

# 강인한 궤환 제어 시스템을 위한 반복 제어기의 설계

## Repetitive Controller Design for a Robust Feedback Control System

김 광 수\*, 도 태 용  
(Kwang Soo Kim and Tae-Yong Doh)

**Abstract:** Given a periodic reference signal or disturbance, repetitive control is a special control scheme to reduce a tracking error effectively by the periodic signal generator in the repetitive controller. In general, a repetitive controller is added on the existing feedback control system to improve the tracking performance. However, because the information used in the design of the feedback controller is not taken into account, the design problem of the repetitive controller is totally another problem irrespective of that of the feedback controller. In this paper, we present a more general method to design an add-on type repetitive controller using the information on the performance of the existing feedback control system. We first show that a robust stability condition of repetitive control systems is obtained using the well-known robust performance condition of general feedback control systems. It is also shown that we can obtain a steady-state tracking error described in a simple form without time-delay element if the robust stability condition is satisfied for the repetitive control system. From the obtained results, several design criteria for repetitive controller are provided. Through the simulation study, the feasibility of the proposed method is verified.

**Keywords:** repetitive control, robust stability, robust performance, steady-state error

### I. 서론

반복 제어기는 주기적인 외란을 억제하거나 주기적인 기준 명령을 추종하는 탁월한 능력을 가지고 있다. 반복 제어기에 구현되어 있는 주기적인 신호 생성기로 인해 이러한 특징이 나타난다. 그러나 주기 신호 생성을 위한 정제환 루프와 시간 지연 항으로 인해 안정도 여유가 감소한다. 따라서 반복 제어 시스템에서 안정도와 추종 성능간의 트레이드오프(tradeoff)가 고려되어 왔다. Hara 등은 반복 제어 시스템의 안정을 위한 충분 조건을 유도하였고 시스템 안정을 위하여 고주파 영역에서 추종 성능을 희생시키는 수정된 반복 제어 시스템을 제안하였다[1]. Güvenç는 구조적인 모델링 오차가 있는 플랜트를 대상으로 안정도와 성능 강인성을 결정하기 위하여 반복 제어 시스템에 구조적 특이값을 적용하였다[2]. Li와 Tsao는 강인 안정 및 강인 성능 반복 제어 시스템의 해석과 설계 방법을 제안하였다[3]. Doh와 Chung은 시변 불확실성을 가진 선형 시스템을 위한 강인 안정성을 보장하는 반복 제어 시스템을 설계하는 방법을 제안하였다[4]. Tsai와 Yao는 안정도와 성능을 보장하는 반복 제어기의 매개 변수에 대한 상한 경계값과 하한 경계값을 유도하고[5] 푸리에 해석을 기반으로 추종 오차의 상한 경계값을 에너지 측면에서 유도하였다[6]. Doh와 Ryoo는  $q$  필터를 성능 가중치 함수로 선택함으로써 강인 성능 조건으로부터 반복 제어 시스템의 강인 안정 조건을 제시하였다[7].

그러나 반복 제어기를 사용하기 위해서는 해결해야 할 두 가지 문제가 있다. 첫 번째는 기존 궤환 시스템에 반복 제어기가 추가되지만, 궤환 제어기 설계 문제와 별개로 반복 제어기를 설계해야 한다. 즉, 궤환 제어기를 설계시 사용한 시스템 정보를 충분히 활용하지 못하고 반복 제어기를 설계한다. 따라서 반복 제어기에 존재하는  $q$  필터의 차단 주파수는 반복적인 시도를 통해서 구하게 된다. 따라서 설계 비용을 줄이기 위한 방법을 찾아야 한다. 두 번째는 반복 제어기의 시간 지연 항과 정제환 루프는 위상 여유를 감소시킨다. 또한 플랜트 불확실성은 전체 시스템의 안정도를 위협한다. 따라서 추가되는 반복 제어기는 모델 불확실성이 존재하더라도 전체 시스템의 강인 안정성을 보장하여야 한다.

본 논문에서는 모델링 오차를 가지는 궤환 제어 시스템에 반복 제어기를 적용할 때, 전체 시스템을 강인 안정화시키는 충분 조건을 제시하고, 이를 바탕으로 반복 제어기의 체계적인 설계 방법을 제안한다. 실제 플랜트는 곱셈형 불확실성 모델로 표현되고 기준 서보와 강인 성능을 보장하는 궤환 제어기는 주어진 것으로 가정한다. 먼저 일반적인 궤환 제어 시스템에서 잘 알려진 강인 성능 조건을 사용하여 반복 제어 시스템의 강인 안정 조건을 제안하고 성능 가중치 함수로부터 전체 시스템을 강인 안정시키는  $q$  필터를 설계한다. 그러므로  $H_\infty$ ,  $\mu$ -synthesis와 같은 강인 제어 이론에서 사용하는 도구들[8,9]을 사용하여 궤환 제어기와 반복 제어기를 동시에 설계할 수 있다. 또한 반복 제어 시스템의 강인 안정 조건이 만족된다면 정상 상태 추종 오차가 시간 지연 없이 간단하게 표현될 수 있음을 보인다. 구해진 결과로부터, 추종 성능을 향상시키고 강인 안정 조건을 만족하기 위한  $q$  필터의 설계 규칙을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II 장에서는 반복 제어

\* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수: 2010. 4. 12., 수정: 2010. 5. 7., 채택확정: 2010. 5. 12.

김광수, 도태용: 국립한밭대학교 제어계측공학과

(kskim@hanbat.ac.kr/dolerite@hanbat.ac.kr)

※ 이 논문은 2008년도 정부재원(교육인적자원부 학술연구조성사업비)으로 한국연구재단의 지원을 받아 연구되었음(KRF-2008-313-D00338).

시스템의 강인 안정 조건을 제안하고, III 장에서는 정상 상태 추종 오차를 추정하는 방법에 대해서 소개한다. 시뮬레이션 결과를 IV 장에서 설명하고, 결론과 후후 과제를 V 장에서 제시한다.

**II. 반복 제어 시스템의 강인 안정 조건**

그림 1과 같은 폐환 제어 시스템을 고려하자.  $y_r(t)$ 는 기준 궤적으로 주기  $T$ 를 갖는 주기적이고 크기가 한정된 신호로 가정한다.  $y(t)$ 는 플랜트 출력,  $u(t)$ 는 폐환 제어 입력이다.  $C(s)$ 는 폐환 제어 시스템을 안정시키고 강인 성능을 보장하는 폐환 제어기이다. 플랜트  $G(s)$ 는 곱셈형 불확실성을 가지며 다음과 같이 표현된다.

$$G(s) = (1 + \Delta(s) W_u(s)) G_n(s) \quad (1)$$

여기서  $G_n(s)$ 는 공칭 플랜트 모델이고  $W_u(s)$ 는 알려진 안정한 불확실성 가중치 함수이며  $\Delta(s)$ 는  $\|\Delta\|_\infty \leq 1$ 을 만족하는 알 수 없는 안정적 함수이다. 강인 제어 이론에서 강인 성능 조건으로 알려진 다음 보조정리를 먼저 소개한다.

보조 정리 1 [10]: 그림 1의 폐환 제어 시스템을 고려할 때, 강인 성능을 위한 필요 충분 조건은

$$\|W_u T_n\|_\infty < 1 \text{ 과 } \left\| \frac{W_p S_n}{1 + \Delta W_u T_n} \right\|_\infty < 1$$

이다.

이것은 다음과 동일하다.

$$\| |W_p S_n| + |W_u T_n| \|_\infty < 1 \quad (2)$$

여기서  $W_p(s)$ 는 알려진 안정한 성능 가중치 함수로 가정하고,  $S_n(s) = 1/(1 + G_n(s)C(s))$ 는 공칭 감도 함수이고  $T_n(s) = 1 - S_n(s)$ 는 공칭 상보 감도 함수이다.

주기 신호를 효과적으로 추종하기 위해서, 그림 2와 같이 기존의 폐환 제어 시스템에 반복 제어기  $C_{rc}(s)$ 가 추가된다. 여기서  $q(s)$ 는 시스템 안정도를 보장하기 위한 저역 통과 필터이다.

정리 1: 그림 2의 반복 제어 시스템을 고려하자. 그러면

$$|q(j\omega)| \cos(\theta(\omega) - \omega T) \leq 1, \quad \forall \omega \quad (3)$$

$$\|W_u T_n\|_\infty < 1 \text{ 과 } \left\| \frac{q S_n}{1 + \Delta W_u T_n} \right\|_\infty < 1 \quad (4)$$

을 만족하는  $q(s)$ 가 존재한다면, 반복 제어 시스템은 강인

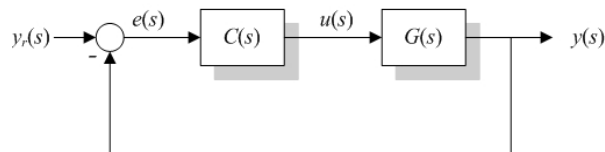


그림 1. 폐환 제어 시스템.  
Fig. 1. A feedback control system.

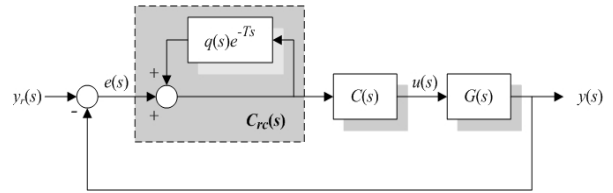


그림 2. 반복 제어 시스템.  
Fig. 2. A repetitive control system.

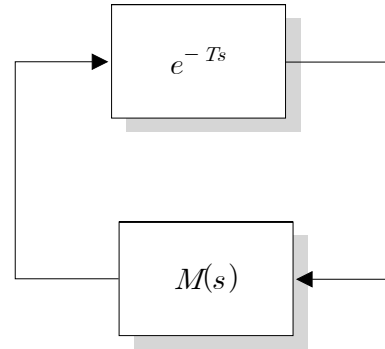


그림 3. 동등 시스템.  
Fig. 3. An equivalent system.

안정하다. 여기서  $\theta(\omega) = \arg[q(j\omega)]$ 이고, 식 (4)는

$$\|q S_n\| + \|W_u T_n\|_\infty < 1 \quad (5)$$

와 동일하다.

증명: 반복 제어기는 기존 폐환 제어 시스템에 추가되기 때문에, 부폐환 시스템을 유지하기 위하여 반복 제어기의 부호는 항상 양이어야 한다. 반복 제어기의 전달 함수는

$$C_{rc}(s) = \frac{1}{1 - q(s)e^{-Ts}} \quad (6)$$

이다. 주파수 응답을 조사하기 위하여,  $s$ 를  $j\omega$ 로 대치하면, 식 (6)의 분모는 다음과 같이 된다.

$$1 - |q| \cos(\theta(\omega) - \omega T) - j|q| \sin(\theta(\omega) - \omega T) \quad (7)$$

반복 제어기의 부호를 양으로 유지하기 위하여, 식 (7)의 실수값은 0보다 크거나 같아야 한다. 즉,

$$1 - |q(j\omega)| \cos(\theta(\omega) - \omega T) \geq 0, \quad \forall \omega \quad (8)$$

강인 안정성을 증명하기 위해서, 그림 2의 반복 제어 시스템에서 외부 입력을 무시한다.  $e^{-Ts}$ 의 출력으로부터  $e^{-Ts}$ 의 입력까지의 전달 함수는  $M(s) = q S_n / (1 + \Delta W_u T_n)$ 이다. 따라서 그림 2는  $e^{-Ts}$ 와  $M(s)$ 로 구성된 그림 3과 같은 시스템으로 변환할 수 있다. 시간 지연항  $e^{-Ts}$ 는 안정하고 그 노름(norm)이 1이기 때문에, 최대 루프 이득은  $\|M(s)e^{-Ts}\|_\infty$ 이다. Small-Gain 이론에 의해

$$\left\| \frac{q S_n}{1 + \Delta W_u T_n} \right\|_\infty < 1 \quad (9)$$

가 성립한다. 따라서 식 (9)는 반복 제어 시스템의 강인 안

정을 위한 충분 조건이다. 따라서 보조 정리 1과 비슷하게, 식 (9)는 식 (5)와 같이 변환된다. ■

설계 규칙 1: ( $q$  필터의 크기) 식 (3)을 만족하기 위하여,  $q$  필터의 크기는 1보다 작거나 같아야 한다.

따름 정리 1: 그림 2의 반복 제어 시스템을 고려하자. 식 (10)을 만족하는  $W_p(s)$ 를  $q(s)$ 로 선택한다고 가정하자.

$$|W_p(j\omega)\cos(\phi(j\omega) - \omega T)| \leq 1, \quad \forall \omega \quad (10)$$

여기서  $\phi(j\omega) = \arg[W_p(j\omega)]$ 이다. 그러면 강인 성능 조건 (2)를 만족한다면, 반복 제어 시스템은 강인 안정하다.

증명: 정리 1에서  $q(s)$ 를  $W_p(s)$ 를 대체하면, 따름 정리 1은 증명된다. ■

따름 정리 1에 따르면, 강인 성능 조건을 만족시키는 궤환 제어기는 반복 제어 시스템의 강인 안정을 보장할 수 있다. 따라서 강인 안정성을 보장하는 반복 제어기의  $q(s)$ 를 설계할 필요가 없다. 이와 같은 결과가 발생하는 이유는 성능 가중치 함수  $W_p(s)$ 가 반복 제어 시스템의 강인 안정성을 보장하는  $q$  필터의 역할을 수행하기 때문이다. 이것은 [9]의 결과와 동일하다. 그러나  $W_p(s)$ 는 일반적으로 그 크기가 1보다 크기 때문에, 따름 정리 1을 그대로 사용할 수 없다.

따름 정리 2: 그림 2의 반복 제어 시스템을 고려하자. 강인 성능 조건 (2)를 만족하는 궤환 제어기  $C(s)$ 가 존재한다고 가정하자. 그러면 식 (3)과

$$\|q(s)/W_p(s)\|_\infty \leq 1 \quad (11)$$

을 만족하는  $q(s)$ 가 존재한다면 반복 제어 시스템은 강인 안정하다.

증명: 보조 정리 1과 식 (11)에 의해, 다음 부등식을 얻을 수 있다.

$$|qS_n| + |W_u T_n| \leq |W_p S_n| + |W_u T_n| < 1, \quad \forall \omega \quad (12)$$

따라서 식 (12)는 식 (5)를 자동으로 만족한다. ■

설계 규칙 2: (강인 안정) 강인 성능을 만족하는 궤환 시스템에 반복 제어기를 추가하기 위해서, 식 (11)이 만족하여야 한다.

식 (11)은 다음 부등식과 동일하다.

$$\|qS_n| + |W_u T_n\|_\infty < 1 \quad (13)$$

식 (13)에서 부등식  $\|W_u T_n\|_\infty < 1$ 은 그림 1의 궤환 제어 시스템의 강인 안정 조건이다. 식 (13)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\|qS_n| + |W_u G_n C S_n\|_\infty = \|S_n|( |q| + |W_u G_n C| )\|_\infty = \rho \quad (14)$$

여기서  $\rho$ 는 반복 제어 시스템의 강인성 척도로 정의한다. 즉,  $q$  필터를 적절히 설계하여 작은  $\rho$ 를 얻었다면, 반복 제어 시스템은 큰 플랜트 불확실성에도 불구하고 안정할 수 있다.  $|W_u G_n C|$ 와  $|S_n|$ 은 궤환 제어기  $C(s)$ 에 의해 정해져 있기 때문에,  $\rho$ 은  $q$  필터의 특성에 의해서 결정된다.  $\rho$ 은 다른 항들과 무관하게  $q$  필터의 크기가 증가함에

따라서 같이 증가하게 된다. 일반적으로 지역 통과 필터가  $q$  필터로 선택된다.  $q$  필터의 대역폭이 좁을수록 작은  $\rho$ 을 얻을 수 있다. 또한  $q$  필터의 상대 차수가 클수록  $q$  필터의 크기가 주파수가 증가함에 따라 급격히 감소하므로 작은  $\rho$ 을 얻을 수 있다.

설계 규칙 3: (반복 제어 시스템의 강인성) 반복 제어 시스템의 강인성은  $q$  필터의 대역폭이 좁을수록 개선된다. 또한 같은 대역폭일 경우,  $q$  필터의 상대 차수가 증가할수록 강인성은 개선된다.

### III. 정상 상태 추종 오차의 추정

정리 2: 그림 2의 반복 제어 시스템을 고려하자. 추종 오차  $e(t)$ 는 반복 제어 시스템이 식 (3)과 (5)를 만족하면, 시간이 지남에 따라 식 (15)에 근접하게 된다.

$$e_{ss} = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) \quad (15)$$

여기서  $e(t)$ 는 다음과 같다.

$$e(t) = \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{S_n(1-q)}{1 + \Delta W_u T_n - qS_n} Y_r \right\} \quad (16)$$

증명: 그림 2의 반복 제어 시스템은 다음과 같은 추종 오차를 가진다.

$$\begin{aligned} E(s) &= Y_r(s) - Y(s) \\ &= Y_r(s) - \frac{G(s)C(s)}{1 - q(s)e^{-Ts}} E(s) \end{aligned}$$

$q/(1 + G_n(1 + \Delta W_u)C) = qS_n/(1 + \Delta W_u T_n)$ 과 위의 식을 이용하면, 추종 오차는

$$\begin{aligned} E(s) &= \frac{S_n(1 - qe^{-Ts})}{1 + \Delta W_u T_n - qS_n e^{-Ts}} Y_r(s) \\ &= \frac{S_n(1 - qe^{-Ts})/(1 + \Delta W_u T_n)}{1 - qS_n e^{-Ts}/(1 + \Delta W_u T_n)} Y_r(s) \end{aligned} \quad (17)$$

와 같이 쓸 수 있다.

$\|qS_n/(1 + \Delta W_u T_n)\|_\infty < 1$ 이기 때문에, 추종 오차는 무한 급수로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} E(s) &= \frac{S_n(1 - qe^{-Ts})}{1 + \Delta W_u T_n} Y_r(s) \left\{ 1 + \frac{qS_n}{1 + \Delta W_u T_n} e^{-Ts} \right. \\ &\quad \left. + \left( \frac{qS_n}{1 + \Delta W_u T_n} \right)^2 e^{-2Ts} + \dots \right\} \\ &= \frac{S_n}{1 + \Delta W_u T_n} Y_r(s) - \frac{T_n(1 + \Delta W_u)}{1 + \Delta W_u T_n} \cdot \\ &\quad \left( \frac{qS_n}{1 + \Delta W_u T_n} \right) e^{-Ts} Y_r(s) \\ &\quad - \frac{T_n(1 + \Delta W_u)}{1 + \Delta W_u T_n} \left( \frac{qS_n}{1 + \Delta W_u T_n} \right)^2 e^{-2Ts} Y_r(s) \dots \\ &= E_0(s) + \sum_{k=1}^{\infty} E_k(s) e^{-kTs} \end{aligned} \quad (18)$$

여기서  $E_0(s)$ 와  $E_k(s)$ 는 각각 다음과 같다.

$$E_0(s) = \frac{S_n}{1 + \Delta W_u T_n} Y_r(s)$$

$$E_k(s) = -\frac{T_n(1 + \Delta W_u)}{1 + \Delta W_u T_n} \left( \frac{q S_n}{1 + \Delta W_u T_n} \right)^k Y_r(s)$$

전달 함수  $S_n$ ,  $T_n$ ,  $\Delta$ ,  $W_u$ 와  $q$ 는 우반면에서 해석적이고  $y_r(t)$ 의 크기가 제한되어 있기 때문에, 식 (18)에 있는 각 항들의 역 라플라스 변환이 존재한다. 시간 영역에서의 추종 오차는

$$e(t) = e_0(t) + \sum_{k=1}^{\infty} e_k(t - kT) \quad (19)$$

와 같다. 여기서  $e_0(t) = \mathcal{L}^{-1}\{E_0(s)\}$ 은 그림 1의 궤환 제어 시스템에 의해서 생성된 추종 오차를 의미한다.  $e_k(t - kT)$ 는  $\mathcal{L}^{-1}\{E_k(s)e^{-kTs}\}$ 이다. 그러므로 정상 상태 추종 오차는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$e_{ss} = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t)$$

$$= \lim_{t \rightarrow \infty} \left\{ e_0(t) + \sum_{k=1}^{\infty} e_k(t - kT) \right\}$$

$$= \lim_{t \rightarrow \infty} \left\{ e_0(t) + \sum_{k=1}^{\infty} e_k(t) \right\} \quad (20)$$

$$= \lim_{t \rightarrow \infty} \mathcal{L}^{-1} \left\{ E_0(s) + \sum_{k=1}^{\infty} E_k(s) \right\}$$

$$= \lim_{t \rightarrow \infty} \epsilon(t)$$

정상 상태 추종 오차와  $q$  필터와의 관계를 조사하기 위하여, 식 (16)에 있는  $y_r(t)$ 와 정상 상태 추종 오차  $\epsilon(t)$ 와의 전달 함수를 고려하자. 조사의 편의성을 위하여, 불확실성은 고려하지 않는다. 그러면 전달 함수는

$$T_{re}(s) = \frac{S_n(1 - q)}{1 - qS_n} \quad (21)$$

와 같이 쓸 수 있다. 식 (21)은  $q$  필터의 크기가 1에 가까워짐에 따라 정상 상태 추종 오차가 0으로 감소함을 보여 준다. 비록 반복 제어 시스템에서  $q(s)$ 이 1인 경우가 제일 좋은 선택이지만, 플랜트의 분모 차수와 분자 차수가 동일한 경우 안정성이 보장되지 않는다[1]. 그 결과 크기 1의 저역 통과 필터가  $q$  필터로 사용된다.  $y_r(t)$ 의 대역보다 충분히 넓은 대역을 가진  $q$  필터를 선택하여 추종 오차를 제거한다. 같은 대역의 경우,  $q$  필터의 상대 차수가 낮을수록,  $y_r(t)$ 의 고조파에 의해 생성되는 오차를 줄일 수 있기 때문에, 보다 좋은 추종 성능을 가진다.

설계 규칙 4: (정상 상태 추종 오차) 반복 제어 시스템의 추종 성능은  $q$  필터의 상대 차수가 감소할수록,  $q$  필터의 대역이 넓을수록 향상된다.

**IV. 시뮬레이션 결과**

그림 1과 같은 전형적인 궤환 시스템을 고려한다. 플랜트  $G(s)$ 는 식 (1)과 같다. 여기서 공칭 모델  $G_n(s)$ 와 성

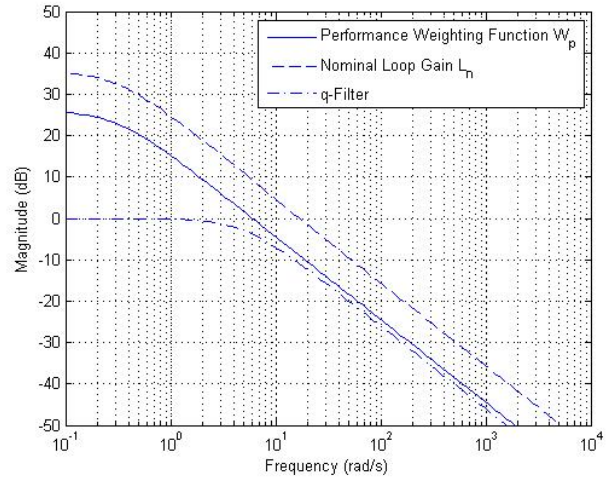


그림 4. 성능 가중치 함수 (실선)와 공칭 루프 이득 (대쉬선),  $q$  필터의 크기 (대쉬선-점선).

Fig. 4. Magnitude plots of the performance weighting function (solid), the nominal loop gain (dash), and the  $q$  filter (dash-dot).

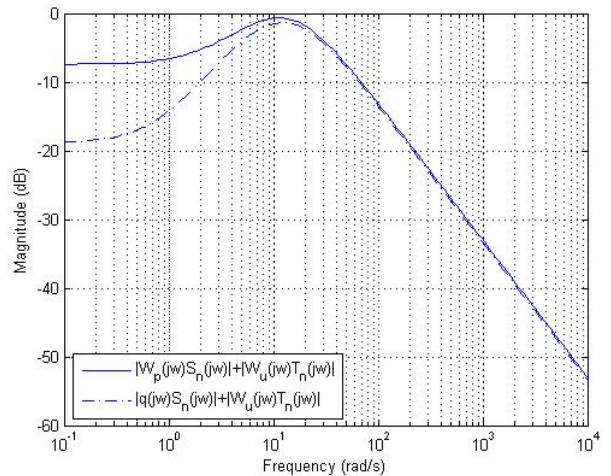


그림 5.  $|W_p(j\omega)S_n(j\omega)| + |W_u(j\omega)T_n(j\omega)|$  (실선)과  $|q(j\omega)S_n(j\omega)| + |W_u(j\omega)T_n(j\omega)|$  (대쉬선-점선).

Fig. 5.  $|W_p(j\omega)S_n(j\omega)| + |W_u(j\omega)T_n(j\omega)|$ (solid) and  $|q(j\omega)S_n(j\omega)| + |W_u(j\omega)T_n(j\omega)|$  (dash-dot).

능 가중치 함수  $W_p(s)$ , 불확실성 가중치 함수  $W_u(s)$ 는 [9]에서 주어진 것과 같다.

$$G_n(s) = \frac{50(s + 1.4)}{(s + 1)(s + 2)} \quad (22)$$

$$W_p(s) = \frac{20}{(s/0.3 + 1)} \quad (23)$$

$$W_u(s) = \frac{(s + 1)}{(s + 10)} \quad (24)$$

MATLAB의 Robust Control Toolbox[10]를 이용하여 구한 궤환 제어기  $C(s)$ 는

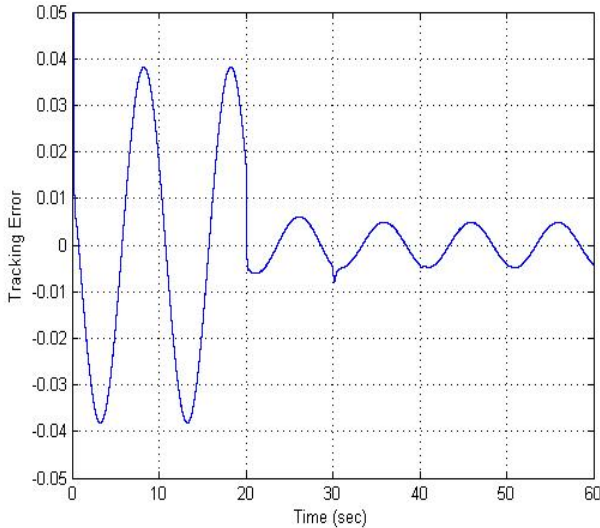


그림 6. 추종 오차.  
Fig. 6. Tracking error.

$$C(s) = \frac{51559.5107(s+2)(s+1)(s+10)}{(s+9.164)(s+1.4)(s+0.3)} \quad (25)$$

와 같다. 이상과 같은 궤환 제어 시스템이 주어졌을 때,  $q(s)$ 를 제시한 설계 규칙에 따라 설계하자.

설계 규칙 1에 따라  $q(s)$ 의 DC 이득은 1보다 작거나 같아야 한다. 설계 규칙 2에 따라  $q(s)$ 의 상대 차수는  $W_p(s)$ 의 상대 차수보다 크거나 같아야 한다. 따라서  $q(s)$ 의 상대 차수는 1차 이상이어야 한다. 설계 규칙 3과 4를 동시에 만족하기 위해서는  $q$  필터의 대역은  $W_p(s)$ 의 0 dB 주파수에 가깝게 설정한다. 설계된  $q(s)$ 는 DC 이득이 1이고 차단 주파수가 5 rad/sec인 1차 저역 통과 필터로 다음과 같다.

$$q(s) = \frac{5}{s+5} \quad (26)$$

그림 4는 공칭 루프 이득  $L_n(s)$ 과  $W_p(s)$ ,  $q(s)$ 의 주파수 특성을 나타내고 있다.  $W_p(s)$ 의 크기가  $q(s)$ 의 크기보다 항상 작으므로 보조 정리 1을 만족한다. 이 사실은 그림 5의  $|qS_n|+|W_uT_n|$ 과  $|W_pS_n|+|W_uT_n|$ 의 크기를 비교함으로써 쉽게 확인할 수 있다. 따라서  $q(s)$ 는 반복 제어 시스템의 강인 안정성을 보장한다. 또한 5 rad/sec 이하의 주파수 영역에서  $q(s)$ 의 크기가 1을 유지하므로, 5 rad/sec 이하의 주기 신호를 추종하거나 외란 신호를 제거하는 성능이 향상된다.

그림 6은 기준 입력  $y_r(t)$ 로  $\sin(0.2\pi t)$ 가 인가되었을 때, 추종 오차를 나타낸 것이다. 따라서 반복 제어기의  $T$ 는 10 초로 설정된다. 반복 제어기의 성능을 평가하기 위해서, 반복 제어기는 20 초가 지난 후에 켜진다. 정상 상태 추종 오차 크기의 최대값은 반복 제어기가 동작하기 전에는 0.0398이었으나 반복 제어기가 동작한 후에는 0.00487로 급격하게 감소함을 확인할 수 있다.

V. 결론 및 추후 과제

본 논문에서는 궤환 제어 시스템의 강인 성능 조건으로부터 반복 제어 시스템의 강인 안정 조건과의 연관성을 보였다. 또한 반복 제어 시스템의 정상 상태 오차의 특성에 대해서도 조사하였다. 이상의 결과를 바탕으로 반복 제어 시스템의 안정성과 추종 성능을 향상시킬 수 있는 반복 제어기를 설계할 수 있는 몇 가지의 설계 규칙을 제안하였다. 최종적으로 제안된 방법의 유용성을 보이기 위하여 간단한 2차 시스템에 대한 시뮬레이션을 실시하였다.

체계적으로 반복 제어기를 설계하기 위하여, 추후에는 다양한 형태의  $q$  필터에 대한 강인 안정성, 추종 성능에 대한 정량적, 정성적 결과를 도출하여야 할 것이다.

참고문헌

- [1] S. Hara, Y. Yamamoto, T. Omata, and H. Nakano, "Repetitive control system: a new type servo system for periodic exogenous signals," *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. 37, no. 7, pp. 659-668, 1988.
- [2] L. G'uvenc, "Stability and performance robustness analysis of repetitive control systems using structured singular values," *ASME J. Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol. 118, no. 3, pp. 593-597, 1996.
- [3] J. Li and T.-C. Tsao, "Robust performance repetitive control systems," *ASME J. Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol. 123, no. 3, pp. 330-337, 2001.
- [4] T.-Y. Doh and M. J. Chung, "Repetitive control design for linear systems with time-varying uncertainties," *IEE Proc. - Control Theory and Applications*, vol. 150, no. 4, pp. 427-432, July 2003.
- [5] M.-C. Tsai and W.-S. Yao, "Design of a plug-in type repetitive controller for periodic inputs," *IEEE Trans. Control Systems Technology*, vol. 10, no. 4, pp. 547-555, 2002.
- [6] M.-C. Tsai and W.-S. Yao, "Analysis and estimation of tracking errors of plug-in type repetitive control system," *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. 50, no. 8, pp. 1190-1195, 2005.
- [7] T.-Y. Doh and J. R. Ryoo, "Robust stability condition and analysis on steady-state tracking errors of repetitive control systems," *Int. J. Control, Automation, and Systems*, vol. 6, no. 6, pp. 960-967, 2008.
- [8] J. C. Doyle, B. A. Francis, and A. R. Tannenbaum, *Feedback Control Theory*, Macmillan Publishing Company, 1992.
- [9] K. Zhou and J. C. Doyle, *Essentials of Robust Control*, Prentice-Hall, Inc., 1998.
- [10] G. Balas, R. Chiang, A. Packard, and M. Safonov, *MATLAB Robust Control Toolbox 3 User's Guide*, MathWorks, Inc., 2009.



**김 광 수**

1996년 서울대학교 전기공학부(공학사). 1998년 서울대학교 전기공학부(공학석사). 2004년 서울대학교 전기컴퓨터공학부(공학박사). 2004년~2007년 삼성전자 TN총괄 책임연구원. 2007년~2008년 현대자동차 CL사업부 과장. 2008년~현재 한밭대학교 전기전자제어공학부 전임강사. 관심분야는 제어 시스템, 모바일로봇, 텔레메틱스 등.



**도 태 용**

1992년 경북대학교 전자공학과 졸업. 1994년, 1999년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사 및 박사. 1997년~2001년 삼성전자 책임연구원. 2002년~현재 국립한밭대학교 제어계측공학과 부교수. 관심분야는 반복 학습 제어, 반복 제어, 강인제어, DSP 기반 임베디드 제어 시스템, 지능형 서비스 로봇.