

# アクティブバッファ付き単相-三相電力変換器 における空間ベクトル変調の適用

学生員 大沼 喜也, 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## Control Strategy of a Space Vector Modulation for Single Phase to Three Phase Converter Using an Active Buffer

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

This paper proposes a control method of a space vector modulation for a new single phase to three phase power converter using an active buffer. The proposed circuit can reduce volume the smoothing capacitor in the DC link part. However the switching pattern for inverter is asymmetry because the carrier is used a trapezoidal carrier. To improve the switching pattern, proposed method applies a space vector modulation. The space vector modulation cans symmetry of switching pattern.

In this paper, the basic operation of the proposed method is confirmed by simulation. In addition, the utility of the proposed method are confirmed by comparison with the conventional trapezoidal carrier.

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, アクティブバッファ

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

### 1. はじめに

近年, 小規模な工場や家庭で使われる電動機は, 高効率, 小形化の観点より, 単相電動機に代わり, 三相電動機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供給されるため, 三相電動機を駆動する場合, 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回路が必要となり, 装置の大形化や効率の低下が問題となる。

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。

そこで著者は, アクティブバッファとインダイレクトマトリックスコンバータの制御方式を応用し, 小容量のキャパシタで電力脈動を補償する単相三相電力変換器の制御法を提案し, 実験によりその有用性を確認している。提案回路は, 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形化できる。また少ないスイッチ数で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はゼロ電流スイッチングとなるのでシステムの高効率化が期待で

きる。

提案している制御方式は, インバータのゼロ電圧ベクトルを所望の期間発生させるため, インバータキャリアは変形台形波を用いている。そのためキャリアが非対称となるので, 出力電圧の対称性が損なわれ, キャリアの高調波が増加する。また, 台形波の幅や傾きが変動するため制御の複雑化や電流検出が難しくなるといった問題が発生する。

そこで本論文では, 空間ベクトル変調を本提案システムに適用した制御法(以下提案方式)を提案する。空間ベクトル変調は, 自由にスイッチングパターンを選べるという点で, 本提案システムに適している。ここでは, スwitching回数や高調波を従来の台形キャリア変調方式(以下従来方式)と比較を行い, 提案方式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

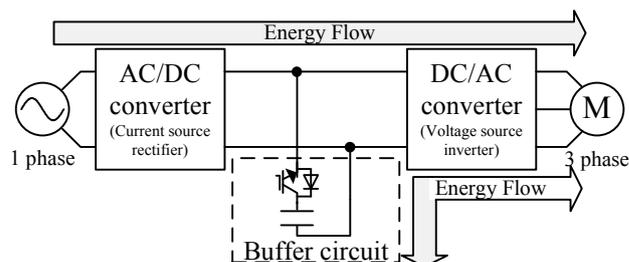


図1 提案するシステムブロック図  
Fig. 1. Block diagram of proposed system.

である。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。

図2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。

キャパシタンス容量は、電圧を変動させながら、電力脈動を補償するので、1kW出力時で約50 $\mu$ F程度の容量でよい。

### 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(=バッファに入出入りする電力)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。

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

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  $p_{buf}$  は(2)式で制御すればよい。

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

#### 〈3・2〉制御方法

本論文では直流中間電圧  $V_{dc}$  とインバータ入力電流  $I_{dc}$  をインバータキャリア一周期の平均電圧、電流と定義する。

図4に提案システムの等価回路を示す。提案回路は  $S_c$  によりインバータ入力電流  $I_{dc}$  をコンデンサ電流  $i_c$  と整流器電流  $i_{rec}$  に振り分ける。ただし、インバータのゼロ相電流  $i_z$  経路が存在するので、図4に示す等価回路が得られる。各スイッチのデューティによる電流方程式は(3)式となる。

$$\begin{bmatrix} i_{rec} \\ i_c \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{REC} \\ d_C \\ d_Z \end{bmatrix} \cdot I_{dc} \dots\dots\dots (3)$$

また、 $I_{dc}$  は連続電流なので(4)式が成立する。

$$d_{REC} + d_C + d_Z = 1 \dots\dots\dots (4)$$

入力電流を正弦波にするために  $d_{REC}$  は(5)式となる。

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

一方  $d_C$  は、コンデンサの瞬時電力と脈動電力が一致すれば電力脈動が補償されるので、(6)式になるように制御する。

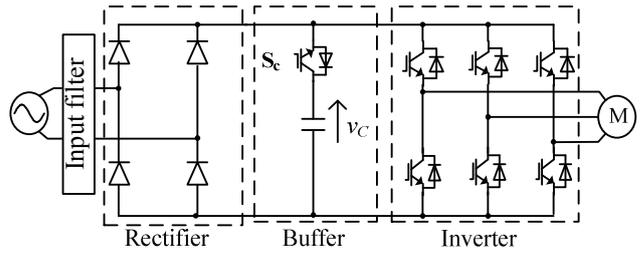


図2 提案回路

Fig. 2. Proposed circuit with single switch in buffer.

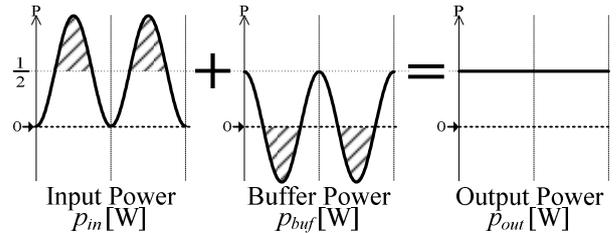


図3 電力脈動の補償原理

Fig. 3. Compensation principle of power ripple.

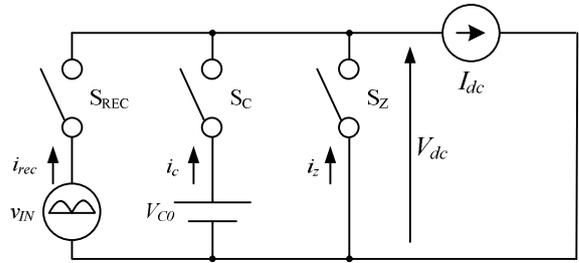


図4 提案システムの等価回路

Fig. 4. Equivalent circuit of proposed system.

ここで、コンデンサ電流  $i_c$  は正負となるが、 $i_c$  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。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。

$$d_C = \frac{V_{IN} I_{IN}}{2V_{C0} I_{dc}} |\cos(2\omega t)| \dots\dots\dots (6)$$

ただし  $V_{C0}$  はコンデンサ電圧の直流成分である。

最後に、 $d_Z$  は、(4)式より(7)式にて求められる。

$$d_Z = 1 - d_C - d_{REC} \dots\dots\dots (7)$$

ところで、電圧利用率最大まで出力すると、出力電圧最大時、インバータのゼロ電圧出力期間はゼロとなる。出力電圧が最大の時を考えると、入力電流比と電圧比の関係は、(8)式のように得られる。

$$\frac{I_{IN}}{I_{dc}} = \frac{2V_{C0}}{2V_{C0} + V_{IN}} \dots\dots\dots (8)$$

最終的に  $d_{REC}$  と  $d_C$  は、(5)式、(6)式および(8)式から(9)式より求める。ただし、 $d_C$  には、コンデンサ電圧変動分を補償する係数を付加する。これはインバータの直流リンク電圧の変化に応じて、電圧指令を補正する動作と同じである。

$$\begin{cases} d_{REC} = \frac{2V_{C0}}{2V_{C0} + V_{IN}} |\sin(\omega t)| \\ d_C = \frac{V_{C0}}{v_c} \frac{V_{IN}}{2V_{C0} + V_{IN}} |\cos(2\omega t)| \end{cases} \dots\dots\dots (9)$$

#### 〈3・3〉コンデンサ電圧制御

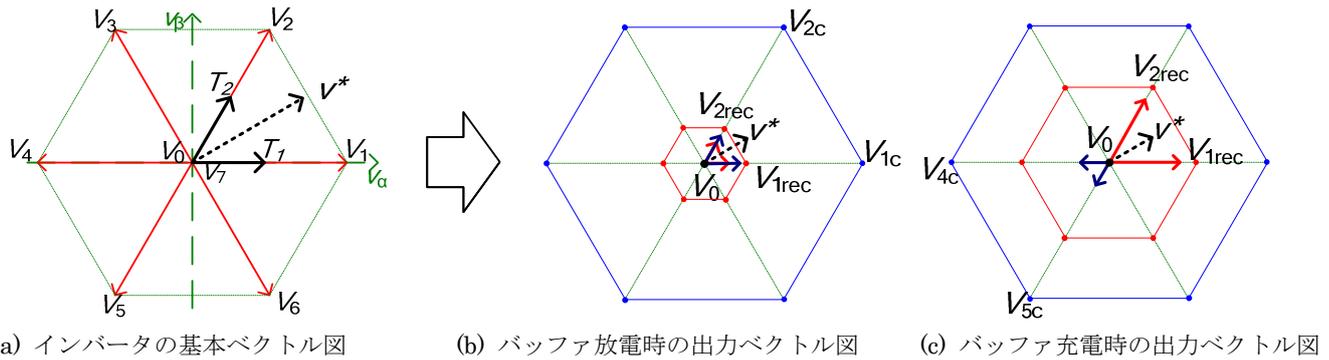


図5 インバータベクトル図  
Fig. 5. Space vectors for an inverter.

理想状態の場合、瞬時コンデンサ電圧はコンデンサ電圧設定値  $V_{C0}^*$  を基準に電圧が変動する。その時の瞬時電圧  $v_C$  は出力電力  $P_{out}$  とコンデンサ容量  $C$  で決まり、(10)式で表される。

$$v_C = \sqrt{V_{C0}^2 - \frac{P_{out}}{\omega C} \sin(2\omega t)} \dots\dots\dots (10)$$

しかし実際にはインバータのデッドタイムなどの影響により所望のコンデンサの電圧を得ることができない。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、誤差の影響を抑制する。具体的には、(10)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、(9)式にて求めた  $d_C$  に加減算する。

〈3・4〉空間ベクトル変調によるパルス生成法

図5(a)に、インバータの基本ベクトル図を示す。指令値  $v^*$  に応じて電圧ベクトルの選定、および出力時間比の計算を行う。まず、 $v^*$  の領域により使用するベクトルを選定し、そのベクトルの  $\alpha$ ,  $\beta$  軸成分とその出力時間比  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_z$  を用いて次式で表せる。

$$\begin{cases} v_\alpha = V_{1\alpha}T_1 + V_{2\alpha}T_2 + V_{0\alpha}T_z \\ v_\beta = V_{1\beta}T_1 + V_{2\beta}T_2 + V_{0\beta}T_z \\ 1 = T_1 + T_2 + T_z \end{cases} \dots\dots\dots (11)$$

上式より各出力時間比は次式で求められる。

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{1}{|A|} \begin{vmatrix} v_\alpha & V_{2\alpha} \\ v_\beta & V_{2\beta} \end{vmatrix} \\ T_2 &= \frac{1}{|A|} \begin{vmatrix} V_{1\alpha} & v_\alpha \\ V_{1\beta} & v_\beta \end{vmatrix} \\ T_z &= 1 - (T_1 + T_2) \end{aligned} \quad \left( \because |A| = \begin{vmatrix} V_{1\alpha} & V_{2\alpha} \\ V_{1\beta} & V_{2\beta} \end{vmatrix} \right) \dots\dots\dots (12)$$

次に、(12)式で求めた各出力ベクトルの時間比を(4)式、(9)式で求めたデューティ比通り、分配する。

$$\begin{aligned} T_{1REC} &= T_1 \cdot d_{REC} & T_{1C} &= T_1 \cdot d_C & T_{1Z} &= T_1 \cdot d_Z \\ T_{2REC} &= T_2 \cdot d_{REC} & T_{2C} &= T_2 \cdot d_C & T_{2Z} &= T_2 \cdot d_Z \end{aligned} \dots\dots\dots (13)$$

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。

$$T_{ZZ} = T_{1Z} + T_{2Z} + T_z \dots\dots\dots (14)$$

図5(b)にバッファ放電時のベクトル図、図5(c)にバッファ充電時のベクトル図を示す。上式で求めた各ベクトルの出

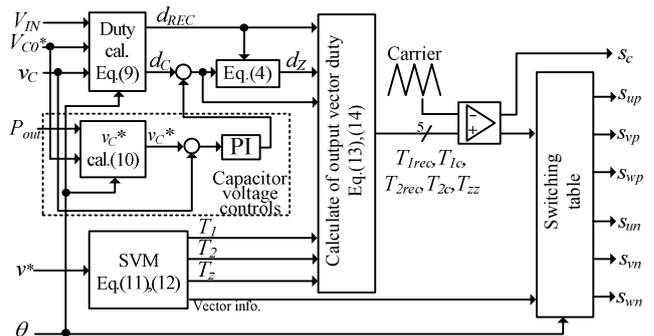


図6 制御ブロック図  
Fig. 6. Control block diagram.

力時間比に応じて、ベクトルを出力する。入力電圧とバッファ電圧は異なるので、このような2重のベクトル図となる。提案回路では、常にコンデンサ電圧が入力電圧より大きいので、コンデンサ電圧によるベクトルが外側になる。図5(b)の場合、電圧ベクトルは  $V_{2rec}(110) \rightarrow V_{1rec}(100) \rightarrow V_0(000) \rightarrow V_{1c}(100) \rightarrow V_{2c}(110)$  という順番でベクトルを出力する。一方、図5(c)に示すバッファ充電時の場合、 $T_{1C}$  と  $T_{2C}$  の出力期間、逆方向のベクトルを出力する。これより、電圧ベクトルは  $V_{1rec}(100) \rightarrow V_{2rec}(110) \rightarrow V_0(111) \rightarrow V_{4c}(011) \rightarrow V_{5c}(001)$  となり  $V_{4c}$ ,  $V_{5c}$  出力時、直流電流は逆方向に流れるので、バッファにエネルギーが充電される。

〈3・5〉制御ブロック図

図6に提案回路の制御ブロック図を示す。位相同期回路(PLL)で検出した入力電源位相  $\theta$ 、入力電圧の最大値  $V_{IN}$ 、設定したコンデンサ電圧直流成分  $V_{C0}^*$  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と。その後、インバータ指令  $v^*$  より(13), (14)式で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よりスイッチングパターンを生成する。なお、スイッチ  $S_c$  は  $T_{1C}$ ,  $T_{2C}$  が出力する期間と同期して、スイッチングを行う。

4. スwitching回数の比較

図7に提案方式と従来方式のスイッチングパルス図を示す。結果より、提案方式のスイッチング回数は8回、従来方式は6回で従来方式の方が2回少ない。しかし、提案方式はダブルエッジなのに対し、従来方式はシングルエッジ

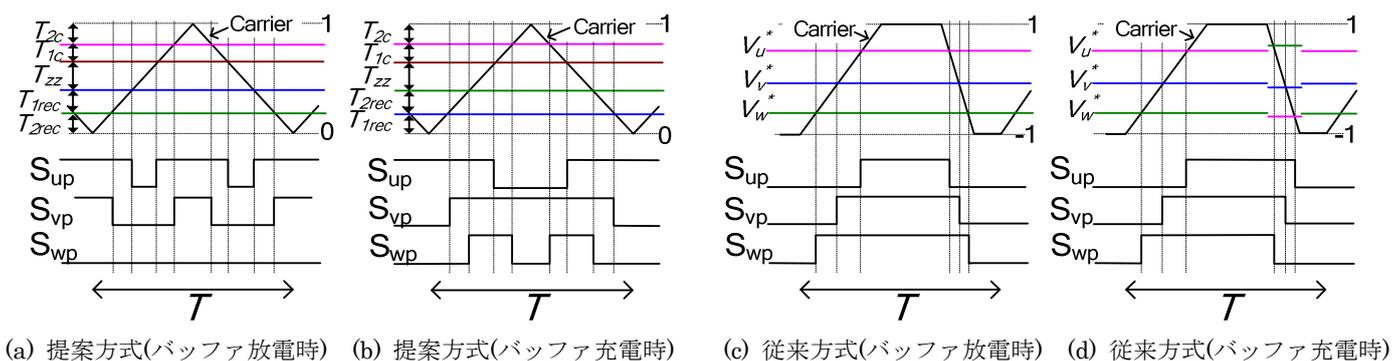


図7 スwitchingパルス図

Fig. 7. Switching pattern.

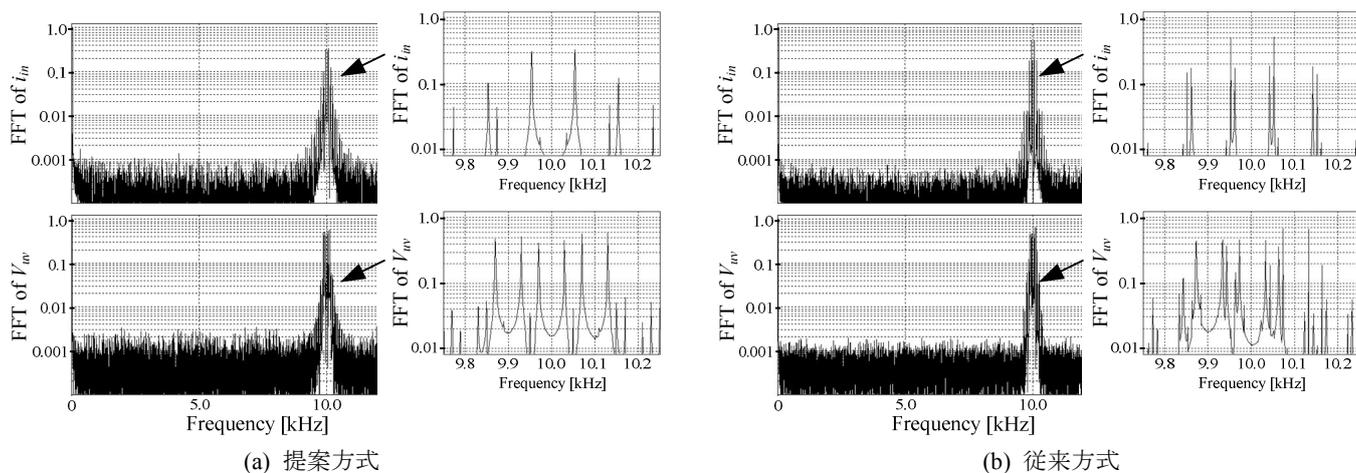


図8 高調波解析結果

Fig. 8. Harmonic analyses.

である。従来方式をダブルエッジにした場合スイッチング回数は12回となり、提案方式は従来方式に比べ、4回少なくなる。つまり、ダブルエッジ方式と比較すると、提案方式のスイッチング損失は従来に比べ3/4になる。

### 5. 高調波特性の比較

図8に提案方式と従来方式の入力電流と出力線間電圧の高調波解析結果を示す。シミュレーション条件として入力100V、50Hz、出力周波数は30Hz、キャリア周波数は10kHzとした。ここで、変換器の定格出力を1kW、負荷力率0.866である。またコンデンサ容量は脈動補償が可能な容量50μFとし、コンデンサの電圧を、最高電圧400V、最低電圧150V内で変動させた。なお、どちらも出力電圧は等しく制御し、負荷は電流源を用い、デットタイムや入力フィルタは設けず理想状態でシミュレーションを行った。

提案方式、従来方式ともに1kHz以下のひずみ率は、入力電流、出力線間電圧ともに1%以下となり、脈動を補償し、良好に制御できていることが確認できる。

次に、入力電流のキャリア成分の高調波解析結果を比較する。キャリア周波数帯のひずみ率を計算すると、従来方式は83.3%に対し、提案方式では、49.7%と33.6%減少する。同様に出力線間電圧を比較すると、従来方式では、

145%に対し、提案回路では125%と20.2%改善する。

この理由として、従来方式では制御パルスが制御周期Tにおいて非対称波形なのに対し、提案方式は対称波形となるので、キャリア成分の高調波が低減したと考えられる。

この結果、提案方式では入力フィルタのリアクトルの約30%の小型化や、モータ鉄損の減少、トルクリプルの改善が見込める。以上のことから、提案方式の優位性が確認できる。

### 6. まとめ

本論文では、電力脈動をバッファ回路にてアクティブに吸収する単相-三相電力変換器の空間ベクトル制御法の適用方法を提案した。提案方式では、従来方式に比べ、少ないスイッチング数でダブルエッジ変調ができる。それにより、スイッチングパルスがキャリアのピークで対称となり、キャリア周波数帯の高調波を大きく改善できることがわかった。その結果、フィルタの小形化が可能となり、また電流検出遅れを短縮化でき、モータ制御の高性能化が図れる。

今後実機での動作検証を行い、制御性に加える効率やノイズなどについて優位点を実証する予定である。

- (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.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一制御法」半導体電力変換研究会 SPC-08-11, 2008
- (4) 大沼・伊東：「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」半導体電力変換研究会 SPC-08-162, 2008