

50kVA, 125A 三相単相マトリックスコンバータを適用した高周波リンク AC-DC コンバータの実機検証

学生員 大沼 喜也, 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Experimental Verification of a 50kVA, 125A High-frequency AC to DC Power Converter Using a Three-phase to Single-phase Matrix Converter

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

This paper proposes a simple control method for a high frequency AC to DC power converter using a three phase to single phase power converter. The type of converter does not require a large reactor and large smoothing capacitors in the DC link part. However usual control methods are complex because the matrix converter must control both input and output waveforms directly. Therefore the virtual AC/DC/AC conversion method is applied in order to simplification. In addition, space vector modulation strategy and commutation failure compensation method for the converter are proposed. In this paper, the fundamental operations of the converter are confirmed by 50kVA, 125A experimental results. Then, 6.22% of the input current THD and 91.38% of the conversion efficiency are obtained.

キーワード: AC-DC コンバータ, マトリックスコンバータ, 空間ベクトル変調

Keywords: AC-DC converter, Matrix converter, Space vector modulation.

1. はじめに

近年, 地球温暖化等への環境対策や電力の安定供給の観点から, 分散型電源システムやスマートグリッドなどの新しい電力形態の研究が盛んに行われている⁽¹⁾。その中でも, 商用電源やコジェネレーション発電機などの三相交流電源から直流に変換する AC-DC 電力変換器は直流送電や通信用電源, 蓄電池への充電など需要が高い。このような電力変換器は故障や地絡, ノイズ等の保護の観点からトランスによる絶縁が必要となるが, 商用トランスを用いた場合システム全体に対する体積・重量の占める割合が非常に多く, 小型・軽量化の妨げとなる。また, 高調波規制の観点から, 入力高調波電流の低減機能を持つ高力率・高効率絶縁形 AC-DC 電力変換器が求められる。

この問題を解決するため, 高周波トランスを用いた方式が用いられる。例として商用電源を一度 PWM 整流器で直流に変換し, インバータにより, 高周波の交流に変換した後, 高周波トランスを経て再度整流し直流を得る。このシステムは, 上記の問題を解決できるが, 入力側に PWM 整流器を用いることで, 昇圧リアクトルやキャパシタが必要となり, 小型化・軽量化の新たな障害となる。また, 電力変換回数が多く効率が低下する。

一方, 近年逆阻止 IGBT の開発やマイクロプロセッサの高性能化により, マトリックスコンバータに代表される直接形電力変換技術が脚光を浴び実用化が進んでいる。直接形電力変換技術を用いた高周波 AC リンクコンバータは以前から多く提案されている⁽²⁾⁽³⁾。本方式は変換回数が少ないことや昇圧に必要な受動素子が必要ないことから小型・軽量

で高効率化が実現できるメリットがある。これまで様々な制御方式が提案されているが, 入力電流と出力電圧を同時に制御するため, 制御原理やスイッチングパルスの生成方法が複雑になる傾向がある。また, 大容量・高周波での実績は少なく, 大容量・高周波で駆動させる場合, 転流ミスや転流による誤差が出力に大きく影響する

本論文では大容量・高周波化を目指し, 上記の問題を解決する。はじめに, 回路構成と動作原理について議論し, 次に, 変換回路を三相単相マトリックスコンバータとし, 仮想 AC/DC/AC 変換方式⁽⁴⁾⁽⁵⁾を応用することで簡単な制御法を提案する。また, 空間ベクトル変調を適用することで, スwitching回数を最小にし, さらに転流ミスを低減できるスイッチングパターンを実現する手法を示す。加えて本方式における転流誤差を示し, 補償法について提案する。

ここでは, 提案手法の有用性を確認するために 50kVA, 出力電流 125A, キャリア周波数 10kHz の試作機を作成し実験を行った。その結果, 上記の問題を解決し, 良好な結果を確認したので報告する。

2. 回路構成

図 1 に PWM 整流器, 方形波インバータ, ダイオード整流器で構成する従来の高周波リンクコンバータの回路図を示す。従来システムは, 入力電流を制御するための PWM 整流器, 高周波電圧を出力するインバータと個々に駆動できるので制御が容易である。しかし, 電力変換回数が 3 回必要となること, 電源側に昇圧リアクトル, 直流リンク部に平滑キャパシタが必要になることから回路の大型化や低寿命, 効率の低下などの問題が発生する。

図 2 に本論文で議論する直接形変換技術を用いた高周波 AC-DC コンバータを示す。この回路構成は Manias らが 1985 年に提案したシステム(Switch-Mode-Rectifier)⁽²⁾やサイクロンコンバータと称された回路を用いたシステムであるが、現在直接形変換器技術で主流とされるマトリックスコンバータ回路の出力を単相にした回路と同等と言える。本構成は逆耐圧素子を用い、交流電源を直接トランスに印加することで、変換回数は 2 回ですむ。また入力フィルタは必要となるが、大型リアクトルやエネルギーバッファなどの蓄積要素が不要であることから装置の高効率化・小型化・軽量化・長寿命化が実現できる。しかし、本回路では下記の問題点がある。

- (1) 入力電流と出力電圧を同時に制御しなければならぬため、制御方式が複雑化する
- (2) 転流ミスや転流誤差による影響

本論文では仮想 AC/DC/AC 方式⁽⁴⁾を高周波リンクコンバータに適用することで、上記の問題を解決する。

3. 制御方法

直接形電力変換器の制御はエネルギーバッファがないため、入出力を同時に制御する必要があり、制御理論が複雑になる傾向がある。そこで、仮想 AC/DC/AC 変換方式を適用すると、図 2 の回路構成は図 1 に示す従来の回路とスイッチング関数が等価となり、従来から使い慣れたシステムとして制御できる。ただし、直接形電力変換器の PWM 整流器は電流形となるが、電圧形の PWM 整流器との双対性を利用する。また、これまで提案されてきた制御法ではキャリア変調がほとんどであるが、出力ベクトルを自由に選択・調節できる空間ベクトル変調方式を採用することで最適なスイッチングパターンを生成可能となる。

〈3・1〉 仮想 AC/DC/AC 変換の適用

図 1, 図 2 において、入力電圧を $[v_r, v_s, v_t]$, トランスの印加電圧を $[v_a, v_b]$, スイッチ S_{xx} のスイッチング関数を s_{xx} とし $s_{xx}=1$ でオン, $s_{xx}=0$ でオフと定義すると、入出力関係は(1)式(2)式となる。

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{ap} & s_{an} \\ s_{bp} & s_{bn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{rp} & s_{sp} & s_{tp} \\ s_{rm} & s_{sm} & s_{tm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{rp}' & s_{sp}' & s_{tp}' \\ s_{rm}' & s_{sm}' & s_{tm}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2)$$

従って図 1, 図 2 で同一の出力波形, 入力波形を得るには(3)式が成り立てばよい。

$$\begin{bmatrix} s_{rp}' & s_{sp}' & s_{tp}' \\ s_{rm}' & s_{sm}' & s_{tm}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{ap} & s_{an} \\ s_{bp} & s_{bn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{rp} & s_{sp} & s_{tp} \\ s_{rm} & s_{sm} & s_{tm} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

ここで、右辺の左側の行列は方形波インバータ、右側は PWM 整流器のスイッチング関数を意味し、これらの関数を合成することでスイッチングパルスが生成できる。

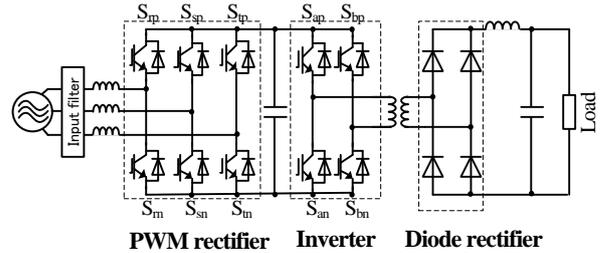


Fig. 1. AC-DC converter with PWM rectifier and Inverter.

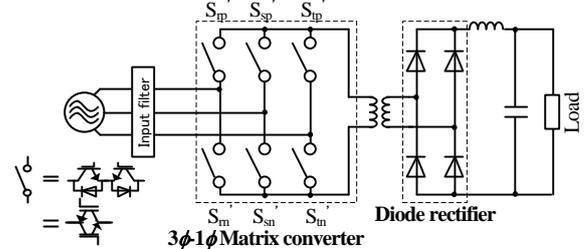
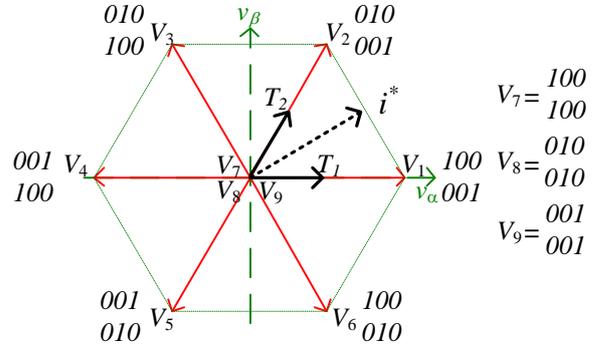


Fig. 2. AC-DC converter with matrix converter.



※ The number of "1" means switch is Turn on
 Example $\begin{cases} 100 & S_{rp}' = \text{ON}, S_{sp}' = \text{OFF}, S_{tp}' = \text{OFF} \\ 001 & S_{rm}' = \text{OFF}, S_{sm}' = \text{OFF}, S_{tm}' = \text{ON} \end{cases}$

Fig. 3. Fundamental voltage vector.

〈3・2〉 空間ベクトル変調の適用

PWM 整流器の制御は前述の通り、双対性を利用して電圧形として制御を行う。仮想の電圧形 PWM 整流器に対し、空間ベクトル変調を用いて入力線の電圧を正弦波に制御すれば、双対性により相電流を正弦波に制御することができる。図 3 に基本ベクトル図とベクトルの脇に双対変換後のスイッチングパターンを示す。入力電流指令値の領域より使用するベクトル V_1, V_2 を選定し、指令値の α, β 軸成分 v_α, v_β と選択した基本ベクトルの α, β 軸成分 $V_{1\alpha}, V_{1\beta}, V_{2\alpha}, V_{2\beta}$ より各ベクトルの出力時間比 T_1, T_2 及びゼロベクトルの出力時間比 T_z を(4)式で算出する。

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{1}{|A|} \begin{vmatrix} v_\alpha & V_{2\alpha} \\ v_\beta & V_{2\beta} \end{vmatrix} \\ T_2 &= \frac{1}{|A|} \begin{vmatrix} V_{1\alpha} & v_\alpha \\ V_{1\beta} & v_\beta \end{vmatrix} \dots\dots\dots (4) \\ T_z &= 1 - (T_1 + T_2) \quad \left(\because |A| = \begin{vmatrix} V_{1\alpha} & V_{2\alpha} \\ V_{1\beta} & V_{2\beta} \end{vmatrix} \right) \end{aligned}$$

(4)式より求めた各出力ベクトルの時間比に応じてスイッチングパターンを出力する。

一方、方形波インバータのスイッチング関数はトランス

の印加電圧極性を正負交互に出力させるため PWM 整流器の周期に同期して(5)式に示す行列を交互に出力する。

$$\begin{bmatrix} s_{ap} & s_{an} \\ s_{bp} & s_{bn} \end{bmatrix} = \begin{cases} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \end{cases} \dots\dots\dots (5)$$

(5)式を(3)式に当てはめると、上段は単位行列でそのままスイッチングパターンを出力するが、下段は1行目2行目を置換させる置換行列である。これは、PWM 整流器が出力するベクトルを反転することを意味する。よって、空間ベクトル変調を拡張し、(5)式を考慮したスイッチングテーブルを作成することでより自由度の高いスイッチングパターンを選択できる。

表1にスイッチングテーブルを示す。(5)式を考慮し、キャリア一周期内で正負の電圧を出力するため、6種類のベクトルを出力する必要がある。表1に示す通り、スイッチングパターン移行の前後では1つのスイッチしか変化しておらず、また、上側のスイッチ(S_{rp} , S_{sp} , S_{ip})と下側のスイッチ(S_{rn} , S_{sn} , S_{in})が交互にスイッチングするようにゼロベクトルを選定する。これにより、連続して転流が発生しないので、ショートパルス時でも転流ミスの発生が大きく抑えられる。

4. 転流による誤差補償

図4に示すスイッチ4個の回路において、電源 v_1 から v_2 へ転流する場合、電圧転流方式⁽⁶⁾は入力電圧の大小関係を監視して転流を行う。 $v_1 > v_2$ の場合、電源短絡を防止するため転流時間 T_d を設け図5に示すように①から④へスイッチを切り替え、転流を行う。

ここで、図5(a)のように負荷電流が正の場合、誤差は1ステップ分となり、(b)に示す負の場合は2ステップ分と誤差が電流の向きで異なる。また、本回路は出力電圧を反転するため転流中に負荷極性が切り替わる。図5(c), (d)に負荷電流の極性が転流中に切り替える時の転流誤差を示す。負荷電流が始め正の場合、転流中に電流がゼロとなる期間が発生し2ステップ分の誤差が発生する。一方、負荷電流が始め負の場合は1ステップとなる。このように、転流誤差は負荷電流のみで決まらず複雑となる。

図6に位相 θ が 0~30 度の場合の指令値と誤差の関係を示す。提案するスイッチングパターンは、負荷電流の極性が切り替わる場合、必ず2ステップの遅れが発生する。また、入力相電圧の大小関係により、 T_1 か T_2 に1ステップ分の転流誤差が発生する。そこで、(13)式に示す誤差補償項を追加する。

$$\begin{cases} T_1' = T_1 \\ T_2' = T_2 + T_d \\ T_Z' = 1 - (T_1' - T_2') \end{cases}, \quad \begin{cases} T_1' = T_1 + T_d \\ T_2' = T_2 \\ T_Z' = 1 - (T_1' - T_2') \end{cases}, \quad \dots (13)$$

$(T_1 > T_2) \qquad \qquad \qquad (T_1 < T_2)$

これより、デットタイム分の誤差を指令値に加算すること

Table 1. Switching table.

		Area1	Area2	Area3	Area4	Area5	Area6
Positive	State1	$V_1 = 100$ $V_2 = 001$	$V_3 = 010$ $V_4 = 001$	$V_5 = 010$ $V_6 = 100$	$V_7 = 001$ $V_8 = 010$	$V_9 = 001$ $V_{10} = 010$	$V_{11} = 100$ $V_{12} = 010$
	State2	$V_2 = 010$ $V_3 = 001$	$V_4 = 010$ $V_5 = 001$	$V_6 = 100$ $V_7 = 010$	$V_8 = 001$ $V_9 = 010$	$V_{10} = 100$ $V_{11} = 010$	$V_{12} = 001$ $V_{13} = 010$
	State3	$V_8 = 010$ $V_9 = 010$	$V_7 = 100$ $V_6 = 001$	$V_5 = 001$ $V_4 = 010$	$V_3 = 010$ $V_2 = 001$	$V_1 = 100$ $V_0 = 010$	$V_{11} = 100$ $V_{12} = 010$
Negative	State4	$V_5 = 001$ $V_6 = 010$	$V_7 = 100$ $V_8 = 010$	$V_9 = 100$ $V_{10} = 010$	$V_{11} = 010$ $V_{12} = 001$	$V_{13} = 010$ $V_{14} = 100$	$V_{15} = 010$ $V_{16} = 001$
	State5	$V_4 = 001$ $V_5 = 100$	$V_6 = 001$ $V_7 = 010$	$V_8 = 100$ $V_9 = 010$	$V_{10} = 100$ $V_{11} = 001$	$V_{12} = 010$ $V_{13} = 001$	$V_{14} = 010$ $V_{15} = 100$
	State6	$V_7 = 100$ $V_8 = 100$	$V_9 = 001$ $V_{10} = 001$	$V_{11} = 010$ $V_{12} = 010$	$V_{13} = 100$ $V_{14} = 001$	$V_{15} = 001$ $V_{16} = 001$	$V_{17} = 010$ $V_{18} = 010$

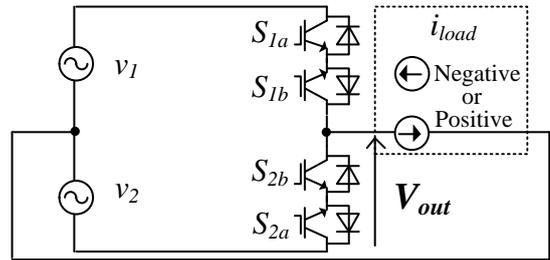


Fig.4. Commutation model.

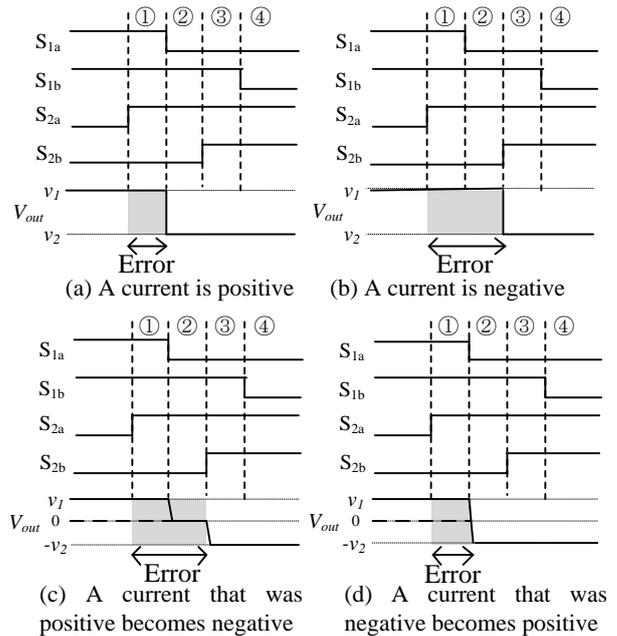


Fig. 5. Detail of commutation patterns.

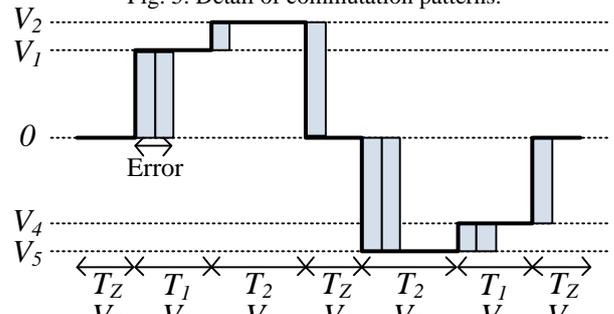


Fig. 6. The relationship between commands and errors.

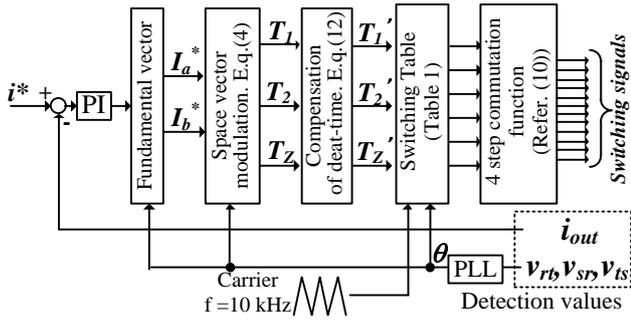


Fig.7 Control blocks diagrams.

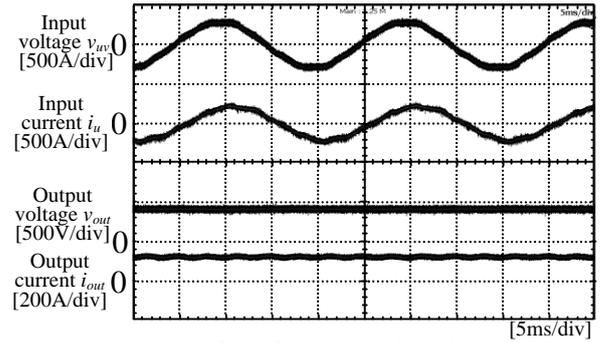


Fig.8 Experimental results.

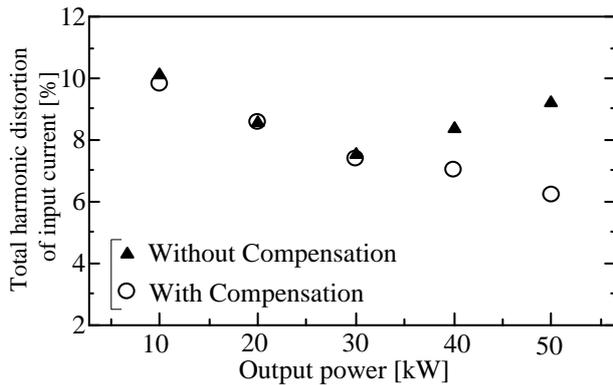


Fig.9 Total harmonic distortion of input current.

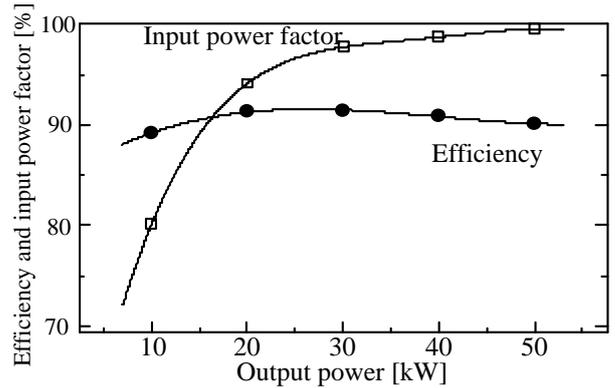


Fig.10 Efficiency and power factor.

で出力電圧の誤差が発生しなくなる。

図 7 に本論文の制御ブロック図を示す。PLL を用い電源電圧の電気角 θ と PI 制御の出力より電流指令を作成する。その後、空間ベクトル変調の(4)式に基づきデューティ指令を作成し、(12)式で補償し、表 1 に示したスイッチングテーブルより所用なパターンを選択する。

5. 実験結果

提案する制御方式とその有用性を確認するため、試作機を製作し実験を行った。試作機は定格 50 kVA、入力電圧 200V、出力電圧電流の定格値は 400 V、125 A、スイッチング周波数は 10 kHz、トランスの巻き数比は 1:2.6 とした。また、IGBT を直列に接続し逆阻止スイッチを実現し、デットタイムは 3 μ s とした。負荷は制御負荷器を用いた。

図 8 に、定格運転時の入出力波形を示す。入力電圧、電流より力率 1 の正弦波が確認できる。また出力は直流の定格電流が確認できる。

図 9 に、入力電流の総合歪み率(THD)を示す。低出力時では電圧の極性検出ミスによる歪みが支配的となるものの、定格出力時では、誤差補償を適用しない場合、入力電流 THD は 9.18% と悪化するが、誤差補償を適用した場合、入力電流 THD は 6.22% と約 3% 低減した。

図 10 に効率の結果を示す。入力力率は定格時ほぼ 100% となり、定格時の効率は 91.4% を得た。今回作成した試作器は安全係数が高くスナバの損失だけでも損失の 1 割程度発生している。また、逆耐圧を有する素子を用いることで、

さらなる高効率化が期待できる。

6. まとめ

本論文では、直接形電力変換技術を用いた高周波 AC リンクコンバータを、三相単相マトリックスコンバータ回路とみなし、仮想 AC/DC/AC 方式及び空間ベクトル変調方式を適用することで最適なスイッチングパターンを簡単に出力できる制御法を提案した。また、転流時に発生する誤差補償法について提案した。実験における検証において、定格運転時、入力電流 THD6.22% の正弦波を確認した。今後の予定として、入力・出力電流波形のさらなる改善、スナバ回路の最適化や、従来回路との体積比較等を行う予定である。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) 次世代電力システムにおける直流給配電調査専門委員会：「次世代電力システムにおける直流給配電の研究動向」技術報告, No. 1215, (2011)
- (2) S. Manias・P. D. Ziogas：「A Nobel Sinewave Method in AC to DC Converter with High-Frequency Transformer」IEEE PESC, 1985
- (3) 稲垣・石田・古橋・他：「高周波リンク形 AC-DC コンバータの波形制御法」電学論 D, Vol.111, No.5, pp.525-533(1990)
- (4) 伊東・佐藤・大口・他：「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)
- (5) 伊東・飯田・松村：「交流交流直接変換技術を用いた三相高周波リンクコンバータの高効率化」電学論 D, 127 巻 8 号, 822-828 (2007)
- (6) 加藤・伊東：「マトリックスコンバータの転流方式の改善」電学論 D, Vol. 127, No. 8, pp.829-836 (2007)