

## 외란관측기와 파라미터 보상기를 이용한 PMSM의 정밀속도제어

高宗宣, 李泰鎬, 全七煥, 李商高

### Precision Speed Control of PMSM Using Disturbance Observer and Parameter Compensator

Jong-Sun Ko, Tae-Ho Lee, Chil-Hwan Jeon, Sang-Seol Lee

#### 요약

본 논문에서는 영구자석 동기 전동기의 정밀 속도 제어의 방법으로 외란 관측기를 이용한 외란 보상방법과 파라미터 추정에 의해 보상기의 이득을 조절하도록 함으로서, 외란이 없는 등가 지표시스템의 응답 특성을 추정하도록 제안하였다. 외란 관측기에 의한 보상방법은 잘 알려진 데드비트 외란 관측기를 이용하였으며 잡음에 약한 데드비트 관측기의 단점을 보완하기 위하여 후단필터로서 MA처리를 통하여 잡음에 대한 영향을 줄이도록 하였다. 또한 관측기의 파라미터와 실제 시스템의 파라미터의 차이로 발생하는 외란 추정 오차를 줄이고자 실제 시스템과 파라미터 보상기로 구성된 등가 시스템이 지표 시스템이 되도록 구성하였다. 시스템에 사용된 RLS파라미터 추정기는 외란에 의하여 편향된 추정 특성을 가진다. 이러한 파라미터 추정문제에 대하여 파라미터 추정기가 높은 성능을 갖는 데드비트 외란 관측기를 포함하도록 함으로서 외란에 의한 문제를 해결하였다. 이와 같이 제안된 제어기는 외란 및 파라미터 변화를 갖는 시스템에서 강인한 고정밀 제어를 할 수 있으며, 이의 안정성과 효용성을 컴퓨터를 이용한 모의 실험과 TMS320C31이 내장된 DS1102 DSP 보드를 이용하여 실험으로써 보였다.

#### ABSTRACT

This paper presents external load disturbance compensation that used to deadbeat load torque observer and regulation of the compensation gain by parameter estimator. As a result, the response of PMSM follows that of the nominal plant. The load torque compensation method is compose of a dead beat observer that is well-known method. However it has disadvantage such as a noise amplification effect. To reduce of the effect, the post-filter, which is implemented by MA process, is proposed. The parameter compensator with RLSE(recursive least square method) parameter estimator is suggested to increase the performance of the load torque observer and main controller. Although RLSE estimator is one of the most effective methods for online parameter identification, it is difficult to obtain unbiased result in this application. It is caused by disturbed dynamic model with external torque. The proposed RLSE estimator is combined with a high performance torque observer to resolve the problems. As a result, the proposed control system becomes a robust and precise system against the load torque and the parameter variation. A stability and usefulness, through the verified computer simulation and experiment, are shown in this paper.

**Key Words** : Precision control, Parameter compensation, Load torque observer, Moving average

### 1. 서 론

최근 자성체, 반도체 전력소자, 제어이론 등의 향상으로 중-소용량 영역에서 영구자석 동기전동기(permanent magnet synchronous motor)를 이용한 동작 제어(motion control)의 응용은 매우 중요한 부분이 되어졌다. DC 전동기는 브러시(brush)와 정류자(commutator) 구조에 의해 전동기 성능, 수명 및 유지 보수에 단점이 있으며, 유도 전동기는 소비 전력이 많고 속도 제어회로의 복잡성 및 제어 범위의 제약 등으로 성능 향상의 한계가 있다. 이러한 단점을 보완한 영구자석형 동기 전동기는 직류전동기 및 유도전동기에 비해 정격속도 내에서는 선형적 속도제어 및 위치제어가 가능하며 간단한 구조와 높은 자속밀도, 낮은 관성능률, 적은 잡음과 고출력 등의 장점을 가진다.<sup>[1][2]</sup>

이러한 이유로 CNC나 엘리베이터 등의 중-소형 정밀 모터에 많이 이용되고 있으며 최근 산업용 응용 분야에서는 작고 강력한 구동기의 필요에 의해 영구자석형 동기 전동기로 대체 되어가고 있다. 반면 비선형 특성에 의해 복잡한 제어가 필요하고, 가격이 비싸다는 단점이 있다.<sup>[1][2]</sup>

본 논문에서는 파라미터 변화와 외란이 존재하는 영구자석 동기전동기에서 파라미터 변화와 외란의 영향을 제거하여 강인한 정밀속도제어를 하는 방법에 대하여 제안한다. 제안된 정밀 속도 제어기는 추가된 상태 궤환 제어기, 파라미터 추정기와 보상기, 외란 관측기로 구성 되어진다. 출력오차를 사용한 상태 변수를 추가 궤환하는 추가된 상태 궤환 제어기를 주 제어기로 사용하며, 외란 관측기는 빠른 외란 추정을 위하여 이미 알려진 데드비트 외란 관측기(deadbeat load torque observer)를 사용하였다.<sup>[4]</sup>

데드비트 외란 관측기의 단점인 노이즈를 증폭하는 효과는 MA(moving average)처리를 이용한 후단 필터(post-filter)를 제안함으로써 관측기의 정보저감을 막고 노이즈의 영향만 줄이도록 하였다. 이와 더불어 파라미터의 변화에 의한 차이를 실시간(real time) 파라미터 추정기를 통하여 등가 시스템으로 보상하고 보상된 등가 시스템의 외란을 외란 보상기에 의해 보상하도록 함으로서 고정 이득의 단점을 저감하였다. 파라미터 보상기는 RLSM(recursive least square method)에 의해 실제 파라미터를 실시간 추정하여 보상한다. 또한 파라미터 보상기의 파라미터 추정기는 제안된 외란 보상기를 포함하도록 구성하여 외란에 의해 파라미터 추정이 편향(bias)되지 않은 값을 가질 수 있도록 했다.

이상과 같이 제안된 제어기를 시뮬레이션, DSP를 이용한 실험으로 외란과 파라미터 변화가 존재하는 시스템에도 고정밀 속도제어가 가능함을 보인다.

### 2. 제어 알고리즘

#### 2.1 영구자석 동기 전동기와 부하 모델

영구자석 동기 전동기는 비선형 특성을 나타낸다. 그러나 벡터 제어의 일종인 자속 기준 제어(field-oriented control)에 의해  $i_{ds}$ 를 0으로 만들 수 있고<sup>[2]</sup>, 이 제어 방법에 의한 영구자석 동기 전동기의 시스템 방정식은 다음과 같은 선형방정식으로 쓸 수 있다.

$$\dot{\omega}_r = \frac{3}{2} \frac{1}{J} \left(\frac{p}{2}\right)^2 \lambda_m i_{qs} - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{p}{2J} T_L \tag{1}$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \lambda_m i_{qs} \tag{2}$$

$$= k_t i_{qs} \tag{3}$$

$$y = \omega_r \tag{4}$$

$p$  : 극수

$J$  : 관성 [ $Kgm^2$ ]

$B$  : 점성마찰계수 [ $Kgm^2/sec$ ]

$k_t$  : 토크 상수 [ $Nm/A$ ]

$\lambda_m$  : 자속 [ $Wb$ ]

$T_L$  : 부하 토크 [ $Nm$ ]

$T_e$  : 전동기 토크 [ $Nm$ ]

$i_{qs}$  : q-상 고정자 전류 [ $A$ ]

$\omega_r$  : 회전자 각속도 [ $rad/s$ ]

자속 기준제어를 수행하기 위해서 각 3상 전류 명령치는 독립적으로 만들어져야 한다. 이 전류 명령은 회전자 기준의 제어 전류 명령치를 고정자 기준으로 바꾸어 구할 수 있다.

#### 2.2 상태 궤환 제어 알고리즘

PMSM의 추적 제어를 위해서 추가 상태를 식 (1)과 같이 정의하면, PMSM의 추가 상태 시스템 방정식은 다음과 같다.

$$\dot{z} = \omega - \omega_r \tag{5}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega} \\ \dot{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega \\ z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_t \frac{P}{2J} \\ 0 \end{bmatrix} i_{qs} - \begin{bmatrix} \frac{b}{2J} \\ 0 \end{bmatrix} T_L - \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \omega_r \quad (6)$$

$$y = [1 \ 0] \begin{bmatrix} \omega \\ z \end{bmatrix} \quad (7)$$

또한 제어기 입력은 다음과 같다.

$$u = -k\omega - k_1z \quad (8)$$

외란에 의한 오차를 빨리 줄이기 위해서는 큰 궤환(feedback) 이득이 필요하게 되며, 이 것은 매우 큰 전류를 만들게 된다. 만일 부하 토크  $T_L$ 을 알게되면,

$T_L = k_t i_{qe2}$ 에 의하여 등가 전류  $i_{qe2}$ 를 구할 수 있으며 외란의 보상 입력을 선택적으로 생성할 수 있다.

따라서 제어 입력  $i_{qc}$ 는 위치 제어기 출력  $i_{qe1}$ 과 등가 전류  $i_{qe2}$ 로 구성된다. 외부 외란의 영향은 등가의 q-상 전류로 전향보상(feed-forward compensation)한다.

### 2.3 외란 관측기 및 MA필터

일반적으로 시스템의 모든 입력을 알면 상태 추정(estimation)을 할 수 있다. 그러나, 실제 시스템에서 많은 경우에 몇몇 입력은 정확한 값을 알 수 없거나 찾아내기 힘든 경우가 있다. 이러한 입력의 경우 관측기에 의해 추정할 수 있음이 알려져 있으며, 빠른 샘플링에 의해 외란은 구간상수로 가정할 수 있으므로 다음과 같은 0차 관측기에 의해 추정 가능하다.

$$\dot{T}_L = 0 \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\omega}} \\ \dot{\hat{T}}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & -\frac{P}{2J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\omega} \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_t \frac{P}{2J} \\ 0 \end{bmatrix} i_{qc} + L \left( w - [1 \ 0] \begin{bmatrix} \hat{\omega} \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} \right) \quad (10)$$

이때  $L$ 은  $2 \times 1$ 의 피드백 행렬이다.

전체 시스템 응답 시간보다 빠른 부하 토크 계산을 하고, 과도 응답에서 부하 토크 보상을 위해서 데드비트 관측기를 사용한다. 데드비트의 극점 정의에 의해서 궤환 이득은  $L = P(\Phi)W_0^{-1}[0 \ 0 \ \dots \ 1]$ 의 Ackermann 공식을 이용하여 얻을 수 있다. 데드비트 관측기는 이득이 커서 노이즈에 매우 민감하다. 따라서 노이즈를 줄이기 위한 처리가 필요하다.

필터는 관측기 전단이나 관측기 후단에 사용 될 수 있으며, 경우에 따라 2가지를 같이 이용하는 방법이 있으나 관측기 정보의 저감을 줄이기 위해서는 전단 필터(pre-filter)보다는 후단 필터(post-filter)가 유용하다.

여기에서는 MA(Moving Average)처리에 의한 저역 통과필터(LPF)를 적용하여 고주파 잡음을 저감하였다.

$$H(z) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} z^{-k} \quad (11)$$

식 (11)은 MA필터의 전달 함수이며  $N$ 은 데이터의 갯수를 나타내고  $z$ 는 단위 지연을 나타낸다.  $N$ 은 임의의 값을 설정 할 수 있으며  $N$ 값을 크게 할 경우 고주파 잡음을 저감시키나 신호를 왜곡시키며,  $N$ 값을 작은 수로 정할 경우 신호의 왜곡은 작아지나 고주파 저감 효과가 적어진다. 여기서  $N$ 에 2를 대입하고 관측기에 의해서 추정된 외란을 입력으로 하면 신호의 왜곡이 적으며 고주파 잡음을 저감한 외란을 식 (12)에 의해서 얻을 수 있다.

$$\hat{T}_L(k) = \frac{1}{2} (\hat{T}_L(k) + \hat{T}_L(k-1)) \quad (12)$$

여기서  $\hat{T}_L$ 은 잡음을 저감시킨 외란이며  $\hat{T}_L$ 은 데드비트 관측기에 의해 추정된 잡음을 포함한 외란이다.

### 2.4 파라미터 보상기와 파라미터 추정기

추가 상태 궤환 제어기와 외란 관측기를 이용한 외란 보상기는 시스템이 외란에 대하여 강인한 제어가 가능하도록 한다. 그러나 고정 이득을 사용하기 때문에 파라미터 변화에 대하여 동일한 성능을 얻을 수 없으며, 외란 관측기는 파라미터 변화에 의해 과도 응답 특성을 갖는다. 실제 시스템의 파라미터 변화 혹은 정확하지 않은 파라미터를 이용한 고정이득설정은 시스템의 성능 변화를 가져오게 된다. 따라서 등가 지표(nominal) 시스템으로 보상하여 파라미터의 변화에 대한 성능 변화를 제거할 수 있다.<sup>[6]</sup>

영구자석 동기 전동기의 이산방정식은 다음과 같다.

$$\omega(k+1) = \alpha\omega(k) + \beta i_{qs}(k) - \gamma T_L(k) \quad (13)$$

여기서

$$\alpha = e^{-\frac{B}{J}h} \quad (14)$$

$$\beta = -\frac{P}{2J} \left( -\frac{J}{B} e^{-\frac{B}{J}h} + \frac{J}{B} \right) k_t \quad (15)$$

$$\gamma = \frac{\beta}{k_t} \quad (16)$$

파라미터의 변화를 등가지표시스템(equivalent nominal system)으로 보상하기 위하여 부하 토크의 영향이 없다고 가정하고, 궤환(feed-back) 이득 및 전향(feed-forward) 이득을 각각  $C_1$ ,  $C_2$ 라 정의하면 보상기를 통한 제어명령은 다음과 같이 된다.

$$i_{qc}^*(k) = C_1(k) \cdot i_{qc}(k) + C_2(k) \cdot \omega(k) \quad (17)$$

파라미터 보상기에 의해 보상된 시스템과 등가 지표 시스템의 응답이 같다고 가정하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \alpha\omega(k) + \beta(i_{qs}(k)C_1(k) + \omega(k)C_2(k)) \\ = \alpha_n\omega(k) + \beta_n i_{qs}(k) \end{aligned} \quad (18)$$

여기서  $\alpha$ ,  $\beta$ 와  $\alpha_n$ ,  $\beta_n$ 은 각각 시스템의 실제 파라미터(actual parameter)와 명판(name plate)에 주어진 지표 파라미터(nominal parameter)이다. 따라서 보상기의 이득은 식 (18)로부터 다음과 같이 간단히 얻을 수 있다.

$$C_1(k) = \frac{\beta_n}{\beta} \quad (19)$$

$$C_2(k) = \frac{(\alpha_n - \alpha)}{\beta} \quad (20)$$

이러한 파라미터 보상기를 이용하기 위해서는 실제 파라미터의 추정이 필요하다.

외란의 간섭이 제거된 영구자석 동기 전동기의 이산 방정식은 식 (21)과 같으며, 파라미터 벡터와 측정 벡터로 구분할 수 있다.

$$\omega(k+1) = \alpha\omega(k) + \beta i_{qs}(k) = \theta^T \phi(k) \quad (21)$$

여기서,

$$\theta^T = \begin{bmatrix} \alpha & \beta \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\phi(k)^T = \begin{bmatrix} \omega(k) & i_{qs}(k) \end{bmatrix} \quad (23)$$

파라미터 추정에 사용한 추정규칙은 RLSM에 의한 파라미터 추정을 사용하며, RLSM파라미터 추정의 단점인 외란에 의하여 편향(bias)된 추정 특성을 제거하기 위해 외란 보상기에 의하여 외란의 영향이 제거된 시스템의 입출력을 측정 벡터로 하면 다음 식에 의해 편향되지 않은 파라미터를 추정을 할 수 있다.

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + F(k+1) \hat{\phi}(k) E(k+1) \quad (24)$$

$$F(k+1) = F(k) - \frac{F(k) \hat{\phi}(k) \hat{\phi}(k)^T F(k)}{1 + \hat{\phi}(k)^T F(k) \hat{\phi}(k)} \quad (25)$$

$$E(k+1) = y(k+1) - \hat{\theta}(k)^T \hat{\phi}(k) \quad (26)$$

여기서

$$\hat{\theta}^T = \begin{bmatrix} \hat{\alpha} & \hat{\beta} \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$\hat{\phi}(k)^T = \begin{bmatrix} \omega(k) & i_{qs}(k) - \frac{\hat{T}_L}{k_t} \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$F(0) = \frac{1}{\delta} I \quad (0 < \delta \ll 1) \quad (29)$$

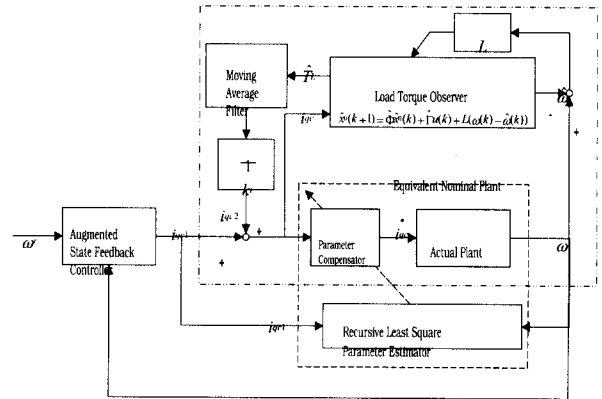


그림 1 제안된 알고리즘의 블록선도  
Fig. 1 Block diagram of the proposed algorithm

### 3. 전체 시스템 구성

제안한 시스템의 블록선도는 그림 2에 나타냈다. 여기서 제어 알고리즘은 속도 제어기, 외란 관측기 및 파라미터 보상기로 구성된다. 속도 제어기는 추가 상태 궤환

(augmented state feedback)으로 이루어진다. 추가 상태  $z(k+1)$ 의 실현을 위해 이산치 형태는 평행사변형 방식을 이용하였다. 디지털 제어기는 부동소수점 연산이 가능한 DSP TMS320C31를 사용하고, 전동기 시스템은 선형 시스템을 만들기 위해서 벡터 제어기로 구동한다.

실험을 위한 부하는 그림 3과 같다. 그림 3(a)는 파라미터 변화를 만들기 위한 관성 부하이며, 그림 3(b)는 외부 토크 부하를 유발하기 위한 막대 부하이다. 그림 4는 실험을 위한 시스템의 구성과 막대 부하의 사진이다.

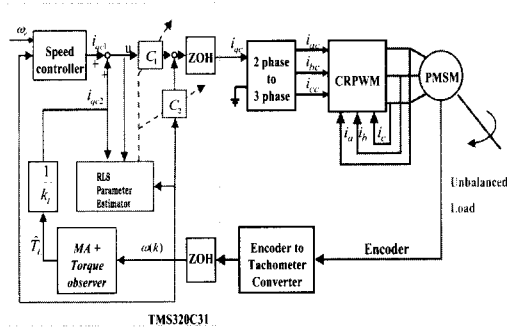


그림 2 제안된 제어 시스템의 블록선도  
Fig. 2 Block diagram of the proposed control system

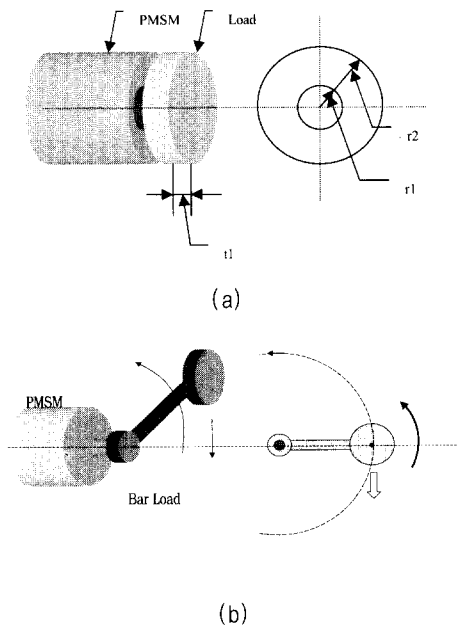
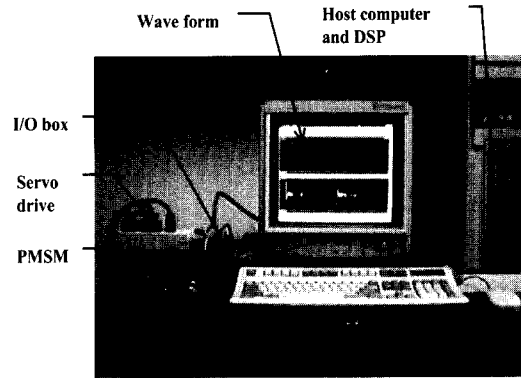
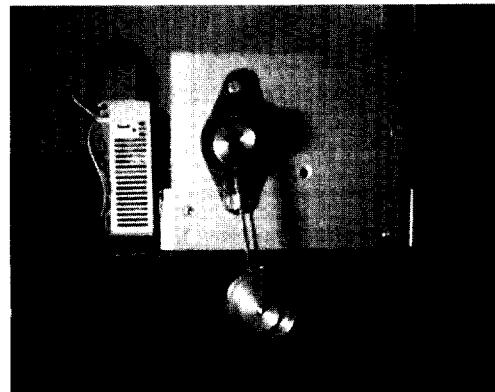


그림 3 파라미터와 외란 변화도  
(a) 관성 부하 (b) 막대 부하  
Fig. 3 The figure of load for parameter and load variation  
(a) inertia load (b) bar load



(a)



(b)

그림 4 실험을 위한 시스템 구성과 막대 부하  
Fig. 4 The configuration of the experiment system and a bar load

#### 4. 모의실험 및 실험 결과

모의실험과 실험에서 사용한 영구자석 동기 전동기의 파라미터는 표 1과 같다.

표 1 모터 파라미터  
Table 1 Motor parameter

Power	400 Watt
Inertia	$0.363 \times 10^{-4} \text{ kgm}^2$
Rated torque	1.3 Nm
Rated current	2.7 A
Stator resistance	1.07 $\Omega$
Phase inductance	4.2 mH

히스테리시스 간격은 0.01 [A]이고, 샘플링 주기  $T_s$ 는 0.2 [ms]이다.

원하는 목표 도달시간과 과도응답이 없는 가중 행렬 (weighting matrix)은  $Q = \text{diag}[1 \ 3000]$ ,  $R = 1$ 로 선택하여 최적 이득 행렬을 구하면  $k = [0.0763 \ 6.1802]$ 이 되며, Dead beat 관측기 이득  $L = [1.6703 \ -0.0549]$ 이 된다.

그림 3과 그림 5와 그림 6은 외란과 파라미터의 변화에 대한 모의실험과 실험에 대한 결과이다.

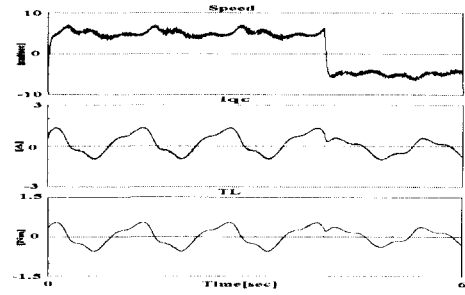
그림 5는 파라미터의 변화 없이 외란을 가한 경우의 모의실험 결과이다. (a)는 상태 궤환 제어기에 의한 응답으로 정상상태 속도응답이 외란에 의해서 오차를 가짐을 알 수 있으며, (b)는 외란 관측기에 의한 외란 보상으로 정상상태의 속도응답이 상태 궤환 제어기와 달리 높은 보상 성능을 가짐을 알 수 있다. (c)는 제안된 제어기에 의한 응답으로 정상상태의 속도응답에서 오차가 적으며, 외란 관측기에 의한 외란 보상과 같이 높은 성능을 보임을 알 수 있다.

그림 6은 파라미터의 변화 및 외란이 존재하는 경우의 모의 실험이다. (a)는 상태 궤환 제어기에 의한 응답으로 외란에 의하여 정상상태에서 많은 오차를 가짐을 알 수 있다. (b)는 외란 관측기에 의한 외란 보상 제어기의 경우로 파라미터 변화에 의해서 관측기는 과도응답 특성을 가지며, 외란에 대하여 과도 보상을 함으로 심한 떨림이 발생됨을 알 수 있다. (c)는 제안된 제어기에 의한 응답이다. 외란 관측기만을 이용한 보상과 달리 과도응답 특성이 줄어들게 되어 떨림이 감소하여 높은 성능을 가짐을 알 수 있다.

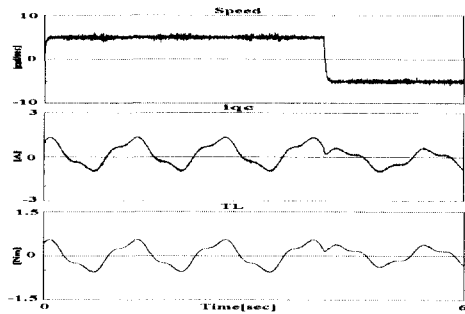
그림 7의 (b)와 (c)는 외란과 파라미터 변화에 대한 실험 결과로서 모의 실험과 같이 외란 관측기에 의한 보상을 가지는 시스템과 제안된 제어기의 시스템 모두 (a)와 달리 좋은 응답 특성을 가짐을 알 수 있다.

그러나 그림 8과 같이 관성 부하와 막대를 이용한 불평형 부하와 파라미터 변화에 대해서는, 그림 6의 모의 실험과 같이 외란 관측기만을 이용한 경우의 시스템은 상태 궤환 제어기와 달리 강인함을 보이지만, 과도 보상에 의하여 속도응답이 많이 떨림을 알 수 있다.

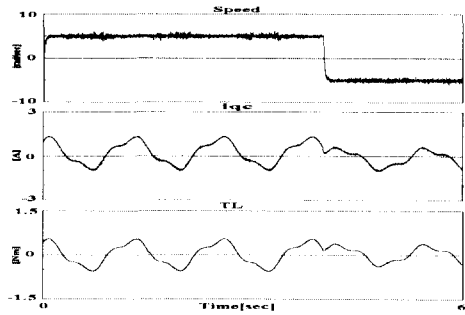
그러나 그림 8의 (c)는 제안된 제어기에 의한 응답으로 외란 관측기를 이용한 시스템과 같이 외란에 대하여 강인함을 보이며, 외란 관측기에 의한 외란 보상 시스템과 달리 과도 보상 특성이 현격히 줄어 속도응답의 떨림도 감소되어 좋은 성능을 발휘함을 알 수 있다.



(a)



(b)



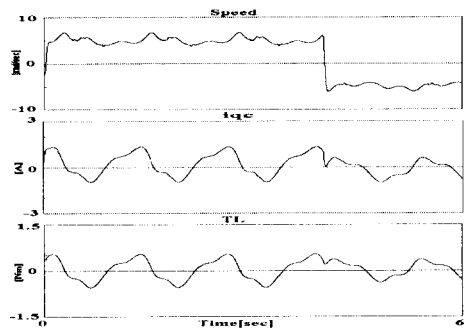
(c)

그림 5 불평형 부하에 대한 회전자 속도 및 q상 전류 명령 및 추정 부하의 모의실험 결과

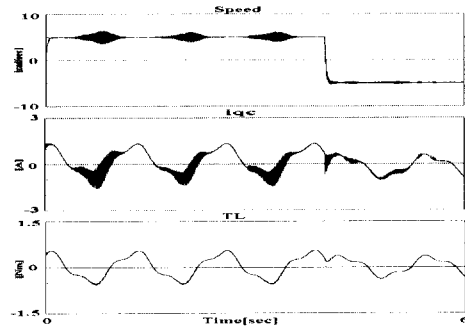
- (a) 상태 궤환 제어기
- (b) 외란 관측기를 이용한 제어기
- (c) 제안된 제어기

Fig. 5 Simulation results of the rotor speed and q phase current command and estimate load with a eccentric load case

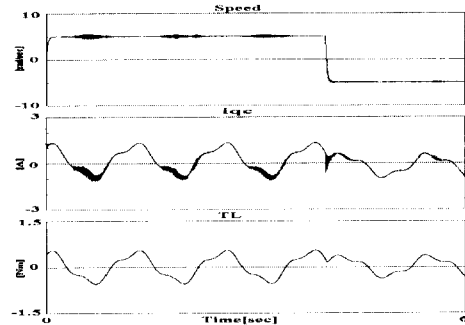
- (a) augmented state feedback algorithm
- (b) using load compensator algorithm
- (c) proposed algorithm



(a)



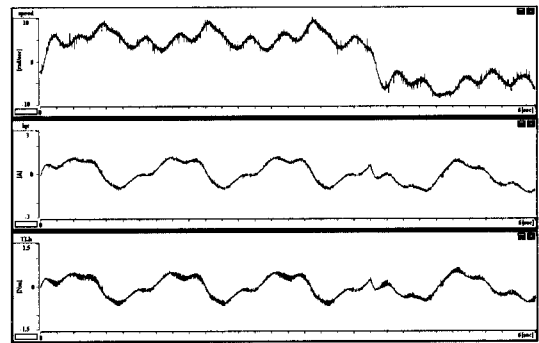
(b)



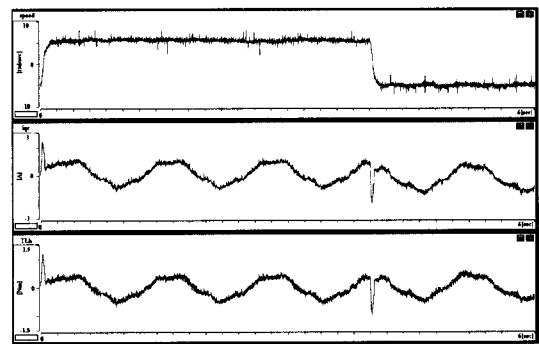
(c)

그림 6 불평형 부하와 40배의 관성 파라미터 변화에 대한 속도 및 q상 전류 명령의 모의실험 결과  
(a) 상태 궤환 알고리즘  
(b) 외란 관측기를 이용한 알고리즘  
(c) 제안된 알고리즘

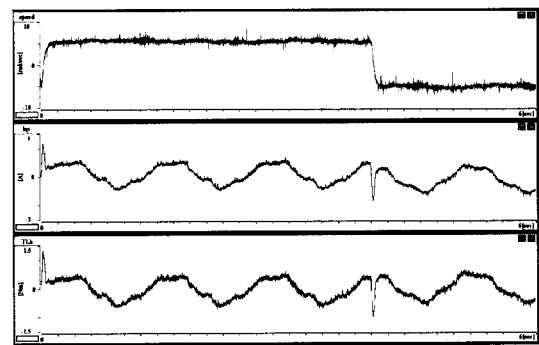
Fig. 6 Simulation results of the rotor speed and q phase current command with parameter variation and a eccentric load case  
(a) augmented state feedback algorithm  
(b) using load compensator algorithm  
(c) proposed algorithm



(a)



(b)



(c)

그림 7 불평형 부하에 대한 회전자 속도 및 q상 전류 명령 및 추정 부하의 실험 결과  
(a) 상태 궤환 알고리즘  
(b) 외란 관측기를 이용한 알고리즘  
(c) 제안된 알고리즘

Fig. 7 Experiment results of the rotor speed and q phase current command and estimate load with a eccentric load case  
(a) augmented state feedback algorithm  
(b) using load compensator algorithm  
(c) proposed algorithm

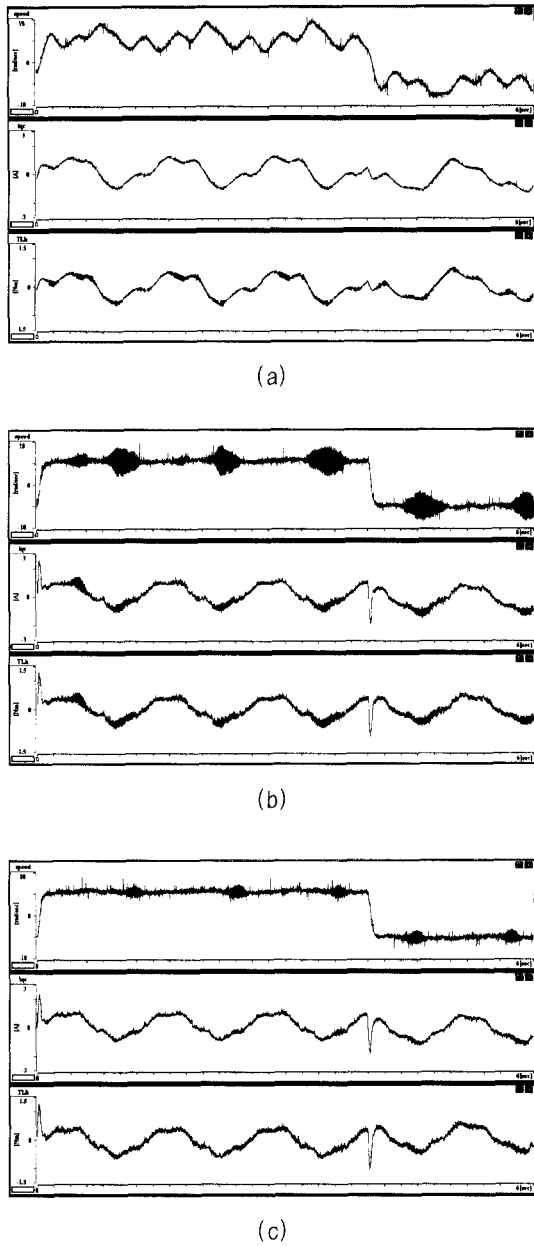


그림 8 불평형 부하와 40배의 관성 파라미터 변화에 대한 속도 및 q상 전류 명령 및 추정 부하의 실험 결과  
 (a) 상태 궤환 제어기  
 (b) 외란 관측기를 이용한 제어기  
 (c) 제안된 제어기

Fig. 8 Experiment results of the rotor speed and q phase current command and estimate load with parameter variation and a eccentric load case  
 (a) augmented state feedback algorithm  
 (b) using load compensator algorithm  
 (c) proposed algorithm

### 5. 결 론

본 논문에서는 외란에 강인한 정밀 속도 제어의 방법으로 외란 관측기와 파라미터 보상기를 통하여 파라미터 변화와 외란에 강인한 속도 제어 방법을 제시하고, 모의실험과 실험을 통하여 기존 시스템과 성능을 비교하여 더욱 우수한 특성을 나타내고 있음을 보였다.

외란 관측기를 이용하여 외란을 보상하는 시스템은 외란에 강인한 시스템을 구성할 수 있으나, 빠른 외란 보상을 위하여 높은 이득을 갖는 데드비트 외란 관측기를 사용할 경우 잡음 증폭 효과에 의해 잡음이 많은 신호 개환에 어려움이 있다. 이러한 잡음이 많은 신호의 개환시 관측기 후단에 필터를 갖도록 하여 관측기의 성능 변화 없이 잡음의 영향을 감소하도록 제안하였으며, 외란에 대하여 강인함을 보였다. 그러나, 파라미터의 변화에 의해서 관측기는 과도응답 특성을 가지며, 이에 의해 파라미터 변화와 외란이 존재할 경우 외란에 대하여 과도 보상을 하는 단점을 가진다.

외란 관측기를 이용한 시스템의 단점인 파라미터 변화에 의한 시스템의 성능 저감을 막기 위하여 외란 관측기의 파라미터의 변화에 대하여 실제 시스템의 파라미터 변화를 보상하도록 파라미터 보상기를 포함하는 알고리즘을 최종 제안하였다. 파라미터 보상기에 의해서 주 제어기인 상태 궤환 제어기와 외란 관측기의 고정이득에 의한 성능 변화를 줄일 수 있음을 보였다. 또한 파라미터 보상기의 RLS 파라미터 추정은 외란에 대하여 편향된 값을 추정하는 단점이 있으나 외란 관측기를 포함하도록 함으로서 외란의 영향을 제거하도록 하였으며, 외란 관측기는 파라미터의 변화를 보상한 등가 지표 시스템의 외란을 보상하도록 하였다. 이러한 제안된 알고리즘은 파라미터 보상기와 외란 관측기가 상호 보완적인 구조를 가지며, 외란과 파라미터 변화에 강인한 특성을 갖는다. 제안된 시스템을 DSP에 의해 이산제어기로 구성하여 시뮬레이션과 실험으로 검증하였다.

이 논문은 1999년도 원광대학교의 교비 지원에 의하여 연구되었음.

### 참 고 문 헌

[1] D. W. Novotny and R. D. Lorentz "Introduction to field orientation and high performance AC drives" IEEE-IAS Tutorial Course, 1986.  
 [2] P. C. Krause, Analysis of electric machinery, McGraw-



Hill, 1984.

[3] K. J. Åström and B. Wittenmark Computer controlled system, Prentice Hall, International, 1997.

[4] J. S. Ko, J. H. Lee, S. k. Chung, and M. J. Youn "A Robust Position Control of Brushless DC motor with Dead Beat Load Torque Observer" IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 40, no. 5, pp. 512-520, 1993.

[5] C. T. Chen, Linear System Theory and Design, Holt, Rinehart and Winston, Inc., 1984.

[6] C. Y. Huang, T. C. Chen, C. L. Huang "Robust Control of Induction Motor with A Neural-Network Load Torque Estimator and A Neural-Network Identification" IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 46, no. 5, pp. 990-998, 1999.

[7] J. D. Landau, System Identification and Control Design, Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1990.

[8] G. C. Goodwin, K. S. Sin, Adaptive Filtering Prediction and Control, Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1984.

저 자 소 개



**고종선(高宗宣)**

1960년 3월 20일생. 1984년 서울대 전기 공학과 졸업. 1989년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1994년 동 대학원 졸업(박사). 1983년~1995년 삼성 전자 생산기술센터 선임연구원. 1995년~1996년 삼성그룹 삼성경영기술대 사내 교수(부장). 1999년~2000년 미국 Tennessee주립대(UT, 과학 재단) Post-Doc. 1996년~현재 원광대학교 전기전자 및 정보공학부 조교수.



**이태호(李泰鎭)**

1974년 5월 17일생. 1999년 원광대학교 전자공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전자 공학과 석사과정. 2000년~현재 삼성SCM 연구원.



**전칠환(全七煥)**

1955년 6월 2일생. 1980년 서울대 전기공 학과 졸업. 1986년 미국 밴더빌트대학교 졸업(석사). 1990년 동 대학원 졸업(박사). 현재 군산대학교 전자정보공학부 부교수.



**이상실(李商尙)**

1960년 4월 18일생. 1984년 고려대 전자 공학과 졸업. 1984년~2001년 동 대학원 전자공학과 석사과정. 1989년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1994년 동 대학원 졸업(박사). 1994년~현재 원광대학교 전기전자 및 정보공학부 부교수.