

중첩의 정리를 이용한 PMSM의 센서리스 제어에 관한 연구

홍정표*, 권순재**, 김규섭***, 손무현***, 김종달***
 부경대학교 기계설계학과*, 부경대학교 기계공학부**, 동명대학 전기전자계열***

The study on the Sensorless PMSM Control using the Superposition Theory

Jeng-Pyo Hong, Soon-Jae Kwon*, Gyu-Seob Kim**, Mu-Heon Sohn**, Jong-Dal Kim**
 Pukung National Univ.*, Dongmyung College**

Abstract - This study presents a solution to control a Permanent Magnet Synchronous Motor without sensors. The control method is the presented superposition principle. This method of sensorless theory is very simple to compute estimated angle. Therefore computing time to estimate angle is shorter than other sensorless method. The use of this system yields enhanced operations, fewer system components, lower system cost, energy efficient control system design and increased efficiency. A practical solution is described and results are given in this Study. The performance of a Sensorless architecture allows an intelligent approach to reduce the complete system costs of digital motion control applications using cheaper electrical motors without sensors. This paper deals with an overview of sensorless solutions in PMSM control applications whereby the focus will be the new Controller without sensors and its applications.

1. 서론

현대사회의 자동화설비 확장으로 산업용 및 가정용 기계에서 서보전동기의 이용이 급부상하고 있으며, 모든 산업분야에서 서보전동기는 필수 불가결한 구동원으로 사용되고 있다. 서보 전동기의 주종은 직류서보전동기였으나, 브러쉬나 정류자로 인해 고속운전이 곤란하고 빈번한 보수, 점검이 필요로 하는 약점을 가지고 있다. 그러나 영구자석을 이용한 교류 서보전동기는 직류 서보전동기에 비해 제어는 복잡하지만 직류전동기의 정류작용을 전기적 스위칭으로 대체하기 때문에 내구성에 문제가 없고 단위 중량 당 파워와 단위 전류 당 토크가 큰 장점을 지니고 있다. 이러한 교류 전동기 중 산업계에서 일반적으로 사용되는 것이 PMSM(Permanent Magnet Synchronizing Motor)이다.

교류 서보전동기를 구동하기 위해서는 회전자 위치에 따른 적절한 스위칭 동작이 필요로 하고 회전자 위치각에 대한 정보를 검출하기 위한 위치 검출 장치가 필수적이다. 회전자 위치각의 검출은 일반적으로 엔코더나 레졸버를 사용하나, 경제적인 측면과 열악한 조건에서는 센서의 동작이 급격한 특성변화로 인해 신뢰성에 문제가 발생하는 경우가 있다. 따라서 센서의 설치비용 절감 측면과 환경에 강인성을 부여하기 위한 센서리스 구동에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.

본 연구에서는 위치센서를 이용한 시스템의 단점을 극복하기 위해 센서리스 제어알고리즘의 한 방식을 제시한다. 본 연구에서 센서리스 제어를 위한 기본이론은 중첩의 원리(superposition principle)에 그 바탕을 두고 있다. 즉 전동기의 상태방정식을 구속시의 여자전압 및 상 전류의 상태방정식과 단락시의 역기전력 및 상전류의

상태방정식인 두 조건으로 분리하여 해석하고, 이러한 해석을 근거로 하여 운전중의 전동기 역기전력성분에 의한 단락전류를 간단히 산출하여 역기전력 성분을 해석함으로써 위치각의 정보를 얻는 기법을 제안한다. 따라서 본 논문의 센서리스 구동방법은 역기전력 추정에 의한 것으로써, 기동이 불가능하다는 단점을 지니고 있다. 따라서 본 논문에서는 기동시 회전자계의 회전방향을 기동 방향으로 천천히 회전시켜 전동기의 회전자가 어느 정도 이를 따라가게 하는 free running 기법을 사용하고 있다. 시뮬레이션과 실험을 통해 결과를 제시함으로써 제안된 방식의 타당성이 입증하였다.

2. 영구자석 동기전동기의 모델링

2.1 3상 교류 회로방정식 좌표변환

3상 영구자석형 동기전동기의 특성 파악이나 제어방식 도출을 위해서는 전압이나 전류를 좌표변환을 통하는 것이 편리하다.

좌표변환으로 고정 두축 $\alpha-\beta$ 좌표에서 본 전동기의 등가회로는 그림 1와 같다.

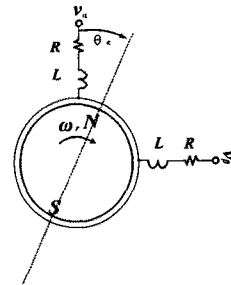


그림 1. PMSM 모터의 2상 등가 모델

Fig. 1. Two Phase Equivalent circuit of PMSM

그림 1의 고정좌표계에서 본 2상 등가모델에서 전압방정식은 식 1과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R + pL & 0 \\ 0 & -R + pL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (1)$$

고정좌표계인 두축 $\alpha-\beta$ 좌표에서 식(1)을 정리하여 PMSM 모터의 상태 방정식으로 표현하면 식(2)와 같이 주어진다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (2)$$

이때 토크방정식은 식(3)과 같이 주어진다.

$$T_e = p_{poles} \cdot \lambda_m (-i_\alpha \sin \delta + i_\beta \cos \delta) \quad (3)$$

여기서 δ 는 회전자와 고정자 사이의 각도이다.

2.2 중첩의 원리를 이용한 PMSM의 센서리스 원리
 2상 교류좌표인 $\alpha-\beta$ 좌표축상으로 나타낸 영구자석동

기기의 전압방정식을 전기회로로 표현하면 식(1)으로부터 그림 2와 같은 고정된 두 기준 축(α - β)에서의 등가회로로 표현 할 수 있다.

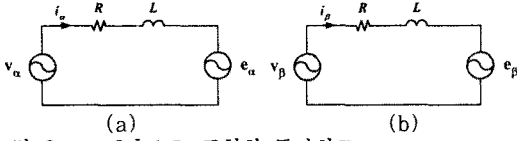


그림 2. α - β 축으로 표현한 등가회로
(a) α 축 등가회로 (b) β 축 등가회로
Fig. 2. Equivalent circuit of PMSM by α - β axis
(a) Equivalent circuit of α axis
(b) Equivalent circuit of β axis

그림 2의 α - β 좌표축상의 회로에서 알 수 있듯이 전동기의 전류를 형성하는 소스는 두 개의 전압원인 단자 전압과 역기전력 전압이다. 따라서 두 개의 전압 소스를 분리하는 중첩의 원리를 사용하면 그림 4와 같은 등가회로로 표현 할 수 있다.

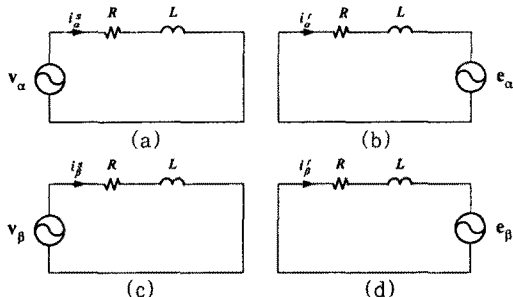


그림 3. 중첩의 원리를 사용한 PMSM의 등가회로
(a) α 축 단자전압에 대한 등가회로
(b) α 축 역기전력에 의한 등가회로
(c) β 축 단자전압에 대한 등가회로
(d) β 축 역기전력에 의한 등가회로
Fig. 3. Equivalent circuit of PMSM using super- position principle
(a) Equivalent circuit of α axis terminal voltage
(b) Equivalent circuit of α axis EMF voltage
(c) Equivalent circuit of β axis terminal voltage
(d) Equivalent circuit of β axis EMF voltage

그림 3에 의하면 전동기에 흐르는 전류는 전동기의 우수한 속도제어 및 과전류 검출을 위해서 필연적으로 검출되어야 하는 요소가 된다. 만일 전동기의 파라미터인 R, L 만 알고 있다면 인버터에서 인가되는 상 전압에 의한 전류성분은 쉽게 구할 수 있다. 그림 3의 등가회로에서 인버터의 출력 상전압과 전동기의 회전으로 발생하는 유기 기전력항으로 표현된 회로의 상태방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}'_{\alpha} \\ \dot{i}'_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{\alpha} \\ i'_{\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}'_{\alpha} \\ \dot{i}'_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{\alpha} \\ i'_{\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{bmatrix} \quad (5)$$

역기전력에 의한 전류의 크기는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} i'_{\alpha} \\ i'_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i'_{\alpha} \\ i'_{\beta} \end{bmatrix} \quad (6)$$

따라서 역기전력에 의한 전류항은 역기전력을 Low-Pass Filter를 통과한 물리량이 된다. 따라서 이론적으로는 역기전력에 의한 전류량으로부터 역기전력을 산출하기 위해서는 High-pass Filter를 통과시키면 바로 구할

수 있다. 역기전력에 의한 전류 성분에서 역기전력을 역 계산을 하기 위해서는 식(5)에서 보는 바와 같이 전류의 미분항을 포함하고 있으므로 이식에 의한 역기전력에는 스위칭 노이즈가 많이 포함되어 있다. 이를 해결하기 위해 상태방정식의 수식적인 해로부터 역기전력을 계산하는 방식을 취할 필요가 있다. 식(5)의 상태방정식에서 α 축 역기전력에 대한 완전 해는 아래와 같다.

$$i'_{\alpha}(t) = \frac{e_{\alpha}}{R}(1 - e^{-\frac{R}{L}t}) + i'_{\alpha}(0)e^{-\frac{R}{L}t} \quad (7)$$

따라서 역기전력 항은 다음과 같다.

$$e_{\alpha}(n) = \frac{R}{(1-K_T)}[i'_{\alpha}(n) - K_T i'_{\alpha}(n-1)] \quad (8)$$

따라서 α - β 축의 역기전력이 주어진다면 회전자의 전기적 위치각은 아래와 같이 주어진다.

$$\theta_e = \tan^{-1} \frac{e_{\alpha}}{e_{\beta}} \quad (9)$$

또 전기적 위치각의 노이즈 성분을 적절히 제거하기 위해 간단한 예측기법을 사용한 개념도는 그림 4와 같다.

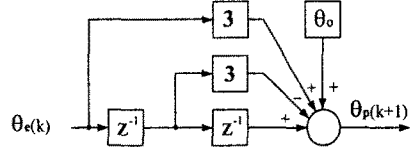


그림 4. 정방 위치예측 블록도
Fig. 4. Flow diagram of quadratic position prediction

$$\theta_e(k+1) = 3[\theta_e(k) - \theta_e(k-1)] + \theta_e(k-2) + \theta_e \quad (10)$$

본 방식에서 회전자 위치각 추정에서는 역기전력상수가 무관하지만, 전동기 속도를 추정할때는 역기전력 상수를 알아야 한다. α - β 축상의 역기전력이 주어진다면 회전자의 전기적 각속도는 아래와 같이 주어진다.

$$\omega_e = \frac{1}{K_E} \sqrt{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} \quad (11)$$

여기서 K_E 는 역기전력 상수이다.

전동기의 극수에 따른 전기각과 기계각의 관계식은 아래와 같다.

$$\omega_r = \frac{\omega_e}{p_{poles}} \quad (12)$$

여기서 p_{poles} 는 전동기의 폴 페어를 나타내고 있다.

2.3 제어기의 구성

그림 5는 제안된 알고리즘의 전체 블록도이다. 블록도에 있는 모터구동 SVPWM(space vector pulse width modulation)은 전압형 인버터(voltage source inverter, VSI)를 이용하였으며, 변조방식은 공간벡터 변조기법을 적용하였다. 하드웨어의 간략화를 위해서 인버터를 제외한 모든 알고리즘은 소프트웨어로 구성하였다. 알고리즘에서 샘플링 타임은 $200 \mu\text{sec}$ 였다.

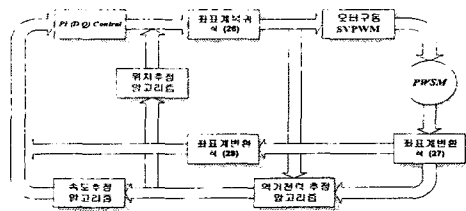


그림 5. 구동시스템의 블록선도
Fig. 5. Block diagram of the drive system

본 알고리즘을 구현하기 위한 입력으로는 DC-LINK전

압 과 상전류이며, 이를 이용하여 2상 정지좌표로 변환 후 회전자의 위치 및 속도를 추정하고, 제어를 위해 2상 회전좌표계로 변환한다.

3. 실험결과 및 고찰

3.1 PMSM의 파라메타 측정

본 실험은 표1에 주어진 측정된 파라미터를 가지는 PMSM의 축 자기장 상태에서 수행되어진다.

표 1. 측정된 전동기 파라메타

Table 1. The measured motor parameters

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

그림 6(a)는 본 연구에서 사용된 세탁기용 모터의 회전자의 모습이고 그림 6(b)는 고정자의 모습이다. 그림에서 보듯이 극수는 48극으로 저속용으로 설계된 모터이다.

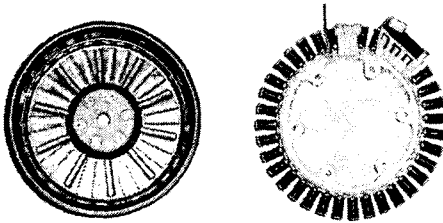


그림 6. 실험에 사용된 PMSM의 고정자와 회전자
(a) 회전자 (b) 고정자
Fig. 6. Rotor & stator of PMSM used for experiment
(a) Rotor (b) Stator

그림 7은 본 피시험 전동기인 세탁기에 들어가는 PMSM모터의 역기전력을 측정된 파형이다. 역기전력은 양호한 정현파를 이루고 있음을 알 수 있다.

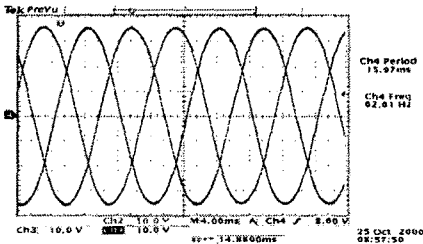


그림 7 a, b, c 상의 역기전력 파형
Fig. 7. EMF waveforms of a, b, c phase

그림 8는 전동기의 회전속도를 변화시키면서 회전속도에 대한 역기전력의 관계인데, 그림에서 보여지는 것과 같이 모터의 회전속도에 대한 역기전력의 값이 거의 98%이상의 선형성을 가짐을 알 수 있었다. 따라서 이 같은 결론은 역기전력만 계산되어진다면 역기전력 상수 K_e 를 곱함으로 속도는 쉽게 구할 수 있다. 또한 센서리스 제어를 위한 중요한 파라메타인 저항 R과 인덕턴스 L을 측정하기 위해 24V 직류전압을 인가해서 R과 L 값을 찾을 수 있다.

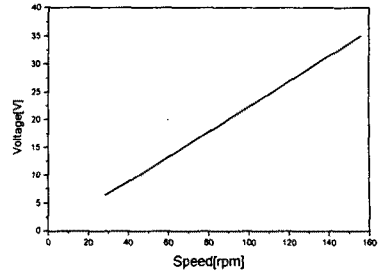


그림 8. PMSM의 역기전력
Fig. 8. Back EMF of PMSM

그림 9은 앞에서 계측한 R, L이 정확한 지를 검증하기 위해 전동기를 구속한 상태 즉 역기전력이 영인 상태에서 단자전압에 변화하면서 식(4)의 상태방정식의 해와 실제 전류해를 비교한 파형이다. 이는 전동기의 파라메타 중에서 R, L 값은 정확함을 보여주는 것이다.

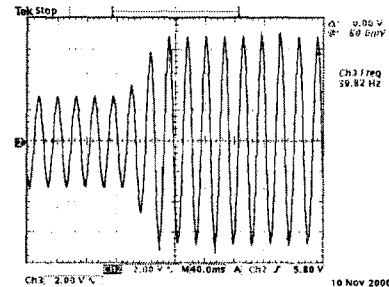


그림 9. 전동기 전류 및 예측전류 파형(회전자 구속시)
Fig. 9. Motor current and estimate current wave-forms. (The rotor is locked)

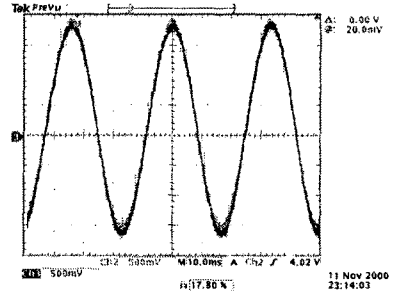


그림 10. 전동기 전류 및 예측전류 파형(고정자 권선 단락시)
Fig. 10. Motor current and estimate current wave-forms. (The stator windings are short-circuited)

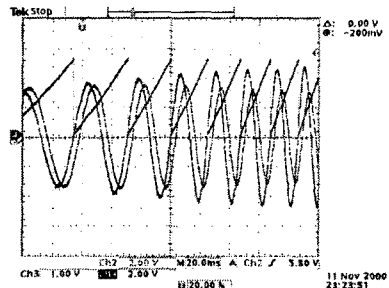


그림 11 회전자전류, 역기전력 및 실제 회전자 위치
Fig. 11. Waveforms of the rotor current, back EMF & actual rotor position

전동기 단자를 단락시킨 후 외부에서 전동기를 회전시켰을 경우 전동기 전류 및 예측전류 파형이 그림 10이며, 단자전류, 추정역기전력 및 인코더에서 검출한 회전자의 전기적 위치를 나타낸 것이 그림 11이다. 그림 11에서 알 수 있듯이 α 축 역기전력과 회전자 위치각의 영점이 일치한 것으로 보아 양호한 위치를 추정함을 알 수 있다.

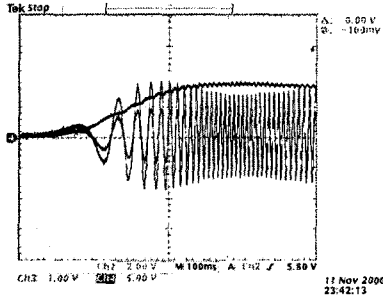


그림 12. 외부 전동기에 의한 구동시 회전자 전류 및 추정전류
Fig. 12. Rotor current & estimated current by external motor drive.

그림 12는 그림 11과 같은 조건에서 외부전동기에 의해 구동시킨 경우 전동기 권선 전류와 추정전류 및 추정속도를 나타내고 있다.

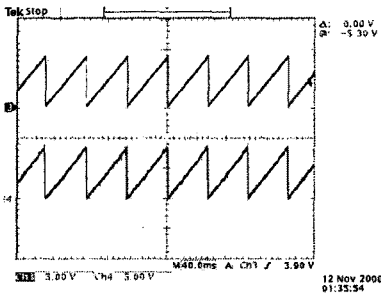


그림 13 실제각도와 추정각도
Fig. 13. Actual & estimated angle

그림 13는 제안된 알고리즘에 의해 센서리스 제어를 행하였을 경우 실제 회전자위치 및 추정회전자 위치를 나타내고 있다. 그림에서 보는바와 같이 회전자의 위치 추정은 양호하게 이루어짐을 알 수 있었다.

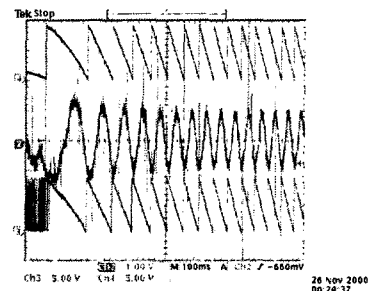


그림 14 기동시 단자전류, 추정각도 및 실제각도
Fig. 14. Actual & estimate position angle at starting.

그림 14은 센서리스 제어에 의해 기동시 단자전류, 추정각도 및 실제각도를 나타내고 있다. 원통형 PMSM은 인덕턴스가 회전자의 위치에 관계없이 일정하므로 초기위치에 대한 정보를 얻을 수 없다. 따라서 기동시에는

초기 위치값을 영으로 보고 기동을 한다. 따라서 기동특성은 회전자의 초기위치에 따라 조금 다르게 나타난다.

그림 15과 16은 제안된 센서리스 알고리즘의 역기전력 추정성능을 나타내기 위해 제시한 파형이다. 여기서 전동기 구동시 실제 역기전력은 직접 측정할 수 없기 때문에 측정된 속도로부터 계산한 값이다. 그림 15은 부하토크가 1 Nm일 때 제안된 센서리스 알고리즘에 의해 전동기를 10 rpm으로 구동시킨 경우의 결과를 나타내고 있다. 여기서 속도가 낮으면 역기전력은 매우 작게 되므로 10 rpm은 센서리스로 전동기를 구동할 수 있는 저속 한계값이다. 그림 15(a)에서 알 수 있듯이 제안된 알고리즘은 역기전력 추정 성능이 우수함을 알 수 있다. 또 그림 15(b)는 전원전압에 의한 전류와 역기전력에 의한 전류 파형을 나타내고 있다. 이 두 추정전류를 합하면 그림 15(c)의 측정된 고정자전류가 되며, 이 고정자전류는 기준전류파형을 잘 추종하고 있음을 알 수 있다. 따라서 그림 15(a)와 (c)로부터 제안된 방법은 타당성이 입증되었음을 알 수 있다.

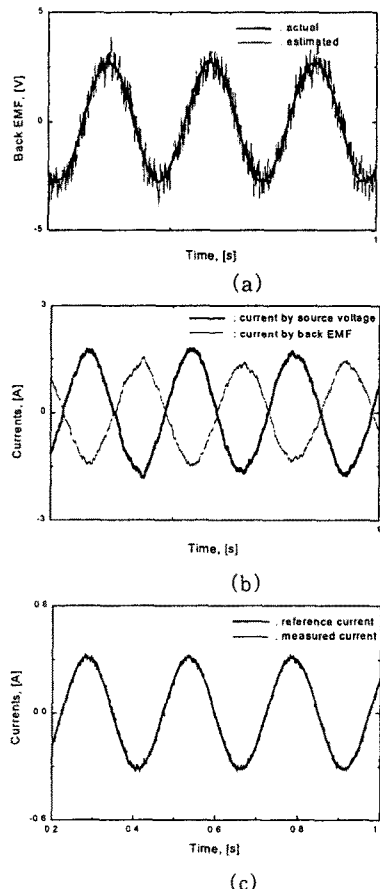


그림 15. 제안된 알고리즘에 의한 역기전력 추정 특성 (부하토크는 1 Nm, 속도는 10 rpm인 경우)

- (a) 실제 역기전력 및 추정 역기전력
 - (b) 추정된 전원에 의한 전류와 역기전력에 의한 전류
 - (c) 기준전류와 두 추정전류의 합
- Fig. 15. Back EMF estimation by proposed algorithm. (When load torque is 1 Nm and speed is 10 rpm)
- (a) Actual and estimated back EMF
 - (b) Estimated currents by source voltage and back EMF
 - (c) Reference current and estimated line current

그림 16은 같은 부하조건에서 전동기를 정격속도인

600 rpm으로 운전시켰을 경우의 결과를 나타내고 있다. 그림 16(a)의 역기전력 추정 결과에서 알 수 있듯이 속도가 증가할수록 실제 역기전력과 추정 역기전력 사이에는 어느 정도 위상차가 존재하며, 이것은 고정자 단자전압 및 고정자전류 측정시 사용한 Low-pass filter와 마이크로프로세서 컨트롤러의 sampling time의 영향에 기인한 것이다. 그림 16(c)의 기준전류와 추정전류의 파형으로부터 이것을 확인할 수 있다. 이러한 오차는 곧 위치 추정에서의 오차를 발생시키며, 속도가 더욱 증가하면, 센서리스로 전동기를 구동할 수 없게 된다.

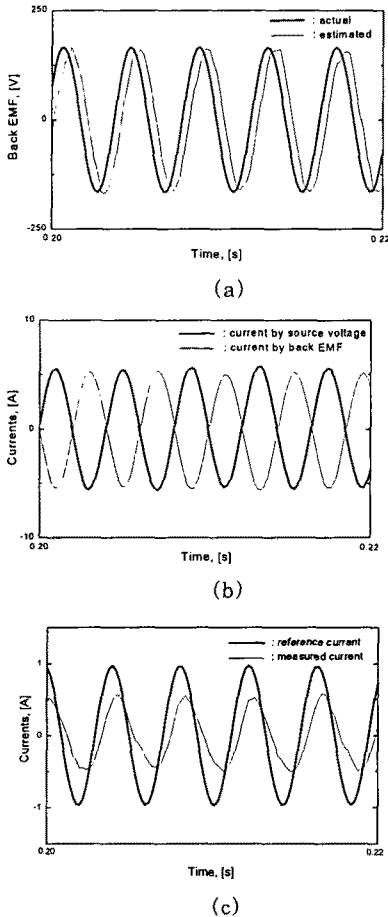


그림 16. 제안된 알고리즘에 의한 역기전력 추정 특성 (부하토크는 1 Nm, 속도는 600 rpm인 경우)
 (a) 실제 역기전력 및 추정 역기전력
 (b) 추정된 전원에 의한 전류와 역기전력에 의한 전류
 (c) 기준전류와 두 추정전류의 합

Fig. 16. Back EMF estimation by proposed algorithm. (When load torque is 1 Nm and speed is 600 rpm)

(a) Actual and estimated back EMF
 (b) Estimated currents by source voltage and back EMF
 (c) Reference current and estimated line current

그러나 제안된 알고리즘은 어느 정도의 역기전력 추정 오차에도 불구하고 센서리스구동이 가능함을 그림 16로써 확인할 수 있었다. 따라서 결론적으로 제안된 방법은 저속인 10 rpm부터 정격속도인 600 rpm에 까지 센서리스 구동이 가능함을 보여주고 있다.

본 실험에서는 샘플링타임을 200 μ s로 하고 펄터회로를 대략적으로 설계하였지만, 좀더 고속 연산이 가능한

프로세서를 사용하고 펄터회로의 파라미터를 최적의 값으로 설정하면 각도오차가 줄어들고 운전가능한 저속영역도 더욱 넓어질 수 있을 것으로 사료된다.

IV. 결론

본 연구에서는 전동기의 상태방정식을 중첩의 원리를 바탕으로 한 센서리스 제어알고리즘의 한 방식을 제시하였다. 즉 전동기의 상태방정식을 구속시 및 단락시의 두 개의 상태방정식을 분리하여 해석하고, 이러한 해석을 근거로 하여 운전중의 전동기 역기전력성분에 의한 단락전류를 간단히 산출하여 역기전력 성분을 해석함으로써 위치각의 정보를 얻는 기법을 제안함에 있다. 제어알고리즘의 타당성을 검증하기 위해 세탁기에 사용되어지는 PMSM 전동기를 이용하여 실험한 결과 다음과 같은 특성을 얻을 수 있었다. 첫째로, 본 제어알고리즘에서는 역기전력 상수에 대한 정보를 갖지 않고 회전자 위치를 추정할 수 있었다. 두 번째로, R, L 값이 30(%)인 $\pm 0.6(\Omega)$ 정도 변하더라도 안정된 센서리스제어가 가능하였다. 세 번째로, 초기 기동시 회전자 초기위치에 따라 기동특성이 다소차이를 보이고 있다. 초기위치를 고정하기 위해 회전자 위치를 정렬할 경우 회전자 위치에 따라 정렬특성이 다르게 나타난다.

본 제어알고리즘을 PMSM에 적용할 경우 제품의 성능향상은 물론 구조물의 간단성 때문에 생산성 향상과 내구성의 증가를 기대할 수 있다고 생각한다. 아울러 모터의 특성이나 제조 메이커가 바뀌더라도 모터의 파라미터만 알 수 있으면 쉽게 바뀐 시스템에 접근할 수 있다.

참고 문헌

- [1] T. M. Jahns, "Torque production in permanent magnet synchronous motor drives with rect-angular current excitation", *IEEE Trans. Indust. Applicat.*, Vol. 20, No. 4, pp. 803-813, July/June 1984.
- [2] H. R. Bolton and R. A. Ashen, "Influence of motor design and feed-current waveform on torque ripple in brushless DC drive", *Proc. of IEE*, Vol. 131, Part B, No. 3, pp. 82-90, May 1984.
- [3] D. Hanselman, J. Y. Hung and M. Keshura, "Torque ripple analysis in brushless permanent magnet motor drive", *Proc. ICEM 92*, Manchester, UK, pp.823-827, Sept. 1992.
- [4] H. Le-Huy, R. Perret and R. Feuillet, "Minimization of torque ripple in brushless DC motor drive", *IEEE Trans. Indust. Applicat.*, Vol. 22, No. 4, pp. 748-755, July/Aug. 1986.
- [5] J. Y. Hung and Z. Ding, "Minimization of torque ripple in permanent magnet motors", *Proc. 18th IEEE Industrial Electronics Conf.*, San Diego, CA, pp.459-463, Nov. 1992.
- [6] D. C. Hanselman, "Minimum Torque Ripple, Maximum Efficiency Excitation of Brushless Permanent Magnet Motors", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 41, No. 3, pp. 292-300, June. 1994.