

통신안테나 設備의 2 自由度 最適 衛星 追跡 制御 시스템의 設計

(A Design of Optimal Satellite-Tracking Control System with Two-Degree-of-Freedom for Communication Antenna Equipments)

黃昶善* · 黃現俊** · 金炯完*** · 金文秀**** · 鄭浩誠*****

(Chang-Sun Hwang · Hyun-Joon Hwang ·

Dong-Wan Kim · Mun-Soo Kim · Ho-Seong Jeong)

요 약

위성통신설비를 위한 인공위성 추적 안테나 제어 시스템은 바람에 의한 외란과 베어링 및 공기역학적 마찰로 인한 전달함수의 파라메타 변동이 존재하므로, 이러한 시스템의 불확실성에도 불구하고 만족스러운 명령추종성을 가지는 강인한 제어 시스템의 설계가 요구된다. 본 연구에서는 μ -설계법을 사용하여 피드백 및 피드포워드 제어기를 각각 독립적으로 설계할 수 있는 강인한 성능을 가지는 2 자유도계의 설계법을 제시한다. 또한, 제시된 설계법을 위성추적 안테나 제어 시스템에 적용하고 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 1 자유도계와 성능을 비교 고찰하여 그 유용성을 확인한다.

Abstract

The aim of this paper is to introduce a design technique of the Two-Degree-of-Freedom(TDF) satellite-tracking control system which has not only the robust stability for a unstructured uncertainty but also the robust performance for a structured uncertainty. This TDF system which can design the feedforward controller K_1 and the feedback one K independently is designed by μ -synthesis. The effectiveness of this TDF system is verified and compared with the One-Degree-of-Freedom(ODF) satellite-tracking control system by computer simulation.

1. 서 론

국내 정보통신설비중의 하나인 위성통신설비를 위한 인공위성 추적 안테나 제어 시스템은 로

*正會員：釜山大 工大 電氣工學科 教授

**正會員：釜山大 工大 電氣工學科 博士課程

***正會員：東明專門大 電氣科 專任講師

****正會員：東義工業專門大 電氣科 副教授

*****正會員：連庵工業專門大 電子科 副教授

接受日字：1996年 7月 18日

테이터(rotator)에 해당하는 DC 서보모터에 의해 안테나의 방위각(azimuth) 및 양각(elevation)을 제어함으로써 인공위성의 현재 위치를 추적하고자 하는 시스템이다. 따라서, 위성추적 안테나 제어 시스템은 위성통신 안테나의 방향을 변화시키기 위한 방위각용 로테이터와 안테나를 위쪽으로 향하게 하기 위한 양각용 로테이터 및 각각의 구동을 위한 로테이터 제어기 등으로 구성된다. 한편 제어 시스템의 설계를 위한 위성추적 시스템의 선형모델은 일반적인 DC 서보모터의 위치 제어 시스템과는 달리 바람에 의한 토크(torque) 외란과 베어링(bearing) 및 공기역학적 마찰로 인한 전달함수의 파라메타 변동이 존재하므로, 이러한 시스템의 불확실성에도 불구하고 만족스러운 명령추종성을 가지는 강인한 제어 시스템의 설계가 요구된다.

지금까지 강인한 제어(robust control)는 불확실성에도 불구하고 시스템의 안정성을 보장하도록 제어기를 설계하는 강인한 안정성(robust stability)¹⁾ 문제를 주로 다루어 왔다. 1980년대 초반 G. Zames²⁾에 의해 개발된 H_∞ 제어이론은 비구조적 불확실성(unstructured uncertainty)¹⁾에 대한 강인한 안정성 문제를 주파수 영역에서 해석하였고, 1988년 K. Glover와 J. C. Doyle³⁾은 상태공간에서 두개의 대수 리카티 방정식(algebraic Riccati equation)을 풀어 H_∞ 노름(H_∞ norm)을 최소화하는 강인한 안정성 문제의 해를 제시하였다. 그러나, 최근에는 강인한 안정성 뿐만 아니라 실제 시스템의 적용측면에서 강인한 성능(robust performance)⁴⁾ 문제가 제기되고 있으며, 이것은 루프형상(loop-shaping)방법에 기초한 기존의 H_∞ 제어이론으로는 해결이 곤란하다. 1982년 J. C. Doyle 등⁵⁾은 구조적 특이치(structured singular value)를 제안하여 구조적 불확실성(structured uncertainty)⁴⁾에 대한 강인한 성능 문제를 다루는 μ -설계법(μ -synthesis)을 소개하였고, 1988년 D. A. Milich 등⁶⁾은 개선된 D-K 반복법(D-K iteration)을 통하여 강인한 성능 문제의 해를 구하였다.

μ -설계법에 의한 강인한 성능을 가지는 위성추적 1 자유도 제어 시스템은 시스템의 불확실

성에 따라 충분한 이득을 가지도록 가중치 함수(weighting function)를 모델링한 후, D-K 반복에 의해 강인한 성능을 위한 필요충분조건식을 만족시켜야 한다. 그러나, 1 자유도계에 따른 구속조건(trade-off)⁷⁾ 등으로 인하여 가중치 함수와 스케일링 행렬(scaling matrix) D^{-1} 의 임의 조정만으로는 다양한 설계사양들을 동시에 만족시키기 어려운 결점이 있다. 따라서, 개루프에 피드포워드 제어기를 사용하여 보다 만족스러운 명령추종성을 얻을 수 있는 강인한 성능을 가지는 2 자유도계를 설계할 필요가 있다.

본 연구에서는 μ -설계법을 사용하여 피드백 및 피드포워드 제어기를 각각 독립적으로 설계할 수 있는 강인한 성능을 가지는 2 자유도계의 설계법을 제시하고자 한다. 또한, 제시된 설계법을 선형화에 따른 모델링 오차와 베어링 및 공기역학적 마찰로 인한 전달함수의 파라메타 변동이 존재하는 위성추적 안테나 제어 시스템에 적용하고 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 1 자유도계와 성능을 비교 고찰하여 그 유용성을 확인한다.

2. μ -설계법을 이용한 강인한 2 자유도계

2.1 μ -설계법

최근의 강인한 제어는 강인한 성능이 요구되고 있으나 특이치와 루프형상방법에 기초한 LQG/LTR 및 H_∞ 제어와 같은 기존의 제어이론으로는 강인한 성능 문제의 해결이 곤란하다. 따라서, μ -설계법은 구조적 특이치를 도입하여 시스템에 대한 μ -해석(μ -analysis)을 행한 후 D-K 반복⁴⁾에 의해 H_∞ 제어이론과 μ -해석을 합성(synthesis)시킴으로써 강인한 성능 문제를 해결하도록 한 것이다.

강인한 성능 문제는 구조적 불확실성 Δ_{perf} 와 비구조적 불확실성 Δ_{str} 로 표현되는 불확실성 집합 Δ 에 대하여 제어 시스템을 안정하게 하는 것을 의미하므로, 시스템의 불안정성을 나타내는 구조적 특이치 μ 를 최소화해야 한다. 따라서, 강인한 성능을 얻기 위한 필요충분조건식은 식(2.1)⁴⁾과 같다.

$$\mu[M(j\omega)] = \mu[F_r(P, K)(j\omega)] < 1, \forall \omega \quad (2.1)$$

여기서, $M(j\omega) = F_r(P, K)$ 는 일반화 플랜트(generalized plant) $P(s)$ 와 제어기 $K(s)$ 로 구성된 선형분수변환(linear fractional transformation) 식이다.

그러나, 일반적으로 $\mu[M(j\omega)]$ 의 값을 직접 구할 수 없으므로 스케일링 행렬 D 를 도입하여 식(2.2)와 같이 $\mu[M(j\omega)]$ 의 상한치를 나타낸 후 이것을 최소화한다.

$$\mu[M(j\omega)] < \sup_{\omega} \sigma(DM(j\omega)D^{-1}) = \|DF_r(P, K)D^{-1}\|_{\infty} \quad (2.2)$$

여기서, $\sigma(\cdot)$ 는 최대특이치(maximum singular value)를 나타낸다.

결국, $D-K$ 반복법이란 제어기 K 와 스케일링 행렬 D 를 2개의 변수로 하여 H_{∞} 제어와 μ -해석에 의해 반복적으로 식(2.1)이 만족될 때까지 상한치 $\|DF_r(P, K)D^{-1}\|_{\infty}$ 을 최소화하는 문제이다.

2.2 강인한 성능을 가지는 2 자유도계

μ -설계법에 의한 1 자유도계는 설계사양에 따라 가중치 함수를 모델링한 후, $D-K$ 반복에 의해 강인한 성능을 위한 식(2.1)을 우선 만족시켜야 한다. 그러나, 구속조건 등으로 인하여 가중치 함수와 스케일링 행렬 D 의 임의 조정만으로는 다양한 설계사양들을 만족시키는 데 한계가 있다. 따라서, μ -설계법에 의해 2 자유도계를 설계하면 강인한 성능 뿐만 아니라 피드포워드 제어기에 의해 보다 만족스러운 명령추종성을 얻을 수 있다.

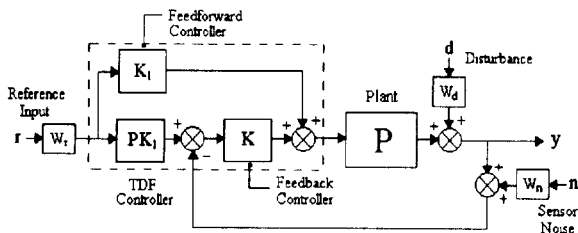


그림 2.1 강인한 성능을 가지는 2 자유도계의 구조
Fig. 2.1 Structure of TDF system with robust performance

본 연구에서는 피드백 및 피드포워드 제어기를 각각 독립적으로 설계할 수 있는 2 자유도계의 구조를 사용한다. 그림 2.1은 강인한 성능을 가지는 2 자유도계의 구조⁸⁾이며 추종오차(tracking error) $e(s)$ 를 구하면 다음과 같다.

$$e(s) = H \begin{bmatrix} r \\ d \\ n \end{bmatrix} = [(I - PK_1)W_r - SW_d TW_n] \begin{bmatrix} r \\ d \\ n \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

여기서, $S(s)$ 와 $T(s)$ 는 $S(s) = (I + PK)^{-1}$, $T(s) = (I + PK)^{-1}PK$ 로 각각 정의한다.

강인한 성능을 위한 필요충분조건식 $\mu[H(j\omega)] < 1$ 를 만족하는 피드포워드 제어기 K_f 와 피드백 제어기 K 를 각각 구하기 위해 H 를 다음과 같이 2개의 전달함수로 나타낸다.

$$H = [F \ G] \quad (2.4)$$

$$F = [(I - PK_1)W_r] \quad (2.5)$$

$$G = [-SW_d \ TW_n] \quad (2.6)$$

여기서, 피드백 루프 G 에 대한 μ -설계법의 결과를 $\sup \mu[G(j\omega)] = \mu_h < 1$ 로 정의하면, $\|H(j\omega)\|_{\infty} < \mu_h < 1$ 이기 위한 필요충분조건식은 스펙트럴 팩터(spectral factor)에 대한 정리⁹⁾에 의해 식(2.7)과 식(2.8)이 동시에 만족하는 것이다.

$$\|G\|_{\infty} < \mu_h \quad (2.7)$$

$$\|G_0^{-1}F\|_{\infty} < 1 \quad (2.8)$$

여기서, G_0 는 식(2.9)를 만족하는 G 의 스펙트럴 팩터이다.

$$G_0 G_0^* = \mu_h^2 [I - GG^*] \quad \text{단, } G^* = G^T(-s) \quad (2.9)$$

그런데, $\sup \mu[H(j\omega)]$ 는 결국 $\|H(j\omega)\|_{\infty}$ 을 나타내므로 $\|H(j\omega)\|_{\infty} < 1$ 를 만족하는 피드백 및 피드포워드 제어기는 역시 $\sup \mu[H(j\omega)] < 1$ 즉, $\mu[H(j\omega)] < 1$ 를 만족한다. 따라서, 식(2.1) 및 위의 정리로부터 $\mu[H(j\omega)] < 1$ 를 만족하는 강인한 성능을 가지는 2 자유도계는 $\|H(j\omega)\|_{\infty} < \mu_h < 1$ 를 만족하는 식(2.7)의 피드백 제어기 K

와 식(2.8)의 피드포워드 제어기 K_1 으로 구성할 수 있다.

본 연구에서는 2.1절의 μ -설계법과 상태공간에서 두개의 대수 리카티 방정식을 풀어 H_∞ 노음을 최소화하고 폐루프 시스템을 안정하게 하는 제어기를 구할 수 있는 Glover-Doyle 알고리즘³⁾을 사용하여 피드백 및 피드포워드 제어기를 각각 구한다. 여기서, 식(2.7)과 식(2.8)에 대한 2개의 4-블럭 문제(4-block problem)를 풀기 위해 선형분수변환식 $F_r(P^{(i)}, K^{(i)}) = P_{11}^{(i)} + P_{12}^{(i)} K^{(i)} (I - P_{22}^{(i)} K^{(i)})^{-1} P_{21}^{(i)}$, ($i=1$: 피드백 제어기, $i=2$: 피드포워드 제어기)와 식(2.5)~식(2.8)로부터 다음 식들을 얻는다.

$$F_r(P^{(1)}, K^{(1)}) = [W_d \ 0] + PK(I+PK)^{-1}[W_d \ W_n] \quad (2.10)$$

$$K^{(1)} = K \quad (2.11)$$

$$P_{11}^{(1)} = [-W_d(s) \ 0], \quad P_{12}^{(1)} = P, \\ P_{21}^{(1)} = [W_d \ W_n], \quad P_{22}^{(1)} = -P \quad (2.12)$$

$$F_r(P^{(2)}, K^{(2)}) = G_0^{-1}F = G_0^{-1}W_r - G_0^{-1}PK_1W_r \\ = G_0^{-1}W_r - G_0^{-1}PK_3(I+PK_3)^{-1}W_r \quad (2.13)$$

$$K^{(2)} = K_3 \quad (2.14)$$

$$K_1 = K_3(I+PK_3)^{-1} \quad (2.15)$$

$$P_{11}^{(2)} = G_0^{-1}W_r, \quad P_{12}^{(2)} = G_0^{-1}P, \\ P_{21}^{(2)} = W_n, \quad P_{22}^{(2)} = -P \quad (2.16)$$

그런데, 식(2.8)을 만족하는 피드포워드 제어기 K_1 을 구하기 위해서는 식(2.16)으로 구성되는 일반화 플랜트 $P^{(2)}(s)$ 를 다음 식들과 같이 상태공간 모델로 표현하는 것이 필요하다. 여기서, $G_0^{-1}W_r(s)$ 및 플랜트 $P(s)$ 의 상태공간 모델을 각각 $G_0^{-1}W_r(s) : (A_{sr}, B_{sr}, C_{sr}, D_{sr})$ 와 $P(s) : (A_g, B_g, C_g, D_g)$ 로 정의한다.

$$P^{(2)}(s) : (A^{(2)}, B^{(2)}, C^{(2)}, D^{(2)})$$

$$= (A^{(2)}, [B_1^{(2)} \ B_2^{(2)}], \begin{bmatrix} C_1^{(2)} \\ C_2^{(2)} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} C_{11}^{(2)} & C_{12}^{(2)} \\ C_{21}^{(2)} & C_{22}^{(2)} \end{bmatrix}) \quad (2.17)$$

$$A^{(2)} = \begin{bmatrix} A_g & 0 \\ B_{sr}C_g & A_{sr} \end{bmatrix}$$

$$B_1^{(2)} = \begin{bmatrix} 0 \\ -B_{sr} \end{bmatrix}, \quad B_2^{(2)} = \begin{bmatrix} B_g \\ B_{sr}D_g \end{bmatrix}$$

$$C_1^{(2)} = [-D_{sr}C_g - C_{sr}], \quad D_{11}^{(2)} = D_{sr}, \quad D_{12}^{(2)} = -D_{sr}D_g$$

$$C_2^{(2)} = [-C_g \ 0], \quad D_{21}^{(2)} = 1, \quad D_{22}^{(2)} = -D_g \quad (2.18)$$

또한, 피드백 제어기 K 를 설계하기 위한 가중치 함수 $W_n(s)$ 와 $W_d(s)$ 는 강인한 안정성과 외란제거를 위해 식(2.19)와 식(2.20)을 각각 만족해야 한다. 여기서, $E_m(s)$ 와 $d(s)$ 는 모델링 오차와 외란을 나타낸다.

$$|E_m(j\omega)| \leq |W_n(j\omega)|, \quad \text{at high frequencies} \quad (2.19)$$

$$|d(j\omega)| \leq |W_d(j\omega)|, \quad \text{at low frequencies} \quad (2.20)$$

2 자유도계에서 피드포워드 제어기 K_1 의 주된 역할은 설계사양에 따른 만족스러운 명령추종성을 얻기 위한 것이다. 그런데, 가중치 함수 $W_r(s)$ 의 선정에는 식(2.19) 또는 식(2.20)과 같은 제약조건이 없다. 따라서, 저주파수 영역에서 이득을 가지도록 감도함수(sensitivity function)에 대한 가중치 함수 $W_r(s)$ 를 적절히 선정하면 만족스러운 명령추종성을 얻을 수 있다. 제시한 강인한 성능을 가지는 2 자유도계의 설계 알고리즘 및 흐름도는 다음과 같다.

<설계 알고리즘>

Step 1 : 가중치 함수 $W_d(s)$ 와 $W_n(s)$ 를 선정한다.

Step 2 : 식(2.7)을 만족하는 피드백 제어기 K 를 식(2.12)와 μ -설계법을 이용하여 구한다.

Step 3 : 식(2.7)을 만족하는 μ 와 식(2.9)로부터 스펙트럴 팩터 G_0 를 계산한다.

Step 4 : 가중치 함수 $W_r(s)$ 을 선정한다.

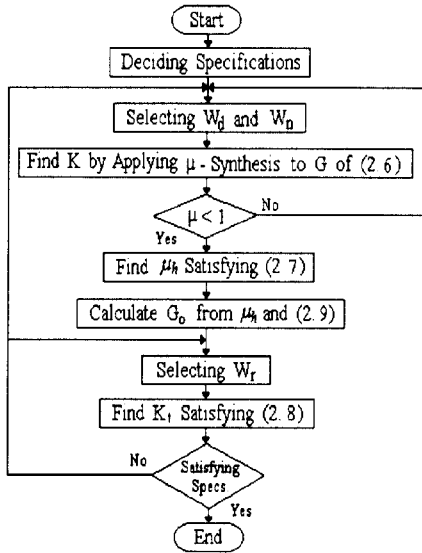


그림 2.2 설계 알고리즘의 흐름도
Fig. 2.2 Flow chart of design algorithm

Step 5 : 식(2.8)을 만족하는 피드포워드 제어기 K_r 을 식(2.16)과 Glover-Doyle 알고리즘을 이용하여 구한다.

3. 위성추적 안테나 제어 시스템의 설계

1960년 8월 미항공우주국(NASA)에서 최초의 통신위성인 에코-1(echo-1)호를 발사한 이래 통신위성이 인류에 미친 영향은 실로 대단하며, 현재에도 통신위성을 이용한 위성통신은 광역성, 회선설정의 유연성, 내재해성, 신뢰성 등의 장점들로 인해 21세기 정보화 사회를 앞당길 수 있는 견인차로서의 확고한 위치를 차지하고 있다. 한편 국내에서도 1995년 통신방송 복합위성인 무궁화 위성이 미국 플로리다주 케네베랄에서 발사되어 세계적인 위성통신 경쟁에 적극 대처할 수 있는 기반을 마련하였다.

일반적으로 위성통신 시스템이란 투신위성 운영체제와 위성통신에 사용되는 주파수 및 전파형식, 통신방식 등에 따른 제반 통신설비 등을 가리키며, 이러한 통신설비에는 지구국과 위성사이의 송·수신 장치, 위성통신용 안테나 및 위성추

적 안테나 제어 시스템 등이 포함된다. 한편 위성통신에 따른 대표적인 문제점은 위성과 지구국 사이의 거리로 인한 송 수신신호의 약화 및 이에 따른 전달신호의 혼신 등을 들 수 있다. 따라서, 위성으로 부터의 신호를 최상의 상태로 수신하고자 할 때는 송·수신 장치의 성능 향상 및 위성통신용 안테나의 대형화와 엘레먼트 수의 증가 등이 필요하다.

위성통신에 따른 또 하나의 문제점은 통신위성은 일정한 궤도를 정확히 회전하고 있지만 지구가 자전하고 있는 관계로 언제나 같은 장소를 통과하지 않으며, 이로 인해 위성을 향한 송·수신 효율이 저하된다는 점이다. 따라서, 이러한 문제점을 해결하기 위해서는 시간에 따른 안테나의 방위각 및 양각을 위성의 방향을 향해 적절히 조정해주어야 하며, 결국 이러한 기능을 자동적으로 수행하는 것이 바로 위성추적 안테나 제어 시스템이다. 위성추적 안테나 제어 시스템은 커다란 타원궤도를 비행하는 통신위성의 경우에도 반드시 필요한 위성통신 안테나 설비이다. 즉, 위성이 지구로 부터 가장 멀리 떨어진 지점(원지점)일 때는 위성이 천천히 이동하므로 문제가 되지 않을 수도 있으나 위성이 지구에 가까이 왔을 때에는 아주 짧은 시간내에 방위각과 양각을 변화시켜야 하므로 위성을 향한 안테나의 자동조정을 위한 위성추적 안테나 제어 시스템은 필수적이다.

일반적으로 위성추적 안테나 제어 시스템은 위성통신 안테나의 방향을 변화시키기 위한 방위각용 로테이터와 안테나를 위쪽으로 향하게 하기 위한 양각용 로테이터 그리고, 각각의 로테이터를 제어하기 위한 로테이터 제어기 등으로 구성되어 있다. 식(3.1)은 양각용 로테이터인 DC 서보모터에 의해 안테나의 양각 $\theta(s)$ 를 제어하여 인공위성의 현재 위치를 추적하고자 하는 위성추적 안테나 제어 시스템⁽¹⁰⁾이다. 주어진 시스템은 관성모멘트 J 와 베어링 및 공기역학적 마찰에 의해 발생하는 감쇠계수(damping coefficient) B 를 가진다. 또한, 바람에 의한 외란 $d(s)$ 를 단위 스텝 외란으로 정의하고 제어입력 $u(s)$ 에는 제한이 없다고 가정한다. 그리고, $a = a_n = 10$ 으로

두고 외란의 영향을 무시한 것을 공칭플랜트 (nominal plant)로 한다. 따라서, 주어진 시스템은 미지의 모델링 오차 뿐만 아니라 식(3.2)와 같이 베어링 및 공기역학적 마찰로 인한 전달함수의 파라메타 변동이 존재한다.

$$\theta(s) = \frac{1}{s(s/a+1)}[u(s)+d(s)] \quad (3.1)$$

$$a=B/J, a_{\min} \leq a \leq a_{\max} \quad (3.2)$$

본 연구에서는 식(3.1)의 위성추적 안테나 제어 시스템에 대해, 전달함수의 파라메타 변동과 같은 구조적 불확실성에 대해서도 시스템의 출력이 1초 이내에 정상상태 값의 10%를 유지하도록 2장에서 제시한 설계 알고리즘에 따라 강인한 성능을 가지는 2 자유도계를 설계한다.

3.1. 강인한 성능을 가지는 2 자유도계의 설계

2.2절의 설계 알고리즘에 따라 다음과 같이 강인한 성능을 가지는 2 자유도계를 설계한다.

Step 1 : 가중치 함수 $W_n(s)$ 와 $W_d(s)$ 는 식(2.19)와 식(2.20)을 만족하도록 다음 식들과 같이 모델링한다. 여기서, RH_∞ 는 실계수를 가지고 상대공간 모델로 나타낼 수 있는 안정한 전달함수들의 집합이다.

$$W_d(s) = 2 \times \frac{1}{(s+0.001)(s+0.1)} \in RH_\infty \quad (3.3)$$

$$W_n(s) = 10 \times \frac{(s+1)}{(s+100)} \in RH_\infty \quad (3.4)$$

그림 3.1은 선정된 가중치 함수 $W_n(s)$ 와 $W_d(s)$

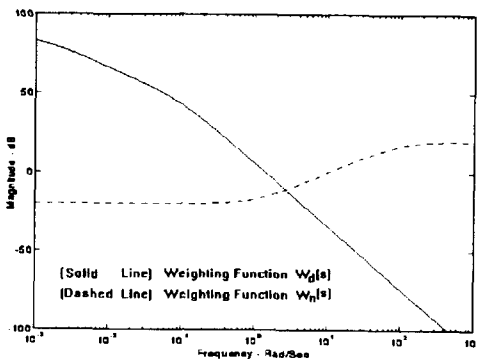


그림 3.1 가중치 함수 $W_n(s)$ 와 $W_d(s)$ 의 주파수 응답
Fig. 3.1 Frequency response of weighting function $W_n(s)$ and $W_d(s)$

의 주파수 응답을 나타낸 것이다.

Step 2 : 식(2.7)을 만족하는 피드백 제어기 K 는 μ -설계법에 따른 $D-K$ 반복에 의해 구한다. 이를 위해 두번째 반복을 행하였으며 그 결과는 식(3.5)와 같다.

$$\sup \mu[G(j\omega)] = 0.5234 < 1 \quad (3.5)$$

또한 그림 3.2는 구조적 특이치 $\mu[G(j\omega)]$ 의 주파수 응답을 나타낸 것이다. 그림으로 부터 구조적 특이치 $\mu[G(j\omega)]$ 에 대해 식(3.5)가 만족함을 알 수 있다.

한편 식(3.5)를 만족하는 피드백 제어기 K 는 최소실현(minimal realization)에 의한 모델 축소법(model reduction)¹¹⁾에 의해 식(3.6)과 같은 5차의 전달함수로 구해진다.

$$K = \frac{(1.66 \times 10^4 s^4 + 1.88 \times 10^6 s^3 + 2.24 \times 10^7 s^2 + 5.57 \times 10^7 s + 2.84 \times 10^7)}{(s^5 + 878.09 s^4 + 1.79 \times 10^6 s^3 + 4.44 \times 10^6 s^2 + 6.78 \times 10^6 s + 4.01 \times 10^5)} \quad (3.6)$$

Step 3 : 피드포워드 제어기 K_1 을 설계하기 위해 먼저 식(3.5)로 부터 식(3.7)과 같이 μ_h 값을 찾고 식(2.9)로 부터 스펙트럴 팩터 G_s 를 계산한다.

$$\sup \mu[G(j\omega)] = 0.5234 = \mu_h \quad (3.7)$$

Step 4 : 설계사양에 따른 만족스러운 명령추종성을 얻기 위해서 가중치 함수 $W_r(s)$ 를 식(3.8)과 같이 선정한다.

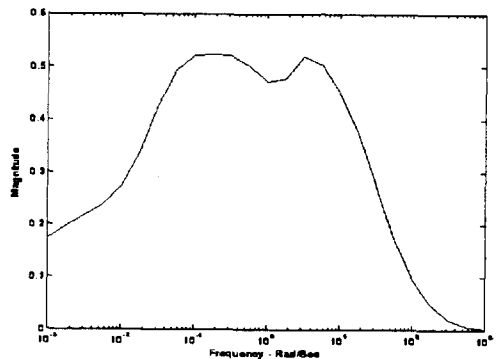


그림 3.2 구조적 특이치 $\mu[G(j\omega)]$ 의 주파수 응답
Fig. 3.2 Frequency response of structured singular value $\mu[G(j\omega)]$

$$W_r(s) = 0.001 \times \frac{(s+3)}{(2+0.03s)} \in RH_{\infty} \quad (3.8)$$

Step 5 : 식(2.8)을 만족하는 피드포워드 제어기 K_f 은 Glover-Doyle 알고리즘과 모델축소법에 의해 식(3.9)와 같은 2차의 전달함수로 구해진다.

$$K_f = \frac{(3.1321s^2 + 31.3209s)}{(s^2 + 10s + 31.3209)} \quad (3.9)$$

끝으로 비교 고찰을 위해 식(3.6)으로 주어지는 피드백 제어기 K 를 사용하여 1 자유도계를 구성한다. 또한, 강인한 성능을 비교 고찰하기 위해 식(3.10)과 같이 H_{∞} 제어기 K_h 를 설계하고 역시 1 자유도계를 구성한다.

$$K_h = \frac{(2.33 \times 10^5 s^3 + 2.61 \times 10^7 s^2 + 2.79 \times 10^8 s + 4.16 \times 10^8)}{(s^4 + 116.13s^3 + 1.0002 \times 10^7 s^2 + 6.90 \times 10^7 s + 6.80 \times 10^6)} \quad (3.10)$$

3. 2 시뮬레이션 및 비교고찰

그림 3.3은 3. 1절에서 설계한 1 자유도계 및 2 자유도계의 페루프 전달함수 $T_v(s)$ (기준입력 $r(s)$ 와 측정출력 $y(s)$ 사이의 전달함수)의 주파수 응답을 각각 나타낸 것이다. 또한 설계된 2 자유도계의 유용성을 확인하기 위해 목표모델 $M_d(s)$ 를 식(3.11)과 같이 선정하여 그림 3.3에 함께 나타내었다. 여기서, 목표모델 $M_d(s)$ 는 만족스러운 과도응답특성 및 응답속도(상승시간이 1초 이내)를 가지도록 오버슈트가 없고 대역폭 ω_b 가 5 [rad/sec]인 1차함수로 선정하였다.

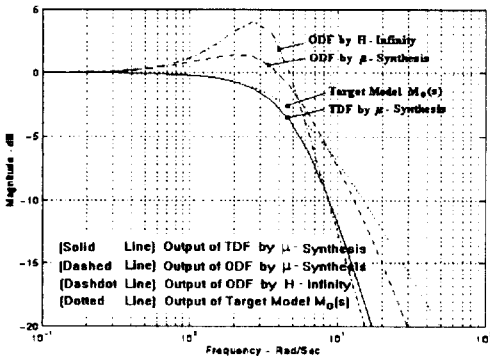


그림 3.3 페루프 전달함수 $T_v(s)$ 의 주파수 응답 비교
Fig. 3.3 Comparison of frequency response to closed-loop transfer function $T_v(s)$

$$M_d(s) = \frac{5}{s+5} \quad (3.11)$$

페루프 전달함수 $T_v(s)$ 는 목표모델 $M_d(s)$ 와 마찬가지로 오버슈트가 없으며 만족스러운 상승시간과 정정시간을 가진다. 따라서, 1 자유도계에 비해 과도응답특성이 개선되었음을 알 수 있다.

그림 3.4는 시간 $t = 2.5$ 초에서 단위스텝 외란이 발생하여 $t = 7$ 초에서 소멸하는 경우의 2 자유도계의 스텝응답과 제어입력을 나타내었다. 그림으로 부터 2 자유도계는 1 자유도계와 마찬가지로 좋은 외란제거능력을 가짐을 알 수 있다.

설계된 2 자유도계는 강인한 성능을 가지므로 식(3.1)의 파라메타 a 의 값을 임의로 변화시켜 1 자유도계와 그 성능을 비교 고찰한다. 이를 위해 $a = a_{min}$ 일 때의 스텝응답 y_{min} 과 $a = a_{max}$ 일 때의 스텝응답 y_{max} 를 각각 구한 다음 공칭플랜트의 스텝응답 y_c 와의 오차 err 을 구한다.

그림 3.5는 $a_{min} = 0.5 \times a_c = 5$ 일 때의 2 자유도계의 스텝응답과 파라메타 변동에 따른 오차 $err_{min} = abs(y_c - y_{min})$ 을 나타낸 것이다. 여기서, $abs(\cdot)$ 는 절대값(absolute value)을 나타낸다. 또한, 그림 3.6은 $a_{max} = 2 \times a_c = 20$ 일 때의 2 자유도계의 스텝응답과 파라메타 변동에 따른 오차 $err_{max} = abs(y_c - y_{max})$ 를 나타낸 것이다.

그림 3.5와 그림 3.6으로 부터 설계된 2 자유도계는 시간 $t = 1$ 초이상에서 파라메타 변동에

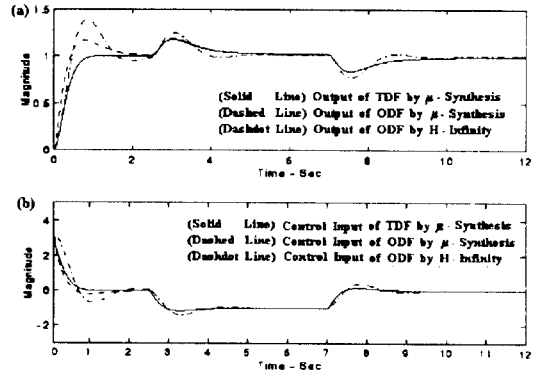


그림 3.4 (a) 외란에 대한 스텝응답의 비교
(b) 제어입력의 비교
Fig. 3.4 (a) Comparison of step response to disturbance
(b) Comparison of Control input

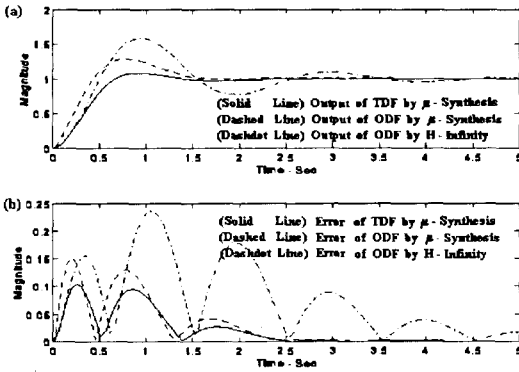


그림 3.5 (a) 파라메타 변동($a = a_{min}$)에 대한 스텝응답의 비교; (b) 오차의 비교
 Fig. 3.5 (a) Comparison of step response to parameter perturbation($a = a_{min}$); (b) Comparison of error

다른 스텝응답 오차가 0.1이하(10%이하)임을 알 수 있다. 반면에 H_{∞} 제어기 및 μ -synthesis 제어기로 구성되는 1 자유도계는 상대적으로 높은 스텝응답 오차가 존재한다. 따라서, 설계된 강인한 성능을 가지는 2 자유도계는 동일한 파라메타 변동에 대해 H_{∞} 제어기 및 μ -synthesis 제어기로 구성되는 1 자유도계보다 좋은 강인성을 가짐을 알 수 있다.

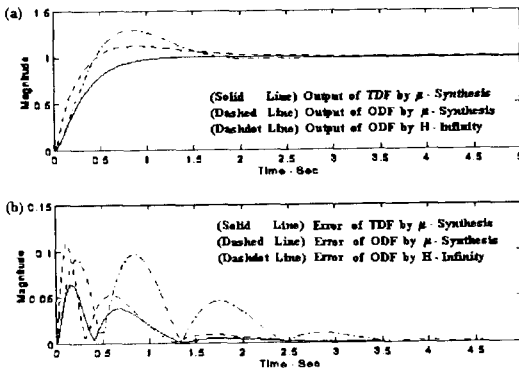


그림 3.6 (a) 파라메타 변동($a = a_{max}$)에 대한 스텝응답의 비교; (b) 오차의 비교
 Fig. 3.6 (a) Comparison of step response to parameter perturbation($a = a_{max}$); (b) Comparison of error

5. 결론

본 연구에서는 μ -설계법을 사용하여 피드백

및 피드포워드 제어를 각각 독립적으로 설계할 수 있는 강인한 성능을 가지는 2 자유도계의 설계법을 제시하고, 이를 위성통신설비중의 하나인 위성추적 안테나 제어 시스템의 설계에 적용하였다. 또한, 설계된 2 자유도계의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 1자유도계와 비교 고찰하였다.

설계된 2 자유도계는 목표모델과 마찬가지로 오버슈트가 없으며 빠른 상승시간과 정정시간을 가진다. 또한, 시간 $t=1$ 초이상에서 파라메타 변동에 따른 스텝응답 오차가 0.1(10%)이하이므로 설계사양을 만족한다. 반면에 μ -설계법에 의한 1 자유도계는 상대적으로 큰 스텝응답 오차가 존재한다. 따라서, 설계된 강인한 성능을 가지는 2 자유도계는 동일한 파라메타 변동에 대해 μ -설계법에 의한 1 자유도계보다 좋은 강인성을 가짐을 알 수 있다. 또한, 적절한 모델축소법을 사용하여 피드백 및 피드포워드 제어를 저차화시킴으로써 2 자유도계에 따른 시스템의 복잡성과 고차 제어기의 문제점을 개선하였다. 제시된 설계법은 위성추적 제어 시스템 뿐만 아니라 빠른 응답속도 및 정밀제어가 요구되는 다른 전기설비 시스템에도 적용가능하리라 생각된다.

참고 문헌

- 1) J. C. Doyle, B. A. Francis, A. R. Tannenbaum, Feedback Control Theory, Macmillan Publishing Company, 1992.
- 2) G. Zames, "Feedback and Optimal Sensitivity : Model Reference Transformations, Multiplicative Seminorms, and Approximate Inverses", IEEE Trans. Auto. Control, Vol. 26, No. 2, pp. 301-320, 1981.
- 3) K. Glover, J. C. Doyle, "State-Space Formulate for All Stabilizing Controllers That Satisfy An H_{∞} -norm Bound and Relations to Risk Sensitivity", Systems & Control Letters, Vol. 11, pp. 167-172, 1988.
- 4) S. Fujita, "Robust Control Performance and μ -Synthesis", System and Control, Information, Vol. 37, No. 2, pp. 93-101, 1993.
- 5) J. C. Doyle, J. E. Wall, G. Stein, "Performance and Robustness Analysis for Structured Uncertainty", Proc. IEEE Conf. on Decision and Control, Orlando, FL, pp. 629-636, 1982.

- 6) D. A. Milich, M. Athans, L. Valavani, G. Stein, "A Method for Designing Robust Multivariable Feedback Systems", Proc. IEEE Conf. on Decision and Control, Vol. 3, pp. 2150-2156, 1988.
- 7) J. M. Maciejowski, Multivariable Feedback Design, Addison-Wesley Publishing Company, 1989.
- 8) I. Yaesh, U. Shaked, "Two-Degree-of-Freedom H_{∞} - Optimization of Multivariable Feedback Systems", IEEE Trans. Auto. Control, Vol. 36, No. 11, pp. 1272 - 1276, 1991.
- 9) B. A. Francis, A Course in H_{∞} -Control Theory, Lecture Notes in Control and Information Sciences Series, Springer-Verlag, Vol. 88, New-York, 1987.
- 10) G. F. Franklin, J. D. Powell, M. L. Workman, Digital Control of Dynamic Systems, Addison-Wesley Publishing Company, 1990.
- 11) A. Grace, A. J. Laub, J. N. Little, C. M. Thompson, Robust Control and Control System Toolbox for MATLAB, Math-Works, 1992.

◇ 著者紹介 ◇



황창선(黃昶善)

1932년 1월 12日生. 1955년 서울대工大 電氣工學科 卒業. 1969년 日本東京工大 大學院 制御工學科 卒業(碩士). 1972년 미국 알라바마大學 修學. 1974년 工學博士. 1987년 日本東京工大 客員 研究員. 現在 釜山大 工大 電氣工學科 教授.



황현준(黃現俊)

1969년 8월 20日生. 1992년 釜山大 工大 電氣工學科 卒業. 1995년 釜山大 大學院 電氣工學科 卒業(碩士). 現在 釜山大 大學院 電氣工學科 博士課程. 釜山大 및 釜山專門大 講師.



김동완(金炯完)

1960년 2월 1日生. 1984년 東亞大 工大 電氣工學科 卒業. 1987년 釜山大 産業大學院 電氣工學科 卒業(碩士). 1995년 釜山大 大學院 電氣工學科 卒業(博士). 現在 釜山大 生産技術研究所 研究員. 東明專門大 電氣科 專任講師.



김문수(金文秀)

1961년 11월 4日生. 1984년 釜山大 工大 電氣工學科 卒業. 1986년 釜山大 大學院 電氣工學科 卒業(碩士). 1996년 釜山大 大學院 電氣工學科 卒業(博士). 現在 東義工業專門大 電氣科 副教授.



정호성(鄭浩誠)

1960년 1월 21日生. 1983년 釜山大 工大 電氣機械工學科 卒業. 1985년 釜山大 大學院 電氣工學科 卒業(碩士). 1988년 (株)浦項綜合製鐵 技術研究所 主任研究員. 1991년 産業科學技術研究所 主任研究員. 1997년 釜山大 大學院 電氣工學科 卒業(博士). 現在 蓮庵工業專門大 電子科 副教授.