

SRFIMF를 이용한 멀티팬 부상기의 YAW제어에 관한연구

正會員 朴 善 國* 正會員 崔 富 貴**

A Study on Yaw Control of Multi-Fan Hovering with SRFIMF

Sun Goog Park*, Boo Kwi Choi** *Regular Members*

要 約

수직 이착륙기와 같은 비행체의 정지비행 도중 비행체의 위치각, 각속도, 각가속도와 같은 상태량을 제한 시킨 SRFIMF(State Rate Feedback Implicit Model-Following)이론을 이용하여 4개의 팬을 갖는 부상제어시스템을 구성하였다. 이 부상제어시스템의 yaw제어를 행하여, 각 상태궤환이득 및 전향경로이득을 변화시켜 부상제어시스템의 특성을 해석하였으며, 부상시스템과 같은 제어계에 SRFIMF방식을 적용시켜 그 타당성을 조사하였다.

ABSTRACT

A controller of the hovering VTOL aircraft with four fan is constructed by SRFIMF(State Rate Feedback Implicit Model-Following) theory, in which feedback states are angle acceleration, angle velocity and angle position of the aircraft during hover. With yaw control of the system, characteristics of the hovering aircraft can be analyzed by changing states feedback gain and feedforward gain. Therefore, the controller based on the SRFIMF theory shows good transient response and provides robust stable hovering system.

I. 서 론

제어계를 구성하는 설계방법으로는 고전적 설계방법과 현대적 설계방법으로 구분한다.

고전적 설계방법은 주파수 영역에서 설계 자료를

얻는 방법으로 근궤적법 Nyquist판별법 등으로 해석되며 현대적 설계방법으로 상태변수해석, 최적제어 개념을 이용하여 시간영역에서 설계데이터를 구하는 해석적인 방법이 있다.

그러나 비선형 시스템의 설계에 대한 안정도 문제는 현대 제어이론의 응용을 전제하여 급속히 연구 발전되고 있으나 비선형 시스템의 동특성을 정확히 파악하기 어렵다.

이러한 비선형 요소를 많이 포함하고 있는 제어시스템에서 안정한 제어를 행하기 위하여 Koeigsberg

*慶南專門大學 電子科
Dept. of Electronics Engineering Kyung-Nam Junior College
**東亞大學校 電子工學科
Dept. of Electronics Engineering Dong-A University
論文番號 : 92-37 (接受1991. 12. 31)

와 Frederick는 Bending beam을 안정화 시킬 수 있는 방법으로 상태제한 기법을 이용한 제어를 제시하였다[11].

이러한 방법 중에서 상태변수를 이용한 출력제한 제어로써 관측기 레귤레이터형 동적 안정화 제어를 사용하여 드립진자를 안정화 시킬 수 있는 제어 기법이 1972년 Strugean Loscutoff에 의하여 발표되었다[12].

또한 수직이착륙기와 같은 비행체의 정지비행 도중 비행체의 각가속도, 각속도, 위치각과 같은 출력량을 제한시켜 1형 서어보게 동적 안정화 제어기에 대한 논문이 발표된 바 있다[13].

이 제어방법은 각속도상태를 주 각가속도를 제한하고 무조건적인 모델추정 제어방법을 이용하므로 SRFIMF(State Rate Feedback Implicit-Model Following)제어라 한다.

SRFIMF 제어기 특징은 입출력 관계가 고유주파수와 감쇠계수를 갖는 2차계 동적특성을 가지며 입출력 관계는 부상 시스템과 추력 변화에는 무관하고 정상상태에서는 제어변수가 외란의 값에 관계없는 1형 서어보게이다.

4개의 팬을 갖는 부상 제어 시스템에 제한제어를 이용하여 부상 시스템의 yaw제어를 연구한 논문이 1985년 Tatsuya Nakamura에 의하여 발표된 바 있다[8].

이 논문에서는 yaw의 위치각과 각속도를 제한시키고 제어기의 동작신호의 포화를 막기 위해 리미터를 사용한 제어법을 사용하고 있다.

이와 같은 제어법은 정 상태에서 외란에 의하여 위치 편차가 생기는 0형 서어보게가 된다. 따라서, 이러한 문제점을 해결하기 위하여 본 논문에서는 4개의 팬을 갖는 부상시스템을 구성하고 정상상태에서 출력이 외란과 무관한 특성을 갖는 SRFIMF 제어방식을 이용하여 부상 시스템의 yaw제어를 실행하였다.

제어계는 선형 제어계의 입력이 매우 커서 동작신호가 포화될 경우 제어의 어려움이 따르므로 이를 방지하기 위해 리미터를 제어기에 부가한 비선형 제어계를 구성하여 해석하였으며, 제어기의 안정도를 해석하기 위하여 근궤적법을 이용하고 시뮬레이션을 통하여 제어계의 파라미터 변화에 대한 제어량을 비교, 검토하여 안정한 제어를 하기 위한 제어 파라미터의 범위 및 제어특성을 고찰하였다.

그리고 4개의 팬을 갖는 부상 시스템의 yaw제어

시스템에서 제한제어 방식보다 SRFIMF방식을 채택함으로써 위치 편차가 적고 안정한 제어를 할 수 있는 제어법을 제시하였다.

II. 부상 시스템의 모델링

그림1은 DC모터 4개를 원형모델 중심점에서 각각 d[m]떨어진 4등분점에 고정시킨 모델 구조를 나타내었다.

프로펠러 킷치각은 모멘트 F_1, F_2 의 방향이 모멘트 F_3, F_4 방향과 반대가 되도록 하였으며, 프로펠러 회전방향은 모멘트와 토오크의 역방향이 일치되도록 구성하였다.

그리므로 yaw제어는 모멘트 (F_1+F_3) 와 (F_2+F_4) 의 차로써 제어된다.

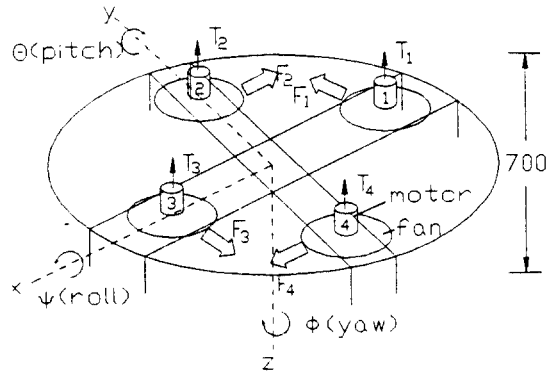


그림 1. 모델구조
Fig.1. Structure of the scale model.

또한 공기저항과 부상 시스템의 지면효과(ground effect)를 무시하면 부상 시스템의 yaw 운동방정식은 다음과 같다[8].

$$I_z \ddot{\phi} = d e \sum_{i=1}^4 T_i \quad (1)$$

$$\dot{\phi} \frac{d e}{I_z} \sum_{i=1}^4 T_i = \sum_{i=1}^4 T_i \quad (2)$$

식(2)에서 부상 시스템의 전달함수를 구하면 식(3)이 된다.

$$G(s) \doteq \frac{\phi(s)}{T_i(s)} = \frac{1}{s^2} \quad (3)$$

- 여기서 T_i : i 번째 팬의 추력
- ϕ : yaw 각
- I_z : z축의 관성 모멘트
- d : 모델 중심에서 팬축과의 거리
- e : z축을 기준하여 팬축의 기울어진 각
- T_i : $\frac{de}{I_z} T_i$
- $G(s)$: 부상 시스템의 yaw 전달함수

모터입력 u_i 가 변화할 때 모터의 관성과 공기 저항 때문에 팬의 회전속도는 지연되므로 추력을 1차 지연 계로 근사화 하면

$$\tau \dot{T}_i = -T_i + u_i \quad (4)$$

식(4)는 식(5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$H(s) = \frac{T_i(s)}{u_i(s)} = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (5)$$

- 여기서 τ : 모터의 시정수 [sec]
- u_i : 모터의 입력전압[V]
- $H(s)$: 모터입력에 대한 추력의 전달함수

III. SRFIMF의 부상 제어기의 구성 및 해석

3.1. SRFIMF 제어 방식의 해석

그림2는 SRFIMF 부상 제어기에 관한 블록선도이다.

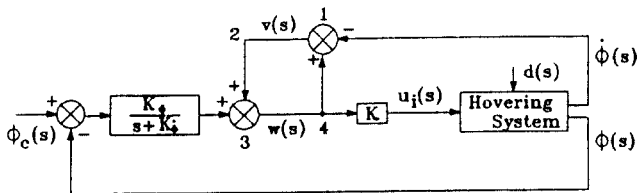


그림 2. SRFIMF 부상제어
Fig.2. State rate feedback implicit model following (SRFIMF) hovering controller.

그림2의 블록선도에서

$$\frac{\phi(s)}{\phi_c(s)} = \frac{K_\phi}{s^2 + K_\phi s + K_\phi} \quad (6)$$

식(6)은 시스템의 폐루우프 전달함수를 나타내며 K_ϕ 와 K_ϕ 의 값이 상수이면 시스템은 2차계가 되며 고유주파수와 감쇠계수는 K_ϕ 와 K_ϕ 의 값에 따라 결정되고 식(6)은 부상 시스템의 외란에 무관하므로 제어기는 1형 서어보 시스템이 된다.

그림2에서 폐루우프 1234의 루우프 이득이 1이 되므로 폐루우프 1234의 전달함수는 ∞ 가 된다. 따라서 제어 시스템은 비실현적이다. 그러므로 이 제어 시스템을 실현시키기 위해서 폐루우프 1234를 변경해야 되므로 그림3과 같이 지로 41사이에 적당한 이득 $A(s)$ 를 삽입함으로써 루우프 이득을 변경시킬 수 있다.

그림3은 그림2의 SRFIMF 부상 제어기를 수정한 블록선도이다.

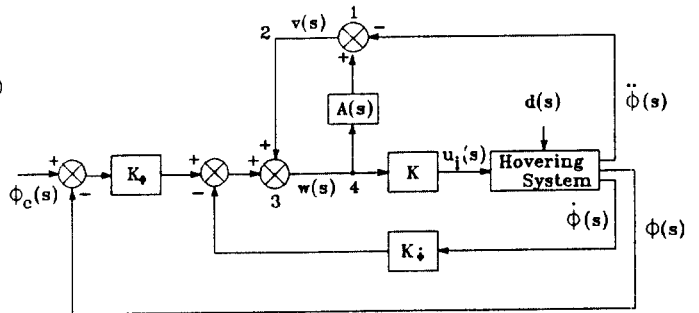


그림 3. 수정된 SRFIMF 부상제어기
Fig.3. Realizable SRFIMF hovering controller.

지로41사이에 삽입한 $A(s)$ 는

$$A(s) = \frac{A_n(s)}{A_d(s)} \quad (7)$$

여기서 $A_n(s)$, $A_d(s)$ 는 차수가 각각 m , n 이고 $m < n$ 이 되도록 한다.

그림3의 부상 제어기의 블록선도에서

$$[1 - A(s)]w(s) = -(s^2 + K_\phi s + K_\phi)\phi(s) + K_\phi\phi_c(s) \quad (8)$$

이고, $u_i(s) = K \cdot w(s)$ 이므로

$$\left[\frac{1-A(s)}{K} \right] u_i(s) = -(s^2 + K_\delta s + K_\theta) \phi(s) + K_\theta \phi_c(s) \quad (9)$$

그림3에서 제어대상인 부상시스템의 블록선도만을 나타내면 그림4와 같다.

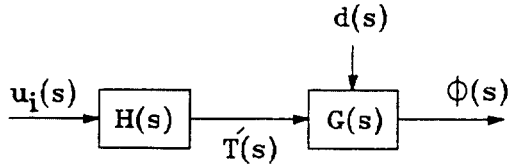


그림 4. 부상시스템
Fig.4. Hovering system.

그림4의 부상 시스템의 블록선도에서 변수 $\phi(s)$ 에 대한 방정식을 구하면

$$\phi(s) = u_i(s)H(s)G(s) + d(s)G(s) \quad (10)$$

여기서 $d(s)$ 는 외란을 나타내며 식(10)은

$$u_i(s) = \frac{\phi(s) - G(s)d(s)}{H(s)G(s)} \quad (11)$$

식(11)을 식(9)에 대입하여 구하면

$$\left[\frac{1-A(s)}{K} \right] \frac{1}{G(s)H(s)} [\phi(s) - G(s)d(s)] = -(s^2 + K_\delta s + K_\theta) \phi(s) + K_\theta \phi_c(s) \quad (12)$$

$H(s)$ 는 $H_D(s)/H_N(s)$ 라 하고 $A_D(s) = H_D(s)$ 라 하며 $A_N(s), J(s), H_D(s), H_N(s)$ 의 차수를 각각 m, ℓ, n, k 라 하고 $\ell + k + 1 = n$ 이라 하면

$$\left[1 - \frac{A(s)}{H(s)} \right] \frac{1}{H(s)} = \left[1 - \frac{A_N(s)}{A_D(s)} \right] \frac{H_D(s)}{H_N(s)} = sJ(s) = s j_0 \prod_{i=1}^{\ell} (s + Pr) \quad (13)$$

여기서 j_0 는 실수이고 $\ell = 0$ 인 때 $\prod_{i=1}^{\ell} (s + Pr) = 1$ 이다.

식(13)을 식(12)에 대입하면

$$s j_0 \prod_{i=1}^{\ell} (s + Pr) \frac{1}{KG(s)} [\phi(s) - G(s)d(s)] = -(s^2 + K_\delta s + K_\theta) \phi(s) + K_\theta \phi_c(s) \quad (14)$$

만약 $t=0$ 에서 $d(s)$ 와 $\phi_c(s)$ 가 계단함수이고 식(14)를 $\phi(s)$ 에 대하여 정리하여 최종치 정리를 적용하면

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \phi(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \phi(s) = \phi_c(0^+) \quad (15)$$

식(15)는 정상상태에서 제어량 $\phi(s)$ 는 입력값 $\phi_c(0^+)$ 가 되므로 시스템은 1형 서어보게가 된다.

따라서 그림3 제어기에서 각속도, 즉 각속도상승(acceleration)을 제한하고 모델은 제어계의 부분이 아니고 제어법칙의 설계에 관여하는 무조건적인 모델추종 제어법을 이용하므로 이를 SRFIMF(State Rate Feedback Implicit-Model-Following)이라 한다.

식(13)에서 $A(s)$ 를 구하면 다음과 같다.

$$A(s) = 1 - sH(s) j_0 \prod_{i=1}^{\ell} (s + Pr) \quad (16)$$

3.2. SRFIMF 부상 제어기와 궤환위치 제어기의 특성 비교

SRFIMF 부상 제어기와 궤환위치 제어기의 특성을 비교하기 위하여

식(14)에서 $j_0 = \tau, G(s) = \frac{1}{s^2}, \prod_{i=1}^{\ell} (s + Pr) = 1 (\ell = 0)$ 이라 하면

$$\frac{\tau s}{K} s^2 [\phi(s) - \frac{1}{s^2} d(s)] = -(s^2 + K_\delta s + K_\theta) \phi(s) + K_\theta \phi_c(s) \quad (17)$$

식(17)의 특성 방정식을 구하면

$$1 + K_{RL} \cdot \frac{s^2 + K_\delta s + K_\theta}{s^3} = 0 \quad (18)$$

여기서 이득 K_{RL} 는

$$K_{RL} = \frac{K}{\tau} \quad (19)$$

식(18)에서 $K_\delta = 3, K_\theta = 4$ 로 했을 경우 근궤적을 그리면 그림5와 같다.

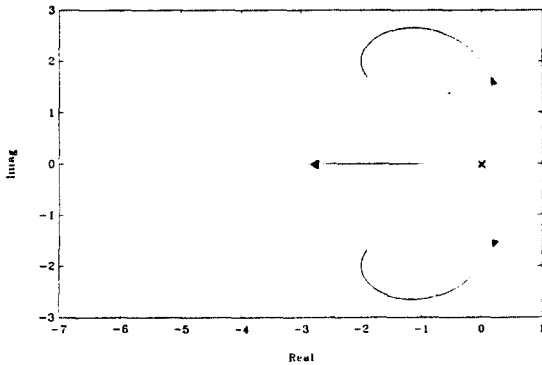


그림 5. 특성 방정식 (18)에 대한 근궤적
Fig.5. Root loci for charateristic equation(18).

그림5에서 K_{RL} 이 증가하면, 두개의 모델근인 $s^2+K_{\phi}s+K_{\theta}=0$ 의 근에 접근하며 다른 한근은 (-)실수축으로 이동하며 K_{RL} 이 충분히 크고 K_{RL} 을 f 라 두면 식(18)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s^3+K_{RL}(s^2+K_{\phi}s+K_{\theta}) \approx (s^2+K_{\phi}s+K_{\theta})(s+f) \quad (20)$$

식(19), (20)을 식(17)에 대입하고 외란 $d(s)=0$ 이라 하면

$$\phi(s) \approx \frac{K_{\theta}}{s^2+K_{\phi}s+K_{\theta}} \cdot \frac{K_{RL}}{s+f} \phi(s) \quad (21)$$

식(21)에서 $(K_{RL}/s+f)$ 함수인 입력 프리필터를 사용하면 이상적인 SRFIMF 제어기의 응답을 얻을 수 있다는 것을 알 수 있으며 f 가 커지면 $(K_{RL}/s+f)$ 의 영향이 작고 K_{RL} 의 값이 매우 클때 $(K_{RL}/s+f)$ 은 1 되므로 이상적인 SRFIMF가 된다.

또한 외란에 대한 시스템의 응답을 구하기 위하여

식(17)에서 $\phi(s)=0$ 라 하면

$$\frac{TS}{K} s^2[\phi(s) - \frac{1}{s^2} d(s)] = -(s^2+K_{\phi}s+K_{\theta})\phi(s) \quad (22)$$

$$[s^3+K_{RL}(s^2+K_{\phi}s+K_{\theta})]\phi(s) = sd(s) \quad (23)$$

식(23)를 외란과 각가속도와의 관계를 구하면

$$\frac{\phi(s)}{d(s)} = \frac{s^3}{s^3+K_{RL}(s^2+K_{\phi}s+K_{\theta})} \quad (24)$$

식(20)을 식(24)에 대입하고 주파수 함수로 나타내면

$$\frac{\phi(j\omega)}{d(j\omega)} \approx \frac{(j\omega)^3}{K_{\theta}f(1+\frac{K_{\phi}}{K_{\theta}}j\omega-\frac{\omega^2}{K_{\theta}})(1+\frac{j\omega}{f})} \quad (25)$$

여기서 K_{ϕ} 와 K_{θ} 의 값을 각각 3,4라하면 이 값은 고유 주파수 $\omega_n=2$ [rad/sec] 감쇠계수 $\zeta=0.75$ 를 나타낸다.

$K_{\phi}=3, K_{\theta}=4$ 로 하여 식(25)를 f 의 값 변화에 따라 보오드선도를 그리면 그림6과 같다.

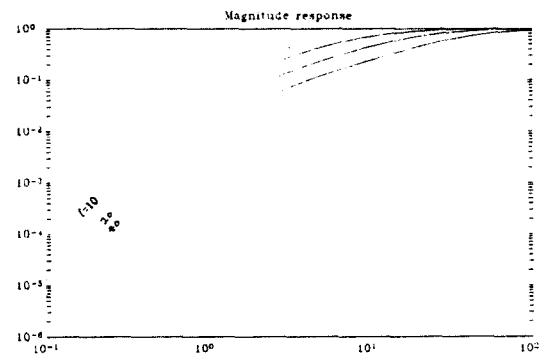


그림 6. 외란에 따른 각가속도의 주파수 응답
Fig.6. Frequency response of angle acceleration due to external disturbances.

그림6에서 외란에 대한 부상시스템의 감쇠응답은 f 보다 큰 주파수에서는 거의 무시할 정도로 감쇠가 작고 $f/2$ 이하 주파수에서는 이득은 0.5보다 항상작으며 외란에 대한 시스템응답은 f 값에 영향이 있음을 알 수 있다.

그림7은 일반적인 제환위치 제어기의 블록선도이다.

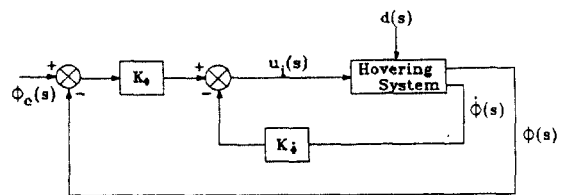


그림 7. 제환 위치 제어기
Fig.7. Feedback position controller.

그림7에서 부상제어 시스템의 조작량 $u(s)$ 는

$$u(s) = -K_{\phi} \left(s + \frac{K_{\phi}}{K_{\phi}} \right) \phi(s) + K_{\phi} \phi(s) \quad (26)$$

식(3), (5), (11)을 식(26)에 대입하면

$$\begin{aligned} [(\tau s + 1)s^2 + K_{\phi} \left(s + \frac{K_{\phi}}{K_{\phi}} \right)] \phi(s) \\ = K_{\phi} \phi(s) + (\tau s + 1)d(s) \end{aligned} \quad (27)$$

만약 $d(s)$ 와 $\phi(s)$ 가 $t=0$ 에서 계단함수이고 식(27)을 $\phi(s)$ 에 대하여 정리하여 최종치 정리를 적용하면

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \phi(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \phi(s) = \frac{K_{\phi} \phi(0^+) + d(0^+)}{K_{\phi}} \\ = \phi(0^+) + \frac{1}{K_{\phi}} d(0^+) \end{aligned} \quad (28)$$

식(28)에서 알 수 있듯이 궤환위치 제어기는 정상편차를 갖는 0형 서어보계가 된다.

식(27)에서 특성 방정식을 구하면

$$1 + \frac{K_{RL} \left(s + \frac{K_{\phi}}{K_{\phi}} \right)}{\left(s + \frac{1}{\tau} \right) s^2} = 0 \quad (29)$$

$$\text{이득 } K_{RL} = \frac{K_{\phi}}{\tau} \quad (30)$$

식(29)에서 $K_{\phi}=3$, $K_{\phi}=4$ 로 했을 경우 근궤적을 그리면 그림8과 같다.

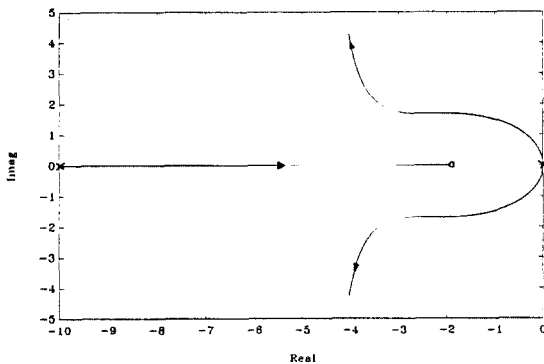


그림 8. 특성방정식(29)에 대한 근궤적

Fig.8. Root loci for characteristic equation(29).

그림8에서 알 수 있듯이 K_{RL} 을 증가할때 두개의 궤

적은 $s^2=0$ 의 근인 극점에서 출발하여 $s^2+K_{\phi}s+K_{\phi}=0$ 의 근으로 향하고 다른 궤적은 $(s+1/\tau)$ 의 근에서 출발하여 $(s+K_{\phi}/K_{\phi})$ 의 근을 향하여 이동한다.

식(18)과 식(29)를 비교하면 SRFIMF 제어기의 극점은 모터시정수 τ 에는 무관하나 궤환 위치제어의 극점은 모터시정수 τ 의 값에 의존한다.

그러므로 SRFIMF 제어기는 모터시정수 τ 값이 변하더라도 안정성에는 영향이 비교적 적으나 궤환위치 제어기는 모터시정수 τ 의 값에 따라 하나의 극점이 변화되므로 안정성에 영향을 준다.

이득 K_{RL} 이 충분히 크고, K_{RL} 을 f 라하면 식(29)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\left(s + \frac{1}{\tau} \right) s^2 + K_{RL} \left(s + \frac{K_{\phi}}{K_{\phi}} \right) \approx (s^2 + K_{\phi} s + K_{\phi})(s + f) \quad (31)$$

식(31)을 식(27)에 대입하고 $d(s)=0$ 라 하면

$$\phi(s) = \frac{K_{RL} \left(\frac{K_{\phi}}{K_{\phi}} \right) \phi(s)}{(s+f)(s^2 + K_{\phi} s + K_{\phi})} \quad (32)$$

그리고 외란에 대한 시스템 응답을 구하기 위하여

식(27)에서 $\phi(s)=0$ 라하면

$$\left[(\tau s + 1)s^2 + K_{\phi} \left(s + \frac{K_{\phi}}{K_{\phi}} \right) \right] \phi(s) = (\tau s + 1)d(s) \quad (33)$$

식(31)을 식(33)에 대입하고 주파수함수로 나타내면

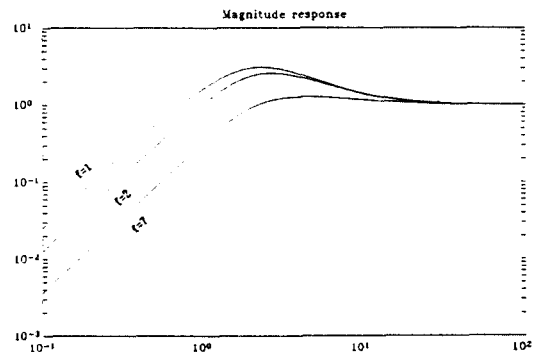


그림 9. 외란에 따른 각가속도의 주파수 응답

Fig.9. Frequency response of angle acceleration due to external disturbances.

$$\frac{\ddot{\phi}(j\omega)}{d(j\omega)} = \frac{-\omega^2(1+\tau j\omega)}{\tau K_{\phi} f (1 + \frac{K_{\phi}}{K_{\phi}} j\omega \cdot \frac{\omega^2}{K_{\phi}}) (1 + \frac{j\omega}{f})} \quad (34)$$

$K_{\phi}=3, K_{\phi}=4$ 로 하여 식(34)를 f 의 값 변화에 따라 보오드선도를 그리면 그림9와 같다.

그림9에서 외란에 대한 부상시스템의 감쇠응답은 f 보다 큰 주파수에서는 감쇠가 일어나지않고 $f/2$ 이하 주파수에서는 이득이 0.5보다 항상 크므로 외란에 대한 영향이 많으며 f 값에 따라 영향이 있음을 알 수 있다.

IV. 부상 제어계의 구성 및 해석

부상시스템에서 모터의 전달함수는

$$H(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (5)$$

이며 $j_0 = \tau, \ell = 0$ 때 $\prod_{i=1}^{\ell} (s + Pr) = 1$ 이므로

식(16)을 이용하여 $A(s)$ 를 구하면

$$\begin{aligned} A(s) &= 1 - sH(s)j_0 \prod_{i=1}^{\ell} (s + Pr) \\ &= 1 - s \cdot \frac{\tau}{\tau s + 1} = \frac{1}{\tau s + 1} \end{aligned} \quad (35)$$

식(5), (35)와 SRFIMF 제어방식을 이용하여 제어계를 구성하면 그림10과 같다.

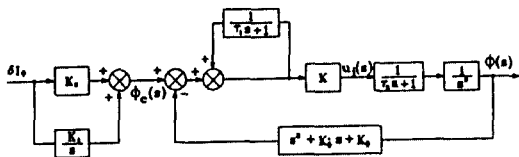


그림 10. 선형 SRFIMF yaw 제어계
Fig.10. Linear SRFIMF yaw control system.

여기서 δI_0 는 yaw 제어계의 제어 입력이다. 그림10의 제어계에서 루우프 전달함수 $N_1(s)$ 는

$$N_1(s) = \frac{(-\frac{K}{\tau^2})(s^2 + K_{\phi}s + K_{\phi})(s + \frac{1}{\tau_1})}{s^3(s + \frac{1}{\tau_2})} \quad (36)$$

식(5)와 식(35)를 비교하면 $H(s)=A(s)$ 가 되나 $H(s)=A(s)$ 라면 $\tau_1=\tau_2$ 이므로 루우프 전달함수는 식(36)에 나타낸 바와 같이 극점과 영점이 소거된다. 따라서 시스템의 가제어성 또는 가관측성을 갖지 못하게 되므로 τ 를 τ_1, τ_2 로 근사치를 둔다. 또한 SRFIMF 부상 제어기에서는 입력이 매우 커서 제어계가 포화될 경우 제어를 하는데 많은 어려움이 따른다. 예로써 그림3에서 $\phi(s)$ 값에 의하여 $w(s)$ 값이 포화될 경우 각속도 $\dot{\phi}(s)$ 는 비교적 작은 값이 되고 $\phi(s)$ 와 $\dot{\phi}(s)$ 사이에 편차가 존재한다. SRFIMF 부상 제어기는 1형 서어보게이며 그림3에서 루우프 1234는 적분작용을 하므로 $\phi(s)$ 와 $\dot{\phi}(s)$ 사이에 존재하는 편차에 의해 신호 $w(s)$ 가 무한히 증가한다.

만약 포화상태 후 입력 $\phi(s)$ 의 부호를 발전시킨다면 루우프 1234의 적분작용에 의해 $w(s)$ 가 포화상태로부터 감소하는데는 상당한 시간이 필요하다. 이와 같은 동작이 제어기에서 불필요한 지연의 요소가 되며 이런 문제점을 해결하기 위해 루우프 1234에 리미터를 삽입하여 비선형 부상 제어계를 구성하면 그림 11과 같다.

비선형계를 선형화로 해석하는 방법으로 기술함수(Describing Function)이론이 많이 이용되며 리미터

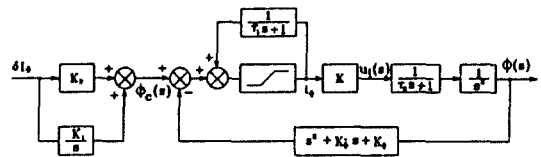


그림 11. 비선형 SRFIMF yaw 제어계
Fig.11. Nonlinear SRFIMF yaw control system.

를 갖는 비선형계의 기술함수는 다음과 같다.

$$\frac{b_1}{A} = \frac{2}{\pi} \left[\sin^{-1}\left(\frac{a}{A}\right) + \left(\frac{a}{A}\right) \sqrt{1 - \left(\frac{a}{A}\right)^2} \right] \quad (37)$$

여기서 $\frac{b_1}{A}$: 리미터를 선형화시켰을 때 이득
 A : 리미터 입력값
 a : 리미터 출력값

(37)에서 리미터의 입력과 출력 관계비 즉 a/A 를 1에서 0으로 변화시킨다면 기술헌수 이득 b_1/A 는 1에서 0으로 변화함을 알 수 있다.

그림10에서 리미터를 선형화 시키고 루우프 전달 함수를 구하면

$$N_2(s) = \frac{(\frac{b_1}{A} \frac{K}{\tau_2})(s^2 + K_\phi s + K_\phi)(s + \frac{1}{\tau_1})}{s^2(s + \frac{1}{\tau_1})(s + \frac{1}{\tau_2})} \quad (38)$$

식(36)과 식(38)을 비교하면 리미터의 영향으로 b_1/A 값이 1보다 작을 때 제어계는 이득이 감소하고 비선형 보상제어계는 (-)실수축에 극점이 하나 존재함을 알 수 있다.

V. 시뮬레이션 및 고찰

그림11의 SRFIMF 제어계의 입력 δI_0 , 모델출력, 리미터출력, yaw각기속도, yaw각속도, yaw출력에 대한 시뮬레이션 결과는 그림12에 나타내었으며 이 시뮬레이션에 이용된 파라미터값은 표1과 같다.

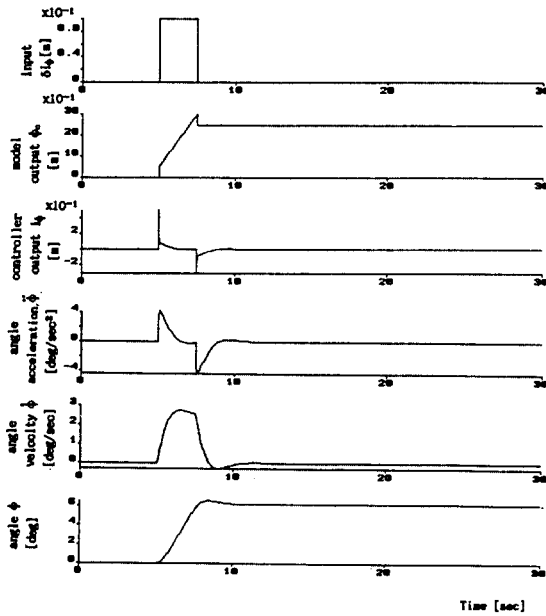


그림 12. 입력 δI_0 에 대한 출력특성
Fig.12. Characteristics of output for input δI_0 .

표 1. SRFIMF의 각 parameter 값

Table. 1. Values of parameter for SRFIMF.

입력값	$m=1$
프리필터 이득	$K_1=10$ $K_2=5$
리미터 이득	$b_1/A=10$
전향경로 이득	$K=5$
부상제어시스템의 보상시정수	$\tau_1=0.09$
부상시스템의 모터시정수	$\tau_2=0.1$
속도제환이득	$K_\phi=3$
위치제환이득	$K_\phi=4$

그림13은 제어계의 안정성에 관련되는 이득K 값의 변화에 대한 결과이다.

여기서 K는 1보다 적을 경우는 감쇠진동을 가진 특성을 나타내며 K가 클수록 시스템은 오우버슈트가 작고 안정한 응답특성을 얻을 수 있다.

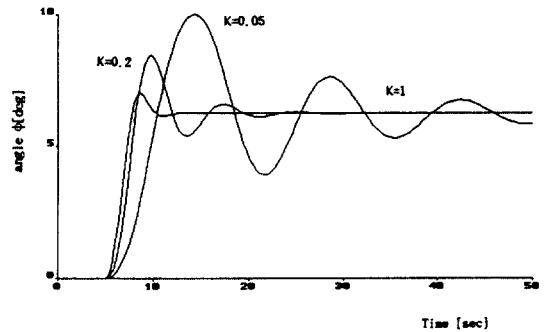


그림 13. 이득K 변화에 대한 출력특성
Fig.13. Characteristics of output as a function of gain K.

그림14는 yaw각속도제환 이득 K_ϕ 값 변화에 대한 결과이며 K_ϕ 값은 제어계의 감쇠계수와 관련되므로 K_ϕ 값이 적을수록 감쇠진동을 하는 응답특성을 가지며 K_ϕ 값이 클수록 임계제동상태로 된다.

그림15는 기술헌수 b_1/A 변화에 대한 결과이며 리미터의 출력은 식(38)에서 알 수 있듯이 개루우프의 이득을 조절하므로 리미터의 포화출력의 값을 높게 하면 개루우프 이득이 증가되고 낮게하면 개루우프 이득이 감소하게 된다.

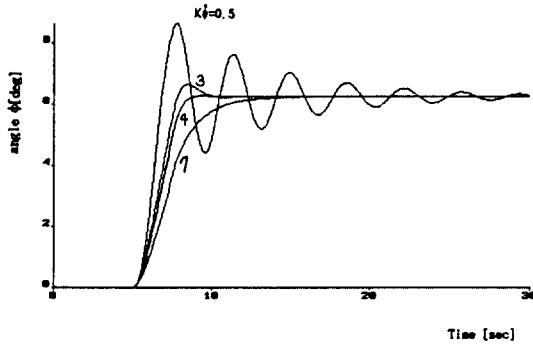


그림 14. 각속도제환 이득 K_{ϕ} 값 변화에 대한 출력특성
 Fig.14. Characteristics of output as a function of angle velocity feedback gain K_{ϕ} .

따라서 이 포화출력의 값은 제어계 전체의 안정도에 관계가 되므로 그림15에서 알 수 있듯이 리미터 값을 너무 작게하면 제어계는 불안정함을 알 수 있다.

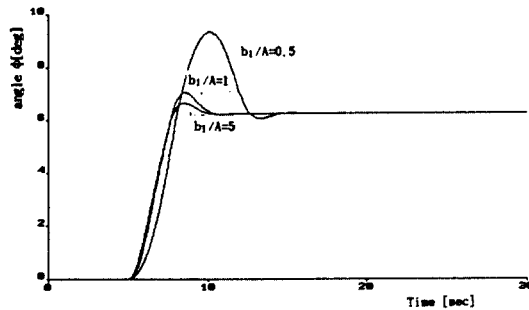


그림 15. 리미터 이득변화에 대한 출력특성
 Fig.15. Characteristics of output as a function of limiter gain.

VI. 결 론

본 논문에서는 제환제어계 설계에 이용될 SRFIMF이론을 제시하고 이 이론을 기초로 하여 부상제어 시스템의 yaw제어에 대한 제어계의 각 파라미터의 변화에 대한 안정성을 검토 하였으며, 일반적으로 많이 이용되는 제환 위치제어계와 SRFIMF제어계의 특성을 비교 검토하여 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

- (1) 비행제와 같은 부상시스템에 일반적인 제환제어기를 이용하는 것보다 SRFIMF 제어법을 적용시키면 안정한 제어를 행할 수 있다.
- (2) 각속도 제환이득 K_{ϕ} 가 클수록 오우버슈터가 작고 안정한 제어를 행할 수 있으며, 진향경로이득 K 역시 클수록 시스템이 안정하다.
- (3) 리미터이득은 클수록 시스템이 안정하다.
- (4) 외란에 대한 부상시스템의 감쇠응답은 일반 제환제어에서 보다 SRFIMF방식이 감쇠응답이 크므로 SRFIMF방식이 외란에 대하여 강인하다.

본 연구의 결과 실제 비행제와 같은 부상시스템에 SRFIMF제어법이 많이 응용되리라 기대된다.

참 고 문 헌

1. James V.Candy, "Signal processing the model-based approach," McGraw-Hill, Inc., 1986.
2. Katsuhiko Ogata, "System dynamics," Prentice-Hall, Inc., 1978.
3. Yasundo Takahashi & Michael J.Rabins & David M.Auslander, "Control and dynamic system," Addison-Wesley Publishing Company, Inc., 1970.
4. Gene F.Franklin & J.David Powell & Abbas Emami-Naeini, "Feedback control of dynamic system," Addison-Wesley Publishing Company Inc., 1986.
5. M.Vidyasagar, "Nonlinear systems analysis," Prentice-Hall, 1973.
6. J.M.Weber., "An analysis of a nonlinear instability in the implementation of a VTOL control system during hover," Proc. AIAA Guidance and Control Conf., pp.587-596, 1982.
7. Merrick, V.K., "Study of the application of an implicit model-following fight controller to life fan VTOL aircraft," NASA TP-1040, 1977.
8. Tatsuya Nakammra, "Contorl characteristics of a multi-fan hovering mechanism in sloping ground proximity," IECON'85, pp.180-185, 1985.

namics of the Helicopter" Frederick Ungar Pub Lishing, pp.106-114, 1967.

13. L.G.Reensite, "Control Theory Volume I. Elements of Model control Theory," Spartan Books Co,pp.215-369, 1970.

14. 이봉준, 정홍철, "기초항공공학," 한신문화사, pp.101-116, 1974.

15. 박선국, 이상관, 최부귀, "평면 가까이에서 부상하는 기구의 Sliding Mode 제어특성에 관한 연구," 1990 하계종합학술발표회논문집, 제9권, 제2호, pp.572-575, 1990.

9. Katsuaisa Furuta & Katsumi Komiya, "Design of model-following servo controller," IEEE Transactions on AUTOMATIC CONTROL AC-27, No.3, 1982.

10. George. A Perdilcarie, "Computer methods for modeling, tuning, and control of DC mote drive system" Control and Computer Vol.12, No.2, 1984.

11. 박준배, 김학봉, 김경준, "항공우주학 개론" 한국항공우주학회편 1985.

12. Alfered Gessow, Garry C.Myere,JR. "Aerody-



朴善國(Sun Goog Park) 正會員
1951年1月16日生
1974年2月:慶北大學校工業教育學科 電氣專攻(工學士)
1981年2月:東亞大學校 大學院 電子工學科 卒業(工學碩士)

1985年3月~現在:東亞大學校 大學院 電子工學科 (博士課程修了)

1978年9月~現在:慶南專門大學 電子科 教授



崔富貴(Boo Kwi Choi) 正會員
1937年12月19日生
1960年2月:延世大學校 電氣工學科(工學士)
1980年2月:慶熙大學校 大學院 電子工學科(工學碩士)
1970年~現在:東亞大學校 電子工學科 教授