

직류서보전동기 위치제어기의
성능향상에 관한 연구

유종걸 이기상 홍순찬
단국대학교 전기공학과

A Study on the Performance Improvement of Position Controller
in DC Servo Motor System

Jong-Gul Yoo Kee-Sang Lee Soon-Chan Hong
Dept. of Electrical Eng. Dankook Univ.

Abstracts - The IESF(Integral Error and State Feedback) controller, which incorporates state feedback as a modern control scheme and integral action as a classical control scheme, has better performance than that of the conventional PID controller in linear time-invariant systems. The IESF controller requires the measurement of all the state variables. But, unfortunately, it may be difficult or impossible to measure all state variables in many applications. And the IESF controller is applicable only to pole-assignable linear time-invariant system without time delay.

In this paper, new IESF controller structure was proposed which performs feedback with only measurable state variables. In order to estimate the unmeasurable state variables, it was adopted the filter made by full-order observer. The good performance and effectiveness of the proposed controller was confirmed by computer simulation.

1. 서론

산업혁명 이후로 산업계, 특히 공업계에서 인간의 작업을 기계가 대신하면서 점점 작업의 고속, 정밀화 및 공정의 자동화가 요구되어 왔으며, 이에 따라 강력한 유지 토오크와 정밀한 제어능력을 가진 전동기에 대한 제어기의 필요성이 대두되었다. 따라서 강인한 제어기의 설계기법과 기존제어기법의 적용범위 확장에 초점이 맞춰져 왔으며[1]~[3], 1986년 C. J. Maday는 이러한 목적을 달성하기 위하여 상태공간기법의 기본 제어 형태인 상태피관과 고전 제어 이론의 적분동작을 병합한 IESF(Integral Error State Feedback) 제어를 제안하였다. 이 제어방법은 선형 시불변계에 대하여 기존의 PID 제어방식보다 좋은 과도특성 및 외란에 대한 강인성을 가진다.[4] IESF 제어는 오차 적분항과 상태변수 피관항을 결합시킴으로써 상태변수 피관 제어계에서 발생하는 정상상태 오차를 제거하며 특히 외란에 강인한 특성을 나타낸다. 그러나 IESF 제어기는 다른 모든 상태피관제어기법과 마찬가지로 모든 상태를 피관시켜야 하기 때문에 발생하는 상태를 모두 측정해야만 실현이 가능하다는 문제점을 갖고 있다.

본 논문에서는 계통에서 측정이 용이한 특정 상태변수만을 피관하면서 IESF 제어의 경우와 거의 동등한 강인성을 나타내는 제어구조를 제안하고, 이를 직류전동기를 포함한 위치 제어기에 그 유용성을 입증함에 목적을 두었다. 제안한 제어기는 IESF 제어기에 필터를 추가한 새로운 구조로서 기존의 IESF 제어에 관련된 문제점의 해결과 강인성을 향상시키는 특징을 가진다.

2. IESF 제어와 오차관측기 구조

본 논문에서는 IESF 제어에 관한 이론을 설명하기 위하여 고차계통에서 그림 2-1과 같은 가장 간단한 2차계통을 예로 들어 IESF 제어기를 설명한다.

2.1 2차 서어보계에 대한 IESF 제어

적분오차 상태피관(IESF)의 기본개념은 단일피관제어기의 단결인 정상상태 오차와 외란에 민감한 특성을 보완하기 위하여 오차를 적분시키고 모든 상태를 피관시키는 것이다. 이 구조에서 각 상태에 대한 적분동작은 정상상태 오차를 제거해 줌으로써 계통출력이 기준입력을 정확하게 추적하도록 서보 기능을 담당하며, 상태피관 동작은 계통의 안정화와 외란 및 프로세스 파라미터의 변화에 대한 강인성을 향상시켜주는 역할을 담당한다. 그림 2-2는 그림 2-1과 같은 일반적인 선형 2차계통에 IESF를 적용한 경우로써, 아래와 같은 전달함수를 갖는다.

$$Y(s) = \frac{KK_1K_3R(s)+s^2KT_L(s)}{s^4+(KK_4+a)s^3+KK_3s^2+KK_2K_3s+KK_1K_3} \quad (2.1)$$

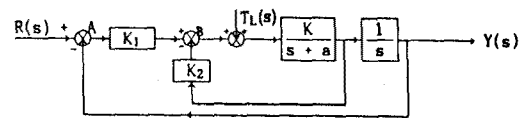


그림 2-1. 선형 2차 계통의 블록선도

본 연구에서 다루고자하는 위치서보제어계에서 정상상태편차 및 외란에 대한 특성을 분석하기 위해 식(2.1)에 계단형태의 위치입력 과 같은 형태의 외란이 투입된 경우를 가정한다음 각각에 대해 최종치정리를 도입한 결과는 다음과 같다.

i) 위치입력 $[R(s) = C/s]$ 에 대한 정상상태 출력(Y_{ss}):

$$\lim_{s \rightarrow 0} sY(s) \Big|_{TL=0, R(s)=c/s} = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{KK_1K_3}{KK_1K_3} \frac{c}{s} = c$$

ii) 외란 $[T_L(s) = C/s]$ 이 투입된 경우 정상상태편차(e_{ss}):

$$\lim_{s \rightarrow 0} sY(s) \Big|_{TL=c/s, R(s)=0} = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{s^2K}{KK_1K_3} \frac{c}{s} = 0$$

위의 해석결과는 이계통의 출력이 제어계가 안정하다는 전제하에 외란 T_L 에 관계없이 기준입력을 따라갈을 의미한다.

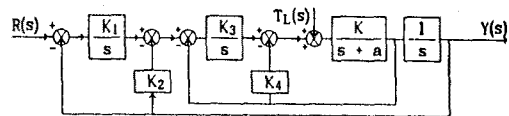


그림 2-2. 2차계에 대한 기존의 IESF 제어

이 구조에서 제어기이득 K_1, K_2, K_3, K_4 는 전체 제어계의 안정도가 보장되도록 선정되어야 하며 이는 원하는 폐루프 극점을 -A, -B, -C, -D로 배치할 경우에 결과적인 특성다항식인 $(s+A)(s+B)(s+C)(s+D)$ 와 식(2.1)의 분모다항식이 일치하도록 $K_i (i = 1 \text{ to } 4)$ 를 결정함으로써 완결된다. 위에 설명한 기본적인 IESF 제어기는 외란과 파라미터 변화에 대하여 아주 강한 특성을 가지고 있으나 상태변수가 많은 고차계통에 적용할 경우에는 비선형적인 극점배치 방정식을 풀어야 하는 등 설계작업이 지루하고 복잡하며, 측정 불가능한 변수를 포함한 계통에의 적용이 불가능하다는 문제점이 있다. 따라서 Maday는 모든 상태변수를 측정 피관하지 않고 기존 IESF 제어기의 강

인성을 유지하기 위한 대책으로서 다음절에 기술한 오차관측기를 포함한 IESF제어기를 제안한 바 있다. [4]

2.2 오차 관측기의 구성

먼저 저차 연속계에 대한 오차 관측기 개념을 기술하기 위해 다음의 2차 서보계를 살펴본다. 그림 2-1의 선형 2차계의 블록선도는 위치에 해당하는 출력 Y(s)를 A점에 개환시키고 위치의 미분형태 즉, 속도를 B점에 개환시킨 것이다. 그림 2-3은 오차관측기의 개념을 포함한 위치제어 계통의 한 예로서 A점의 출력은 명백하게 위치에 의해 나타나지는 오차이고, B점의 출력은 속도와 관련되는 것으로 생각할 수 있다. 그림 2-2와 그림 2-3을 비교해보면 그림 2-2는 위치와 속도 상태변수를 모두 개환하며 그림 2-3은 속도항을 개환 시키지 않고 오차관측기로 추정하는 형태로 개환함을 알 수 있다. 그림 2-3의 계통에 대한 전달함수는 식(2.2)와 같다.

$$Y(s) = \frac{KK_1R(s) + K(K_2 \cdot s)T_L(s)}{s^2 + s^2(K_2 + a) + s(KK_3 + aK_2) + (KK_1 + KK_2K_3)} \quad (2.2)$$

이 경우에도 극점 배치 방법에 의해 S^0, S^1, S^2 의 계수를 정하는 K_1, K_2, K_3 가 결정되어질 수 있으므로 전체 계통이 안정화 되도록 극점 배치를 할 수 있다. 입력이 계단형태일 때 식(2.2)에 최종치정리를 적용, 특성을 분석한 결과는 다음과 같다.

i) 입력에 대한 항 :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} sY(s) \Big|_{TL=0, R(s)=c/s} = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{KK_1}{KK_1 + KK_2K_3} \frac{c}{s} = \frac{K_1}{K_1 + K_2K_3} c$$

ii) 외란에 대한 항 :

$$\lim_{s \rightarrow 0} sY(s) \Big|_{TL=c/s, R(s)=0} = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{K_2 \cdot s}{K_1 + K_2K_3} \frac{c}{s} = \frac{K_2}{K_1 + K_2K_3} c$$

위 결과에서 보듯이 외란에 의한 변화에 대한 응답은 0으로 수렴하지 못하며 출력에 기준 입력을 추적하지 못한다. 이러한 단점을 제거하기 위하여 Maday는 오차관측기 구조에 적분기를 추가하여 외란에 대한 강인성을 보장하고자 하였으며 [4] 이 개념을 블록선도화하면 그림 2-4와 같다.

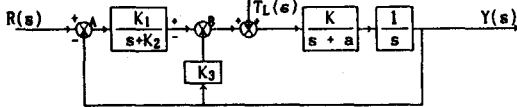


그림 2-3. 오차 관측기의 개념을 포함한 위치제어계통의 블록선도

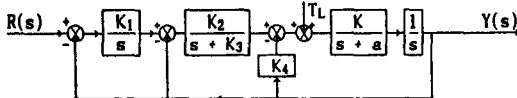


그림 2-4. 적분 보상을 추가한 제어기의 블록선도

그림 2-4 계통의 전달함수는 식 (2.3)으로 표현된다.

$$Y(s) = \frac{KK_1K_2R(s) + s(s+K_3)T_L(s)}{s^4 + s^3(a+K_3) + s^2(KK_1K_2 + aK_3) + s(KK_2 + KK_3K_4) + KK_1K_2} \quad (2.3)$$

기준 입력과 외란이 계단형태일 때 식(2.3)에 최종치정리를 적용, 특성을 분석하면 다음과 같다.

i) 입력에 대한 항 :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} sY(s) \Big|_{TL=0, R(s)=c/s} = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{KK_1K_2}{KK_1K_2} \frac{c}{s} = c$$

ii) 외란에 대한 항 :

$$\lim_{s \rightarrow 0} sY(s) \Big|_{TL=c/s, R(s)=0} = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{s(s+K_3)}{K_1K_2} \frac{c}{s} = 0$$

그림 2-3의 계통에서 계단입력에 대한 정상상태오차는 '0'이 아니었으나 이 오차는 그림 2-4의 연속계통에서 보는 바와 같이 적분보상을 추가함으로써 제거되었다. 이것은 한개의 적분보상기만을 사용하여 강인성을 개선하려는 시도였지만 이 제어기는 외란 및 파라미터변화에 대한 강인성이 모든 상태변수 개환을 가정한 기본 IESF제어기에 비해 뒤지는 특성을 가진다. 따라서 오차관측기를 포함한 IESF제어기의 강인성향상을 위한 연구가 매우 중요한 문제로 부각되었으며 Maday는 적분보상항을 추가시킴으로써 강인성개선을 시도한 바 있다. 그러나 그의 시도는 계의 안정성을 저하시키며 IESF의 단일보상단계에 비하여 강인성이 더욱 떨어지는 것으로 나타났다.

Maday의 지적처럼 현재까지 오차관측기 기법의 강인성향상 대책은 마련되고 있지 못한 실정이다. [4] 본 연구에서는 이 문제점의 해결을 위해 출력정보만을 개환 시키면서도 기본적 IESF와 동등한 정도의 강인성을 갖는 새로운 구조의 IESF제어기를 제안하고 그 유용성을 입증한다.

3. 새로운 구조의 IESF제어기

2절에서 언급한 바와 같이 측정하기 어려운 상태변수를 추정하기 위해 오차관측기구조를 갖는 IESF제어기를 구성하였고, 이 구조에 정상상태오차를 제거하기 위한 적분보상항을 추가시켰다. 그러나 입력이 계단형태일 경우를 고려하여 최종치정리를 적용함으로써 안정성과 기준입력 추적능력이 저하됨을 알 수 있었다.

본 연구에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해 출력개환방식을 취하면서도 기존 IESF제어기의 강인성과 기준입력 추적능력을 갖는 제어기구조를 제안하고자 한다. 제안된 제어기는 그림(3.1)에 보인 바와 같이 기본적인 IESF제어기와 전차수 상태관측기 설계방법에 의해 설계되는 필터를 포함한 구조이다. 이 구조에서 필터 $(s-I)^{-1}G$ 와 $(s-I)^{-1}L$ 은 관측기 설계기법에 의해 구성된 필터의 전달함수이다. 따라서 제안된 제어기의 설계는 필터의 설계과정(Step 1)과, 페루우프 계통의 안정화를 위한 제한이득 결정단계(Step 2)로 이루어진다.

Step 1) 필터 파라미터의 결정

제안된 제어기에 포함된 필터는 전술한 바와 같이 전차수 상태관측기와 동일한 방법에 의해 설계된다. 설계과정을 설명하기 위해 다음의 n차 선형 시불변계를 고려한다.

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + BU \\ Y &= CX \end{aligned} \quad (3.1)$$

여기서 A, B, C는 각각 (n, n), (n, p), (q, n)차원의 행렬이며, X는 n차원 상태벡터, U는 p차원 입력벡터이고 Y는 q차원의 출력벡터이다.

식(3.1)에 대한 상태관측기는 식(3.2)의 동태방정식으로 표현된다. 여기서 Z(t)는 n x n 크기의 실상수행렬 I에 대한 TX(t)의 추정치이며 F, G, H,는 각각 (n, n), (n, q), (n, p)차원의 행렬이다.

$$\dot{Z} = FZ + GY + HU \quad (3.2)$$

Z(t) = TX(t)가 성립되기 위해서는 필터 파라미터 F, G, H 및 I가 다음 조건을 만족하도록 설정되어야 한다.

- 조건)
1. $TA - FT = GC$
 2. $H = TB$
 3. F의 모든 고유치는 음의 실수부에 존재한다. 위의 파라미터 결정 알고리즘은 매우 잘 알려져 있으며 그 개괄적 순서는 다음과 같다.
 1. 고유치가 음의 실수부에 있고 A의 고유치와는 다른 행렬 F를 선정.
 2. {F, G}가 제어가능한 G를 선정.
 3. $TA - FT = GC$ 를 만족하는 T를 구한다.
 4. $H = TB$ 를 구한다.

위의 필터에 대한 전달함수 표현은 $Z(s) = (s-I)^{-1}[GY(s) + HU(s)]$ 이다. 따라서 이식은 출력에 관한 항 $(s-I)^{-1}G Y(s)$ 와 입력에 대한 항 $(s-I)^{-1}HU(s)$ 두 부분으로 나누어 볼 수 있으며 이 필터의 출력은 외란 및 파라미터 변화가 없는 경우 상태 x_1 과 x_2 의 추정치이다. 그러나 이 제어계에서 필터의 역할은 상태추정기 보다는 전체계통의 안정화 및 강인성 부여 수단으로서의 측면이 더욱 중요하다.

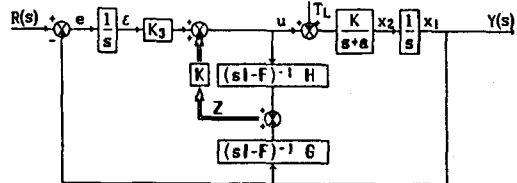


그림3-1. 관측기구조의 필터를 추가한 2차 IESF제어기

식(3.3)은 제안된 제어계의 전달함수 표현이다.

$$Y(s) = \frac{-KK_3(s+F_{11})(s+F_{22})R(s) + s(s+F_{11})(s+F_{22})T_L(s)}{D(s)} \quad (3.3)$$

(단, F_{ij} : F의 요소, T_{ij} : T의 요소, H_{ij} : H의 요소)

입력이 계단형태일 때 식(3.3)을 최종치정리를 적용, 특성을 분석하면 다음과 같다.

- i) 입력에 대한 항 : $\lim_{s \rightarrow 0} sY(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{-KK_3(s+F_{11})(s+F_{22})c}{-KK_3F_{11}F_{22}} \frac{c}{s} = c$
- ii) 외란에 대한 항 : $\lim_{s \rightarrow 0} \frac{Y(s)}{E_b(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s(s+F_{11})(s+F_{22})}{-KK_3F_{11}F_{22}} \frac{c}{s} = 0$

그러므로 이계통의 출력은 외란 T_L 에 관계없이 기준입력을 따라간다.

Step2) 안정화를 위한 관란이득의 결정

계안된 제어계의 안정화를 위해서는 편차적분항의 계수 K_e 와 필터출력 Z 에 대한 관란이득 $K = [K_1, K_2]$ 가 적절히 결정되어야 한다. 이를 위해 편차 (e)의 적분항을 ϵ 이라하면 ϵ 는 다음 방정식으로 표현된다.

입력과 출력의 오차를 e 로 놓으면 식(3.4)와 같다.

$$\dot{\epsilon} = \theta e \quad (3.4)$$

이제 전체 제어계의 안정화는 일반적인 관측기를 기본으로 하는 제어계에서와 같이 필터방정식을 배제한 상태에서 식(3.5)의 확장계통에 대한 극점배치를 수행하면 된다.

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \\ \dot{\epsilon} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ \epsilon \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} e \quad (3.5)$$

이때 계통의 입력은 식(3.6)과 같다.

$$u = [K_1 \ K_2 \ K_3] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \epsilon \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

4. 직류전동기 위치제어계의 수학적 표현

본문에서 사용한 타여자 직류 전동기의 등가회로는 그림 4-1과 같다.

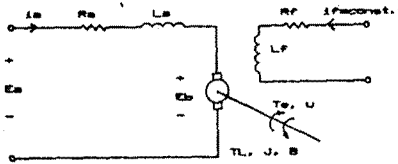


그림 4-1. 타여자 직류 전동기의 등가회로

그림 4-1의 회로에서 각 변수에 대한 관계식을 라플라스 변환하면 다음과 같이 된다.

$$E_a(s) = sL_a I_a(s) + R_a I_a(s) + E_b(s) \quad (4.4)$$

$$T_o(s) = sJ\Omega(s) + B\Omega(s) + T_L(s) = k_t I_a(s) \quad (4.5)$$

$$E_b(s) = k_b \Omega(s) \quad (4.6)$$

위의 식으로부터 $I_a(s)$ 와 $\Omega(s)$ 는 식(4.7), (4.8)과 같이 표현된다.

$$I_a(s) = \frac{E_a(s) - E_b(s)}{R_a + sL_a} = \frac{E_a(s) - k_b \Omega(s)}{R_a(1 + \tau_a s)} \quad (4.7)$$

$$\Omega(s) = \frac{T_o(s) - T_L(s)}{B + sJ} = \frac{k_t I_a(s) - T_L(s)}{B(1 + \tau_m s)} \quad (4.8)$$

여기서 $\tau_a = \frac{L_a}{R_a}$ 는 전기적 시정수이고, $\tau_m = \frac{J}{B}$ 은 기계적 시정수인데 전기적 시정수가 기계적 시정수에 비해 매우 작은 경우에는 전기적 시정수 τ_a 를 무시할 수 있다. 식(4.7)을 식(4.8)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$\Omega(s) = \frac{K_t \{E_a(s) - k_b \Omega(s)\}}{R_a B(1 + \tau_m s)(1 + \tau_a s)} - \frac{T_L(s)}{B(1 + \tau_m s)} \quad (4.9)$$

따라서 전기적 시정수 τ_a 를 무시하고 $\Omega(s)$ 를 구하면 다음과 같다. 위 식들에서 전기적 시정수를 무시하면 다음과 같이 된다.

$$\Omega(s) = \left\{ \frac{1}{\frac{R_a J}{K_t} s + K_b + \frac{R_a B}{K_t}} \right\} \left\{ E_a(s) - \frac{R_a}{K_t} T_L(s) \right\} \quad (4.10)$$

식(4.9), (4.10)의 관계를 블록선도로 나타내면 그림 4-2와 같다. 따라서 그림 4-2의 블록선도는 그림 4-3과 같이 간략화할 수 있으며 이때의 $G_p(s)$, $T_L(s)^*$ 는 다음과 같다.

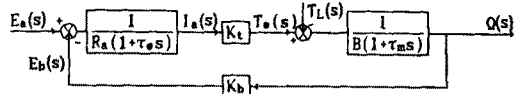


그림 4-2. 직류전동기의 블록선도

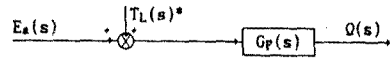


그림 4-3. 직류 전동기의 간략화 블록선도

$$T_L(s)^* = \frac{R_a}{K_t} * T_L(s) \quad (4.11)$$

$$G_p(s) = \frac{1}{\frac{R_a J}{K_t} s + K_b + \frac{R_a B}{K_t}} \quad (4.12)$$

여기서 전동기의 위치제어를 위한 시스템을 구성하면 그림 4-4와 같은 블록선도로 표현할 수 있다. 그림 4-4는 그림 2-3의 블록선도와 같은 구조이며 따라서 그림 3-1에 계안된 블록선도에 확장 적용할 수 있다. 그림 4-4로부터 전동기 위치제어시스템을 상태방정식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (4.13)$$

$$\dot{x}_2 = -ax_2 + bu + f \quad (4.14)$$

$$x_1 = \theta_{ref} - \theta_m \quad \text{: 위치오차}$$

$$x_2 = \omega \quad \text{: 각 속도}$$

$$a = \frac{k_t k_b + BR_a}{JR_a}, \quad b = \frac{k_t}{JR_a}, \quad u = E_a, \quad f = \frac{T_L}{J}$$

식(4.13), (4.14)을 행렬 형태로 표현하면 식(4.15)와 같다.

$$\dot{X} = AX + Bu + Df \quad (4.15)$$

여기서

$$X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -a \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ b \end{bmatrix} \quad D = \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix}$$

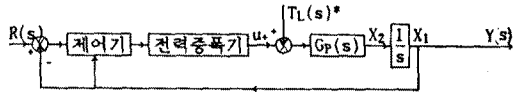


그림 4-4. 직류전동기 위치제어 계통의 간략화된 블록선도

5. 시뮬레이션 및 결과 검토

타여자 직류전동기에서 전기적 시정수 τ_a 와 기계적 시정수 τ_m 의 관계가 $\tau_a \ll \tau_m$ 이라 할 수 있다. 그러므로 τ_a 를 무시할 수 있으며 이때의 전달함수는 다음과 같다.

$$G(s) = \frac{\theta(s)}{E_a(s)} = \frac{1}{s \left[\frac{R_a J}{K_t} s + K_b + \frac{R_a B}{K_t} \right]} \quad (5.1)$$

본 시뮬레이션에 사용한 MS150 직류 서보전동기의 각 상수들은 식(5.1)과 같다. [7]

$$\begin{aligned} R_a &= 3.2 \ [\Omega] & K_b &= 60 \cdot 10^{-3} \ [V \ s \ rad^{-1}] \\ J &= 30 \cdot 10^{-6} \ [Kg \ m^2] & K_t &= 17 \cdot 10^{-3} \ [N \ m \ A^{-1}] \\ B &= 15 \cdot 10^{-6} \ [Kg \ m^2 \ sec^{-1}] \end{aligned} \quad (5.2)$$

간략화된 계통 $G(s)$ 는 식(5.3)과 같으며, 식(5.1)은 전동기 상태방정식의 행렬 식(5.4)와 같이 표현된다.

$$G(s) = \frac{177.309}{s(s + 10.638)} \quad (5.3)$$

$$X = AX + Bu$$

$$Y = CX$$

단,

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -10.638 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 177.309 \end{bmatrix} \quad C = [1 \ 0] \quad (5.4)$$

필터방정식은 식(5.5)와 같다.

$$\dot{Z} = FZ + Gy + Hu$$

$$X = T^{-1}Z \quad (5.5)$$

단,

$$F = \begin{bmatrix} -15 & 0 \\ 0 & -20 \end{bmatrix} \quad G = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad H = \begin{bmatrix} -2.710 \\ -0.947 \end{bmatrix}$$

$$T = \begin{bmatrix} -13.086 & 37.448 \\ -122.511 & 163.348 \end{bmatrix}$$

기준 입력 추적특성을 비교하기 위하여 기존의 IESF제어기와 적분보상을 추가한 IESF제어기의 응답특성을, 제안한 새로운 구조의 IESF제어기의 응답특성과 비교하였다.

그림 2-2의 전형적인 IESF제어기에서 페루우프 극점들은 -10, -20, -30, -40으로 정하였으며 이 극점을 토대로 극점배치법을 사용하여 구한 제어기의 이득들은 식(5.6)과 같다.

$$K_1 = 68.5714 \quad K_2 = 14.2857$$

$$K_3 = 19.7360 \quad K_4 = 0.5039 \quad (5.6)$$

그리고 그림 2-4의 적분보상을 추가한 IESF제어기의 극점 역시 -10, -20, -30, -40으로 정하였으며 제어기의 이득들은 식(5.7)과 같다.

$$K_1 = -1.34970 \quad K_2 = -1002.8625$$

$$K_3 = 89.36202 \quad K_4 = 14.3718 \quad (5.7)$$

그림 3-1의 제안된 제어계의 에서 필터의 극점은 -15와 -20으로 정하였고 전체계통의 극점은 -20, -30, -40으로 정하였다. 이 극점을 토대로 각각의 이득을 구하면 식(5.8)과 같다.

$$K_1 = -14.6637 \quad K_2 = -0.5676$$

$$K_3 = -135.3570 \quad (5.8)$$

시뮬레이션은 응답이 정상상태에 도달한 후 외란을 부입함으로 해서 정상상태에서 벗어나는 모습을 기존의 IESF제어기와 적분보상을 추가한 구조의 IESF제어기, 본 논문이 제안한 새로운 구조의 IESF에 대하여 추적하였다.

그림 5-1은 외란이 없는 경우의 기준 입력 추적특성이며 기존의 IESF제어기 구조와 오차관측기에 적분보상을 추가한 구조, 제안된 IESF제어기 구조에 대하여 응답특성곡선을 나타내었다. 그림 5-2는 외란에 대한 제어계의 응답이다. $t = 1.5$ [sec]에서 외란을 가하였으며 외란이 없는 경우와 마찬가지로 기존의 IESF제어기 구조와 오차관측기에 적분보상을 추가한 구조, 제안된 IESF제어기 구조에 대하여 응답특성곡선을 나타내었다. 적분보상을 추가한 구조의 IESF제어기 응답이 가장 영향을 많이 받으며 기존의 IESF제어기보다 본 논문에서 제안한 IESF제어기가 외란에 대한 응답이 더욱 강인함을 알 수 있다.

6. 결 론

IESF제어방식은 외란에 대하여 강인하고 구성이 간편한 제어방식이나 계통내의 모든 상태를 측정 개환하여야 하므로 상태 측정이 불가능하거나 측정장치 또는 측정 정밀도에 제한이 있을 경우에는 적용이 불가능하다.

본 논문에서는 관측기의 구조를 갖는 필터를 추가함으로써 측정가능한 상태변수만을 개환시키면서도 기존의 IESF제어방식과 같은 정도의 외란에 대한 강인성을 갖는 제어계를 제안하였다. 제안된 제어계는 모든 상태를 측정할 수 있어야 한다는 기존 IESF제어기의 단점을 보완해주며 동시에 매우 간단한 알고리즘에 의해서 설계될 수 있다.

제안된 제어기의 성능을 확인하기 위하여 시뮬레이션을 행한 결과 다음의 특성을 알 수 있었다.

- 1) 기존의 IESF제어기에와 동등한 정도의 외란에 대한 강인성이 유지된다.
 - 2) 기존의 IESF제어기보다 응답특성이 우수하다.
- 앞으로 제안한 제어기를 시변이나 지연시간이 존재할 경우에도 적용할 수 있도록 확장되어야 한다고 본다.

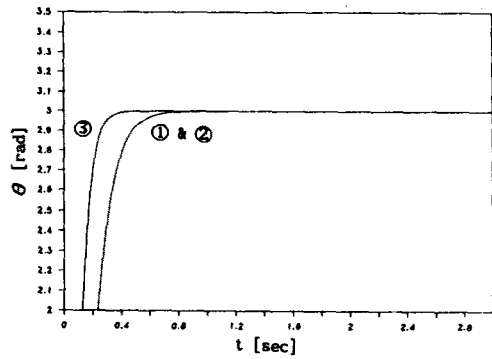


그림 5-1. 외란이 없는 경우의 기준 입력 추적특성
 ① 기존의 IESF제어기 구조
 ② 적분보상을 추가한 구조
 ③ 제안된 IESF제어기

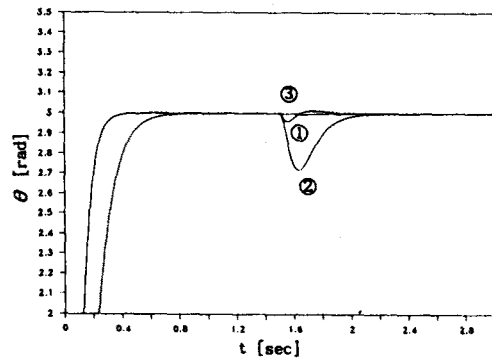


그림 5-2. 외란에 대한 제어계의 응답
 ① 기존의 IESF제어기 구조
 ② 적분보상을 추가한 구조
 ③ 제안된 IESF제어기

참 고 문 헌

- [1] E. J. Davison, "The Output Control of Time-Invariant Multi-Variable Systems with Unmeasurable Arbitrary Disturbance", IEEE Trans. Automat. Contr., Vol. AC-17, No. 5, October 1972.
- [2] E. J. Davison, "The Robust Control of a Servomechanism Problem for Linear Time-Invariant Multivariable Systems", IEEE Trans. Automat. Contr., Vol. AC-21, No. 1, February 1976.
- [3] E. J. Davison and A. Goldenberg, "Robust Control of a General Servomechanism Problem: The Servo Compensator", Automatica, Vol. 11, pp. 461-471, 1975.
- [4] C. J. Maday, Computer-Aided Design of Feedback Control Systems for Time Response, The Instrument Society of America, 1987.
- [5] C. T. Chen, Linear System Theory and Design, State University of New York Press, 1984.
- [6] Benjamin C. Kuo, Automatic Control Systems (fifth edition), University of Illinois Press, 1987.
- [7] Feedback Instrument Ltd., Modular Servo System MS150-Book1 DC, Synchro and AC, Basic Experiments, Crowborough Press, 1982.