

DIDF를 적용한 PID 제어기의 파라미터 설정법 - 불감시간을 가지는 불안정한 시스템의 경우

Tuning PID Controllers for Unstable Systems with Dead Time based on Dual-Input Describing Function(DIDF) Method

최연욱*
(YeonWook Choe)

Abstract - Though various techniques have been studied as a way of adjusting parameters of PID controllers, no perfect method of determining parameters is available to date. Especially the design of PID controller for unstable processes with dead time(UPWDT) is even more difficult due to various reasons. Generally the existing design procedures for UPWDT involve deriving formulas to meet gain and phase margin specifications, or using inner loop to stabilize UPWDT before applying PID controller. In this paper, the dual-input describing function(DIDF) method is proposed, by which the performance and robustness of the closed-loop system can be improved. The method is based on moving the critical point $(-1+j0)$ of Nyquist stability to a new position arbitrarily selected on the complex plane. This can be done by determining appropriate coefficients of the DIDF. As a result, we can easily determine parameters of PID-type controller by using existing conventional tuning methods for stable or unstable systems. Simulation results are included to show the effectiveness of the proposed method.

Key Words : PID controller tuning, Dual-input describing functions, Unstable systems with dead time

1. 서 론

PID 제어는 그 원형이 확립되고 반세기 이상이 경과된 고전적인 제어수법이지만, 산업계에 있어서 제어의 8할 가까이 가 PID 제어라고 알려져 있다. 이는 출력과 그의 미분 값만이 관측된다면 쉽게 적용할 수 있다는 사실과, PID의 비례·적분·미분이라는 세 종류의 파라미터 만에 의해 성능이 결정된다는 점 등을 그 이유로 들 수 있을 것이다. 잘 알려진 PID 제어기의 계수조정법으로서, Ziegler-Nichols법, Chien-Hrones-Reswick법, Kitamori법[1] 외에 Astrom 등에 의한 최적화법(constrained optimization) 등 많은 방법[2]~[5]이 연구되고 있지만, 대부분은 안정한 제어대상을 '1차 지연(first-order delay)+불감시간(dead time)'으로 근사하여[1], PID의 파라미터를 근사식의 불감시간, 시정수 및 직류이득 등으로부터 결정하는 방법을 취하는 것으로 볼 수 있다.

불안정한 시스템에 대한 설계법으로 이득과 위상여유 공식의 근사화를 이용한 방법이 90년대 말에 제안되었지만[6]~[8], 근사과정의 문제(적절한 영역의 설정과 실제시스템과의 오차범위 등)로 실용상 문제가 있는 것으로 알려져 있다[9]. 이외에도 극배치(pole placement) 기법을 이용한 방법

[10], 퍼지-뉴럴(fuzzy neural)법을 이용하여 이득과 위상여유의 조건을 만족시키는 방법[11], 및 감도특성을 만족시키는 방법[12] 등을 들 수 있다. 그러나 이들 대부분은 예를 들어 과도한 오버슈트나 긴 정정시간 등과 같은 빈약한 페루프특성을 나타내기 때문에 실용상 문제가 있는 것으로 지적된다[9]. 이외에도 내부루프(inner loop)를 이용하여 불안정한 시스템을 안정화 한 후 기존의 PID계수 설정법을 적용하는 (결과적으로 2자유도의 구조를 가지는)방법과, 안정여유에 관한 사양을 만족시키기 위해 반복알고리즘을 이용하는 방법[13]~[16] 등이 있다.

한편 어떤 특정한 비선형시스템의 설계 등을 위한 목적으로, 비선형요소의 비선형성의 정도가 낮을 경우(예를 들어, on-off, saturation, hysteresis 등)에 기술함수(describing function)가 주로 사용되고 있다. 이 경우 기술함수는 일종의 비선형의 선형화기법으로서, 정현파(sine 함수 등)가 입력으로 인가되었을 경우에 대한 비선형성의 수학적 선형화로서 주어진다[17]. 특히 비선형요소를 가지는 시스템이 리미트 사이클(limit cycle)의 상태에 있을 경우, 비선형요소 에 대한 입력(또는 출력)인 사인파, 즉 리미트 사이클의 크기와 주파수를 예측하기 위해서도 기술함수가 사용되고 있다. 전통적인 기술함수를 확장하는 형식으로 소위 쌍입력기술함수(DIDF: Dual-Input Describing Function)로 불리는 수학적 표현법이 제안되었다[18]. 이것은 두 개의 정현파 입력을 이용하여 비선형성의 선형화를 시도하는 것으로, 특히 이 방법을 이용하면 비선형 요소의 존재로 인해 리미트 사이클의 상태에 있는 시스템의 입력력 응답의 이해에 도움이 된다. DIDF의 적용을 목표신호를 추종하는 비선형성을

1) 또는 '적분기+불감시간'의 형식을 사용하기도 한다.

* Corresponding Author : Dept. of Control and Measurement Engineering, Pukyong National University, Korea.

E-mail : wook@pknu.ac.kr

Received : December 17, 2013; Accepted : March 4, 2014

가진 피드백시스템의 구조에 한정한다면, 비선형 요소에 존재하는 두 개의 입력은 정상상태 오차에 의한 입력과 페루프의 리미트 사이클 상태에 의한 사인파입력으로 구성될 것이다. 최근에 이러한 DIDF의 특성을 이용하여 시스템에 인가되는 주기성 외란을 효과적으로 제거할 수 있음을 보여주는 결과가 발표되었다[19].

위에서 언급한 바와 같이, 지금까지 제안된 불감시간을 가진 불안정한 시스템에 대한 PID제어기의 계수설정법은 적용가능한 제어대상의 특성을 한정시키고 있을 뿐 아니라, 그 적용과정 역시 근사화 등을 비롯한 번잡한 계산을 요구하는 경우가 많다. 결과적으로 기존의 방법은 제어대상의 불감시간의 크기에 대한 제약 등으로 인해 그 적용가능성이 높다고 할 수는 없을 것이다. 본 논문에서는 DIDF보상기가 가지는 특징을 이용하여 불안정한 제어대상에 직접 적용할 수 있는 PID제어기의 계수설정법을 제안한다. 이는 페루프 내부에 정현파를 외부 입력으로 가지는 간단한 비선형요소를 삽입하여 시스템의 안정성을 확보한 뒤 여기에 기존의 PID 제어기 계수설정법을 적용하는 것이다. 이 방법은 제어대상이 안정한 경우에는 이미 그 성능이 확인되었으며[20], 여기서는 이를 불감시간을 가지는 불안정한 시스템에 적용하고 이 경우의 계수설정법 등을 제시한다. 이 방법은 제어대상에 비선형 요소(즉 DIDF보상기)를 직렬로 연결하고 필요한 계수들을 적절히 선정하여 루프를 구성한다면, 나이퀴스트 안정성정리의 적용을 위한 임계점 $(-1+j0)$ 을 복소평면상의 임의의 위치로 이동시킬 수 있다는 사실을 이용하는 것이다. 이 결과 기존의 다양한 PID제어의 계수설정법의 적용이 한결 간단하게 되며, 동시에 삽입한 DIDF의 작용에 의해 전체 시스템의 안정성과 강인성의 향상이 가능하다. 본 논문에서는 이를 위한 DIDF보상기의 구조와 그의 계수설정법을 제안하고, 이 결과를 시뮬레이션을 통하여 확인한다.

먼저, 제2장에서는 DIDF보상기를 루프내부에 사용하였을 경우의 성능특성과 그 구조 등에 대하여 간단히 언급하고, 이를 기존의 PID제어기 설계법에 적용하기 위해 필요한 DIDF보상기의 계수설정 방법 등을 제3장에서 제시한다. 이 경우 제어대상의 종류에 따라서는 보상기만으로 나이퀴스트 안정성 조건을 만족시키지 못하는 경우가 존재한다. 이러한 경우에는 기준입력 가중값(set-point weight) 등을 이용한 2자유도 구조를 적용한다면 DIDF보상기의 적용이 가능하다는 것을 보인다. 제4장에서는 특징적인 몇 개의 불감시간을 가지는 불안정한 시스템에 본 논문의 방법을 적용하고 이것의 출력·외란특성 및 강인성 등을 기존의 방법과 비교를 통해 그 기법의 유효성을 확인하고, 마지막으로 이론전개에 있어서의 문제점과 향후 과제 등을 제5장에 정리한다.

2. DIDF(Dual-Input Describing Function)

여기서는 먼저 문헌 [21]을 중심으로 DIDF에 관하여 간략히 언급한 뒤, 이것을 이용한 페루프시스템의 안정성문제를 검토한다.

2.1 DIDF(Dual-Input Describing Function)

비정현파(non-sinusoidal)와 같이 높은 정도의 비선형성을

가지는 신호를 비선형요소에 인가하는 경우에는 기술함수를 사용하여 해석하기에 어려움이 따른다. 이와 같이 높은 정도의 비선형성 신호는 대부분의 경우 두 개 사인파 함수의 합으로 구성되어 있는 것으로 볼 수 있다. 따라서 기술함수의 계산을 적용하기 위한 목적으로, 비선형 요소에 대한 입력이 비선형요소 N 에 인가되는 것으로 한다.

$$x(t) = x_1(t) + x_2(t) = h \sin(\omega_1 t + \theta_1) + l \sin(\omega_2 t + \theta_2) \tag{1}$$

위식에서 두 사인파의 진폭 h, l 과 주파수 ω_1, ω_2 는 시스템의 상태와 외부입력에 의해 결정되기 때문에, 두 사인파의 주파수 사이에 어떤 조화(harmonic)의 관계가 성립되지 않는 것으로 보는 것이 타당할 것이다. 하나의 예로서, 시스템이 사인파의 신호에 상응하는 리미트 사이클의 상태에 있는 경우를 들 수 있다. 이 경우 비선형 요소에 인가되는 두 신호의 주파수는, 비선형 요소가 가지는 외부 사인파의 주파수 ω_2 와 시스템 내부의 리미트 사이클 상태에 의한 주파수 ω_1 으로 구성되어 있는 것으로 볼 수 있다. 또한 식 전개에 적당하지 않는 주기를 가지는 사인파에 대해서는 식(1)의 위상을 독립적으로 적절히 변동시켜 대응할 수 있을 것이다.

비선형 요소에 대한 두 사인파 신호의 주파수가 조화적으로 연결되어 있지 않다는 전제 아래, 진폭 l 을 가지는 사인파에 대한 기술함수는 다음과 같이 나타낼 수 있다[22].

$$N_l = N_{pl} + jN_{ql} \tag{2a}$$

$$N_{pl} = \frac{2}{l} \overline{y(0)\sin(\theta_2)}, \quad N_{ql} = \frac{2}{l} \overline{y(0)\cos(\theta_2)} \tag{2b}$$

위식은 비선형시스템에 입력으로 $l \sin(\omega_2 t + \theta_2)$ 이 인가되었을 경우의 출력 기본성분(fundamental component)의 복소비(complex ratio)를 의미한다. 또한 진폭 h 를 가지는 신호에 대한 기술함수는 식(2)에서 l 과 θ_2 은 h 와 θ_1 으로 교체하면 된다. 따라서 만약 비선형 요소가 정적(static)이며 단가(single-valued)를 가진다면, $y(0)$ 는 틀림없이 $x(0)$ 로 주어지며, 동시에 N_{ql} 은 영으로 되어 식(2a)는 실수로 되어 DIDF는 입력의 진폭에만 의존한다는 사실을 알 수 있다.

한편, 만약 식(1)에서 신호 x_1 이 x_2 의 진폭 l 에 비하여 ‘천천히 변동하는(slowly varying)’ 경우, 즉

$$T \left| \frac{dx_1(t)}{dt} \right| \ll l \tag{3}$$

의 관계가 만족되는 경우를 생각하여 보자. 단 T 는 x_2 의 주기이다. 이는 예를 들어 계단입력을 추종하는 서보시스템이 진폭 l 와 주기 ω_2 을 가지는 리미트 사이클의 상태에 있는 것으로 볼 수 있다. 이 경우 비선형요소에 존재하는 두 개의 신호는, 정상상태 오차에 의한 신호와 페루프의 리미트 사이클 상태에 의한 사인파로 구성된다. 여기서 만약 비선형요소의 입출력함수를

$$x(t) = B + A \sin(\omega t + \theta), \quad y(t) = B' + A' \sin(\omega t + \theta) \tag{4}$$

로 가정한다면, 비선형요소를 나타내는 기술함수는 다음과

같은 두 개의 DIDF로 표현할 수 있으며, 이 결과 비선형요소 N 은 '실수부+허수부'로 구성되어 있음을 확인할 수 있다. 즉 $N=N_o+jN_s$ 로 두면

$$N_o = \frac{A'}{A} e^{-j\theta} : \text{리미트 사이클 DIDF} \quad (5a)$$

$$N_s = \frac{B'}{B} : \text{신호 DIDF} \quad (5b)$$

로 주어진다(그림 1 참조).

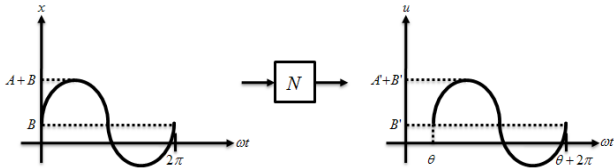


그림 1 비선형성의 선형화(DC와 정현파의 경우)
 Fig. 1 Linearization of Nonlinearity in the presence of a sinusoid and DC term

2.2 문제의 설정

기술함수의 표현을 이용하면 비선형요소의 전달함수는 식 (5)에서 표시한 바와 같이 $N(A, \omega)$ 로 나타낼 수 있다. 이때 A 와 ω 는 비선형 요소의 입력신호인 사인파의 진폭과 주파수를 각각 의미한다. 이와 같은 비선형요소의 작용으로 인해 복소평면에서 나이퀴스트의 임계점(Nyquist's critical point)이 적절한 곳으로 이동하여 $N=-P$, 즉 나이퀴스트선도가 임계점을 시계방향으로 제어대상의 불안정한 극의 개수인 P 회 둘러싸야 한다는 페루프의 안정성을 위한 나이퀴스트정리를 만족시킬 수 있다는 것을 보인다. 그림 2에서 N_d 는 성능향상 등의 목적으로 사용되는 비선형요소를 나타내는 기술함수이며 K_g 는 제어대상의 직류이득을 조정하기 위한 값이다. 위에서 언급한 바와 같이, N_d 는 두 개의 입력, 즉 비선형요소 N 에 의해 발생하는 리미트 사이클과 여분의 외부 신호를 입력으로 가진다.

그림 2의 특성방정식은

$$1 + K_g(1 + N_d)G(s)G_c(s) = 0 \quad (6)$$

$$G(s) = G_p(s)e^{-Ls}$$

로 되며, 여기서 $G_c(s)$ 는 PID제어기의 전달함수로서 일반적으로 다음의 형식으로 주어진다.

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (7)$$

위식에서 K_p , T_I , 및 T_D 는 PID제어기의 비례이득, 적분시간 및 미분시간을 각각 나타낸다.

이와 같은 보상기의 삽입으로 그림 2로 주어진 시스템의 안정성 등을 포함한 제어성능은 페루프시스템의 극, 즉 식 (6)의 근으로 결정된다. 다시 말하면, 페루프시스템의 안정

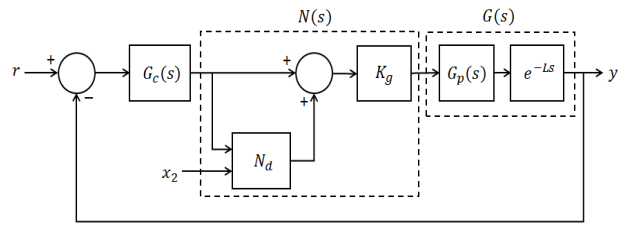


그림 2 DIDF를 가지는 PID 제어구조
 Fig. 2 PID Control with DIDF compensator

성은 $G(j\omega)G_c(j\omega)$ 의 나이퀴스트 궤적과 $-1/K_g(1+N_d)$ 의 복소평면상의 위치에 의존한다. 따라서 불안정시스템의 안정화를 위한 DIDF보상기의 설계에는 두 개의 입력을 가지는 비선형요소 N_d 의 구조와 그의 계수설정이 중요한 역할을 하게 된다.

뒤에서 설명하는 바와 같이 제어대상의 특성, 예를 들어 불감시간의 크기 등에 따라 보상기의 삽입만으로 페루프의 안정화가 불가능한 경우가 존재한다. 이러한 경우에는 우선적으로 내부루프를 이용하여 제어대상 $G(s)$ 의 특성을 변화를 유도한 뒤, PID제어기를 설계하는 방법을 취한다.

3. DIDF보상기의 구조와 계수설정

3.1 DIDF보상기의 구조

식(4)를 참조하면 그림 2에서 N_d 가 가지는 두 입력을 각각

$$x_1(t) = h \sin(\omega_1 t), \quad x_2(t) = l \sin(\omega_2 t + \theta) \quad (8)$$

으로 나타낼 수 있다. 여기서 $x_1(t)$ 은 시스템의 정상상태에서의 신호, 즉 식(4)의 'B', $x_2(t)$ 는 식(4)의 ' $A \sin(\omega t + \theta)$ '로 간주할 수 있다. 이러한 점을 고려한다면 비선형요소를 포함하는 부분의 전달함수 N_d 를 표현하기 위한 가장 좋은 방법은 외부입력 x_2 의 크기 l 의 함수로 주어지는 DIDF보상기를 사용하는 것이다[18].

기술함수의 조건을 만족하면서 외부입력 x_2 의 크기 l 의 함수로 주어지는 보상기를 실현하기 위한 하나의 방법으로 여기서는 문헌 [22]의 표현을 이용한다.

$$N_d(l) = N_p(l) + jN_q(l), \quad (l > 0) \quad (9)$$

$$N_p(l) = k_p l^2, \quad N_q(l) = k_q l^2 \quad (10)$$

이때 N_d 가 가지는 두 입력신호의 주파수의 비

$$\gamma = \omega_2 / \omega_1 \quad (11)$$

가 무리수라는 가정을 둔다면, 보상기의 두 파라미터 k_p 와 k_q 는 정수로 취할 수 있다.

식(9)의 DIDF보상기를 그림 2의 페루프시스템에 적용하는 경우를 생각하여 보자. 이 경우 페루프시스템의 안정성

은 나이퀴스트 정리에 의하여 제어대상 $G(j\omega)$ 의 나이퀴스트 궤적과 복소평면상의 새로운 임계점인 $-1/[K_y(1+N_d)]$ 의 값에 의존하게 된다. 다시 말하면, $G_p(s)$ 는 적어도 하나 이상의 불안정 극을 가지므로(즉 $N \geq 1$) $G(j\omega)$ 의 나이퀴스트 궤적이 임계점을 시계방향으로 N 회 둘러싸도록 새로운 임계점이 설정되어야 한다는 것이다. 따라서 남은 문제는 그림 2의 페루프시스템이 주어진 설계사양을 만족시키는 PID제어기 $G_c(s)$ 가 존재하도록(즉 K_p, T_I , 및 T_D 의 취득이 가능하도록) N_d 의 두 변수 k_p 와 k_q 를 어떻게 설정하는가 하는 것이다.

3.2 N_d 의 실현

식(11)이 무리수이며 동시에 $\omega_2 \gg \omega_1$ 가 만족된다는 가정 아래 N_d 의 실수부를 구성법을 생각하여 본다[19]. 먼저 식(10)의 관계와 조건 $\omega_2 \gg \omega_1$ 에 의해 x_1 은 x_2 에 비해 변화가 거의 없는 것으로 가정할 수 있으므로 실수부 N_p 는 l 의 함수로 된다. 이러한 사실을 이용하여 두 개의 입력을 가지는 비선형성 $N_d(l)$ 의 (실수부의) 입출력 관계는 다음으로 주어진다.

$$y(x_1, x_2) = 2k_p x_1 x_2^2, \quad x_1 \in (-h, h), \quad x_2 \in (-l, l) \tag{12}$$

한편 N_d 의 허수부에 대해서도 식(12)과 동일한 형태의 식(즉 $2k_q x_1 x_2^2$)이 얻어지나, 허수 'j'의 실현을 위하여 '90° 위상이동'이 필요하다. 이상의 관계로부터 비선형 요소 N_d 로 주어지는 DIDF는 그림 3의 블록선도를 이용하여 실현 가능하다[17].

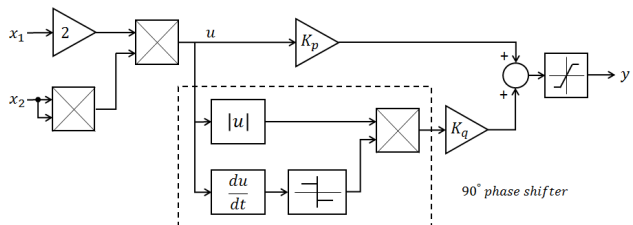


그림 3 DIDF 보상기의 구조
Fig. 3 The Construction of complex DIDF

3.3 DIDF보상기의 계수설정

그림 2와 같은 형태의 시스템, 즉 불감시간을 가진 불안정한 제어대상에 DIDF보상기를 삽입하여 페루프의 안정화를 시도하고, 여기에 기존의 PID제어기의 파라미터 설정법(예를 들어 Ziegler-Nichols법 등)을 적용함으로써 비교적 용이하게 응답특성이 우수한 PID제어기의 파라미터를 얻을 수 있다. 이 과정에서 앞서 언급한 바와 같이 제어대상의 특성에 따라 단순히 DIDF보상기만의 삽입으로 페루프의 안정화를 할 수 없는 경우에는 P(비례) 또는 PD(비례-미분)제

어를 이용한 내부루프를 구성하여 대상의 안정화를 시도한 뒤 여기에 DIDF를 적용하는 것이다(3.4절 참조).

이때 문제는 PID제어기의 파라미터 설정을 용이하게 할 수 있도록 하는 보상기의 변수 k_p, k_q 및 K_y 를 어떻게 설정하느냐 하는 것이다. 본 논문에서는 그림 2에서 PID부분 $G_c(s)$ 을 제외한 제어대상 $G(s)$ 와 식(9)의 N_d 로 이루어진 페루프시스템의 안정성을 비선형보상기 N_d 로서 확보하는 방법을 제안한다. 다시 말하면 페루프의 특성다항식

$$1 + K_y(1 + N_d)G(s) = 0 \tag{13}$$

의 근은 $G(s)$ 의 나이퀴스트 궤적과 복소평면상의 점 $-1/K_y(1 + N_d)$ 에 의해 결정된다는 점을 이용하는 것이다.

여기서는 PID제어기의 파라미터 설정을 위한 두 가지 방법, 즉 i) 페루프의 응답특성에 바탕을 둔 방법, ii) 제어대상의 계단응답에 바탕을 둔 방법을 상정하여, 각각의 경우에 대한 그림 3으로 정의된 DIDF의 두 변수 k_p 와 k_q , 및 이득 조정용 변수인 K_y 의 조정방법을 제시한다.

(1) 페루프응답특성을 이용하는 방법

이 방법은 제어대상 $G(s)$ 가 DIDF보상기에 의해 안정화가 가능한 경우에 해당한다. 다시 말하면, $G(s)$ 의 나이퀴스트 궤적이 새로운 임계점 $-1/K_y(1 + N_d)$ 을 시계방향으로 $G_p(s)$ 의 불안정 극의 개수만큼 회전하도록 하는 보상기의 변수 k_p 와 k_q , 및 K_y 가 존재하는 경우를 의미한다. 이 경우 보상기의 삽입에 의해 페루프의 전달함수는 식(13)과 식(9)로부터

$$1 + K_y [1 + N_d(l)] G(j\omega) = 0 \rightarrow K_y G(j\omega) = -\frac{1}{[1 + N_d(l)]} \tag{14a}$$

로 되며, 따라서 임계점의 실수부와 허수부는 각각

$$p_e = -\frac{N_p + 1}{(N_p + 1)^2 + N_q^2} + j \frac{N_q}{(N_p + 1)^2 + N_q^2} \tag{14b}$$

로 주어진다. 이때 식(14b)의 N_p 와 N_q 는 식(10)으로부터 k_p, k_q 뿐만 아니라 입력신호의 진폭 l 의 함수로 된다는 점이 유의하다. 점 p_e 의 위치를 $K_y G(j\omega)$ 의 궤적 내에서 어디에 설정하는가 하는 문제는 감도함수의 크기(즉 강인성)와 계단응답특성(오버슈트, 정정시간 등)과 밀접한 관계가 있기 때문에 시뮬레이션 등을 통한 몇 번의 반복을 통하여 결정하는 것이 바람직하다.

일단 DIDF보상기가 적용되어 페루프의 안정성을 확보하고 여기에 기존의 PID제어기의 계수설정법을 적용한다. 일반적인 것으로 알려진 한계감도법의 경우는 시스템의 특성을 두 종류, 즉 한계이득과 한계주파수에만 의존하기 때문에 항상 만족스러운 응답특성을 보여주는 것은 아니지만 대체로 양호한 특성을 나타내는 것으로 알려져 있다[1]. 그러나 본 논문에서 제안한 보상기의 특성으로 인해 동일한 PID 계수설정법을 적용하였음에도 불구하고 기존의 방법에 비해 상당히 양호한 응답특성을 보여주고 있다(제4장 참조).

2) 그림 2에서 PID제어기 $G_c(s)$ 을 제거한 상태를 의미한다.

(2) 제어대상의 계단응답을 이용하는 방법

먼저 DIDF보상기에 의한 페루프시스템 식(14a)가 안정화되기 위한 보상기의 조건을 알아보자. 즉 식(14a)에서 $K_1 \equiv K_g [1 + N_d(l)]$ 로 두고 불감시간을 가지는 일차지연시스템

$$G(s) = \frac{K}{Ts-1} e^{-Ls} \quad (15)$$

이 안정화되기 위하여 필요한 K_1 의 조건을 확인한다. 이를 위해 식(15)의 불감시간은 테일러급수전개를 이용하면 $e^{-Ls} \approx 1 - Ls + 0.5L^2s^2$ 로 주어지므로 이를 식(15)에 대입하면 페루프의 분모다항식은

$$0.5K_1KL^2s^2 + (T - K_1KL)s + (K_1K - 1) = 0 \quad (16)$$

로 됨을 쉽게 확인할 수 있다. 여기에 Routh-Hurwitz의 정리를 적용하면 식(16)이 안정한 극을 가지기 위한 조건은

$$\frac{1}{K} < K_1 < \frac{T}{LK} \quad (17)$$

로 된다. 따라서 식(15)가 DIDF보상기에 의해 안정화되기 위해서는 먼저 $T/L > 1$ 의 조건과 동시에 DIDF의 파라미터 k_p, k_i , 및 K_g 로 결정되는 K_1 이 식(17)의 조건을 만족하도록 설정되어야 함을 알 수 있다. 이와 같은 두 가지의 조건이 만족되지 않는 경우에는 적절한 보상기(P 혹은 PD)로서 내부루프를 형성하여 시스템의 안정성을 먼저 확보하는 것이 필요하다[14]~[16]. 본 논문에서는 DIDF보상기를 적용한 그림 4와 같은 형식의 구조를 생각한다.

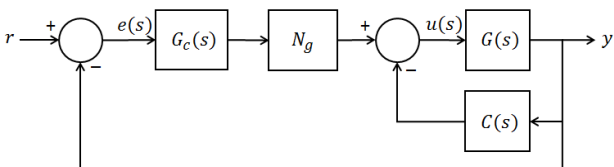


그림 4 내부루프를 가지는 PID-DIDF 제어기
Fig. 4 PID-DIDF Controller Structure with an inner loop

그림 4에서 $G_c(s)$ 는 식(7)의 PID제어기, $G(s)$ 는 불감시간을 가지는 불안정한 제어대상, $C(s) = K_1 + K_2s$ 는 제어대상의 안정화를 위한 보상기이다. 또한 N_g 는 DIDF보상기로서 식(9)로부터 다음으로 주어진다.

$$N_g = K_g [(1 + N_p) + jN_i] \quad (18)$$

먼저 $C(s)$ 를 이용하여 내부루프의 안정성이 확보되었다면 여기에 PID 계수설정법을 적용하여 세 개의 변수 (K_p, T_I, T_D)를 결정한다. 이때 가장 간단하면서 효율적인 방법은 내부루프의 계단응답을 이용하는 것이다. 이는 안정성이 확보된 내부루프에 크기 1을 가지는 계단신호를 인가하

면 대부분의 경우 응답은 S자형의 곡선으로 된다. 이 곡선에서 가장 기울기가 급한 지점에서의 접선의 기울기를 R (반응속도), 이 접선이 x 축과 만나는 시각을 L (불감시간), 및 제어량(즉 출력)의 최종값을 K (정상이득)로 각각 둔다. 이 세 종류의 파라미터를 이용하여 PID제어기의 계수를 설정하는 여러 종류의 방법이 알려져 있다[1].

그러나 이 방법은 제어대상을 ‘1차 지연+불감시간’의 형태로 근사화 하여 적용하는 것을 전제로 하고 있기 때문에 이것의 적용을 위해서는 세 종류의 파라미터 R, L , 및 K 값의 정확한 관측이 필수적이지만, 일반적으로 불감시간을 가지는 제어대상에 대해서는 S자 모양의 반응곡선을 얻기란 쉽지 않다. 본 논문에서는 DIDF보상기를 삽입함으로써 전체 시스템의 이득과 위상특성에 변화를 주고 이로부터 단위계단 응답을 얻는다면 대부분의 경우 S자 모양의 반응곡선을 얻을 수 있으며³⁾, 이 결과에 기존의 방법을 적용하여 PID제어기의 파라미터를 결정하는 것이다.

한편 그림 4와 같이 내부루프를 이용한 시스템은 결과적으로 DIDF보상기를 루프 상에 가지는 2자유도 구조로 된다. 즉 그림 4로부터 제어신호는

$$u(s) = N_g \left(K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s \right) (r - y) - (K_1 + K_2 s) y \quad (19)^4$$

$$= K_p' (b_n r - y) + N_g K_I \frac{1}{s} + K_D' (c_n s r - s y)$$

로 된다. 단

$$K_p' = N_g K_p + K_1, \quad K_D' = N_g K_D + K_2$$

$$b_n = \frac{N_g K_p}{N_g K_p + K_1}, \quad c_n = \frac{N_g K_D}{N_g K_D + K_2} \quad (20)$$

이다. 여기서 식(16)은 잘 알려진 2자유도의 형식을 하고 있기 때문에

$$F(s) = \frac{c_n (T_I' T_D') s^2 + b_n (T_I') s + 1}{(T_I' T_D') s^2 + (T_I') s + 1} \quad (21)$$

로 주어지는 기준신호필터(set-point filter) $F(s)$ 를 이용하면 내부루프를 제거한 형식으로 변환가능하다[23]. 이를 위해서 먼저 DIDF를 가지는 PID제어기 $N_{PID}(s)$ 는 식 (19)~(21)을 참조하면

$$N_{PID}(s) = K_p' + \frac{K_I'}{s} + K_D' s \quad (22)$$

$$= (N_g + K_1) + \frac{N_g K_I}{s} + (N_g K_D + K_2) s$$

$$= (K_1 + K_2 s) + N_g \left(K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s \right)$$

로 된다. 이로부터 PD에 의한 내부루프를 가지는 시스템은

- 3) DIDF의 파라미터 k_p 와 k_i 및 K_g 를 조절하면 어렵지 않게 반응곡선을 얻을 수 있다.
- 4) 여기서 변수 K_p, K_I, K_D 은 식(7)로부터 쉽게 얻어진다.

결과적으로 입력신호필터를 가지는 그림 2와 동일한 형식의 시스템이라는 사실을 알 수 있다(그림 5 참조). 한편 그림 5의 실현을 위해서는 식(18)의 필터 $F(s)$ 의 계수 항에 나타나는 복소수인 N_g 의 처리가 필요하다. 필터 $F(s)$ 의 분자다항식의 계수는

$$c_n T_I' T_D' = \frac{N_g K_D}{K_D'} \cdot \frac{K_P'}{K_I'} \cdot \frac{K_D'}{K_P'} = \frac{K_D}{K_I} \quad (23a)$$

$$b_n T_I' = \frac{N_g K_P}{K_P'} \cdot \frac{K_P'}{K_I'} = \frac{K_P}{K_I} \quad (23b)$$

로 되어 실수로 된다. 한편 분모다항식의 경우는

$$T_I' T_D' = \frac{K_P'}{K_I'} \cdot \frac{K_D'}{K_P'} = \frac{K_D'}{K_I'} = \frac{N_g K_D + K_2}{N_g K_I} \quad (24a)$$

$$T_I' = \frac{K_P'}{K_I'} = \frac{N_g K_P + K_1}{N_g K_I} \quad (24b)$$

로 되어 식(18)로 주어지는 N_g 를 포함한다. 그러나 대부분의 경우 $|1+N_p| \gg |N_q|$ 의 관계를 만족하도록 계수가 설정되기 때문에 $N_g \approx K_g(1+N_p)$ 로 두면 식(24)은 다음과 같이 실수로 정의할 수 있다.

$$T_I' T_D' \approx \frac{K_D}{K_I} + \frac{K_2}{K_I} \cdot \frac{1}{K_g(1+N_p)} \quad (25c)$$

$$T_I' \approx \frac{K_P}{K_I} + \frac{K_1}{K_I} \cdot \frac{1}{K_g(1+N_p)} \quad (25d)$$

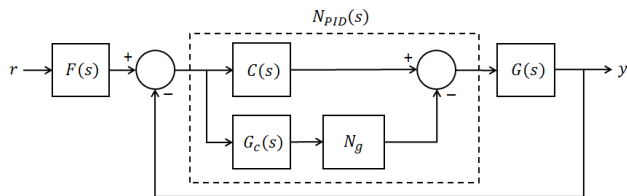


그림 5 2자유도를 이용한 제어기의 구조

Fig. 5 Controller Structure using 2 DOF

이상 두 종류의 방법에 의한 DIDF보상기의 파라미터 k_p 와 k_y 의 결정법은 다음과 같이 요약할 수 있다.

- (1) 주어진 제어대상 $G(s)$ 에 대한 나이퀴스트 선도를 작성하여 이득 K_g 와 DIDF보상기로서 페루프의 안정화가 가능한지를 확인하고, 가능한 경우 새로운 임계점의 위치 $(p+jq)$ 를 결정한다.
- (2) 만약 안정화가 불가능하다면 $C(s)$ 로서 내부루프를 형성하여 제어대상의 안정화를 확보한 뒤 (1)의 과정을 재실행한다.
- (3) 식(14)와 (9)의 관계, 즉

$$-\frac{1}{K_g[1+N_d(l)]} = p+jq \quad (26)$$

를 이용하여 보상기의 두 변수 k_p 와 k_y 를 얻는다.

본 논문에서는 그림 3으로 정의되는 보상기를 제어대상에 적용하여 그의 (페루프 또는 개루프) 응답이 기존의 PID제어기의 파라미터 조정법이 쉽게 적용 가능한 최적의 환경을 만들어 내는 과정으로 볼 수 있다. 다시 말하면 비선형요소의 삽입으로 인해 페루프시스템의 안정성, 응답특성 및 외란억제 등의 성능이 향상될 수 있다는 점에 그 특징을 두고 있다.

● 페루프 안정성

DIDF이론은 원래 시스템에 발생할 수 있는 불안정성, 리미트 사이클 및 응답속도의 저하 등을 개선하기 위하여 제안되었으며, 또한 리미트 사이클의 상태에 있는 통상적인 선형시스템은 일반적인 의미에서 불안정한 모드를 발생시키지 않는 것으로 알려져 있다[17]. 선형시스템에서는 여러 가지 이유로 시스템이 불안정으로 될 가능성이 항상 존재하지만, 리미트 사이클의 상태에는 페루프의 동특성이 변동하거나, 불안정으로 될 가능성이 상당히 낮다. 이는 비선형성 N_d 의 삽입으로 인하여 나이퀴스트 선도의 임계점 $(-1+j0)$ 가 복소평면상의 다른 곳(그림 2의 경우 $-1/K_g(1+N_d)$)으로 이동하였기 때문에 안정성의 확보가 가능하게 된 것으로 볼 수 있다.

대부분의 안정한 시스템에서 (비선형성의 삽입으로) 발생하는 리미트 사이클 상태에서는, 루프이득이 리미트 사이클을 지속할 수 없을 정도로 감소되어 페루프가 불안정으로 되었을 경우에 한하여 전체 시스템의 안정성을 상실한다는 것이 알려져 있다[18]. 본 논문의 경우 안정한 시스템에 비선형성을 삽입하여 전체 시스템을 리미트 사이클의 상태로 가져가는 상황을 고려하고 있기 때문에, 비선형성의 삽입과 관계없이 전체 시스템의 안정성은 항상 유지가 가능하다.

따라서 그림 2의 구조에서도 페루프의 안정성에는 변화가 없으므로 출력 $y(t)$ 가 목표신호 $r(t)$ 를 추종할 것이라는 사실도 변화가 없다. 그러나 DIDF의 삽입으로 시스템이 수렴평형점(convergent equilibrium point)을 중심으로 리미트 사이클의 상태로 되며, 이 결과로 미소한 진동성분이 출력에 나타나기는 하지만, 일반적으로 아주 작은 크기를 가지기 때문에 문제로 되지는 않는다[5].

4. 예 제

먼저 본 논문에서는 설계된 제어기의 성능과 관련하여 다음의 지표를 이용하여 확인하기로 한다.

I) 오차의 적분과 관련된 가장 일반적인 아래 세 종류의 지표

$$\begin{aligned} IAE &= \int_0^{\infty} |e(t)|dt, \quad ISE = \int_0^{\infty} e^2(t)dt, \\ ITAE &= \int_0^{\infty} t|e(t)|dt \end{aligned} \quad (27)$$

5) 이와 같은 미소진동을 억제하기 위해서는 외부입력 x_2 의 진폭 l 을 가능한 작게 설정하는 것이 바람직하다.

ii) 오버슈트의 크기를 이용하여 기존의 설계결과와 비교를 수행한다. 위식에서 $e(t)$ 는 기준신호 $r(t)$ 와 출력 $y(t)$ 와의 오차를 나타낸다.

제어기의 강인성과 관련해서는 그의 지표가 되는 감도함수(Sensitivity function)의 최대값의 계산이 어렵기 때문에 여기서는 제어대상이 가지는 불감시간의 크기 또는 불안정극의 위치를 변화시킨 결과에 대해 위의 지표 i), ii)로서 비교·평가하였다.

- 내부루프 없이 DIDF보상기로서 시스템의 안정화가 가능한 경우:

[예제 1] Normalized Dead-Time⁶⁾ 값 τ 이 작은 경우: 논문 [9],[12],[15]에 나타나는 $\tau=1/6$ 의 값을 가지는 시스템

$$G(s) = \frac{1}{s-1} e^{-0.2s} \quad (28)$$

에 대한 설계를 수행한 결과를 그림 6에 나타내었다. 여기서 보상기의 파라미터로서 $k_p=0.4, k_q=0.3, l=0.2$ 및 $K_y=1$ 로 두었으며, 이 결과로 얻어진 시스템에 한계감도법을 적용하여 얻어진 PID계수의 미세조정을 통하여 최종적인 값을 얻었다. 사용된 PID계수 등 관련변수의 값을 표 1에 정리하였다. 각 방법에 의한 성능지표를 정리한 표 2로부터 계단응답특성은 [9]의 방법을 제외하고 비슷한 특징을 보여주고 있으나, 외란응답특성은 DIDF보상기를 적용한 PID제어기가 훨씬 나은 결과를 보여주고 있음을 알 수 있음을 확인할 수 있다.

또한 제어기의 강인성의 확인을 위해 제어대상의 극을 1에서 1.5로 이동하여 얻은 응답특성을 그림 7에 나타내었으며, 이것의 성능지표를 표 3에 정리하였다. 이는 본 논문에서 제안한 제어기가 가지는 강인성의 일단을 보여주고 있는 것으로 보인다.

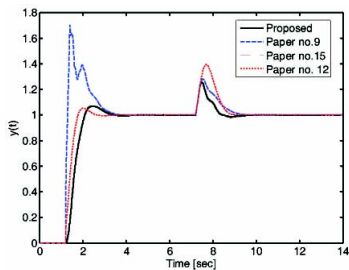


그림 6 [예제 1]의 결과
Fig. 6 Simulation results

6) 불감시간을 가지는 1차 지연시스템 $G(s) = \frac{K}{1+sT} e^{-sL}$ 에 대해서 $\tau = \frac{L}{L+T}$ 로 주어지는 값을 나타낸다. τ 는 0과 1사이의 값을 가지며 값이 커질수록 제어가 어려운 시스템임을 나타낸다.

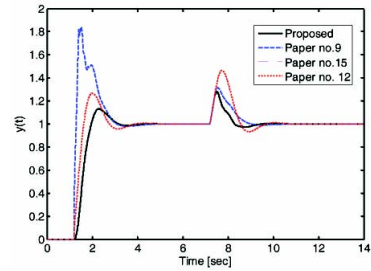


그림 7 극의 이동:1 →1.5)
Fig. 7 Pole is moved

표 1 [예제 1]의 PID 제어기의 파라미터 값
Table 1 PID setting for [Example 1]

Tuning Methods	PID ($G_c(s)$)				기타
	b	K_p	K_I	K_D	
Proposed	0	5.30	4.286	0.02	
Paper no.9	0	4.668	4.167	0.468	no inner loop
Paper no.15	0.393	3.683	3.236	0.117	$K_1=2.236, K_2=0$ 에 해당 (b=0의 경우)
Paper no.12	0.3859	3.642	3.143	0.1137	$K_1=2.236, K_2=0$ 에 해당 (b=0의 경우)

[예제 2] $\tau=1/3$ 인 시스템의 경우: 문헌 [14],[12] 등에 나타나는 시스템

$$G(s) = \frac{4e^{-2s}}{4s-1} \quad (29)$$

에 대한 Simulation결과를 그림 8에 나타내었다. 이 경우 DIDF관련 파라미터는 $k_p=0.7, k_q=0.3, l=0.2$, 및 $K_y=0.3$ 로 각각 설정하였으며, 사용된 PID계수 등은 표 4에 나타내었다. 그림으로부터 알 수 있는 바와 같이 본 논문에서 제안한 DIDF보상기의 사용으로 특히 외란특성이 상당부분 개선되었음을 확인할 수 있으며, 계단응답특성도 기존의 방법에 비해 무난한 수렴특성을 나타내고 있는 것으로 보인다(표 5 참조). 이 경우, 강인성의 확인을 위해 식(24)의 시스템에서 불감시간에 10% 정도의 변동을 인가(즉 2에서 2.2로 변경)한 후 수행한 결과가 그림 9이다. 이로부터 DIDF보상기의 강인성이 확인되었다.

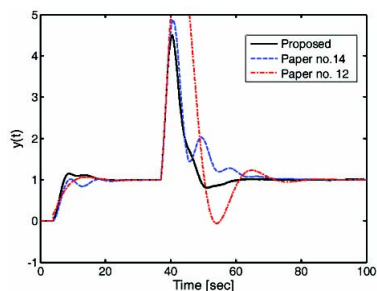


그림 8 [예제 2]의 결과
Fig. 8 Simulation results

표 2 [예제 1]의 결과

Table 2 Simulation results of [Example 1]

Tuning Methods	Set Point				Disturbance			
	ISE	IAE	ITAE	O.S.	ISE	IAE	ITAE	O.S.
Proposed	0.498	0.6751	0.9992	1.0691	0.0238	0.1519	0.2732	0.2538
Paper no.9	0.389	0.7053	1.175	1.7015	0.0432	0.2419	0.4598	0.2831
Paper no.15	0.4981	0.6815	0.5748	1.0609	0.0871	0.3090	0.5653	0.3912
Paper no.12	0.327	0.4457	0.5809	1.0536	0.0905	0.3182	0.5857	0.3948

표 3 [예제 1]의 결과 (극의 이동)

Table 3 Simulation results of [Example 1] (pole is moved)

Tuning Methods	Set Point				Disturbance			
	ISE	IAE	ITAE	O.S.	ISE	IAE	ITAE	O.S.
Proposed	0.4877	0.6922	1.140	1.1294	0.0283	0.1772	0.3727	0.2787
Paper no.9	0.5333	0.8557	1.451	1.8394	0.0523	0.2563	0.4827	0.3153
Paper no.15	0.3496	0.5959	0.9541	1.2733	0.1228	0.3984	0.7902	0.4587
Paper no.12	0.3525	0.6006	0.9851	1.2660	0.1276	0.4099	0.8179	0.4639

표 4 [예제 2]의 PID 제어기의 파라미터 값

Table 4 PID setting for [Example 2]

Tuning Methods	PID ($G_c(s)$)				기타
	b	K_p	K_I	K_D	
Proposed	0.3	1.90	0.19	1.85	2자유도 사용 $K_1=0.32, K_2=0$ 에 해당 (b=0의 경우)
Paper no.14	0.48	0.2978	0.0372	0.3812	
Paper no.12	0.1739	0.4280	0.0263	0.1798	

표 5 [예제 2]의 결과

Table 5 Simulation results of [Example 2]

Tuning Methods	Set Point				Disturbance			
	ISE	IAE	ITAE	O.S.	ISE	IAE	ITAE	O.S.
Proposed	3.39	5.316	29.78	1.3215	42.24	19.27	159.7	3.4628
Paper no.14	3.085	5.415	36.22	1.5509	57.3	28.84	290.2	3.8467
Paper no.12	3.181	4.751	23.92	1.0650	42.24	52.15	603.5	5.6957

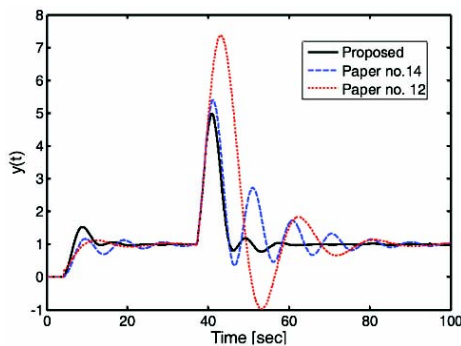


그림 9 불감시간 변동
Fig. 9 Dead Time uncertainty

- 안정화를 위해 내부루프가 필요한 경우:

[예제 3] : 시스템의 특성으로 인해 내부루프를 삽입하지 않고서는 DIDF보상기의 사용이 불가능한 예를 들어 그림 4 또는 그림 5의 형식으로 제어기를 설계하여 그 결과를 기존의 방법 [14]과 비교한다.

$$G(s) = \frac{e^{-1.5s}}{s-1} \tag{30}$$

위 시스템의 정규화 불감시간은 $\tau=0.6$ 으로서 상당히 제어기가 어려운 예의 하나이며, 동시에 $1 < K_1 < 2/3$ 으로 되어 어떤 보상기를 사용하여도 식(17)의 조건을 만족시킬 수 없다. 따라서 DIDF보상기를 적용하기 위하여 PD제어기로서 내부루프를 형성하여 제어대상의 안정화를 먼저 확보하였

다. 최종적인 DIDF보상기의 파라미터는 $k_p = 0.3, k_q = 0.3, l = 0.3$, 및 $K_g = 0.05$ 로 각각 주어졌으며, 시뮬레이션 결과를 그림 10에 나타내었다. 그림으로부터 계단응답특성과, 특히 외란응답특성이 기존의 방법에 비하여 대폭적으로 개선되었음을 볼 수 있다. 표 6에 사용된 제어기의 파라미터 값을 정리하였다.

● 불감시간가지는 불안정한 2차 시스템의 경우

[예제 4] : [9]에서 사용한 시스템

$$G(s) = \frac{27}{(s-0.1)(s+2.8)^3} e^{-0.5s} \quad (31)$$

에 대한 DIDF보상기의 파라미터는 $k_p = 0.3, k_q = 0.3, l = 0.6$, 및 $K_g = 0.2$ 이다. 위 시스템은 내부루프를 사용하지 않고 DIDF보상기만으로 안정화가 가능한 경우에 해당된다. 이때 사용된 PID 계수 값은 표 7에 정리하였다. DIDF보상기의 경우 초기응답특성이 약간 늦은 경향이 있지만, 기존의 방법에 비해 오버슈트와 외란특성의 면에서 훨씬 나은 효과를 보이는 것을 알 수 있다.

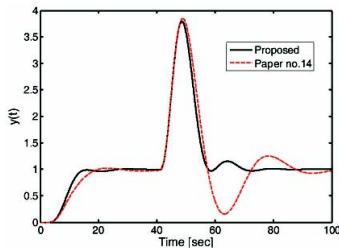


그림 10 [예제 3]의 결과
Fig. 10 Simulation Results

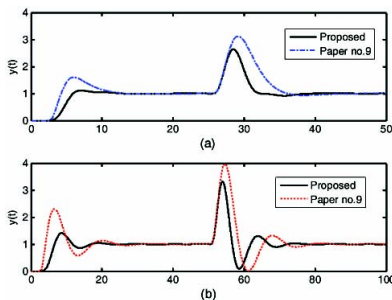


그림 11 [예제 4]의 결과
Fig. 11 Simulation Results

표 6 [예제 3]의 PID 제어기의 파라미터 값
Table 6 PID setting for [Example 3]

Tuning Methods	PID ($G_c(s)$)			Inner ($C(s)$)	
	K_P	K_I	K_D	K_1	K_2
Proposed	0.5910	0.084	1.034	1.1	0.60
Paper no.14	0.02	0.0054	0.0672	1.011	0.61

또한 식(26)의 불안정 극을 0.1에서 0.3으로 이동하여 시뮬레이션을 수행한 결과를 그림 11(b)에 표시하였다. 앞의 예로 마찬가지로 본 논문의 방법에 의한 페루프시스템의 강인성을 확인할 수 있다.

PID 제어기의 장점 중의 하나로서 현장에서의 간단한 튜닝을 들 수 있을 것이다. 위 예제를 위한 PID제어기의 파라미터 설정에는 기존의 방법 중 가장 간단한 한계감도법이나 계단응답법 등을 사용하였다. 그러나 이로부터 얻어진 데이터로부터 항상 최상의 응답특성을 얻을 수 있는 것은 아니기 때문에[1] 많은 경우 최종설정을 위한 파라미터의 미세조정의 필요성이 요구된다. 이 경우 특히 비례득 K_p 의 미세조정이 중요한 역할을 한다. 위의 예제에서 사용된 PID제어기의 파라미터는 대부분 약간의 미세조정을 거쳐 결정된 것이다.

5. 결 론

본 논문에서는 비교적 제어가 어려운 시스템으로 간주되는 불감시간을 가지는 불안정한 시스템을 제어하기 위한 PID제어기의 설계법의 하나로 비선형요소인 DIDF보상기를 이용한 방법을 제안하였다. PID제어기는 오랜 역사를 가지는 제어기법으로 불안정한 시스템에 대해서도 다양한 종류의 PID제어기법이 제안되었지만, 양호한 입력 및 외란특성을 보이면서 동시에 페루프의 강인성을 확보할 수 있는 PID 제어기의 파라미터 튜닝(tuning)은 법은 아직 존재하지 않는 것 같다. 본 연구에서는 비선형요소인 DIDF보상기를 루프내부에 삽입함으로써 기존 PID설계법이 가지는 한계를 극복하여 좀 더 나은 성능을 제어성능을 나타낼 수 있는 방법을 제시하였다.

먼저 DIDF보상기가 가지는 특징을 이용하여 페루프의 임계점을 적절한 곳으로 이동시킴으로써 간단한 기존의 PID계수설정법의 적용이 가능하다는 것을 보이고, 이를 위한 보상기에 필요한 파라미터 k_p, k_q , 및 K_g 의 설정을 위한 두 종류의 기법을 제안하였다. 이 과정에서 시스템의 특성, 예를 들어 불감시간의 크기 등으로 인해 DIDF보상기만으로 페루프의 안정성이 확보되지 않는 경우에는 PD등을 이용한 내부루프를 이용하여 시스템을 먼저 안정화한 뒤에 보상기를 적용하였다. 이는 결과적으로 DIDF보상기를 가지는 2자유도의 형식이라는 것을 확인하였다. 본 논문의 방법으로 얻을 수 있는 효과는 대략 다음과 같이 요약할 수 있을 것이다.

- (1) 불안정한 시스템의 안정화와 강인성의 확보를 위한 DIDF보상기의 계수 k_p, k_q, l , 및 K_g 의 설정방법을 제시하였다.
- (2) DIDF보상기만으로 페루프의 안정화가 불가능한 시스템의 경우는 내부루프를 설정하여 시스템의 안정화를 확보한 후 DIDF보상기를 적용하였다. 이는 결과적으로 DIDF보상기의 2자유도 구조됨을 보였다.
- (3) 페루프시스템의 강인성을 향상되었음을 시뮬레이션을 통하여 확인하였다.

현재 본 논문에서 제안한 방법을 태양광의 추적 장치를

이용한 실내의 밝기 제어와 관련된 연구에 적용하여 그 결과를 관찰 중이다. 특히 외부에 설치해야 하는 태양광 추적 장치의 외란억제 성능 등에 효과를 보이고 있는 것으로 확인되었으며 이에 대한 정확한 결과는 다음 기회에 발표할 예정이다.

본 논문의 향후의 과제로서 ① DIDF보상기의 파라미터를 효과적으로 결정하기 위한 수식 등의 유도, ② 페루프의 강인성과 DIDF보상기 계수와의 관계를 수학적으로 좀 더 명확히 하며, 마지막으로 ③ 불감시간의 크기와 DIDF보상기와 의 관련성을 확보하는 것 등을 들 수 있을 것이다.

감사의 글

이 논문은 부경대학교 자율창의학술연구비(2013년: C-D-2013-0546)에 의하여 연구되었습니다.

References

[1] Nobuhide Suda, PID Control, Asakura Syoten(1992)
 [2] K. Astrom and T. Hagglund, "The future of PID control," Control Engineering Practice, no.9, pp.1163-1175 (2001)
 [3] H. Panagopoulos, K. Astrom and T. Hagglund, "Design of PID controllers based on constrained optimization," IEE Proceedings of Control Theory Application, vol. 149, no. 1, pp. 32-40 (2002)
 [4] G.J.Silva, A.Datta and S.P.Battacharyya,"New Results on the Synthesis of PID Controllers," IEEE Trans. on Auto. Contr., vol 47, no.2, pp. 241-252 (2002)
 [5] S.Skogestad, "Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning," J. of Process Control, no. 13, pp. 291-209 (2003)
 [6] W.K. Ho, C.C. Hang, and L.S. Cao,"Tuning of PID controllers based on gain and phase margin specifications", Automatica, vol. 31,no. 3, pp.497-502 (1995)
 [7] W.K. Ho, C.C. Hang and J. Zhou,"Self-tuning PID control of a plant with under-damped response with specifications on gain and phase margins", IEEE Trans. Control System Technology, vol. 5, pp. 446-452 (1997)
 [8] K. Astrom and T. Hagglund, " Revisiting the Ziegler-Nichols step response method for PID control," Journal of Process Control, no.14, pp. 635-650 (2004)
 [9] G.M. Malwatkar, P.T. Bhosale, and S.D. Nikam,"PID Controllers Tuning for Improved Performance of Unstable Processes", Intl. Conf. on Advances in Computing, Control, and Telecommunication Technologies, pp.624-628 (2009)
 [10] Shafiei, Z. and A.T. Shento,"Tuning of PID-type controllers for stable and unstable systems with time delay",Automatica, 30, pp. 1609-1615 (1994)
 [11] Ching-Hung Lee and Ching-Cheng Teng,"Tuning of PID controllers for unstable processes based on gain and phase margin specifications: a fuzzy neural approach", Fuzzy Sets and Systems, 128, pp.95-106

(2002)
 [12] Ya-Gang Wang and Xiao-Ming Xu,"PID Tuning for Unstable Processes with Sensitivity Specification", 20a09 Chinese Control and Decision Conference(CCDC 2009), pp.3460-3464
 [13] P.N. Paraskevopoulos, G.D. Pasgianos, and K.G. Arvanitis,"PID-type controller tuning for unstable first order plus dead time processes based on gain and phase margin specification", IEEE Trans. Control Syst. Technology, vol.14, no. 5, pp. 926-936 (2006)
 [14] C. Xiang and L.A. Nguyen,"Control of Unstable Processes with Dead Time by PID Controllers", ICCA2005 (2005)
 [15] Ya-Gang Wang and Wen-Jian Cai,"Advanced PID Tuning for Integrating and Unstable Processes with Gain and Phase Margin Specifications", Ind. Eng. Chem. Res. 41, pp.2910-2914 (2002)
 [16] M. Shamsuzzoha and Moonyong Lee,"IMC-PID Controller Design for improved Rejection of Time-Delayed Processes", Ind. Eng. Chem. Res. 46 pp.2077-2091 (2002)
 [17] J. E. Gibson, Nonlinear Automatic Control, McGraw Hill Book Co., New York, NY, (1963)
 [18] C. West, J. L. Douce, and R. K. Livesley, "The dual input describing function and its use in the analysis of nonlinear feedback systems," Proc. IEE vol. 103B, pp.463 474 (1955)
 [19] Y.W.Choe and H.Y.LEE, 'Periodic Disturbance Cancellation by DIDF Method', ICCA2009 (2009)
 [20] Y.W. Choe,"A Method for Performance Improvement of PID Control by DIDF method", 9th Asian Control Conference, (2013)
 [21] A. Gelb and W.E. Vander Velde, "Multiple Input Describing Functions and Nonlinear System Design," McGraw Hill, (1965)
 [22] E. C. Servetas, "A Non Linear Electronic Compensator for Automatic Control Systems," IEEE Trans. on Industrial, Electronics and Control Instrumentation, vol. IECI 22, no.2, pp.201 208 (1975)
 [23] K.J. Astrom and T. Hagglund, Advanced PID Control, ISA-Instrumentation. Systems, and Automation Society (2006)

저 자 소 개



최연욱 (崔然旭)

1978년 한양대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1980년 한양대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1990년 일본 Kyoto Univ. 전기과 졸업(공학박사). 1990~현재 부경대학교 공과대학 제어계측공학과 교수