

자속관측기를 이용한 유도전동기 센서리스제어의 특성해석

박용환\*, 최종우\*, 김홍근\*, 노의철\*\*, 전태원\*\*\*, 최영태\*\*\*\*  
 \*경북대학교, \*\*부경대학교, \*\*\*울산대학교, \*\*\*\*영진전문대학교

Analysis of Induction Machine Sensorless Control using Flux Observer

Y.H.Park\*, J.W.Choi\*, H.G.Kim\*, E.C.Nho\*\*, T.W.Chun\*\*\*, Y.T.Choi\*\*\*\*  
 \*KyungPook Nat. Univ., \*\*Pukoung Nat. Univ., \*\*\*Univ. of Ulsan, \*\*\*\*YeungJin Junior College

**Abstract** - This paper presents an analysis of speed sensorless vector control systems using the rotor flux observers. For the comparison tests in this paper speed estimation schemes are the same. The performance of speed sensorless control is much dependent on the flux estimation performance. The experimental results are also included.

1. 서 론

최근에 디지털 기술과 전력용 반도체 소자의 발전으로 인하여 유도전동기의 가변속 구동이 가능해지게 되었으며 벡터제어를 통하여 고성능 가변속 제어 및 토크 제어가 가능해졌다. 유도전동기의 벡터제어에서 전동기의 속도 정보가 필수적이다. 이러한 속도 정보를 얻기 위해 타코제너레이터 혹은 엔코더 등의 속도센서를 사용한다. 하지만 이러한 속도 센서를 사용하기 어려운 환경에서나 또는 속도센서 등의 고장으로 인하여 속도 정보를 얻지 못할 경우 속도센서 없이 벡터제어를 구현하여야 한다.

유도전동기의 센서리스 제어를 위하여 다양한 자속 관측기법과 속도 추정기법이 연구되었다. 이들은 크게 네 가지로 분류할 수 있는데 첫째, 전동기 방정식에서 속도를 찾아내는 방법, 둘째, 자속관측기를 이용하는 방법, 셋째, 칼만필터를 이용한 방법, 넷째, 고주파 주입방법등이다. 그 외에도 인공지능(AI)등을 이용한 방법들도 연구되었다. 이들 방법중 현재 산업계에서 사용되고 있는 제어기의 하드웨어성능에 비추어 보아 사용가능한 방법은 첫 번째 방법과 두 번째 방법이다.

본 논문에서는 오타나 그 제시한 자속관측기와 로렌츠가 제시한 자속관측기 그리고 전차민 자속관측기를 이용하여 관측한 자속을 이용하여 자속각 오차를 이용한 속도센서리스 제어를 구현한 후 이들 방식들의 성능을 비교 분석하였다.

2. 본 론

2.1 회전자 자속 관측

추정된 고정자전압과 전류를 이용하여 고정자 전압방정식에서 고정자 자속을 구하고 식(2)에서 회전자 자속을 계산한다.

$$\lambda_r^s = \frac{1}{s} (v_s^s - R_s i_s^s) dt \quad (1)$$

$$\hat{\lambda}_r^s = \frac{L_r}{L_m} (\hat{\lambda}_s^s - \sigma L_s i_s^s) \quad (2)$$

$$(3)$$

2.1.1 오타니 모델 자속관측기[2]

식(3)의 경우 전류 혹은 전압의 움직임으로 인한 적분기의 발산의 가능성이 있으므로 식(4)와 같이 고주파 통과 필터를 사용할 수 있다.

$$(4)$$

식(4)의 방식은 차단각 주파수 이하의 속도에서는 사용이 불가능 하므로 자속지령  $\hat{\lambda}_r^s$  에 저주파 통과 필터를 사용하면 식(5)와 같다.

$$\hat{\lambda}_r^s = \frac{T_c}{1+T_c s} \frac{L_r}{L_m} (v_s^s - (r_s + \sigma L_s s) i_s^s) + \frac{1}{1+T_c s} \lambda_r^s \quad (5)$$

식(5)에서 추정된 각과 회전자 자속지령의 진폭이 정확한 경우, 전압모델의 고주파 통과필터에 의한 오차가 회전자 지령자속의 저주파 통과필터에 의하여 보상된다.

전압모델을 이용하여 구한 식(3)의  $\hat{\lambda}_r^s$  를  $\hat{\lambda}_{r\_vm}^s$  이라고 정의하면 식(5)는 다음과 같다.

$$\hat{\lambda}_r^s = \frac{T_c s}{1+T_c s} \hat{\lambda}_{r\_vm}^s + \frac{1}{1+T_c s} \lambda_r^s \quad (6)$$

식(6)에서 회전자 자속지령  $\lambda_r^s$  는 다음과 같다.

$$\lambda_r^s = \hat{\lambda}_{r\_vm}^s \cos \hat{\theta} + j \hat{\lambda}_{r\_vm}^s \sin \hat{\theta} \quad (7)$$

2.1.2 고피나스 모델 자속관측기

회전자 전압방정식을 회전자 자속과 고정자 전류로 표현하면 다음과 같다.

$$p \lambda_r^s = - \left( \frac{R_r}{L_r} - j \omega_r \right) \lambda_r^s + R_r \frac{L_m}{L_r} i_s^s \quad (8)$$

전류모델에서 구한  $\hat{\lambda}_r^s$  를  $\hat{\lambda}_{r\_cm}^s$  이라고 정의하고 식(3)과 식(7)을 이용하여 고피나스 모델의 자속관측기를 다음과 같이 표현할 수 있다.[6]

$$\hat{\lambda}_r^s = \frac{s^2}{s^2 + K_p s + K_i} \hat{\lambda}_{r\_vm}^s + \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i} \hat{\lambda}_{r\_cm}^s \quad (9)$$

식(8)는 전압모델에 고주파 통과 필터가, 전류모델에는 저주파 통과 필터와 대역 통과필터가 곁해진 형태로 볼 수 있으며 전류모델에서 전압모델로 전이되는 주파수를 필터의 차단주파수로 해석하여 PI제어기의 이득을 2차 버터워스 필터의 개념에서 설계하면,

$$K_p = \sqrt{2} \omega_c, \quad K_i = \omega_c^2$$

이다. 여기서,  $\omega_c$  는 필터의 차단각주파수이다.

식(8)에서  $\hat{\lambda}_{r\_cm}^s$  을  $\lambda_r^s$  으로 두면 속도 센서리스 제어에 사용할 수 있는데 이는 식(6)의 오타니 모델과 비교하면 오타니 모델은 1차 필터를 고피나스 모델은 2차 필터를 적용한 형태이다.

$$\hat{\lambda}_r^s = \frac{s^2}{s^2 + K_p s + K_i} \hat{\lambda}_{r-sm}^s + \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i} \lambda_{r'}^s \quad (10)$$

### 2.1.3 전차원 자속관측기[3]

유도전동기의 상태방정식을 고정좌표계에서 표현하면 식(8)과 같다.

(11)

여기서 고정자 전류와 회전자 자속을 함께 추정하는 상태 관측기는 식(9)와 같다.

$$\frac{d}{dt} \hat{x} = \hat{A} \hat{x} + \hat{B} V_s + G(\hat{i}_s - i_s) \quad (12)$$

여기서 ‘^’는 추정된 값이고 G는 관측기의 이득행렬이며 식(10)과 같다.

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix}^T \quad (13)$$

관측기의 이득은,

$$g_1 = (k-1)(a_{111} + a_{r21}), \quad g_2 = (k-1)a_{122},$$

$$g_3 = (k^2-1)(ca_{r11} + a_{r21}) - cg_1, \quad g_4 = c(k-1)\hat{a}_{122} \text{ 이다.}$$

### 2.1.3 전류 및 전압오프셋에 의한 영향

전압 및 전류에 오프셋이 있는 경우 정상상태 오차를 최종치정리를 통해 계산하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\Delta \hat{\lambda}_r^s = \frac{1}{\omega_c} \frac{L_r}{L_m} (\Delta v_s - r_s \Delta i_s) \quad (14)$$

$$\Delta \hat{\lambda}_r^s = 0 \quad (15)$$

$$\Delta \hat{\lambda}_r^s = \frac{C_2}{C_0} \frac{L_r}{L_m} (\Delta v_s - r_s i_s) + \left( L_m \frac{r_r}{L_r} / \left( \frac{r_r}{L_r} - j\omega_r \right) \right) \Delta i_s \quad (16)$$

식(14)은 오타나 모델을, 식(15)는 고피나스 모델을 그리고 식(16)은 전차원 자속관측기의 오차이다. 식(14)에서 전압과 전류에 의한 오프셋의 영향은 1차 필터의 차단 주파수에 반비례하며 고정자 저항값에 의존한다. 식(15)에서 고피나스 모델은 전류모델에서만 오프셋에 의한 영향이 나타나므로 전류모델에서만 오프셋에 의한 영향이 나타나므로 전류모델에서만 오프셋에 의한 영향이 나타난다. 식(16)의 전차원 자속관측기에서는 상호 인덕턴스와 회전자 저항값과 이득행렬에 의존한다.[7]

## 2.2 속도 추정

$\theta_{est}$ 는 자속관측기의 자속각이며,  $\hat{\theta}$ 는 추정된 제어각이다. 벡터제어의 경우  $\theta_{est}$ 와  $\hat{\theta}$ 가 동일하여야 하므로  $\hat{\theta}$ 가  $\theta_{est}$ 를 추종하도록 제어하면 된다.

자속관측기를 이용하여 관측한 자속으로부터 동기속도 및 제어각을 추종하는 방식을 블록도로 표현하면 그림1과 같다. 그림 1에서  $\hat{\lambda}_r^s$ 는 자속관측기에서 관측된 자속이다.

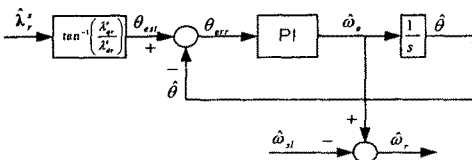


그림 1. 속도추정기의 블록도

$\hat{\theta}$ 와  $\theta_{est}$ 의 관계는 식(11)로 표현할 수 있으며,

$K_p = 2\xi\omega_n$ ,  $K_i = \omega_n^2$ 이고  $\omega_n$ 은 속도제어기의 주파수 대역과 비슷하게 설계한다.

$$\hat{\theta} = \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i} \theta_{est} \quad (11)$$

그림 2는 임의의 자속관측기를 사용하는 센서리스 제어 시스템의 블록도이다. 이와 같이 속도센서리스 제어 시스템을 설계할 경우 자속관측기와 속도추정기를 분리하여 설계할 수 있으므로 임의의 자속관측기를 사용할 수 있다.

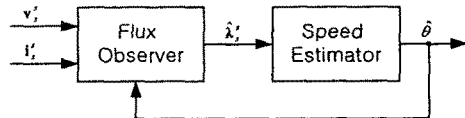


그림 2. 임의의 자속관측기를 사용하는 속도 센서리스 시스템 블록도

## 3. 실험

그림 2는 유도전동기 센서리스 제어시스템의 블록도이다.

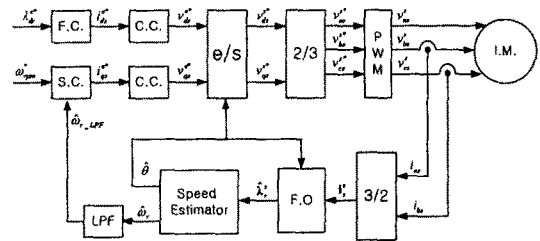


그림 3. 유도전동기 센서리스 제어시스템 블록도

본 실험에서 세 가지 자속관측기를 사용하였고 속도추정기는 제안된 방식을 사용하였다.

오타나 모델에서  $T_c = 2\tau_r$ 로 설정하였으며 고피나스 모델에서 3Hz의 차단각 주파수를 설정하여 두 모델이 동일한 차단각 주파수를 갖게 설정하였다. 전차원 자속관측기에서 이득행렬의  $k$ 는 1.2로 설정하였다.

시뮬레이션 및 실험에 사용된 유도전동기의 정격 및 상수는 표 1에 나타나 있다.

표 1. 유도전동기 정격 및 상수

정격출력	3.7 [kW]	$R_s$	0.55 [ $\Omega$ ]
정격전압	220 [V]	$R_r$	0.45 [ $\Omega$ ]
정격전류	13.5 [A]	$L_s$	54.33 [mH]
극수	4	$L_r$	54.33 [mH]
정격주파수	60 [Hz]	$L_m$	52.62 [mH]
정격속도	1730 [rpm]	$J$	0.06 [ $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ ]

본 논문의 실험은 TI사의 TMS320C32-60MHz를 사용하였으며 부하는 4.5[kW]서보모터를 유도전동기와 직렬로 연결하여 토크제어모드로 사용하였다. 실제속도를 추정속도와 비교하기 위하여 엔코더를 부착하였다. 실험과형은 12bit DA 컨버터를 통하여 오실로스코프로 측정하였다. PWM 스위칭 주파수는 10[kHz]이고 전류제어기는 100[usec], 속도 및 자속제어기는 1[msec]으로 하였다.

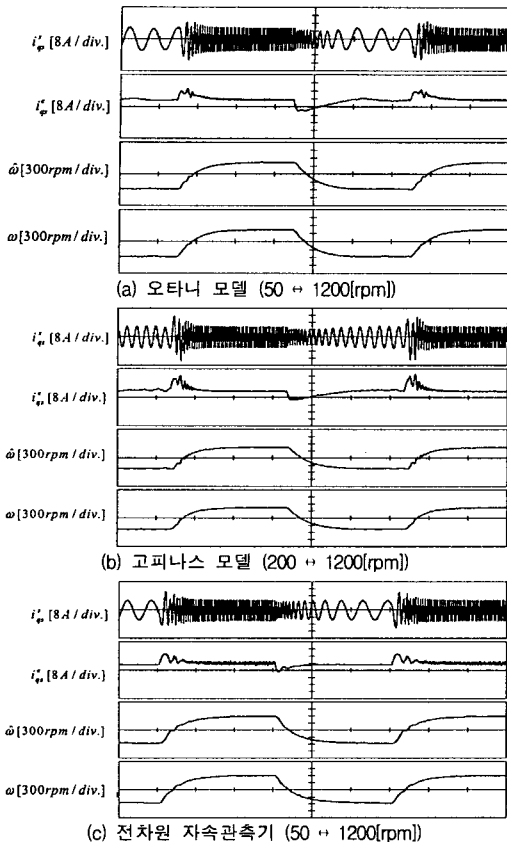


그림 4. 계단 속도지령에 대한 전류 및 속도 응답 (50% 부하, 0.5sec/div.)

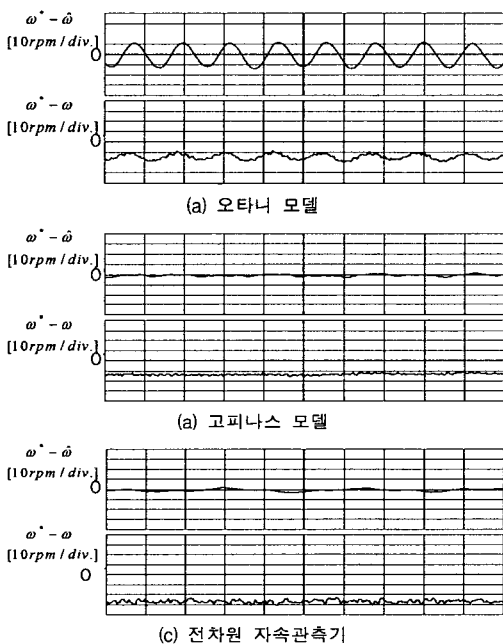


그림 5. 고속영역에서의 추정속도 및 실제속도 리플 (1200rpm, 50%부하, 20msec/div.)

그림 4는 50%의 부하를 인가한 상태에서의 계단 속도 지령에 대한 전류 및 속도 응답을 세 가지 모델에 대하여 나타내었다. 오타니 모델과 전차원 관측기 모델은 50→1200→50[rpm]으로, 고퍼나스 모델은 200→1200→200[rpm]으로 속도지령을 인가하였다. 제안된 속도추정 방식을 이용한 속도센서리스 제어가 원활히 수행되고 있음을 알 수 있다.

그림 5는 1200rpm의 속도에서 추정속도와 실제속도의 속도지령에 대한 오차이다. 오타니 모델에서 리플은 동기속도와 같은 주파수로 나타나는데 이는 식(6)에서 자속지령에 대한 1차 저주파 통과필터에 의한 영향이다. 고퍼나스 모델에서는 2차필터에 의해 고속에서 속도리플이 오타니 모델보다 현저히 작다.

### 3. 결 론

본 논문에서는 자속관측기를 이용하여 속도를 추정하는 방식을 제안하였으며 오타니 모델, 고퍼나스 모델, 그리고 전차원 자속관측기를 이용하여 이를 검증하였으며 세 가지 모델에 대한 속도제어 특성을 분석하였다. 속도센서리스제어는 자속관측기의 특성에 의존함을 실험을 통하여 검증하였다. 따라서 속도센서리스 제어성능을 향상시키기 위해서는 정확한 자속의 위치를 검출하는 것이 중요하다.

본 연구는 한국전력공사의 지원에 의하여 기초전력공학 공동연구소 주관으로 수행되었습니다.

### [참 고 문 헌]

- [1] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motor without rotational transducers," in IEEE Trans. IA, vol. 28, no. 5, Sep./Oct., 1992
- [2] T. Ohtani, N. Takada, and K. Tanaka, "Vector control of induction motor without shaft encoder," in IEEE Trans. IA, vol. 28, no. 1, pp.157-164, Jan./Feb., 1992,
- [3] H. Kubota, K. Matusse, and T. Nakano, "DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor," in IEEE Trans. IA, vol. 29, no. 2, pp.344 - 348, 1993
- [4] J. Ha and S. Sul, "Sensorless field orientatio control of an induction machine by high frequency signal injection," in IEEE Trans. IA, vol. 35, no. 1, Jan./Feb., 1999
- [5] Y. Kim and S. Sul, "Speed sensorless vector control of induction motor using extended kalman filter," in IEEE Trans. IA, vol. 30, no. 5, Sep./Oct., 1994
- [6] Patric L. Jansen and Robert D. Lorentz, "A Physically Insitful Approach to the Design and Accuracy Assessment of Flux Observers for field Oriented induction Machine Drives," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 30, no.1, pp.101 - 110, Jan./Feb., 1994
- [7] J.H.Kim, J.W.Choi and S.K.Sul, "Novel Rotor Flux Observer using Observer Characteristic Function in Complex Vector space for Field-Oriented induction Motor Drives," IEEE Trans. Ind. Appl. vol. 38, no.5, pp.1334 - 1343, Sep/Oct., 2002