

순시 무효전력을 이용한 매입형 영구자석 동기 전동기의 센서리스 속도제어

論 文

55B-2-7

A Sensorless Speed Control of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor based on an Instantaneous Reactive Power

姜 炯 錫* · 鄭 宇 澤** · 金 榮 石†

(Hyoung-Seok Kang · Woo-Taik Joung · Young-Seok Kim)

Abstract - In this paper, a new speed sensorless control based on an instantaneous reactive power is proposed for the interior permanent magnet synchronous motor(IPMSM) drives. In proposed algorithm, the current observer estimates the line currents and the estimated speed can be yielded from the voltage equation because the information of speed is included in back EMF. To implement speed sensorless control, the current observer is composed by using the voltage equation of the IPMSM in the stationary reference frame fixed to the stator. The estimated speed of the rotor is composed by using the voltage equation of the IPMSM in the rotating reference frame fixed to the rotor. The estimated speeds to minimize the speed error compensated by using the instantaneous reactive power. The instantaneous reactive power is calculated on the rotating reference frame fixed to the rotor. The effectiveness of the proposed algorithm is confirmed by the experiments.

Key Words : IPMSM, Sensorless Control, Instantaneous Reactive Power

1. 서 론

최근 에너지 절약효과를 보다 높이고 장치의 소형·경량화를 위해 영구자석 동기전동기(PMSM)가 많이 사용되고 있다. 이러한 영구자석 동기전동기는 회전자를 구성하는 영구자석의 형태와 특성이 전동기의 성능을 좌우하는 중요한 요소가 된다. 이로 인해 영구자석 동기전동기는 회전자의 설계에 따라 몇 가지의 형태로 구분하게 되고, 영구자석을 회전자의 표면에 부착하는 경우와 회전자 내부에 삽입하는 경우에 따라 SPMSM(Surface Permanent Magnet Synchronous Motor)과 IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)으로 나뉜다. 특히, SPMSM은 전동기의 전류를 정확한 정현파 형태로 인가해 주면 맥동토크가 없는 이상적인 토크를 발생시킬 수 있는 장점을 지니고 있으며, 이로 인해 SPMSM은 지금까지 고성능 서보 응용 분야에 널리 사용되고 있다. 그러나 영구자석이 회전자 표면에 부착되어 있는 관계로 기계적인 구조가 취약하고 자기적으로 유효공극이 큰 단점을 가지고 있다. 이와는 달리 기계적으로 영구자석이 회전자 내에 매입되어 있는 형태를 가진 IPMSM은 SPMSM과 달리 전자기 토크 성분 외에도 전동기의 돌극성으로 인한 자기저항 토크 성분이 함께 존재할 뿐만 아니라 릴럭턴스 차이에 의한

토크가 존재한다. 이로 인해 작은 체적의 회전자로 큰 토크를 발생할 수 있으며, 구조가 견고하고, 작은 유효공극으로 전기자 반작용이 강하므로 일정 토크 영역에서의 운전뿐만 아니라 일정 출력 영역에서 고속운전도 가능하다. 또한, IPMSM은 역기전력의 파형이 정현파이며 토크 리플이 매우 적다. 이러한 우수한 전기 및 기계적인 특성 때문에 양호한 동 특성 및 고 효율을 가진 IPMSM은 로봇, 기기 톨 및 위치추정 장치, 전기자동차 등 서보 적용에 호응을 받고 있다. 그리고 대기오염 방지와 에너지절약 측면에서 하이브리드 카와 전기자동차가 각광을 받고 있는 것은 주지의 사실이며, 이러한 용도로 IPMSM이 많이 사용될 것이다. 또한, 자동차에 본격적으로 IPMSM이 사용되면 그 물량은 산업용에 비할 수 없이 압도적일 것이기 때문에 IPMSM이 가격이 낮아 질 것으로 기대되고, IPMSM의 가변속 구동 시스템은 더욱 활발히 사용될 것이다.

그러나 IPMSM은 회전자에 부착되어진 영구자석으로부터 자속을 공급받기 때문에 원활한 토크 제어를 위해서는 회전자의 정확한 위치 정보를 갖고 전류 제어를 해야만 한다. 회전자 위치는 정밀하고 연속적인 시스템의 제어 알고리즘에 필요하다. 정확한 위치정보를 얻기 위해서는 회전자에 절대 엔코더나 레졸버 등의 전자식 위치검출기를 부착하여야 한다. 이러한 위치검출기는 회전하는 위치를 연속적으로 검출할 수 있다는 장점이 있으나 그 가격이 매우 고가이기 때문에 전체 시스템의 가격을 크게 상승시킬 뿐만 아니라 별도의 소프트웨어와 복잡한 하드웨어가 제어기에 구성되어야 하는 단점을 가진다. 또한 진동 및 습도의 영향과 같은 주위환경에 대한 제약을 많이 받는다. 이 외에도 위치검출기를 전동기 축에 부착함으로써 인한 전동기 크기의 증대 및 가공성 저

† 교신저자, 正 會 員 : 仁 荷 大 工 大 電 氣 工 學 科 教 授 · 工 博

E-mail : youngsk@inha.ac.kr

* 正 會 員 : 仁 荷 大 工 大 電 氣 工 學 科 博 士 課 程

** 學 生 會 員 : 仁 荷 大 工 大 電 氣 工 學 科 碩 士 課 程

接 受 日 字 : 2005年 10月 5日

最 終 完 了 : 2005年 12月 7日

하의 문제가 발생하는 단점이 있다. 따라서 IPMSM의 속도 및 위치 센서리스 제어에 대한 연구가 활발히 진행 되고 있고, 속도와 위치 관측기에 대한 다양한 개념이 제시되었다 [1]-[3].

또한, 일반적으로 회전자 기준 축에서 구한 모델을 기초한 상태관측기는 전동기의 전기 및 기계적인 상태를 추정하는데 사용한다. 그러나 회전자 속도가 일정하지 않을 경우 전기적인 모델은 비선형이 된다. 이 경우 관측기의 이득을 최적으로 선정하여도 동작 조건이 변화하면 관측기의 적절한 이득을 결정하기 어렵다. 따라서 전동기 모델을 선형화하고 전기적 방정식에서 비선형 항을 제거할 수 있는 방법이 필요하다 [4]-[8].

본 논문에서는 IPMSM의 고정자 전압방정식으로부터 관측기를 구성하고, 회전자 좌표계상에서 정의한 순시무효전력을 이용한 속도 보상 센서리스제어를 수행하였다. 전동기의 전압방정식과 순시무효전력만을 이용하기 때문에 전동기의 기계적 방정식에서 발생하는 기계적 제정수의 영향에 대해 강한 특성을 갖는다. 제안된 알고리즘의 타당성과 강인함은 실제 구동을 통하여 증명하였다.

2. 본 론

2.1 전류 관측기의 구성

IPMSM의 고정자 좌표계에서의 기본적인 전압방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_1 + L_2 \cos 2\theta & L_2 \sin 2\theta \\ L_2 \sin 2\theta & L_1 - L_2 \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega K_E \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서, $L_1 = \frac{L_d + L_q}{2}$, $L_2 = \frac{L_d - L_q}{2}$

우선 전류 관측기를 구성하기 위하여, 위의 식을 정리하면 다음의 식을 얻는다.

$$\begin{aligned} \hat{i}_d &= -\frac{R}{L_d} \hat{i}_d - \frac{\omega(L_d - L_q)}{L_d} \hat{i}_q + \frac{\sin \theta K_E \omega}{L_d} + \frac{v_d}{L_d} \\ \hat{i}_q &= -\frac{R}{L_q} \hat{i}_q - \frac{\omega(L_d - L_q)}{L_q} \hat{i}_d - \frac{\cos \theta K_E \omega}{L_q} + \frac{v_q}{L_q} \end{aligned} \quad (2)$$

- 여기서, v_d : 고정자 좌표계의 D축 입력전압
- v_q : 고정자 좌표계의 Q축 입력전압
- i_d : D축 전류
- i_q : Q축 전류
- ω : 전동기의 속도
- θ : 전동기의 위치
- R : 고정자 저항
- L_d : d축 인덕턴스
- L_q : q축 인덕턴스
- K_E : 역기전력 상수

위의 식으로부터 관측기를 구성하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{i}_d &= -\frac{R}{L_d} \hat{i}_d - \frac{\omega(L_d - L_q)}{L_d} \hat{i}_q + \frac{\sin \theta K_E \omega}{L_d} + \frac{v_d}{L_d} + k_1 e_d \\ \hat{i}_q &= -\frac{R}{L_q} \hat{i}_q - \frac{\omega(L_d - L_q)}{L_q} \hat{i}_d - \frac{\cos \theta K_E \omega}{L_q} + \frac{v_q}{L_q} + k_2 e_q \end{aligned} \quad (3)$$

- 여기서, \hat{i}_d : D축 추정전류
- \hat{i}_q : Q축 추정전류
- k_1, k_2 : 상수

$$\begin{aligned} e_d &= \hat{i}_d - i_d \\ e_q &= \hat{i}_q - i_q \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_d &= -\frac{R}{L_d} e_d - \frac{L_d - L_q}{L_d} (\hat{\omega} - \omega) e_q \\ &\quad + \frac{K_E}{L_d} (\hat{\omega} \sin \hat{\theta} - \omega \sin \theta) + k_1 e_d \\ \dot{e}_q &= -\frac{R}{L_q} e_q - \frac{L_d - L_q}{L_q} (\hat{\omega} - \omega) e_d \\ &\quad + \frac{K_E}{L_q} (\hat{\omega} \cos \hat{\theta} - \omega \cos \theta) + k_2 e_q \end{aligned} \quad (5)$$

식 (5)로부터 속도오차가 0으로 수렴할 경우, 식 (3)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 순시무효전력을 이용한 속도추정 오차의 보상

식 (1)을 회전자 좌표계로 변환하여 구한 IPMSM의 회전자축 전압방정식은 식 (6)과 같으며, 회전자 속도는 식 (7)과 같이 산출된다.

$$\begin{aligned} v_d &= (R + pL_d)i_d - \omega L_q i_q \\ v_q &= (R + pL_q)i_q + \omega L_d i_d + K_E \omega \end{aligned} \quad (6)$$

- 여기서, v_d : 회전자 좌표계의 d축 입력전압
- v_q : 회전자 좌표계의 q축 입력전압
- i_d : d축 전류
- i_q : q축 전류
- p : 미분연산자

$$\omega = \frac{v_q - (R + pL_q)i_q}{K_E + L_d i_d} \quad (7)$$

식 (7)로부터 회전자의 속도를 산출할 경우, 전동기의 파라미터 계측시 발생하는 오차와 선전류 및 입력전압 검출시 발생하는 오차로 인해 실제속도와 추정속도 사이에 오차가 발

생하므로, 이를 보상하기 위해 보상값 C를 고려하여, 추정속도를 식 (8)과 같이 구성하며, 보상값 C를 결정하기 위해 회전자 좌표계의 순시무효전력을 이용한다.

$$\hat{\omega} = \frac{v_q - (R + jL_d) i_q}{K_E + L_d \hat{\omega}} + C \quad (8)$$

순시무효전력 q_m 을 선전류 \vec{I}_s 와 역기전력 \vec{E}_s 의 벡터외적이라고 정의하면, 순시무효전력은 식 (9)와 같으며,

$$q_m \equiv \vec{I}_s \times \vec{E}_s \quad (9)$$

여기서, $\vec{I}_s = (i_d, i_q)$
 $\vec{E}_s = (E_d, E_q)$
 $E_d = 0, E_q = K_E \hat{\omega}$

식 (3)의 추정전류를 이용한 추정 순시무효전력은 다음과 같다.

$$\hat{q}_m \equiv \vec{I}_s \times \vec{E}_s \quad (10)$$

여기서, $\vec{I}_s = (\hat{i}_d, \hat{i}_q)$

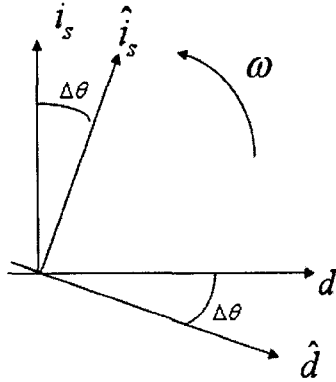


그림 1 실제 및 추정전류에 대한 위치 추정오차

Fig. 1. Position estimation error for the real and estimated currents.

회전자 좌표계에서 실제전류 i_s 에 대해 추정전류 \hat{i}_s 가 그림 1과 같이 실제 순시무효전력에 대해 $\Delta\theta$ 만큼 벗어나 있다면, 식 (9)와 식 (10)은 식 (11)과 식 (12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$q_m = i_d K_E \hat{\omega} \quad (11)$$

$$\hat{q}_m = \hat{i}_d K_E \hat{\omega} = (i_d \cos \Delta\theta + i_q \sin \Delta\theta) K_E \hat{\omega} \quad (12)$$

식 (12)에서 식 (13)의 조건이 만족된다면, 식 (12)를 식 (14)와 같이 근사 시킬 수 있다.

$$\omega \neq 0, \Delta\theta \cong 0 \quad (13)$$

$$\hat{q}_m \approx (i_d + i_q \Delta\theta) K_E \hat{\omega} \quad (14)$$

식 (11)과 식 (14)로부터, 순시무효전력의 오차는 식 (15)와 같이 위치오차에 대한 정보를 포함한 식으로 나타난다.

추정전류가 실제전류보다 앞선 경우를 $\Delta\theta > 0$ 라 하면, 속도 오차에 대한 보상값을 결정하기 위해 식 (16)과 식 (17)의 조건이 만족되도록 K_{ϕ} 를 결정하고, 안정적으로 보상이 이루어지도록 적분이득을 부가하여 식 (18)과 같이 보상값 C를 결정한다.

$$\Delta q_m = \hat{q}_m - q_m = i_q \Delta\theta K_E \hat{\omega} \quad (15)$$

$$\Delta\theta > 0 \text{이면, } K_{\phi} \cdot i_q \Delta\theta K_E \hat{\omega} < 0 \quad (16)$$

$$\Delta\theta < 0 \text{ 이면, } K_{\phi} \cdot i_q \Delta\theta K_E \hat{\omega} > 0 \quad (17)$$

$$C = K_{CP} \Delta q_m + K_{CI} \int \Delta q_m dt \quad (18)$$

여기서, K_{ϕ}, K_a : 상수

식 (13)의 조건이 만족되는 경우, 식 (5)의 오차방정식은 식 (19)같이 나타내어지고,

$$\dot{e}_a = -\frac{R}{L_d} e_a - \frac{L_d - L_q}{L_d} (\hat{\omega} - \omega) e_\beta + \frac{K_E}{L_d} (\hat{\omega} - \omega) \sin \hat{\theta} + k_1 e_a$$

$$\dot{e}_\beta = -\frac{R}{L_q} e_\beta - \frac{L_d - L_q}{L_q} (\hat{\omega} - \omega) e_a + \frac{K_E}{L_q} (\hat{\omega} - \omega) \cos \hat{\theta} + k_2 e_\beta \quad (19)$$

식 (18)에서 추정속도를 잘 보상하여, 속도추정오차가 0으로 수렴하면, 식 (19)는 식 (20)으로 나타내지며, 안정성을 확보하기 위해 식 (21)을 만족하도록, k_1, k_2 를 설정하면, 식 (20)의 오차는 0으로 수렴한다.

$$\dot{e}_a = -\left(\frac{R}{L_d} - k_1\right) e_a$$

$$\dot{e}_\beta = -\left(\frac{R}{L_q} - k_2\right) e_\beta \quad (20)$$

$$k_1 < \frac{L_d}{R}, k_2 < \frac{L_q}{R} \quad (21)$$

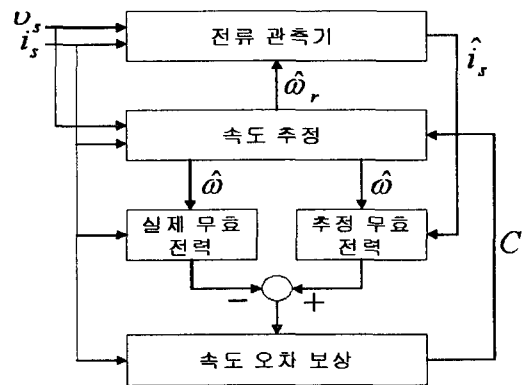


그림 2 제안된 순시무효전력을 이용한 위치추정 알고리즘
 Fig. 2. Algorithm for position estimation using the instantaneous reactive power.

그림 2는 제안된 추정 알고리즘에 대한 블록 다이어그램을 나타낸 것으로, 식 (3)의 관측기로부터 선전류를 추정하고, 추정전류와 실제전류를 좌표변환 후, 식 (11)과 식 (12)로부터 실제무효전력과 추정무효전력을 산출한다. 산출된 무효전력 값들로부터 오차를 산출하고, 산출된 오차를 식 (18)과 같이 비례 적분하여 보상값 C 를 결정한 후, 식 (8)에 보상값을 적용하여 추정속도 $\hat{\omega}$ 를 산출한다.

2.3 시스템의 구성

본 논문에서는 IPMSM의 센서리스 제어를 위하여 IPMSM, 인버터, 제어기로 구성하였고, 부하인가 실험을 위해 다이내모 미터를 연결하여 사용하였다. 전체적인 시스템의 구성도는 그림 3과 같다. 매입형 영구자석 동기전동기에 전력을 공급하는 인버터의 직류전원은 모듈화 된 다이오드 정류기를 사용하였고, 인버터의 DC링크 단은 450[V], 4700[μF] 용량의 전해 콘덴서를 부착하여 인버터의 입력전원으로 사용하였다. 인버터는 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor) 모듈을 사용하여 일반적인 3상 전압형 인버터 형태의 전력회로를 구성하였다. 매입형 영구자석 동기전동기의 부하로는 다이내모미터를 사용하였고, 전동기의 축과 다이내모미터의 축은 커플링을 통하여 연결하였다.

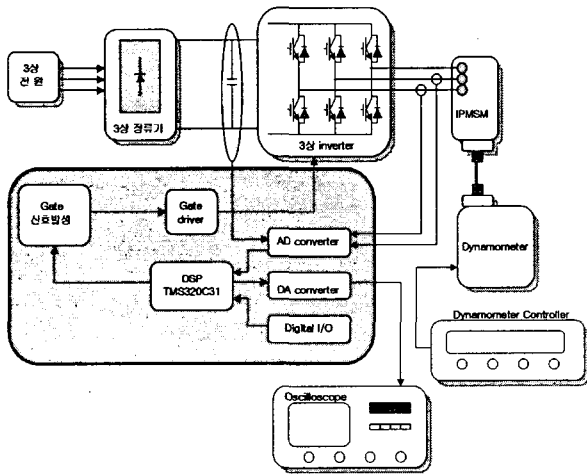


그림 3. 매입형 영구자석 동기전동기 전체 구동 시스템.
Fig. 3. Overall IPMSM drive system.

표 1. 매입형 영구자석 동기전동기의 규격
Table 1. Specification of IPMSM

정격용량	2.5[kW]	고정자 저항	0.22[Ω]
정격토크	11.9[N · m]	정격속도	2000[rpm]
극수	8극	역기전력상수	0.4965[V/rpm]
d축 인덕턴스	0.00131[H]	q축 인덕턴스	0.00161[H]

또한 전동기를 구동하기 위한 전압형 인버터의 전압 변조 법으로 공간 전압 벡터 변조법(Space Vector Modulation)을 사용하였으며, 전류제어기는 비간섭 PI 전류제어기를 사용하였다. 실험에 사용된 IPMSM의 사양은 표 1과 같다.

전류제어기의 전류제어를 위하여 전동기에 흐르는 3상 권선에 실제전류의 검출을 위해 a상과 b상의 권선 전류를 검출하고, DC링크 전압과 함께 160 μs마다 A/D변환기를 거쳐 DSP TMS320C31에 입력되며, c상의 전류는 계산되어 진다. 소프트웨어를 구현하기 위한 마이크로프로세서로 DSP를 사용하였다. 알고리즘의 성능 및 상태량은 D/A변환기를 거쳐 오실로스코프로 확인하였다.

2.4 실험결과

본 논문에서 제안된 알고리즘의 타당성을 증명하기 위하여, 다음의 실험을 수행 하였다. 그림 4는 제안된 알고리즘의 전체 블록 다이어그램을 보여준다.

그림 5는 무부하시 실험결과로서 정격속도인 2000[rpm]에서 실제, 추정속도 및 속도 추정오차를 나타내었다. 그림에서 보이는 속도 추정오차는 D/A변환기에 출력한 후의 실제속도와 추정속도의 차이를 5배하여 나타내었다. 초기 시동시 최대 0.4%의 속도 추정오차가 존재하나, 정상상태인 2000[rpm]에 도달한 후 거의 오차 없이 실제속도를 추정하는 것을 보이고 있다. 그림 6은 2000[rpm]에서 무부하 및 부하 변화시의 실제속도, 추정속도 및 속도 추정오차를 나타낸다. 정상상태에 도달한 후 9~16[sec]에서 50%의 스텝부하를 인가했을 때 속도가 급변하지만 속도제어기의 동작으로 실제속도와 추정속도가 거의 오차 없이 정상상태에 도달하는 것을 보여 준다. 그림 7은 무부하시 1000[rpm]에서 실제속도, 추정속도 및 속도 추정오차를 나타내었다. 초기 시동시 정지토크 인한 최대 0.4%의 속도오차를 가지지만 오버슈트 없이 정상상태에 도달하는 것을 보여준다. 그림 8은 1000[rpm]에서 무부하 및 부하 변화시의 실제속도, 추정속도와 속도 추정오차를 나타낸다. 1000[rpm]에서 시동 후 정상상태에 도달한 후 3~8[sec]에서 100%의 스텝부하를 인가했을 때 부하가 급변하는 지점에서는 속도가 감소하고 오차는 증가한다. 시동시 최대 0.8%의 속도 추정오차가 존재하고, 정상상태에 도달한 후 부하시 최대 1.6%의 속도오차가 존재하나, 속도제어기의 동작으로 약 2초 후 부하에 영향 없이 다시 정상상태에 도달하여 실제속도를 잘 추정하고 있음을 알 수 있다. 즉, 부하 변화에 강인함을 알 수 있다.

그림 9과 그림 10는 각각 50[rpm]과 1000[rpm]으로 실제 위치와 추정위치를 나타내었다. 그림 9와 그림 10과 같이 저속일 때와 고속일 때의 실제위치와 추정위치가 오차 없이 거의 일치됨을 알 수 있다. 그림 11은 1500[rpm]에서 실제속도와 지령속도 사이의 오차와 실제속도를 보여준다. 실제속도와 지령속도 사이의 오차는 5배를 한 것으로, 초기 전동기 시동 시에 0.3% 정도의 속도오차가 존재 하나 정상상태인 1500[rpm]에서, 지령속도와 실제속도가 거의 속도 추정오차 없이 실제속도를 추정함을 알 수 있다.

그림 12와 그림 13은 무부하시 q축 전류와 100% 스텝부하 인가시 선전류 및 추정속도를 나타내었다. 그림 12는 정지토크와 오버슈트에 의해 속도가 급변하는 시동시의 q축 전류

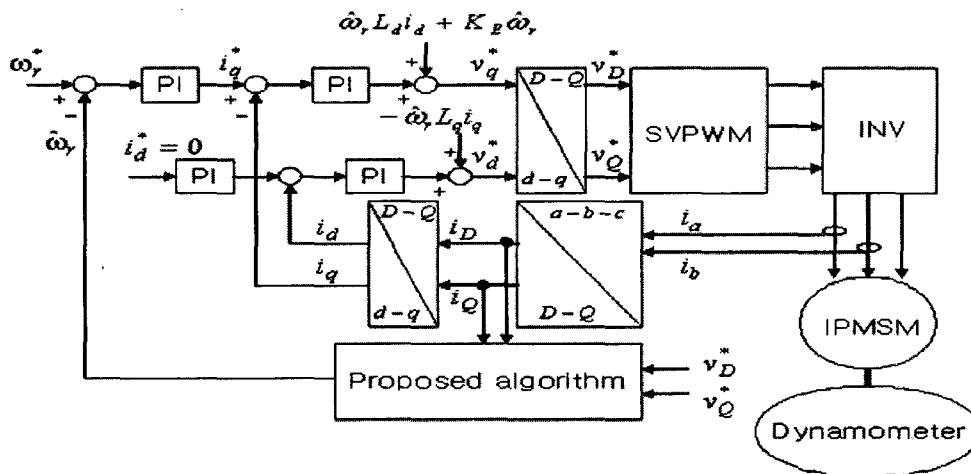


그림 4. 제안된 알고리즘의 블록도
 Fig. 4. Block diagram of the proposed algorithm based IPMSM drive.

가 지령속도에 도달하기까지의 변화를 D/A컨버터를 통하여 나타내었으며, 그림 13은 1000[rpm]에서 정상상태 도달 후 100%의 스텝부하를 인가하였을 때의 선전류 및 추정속도를 나타내고, 선전류는 D/A변환기에 출력한 후 10배하여 나타내었다. 부하 인가 후에는 속도가 감소하나 속도제어기의 동작으로 다시 정상속도로 되돌아가는 것을 볼 수 있다. 부하 인가시 선전류는 증가하고, 약 2초 후에 정상상태에 도달함을 보여준다. 이것으로 급변하는 부하 변화에도 강인하게 동작하고 있음을 알 수 있다.

그림 14는 1000[rpm]에서 80%의 부하 인가시 실제무효전력 및 추정무효전력이며, 그림 15는 1000[rpm]에서 80%의 부하 인가 시 무효전력 오차 및 추정무효전력을 보여준다. 그림 14의 실제 및 추정무효전력은 각각의 값을 2배하고, 그리고 그림 15의 무효전력 오차는 실제무효전력과 추정무효전력을 5배 한 후, 오차를 D/A컨버터를 통하여 나타내었다. 그림 15에서 부하 인가시 무효전력 오차가 빠르게 0으로 수렴함을 알 수 있다. 실험시 토크분 전류는 회전자의 자속의 공간벡터에 수직이 되도록 인가하므로, 식 (15)로부터 무효전력 오차는 회전자 자속에 수직인 토크전류와 속도기전력 그리고 위치 추정오차가 곱해진 값으로 나타내진다. 그림 15에서 부하 인가 직후 무효전력 오차가 양이며, 그림 1과 같이 회전하는 경우, 토크전류와 속도 기전력의 곱도 양이고 위치 추정오차에 비례하는 성분이 무효전력 오차에 포함되므로, 부하 인가 직후 회전자가 회전하는 방향에 대해 추정위치가 실제위치에 비해 앞서 있음을 나타낸다. 그리고 무효전력 오차를 비례 적분한 값은 현재 산출된 추정속도가 감소하도록 보상되어지며, 무효전력오차의 적분항은 속도 추정오차가 0으로 수렴하도록 한다.

그림 16과 그림 17은 500[rpm]에서 -500[rpm]으로 지령속도를 변화시킨 경우의 정 역운전시 실제속도와 추정속도 및 실제위치와 추정위치를 나타내었다. 정 방향 회전에서 역 방향 회전의 급격한 속도 변화시에 약 10%정도의 속도오차가 순간적으로 존재하여 실제속도와 추정속도가 정확히 일치 하

지 않지만, 과도상태 이후 -500[rpm]의 정상상태에 도달하면 속도오차는 약 0.1%미만으로 실제속도를 잘 추정하고 있음을 보여 준다. 그림 17에서 속도가 변하는 순간에 실제위치와 추정위치 사이에 정확히 일치하지 않는 오차가 존재하지만 역 방향으로 구동 후 속도가 정상상태에 들어갈 때 위치 또한 실제위치와 추정위치가 일치되어지는 것을 볼 수 있다.

그림 18과 그림 19는 저속 영역에서의 IPMSM의 동작 특성들을 보여준다. 그림 18은 무부하시 70[rpm]에서 실제속도 추정속도 및 속도 추정오차를 보이며 속도 추정오차 없이 실제속도를 추정함을 알 수 있다. 그림 19는 70[rpm]에서 실제 위치 및 추정위치를 보여주며 실제위치와 추정위치가 오차 없이 거의 일치함을 알 수 있다. 그림 20은 70[rpm]에서 -70[rpm]으로 지령속도의 변화시 실제속도, 추정속도를 보여 주고, 그림 21은 70[rpm]에서 -70[rpm]으로 지령속도의 변화시의 실제위치와 추정위치를 보여준다. 속도가 급변하는 구간에서 약간의 속도 추정오차를 보이지만, 정상상태에 도달하면 거의 오차 없이 실제속도를 추정함을 알 수 있다. 또한, 그림 21에서 실제위치와 추정위치는 거의 오차 없이 일치함을 알 수 있다.

그림 22는 50[rpm]에서 무부하시 실제속도 및 추정속도를 보여주고, 그림 23은 50[rpm]에서 -50[rpm]으로 지령속도의 변화시 실제속도와 추정속도를 나타낸다. 실제속도를 계측하기 위해 사용한 incremental encoder는 1회전 당 5000개의 펄스를 출력하는 두 신호가 90° 위상차로 출력 되어진다. 카운터로 사용된 HCTL2020 소자는 이를 4배해 하므로 1회전 당 20000개의 펄스를 카운트 한다. 50[rpm]으로 운전할 경우, 한 샘플주기인 160[μsec]동안 약 1개의 펄스가 증가되어야 하며, 실험 시 약간의 속도변동에 의해 한 샘플주기 동안 0~3개의 펄스만이 증가하므로, 그림 18, 20, 22와 23에서 보여진 실제속도에 대한 파형의 정밀도가 낮게 나타난다. 그림 18에서 그림 23으로부터 저속에서도 위치 및 속도를 매우 잘 추정하며, 속도가 급변하는 정 역운전시에도 양호한 추정성능을 보임을 알 수 있다.

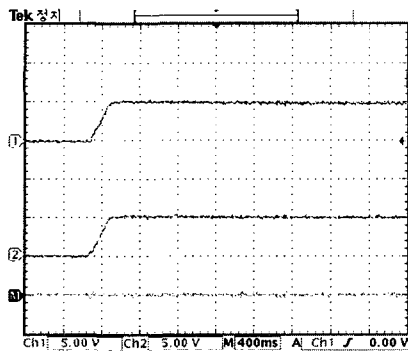


그림 5. 무부하 시동시 2000[rpm]에서 실제속도(상), 추정속도(중) 및 속도 추정오차(하)

Fig. 5. Real(upper), estimated speed(middle) and speed estimated error(lower) when the IPMSM is driven at 2000[rpm] with no load.

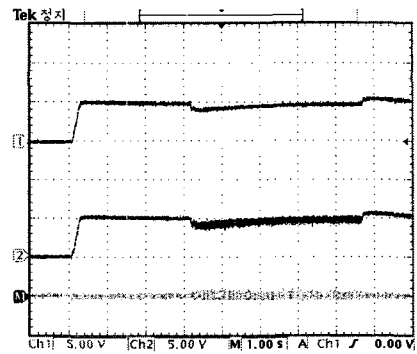


그림 8. 부하 변화시 1000[rpm]에서 실제속도(상), 추정속도(중), 속도 추정오차(하)

Fig. 8. Real(upper), estimated speed(middle) and speed estimated error(lower) at 1000[rpm] when the load is changed from 0% to 100% and return 0%.

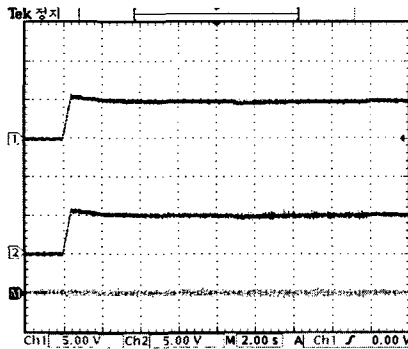


그림 6. 부하 변화시 2000[rpm]에서 실제속도(상), 추정속도(중), 속도 추정오차(하)

Fig. 6. Real(upper), estimated speed(middle) and speed estimated error(lower) at 2000[rpm] when the load is changed from 0% to 50% and return 0%.

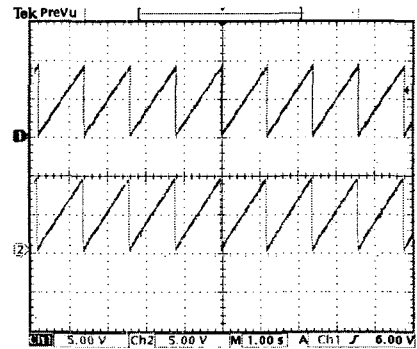


그림 9. 무부하 시동시 50[rpm]에서 실제위치(상)와 추정위치(하)

Fig. 9. Real(upper) and estimated position(lower) when the IPMSM is driven at 50[rpm] with no load.

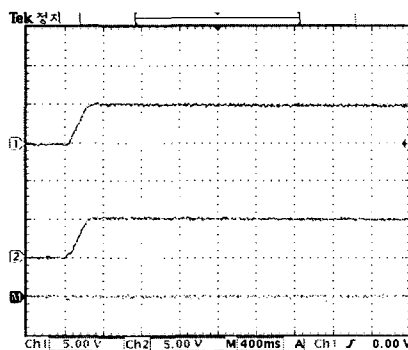


그림 7. 무부하 시동시 1000[rpm]에서 실제속도(상), 추정속도(중) 및 속도 추정오차(하)

Fig. 7. Real(upper), estimated speed(middle) and speed estimated error(lower) when the IPMSM is driven at 1000[rpm] with no load.

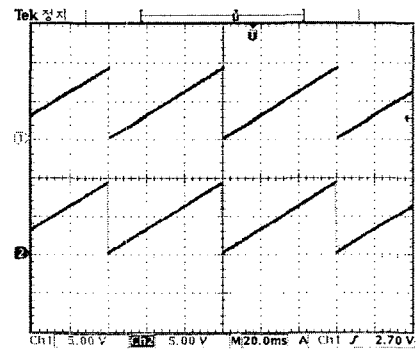


그림 10. 무부하 시동시 1000[rpm]에서 실제위치(상)와 추정위치(하)

Fig. 10. Real(upper) and estimated position(lower) when the IPMSM is driven at 1000[rpm] with no load.

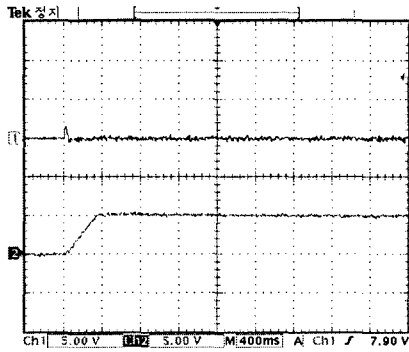


그림 11. 무부하 시동시 1500[rpm]에서 속도오차(상)와 실제속도(하)
 Fig. 11. Speed error(upper) and real speed(lower) when the IPMSM is driven at 1500[rpm] with no load.

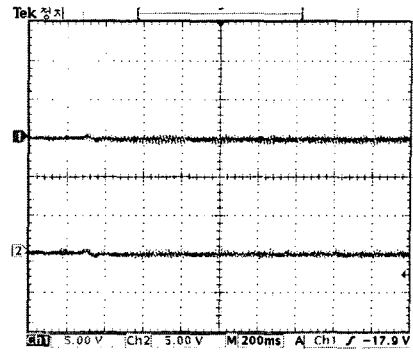


그림 14. 부하시 1000[rpm]에서 실제무효전력(상) 및 추정무효전력(하)
 Fig. 14. Real(upper) and estimated reactive power(lower) when the IPMSM is driven at 1000[rpm] with 80% load.

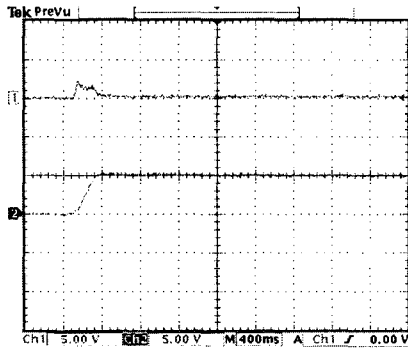


그림 12. 무부하 시동시 1000[rpm]에서 q축 전류(상)와 추정속도(하)
 Fig. 12. q-axis current(upper) and estimated speed(lower) when the IPMSM is driven at 1000[rpm] with no load.

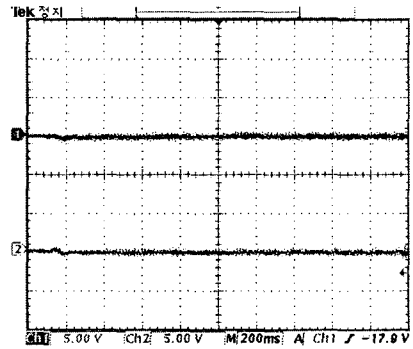


그림 15. 부하시 1000[rpm]에서 무효전력오차(상) 및 추정무효전력(하)
 Fig. 15. Reactive power estimation error(upper) and estimated reactive power(lower) when the IPMSM is driven at 1000[rpm] with 80% load.

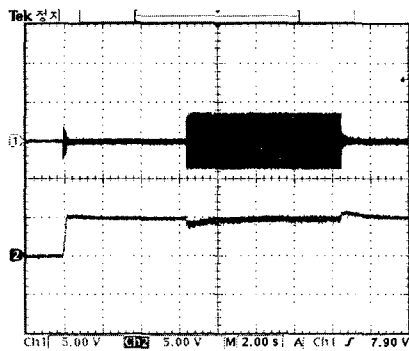


그림 13. 부하 변화시 1000[rpm]에서 선전류(상) 및 추정속도(하)
 Fig. 13. Line current(upper) and estimated speed(lower) at 1000[rpm] when the load is changed from 0% to 100% and return 0%.

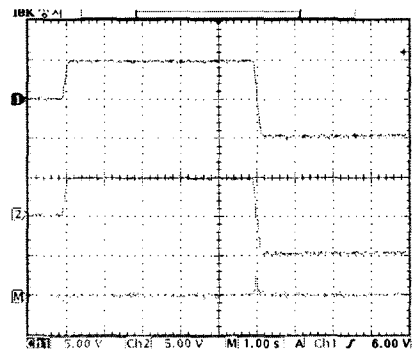


그림 16. 500[rpm]에서 -500[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제속도(상), 추정속도(중) 및 속도 추정오차(하)
 Fig. 16. Real(upper), estimated speed(middle) and speed estimated error(lower) when the speed was reversed from 500[rpm] to -500[rpm] with no load.

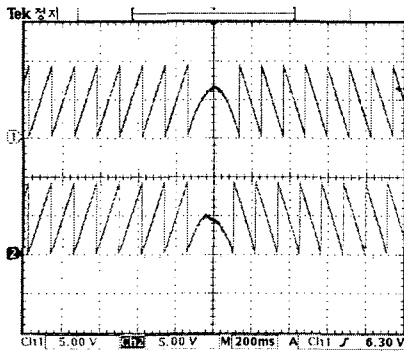


그림 17. 500rpm에서 -500rpm으로 속도를 변화시킨 경우 실제위치(상)와 추정위치(하)

Fig. 17. Real(upper) and estimated position(lower) when the speed was reversed from 500[rpm] to -500[rpm] with no load.

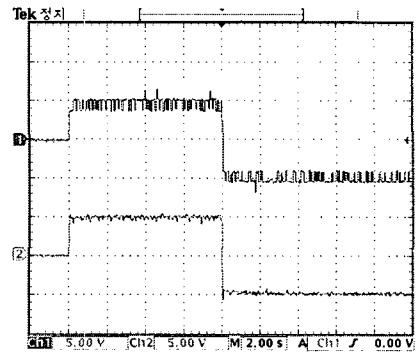


그림 20. 70rpm에서 -70rpm으로 속도를 변화시킨 경우 실제속도(상)와 추정속도(하)

Fig. 20. Real(upper) and estimated speed(lower) when the speed was reversed from 70[rpm] to -70[rpm] with no load.

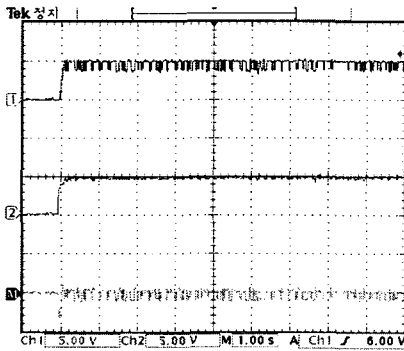


그림 18. 무부하시 70rpm에서 실제속도(상), 추정속도(중) 및 속도 추정오차(하)

Fig. 18. Real(upper), estimated speed(middle) and speed estimated error(lower) when the IPMSM is driven at 70[rpm] with no load.

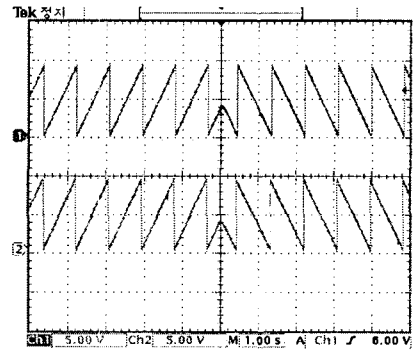


그림 21. 70rpm에서 -70rpm으로 속도를 변화시킨 경우 실제위치(상)와 추정위치(하)

Fig. 21. Real(upper) and estimated position(lower) when the speed was reversed from 70[rpm] to -70[rpm] with no load.

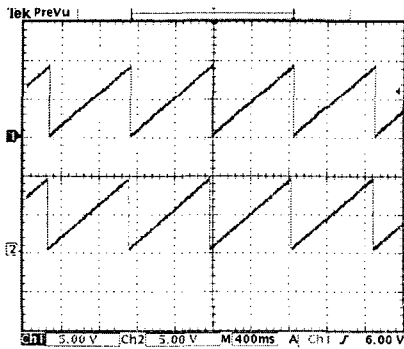


그림 19. 무부하시 70rpm에서 실제위치(상) 및 추정위치(하)

Fig. 19. Real(upper) and estimated position(lower) when the IPMSM is driven at 70[rpm] with no load.

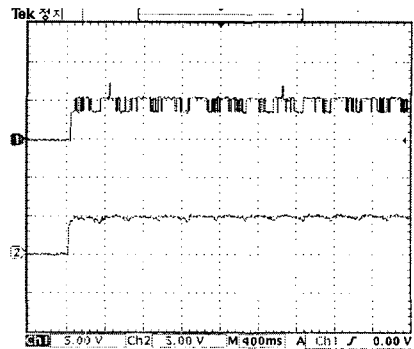


그림 22. 무부하시 50rpm에서 실제속도(상) 및 추정속도(하)

Fig. 22. Real(upper) and estimated speed(lower) when the IPMSM is driven at 50[rpm] with no load.

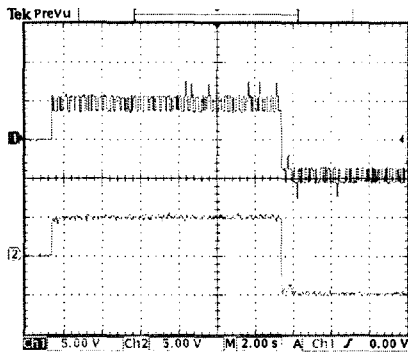


그림 23. 50[rpm]에서 -50[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제 속도(상)와 추정속도(하)

Fig. 23. Real(upper) and estimated speed(lower) when the speed was reversed from 50[rpm] to -50[rpm] with no load.

3. 결론

논문에서는 고정자 좌표계상의 IPMSM 전압방정식을 이용하여 관측기를 구성하고, 회전자 좌표계에서 산출된 속도 추정식에 회전자 좌표계상에서 정의한 순시무효전력을 이용하여 속도오차를 보상하였다. 실험결과 제안된 알고리즘을 통하여 다양한 속도영역에서 속도 및 위치를 추정하고 있음을 알 수 있다. 또한, 속도가 급변하는 과도상태에서도 양호하게 속도 및 위치 추정을 하고 있으며, 부하 변동 시에도 강인하게 동작하고 있음을 보여준다. 제안된 고정자 좌표계상의 전압방정식과 회전자 좌표계에서 정의한 순시무효전력을 사용함으로써 운동방정식을 사용할 경우, 전동기 운동방정식의 파라미터들을 계측해야 하는 어려움을 해결할 수 있으며 또한, 속도 및 위치 센서리스 제어가 가능하다.

감사의 글

이 논문은 2004년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음.(KRF-2004-041-D00284)

참고 문헌

[1] L. Jones and J. Lang, "A state observer for the permanent magnet synchronous motor," IEEE IECON, pp. 197-204, 1987.
 [2] N. P. Ertugeul, Acarnley, "A new algorithm for sensorless operation of permanent magnet motors, IEEE Trans. on IA, vol. 30, no. 1, pp. 126-133, 1994.
 [3] K. R. Shouse and D. G. Taylor, "Sensorless velocity control of permanent magnet synchronous motors," IEEE Trans. on vol. 6, no. 3, pp. 313-324, 1998.
 [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] 최양광, 김영석, 전병호 "순시무효전력을 이용하여 추정속도를 보정한 영구자석 동기전동기의 센서리스 속도제어", 대한전기학회 논문지, 제52 B권, 11호

저 자 소 개



강형석(姜炯錫)

1997년 7월 1일생. 2003년 동양대 전자공학과 졸업. 2005년 2월 인하대 대학원 전자공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.

전화 : 032-860-7397

팩스 : 032-863-5822

E-mail : skyoo7plus@bclline.com



정우택(鄭宇澤)

1978년 7월 21일생. 2004년 2월 인하대 전기공학과 졸업. 현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.

전화 : 032-860-7397

팩스 : 032-863-5822

E-mail : penhand@hanmail.net



김영석(金榮石)

1951년 6월 11일생. 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