

과워 MOSFET PWM 인버터를 이용한 三相誘導 電動機의 速度制御에 關한 研究

ii)  $n = 2b + 1$  (기수)인 경우

$$K_{mn} = K'_{mn} = \frac{1}{jm} \cdot \frac{E}{2\pi} \cdot J_{2b+1}(\mu) (e^{-jm\pi p} - (-1)^{(2b+1)} \cdot e^{-jm\pi s}) \dots (52)$$

a)  $m = 2a$  (우수)인 경우

$$K_{mn} = K_{2a, 2b+1} = \frac{E}{j2\pi a} J_{2b+1}(\mu) \dots (53)$$

$$K'_{mn} = K'_{2a, 2b+1} = \frac{E}{j2\pi a} J_{2b+1}(\mu) \dots (54)$$

$$[Euv(\theta_s, \theta_b)]_{2a, 2b+1} =$$

$$= \sum_{a=1}^{\infty} \sum_{b=1}^{\infty} \frac{E}{j2\pi a} \cdot J_{2b+1}(\mu) \left[ \cos(2ax + (2b+1)y) \right. \\ \left. - \cos(2ax + (2b+1)(y - \frac{2}{3}\pi)) \right. \\ \left. + j[\sin(2ax + (2b+1)y) - \sin(2ax + (2b+1)(y - \frac{2}{3}\pi))] \right] \dots (55)$$

따라서 반송파의 우수배 성분과 변조파의 기수배 성분의 합과  
 差로 表示되는 고조파 성분이 包含되어 있다.

b)  $m = 2a + 1$  (기수)인 경우

$$K_{mn} = K_{2a+1, 2b+1} = 0 \dots (56)$$

$$K'_{mn} = K'_{2a+1, 2b+1} = 0 \dots (57)$$

$$[Euv(\theta_s, \theta_b)]_{2a+1, 2b+1} = 0 \dots (58)$$

따라서 반송파의 기수배 성분과 변조파의 기수배 성분과의 합과  
 差로 表示되는 수파수의 고조파 성분은 包含되어 있지 않다.

# 船舶 디젤發電機用 調速機의 性能 改善에 關한 研究

A Study on the Performance Improvement of a Governor  
for a Marine Diesel Generator

李 光 仁

*Kwong-In Lee*

< 目 次 >

Abstract

記號說明

1. 서 론
  2. 최적 조속기의 설계
    - 2.1 시스템의 블록 선도
    - 2.2 상태 방정식 유도
    - 2.3 최적조속기의 계수 선정
  3. 수치 계산 및 시뮬레이션
    - 3.1 모델 선정 및 정수 계산
    - 3.2 시스템의 최적 응답 계산
    - 3.3 계단상 부하 변동에 대한 응답 비교
  4. 검토 및 고찰
  5. 결 론
- 참고문헌

## Abstract

A Hydro-Mechanical Governor System has been widely used for speed control of a marine diesel generating system. But as the characteristics of the conventional Hydro-Mechanical Governor System is represented by P(proportional) action, it is very difficult to control the frequency correctly according to the load variation. Especially, the capacity of marine generating systems is so small compared to that of the industrial power plants, that the off-set by load change is relatively increased. Also, as the speed of hydro-mechanical governor is detected by the difference of centrifugal force of flyball, the frequency recovery according to the load variations is inherently delayed.

Recently, by the increased reliability of electronic devices and the advanced microprocessor technology, a few digital governor systems have been developed and utilized in the field of marine engineering. Although they can complement the deficiency of the Hydro-Mechanical Governor Systems, they still can not well track the command speed under the load variation of short period.

In this paper, the new states consisting of the load and speed are defined and the quadratic performance criteria is minimized to obtain the optimal feedback gains. This optimal feedback control is composed of the PID control of conventional speed error compensation and the feedback control of load torque.

The computer simulation results show that the characteristics of the speed control system proposed by the author can be remarkably improved for the control quality and the energy saving.

## 記 號 說 明

$\omega_r$	: Reference Input Angular Velocity	( rad/sec )
$\omega$	: Output Angular Velocity	( rad/sec )
$T_c$	: Time Constant of Combustion System	( sec )
$K_c$	: Static Gain of Combustion System	( Kg-m/g )
$T_r$	: Time Constant of Rotating System	( sec )
$K_c$	: Static Gain of Rotating System	( rad/sec-kg-m )
$q_n$	: Output Torque	( Kg-m )
$q_d$	: Load Torque	( Kg-m )
$X$	: State Vector	
$A$	: State Coefficient Vector	
$u$	: Control Input	
$u^o$	: Optimal Control Input	
$B$	: Control Input Coefficient Vector	
$J$	: Moment of Inertia	( Kg-m-sec <sup>2</sup> )
$J(u)$	: Quadratic Performance Criteria	
$J_1(u)$	: Quadratic Performance Criteria of State	
$J_2(u)$	: Quadratic Performance Criteria of State And Input	
$Q$	: Weighting Matrix of State Vector $X$	
$r$	: Weighting Coefficient of Control Input $u$	
$F$	: Optimal Feedback Control Input Vector	
$H$	: Hamiltonian Function	
$C$	: State Output Vector	
$P$	: Optimal State Feedback Vector	

서 언

선박 디젤 발전기를 비롯한 지금까지의 디젤 기관 회전수 조종은 유압-기계식 조속기(Hydro-Mechanical Governor)를 사용함으로써 그 기계적 특성상 P(비례) 동작이 되어 부하 변동에 의해 미소하지만 오프셋(Off-set)이 필연적으로 발생하게 되어 정확한 주파수 제어가 불가능하다. 특히 선박용 발전기는 육상 발전 플랜트와는 달리 소용량이며 부하가 집중되어 있어 국부적인 부하 변동이 전체의 발전 계통에 미치는 영향이 크다. 또한, 유압-기계식 조속기의 속도 검출은 회전수 변동에 의한 플라이 볼(Fly-Ball)의 원심력 변동을 변위로 변환하여 검출하며 이로 인한 시간 지연으로 속응성이 낮아 부하 변동에 따라 과도적으로 주파수가 상당히 변하게 된다. 선박용 전기 기기는 대부분 유도기 및 동기기기이므로 주파수 변동은 전기기기의 회전속도, 운전 특성등에 영향을 미치고 선박 운항의 안전에 문제점을 야기 시킨다.

최근 전자부품의 신뢰성 향상과 마이크로 컴퓨터의 응용기술의 발달로 디지털 조속기(Digital Governor)가 개발되어 실용단계에 이르렀으며 기존의 유압-기계식 조속장치를 대체하여 가고 있는 실정이다. 그러나 기계식 조속장치를 전자식 조속장치로 바꿈으로써 기계식 조속장치 자체의 결점은 다소 개선할 수 있으나 부하 변동이 회전수 변동에 미치는 영향은 개선되지 않으므로 아직 개량하여야 할 문제점들이 많다.

따라서 본 연구에서는 부하 변동에 따른 속도 변화를 최적인 상태로 제어하기 위하여 부하와 회전수를 상태 변수로 하여 모델링한 후 상태와 제어 입력에 대한 평가함수를 도입하고 Pontryagin의 최대원리를 이용하여 최적 상태 피드백 계안을 계산한다. 또한 이 최적 상태 피드백 계안을 모델 엔진에 적용하여 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 그 특성을 검토한 후, 부하 변동에 따른 최적 상태 피드백 제어에 의한 응답 시뮬레이션을 행하고, 부하의 변동을 피드포워드(Feed-forward)한 피드 포워드 제어에 의한 응답 시뮬레이션과 부하를 상태로 포함하지 않은 최적 PID 제어에 의한 응답 시뮬레이션과를 비교 검토해 보고자 한다.

## 2. 최적 조속기의 설계

### 2.1 시스템의 블록 선도

디젤 발전기의 속도 제어 계통에 대한 블록선도를 그리면 Fig. 2.1 과 같이 된다. 이 계통은 조속기, 연소 기관, 그리고 발전기를 포함한 회전 계통으로 구성되어 있다.

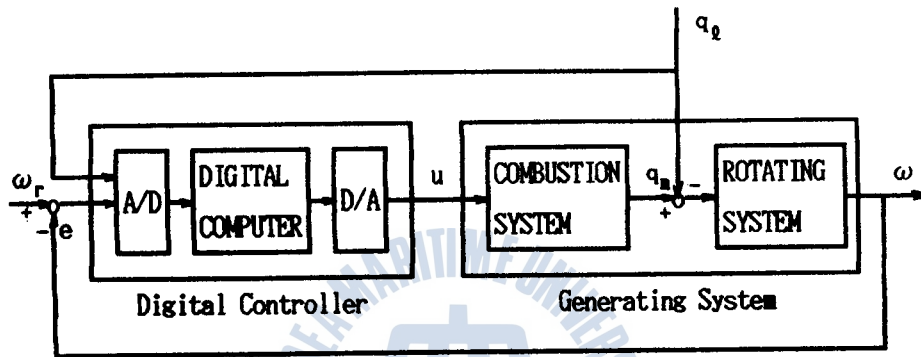


Fig. 2.1 Speed control system of a diesel generator.

Fig. 2.1 의 계통에서 디젤 엔진의 연소 계통과 회전 계통은 각 1차 요소로 근사화 할 수 있으므로<sup>1)</sup> 전달 함수를 사용하여 블록 선도를 작성하면 Fig. 2.2 와 같이 된다.

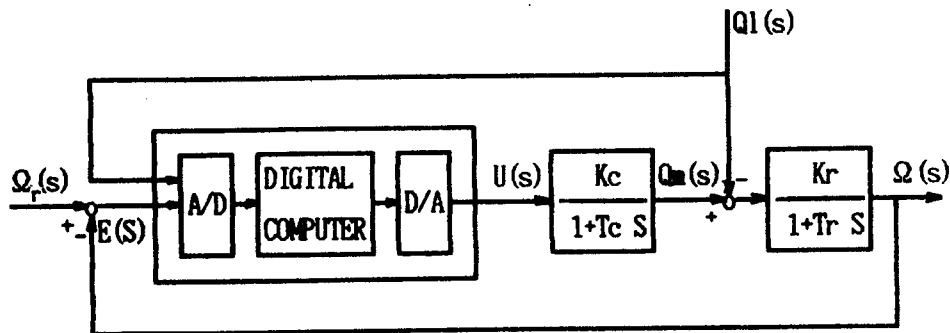


Fig. 2.2 Block diagram of the speed control system.

## 2.2 상태 방정식 유도

Fig. 2.2 의 블록 선도로부터 각속도 ( $\omega$ ) 에 대한 미분 방정식을 구하고 상태 변수를 도입하여 상태 방정식을 유도한다.

### 2.2.1 회전 계통의 전달 함수.

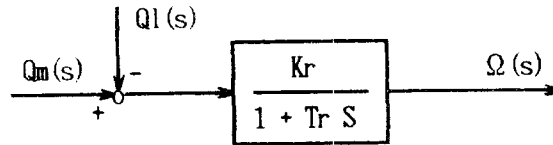


Fig. 2.3 Block diagram of the rotating system.

각속도 ( $\omega$ ) 는 다음 식에서 계산된다.

$$\Omega(s) = \frac{K_r}{1 + T_r S} (Q_m(s) - Q_l(s)) \quad (1)$$

미분형으로 쓰면

$$\omega + T_r \dot{\omega} = K_r (q_m - q_l) \quad (2)$$

### 2.2.2 기관계통의 전달 함수

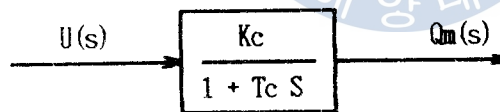


Fig. 2.4 Block diagram of the combustion system.

출력 토오크는 다음 식에서 계산된다.

$$Q_m(s) = \frac{K_c}{1 + T_c S} U(s) \quad (3)$$

위식을 미분형으로 쓰면

$$q_m + T_c \dot{q}_m = K_c u \quad (4)$$

$$\dot{q}_m = \frac{K_c}{T_c} u - \frac{1}{T_c} q_m \quad (5)$$

위의 식(2)를 미분하여 얻은  $\dot{q}_m$  에 식(5)를 대입하면 식(6)이 된다.

$$\begin{aligned}
 Tr \ddot{\omega} + \dot{\omega} &= Kr (\dot{q}_n - \dot{q}_\ell) = Kr \left( \frac{Kc}{Tc} u - \frac{1}{Tc} q_n - \dot{q}_\ell \right) \\
 &= \frac{Kr Kc}{Tc} u - \frac{Kr}{Tc} q_n - Kr \dot{q}_\ell \\
 &= \frac{Kr Kc}{Tc} u - \frac{Tr}{Tc} \dot{\omega} - \frac{\omega}{Tc} - \frac{Kr}{Tr} q_\ell - Kr \dot{q}_\ell
 \end{aligned}$$

각속도  $\omega$  에 대한 식으로 쓰면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 \ddot{\omega} + \left( \frac{Tr + Tc}{Tr Tc} \right) \dot{\omega} + \frac{1}{Tr Tc} \omega &= \frac{Kr Kc}{Tr Tc} u - \frac{Kr}{Tr Tc} q_\ell - \frac{Kr}{Tr} \dot{q}_\ell \\
 \ddot{\omega} + a_1 \dot{\omega} + a_2 \omega &= b_1 u - c_1 q_\ell - c_2 \dot{q}_\ell \quad (6)
 \end{aligned}$$

$$\left( \text{단, } a_1 = \frac{Tr+Tc}{Tr Tc}, \quad b_1 = \frac{Kr Kc}{Tr Tc} \right.$$

$$a_2 = \frac{1}{Tr Tc}, \quad c_1 = \frac{Kr}{Tr Tc}$$

$$\left. c_2 = \frac{Kr}{Tr} \right)$$

### 2.2.3 상태 방정식의 유도

식(6)의 미분 방정식에 대하여

$$\begin{aligned}
 x_1 &= \int \omega dt \\
 x_2 &= \omega \\
 x_3 &= \dot{\omega} \\
 x_4 &= q_\ell = \text{const.} \quad (\dot{q}_\ell = 0)
 \end{aligned} \quad (7)$$

와 같이 상태 변수  $x_i$  를 정의하고 출력  $y$  를  $\omega$  로 하여 상태 방정식을 쓰면 식 (8)과 같이 된다.

$$\dot{X} = A X + B u \quad (8)$$

$$y = C^T X \quad (9)$$

$$\left( \text{단, } A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -a_2 & -a_1 & -c_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_1 \\ 0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \right)$$



## 2.3 최적 조속기의 계수 선정

### 2.3.1 최대 원리(Maximum Principle)에 의한 최적 제어

식(8)의 상태 방정식으로 표시되는 시스템에 대하여 상태 벡터  $X$  와 제어 입력  $u$  의 2차 형식의 가중합(加重合)을 평가 함수로 하여 최대 원리에 의한 최적 제어 입력  $u^0$ 를 구해 보기로 한다.

$$\text{평가 함수 } J(u) = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} (X^T Q X + r u^2) dt \quad (9)$$

$$\left( \text{단, } Q = \begin{bmatrix} q_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_4 \end{bmatrix}, q_i > 0, r > 0 \right)$$

보조 벡터  $\phi$ 를 사용하면 최대 원리에 의한 Hamiltonian 함수  $H$ 는

$$J_1 = \int_0^{\infty} f(X, u) dt \quad (10)$$

$$H_1 = -f_0(X, u) + \dot{\phi}^T (A X + B u) \quad (11)$$

위 (10), (11)의 두 식으로부터 (12)식과 같이 된다.

$$H = -\frac{1}{2} (X^T Q X + r u^2) + (A X + B u)^T \phi \quad (12)$$

$$\left( \text{단, } \dot{\phi} = -\frac{\partial H}{\partial X}, \phi = [\phi_1, \phi_2, \phi_3, \phi_4]^T \right)$$

최적 제어 입력  $u^0$ 는  $\frac{\partial H}{\partial u} = 0$  으로부터 계산된다. 즉,

$$\frac{\partial H}{\partial u} = -r u + B^T \phi = 0 \quad (13)$$

$$u = -\frac{1}{r} B^T \phi \quad (14)$$

다음으로 보조 벡터  $\phi$  와 상태 벡터  $X$  와의 관계를 구한다. 먼저  $\dot{\phi}$  를 구하면,

$$\dot{\phi} = -\frac{\partial H}{\partial X} = Q X - A^T \phi \quad (15)$$

또, 식(14)을 식(8)에 대입하여 식(16)을 얻는다.

$$\dot{X} = A X + B \left( \frac{1}{r} B^T \phi \right) \quad (16)$$

식(15), (16)을 한 식으로 쓰면 식(17)과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & \frac{1}{r} B B^T \\ Q & -A^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ \phi \end{bmatrix} \quad (17)$$

식(17)의 해(解) 행렬을  $S(t) = \begin{bmatrix} S_{11}(t) & S_{12}(t) \\ S_{21}(t) & S_{22}(t) \end{bmatrix}$  라고 하면

임의 시간 구간 (t - T) 에서

$$\begin{bmatrix} X(T) \\ \phi(T) \end{bmatrix} = S(T-t) \begin{bmatrix} X(t) \\ \phi(t) \end{bmatrix}$$

가 된다. 이때 종단 상태 X(T)를 자유로 하면  $\phi(T)=0$  가 되므로 식(18)과 같이 쓸 수 있다.

$$\phi(T) = 0 = S_{21}(T-t) X(t) + S_{22}(T-t) \phi(t) \quad (18)$$

위 식에서  $\phi(t)$ 는

$$\begin{aligned} \phi(t) &= -S_{22}^{-1}(T-t) S_{21}(T-t) X(t) \\ &= -R(T-t) X(t) \end{aligned} \quad (19)$$

t = 0 의 초기치로 표현하면  $\phi(0) = -R(T) X(0)$  가 된다.

식(19)을 식(14)에 대입하면

$$u = -\frac{1}{r} B^T R X \quad (20)$$

$$= -F X \quad (21)$$

$$\left( \text{단, } F = \frac{1}{r} B^T R \right)$$

여기서 R 은 정상 상태에서 다음의 리카치(Ricatti) 방정식을 만족해야 한다.

$$R A - A^T R + Q - R B \frac{1}{r} B^T R = 0 \quad (22)$$

Ricatti 방정식에서 R 매트릭스를 구하는 과정은 다음과 같다.

$$\dot{X} = AX + Bu \quad (8)$$

$$\left( \text{단, } A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -a_2 & -a_1 & -c_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_1 \\ 0 \end{bmatrix} \right)$$

식 (8)의 A, B 매트릭스를 식(22)에 대입한다. 단, Q, R 매트릭스는 다음과 같이 정한다.

$$Q = \begin{bmatrix} q_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_4 \end{bmatrix}, R = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & r_{14} \\ & r_{22} & r_{23} & r_{24} \\ & & r_{33} & r_{34} \\ \text{sym.} & & & r_{44} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & r_{14} \\ & r_{22} & r_{23} & r_{24} \\ & & r_{33} & r_{34} \\ \text{sym.} & & & r_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -a_2 & -a_1 & -c_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -a_2 & 0 \\ 0 & 1 & -a_1 & 0 \\ 0 & 0 & -c_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & r_{14} \\ & r_{22} & r_{23} & r_{24} \\ & & r_{33} & r_{34} \\ \text{sym.} & & & r_{44} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} q_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_4 \end{bmatrix} \\ - \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & r_{14} \\ & r_{22} & r_{23} & r_{24} \\ & & r_{33} & r_{34} \\ \text{sym.} & & & r_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_1 \\ 0 \end{bmatrix} \frac{1}{r} \begin{bmatrix} 0 & 0 & b_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & r_{14} \\ & r_{22} & r_{23} & r_{24} \\ & & r_{33} & r_{34} \\ \text{sym.} & & & r_{44} \end{bmatrix} = 0 \quad (23)$$

식(23)으로부터 다음과 같이 10개의 식을 구할 수 있다.

$$\left[ \begin{array}{l} - (b_1/r) r_{13}^2 + q_1 = 0 \\ r_{11} - a_2 r_{13} - (b_1^2/r) r_{13} r_{23} = 0 \\ a_2 - a_1 r_{13} - (b_1^2/r) r_{13} r_{33} = 0 \\ c_1 r_{13} - (b_1^2/r) r_{13} r_{34} = 0 \\ - (b_1^2/r) r_{22}^2 + q_2 = 0 \\ r_{22} - a_1 r_{23} - (r_{13} - a_2 r_{33}) - (b_1^2/r) r_{23} r_{33} = 0 \\ c_1 r_{23} - (r_{14} - a_2 r_{34}) - (b_1^2/r) r_{23} r_{34} = 0 \\ - (b_1^2/r) r_{33}^2 + q_3 = 0 \\ c_1 r_{33} - (r_{24} - a_1 r_{34}) - (b_1^2/r) r_{33} r_{34} = 0 \\ - (b_1^2/r) r_{34}^2 + q_4 = 0 \end{array} \right.$$

위의 10 개의 식으로부터 해석적인 방법에 의해 R 매트릭스를 계산하기는 대단히 어려우므로 수치 해석에 의하여 구하기로 한다.

### 2.3.2 최적 입력에 대한 상태 방정식의 해

$$\dot{X} = A X + B u \quad (8)$$

(단,  $X(0) = X_0$ )

위 식에 식(21)에서 계산된 최적 입력  $u^0$ 를 대입하면

$$\begin{aligned} \dot{X} &= A X + B (-F X) \\ &= (A - B F) X \end{aligned} \quad (24)$$

$$= P X \quad (25)$$

(단,  $F = [f_1 \ f_2 \ f_3 \ f_4]$ ),

$$\begin{aligned} P = A - B F &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -a_2 & -a_1 & -c_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_1 \\ 0 \end{bmatrix} [f_1 \ f_2 \ f_3 \ f_4] \\ &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ -b_1 f_1 & -a_2 - b_1 f_2 & -a_1 - b_1 f_3 & -c_1 - b_1 f_4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

가 된다. 따라서 식(25)의 해는 다음의 식(26)과 같이 되며, 이 최적 상태 피이드 백 시스템을 블록 선도로 표시하면 Fig. 2.5 와 같이 된다.

$$X(t) = \text{EXP}(P(t)) X_0 \quad (26)$$

$$\text{(단, } \text{EXP}(P(t)) = I + P t + P^2 \frac{t^2}{2!} + P^3 \frac{t^3}{3!} + \dots \text{)}$$

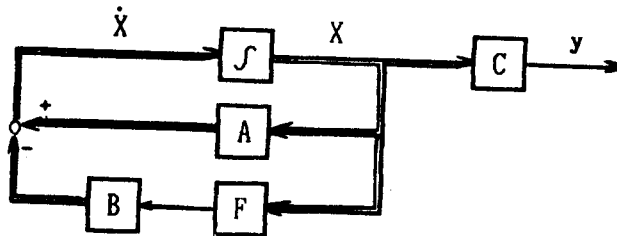


Fig. 2.5 Block diagram of the optimal feedback control system.

### 3. 수치 계산 및 SIMULATION

모델 엔진을 선택하여 앞에서 구한 최적 제어 입력이 갖는 특성을 검토해 보기로 한다.

#### 3.1 모델 선정 및 정수 계산.

##### 3.1.1 엔진 제원.

Type	: S.E.M.T PIELSTICK 12PC2-5V
Cyl. No.	: 12
Stroke	: 460 mm
Bore	: 400 mm
Revolution	: 514 RPM
Mean Effective Pressure	: 19.5 Kg/cm <sup>2</sup>
F.O Consumption	: 146 g/BHP.HR
Moment of Inertia	: 510.2 Kg.m.sec <sup>2</sup>
Output of Rating	: 7100 HP

##### 3.1.2 발전기 제원

Type	: FUJI ELECTRIC CO.,LTD,GOF 4531T-07
Output of Rating	: 5000 KW
No. of Poles	: 14 EA
Cycles	: 60 Hz

## 3.1.3 정수 계산

속도 제어에 영향을 주는 각 정수는 NOR-CONTROL사의 <sup>12)</sup>방법을 참고하여 다음과 같이 계산하였다.

각속도	$\omega = 514 \times (2 \times 3.1415 / 60) = 53.82$	(rad/sec)
출력 토크	$q_m = 7100 \times 75 / \omega = 9892.9$	(Kg.m)
연소 계통의 시정수	$T_c = 0.9 / \omega = 0.0167$	(sec)
연소 계통의 이득	$K_c = 9892.9 / (146 \times 7100 / 3600) = 34.3573$	(Kg.m/g)
회전기의 시정수	$T_r = J \times K_r = 510.2 \times 0.0544 = 27.75$	(sec)
회전기의 이득	$K_r = 53.82 / (0.1 \times q_m) = 0.0544$	(rad/sec.Kg.m)

또한 위의 정수값을 사용하여 식(6)의 계수에 대하여 계산하면 다음과 같다.

$$\ddot{\omega} + a_1 \dot{\omega} + a_2 \omega = b_1 u - c_1 q_e \quad (6)'$$

$$\text{(단, } a_1 = \frac{T_r + T_c}{T_r T_c} = 59.844$$

$$a_2 = \frac{1}{T_r T_c} = 2.154$$

$$b_1 = \frac{K_r K_c}{T_r T_c} = 4.026$$

$$c_1 = \frac{K_r}{T_r T_c} = 0.1172 \quad )$$

### 3.2 시스템의 최적 응답 계산

#### 1) 최적 입력 계산

최적 피이드 백 입력은 2.3 절에서의 결과에 따라 다음과 같이 된다.

$$u^o = - \frac{1}{r} B^T R X \quad (20)$$

$$= - F X \quad (21)$$

$$= - [ f_1 \ f_2 \ f_3 \ f_4 ] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = - ( f_1 x_1 + f_2 x_2 + f_3 x_3 + f_4 x_4 )$$

$$= - ( f_1 x_1 + f_2 x_2 + f_3 x_3 ) - ( f_4 x_4 )$$

$$= u_1 + u_2$$

위 식에서  $u_1$ 은 PID 동작에 의한 최적 피이드 백 제어 입력으로 비례 감도  $K_p$ , 적분 시간  $T_i$ , 미분 시간  $T_d$ 는 다음과 같이 된다.

$$K_p = f_2$$

$$T_i = \frac{f_2}{f_1} \quad (27)$$

$$T_d = \frac{f_3}{f_1}$$

또,  $u_2$ 는 부하 토오크에 의한 최적 피이드 백 제어 입력이다.

#### 2) 최적 제어 평가 함수

최적 제어 평가 함수로는

$$J_1(u) = \int_0^{\infty} ( X^T Q X ) dt$$

$$J_2(u) = \int_0^{\infty} ( X^T Q X + r u^2 ) dt$$

의 두 식을 계산하여 비교한다.

#### 3) 최적 제어 응답 계산

최적 피이드 백 이득 매트릭스  $F$ 를 계산하는 방법으로는 Bryson-Ho의 Sweep Method를 이용 하였으며 계산 플로우 차트를 Fig. 3.1에 표시한다.

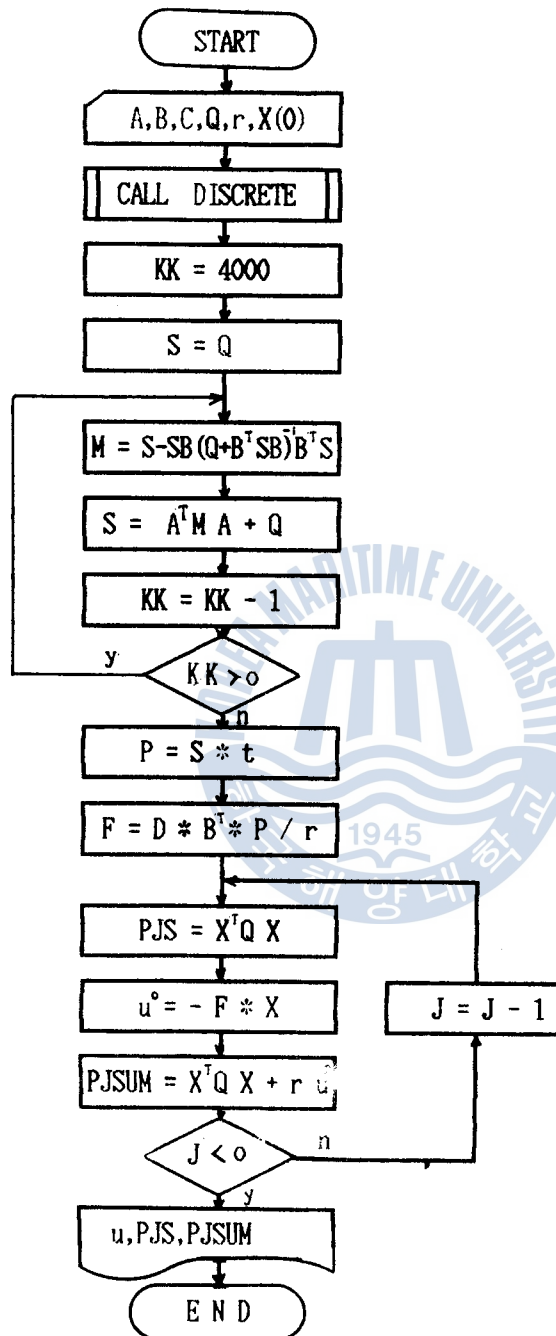


Fig. 3-1 Flowchart of the calculation program for optimal feedback gain and performance criteria.



### 3.3 계단상 부하 변동에 대한 응답 비교

이상에서 계산된 최적 피이드 백 제어 백터에 대해 부하 토크가 출력 토크의 5%, 10%, 15%에 해당하는 크기로 가해졌을 경우, 그에 대한 평가 함수 및 최적 제어 입력에 대한 계산 결과를 표 1, 2, 3에 표시하였다. 단, 도표에서 시스템 1은 최적 피이드 백 제어에 의한 제어시의 상태이며, 시스템 2는 PID 최적 피이드 백 제어에, 부하 토크의 영향을 피이드 포워드 제어 ( $f_1 = 1/Kc$ ) 한 경우이다. 또, 시스템 3은 부하 토크를 고려하지 않은 PID 최적 피이드 백 제어에만 의존 한 경우이다.

시스템 1 : 최적 피이드 백 제어 시스템  
 시스템 2 : 피이드 포워드 제어 시스템  
 시스템 3 : 최적 PID 제어 시스템

1) 부하 토크가 출력의 5% (473.25 KW) 일 때.

부하 토크가 출력 토크의 5% 일 때 하중 매트릭스 Q를  $q_1 = 1, q_2 = 0, q_3 = 0$  으로 정한 후 상태  $x_2$ , 즉 각속도  $\omega$  의 하중치  $q_1$  의 변화에 대한 계산 결과를 표 1에 표시한다.

Table. 1 Calculation result on load torque 5%.

$q_1$	제어 시스템	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_1$ ( $\div 10$ )	$J_1(u)$	$J_2(u)$	$\sum U_i$	$\sum X_i$
1	1				-0.313	740.5	9578.7	138041	21.0
	2	0.9987	5.0322	0.0838	-0.291	689.6	9510.7	137925	0.0004
	3				0.0	8927.2	17811.3	136444	3439.2
10	1				-0.303	705.6	9536.0	137991	5.8
	2	0.9989	5.8016	0.0966	-0.291	689.6	9510.7	137925	0.0004
	3				0.0	8777.1	17630.1	136448	3013.8
100	1				-0.288	690.2	9509.4	137910	0.16
	2	0.9529	10.810	0.1795	-0.291	689.6	9510.7	137925	0.0002
	3				0.0	8477.1	17216.7	136352	1761.8
1000	1				-0.287	691.1	9508.5	137896	0.17
	2	0.5491	31.347	0.5150	-0.291	689.6	9510.7	137925	0.0001
	3				0.0	9375.0	17963.4	135827	890.5

2) 부하 토크가 출력의 10 % (946.5 KW) 일 때.

부하 토크가 출력의 10 % 일 때 하중 매트릭스  $Q$  를  $q_1 = 1$ ,  $q_3 = 0$ ,  $q_2 = 0$  으로 정한 후 상태  $x_2$ , 즉 각속도  $\omega$  의 하중치  $q_2$  의 변화에 대한 계산 결과를 표 2 에 표시한다.

시스템 1	: 최적 피이드 백 제어 시스템
시스템 2	: 피이드 포워드 제어 시스템
시스템 3	: 최적 PID 제어 시스템

Table. 2 Calculation result on load torque 10 %.

$q_2$	제어 시스템	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$ ( $\div 10$ )	$J_1(u)$	$J_2(u)$	$\Sigma U_i$	$\Sigma X_i$
1	1	0.9967	5.0322	0.0838	-0.313	1581.9	38315.1	276083	84.0
	2				-0.291	1379.2	38043.1	275851	0.0018
	3				0.0	34344.6	71245.5	272889	13757.1
10	1	0.9989	5.8016	0.0966	-0.303	1442.8	38144.0	275982	23.4
	2				-0.291	1379.2	38043.1	275851	0.0016
	3				0.0	33744.2	70520.6	272896	12055.2
100	1	0.9529	10.810	0.1795	-0.288	1382.0	38037.9	275821	0.66
	2				-0.291	1379.2	38043.0	275851	0.0009
	3				0.0	32545.2	68867.1	272705	7407.2
1000	1	0.5491	31.347	0.5150	-0.287	1385.7	38034.0	275793	0.69
	2				-0.291	1379.2	38042.9	275850	0.0004
	3				0.0	36142.0	71853.6	271654	3562.2

3) 부하 토크가 출력의 15 % (1419.75 KW) 일 때.

부하 토크가 출력의 15 % 일 때 하중 매트릭스  $Q$  를  $q_1 = 1$ ,  $q_3 = 0$ ,  $q_4 = 0$  으로 정한 후 상태  $x_2$ , 즉 각속도  $\omega$  의 하중치  $q_2$  의 변화에 대한 계산 결과를 표 3 에 표시한다.

시스템 1	: 최적 피드백 제어 시스템
시스템 2	: 피드포워드 제어 시스템
시스템 3	: 최적 PID 제어 시스템

Table. 3 Calculation result on load torque 15 %.

$q_2$	제어 시스템	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$ ( $\div 10$ )	$J_1(u)$	$J_2(u)$	$\Sigma U_i$	$\Sigma X_i$
1	1				-0.313	2524.1	86209.1	414125	189.1
	2	0.9967	5.0322	0.0838	-0.291	2068.8	85597.0	413776	0.0042
	3				0.0	76252.0	160302.5	409334	30953.5
10	1				-0.303	2211.5	85824.1	413973	52.7
	2	0.9989	5.8016	0.0966	-0.291	2068.8	85597.0	413776	0.0037
	3				0.0	74901.1	158671.4	409345	27124.3
100	1				-0.288	2075.2	85585.4	413732	1.48
	2	0.9529	10.810	0.1795	-0.291	2068.8	85596.9	413776	0.0021
	3				0.0	72204.1	154951.1	409058	15856.3
1000	1				-0.287	2083.6	85576.6	413690	1.56
	2	0.5491	31.347	0.5150	-0.291	2068.8	85596.7	413776	0.0011
	3				0.0	80300.9	161670.6	407481	8015.0

3) 부하 토크가 출력의 15 % (1419.75 KW) 일 때.

부하 토크가 출력의 15 % 일 때 하중 매트릭스 Q 를  $q_1=1$ ,  $q_3=0$ ,  $q_2=0$  으로 정한 후 상태  $x_2$ , 즉 각속도  $\omega$  의 하중치  $q_2$  의 변화에 대한 계산 결과를 표 3 에 표시한다.

시스템 1	: 최적 피이드 백 제어 시스템
시스템 2	: 피이드 포워드 제어 시스템
시스템 3	: 최적 PID 제어 시스템

Table. 3 Calculation result on load torque 15 %.

$q_2$	제어 시스템	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$ ( $\div 10$ )	$J_1(u)$	$J_2(u)$	$\Sigma U_i$	$\Sigma X_i$
1	1	0.9967	5.0322	0.0838	-0.313	2524.1	86209.1	414125	189.1
	2				-0.291	2068.8	85597.0	413776	0.0042
	3				0.0	76252.0	160302.5	409334	30953.5
10	1	0.9989	5.8016	0.0966	-0.303	2211.5	85824.1	413973	52.7
	2				-0.291	2068.8	85597.0	413776	0.0037
	3				0.0	74901.1	158671.4	409345	27124.3
100	1	0.9529	10.810	0.1795	-0.288	2075.2	85585.4	413732	1.48
	2				-0.291	2068.8	85596.9	413776	0.0021
	3				0.0	72204.1	154951.1	409058	15856.3
1000	1	0.5491	31.347	0.5150	-0.287	2083.6	85576.6	413690	1.56
	2				-0.291	2068.8	85596.7	413776	0.0011
	3				0.0	80300.9	161670.6	407481	8015.0

## 4. 검토 및 고찰.

이상에서 계산된 결과를 검토하기 위하여 초기 상태가 0 인 상태 즉, 정격 속도로 운전되고 있는 상태에서 계단상의 부하가 가해졌을 경우의 응답과, 초기 상태가 1 인 상태, 즉 정격 속도에서 속도 오차가 발생되어 있는 상태에서 부하가 가해졌을 경우의 응답을 다음 그림에서 표시한다.

도면에 대한 내용 설명은 표 4 에, 도면에 표기된 기호의 설명은 표 5 에 표시 하였다.

Table. 4 Figure explanations for the control systems (1,2 &amp; 3).

Fig. No.	초기 상태	Q(2,2)	내 용		
Fig. 4- 1	Wr = 0	10	최적 상태 피이드 백 제어		
4- 2			FEED-FORWARD 제어		
4- 3			최적 PID 제어		
4- 4		100	1000	최적 상태 피이드 백 제어	
4- 5				FEED-FORWARD 제어	
4- 6				최적 PID 제어	
4- 7			1000	10	최적 상태 피이드 백 제어
4- 8					FEED-FORWARD 제어
4- 9					최적 PID 제어
4-10	Wr = 1.0	10	최적 상태 피이드 백 제어		
4-11			FEED-FORWARD 제어		
4-12			최적 PID 제어		
4-13		100	1000	최적 상태 피이드 백 제어	
4-14				FEED-FORWARD 제어	
4-15				최적 PID 제어	
4-16		1000	10	최적 상태 피이드 백 제어	
4-17				FEED-FORWARD 제어	
4-18				최적 PID 제어	

Table. 5 Symbol explanation for Figure 4.1 through 4.18 .

	내 용	
Q-22	하중 매트릭스 Q(2,2)의 값	$q_2$
US-1	PID 최적 제어 입력의 합 $u_1^*$	
US-2	부하 토오크 최적 제어 입력의 합 $u_2^*$	
US-3	최적 제어 입력 ( $u_1^* + u_2^*$ )	$\Sigma u$
FIS	상태의 평가 함수	$J_1(u)$
PJSUR	상태와 입력의 평가 함수	$J_2(u)$
Y-SCA	Y 축 방향의 속도 비율	



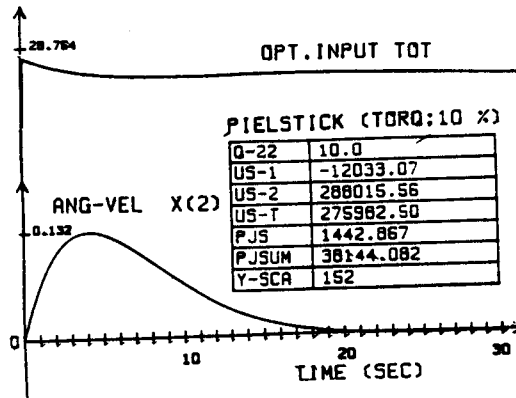


Fig. 4.1 Angular velocity and input of the optimal feedback control ( $q_2=10.0$ ,  $W_r = 0.0$ )

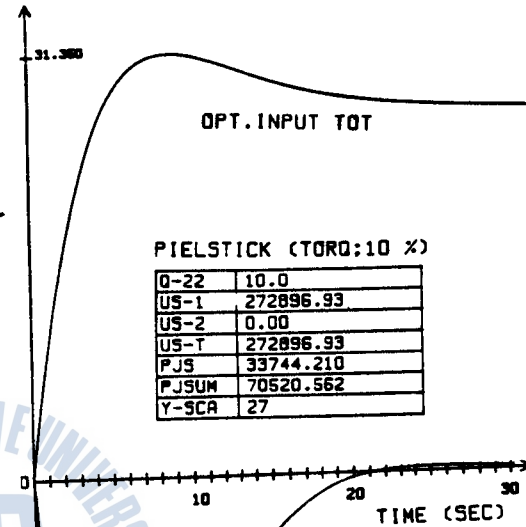


Fig. 4.3 Angular velocity and input of the optimal PID control ( $q_2=10.0$ ,  $W_r = 0.0$ )

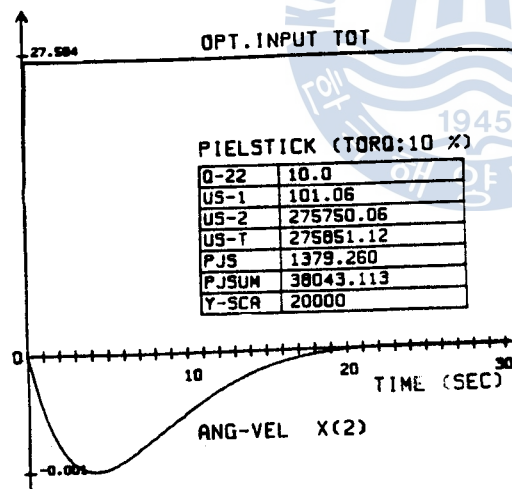


Fig. 4.2 Angular velocity and input of the feedforward control ( $q_2=10.0$ ,  $W_r = 0.0$ )

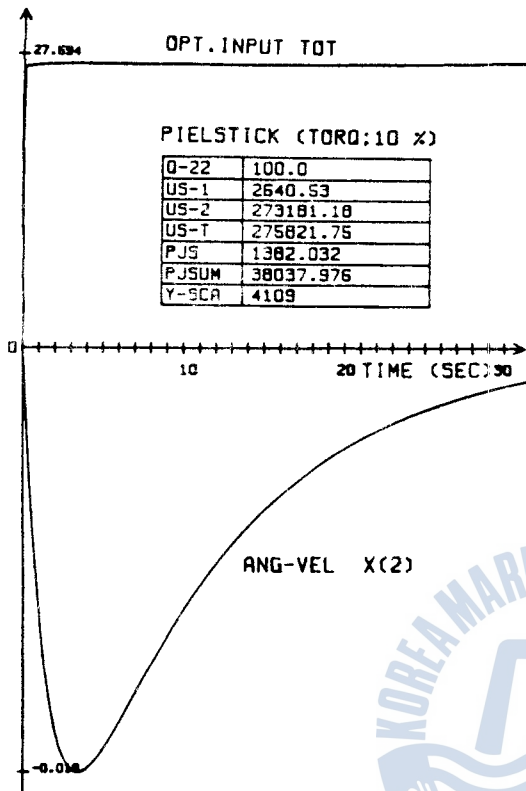


Fig. 4.4 Angular velocity and input of the optimal feedback control ( $q_2=100.0, W_r = 0.0$ )

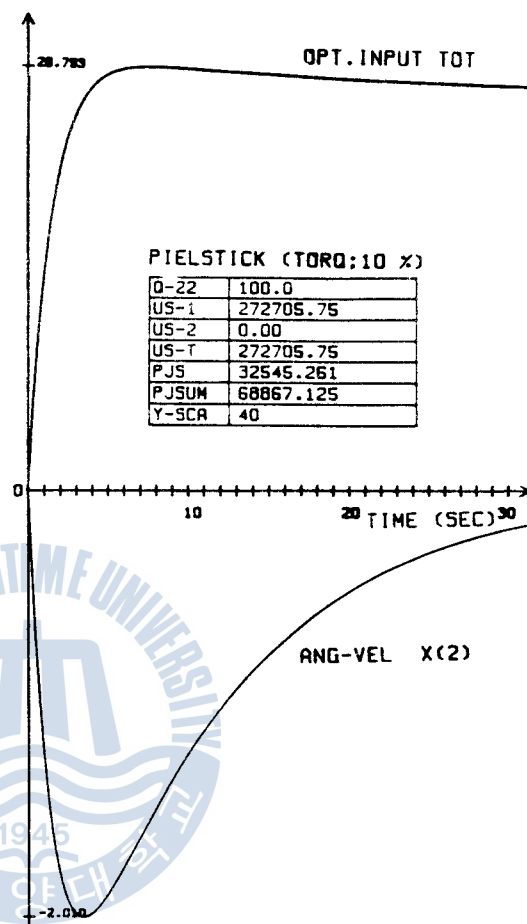


Fig. 4.6 Angular velocity and input of the optimal PID control ( $q_2=100.0, W_r = 0.0$ )

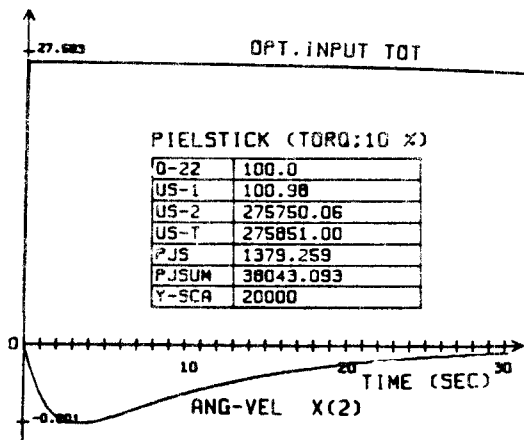


Fig. 4.5 Angular velocity and input of the feedforward control ( $q_2=100.0, W_r = 0.0$ )



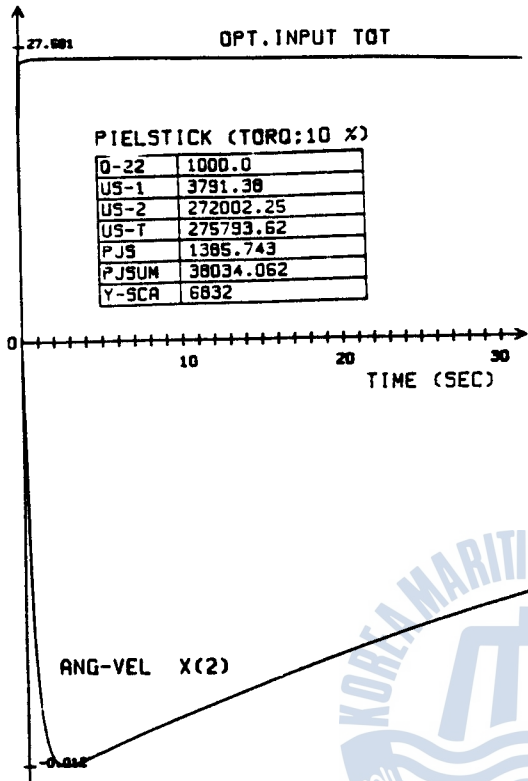


Fig. 4.7 Angular velocity and input of the optimal feedback control ( $q_2=1000.0$ ,  $W_r = 0.0$ )

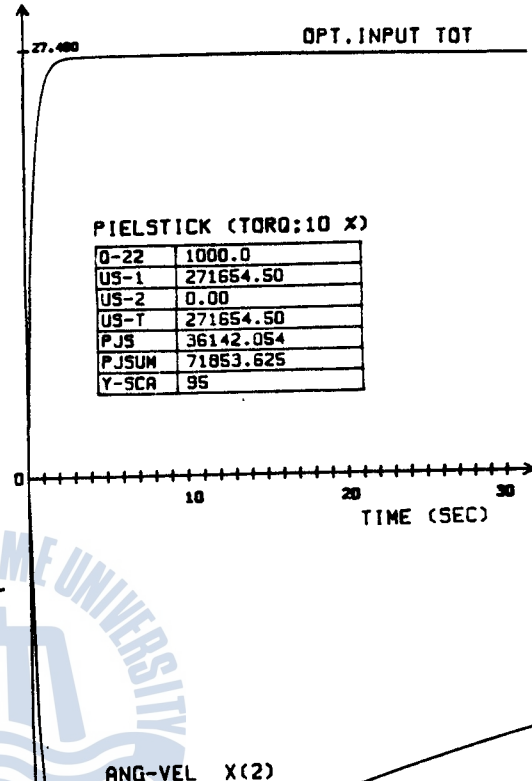


Fig. 4.9 Angular velocity and input of the optimal PID control ( $q_2=1000.0$ ,  $W_r = 0.0$ )

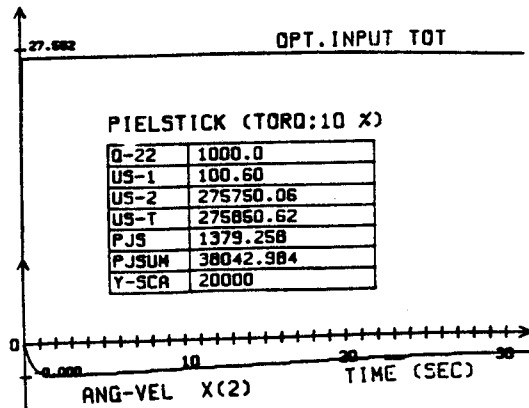


Fig. 4.8 Angular velocity and input of the feedforward control ( $q_2=1000.0$ ,  $W_r = 0.0$ )

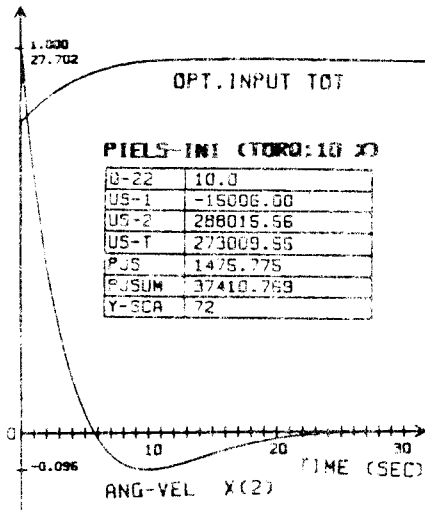


Fig. 4.10 Angular velocity and input of the optimal feedback control ( $q_r=10.0, W_r = 1.0$ )

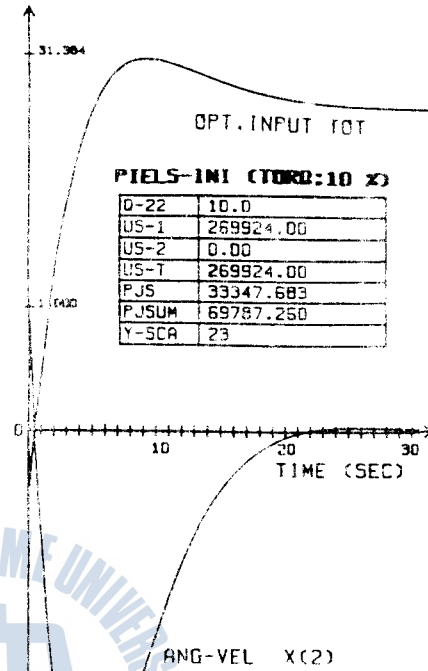


Fig. 4.12 Angular velocity and input of the optimal PID control ( $q_r=10.0, W_r = 1.0$ )

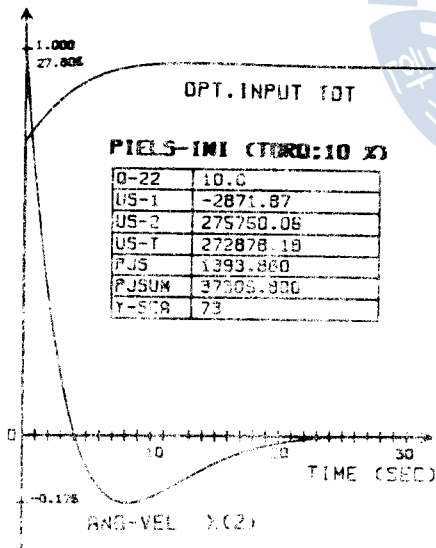


Fig. 4.11 Angular velocity and input of the feedforward control ( $q_r=10.0, W_r = 1.0$ )

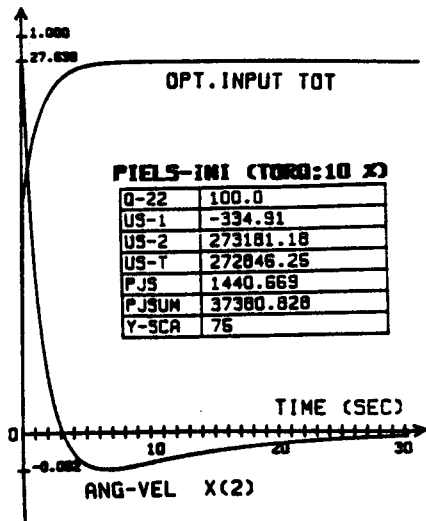


Fig. 4.13 Angular velocity and input of the optimal feedback control ( $q_2=100.0$ ,  $W_r = 1.0$ )

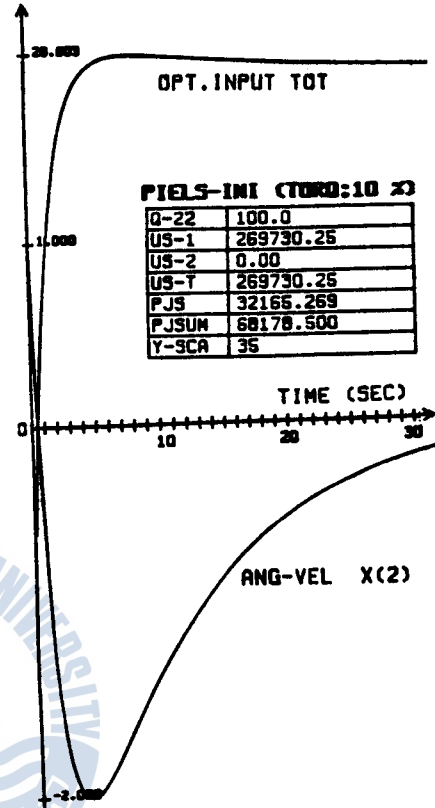


Fig. 4.15 Angular velocity and input of the optimal PID control ( $q_2=100.0$ ,  $W_r = 1.0$ )

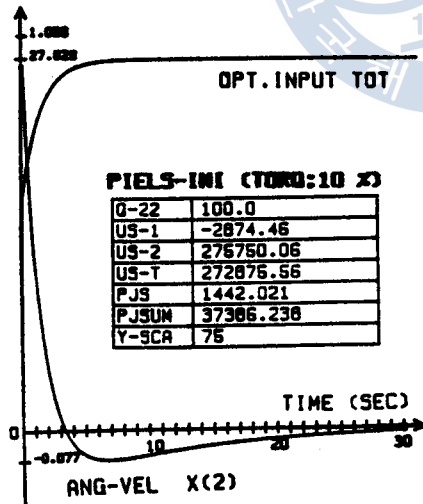


Fig. 4.14 Angular velocity and input of the feedforward control ( $q_2=100.0$ ,  $W_r = 1.0$ )

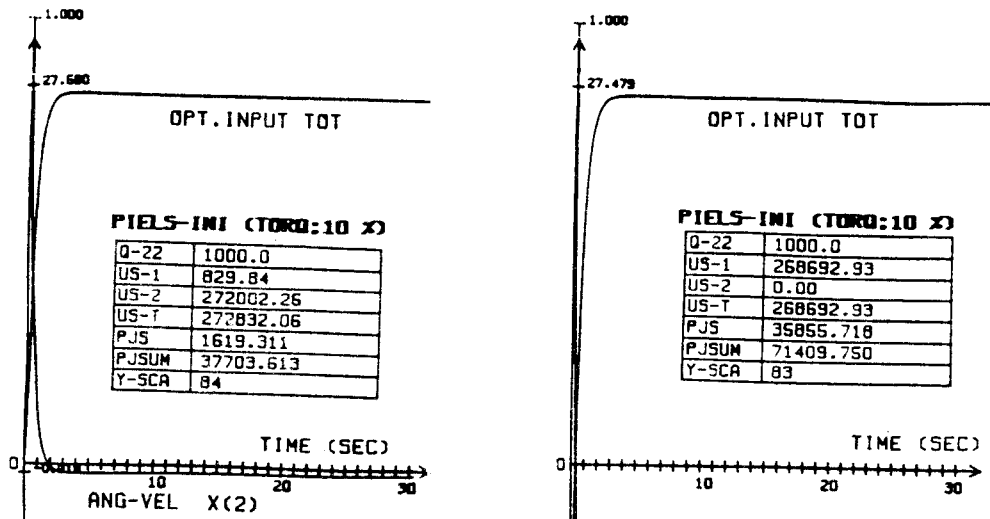


Fig. 4.16 Angular velocity and input of the optimal feedback control ( $q_2=1000.0$ ,  $W_r = 1.0$ )

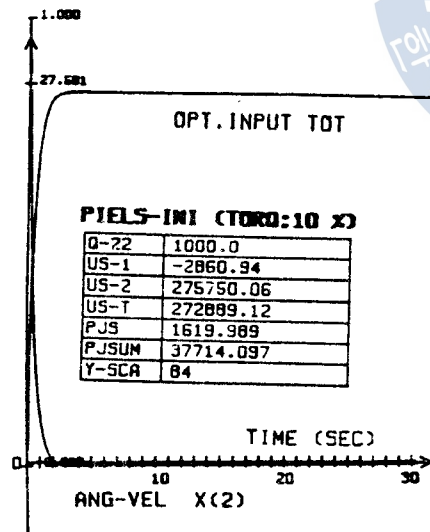
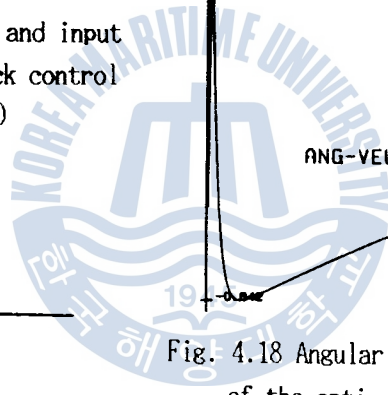


Fig. 4.17 Angular velocity and input of the feedforward control ( $q_2=1000.0$ ,  $W_r = 1.0$ )

Fig. 4.18 Angular velocity and input of the optimal PID control ( $q_2=1000.0$ ,  $W_r = 1.0$ )



4.1  $f_1$  의 영향

위의 도표와 그래프에서 알 수 있는 바와 같이  $f_1$  계수를 최적 피이드 백 제어에 의해 구한 경우(시스템 1)은  $f_1$  계수를  $1/Kc$  로 한 피이드 포워드 제어로 구한 경우(시스템 2)와 비교할 때 유사한 양상으로 변화하며, 부하 변동에 대해  $\omega$ 의 변화가 크지 않은 것을 알 수 있다. 또, 최적 PID 제어인 경우(시스템 3)에 대해서는  $q = 100.0$ 인 경우 최대치가  $1/2000$  정도로 시스템 1, 2가 양호한 상태인 것을 알 수 있다.

또한,  $q_2$ 의 값이 10에서 100으로 증가할 때 각속도  $\omega$ 가 +에서 - 방향으로 바뀌는 것으로서 각속도  $\omega$ 에 대한  $q_2$ 의 최적치는 10과 100 사이에 있음을 알 수 있다.

4.2 하중 계수  $q_2$ 의 영향

$q_2$ 의 변화에 따른 입력, 및 평가 함수  $\int (X^T Q X) dt$ , 및  $\int (X^T Q X + r u^2) dt$ 의 값은  $q_2$ 에 대해 비례 관계에 있지 않은 것을 알 수 있다. 즉,  $q_2$ 가 1, 10, 100, 1000인 경우에 대하여 비교해 볼 때  $q_2$ 가 100인 경우가 가장 양호한 결과를 보여 주고 있다. 이는  $x_2$  즉, 각속도  $\omega$ 에 대한 하중치가 너무 크거나, 또는 작은 양에 대해서 보다는 시스템의 특성에 따라 결정되는 값을 갖는 것으로 생각된다. 참고로  $q_2$ 의 값이 1에서 1000까지 변화할 때의 두 가지 평가 함수에 대한 값을 Fig. 4-19에 표시한다.

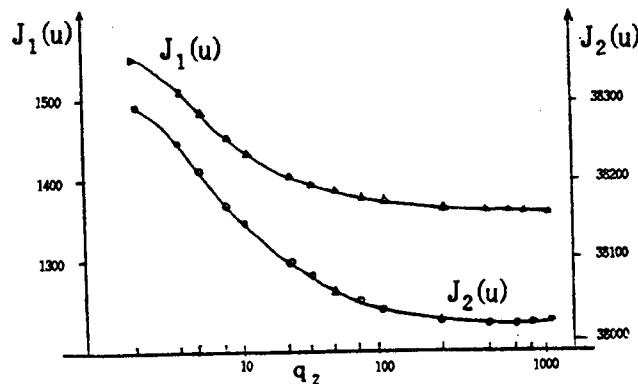


Fig. 4-19 Comparison of two performance criteria according to the weighting matrix  $Q(2,2)$  at load torque 10%.

4.3 평가 함수  $\int (X^T Q X) dt$  와  $\int (X^T Q X + r U^2) dt$  와의 비교

평가 함수  $J_1(u) = \int (X^T Q X) dt$  와  $J_2(u) = \int (X^T Q X + r u^2) dt$  의 값은  $q_2$  계수의 값과 부하 토오크의 변화에 대해 같은 양상으로 변화하는 것을 알 수 있다. 즉, 시스템 1 과 시스템 2의 경우는 두가지 평가 함수에 대하여 같은 값을 갖는다고 볼 수 있으며 시스템 3 에 비교하여 월등히 좋은 것을 알 수 있다.

부하 토오크가 출력의 5% 인 경우, 시스템 1,2 는 시스템 3에 대하여  $J_1(u)$  는 1/10,  $J_2(u)$  는 1/2 정도의 값을 갖는다. 즉, 같은 양의 입력을 사용할 때 평가 함수는 1/2 정도가 되는 것을 알 수 있다. 부하 토오크가 출력의 10%인 경우 시스템 1,2 는 시스템 3 에 대하여  $J_1(u)$ 는 1/20,  $J_2(u)$  는 1/2 정도이며, 15% 인 경우 시스템 1,2 는 시스템 3 에 대하여  $J_1(u)$ 는 1/25,  $J_2(u)$  는 1/2 정도의 값을 갖는다.



## 5. 결 론

이상과 같이 본 논문에서는 디지털 조속기를 설치한 경우 부하 토크를 포함한 시스템의 상태 방정식을 표시하고 상태 벡터와 제어 입력에 대한 2차 형식의 평가 함수를 도입하여 Pontryagin 의 최대 원리에 의한 최적 피이드 백 제인을 계산하였으며, 모델 엔진의 정수를 적용해서 컴퓨터 시뮬레이션 한 결과 다음과 같은 결론을 얻었다.

1. 하중 계수  $q_2$  의 영향에 따라 약간의 차이는 있지만 최적 피이드 백 제어가 피이드 포워드 제어의 경우와 비슷한 결과를 보여주고 있으며,  $q_2$  가 커질수록 최적 피이드 백 제어의 특성이 좋아진다.
2. 최적 피이드 백 제어 및 피이드 포워드 제어는 중전의 회전수 만에 의한 단순한 PID 제어에 비해 예상되는 바와 같이 월등히 좋은 특성을 갖는다.
3. 마이크로 프로세서를 이용하여 본 방법에서 제시한 알고리즘으로 디지털 조속기를 구성하면 에너지 절약 즉, 기름 소모량의 절감면에서도 대단히 유익하다.

그러나 피이드 포워드 제어와 최적 제어와의 장, 단점 비교, 하중 계수의 선정 문제 등에 대해서는 앞으로 더욱 검토를 요하며 또한 본 연구에서는 디지털 조속기를 부착한 디젤 발전기의 이용이 곤란하여 실제의 발전기 시스템에 대하여 실험을 행하지 못 하였는 바, 이 문제도 앞으로의 과제로 남아 있다.

참 고 문 헌

1. 河注植, 自動制御工學, 海事圖書出版部, 1976
2. Huibert Kwakernaak and Raphael Sivan, *Liner Optimal Control Systems*, WILLEY- INTERSCIENCE, pp 220-247, 1972
3. Stanley M. Shinnars, *Modern Control System Theory and Application*, 2nd Edition, pp 206-239, 1978
4. Gene F. Franklin and J. David Powell, *Digital Control of Dynamic Systems*, Addison-Wesley Publishing company, INC., pp 251-256, 1980
5. Katsuhiko Ogata, *State Space Analysis of Control Systems*, Prentice-Hall, INC., 1967
6. 高橋 安人, 北林 俊行, 制御と力學系, コロナ社, 1971
7. 廣 田實, 船舶制御 시스템工學, 成山堂書店, 1982
8. Katsuhiko Ogata, *Modern Control Engineering*, Prentice-Hall, INC., pp 407-425, 1970
9. 梁注鎬, 河注植 ; "PID 제어기의 최적 설계에 관한 연구(III)", 한국 박용기관학회지, Vol. 11, No. 3, pp 61-69, 1987
10. 全明吉, 河注植 ; "3차 계통의 최적제어에 관한 연구", 한국해양 대학원 논문집 제7집, pp 556-581, 1985
11. 河注植, 盧彰注 ; "선박에 있어서의 내연기관 구동발전기의 속도 안정에 관한 연구", 대한 전기 학회지 Vol 24, No.4, pp 63-70, 1975
12. Digital Governor System DGS 8800, NOR CONTROL, SHIP AUTOMATION GROUP, 1983



# 플沸騰에 있어서 液體溫度가 核沸騰特性에 미치는 영향에 關한 研究

A Study on the Influence of Liquid Bulk Temperature  
to the Characteristics of Nucleate Boiling  
in a Pool Boiling System

姜 泰 一

*Tea-Ill Kang*

< 目 次 >

Abstract

기호설명

제 1 장 서 論

제 2 장 이론해석

2.1 핵비등개시에 관한 이론

2.2 비등곡선

제 3 장 실험장치 및 실험방법

3.1 실험장치

3.2 열전대제작 및 검정

3.3 실험방법

제 4 장 실험결과 및 고찰

4.1 전열면온도 및 열유속의 수치계산

4.2 전열면온도에 관한 고찰

4.3 액혼합 평균온도에서 구한 기포반경과 과열도

4.4 한계열유속에 관한 고찰

4.5 핵비등곡선에 관한 고찰

제 5 장 결 論

참고문헌