

V 結線チョッパを用いた昇圧形マトリックスコンバータの実機検証

学生員 小岩 一広* 正員 伊東 淳一*

Experimental Verification of Effectiveness of Boost-up Matrix Converter
with V-connection AC Chopper

Kazuhiro Koiwa*, Student Member, Jun-ichi Itoh*, Member

This paper proposes a circuit topology of a matrix converter with a boost-up chopper at the input side. In the proposed circuit, a V-connection AC chopper is used to achieve the boost-up function. The matrix converter and the V-connection AC chopper can be independently controlled. A virtual indirect method can be applied in this matrix converter. An open-loop control with damping control is employed to control the V-connection AC chopper. A problem encountered in this system is the resonance between the input reactor and the filter capacitor. In order to suppress the resonance, damping control is applied in the chopper. In this paper, the loss distribution and the operation of the proposed circuit are described in detail on the basis of results of simulation and an experiment performed using a 1.4-kW prototype circuit. It is confirmed that the proposed circuit can achieve a maximum efficiency of 95.1%.

キーワード : マトリックスコンバータ, V 結線型交流チョッパ, ダンピング制御

Keywords : Matrix converter, V-connection AC chopper, Damping 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⁾⁻⁽¹³⁾。マトリックスコンバータは直流中間部に大容量の電解コンデンサがないため, PWM 整流器と PWM インバータから構成される Back-to-Back システム(以下 BTB システム)と比較して, 小型, 軽量化および長寿命が期待できる。また, 電源から負荷までの電流通過素子数が BTB システムの半分であり, 導通損失を小さくできるため, 低損失化が期待できる。以上の観点からマトリックスコンバータはハイブリッド自動車や風力発電システムなどの交流電力変換用途への適用が期待できる。

一方, マトリックスコンバータの原理的な問題点として最も重要なことは, 電圧利用率(出力電圧/入力電圧)が 0.866 に制限されることである。このため, BTB システムと同等の出力電力を得る場合, マトリックスコンバータは BTB システムに比べ最大出力電圧が小さく, 電流は BTB システムより増加する。その結果, モータや変換器での損失が増加する。モータ制御の場合, インバータよりも低い回転数から弱め界磁制御を適用することで, 定格周波数で運転可能であるが, 電流の増加は避けられない。以上より, 電圧利

用率の問題はマトリックスコンバータの用途を限定する一つの大きな要因になっている。

マトリックスコンバータの電圧利用率を改善する手法がいくつか提案されている。その手法の一つとしてマトリックスコンバータを過変調領域で動作させる方法が挙げられる⁽⁴⁾。このときマトリックスコンバータの電圧利用率は 0.94 に改善できる。しかし, この方法では入出力電流に低次高調波が発生するため, マトリックスコンバータの利点(入力電流高調波低減)を活かすことができない。また, 電圧利用率は改善できるが, 昇圧できないので, 電源電圧低下などの擾乱に対応できない。したがって, BTB システムが適用されている用途をマトリックスコンバータで置き換えるには昇圧機能が必要である。

一方, マトリックスコンバータの前段に電力変換器を挿入して昇圧機能を実現する方法も提案されている。これは, 入力端にもマトリックスコンバータを接続し, フィルタコンデンサを中心とした Back-to-Back 構成を実現する。電圧の昇圧方向に応じて動作させるマトリックスコンバータを選べば高効率を得られる。しかし, 使用素子数がマトリックスコンバータの 2 倍になるため, コストの増加が懸念される。また, マトリックスコンバータに昇圧機能を付加したとき, BTB システムとの得失について定量的に議論されている報告は著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電圧利用率の問題を解決するため, マトリックスコンバータの前段に V 結線

* 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.

チョップを接続し、電圧が不足する領域のみチョップにより昇圧する方式を提案する。V 結線チョップは構成する素子数が少なく、電流の通過素子数も少ないため効率低下の影響を最小限に抑えることができる⁽¹⁴⁾。また、昇圧リアクトルはマトリクスコンバータの入力リアクトルを利用する。これにより、追加する素子は V 結線チョップを構成するスイッチのみとなる。一方、提案回路は小さなフィルムコンデンサを使用するため、入力リアクトルとフィルタコンデンサとの間に共振が発生し、入力電流がひずむ。そこで本論文では、ダンピング制御を導入し、入力電流を安定化する。この結果、提案回路はダンピング抵抗の損失による効率の低下を防止できる。

本論文の構成は次のようになっている。まず、提案回路の回路構成を述べ、フィルタの共振問題とダンピング制御について述べる。次に、電圧制御の観点から必要とされるコンデンサ容量を BTB システムと提案システムでボード線図をもとに比較する。さらに、シミュレーションにより V 結線チョップにダンピング制御を適用しない場合と適用した場合を比較し、共振ひずみ抑制の効果を示す。最後に、1.4 kW のプロトタイプを試作し、実機評価を行い、入出力波形の制御性および損失について評価する。加えて、数値計算による損失分離を行い、BTB システムと提案回路の損失を比較する。その結果、実機実験により負荷 1.4 kW において最高効率 95.1 %、入力電流ひずみ率(THD)7.60 %、出力電流 THD1.58 %および力率 0.996 を確認したので、報告する。

2. 回路構成

(2.1) BTB システム

図 1 に BTB システムの回路構成を示す。BTB システムは PWM 整流器と PWM インバータで構成される。直流中間部には安定した直流電圧を得るため、通常、大容量の電解コンデンサが接続される。電解コンデンサは大容量化が容易で、安価であるが、等価直列抵抗(ESR)は大きく、周波数特性が悪い。また、寿命が短いといった問題があり、システムの定期的なメンテナンスが必要となる。

一般に、PWM 整流器の制御は安定した直流電圧とひずみの少ない入力電流を得るため、電流制御ループと直流電圧制御ループからなる。電流制御には ACR(Automatic Current Regulator)、直流電圧制御には AVR(Automatic Voltage Regulator)が適用される。負荷変動により発生する直流電圧変動を規定以内の値に抑えるため、直流中間部に接続される電解コンデンサの容量は AVR による直流電圧の制御応答および ACR による入力電流の制御応答に左右される。制御応答が遅い場合、それを補うため大容量の電解コンデンサが必要となる。これについては 3 章にて詳細に述べる。

(2.2) 提案回路

図 2 に提案回路を示す。提案回路ではマトリクスコンバータの入力側に V 結線型の交流チョップを接続する。チョップを V 結線型にすることでマトリクスコンバータに

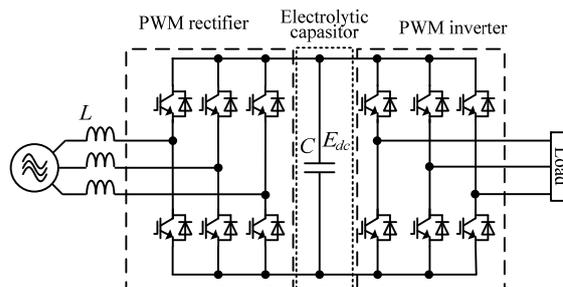


Fig. 1. Circuit configuration of the BTB system.

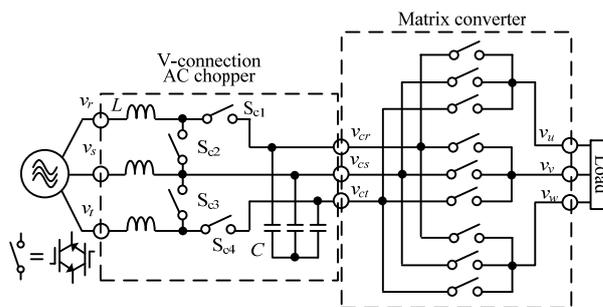


Fig. 2. Circuit configuration of the proposed circuit.

追加する素子は双方向スイッチ 4 つのみとなる。加えて、V 結線チョップの場合、1 相を直接フィルタコンデンサに接続されるため、導通損失を低減できる。また、マトリクスコンバータの入力リアクトルを昇圧リアクトルとして利用することで新たにリアクトルを追加する必要がない。よって、大型のエネルギー蓄積要素を必要としないため、提案回路は小型化が可能である。スイッチには双方向スイッチを用いるため、電圧源の短絡および電流源の開放を防止し、転流を行う必要がある。本論文では、4 ステップ転流を用いる⁽⁸⁾。また、転流はフィルタコンデンサの電圧を検出して行っている。

図 3 に提案回路の制御ブロック図を示す。基本的にチョップとマトリクスコンバータの制御は干渉しない。したがって、マトリクスコンバータは従来の制御方法が適用でき、制御の選択性が拡大する。本論文では、マトリクスコンバータの制御に仮想 AC/DC/AC 方式⁽²⁾⁽⁹⁾を採用する。

一方、チョップの制御はオープンループ制御を採用し、システムの電圧利用率に応じて昇圧比を変化させる。提案回路の入出力電圧の関係は以下の式で表せる。

$$v_{out} = \beta \cdot \lambda_{mc} \cdot v_{in} \dots \dots \dots (1)$$

ここで、 λ_{mc} はマトリクスコンバータの変調率 ($0 \leq \lambda_{mc} \leq 0.866$)、 β はチョップの昇圧比である。チョップの制御はオープンループで行い、制御の簡単化を図る。 β は入出力電圧比により決定する。入出力電圧比が 0.866 以下の場合には、 $\beta=1$ 、すなわち、 S_{c1} 、 S_{c4} は常時オンとし、スイッチングを行わない。したがって、提案システムでは、導通損失は増加するが、入出力電圧比が 0.866 以下のときは、チョップによるスイッチング損失は発生せず、提案回路はマトリクスコンバータと同等の動作を行うので、高効率が期待できる。また、入出力電圧比が 0.866 を超えた場合、 $\lambda_{mc}=0.866$

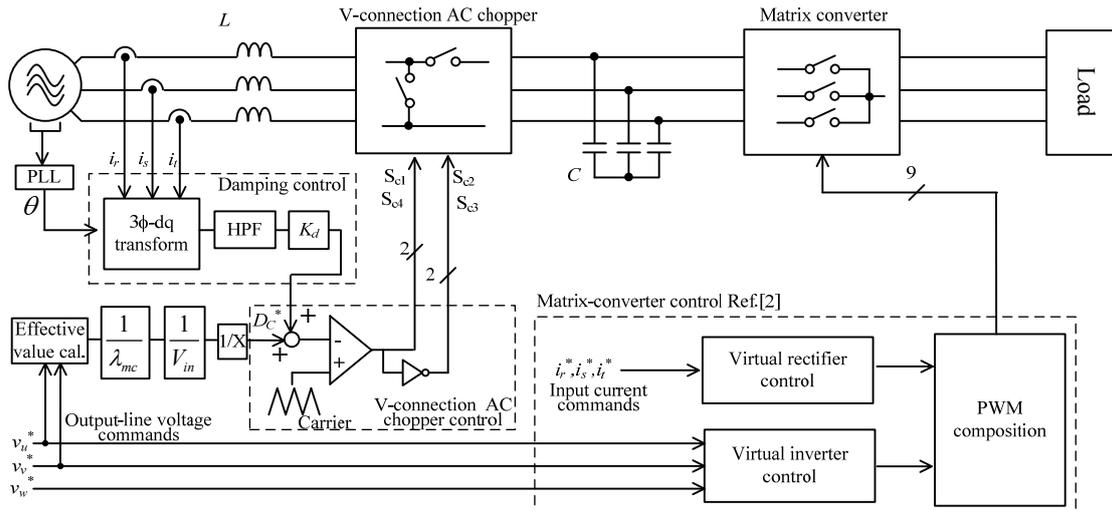


Fig. 3. Block diagram of the proposed circuit.

で固定し、チョッパ昇圧比 β にて出力電圧を制御する。つまり、必要以上に中間電圧を昇圧しないため、チョッパによるスイッチング損失の増加は最小限にできる。

一方、提案回路は入力フィルタの間にスイッチを接続した構成であるため、入力リアクトルとフィルタコンデンサによる共振が問題となる。入力リアクトルとフィルタコンデンサによる共振を抑制する方法はダンピング抵抗を接続する方法があるが、抵抗損失の発生により効率の低下が懸念される⁽³⁾。一方、バンドパスフィルタを用いた共振成分の抑制制御法が提案されている⁽⁵⁾⁽⁶⁾。この方式では、ダンピング抵抗を用いずに共振を抑制できるので、抵抗損が発生せず効率の低下を防止できる。そこで、ダンピング制御をチョッパの制御に適用する。チョッパに適用するダンピング制御は、入力電流を検出し、三相-回転座標変換を行う。また、入力電流に含まれる高調波成分はハイパスフィルタ(HPF)により抽出する。さらに、抽出した高調波成分にダンピングゲイン K_d を乗算し、チョッパの指令値 D_c^* に重畳する。

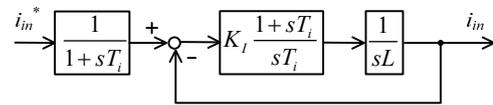
3. 制御の観点から見たコンデンサ容量の比較

(3-1) BTB システム

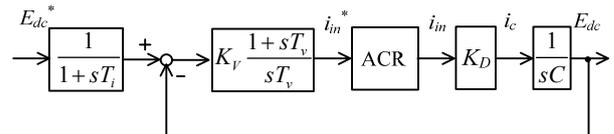
図 4 に BTB システムの制御ブロック図を示す。図 4(a)は電流制御系の制御ブロック図である。また、図 4(b)は電圧制御系の制御ブロック図である。PI 制御器を用いると分子に微分項が現れるので、目標値フィルタを設けて、零極相殺を行う。このとき、ACR, AVR に PI 制御器を用いた場合の電圧制御系および電流制御系の伝達関数をそれぞれ(2)および(3)式に示す。

$$G_{ACR} = \frac{I_{in}^*}{I_{in}^*} = \frac{\frac{K_I}{LT_i}}{s^2 + \frac{K_I}{L}s + \frac{K_I}{LT_i}} \dots\dots\dots(2)$$

$$G_{AVR} = \frac{E_{dc}^*}{E_{dc}^*} = \frac{\frac{K_V K_D}{CT_V}}{s^2 + \frac{K_V K_D}{C}s + \frac{K_V K_D}{CT_V}} \dots\dots\dots(3)$$



(a) Current control part.



(b) DC voltage control part.

Fig. 4. Block diagrams of the BTB system.

ここで、(3)式は ACR の応答が AVR よりも十分速いと仮定し、ACR のゲインを 1 とみなして求めた。 K_D は PWM 整流器のゲインであり、直流電圧(昇圧比)に依存する。また、 K_V , T_V および K_I , T_i はそれぞれ AVR および ACR の比例ゲインと積分時間である。ACR および AVR のゲインは、所望の固有角周波数と制動係数を設定した 2 次系伝達関数の標準形と(2), (3)式をそれぞれ比較することで求められる。

(3-2) 提案回路

図 5 にダンピング制御を適用した場合のチョッパの入出力応答ブロック図を示す。ここで、 K_v は変換器ゲイン、 T_{HPF} は HPF の時定数である。このときの伝達関数は(4)式で表せる。

$$G_{damp} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{\beta LC}s + \frac{1}{\beta LC T_{HPF}}}{s^3 + (\frac{1}{T_{HPF}} + \frac{K_v K_d}{L})s^2 + \frac{1}{\beta^2 LC}s + \frac{1}{\beta^2 LC T_{HPF}}} \dots\dots\dots(4)$$

ダンピング制御と等価的な共振抑制効果を得るダンピング抵抗を求める。ダンピング抵抗 R を接続した場合のチョッパの入出力応答伝達関数は次式で表せる。

$$G_{resist} = \frac{\frac{R}{\beta \cdot L} s + \frac{1}{\beta \cdot LC}}{s^2 + \frac{R}{\beta^2 \cdot L} s + \frac{1}{\beta^2 \cdot LC}} \dots\dots\dots (5)$$

ダンピング抵抗値 R は共振周波数成分において(4)および(5)式のゲインが等しいとみなすことで求められ、次式となる。

$$R = \sqrt{\frac{\beta^4 \cdot L C K_v^2 K_d^2 T_{HPF}^2}{(\beta^2 + \frac{T_{HPF}^2}{LC}) L^2 C^2 - \beta^2 C^2 K_v^2 K_d^2 T_{HPF}^2}} \dots\dots\dots (6)$$

ただし、提案回路の共振周波数はチョップのスイッチングにより $1/\beta$ に変化する⁽¹⁵⁾。

(3.3) 応答とコンデンサ容量の検討

図6にBTBシステムに用いられるACRとAVRの制御応答および提案回路の入出力応答をボード線図で示す。ACR、AVRの制御応答および提案回路にダンピング制御を適用した場合の入出力応答はそれぞれ(2)、(3)式および(4)式を用いて計算した。計算条件は表1の通りであり、ACRの固有角周波数、および制動係数はそれぞれ5000 rad/s および0.7に、AVRの固有角周波数、および制動係数はそれぞれ500 rad/s および0.7と設定した。ここで、提案回路のLCフィルタの共振周波数はスイッチング周波数の1/10に設定した。ただし、提案回路ではLCフィルタの等価的な共振周波数がチョップの昇圧比に応じて変化する⁽¹⁵⁾。本論文ではフィルタの設計指針を統一するため、チョップの昇圧比 β を1として L と C を選定した。なお、ダンピングゲイン K_d の設計指針はまず、定格電流4.33 Aでゲインを基準化した。次に、基準化したゲインをもとにシミュレーションを行い、安定した動作が得られるゲインを求めた。

一般に、ACRはAVRよりも十分速い応答が必要である。ACRの応答はスイッチング周波数で制限される。したがって、自ずとAVRにも応答限界があり、ACRの応答に制限される。すなわち、BTBシステムの電圧応答周波数<電流応答周波数<スイッチング周波数の関係があり、たとえば、スイッチング周波数と電流応答周波数を10倍、電圧応答周波数と電流応答周波数を10倍はなすとすると、電圧応答周波数の限界はスイッチング周波数の1/100となる。

一方、ダンピング抵抗やダンピング制御を適用しない提案回路は入力リアクトルとフィルタコンデンサのカットオフ周波数付近で共振が発生し、システムが不安定になる。このとき、ゲインの最大値は入力リアクトルやフィルタコンデンサの損失を加味すると、45 dBとなる。一方、入力電流安定化法としてV結線チョップにダンピング制御を適用した場合、ゲインの最大値は27.2 dB抑制され、17.8 dBとなる。したがって、入力リアクトルとフィルタコンデンサの間で発生する共振を抑制できる。また、ダンピング制御は電圧応答性能を低下させることなく、共振を抑制できることがわかる。よって、V結線チョップは入力フィルタの応答でフィルタコンデンサの容量が決まる。このため、フ

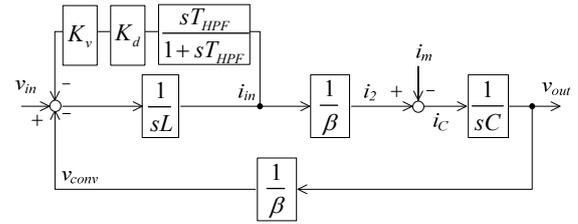


Fig. 5. Block diagrams for the input filter with a damping control.

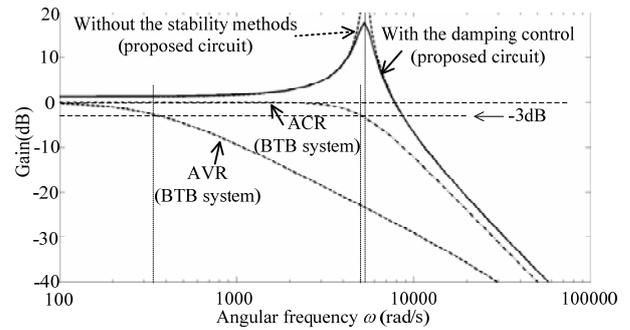


Fig. 6. Gain characteristics comparison between the BTB and boost-up matrix converter.

ィルタのカットオフ周波数はスイッチング周波数によって設定されるが、電流制御応答周波数と同等もしくは高く設定できる。したがって、電圧応答周波数によりコンデンサ容量を決定するとすれば、BTBシステムの平滑コンデンサはAVRの応答に依存するのに対し、マトリックスコンバータは、フィルタのカットオフ周波数に依存する。フィルタのカットオフ周波数はAVRの応答周波数よりも高く設定できるので、平滑コンデンサの容量よりフィルタコンデンサの容量の方が小さくできる。

4. シミュレーション結果

本章では入力電圧200 V、出力電力1.5 kW、入出力周波数50 Hzとして提案回路の動作をシミュレーションにより確認した。その他のシミュレーション条件は表2と同じである。LCフィルタのカットオフ周波数はスイッチング周波数の1/10に設定した。また、括弧内の値は定格電圧200 Vおよび定格出力1.5 kWで基準化した値である。さらに、V結線チョップとマトリックスコンバータのキャリア周波数は10 kHzであり、同期している。

図7(a)はチョップにダンピング制御を適用しない場合の提案回路の動作波形である。ただし、出力電圧はPWM波形であるため、ローパスフィルタ(LPF)を用いて観測している。ここでは、LPFのカットオフ周波数は低次高調波を観測するため1 kHzとした。入力電流と出力電圧にはLCフィルタの共振による波形ひずみが発生している。入力電流の総合ひずみ率(THD)は63.2%、出力電圧のTHDは15.4%である。ここで、THDは40次成分までを用いて算出した。

図7(b)はチョップにダンピング制御を適用した場合の動作波形である。ダンピング制御を導入することにより、入

Table 1. Calculation parameters.

BTB system			Proposed circuit	
Input reactor L	7 mH		Input reactor L	2 mH
Smooth capacitor C	470 μ F		Filter capacitor C	13.2 μ F
DC voltage E_{dc}	283 V		Boost-up ratio β	1.15
Converter gain K_D	0.866		Converter gain K_V	164
Response angular frequency ω	ACR	5000 rad/s	Resonance angular frequency ω_c	5300 rad/s
	AVR	500 rad/s		
Damping factor ζ	ACR	0.7	Damping gain K_d	0.01 ^{*1}
	AVR	0.7		
Proportional gain	K_I	0.41 ^{*1}	Integrated time of HPF T_{HPF}	3.18 ms
	K_V	49 ^{*1}		
Integrated time	T_I	0.28 ms	Switching frequency f_s	10 kHz
	T_V	2.8 ms		

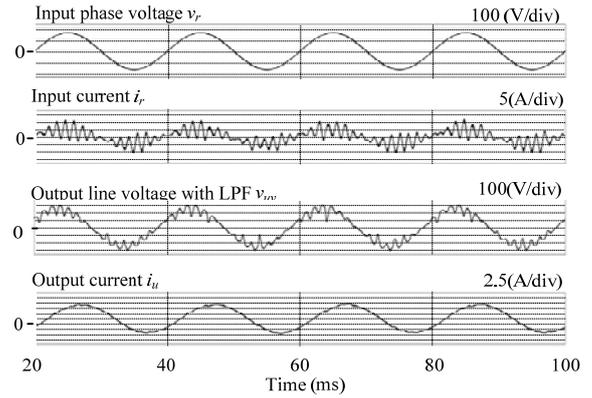
*1 This gain is standardization value.

Table 2. Simulation parameters.

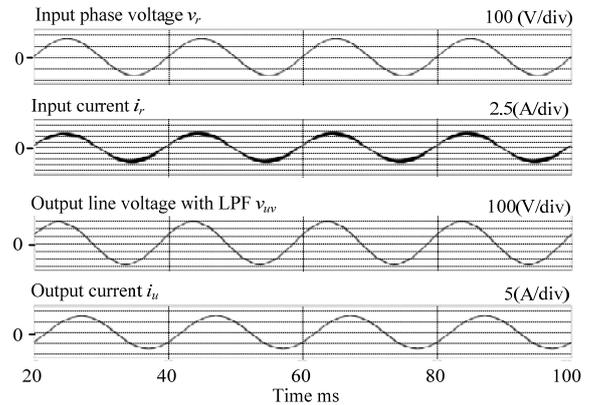
Input voltage	115 V	LC filter	2 mH (2.36 %)
Input frequency	50 Hz		13.2 μ F (11.1 %)
Carrier frequency	10 kHz	Boost ratio of chopper	1.15
Output frequency	50 Hz	Voltage transfer ratio of MC	0.865
Output power	1.4 kW	Time constant of HPF T_{HPF}	3.18 ms
Damping gain K_d	0.01	Load	R-L

力電流の THD は 0.68 %，出力電流の THD は 0.1 % と大幅に改善された。したがって，ダンピング制御を適用することで LC フィルタの共振を抑制し，入出力のひずみ率を約 1/8 にできる。なお，ダンピング制御と等価な共振抑制効果を得られるダンピング抵抗を(6)式により求めると，2.21 Ω となる。このダンピング抵抗を用いた場合に発生する抵抗損失は，40.5 W(出力電力の 2.93 %)であり，ダンピング抵抗により共振を抑制すると著しく効率を低下させることがわかる。ここで，抵抗損失はダンピング抵抗をフィルタコンデンサに直列に接続した場合を基に計算している。コンデンサに直列に抵抗を接続した構成を基にした理由は，ダンピング抵抗の発生損失がフィルタコンデンサに流入する電流にのみ影響し，損失が他の接続方法と比較して小さくなるためである⁽³⁾。

図 8 は昇圧チョップの動作領域をシステムの電圧利用率の変化で示した波形である。ここで，電圧利用率は 40 ms から 0.1 s で 0.8 から 1.2 に線形的に増加させている。また，電圧利用率が 1.2 のときの入力電流 THD は 11.1 % である。電圧利用率が上昇するほど入力電流にスイッチングリップルが重畳している。これは，電圧利用率の上昇に応じてチョップの昇圧比が高くなり，スイッチングリップルが多く発生するためである。また，時間が 40 ms 以下では，チョップのスイッチ S_{c1} はスイッチングを行っていない。この期間では，システムの電圧利用率がマトリックスコンバータの変調率 (0.866) 以下であるため，チョップの動作は必要なく，マトリックスコンバータの動作のみで電力変換が可能である。したがって，チョップのスイッチング損失は発生せず，高効率期待できる。



(a) Without the input current stability methods.



(b) With the damping control.

Fig. 7. Operation waveforms by simulation.

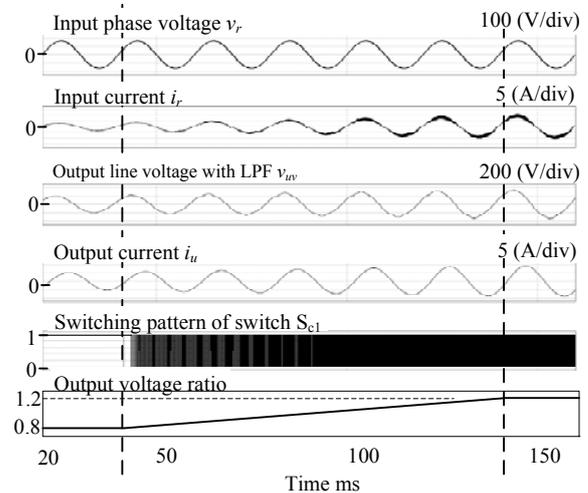


Fig. 8. Ramp response for the output voltage command.

5. 実験結果

〈5・1〉動作検証

図 9 に入力電圧 200 V，入力周波数 50 Hz，出力周波数 40 Hz とし，1.4 kW の誘導性負荷を用いて提案回路の動作実験を行った結果を示す。ここで，入力電圧は相電圧を，出力電圧は線間電圧を示す。表 3 にその他の実験時の回路パラメータを示す。表 2 と同様に，LC フィルタの括弧内の値は

Table 3. Experimental parameters.

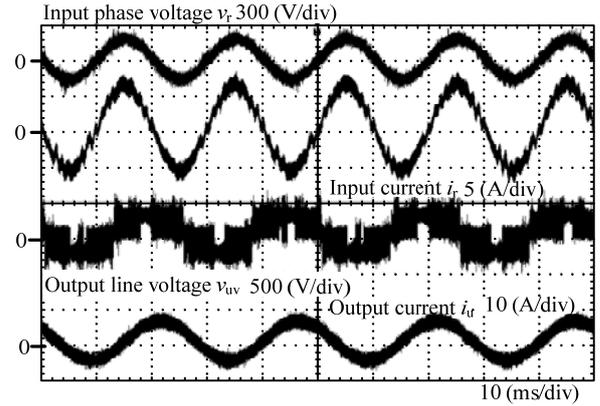
Input phase voltage	115 V	LC filter	2 mH (2.36 %)
Input frequency	50 Hz		13.2 μ F (11.1 %)
Carrier frequency	Chopper	10 kHz	Boost ratio of chopper
	Matrix converter		
Output line voltage	200 V	Voltage transfer ratio of MC	0.865
Output frequency	40 Hz	Time constant of HPF T_{HPF}	3.18 ms
Damping gain K_d	0.01	Load	R-L

1.5 kW で基準化した値である。V 結線チョッパとマトリックスコンバータのキャリア周波数は 10 kHz であり、同期させて制御する。昇圧チョッパの昇圧比は 1.15、マトリックスコンバータの変調率は 0.865 とした。本実機の双方向スイッチは IGBT(富士電機:1MBH-50D-060)を逆直列に接続して構成している。実験結果より、入力相電圧 115 V(線間電圧 200 V)から出力電圧 200 V に昇圧していることを確認できる。したがって、電圧利用率の改善が確認できた。また、提案回路の入力力率はほぼ 1.0 に制御されている。このとき、入力電流の THD は 7.60 %、出力電圧の THD は 1.58 % である。ここで、THD は基本波周波数の 40 次までを観測して、算出した。図 9(b)は入力電流の高調波解析結果である。フィルタの共振周波数は 850 Hz であり、ダンピング制御によって基本波の 1/50 程度に抑制されている。

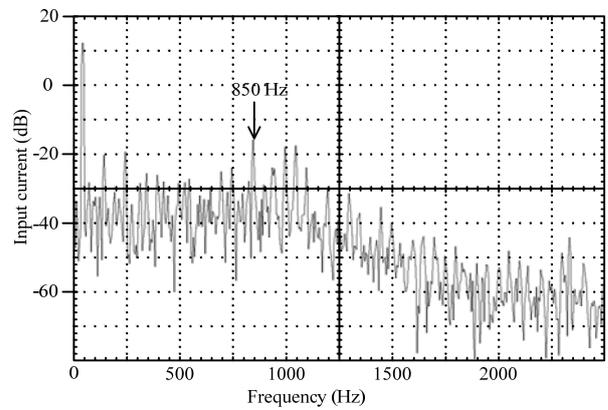
以下に、入力電流 THD がシミュレーションに比べ悪化する理由について考察する。シミュレーションでは、理想スイッチでスイッチングを行っているが、実験では電圧源の短絡および電流源の開放を防止しながら転流を行っている。そのため、転流により生じる電圧誤差が原因で入力電流がひずむと考えられる。さらに、シミュレーションでは転流失敗が発生しないが、実験ではスイッチング素子の特性のバラつきや電圧検出誤差が存在するため、転流失敗する。その結果、入力電流がひずみ、THD が悪化する。したがって、シミュレーションより実験での THD の方が悪化する理由は転流により生じる電圧誤差と転流の失敗により入力電流がひずむことが原因である。

図 10 に入力電圧 200 V とし、出力電圧を 115 V から 200 V へステップ変化させた場合の過渡応答を示す。出力電圧指令値が 115 V の期間では、チョッパはスイッチングせず、マトリックスコンバータのみ動作している。出力電圧指令値が 200 V に変化すると、マトリックスコンバータの動作出力電圧指令のステップ変化に対して入力電流および出力電流は安定して指令値に追従している。以上より、提案回路は過渡応答状態でも安定に動作することがわかる。

図 11 に入力電圧 200 V、出力電圧 200 V とし、負荷を変化させた場合の入力電流および出力電流の THD 特性を示す。ただし、V 結線チョッパにダンピング制御を適用した。出力電流の THD は条件に依らず 2 % 以下となり、良好な出力波形を得られていることが確認できる。一方、入力電流の THD は 10 % 以下に抑制されている。なお、出力電力の低



(a) Input and output waveforms.



(b) Harmonic analysis results of the input current.

Fig. 9. Operation waveforms of the proposed circuit.

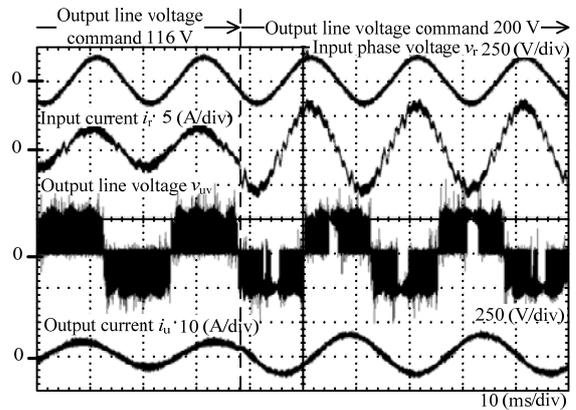


Fig. 10. Transient response of the chopper starting operation.

下とともに入力電流のひずみ率が増加する理由は、出力電力が減少しても、高調波成分の振幅はほぼ一定なのに対し、基本波の割合が小さくなるからである。以上から全電力領域において、ダンピング制御の有効性が確認できた。

図 12 に入力電圧 200 V、出力電圧 200 V とした場合に、負荷を 1.4 kW まで変化させたときの効率および力率特性を示す。ここで、V 結線チョッパにダンピング制御を適用した。最高効率は負荷 1.4 kW のとき、95.1 % を確認した。また、最大力率は 0.996 であった。負荷 1.2 kW 以上で、力率

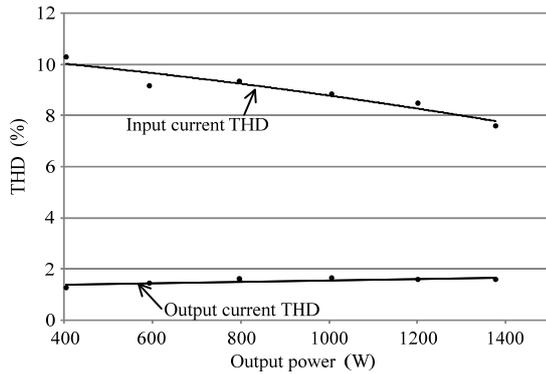


Fig. 11. THD characteristics to the output power.

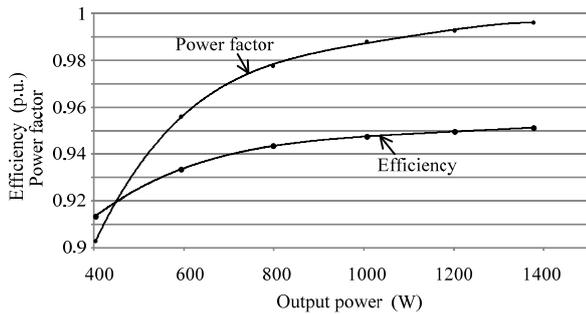


Fig. 12. Efficiency and the power factor characteristics to the output power.

は 0.990 以上、効率は 95.0 %以上となることを確認した。

図 13 に電力一定(1.4kW)条件で出力電圧を増加させたときの効率特性を示す。出力電圧が 170 V 以下のときはマトリックスコンバータしか動作していないため、高い効率が得られる。170 V 以上では出力電圧の増加に伴って昇圧チョッパがフィルタコンデンサ電圧を上昇させるため、スイッチング損失が増加し、効率は低下する。出力電圧 170 V での効率は 95.7 %と高い値が得られる。

(5・2) 損失解析

図 14 に損失シミュレーション⁽⁷⁾により分離した変換器の損失内訳を示す。出力電力は 1.4 kW である。このとき、チョッパ部分の損失は全損失に対して 25.2%(15.8 W)、マトリックスコンバータの損失は 52.6%(33 W)と分離できる。ここで、残りの 22.2%(14 W)は入力リアクトルとフィルタコンデンサの損失である。本試作器は、従来 IGBT により双方向スイッチを実現している。このため、逆耐圧を確保する直列ダイオード(FWD)により導通損失が発生し、効率が低下する一因となる。そこで、逆耐圧を有する逆阻止 IGBT(RB-IGBT)を適用することで、直列ダイオード分の導通損失が発生せず、さらなる高効率を実現できる。本実機の双方向スイッチを RB-IGBT で構成した場合、図 14 より 19.2 W の損失を低減できると予想される。このとき効率は約 1.3 %の改善が期待できる。

図 15 に損失シミュレーションにより解析した提案回路と BTB システムの損失解析結果(半導体部分のみ)を示す。ここで、BTB システムと提案回路の損失を比較するために、同じスイッチング素子(IGBT)を使用すると仮定して損失解析

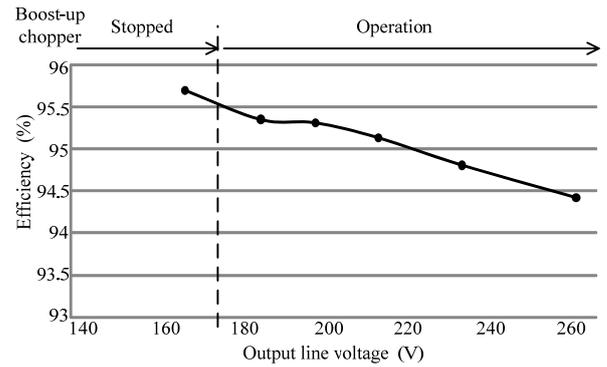


Fig. 13. Efficiency characteristics of the output voltage at constant output power of 1.4-kW.

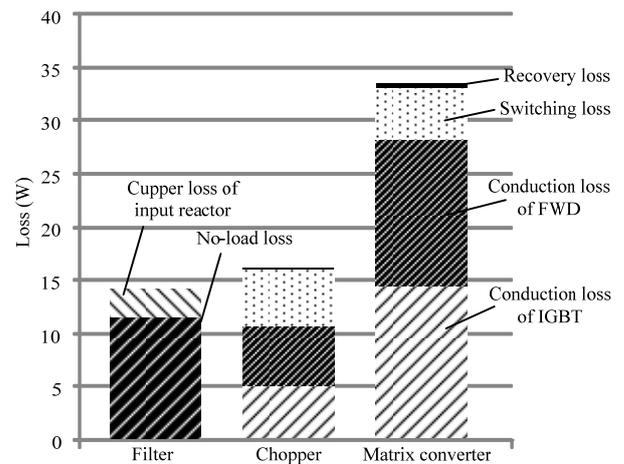


Fig. 14. Property of the loss.

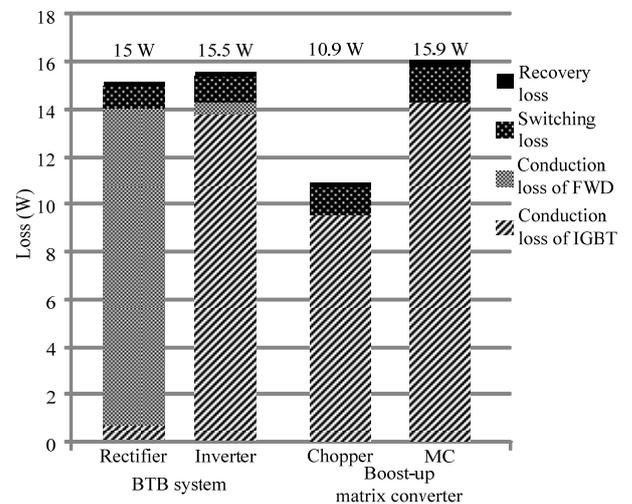


Fig. 15. Loss analysis of BTB system and proposed circuit.

した。また、提案回路を構成するスイッチング素子には逆耐圧を有する RB-IGBT を使用している。損失解析結果より、提案回路のマトリックスコンバータと BTB システムのインバータまたは整流器の発生損失はほぼ同等であることがわかる。一方、提案回路のチョッパの発生損失は整流器またはインバータと比較して小さくなる。チョッパの損失が小さくなる理由は導通損失の減少が挙げられる。チョッパの構成は V 結線型であるため、電流の通過素子数が整流器と比較して 2/3 に低減し、結果として導通損失が 2/3 となる。

以上から、マトリックスコンバータに V 結線チョップを接続しても、BTB システムよりも高い効率が得られることがわかる。

6. まとめ

本論文では、マトリックスコンバータの入力側に V 結線のチョップを接続し、昇圧可能な交流交流直接変換回路を提案した。提案回路は BTB システムが安定した直流電圧を得るために採用している AVR など、高速なフィードバック制御器を必要としないので、入力フィルタのキャパシタを小さく設計できる。

入力電流を安定化する方法としてチョップにダンピング制御を適用した。ダンピング制御はダンピング抵抗を制御で模擬するため抵抗損失が発生せず、高効率が実現できる。提案回路の基本動作をシミュレーションおよび実験により確認した。その結果、負荷 1.4 kW において最高効率 95.1 %、力率 0.996 を確認し、入力電流および出力電流の THD はそれぞれ 7.60 % および 1.58 % と、良好な波形が得られた。BTB システムと提案回路の損失を比較すると、提案回路の損失の方が小さい。したがって、提案回路の効率は BTB システムよりも高効率になる見込みが得られた。また、シミュレーションを利用した損失分離の結果、チョップの損失は 25.2 %、マトリックスコンバータの損失は 52.6 % となることがわかった。さらに、RB-IGBT を採用することで、1.3 % の効率改善が期待できる。以上より、提案回路の有効性を確認した。今後の課題として、入力フィルタの最適設計およびダンピングゲインの最適化が挙げられる。

なお、本研究は平成 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。

(平成●●年●月●日受付, 平成●●年●月●日再受付)

文 献

- (1) P. W. Wheeler, J. Rodriguez, J. C. Clare, L. Empringham: "Matrix Converters: A Technology Review" IEEE Transactions on Industry Electronics Vol. 49, No. 2, pp.274-288, 2002.
- (2) J. Itoh, I. Sato, H. Ohguchi, K. Sato, A. Odaka and N. Eguchi: "A Control Method for the Matrix Converter Based on Virtual AC/DC/AC Conversion Using Carrier Comparison Method", IEEJ Trans., Vol.124-D, No.5, pp.457-463 (2004)
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, Vol.124, No.5, pp.457-463 (2004)
- (3) J.Itoh, K.Koiwa, K.Kato, "Input Current Stabilization Control of a Matrix Converter with Boost-up Functionality" International Power Electronics Conference 2010
- (4) Yasuhiro Tamai, Hideki Ohguchi, Ikuya Sato, Akihiro Odaka, Hironori Mine and Jun-ichi Itoh, "A Novel Control Strategy for Matrix Converters in Over-modulation Range," PCC NAGOYA 2007, pp. 1049-1055, Apr. 2-5 2007.
- (5) I. Sato, J. Itoh, H. Ohguchi, A. Odaka, and H. Mine: "An Improvement Method of Matrix Converter Drives Under Input Voltage Disturbances",

IEPEC-Niigata, pp. 546-551 (2005)

- (6) Junnosuke Haruna and Jun-ichi Itoh, "A Control Strategy for a Matrix Converter under a Large Impedance Power Supply," Power Electronics Specialists Conference 2007, pp. 659-664.
- (7) J. Itoh, T. Iida, A. Odaka: "Realization of High Efficiency AC link Converter System based on AC/AC Direct Conversion Techniques with RB-IGBT" Industrial Electronics Conference, Paris, PF-012149,2006
- (8) K. Kato, J. Itoh: "Development of a Novel Commutation Method which Drastically Suppresses Commutation Failure of a Matrix Converter," Trans.IEEE,Vol.127-D,No.8,pp.829-836,2007
加藤康司・伊東淳一: 「マトリックスコンバータの転流失敗を激減する新しい転流方式の開発」, 電学論 D, Vol.127 No.8 pp.829-836 (2007)
- (9) J. Itoh, H. Kodachi, A. Odaka, I. Sato, H. Ohguchi and H. Umida: "A High Performance Control Method for the Matrix Converter Based on PWM generation of Virtual AC/DC/AC Conversion", JIASC IEEJ, pp.I-303-I-308 (2004)
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部門大会, pp.I-303-I-308 (2004)
- (10) 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)
伊東淳一・小高章弘・佐藤以久也・大口英樹・江口直也: 「マトリッ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)
- (11) F. Schafmeister, C. Rytz and J. W. Kolar: "Analytical Calculation of the Conduction and Switching Losses of the Conventional Matrix Converter and the (Very) Sparse Matrix Converter", APEC 2005, pp.875-881, Vol.2
- (12) Zbigniew Fedyczak, Pawel Szczesniak, Igor Korotyeyev: "New Family of Matrix-Reactance Frequency Converters Based on Unipolar PWM AC Matrix-Reactance Choppers" EPE-PEMC 2008, P170 pp.236-24
- (13) Zbigniew Fedyczak, Pawel Szczesniak, Marius Klytta: "Matrix-Reactance Frequency Converter Based on Buck-Boost Topology", EPE-PEMC 2006, pp.763-768
- (14) J. Itoh, H. Tajima, H. Ohsawa: "Induction Motor Drive System using V-connection AC Chopper", IEEJ Trans., Vol.123, No.3, pp.271-277 (2003)
伊東淳一・田島宏一・大沢博: 「三相 V 結線交流チョップを用いた誘導電動機駆動システム」, 電学論 D, Vol.123, No.3, pp.271-277 (2003)
- (15) T.Shinyama, M. Kawai, A. Torii, A. Ueda: "Characteristic of an AC Chopper Circuit with LC Filters in the Input and Output Side", IEEJ Trans., Vol.125-D, No.3, pp.205-211 (2005)
新山孝幸・河井誠・鳥井昭宏・植田明照: 「入出力端の LC フィルタを考慮した交流チョップ回路の特性解析」, 電学論 D, Vol.125-D, No.3, pp.205-211 (2005)

小 岩 一 広



(学生員) 1988 年 2 月 1 日生。2010 年 3 月長岡技術科学大学電気電子情報工学課程卒業。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 年生。1996 年 3 月長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。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。