

論文98-35S-3-9

# 직접구동형 로봇에 대한 퍼지 튜닝 이산시간 반복제어기의 설계 및 실시간 구현

## (Design and Implementation of a Fuzzy Tuning Discrete-Time Repetitive Controller for a Direct Drive Robot)

金聖賢\*, 金道鉉\*, 安鉉植\*

(Sung-Hyun Kim, Do-Hyun Kim, and Hyun-Sik Ahn)

### 요 약

본 논문에서는 반복적인 기준 입력을 갖는 시스템의 정밀한 추종 제어를 위하여 이산시간 반복제어기의 제어 이득을 퍼지 논리를 사용하여 적절히 조정하는 방법을 제시한다. 제어 이득은 직전 반복 주기에서의 최대 출력 오차의 크기 및 변화량에 따라 퍼지 규칙을 통하여 적절히 조정된다. 제안된 방법을 직접구동형 2축 스카라형 로봇에 적용하고 컴퓨터 시뮬레이션 및 실시간 실험을 통하여 고정된 제어 이득을 사용한 반복제어보다 우수한 수렴특성이 나타남을 보인다.

### Abstract

In this paper, a fuzzy tuning method of a control gain in the discrete-time repetitive controller is proposed for precise tracking control of a system whose reference signal is repetitive. The control gain is modified by fuzzy rules which use the magnitude and the variation of the maximum output error in the previous repetitive period. The proposed method is applied to a direct drive 2-axis SCARA-type robot and, it is illustrated by computer simulations and real-time experimentation that better performance can be obtained than the fixed gain-based repetitive controller.

### I. 서 론

정밀 조립 작업을 위한 산업용 로봇이나 컴퓨터 하드 디스크 구동장치 등은 그 동작 특성이 주기적이면서 높은 정밀도를 요구한다는 공통점을 가지고 있다. 이런 작업 특성을 가지는 시스템에 대해서 높은 정밀

도를 얻기 위하여 반복학습제어(Iterative learning control) 및 반복제어(Repetitive control)가 특히 효과적으로 적용될 수 있으며 디스크 구동장치 및 로봇을 중심으로 연구가 이루어져 왔다.

최근에 직접구동형 로봇이 기존의 기어를 사용한 모터에 의해 구동되는 로봇에 비하여 정밀 제어용으로 선호되기 시작하였는데 이것은 직접구동형 모터를 이용함으로써 인하여 백래쉬 현상에 의한 정밀도 손실을 극복할 수 있게 되었기 때문이다. 그러나 직접구동형 로봇은 각 축이 직접 모터에 연결된 구조를 가지고 있어서 기계적/전기적 커플링 효과에 의하여 복잡한 비선형 특성을 가지게 된다<sup>[1]</sup>. 따라서 정확한 모델링에

\* 正會員, 國民大學校 電子工學科

(Dept. of Electronics Engineering, Kookmin University)

※ 본 논문은 한국과학재단의 '96 해외 Post-Doc 연구 지원 사업의 도움을 받아 수행되었습니다.

接受日字:1997年11月28日, 수정완료일:1998年2月23日

의존하는 기존의 제어 방법에서는 제어기를 설계하는데 많은 어려움을 주게 되므로 이런 경우에 반복학습 제어를 사용함으로써 모델링 오차에 대하여 둔감하게 제어할 수 있다. 그러나 이 방법은 매 주기마다 초기 상태를 일정하게 유지시켜야 한다는 문제점이 있다<sup>[2]</sup>. 반면에 반복제어는 이런 제약조건이 없지만 비교적 모델링 오차에 민감하다는 단점을 가지고 있다.

반복 제어는 이전 주기의 추종 오차로 다음 주기의 제어 입력을 인가한다는 점에서 반복학습제어와 유사하다. 그러나 반복학습제어는 학습 과정과 적용 과정이 분리되어 있어서 한 주기에 해당하는 시간 구간 동안의 경로가 원하는 허용오차를 만족할 때까지 반복해서 학습하는 과정이 끝난 후에 적용하는 off-line 학습 방법인 반면에, 반복 제어는 학습 과정과 적용 과정이 분리되어 있지 않고 수행을 하는 동안의 추종 오차를 한 주기만큼 시간 지연을 시켜서 연속적으로 다음 수행의 제어 입력을 계산하고 곧바로 인가하는 방법으로 추종 오차를 감소시키는 on-line 학습 방법이다. 즉, 기준 입력이 주기적이고 연속적인 신호일 때 반복 제어를 선택할 수 있다.

컴퓨터 하드 디스크의 헤드 제어는 이런 것의 좋은 예를 나타낸다. 헤드에 대한 서보 제어기의 주요한 기능은 돌고 있는 디스크의 선택된 트랙에 헤드를 정확히 유지시키는 것이다. 만약 트랙이 디스크에서 완전한 원의 형태를 가지고 있다면 이것은 상수로 기준 입력을 인가해 주는 레귤레이션 문제이다. 이는 트랙의 중심이 디스크 회전의 중심과 일치하고 헤드와 디스크에는 어떤 변동도 일어나지 않는다는 것을 의미한다. 그러나 실제의 기준 입력은 반복적이거나 비반복적인 축의 치우침 때문에 상수가 될 수 없다. 편심이 주기적인 치우침의 주요 원인이 되며 이런 주기적인 치우침 때문에 기준 입력은 어떤 주기적이고 반복적인 성분을 포함해야 한다. 여기서 주기란 디스크가 1회전할 동안의 시간을 의미한다. 이런 종류의 문제는 회전하는 기계류에서 주로 발생하며 반복적인 기준 입력과 외란 입력은 로봇 제어에서도 빈번하게 접하게 된다. 로봇이 수회에 걸쳐서 같은 작업을 반복해야만 할 때, 기준 입력도 반복적이 된다. 이와 같은 문제를 해결하는데 있어서 반복 제어가 효과가 있음을 Tomizuka가 이미 보인바 있다<sup>[3]</sup>.

반복 제어는 제어기에 반복 신호 발생기를 포함하고 있어야 하고 이는 Internal Model Principle에 그 기

초를 두고 있다<sup>[4]</sup>. 이런 반복 신호 발생기는 제어기에 시간 지연 블록을 첨가하고 양의 궤환을 걸어줌으로써 만들어 낼 수 있다. 반복 제어는 이런 개념을 바탕으로 Inoue, Omata, Hara 등에 의해서 연구되어 왔다. Inoue는 선형 단일 입출력 시스템에 대해서 Internal Model Principle에 기초한 반복 제어를 보였고 이런 구조가 다른 여러 가지 실제적인 응용에 유용함을 보였다<sup>[5]</sup>. Omata는 다변수 시스템에 대한 적용을 보였지만 그에 대한 안정도 조건과 해석은 불분명했다. Hara는 이점을 보완하여 다변수 시스템에 대한 안정도 해석에 초점을 맞춰 연구한 결과를 발표한 바 있다<sup>[6]</sup>.

본 논문에서는 선형 이산시간 시스템에 대하여 강인성을 향상시킨 퍼지 튜닝 반복제어기를 제안하고 직접 구동형 로봇에 대한 실시간 실험을 수행한다. 모델링 오차 또는 외란에 따라 수렴성능이 크게 저하되는 기존의 반복제어기의 성능을 개선시키기 위하여 제어기 내의 반복제어 이득을 퍼지 논리에 기초한 튜닝을 수행함으로써 제어시스템의 강인성을 향상시킨다. 제안된 방법의 타당성 및 수렴성능을 보이기 위하여 직접구동형 2축 스카라 로봇에 대한 궤적추종 제어실험을 수행하였으며 기존의 고정된 반복제어 이득을 사용한 방법보다 수렴성능 및 강인성이 우수함을 확인한다.

## II. 이산시간 반복제어

다음과 같은 형태의 시스템 전달함수를 고려한다.

$$G_s(z^{-1}) = \frac{z^{-d}B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (1)$$

$$e(k) = G_s(z^{-1})u_r(k) \quad (2)$$

여기서  $G_s(z^{-1})$ 는 시스템 전달함수,  $d$ 는 시스템이 가지는 지연의 수,  $e(k)$ 는 추종오차,  $u_r(k)$ 은 반복제어 입력이다. 반복제어에서는 식 (1)과 같이 주어지는 점근적으로 안정한 시스템에 주기적인 동작경로가 목표 경로로서 주어졌을 때, 주기적인 추종오차를 영으로 수렴시키면서 시스템의 점근적 안정성을 보장하는 반복제어 입력  $u_r(k)$ 을 구하는 것이 목적이다. 즉 다음의 식 (3)을 만족하는 반복제어 입력  $u_r(k)$ 을 구하는 것이다.

$$\lim_{k \rightarrow \infty} e(k) = 0 \quad (3)$$

시스템이 점근적으로 안정하다는 것은 이 시스템이 내부적으로 어떤 제어기에 의해서 안정화되고 있음을 의미한다. 따라서 식 (1)에서 나타내는 시스템 전달함수는 임의의 제어기와 임의의 플랜트를 가지고 있는 시스템 전체에 대해서 식 (2)와 같이 반복제어 입력으로부터 추종오차로의 전달함수이다.

이산시간 영역에서 주기 을 가지는 주기적인 신호는 그림 1과 같이  $N$ 개의 시간 지연들을 지나는 신호를 다시 양의 계환을 시켜 줌으로써 만들어 줄 수 있다. 이러한 주기적인 신호는 다음과 같이  $z$ -변환한 형태로 쓸 수 있다.

$$W(z) = \frac{z^{-N}}{1 - z^{-N}} W_0(z) = \frac{1}{z^N - 1} W_0(z) \quad (4)$$

$$W_0(z) = w(0) + w(1)z^{-1} + \dots + w(N-1)z^{-(N-1)}$$

여기서  $W_0(z)$ 는 주기적인 신호  $w(k)$ 의 첫번째 주기인  $\{w_0(k)\} = \{w(0), w(1), \dots, w(N-1)\}$ 의  $z$ -변환한 형태를 나타낸다. 이 식 (4)는 시간 지연들을 이용해서 첫번째 주기에 해당하는 신호  $W_0(z)$ 를 주기마다 만들어 준다. 즉,  $W(z)$ 는 주기가 이며, 한 주기 동안에는  $W_0(z)$ 을 출력하는 주기적인 신호이다.

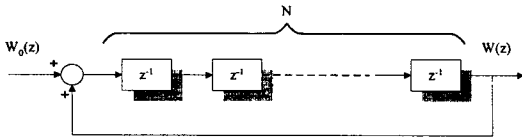


그림 1. 이산시간 주기신호 발생기  
Fig. 1. Discrete-Time Periodic Signal Generator.

계측추종 제어시 정상상태 오차를 영으로 수렴시키기 위해서는 Internal Model Principle에 의해서 반복제어기가 내부에 기준 계측 신호발생기를 가지고 있어야 한다. Internal Model Principle에 따르면 안정한 폐루프 시스템에 기준 신호 발생기가 포함되어 있으면 실제 출력이 정상상태 오차 없이 기준 신호를 추종하게 된다<sup>[4]</sup>. 이것을 식 (4)의 형태를 이용해서 구현하며 반복신호 발생기라고 칭한다. 따라서 다음과 같은 형태의 이산시간 반복제어기를 고려할 수 있다.

$$u_r(k) = G_g(z)e(k) \quad (5)$$

$$G_g(z) = \frac{k_r z^{-N_1}}{1 - z^{-N}} = \frac{k_r z^{N_2}}{z^N - 1}, \quad N_1, N_2 \geq 0 \quad (6)$$

여기서  $G_g(z)$ 는 반복신호 발생기,  $N$ 은 한 주기에 해당하는 시간지연의 수,  $N_2 = d, N_1 + N_2 = N$ ,  $k_r$ 은 반복제어 이득이다. 식 (5)와 (6)을 정리해서 다시 쓰면

$$u_r(k + N) = u_r(k) + k_r e(k + N_2) \quad (7)$$

와 같이 나타낼 수 있고 이것은 학습제어의 기본적인 갱신 규칙(update rule)이 된다. 즉 현재 수행시의 오차에 임의의 이득을 곱하고 현재 제어 입력에 더해 줌으로써 다음 수행시의 제어 입력을 계산하는 방법이다.

일반적으로 반복제어기는 위에서 구성한 반복제어기와 시스템 사이에 순방향 제어기  $G_f(z^{-1})$ 를 추가적으로 삽입해서 구성한다. 이렇게 함으로써 반복제어 시스템의 안정성 해석과 설계 뿐만 아니라 반복제어 이득의 선택 또한 간단해 질 수 있다<sup>[7]</sup>. 순방향 제어기  $G_f(z^{-1})$ 는 일반적으로 시스템 전달함수의 형태를 이용해서 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$G_f(z^{-1}) = \frac{A(z^{-1})}{B(z^{-1})} \quad (8)$$

식 (8)은 시스템 전달함수의 영점과 극점을 소거시켜 완전추종(perfect tracking)을 가능하게 하는 완전추종 제어기의 형태를 가지고 있다. 여기서 만약 시스템 전달함수의 영점이 즉,  $B(z^{-1})$ 의 근이 단위원 외부에 있다면,  $G_f(z^{-1})$ 의 극점이 단위원 외부에 있게 된다. 이와 같은 경우에는 제어기 자체가 불안정한 특성을 가지게 되므로 이 경우에는 다음과 같은 형태의 순방향 제어기를 사용한다.

$$G_f(z^{-1}) = \frac{z^{-n_u} A(z^{-1}) B^-(z)}{B^+(z^{-1}) [B^-(1)]^2} \quad (9)$$

여기서  $n_u$ 는 단위원 외부에 있는 근의 수이고  $B^+$ 은  $B$ 에서 단위원 내부에 있는 근에 대한 부분을 나타내고  $B^-$ 는 단위원 외부에 있는 근에 대한 부분을 나타낸다. 이와 같은 경우에는 식 (6)에서의  $N_2$ 는  $n_u + d$ 가 된다. 식 (9)를 Zero Phase Error Tracking Controller(ZPETC)라고 칭하며 이 ZPETC는 시스템 전달함수의 영점이 단위원 외부에 있더라도 우수한 완전추종 성능을 보장하도록 제안된 제어기이다<sup>[8]</sup>. 이렇게 구성된 반복제어기의 전달함수와 시스템 전달함수를 이용해서 반복제어 시스템을 구성하면 그

림 2와 같이 나타낼 수 있다. 이 반복제어 시스템은 다음 두 가지 정리에 의해서 점근적 안정성이 보장된다<sup>[7]</sup>.

[정리 1] 반복제어 시스템에서 시스템 전달함수  $G_s(z^{-1})$ 가 점근적으로 안정하다면 오차  $e(k)$ 는 점근적으로 영으로 수렴한다.

[정리 2] 반복신호 발생기  $G_g(z^{-1})$ 와 순방향 제어기  $G_f(z^{-1})$ 로 구성되는 반복제어 시스템은 반복제어 이득이  $0 < k_r < 2$ 일 때 점근적으로 안정하다.

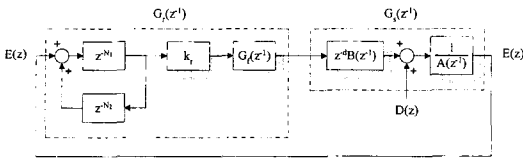


그림 2. 이산시간 반복제어 시스템  
Fig. 2. Discrete-Time Repetitive Control System.

### III. 반복제어 이득의 퍼지 튜닝 방법 및 직접구동형 로봇에의 응용

#### 1. 반복제어 이득의 퍼지 튜닝 방법

반복제어기 설계에서 반복제어 이득은 안정도를 보장하는 범위내에서 시행착오를 거쳐 적당한 값으로 설정된다. 따라서 이를 설정하기 위해서는 설계자의 많은 노력이 필요하고 이렇게 설정된 반복제어 이득이라도 최적의 값이 되기 어려운 경우가 많다. 만약 모델링 오차가 있는 시스템의 전달함수로부터 이산시간 반복제어기를 설계했을 경우에는 그 수렴성능이 더욱 저하되는 결과를 보이게 된다. 따라서 최적의 반복제어 이득을 자동으로 찾아주는 퍼지 튜너를 도입함으로써 반복제어기의 수렴성능을 개선시키고 모델링 오차에 대한 강인성을 높일 수 있다. 퍼지 튜너를 도입한 이산시간 반복제어기를 나타내면 그림 3과 같다.

퍼지화 과정에서 사용되는 퍼지 입력 변수로서 최대 추종오차와 최대 추종오차의 변화량을 사용하고 출력 변수는 반복제어 이득을 변화시키기 위하여 곱해지는 이득 조절 factor를 사용한다. 여기서 최대 추종오차는 직전 주기에서의 최대 추종오차의 크기를 사용하고, 최대 추종오차의 변화량은 직전 주기의 최대 추종오차의 크기에서 두 주기전의 최대 추종오차의 크기를 뺀

값을 의미한다. 이에 대한 소속함수는 다음 그림 4부터 6에서 나타낸 바와 같다.

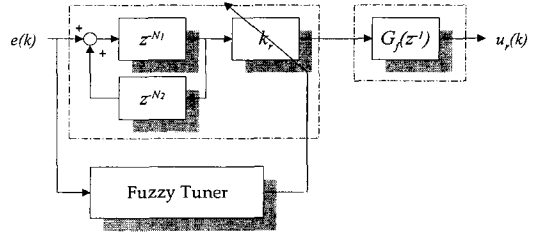


그림 3. 퍼지 튜닝 이산시간 반복제어기  
Fig. 3. Fuzzy Tuning Discrete-Time Repetitive Controller.

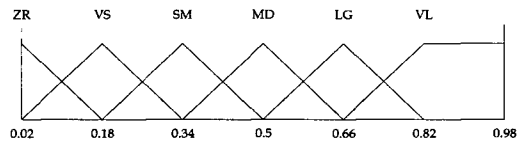


그림 4. 오차에 대한 소속함수  
Fig. 4. Membership Functions of Error.

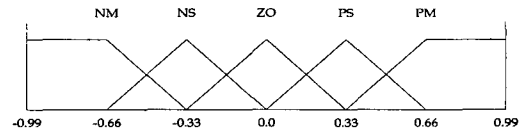


그림 5. 오차변화량에 대한 소속함수  
Fig. 5. Membership Functions of Error Variance.

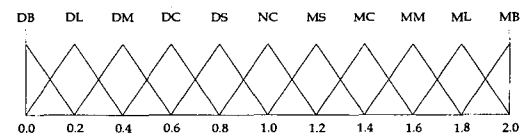


그림 6. 이득 조절 factor에 대한 소속함수  
Fig. 6. Membership Functions of Gain Tuning Factor.

최대 추종오차는 0에서 1사이로 정규화하여 사용하며 최대 추종오차의 변화량은 -1에서 1사이로 정규화하여 사용한다. 여기에 사용되는 추종오차에 대한 입력 소속함수는 ZR, VS, SM, MD, LG, VL로 정의하고 이들은 각각 Zero, Very Small, Small, Medium, Large, Very Large을 나타낸다. 추종오차의 변화량에 대한 입력 소속함수는 PM, PS, ZO, NS, NM로 정의하고 P는 Positive, N는 Negative, M, S는 각각 Medium, Small, ZO는 Zero를 나타낸다. 반복제어 이득 조절 factor에 대한 출력 소속함수는

MB, ML, MM, MC, MS, NC, DS, DC, DM, DL, DB로 정의한다. 여기서 M은 Multiply, D는 Divide, B, L, M, C, S는 각각 Big, Large, Medium, Compact, Small, NC는 No Change를 나타낸다.

퍼지 튜너는 다음과 같은 퍼지 규칙에 의해서 반복 제어 이득을 조절한다. 매 주기마다 추종오차의 최대 값을 입력받아서 이전 주기의 추종오차보다 추종오차가 작아지고 있으면 반복제어 이득을 크게 하거나 유지시킨다. 추종오차가 작아지고 있다는 것은 반복제어 입력이 추종오차를 감소시키는데 기여하고 있다는 것을 의미한다. 따라서 추종오차가 완만한 감소 경향을 보이고 있을 경우에는 반복제어 이득을 크게 해서 급속한 감소 경향을 유도하고 급격한 감소 경향을 보이고 있을 경우에는 과도한 반복제어 입력을 인가하지 않도록 반복제어 이득을 유지시킨다. 반면에 추종오차가 커지고 있는 경우에는 반복제어 입력이 과도하게 인가되고 있음을 의미하기 때문에 적절한 크기의 반복제어 입력이 인가될 수 있도록 반복제어 이득을 줄여 주게 된다. 이와 같이 수렴경향에 따라서 반복제어 입력의 크기를 조절하는 퍼지 규칙을 다음 표 1에서 나타낸다. 추종오차가 작아지고 있을 경우는 ΔE가 Nx에 해당하는 경우이고 이 경우에 출력은 Mx로 설정하여 추종오차의 크기 E에 따라 적절히 반복제어 이득을 높이거나 NC를 출력하여 반복제어 이득을 유지하도록 하였다. 추종오차가 커지고 있을 경우는 ΔE가 Px에 해당하는 경우이고 이 경우에는 출력을 Dx로 설정하여 반복제어 이득을 줄이게 하였다.

퍼지 추론법으로는 Max-Min 합성법을 사용하고 비퍼지화 방법으로는 무게중심법을 사용한다.

표 1. 퍼지 규칙표

Table 1. Fuzzy Rule Table.

ΔE \ E	ZR	VS	SM	MD	LG	VL
NM	NC	NC	NC	MS	MC	MM
NS	NC	NC	MS	MC	MM	ML
ZO	NC	NC	NC	NC	ML	MB
PS	NC	NC	DS	DC	DM	DL
PM	NC	DS	DC	DM	DL	DB

2. 직접구동형 로봇에 대한 퍼지 튜닝 반복제어기의 적용

직접구동형 2축 스카라 로봇에 대한 동역학 방정식

은 다음과 같다.

$$\mu(\theta)\ddot{\theta} + V(\theta, \dot{\theta}) = \tau - F \tag{10}$$

여기서 는 2×1 관절 벡터,  $\mu(\theta)$ 는 2×2 관성 행렬,  $V(\theta, \dot{\theta})$ 는 2×1 코리올리력 및 원심력 벡터,  $\tau$ 는 2×1 토크 벡터 및  $F$ 는 2×1 쿠울롱 마찰력 벡터이다. 2장의 정리 1에서 시스템 전달함수가 점근적으로 안정하다는 가정을 만족시키기 위해서 먼저 토크 계산법으로 로봇 시스템에 대한 기본 제어기를 설계한다. 토크 계산법에 의한 제어 법칙은 다음과 같다.

$$\tau = \hat{\mu}(\theta)u(t) + \hat{V}(\theta, \dot{\theta}) + \hat{F} \tag{11}$$

$$u(t) = \ddot{\theta}_d + K_p(\theta_d - \theta) + K_d(\dot{\theta}_d - \dot{\theta}) \tag{12}$$

여기서  $\hat{a}$ 과 같이 표현한 것은  $a$ 의 모델링된 값을 나타내고  $\theta_d$ 는 원하는 경로,  $K_p$ ,  $K_d$ 는 각각 비례 제어 이득, 미분 제어 이득이다. 식 (11)과 식 (12)를 식 (10)에 대입해서 정리하면 다음과 같다.

$$\dot{e}(t) + K_d e(t) + K_p e(t) = \hat{\mu}^{-1}[(\mu - \hat{\mu})\ddot{\theta} + (V - \hat{V}) + (F - \hat{F})] \tag{13}$$

여기서  $e = \theta_d - \theta$ 이다. 식 (13)에서 실제값과 모델링된 값이 같다면 우변은 0이 되고 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\dot{e}(t) + K_e e(t) + K_p e(t) = 0 \tag{14}$$

이 방정식이 안정하도록 비례 제어 이득과 미분 제어 이득을 설정하면 식 (12)의 제어 입력을 사용할 수 있다. 이 제어 입력에 의해서 로봇 시스템은 원하는 경로를 추종하는 점근적으로 안정한 시스템이 된다. 하지만 토크 계산법은 모델링에 기초한 제어 방법이기 때문에 식(13)에서 실제값과 모델링된 값은 완전히 일치할 수가 없다. 따라서 소거되지 않은 우변이 시스템에 영향을 주게 되어 추종오차가 발생하게 된다. 이런 추종오차는 로봇의 동작 특성이 주기적이기 때문에 주기적인 신호로 볼 수 있고 반복제어기를 사용해서 이를 제거할 수 있다. 다음에 반복제어 입력  $u_r(k)$ 이 추가된 제어 입력에 대한 식을 보인다.

$$u(t) = \ddot{\theta}_d + K_p(\theta_d - \theta) + K_d(\dot{\theta}_d - \dot{\theta}) + u_r(t) \tag{15}$$

식 (15)와 식 (11)을 식 (10)에 대입해서 정리하면

$$\dot{e}(t) + K_d \dot{e}(t) + K_p e(t) = d(t) - u_r(t) \quad (16)$$

$$d(t) = \hat{\mu}^{-1}[(\mu - \hat{\mu})\dot{\theta} + (V - \hat{V}) + (F - \hat{F})] \quad (17)$$

와 같이 나타낼 수 있고 식 (16)을 라플라스 변환하면 다음과 같이 나타낼 수 있으며

$$(s^2 + K_d s + K_p)E(s) = D(s) - U_r(s) \quad (18)$$

따라서 반복제어 입력으로부터 추종오차로의 전달함수를 구해보면 다음과 같다.

$$G_s(s) = \frac{1}{s^2 + K_d s + K_p} \quad (19)$$

식 (19)와 같이 구해진 시스템 전달함수를 반복제어기의 샘플링 시간으로 이산화시키면 이산시간 시스템 전달함수가 구해진다. 이를 이용해서 식 (6)과 같이 이산시간 반복신호 발생기를 구성할 수 있고 식 (8) 또는 식 (9)와 같은 순방향 제어기를 구성할 수 있다. 본 논문에서 직접구동형 로봇에 사용될 이산시간 반복 제어기는 다음과 같다.

$$u_r(k) = k_r G_f(z^{-1}) \frac{z^{N_2}}{z^N - 1} e(k) \quad (20)$$

반복제어 이득을 조절하기 위해서 설계된 퍼지 튜너를 적용하여 구성된 퍼지 튜닝 반복제어 시스템을 그림 7에 나타내었다.

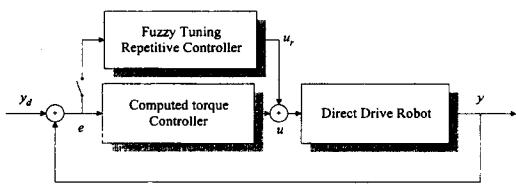


그림 7. 퍼지 튜닝 반복제어 시스템 블록도  
Fig. 7. Block Diagram of Fuzzy Tuning Repetitive Control System.

#### IV. 컴퓨터 시뮬레이션

본 논문에서 사용된 직접구동형 로봇은 두 축이 각각 4초의 주기를 가지고 정현파 궤적을 추종하는 동작을 반복한다고 가정하였다. 즉, 기준 입력 신호를 만들기 위해 사용한 식은 다음과 같다.

$$\theta_d(t) = 1 - \cos\left(\frac{\pi}{2}t\right) \quad (21)$$

토크 계산법을 적용하기 위해 식 (11)에서 사용되는 모델링된 관성행렬  $\hat{\mu}(\theta)$ 는 초기상태의 값으로 계산하고 모델링 오차를 고려하기 위하여 계산된 값에 대해 10%의 오차가 있는 값을 사용하였다. 나머지  $\hat{V}(\theta, \dot{\theta})$ ,  $\hat{F}$ 은 모두 0으로 무시하였다. 제어 입력은 식 (12)에 의해서 만들어지고 여기에 사용되는  $K_p$ ,  $K_d$ 는 식 (14)를 안정하게 하는 값으로 다음과 같이 설정하였다<sup>[3]</sup>.

$$K_p = \begin{bmatrix} 324 & 0 \\ 0 & 324 \end{bmatrix}, \quad K_d = \begin{bmatrix} 25.452 & 0 \\ 0 & 25.452 \end{bmatrix} \quad (22)$$

토크 계산법에 의한 제어입력에 부가적으로 반복제어 입력을 인가하기 위한 이산시간 반복제어기의 샘플링 시간은 40 [ms] 로 설정하였다. 식 (19)의 시스템 전달함수는 식 (22)를 이용해서 나타낼 수 있고  $K_p$ ,  $K_d$ 가 대각행렬이므로 각 축에 대해서 독립적으로 생각할 수 있다. 한 축에 대한 시스템 전달함수를 나타내면 다음과 같다.

$$G_s(s) = \frac{1}{s^2 + 25.4s + 324} \quad (23)$$

식 (23)을 샘플링 시간 40 [ms] 에 대해 이산화시키면 이산시간 시스템 전달함수는 다음과 같이 되며,

$$G_s(z^{-1}) = \frac{z^{-1} \times 10^{-3} (0.5625 + 0.3993z^{-1})}{1 - 1.0496z^{-1} + 0.3613z^{-2}} \quad (24)$$

이 시스템 전달함수를 이용하여 반복제어기를 만들 수 있다. 식 (24)에서 영점이 단위원 안쪽에 있으므로 식 (8)을 이용하면 식 (25)와 같은 순방향 제어기를 사용할 수 있다.

$$G_f(z^{-1}) = \frac{1 - 1.0496z^{-1} + 0.3612z^{-2}}{10^{-3}(0.5625 + 0.3993z^{-1})} \quad (25)$$

식 (24)에서  $d = 1$ 이므로  $N_2 = 1$ 이 된다. 이산시간 반복제어기의 샘플링 시간이 40 [ms] 이고 로봇의 동작주기가 4초이기 때문에 한 주기에 해당하는 스텝 수  $N = 100$ 이 된다. 그리고 반복제어 이득  $k_r$ 을 정리 2에 의해  $0 < k_r < 2$  사이에서 적당한 값으로 설정하면 된다. 다음에서 직접구동형 2축 스카라 로봇에 사용된 이산시간 반복제어기를 나타내면 다음과 같다.

$$u_r(k) = \frac{k_r z}{(z^{100} - 1)} \frac{1 - 1.0496z^{-1} + 0.3613z^{-2}}{10^{-3}(0.5625 + 0.3993z^{-1})} e(k) \quad (26)$$

식 (26)에서 반복제어 이득 을 퍼지 튜닝이 조절하게 함으로써 퍼지 튜닝 이산시간 반복제어기를 구성할 수 있다. 퍼지 튜닝은 3장에서 설계한 퍼지 규칙표와 소속함수에 의해서 반복제어 이득을 조절한다.

1축과 2축에 사용된 이산시간 반복제어기의 형태는 동일하고 퍼지 튜닝 이산시간 반복제어기의 경우 초기에 설정된 반복제어 이득을 계속해서 조절하게 된다. 시뮬레이션 결과에 대한 그림은 추종오차가 비교적 크게 나타나는 2축에 대해서만 보이도록 한다.

### 1. 수렴속도에 대한 시뮬레이션 결과

이산시간 반복제어와 퍼지 튜닝 반복제어의 수렴성을 비교해 보기 위해서 1축과 2축의 반복제어 이득은 각각 0.3으로 설정하였다.

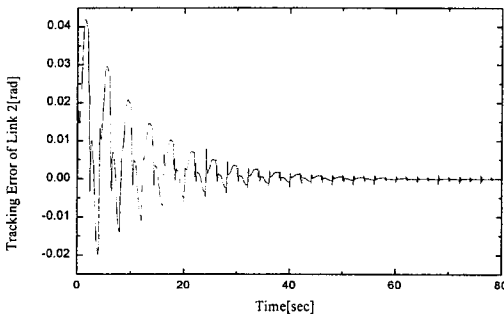


그림 8. 이산시간 반복제어의 시뮬레이션 결과  
Fig. 8. Simulation results of the discrete-time repetitive control.

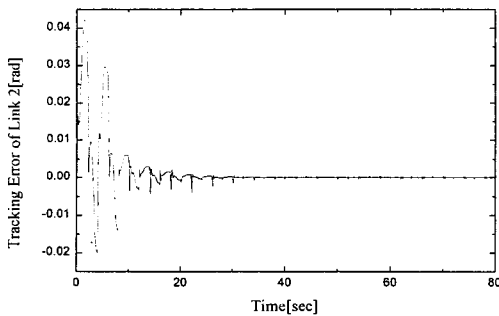


그림 9. 퍼지 튜닝 이산시간 반복제어의 시뮬레이션 결과  
Fig. 9. Simulation results of the fuzzy tuning discrete-time repetitive control.

그림 8은 이산시간 반복제어기의 시뮬레이션 결과이다. 토크 계산법만을 사용했을 경우 전체 시간구간에서 동일하게 나타났던 추종오차가 매 주기마다 이산시

간 반복제어에 의해서 감소되어 나가는 것을 보이고 있다. 1축의 추종오차가 0.002 [rad] 이하로 수렴하는데 걸린 시간은 14초였고 2축의 추종오차가 0.01 [rad] 이하로 수렴하는데 걸린 시간은 18초였다.

그림 9는 퍼지 튜닝 이산시간 반복제어의 시뮬레이션 결과이다. 퍼지 튜닝이 반복제어 이득을 조절함으로써 고정된 반복제어 이득을 가진 이산시간 반복제어보다 더 빠른 수렴 경향을 보이고 있다. 1축의 추종오차가 0.002 [rad] 이하로 수렴하는데 걸린 시간은 9초였고 2축의 추종오차가 0.01 [rad] 이하로 수렴하는데 걸린 시간도 9초였다. 마지막 주기에서 1축에 사용된 반복제어 이득은 0.504였고 2축에 사용된 반복제어 이득은 0.505였다.

### 2. 모델링 오차에 대한 시뮬레이션 결과

이산시간 반복제어기에 포함되어 있는 순방향 제어기는 모델링된 시스템 전달함수로부터 구해지는 것이기 때문에 모델링 오차에 비교적 많은 영향을 받는다. 따라서 모델링 오차가 있을 경우의 성능 분석을 위하여 로봇의 모델링으로부터 구해진 식 (25)의 순방향 제어기의 계수들에 10%의 오차를 고려한 다음의 반복제어기를 사용하였다.

$$u_r(k) = \frac{k_r z}{(z^{100} - 1)} \frac{1 - 1.1546z^{-1} + 0.3974z^{-2}}{10^{-3}(0.6118 + 0.4392z^{-1})} e(k) \quad (27)$$

이 경우의 이산시간 반복제어에 대한 시뮬레이션 결과를 그림 10에서 나타내었다. 그림에서 식 (26)의 이산시간 반복제어기를 사용했을 때보다 모델링 오차가 있는 식 (27)의 이산시간 반복제어기를 사용했을 경우에 수렴속도가 느려지는 것을 알 수 있다. 1축의 추종오차가 0.002 [rad] 이하로 수렴하는데 걸린 시간은 18초였고 2축의 추종오차가 0.01 [rad] 이하로 수렴하는데 걸린 시간은 26초였다. 그림 11은 동일한 반복제어기 (27)을 사용하되 퍼지 튜닝 방법으로 반복제어 이득  $k_r$ 을 변화시키는 경우의 시뮬레이션 결과이다. 고정된 반복제어 이득을 가진 이산시간 반복제어에서는 모델링 오차에 의해서 수렴속도가 느려졌지만 퍼지 튜닝 이산시간 반복제어에서는 퍼지 튜닝이 반복제어 이득을 적절히 조절함으로써 더 빠른 수렴 경향을 보이게 하고 있다. 1축의 추종오차가 0.002 [rad] 이하로 수렴하는데 걸린 시간은 9초였고 2축의 추종오차가 0.01 [rad] 이하로 수렴하는데 걸린 시간은 11초였다. 마지막 주기에서 1축에 사용된 반복제어 이득은

0.605였고 2축에 사용된 반복제어 이득은 0.607이었다.

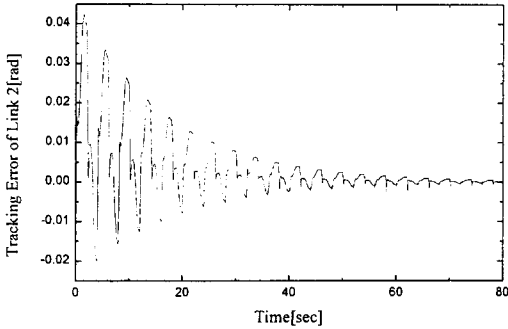


그림 10. 이산시간 반복제어의 시뮬레이션 결과  
Fig. 10. Simulation results of the discrete-time repetitive control.

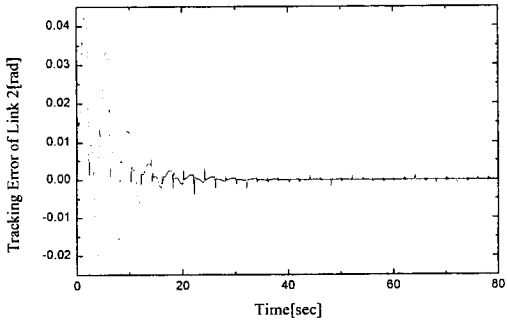


그림 11. 퍼지 튜닝 이산시간 반복제어의 시뮬레이션 결과  
Fig. 11. Simulation results of the fuzzy tuning discrete-time repetitive control.

### V. 실시간 실험

로봇의 연속 경로 추종 실험을 수행하기 위하여 구성된 실험 환경은 그림 12와 같다. 호스트 컴퓨터로서 Sparc II Workstation을 이용하고, 실시간 제어시스템은 실시간 운영체제인 Spectra를 탑재한 단일 보드 컴퓨터(VM 30), 아날로그 입력/출력 보드(VDAD), 호스트 컴퓨터와 단일 보드 컴퓨터간의 통신을 위한 보드(VCOM) 및 펄스 계수용 보드(PB\_CNT) 등으로 구성되며 모든 보드는 VME bus를 사용하고 있다. 또 링크 구동형 모터로서 NSK 사의 14형과 06형을 각각 링크 1 및 2에 직접 장착시켜 사용한다<sup>[11]</sup>.

(26)을 사용하였다. 반복제어 이득은 1축에 대해서 0.9, 2축에 대해서 0.03으로 설정하였고 시행착오를 거쳐서 시뮬레이션과 유사한 수렴경향을 보이는 값을 찾아서 설정하였다.

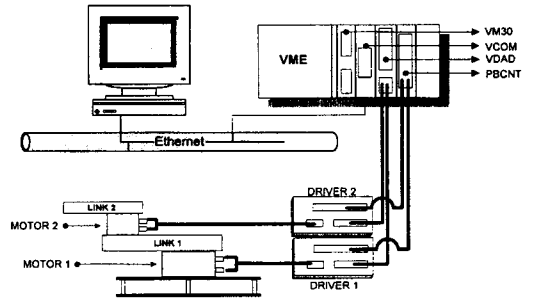


그림 12. 직접구동형 로봇에 대한 실시간 제어시스템의 구성  
Fig. 12. Configuration of the real-time control system for a direct drive robot.

이산시간 반복제어의 실험 결과를 그림 13에 나타내었다. 토크 계산법만을 사용했을 경우 전체 시간구간에서 동일하게 나타나던 추종오차가 매 주기마다 이산시간 반복제어에 의해서 감소되어 나가는 것을 보이고 있다. 1축의 추종오차가 0.002 [rad] 이하로 수렴하는데 걸린 시간은 40초였고 2축의 추종오차가 0.01 [rad] 이하로 수렴하는데 걸린 시간은 46초였다.

그림 14는 퍼지 튜닝 이산시간 반복제어의 실험 결과이다. 1축의 추종오차가 0.002 [rad] 이하로 수렴하는데 걸린 시간은 20초였고 2축의 추종오차가 0.01 [rad] 이하로 수렴하는데 걸린 시간은 31초였다. 마지막 주기에서 1축에 사용된 반복제어 이득은 1.838 이었고 2축에 사용된 반복제어 이득은 0.051이었다.

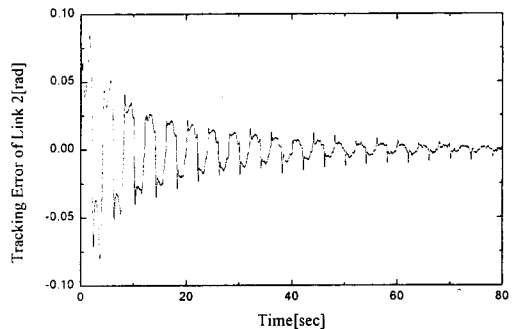


그림 13. 이산시간 반복제어의 실험 결과  
Fig. 13. Experimental results of the discrete-time repetitive control.

1. 수렴속도에 대한 실험 결과  
이산시간 반복제어기는 시뮬레이션에 사용되었던 식



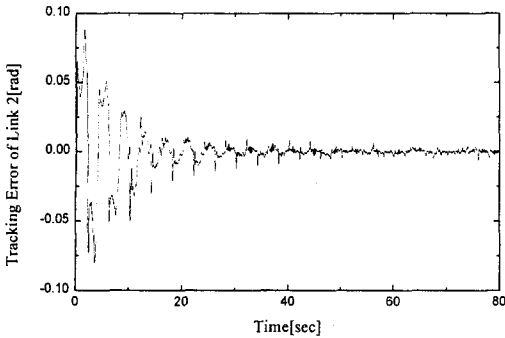


그림 14. 퍼지 튜닝 이산시간 반복제어의 실험 결과  
Fig. 14. Experimental results of the fuzzy tuning discrete-time repetitive control.

## 2. 모델링 오차에 대한 실험 결과

모델링 오차를 가정하기 위해서 이산시간 반복제어기는 식 (27)을 사용하였고 반복제어 이득은 역시 1축에 대해서 0.9, 2축에 대해서 0.03으로 설정하였다.

이산시간 반복제어에 대한 실험 결과를 그림 15에 나타내었는데 시뮬레이션에서와 마찬가지로 식 (26)의 이산시간 반복제어기를 사용했을 때보다 모델링 오차가 있는 식 (27)의 이산시간 반복제어기를 사용했을 경우에 수렴속도가 느려지는 것을 알 수 있다. 1축의 추종오차가 0.002 [rad] 이하로 수렴하는데 걸린 시간은 52초였고 2축의 추종오차가 0.01 [rad] 이하로 수렴하는데 걸린 시간은 72초였다.

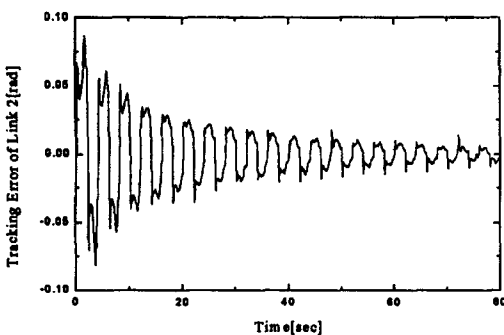


그림 15. 이산시간 반복제어의 실험 결과  
Fig. 15. Experimental results of the discrete-time repetitive control.

그림 16은 퍼지 튜닝 이산시간 반복제어에 대한 실험 결과로서 퍼지 튜너가 반복제어 이득을 적절히 조절함으로써 더 빠른 수렴 경향을 보이고 있다. 1축의 추종오차가 0.002 [rad] 이하로 수렴하는데 걸린 시간은 38초였고 2축의 추종오차가 0.01 [rad] 이하로

수렴하는데 걸린 시간은 34초였다. 마지막 주기에서 1축에 사용된 반복제어 이득은 1.866이었고 2축에 사용된 반복제어 이득은 0.064였다.

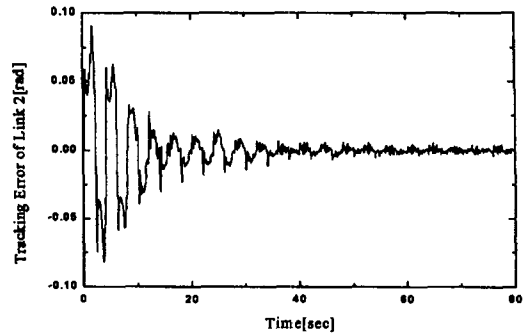


그림 16. 퍼지 튜닝 이산시간 반복제어의 실험 결과  
Fig. 16. Experimental results of the fuzzy tuning discrete-time repetitive control.

## VI. 결 론

본 논문에서는 산업용 로봇이나 디스크 드라이브 장치와 같이 동작 특성이 주기적이면서 높은 정밀도를 요구하는 시스템에 대하여 퍼지 튜닝 반복제어 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 퍼지 규칙을 이용하여 반복제어 이득을 적절히 조절함으로써 고정된 반복제어 이득을 사용한 경우보다 수렴성능 및 모델링 오차에 대한 강인성을 향상시킬 수 있음을 컴퓨터 시뮬레이션 및 실시간 실험을 통하여 확인하였다.

## 참 고 문 헌

- [1] Asada, and K. Youcef-Toumi, *Direct Drive Robots Theory and Practice*, The MIT Press, 1987.
- [2] S. Arimoto, S. Kawamura, and F. Miyazaki, "Bettering operation of robots by learning," *J. Rob. Syst.*, vol. 1, no. 2, pp. 123-140, 1984.
- [3] M. C. Tsai, G. Anwar, and M. Tomizuka, "Discrete-Time Repetitive Control for Robot Manipulators," *Proc. IEEE Int. Conf. Robot. Automation*, vol. 3, pp. 1341-1347, 1988.
- [4] B. A. Francis and W. M. Wonham, "The Internal Model Principle for Linear

- Multivariable Regulators," *Appl. Math. and Opt.*, vol. 2, pp. 170-194, 1975.
- [5] S. Hara and Y. Yamamoto, "Stability of Repetitive Control Systems," *Proc. 24th CDC*, pp. 326-327, 1985.
- [6] S. Hara, Y. Yamamoto, T. Omata, and M. Nakano, "Repetitive Control System: A new Type Servo System for Periodic Exogenous Signals," *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 33, no. 7, pp. 659-668, 1988.
- [7] M. Tomizuka, T. C. Tsao, and K. K. Chew, "Discrete-Time Domain Analysis and Synthesis of Repetitive Controllers," *Proc. of American Control Conference*, pp. 860-866, 1988.
- [8] M. Tomizuka, "Zero-Phase Error Tracking Algorithm for Digital Control," *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, Trans. of ASME*, vol. 109, no. 1, pp. 65-68, 1987.
- [9] M. Nakano and S. Hara, "Microprocessor-based Repetitive Control," *Microprocessor-based Control Systems*, pp. 279-296, 1986.
- [10] T.C Tsao and M. Tomizuka, "Adaptive and Repetitive Digital Control Algorithms for Noncircular Machining," *Proc. of American Control Conference*, pp. 115-120, 1988.
- [11] 여성원, 이산시간 비선형 시스템의 수렴속도 개선을 위한 반복학습제어에 관한 연구, 석사 학위논문, 국민대학교 대학원, 1997

---

 저 자 소 개
 

---



金 聖 賢(正會員)

1996년 국민대학교 전자공학과 졸업.  
 1996년 3월 ~ 현재 동대학원 석사  
 과정 재학중. 관심분야는 학습제어,  
 음성인식

金 道 鉉(正會員) 第 34卷 S編 第 7號 參照

安 鉉 植(正會員) 第 34卷 S編 第 7號 參照