

## Fly-wheel을 갖는 권선형 유도전동기에 의한 전력보상

°오성업\*, 이동우\*, 박찬원\*, 황인호\*\*, 성세진\*

충남대학교\*, 옥천대학\*\*

### The Power Compensation by Wound-Rotor Induction Motor with a Fly-wheel

°Sung-Up Oh\*, Dong-Woo Lee\*, Chan-Won Park\*, In-Ho Hwang\*\*, Se-Jin Seong\*

Chungnam National Univ.\*, Okchon College\*\*

#### Abstract

This paper presents the power compensation by wound-rotor induction motor with a Fly-wheel.

In the wound-rotor induction motor, the primary power is controlled by AC excitation which used the secondary power conversion.

Based on theory, this paper describes the dynamic response analysis of the wound-rotor induction motor with Fly-wheel. Simulation and experimental results are performed to verify the proposed control method.

장요소로 하고, 유효, 무효전력을 보상하기 위해 권선형 유도전동기를 이용한 시스템을 통하여, 이의 제어 방법에 대해 검토한다.

권선형 유도전동기(Wound rotor Induction Motor)는 회전자의 속도가 변하더라도 일정한 고정자 주파수를 만든다. 이 시스템은 속도의 범위가 작을 때 발전용량에 비해 작은 용량의 인버터에 의해 제어될 수 있다는 장점을 가지고 있다.

본 논문에서는 Fly-wheel을 갖는 권선형 유도전동기 제어시스템의 전력제어 특성을 기술하고, 이 제어 시스템을 사용한 전동기의 유효전력과 무효전력이 독립적이고 안정적으로 제어될 수 있다는 것을 확인한다.

#### 1. 서론

최근 산업계의 펄스성 전력수요는 산업규모의 확대 및 자기부상식 철도, 핵융합 실험장치 등 새로운 전력응용분야가 확대되면서 점점 증가하고 있으며, 이로 인한 계통의 동요 및 양질의 전력유지에 심각한 영향을 끼치고 있다.

종래에는 부하측에서 발생하는 장애전력이 계통에 영향을 끼치지 못하도록 역을 개선한다든지, 전동기의 기동전류를 억제하기 위해 기동장치를 설치하는 등 많은 노력을 기울여 왔다.

최근에는 Fly-wheel이나, SMES(초전도 전력저장) 등 전력저장 요소를 이용한 전력보상이 기술적으로 가능하게 되어 유효·무효전력을 동시에 보상하는 방식이 몇 가지 제안되어 연구되고 있다.

Fly-wheel은 유효전력의 평준화와 변동주기가 수초~수십초로 비교적 짧은 주기의 전력보상에 적합하다는 장점이 있으며, SMES 이상의 대용량화도 가능하기 때문에, 본 논문에서는 Fly-wheel을 에너지 저

#### 2. 시스템 구성

유효 및 무효전력을 안정적으로 제어하기 위해서는 독립적인 제어가 필요하다.

권선형 유도전동기 고정자의 유효 및 무효전력은 회전자 권선의 전류와 전압을 조정함으로써 제어될 수 있다.

그러므로 독립제어를 실현하기 위해서는 회전자의 전류와 전압은 고정자의 유효전력과 무효전력에 관계된 요소로 분리되어야 한다.

그림 1은 본 논문에 사용된 좌표계를 나타낸다. 2상의 고정자좌표(정지좌표)를  $\alpha-\beta$ 좌표, 회전자 각속도  $\omega_m = d\theta_m/dt$ 로 회전하는 좌표를  $d-q$ 좌표로 하고, 전원각속도  $\omega = d\theta/dt$ 로 회전하는 좌표를  $\gamma-\delta$ 좌표로 한다.

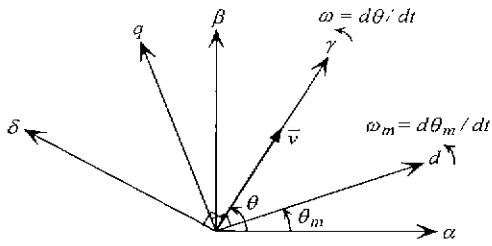


그림 1. 정지좌표계와 회전좌표계

그림 1에 표시된 것처럼, 1차전압 벡터  $\vec{v}_1$ 의 정방향을  $\gamma$ 축에 일치시키면, 1차전류  $i_{\gamma 1}$ 과  $i_{\beta 1}$ 은 순시 유효전류  $i_p$ 와 순시무효전류  $i_q$  ( $i_p = i_{\gamma 1}$ ,  $i_q = i_{\beta 1}$ )에 대응된다.

그림 2는 권선형 유도전동기를 이용한 시스템의 구성도를 나타낸다. 시스템의 본체는 권선형유도전동기이고, 1차측을 60Hz의 계통에 접속한다. 전압형 PWM 인버터를 사용하여 2차측을 교류여자 하여, 시스템에 유입·유출되는 유효전력과 무효전력을 독립적으로 제어할 수 있다.

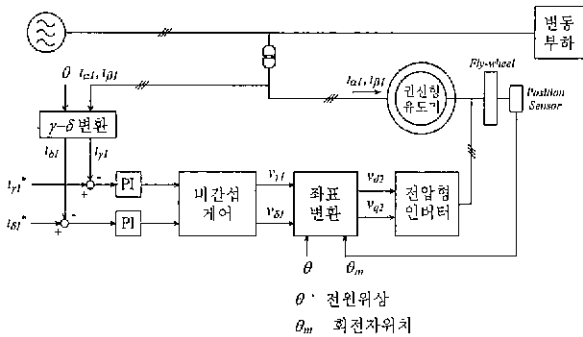


그림 2. 시스템 구성도

그림 2의 권선형 유도전동기는 간소화를 위해  $\alpha-\beta$ 변환을 적용한 2상 유도전동기로 가정하였다.

전원위상  $\theta$ 와 1차전류  $i_{\alpha 1}$ ,  $i_{\beta 1}$ 을 검출하여  $\gamma-\delta$ 좌표상의  $i_{\gamma 1}$ 과  $i_{\beta 1}$ 으로 변환한다. 이것들과 지령전류  $i_{\gamma 1}^*$ 과  $i_{\beta 1}^*$ 을 비교하여 PI제어를 행한다. 1차전압  $v_{\gamma 1}$ 과  $v_{\beta 1}$ , 1차전류  $i_{\gamma 1}$ 과  $i_{\beta 1}$ , 2차전류  $i_{\gamma 2}$ 와  $i_{\beta 2}$ , 회전자 각속도  $\omega_m$ 의 검출값을 가지고, 비간섭제어를 적용하여,  $\gamma-\delta$ 좌표상의 2차전압지령  $v_{\gamma 2}$ 와  $v_{\beta 2}$ 를 얻는다.

회전자위치  $\theta_m$ 과 전원위상  $\theta$ 는

$$\begin{bmatrix} v_{d2} \\ v_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_m) & -\sin(\theta - \theta_m) \\ \sin(\theta - \theta_m) & \cos(\theta - \theta_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\gamma 2} \\ v_{\beta 2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$d-q$ 좌표상의 2차 지령전압  $v_{d2}$ 와  $v_{q2}$ 로 변환하여, PWM 패턴을 결정한다. 본 논문의 이론해석에서는

PWM 인버터를 이상적인 전압제어 전압원으로 가정하였다.

### 3. 시스템 제어법

본 절에서는 시스템의 제어법으로 비간섭벡터제어를 제안한다. 벡터제어를 기본으로 하는 권선형 유도전동기의 비간섭제어는  $\gamma-\delta$ 좌표상에서 검토하고,  $\gamma-\delta$ 좌표상에서의 전압·전류방정식은 다음식으로 주어진다.

$$\begin{bmatrix} v_{\gamma 1} \\ v_{\beta 1} \\ v_{\gamma 2} \\ v_{\beta 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + pL_1 & -\omega L_1 & pM & -\omega M \\ \omega L_1 & r_1 + pL_1 & \omega M & pM \\ pM & -(\omega - \omega_m)M & r_2 + pL_2 & -(\omega - \omega_m)L_2 \\ (\omega - \omega_m)M & pM & (\omega - \omega_m)L_2 & r_2 + pL_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\gamma 1} \\ i_{\beta 1} \\ i_{\gamma 2} \\ i_{\beta 2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서,  $p = \frac{d}{dt}$  : 미분연산자

(2)식의 1행과 3행의 식에서  $p i_{\gamma 2}$ 를 2행과 4행의 식에서  $p i_{\beta 2}$ 를 소거하면 다음 식이 얻어진다.

$$\begin{bmatrix} l p i_{\gamma 1} \\ l p i_{\beta 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_2}{M} v_{\gamma 1} - \frac{L_2 r_1}{M} i_{\gamma 1} + r_{2\gamma} i_{\gamma 2} + \omega i_{\beta 1} + \omega_m (M i_{\beta 1} + L_2 i_{\beta 2}) - v_{\beta 2} \\ \frac{L_2}{M} v_{\beta 1} - \frac{L_2 r_1}{M} i_{\beta 1} + r_{2\beta} i_{\beta 2} + \omega i_{\gamma 1} + \omega_m (M i_{\gamma 1} + L_2 i_{\gamma 2}) - v_{\gamma 2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$l = (L_1 L_2 - M^2) / M \quad (4)$$

시스템의 제어대상은  $i_{\gamma 1}$ 과  $i_{\beta 1}$ 이고, 조작량은  $v_{\gamma 2}$ 와  $v_{\beta 2}$ 이다. 그러므로,  $v_{\gamma 2}$ 과  $v_{\beta 2}$ 를 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{\gamma 2} \\ v_{\beta 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_2}{M} v_{\gamma 1} - \frac{L_2 r_1}{M} i_{\gamma 1} + r_{2\gamma} i_{\gamma 2} + \omega i_{\beta 1} + \omega_m (M i_{\beta 1} + L_2 i_{\beta 2}) - K(i_{\gamma 1} - i_{\gamma 1}^*) \\ \frac{L_2}{M} v_{\beta 1} - \frac{L_2 r_1}{M} i_{\beta 1} + r_{2\beta} i_{\beta 2} + \omega i_{\gamma 1} + \omega_m (M i_{\gamma 1} + L_2 i_{\gamma 2}) - K(i_{\beta 1} - i_{\beta 1}^*) \end{bmatrix} \quad (5)$$

(5)식의 우변 제1~5항이 비간섭이다. 권선형 유도전동기에서는  $\gamma-\delta$ 좌표상의 1차전압  $v_{\gamma 1}$ ,  $v_{\beta 1}$ 과 1차전류  $i_{\gamma 1}$ ,  $i_{\beta 1}$ 을 가해서 2차전류  $i_{\gamma 2}$ ,  $i_{\beta 2}$ 도 쉽게 검출할 수 있다.

이것들의 전압·전류검출값, 회전자 각속도  $\omega_m$ 의 검출값과 시스템의 정수를 이용하여 간섭항을 연산하여 보상한다. 한편, 제6항은 1차전류  $i_{\gamma 1}$ 과  $i_{\beta 1}$ 의 피드백제어를 행하기 위한 조작량이고, K는 비례 gain이다.

$d-q$ 좌표상에서 2차전류의 피드백제어시스템을 구성하여, 2차전류  $i_{d2}$ ,  $i_{q2}$ 를 검출한 후 피드백시켜, 2차전류지령과 대조시켜서 2차전압(조작량)  $v_{d2}$ ,  $v_{q2}$ 를 결정하였다. 이것에 대해서 본 논문에서는  $\gamma-\delta$ 좌표상에서 1차 전류의 피드백제어시스템을 구성하였다.

(5)식의  $v_{\gamma 2}$ ,  $v_{\beta 2}$ 를 (3)식에 대입하여 정리하면 다음 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} l p i_{\gamma 1} \\ l p i_{\beta 1} \end{bmatrix} = \frac{K}{l} \begin{bmatrix} (i_{\gamma 1}^* - i_{\gamma 1}) \\ (i_{\beta 1}^* - i_{\beta 1}) \end{bmatrix} \quad (6)$$

(6)식의 양변을 라플라스 변환을 이용하여 변형하면,

$$\begin{bmatrix} I_{d1}(s) \\ I_{q1}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{1+sT} I_{d1}^*(s) \\ \frac{1}{1+sT} I_{q1}^*(s) \end{bmatrix} \quad (7)$$

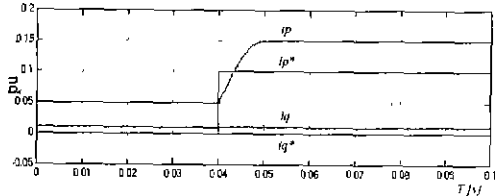
단,  $T=1/K$  ( $T: i_{d1}, i_{q1}$ 의 응답시정수)

1차 시스템으로 되고, 그 위에  $i_{d1}, i_{q1}$ 의 비간섭화를 실현하였다.

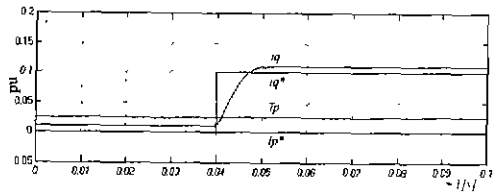
시스템의 파라미터가 변동하면, (5)식의 보상항에 오차가 발생한다. 피드백 제어시스템이 P제어인 경우에는 1차전류  $i_{d1}, i_{q1}$ 에 정상편차를 만든다.

본 논문에서는 1차와 2차의 누설 인덕턴스는 변하지 않는다고 가정하고, 상호 인덕턴스  $M$ 이 변동한 경우를 검토한다.

정상편차를 보상하기 위하여 제어시스템을 PI제어로 변경하여 시뮬레이션을 행하였다.

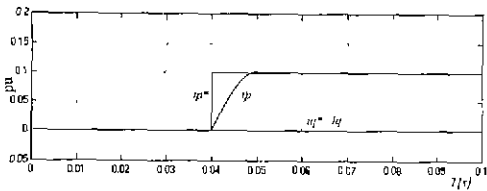


(a)  $i_p^*$ 의 스텝응답

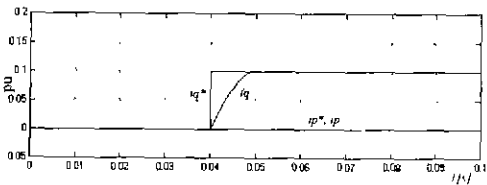


(b)  $i_q^*$ 의 스텝응답

그림 3. P제어일 때의 스텝응답 파형



(a)  $i_p^*$ 의 스텝응답



(b)  $i_q^*$ 의 스텝응답

그림 4. PI제어일 때의 스텝응답 파형

그림 3과 4는 상호인덕턴스  $M$ 이 5% 감소한 경우  $i_p^*$ 의 스텝응답( $i_q^*=0$ )과  $i_q^*$ 의 스텝응답( $i_p^*=0$ )을 P제어와 PI제어를 적용하였을 때의 시뮬레이션 파형을 나타낸다. 그림 3에서는 정상편차가 나타나는데, 그림 4에서는 정상편차가 거의 나타나지 않는다.

#### 4. 전압·전류 방정식

1차(고정자)와 2차(회전자)의 전압, 전류, 자속의 순시값을 그림 2의  $\alpha-\beta$  좌표상에서 관측하여 열벡터를 이용해서 권선형 유도기의 전압·전류방정식을 나타내면 다음과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_1 \\ \bar{v}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + pL_1 & pM \\ pM - \bar{J}\omega_m M & r_2 + pL_2 - \bar{J}\omega_m L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_1 \\ \bar{i}_2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\bar{v}_1 = [v_{\alpha 1}, v_{\beta 1}]^t, \quad \bar{v}_2 = [v_{\alpha 2}, v_{\beta 2}]^t$$

$$\bar{i}_1 = [i_{\alpha 1}, i_{\beta 1}]^t, \quad \bar{i}_2 = [i_{\alpha 2}, i_{\beta 2}]^t$$

$$\bar{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

여기서, (8)식의 2행은

$$\bar{v}_2 = pM\bar{i}_1 + pL_2\bar{i}_2 + r_2\bar{i}_2 - \bar{J}\omega_m \times (M\bar{i}_1 + L_2\bar{i}_2) \quad (10)$$

으로 되고, (10)식의 우변 4항은 속도기전력에 해당하는 항이므로, 이것을  $\bar{v}_e$ 를 이용하여

$$\bar{v}_e = -\bar{J}\omega_m \times (M\bar{i}_1 + L_2\bar{i}_2) \quad (11)$$

로 한다. 여기서,  $\times$ 는 벡터적을 나타낸다. 다음에,

$\bar{v}_2$ 와  $\bar{i}_2$ 를 다음 식으로 정의한다.

$$\bar{v}_2' = \frac{L_1}{M} (\bar{v}_2 - \bar{v}_e - r_2\bar{i}_2) \quad (12)$$

$$\bar{i}_2' = \frac{M}{L_1} \bar{i}_2 \quad (13)$$

위 식을 (8)식에 대입하여 정리하면,

$$\bar{v}_1' = L_1 p (\bar{i}_1' + \bar{i}_2') + r_1 \bar{i}_1' \quad (14)$$

$$L_1 p (\bar{i}_1' + \bar{i}_2') - \bar{v}_2' = \left(\frac{L_1}{M}\right)^2 \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1} p \bar{i}_2' \quad (15)$$

$$\bar{v}_2' = L_1 p \bar{i}_1' + \left(\frac{L_1}{M}\right)^2 L_2 p \bar{i}_2' \quad (16)$$

로 된다.

#### 5. 실험결과

그림 5는 실험에 사용된 장치 사진이다. 실험에 이용한 전동기는 3상 6극, 2.2kW의 권선형 유도전동기를 사용하였고, 인버터는 전압형을 사용하였다.

그림 6과 7은 각각 전력보상 전과 후의 실험결과 파형이다. 그림에서 나타나듯이 보상전 보다 보상 후에 전력보상이 잘 이루어졌음을 볼 수 있다



그림 5. 실험장치

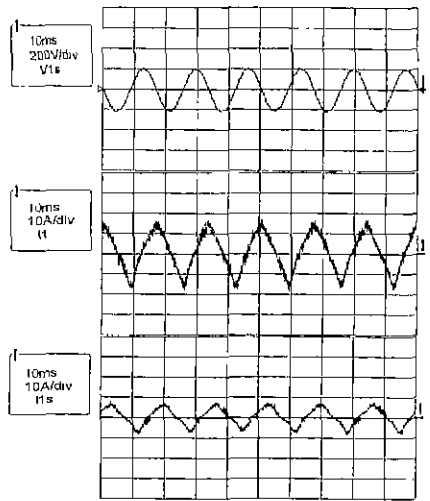


그림 6. 보상 전의 실험결과

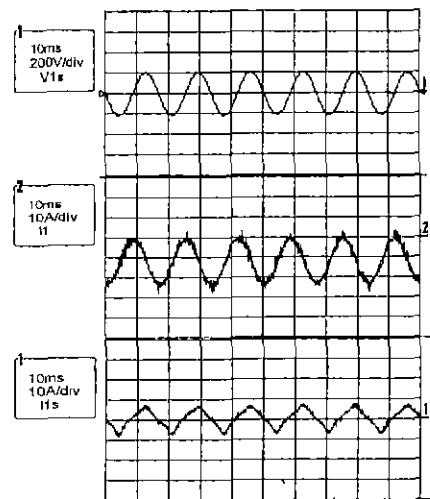


그림 7. 보상 후의 실험결과

## 6. 결론

본 논문에서는, 유효전력의 평활화와 무효전력의 보상을 목적으로 한 Fly-wheel을 갖는 권선형 유도전동기의 제어법을 MATLAB을 이용한 시뮬레이션을 통하여 검토하였고, 이 제어 시스템이 유효 및 무효전력을 독립적이고 안정하게 제어할 수 있다는 것

을 실험에 의해 증명하였다.

이 논문은 1998년도 한국과학재단 특정연구비에 의하여 연구되었음.

## 참고문헌

- [1] A. E. Fitzgerald et. al, *Electric Machinery*, McGraw-Hill, Inc., 1991
- [2] Min Ho Park. *Induction Machines*, Dongmyung-sa, 1969
- [3] T. Sato et. al, "Wind Power System using a Wound Rotor Induction Machine", T. IEE of Japan, Vol. 114-D, No. 7/8, PP. 778-783, 1994
- [4] R. Shimada et. al, "Fast Response Power Stabilizer using the AC-Excited Flywheel Generator", T. IEE of Japan, Vol. 113-D, No. 11, PP.1254-1261, 1993
- [5] I. Takahashi, M. Nishitoba, "Universal Power Distortion Compensator using Secondary Excitation of a Rotating Machine", T. IEE of Japan, Vol 107-B, No. 2, PP. 73-80. 1987
- [6] Longya Xu, Wei Cheng, "Torque and Reactive Power Control of a Doubly Fed Induction Machine by Position Sensorless Scheme", Trans. IEEE, Vol. 31, No. 3, pp. 636-642, 1995