

## 개선된 속도 추정기에 의한 유도전동기 자화 인덕턴스 변동 보상법

최정수\*, 김영석\*, 김상욱\*\*

\*인하대학교 전자·전기·컴퓨터 공학부, \*\*인하공업전문대학교 전기과

## A Compensation Method for Mutual Inductance Variation of the Induction Motor by Using Improved Speed Estimator

Jung-Soo Choi\*, Young-Seok Kim\*, Sang-Uk Kim\*\*

\*School of Electrical &amp; Computer Engineering, IHNA Univ.,

\*\*Dept of Electrical Engineering, INHA Technical Junior Colledge

**Abstract**

Conventional adaptive speed estimators cannot avoid the influence of the non-linear inductance variation under the saturation conditions. Without speed sensors, it is difficult to identify the inductance variation using a reactive power mode because the model contains a term of the rotor speed. In this paper, we propose a novel speed estimator having hybrid architecture in order to estimate both the rotor speed and the inductance variation simultaneously when the motor flux is saturated. Proposed estimator consists of the error between the flux obtained from the stator voltage equation and the flux estimated from the rotor flux observer. Introducing a new correction term into the estimator increases the estimation ability of the conventional speed estimator even though the motor flux is saturated. The convergence of the speed estimation error is examined by simulation. Furthermore, the experimental results show the validity of the proposed method.

**1. 서론**

인버터에 의해 구동되는 유도전동기는 교류 전동기 가운데에서도 강인성과 경제성을 이유로 대표적인 가변속 구동 시스템이 되어 왔다. 또한 현대제어이론의 발달로 속도센서 없이 유도전동기를 구동하는 많은 방법들이 제시되었으며, 그 실효성을 거두고 있다. 유도전동기의 많은 응용부문 중에서, 호이스트, 크레인, 전동차량 등은 종종 그들의 정격을 넘어선 과부하 영역에서 운전되고 있다. 이러한 과부하 영역에서는 유

도전동기의 공극자속이 포화되므로, 벡터제어를 위해 요구되는 회전자 자속의 크기 및 위상정보를 속도센서 없이 파악하는 것은 매우 어렵다. 속도센서 없는 유도전동기의 가변속 구동방법은 유도전동기의 정수와 상태량으로 회전자 속도를 구하고 있어, 자속포화에 의한 인덕턴스 변동은 회전자 속도 추정성능을 저하하고 전동기 제어성능을 떨어뜨리게 된다. 자속포화에 의한 인덕턴스 변동을 보상하는 많은 선행연구들이 유용한 방법들을 제시한 바 있다[1-2]. 그러나 선행연구의 대부분은 속도센서를 사용하였거나, 속도센서를 사용하지 않았다 하더라도 중·저속에서의 제어성능이 떨어지는 문제점을 가지고 있다.

본 논문에서는 자속포화시 회전자 속도와 인덕턴스 변동을 동시에 추정하기 위해서 하이브리드 구조를 갖는 개선된 속도추정기를 제안한다. 회전자 속도를 추정할 때 자속포화에 기인하는 인덕턴스 변동에 대한 영향을 배제하여야 한다. 회전자 자속과 회전자 속도의 분리를 위해 자속관측기에서 구한 추정자속과 고정자 전압방정식에서 구한 자속의 오차를 회전자 속도의 추정시 새로운 정정항으로 사용한다. 포화에 기인하는 오차를 속도추정에 반영함으로써 자속포화시 속도 추정성능을 향상하고, 추정된 속도를 무효전력 모델에 적용하여 인덕턴스를 동조한다. 제안된 속도추정기의 속도 추정오차의 수렴성능을 시뮬레이션과 실험을 행하여 확인하였다.

**2. 회전자 자속 관측기**

고정자 좌표계에서 유도전동기는 다음의 상태방정식으로 표현이 가능하다.

$$\dot{X} = AX + Bv, \quad (1)$$

$$Y = CX$$

$$\text{여기서, } X = [i_s \lambda_r]^T, \quad i_s = [i_{ds} \ i_{qs}]^T$$

$$\lambda_r = [\lambda_{dr} \ \lambda_{qr}]^T, \quad v_s = [v_{ds} \ v_{qs}]^T$$

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix},$$

$$A_{11} = \left\{ -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r} \right\} I$$

$$A_{12} = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left\{ -\frac{1}{\tau_r} I - \omega_r J \right\}$$

$$A_{21} = \frac{M}{\tau_r} I$$

$$A_{22} = -\frac{1}{\tau_r} I + \omega_r J$$

$$B = \left[ \frac{1}{\sigma L_s} I \ 0 \right], \quad C = [I \ 0]$$

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

고정자 전류와 회전자자속을 추정하는 동일차원 적응 회전자 자속관측기는 연속형 표현으로 식 (2)과 같이 쓸 수 있다. 추정값의 빠른 수렴을 위한 오차정정항(error correction term)은 추정전류와 측정전류 사이의 오차와 관측기 이득으로 구성되어 있다.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{X}} &= \hat{A} \hat{X} + B v_s + G(\hat{i}_s - i_s) \\ &= \hat{A} \hat{X} + B v_s + GC(\hat{X} - X) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서,  $\hat{X} = \frac{d}{dt} \hat{X}$ 이고,  $\hat{\cdot}$ 는 추정값이다.

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix}^T \quad (3)$$

$$g_1 = (k-1) \left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma \tau_r} + \frac{1}{\tau_r} \right)$$

$$g_2 = (k-1)\omega_r, \quad g_4 = -c(k-1)\omega_r$$

$$g_3 = -(k^2-1) \left\{ c \left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma \tau_r} \right) + \frac{M}{\tau_r} + c(k-1) \left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma \tau_r} + \frac{1}{\tau_r} \right) \right\}$$

여기서,  $k$ 는 관측기의 극배치를 위한 양의 상수이다.

Lyapunov의 안정도 이론을 만족하는 적응 속도 추정 알고리즘은 다음의 (4)식과 같다[3].

$$\dot{\hat{\omega}}_r = K_p(e_{ids} \hat{\lambda}_{qr} - e_{iqs} \hat{\lambda}_{dr}) + K_I \int (e_{ids} \hat{\lambda}_{qr} - e_{iqs} \hat{\lambda}_{dr}) dt \quad (4)$$

여기서,  $e_{ids} = \hat{i}_{ds} - i_{ds}$ ,  $e_{iqs} = \hat{i}_{qs} - i_{qs}$ 이고,  $K_p, K_I$ 는 속도추정이득이다.

### 3. 무효전력 모델에 의한 상호인덕턴스 동조

유도전동기의 순시적인 무효전력은 전동기 입력단의 전압과 전류의 외적(Cross Product)으로 표현이 가능하다.

$$Q1 = I_m(v_s \times i_s) = I_m(v_s \bar{i}_s) \quad (5)$$

여기서,  $Q1$ 은 유도전동기의 순시 무효전력을 의미하고,  $\bar{i}_s$ 는 입력전류( $i_s$ )의 공액복소수이다.

순시무효전력의 다른 표현방법으로 유도전동기 회전자 자속을 이용하여 표현이 가능하며 이를  $Q2$ 로 표현하였다. 만일 회전자 자속과 추정자속이 일치한다면 무효전력은 추정자속으로 다음의 식 (7)로 쓸 수 있다. 한편, 누설인덕턴스는 그 크기가 상호 인덕턴스에 비해 매우 작으므로 포화가 발생한다 하더라도 누설 인덕턴스의 변화가 없다고 가정할 수 있다. 이러한 가정으로부터 그림 1과 같은 MRAS 구조에 의해 상호인덕턴스를 동조할 수 있다. 그러나 이 방법의 경우 인덕턴스의 동조를 위해 회전자 자속의 추정치를 사용하고 있고, 회전자 자속의 추정을 위해서는 회전자 속도가 포함된다. 따라서, 인덕턴스의 동조와 회전자 속도의 추정은 서로 분리할 수 없는 문제를 포함하고 있다. 다음 절에서 디커플(Decouple)을 위한 새로운 방법을 제안한다.

$$Q2 = I_m \left( \frac{d}{dt} \lambda_r \cdot \bar{i}_s + \sigma L_s i_s \bar{i}_s \right) \quad (6)$$

$$\hat{Q}2 = I_m \left( \frac{d}{dt} \hat{\lambda}_r \cdot \bar{i}_s + \sigma L_s i_s \bar{i}_s \right) \quad (7)$$

### 4. 하이브리드 구조를 갖는 새로운 속도추정기

회전자 자속은 식 (8)의 고정자 전압방정식으로부터 간단히 구할 수 있다. 그러나 적분기의 사용은 초기치 문제를 포함하고 있으므로, 이를 피하기 위해 그림 2와 같이 지연회로를 사용하여 회전자 자속을 구하는 것이 가능하다[4]. 회전자 자속은 지연회로의 시정수를  $T_L$ 이라 할 때 다음의 식 (9)로 얻어진다.

$$\frac{d}{dt} \lambda_r = e^c = v_s - R_s i_s - \sigma L_s \frac{d}{dt} i_s \quad (8)$$

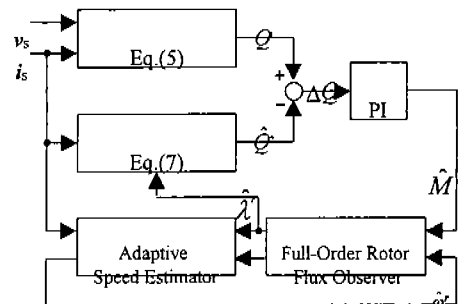


그림 1. 유도전동기의 무효전력 모델을 이용한 상호 인덕턴스 추정기

$$\hat{\lambda}_r^s = \frac{T_L}{1+T_L s} e^c + \frac{1}{1+T_L s} \lambda_r^* \quad (9)$$

여기서,  $e^c$ 는 역기전력이고, \*는 지령치, s는 라플라스 연산자,  $\hat{\lambda}_r^s$ 는 고정자 정지 좌표계에서의 값을 의미한다.

관측기에서 추정된 회전자 자속( $\hat{\lambda}_r$ )은 속도 추정 오차 뿐만 아니라 자속포화에 기인하는 인덕턴스의 미스매치오차(miss-match error)를 포함하게 된다. 한편 측정된 고정자 전압으로부터 구한 자속은 식(9)에서와 같이 상호 인덕턴스를 포함하지 않는다. 따라서, 회전자 자속관측기에서 추정된 자속과 고정자 전압방정식에서 구한 자속의 차는 자속포화에 기인하는 속도추정오차로 평가된다. 다음의 식 (10)은 두 자속의 오차를 나타낸다.

$$e_{\lambda_{dr}} = \hat{\lambda}_{dr}^s - \hat{\lambda}_{dr}, \quad e_{\lambda_{qr}} = \hat{\lambda}_{qr}^s - \hat{\lambda}_{qr} \quad (10)$$

여기서,  $e_{\lambda_{dr}}$ 과  $e_{\lambda_{qr}}$ 은 각각 d축과 q축 성분의 자속 오차이다.

제안하는 하이브리드 구조를 갖는 새로운 속도추정기는 이러한 오차를 기존의 적응 회전자 속도 추정기에 새로운 오차 정정항으로 제공하여 자속포화에 의한 영향을 정정할 수 있다. 다음의 그림 3은 제안하는 속도 추정기의 블록도이고, 속도 추정식은 다음의 식 (11)로 표현된다.

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r^h &= \hat{\omega}_r + \hat{\omega}_r^s \\ &= \{K_p + K_I \int dt\} (e_{ids} \hat{\lambda}_{qr} - e_{iqs} \hat{\lambda}_{dr}) \\ &\quad + \{K_{P\lambda} + K_{I\lambda} \int dt\} (e_{\lambda_{dr}} i_{ds} - e_{\lambda_{qr}} i_{qs}) \end{aligned} \quad (11)$$

여기서,  $\hat{\omega}_r^h$ 는 하이브리드 속도추정기의 추정된 속도

많은 속도센서 없는 제어법에서 속도 추정기의 성능평가를 위한 많은 추정오차 모델들이 사용되어 왔다. 그 가운데, 그림 4는 고정자 정지 좌표계에서의 적응 회전자 속도 추정기의 추정오차 모델을 나타낸다. Somboon S.는 그림 5와 같이 회전자 자속 좌표계에서 적응 회전자 속도 추정기의 SISO의 단순한 형태로 오차모델을 제안하였다[5]. 이와 같은 SISO꼴로 제안하는 하이브리드 구조를 갖는 속도 추정기를 표현하면 그림 6의 블록도로 된다. 제안된 속도 추정기는 자속 추정오차를 포함하고 있으므로 그림에서와 같이 피드포워드(feed forward) 경로를 가지고 있다. 식 (12)~(14)에 블록도에서 정의된 기호를 정리하여 나타내었다.

$$Det = \frac{(s+R_r)^2 + (p-1)^2 \omega_o^2}{L_r} \quad (12)$$

$$Q_1 = \left(\frac{R_r}{L_r} M - g_3\right) \left(s + \frac{R_r}{L_r}\right) + g_4 (p-1) \omega_o \quad (13)$$

$$Q_2 = \left(\frac{R_r}{L_r} M - g_3\right) (p-1) \omega_o - g_4 \left(s + \frac{R_r}{L_r}\right) \quad (14)$$

여기서, p는 유도전동기의 pole pair를 나타낸다.

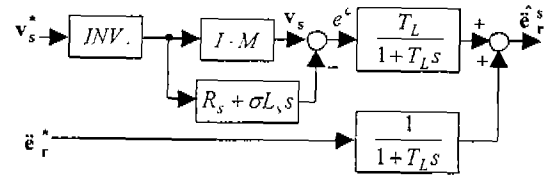


그림 2. 고정자 전압방정식에서 구한 회전자 자속

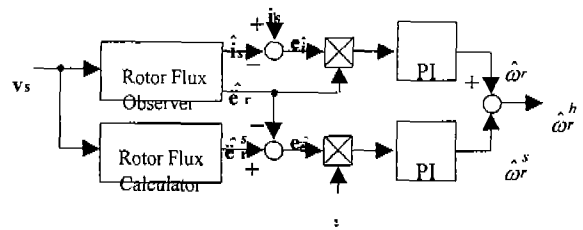


그림 3. 고정자 정지 좌표계에서의 하이브리드 구조를 갖는 속도 추정기의 블록도

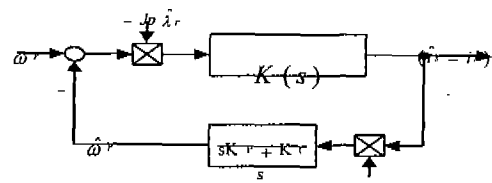


그림 4. 고정자 정지 좌표계에서 적응 속도 추정기의 추정오차 모델

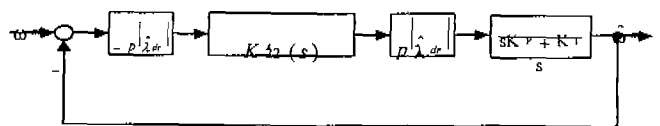


그림 5. 회전자 자속 좌표계에서의 적응 회전자 자속좌표계의 추정오차 모델

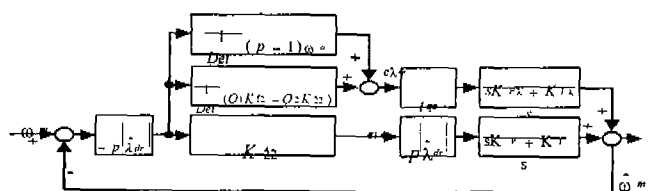


그림 6. 회전자 자속 좌표계에서 제안된 하이브리드 구조를 갖는 속도 추정기의 추정오차 모델

## 5. 시뮬레이션 및 실험결과

제안된 방법의 속도 추정성능을 조사하기 위해 속도지령치를 400rpm에서 1600rpm까지 가변하면서 시뮬레이션을 수행하였다. 기존의 적응 속도 추정기의 속도추정이득은  $K_p=5$ ,  $K_I=200$  이고, 제안된 속도추정이득은  $K_p=5$ ,  $K_I=190$ ,  $K_{PI}=0.01$ ,  $K_{II}=10$ 으로 사용하여 시뮬레이션을 수행하였다.

그림 7과 8은 각각의 시뮬레이션결과를 나타낸다. 기존의 방법에 비해 저주파 영역에서 제안된 방법의 수렴성능이 다소 향상됨을 알 수 있고, 위상마진은 같은 결과를 얻을 수 있었다. 이는 피드포워드 경로를 부가함으로써 속도 수렴성능이 향상됨을 의미한다. 그러나, 시뮬레이션 결과는 양호하지 않은 결과를 나타내고 있다. 이는 사용된 유도전동기의 특성이 복소평면의 원점 근처에 불안정한 영점(zero)을 가지고 있어 발생한 결과이다.

그림 9와 10은 정격의 150% 부하를 인가하고 전동기를 기동하였을 경우의 각 방법의 스텝응답을 나타낸다. 과부하로 인한 전동기 자속의 포화가 과도상태와 정상상태에 나타나게 된다. 기존의 적응 속도추정기에 의한 결과는 과도상태에서 최대 76rpm의 추정오차를 갖고 있다. 제안된 방법의 경우 49rpm으로 추정오차가 줄어들었음을 알 수 있다. 또한 정상상태 오차가 줄어드는 결과를 보이고 있다.

표 1. 3상 유도전동기의 사양

$R_s=2.12\Omega$ , $R_r=1.92\Omega$ , $L_s=212mH$ , $L_r=193.4mH$ $M=193.3mH$ , $p=2$
--

## 6. 결론

본 논문에서는 자속포화시 비선형적인 인덕턴스 변동을 보상하기 위해, 무효전력모델을 사용하였으며, 회전자 속도와 분리를 위해 하이브리드 구조를 갖는 속도 추정기를 제안하여 속도추정오차를 줄이고 전동기의 동특성을 향상할 수 있었다.

### 참고문헌

- [1] T. Noguchi, S. Kondo and I. Dakahashi, Field-Oriented Control of an Induction Motor with Robust On-Line Tuning of Its Parameters, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 33, No.1, pp. 35-42, 1997.
- [2] D.H.Choi, M.H.Shin, T.K.Lee, S.B.Cho and D.S.Hyun, Vector Control of Induction Motor for the Field Weakening Region with Tuning of the Magnetizing Inductance, IEEE Conf. PCC-Nagaoka97, Vol 1, pp. 107-112, 1997.
- [3] Kouki Matsuse and Hisao Kubota, Deadbeat Flux Level Control of High Power Saturated Induction Motor using Rotor Flux Observer, IEEE Conf. IAS91, pp.409-414, 1991.

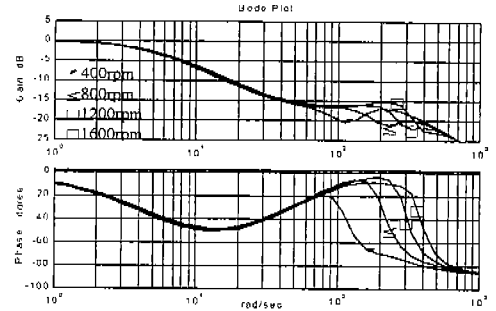


그림 7. 그림 5에 대한 보드선도

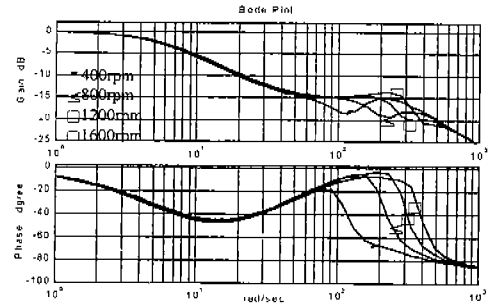
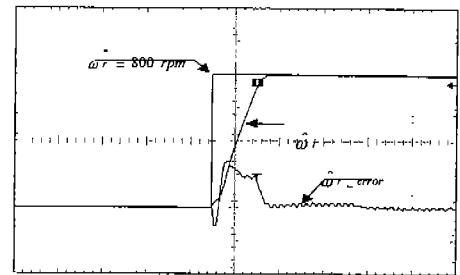
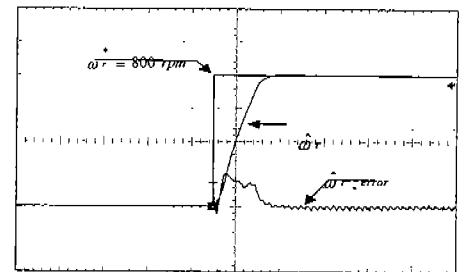


그림 8. 그림 6에 대한 보드선도



200rpm/div, 50 rpm/div, 500ms/div

그림 9. 적응 회전자 속도 추정기의 실험결과



200rpm/div, 50 rpm/div, 500ms/div

그림 10. 제안된 방법의 실험결과

- [4] T. Ohtani, N. Takayuki and Koji Tanaka, Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder, IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 28, No.1, pp. 157-164, 1992.
- [5] Surapong Suwankawin and Somboon Sangongwanich, Stability Analysis of Speed Sensorless-Vector Control System-, Conf. Rec. ICPE, Korea, pp. 403-408, 1995.