

순시무효전력을 이용하여 추정속도를 보상한 영구자석 동기전동기의 센서리스 속도 제어

論文

52B-11-7

A Sensorless Speed Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor that the Estimated Speed is Compensated by using an Instantaneous Reactive Power

崔陽光* · 金榮石** · 全炳浩***

(Yang-Kwang Choi, Young-Seok Kim, Byoung-Ho Jun)

Abstract - This paper proposes a new speed sensorless control method of a permanent magnet synchronous motor using an instantaneous reactive power. In the proposed algorithm, the line currents are estimated by an 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 occurred by errors due to measuring the motor parameters and sensing the line current and the input voltage. To minimize the speed estimation error, the estimated speed is compensated by using an instantaneous reactive power. 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

최근 고정밀 속도제어가 요구되는 산업용기기의 구동을 위한 서보운전용의 직류전동기 대신 교류전동기의 사용이 증대되고 있다. 서보운전용의 직류전동기는 전기자 전류를 독립적으로 제어할 수 있어, 전동기의 토크 제어와 속도 제어가 용이하나, 직류전동기를 사용한 서보 시스템에서는 브러쉬 및 정류자편의 기계적인 마모에 따른 유지·보수가 필요하며, 정류자의 정류한계로 인한 고속화, 고압화의 제약과 같은 단점을 가지므로, 교류구동 시스템으로의 전환이 활발히 진행되고 있다. 교류전동기로서 자속을 생성하기 위해 영구자석을 사용하는 영구자석 동기전동기는 신뢰성이 높고, 회전자의 동손에 의한 발열이 없으며, 고정된 전기자 철심의 철손과 전기자 권선의 동손에 의한 발열만이 존재하므로, 단위무게당 토크 비율 및 효율이 다른 전동기에 비해 높다는 장점을 가지고 있어 산업용분야에 폭넓게 사용되고 있다. 영구자석 전동기 중 회전자의 표면에 영구자석을 비돌극형으로 부착한 표면 부착형 영구자석 동기전동기(Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor : SPMSM or PMSM)는 전동기의 역기전력이 정현파 형태를 갖기 때문에 전동기의 전류를 정현파 형태로 인가해야하는 어려움이 있지만, 맥동토크가 발생하지 않는 장점이 있다. 본 논문에서는 정현파 형태의 역기전력을 갖는 표면 부착형 영구자석 동기

전동기를 다루며, 영구자석 동기전동기 혹은 PMSM으로 약칭한다. 영구자석 동기전동기는 회전자에 부착된 영구자석으로부터 자속을 공급받기 때문에 벡터제어를 위해서는 항상 회전자의 정확한 위치를 알아야 하므로, 레졸버나 absolute encoder 또는 홀 소자 등의 자기 센서를 이용한 전자식 위치검출기가 사용되어진다. 이러한 위치검출기는 일반적으로 가격이 고가일 뿐만 아니라, 별도의 복잡한 하드웨어가 제어기에 구성되어야 하는 단점이 있으며, 진동 및 습도 등의 주위 환경에 대해 많은 영향을 받기 때문에 사용에 제한을 받는다. 이외에도 위치검출기를 전동기 축에 부착함으로써 인한 전동기 크기의 증대 및 가공성의 저하와 같은 문제가 발생하게 된다. 이러한 영구자석 동기전동기의 제어상 큰 문제점인 회전자의 위치 검출을 센서를 사용하지 않고, 간접적으로 얻고자 하는 센서리스 제어에 관한 연구가 많이 진행되고 있다. [1]~[5]

본 논문은 순시무효전력을 이용한 영구자석 동기전동기의 센서리스 알고리즘을 제안한다. 제안된 알고리즘에서 순시 무효전력은 고정자 좌표계에서 산출되었으며, 속도를 추정하기 위해 전동기의 전압방정식과 순시무효전력만을 사용하므로, 전동기의 기계적 방정식에서 발생하는 문제점들을 해결할 수 있으며, 전동기의 기계적 제 정수에 견실함을 갖는다. 제안한 알고리즘의 타당성과 견실함을 실험을 통하여 증명하였다.

2. 본 론

2.1 전류 관측기의 구성

고정자 좌표계에서 영구자석 동기전동기의 전압방정식은

* 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 : 仁荷大 工大 電氣工學科 碩士課程
接受日字 : 2003年 6月 9日
最終完了 : 2003年 10月 8日

식(1)과 같이 나타내어지며[6]

$$\begin{aligned} \dot{i}_{sQ} &= -\frac{R_s}{L_s} i_{sQ} - \frac{K_E}{L_s} \omega_r \cos \theta_r + \frac{1}{L_s} v_{sQ} \\ &= -\frac{R_s}{L_s} i_{sQ} - \frac{1}{L_s} E_{sQ} + \frac{1}{L_s} v_{sQ} \\ \dot{i}_{sD} &= -\frac{R_s}{L_s} i_{sD} + \frac{K_E}{L_s} \omega_r \sin \theta_r + \frac{1}{L_s} v_{sD} \\ &= -\frac{R_s}{L_s} i_{sD} - \frac{1}{L_s} E_{sD} + \frac{1}{L_s} v_{sD} \end{aligned} \quad (1)$$

여기서, v_{sD} : 고정자 좌표계의 D축 입력전압,
 v_{sQ} : 고정자 좌표계의 Q축 입력전압,
 i_{sD} : D축 전류, i_{sQ} : Q축 전류,
 ω_r : 회전자의 속도, θ_r : 회전자의 위치,
 R_s : 고정자 저항, L_s : 고정자 인덕턴스,
 $E_{sD} = -K_E \omega_r \sin \theta_r$: D축 역기전력,
 $E_{sQ} = K_E \omega_r \cos \theta_r$: Q축 역기전력,
 K_E : 역기전력 상수

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

$$\begin{aligned} \dot{\hat{i}}_{sD} &= -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_{sD} + \frac{K_E}{L_s} \hat{\omega}_r \sin \hat{\theta}_r + \frac{1}{L_s} v_{sD} + k_1 e_{sD} \\ &= -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_{sD} - \frac{1}{L_s} \hat{E}_{sD} + \frac{1}{L_s} v_{sD} + k_1 e_{sD} \\ \dot{\hat{i}}_{sQ} &= -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_{sQ} - \frac{K_E}{L_s} \hat{\omega}_r \cos \hat{\theta}_r + \frac{1}{L_s} v_{sQ} + k_2 e_{sQ} \\ &= -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_{sQ} - \frac{1}{L_s} \hat{E}_{sQ} + \frac{1}{L_s} v_{sQ} + k_2 e_{sQ} \end{aligned} \quad (2)$$

여기서, \hat{i}_{sD} : D축 추정전류,
 \hat{i}_{sQ} : Q축 추정전류,
 k_1, k_2 : 상수,
 $\hat{E}_{sD} = -K_E \hat{\omega}_r \sin \hat{\theta}_r$: D축 추정 역기전력,
 $\hat{E}_{sQ} = K_E \hat{\omega}_r \cos \hat{\theta}_r$: Q축 추정 역기전력,

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

$$\begin{aligned} \dot{e}_{sD} &= -\frac{R_s}{L_s} e_{sD} + \frac{K_E}{L_s} (\hat{\omega}_r \sin \hat{\theta}_r - \omega_r \sin \theta_r) + k_1 e_{sD} \\ \dot{e}_{sQ} &= -\frac{R_s}{L_s} e_{sQ} - \frac{K_E}{L_s} (\hat{\omega}_r \cos \hat{\theta}_r - \omega_r \cos \theta_r) + k_2 e_{sQ} \end{aligned} \quad (4)$$

식(4)으로부터 역기전력의 오차가 0으로 수렴할 경우, 식(2)에서 관측기의 k_1, k_2 가 극배치(pole placement)기법을 통해 안정하도록 설정된다면, 전류오차는 0으로 수렴되어지며, 역기전력 오차를 최소화시키기 위한 알고리즘은 2.2절에 나타냈다.

2.2 순시 무효전력을 이용한 추정속도 오차의 보상

회전자의 속도를 산출하기 위해 식(1)의 D 및 Q축 전압방정식에 $-\sin \theta_r$ 및 $\cos \theta_r$ 를 곱한 후 두식을 정리하면, 식(5)와 같이 나타내진다.

$$\omega = -\frac{(v_{sD} \cdot \sin \theta_r - v_{sQ} \cdot \cos \theta_r)}{K_E} + \frac{(R_s + pL_s)(i_{sD} \cdot \sin \theta_r - i_{sQ} \cdot \cos \theta_r)}{K_E} \quad (5)$$

여기서, p : 미분연산자

식(5)로부터 회전자의 속도를 산출할 경우, 전동기의 파라미터 계측이나 선전류 및 입력전압 검출시 발생하는 오차들로 인해 추정속도와 실제속도 사이에 오차가 발생하므로, 이를 보상하기 위한 보상값 C를 고려하여 추정속도를 산출하는 식을 (6)과 같이 구성하며 보상값 C를 결정하기 위해 순시무효전력을 이용한다.

$$\hat{\omega} = -\frac{(v_{sD} \cdot \sin \hat{\theta}_r - v_{sQ} \cdot \cos \hat{\theta}_r)}{K_E} + \frac{(R_s + pL_s)(i_{sD} \cdot \sin \hat{\theta}_r - i_{sQ} \cdot \cos \hat{\theta}_r)}{K_E} + C \quad (6)$$

순시 무효전력 q_m 을 선전류 i_s 와 역기전력 E_s 의 벡터외적으로 정의하면, 순시무효전력은 식(7)과 같으며,

$$\begin{aligned} q_m &\equiv i_s \otimes E_s \quad (7) \\ \text{여기서, } i_s &= [i_{sD}, i_{sQ}] \\ E_s &= [\hat{E}_{sD}, \hat{E}_{sQ}] \end{aligned}$$

식(2)의 추정전류를 이용한 추정 순시 무효전력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{q}_m &\equiv \hat{i}_s \otimes E_s \quad (8) \\ \text{여기서, } \hat{i}_s &= [\hat{i}_{sD}, \hat{i}_{sQ}] \end{aligned}$$

실제전류 i_s 에 대해 추정전류 \hat{i}_s 가 그림1과 같이 $\Delta\theta_r$ 만큼 벗어나 있다면, 실제위치에 대해 추정위치가 $\Delta\theta_r$ 만큼 벗어난 것으로 고려되므로, 식(7),(8)은 식(9),(10)같이 산출된다.

$$\begin{aligned} q_m &= i_{sD} \hat{E}_{sQ} - i_{sQ} \hat{E}_{sD} \quad (9) \\ \hat{q}_m &= (i_{sD} \cos \Delta\theta_r + i_{sQ} \sin \Delta\theta_r) \hat{E}_{sQ} + (i_{sD} \sin \Delta\theta_r - i_{sQ} \cos \Delta\theta_r) \hat{E}_{sD} \quad (10) \end{aligned}$$

식(10)에서 (11)의 조건이 만족된다면, 식(10)을 식(12)와 같이 근사 가능하며,

$$\begin{aligned} \omega_r \neq 0, \Delta\theta_r \cong 0 \quad (11) \\ \hat{q}_m &= (i_{sD} + i_{sQ} \Delta\theta_r) \hat{E}_{sQ} + (i_{sD} \Delta\theta_r - i_{sQ}) \hat{E}_{sD} \quad (12) \end{aligned}$$

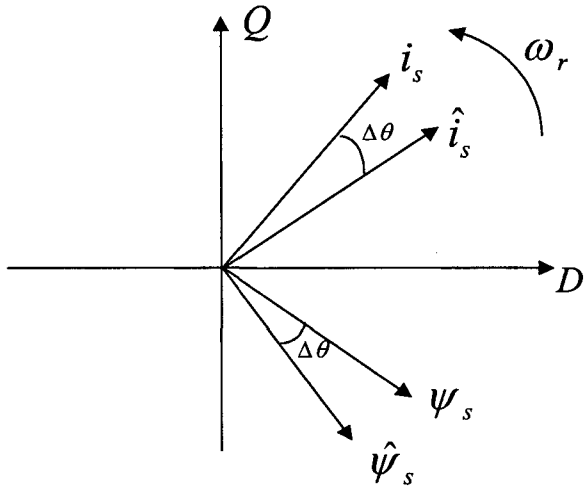


그림 1 실제 및 추정전류에 대한 회전자 자속의 위치 추정 오차

Fig. 1 The position estimation error of the rotor flux for the real and estimated current.

식(9), (12)으로부터, 순시무효전력의 오차는 식(13)과 같이 위치오차에 대한 정보를 포함한 식으로 나타나므로, 속도오차에 대한 보상값을 결정하기 위해 식(14), (15)의 조건이 만족되도록 K_{cp} 를 결정하고, 안정적으로 보상이 이루어지도록 적분이득을 부가하여 식(16)과 같이 보상값 C 를 결정한다.

$$\Delta q_m = \hat{q}_m - q_m = \Delta\theta_r (i_{sQ} \widehat{E}_{sQ} + i_{sD} \widehat{E}_{sD}) \quad (13)$$

$$\Delta\theta_r > 0 \text{ 이면, } K_{cp} \cdot \Delta\theta_r (i_{sQ} \widehat{E}_{sQ} + i_{sD} \widehat{E}_{sD}) < 0 \quad (14)$$

$$\Delta\theta_r < 0 \text{ 이면, } K_{cp} \cdot \Delta\theta_r (i_{sQ} \widehat{E}_{sQ} + i_{sD} \widehat{E}_{sD}) > 0 \quad (15)$$

$$C = (K_{cp} + \frac{K_{ci}}{p}) \cdot \Delta q_m \quad (16)$$

식(11)의 조건이 만족되는 경우, 식(4)의 오차방정식은 식(17)같이 나타내어지고,

$$\begin{aligned} \dot{e}_{sD} &= -\frac{R_s}{L_s} e_{sD} + \frac{K_E}{L_s} (\hat{\omega}_r - \omega) \sin \theta_r + k_1 e_{sD} \\ \dot{e}_{sQ} &= -\frac{R_s}{L_s} e_{sQ} - \frac{K_E}{L_s} (\hat{\omega}_r - \omega) \cos \theta_r + k_2 e_{sQ} \end{aligned} \quad (17)$$

식(16)으로부터 속도 추정오차가 안정적으로 보상되어지면, 식(18)로 나타내지며, 안정성을 확보하기 위해 식(19)를 만족하도록, k_1, k_2 를 설정하면, 식(18)의 오차는 0으로 수렴한다.

$$\begin{aligned} \dot{e}_{sD} &= -\left(\frac{R_s}{L_s} - k_1\right) e_{sD} \\ \dot{e}_{sQ} &= -\left(\frac{R_s}{L_s} - k_2\right) e_{sQ} \end{aligned} \quad (18)$$

$$k_1 < \frac{R_s}{L_s}, \quad k_2 < \frac{R_s}{L_s} \quad (19)$$

그림2는 제안된 추정 알고리즘에 대한 블록 다이어그램으로, 식(2)의 관측기로부터 선전류를 추정하고, 추정전류와 실제전류를 이용하여 실제 무효전력과 추정 무효전력을 식(7), (8) 으로부터 연산 후 무효전력 오차를 산출한다. 산출된 오차를 식(16)과 같이 비례 적분하여 식(6)의 보상값 C 를 결정하고, 식(6)으로부터 추정속도 $\hat{\omega}$ 를 산출한다.

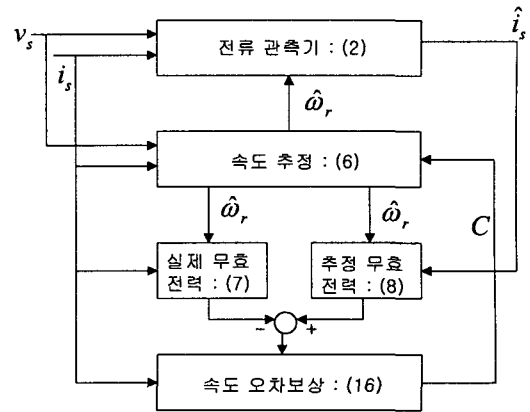


그림 2 순시무효전력을 이용한 속도 및 위치추정에 대한 블록 다이어그램

Fig. 2 The block diagram for the speed and position estimation using an instantaneous reactive power.

2.3 시스템의 구성

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

표 1 영구자석 전동기의 규격
Table 1 The specifications of the 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 ⁻⁴ [Kg · m ²]

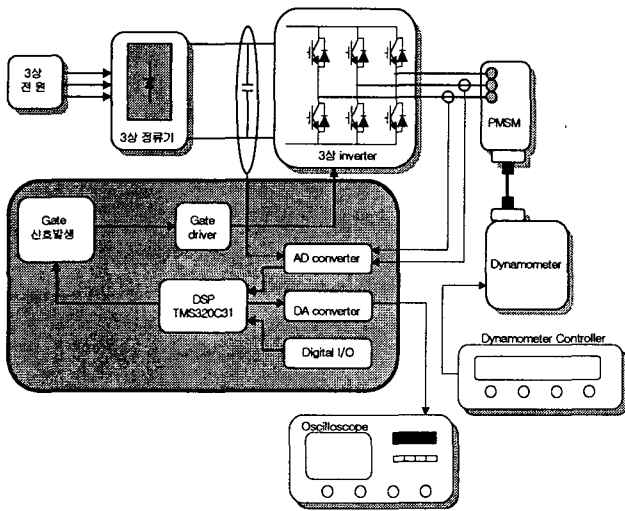


그림 3 영구자석 동기전동기 전체 구동 시스템.
Fig. 3 The overall PMSM drive system.

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)을 사용하였으며, 이를 구현하기 위한 전용 프로세서로 Analog devices사의 ADMC200을 사용하였다. 전류제어기로는 비간섭 PI 전류제어기를 사용하였다.

전류제어기의 전류제어를 위하여 전동기에 흐르는 3상 권선의 실제전류가 검출되어야 하며, 이를 위해 a상 및 b상 권선의 전류가 검출되고, c상 전류는 계산되어졌으며, 센서를 통하여 검출된 2상 전류 및 DC링크 전압은 160[μsec]의 샘플링 타임마다 A/D변환기를 거쳐 DSP로 입력된다. 하드웨어를 간략화하기 위해 인버터를 제외한 대부분의 알고리즘은 소프트웨어로 구성되어졌으며, 소프트웨어를 구현하기 위한 마이크로프로세서로 DSP를 사용하였다. 제안된 알고리즘에서 사용된 DSP소자는 고속 고정도 연산이 가능하며, 부동소수점처리가 가능한 TMS320C31을 사용하였으며, 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 측정 및 추정속도, 속도 추정오차 및 추정속도, 측정위치 및

추정위치를 나타내었으며, 속도에 대한 종축의 단위는 1000[rpm/div]이다. 그림5에서 속도 추정오차는 측정속도와 추정속도의 오차를 10배 한 후, D/A컨버터에 출력한 파형으로 최대값은 기동직후 약 100[rpm]이며, 이후 추정속도가 측정속도에 빠르게 수렴하는 것을 알 수 있으며, 속도가 정상상태에 이르기 전에 정확하게 속도를 추정하고 있음을 알 수 있다. 그림6은 정상상태에서 측정위치와 추정위치를 나타낸 파형으로 위치 추정오차가 거의 없음을 알 수 있다. 그림 7, 8은 실제 무효전력 및 추정 무효전력, 무효전력 오차 및 추정 무효전력을 보였으며, 그림8의 무효전력 오차는 실제 무효전력과 추정 무효전력을 5배한 후, D/A 컨버터를 통하여 출력한 파형으로 기동직후 무효전력 오차가 빠르게 0으로 수렴함을 알 수 있다. 실험 시 고정자 전류의 공간벡터는 회전자의 자속의 공간벡터에 수직이 되도록 인가되므로, 식(13)으로부터 무효전력오차는 회전자 자속에 수직인 토크전류와 속도기전력 그리고 위치 추정오차가 곱해진 값으로 나타내진다. 그림5와 8을 비교시 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 측정위치에 비해 앞서 있음을 나타내므로, 무효전력 오차를 비례 적분한 값은 현재 산출된 추정속도가 감소하도록 보상되어지며, 무효전력오차의 적분항은 속도추정오차가 0으로 수렴하도록 한다. 그림5의 속도 추정오차는 추정속도에 측정속도를 감한 후 출력한 파형으로 식(6)에 의해 발생하며, 기동직후 추정속도가 감소함을 알 수 있다.

그림 9~11은 500[rpm]에서, 측정 및 추정속도, 속도 추정오차 및 추정속도, 측정위치 및 추정위치를 나타내며, 속도에 대한 종축의 단위는 500[rpm/div]이다. 속도 추정오차는 측정속도와 추정속도의 오차를 10배 한 후, D/A컨버터에 출력한 파형이며, 최대값은 기동직후 약 100[rpm]으로 1500[rpm]과 비슷한 크기이다. 그림10으로부터 추정속도가 측정속도로 빠르게 수렴하는 것을 알 수 있으며, D/A변환기의 출력범위는 ±10V로 기동직후 속도오차가 D/A변환기 출력범위를 벗어나 D/A변환기가 포화되어 파형이 정·부로 크게 흔들리는 것을 알 수 있다. 그림 11을 통해 위치추정이 정확히 이루어지고 있음을 알 수 있다.

그림12, 13은 1500[rpm]에서 60%부하를 인가한 경우, 선전류 및 추정속도, 선 전류 및 선간 전압을 나타내었다. 그림 12는 기동 후 약 4~8[sec]에서 스텝부하를 인가한 경우로서, 부하증가 직후에는 속도가 감소하나 속도제어기와 전류제어기의 동작으로 전동기가 안정적으로 토크를 발생하여, 약2초 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 13은 부하인가 시 권선에 흐르는 전류를 검출한 파형과 이때 선간에 입력되는 전압을 나타내었다. 안정적인 정현파 형태의 전류파형은 추정위치가 측정위치를 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

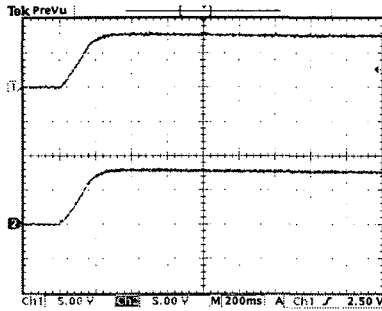


그림 4 무부하시 1500[rpm]에서 측정속도(상) 및 추정속도(하)
 Fig. 4 The real(upper) and estimated (lower) speed under no load when the PMSM is driven at 1500[rpm].

주파수에 해당하는 고주파 성분이 권선의 전류에 포함되어진 것을 알 수 있다. 그림 14, 15는 1000[rpm]에서 60% 부하를 인가한 경우, 선 전류 및 추정속도, 선 전류 및 선간 전압을 나타내었으며, 1500[rpm]에서처럼 부하변화에서도 속도를 매우 잘 추정함을 알 수 있다.

다음은 무부하시 정역운전 실험결과로 그림 16, 17은 1000[rpm]에서 -1000[rpm]으로 지령속도를 변화시킨 경우, 선 전류 및 추정속도, 측정위치 및 추정위치를 나타내었다. 그림 16에서 역 방향 지령값에 도달하는 시간은 약 0.28[sec]로 지령속도의 급격한 변화에도 불구하고, 속도추정이 매우 잘 되고 있음을 알 수 있으며, 전류 파형은 A/D 변환기로 검출된 전류를 D/A 변환기로 출력한 것이다. 그림 17에서는 속도가 급격히 변하는 과도상태에서도 위치추정이 잘 되고 있음을 알 수 있다. 그림 18, 19는 500[rpm]에서 -500[rpm]으로 지령속도를 변화시킨 경우, 선 전류 및 추정속도, 측정위치 및 추정위치를 나타내었다. 그림 18에서 역 방향 지령값에 도달하는 시간은 약 0.24[sec]로 1000[rpm]에서와 마찬가지로 급격한 속도변화에도 불구하고 속도추정이 매우 잘 되고 있으며, 이 때 위치 또한 안정적으로 추정되고 있음을 그림 19에 의해 알 수 있다.

마지막으로 저속(정격속도의 1.67%)인 50[rpm]에서의 실험결과를 그림 20~23에 나타내었다. 그림 20, 21은 무부하시 측정속도 및 추정속도, 측정위치 및 추정위치를 나타내었으며, 속도에 대한 종축의 단위는 50[rpm/div]이다. 그림 22, 23은 지령속도를 50[rpm]에서 -50[rpm]으로 변화시킨 경우 측정속도 및 추정속도, 측정위치 및 추정위치를 나타내었다. 측정속도를 계측하기 위해 사용한 incremental encoder는 1회전당 4096개의 펄스를 출력하는 두 신호가 90° 위상차로 출력되어진다. 카운터로 사용된 HCTL2020 소자는 이를 4채배하므로 1회전당 16384개의 펄스를 카운터한다. 50rpm으로 운전할 경우, 한 샘플주기인 160[μsec] 동안 약 2.18개의 펄스가 증가되어야 하며, 실험시 약간의 속도변동에 의해 한 샘플 주기동안 1~3개의 펄스만이 증가하므로, 그림 20과 그림 22에 보여진 측정속도에 대한 파형의 정밀도가 낮게 나타난다. 그림 20~23으로부터 저속에서도 위치 및 속도를 매우 안정적으로 추정하며, 속도가 급변하는 정역운전 시에도 양호한 추정 성능을 보임을 알 수 있다.

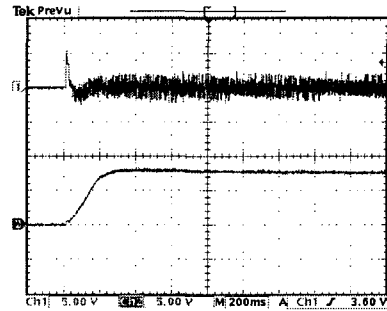


그림 5 무부하시 1500[rpm]에서 속도 추정오차(상) 및 추정속도(하)

Fig. 5 The speed estimation error(upper) and estimated speed(lower) under no load when the PMSM is driven at 1500[rpm].

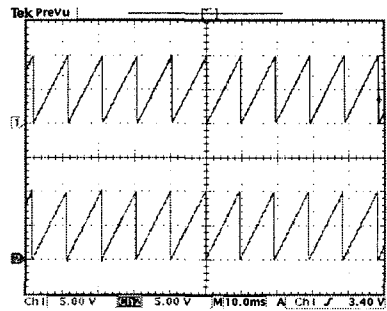
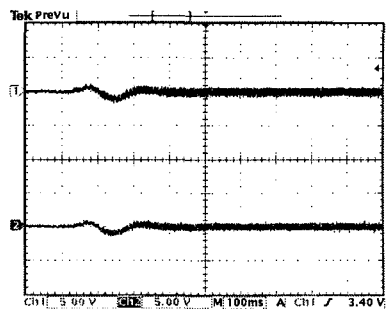


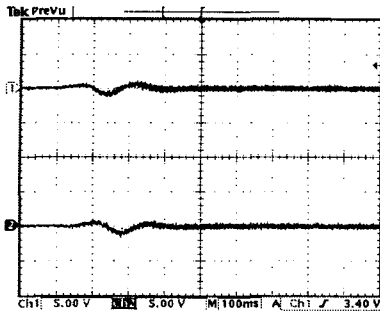
그림 6 무부하시 1500[rpm]에서 측정위치(상) 및 추정위치(하)
 Fig. 6 The real(upper) and estimated (lower) position under no load when the PMSM is driven at 1500[rpm].



(상 : 523.6VA/div, 하 : 523.6VA/div)

그림 7 무부하시 1500[rpm]에서 실제무효전력(상) 및 추정무효전력(하)

Fig. 7 The real(upper) and estimated (lower) reactive power under no load when the PMSM is driven at 1500[rpm].



(상 : 523.6VA/div, 하 : 104.72VA/div)

그림 8 무부하시 1500[rpm]에서 무효전력오차(상) 및 추정무효전력(하)

Fig. 8 The reactive power estimation error(upper) and estimated reactive power(lower) under no load when the PMSM is driven at 1500[rpm].

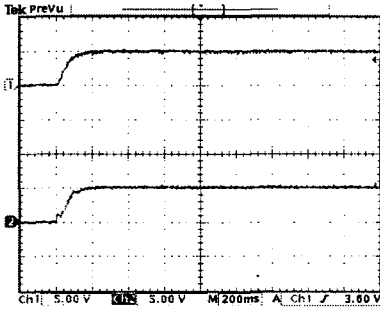


그림 9 무부하시 500[rpm]에서 측정속도(상) 및 추정속도(하)
Fig. 9 The real(upper) and estimated speed (lower) under no load when the speed is driven at 500[rpm].

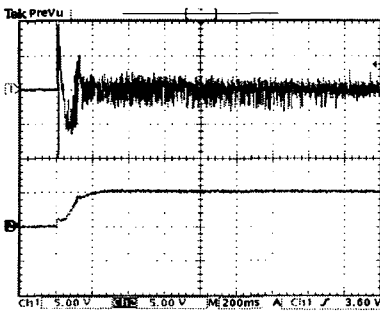


그림 10 무부하시 500[rpm]에서 속도 추정오차(상) 및 추정속도(하)

Fig. 10 The speed estimation error (upper) and estimated speed(lower) under no load when the PMSM is driven at 500[rpm].

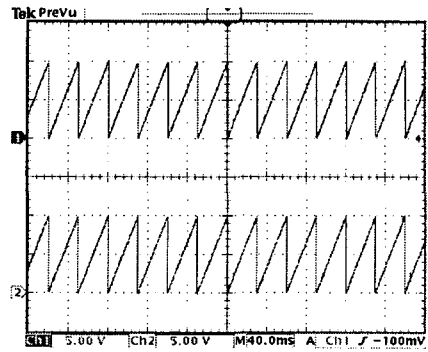


그림 11 무부하시 500[rpm]에서 측정위치(상) 및 추정위치(하)
Fig. 11 The real(upper) and estimated (lower) position under no load when the PMSM is driven at 500[rpm].

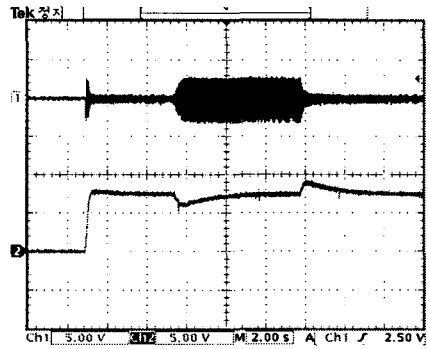


그림 12 부하변화시 1500[rpm]에서 선 전류(상) 및 추정속도(하)
Fig. 12 The line current(upper) and estimated speed (lower) at 1500[rpm] when the load is changed from 0% to 60% and return to 0%.

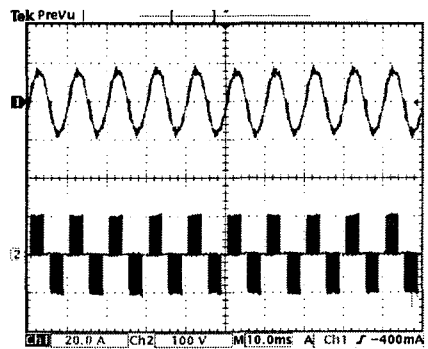


그림 13 부하인가시 1500[rpm]에서 선 전류(상) 및 선간전압(하)
Fig. 13 The line current(upper) and line-to-line voltage (lower) under 60% load when the PMSM is driven at 1500[rpm].

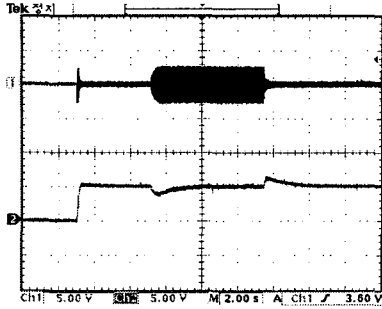


그림 14 부하변화시 1000[rpm]에서 선 전류(상) 및 추정속도(하)

Fig. 14 The line current(upper) and estimated speed (lower) at 1000[rpm] when the load is changed from 0% to 60% and return to 0%.

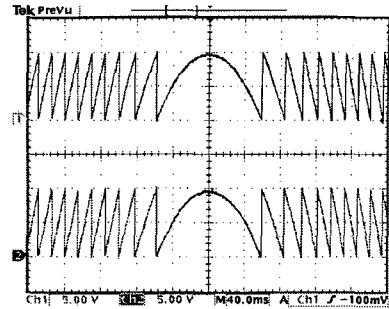


그림 17 1000[rpm] 에서 -1000[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 측정위치(상) 및 추정위치(하)

Fig. 17 The real (upper) and estimated (lower) position under no load when the speed is reversed from 1000[rpm] to -1000[rpm].

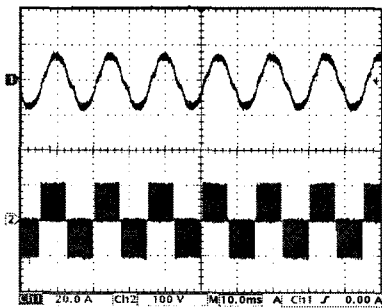


그림 15 부하인가시 1000[rpm]에서 선 전류(상) 및 선간전압(하)

Fig. 15 The line current(upper) and line-to-line voltage (lower) under 60% load when the PMSM is driven at 1000[rpm].

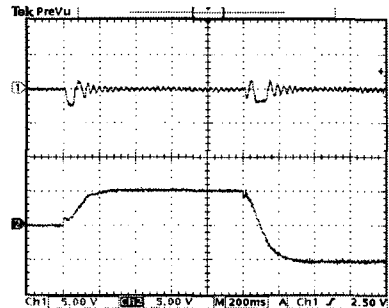


그림 18 500[rpm] 에서 -500[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 선 전류(상) 및 추정속도(하)

Fig. 18 The line current(upper) and estimated speed (lower) under no load when the speed is reversed from 500[rpm] to -500 [rpm].

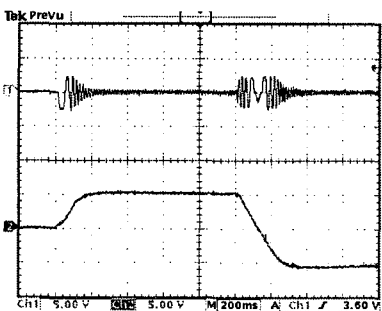


그림 16 1000[rpm] 에서 -1000[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 선 전류(상) 및 추정속도(하)

Fig. 16 The line current(upper) and estimated speed (lower) under no load when the speed is reversed from 1000[rpm] to -1000[rpm].

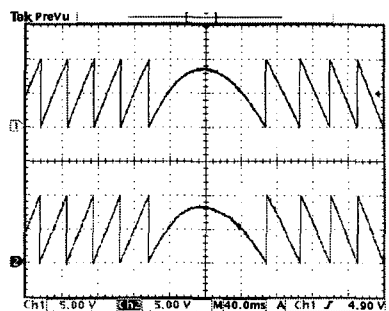


그림 19 500[rpm]에서 -500[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 측정위치(상) 및 추정위치(하)

Fig. 19 The real (upper) and estimated (lower) position under no load when the speed is reversed from 500[rpm] to -500[rpm].

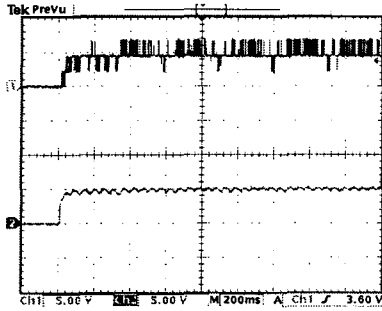


그림 20 무부하시 50[rpm]에서 측정속도(상) 및 추정속도(하)
 Fig. 20 The real(upper) and estimated (lower) speed under no load when the PMSM is driven at 50[rpm].

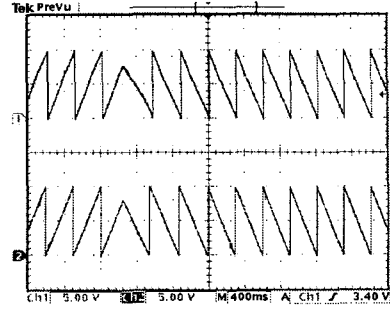


그림 23 50[rpm]에서 -50[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 측정위치(상) 및 추정위치(하)

Fig. 23 The real(upper) and estimated (lower) speed at no load when the speed is reversed from 50[rpm] to -50[rpm].

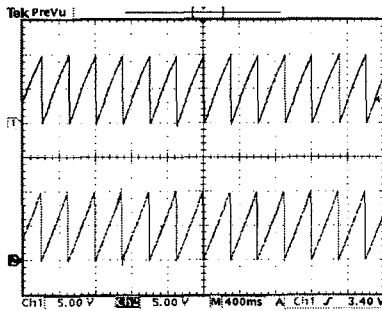


그림 21 무부하시 50[rpm]에서 측정위치(상) 및 추정위치(하)
 Fig. 21 The real(upper) and estimated (lower) position under no load when the PMSM is driven at 50[rpm].

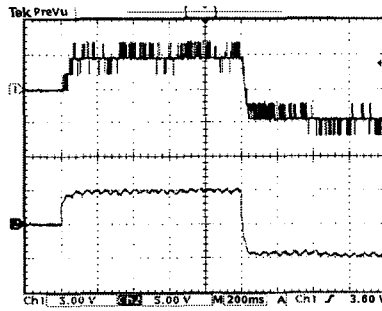


그림 22 50[rpm]에서 -50[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 측정속도(상) 및 추정속도(하)

Fig. 22 The real(upper) and estimated (lower) speed under no load when the speed is reversed from 50[rpm] to -50[rpm].

3. 결론

본 논문에서는 순시무효전력을 이용한 영구자석 동기전동기의 속도 및 위치추정 알고리즘을 제안하였으며, 알고리즘의 타당성을 실험을 통하여 증명하였다. 1500[rpm]에서 저속인 50[rpm](정격속도의 1.67%)까지 다양한 속도영역에서 속도 및 위치추정이 정확히 수행되고 있음을 알 수 있으며, 운전중 60[%]의 갑작스런 스텝부하의 증가 및 감소에도 견실하게 동작하고, 기동직후 속도추정오차는 속도와 지령속도의 오차에 비해 매우 빠르게 수렴한다. 이러한 실험결과는 제안한 위치추정 알고리즘이 정상상태뿐만 아니라, 속도가 급변하는 과도상태에서도 전동기의 속도 및 위치를 매우 안정적으로 추정하며, 부하변화에도 견실하게 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 속도 추정 알고리즘을 설계시 전동기의 전압방정식과 순시무효전력만이 사용되므로, 운동방정식을 사용할 경우 발생하는 문제점이 해결될 수 있다.

감사의 글

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

참고 문헌

[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.
- [5] T. Furuishi, 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] Young-Seok Kim, Jun-Young Ahn, Wan-Sik you, Kyu-Min Cho, "A speed sensorless vector control for brushless DC motor using binary observer",in Proc. IECON'96, vol.3, pp.1746-1751, Aug. 1996.



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 : cykhanmail@hanmail.net



김 영 석(金 榮 石)

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

전화 : 032-860-7397

팩스 : 032-863-5822

E-mail : Youngsk@inha.ac.kr



전 병 호(全 炳 浩)

1975년 9월15일 생. 2001년 2월 인하대 전기공학과 졸업. 현재 동 대학원 석사과정.

전화 : 032-860-7397

팩스 : 032-863-5822

E-mail : battlelord@orgio.net