

약계자 영역에서의 순시무효전력을 이용한 PMSM의 센서리스 제어

論 文

54B-2-4

Sensorless Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor based on an Instantaneous Reactive Power in the Field-Weakening Region

李正欽[†] · 金榮石^{*} · 崔陽光^{**}

(Jeong-Hum Lee · Young-Seok Kim · Yang-Kwang Choi)

Abstract - This paper presents the position sensorless vector control of a cylindrical permanent magnet synchronous motor(PMSM) in the field weakening region. The position sensorless algorithm using an instantaneous reactive power of the PMSM is proposed. An instantaneous reactive power can be obtained from the vector product of rotor currents and back emf of the PMSM. Back emf includes the information of rotor speed. So the estimated speed can be yielded from the voltage equation of the PMSM. In other words, the estimated speed is compensated by using an instantaneous reactive power. To extend the speed range of the PMSM in the constant horsepower region, the field weakening control is applied. The proposed algorithm is not affected by mechanical motor parameters because the mechanical equation is not used. The effectiveness of the proposed algorithm is verified by the experimental results.

Key Words : PMSM, Sensorless Control, Field-Weakening Control, Instantaneous Reactive Power

1. 서 론

원통형 영구자석 동기전동기는 단위 무게당 토크 비율 및 효율이 다른 전동기에 비해 높다는 장점을 가지고 있어 산업응용분야에 폭 넓게 사용되고 있다. 원통형 영구자석 동기전동기는 회전자에 부착되어진 영구자석으로부터 자속을 공급받기 때문에 백터제어를 위해서는 항상 회전자의 정확한 위치 정보를 알아야한다. 이런 위치 정보를 얻기 위해서는 레졸버(Resolver)나 절대 엔코더(Absolute Encoder)등의 위치검출기를 전동기의 축에 부착하여야 한다. 그러나 위치검출기는 일반적으로 가격이 고가일 뿐만 아니라 별도의 복잡한 하드웨어가 제어기에 구성되어야하는 단점이 있다. 또한 진동 및 습도 등의 주위환경에 대한 영향을 많이 받기 때문에 사용환경에 제한을 받는다. 이외에도 위치검출기를 전동기의 축에 부착함으로써 인한 전동기의 크기와 관성의 증대 등의 문제가 발생하게 된다. 따라서 원통형 영구자석 동기전동기의 제어상 큰 문제점인 위치 센서를 사용하지 않고 간접적으로 회전자의 위치를 얻고자하는 센서리스 제어에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다[1~4]. 그리고 원통형 영구자석 동기전동기는 정격속도 이상이나 DC링크 전압이 작은 특수한 상황에서 약계자 제어가 요구된다. 이러한 원통형 영구자석 동기전동기의 약계자 제어 방법에는 전동기의 제정수와 전류, 전압들로부터 각 순시치마다 최적의 제

어 위치를 연산하여 실시간으로 필요한 전압을 발생시켜 제어하는 토크 최적제어 방법[5]과 전동기의 제정수로부터 계자 전류 지령치를 미리 계산하여 그 값이 전동기에서 확보되도록 전류 제어를 실시하는 직접제어 방법[6]과 전동기의 제정수를 이용하지 않고 전압, 전류등의 변수들로부터 계자 전류의 지령치를 만들어 제어하는 간접제어 방법이 있다. 이 간접제어 방법에는 전류값을 이용한 전류제어 방법과 전압값을 이용한 전압제어 방법이 있다[7,8]. 그러나 이러한 약계자 제어가 센서리스 알고리즘에 적용된 사례는 거의 없다.

위에서 언급한 약계자 제어 방법중 직접제어 방법은 전동기 제정수로부터 연산에 의해 계자 전류를 제어하기 때문에 제정수의 변동에 매우 민감하다. 또한, 간접제어 방법의 전류제어 방법은 실제 토크 전류와 지령 토크 전류의 오차를 이용한 방법으로 파라미터의 변동에 영향을 받지 않으나 부하의 변동시 직축전류 지령에 민감한 응답을 보여 제어에 불안정을 초래할 수 있다. 본 논문에서는 간접 제어 방법의 전압 제어 방법을 순시무효전력을 이용한 센서리스 알고리즘[9]에 적용하였다. 이 방법은 약계자 영역 즉 정격속도 이상의 속도제어시 전압의 부족현상이 발생하고 이 부족분 전압에 해당하는 직축 전류를 계자 자속의 반대 방향으로 주입함으로써 횡축 전압에 여유를 확보하는 방법으로 제정수의 변동에 영향을 받지 않는다. 본 논문에서 제안한 알고리즘의 타당성은 실험을 통해 증명하였다.

† 교신저자, 學生會員: 인하대학교 전기공학과 석사과정

E-mail : yjhum@hanmail.net

正 會 員 : 인하대학교 전기공학교 교수

正 會 員 : 인하대학교 전기공학교 박사과정

接受日字 : 2004年 9月 19日

最終完了 : 2004年 11月 29日

2. 순시무효전력을 이용한 센서리스제어 알고리즘

2.1 전류 관측기의 구성

고정자 좌표계에서 영구자석 동기전동기의 전압방정식은

식(1)과 같이 나타내어지며,

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

여기서, v_{sD} : 고정자 좌표계의 D축 입력전압,

v_{sQ} : 고정자 좌표계의 Q축 입력전압,

i_{sD} : D축 전류, i_{sQ} : Q축 전류,

ω_r : 회전자 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.

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

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

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

$$\hat{e}_{sD} = -\frac{R_s}{L_s} e_{sD} + \frac{K_E}{L_s} (\hat{\omega}_r \sin \hat{\theta}_r - \omega_r \sin \theta_r) + k_1 e_{sD}$$

$$\hat{e}_{sQ} = -\frac{R_s}{L_s} e_{sQ} - \frac{K_E}{L_s} (\hat{\omega}_r \cos \hat{\theta}_r - \omega_r \cos \theta_r) + k_2 e_{sQ}$$

(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 다음절에 나타냈다.

2.2 순시무효전력을 이용한 추정속도오차 보상

회전자 좌표계에서 영구자석 동기전동기의 전압방정식은 식(5)와 같으며, 회전자 속도는 식(6)와 같이 산출 가능하다.

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

여기서, v_{sd} : 회전자 좌표계의 d축 입력전압

v_{sq} : 회전자 좌표계의 q축 입력전압

i_{sd} : 회전자 좌표계의 d축 전류

i_{sq} : 회전자 좌표계의 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[9].

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

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

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

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.

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

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

회전자 좌표계에서 실제전류 i_s 에 대해 추정전류 \hat{i}_s 가 그림1과 같이 실제 순시 무효전력에 대해 $\Delta\theta_r$ 만큼 벗어나 있다면, 식(8), (9)는 식(10), (11)같이 나타낼 수 있다.

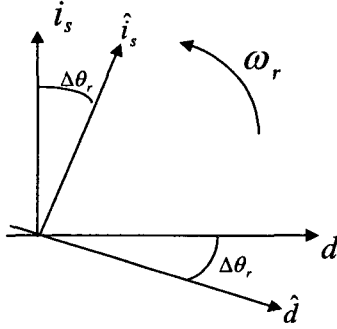


그림 1. 실제 및 추정전류에 대한 위치추정오차
Fig. 1. Position estimation error for the real and estimated currents.

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

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

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)와 같이 위치오차에 대한 정보를 포함한 식으로 나타난다. 추정전류가 실제전류보다 앞선 경우를 $\Delta\theta_r > 0$ 라고 하면, 속도오차에 대한 보상값을 결정하기 위해 식(15), (16)의 조건이 만족되도록 K_{cp} 를 결정하고, 안정적으로 보상이 이루어지도록 적분이득을 부가하여 다음과 같이 보상값 C 를 결정한다.

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

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

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

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

여기서, K_{cp} , K_{ci} : 상수

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

$$\begin{aligned} \bar{e}_{sD} &= -\frac{R_s}{L_s} e_{sD} + \frac{K_E}{L_s} (\hat{\omega}_r - \omega_r) \sin \theta_r + k_1 e_{sD} \\ \bar{e}_{sQ} &= -\frac{R_s}{L_s} e_{sQ} - \frac{K_E}{L_s} (\hat{\omega}_r - \omega_r) \cos \theta_r + k_2 e_{sQ} \end{aligned} \quad (18)$$

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.

$$\begin{aligned} \bar{e}_{sD} &= -\left(\frac{R_s}{L_s} - k_1 \right) e_{sD} \\ \bar{e}_{sQ} &= -\left(\frac{R_s}{L_s} - k_2 \right) e_{sQ} \end{aligned} \quad (19)$$

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

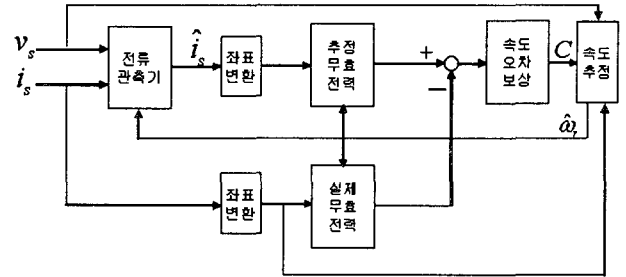


그림 2 제안된 순시무효전력을 이용한 위치추정알고리즘.
Fig. 2. Algorithm for speed and position estimation using the instantaneous reactive power.

그림2는 제안된 추정 알고리즘에 대한 블록 다이어그램을 나타낸 것으로, 전류관측기로부터 선정류를 추정하고, 추정전류와 실제 전류를 좌표변환한 후 실제무효전력과 추정무효전력을 산출하고 이 산출 무효전력오차를 식(17)과 같이 비례적분하여 보상값 C 를 결정한다. 이 보상값 C 를 이용해 추정속도를 산출한다.

3. 약계자 제어 알고리즘

저속에서 식(5)의 속도기전력 항은 작으며, PMSM의 정격전압에 해당하는 DC-link전압은 토크전류를 제어하기에 충분하나 회전자의 속도가 증가할 경우 토크전류를 제어하기 위한 전압의 여유분은 감소되어진다. 따라서, 약계자 제어 알고리즘을 사용하지 않고 정격 입력전압에 해당하는 회전자 정격속도 이상으로 PMSM을 동작시키는 것은 불가능하다[10].

인버터가 PMSM에 공급할 수 있는 최대전압 V_{smax} 는 DC-link 전압에 의해 제한되어지며, 이는 PMSM의 정격전압에 의해 결정되어진다. 그리고 I_{smax} 는 인버터와 PMSM의 정격전류에 의해 결정되는 값이다. 이러한 경우 PMSM의 전압 및 전류는 다음의 제한 조건을 만족해야한다.

$$v_{sd}^2 + v_{sq}^2 \leq V_{smax}^2 \quad (21)$$

$$i_{sd}^2 + i_{sq}^2 \leq I_{smax}^2 \quad (22)$$

PMSM이 고속에서 운전될 때, 식(5)에서 저항에 의한 전압강하는 속도를 포함한 항에 비해 매우 작으므로 무시될 수 있고, 정상상태에서 동작한다면, 다음의 식(23)과 같이 나타내진다.

$$\begin{aligned} v_{sd} &= -\omega_r L_s i_{sq} \\ v_{sq} &= \omega_r L_s i_{sd} + K_E \omega_r \end{aligned} \quad (23)$$

식(21)과 (23)으로부터, i_{sd} 와 i_{sq} 는 다음의 조건을 만족해야 한다.

$$\left(i_{sd} + \frac{K_E}{L_s}\right)^2 + i_{sq}^2 \leq \left(\frac{V_{smax}}{\omega_r L_s}\right)^2 \quad (24)$$

식(24)의 부등식은 그림3에 보여진 것처럼 반경이 $v_{smax}/\omega_r L_s$ 이고 중심이 $(-K_E/L_s, 0)$ 인 원의 내부를 나타내며, 식(24)로부터 속도가 증가할수록 부등식의 제한치가 감소되어지는 것을 알 수 있다. 식(21)과 (22)의 두 조건을 만족하는 고정자 전류는 전류제한에 의한 원과 전압 제한에 의한 원의 내부에 존재해야만 한다.

정토크 운전영역의 최대속도가 ω_1 이면, 고정자 전류는 I_{smax} 에 의해 제한되어지며, ω_1 이상의 속도 즉 약계자 제어 영역에서 최대토크는 A에서 B로 이동한다. PMSM이 ω_1 보다 높은 속도에서 운전되기 위해서는 정격전압이상의 입력이 요구되어진다. 그러나 정격전압에서 d축전류 i_{sd} 가 회전자 자속을 감소시키는 방향으로 주입된다면, PMSM은 ω_1 보다 더 높은 속도에서 운전되어질 수 있다[8].

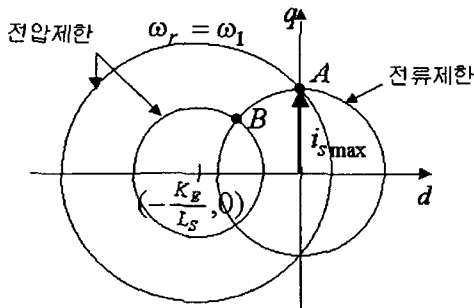


그림 3. 약계자 제어시 전류 및 전압제한조건에 의한 전류제한 궤적

Fig. 3. Voltage and current limit circle of the cylindrical PMSM in the Field Weakening Region

그림4는 약계자 제어 알고리즘의 블록도이다. 약계자 제어 영역은 전압이 부족해지기 쉬운 영역으로 이 전압 부족현

상은 전류제어기의 출력부분인 전압 지령 부분에 나타난다. 즉, 입력전압 지령이 V_{smax} 를 초과한다면 제어기는 V_{smax} 와 입력전압 지령의 에러를 감지하고, 회전자 자속이 감소되는 방향으로 i_{sd} 를 주입한다. 전체 지령전류 i_s^* ($=\sqrt{i_{sd}^{*2} + i_{sq}^{*2}}$)가 전류제한치 I_{smax} 를 넘지않도록 i_{sqmax} 가 연산되어지며, 이는 속도 제어기에서 토크 지령전류의 제한치로서 사용된다.

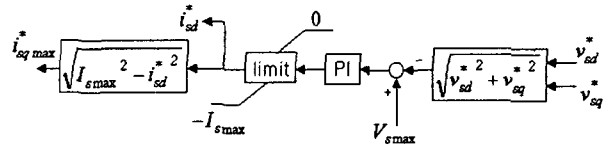


그림 4. 약계자 제어 알고리즘

Fig. 4. Block diagram of the Field Weakening control

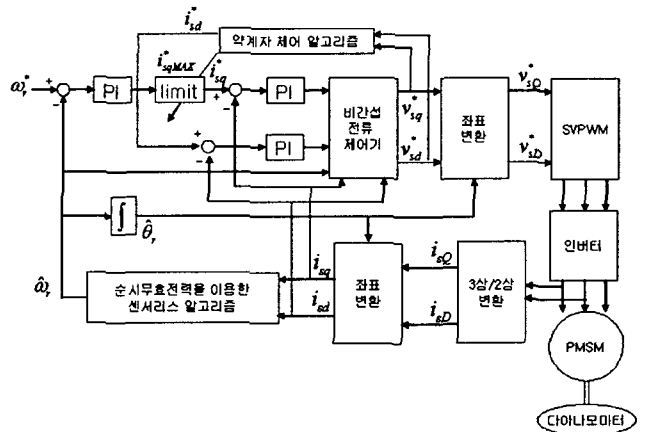


그림 5. 약계자 제어 알고리즘을 적용한 순시무효전력을 이용한 센서리스 제어 알고리즘

Fig. 5. Sensorless speed Control Algorithm of a PMSM based on an Instantaneous Reactive Power in the Field Weakening Region

그림5는 순시무효전력을 이용한 센서리스 알고리즘에 약계자 제어 알고리즘을 적용한 전체 알고리즘의 블록 다이어그램이다.

4. 시스템 구성 및 실험결과

4.1 시스템 구성

본 논문에서는 영구자석 동기전동기의 센서리스 제어를 위해 영구자석 동기전동기, 인버터, 제어기 그리고 부하인가와 측정을 위해 사용된 dynamometer를 그림 6와 같이 구성하였으며, 실험에 사용된 영구자석 동기전동기의 사양은 표1과 같다.

표 1. 영구자석 동기전동기의 규격

Table 1. Specification of PMSM

정격용량	1.8 [kw]	고정자 저항	0.22 [Ω]
정격토크	5.84 [N·m]	고정자 인덕턴스	0.88 [mH]
정격속도	3000 [rpm]	역기전력 상수	0.0522 [V/r/min]
극수	8극	관성 계수	18.6×10^{-4} [Kg·m ²]

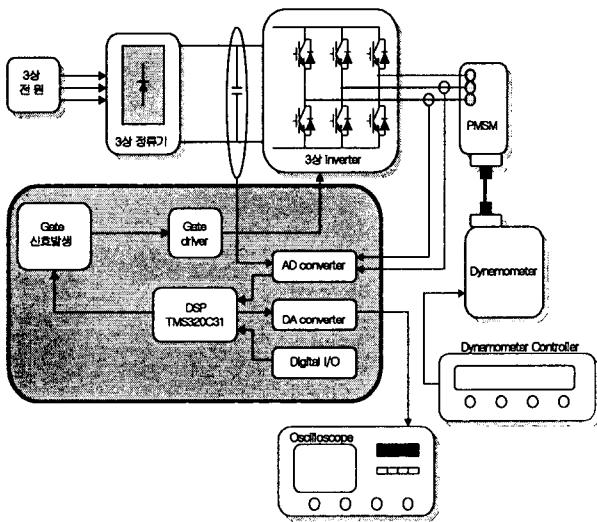


그림 6. 영구자석 동기전동기 전체 구동 시스템.

Fig. 6. 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. 전류제어기는 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. 하

드웨어를 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.

4.2 실험 결과

본 논문에서는 제안된 알고리즘의 타당성을 증명하기 위하여 다음의 실험을 수행하였다.

먼저 그림7~12는 정격속도가 3000[rpm]이고 최대속도가 3500[rpm]인 원통형 영구자석 동기전동기의 무부하 실험 파형을 나타낸다. 그림7~9는 3450[rpm]에서 실제속도 및 추정속도, 실제위치 및 추정위치, 추정속도 및 d축전류를 나타냈으며 속도에 대한 종축의 단위는 2000[rpm/div]이다. 그림 8은 정상상태에서의 실제위치와 추정위치를 나타낸 파형으로 위치 추정이 정확하게 이루어지고 있음을 알 수 있다. 그림 9는 3450[rpm]에서의 추정속도 및 d축전류를 나타낸 파형으로 정격속도 이상에서 d축 전류가 음의 값으로 주입됨을 알 수 있다. 이것은 고속영역에서 약계자 제어가 정확히 수행되고 있음을 나타낸다. 그림 10~11은 3450[rpm]에서 -3450[rpm]으로의 정역운전시 실제속도 및 추정속도, 실제위치 및 추정위치 파형으로 급변하는 속도에서도 속도 및 위치 추정이 정확하게 이루어지고 있음을 알 수 있다. 그림 12는 3450[rpm]에서 -3450[rpm]으로의 정역운전시의 추정속도와 d축전류 파형으로 정격속도 이상에서는 d축전류가 음의 값으로 주입되며, 이는 회전자 자속을 감소시켜 속도 기전력을 감소시킨다. 또한 역방향으로 속도가 변화하는 부분에서 d축 전류가 줄었다가 다시 약계자 영역에서 주입되어짐을 알 수 있다.

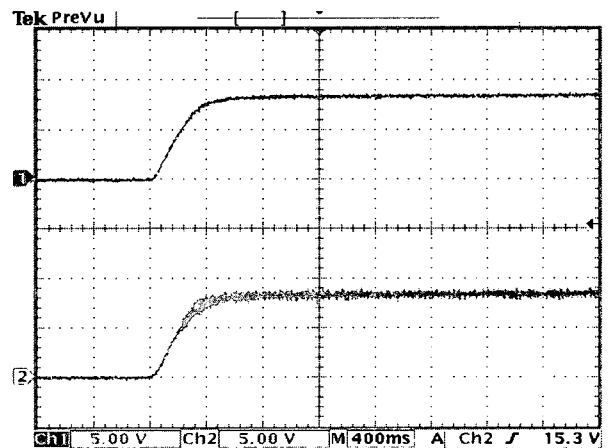


그림 7. 무부하시 3450[rpm]에서 실제속도(상) 및 추정속도(하)

Fig. 7. Actual(upper) and estimated(lower) speed when the PMSM is driven at 3450[rpm] with no load

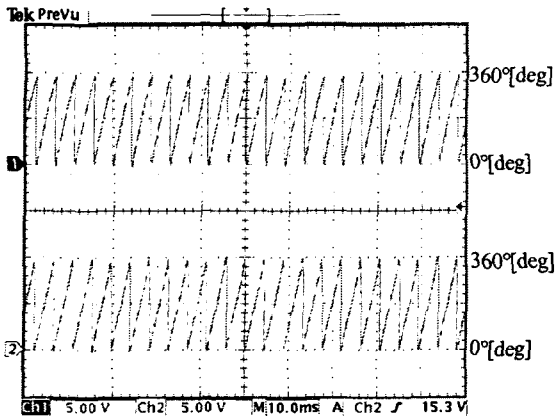


그림 8. 무부하시 3450[rpm]에서 실제위치(상) 및 추정위치(하)
 Fig. 8. Actual(upper) and estimated(lower) position when the PMSM is driven at 3450[rpm] with no load

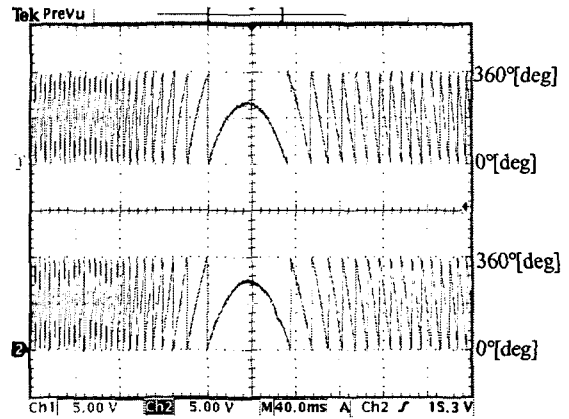
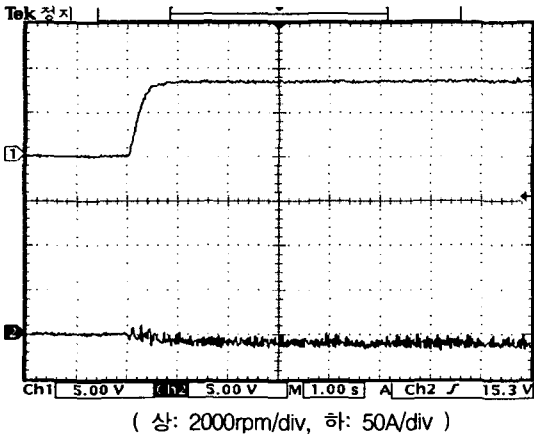
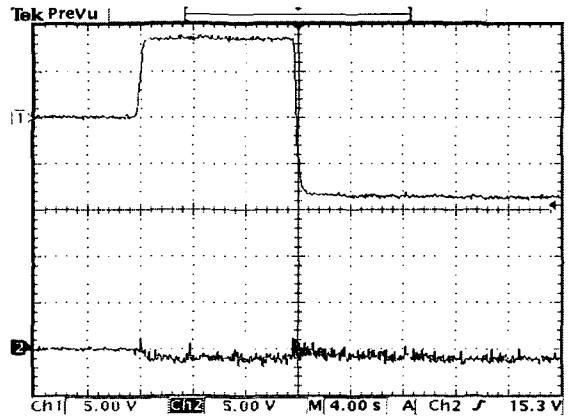


그림 11. 3450[rpm]에서 -3450[rpm]으로 무부하 정역운전시 실제위치(상) 및 추정위치(하)
 Fig. 11. Actual(upper) and estimated(lower) position when the speed is reserved from 3450[rpm] to -3450[rpm] with no load.



(상: 2000rpm/div, 하: 50A/div)
 그림 9. 무부하시 3450[rpm]에서 추정속도(상) 및 d축전류(하)
 Fig. 9. Estimated speed(upper) and d-axis current(lower) when the PMSM is driven at 3450[rpm] with no load



(상: 2000rpm/div, 하: 50A/div)
 그림 12. 3450[rpm]에서 -3450[rpm]으로 무부하 정역운전시 추정속도(상) 및 d축전류(하)
 Fig. 12. Estimated speed(upper) and d-axis current(lower) when the speed is reserved from 3450[rpm] to -3450[rpm] with no load.

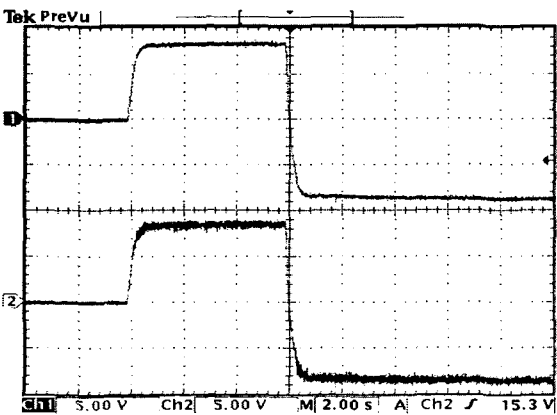


그림 10. 3450[rpm]에서 -3450[rpm]으로 무부하 정역운전시 실제속도(상) 및 추정속도(하)
 Fig. 10. Actual(upper) and estimated(lower) speed when the speed is reserved from 3450[rpm] to -3450[rpm] with no load.

그림 13~25는 3200~3400[rpm]에서의 부하실험 파형을 나타낸다. 그림 13~17은 3200[rpm]에서 25%의 부하인가시 실험 파형을 나타낸다. 그림 13는 기동후 약 4~12[sec]에서 스텝부하를 인가한 경우로서 부하인가 직후에는 속도가 감소하나 속도제어기와 전류제어기의 동작으로 전동기가 안정적으로 토크를 발생하여 약 3초후 정상상태에 도달하였으며 부하감소시에도 급히 속도가 정상상태에 도달하였다.

표 2는 그림 13와 같이 정상상태 부하인가시의 d축 및 q축전류의 변화를 보여준다. 이것은 그림4에서 나타난 것과 같이 전체지령전류 $i_s^* (= \sqrt{i_{sd}^{*2} + i_{sq}^{*2}})$ 가 전류 제한치 I_{smax} 를 넘지않도록 i_{sqmax} 가 연산되어지고 있다는 것을 보여준다. 표2의 3200[rpm]의 경우 전체전류 $i_s (= \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2})$ 가 무부하시에는 전류제한치인 I_{smax} 보다 작은 값이지만 정격토크의 약 25%인 1.5Nm의 부하인

가서 $i_s(18.26[A]) \approx I_{smax}(18.38[A])$ 가 됨을 알 수 있다. 이것은 약계자 제어 영역에서의 정상상태 부하인가시에도 그림4의 알고리즘이 안정적으로 토크를 잘 발생하고 있음을 나타낸다. 또한 표2를 통해 속도가 증가함에 따라 음의 값으로 주입되는 d축 전류값이 증가하고 이로 인해 발생할 수 있는 최대 토크 전류는 감소함을 알 수 있다. 그림14와 15는 25%의 부하를 인가하고 3200[rpm]으로 기동시의 실제속도 및 추정속도, 실제위치 및 추정위치 파형으로 부하인가 기동시에도 속도 및 위치 추정이 잘 수행되고 있음을 나타낸다. 그림 16와 17은 정상상태에서 25%의 부하를 인가하고 지령속도를 3200[rpm]에서 -3200[rpm]으로 변화시킨 경우 선전류 및 추정속도, 실제위치 및 추정위치를 나타내었으며, 속도에 대한 종축의 단위는 2000[rpm/div]이다. 이것은 부하와 속도가 급변하는 상황에서도 약계자 제어와 속도 및 위치 추정이 정확하게 이루어짐을 나타낸다. 그림 18~25는 3300[rpm]과 3400[rpm]에서 각각 15%, 10%의 부하를 인가하고 기동시와 정역운전시 실제속도 및 추정속도, 선전류 및 추정속도, 실제위치 및 추정위치 파형을 나타낸다. 이것은 약계자 제어 영역의 다양한 속도에서 약계자 제어와 센서리스 제어가 안정적으로 수행되고 있음을 보여준다.

표 2. 속도별 정상상태에서 부하인가시 d축 및 q축 전류 변화

Table 2. d-axis and q-axis current when the load is changed

속도	무부하		부하		
	q축 전류[A]	d축 전류[A]	크기 [Nm]	q축 전류[A]	d축 전류[A]
3200 rpm	4.8	-2.6	1.5	16.7	-7.4
3300 rpm	8.4	-4.8	0.9	15.9	-8.4
3400 rpm	12.7	-9.5	0.6	15	-10

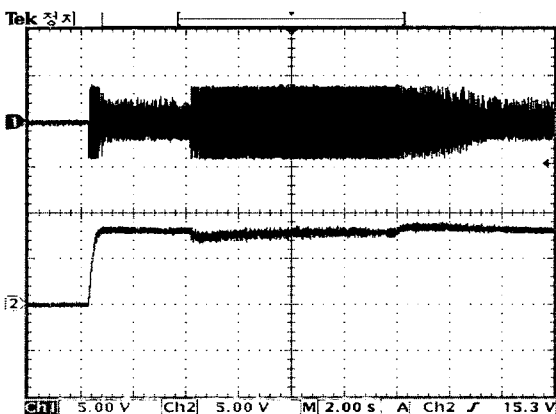


그림 13. 3200[rpm]에서 25% 부하인가시 선전류(상) 및 추정속도(하)

Fig. 13. Line current(upper) and estimated speed(lower) at 3200[rpm] when the load is changed from 0% to 25% and return to 0%.

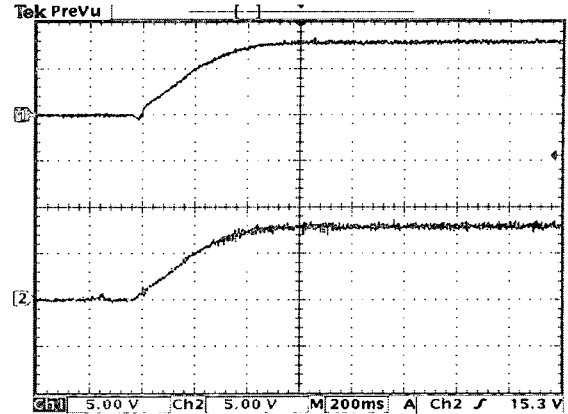


그림 14. 3200[rpm]에서 25%부하 기동시 실제속도(상) 및 추정속도(하)

Fig. 14. Actual(upper) and estimated(lower) speed when the PMSM starts from 0[rpm] to 3200[rpm] with 25% load

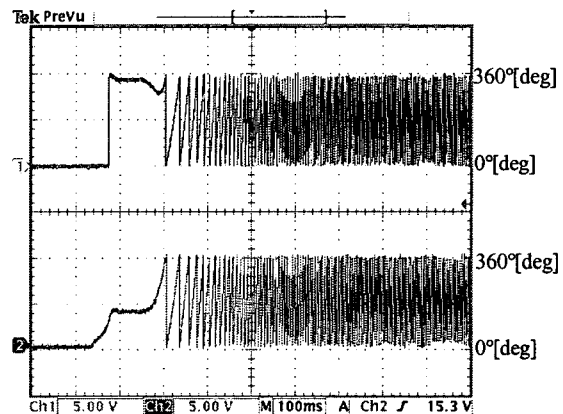


그림 15. 3200[rpm]에서 25%부하 기동시 실제위치(상) 및 추정위치(하)

Fig. 15. Actual(upper) and estimated(lower) position when the PMSM starts from 0[rpm] to 3200[rpm] with 25% load

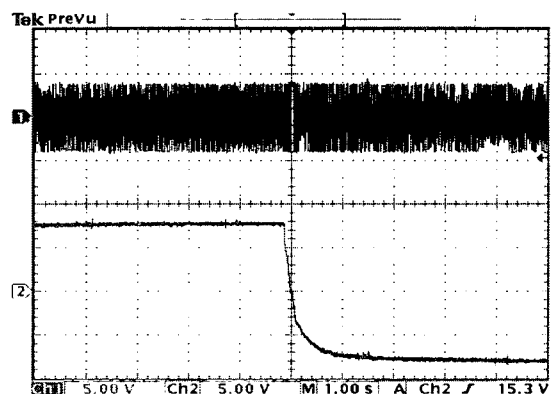


그림 16. 3200[rpm]에서 -3200[rpm]으로 25%부하 정역운전시 선전류(상) 및 추정속도(하)

Fig. 16. Line current(upper) and estimated speed (lower) when the speed is reversed from 3200[rpm] to -3200[rpm] with 25% load.

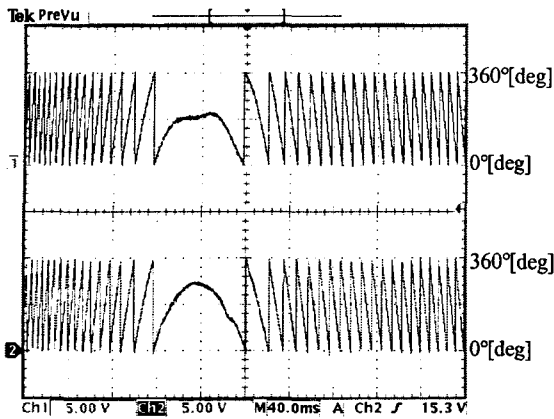


그림 17. 3200[rpm]에서 -3200[rpm]으로 25%부하 정역운전시 실제위치(상) 및 추정위치(하)
 Fig. 17. Actual(upper) and estimated(lower) position when the speed is reserved from 3200[rpm] to -3200[rpm] with 25% load.

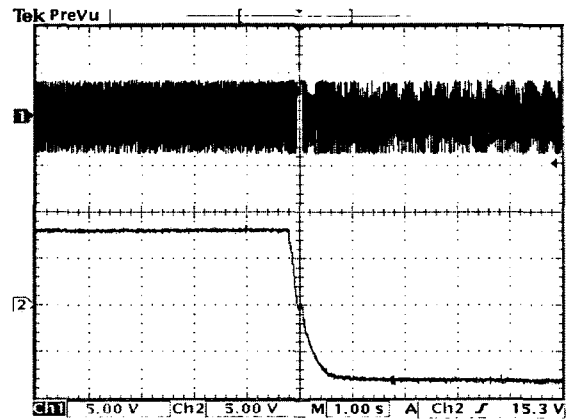


그림 20. 3300[rpm]에서 -3300[rpm]으로 15%부하 정역운전시 선전류(상) 및 추정속도(하)
 Fig. 20. Line current(upper) and estimated speed (lower) when the speed is reserved from 3300[rpm] to -3300[rpm] with 15% load.

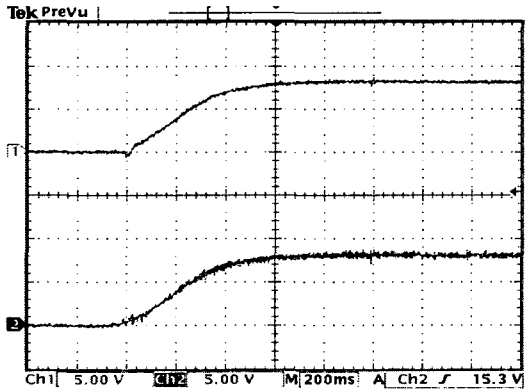


그림 18. 3300[rpm]에서 15%부하 기동시 실제속도(상) 및 추정속도(하)
 Fig. 18. Actual(upper) and estimated(lower) speed when the PMSM starts from 0[rpm] to 3300[rpm] with 15% load

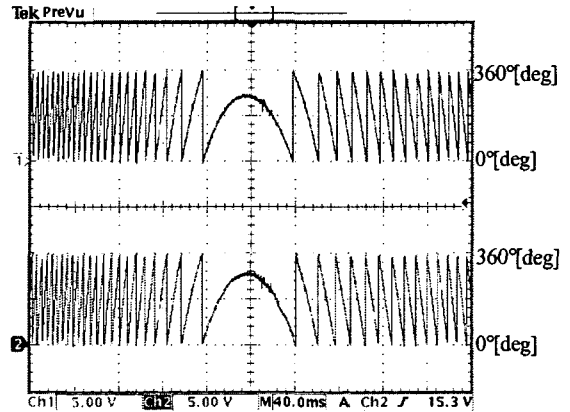


그림 21. 3300[rpm]에서 -3300[rpm]으로 15%부하 정역운전시 실제위치(상) 및 추정위치(하)
 Fig. 21. Actual(upper) and estimated(lower) position when the speed is reserved from 3300[rpm] to -3300[rpm] with 15% load.

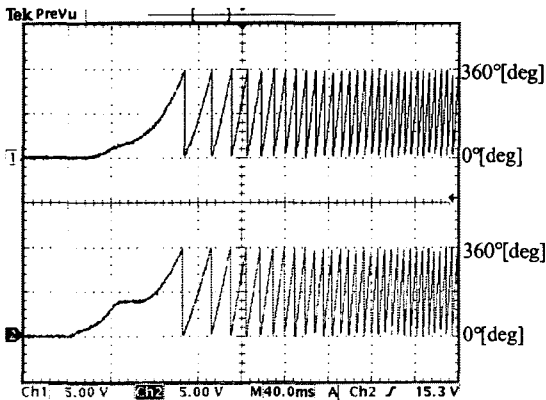


그림 19. 3300[rpm]에서 15%부하 기동시 실제위치(상) 및 추정위치(하)
 Fig. 19. Actual(upper) and estimated(lower) position when the PMSM starts from 0[rpm] to 3300[rpm] with 15% load

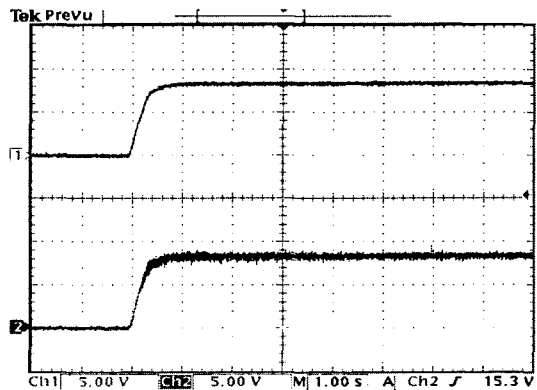


그림 22. 3400[rpm]에서 10%부하 기동시 실제속도(상) 및 추정속도(하)
 Fig. 22. Actual(upper) and estimated(lower) speed when the PMSM starts from 0[rpm] to 3400[rpm] with 10% load

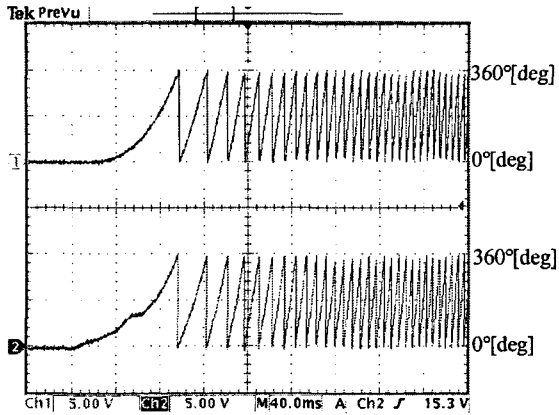


그림 23. 3400[rpm]에서 10%부하 기동시 실제위치(상) 및 추정위치(하)

Fig. 23. Actual(upper) and estimated(lower) position when the PMSM starts from 0[rpm] to 3300[rpm] with 15% load

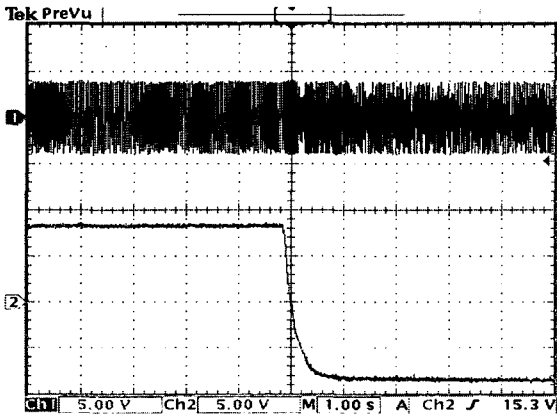


그림 24. 3400[rpm]에서 -3400[rpm]으로 10%부하 정역운전시 선전류(상) 및 추정속도(하)

Fig. 24. Line current(upper) and estimated speed (lower) when the speed is reserved from 3400[rpm] to -3400[rpm] with 10% load.

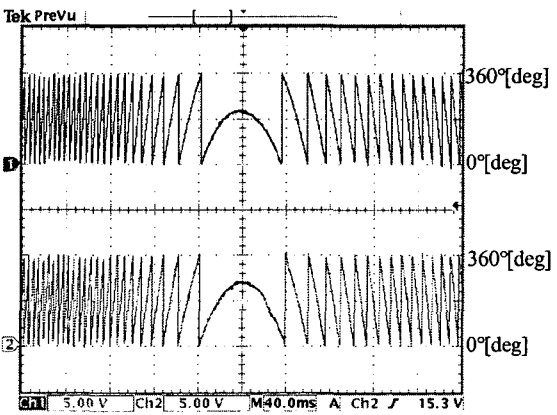


그림 25. 3400[rpm]에서 -3400[rpm]으로 10%부하 정역운전시 실제위치(상) 및 추정위치(하)

Fig. 25. Actual(upper) and estimated(lower) position when the speed is reserved from 3400[rpm] to -3400[rpm] with 10% load.

5. 결 론

본 논문에서는 약제자 제어 알고리즘을 순시무효전력을 이용한 센서리스 알고리즘에 적용하였다. 제안된 알고리즘의 타당성은 실험을 통하여 증명하였다. 본 논문에서 사용한 약제자 제어 방법은 정격속도 이상의 속도영역에서는 전압의 부족현상이 발생하고 이 부족분 전압에 해당하는 직축 전류를 계자 자속의 반대 방향으로 주입함으로써 횡축 전압에 여유를 확보하는 전압제한형 제어 방법을 이용하였다. 실험결과 제안된 알고리즘은 약제자 제어 영역에서 속도 및 위치추정이 정확하게 이루어짐을 알 수 있으며, 속도가 급변하는 과도상태에서도 속도 및 위치 추정이 정확하게 이루어짐을 알 수 있다. 또한 약제자 제어 영역에서 속도가 증가함에 따라 음의 방향으로 d축 전류가 증가하고 이로 인해 발생할 수 있는 최대 토크전류가 감소한다는 것을 확인하였으며 부하인가시에도 제안된 알고리즘이 강인하게 동작함을 확인하였다.

일반적으로, 관성계수나 점성마찰계수와 같은 운동방정식의 파라미터들은 측정하기 어려우며, 동작중에도 미묘하게 변할 수 있으므로, 운동방정식을 사용하는 위치 및 속도 추정알고리즘은 실제구현에 제한을 받는다. 본 논문에서 사용한 센서리스 제어 알고리즘은 전동기의 전압방정식과 순시무효전력만을 사용하여 전동기의 기계적인 제정수에 강인한 특성을 갖는다. 또한 약제자 제어 알고리즘도 전압의 부족현상을 이용하여 계자 전류의 지령치를 만들기 때문에 파라미터의 변화에 영향을 받지 않는다.

감사의 글

이 논문은 2003년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음. (KRF-2003-041-D00243)

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] 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.
- [5] Jong-Hwan Song; Seung-Ki Sul, "Torque maximizing control of permanent magnet synchronous

motor under voltage and current limitations of PWM inverter” IEEE-APEC '96. Conferencel, Vol 2, pp.758-763, 1996.

- [6] Shigeo Morimoto, Yoji Taketa and Takao Hirasu, “Flux weakening control method for surface permanent magnet synchronous motors”, IPEC-T OKYO, pp.942-949, 1990.
- [7] Sudhoff, S.D., Corzine, K.A., Hegner, H.J., “A flux-weakening strategy for current-regulated surface-mounted permanent-magnet machine drives”, IEEE Transactions on, Vol. 10 , Issue 3, pp.431-437, Sept. 1995.
- [8] Jong-hwan Song, Jang-mok Kim and Seung-ki Sul. “A new robust SPMSM control to Parameter Varations in flux weakening region”, IECON'96, vol 2, pp1193-1198, 1996.
- [9] 최양광, 김영석, 한윤석, “순시무효전력을 이용한 영구 자석동기전동기의 새로운 센서리스제어”, 대한전기학회 논문지, 53B, pp.247-254, 2004.
- [10] T -H. Liu and C. -H. Liu, “A multiprocessor fully digital control architecture for permanent magnet synchronous motor drives”, IEEE Trans. on Mag. Vol.5, pp.413-423, 1990. McGraw-Hill, 1991.

저 자 소 개



이 정 흠 (李 正 欽)

1977년 8월15일 생. 2003년 2월 인하대 전기공학과 졸업. 현재 동대학원 석사과정.

전화 : 032-860-7397

팩스 : 032-863-5822

E-mail : yjhum@hanmail.net



김 영 석 (金 榮 石)

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

전화 : 032-860-7397

팩스 : 032-863-5822

E-mail : Youngsk@inha.ac.kr



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