

# 連系マトリックスコンバータによる 発電機のビートレス制御の実機検証

片岡 拓也\* 伊東淳一 (長岡技術科学大学)

Experimental Verification of the Beat-less Control for Interconnection Matrix Converter Applied to Generator.

Takuya Kataoka\*, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

The paper presents a beat-less control for a matrix converter in an islanded operation system. When a rectifier load is connected to a matrix converter, Instantaneous active power oscillates at six-times the grid frequency. However, the matrix converter do not compensate power ripple because the matrix converter does not have energy buffer such as an electricity capacitor. Therefore, the beat current in the generator side occur. In the proposed method, in order to cancel beat current, d-axis current is injected. As experimental results, the matrix converter achieves the stable operation with a rectifier load. The beat current of a low frequency component can be reduced by 80% with proposed method.

キーワード：マトリックスコンバータ，自立運転，整流器負荷，ビートレス制御，  
(Matrix converter, Islanded operation, Rectifier load, Beat-less control)

## 1. はじめに

近年，交流から交流へ直接電力変換できるマトリックスコンバータの研究が盛んに行われている<sup>[1]-[3]</sup>。マトリックスコンバータでは，主電力経路に電解コンデンサのような大容量のエネルギーバッファを持たないため，変換器の長寿命化が期待されている。また，従来のPWM整流器とPWMインバータで構成されるBack to Backシステムと比較すると電源から負荷までの電流通過素子数が少なく高効率化，小型化ができる利点がある。

マトリックスコンバータのこのような利点を活かして，エンジン発電機，風力発電等を用いた分散電源システムやACマイクログリッドへの適用が期待されている<sup>[4]</sup>。こういったシステムでは，発電機を入力としてマトリックスコンバータに接続し，系統は出力側へと接続される。系統が正常に動作している場合，このシステムは発電機から系統へ電力を逆潮流させる系統連系動作をする。また，有効電力を逆潮流させる必要がない場合は，アクティブフィルタといった電力障害補償装置として動作する制御について検討されている<sup>[5]</sup>。しかし，系統が停電した場合，分散電源システムが系統から解列し，系統からの負荷への電力供給が断たれる。そのため，停電時に発電機から重要負荷へ電力を直接供給する自立運転動作が必要となる。

これまでのマトリックスコンバータを用いた自立運転動作では，抵抗負荷など線形負荷が接続されている場合につ

いての検討はなされている<sup>[6]</sup>。しかし，整流器負荷といった高調波や電力脈動を含む負荷が接続された場合の検討に関する報告は著者らの知る限り無い。

整流器負荷を系統に接続した場合，負荷電流に5次，7次高調波が発生する。自立運転時は系統接続時と同様の定電圧定周波数動作(以下、CVCF動作)をすることが電力変換器に要求される。また，整流器負荷接続時，瞬時有効電力が系統周波数の6倍で脈動する。なお，マトリックスコンバータはエネルギーバッファを持たないため，整流器負荷により引き起こされる電力脈動を補償することが不可能である。そのため，発電機から直接脈動する電力を取り出す必要がある。しかし，このときに電力脈動周波数と発電機周波数で決まる周波数成分のビート電流が発電機電流に発生する<sup>[7]</sup>。特に発電機周波数と電力脈動周波数が近い場合，数Hz程度の低周波のビート電流が発生するため，発電機に悪影響を与える可能性や騒音増加の懸念がある。

本論文では，低圧の発電機を電源としたマトリックスコンバータを用いた分散電源システムを対象とし，整流器負荷接続時における発電機のビートレス制御を提案する。提案するビートレス制御では電力脈動に応じたd軸電流を注入することで，低周波のビート電流を打ち消す。ここでは提案方式を実機実験により確認し，その有用性について検討する。

## 2. 回路構成

図 1 に発電機を電源としたマトリクスコンバータの回路図を示す。ここで、マトリクスコンバータの出力電流は PWM 波形になるため、系統への高調波電流の流入を防ぐために LC フィルタを接続する必要がある。マトリクスコンバータは入力端子の開放、出力端子の短絡しないようスイッチングを行わなければならない。また、マトリクスコンバータでは発電機電流をチョッピングすることで出力電流パルスを得るため、マトリクスコンバータ出力側の動作は電流形変換器と等価な動作となる。一方、フィルタキャパシタ電圧をチョッピングして入力電圧パルスを得ることから、マトリクスコンバータ入力側の動作は電圧形変換器と等価な動作となる。本論文では、マトリクスコンバータの LC フィルタ側を電流源側、発電機などの誘導性負荷側を電圧源側と定義する。

こういったマトリクスコンバータを用いたシステムの構成法には 2 つのパターンが考えられる。一つ目は電圧源側を系統に昇圧リアクトルを介して接続し、電流源側を発電機にフィルタキャパシタを介して接続する構成である(図 1 と入出力逆構成)。この構成では発電機電圧は系統電圧より高くなければならぬため、発電機の動作は高速回転域に制限される。その結果、発電機が停止状態や低速域ではマトリクスコンバータが動作できない。2 つ目は、図 1 の様に電流源側を系統に接続する構成である。この構成では発電機電圧は系統電圧よりも低くする必要はあるが、こちらの構成では、発電機を幅広い速度範囲で動作させることができる。また発電機電圧が高い場合でも弱め磁束制御を用いることで動作可能である。本論文では、発電機として車載向け 48 V 系発電機の使用を想定している。48 V 系の発電機は、マイルドハイブリッドや車両の 48 V 化に伴い、今後大きく普及し、低コストで入手できる可能性がある。本システムでは系統に対して発電機電圧が低いため、図 1 の様に電流源側を系統に接続する構成を採用する。

## 3. 制御構成

### 〈3・1〉 仮想 AC/DC/AC 変換方式

図 2 に間接型マトリクスコンバータ(以下、IMC)の回路図を示す。この回路は図 1 のマトリクスコンバータの等価回路である。提案システムでは、仮想 AC-DC-AC 変換方式に基づき、マトリクスコンバータを図 3 のように電流形インバータと電圧形コンバータに置き換えて制御する。仮想 AC-DC-AC 変換方式は「あるスイッチング状態における変換器の入出力の接続状態が同一であれば、変換器の構成に関わらず入出力波形は同一である。」という原理に基づいて、マトリクスコンバータのスイッチングパルスを生じさせる。マトリクスコンバータと IMC で同じ入出力波形を得るためには、両者のスイッチング関数を用いて、次の(1)式が成り立てば良い。ただし、LC フィルタの影響などは無視し、スイッチング関数はオンの時 1、オフの時 0 とする。

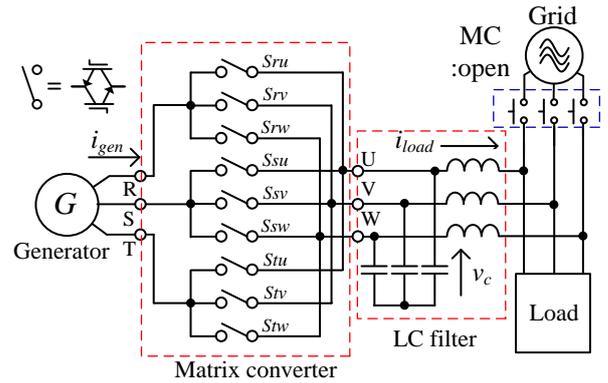


Fig.1 Interface converter between a grid and a generator using a matrix converter.

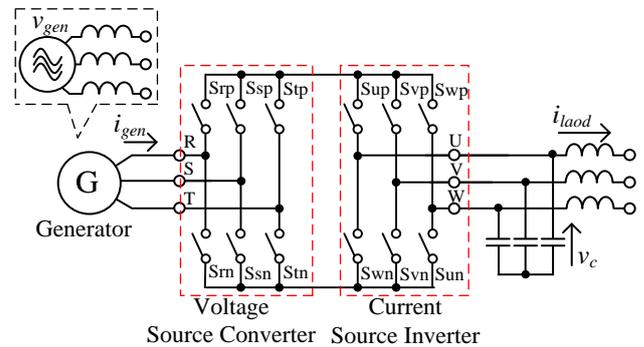


Fig.2 Equivalent circuit of the matrix converter using an indirect matrix converter (IMC)

$$\begin{bmatrix} S_{ru} & S_{su} & S_{tu} \\ S_{rv} & S_{sv} & S_{tv} \\ S_{rw} & S_{sw} & S_{tw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{up} & S_{un} \\ S_{vp} & S_{vn} \\ S_{wp} & S_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{rp} & S_{sp} & S_{tp} \\ S_{rn} & S_{sn} & S_{tn} \end{bmatrix} \dots (1)$$

これによりマトリクスコンバータを仮想的に電流形インバータと電圧形コンバータに置き換えることができるため、従来のインバータ等の制御方式を適用できるため、制御系の検討を簡単にすることが可能となる。

### 〈3・2〉 自立運転動作時の制御系

図 3 に自立運転時のマトリクスコンバータを用いた発電システムのブロック図を示す。提案制御では回転座標変換を用いることで、電流と電圧を有効成分と無効成分に分離し制御を行う。特に d 軸を無効成分軸、q 軸を有効成分軸とするように回転座標変換を行う。

仮想電流形インバータ制御部では、系統同様の CVCF 動作を達成するために、フィルタキャパシタ電圧フィードバック制御を行っている。また外乱抑圧特性を改善するために、負荷電流をフィードフォワードする。

次に仮想電圧形コンバータ部では、発電機から取り出す電力を決定するために発電機電流フィードバック制御を行う。ビートレス制御部については 4 章にて後述する。

本制御では、仮想電流形インバータ制御部と仮想電圧形コンバータ制御部の干渉を防ぐため、仮想電流形インバー

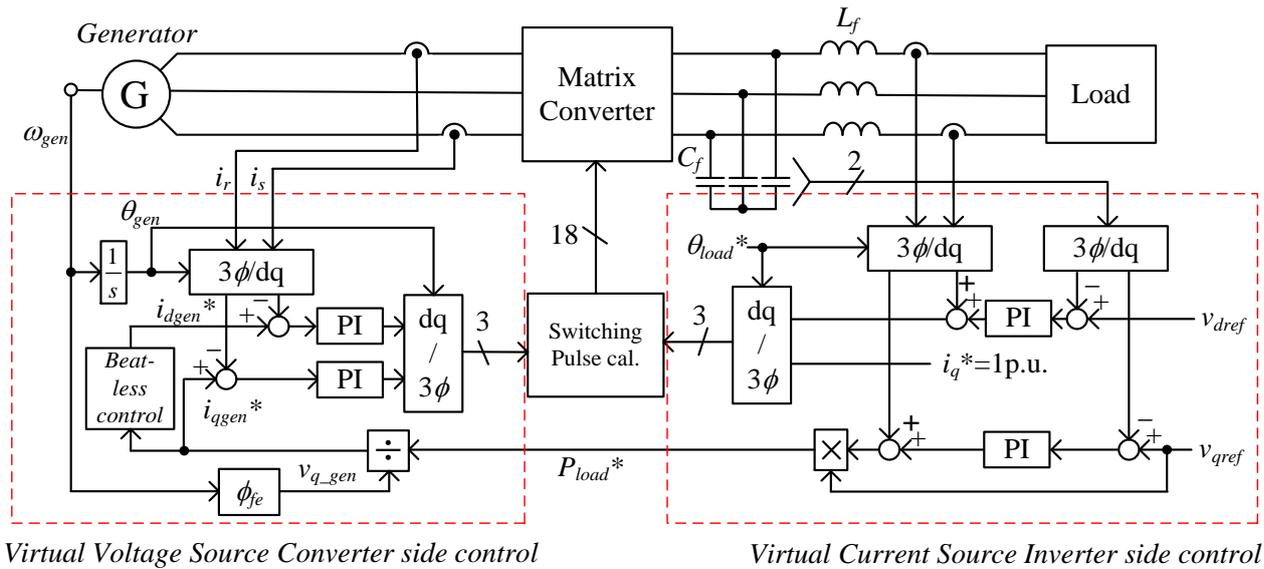


Fig. 3. Control block diagram of the matrix converter for islanded operation. The virtual VSC is separated into the virtual CSI side and the switching pulse calculation block in this control block diagram.

タの q 軸電流指令値  $i_q^*$  に一定値 (1 p.u.) の信号を入力している。これにより仮想電流形インバータは有効電力軸 (q 軸) のフィードバックを持たないため、瞬時有効電力の決定には寄与しない。対して、電圧形 PWM 整流器側では発電機電流フィードバック制御を適用するため変換器に入力される瞬時有効電力の決定を行う。その結果、両制御間において入出力の瞬時有効電力の差による干渉を防止できる。このときフィルタキャパシタ電圧制御に必要な有効電力を発電機から負荷側へ供給するために、q 軸におけるフィルタキャパシタ電圧制御の操作量を電力に変換し、発電機電流フィードバック制御の q 軸電流指令値として受け渡すことで自立運転に必要な有効電力供給と同時に不安定化を防ぐ。

スイッチングパルス生成部では、文献(8)で提案されているように、三相変調と一相変調を用いて、仮想電流形インバータと仮想電圧形 PWM 整流器それぞれにおけるスイッチングパルスを生成している。その後、(1)式によりマトリックスコンバータのスイッチングパルスに変換している。

#### 4. 提案システムにおける問題点と対策

##### 〈4・1〉 整流器負荷接続時の高調波

コンデンサインプット形の整流器負荷を接続した場合、負荷電流には系統周波数の 5 次、7 次の高調波電流が発生する。この高調波電流は、負荷側のフィルタキャパシタ電圧制御に対しては外乱となるため、負荷側制御では 5 次、7 次の成分に対してフィードフォワード制御などにより外乱抑圧性能を確保する必要がある。整流器負荷を接続した場合、マトリックスコンバータが負荷へ供給すべき瞬時有効電力は系統周波数の 6 倍である 300 Hz で脈動する。また、マトリックスコンバータはエネルギーバッファを持たないため、入出力間の瞬時有効電力を一致させる必要がある。そのため、負荷側 q 軸電圧制御により発電機側制御へ出力さ

れる瞬時有効電力指令  $P_{load}^*$  も 300 Hz で脈動する。このとき、発電機電流制御の q 軸電流指令も同様に 300 Hz で脈動する。一方で、発電機の d 軸電流は  $i_d=0$  制御をするため、d 軸電流はゼロで一定に制御される。このとき、発電機電流制御が指令値によく追従すると仮定した場合の dq 軸上での電流を次の式で表す。

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ I_{q\_ave} + I_{q\_rip} \sin(\theta_h) \end{bmatrix} \dots\dots\dots(2)$$

ここで、 $I_{q\_ave}$  は q 軸電流の平均値、 $I_{q\_rip}$  は q 軸電流の脈動成分の振幅、 $\theta_h$  は q 軸電流の脈動成分の位相である。

(4)式を 3 相座標に変換すると、u 相電流は

$$i_u = \sqrt{\frac{3}{2}} \left\{ -I_{q\_ave} \sin \theta_{gen} + \frac{I_{q\_rip}}{2} \cos(\theta_{gen} + \theta_h) - \frac{I_{q\_rip}}{2} \cos(\theta_{gen} - \theta_h) \right\} \dots\dots(3)$$

となる。ここで、 $\theta_{gen}$  は発電機の電気角、つまり回転座標軸の角度を示す。v 相、w 相電流については、それぞれの成分の位相を 120 deg、240 deg ずらした電流となるため、省略する。

特に  $\cos(\theta_{gen} - \theta_h)$  成分と  $\cos(\theta_{gen} + \theta_h)$ 、つまり電力脈動周波数と発電機周波数の和と差の成分でビート電流が発生することが確認できる。ここで、電力脈動は整流器負荷によって発生し、その脈動周波数は系統周波数の 6 倍である 300 Hz で一定である。そのため、発電機周波数が 300 Hz に近い程、より低周波のビート電流が発生することがわかる。発電機や電動機において、低周波のビート電流が発生すると、低周波の騒音が発生するなどの問題がある。そのため、特に低周波側のビート電流の抑制が必要である。

#### 〈4.2〉 ビートレス制御

発電機側で発生するビート電流は、発電機 q 軸電流指令値に重畳する電力脈動成分が原因である。整流器負荷接続時、フィルタキャパシタ電圧制御のため 300 Hz で脈動する有効電力を発電機から負荷に供給しなければならない。しかし、脈動成分を LPF により打ち消すと負荷側のフィルタキャパシタ電圧制御の動作が阻害される。その結果、有効電力に干渉しないようなビートレス制御が提案システムで必要とされる。今回、d 軸電流注入により、ビート電流の低周波成分を高周波側へと拡散させる手法を提案する。提案手法では発電機 d 軸電流指令値に q 軸電流の脈動成分と同じ振幅を持つ  $I_{d\_rip}\cos\theta_h$  成分を注入する。このときの dq 軸上での電流を次の式で表す。

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{d\_rip}\cos(\theta_h) \\ I_{q\_ave} + I_{q\_rip}\sin(\theta_h) \end{bmatrix} \dots\dots\dots(4)$$

ここで  $I_{d\_rip}$  は注入する d 軸電流の振幅を示す。  
 $I_{d\_rip} = I_{q\_rip}$  が等しい場合、(6)式を 3 相座標系に変換すると、u 相電流は

$$i_u = \sqrt{\frac{3}{2}} \left\{ -I_{q\_ave}\sin\theta_{gen} + I_{q\_rip}\cos(\theta_{gen} + \theta_h) \right\} \dots\dots\dots(5)$$

となる。v 相、w 相電流については、それぞれの成分の位相を 120 deg、240 deg ずらした電流となるため省略する。

この結果より、d 軸電流指令値に  $I_{d\_rip}\cos\theta_h$  成分を注入することで低周波のビート電流を高周波側へ拡散できることが確認できる。図 4 に提案するビートレス制御のブロック図を示す。提案するビートレス制御では、まず対象とする電力脈動成分  $I_{q\_rip}\sin\theta_h$  をバンドパスフィルタにより取り出し、ローパスフィルタにより位相を 90 deg 遅らせ、-1 のゲインを掛けることで cos 成分へと変換している。このとき、バンドパスフィルタは対象とする周波数成分の位相が変化しないよう設計する必要がある。また、ローパスフィルタは対象とする周波数の位相が 90 deg 遅れるように設計する必要があるため、それぞれのフィルタのカットオフ周波数は電力脈動周波数である 300Hz で設計する。ここで電力脈動成分は前述したように負荷に依存するが、発電機の動作条件に依存しない。そのため、提案するビートレス制御は、発電機の仕様に依らず設計が可能である。

#### 〈4.3〉 高調波に対する制御応答について

整流器負荷時、負荷電流には 5 次、7 次高調波が発生し、負荷側の制御に対して外乱となる。よって、負荷側制御では十分な外乱抑圧特性を確保するため高い制御応答が必要とされる。提案システムでは、固有角周波数 5000 rad/s の制御応答とフィードフォワードによる外乱補償が必要であることをシミュレーションより確認している。また、発電機側制御は負荷側制御から見るとマイナーループに見える。そのため、負荷側制御よりもさらに高い制御応答が必要であり、少なくとも 10000 rad/s が必要となる。以上の結果より、キャリア周波数は少なくとも 20 kHz に設定する。

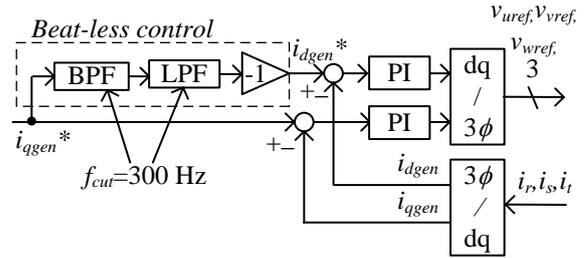


Fig.4. Control block diagram of beat-less control

#### 〈4.4〉 ショートパルスによる転流誤差

マトリックスコンバータでは転流時間よりも短いパルス幅を持った、いわゆるショートパルスが生じた場合、転流の都合上、出力が不可能であるため無視される。よって、この出力できなかったパルス分の電圧誤差が発生する。特にキャリア周波数が高い場合、キャリア 1 周期においてショートパルスが発生する割合が増加するため、その影響が大きくなる。また、発電機電圧が低い場合においても無視されたショートパルスの影響が増加する。

マトリックスコンバータでは制御応答の確保するためにキャリア周波数の増加を行うと、相対的にショートパルス無視による転流誤差が増加する。この対策として、文献(9)にて提案されるショートパルスによる影響を抑制する変調方式の適用が挙げられる。しかし、この手法では電圧利用率が制限されることや、出力力率操作時における変調法が明確化されていないため、提案システムでの使用は難しい。本実験では制御応答の確保を優先するため、キャリア周波数を 20 kHz として実験を行う。ショートパルス対策については今後の課題とする。

### 5. 実機検証

本章では、図 1 の試作器を構成し、提案するビートレス制御の有用性を検討する。表 1 に実験時のパラメータを示す。ここで、発電機はインダクタと電圧源を用いて模擬している。今回、ビートレス制御によるビート電流低減効果を明確にするために、ショートパルスに起因する誤差電圧の影響を軽減できるよう、入力電圧は 100 V とした。

#### 〈5.1〉 系統正常時における系統連系動作

系統連系時、図 3 の制御ブロック図において、仮想電流形インバータ側の制御では PI 制御を用いず、オープンループ制御にて系統位相を参照して力率 1 で動作させる。また、仮想電圧形 PWM 整流器では q 軸発電機電流制御の指令値を直接入力することで系統連系動作を達成する。

図 5 に系統連系動作の実験結果を示す。実験結果より入出力電流が正弦波状に制御されていることが確認できる。このとき、系統側、発電機力率もほぼ 1 であることを確認した。

#### 〈5.2〉 抵抗負荷を接続した場合における自立運転動作

図 6 に抵抗負荷接続時の実験結果を示す。抵抗負荷では、電力脈動によるビート電流が発生しないため、図 3 におけ

るビートレス制御は適用しない。そのため、発電機 d 軸電流指令値  $i_{dgen}^*$  は 0 A としている。

結果より、負荷電圧が振幅 282 V、50 Hz の正弦波電圧と系統電圧と同様の波形になるように CVCF 動作が達成できることがわかる。このとき、負荷電圧の THD は 4% であることを確認した。また、負荷電流、発電機電流は系統連系時と同様に正弦波状に制御できているが確認できる。

### 〈5・3〉 整流器負荷を並列接続した場合

図 7(a) にビートレス制御を適用せず、かつ整流器負荷と抵抗負荷を並列接続した場合の実験結果を示す。ここでは、負荷抵抗は 75 Ω、コンデンサインプット形整流器負荷として C=3300 μF、R=100 Ω のものを用いている。なお、発電機 d 軸電流指令値  $i_{dgen}^*$  は 0 A としている。また、制御ゲインが高い場合に、フィードフォワード制御を適用すると動作が不安定化する。そのため、フィードフォワードする電流指令値に 0.7 のゲインを掛け、負荷側制御のゲインは 3000 rad/s で設計している。不安定化の原因についてはショートパルス無視時のひずみをフィードフォワードするため、不安定化を助長していると考えられる。

一方、フィルタキャパシタ電圧は振幅 282 V、50 Hz であり、整流器負荷が接続された場合においても系統電圧と同様の波形となる CVCF 動作が達成できている。また、このときのフィルタキャパシタ THD は 6.8% となっており、整流器負荷による外乱電流によってひずみが発生していることが確認できる。このひずみの原因として、電圧制御部の外乱抑圧特性の不足が挙げられる。なお、発電機電流の高調波解析結果より電力脈動周波数 300 Hz と発電機の電気周波数 290 Hz の差である 10 Hz のビート電流成分が基本波(50 Hz)に対して 15.7% が発生していることを確認している。また、前述したビート電流の成分以外で 240 Hz の脈動が発生しているが、これはショートパルス無視によるひずみによって発生すると考えられる。

### 〈5・4〉 提案ビートレス制御適用時の動作

図 7(b) にビートレス制御を適用した場合のシミュレーション結果を示す。結果よりフィルタキャパシタ電圧 THD はビートレス制御なしの場合と同様の 6.8% となっており、ビートレス制御は負荷側の制御には影響を及ぼさないことが確認できる。

図 8 にビートレス制御適用の有無における発電機電流の高調波解析結果を示す。結果より提案するビートレス制御を適用することで、低周波( $\omega_h - \omega_{gen} = 10$  Hz)のビート電流を 80% 低減できる。また、基本波成分には影響しないことも確認できる。しかし、高周波( $\omega_h + \omega_{gen} = 590$  Hz)のビート電流は 60% 増加する。発電機や電動機では巻線の磁気飽和を考慮すると、特に低次成分は高次成分よりも磁気飽和の原因となる。よって、高周波成分よりも低周波成分を特に抑制する必要がある。つまり、運転継続の観点では、提案するビートレス制御の有用性を確認できる。

### 〈5・5〉 発電機電圧が 48 V 時における系統連系動作

図 9 に発電機電圧が 48 V 時における系統連系試験の結果

Table 1 Experimental parameters

Gnerator voltage	100 V <sub>rms</sub>	Grid voltage	200 V <sub>rms</sub>
Generator frequency	290 Hz	Grid frequency	50 Hz
Generator inductance	0.5 mH (13.7%)	Filter L (%Z)	2.2 mH (2.6%)
$K_p$ (VSC side)	0.75 p.u.	Filter C (% Y)	14.4 μF (12%)
$T_i$ (VSC side)	10 ms	Dampng resister	11.8 Ω
$K_p$ (CSI side)	1.62 p.u.	Rated power	1.5 kW
$T_i$ (CSI side)	0.47 ms	Carrier frequency	20 kHz

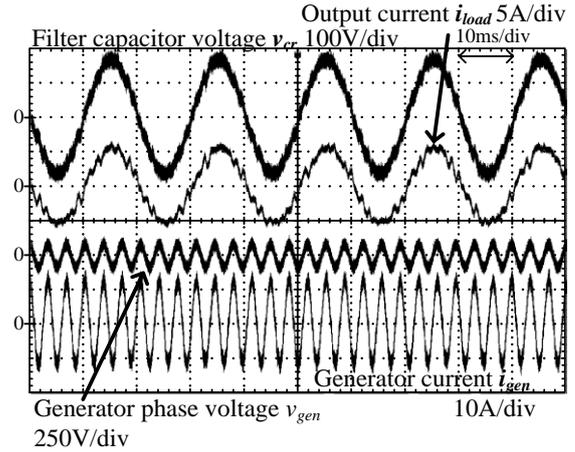


Fig.5 Experimental result of Interconnection operation.

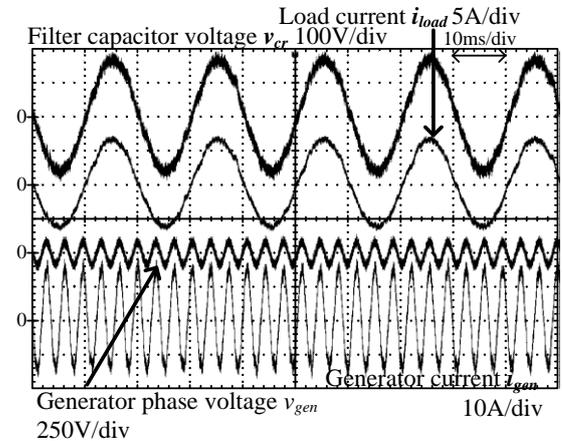
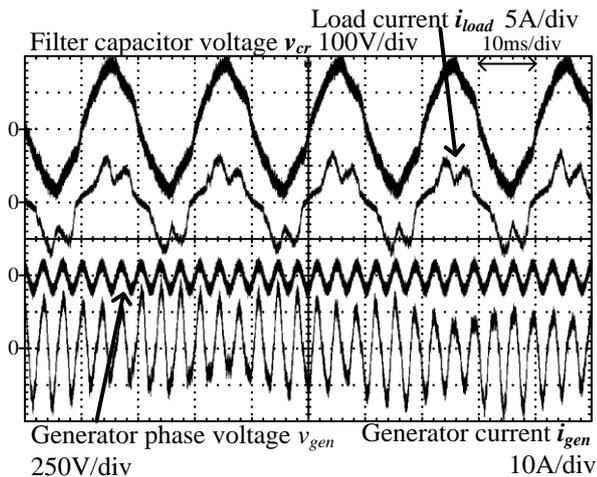
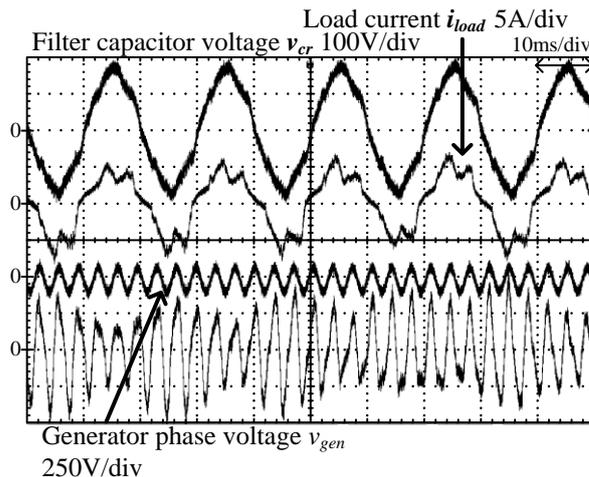


Fig.6 Experimental result of islanded operation with resistor load.

を示す。このとき発電機側のインダクタンスは 110 μH (%Z=13%)とした。図 9 より低変調率時には各相の入力電流のゼロクロス付近において、ショートパルスが多数発生し、その結果、入力電流のゼロクロス付近にひずみが発生していることを確認した。この原因は前述したように、低変調率ではキャリア 1 周期中のパルス幅が短く、ショートパルスの影響が大きいためである。また、非線形負荷を接続した場合は高い制御応答が必要となる。これら 2 つの条件はショートパルスの影響を増加させる。この解決方法として、ショートパルスの影響を抑制できる新しい変調法の適用が挙げられ、これについては今後の検討とする。



(a) without proposed beat-less control



(b) with proposed beat-less control

Fig.7 Experimental results of islanded operation with rectifier load.

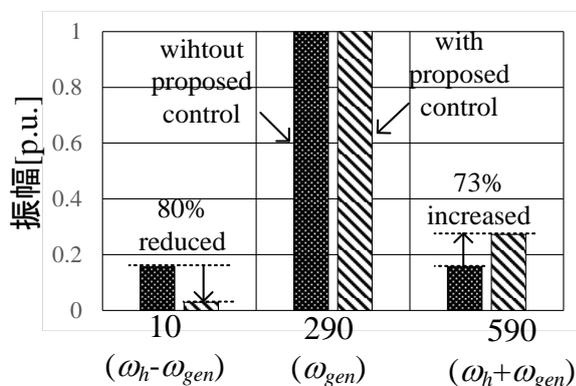


Fig.8 Harmonic analysis of experimental results with rectifier load.

## 6. むすび

本論文では、マトリクスコンバータに整流器負荷を接続した場合におけるビート電流に抑制制御について検討し、実験によりその有用性を明らかにした。

本論文では、まず整流器負荷などの瞬時電力脈動を含む負荷におけるマトリクスコンバータのビート現象について検討した。その結果、d 軸電流注入により、低周波のビート電流を打ち消せることを導出した。実験結果より、提案するビートレス制御法を適用することで、ビート電流を80%低減できることを確認し、提案法の有用性を確認した。今後の課題としては、整流器負荷時における波形改善とショートパルスによるひずみの改善を行う。

## 文 献

(1) J.Rodriguez, M.Rivera, J.W.Kolar "A Review of Control and Modulation Methods for Matrix Converter", IEEE Trans.Ind.Electron., vol.59, No.1, pp. 58-70(2011)  
 (2) T.Friedli, J.W.Kolar "Milestone in Matrix Converter Research", IEEJ Jornal I.A., vol 1.,No.1, pp2-14(2012)  
 (3) P. W. Wheeler, J. Rodriguez, J. C. Clare, L. Empringham : "Matrix Converters: A Technology Review", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 49, No. 2, pp. 274-288 (2002)

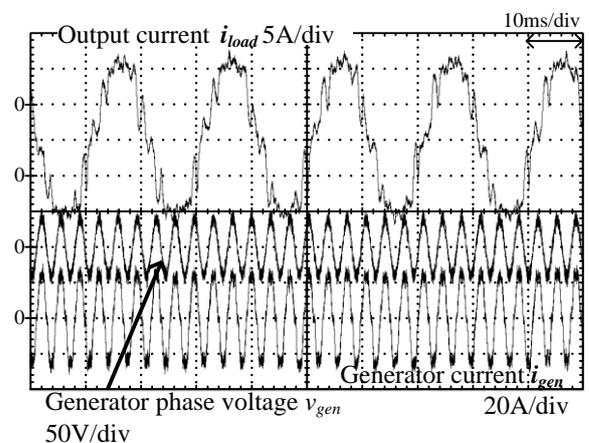


Fig.9 Experimental result at low generator voltage in interconnection operation.

(4) H. Nikkhajoei, M. R. Iravani: "A Matrix Converter based Micro-Turbine Distributed Generation System", IEEE Trans. Power Delivery, Vol. 20, No. 3, pp. 2182-2192 (2005)  
 (5) S. Tamada, J. Itoh: "A Proposal of a Power Distortion Compensator using a Matrix Converter", IEEJ Trans. IA, Vol.128, No.7, pp. 933-939 (2008)  
 玉田俊介, 伊東淳一: 「マトリクスコンバータを用いた電力障害補償の提案」, 電学論 D 128 巻,7 号, pp. 933-939 (2008)  
 (6) Jiaying Lei, Jinliang Bian et al : "Aircraft starter/generator system based on indirect matrix converter", IECON 2014.  
 (7) H. Haga, I. Takahashi, and K. Ohishi: "Unity Power Factor Operation Control Method For Single-phase to Three-phase Matrix Converter", IEEJ Trans. IA, Vol. 124, No. 5, pp. 510-516 (2004)  
 芳賀仁, 高橋勲, 大石潔: 「高入力力率を実現する単相-三相マトリクスコンバータの一制御法」, 電学論 D, 124 巻,5 号, pp510-516(2004)  
 (8) J. Itoh, A. Odaka, I. Sato, H. Ohguchi, and N. Eguchi: "A Comparison of PWM Pattern for Matrix Converter", IEEJ Trans., Vol. 126-D, No. 9, pp. 1178-1184 (2006) (in Japanese)  
 伊東淳一・小高章弘・佐藤以久也・大口英樹・江口直也: 「マトリクスコンバータにおける PWM パターンの比較」, 電学論 D, Vol. 126, No. 9, pp. 1178-1184 (2006)  
 (9) H. Hara, E. Yamamoto, K. Yamada, K. Yamanaka, M. Zenke, J. K. Kang, T. J. Kume, "Common-mode voltage characteristics of matrix converter according to PWM method", IEEJ Trans. Ind. Appl., vol. 126, no. 12, pp. 1652-1659, Mar. 2006.  
 原英則, 山本栄治, 山田健二, 山中克利, 善家充彦, 姜俊求, 久米常生: 「PWM 方式におけるマトリクスコンバータのコモンモード電圧」, 電学論 D, 126 巻, 12 号, pp. 1651-1659 (2006)