

フライホイール駆動用マトリックスコンバータの直送モード移行制御

五十嵐 寿勝* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Transition Control to Direct Transmission Mode with Matrix Converter for Flywheel Drive System

Hisakatsu Igarashi*, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

One of problem of an energy storage system with a flywheel is larger power consumption during standby in compared to that of a battery or EDLC. In order to reduce the power consumption, a direct transmission mode of a matrix converter, which the output terminal is directly connected to the input terminal, is applied. However, a rush output current will occur in the matrix converter when the matrix converter is transited from PWM mode to direct transmission mode. In order to solve this problem, this paper, a transition control using an AC chopper mode is proposed. Additionally, the validity of the proposed control is demonstrated in simulation and experimental results.

キーワード：フライホイール，マトリックスコンバータ，直送モード，移行制御
(Flywheel, Matrix converter, Direct transmission mode, Transition control)

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][4]}。

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，従来の BTB システムは電力補償待機時にモータ速度を一定に保つためにスイッチングを行う必要があり，待機時の電力損失が増加する問題がある。軽負荷時の効率改善には MOSFET の適用など様々な手法があるが，根本的にスイッチングをおこなうことから，待機電力削減が困難である^[5]。

一方，近年交流から交流に直接変換するマトリックスコンバータが注目を集めている^{[6][7]}。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システムが構成できる。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

波による損失が発生せず，大幅な待機電力削減が可能である。この直送モードを使用することで，電力補償待機時のフライホイールの電力損失削減が期待できる。

ここで，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。一方，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。マトリックスコンバータはエネルギーバッファを持たないため，モータ側の電力変動が系統側へも悪影響をおよぼす。マトリックスコンバータの直送モードは，このように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，直送モード移行制御を提案する。提案法は，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を回避することができる。本論文の構成は，最初にシステム構成および制御方法について説明する。次にシミュレーションによりその動作を検証し，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。また、入力側はマトリクスコンバータの電流形変換器 (入力フィルタ側)、出力側は電圧形変換器となる。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、定格速度は 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クスコンバータを直送モード運転することで、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が発生しないため、大幅な待機電力削減が達成できる。

3. PWM 制御と直送モード感の移行制御

図 2 に制御モードの状態遷移図を示す。提案制御は 4 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、状態は移行制御モード (モード II) に移行する。移行制御モードでは、出力電圧を入力電圧に徐々に一致させる制御を行う。入出力電圧が一致した後、直送モード (モード III) に移行する。電力補償時は電力補償モード (モード IV) 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

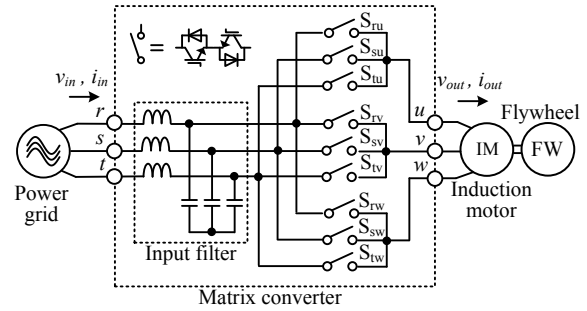


Fig. 1. Proposed system using flywheel energy storage with matrix converter.

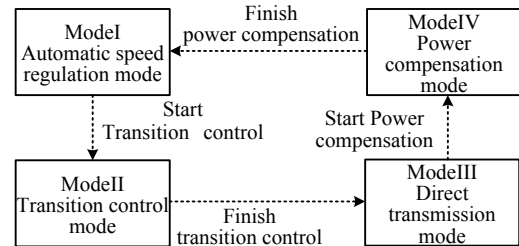


Fig. 2. State transition diagram of the control mode.

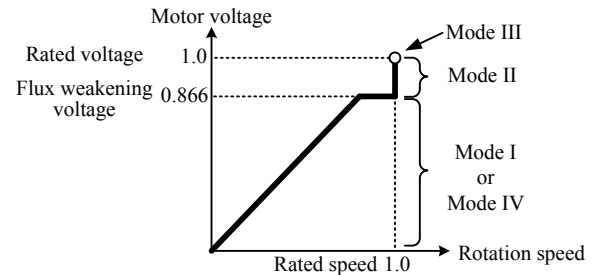


Fig. 3. Relationship between motor voltage and rotation speed in each mode.

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、過電流が生じるおそれがある。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。

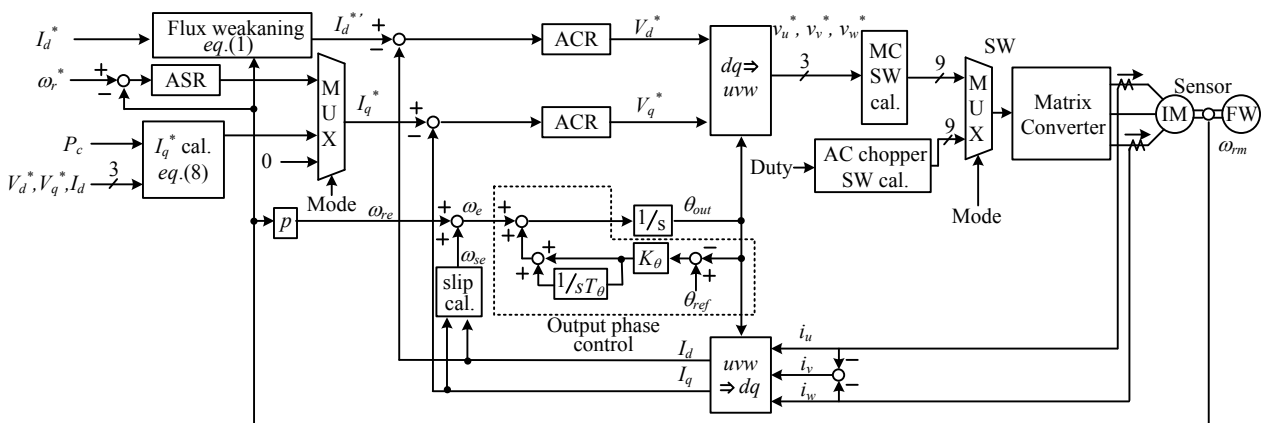


Fig. 4. Control block diagram for the proposed system.

図 4 に誘導機の制御ブロック図を示す。制御は誘導機のベクトル制御を基本とし、4つのモードに応じて q 軸電流制御器(以下 ACR)の指令値 I_q^* とマトリックスコンバータへスイッチング信号を切り換える。ここで、 θ_{ref} は移行制御モードの位相制御に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、 θ_{ref} に θ_{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。

〈3・1〉 モード I 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ベクトル制御を行い、回転数を定格回転数(系統に対して同期回転数)まで加速させるモードである。q 軸 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。フライホイールの機械損失が小さければ、待機時は誘導機のすべりはほぼゼロとなる。そこで、速度指令を同期速度にすることにより、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弱めることで、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。

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

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 II 移行制御モード

移行制御モードは、速度制御モードから直送モードまでの移行制御を行うモードである。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。本モードは、まず出力位相制御で入出力の電圧位相を一致させる。次に、マトリックスコンバータを AC チョップ動作させ、入出力の電圧振幅を一致させる。

出力位相制御は、出力位相 θ_{out} を電源位相指令値 θ_{ref} に一致させる制御であり、制御系内に PLL (Phase Locked Loop) を構成する。まず、 q_{in} 軸 ACR 指令値 I_q^* をゼロとし、フリーラン状態にする。次に出力位相 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 ω_e に加算する。ここで、 θ_{ref} から θ_{out} までの位相伝達関数 $G_\theta(s)$ は(2)式となる。

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

(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 ξ 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。

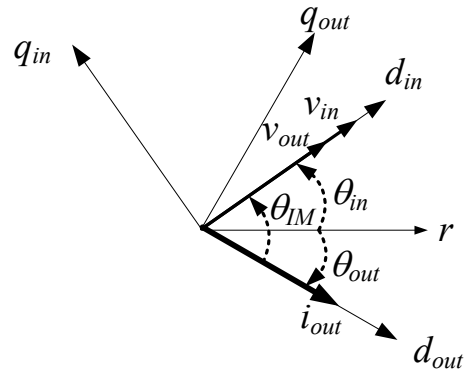


Fig. 5. Vector diagram when the output voltage phase corresponds to the input voltage phase.

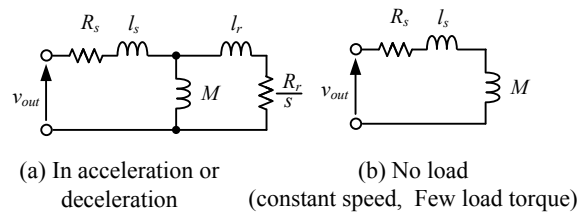


Fig. 6. Equivalent circuit of an induction motor verified by the fundamental component.

$$K_\theta = 2\xi\omega_n \dots\dots\dots (3)$$

$$T_\theta = \frac{2\xi}{\omega_n} \dots\dots\dots (4)$$

図 5 に入出力の電圧位相を一致させた時の回転座標系のベクトル図を示す。ここで、入力 d_{in} 、 q_{in} 軸は入力 R 相電圧 v_r が d_{in} 軸に一致するように定義する。出力位相制御は、まず、 q_{out} 軸 ACR 指令値 I_q^* をゼロとし、出力電流 i_{out} を出力 d_{out} 軸に一致させる。この時、出力電圧 v_{out} は i_{out} より誘導機の力率角 θ_{IM} だけ進む。

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_r 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、さらに速度が一定であるため、すべりはほぼゼロとみなせる。その結果、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。

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

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。入出力電圧の位相が一致した後は、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 チョップパの回路図を、図 7(b)に AC チョップパの制御ブロック図を示す^[8]。AC チョップ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、このとき電圧利用率が 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 チョップパ動作は、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 チョップパのスイッチングパターンと対応させることで、AC チョップパと同様な動作を行うモードである。図 8(b)に AC チョップ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 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 チョップパ動作に切り換えた時の d, q 軸電圧指令値である。デューティ指令が 1 に達した時、スイッチは常時オンとなり、直送モードに移行する。

〈3.3〉 モード III 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。なお、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挿入することも可能である。ただし、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電圧補償遅れが生じるので注意が必要である

〈3.4〉 モード IV 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 軸 ACR 指令 I_q^* は補償電力 P_c に対応する電流となる。ここで、補償電力 P_c は回転座標系の電圧指令値 V_d^* , V_q^* , 電流 I_d , I_q を用いると(7)式で与えられる。

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

(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 ACR 指令 I_q^* が(8)式で求まる。

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

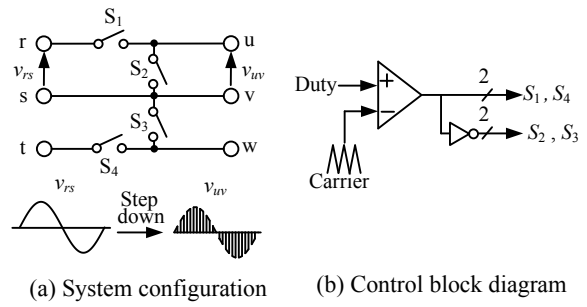
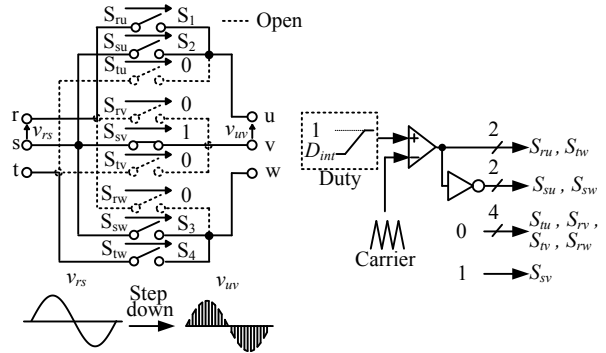


Fig. 7. V-connection AC chopper.



(a) Correspondence of switching pattern (b) Control block diagram

Fig. 8. AC chopper mode (mode II) of matrix converter. Table.1 Induction motor and flywheel parameter

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

電力補償終了後は再び速度制御モードに移行する。

3. シミュレーションによる検証

提案制御の動作を確認するため、シミュレーションを行った。表 1 に想定した誘導機とフライホイールのパラメータを示す。シミュレーション条件は系統電圧を誘導機の定格電圧に合わせるために 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応答時間を、電流制御器は 4000 rad/sec, 速度制御器は 400 rad/sec 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, T_θ を 140 msec とし、固有角周波数を 10 rad/sec で設計している。なお、各シミュレーション結果はモータの定格値で基準化する。

図 9 に速度制御モードから直送モードまでのシミュレーション結果を示す。0.1 sec で速度制御モードから移行制御モードに移行する。図 9 より、0.46 sec で入出力電圧位相が一致し、その後マトリックスコンバータが AC チョップ動作をしている。また、0.52 sec で出力電圧が入力電圧に一致し、マトリックスコンバータが直送モードに移行している。以上より、移行制御開始から 0.42 sec で直送モードに移行できることを確認した。さらに、切り換え時において、電流に急峻な変動が起きていないことが確認できる。

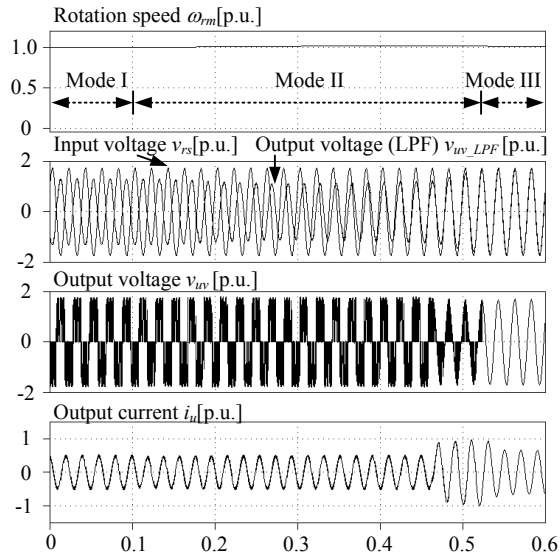


Fig. 9. Simulation results of transition from automatic speed regulation mode (Mode I) to direct transmission mode (Mode III).

図 10 に直送モードから電力補償モードまでのシミュレーション結果を示す。0.1 sec から 0.2 sec にかけて系統に補償電力を供給することを想定し、出力 q 軸電流指令を -0.3 p.u. とする。図 10 より、モード切り替え後に d 軸電流と q 軸電流が指令値に追従し、直送モードから PWM 運転に状態が復帰していることがわかる。また、移行時に出力電流に急峻な変動が起きていないことが確認できる。

4. 実験検証

提案法の動作を実機実験にて検証した。ここで、モータパラメータや制御パラメータはシミュレーションと同じである。

図 11 に出力位相制御の実験結果を示す。図 11(a) は定常状態の結果である。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 11(b) 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結果である。出力位相制御を開始した瞬間に、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。また、制御開始から 0.6 sec で入出力位相がゼロに収束する。

図 12 に PWM 運転から直送モードまでの移行の実験結果を示す。ここで、出力位相制御により入出力電圧位相が一致している状態から移行を開始している。AC チョップ動作時に出力電圧波形の包絡線が正弦波状の PWM 波形となり、V 線結 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が増加することで、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え時に、出力電流を急峻に変化させることなくモードが切り換わっていることがわかる。

図 13 に直送モードから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、0.1 sec の間、q 軸電流指令

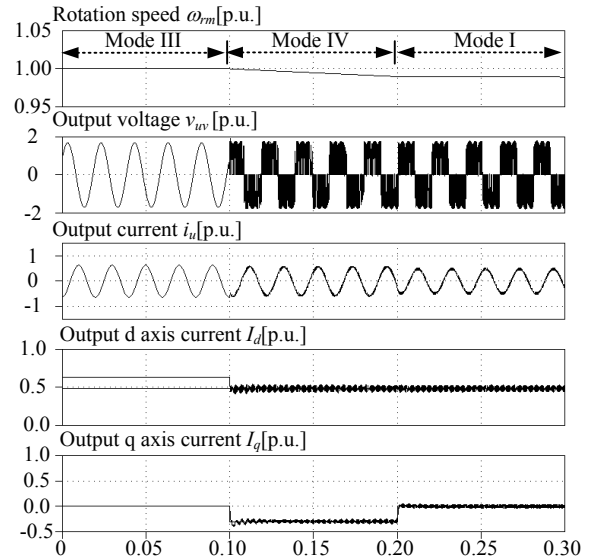
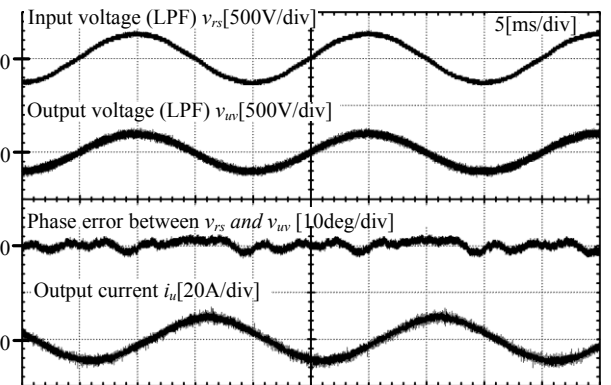
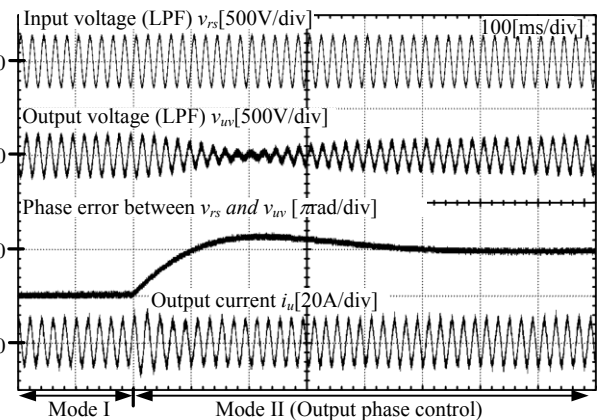


Fig. 10. Simulation results of transition from direct transmission mode (mode III) to automatic speed regulation mode (Mode I).



(a) Steady state at rated speed.



(b) Transient term.

Fig. 11. Experimental results of the output phase control (Mode II).

を -0.3 p.u. とし、回生状態を模擬している。図 13 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。

5. 待機電力解析

図 14 に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、直送モードした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、弱め磁束制御により励磁電流が減少するため、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

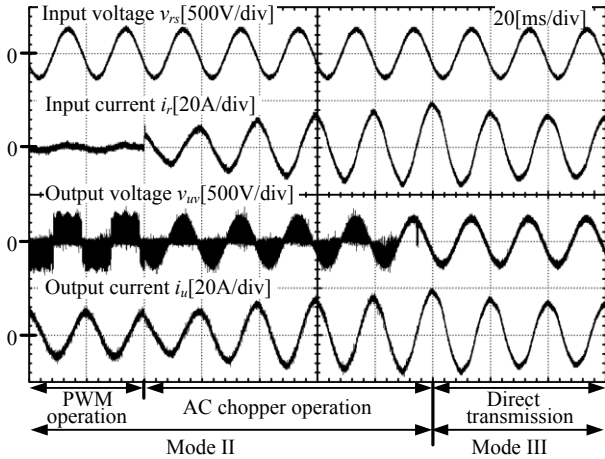


Fig. 12. Experimental results of the transition from PWM operation (Mode II) to the direct transmission mode (Mode III).

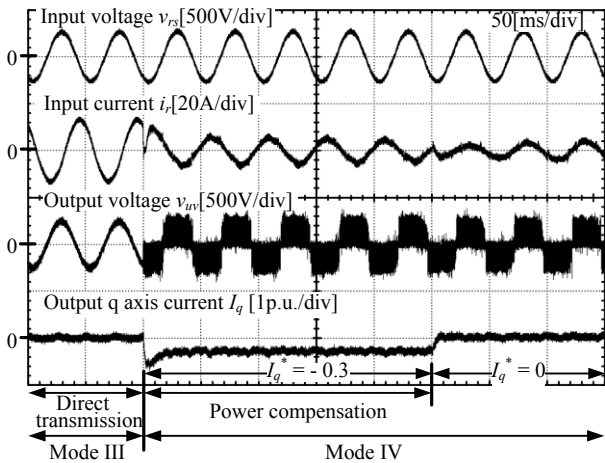


Fig. 13. Experimental results of the transition from the direct transmission mode (Mode III) to the Power compensation mode (Mode IV).

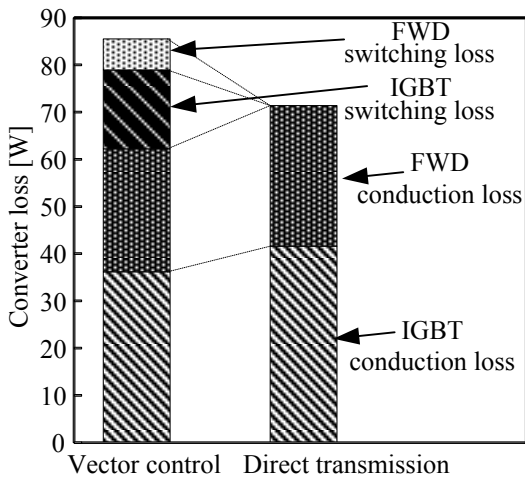


Fig. 14. Converter loss analysis in the vector control mode and the direct transmission mode.

グを行わないため、スイッチング損失が発生しない。結果として、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%削減することができる。

6. 結論

本論文はフライホイール用マトリ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がわかった。損失解析の結果、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。また、マトリクスコンバータの 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。シミュレーションにより、速度制御モードから直送モードへ 0.42 sec で移行できることを確認した。また、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。

今回エネルギー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) E. Rodriguez, D. Abud, J. Arau: "A Novel Single-Stage Single-Phase DC uninterruptible Power Supply with Power-Factor Correction", IEEE Trans. on I.E., Vol. 46, No. 6, 1999, pp. 1137-1147.
- (2) W. Kim, C. Lim, B. kwon, C. Choi, H. Jeon, J. Shon: "A study on the performance improvement of DVR system using EDLC", ICPE 07th, 2007, pp. 531-535.
- (3) B. Wang, G. Venkataramanan: "Dynamic Voltage Restorer Utilizing a Matrix Converter and Flywheel Energy Storage", IEEE Trans. on I.A, Vol. 45, No. 1, 2007, pp. 222-231.
- (4) I. Takahashi, Y. Okita, I. Andoh: "Development of long life three phase uninterruptible power supply using flywheel energy strage unit", conf. on PEDES, Vol. 1, 1996, pp.559-564.
- (5) R. Li, Z. Ma, D. Xu: "A ZVS Grid-Connected Three-Phase Inverter", IEEE Trans., Vol. 27, No. 8, 2012, pp. 3595-3604.
- (6) 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.
- (7) 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.
- (8) 伊東淳一, 田島宏一, 大沢博: "三相 V 結線交流チョップ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.