

가속도제어에 의한 4축 시스템의 정밀 위치동기제어

정석권[†] · 최봉석^{*} · 유삼상^{**}

(2003년 11월 20일 접수, 2004년 6월 21일 심사완료)

Precise Position Synchronous Control of Four-Axes System Based on Acceleration Control

Seok-Kwon Jeong, Bong-Seok Choi and Sam-Sang You

Key Words: Position Synchronous Control(위치동기제어), Maximum Position Synchronous Error Comparison(최대 위치동기 오차 비교), Acceleration Control(가속도제어)

Abstract

In this paper, we deal with a precise position synchronous control of four-axes system which is working under various load disturbances. Each axis driving system is consisted of a speed controller and an acceleration controller as an inner loop instead of conventional current control scheme. The acceleration control plays an important roll to suppress load disturbances quickly. Also, each axis is coupled by a maximum position synchronous error comparison to minimize position synchronous errors according to integration of speed differency. As a result, the proposed system enables precise synchronous control with good robustness against load disturbances during transient as well as steady state. The stability and robustness of the proposed system are investigated through its frequency characteristic and numerical simulations. Finally, experimental results under load disturbances demonstrate the effectiveness of the proposed control system for four-axes position synchronous control.

1. 서론

다축 위치동기 서보계는 주행 대차 구동 시스템, 플로터, 각종 수치 공작기계 등과 같은 자동화 분야에서 많이 활용되고 있다. 일반적으로 연속 회전하는 다축 위치동기제어 시스템은 각 축이 플랜트와 제어기들로 구성되며, 제어기는 속도지령 추종용 속도제어기, 빠른 외란 제거를 위한 전류제어기 그리고 축 간의 위치동기를 위한

위치동기제어기로 구성된다. 고정도의 위치동기를 위해서는 각 축에 다양한 외란이 인가되는 상황 하에서 정상상태뿐만 아니라 과도상태에서도 엄밀한 위치동기를 갖도록 제어기를 설계할 필요가 있다. 그러나, 각 축이 서로 다른 동특성을 가지므로 전 운전영역에서 정밀한 속도 및 위치동기 특성을 얻는 것은 용이하지 않다. 이런 까닭에 과거에는 Fig. 1(a)와 같이 주로 캠이나 기어를 이용한 기계적 위치동기 방식이 주류를 이루었다.

최근, 기존의 기계적인 위치동기 방식에서 벗어나 메카트로닉스 기술을 활용한 Fig. 1(b)와 같은 위치동기 방식들이 다수 제안되었다.⁽¹⁻⁶⁾ 그러나, 실질적인 외란 인가를 고려하지 않은 이상적인 2축 간의 위치동기가 대부분이며,⁽¹⁻⁴⁾ 3축 이상의 다축 시스템을 대상으로 한 실험적 연구는 극소수에 불과하다.^(5,6) 다축으로의 확장성을 고려한

[†] 책임저자, 회원, 부경대학교 기계공학부

E-mail : skjeong@pknu.ac.kr

TEL : (051)620-1507 FAX : (051)620-1507

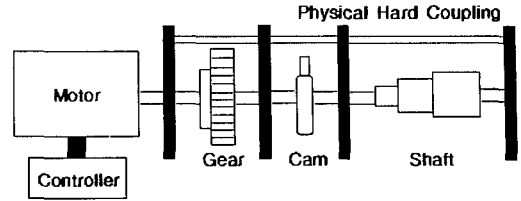
^{*} 부경대학교 대학원 메카트로닉스공학과

^{**} 한국해양대학교 기계·정보공학과

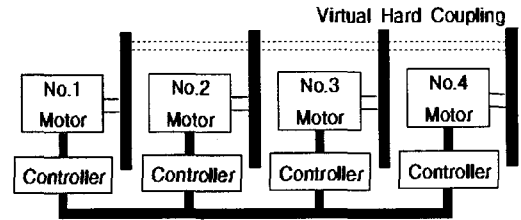
연구로서 기준 모델과 실제 모터 축과의 위치오차를 검출한 후 이를 영으로 수렴시키는 방법이 제안되어 있다.⁽³⁾ 그러나, 기준 모델의 작성 자체가 각 축에 사용된 모터나 부하축의 동특성이 상호 유사할 경우어나 가능한 것으로 전기적 및 기계적 시정수가 각기 다른 모터와 부하들로 연결된 일반적인 다축 시스템에는 적용하기가 용이하지 않다.

위치동기시스템의 성능은 그 특성상 최대 위치동기 오차의 크기에 전적으로 좌우된다. 또한, 최대 위치동기오차는 기본적으로 외란 인가시에 발생되며 각 축들 간에 작용하는 외란이 역상일 경우에 그 크기가 가장 크다.⁽²⁾ 따라서, 다축 시스템의 정밀한 위치동기를 위해서는 우선, 각 축이 외란에 대해 충분한 강성을 가질 것과 빠른 속도 추종성을 가져야 한다. 우수한 속도제어계의 설계에도 불구하고, 실제 시스템은 각 축이 갖는 동특성의 차로 인해 지령치와 응답치 사이에 미소한 속도 차가 발생하며 각 모터에 발생하는 각기 다른 속도 차들의 적분치가 축 간의 위치동기 오차로서 나타난다. 따라서 이 위치동기오차를 신속히 제거하는 것이 고정도 위치동기의 주요한 관건이 된다. 이때, 특정한 축만의 속도를 제어하는 것 보다, 각 축의 속도 회생을 최소화하는 방향으로 모든 축이 상호 협조하여 부하를 분담하는 방법이 위치동기오차의 신속한 제거에 훨씬 효과적이다.

본 논문에서는 이상의 점을 감안하여 가속도제어와 최대 위치동기오차 비교법에 의한 4축 시스템의 정밀한 위치동기제어 방식을 제안한다. 제안하는 방식의 특징은 빠른 외란 제거를 위해 내부루프에 기존의 전류제어기 대신 가속도제어기를 갖는다는 점이다. 가속도제어기는 기존의 전류제어기에 비해 우수한 외란 제거 성능을 가지므로 정상상태의 경우에서는 계단상의 외란 인가시 위치동기제어기 없이도 위치동기오차를 영으로 수렴시킨다. 앞서 기술한 바와 같이, 위치동기 제어계는 다양한 외란 하에서 과도상태를 포함한 전 운전 영역에 걸쳐 정밀한 위치동기가 요구되므로 이를 고려하여 위치동기제어기를 설계한다. 기존의 2축 위치동기시스템에 적용된 협조제어형 위치동기제어 방식은 본 연구에서 상정하는 4축 시스템에는 그 적용이 어렵다. 따라서, 본 연구에



(a) Mechanical position synchronous control



(b) Position synchronous control by software algorithm

Fig. 1 Basic concept of position synchronous control

서는 협조제어방식을 수정한 최대 위치동기오차 비교 방식을 제안한다. 이 방식은 각 축의 위치 정보를 나머지 축들과 축차 비교한 후, 최대의 오차를 갖는 상대 축에 주목하여 이 두 축간의 위치동기오차를 우선적으로 보상하는 방식이다. 이 방식의 특징은 각 축의 속도 회생을 최소화하면서 빠르게 위치동기를 취할 수 있다는 점이다.

각 제어기의 설계시, 현장에서 가장 보편적으로 사용되고 있는 PI(Proportional, Integral) 제어칙을 이용하였으며, 속도 및 가속도제어기는 PI제어기를 갖도록, 그리고 위치동기제어기는 전체 시스템 설계의 편의성과 속응성을 동시에 고려하여 단순 비례제어기로만 설계하였다. 또한, 각 제어기의 게인 결정은 시행착오를 최소화할 수 있도록 제안되었다. 설계된 가속도제어계에 대해서는 안정성 검토를 행하였으며, 외란 인가 하에서의 수치 시뮬레이션을 통해 이론의 타당성을 입증하였다. 외란 인가장치를 갖는 4축 위치동기제어 시스템을 구성한 후, 실기 실험을 통해 제안한 방식의 유효성을 최종적으로 확인하였다.

2. 제어계의 설계

2.1 4축 위치동기제어계의 모델링

Fig. 2는 제안된 4축 위치동기제어 시스템의 블록도를 나타낸다. 각 축은 모터의 기동과 정지를

포함한 전 운전영역에서 속도지령을 추종하기 위한 속도제어기, 부하 변동, 마찰토크 등의 외란을 신속히 보상하기 위한 가속도제어기로 구성된다. 가속도제어기에 이용되는 가속도 정보는 엔코더로부터 계측된 속도 정보의 미분연산에 의해 구해지며, 미분연산으로 인한 고조파 성분의 제거를 위해 저역통과필터(LPF)가 추가된다. 그리고 4축 간의 위치동기오차는 위치동기제어기에서 최대 오차 비교 방식을 통해 협조제어 방식으로 보상된다. 따라서, 특정 축만의 일방적인 속도 회생 없이 과도상태에서 정상상태에 이르는 전 운전영역에 걸쳐 최단시간에 고속으로 속도지령을 추종하는 정밀한 위치동기제어가 실현된다.

2.2 모터 구동계의 모델링

DC모터를 액츄에이터로 갖는 각 축 구동계의 동특성은 모터의 회로방정식과 뉴턴의 운동방정식을 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$L_a \frac{d}{dt} i_a(t) + R_a i_a(t) = v_a(t) - K_e \omega(t) \quad (1)$$

$$J \frac{d}{dt} \omega(t) + b\omega(t) = K_t i_a(t) - T_l \quad (2)$$

여기서,

- $v_a(t)$: 전기자 전압 $\omega(t)$: 기계 각속도
- $i_a(t)$: 전기자 전류 R_a : 전기자 저항
- L_a : 전기자 인덕턴스 J : 회전체 이너서
- b : 마찰계수 K_t : 토크정수
- K_e : 역기전력 정수 T_l : 부하외란 토크

2.3 가속도제어기의 설계

서보계는 목표치에 대한 응답 특성뿐만 아니라 외란 제거 성능이 매우 중요하다. 일반적으로 서보계는 모터 전류를 제어하는 내부루프를 통해 외란에 대한 빠른 보상을 행하고 있다. 그러나, 시스템을 운동제어의 관점에서 보면, 위치의 미분은 속도이고 속도의 미분은 가속도이므로, 전류나 모터의 토크는 아니다. 그리고 시스템 전체의 가속도는 부하외란 및 각종 마찰토크를 포함한 총합적인 구동력에 의해 정해지므로 가속도를 직접적으로 제어할 수 있다면 자동적으로 강인한 외란 제거 성능을 확보할 수 있다. 그러나, 적절한 가속도 센서의 부재 및 전류의 최대치 억제 필요성 등으로 인해 현재까지의 서보계는 내부루

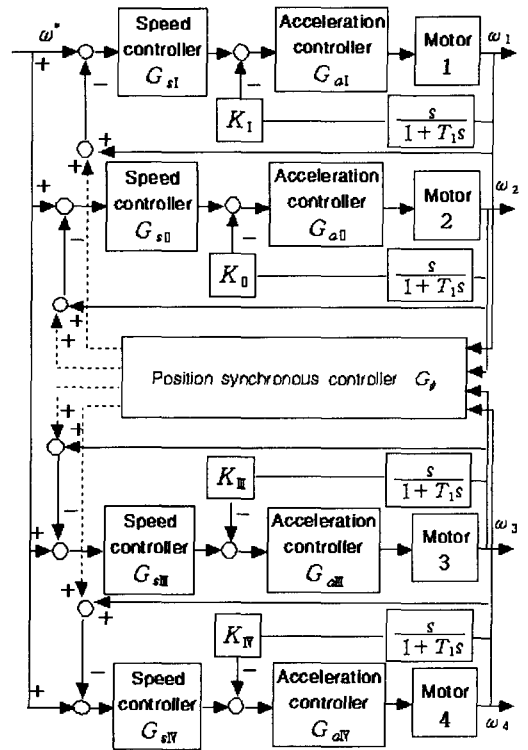


Fig. 2 Block diagram of four-axes position synchronous control system

프로서 거의 전류제어계를 이용하였다. 최근에는 다양한 가속도 센서가 개발되고 있으며, 관측기 이론 등을 통해 가속도 추정 알고리즘도 많이 개발되어 가속도를 직접 제어하려는 시도가 활발해지고 있다.⁽⁸⁾

특히, 내부에 전류제어계를 갖는 구조는 서서히 변화하는 외란에 대해서는 무한대에 가까운 강성을 가지지만, 빠르게 변화하는 외란에 대해서는 강성이 구동계의 전체 J 값에 의존하게 되는 문제점을 갖는다. 그러므로 가속도를 연산하여 보상할 수 있다면 실제로 J 값을 늘리는 것과 동일한 효과를 얻을 수 있어, 전체적으로 증가된 관성모우먼트 만큼 동적강성이 증대되어 빠르게 변화하는 외란토크에 대해서도 강인한 서보계를 구축할 수 있다. 이하에서는 모터의 속도제어기 설계시 널리 사용되고 있는 PI설계기법을 이용한 가속도제어기 G_a 및 속도제어기 G_s 의 설계 과정을 보인다.

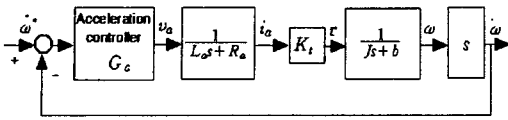


Fig. 3 Block diagram of acceleration control

Fig. 3은 2.2절의 모터 모델에 근거하여 가속도 지령에서 가속도 출력까지의 전달함수를 나타낸 블록도이다. 그림에서 (1)의 역기전력 정수는 짧은 샘플링 시간의 시스템일 경우, 그 감소분의 영향은 매우 작으며 제어계의 계인에 의해 보상되므로 설계의 간편성을 위해 생략되었다.

가속도제어기에 PI 제어칙을 적용하면 모터에 인가할 전압지령은 (3)과 같이 얻을 수 있다.

$$v_a = G_a(\dot{\omega}^* - \dot{\omega}) = K_{sp}\left(1 + \frac{1}{T_{ai}s}\right)(\dot{\omega}^* - \dot{\omega}) \quad (3)$$

여기서, K_{sp} 와 T_{ai} 는 설계해야할 가속도제어기의 비례계인과 적분시간을, 위 첨자 ‘*’는 지령치를, ‘.’는 시간미분을 각각 나타낸다. 피드백 제어에 의해 필요한 설계사양이 충족된다면 개루프 전달함수는 간단한 형일수록 좋으므로 제어기의 적분시간을 모터 전기계의 시정수로 (4)와 같이 정한다.

$$T_{ai} = \frac{L_a}{R_a} \quad (4)$$

이때, 마찰계수 b 를 서보계임을 감안하여 0으로 간주할 경우, 가속도제어계의 개루프 전달함수는 단순 적분요소 $1/Ks$ (단, $K = L_a J / K_{sp} K_t$)로, 페루프 전달함수는 1차 지연요소인 $1/(Ks+1)$ 로 간략화 된다. 결국, 페루프 전달함수는 교차각주파수 $\omega_c = 1/K$ 에서 $-45[^\circ]$ 의 위상을 가지며, 정상상태에서 0[dB]의 값을 갖는 안정한 특성을 보인다. 교차각주파수에서 K_{sp} 를 제외한 나머지 파라미터는 모터의 사양에 의해 결정되는 정수이다. 따라서 비례계인 K_{sp} 를 크게 할수록 주파수 대역폭이 증가하므로 속응성이 개선될 수 있음을 알 수 있다. 그러나, 실제적으로 이 값은 디지털 제어에서의 구현일 경우 스위칭주파수와 관련하여 $\omega_c \leq K_d$ 와 같은 제약을 받게 된다. 이 관계로부터 비례계인을 다음과 같이 결정한다.

$$K_{sp} = \frac{K_d L_a J}{K_t} \quad (5)$$

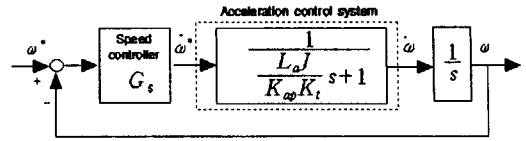


Fig. 4 Block diagram of speed control system

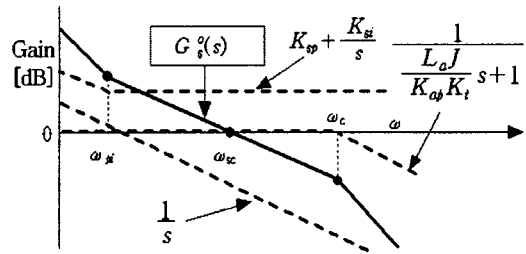


Fig. 5 Open loop frequency characteristic of PI speed control

2.4 속도제어기의 설계

Fig. 4는 가속도제어계를 포함한 속도제어계의 블록도이다.

속도제어기는 속도지령에 대한 속도응답의 오버슈트와 정착시간이 최소화되도록 설계한다.

PI 제어칙에 의한 속도제어기의 전달함수 $G_s(s)$ 는 (6)과 같이 주어진다.

$$G_s(s) = K_{sp}\left(1 + \frac{1}{T_{si}s}\right) = \left(K_{sp} + \frac{K_{si}}{s}\right) \quad (6)$$

여기서, T_{si} 는 적분시간, K_{sp} 와 K_{si} 는 비례계인 및 적분계인이다. Fig. 4에서 속도지령부터 속도 출력까지의 개루프 전달함수 $G_s^o(s)$ 는 (7)과 같이 유도되며, 그 주파수 특성은 Fig. 5와 같다.

$$G_s^o(s) = \left(K_{sp} + \frac{K_{si}}{s}\right) \cdot \frac{1}{\frac{L_a J}{K_{sp} K_t} s + 1} \cdot \frac{1}{s} \quad (7)$$

Fig. 5의 실선은 (7)의 세 요소들에 대한 각 주파수함수의 계인선도(점선 표시)를 모두 합한 것이다. 여기서, 속도제어계의 교차각주파수 ω_{sc} 가 가속도제어계의 교차각주파수 ω_c 의 $1/m_1$ 배 이하로 되면 가속도제어계는 ω_{sc} 부근에서 $G_s^o(s) \cong 1$ 로 근사화 된다. 한편, 속도제어기의 절점각주파수 ω_{pi} 는 $\omega_{pi} = K_{si}/K_{sp}$ 이다. 만일, 이 ω_{pi} 가 ω_{sc}

의 $1/m_2$ 배 이하인 경우 ω_{sc} 의 부근에서는 $G_s(s) \approx K_{sp}$ 와 같이 근사화 되며, $m_i (i=1,2)$ 는 일반적으로 5이상의 정수값이다.

이상의 가정들이 근사적으로 성립되는 영역에서 PI 속도제어계의 개루프 전달함수는 각주파수 ω 가 교차각주파수 ω_{sc} 의 부근에서 (8)로 근사화된다. 여기서는 Fig. 6의 가속도 연산기의 미분계인 K_1 을 $K_1 = J/K_t$ 로 고려하였다.

$$G_s^o(s) \approx K_{sp} \cdot \frac{1}{s} \approx K_{sp} \cdot \frac{K_t}{J s} \quad (8)$$

여기서, $|G_s^o(j\omega_{sc})|=1$ 이 되도록 하는 비례계인 K_{sp} 는 (9)와 같이 구해진다.

$$K_{sp} = J \cdot \frac{\omega_{sc}}{K_t} = \frac{J\omega_c}{K_t m_1} \quad (9)$$

한편, $\omega_{pi} = K_{si}/K_{sp}$ 이고, 또한 $\omega_{pi} = \omega_c/(m_1 m_2)$ 이므로, 이들 관계를 이용하면 적분계인 K_{si} 는 다음과 같이 구해진다.

$$K_{si} = K_{sp} \cdot \frac{\omega_c}{m_1 m_2} \quad (10)$$

(9), (10)에서, m_i 를 제외한 나머지 파라미터는 알고 있는 값이다. 따라서 적절한 m_i 를 선정하면 이 계인들을 용이하게 구할 수 있다. m_i 는 속도응답이 최소의 오버슈트와 정착시간을 갖는 조건으로부터 간단한 시뮬레이션으로 구해진다.

Fig. 6은 실제 제어계를 구성할 경우의 속도제어계의 블록도이다. 가속도 정보는 계측된 속도를 미분함으로써 구해지고, 미분연산은 다수의 고조파 성분을 동반하므로 시정수 T 인 LPF를 가속도 연산기에 추가한다. 이때 가속도 연산기의 미분계인 K_1 을 $K_1 = J/K_t$ 로 설정한다. 이렇게 함으로써 가속도정보를 피드포워드적으로 보

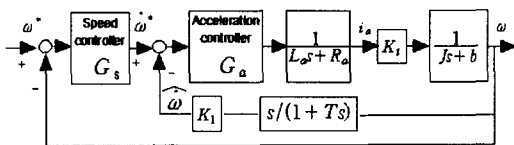


Fig. 6 Block diagram of speed control system including low pass filter and acceleration controller

상하면서도 전류제어기를 내부루프로 갖는 속도 제어계와 등가적인 설계가 가능하게 된다.⁽²⁾

2.5 위치동기제어계의 설계

앞 절에서는 외란에 강인한 가속도제어기를 갖는 속도제어계가 설계되었다. 그러나, 외란 인가 시 각 축간에는 속도응답 차이의 누적으로 인한 위치동기오차가 발생된다. 따라서, 이 위치동기오차를 최소화할 위치동기제어기를 설계한다.

최대 위치동기오차 비교법에 근거한 최대 오차는 (11)과 같이 나타낼 수 있다. 즉, 각 축의 위치정보를 검출하여 나머지 세 축과의 위치정보를 축차 비교한 후, 오차의 절대치가 상대적으로 가장 큰 위치동기오차를 갖는 축과의 오차를 자신의 축에 우선적으로 보상하는 방법이다.

$$e_{pi} = \int_0^{T_i} \{ \omega_i(t) - \tilde{\omega}_j(t) \} dt \quad (11)$$

$$\tilde{\omega}_j(t) = \max \{ | \omega_i(t) - \omega_j(t) | \}, \text{ for } (i, j = 1 \sim 4; i \neq j)$$

여기서, max는 비교값들 가운데 절대치가 가장 큰 최대치를 취하는 함수를 나타낸다.

다음으로, 편의상 두 축에 주목한 위치동기제어기 설계에 관해 검토한다. 먼저, 내부루프가 전류제어기인 경우와 가속도제어기인 각 경우에 대하여 외란 인가시의 위치동기오차의 크기를 상호 비교하여 고찰한다.

인가되는 외란을 $T_j (j=1,2)$ 로 하고 속도지령은 동일하며, 위치동기제어기를 갖지 않는 경우의 전류제어계 및 가속도제어계의 각 축의 속도는 각각 (12) 및 (13)과 같이 유도된다.

$$\omega_{j,c}(s) = \frac{A_{1j}s + A_{2j}}{B_{1j}s^3 + B_{2j}s^2 + A_{1j}s + A_{2j}} \omega^*(s) - \frac{L_{aj}s^2 + K_{cpj}s}{B_{1j}s^3 + B_{2j}s^2 + A_{1j}s + A_{2j}} T_j(s) \quad (12)$$

$$\omega_{j,a}(s) = \frac{C_{1j}Ts^2 + (C_{2j}T + C_{1j})s + C_{2j}}{B_{1j}Ts^4 + B_{1j}s^3 + (C_{1j}T + B_{2j})s^2 + (C_{1j} + C_{2j}T)s + C_{2j}} \omega^*(s) - \frac{L_{aj}Ts^3 + L_{aj}s^2}{B_{1j}Ts^4 + B_{1j}s^3 + (C_{1j}T + B_{2j})s^2 + (C_{1j} + C_{2j}T)s + C_{2j}} T_j(s) \quad (13)$$

여기서, 각 항은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} A_{1j} &= K_{tj}K_{cpj}K_{spj}, & A_{2j} &= K_{tj}K_{cpj}K_{sij} \\ B_{1j} &= J_jL_{aj}, & B_{2j} &= J_jK_{cpj}, & B_{3j} &= J_jK_{apj} \\ C_{1j} &= K_{tj}K_{apj}K_{spj}, & C_{2j} &= K_{tj}K_{apj}K_{sij} \end{aligned}$$

만일, $T_j=0$ 이고, 정상상태인 경우는 (12)와 (13)식 모두 최종치정리에 의해 $\omega_{jc} = \omega_{ja} = \omega^*$ 로 되며, 위치동기오차는 0으로 수렴한다. 그러나, 부하의란 T_j 가 D_1, D_2 의 크기를 가지는 스텝상의 외란이라면, 이때의 위치동기오차는 (12)와 (13)에 최종치정리를 적용함으로써 다음 식들과 같이 각각 유도된다.

$$e_{pc}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{s} \{ \omega_1(s) - \omega_2(s) \} \tag{14}$$

$$= -\frac{1}{K_{i1}K_{s1}} D_1 + \frac{1}{K_{i2}K_{s2}} D_2$$

$$e_{pa}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{s} \{ \omega_1(s) - \omega_2(s) \} \tag{15}$$

$$= 0$$

(14)에서, 전류제어계를 내부루프로 갖는 위치동기제어계는 스텝상의 외란 인가시, 축간의 위치동기오차가 발생함을 알 수 있다. 또한, 그 크기는 D_1, D_2 가 동상일 경우에는 서로 상쇄되는 효과가 있으나, 역상일 경우 가장 큰 값을 갖게 되며, 토크정수와 적분계인이 클수록 오차가 작게 됨을 알 수 있다. 따라서, 이 경우는 위치동기오차를 0으로 수렴시키기 위한 위치동기제어기의 설계가 필수적이다. 한편, 가속도제어기를 내부루프로 갖는 (15)의 경우에는 위치동기오차가 0으로 수렴하고 있음을 알 수 있다. 따라서 이론적으로 스텝만의 외란을 가정한다면, 별도의 위치동기제어기 설계없이도 정상상태에서 정밀한 위치동기를 실현할 수 있다. 하지만, 정상상태 뿐만 아니라 과도상태의 전 운전 영역에 걸쳐 위치동기오차를 효과적으로 제거하기 위해 위치동기제어기를 비례계인만을 갖는 $K_{pp}=1$ 의 가장 단순한 형태로 설계한다.

3. 가속도제어계의 안정성

앞의 2장에서 가속도제어기는 적분시간을 전기계의 시정수로, 비례계인을 교차각 주파수와 모터의 파라미터에 의해 시행착오 과정 없이 용이하게 설정할 수 있었다. 하지만, 실제의 서보 시스템은 운전 중 내부 파라미터가 미소하게 변동한다. 그러므로, 파라미터의 공칭치를 바탕으로

설계된 제어기의 성능이 파라미터의 변동 하에서도 안정성을 갖는지를 고려할 필요가 있다. 특히, 모터의 관성모우먼트와 토크정수는 주변의 환경적 조건 및 모터의 회전자의 위치에 따라서 그 값이 미소하게나마 변동하는 것으로 알려져 있다. 또한, 모터의 전기자 저항도 장시간 운전시 내부 주유편에 의해 그 값이 증가하기 쉬운 변수이다.⁽⁷⁾ 따라서, 이와 같은 파라미터들의 변동시에도 앞서 설계한 가속도제어계가 성립하는지를 검토해 본다.

해석상 편의를 위해, 가속도연산기의 미분이득을 $K_1 = J/K_t + \Delta\alpha$ (단, $\Delta\alpha = \pm 0.5 \cdot J/K_t$)로 하고, 저항값이 초기 설정치 보다 100[%] 증가한 상태를 가정한다. 이 경우에는 T_{ai} 의 간략화가 이루어지지 않게 되고, 그때의 개루프 및 폐루프 전달함수는 각각 (16)과 (17)로 된다.

$$G_a^c = \frac{\delta(K_{ap}s + K_{ai})}{\beta s^2 + \gamma s} \tag{16}$$

$$G_a^c = \frac{\delta(K_{ap}s + K_{ai})}{\beta s^2 + (\gamma + \delta K_{ap})s + \delta K_{ai}} \tag{17}$$

단, $\beta = JL_a + 2R_aJT$, $\gamma = JL_a + 2R_aJ$, $\delta = J + K_t \Delta\alpha$ 이다.

Fig. 7은 폐루프 전달함수 (17)의 주파수응답을 나타낸다. 그림에서 가속도연산기의 미분계인 및 모터 파라미터가 변동한 경우에도 교차각주파수 $\omega_c = K_{ap}K_t/L_aJ$ 근방에서 -45[°]의 위상각을 가지며, 정상상태에서 0[dB]의 게인 값을 갖는 안정

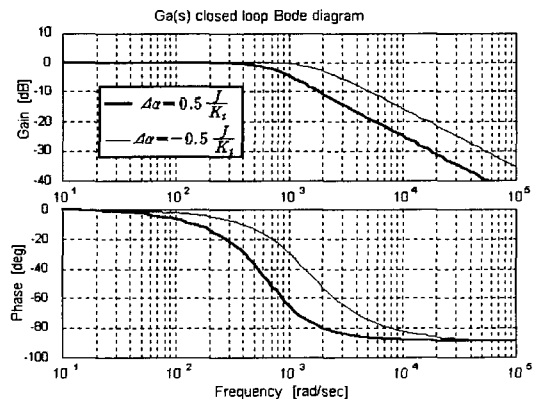


Fig. 7 Frequency characteristic of acceleration control system under various conditions

Table 1 Motor parameters

	Motor 1, 2	Motor 3, 4
P_R [W]	300	200
T_R [N · m]	0.95452	0.637
N_R [rpm]	3000	3000
I_R [A]	4.8	3.3
E_R [V]	75	75
K_e [V/rpm]	0.2333	0.2262
K_t [N · m/A]	0.22246	0.2156
J [N · m · sec ²]	2.45×10^{-4}	1.76×10^{-4}
R_a [Ω]	1.02	1.53
L_a [H]	1.07×10^{-3}	1.75×10^{-3}

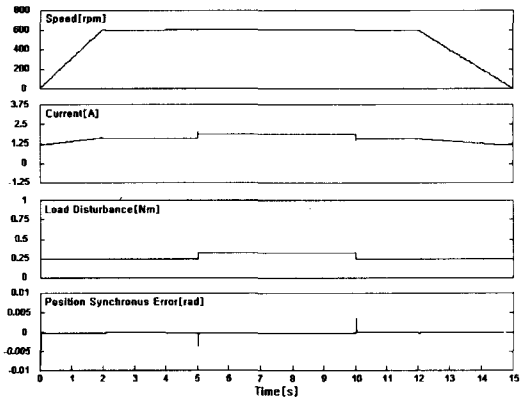
한 특성을 보인다.

4. 수치 시뮬레이션

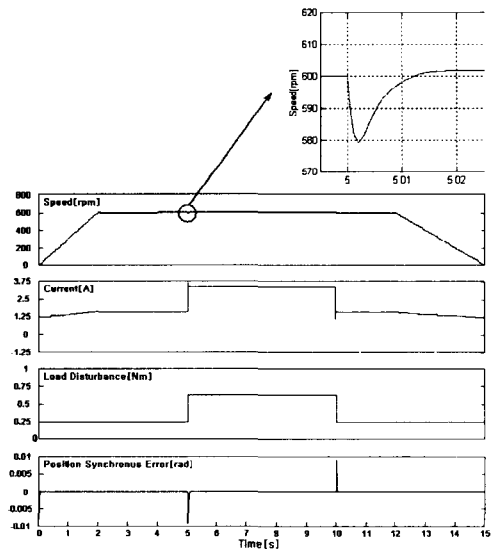
앞장에서 설계한 각 제어기와 모터의 파라미터를 이용하여 수치 시뮬레이션을 행한다. 시뮬레이션은 MATLAB 프로그램상에서 수행하였으며, 각 축의 모터의 파라미터 값은 Table 1과 같다. 그리고 시뮬레이션 및 5장의 실험에서 사용된 제어기의 개인 중에서 가속도제어기의 비례게인 (5)는 가속도연산기의 미분게인 K_1 을 반영한 값으로 이용하였다.

시뮬레이션에서는 특히 전류제어기와 가속도제어기로 구성된 위치동기제어계에서 각 제어기의 외란 제거 성능에 따른 위치동기오차의 크기에 주목하였다. 속도지령은 램프적으로 2[s]동안 600[rpm]에 도달하도록 설정하였고, 5[s]시점에서 10[s]까지 제 4축 모터(Motor 4)에 정격토크의 50% 및 100%에 해당하는 스텝상의 토크 외란을, 그 외의 시간에는 모터의 브레이크로 인한 마찰토크에 해당하는 크기의 외란을 각각 인가하였다.

Fig. 8은 전류제어기를 이용한 경우의 위치동기 제어 시뮬레이션 결과를 나타내고 있다. Fig. 8(a)는 정격토크의 50% 크기의 스텝상의 외란이 인가되었을 경우의 결과를, Fig. 8(b)는 정격토크의 100% 크기의 외란이 인가될 경우의 속도 및 전류응답, 부하외란 및 위치동기오차의 크기를 각각 나타내고 있다. 이 결과를 통해 외란이 인가되더라도 속도응답은 속도지령에 잘 추종하고 있음을 알 수 있다. 그리고, 외란이 인가되는 순간



(a) 50% load torque

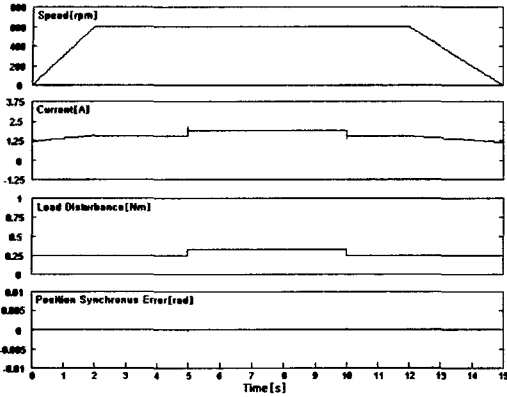


(b) 100% load torque

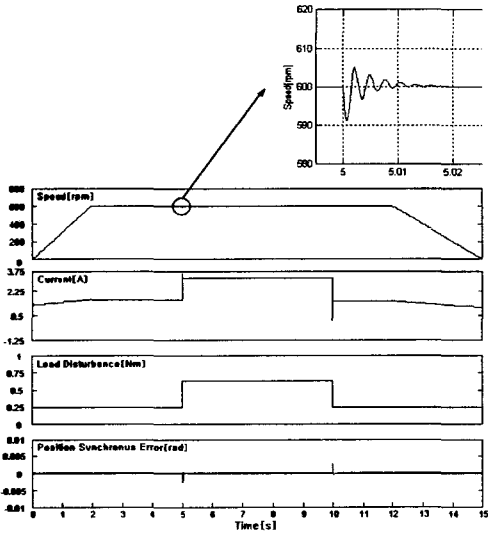
Fig. 8 Simulation result of position synchronous control based on current control

미소한 속도 차로 인해 가장 큰 위치동기오차가 발생되고 있음을 확인할 수 있다.

Fig. 9는 Fig. 8과 동일한 조건 하에서 제안한 가속도제어기를 이용했을 경우의 위치동기제어 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 결과에서 알 수 있듯이 모터의 정격토크 범위까지 부하외란이 인가될 경우에도, 제안된 방식이 우수한 외란제거 성능으로 빠르게 위치동기를 취하며, 위치동기오차의 크기가 최소화되고 있음을 알 수 있다.



(a) 50% load torque



(b) 100% load torque

Fig. 9 Simulation result of position synchronous control based on acceleration control

본 시뮬레이션은 전류제어기와 가속도제어기를 내부루프로 갖는 위치동기제어계의 외란 제거 성능을 단순 비교하기 위한 것으로, 두 방식 모두 최대 위치동기오차 비교법에 의한 동일한 위치동기제어기를 갖는 것으로 하였다.

5. 실험결과 및 검토

Fig. 10은 제안된 방식의 실험적 검증을 위해 구성된 실험장치의 개략도이다. 모터 구동회로는

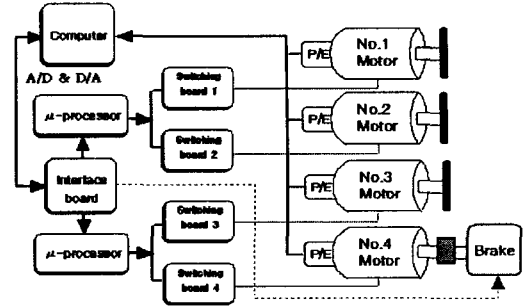
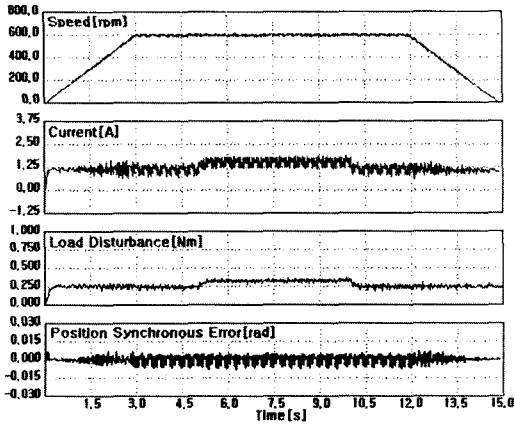


Fig. 10 Schematic diagram of experimental system

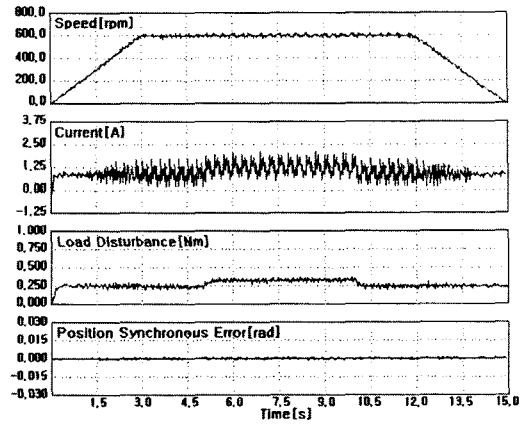
마이크로프로세서(80c196kc)와 파워트랜지스터를 이용하여 자체 제작한 선형 서보증폭기를 사용하였다. 모터의 전류는 홀센서(Hall CT)를 이용하여 전류제어형 실험에서는 피드백 전류정보로서, 가속도제어에서는 모터 및 제어장치의 과전류 보호용으로 이용된다. 모터의 속도는 모터 축에 장착된 4000[p/r]분해능의 증분형 엔코더 정보를 카운트보드를 이용하여 검출하였다. 그리고, 가속도정보는 미분연산으로 인한 고조파 특성 제거를 위해 1차 LPF를 통과하였다. 또한, 가속도제어기의 샘플링시간 및 1차 LPF의 시정수는 각각 500[μs], 1[ms]로 정했으며, 각 축의 위치정보는 속도출력을 적분하여 구하였다. 아날로그 양으로 검출된 전류값은 디지털 필터를 거친 후 12비트(bit)의 분해능을 가지는 A/D 변환기를 통해 디지털 연산기에 입력되고, 마이크로프로세서에서 연산된 디지털 전압지령은 D/A 변환기를 통해 15.6[kHz]의 스위칭 주파수를 갖는 PWM 신호로 출력되었다. 속도제어 및 위치동기제어계의 샘플링시간은 2 [ms]로 설정하여 제어로직을 각각 이산화 하였다.

실험에서도 수치 시뮬레이션과 마찬가지로 본 논문에서 제안한 방식과 기존의 전류제어기를 내부 루프로 갖는 위치동기제어법과의 비교 실험을 수행하였다. 외란 인가장치는 Fig. 10에서와 같이 제 4축(Motor 4)에만 설치되어 가변 토크 브레이크 및 자체 제작한 제어회로를 통해 원하는 시점에 소정의 소스전압을 브레이크에 인가함으로써 필요한 크기가 인가되도록 하였다.

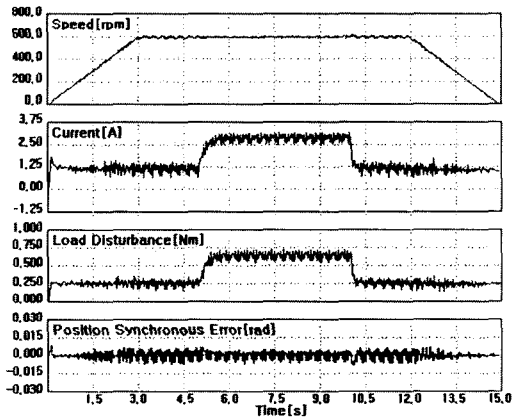
Fig. 11과 Fig. 12는 동일한 조건 하에서 전류제어기와 가속도제어기를 내부루프로 갖는 경우의 성능을 대비시킨 실험결과와 예이다. 두 경우 모두, 기동 후 3[s] 동안에 600[rpm]의 램프상의 속



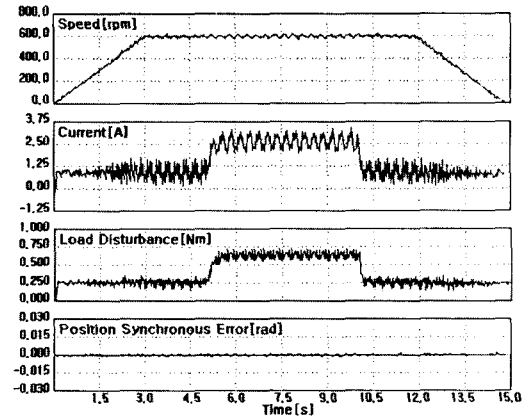
(a) 50% load torque



(a) 50% load torque



(b) 100% load torque



(b) 100% load torque

Fig. 11 Experimental result of position synchronous control based on current control

Fig. 12 Experimental result of position synchronous control based on acceleration control

도지령이 실현되도록 설정하였다. 또한, 5[s] 시점에서 10[s]까지 Motor 4에 정격토크의 50% 및 정격토크에 해당하는 스텝상의 토크 외란을 각각 인가했을 경우의 속도와 전류응답, 관측기를 통한 부하외란 추정 및 위치동기오차를 각각 나타내고 있다.

Fig. 11(a)와 Fig. 12(a)는 정격토크의 50% 크기의 외란 인가시, Fig. 11(b)와 Fig. 12(b)는 100% 크기의 외란이 인가된 경우의 위치동기제어 결과를 각각 나타내고 있다. 그림에서 속도는 외란이 인가된 제 4축의 지령치와 응답치를, 전류치는 제

4축만의 응답을 각각 나타내고 있다. 특히, 위치동기오차는 제 4축과 나머지 3개의 축들 가운데 최대 위치동기오차를 갖는 축과의 데이터를 나타내고 있다. Fig. 11과 Fig. 12에서 전류응답은 속도의 미분 연산을 통한 가속도 정보의 고조파 성분으로 인해 약간의 리플 성분이 나타나고 있다.

Fig. 11과 Fig. 12에서 제안한 방법이 전류제어계를 갖는 방법에 비해 위치동기오차가 약 1/3배 작게 나타나고 있음을 알 수 있다. 위치동기오차의 크기는 사용 엔코더의 속도분해능에 제약을 받게 된다. 한 샘플링 시간에 최대 1펄스의 오차

를 허용하는 것으로 하면, 이로 인해 발생하는 위치오차의 크기는 p 가 엔코더의 1회전 당 펄스 수일 경우 $2\pi/p \approx 1.57 \times 10^{-3} [\text{rad}]$ 이다. 각 축이 동시에 이와 같은 오차를 갖는 것으로 가정하면 최대 위치동기오차는 $4\pi/p$ 로서 $p=4000$ 일 경우 $3.14 \times 10^{-3} [\text{rad}]$ 이다. 제안된 방식의 최대 위치동기오차가 $2.97 \times 10^{-3} [\text{rad}]$ 이므로, 이는 엔코더의 분해능 근방에서 제어되고 있음을 알 수 있다.

본 논문에서 제안한 설계방법은 각 축이 서로 다른 용량의 모터로 구성된 경우뿐만 아니라 BLDC 서보모터를 이용한 다축 구동 시스템에서도 그 일반성을 잃지 않고 적용이 가능하다.

6. 결론

본 논문에서는 부하의란이 인가되는 실제적인 상황을 고려한 4축 시스템의 정밀 위치동기제어법을 제안하였다. 제안된 방안은 내부루프에 설계된 가속도제어기를 통해 신속히 외란을 제거한다. 또한, 각 축의 동특성 차로 인해 발생된 위치동기오차는 최대 오차 비교 알고리즘을 통해 최소화되도록 하였다. 이로써 특정 축만의 속도를 일방적으로 희생시키지 않고 고정도의 위치동기를 실현할 수 있음을 수치 시뮬레이션과 실험을 통해 입증하였다.

제안된 방식은 제어대상을 모터의 전기계의 회로방정식 및 기계계의 동역학을 이용해 모델링함으로써 체계적인 설계가 가능하도록 하였다. 또한, 현장에서 보편적으로 사용되고 있는 PI 제어기에 근거한 설계법을 제시하여 적용이 용이하게 하였다. 뿐만 아니라 각 제어기의 개인 설정도 시행착오 과정을 최소화 할 수 있는 설계법을 제시하였다. 부가적으로 가속도제어기에 있어서는 파라미터 변동으로 야기될 수 있는 계의 안정성에 대한 검토를 행하였다.

수치 시뮬레이션 및 실기실험을 통해 얻은 주요 결과를 최종적으로 요약하면 다음과 같다.

- (1) 가속도 제어기는 기존의 전류제어기에 비해 보다 우수한 외란 제거 성능을 보였다.
- (2) 최대 오차 비교방식을 통한 위치동기제어기의 적용으로 전 운전 영역에서 빠른 속도추종과 정밀한 위치동기가 실현되었다.
- (3) 정격토크에 상응하는 외란 인가시에도 최대 위치동기오차를 엔코더의 분해능 수준인

$2.97 \times 10^{-3} [\text{rad}]$ 이내로 제어할 수 있었다.

가속도센서가 아닌 속도의 불완전 미분치인 가속도 정보를 이용하여 제어할 경우, 적절한 샘플링 주파수의 선택과 고조파 제거를 위한 노이즈 필터의 설계가 매우 중요하다. 이 부분에 대한 구체적인 연구는 차후의 과제로 남겨 둔다.

참고문헌

- (1) Jung-Hoan Byun, Dong-Jun Yeo, 2001, "Position Synchronous Control of Two-Axes Driving System by H^∞ Approach," *Transactions of KSPE*, Vol. 18, No. 2, pp. 192~198.
- (2) Seok-Kwon Jeong, Young-Jin Kim, Sam-Sang You, 2001, "Precise Position Synchronous Control of Two Axes Rotating Systems by Cooperative Control," *Transactions of KSME*, Vol. 25, No. 12, pp. 2078~2090.
- (3) Jung-Hoan Byun, Young-Bok Kim, 2002, "A Study on Construction of Synchronous Control System for Extension and Stability", *Transactions of KSME*, Vol. 26, No. 6, pp. 1135~1142.
- (4) Jung-Hoan Byun, 2002, "A Study on the Position-Synchronous Control of Coupling Structure by H^∞ Approach," *Transactions of KSME*, Vol. 26, No. 10, pp. 2052~2059.
- (5) Young-Jin Kim, Seok-Kwon Jeong, Young-Bok Kim, Jung-Hoan Byun, 2001, "High Precision 4-Axes Position Synchronous Control by Cross Method," *Proceeding of KSPSE*, pp. 302~307.
- (6) Bong-Seok Choi, Seok-Kwon Jeong, 2003, "Precise Position Synchronous Control of Four Axes Rotating System by Maximum Error Comparison and Acceleration Control," *Proceeding of KSME*, R221, pp. 129~134.
- (7) Kouhei Ohnishi, Nobutoki Matsui and Yoichi Hori, 1994, "Estimation, Identification, and Sensorless Control in Motion Control System," *IEEE*, Vol. 82, No. 8, pp. 1253~1265.
- (8) Yoichi Hori, 1988, "Acceleration Controlled Type Servo System," *JIEE*, Vol. 108-D, No. 7, pp. 672~677.