

브러쉬없는 영구자석형 동기모터의  
관측자 구성에 관한 연구

\*이준성, \*이제희, \*\*양남열, \*허육열

\*인하대학교 대학원 전기공학과, \*\*금성사 생산기술센터

A Study on the Observer Design for  
Brushless Permanent-Magnet Synchronous Motor.

\*Jun-Seong Rhee, \*Je-Hie Lee, \*\*Nam-Yeol Yang, and \*Uk-Youl Huh

\*Dept. of Elec. Eng. INHA Univ., \*\*Gold Star Manuf. Tech. Center

Abstract

The application of speed or position control technique in AC drives demands accurate position and velocity feedback information. Generally, resolver and absolute encoders are used as a velocity or position sensor. But they increase cost and when the sampling frequency is faster than sensor's output frequency we can't get exact information. In order to solve this problem this thesis proposes a speed and a position observer design for Permanent-Magnet Synchronous Motors(PMSM) specially in low speed drives. Most literatures on this topic design the observer based on the field\_oriented d\_q model. But in this thesis, a new approach to machine dynamics is proposed. Since it is difficult to design the observer using the nonlinear model, the machine model is here linearized at the operating point. The observer designed is implemented by software using Intel's 8097 microprocessor and verifies the proper performance of observer by simulation and experiment.

1. 서론

산업계에서 사용되는 많은 시스템이 가져야할 중요한 요소들은 성능, 신뢰성 경제성등이다. 영구자석형 동기모터(Permanent-Magnet Synchronous Motor or PMSM)는 간단한 구조로 높은 신뢰도를 가질 뿐만 아니라 자성체와 반도체 그리고 제어기술의 발달로 경제성과 성능을 확보하게되면서 고 효율, 높은 토크를 발생시킬 수 있어 그 수요가 급격히 늘어 가고 있다. PMSM을 제어하기 위한 여러가지 제어기법들은 모터의 정확한 속도와 위치정보를 필요로 한다. 일반적으로 회전자의 속도나 위치정보를 알아내는 방법은 엔코더(encoder), 레졸버(resolver)등의 센서를 이용한다. 그러나 측정하는데 있어서 잡음이나 경제적인 문제, 센서의 분해능의 한계로 인하여 정확한 정보를 얻을 수 없는 경우, 특히 저속 구동시 디지털 센서의 출력의 주파수가 제어기의 샘플링 주파수보다 낮으면 정확한 속도나 위치정보를 얻을 수 없어 신뢰도가 떨어진다. 이러한 단점을 보완하기 위하여 회전자의 속도와 위치에 대한 관측자(Observer)구성은 많은 사람들의 관심을 끌게 되었다. 본 논문에서는 저속 구동시 관측자를 구성하여 속도 및 위치 추정을 함으로써 센서 분해능의 한계를 극복하여 정

한 속도 및 위치 정보의 획득을 그 목적으로 한다.

PMSM 시스템의 관측자 구성에 관한 연구 결과들은 현재 다수 발표되었으며 이들중 대부분이 저속을 기초로 한 d\_q 모델을 이용하여 관측자를 구성하였다. 본 논문에서 제안하는 관측자는 Luenberger 관측자이론을 기초로 하여 전기적 출력신호인 모터의 상 전류로부터 기계적 출력신호인 회전자의 위치와 각속도를 추정한다. 그리고 시스템을 모델링 하는데 있어서 d\_q 모델이 아닌 더욱 간단하고 응용하기 쉬운 새로운 모델링 방법을 제안 하였으며 모델의 비선형 성분들을 동작점에서 선형화 시킨 후 관측자를 구성 하였다.

2. 시스템 모델링

영구자석형 동기모터에 대한 모델링은 대부분 저속을 기초로 한 d\_q 모델이 그 주류를 이루어 왔다. 그러나 d\_q 모델은 역기전력의 형태가 정현파 이어야 하고 구동입력 또한 180도 정현파 통전 방식으로 가해 주어야 한다는 제약 조건이 따른다. 본 논문에서는 사용된 모터의 고정자 권선 결선 형태는 Y결선이며 구동방식은 3상 전파구동이고, 120도 통전 방식의 전압형 인버터를 사용하였으며 시스템의 차수(order)를 줄이기 위해 매 스텝마다 전기적 상태변수로서 여자상(Exciting Phase)과 환류상(Freewheeling Phase)전류만을 정하였다.

2.1 상태 방정식

모터는 회전자가 회전함에 따라 유기 기전력이 발생된다. 이를 역기전력이라 하며 회전자의 위치에 대한 함수인 자속의 시간에 대한 미분치로 표현되고 각속도에 비례한다.[1] PMSM의 상태방정식에서 상태변수로 여자상 전류, 환류상 전류, 회전자 위치, 각속도로 정하였다. 전기적 부분의 상태방정식은 한 스텝에서의 전압방정식으로부터 유도 하였다. 또한 매 스텝에서 동일한 부호가 되도록 전류의 방향을 고려 하였다.

일반적으로 토크는 상태방정식에서 기계적 방정식의 입력으로 표현되는데 관측자 구성에 있어서 전류를 측정하여 회전자의 각속도를 추정하므로 토크식은 전류의 함수로 표현 되어야 한다. 그래서 본 논문에서는 토크가 전류에 비례하고 각상에 대한 토크상수와 역기전력상수가 같다는 점에 착안하여 식(2.1)과 같이 나타내었다.[1]

$$T_m = K_t \cdot [ \phi_c(\theta) \cdot i_c + \phi(\theta) \cdot I_f + \phi_s(\theta) \cdot i_c ] \quad (2.1)$$

여기서, 공통상의 전류는 식 (2.2)와 같고

$$i_c = -(i_e + i_f) \quad (2.2)$$

환류상의 전류  $i_f$ 는 곧 영(zero)으로 되므로 토크식을 여자상과 환류상 전류로 표현하면 식(2.3)과 같다.

$$T_m = K_T \cdot [\Phi_e(\theta) \cdot i_e + \Phi_f(\theta) \cdot i_f] \\ K_T = 2 \cdot K_i \cdot \text{토크 상수} \quad (2.3)$$

위에서 언급한 내용을 근거로 모터의 상태 방정식을 세우면 식(2.4)와 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_e \\ \dot{i}_f \\ \dot{\theta} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{(L-M)} & 0 & 0 & \frac{K_b}{2(L-M)}[\Phi_e(\theta) - \Phi_f(\theta)] \\ 0 & -\frac{R}{(L-M)} & 0 & \frac{K_b}{2(L-M)}[\Phi_e(\theta) - \Phi_f(\theta)] \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ K_T \frac{\Phi_e(\theta)}{J} & K_T \frac{\Phi_f(\theta)}{J} & 0 & -\frac{B_m}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_e \\ i_f \\ \theta \\ \omega \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2(L-M)} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot u, \quad u = \begin{bmatrix} V_e \\ V_f \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

R : 고정자 권선 저항

L : 고정자 권선의 자기 인덕턴스

M : 고정자 권선의 상호 인덕턴스

$\omega$  : 각속도 J : 관성 모멘트  $B_m$  : 점성 마찰계수

$q_e(\theta), q_f(\theta), q_r(\theta)$  : 역기전력

$q_e(\theta) = K_b \cdot \Phi_e(\theta) \omega, q_f(\theta) = K_b \cdot \Phi_f(\theta) \omega, q_r(\theta) = K_b \cdot \Phi_r(\theta) \omega$

$K_b$  : 역기전력상수,  $\Phi_e(\theta), \Phi_f(\theta), \Phi_r(\theta)$  : 역기전력 프로파일

위 식에서 파라미터  $K_T \frac{\Phi_e(\theta)}{J}$  와  $K_T \frac{\Phi_f(\theta)}{J}$  는 전류로부터 각속도를 추정하는데 중요한 역할을 하게 된다.

## 2.2 시스템 선형화

식(2.4)에서 알 수 있는 바와 같이 역기전력 프로파일(profile)이 회전자의 위치에 대한 함수로 표현되어 비선형성을 포함하고 있다. 이 비선형 부분은 관측자 구성에 커다란 문제를 야기시키므로 본 논문에서는 상여자 신호에 의해서 스위칭이 바뀌는 회전자의 위치를 알 수 있고 그 위치를 동작점으로 정하여 선형화 시킨다. Lyapunov 선형화 이론을 적용하여 한 스위칭 시점에서 선형화된 모델을 전기각으로 60도 구간동안 유지시키고 다음 스위칭 시점의 동작점에서 다시 선형화 시킨다[2].

$$x_1 = i_e, \quad x_2 = i_f, \quad x_3 = \theta, \quad x_4 = \omega \quad (2.5)$$

$$\dot{x} = h(x, u) \quad (2.6)$$

여기서 비선형 함수  $h(x, u)$ 가 미분가능하면 식(2.6)을 식(2.7)과 같이 표현할 수 있다.

$$\dot{x} = \left[ \frac{\partial h}{\partial x} \right]_{(x=x_0, u=0)} \cdot x + \left[ \frac{\partial h}{\partial u} \right]_{(x=x_0, u=0)} \cdot u \\ + h_{hol}(x, u) \quad (2.7)$$

식(2.13)에서 일반적으로  $h_{hol}(x, u)$ 는 고차항으로 무시할 수 있고 Jacobian matrix 를 도입하여 식(2.7)을 풀면 선형화된 시스템 행렬과 입력 행렬을 구할 수 있다[2]. 앞에서 모터에 흐르는 전류의 방향을 모든 시스템에서 정(positive)부호가

되도록 정의 하였고 때문에 시스템 행렬은 전 구간에 걸쳐서 선형 시불변(linear time-invariant) 행렬이 되어 관측자 구성뿐만 아니라 제어기 설계시에도 용이하고 실제 적용시 어려움 없이 줄 수 있다.

위에서 구한 선형화된 연속시간 미분형태의 상태방정식을 직접 테일러 근사화하여 이산화된 모델로 변경한다. 선형화된 연속형 상태방정식을 이산형으로 나타내면 식(2.8)과 같다.

$$x(k+1) = A_{di} \cdot x(k) + B_{di} \cdot u(k) \quad (2.8)$$

여기서,

$$A_{di} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R}{(L-M)} T_s & 0 & 0 & \frac{2K_b}{(L-M)} T_s \\ 0 & 1 - \frac{R}{(L-M)} T_s & K_b \frac{\omega_{op}}{2(L-M)} S_m \cdot T_s & \frac{2K_b}{(L-M)} T_s \\ 0 & 0 & 1 & T_s \\ \frac{2K_T}{J} T_s & \frac{2K_T}{J} T_s & -K_T \frac{I_{br}}{J} S_m \cdot T_s & 1 - \frac{B_m}{J} T_s \end{bmatrix} \\ B_{di} = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{2(L-M)} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{2(L-M)} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$S_m$  :  $\Phi_r(\theta)$  의 기울기

## 3. 이산형 관측자 구성

본 논문에서는 Luenberger 관측자 이론을 이용한 전(全) 차수(Full-order) 관측자 구성 하였다. 식(3.1)은 이산형 관측자 표현식 이다.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_e(k+1) \\ \hat{i}_f(k+1) \\ \hat{\theta}(k+1) \\ \hat{\omega}(k+1) \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} 1 - \frac{R}{(L-M)} T_s - l_1 & -l_2 & 0 & \frac{2K_b}{(L-M)} T_s \\ -l_3 & 1 - \frac{R}{(L-M)} T_s - l_4 & K_b \frac{\omega_{op}}{2(L-M)} S_m \cdot T_s & \frac{2K_b}{(L-M)} T_s \\ -l_5 & -l_6 & 1 & T_s \\ \frac{2K_T}{J} T_s - l_7 & \frac{2K_T}{J} T_s - l_8 & -K_T \frac{I_{br}}{J} S_m \cdot T_s & 1 - \frac{B_m}{J} T_s \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_e(k) \\ \hat{i}_f(k) \\ \hat{\theta}(k) \\ \hat{\omega}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_1 & l_2 \\ l_3 & l_4 \\ l_5 & l_6 \\ l_7 & l_8 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_e(k) \\ i_f(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{2(L-M)} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{2(L-M)} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot u(k)$$

(3.1)

여기서 L은 관측자 이득행렬이고 극 배치법(pole placement)에 의하여 관측자의 극점(pole)을 적당한 위치에 놓는것이 관측자 구성의 관건이 된다. 일반적으로 시스템의 극점보다 3~5배정도 원점에 가깝도록 놓는것이 적당하다.[3][4] 관측자 이득 행렬은 다음과 같다.

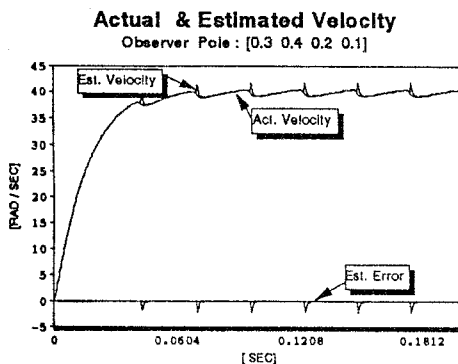
$$L' = \begin{bmatrix} l_1 & l_3 & l_5 & l_7 \\ l_2 & l_4 & l_6 & l_8 \end{bmatrix}, \text{ 관측자 이득 행렬 (n \times m)}$$

n : 측정 가능한 출력의 수, m : 시스템의 전체차수

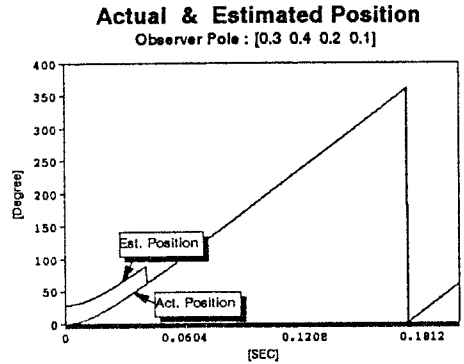
전체차수 관측자의 원리는 상전류의 추정 오차가 이득과 곱해져서 모든 상태변수들의 추정오차를 보상해 준다. 관측자는 측정가능한 상태변수와 추정 하려는 상태변수간에 연관되는 파라미터가 있어야 한다. 식(2.4)를 보면 여자상 전류와 환류상 전류는 서로 영향을 미치지 않고 회전자 위치도 각속도에만 의존하며 인버터의 스위칭이 변하는 순간을 상여자 신호로부터 알 수 있으므로 회전자의 초기위치를 모른다 해도 스위칭 순간에 추정값을 실제값에 맞추어 줄 수 있다. 또한 상태변수들간의 연관관계에 의하여 관측자 이득(gain) 중  $l_2, l_3, l_5, l_6$  을 영(zero)으로 놓아도 관측자가 잘 추정할 수 있는 실험을 통해 알 수 있었다. 또한 그만큼 연산량을 줄일 수 있으므로 실현하는데 있어서 연산시간과 CPU의 부담을 줄일 수 있다는 잇점이 있다.

#### 4. 모의 실험(Simulation)

모터에 대한 모의실험은 구동부인 인버터와 비선형 성분까지 모두 고려하였고 관측자에 대한 모의실험은 선형화된 모델로 수행하여 두 결과값들을 비교 하였다. 샘플링 시간은 0.4 [msec]로 하였다. 앞에서 언급 했듯이 상여자 신호에 의해서 스위칭 위치를 알 수 있으므로 위치에 대한 초기 추정오차가 있더라도 스위칭이 변하는 시점에서 추정오차를 영으로 만들어 줄 수 있다. 그림 4-1은 실험에서와 동일하게 20[V]의 전압을 인가하고 30도의 초기 위치 추정오차가 있을때 모의실험 결과이다. 그림 4-2는 운전도중에 인가 전압을 가변시켰을 때의 모의실험 결과이다. 전류센서를 이용하여 전류를 측정하는 과정에서 측정잡음(noise)이 발생되는데 그림 4-3은 전류의 측정잡음을 고려한 경우의 결과이다.



(a)



(b)

그림 4-1 초기 위치 추정오차가 있는 경우 관측된 속도파형과 위치 파형 (a), (b)

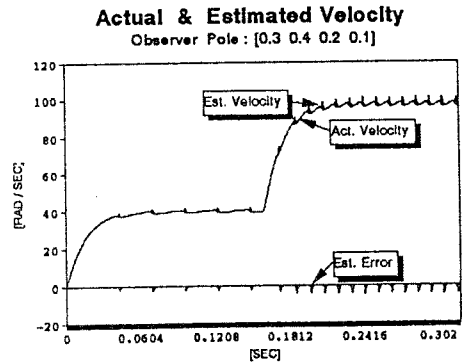


그림 4-2 인가전압 가변시, 20[V] → 50 [V]

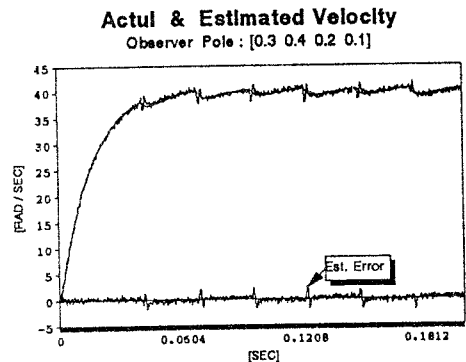


그림 4-3 측정잡음을 포함한 경우

#### 5. 실험 및 결과

관측자의 실험은 12[Mhz]의 외부클럭을 가지는 인텔사에서 제작된 MCS-96 계열의 컨트롤러 전용칩인 16비트 8097 마이크로프로세서(micro processor)를 이용하였고 관측자 프로그램은 8097 전용 어셈블리어로 개발 하였다. 그림 5-1 전체 시스템 구성도이다.

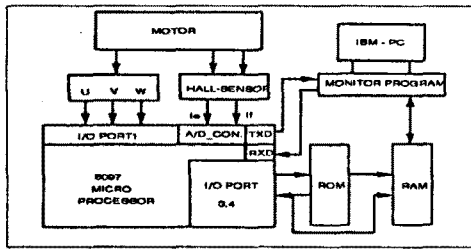


그림 5-1 전체 시스템 구성도

### 5.1 실험 결과

실험 데이터는 랩에 임시 저장했다가 프로그램 종료후 직렬 포트를 이용하여 PC로 전송하였다. 그림 5-2는 1000 [pul/rev] 의 분해능을 갖는 엔코더 신호를 프로세서로 입력 받아 모터의 실제속도를 계산 한 결과이다. 그림 5-3은 실험을 통해 추정된 속도 파형이고 그림 5-4는 회전자 위치를 추정 한 파형이다. 앞에서 언급 한 바와같이 과도상태동안 스위칭 시점에서 실제값에 맞춰주어 추정오차를 감소 시켰으며 정상상태에서 어느정도 잘 추정함을 볼 수 있다.

Actual Velocity using Encoder  
1000 [pul/rev]

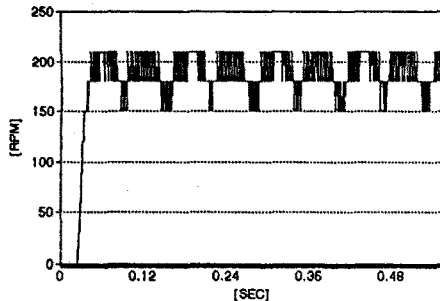


그림 5-2 엔코더를 이용한 실제 속도 파형

Estimated Velocity

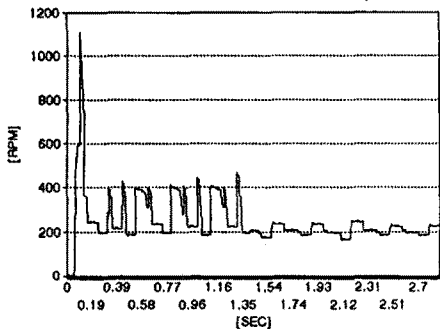


그림 5-3 관측된 속도파형 Sam/Time : 0.4[msec]

Actual & Estimated Position

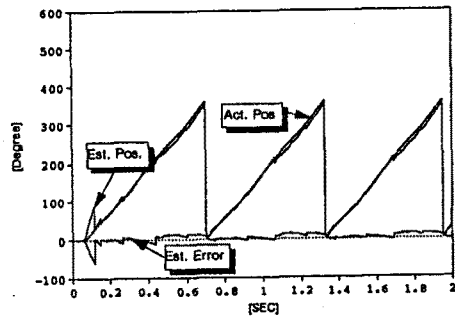


그림 5-4 관측된 위치 파형

### 6. 결론

본 논문에서 이용한 관측자는 모든 관측자 이론의 기초가 되고 다른 관측자 이론에 비하여 연산량이 적어 실현시 비교적 저가(低價)인 프로세서로도 구현 가능한 Luenberger 관측자를 이용 하였다. Luenberger 관측자는 모터 대부분의 파라미터에 대해서 어느정도 강인성(robustness)을 가지고 있으나 권선의 저항값에 대해서는 민감한 반응을 보임은 모의 실험을 통해서 알 수 있었다[5]. 향후 과제로서 모델링 오차에 대해서 강인성을 보이는 슬라이딩(sliding)관측자나 적응(adaptive)관측자 등의 적용이 요구된다. 그리고 이러한 관측자를 실현 시키기 위하여 부동 소수점 연산이 가능하고 연산 속도가 빠른 DSP(digital signal processor)칩의 사용이 불가피 하다.

### REFERENCES

- [1] T.I.E. Miller, *Brushless Permanent - Magnet and Reluctance Motor Drives*, CLALENDON PRESS OXFORD 1989.
- [2] Jean-Jacques E. Slotine and Weiping Li, *Applied Nonlinear Control*, Prentice Hall Int. pp. 40-57, 1991.
- [3] Frank L. Lewis, *Applied optimal Control and Estimation*, Prentice Hall and Texas Int. 1992.
- [4] David G. Luenberger, An Introduction To Observer, *IEEE Trans. Auto. Cont.*, Vol. Ac-16, No. 6, pp. 596-602, Dec. 1971.
- [5] Teck-Seng Low, Tong-Heng Lee, And Kuan-Teck Chang, A Nonlinear Speed Observer For Per manent-Magnet Synchronous Motors, *IEEE Trans. Ind. Elec.* Vol. 40, No.3, pp. 307-315, June 1993.