

## 관성 변동을 갖는 유도전동기 속도 제어기 설계

申 垠 澈\*, 孔 炳 球, 金 宗 宣, 柳 志 潤, 朴 太 植, 李 浚 昊

## 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, and Jun-Ho Lee

## 요 약

본 논문에서는 Kharitonov 견실 제어 이론을 적용하여 유도 전동기 관성 변동에 대한 새로운 속도 제어기 설계 기법을 제안한다. 정속도 운전을 하는 경우 관성의 변화는 운전 성능을 저하시키는 요인이 되며 운전 중 발생하는 관성의 변화는 제어기를 포함한 전체 시스템 특성방정식의 근을 이동함으로써 시스템의 속응성에 영향을 주게된다. RLS (Recursive Least Square) 알고리즘을 이용하여 관성 변화를 추정하고 이를 기반으로 안정도 마진을 포함하는 속도 제어기 이득을 설정한다. 또한 시뮬레이션과 실험을 통해 제안된 기법의 유효성을 검증한다.

## 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 Kharitonov theory of motor. The effectiveness of the proposed scheme is verified with simulation and experiment results.

**Key Words :** Inertia variation, PI speed controller, RLS, Kharitonov robust control theory, Induction motor

## 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 PI제어 방식이 주로 이용되고 있으나 최근에는 PI제어 방식에 비해 응답 속도는 떨어지나 오버슈트를 억제할 수 있고, 진동이 적어 안정된 제어특성을 갖는 IP제어를 적용하기도

한다. 이때 제기되는 문제점이 제어기 이득 선정 방법이다. 보통 전문가의 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 선정해야 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 전체 시스템 특성방정식의 근을 이동하는 역할을 하기 때문에 시스템의 속응성에 영향을 미치고 상태 궤환 제어나 2차측에 직류전동기를 연결하여 사용하는 이관성 시스템에서는 오버슈트와 원하지 않는 진동이 발생한다.

\*고려대학교 대학원 전기공학과 박사과정

E-mail : churky@elec.korea.ac.kr

접수일자 : 2001. 8. 6

1차심사요청일 : 2001. 8. 7

심사완료일 : 2001. 9. 12

따라서 관성 변화에 대한 정속도 운전특성의 저하없이 견실한 속도 제어가 가능하도록 하기 위하여는 심도있는 연구가 필요한 실정이다<sup>[1]-[3]</sup>. 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<sup>[4]</sup> 기본 제어방식으로 채택하되 운전 중 발생할 수 있는 기계계 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

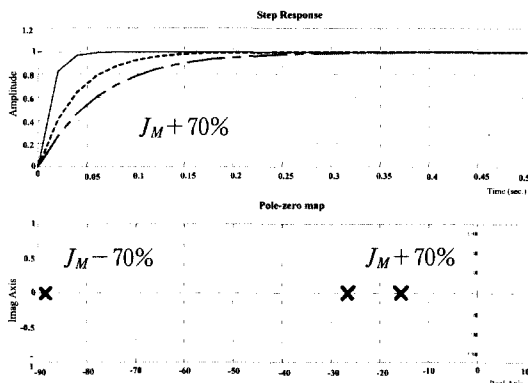


그림 1 관성 변화에 따른 계단응답과 근의 이동  
Fig. 1 Step Response and Movement of system pole according to motor inertia variation

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 관

성원판 또는 직류전동기를 부하로 연결하게 되면 전체적인 관성이 변화하며 이에 따른 응답특성이 변화하게 된다.

## 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. 그러나 전술한 바와 같이 그림 2의 이상적인 전류제어를 가정한 단일 관성 시스템에 대한 PI 제어기의 응답특성을 보면 기계계 파라미터 중 관성의 변동이 생길 경우 시스템의 전체적인 응답 특성이 변화하게 되는데 그때 상황에 맞도록 이득을 조정해주어야 하는 문제점이 발생하게 된다.

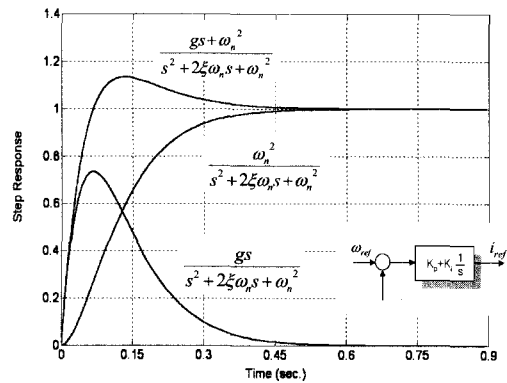


그림 2 PI 속도제어기와 단위 계단 응답  
Fig. 2 PI speed controller and unit step response

### 3.2 Kharitonov 견실 제어 방식<sup>[1]</sup>

Kharitonov의 견실제어 방식은 파라미터의 변동을 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 견실 제어방식을 적용하면 시스템의 파라미터가 변동하여도 전체 시스템의 안정도를 확보할 수 있는 제어기의 이득을 선정할 수 있다. 시스템의 안정도를 판

별하기 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.

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

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

$$\Delta(s) = F_1(s)P_1(s) + F_2(s)P_2(s) + \dots + F_n(s)P_n(s) \quad (3)$$

이렇게 정의된 다항식에서  $P_i(s)$ 에 해당하는 Kharitonov 다항식이 식 (4)와 같다고 하면 다항식의 집합을  $\kappa_i(s)$ 로 정의한다.

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

식 (5)는 변동 범위를 나타내는 것으로 이러한 선분 (Line Segment)들이 모두 안정하다면 전체 구간 다항식은 안정하다.

$$S_i(s) := \left\{ \begin{aligned} &[K_i^1(s), K_i^2(s)], [K_i^1(s), K_i^3(s)], \\ &[K_i^2(s), K_i^4(s)], [K_i^3(s), K_i^4(s)] \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

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

### 3.3 안정도 영역을 갖는 견실 제어기 설계

본 논문에서는 Kharitonov 정리를 확장시켜 전체 시스템이 안정도 마진을 갖도록 극점을 배치시킴으로써 파라미터 변동에 대해 최대한의 속도 제어 특성을 확보할 수 있도록 하였다. 식(1)에 대한  $\delta$  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.

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

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

### 3.4 안정도 영역을 갖는 견실 제어기 설계

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

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

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

이때 계수는

$$\begin{aligned} c_2 &= a_1 = 1 \\ c_1 &= a_0 + K_p \\ c_0 &= b_0 K_p \omega_{pi} \\ c_2' &= a_1 = 1 \\ c_1' &= a_0 + b_0 K_p - 2\alpha \\ c_0' &= \alpha^2 - a_0 \alpha - b_0 K_p \alpha + b_0 K_p \omega_{pi} \end{aligned}$$

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.

$$\begin{aligned} F_0 c_{0min} + F_1 c_{1min} + F_2 c_2 \\ F_0 c_{0min} + F_1 c_{1max} + F_2 c_2 \\ F_0 c_{0max} + F_1 c_{1min} + F_2 c_2 \\ F_0 c_{0max} + F_1 c_{1max} + F_2 c_2 \end{aligned} \tag{10}$$

- 1)  $c_2 > 0$
  - 2)  $c_1 > 0$
  - 3)  $c_0 > 0$
- $$\tag{11}$$

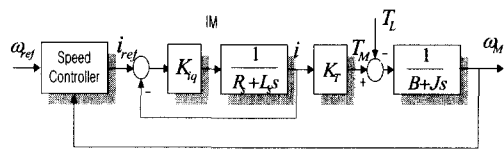


그림 4 PI 속도제어기를 이용한 전동기 구동 블록도  
Fig. 4 Block diagram of induction motor using PI speed controller

이상 제안한 속도 제어기 설계 방법으로  $\delta$  Hurwitz 안정도를 갖는  $\delta$ 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  $+70\%$  사이

에서 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  $\omega_{pi}$ 와  $K_p$ 의 값을 0에서 10사이의 존재한다고 보고 조건을 도시하였다.  $\omega_{pi}$ 와  $K_p$ 를 모두 9로 선정하였다.

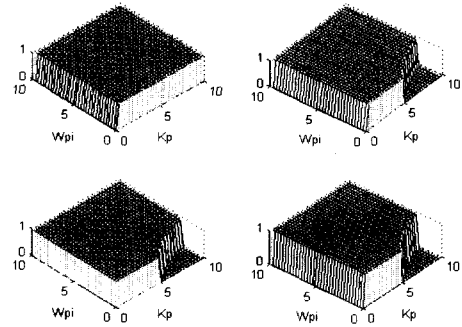


그림 5 안정도 마진을 고려한 속도제어기 이득 선정영역  
Fig. 5 Speed Controller gain select region according to the gain margin

### 4. Simulation

#### 4.1 RLS를 이용한 기계계 파라미터 추정

그림 6은 유도전동기 관성 추정 시뮬레이션 결과이다. 실제 총 관성은 유도전동기  $0.0088 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 과 직류 전동기  $0.009 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 을 합한  $0.0178 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 으로서 추정된 값도 역시  $0.0178 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 의 근사값을 얻었으며 관성 원판을 추가한 경우도 그림 9의 실험 파형과 같이 뛰어난 추정 성능을 보임을 알 수 있다.

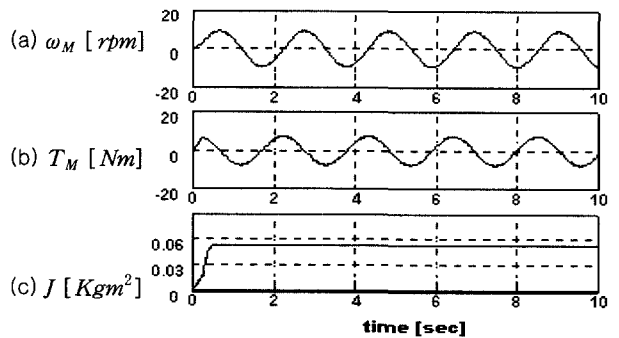
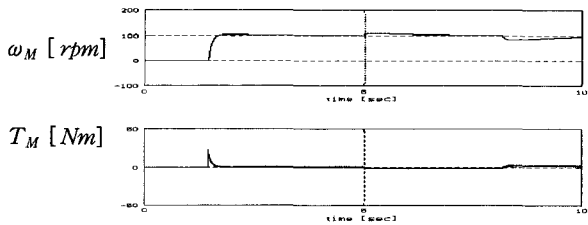


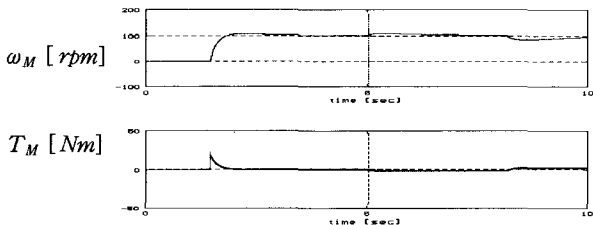
그림 6 RLS를 이용한 관성 추정 시뮬레이션 파형  
Fig. 6 Inertia estimation using RLS (IM+DCM)

4.2 PI 속도 제어기

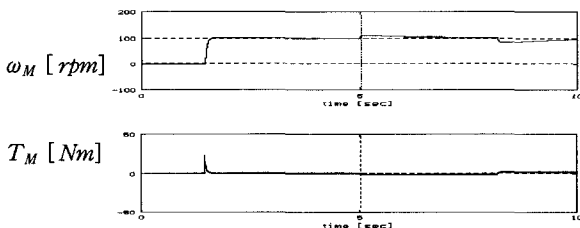
관성 변화가 없는 경우, 관성의 변동이  $+0.022 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ ,  $-0.022 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 으로 된 경우의 속도와 토크 응답 특성으로서 그림 7의 (a), (b), (c)는 기존의 PI제어기 이득 선정 방법을 적용한 속도 제어기의 응답특성이다. 최소한의 부하 변동에 대해서도 정상상태 오차가 발생하며 기계계 파라미터의 값이 변동하게 되면 정상상태로의 수렴 시간도 길어짐을 알 수 있다. 반면 제안한 PI 속도제어기의 이득 선정방법을 이용한 그림 8 (a), (b), (c)는 관성 변동시 전체적인 속도와 응답 특성은 변화하지만 각각의 경우에 대하여 빠른 수렴특성을 볼 수 있다.



(a) 관성 변동 : 없음  
(a) Without variation of Motor inertia



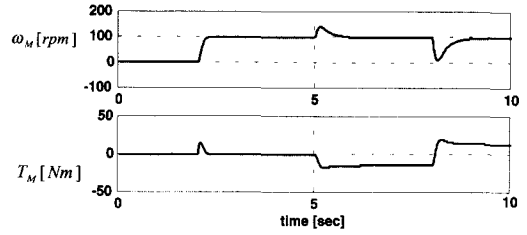
(b) 관성 변동 :  $+0.022 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$   
(b) Variation of Motor inertia :  $+0.022 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$



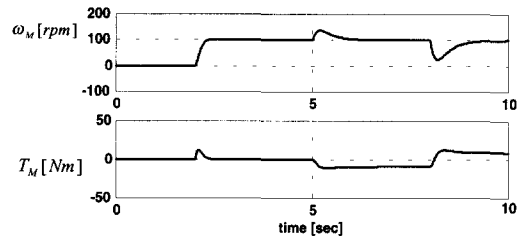
(c) 관성변동:  $-0.022 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$   
(c) Variation of Motor inertia :  $-0.022 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$

그림 7 기존의 PI속도 제어기의 응답특성

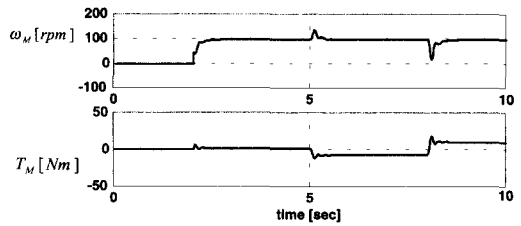
Fig. 7 Speed and load response characteristic with Conventional PI control



(a) 관성 변동 : 없음  
(a) Without variation of Motor inertia



(b) 관성 변동 :  $+0.022 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$   
(b) Variation of Motor inertia :  $+0.022 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$



(c) 관성변동:  $-0.022 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$   
(c) Variation of Motor inertia :  $-0.022 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$

그림 8 제안한 PI속도 제어기의 응답특성

Fig. 8 Speed and load response characteristic with Robust PI control

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

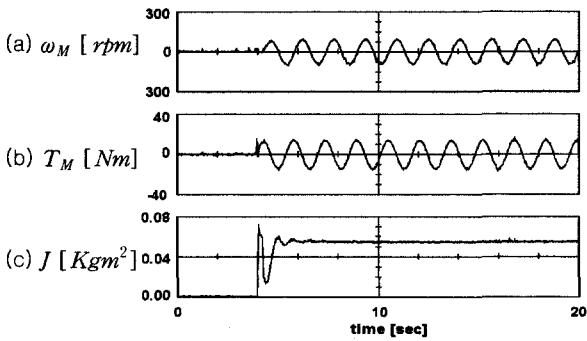
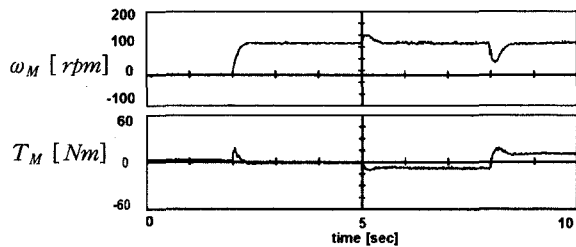
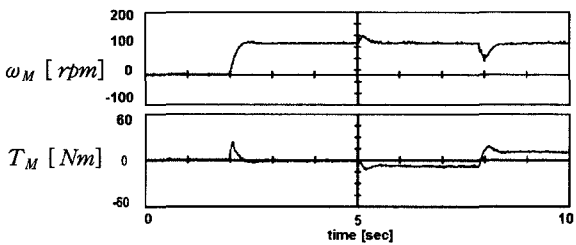


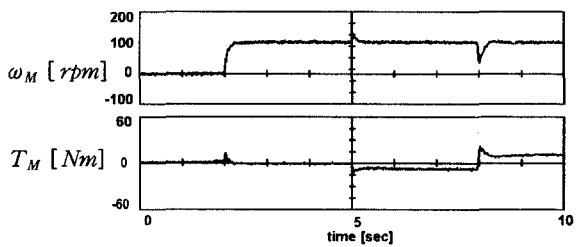
그림 9 RLS를 이용한 관성 추정 실험 파형  
Fig. 9 Inertia estimation using RLS (IM+DCM+2Disk)



(a) 관성 변동 : 없음(100rpm)

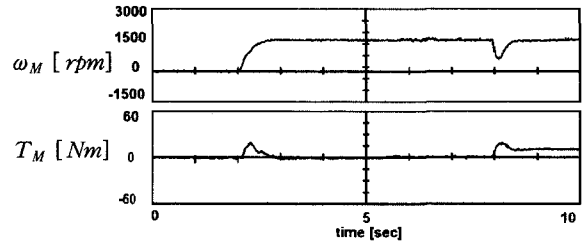


(b) 관성 : +0.022 kg·m²(100rpm)

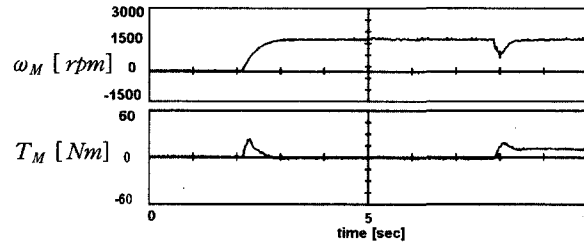


(c) 관성 변동 : -0.02 kg·m²(100rpm)

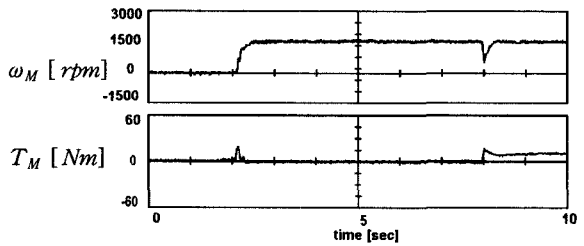
그림 10 제안한 PI 제어기 적용시 속도 및 부하 응답 특성 (100rpm)  
Fig. 10 Speed and load response characteristic with Robust PI control(100rpm)



(a) 관성 변동 : 없음  
(a) Without variation of Motor inertia



(b) 관성 변동 : +0.02 kg·m²  
(b) Variation of Motor inertia : +0.02 kg·m²



(c) 관성 변동 : -0.02 kg·m²  
(c) Variation of Motor inertia : -0.02 kg·m²

그림 11 제안한 PI 제어기 적용시 속도 및 부하 응답 특성 (1500rpm)

Fig. 11 Speed and load response characteristic with Robust PI control

그림 9는 RLS를 이용하여 관성을 추정한 파형으로 뛰어난 관성 추정 성능을 보여주고 있다.

그림 10은 100rpm으로 구동할 경우 관성 변동에 대한 속도, 토크 응답 특성으로서 정방향 및 역방향 부하 인가에 대한 안정적인 속도 제어의 수행을 볼 수 있다. (a)는 관성의 변동이 없는 경우, (b)와 (c)는 관성이 변동되는 경우의 속도, 토크 응답특성이다.

그림 11은 정격속도인 1500rpm으로 구동할 경우의 속도, 토크 응답을 각각 보여준다.

## 6. 결 론

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.

## 참 고 문 헌

- [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. 340~341, Apr. 1996.
- [4] Katsuhiko Ogata, *Modern Control Engineering*, 2nd, Prentice-Hall, pp. 260~274, 1990.

## 저 자 소 개



### 신은철(申垠澈)

1972년 10월 24일생. 1997년 고려대 제어계측공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



### 공병구(孔炳球)

1978년 3월 14일생. 2000년 고려대 제어계측공학과 졸업. 2000년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.



### 김종선(金宗宣)

1971년 5월 21일생. 1998년 광운대 전자공학과 졸업. 2000년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2000년~현재 고려대 대학원 전기공학과 박사과정.



### 유지윤(柳志潤)

1955년 2월 25일 생. 1977년 고려대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 일본 와세다 대학 전기공학과 졸업(공학). 1987년~1991년 창원대 전기공학과 교수. 1991년~현재 고려대 전기공학과 교수. 당 학회 총무이사.



### 박태식(朴太植)

1971년 1월 19일생. 1994년 고려대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현재 삼성전자 종합기술원 선임연구원



### 이준호(李竣昊)

1973년 1월 15일생. 1999년 고려대 전기공학과 졸업. 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 LG전자 멀티미디어 연구소 연구원.