

# 선형피드백시스템에 대한 직접학습제어

## Direct Learning Control for Linear Feedback Systems

安 鉉 埴<sup>†</sup>  
(Hyun-sik Ahn)

**Abstract** - In this paper, a Direct Learning Control (DLC) method is proposed for linear feedback systems to improve the tracking performance when the task of the control system is repetitive. DLC can generate the desired control input directly from the previously learned control inputs corresponding to other output trajectories. It is assumed that all the desired output functions given to the system have some relations called *proportionality* and it is shown by mathematical analysis that DLC can be utilized to generate additional control efforts for the perfect tracking. To show the validity and tracking performance of the proposed method, some simulations are performed for the tracking control of a linear system with a PI controller.

**Key Words:** Direct Learning Control, Linear Feedback Systems, Iterative Learning Control, Tracking Control.

### 1. 서 론

반복학습제어(Iterative Learning Control: ILC)는 용접, 도장 및 부품조립작업 등을 반복적으로 수행하는 산업용 로봇이나 동일한 제품을 반복적으로 생산하는 수치제어 공작기계 등의 추종응답성능을 개선하기 위하여 제안되었다. 제어대상 시스템의 동작특성에 따라 ILC의 적용이 제한되지만 시스템에 대한 정확한 수학적 모델링을 요구하지 않으면서 반복시행만을 통하여 정밀추종이 가능한 효과적인 방법이다 [1]-[6]. 개루프제어를 목적으로 사용되기 시작했던 ILC를 피드백시스템과 결합시킴으로써 학습과정에서 소요되는 시간을 줄일 수 있고, 특히 학습과정 시 초기오차를 크게 줄일 수 있게 되었다 [7].

그러나 유한시간구간에서 주어진 기준궤적에 일부의 변경이 발생하여도 기존에 학습되어 저장되어 있는 제어입력을 이용하지 못하고 반복학습과정을 처음부터 다시 시작하여야 한다는 단점이 있다. 예를 들어 아크용접을 하는 로봇에서 용접부위는 공간적으로 동일하지만 용접시간을 줄이거나 늘이는 경우, 시간에 대한 함수인 기준궤적함수가 변경되므로, 기존의 저장되어 있는 제어입력을 이용하지 못하고 학습과정을 처음부터 다시 반복해야만 하는 것이다.

대표적인 예로서 Xu 등은 XY-테이블에서 원을 그리는 경우를 고려하였다 [8],[9]. 첫 번째 경우는 동일한 주기를 갖지만 반경이 다른 여러 가지 원을 그리는 경우이고, 두 번째 경우는 동일한 반경을 갖지만 주기가 다른 원들을 그리는 경우이다. 전자의 경우는 각 기준함수가 동일한 시간구간에 대

여 정의되면서 크기가 비례적인 경우이고, 후자의 경우에는는 각 기준함수들이 시간축 스케일링 조절에 의하여 동일한 함수로 취급될 수 있는 경우이다. ILC를 적용하여 위와 같은 원 궤적들을 추종하도록 할 때 모든 경우에서의 기준궤적이 서로 다른 함수이므로 각 경우에 대하여 모두 반복학습과정을 수행하여야만 한다.

그러나 위의 경우들에서 기준궤적들이 서로 다른 형태를 갖더라도 제어대상시스템의 동특성은 동일하므로 각 기준궤적에 대하여 학습된 제어입력들은 분명히 서로 연관성을 갖고 있으며 또한 시스템에 대한 많은 정보를 포함하고 있음에 틀림없다. 이러한 이전 제어정보를 효과적으로 이용하기 위하여 직접학습제어(Direct Learning Control: DLC)가 제안되었다 [8].

제어대상시스템에 대하여 원하는 출력궤적이 과거에 학습되었던 궤적들과는 다른 새로운 형태로 주어졌을 때, 이전 출력궤적들을 얻기 위하여 사용되었던 제어입력들을 이용하여, 새로운 출력궤적에 대응되는 원하는 제어입력을 반복과정 없이 직접적으로 구할 수 있도록 하는 것이 DLC 방법이다. DLC의 적용을 위해서는 기존의 출력궤적들과 새로 주어진 출력궤적사이에 비례성(proportionality)이라는 특정한 관계가 만족되어야 한다. 위에서 설명한 여러 가지 주기를 갖고 다양한 반경의 원을 그리는 경우가 비례성을 갖는 궤적들의 좋은 예이다.

ILC가 처음에는 개루프시스템제어를 목적으로 개발되었으나 점차 기존의 피드백시스템과 연계하여 동작하도록 발전되었듯이, 개루프제어를 목적으로 처음 개발된 DLC도 피드백시스템으로 확장 적용될 수 있음이 시뮬레이션 결과로는 보여진 바 있다 [1]. 그러나 DLC를 포함한 피드백시스템의 오차 수렴성에 대한 수학적 해석은 충분히 제시되지 못했다.

본 논문에서는 제어대상시스템에 인가되는 원하는 출력궤적이 반복적이지 않더라도 기존의 인가되었던 출력궤적과 어

<sup>†</sup> 교신저자, 正會員 : 國民大 工大 電子情報通信工學部 教授  
E-mail : ahs@kookmin.ac.kr

接受日字 : 2004年 10月 27日

最終完了 : 2005年 1月 4日

면 관계를 가질 때 시스템 내부의 피드백제어기와 DLC를 효과적으로 결합시킴으로써, 반복학습과정 없이 추종성능을 크게 향상시킬 수 있는 방법을 제안한다. 제안된 방법을 적용한 피드백시스템에 대하여 오차 수렴성이 보장됨을 수학적 해석을 통하여 보이고, 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 이용하여 제어시스템의 타당성과 추종성능을 검토한다.

### 2. 문제의 정의 및 가정

반복학습제어시스템(ILC)은 주어진 충분조건하에서 다수의 반복시행을 수행함으로써 수렴성이 보장된다. 또한, ILC는 개루프시스템제어를 기본 목적으로 사용되고 있으나 피드백시스템의 제어기와 결합시켜 사용함으로써 반복시행을 수행하는 중의 응답이 최소한 피드백제어기에 의해 보장되는 제어성능을 나타낼 수 있다는 장점을 확보할 수 있다.

피드백시스템에 ILC를 적용하는 기본 구성은 그림 1에 나타낸 바와 같다. 여기서 원하는 출력궤적  $y_d$ 는 주기적 함수로 표현되고 피드백제어기는 시스템의 안정도 및 제어규격을 만족하도록 설계된다 [9]. 그림 1에서 윗첨자  $k$ 를 갖는 변수는  $k$ 번째 반복시행에서의 변수를 나타낸다. 또한, 원하는 출력궤적이 변경될 때마다 많은 횟수의 반복시행을 이용하여 허용오차한계를 만족시키는  $k$ 를 구할 수 있다. 그러나 새로 주어진 원하는 출력궤적이 이전에 학습된 출력궤적과 약간의 크기 스케일링이나 시간 스케일링이 다른 경우에도 반복학습과정은 피할 수 없다.

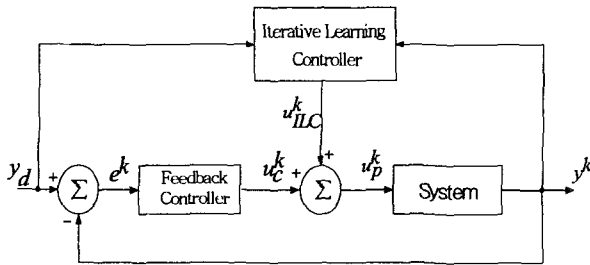


그림 1. ILC를 이용한 피드백시스템의 구성  
Fig. 1. The configuration of a feedback system using ILC.

이와 같은 반복학습과정 없이 적절한 부가적 제어입력을 직접적으로 얻기 위하여, 본 논문에서는 그림 2의 피드백제어 시스템에서처럼 원하는 출력궤적에 대한 정보와 DLC를 이용하여 출력의 완전 추종을 보장하는 부가적 제어입력성분 ( $u_{DLC}$ )을 구하려고 한다. 여기서 주어진 원하는 출력( $y_d$ )은 기존의 학습된 출력들과 "proportional"관계를 가져야 하며 그 정의는 다음과 같다.

정의 1: 만약 어떤 궤적  $y_i(t_i)$ ,  $t_i \in [0, T_i]$ 와 다른 궤적  $y(t)$ ,  $t \in [0, T]$  사이에  $t_i = \rho_i(t) = p_i t$  및  $\rho_i(0) = 0$ ,  $\rho_i(T) = T_i$ 의 관계가 성립하면, 궤적  $y_i(t_i)$ 는 다른 궤적  $y(t)$ 에 "시간 스케일링에 의해 비례 (proportional in time scales)"하다고 한다.

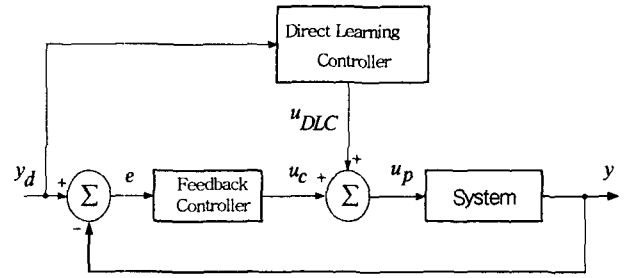


그림 2. DLC를 이용한 피드백시스템의 구성  
Fig. 2. The configuration of a feedback system using DLC.

정의 2: 어떤 궤적  $y_i(t_i)$ ,  $t_i \in [0, T_i]$ 와 다른 궤적  $y(t)$ ,  $t \in [0, T]$  사이에  $k_i^{-1}y_i(t_i) = y(t)$ ,  $k_i^{-1} \neq 0$ 의 관계가 성립하면, 궤적  $y_i(t_i)$ 는 다른 궤적  $y(t)$ 에 "크기 스케일링에 의해 비례 (proportional in magnitude scales)"하다고 한다.

또한, 제어대상시스템에 대하여 다음과 같이 가정한다.

가정 1: 제어시스템의 제어입력 행렬과 출력 행렬의 곱은 비특이 (nonsingular) 하다.

가정 2: 이미 학습에 사용되었던  $l(l \geq 2)$ 개의 출력 궤적  $y_i(t_i)$ ,  $t_i \in [0, T_i]$  이 있고, 이 궤적을 생성할 수 있는 제어입력 프로파일  $u_i(t_i)$ 가 반복학습을 통하여 구해져서 저장되어 있다. 또 이미 학습에 사용되었던  $y_i$ 와  $y_j (i \neq j)$ 에 대하여  $p_i \neq 0$ ,  $p_j \neq 0$  및  $p_i \neq p_j$  ( $i, j = 1, \dots, l$ )이 성립한다.

### 3. 제어입력 수정을 위한 DLC의 적용

그림 2의 피드백시스템에서 개루프시스템에 대한 동적방정식이 다음과 같이 주어졌다고 가정한다.

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{b}u_p(t) \\ y(t) &= \mathbf{c}^T \mathbf{x}(t) \end{aligned} \quad (1)$$

여기서,  $\mathbf{x}(t) \in R^n$ 는 상태벡터,  $u_p(t)$ 와  $y(t)$ 는 각각 제어입력 및 시스템출력이다. 또한, 그림 2에서 피드백제어기가 다음과 같이 선형제어기로 주어지는 경우를 고려하면,

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_c(t) &= \mathbf{A}_c \mathbf{x}_c(t) + \mathbf{b}_c u_c(t) \\ u_c(t) &= \mathbf{c}_c^T \mathbf{x}_c(t) \end{aligned} \quad (2)$$

그림 2의 피드백시스템 전체에 대한 상태방정식은 다음과 같이 정리된다.

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{z}}(t) &= \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{b}\mathbf{c}_c^T \\ -\mathbf{b}_c\mathbf{c}^T & \mathbf{A}_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{b} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} u_{DLC} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{b}_c \end{bmatrix} y_d \\ &= \mathbf{A}\mathbf{z}(t) + \mathbf{b}u(t) + \mathbf{d}y_d(t) \\ y(t) &= \mathbf{c}^T \mathbf{z}(t) \end{aligned} \quad (3)$$

여기서  $\mathbf{z}(t)=[\mathbf{x}(t)^T \mathbf{x}(t)]^T$ ,  $\mathbf{u}(t)$ 는 DLC의 출력 ( $\mathbf{u}_{DLC}(t)$ )이고  $\mathbf{y}(t)$ 는 시스템 출력이다. 우선 그림 2와 같은 형태의 피드백시스템에서 몇 가지 형태의 원하는 출력 궤적이 주어졌을 때 출력의 정밀추종을 위한 제어입력들을 반복학습과정을 통하여 각각 구한 다음 저장해두기로 한다.

기존의 선형제어기를 포함한 시스템에 부가적으로 DLC를 사용함으로써 완전 추종이 가능함을 다음 정리에서 보이기로 하며, 증명과정은 참고문헌 [8]과 유사한 과정을 따라서 수행할 수 있다.

**정리1:** 피드백시스템 (3)에 대하여 가정1, 가정2가 성립하고, 원하는 출력  $y_d(t_d)$ ,  $t_d \in [0, T_d]$ 와 이전에 주어졌던 출력궤적들  $y_i(t_i)$ 는 크기 및 시간 스케일링에서 "proportional" 관계를 갖는다고 가정한다. 즉,  $k_i^{-1}y_i(t_i)=y_d(t_d)$ 이 성립한다. 이때, 원하는 부가적인 제어입력  $u_d(t_d)$ 는 기존에 저장되어 있는 입력  $u_i(t_i)$ 로부터 다음과 같이 직접 구할 수 있다.

$$\mathbf{u}_d(t_d)=[\mathbf{I} \ \mathbf{W}^*]^{-1} \mathbf{W}^* \mathbf{u}_i \quad (4)$$

여기서,  $u_d(t_d)$ 는 시스템의 실제 출력이  $y_d(t_d)$ 와 일치하게 하는 제어입력이고,

$$\mathbf{W}^*=(\mathbf{W}^T \mathbf{W})^{-1} \mathbf{W}^T, \quad \bar{\mathbf{u}}_i=[u_{i1}(t_i), \dots, u_{i1}(t_i)]^T$$

및

$$\mathbf{W}=\begin{bmatrix} k_1 p_1^{-1} & k_1 \\ k_2 p_2^{-1} & k_2 \\ \vdots & \vdots \\ k_i p_i^{-1} & k_i \end{bmatrix}$$

이다.

**증명:** 피드백시스템 (3)에 대한 원하는 제어입력은 다음과 같이 나타낼 수 있으므로,

$$\mathbf{u}(t)=(\bar{\mathbf{c}}^T \bar{\mathbf{b}})^{-1}[\dot{\mathbf{y}} - \bar{\mathbf{c}}^T \bar{\mathbf{A}}\mathbf{z} - \bar{\mathbf{c}}^T \bar{\mathbf{d}}\mathbf{y}_d], \quad t \in [0, T] \quad (5)$$

새롭게 주어진 원하는 출력궤적  $y_d(t_d)$ ,  $t_d \in [0, T_d]$ 에 대하여 식 (6)과 같이 정리된다.

$$\begin{aligned} u_d(t_d) &= (\bar{\mathbf{c}}^T \bar{\mathbf{b}})^{-1} \left[ \frac{dy_d(t_d)}{dt_d} - \bar{\mathbf{c}}^T \bar{\mathbf{A}}\mathbf{z}_d(t_d) - \bar{\mathbf{c}}^T \bar{\mathbf{d}}\mathbf{y}_d(t_d) \right] \\ &= (\bar{\mathbf{c}}^T \bar{\mathbf{b}})^{-1} \left[ \frac{dy_d(t_d)}{dt_d} - \bar{\mathbf{c}}^T (\bar{\mathbf{A}} + \bar{\mathbf{d}} \bar{\mathbf{c}}^T) \mathbf{z}_d(t_d) \right] \end{aligned} \quad (6)$$

그러나 위 식의  $\bar{\mathbf{A}}$ ,  $\bar{\mathbf{b}}$ ,  $\bar{\mathbf{d}}$  및  $\bar{\mathbf{c}}$ 에 포함된 모델링 오차에

의하여 이 식으로부터  $\mathbf{u}_d(t_d)$ 를 직접 구하여 이용할 수는 없다. 이전에 학습에 사용되었던 원하는 출력궤적들  $y_i(t_i)$ ,  $t_i \in [0, T_i]$ ,  $i=1, 2, \dots, p$ 에 대응되는 부가적 제어입력들(그림 1의  $u_{iD}$ )은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$u_i(t_i) = (\bar{\mathbf{c}}^T \bar{\mathbf{b}})^{-1} \left[ \frac{dy_i(t_i)}{dt_i} - \bar{\mathbf{c}}^T (\bar{\mathbf{A}} + \bar{\mathbf{d}} \bar{\mathbf{c}}^T) \mathbf{z}_i(t_i) \right], \quad t_i \in [0, T_i] \quad (7)$$

시간 스케일링 관계  $t_i = \rho_i(t_d)$ 를 이용하고  $y_d(t_d)$ 를  $t_d$ 에 대하여 미분하면,

$$\begin{aligned} \frac{dy_d(t_d)}{dt_d} &= \frac{d}{dt_i} (k_i^{-1} y_i(t_i)) \frac{d\rho_i(t_d)}{dt_d} \\ &= k_i^{-1} \frac{dy_i(t_i)}{dt_i} \cdot p_i \end{aligned} \quad (8)$$

여기서  $p_i = \frac{d\rho_i(t_d)}{dt_d}$ 이다. 또한,  $k_i^{-1}y_i(t_i)=y_d(t_d)$ 로부터  $k_i^{-1}z_i(t_i)=z_d(t_d)$ 이 얻어지고, 식(8)을 이용하면 식 (7)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} u_i(\rho_i(t_d)) &= (\bar{\mathbf{c}}^T \bar{\mathbf{b}})^{-1} \left[ k_i^{-1} \frac{dy_d(t_d)}{dt_d} \cdot p_i^{-1} - \bar{\mathbf{c}}^T (\bar{\mathbf{A}} + \bar{\mathbf{d}} \bar{\mathbf{c}}^T) k_i^{-1} \mathbf{z}_d(t_d) \right] \end{aligned} \quad (9)$$

이제  $h_i(\mathbf{z}_d(t_d)) = (\bar{\mathbf{c}}^T \bar{\mathbf{b}})^{-1} \frac{dy_d(t_d)}{dt_d}$  및,  $h_2(\mathbf{z}_d(t_d)) = -(\bar{\mathbf{c}}^T \bar{\mathbf{b}})^{-1} \bar{\mathbf{c}}^T (\bar{\mathbf{A}} + \bar{\mathbf{d}} \bar{\mathbf{c}}^T) \mathbf{z}_d(t_d)$ 라고 정의하면, 다음 행렬식이 얻어진다.

$$\begin{bmatrix} k_1 p_1^{-1} & k_1 \\ k_2 p_2^{-1} & k_2 \\ \vdots & \vdots \\ k_i p_i^{-1} & k_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1(\mathbf{z}_d(t_d)) \\ h_2(\mathbf{z}_d(t_d)) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{i1}(\rho_i(t_d)) \\ u_{i2}(\rho_i(t_d)) \\ \vdots \\ u_{i1}(\rho_i(t_d)) \end{bmatrix} \quad (10)$$

즉,  $\mathbf{W}\mathbf{h} = \bar{\mathbf{u}}_i$

여기서  $\mathbf{h} = [h_1^T(\mathbf{z}_d(t_d)), h_2^T(\mathbf{z}_d(t_d))]^T$ 이다.

가정 2로부터  $\mathbf{W}^T \mathbf{W}$ 는 역변환이 존재하므로 식 (10)으로부터  $\mathbf{h}$ 를 구할 수 있다. 또한, 식 (6)으로부터 다음 관계식을 구할 수 있으므로

$$\begin{aligned} h_1(\mathbf{z}_d(t_d)) + h_2(\mathbf{z}_d(t_d)) &= (\bar{\mathbf{c}}^T \bar{\mathbf{b}})^{-1} \left[ \frac{dy_d(t_d)}{dt_d} \bar{\mathbf{c}}^T (\bar{\mathbf{A}} + \bar{\mathbf{d}} \bar{\mathbf{c}}^T) \mathbf{z}_d(t_d) \right] \\ &= \mathbf{u}_d(t_d) \end{aligned} \quad (11)$$

이제 식 (10)과 식 (11)을 결합하면 식 (4)의  $u_d(t)$ 를 얻는다.

▽▽▽

위 정리로부터 주어진 선형피드백시스템에 대하여 원하는 출력이 새로 변경된 형태로 인가되는 경우에도 기존의 학습되었던 출력계측들과 비례성의 관계를 갖는다면, DLC를 사용하여 기존의 피드백제어기 출력에 적절한 제어량을 부가함으로써, 다수의 반복학습과정 없이 직접적으로 완전추종이 가능함을 알 수 있다.

#### 4. 시뮬레이션 결과

본 절에서는 피드백시스템에 대한 제적추종제어의 컴퓨터 시뮬레이션 수행을 통하여 위에서 제안한 DLC의 타당성 및 제어 성능을 검토하기로 한다. 다음 식 (12)와 같은 형태의 상태변수 표현식을 갖는 선형시스템을 고려한다.

$$x_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -2 & -2 \end{bmatrix} x_1 + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u_1 \triangleq Ax_1 + bu_1 \quad (12)$$

$$y = [0 \ 1] x_1 \triangleq c^T x_1.$$

그림 2에서 PI 제어기를 사용하고 DLC를 부가하였을 때, 피드백시스템은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{x}_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - bK_p c^T & bK_1 \\ -c^T & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b \\ 0 \end{bmatrix} u_{DLC}(t) + \begin{bmatrix} bK_p \\ 0 \end{bmatrix} y_d(t)$$

$$y(t) = [c^T \ 0] \begin{bmatrix} x(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix}. \quad (13)$$

따라서, 식 (13)은 식 (3)과 동일한 형태임을 알 수 있고, 여기서  $K_p$  및  $K_1$ 는  $K_p$ 비례이득 및 적분이득으로서 각각 6으로 주었다. 위의 제어시스템이 이전과 다른 새로운 형태의 작업을 수행하는 경우를 고려하며, 이 작업에 대응되는 원하는 출력함수가 시간구간 내에서(2[sec]) 다음과 같이 표현된다고 가정한다.

$$y_d = 2 \left[ 1 - \cos\left(\frac{\pi}{2} t_d\right) \right], \quad t_d \in [0, 2] \quad (14)$$

위의 피드백시스템에 대하여 이전에 다음과 같은 형태의 원하는 출력  $y_{d1}$ (주기1[sec]) 및  $y_{d2}$ (주기4[sec])가 인가되었고, 또한, 반복학습과정을 통하여 각 경우에 주어진 허용오차한계를 만족하도록 하는 부가적 제어입력들이( $u_{ILC}$ ) 생성 및 저장되어 있다고 가정한다.

$$y_{d1} = 1 \cdot [1 - \cos(\pi t_1)], \quad t_1 \in [0, 1]$$

$$y_{d2} = 4 \cdot \left[ 1 - \cos\left(\frac{\pi}{4} t_2\right) \right], \quad t_2 \in [0, 4]. \quad (15)$$

실제로  $y_{d1}$  및  $y_{d2}$ 에 대응되는 저장된 제어입력들을 이용하여 식 (14)로 주어진 원하는 출력에 대응되는 DLC 출력( $u_{DLC}$ )을 구하기 위해서는 제어입력 데이터의 개수가 모두 동일한 것이 편리하다. 여기서는  $y_{d1}$  및  $y_{d2}$ 에 대해서 각각 0.004[sec], 0.002[sec] 및 0.008[sec]의 샘플링시간을 사용하였다.

식 (15)로 주어지는 출력들은 식 (14)의 원하는 출력과 크기 스케일링 및 시간 스케일링에 의해 비례성을 가지며, 정의 1 및 정의 2로부터  $p_1=0.5$ ,  $p_2=2$ ,  $k_1=0.5$  및  $k_2=2$ 임을 알 수 있다. 따라서 그림 2의 부가적 제어입력( $u_{ILC}$ )은 식 (4)를 이용하여 다음과 같이 구해진다.

$$u_{ILC} = \frac{1}{3} (2u_1(t_1) + u_2(t_2)) \quad (16)$$

여기서  $u_1$ 과  $u_2$ 는 각각  $y_1$ 과  $y_2$ 에 대응되는 입력들이다. 반복학습과정을 통하여 얻어진 실제출력과 기존의 출력함수들( $y_{d1}$  및  $y_{d2}$ )을 나타내면 각각 그림 3 및 그림 4와 같다. 또한 식 (16)에 의해 구한 DLC 출력을 피드백시스템에 인가하면 그림 5와 같이 실제 출력이 새로 주어진 원하는 출력을 충실히 추종함을 알 수 있다.

이전에 학습과정을 통하여 구해진 제어입력들  $u_1$  및  $u_2$  그리고 DLC 출력  $u_{ILC}$ 를 함께 나타내면 그림 6과 같으며,  $u_1$ 과  $u_2$ 의 저장 데이터 개수를 증가시킬수록 더욱 정밀한 추종 결과를 얻을 수 있다.

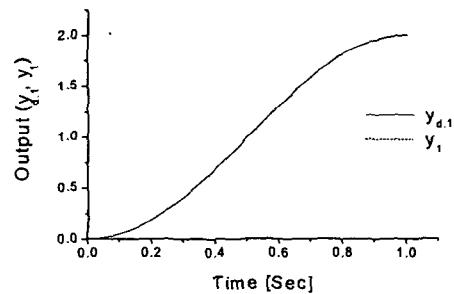


그림 3. ILC를 사용하였을 때 원하는 출력  $y_{d1}$ 과 실제출력  
Fig. 3. Desired output  $y_{d1}$  and actual output when using ILC.

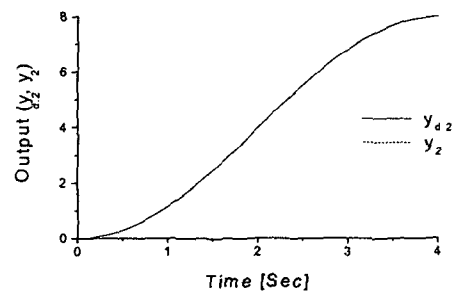


그림 4. ILC를 사용하였을 때 원하는 출력  $y_{d2}$ 과 실제 출력  
Fig. 4. Desired output  $y_{d2}$  and actual output when using ILC.

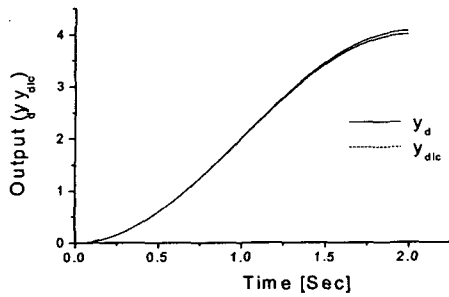


그림 5. 원하는 출력과 DLC를 사용한 경우의 실제 출력  
Fig. 5. Desired output and actual output when using DLC.

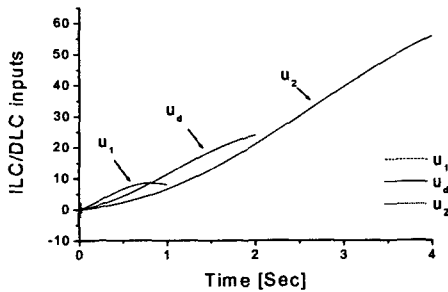


그림 6. DLC에 의한 원하는 제어입력의 생성  
Fig. 6. Generation of the desired control input using DLC.

실제로는 기존의 출력에 대응되는 제어입력을 구하기 위하여 ILC 적용시 완전추종이 이루어질 때까지 반복시행을 수행할 수 없으므로, 이렇게 구해진 입력들을 이용하여 DLC를 적용하여도 완전추종이 이루어지기는 어렵다. 그러나 ILC 적용시 오차에 대한 허용한계의 크기를 충분히 작게 선정하면, DLC를 적용함으로써 새로 주어진 원하는 출력궤적에 대응되는 최선의 제어입력을 찾을 수 있음이 분명하다.

### 5. 결 론

본 논문에서는 반복적인 작업을 수행하는 선형피드백시스템의 추종성능 개선을 위하여 기존의 피드백제어기에 DLC를 추가하는 방법을 제안하고, 그 타당성 및 성능을 검토하였다. 주어진 시스템에 새로 인가되는 원하는 출력패턴이 이전에 주어졌던 출력 패턴과 다른 형태인 경우에도 출력 패턴들 사이에 크기 스케일링 및 시간 스케일링에 의한 비례관계가 성립하면 다수의 반복학습과정 없이 직접적으로 원하는 제어입력을 결정할 수 있음을 수학적 해석을 통하여 보이고 수치예제에 대한 시뮬레이션 결과를 통하여 제어 성능을 검토하였다.

### 참 고 문 헌

[1] Z. Bien and J.-X. Xu, *Iterative learning control-Analysis, Design, Integration and Applications*, Academic Publishers, Boston, 1998.  
[2] K. H. Park, Z. Bien, and D. H. Hwang, "A study on

robustness of PID-type iterative learning controller against initial state error," *Int. J. Syst. Sci.*, vol. 30, no. 1, pp. 49-59, 1999.

[3] T. Y. Kuc and W. G. Han, "An adaptive PID learning control of robot manipulators," *Automatica*, vol. 36, pp. 717-725, 2000.  
[4] J. Y. Choi and J. S. Lee, "Adaptive iterative learning control of uncertain robotic systems," *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, vol. 147, no. 2, pp. 217-223, 2000.  
[5] P. B. Goldsmith, "The equivalence of LTI iterative learning control and feedback control," *Proc. of IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics*, Vol. 5, pp. 3443 -3448, 2000.  
[6] M. Norrlof and S. Gunnarsson, "Experimental comparison of some classical iterative learning control algorithms," *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, vol. 18, no. 4, pp. 636-641, 2002.  
[7] T.-J. Jang, C.-H. Choi, and H.-S. Ahn, "Iterative learning control in feedback systems," *Automatica*, vol. 31, no. 2, pp. 243-248, 1995.  
[8] J.-X. Xu, "Direct learning of control efforts for trajectories with different time scales," *IEEE Automat. Contr.*, vol. 43, pp. 1027-1030, 1998.  
[9] J.-X. Xu and T. Zhu, "Dual-scale direct learning control of trajectory tracking for a class of nonlinear uncertain systems," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 44, pp. 1884-1888, 1999.  
[10] J.-X. Xu, P. Korondi, R. Yan, and Z.-H. Guan, "Direct learning control design for a class of linear time-varying switched systems," *Proc. of International Conference on Control and Automation (ICCA'03)*, Montreal, Canada, pp. 466-470, 2003.  
[11] H.-S. Ahn, "DLC Approach to Reference Input Shaping," *Proc. of ITC-CSCC*, pp. 166-169, 2003.

## 저 자 소 개



### 안 현 식(安鉉植)

1982년 서울대학교 제어계측공학과 졸업 (공학사). 1984년 서울대학교 대학원 제어계측공학과 (공학석사). 1992년 서울대학교 대학원 제어계측공학과 (공학박사). 현재 국민대학교 전자정보통신공학부 교수.  
E-mail : ahs@kookmin.ac.kr