

관성 변동을 갖는 유도전동기 속도 제어기 설계

신은철*, 공병구*, 김종선*, 유지윤*, 박태식**, 이준호***

*고려대학교 전기공학과 산업전자 연구실

**삼성전자 종합기술원

***LG전자 멀티미디어 연구소

Design of Speed Controller for Induction Motor With Inertia Variation.

Eun-Chul Shin, Byung-Gu Kong, Jong-Sun Kim, Ji-Yoon Yoo*, Tae-Sik Park**,
Jun-Ho Lee***,

*Industrial Electronic Laboratory, Electrical engineering, Korea university.

**Samsung Electronics

***LG Electronics

ABSTRACT

In this paper, a novel design method of variable motor inertia in Induction motor drive system is proposed. The inertia of a load and a motor are estimated by using RLS (Recursive Least Square) algorithm. The speed controller is designed by Kharitonove theory of motor. The effectiveness of the proposed scheme is verified with simulation and experiments results.

1. 서 론

벡터제어 유도전동기의 속도제어 시스템의 고성능화를 실현하기 위해서는 이상적인 전류 제어뿐만 아니라, 넓은 속도 영역에서의 견실한 속도 제어가 보장되어야 한다. 일반적인 속도 제어 알고리즘으로는 구현이 용이하고 비교적 성능이 우수한 PI 제어 방식이 주로 이용되고 있으나 최근에는 PI 제어 방식에 비해 응답 속도는 떨어지나 오버슈트를 억제할 수 있고, 진동이 적어 안정된 제어 특성 갖는 IP 제어를 적용하기도 한다. 이때 제기되는 문제점이 제어기 이득 선정 방법이다. 경험자의 경험에 의한 제어기 선정 방법도 있지만 가장 대표적인 제어기 튜닝 방법은 Ziegler-Nichols 이론을 적용하는 것이다. 그러나 시스템의 파라미터가 변동하게 되면 그에 따라 매번 제어기 이득을 새롭게 선정해

야 하는 문제점이 발생된다.

특히 정속도 운전을 하는 경우 부하 변동, 즉 부하 측에 연결된 능동, 수동 부하에 의한 관성의 변화는 정속도 운전 성능을 저하시키는 요인이 되며 또한 변화된 관성 값을 모르거나, 관성이 지속적으로 변화하는 경우에는 만족할만한 속도 제어를 수행하기가 힘들어진다. 운전 중 발생하는 관성의 변화는 제어기를 포함한 전체시스템 특성방정식의 근을 이동하는 역할을 하기 때문에 시스템의 속응성에 영향을 미치고 상태 제한 제어나 2차측에 직류 전동기를 연결하여 사용하는 이관성 시스템에서는 오버슈트와 원하지 않는 진동이 발생한다. 따라서 관성 변화에 대한 정속도 운전특성의 저하없이 견실한 속도 제어가 가능하도록 하기 위하여는 심도 있는 연구가 필요한 실정이다.^{[1] [3]} 본 논문은 유도전동기 구동시스템의 관성 변화에 대한 속도 제어기의 특성 개선을 목적으로 한다. 이를 위해 속도 제어기 설계에 있어 필수적 요소인 관성의 추정과 파라미터 변동에 대한 견실한 제어기를 설계하고 이의 유효성을 시뮬레이션과 실험을 통해 입증하고자 한다. 즉, 속도 제어기 설계에 기본이 되는 기계계 파라미터의 정보를 얻기 위해 적용 시스템 중 수렴 특성과 추정 성능이 우수한 것으로 널리 알려진 RLS 방식을 적용하여 관성을 추정한다.

또 속도 제어기는 구현이 쉽고 실제 산업계에서 가장 널리 사용되고 있는 PI 제어 방식을^[4] 기본 제어방식으로 채택하되 운전 중 발생할 수 있는 기

계계 파라미터 변동에 대한 영향을 고려할 수 있도록 Kharitonov의 견실 제어 이론을 적용하여 관성 변화에 대해서 원활한 제어 성능을 얻고자 한다. 마지막으로 디지털 시뮬레이션을 통해 제안한 속도 제어기 성능을 분석하고 고찰한 후에, 고성능 DSP를 탑재한 유도전동기 구동시스템을 이용한 실험을 통해 타당성을 입증하고자 한다.

2. 관성 변동에 대한 응답 특성 변화

그림 1은 유도전동기 관성 J_M 을 -70% 에서 $+70\%$ 만큼 변동시 계단 응답과 시스템 특성방정식의 근의 위치 변화를 보여주고 있다. 그림에서와 같이 관성의 변화는 시스템 특성방정식의 근을 이동하는 역할을 하기 때문에 시스템의 속응성에 영향을 주게 된다. 또한 관성원판 또는 직류전동기를 부하로 연결하게 되면 전체적인 관성이 변화하며 이에 따른 응답특성이 변화하게 된다.

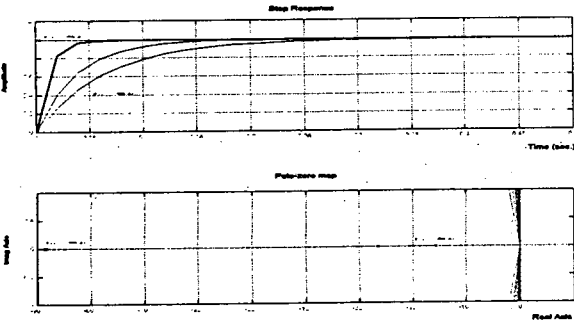


그림 1 관성 변화에 따른 계단응답과 근의 이동

Fig. 1 Step Response and Movement of system pole according to motor inertia variation

3. Kharitonov 견실 제어기

3.1 PI제어기

PI 제어기는 구성이 간단하고 우수한 성능으로 실제 산업계에서 광범위하게 사용되는 제어기이며 일반적인 전동기 구동을 위한 속도제어기로서 널리 적용되고 있다. 그림 2는 이상적인 전류제어를 가정한 단일 관성 시스템에 대한 PI 제어기의 응답특성을 나타낸 것이다. 앞에서 전술한 바와 같이 기계계 파라미터 중 관성에 변동이 생기게 되면 시스템의 전체적인 응답특성이 변화하게 되는데 그때 상황에 맞도록 이득을 조정해주어야 하는 문제점도 발생하게 된다.

3.2 Kharitonov 견실 제어 방식

Kharitonov의 견실제어 방식은 파라미터의 변동

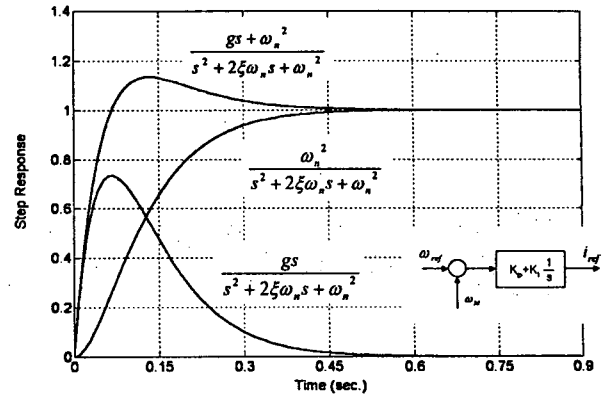


그림 2 PI 속도제어기와 단위 계단 응답

Fig. 2 PI speed controller and unit step response

을 고려하여 제어기의 이득을 선정함으로써 지정된 한계 내에서 파라미터가 변동하여도 전체 시스템의 안정도를 확보할 수 있도록 한 강인 안정도 제어기이다. Kharitonov의 견실제어 방식은 임의의 다항식의 계수가 특정 범위 내에서 변동할 때 다항식의 안정도를 판별하는 방법을 제공한다. 따라서 제어기를 포함한 전체 시스템의 특성 방정식(Characteristic Polynomial)과 특성 방정식의 계수가 시스템의 파라미터 변동에 따라 특정 범위 내에서 변동함을 가정하여 Kharitonov의 견실제어방식을 적용하면 시스템의 파라미터가 변동하여도 전체 시스템의 안정도를 확보할 수 있는 제어기의 이득을 선정할 수 있다. 시스템의 안정도를 판별하기 위해 식 (1)과 같은 형태의 실수 다항식의 집합을 $P(s)$ 라 하자. 구간 다항식은 계수가 지정된 범위 내에서 변동하는 형태의 다항식으로 파라미터가 변동하는 일반적인 시스템의 특성 방정식과 동일한 형태를 가진다. 여기서 각각의 계수는 독립적인 구간 내에서 변동하며 이러한 다항식의 집합을 구간 다항식(Interval Polynomial)이라 한다.

$$p(s) = p_0 + p_1s + p_2s^2 + p_3s^3 + \dots + p_ns^n \quad (1)$$

$$p_0 \in [x_0, y_0], p_1 \in [x_1, y_1], \dots, p_n \in [x_n, y_n], 0 \notin [x_n, y_n]$$

식(2)는 구간 다항식에 대한 Kharitonov 정리를 나타내는데 다항식 안정도를 판별함으로써 파라미터 변동을 가지는 시스템의 안정도를 판별할 수 있으며 이 다항식들을 Kharitonov 다항식이라고 한다. 이 Kharitonov 다항식이 Hurwitz 안정하면 구간 다항식의 집합 $P(s)$ 내에 모든 다항식은 Hurwitz 안정하다. 그러나 일반적인 페루프 시스템에서는 각각의 계수가 서로 상호 연관을 가지고 변동하는 것이 일반적이므로 이러한 문제점을 해결하기 위하여 일반화된 Kharitonov 정리를 제안하였다.

$$\begin{aligned}
K^1(s) &= x_0 + x_1s + y_2s^2 + y_3s^3 + x_4s^4 + x_5s^5 + y_6s^6 + \Lambda \\
K^2(s) &= x_0 + y_1s + y_2s^2 + x_3s^3 + x_4s^4 + y_5s^5 + y_6s^6 + \Lambda \\
K^3(s) &= y_0 + x_1s + x_2s^2 + y_3s^3 + y_4s^4 + x_5s^5 + x_6s^6 + \Lambda \\
K^4(s) &= y_0 + y_1s + x_2s^2 + x_3s^3 + y_4s^4 + y_5s^5 + x_6s^6 + \Lambda
\end{aligned} \quad (2)$$

다항식 $F_i(s)$ 는 고정된 실수 다항식이고, $P_i(s)$ 는 계수가 지정된 특정 범위 내에서 변동하는 실수 다항식인, 선형 구간 다항식(Linear interval polynomials)을 (3)과 같이 정의한다.

$$\Delta(s) = F_1(s)P_1(s) + F_2(s)P_2(s) + \Lambda + F_m(s)P_m(s) \quad (3)$$

이렇게 정의된 다항식에서 $P_i(s)$ 에 해당하는 Kharitonov 다항식이 식(4)와 같다고 하면 다항식의 집합을 $\kappa_i(s)$ 로 정의한다. 식(5)는 변동 범위를 나타내는 것으로 이러한 선분(Line Segment)들이 모두 안정하다면 전체 구간 다항식은 안정하다.

$$\begin{aligned}
K_i^1(s) &= x_{i,0} + x_{i,1}s + y_{i,2}s^2 + y_{i,3}s^3 + x_{i,4}s^4 + x_{i,5}s^5 + y_{i,6}s^6 + \Lambda \\
K_i^2(s) &= x_{i,0} + y_{i,1}s + y_{i,2}s^2 + x_{i,3}s^3 + x_{i,4}s^4 + y_{i,5}s^5 + y_{i,6}s^6 + \Lambda \\
K_i^3(s) &= y_{i,0} + x_{i,1}s + x_{i,2}s^2 + y_{i,3}s^3 + y_{i,4}s^4 + x_{i,5}s^5 + x_{i,6}s^6 + \Lambda \\
K_i^4(s) &= y_{i,0} + y_{i,1}s + x_{i,2}s^2 + x_{i,3}s^3 + y_{i,4}s^4 + y_{i,5}s^5 + x_{i,6}s^6 + \Lambda \\
\kappa_i(s) &:= \{K_i^1(s), K_i^2(s), K_i^3(s), K_i^4(s)\}
\end{aligned} \quad (4)$$

$$s_i(s) := \{[K_i^1(s), K_i^2(s)], [K_i^1(s), K_i^3(s)], [K_i^2(s), K_i^4(s)], [K_i^3(s), K_i^4(s)]\} \quad (5)$$

Kharitonov 정리를 시스템에 적용하기 위하여 본 논문에서는 Hurwitz 안정도 판별법을 사용하였다. 차수 n인 다항식이 있을 때 모든 근이 복소평면의 좌반면에 위치하면 그 다항식을 Hurwitz 다항식이라 하며 해당 시스템은 안정하다.

3.3 안정도 영역을 갖는 건설 제어기 설계

본 논문에서는 Kharitonov 정리를 확장시켜 전체 시스템이 안정도 마진을 갖도록 극점을 배치시킴으로써 파라미터 변동에 대해 최대한 속도 제어 특성을 확보할 수 있도록 하였다. 식(1)에 대한 δ Hurwitz 안정도는 식(6)의 선형구간 다항식 $G(s_1)$ 의 Hurwitz 안정도와 등가식이 되며, 식(7)은 일반화된 Kharitonov 정리를 적용한 식으로 안정도를 판별할 수 있다.

$$G(s_1) := \left\{ \begin{array}{l} g(s_1) = p_0 + p_1(s_1 - \delta) + \Lambda + p_n(s_1 - \delta)^n \\ p_i \in [x_i, y_i], i = 0, 1, 2, \Lambda, n \end{array} \right\} \quad (6)$$

$$\begin{aligned}
F_i(s_1) &= (s_1 - \delta)^{i-1} \\
P_i(s) &= p_{i-1}, i = 1, 2, \Lambda, n+1
\end{aligned} \quad (7)$$

3.4 안정도 영역을 갖는 건설 제어기 설계

그림 4의 전동기 입력 토크와 각속도의 전달함수, PI 제어기의 전달함수를 구한 식(8)에 안정도 마진 δ 를 고려한 전체 시스템의 특성방정식은 식(9)와 같이 된다. 이때 1차항과 영차항의 계수만 관성의 변동에 영향을 받는다.

$$\begin{aligned}
G(s) &= \frac{\omega_M}{T_M} = \frac{N(s)}{D(s)} \\
N(s) &= b_0 = \frac{1}{J} \\
D(s) &= a_1s + a_0 = s + \frac{B}{J} \\
G_c(s) &= K_p \left(1 + \frac{\omega_{pi}}{s} \right)
\end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned}
\Delta(s - \alpha) &= g(s_1) \\
&= (s - \delta)D(s - \delta) + K_p(s - \delta + \omega_{pi})N(s - \delta) \\
&= c_2(s_1 - \delta)^2 + c_1(s_1 - \delta) + c_0 \\
&= c'_2s_1^2 + c'_1s_1^1 + c'_0
\end{aligned} \quad (9)$$

이때 계수는

$$\begin{aligned}
c_2 &= a_1 = 1 \\
c_1 &= a_0 + K_p \\
c_0 &= b_0K_p\omega_{pi} \\
c'_2 &= a_1 = 1 \\
c'_1 &= a_0 + b_0K_p - 2\alpha \\
c'_0 &= a^2 - a_0\alpha - b_0K_p\alpha + b_0K_p\omega_{pi}
\end{aligned}$$

안정도 마진 확보를 위해 일반적인 Kharitonov 정리를 적용하여 안정도를 판별하기 위해 식(10)의 다항식에 대해 안정도 판별을 한 후 Hurwitz 안정도 판별법을 이용하여 식(11)을 만족하는 제어기 이득을 선정한다.

$$\begin{aligned}
&F_0c_{0min} + F_1c_{1min} + F_2c_2 \\
&F_0c_{0min} + F_1c_{1max} + F_2c_2 \\
&F_0c_{0max} + F_1c_{1min} + F_2c_2 \\
&F_0c_{0max} + F_1c_{1max} + F_2c_2
\end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned}
1) \quad c_2 &> 0 \\
2) \quad c_1 &> 0 \\
3) \quad c_0 &> 0
\end{aligned} \quad (11)$$

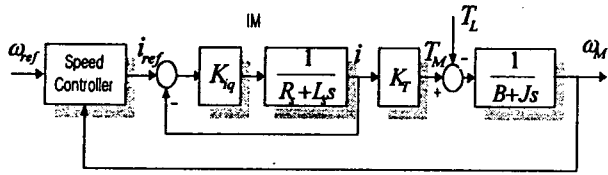


그림 4 PI 속도제어기를 이용한 전동기 구동 블록도
Fig. 4 Block diagram of induction motor using PI speed controller

이상 제안한 속도 제어기 설계 방법으로 δ Hurwitz 안정도를 갖는 δ 의 한계값을 시뮬레이션을 통해 구하면 6의 값을 얻을 수 있다. 유도전동기 구동시스템 실험 장치의 특성을 고려하여 안정도 마진은 5로 선정하였다. 유도 전동기 전체 관성이 -70% 에서 $+70\%$ 사이에서 변동한다고 할 때 조건 영역에 맞는 영역을 동시에 만족시키는 이득의 영역을 그림 5에서 보여주고 있다. 따라서 전동기 관성 변화의 폭을 선정하면 지정한 안정도 마진을 확보할 수 있다. 본 논문에서는 ω_{pi} 와 K_p 의 값을 0에서 10사이의 존재한다고 보고 조건을 도사하였다. ω_{pi} 와 K_p 를 모두 9로 선정하였다.

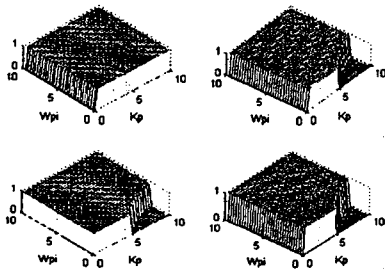


그림 5 안정도 마진을 고려한 속도제어기 이득 선정영역
Fig. 5 Speed Controller gain select region according to gain margin

4. Simulation을 통한 검증

4.1 RLS를 이용한 기계계 파라미터 추정

그림 6은 유도전동기 관성 추정 결과 시뮬레이션이다. 실제 총 관성은 유도전동기 $0.0088 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 과 직류전동기 $0.009 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 을 합한 $0.0178 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 으로서 추정된 값 역시 $0.0178 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 을 얻음으로서 100% 정확한 값을 추정할 수 있었다.

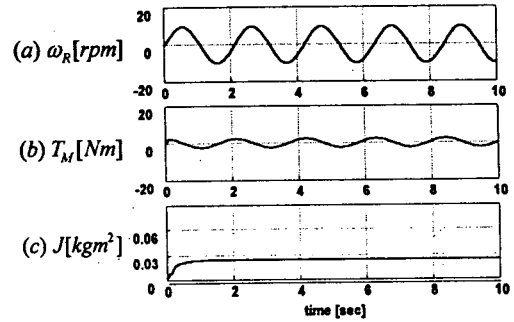


그림 6 RLS를 이용한 관성 추정 시뮬레이션 파형
Fig. 6 Inertia estimation using RLS (Induction Motor+DC Motor)

4.2 제안한 PI 속도 제어기

관성 변화가 없는 경우, 관성 변동이 $+0.022 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $-0.022 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 이 되었을 경우의 속도와 토크 응답 특성은 그림 7, 8, 9와 같다. 관성 변동 시 전체적인 속도와 응답 특성은 변화하지만 각각의 경우에 대하여 안정적인 특성을 나타내는 것을 볼 수 있다.

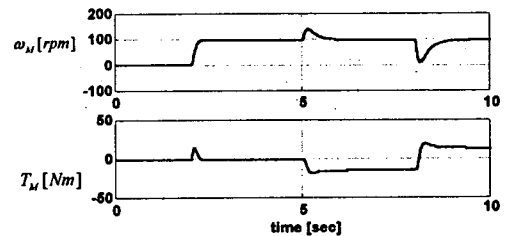


그림 7 관성 변동 : 없음
Fig. 7 Without variation of Motor inertia

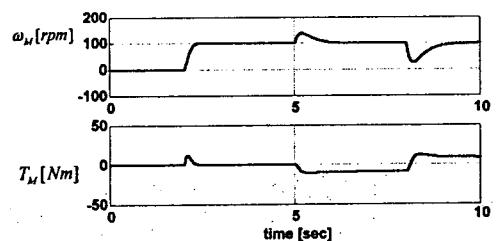


그림 8 관성 변동 : $+0.022 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
Fig. 8 Variation of Motor inertia : $+0.022 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$

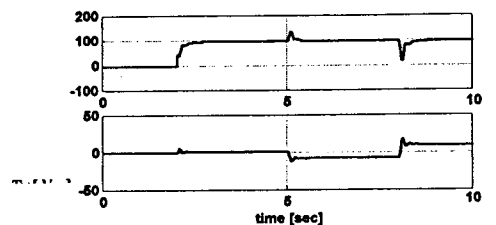


그림 9 관성변동 : $-0.022 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
Fig. 9 Variation of Motor inertia : $-0.022 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$

5. 실험 결과

5.1 시스템 실험 장치

본 논문에서 제안한 Kharitonov 견실 제어 이론을 적용한 속도 제어기 설계 기법을 검증하기 위해 구성된 하드웨어는 주제어기인 DSP TMS320 C31을 장착한 디지털 보드와 3상 4극, 1500rpm, 2.2Kw 유도전동기를 대상으로 실험하였다. 1차측 관성 $0.0088 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 부하전동기 관성 $0.009 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 관성 변동은 원판을 이용하여 $+0.022 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 을 추가로 연결하였다.

5.2 실험결과

그림 10, 11, 12는 각각 관성 변동에 대한 속도, 토크 응답 특성으로서 정방향 및 역방향 부하 인가에 대한 안정적인 속도 제어의 수행을 볼 수 있다.

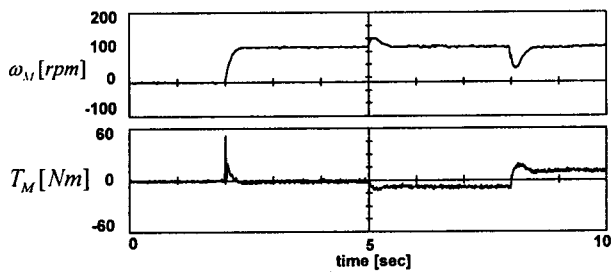


그림 10 관성 변동 : 없음

Fig. 10 Without variation of roll inertia

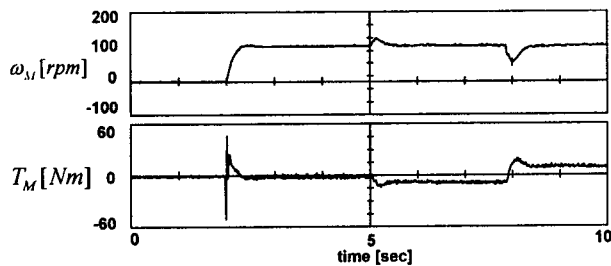


그림 11 관성 : $+0.022 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$

Fig. 11 Variation of roll inertia : $+0.022 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$

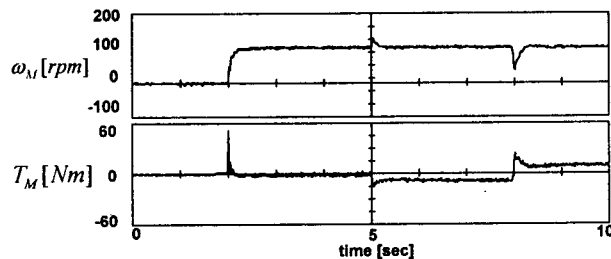


그림 12 관성 : $-0.022 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$

Fig. 12 Variation of roll inertia : $-0.022 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$

6. 결론

본 논문에서는 Kharitonov 견실 제어 이론을 적용하여 유도 전동기 관성 변동에 대한 새로운 속도 제어기 설계 기법을 제안하였다. 또한 실험장치를 통해 제안한 방식이 우수한 재현성과 추정 성능을 가짐을 증명하였다.

참고 문헌

- [1] S. P. Bhattacharyya, H. Chapellat and L. H. Keel, Robust Control The Parametric Approach, Prentice-Hall, 1995.
- [2] P. De Wit, R. Ortega, and I. Mareels, indirect field oriented control of induction motors is robustly globally stable, Automatica, vol. 32, no. 10, pp. 1393~1402, 1996
- [3] R. Ortega and D. Taoutaou, indirect field oriented speed regulation of induction motors is globally stable, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 43, pp. 34 0~41, Apr. 1996.
- [4] Katsuhiko Ogata, Modern Control Engineering , 2nd, Prentice-Hall, 1990.