

# 昇圧形マトリックスコンバータを用いた 永久磁石同期電動機駆動システムにおける有効性の実機検証

小岩 一広\* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Experimental Verification of Effectiveness of Drive System for IPMSM  
by Using Boost-up Matrix Converter

Kazuhiro Koiwa, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

This paper describes the matrix converter that features boost-up functionality. The proposed circuit topology connects a V-connection AC chopper at the input side of the matrix converter to achieve the boost-up function. The matrix converter and the V-connection AC chopper are controlled independently, where a virtual indirect control method is applied to the matrix converter, and an open-loop control is applied to the V-connection AC chopper. However, the efficiency of the proposed circuit is low due to the extra loss from the V-connection AC chopper. In this paper, the efficiency of the proposed circuit and the conventional matrix converter is evaluated by using a 3.7kW IPM motor in the simulation and also using an induction motor in the experiment. The results confirmed that by implementing field-weakening control in the conventional matrix converter, the losses are lower than that of the proposed circuit topology, where the proposed circuit improves the efficiency by 12%. Additionally, it confirmed that the efficiency at maximum point of the proposed circuit is 80.15% in case of 20% torque by experiment. Furthermore, in compare with the conventional matrix converter with the field-weakening control, the total efficiency of the proposed circuit improved 12.8%.

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，埋込形永久磁石同期電動機，弱め磁束制御  
(Matrix converter, V-connection AC chopper, Interior Permanent Magnetic Motor, Field-weakening 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<sup>(1)-(10)</sup>。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、導通損失を低減できる。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、ハイブリッド自動車は高速領域で運転する場合が多く、モータは高効率で駆動されることが望まれている。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磁束制御を適用する必要がある。しかし、弱め磁束制御を適用するとモータ電流が増加するため、損失が増大する。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おり、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<sup>(4)</sup>。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が含まれるので、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、昇圧できないため、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<sup>(3),(10)</sup>。しかし、接続した V 結線チョッパは損失を発生し、一般のマトリックスコンバータと提案回路を比較すると、効率の低下が懸念される。

そこで本論文では、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と一般のマトリックス

スコンバータの損失特性を比較し、提案回路の有効性を効率の観点から定量的に評価する。ここでは、3.7kWの埋込永久磁石同期電動機(以下 IPM モータ)を用いてシミュレーションを行う。また、IPM モータを用いて、提案回路の定常特性と動作の検証を行うと同時に、一般のマトリックスコンバータの特性と比較することで、シミュレーション結果の妥当性を確認する。さらに、損失解析を行うことで、V結線チョッパの損失がシステム全体の効率へ与える影響を調査する。以上の結果、IPM モータが高速回転領域において、提案回路を用いたシステムの総合効率は一般のマトリックスコンバータと比較して、効率が12%向上した。さらに、IPM モータを定格回転速度、低トルクで運転し、提案回路の動作検証を行った。その結果、モータを含めた総合効率の最高点は20%トルクにおいて80.15%を確認した。また、弱め磁束制御を適用した一般のマトリックスコンバータと効率を比較して、提案回路を採用することで、最大13%改善されることを確認した。以上より、ハイブリッド自動車など高速領域で高効率が求められる用途で提案回路は有用であることを確認したので報告する。

## 2. 回路構成

図1に提案回路を示す。提案回路ではマトリッ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ッ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、マトリッ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

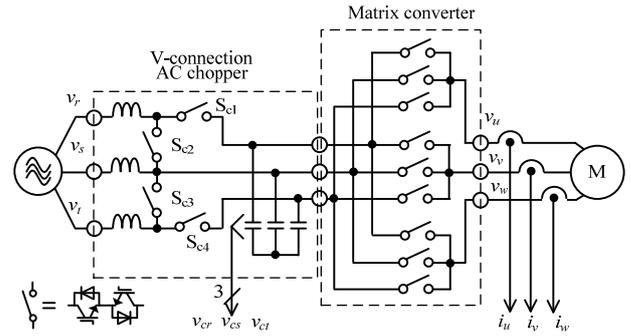


図1 提案回路

Fig. 1. Proposed circuit.

ため、提案回路はマトリックスコンバータの利点である小型化を維持できる。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、 $\lambda_{mc}$  はマトリックスコンバータの変調率( $0 \leq \lambda_{mc} \leq 0.866$ )、 $\beta_{chop}$  はチョッパの昇圧比である。

## 3. 制御方法

図2に提案回路の制御ブロック図を示す。V結線チョッパの指令値は速度指令値から生成し、オープンループで制御する。一方、マトリックスコンバータは主にIPMモータの制御を行う。本論文では、IPMモータを動作させる制御方式としてASR(Automatic Speed Regulator)およびACR(Automatic Current Regulator)から構成されるベクトル制御を採用する。以上のように、提案回路はV結線チョッパ

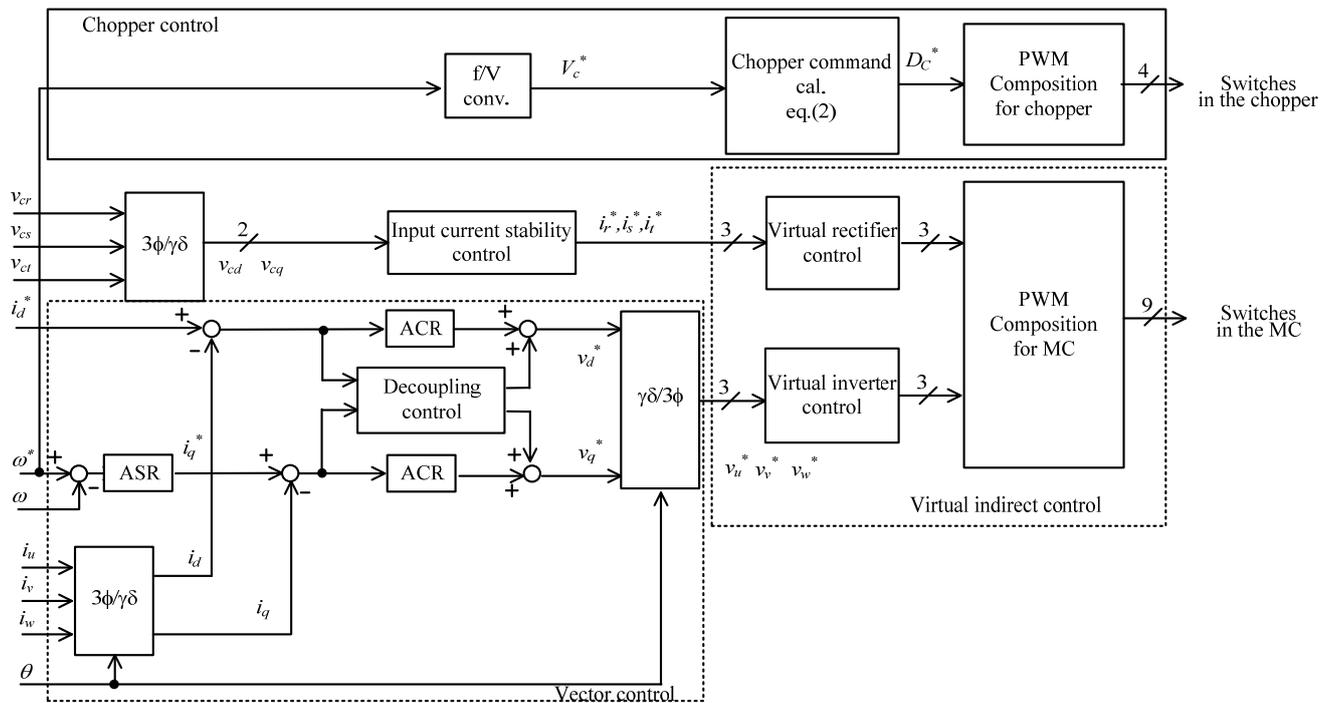


図2 提案回路の制御ブロック図

Fig. 2. Control block diagram of the proposed circuit.

とマトリックスコンバータの制御を独立に行うことができる。

### 〈3・1〉 V 結線チョッパ

V 結線チョッパは次式を基にチョッパの指令値  $D_c^*$  を算出し、制御を行う。

$$D_c^* = \frac{\lambda_{mc}}{V_c^*} \dots \dots \dots (2)$$

ここで、 $V_c^*$  は速度指令値を電圧指令値に変換した値である。以上のように、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。 $\beta_{chop}$  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、提案回路はマトリッ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・2〉 マトリックスコンバータ

図 3 にベクトル制御を構成する ACR および ASR のブロック図を示す。ACR および ASR の伝達関数を(3)、(4)式に示す。

$$G_{ACR} = \frac{I}{I^*} = \frac{\frac{K_I}{T_I L_a}}{s^2 + \frac{R_a + K_I}{L_a} s + \frac{K_I}{T_I L_a}} \dots \dots \dots (3)$$

$$G_{ASR} = \frac{\omega}{\omega^*} = \frac{\frac{K_{sp} K_T}{T_{sp} J_m}}{s^2 + \frac{K_{sp} K_T}{J_m} s + \frac{K_{sp} K_T}{T_{sp} J_m}} \dots \dots \dots (4)$$

ここでは、ACR の応答を 2000rad/s、ASR の応答を 200rad/s に設定し、それぞれゲインを設計した。

### 〈3・2〉 弱め磁束制御

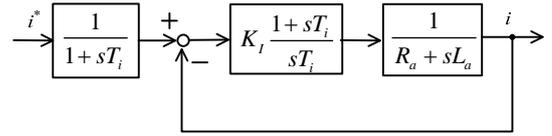
図 4 に IPM モータの弱め磁束制御適用時のフェーザ図を示す。ここで、 $e_q$  は IPM モータの逆起電力であり、 $v$  は弱め磁束制御を適用しない場合の IPM モータ端子電圧、 $v'$  は弱め磁束制御を適用した場合の IPM モータの端子電圧である。IPM モータの弱め磁束制御は d 軸に負の電流を流すと d 軸電機子鎖交磁束が永久磁石の磁束を見かけ上減少させるように働くことで等価的に界磁を弱めることができ、速度制御範囲を拡大する制御である。フェーザ図より、次式が成り立つ。

$$V_{om} = \sqrt{v_d'^2 + v_q'^2} = \sqrt{(\omega L_q i_q)^2 + (\omega L_d i_d + e_q)^2} \dots \dots \dots (5)$$

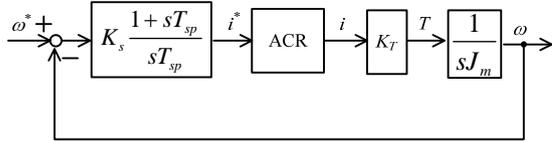
ここで、 $V_{om}$  は誘起電圧の上限値である。したがって、弱め磁束制御に必要な d 軸電流  $i_d$  は(5)式より、

$$i_d = \frac{-\frac{e_q}{\omega} + \sqrt{\left(\frac{V_{om}}{\omega}\right)^2 - (L_q i_q)^2}}{L_d} \dots \dots \dots (6)$$

となる。ここで、表 1 に本論文で使用する IPM モータのパラメータを示す。



(a) ACR



(b) ASR

図 3 ベクトル制御ブロック図

Fig. 3. Vector control block diagram.

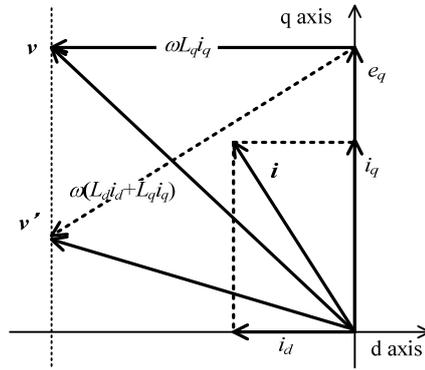


図 4 弱め磁束制御におけるベクトル図

Fig. 4. Phaser vector diagram on the field-weakening control.

Table 1. Motor parameters.

Rated power	3700W	Winding resistance $R_a$	0.693 $\Omega$
Back electromotive force	151 V	d axis inductance $L_d$	6.2 mH
Rated current	14.2A	q axis inductance $L_q$	15.3 mH
Synchronous speed	1800 rpm	Inertia moment $J$	0.00255 kgm <sup>2</sup>
Rated torque $T_{eR}$	19.6 Nm	Pole	6
Rated acceleration time $T_R$	0.028 s	Load	IPM motor

Table2. Simulation and experimental parameters.

Input phase voltage	115 V	Input reactor	2 mH		
Input frequency	50 Hz	Filter capacitor	13.2 $\mu$ F		
Carrier frequency	Chopper	10 kHz	Voltage transfer ratio of MC	0.865	
	MC				
Output voltage	MC	173V	Load	3.7kW IPM motor	
	Proposed circuit	200 V or 240 V			
Response angular frequency $\omega$	ACR	2000 rad/s	Damping factor $\xi$	ACR ASR	0.7
	ASR	200 rad/s			
Proportional gain	$K_{I,d}$	1.78	Integrated time	$T_{I,d}$	0.672 ms
	$K_{L,q}$	4.51		$T_{I,q}$	0.694 ms
	$K_{sp}$	6.86		$T_{sp}$	7 ms

## 4. シミュレーションおよび実験結果

### 〈4・1〉 基本動作試験

図 5(a)に一般のマトリックスコンバータを用いて IPM モータを回転させた場合のシミュレーション結果を、図 5(b)

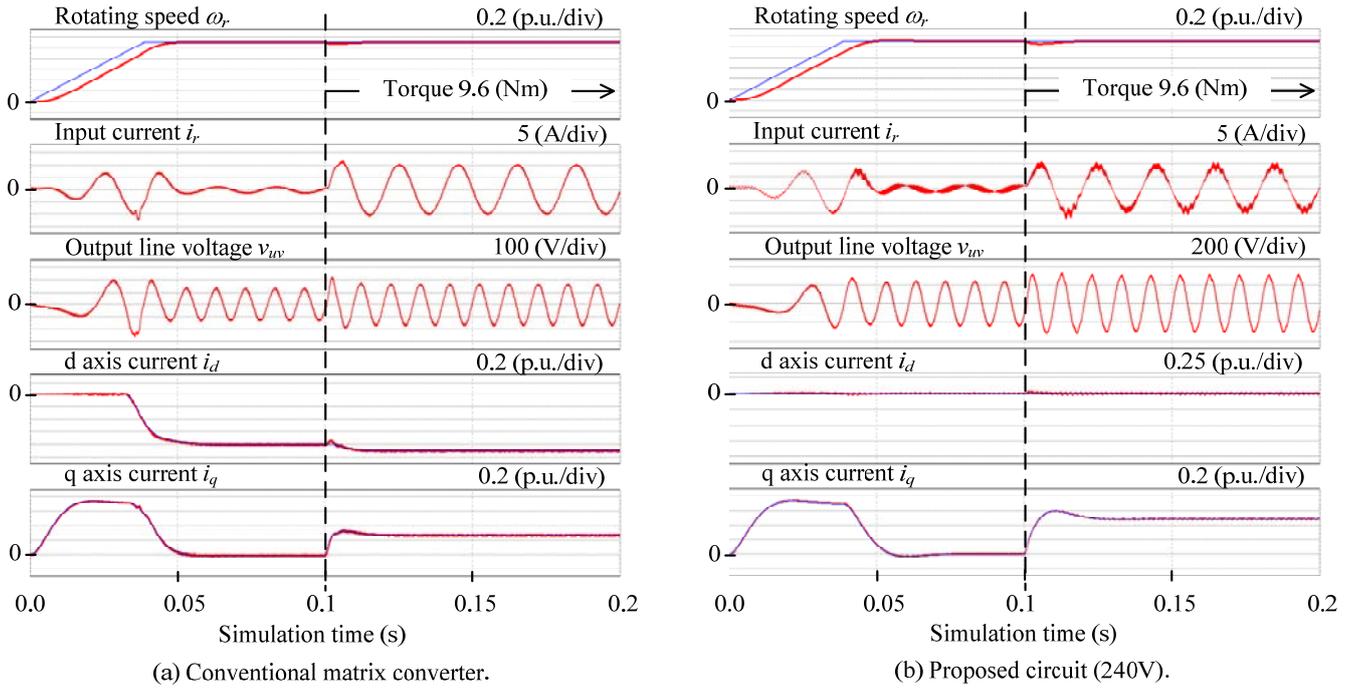


図5 シミュレーションによるIPMモータの動作波形

Fig. 5. Operation of the IPM motor by simulation

に出力できる最大電圧が 240V と仮定した提案回路で IPM モータを駆動させた場合のシミュレーション結果を示す。ここで、モータの回転速度は定格回転速度(1800rpm), d 軸および q 軸電流は定格電流(14A)でそれぞれ規格化した。また、表 2 に本稿で使用したシミュレーションおよび実験のパラメータを示す。図 5(a)の結果より、一般のマトリクスコンバータは高速回転領域において弱め磁束制御が適用されていることがわかる。一方、提案回路は高速回転領域でも弱め磁束制御する必要がない。ここで、IPM モータが発生するトルクは次式で表せる。

$$T = P_n [\psi_a i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \dots\dots\dots (7)$$

ここで、 $P_n$  は極数、 $\psi_a$  は永久磁石による鎖交磁束である。上述した式は IPM モータのトルクが q 軸電流だけでなく、d 軸電流にも依存することを示している。図 5(b)は弱め磁束制御を適用していないため、d 軸電流が流れていない。一方、図 5(a)は弱め磁束制御をマトリクスコンバータに適用しているため、d 軸電流が流れている。その結果、トルクを一定に保つため、q 軸電流が減少する。

図 6 に提案回路で IPM モータの加減速試験を行った結果を示す。図 6(a)の実験結果より、速度指令値が 0.9(p.u.)以上では MC の電圧利用率が制限されるため、この期間以降はチョッパを動作させて電圧利用率を補償している。結果より、チョッパの動作開始による入出力電流の急峻な変化は見られない。つまり、提案回路は電圧利用率を連続に改善できる。一方、図 6(b)の減速試験においては、入出力電流ともに大きな電流が流れることなく、IPM モータを減速できる。

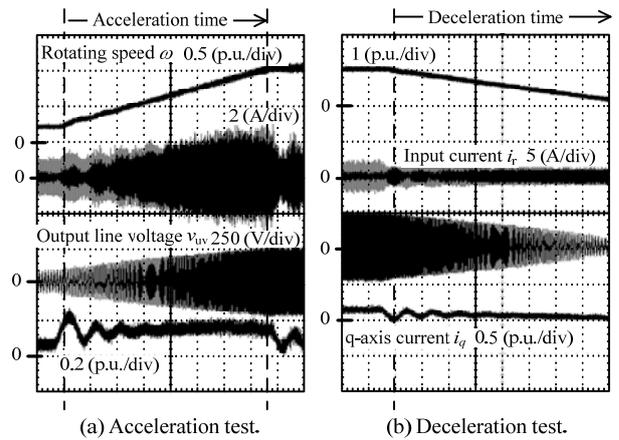


図6 提案回路によるIPMモータの加減速試験

Fig. 6. Acceleration and deceleration test of the IPM motor.

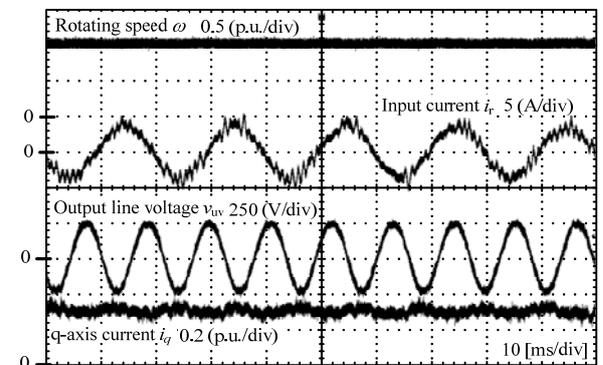


図7 提案回路の定常動作試験

Fig. 7. Static operation test of the proposed circuit.

図7にIPMモータが20%トルクで運転しているときの提案回路の定常動作波形を示す。ここで、出力電圧は線間電圧を示し、観測するために1.5kHzのローパスフィルタ(LPF)を通過させた。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1.11、マトリックスコンバータの変調率は0.866とした。このとき、入力電流のTHDは6.63%、出力電圧のTHDは3.82%である。

図8に提案回路の変換器効率および総合効率特性を示す。ここで、横軸はIPMモータの回転速度とトルクから算出した機械出力を採用している。結果より、変換器効率は660W負荷において最高効率93.5%を確認した。一方、総合効率は720W(20%トルク)において最高効率80.15%である。効率の最高点が両者で異なる理由は、モータの効率が720W負荷で最高であり、モータ効率の方が変換器効率よりも総合効率に影響を与えるためである。

図9に入力電圧200Vとし、トルク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。入力電流のTHDを見ると、入力リアクトルおよびフィルタコンデンサで発生する共振<sup>(5)</sup>の影響は小さく、10%以下に抑制されている。これは、チョップの損失がダンピングの効果となり、共振を抑制するためである。この理由により本実験では、ダンピング抵抗や入力電流安定化制御は適用していない。

#### 4.2 損失解析結果

図10に回転速度に対する変換器効率とモータ効率を考慮した効率特性を示す。ただし、フィルタ損失および鉄損は考慮していない。ここで、機械出力は2kW一定である。また、損失は変換器損失とモータの1次銅損を考慮しており、鉄損は考慮していない。出力電圧が240Vで制限される提案回路の最高効率は回転速度が1.11puにおいて91.1%であり、一般のマトリックスコンバータと比較して効率が12%向上している。これは、一般のマトリックスコンバータを用いたシステムでは弱め磁束制御を適用しており、モータ負荷電流が増加しているのに対して、提案回路を用いたシステムは弱め磁束制御を適用せず、モータ負荷電流が増加しないため、高効率となる。

図11に弱め磁束制御がモータ駆動システムの効率に与える影響を実験により検証した結果を示す。ここで、実験結果の妥当性がトルク負荷の変化によって変わらないことを示すため、12%および20%トルクで検証した。また、本稿で使用するIPMモータは弱め磁束制御の適用範囲が狭い。そこで本稿では、弱め磁束制御の適用範囲を拡大させるため、入力電圧を下げた高速領域を模擬した。その結果、弱め磁束制御を適用した一般のマトリックスコンバータは入力電圧が低いほど効率が低下している。これは、入力電圧が低下することで弱め磁束制御により流すd軸電流の量が増大した結果、変換器の導通損失およびIPMモータの1次銅損が増加したためである。一方、提案回路は入力電圧が低下してもチョップが低下した電圧を補償する。したがって、弱め磁束制御を適用する必要がなく、高効率が維持できる。その結果、モータ駆動システムの効率は最大で13%改善可

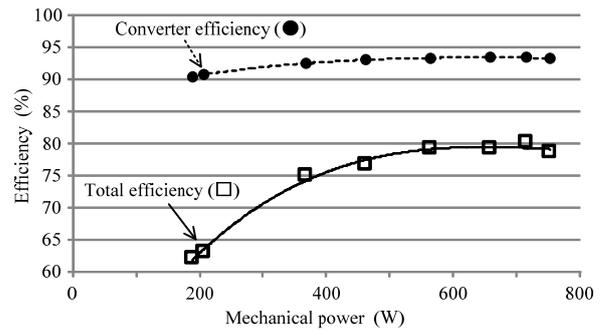


図8 効率特性

Fig. 8. Efficiency characteristics.

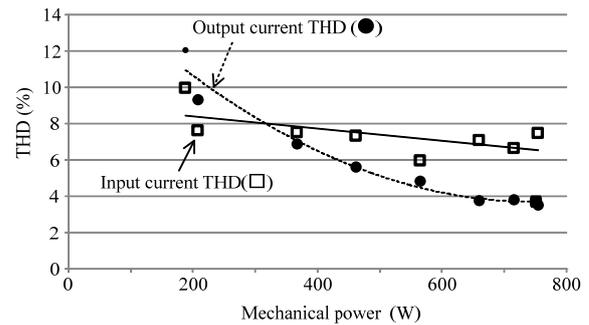


図9 THD 特性

Fig. 9. THD characteristics of the proposed circuit.

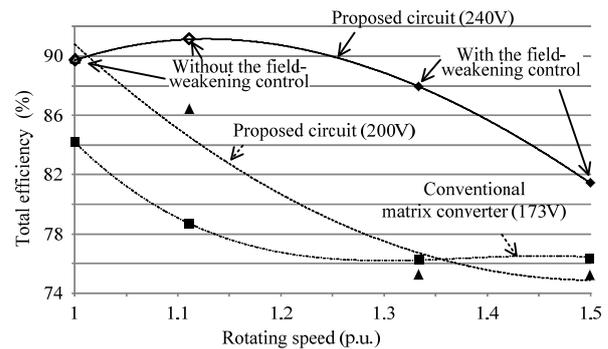


図10 総合効率特性

Fig. 10. Total efficiency characteristics.

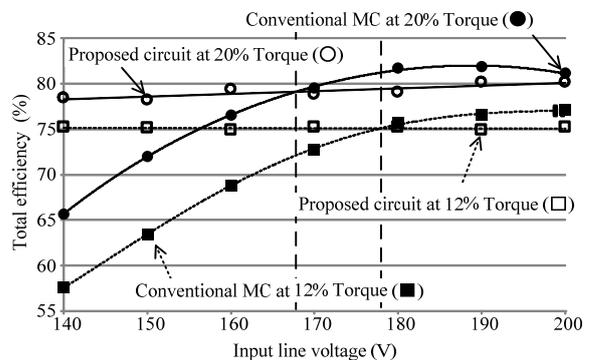


図11 弱め磁束制御と効率の関係

Fig. 11. Relationship the field-weakening control to efficiency.

能である。以上より、弱め磁束制御を適用しないことで、高効率を実現できることが確認でき、同時にシミュレーション結果の妥当性を確認できる。さらに、エンジン発電機の回転速度が遅く、供給電圧が低い場合においても昇圧す

ることで、弱め磁束制御を適用する必要がなく、高効率でモータを駆動可能である。

図 12 に回転速度 1.11pu において各変換器で IPM モータを駆動させた場合に各損失を分離した結果を示す。提案回路はマトリクスコンバータの損失に加えてチョップパの損失が発生する。しかし、マトリクスコンバータの導通損失およびモータの 1 次銅損は一般のマトリクスコンバータと比較して低下している。その結果、提案回路を用いたシステムの総合損失は一般のマトリクスコンバータを用いた場合と比べて、低減できる。以上の結果からも、弱め磁束制御を適用しないことで、モータ負荷電流の増加が抑えられ、総合損失を低減可能であることが確認できる。したがって、ハイブリッド自動車などのモータを高速領域においても高効率に利用することが求められる用途では、弱め磁束制御を適用するより昇圧機能を付加した方が高効率を実現できる。

## 5. まとめ

本論文では、ハイブリッド自動車などの交流交流連系システムへの適用が期待されるマトリクスコンバータの出力電圧制御範囲を改善するために、マトリクスコンバータの入力側に V 結線チョップパを接続する回路を提案した。

3.7kW の IPM モータを用いてシミュレーションを行い、一般のマトリクスコンバータおよび提案回路を用いたシステムそれぞれにおいて損失解析を行った。その結果、一般のマトリクスコンバータを用いたシステムと提案回路を用いたシステムの総合効率はそれぞれ、79%(540W)および 91%(200W)と得られ、提案回路は一般のマトリクスコンバータと比較して高効率を得られることを確認した。これは、一般のマトリクスコンバータは高速回転領域において、弱め磁束制御を適用しているため、モータ負荷電流が増加している。一方、提案回路は高速回転領域において、弱め磁束制御を適用していないため、モータ電流の増加が抑えられ、損失の増加を抑制できる。

さらに、IPM モータを定格回転速度、低トルクで運転し、提案回路の動作検証を行った。その結果、モータを含めた総合効率の最高点は 20%トルクにおいて 80.15%を確認した。また、入力電圧を下げて実験を行うことで、弱め磁束制御範囲を調節し、弱め磁束制御がシステムの効率に与える影響を実験により検証した。その結果、弱め磁束制御を適用した一般のマトリクスコンバータと比較して、提案回路の効率は最大で 13%改善された。以上より、シミュレーション結果の妥当性を実験により確認できる。したがって、ハイブリッド自動車などモータを高速領域において高効率で利用することが求められる用途では、提案回路は有用である。

今後の課題は、高トルク領域での動作検証を行う。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。

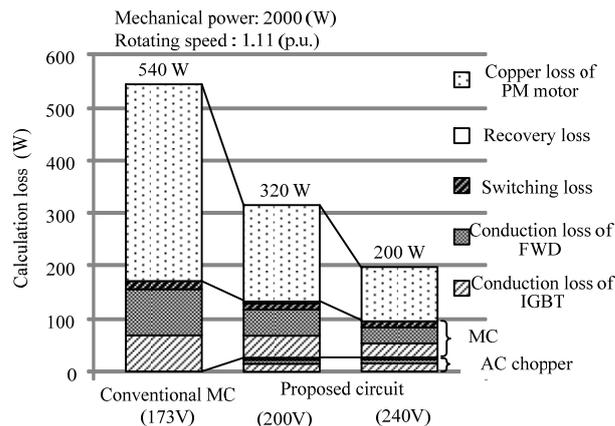


図 12 損失分離(シミュレーション)  
Fig. 12. Property of the loss by simulation.

## 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)
- (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) 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.
- (6) 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
- (7) 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
- (8) Zbigniew Fedyczak, Pawel Szczesniak, Marius Klytta: "Matrix-Reactance Frequency Converter Based on Buck-Boost Topology", EPE-PEMC 2006, pp.763-768
- (9) 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)
- (10) K. Koiwa, J. Itoh, "Experimental Verification for a Matrix Converter with a V-connection AC Chopper," EPE2011, pp. 1-10 (2011)