A 時)の基本波と高調波の電流値を示す。提案回路では、高調波電流 2.4 A に対し、従来回路では 12.6 A と 5.25 倍発生する。これは、同じトルクを必要とした場合、従来回路(a)で単にコンデンサ容量を小さくした回路では 1.6 倍の電流容量の主素子が

必要となる。

図 16(a)に効率, (b)に基本波電力の割合, (c)に入力力率の測定結果を示す。提案回路の最高効率は 200 W 出力時 88.1%, 入力力率は 200 W 以上で 0.99 以上と, 良好な結果を得た。一方従来回路(a)では, 600 W 出力時 92.6%となり, 入力力率は 800 W 以上で 0.99 以上を得た。アクティブバッファ回路及び提案する制御法を加えることにより, 単純な効率比較では, 4.5%の低下がみられた。

しかし, 図 16(b)から明らかなように, 出力電力に対し, 基本波電力の割合が従来回路では小さい。高調波成分はモータ駆動の際にはトルクリプルとなり, 平均トルクとして作用しない。つまり, 高調波電流はモータの銅損を増加させるだけで, モータ出力増加に寄与しない。この観点から, 提案回路の方が, 実際のトルク出力まで考えた場合システム全体の効率は優位と考えられる。

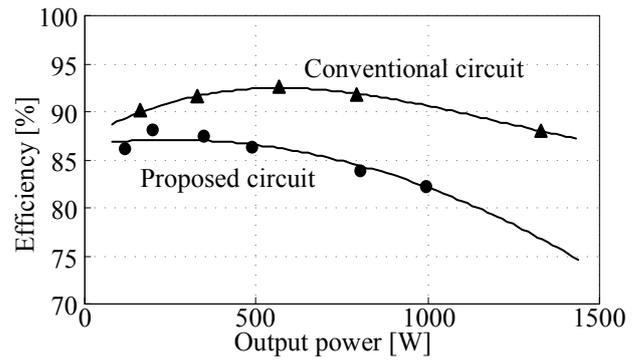
図 17 に 800 W 出力時の損失分離の結果を示す。ここでは, PSIM(Powersim Inc.)により, 回路シミュレーションを行い, Dynamic Link Library(DLL)を用いたプログラムにより損失解析を行った<sup>(14)</sup>。これは, スイッチの両端電圧, 電流を DLL ブロックに取り込み, スイッチング損失と導通損失をシミュレーション刻み毎に計算し, 積算することで損失を計算する。提案回路では, ダイオード整流器, バッファスイッチはゼロ電流スイッチを行っているため, スイッチング損失や逆回復損失が発生しない。一方, インバータの導通損失が全体損失の 55%と半分以上を占めている。理由として, 提案方式では, バッファに充電する際, 負荷のインダクタンスを経由して充電するので, インバータを通過する電流が等価的に増加することが挙げられる。しかし, 入出力波形を正弦波にする場合, 従来では, 従来回路(b)に示すような力率改善回路が必要となり, 力率改善回路の損失が発生する。提案回路では, 整流器部, バッファ部の損失は少なく, また, 装置の小型化も可能であることから, 従来回路と比べ, 優位であると考えられる。

## 7. まとめ

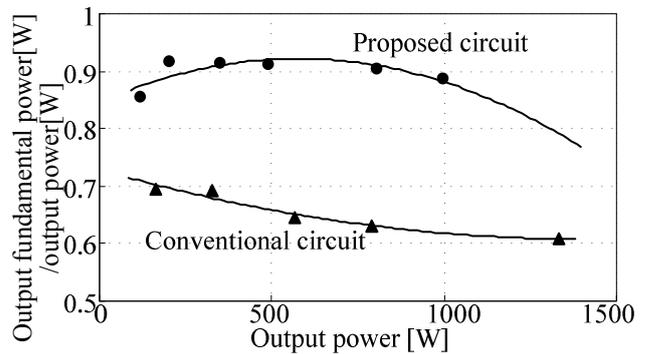
本論文では, 従来のダイオード整流器と三相インバータのシステムにスイッチを一つ付加するだけで, 電力脈動をアクティブに吸収できる単相-三相電力変換器を提案した。提案回路は, 力率改善形回路を付加した従来回路に比べ, 小型化や高効率化の点で有利である。その基本動作をシミュレーションにより確認した。また, 試作機を製作し実験により動作検証を行い以下の結果を得た。

- (1) 1 kW 時の電力脈動を 50  $\mu$ F のコンデンサで補償でき, 入力電流ひずみ率 3.9%, 出力電流ひずみ率 5.1%を得た。
- (2) 入力電流力率ほぼ 1, 最高変換効率 88.1%を得た。
- (3) 従来回路と比較し, 提案回路の有用性を明らかにした。

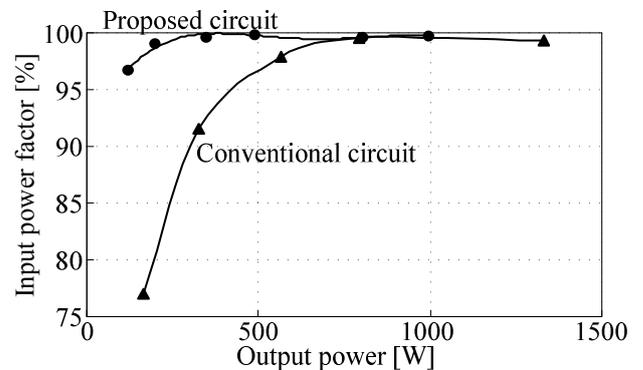
本実験では, フィルムコンデンサを使用した, 近年フィルムコンデンサやセラミックコンデンサの開発が進んで



(a) Comparison with efficiency.



(b) Comparison with fundamental power rate.



(c) Comparison with input power factor.

図 16 効率及び入力力率

Fig.16. Efficiency and input power factor.

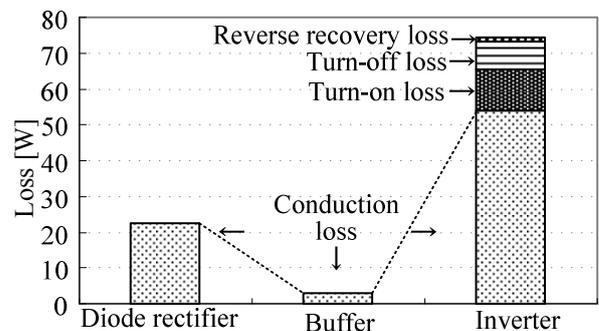


図 17 損失分離

Fig. 17. Analysis of converter loss.

おり、小型大容量・大電流の積層セラミックコンデンサが出現している<sup>(19)</sup>。これらを使用することで、小型化と長寿命化、メンテナンスフリー化が実現できる。

本方式は負荷のリアクトル成分と負荷電流を利用して、アクティブバッファに充放電を行う。そのため、純抵抗負荷や非線形負荷の場合には動作が制限される。今後の課題として、制御方式の最適化や昇圧方式の検討、非線形負荷への対応などが挙げられる。

(平成●●年●月●日受付, 平成●●年●月●日再受付)

## 文 献

- (1) M. Uesgi, H. Kanazawa, A. Hiruma, H. Miyazaki, T. Kanbe: "Single-Phase Twice voltage PFC Converter for air conditioner", IEEJ, vol.119-D, No.5, pp.592-598(1999)(in Japanese)  
植杉 通可・金澤 秀俊・蛭間 淳之・宮崎 浩・神戸 崇幸 : 「力率改善型エアコン用単相倍電圧コンバータ回路」電学論 D, Vol.119, No.5, pp.592-598(1999)
- (2) H. Haga, I. Takahashi, K. Ohishi: "Unity Power Factor Operation Control Method For Single-phase to Three-phase matrix converter", IEEJ, vol.124-D, No.5, pp.510-516(2007)(in Japanese)  
芳賀 仁・高橋 勲・大石 潔 : 「高入力力率を実現する単相-三相マトリックスコンバータの一制御法」電学論 D, Vol.124, No.5, pp.510-516(2004)
- (3) I. Takahashi: "Improved Power Factor Rectifier Circuit for Inverter Controlled PM Motor", Annual Conference of IEEJ, No.4-149, pp. 4-149 (2000)(in Japanese)  
高橋 勲 : 「高入力力率のダイオード整流回路を持つ PM モータのインバータ制御法」平成 12 年電気学会全国大会, No. 4-149, pp.1591 (2000)
- (4) I. Takahashi, H. Hage: "Power Factor Improvement of Single-phase Diode Rectifier Circuit By Field-Weakening of Inverter Driven IPM Motor", Proc. of IEEJ, vol 123-D, No.12, pp. 1467 - 1473(2003) (in Japanese)  
高橋 勲, 芳賀 仁 : 「IPM モータの弱め界磁を利用した単相ダイオード整流回路の入力力率改善法」電気学会論 D, Vol. 123, No. 12, pp.1467-1473 (2003)
- (5) M. Saito: "A Single to Three Phase Matrix Converter for Vector Controlled Induction Motor", Proc. of IEE-Japan IAS 2007, pp. I-103 - I-108(2007) (in Japan)  
齋藤 真 : 「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)
- (6) K. kato, J. Itoh: "A Control Method of Multi Power Supplies Interface System Using Direct converters", SPC-08-111(2008) (in Japanese)  
加藤 康司・伊東 淳一 : 「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)
- (7) T. Kitano, M. Matsui: "Reduction of Filter Capacitance for a Single Phase PWM Converter with DC Active Filter Function", Annual Conference of IEEJ, No.4-10-4-11(1996)(in Japanese)  
北野 達也・松井 幹彦 : 「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, pp4-10-4-11(1996)
- (8) J. Itoh, I. Sato, H. Ohguchi, K. Sato, A. Odaka, N.Eguchi: "A Control Method for the Matrix Converter Based on Virtual AC/DC/AC Conversion Using Carrier Comparison Method", IEEJ, Vol.124-D, No.5, pp.457-463(2004) (in Japanese)  
伊東 淳一・佐藤 以久也・大口 英樹・佐藤 和久・小高 章弘・江口 直也 : 「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)
- (9) A. Odaka, I. Sato, N.Eguchi, Y. Tamai, H. Mine, J. Itoh: "A PAM Control Method for Matrix Converter Based on Virtual AC/DC/AC Conversion Method", IEEJ, Vol.126-D, No.9, pp.1185-1192(2006) (in Japanese)  
小高 章弘・佐藤 以久也・大口 英樹・玉井 康寛・美根 宏則・伊東 淳一 : 「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)
- (10) 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)
- (11) 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)
- (12) F. Shinjo, K. Wada, T. Shimizu: "Single-Phase Grid Connected Inverter utilizing a power Decoupling Function" Proc. of IEE-Japan IAS 2007, pp. I-241 - I-244(2007) (in Japanese)  
新庄 史浩・和田 圭二・清水 敏久 : 「パワーデカップリング機能を持つ電圧形単相系統連系インバータ」平成 19 年電気学会産業応用部門大会, pp.I-241 - I-244(2007)
- (13) Y. Ohnuma, J. Itoh: "Basic Investigation and Capacitance Reduction method of A Novel Single-Phase to Three-Phase Power Converter", SPC-08-162, IEA-08-31(2008) (in Japanese)  
大沼 喜也・伊東 淳一 : 「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」半導体電力変換・産業電力電気応用合同研究会, SPC-08-162, IEA-08-31 (2008)
- (14) T. Iida, J. Itoh: "Effects of High-Frequency AC Link Converter by Using Reverse Blocking IGBT", SPC-05-47, IEA-05-2(2005)(in Japanese)  
飯田 貴志・伊東 淳一 : 「高周波 AC リンクコンバータにおける逆阻止 IGBT の効果」半導体電力変換・産業電力電気応用合同研究会, SPC-05-47, IEA-05-2 (2005)
- (15) T. Takeshita, Y. Toyoda, N. Matui : "DC Voltage Control and Harmonic Current Suppression of Single-phase PFC Converter.", IEEJ, Vol.121-D, No.10, pp.1041-1048(2001) (in Japanese)  
竹下・豊田・松井 : 「単相 PFC コンバータの直流電圧制御と高調波電流抑制」電学論 D, Vol.121, No.10, pp.1041-1048(2001)
- (16) K. Tsuno, K. Ishii, T. Shimizu : "Comparison of Power Decoupling Characteristics of DC Ripple Energy on the Single-phase Voltage Source PWM Rectifiers", IEEJ, Vol.126-D, No.1, pp.64-73(2006) (in Japanese)  
津野 康一, 石井 謙市朗, 清水 敏久 : 「単相電圧形 PWM 整流器におけるパワーデカップリング特性の比較」電学論 D, Vol.126, No.1, pp.64-73(2006)
- (17) H.Irie, T.Yamashita, N.Takemoto: "Ripple Compensation for a Single-Phase Rectifier by 2-Quadrant Chopper and Auxiliary Capacitor" IEEJ Vol.112-D No.7, pp623-629, (in Japanese)  
入江・山下・竹本 : 「2 象限チョップと付加コンデンサを用いた単相整流回路のリプル補償」電学論 D, 112 巻 7 号, 623-629, 1992
- (18) F.Hayashi, J.Itoh, : " A Smoothing Capacitance Reduction for a Single-Phase Isolated Converter using Center tap " SPC-08-75, IEA-09-13(2008) (in Japanese)  
林・伊東 : 「単相絶縁形コンバータの中間タップを用いた平滑コンデンサの低減法」半導体電力変換・産業電力電気応用合同研究会 SPC-08-75, IEA-09-13 (2008)
- (19) (株)村田製作所 : 投稿記事(パワーエレクトロニクス用セラミックコンデンサ)http://www.murata.co.jp/products/article/ta06d2/index.html

**大 沼 喜 也** (学生員) 1985 年 5 月 12 日生まれ。2008 年 3 月長岡技術科学大学卒業。同年 4 月同大学大学院工学研究科修士課程電気電子情報工学専攻に進学。主に電力変換回路に関する研究に従事。



**伊 東 淳 一** (正員) 1972 年 1 月 6 日生まれ。1996 年 3 月長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程終了。同年 4 月, 富士電機(株)入社。2004 年 4 月長岡技術科学大学電気系准教授。現在に至る。主に電力変換回路, 電動機制御の研究に従事。博士(工学)(長岡技術科学大学)。2007 年 第 63 回電気学術振興賞 進歩賞受賞。IEEE 会員。

