

# 순시무효전력을 이용한 영구자석 동기전동기의 새로운 센서리스 제어

論 文

53B-4-5

## New Sensorless Control Strategy for a Permanent Magnet Synchronous Motor based on an Instantaneous Reactive Power

崔 陽 光\* · 金 榮 石\*\* · 韓 潤 錫\*\*\*

(Yang-Kwang Choi · Young-Seok Kim · Yoon-Seok Han)

**Abstract** - The mechanical informations such as the rotor speed and angle are required to operate the Cylindrical Permanent Magnet Synchronous Motor(PMSM). A resolver or encoder is typically used to supply the mechanical informations. This position sensor adds length to the machine, raises system cost, increases rotor inertia and requires additional devices. As the result, there has been a significant interest in the development of sensorless strategies to eliminate the position sensor. This paper presents an implementation of the new sensorless speed control scheme for a PMSM. In the proposed algorithm, the line currents are estimated by a observer and the estimated speed can be yielded from the voltage equation because the information of speed is included in back emf. But the speed estimation error between the estimated and the real speeds is occured by errors due to measuring the motor parameters and sensing the line current and the input voltage. To minimize the speed estimations error, the estimated speeds are compensated by using an instantaneous reactive power in synchronously rotating reference frame. In this paper, the proposed algorithm is not affected by mechanical motor parameters because the mechanical equation is not used. The effectiveness of algorithm is confirmed by the experiments.

**Key Words** : PMSM, Sensorless control, Instantaneous reactive power

### 1. 서 론

산업계의 각종 기계 및 플랜트에 있어서 정밀한 속도제어 및 위치제어나 급가감속 운전등을 필요로하는 가변속구동 시스템으로 계자전류와 전기자 전류를 독립적으로 제어가 가능하여 자속과 토크 제어가 용이한 직류 전동기가 사용되어 왔다. 그러나 직류전동기는 정류자와 브러시의 마모에 따른 보수점검이 필요하다는 단점이 있다. 또한, 직류전동기는 정류자의 정류 한계상 고속화·고압화에 한계가 있고, 대용량화에도 한계가 있으며, 설치장소에도 제약을 받는다. 이러한 이유로 교류전동기의 가변속 시스템의 실용화가 진행되어 왔다. 이것은 전력용 반도체 소자를 이용한 정지형 주파수 변환기의 소형·고성능화와 마이크로프로세서 등의 발달에 따라 종래에는 기술적으로도 가격적으로도 곤란했던 교류전동기의 주파수제어를 용이하게 행할 수 있게 되었기 때문이다. 교류전동기 중에서도 특히 자속을 생성하기 위해 영구자석을 계자로 사용하는 PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor)은 단위무게당 토크비율 및 효율이 다른 전동기에 비해 높으며, 제어의 면에서도 벡터제어에 의한 토크제어시 회전자측 전류를 고려할 필요가 없는 장점을 가지고 있기 때문에 정밀 속동 제어를 요구하는 산업용기기의 응용분야에서

보용으로 폭 넓게 사용되고 있다. 그러나 PMSM은 회전자에 부착되어진 영구자석으로부터 자속을 공급받기 때문에 원활한 토크 제어를 위해서는 정확한 회전자의 위치정보를 이용한 전류의 제어가 요구되며, 정확한 위치정보를 얻기 위해서는 회전자에 절대 엔코더(Absolute Encoder)나 레졸버(Resolver)등의 전자식 위치검출기를 부착하여야 한다. 이러한 위치검출기는 회전하는 위치를 연속적으로 검출할 수 있다는 장점이 있으나 가격이 고가이므로 전체시스템의 전체 시스템의 가격을 상승시킬 뿐만 아니라, 별도의 복잡한 하드웨어가 제어기에 구성되어야 하는 단점이 있다. 또한 진동 및 습도 등의 주위환경에 대한 영향을 많이 받기 때문에 사용환경에 제한을 받는다. 이외에도 위치검출기를 전동기 축에 부착함으로써 인한 전동기 크기의 증대 및 가공성 저하의 문제가 발생되게 되는 단점이 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 PMSM의 센서리스 제어에 대한 연구가 활발히 진행되어 왔다.

PMSM의 속도 및 위치 센서리스 제어로는 전동기의 물리적인 특성에 기반을 둔 방법으로 전동기의 단자전압을 적분하여 회전자의 자속을 추정하고 이로부터 회전자의 위치를 추정하는 방법이 있으며[1], 가상의 전동기 모델을 이용한 방법으로는 전동기에서 검출한 실제전류와 가상의 전동기 모델에서 계산된 전류사이의 오차로부터 회전자의 위치를 추정하는 방법이 시도되었으며[2], 또한, 확장 칼만필터나 비선형 상태관측기와 같은 추정이론을 이용한 회전자 위치 및 속도 추정알고리즘이 연구되어졌다[3-7].

본 논문은 순시무효전력을 이용한 영구자석 동기전동기의 새로운 센서리스 알고리즘을 제안한다. 제안된 알고리즘에서

\* 正 會 員 : 仁 荷 大 工 大 電 氣 工 學 科 博 士 課 程  
\*\* 正 會 員 : 仁 荷 大 工 大 電 氣 工 學 科 教 授 · 工 博  
\*\*\* 正 會 員 : 삼성테크윈 責任研究員  
接受日字 : 2003年 7月 14日  
最終完了 : 2004年 2月 22日

순시 무효전력은 회전자 좌표계에서 산출되었으며, 속도를 추정하기 위해 전동기의 전압방정식과 순시무효전력만을 사기의 기계적 방정식에서 발생하는 문제점들을 해결할 수 있으며, 전동기의 기계적 제 정수에 강인함을 갖는다. 제안한 알고리즘의 타당성과 강인함을 실험을 통하여 증명하였다.

## 2. 본 론

### 2.1 전류 관측기의 구성

고정자 좌표계에서 영구자석 동기전동기의 전압방정식은 식(1)과 같이 나타내어진다.

$$\begin{aligned} i_{sd} &\equiv \frac{R_s}{L_s} i_{sd} + \frac{K_E}{L_s} \omega_r \sin \theta_r + \frac{1}{L_s} v_{sd} \\ i_{sq} &\equiv \frac{R_s}{L_s} i_{sq} - \frac{K_E}{L_s} \omega_r \cos \theta_r + \frac{1}{L_s} v_{sq} \end{aligned} \quad (1)$$

여기서,  $v_{sd}$  : 고정자 좌표계의 D축 입력전압  
 $v_{sq}$  : 고정자 좌표계의 Q축 입력전압  
 $i_{sd}$  : D축 전류  
 $i_{sq}$  : Q축 전류  
 $\omega_r$  : 전동기의 속도  
 $\theta_r$  : 전동기의 위치  
 $R_s$  : 고정자 저항  
 $L_s$  : 고정자 인덕턴스  
 $K_E$  : 역기전력 상수

관측기를 식(2)와 같이 구성할 경우, 오차방정식은 식(4)와 같다.

$$\begin{aligned} \hat{i}_{sd} &\equiv \frac{R_s}{L_s} \hat{i}_{sd} + \frac{K_E}{L_s} \hat{\omega}_r \sin \hat{\theta}_r + \frac{1}{L_s} v_{sd} + k_1 e_{sd} \\ \hat{i}_{sq} &\equiv \frac{R_s}{L_s} \hat{i}_{sq} - \frac{K_E}{L_s} \hat{\omega}_r \cos \hat{\theta}_r + \frac{1}{L_s} v_{sq} + k_2 e_{sq} \end{aligned} \quad (2)$$

여기서,  $\hat{i}_{sd}$  : D축 추정전류  
 $\hat{i}_{sq}$  : Q축 추정전류  
 $k_1, k_2$  : 상수

$$\begin{aligned} e_{sd} &= \hat{i}_{sd} - i_{sd} \\ e_{sq} &= \hat{i}_{sq} - i_{sq} \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} e_{sd} &\equiv \frac{R_s}{L_s} e_{sd} + \frac{K_E}{L_s} (\hat{\omega}_r \sin \hat{\theta}_r - \omega_r \sin \theta_r) + k_1 e_{sd} \\ e_{sq} &\equiv \frac{R_s}{L_s} e_{sq} - \frac{K_E}{L_s} (\hat{\omega}_r \cos \hat{\theta}_r - \omega_r \cos \theta_r) + k_2 e_{sq} \end{aligned} \quad (4)$$

식(4)으로부터 역기전력의 오차가 0으로 수렴할 경우, 식(2)의 관측기의  $k_1, k_2$ 가 극배치(pole placement)기법을 통해 안정하도록 설정된다면, 전류 오차는 0으로 수렴되어지며, 역기전력 오차를 최소화하기 위한 알고리즘을 2.2절에 나타냈다.

### 2.2 순시 무효전력을 이용한 속도 추정오차의 보상

본문 회전자 좌표계에서 영구자석 동기전동기의 전압방정식은 식(5)와 같으며, 회전자 속도는 식(6)과 같이 산출 가능하다. [2]

$$\begin{aligned} v_{sd} &= (R_s + pL_s)i_{sd} - \omega_r L_s i_{sq} \\ v_{sq} &= (R_s + pL_s)i_{sq} + \omega_r L_s i_{sd} + K_E \omega_r \end{aligned} \quad (5)$$

여기서,  $v_{sd}$  : 회전자 좌표계의 d축 입력전압  
 $v_{sq}$  : 회전자 좌표계의 q축 입력전압  
 $i_{sd}$  : d축 전류  
 $i_{sq}$  : q축 전류  
 $p$  : 미분연산자

$$\omega_r = \frac{v_{sq} - (R_s + pL_s)i_{sq}}{K_E + L_s i_{sd}} \quad (6)$$

식(6)으로부터 회전자의 속도를 산출할 경우, 전동기의 파라미터 계측시 발생하는 오차와 선전류 및 입력전압 검출시 발생하는 오차로 인해 실제속도와 추정속도 사이에 오차가 발생하므로, 이를 보상하기 위해 보상값 C를 고려하여, 추정속도를 식(7)과 같이 구성하며, 보상값 C를 결정하기 위해 회전자 좌표계의 순시무효전력을 이용한다.

$$\hat{\omega}_r = \frac{v_{sq} - (R_s + pL_s)i_{sq}}{K_E + L_s i_{sd}} + C \quad (7)$$

순시 무효전력  $q_m$ 을 선전류  $i_s$ 와 역기전력  $E_s$ 의 벡터의 외적이라고 정의하면, 순시무효전력은 식(8)과 같으며,

$$q_m \equiv i_s \otimes E_s \quad (8)$$

여기서,  $i_s = (i_{sd}, i_{sq})$   
 $E_s = (E_{sd}, E_{sq})$   
 $E_{sd} = 0$ ,

$$E_{sq} = K_E \hat{\omega}_r$$

식(2)의 추정전류를 이용한 추정 순시 무효전력은 다음과 같다.

$$\hat{q}_m \equiv \hat{i}_s \otimes E_s \quad (9)$$

여기서,  $\hat{i}_s = (\hat{i}_{sd}, \hat{i}_{sq})$

회전자 좌표계에서 실제전류  $i_s$ 에 대해 추정전류  $\hat{i}_s$ 가 그림 1과 같이 실제 순시 무효전력에 대해  $\Delta\theta_r$ 만큼 벗어나 있다면, 식(8),(9)는 식(10),(11)같이 나타낼 수 있다.

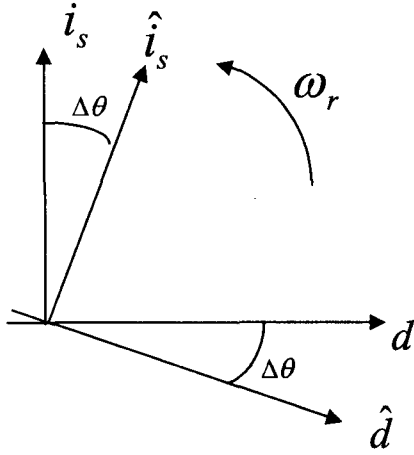


그림 1 실제 및 추정전류에 대한 위치 추정오차  
Fig. 1. position estimation error for the real and estimated currents.

$$q_m = i_{sd} K_E \hat{\omega}_r \quad (10)$$

$$\hat{q}_m = \hat{i}_{sd} K_E \hat{\omega}_r = (i_{sd} \cos \Delta\theta_r + i_{sq} \sin \Delta\theta_r) K_E \hat{\omega}_r \quad (11)$$

식(11)에서 (12)의 조건이 만족된다면, 식(11)을 식(13)와 같이 근사 시킬 수 있으며,

$$\omega_r \neq 0, \Delta\theta_r \cong 0 \quad (12)$$

$$\hat{q}_m = (i_{sd} + i_{sq} \Delta\theta_r) K_E \hat{\omega}_r \quad (13)$$

식(10),(13)으로부터, 순시무효전력의 오차는 식(14)과 같이 위치오차에 대한 정보를 포함한 식으로 나타난다. 추정전류가 실제전류보다 앞선 경우를  $\Delta\theta > 0$ 라 하면, 속도오차에 대한 보상값을 결정하기 위해 식(15), (16)의 조건이 만족되도록  $K_{cp}$ 를 결정하고, 안정적으로 보상이 이루어지도록 적분이득을 부가하여 식(17)과 같이 보상값  $C$ 를 결정한다.

$$\Delta q_m = \hat{q}_m - q_m = i_{sq} \Delta\theta_r K_E \hat{\omega}_r \quad (14)$$

$$\Delta\theta_r > 0 \text{ 이면, } K_{cp} \cdot i_{sq} \Delta\theta_r K_E \omega_r < 0 \quad (15)$$

$$\Delta\theta_r < 0 \text{ 이면, } K_{cp} \cdot i_{sq} \Delta\theta_r K_E \omega_r > 0 \quad (16)$$

$$C = (K_{cp} + \frac{K_{ci}}{p}) \cdot \Delta q_m \quad (17)$$

여기서,  $K_{cp}$ ,  $K_{ci}$ : 상수

식(12)의 조건이 만족되는 경우, 식(4)의 오차방정식은 식(18)같이 나타내어지고,

$$\begin{aligned} e_{sd} &\equiv \frac{R_s}{L_s} e_{sd} + \frac{K_E}{L_s} (\hat{\omega}_r - \omega_r) \sin \vartheta_r + k_1 e_{sd} \\ e_{sq} &\equiv \frac{R_s}{L_s} e_{sq} - \frac{K_E}{L_s} (\hat{\omega}_r - \omega_r) \cos \vartheta_r + k_2 e_{sq} \end{aligned} \quad (18)$$

식(17)에서 추정속도를 잘 보상하여, 속도추정오차가 0으로 수렴하면, 식(18)은 (19)로 나타내지며, 안정성을 확보하기 위해 식(20)을 만족하도록,  $k_1, k_2$ 를 설정하면, 식(19)의 오차는 0으로 수렴한다.

$$\begin{aligned} e_{sd} &\equiv -(\frac{R_s}{L_s} - k_1) e_{sd} \\ e_{sq} &\equiv -(\frac{R_s}{L_s} - k_2) e_{sq} \end{aligned} \quad (19)$$

$$k_1 < \frac{L_s}{R_s}, \quad k_2 < \frac{L_s}{R_s} \quad (20)$$

그림2는 제안된 추정 알고리즘에 대한 블록 다이어그램을 나타낸 것으로, 식(2)의 관측기로부터 선전류를 추정하고, 추정전류와 실제전류를 좌표변환 후, 식(9), (10)으로 부터 실제 무효전력과 추정무효전력을 산출한다. 산출된 무효전력 값들로부터 오차를 산출하고, 산출된 오차를 식(17)과 같이 비례 적분하여 보상값  $C$  결정 한 후, 식(7)로부터 추정속도  $\hat{\omega}$ 를 산출한다.

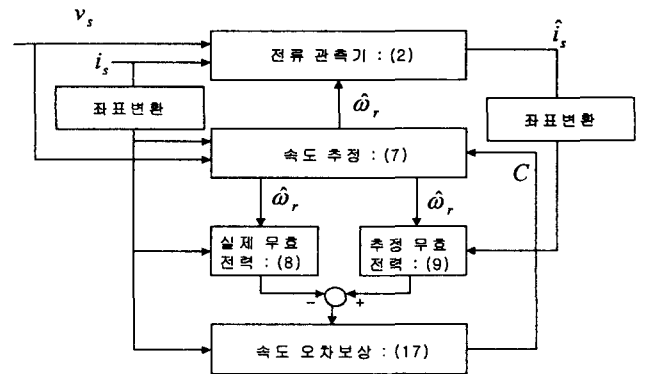


그림 2 제안된 순시무효전력을 이용한 위치추정 알고리즘.  
Fig. 2. algorithm for speed and position estimation using the instantaneous reactive power.

### 2.3 시스템의 구성

본 논문에서는 영구자석 동기전동기의 센서리스 제어를 위해 영구자석 동기전동기, 인버터, 제어기 그리고 부하인가와 측정을 위해 사용된 다이노미터를 그림 3과 같이 구성하였으며, 실험에 사용된 영구자석 동기전동기의 사양은 표1과 같다.

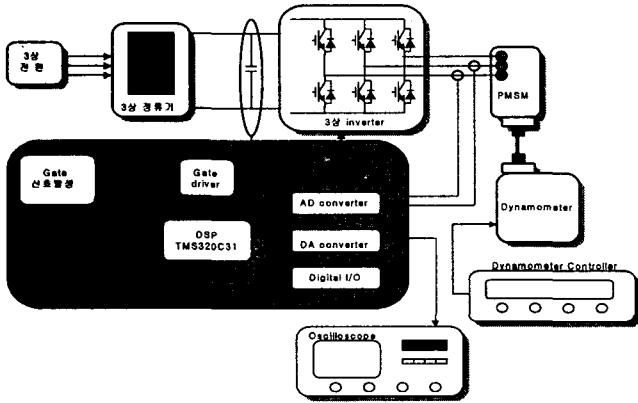


그림 3. 영구자석 동기전동기 전체 구동 시스템.  
Fig. 3. Overall PMSM drive system.

표 1. 영구자석 전동기의 규격  
Table 1. Specification of PMSM

정격용량	1.8[kw]	고정자 저항	0.22[Ω]
정격 토크	5.84[N · m]	고정자 인덕턴스	0.88[mH]
정격 속도	3000[rpm]	역기전력 상수	0.0522 [V/r/min]
극수	8극	관성 계수	18.6×10 <sup>-4</sup> [Kg · m <sup>2</sup> ]

영구자석 동기전동기에 전력을 공급하는 인버터의 직류전원은 모듈화된 다이오드 정류기를 사용하였고, 인버터의 DC 링크단은 450[V], 4700[μF] 용량의 전해콘덴서를 부착하여 인버터의 입력전원으로 사용하였다. 인버터는 IGBT 모듈을 사용하여, 일반적인 3상 VSI(voltage source inverter)형태의 전력회로를 구성하였다. 영구자석 동기전동기의 부하로는 MAGTROL사의 2PB65모델의 dynamometer를 사용하였으며, 전동기의 축과 부하의 축은 커플러를 통하여 연결하였다. 또한 전동기를 구동하기 위한 전압형 인버터의 전압 변조법으로 공간 전압 벡터 변조법(Space Vector Modulation)를 사용하였으며, 전류제어기는 비간섭 PI 전류제어기를 사용하였다. 공간전압벡터 변조법을 구현하기 위하여 전용 프로세서를 사

용하였으며, 게이트 구동회로 및 보호회로는 40kHz까지 구동가능한 게이트 드라이버를 사용하였다.

전류제어기의 전류제어를 위하여 전동기에 흐르는 3상 권선의 실제전류가 검출되어야 하며, 이를 위해 a상 및 b상 권선의 전류가 검출되고, c상 전류는 계산되어졌다. 센서를 통하여 검출된 2상 전류 및 DC링크 전압은 160[μsec]마다 A/D변환기를 거쳐 DSP로 입력된다. 하드웨어를 간략화하기 위해 인버터를 제외한 대부분의 알고리즘은 소프트웨어로 구성되어졌으며, 소프트웨어를 구현하기 위한 마이크로프로세서로 DSP를 사용하였다. 본 논문에서 사용된 DSP소자는 고속 고정도 연산이 가능하며, 부동소수점처리가 가능한 TMS320C31을 사용하였으며, 제안된 알고리즘의 성능 및 상태량은 D/A변환기를 거친 후 오실로스코프로 확인하였다.

### 2.4 실험결과

본 논문에서 제안된 알고리즘의 타당성을 증명하기 위하여, 다음의 실험을 수행하였다.

먼저 무부하시 실험결과로 그림 4~6은 1500[rpm]에서 실제 및 추정속도, 속도 추정오차 및 추정속도, 실제위치 및 추정위치를 나타내었으며, 속도에 대한 종축의 단위는 1000[rpm/div]이다. 그림5에서 속도 추정오차는 실제속도와 추정속도의 오차를 10배 한 후, D/A컨버터에 출력한 파형으로 최대값은 기동직후 약 100[rpm]이며, 이후 추정속도가 실제속도에 빠르게 수렴하는 것을 알 수 있으며, 속도가 정상상태에 이르기 전에 거의 정확하게 속도를 추정하고 있음을 알 수 있다. 그림6은 정상상태에서 실제위치와 추정위치를 나타낸 파형으로 위치 추정오차가 거의 없음을 알 수 있다.

그림 7, 8은 60% 부하인가시 실제 무효전력 및 추정 무효전력, 무효전력 오차 및 추정 무효전력을 보였으며, 그림7의 실제 및 추정무효전력은 각각의 값을 2배하고, 그리고 그림8의 무효전력 오차는 실제 무효전력과 추정 무효전력을 10 배한 후, 오차를 D/A컨버터를 통하여 출력한 파형으로 기동직후 무효전력 오차가 빠르게 0으로 수렴함을 알 수 있다. 실험 시 토크분 전류는 회전자 자속의 공간벡터에 수직이 되도록 인가하므로 식(14)로부터 무효전력오차는 회전자 자속에 수직인 토크전류와 속도기전력 그리고 위치 추정오차가 곱해진 값으로 나타내진다. 그림5와 그림8을 비교했을 때 기동직후 무효전력 오차가 양이며, 그림1과 같이 회전하는 경우, 토크전류와 속도 기전력의 곱이 양이고 위치 추정오차에 비례하는 성분이 무효전력 오차에 포함되므로, 기동직후 회전자가 회전하는 방향에 대해 추정위치가 실제위치에 비해 앞서 있음을 나타내므로, 무효전력 오차를 비례 적분한 값은 현재 산출된 추정속도가 감소하도록 보상되어지며, 무효전력오차의 적분항은 속도추정오차가 0으로 수렴하도록 한다. 그림5의 속도 추정오차는 추정속도에 실제속도를 감한 후 출력한 파형으로 식(7)에 의해 발생하며, 기동직후 추정속도가 감소함을 알 수 있다.

그림9, 10은 1000[rpm]에서 60%부하를 인가한 경우, 선 전류 및 추정속도, 선 전류 및 선간 전압을 나타내었다. 그림9는 기동 후 약 4.5~11[sec]에서 스태프부하를 인가한 경우로서, 부하증가 직후에는 속도가 감소하나 속도제어기와 전류제

여기의 동작으로 전동기가 안정적으로 토크를 발생하여, 약2 초 후 완전히 정상상태에 도달하였으며, 부하감소 시에도 급히 정상상태에 도달하였다. 이로부터 급변하는 부하변화에도 속도가 매우 양호하게 추정되어지는 것을 알 수 있다. 전류는 A/D변환기로부터 검출된 전류가 D/A변환기를 거쳐 출력된 파형이다. 그림 10은 부하인가 시 권선에 흐르는 전류를 검출한 파형과 이때 선간에 입력되는 전압을 나타내었다. 안정적인 정현파 형태의 전류파형은 추정위치가 실제위치를 매우 잘 추정한 결과이다. 실험에 사용된 PMSM의 경우 고정자 권선의 인덕턴스는  $0.88[mH]$ 의 작은 값이므로 권선에 흐르는 전류는 입력전압에 빠르게 응답하며, 이로 인해 스위칭 주파수에 해당하는 고주파 성분이 권선의 전류에 포함되어진 것을 알 수 있다.

다음은 60%부하인가시 정역운전 실험결과로 그림11, 12은 1500[rpm]에서  $-1500[rpm]$ 으로 지령속도를 변화시킨 경우, 선 전류 및 추정속도, 실제위치 및 추정위치를 나타내었다. 그림11에서 역 방향 지령값에 도달하는 시간은 약 1.5[sec]로 지령속도의 급격한 변화에도 불구하고, 속도추정이 매우 잘 되고 있음을 알 수 있으며, 실제속도 파형은 엔코더로 검출된 전류를 D/A변환기로 출력한 것이다. 그림12에서는 속도가 급격히 변하는 과도상태에서도 위치추정이 잘 되고 있음을 알 수 있다.

저속(정격속도의 0.67%)인 20[rpm]에서의 실험 결과를 그림13~14에 나타내었다. 그림13, 14은 지령속도를 20[rpm]에서  $-20[rpm]$ 으로 변화시킨 경우 실제속도 및 추정속도, 실제위치 및 추정위치를 나타내었으며, 속도에 대한 증축의 단위는 50[rpm/div]이다. 실제속도를 계측하기 위해 사용한 incremental encoder는 1회전당 4096개의 펄스를 출력하는 두 신호가 90° 위상차로 출력되어진다. 카운터로 사용된 HCTL2020 소자는 이를 4배배하므로 1회전당 16384개의 펄스를 카운터한다. 20rpm으로 운전할 경우, 한 샘플주기인 160[μsec]동안 약 0.87개의 펄스가 증가되어야 하며, 실험시 약간의 속도변동에 의해 한 샘플주기동안 0~2개의 펄스만이 증가하므로, 그림13에 보여진 실제속도에 대한 파형의 정밀도가 낮게 나타난다. 그림13~14으로부터 저속에서도 위치 및 속도를 매우 잘 추정하며, 속도가 급변하는 정역운전시에도 양호한 추정성능을 보임을 알 수 있다.

그림15는 200[rpm] (정격속도의 6.67%)에서 100%스텝 부하를 인가한 경우이며, 그림16은 75[rpm] (정격속도의 2.5%)에서 60%스텝부하를 인가한 경우이다. 100%부하는 200[rpm]이상에서 운전 가능하며, 200[rpm]이하에서는 부하인가시 운전성능이 저하되었다. 이로 인해, 200[rpm]이상의 속도에서는 센서를 사용한 경우와 거의 동등한 특성을 보이나, 200[rpm]이하의 속도에서는 센서를 사용한 경우에 비하여 성능이 저하됨을 알 수 있다.

그림17은 초기에 135°도의 위치추정오차가 존재할 경우, 실제속도와 추정속도를 나타냈으며, 기동시 약 0.4[sec]이후에는 속도를 안정적으로 추정함을 알 수 있다. 그리고, 그림 18은 초기에 135°도의 위치추정오차가 존재할 경우, 실제위치와 추정위치를 나타냈다.

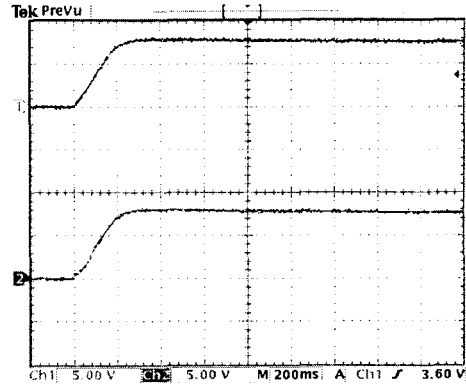


그림 4. 무부하시 1500[rpm]에서 실제속도(상) 및 추정속도(하)  
Fig. 4. Real(upper) and estimated speed(lower) when the PMSM is driven at 1500[rpm] with no load.

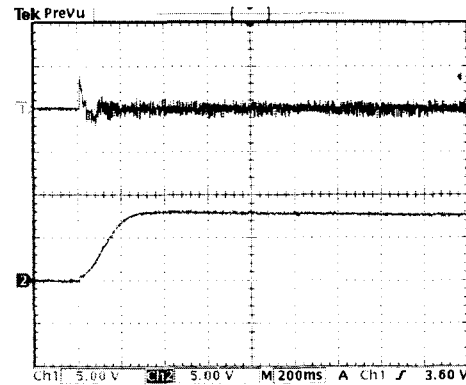


그림 5. 무부하시 1500[rpm]에서 속도추정오차(상) 및 추정속도(하)  
Fig. 5. Speed estimation error(upper) and estimated speed (lower) when the PMSM is driven at 1500[rpm] with no load.

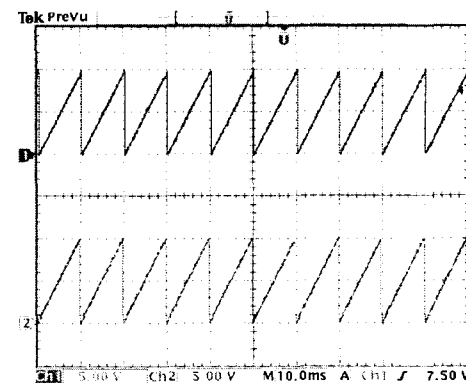


그림 6. 무부하시 1500[rpm]에서 실제위치(상) 및 추정위치(하)  
Fig. 6. Real(upper) and estimated position (lower) when the PMSM is driven at 1500[rpm] with no load.

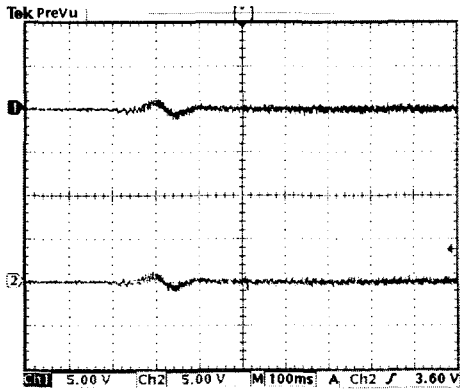


그림 7. 부하시 1500[rpm]에서 실제무효전력(상) 및 추정무효 전력(하)  
 Fig. 7. Real(upper) and estimated (lower) reactive power when the PMSM is driven at 1500[rpm] with 60% load.

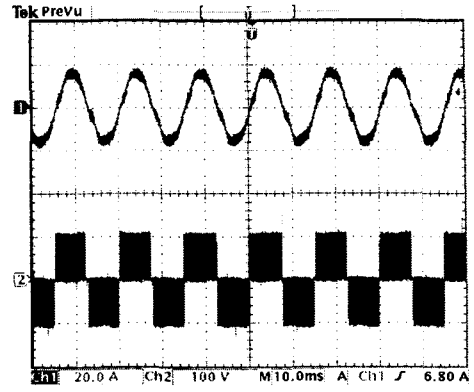


그림 10. 부하인가시 1000[rpm]에서 선 전류(상) 및 선간전압 (하)  
 Fig. 10. Line current(upper) and line-to-line voltage(lower) when the PMSM is driven at 1000[rpm] with 60% load.

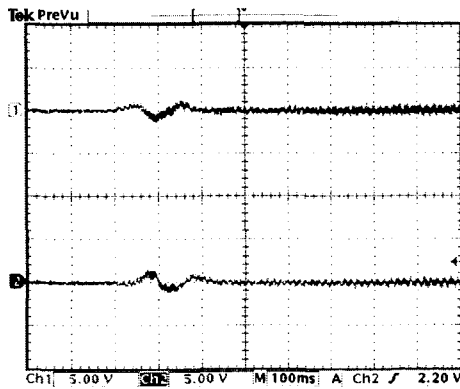


그림 8. 부하인가시 1500[rpm]에서 무효전력오차(상) 및 추정 무효전력(하)  
 Fig. 8. Reactive power estimation error (upper) and estimated reactive power (lower) when the PMSM is driven at 1500[rpm] with 60% load.

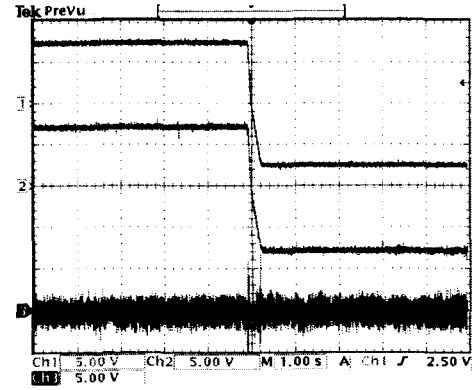


그림 11. 1000[rpm]에서 -1000[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 선전류(상) 및 추정속도(하)  
 Fig. 11. Line current(upper) and estimated speed(lower) when the speed is reserved from 1000[rpm] to -1000[rpm] with 60% load.

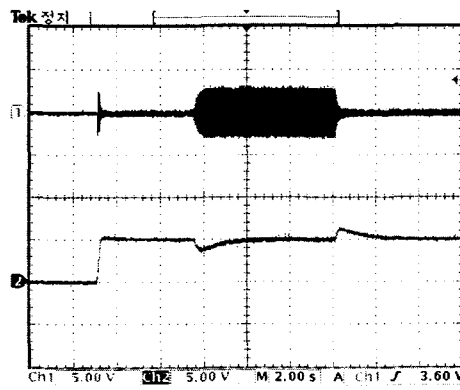


그림 9. 부하변화시 1000[rpm]에서 선전류(상) 및 추정속도(하)  
 Fig. 9. Line current(upper) and estimated speed(lower) at 1000[rpm] when the load is changed from 0% to 60% and return to 0%.

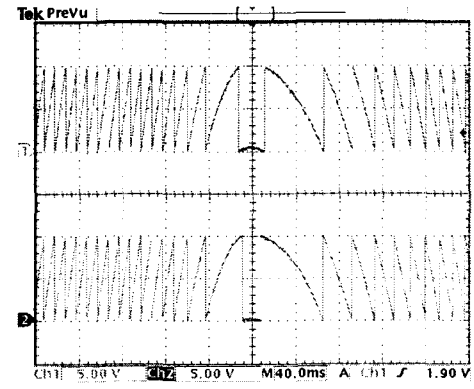


그림 12. 500[rpm]에서 -500[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제위치(상) 및 추정위치(하)  
 Fig. 12. Real (upper) and estimated (lower) position when the speed was reversed from 500[rpm] to -500[rpm] with 60% load

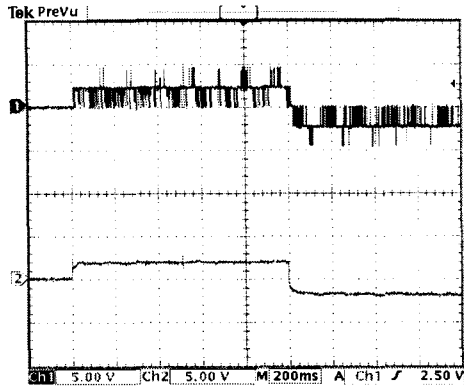


그림 13. 20[rpm]에서 -20[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제 속도(상) 및 추정 속도(하)

Fig. 13. Real(upper) and estimated (lower) speed when the speed is reversed from 20[rpm] to -20[rpm] with no load.

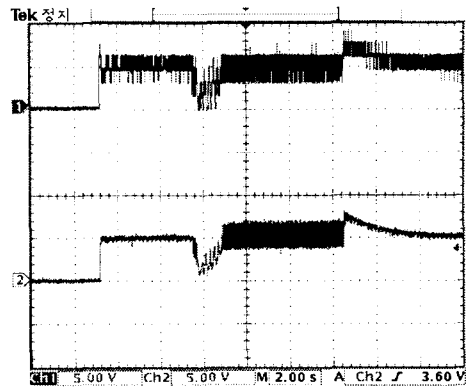


그림 16. 부하변화시 75[rpm]에서 실제속도(상) 및 추정속도(하)

Fig. 16. Real(upper) and estimated speed (lower) at 75[rpm] when the load is changed from 0% to 100% and return to 0%.

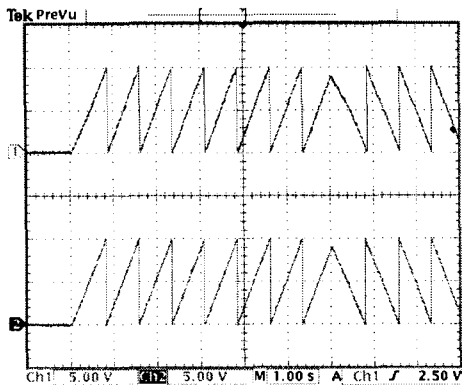


그림 14. 20[rpm]에서 -20[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제 위치(상) 및 추정 위치(하)

Fig. 14. Real(upper) and estimated (lower) position when the speed is reversed from 20[rpm] to -20[rpm] with no load.

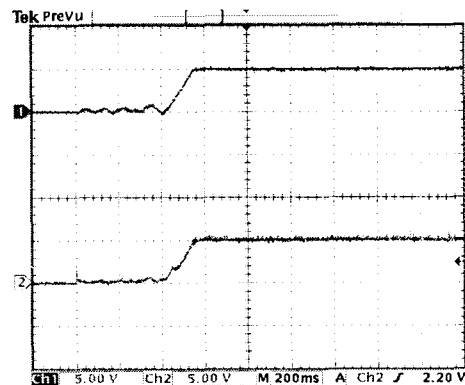


그림 17. 135°의 초기위치오차 존재시 실제속도(상) 및 추정속도(하)

Fig. 17. Real(upper) and estimated speed (lower) when the initial position estimation error is 135°

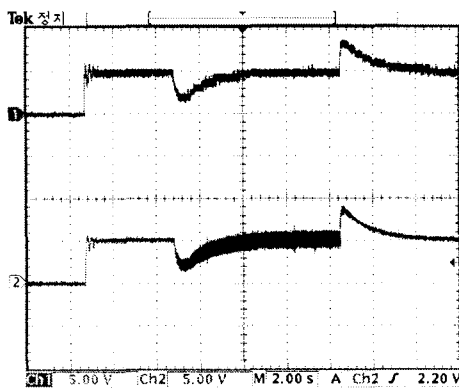


그림 15. 부하변화시 200[rpm]에서 실제속도(상) 및 추정속도(하)

Fig. 15. Real(upper) and estimated speed (lower) at 200[rpm] when the load is changed from 0% to 100% and return to 0%.

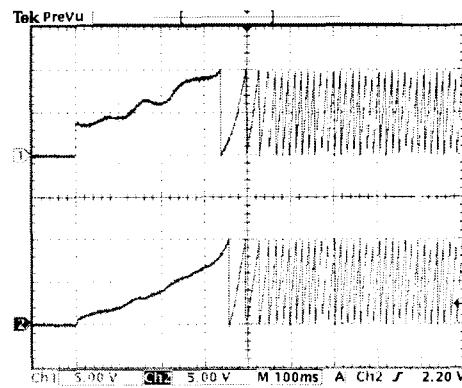


그림 18. 135°의 초기위치오차 존재시 실제위치(상) 및 추정위치(하)

Fig. 18. Real(upper) and estimated position (lower) when the initial position estimation error is 135°

### 3. 결 론

본 논문에서는 순시무효전력을 회전자 좌표계에서 정의하고, 이를 이용하여 새로운 영구자석 동기전동기의 속도 및 위치추정 알고리즘을 제안하였으며, 알고리즘의 타당성을 실험을 통하여 증명하였다. 실험결과 제안된 알고리즘이 다양한 속도영역에서 속도 및 위치를 추정하고 있음을 알 수 있으며, 속도가 급변하는 과도상태에서도 전동기의 속도 및 위치를 양호하게 추정할 뿐만 아니라, 부하변동에도 강인하게 동작함을 보여준다.

일반적으로, 관성계수나 점성마찰계수와 같은 운동방정식의 파라미터들은 측정하기 어려우며, 동작중에도 미묘하게 변할 수 있으므로, 운동방정식을 사용하는 위치 및 속도 추정 알고리즘은 실제구현에 제한을 받는다. 제안된 위치 및 속도추정 알고리즘을 설계시 전동기의 전압방정식과 순시무효전력만이 사용되므로, 운동방정식을 사용할 경우 발생하는 운동방정식의 파라미터를 계측해야하는 어려움이 해결될 수 있다.

#### 감사의 글

이 논문은 2001년도 한국학술재단의 지원에 의하여 연구되었음.(KRF-2001-041-E00146)

#### 참 고 문 헌

[1] R. Wu, G.R. Selmon, "A Permanent magnet motor drive without a shaft sensor", IEEE Trans. Ind. Appl., vol.27, no.5, pp 1005-1011, 1991.

[2] N. Matsui, M. Shigyo, "Brushless DC motor control without position and speed sensors", IEEE Trans, Ind. Appl., vol.28, no.1, pp.120-127, 1992.

[3] Jun Hu, Dongqi Zhu, YongDong Li, Jingde Gao, "Application of sliding observer to sensorless permanent magnet synchronous motor drive system", IEEE PESC Conf. Record. pp 532-536, 1994.

[4] R.B. Sepe, J.H. Lang, "Real-time observer-based(Adaptive) control of a permanent-magnet synchronous motor without mechanical sensor", IEEE Trans. Ind. Appl., vol.28, no.6, pp. 1345-1352, 1992.

[5] T. Furuhashi, S. sangwongwanich, S. Okuma "A position-and-velocity sensorless control for Brushless DC motors using an adaptive sliding mode observer", IEEE Trans. Industrial Electronics, vol.39, no.2, pp.89-95, 1992.

[6] R. Dhaouadi, N. Mohan, L. Norum, "Design and Implementation of an Extended Kalman Filter for state Estimation of a Permanent Magnet Synchronous Motor", IEEE Trans. on P. E., vol.6, no.3, pp.491-497,1991.

[7] T.S. Low, T.H. Lee, K.T. Chang, "A Nonlinear Speed

Observer for Permanent-Magnet Synchronous Motor", IEEE Trans. on I.E., vol.40, no.3, pp.307-316, 1993.

[8] 한윤석, 김영석, "적용 슬라이딩 모드 관측기를 이용한 영구자석 동기전동기의 센서리스 속도제어", 대한전기학회 논문지, 제51B권, 2호, pp.83-91, 2002.

## 저 자 소 개

#### 최 양 광(崔陽光)



1975년 3월 22일 생. 2001년 2월 인하대 전기공학과 졸업. 2002년 8월 동 대학원 전기공학과 졸업(석사), 현재 동 대학원 박사과정.

전화 : 032-860-7397

팩스 : 032-863-5822

E-mail : cyangk@chollian.net

#### 김 영 석(金榮石)



1951년 6월11일 생. 1977년 인하대 전기공학과 졸업.1987년 일본 나고야대 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1987년~1989년 전기연구원 전력전자연구실장. 현재 인하대 전기공학과 교수.

전화 : 032-860-7397

팩스 : 032-863-5822

E-mail : youngsk@inha.ac.kr

#### 한 윤 석(韓潤錫)



1972년 8월5일 생. 1995년 2월 인하대 전기공학과 졸업. 1997년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 현재 삼성테크윈 책임연구원.

전화 : 031-740-8485

팩스 : 031-740-8420

E-mail : yoonseok.han@samsung.co.kr