

# 昇圧形マトリックスコンバータにおける 入力電流の安定化制御法

学生員 小岩 一広, 学生員 加藤 康司, 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## Input Current Stabilization Control of a Matrix Converter with Boost-up Functionality

Kazuhiro Koiwa, Student Member, Koji Kato, Student Member, Jun-ichi Itoh, Member (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a circuit topology of a matrix converter with a boost up function in the input side. The proposed circuit combines the matrix converter with a V-connection AC chopper. A conventional control method can be applied in this matrix converter, so called the virtual indirect method. In order to suppress the input filter resonance, this paper discusses the input filter design with a damping resistor. In addition, this paper also proposed a stabilization control for the input current that is implemented in the V-connection chopper. The fundamental operation and validity of the proposed method is confirmed by the simulation and experimental results. The total loss of the proposed circuit is 25 % less than that the loss of a conventional back to back system.

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

Keywords : Matrix converter, Damping control, V-connection chopper

### 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(以下 MC)の研究が盛んに行われている<sup>(1)-(6)</sup>。MC は直流リンク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)と比較して, 小型, 軽量化および長寿命が期待できる。また, MC の電流通過素子数は BTB の半分であるため, 導通損失を小さくできる。以上の観点から MC はハイブリッド自動車や風力発電システムなどの交流連系システムへの適用が期待できる。

一方, MC の電圧利用率は 0.866 に制限される問題がある。このため, BTB と同等の出力電力を得る場合, MC の出力電圧が小さいため出力電流は BTB より増加し, モータや変換器での損失が増加する。

本論文では, MC の入力側に V 結線型の昇圧チョッパを接続した回路を提案する。提案回路は MC の入力リアクトルを昇圧リアクトルとして利用するため, 追加素子はチョッパ部の双方向スイッチのみであり, 昇圧しないときは動作しない。従って, 提案回路は MC の利点を損なわない。しかし, 提案回路は従来の入力リアクトルとフィルタコンデンサの間にチョッパが接続されるため, 制動抵抗の接続に注意が必要である。制する最適なフィルタの設計を行う必要がある。

本論文ではまず, スイッチングリップル特性より入力フィルタの設計を行う。また, リアクトルとコンデンサの共振による波形ひずみを抑制するため, チョッパにダンピング

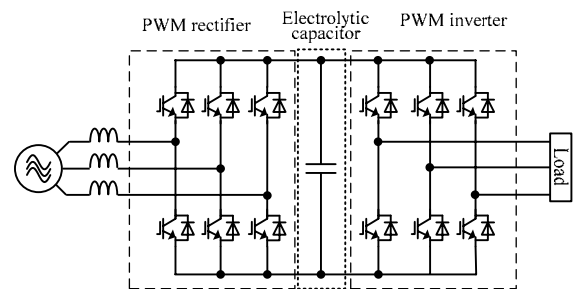


図 1 BTB システム

Fig. 1. Circuit configuration of the BTB system.

制御を適用する。ここでは, ダンピング制御を適用することでフィルタの共振ひずみが抑制できることをシミュレーションにより確認する。さらに, 700W の誘導性負荷を用いて実験を行い, 実験結果より提案回路の基本動作を確認したので報告する。

### 2. 回路構成と提案法の特徴

図 1 に BTB の回路構成を示す。BTB は PWM 整流器と PWM インバータで構成される。安定した直流電圧を得るため, 通常直流中間部に大容量の電解コンデンサが接続される。

図 2 に提案回路を示す。提案回路では MC の入力側に V 結線型の交流チョッパを接続する。チョッパを V 結線型にすることで MC に追加する素子は双方向スイッチ 4 つのみとなる。また, MC 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。

チョッパとMCは独立に制御できる。従って、MC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、MCの制御に仮想AC/DC/AC方式<sup>(3)</sup>を採用する。一方、チョッパの通流率は入出力電圧比（電圧利用率）により決定する。電圧利用率が0.866以下の場合、チョッパはスイッチングしない。よって、この期間、V結線チョッパによるスイッチング損失は発生せず、提案回路はMCと同等の動作を行うので、高効率を期待できる。

### 3. 入力電流安定化制御法

#### 3.1 LCフィルタの設計

チョッパのスイッチングにより電流リップルが生じる。系統連系する場合、電流高調波規制に適合するためには電流リップルの抑制が必要である。また、共振による波形ひずみは出力側に影響し、負荷がモータ負荷である場合、トルクリップルが生じる。

図3に提案回路の等価回路を示す。図3(a)は提案回路の単相等価回路である。ここで、MCは入力側から見ると電流形変換器に見えるので、電流源で模擬し、スイッチング1サイクルあたりの平均電流を $i_m$ とする。また、同図(b)は高周波等価回路であり、 $v_s$ はスイッチ $S_2$ 両端の電圧を表し、 $i_s$ はチョッパの出力側を流れる電流である。 $v_s$ および $i_s$ にはそれぞれ電圧・電流リップルを含む。以下にスイッチング周波数成分のリップルについて解析する。

まず、スイッチング周波数成分を抽出するためスイッチ $S_1$ のスイッチング関数をフーリエ展開し、(1)式を得る。

$$S_1 = 1 + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \cos n\pi \sin n\pi D \cos n\omega_s t \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 $\omega_s$ はスイッチング角周波数、 $n$ はスイッチング周波数に対する高調波の次数を示す。ここでは、スイッチング周波数成分を検討するので、 $n=1$ とする。また、 $D$ はスイッチ $S_1$ のデューティ比率である。

リアクトル $L$ に現れる電流リップルは $v_s$ から求められる。 $v_s$ はスイッチ $S_1$ がオンした場合、出力電圧 $v_o$ に等しい。よって、 $v_s$ の実効値 $V_s$ は(2)式で表される。

$$V_s = \frac{V_o}{\pi} \sin \pi D \dots\dots\dots (2)$$

図3(b)に提案回路の高周波等価回路を示す。 $i_{rip}$ および $v_{rip}$ はそれぞれ電流および電圧のスイッチング周波数成分を表す。等価回路より電流リップルの最大値 $I_{rip}$ は(3)式で表される。同様に、電圧リップルの最大値 $V_{rip}$ は(4)式で表される。

$$I_{rip} = \frac{\sqrt{2}V_o}{\pi\omega_s L} \sin \pi D \dots\dots\dots (3)$$

$$V_{rip} = \frac{\sqrt{2}I_{in}}{\pi\omega_s C} \sin \pi D \dots\dots\dots (4)$$

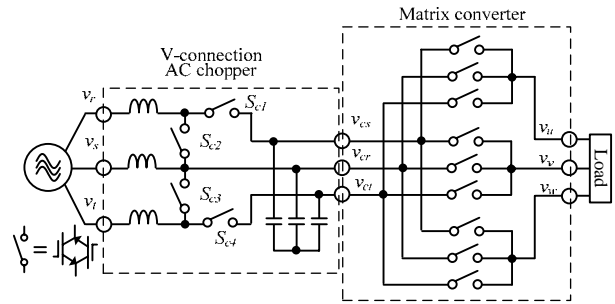


図2 提案回路

Fig. 2. Proposed circuit

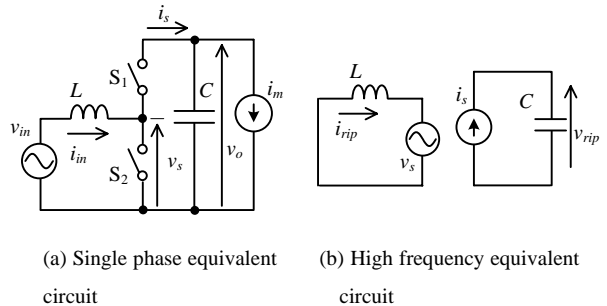


図3 提案等価回路

Fig. 3. Equivalent circuit of the proposed circuit.

表1 計算パラメータ

Table 1 Calculation parameters.

Input voltage	200 [V]
Input frequency	50 [Hz]
Carrier frequency	10 [kHz]
Boost ratio	1.23
Output power	1.5 [kW]
Cut-off frequency	1 [kHz]
Output voltage	246 [V]
Input current	4.3 [A]

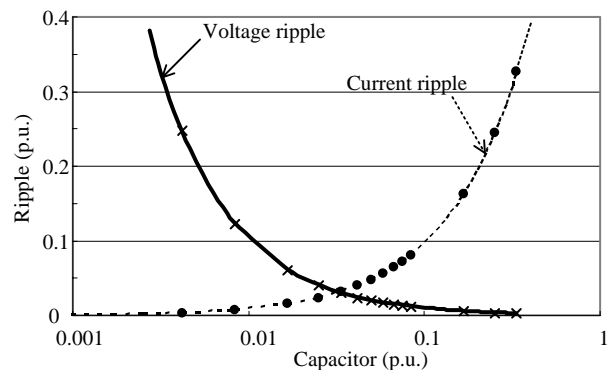


図4 電圧および電流リップル特性

Fig. 4. The voltage and current ripple characteristics.

図4に電圧および電流リップル特性を示す。リップル特性はそれぞれ(3)、(4)式を用いて計算した結果とシミュレーションにより測定した結果である(プロット点がシミュレーション値である)。表1に計算で用いたパラメータを示す。 $C$ を変化させ、 $L$ はフィルタのカットオフ周波数が1kHz一定となるように変化させている。 $C$ は入力インピーダンスで基準化し、電圧リップルおよび電流リップルはそれぞれ出力電圧お

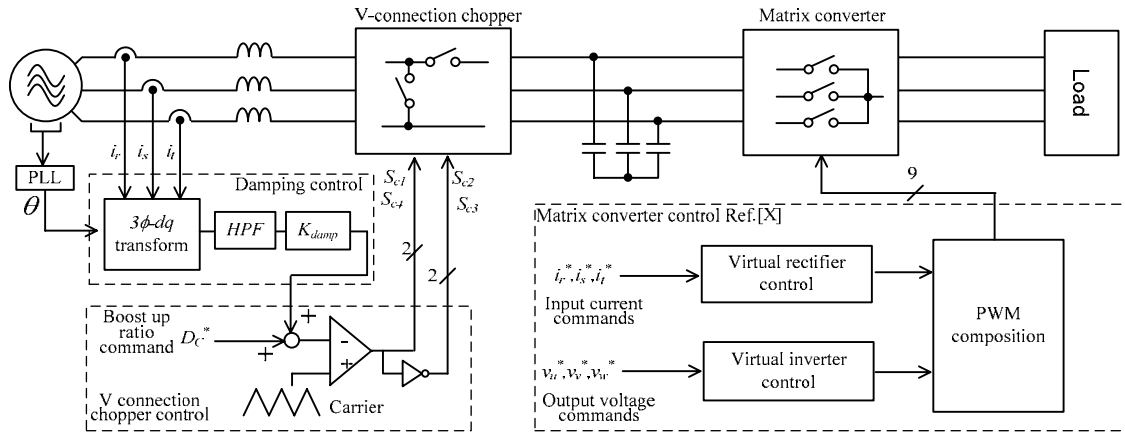


図5 提案回路の制御ブロック図

Fig. 5 Control block diagram of the proposed circuit.

よび入力電流で規格化した。 $C$ を大きくすると電圧リップルは減少するが、電流リップルは増加する。よって、電圧と電流のリップルをともに抑制するためには、LCフィルタを電圧リップルと電流リップルが平衡する点に設計する。従って、ここでは、最適なパラメータは $L=4$  mH(4.9%),  $C=4$   $\mu$ F(3.35%)となる。

### 3.2 ダンピング制御法

提案回路では入力フィルタの共振により波形ひずみが発生する。フィルタ共振の抑制方法の一つとして、入力フィルタにダンピング抵抗を挿入する方法がある。著者らはこれまでに、提案回路において最適なダンピング抵抗の挿入箇所をダンピング抵抗損低減の観点から検討している<sup>(4)</sup>。しかし、提案回路の総合損失におけるダンピング抵抗の損失割合が大きく、効率が大幅に悪化する。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<sup>(5)(6)</sup>。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、ダンピング抵抗損が発生しない。そこで、これをチョップパの制御に適用する。

図5に提案回路の制御ブロック図を示す。チョップ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。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  $K_{damp}$  を乗算し、チョップパの指令値  $D_c^*$  に重畳する。本ダンピング制御は高速なフィードバック制御器を必要とせず、キャパシタ端子電圧の制御応答に左右されない。従って、キャパシタは小さく設計できる。

## 4. シミュレーション結果

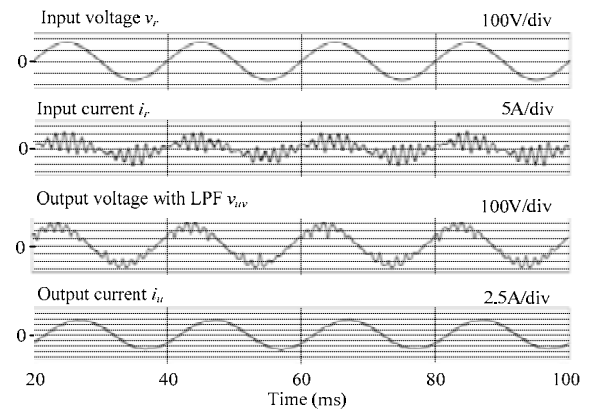
ここでは入力電圧 200V, 出力電力 1.5kW, 入出力周波数 50Hz として提案回路の動作をシミュレーションにより確認した。表2にその他のシミュレーション条件を示す。LCフィルタのカットオフ周波数はスイッチング周波数の 1/10 に設定した。

図6に提案回路の動作波形を示す。ただし、出力電圧はLPF(カットオフ周波数 1kHz)を用いて観測している。図6(a)はチョップパにダンピング制御を適用しない場合の動作波形

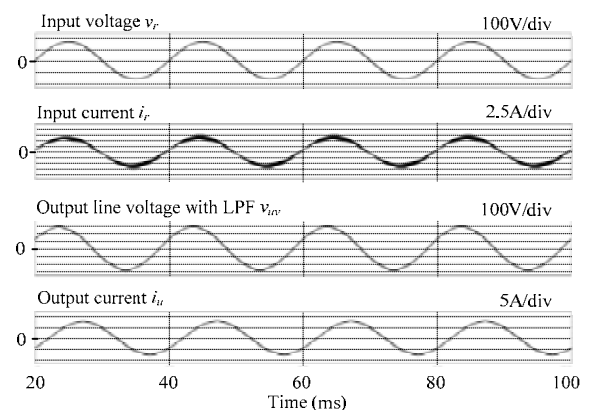
表2 シミュレーションパラメータ

Table 2 Simulation parameters.

Input voltage	200 [V]	LC filter	2 [mH]
Input frequency	50 [Hz]		13.2 [ $\mu$ F]
Carrier frequency	10 [kHz]	Output power	1.5 [kW]
Output frequency	50 [Hz]	Load	R-L



(a) Input and output waveforms without damping control.



(b) Input and output waveforms with damping control.

図6 シミュレーション結果

Fig. 6. Simulation results of the proposed circuit.

である。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。ここで、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。一方、

図 6(b)はチョッパにダンピング制御を適用した場合の動作波形である。入力電流の THD は 7.8%，出力電圧の THD は 1.6%である。ダンピング制御を適用することで LC の共振を抑制し，入出力のひずみ率を約 1/8 にできることを確認した。

図 7 に提案回路と BTB のシミュレーションによる損失解析結果を示す。提案回路のスイッチング損失は BTB より 2/3 低減している。これは 1 制御周期中，提案回路のスイッチング回数は 8 回であるのに対し，BTB は 12 回となるためである。以上のシミュレーション結果より，提案回路の有効性を確認した。

## 5. 実験結果

入力電圧 200V，入出力周波数 50Hz，チョッパの通流率 1.43 とし，700W の誘導性負荷を用いて提案回路の動作実験を行った。

図 8 に実験結果を示す。ここで，入力電圧は相電圧を，出力電圧は線間電圧を示す。また，出力電圧は LPF(カットオフ周波数 1.5 kHz)を通過させた波形である。表 3 に実験時の回路パラメータを示す。昇圧チョッパの通流率は 1.43，MC の変調率は 0.78 とした。また，ダンピング抵抗は接続していない。実験結果より，提案回路の入力効率率はほぼ 1.0 に制御されている。このとき，入力電流の THD は 7.8%となり，出力電圧の THD は 2.9%と，フィルタの共振による波形ひずみが重畳している。図 6(a)のシミュレーション結果では LC フィルタの共振の影響により波形がひずんでいるが，実験結果では LC フィルタの共振の影響は小さい。これは，回路内に存在する抵抗成分およびチョッパ回路の損失がダンピング抵抗の役割をすることで LC フィルタの共振を抑制しているためである。

## 6. まとめ

本論文では，MC の入力側に V 結線型のチョッパを接続し，昇圧可能な交流交流直接変換回路を提案した。提案回路の基本動作とダンピング制御の有効性をシミュレーションにより確認した。また，シミュレーションによる損失解析を行い，提案回路の効率は 1.5kW 出力時，96.9%得られる見込みを得た。一方，BTB の効率は 96.0%であり，効率の観点から提案回路の有効性を確認した。

また，誘導性負荷を用いて提案回路の動作確認を実験により行った。提案回路により電圧利用率を拡大できることを確認した。また，入力電流の THD は 7.8%，出力電圧の THD は 2.9%となり，回路の基本動作を確認した。

今後の課題として，提案回路にダンピング制御を適用し，LC フィルタの共振ひずみを抑制する。また，実験による損失解析を行い，提案回路の有効性を検証することが挙げられる。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。

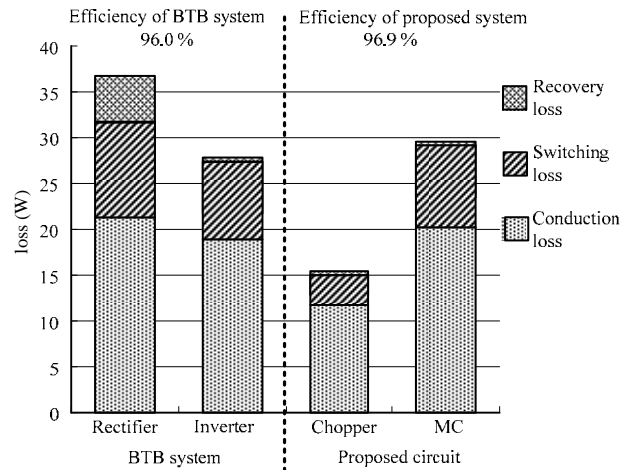


図 7 損失解析結果

Fig.7. Loss analysis of proposed circuit and BTB system.

表 3 実験パラメータ

Table 3 Experimental parameters.

Input voltage	121 [V]	LC filter	4 [mH] (2.2%)
Input frequency	50 [Hz]		6.8 [μF] (12.2%)
Carrier frequency	10 [kHz]	Boost ratio of chopper	1.43
Output frequency	50 [Hz]	Transfer ratio of MC	0.78
Damping resistor	-	Load	R-L

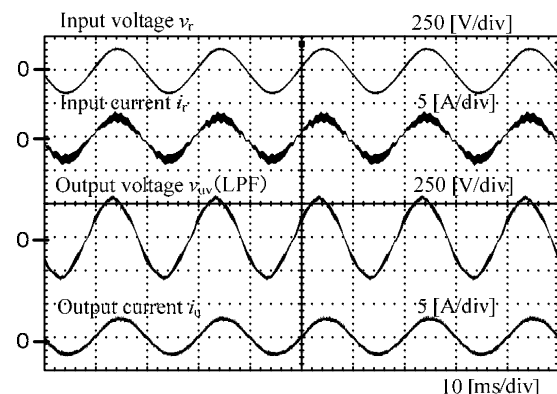


図 8 実験結果

Fig. 8. Experimental results of the proposed circuit.

## 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, pp274-288, 2002.
- (2) Zbigniew Fedyczak, Pawel Szczesniak, Igor Koroteyev: "New Family of Matrix-Reactance Frequency Converters Based on Unipolar PWM AC Matrix-Reactance Choppers"EPE-PEMC 2008, P170 pp.236-24
- (3) J.Itoh, I.Sato, H.Ohguchi, K.Sato, A.Odaka, N.Eguchi: "A Control Method for the Matrix Converter Based on Virtual AC/DC/AC Conversion Using Carrier Comparison Method" IEEJ Vol.124-D No.5,2004(in Japanese)
- (4) 小岩 一広, 加藤 康司, 伊東 淳一: "昇圧マトリクスコンバータにおける損失解析"平成 21 年度電気関係学会北陸支部連合大会, A-78
- (5) I. Sato, J. Itoh, H. Ohguchi, A. Odaka, and H. Mine: "An Improvement Method of Matrix Converter Drives Under Input Voltage Disturbances", IPEC-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 2006, pp. 659-664. 電学論 D ,124 巻 5 号 A57-463, 2004