

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基礎検討

片岡 拓也* 伊東淳一 (長岡技術科学大学)

Fundamental Consideration 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 simulation results, the matrix converter achieves the stable operation with a rectifier load. The beat current of a low frequency component can be reduced by 95% 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，大容量のエネルギーバッファを用いずに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^{[1]-[3]}。マトリックスコンバータは，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(以下、BTB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，また主電力経路に大容量の電解コンデンサを使用しないため，従来のシステムに比べ高効率化，小型化，長寿命化できる利点がある。

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，車載向け発電機等を用いた分散電源，ACマイクログリッドへの適用が期待されている^[4]。こうしたシステムでは，通常時は系統に接続され，発電機から系統へ電力を送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，STATCOMなどの電力障害補償装置としての動作させる制御についても検討されている^[5]。しかし，大規模停電時などにより系統が停電した場合，分散電源システムが系統から解列する。そのため，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。

マトリックスコンバータを用いた自立運転の負荷はRL負荷など線形負荷については検討がなされている^{[5]-[7]}。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。そのため，電力変換器には負荷電圧制御が必要となり，それには，負荷により発生する高調波の影響を抑圧する制御応答が必要となる。また，整流器負荷接続時，瞬时有効電力が系統周波数の6倍で脈動する。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できない。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の和と差の周波数成分で発電機電流にビート電流が発生する^[8]。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懸念がある。

本論文では，低圧の車載向け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。また，整流器負荷接続時の電圧制御系に必要なパラメータについて検討する。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せることをシミュレーションにより確認する。

2. 回路構成

図 1 に発電機を電源としたマトリックスコンバータの回路図を示す。この構成の場合、マトリッ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。マトリックスコンバータの入出力には電流源(リアクトル等の誘導性負荷)もしくは電圧源(キャパシタ)の組み合わせとなる。電流源の電流をチョッピングすることで電圧源の電流を得るので、マトリックスコンバータの動作は電圧源側からみると、電流形変換器と等価な動作となる。一方、電圧源をチョッピングして電流源側の電圧を得るので、電流源側から見ると電圧形変換器と等価な動作となる。

こういったマトリッ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。一つ目は昇圧リアクトルを介して系統に接続し、電圧形変換器側を系統に接続する構成である。この構成では系統電圧より高い発電機電圧が必要となる。そのため、発電機を高速回転域で動作させる必要があり、比較的、高压の発電機を使用する場合に使用される。2 つ目は、図 1 の様に電流形変換器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なければならない。もし、発電機電圧が系統電圧よりも高い場合は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。この場合、系統電圧より発電機電圧が低い場合、インターフェース回路は昇圧機能を持たなくてはならない。そこで、図 1 の様に電流源側を系統に接続する構成を採用する。

図 2 に本論文で接続する負荷のユニットを示す。今回、線形負荷として線形負荷として純抵抗負荷、高調波を含む負荷としてコンデンサ入力形整流器負荷を用いる。それぞれ、平均で 0.2 p.u.(300 W)の電力を消費する様に設計している。シミュレーションでは、常に定格電力を消費するように、これら 2 種類の負荷を並列に 5 個、適当な割合で接続する。

3. 制御構成

〈3・1〉 仮想 AC/DC/AC 変換方式

図 3 に間接型マトリックスコンバータ(以下、IMC)の回路図を示す。この回路は図 1 のマトリックスコンバータの等価回路である。本論文では、仮想 AC-DC-AC 変換方式に基づき、マトリッ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た方式である。これによりマトリッ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

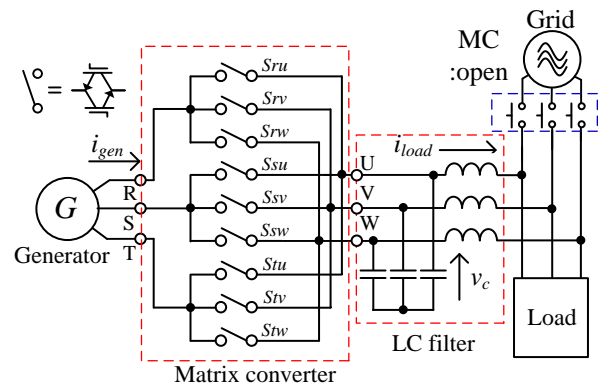


Fig.1 Interface converter between a grid and a generator using a matrix converter.

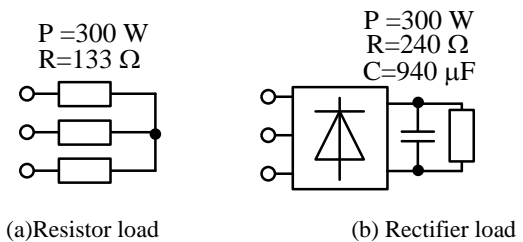


Fig.2 Load unit

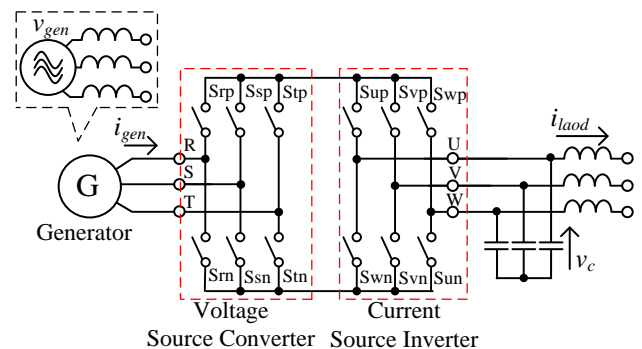


Fig.3 Equivalent circuit of the matrix converter using an indirect matrix converter (IMC)

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。

ここでマトリックスコンバータと 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、各スイッチング関数はオンの時 1、オフの時は 0 とする。

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

〈3・2〉 自立運転動作時の制御系

図 4 に自立運転時のマトリッ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。自立運転時の制御ブロックは仮想電流形インバータ部と仮想電圧形コンバータ部とパルス合成部の 3 つに分けられる。本論文では、回転座標

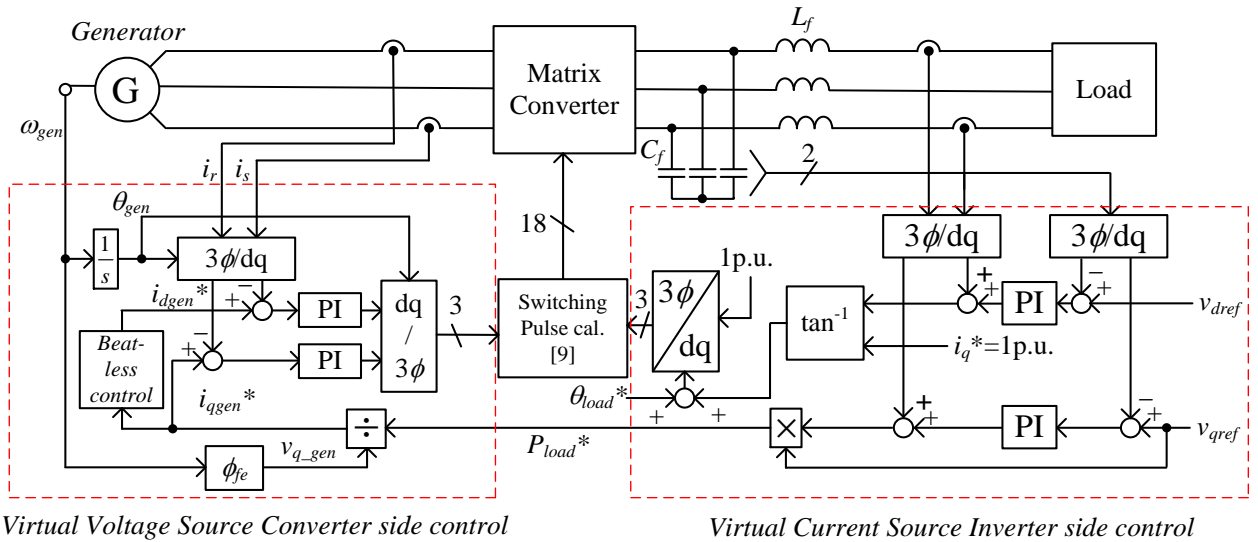


Fig. 4. Control block diagram of the matrix converter for islanded operation. The virtual VSC is separated into the virtual CSI side and the switching pulse calculation block in this control block diagram.

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。本論文では、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。ここでは、キャパシタ電流を調節することでフィルタキャパシタ電圧制御を行っている。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。自立運転時は系統が切り離されているため、系統電圧の位相を参照できない。そのため、自立運転時は DSP 内で系統周波数と同様の速度で回転する位相情報を生成している。

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っている。発電機電流制御では、MC の入力電圧つまり発電機端子電圧を調節することインダクタ電流の制御を達成している。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に、仮想電流形インバータの 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、電圧形コンバータ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。そのため、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て、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を供給しつつ不安定化を防ぐ。

スイッチングパルス生成部では、文献(9)で提案されてい

るように一相変調と二相変調を仮想電流形インバータと仮想電圧形コンバータにそれぞれ適用している。仮想電流形インバータと仮想電圧形コンバータそれぞれのスイッチングパルスを生成し、(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. 整流器負荷接続時の問題点と、電力脈動によるビート電流の抑制制御

〈4.1〉 整流器負荷接続時の問題点

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。負荷電流は、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 次の成分に対して外乱抑圧性能を確保する必要がある。また、整流器負荷を接続した場合、マトリックスコンバータが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ず、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、発電機の q 軸電流指令は P_{load}^* を用いて生成するため、q 軸電流指令も同様に 300Hz で脈動する。それに対して、発電機の d 軸電流は $i_d=0$ 制御や弱め磁束制御をするため、0 または弱め磁束制御に必要な d 軸電流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。

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{d_ave} \\ i_{q_ave} + i_{q_rip} \sin(\theta_h) \end{bmatrix} \dots \dots \dots (2)$$

ここで、 i_{d_ave} は d 軸電流の平均値、 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、 θ_h は q 軸電流の脈動成分の位相である。

(2)式を 3 相座標に変換すると, u 相電流は

$$i_u = \sqrt{\frac{3}{2}} \{ i_{d_ave} \cos \theta_{gen} - i_{d_ave} \sin \theta_{gen} + \frac{i_{q_rip}}{2} \cos(\theta_{gen} + \theta_h) - \frac{i_{q_rip}}{2} \cos(\theta_{gen} - \theta_h) \} \dots\dots\dots(3)$$

となる。ここで, θ_{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。特に低周波側の差の成分について注目すると, 今回, 電力脈動周波数は系統周波数の 6 倍で発生するため, 今回, 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。

〈4・2〉 ビートレス制御

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, 巻線の磁束が飽和しやすくなり, 過電流などの原因になる。また, 低周波の騒音が発生するなどの問題がある。そのため, 特に低周波のビート電流の抑制が必要である。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。整流器負荷接続時は, フィルタキャパシタ電圧の制御には 300 Hz の電力脈動を含む電力を発電機から負荷に供給しなければならないため, この脈動成分をローパスフィルタなどにより打ち消すと負荷側の制御の動作が阻害される。そのため, 提案するビートレス制御では, 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 $i_{d_rip} \cos \theta_h$ 成分を注入することでビート電流を打ち消す。そのときの dq 軸上での電流を次の式で表す。

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{d_ave} + i_{d_rip} \cos(\theta_h) \\ i_{q_ave} + i_{q_rip} \sin(\theta_h) \end{bmatrix} \dots\dots\dots(4)$$

ここで i_{d_rip} は注入する d 軸電流の振幅を示す。

(4)式を 3 相座標系に変換すると, u 相電流は

$$i_u = \sqrt{\frac{3}{2}} \{ i_{d_ave} \cos \theta_{gen} - i_{d_ave} \sin \theta_{gen} + \frac{i_{d_rip}}{2} \cos(\theta_{gen} + \theta_h) + \frac{i_{d_rip}}{2} \cos(\theta_{gen} - \theta_h) + \frac{i_{q_rip}}{2} \cos(\theta_{gen} + \theta_h) - \frac{i_{q_rip}}{2} \cos(\theta_{gen} - \theta_h) \} \dots\dots\dots(5)$$

となる。ここで, $i_{d_rip} = i_{q_rip}$ が等しいとすれば,

$$i_u = \sqrt{\frac{3}{2}} \left\{ i_{d_ave} \cos \theta_{gen} - i_{d_ave} \sin \theta_{gen} + \frac{i_{d_rip}}{2} \cos(\theta_{gen} + \theta_h) \right\} \dots\dots\dots(6)$$

となる。v 相, w 相電流については, それぞれの成分の位

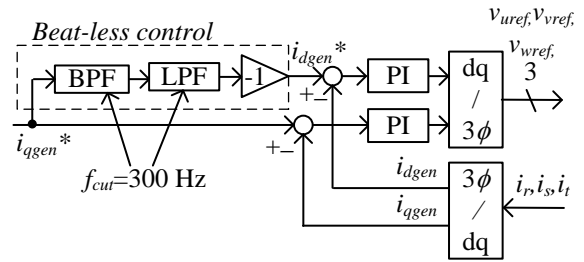


Fig.5. Control block diagram of beat-less control

Table 1. Experimental conditions

Generator voltage	173 V _{rms}	Grid voltage	200 V _{rms}
Generator frequency	50 Hz	Grid frequency	50 Hz
Input L (%Z)	2.8 mH (3.3%)	Filter L (%Z)	2.2 mH (2.59%)
K_p (VSC side)	1.38 p.u.	Filter C (%Y)	4.5 μ F (3.77%)
T_i (VSC side)	21.1 ms	Damping resistor (Damping Factor)	47 Ω (0.24)
K_p (CSI side)	0.05 p.u.	Output power	1.5 kW
T_i (CSI side)	4.67 ms	Carrier frequency	10 kHz

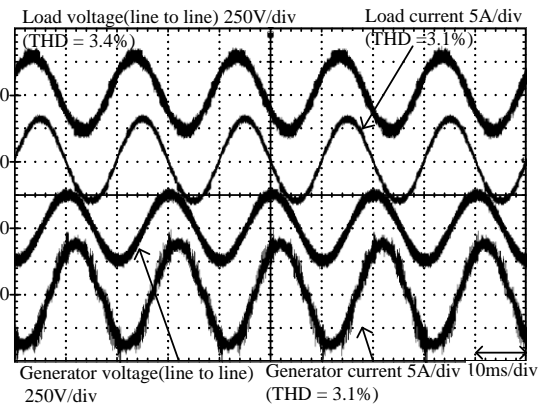


Fig. 6. Experimental result of the islanded operation in a steady state with resistor load.

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ビート電流を抑制可能であることが確認できる。図 5 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の成分の位相が変化しないように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。

4. シミュレーションと実機検証

〈4・1〉 抵抗負荷を接続した場合

図 6 に抵抗負荷接続時の実験結果を示す。表 1 に実験時のパラメータを示す。抵抗負荷では, 電力脈動によるビー

ト電流は発生しないため、図 4 におけるビートレス制御は適用しなくてよい。そのため、発電機 d 軸電流指令値 $i_{dgen}^*=0$ 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 動作できていることが確認できる。また、負荷電流、発電機電流は系統連系時と同様に良好な正弦波を出力していることが確認できる。このとき、負荷電圧の THD は 3.4%，負荷電流、発電機電流の THD は共に 3.1% となっている。

(4.2) 整流器負荷を接続した場合

表 2 にシミュレーションパラメータを示す。ここでは、低周波のビート電流を発生させるため、発電機の定格周波数を 290Hz として設定している。

図 7 にビートレス制御なしの場合における整流器負荷接続時のシミュレーション結果を示す。ここでは、発電機 d 軸電流指令値 $i_{dgen}^*=0$ A としている。

結果より、フィルタキャパシタ電圧は振幅 282 V、50 Hz の正弦波電圧となっており、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になるように 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 3.1% となっている。また、発電機電流は脈動していることが確認できる。このとき、負荷電圧は 50Hz、発電機周波数は 290 Hz であることから、負荷電圧の 6 倍の周波数である 300 Hz と 290 Hz の差である 10 Hz の脈動が発生している。

図 8、図 9 に仮想電流形インバータ制御部の PI パラメータを変動させた場合のフィルタキャパシタ電圧 THD と発電機電流 THD の特性を示す。このとき、横軸は整流器負荷の割合 α であり、これは次の式で表される

$$\alpha = \frac{P_{rec}}{P_{load}} \dots\dots\dots (7)$$

このとき、 P_{rec} は整流器負荷での平均消費電力、 P_{load} は全負荷での平均消費電力を示す。整流器負荷の割合は図 2 に示される 2 種類の負荷ユニットを、常に定格電力を消費するように 5 ユニット、適当な割合で接続することで変化させる。ここでプロットの無い点は制御が発散し、動作継続が困難かつ正確な THD の測定ができなかったため、記載していない。

結果より、ゲインが大きいほど、フィルタキャパシタ電圧 THD が減少することが確認できる。これは、ゲインが高いほど外乱抑圧特性が改善されるためである。しかし、発電機電流 THD はゲインが高いほど悪化する。これは、整流器負荷を接続した場合、瞬時有効電力が脈動するためである。負荷側に必要な電力は発電機側から供給しなければならないため、発電機から取り出す電力も脈動する。そのため、ゲインが高いほど発電機電流に大きなビート電流が発生し、THD が悪化する。また、ゲインが小さいとき、整流器負荷の割合が大きくなると制御が発散する問題がある。これは仮想電流形インバータ制御においてフィードフォ

Table 2 Simulation parameters

Generator voltage	48 V _{rms}	Grid voltage	200 V _{rms}
Generator frequency	290 Hz	Grid frequency	50 Hz
Generator inductance	0.83 mH (10%)	Filter L (%Z)	2.2 mH (2.6%)
K_p (VSC side)	0.768 p.u.	Filter C (%Y)	12 μ F (10.1%)
T_i (VSC side)	0.140 ms	Dampng resister	36 Ω
K_p (CSI side)	3.58 p.u.	Output power	1.5 kW
T_i (CSI side)	0.175ms	Carrier frequency	20 kHz

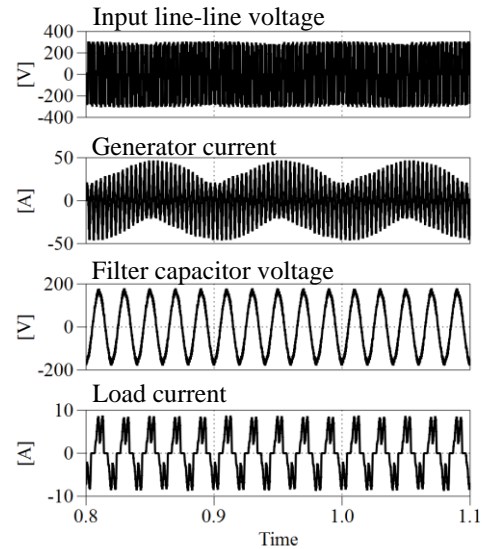


Fig.7 Simulation results without proposed beat-less control with rectifier load.

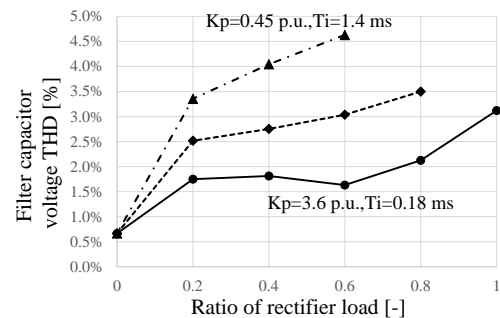


Fig.8 Relation between ratio of rectifier load and filter capacitor voltage THD.

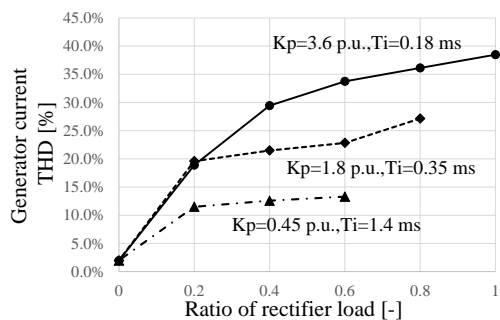


Fig.9 Relation between ratio of rectifier load and generator current THD.

ード制御により整流器負荷の高調波成分が正帰還し、制御が不安定化すると考えられるが、詳細な検討については今後の課題とし、今回は安定した動作の得られたパラメータである $K_p=3.6$ p.u., $T_i=0.18$ ms を使用する。

〈4・3〉 提案ビートレス制御について

図 10 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 3.4% 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。発電機電圧の実効値は提案制御なし(図 6)の場合には 19.2A, 提案制御有りの場合は 20.4A となる。これは、提案制御では d 軸電流に 300Hz 成分を注入するため、実効値が 6.3% 程度大きくなる。そのため、提案するビートレス制御では銅損が増加する。

図 11 に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 95% 低減できる。しかし、高周波($\omega_h + \omega_{gen} = 590$ Hz)のビート電流は 95% 増加する。また、ビートレス制御の適用した場合の発電機電流 THD は 55%, 適用しない場合の発電機電流 THD は 38% である。提案するビートレス制御では、低周波脈動成分は低減できるが、高周波脈動成分は増加する。THD の計算では二乗和が用いられる。そのため、高周波の脈動成分のピークがより高くなる提案ビートレス制御では THD が悪化する。しかし、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。そのため、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、磁気飽和による過電流防止等といった安全面、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. 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、シミュレーションによりその有用性を明らかにした。

本論文では、まず整流器負荷といった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、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。シミュレーション結果より、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 95% 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、高周波側に集中したビート電流をスペクトル拡散する手法の検討と、仮想電流形インバータ制御における安定性の解析を行う。

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", IEEE J. Power Electron., vol. 1, No.1, pp.2-14(2012)

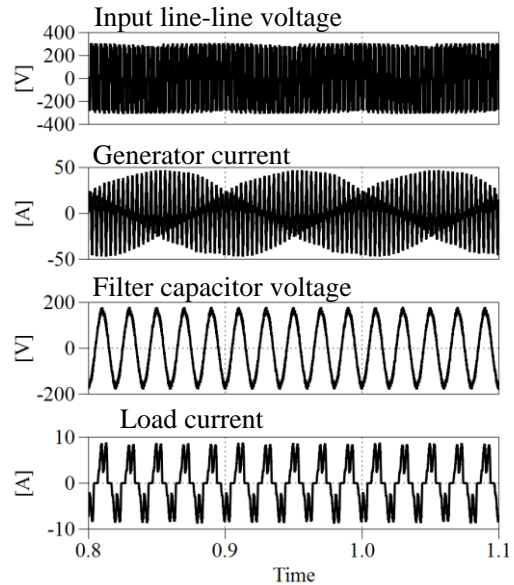


Fig.10 Simulation results with proposed beat-less control with rectifier load.

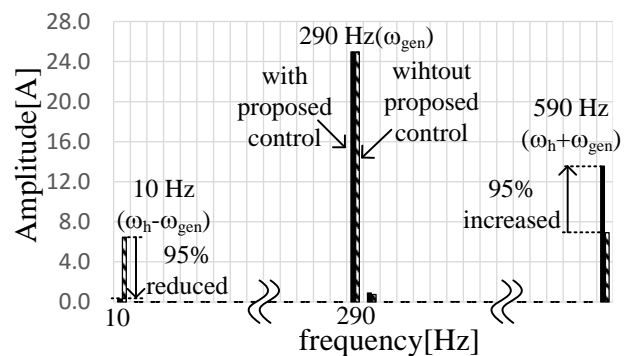


Fig.11 Harmonics analysis of generator current with rectifier load.

(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)
 (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) 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 Vol.128, No.7, pp. 933-939 (2008)
 (6) Jiaying Lei, Bo Zhou, Jiadan Wei, Xianhui Qin, Jinliang Bian: "Aircraft starter/generator system based on indirect matrix converter", IECON 2014, 4840 - 4846 (2014)
 (7) 片岡拓也, 高橋広樹, 伊東淳一: 「マトリクスコンバータを用いた発電機システムの自立運転制御の実機検証」, 電力技術/電力系統技術/半導体電力変換合同研究会, PE-16-035, PSE-16-055, SPC-16-074, (2016)
 (8) 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)
 (9) 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クスコンバータの制御法」, 電学論 D, 124 巻 5 号, pp457-463(2004)