

する。また、切り換え時に入力電圧と出力電圧に位相差があると、大きな突入電流が発生する。以上のようにマトリックスコンバータの直送モードは、いくつかの利点と技術課題を有するが、これまでマトリックスコンバータの直送モードおよびその切り換え制御について詳細に述べられた文献は著者らの知る限りない。

本論文では、PWM 運転から直送モード切り換え時の突入電流を回避するため、マトリックスコンバータの直送モード移行制御を提案する。提案法では、まず出力電圧の位相と入力電圧の位相を一致させる出力位相制御を行う。次に、出力電圧の振幅を入力電圧の振幅に一致させる AC チョップ動作を行う。このように、徐々に出力電圧と入力電圧を一致させ、出力電圧と入力電圧が完全に一致した後に PWM 運転から直送モードへ切り換えることで、切り換え時の突入電流の発生を回避することができる。本論文では、最初にシステム構成および制御方法について説明する。最後に、マトリックスコンバータと 7.5 kJ フライホイールを組み合わせた実機システムを構築し、提案法の動作を検証する。

2. システム構成

図 1 に提案システムの構成を示す。ここで、電力系統側をマトリックスコンバータの入力とし、フライホイール側を出力と定義する。フライホイールのモータ/ジェネレータは汎用誘導機を想定し、定格周波数は 50 Hz または 60 Hz とする。

一般に、フライホイールの電動機駆動システムには PWM 整流器とインバータからなる BTB システムが用いられる。しかし、待機時にもインバータや PWM 整流器を動作させる必要があり、電力変換損失が生じる。そこで、提案システムでは、電力補償待機時はマトリックスコンバータを直送モードで運転することで、待機電力の削減を図る。本論文で言う直送モードとは、スイッチ S_{ru} , S_{sv} , S_{tw} を常時オン、その他のスイッチを常時オフし、誘導機と電力系統を直接接続することで、スイッチングをせずに誘導機を駆動する運転モードを指す。直送モード時は変換器のスイッチング損失と高調波電流によるモータの損失が発生しないため、待機電力を削減できる。

3. PWM 制御と直送モード間の移行制御

図 2 に制御モードの状態遷移図を示す。提案制御は 5 つの制御モードを持つ。速度制御モード(モード I)は、フライホイール始動時や電力補償後に誘導機の回転数を定格回転数まで加速させるモードである。回転数が定格回転数まで加速すると、状態は出力位相制御モード(モード II)に移行する。出力位相制御モードでは、PI 制御器を用いて出力電圧位相を入力電圧位相と一致させる。次に、出力電圧振幅制御モード(モード III)に移行し、マトリックスコンバータを AC チョップ動作させ、出力電圧振幅を入力電圧に一致させる。本論文では、モード II, モード III を総称して移行制御モードと呼ぶ。この移行制御で入出力電圧波形を一致させ

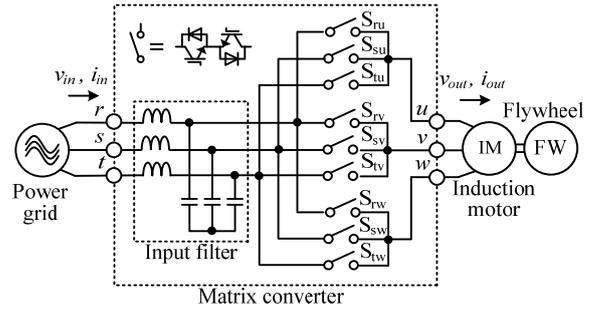


Fig. 1. Proposed system using flywheel energy storage with matrix converter.

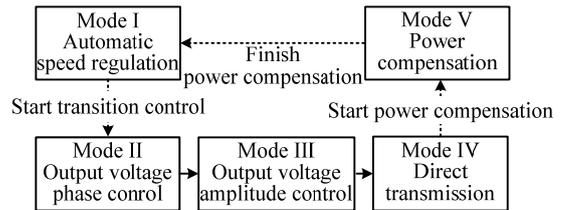


Fig. 2. State transition diagram of the control mode.

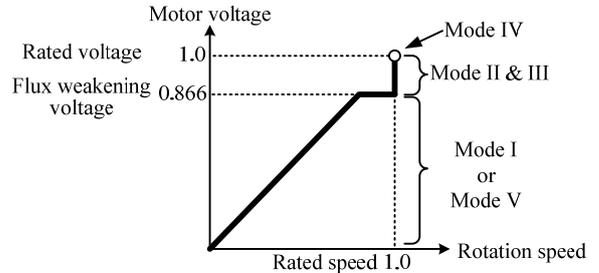


Fig. 3. Relationship between motor voltage and rotation speed in each mode.

た後、直送モード(モード IV)に移行する。電力補償時は電力補償モード(モード V)に移行し、系統側へ補償電力を供給する。電力補償後は再び速度制御モードに移行し、フライホイールにエネルギーを蓄え、以後、同様の状態遷移を繰り返す。

図 3 に誘導機のモータ端子電圧と回転数の関係を示す。誘導機の定格電圧は直送モードを想定して系統電圧と同じ電圧とする。速度制御モードおよび電力補償モードにおいて、マトリックスコンバータの最大電圧利用率は 0.866 であるため、高速領域では電圧指令値が飽和しないように誘導機を弱め磁束制御する。従って、高速領域でモータ電圧は弱め磁束制御による電圧で一定となる。そのため、通常の PWM 運転から直送モードに急に切り換えると、出力電圧の振幅が入力電圧の振幅まで急上昇する。さらに、入力電圧位相と出力電圧位相が異なると大きな突入電流が発生し、過電流が生じる恐れがある。そこで、速度制御モードから直送モードへの移行は、移行制御モードを介し、出力電圧を入力電圧、すなわち系統電圧まで徐々に上昇させることで、突入電流を回避する。

図 4 に誘導機の制御ブロック図を示す。モータの速度制御は誘導機のベクトル制御を基本とし、5 つのモードに応じて q 軸の電流制御器(以下 ACR)の指令値 I_q^* とマトリクス

(5)式で与えられる。

$$\begin{aligned} \theta_{ref} &= \theta_{in} - \theta_{IM} \\ &= \theta_{in} - \tan^{-1} \frac{\omega_e (l_s + M)}{R_s} \dots\dots\dots (5) \end{aligned}$$

ここで、 θ_{in} は入力電圧の位相、 ω_e は同期角周波数である。

〈3・3〉 モード III 出力電圧の振幅制御モード

モード II で入出力電圧位相が一致したことを検出して自動でモード III へと切り替え、マトリックスコンバータを AC チョップ動作させ、出力電圧の振幅を上昇させる。

図 7(a)に V 結線 AC チョップの回路図を、図 7(b)に AC チョップの制御ブロック図を示す⁽¹⁶⁾⁽¹⁷⁾。AC チョップは入力電圧をスイッチでチョッピングし、降圧した電圧を出力する。そのため、出力電圧は包絡線が正弦波状の PWM 波形となる。また、デューティ指令が 1 の時に直送モードとなり、電圧利用率が 1 (出力電圧=入力電圧) となる。

図 8(a)に AC チョップのスイッチに対応させたマトリックスコンバータの回路図を示す。AC チョップ動作は、マトリックスコンバータのスイッチングパターンを図 8(a)のように AC チョップのスイッチングパターンと対応させることで、AC チョップと同様の動作を行うモードである。図 8(b)に AC チョップ動作中のマトリックスコンバータの制御ブロック図を示す。デューティ指令を初期値 D_{int} から 1 まで増加させることで、出力電圧の振幅を徐々に増加させる。 D_{int} は(6)式で計算する。

$$D_{int} = \frac{\sqrt{V_{d_int}^2 + V_{q_int}^2}}{\sqrt{2}V_{in}} \dots\dots\dots (6)$$

ここで、 V_{in} は入力電圧実効値、 V_{d_int} と V_{q_int} は PWM 動作から AC チョップ動作に切り換えた時の d_{out} 、 q_{out} 軸電圧指令値である。

デューティ指令が 1 に達した時、スイッチ S_{ru} 、 S_{tw} は常時オンとなり、直送モードに自動的に移行する。

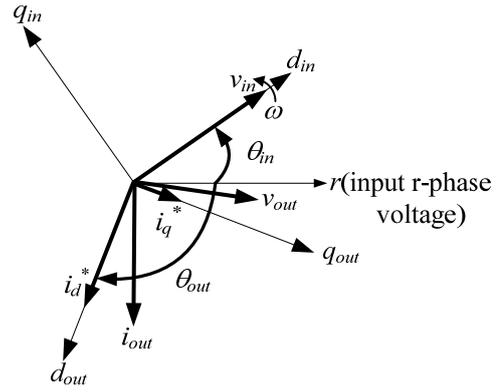
〈3・4〉 モード IV 直送モード

直送モードは電力補償待機時に誘導機を系統に直接接続し、待機電力を最小に抑えるモードである。マトリックスコンバータのスイッチは S_{ru} 、 S_{sv} 、 S_{tw} が常時オン、それ以外のスイッチは常時オフとなり、誘導機は系統に直接接続される。したがって、このとき q 軸電流は制御されないため、 I_q^* は定義しない。

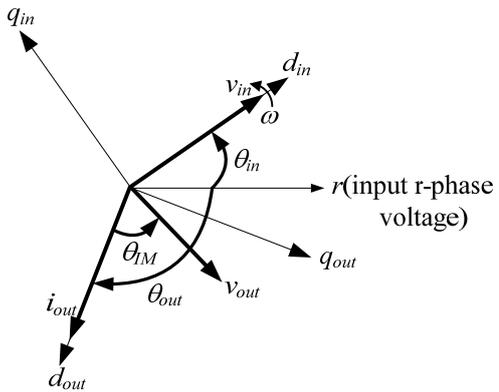
〈3・5〉 モード V 電力補償モード

電力補償時には直送モードから電力補償モードに移行する。切り換え時に出力電圧は系統電圧から弱め磁束制御時の電圧まで低下するが、電力補償モードでは ACR により出力電流を制御するため、急峻な電流変動は発生しない。従って、直送モードから電力補償モードの移行では移行制御を行う必要はない。

q_{out} 軸の ACR 指令 I_q^* は補償電力 P_c に対応する電流とな

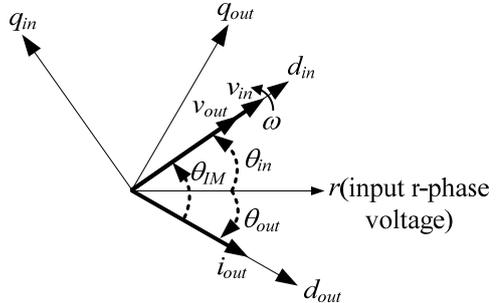


(a) Mode I.



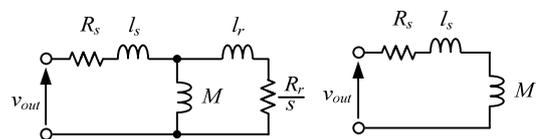
(b) When i_q^* is changed from the output of ASR to zero in mode

II.



(c) When the output voltage phase corresponds to the input voltage phase in the mode II.

Fig. 5. Vector diagram at Mode I and Mode II.



(a) In acceleration or deceleration

(b) No load

(Constant speed, a few load torque)

Fig. 6. Single-phase equivalent circuit of an induction motor

る。ここで、補償電力 P_c は回転座標系の出力電圧指令値 V_d^* 、 V_q^* 、出力電流 I_d 、 I_q を用いると(7)式で与えられる。

$$P_c = \frac{3}{2} (V_d^* I_d + V_q^* I_q) \dots\dots\dots (7)$$

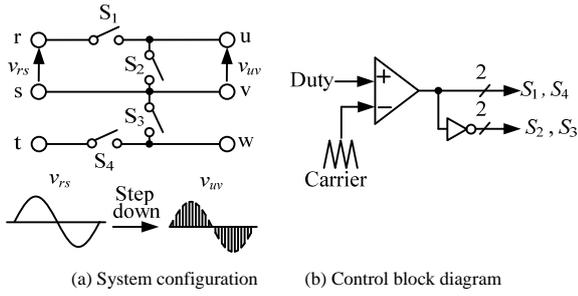


Fig. 7. V-connection AC chopper.

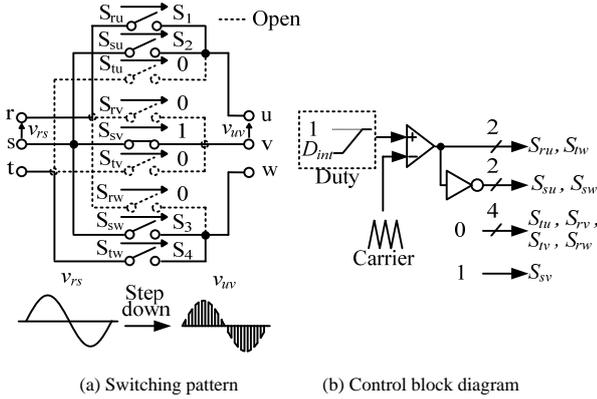


Fig. 8. AC chopper mode (mode III) of matrix converter.

(7)式の $3/2$ は相対変換で回転座標変換した時の変換係数である。(7)式を変形することで、 P_c に対応するq軸のACR指令 I_q^* が(8)式で求まる。

$$I_q^* = \frac{1}{V_q^*} \left(\frac{2}{3} P_c - V_d^* I_d \right) \dots\dots\dots (8)$$

電力補償終了後は再び速度制御モードに移行する。本論文の試作機を用いた実験では、モードIVからモードVへの移行およびモードVからモードIへの移行は手動であるが、実際の系統電力補償では、負荷変動を検出することでモードを自動で切り替える。また、電力補償終了後は、負荷が定常状態になることを自動で検出し、再びモードIへと切り替える。

4. 動作検証

〈4・1〉 移行制御

提案法の動作を実機実験にて検証した。表1に使用した誘導機とフライホイールのパラメータを示す。実験条件は188V, 50Hzとし、マトリックスコンバータのスイッチング周波数を10kHzとした。また、ベクトル制御の各制御器の固有角周波数を、電流制御器は4000rad/s, 速度制御器は400rad/sで設計している。出力位相制御のPI制御ゲインは、 K_θ を14Hz, T_θ を140msとし、固有角周波数を10rad/sで設計している。

図9にモードIIの出力位相制御の実験結果を示す。なお、図9では入出力電圧の位相関係を見るため、入出力電圧に低域通過フィルタ(LPF)をかけて観測している。図9(a)は出力位相制御を開始してから位相差がゼロに収束するまでの

Table.1 Specifications of induction motor and flywheel.

Rating		Parameter	
Rated power	3.7kW	Stator resistance	0.334Ω
Rated speed	1500r/sec	Rotor resistance	0.266Ω
Rated voltage	188V	Stator leakage inductance	0.998mH
Rated current	18A	Rotor leakage inductance	0.580mH
Rated frequency	51Hz	Mutual inductance	28.8mH
Pairs of poles	2	Excitation current	8.1IA
Flywheel capacity	7.5kJ	Moment of inertia	0.608kgm ²

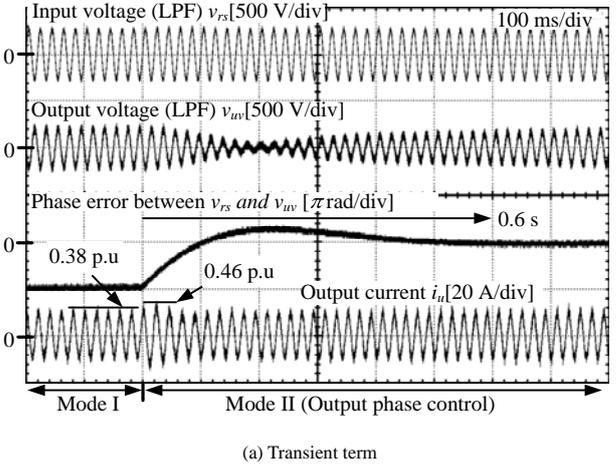


Fig. 9. Experimental results of the output phase control (Mode II).

結果である。制御開始から0.6sで入出力位相差がゼロに収束することがわかる。また、出力位相制御を開始した直後に出力電流が0.38p.u.から0.46p.u.まで上昇するが、電流制御により電流上昇を定格電流以下に抑えられている。図9(b)は出力位相制御を行った時の定常状態の結果である。結果より、入出力電圧の位相が定常偏差なく一致していることがわかる。

図10にモードIIの出力位相制御からモードIIIの出力電圧振幅制御、さらにモードIVの直送モードに移行した時の実験結果を示す。モードIIIのACチョップ動作時に出力電圧波形の包絡線が正弦波のPWM波形となり、V結線ACチョップと同じ動作をしていることが確認できる。また、ACチョップのデューティ指令を増加することで、徐々に出力電流の振幅が大きくなり、最終的に直送モードに移行している。さらに、ACチョップ動作の開始時や直送モードの切り換わり時に、出力電流を急峻に変化させることなくモー

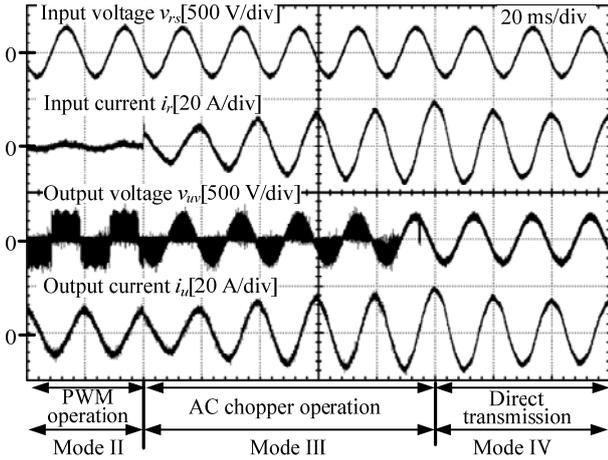


Fig. 10. Experimental result of the transition from PWM operation (Mode II) to the direct transmission mode (Mode IV).

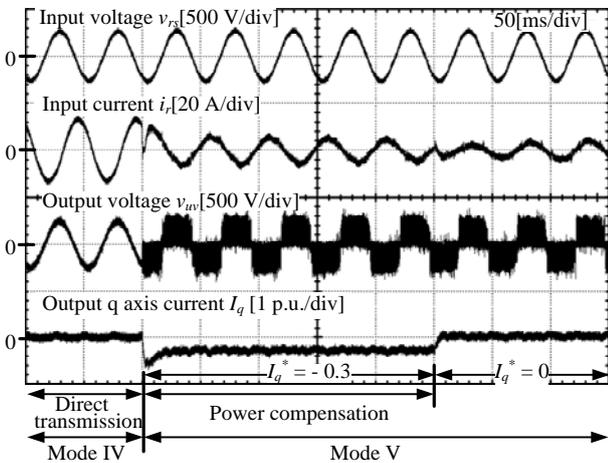


Fig. 11. Experimental result of the transition from the direct transmission mode (Mode IV) to the power compensation mode (Mode V).

ドが切り換わっていることがわかる。

図 11 にモード IV の直送モードからモード V の電力補償モードへの移行の実験結果を示す。電力補償モードでは、制御切り替えから 0.1 s の間、q 軸電流指令を -0.3 p.u. とし、再生状態を模擬している。図 11 より、直送モードから PWM 運転に復帰し、また、制御切り換え時に出力電流が急峻に変動していないことがわかる。以上の結果より、出力に突入電流を発生させずに PWM 運転から直送モードへ移行でき、また直送モードから PWM 運転に復帰できることを確認した。

〈4・2〉 制御応答と出力突入電流の関係

PWM 運転から直送モードに移行する際に発生する出力突入電流は移行制御を適用することで抑制できるが、移行制御の応答が早すぎる場合、出力電圧が急峻に変化することで突入電流が発生してしまう。そこで、移行制御の応答時間と出力電流の関係を実機にて検討する。

図 12 に、PWM 運転から直送モードに移行する際に発生する出力突入電流の最大値と出力位相制御の固有角周波数

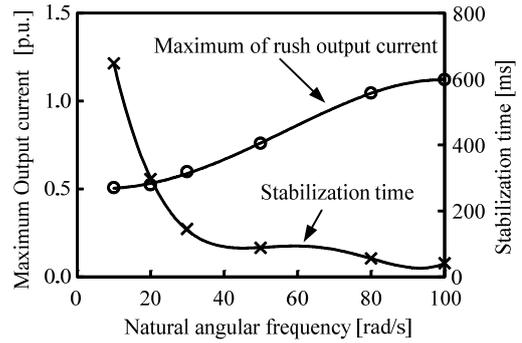


Fig. 12. Relationship between the maximum of rush output current and the natural angular frequency of the output voltage phase control.

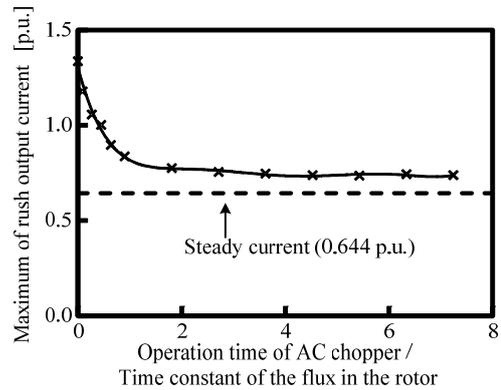


Fig. 13. Relationship between the maximum of rush output current and the ratio the operation time of AC chopper to the time constant of the flux in the rotor.

との関係を示す。結果より、制御応答が高速であるほど直送モードに切り替わるまでの時間応答が高速になるが、出力突入電流が増加することがわかる。これは、出力電圧位相が急峻に変化するためである。

図 13 に、出力位相制御終了後にマトリクスコンバータを AC チョップ動作させ、誘導機の回転子時定数に対して AC チョップ動作時間を变化させた場合の出力突入電流の最大値を示す。結果より、誘導機の回転子時定数に対する AC チョップ動作時間の割合を大きくするほど出力突入電流の最大値を低減できることを確認できる。これは、AC チョップ動作時間を長くすることで誘導機のロータの磁束時定数に対するマトリクスコンバータの出力電圧の立ち上がり時間が長くなるためである。

〈4・3〉 損失解析

図 14 にシミュレーションによる電力補償待機時の変換器損失解析結果を示す。ここでは、マトリクスコンバータをベクトル制御運転した時と、直送モード時の損失を比較している。スイッチング素子は FGW30N60VD (600 V, 30 A, 富士電機) を使用した。ベクトル制御時は、弱め磁束制御を適用することで励磁電流を低減できるため、直送モードに比べて導通損失が減少する。また、直送モード時にマトリクスコンバータはスイッチングを行わないため、スイッ

チング損失が発生しない。図 14 より、今回の実験条件では、直送モード時はベクトル制御時に比べて、変換器損失を 16.5%削減できることを確認した。なお、ベクトル制御時にスイッチの導通損失よりスイッチング損失の割合が大きいくほど、直送モード時に低減できるスイッチング損失の割合が大きくなるため、提案手法の効果が大きくなる。また、このとき、損失低減の観点から電力変換器をバイパスするコンタクタをマトリックスコンバータと並列に挿入することも可能である。しかし、コンタクタを用いると電力補償する際にコンタクタ動作の遅れにより、特に直送モードから PWM 制御に復帰する際に電圧補償遅れが生じるので、突入電流を抑制できない問題が生じる。

5. 結論

本論文はフライホイール用マトリックスコンバータのスイッチを常時オンさせる直送モード移行制御について検討した。電力補償待機時にマトリックスコンバータの直送モードを適用することで、待機損失を削減できることを確認した。損失解析の結果、直送モード時はベクトル制御時と比べて変換器損失を 16.5%削減できることを確認した。なお、提案法の効果はスイッチング損失の割合が大きいくほど大きくなる。また、マトリックスコンバータの PWM 制御時と直送モードの最大出力電圧の相違から、突入電流が発生する問題がある。この問題を解決するために、出力電圧をゆるやかに入力電圧に一致させる移行制御を提案した。実機実験により、過大な突入電流を発生させることなく制御モードを移行できることを確認した。今後の予定として、移行制御の設計法の明確化がある。

今回、電力貯蔵装置としてフライホイールの運転を中心に開発を行った。しかし、マトリックスコンバータの直送モード制御は、このほかにもファンやポンプの直入れ運転、エンジン発電機の直入れ運転などにも応用ができ、幅広い用途で有用である。

なお、本研究の一部は NEDO 平成 23 年度課題設定型産業技術開発費助成事業の支援を受けており、関係者各位に感謝の意を表します。

文 献

- (1) 小西芳樹: 「NAS 電池式瞬低補償装置」, 電学誌, Vol. 128, No. 9, pp. 606-609 (2008)
- (2) 坂井良孝: 「電気二重層キャパシタ式瞬低補償装置」, 電学誌, Vol. 128, No. 9, pp. 610-613 (2008)
- (3) S. Kato, M. Cheng, H. Sumitani, R. Shimada: "Flywheel Size Design Considerations and Experimental Verification Using a 50-kW System for Voltage Sag Compensator with Flywheel Induction Motor", IEEJ Trans. IA., Vol. 129, No. 4, 2009, pp. 446-452. (in Japanese)
加藤修平, 程苗苗, 炭谷英夫, 嶋田隆一: 「フライホイール誘導機式瞬低保護装置の貯蔵容量設計と 50kW 機による実験的検証」, 電学論 D, Vol. 129, No. 4, pp. 446-452 (2009)
- (4) I. Takahashi, I. Ando, Y. Ito, K. Amei: "Development of a Long Life Three Phase Flywheel UPS using an Electrolytic Capacitor-Less Converter/Inverter", IEEJ Trans. IA., Vol. 118, No. 2, 1998, pp.

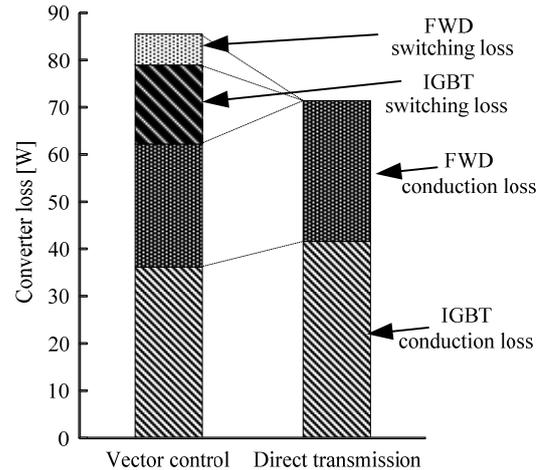


Fig. 14. Converter loss analysis in the vector control mode and the direct transmission mode.

173-178. (in Japanese)

- 高橋勲, 安東至, 伊東洋一, 船井賢治: 「電解コンデンサレスコンバータインバータを用いた長寿命フライホイール式 UPS の開発」, 電学論 D, Vol. 118, No. 2, pp. 173-178 (1998)
- (5) 矢後賢次, 腰一昭: 「風力発電の系統連系システム」, 富士時報, Vol. 78, No. 6 (2005)
- (6) 高野富祐: 「自然エネルギー発電のための電力貯蔵技術」, 電気学会誌, Vol. 127, No. 10 (2007)
- (7) H. Daocheng, Z. Yang, Z. Xudong, L. Xinmin, C. Fengxiang, K. Yong, C. Shijie: "Direct-start of the flexible Power conditioner with Back-to-back Converters", Proc. 38th IEEE PESC, pp. 2745-2750 (2007)
- (8) R. Li, Z. Ma, D. Xu: "A ZVS Grid-Connected Three-Phase Inverter", IEEE Trans., Vol. 27, No. 8, 2012, pp. 3595-3604.
- (9) Chien-Ming Wang, Ching-Hung Su, Maoh-Chin Jiang, Yan-Chun Lin: "A ZVS-PWM Single-Phase Inverter Using a Simple ZVS-PWM Commutation Cell", IEEE Trans. on I.E., Vol. 55, No. 2, 2008, pp. 758-766.
- (10) P. W. Wheeler, J. C. Clare, L. Empringham: "Matrix Converters: A Technology Review", IEEE Trans. on I.E., Vol. 49, No. 2, 2002, pp. 274-288.
- (11) J. Itoh, I. Sato, A. Okada, H. Ohguchi, H. Kodachi, N. Eguchi: "A Novel Approach to Practical Matrix Converter Motor Drive System With Reverse Blocking IGBT", IEEE Trans. on P.E., Vol. 20, No. 6, 2005 pp. 1356-1363.
- (12) J. Rodriguez, M. Rivera, J. W. Kolar and P. W. Wheeler: "A Review of Control and Modulation Methods for Matrix Converters", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 59, No. 1, pp. 58-70, (2012)
- (13) J. W. Kolar, F. Schafmeister, S. D. Round, H. Ertl: "Novel Three-phase AC-AC Sparse Matrix Converters", IEEE Trans. on P. E., Vol. 22, No. 5, pp. 1649-1661 (2007)
- (14) S. Tamada, J. Itoh: "A Proposal of a Power Distortion Compensator Using a Matrix Converter", IEEJ Trans. IA., Vol. 128, No. 7, 2008, pp. 933-939. (in Japanese)
玉田俊介, 伊東淳一: 「マトリックスコンバータを用いた電力障害補償の提案」, 電学論 D, Vol. 128, No. 7, pp. 933-939 (2008)
- (15) B. Wang, G. Venkataramanan: "Dynamic Voltage Restorer Utilizing a Matrix Converter and Flywheel Energy Storage", IEEE Trans. on I.A, Vol. 45, No. 1, pp. 222-231 (2007)
- (16) J. Itoh, H. Tajima, H. Ohsawa: "Induction Motor Drive System using V-connection AC Chopper", IEEJ Trans. IA., Vol. 123, No. 3, 2003, pp. 271-277. (in Japanese)
伊東淳一, 田島宏一, 大沢博: 「三相 V 結線交流チョップパを用いた誘導電動機駆動システム」, 電学論 D, Vol. 123, No. 3, 2003, pp. 271-277.
- (17) G. Choe, D. Jang: "Asymmetrical PWM Technique for AC Chopper", IECON'91, pp. 587-592 (1991)

折川 幸司



(正員) 1985年4月12日生。2013年3月長岡技術科学大学博士後期課程エネルギー・環境工学専攻修了。同年4月、長岡技術科学大学産学官連携研究員。現在に至る。主に電力変換回路に関する研究に従事。博士(工学)(長岡技術科学大学)。

高橋 広樹



(学生員) 1988年11月9日生。2011年3月長岡技術科学大学卒業。2013年3月、同大学大学院工学研究科修士課程修了。同年4月、同大学博士後期課程エネルギー・環境工学専攻入学。主に電力変換回路に関する研究に従事。

五十嵐 寿勝



(正員) 1988年7月6日生。2011年3月長岡技術科学大学卒業。2013年3月、同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。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1月6日生。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。2010年Takahashi Isao Award (IPEC Sapporo), 第58回電気科学技術奨励賞, 2012年インテリジェント

コスモス奨励賞, IEEE, 自動車技術会会員。