

협조제어에 의한 2축 연속 회전시스템의 고정도 위치동기 제어

정석권[†] · 김영진^{*} · 유삼상^{**}
(2001년 3월 28일 접수, 2001년 10월 4일 심사완료)

Precise Position Synchronous Control of Two Axes Rotating Systems by Cooperative Control

Seok-Kwon Jeong, Young-Jin Kim and Sam-Sang You

Key Words: Position Synchronous Control(위치동기제어), Virtual Hard Coupling(가상하드커플링), Cooperative Control(협조제어), Current Controller(전류제어기), Speed Controller(속도제어기), PID Control Law(비례미분적분제어칙)

Abstract

This paper deals with a precise position synchronous control by a cooperative control method of two axes rotating systems. First, the system's dynamics including motor drives described by a motor circuit equation and Newton's kinetic formulation about rotating system. Next, based on conventional PID(Proportional, Integral, Derivative) control law, current and speed controller are designed very simply to follow up reference speed correctly under some disturbances. Also, position synchronous controller designed to minimize position errors according to integration of speed errors between two motors. Then, the proposed control enables the distributed drives by a software control algorithm to behave in a way as if they are mechanically hard coupled in axes. Further, the stabilities and robustness of the proposed system are investigated. Finally, the proposed system presented here is shown to be more precise position synchronous motion than conventional systems through some simulations and experiments.

1. 서론

2축 연속 회전시스템의 위치동기제어는 수조에 서의 대차구동시스템, 화물의 하역 및 운송 설비 인 크레인 구동 시스템 등과 같은 자동화 분야에 서 다수 적용되고 있다.⁽¹⁻⁶⁾ 최근에는 메카트로닉 스 기술을 활용하여, Fig. 1에서와 같이 정밀한 위치동기를 기어나 캠과 같은 하드 커플링에 의 존하지 않고 제어로직에 의한 소프트웨어로 실현 하는 연구가 다수 발표되고 있다.⁽¹⁻⁵⁾

그러나, 현재까지 제안된 대부분의 위치동기방

[†] 책임저자, 회원, 부경대학교 기계공학부

E-mail : skjeong@pknu.ac.kr

TEL : (051)620-6893 FAX : (051)627-1096

^{*} 부경대학교 대학원 메카트로닉스

^{**} 한국해양대학교 기계·정보공학부

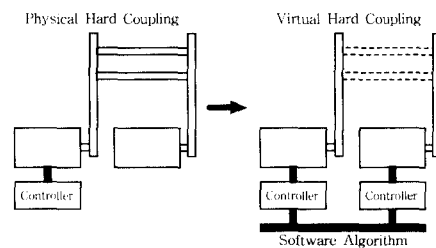


Fig. 1 Basic concept of the proposed control system

식은 다음과 같은 문제점을 내포하고 있다.

- 1) 마스터-슬레이브(Master-Slave, 이하 MS)방식은 슬레이브측 외란에 적절히 대응하기 어렵다. 또한, 이 방식은 슬레이브측 속도를 마스터측의 속도에 일방적으로 추종하게 함으로써, 마스터측의 속도 변동이 커질 경우, 슬레이브측의 속도를

희생시켜 우선적으로 위치동기를 취하게 된다. 따라서, 속도추종 및 정밀 위치동기를 동시에 요하는 시스템에서는 적절한 보완책이 필요하다.⁽¹⁻⁴⁾

2) 제어기 설계시, 구동모터를 포함한 대상 플랜트는 대부분이 근사적인 2차계로 단순 모델링 되고 있어, 구동모터의 특성을 충분히 살린 진류 마이너루프의 설계가 불가능하다. 따라서, 외란에 대한 빠른 보상을 행하는 진류제어계의 설계가 필요하다.⁽¹⁻⁶⁾

3) H_{∞} 등의 강인한 제어규칙과 PID 제어칙을 혼합한 제어기 설계를 행하고는 있으나, 이때에도 계인의 설정은 시행착오적 반복법에 주로 의존하고 있어 설계과정이 번거롭다.^(2,4)

4) 설계된 제어기의 성능이 수치실험에 근거하여 고찰되고 있어 엄밀한 실험적 검증이 요구된다.^(1,2)

본 논문에서는 이상의 문제점들을 해결하기 위하여, 인가되는 외란을 두 축이 적절히 분담하여 속도제어를 행하는 협조제어와 현장의 설계자들에게 가장 일반적으로 사용되고 있는 PID 제어칙에 근거한 위치동기 시스템 설계법을 제안한다. 우선, 제안된 방식은 구동계의 동특성을 구동모터의 회로방정식과 기계계의 운동방정식으로 표현함으로써 인가된 외란에 대해서는 진류루프를 신속히 보상할 수 있게 하였다. 실 시스템 구현시에는 진류루프의 샘플링 타임이 속도루프의 샘플링 타임보다 짧게 설정되는 것이 일반적이며, 서보모터는 순시토크 제어특성이 매우 양호하므로 진류루프의 설계는 외란의 억제와 보상에 크게 기여할 수 있다. 다음으로, 각 제어기의 계인은 근사화된 전달함수를 통해 용이하게 구할 수 있게 함으로써 반복시행으로 인한 제어기 계인의 설계상의 번거로움을 피할 수 있도록 하였다. 특히, 제안방식은 위치동기에러 발생시, 이를 두 축이 적절히 분담하여 양 축의 속도를 동시에 가·감속 제어하는 협조제어를 행함으로써 특정 축만의 속도를 일방적으로 희생함이 없이 고정도의 위치동기가 가능하도록 하였다. 따라서, 위치동기오차 및 속도지령에 대한 추종 에러가 최소화됨으로써 정밀한 위치동기 및 속도제어를 요하는 연속회전 2축 시스템에 있어, MS방식 보다 뛰어난 성능임을 수치 시뮬레이션을 통해 보인다. 또한, 제안된 방식은 근사화 과정에서 몇 가지 가정을 설정하고 있어 이에 관한 타당성 해석 및 안정성의 고찰이 필수적이므로 다양한 안정성

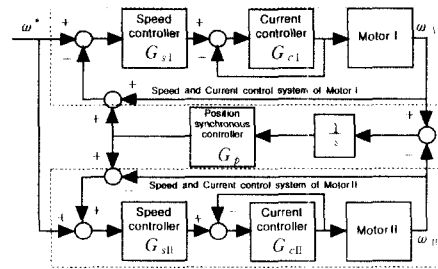


Fig. 2 Block diagram of the proposed position synchronous control system

해석을 수행하고 수치 시뮬레이션을 통해 제안방식의 유효성을 입증한다. 마지막으로, 마이크로프로세서와 선형 증폭기, 그리고 DC모터로 구성된 2축 연속회전 위치동기 시스템을 구성하여 다양한 실험을 행한 후 제안방식의 타당성을 입증한다. 실험과정을 통해 제안된 방식은 기동과 정지 및 가변속 지령을 포함한 과도상태에서 정상상태의 전 운전 영역에 걸쳐 위치동기오차를 속도센서의 분해능 수준으로 유지하는 양호한 위치동기 방식임을 입증한다.

2. 제어계의 설계

2.1 위치동기 제어계의 구성

Fig. 2는 제안된 위치동기 제어 시스템의 개략도를 보인다. 제안된 시스템은 모터가 속도지령을 추종하도록 하는 속도제어기, 외란의 영향을 신속히 보상하기 위한 진류제어기, 그리고 두 모터의 속도오차의 적분치인 위치동기오차를 최소화하기 위한 위치동기제어기로 각각 구성된다. 이 방식은 모터의 기동과 정지를 포함한 과도상태부터 정속운전의 정상상태에 이르는 전 운전영역에 걸쳐 위치동기오차를 최소화하면서 속도지령과의 속도오차를 최소화시킨다. 이때 두 축에 인가되는 외란 부하로 인한 위치동기오차는 위치동기제어기를 거쳐 두 축이 이를 적절히 분담하는 협조제어방식을 통해 각 모터에 적절한 가·감속지령을 출력함으로써 최소화 되게 된다.

이러한 부하 분담의 협조제어를 통해 특정 축의 속도를 일방적으로 희생함이 없이 최단시간 내에 효율적인 고정도의 위치동기가 실현된다.

2.2 모터 구동계의 모델링

구동계의 동특성은 DC모터의 회로방정식 및

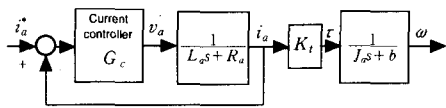


Fig. 3 Block diagram of current control system

회전체에 대한 뉴턴의 운동방정식을 적용하여 일반적으로 다음과 같이 기술된다.

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

$$\tau(t) = K_t i_a(t) = J_a \frac{d}{dt} \omega(t) + b \omega(t) \quad (2)$$

여기서,

- $v_a(t)$: 전기자 전압 $\omega(t)$: 기계각속도
- $i_a(t)$: 전기자 전류 $\tau(t)$: 모터의 토크
- R_a : 전기자 저항 L_a : 전기자 인덕턴스
- J_a : 전기자 관성 b : 마찰계수
- K_e : 유기전압 정수 K_t : 토크정수

식 (1)과 식 (2)는 라플라스변환과 그 초기치들을 0으로 둬으로써 다음 식으로 표현된다.

$$v_a(s) = (L_a s + R_a) i_a(s) + K_e \omega(s) \quad (3)$$

$$\tau(s) = K_t i_a(s) = (J_a s + b) \omega(s) \quad (4)$$

우선, 전류제어기 설계과정을 보인다. 전류제어기를 통해 전류제어를 행하는 경우를 상정하면, 전류지령치에서 이 구동계의 출력인 속도까지의 블록도는 식 (3)과 (4)를 통해 Fig. 3과 같이 나타내어진다.

2.3 전류제어기의 설계

시스템에 인가되는 외란의 영향을 전류차원에서 신속히 보상하기 위해 마이너루프인 전류제어기를 설계한다. 전류제어기 G_c 의 출력인 전압지령은 전류제어기에 PI 제어칙을 적용하면 식 (5)와 같이 얻어진다.

$$v_a = G_c(i_a^* - i_a) = K_{cp} \left(1 + \frac{1}{T_{ci}s} \right) (i_a^* - i_a) \quad (5)$$

여기서, K_{cp} 와 T_{ci} 는 전류제어기의 비례게인과 적분시간을, 위첨자 "*"는 지령치를 각각 나타낸다. 전류제어기는 전류제어계의 개루프 특성으로부터 비교적 용이하게 구해진다. 필요한 설계사양들이 페루프 전달함수를 통해 충족된다면, 개루프 전달함수는 간단한 형일수록 좋다. 따라서, 적분시간은 전기계의 시정수로 다음과 같이

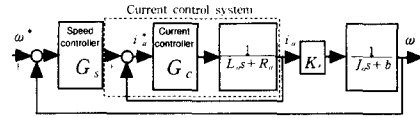


Fig. 4 Block diagram of speed control system

설정한다.

$$T_{ci} = \frac{L_a}{R_a} \quad (6)$$

이때, 전류제어계의 개루프 전달함수는 단순적분요소인 $1/K_s$ ($K = L_a/K_{cp}$)로, 페루프 전달함수는 1차지연요소인 $1/(Ks+1)$ 로 간단화 된다. 결국, 페루프 전달함수는 $\omega_c = K_{cp} / L_a$ 의 교차각주파수에서 $-45[^\circ]$ 의 위상각을 가지며, 정상상태에서 0[dB]의 값을 가지는 안정한 특성을 보인다. 여기서, K_{cp} 의 값을 크게 하면 교차각주파수가 커져 전류제어계의 속응성을 무한히 향상시킬 수 있으나, 실제적으로 그 값은 통상 디지털제어계에서는 PWM(Pulse Width Modulation)효과의 스위칭주파수 f_c 와의 관계에 의해 대략 $\omega_c \leq 2\pi f_c/3$ 로 제한된다.⁽⁹⁾ 따라서, 전류제어기의 비례게인은 근사적으로 다음 식과 같이 정할 수 있다.

$$K_{cp} = \omega_c L_a = K_d L_a \quad (7)$$

여기서, $K_d = 2\pi f_c/3$ 로서 제어계의 스위칭주파수가 결정되면 일의적으로 정해지는 값이다.

2.4 속도제어기의 설계

속도제어기는 오버슈트를 최소화하면서 동시에 짧은 정착시간을 갖도록 설계할 필요가 있다. Fig. 4는 전류제어계를 포함한 속도제어계의 블록도를 보인다.

PI 제어칙에 의한 속도제어기의 전달함수 $G_s(s)$ 는 식 (8)로 주어진다.

$$G_s(s) = K_{sp} \left(1 + \frac{1}{T_{si}s} \right) = \left(K_{sp} + \frac{K_{si}}{s} \right) \quad (8)$$

여기서, K_{sp} 와 K_{si} 는 속도제어기의 비례게인과 적분게인이며, $K_{si} = K_{sp}/T_{si}$ 이다. 블록도에서 속도지령에서 속도출력까지의 개루프 전달함수 $G_s^o(s)$ 는 식 (9)와 같이 유도된다.

$$G_s^o(s) = \left(K_{sp} + \frac{K_{si}}{s} \right) \cdot \frac{1}{L_a/K_p s + 1} \cdot \frac{K_t}{J_a s + b} \quad (9)$$

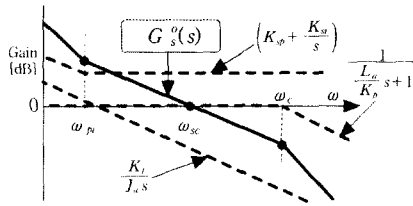


Fig. 5 Open loop frequency characteristic of PI speed control system

결국, 식 (9)의 주파수 특성은 속도제어기와 모터 모델을 포함한 전류제어기, 그리고 기계계 각각의 전달함수로서 Fig. 5와 같이 나타내어진다. 그림에서는 $G_s^o(s)$ 에 포함된 3개의 전달함수의 주파수 특성이 점선으로, 그리고, 이들의 곱인 $G_s^o(s)$ 의 주파수 특성이 세 곡선의 합으로써 실선으로 각각 표시되어 있다. 그리고 기계계의 b 는 서보시스템의 경우 그 값이 작으므로 0으로 간주하였다.

Fig. 5에서 속도제어계의 교차각주파수 ω_{sc} 가 전류제어계의 교차각주파수 ω_c 의 $1/m_1$ 배 이하로 되면, 전류제어계는 각주파수 ω 가 ω_{sc} 의 부근에서는 $G_c(s) \approx 1$ 로 근사화 된다. 그리고, 속도제어계의 절점각주파수 ω_{pi} 는 $\omega_{pi} = K_{si}/K_{sp}$ 이고, 이 ω_{pi} 가 ω_{sc} 의 $1/m_2$ 배 이하로 되면 속도제어기 또한 각 주파수 ω 가 ω_{sc} 의 부근에서는 $G_s(s) \approx K_{sp}$ 와 같이 근사화 된다. 이상의 가정들이 근사적으로 성립되는 영역에서는 PI 속도제어계의 개루프 전달함수는 각주파수 ω 가 교차각주파수 ω_{sc} 의 부근에서 다음의 식 (10)으로 근사화 된다.

$$G_s^o(s) \approx K_{sp} \cdot \frac{K_t}{J_a s} \quad (10)$$

여기서, $|G_s^o(j\omega_{sc})|=1$ 이 되도록 하는 비례계인 K_{sp} 는 식 (11)과 같이 구할 수 있다.

$$K_{sp} = J_a \cdot \frac{\omega_{sc}}{K_t} \quad (11)$$

이때, 적분계인은 $\omega_{pi} = K_{si}/K_{sp}$ 와 ω_{pi} 가 ω_c 의 $1/(m_1 m_2)$ 배인 관계를 이용, 식 (12)와 같이 확정적으로 구해진다.

$$K_{si} = \frac{K_d}{m_1 m_2} K_{sp} \quad (12)$$

결과적으로, 제어기의 각 계인들은 적절한 m_1, m_2 의 선정이 전제될 경우, 식 (11), (12)와 같이 용이하게 구해짐을 알 수 있다. 결국, 제어기의 계인들은 각 제어계의 교차각주파수와 절점주파수에 의해 시행착오없이 용이하게 구해짐을 알 수 있다.

2.5 위치동기제어기의 설계

앞 절에서 설계한 전류제어기와 속도제어기만으로는 각 모터의 실제적인 동특성의 차 및 외란의 영향 등으로 인해, 두 모터 간의 속도오차의 적분치인 위치동기오차를 제거하는 것은 용이하지 않다. 따라서 위치동기오차를 최소화 하기 위해 위치동기제어기를 설계한다.

우선, Fig. 2의 위치동기제어계에서 기동시인 t_s 부터 임의의 시각 t 동안 발생하는 위치동기오차의 크기 e_p 는 속도오차 $e_{\omega j}$ 를 이용하면, 다음 식으로 표현된다.

$$e_p = \int_{t_s}^t |e_{\omega 1} - e_{\omega 2}| dt \quad (13)$$

여기서, $e_{\omega j} = \omega^* - \omega_j$, ($j=1,2$)이며, j 는 편의상 제 1축 및 제 2축을 나타낸다. 정확한 위치동기를 위해서는 기동시부터 전 운전영역에 걸쳐 미지의 외란인가시에도 $e_{\omega 1} = e_{\omega 2}$ 일 것이 요구된다. 이는 속도지령이 두 모터에 동일하게 인가되고 있으므로 $\omega_1 = \omega_2$ 의 조건과 같다. 결국, 위치동기오차는 두 모터 간의 속도오차의 적분으로 나타남을 알 수 있다. 그러나, 공칭치에 근거하여 설계된 전류제어기와 속도제어기만으로는 다양한 외란인가 하에서 $\omega_1 = \omega_2$ 로 제어되기는 어렵다. Fig. 2에서 두 축에 인가되는 외란을 d_j 로 하고, 속도지령은 동일하며, 위치동기제어기를 갖지 않는 경우의 각 모터의 속도는 다음 식으로 유도된다.

$$\omega_j(s) = \frac{A_{1j}s + A_{2j}}{B_{1j}s^3 + B_{2j}s^2 + A_{1j}s + A_{2j}} \omega^*(s) - \frac{L_{\omega j}s^2 + K_{\omega j}s}{B_{1j}s^3 + B_{2j}s^2 + A_{1j}s + A_{2j}} d_j(s) \quad (14)$$

여기서, 각 항은 다음과 같다.

$$A_{1j} = K_{ij}K_{cpi}K_{spj} \quad A_{2j} = K_{ij}K_{cpi}K_{sij}$$

$$B_{1j} = J_{aj}L_{aj} \quad B_{2j} = J_{aj}K_{cpi}$$

이 식에서 $d_j=0$ 이고, 정상상태인 경우, 최종치정리에 의해 $\omega_j = \omega^*$ 로 되며, 위치동기오차는 0으로 된다. 그러나, 인가되는 외란 d_j 가 D_1, D_2 의 크기를 가지는 스텝외란으로 상정하여 단순고찰해 보면, 이때의 위치동기오차는 식 (14)에 최종치정리를 적용함으로써 다음 식과 같이 유도된다.

$$e_p(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{s} \{ \omega_1(s) - \omega_2(s) \}$$

$$= -\frac{1}{K_{f1}K_{s1}} D_1 + \frac{1}{K_{f2}K_{s2}} D_2 \quad (15)$$

여기서, K_{ij} 는 j 축 모터의 토크정수이다. 이 식으로부터 외란 D_j 에 의해 위치동기오차가 발생하며, 그 크기는 D_j 의 부호에 따라 상이하게 됨을 알 수 있다. 즉, $D_1=D_2$ 이고 동 부호일 경우(이하 동상외란)에는 위치동기오차가 감소하고, $D_1=D_2$ 이나, 부호가 상호 역일 경우(이하 역상외란)에는 오차가 증가함을 알 수 있다.

이제 이와 같은 위치동기오차를 최소화 하기 위해 위치동기제어기를 설계한다. 먼저, Fig. 2에서 위치동기제어기의 계인을 1로 두고, 어느 한 축에만 스텝 외란 D 가 인가되는 것으로 가정하여 위치동기오차를 유도해 보면 다음 식과 같다.

$$e_p(s) = \frac{(a_5s^5 + a_4s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s) d(s)}{s^7 + b_6s^6 + b_5s^5 + b_4s^4 + b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0} \quad (16)$$

여기서, s 의 계수 $a_j (j=1, \dots, 5)$, $b_j (j=0, \dots, 7)$ 는 제어기의 계인 및 모터의 파라미터에 의해 표현되는 상수치이다. 고정도의 위치동기를 위해 짧은 샘플링 기간에 인가되는 외란은 크기 D 를 갖는 스텝성 외란으로 간주할 수 있으므로, 식 (16)에 최종치정리를 적용하면, 위치동기오차는 다음 식으로 된다.

$$e_p = \lim_{s \rightarrow 0} s e_p(s) \frac{D}{s} = 0 \quad (17)$$

이 식에서 보듯이 정상편차는 존재하지 않으므로 속응성만을 고려한다면, 위치동기제어기는 전체 계의 차수 저감화 차원에서 단순 P(Proportional)제어기만으로도 설계할 수 있음을 알 수 있다.

Table 1 Value of motor parameters

term		value
rated power	P_R	300 [W]
rated torque	T_R	0.95452[N · m]
rated revolution	N_R	3000[rpm]
rated current	I_R	4.8[A]
rated voltage	E_R	75[V]
back electromotive force	K_E	0.2333[V/rpm]
torque constant	K_T	0.22246[N · m/A]
inertia of armature	J_M	2.45×10^{-4} [N · m · sec ²]
resistance of armature	R_a	1.02[Ω]
inductance of armature	L_a	1.07×10^{-3} [H]

P제어기만의 계인은 설계사양으로 주어지는 최대 위치동기오차를 고려하여 시행착오적으로 용이하게 구할 수 있음을 다음 장에서 보인다.

3. 제어계의 안정성 해석

3.1 전류제어계의 안정성 고찰

앞 장에서 설계한 각 제어기에 대해 모터의 실제 파라미터를 사용한 제어계의 안정성을 평가한다.

본 장의 수치 시뮬레이션 및 제 4장의 실험에 사용된 두 DC모터는 동급의 모터로서 그 파라미터를 Table 1에 보인다.

제 2장에서 전류제어기는 전기계의 시정수를 적분시간으로 설정함으로써 각 계인을 용이하게 설정하였다. 하지만, 실 시스템 적용시에는 운전중의 파라미터 변동 등으로 인해, 모터모델의 파라미터를 공칭치로 상정하여 설계된 제어기는 그 성능이 보증되기 어렵다. 특히, 모터의 전기자 저항은 장시간 운전으로 발생하는 열에 의해 그 값이 변화하기 쉬운 요소이다. 따라서, 이와 같은 파라미터 변동시에도 앞서 설계한 전류제어계가 성립하는지를 살펴본다. 해석의 간편함을 위해, 저항값이 초기 설정치 보다 90[%]증가한 상태를 우선 가정한다. 이 경우에는 T_{ci} 의 간략화가 이루어지지 않게 되고, 그때의 개루프 및 폐루프 전달함수는 각각 식 (18)과 식 (19)로 된다.

$$G_c^o(s) = \frac{T_{ci}s + 1}{T_{ci}s} \cdot \frac{\frac{K_{cp}}{1.9R_a}}{\frac{L_a}{1.9R_a}s + 1} \quad (18)$$

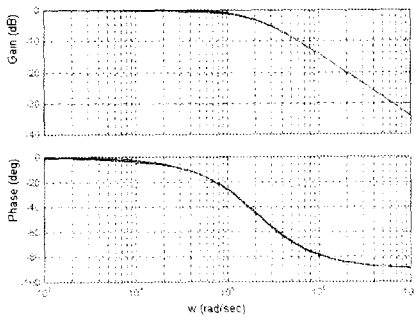


Fig. 6 Closed loop frequency characteristic of current control system

$$G_i(s) = \frac{\frac{K_{cp} T_{ci}}{1.9R_a} s + \frac{K_{cp}}{1.9R_a}}{\frac{L_a T_{ci}}{1.9R_a} s^2 + \left\{ \frac{K_{cp} T_{ci}}{1.9R_a} + T_{ci} \right\} s + \frac{K_{cp}}{1.9R_a}} \quad (19)$$

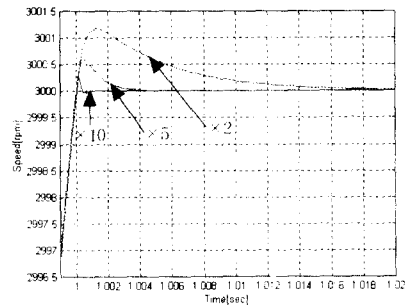
여기서, 간략화된 페루프 전달함수 $1/(Ks+1)$ 과 간략화되지 않은 페루프 전달함수 식 (19)의 주파수응답을 Fig. 6에 각각 나타낸다.

이 그림을 통해, 주파수응답은 파라미터가 변동한 경우에도 교차각주파수 K_{cp}/L_a 에서 -45° 의 위상각을 가지며, 정상상태에서 0[dB]의 게인값을 갖는 안정한 특성을 보인다. 이것은 파라미터의 변동시에도 진류제어계가 성립함을 의미한다.

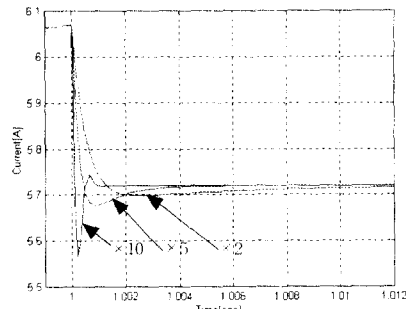
3.2 속도제어계의 안정성 고찰

속도제어기의 PI 게인은 ω_{sc} 와 ω_{pi} 가 진류제어기의 교차각주파수 ω_c 에 대해 적정한 m_1, m_2 를 가정함으로써 용이하게 구해짐을 전장에서 보였다. 이하에서는 m_1, m_2 의 설정 과정을 보인다.

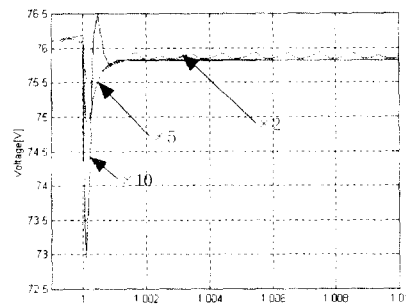
Fig. 7은 ω_{sc} 와 ω_{pi} 를 변화시켰을 경우, $G_o(s)$ 의 속도, 전류, 전압응답을 각각 나타낸다. 여기서, 속도는 1초 동안 램프적으로 3000[rpm]까지 가속한 후, 1초 이후에도 이 속도를 유지하는 속도지령을 인가하였다. 각 교차각주파수 간 범위를 각각 10배로 설정할 경우, Fig. 7(a)에서 속도응답은 빠르게 추종함을 보이지만 전류와 전압응답을 나타내는 등 그림의 (b), (c)에서는 큰 진동성분을 보인다. 반대로 각 교차각주파수 간 범위를 각각 2배로 설정할 경우, 속도응답 (a)에서는 큰 오버슈트와 낮은 속응성을, 전압응답 (c)에서



(a) Speed response



(b) Current response



(c) Voltage response

Fig. 7 Responses of speed, current and voltage according to ω_{sc}, ω_{pi} variation

는 수렴하지 않는 진동성분을 각각 보인다. 다양한 수치 시뮬레이션 결과 5배로 설정한 경우가 비교적 양호한 응답을 보이므로 이하의 시뮬레이션에는 m_1, m_2 는 5로 설정하였다. 이처럼 사용 모터의 파라미터를 이용하여 그 응답 특성을 고찰함으로써 m_1, m_2 는 용이하게 구할 수 있다.

다음으로 속도제어계의 전달함수 식 (9)에 대한 근사화를 통해 간략화된 식 (10)에 대한 비교 고찰을 행한다. 이를 위해 속도제어계의 식 (9)와

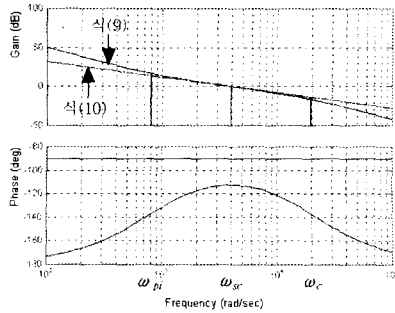


Fig. 8 Open loop frequency characteristic of speed control system

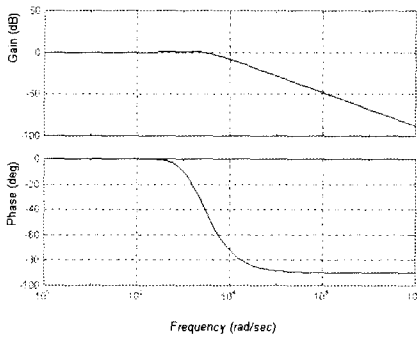


Fig. 9 Closed loop frequency characteristic of speed control system

간략화된 식 (10)의 개루프 주파수특성을 비교한다. Fig. 8은 두 식의 주파수응답을 나타낸다.

게인이 0이 되는 속도제어계의 교차각주파수 ω_{sc} 를 중심으로 ω_{pi} 와 ω_c 사이의 주파수영역에서는 최대 4[dB]의 오차를 넘지 않는 유사한 응답을 보이고 있다. 따라서, 속도제어계의 교차각주파수 ω_{sc} 부근에서는 속도제어계 설계시 설정한 가정들이 근사적으로 성립됨을 알 수 있다. 그리고, 이상의 고찰에 의해 동상 속도제어계의 교차각주파수 ω_{sc} 가 $\omega_{sc} \leq \omega_c / m_1$, 속도제어계의 PI 절점주파수 ω_{pi} 가 $\omega_{pi} \leq \omega_{sc} / m_2$ 의 조건이 되도록 설계하면, 전류제어계의 특성이 속도제어계의 응답에 미치는 영향을 무시할 수 있음을 알 수 있다. 결국 $G_i^c(s) \approx 1$ 로 해서 전류제어계를 무시한 독립된 속도제어계를 설계하는 것이 가능하다. Fig. 9는 속도제어계의 페루프특성을 보인다.

속도제어계의 페루프특성은 2차지연요소로 나

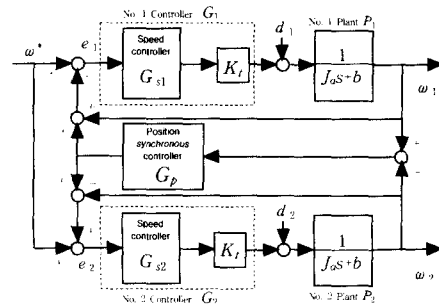


Fig. 10 Simplified system of figure 2

타하며 교차각주파수에서 $-45[^\circ]$ 의 위상각을, 정상상태에서 0[dB]의 게인값을 갖는 안정한 특성을 가지는 것을 알 수 있다.

3.3 외란의 영향에 대한 시스템의 안정성

앞장에서의 근사화 과정을 통해 설계된 위치동기제어계에 외란 d_i 가 인가되는 일반적인 경우를 고려하면, Fig. 2의 위치동기제어계는 Fig. 10과 같이 간략화 된다.

여기서, 해석의 편의상 전류제어기를 포함한 속도제어계와 모터의 토크정수를 G , 모터의 기계계를 제어대상 P 로 둔다. 그리고, 적분기를 포함한 위치동기제어기는 G_p 로 둔다. 여기서, 토크 외란이 인가되는 경우를 생각하여 토크외란에 대한 주파수응답에 대해 고찰한다.

두 축 모터의 파라미터 및 제어기의 파라미터가 같으므로 $G_1 = G_2 = G$, $P_1 = P_2 = P$ 로 둔다. 이때, 두 축은 서로 독립된 축으로 작용하므로 속도지령 ω^* 에 대한 속도출력 ω_i 는 식 (20)과 같다.

$$\omega_i = \frac{GP}{1+GP} \omega^* \quad (20)$$

여기서는 인가된 외란에 대한 특성만을 고찰하고자 하므로, 지령에 대한 출력은 무시하고 인가 외란만을 고려한다. 외란에 대해서는 우선, 편의상 크기가 같고 동 부호인 동상외란과 크기는 같으나 역 부호를 갖는 역상외란으로 구분하여 고찰한다.

동상외란은 식 (15)에서 알 수 있듯이 위치동기 오차에는 영향을 미치지 않지만 속도지령에 대한 추종성을 저하시킨다. 동상외란은 식 (21)과 같이 정의할 수 있다.

$$|d_1| = |d_2| \quad (21)$$

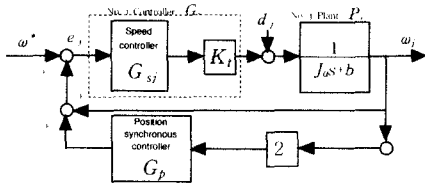


Fig. 11 Equivalent system of anti-phase disturbance

Fig. 10에서 동상외란이 인가된 경우, 이 외란에 의한 두 축의 속도출력은 같게 될 것이므로 두 축간의 속도차가 0으로 되어 위치동기제어기 출력이 0으로 된다. 따라서, 동상외란에 의한 양축의 속도출력은 식 (22), (23)과 같이 유도된다.

$$\omega_1 = \frac{P}{1+GP} d_1 = \frac{1}{2} \frac{P}{1+GP} (d_1 + d_2) \quad (22)$$

$$\omega_2 = \frac{P}{1+GP} d_2 = \frac{1}{2} \frac{P}{1+GP} (d_1 + d_2) \quad (23)$$

한편, 역상외란은 식 (15)에서 알 수 있듯이 위치동기오차를 증가시키게 되며, 식 (24)와 같이 정의된다.

$$|d_1| = -|d_2| \quad (24)$$

역상외란이 인가된 경우에는 이 외란에 의한 두 축의 속도출력은 크기가 같고 부호는 반대가 되므로, 이를 등가적으로 표현하면 Fig. 11과 같다.

역상외란에 의한 속도출력은, $e_j = -(\omega_j + 2\omega_j G_p)$ 이고, $\omega_j = (G_j e_j + d_j)P$ 이므로, 식 (25), (26)과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} \omega_1 &= \frac{P}{1+G(1+2G_p)P} d_1 \\ &= \frac{1}{2} \frac{P}{1+G(1+2G_p)P} (d_1 - d_2) \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \omega_2 &= \frac{P}{1+G(1+2G_p)P} d_2 \\ &= \frac{1}{2} \frac{P}{1+G(1+2G_p)P} (d_2 - d_1) \end{aligned} \quad (26)$$

이상의 결과로부터, 두 축에 동상 또는 역상외란이 인가되는 것을 고려하여, 두 외란의 영향을 모두 포함하는 일반화된 속도출력은 식 (27), (28)과 같이 나타낼 수 있다. 이 식에서 동상 또는 역상외란은 동시에 인가되지 않음을 주의할 필요가 있다.

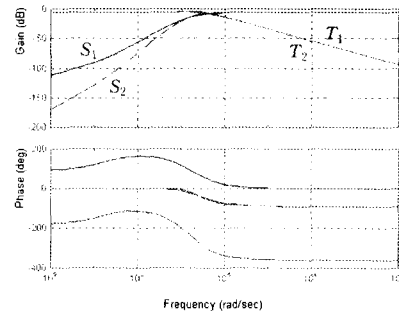


Fig. 12 Frequency response with disturbance and noise

$$\begin{aligned} \omega_1 &= \frac{1}{2} \frac{P}{1+GP} (d_1 + d_2) \\ &\quad + \frac{1}{2} \frac{P}{1+G(1+2G_p)P} (d_1 - d_2) \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} \omega_2 &= \frac{1}{2} \frac{P}{1+GP} (d_1 + d_2) \\ &\quad + \frac{1}{2} \frac{P}{1+G(1+2G_p)P} (d_2 - d_1) \end{aligned} \quad (28)$$

여기서, 인가된 외란에 대하여 제어대상이 가법적 변동을 받는다고 생각할 때, 감도함수 S 및 상보감도함수 T는 식 (29), (30)과 같이 구해진다 (부록 참조).

$$\begin{aligned} S &= S_1 + S_2 \\ &= \frac{1}{2} \frac{1}{1+GP} + \frac{1}{2} \frac{1}{1+G(1+2G_p)P} \end{aligned} \quad (29)$$

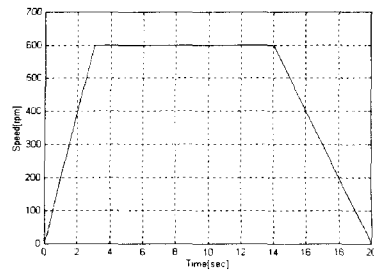
$$\begin{aligned} T &= T_1 + T_2 \\ &= \frac{1}{2} \frac{GP}{1+GP} + \frac{1}{2} \frac{G(1+2G_p)P}{1+G(1+2G_p)P} \end{aligned} \quad (30)$$

여기서, S₁과 T₁은 각각 동상외란에 대한 감도함수와 상보감도함수, S₂와 T₂는 역상외란에 대한 감도함수와 상보감도함수를 나타낸다.

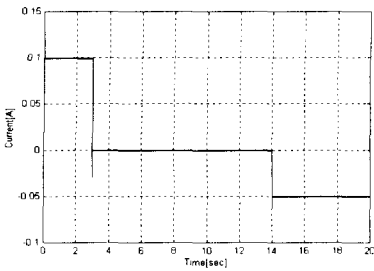
Fig. 12는 식 (29), (30)으로부터 구한 외란 및 잡음에 대한 주파수응답을 보인다. 일반적으로 외란은 저주파 성분이고 잡음은 주로 고주파 성분을 감안하면, 제안된 시스템은 외란 및 잡음에 대해 적절히 보상하는 안정한 시스템임을 알 수 있다.

4. 수치 시뮬레이션 및 실험

본 연구에서는 제안된 협조제어 방식의 성능을 우선 수치 시뮬레이션을 통해 확인한다. 아울러,

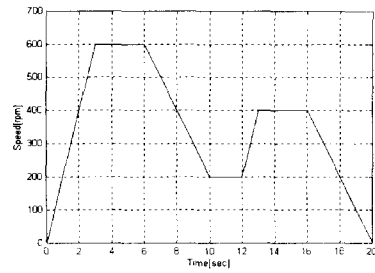


(a) Speed response

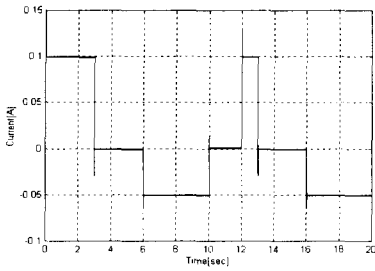


(b) Current response

Fig. 13 Speed reference and current response



(a) Speed response



(b) Current response

Fig. 14 Speed reference and current response

Table 2 Values of controller parameter

parameter		value
current controller	K_{cp}	21.4
	K_{ci}	20400
speed controller	K_{sp}	4.4
	K_{si}	3524
position synchronous controller	K_{pp}	400

DC모터와 마이크로프로세서로 구성된 2축 위치 동기제어 실험 시스템을 구성한 후 다양한 실기 실험을 통해 제안된 방식의 타당성을 확인한다.

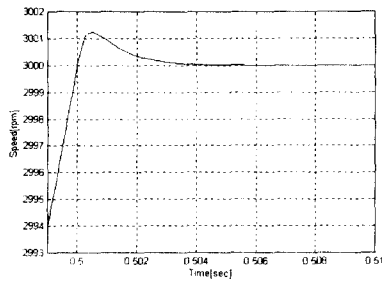
수치 시뮬레이션은 MATLAB상에서 수행하였으며 제어계의 블록도는 제 2장의 Fig. 2와 같으며, 설계된 제어기 파라미터는 Table 2와 같다.

Fig. 13과 Fig. 14는 수치 시뮬레이션 결과의 한 예를 보여 주고 있다. Fig. 13은 두 대의 모터에 속도지령을 램프상의 기동·정지 지령으로 인가한 경우를, Fig. 14는 동일 모터에 대해 램프상의 기동·정지 지령을 포함한 가변속 지령을 인가한 경우의 응답을 나타낸다. 이때, 가속시간 및 감속시간의 설정은 사용모터의 전기자관성과 정격전류치를 감안하여 설정하였다. 여기서, 두 그림의 (a)는 속도지령을, (b)는 속도지령 인가시의 전류

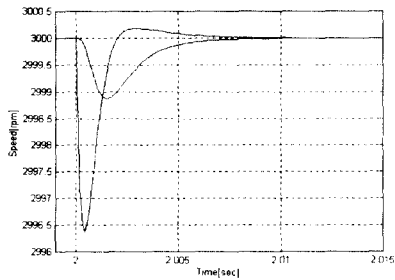
응답을 각각 나타내고 있다. 제안된 방식은 Fig. 13, Fig. 14에서 보는 바와 같이 과도시부터 속도 지령을 정확하게 추종함으로써 두 모터간의 위치 동기오차를 거의 0으로 제어하고 있음을 알 수 있다.

Fig. 15와 Fig. 16은 협조제어방식의 유효성을 보이기 위해 Fig. 2의 협조제어방식과 MS방식을 단순 비교한 시뮬레이션 결과이다. 여기서, MS방식은 Fig. 2에서 위치동기제어기의 출력인 속도지령을 특정 한 축(Motor II)의 모터 즉, 슬레이브로 지정된 모터에만 인가되도록 구성하였을 시의 응답을 나타낸다. 두 방식에 있어서, 1(Motor I), 2(Motor II)축 모터 및 마스터, 슬레이브 모터의 각 제어기는 동일한 파라미터를 사용하였고 지령은 0.5초에 정격 3000[rpm]에 도달하도록 인가하였다. 또한, 2초의 시점에서 모터 정격토크의 50%에 해당하는 스텝성 토크외란을 협조제어방식에서는 1축 모터, MS방식에서는 마스터축 모터에 각각 인가하였다.

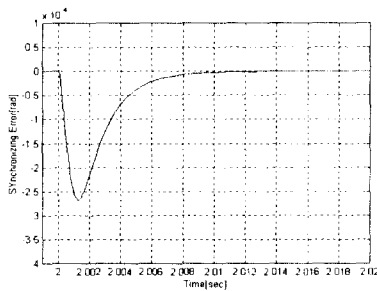
각 그림의 (a)는 0.5초에서의 오버슈트에 주목한 속도응답, (b)는 2초에서의 외란에 의한 속도변동, (c)는 스텝성 토크외란 인가시의 위치동기 오차를 각각 나타내고 있다. 이들 결과로부터 협



(a) Speed response (overshoot)



(b) Speed response (disturbance)

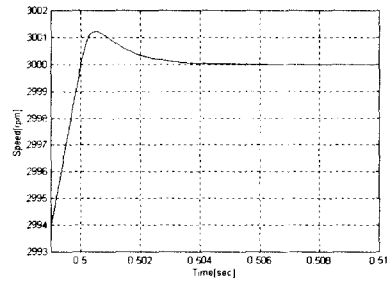


(c) Position synchronous error

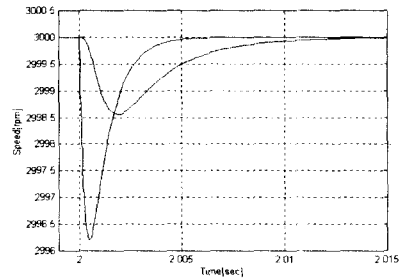
Fig. 15 Speed response and synchronous error in cooperative control

조제어방식이 MS방식보다 외란인가시 속도변동이 작으며 위치동기오차도 작게 발생하는 것을 알 수 있다. 이 비교 시뮬레이션은 외란인가로 인한 위치동기오차 발생시 특정 한 축만의 속도를 제어하는 MS방식과 두 축 모두의 속도를 제어하는 협조제어방식과의 단순 비교에 주된 목적을 두었다. 따라서, 이 비교 시뮬레이션에서는 MS방식도 전류루프를 포함하고 있는 것으로 가정하였다.

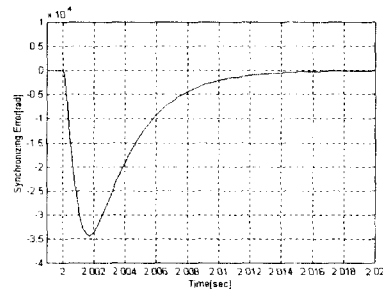
Fig. 17은 제안된 방식의 실험적 검증을 위해 구성된 실험장치의 개략도를 보인다. 모터 구동



(a) Speed response (overshoot)



(b) Speed response (disturbance)



(c) Position synchronous error

Fig. 16 Speed response and synchronous error in master-slave control

회로는 마이크로프로세서(80c196kc)와 파워 트랜지스터를 이용하여 자체 제작한 선형 서보 증폭기를 사용하였다. 모터의 전류는 홀센서(Hall CT)를 이용하여 검출하였고, 모터의 속도는 모터 축에 장착된 1000[pulse/rev]의 분해능을 갖는 엔코더와 펄스 카운트보드를 이용하여 검출하였다. 그리고, 위치는 속도출력을 적분하여 구하였다. 아날로그량으로 검출된 전류치는 저역통과필터(LPF)를 거친 후 12비트(bit)의 분해능을 가지는 A/D 변환기를 통해 디지털 연산기에 입력되고, 마이크로프로세서에서 연산된 디지털 전압지령은

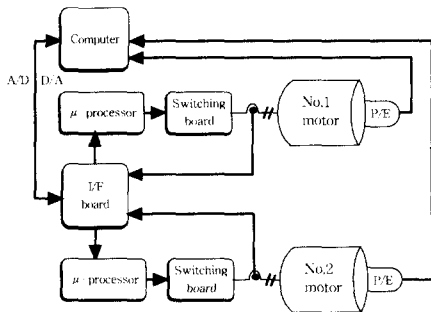


Fig. 17 Schematic diagram of experimental system

D/A 변환기를 통해 0%에서 99.8%의 듀티비(duty ratio)를 갖는 PWM 펄스로 출력되었다. 이때, PWM 펄스는 10[kHz]의 스위칭주파수를 가지며, 모터 기동시의 데드존(deadzone)을 보상하기 위하여 0.2[V]에 해당하는 전압을 인가하였다. 전류제어기의 샘플링시간은 500[μs], 속도제어기 및 위치제어기의 샘플링시간은 5[ms]로 설정하여 제어 로직을 각각 이산화하였다.

Fig. 18에 실험에 사용된 소프트웨어 프로그램의 흐름도를 나타내었다. Timer()에서 전류제어기의 샘플링시간 500[μs]를 인터럽트시간으로 설정하여 인터럽트가 걸릴 경우 Interrupt current()로 점프하여 A/D 변환된 전류치를 계산하고 전압지령을 출력한다. 그리고 속도제어기의 샘플링시간 5[ms]가 되었을 때 Speed()에서 엔코더 펄스로부터 현재 속도를 연산하고 위치정보를 얻어 위치 동기오차를 계산한다.

Fig. 19와 Fig. 20은 실험결과의 한 예로서 기동에서부터 정지시까지의 램프상의 속도지령에 대한 전류응답 및 위치동기오차를 보여주고 있다. 시뮬레이션과의 상호 비교를 위해 실험은 시뮬레이션과 동일한 조건하에서 수행되었으며, 각 실험에서의 속도지령은 Fig. 13 및 Fig. 14의 속도지령과 동일한 크기를 인가하였다. 이 실험결과는 기동에서 정지시까지 뿐만 아니라 운전 중 가변 속시에도 두 축 모터가 속도를 적절히 가·감속하여 위치동기오차를 최소화하고 있음을 보여주고 있다. 다만, 실 시스템에서는 이산계에서의 실현이므로 샘플링주기의 영향으로 위치동기제어계는 사용 엔코더의 속도분해능에 제약을 받게 된다. 따라서, 이 결과에서도 엔코더의 검출오차에 상당하는 $\pm 2\pi/pT \approx 6.28 \times 10^{-1}$ [%]의 값에 의해 속도오차가 발생하며, 이 값에 기인한 위치

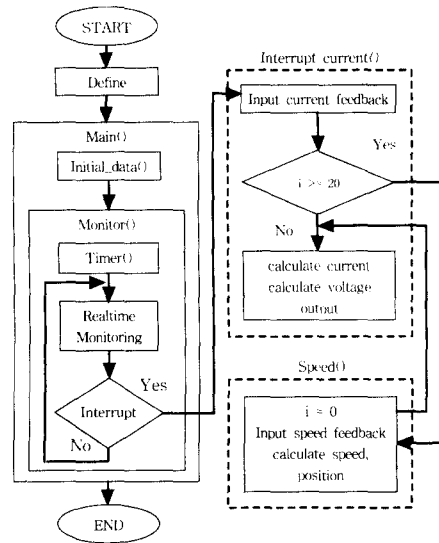


Fig. 18 Program flow chart for experiments

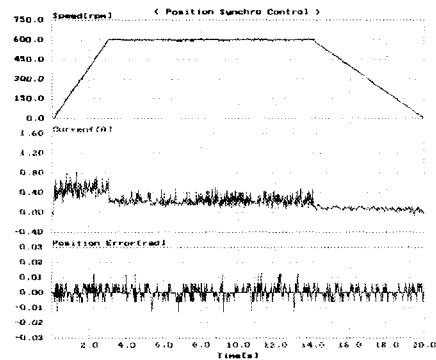


Fig. 19 Experimental results of speed, current and synchronous error according to ramp speed references

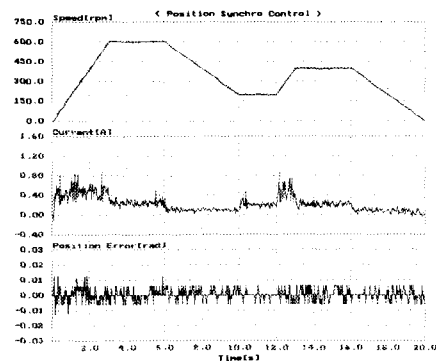


Fig. 20 Experimental results of speed, current and synchronous error according to variable speed references

동기오차가 발생한다. 여기서 p 는 엔코더의 1회 전당 펄스 수, T 는 속도제어기의 샘플링시간이다. 이때, 이 속도오차에 의해 $2\pi/p \approx 6.28 \times 10^{-3}[\text{rad}]$ 의 위치동기오차가 생기고, 최대 위치동기오차는 두 축 엔코더가 동시에 상호 역방향의 검출오차를 갖는 경우 최대 약 $1.26 \times 10^{-2}[\text{rad}]$ 의 위치동기오차가 발생한다.

본 논문에서 제안된 제어기 설계방법은 동급의 모터가 아닌 경우에도 그 일반성을 잃지 않으며, BLDC(Brushless DC)모터의 경우에도 적용 가능하다.

5. 결 론

본 논문에서는 PI제어칙과 협조제어방식에 근거한 2축 연속 회전 시스템의 고정도 위치동기 제어 방안이 제안되었다. 모터와 제어대상을 단순 2차계 플랜트로 모델화한 기존방식과는 달리, 사용모터의 회로방정식에 근거한 모델링을 통해 전류루프를 마이너루프로 설계함으로써 외란의 영향을 신속히 보상할 수 있게 되어 속도오차가 최소화 되도록 설계하였다. 또한, 제어기의 게인 설정을 용이하게 설계할 수 있게 함으로써 게인 설정에 따르는 불편함을 최소화하였다. 특히, 제안 방식은 실제 설계자들이 현장에서 가장 일반적으로 사용하는 PID제어칙으로도 충분한 제어성능의 발휘가 가능함을 보였다. 뿐만 아니라 두 축에 인가될 미지의 외란 부하에 대해서는 이를 두 축이 동시에 분담하게 하는 협조제어방식을 채택함으로써 어느 한 축만의 속도를 가·감속함으로써 야기되는 MS방식에서의 위치동기의 비효율성을 제거할 수 있었다. 그리고, 동상 및 역상외란 및 잡음에 대한 주파수응답을 분석하여 안정성을 확인하였다. 최종적으로 수치 시뮬레이션 및 실기 실험을 통하여 다음의 사항을 확인할 수 있었다.

(1) 외란인가시 두 축 모두의 속도를 제어하는 협조제어방식을 취함으로써 기동과 정지를 포함한 다양한 가변속 지령하에서도 정밀한 속도지령 추종과 동시에 고정도의 위치동기를 실현할 수 있었다.

(2) 위치동기제어계의 각 제어기를 범용의 PID 제어칙에 근거하여 간단히 설계하면서도 외란이 없는 경우, 최대 위치동기오차를 속도센서의 분

해능의 제약에 기인한 약 $1.26 \times 10^{-2}[\text{rad}]$ 이내로 제어할 수 있었다.

(3) 다양한 안정성 해석을 통하여, 파라미터 변동과 동상 및 역상외란이 인가되는 경우에도 외란 및 잡음에 대해 강인한 제어계로 동작함을 확인할 수 있었다.

후 기

이 논문은 2000년도 두뇌한국 21사업에 의하여 지원되었음.

참고문헌

- (1) 변정환, 여동준, 2001, "외란 관측기를 이용한 2축 구동시스템의 동기제어," 대한기계학회논문집 A권, Vol. 25, No. 2, pp. 242~249.
- (2) 변정환, 여동준, 2001, "H_∞ 제어기법을 이용한 2축 구동 시스템의 위치동기제어," 한국정밀공학회지, Vol. 18, No. 2, pp. 192~198.
- (3) 변정환, 정석권, 양주호, 1996, "다축 구동 시스템의 정밀위치동기 제어(I)," 한국정밀공학회지, Vol. 13, No. 7, pp. 115~121.
- (4) 양주호, 변정환, 김영복, 정석권, 1997, "다축 구동 시스템의 정밀 위치동기 제어(II)-가변구조 및 H_∞ 제어법에 의한 설계," 한국정밀공학회지, Vol. 14, No. 3, pp. 98~106.
- (5) ZHAO Zhi Min, KAMANO Takuya, SUZUKI Takayuki, Hironobu HARADA and KATAOKA Yu, 1996, "Synchronization of Two Motion Axes with Disturbance Observers," SICE, Vol. 9, No. 4, pp. 151~161. (in Japanese)
- (6) KAMANO Takuya, SUZUKI Takayuki, IUCHI Norihisa and TOMIZUKA Masayoshi, 1993, "Adaptive Feedforward Controller for Synchronization of Two Axes Positioning System," SICE, Vol. 29, No. 7, pp. 785~791. (in Japanese)
- (7) 최봉석, 변정환, 정석권, 1999, "협조제어에 의한 2축 시스템의 고정도 위치동기제어," 한국동력기계공학회 '99춘계학술대회논문집, pp. 339~346.
- (8) 김영진, 최봉석, 정석권, 2000, "DC모터와 협

조제어방식을 이용한 2축 연속 회전 시스템의 고정도 위치동기 제어," 한국동력기계공학회 2000춘계학술대회논문집, pp. 45~50.

- (9) SUGIMOTO Hidehiko, KOYAMA Masato and TAMAI Shinzo, 1994, "Application and Theory of AC Servo Motor," pp. 80~157. (in Japanese)
- (10) Ryu, S.S. and Jeong, S.K., 1998, "Kinematics and Dynamic Modeling for Holonomic Constrained Multiple Robot System through Principle of Workspace Orthogonalization," *KSME Journal*, Vol. 12, No. 2, pp. 170~180.

부 록

A.1 감도함수 및 상보감도함수 유도과정

동상외란 전달함수를 $\frac{1}{2} \frac{P}{1+GP} = G_d$ 로 두면, 가법적 변동에 대한 감도함수의 정의에 의해 S_1 은 다음과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} S_1 &= \frac{\Delta G_d / \Delta P}{G_d} = \frac{P}{G_d} / \frac{\Delta G_d}{\Delta P} \\ &= \frac{1}{2} \frac{P}{1+GP} \frac{(1+GP) - (GP)}{(1+GP)^2} \\ &= \frac{1}{2} (1+GP) \frac{1}{(1+GP)^2} = \frac{1}{2} \frac{1}{1+GP} \end{aligned}$$

역상외란 전달함수를 $\frac{1}{2} \frac{P}{1+G(1+2G_p)P} = G_d$ 로 두면, 동일한 방법으로 감도함수 S_2 는 다음과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} S_2 &= \frac{\Delta G_d / \Delta P}{G_d} = \frac{P}{G_d} / \frac{\Delta G_d}{\Delta P} \\ &= \frac{1}{2} \frac{P}{1+G(1+2G_p)P} \\ &\quad \times \frac{(1+G(1+2G_p)P) - G(1+2G_p)P}{(1+G(1+2G_p)P)^2} \\ &= \frac{1}{2} (1+G(1+2G_p)P) \frac{1}{(1+G(1+2G_p)P)^2} \\ &= \frac{1}{2} \frac{1}{1+G(1+2G_p)P} \end{aligned}$$

$$\therefore S_p^{G_d} = S_1 + S_2 = \frac{1}{2} \frac{1}{1+GP} + \frac{1}{2} \frac{1}{1+G(1+2G_p)P} \quad (29)$$

감도함수와 상보감도함수는 $S+T=1$ 의 관계에 있으므로 상보감도함수는 식 (30)으로 된다.

$$\therefore T_p^{G_d} = \frac{1}{2} \frac{GP}{1+GP} + \frac{1}{2} \frac{G(1+2G_p)P}{1+G(1+2G_p)P} \quad (30)$$