

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 実機評価

小岩 一広* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Experimental Verification for a Matrix Converter with a V-connection Chopper
Kazuhiro Koiwa, Jun-ichi Itoh (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 is the matrix converter with a V-connection AC chopper. The matrix converter and the V-connection AC chopper can be independently controlled. A conventional control method can be applied in this matrix converter, so called the virtual indirect method. On the other hand, the control of the V-connection AC chopper is simply open-loop control. However, to degrade the efficiency of the proposed circuit is apprehended by adding the V-connection AC chopper in the input side. In this paper, the loss analysis of the proposed circuit is revealed in detail in term of the simulation and the experiment. And also, the efficiency, power factor and THD characteristics of the proposed circuit are demonstrated by experiment. As a result, it confirmed that the proposed circuit could achieve 95.3 % at the maximum efficiency point.

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
(Matrix converter, V-connection AC 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の研究が盛んに行われている⁽¹⁾⁻⁽⁸⁾。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るため, 導通損失を小さくできる。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連系システムへの適用が期待できる。

一方, マトリックスコンバータの問題点として最も重要なことは, 電圧利用率が 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の出力電圧が小さいため出力電流は BTB システムより増加し, モータや変換器での損失が増加する。また, モータを高速領域で回転させる場合, インバータよりも早く弱め界磁制御を適用する必要がある。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⁽⁸⁾。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, 入出力電流にひずみ成分を含み, 入力側を系統に連系する場合には高調波規制が問題となる。また, 電圧利用率は改善できるが, 昇圧することではできないので, 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, フィルタキャパシタを中心とした 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。

著者らはマトリックスコンバータの前段に V 結線チョッパを接続し, 電圧が不足する領域のみチョッパを動作させる方式を検討している⁽⁴⁾。V 結線チョッパは構成する素子数が少なく, 通過素子数も少ないため, 効率低下の影響を抑えることができる。これまで, シミュレーションにより所望の動作を確認しているが, 実機での動作検証や損失解析は行っていない。

本論文では, マトリックスコンバータの入力側に V 結線型の昇圧チョッパを接続した回路において, 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。こ

ここでは、1.4 kWのプロトタイプを製作し、誘導性負荷を用いて実験を行い、提案回路の効率、力率および総合ひずみ率(以下 THD)特性を明らかにする。また、損失は提案回路が BTB システムに対し、効率の点で優位性を確認するには非常に重要な要素である。そこで、チョップ損失のシステム全体の効率への影響を調査するため、損失シミュレーションを実施し、実験結果と照らし合わせ、損失解析を行う。実機により最高効率 95.3%，入力電流 THD8.35%，出力電流 THD1.92%および力率 0.99 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。

PWM 整流器は安定した入力電流を得るため、ACR(Automatic Current Regulator)を必要とする。さらに、直流中間部は安定した直流電圧が必要とされ、AVR(Automatic Voltage Regulator)が適用される。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ため、通常大容量の電解コンデンサが必要となる。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。

〈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パを接続する。チョッパを V 結線型にすることでマトリクスコンバータに追加する素子は双方向スイッチ 4 つのみとなる。また、マトリクスコンバータの入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。提案回路の入出力電圧の関係は以下の式で表せる。

$$V_{out} = \beta_{chop} \times \lambda_{mc} V_{in} \dots\dots\dots (1)$$

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_{chop} はチョッパの昇圧比である。チョッパの制御はオープンループで行い、制御の簡単化を図る。 β_{chop} は入出力電圧比(電圧利用率)により決定する。つまり、電圧利用率が 0.866 以下の場合には、チョッパはスイッチングを行わない。よって、この期間、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。

3. 制御方法

〈3・1〉 BTB システム

図 3 に BTB システムの制御ブロック図を示す。図 3(a)は

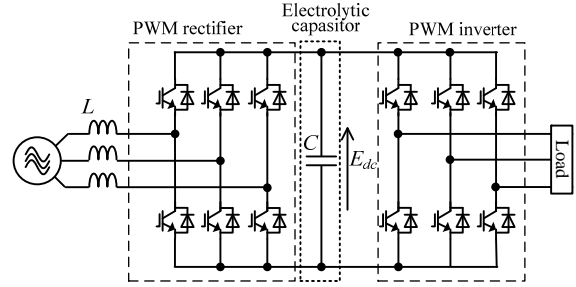


図 1 BTB システム

Fig. 1. Circuit configuration of the BTB system.

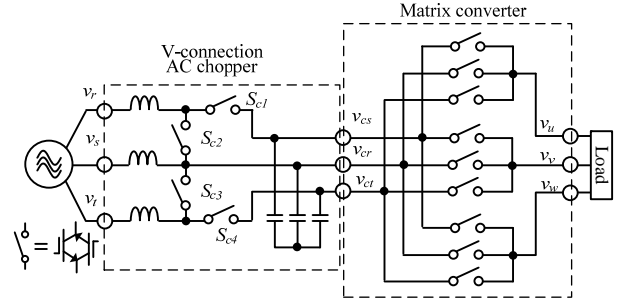


図 2 提案回路

Fig. 2. Proposed circuit.

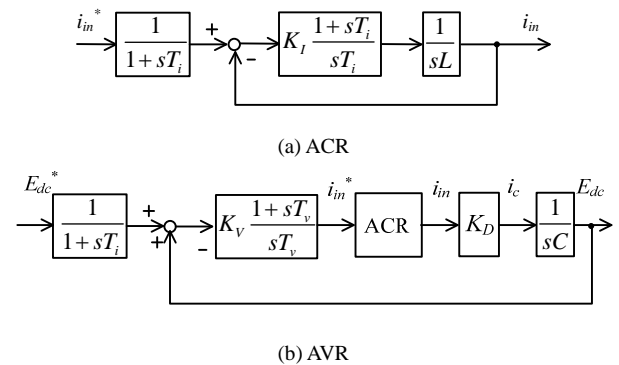


図 3 BTB システムの制御ブロック図

Fig. 3. Control diagram of the BTB system.

ACR の制御ブロック図である。また、図 3(b)は AVR の制御ブロック図である。交流直流変換には、電流を抑制するため ACR が必須となる。また、電流指令を決定するため ACR の上位は AVR が接続される。ACR および AVR の伝達関数をそれぞれ(2)および(3)式に示す。

$$T_{ACR} = \frac{\frac{K_i}{LT_i}}{s^2 + \frac{K_i}{L}s + \frac{K_i}{LT_i}} \dots\dots\dots (2)$$

$$T_{AVR} = \frac{\frac{K_v K_D}{CT_v}}{s^2 + \frac{K_v K_D}{C}s + \frac{K_v K_D}{CT_v}} \dots\dots\dots (3)$$

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 として求めた。 K_D は PWM 整流器の昇圧比を示す。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(2)、(3)式と 2 次系伝達関数の標準形と

比較することで求められる。

(3.2) 提案回路

図4に昇圧チョッパ1相分の回路およびブロック線図を示す。 R はダンピング抵抗であり、入力フィルタによる共振の影響を小さくするために挿入している。このとき、入力フィルタの伝達関数は(4)式で表せる。

$$T_{BMC} = \frac{\frac{R}{\beta \cdot L} s + \frac{1}{\beta \cdot LC}}{s^2 + \frac{R}{\beta^2 \cdot L} s + \frac{1}{\beta^2 \cdot LC}} \dots\dots\dots(4)$$

ここで、 β はチョッパの昇圧比を示す。チョッパの制御には、ACRやAVRといったフィードバック制御器は必要としない。なお、ダンピング制御を導入することによってダンピング抵抗は小さくできる。

図5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力フィルタの応答をボード線図で示す。各応答はそれぞれ(2)、(3)式および(4)式を用いて計算した。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、高速なAVRを用いてもある程度以上平滑コンデンサを小さくできない。一方、提案回路のチョッパは高速なフィードバック制御器を必要とせず、フィルタの応答で制御応答が決まる。このため、フィルタの時定数はスイッチング周波数によって設定されるが、ACRの応答よりも短くできる。すなわち、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、マトリクスコンバータでは、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非常に高く設定できるので、平滑コンデンサよりフィルタコンデンサの方が小さくできる。

図6に提案回路の制御構成図を示す。チョッパとマトリクスコンバータは独立に制御できる。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⁽³⁾を採用する。一方、チョッパ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。つまり、必要以上に中間電圧を昇圧しないため、スイッチング電圧は小さくなる。したがって、スイッチング損失を低減できる。

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キャパシタによる共振ひずみが問題となる。そこで入力電流の安定化制御として、ダンピング抵抗の最適な接続位置の検討やチョッパの制御にダンピング制御を適用する⁽⁴⁾。

4. 実験結果

(4.1) 基本動作試験

図7に出力電圧指令を160Vから200Vへステップ変化した場合のシミュレーション結果を示す。ただし、出力電圧はローパスフィルタ(LPF)を用いて観測している。ここでは、カットオフ周波数が1kHzであるLPFを使用した。表1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

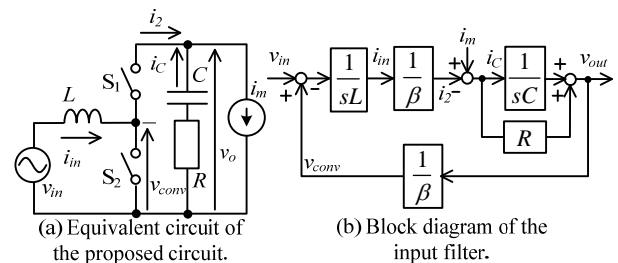


図4 提案回路の等価回路および入力フィルタのブロック線図
Fig. 4. Equivalent circuit and control diagram of input filter.

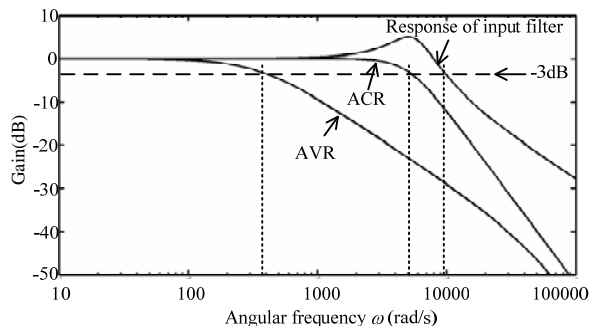


図5 制御応答
Fig. 5. Control response.

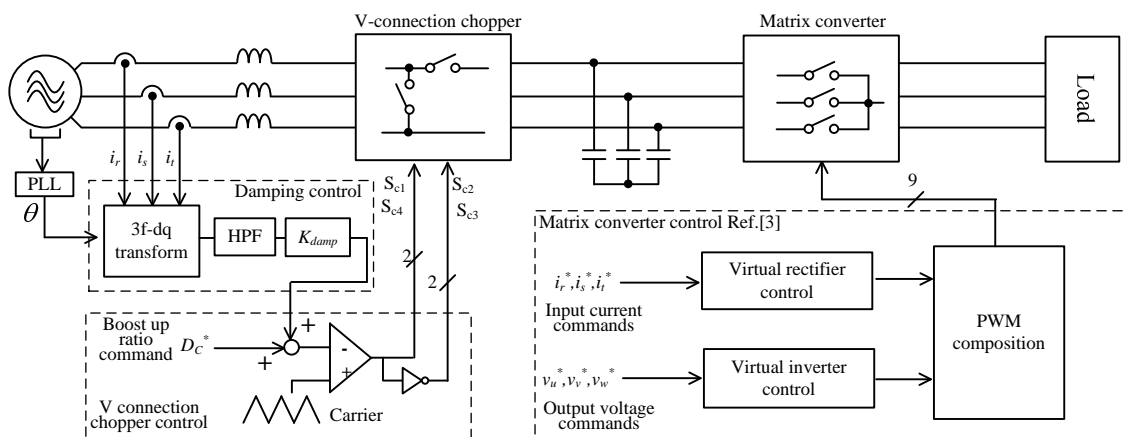


図6 提案回路の制御ブロック図
Fig. 6. Control block diagram of the proposed circuit.

表 1 シミュレーションパラメータ
Table 1. 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	1.25
Output frequency	50 Hz	Voltage transfer ratio of MC	0.8
Output power	1.5 kW	Load	R-L

表 2 実験パラメータ
Table 2. Experimental parameters.

Input voltage	115 V	LC filter	2 mH (2.36 %)
Input frequency	50 Hz		16 μ F (13.4 %)
Carrier frequency	10 kHz	Boost ratio of chopper	1.18
Output voltage	200 V	Voltage transfer ratio of MC	0.85
Output frequency	40 Hz	Load	R-L

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。提案回路は過渡応答に対しても安定した応答を得られている。

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。電圧利用率は 40ms から 0.1s で 0.8 から 1.2 に線形的に増加させている。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 40ms 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クスコンバータの変調率(0.866)以下であるため、昇圧チョップの動作は必要なく、マトリ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、高効率が可能である。

図 9 に入力電圧 200V、入力周波数 50Hz、出力周波数 40Hz 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。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 2 にその他の実験時の回路パラメータを示す。昇圧チョップの昇圧比は 1.18、マトリクスコンバータの変調率は 0.85 とした。また、入力リアクトルや変換器の損失がダンピングの効果の役割を担い、共振ひずみが小さかったのでダンピング抵抗やダンピング制御は適用していない。実験結果より、入力相電圧 115V(線間電圧 200V)から出力電圧 200V 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 8.94%、出力電圧の THD

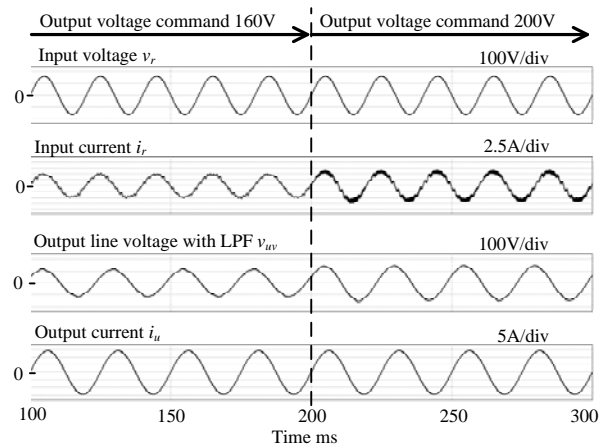


図 7 指令値のステップ変化に対する応答

Fig. 7. Response for changing a step of voltage command.

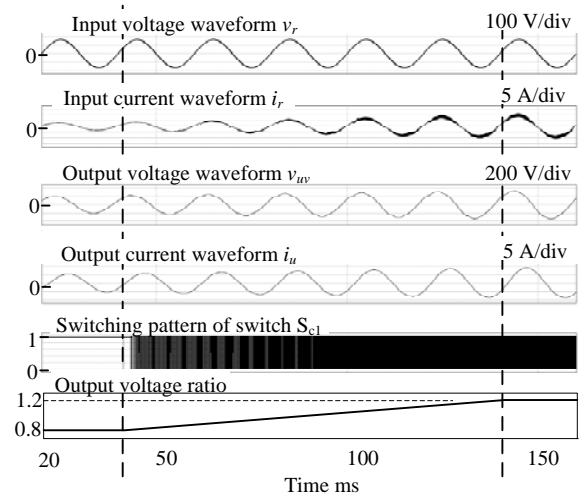


図 8 昇圧チョップの動作領域

Fig. 8. Operation area of boost-up chopper.

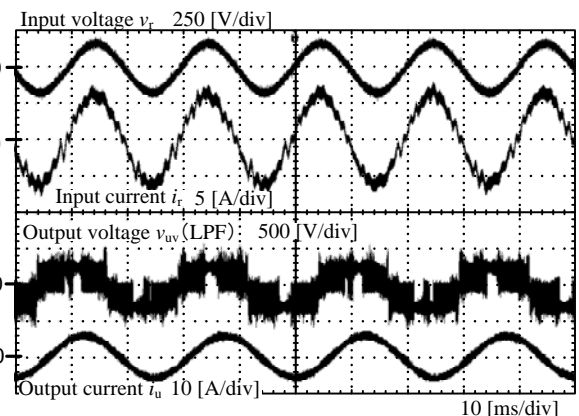


図 9 提案回路の実験結果

Fig. 9. Experimental results of the proposed circuit.

は 2.16% である。

図 10 に入力電圧 200V とし、出力電圧を 115V から 200V 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。

図 11 に入力電圧 200V、出力電圧 200V 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。最高効率は負荷 1.4 kW のとき、95.3%を確認した。また、力率は 0.993 であった。負荷 1000W 以上で、力率は 0.99 以上、効率は 94.5%以上となることを確認した。

図 12 に入力電圧 200V、負荷を 1000W および 1.4 kW 一定として出力電圧を変化させたときの効率特性を示す。昇圧チョッパは 173V 以上で動作する。つまり、173V 以下ではチョッパのスイッチングは行わず、マトリックスコンバータの動作のみとなるので、高効率を実現できる。1.4 kW、出力電圧 168V で最高効率 95.7%を確認した。

図 13 に入力電圧 200V、出力電圧 200V 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。入力リアクトルや変換器の損失によるダンピングの効果で入力電流の THD が 10%以下に抑制されていることを確認できる。一方、出力電流の THD は 3%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。

〈4・2〉 損失解析結果

図 14 に提案回路と BTB システム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。一方、提案回路のチョッパにおける発生損失は整流器またはインバータと比較して半分である。チョッパの損失が小さくなる理由として以下の 2 つが考えられる。一つは電流の通過素子数が整流器と比較して 2/3 に低減し、導通損失が 2/3 となるためである。二つ目の理由としては、スイッチング回数およびスイッチング電圧が BTB システムの整流器と比較して小さくなり、スイッチング損失が低減するためである。まず、V 結線型のチョッパで構成されるスイッチは 4 つであり、1 制御期間中に発生するスイッチング回数が 2/3 となる。BTB システムは中間リンクが直流であるのに対して昇圧マトリックスコンバータは交流である。昇圧チョッパの素子に印加される電圧はフィルタ電圧と等しい交流波形となる。一方、BTB システムの整流器の出力電圧は一定(ここでは、350V)であり、直流電圧がスイッチング電圧として印加される。以上より、チョッパのスイッチング電圧は整流器と比較して小さくなり、スイッチング損失を低減できる。

図 15 にシミュレーションと実機でそれぞれ負荷を 400W から 1.4 kW まで変化させた場合の損失を比較したグラフを示す。ここで、シミュレーション結果には無負荷損失として実験により測定した値 11.3W を含む。また、シミュレーション結果および実験結果の損失はリアクトルで発生する損失は考慮していない。負荷が 400W のとき、実験測定の損失は 38.2W、シミュレーションで 23W である。誤差率は 66%でシミュレーション結果と実験結果が一致していない。この原因としてシミュレーションにフィルタキャパシタでの損失を考慮していないことが挙げられる。負荷が 1.4 kW のときシミュレーションと実験による損失はそれぞれ 63W および 69W であり、誤差率は 9.5%である。負荷が大きい領域では力率の影響が小さく、進相電流の影響が軽負荷と比較

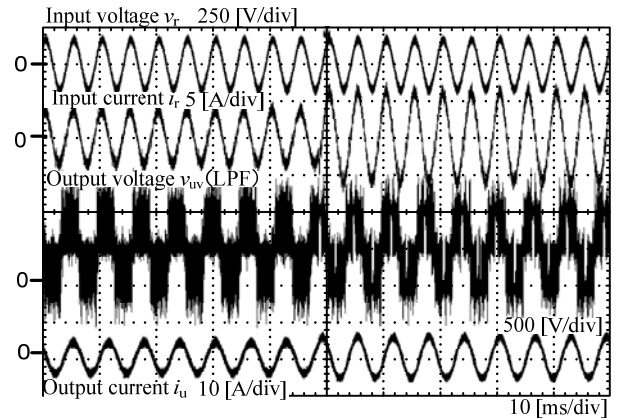


図 10 指令値に対するステップ応答

Fig. 10. Step response for the voltage command.

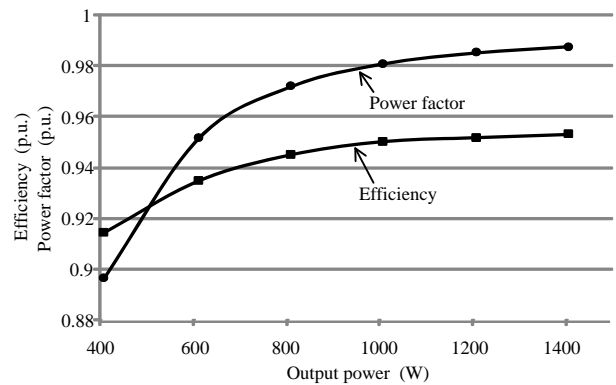


図 11 効率特性

Fig. 11. Efficiency characteristic.

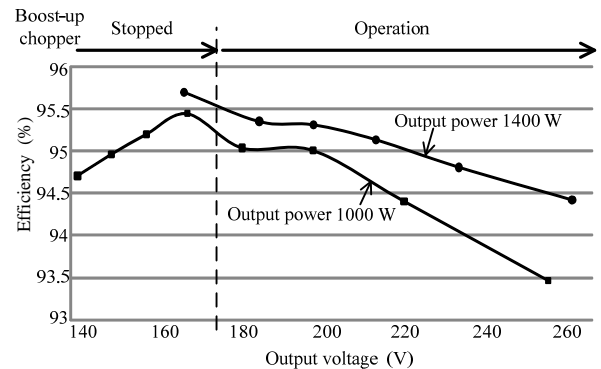


図 12 効率の電圧利用率依存性

Fig. 12. Dependency of the voltage transfer ratio for the efficiency.

して小さいため、フィルタキャパシタの損失が小さくなると考えている。

図 16 に負荷 1.4 kW、シミュレーションにより分離した変換器の損失内訳を示す。チョッパ部分の損失は全損失に対して 26.5%(16.8W)、マトリックスコンバータの損失は 55.6%(35.2W)と分離できる。ここで、残りの 17.9%(11.3W)は無負荷損失である。本実機の双方向スイッチは IGBT(1MBH-50D-060)を逆直列に接続した構成である。IGBT の逆バイアスを防止する還流ダイオード(FWD)におい

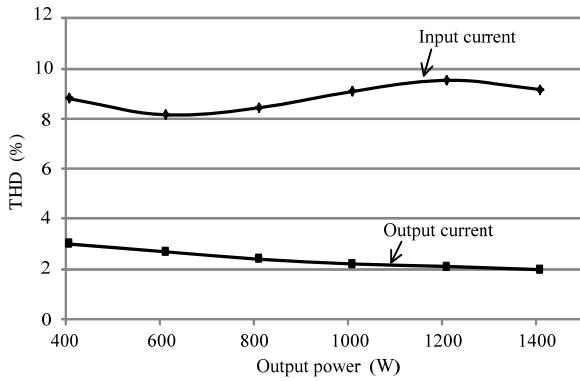


図 13 THD 特性
Fig. 13. THD characteristics.

て導通損失が発生し、効率が低下する。この問題の解決策として逆耐圧を有する RB-IGBT を適用する。その結果、FWD 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 16 より 19.6W の損失を低減することができ、1.3% の効率改善が期待でき、BTB システムに対し、効率の点でさらに優位になるとと思われる。

5. 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することができる。

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 95.3%、力率 0.99 を確認し、入力電流および出力電流の THD はそれぞれ 8.35% および 1.92% で、良好な波形が得られた。また、損失解析の結果、チョッパの損失は 26.5%、マトリックスコンバータの損失は 55.6% 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% の効率改善を期待できる。以上より、提案回路の有効性を確認できる。

今後の課題として、双方向スイッチに RB-IGBT を採用し、効率の改善を図る。

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) J.Itoh, K.Koiwa, K.Kato, "Input Current Stabilization Control of a Matrix Converter with Boost-up Functionality" International Power Electronics Conference 2010
- (5) Junnosuke Haruna, Jun-ichi Itoh, "A Control Strategy for a Matrix

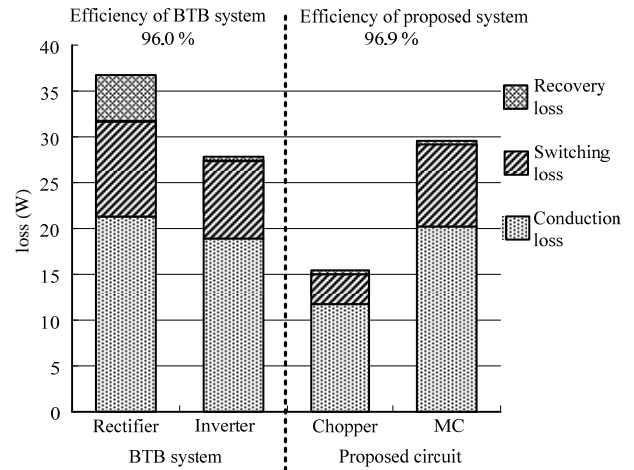


図 14 損失解析結果
Fig.14. Loss analysis of proposed circuit and BTB system.

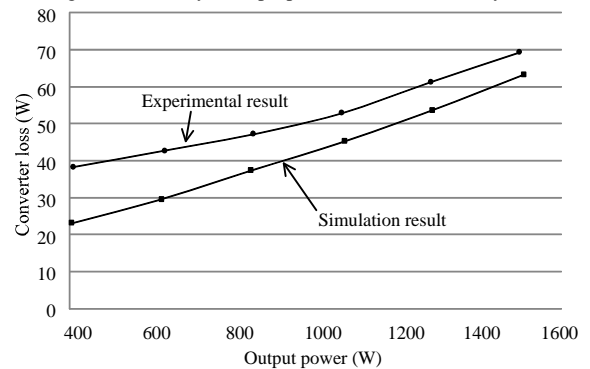


図 15 シミュレーションと実験結果の損失比較

Fig.15. Comparison of loss at simulation and experiment.

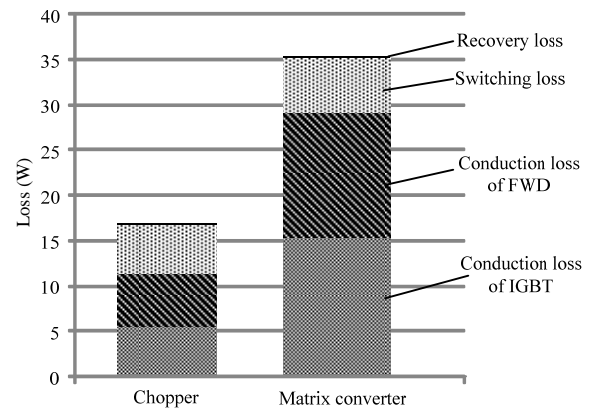


図 16 提案回路の損失内訳
Fig. 16. The property of loss in proposed circuit.

- (6) E. Wiechmann, P. Burgos and J. Rodriguez: "Continuously Motor-Synchronized Ride-Through Capability for Matrix-Converter Adjustable-Speed Drives", IEEE Trans., Vol.49, No.2 p390(2002)
- (7) F. Blaabjerg, D. Casadei, Christian Klumpner and M. Matteini: "Comparison of Two Current Modulation Strategies for Matrix Converters Under Unbalanced Input Voltage Conditions", IEEE Trans. Vol.49, No.2, p289, April 2002
- (8) 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.