

디지털 재설계를 이용한 인공위성의 디지털 PWM 정밀 자세 제어기의 개발

Development of Digital PWM Attitude Controller for Artificial Satellites Using Digital Redesign

주영훈* · 이연우* · 이호재** · 박진배**

Young Hoon Joo · Yeon Woo Lee · Ho Jae Lee · Jin Bae Park

*군산대학교 전자정보공학부, **연세대학교 전기전자공학과

요 약

본 논문은 디지털 재설계 기법을 이용한 펄스폭변조(PWM: pulse-width-modulation) 제어기 설계 기법을 제안한다. 디지털 재설계 기법은 잘 설계된 아날로그 제어기를 상태 정합(state-matching) 이라는 측면에서 그 제어 성능을 보장하도록 일반적인 펄스폭변조(PAM: pulse-amplitude-modulation) 디지털 제어기로 변환하는 기법이다. 유사한 개념으로 재설계된 PAM 디지털 제어기는 등가 영역의 원리(equivalent area principle)를 사용하여 PWM 제어기로 변환된다. 제안된 PWM 제어기법의 효용성을 검증하기 위하여 인공위성의 자세제어 시스템의 모의실험의 예를 보인다.

Abstract

This paper concerns a pulse-width-modulation (PWM) controller design technique using digital redesign. Digital redesign is to convert a well-designed analog controller into an equivalent pulse-amplitude-modulation (PAM) controller maintaining the original analog control system in the sense of state-matching. In similar line of conversion concept, the redesigned PAM controller is converted into a PWM controller using the equivalent area principle. To convincingly visualize the proposed technique, a computer simulation example-attitude control of artificial satellite system is included.

Key Words: 디지털 재설계, PWM 제어기, 상태정합, 인공위성 자세제어

1. 서 론

산업계에서 실제로 가동되는 시스템이나 공정은 연속적인 시간상에서 운용되므로 연속 시간으로 표현되는 제어기를 설계하는 것은 매우 자연스럽다. 현대의 컴퓨터 산업분야의 급속한 발전으로 매우 저렴한 비용으로 강력한 성능의 디지털 제어기를 구현 및 활용한다면 그 성능을 향상시킬 수 있다.

최근 십수년간 다양한 디지털 제어기 설계기법이 개발되었다. 그 중 디지털 재설계(digital redesign)라 불리는 방법은 잘 설계된 아날로그 제어기를 상태 정합(state-matching)을 통해 등가의 제어 성능을 보장하는 디지털 제어기로 변환하는 방법이다 [1]-[10]. 기존의 디지털 제어기 설계 방법들은 복잡한 수학적 전개에 기반한 설계 기법이 대부분이어서 실제로 만족할만한 제어 성능을 보장하는 디지털 제어기의 설계가 쉽지 않다. 한편, 디지털 재설계 기법은 아날로그 제어기를 디지털 제어기로 변환하는 기법이므로 매우 잘 개발된 아날로그 제어 이론에 기반하여 잘 설계된 아날로그 제어

기의 제어 성능을 보장할 수 있으며 매우 간단한 수식에 의하여 디지털 제어기를 설계할 수 있다는 것이 매우 큰 장점이다.

실제 산업 현장에서는 펄스폭변조(PAM: pulse-amplitude-modulation) 방식이라고 불리는 일반적인 디지털 제어기 뿐만 아니라 디지털 펄스폭 변조 (PWM: pulse-width-modulation) 방식의 제어기 또한 광범위하게 사용된다. 디지털 재설계기법은 등가 영역의 원리 (equivalent area principle)를 사용하여 PAM 제어기를 손쉽게 PWM 제어기로 변환설계할 수 있는 장점을 보유하고 있다.

현재, 우주상공에 발사된 인공위성의 추력기(gas-jet actuator)는 대부분 비례-적분-미분(PID: proportional-integral-derivative) 제어기에 의한 제어 시스템을 활용하고 있다 [12]. 실질적으로 중요한 문제점은 PID 제어기를 포함한 기존의 제어 법칙들은 추력기의 특성을 고려하지 않았다는 점이다. 실제로 추력기의 출력은 주로 일정한 크기의 추력을 on/off의 형태로 생성하기 때문에 추력기의 제어는 출력의 발화시간을 조절하는 PWM 방식이 더욱 현실적이다. 그러나 현재까지 인공위성의 자세제어를 위한 이론적인 연구결과를 고찰해 볼 때, 대부분 이를 무시하며 일반적인 연속시간 함수로 표현되는 제어법칙을 제시하는 실정이다. 고급제어이론을 도입하여 자세제어기를 설계하여도 이를 실제 위성체에 적용할 수 없으며, 시스템의 안정성 또한 보장할 수 없다.

접수일자 : 2003년 6월 7일

완료일자 : 2003년 8월 8일

이 논문은 2002년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음 (KRF-2002-041-D00212)

본 논문은 디지털 재설계 기법을 이용한 PWM 제어기 설계 기법을 제안한다. 적절한 성능을 보장하는 아날로그 제어기의 성능이 보장되도록 디지털 제어기로 변환한 후 등가 영역의 법칙을 사용하여 PWM 제어기로 변환한다. 마지막으로, 제안된 방법의 효용성을 검증하기 위하여 인공위성의 자세제어 시스템의 모의실험의 예를 보인다.

2. 준최적 디지털 재설계

일반적으로 아날로그 시스템(그림 1)의 디지털 제어 시스템은 제어기와 플랜트를 0차 zero/hold등의 A/D, D/A 변환을 사용하여 이중의 신호를 교환한다. 이러한 이중의 신호가 혼재되어 있는 제어 시스템을 위한 제어기 설계는 매우 난해한 문제로서 많은 연구가 진행중이나 문제의 특성상 더욱더 많은 연구노력이 필요한 분야이다. 디지털 제어기의 설계 기법은 대체적으로 세 가지로 분류 가능하다. 그림 2는 일반적인 디지털 제어기 설계 기법들의 계통을 나타낸다.

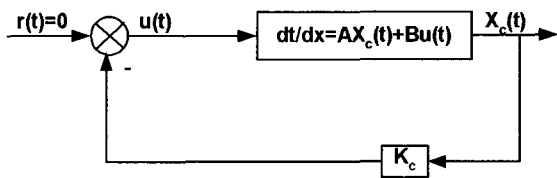


그림 1. 아날로그 제어 시스템
Fig. 1 Analog control system

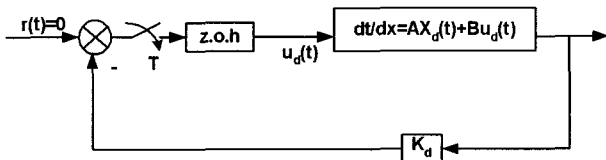


그림 2. 디지털 제어 시스템
Fig. 2 Digital control system

첫 번째로 직접 디지털 제어기 설계란 제어대상 시스템으로부터 다양한 시스템 동정기법을 활용하여 이산화 모델을 동정한 후 이산시간 제어기를 설계한다. 설계된 이산시간 제어기를 0차 zero/hold등의 A/D, D/A 변환기를 사용하여 아날로그 플랜트를 제어한다. 기존의 대부분의 산업현장에서의 제어 시스템은 이러한 형태를 취하고 있다. 그러나 이러한 방법은 시스템의 안정도를 보장할 수 없으며 특히 시스템의 특성에 따라 샘플링 주기의 선택에 제한이 존재하는 경우 시스템의 주파수 대역에 의존하는 샘플링 이론에 근거한 샘플링 주기를 선택하지 못하는 경우가 발생할 수 있다. 이러한 경우 시스템의 구현이 불가능한 경우도 발생 가능하다.

두 번째, 샘플치 데이터 제어기 설계란 아날로그 시스템으로부터 직접 디지털 제어기를 설계하는 방법으로서, 일반적으로 소위 Lifting technique을 사용한다. 이러한 방법은 연속 시간에서 표현되는 시스템의 성능지수를 명확히 반영하지 못하는 단점이 존재한다. 마지막으로, 디지털 재설계란 또 다른 효율적인 디지털 제어기 설계기법이다. 기존의 디지털 제어기 설계 기법과는 달리, 디지털 재설계 기법은 과거 수십년간 체계적으로 정립된 아날로그 제어 이론에 기반하여 잘 설계된 아날로그 제어기를 디지털 제어기로 변환하는 방법이

다. 여기서 재설계 목적은 아날로그 제어 시스템의 성능을 가능한한 유사하게 유지하는 것으로 이를 위하여 시스템의 상태 정합 (state-matching)을 수행한다. 즉 샘플링 순간에서 아날로그 제어 시스템의 상태와 디지털 제어 시스템 상태를 가능한한 유사하게 정합하기 위한 디지털 제어기를 설계한다. 이 방법은 단순한 계산으로써 제어 성능을 보장하는 디지털 제어기를 손쉽게 설계할 수 있다는 장점이 있다고 알려져 있다 [8-10].

다음과 같은 선형 시스템을 고려하자.

$$\begin{aligned} \dot{x}_c(t) &= Ax_c(t) + Bu_c(t), \quad x_c(0) = x_0 \\ y_c(t) &= Cx_c(t) \end{aligned} \quad (1)$$

여기서, $u_c(t) \in R^m$, $y_c(t) \in R^p$ 이다.

제어입력 $u_c(t)$ 는 다음과 같다.

$$u_c(t) = -K_c x_c(t) \quad (2)$$

여기서, $K_c \in R^{m \times n}$ 는 제어 이득 행렬이다.

식 (1), (2)에 의한 폐루프 시스템은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_c(t) &= (A - BK_c)x_c(t) \\ x_c(0) &= x_0 \end{aligned} \quad (3)$$

샘플링 시간 T에 의한 식 (1)의 이산화 모델은 식 (4)와 같다.

$$\begin{aligned} x_c(kT + T) &= G_c x_c(kT) \\ y_c(kT) &= Cx_c(kT) \end{aligned} \quad (4)$$

여기서, $G_c = \exp((A - BK_c)T)$,

$$\begin{aligned} H_c &= \int_{kT}^{kT+T} \exp((A - BK_c)(kT + T - \tau)) B d\tau \\ &= (G_c - I_n)(A - BK_c)^{-1} B \end{aligned}$$

디지털 제어 입력을 고려한 아날로그 제어 시스템을 다음과 같이 고려하자.

$$\begin{aligned} \dot{x}_d(t) &= Ax_d(t) + Bu_d(t), \quad x_d(0) = x_0 \\ y_d(t) &= Cx_d(t) \end{aligned} \quad (5)$$

여기서,

$$u_d(t) = u_d(kT) = -K_d x_d(kT), \quad kT \leq t < kT + T \quad (6)$$

$K_d \in R^{m \times n}$ 는 디지털 제어 입력 행렬이다. 결과적으로 폐루프 시스템은 다음과 같다.

$$\dot{x}_d(t) = Ax_d(t) - BK_d x_d(kT), \quad kT \leq t < kT + T \quad (7)$$

식 (5)와 (6)에 의한 이산화 모델은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} x_d(kT + T) &= (G - HK_d)x_d(kT) \\ y_d(kT) &= Cx_d(kT) \end{aligned}$$

여기서, $G = \exp(AT)$,

$$\begin{aligned} H &= \int_{kT}^{kT+T} \exp(A(kT + T - \tau)) B d\tau \\ &= \int_0^T \exp(A\tau) B d\tau = (G - I_n)A^{-1}B \end{aligned}$$

참고 1: 행렬 A 가 특이행렬인 경우 다음의 식을 이용하여 행렬 H 를 계산할 수 있다.

$$H = \sum_{i=1}^{\infty} \frac{1}{i!} (AT)^{i-1} BT$$

본 절의 목적은 디지털 제어 이득 행렬 K_d 을 잘 설계된 아날로그 제어 이득 행렬 K_c 로부터 재설계한 후 이로부터 PWM 제어 신호를 생성하는 것이다.

보조정리 1(Schur complement): 적절한 차원의 상수 행렬 N, O, L 이 주어졌을 때 다음의 두 행렬 부등식은 동가이다.

$$(1) O > 0, N + L^T O L < 0$$

$$(2) \begin{bmatrix} N & L^T \\ L & -O^{-1} \end{bmatrix} < 0 \text{ 또는 } \begin{bmatrix} -O^{-1} & L \\ L^T & N \end{bmatrix} < 0$$

문제 1: 잘 설계된 아날로그 제어 이득 행렬 K_c 로부터 다음의 조건을 만족하는 디지털 제어 이득 행렬 K_d 을 구하라.

- (1) 디지털 제어 시스템 (7)이 리아푸노프 안정 이론에 근거하여 안정하다.
- (2) 디지털 제어 시스템의 시간응답이 아날로그 제어 시스템의 시간응답과 가능한 한 유사해야 한다.

문제 1의 첫 번째 조건은 선형 시불변 시스템의 리아푸노프 안정도 조건으로부터 다음의 행렬부등식의 조건과 동가임이 매우 잘 알려져 있다.

$$(G - HK_d)^T P (G - HK_d) - P < 0 \quad (8)$$

여기서, $P \in \mathbb{R}^{n \times n}$ 은 양한정 대칭 행렬이다.

조건 $x_c(kT) = x_d(kT)$ 하에서 다음의 행렬 방정식을 만족하는 행렬 K_d 를 찾을 수 있다면 시간 $t = kT + T$ 에서 예상되는 상태 정합 $x_c(kT + T) = x_d(kT + T)$ 은 획득될 수 있다.

$$G_c = G - HK_d \quad (9)$$

참고 2: 행렬 방정식 (9)는 $n \leq m$ 이고 행렬 H 가 특이하지 않은 경우에 정확한 해를 구할 수 있다. 그러나 이러한 조건은 매우 비현실적이다.

근사해를 구하기 위하여 행렬 방정식을 다음의 행렬 부등식으로 변환하자.

$$(G_c - (G - HK_d))^T (G_c - (G - HK_d)) < a^2 X^T X \quad (10)$$

여기서 $a > 0$ 는 상수, X 는 자유 행렬 변수이다.

정리 1: 다음의 조건을 만족하는 양한정 대칭행렬 Γ , 행렬 F , 양의 상수 $a > 0$ 가 존재한다면 디지털 제어 입력 (6)은 문제 1의 조건을 만족시킬 수 있다.

$$\begin{aligned} & \text{minimize}_{\Gamma, F} a \text{ subject to} \\ & \begin{bmatrix} -a\Gamma & * \\ G_c \Gamma - G\Gamma + HF & -aI \end{bmatrix} < 0 \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} -\Gamma & * \\ G\Gamma - HF & -\Gamma \end{bmatrix} < 0, \quad (12)$$

여기서, $F = K_d \Gamma$, *는 전치요소를 나타낸다. 제어 이득행렬

은 다음과 같이 구한다.

$$K_d = F \Gamma^{-1}$$

증명: 식 (8)에 Schur complement를 적용하면 다음의 행렬 부등식의 유도가 가능하다.

$$\begin{bmatrix} -P & * \\ G - HK_d & -P^{-1} \end{bmatrix} < 0$$

이제 다음의 컨그루언스 변환을 수행하고

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} P^{-1} & * \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -P & * \\ G - HK_d & -P^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P^{-1} & * \\ 0 & I \end{bmatrix} \\ & = \begin{bmatrix} -P^{-1} & * \\ GP^{-1} - HK_d P^{-1} & -P^{-1} \end{bmatrix} < 0 \end{aligned}$$

변수치환 $\Gamma = P^{-1}$, $F = K_d P^{-1}$ 을 수행하면 두 번째 선형행렬 부등식을 유도할 수 있다. 이제 첫 번째 선형행렬 부등식 (12)은 다음의 과정으로부터 유도 가능하다.

만약 a 가 매우 작은 양의 상수이고 식 (10)의 행렬 X 가 유계되어 있다면 부등식 (10)은 조건 (9)를 근사적으로 만족시킬 수 있다. 이제 행렬 One can choose P 를 조건 $P > X^T X$ 를 만족하도록 설정 가능하다면, 부등식 (10)은 다음의 부등식으로 대체 가능하다.

$$(G_c - (G - HK_d))^T (G_c - (G - HK_d)) < a^2 P \quad (13)$$

또한, Schur complement를 사용하면 다음과 같은 행렬부등식으로 변환할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} -aP & * \\ G_c - (G - HK_d) & -aI \end{bmatrix} < 0$$

마지막으로 컨그루언스 변환을 수행하고 변수치환 $\Gamma = P^{-1}$ 을 하면 다음의 선형행렬부등식을 얻는다.

$$\begin{bmatrix} -aP^{-1} & * \\ G_c P^{-1} - (GP^{-1} - HK_d P^{-1}) & -aI \end{bmatrix} < 0$$

참고 3: 정리 1에서 행렬부등식을 제약조건으로 갖는 최소화 문제는 일반 고유값 문제 (GEVP: generalized eigenvalue problem)이라 불리운다. 이러한 형태의 최소화 문제는 Matlab의 LMI optimization toolbox 등의 블록 최적화 프로그램을 이용하여 수치적으로 해를 구할 수 있다.

참고 4: 연속시간 시스템에서 이산시간 시스템으로의 변환은 적절히 선택한 샘플링 시간이 소위 샘플링 이론을 만족하는 경우에 한하여 일대일 대응이다. 만약 샘플링 이론을 만족하지 않는 샘플링 시간을 선택한다면 정확한 상태 정합 $x_d(kT) = x_c(kT)$ 을 유지하기 어렵다. 이러한 경우에는 단지 근사적인 상태 정합만을 기대할 수 있다 [8]. 더욱이 정리 1에서 해를 구하지 못한 경우에는 샘플링 시간을 조정해야 한다.

3. 디지털 재설계를 이용한 PWM 제어기 설계

PWM 제어기는 등가 영역의 원리를 이용하여 재설계된 PAM 제어기를 변환하여 설계한다. PWM 제어기의 입력 크기는 상수로 미리 정하며 전체적인 제어신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$u_{PWM}(t) = \begin{cases} 0, & \text{for } t \in [kT, kT + \tau_k) \\ \text{sgn}(u_d)u_M, & \text{for } t \in [kT + \tau_k, kT + \tau_k + \delta_k) \\ 0, & \text{for } t \in [kT + \tau_k + \delta_k, kT + T) \end{cases} \quad (14)$$

그림 3은 전형적인 PWM 제어 입력 신호를 나타낸다.

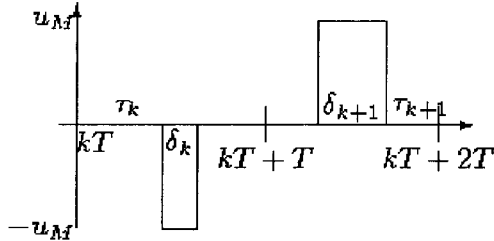


그림 3. PWM 제어 입력 신호
Fig. 3 Control signal for PWM

정리 2: 재설계된 디지털 제어 입력 $u_d(t)$ 로부터 계산되는 등가면적의 법칙을 만족하는 PWM 디지털 제어 입력 $u_{PWM}(t)$ 의 발화시간 δ_k 과 휴지시간 τ_k 는 다음과 같다.

$$\delta_k = T \frac{u_d(kT)}{u_M} \quad (15)$$

$$\tau_k = \frac{1}{2}(T - \delta) \quad (16)$$

증명: 다음과 같은 이산화된 디지털 제어 시스템을 고려하자.

$$x_d(kT + T) = Gx(kT) + Hu_d(t) \quad (17)$$

$u_d(t)$ 를 $u_{PWM}(t)$ 로 대체하면

$$\begin{aligned} x_d(kT + T) &= Gx(kT) + \int_{kT}^{kT+T} \exp(A(kT + T - \lambda)) \times Bu_{PWM}(t) d\lambda \\ &= Gx(kT) + H_{PWM} u_{PWM}(t) \end{aligned} \quad (18)$$

두 식의 상태를 정합하면, 그 결과는 다음과 같다.

$$Hu_d(t) = H_{PWM} u_{PWM}(t) \quad (19)$$

이를 풀면 위의 결과를 얻는다.

4. 컴퓨터 모의실험: 인공위성의 PWM 자세제어

관성모멘트에서 비대각항이 대각항에 비해 작고, 자세각이 선형영역내에 있으며 일정 각속도로 원궤도를 비행하는 인공위성의 pitch (Y축) 운동방정식은 roll (X축), yaw(Z축)와 분리된 다음과 같은 선형 방정식을 구할 수 있다 [3].

$$I_y \ddot{\theta} + 3n^2(I_x - I_z)\theta = T_c$$

여기서, I_x, I_y, I_z 는 각축의 관성 모멘트, n 은 궤도 각속도, $\theta, \dot{\theta}$ 는 pitch의 각도 및 각속도, T_c 는 제어 토크를 나타

낸다. 출력은 자세각과 각속도이며 상태방정식은 다음과 같이 구성된다.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t)$$

$$y(t) = Cx(t)$$

여기서, $x(t) = [\theta(t), \dot{\theta}(t)]$, $u(t) = T_c(t)$ 이며

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \frac{3n^2(I_z - I_x)}{I_y} & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{I_y} \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

관련된 모의실험 변수는 표 1과 같다. 본 논문에서 제안한 기법에 의하여 PWM 제어를 설계하기 위해서는 우선 디지털 제어를 설계하여야 하며 정리 1의 준최적 디지털 재설계 기법을 이용하기 위해서는 잘 설계된 아날로그 제어가 요구된다. 선형제어이론의 최적제어이론을 사용하여 가격 함수가

$$J = \int (x(t)^T Qx(t) + u(t)^T u(t)) dt$$

인 경우에 $Q = \text{diag}[10, 10]$, $R = 1$ 의 가중치 행렬을 이용하여 상태궤환 제어이득 행렬을 다음과 같이 설계하였다.

$$K_c = [3.1607 \quad 78.3699]$$

주어진 결과로부터 디지털 제어를 재설계하기 위하여 샘플링 시간을 $T = 0.1$ 초로 설정하였으며 정리 1로부터 다음의 재설계된 디지털 제어이득 행렬을 구하였다.

$$K_d = [3.0431 \quad 76.8906]$$

시스템의 안정도를 보장하는 리아푸노프 함수 $V(x(t)) = x(t)^T P x(t)$ 의 양한정 대칭 행렬 P 는 다음과 같이 결정하였다.

$$P = \begin{bmatrix} 6.3510 & 42.7762 \\ 42.7762 & 816.1113 \end{bmatrix}$$

표 1. 모의실험변수 [11]
Table 1 Computer simulation parameters [11]

parameter	value	unit
I_x	3668.0	kgm ²
I_y	970.0	kgm ²
I_z	3145.0	kgm ²
n	0.001	rad/sec

모의실험은 100초 동안 수행하였으며 PWM 특성을 갖는 인공위성의 자세제어 추력기의 토크 크기는 10이라 가정한다. 본 논문에서 제안된 기법을 사용한 PWM 제어기에 의한 모의실험 결과는 그림 4와 그림 5에 나타난다. 시간이 흐름에 따라 모든 상태 변수는 평형점으로 잘 수렴함을 알 수 있다. 그림 6는 본 논문에서 제안한 기법에 의한 PWM 제어 파형이다.

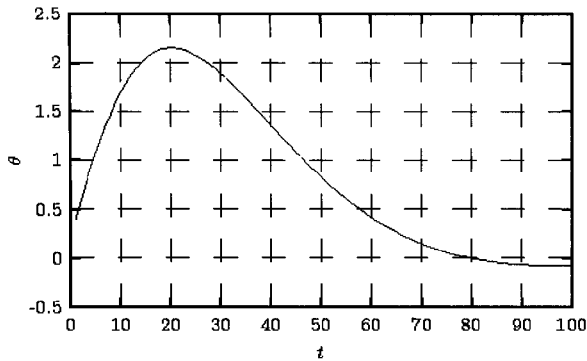


그림 4. 자세각의 시간응답
Fig. 4 Time response for attitude angle

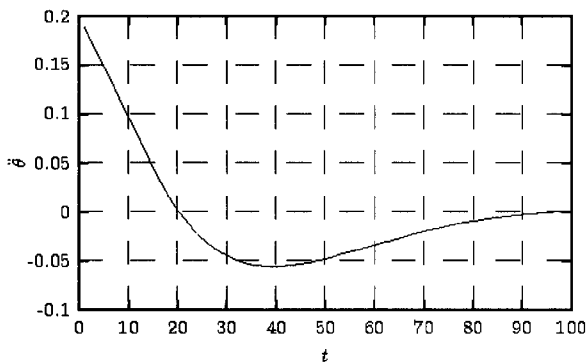


그림 5. 각속도의 시간응답
Fig. 5 Time response for angular velocity

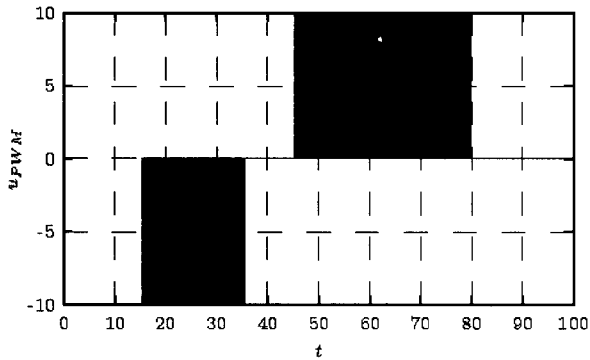


그림 6. PWM 제어 입력
Fig. 6 PWM control input

5. 결 론

본 논문에서는 효율적으로 PWM 디지털 제어기를 설계하는 기법을 논의하였다. 이를 위하여 등가영역의 원리를 이용하여 잘 설계된 디지털 제어기로부터 PWM 디지털 제어기로 변환하는 기법을 제시하였다. 한편 우수한 성능을 발휘하는 디지털 제어기 효율적으로 설계하기 위하여 준최적 디지털 재설계 기법을 개발하였다. 디지털 재설계란 잘 설계된 아날로그 제어기를 상태정합이라는 측면에서 등가인 디지털 제어기로 변환하는 방법이다. 기존의 디지털 재설계 기법과

다르게, 본 논문에서는 블록 최적화 기법을 이용한 디지털 재설계 기법을 제안하였다. 논의내용의 타당성을 검증하기 위하여 PWM 추력기가 필수적인 인공위성의 자세제어 시스템의 모의 실험을 수행하였다. 실험 결과로부터 제안된 기법의 효용성을 검증하였다.

본 논문에서 제안된 기법의 성능을 향상시키기 위해서는 PWM 디지털 제어기를 사용한 제어 시스템의 안정도 조건 및 비선형 시스템에 적용가능한 PWM 제어기 설계기법이 연구되어야 할 것이다.

참 고 문 헌

- [1] W. Chang, J. B. Park, and Y. H. Joo, "An LMI approach to digital redesign of linear time-invariant systems", *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, Vol. 149, No. 4, pp.297-302, 2002, 7.
- [2] H. J. Lee, J. B. Park, and Y. H. Joo, "An Efficient Observer-Based Sampled-Data Control: Digital Redesign Approach," *IEEE Transactions on Circuits and Systems: I*, 2003, (To be published)
- [3] H. J. Lee, H. B. Kim, Y. H. Joo, W. Chang, and J. B. Park, "A New Intelligent Digital Redesign: Global Approach," *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2003, (Accepted)
- [4] Z. Li, J. B. Park, and Y. H. Joo, "Chaotifying Continuous-time T-S Fuzzy Systems via Discretization," *IEEE Trans. on Circuits and Systems: I*, Vol. 48, No. 10, pp. 1237-1243, 2001.
- [5] Y. H. Joo, G. Chen, and L. S. Shieh, "Hybrid State-Space Fuzzy Model-Based Controller with Dual-Rate Sampling for Digital Control of Chaotic Systems," *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 7, pp. 394-408, Aug., 1999.
- [6] W. Chang, J. B. Park, Y. H. Joo, and G. Chen, "Design of Sampled-Data Fuzzy-Model-Based Control Systems by Using Intelligent Digital Redesign," *IEEE Trans. on Circuits and Systems: I*, Vol. 49, No. 4, pp. 509-517, April, 2002.
- [7] W. Chang, J. B. Park, and Y. H. Joo, "GA-Based Intelligent Digital Redesign of Fuzzy-Model-Based Controllers," *IEEE Trans. on Fuzzy Systems*, Vol. 11, No. 1, pp. 35-44, Feb., 2003.
- [8] S. M. Guo, L. S. Shieh, G. Chen, and C. F. Lin, "Effective Chaotic Orbit Tracker: A Prediction-Based Digital Redesign Approach," *IEEE Trans. on Circuits and System: I*, Vol. 47, No. 11, pp. 1557-1570, Nov., 2000.
- [9] S. M. Guo, L. S. Shieh, G. Chen, and C. F. Lin, "State-space Self-Tuning Control for Nonlinear Stochastic and Chaotic Hybrid Systems," *Int. Journal of Bifurcation and Chaos*, Vol. 11, No. 4, pp. 1079-1113, 2001.
- [10] L. S. Shieh, W. M. Wang, and J. B. Zheng, "Robust Control of Sampled-Data Uncertain Systems using Digitally Redesigned Observer-

Based Controllers," Int. Journal of Control, Vol. 66, No. 1, pp. 43-64, 1997.

- [11] 김진호, 김종래, "DAC 슈미트 트리거를 이용한 인공위성자세제어," 한국항공우주학회지, pp. 119-124, 1996.
 - [12] Bong Wie, Spacecraft Dynamics and Control: Applications of Dynamical Systems Theory, Lecture Note, Arizona State University, 1995.
 - [13] 임형철, Momentum Bias를 가지는 위성의 3축 자세 제어 시뮬레이션, 연세대학교 대학원 천문대기학과, 1995.
-



이연우(Yeon Woo Lee)

1999년 : 군산대 제어계측공학과 졸업.

2001년 : 군산대 대학원 전자정보공학과 졸업 (석사)

2000년~현재 : 군산대 대학원 전자정보공학과 박사과정

관심분야 : 퍼지 모델링, TS 퍼지 시스템, 유전알고리즘.

Phone : 063-469-4706

Fax : 063-466-2086

E-mail : raic@kunsan.ac.kr

저 자 소 개

이 호 재 (Ho Jae Lee)

제 13권 3호(2003년 6월호) 참조

주영훈(Young Hoon Joo)

제 13권 3호(2003년 6월호) 참조

박진배 (Jin Bae Park)

제 13권 3호(2003년 6월호) 참조