

マトリックスコンバータを用いたフライホイール電力貯蔵装置における ハイブリッド1パルス駆動の損失検討

増田 匠* 伊東 淳一（長岡技術科学大学）

Loss Investigation of Hybrid Six-step Operation for Matrix Converter in Flywheel Energy Storage System
Takumi Masuda*, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

Abstract

This paper investigates a loss characteristic of a hybrid six-step operation which utilizes both a pulse width modulation operation (PWM) and a six-step operation for a matrix converter in a flywheel energy storage system (FESS). The voltage-current characteristics is clarified by the L-type equivalent circuit of the induction machine in the field-weakening control region. The current minimization control using the hybrid six-step operation is proposed. In the proposed method, the hybrid six-step operation is applied the charge and discharge operation at the heavy load. The output current is reduced compared with the conventional PWM operation. On the other hand, the current minimization control is applied the standby operation at light load. From experimental results, the converter loss with the proposed method is reduced by 30.2% compared with the conventional method. Moreover, the standby loss with the proposed method is reduced by 28.0% compared with the conventional method. In addition, the maximum error of current minimization control is verified by less than 11.8%.

キーワード：マトリックスコンバータ，フライホイール，弱め界磁制御，誘導機
(Matrix converter, Flywheel, Field-weakening control, Induction motor)

1. はじめに

近年，風力や太陽光などの再生可能エネルギーが盛んに導入されている。また，環境条件に伴う電力脈動への対策として，蓄電装置の導入が注目されている。特にマトリックスコンバータを用いたフライホイール電力貯蔵装置(FESS)による電力平準化装置は寿命や小型化の観点から優位性があるため，注目を集めている⁽¹⁾⁻⁽³⁾。

FESSは電気エネルギーを運動エネルギーに変換して貯蔵する装置である。他の貯蔵装置と比較して化学構造を持たないため，装置の寿命は長く，充放電運転は温度特性により制限されない。さらに，FESSは高い充放電レートによる運転が可能であり，再生可能エネルギーで生じる大きな電力に応答できる。したがって，FESSは大きな電力脈動に対して高い応答性で電力平準化を達成することができる⁽⁴⁾⁻⁽⁵⁾。しかし，FESSに用いられる電力変換器は，従来のPWM整流器とPWMインバータで構成されるBack to Back(BTB)システムの場合，主電力経路に電解コンデンサのような寿命の短い受動素子が必要であるため，FESS

の寿命の短命化を招く。

一方，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⁽⁶⁾⁻⁽⁷⁾。マトリックスコンバータでは，主電力経路に電解コンデンサのような大容量のエネルギーバッファを持たないため，変換器の長寿命化が期待できる。よって，マトリックスコンバータとFESSを組み合わせた電力平準化装置は，長寿命化，高効率化が実現可能となる。

マトリックスコンバータを用いたFESSは，高速回転域での充放電特性は，低速回転域よりも優れており，高効率化が期待できる。しかし，一般的なマトリックスコンバータにはPWM駆動した場合，入力電圧に対して，出力電圧を0.866倍までしか出力できない欠点がある。その結果，FESSの高速回転領域において，電圧が不足するという問題がある。そこで，高速領域におけるFESSの充放電運転を実現するには弱め界磁制御の導入が必要となる。しかし，高速領域において弱め界磁制御を用いた場合，負荷条件によっては出力電流の増大による導通損失や銅損の増大を招く。一方，マトリックスコンバータの出力電圧を増加させる方法として，1パルス駆動や台形波駆動する方法

が提案されている。例えば、同期 PWM を用いた 1 パルス駆動法⁶⁾が提案されている。PWM 駆動に比べて高い電圧利用率を達成できるため、弱め界磁制御における出力電流を低減できる。さらに、スイッチング回数が大幅に短縮されるため、スイッチング損失の大幅な低減が可能である。しかし、入力電流 THD は、急激に増加することにより、入力フィルタ損失の増大が生じる問題がある。

本論文では、マトリックスコンバータを用いた FESS の損失を低減するため、1 パルス変調と PWM 変調を組み合わせたハイブリッド 1 パルス駆動を提案し、負荷状態に応じた電流最小化方法を提案する。マトリックスコンバータの制御方式は、仮想 AC/DC/AC 変換方式に基づいており、マトリックスコンバータを間接型マトリックスコンバータとして電流形整流器(CSR)と電圧形インバータ(VSI)として分離して制御する⁹⁾。ハイブリッド 1 パルス駆動では、CSR を PWM 駆動、VSI を 1 パルス駆動する。VSI における 1 パルス駆動により、スイッチング周波数は、出力基本波周波数のわずか 6 倍であるため、ハイブリッド 1 パルス駆動で適用されるマトリックスコンバータの変換器損失は PWM 駆動と比べて低減できる。さらに、PWM と比べて電圧利用率を改善できる。CSR における PWM 駆動により、出力電流を正弦波状に制御し、入力電流 THD は急激に増加しない。高効率制御では、誘導機の L 字等価回路を用いた出力電圧電流特性より出力電流を最小化する制御を提案し、提案法と従来法の損失を比較する。

2. FESS 構成

〈2・1〉 回路構成

図 1 にマトリックスコンバータを用いた FESS の回路図を示す。本システムは、入力フィルタ、マトリックスコンバータ¹⁰⁾、フライホイールから構成される。FESS は、系統電力を平滑化するため、再生可能エネルギーによって生じる電力脈動を補償する。FESS の運転では、充放電特性が優れている高速領域が頻繁に使用される。しかし、高速領域におけるマトリックスコンバータの出力電圧は、入力電圧に制限されるため、弱め界磁制御が適用される。弱め界磁制御は、出力電流の増大による導通損失や銅損の増大を招く。高効率化の観点から、重負荷において高い出力電圧を実現することで出力電流を低減できる。一方、弱め界磁制御における FESS の待機運転では、高い出力電圧が維持されるため、鉄損やスイッチング損失により効率が低下する。

〈2・2〉 フライホイール特性

FESS では、加速中に誘導電動機(IM)が発電機として動作し、電気エネルギーは運動エネルギーとしてフライホイールに蓄えられる。一方、減速中は、運動エネルギーは電気エネルギーに変換される。蓄積エネルギー E は、回転角速度 ω とフライホイール J の慣性モーメントより次式となる。

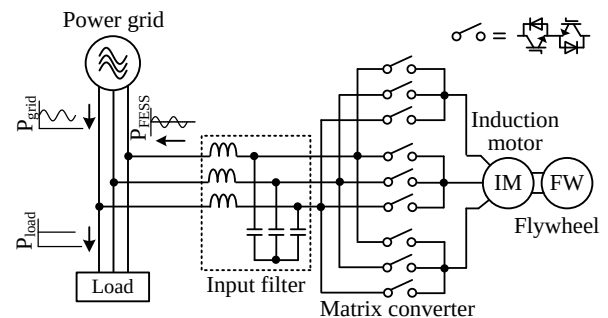


Fig. 1. FESS with matrix converter as power converter. The FESS consists of the input filter, the matrix converter and the flywheel.

$$E = \frac{1}{2} J \omega^2 \quad \dots\dots\dots (1)$$

(1)式より、フライホイールの回転角速度 ω が大きい領域では、大きな運動エネルギーを蓄えることができる。また、高効率化の観点より、風損を含むフライホイールの機械損失が FESS の効率を低下させるため、真空ポンプを使用することによって真空ケース内の圧力が低減させ、風損を低減できる。FESS などの電力貯蔵装置の効率 η_{FW} は、フライホイールの総充電エネルギー P_{IN} とフライホイールの総放電エネルギー P_{OUT} とによって評価され、次式となる。ここで、フライホイールの総充電エネルギー P_{IN} には、フライホイールの機械損失、鉄損、銅損が含まれている。

$$\eta_{FW} = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \quad \dots\dots\dots (2)$$

3. 変調方式

〈3・1〉 仮想 AC/DC/AC 変換方式

直接型マトリックスコンバータの制御方式は複雑であることが問題となっている。本論文では、マトリックスコンバータを簡単に制御するため、制御方式は仮想 AC/DC/AC 変換方式に基づき、直接型マトリックスコンバータは間接型マトリックスコンバータとして CSR と VSI に分離して検討する⁹⁾。(3)式は、マトリックスコンバータにおける入力電圧 $[v_r \ v_s \ v_t]$ と出力電圧 $[v_u \ v_v \ v_w]$ の関係を表す。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{ru} & s_{su} & s_{tu} \\ s_{rv} & s_{sv} & s_{tv} \\ s_{rw} & s_{sw} & s_{tw} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (3)$$

スイッチング関数 S_{mn} が 1 の時、対応するスイッチがオン状態であり、0 のときはオフ状態である。

図 2 に仮想 AC/DC/AC 変換方式を適用した間接型マトリックスコンバータの回路図を示す。仮想 AC/DC/AC 変換方式は、所望のスイッチングパルス指令を得るために、図 2 に示すように、マトリックスコンバータを CSR と VSI の組み

合わせて合成する。間接型マトリックスコンバータでは、入力電圧 $[v_r \ v_s \ v_t]$ と出力電圧 $[v_u \ v_v \ v_w]$ の関係は(4)式となる。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{up} & s_{un} \\ s_{vp} & s_{vn} \\ s_{wp} & s_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{rp} & s_{sp} & s_{tp} \\ s_{rn} & s_{sn} & s_{tn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4)$$

図 1 の入力フィルタを除いた間接型マトリックスコンバータの入力端子と出力端子を一致させるには、(5)式を満たす必要がある。

$$\begin{bmatrix} s_{ru} & s_{su} & s_{tu} \\ s_{rv} & s_{sv} & s_{tv} \\ s_{rw} & s_{sw} & s_{tw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{up} & s_{un} \\ s_{vp} & s_{vn} \\ s_{wp} & s_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{rp} & s_{sp} & s_{tp} \\ s_{rn} & s_{sn} & s_{tn} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

スイッチングパルス生成は、(5)式で表されたように CSR と VSI のスイッチングパルスの合成により生成される。よって、入力電流制御と出力電圧制御を分離することができる。

〈3・2〉 ハイブリッド 1 パルス駆動

表 1 に PWM 駆動、1 パルス駆動、ハイブリッド 1 パルス駆動の特性を示す。マトリックスコンバータが PWM 駆動すると、CSR および VSI のすべてのスイッチが高い周波数でスイッチングされる。その結果、大きなスイッチング損失が発生し、FESS の効率が低下する。従来、スイッチング損失の低減や電圧利用率の改善のため、1 パルス駆動が提案されている。1 パルス駆動では、CSR のスイッチングは 3 相入力電圧、すなわち 120 度の導通に同期し、VSI のスイッチングは 180 度ごとに行われる。その結果、スイッチング損失を大幅に低減できるが、入力電流に大きなひずみが含まれる。したがって、1 パルス駆動では大きな入力フィルタが必要である。入力フィルタ損失を増加させることなくスイッチング損失を低減するため、ハイブリッド 1 パルス駆動が提案されている。表 1 に示すようなハイブリッド 1 パルス駆動では、CSR は PWM 動作によって制御され、VSI は 180 度で駆動する。その結果、PWM 動作に比べてスイッチング損失が低減され、1 パルス駆動に比べて入力電流 THD が向上する⁽¹¹⁾。

4. 弱め界磁制御における電流最小化制御

〈4・1〉 弱め界磁制御

図 3 に V / f 制御適用時における変換器の出力電圧とフライホイール回転数の関係を示す。本システムでは、フライホイールの IM 固定子定格電圧が 400 V、フライホイールの IM 固定子の定格周波数が 200 Hz であるため、V / f 制御において、3000 r/min 以上の領域が弱め界磁領域となる。マトリックスコンバータは 200 V のシステムを使用した場合、フライホイールで 3000 r/min 以上の加減速ができない。フライホイールが 3000 r/min 以上の高速領域で PWM 駆動するためには、

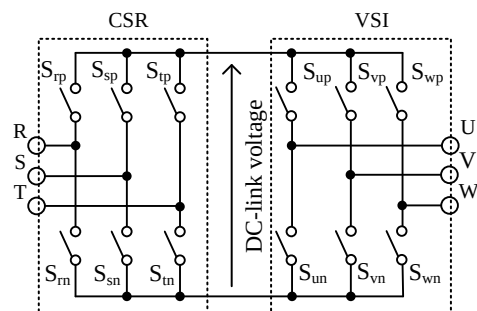


Fig. 2. Circuit diagram of indirect matrix converter. The matrix converter separates the CSR and the VSI by the virtual AC-DC-AC conversion strategy.

Table 1. Characteristic matrix converter control strategies.

	PWM operation	Six-step operation	Hybrid six-step operation
Input current			
CSR	PWM conduction	120 deg. conduction	PWM conduction
DC-link voltage			
VSI	PWM conduction	180 deg. conduction	180 deg. conduction
Output voltage			
Switching loss	Large	Small	Nearly small
Input filter loss	Small	Large	Nearly small

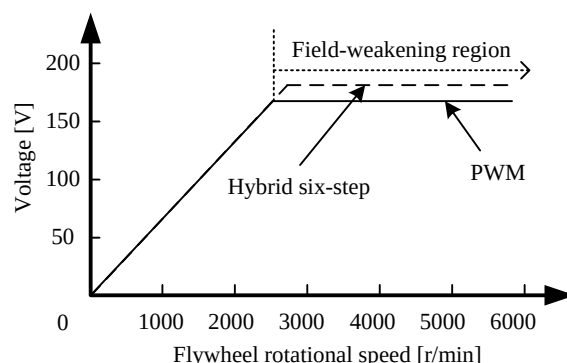
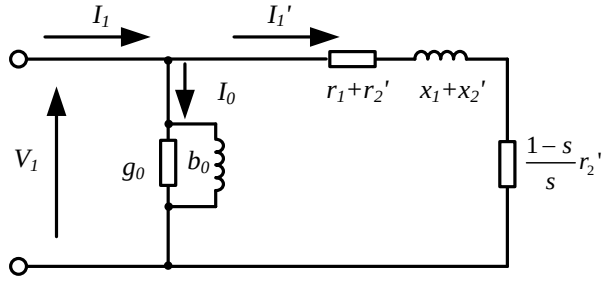


Fig. 3. V / f control of voltage and flywheel rotational speed. The V / f control includes the field-weakening control region.

弱め界磁制御を使用する必要がある。一方、ハイブリッド 1 パルス駆動は、PWM 駆動と比べ電圧利用率を改善できるこ



r_1 : Primary resistance, x_1 : Primary leakage reactance,
 r_2' : Primary converted secondary resistance,
 x_2' : Primary converted secondary leakage reactance,
 I_1 : Primary current, I_1' : Primary converted secondary current,
 V_1 : Primary voltage, s : Slip

Fig. 4. L-type equivalent circuit of induction motor.

とから、同等の弱め界磁領域における PWM 駆動と比較して高い出力電圧を達成することができる。

〈4・2〉 電流最小化制御

VSI では、出力電圧の大きさのみが制御できることから、軽負荷時に出力電圧を小さくし、磁化電流を低減することによる高効率制御が可能である⁽¹²⁾。

図 4 に誘導機の L 字等価回路を示す。誘導機の磁化電流と一次換算した二次電流より、全損失が求められる。特に、一次換算した二次電流は出力抵抗のすべり s により変動する。誘導機の電力は次式となる。

$$P = \frac{3V_1^2}{\left(\left(r_1 + \frac{r_2'}{s} \right)^2 + (x_1 + x_2')^2 \right)} r_2' \frac{1-s}{s} \quad \dots\dots\dots (6)$$

(6)式を用いることで、すべり s を求めることができる。

図 5 に(6)式で求めた電力 0.1~1.0 p.u.の範囲における 0.1 p.u.毎のすべり s の電圧特性を示す。また、電力 0.1~1.0 p.u.の凡例を図 5 の上部に示す。(6)式で得たすべり s を用いた一次換算した二次電流は次式となる。

$$I_1' = \frac{V_1}{\sqrt{\left(\left(r_1 + \frac{r_2'}{s} \right)^2 + (x_1 + x_2')^2 \right)}} \quad \dots\dots\dots (7)$$

図 6 に誘導機の磁化電流と一次換算した二次電流特性から得た、出力電圧電流特性を示す。また、電力 0.1~1.0 p.u.の凡例を図 6 の上部に示す。本論文では、出力電流の最小化を実現するため、図 6 の各出力毎の最小電流点を使用するように出力電圧を制御して高効率制御を実現する。図 6 の特性より、200V 系の系統電圧を用いた場合、0.6 p.u.以上の重負荷領域で出力電流を最小に制御できない。そこで、従来の PWM 駆動と比べて高い出力電圧を実現できるハイブリッド 1 パルス駆動を用いることで出力電流の低減による高

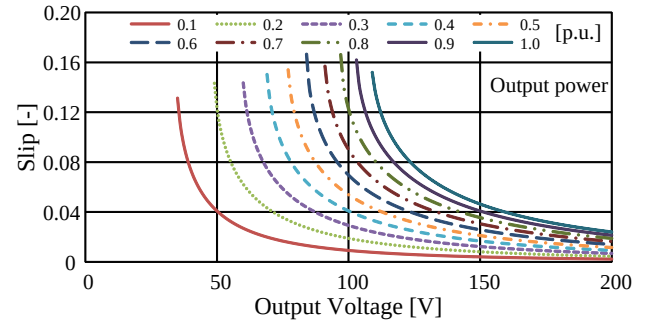


Fig. 5. Voltage-slip characteristic of induction motor. The characteristic shows the slip of the induction motor by the output voltage. The theoretical value is applied to the voltage-current characteristic of the induction motor.

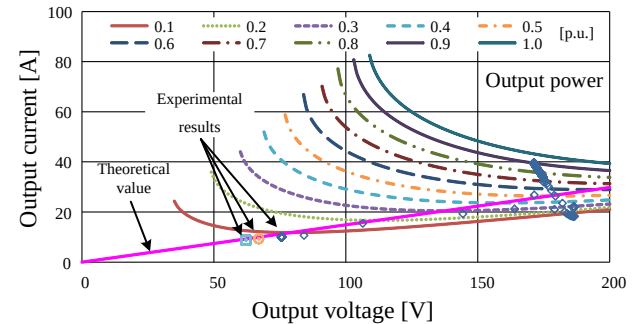


Fig. 6. Voltage-current characteristic of induction motor. The characteristic shows the output current of the induction motor by the output voltage in the field-weakening control region. The output current of the induction motor is reduced on the theoretical value. The theoretical value is applied to the current minimization control. The maximum error of the current minimization control is 11.8% compared with the experimental results.

効率化を図る。一方、待機運転などの軽負荷では、電流最小化制御を用いて待機損失の低減を図る。図 6 より電流最小化手法が誤差 11.8%以内で動作可能であることを確認した。

5. 実験結果

〈5・1〉 充放電試験

表 2 に FESS の充放電試験で用いた実験条件を示す。本システムは、3 MJ のフライホイールと 10 kW のマトリックスコンバータを組み合わせた構成となっている。本システムでは、フライホイールを 4000 r/min ~ 5000 r/min の領域で加減速運転を行う。FESS は、頻繁に使用される高速領域における高効率な充放電運転と、充放電運転の待機時における低損失な待機運転が必要とされている。図 6 で得た電流最小化制御の理論値と実測値の誤差を示す。本システムは、軽負荷領域で電流最小化制御を適用している。図 12 の実験結果より、電流最小化制御を適用した軽負荷領域にて、理論

Table 2. Experimental conditions.

Main circuit parameter	Switching device	SiC-MOSFET
	Rated power	10 kW
	Grid line voltage	200 V
	Input filter L	2.2 mH
	Input filter C	6.6 μ F
	Carrier frequency	25 kHz
Flywheel parameter	Rated voltage	200 V
	Rated current	44 Arms
	Rated power	11 kW
	Rated speed	5500 rpm
	Rated energy	3 MJ
	Vacuum	10,000 Pa

値との最大誤差が 11.8%以下であることを確認した。

図 7 に従来の PWM 駆動を用いたフライホイールの加速運転時のマトリックスコンバータの動作波形を示す。本動作波形は、図 7 の充電運転に PWM 駆動を用いた動作波形である。

図 8 にハイブリッド 1 パルス駆動を用いたフライホイールの加速運転時のマトリックスコンバータの動作波形を示す。本駆動波形は、ハイブリッド 1 パルスを用いてフライホイールを加速運転させている。重負荷における電流最小化制御でも採用されている。重負荷において、従来の PWM 駆動と比べて高い出力電圧を実現できるために出力電流を低減できる。

図 9 に PWM 駆動とハイブリッド 1 パルス駆動を用いて加速運転したマトリックスコンバータの効率特性を示す。加減速時間は 170 s であり、PWM 駆動とハイブリッド 1 パルス駆動は同等の加減速時間と弱め界磁領域における重負荷において、ハイブリッド 1 パルス駆動を用いた場合、出力電圧を従来の PWM 駆動と比べて改善できるため、図 6 の電圧電流特性より出力電流を低減でき、変換器損失を低減できる。図 9 より、ハイブリット 1 パルス駆動を用いたマトリックスコンバータは、従来の PWM 駆動と比べて変換器損失を最大 30.2%低減できる。

(5・2) 待機運転試験

図 10 に電流最小化制御を用いたフライホイール待機運転時のマトリックスコンバータの動作波形を示す。図 6 の電圧電流特性より、電流最小化制御を用いて磁化電流を低減し、出力電流を低減することで待機損失を低減できる。

図 11 に PWM 駆動、ハイブリッド 1 パルス駆動、電流最小化制御を用いたマトリックスコンバータの待機損失特性を示す。軽負荷の待機運転などでは、2 次電流に対して磁化電流が大きくなるため、磁化電流を低減する電流最小化制

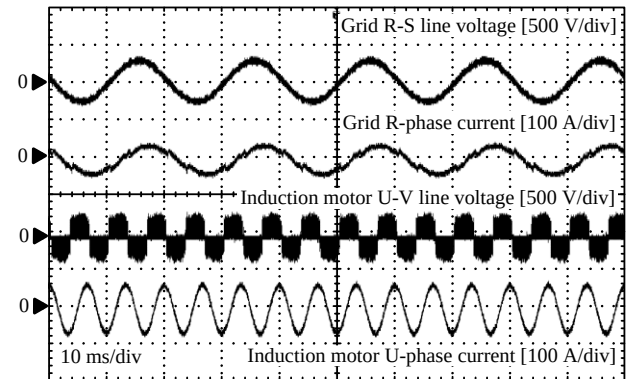


Fig. 7. Operation waveforms of charge mode with PWM operation. The output power is 8.15 kW. The flywheel rotational speed is 4500 r / min.

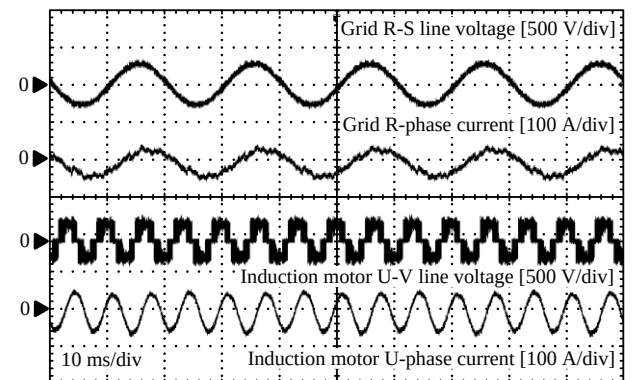


Fig. 8. Operation waveforms of charge mode with hybrid six-step operation. The output power is 8.09 kW. The flywheel rotational speed is 4500 r / min.

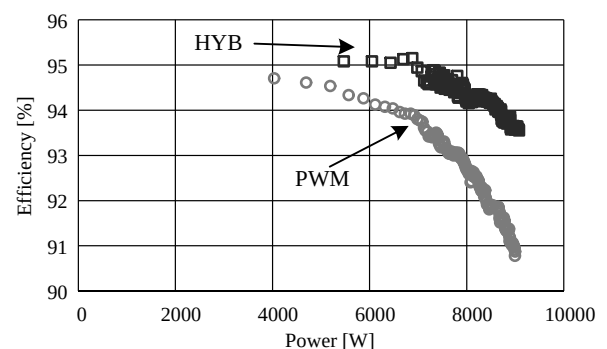


Fig. 9. Converter loss characteristic of PWM operation (PWM), hybrid six-step operation (HYB). The converter loss of the current minimization control and the hybrid six-step operation with the current minimization control are reduced by maximum 30.2% compared with the PWM operation at 9.00 kW.

御を用いた待機損失が低減できる。特に、ハイブリッド 1 パルス駆動などの高い出力電圧を実現する駆動方式では、待

機損失が増大する。その結果、電流最小化制御を用いた待機損失は、ハイブリット 1 パルス駆動を用いた待機損失に比べて待機損失を最大 30.2%低減できる。

6. まとめ

本論文では、弱め界磁制御領域における電圧電流特性を誘導機の L 字等価回路より明らかにし、ハイブリッド 1 パルス駆動を用いた電流最小化制御を提案した。提案法は、重負荷時の充放電運転にハイブリット 1 パルス駆動を適用し、従来の PWM 駆動より高い出力電圧を用いて出力電流を低減できる。一方、待機運転などの軽負荷時は、明らかにした電圧電流特性を用いて出力電圧を制御をすることで、従来法と比べて待機損失を低減できる。実験結果より、充放電運転試験において提案法を用いた FESS は、従来法と比べて変換器損失を最大 30.2%低減した。また、待機運転試験において提案法を用いた FESS は、従来法と比べて待機損失を最大 28.0%低減した。加えて、電流最小化制御は、最大誤差 11.8%以内で制御できることを実験検証にて確認した。

文 献

- (1) K. Orikawa, H. Takahashi, H. Igarashi and J. Itoh, "Transition Control to Direct Transmission Mode of Matrix Converter for Flywheel Drive System without Rush Current", IEEJ Trans., Vol. 134-D, No. 1, pp. 82-89 (2014)
- (2) B. Wang and G. Venkataramanan, "Dynamic Voltage Restorer Utilizing a Matrix converter and Flywheel Energy Storage" IEEE Trans. IA., Vol. 45, No.1, pp. 222-231 (2009)
- (3) J. Itoh, H. Igarashi, "Direct Grid Connection of Matrix Converter with Transition Control for Flywheel UPS" ICRERA (2012)
- (4) M. I. Daoud, A. M. Massoud, A. S. Abdel-Khalik, A. Elserougi and S. Ahmed, "A Flywheel Energy Storage System for Fault Ride Through Support of Grid-Connected VSC HVDC-Based Offshore Wind Farms", IEEE Trans. PS., Vol. 31, No. 3, pp. 1671-1680 (2016)
- (5) G.O. Cimuca, C. Saudemont, B. Robyns, M.M. Radulescu, "Control and Performance Evaluation of a Flywheel Energy-Storage System Associated to a Variable-Speed Wind Generator" IEEE Transactions on Industrial Electronics Volume: 53, Issue: 4 (2006)
- (6) H. Takahashi, J. Itoh, "Damping Control of Filter Resonance Focusing on Output Stage for Multi-Modular Matrix Converter", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 2, No. 5, pp. 242-251 (2013)
- (7) T. Kataoka, H. Takahashi, J. Itoh: "Combination of Input Output Control using Matrix Converter for Islanded Operation for AC generator", ICRERA2015, Vol. , No. 242, pp. (2015)
- (8) J. Itoh, K. Maki: "Single-pulse Operation for a Matrix Converter Synchronized with the Output Frequency", IPEC2010 (2010)
- (9) 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)
- (10) K. Koiwa, and J. Itoh, "Evaluation of a Maximum Power Density Design Method for Matrix Converter using SiC-MOSFET", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, No. EC-1932, pp. 563-570 (2014)
- (11) J. Itoh, T. Masuda: "Loss Reduction for Matrix Converter with Hybrid Six-step Operation in Flywheel Energy Storage System", PEDS2017, No. 463 (2017)
- (12) J. Itoh, H. tajima, H. Osawa, "Induction Motor Drive system using V-

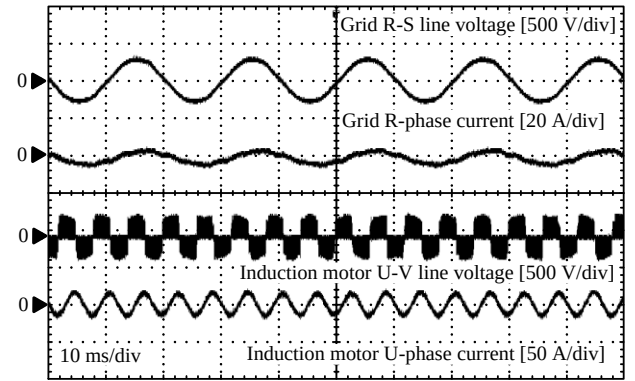


Fig. 10. Operation waveforms of standby mode with current minimization control. The standby loss is 794 W. The flywheel rotational speed is 5000 r / min.

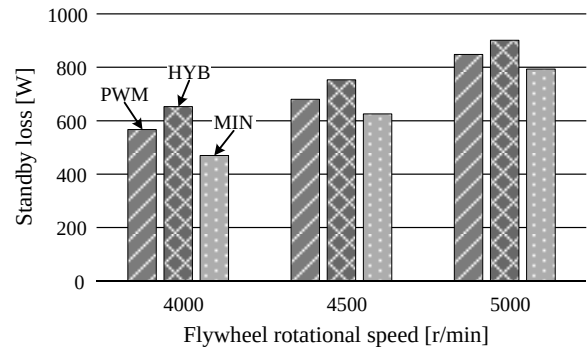


Fig. 11. Standby loss characteristic of PWM operation (PWM), hybrid six-step operation (HYB) and current minimization control (MIN). The standby loss of the current minimization control is reduced by maximum 28.0% compared with the hybrid six-step operation at 4000 r / min.

connection AC Chopper", IEEJ Trans., Vol. 123-D, No. 3, pp. 271-277 (2003)