

유도기 파라미터 제어에 관한 연구

*채 영무 **윤 병도 **김 운호 **김 찬기 *정 헌주
 *충주 산업대학교 제어계측공학과 **중앙대학교 전기공학과

A study on parameter control of induction motor

*Young-Moo Chae, **Byung-Do Yoon, **Yoon-Ho Kim, **Chan-Ki Kim, *Hun-Ju Jeong

* Dept. of Control Instrument, Chung Ju National Univ., **Dept. of Electrical Eng., Chung Ang Univ.

Abstract

This paper deals with the robust control system for parameter variations, fast responses and load torque variations. First, fuzzy-sliding adaptive control be used to. Fuzzy-sliding adaptive control is good at fast response. Second, there are many requests for selecting freely the moment of inertia, even though moment of inertia is determined with the materials, structure, shape, and size of the motors. Therefore we developed an inertia-lowering control system that uses torque observer to reduce the moment of inertia. Finally, using torque observer, torque control is done so as to compensate load torque. Consequently, the proposed system verified the superiority through the simulations using MATLAB.

1. 서론

산업용 기계는 소정의 속도로 운전되는 것이 바람직하므로 그 속도에 도달하기까지의 시간은 극히 짧게 되도록 토크를 제어해야 하며, 또한 다른 시스템과 연동 되어 있는 시스템에서는 시스템의 속도가 다른 시스템의 속도와 균형을 유지해야 할 필요성도 대두된다. 본 논문에서는 시스템의 응답을 결정하는데 가장 큰 영향을 미치는 전동기의 관성 모멘트를 제어하는 시스템을 제안하려고 한다. 본 논문에서 제안한 시스템은 세부분으로 나누어져 있는데, 첫번째 제어기는 파라미터 변동과 이산 시간 영역에서 샘플링 타임의 변동에 강한 퍼지 슬라이딩 적응 제어기를 주 제어기로 하고, 두 번째 제어기는 전체 시스템의 안정성에는 영향을 미치지 않지만 주 제어기와는 별도로 외란이 존재 할 경우에는 제어기가 동작하는 퍼지 슬라이딩 토크 관측기이다. 세번째는 토크 관측기의 출력을 기준 전류와 비교하여 시스템의 파라미터를 제어하는 파라미터 제어기로 구성 되어 있다. 본 논문에서는 이러한 세개의 제어기를 각각의 이론적 원리와 특성을 분석하고 시뮬레이션을 통하여 본 논문에서 제안한 제어기의 타당성을 확인하였다.

2. 제안된 시스템의 고찰

PI 제어기는 제어 정수 값이 적절히 조정될 경우 좋은 운전 특성을 얻을 수 있으며, 제어 알고리즘이 간단하여 손쉽게 구현할 수 있으나, 시스템의 파라미터를 정확히 알아야 PI 제어 상수를 결정할 수 있다. 그러나 PI 제어기는 시스템의 비례기 게인과 적분기 게인을 설정할 때, 시스템의 파라미터의 변수를 알아야 정확한 제안을 설정 할 수 있다. 그리고 시스템의 제어기

상수를 정확히 설정 하더라도 시스템의 파라미터가 변하고, 외부에서 토크 외란이 인가되면 시스템의 댐핑 계수가 변하기 때문에 최적의 운전이 불가능하다. 또한 실제 시스템에서 시스템의 파라미터를 확실하게 아는것은 거의 불가능하고 파라미터를 정확히 안다고 해도 실제 시스템이 그림 1에서 보는 바와 같이 돌입 전류를 제한하기 위한 전류 제한기와 같은 비선형 요소를 가지고 있으므로, 그림 2와 같이 속도 응답에 차이가 생긴다. 그림 2에서 A파형은 전류 제한기를 무시한 상태에서 시스템의 시정수를 고려하여 PI 제어 상수를 결정한 경우의 전류의 속도 파형이고, B파형은 A파형과 똑같은 조건에서 전류 제한기를 추가한 경우의 전류의 속도 파형을 나타내고 있다.

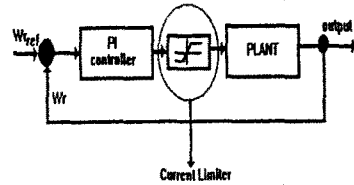


그림 1. 전류 제한기를 갖는 PI제어기
 Fig.1. PI controller with current limiter.

이상과 같이 파라미터를 고려하여 제어 상수를 결정한다고 해도 정확히 시스템이 설계 사양대로 정밀 제어되는 것은 아니다. 따라서 숙련된 기술자의 경험과 시행 오차에 의한 제어 상수의 선택은 피할 수 없는 현실이다.

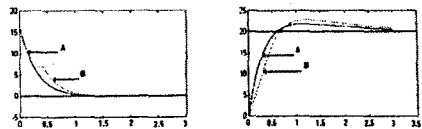


그림 2. PI제어기의 입,출력 파형
 Fig.2. Input, output waveform of PI controller.

숙련된 기술자의 경험과 시행 오차에 의해서 조정된 제어 상수도 부하 외란이나, 파라미터가 온도가 마모에 의해서 변하는 등 운전점이 달라지면 최적의 운전 상태를 위해서 다시 제어 정수를 수정해야 한다. PI 제어기는 PI 특성상 속응성과 강인성은 반비례 관계가 있으므로 최선의 제어기가 할 수 없다. 이러한 PI 제어기가 산업 현장에서 다수를 차지하고 있는 이유는

계산이 간단하고 디지털 제어기·아날로그 제어기에도 구성이 가능하다는 점이다. 따라서 PI 제어기의 장점을 살리면서 PI 제어기가 갖는 여러 가지 단점을 해결하기 위한 대안으로 본 논문에서는 퍼지 슬라이딩 적용 제어기를 시스템의 주 제어기로 이용하려 한다.

2-1. 퍼지-슬라이딩 적용 제어기에 대한 고찰

본 연구에서 다루고자 하는 주 제어기는 선형화된 슬라이딩 모드 제어의 슬라이딩 커브를 퍼지 규칙의 함수를 이용해서 시스템의 입력이 연속 입력이 되게 하는 새로운 퍼지 슬라이딩 적용 제어기이다. 식 (2-1-1)과 같은 일반적인 슬라이딩 모드 제어는 부하나 파라미터 변동에 탁월한 강인성에도 불구하고 슬라이딩 모드 제어가 가지고 있는 특유의 불연속 제어에 의하여 채터링을 유발한다. 이런 채터링을 제거하기 위하여 식 (2-1-2)와 같이 불연속 제어 함수를 선형 함수로 만들어 사용한다. 그러나 이러한 선형화에 따른 문제로서 채터링이 줄어드는 대신에 시스템의 부하에 대한 강인성은 떨어지는 단점이 발생한다. 따라서 식 (2-1-3)과 같이 적분 보상을 추가하여 정상 상태 오차를 영(零)으로 만드는 제어 함수가 도입되었다.

$$U = K_1 \cdot \text{sgn}(S) \quad (2-1-1)$$

$$U = K_1 \cdot \frac{S}{|S| + \delta} \quad \text{단, } \delta \text{는 양의 실수} \quad (2-1-2)$$

$$U = KP \cdot |e| + KI \cdot \int |e| \quad (2-1-3)$$

$$\text{단, } KP = K_{P1} \cdot \frac{S}{|S| + \delta}$$

$$KI = K_{I1} \cdot \left(1 - \frac{S}{|S| + \delta}\right) \quad \text{단, } \delta \text{는 양의 작은 실수}$$

그러나 본 연구에서는 퍼지 알고리즘을 이용하여 식 (2-1-3)의 비례 성분과 적분 성분의 수치를 퍼지 규칙의 추론 함수를 이용하여 새로운 비례 적분 이득을 구하였다.

퍼지 가변 구조 PI 제어기를 구성하기에 앞서 비례 게인 KP와 적분 게인 KI는 다음과 같은 IF-THEN 퍼지 규칙에 의해서 선택된다.

- if e(error) is large then KP is large
- if e(error) is small then KP is small
- if e(error) is large then KI is small
- if e(error) is small then KI is large

위에서 제시한 조건에 따라 KI 게인과 KP 게인의 멤버십 함수는 그림 3과 그림 4와 같다.



그림 3. KI 제어기의 멤버십 함수
Fig.3. Membership function of KI controller.

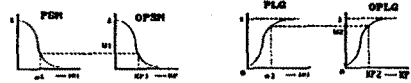


그림 4. KP 제어기의 멤버십 함수
Fig.4. Membership function of KP controller.

따라서, 이때 얻어진 KI의 멤버십 함수와 KP의 멤버십 함수를 다음과 같이 무게 중심법에 의해서 추론하면 퍼지 슬라이딩 적용 제어기의 게인이 된다.

$$\begin{aligned} KI &= \frac{w_1 \cdot KI1 + w_2 \cdot KI2}{w_1 + w_2} \\ &= \frac{w_1 \cdot f_1^{-1}(w_1) + w_2 \cdot f_2^{-1}(w_2)}{w_1 + w_2} \\ &= F(w_1, w_2) \\ &= F(e_1, e_2) \end{aligned} \quad (2-1-10)$$

식 (2-1-10)을 이용해서 얻어진 최종적인 KP, KI의 게인은 식 (2-1-11)과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} KP &= (KP1 - KP2 \cdot e^{-KP1|e|}) \\ KI &= KI1 \cdot e^{-KI2|e|} \end{aligned} \quad (2-1-11)$$

2-2. 슬라이딩 모드 관측기에 대한 고찰

일반적으로 시스템의 토크 관측기를 구성하려면 시스템의 파라미터를 정확히 알아야 하고, 측정 잡음이 존재하지 않는다는 가정에서 출발한다. 만약 시스템의 실제 파라미터와 관측기의 파라미터가 일치하지 않을 경우에는 외란에 대한 정확한 추정이 이루어지지 않고 보상이 제대로 이루어지지 않는다. 또한 측정 잡음으로 인한 부정확한 추정도 고려되어야 할 사항이다. 모델화 오차와 측정 오차 등을 고려한 유도기의 기계적인 토크 방정식을 선형 시불변 시스템의 상태 방정식으로 나타내면 다음과 같다. 상태 변수 x 는 속도 ω_r 과 부하 토크 T_L 로 정하고, 제어 입력 u 는 1차 전류 I_m 로 정한다.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega_r \\ T_L \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -B/J & -1/J \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_r \\ T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_T/J \\ 0 \end{bmatrix} I_m - T_{Un} \\ \omega_r &= [1 \ 0] \begin{bmatrix} \omega_r \\ T_L \end{bmatrix} + \eta_2 \end{aligned} \quad (2-2-3)$$

여기서, $T_{Un} = [\eta_1 \ 0]^T$; 모델화 오차,

η_2 : 측정 잡음,

$$K_T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} L_m I_d$$

따라서 슬라이딩 모드 상태관측기를 구성하면 식(2-2-4)와 같다.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\omega}}_r &= -\frac{B}{J} \cdot \hat{\omega}_r - \frac{1}{J} \cdot \hat{T}_L + \frac{K_T}{J} \cdot I_m + K_1 \cdot \text{sgn}(\hat{\omega}_r - \omega_r) \\ \dot{\hat{T}}_L &= K_2 \cdot \text{sgn}(\hat{\omega}_r - \omega_r) \end{aligned} \quad (2-2-4)$$

이와 같이 구성된 슬라이딩 모드 상태 관측기의 블록도는 그림 5와 같다.

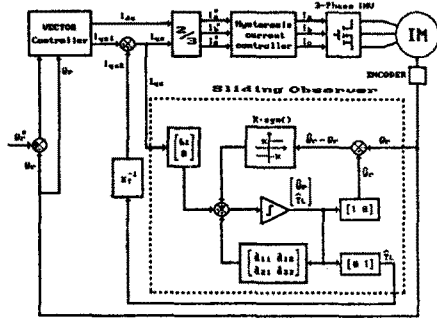


그림 5. 슬라이딩 모드 상태 관측기의 구성도
 Fig.5. Block diagram of sliding mode state observer.

슬라이딩 평면을 $S = \hat{\omega}_r - \omega_r = 0$ 으로 정의 할 때
 슬라이딩 모드를 발생시키기 위한 충분 조건은 다음과 같다.
 $SS' < 0$ (2-2-5)
 K_1, K_2 를 구하기 위해서는 K_1, K_2 를 식(2-2-6)과 같이 정의
 하고, 식(2-2-5)을 만족하기만 하면 된다[4].

$$K_1 < -\Delta_{max}, K_2 = -LK_1$$

$$\text{여기서, } \Delta_{max} = \max [(-J/B)\omega_r, -\sqrt{s}] \quad (2-2-6)$$

슬라이딩 모드 상태 관측기의 출력 값은 피드포워드 되어 명령
 치 전류에 더해진다.

$$I_{qs2} = \frac{1}{K_T} \cdot \hat{\tau}_l \quad (2-2-7)$$

$$\therefore I_{qs} = I_{qs1} + I_{qs2} \quad (2-2-8)$$

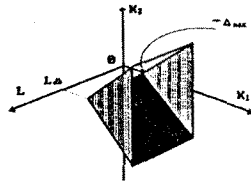


그림 6. 극값 L을 가진 슬라이딩 모드 상태 관측기 이득의 범위
 Fig.6. Range of sliding mode observer with pole L.

본 논문에서는 슬라이딩 관측기 계인 과 상태 관측기를 디지털
 적으로 구현하는 경우 관측기 극값 L이 존재하는 범위는 그림 6과
 같이 표현될 수 있다.

2-3. 토크 관측기에 기반을 둔 파라미터 제어기

전동기 구동 시스템에서 시스템의 응답을 결정하는 가장 큰 변
 수는 관성 모멘트이다. 이러한 관성 모멘트를 용도에 맞게 설계하
 기 위해서, 전동기 회전체의 직경과 길이 비를 최적화 하여 관
 성 모멘트를 설계하고, 계자를 영구 자석으로 만들어 시스템의
 서보성을 높이는 방향이 있을 수 있으나, 이러한 방법도 제작
 가격이 고가이고, 종류도 다양해지고 제작사로부터 전동기의 파
 라미터가 일정하게 정해진 것이기 때문에 파라미터가 다른 전
 동기와 연동될 경우에는 어느한 쪽에 스트레스가 누적되어 시

스템의 연결 부위가 손상될 수 있다. 만약 전동기의 관성 모멘
 트가 제어될 수 있다면 전동기를 설계하려고 할 경우에 어느
 정도 여유가 생기고 정격이 다른 시스템과도 연동이 가능할 것
 이다. 전동기의 관성 모멘트 제어의 원리는 다음과 같다. 시스
 템의 토크 외란을 추정하는 관측기를 만들 경우, 외란이 존재하
 지 않더라도 과도적으로 외란이 검출된다. 이러한 신호를 지령
 관성값과 실제 관성값의 비를 곱한 값으로 지령 토크에 보상할
 경우 시스템의 응답 출력은 변화되어진다. 그림 7은 이러한 관
 성 모멘트를 제어하려는 시스템의 블록도이다. 그림 7에서 식
 (2-3-1)은 시스템의 마찰력을 무시한 상태에서 파라미터 제어가
 없는 경우의 시스템의 응답 방정식이며 식 (2-3-6)은 파라미
 터 제어를 부가한 경우의 시스템의 응답 방정식을 보여 준다.
 이 수식에서 실제의 관성 모멘트 값은 사라지고 파라미터 제어
 기에 지령한 값이 시스템의 응답을 결정하는 것을 볼 수 있다.

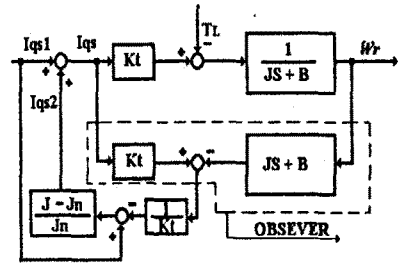


그림 7. 유도기의 파라미터 제어기
 Fig.7. Parameter controller of induction motor.

$$\omega_r = \frac{1}{JS} (K_t \cdot i_{qs1} - T_L) \quad (2-3-1)$$

$$\omega_r = \frac{1}{JS} (K_t \cdot i_{qs} - T_L) \quad (2-3-2)$$

$$i_{qs} = i_{qs1} + i_{qs2} \quad (2-3-3)$$

$$i_{qs2} = \frac{(J-J_n)}{J_n} \left(i_{qs1} - \frac{(K_t \cdot i_{qs} - JS\omega_r)}{K_t} \right) \quad (2-3-4)$$

$$i_{qs} = i_{qs1} + \frac{(J-J_n)S\omega_r}{K_t} \quad (2-3-5)$$

$$\omega_r = \frac{1}{J_nS} (K_t \cdot i_{qs1} - T_L) \quad (2-3-6)$$

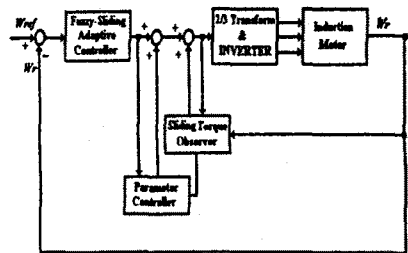
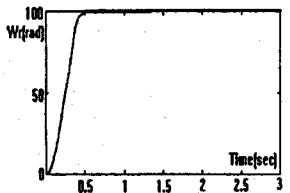


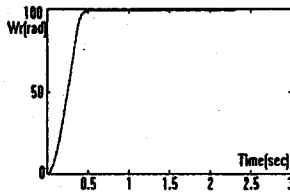
그림 8. 제안된 시스템의 전체 블록도
 Fig.8. Global block diagram of the proposed system.

3. 시뮬레이션 및 고찰

그림 9는 속도 지령치 100[rad/sec]와 샘플링 타임 0.5[ms] (a)와 1[ms] (b)를 시스템에 인가한 경우 퍼지 슬라이딩 적응 제어기의 속도 과도 특성을 나타내고 있다. 디지털 제어기에서 샘플링 타임의 증가나 감소는 PI 제어기 게인의 증가나 감소를 의미하고, 퍼지 슬라이딩 적응 제어기는 이러한 샘플링 타임의 영향을 무시함을 볼 수 있다. 그림 10은 퍼지 슬라이딩 적응 제어기 게인의 변화량을 보여준다. 여기서 과도 상태에서 일정한 비례 게인과 적분 게인이 되는 것은 전류 제한기의 영향이다. 그림 11은 시스템의 응답이 1[sec]가 지난 후에 정적 토크의 120%를 시스템에 인가한 경우의 속도 파형(a)와 토크 파형(b)이다. 여기서 파형에 잡음이 많은 것은 시스템에 백색 잡음을 추가했고, 토크 파형도 백색 잡음의 영향으로 부하가 인가된 경우에 잡음이 섞여 있음을 알 수 있다. 따라서 이러한 잡음 파형이 섞여 있는 파형으로는 추정값이 정확하지 않으므로 슬라이딩 적응 제어기 뒷단에 별도의 필터를 부착하였다. 그림 12는 파라미터 제어기를 이용한 경우의 속도 과도 특성으로 그림(a)는 파라미터 제어기의 관성 모멘트 지령값을 실제의 전동기 관성 모멘트와 같게 한 경우이며, 그림(b)는 파라미터 제어기의 관성 모멘트 지령값을 실제의 관성 모멘트보다 100% 줄인 결과이며, 그림(c)는 파라미터 제어기의 관성 모멘트 지령값을 실제의 관성 모멘트보다 50%크게 한 경우를 보여준다. 그림 13은 주 제어기를 퍼지 슬라이딩 적응 제어기로 하고, 파라미터 제어기와 슬라이딩 토크 관측기를 인가한 경우의 토크 파형(a)와 속도 파형(b)을 보여주고 있다. 여기서 속도 응답이 매끄러움을 볼 수 있으며, 토크 파형(a)에서 '*'와 같이 써지 토크가 인가되는 경우는 퍼지 슬라이딩 적응 제어기가 오차가 줄어들 때 슬라이딩 모드 특성이 나타나기 때문이다. 따라서 속도 파형(b)에서 '*'와 같은 특성이 나타난다. 이상의 결과로부터 본 논문에서 제안한 시스템은 우수한 특성을 확인하였으며, 기존의 시스템에 비해서 인버터 용량이 커짐을 고려하여야 한다.



(a)

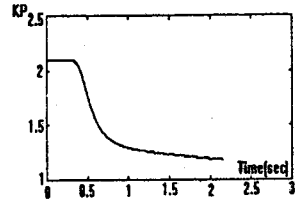


(b)

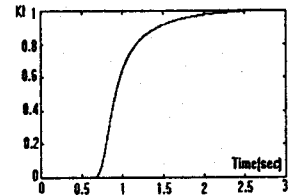
a) Sampling time (0.5ms) b) Sampling time (1ms)

그림 9. 샘플링 타임을 변화시킨 경우 퍼지 슬라이딩 적응 제어기의 과도 특성

Fig. 9. The speed waveform of fuzzy-sliding adaptive controller when sampling time varied.

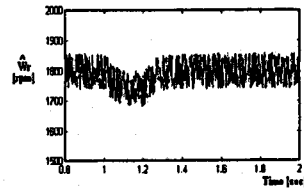


(a) KP 게인의 범위

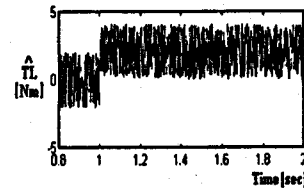


(b) KI 게인의 범위

그림 10. 퍼지 슬라이딩 적응 제어기의 KP, KI 게인의 특성
Fig.10. The characteristic of KP, KI gain for fuzzy-sliding adaptive controller.



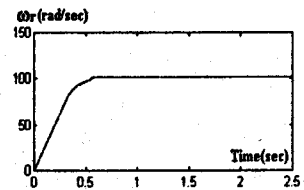
(a) 속도 파형



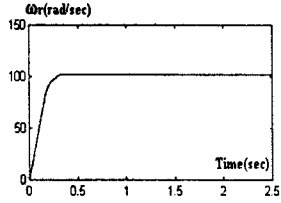
(b) 토크 파형

그림 11. 슬라이딩 관측기의 속도, 토크 파형

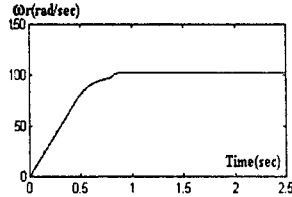
Fig.11. Speed waveform, torque waveform of sliding observer.



(a) 관성 모멘트 지령값과 실제가 같은 경우



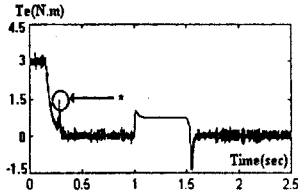
(b) 관성모멘트 지령값과 실제보다 100% 줄인 경우



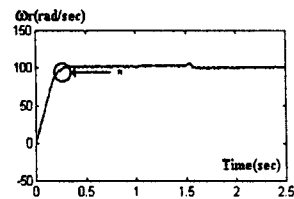
(c) 관성 모멘트 지령값과 실제보다 50%증가한 경우

그림 12. 파라미터 제어기의 지령값을 변화 시킨 결과

Fig.12. The case of parameter reference variation.



(a) 토크 파형



(b) 속도 파형

그림 13. 제안된 시스템의 응답 파형

Fig.13. The responses waveform of proposed system.

5. 결론

산업용 전동기를 서보 제어하려는 경우 현재 고려되고 있는 제어기으로써는 시스템의 서보 특성을 개선하려는 차원에서 속응성에 바탕을 둔 최적 제어기가 시스템 전체를 담당하고 외란이나, 부하를 담당하는 제어기를 별도로 추가하여 레귤레이터 문제를 해결하는 방법이다. 따라서 본 논문에서는 이러한 2자유도 제어기에 기반을 두어 샘플링 타입의 변화와 속응성에 뛰어난 퍼지 슬라이딩 적용 제어기를 주 제어기로 하고 외란을 검출하여 피드 포워드 제어하는 슬라이딩 모드 토크 관측기로 2자유도 제어기를 설계하였다. 또한 본 논문에서는 파라미터 제어를 시스템의 입 출력 관계를 고려하여 제어하였다. 이러한 시스템은 정격이 다른 시스템의 연동 운전이나, 로버트 팔의 다관절 등 동시 기동 운전하는 경우에 적합하고 많은 응용 범위가 있을 것으로 생각된다.

참고 문헌

- [1] B.K. BOSE, POWER ELECTRONICS AND AC DRIVES, 1986.
- [2] 堀祥一, "誘導機の 磁束オブザーバ의 離散形實現と 電動機 定數變動에 對する 低感度化" 電氣學會半導體電力變換研究, SPC-87-25.
- [3] Y. Dote, "Stabilization Controlled Current Induction Motor Drive System via New Nonlinear State Observer" IEEE Trans. IECEI, 27(2), 77, 1980.
- [4] S. Sangwongwanich, 米本剛, "スライディングオブザーバを用いた誘導電動機の 二次磁束 推定とその設計法", 電氣學會論文誌 volume C, pp.279-288, 1991.
- [5] U. Itkis, "Control System of Variable Structure", pp.14-16, 1976.
- [6] 고 종선, 조 관열, 윤명중, "외란에 둔감한 브러쉬없는 직류 전동기의 디지털 위치 제어" 전기 학회 논문지, 제39권, 제1호, pp.36-pp.47, 1990.
- [8] FRANK L. LEWIS, "APPLIED OPTIMAL CONTROL AND ESTIMATION", Prentice Hall, pp.459-pp.525, 1993.
- [9] Paul C. Krause, "Analysis of Electric Machinery", McGRAW HILL, 1987.
- [10] 윤병도, 김윤호, 김찬기, "슬라이딩 모드 상태 업저버를 이용한 유도 전동기의 강인성 제어", 전기 학회 하계학술대회 논문지, 1994.
- [11] 박민호, 김경서, 김영렬 "가변 구조 제어를 이용한 유도 전동기의 위치 제어", 전기 학회 논문지, 제39권, 제1호, pp.48-pp.56, 1990.