

# 중첩의 원리를 적용한 PC 베이스 영구자석 동기전동기 센서리스제어

論 文
51B-6-4

## A PC Based for PMSM Sensorless Control Using Superposition Theorem

李相勳\* · 洪寅杓\*\* · 朴晟濬\*\*\* · 金喆禹§  
(Sang-Hun Lee · In-Pyo Hong · Sung-Jun Park · Cheul-U Kim)

**Abstract** - This paper proposes a sensorless drive of a permanent magnet synchronous motor. In general EMF is used to calculate the current of Permanent Magnet Synchronous Motor(PMSM). However the current has a lag component by a time constant. So it is difficult to directly calculate a position angle. To estimate the position using the current without a lag component in this paper, the controller calculates the motor current by using a superposition principle in the equivalent circuit and then compensates lag component with a time constant of the motor. Therefore the estimated motor current without a lag component can be obtained and it is used to calculate the rotor position indirectly. In order to confirm the effectiveness of the proposed algorithm, experimental results are shown in detail.

**Key Words** : PMSM, superposition principle, sensorless control

### 1. 서 론

최근 반도체 기술과 컴퓨터 및 전력변환기술의 반도체화로 인하여 산업구조는 보다 첨단화되고 있다. 특히 공장 자동화, 로봇, 전기 자동차 그리고 산업현장의 수치제어 공작기계등에 이용되는 가변속 서보 전동기는 필수적인 구동원으로 사용되고 있다. 가변속 서보 전동기는 초기에 직류 전동기를 이용한 가변속 구동 시스템이 많이 사용되었으나, 브러쉬나 정류자 등의 정기적인 보수와 고속운전의 곤란함과 같은 구조적인 문제로 인해 교류 서보 전동기의 사용이 증가되고 있다.

교류 서보 전동기에는 크게 유도 전동기와 영구자석을 이용한 영구자석 동기 전동기로 나눌 수 있다. 이중 유도 전동기는 영구자석 동기 전동기에 비해 제작의 용이성은 있으나 효율 및 속응성은 떨어지는 단점을 가지고 있다. 이에 비해 영구자석 동기 전동기는 토오크를 발생시키기 위한 계자자속이 영구자석을 이용하여 발생됨으로 전력소모를 최소화하여 전체 시스템 효율의 향상을 기대할 수 있다. 이러한 영구자석 동기 전동기의 정확하고 정밀한 속도 및 토오크 제어를 위해서는 회전자 속도뿐만 아니라 회전자의 위치정보가 반드시 필요하다. 이는 인버터의 스위칭을 통해서 회전자의 위치에 따른 적절한 위상의 전류를 인가해 주어야만 요구되는 토오크를 생성할 수 있기 때문이다.

이를 위해서 엔코더나 레졸버와 같은 위치검출장치를 부착하여야 한다. 그러나 고가의 센서사용은 경제적으로 불리할

뿐만 아니라 온도과열이나 물리적인 충격등 열악한 조건에서 사용되는 경우 신뢰성을 보장하기 어렵다.[1][2]

따라서 이러한 문제점들을 고려하여 기존에 제안된 센서리스 기법들은 역기전력을 이용한 회전자의 위치를 검출하는 방식[3], 고정자 상권선에서 제3고조파를 이용한 방식[4], 전동기의 파라미터와 단자전압과 전류신호를 이용하여 회전자의 위치 정보를 추정하는 방식[5], 칼만 필터를 이용하여 회전자의 위치를 추정하는 방식[6] 및 관측기를 이용하여 회전자의 위치 및 속도를 추정하는 방식[7]등이 연구되었다. 언급한 대부분의 센서리스 제어 알고리즘은 전동기의 방정식과 인가 전압 및 측정된 상전류 정보 그리고 전동기의 기계적 및 전기적인 파라미터를 근거로 회전자 속도와 위치를 추정하게 된다.

본 연구에서는 센서리스 구동 알고리즘을 통해 위치센서를 이용한 시스템이 갖는 단점을 극복함으로써 향상된 제어성능을 제안하고자 한다. 제안된 센서리스 구동 알고리즘에서는 역기전력이 구동전원인 한 상의 등가회로로부터 전류성분을 구하고 이때 전류성분이 갖게 되는 위상지연은 회로 시정수를 고려하여 보상해줌으로써 간접적으로 위상지연이 없는 회전자 위치정보를 구하는 방법을 적용하였다. 그리고 실험을 통해서 그 타당성을 제시하였다.

### 2. 본 론

#### 2.1 영구자석 동기 전동기의 전압방정식

영구자석 동기전동기의 수학적 모델은 계자를 형성하는 영구자석을 직류전원에 의해 여자되는 계자권선으로 등가화한 모델을 토대로 공간 벡터적인 해석이 가능하다. 본 연구에서 사용한 영구자석 동기전동기는 회전자의 기계적 구조가 원통형이며 쇠교자속의 분포가 정현적인 전동기로서 이에 대한

\* 正會員 : 釜山大學校 電氣工學科 博士課程  
\*\* 準會員 : 釜山大學校 電氣工學科 碩士課程  
\*\*\* 正會員 : 東明大學 電氣科 教授 · 工學博士  
§ 正會員 : 釜山大學校 電氣工學科 教授 · 工學博士  
接受日字 : 2001年 8月 12日  
最終完了 : 2002年 4月 11日

수학적 모델링을 통해서 영구자석 동기전동기를 해석하였다.

그림 1은 영구자석 동기전동기의 3상 등가모델을 표현하고 있다. 회전자의 영구자석은 일정한 계자전류가 흐르는 권선으로 가정하고 고정자 권선은 등가저항과 등가인덕턴스로 모델링하였다. 그리고 영구자석에 의한 쇄교자속의 방향을 도출하기 위해서 직축(dr-axis)과 횡축(qr-axis)을 나타내었으며 이때 직축은 계자인 영구자석의 자속발생방향을 기준으로 하고 횡축은 직축과 전기적으로 직각의 상차를 가지는 방향을 표시하였다.

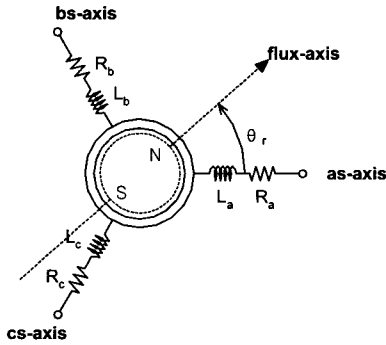


그림 1 3상 영구자석 동기전동기 등가모델  
Fig. 1 The equivalent model of 3-phase PMSM

그림 1로부터 영구자석 동기전동기의 전압방정식은 식(1)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix} \quad (1)$$

- 여기서  $\lambda_{as} \lambda_{bs} \lambda_{cs}$  : 고정자 각 상의 쇄교자속
- $v_{as} v_{bs} v_{cs}$  : 고정자 각 상의 단자전압
- $i_{as} i_{bs} i_{cs}$  : 고정자 각 상의 전류
- $R_a R_b R_c$  : 고정자 각 상의 권선 저항

원통형 영구자석 동기전동기에서 돌극성은 무시되므로 각 상의 자기 인덕턴스는 모두 동일하며 3상의 전류의 합이 0인 완전 대칭 구조로 가정하면 각 상의 쇄교자속은 고정자 상권선의 자기 인덕턴스와 상권선간의 상호 인덕턴스 그리고 영구자석에 의한 쇄교자속의 향으로 표현할 수 있다. 일반적으로 영구자석 동기전동기의 정상상태 해석 및 동특성 모델을 얻기 위해서 2상 좌표계를 이용하며 이를 위해 사용한 변환행렬식은 식 (2)와 같다.

$$\begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{\beta s} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

$$\begin{bmatrix} f_{dr} \\ f_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

이 변환 행렬식을 이용하여 2상 고정자 기준좌표계의 전압방정식으로 표현하면 식 (3)과 같이 정리된다.

$$v_{as} = Ri_{as} + L \frac{di_{as}}{dt} - K_e \omega_r \sin \theta_r = Ri_{as} + L \frac{di_{as}}{dt} - e_{\alpha} \quad (3-1)$$

$$v_{\beta s} = Ri_{\beta s} + L \frac{di_{\beta s}}{dt} + K_e \omega_r \cos \theta_r = Ri_{\beta s} + L \frac{di_{\beta s}}{dt} + e_{\beta} \quad (3-2)$$

여기서  $K_e = \sqrt{\frac{3}{2}} MI_f$ ,  $R = R_a$ ,  $L = \frac{3}{2} L_{nm}$

도출한 2상 전압방정식을 토대로 하여 그림 2와 같은 등가회로를 나타낼 수 있다.

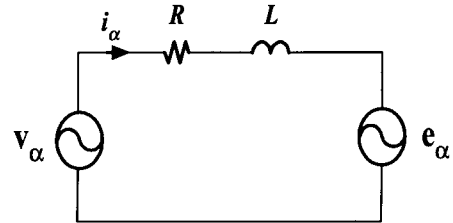


그림 2  $\alpha_s$ 축 등가회로  
Fig. 2 Equivalent circuit of  $\alpha_s$ -axis

$\beta_s$ 축에 의한 등가회로도 마찬가지로 나타낼 수 있다. 이때 표현되는 토오크 방정식은 식(4)와 같이 정리된다.

$$T_e = PK_e (-i_{as} \sin \theta_r + i_{\beta s} \cos \theta_r) \quad (4)$$

여기서  $\theta_r$  : 회전자와 고정자의 상차각,  $P$  : 극수

그림 3의 등가회로로부터 알 수 있듯이 전동기의 전류를 형성하는 전압원은 단자전압과 역기전력 전압으로 구성되는 두 개의 전압원과 같이 표현할 수 있다.

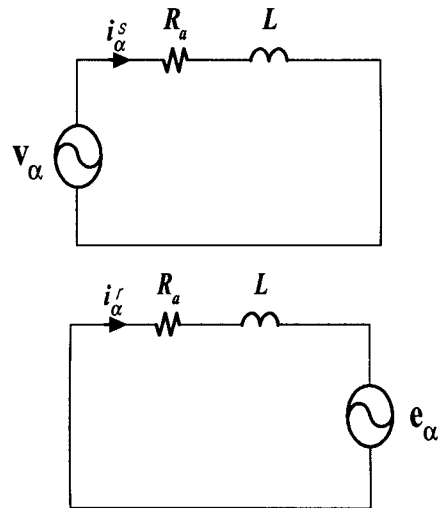


그림 3 중첩의 원리를 사용한 PMSM의 등가회로  
Fig. 3 Equivalent circuit of PMSM using superposition principle

그림 3에 의하면 전동기에 흐르는 전류의 근원은 인버터에서 출력되는 상전압과 전동기가 회전함으로 발생하는 유기기전력향으로 표현된다. 전동기의 흐르는 전류는 전동기의

정밀한 속도제어 및 과전류 검출을 위해서 필연적으로 검출되어야 하는 요소가 된다. 만일 전동기의 파라미터인 R, L을 알고 있다면 인버터에서 인가되는 상 전압에 의한 전류성분은 쉽게 구할 수 있다.

2.1 제안된 알고리즘

인급한 중첩의 원리를 이용하여 표현된 그림 3의 영구자석 동기전동기의 등가회로에서 단자전압에 의한 전류성분을 구한다. 그리고 실제 전동기에 흐르는 상전류를 측정하여 이 성분에서 단자전류에 의한 전류성분을 빼면 역기전력에 의한 전류의 크기를 결정할 수 있다. 이 전류성분은 그림 4와 같이 역기전력을 전원으로 하는 회로에서의 전류성분이 된다. 그러나 역기전력에 의한 전류성분은 시정수만큼의 지연성분을 포함하고 있기 때문에 직접적으로 위치정보를 계산하는데 사용할 수 없게 된다. 따라서 그림 4의 등가회로에서 나타나는 지연성분을 역기전력에 의한 전류성분에 보상해준다면 이 전류 성분을 이용하여 간접적인 위치추정이 가능하게 된다.

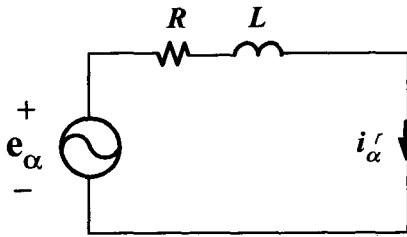


그림 4 역기전력에 의한 등가회로  
Fig. 4 Equivalent circuit by Back-EMF

그림4에서 전동기 파라미터 파라미터인 R 과 L은 측정에 의한 기지량이 되므로 역기전력에 의한 전류  $i'_\alpha$  는 식(5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$e_\alpha = (R + sL)i'_\alpha \tag{5}$$

식(5)로부터 전달함수는 식(6)과 같이 표현된다.

$$H_\alpha(s) = \frac{I'_\alpha}{E_\alpha} = \frac{1}{R + sL} = H_\alpha \angle \theta_1 \tag{6}$$

이때 전달함수의 크기와 위상지연은 식(7)과 같다.

$$\|H_\alpha\| = \frac{1}{\sqrt{R^2 + (\omega_e L)^2}} \tag{7}$$

$$\text{단, } \theta_1 = -\tan^{-1}\left(\frac{\omega_e L}{R}\right)$$

따라서 전류는 위상각  $\theta_1$ 만큼의 위상지연을 갖게 된다.

그림 4의 등가회로로부터 2상 변환한  $\alpha$ 축 전류는 식(8)과 같이 표현된다.

$$i'_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} \sqrt{1 + \left(\frac{R}{\omega_e L}\right)^2} \left(\frac{\Phi_{\max}}{L}\right) \cos(\theta + \theta_2) \tag{8}$$

식 (8)로부터 코사인 항으로 다시 표현하면 식(9)와 같다.

$$\cos(\theta + \theta_2) = \frac{i'_\alpha}{\sqrt{\frac{3}{2}} \sqrt{1 + \left(\frac{R}{\omega_e L}\right)^2} \left(\frac{\Phi_{\max}}{L}\right)} \tag{9}$$

$$\text{단 } \theta_2 = \tan^{-1}\left(\frac{R}{\omega_e L}\right)$$

마찬가지 방법으로 2상 변환한  $\beta$ 축 전류는 식(10)과 같이 표현된다.

$$i'_\beta = \sqrt{\frac{3}{2}} \left(\frac{\Phi_{\max}}{L}\right) \sqrt{1 + \left(\frac{R}{\omega_e L}\right)^2} \sin(\theta_1 + \theta_2) \tag{10}$$

식 (10)으로부터 사인 항으로 다시 표현하면 식(11)과 같다.

$$\sin(\theta_1 + \theta_2) = \frac{i'_\beta}{\sqrt{\frac{3}{2}} \sqrt{1 + \left(\frac{R}{\omega_e L}\right)^2} \left(\frac{\Phi_{\max}}{L}\right)} \tag{11}$$

그러므로  $\tan(\theta_1 + \theta_2) = \frac{i'_\beta}{i'_\alpha}$  으로부터 회전자의 위치는 식 (12)로 나타낼 수 있다.

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{i'_\beta}{i'_\alpha}\right) - \theta_2 \tag{12}$$

$$\text{단 } \theta_2 = \tan^{-1}\left(\frac{R}{\omega_e L}\right)$$

본 연구에서 회전자 위치각 추정은 역기전력상수와 무관하게 추정할 수 있지만, 전동기의 속도를 추정하기 위해서는 역기전력 상수를 알고 있어야 한다.  $\alpha$ - $\beta$ 축 상의 역기전력이 주어진다면 회전자의 전기적 각속도는 아래와 같이 주어진다.

$$\omega_e = \frac{1}{K_E \|H_\alpha\|} \sqrt{(i'_\alpha)^2 + (i'_\beta)^2} \tag{13}$$

단  $K_E$  :역기전력 상수

2.2 제어기의 구성

그림 5는 본 논문에서 사용된 48극, 1.2 kw 영구자석 동기 전동기의 제어시스템 구성이다. 제안된 센서리스 제어를 하기 위해 역기전력 추정부에서 각각의 상 전류와 상 전압을 입력받아야 하는데 이때 전류는 PC에 장착된 인터페이스카드의 A/D변환채널을 통해 입력받는다.

전압은 블록도에서와 같이 2상 표피변환된 지령 전압값을 입력값으로 하여 제안된 알고리즘 에 의해 역기전력 추정을 하게 된다. 이때 역기전력 추정블 록에서는 상술한 중첩의 원리를 이용하여 전류센서를 통해 실제 흐르는 전류성분으로 계산에 의해 구해지는 인가전압성분에 의한 전류성분을 빼고 나면 역기전력에 의한 전류성분을 도출할 수 있게 된다. 하지만 이 성분을 위상지연을 포함하고 있기 때문에 전동기의 시정수를 고려하여 위상지연의 보상을 해주게 된다. 그러므로 회전자의 위치와 속도를 간접적으로 추정할 수 있게 된다.

그리고 블록도에 제시되어 있는 바와 같이 전동기 구동을 위 공간벡터 변조기법을 사용하였고 하드웨어의 간략화를 위해 전력변환부인 인버터를 제외한 모든 알고리즘을 PC기반으로 한 소프트웨어로 구성하였다. 또한 알고리즘 수행을

위한 제어와 추정하기 위한 한 주기는  $200[\mu s]$ 로 설정하였다.

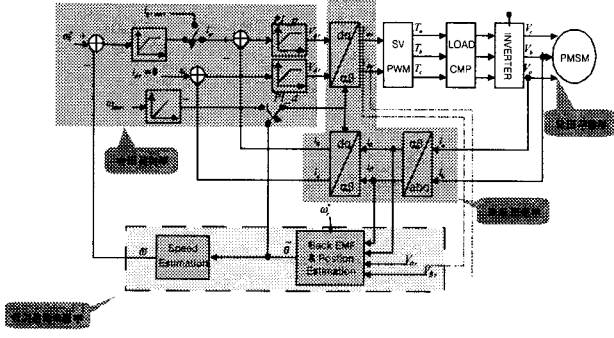


그림 5 제어블록도  
Fig. 5 Diagram of controller

### 3. 실험 및 고찰

실험에 사용된 영구자석 동기전동기의 제원은 표1에 주어진 측정된 파라미터를 가지는 영구자석 동기전동기를 사용하여 실험을 수행하였다. 센서리스 제어를 위한 중요한 전동기 파라미터인 저항과 인덕턴스를 측정하기 위해 12[v]의 직류 전압을 스텝으로 인가하고 전동기 각 상에 대한 전류응답파형의 상승곡선을 분석하여 R과 L 값을 측정하였다.

표 1 전동기 파라미터

Table 1 Motor parameter

Winding resistance	1.981[Ω]
Winding inductance	10.8[mH]
EMF constant	0.224[rpm/V]
Number of poles	24 poles
Rated current	6.0[A]
Rated Speed	600[rpm]

또한 측정값의 정확성을 고찰하기 위해 그림 6을 통해 전동기를 구속한 상태 즉 역기전력이 영인 상태에서 단자전압을 변화하면서 실제 전류센서를 통해 측정된 값과 상태방정식을 통해 추정된 전류값과의 차이를 비교해 보였다.

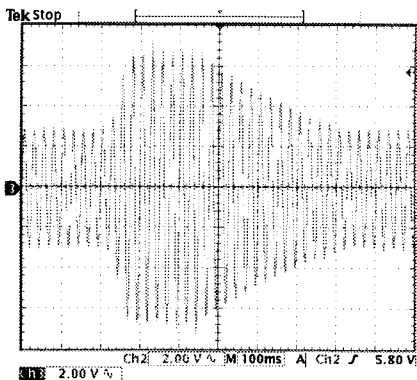


그림 6 실제 전류와 추정 전류 파형  
Fig. 6 Motor current and estimate current waveforms

그림 6에서 보듯이 입력 전압의 변화시에도 상태방정식을 통해 계산된 추정전류는 실제 전류를 잘 추종함을 알 수 있으며 이것을 통해 전동기 파라미터인 R, L의 값이 정확함을 알 수 있다. 이들 전류성분을 확대하여 정확성을 보이기 위해 그림 7을 통하여 실제 전류와 추정전류의 크기 차이를 두고 비교한 결과 두 전류는 위상차이가 없이 추정됨을 알 수 있다.

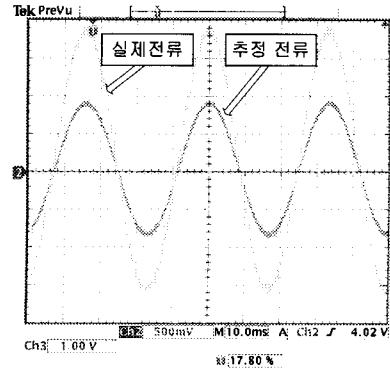


그림 7 확대파형  
Fig. 7 The enlarged current waveforms

그림 8은 정상상태 100[rpm]구동시 엔코더를 부착한 경우와 센서리스 알고리즘을 이용하여 추정된 위치각을 겹치게 스크로프상에 나타낸 것이다. 두 파형에서 알 수 있듯이 제안된 알고리즘에 의해 센서리스를 행하였을 경우 회전자의 위치추정이 양호하게 이루어짐을 확인할 수 있다.

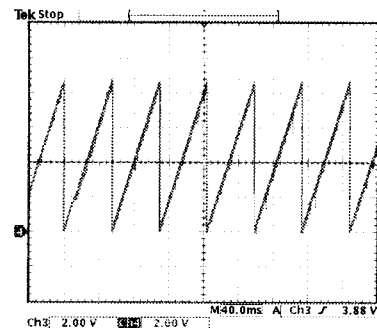


그림 8 실제 위치와 추정 위치  
Fig. 8 Real position & estimated position

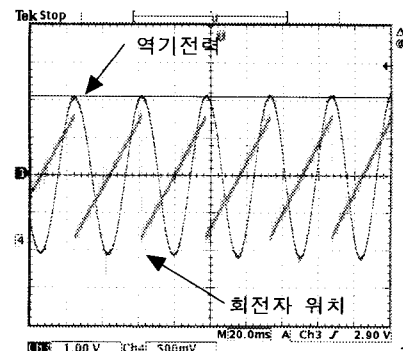


그림 9. 역기전력 및 회전자의 위치  
Fig. 9 EMF and position of rotor

그림 9는 동일 속도로 구동하였을 때 정상상태에서의 추정된 역기전력을 D/A 변환시켜 스코프로 나타낸 파형과 엔코더를 통해서 검출한 회전자 위치를 나타낸 것이다. 그림에서 나타나듯이 제안한 알고리즘을 통해 추정된  $\alpha$ 축 역기전력과 회전자의 위치각의 영점이 일치하는 것으로 볼 때 제안한 역기전력 추정정보에 의한 위치각의 간접 검출이 타당함을 보여주고 있다.

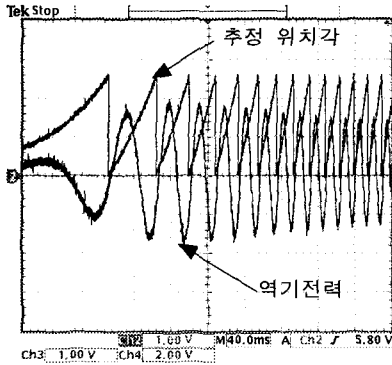


그림 10 역기전력과 실제 회전자의 위치  
Fig. 10 Back EMF and actual rotor position

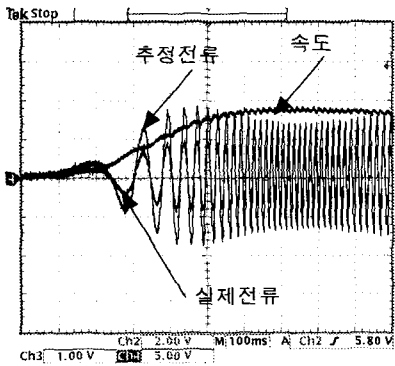


그림 11 실제전류와 추정전류의 비교  
Fig. 11 The comparison of real & estimated current

그림 10은 기동시에 추정되는 역기전력과 위치각을 나타낸 것이다. 이때 추정이 양호하게 이루어짐을 알 수 있다. 그림 11은 실제 전류와 전동기 시정수를 바탕으로 계산한 추정전류의 정확성을 비교하기 위해 전동기를 외부에서 회전력을 가하여 임의로 기동시킨 경우 추정이 어떻게 이루어지는가를 나타내며 정확성을 보이기 위해 실제 전류와 추정 전류의 크기비를 2:1로 조정하여 나타낸 그림으로서 제시한 추정기법에 의한 추정결과가 양호함을 알 수 있다.

#### 4. 결 론

본 연구에서는 센서리스 제어를 위해 중첩의 원리에 근거하여 2상 좌표축변환에 의해 구성된 등가회로를 이용하였다. 이때 역기전력이 구동전원인 한 상의 등가회로로부터 전류성분을 구하고 이때 전류성분이 갖게 되는 위상지연은 회로 시

정수를 고려하여 보상해줌으로써 간접적으로 위상지연이 없는 회전자 위치정보를 구하는 방법을 적용하였다. 또한 제안된 알고리즘에서는 역기전력 상수에 대한 정보에 의존하지 않고 회전자의 위치를 추정할 수 있었다. 제어알고리즘의 타당성을 검증하기 위해 실험한 결과 위상지연없는 전류추정이 가능하며 이를 바탕으로 제안한 센서리스 추정성능을 확인할 수 있었다.

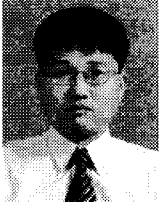
#### 감사의 글

본 논문은 한국전력공사의 지원에 의하여 기초전력 공학공동연구소의 주관으로 수행된 과제임.

#### 참 고 문 헌

- [1] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford Univ. Press, 1998
- [2] K. Rajashekara, A. Kawamura and K. Matsuse, *Sensorless Control of AC Motor Drives*, IEEE Press, 1996
- [3] T. Endo, F. Tajima, et al. "Microcomputer Controlled Brushless Motor Without a Shaft Mounted Position Sensor", *International Power Electronics Conference, Tokyo*, pp.1477-1486, 1983.
- [4] J. C. Moreira, "Indirect Sensing for Rotor Flux Position of Permanent Magnet AC Motors Operation in a Wide Speed Range", *Conference Record of IEEE IAS Annual Meeting*, pp.401-407, 1994.
- [5] R. Wu and G. R. Slemon, "Brushless dc Motor Control Without Position and Speed Sensors", *IEEE, IA-28, No. 1*, pp.120-127, 1992.
- [6] R. Dhaoudi, N. Mohan, and L. Norum, "Design and Implementation of an Extended Kalman Filter for the State Estimation of a Permanent Magnet Synchronous Motor", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.6, No.3, pp.491-497, July, 1991.
- [7] H. W. Kim and S. K. Sul, "A New Motor Speed Estimator Using Kalman Filter in Low-Speed Range", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 43, No. 4, pp. 498-504, August, 1996.

저 자 소 개



**이 상 훈 (李相勳)**

1972년 2월 17일생. 1997년 경성대 전기공학과 졸업. 1999년 부산대 전기공학과 졸업(석사) 현재 동 대학원 박사과정



**박 성 준 (朴晟濬)**

1965년 3월 20일 생. 1991년 부산대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2002년 동 대학원 지능기계공학과 졸업(박사). 현재 동명대학 전기과 조교수



**홍 인 표 (洪寅杓)**

1977년 11월 23일생. 2000년 부산대 전기공학과 졸업. 현재 동대학원 석사과정



**김 철 우 (金喆禹)**

1942년 12월 5일생. 1969년 부산대 전기공학과 졸업. 1974년 일본 전기통신대 전자공학과 졸업(석사). 1986년 중앙대 전기공학과 졸업(박사). 현재 부산대 전자전기정보 컴퓨터 공학부 교수