

전정기관 자극용 회전자극기를 위한 PMSM의 정밀 속도제어

高宗宣, 李泰鎬, 朴炳林, 全七煥

Precision Speed Control of PMSM for Stimulation of the Vestibular System Using Rotatory Chair

Jong-Sun Ko, Tae-Ho Lee, Byung-Rim Park, Chil-Hwan Jeon

요 약

전정기관 자극용 회전자극기에 있어서 외란 관측기를 이용한 PMSM(permanent Magnet Synchronous Motor)의 강인한 정밀 속도 제어 방법에 대해서 제안한다. 본 제어기는 더욱 정확한 전정기관 평가를 가능하게 한다. 현기증을 유발시키기 위해서 지면에 수직인 회전축을 갖는 2D 자극기가 사용되어져 왔다. 그러나 정확한 현기증의 원인 규명을 위해서 회전축을 기울인 3D 자극기가 필요하다. 3D 자극기와 같이 기울임을 갖는 회전자극기의 경우, 회전축에 대한 무게중심의 이격은 불평형 부하를 유발하게 된다. 이러한 경우에 대하여 강인한 속도 제어를 위한 외란 관측기를 이용하는 보상방법을 연구하였다. 정확한 전정기관 자극을 위해 정밀한 속도 제어가 필요하며, 이러한 정밀 속도 제어에 있어서 외란의 영향을 제거하기 위해 데드비트 관측기와 같은 높은 이득을 갖는 관측기가 필요하다. 외란 관측기의 위치 제어에 대한 응용이 연구되어졌다. 그러나 속도와 같은 노이즈가 많은 신호를 이용한 속도 제어에 있어서 데드비트 관측기는 노이즈 증폭 효과를 가져와 적용이 어렵다는 문제를 가지고 있다. 따라서 MA(Moving Average)처리를 이용하여 노이즈 효과를 저감한다. 이상의 제안된 알고리즘의 효과를 실험으로 보였다.

ABSTRACT

A new control method for precision robust speed control of a PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor) using load torque observer is presented. Using this system, we can more precisely evaluate of vestibular function. Until now a rotating chair system, so called 2D-stimulator, which has vertical rotate axis is used to make dizziness. However, an inclined rotating chair system witch is called 3D-stimulator is needed to obtain the precise dizziness data.^{[8][9]} This 3D-stimulator include unbalanced load caused by unbalanced center of mass. In this case, new compensation method is considered to obtain robust speed control using load torque observer. To reduce the effect of this disturbance, we can use dead-beat observer that has high gain. The application of the load torque observer is published in ^{[1][7]} for position control. However, there is a problem of using speed information such as amplifying effect of noise. Therefore, we can reduce a noise effect by moving average process. The experimental results are depicted in this paper to show the effect of this proposed algorithm.

Key Words : Precision speed control, Load torque observer, PMSM, Moving average

1. 서 론

최근에 자동차와 비행기의 이용이 대중화되었다. 그

에 따라 많은 사람들이 그것들을 이용할 때 현기증 또는 멀미 등과 같은 어려움을 호소하고 있다. 현기증의 원인 규명 및 측정을 위해서 안진을 검출하는 시스템

이 유용하다고 알려져 있다.^[8] 또한 지금까지 수직 회전축을 가지는 2D 자극기가 이용되어 왔으나 정확한 진단을 위해서 회전축을 변화시키는 3D 시스템이 제안되어졌다^[9]. 이 경우, 회전축의 기울임 각은 최대 30도의 기울기를 가지므로 인하여 무게중심과 회전축의 이격은 불평형 부하를 형성하게되며, 그 결과 속도 오차를 발생시킨다. 이러한 외란은 모터의 회전축에 직접적인 영향을 미친다. PMSM(Permanent Magnetic Synchronous Machine)은 속도-토크 특성이 PMDC(Permanent Magnetic Direct Current)모터와 유사하다는 장점을 지닌다. 추적 제어기의 문제는 출력 오차를 또 다른 상태로 정의하여 상태 변수 궤환을 함으로서 간단하게 해결 할 수 있음이 잘 알려져 있다.^[4] 또한 상태 변수 궤환 이득은 PI제어기의 시행착오 방법에 의한 이득 설정과 달리 최적 제어 이론에 의해 이득을 정할 수 있다는 장점을 지닌다. 알지 못하거나 추출 불가능한(inaccessible) 입력을 위해 관측기에 대한 연구가 되어졌다. 정확한 전정기관 자극을 위해 정밀 속도 제어가 필요하며 정밀 속도 제어에 있어서 외란의 영향을 저감하기 위해 외란 관측기에 의한 보상이 필요하다. MA에 의해 잡음이 많은 신호에서 대역 제한된 신호복원이 가능하다고 알려져 있으며^[10], MA처리를 이용한 고대역통과필터(High Pass Filter)의 응용이 연구되었다.^[11] 위치 제어에 있어서 외란의 영향을 줄이기 위해 데드비트(dead beat) 외란 관측기를 응용하는 연구 또한 이뤄졌으나^[6] 속도는 많은 잡음을 가지고 있는 신호로서 높은 이득을 갖는 외란 관측기의 응용이 어렵다. 따라서 본 논문에서는 MA처리를 이용하여 노이즈 효과를 줄임으로서 높은 이득을 갖는 외란 관측기를 구현하였다. 구현된 외란 관측기를 이용하여 외란을 추정하고 추정된 외란의 등가 전류를 계산하여 정궤환(feed-forward) 보상함으로서 외란에 의한 속도 오차를 보상한다. 본 논문에서는 이상과 같은 시스템을 모의실험과 실제 시스템에 적용한 결과를 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^[3], 이 제어방법에 의한 영구자석 동기 전동기의 시스템 방정식은 다음과 같은 선형방정식으로 쓸 수 있다.

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

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \lambda_m i_{qs} \quad (2)$$

$$= k_t i_{qs}. \quad (3)$$

$$y = \omega \quad (4)$$

T_L : 부하 토크 [Nm]

T_e : 전동기 토크 [Nm]

i_{qs} : q-상 고정자 전류 [A]

ω : 회전자 각속도 [rad/s]

p : 극수

J : 관성 [Kgm^2]

B : 점성마찰계수 [Kgm^2/sec]

k_t : 토크 상수 [Nm/A]

λ_m : 자속 [Wb]

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.

회전자자속시스템의 부하는 관성부하, 불평형 부하와 마찰 부하로 구분할 수 있다. 부하가 단단한 물질이며 균일하게 분포되어 있다고 가정하면, 회전 관성은 다음 식 (5)에 의해 구할 수 있으며 회전 관성에 의한 부하는 다음 식 (6)에 의해 구할 수 있다.

$$I = \int r^2 dm \quad (5)$$

$$\tau_1 = I \cdot \alpha \quad (6)$$

$$\tau_2 = W \cdot \sin \theta \cdot l \quad (7)$$

$$\tau_3 = \mu \cdot W \cdot \sin \theta \cdot l \quad (8)$$

r : 관성부하의 반지름

m : 관성부하의 질량

α : 각 가속도

μ : 베어링 마찰계수

불평형 부하는 회전축에 대한 무게중심의 이격에 의한 중력 영향에 의해 발생된다. 이 불평형 부하는 회전축 방향과 회전을 방해하려는 방향으로 분리되어지며, 회전축 방향의 힘은 축에 의해서 지탱이 되어지므로 회전을 방해하는 부하는 아니다. 회전을 방해하려는 방향의 부하만이 모터회전에 대한 불평형 부하이며, 식 (7)과 같이 쓸 수 있다. 여기서 W 는 의자와 사람의 무게를 합한 것이며, θ 는 시스템의 기울임 각이고 l 은 회전축과 무게중심간의 거리이다. 마찰 부하는 베어링에서 발생되며 불평형 부하와 마찰계수의 곱으로 식 (8)과 같이 표현된다. 또한 불평형 부하와 마찰 부하는 회전축의 위치에 따라 변하게 된다. 따라서 근사화된 전체 부하는 관성부하와 불평형 부하 그리고 마찰부하의 합으로 표현되어진다.

$$\tau_{total} = \tau_1 + \tau_2 + \tau_3 \quad (9)$$

2.2 제어 알고리즘

추적 제어에서 목표 값은 계단 함수이다. 시스템 방정식은 다음과 같다.

$$\dot{x} = Ax(t) + Bu(t) \quad (10)$$

$$y = cx(t) \quad (11)$$

여기서 행렬 A, B, c 는 $n \times n, n \times 1, 1 \times n$ 행렬이다. 일반적으로 최적제어(linear quadratic control)는 상태 변수를 제한해서 레귤레이터 문제를 푸는데 사용한다. 새로운 상태를 $\dot{z} = w - w_r$ 로 정의하고, 추가된 상태변수를 포함하여 최적제어를 구현하면 이것은 추적 제어가 된다. 여기서 w_r 은 회전자 속도의 목표값이고[7], 제어 입력 $u = -kx - k_1z$ 이다. 상태 제한의 제어기 이득 Q, R 은 최적 제어 방법으로 구한다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\omega} \\ \dot{z} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega \\ z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_t \frac{P}{2J} \\ 0 \end{bmatrix} i_{qs} \\ &\quad - \begin{bmatrix} \frac{b}{2J} \\ 0 \end{bmatrix} T_L - \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \omega_r \\ y &= [1 \ 0] \begin{bmatrix} \omega \\ z \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

외란에 의한 오차를 빨리 줄이는데 큰 제한 이득이

필요하게 되며, 이 것은 매우 큰 전류를 만들게 된다. 만일 부하 토크 T_L 을 알게 되면, $T_L = k_t i_{qc2}$ 에 의하여 등가 전류 i_{qc2} 를 구할 수 있으며 외란의 보상 입력을 선택적으로 생성할 수 있다. 따라서 제어 입력 i_{qc} 는 위치 제어기 출력 i_{qc1} 과 등가 전류 i_{qc2} 로 구성된다. 외부 외란의 영향은 등가의 q-상 전류로 정제환하여 보상한다. 일반적으로 시스템의 모든 입력을 알면 상태 추정(estimation)을 할 수 있다. 그러나, 많은 경우의 실제 시스템에서 몇몇 입력은 정확한 값을 알 수 없거나 찾아내기 힘들다. 따라서 관측기가 필요하며 빠른 계산을 위해 0차 관측기를 사용한다.

T_L 을 알 수 없고, 구간상수라고 가정하면 관측기의 방정식은 다음과 같다.

$$\dot{T}_L = 0 \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\omega}} \\ \dot{\hat{T}}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & -\frac{P}{2J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\omega} \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_t \frac{P}{2J} \\ 0 \end{bmatrix} i_{qc} + L \left(w - [1 \ 0] \begin{bmatrix} \hat{\omega} \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} \right) \quad (14)$$

이때 L 은 2×1 의 피드백 행렬이다.

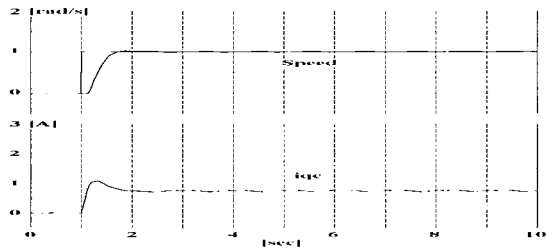
전체 시스템 응답 시간보다 빠른 부하 토크 계산을 하고, 과도 응답에서 부하 토크 보상을 위해서 데드 비트 관측기를 사용한다. Cayley-Hamilton 정리에서

$$\Phi_c = \hat{\Phi} - L\hat{c} \text{의 } \Phi_c^n = 0 \text{를 이용한다. 제한 이득은}$$

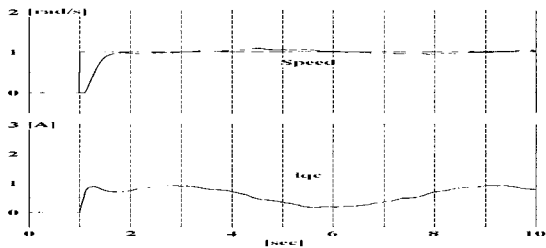
$L = P(\Phi)W_0^{-1}[0 \ 0 \ \dots \ 1]$ 의 Ackermann 공식을 이용하여 극점을 지정하여 얻으며, 관측기의 제한 이득은 일반적인 파라미터 값을 이용하여 얻는다. 데드 비트 관측기는 이득이 커서 노이즈에 매우 민감하다. 따라서 노이즈를 줄이기 위한 처리가 필요하다. 필터는 관측기 전단이나 관측기 후단에 사용 될 수 있으며, 경우에 따라 2가지를 같이 이용하는 방법이 있으나 관측기 정보의 저감을 줄이기 위해서는 전단 필터(pre-filter)보다는 후단 필터(post-filter)가 유용하다. MA처리를 이용한 능동필터의 응용은 고대역통과필터(HPF)의 적용에 의한 연구가 있었으며, 1차 고대역통과필터보다 이득 저감 및 위상 지연이 없어 더 우수하다고 알려져 있다.[11] 여기에서는 MA처리에 의한 저대역통과필터(LPF)를 적용하여 고주파 잡음을 저감하였다.

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

시뮬레이션과 실험에서 사용한 영구자석 동기 전동기의 파라미터는 표1과 같다. 히스테리시스 간격은 $0.2[A]$ 이고, 샘플링 주기 T_s 는 $0.1[ms]$ 이다. 원하는 목표 도달시간과 과도응답이 없는 가중 행렬 (weighting matrix)은 $Q = \text{diag}[10 \ 100]$, $R = 1$ 로 선택하여 최적 이득 행렬을 구하면 $k = [2.902 \ 22.318]$ 이 되며, 데드 비트 관측기 이득 $L = [2.0 \ -52500.0]$ 이 된다. 그림 3과 그림 4는 자극기의 전체 구성 블록과 실제 구성된 자극기의 사진이다. 그림 5는 추가 상태 궤환 제어기의 시뮬레이션 결과를 나타내며, 그림 5. (a)는 회전 의자만을 갖는 경우의 속도 및 q상 전류 명령이며, 부하응답에서의 오차는 상태 궤환 이득 설정에 모터의 파라미터만을 가지고 계산하였기 때문에 약간의 과도응답을 가진다. 그림 5. (b)는 의자와 사람에 의한 불평형 부하에서의 각 응답이다. 시뮬레이션에 사용된 부하 모델은



(a) 의자 외에 부하가 없는 경우의 추가 상태 궤환 제어
(a) Augmented state feedback control without load on chair



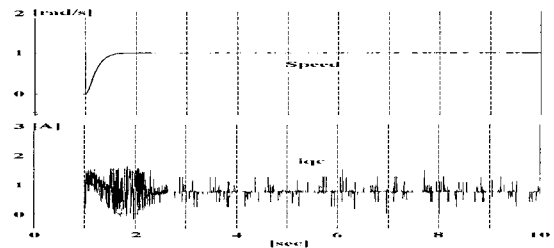
(b) 의자 외에 부하가 있는 경우의 추가 상태 궤환 제어
(b) Augmented state feedback control with load on chair

그림 5 회전자 속도와 q-상 전류 명령의 시뮬레이션 결과
Fig. 5 Simulation results of the rotor speed and q phase current command

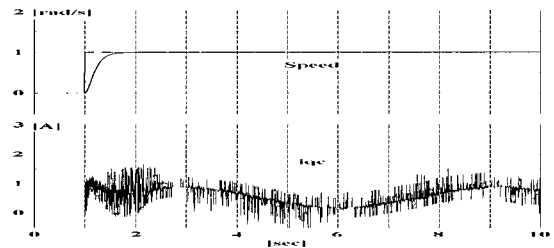
표 1 모터 파라미터

Power	360 Watt
Inertia	21 kgm ²
Rated torque	137 Nm
Rated current	3.4 A
Stator resistance	0.6 Ω
Rated inductance	1.5 mH
Gear ratio	100 : 1

앞에서 모델링한 부하를 이용하였으며, 속도의 계단응답은 회전 위치에 따라 정상 상태 오차를 가지고 있음을 알 수 있다. 또한 부하 변화는 q상 전류명령으로 알 수 있다. 그림 6은 제안된 속도 제어기에서의 응답에 대한 시뮬레이션 결과이다. 그림 6.(a)의 부하가 없는 경우와 그림 6.(b)의 부하가 있는 경우모두에서 빠른 전류 보상에 의해 정상상태 오차를 제거함을 알 수

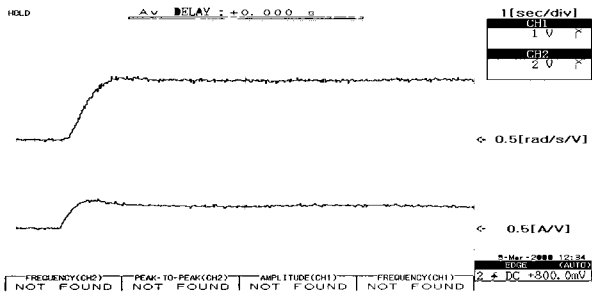


(a) 의자 외에 부하가 없는 경우의 제안된 속도제어
(a) Proposed control without load on chair

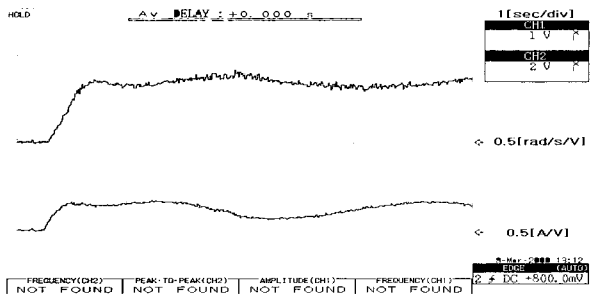


(b) 의자 외에 부하가 있는 경우의 제안된 속도제어
(b) Proposed control with load on chair

그림 6 회전자 위치와 q-상 전류 명령의 시뮬레이션 결과
Fig. 6 Simulation results of the rotor speed and q phase current command

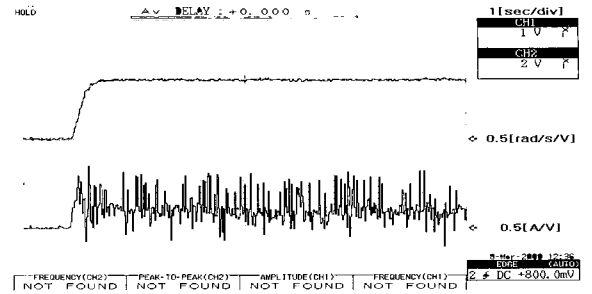


(a) 의자 외에 부하가 없는 경우의 추가 상태 궤환 제어
 (a) Augmented state feedback control without load on chair

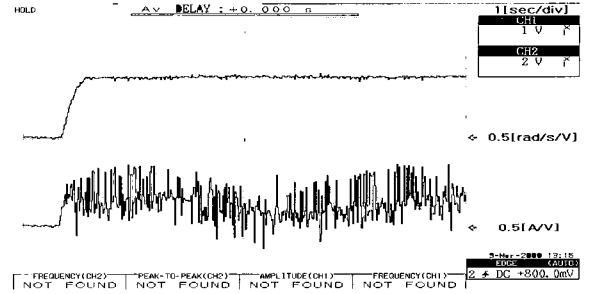


(b) 의자 외에 부하가 있는 경우의 추가 상태 궤환 제어
 (b) Augmented state feedback control with load on chair

그림 7 회전자 속도와 q-상 전류 명령의 실험 결과
 Fig. 7 Experimented results of the rotor speed and q phase current command



(a) 의자 외에 부하가 없는 경우의 제안된 속도제어
 (a) result of proposed algorithm without load on chair



(b) 의자 외에 부하가 있는 경우의 제안된 속도제어
 (b) Results of proposed algorithm with load on chair

그림 8 회전자 위치와 q-상 전류 명령의 실험 결과
 Fig. 8 Experimental results of the rotor speed and q phase current command

있다. 불평형 부하가 있는 경우와 없는 경우에 동일한 응답특성을 가지며 목표 도달시간의 변화를 가지지 않음으로 기본 제어기의특성을 변화시키지 않으며 외란에 대해서만 선택적인 보상을 하는 것을 알 수 있다. 전류 명령의 고주파 성분은 잡음에 의한 것으로 MA 필터 처리에 의해서 저감된 것이다.

그림 7, 그림 8은 실험 결과를 나타낸다. 그림 7.(a)의 초기 과도응답은 회전자의에 의한 관성부하 증가에 기인한 것이며, 그림 7.(b)는 회전자의와 불평형 부하를 가지는 경우의 응답으로 불평형 부하에 대해서 약 $\pm 0.1[rad/s]$ 의 오차를 가짐을 알 수 있으며, 그림 8은 제안된 속도 제어기로서 시뮬레이션과 비슷한 강인함을 가지므로 오차가 현격히 제거됨을 보이고 있다. 전류명령은 잡음에 의한 고주파 성분이 존재하지만 사용된 필터에 의해 적절히 제거 된 것이다. 시뮬레이션과 실험에 의해 제안된 정밀 속도 제어기는 부하에 대한 오차를 효과적으로 보상할 수 있음을 알 수

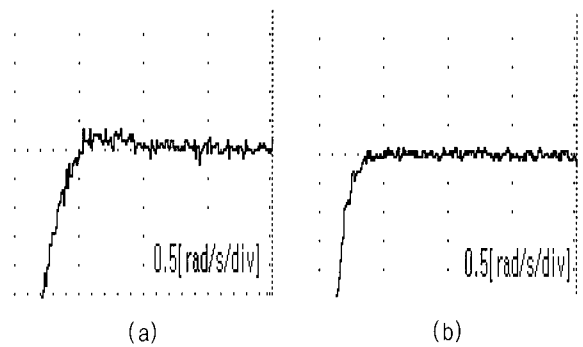


그림 9 회전자 속도의 실험 결과의 확대. 의자 외에 부하가 없는 경우의 (a) 추가 상태 궤환 속도제어 결과 (b) 제안된 속도제어 결과

Fig. 9 Zoom in Experiments result of the rotor speed (a) Augmented state feedback control without load on chair, (b) Proposed control without load on chair

있고, 전류명령은 속도 부하 변화에 따라 빨리 변함을 알 수 있다. 그림 9는 회전 의자만을 갖는 경우의 속도 응답을 확대한 그림이다. 그림 9. (a)는 추가 상태 궤환 제어기에 대한 응답을 확대한 것이며, 그림 9. (b)는 제안된 속도 제어기에 대한 속도 응답을 확대한 것이다. 제안된 제어기에 의한 속도 응답이 측정 잡음을 감안하더라도 속도 리플이 동일하거나 적음을 알 수 있다.

5. 결 론

본 논문은 MA필터와 데드비트 외란 관측기를 갖는 외란 보상 제어기를 PMSM의 정밀 속도 제어에 응용함을 보였다. 또한 최적 궤환 이득에 의한 상태 궤환 제어와 데드비트 외란 관측기를 DSP를 이용한 이산 제어기로 구현하였으며, 추가 상태 궤환 제어기와 MA필터를 갖는 데드비트 외란 관측기의 보상 제어를 비교하여 제안된 제어기의 성능이 향상됨을 보였다. 데드 비트 관측기를 기반으로 하는 외란 관측기는 잡음 증폭 효과를 포함하여 속도 신호와 같이 잡음이 많은 신호를 이용하는 시스템에서는 구현이 용이하지 않다. 이에 후단 필터로서 MA필터를 이용하여 노이즈 효과를 저감시킴으로서 높은 이득을 갖는 데드 비트 관측기를 구현하였으며, 제안된 제어기는 자극기의 무게중심 이격에 의한 불평형 부하조건에도 과도상태 혹은 정상상태에서 속도 오차를 현격하게 제거 할 수 있음을 보였다.

이 논문은 과학기술부 연구비 지원에 의하여 연구되었음

참 고 문 헌

[1] 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

[2] D. W. Novotny and R. D. Lorentz, "Introduction to field orientation and high performance AC drives", IEEE-IAS Tutorial Course, 1986

[3] K. J. Åström and B. Wittenmark, "Computer controlled system", Prentice Hall, pp.198-212, 1984

[4] E. J. Davison, "The output control of linear time-invariant multivariable systems with unmeasurable

arbitrary disturbances", IEEE Trans. on Automatic Control, AC-17, no. 5, pp.621-630, 1972

[5] J. S. Meditch and G. H. Hostetter, "Observer for systems with unknown and inaccessible inputs", International. Journal of Control, vol. 19, no. 3, pp.473-480, 1974.

[6] J. S. Ko, and M. J. Youn, "Simple Robust Position Control of BLDD Motor using I-P plus Speed Controller", International Journal of MECHATRONICS, vol. 8, no. 1, pp.383-386, July, 1998

[7] J. S. Ko, "Asymptotically Stable Adaptive Load Torque Observer for Precision Position Control of BLDC Motor," IEE Proc. Electric Power Application, vol. 145, no. 4, pp.383-386, July, 1998

[8] Guyton AC & Hall JE, "Textbook of medical physiology", Saunder, 1995

[9] B. J. M. Hess, W. Precht, A. Reber. and L. Cazin "Horizontal Optokinetic Ocular Nystagmus in The pigmented Rat", Neuroscience, vol. 15, no. 1, pp. 97-107, 1985

[10] A. Krzyżak, E. Rafajłowicz, M. Pawlak "Moving Average Restoration of Bandlimited Signals from Noisy Observations", IEEE Trans. on signal processing, vol. 45, no. 12, 1997

[11] A. Nakata, A. Ueda and A. Torii "A Method of Current Detection for an Active Power Filter Applying Moving Average to pq-theory", Proc. PESC'98

저 자 소 개



고종선(高宗宣)

1960년 3월 20일생. 1984년 서울대 전기공학과 졸업, 1989년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1994년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(박사). 1983년-1995년 삼성전자 생산 기술센터 선임 연구원. 1995년-1996년 삼성그룹 삼성경영기술대사내 교수(부장). 1999.02 - 2000.01 미국 Tennessee 주립대 (UT), Post-Doc. 1996-현재 원광대학교 공과대학 전기전자공학부 조교수.



이태호(李泰鎬)

1974년 5월 17일생. 1999년 원광대학교 공대 전자공학과 졸업(학사). 2000.07-현재 동 대학원 전자공학과 석사과정. 컴퓨터 및 제어시스템 전공.



박병림 (朴炳林)

1953년 8월 15일생. 1978년 전남대학교 의과대학 졸업. 1983년 전남대학교 대학원 생리학전공(의학박사). 1982년 3월 - 1988년 2월 전남대학교 의과대학 전임강사, 조교수. 1984년 9월- 1986년 8월 미국 Baylor 의과대학 Rockefeller 대학 전 정신경생리학 전공. 현재 원광대 의과대학 생리학교실 교수.



전칠환 (全七煥)

1955년 6월 2일생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업(학사). 1986년 미국 밴더빌트대학교 졸업(석사). 1990년 동대학원 졸업(박사). 현재 군산대학교 전자정보공학부 부교수.