

論文96-33B-7-20

# 영구자석 동기전동기의 초기위치를 추정하는 새로운 방법 (A New Method for Estimating the Initial Position of a PM Synchronous Motor with an Incremental Encoder)

鄭斗熙\*, 鄭東昱\*\*, 河仁重\*

(Doo-Hee Jung, Dong-Uk Chung, and In-Joong Ha)

## 요 약

본 논문에서는 상대위치형 엔코더를 사용하여 영구자석 동기전동기(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)의 초기 위치를 추정하는 새로운 방식을 제안한다. 일반적으로 상대위치형 엔코더는 저렴한 가격으로 PMSM의 위치를 측정하는데 많이 사용되나 초기 기동시 회전자의 절대 위치를 알 수 없다는 단점이 있다. 따라서 실제 시스템에서는 전기각 60° 정도의 절대 위치 엔코더인 U,V,W 신호를 이용하여 초기기동을 한다. 본 논문에서 제안하는 알고리즘은 고주파의 시험전류를 주입할 때 발생하는 미세한 진동을 이용하여 회전자의 초기위치를 추정한다. 제안한 알고리즘을 사용하면 U,V,W 신호 없이도 초기기동을 할 수 있기 때문에 기존방식보다 저렴하고 간단하게 구현할 수 있다. 제안한 알고리즘의 성능이 U,V,W 신호를 사용하는 기존의 방법보다 우수함을 실험을 통하여 확인하였다.

## Abstract

In this paper, we propose a new method which estimates the initial position of a PM Synchronous motor(PMSM) using an incremental encoder. Incremental encoders are widely used in detecting rotor position since they are inexpensive. At starting procedure, however, the incremental encoders cannot give the information of the absolute rotor position. Hence, additional absolute encoder, which has 60° resolution electrically, and signal lines called U,V,W, have been used in practical systems for starting procedure. The proposed method estimates the initial position based on the small oscillation due to the injection of a high frequency test current. It does not require any additional information such as U,V,W signals for starting procedure and allows for cheap and simple implementation. Experimental results show that the proposed method can estimate the initial rotor position with higher accuracy than the conventional method using U,V,W signals

## I. 서 론

산업전자 제품이나 가전제품의 구동기기로 많이 사

\* 正會員, 서울大學校 電氣工學部

(Ph.D Candidate, School of Electrical Engineering Seoul National University)

\*\* 正會員, 三星電子 産業 電子 事業部

(Researcher, Advanced Electronic Systems Div. Samsung Electronics Co.)

接受日字:1996年3月14日, 수정완료일:1996年6月13日

용되고 있는 영구자석 동기전동기의 발생토크는 상전류와 위치의 함수로 주어진다. 따라서 회전자의 위치 정보를 연속적으로 검출하는 것은 전동기의 고성능 토크 제어에 있어 필수적이다.<sup>[1]</sup>

위치검출기에는 가격이 비교적 싸고 구조가 단순한 상대 위치형 엔코더(incremental encoder)가 가장 많이 쓰이고 있다. 상대 위치형 엔코더는 회전 속도에 비례하는 A,B 두 펄스와 1회전당 한 번 발생하는 Z 펄스에 의해 위치를 알아내게 되어있다. 따라서 초기기동시, Z 펄스가 나오기 전까지는 현재의 자극 위치를 알

수가 없다. 이러한 문제를 해결하기 위해 전동기의 제작시 기준점에 일치시켜 놓은 전기각  $60^\circ$  정도의 절대 위치 엔코더인 U,V,W 신호를 이용하여 초기 기동에 사용하는데 이 때문에 이를 위한 별도의 하드웨어가 추가적으로 필요하게 된다. 그런데 초기에만 필요한 이러한 장치는 시스템의 가격의 상승으로 이어져 효율을 떨어뜨리게 된다. 그리고 위치센서 자체도 주위 환경에 대한 영향을 많이 받는다는 점 그리고 전동기축에 부착함으로써 인한 전동기 크기의 증대 및 가공성 저하의 문제 등이 지적되고 있어서 최근에는 위치검출기 없이 전동기를 제어하고자 하는 이른바 센서 없는 제어 (Sensorless control)에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다<sup>[2, 3, 4, 5, 6]</sup>.

한편 이러한 센서 없는 제어의 전단계로서 펄스 엔코더를 사용하는 경우 초기 위치를 별도의 추가적인 장치없이 추정하여 PMSM을 제어하는 방법이 제안되었는데<sup>[7,8]</sup> 초기 기동시 심한 진동을 유발하는 문제를 가지고 있다.

본 논문에서는 [7,8]의 단점을 보완하는 새로운 초기위치 추정 방식을 제안한다. 제안한 방법은 임의로 결정한 시험 위치에 교류파의 시험전류를 가하여 생기는 회전자의 진동 진폭으로부터 회전자 초기 위치를 추정한다. 이 때 얻은 위치 정보를 이용하면 초기 기동시 정확한 토크를 낼 수 있게 되어 부하가 있는 상황에서도 정상적인 기동이 가능하며 또한 U,V,W 신호를 이용하지 않음으로써 이를 위한 별도의 하드웨어가 필요 없게 되어 시스템의 제작비용을 절감할 수 있다.

## II. 회전자 초기 위치 추정

PMSM의 고정자 기준 좌표계( $d^s-q^s$ )에서의 동적방정식은 다음과 같다.

$$L_s \frac{di_d^s}{dt} = -R_s i_d^s + K_e \omega_r \sin \theta_r + V_d^s, \quad (1)$$

$$L_s \frac{di_q^s}{dt} = -R_s i_q^s - K_e \omega_r \cos \theta_r + V_q^s, \quad (2)$$

$$J \dot{\theta}_r + B \theta_r = T_e, \quad (3)$$

$$T_e = -K_t (i_d^s \sin \theta_r - i_q^s \cos \theta_r). \quad (4)$$

전동기의 초기 기동시에는 회전자 초기 위치를 알 수 없으므로 이를 초기 오프셋( $\delta$ )이라고 하자. 그러면

Z상 신호가 들어오기전까지의 실제 전기각 ( $\theta_r$ )과 초기 위치를 0으로 보고 상대위치형 엔코더로부터 구한 위치값 ( $\theta_E$ )사이에는 다음 식이 성립한다.

$$\theta_r = \theta_E + \delta. \quad (5)$$

이제 이 초기 오프셋을 추정하는 방법에 대해 알아보자. 먼저 다음과 같이 시험전류를 인가한다.

$$\begin{aligned} i_d^{**} &= -i_q^{**} \sin(\theta_E + \delta_k) = -i_q^{**} \sin(\theta_r - \delta + \delta_k), \\ i_q^{**} &= i_d^{**} \cos(\theta_E + \delta_k) = i_d^{**} \cos(\theta_r - \delta + \delta_k), \end{aligned} \quad (6)$$

$$i_q^{**} = \frac{A}{K_t} \sin \omega_c t.$$

여기서  $\theta_r$  ( $\theta_m$ )은 회전자 전기각변위(기계각변위),  $\theta_E$ 는 상대 전기 각변위,  $\delta$ 는 초기 실제 각변위,  $\delta_k$ 는 k번째  $\delta$  추정치를 각각 나타낸다.

전류제어가 충분히 잘되면 다음 관계가 성립한다.

$$i_d^s \approx i_d^{**}, \quad i_q^s \approx i_q^{**}. \quad (7)$$

식(6),(7)을 식(4)에 대입하면 다음 식을 얻게 된다.

$$\begin{aligned} T_e &\approx -K_t (i_d^{**} \sin \theta_r - i_q^{**} \cos \theta_r) \\ &= A \cos(\delta_k - \delta) \sin \omega_c t. \end{aligned} \quad (8)$$

윗 식을 보면 발생토크가 전류 명령의 진폭과 같은 주파수의 정현파 형태를 띠게 됨을 알 수 있다. 따라서 회전자 역시 같은 주파수로 진동하게 된다. 이 때의 진동 진폭을 알아 내기 위하여 식 (8)을 (3)에 대입하여 정상상태의 해를 구하면

$$\omega_r = c_k \sin(\omega_c t - \phi_\omega), \quad (9)$$

여기서,

$$c_k = \frac{A}{\sqrt{(J\omega_c)^2 + B^2}} \cos(\delta_k - \delta), \quad (10)$$

$$\phi_\omega = \tan^{-1} \left( \frac{J\omega_c}{B} \right). \quad (11)$$

그리고 식 (9)를 적분하면 다음과 같은 정상상태 위치 식을 얻게 된다,

$$\begin{aligned} \theta_r &= -c_k' \cos(\omega_c t - \phi_\omega) + \overline{\theta_r}, \\ c_k' &= \frac{c_k}{\omega_c}. \end{aligned} \quad (12)$$

여기서  $\overline{\theta_r}$ 는 정상상태에서 회전자 위치의 평균값을

나타낸다.

정상상태 회전자 위치의 변화 성분  $\Delta \theta_r$ 은 다음과 같 이 된다.

$$\Delta \theta_r \equiv \theta_r - \overline{\theta_r} = -c_k' \cos(\omega_c t - \phi_\omega). \quad (13)$$

위의 유도과정을 통하여 우리가 알 수 있는 사실은 식(6)과 같은 시험전류를 명령으로 가하면 회전자를 진 동시키게 되는데 이 때의 진동 진폭은 식 (10)에서 보 듯이 회전자의 실제 위치와 엔코더로부터 받아들이는 위치값 사이의 오프셋을 정확히 추정했을 때 최대의 값을 갖게 된다는 것이다.

실제 시스템에서 회전자의 진동 진폭은 식(10)에서 보듯이  $\delta_k$ 에 관한 코사인 함수이므로 최대값을 갖는 지점을 축으로  $\pi$  만큼의 구간에서는 볼록함수가 된다. 이경우 간단히 이차함수로 근사하는 방법을 생각할 수 있는데 이차 함수 근사를 위한 조건은 다음과 같다.

- (C1)  $|\delta - \delta_k| < \frac{\pi}{2}, \quad k=1,2,3.$
- (C2)  $\delta_j \neq \delta_k, \quad \text{for } j \neq k, \quad j,k=1,2,3.$

위의 조건은 초기 오프셋 추정치, 즉 시험위치를 초기 오프셋에 대해  $\pi/2$  이내에서 서로 다른 값으로 3개 선 택해주면 만족시킬 수 있다. 이제 이 경우 이차 근사로 써 최대값, 즉 초기 오프셋을 구하는 방식을 알아보자. 먼저 근사하는 이차함수를 다음과 같이 놓는다.

$$c_k' = a \delta_k^2 + b \delta_k + c. \quad (14)$$

세 시험 위치에 대해서 식(14)을 다음과 같이 matrix 형태로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} c_1' \\ c_2' \\ c_3' \end{bmatrix} = D \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}, \quad \text{여기서 } D \equiv \begin{bmatrix} \delta_1^2 & \delta_1 & 1 \\ \delta_2^2 & \delta_2 & 1 \\ \delta_3^2 & \delta_3 & 1 \end{bmatrix}. \quad (15)$$

결국 계수값 a,b,c 는 다음의 식으로 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = D^{-1} \begin{bmatrix} c_1' \\ c_2' \\ c_3' \end{bmatrix}. \quad (16)$$

식(14)는  $\delta^* = -b/(2a)$  에서 최대값을 가지므로 이 값이 식 (10)에 의해 위치 진폭을 최대로 하는  $\delta^*$ , 즉 엔코더와 회전자 실제 위치의 오프셋값이 된다. 이렇게 구한  $\delta^*$ 를 앞에서 말했듯이 엔코더로부터 얻어진 위치 정보  $\theta_E = \theta_r - \delta$ 에 더해지면 실제 회전자 위치의 추

정값을 구하게 되어 초기 기동을 정확하게 할 수 있게 된다.

한편 조건 (C1)의 경우 우리가 실제 초기 오프셋을 알아야 만족시킬 수 있는 조건이므로 실제 알고리즘 적용시 문제가 된다. 이를 해결하기 위하여 식(6)과 (13)에서 전류 명령 파형과 위치 진동 파형의 위상관계를 이용하자. 먼저 3개의 초기 오프셋 추정치  $\delta_k, k=1,2,3$ 을 다음과 같이 정한다.

$$\delta_k = \frac{\pi(k-1)}{3}, \quad k=1,2,3. \quad (17)$$

실제 시스템을 초기기동할 때 상대위치형 엔코더를 이용하여 얻을 수 있는 정보는  $\theta_E = \theta_r - \delta$ 이다. 이 값에 식(17)과 같은 세 개의  $\delta_k$  값을 빼서 식(6)에 대입, 전 류 명령을 인가한다. 그러면 앞서 수식으로도 유도되었 듯이 회전자의 진동이 있게 되는데 회전자가 정상상태 에 도달하면 그 때의 진동 진폭을 엔코더의 펄스를 이용하여 구한다.

이 때 회전자가 180° 차이 나는 위치에 있을 때는 진폭이 같기 때문에 이를 구별해야 할 필요가 있다. 식 (13)에서  $\Delta \theta_r$ 의 위상각  $\phi_\omega$ 는 식 (11)에서 J, B가 모두 양수이므로  $\omega_c$ 를 양수로 선택해 주면 다음관계를 만족한다.

$$0 \leq \phi_\omega \leq \frac{\pi}{2}. \quad (18)$$

따라서  $\Delta \theta_r$ 을 샘플링하여 진폭을 계산하는 과정에서 전류와  $\Delta \theta_r$ 의 위상관계를 이용하면  $c_k'$ 의 부호를 판별 할 수 있다. 그러므로 진폭의 부호에 따라 표1 과 같이  $\delta_k, k=1,2,3$  들을 조정하고 식 (16)에  $c_k'$  대신  $|c_k'|$  대입하여  $\delta^*$ 를 구하면 조건 (C1),(C2)가 만족되므로 식(16)를 통하여 초기 오프셋을 추정할 수 있다.

표 1. 시험 위치의 조정

Table 1. Adjustment of the testing points.

sign of $c_k'$			adjustment of $\delta_k$		
$c_1'$	$c_2'$	$c_3'$	$\delta_1$	$\delta_2$	$\delta_3$
+	+	+	0	$\pi/3$	$2\pi/3$
-	+	+	$\pi$	$\pi/3$	$2\pi/3$
+	+	-	0	$\pi/3$	$-\pi/3$
+	-	-	0	$-2\pi/3$	$-\pi/3$
-	-	+	$\pi$	$4\pi/3$	$2\pi/3$
-	-	-	$\pi$	$4\pi/3$	$5\pi/3$

추정 알고리즘의 적용함에 있어 중요한 요소중에 하나는 정상상태의 판별이다. 실제로 시스템의 시정수에 따라 정상상태에 도달하는 시간을 가늠해 볼수 있지만 추정 알고리즘 적용 도중에 생길수 있는 순간적인 외란 등의 영향을 배제하려면 보다 안정적인 정상 상태 판별법이 필요하다. 제안한 알고리즘을 적용함에 있어 다음과 같은 정상상태 판별법을 사용하였다. 우선 진동 주파수  $\omega_c$ 에 따라 두 주기의 전류와 위치값을 받아들인다. 이경우 전류는 전기적 정상상태 판별에, 위치 진동값은 기계적 정상상태 판별에 이용된다. 두 주기의 전류 및 위치 값을 이용하여 그 표준편차 값을 가지고 각각 전류 표준편차 문턱값과 위치 진동 표준편차 문턱값보다 작아지는 경우 정상상태에 도달한 것으로 보고 위에 설명한 대로 추정 알고리즘을 적용한다. 문턱값은 센서의 bit수와 신호의 크기에 따라 적절하게 선정해준다. 이상의 추정 기법을 순서도로 나타내면 그림 1 과같다.

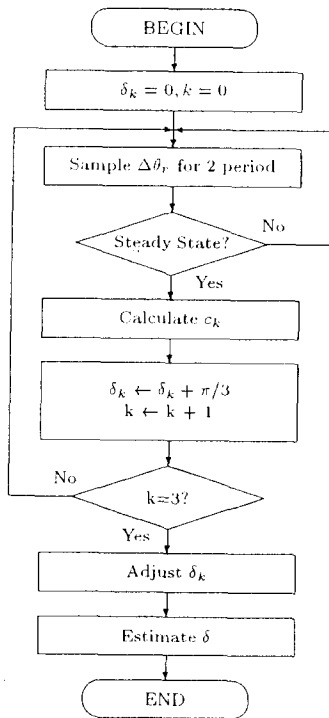


그림 1. 제안한 알고리즘의 흐름도  
Fig. 1. Flowchart of the proposed algorithm.

이제 최대 토크 진폭  $A$ 와 시험전류의 주파수  $\omega_c$ 의 선정에 관하여 알아보자. 제안한 초기 위치 추정 알고리즘은 회전자진동을 발생시키므로 이 진동 진폭을 제

한할 수 있어야 한다. 허용가능한 최대 진동 진폭을  $c'_{max}$ 라고 하면 식(10)과 (12)에 의해 다음관계가 만족되어야 한다.

$$\begin{aligned} \max |c'_k| &< c'_{max} \\ \max |c'_k| &= \frac{A}{\omega_c \sqrt{(J\omega_c)^2 + B^2}} \end{aligned} \quad (19)$$

식 (19)는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$A < c'_{max} \omega_c \sqrt{(J\omega_c)^2 + B^2} \quad (20)$$

$A$ 와  $\omega_c$ 는 식(20)에 의하여 선정해 주면 되는데, 실제 시스템에 있어서  $J$ 와  $B$  같은 시스템 파라메타 값을 정확히 알기 어려운 문제가 있다. 이 경우 PMSM의 사양으로 주어지는  $J$ 와  $B$ 의 최소값은 알 수 있으므로 이를 이용하여 식(20)에 의거하여  $A$ 와  $\omega_c$ 를 선정해 주면 된다. 시험전류의 주파수는 전류제어가 되는 범위에서 높을수록 좋으며  $A$ 는 클수록 근사오차를 줄일 수 있다.

### III. 실험결과

제안한 방법의 성능을 보이기 위하여 광범위한 실험을 수행하였다. 실험에 사용한 하드웨어의 기능별 블록도는 그림 2 와 같다.

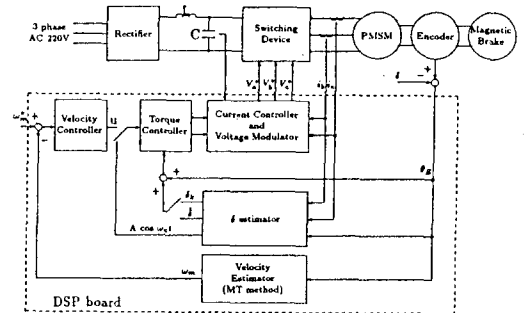


그림 2. 하드웨어 시스템 블록도  
Fig. 2. Block diagram of hardware systems.

실험에 사용된 전동기는 효성중공업(주)의 PMSM중 M-시리즈인 USAMED-03MAIK 이다.

실험은 무부하의 경우와 자기 브레이크를 사용하여 만든 정격 부하의 경우에 대하여 각각 수행하였는데 실험에서 사용한 최대 진동 진폭 및 시험 전류 주파수는  $c'_{max} = 0.1$  rad 에 대하여 식(20)에 따라  $J$ 와  $B$ 의 최소값에 대하여 각각  $A=0.5$  Nm,  $\omega_c = 250$  Hz 설정

하였다.

PMSM과 자기 브레이크는 유연 커플링으로 연결하였고 자기 브레이크는 MEGTROL사의 4637B를 사용하였다. 실험에 사용한 자기 브레이크의 부하 특성은 저속영역에서는 전동기 기계적 방정식에서 B가 큰 경우로, 중속 이상의 영역에서는 지령으로 인가한 부하로서 동작함을 볼 수 있었다.

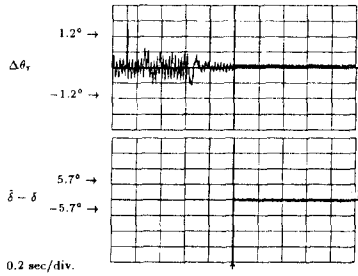


그림 3. 추정 성능 - 무부하의 경우  
Fig. 3. Performance of estimation - no load.

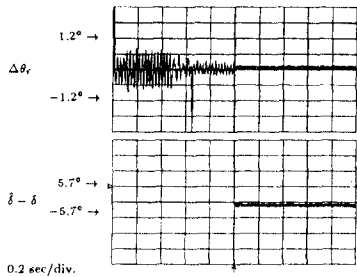


그림 4. 추정 성능 - 정격부하의 경우  
Fig. 4. Performance of estimation - rated load.

그림 3, 그림 4에 임의로 선택한  $\delta$  값의 추정시 회전자 진동폭과 추정오차를 나타내었다. 여러가지  $\theta_r$  과  $\delta$  에 대해 알고리즘을 적용해 본 결과 전 구간에서 전기각으로 약 0.2 rad (11.5°) 내의 추정오차를 가짐을 볼 수 있었는데 여기서는 지면관계상 그중  $\delta = 0.75$  rad인 경우만 게재하였다.

그리고 그림 5와 그림 6에는 추정한 초기 위치를 사용하여 전동기를 300 rpm으로 기동시킬때 특성을 나타내었다. 초기 위치 추정 알고리즘이 동작하는 구간에 있어서 토크 명령 즉, 우리가 시험위치로 사용한 전기각에 대한 q축 전류 명령은 정형적인 형태로 나타난다.

무부하의 경우나 정격부하의 경우 모두 과도 상태에서는 정격전류의 3배 정도로 선정된 순시 최대 전류가 흐르며 정상상태에 도달하면 무부하의 경우 거의 0으

로 정격 부하의 경우는 정격 전류가 흐름을 볼 수 있다.

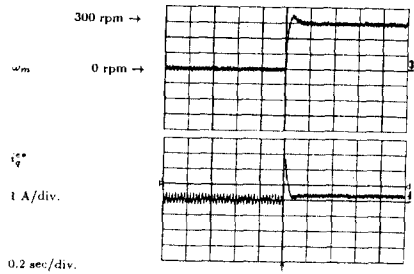


그림 5. 초기 기동 특성 - 무부하의 경우  
Fig. 5. Starting characteristics - no load.

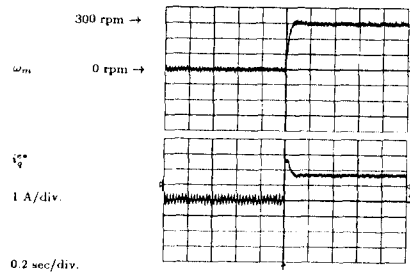


그림 6. 초기 기동 특성 - 정격부하의 경우  
Fig. 6. Starting characteristics - rated load.

#### IV. 결 론

실험을 통하여 보여준 바와 같이 제안한 방식이 U,V,W 신호를 사용하는 기존의 방식보다 추정 오차가 작으므로 제안한 방식을 사용하면 저렴한 상대위치형 엔코더를 사용하고 별도의 하드웨어 없이 초기 기동시 필요한 회전자의 위치정보를 구할 수 있다. 따라서 영구자석 동기전동기를 이용한 서보시스템으로 초기 미세진동을 허용하는 경우에 많이 이용될 수 있을 것이다. 본 알고리즘을 바로 적용하기 어려운 로봇팔과 같이 브레이크와 상수부하가 있는 시스템의 경우에 대한 추정기법 연구는 진행중에 있다.

#### 참 고 문 헌

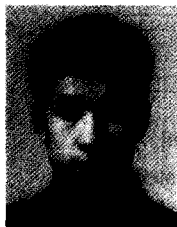
[1] I.J. Ha, C.I. Kang, "Explicit Characterization of All Feedback Linearizing Controller for a General-Type Brushless DC Motors," *IEEE Trans. on Auto. Contr.* vol. 39, No. 3,

- pp. 673-677, March 1994.
- [2] J.S. Kim, S.K. Sul, "New Stand-still Position Detection Strategy For PMSM Drive Without Rotational Transducers," *APEC '94 Annual Conference*, pp. 363-369, 1994.
- [3] K. Iizuka, H. Uzuhashi, M. Kano, T. Endo, and K. Mohri "Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. IA-21, No. 4, pp. 595-601, May/June 1985.
- [4] N. Matsui, M. Shigyo, "Brushless dc Motor Control without Position and Speed Sensors," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 28, No. 1, pp. 120-127, Jan./Feb. 1992.
- [5] R. Wu, G. R. Slemon, "A Permanent Magnet Motor Drive Without a Shaft Sensor," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 27, No. 5, pp. 1005-1011, Sept./Oct. 1991.
- [6] S. Ogasawara, H. Akagi, "An Approach to Position Sensorless Drive for Brushless dc Motors," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. IA-21, No. 4, pp. 595-601, May/June 1985.
- [7] D.I. Kim, J.W. Lee, S. Kim, "Control of Permanent Magnet AC Servo Motors without Absolute Position Transducers," *Proc. of IPESC'91*, pp. 578-585, 1991.
- [8] D.I. Kim, J.W. Lee, S. Kim, "Control of Permanent Magnet AC Servo Motors Via Fuzzy Reasoning," *Proc. of IPESC'92*, pp. 482-489, 1992.

---

 저자 소개
 

---



鄭斗熙(正會員)

1969년 1월 30일생. 1991년 서울대 공대 제어계측과 졸업. 1993년 동대학원 제어계측과 졸업(석사). 현재 동대학원 제어계측과 박사과정



鄭東暉(正會員)

1972년 3월 5일생. 1994년 서울대 공대 제어계측과 졸업. 1996년 동대학원 제어계측과 졸업(석사). 현재 삼성전자 산업 전자 사업부 연구원



河仁重(正會員)

1951년 3월 10일생. 1973년 서울대 공대 전자공학과 졸업. 1985년 미국 Univ. of Michigan 졸업(공학박사). 현재 서울대 공대 전기공학부 교수