

# 渦電流 커플링을 이용한 誘導電動機의 速度制御에 關한 研究

劉 永 昊

The Study on the Speed Control of the Induction  
Motor Using an Eddy Current Coupling

*You Yung-ho*

〈目 次〉

Abstract	
記號 說明	
1. 序 論	
2. 理論的 考察	
2.1 Block 線圖	
2.2 Controller 의 解析	
2.3 定常特性	
2.4 過度特性	
2.5 安定性 判別	
2.6 最適 퍼라미터 推定	
3. 數值計算 및 實驗	
3.1 定數推定 實驗	
3.2 數值 計算	
(1) 最適 퍼라미터 計算	
(2) 過渡應答 計算	
3.3 應答實驗	
4. 檢討 및 結果考察	
4.1 인디셜應答 檢討	
4.2 共振值에 의한 檢討	
4.3 Analog Computer를 이용한 Simulation에 의한 檢討	
5. 結 論	
參考文獻	

# The Study on the Speed Control of the Induction Motor Using an Eddy Current Coupling.

Yu Yung Ho

## A b s t r a c t

Recently it is used that the method of adjusting the discharge quantity of Main Cooling Sea Water as one of the countermeasures for Energy Saving on the Diesel Ship.

For this, one example is to use the SCR and DC Motor, but this is not generally used on the ship because of high price of DC Motor and troublesome of its maintenance and reliability of large capacity SCR when used on the ship.

So it is adopted the method which adjust revolution of pump according to the load of Main Engine or temperature of sea water by using Induction Motor and Eddy Current Coupling with field current adjusted.

But it seems that the speed control of this system is not smoothed according to the On-Board Test of it reported. The reasons of these are thought electrical characteristics of Eddy Current Coupling itself and unskilled control of the system.

The author analyzes the control characteristics of the speed control system driven with Induction Motor and Eddy current Coupling theoretically and proposes the optimal parameters which make the Integral Square Error (ISE) minimized and ascertains its optimization and effectiveness through experiments for the indicial responses and examinations for the frequency domain responses and simulations by the analog computer.

## 記 號 說 明

- $K_{AA}$  : Controller의 비례 감도.  
 $K_{AB}$  : Controller의 국부이득.  
 $T_F$  : Controller의 時定數.  
 $K_P$  : Controller의 비례감도  
 $T_i$  : Controller의 Reset time.  
 $K_A$  : SCR점호 회로 利得.  
 $A_{LPDC}$  : SCR점호 회로의 直流性分.  
 $K_R$  : SCR 반파정류회로 利得.  
 $V_{FDC}$  : SCR 반파정류회로 직류성분.  
 $K_c$  : Coupling의 利得.  
 $T_c$  : Coupling의 時定數.  
 $K_q$  : Coupling의 Torque利得.  
 $L_T$  : Coupling의 Dead time.  
 $\tau_L$  : 부하 Torque  
 $K_L$  : Torque傳達系統의 利得.  
 $T_T$  : Torque傳達系統의 時定數.  
 $K_{TG}$  : Tacho-Generator 利得.  
 $V_{TGDC}$  : Tacho-Generator의 直流性分.  
 $K_T$  : 速度 feed back系統의 利得.  
 $K_{TS}$  : 速度 feed back系統의 가변 利得.  
 $Z_t$  : OP Amp 入力 임피던스.  
 $Z_{TS}$  : 速度 feed back系統의 임피던스.  
 $K_s$  : Damping回路 電圧 利得.



- $K_{SD}$  : Damping回路 가변電壓 利得.  
 $T_k$  : Damping回路의 利得.  
 $T_{SD}$  : Damping回路 時定數.  
 $R(S)$  : 速度設定器의 電壓.  
 $V_{sm}$  : minimum速度 設定 電壓.  
 $N(S)$  : 制御對象의 回轉數.  
 $N_r(S)$  :  $R(S)$ 에 依한 制御對象의 速度.  
 $E(S)$  : 誤差函數  
 $G(S)$  : 制御對象의 傳達函數.  
 $G_L(S)$  : 制御對象의 一巡傳達函數.  
 $Z_f$  : OP Amp의 feed back 임피던스.  
 $E_o$  : OP Amp의 出力 電壓.  
 $E_{odc}$  : minimum Speed 때의 OP Amp出力 電壓.  
 $J$  : 誤差 2 乘 面積.  
 $\hat{K}_p$  : 最適 비례 감도.  
 $\hat{T}_i$  : 最適 Reset Time.  
 $\hat{J}$  : 最少 誤差 2 乘 面積.

# 1. 序 論

近來 디젤 機關船에서 Energy 節約對策의 하나로 主冷却 海水의 量을 調節하는 方法이 使用되고 있다.

이의 方法으로 SCR을 利用한 DC Motor Speed制御을 생각할 수 있겠으나 DC Motor의 高價 및 정비상의 難點, 船舶에서 大容量 SCR의 신뢰성 문제등의 이유로 잘 利用되지 않고, 저렴하고 고장이 적은 유도 전동기와 Eddy Current Coupling을 利用하여 Motor는 定速 運轉하고 펌프의 回轉數만을 변경함으로써 冷却海水의 溫度나 機關負荷에 따라 冷却海水의 所要量만을 공급하는 方法이 實用化 되고 있다.

그러나 實船 實驗 結課<sup>8)</sup>를 보면 Eddy Current Coupling을 利用한 速度制御系의 速度制御가 원활하게 이루어지지 못하고 있는바, 이는 Eddy Current Coupling 자체의 電氣的 特性, 系統의 調整 미숙 등에 起因되는 것으로 생각된다.

本 研究에서는 全系統의 制御 特性을 理論的으로 解析하고 制御器의 Parameter를 最適 調整하는 問題에 對해서 考察하기로 한다.

制御系의 評價基準으로서는 最大 오우버 슈트의 크기를 基準으로 하는 方法, 振幅의 減衰比를 基準으로 하는 方法, 閉回路 周波數 傳達函數의 利得을 基準으로 하는 方法, 階段狀 入力과 出力과의 誤差 面積을 最少로 하는 方法 등이 있으나, 그중 誤差 2乘 面積을 最少로 하는 方法이 가장 合理的이므로 本 研究에서도 이 誤差 2乘 面積을 評價函數로 도입하여 評價函數를 最少로 하는 方法을 採用하기로 한다.

時間지연이 포함되지 않는 2次系統의 制御對象을 最適制御하는 Parameter의 決定에 關한 研究<sup>9)</sup>는 이미 發表된바 있으며, 閉回路內에 遲延時間이 存在할 때 Smith Predictor<sup>10)</sup>를 使用하여 遲延時間을 폐회로 밖으로 除去 함으로서 制御性能을 改善하는 方法<sup>11)</sup>이 있으나, 本 研究에서는 制御對象의 遲延時間이 짧으므로 遲延要素를 一次要素로 近似化하여 解析하기로 한다. 또한 本方法에 依해서 最適調

整된 Parameter에 對하여 應答實驗을 行하고 이에 의해서 本方法의 有効性을 確  
認하고저 한다.

## 2. 理論的 考察

Fig 1은 實船에 설치된 경우의 冷却海水의 系統도이며 이때 사용된 過電流  
커플링 系統은 Fig2, 3과 같으므로 本 論文에서는 이에 대해서 解析하기로 한다.

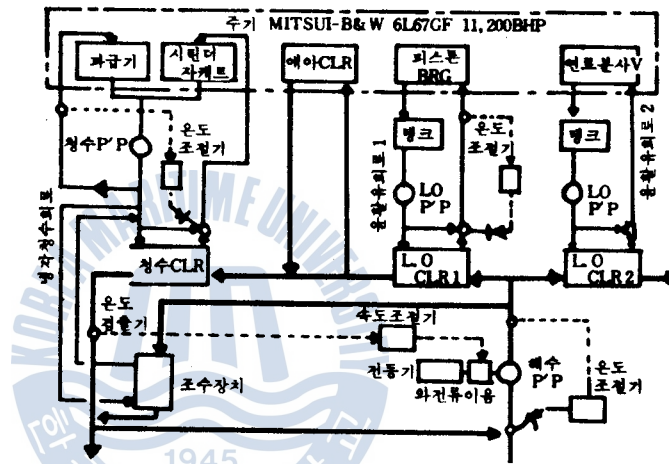


Fig 1. 試驗船의 冷却海水 系統圖

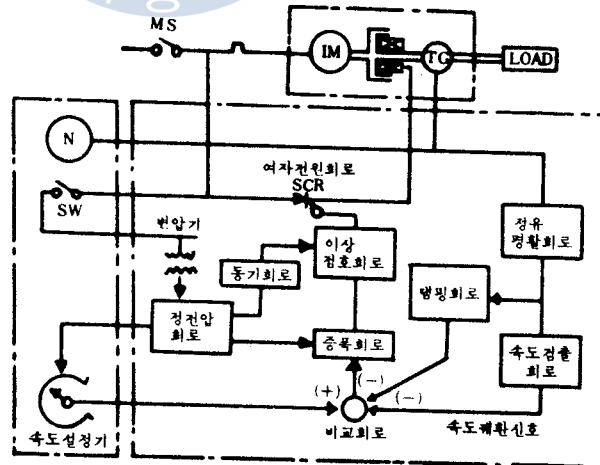


Fig 2. 渦電流커플링과 制御裝置의 構成

2. 1 Block線圖

過電流커플링으로 구동되는 系의 構成은 Fig2 와 같고, Fig3 은 이의 細部 回路圖<sup>12)</sup>

이며 Fig4 는 Block線圖이다.

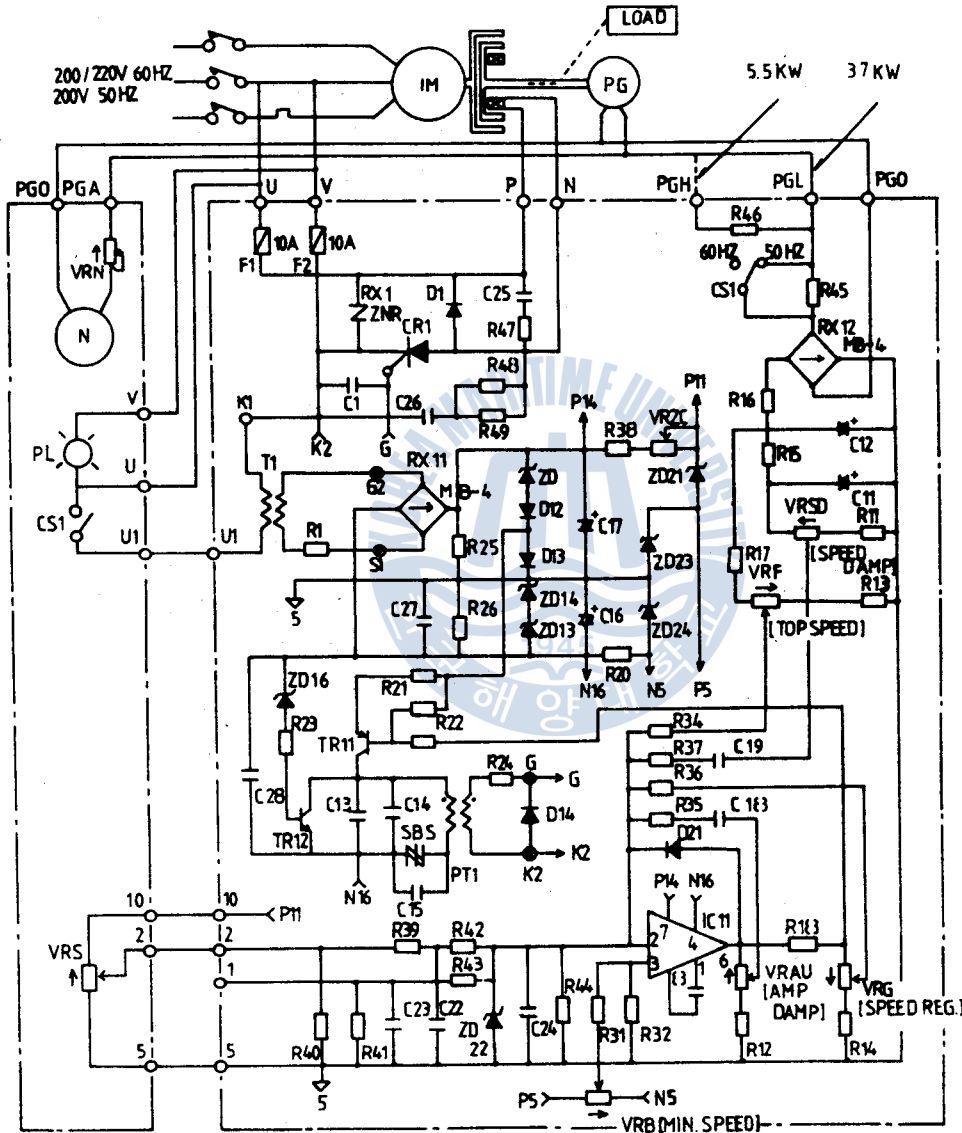


Fig3. 制御裝置의 상세 回路圖

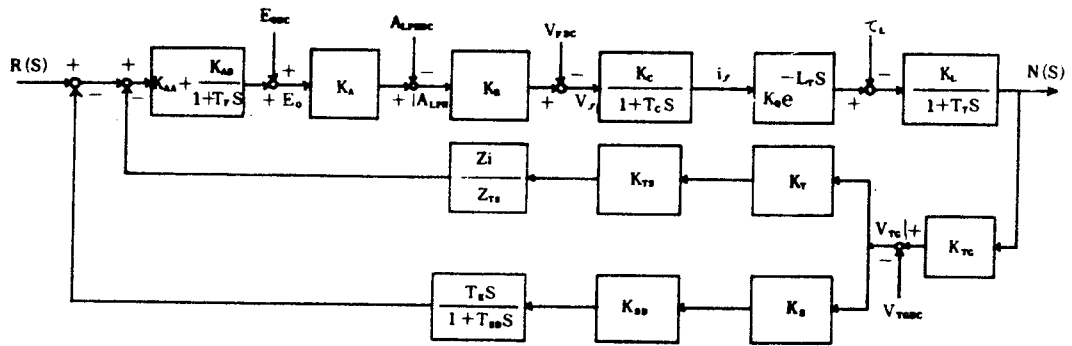


Fig 4. System의 Block線圖

2. 2 Controller의 해석

Fig 3의 回路圖에서 Controller部分을 그리면 Fig 5와 같다. 그림에서

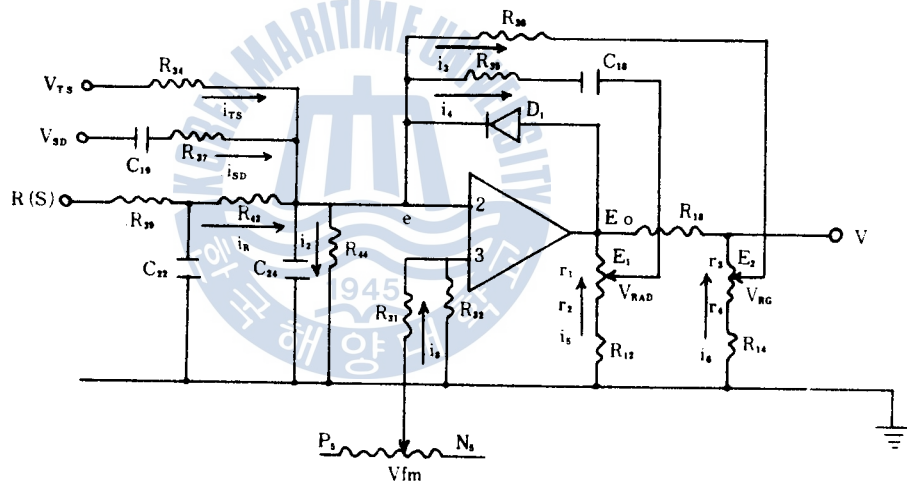


Fig 5. Controller의 상세 회로도

$$i_{TS} = \frac{V_{TS} - e}{R_{34}} \dots\dots\dots (2.1)$$

$$i_{SD} = \frac{V_{SD} - e}{R_{37} + \frac{1}{C_{19}S}} = \frac{C_{19}S(V_{SD} - e)}{R_{37}C_{19}S + 1} \dots\dots\dots (2.2)$$

$$i_R = \frac{R}{R_{39} + R_{42}} \dots\dots\dots (2.3)$$

$$i_1 = i_{TS} + i_{SD} + i_R \dots\dots\dots (2.4)$$



$$i_1 = i_2 + i_3 + i_4 \dots\dots\dots (2.5)$$

$$i_2 = \frac{e}{R_{44}} \dots\dots\dots (2.6)$$

$$i_3 = \frac{e - E_2}{R_{36}} \dots\dots\dots (2.7)$$

$$i_4 = \frac{e - E_1}{R_{35} + \frac{1}{C_{18}S}} = \frac{C_{18}S(e - E_1)}{R_{35} \cdot C_{18}S + 1} \dots\dots\dots (2.8)$$

$$E_1 = \frac{-E_0}{R_{12} + r_1 + r_2} \cdot r_1 + E_0 \dots\dots\dots (2.9)$$

$$E_2 = \frac{-E_0(R_{18} + r_3)}{R_{14} + r_3 + r_4 + R_{18}} + E_0 \dots\dots\dots (2.10)$$

$$e = \frac{V_{\gamma m} \cdot R_{32}}{R_{31} + R_{32}} \dots\dots\dots (2.11)$$

식 (2.11)에 回路의 抵抗値를 代入하면

$$e = \frac{1}{48} V_{\gamma m} = 0.021 V_{\gamma m} \cong 0$$

이므로 무시하고, 식 (2.1) ~ (2.3), (2.6) ~ (2.10)을 식 (2.5)에 代入하면

$$E_0 = - \left( R + \frac{R_{39} + R_{42}}{R_{34}} \cdot V_{TS} + \frac{(R_{39} + R_{42})C_{19} \cdot S}{1 + R_{37}C_{19} \cdot S} V_{SD} \right) \cdot \frac{1}{R_{39} + R_{42}} \cdot Z_f \dots\dots\dots (2.12)$$

$$\text{단, } Z_f = \frac{1}{\frac{R_{14} + r_4}{R_{36}(R_{14} + r_3 + r_4 + R_{18})} + \frac{(R_{12} + r_2)C_{18}S}{(R_{12} + r_1 + r_2)R_{35} \cdot C_{18}S + r_1 + r_2 + R_{12}}}$$

따라서,

$$E_0 = - \left( R + Z_1 V_{TS} + \frac{T_K S}{1 + T_{SD} S} \cdot V_{SD} \right) \left( K_{AA} + \frac{K_{AB}}{1 + T_F S} \right) \dots\dots\dots (2.13)$$

$$\text{단, } Z_1 = \frac{R_{39} + R_{42}}{R_{34}}$$

$$T_K = C_{19} (R_{39} + R_{42})$$

$$T_{SD} = R_{37} \cdot C_{19}$$

$$K_{AA} = \frac{R_2 R_4}{R_6 (R_1 R_4 + R_2 R_3)}$$

$$K_{AB} = \frac{R_2}{R_1 R_6} = \frac{R_2 R_4}{R_6 (R_1 R_4 + R_2 R_3)}$$

$$T_F = \frac{(R_1 R_4 + R_2 R_3) C_{18}}{R_1 R_5}$$

$$R_1 = R_{14} + r_4$$

$$R_2 = R_{36} (R_{14} + r_3 + r_4 + R_{18})$$

$$R_3 = R_{12} + r_2$$

$$R_4 = R_{35} (R_{12} + r_1 + r_2)$$

$$R_5 = r_1 + r_2 + R_{12}$$

$$R_6 = R_{39} + R_{42}$$

### 2. 3 定常特性

#### (1) 정상 위치 편차

Fig 4 의 Block線圖에서 Damping回路는 定常特性에 영향을 미치지 않으므로 이를 제외하고 Block선도를 그리면 Fig 6 과 같다.

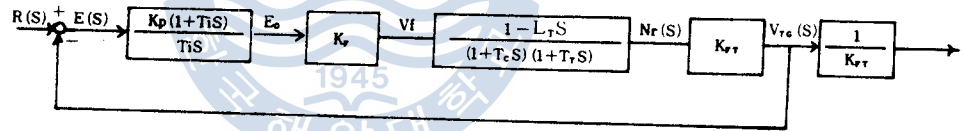


Fig 6. Fig 4 를 간략화한 Block선도

식(2.13)에서  $T_F$ 는 1에 비해 매우 크므로 1을 무시하면 近似積分動作으로 볼 수 있다.

$$K_{AA} + \frac{K_{AB}}{1 + T_F S} \approx K_P \left( 1 + \frac{1}{T_I S} \right) \dots \dots \dots (2.14)$$

$$\text{단, } T_I = \frac{K_{AA}}{K_{AB}} T_F$$

Fig 6 에서 傳達函數를 구해보면

$$G(S) = \frac{N_r(S)}{R(S)} = \frac{a_0 S^2 + a_1 S + a_2}{d_0 S^2 + d_1 S^2 + d_2 S + d_3} \dots \dots \dots (2.15)$$

$$\begin{aligned}
 \text{단, } K_F &= K_A \cdot K_R \cdot K_C \cdot K_P \cdot K_Q \\
 K_{FT} &= K_{TS} \cdot K_T \cdot K_{TG} \cdot \frac{Z_i}{Z_{TS}} \\
 d_0 &= T_i \cdot T_c \cdot T_T \\
 d_1 &= T_i(T_c + T_T) - K_F \cdot K_{FT} \cdot K_P \cdot T_i \cdot L_T \\
 d_2 &= T_i + K_F \cdot K_{FT} \cdot K_P \cdot (T_i - L_T) \\
 d_3 &= K_F \cdot K_{FT} \cdot K_P \\
 a_0 &= -K_F \cdot K_P \cdot T_i \cdot L_T \\
 a_1 &= K_F \cdot K_P (T_i - L_T) \\
 a_2 &= K_P \cdot K_F
 \end{aligned} \tag{2.16}$$

이 된다.

誤差函數를 E(S)라 두면

$$\begin{aligned}
 E(S) &= R(S) - N_r(S) \cdot K_{FT} \\
 &= \frac{d_0 S^3 + d_1 S^2 + S(d_2 - a_0 K_{FT}) + d_3 - a_1 K_{FT}}{d_0 S^3 + d_1 S^2 + d_2 S + d_3} \cdot R(S)
 \end{aligned}$$

식 (2.16)에서

$$\begin{aligned}
 d_3 - a_1 K_{FT} &= 0 \text{ 이므로 뒷식은} \\
 &= \frac{S(d_0 S^2 + d_1 S + d_2 - a_0 K_{FT})}{d_0 S^3 + d_1 S^2 + d_2 S + d_3} \cdot R(S) \tag{2.17}
 \end{aligned}$$

단위 계단 입력에 對한 定常誤差 (off-set)를  $\epsilon_p$ 라 두면 最終值 定理에서

$$\begin{aligned}
 \epsilon_p &= \lim_{t \rightarrow \infty} [e(t)]_{R(t)=U(t)} \\
 &= \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot E(S) \\
 &= 0 \tag{2.18}
 \end{aligned}$$

이 되어 定常位置 偏差는 零임을 알 수 있다.

(2) 定常特性

단위 계단 입력의 경우

$$\begin{aligned}
 & \frac{1}{a_0 S^2 + a_1 S + a_2} \tag{2.19}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{단, } K_F &= K_A \cdot K_R \cdot K_C \cdot K_P \cdot K_Q \\
 K_{FT} &= K_{TS} \cdot K_T \cdot K_{TG} \cdot \frac{Z_i}{Z_{TS}} \\
 d_0 &= T_i \cdot T_c \cdot T_T \\
 d_1 &= T_i(T_c + T_T) - K_F \cdot K_{FT} \cdot K_P \cdot T_i \cdot L_T \\
 d_2 &= T_i + K_F \cdot K_{FT} \cdot K_P \cdot (T_i - L_T) \\
 d_3 &= K_F \cdot K_{FT} \cdot K_P \\
 a_0 &= -K_F \cdot K_P \cdot T_i \cdot L_T \\
 a_1 &= K_F \cdot K_P (T_i - L_T) \\
 a_2 &= K_P \cdot K_F
 \end{aligned} \tag{2.16}$$

이 된다.

誤差函數를 E(S)라 두면

$$\begin{aligned}
 E(S) &= R(S) - Nr(S) \cdot K_{FT} \\
 &= \frac{d_0 S^3 + d_1 S^2 + S(d_2 - a_0 K_{FT}) + d_3 - a_1 K_{FT}}{d_0 S^3 + d_1 S^2 + d_2 S + d_3} \cdot R(S)
 \end{aligned}$$

식 (2.16)에서

$$\begin{aligned}
 d_3 - a_1 K_{FT} &= 0 \text{ 이므로 뒷식은} \\
 &= \frac{S(d_0 S^2 + d_1 S + d_2 - a_0 K_{FT})}{d_0 S^3 + d_1 S^2 + d_2 S + d_3} \cdot R(S) \tag{2.17}
 \end{aligned}$$

단위 계단 입력에 對한 定常誤差 (off-set)를  $\epsilon_p$ 라 두면 最終值 定理에서

$$\begin{aligned}
 \epsilon_p &= \lim_{t \rightarrow \infty} [e(t)]_{R(t)=U\alpha(t)} \\
 &= \lim_{s \rightarrow 0} S \cdot E(S) \\
 &= 0 \tag{2.18}
 \end{aligned}$$

이 되어 定常位置 偏差는 零임을 알 수 있다.

(2) 定常特性

단위 계단 입력의 경우

$$Nr(S) = \frac{1}{S} G(S) = \frac{a_0 S^2 + a_1 S + a_2}{S(d_0 S^3 + d_1 S^2 + d_2 S + d_3)} \tag{2.19}$$

最終值 定理에서

$$\lim_{s \rightarrow 0} s \cdot N_r(S) = \frac{a_2}{d_3} = \frac{1}{K_{FT}} \dots\dots\dots (2.20)$$

$K_{FT}$ 는 피이드 백 系統의 계수이며 이들 係數만이 실제 回轉數 變便에 使用됨을 알 수 있다.

定常狀態의 回轉數를 구하기 위하여 Fig 4 를 간단히 하면 Fig 7 과 같다.

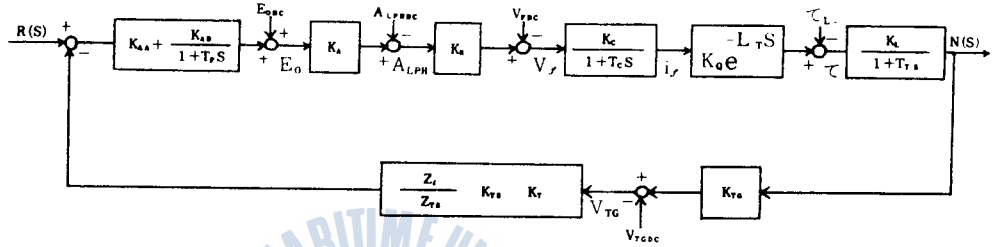


Fig 7. Fig 4 를 간략화한 Block線圖

Fig 7 에서 단위계단 입력의 경우 定常狀態의 回轉數를  $N_0(t)$  라면

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} N_0(t) &= \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot N_0(S) \\ &= \frac{1}{1 + G_L(0)} \{ G_1(0) + E_{ODC} \cdot G_2(0) - A_{LPHDC} \cdot G_3(0) - V_{FDC} \cdot G_4(0) \\ &\quad - \tau_L \cdot G_5(0) - V_{TDC} \cdot G_6(0) \} \dots\dots\dots (2.21) \end{aligned}$$

단,  $G_L(0) = (K_{AA} + K_{AB}) \cdot K$

$$\begin{aligned} K &= K_A \cdot K_R \cdot K_C \cdot K_Q \cdot K_L \cdot K_{TG} \cdot K_{TS} \cdot K_T \cdot \frac{Z_i}{Z_{TS}} \\ G_1(0) &= (K_{AA} + K_{AB}) \cdot K_A \cdot K_R \cdot K_C \cdot K_Q \cdot K_L \\ G_2(0) &= K_A \cdot K_R \cdot K_C \cdot K_Q \cdot K_L \\ G_3(0) &= K_R \cdot K_C \cdot K_Q \cdot K_L \\ G_4(0) &= K_C \cdot K_Q \cdot K_L \\ G_5(0) &= K_L \\ G_6(0) &= \frac{Z_i}{Z_{TS}} \cdot K_{TS} \cdot K_T \cdot (K_{AA} + K_{AB}) \cdot K_A \cdot K_R \cdot K_C \cdot K_Q \cdot K_L \end{aligned} \dots\dots\dots (2.22)$$

2. 4 過度特性

Fig 6에서 단위계단입력 R(S)에 依한 過度特性을 구해보면

$$N_r(S) = \frac{e_0 S^2 + e_1 S + e_2}{S(S^3 + b_1 S^2 + b_2 S + b_3)} \dots\dots\dots (2.23)$$

$$\text{단 } b_1 = \frac{d_1}{d_0}, \quad b_2 = \frac{d_2}{d_0}, \quad b_3 = \frac{d_3}{d_0},$$

$$e_0 = \frac{a_0}{d_0}, \quad e_1 = \frac{a_1}{d_0}, \quad e_2 = \frac{a_2}{d_0}$$

식(2.23)의 특성방정식의 근이

(1) 실근  $-S_1, -S_2, -S_3$ 를 가질때

$$N_r(S) = \frac{C_0}{S} + \frac{C_1}{S+S_1} + \frac{C_2}{S+S_2} + \frac{C_3}{S+S_3}$$

로 部分 分數 전개가 可能하며 이때

$$C_0 = \frac{e_2}{S_1 S_2 S_3}$$

$$C_1 = \frac{e_0 S_1^2 - e_1 S_1 + e_2}{S_1 (S_1 - S_2) (S_3 - S_1)}$$

$$C_2 = \frac{e_0 S_2^2 - e_1 S_2 + e_2}{S_2 (S_2 - S_1) (S_3 - S_2)}$$

$$C_3 = \frac{e_0 S_3^2 - e_1 S_3 + e_2}{S_3 (S_3 - S_1) (S_2 - S_3)}$$



이며 라플라스 역변환하면

$$N_r(t) = C_0 + C_1 e^{-s_1 t} + C_2 e^{-s_2 t} + C_3 e^{-s_3 t} \dots\dots\dots (2.24)$$

(2) 중근  $-S_2$ , 다른 하나의 실근  $-S_1$ 을 가질때

$$N_r(S) = \frac{C_0}{S} + \frac{C_1}{S+S_1} + \frac{C_2}{(S+S_2)^2} + \frac{L_1}{S+S_2}$$

로 部分 分數 展開가 可能하고, 이때

$$C_0 = \frac{e_2}{S_1 S_2^2}$$

$$C_1 = \frac{e_0 S_1^2 - e_1 S_1 + e_2}{-S_1 (S_2 - S_1)^2}$$

2. 4 過度特性

Fig 6 에서 단위계단입력 R(S)에 依한 過度特性을 구해보면

$$N_r(S) = \frac{e_0 S^2 + e_1 S + e_2}{S(S^3 + b_1 S^2 + b_2 S + b_3)} \dots\dots\dots (2.23)$$

$$\text{단 } b_1 = \frac{d_1}{d_0}, \quad b_2 = \frac{d_2}{d_0}, \quad b_3 = \frac{d_3}{d_0},$$

$$e_0 = \frac{a_0}{d_0}, \quad e_1 = \frac{a_1}{d_0}, \quad e_2 = \frac{a_2}{d_0}$$

식 (2.23)의 특성방정식의 근이

(1) 실근  $-S_1, -S_2, -S_3$ 를 가질때

$$N_r(S) = \frac{C_0}{S} + \frac{C_1}{S+S_1} + \frac{C_2}{S+S_2} + \frac{C_3}{S+S_3}$$

로 部分 分數 전개가 可能하며 이때

$$C_0 = \frac{e_2}{S_1 S_2 S_3}$$

$$C_1 = \frac{e_0 S_1^2 - e_1 S_1 + e_2}{S_1(S_1 - S_2)(S_3 - S_1)}$$

$$C_2 = \frac{e_0 S_2^2 - e_1 S_2 + e_2}{S_2(S_2 - S_1)(S_3 - S_2)}$$

$$C_3 = \frac{e_0 S_3^2 - e_1 S_3 + e_2}{S_3(S_3 - S_1)(S_2 - S_3)}$$

이며 라플라스 역변환하면

$$N_r(t) = C_0 + C_1 e^{-s_1 t} + C_2 e^{-s_2 t} + C_3 e^{-s_3 t} \dots\dots\dots (2.24)$$

(2) 중근  $-S_2$ , 다른 하나의 실근  $-S_1$ 을 가질때

$$N_r(S) = \frac{C_0}{S} + \frac{C_1}{S+S_1} + \frac{C_2}{(S+S_2)^2} + \frac{L_1}{S+S_2}$$

로 部分 分數 展開가 可能하고, 이때

$$C_0 = \frac{e_2}{S_1 S_2^2}$$

$$C_1 = \frac{e_0 S_1^2 - e_1 S_1 + e_2}{-S_1(S_2 - S_1)^2}$$

$$C_2 = \frac{e_0 S_2^2 - e_1 S_2 + e_2}{S_2(S_2 - S_1)}$$

$$L_1 = \frac{S_2^2(e_0 S_1 - e_1) + 2e_2 S_2 - e_2 S_1}{(S_2^2 - S_1 S_2)^2}$$



라프라스 역변환하면

$$N_r(t) = C_0 + C_1 e^{-s_1 t} + (C_2 + L_1 t) e^{-s_2 t} \dots\dots\dots (2.25)$$

(3) 공액복소근  $-\alpha \pm j\omega$ , 실근  $-S_1$ 을 가질때

$$N_r(S) = \frac{C_0}{S} + \frac{C_1}{S+S_1} + \frac{CS}{(S+\alpha)^2 + \omega^2} + \frac{D}{(S+\alpha)^2 + \omega^2}$$

으로 부분 분수 전개가 가능하고, 이때

$$C_0 = \frac{e_2}{S_1(\alpha^2 + \omega^2)}$$

$$C_1 = \frac{e_0 S_1^2 - e_1 S_1 + e_2}{-S_1 \{(S_1 - \alpha)^2 + \omega^2\}}$$

$$C = -(C_0 + C_1)$$

$$D = e_0 + C(S_1 + 2\alpha)$$

라프라스 역변환하면

$$N_r(t) = C_0 + C_1 e^{-s_1 t} + K \sin(\omega t + \phi) e^{-\alpha t} \dots\dots\dots (2.26)$$

$$\text{단 } K = \sqrt{C^2 + \left(\frac{D - C\alpha}{\omega}\right)^2}$$

$$\phi = \tan^{-1} \frac{\omega C}{D - C\alpha}$$

2.5 安定性判別

식 (2.15)의 特性方程式은

$$d_0 S^3 + d_1 S^2 + d_2 S + d_3 = 0 \dots\dots\dots (2.27)$$

이 되고 安定條件은 特性方程式의 각 係數  $d_i$ 가

$$d_i > 0 \quad (i = 0, 1, 2, 3)$$

이어야 하며, Hurwitz 行列式

$$H_i > 0 \quad (i = 2, 3)$$

이어야 한다는 條件에서

$$0 < K_p < \frac{T_c + T_T}{K \cdot L_T}$$

$$T_i > \frac{K \cdot K_p \cdot L_T}{1 + K \cdot K_p} + \frac{T_c T_T K K_p}{(1 + K \cdot K_p)(T_c + T_T - K \cdot K_p L_T)} > 0$$

.....(2.28)



이를 도식하기 위하여

$$\begin{aligned} x &= K \cdot K_p + 1, & y &= T_i, \\ a &= T_c T_r, & b &= T_c + T_r, & c &= b + L_r \end{aligned}$$

라 두면 식(2.28)은

$$\left. \begin{aligned} 0 < x < \frac{b}{L_r} + 1 = \frac{c}{L_r} \\ y > L_r \left(1 - \frac{1}{x}\right) + \frac{a \left(1 - \frac{1}{x}\right)}{c - x \cdot L_r} > 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.29)$$

이를 도식하면 Fig 8 과 같다.

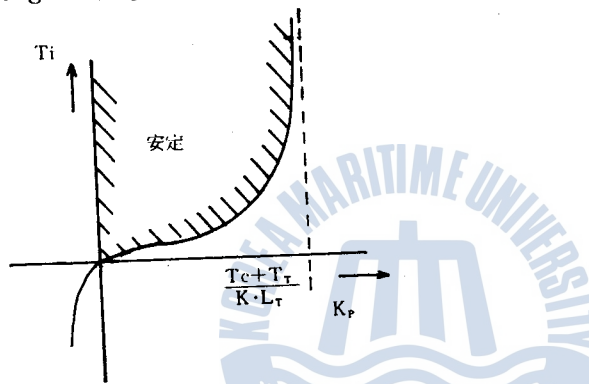


Fig 8. 安定範圍

### 2. 6 最適 Parameter 推安

여기서는 序論에서 밝힌 바와같이 過渡應答의 質을 評價하는데 制御誤差의 2 乘面積을 評價函數로 導入하고 이것을 最少가 되도록 制御系統의 Parameter를 結定하도록 한다.

$$J = \int_{-\infty}^{\infty} [e(t) - e(\infty)]^2 dt$$

식(2.18)에서

$$e(\infty) = \epsilon_p = 0$$

이므로 Parseval定理를 利用하면 誤差 2 乘面積 J는

$$J = \frac{d_2 d_0^2 + d_0 \{ (d_1 - a_0 K_{FT})^2 - 2 d_0 (d_2 - a_1 K_{FT}) \} + \frac{d_0 d_1}{d_3} (d_2 - a_1 K_{FT})^2}{2 d_0 (d_1 d_2 - d_0 d_3)} \dots\dots\dots (2.30)$$

이 되고 J가 最少로 되기 위해서는

$$\left. \begin{array}{l} \frac{\partial J}{\partial K_p} = 0, \quad \frac{\partial J}{\partial T_i} = 0 \\ \left[ \begin{array}{cc} \frac{\partial^2 J}{\partial K_p^2} & \frac{\partial^2 J}{\partial K_p \cdot \partial T_i} \\ \frac{\partial^2 J}{\partial T_i \cdot \partial K_p} & \frac{\partial^2 J}{\partial T_i^2} \end{array} \right] : \text{Positive Definite} \end{array} \right\} \dots\dots\dots (2.31)$$

이 되어야 한다.

그러나 이를 解析的으로 구하기는 어려워 數值解析으로 구한다.

### 3. 數值計算 및 實驗

#### 3.1 定數推定實驗

Fig 9는 定數推定實驗에 使用했던 計測器 및 試驗製作한 制御回路 PCB이다.

表 1의 (a) (b) (c)는 試驗製作한 制御回路로 負荷가 발전기인 경우에 速度設定 電壓 R(S)를 변경하면서 負荷의 回轉數, OP Amp 出力電壓, SCR gate에 인가되는 pulse의 角度, Eddy Current Coupling의 field coil에 인가되는 DC電壓, 및 Tacho-Generator의 出力電壓을 測定한 것이다.

Pulse Angle(Cal)은 Fig 2의 여자전원 회로의 入力電壓이 220V일때 출력 DC電壓이 각각  $V_f$ 인 경우에 식(3.2)에 의해 計算한 Pulse角度이다.

表 1의 (a)는 無負荷의 경우이고 (b) 및 (c)는 負荷回轉數 1,800rpm(이 때 發電機 出力電壓의 周波數는 60Hz) 일때 負荷가 각각 440V, 15A와 440V, 37A가 되도록 水抵抗 負荷를 걸어놓고 速度設定 電壓 R(S)를 변경하면서 測定한 것이다.

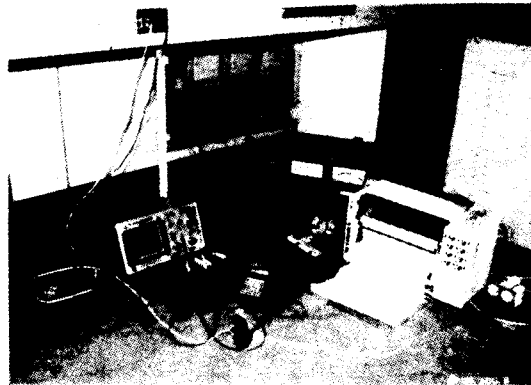


Fig. 10. 定數推定實驗에 使用한 計測器와 試驗製作한 制御回路 PCB

表 1. 速度설정 전압의 변경에 따른 각부의 측정치

(a) 無負荷

速度設定電壓, $R(t)$	11.07	9.59	7.66	5.97	1.92	$0.64^{*1}$	DC. V
負荷回轉數 $N(t)$	2158	1958.8	1608.4	1337.6	728.3	552.3	rpm
OPamp出力電壓, $E_o$	-3.74	-3.11	-3.56	-3.75	-3.26	-2.91	DC. V
SCR gate 인가pule각도	140	140	152	155	160	163	度
Pulse角度 (Cal.)	143.9	146.7	144.7	145.1	162.1	163.3	度
Field coil電壓, $V_f$	9.5	8.12	9.1	8.9	2.4	2.1	DC. V
Tacho-Gen 出力電壓, $V_{TG}$	49.6	44.6	35.8	29.0	13.7	9.28	AC. V

\* 1. minimum speed

(b) 負荷 440V, 15A (60Hz 時)

速度設定電壓, $R(t)$	10.62	8.2	6.44	2.32	0.9		DC. V
負荷回轉數 $N(t)$	1966.8	1636.3	1329.6	764.2	537.2		rpm
OP Amp 出力電壓, $E_o$	-5.19	-4.8	-5.0	-3.71	-3.72		DC. V
SCR gate 인가pule角度	135	120	120	157.5	170		度
Pulse角度 (Cal.)	130.7	124.9	124.6	158.3	165.9		度
Field coil 電壓, $V_f$	17.2	21.2	21.4	3.5	1.5		DC. V
Tacho-Gen 出力電壓, $V_{TG}$	44.8	36.5	28.8	14.6	8.9		AC. V

(c) 負荷 440V, 37A (60Hz 時)

速度設定電圧, R (t)	10.62	8.2	6.48	2.32	0.9	DC. V
負荷回轉數 N (t)	1966.8	1636.3	1329.6	764.2	537.2	rpm
OP Amp 出力電圧, E <sub>o</sub>	-5.7	-6.1	-5.9	-3.7	-3.6	DC. V
SCR gate 인가 pulse 角度	100	95	112.5	160	159	度
Pulse 角度 (Cal.)	109.3	107.6	108.9	155.4	159.6	度
Field coil 電圧, V <sub>f</sub>	33.1	34.5	33.5	4.5	3.1	DC. V
Tacho-Gen 出力電圧, V <sub>TG</sub>	44.8	36.5	28.8	14.6	10.7	AC. V

(1) E<sub>ODC</sub>

最少回轉數 일때의 OP Amp 出力電圧이며 表 1 의 (a)에서

$$E_{ODC} = 2.91$$

(2) K<sub>A</sub>, A<sub>LPHDC</sub>

表 1 의 SCR gate 인가 pulse 角度를 SCR도동 角度로 환산하여 최소 자승법으로 구하면

$$A_{LPH} = 15.19E_o - 18.61 \dots\dots\dots (3.1)$$

(3) K<sub>R</sub>, V<sub>FDC</sub>

Fig. 3 의 여자전원 회로에서 입력전압이 220V일때

$$V_f = 49.52(1 + \cos\alpha) \dots\dots\dots (3.2)$$

단  $\alpha$ 는 pulse 角度,

pulse 角度  $\alpha$ 를 SCR도동 角度 A<sub>LPH</sub> 로 바꾸고 使用範圍内에서 線形化하면

$$V_f = 0.7633 A_{LPH} - 20.11 \dots\dots\dots (3.3)$$

이 된다.

(4) K<sub>Φ</sub>, K<sub>L</sub>, L<sub>T</sub>, T<sub>T</sub>

Fig 11은 이들係數를 구하기 위한 회로이며 Fig.12는 Fig 11의 Block선도이다.

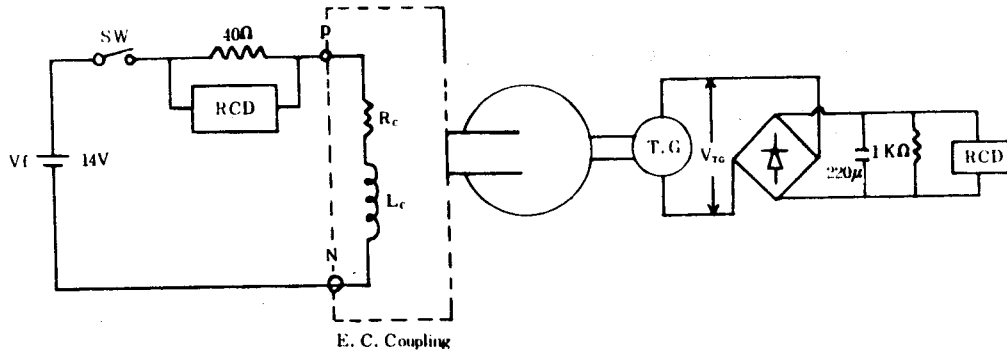


Fig 11.  $K_q, K_L, L_T, T_T$  측정회로

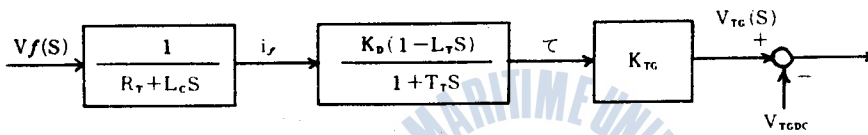


Fig 12. Fig11의 Block線圖

$$V_{TC}(S) = \frac{C_1}{S} + \frac{C_2}{R_T + L_C S} + \frac{C_3}{1 + T_T S}$$

라플라스 역변환하면

$$V_{TC}(t) = C_1 + \frac{C_2}{L_C} e^{-\frac{R_T}{L_C} t} + \frac{C_3}{T_T} e^{-\frac{t}{T_T}} \dots (3.4)$$

단  $C_1 = \frac{V_f \cdot K_{TC} \cdot K_D}{R_T}$       $K_D = K_L \cdot K_q$

$$C_2 = \frac{V_f \cdot K_{TC} \cdot K_D \cdot L_C (L_C + L_T R_T)}{R_T (R_T T_T - L_C)}$$

$$C_3 = \frac{V_f \cdot K_{TC} \cdot K_D \cdot T_T (T_T + L_T)}{L_C - R_T T_T}$$

實驗에서 最終値는 20.1VAC 이므로

$$\lim_{t \rightarrow \infty} V_{TC}(t) = \frac{V_f \cdot K_{TC} \cdot K_D}{R_T} = 20.1 + V_{TCDC}$$

$$K_D = 983.25328 \dots (3.5)$$

각 계수를 식(3.4)에 대입하고 最少자승법으로 數值計算하면

$$T_T = 9.25 \text{ sec} \dots (3.6)$$

(5)  $V_{TG}$ ,  $V_{TGDC}$

表 1 의 實驗結果에서 回轉數와 T·G의 電圧關係를 최소자승법으로 구하면

$$V_{TG} = 0.025112 N - 4.59 \dots \dots \dots (3.7)$$

(6)  $K_S$ ,  $K_T$ ,  $K_{SD}$ ,  $K_{TS}$

Fig 3 의 回路圖中 Feed Back 部分을 간략히 그리면 Fig 13과 같다.

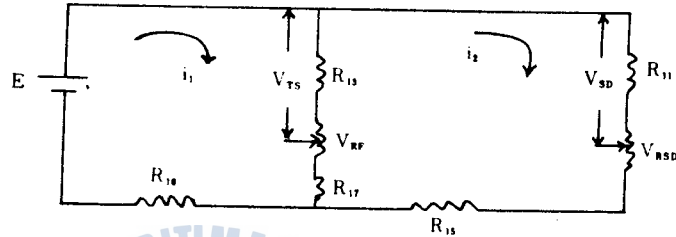


Fig 13 속도 Feed Back과 Damping회로

Fig 13에서

$$E = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{TG} - 1.4 \dots \dots \dots (3.8)$$

$$(R_{13} + V_{RF} + R_{17} + R_{16}) i_1 - i_2 (R_{13} + V_{RF} + R_{17}) = E \dots \dots \dots (3.9)$$

$$(R_{13} + V_{RF} + R_{17}) (i_2 - i_1) + i_2 (R_{11} + V_{RSD} + R_{15}) = 0 \dots \dots \dots (3.10)$$

$$V_T = (i_1 - i_2) (R_{13} + V_{RF} + R_{17}) \dots \dots \dots (3.11)$$

$$V_S = i_2 (R_{11} + V_{RSD}) \dots \dots \dots (3.12)$$

$$V_{TS} = \frac{R_{13} + R_{TS}}{R_{13} + V_{RF} + R_{17}} \cdot V_T \dots \dots \dots (3.13)$$

$$V_{SD} = \frac{R_{11} + R_{SD}}{R_{11} + V_{RSD}} \cdot V_S \dots \dots \dots (3.14)$$

식 (3.9), (3.10)을 풀어 식 (3.11) (3.12)에 대입하면

$$\left. \begin{aligned} V_T &= 0.82E \\ V_S &= 0.66E \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (3.15)$$

그러나 실제回路에서는  $V_{TS}$ ,  $V_{SD}$ 에 의해 전류가 흘러가므로 실험치를 구해보면

$$\left. \begin{aligned} V_T &= 0.79E \\ V_S &= 0.68E \\ E &= 0.78V_{TC} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.16)$$

식(3.16)과 回路의 抵抗値를 식(3.13), (3.14)에 代入하면

$$\left. \begin{aligned} V_{TS} &= 0.4V_T \\ V_{SD} &= 0.84V_S \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.17)$$

위에서 구한 定數를 정리하면 表 2 와 같다.

表 2 . 定數推定實驗結果

定數기호	$E_{ODC}$	$K_A$	$A_{LPHDC}$	$K_R$	$V_{FDC}$	$K_C$	$L_T$	$K_D$	$T_T$	$T_C$
定 數	2.91	15.19	18.61	0.7633	20.11	0.1	0.8	983.2533	9.25	1.925
定數기호	$K_{TC}$	$V_{TGDC}$	$K_T$	$K_{TS}$	$\frac{Z_i}{Z_{TS}}$	$K_{SD}$	$K_S$	$T_K$	$T_D$	
定 數	0.025112	4.59	0.62	0.4	0.9	0.84	0.53	0.306	0.046	

3 . 2 數值計算

(1) 最適 Parameter 計算

3 . 1 의 定數推定 實驗에서 구한 각 계수를 식(2.16)에 代入하여 각 계수를 구하면

$$\left. \begin{aligned} d_0 &= 17.81T_i \\ d_1 &= 11.18T_i - 5.11T_i \cdot K_p \\ d_2 &= T_i + 6.3842T_i \cdot K_p - 5.11K_p \\ d_3 &= 6.3842K_p \\ a_0 &= -912.03K_p \cdot T_i \\ a_1 &= 1140.04K_p \cdot T_i - 912.03K_p \\ a_2 &= 1140.04K_p \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.18)$$

식(3.18)을 식(2.30)에 代入하여 정리하면

$$J = \frac{K_p^2(2025.04T_i - 1620.87) + K_p(1909.06T_i - 14.26T_i^2) + 31.19T_i^2}{K_p^3(930.04 - 1161.92T_i) + K_p^2(2360.54T_i - 6084.965) + 398.23T_i \cdot K_p} \dots\dots\dots (3.19)$$

評價函數  $J$ 의 最少值를 찾는 方法<sup>7)</sup>으로서는 크게 나누어 Direct Method와 Gradient Method가 있으나 本研究에서는 Direct Method 중 Hooke and Jeeves' Method에 의해 식 (3.19)를 最少로 하는  $\hat{K}_p$ 와  $\hat{T}_i$ 를 찾으면

$$\left. \begin{array}{l} \hat{K}_p = 0.79 \\ \hat{T}_i = 21.2 \\ \hat{J} = 2.976 \end{array} \right\} \dots\dots\dots (3.20)$$

이 된다.

### (2) 過渡應答計算

3. 1에서 구한 定數를 식 (2.23)에 대입하면  $N_r(S)$ 는

$$N_r(S) = \frac{-67.381S^2 + 79.93S + 5.375}{S(S^3 + 0.2503S^2 + 0.504S + 0.0301)} \dots\dots\dots (3.21)$$

特性 方程式의 根은

$$\left. \begin{array}{l} S_1 = 0.0611 \\ S_2 = 0.0946 - j0.6953 \\ S_3 = 0.0946 + j0.6953 \end{array} \right\} \dots\dots\dots (3.21)$$

식 (2.26)에 代入하면

$$N_r(t) = 178.66 - 8.097e^{-0.0611t} + 217.59\sin(0.6953t + 51.62)e^{-0.0946t} \dots\dots\dots (3.22)$$

### 3. 3 應答實驗

Fig14는 무부하시 速度設定電壓을 5V 階段入力으로 하고  $K_p$ ,  $T_i$ 를 변경하면서 Tacho-Generator의 出力電壓을 測定한 것이다.

Fig15는 定常狀態일때 220V, 20A가 되도록 Water Resister Load를 걸어 놓고 速度設定電壓을 5V 階段入力으로 하고  $K_p$ ,  $T_i$ 를 변경하면서 Tacho-Generator의 出力電壓을 測定한 것이다.

여기서  $T_D$ ,  $T_R$ ,  $T_S$ , OS는 각각 Delay time, Rising time, settling time, Overshoot를,  $\hat{K}_p$ ,  $\hat{T}_i$ 는  $K_p$ ,  $T_i$ 가 最適值일때를 表示한다.



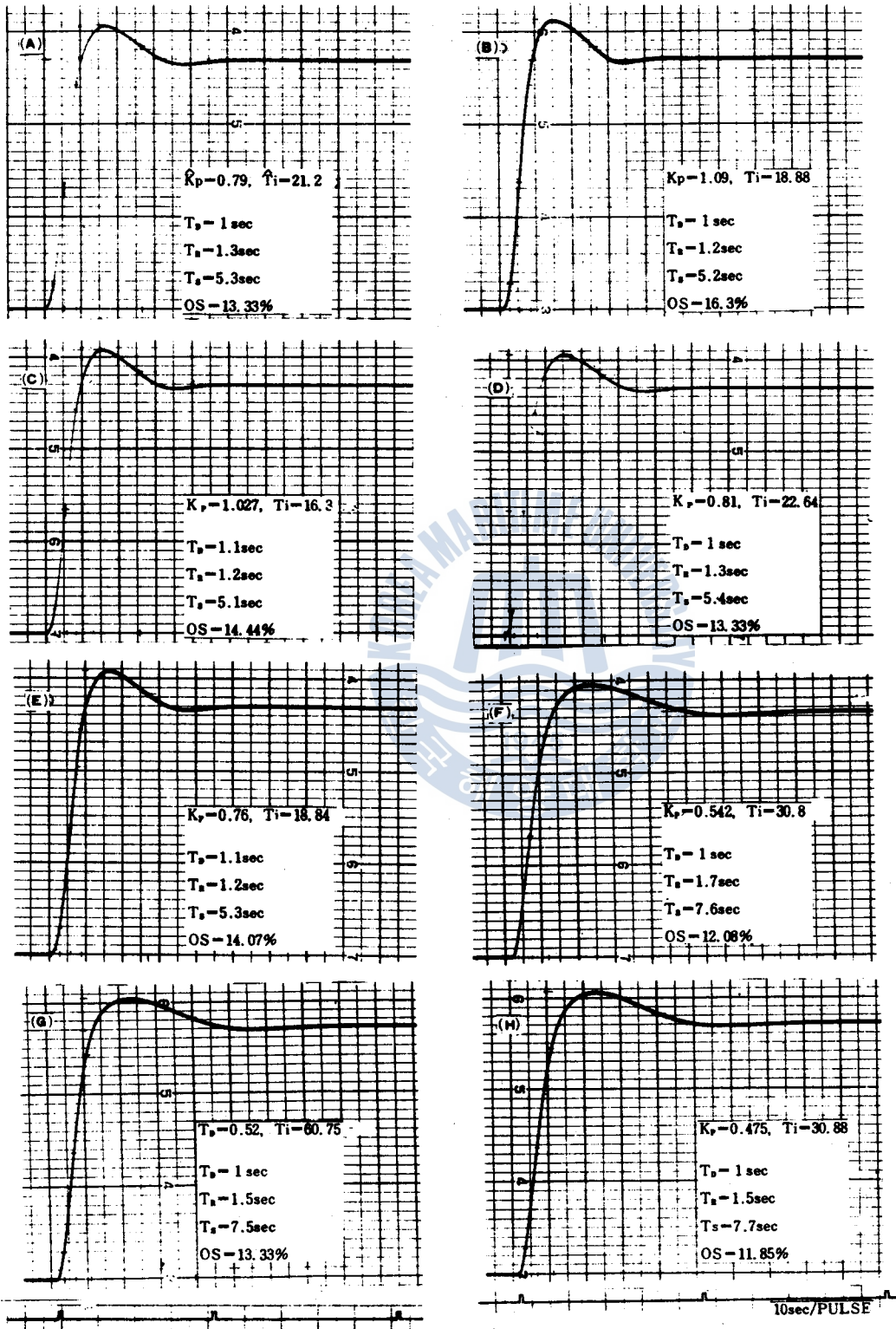
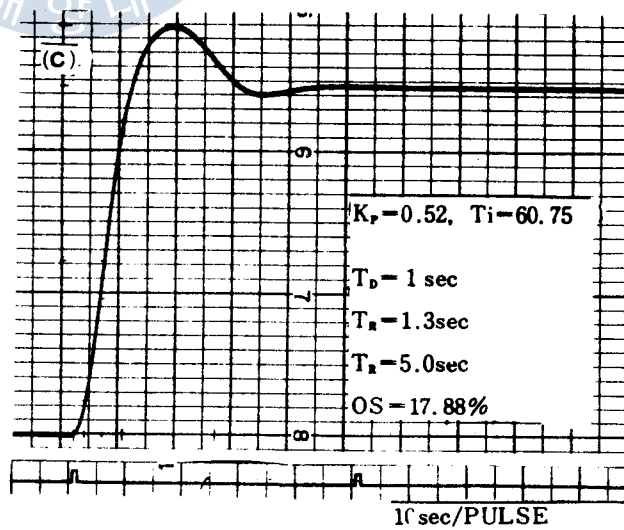
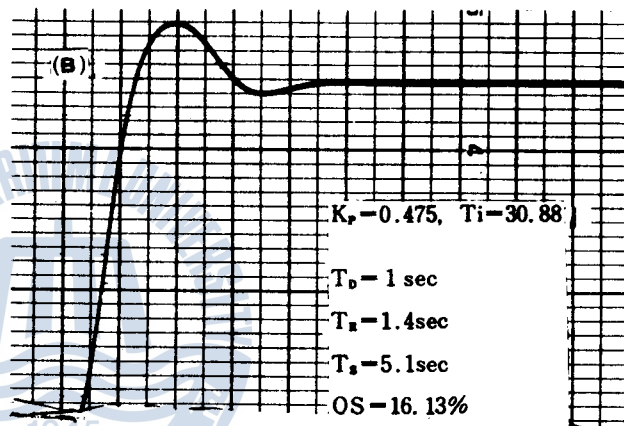
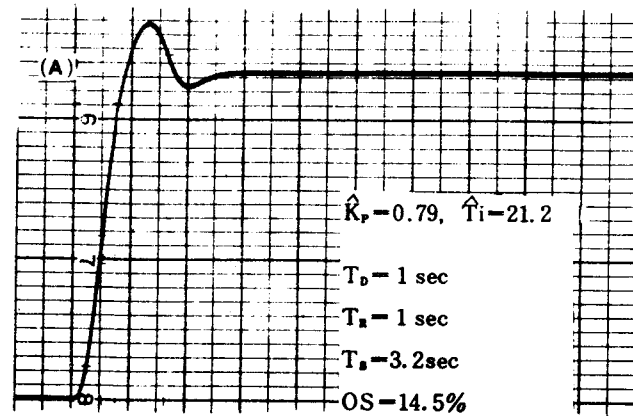


Fig14. 5V계단 입력에 대한 應答實驗 結果



Load : 220V, 20A

Fig 15. 5V계단 입력에 대한 應答實驗 結果

## 4. 檢討 및 結果 考察

### 4.1 인디셜 應答 檢討

Fig14에서  $K_p$ 가 最適值보다 크면 應答은 조금 빠르나 應答이 빠른 것에 비해 Overshoot가 크며  $K_p$ 가 最適值보다 적으면 Overshoot는 줄어드나 이에 비해 應答速度는 두드러지게 늦음을 알 수 있다.

負荷狀態의 應答實驗이 無負荷의 경우보다 양호하게 나타난것은 回轉數가 設定值보다 높은 경우 OP Amp 出力은 陽으로 되어 SCR은 차단되고 계자는 무여자狀態가 되고, 負荷가 發電制動을 하는 것에 기인되는 것으로 생각된다.

負荷時에는 off set를 發生하며 이것은 식(2.14)와 같이 Controller가 近似積分動作을 하기 때문인 것으로 생각된다.

### 4.2 共振值에 依한 檢討

表3은  $K_p$ ,  $T_i$ 를 變化했을때 共振值와 共振角周波數를 나타낸다. 共振值는  $K_p$ 가 적을수록,  $T_i$ 가 클수록 적게 나타난다. 보통 Process系에서 共振值는 1.8정도<sup>10</sup>이며 表에서  $K_p$ ,  $T_i$ 가 最適值일때 共振值는 1.608로서 이 範圍에 있고 過渡應答도 만족할만 하므로 共振值面에서도 양호함을 알 수 있다.

表3.  $K_p$ ,  $T_i$ 에 따른 共振值의 變化

實驗 No.	$K_p$	$T_i$	$M_p$	$\omega$
(a) $K_p = \hat{K}_p$ $T_i = \hat{T}_i$	0.79	21.2	1.608	0.51
(b)	1.09	18.88	2.602	0.62
(c)	1.027	16.3	2.435	0.6
(d)	0.81	22.64	1.64	0.52
(e)	0.76	18.84	1.568	0.49
(f)	0.542	30.8	1.064	0.38
(g)	0.52	60.75	1.0	-
(h)	0.475	30.88	1.0	-

### 4.3 Analog Computer를 이용한 Simulation에 의한 檢討

Hitachi 505E Analog Computer (Hitachi Electronics LTD., CO. Amp Gain =  $10^6$ )로 Fig16과 같이 結線하여 Simulation하면 Fig17과 같다.

Fig17에서 Simulation의 應答이 實在應答보다  $T_D$ ,  $T_R$ ,  $T_S$ 가 약간 크며, 이는 定數推定 實驗에서 正確하게 定數를 推定하지 못했기 때문인 것으로 생각되나 全體 應答 모형은 대체로 일치함을 알 수 있다.

$K_P$ 가 적고  $T_i$ 가 큰 경우 (Fig17의 G, H)는 적분동작을 거의 하지 않으므로 off set이 發生하고,  $K_P$ 가 적어 Over shoot도 發生하지 않으며,  $K_P$ ,  $T_i$ 가  $\hat{K}_P$ ,  $\hat{T}_i$ 일 때의 應答이 가장 양호한 것으로 나타난다.

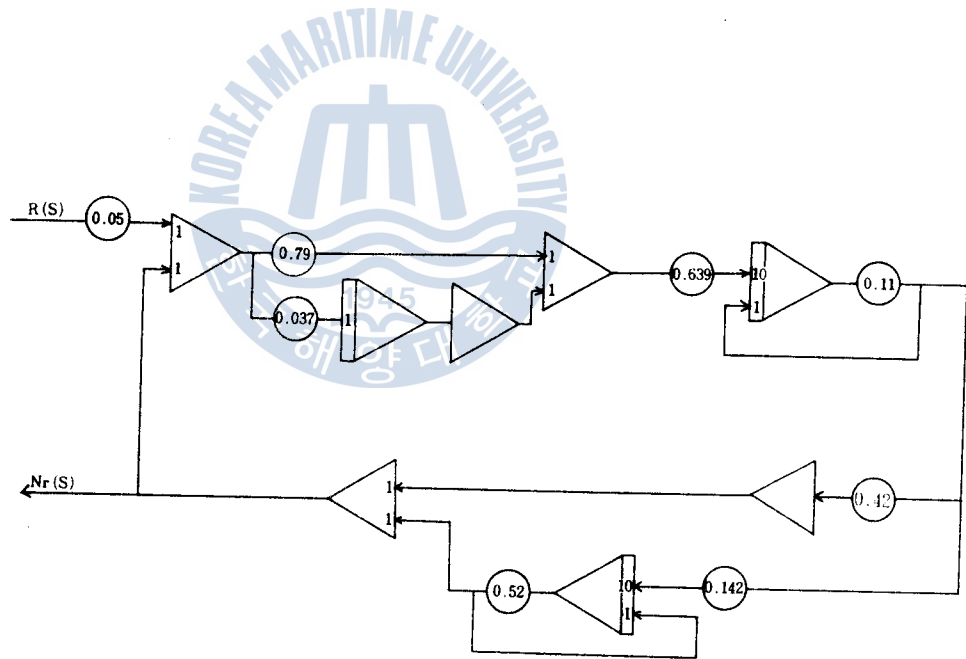


Fig 16. Analog Simulation의 結線圖

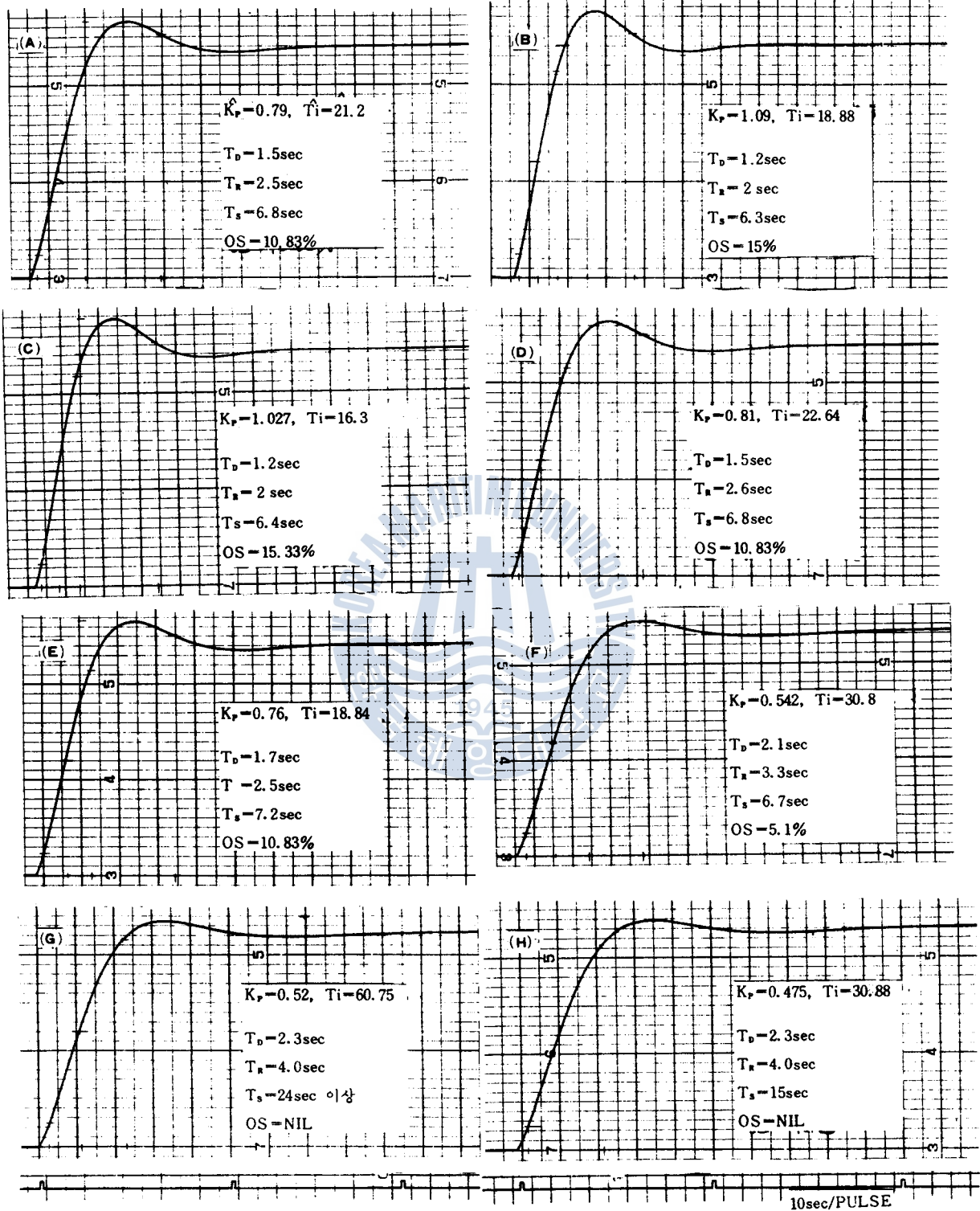
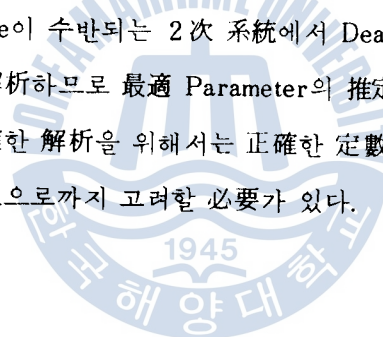


Fig 17. Analog Simulation에 의한 應答實驗結果

## 5. 結 論

이상과 같이 Dead time을 수반하는 2 차系統의 制御對象에 대하여 誤差 2 乘面積을 評價 函數로 定義하고 이 評價函數를 最少로 하는  $\hat{K}_P$ ,  $\hat{T}_i$ 의 값을 구하고 應答實驗과 共振值 및 Analog Simulation에 依하여 本方法으로 구한  $\hat{K}_P$ ,  $\hat{T}_i$ 가 最適值임을 確認하고 다음과 같은 結論을 얻을수가 있다.

- (i) 負荷時 應答은 無負荷時의 경우보다 양호하며 이것은 發電制動에 기인한 것으로 생각되며,
- (ii) 負荷時에는 off set를 發生하며 이것은 Controller가 近似 積分 動作을 하는 것에 기인하는 것으로 생각되어 正確한 制御를 行하기 위하여서는 Controller를 正確한 積分 動作을 하도록 수정할 必要가 있으며,
- (iii) Dead time이 수반되는 2 次 系統에서 Dead time이 짧은 경우 dead time을 近似하여 解析하므로 最適 Parameter의 推定이 可能하며,
- (iv) 보다 正確한 解析을 위해서는 正確한 定數推定과 dead time의 크기에 따라 2 次項 以上으로까지 고려할 必要가 있다.



## 參 考 文 獻

1. 河注植, 陳康奎 : 2次系の 制御對象에 對한 PI制御器의 最適調整에 關한 研究.
2. 朴進吉, 金仁泰 : Smith制御系の 安定度에 關한 研究. 韓國海洋大學 大學院 論文集 第七輯 pp. 384.
3. O. J. M. Smith : Closer Control of Loops With Dead Time, Chemical Engineering Progress, Vol. 53 No. 5 pp. 217~219 (1957).
4. 渡部慶二 : Smith法の外乱に對する 制御特性の改善, 計測自動制御學會 論文集 第19卷 第3號, pp. 187 (昭和58).
5. 河注植, 尹智根 : 브러시리스交流 發電機의 電圧制御 特性에 關한 研究, 韓國海洋大學 大學院 論文集 第七輯 pp. 437.
6. A. Senoo, M. Itoh, T. Arie : Development of the Speed Control System of Main Engine Cooling Sea Water Pump, The 3rd International Symposium on Ship Operation Automation. pp. 215~221.
7. G. R. WALSH : Methods of Optimzation, A. Wiely-Interscience Publication. pp. 74~140.
8. DAVID. E. Johnson, V. JayaKumar : Operational Amplifier Circuit Design and Application.
9. 伊藤政八, 加村正夫, 福岡佑治 著, 朴潤基 譯 : 自動制御시스템, 新岩文化社 pp. 240~255, pp. 190~194.
10. 河注植 : 自動制御工學, 海事圖書出版部. pp. 277~279.
11. 廣田實 : 船舶制御システム工學, 成山堂, pp. 139~144.
12. 三菱電機 : 三菱AS Motor取扱説明書.

# 鋼管 内部 코일의 임피이던스 特性解析과 非破壞檢査에 關한 研究

李 泰 洙

A Study on Non-Destructive Inspection and  
Impedance Characteristic Analysis of inner  
Coil in Steel Pipe

Lee Tae-soo

〈目 次〉

Abstract

1. 序 論
  2. 基本式
  3. 코일 임피이던스 特性에 대한 시뮬레이션
  4. 實驗裝置 및 實驗方法
    - 4.1 試驗管
    - 4.2 渦流檢査用코일
    - 4.3 實驗裝置
  5. 實驗結果 및 考察
    - 5.1 코일의 치수에 따른 임피이던스曲線
    - 5.2 外徑變化에 의한 코일 임피이던스 變化
    - 5.3 內徑變化에 의한 코일 임피이던스 變化
    - 5.4 外面흠에 의한 코일 임피이던스 變化和 코일의 치수
    - 5.5 試驗周波數의 選定에 대한 考察
  6. 結 論
- 參考文獻