

## マトリックスコンバータを用いた電力障害補償の提案

学生員 玉田 俊介\* 正員 伊東 淳一\*

## A Proposal of a Power Distortion Compensator using a Matrix Converter

Shunsuke Tamada\*, Student Member, Jun-ichi Itoh\*, Member

Recently, renewable resources supplies, such as fuel cells, photovoltaic cells, wind power and engine generators, for distributed power system have been studied intensely. Conventional compensators with switching devices are constructed based on a voltage source inverter using six arms. Therefore, conventional power quality compensators require a large electrolytic capacitor in the dc link part of the equipment. The use of a large capacitor hinders downsizing efforts and the lowering of equipment costs.

Direct converters, which do not have a large electrolytic capacitor and an initial charge circuit, can be used to realize downsizing and lowering of equipment costs, when compared with conventional converters.

This paper proposes one of new applications of a matrix converter to a PM generator for power quality compensation, such as reactive power compensation, harmonic current and power interruption. The novel point of this work is that the matrix converter provides reactive power with harmonic current. Simulated and experimental results confirm that the matrix converter can maintain high performance as same as a conventional active filter and an uninterruptible power supply (UPS).

キーワード : マトリックスコンバータ, 無効電力補償, アクティブフィルタ

Keywords : Matrix converter, Reactive power compensation, Active filter

## 1. はじめに

近年, 医療機器やセキュリティシステム, コンピュータなど停電が許可されない装置が増え, 電力の安定化に対する要求が高まっている。さらにコンピュータなどの OA 機器には, コンデンサインプット型の整流器が多く使われている。そのため, それらの機器から発せられる高調波が, 系統の安定化の妨げになっている。そこでアクティブフィルタや無停電電源装置など, 系統の安定化技術<sup>(1)~(3)</sup>は益々盛んになることが予想される。

また新しい電力供給源として電力需要地近傍に設置が可能な系統連系分散型電源システムの導入が検討されている。分散型電源にはマイクロガスタービンやディーゼル発電設備があり, 新エネルギーや非常用電源として注目されている。

アクティブフィルタや分散型電源のように, 系統の電力や高調波を補償する装置は, 高い信頼性を持ち, メンテナンスフリーであることが望ましい。これまで数多く提案されてきた系統補償装置の多くは, 6 アームのブリッジ回路が

使われている。インバータや PWM 整流器によるシステムは直流部を有しているため, 初期充電回路, 電解コンデンサ, メンテナンスなどが必要となり, 信頼性の低下, 大型化, 高コストなどの問題を抱えている。

一方, 交流から交流へ直接変換するマトリックスコンバータの研究が盛んに行われておりモータドライブの分野で実用化が進められている<sup>(4)~(9)</sup>。マトリックスコンバータは直流部に大型の電解コンデンサが不要なため, 従来の直流部を有するシステムに比べ小形で長寿命・高効率化をはかることができる。現在マトリックスコンバータについての多くの研究では入力電流を力率 1 の正弦波状に制御することを主眼と置いており, 積極的に入力電流を非正弦波状に制御して利用しようという試みは筆者らの知る限りない。

本論文ではマトリックスコンバータの新しいアプリケーションとして電力障害補償装置を提案する。本論文で提案する電力障害補償装置は電力変換器にマトリックスコンバータを適用することで, 小形, 高効率, 長寿命を実現する。

また, アクティブフィルタ動作では変換器の入力電流は非正弦波とすることが求められるので, マトリックスコンバータの入力電流を任意の形にできる制御法を仮想変換器方式ベースに提案する。マトリックスコンバータと仮想 AC/DC/AC 変換器の入出力接続状態は同一となることに注

\* 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

目し、入出力電流および電圧の関係について解析を行い、本装置の補償範囲を明らかにする。最後に無効電力および高調波補償が行えることをシミュレーションおよび実験結果より検証し、所望の動作を確認したので報告する。

## 2. システム構成とその特徴

図1, 2に本論文で提案する電力障害補償装置の構成図を示す。システムは発電機とAC/AC直接変換器であるマトリックスコンバータにより構成される。マトリックスコンバータを用いることにより交流を一旦直流に変換することなく、電力系統と電力貯蔵装置の間でエネルギー授受が行われる。

本システムでは、系統に接続されている機器が発生する無効電力や高調波を、マトリックスコンバータにより補償する。マトリックスコンバータは分散型電源のインターフェースコンバータとして使用しており、発電と同時に補償を行う。この場合、有効電力は系統とマトリックスコンバータを介して接続されている電源の両方から供給される。なお、マトリックスコンバータがモータ制御装置として使用されている場合でも、駆動しながら同時補償を行うことができる。

## 3. 制御法

### <3・1>仮想 AC/DC/AC 方式<sup>(4)</sup>

AC/AC 直接変換器であるマトリックスコンバータを制御するには入力電流と出力電圧を同時に制御する必要がある。しかし出力側で電動機の制御を、入力で電力障害補償を行うため制御が非常に複雑化する。そこで、本論文では、仮想の整流器/インバータシステムを想定し、入力側と出力側を個別に検討しやすい仮想 AC/DC/AC 方式を適用する。またこの方式を用いることで、従来の電流形 PWM 整流器やインバータに提案されてきた様々な制御法をマトリックスコンバータに適用できる。

図3は仮想 AC/DC/AC 方式の仮想 PWM 整流器/インバー

タモデルである。仮想 AC/DC/AC 方式では「あるスイッチング状態における変換器の入出力の接続関係が同一であれば、変換器の構成にかかわらず入出力波形は同一である」ことに着目し、マトリックスコンバータのスイッチングパターンを生成する。仮想モデルの入力電圧を  $[v_r, v_s, v_t]$  とし、出力電圧を  $[v_u, v_v, v_w]$  とした場合、入出力の電圧の関係スイッチング関数行列で表すと、(1)式となる。スイッチング関数はスイッチ  $S_n$  のスイッチング関数を  $s_n$  とし、スイッチ

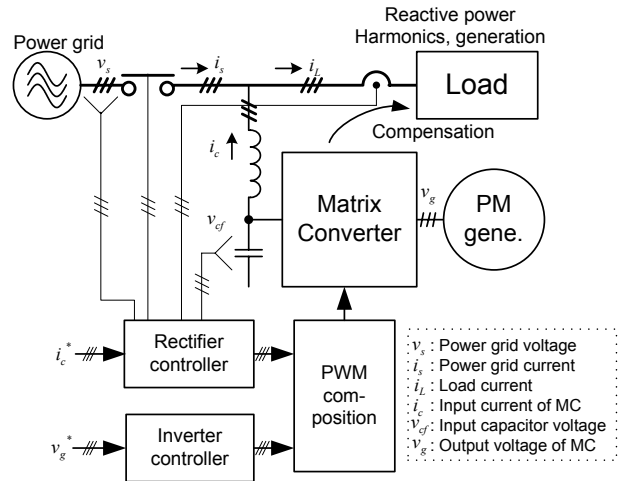


Fig.2. Block diagram for the proposed system.

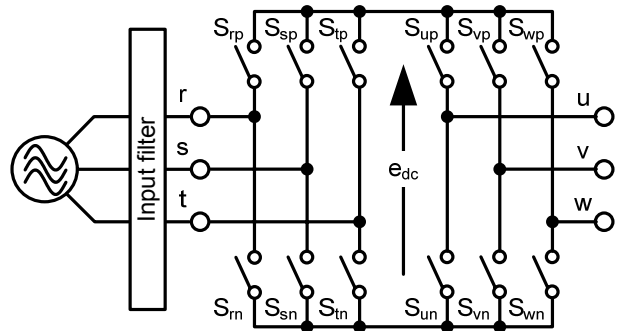


Fig.3. An AC/DC/AC converter.

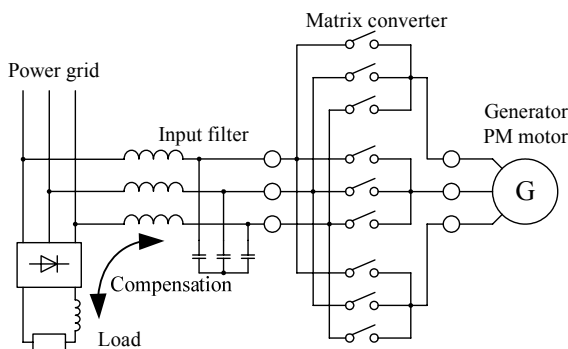


Fig.1. System configuration.

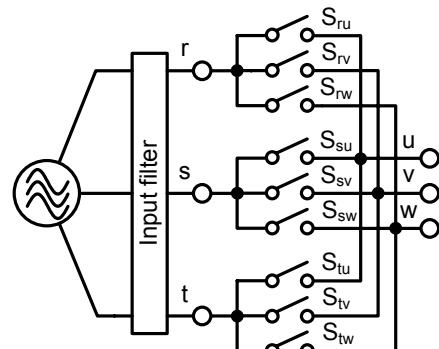


Fig.4. A matrix converter.

オンで  $s_n=1$ , スイッチオフで  $s_n=0$  と定義する。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{up} & s_{un} \\ s_{vp} & s_{vn} \\ s_{wp} & s_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{rp} & s_{sp} & s_{tp} \\ s_{rn} & s_{sn} & s_{tn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

図 4 はマトリックスコンバータモデルである。仮想モデルと同様に図 3 からマトリックスコンバータの入出力関係は(2)式で表すことができる。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{ru} & s_{su} & s_{tu} \\ s_{rv} & s_{sv} & s_{tv} \\ s_{rw} & s_{sw} & s_{tw} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2)$$

マトリックスコンバータのスイッチング行列は、AC/DC/AC 変換器のスイッチング行列の積で表せるため(1), (2)式が等しくなれば入出力特性は同一となる。例えば、図 3 で示した AC/DC/AC 変換器において  $S_{rp}$ ,  $S_{tn}$  および  $S_{up}$ ,  $S_{vp}$ ,  $S_{wn}$  がオンした場合、r 相と u・v 相, t 相と w 相が接続される。仮想 AC/DC/AC 変換方式で制御を行った場合、マトリックスコンバータのスイッチ状態は  $S_{ru}$ ,  $S_{rv}$ ,  $S_{tw}$  がオンとなり r 相と u・v 相, t 相と w 相が同様に接続され、AC/DC/AC 変換器とマトリックスコンバータの入出力接続状態は全く同一となる。よって AC/DC/AC 変換器の理論はマトリックスコンバータに完全に対応する。

<3・2>マトリックスコンバータの入力電流制御法

前節で述べた理論を元に、マトリックスコンバータの入力電流指令の基準量について述べる。マトリックスコンバータを仮想変換器方式で制御した場合、入力側は電流形整流器、出力側は電圧形インバータとして動作する。よって入力電流は仮想直流リンク電流に依存する。図 5 に AC/DC/AC 変換器のパワーフローを示す。電圧形インバータでは無効電力は負荷側で還流し直流側には影響を及ぼさない。そのため直流リンクの状態は負荷の有効電力に影響される。それは仮想変換器方式で制御を行ったマトリックスコンバータにおいても同様である。図 3 に示すように、仮想変換器にはエネルギーバッファが存在しないため、仮想直流リンク電流は、仮想インバータの出力電力と仮想直流リンク電圧によって決定される。出力電力  $P_{out}$ , 仮想直流リンク電圧  $V_{dc\_vir}$  を用いて仮想直流リンク電流  $I_{dc\_vir}$  は次式で与えられる。

$$I_{dc\_vir} = \frac{P_{out}}{V_{dc\_vir}} \dots\dots\dots (3)$$

ここでマトリックスコンバータの出力電圧は仮想直流リンク電圧と仮想インバータの変調率  $\lambda_{out}$  によって決まるため出力電力  $P_{out}$  は、出力電流実効値  $I_{out}$ , 負荷力率  $\cos \theta_{out}$  を用いて次式で与えられる。

$$P_{out} = \frac{3}{2\sqrt{2}} \cdot V_{dc\_vir} \cdot \lambda_{out} \cdot I_{out} \cdot \cos \theta_{out} \dots\dots\dots (4)$$

一方、整流器の制御に 1 レグ変調を用いると、電源の線間電圧実効値を  $V_{line}$  とすれば、仮想直流リンク電圧  $V_{dc\_vir}$

は電源電圧の 6 倍の周波数により(5)式の範囲で脈動する。

$$\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sqrt{2} V_{line} \leq V_{dc\_vir} \leq \sqrt{2} V_{line} \dots\dots\dots (5)$$

よって、仮想直流リンク電流の最大値  $I_{dc\_virmax}$  は(6)式で与えられる。

$$I_{dc\_virmax} = \frac{P_{out}}{\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sqrt{2} V_{line}} \dots\dots\dots (6)$$

$$= \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot I_{out} \cdot \cos \theta_{out} \cdot \lambda_{out} \dots\dots\dots (6)$$

入力電流のデューティ指令は仮想直流電流の最大値で基準化すればよいので、次式で与えられる。

$$i_c^{**} = \frac{i_c^*}{I_{dc\_virmax}} \dots\dots\dots (7)$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{i_c^*}{I_{out} \cdot \lambda_{out} \cdot \cos \theta_{out}} \dots\dots\dots (7)$$

上記の指令をキャリア比較し、仮想整流器を制御することで、オープンループで入力電流を制御することが可能となる。なお、(7)式には負荷力率が含まれるが、実際に出力電力は、各相の出力電流、出力電圧指令値を 3 相 2 相変換し、(8)式により直接計算すればよいので、負荷力率情報は必要ない。

$$P_{out} = v_\alpha^* \cdot i_\alpha + v_\beta^* \cdot i_\beta \dots\dots\dots (8)$$

ただし、 $v_\alpha^*$ ,  $v_\beta^*$ : 静止座標系の電圧指令  
 $i_\alpha$ ,  $i_\beta$ : 静止座標系の出力電流

<3・3>瞬断補償および無効電力補償

仮想 AC/DC/AC 方式を採用することにより、従来のアクティブフィルタや STATCOM の制御を適用することができる。本論文では検出電流を(9), (10)式を用いて回転座標変換

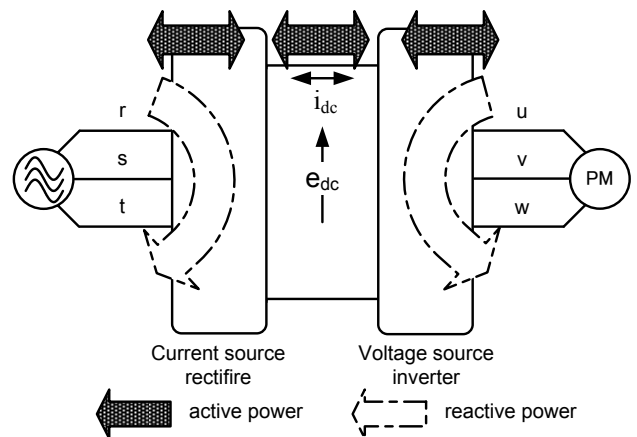


Fig.5. Power flow of the AC/DC/AC converter.

を行い、瞬時有効電力と瞬时无効電力に分離し、無効電力の制御と電源高調波の補償を行う。

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (9)$$

$$\begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (10)$$

電源角周波数 $\omega$ で回転座標変換を行うことにより検出した電流の基本波成分は直流となり、その他の周波数成分は交流量として現れる。この性質を利用し、電流高調波を抽出する。まず、d軸成分の基本波有効成分をハイパスフィルタ (HPF) により除去し、高調波成分のみを抽出する。q軸成分では無効成分が現れるため d軸とは異なり基本波成分も無効電力補償に利用する。また無効電力補償と電力供給を同時に実現するために、本装置から出力する基本波有効成分を d軸成分に加える。次に、上記で求めた電流指令を、無効電力補償の電流指令としてマトリックスコンバータに与える。

マトリックスコンバータで無効電力補償を行う際の問題のひとつに、補償電流の振動があげられる。これは、入力フィルタと系統インピーダンス間の並列共振により生じる。補償電流が振動した場合、電力系統で拡大され逆作用する恐れがある。そこで、本提案法では補償電流の振動を抑えるために、制御的に振動を抑制するダンピング制御<sup>(10)</sup>を用いている。

補償電流波形が振動し不安定になる原因は、システムの利得が高周波帯域で大きいことに起因するため、振動を抑制するには高周波での利得を下げればよい。そこで本論文では、入力フィルタのキャパシタ電圧から高周波成分を抜き出し、電流指令から減算することで、高周波利得を下げるダンピング制御を提案する。

図 6 にダンピング制御のブロック図を示す。図に示すように、キャパシタ電圧から回転座標変換を用いて高調波成分を抜き出し、その値にゲイン  $K_d$  を乗じて、補償電流指令から減算し、ダンピング制御を行う。補償前の電流指令を  $i_c^*$ 、キャパシタ電圧を  $V_{cf}$  とするとダンピング制御後の電流指令は次式で与えられる。

$$i_c^{**} = i_c^* - K_d \frac{ST}{1+ST} V_{cf} \dots\dots\dots (11)$$

なお、マトリックスコンバータの入力部は電流形変換器の動作となるため、オープンループで制御可能である。また、電流形変換器であるが故に、電流制御ループなしに高速応答が期待できる。

次に瞬断補償について述べる。図 7 に制御ブロック図を示す。本提案装置は、通常は系統に有効電力を供給すると同時に無効電力および高調波の補償を行い、瞬断発生時にはその補償を行い UPS として動作する。瞬断検出と同時に上流の系統と負荷および補償装置をスイッチなどにより切

り離し、マトリックスコンバータの入力電流指令を無効電力補償から電圧補償に切り替える。瞬断検出は、制御回路内部で生成した補償電圧指令と系統電圧の絶対値を演算し、それらの差を設定した基準値と比較し瞬断検出を行っている。なお電圧制御には PI 制御を用いる。

#### 4. 補償範囲の検討

この章では、本提案装置の無効電力補償範囲について述べる。本提案装置では、無効電力補償を行う際、マトリックスコンバータから有効電力、そして系統の無効電力を補償するため、逆相の無効電力を出力する。そのため、無効電力補償時にマトリックスコンバータの入力力率が悪化する。そのため、マトリックスコンバータの入力力率が低下した場合、仮想直流リンク電圧が低下し、電圧利用率が低下する<sup>(11)</sup>。その結果、出力電圧が低下し、出力側に接続された発電機を制御することができなくなる。よってマトリックスコンバータで無効電力補償を行う際、補償する負荷の容量と出力電圧 (発電機の回転数) を適切に選択する必要がある。

本節では、出力電圧と補償する無効電力量の関係について検討する。系統電圧  $V_s$ 、マトリックスコンバータの入力力率を  $\cos \theta_{in}$  とすると最大出力電圧の実効値  $V_{out}$  は次式で与えられる。

$$V_{out} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_s \cdot \cos \theta_{in} \dots\dots\dots (12)$$

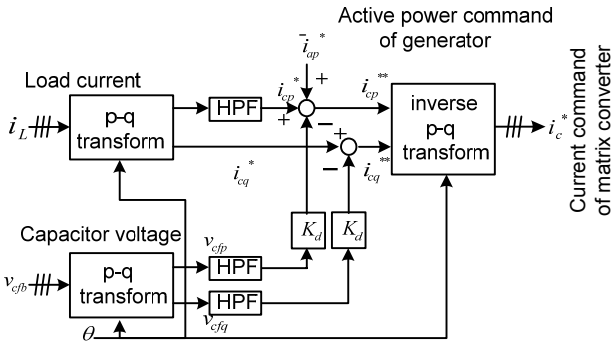


Fig.6. Block diagram for reactive power compensation with damping control for the input current.

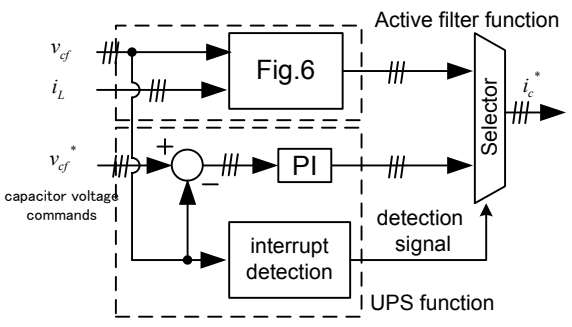


Fig.7. Block diagram for active filter with UPS function.

次に3章で述べたように、マトリックスコンバータの入力電流は仮想直流リンク電流に支配されるため、出力電流の大きさと力率に依存する。また、入力電流は(6)式より、 $\lambda_{out}=1$  のとき最大となる。よって無効電力補償時の最大入力皮相電力は、系統電圧  $V_s$ 、マトリックスコンバータの出力電流  $I_{out}$ 、出力力率  $\cos \theta_{out}$  を用いて次式で表せる。

$$S_{in} = \frac{3}{2} \cdot V_s \cdot I_{out} \cdot \cos \theta_{out} \dots\dots\dots(13)$$

従って、マトリックスコンバータの入力力率は(14)式で与えられる皮相電力と、補償対象の無効電力量  $Q_{load}$  から、次式で与えられる。

$$\cos \theta_{in} = \frac{\sqrt{S_{in}^2 - Q_{load}^2}}{S_{in}}$$

$$= \frac{\sqrt{(\frac{3}{2} \cdot V_s \cdot I_{out} \cdot \cos \theta_{out})^2 - Q_{load}^2}}{\frac{3}{2} \cdot V_s \cdot I_{out} \cdot \cos \theta_{out}} \dots\dots\dots(14)$$

すなわち(12)、(14)式より出力電圧と補償する無効電力量の関係は次式で与えられる。

$$|Q_{load}| = \sqrt{3} \cdot I_{out} \cdot \cos \theta_{out} \cdot \sqrt{(\frac{\sqrt{3}}{2} V_s + V_{out})(\frac{\sqrt{3}}{2} V_s - V_{out})} \dots\dots\dots(15)$$

図8に(15)式で求められる無効電力補償範囲を示す。本提案装置の無効電力補償能力は、マトリックスコンバータの出力電圧(発電機)が低く、かつ出力力率が高い領域で高くなることがわかる。

次に、瞬断発生時の動作について述べる。上記で無効電力補償範囲を優先するほど、出力可能な電圧が低下することについて述べたが、マトリックスコンバータは発電機側の電圧を昇圧できるため、発電機電圧が低い場合でも瞬断補償は可能である。しかし、マトリックスコンバータの最大出力電圧は入力力率に比例し、低い力率では最大出力電圧は低下する。よって瞬断を補償する負荷の力率が低い場合、発電機電圧を下げなくてはならない。

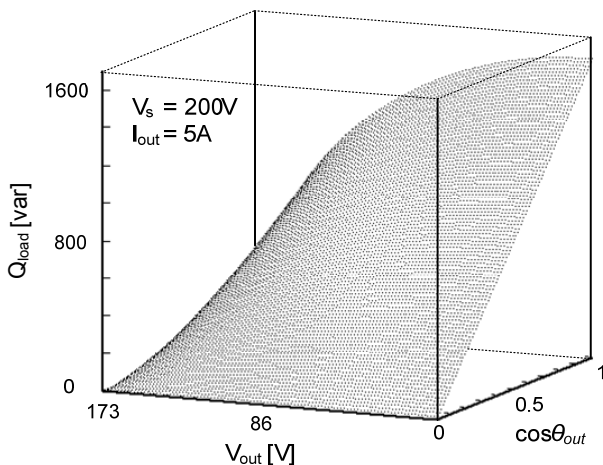


Fig.8. Compensation range of reactive power.

一方、従来のエネルギーバッファを有する整流器/インバータシステムで構成したシステムでは、昇圧動作が行えるため、系統側の力率は直流リンク電圧に影響しない。そのため無効電力補償範囲が瞬断補償に影響を与えることは無い。よって従来のエネルギーバッファを持つシステムと比較した場合、本提案装置は運用上注意が必要である。

### 5. シミュレーション結果

提案方式の有効性をシミュレーションにて検証した。表1にシミュレーション条件を示す。また負荷の電力の約3割を発電機から供給している。

図9にダイオード整流器負荷(R=75Ω, L=200mH)の高調波補償および瞬断補償のシミュレーション結果を示す。系統電流はほぼ正弦波となっており、高調波補償の効果が確認できる。また瞬断発生後も負荷電圧、および負荷電力は

Table 1. Simulation conditions.

|         |       |                       |         |
|---------|-------|-----------------------|---------|
| 系統電圧    | 200V  | ダイオード整流器              | R=75Ω   |
| 系統周波数   | 50Hz  |                       | L=200mH |
| キャリア周波数 | 10kHz | 入力フィルタ f <sub>c</sub> | 1.4kHz  |
| 出力電力    | -330W | ζ                     | 0.2     |
| 出力周波数   | 40Hz  | 出力電圧                  | 87V     |

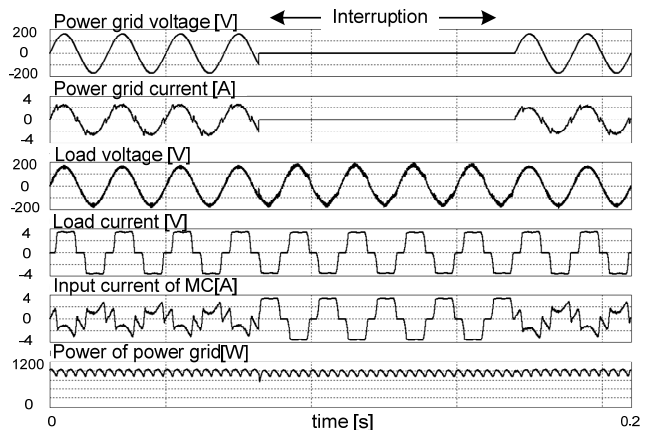
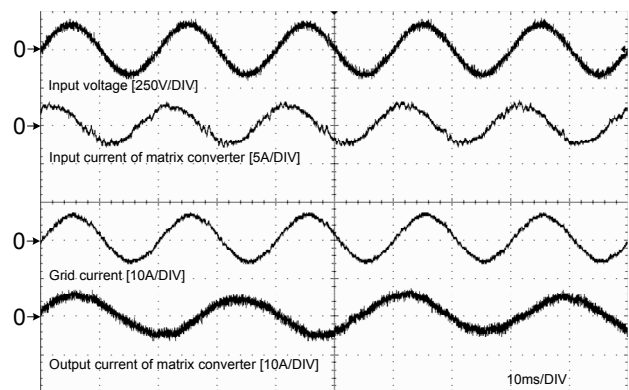


Fig.9. Simulation results of UPS operation and harmonics compensation.



(R:25Ω, L:50mH, motor:750W PMSM)

Fig.10. Experimental result with reactive power compensation.

ほぼ一定に保たれているため、瞬断発生前と同様に負荷にエネルギーが供給されていることがわかる。

## 6. 実験結果

本論文では、提案した手法の有用性を無効電力補償および高調波補償の実験により検証した。系統電圧 200V, 周波数 50Hz, 入力フィルタのカットオフ周波数 1.6kHz, 制動係数 0.2 の条件で実験を行った。エネルギーバッファとして 750W の PM モータを接続し、力行して実験を行った。また系統に 1.39mH のリアクトルを挿入した。図 10 は、系統に負荷として RL 負荷 ( $R=25\Omega$ ,  $L=50\text{mH}$ ,  $\cos\phi=0.72$ ) を接続したときの、系統電圧、マトリクスコンバータの入力電流、系統電流、マトリクスコンバータ出力電流波形である。系統電圧と系統電流がほぼ同位相になっており、無効電力補償が行われていることが確認できる。なお、進み力率に対しても同様に補償が行えることを実験により確認している。またマトリクスコンバータから進み位相の電流が流れていることが確認できる。

図 11 は、系統にダイオード整流器負荷 (直流リアクトル 200mH, 抵抗  $75\Omega$ ) を接続したときの、系統電圧、マトリクスコンバータの入力電流、系統電流、マトリクスコンバータの出力電流波形である。ただし、ダイオード整流器の入力各相に 5mH のリアクトルを挿入している。図 11(a) に高調波補償を無効時の実験結果を示している。補償前では系統電流は大きく歪んでいるが、図 11(b)の補償後の波形では、歪みが大幅に減少し、正弦波状になっている。また図 11(b)の波形では、マトリクスコンバータの入力電流が急峻に変化し、補償電流を形成していることがわかる。この結果よりマトリクスコンバータにおいても入力電流波形を任意の形に制御可能であることが確認できる。

図 12 に補償前と補償後の系統電流の高周波解析結果を示す。偶数調波では、補償後で振幅が増えている部分もあるが、3次、5次、7次の高調波については補償後には振幅が明らかに下がっており、アクティブフィルタとして効果が出ていることがわかる。これよりマトリクスコンバータを用いた場合でもインバータなどを用いた従来の装置同様、高調波補償が行えることを確認できる。

図 13 に 3.7kW, PM モータを用いて負荷の 1.5 倍の電力を回生させた場合の高調波補償の実験結果を示す。回生時でも、系統の高調波を補償できることがわかる。波形に歪みが見られているが、原因として転流誤差や入力フィルタの遅れが挙げられる。

## 7. まとめ

本論文では、マトリクスコンバータの新たなアプリケーションとして電力障害補償装置 (無効電力補償・高調波補償・瞬断補償) を提案し、その制御法を示した。また、マトリクスコンバータの入力電流制御法を提案し、その

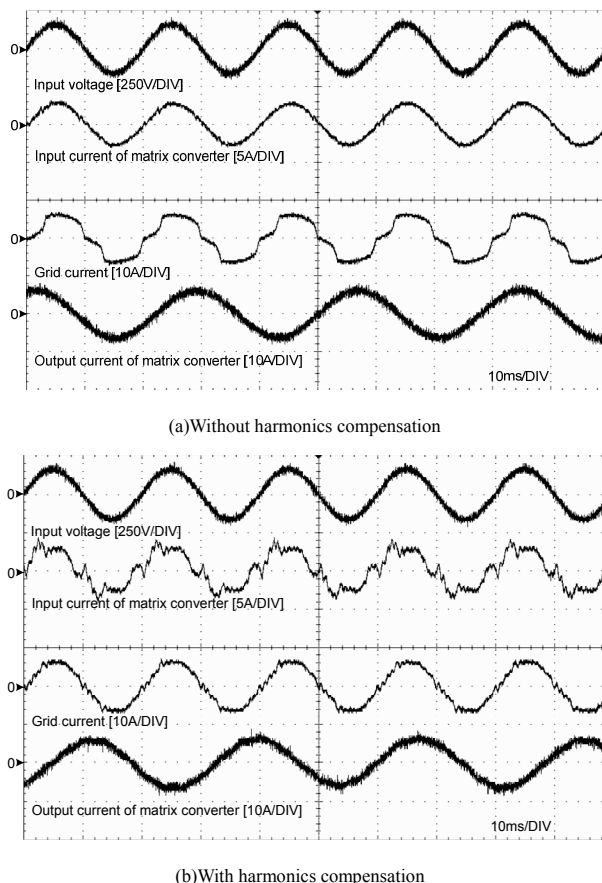


Fig.11. Experimental result with harmonics compensation (motoring mode).

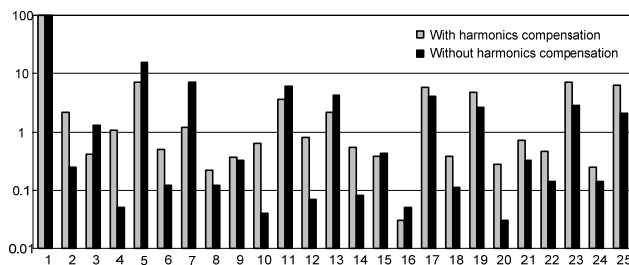


Fig.12. Harmonics analysis result of power grid current.

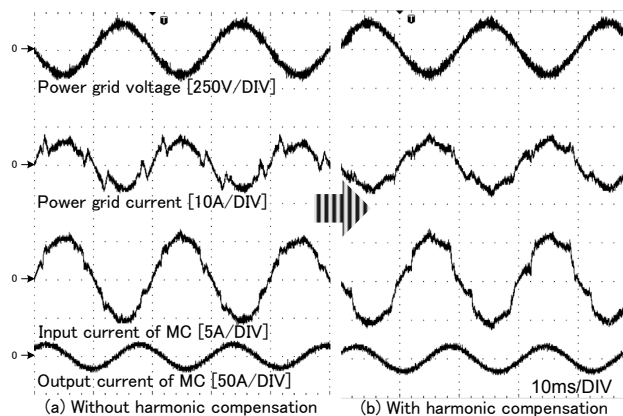


Fig.13. Experimental result with harmonics compensation (generating mode).

制御範囲についても明らかにした。シミュレーションにて無効電力補償、高調波補償および瞬断補償について検証を行った。また無効電力補償・高調波補償については、750WのPMモータで力行、3.7kWのPMモータで再生にて実験を行い、有用性の確認を行った。以下にその結論を示す。

- (1)非線形負荷においても高調波電流補償が行える。
- (2)瞬断補償時にも良好な電圧波形が得られる。
- (3)マトリックスコンバータの入力電流を正弦波だけでなく任意波形に制御可能。
- (4)提案した入力電流制御法により、従来のシステム同様の補償効果が得られる。

以上のことから、提案する方式により電解コンデンサなどのエネルギーバッファを必要としない、小形・長寿命のシステムを実現できる。また直接変換器のマトリックスコンバータを用いることで、高効率化も期待でき非常に有用だと考える。

なお、本研究は平成17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。

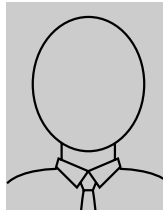
(平成×年×月×日受付，平成×年×月×日再受付)

## 文 献

- (1) Pichai Jintakosonwit, Hideaki Fujita, Yasufumi Akagi: "Considerations of a Fully-Digital-controlled Active Filter for Installation on Power Distribution Systems" T.IEE Japan, Vol.121-D, No.3 2001 (in Japanese) Pichai Jintakosonwit, 藤田英明, 赤木泰文:「配電系統用アクティブフィルタの全デジタル制御システムとその留意点」, 電学論 D, 119 巻 5 号 316-324(平成13年)
- (2) Yasuhiro Tamai, Sunt Srianthumrong, Hirofumi Akagi: "Comparisons Between a Hybrid Shunt Active Filter and a Pure Shunt Active Filter", IEEJ Trans. IA, Vol.124, No.5, 2004 玉井 康寛, Sunt Srianthumrong, 赤木 泰文:「ハイブリッドフィルタとアクティブフィルタの比較・検討」, 電学論 D, Vol. 124, No. 5, pp.494-502 (2004)
- (3) Shunsuke Tamada, Jun-ichi Itoh: "Power Distortion Compensator using a Matrix Converter", JIASC2007 1-O4-1 玉田 俊介, 伊東 淳一:「マトリックスコンバータによる電力障害補償」, 平成17年電気学会産業応用大会, 1-O4-1
- (4) Jun-ichi Itoh, Ikuya Sato, Hideki Ohguchi, Kazuhisa Sato, Akihiro Odaka, Naoya Eguchi: "A Control Method for the Matrix Converter Based on Virtual AC/DC/AC Conversion Using Carrier Comparison Method" IEEJ Trans. IA, Vol.124, No.5 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, 124 巻 5 号, 457-463
- (5) Jun-ichi Itoh, Hirokazu Kodachi, Akihiro Odaka, Ikuya Sato, Hideki Ohguchi, Hidetoshi Umida: "A High Performance Control Method for the Matrix Converter Based on PWM generation of Virtual AC/DC/AC Conversion" Japan Industry Applications Society Conference I-303 2004(in Japanese) 伊東淳一, 小太刀博和, 小高章弘, 佐藤以久也, 大口英樹, 海田英俊:「パルスパターンに着目した仮想 AC/DC/AC 変換方式によるマトリックスコンバータの高性能化」, 平成16年電気学会産業応用大会, 1-306
- (6) Takaharu Takeshita, Hiroshi Shimada: "Matrix Converter Control Using Direct AC/AC Conversion Approach to Reduce Output Voltage Harmonics" IEEJ Trans. IA, Vol.126, No.6, 2006(in Japanese) 竹下 隆晴, 島田 大志:「出力電圧高調波を低減する AC/AC 直接変換方式マトリックスコンバータ制御」, 電学論 D, Vol. 126, No. 6, pp.778-787 (2006).
- (7) P.W.Wheeler, J.Rodriguez, J.C.Clare, L.Empringham: "Matrix Converters: A Technology Review" IEEE Transactions on Industry Electronics Vol. 49, No.2 pp274-288, 2002
- (8) H.Hara, E.Yamamoto, M.Zenke, K.Kan, T.Kume "An Improvement of Output Voltage Control Performance for Low Voltage Region of Matrix Converter" Proc. Of IEEJapan IAS 2002, pp.I-313-316 (1-48), 2004 (in Japanese) 原・山本・善家・姜・久米:「低電圧領域におけるマトリックスコンバータの電圧改善の一方策」平成16年産業応用部門全国大会, 214, 2004
- (9) Jun-ichi Itoh, Koji Kato: "Improvement of Commutation Method in Matrix Converter" JIASC2006, 1-O4-1 伊東 淳一, 加藤 康司:「マトリックスコンバータの転流方式の改善」平成18年産業応用部門全国大会, 1-O4-1, 2006
- (10) Ikuya Satou, Jun-ichi Itoh, Hideki Ohguchi, Akihiro Odaka, Hironori Mine: "An Improvement Method of Matrix Converter Drives Under Input Voltage Disturbances" IPEC Niigata, 546-551, 2005
- (11) Junnosuke Haruna, Jun-ichi Itoh "A Consideration about the Voltage Utilization Ratio of the Matrix Converter Connected a Generator to the Input Side", Annual Conference of IEEJ, No.4-102, 2007(in Japanese) 春名 順之介, 伊東 淳一:「発電機を電源とするマトリックスコンバータの電圧利用率に関する一考察」平成19年電気学会全国大会, 4-102

玉田 俊介

(学生員) 1985年3月29日生まれ。2007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。

