

An Energy Efficient Drive Method of an Induction Motor using a Regenerative Power Storage System

Kaoru INOUE* , Kazutaka MATSUMOTO† , Kenji OGATA† and Toshiji KATO‡

(Received February 26, 2007)

In this paper, we propose an energy efficient drive method of an induction motor. A vector control method is employed in order to control a torque instantaneously in the case of acceleration and regeneration. When the motor speed is reduced by the electromagnetic braking, the rotating energy can be converted into an electric power. This is called the regenerative power. The regenerative power is stored by a regenerative power storage system composed of an electrolytic capacitor and a bi-directional DC-DC converter. We have designed a novel control system using both a feed-back and a feed-forward paths for a state-averaged model of the bi-directional DC-DC converter in order to store and provide the regenerative power. All controller gains of the motor and the regenerative power storage system are determined by the pole placement method. The effectiveness of the proposed control method is illustrated by both simulations and experiments.

Key words : Induction Motor, Regenerative Power Storage System, Servo System, Pole Placement Method, Regeneration, Energy Efficient Drive.

キーワード : 誘導電動機, 回生電力貯蔵装置, サーボ系, 極配置法, 電力回生, 省エネルギー駆動.

回生電力貯蔵装置を用いた誘導電動機の省エネルギー駆動法

井上 馨 ・ 松本 和剛 ・ 小方 健司 ・ 加藤 利次

1. はじめに

電気鉄道や電気自動車, 製鉄所の圧延機などの電動機を用いた機器においては, 減速を機械的ブレーキで行うかわりに電氣的に逆トルクを発生させる電磁ブレーキを用いることで, 機械的エネルギーを電力として取り出すことができる^{1),2)}. 従来の機器では, 電源への電力回生を行わず, 抵抗で電力を消費させる発電制動が一般的に行われてきた. ところが, 近年の電力

需要増大や環境問題により, 電気機器の省エネルギー化が推し進められてきている. そこで, キャパシタやバッテリーに双方向 DC-DC コンバータを通して充放電を行うことでエネルギーの有効利用を図る方法が提案されている³⁾⁻⁹⁾. コンバータの制御には, PID 制御を用いた設計例が多く³⁾⁻⁹⁾の論文で見受けられるが³⁾⁻⁹⁾, 制御系の安定性についての理論解析結果については丁寧³⁾⁻⁹⁾に示されていないことも多い.

一方, 誘導電動機は保守性の良さから幅広い分野で用いられている. 効率や制御性は永久磁石を用いたブラシレス DC モータが優れているため, 比較的小容量の用途ではブラシレス DC モータが多用されるようになってきた. ところが, 依然として多くの誘導電動機が用いられており, これらを効率よく駆動することは重要な課題となっている. 誘導電動機は, ベクトル制

* Department of Electrical Engineering,
Doshisha University, Kyoto
Telephone: +81-774-65-6296, Fax: +81-774-65-6296,
E-mail: kaoinoue@mail.doshisha.ac.jp

† Department of Electrical Engineering,
Doshisha University, Kyoto
Telephone: +81-774-65-6318, Fax: +81-774-65-6801

‡ Department of Electrical Engineering,
Doshisha University, Kyoto
Telephone: +81-774-65-6322, Fax: +81-774-65-6812,
E-mail: tkato@mail.doshisha.ac.jp

御によりトルクの制御性が向上したが、その制御ゲインの設計には伝達関数法¹⁰⁾などが用いられてきた。

そこで本研究では、ベクトル制御を用いた誘導電動機の省エネルギー化を目的として、従来の駆動システムの直流リンク部分に回生電力貯蔵装置を接続し、回生時に電力を貯蔵し力行時に電力を放出することで、効率のよいシステムを実現するための制御方法に焦点をあてて検討を行う。まず、誘導電動機のベクトル制御系を一型サーボ系に展開し制御ゲインを極配置法を用いて決定する方法を示す。次に回生電力貯蔵・放出用の双方向 DC-DC コンバータの制御方法について検討を行う。ここでは、コンバータの状態平均化モデルに対してフィードバックとフィードフォワード制御を併用することで、安定性と応答性の高い制御系設計を行う。

以下、2. では対象となるシステムの構成、3. ではサーボ系と極配置法を用いた誘導電動機制御システムについて述べ、4. では回生電力貯蔵装置の制御法を提案する。そして、5. では提案する手法の有効性をシミュレーションおよび実験により検証する。

2. 誘導電動機駆動システムの構成

Fig. 1 に全体のシステム図を示す。誘導電動機駆動用の三相フルブリッジインバータの直流側に回生電力貯蔵装置が接続されている。誘導電動機は、間接型ベクトル制御¹⁰⁾を用いて力行・回生時ともにトルクを制御する。回生電力貯蔵装置は、DCリアクトル L と IGBT の SW1 と SW2 から成る双方向 DC-DC コンバータとキャパシタ C_1 から構成されている。双方向 DC-DC コンバータの SW1 と SW2 は相補的にスイッチングさせ、回生電力を C_1 に貯蔵する場合は昇圧、放出する場合には降圧コンバータとして働く。

電源が投入されると、キャパシタ C_1 はダイオードを通して、 V_{DC2} と同一電圧まで充電される。そして、誘導電動機から電力が回生してくると V_{DC2} が上昇し

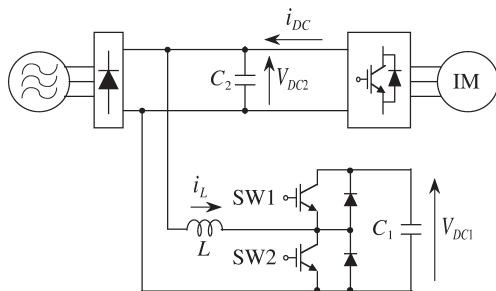


Fig. 1 Objective system.

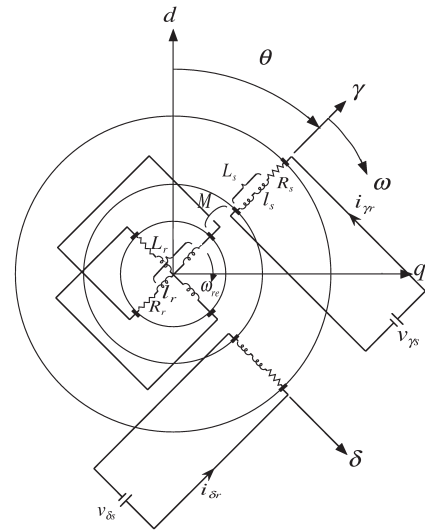


Fig. 2 An equivalent circuit of an induction motor represented by γ - δ coordinates.

ようとするため、充電電流 i_L を流してキャパシタ C_1 を充電しつつ、 V_{DC2} を一定値に保つ。次に、誘導電動機が力行状態になると V_{DC2} が低下しようとするため、放電電流を流して C_1 を放電しつつ、 V_{DC2} を一定値に保つことで、蓄えられた電荷を誘導電動機の力行用電力として用いる。このようにして、誘導電動機が回生、力行を繰り返すたびにキャパシタ C_1 を充放電し、誘導電動機の回生電力を有効利用する。

3. サーボ系を用いたベクトル制御

3.1 誘導電動機の回路方程式¹⁰⁾

誘導電動機は、三相交流で駆動する上にすべりが存在するため扱いづらい。そこで、座標変換¹⁰⁾を施し、 γ - δ 軸上の二つの直流量で扱えるようにする。

γ - δ 座標で表した誘導電動機の等価回路を Fig. 2 に示す。回転子の回転角速度を ω_{rm} 、固定子巻線によって誘起される回転磁界の回転角速度を ω とし、極対数を p とすると、回転子の電気的回転角速度 ω_{re} は $\omega_{re} = p \cdot \omega_{rm}$ で表される。ここで、 γ 軸固定子電圧を $v_{\gamma s}$ 、 δ 軸固定子電圧を $v_{\delta s}$ とすると、回路方程式は以下で与えられる。

$$\begin{bmatrix} v_{\gamma s} \\ v_{\delta s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{d}{dt}L_s & -\omega L_s \\ \omega L_s & R_s + \frac{d}{dt}L_s \\ \frac{d}{dt}M & -(\omega - \omega_{re})M \\ (\omega - \omega_{re})M & -\omega M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\gamma s} \\ i_{\delta s} \\ i_{\gamma r} \\ i_{\delta r} \end{bmatrix} \quad (1)$$

但し, $i_{\gamma s}$, $i_{\delta s}$ は γ , δ 軸固定子電流, $i_{\gamma r}$, $i_{\delta r}$ は γ , δ 軸回転子電流であり, R_s , R_r は固定子巻線抵抗, 回転子巻線抵抗, L_s , L_r , M は固定子巻線の自己インダクタンス, 回転子巻線の自己インダクタンス, 各巻線間の相互インダクタンスをそれぞれ表す.

座標変換後の誘導電動機のトルク T_e は, γ 軸回転子磁束 $\Phi_{\gamma r} = Mi_{\gamma s} + L_r i_{\gamma r}$ と δ 軸回転子磁束 $\Phi_{\delta r} = Mi_{\delta s} + L_r i_{\delta r}$ に対してそれぞれ直交して流れる固定子電流の積となるので,

$$T_e = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{\gamma r} i_{\delta s} - \Phi_{\delta r} i_{\gamma s}) \quad (2)$$

で与えられ, これによって回転子が運動方程式

$$J \dot{\omega}_{rm} + \xi \omega_{rm} = T_e \quad (3)$$

に従って回転する. 但し, J と ξ はそれぞれ回転慣性係数, 回転減衰係数を表す.

式(2)において δ 軸回転子磁束 $\Phi_{\delta r}$ を 0 に制御すると, $T_e = p \frac{M}{L_r} \Phi_{\gamma r} i_{\delta s}$ となり, γ 軸回転子磁束 $\Phi_{\gamma r}$ を一定値に制御すると δ 軸固定子電流 $i_{\delta s}$ に比例するため, 制御しやすい. $\Phi_{\delta r}$ を 0 に制御する手法に直接形と間接形があり¹⁰⁾, 本研究では間接形を用いる.

3.2 間接形ベクトル制御法¹⁰⁾

式(1)を制御のしやすい固定子電流 $i_{\gamma s}$, $i_{\delta s}$ と, 回転子磁束 $\Phi_{\gamma r}$, $\Phi_{\delta r}$ を状態変数として状態方程式に変形すると,

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{\gamma s} \\ \dot{i}_{\delta s} \\ \dot{\Phi}_{\gamma r} \\ \dot{\Phi}_{\delta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} \\ \frac{MR_r}{L_r} & 0 \\ 0 & \frac{MR_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\gamma s} \\ i_{\delta s} \\ \Phi_{\gamma r} \\ \Phi_{\delta r} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} v_{\gamma s} \\ v_{\delta s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

となる. ここで, 漏れ係数 $\sigma = 1 - M^2/L_s L_r$, すべり角周波数 $\omega_{se} = \omega - \omega_{re}$ である.

式(4)の第4行より, $\Phi_{\delta r} = 0$, $\dot{\Phi}_{\delta r} = 0$ とするためには,

$$\omega_{se} = \frac{MR_r}{L_r} \frac{i_{\delta s}}{\Phi_{\gamma r}} \quad (5)$$

となればよいことがわかる. これより,

$$\omega = \frac{MR_r}{L_r} \frac{i_{\delta s}}{\Phi_{\gamma r}} + \omega_{re} \quad (6)$$

となるように, 固定子巻線で作る回転磁界の回転角速度 ω を制御すればよい.

間接形ベクトル制御により $\Phi_{\delta r} = 0$ に制御された場合の状態方程式は, 以下となる.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{\gamma s} \\ \dot{i}_{\delta s} \\ \dot{\Phi}_{\gamma r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} \\ \frac{MR_r}{L_r} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\gamma s} \\ i_{\delta s} \\ \Phi_{\gamma r} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} v_{\gamma s} \\ v_{\delta s} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

3.3 δ 軸, γ 軸の状態方程式

式(7)の1行目と2行目に着目し, $i_{\gamma s}$ を $v_{\gamma s}$ で, $i_{\delta s}$ を $v_{\delta s}$ で制御する. γ 軸の量と δ 軸の間には相互干渉があるため, これを取り除くため非干渉制御¹⁰⁾を行う. 干渉成分は, モータ定数が分かれば電流を検出することによって推定できる量であるので, それを推定して補償するように $v_{\gamma s}$, $v_{\delta s}$ を

$$v_{\gamma s} = v'_{\gamma s} - \omega \sigma L_s i_{\delta s} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} v_{\delta s} &= v'_{\delta s} + \omega \sigma L_s i_{\gamma s} + \frac{M}{L_r} \Phi_{\gamma r} (\omega_{re} + \frac{MR_r}{L_r} \frac{i_{\delta s}}{\Phi_{\gamma r}}) \\ &= v'_{\delta s} + \omega (\sigma L_s i_{\gamma s} + \frac{M}{L_r} \Phi_{\gamma r}) \end{aligned} \quad (9)$$

とする. 時間変数に (t) を付すと, 式(7)は γ 軸の状態方程式

$$\dot{\mathbf{x}}_{\gamma}(t) = \mathbf{A}_{\gamma} \mathbf{x}_{\gamma}(t) + \mathbf{B}_{\gamma} v'_{\gamma s}(t) \quad (10)$$

$$\mathbf{x}_{\gamma}(t) = \begin{bmatrix} i_{\gamma s}(t) \\ \Phi_{\gamma r}(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{\gamma} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_{\gamma} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{MR_r}{L_r} & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (11)$$

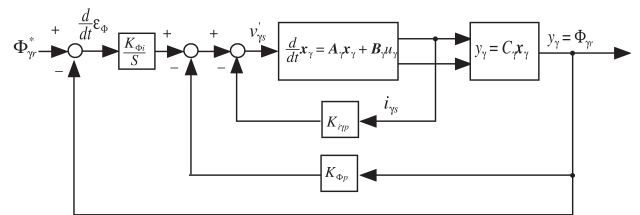


Fig. 3 Block diagram of γ axis.

と、 δ 軸の状態方程式

$$\dot{\mathbf{x}}_\delta(t) = \mathbf{A}_\delta \mathbf{x}_\delta(t) + \mathbf{B}_\delta v'_{\delta s}(t) \quad (12)$$

$$\mathbf{x}_\delta(t) = i_{\delta s}(t), \quad \mathbf{A}_\delta = -\frac{R_s}{\sigma L_s}, \quad \mathbf{B}_\delta = \frac{1}{\sigma L_s} \quad (13)$$

に分割でき、 γ 軸の変数と δ 軸の変数が独立に制御できるようになる。

3.4 γ 軸制御系の設計

式 (2) において、 $\Phi_{\gamma r}$ を一定値に保つとトルクの制御が行いやすい。そこで、ステップ入力に定常偏差無く追従する一型サーボ系¹¹⁾を構成する。

Fig. 3 に制御系の構成図を示す。 $\Phi_{\gamma r}^*(t)$ はステップ状の指令値である。 $\varepsilon_\Phi(t) = \Phi_{\gamma r}^*(t) - \Phi_{\gamma r}(t)$ として、このブロック線図を状態方程式で表すと、以下となる。

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_\gamma(t) = \tilde{\mathbf{A}}_\gamma \tilde{\mathbf{x}}_\gamma(t) + \tilde{\mathbf{B}}_\gamma v'_{\gamma s}(t) + \tilde{\mathbf{d}}_\gamma \Phi_{\gamma r}^*(t) \quad (14)$$

但し、

$$\tilde{\mathbf{x}}_\gamma(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_\gamma(t) \\ \varepsilon_\Phi(t) \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{B}}_\gamma = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_\gamma \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{d}}_\gamma = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ 1 \end{bmatrix},$$

$$\tilde{\mathbf{A}}_\gamma = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_\gamma & \mathbf{0} \\ -\mathbf{C}_\gamma & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_\gamma = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (15)$$

である。

ここで、 $t = \infty$ における定常状態において、 $\mathbf{x}_\gamma(\infty) = \text{一定値}$ 、 $\varepsilon_\Phi(\infty) = 0$ となるように安定な制御系を設計すると、定常状態は

$$\tilde{\mathbf{x}}_\gamma(\infty) = \tilde{\mathbf{A}}_\gamma \tilde{\mathbf{x}}_\gamma(\infty) + \tilde{\mathbf{B}}_\gamma v'_{\gamma s}(\infty) + \tilde{\mathbf{d}}_\gamma \Phi_{\gamma r}^*(\infty) \quad (16)$$

で表される。 $t > 0$ に対して $\Phi_{\gamma r}^*(t) = \Phi_{\gamma r}^*(\infty)$ となることに注意して、式 (14) から式 (16) を差し引くと

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_{\gamma e}(t) = \tilde{\mathbf{A}}_\gamma \tilde{\mathbf{x}}_{\gamma e}(t) + \tilde{\mathbf{B}}_\gamma v'_{\gamma se}(t) \quad (17)$$

を得る。ただし、

$$\tilde{\mathbf{x}}_{\gamma e}(t) = \tilde{\mathbf{x}}_\gamma(t) - \tilde{\mathbf{x}}_\gamma(\infty) \quad (18)$$

$$v'_{\gamma se}(t) = v'_{\gamma s}(t) - v'_{\gamma s}(\infty) \\ = -\mathbf{K}_\gamma \tilde{\mathbf{x}}_{\gamma e}(t) \quad (19)$$

$$\mathbf{K}_\gamma = [K_{i\gamma p} \quad K_{\Phi p} \quad -K_{\Phi i}] \quad (20)$$

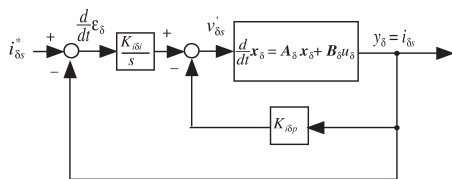


Fig. 4 Block diagram of δ axis.

である。

式 (17) に制御入力 (19) を施すと、

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_{\gamma e}(t) = (\tilde{\mathbf{A}}_\gamma - \tilde{\mathbf{B}}_\gamma \mathbf{K}_\gamma) \tilde{\mathbf{x}}_{\gamma e}(t) \quad (21)$$

となる。式 (21) は、完全状態可制御であるので、極配置法を用いて任意の極を指定できる。 \mathbf{K}_γ を極が安定になるように選ぶことで、 $\tilde{\mathbf{x}}_{\gamma e}(t)$ は 0 へと収束する。すなわち、 $\Phi_{\gamma r}(t)$ を一定値に制御することができる。

3.5 δ 軸制御系の設計

Fig. 4 に制御系の構成図を示す。 δ 軸では、 $i_{\delta s}$ を一定値に保つことで、一定のトルク T_e を発生させる。

γ 軸の場合と同様に、 $i_{\delta s}^*(t)$ をステップ状の指令値とし、 $\varepsilon_\delta(t) = i_{\delta s}^*(t) - i_{\delta s}(t)$ として、このブロック線図を状態方程式で表すと、以下となる。

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_\delta(t) = \tilde{\mathbf{A}}_\delta \tilde{\mathbf{x}}_\delta(t) + \tilde{\mathbf{B}}_\delta v'_{\delta s}(t) + \tilde{\mathbf{d}}_\delta i_{\delta s}^*(t) \quad (22)$$

但し、

$$\tilde{\mathbf{x}}_\delta(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_\delta(t) \\ \varepsilon_\delta(t) \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{B}}_\delta = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_\delta \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\tilde{\mathbf{A}}_\delta = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_\delta & \mathbf{0} \\ -1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{d}}_\delta = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (23)$$

である。ここで、 $t = \infty$ における定常状態

$$\tilde{\mathbf{x}}_\delta(\infty) = \tilde{\mathbf{A}}_\delta \tilde{\mathbf{x}}_\delta(\infty) + \tilde{\mathbf{B}}_\delta v'_{\delta s}(\infty) + \tilde{\mathbf{d}}_\delta i_{\delta s}^*(\infty) \quad (24)$$

では、 $\mathbf{x}_\delta(\infty) = \text{一定値}$ 、 $\varepsilon_\delta(\infty) = 0$ となる。 $t > 0$ に対して $i_{\delta s}^*(t) = i_{\delta s}^*(\infty)$ となることに注意して、式 (22) から式 (24) を差し引くと

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_{\delta e}(t) = \tilde{\mathbf{A}}_\delta \tilde{\mathbf{x}}_{\delta e}(t) + \tilde{\mathbf{B}}_\delta v'_{\delta se}(t) \quad (25)$$

を得る。ただし、

$$\tilde{\mathbf{x}}_{\delta e}(t) = \tilde{\mathbf{x}}_\delta(t) - \tilde{\mathbf{x}}_\delta(\infty) \quad (26)$$

$$v'_{\delta se}(t) = v'_{\delta s}(t) - v'_{\delta s}(\infty) \\ = -\mathbf{K}_\delta \tilde{\mathbf{x}}_{\delta e}(t) \quad (27)$$

$$\mathbf{K}_\delta = [K_{i\delta p} \quad -K_{i\delta i}] \quad (28)$$

である。

式 (25) に制御入力 (27) を施すと、

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_{\delta e}(t) = (\tilde{\mathbf{A}}_\delta - \tilde{\mathbf{B}}_\delta \mathbf{K}_\delta) \tilde{\mathbf{x}}_{\delta e}(t) \quad (29)$$

となる。式 (29) は、完全状態可制御であるので、極配置法を用いて任意の安定な極を持つようにゲインを設計できる。このとき、 $\tilde{\mathbf{x}}_{\delta e}(t)$ は 0 へと収束し、 $i_{\delta r}(t)$ を一定値に制御することができる。なお、 \mathbf{K}_δ は、収

束の早さとインバータや電動機の定格電流を考慮して決定する。

以上により、誘導電動機のトルクを自由に制御することができる。正のトルクを指令することで電動機を加速でき、負のトルクを指令することで電力を回生することができる。

4. 回生電力貯蔵装置の制御

4.1 制御の概要

Fig. 1 において、インバータ直流側電圧 V_{DC2} を電圧指令値 V_{DC2}^* 一定となるように制御し、DCリアクトルを流れる電流 i_L をインバータ直流側電流 i_{DC} と等しくなるように制御する。これにより、誘導電動機から電力が回生してくると V_{DC2} が上昇するため、 i_{DC} と等しい i_L を流してコンデンサ C_1 を充電しつつ V_{DC2} を指令値に保つ。次に、誘導電動機が力行状態になると V_{DC2} が低下するため C_1 を放電し、蓄えられた電荷を誘導電動機の駆動に用いる。このようにして、誘導電動機が回生、力行を繰り返すたびにコンデンサを充放電し、回生電力を有効利用することができる¹²⁾。

4.2 状態平均化モデル

電力回生時の正の電流方向を Fig. 5 に示すように定め、SW1 と SW2 は相補的にスイッチングさせる。この回路は、Fig. 6 に示す 2 つの回路モードがある。ただし、IGBT とダイオードの抵抗をともに $r(\Omega)$ とした。

Fig. 6 の等価回路をもとに、状態平均化法^{13),14)} を用いて状態方程式を導く。まず、スイッチが状態 a1 における回路方程式は、以下で表される。

$$L\dot{i}_L = -ri_L + V_{DC2} - V_{DC1} \quad (30)$$

$$C_2\dot{V}_{DC2} = i_{DC} - i_L \quad (31)$$

同様に、状態 a2 における回路方程式は以下となる。

$$L\dot{i}_L = -ri_L + V_{DC2} \quad (32)$$

$$C_2\dot{V}_{DC2} = i_{DC} - i_L \quad (33)$$

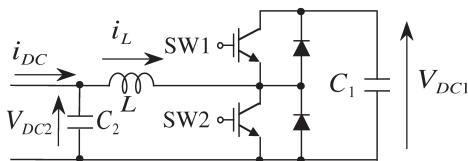


Fig. 5 Regenerative power storage system.

時間変数に (t) を付して表し、SW1 の ON 期間を $D(t)$ 、SW2 の ON 期間を $D'(t) = 1 - D(t)$ 、状態変数 $\mathbf{x}(t)$ を

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_L(t) \\ V_{DC2}(t) \end{bmatrix} \quad (34)$$

として、式 (30)~式 (33) の状態平均化を行うと次式を得る。

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{b}D(t)V_{DC1}(t) + \mathbf{d}i_{DC}(t) \quad (35)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_2} & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{b} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{d} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{C_2} \end{bmatrix} \quad (36)$$

4.3 制御入力

式 (35) は、変数 $D(t)$ と $V_{DC1}(t)$ による双線形システムである。しかし、電圧センサーを用いると $V_{DC1}(t)$ の正確な測定が容易であるため、 $\mathbf{b}D(t)V_{DC1}(t)$ は $D(t)$ の関数と考えることができる。従って式 (35) は、外乱 $\mathbf{d}i_{DC}(t)$ と制御入力 $D(t)$ を持つ線形システムとみなせる。

システムの理想状態 $\mathbf{x}^*(t)$ を以下のように定める。

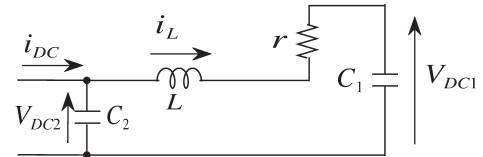
$$\mathbf{x}^*(t) = \begin{bmatrix} i_{DC}(t) \\ V_{DC2}^* \end{bmatrix} \quad (37)$$

ここで、 $i_{DC}(t)$ はベクトル制御によって力行・回生される電流であり時変であるが、 V_{DC2}^* は一定値である。このとき理想システムは、以下で与えられる。

$$\dot{\mathbf{x}}^*(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}^*(t) + \mathbf{b}D^*(t)V_{DC1}^*(t) + \mathbf{d}i_{DC}(t) \quad (38)$$

式 (35) から式 (38) を引くことにより、偏差システム

$$\dot{\mathbf{x}}_e(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}_e(t) + \mathbf{b}D(t)V_{DC1}(t) - \mathbf{b}D^*(t)V_{DC1}^*(t) \quad (39)$$



(a) Mode a1 (SW1:ON SW2:OFF)

(b) Mode a2 (SW1:OFF SW2:ON)

Fig. 6 Circuit modes.

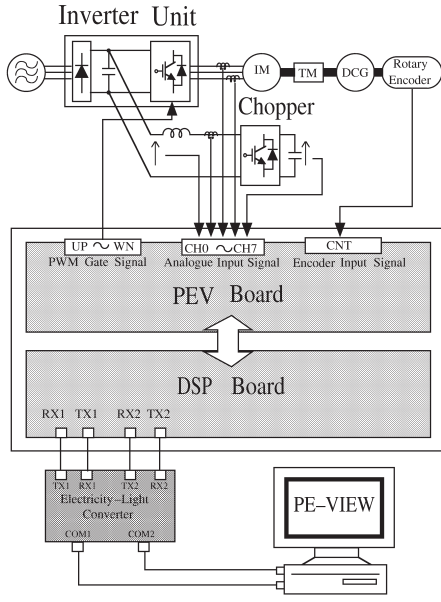


Fig. 7 Experimental system setup.

$$\mathbf{x}_e(t) = \mathbf{x}(t) - \mathbf{x}^*(t) \quad (40)$$

を得る。ここで、制御入力

$$D(t) = \frac{1}{V_{DC1}(t)} (-\mathbf{K}_a \mathbf{x}_e(t) + D^*(t) V_{DC1}^*(t)) \quad (41)$$

$$\mathbf{K}_a = [K_{ai} \quad K_{av}] \quad (42)$$

を式 (39) へ与えれば

$$\dot{\mathbf{x}}_e(t) = (\mathbf{A} - \mathbf{bK}_a) \mathbf{x}_e(t) \quad (43)$$

が得られる。式 (43) の行列 $\mathbf{A} - \mathbf{bK}_a$ の固有値が安定となるように K_{ai} , K_{av} を決定すれば, $\mathbf{x}_e(t)$ は 0 へと収束する。すなわち, 理想システム (38) へ対象システムを制御できる。

Table. 1 Parameters setup.

R_s	2.63(Ω)	R_r	2.42(Ω)
L_s	0.177(H)	L_r	0.173(H)
M	0.167(H)	p	2
J	0.0073(kg m ²)	$K_{i\gamma p}$	41.7
ξ	0.0036(Nm s/rad)	$K_{\Phi p}$	19482
$K_{\Phi i}$	6404700	$K_{i\delta p}$	31.7
$K_{i\delta i}$	18734	$\Phi_{\gamma r}^*$	0.5(Wb)
PWM	10(kHz)	C_1	3000(μ F)
K_{ai}	-23.1	C_2	3000(μ F)
K_{av}	42.2	r	0.865(Ω)
L	10(mH)	V_{DC2}^*	320(V)

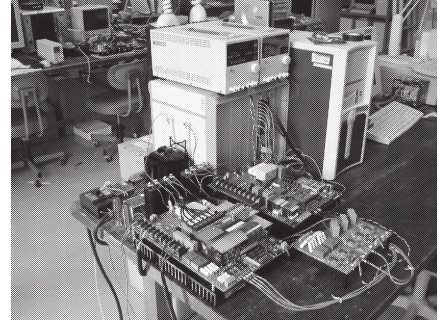


Fig. 8 Regenerative power storage system and controller.

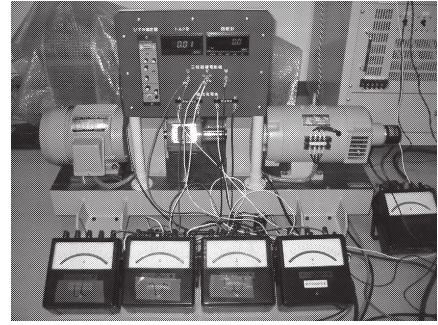


Fig. 9 Three phase induction motor.

また, 式 (41) の $D^*(t) V_{DC1}^*(t)$ は, 式 (37) と式 (38) より,

$$D^*(t) V_{DC1}^*(t) = V_{DC2}^* - r i_{DC}(t) - L \dot{i}_{DC}(t) \quad (44)$$

と表される。これは理想システムの動作を表しており, フィードフォワード制御となっている。

5. 有効性の検証

5.1 パラメータおよび実験装置

本提案手法の有効性を確認するため, シミュレーションと実験を行った。シミュレーションでは, MATLAB の SimPowerSystems を用い, 表 1 に示す各パラメータを用いた。また, Figs. 7~9 に実験装置を示す。誘導電動機駆動用の三相フルブリッジインバータと電力貯蔵装置の DC-DC コンバータは, DSP を用いた制御装置によって制御される。

制御入力 (41) を計算する際に i_{DC} を計測する必要があるが, これにはインバータのスイッチングノイズが重畳しているため, 制御系の安定性に影響を与える。そこで, 一次遅れのフィルタ $\frac{1}{1+0.02s}$ を用いて高周波を取り除いた。

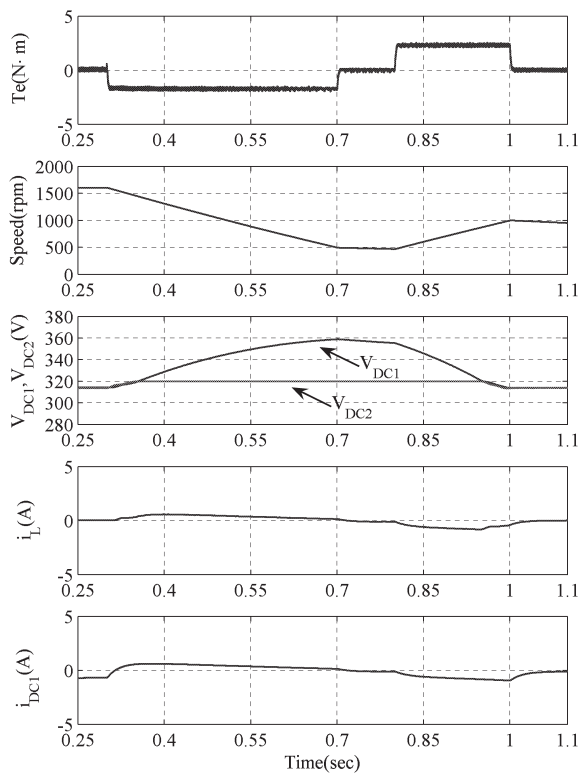


Fig. 10 Simulation results.

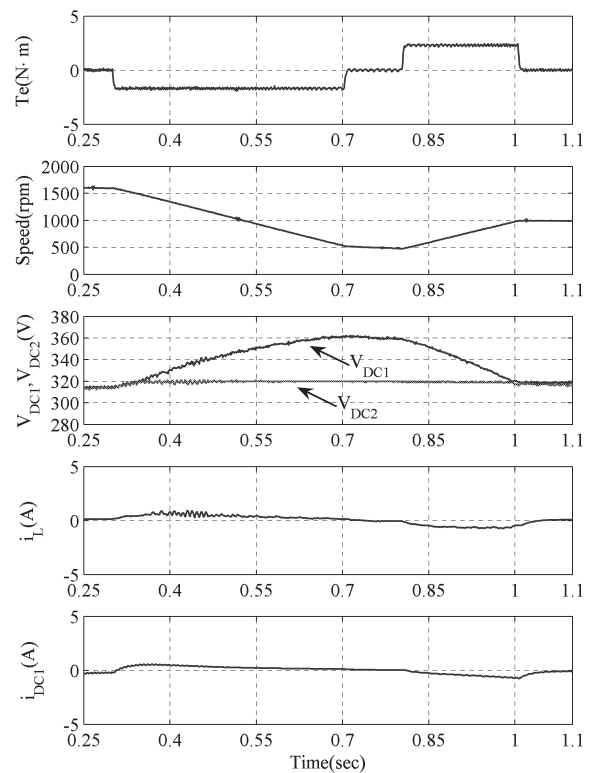


Fig. 11 Experimental results.

5.2 シミュレーション結果

誘導電動機を 1600 (rpm) からベクトル制御で一定トルクで減速 (回生)・加速 (力行) させた時のシミュレーション結果を Fig. 10 に示す。ここで、Speed は誘導電動機の回転速度、 T_e は力行時を正にとったベクトル制御により生じるトルクを表している。また、 i_L と i_{DC} は、回生時を正にとった図となっている。

0.3(sec) から -2(Nm) の一定トルクで回生を始める。 T_e はきわめて短い時間で一定値に制御できている。このとき、回生電力を電力貯蔵装置に蓄えることで、 V_{DC1} が上昇していることが確認できる。また、 V_{DC2} は指令値 $V_{DC2}^* = 320(\text{V})$ に制御されており、 i_L も指令値 $i_L^* = i_{DC}$ に制御されている。

0.8(sec) から 2.5(Nm) の一定トルクで加速を始めると、電力が放出されて V_{DC1} が V_{DC2} と同一電圧まで下降していることが確認できる。この後、 i_L と i_{DC} が一致していないが、双方向 DC-DC コンバータは放電時に降圧コンバータとして働くので、 C_1 に蓄えられた電荷が放電しその電圧が V_{DC1} と等しくなったため、 C_1 から電力の放出ができなくなったためである。

以上の結果より、回生・力行ともに制御は極めて安定しており、高速に応答できることが確認できる。

5.3 実験結果

Fig. 11 に実験結果を示す。シミュレーションの場合と同様、誘導電動機を 1600 (rpm) からベクトル制御で一定トルクで減速 (回生)・加速 (力行) させた。

0.3(sec) から -2(Nm) の一定トルクで回生を始めると、電力が回生されて V_{DC1} が上昇している。 V_{DC2} は指令値 $V_{DC2}^* = 320(\text{V})$ に制御されており、 i_L も指令値 $i_L^* = i_{DC}$ に制御されている。また、0.8(sec) から 2.5(Nm) の一定トルクで加速を始めると、 V_{DC1} が V_{DC2} と同一電圧まで下降することで電力を放出している。

以上のシミュレーションと実験結果より、理論どおりに誘導電動機の回生電力を貯蔵・放出できていることが確認できた。

6. おわりに

本報告では、まず誘導電動機のベクトル制御系についてサーボ系を用いた設計を行った。次に、誘導電動機の回生・力行を行った場合の回生電力貯蔵装置の制御法を提案し、シミュレーションと実験によりそれらの有効性を確認した。今後は、誘導電動機内とインバータ内部の抵抗や誘導電動機の減衰による損失を考慮し

た検討を行い、理論的により多くの電力を回生するための方法について検討し、実験で確認する予定である。

本研究の一部が、2006年度同志社大学理工学研究
所助成金により行われたことを記し、感謝します。

参 考 文 献

- 1) 関本守満, 高橋勲, 田中裕弥, 劉小紅, 長田雅裕,
“フライホイールを用いたハイブリッド電気自動
車の開発”, 電気学会半導体電力変換研究会資料,
SPC-00-70, IEA-00-45, pp. 89-94 (2000).
- 2) 川口清, “鉄道におけるエネルギー関連技術 ハイブ
リッド車両用フライホイール式蓄電装置”, RRR,
Vol.61, No. 9, pp. 8-11 (2004).
- 3) 原純夫, 藤井邦夫, 辻輝生, 神原誠, “誘導電動機
のエネルギー回生システム”, 平成12年電気学会
全国大会, 4-113 (2000).
- 4) 井出勇治, 菊地敬吾, 小山雅久, “電解コンデンサ
を用いたサーボモータの回生電力処理装置”, 平
成9年電気学会全国大会, 4-307 (1997).
- 5) 井出勇治, 小山雅久, 菊地敬吾, “チョップと電解
コンデンサを用いたサーボモータの回生電力処
理”, SANYO DENKI Technical Report, No. 4
(1997).
- 6) 野村弘, 森木宏至, “制御電流源を用いた回生ブレ
ーキシステムの基礎研究”, 平成14年電気学会全
国大会, 4-217 (2002).
- 7) 杉村重幸, 香田勲, 村井由宏, “大容量電気二重層コ
ンデンサを用いたピークカット用電力貯蔵装置”,
電気学会論文誌 D, Vol.118-D, No.12, pp.1377-
1385 (1998).
- 8) 大島正明, 清水正明, 他, “誤差追従式 PWM と電
気二重層コンデンサによる系統連系型蓄電装置”,
電気学会論文誌 D, Vol.118-D, No.12, pp.1417-
1425 (1998).
- 9) 長谷川和則, 村上新一, 他, “エレベータ電力アシ
スト用電源装置の開発”, FB テクニカルニュー
ス, No. 56 (2000).
- 10) 杉本英彦, 小山正人, 玉井伸三, AC サーボシス
テムの理論と設計の実際, 総合電子出版社 (1990).
- 11) 野波健蔵 編著, 西村秀和 共著, 制御理論の基礎,
東京電機大学出版局 (2002).
- 12) Kaoru Inoue, Kenji Ogata and Toshiji Kato,
“A control method of a regenerative power stor-
age system for electric machinery”, The 37th
IEEE Power Electronics Specialists Conference
(PESC06), Jeju, Korea, pp.1665-1669 (2006).
- 13) 今井孝二 監修, パワーエレクトロニクスハンド
ブック, R アンド D プランニング (2002).
- 14) 赤木泰文, 松井信行, 小笠原悟司, 他, 訳, パワー
エレクトロニクス, 日刊工業新聞社 (1997).