

DGKF/ μ 기법을 이용한 인버터구동 유압 엘리베이터의 강인한 속도 제어

Robust Velocity Control for Inverter-Driven Hydraulic Elevators Using DGKF/ μ Approach

강 기 호, 김 경 서
(Ki-Ho Kang and Kyung-Seo Kim)

Abstract : Although inverter-driven hydraulic elevators(HEL's) have advantages over traditional valve-controlled HEL's in energy efficiency and performance, they need robustness in performance and stability to accommodate nonlinearities, big parametric variations and resonances in mechanical-hydraulic inner system. In this paper, a robust controller based on DGKF/ μ mixed approach is applied to a HEL system with carrying capacity of 24 persons for Incheon International Airport. The results of a test tower(T/T) has shown good robustness in performance and stability of the proposed controller, thereby proving a feasibility of this robust controller-based approach for other HEL problems.

Keywords : DGKF algorithm, μ -approach, hydraulic elevator, robust performance, uncertainty

I. 서론

유압 엘리베이터(유압E/L)는 기계실을 건물의 상부에 한정시키지 않고 자유롭게 배치할 수 있고, 또 탑승 카의 중량을 유압 실린더를 통해서 모두 승강로 바닥에서 지지하기 때문에 건물에 대한 부담을 작게 할 수 있어 균형추(counter-weight)형 엘리베이터 보다 경량 건물에 적합하다. 그러나 종래의 “밸브조절 유압E/L”의 경우 성능, 안전성 그리고 에너지효율면에서 일정한 한계를 갖고 있다. 밸브조절 유압 E/L은, 진동기로 나사펌프를 일정속도로 회전시켜 만들어진 작동유를 밸브로 조절하여 유압 실린더로 흡입한 후 실린더 내부의 유량 증가에 따라 카의 상승속도를 제어하고, 하강시는 카의 자중에 의해 배출되는 기름의 양을 밸브로 조절하여 속도를 제어하는 방식이다[1]. 그러나 이 방식으로는, 제어능력이 빈약할 뿐 아니라, 필요량 외의 기름은 우회 밸브를 통해 단순히 회수되므로 유압시스템의 에너지효율이 필연적으로 낮다.

이 방식의 대안으로, 인버터로 구동되는 유도전동기를 통해 펌프를 가변속 운전하여 카의 속도를 제어하는 “인버터구동 유압E/L” 방식이 제안되어 세계 선진업체를 중심으로 부분적으로 만족한 성과를 내고있다. 영종도 국제 공항의 승객용 E/L도 이런 맥락에서 이 방식이 채택되었다고 볼 수 있다. 그러나 유도전동기의 출력토크를 입력으로 하고 카속도를 출력으로 하는 유압 E/L시스템을 제어하고자 할 때, 다음의 문제를 고려해야 한다: 1)기계-유압계의 고유진동, 2)주요 시스템 매개변수의 심한 변이(작동유의 점착계수, 부하, 로프의 감쇠계수), 3)유압 실린더 내부 작동유의 체적변화로 인한 시스템의 비선형성, 4)온도 변화에 따른 모터-펌프계의 경성 비선형성(펌프속도의 불감 지역), 5)부하 및 상하 운동에 민감한 카-

레일 및 실린더 패키지의 비선형 기동마찰 특성.

기존의 인버터 구동 유압 E/L 제어방식에서는 이상의 문제점에 대해 미리 제어기 설계 때부터 체계적으로 다루지는 않았다. 지금까지 가장 일반적인 방법은 “PI제어기+출력 귀환 노치필터” 인데 특정 동작 영역에서는 성능이 아주 좋을 때도 있지만 강인하지 않아 매개변수가 변할 때 성능 및 안정도가 급격히 악화되는 면을 보인다. 1차 공진점을 억제하기 위해 도입한 노치필터 또한 매개변수의 변화에 따른 공진점 이동을 충분히 반영할 수는 없으므로 효과적이지 못하다. 보다 체계적인 접근을 위해서는 개념적으로 두 가지가 가능하다. 첫째는 위의 매개변수 변이 및 비선형성을 보상/상쇄하여 요구되는 성능을 만족시키는 것으로서 이른바 적응 제어적인 접근이 있고, 둘째는 상기의 모든 문제에도 불구하고 한번 설계된 제어기가 이 모든 문제를 해결하는 강인 제어적인 접근이 있다. 즉, 제어기 설계 때부터 미리 위의 모든 문제를 시스템의 일부로 표현하여 이 모든 문제에도 불구하고 만족한 성능, 곧 “강인한 성능(robust performance)”을 얻도록 설계하는 기법이다. 본 연구에서는 다음의 이유로 후자의 접근을 택하였다: 1)적응제어 기법은 시스템의 연성 및 경성 비선형성을 “입-출력 선형화” 기법[2]으로 선형화해야 하는데, 여기에 본 시스템의 경우 그 표현식이 너무 길고 복잡하여 제어기 DSP(본 시스템의 경우 TMS320C32)의 계산 정밀도 및 실시간 연산의 한계를 넘는 수준이다. 그러나 강인 제어기법에서는 이 비선형성을 시스템의 불확실성으로 표현함으로써 이러한 문제를 자연스럽게 해소할 수 있다. 2)승객용 유압E/L의 경우 승객의 안전을 위해서는 전역 안정도를 보장함이 중요한 설계목적이 되는데, 강인 제어기법은 제어기 설계 시 강인한 전역 안정도를 최우선적으로 확보하므로 이 점에서 적절한 접근이 된다.

본 논문에서 사용한 강인제어 방법은 DGKF/ μ 혼합

기법이다. DGKF 알고리즘[3]은 H_∞ -노음 한계를 만족하는 관측기-상태귀환형 출력귀환 제어기이며, μ 기법[4-5]은 불확실도를 포함한 시스템의 성능을 하나의 지표 곧 μ 값으로 표현하여 불확실도를 포함한 시스템의 안정도와 성능의 정도를 분석하는 도구이다. 따라서 DGKF/ μ 혼합 기법은 DGKF 로 강인한 제어기를 설계하되 μ m 값을 일정한 값, 즉 1 이하로 낮추는 방향으로 반복 설계하는 기법이다. 본 연구에서 채택한 모델은 영종도 국제공항의 24 인승 유압 E/L 이며 사용된 데이터는 모두 그 실 모델에서 구한 수치이다.

II. 인버터구동 유압 E/L 시스템의 모델링

구성된 유압E/L은 크게 인버터로 구동 유도전동기와 오일 내장형 펌프, 제어 밸브, 유압 배관과 유압 실린더, 그리고 로프와 카로 이루어져 있다. 이것의 기본 동작원리는 다음과 같다.

1. 인버터구동 유압E/L 시스템의 기본 원리

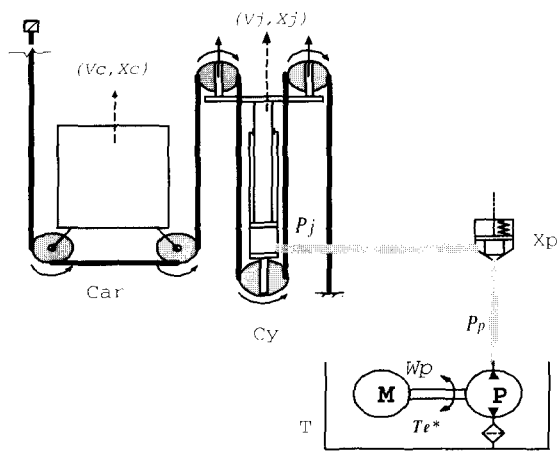


그림 1. 유압 E/L 의 동작원리도.

Fig. 1. Diagram of operation principle for a hydraulic E/L.

그림 1에서 M 은 전동기를, P 는 유압펌프를, T 는 탱크를, Xp 는 주점검 밸브를, Cy 는 유압 실린더를 그리고 C 는 카를 나타낸다. 전동기의 출력 T_e^* 에 의해 회전하는 펌프의 속도 및 위치를 각각 W_p, θ_p 라고 표시하면, 카가 상승하기 위해서는 펌프 압력 P_p 가 X_p 를 통해 실린더로 공급되고 이때 형성된 실린더 압력 P_j 는 실린더의 플런저를 밀어 올림으로 카도 상승하게 된다. 이때 플런저의 질량, 위치 및 속도를 각각 M_j, V_j, θ_j 로, 카의 질량, 위치 및 속도를 각각 M_c, V_c, θ_c 라 표시한다. 카가 하강할 때는 실린더내의 작동유를 유압펌프의 역회전을 통해 탱크로 배출함으로써 플런저의 하강과 함께 카도 하강한다. 이때 카의 하강속도는 탱크로 배출되는 유량을 전동기의 속도제어와 회생제동[6]에 의해 조절함으로써 제어된다.

2. 강인 제어기를 위한 모델링

유압E/L의 제어는 크게 2가지로 나누어진다. 첫째는

카가 기동하기 전 유압 실린더에 작용하는 부하 압력과 균형을 이루어주는 부하보상으로 그 목적은 주점검 밸브가 닫혀진 상태에서 카는 움직이지 않고 전동기의 회전으로 토출되는 펌프의 유량에 의한 펌프 압력 P_p 를 기준압력 패적 P_p^* 과 일치시키는 것이다. 둘째는 부하보상이 완료된 후 주점검 밸브를 개방하여 카를 이동시키는 속도 제어로써 그 목적은 부하보상 완료 후 주점검 밸브를 개방하고 카가 기준속도 패적 V_c^* 를 추종하도록 전동기의 기준토크 T_e^* 를 생성하는 것이다. 부하보상은 P_p^* 를 완만하게 할 경우 (예 : ramp 입력) 간단한 PI제어기로 충분히 제어목적 달성할 수 있다. 본 논문 제V장 시험 결과에서 이점은 잘 확인되고 있다. 따라서 본 논문에서는 속도제어 시스템만 다룬다.

간접 벡터제어 방식의 인버터[6]로 구동되는 유도전동기의 토크 특성은 넓은 주파수에 걸쳐 이득 1을 만족하므로 이상적 토크원으로 가정할 수 있다. 이 가정과 함께 유압 E/L 의 평형 상태 곧 부하보상이 완료된 때를 영-상태 곧 동작점으로 둘 때, 시스템 방정식을 정리하면 식(1)과 같다[13-14]. 여기서 주 점검밸브의 동작 거동은 부하 보상 후 카의 기동시나 정지시에만 영향을 주기 때문에 속도 제어를 위한 시스템 모델에서는 제외시키고 대신 주 점검밸브로 인한 압력 손실을 배관에서 압력 손실을 포함하는 등가의 압력 손실 계수 K_{loss} 를 사용하여 나타내며, 전동기-펌프의 회전 관성모멘트를 J_{mp} 로, 펌프의 점성마찰계수와 배체체적(volumetric displacement)를 각각 C_p 와 D_p 로, 작동유의 체적탄성계수와 점성계수를 각각 β 와 ν 로 표현한다. 그리고 펌프에서 주점검 밸브 사이의 배관 체적, 카의 최저층 실린더의 내부체적, 실린더의 내부단면적을 각각 V_{pp}, V_{pj}, A_j 로 나타내며, 로프의 탄성계수 및 감쇠계수를 각각 K_{rvj}, C_{rvj} 로 나타낸다. 이 매개변수들의 실제치는 [부록 I]에 나타내었다.

$$\begin{cases} \dot{W}_p = -\frac{C_p \sqrt{\nu}}{J_{mp}} W_p - \frac{D_p}{J_{mp}} P_p - \frac{1}{J_{mp}} T_e + \frac{1}{J_{mp}} T_e^* \\ \dot{P}_p = \frac{\beta D_p}{V_p} W_p - \frac{\beta}{V_p} \left(\frac{C_p}{\sqrt{\nu}} + \frac{1}{K_{loss}} \right) P_p + \frac{\beta}{V_p K_{loss}} P_j \\ \dot{P}_j = \left(\frac{\beta}{K_{loss}} P_p - \frac{\beta}{K_{loss}} P_j - \beta A_j V_j \right) \frac{1}{V_{j0} + A_j X_j} \\ \dot{X}_j = V_j \\ \dot{V}_j = \frac{A_j}{M_j} P_j - \frac{16K_{rvj}}{M_j} X_j - \frac{16C_{rvj}}{M_j} V_j + \frac{8K_{rvj}}{M_j} X_c + \frac{8C_{rvj}}{M_j} V_c \\ \dot{X}_c = V_c \\ \dot{V}_c = \frac{8K_{rvj}}{M_c} X_c + \frac{8C_{rvj}}{M_c} V_c - \frac{4K_{rvj}}{M_c} X_j - \frac{4C_{rvj}}{M_c} V_j \end{cases} \quad (1)$$

이 시스템은 T_e^* 으로 입력으로, V_c 를 출력으로 하는 단일 입출력 시스템이며, 시스템 매개변수의 변이가 큰 불확실한 시스템이다. 매개변수 중 M_c 는 변화 범위가 $M_c \in [2673, 2673 + 1200(kg)]$ 이며, ν 또한 작동유의 동작온도가 5~60[°C]로 변할 경우 $\nu \in [20, 276(cSt)]$ 이다. 또 $C_{rvj} = k_1 \sqrt{\nu}$ 이다 (k_1 는 상수). 동시에 식(1)의 3 번째 식이 표현하는 비선형성과 기타 경성 비선형성을 포함

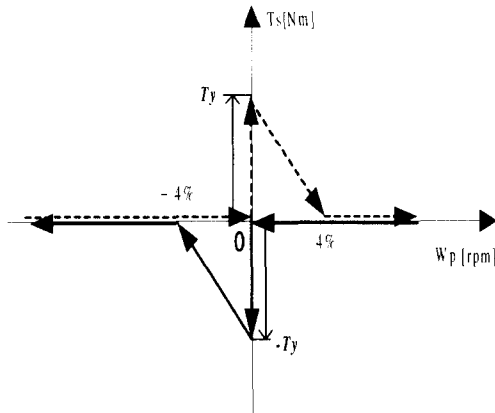


그림 2. 펌프속도에 대한 펌프의 stiction 특성.
Fig. 2. Stiction characteristics vs. pump velocity.

하는 비선형 시스템이다. 경성 비선형성 중 T_s 는 펌프의 stiction 으로 인한 비선형 토크로서 펌프속도에 대해서 다음 그림 2와 같은 특성을 갖는다 [15].

그림 2는 펌프의 회전방향에 따라 나타나는 stiction의 크기를 근사적으로 표시하는 그림으로서, T_y 는 $(T_s)_{max}$ 로서 작동유의 온도(T)와 부하(M_c)의 함수로 표현되며, $\pm 4\%$ 는 각각 정/역 방향의 펌프의 정격속도에 대한 비율을 뜻한다. T_y 는 고온, 최대부하 일수록 증가하는데 큰 T_y 의 존재는 펌프속도(W_p)의 불감지역을 초래하는 원인이 된다. W_p 가 (-)에서 (+)바뀌는 것은 부하보상 때에 일어나기 때문에 카 속도(V_c)에 문제가 되지 않지만, (+)에서 (-)바뀌는 것은 실제 V_c 의 하강운동 중에 일어나므로 카의 하강특성을 악화시키는 원인이 된다.

이상의 조건에서 강인한 속도 제어를 위한 시스템 모델링을 다음과 같이 하였다.

1) (1)의 3번째 식에서 비선형의 원인이 되는 유압실린더 내부 작동유의 체적변화를 불확실성을 갖는 시스템 매개변수 V_{invt} 으로 표현한다. 즉,

$$V_{invt} := V_{i0} + A_i X_i \in [V_{i0}, (V_{invt})_{max}] \quad (2)$$

(2)의 표현으로 (1)은 선형 시스템으로 표현이 가능해졌다. 각 매개 변수들의 평균치에 대한 전달함수의 유도 과정을 [부록 2]에 나타내었다.

2) $T_s = f_2(W_p, T, M_c)$ 는 제어기 출력 T_c^* 에 가해지는 플랜트의 입력외란으로 간주한다.

3) 시스템 매개변수의 변이를 비구조적 불확실성[5]으로 표현한다. 이것을 위해, a)각각의 주파수에서, 3개의 매개변수 (M_c , V_{invt} , V)의 변이와 각각 중간치의 10%이내의 상대오차를 갖는 K_{rev} 와 C_{rev} 의 변이에 대해 최소/최대의 크기와 위상을 구하며 이 양극의 중간치를 구한 후 이 값들로 이루어지는 가상 시스템을 평균치-명목모델(average-nominal model : $G_d(s)$)이라 한다. b)평균치-명목모델에 대한 양극의 상대오차 $E_d(s)$ 의 크기와 위상의 절대치를 그림 3(a)에 표현하였다. c)이 평균치-명목모델을 비최소위상/안정 시스템으로 최소자승-보간하여 얻어진 모델을 명목모델이라 하며 $G_d(s)$ 으로 나타

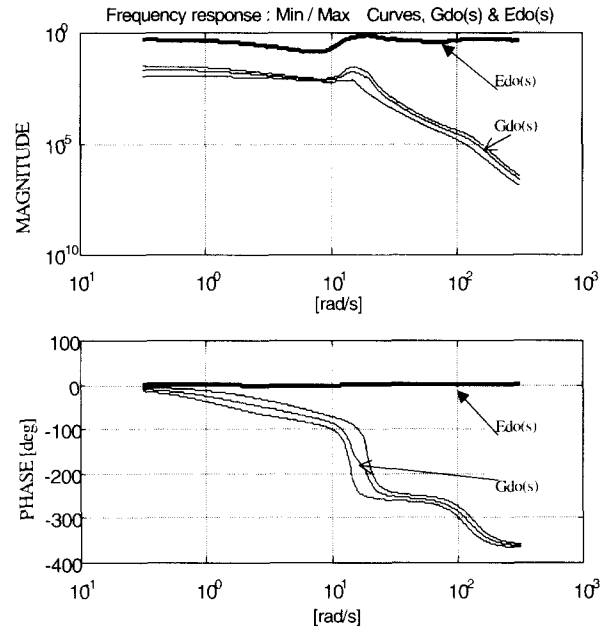


그림 3(a). 유압E/L의 토크-카 속도 특성의 최대/최소치곡선, 평균치-명목모델($G_d(s)$), 상대오차($E_d(s)$).

Fig. 3(a). Min/max, average-nominal & its relative error of torque-car velocity characteristics.

낸다. 이 명목모델과 각 주파수의 최대/최소치를 비교하면 그림 3(b)와 같다. 이때의 상대 오차를 $E_d(s)$ 라 한다.

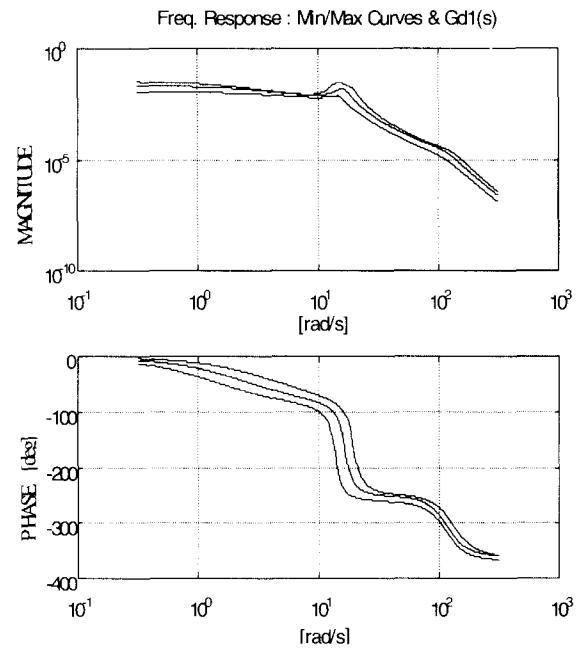


그림 3(b). 유압E/L의 토크-카 속도 특성의 최대/최소치 곡선 및 명목모델($G_d(s)$).

Fig. 3(b). Min/max & nominal model of torque-car velocity characteristics.

그림 3(a)에서 보듯이 $E_{\dot{\theta}}(s)$ 의 크기는 저주파 영역에서 약 0.45로 비교적 큰 값을 보이다가 중간 주파수 영역에서는 최소 0.2로 감소한 후 10[rad/sec] 이후 곧 1차 공진점 부근 주파수에서 급격히 증가하여 이후 큰 값을 유지한다. 반면 $E_{\theta}(s)$ 의 위상 절대치는 거의 미미한 값을 보인다. 한편 그림 3(b)에서 알 수 있듯이 명목모델 $G_d(s)$ 는 넓은 주파수 영역에서 최대/최소치의 범위 내에 들어가며 동시에 고유진동 주파수와 같은 시스템의 고유한 특성들을 잘 표현하고 있다. 명목모델 $G_d(s)$ 이다 표현하지 못하는 부분은 상대오차 $E_d(s)$ 이 최악의 경우를 고려하고 있기 때문에 문제가 되지 않는다.

4) 상대오차 $E_d(s)$ 는 항상 가상 평균치-명목모델 대한 상대오차 $E_{\dot{\theta}}(s)$ 보다 크다. 그림 4에 이 각각의 크기를 나타냈다.

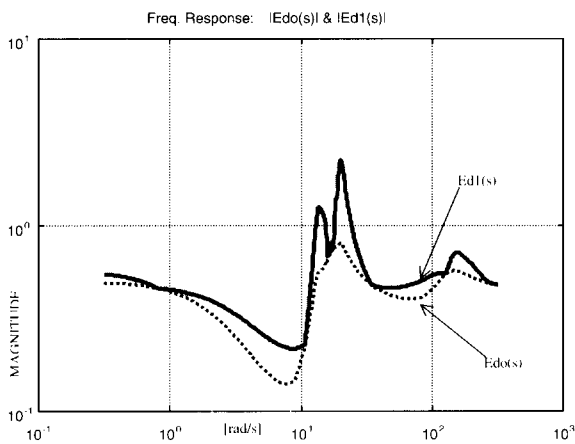


그림 4. 유압E/L의 토크-카 속도 특성의 최대/최소치 곡선 및 명목모델($G_d(s)$).

Fig. 4. Min/max & nominal model of torque-car velocity characteristics.

5) 명목모델 $G_d(s)$ 와 상대오차 $E_d(s)$ 로부터 확장모델 (augmented model) $G_{d2}(s)$ 를 구할 수 있다. 그 확장모델을 (3)으로 나타냈다.

$$\begin{aligned} G_{d2}(s) &:= G_d(s) [I + E_d(s)] \\ &= G_d(s) [I + W_i(s) \Delta_f(s)] \end{aligned} \quad (3)$$

$;\| \Delta_f(s) \|_{\infty} < 1$

여기서,

$$\begin{aligned} \| \Delta_f(s) \|_{\infty} &:= \sup_w \sigma [\Delta_f(jw)] : \\ \sigma &: \Delta_f(jw) \text{의 최대 특이치} \end{aligned} \quad (4)$$

I 는 단위행렬로서 차원은 $\Delta_f(jw)$ 와 같다. $\Delta_f(s)$ 는 H_{∞} -노름 한계가 1이하인, 각 주파수 w 에서 최대 상대 오차를 $W_i(s)$ 로 정규화 한 값이다. 따라서 $W_i(s)$ 는 $E_d(s) = W_i(s) \Delta_f(s)$ 를 만족하는 가중함수로서 각 주파수 w 에서 $\sigma [\Delta_f(jw)] = 1$ 일 때 각 w 에서 $E_d(s)$ 의 최대 크기를 나타내는 함수이다.

III. DGKF/μ 속도 제어기 설계

1. 확장모델의 구성

(3)의 확장모델 $G_{d2}(s)$ 는 명목모델 $G_d(s)$ 에 모델의 불확실성을 더한 것이므로 어떤 제어기가 이 $G_{d2}(s)$ 에 대해 항상 안정도를 보장할 때 제어 시스템은 강인안정성이 있다고 하고 이 불확실성을 포함하지 않는 안정성을 명목안정성이라 한다. DGKF제어기[3]는 이 강인안정성을 보장하는 제어기 중 하나이다. 그런데 실제 제어시스템을 설계할 때는 안정도 이외의 성능사양을 만족시켜야 한다. 따라서 DGKF제어기 설계를 위해서는 성능적 요구를 안정성 요구로 표현하여야 한다. 한편 모든 명목 성능(nominal performance: NP) 곧 $\Delta_i(s) \equiv 0$ 인 경우의 성능은 언제나 가상의 불확실성 $\Delta_i(s)$ 에 대한 강인안정도(robust stability: RS)와 등가적이다[7]. 따라서 2종류의 NP를 다음 그림 5에서와 같이 가상 RS로 표현하여 DGKF제어기설계를 위한 새 확장모델 $G_{d2}(s)$ 를 구성하였다.

그림 5의 확장모델을 구성하는 각 가중함수들은 다음의 원리에 따라 같이 설정되었다. 그림 6에 그 결과를 표시하였다:

1) $W_i(s)$: (3)의 상대오차 $E_{\dot{\theta}}(s)$ 를 충실히 반영하되 목표 대역폭 이후에는 $E_{\dot{\theta}}(s)$ 보다 크게 설정하여 페루프 전달함수 $T(s)$ 를 원하는 대로 형성하는데 기여하고자 한다. 즉, 소이득 정리(small gain theorem)[8]에 의하면, $\Delta_i(s) = \Delta_f(s) = 0$, $\Delta_i(s) \neq 0$, $\| \Delta_i(s) \|_{\infty} < 1$ 일 때의 RS조건은 다음과 같다.

$$\| W_i(s) T(s) \|_{\infty} < \gamma_i ; (\gamma_i < 1: 상수) \quad (5)$$

(5)는 DGKF제어기의 최종설계 목적인 실현계 값 $\gamma < 1$ 의 한 필요조건이므로, 그림 6의 $W_i(s)$ 는 결국 대역폭 10[rad/s] 이후의 $T(s)$ 함수를 단조롭게 감소하게 만들면서 모델의 고유진동을 억제한다.

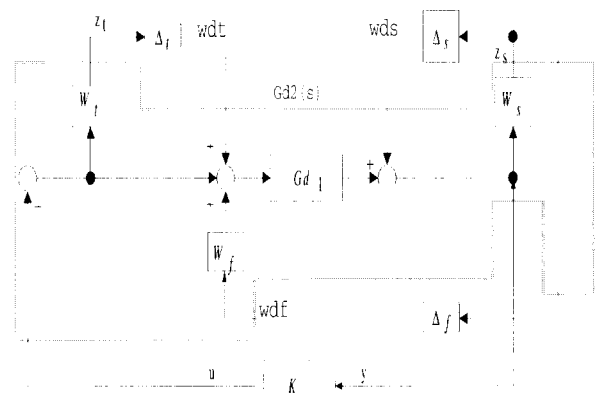


그림 5. DGKF제어기 설계를 위한 유압E/L시스템의 확장모델($G_{d2}(s)$)과 불확실도 부분(--parts).

Fig. 5. Augmented hydraulic E/L model($G_{d2}(s)$) & uncertainty block(--parts) for DGKF controller design.

2) $W_s(s)$: W_s 는 페루프 감도함수(sensitivity function) $S(s)$ [8]를 형성한다. 목적하는 페루프 성능은 모든 상황에서 정상상태 오차 1% 이하, 페루프 대역폭 8[rad/s] 이상이므로 $W_s(s)$ 는 이 $S(s)$ 함수의 근사 역함수로 설정하였다. 즉, $\Delta_r(s) = \Delta_f(s) = 0$, $\Delta_s(s) \neq 0$, $\|\Delta_r(s)\|_\infty < 1$ 일 때의 NP \Leftrightarrow RS조건은 다음과 같다.

$$\|W_s(s)S(s)\|_\infty < \gamma_2 ; (\gamma_2 < 1 : 상수) \quad (6)$$

3) $W_f(s)$: W_f 는 모델의 입력외란을 주파수역으로 변환한 것이다. 즉 시간 역에서 현실적으로 가장 풍부하게 얻을 수 있는 입력토크 T_c 에 대해 T_c 값을 시간역에서 시뮬레이션으로 얻은 후 이것을 FFT변환한 것이다. T_c 의 $T_c = 5[Nm]$ 에 대해 W_f 를 구했다. 고온, 최대부하에서는 T_c 값이 5[Nm]보다 크지만 W_f 가 지나치게 크게 반영될 경우 제어기에 부담을 주어 우선순위가 큰 다른 성능을 희생시킬 수가 있다. 만약 μ 값이 쉽게 1이하가 되면 그 때 더 큰 T_c 값에 대한 T_c 를 다시 반영하거나 아니면 성능부분의 여유도가 자연스럽게 이부분을 반영하게 된다. 입력외란 w_{eff} 가 프랜트 출력(카 속도 y)에 미치는 영향을 최소화하는 것은 $\Delta_r(s) = \Delta_f(s) = 0$, $\Delta_s(s) \neq 0$, $\|\Delta_r(s)\|_\infty < 1$ 일 때의 RS조건과 등가다. 따라서,

$$\|W_f(s)G_{d1}(s)S(s)\|_\infty < \gamma_3 ; (\gamma_3 < 1 : 상수) \quad (7)$$

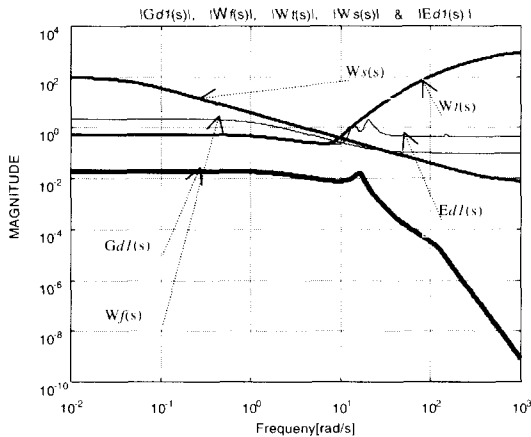


그림 6. $|G_{d1}(s)|$, $|W_f(s)|$, $|W_s(s)|$, $|W_f(s)|$ 와 $|E_{d1}(s)|$ 함수.

Fig. 6. $|G_{d1}(s)|$, $|W_f(s)|$, $|W_s(s)|$, $|W_f(s)|$ 와 $|E_{d1}(s)|$ functions.

그림 5의 확장 모델과 불확실성 부분을 제어기 K와 함께 LFT표현(Linear Fractional Transformaton format) [9]으로 바꾸면 다음 그림 7과 같다.

불확실도 부분(uncertainty block)은 3×2 행렬로 구성되어 있는데, 여기서 첫째 부분 Δ_r 는 실제의 불확실도를 반영한 것이며, Δ_r 및 Δ_s 는 성능을 불확실도로 표현한 일종의 가상 불확실도이다.

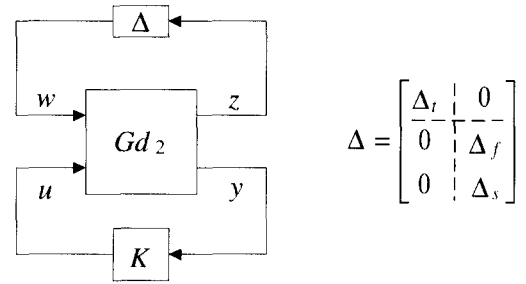


그림 7. 유압E/L시스템의 LFT 표현.

Fig. 7. LFT format for hydraulic E/L system.

2. DGKF 제어기

DGKF제어기는 그림 7의 LFT표현에서 다음 식(8)의 실현계 값 γ 를 최소화하는 제어기이다.

$$\|F_l(G_{d2}(s), K(s))\|_\infty := \|T_{zw}(s)|_{\Delta(s)=0}\|_\infty \leq \gamma \quad (8)$$

여기서, $F_l(G_{d2}(s), K(s))$ 는 그림 7의 LFT표현에서 상위 부분 곧 불확실도 부분이 없다고 가정했을 때 ($\Delta(s) \equiv 0$), 하위 부분(침자 Δ 로 표시)의 입력 벡터 u 에 대한 출력벡터 z 의 전달함수 행렬 ($T_{zw}(s)$)로 정의된다. DGKF알고리즘은 이 전달함수 행렬의 H_∞ -노름, 곧 $F_l(G_{d2}(s), K(s))$ 의 최대 특이치 중 최대치가 γ 이하가 되는 제어기 $K(s)$ 를 구하는 알고리즘이다. 만약 $\gamma < 1$ 이라면 소이득 정리에 의해, 제어기 $K(s)$ 는 $\Delta(s) \neq 0$ 인 상태에서 T_{zw} 를 충분히 안정화 시킨다. 곧 강인안정도(RS)와 강인성능(robust performance : RP)를 동시에 만족시킨다. 제어기는 2분할법(bisection method)으로 γ 를 줄여가며 DGKF제어기 해의 존재조건[3]이 깨어질 때까지 γ_{min} 을 찾는다. 이 과정을 γ -반복이라 한다.

그러나 만약 $\gamma_{min} \geq 1$ 이라면 제어기 $K(s)$ 가 RS와 RP에 대해 그것이 보장되는지 아닌지, 또 보장이 안 된다면 어떤 부족도로 안 되는지에 대해 정확하게 말해주는 것이 없다. 또 $K(s)$ 는 $\Delta(s) \equiv 0$ 일 때의 $T_{zw}(s)$ 를 최소화함으로써 구해진 것이므로, 시스템의 불확실도 부분의 구조를 제어기 설계 때 전혀 반영하지 않는다. 이것은 실제 불확실도 부분의 구조를 고려한 경우에 비해 지나치게 신중한 제어기를 설계함을 의미한다. 따라서 DGKF제어기는 일반적으로 RS는 잘 보장하지만 NP 및 RP는 보장하지 못하는 경향을 보인다. DGKF제어기의 이러한 한계를 극복하는 방법이 μ 제어기이다.

3. μ 제어기

3.1 구조적 특이치 μ 의 정의

$$\mu_\Delta(M(j\omega)) := \inf_{k \in K} k \in [0, \infty); \exists \Delta; \det\{I - k\Delta(j\omega) \bullet M(j\omega)\} = 0 \quad (9)$$

여기서, $\|\Delta(s)\|_\infty < 1$;

$$\Delta(s) := \text{diag}\{\Delta_r(s), \dots, \Delta_f(s), \delta, I, \dots, \delta, I\};$$

$$\|\Delta_r(s)\|_\infty < 1, \delta, \delta \in [-1, 1] \quad (10)$$

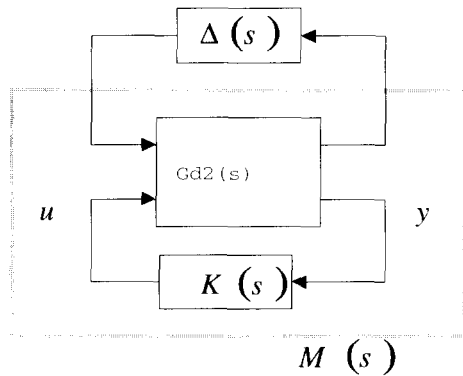


그림 8. μ 제어기 설계를 위한 표현.
Fig. 8. Format for μ controller design..

즉, $\mu_{\Delta}(M(jw))$ 값은 각 주파수 w 에 대해 가상의 실수 k 가 $\Delta(s)$ 에 곱해진 채로 이것이 Nyquist 다변수 안정도 판별법[9]에 따라 처음으로 페루프 시스템 $(M(s), \Delta(s))$ 을 불안정하게 만드는 k 값 중 최소치의 역수로 정의된다. 따라서 모든 주파수에서 $\mu_{\Delta}(M(jw)) < 1$ 이라면 페루프 시스템 $(M(s), \Delta(s))$ 은 언제나 안정적이다. 이 안정성은 $\Delta(s)$ 가 시스템의 불확실성 부분 ($\Delta_i(s), \Delta_o(s)$) 을 모두 포함하는 것이므로, 주요 루프 정리(Main Loop Theorem : MLT)[10]에 의하여 강인안정도(RS)와 강인성능(RP)을 동시에 만족하는 안정성이 된다. 본 시스템의 경우 MLT는 다음과 같이 적용된다.

$$\mu_{\Delta}(M(jw)) < 1$$

$$\Leftrightarrow \left\{ \begin{array}{l} 1) \mu_{\Delta_1}(M_{11}) < 1 : RS \\ 2) \sup_{\Delta_1} \mu_{\Delta_2}(F_w(M, \Delta_1)) < 1 : RP \end{array} \right\} \quad (11)$$

여기서, $\Delta(s) = \text{diag}\{\Delta_1(s), \Delta_2(s)\}$;

$$\Delta_1(s) = \Delta_o(s), \Delta_2(s) = [\Delta_i(s) \Delta_o(s)]^T \quad (12)$$

$$M(s) := \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} \quad (13)$$

3.2 μ 제어기 설계

μ -제어기는 DGKF 제어기와는 달리 최적해가 존재하지 않는다. 대신 D-K 반복법[5]에 의해 $\mu < 1$ 이 될 때까지 제어기를 수치적으로 반복 설계한다. D-K 반복법은 구조적 특이치 μ 와 최대 특이치 σ 사이의 다음 특성을 이용한 것이다.

$$\mu_{\Delta}(M) \leq \inf_w \sigma(D_w M D_w^{-1}) : \quad (14)$$

$$D_w = \text{diag}\{d_1, I, \dots, d_n, I, I\}, \forall w \in R$$

부등식 (14)의 특성을 이용하면, μ 을 최소화하는 제어기 $K_f(s)$ 를 다음과 같이 μ 의 상한치인 부등식

(14)의 우변을 최소화함으로써 얻을 수 있다. D-K 반복법은 다음과 같은 절차로 이루어진다.

먼저, 각 주파수 w 에서 우변을 최소화하는 $D_w(jw)$ 와 $D_w^{-1}(jw)$ 를 각 원에 대해 구한 다음 ($d_i(jw) & d_i^{-1}(jw)$) 이 각원의 값들을 비최소위상-안정 시스템으로 보간하여 각 원들의 새로운 전달함수 또는 전달함수 행렬을 구하고 ($\hat{d}_i(s) & \hat{d}_i^{-1}(s)$) 이것을 대각화하여 새 시스템 행렬 $\hat{D}(s)$ 와 $\hat{D}^{-1}(s)$ 을 구한다. 다음, 새로운 페루프 시스템 $\hat{M}(s) := \hat{D}(s)M(s)\hat{D}^{-1}(s)$ 에 대해 새로운 DGKF 제어기 $\hat{K}(s)$ 를 설계하고 이 제어기를 포함하는 새로운 $\hat{M}_i(s) := \hat{M}(s)|_{\hat{K}_i}$ 에 대해 μ -분석을 한다. 이렇게 $\|\mu_{\Delta}(\hat{M}_i(jw))\|_{\infty} < 1$ 일 때까지 반복하여 μ -제어기 $K(s)$ 를 얻으면 된다.

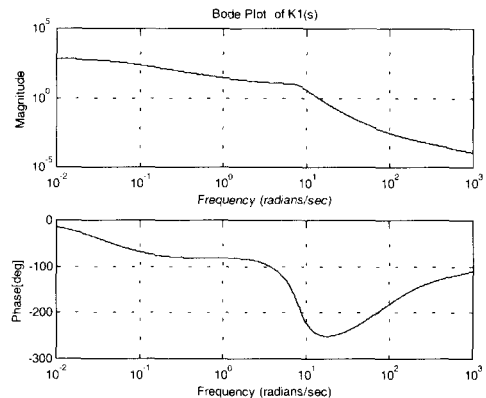


그림 9. DGKF 제어기 $K_1(s)$ 의 주파수 응답 특성.
Fig. 9. Frequency response of DGKF controller, $K_1(s)$.

IV. DGKF/ μ 제어기 설계 및 분석

1. DGKF 제어기 $K_1(s)$

γ -반복을 γ 이용 $\cong 26$ 인 DGKF 제어기 $K_1(s)$ 을 구해 그림 9에 주파수 응답을 나타내었다. 이 때 제어기의 차수는 확장모델 $G_{d2}(s)$ 의 차수와 같은 13차이다.

그림 10에 DGKF 제어기 $K_1(s)$ 의 페루프 (($G_w(s), K_1(s)$): 그림에서 Clp1로 표시) 안정도와 성능을 분석한 결과를 나타내었다. 그림에서 γ 의 최대치는 약 26이며 (그림에 MSV로 표시)이다. 따라서 $K_1(s)$ 을 정밀하게 평가하기 위해서는 μ -분석을 해야 한다. μ -분석에는 3가지 지수가 있는데 그 정의는 모두 (11)에서 유도되는데 각각 다음과 같다.

- i) 강인안정도 지수 RS := $\mu_{\Delta_1}(M_{11})$
- ii) 명목성능 지수 NP := $\mu_{\Delta_2}(M(jw))|_{\Delta_1=0}$
- iii) 강인안정을 보장하는 강인성능 지수

$$RP|_{RS} := \mu_{\Delta}(M(jw)).$$

이상의 정의대로 $K_1(s)$ 을 계산한 결과, RS는 1이하로서 만족할 만한 수준이나 NP는 1보다 커서 만족한 수준이 아니다. 또 RP/RS (그림에서 RP로 표시)의 최대치도 약 8이므로 강인안정을 보장하면서 강인성능을 보장하지 못한다.

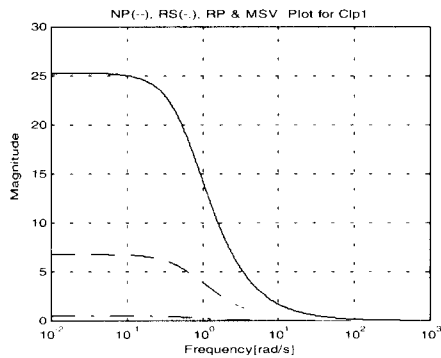


그림 10. DGKF제어기 ($K_f(s)$)의 폐루우프 Clp1특성 : 위에서부터 아래로 γ (MSV), μ_Δ (RP), NP와 RP.
 Fig. 10. Closed-loop(Clp1) characteristics of DGKF controller ($K_f(s)$) : from up to down: γ (MSV), μ_Δ (RP), NP & RP.

제어기 $K_f(s)$ 의 폐루우프 특성 중 감도함수 $S_1(s)$ 와 전달함수 $T_1(s)$ 을 계산한 결과를 그림 11에 나타내었다. W_s 와 W_t 를 설정할 때 정했던 목표 치에 훨씬 못 미치는 결과를 보여준다. 이것은 상대적으로 γ 와 μ 값이 큰 것에서 예상된 결과다. 즉 $|S_1(j\omega)|$ 함수의 0[dB] 교차점은 약 1[rad/s]에 불과하여 이것으로는 8[rad/s]이상의 폐루우프 대역폭을 만족할 수 없다. 실제로 $|T_1(j\omega)|$ 을 보면, 1[rad/s] 정도의 짧은 폐루우프 대역폭을 보이며 또 이후 모델의 1차 고유진동을 완벽하게는 억제하지 못하고 있다.

2. μ 제어기 $K_f(s)$

D-K 반복법으로 4차의 반복 후 $\|\mu\|_{\infty} = 0.9$ 인 μ 제어기 $K_f(s)$ 를 설계하여 그 주파수 응답 특성을 그림 12에 나타내었다. $K_f(s)$ 과 비교할 때 먼저 저주파 영역에서 더 가파른 하강 곡선을 그리다가 약 4~9[rad/s] 영역에서는 완만한 경사를 보이는데, 이것은 일종의 PI제어기와 유사한 특성이다. 다음으로 1차 공진 영역에서 $K_f(s)$ 보다는 보다 예리하게 노치필터의 특성을 보이는데 이것은

1차공진점에서의 진동억제를 효과적으로 하기 위한 것이다. 마지막으로 2차 공진점을 포함하는 고주파 영역에서는 저 이득으로 못한 각종 고주파 잡음이나 기타 외란을 억제하고자 하는 설계자의 의도가 잘 반영되었다.

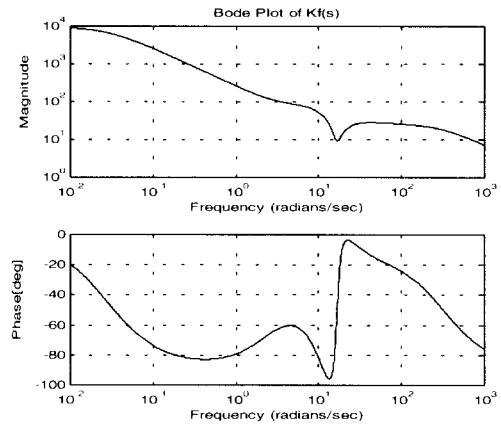


그림 12. μ 제어기 $K_f(s)$ 의 보드선도.
 Fig. 12. Bode Plot of μ controller $K_f(s)$.

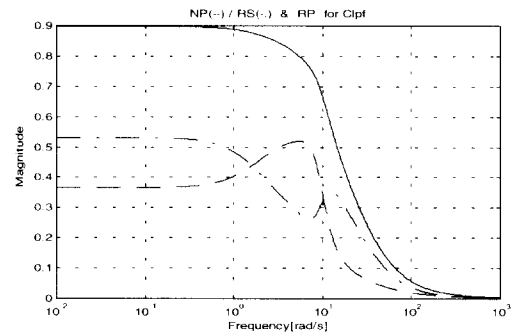


그림 13. μ 제어기 $K_f(s)$ 의 RS, NP와RP (저주파 영역에서 아래에서 위로).
 Fig. 13. RS, NP & RP for μ controller $K_f(s)$ (from down to up at low frequency).

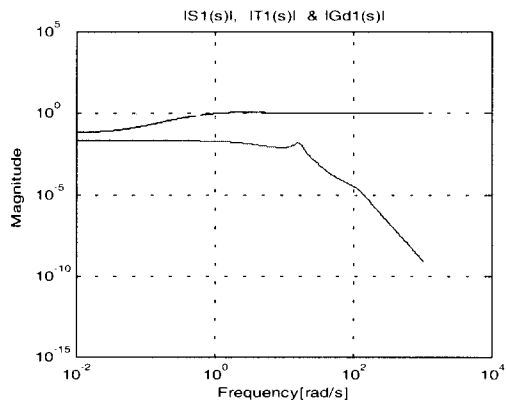


그림 11. DGKF제어기 $K_f(s)$ 의 $|T_1(s)|$, $|S_1(s)|$ 와 $|G_{d1}(s)|$ (저주파 영역에서 위에서부터 아래로).
 Fig. 11. $|T_1(s)|$, $|S_1(s)|$ & $|G_{d1}(s)|$ for DGKF controller $K_f(s)$ (from top to down at low frequency).

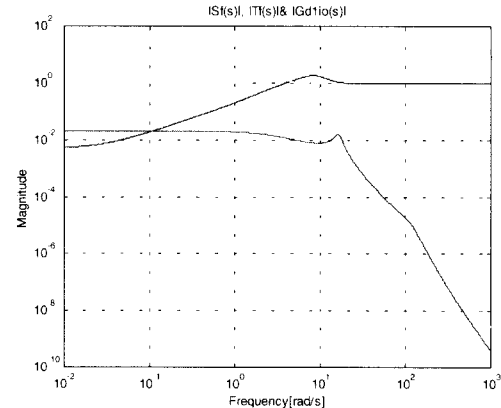


그림 14. μ -제어기 $K_f(s)$ 의 $|S_f(s)|$, $|T_f(s)|$ & $|G_{d1o}(s)|$ (고주파 영역에서 위에서 아래로).
 Fig. 14. $|S_f(s)|$, $|T_f(s)|$ & $|G_{d1o}(s)|$ for μ -controller $K_f(s)$ (from up to down at high frequency).

그림13에 $K_f(s)$ 의 페루우프 시스템의 ($K_f(s)$): 그림에서 Clpf) μ -분석한 결과를, 14에 감도/전달 함수 분석 결과를 나타내었다. 그림 13(a)에서 보듯이 $K_f(s)$ 는 RS, NP, RP가 모두 1이하임을 알 수 있다. 이것은 제어기 설계의 모든 목적을 충분히 만족하고 있음을 의미한다. 즉 모든 시스템 매개변수의 불확실성에도 불구하고 i)안정도를 만족 (강인한 안정성)하고, ii) 페루우프 대역폭이 8[rad/s]이상이며, 정상상태오차가 1%이하이며 ($|S_f(0)| < 0.01$), 1, 2차 고유진동을 충분히 억제하며, 입력외란 T_s 의 출력에 대한 영향을 충분히 배척하는 (강인한 성능) 제어기이다. 그림 14의 $S_f(s)$ 와 $T_f(s)$ 는 이러한 특성을 잘 보여 준다.

3. 제어기 구현 : $K_r(z)$ 설계

$K_f(s)$ 는 34차의 고차제어기로서 실시간 구현에서 계산 속도 및 계산 정밀도에서 문제를 야기할 수 있고 또 실제 이 제어기 내에 잉여 모드가 많이 있을 수 있으므로 제어기의 차수를 축소해야 한다. 균형 축소 정리(Balanced Reduction Theorem)[11] 방법으로 $K_f(s)$ 를 9차로 축소한 후 ($K_r(s)$) 이것을 다시 다음과 같이 이산화 하였다.

1) 제어기 $K_r(s)$ 를 Tustin법으로 이산화하되, 지금까지 명목모델 내에 이미 Tustin이산화를 염두에 두고 ZOH(zero-order hold)나 기타 디지털 필터들을 연속 함수화 해서 제어기 설계 시 반영했기 때문에 여기서는 단순히 이산화만 하면 된다. 샘플링 시간은 5[msec]이다. 그림 15에 $K_r(s)$ 와 $K_r(z)$ 를 비교하였다. 200[rad/s] 이상의 고주파 영역에 이르기 까지 두 제어기 사이의 거의 차이가 없음을 알 수 있다.

2) 제어기는 배정도-부동소수점 의 정밀도를 필요로 하는데 본 시스템의 DSP(TMS320C32)는 32비트 부동소수점-실수 연산자이므로 구현을 위해서는 유효 숫자를 줄여야 한다. 반올림에 따른 오차는 따라서 제어기의 차수가 클수록, 샘플링 시간이 짧을수록 크다. 이 오차를 최소화 하기 위해서 $K_r(z)$ '을 유리식으로 나타내지 않고 식(15)과 같이 극-영 형으로 인수 분해 하여 작은 차수를 먼저 구현하고 나중에 그것들을 곱하였다.

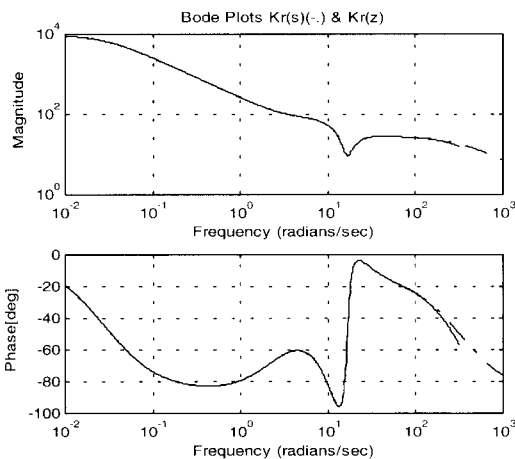


그림 15. $K_r(s)$ (-.-)와 $K_r(z)$.
Fig. 15. $K_r(s)$ (-.-) & $K_r(z)$.

$$K_r(z^{-1}) = \frac{z^{-d} \sum b_i z^{-i}}{1 + \sum a_i z^{-i}} \tag{15}$$

$$= \prod \frac{z^{-\delta} (c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2})}{(1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2})} \frac{(c_3 z^{-1} + c_4 z^{-2})}{(1 + d_3 z^{-1})} \dots$$

V. 시험 장치 및 시험 결과

1. 시험 장치

시험을 위해 구성된 장치는 그림 16과 같다. 시험에 사용된 전동기는 48[kW] 3상 2극 유도전동기이며, 전동기 구동을 위하여 IGBT PWM인버터를 사용하였다. 제어방식은 간접 벡터제어로서 그림의 PWM 제어회로 부분에 구현되어 있다. 여기서 전류 지령과 전류 피드백을 받아서 IGBT인버터가 이상적인 토크 원으로 작동하도록 제어한다. 벡터제어의 연산 주기는 PWM스위칭 시간과 동일한0.1[msec]이며, 상위제어기인 속도 제어회로 부분과 32bit 부동소수점 연산DSP인 TMS320C32 (50MHz) 보드를 공유하였다. 속도 제어회로부분은 본 연구와 직접적으로 관련되는데, 모터 속도 피드백과 카 속도 피드백을 받아 상위 제어기인 속도지령 발생회로에서 보내는 속도 지령을 카가 추종하도록 전류지령 곧 토크지령을 생성하여 하위 제어기로 보내 주는 역할을 한다. 이때 부하보상과 또 보호 및 점검을 위하여 두 종류의 압력을 피드백 받는다. 카 속도 피드백은 승강로와 카에 달려 있는 위치 센서로부터 얻은 위치 정보로부터 제어반에서 바로 증분 엔코드를 이용 카 속도 정보를 읽는다. 상위 제어기인 속도지령회로는 16bit CPU인 80C186EC로서 발생한 속도지령을 DPRAM을 통해 속도 제어 회로에 전달된다. 그러나 통신 속도가 50[msec] 이어서 최적의 속도지령을 만들기에는 너무 느려 카가 감속하는 단계에서는 속도 제어회로에서 직접 속도지령을 생성한다. DSP 주변부 회로는 1M 바이트의 Flash 메모리와 1M 바이트의 SRAM , 그리고 8채널의 ADC, 기타 검출회로와 PWM 신호 생성과 엔코드 신호처리를 위한 ASIC칩으로 이루어져 있다.

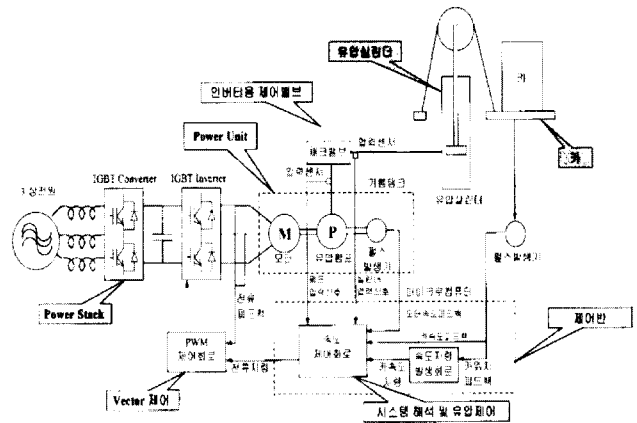


그림 16. 제어 구조와 시험 장치 구성도.
Fig. 16. Control structure & experiment setup.

2. 시험 결과

시험은 LG산전의 시험용 탑에서 온도변화 15~45[°C], 부하변화 0~1200[kg], 층고 변화 1층↔2층↔3층에 대해 각각 입력토크(T_c^*), 펌프압력(P_p), 기준속도 지령(V_c^*) 및 실제 카 속도(V_c)를 측정하였다. 무 부하/중간 부하의 경우는 일반적으로 최대 부하의 경우보다 성능이 양호하였다. 따라서 다음의 결과는 최악의 경우(최 저온/최 고온, 최대 부하, 2층↔3층)에 대한 결과만 나타낸 것이다.

2.1 저온, 최대부하 시 상승 시험

기름 온도 15[°C], 최대 부하일 때 상승 시, 입력토크 T_c^* , 펌프압력 P_p , 기준속도 지령 V_c^* 및 실제 카 속도 V_c 를 측정된 결과를 그림 17에 기록하였다. T_c^* 가 초기에 ramp 상승을 하여 부하보상에 이르자 P_p 도 안정되어 부하보상이 성공적으로 이루어진 것을 볼 수 있다. 속도 제어가 시작된 직후 T_c^* 가 격렬하게 1 펄스 운동을 하는데 이것은 P_p 와 P_j 값의 측정 오차로 인한 부분을 보상하기 위한 것으로 보여진다. V_c 를 볼 때, 전반적으로 속도 추종 성능을 잘 만족하면서 동시에 가장 우려했던 1차 진동(10~20[rad/s])을 잘 억제하고 있음을 알 수 있다.

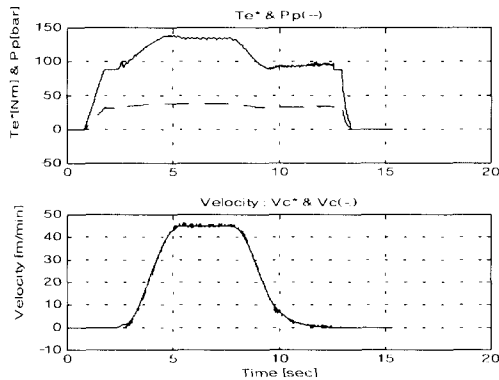


그림 17. 저온(15[°C]), 최대부하(+1200[kg]) 시 상승(2층→3층) 시험 결과.

Fig 17. Test results for low temperature (15[°C]), maximum passenger load(+1200[kg]) & rising (2nd→3rd floor) case.

2.2 저온, 최대부하 시 하강 시험

기름 온도 15[°C], 최대 부하일 때 하강 시험결과를 그림 18에 나타내었다. T_c^* 와 P_p 는 그림 17의 상승 시와 유사한 특성을 보인다. V_c 를 볼 때, 1차 진동(10~20[rad/s])을 억제하며 속도지령을 잘 추종하고 있음을 알 수 있다. 그러나 카의 기동 시 상승할 때는 없던 100[ms]정도의 지연이 있는데, 이것은 하강 시 실린더 패킹 저항과 카-레일간의 정지마찰력이 상승 시에 비해 2배 이상 크기 때문으로 분석된다. 제어기($K_p(z^{-1})$) 설계시 이러한 비선형 부분이 반영되어 있지 않으므로 그대로 나타났다. 또 속도제어가 시작된 직후 T_c^* 가 격렬하게 감소하는 방향으로 1펄스 운동을 하는데 이것은 상승 시와 마찬가지로 P_p 와 P_j 값의 측정 오차로 인한 부분을 보상하기 위한 것으로 보여진다. 10초 이후 카가 감

속하며 착상영역에 있을 때 토크지령 T_c^* 가 급하게 증가하다가 이후 약간 감소하는데 이것은 그림 2에서 설명한 대로 W_p 가 (+)에서 (-)로 바뀔 때 나타나는 stiction을 보상하기 위한 것으로 설명된다.

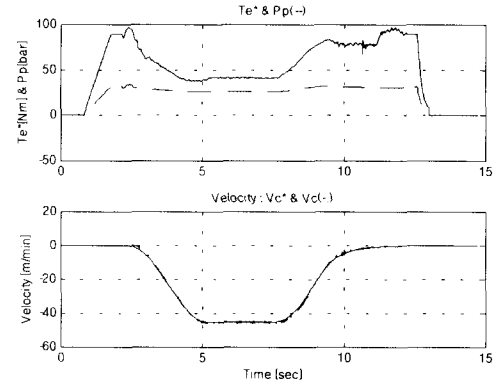


그림 18. 저온, 최대부하 시 하강 시험결과.

Fig 18. Test results for low temperature(15[°C]), maximum passenger load(1200[kg]) & falling (3rd→2nd) case.

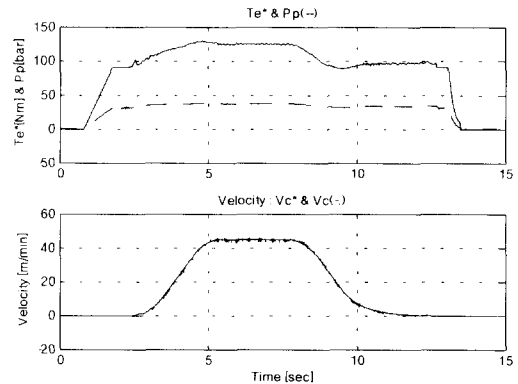


그림 19. 고온(45[°C]), 최대부하 시(1200[kg]) 상승시험(2층→3층) 결과.

Fig 19. Test results for high temperature(45[°C]), maximum passenger load (1200[kg]) & rising (2nd→3rd) case.

2.3 고온, 최대부하 시 상승 시험

기름 온도 45[°C], 최대 부하일 때 상승 시험결과를 그림 19에 나타내었다. 입력토크와 펌프압력은 그림 17의 저온 상승 시와 유사한 특성을 보인다. 카 속도 또한 저온 때에 비해 속도 추종, 및 진동 억제 능력에서 저온 때에 비해 큰 차이를 보이지 않는다.

2.4 고온, 최대부하 시 하강 시험

기름 온도 45[°C], 최대 부하일 때 하강 시험결과를 그림 20에 나타내었다. 실린더 패킹 저항과 마찰 효과는 더 커져 카가 기동할 때 시간 지연이 저온 때보다 약간 더 커졌다. 카가 착상할 때 저온 때보다 더 큰 토크 상승을 보이는데, 이것은 고온 때에 T_c 값이 더 크기 때문

이다. 전반적으로 속도 추종 및 진동억제 성능에서 저온, 최대부하, 하강 시에 비해 미미한 차이를 보인다. 이로써 본 제어기의 강인한 성능이 입증되었다.

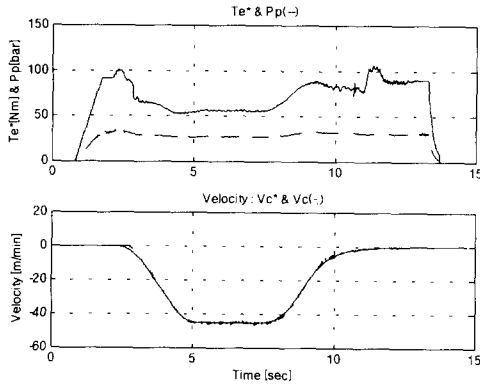


그림 20. 고온(45[°C]), 최대부하(1200[Kg]) 시 하강(3층→2층)시험 결과.

Fig. 20. Test results for high temperature(45[°C]), maximum passenger load(1200[Kg]) & falling (3rd→2nd floor) case.

VI 결론

유압E/L의 속도제어 시스템은 많은 비선형 요소와 모델 매개변수의 심한 변이 그리고 시스템의 고유 진동으로 인해 강인한 성능을 만족하는 제어기를 필요로 한다. DGKF/ μ 기법을 응용한 강인 제어기는 이상의 문제를 한꺼번에 해결할 수 있는 가능성을 보여주었다. 그러나 유압E/L시스템에 대한 보다 정밀한 모델링 작업과 속도 지령 궤적의 최적화도 강인한 제어기 설계 못지않게 중요한 요소이다.

제어기 설계 자체만 볼 때, 기동 특성과 더 빠른 추종 능력 등의 더 나은 성능을 위해서는 한 가지 보완해야 할 점이 있다. 본 연구에서 같이 순수한 출력귀환 제어기만을 쓰는 대신, 먼저 부분적 상태귀환을 하고 (예 : 진동의 동적 특성과 유사한 실린더 압력 P_j 를 상태 귀환하여 고유 진동을 억제함) 여기에 펌프 속도를 PI 제어기나 다른 제어기로 내부 루우프로 형성하여 저주파에서 불확실도를 작게 한 다음, 이 전체 시스템에 대해 μ -제어기를 적용하는 것이다. 이렇게 할 때, 매개 변수의 불확실성과 비선형성 등으로 인한 강인안정도의 부담을 줄이고 대신 강인성능의 가능성을 넓혀 나가는 것이 된다.

참고문헌

[1] T. Teramoto, I. Nakamura, H. Watanabe, S. Kojima and T. Toba, "High-accuracy car level compensation device for a hydraulic elevator," 일본기계학회논문지(C편), 63권, 611호, pp. 2321-2328, 1997, 7.
 [2] J-J. E. Slotine and W. Li, *Applied Nonlinear Control*, Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1991.
 [3] J. C. Doyle, K. Glover, P. Khargonekar, and B. A. Francis, "State-space solutions to standard

H_2/H_∞ control problems," *IEEE Trans. AC*, vol. 34, no. 8, 1989.
 [4] J. C. Doyle, "Analysis of feedback systems with structured uncertainties," *IEE PROC.*, vol. 129, Pt. D, no. 6, 1982.
 [5] G. Balas, J. C. Doyle, K. Glover, A. Packard and R. Smith, *Matlab Toolbox: μ -Analysis and Synthesis*, Natick, The MathWorks, Inc, 1995.
 [6] D. W. Novotny and T. A. Lipo, *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, Oxford, Clarendon Press, 1996.
 [7] B. A. Francis, *A course in H^∞ control theory*, (Lecture Notes in Control & Information Science), New York, Springer-Verlag, 1987.
 [8] J. C. Doyle, B. A. Francis, and A. R. Tannenbaum, *Feedback control theory*, New York, MacMillan, 1992.
 [9] M. Vidyasagar, *Nonlinear Systems Analysis, 2nd* Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1993.
 [10] A. Packard and J. C. Doyle, "The complex structured singular value," *Automatica*, vol. 29, pp. 71-110, 1989.
 [11] M. Green and D. J. N. Limebeer, *Linear Robust Control*, Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1995.
 [12] S. Boyd, L. El Ghaoui, E. Feron, and V. Balakrishnan, *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*, Philadelphia: SIAM Press, 1994.
 [13] 渡邊春夫, 中村一朗, 首藤克治, "인버터 제어 유압 엘리베이터용 제어 밸브의 개발 : 감속조정기의 효과," 일본기계학회논문지(C편), 60권, 572호, pp. 1285-1290, 1994.
 [14] M. Tomisawa, M. Simoaki, T. Masaki, "유도전동기 가변속 운전 유압 엘리베이터의 개발," 일본기계학회논문지(C편), 57권, 543호, pp. 3510-3517, 1991.
 [15] ALL-WEILLER 사(독일), "Data sheet, pump model : SUC280-46," 1999.

부록

1. 시스템 파라미터 공칭값(1)

Jmp	[Kg·m ²]	0.00172+0.03
Cp		0.012195
v	[CSt]	20~276
Dp	[m ³ /rad]	3.0733301799e-5
Vp	[m ³]	0.25* π *(0.0495) ² *1.0+0.25* π *0.2 ² *0.11
β	[N/m ²]	1.266930612127593e+9
Cl		1.09016e-9
Aj	[m ²]	π /4*0.18 ²
Vj0	[m ³]	6.29422242e-2+ 0.25* π *(2*0.0254) ² *10
Xj_max	[m]	3.9

Mj	[kg]	634
Mc	[kg]	2673~2673+1200
Kloss	[Kg/s · m']	1/(0.7*635e-6 *sqrt(2/880)/(2*sqrt(0.5e+5)))
Kreq	[N/m]	4*0.362*(12e-3) ² *3.25e10/40.294763*(1.1)
Creq	[N · s/m]	2*0.07*sqrt(Kreq*(2673+800)/2)

2. (1)에서부터 각 매개 변수의 변화에 대한 전달 함수 유도

$$\begin{aligned}
 a11 &= -1/Jmp * Cp * \sqrt{V}; & a12 &= -1/Jmp * Dp; \\
 a21 &= \beta / Vp * Dp; & a22 &= -\beta / Vp * (Cl / \sqrt{V} + 1/Kloss); \\
 a23 &= \beta / Vp / Kloss; & a32 &= \beta / V_{unct} / Kloss; \\
 a33 &= -\beta / V_{unct} / Kloss; & a35 &= -\beta / V_{unct} * Aj; \\
 a53 &= Aj / Mj; & a54 &= -4 * 4 * Krope / Mj; \\
 a55 &= -4 * 4 * Crope / Mj; & a56 &= 4 * 2 * Krope / Mj; \\
 a57 &= 4 * 2 * Crope / Mj; & a74 &= 2 * 4 * Krope / Mc; \\
 a75 &= 2 * 4 * Crope / Mc; & a76 &= -2 * 2 * Krope / Mc;
 \end{aligned}$$

$$a77 = -2 * 2 * Crope / Mc ;$$

$$X = [Wp \ Pp \ Pj \ Xj \ Vj \ Xc \ Vc]^T ;$$

$$A_1 = \begin{bmatrix}
 a11 & a22 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 a21 & a22 & a23 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & a32 & a33 & 0 & a35 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & a53 & a54 & a55 & a56 & a57 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\
 0 & 0 & 0 & a74 & a75 & a76 & a77
 \end{bmatrix}$$

$$B_1 = [1/Jmp \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T ;$$

$$C_1 = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1] ;$$

$$D_1 = 0 ;$$

Transfer Function :

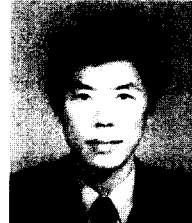
$$L\{V_c / T_e^*\} = D_1 + C_1 \cdot [sI - A_1]^{-1} \cdot B_1 \quad (A2)$$

따라서, A_1 행렬의 원 중 변화가 있는 값에 대해서는 그 값이 변할 때 마다 (A2)를 각 주파수에 대해 계산해 줌으로써 그림 3의 최대/최소 곡선을 구할 수 있다.



강기호

1961년 2월 12일 생(음력). 1985년 서울대학교 전기공학과(학사). 1987년 동대학원 전기공학과(석사). 1991~1996년 Grenoble공과대학(공학박사). 1996년~현재 LG산전 중앙연구소 책임연구원. 관심분야는 강인/비선형 제어, 자동화, 이산사건 시스템 제어, 산업전자.



김경서

1957년 12월 5일생. 1982년 서울대학교 전기공학과(학사). 1984년 동 대학원(석사). 1990년 동 대학원 졸업(박사). 1991년~1992년 미국 Univ. of Tennessee(Post-Doc.). 1984년~현재 LG산전 중앙연구소 책임연구원. 관심분야는 비선형 제어, 전력전자.