

강인안정도 기법을 이용한 유도전동기의 전류 제어기 설계

朴太植*, 柳志潤**

Design of Current Controller for an Induction Motor using Robust Stability Theory

Tae-Sik Park and Ji-Yoon Yoo

요 약

본 논문에서는 강인 안정도 이론을 이용한 유도전동기의 전류 제어기 설계 기법을 제안한다. 제안한 전류 제어기의 설계 기법은 파라미터 변동에 대해 안정도 마진(Stability Margin)을 확보할 수 있도록 제어기의 이득을 선정하는 방식으로 Kharitonov의 강인 안정도 이론을 사용하고 있다. 또한 시뮬레이션을 통해 설계된 전류 제어기의 특성을 일반적인 설계기법을 적용한 전류 제어기의 특성과 비교하여 제안된 설계 기법의 우수성을 입증하였고 0.75kW 유도전동기 구동 시스템을 이용하여 우수한 전류 제어 특성을 확인하였다.

ABSTRACT

In this paper, the new robust current control scheme is proposed for an Induction motor. The proposed design scheme of current controller can obtain a specified stability margin through electrical parameter variation by using Kharitonov robust stability theory. The characteristics of the proposed design scheme are compared with those of a conventional scheme by computer simulation and its effectiveness and usefulness is verified by experiments on the 0.75kW induction motor drive.

Key words : Kharitonov robust control, stability margin, current controller

1. 서 론

최근 반도체와 마이크로 프로세서 기술의 발전으로 고정밀도의 제어 특성을 갖추게 된 벡터 제어 유도전동기는 직류 전동기를 대신하여 로봇, NC 머신, 스피너 등의 가변속 구동기로서 사용 영역이 점차 확대되어 가고 있다.

유도전동기의 고성능화 제어 방식인 벡터 제어는 전류의 크기와 순시 위상각의 동시 제어를 통해 고정자 전류를 토크 성분과 자속 성분으로 분리하여 독립적인 제어를 행하는 것으로, 타여자 직류 전동기와 동등한 순시 토크 제어 특성이 얻어질 수 있게 되었으며, 충실한 전류 제어의 수행과 더불어 파라미터 변동 시에 요구되는 제어기의 강인성은 필수적인 제어기 특성이 되었다.

전류 제어는 초기 삼각파 비교 방식의 PWM 인버터를 시작으로 히스테리시스 제어기, 예측제어기, 가변구조 제어기, Dead beat 제어기 등 다양한 전류 제어기가 제안되었지만 실제 산업계에서 사용되고 있는 전류 제어기는 고급제어이론으로 설계된 전류 제어기에 비해 구현의 용이성과 높은 제어 신뢰성을 갖는 PI 전

*정회원, 삼성전자 종합기술원 근무

E-mail : points00@naver.com

**정회원, 고려대 전기공학과 교수

접수일자 : 2002.11.25

1차심사 : 2002.12.13

심사완료 : 2003. 2.17

2차심사 : 2003. 1. 6

류 제어를 대부분 사용하고 있다. 또한 전기적 파라미터 변동에 대해 강인한 전류 제어 특성을 얻기 위해 고급의 파라미터 추정 알고리즘 또는 모델로부터의 연산 등을 통해 파라미터를 실시간 또는 오프라인으로 추정하여 제어기 설계에 반영하는 방식을 주로 사용하고 있으며, 일반적인 건실제어 이론을 적용하여 파라미터 변동에 둔감한 제어를 설계하고 있다. 그러나 실시간 추정방식은 모든 전기적 파라미터를 추정하기에는 한계가 있고 오프라인으로 파라미터를 추정할 경우 실시간 변동에 대한 영향을 고려할 수 없다. 또한 건실제어 이론을 적용한 제어기의 경우 최악의 조건을 기준으로 제어를 설계하기 때문에 제어기의 차수가 높아져 구조가 복잡하고 구현이 어려운 단점이 있다^[11-14].

따라서 본 논문에서는 기존의 PI 전류 제어기의 형태를 유지하고 전류 제어기의 이득을 선정함에 있어 Kharitonov의 강인 안정도 이론을 적용함으로써 PI 제어기의 장점인 간단한 구조와 제어 신뢰성을 확보하면서 파라미터의 변동에 대해 최소한의 안정도 마진을 확보할 수 있는 전류 제어기 설계 기법을 제안하고자 한다. 또한 오프라인으로 추정된 전기적 파라미터를 추정하여 제어기 설계에 사용함으로써 전체 제어 시스템의 건실성을 향상시켰다. 마지막으로 시뮬레이션과 실험을 통해 제어기의 우수성과 타당성을 입증하고자 한다.

2. 유도전동기의 전류제어기

전동기는 크게 직류 전동기와 교류전동기로 구분할 수 있으나, 두 전동기의 형태와는 무관하게 하드웨어적인 전압 발생부의 이득을 이상적으로 가정하면 직류 전동기의 전류 제어 루프로 등가적으로 나타낼 수 있다. 즉 회전자의 회전으로 발생하는 역기전력 성분을 외란으로 간주하고 PI 전류 제어기를 적용할 경우 유도전동기의 전류 제어 루프 역시 그림 1과 같이 등가할 수 있다. 그림 1은 이상적인 직류 전동기의 전류 제어 블록도를 보여 주고 있다. 그림 2는 유도전동기의 전류 제어 블록도를 나타낸다. 그림 1에서 R 과 σL_s 를 다음과 같이 정의하면 유도전동기의 전류 제어 블록도가 된다.

$$R = R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \quad (1)$$

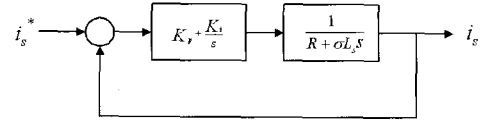


그림 1 직류 전동기의 전류 제어 블록도
Fig. 1 Block diagram of current control for a DC motor

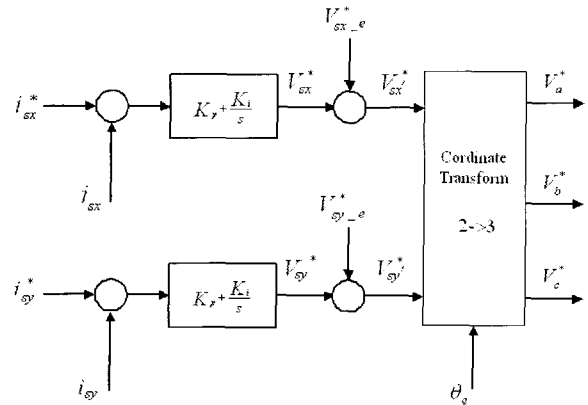


그림 2 유도전동기의 전류 제어 블록도
Fig. 2 Block diagram of current control for an Induction motor

$$\sigma L_s = L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \quad (2)$$

3. 기존 PI 제어기의 이득선정방식

그림 1에 개루프 전달함수는 식 (3)과 같다.

$$G_i^o(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \left(\frac{1}{R + \sigma L_s s} \right) \quad (3)$$

$$= \frac{K_p}{s} \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) \left(\frac{1}{\frac{\sigma L_s}{R} + s} \right)$$

식 (3)에 극점과 영점을 소거하기 위해 식 (4)를 대입하면 식 (5)를 얻을 수 있다.

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R}{\sigma L_s} \quad (4)$$

$$G_i^o = \left(\frac{K_p}{s} \right) \left(\frac{1}{\sigma L_s} \right) \quad (5)$$

따라서 식 (5)로부터 페루프 전달함수의 차단 주파수가 $-3[dB]$ 점을 통과하도록 이득을 선정하면 식 (6),

식 (7)과 같이 전류 제어기의 이득을 구할 수 있다.

$$K_p = \omega_c \sigma L_s \tag{6}$$

$$K_i = \frac{R}{\sigma L_s} = \left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \right) \omega_c \tag{7}$$

또는 전체 전류 제어기의 페루프 시스템으로부터 극점 배치 기법, 최적제어 기법 등을 이용하여 전류 제어기의 이득을 선정할 수 있다.

4. Kharitonov의 강인 안정도 이론^{[5][6]}

Kharitonov의 강인 안정도 이론은 임의의 다항식의 계수가 특정 범위 내에서 변할 때 다항식의 안정도를 판별하는 방법을 제공한다. 따라서 제어기를 포함한 전체 시스템의 특성 방정식과 특성 방정식의 계수가 시스템의 파라미터 변동에 따라 특정 범위 내에서 변동함을 가정하여 Kharitonov의 강인 안정도 이론을 적용하면 시스템의 파라미터가 변동하여도 전체 시스템의 안정도를 확보할 수 있는 제어기의 이득을 선정할 수 있다.

다음과 같은 형태의 실수 다항식의 집합을 $P(s)$ 라 하자. 여기서 각각의 계수는 독립적인 구간 내에서 변동을 한다. 이러한 다항식의 집합을 구간다항식 (Interval Polynomial)이라 한다.

$$P(s) = p_0 + p_1s + p_2s^2 + \dots + p_ns^n \tag{8}$$

여기서 다항식의 계수들은 독립적인 구간을 가지고 변화한다.

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

식 (9)는 구간 다항식에 대한 Kharitonov 다항식으로서 네 개의 Kharitonov 다항식이 Hurwitz 안정하며 $P(s)$ 내에 모든 다항식은 Hurwitz 안정하게 된다.

$$\begin{aligned} K^1(s) &= x_0 + x_1s + y_2s^2 + y_3s^3 + x_4s^4 + x_5s^5 + y_6s^6 + \dots \\ K^2(s) &= x_0 + y_1s + y_2s^2 + x_3s^3 + x_4s^4 + y_5s^5 + y_6s^6 + \dots \\ K^3(s) &= y_0 + x_1s + x_2s^2 + y_3s^3 + y_4s^4 + x_5s^5 + x_6s^6 + \dots \\ K^4(s) &= y_0 + y_1s + x_2s^2 + y_3s^3 + y_4s^4 + y_5s^5 + x_6s^6 + \dots \end{aligned} \tag{9}$$

이러한 Kharitonov 정리는 각각 다항식의 계수가 독립적으로 변동된다는 가정 하에 성립이 된다. 그러나 일반적인 페루프 시스템에서는 각각의 계수가 서로 상호연관을 가지고 변동한다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 일반화된 Kharitonov 정리^{[5][6]}가 제안되었다.

5. 안정도영역을 갖는 Kharitonov의 강인 안정도 제어기^{[5][6]}

앞서 설명한 Kharitonov의 강인 안정도 제어기는 안정도마진과 시스템의 감쇠특성을 고려하지 않고 단지 파라미터가 지정된 범위 내에서 변동할 때 시스템의 극점(Poles)이 s-평면의 좌반면에 위치하도록 하는 방식이다. 이러한 방식을 확장하여 특성 방정식을 변환시켜 안정도 마진과 파라미터 변동 시에도 최소한의 전류추종 특성을 확보할 수 있다.

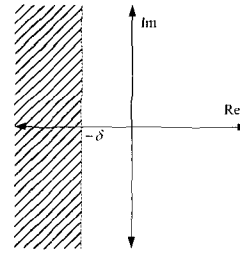


그림 3 s-평면상에서의 δ Hurwitz 안정도영역
Fig. 3 δ Hurwitz stability area

6. Kharitonov의 강인 안정도 이론을 이용한 PI 제어기 설계

식 (5)로부터 페루프 전달함수를 구하면 식 (10)과 같으며 특성 방정식은 식 (11)로 나타낼 수 있다.

$$G_i^f = \frac{K_p s + K_i}{\sigma L_s s^2 + (R + K_p)s + K_i} \tag{10}$$

$$\begin{aligned} \Delta(s) &= \sigma L_s s^2 + (R + K_p)s + K_i \\ &= a_2 s^2 + a_1 s + a_0 \end{aligned} \tag{11}$$

여기서

$$a_2 = [(\sigma L_s)_{\min}, (\sigma L_s)_{\max}]$$

$$a_1 = [R_{\min} + K_p, R_{\max} + K_p], a_0 = K_i$$

안정도 마진 δ 를 확보하기 위하여 δ 만큼 이동된 평면에서 식 (11)를 식 (12)로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta(s) &= a_2 (s - \delta)^2 + a_1 (s - \delta) + a_0 \\ &= P_2 F_2 + P_1 F_1 + P_0 F_0 \end{aligned} \tag{12}$$

여기서, $F_2 = (s - \delta)^2$, $F_1 = (s - \delta)$, $F_0 = 1$

$$P_2 = a_2, P_1 = a_1, P_0 = a_0$$

여기에 일반화된 Kharitonov의 강인 안정도 이론을 적용하여 식 (13)에 네 개의 Kharitonov 다항식에 대해 Hurwitz 안정도 판별법을 사용하면 안정도 조건을 만족시키는 궤환이득의 영역을 얻을 수 있다. 즉 이 영역을 만족시키는 제어이득을 선정하면 전류 제어 시스템은 지정된 파라미터의 변동에 대해 안정도마진 δ 를 유지하게 된다.

$$\begin{aligned}
 &F_0 a_{0 \min} + F_1 a_{1 \min} + F_2 a_{2 \max} \\
 &F_0 a_{0 \min} + F_1 a_{1 \max} + F_2 a_{2 \max} \\
 &F_0 a_{0 \max} + F_1 a_{1 \min} + F_2 a_{2 \min} \\
 &F_0 a_{0 \max} + F_1 a_{1 \max} + F_2 a_{2 \min}
 \end{aligned} \tag{13}$$

식 (12)에 안정도를 판별하기 위하여 식 (12)를 풀어 쓰면 식 (14)와 같으며 Routh-Hurwitz 안정도 판별법을 적용하면 식 (15)에 조건을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \Delta(s-\delta) &= a_2 s^2 + (a_1 - 2\delta a_2)s + a_2 \delta^2 - a_1 \delta + a_0 \\
 &= c_2 s^2 + c_1 s + c_0
 \end{aligned} \tag{14}$$

여기서

$$\begin{aligned}
 c_2 &= a_2, c_1 = a_1 - 2\delta a_2, c_0 = a_2 \delta^2 - a_1 \delta + a_0 \\
 c_2 &= a_2 = \sigma L_s > 0 \\
 c_1 &= a_1 - 2\delta a_2 = R + K_p - 2\delta \sigma L_s > 0 \\
 c_0 &= a_2 \delta^2 - a_1 \delta + a_0 = \delta^2 \sigma L_s - R\delta + \delta K_p > 0
 \end{aligned} \tag{15}$$

식 (15)로부터 전류 제어기 이득에 대한 조건을 구하면 식 (16)과 같다.

$$\begin{aligned}
 K_p &> 2\delta \sigma L_s - R \\
 K_i &> \delta^2 \sigma L_s + \delta(R + K_p)
 \end{aligned} \tag{16}$$

따라서 식 (13)에 네 개에 Kharitonov 다항식에 대해 식 (16)을 적용하여 K_p 와 K_i 에 대한 조건을 구하면 식 (17)과 같다.

$$\begin{aligned}
 K_p &> 2\delta(\sigma L_s)_{\max} - R_{\min} \\
 K_i &> \delta^2(\sigma L_s)_{\max} + \delta(R_{\max} + K_p)
 \end{aligned} \tag{17}$$

식 (17)의 조건을 사용하여 전류 제어기의 이득을 선정한다면 전기적 파라미터의 변동에 대한 안정도 마진을 확보할 수 있다.

7. 시뮬레이션

시뮬레이션을 통해 설계된 전류 제어기의 특성과 성능을 확인하였다. 여기서 사용된 유도전동기의 사양과 파라미터는 표 1, 2와 같다. 표 3은 시뮬레이션과 실제 실험에서 사용한 제어기 이득을 나타내고 있다. 그림 4는 기존의 PI 제어기 설계 기법을 이용한 전류 제어 루프의 극점과 영점을 보여주고 있다. 그림 5는 기존의 PI 제어기 설계 기법을 이용한 전류 제어 루프에 대한 파라미터 영향을 보기 위하여 저항과 인덕턴스 성분을 변화시키면서 전류 제어 루프의 극점을 도시한 것이다. 저항은 50% 변동이 있다고 가정하고 인덕턴스 성분은 30% 변동이 있다고 가정하였다. 그림에서 볼 수 있듯이 극점이 우측으로 이동하여 전류 제어기의 추종 특성에 변동이 생김을 알 수 있다.

표 1 유도전동기의 정격

Table 1 Rating of Induction Motor

0.75 kW	220/380V	3.8/2.2A
4 poles	60Hz	1690 rpm

표 2 유도전동기의 파라미터

Table 2 Parameters of Induction Motor

R_s	0.385 [Ω]	L_r	0.03245 [H]
R_r	0.342 [Ω]	L_m	0.03132 [H]
L_s	0.03257 [H]	J	0.012 [$kg \cdot m^2$]

표 3 시뮬레이션과 실험에서 사용한 제어기 이득

Table 3 Controller gains in simulation and experiments

시뮬레이션(기존 설계방식)		시뮬레이션(강인안정도 방식)	
K_p	4.6813	K_p	5.57
K_i	790.6769	K_i	10545

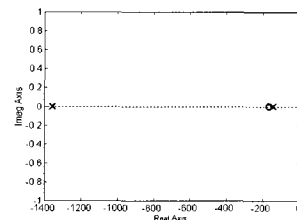


그림 4 전류 제어 루프의 극점과 영점 (기존의 PI 설계 기법)

Fig. 4 Poles and zeros of current control loop (Conventional design scheme)

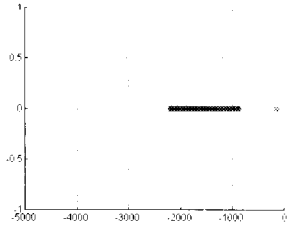


그림 5 파라미터 변동에 대한 전류 제어 루프의 극점 이동 (기존의 PI 설계 기법)

Fig. 5 Poles of current control loop with parameter variation (Conventional design scheme)

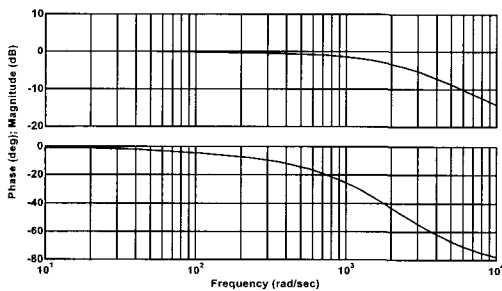


그림 6 차단주파수가 2000 rad/s 일 때 전체 전류제어 시스템의 보드선도 (기존의 PI 설계 기법)

Fig. 6 Bode diagram of current control system with cur-off frequency 2000 rad/s (Conventional design scheme)

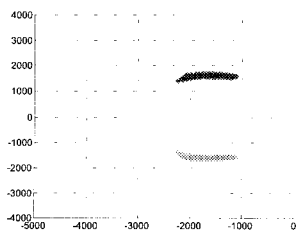


그림 7 파라미터 변동에 대한 전류 제어 루프의 극점 이동 (제안한 설계 기법)

Fig. 7 Roots of current control loop with parameter variation (Proposed design scheme)

그림 6은 기존의 설계 기법을 적용한 전류 제어 루프의 보드선도를 보여주고 있으며 제어기의 차단 주파수는 2000 rad/s 으로 선정하였다. 그림 7은 Kharitonov의 강인안정도 이론을 적용하여 설계된 전류 제어루프의 극점을 도시한 것으로서 그림 5와 마찬가지로 저항과 인덕턴스 성분을 변화시키면서 도시한

것이다. 여기서 안정도 마진은 1100으로 설정하였으며 파라미터가 변동하여도 안정도 마진 1100을 확보함을 알 수 있다. 그림 4를 보면 극점이 1300과 1400 사이에 존재하게 되며 따라서 안정도 마진을 이 영역으로 선정하여 파라미터가 변동하여도 극점의 위치가 이 영역 이상이 되도록 설계해야 한다. 그러나 실제 안정도 마진을 1400으로 선정하여 제어기의 이득을 선정할 경우 제어기의 이득이 너무 크고 차단주파수가 너무 높아 실제 시스템에 적용할 수 없는 문제가 발생한다. 따라서 시뮬레이션 결과 파라미터의 변동이 약 13%이 내일 경우 PI 제어기의 특성상 우수한 제어 특성을 확보할 수 있었으며 이를 고려해 안정도 마진을 1100으로 선정하였다.

그림 8은 Kharitonov 강인안정도 이론을 적용한 전류 제어 루프의 보드선도를 도시한 것으로서 기존의 PI 제어기 이득 선정방법에 비해 차단주파수가 증가되어 있음을 알 수 있다.

그림 9는 저항과 인덕턴스의 변동 구간에 따라 안정도 마진 1100을 확보하기 위한 제어기의 이득한계를 도시한 것으로서 이득 평면 위 영역의 값을 이득으로 선정하면 안정도 마진 1100을 확보할 수 있다.

그림 10은 기존의 설계기법을 적용한 전류 제어기의 제어 특성을 보여주고 있으며 그림 11은 저항을 50% 증가시켰을 경우 전류 제어 특성이다. 그림 11에 (b)는 그림 11에 (a)를 부분 확대하여 도시한 것으로서 전류 제어 특성에 추종오차가 발생함을 알 수 있다. 그림 12는 Kharitonov 강인안정도 이론을 적용한 전류 제어기의 추종 특성을 도시하고 있으며 그림 13은 파라미터를 변동하였을 경우에 전류 제어 특성으로서 파라미터가 변동하여도 안정도 마진을 확보하고 있기 때문에 원하는 전류 제어기의 추종 특성을 가짐을 알 수 있다.

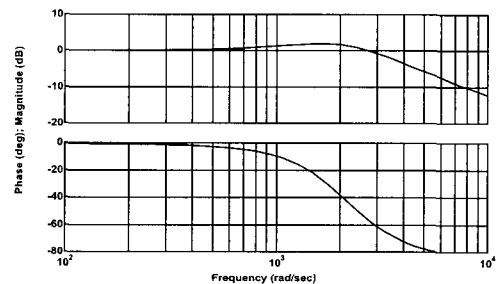


그림 8 전류 제어 시스템의 보드선도 (제안한 설계 기법)

Fig. 8 Bode diagram of current control system (Proposed design scheme)

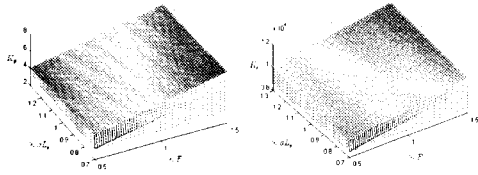


그림 9 파라미터 변동 구간에 따른 제어기 이득의 최소값
 Fig. 9 Controller Minimum Gain with parameter variation interval

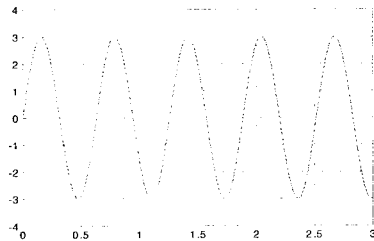
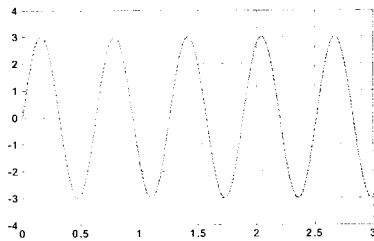
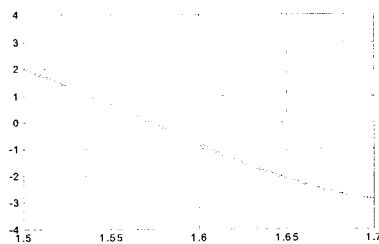


그림 10 파라미터 변동이 없을 경우 전류 제어 특성 (기존의 PI 설계 기법)
 Fig. 10 Characteristics of current control with parameter variation (Conventional design scheme)



(a)



(b)

그림 11 파라미터 변동시 전류 제어 특성 (기존의 PI 설계 기법, R 50% 증가시)
 Fig. 11 Characteristics of current control with parameter variation (Conventional design scheme)

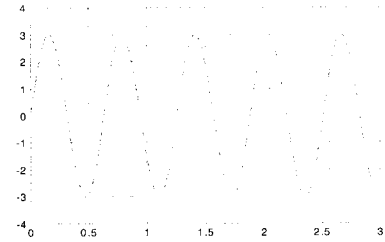
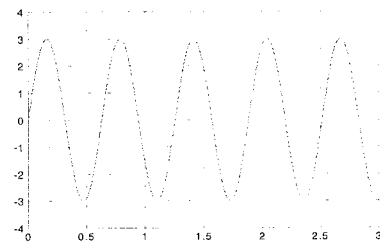
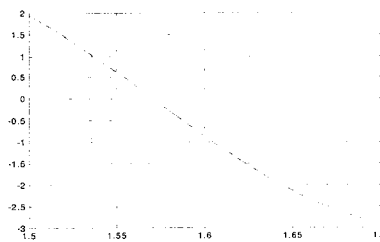


그림 12 파라미터 변동이 없을 경우 전류 제어 특성 (제안한 설계 기법)
 Fig. 12 Characteristics of current control with no parameter variation (Proposed design scheme)



(a)



(b)

그림 13 파라미터 변동시 전류 제어 특성 (제안한 설계 기법, R 50% 증가시)
 Fig. 13 Characteristics of current control with parameter variation (Proposed design scheme)

8. 실험 결과

고성능 DSP를 탑재한 0.75Kw 유도전동기 구동 시스템을 이용하여 본 논문에서 제안한 Kharitonov 강인안정도 이론을 적용한 전류 제어기 설계 기법의 타당성과 유효성을 검증하였다. 그림 14는 전체 구동시스템의 블록도를 보여주고 있다^[7]. 유도전동기의 사양은 표1, 표2와 같다. 그러나 실제 실험 시스템에서는 전동

기의 파라미터를 임의로 변동할 수 없기 때문에 제안한 설계 기법을 사용하여 전류 제어기의 이득을 선정하고 이를 전체 벡터제어 시스템에 포함하여 전류 제어 시스템의 추종 특성을 확인하였다. 그림 15와 16은 각각 기준속도를 500rpm과 1500rpm으로 유도전동기의 벡터제어를 행하였을 때 속도응답 및 전류응답을 나타낸 것이다. 여기서 (a)는 회전자 속도, 회전자축에서의 토크전류, 자속전류 그리고 고정자축에서의 상전류를 보여주고 있으며 (b)는 상전류를 확대한 것으로 우수한 전류 제어 특성을 가짐을 알 수 있다.

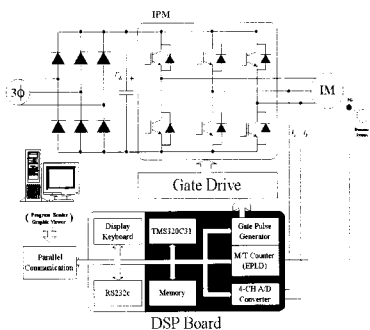
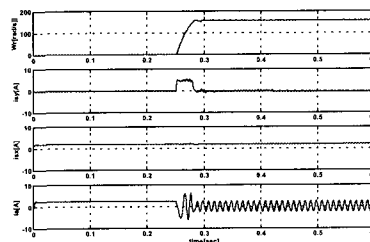
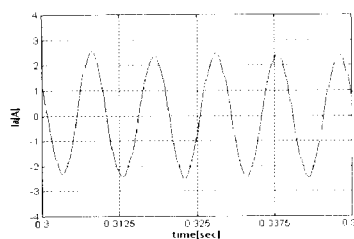


그림 14 유도전동기 구동 시스템
Fig. 14 Induction motor driving system



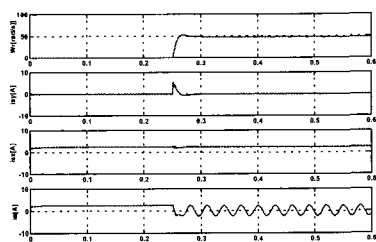
(a)



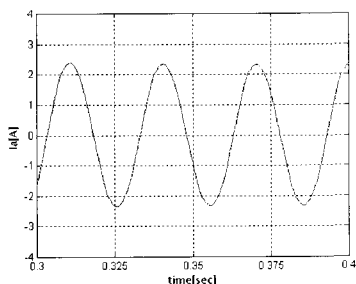
(b)

그림 16 PI 전류 제어를 포함하는 벡터 제어 및 전류 제어 특성(1500 rpm)

Fig. 16 Characteristics of vector and current control with PI current controller(1500 rpm)



(a)



(b)

그림 15 PI 전류 제어를 포함하는 벡터 제어 특성(500 rpm)
Fig. 15 Characteristics of vector and current control with PI current controller(500rpm)

9. 결 론

본 논문에서는 Kharitonov의 강인 안정도 이론을 적용한 유도전동기의 전류 제어기 설계 기법을 제안하였다. Kharitonov의 강인 안정도 이론을 적용하여 제어기의 이득을 선정함으로써 전기적 파라미터가 변동하여도 원하는 수렴특성과 안정도 마진을 확보할 수 있었으며 시뮬레이션과 실험을 통해 제안한 전류 제어기 설계 기법의 타당성과 우수성을 증명하였다.

참 고 문 헌

- [1] B.K. Bose, "An Adaptive Hysteresis-band Current Control Technique of Voltage-fed PWM Inverter for Machine Drive System", IEEE IECON, p. 684, 1988.
- [2] J. Holts and S. Stadfeld, "A Predictive Controller for the Stator Current Vector of AC Machines Fed from a Switched Voltage Source", IPEC Rec. in Tokyo, p. 1665, 1983.
- [3] R.D. Lorenz and D.B. Lawson, "Performance of Feedforward Current Regulators for Field Oriented Induction Machine Controllers", IEEE Trans. Ind. App. Vol. IA-23, No. 4, p. 537, 1987.

- [4] Masayasu Shimakage, Antonio Moran, Masao Nagai, and Minoru Hayase, "Design of Vibration Suppression H-inf control System for High-Rise Buildings", IPEC-Yokohama '95, p. 464, 1995.
- [5] S.P. Bhattacharyya, H. Chapellat, and L.H. Keel, Robust Control The Parametric Approach, Prentice-Hall, 1995.
- [6] L.H. Keel, S.P. Bhattacharyya, and M. Ikeda, New Approach to Feedback Design, 충북대학교 산업과학기술연구소, 1999.
- [7] 김남정, "적용기법을 이용한 유도 전동기의 속도 센서리스 백터제어", 고려대학교 전기공학과 박사논문, 1996.

저 자 소 개



박태식(朴太植)

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



유지윤(柳志潤)

1955년 2월 25일생. 1977년 고려대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 일본 와세다 대학 전기공학과 졸업(공학박사). 1987년~1991년 창원대 전기공학과 교수. 현재 고려대 전기공학과 교수.