

# 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

学生員 大沼 喜也, 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## Control Strategy of Single Phase to Three Phase Converter Using an Active Snubber

Yoshiya Ohnuma, Student Member, Jun-ichi Itoh, Member (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.

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

家庭で使われている電気機器のモータは、効率、体積などの点で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。単相-三相電力変換は電源周波数の 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形回路が必要である。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、小形化や高効率化の妨げとなる。

一方、電力変換器の小形化、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>(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に負わ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と思われる。

本論文では、直流部にアクティブスナバを有したインダイレクトマトリックスコンバータ<sup>(3)</sup>を単相-三相変換に応用し、アクティブスナバの電圧を積極的に制御することで、電力脈動を吸収する制御法を提案する。本論文の原理で、電力脈動に対しコンデンサの電圧を変化させることで容量を低減する観点では DC アクティブフィルタの考えと同様である<sup>(4)</sup>。しかし、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) 整流器とバッファ回路はゼロ電流スイッチング可能

- (c) バッファは小容量のフィルムコンデンサを使用可能
- (d) 入力電流は力率 1 の正弦波
- (e) ゲートドライブに必要な電源数の削減が可能

本論文では、提案回路とその制御法について述べ、基本動作をシミュレーションにより確認し、良好な結果が得られたので報告する。

### 2. 回路構成

図 1 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アクティブスナバを接続した構成である。アクティブスナバ回路はインバータ遮断時のスナバ回路としても動作するが、提案システムでは積極的にエネルギーを吸収する動作からバッファ回路と称する。

図 2 に提案システムの主回路図を示す。多くの家電製品では、電力を再生する必要がないため、整流器側は、

- (a) ダイオードブリッジとスイッチ一個
- (b) 上部 2 つのスイッチに逆阻止能力を持つ素子を使用する回路が考えられる。コストを優先する場合は (a) を、効率を優先する場合は通過素子数が少ない (b) を選択するとよい。整流器は電流形なので、2 つのスイッチ  $S_r(S_{ra}$  or

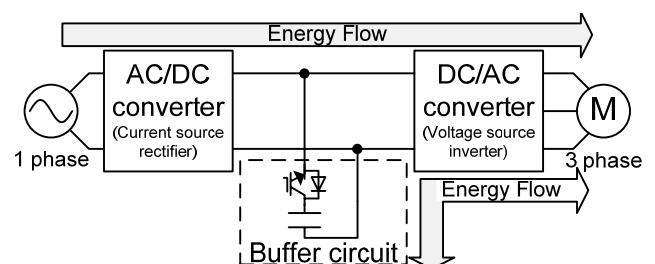


図 1 提案するシステムブロック図  
Fig. 1. Block diagram of propose system.

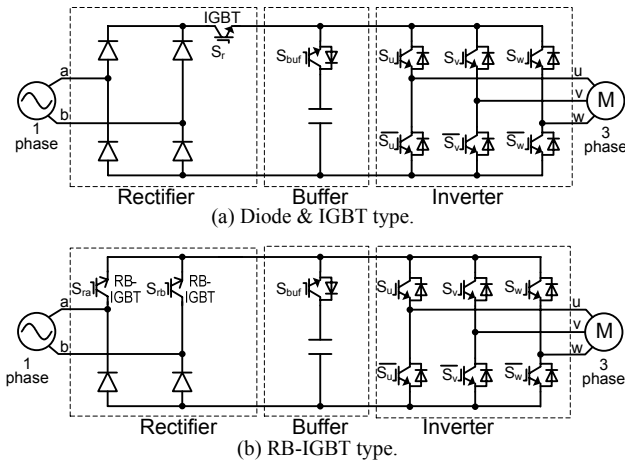


図 2 提案回路  
Fig. 2. Proposed circuits.

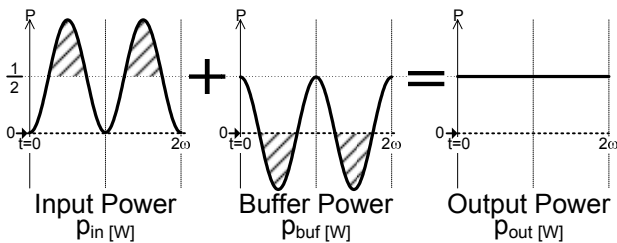


図 3 電力関係図  
Fig. 3. Electric power relation

$S_{rb}$ )と  $S_{buf}$ が同時にオンすることはない。また、詳細は後に述べるが、コンデンサの容量は、電圧を変動させることで、電力脈動を吸収するので、従来回路で、直流電圧を 141[V]のリプル率 5 [%]に抑えるためのコンデンサ容量と比較すると、1/60 程度の小容量のコンデンサで十分である。

### 3. 制御方法

#### 〈3.1〉 電力脈動の補償原理

図 3 に、入力電圧と電流が正弦波で、対称三相負荷に電力を供給している状態の電力関係図を示す。入力力率を 1 とすると瞬時入力電力  $p_{in}$  は(1)式となる。

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

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

ただし、 $V_{IN}$ は入力電圧最大値、 $I_{IN}$ は入力電流最大値、 $\omega$ は入力の角周波数である。(1)式から明らかなように負荷電力が一定であるのに対し、入力電力は電源周波数の 2 倍で脈動する。つまり、単相から三相への変換回路は、瞬時電力脈動が問題になる。そこで、バッファから入出力する瞬時電力を  $p_{buf}$  とすると、(2)式で制御できれば、入力電力の脈動を打ち消すことができる。

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

ここで、バッファはエネルギーを充放電するだけで、平均電力はゼロであることに注意が必要である。

#### 〈3.2〉 キャリア 一周期内のパワーフロー

提案回路において、コンデンサ電圧は入力電圧より高く

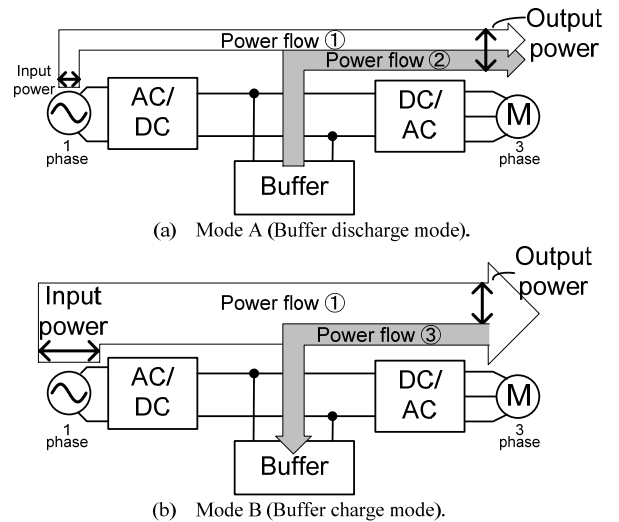


図 4 キャリア一周期内のパワーフロー  
Fig. 4. Power flow in one career cycle

なければならない。これは、コンデンサ電圧が入力電圧より低い場合、コンデンサに対し、突入電流が発生することに起因する。すなわち、コンデンサに電力を直接充電することはできない。そこで、モータのリアクトル成分を利用してコンデンサを充電する。

図 4 にキャリア一周期内のパワーフローを示す。以下説明では入力電力が平均値より小さい場合をモード A、大きい場合をモード B とする。モード A は、キャリア一周期内で、入力とバッファから①と②のパワーフローで、交互にエネルギーを負荷に供給する。一方モード B は、キャリア一周期内で、①で入力電力を負荷に供給、③でバッファの充電を行う。これにより、平均的に負荷には一定電力を供給できる。

#### 〈3.3〉 直流中間電圧の制御

入力の電流を正弦波状に制御した場合、直流電流を一定とすれば、電流形整流器による出力電圧  $V_{DCN}$  は(3)式となる。

$$V_{DCN} = \alpha V_{IN} \sin^2(\omega t) \dots\dots\dots (3)$$

ただし、 $\alpha$ は整流器の変調率である。よってバッファが補償する電圧  $V_{DCbuf}$  は、この電圧の脈動を打ち消せばいいので、コンデンサ電圧を一定  $V_{cconst}$  とすれば(4)式となる。

$$V_{DCbuf} = \frac{1}{2} \alpha V_{IN} \cos(2\omega t) = \beta V_{cconst} \cos(2\omega t) \dots\dots\dots (4)$$

ただし、 $\beta$ はバッファ回路の変調率である。

図 5 に整流器とバッファ回路の指令値と PWM パルスを示す。提案する制御法では、三角波比較法によりバッファと整流器のパルスを生成する。 $buf^*$  はバッファ回路の指令、 $rebuf^*$ はバッファ回路の充電指令、 $rec_a^*$ は a 相の整流器指令、 $rec_b^*$ は b 相の整流器指令である。入力指令値は(3)式より(5)式となり、バッファ指令値は(4)式より(6)式となる。

$$rec_a^* = -rec_b^* = \alpha \sin(\omega t) \dots\dots\dots (5)$$

$$buf^* = -rebuf^* = \beta \cos(2\omega t) \dots\dots\dots (6)$$

入力とバッファの短絡を防止するため、整流器のスイッ

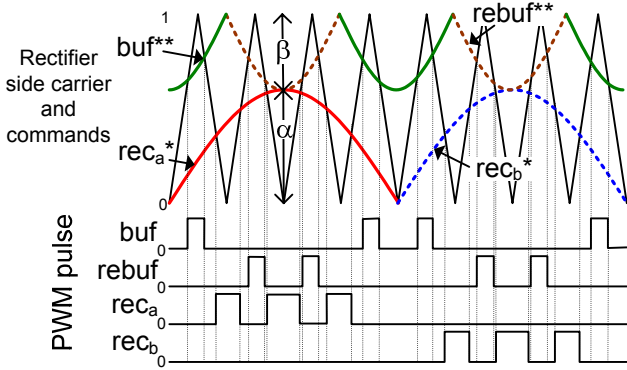


図 5 整流器とバッファ回路のPWM パルス関係図  
Fig. 5. Relation chart between the rectifier and buffer circuit command value.

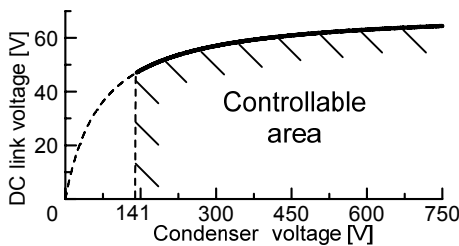


図 6 コンデンサ電圧と直流電圧の関係図  
Fig. 6. Relation between capacitor voltage and direct voltage.

と、バッファ回路のスイッチは同時にオンできない。よって、整流器とバッファはキャリア1周期内で交互にオンする必要がある。そこで、(6)式を(7)式に示すように三角波のピークを基準とし、 $buf^{**} < carrier$  の条件でオンとする。

$$buf^{**} = -rebuf^{**} = -\beta \cos(2\omega t) + 1 \dots\dots\dots (7)$$

すなわち、 $\alpha + \beta \leq 1$  になるように変調率を設定する必要がある。よって、 $\alpha + \beta = 1$  のとき、直流電圧は最大となる。 $\alpha$  の最大値は条件  $\alpha + \beta = 1$  と(4)式より、

$$\alpha = \frac{2V_{Cconst}}{V_{IN} + 2V_{Cconst}} \dots\dots\dots (8)$$

となり、 $V_{IN}$  と  $V_{Cconst}$  に依存する。したがって、直流電圧の最大値  $V_{DCmax}$  は、(8)式より、(9)式で求められる。

$$V_{DCmax} = \frac{1}{2} \alpha V_{IN} = \frac{V_{IN} V_{Cconst}}{V_{IN} + 2V_{Cconst}} \dots\dots\dots (9)$$

図 6 に、(9)式において  $V_{IN}=141[V]$  の場合のコンデンサ電圧と直流電圧の関係を示す。(8)式から明らかなように、 $V_{Cconst}$  を無限に上昇させても  $\alpha$  は 1 を超えることなく、直流電圧は  $V_{IN}/2$  が最大値である。すなわち、この回路では、電圧利用率が 1/2 に低下する。

〈3・4〉 インバータ制御方式

図 7 にインバータキャリアの発生原理と、モード B におけるインバータ指令値を示す。入力電流を正弦波にするためには直流部の電流ゼロ期間を均等に配置する必要がある。この問題に対して、マトリックスコンバータの制御法の一つであるキャリア比較方式に基づく仮想 AC/DC/AC 変換方式を応用している<sup>(5)</sup>。インバータキャリアのピークを整

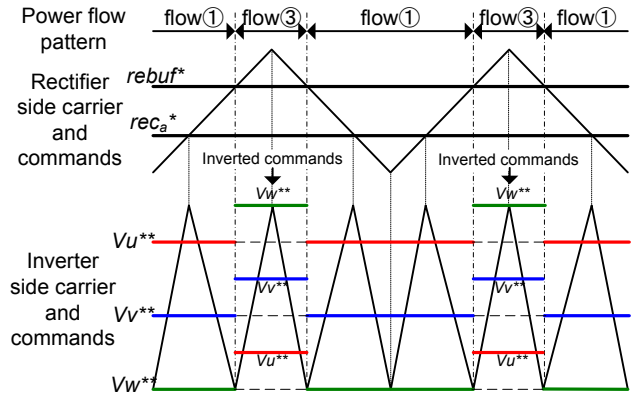


図 7 インバータキャリアとインバータ指令値  
Fig. 7. Inverter carrier and inverter command.

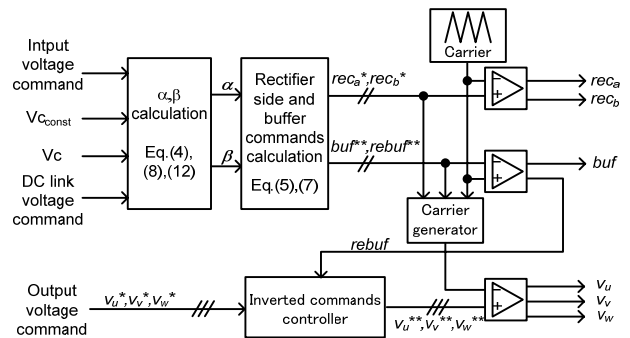


図 8 制御ブロック図  
Fig. 8. Control block diagram.

流器指令、バッファ回路指令と整流器キャリアの交点になる変形三角波を作成し、ゼロ電圧期間を制御している。よって、整流器とバッファ回路のスイッチはゼロ電流スイッチング(ZCS)を達成でき、整流器側のスイッチング素子にスイッチング損失は発生しない。

また、提案回路では、入力からコンデンサに直接充電することができないため、充電期間( $rebuf^{**} < carrier$ )を設け、負荷のリアクトル成分を利用して充電する。充電期間中は、インバータ指令を反転する。したがって、電流は図 4 で示した③のパワーフローで流れ込み、コンデンサを充電する。

4. コンデンサ容量と電圧補正

3章ではコンデンサ電圧を一定と仮定した。しかし、本論文の目的は平滑コンデンサの小容量化にあるので、小容量のコンデンサを用いた場合、コンデンサ電圧は変動する。そこで、コンデンサが充放電する電力を求め、コンデンサの電圧変動に応じてバッファの制御を補償する。充放電に必要な電力量  $W_c$  は、(10)式となる。

$$W_c = \frac{1}{2} V_{IN} I_{IN} \int_0^{\frac{1}{4T}} \sin(2\omega t) dt \dots\dots\dots (10)$$

$$= \frac{V_{IN} I_{IN}}{2\omega}$$

ここで、コンデンサ電圧の最高電圧を  $V_{cmax}[V]$ 、最低電圧を  $V_{cmin}[V]$  とした場合、必要なコンデンサ容量は、(11)式で求められる。

$$C = \frac{2W_C}{V_{C_{max}}^2 - V_{C_{min}}^2} \dots\dots\dots (11)$$

バッファ回路が補償する電圧は、(4)式で示したが、 $V_C$ の変動分だけバッファ回路の変調率 $\beta$ を変動させ、指令値を補正する。これより $\beta$ は(12)式により制御する。

$$\beta = \frac{\alpha V_{IN}}{2V_C} \dots\dots\dots (12)$$

図 8 に提案回路の制御ブロック図を示す。

5. シミュレーション結果

図 9 にシミュレーション結果を示す。シミュレーション条件として入力 100[V], 50[Hz], 出力周波数は 30[Hz]とした。ここで、変換器の定格出力を 1[kW], 負荷力率 0.866 とし、コンデンサの最高電圧を 400[V], 最低電圧を 150[V]に設定し、(10)式よりコンデンサ容量は 46.3[uF]とした。なお、制御法の基本原理の確認のため、負荷は電流源とし、理想状態でシミュレーションを行った。図 9(a)にバッファ回路による補償を 0.05 秒後にオンした波形を示す。波形は上から入力電圧  $v_{in}$ , 入力電流  $i_{in}$ , 出力線間電圧  $v_{uv}, v_{vw}, v_{wu}$ , U 相出力電流  $i_u, i_v, i_w$ , バッファ電圧  $v_{buf}$  である。バッファ回路による補償を行わない場合、電力脈動によって出力電圧にひずみが発生するが、補償をオンすることで、出力電力は直ちに平衡三相交流となり、良好な波形が得られる。

図 9(b)に負荷を 100[%]から 50[%]に変動させた場合の波形, 図 9(c)に出力電圧を 100[%]から 50[%]に変化させた場合の波形を示す。負荷変動があっても過渡的に不平衡電圧が現れることなく、正常に制御できていることがわかる。

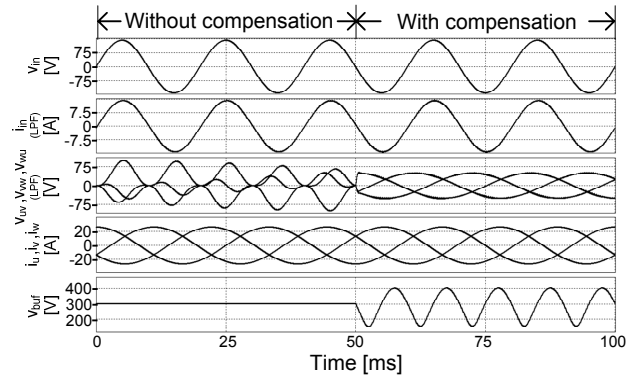
図 9(d)に定常状態における入力電流と出力線間電圧の高調波解析結果を示す。1[kHz]以下の総合ひずみ率は、入力電流, 出力線間電圧ともに 1[%]以下であり、良好な制御が行えていることが確認できる。

6. まとめ

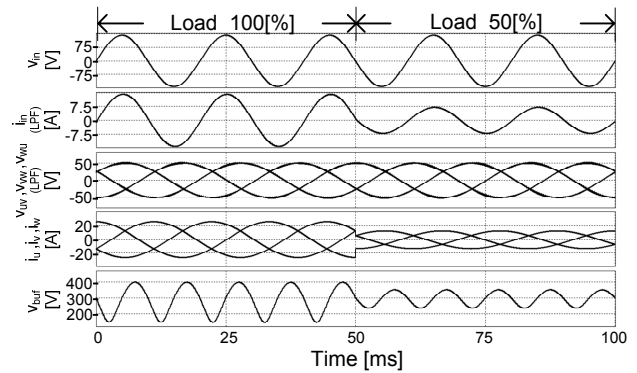
本論文では、電力脈動をアクティブに吸収する単相-三相電力変換器を提案した。提案回路は、従来回路に比べ、小形化や高効率化の面で有利である。また、その動作をシミュレーションにより確認し、電力脈動を従来の 1/60 程度の小容量なコンデンサで補償できることを示した。今後実機での動作検証を行う予定である。

文 献

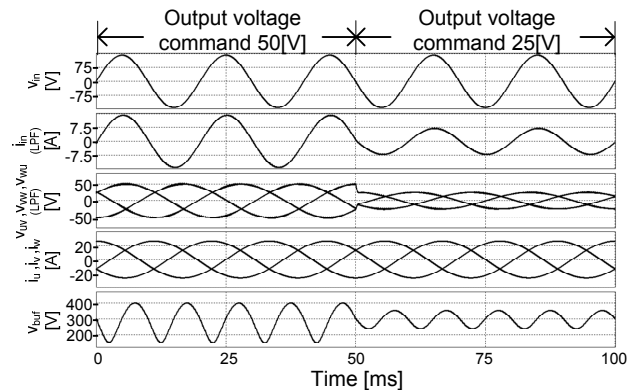
- (1) 芳賀・高橋・大石：「高入力率を実現する単相-三相マトリックスコンバータの一制御法」電学論 D, 124 巻 5 号, 2004
- (2) 斎藤：「単相/三相マトリックスコンバータによる誘導機のベクトル制御」平成 19 年電気学会産業応用部門大会, pp.1-103 - 1-108(2007)
- (3) 加藤・伊東：「直接形電力変換器を用いたマルチ電源連系システムの一制御法」半導体電力変換研究会 SPC-08-11, 2008
- (4) 北野・松井：「DC アクティブフィルタ機能を備えた単相 PWM コンバータのコンデンサ容量低減」平成 8 年電気学会全国大会, No.715 pp4-10
- (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, 124 巻 5 号, 457-463, 2004



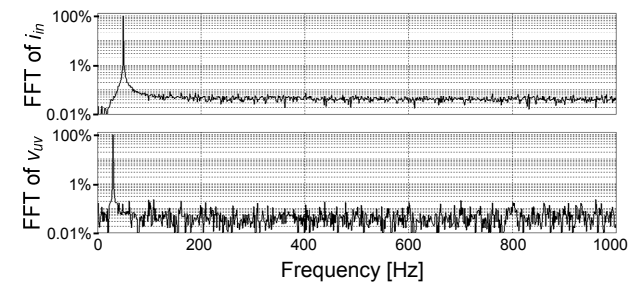
(a) Operation without/with the compensation.



(b) Load change operation.



(c) Output voltage command change operation.



(d) Harmonic analysis.

図 9 シミュレーション結果

Fig. 9. Simulation results.