

벡터제어 알고리즘에 의한 유도전동기의 속도제어에 관한 연구

황락훈\*, 장진혁\*, 신양호\*, 이춘상\*\*, 조문택\*\*\*  
 세명대학교 전기공학과\*, 명지대학교 전기공학과\*\*, 대원과학대 전기과\*\*\*

A Study Fast Response Control of Induction Motor by Vector Control Algorithm

Lak-Hoon Hwang\*, Jin-Hyog Jang\*, Yang-Ho Shin\*, Chun-Sang Lee\*\*, Mun-Teak Cho\*\*\*  
 Semyung Univ.\*, Myongji Univ.\*\*\*, Daewon Science College\*\*\*

**Abstract** - Recently, vector control without a speed sensor for an inverter induction motor system has been developed. In this paper describes the vector control system estimates rotor speed based on FMRAS(Flux Model Reference Adaptive System). Because of improving the initial condition and drift problem by pure integrator is eliminated, we can be expected to rapid responsibility of the speed estimation. The stability of speed estimator is proved on the basis of hyperstability theory. Proposed control system used TMS320C31 DSP for high speed processing. The effectiveness of the proposed system is verified by simulation and experimental results. This result shows that the highly characteristic speed estimation and robust character of load regulation.

1. 서 론

센서리스 제어 방식 중에 자속기준모델 적용방식을 사용하여 회전자 추정속도를 얻고자 하였다.<sup>[1]</sup> 이 방식은 정확한 자속추정을 위한 별도의 자속보상기나, 추정속도를 발생시키기 위한 속도연산기가 필요하지 않기 때문에 속도연산 시간이 단축되어 속도 응답의 속응성을 기대할 수 있다. 또한 각 모델의 출력을 그와 상응되는 보조변수로 대체할 수 있기 때문에 각 모델이 가지고 있는 단점을 구현하고자 하는 시스템에 타당하도록 적절히 보완하여 좀더 정확한 추정 값을 얻을 수가 있다. 이러한 장점을 이용하여 유도전동기의 고정자측 단자에서 측정된 전압과 전류만을 입력으로 이용하여 자속의 기준모델과 조절모델로부터 자속정보를 얻어내고 이로부터 회전자 속도정보를 얻는 자속기준모델 적용방식을 적용하여 센서리스 벡터제어를 구현하였다. 여기서 기준모델은 유도전동기 고정자측 방정식이 되며, 조절모델은 이상적으로 벡터제어를 하는 유도전동기의 모델이다. 이 조절모델은 회전자측에 대한 모델링 방정식에 의하여 얻어졌다. 그리고 기준모델과 조절모델의 출력을 보조변수로 대체할 수 있다는 사실에 기인하여 기준모델이 가지고 있는 적분기의 문제점을 해결하고 또한 각 모델에 유입되는 고주파 잡음을 제거하기 위해 각 모델의 입·출력에 적절한 필터를 설계 인가하였다. 이로부터 자속추정의 정확도를 한층 높이고 적용 메커니즘 입력의 신뢰도를 향상시켜 정확한 추정속도를 얻도록 하였다. 제어시스템은 속도제어와 전류제어, 그리고 스위칭 패턴에 따라 유도전동기를 구동하기 위한 공간전압벡터 PWM제

어 등으로구성하였다. 벡터제어 알고리즘의 고속 연산처리를 위해서 TMS320C31 DSP를 CPU로 사용하였으며 coprocessor인 ADMC201을 이용하여 PWM에서의 데드타임과 A/D를 처리하여 시스템 구현을 간략화 하였다.

2. 벡터 제어 이론

2.1 동기회전좌표계의 모델링

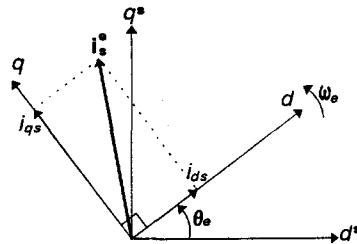


그림1. 고정좌표계와 동기회전좌표계의 관계

전압, 전류, 쇄교자속 등과 같은 변수를 2축 고정좌표계로 변환하면 독립변수의 수가 감소하여 취급하기가 보다 간편하게 되지만, 이 변수들은 여전히 정현파 교류가 되므로 제어 알고리즘에 적용하기가 곤란하다. 따라서, 이를 동기속도  $\omega_e$ 로 회전하는 회전좌표계 d,q축으로 변환하면 직류성분으로 되어 취급하기가 편리하게 된다.<sup>[2]</sup>

이제 그림1과 같이 동기속도로 회전하는 회전자의 공간전류벡터를 동기속도로 회전하는 d,q축 좌표계로 변환하기 위하여, 우선 고정자의 기준축으로 부터 d축의 회전각을  $\theta_e$ 라하면

$$\theta_e = \omega_e t \tag{1}$$

가 되고, 동기 회전좌표계에서 전류  $i_s^*$ 와 고정좌표계에서 전류  $i_s$ 사이의 관계는 다음과 같다.

$$i_s^* = i_s e^{-j\theta_e} \text{ 또는 } i_s = i_s^* e^{j\theta_e} \tag{2}$$

그러면 고정좌표계에서 전압방정식을 동기회전좌표계로 변환하기 수식들을 적용하면

$$v_s^* e^{j\theta_e} = R_s i_s^* e^{j\theta_e} + p \lambda_s^* e^{j\theta_e} \tag{3}$$

가 되고, 이 식을 다시 쓰면 고정자 전압방정식은 다음과 같다.

$$v_s^* = R_s i_s^* + (p + j\omega_e) \lambda_s^* \tag{4}$$

이와 같은 관계를 적용하면 회전자 전압방정식은

$$v_r^* = R_r i_r^* + (p + j\omega_{sl}) \lambda_r^* \tag{5}$$

가 된다. 그러므로 식 (4), 식 (5)를 이용하여 동기 회전 좌표계에서 고정자 및 회전자 전압방정식을 행렬로 나타내면 다음과 같다.<sup>[6]</sup>

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_s^c \\ \mathbf{v}_r^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + (p + j\omega_e)L_s & (p + j\omega_e)L_m \\ (p + j\omega_{sl})L_m & R_r + (p + j\omega_{sl})L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s^c \\ \mathbf{i}_r^c \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s - \omega_e L_s & pL_m - \omega_e L_m \\ \omega_e L_s & R_s + pL_s & \omega_e L_m & pL_m \\ pL_m & -\omega_{sl} L_m & R_r + pL_r - \omega_{sl} L_r & \\ \omega_{sl} L_m & pL_m & \omega_{sl} L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (7)$$

그러나, 농형 유도전동기의 경우 2차회로는 단락되어 있기 때문에 회전자 전압은

$$\mathbf{v}_r^c = v_{dr} + jv_{qr} = 0 \quad (8)$$

이므로, 식 (7)은 다음과 같이 전개하여 다시 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + p\lambda_{ds} - \omega_e \lambda_{qs} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + p\lambda_{qs} + \omega_e \lambda_{ds} \\ v_{dr} &= R_r i_{dr} + p\lambda_{dr} - \omega_{sl} \lambda_{qr} = 0 \\ v_{qr} &= R_r i_{qr} + p\lambda_{qr} + \omega_{sl} \lambda_{dr} = 0 \end{aligned} \quad (9)$$

여기서 각각의 쇄교자속은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \lambda_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} = L_{ls} i_{ds} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) \\ \lambda_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} = L_{ls} i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \\ \lambda_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{ds} = L_{lr} i_{dr} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) \\ \lambda_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qs} = L_{lr} i_{qr} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \end{aligned} \quad (10)$$

위의 식 (9)와 식 (10)을 이용하여 동기회전좌표계에서 유도전동기의  $d, q$  축 등가회로를 표현하면 그림2와 같이 나타낼 수 있다.

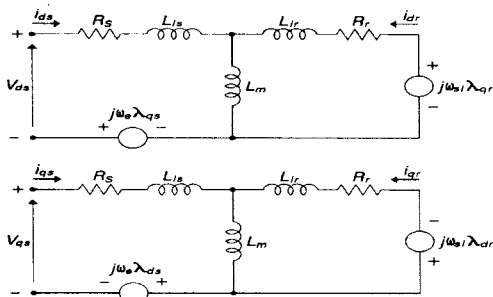


그림2. 동기회전좌표계에서  $d, q$  축 등가회로

### 2.1.1 FMRAS 회전자 속도추정기

그림3은 자속 기준모델 적응방식의 기본구조를 나타내고 있다. 그 구성요소들은 추정 파라미터 값을 포함하지 않는 기준모델(reference model)과 추정 파라미터 값을 포함하며, 적응 메커니즘으로부터 그 추정 값을 피드백 받는 조절모델(adjustable model)과 추정 파라미터를 발

생시키는 적응 메커니즘(adaptation mechanism)으로 나눌 수 있다. 본 논문에서는 그림3과 같이 가장 많이 사용되고 있는 방법인 기준모델과 조절모델을 병렬로 결합시킨 병렬형 기준모델 적응방식을 사용하였으며, 또한 추정 값을 발생하기 위한 입력방법에는 기준모델과 조절모델의 출력을 바탕으로 생성된 오차 값  $\varepsilon$ 을 이용하는 출력오차법을 사용하였다.

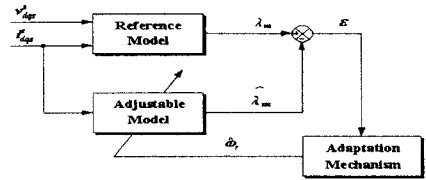


그림3. 자속 기준모델 적응방식의 구조

### 2.1.2 FMRAS 회전자 속도추정기

회전자 속도에 독립적인 고정자 방정식으로 기준모델로 이용하고, 회전자 속도에 종속적인 회전자 방정식으로 조절 모델로 이용한다. 이 두 모델의 출력으로서 오차신호를 구성하여 조절모델의 회전속도가 실제 회전자 속도를 추정하도록 적응 제어기법을 적용한다. 오차값은 기준모델  $q$ 축 자속과 조절모델  $d$ 축 자속의 곱과 기준모델  $d$ 축 자속과 조절모델  $q$ 축 자속의 곱에 의한 차에 의해서 식(11)과 같이 나타낼수 있다.

$$\varepsilon = (\lambda_{dr}'' \hat{\lambda}_{qr}' - \lambda_{qr}'' \hat{\lambda}_{dr}') \quad (11)$$

또한 회전자 추정속도  $\hat{\omega}_r$ 은 위의 식 (11)로 얻은 오차값으로부터 PI제어기를 통해서 식 (12)와 같이 얻어 낼 수 있다.

$$\hat{\omega}_r = \left( K_1 + \frac{K_2}{s} \right) \cdot \varepsilon \quad (12)$$

단,  $K_1, K_2$ 는 제어기 이득

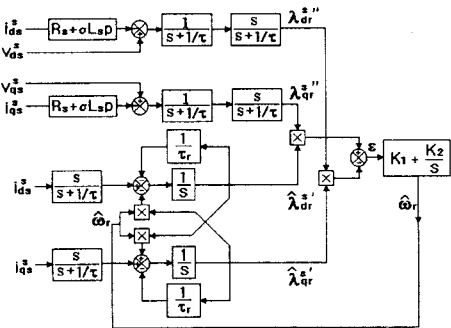


그림4. 회전자 속도추정기의 구성도

기준모델 적응방식의 장점인 각 모델의 출력을 그와 관계된 보조변수로 대체할 수 있다는 점을 이용해 적분기를 제거하고 자속이 역기전력과 직교한다는 사실로부터 이를 저역통과필터로 대체하여 적분기가 가지는 단점을 해결하고 좀더 정확한 자속 값을 추정하도록 하였다. 여기서 조절모델의 자속 값  $\hat{\lambda}_{dr}^s, \hat{\lambda}_{qr}^s$ 은 기준모델의 자속 값  $\lambda_{dr}^s, \lambda_{qr}^s$ 과 차이를 나타내기 위한 표시이다. 또한

$\hat{\omega}_r$ 은 본 논문에서 사용한 기준모델 적응방식을 이용하여 추정된 회전자 속도의 피드백 입력을 나타낸다. 기준모델과 조절모델에 포함된  $s/(s+1/\tau)$ 항은 고역통과필터를 나타내며 저역통과필터로 인한 오프셋 값(offset value)을 보정해 주는 동시에 입력전류의 고주파 성분을 제거해주는 역할을 한다.

## 2.2 제어시스템의 구성 및 설계

본 논문에서 제안한 기준모델 적응방식을 이용한 회전자 속도추정 알고리즘을 포함한 전체적인 제어시스템을 나타내면 그림8과 같다. 이 시스템은 자속제어기, 속도제어기, 전류제어기, FMRAS 속도추정기, PWM 발생기, 좌표변환기 등으로 구성되어 있다.

먼저 Innerloop인 전류제어 loop에서는 coprocessor상의 A/D컨버터를 이용하여 상전류  $i_{as}$  및  $i_{bs}$ 를 읽어들이고 이로부터  $i_b$  상을 계산하며, 이때 또한 소프트웨어적으로 과전류를 조사한다. 다음은 슬립각속도와 회전속도를 이용하여  $\theta_e$ 를 구한다. 이를 이용하여 3상 고정좌표계의 상전류  $i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$ 를 동기 회전좌표계로 변환한 실제전류  $i_{ds}, i_{qs}$ 를 얻게된다.<sup>[10]</sup> 이때 기준지령속도  $\omega_r^*$ 이 주어지면 FMRAS 속도추정기에서 추정된 속도  $\hat{\omega}_r$ 과 비교되어 토크를 발생하기 위한 q축 기준전류  $i_{qs}^*$ 를 발생한다. 또한 일정한 값으로 주어지는 회전자 기준자속  $\lambda_{dr}^*$ 은 전동기의 고정자전류로부터 환산된 실제 회전자 자속  $\lambda_{dr}$ 과 비교되어 자속을 발생하기 위한 d축 기준전류  $i_{ds}^*$ 을 만든다. 속도제어의 경우에 회전자 기준 자속은 정적 값으로 일정하게 유지된다. 이와 같이 발생된 d축 및 q축의 기준전류는 각각 전동기의 고정자에서 측정된 실제전류와 비교되어 이 값이 인버터로 제어하기 위한 기준전압이 된다. 그리고 이 기준전압들은 PWM 발생기의 입력이 된다.

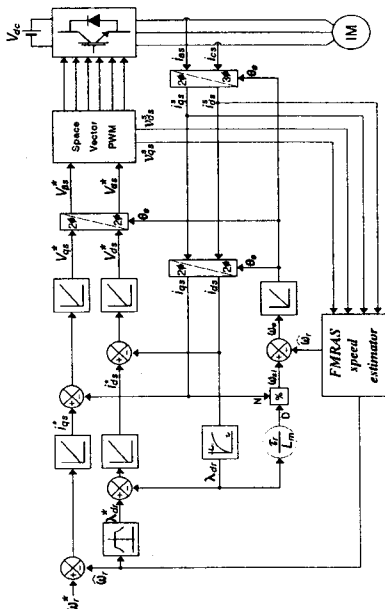


그림5. 시스템 제어 블록도

## 3. 실험결과 및 고찰

### 3.1 시뮬레이션 및 실험 결과

본 논문에서 제안한 역기전력 MRAS 속도 추정기의 타당성을 확인하기 위하여 MATLAB Simulink(version 5.3)를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다.<sup>[3]</sup>

그림6은 부하 변화에 따른 토오크, 속도, 전류, 전압의 응답을 측정하였다. 속도가 1100[rpm]일 때 부하가 1/2 부하[0.75sec]→전부하[1~1.25sec]→1/2부하[1.25~1.5sec]로 증가, 감소시킬 경우의 응답특성을 나타내고 있다. 이때 토오크 응답은 20[ms]정도이고 전류는 2[A], 전압은 120[V]이다. 부하변동시에도 자속추정이 원활하게 이루어지며 이를 입력으로 발생하는 추정속도에도 거의 지연이 없는 빠른 응답특성을 확인할 수 있다.

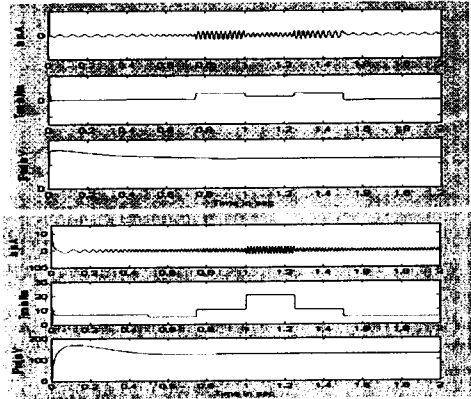


그림6. 부하가변시 응답특성

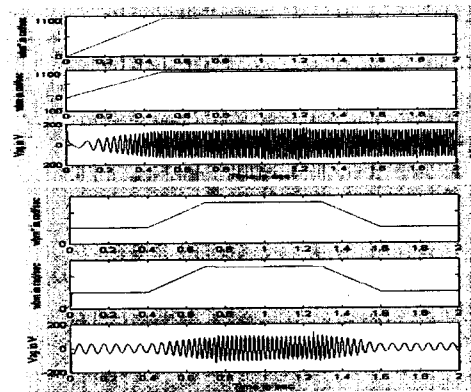


그림7. 기준속도 가변시 응답특성

그림7은 기준속도  $\omega_r^*$ 을 500[rpm]→1500[rpm]→500[rpm]으로 가변시 전부하[0.75~1.0sec]→1/2부하[1.0~1.25sec]→전부하[1.25~1.5sec]로 변동하여 운전할 때 부하변동에 따른 추정속도  $\hat{\omega}_r$ 의 응답과 전압, 전류, 토크, 자속 값의 응답을 시뮬레이션한 것이다. 부하변동시에도 자속 값의 추정이 원활하게 이루어지며 이를 입력으로 발생하는 추정속도에도 거의 지연이 없는 빠른 응답특성을 확인할 수 있다.

그림8은 기준속도를 400[rpm]에서 1700[rpm]으로 스텝적으로 지령했을 경우의 속도응답특성을 나타낸 파형이다.

추정속도가 기준속도에 빠르게 추정하며 엔코더로 받은 실제속도  $\omega_r$  과도 거의 일치하는 양호한 응답특성이 무부하(상),부하(하)가 나타남을 확인할 수 있었다.

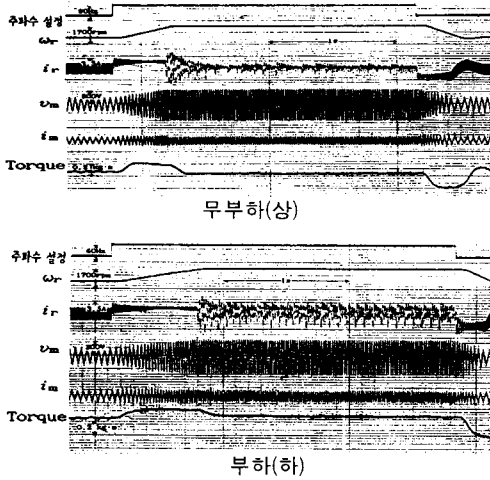


그림8. 무부하(상)와 부하(하) 가변시 응답특성

#### 4. 결 론

본 논문에서는 유도전동기에 입력되는 전류와 전압에 대한 정보만을 이용하는 FMRAS(Flux Model Reference Adaptive System)를 적용하여 제한한 시스템을 5[HP]의 3상 유도전동기에 시뮬레이션 및 실험을 적용하여 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

[1] FMRAS는 기존의 MRAS의 문제점인 순수적분기를 제거하여 초기조건과 드리프트 문제를 개선하여 그 결과 고속영역은 물론 저속영역에서도 속도추정이 원활해진다.

[2] 속도제어에 FMRAS를 적용해 시스템을 간략화하고, 속도연산기가 필요하지 않기 때문에 속도연산시간이 단축되어 빠르고 정확한 속도응답을 얻을 수 있다.

[3] 전체 시스템의 제어알고리즘은 DSP, coprocessor 등을 이용한 디지털 방식으로 구현하여 연산속도의 향상과 부동소숫점 연산을 통한 제어 변수의 정확성을 높일 수 있었다.

#### [참 고 문 헌]

- [1] Li Zhen and Longya Xu, "Sensorless Field Orientation control of Induction Machines Based on a Mutual MRAS Scheme" IEEE Trans. Indus. vol. 45. pp.824~830, 1998.
- [2] Colin Schauder, "Adaptive Control of Identification for VectorControl of Induction Motors without Rotational Transducers",IEEE Trans. Indus. Appli., vol.28 pp.1054~1061, September 1992.
- [3] Chee-Mun Ong, "Dynamic simulation of electric machinery using Matlab/Simulink", Prentice Hall PTR, Prentice-Hall, Inc. pp.415~455, 1998.