論文

フライホイール駆動用マトリックスコンバータの 突入電流レス直送モード移行制御

正員折川 幸司*a) 学生員 高橋 広樹* 正員 五十嵐 寿勝* 正員 伊東 淳一*

Transition Control to Direct Transmission Mode of Matrix Converter for Flywheel Drive System without Rush Current

Koji Orikawa*a), Member, Hiroki Takahashi*, Student Member, Hisakatsu Igarashi*, Member, Jun-ichi Itoh*, Member

(20XX年●月●日受付, 20XX年●月●日再受付)

A problem with an energy storage system with a flywheel is the larger power consumption during standby as compared with that of a battery or an EDLC. In order to reduce power consumption, a direct transmission mode of a matrix converter, in which the power grid is directly connected to an induction motor, is applied. However, a rush output current will occur in the matrix converter when the mode of the matrix converter is changed from the PWM mode to the direct transmission mode. In order to solve this problem, in this paper, a transition control using an AC chopper mode is proposed. In addition, the validity of the proposed control is experimentally demonstrated. Finally, the power loss of the matrix converter is analyzed for both a vector control and the direct transmission mode.

キーワード:フライホイール、マトリックスコンバータ、移行制御、直送モード

Keywords : Flywheel, Matrix converter, Transition control, Direct transmission mode

1. はじめに

現在,新エネルギー発電向けの電力貯蔵装置や UPS のエ ネルギーバッファとして,バッテリーや EDLC が使われて いる。しかし,これらは短寿命,環境負荷が大きい等,い まだ多くの問題を抱えている⁽¹⁾⁽²⁾。一方,フライホイールは 充放電回数に対する特性の劣化がなく,環境親和性が良い。 また,温度に対する充放電特性が一定であるため,熱帯地 方や寒冷地といった悪条件下でも使用が可能である⁽³⁾⁻⁽⁶⁾。

一般的に、フライホイール駆動用の電力変換器は、PWM 整流器と PWM インバータを組み合わせた Back-to-Back (BTB)システムが用いられる。しかし、系統電力の補償が 必要ない場合、フライホイールは負荷変動に備えて速度を 一定に保ったまま回転し続ける必要がある。従って、BTB システムをフライホイール駆動に用いる場合、上記の電力 補償待機時でもモータ速度を一定に保つためにスイッチン グする必要があり、待機時の電力損失が大きい問題がある。 そこで、系統とフライホイール駆動用誘導機を直接接続し、

a) Correspondence to: Koji Orikawa. E-mail: orikawa@vos.nagaokaut.ac.jp * 長岡技術科学大学 〒940-2188 新潟県長岡市上富岡町 1603-1 Nagaoka University of Technology, 1603-1, Kamitomioka, Nagaoka, Niigata, Japan 940-2188

© 200 The Institute of Electrical Engineers of Japan.

さらに並列に BTB システムを接続するシステムや,軽負荷 時の効率を改善する MOSFET の適用など様々な手法が提案 されているが,根本的にスイッチングを行うことから,待 機電力の削減が困難である⁽⁷⁾⁻⁽⁹⁾。

一方,近年交流から交流に直接電力を変換するマトリッ クスコンバータが注目を集めている⁽¹⁰⁾⁻⁽¹⁵⁾。マトリックスコ ンバータは大容量の電解コンデンサを必要としないので, 長寿命,高効率,小型といった長所がある。また,フライ ホイールもバッテリーに比べて長寿命なので,フライホイ ールとマトリックスコンバータを組み合わせることで,基 本的にメンテナンスフリーな電力貯蔵装置を構成できる。 さらに、マトリックスコンバータには,入力と出力を直接 接続し、スイッチングしない直送モードがある。直送モー ド時はスイッチング動作を行わないため、スイッチング損 失が発生しない。また、モータには正弦波電圧が印加され るため、高調波による損失も発生しない。すなわち、この 直送モードを使用することで、電力補償待機時におけるフ ライホイールの電力損失の削減が期待できる。

しかし、マトリックスコンバータの最大電圧利用率(出 力電圧/入力電圧)は 0.866 に制限される。したがって、直 送モードでは電圧利用率が1になるため、通常のPWM運転 から直送モードに切り換える際にモータ端子電圧が急上昇 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 パ動作を行う。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。

ー般に、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 Sru、Sru、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 チョッパ動作させ、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. 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*^{*}_aとマトリックス



Fig. 4. Control block diagram for the proposed system.

コンバータのスイッチング信号を切り換える。ここで、 θ_{ref} は出力位相制御モードで用いる位相指令値であるが、その他のモードでは位相制御を行わないので、 $\theta_{ref} \in \theta_{out}$ を入力する。以下に各モードにおける誘導機の制御方法について述べる。なお、本論文の試作機を用いた実験では、モード III (出力電圧の振幅制御モード)からモード IV(直送モード)への切り替えは自動で、それ以外の各モード間の切り替え は手動で行う。

〈3・1〉 モード 速度制御モード

誘導機始動時や電力補償モード後は速度制御モードに移行する。速度制御モードは一般的な誘導機のベクトル制御を行い、回転数を定格回転数(系統と同じ周波数)まで加速させるモードである。従って、q軸のACR指令値 I_q^* には速度制御器(ASR)で演算した値が入力される。

高速回転時は、マトリックスコンバータの電圧指令値が 飽和しないよう弱め磁束制御をする必要がある。フライホ イール用途では高速な磁束応答を必要としないため、今回 は d 軸電流指令値を速度に対して小さくすることで、弱め 磁束制御を実現する。(1)式に弱め磁束制御時の d 軸電流指 令値を示す。

 $I_d^* = I_o \frac{\omega_{flux}}{\omega_{rm}} \qquad (1)$

ここで、 I_o は誘導機の無負荷電流、 ω_{flux} は弱め磁束 制御を開始する速度、 ω_{rm} は回転速度である。

〈3・2〉 モード || 出力電圧の位相制御モード

出力電圧の位相制御モードは,速度制御モードから直送 モードまでの移行制御の最初のモードである。PWM 運転か ら直送モードへの切り換え時に発生する突入電流を回避す るには,モード切り換え時に入力電圧と出力電圧の位相と 振幅を一致させる必要がある。本モードでは,まず出力位 相制御で入出力の電圧位相を一致させる。この出力位相制 御は,出力位相の_{out}を後述する位相指令値の_{ref}に一致させる制 御であり,PI制御器を用いる。なお,4章の実験結果ではモ ード I からモード II への移行は手動であるが,実際の系統 電力補償では,モード I でマトリックスコンバータの出力周 波数を電源周波数に一致させたことを検出し,モード II へ 自動的に移行する。

図 5(a)に、モードIにおけるベクトル図、図 5(b)に、モード II にて電源電圧位相と出力電圧位相が不一致のときに q 軸電流指令値 I_q^* をゼロにしたときの各電圧、電流ベクトルを示す。ここで、入力 d_{in}, q_{in} 軸は入力相電圧 v_{in} が d_{in} 軸に一致するように定義する。また、出力 d_{out}, q_{out} 軸を誘導機の磁 束軸が d_{out} 軸に一致するように定義し、出力電圧位相が電源 電圧位相よりも遅れている場合を示す。図 5(a)のモードI においては、 I_d^* , I_q^* により出力電流 i_{out} の位相、大きさを制御 する。このとき、 i_{out} と d_{out} 軸は一致しない。次に、図 5(b) に示すモード II で、 q 軸電流指令値 I_q^* をゼロとして出力電流 i_{out} を d_{out} 軸に一致させる。最後に出力位相 θ_{out} をフィード バックし、位相指令値 θ_{ref} との偏差を PI 制御器に通して、操 作量を同期角速度 a_e に加算する。この結果、図 5(c)に示すように入出力の電圧位相を一致させることができる。ここで、 θ_{ref} から θ_{out} までの位相伝達関数 $G_d(s)$ は(2)式となる。

$$G_{\theta}(s) = \frac{\frac{K_{\theta}}{T_{\theta}} (1 + T_{\theta}s)}{s^{2} + K_{\theta}s + \frac{K_{\theta}}{T_{\theta}}} \qquad (2)$$

(2)式は二次遅れ系の伝達関数であるため、 θ_{out} は θ_{ref} に追従 する。ここで、制動係数 ζ と固有角周波数 ω_n より、比例ゲイ ン K_{θ} は(3)式で、積分時間 T_{θ} は(4)式で設計できる。



図 6 に誘導機一相分の T 型等価回路を示す。ここで, *R*_s は固定子抵抗, *R*_rは回転子抵抗, *l*_sは固定子漏れインダクタ ンス, *l*,は回転子漏れインダクタンス, *M*は相互インダクタ ンス, *s*はすべりである。図 6(a)は加減速中の等価回路で, 図 6(b)は加速が終了し、フライホイールが待機状態での等価 回路である。待機状態では,誘導機の出力は機械損だけと なり、すべりはほぼゼロとみなせる。その結果、等価回路 の二次側は開放状態となり、図 6(b)のように表せる。この とき、入出力電圧の位相を一致させるための位相指令*θ*_{ref} は (5)式で与えられる。

$$\theta_{ref} = \theta_{in} - \theta_{IM}$$

= $\theta_{in} - \tan^{-1} \frac{\omega_e (l_s + M)}{R_s}$ (5)

ここで、 *θ*_{in} は入力電圧の位相、 *ω* 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 チョッパ動作させ、出力電圧の振幅を上昇させる。

図 7(a)に V 結線 AC チョッパの回路図を, 図 7(b)に AC チ ョッパの制御ブロック図を示す⁽¹⁶⁾⁽¹⁷⁾。AC チョッパは入力電 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チョッパ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 チョッパ動作は、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 チョッパのスイッチングパターンと対応させること で,ACチョッパと同様の動作を行うモードである。図8(b) に AC チョッパ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 Dint 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。Dint は(6)式で計算する。

ここで、Vin は入力電圧実効値、Vd int と Va int は PWM 動作からACチョッパ動作に切り換えた時のdout, qout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Snu,Stw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_{nu}, 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_*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_a^* は補償電力 P_c に対応する電流とな



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



(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

(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。





(a) Switching pattern (b) Control block diagram 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_a^* が(8)式で求まる。

$$I_{q}^{*} = \frac{1}{V_{q}^{*}} \left(\frac{2}{3} P_{c} - V_{d}^{*} I_{d}\right) \dots (8)$$

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 188 V, 50 Hz とし、マトリックスコンバータのスイッチン グ周波数を 10 kHz 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 4000 rad/s、速度制御器は 400 rad/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 14 Hz, T_{θ} を 140 ms とし、固有角周波数を 10 rad/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	8.11A
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0.6 s 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0.38 p.u.から0.46 p.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 チョッパ動作時に出力電 圧波形の包絡線が正弦波の PWM 波形となり、V 結線 AC チ ョッパと同じ動作をしていることが確認できる。また、AC チョッパ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 チョッパ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).





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.として 回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 相が急激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ックスコンバータ を AC チョッパ動作させ、誘導機の回転子時定数に対して AC チョッパ動作時間を変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 チョッパ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 ョッパ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ッ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

6

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、マトリックスコンバータ 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 ッ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 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,飴井賢治:「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, Vol127, 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)



(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)。









 (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。





(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。