

## 탐색기 주사루프의 2자유도 강인제어기 설계

이 호 평, \* 송 창 섭\*\*

### Two Degree of Freedom Robust Controller Design of a Seeker Scan-Loop

Ho-Pyeong Lee\*, Chang-Seop Song\*\*

#### ABSTRACT

The new formulation of designing the two degree of freedom (TDF) robust controller is proposed using  $H_{\infty}$  optimization and model matching method. In this formulation the feedback controller and feedforward controller are designed in a single step using  $H_{\infty}$  optimization procedure. Roughly speaking, the feedback controller is designed to meet robust stability and disturbance rejection specifications, while the feedforward controller is used to improve the robust model matching properties of the closed loop system. The proposed formulation will be illustrated and evaluated on a seeker scan-loop. And the performances of TDF robust controller are compared with those of the  $H_{\infty}$  controller designed using Loop Shaping Design Procedure proposed by McFarlane and Glover.

**Key Words** : Seeker Scan-Loop(탐색기주사루프), Two Degree of Freedom Robust Controller(2자유도 강인제어기),  $H_{\infty}$  Optimization( $H_{\infty}$  최적화), Model Matching Method(모델매칭법)

#### 1. 서 론

자전안정화된 자이로(Spin-Stabilized Gyroscope)를 구동하여 지상에 있는 레이더에서 제공되는 표적의 위치에 근거하여 표적을 주사하는 탐색기의 주사루프는 전형적인 2입력 2출력계로서 비행중 표적포착확률과 밀접한 연관이 있고, 표적포착확률을 높이기 위해서는 주사루프의 보다 우수한 주사성능이 요구되고 있다. 이를

위해 이미 탐색기의 주사루프에 LQG/LTR, Loop Shaping Design Procedure를 이용한  $H_{\infty}$  제어 등을 적용하여 어느정도 성공적인 주사성능을 얻은바 있다.<sup>(1),(2)</sup> Loop Shaping Design Procedure를 이용한  $H_{\infty}$  제어기는 LQG/LTR제어기보다 성능 및 안정도-강인성 측면에서 다소 향상되었으나 페루프의 주파수역 성능은 아직도 만족스럽지 못하며, 특히 표적주사시 사용되는 주사주파수인 7-15rad/sec에서 특이값 특성이

\* 국방과학연구소

\*\* 한양대학교 정밀기계공학과

좋지 못하고, 또한 여전히 출력간에 상당한 커플링이 존재하여 주사성능을 떨어뜨리고 있다. 이러한 문제점을 개선하기 위해서 탐색기 주사루프에 대해  $H_\infty$  최적화기법과 모델매칭법을 혼합하여 강인한 추적 및 외란 제거성능을 위한 2자유도 강인제어기(이하는 2자유도제어기라고 표현)를 제안한다. 일반적으로 2자유도제어기는 추적성능과 안정도-강인성문제를 동시에 해결할 수 있다고 알려져 있으며, <sup>(3), (4)</sup> 실제로 성공적으로 적용한 응용사례가 발표됨으로서 현재 활발히 연구가 진행되고 있다. <sup>(5)</sup> 그러나 일반적인  $H_\infty$  최적화문제에서 다루는 감도함수 최소화문제와 혼합감도문제들을 이용하여 설계된 제어시스템은 모델불확실성에 대한 강인성이 우수한 반면 설계시 주파수영역에서의 설계규격만 고려할 수 있으며, <sup>(6)</sup> 다변수시스템에서 매우 중요한 문제인 출력 상호간의 커플링을 직접 다룰 수는 없었다. 또한 표준  $H_\infty$  최적화문제는 플랜트와 제어기가 불필요한 극점-영점 상쇄를 일으켜 외란에 대한 강인성 문제를 유발하기도 하며, 플랜트 입력과 출력측에서의 외란제거성능이 다르게 설계되는 문제점을 안고 있다. <sup>(7), (8)</sup> 그리고 순수 모델매칭을 이용한 제어방법은 모델매칭오차만을 고려하기 때문에 모델링오차에 대한 강인성이 문제가 될 수 있다. <sup>(9)</sup> 따라서 본 논문에서는 표준  $H_\infty$  최적화문제, 모델매칭문제 및 외란제거문제를 혼합하여 2자유도 강인제어기 설계방법을 제안한다. 추적 및 외란제거문제에 모델매칭법을 혼합하여 비연성효과, 오버슈트등 시간영역에서의 설계규격을 고려할 수 있도록 바람직한 페루프모델을 포함시켜 새로이 제안한  $H_\infty$  제어방법은 피드백제어기와 피이드포워드제어기를 동시에 설계함으로써 설계가 용이하고, 독립적으로 2개의 제어기를 설계할 때보다 더 저차의 제어기를 제공한다. 제안한 방법의 유용성을 검토하기 위해 탐색기 주사루프에 적용하여 2자유도제어기를 설계하여 성능을 분석하고, 그 결과를 McFarlane과 Glover<sup>(10)</sup>가 제안한 Loop Shaping Design Procedure를 이용하여 설계된 기존의 제어기의 성능과 비교하였다. 그 결과 설계된 2자유도제어기는 기존의 제어기에 비해 과도응답 및 주파수성능이 개선되어 주사성능이 향상되었다.

## 2. 모델매칭을 이용한 2자유도 강인제어 문제

Fig. 1은 강인한 추적 및 외란제거를 위해 모델매칭을 이용하여 새로이 제안한 2자유도 강인제어 문제를

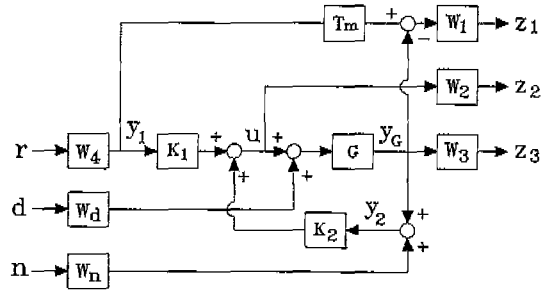


Fig. 1 Two Degree of Freedom Robust Control Problem using Model Matching

나타내고 있으며, 여기서 피이드포워드제어기  $K_1$ 은 추적성능을 향상시키고, 피이드백제어기  $K_2$ 는 주로 외란 및 센서잡음을 효과적으로 제거하기 위해 설계된다.

여기서  $K_1$ 과  $K_2$ 는 독립적으로 설계할 수도 있고 하나의 최적화문제를 풀므로써 동시에 얻어지는 방법을 사용할 수도 있다. 일반적으로 전자가 안정도 여유 및 성능면에서 더 우수하다고 알려져 있으나 제어기를 설계할 때 더 많은 계산시간이 소요되고 후자보다 제어기의 차수가 더 높으며 설계하기가 후자보다 훨씬 까다로운 경향이 있다. 보통 피이드백제어기가 관측기 구조를 가지고 있다면, 피이드백제어기와 피이드포워드제어기를 포함한 전체 제어기는 원래 플랜트의 차수에 비하여 적어도 3배이상의 차수를 갖는다. 반면에 후자의 방법에 의해 계산되는 제어기의 상태공간식은 두개의 제어기를 공유하고 있으므로 전자보다 더 낮은 차수의 제어기를 제공한다. 본 논문에서는 설계하기 용이하고 저차의 제어기를 제공하는 후자의 방법으로 2자유도제어기를 설계한다.

Fig. 1에서  $T_m$ 은 바람직한 페루프모델을 나타내며 시간영역에서의 규격 즉 상승시간, 정착시간 및 오버슈트등을 고려하여 선정한다.  $W_1$ 은 모델매칭오차 ( $T_m - y_G$ )에 대한 저주파 통과필터형태의 가중함수이다.  $W_2$ 는 제어입력에 대한 가중함수로서 플랜트와 Actuator의 고주파성분을 자극하지 않도록 선정하여야 하며, 특히 제어기의 대역폭이 너무 크게 되지 않도록 유의하여 고주파 통과필터형태로 선정한다.  $W_3$ 는 플랜트 출력에 대한 가중함수로서 안정도-강인성과 관련되며 고주파 통과필터형태로 선정한다.  $W_4$ 는 플랜트의 각각의 제어 채널에 이득을 조절하기 위한 상수 행렬이다.  $W_d$ 는 플랜트에 인입되는 외란에 대한 주파수분포를 고려하여 선정하

고,  $W_n$ 은 센서잡음에 대한 주파수분포를 고려하여 결정한다. 이상의 모든 가중함수는 제어기의 차수를 결정하므로 가능하면 저차의 최소위상인 전달함수로 선택하는 것이 좋다. 그림으로부터 플랜트 출력과 제어입력은 다음과 같이 주어진다.

$$u = SK_1 W_d r + K_2 GSW_d d + SK_2 W_n n \quad (1)$$

$$y_G = GSK_1 W_d r + GSW_d d + GSK_2 W_n n \quad (2)$$

식(1)과 식(2)를 고려하면 외부입력  $w = [r^T d^T n^T]^T$ 로부터 최소화 되기를 원하는 출력  $z = [z_1^T z_2^T z_3^T]^T$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$z_1 = W_1(T_m - GSK_1)W_d r - W_1 GSW_d d - W_1 GSK_2 W_n n \quad (3)$$

$$z_2 = W_2 SK_1 W_d r + W_2 SK_2 GSW_d d + W_2 SK_2 W_n n \quad (4)$$

$$z_3 = W_3 GSK_1 W_d r + W_3 GSW_d d + W_3 GSK_2 W_n n \quad (5)$$

$$S = (I - K_2 G)^{-1} \quad (6)$$

표준적인  $H_\infty$  최적화 문제의 해법을 이용하기 위해서 Fig. 1은 Fig. 2와 같은 LFT(Linear Fractional Transformation)형태로 변환할 수 있으며, 외부입력  $w$ 와 출력  $z$ 와의 전달함수  $F_l(P, K)$ 를 구하면 다음과 같다.

$$F_l(P, K) = P_{11} + P_{12}K(I - P_{22}K)^{-1}P_{21} \quad (7)$$

$$P = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$K = [K_1 \quad K_2] \quad (9)$$

식(3)~식(5)를 식(7)의 형태로 변환했을 때 각각의 요소식들은 다음과 같이 표현된다.

$$P_{11} = \begin{bmatrix} W_1 T_m W_d & -W_1 G W_d & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & W_3 G W_d & 0 \end{bmatrix} \quad P_{12} = \begin{bmatrix} -W_1 G \\ W_2 \\ W_3 G \end{bmatrix}$$

$$P_{21} = \begin{bmatrix} W_4 & 0 & 0 \\ 0 & G W_d & W_m \end{bmatrix} \quad P_{22} = \begin{bmatrix} 0 \\ G \end{bmatrix} \quad (10)$$

윗 식에서

$$T_m = C_m (sI - A_m)^{-1} B_m + D_m \quad (11)$$

$$G = C_p (sI - A_p)^{-1} B_p + D_p \quad (12)$$

$$W_i = C_{wi} (sI - A_{wi})^{-1} B_{wi} + D_{wi}, \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (13)$$

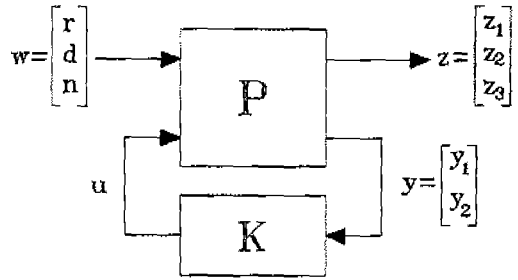


Fig. 2 Linear Fractional Transformation

$$W_d = C_{wd} (sI - A_{wd})^{-1} B_{wd} + D_{wd} \quad (14)$$

$$W_n = C_{wn} (sI - A_{wn})^{-1} B_{wn} + D_{wn} \quad (15)$$

라고 하면 식(8)은 다음과 같은 상태공간식으로 변환할 수 있다.

$$\dot{x}(t) = A x(t) + B1 w(t) + B2 u(t)$$

$$z(t) = C1 x(t) + D11 w(t) + D12 u(t) \quad (16)$$

$$y(t) = C2 x(t) + D21 w(t) + D22 u(t)$$

$$A = \begin{bmatrix} A_m & 0 & 0 & 0 & B_m C_{w4} & 0 & 0 & 0 \\ B_{w1} C_m & A_{w1} & 0 & 0 & B_{w1} D_m C_{w4} & -B_{w1} D_p C_{wd} & 0 & -B_{w1} C_p \\ 0 & 0 & A_{w2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_{w3} & 0 & B_{w3} D_p C_{wd} & 0 & B_{w3} C_p \\ 0 & 0 & 0 & 0 & A_{w4} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & A_{wd} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & A_{wn} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & B_p C_{wd} & 0 & A_p \end{bmatrix}$$

$$B1 = \begin{bmatrix} B_m D_{n4} & 0 & 0 \\ B_{w1} D_m D_{w4} & -B_{w1} D_p D_{wd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & B_{w3} D_p D_{wd} & 0 \\ B_{w4} & 0 & 0 \\ 0 & B_{wd} & 0 \\ 0 & 0 & B_{wn} \\ 0 & B_p D_{wd} & 0 \end{bmatrix} \quad B2 = \begin{bmatrix} 0 \\ -B_{w1} D_p \\ B_{w2} \\ B_{w3} D_p \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ B_p \end{bmatrix}$$

$$C1 = \begin{bmatrix} D_{w1} C_m & C_{w1} & 0 & 0 & D_{w1} D_m C_{w4} & -D_{w1} D_p C_{wd} & 0 & -D_{w1} C_p \\ 0 & 0 & C_{w2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{w3} & 0 & D_{w3} D_p C_{wd} & 0 & D_{w3} C_p \end{bmatrix}$$

$$C2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & C_{n4} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & D_p C_{wd} & C_{wn} & C_p \end{bmatrix}$$

$$C11 = \begin{bmatrix} D_{w1} D_m D_{w4} & -D_{w1} D_p D_{wd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & D_{w3} D_p D_{wd} & 0 \end{bmatrix} \quad D12 = \begin{bmatrix} -D_{w1} D_p \\ D_{w2} \\ D_{w3} D_p \end{bmatrix}$$

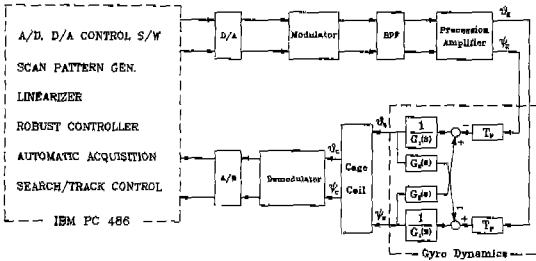


Fig. 3 Closed-Loop Configuration of Seeker Scan-Loop

$$D21 = \begin{bmatrix} D_{w4} & 0 & 0 \\ 0 & D_p D_{wd} & D_{wn} \end{bmatrix} \quad D22 = \begin{bmatrix} 0 \\ D_p \end{bmatrix} \quad (17)$$

따라서 모델매칭을 이용하여 새로이 제안한  $H_\infty$  최적화 문제는 외부입력  $w$ 로부터 출력  $z$ 까지의 전달함수  $F_s(P, K)$ 의  $H_\infty$  norms을 최소화하는 안정화 제어기  $K = [K_1 \ K_2]$ 를 찾는 문제로 귀착이 된다. 보통은  $F_s(P, K) < \gamma$ 을 만족하는 준 최적제어기를 구하게 되며, 이 문제의 해는 DGKF 알고리즘으로 불리는 방법으로 찾게 된다.<sup>(11)</sup> 이 방법은 상태공간식으로 표현되는 일반화 플랜트에 대해 2개의 리카티방정식을 풀므로서 준 최적제어기를 제공한다.

### 3. 주사루프의 2자유도 강인제어기 설계

#### 3.1 주사루프의 수학적 모델<sup>(1)</sup>

주사루프는 크게 나누어 회전하는 자이로와 자이로를 구동하기 위한 신호처리부로 구성되어 있다. Fig. 3은 제어기가 포함된 주사루프의 폐회로 구성을 보이고 있으며, 그림에서 신호처리부는 변조기, 대역여과기, 선회증폭기, 위치검출기 및 복조기등으로 구성되어 있음을 알 수 있다. 자이로는 보다 용이하고 안전한 위치제어를 위해 일정한 각속도로 회전하고 있기 때문에 그림에서 변조기로부터 복조기까지의 각 신호처리부의 반송주파수(Carrier Frequency)는 자이로의 자전주파수와 동기되어 있다.

제어기는 반송주파수를 제거한, 즉 반송주파수가 DC인 직류화된 모델을 근거로 쉽게 설계된다는 점을 고려하여 각 신호처리부의 모델은 직류화 모델형태로 유도하였다. 예를 들어 중심주파수가 반송주파수와 일치하고 있는 2차 대역여과기의 직류화 모델은 1차 저역여과기로 간략화할 수 있다. 이러한 모델링 절차는 비록 이

Table 1 주사루프의 개루프 극점 및 전달영점

Poles	0, 0, -50.3, +50.3, -68.5, -68.5, -71.4, -71.4, -266+j925, -266-j925
Zeros	j23.2, -j23.2

특성은 서로 비슷하더라도 위상오차를 유발시키게 된다. 이와같이 각 신호처리기의 전달함수를 직류화 모델형태로 유도함으로써 발생한 오차는 모델링오차로서 취급할 수 있다. 이상의 모델링과정에서 발생한 모델링오차, 외란 및 센서잡음에 대한 강인성등을 위해 탐색기 주사루프에는 강인제어기의 적용이 필수적이라할 수 있다. 주사루프의 개루프모델은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_p x(t) + B_p u(t) \\ y(t) &= C_p x(t) \end{aligned} \quad (18)$$

여기서  $u(t) = [u_p \ u_s]^T$ 이고, 각 상태변수의 구성 및 각각의 물리적 의미는 아래와 같다.

$$x(t) = [\theta_s \ \theta_g \ \theta_c \ \theta_p \ p\phi_g \ \phi_s \ \phi_c \ \phi_p \ q]^T \quad (19)$$

$\theta_s, \psi_s$  : 피치, 요방향의 선회토크에 비례하는 전류량 (A)

$\theta_g, \psi_g$  : 자이로의 피치, 요방향의 각(Deg)

$\theta_c, \psi_c$  : 위치검출기의 피치, 요방향 출력(Volt)

$\theta_p, \psi_p$  : 복조기의 피치, 요방향 출력(Volt)

$p, q$  : 복조기의 피치, 요방향 출력의 미분값 (Volt/s)

식 (18)에서 플랜트 행렬의 각 차원은  $A_p \in R^{10 \times 10}$ ,  $B_p \in R^{10 \times 2}$  그리고  $C_p \in R^{10 \times 2}$ 와 같다. 즉, 주사루프의 선형모델은 10개의 상태변수와 2입력 2출력으로 표현된다. 또한 주사루프는 제어가능(Controllable)하고, 관측가능(Observable)하다.<sup>(1)</sup> Table 1은 주사루프의 개루프 극점 및 전달영점을 보여주고 있다.

#### 3.2 주사루프의 2자유도 강인제어기 설계

성능 요구규격중의 하나는 각각의 제어 채널에서 계단입력에 대해 정상상태 오차가 0이 되도록 하는 것이며, 또 다른 성능 요구규격은 저주파수에서 외란제거성능과 우수한 명령추종성능이다. 상기 성능 요구규격은 감도 전달함수행렬,  $S(j\omega)$ 를 설정된 주파수 영역에서 다음과 같은 구속조건식으로 표현할 수 있다.

$$\sigma_{\max}[S(j\omega)] < -20dB \text{ for all } \omega < 1 \text{ rad/sec} \quad (20)$$

강인성 요구규격은 고주파수에서의 센서잡음과 모델링오차에 대한 강인성을 보장하는 것으로서 페루프 전달함수행렬,  $T(j\omega)$ 가 설정된 주파수 영역에서 다음과 같은 구속조건을 만족해야 한다.

$$\sigma_{\max}[T(j\omega)] < -20\text{dB for all } \omega > 90\text{rad/sec} \quad (21)$$

그의 주사 정밀도규격으로서 요구되는 각속도를 고려하면 시스템대역폭이 15rad/sec 이상 되어야 하고, 10 deg/sec의 속도로 원형주사시 주사 정밀도 10% 이내, Look Angle 10도에서의 위치정밀도 1도미만, 출력간에 상호 커플링이 적어야 하며 적당한 시스템 감쇠비를 가져야 한다. 시간영역에서의 규격으로서 오버슈트는 10% 이내이고, 2% 정착시간은 0.5초이하이며 제어입력의 최대 크기는 2.8Volt 이하가 되어야 한다.

바람직한 페루프모델은 오버슈트 및 정착시간등 시간영역에서의 설계규격을 고려하여  $\omega_n=17\text{rad/sec}$ ,  $\zeta=0.85$ 를 선택하면 다음과 같은 2차모델로 선정할 수 있다.

$$T_m = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} I_2 = \frac{289}{s^2 + 28.9s + 289} I_2 \quad (22)$$

여기서  $I_2$ 는  $2 \times 2$  단위행렬을 나타내며, 또한 주파수영역에서의 설계규격을 고려하여 다음과 같은 가중함수를 선택한다.

$$W_1 = \alpha_1 \left[ \frac{1.2s + 18}{s + 0.0012} \right] I_2, \quad \alpha_1 = 1.2 \quad (23)$$

$$W_2 = \alpha_2 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0.9 \end{bmatrix}, \quad \alpha_2 = 0.09 \quad (24)$$

$$W_3 = \alpha_3 \left[ \frac{10s + 1}{s + 500} \right] I_2, \quad \alpha_3 = 0.5 \quad (25)$$

$$W_4 = \alpha_4 I_2, \quad \alpha_4 = 1 \quad (26)$$

$$W_d = \alpha_5 I_2, \quad \alpha_5 = 0.002 \quad (27)$$

$$W_n = \alpha_6 I_2, \quad \alpha_6 = 0.0001 \quad (28)$$

이상의 가중함수를 포함한 18차의 일반화 플랜트에 대해서  $\gamma_{\min}$ 은 DGKF알고리즘과 최적화기법중의 하나인 Bisection 방법을 혼합하여 찾을 수 있다. 본 논문에서는 Matlab의  $\mu$ -Analysis and Synthesis Toolbox에 있는 "hinfsvn" command를 이용하였으며  $\gamma_{\min}=1.83$ 로 구해졌다. 일반적으로  $\gamma_{\min}$  보다 약간 큰

$\gamma$ 에 대한 제어가 가역함수의  $H_2$  놈을 더 작게 만들기 때문에 제어성능이 더 좋다고 알려져 있다. 따라서  $\gamma=1.9$ 에 대한 준최적제어를 최종적인 2자유도제어기, K로 선정한다. K로부터  $K_1$ 과  $K_2$ 를 분리하게 되며 각각 18차의 제어기가 된다. 설계된 제어기를 실제 디지털제어로 구현하기 위해서는 실시간 계산량때문에 제어기의 차수를 축소할 필요가 있다. 본 연구에서는 Moore<sup>[12]</sup>가 제안한 내적균형법(Internally Balanced Realization)을 이용하여 제어기의 차수를 축소하였으며, 내적균형법의 기본 원리는 본래의 상태방정식을 유사변환하여 등가계로 표현한 후 유사변환된 상태방정식에서 가장 시스템 성능에 작게 영향을 미치는 상태변수들을 하나씩 삭제함으로써 축소차수모델을 얻게 되는데, Hankel 특이값의 크기가 판단기준이 된다. 설계된 2자유도제어기 K에 대해서 Hankel 특이값은 각각  $\sigma_1=4.64e3$ ,  $\sigma_2=4.46e3$ ,  $\sigma_3=2.93e3$ ,  $\sigma_4=2.96e3$ ,  $\sigma_5=7.64$ ,  $\sigma_6=7.17$ ,  $\sigma_7=4.43$ ,  $\sigma_8=4.07$ ,  $\sigma_9=4.33e-1$ ,  $\sigma_{10}=4.08e-1$ ,  $\sigma_{11}=1.83e-2$ ,  $\sigma_{12}=1.52e-2$ ,  $\sigma_{13}=1.40e-2$ ,  $\sigma_{14}=1.35e-2$ ,  $\sigma_{15}=7.41e-4$ ,  $\sigma_{16}=7.23e-4$ ,  $\sigma_{17}=5.65e-4$ ,  $\sigma_{18}=4.83e-4$ 로 구해지고, 구해진 Hankel 특이값들로부터 설계된 18차제어기는 8차로 축소할 수 있을 것으로 판단된다. Fig. 4는 18차의 제어기와 8차로 축소된 제어기의 특이값을 나타내고 있으며,  $K_1$ 이 고주파수에서 약간의 차이를 보이고 있을 뿐 성능차이가 거의 없음을 알 수 있다. 참고로 다음 절에서 2자유도제어기의 성능을 비교하기 위해 참고문헌(2)에서 인용한 LSDP제어기의 차수는 6차이다.

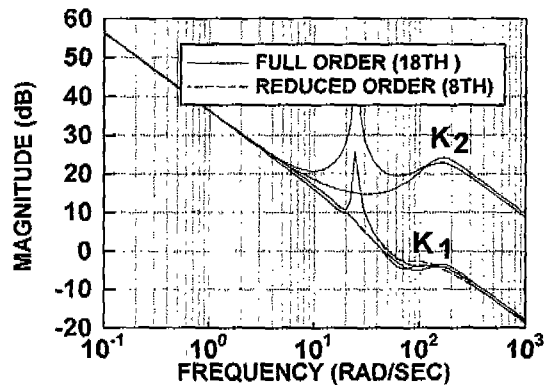


Fig. 4 Singular Value Plot of  $K_1$  and  $K_2$

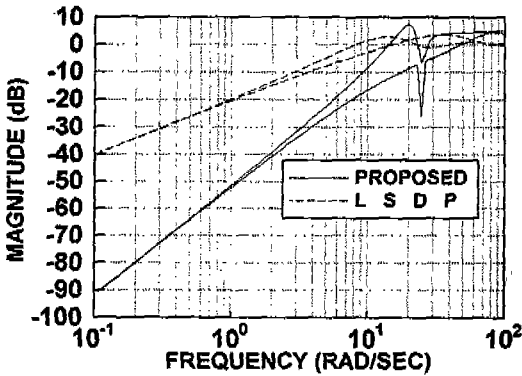


Fig. 5 Singular Value Plot of Sensitivity TFM

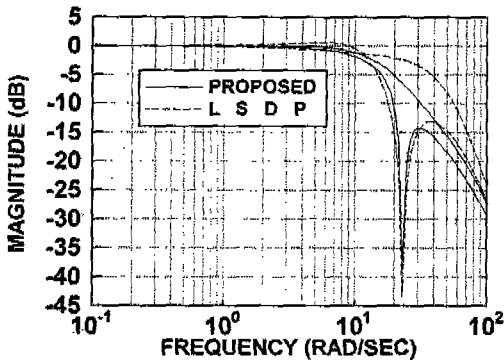


Fig. 6 Singular Value Plot of Closed-Loop TFM

#### 4. 성능분석

##### 4.1 감도 및 페루프 전달함수행렬의 주파수응답 특성

Fig. 5는 감도 전달함수행렬의 특이값선도로서 2자유도제어기와 LSDP제어기의 외란제거성능은 비교적 설계사양을 만족하고 있으며, 제안한 2자유도제어기가 저주파수에서 더욱 우수한 외란제거성능을 가지고 있음을 알 수 있다. 그러나 20rad/sec부근에서는 2자유도제어기가 외란제거성능이 다소 떨어지고 있는데 이것은 2자유도제어기에 의한 감도 전달함수가 저주파수에서 다소 지나치게 낮게 설계됨으로서 나타난 현상이다.

Fig. 6은 페루프 전달함수행렬의 특이값선도이며 2자유도제어기와 LSDP제어기에 의한 페루프시스템의 특이값의 크기가  $\omega=0$  근처에서 1이므로 정상상태오차가 0이고, 저주파수영역에서 명령추종성능과 외란제거성능은 비슷하나, 표적 주사주파수인 7-15rad/sec에서

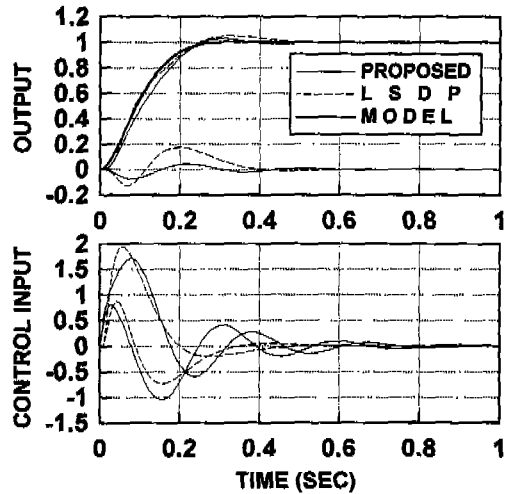


Fig. 7 Output and Control Input to  $[1 \ 0]^T$  Step Ref. Input

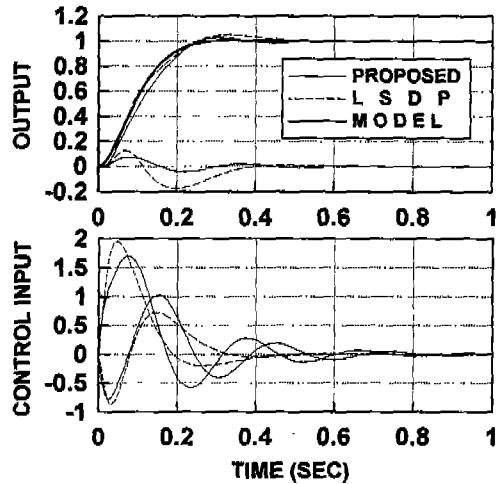


Fig. 8 Output and Control Input to  $[0 \ 1]^T$  Step Ref. Input

2자유도제어기에 의한 페루프 전달함수행렬의 특이값이 LSDP제어기보다 더욱 잘 일치하고 있기 때문에 탐색기가 주사파형을 발생시킬 때 제어입력의 방향성에 대해서 출력 특성이 크게 변하지 않을 것으로 예측된다.

##### 4.2 시간응답 특성

Fig. 7과 Fig. 8은 각각  $[1, 0]^T$  계단기준입력과  $[0, 1]^T$  계단기준입력에 대한 2자유도제어기와 LSDP제어기에 의한 출력과 제어입력을 바람직한 페루프모델

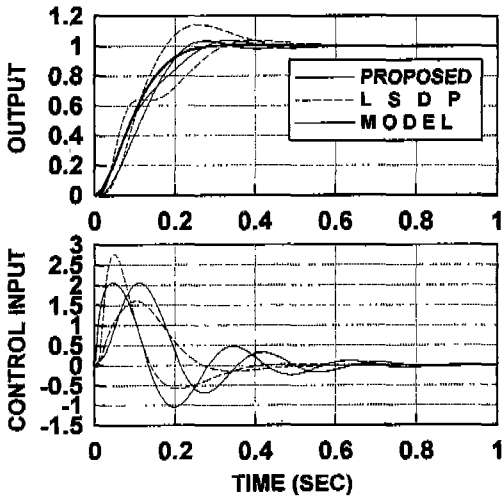


Fig. 9 Output and Control Input to  $[1 \ 1]^T$  Step Ref. Input

$T_m$ 에 의한 출력과 함께 보여주고 있다. 플랜트 출력들은 모델에 의한 출력과 비교적 잘 일치하고 있으며, 모델매칭오차에 대한 가중함수  $W_1$ 을 더욱 크게 하고 제어입력에 대한 가중함수  $W_2$ 를 작게 하면 더욱 완전한 모델매칭 효과를 얻을 수 있지만 제어입력이 심하게 진동함으로서 실시간 구현시에 문제를 야기시킬 수 있으며 불안정해 질 우려가 있다. 즉 이들 가중함수들 사이에는 서로 상호보완의 관계가 있어서 설계시에 플랜트 출력뿐만 아니라 제어입력을 관찰하면서 제어기를 설계하여야 한다. 그럼으로부터 LSDP제어기에 의한 출력간의 최대 커플링은 17%이나, 2자유도제어기에 의한 출력간의 최대 커플링은 7%로서 상당히 감소되었음을 알 수 있다. 이것은 완전히 비연성된 바람직한 페루프모델을 설계에 고려했기 때문이다. 2자유도제어기와 LSDP제어기 모두 시간영역에서의 설계규격을 비교적 만족하고 있으나 LSDP제어기는 2% 정착시간을 만족하지 못하고 있다. Fig. 9는  $[1, 1]^T$  계단입력에 2자유도제어기와 LSDP제어기에 의한 출력과 제어입력을 모델에 의한 출력과 함께 보여주고 있으며, 2자유도제어기가 오버슈트가 작고 성능이 우수하며 제어입력의 크기도 만족스러움을 알 수 있다.

### 4.3 주사성능

주사파형을 설계할 때는 탐색기의 순간시계와 총 주사영역을 고려하여 설계하여야 한다. 본 논문에서는 순

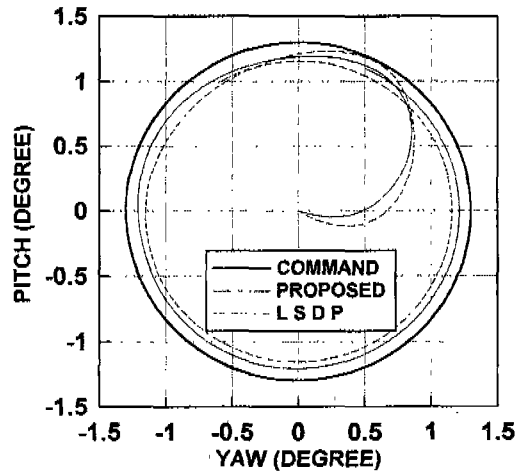


Fig. 10 Conical Scan Patterns

간시계  $f=1.3$ 도, 주사속도 20deg/sec, 총 주사영역 5도에 대해서 주사성능을 검토한다. 원형, 나선형 및 장미꽃형 주사파형을 위한 직교좌표계에서의 기준 주사신호는 다음과 같이 유도된다.<sup>(1)</sup>

#### 4.3.1 원형 주사파형

$$\begin{aligned} R_x(t) &= f \cos \theta(t) \\ R_y(t) &= f \sin \theta(t) \end{aligned} \quad (29)$$

#### 4.3.2 나선형 주사파형

$$\begin{aligned} R_x(t) &= (f/\pi)\theta(t) \cos \theta(t) \\ R_y(t) &= (f/\pi)\theta(t) \sin \theta(t) \end{aligned} \quad (30)$$

#### 4.3.3 장미꽃형 주사파형

$$\begin{aligned} R_x(t) &= 2f \cos 3\theta(t) - f \cos \theta(t) \\ R_y(t) &= 2f \sin 3\theta(t) - f \sin \theta(t) \end{aligned} \quad (31)$$

Fig. 10~Fig. 12은 각각 2자유도제어기와 LSDP제어기를 이용한 원형, 나선형 및 장미꽃형 주사파형에 대한 시뮬레이션결과를 비교한 그림이며 모든 주사파형에서 정상상태 응답특성 및 주사정밀도 측면에서 2자유도제어기가 LSDP제어기보다 더 우수함을 알 수 있다.

## 5. 결 론

$H_\infty$  최적화기법과 모델매칭법을 이용하여 강인한 추

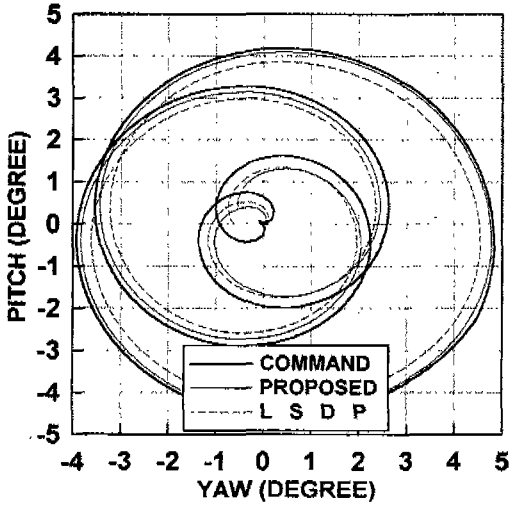


Fig. 11 Spiral Scan Patterns

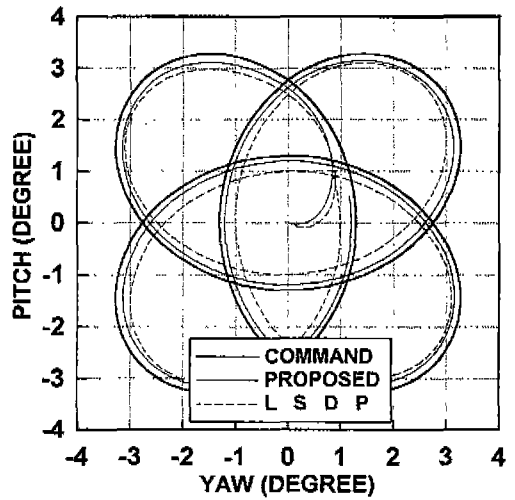


Fig. 12 Rosette Scan Patterns

적 및 외란제거를 위한 2자유도제어기 설계법이 제안되었다. 제안된 방법은 주파수영역에서의 설계규격만 고려하는 표준  $H_\infty$  제어방법과 비교하여 시간영역에서의 설계규격을 고려할 수 있도록 바람직한 페루프모델을 도입하였으며, 피드백제어기와 피이드포워드제어기를 동시에 설계함으로써 설계가 용이하다. 탐색기 주사루프에 적용하여 강인한 2자유도제어기를 설계하여 성능을 분석하고, 그 결과를 McFarlane과 Glover가 제안한 Loop Shaping Design Procedure를 이용하여 설계된 기존의 제어기의 성능과 비교한 결과 설계된 2자유도제어기는 기존의 제어기에 비해 과도응답 및 주파수성능이 개선되어 주사성능이 향상되었다.

참고문헌

1. 황홍연, 이호평, "탐색기 주사루프의 LQG/LTR 제어기 설계와 성능분석," 국방과학연구소 연구보고서, MSDC-416-93725, 1993.
2. 이호평, 송창섭, "LSDP를 이용한 탐색기 주사루프의  $H_\infty$  제어," 한국정밀공학회지, 제12권, 제1호, pp.78-86, 1995.
3. Youla, D. C., Bongiorno, J. J., "A Feedback Theory of Two-Degree-of-Freedom Optimal Wiener-Hopf Design," IEEE Trans. on AC, Vol.30, NO.7, pp.652-665,

- 1985.
4. Vidyasagar, M., Control System Synthesis: A Factorization Approach, The MIT Press, 1985.
5. Liaw, C. M., "Design of a Two-Degree-of-Freedom Controller for Motor Drives," IEEE Trans. on AC, Vol.37, No.8, pp.1215-1220, 1992.
6. Francis, B. A. A Course in  $H_\infty$  Control Theory, Springer-Verlag, 1990.
7. Sefton, J. and Glover, K., "Pole/Zero Cancellations in the General  $H_\infty$  Problem with Reference to a Two Block Design," Systems and Control Letters, Vol.14, pp.295-306, 1990.
8. Tsai, M. C., Geddes, E. J. M., and Postlethwaite, I., "Pole-Zero Cancellations and Closed-Loop Properties of an  $H_\infty$  Mixed Sensitivity Design Problem," Automatica, Vol.28, Np.3, pp.519-530, 1992.
9. Ho, D. W. C., Lam, J. and Chan, T. W. K., "An Application of  $H_\infty$  Design to Model-Following," International Journal of Control, Vol.55, No.2, pp.483-509, 1992.



10. McFarlane, D. and Glover, K., "A Loop Shaping Design Procedure Using  $H^\infty$  Synthesis," IEEE Trans. on AC, Vol.37 No.6, pp.759-769, 1992.
11. Doyle, J. C., Glover, K., Khargonekar, P. P. and Francis, B. A., "State-Space Solutions to Standard  $H_2$  and  $H^\infty$  Control Problems," IEEE Trans. on AC, Vol.34, No.8, pp.831-847, 1989.
12. Moore, B.C., "Principal Component Analysis in Linear Systems, controllability, Observerbility and Model Reduction", IEEE Trans. on AC, Vol. AC-26, pp.17-32, 1981