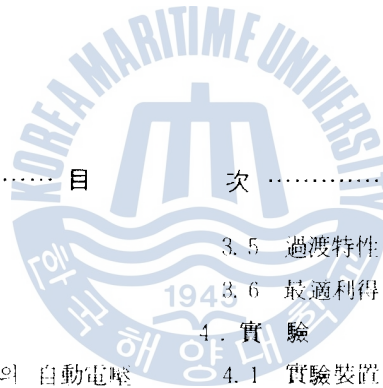


브러시리스 交流發電機의 電壓制御 特性에 관한研究

尹 智 根

The Study on Voltage Control Characteristics of
the Brushless AC Generator.

Ji-geun Yoon



目 次

Abstract	3. 5 過渡特性
記號 說明	3. 6 最適利得 調整
1. 序 論	4. 實 驗
2. 브러시리스 交流發電機의 自動電壓 調整特性	4. 1 實驗裝置 및 方法
2. 1 브러시리스 交流發電機의 構成 및 動作原理	4. 2 定數值 計算 및 推定
2. 2 自動電壓調整原理	4. 3 應答實驗 및 數值解析
2. 3 블록線圖	4. 4 二乘誤差面積의 數值解析
3. 二捲線 勵磁型 自動電壓調整裝置의 制御特性	5. 考 察
3. 1 AVR의 回路構成과 動作原理	5. 1 安定性에 대한 考察
3. 2 二捲線 勵磁型 브러시리스 交 流發電機의 블록線圖	5. 2 定常應答에 대한 考察
3. 3 安定性	5. 3 過渡特性에 대한 考察
3. 4 定常特性	5. 4 二乘誤差面積에 대한 考察
	6. 結 論
	參考文獻

**The study on voltage control characteristics
of the brushless AC generator.**

Ji-Geun Yoon

Abstract

In modern ships, it is very important to keep the voltage of the power source to be constant because the voltage variation according to the load change may cause the fatal troubles of the electric devices. Especially, the most of the newly developed electric or control equipments require the more accurate constant voltage source. To meet this requirement, many kinds of automatic voltage regulators of higher accuracy are recently developed and adopted in ship's electric power systems.

This paper deals with the method of analyzing the voltage control characteristics of AC brushless generator with AVR of 2 windings exciting type. In this paper, affectations of the loop gain(K_0) on the stability, the off-set and the transient characteristics of the voltage control system are studied and the square integral of the control error is adopted as the criterion function in the evaluation of the control quality. The following results are obtained.

- (1) The system has the off-set and the bigger the value of the loop gain K_0 becomes, the smaller the value of the off-set becomes.
- (2) The system is stable however big the value of K_0 may becomes.
- (3) 2 roots of the characteristic equation become a pair of conjugate complex but this is not a dominant root and this mode is decayed very rapidly in the output response.
- (4) The bigger the value of K_0 becomes, the smaller the value of the square integral error becomes.

記 號 說 明

K_m : 交流勵磁機의 勵磁電流과 誘起起電力과의 關係 $\frac{E_a}{I_f}$ (V/A)

K_f : 交流勵磁機의 勵磁電壓과 勵磁電流와의 關係 $\frac{I_f}{E_f}$ (A/V)

K_1 : 端子電壓과 AVR의 電壓檢出回路의 整流器 出力電壓과의 比 $\frac{E'}{V}$ (V)

K_{fc} : F_2 의 勵磁電壓과 勵磁電流와의 關係 $\frac{I_{fc}}{E_{fc}}$ (A/V)

K_e : AVR의 偏差電壓에 따른 出力電壓 (F_2 勵磁電壓) 利得

K_x : F_1 勵磁電流分이 主勵磁電壓에 作用하는 比

K_y : F_2 勵磁電流分이 主勵磁電壓에 作用하는 比

K_d : 댐핑회路的 利得

K_T : 溫度變化等에 따른 抵抗等の 係數變化分

T_d : 댐핑회路的 時定數

T_{fp} : F_1 側의 時定數

T_{fc} : F_2 側의 時定數

T_f : 主勵磁側의 時定數

1. 序 論

現在, 船舶用發電機로는 各種型式의 것이 使用되고 있으며, 브러시리스 交流發電機는 60年 初부터 開發되어, 保守가 간단하다는 利點때문에 最近 船舶에 널리 使用되고 있다.

즉, 종래의 直流勵磁機型 交流發電機와 自勵交流發電機에서는 勵磁電流를 브러시와 스텝링을 거쳐서 發電機 界磁에 供給되는데 이의 접촉불량에서 오는 스파크가 문제가 되며, 특히 船舶과 같이 습도가 높고 기름기가 많은 환경하에서는 브러시의 소모가 심하고, 보수에 많은 시간을 필요로 하므로 船舶의 省力化 傾向에 따라 브러시리스 交流發電機의 使用이 증가하였다.

원래 自勵交流發電機는 理論的으로는 自動電壓調整器 (Automatic Voltage Regulation, 이하 AVR로 칭함)가 없어도 一定電壓을 유지할수있다. 2)

그러나 실제로는 다음에 예거하는 요인들에 의하여 電壓이 變動하며, 그 變動率은 3%程度까지 달할 수도있다. 2)

- 1) 溫度 變化에 의한 各部의 抵抗值變化
- 2) 磁氣飽和現狀
- 3) 周波數變化에 의한 리액탄스 變化

한편 最近의 船舶에 있어서는 自動化 및 設備의 合理化 등으로 보다높은 電壓精度가 요구되고있다. 따라서 일반적으로 AVR을 使用하여 精度높은 自動電壓調整을 행하고 있다.

交流發電機에 있어서 勵磁方式으로는 2)

- 1) 直流 勵磁機方式
- 2) 自勵 複捲 勵磁方式
- 3) 브러시리스 交流勵磁機方式
- 4) 싸이리스터를 이용한 勵磁方式

등이 있으며, AVR은 半渡分流型, 二捲線勵磁型 3) 등이 使用되고있다.

本 研究에서는 二捲線 勵磁型 AVR을 갖는 브러시리스 交流發電機에 있어서 電壓制御特性을 定量的으로 分析하고, 페루우프의 利得이 安定性, 定常特性 및 過渡特性등에 미치는 영향에 대하여 檢討하기로한다. 또한 二乘制御面積을 評價函數로 定義하고 페루우프의 利得과 評價函數와의 關係 및 最適 運轉條件等에 대해서 考察해 보기로 한다.

2. 브러시리스 交流發電機의 自動電壓調整特性

2.1 브러시리스 交流發電機의 自動電壓調整特性

브러시리스 交流發電機는 Fig.(2.1)과 같이 主發展機의 固定자와 回轉子, 交流勵磁機 및 交流勵磁機의 界磁에 勵磁電流를 공급하는 勵磁裝置와 AVR로 구성되어 있고, 交流勵磁機는 三相廻轉電機子型 交流發電機로서 主發電機의 被動側 배어랑과 廻轉子(界磁) 사이의 軸上에 設置되며, 이의 廻轉子는 電機子, 整流器 및 抵抗, 콘덴서, 세리스타 등의 보호장치로 되어 있으며, 勵磁裝置는 리액터 變流器 및 整流器와 그의 보호장치로 되어있다.

Fig.(2.1)은 交流勵磁機에 二相의 勵磁捲線(F_1, F_2)으로 구성된 二捲線 勵磁方式의 系統圖이다. 본 勵磁方式은 흔히 使用하고 있는 半波分流型 AVR方式과는 달리 第一捲線(F_1)측은 리액터, 變流器를 거쳐 항상 過勵磁의 狀態로 勵磁電流를 供給해 놓고, 第二捲線(F_2)측은 AVR를 통해 F_1 의 過勵磁分을 삭감하기 위한 逆勵磁分을 供給한다.

發電機 端子電壓이 設定된 電壓보다도 下降될 경우, AVR特性에 의해 F_2 勵磁를 약하게 하여 端子電壓의 下降을 막는다. 또 역으로 設定電壓보다도 上昇하면 F_2 를 증가해서 上昇을 막아 端子電壓을 항상 일정하게 유지하도록 한다.

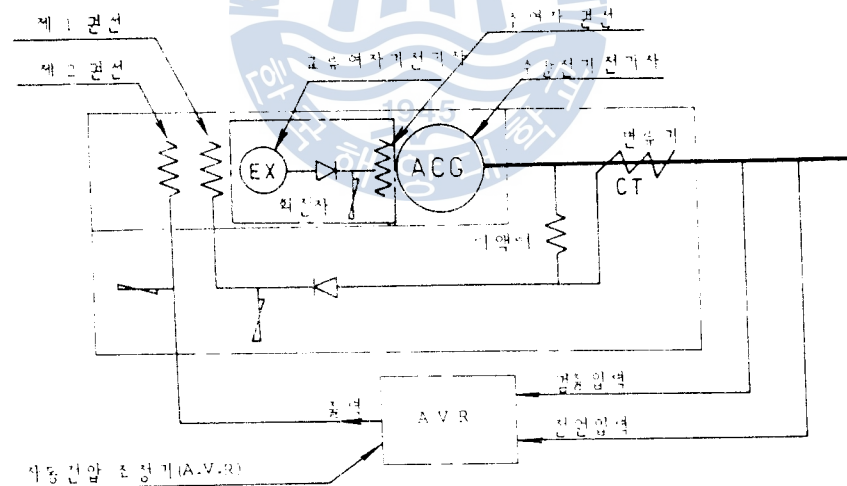


Fig.(2.1) SCHEMATIC DIAGRAM OF BRUSHLESS A.C. GENERATOR

2.2 自動電壓 調整原理

自動交流發電機는 自己의 發生交流電壓을 變壓器(TR)와 리액터(X)를 통해서 發電機의 端子電壓에 比例하는 電流를 取하여 이것을 整流해서 無負荷 起電力을 유도하기 위한 勵磁電流로 供給하고

負荷電流가 흐르면 同期 임피던스 강하가 생겨 端子電壓이 하강하므로 이것을 보상하기 위하여 母線에 變流器 (CT) 를 접속 CT 2 차측에서 負荷電流에 比例된 勵磁電流를 빼내어 리액터로부터의 電流와 벡터적으로 合成시켜 負荷의 크기, 力率에 關係없이 一定端子電壓을 유지하도록 한다.

Fig.(2.2) 는 基本回路圖이며, 整流器의 直流측 負荷는 交流측에서는 抵抗으로 바꾸어 표시 Fig.(2.3) 과 같이 等價回路로 나타내고 (CT의 여자임피던스는 무시) 勵磁電流 I_F 를 求하면

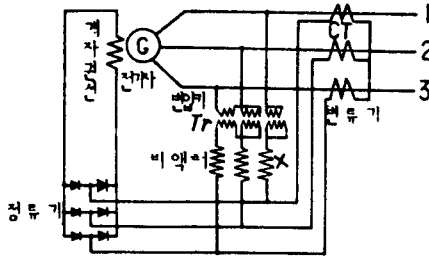


Fig.(2.2) Basic circuit of A.C. Generator.

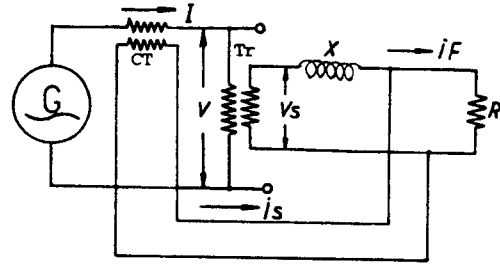


Fig.(2.3) Equivalent circuit of A.C. Generator.

$$i_F = \frac{\dot{V}_s}{R+jX} + \frac{jX \dot{I}_s}{R+jX} = \frac{\dot{V}}{jX \frac{n_1}{a}} + \dot{I} \quad (2.1)$$

$$a(1 + \frac{R}{jX})$$

단 ($\dot{V}_s = \frac{\dot{V}}{n_1}$, $I_s = \frac{\dot{I}}{a}$, $a, n_1 =$ 권선비)

여기서 $\dot{A} = \frac{\dot{V}}{n_1 jX} + \frac{\dot{I}}{a}$ 라 놓으면 \dot{A} 는 \dot{V} 보다 位相이 90° 늦고 $|\dot{V}|$ 에 比例하는 벡터와 \dot{I} 와 同位相이고 $|\dot{I}|$ 에 比例하는 벡터를 합성한 것이고, I_F 는 \dot{A} 보다 $\beta = \tan^{-1} \frac{R}{X}$ 만큼 位相이 빠르고, 절대치는 $|\dot{A}|$ 와 比例하는 값이다.

$$I_F = \frac{1}{Z} e^{j\beta} \left(\frac{V}{jX n_1} + \frac{I}{a} \right) \quad (2.2)$$

$$(Z = \sqrt{R^2 + X^2}, \beta = \tan^{-1} \frac{R}{X})$$

한편 電壓 \dot{V} 負荷電流 \dot{I} 가 흐를때 同期發電機의 所要 勵磁電流는 同期機의 突極性, 界磁의 抵抗, 磁氣回路의 飽和등을 무시하면 $|\dot{E}| = |\dot{V} + jX_s \dot{I}|$ 에 比例한다.

따라서 $\frac{X_s}{n_1} = \frac{X}{a}$ 가 되도록 n_1 과 a 를 선정하면 \dot{V} 와 \dot{I} 의 位相의 값에 대해서 $|\dot{E}|$ 와 $|\dot{I}_F|$ 는 比例하게 된다. 이 關係를 벡터로 표시하면 Fig.(2.4) 와 같다.

즉, 두 삼각형이 닮은꼴이 되어 負荷電流가 변동해도 同期 임피던스 강하 만큼 CT에서 오는 勵磁電流分이 증가, 端子電壓은 일정하게 유지된다. 이를 식으로 표시하면

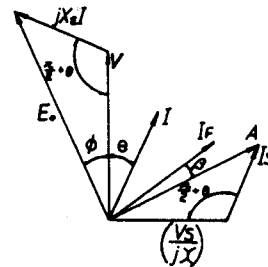


Fig.(2.4) Vector of A.C. Generator.

$$V = E_0 \cos \phi - X_s I \sin \theta \tag{2.3}$$

$$I_F = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{\cos \phi} \cdot \frac{1}{Z} \left(\frac{V}{n_1} + \frac{X}{a} I \sin \theta \right) \tag{2.4}$$

($\frac{3\sqrt{2}}{\pi} V$: AC 전압 V 를 삼상전파정류시 직류전압 평균치)

2.3 블록 線圖

上記式 (2.3) (2.4)를 利用, 自動交流發電機의 블록 線圖를 나타내면 Fig.(2.5)와 같다. 또한 위에서 말한 바와 같이 端子電壓 V 가 負荷電流 I 에 關係없이 一定하려면

$$X_s \sin \theta = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{1}{\cos \phi} \cdot \frac{1}{Z} \cdot K_f \cdot K_m \cdot \cos \phi \cdot \frac{X}{a} \sin \theta \tag{2.5}$$

$$X_s = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{1}{Z} \cdot K_f \cdot K_m \cdot \frac{X}{a} \tag{2.6}$$

AVR가 없이 운전될 때에는 I_F 에 의한 V 와의 관계를 표시한 無負荷 特性曲線 (Fig.2.6의 A 面線)과 V 에 의한 I_F 와의 관계를 표시한 負載 特性曲線 (圖 2.6의 B 面線)가 Fig.2.6과 이 X_{s0} 에서 운전하도록 하여야 하는 선적된다.

$$\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{1}{\cos \phi} \cdot \frac{1}{Z} \cdot K_f \cdot K_m \cdot \cos \phi = 1 \tag{2.7}$$

(無負荷時) $I_F = I_{F0}$ 이므로 $I_F = I_{F0}$ 이다.

이 2.7式을 (2.6)式에 대입하면

$$\frac{X_s}{n_1} = \frac{X}{a} \text{가 된다.}$$

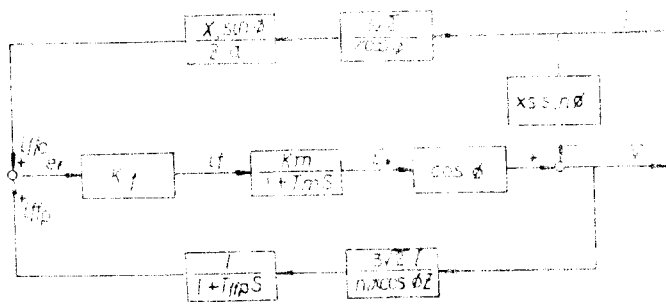


Fig. (2.5) Block Diagram of A.C. Generator.

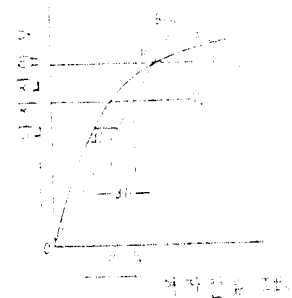


Fig.(2.6) If-V CURVE

이 경우 理論적으로 端子電壓을 一定하게 保持할 수 있는 條件이 된다. 그러나 X_s , X_s , $\frac{1}{Z}$ 등의 常數들에 의하여 조율이 어렵기 때문에 (2.6)式을 成立시키려면 X 의 변동을 小래하게 되어 심한 경우에는 V 의 변동이 10% 이상 심할 수도 있다.¹⁾

따라서 AVR가 必要하게 되었고 특히 最近에는 設備의 合理化, 自動化的 傾向이 높아져 種래보다도 높은 電壓精度를 요구함에 따라 AVR 사용이 보편화 되었다.

3. 二捲線 勵磁型 自動電壓調整裝置의 制御特性

3.1 AVR의 回路構成과 動作原理

一般的으로 二捲線 勵磁型 AVR은 偏差檢出回路, 增幅回路, 位相制御回路, 電源回路, 싸이리스터 混合整流回路, 댐핑回路 등으로 구성된다.

이를 系統圖로써 圖示하면 Fig.(3.1)과 같으며 Fig.(3.2)는 이의 回路圖의 一例이다.

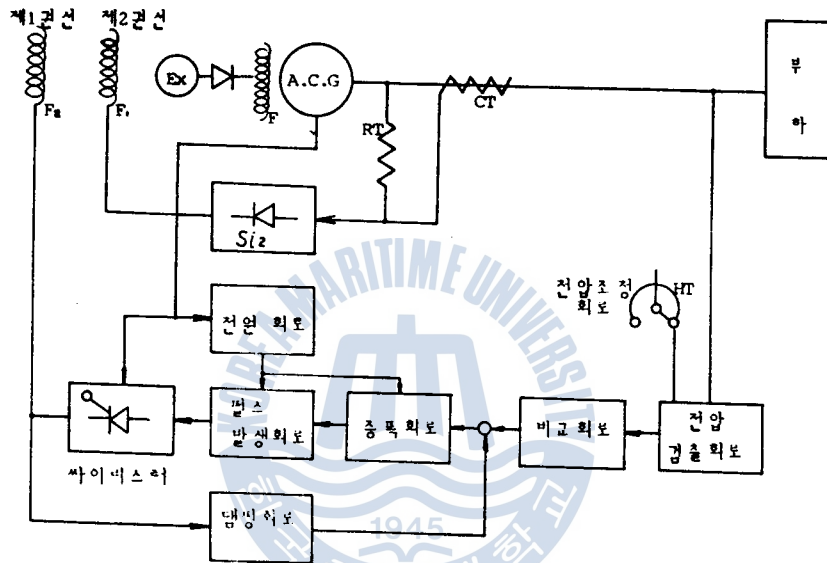


Fig.(3.1) Schematic Diagram of AVR.

Fig.(3.1)에서 偏差檢出回路는 電壓檢出回路와 比較回路로써 構成되며 電壓檢出回路는 端子電壓을 三相전과정류 한후 C.R필타를 거쳐 比較回路에 보낸다.

比較回路는 제너다이오드를 이용하여 偏差電壓을 檢出하고 이 信號를 位相制御回路에 보내며 位相制御回路는 增幅回路와 UJT를 이용한 펄스發生 回路로써 구성되며, 偏差電壓에 따라 싸이리스터의 位相角(도통각) α 를 조정함으로써 제 2 권선 F_2 에 흐르는 勵磁電流를 調整하게 된다.

Fig.(3.3a, b)는 各部의 電壓波形의 一例로서 (3.3a)는 電源電壓에 따른 各部의 波形을 圖示한 것이고, (3.3b)는 各部의 波形을 메모리 스크로프에 의해 나타난 것이다.

다음에 댐핑回路는 R.C회로로 AVR의 出力을 平滑해서 댐핑 트랜스퍼마를 통하여 檢出回路에 귀환해서 제어계의 過渡應答을 安定化하는 亂調防止回路이다.

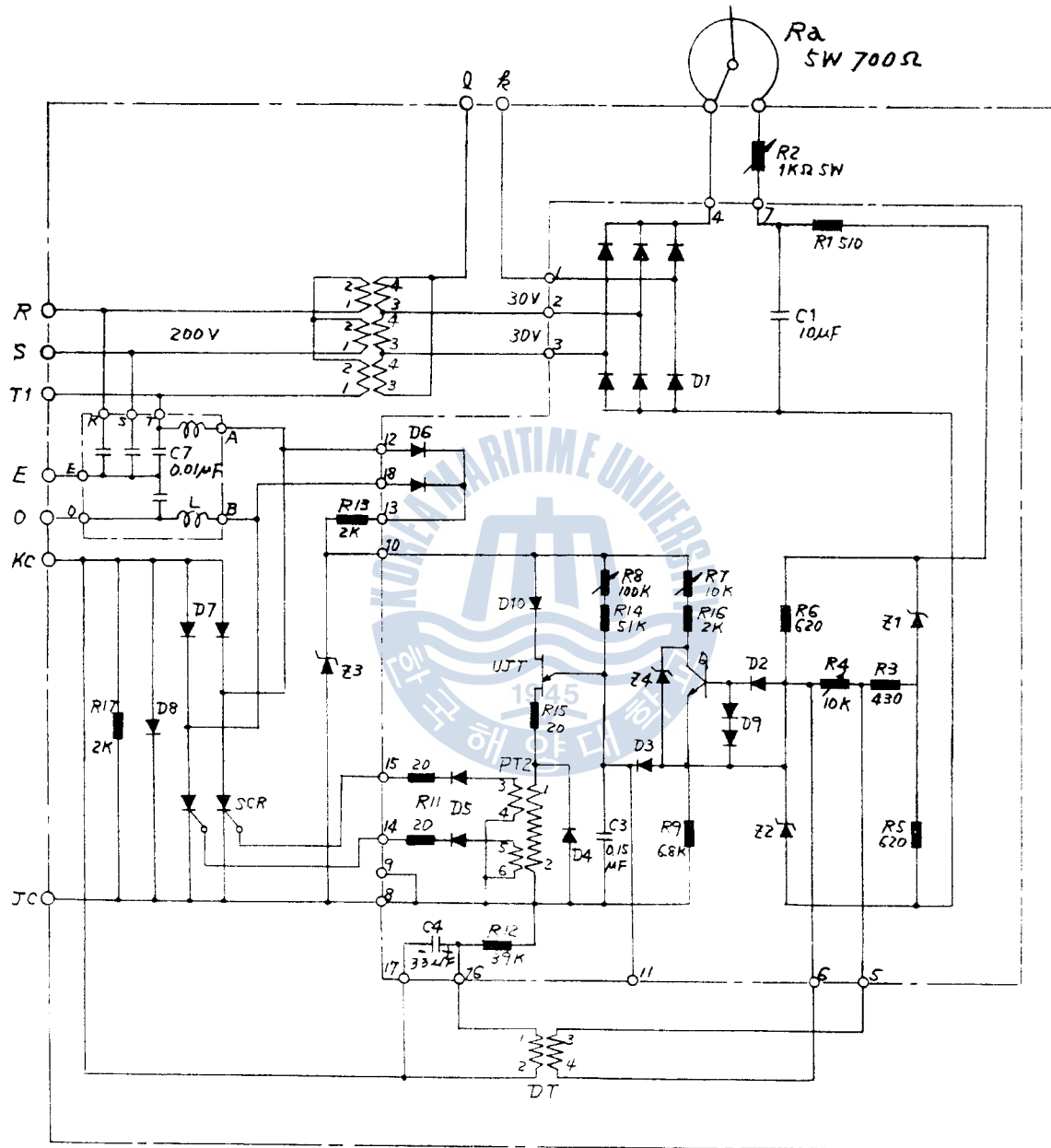
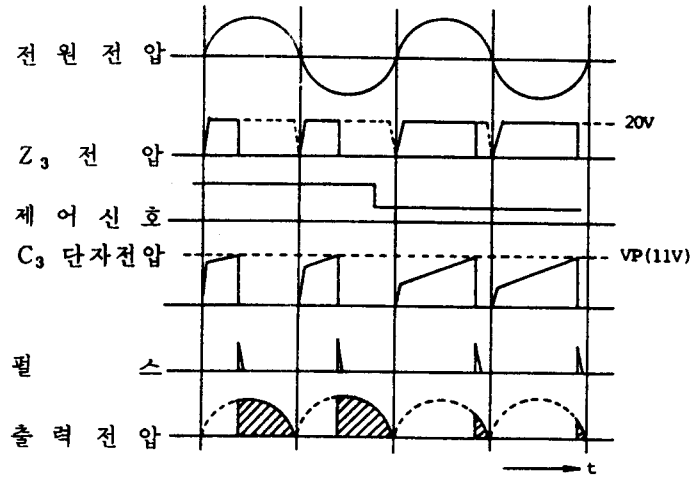


Fig.(3.2) 2 Windings exciting type AVR



Fig(3.3a) Signal Curve of AVR

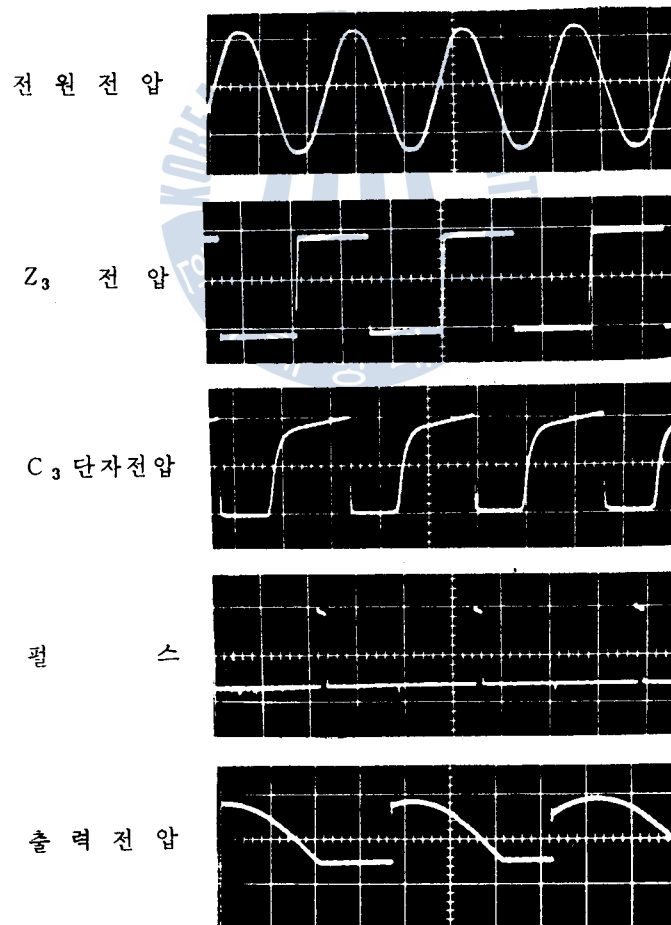


Fig. (3.3b) Signal curve of AVR

3.2 二捲線 勵磁型 브러시리스 交流發電機의 블록 線圖

(1) 偏差 電壓 檢出回路

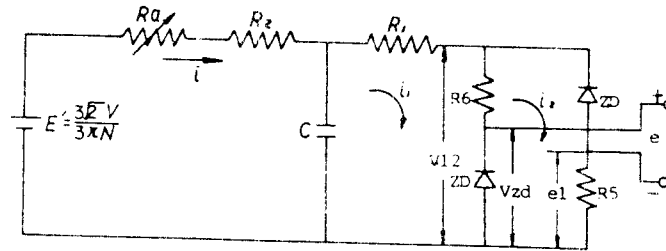


Fig.(3.4) Voltage Detecting circuit of AVR

$$E = \frac{3\sqrt{2}}{3\pi N} \quad (3.1)$$

$$E' - V_{ZD} = (i_1 + i_2)(R_a + R_1 + R_2) + R_6 i_1 \quad (3.2)$$

$$E' - V_{ZD} = (i_1 + i_2)(R_a + R_1 + R_2) + R_5 i_2 \quad (3.3)$$

$$i_1 = \frac{R_5}{R_6} i_2 \quad (3.4)$$

$$E' - V_{ZD} = \left[\left(1 + \frac{R_5}{R_6}\right) (R_a + R_1 + R_2) + R_5 \right] i_2 \quad (3.5)$$

$$e = R_5 i_2 - V_{ZD} = (E' - V_{ZD}) K_R - V_{ZD} \quad (3.6)$$

단, K_R 은

$$K_R = \frac{R_5}{\left(1 + \frac{R_5}{R_6}\right) (R_a + R_1 + R_2) + R_5} \quad (3.7)$$

$$= \frac{R_5}{2(R_a + R_1 + R_2) + R_5} \quad (R_5 = R_6 \text{ 일 때})$$

(2) e와 efc 관계

Fig.(3.1)의 位相制御回路는 R_7 의 調整에 의해 UJT에서 만들어지는 펄스파에 의하여 싸이리스터의 도통각을 조정함으로써 F_2 勵磁電壓을 位相 制御한다.

여기서 偏差電壓 e와 F_2 勵磁電壓 efc 사이에는 飽和 特性을 갖는 非線形 要素이다. 그러나 동작 범위 내에서 線形化하면 다음과 같은 식이 된다.

$$efc = K_c \cdot e + M \quad (3.8)$$

(3) iff, ifc와 ef와의 관계

前節에서 言及한 바와 같이 리액터와 變壓器로 부터 第一捲線 F_1 에 흐르는 過勵磁電流와 AVR로

부터 第二捲線 F_2 에 흐르는 逆勵磁電流이 負로 作用 交流勵磁機의 電壓에 미치는 比를 各各 K_x , K_y 라 생각하고 이를 式으로 表示하면 다음과 같다.

$$iff \cdot K_x - ifc \cdot K_y = ef \tag{3.9}$$

(4) 阻尼回路

다음 Fig.(3.5) 에서와 같이 一次側의 R_{12} , C 平滑回路와 阻尼 트랜스 一次側 抵抗分 R_{01} , 인덕탄스 L 回路에서의 傳達函數와 트랜스 二次側 抵抗分 R_{02} , 인덕탄스 L 二次側 抵抗分間的 傳達函數를 求하여, 全體의 傳達函數를 求하면 다음과 같이 된다.

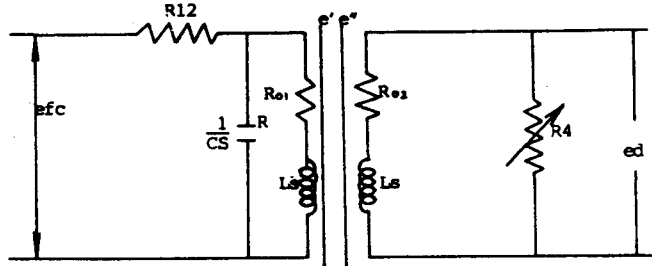


Fig.(3.5) Damping circuit of AVR.

$R_{12}=3.9K\Omega$
 $R_4 = 10K\Omega$
 $R_{01}=2.1K\Omega$
 $R_{02}=2.5K\Omega$
 $C = 33\mu f$
 $L_s = 30H$

① 一次側 傳達函數

$$\begin{aligned} \frac{E'}{E_{fc}}(s) &= \frac{\frac{1}{Cs}(R_{01}+Ls)}{\frac{1}{Cs} + R_{01}+Ls} \cdot \frac{R_{01}+Ls}{1 + R_{01}Cs + LCs^2} \\ &= \frac{R_{01}+Ls}{R_{12} + \frac{1}{Cs}(R_{01}+Ls)} \cdot \frac{R_{01}+Ls}{1 + R_{01}Cs + LCs^2} \\ &= \frac{R_{01}+Ls}{R_{12} + R_{12}R_{01}Cs + R_{12}LCs^2 + R_{01}+Ls} = \frac{R_{01}+Ls}{(R_{12}+R_{01}) + (R_{12}R_{01}C+L)s + R_{12}LCs^2} \end{aligned}$$

여기서 $LC \approx 0$ 이면 윗식은

$$\frac{E'}{E_{fc}}(s) = \frac{R_0 + Ls}{R_{12} + R_{12}R_{01}Cs + R_0 + Ls} = \frac{Ls}{R_{12} + R_{01} + Ls} = \frac{\frac{L}{R_{12} + R_{01}} s}{1 + \frac{L}{R_{12} + R_{01}} s} \tag{3.10}$$

② 二次側 傳達函數

$$\frac{E_d}{E''}(s) = \frac{R_4}{R_{02} + R_4 + Ls} = \frac{R_4}{R_{02} + R_4} \cdot \frac{1}{1 + \frac{L}{R_{02} + R_4} s} = \frac{R_4}{R_{02} + R_4} \tag{3.11}$$

($\frac{L}{R_{02} + R_4} \ll 1$ 이므로)

$$\frac{E_d}{E_f}(s) = \frac{R_4}{R_{02} + R_4} \cdot \frac{\frac{L}{R_{12} + R_{01}} s}{1 + \frac{L}{R_{12} + R_{01}} s} = \frac{K_d s}{1 + T_d s} \tag{3.12}$$

$$T_d = \frac{L}{R_{12} + R_{01}} \tag{3.13}$$

$$K_d = \frac{R_4}{R_{02} + R_4} \cdot \frac{L}{R_{12} + R_{01}}$$

위에서 T_D 및 K_D 의 값이 매우 적으므로 보통의 경우 댐핑回路는 무시하여도 큰 지장이 없다. 다만 ω 가 K_D^{-1} (2053,38) 정도보다 더 큰 外亂이나 雜音에 대하여는 댐핑回路가 댐핑 역할을 하게 된다. 이하 본 연구에서는 댐핑回路는 무시하기로 한다.

브러시리스 交流發電機 전체를 블록 線圖로 表示하면 Fig.(3.6)과 같으며, Fig.(3.6)에서 댐핑回路를 除外하고 系를 簡略化하면 Fig.(3.7)이 된다.

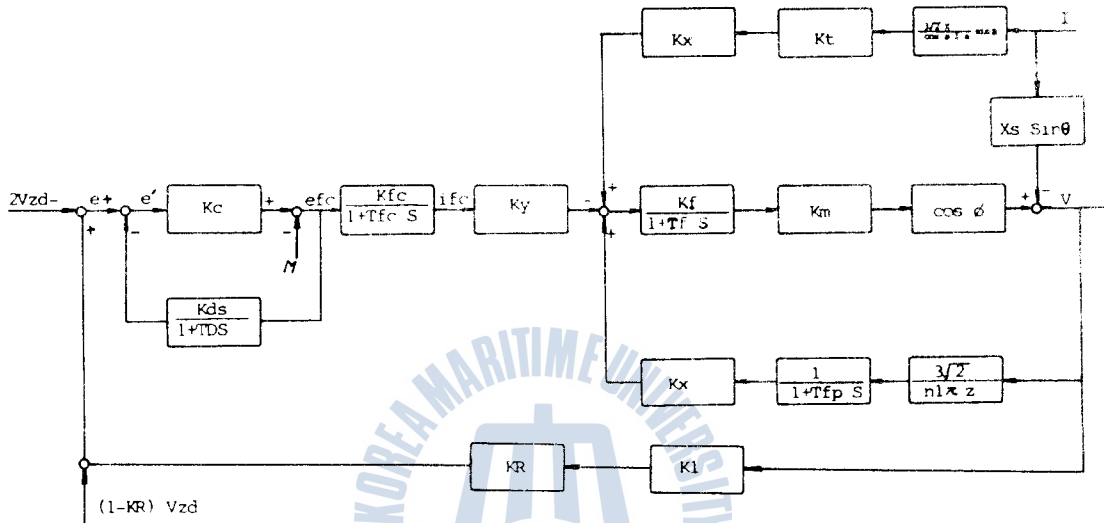


Fig.(3.6) Block Diagram of Brushless A.C. Generator in case of 2 Windings exciting type AVR

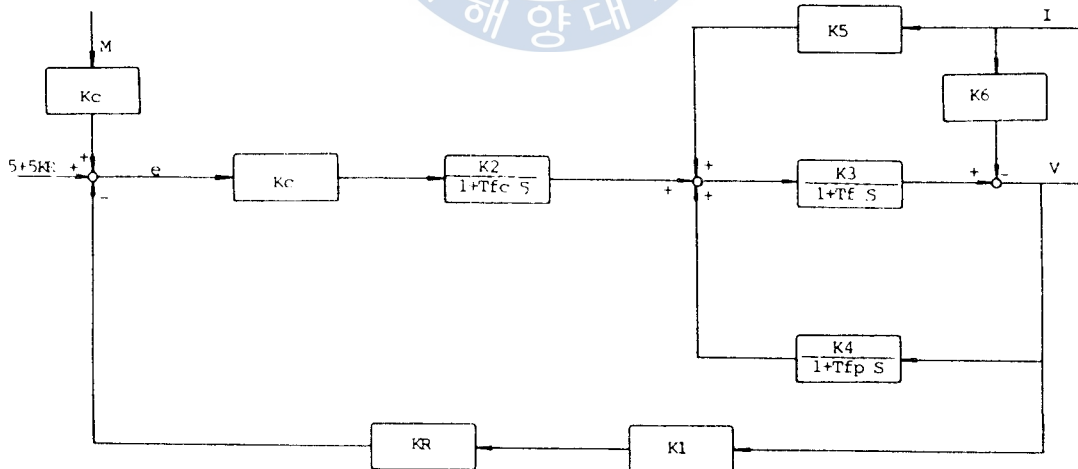


Fig.(3.7) Block Diagram of Brushless Generator in case of Briefing

$$\begin{aligned}
 K2 &= Kfc \cdot Ky \\
 K3 &= Kf \cdot Km \cdot \cos \phi \\
 K4 &= \frac{3\sqrt{2}}{n\pi} \cdot \frac{1}{\cos \phi} \cdot \frac{1}{2} \cdot Kx \\
 K5 &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{1}{\cos \phi} \cdot \frac{1}{2} \cdot \\
 &\quad \frac{X}{a} \sin \theta \cdot Kx \\
 K6 &= X \cdot \sin \theta
 \end{aligned}$$

3.3 安定性

Fig. (3.7)의 블록 선圖에서 負荷電流 I 를 外亂이라 생각할수 있으므로 이 外亂의 傳達要素들과 減幅回路를 除外하고 正의 피드백인 소루우프만을 간단히 하면 Fig.(3.8)과 같이 된다.

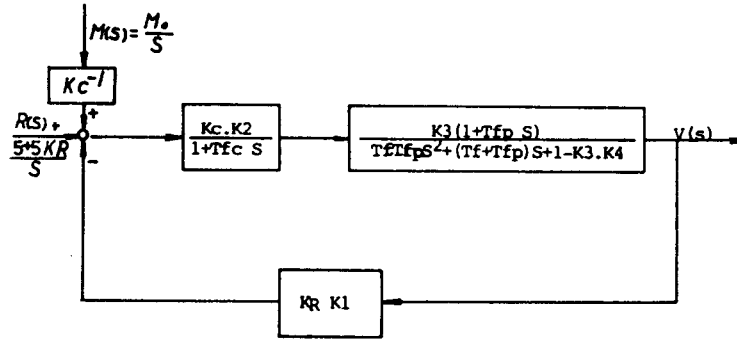


Fig.(3.8) Block Diagram in case of No load.

Fig.(3.8)로부터 이 系統의 $R(s)$ 에서 $V(s)$ 까지의 傳達函數 $G(s)$ 는 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
 G(s) &= \frac{\frac{K_2 K_3 K_c (1 + T_{fp} S)}{[T_f T_{fp} S^2 + (T_f + T_{fp}) S + 1 - K_3 K_4] (T_{fc} S + 1)}}{1 + \frac{K_1 K_2 K_3 K_R K_c (1 + T_{fp} S)}{[T_f T_{fp} S^2 + (T_f + T_{fp}) S + 1 - K_3 K_4] (T_{fc} S + 1)}} \\
 &= \frac{K_2 K_3 K_c (1 + T_{fp} S)}{T_f T_{fc} T_{fp} S^3 + (T_{fc} T_{fp} + T_{fc} T_f + T_{fp} T_f) S^2 + [(1 - K_3 K_4) T_{fc} + K_1 K_2 K_3 K_c K_R T_{fp} + T_{fp} + T_f] S + 1 - K_3 K_4 + K_1 K_2 K_3 K_c K_R} \quad (3.14)
 \end{aligned}$$

여기서 特性方程式은

$$a_0 S^3 + a_1 S^2 + a_2 S + a_3 = 0$$

$$\text{단, } a_0 = T_f T_{fp} T_{fc}$$

$$a_1 = T_{fc} \cdot T_{fp} + T_f T_{fc} + T_f T_{fp}$$

$$a_2 = (1 - K_3 K_4) T_{fc} + K_1 K_2 K_3 K_c K_R T_{fp} + T_{fp} + T_f$$

$$a_3 = 1 - K_3 K_4 + K_1 K_2 K_3 K_c K_R$$

으로 된다.

그리고 루우프 게인을 K_0 라고 하면

$$K_0 = K_1 K_2 K_3 K_c K_R$$

으로 되고 이 계가 安定하기 위해서는 特性方程式의 根의 實數部가 모두 負이어야 한다.

Hurwitz 條件에 의한 特性方程式의 根이 모두 負의 實數部를 갖기 위한 必要充分條件은

(1) $a_i > 0$ 로 부터

i) $K_0 > K_3K_4 - 1$

ii) $K_0 > (K_3K_4 - 1) \frac{T_{fc}}{T_{fp}} - \frac{T_{fp} + T_f}{T_{fp}}$ 에서 $T_{fc} < T_{fp}$ 이므로

條件 i)과 ii)를 모두 滿足하는 K_0 값은

$K_0 > K_3K_4 - 1$ 이 된다.

(2) $H_2 > 0$ 으로부터

$$H_2 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix} = a_1a_2 - a_0a_3$$

$$\begin{aligned} &= (T_{fc}T_{fp} + T_fT_{fc} + T_fT_{fp}) [(1 - K_3K_4)T_{fc} + K_0T_{fp} + T_{fp} + T_f] \\ &\quad - T_fT_{fp}T_{fc}(1 - K_3K_4 + K_0) \\ &= (T_{fc}T_{fp} + T_fT_{fc})(1 - K_3K_4)T_{fc} + (T_{fc}T_{fp} + T_fT_{fp})T_{fp}K_0 \\ &\quad + (T_{fc}T_{fp} + T_fT_{fc} + T_fT_{fp})(T_{fp} + T_f) > 0 \end{aligned} \tag{3.15}$$

$$\begin{aligned} K_0 &> \frac{(K_3K_4 - 1)(T_{fc}T_{fp} + T_fT_{fp})T_{fc}}{(T_{fc}T_{fp} + T_fT_{fp})T_{fp}} - \frac{(T_{fc}T_{fp} + T_fT_{fc} + T_fT_{fp})(T_{fp} + T_f)}{(T_{fc}T_{fp} + T_fT_{fp})T_{fp}} \\ &> \frac{(K_3K_4 - 1)(T_{fp} + T_f)T_{fc}^2 - (T_{fc}T_{fp} + T_fT_{fc} + T_fT_{fp})(T_{fp} + T_f)}{(T_{fc} + T_f)T_{fp}^2} \end{aligned} \tag{3.16}$$

$$\begin{aligned} (T_{fc} + T_f)T_{fp}^2 - (T_{fp} + T_f)T_{fc}^2 &= T_f(T_{fp}^2 - T_{fc}^2) + T_{fp}T_{fc} \\ (T_{fp} - T_{fc}) &> 0 \quad (T_{fp} > T_{fc}) \text{ 이므로} \\ \frac{(T_{fp} + T_f)T_{fc}^2}{(T_{fc} + T_f)T_{fp}^2} &< 1 \text{ 이 된다.} \end{aligned}$$

따라서 $\frac{(K_3K_4 - 1)(T_{fp} + T_f)T_{fc}^2 - (T_{fc}T_{fp} + T_fT_{fc} + T_fT_{fp})(T_{fp} + T_f)}{(T_{fc} + T_f)T_{fp}^2} < K_3K_4 - 1$

으로 되고 條件 (1)과 (2)를 종합하면 安定 基準은

$$K_0 > K_3K_4 - 1 \tag{3.17}$$

이 된다.

3.4 定常特性

(1) 無負荷時

前節 Fig.(3.8)로 부터 發電機의 端子電壓 $V(s)$ 는 다음과 같다.

$$V(s) = G(s) \cdot \left(\frac{5 + 5K_R + K_c^{-1}M_0}{s} \right) \tag{3.18}$$

$V(t)$ 의 定常值 즉 V_0 는 最終值定理로 부터

$$V_0 = \lim_{t \rightarrow \infty} V(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot V(s) = G(0) \cdot (5 + 5K_R + K_c^{-1}M_0)$$

$$= \frac{5 + 5K_R + K_c^{-1} M_0}{1 - K_3K_4 + K_0} \quad (3.19)$$

으로 된다. (3.19)式으로 부터 K_R 을 조정하면 V_0 가 달라진다. K_R 의 값은 R_a 의 값에 따라 變化하므로 R_a 를 조정한다는 것은 端子電壓의 設定値를 바꾸는 것이 된다.

(2) 負荷變動時

Fig.(3.7)의 블록 線圖에서 負荷電流 I 를 外亂 $D(s)$ 라 생각하면 外亂의 傳達函數 $Y_D(s)$ 는

$$Y_D(s) = \frac{K_3K_5}{1 + T_f S} - K_6$$

이 되고 이를 블록 線圖로 表示하면 Fig.(3.9)와 같이 된다.

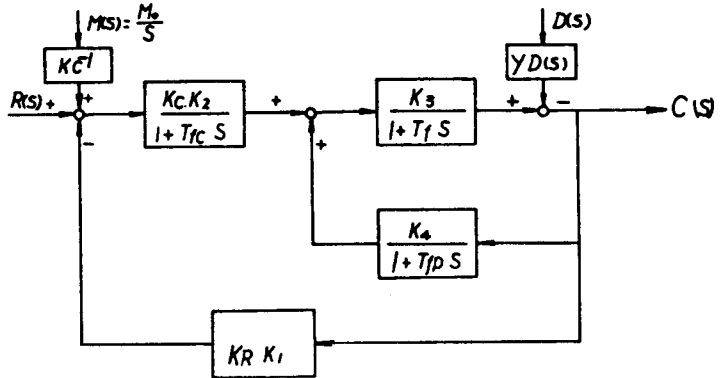


Fig.(3.9) Block Diagram in case of load.

負荷變動에 따른 端子電壓의 影響

을 考察하기 위하여 $R(s)=0$, $M(s)=0$ 라 하고

外亂에 대한 應答 $V_d(s)$ 를 求하면 다음과 같다.

$$V_d(s) = \frac{\frac{K_3K_5}{1 + T_f S} - K_6}{1 - \frac{K_3K_4}{(1 + T_f S)(1 + T_{fp} S)} + \frac{K_0}{(1 + T_{fc} S)(1 + T_f S)}} D(s) \quad (3.20)$$

여기서 定格負荷를 I_0 라 하고 無負荷에서 定格負荷를 急激히 投入하였을 때의 端子電壓 V , 電壓變動率을 η 라 하면 η 는 다음과 같이 計算된다.

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{1}{V} \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot V_d(s) \left(D(s) = \frac{I_0}{s} \right) \times 100 = \frac{I_0}{V} \frac{K_3K_5 - K_6}{1 - K_3K_4 + K_0} \times 100 (\%) \\ &= \frac{I_0 (K_3K_4 \frac{n_1 X}{a} - X_s) \sin \theta}{V (1 - K_3K_4 + K_0)} \times 100 (\%) \end{aligned} \quad (3.21)$$

다음에 AVR이 없을때, 無負荷에서 定格負荷를 急激히 投入하였을시의 電壓變動率을 η_0 라 하면 다음 關係式을 얻는다.

$$\epsilon_0 = I_0 (K_3K_4 \frac{n_1 X}{a} - X_s) \sin \theta = \frac{\eta_0}{1 + \eta_0} V_0 \quad (3.22)$$

式(3.21)에서 단자전압 V 는

$$V = V_0 - \frac{\epsilon_0}{1 - K_3K_4 + K_0} \quad (3.23)$$

이므로 V 를 (3.21)式에 代入하면

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{\epsilon_0}{\left(V_0 - \frac{\epsilon_0}{1 - K_3K_4 + K_0}\right) (1 - K_3K_4 + K_0)} = \frac{\epsilon_0}{V_0(1 - K_3K_4 + K_0) - \epsilon_0} \\ &= \frac{\frac{\eta_0}{1 + \eta_0}}{1 - K_3K_4 + K_0 - \frac{\eta_0}{1 + \eta_0}} = \frac{\eta_0}{1 + (K_0 - K_3K_4)(1 + \eta_0)} \end{aligned} \quad (3.24)$$

3.5 過渡特性

發電機의 電壓制御는 定値制御이므로 $R(s) = 0$ 으로 두고 外亂 즉, 負荷變動에 따른 制御量 (端子 電壓)의 變化 $V_d(t)$ 의 過渡特性에 대하여 考察해 보기로 한다.

式(3.20)에서 $D(s) = \frac{I_0}{S}$ 라 하고 정리하면 다음과 같다.

$$V_d(s) = \left[\frac{d_0S^2 + d_1S + d_2}{S^3 + b_1S^2 + b_2S + b_3} - K_6 \right] \frac{I_0}{S} \quad (3.25)$$

$$\begin{aligned} \text{단 } b_1 &= \frac{a_1}{a_0} = \frac{T_f T_{fc} + T_{fp} T_{fc} + T_f T_{fp}}{T_f T_{fp} T_{fc}} \\ b_2 &= \frac{a_2}{a_0} = \frac{T_f + T_{fp} + T_{fc} - T_{fc} K_3 K_4 + K_0 T_{fp}}{T_f T_{fp} T_{fc}} \\ b_3 &= \frac{a_3}{a_0} = \frac{K_0 + 1 - K_3 K_4}{T_f T_{fp} T_{fc}} \\ d_0 &= \frac{K_3 K_5 T_{fp} T_{fc}}{T_f T_{fp} T_{fc}} \\ d_1 &= \frac{K_6 K_c T_{fp} + K_3 K_5 T_{fp} + K_3 K_5 T_{fc} - K_6 K_3 K_4 T_{fc}}{T_f T_{fp} T_{fc}} \\ d_2 &= \frac{K_6 K_0 + K_3 K_5 - K_6 K_3 K_4}{T_f T_{fp} T_{fc}} \end{aligned}$$

負荷變動에 따른 $V_d(t)$ 의 過渡應答을 해석적으로 考察하려면 式(3.25)의 三次特性方程式의 根을 구하여야 하나, 이를 해석적으로 구하기는 一般的으로 용이하지 않아 數値解析에 의할수 밖에 없다. 그러나 根의 判別式으로 부터 根의 모양 즉 복소근의 유무등은 용이하게 把握될 수 있다.

三次 方程式

$$S^3 + b_1S^2 + b_2S + b_3 = 0$$

의 判別式을 Δ 라 하면

$$\Delta = 4p^3 + q^2$$

$$\text{단 } \begin{cases} p = \frac{3b_2 - b_1^2}{9} \\ q = \frac{2}{27} b_1^3 - \frac{b_1 b_2}{3} + b_3 \end{cases} \text{으로 된다.}$$

여기서, $\Delta < 0$ 서로 다른 3개의 실근

$\Delta = 0$ 중근

$\Delta > 0$ 공액 복소근

을 가지게 된다.

각각의 경우에 대하여 過渡應答 $V_d(t)$ 를 구하면 다음과 같다.

(1) $\Delta < 0$ 일때 (特性 方程式의 根이 $-S_1, -S_2, -S_3$ 로 각각 서로 다른 실근을 가질때)

$$V_d(s) = \left[\frac{d_0 S^2 + d_1 S + d_2}{(S+S_1)(S+S_2)(S+S_3)} - K_6 \right] \frac{I_0}{S} \quad (3.26)$$

여기서,

$$V_1(s) = \frac{(d_0 S^2 + d_1 S + d_2) I_0}{S(S+S_1)(S+S_2)(S+S_3)} \text{라 두고 이것을 부분분수로 전개하면}$$

$$V_1(s) = \frac{C_0}{S} + \frac{C_1}{S+S_1} + \frac{C_2}{S+S_2} + \frac{C_3}{S+S_3}$$

$$C_0 = \frac{d_2 I_0}{S_1 S_2 S_3}$$

$$C_1 = \frac{(d_0 S_1^2 - d_1 S_1 + d_2) I_0}{S_1(S_1 - S_2)(S_1 - S_3)}$$

$$C_2 = \frac{(d_0 S_2^2 - d_1 S_2 + d_2) I_0}{S_2(S_2 - S_1)(S_2 - S_3)}$$

$$C_3 = \frac{(d_0 S_3^2 - d_1 S_3 + d_2) I_0}{S_3(S_3 - S_1)(S_3 - S_2)}$$

$$\therefore V_d(s) = \frac{C_0}{S} + \frac{C_1}{S+S_1} + \frac{C_2}{S+S_2} + \frac{C_3}{S+S_3} - K_6 I_0 \frac{1}{S} \quad (3.27)$$

으로 되고 이를 라플라스 역변환하면

$$\therefore V_d(t) = (C_0 - K_6 I_0) + C_1 e^{-s_1 t} + C_2 e^{-s_2 t} + C_3 e^{-s_3 t} \quad (3.28)$$

으로 된다.

(2) $\Delta = 0$ 인 경우 (중근을 갖는 경우)

중근을 $-S_2$, 다른 하나의 근을 $-S_1$ 이라 하면 $V_d(s)$ 는

$$V_d(s) = \left[\frac{d_0 S^2 + d_1 S + d_2}{(S+S_1)(S+S_2)^2} - K_6 \right] \frac{I_0}{S} \quad (3.29)$$

으로 된다. 여기서,

$$V_2(s) = \frac{(d_0 S^2 + d_1 S + d_2) I_0}{S(S+S_1)(S+S_2)^2} \text{라 두고 부분분수로 전개하면}$$

$$V_2(s) = \frac{C_0}{S} + \frac{C_1}{S+S_1} + \frac{L_2}{(S+S_2)^2} + \frac{L_1}{S+S_2}$$

$$C_0 = \frac{d_2 I_0}{S_1 S_2^2}$$

$$C_1 = \frac{(d_0 S_1^2 - d_1 S_1 + d_2) I_0}{-S_1(S_1 - S_2)^2}$$

$$L_1 = \frac{[(d_0 S_1 - d_1) S_2^2 + 2d_2 S_2 - d_2 S_1] I_0}{(S_2^2 - S_1 S_2)^2}$$

$$L_2 = \frac{(d_0 S_2^2 - d_1 S_2 + d_2) I_0}{-S_2(S_1 - S_2)^2}$$

$$V_2(s) = \frac{C_0}{S} + \frac{C_1}{S+S_1} + \frac{L_1}{S+S_2} + \frac{L_2}{(S+S_2)^2} = \frac{K_6 I_0}{S} \quad (3.29)$$

이제 이 식을 라플라스 역변환하면

다음과 같은 식을 얻는다.

즉,

이 식을 전압의 정태 평균값에 대한 편차로 나타내면

다음과 같은 식을 얻는다. 여기서 $V_d(s)$ 는 전압의 정태 평균값에 대한 편차의 라플라스 변환이다.

$$V_d(s) = \left[\frac{d_0 S^2 + d_1 S + d_2}{\{S + (\alpha + j\omega)\} \{S + (\alpha - j\omega)\} (S + S_1)} - K_6 \right] \frac{I_0}{S} \quad (3.30)$$

으로 된다. 여기서,

$$V_3(s) = \frac{(d_0 S^2 + d_1 S + d_2) I_0}{\{S + (\alpha + j\omega)\} \{S + (\alpha - j\omega)\} (S + S_1) S}$$

라 두고 부분분수 전개하면

$$V_3(s) = \frac{(d_0 S^2 + d_1 S + d_2) I_0}{\{(S + \alpha)^2 + \omega^2\} (S + S_1) S}$$

$$C_0 = \frac{d_2 I_0}{S_1 (\alpha^2 + \omega^2)}$$

$$C_1 = \frac{(d_0 S_1^2 - d_1 S_1 + d_2) I_0}{-S_1 \{(\alpha - S_1)^2 + \omega^2\}}$$

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

$$D = d_0 + C(S_1 + 2\alpha)$$

$$V_d(s) = \frac{C_0}{S} + \frac{C_1}{S+S_1} + \frac{CS}{(S+\alpha)^2 + \omega^2} + \frac{D}{(S+\alpha)^2 + \omega^2} - \frac{K_6 I_0}{S} \quad (3.33)$$

으로 되고 이를 라플라스 변환하면

$$\begin{aligned}
 V_d(t) &= (C_0 - K_6 I_0) + C_1 e^{-s_1 t} + \left(C \cos \omega t + \frac{D - C\alpha}{\omega} \sin \omega t \right) e^{-\alpha t} \\
 &= (C_0 - K_6 I_0) + C_1 e^{-s_1 t} + K \sin(\omega t + \phi) e^{-\alpha t}
 \end{aligned} \tag{3.34}$$

$$\text{단, } \begin{cases} K = \sqrt{C^2 + \left(\frac{D - C\alpha}{\omega}\right)^2} \\ \phi = \tan^{-1} \frac{\omega C}{D - C\alpha} \end{cases}$$

으로 된다.

3.6 最適利得調整

前節의 式(3.25) ~ (3.34)에서 알수 있듯이 發電機의 負荷變動에 따른 端子電壓 $V_d(t)$ 의 過渡特性은 루우프 게인 K_0 의 값에 따라 달라진다.

$K_0 = K_1 K_2 K_3 K_R K_c$ 에서 $K_1 K_2 K_3$ 는 設計時 정해지는 정수이고 K_R 의 값은 端子電壓의 定數値를 變更시키는 目的으로 핸드 트림머로 可變할 수 있는 것으로서 AVR回路의 R_a 의 값에 의하여 조정된다.

K_0 의 값은 系統의 過渡特性의 조정을 目的으로 가변할 수 있는 것으로서 AVR回路의 R_7 의 값을 조정함으로써 값이 달라진다. K_0 의 最適値를 결정하는 방법은 여러가지 있겠으나 본 연구에서는 單位負荷 變動에 따르는 단자전압의 誤差에 대한 2乘面積을 최소로 하는 K_0 의 값을 最適利得이라고 정의하고, 이를 구하는 方法에 대하여 考察해 보기로 한다. 式(3.25)에서 $I_0 = 1$ 이라 하면

$$V_d(s) = \left(\frac{d_0 S^2 + d_1 S + d_2}{S^3 + b_1 S^2 + b_2 S + b_3} - K_6 \right) \frac{1}{S} \tag{3.35}$$

오프셋를 a 라고 하면

$$a = \lim_{t \rightarrow \infty} v(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot V(s) = \frac{d_2}{b_3} - K_6$$

로 되고

$$q(t) = v(t) - a$$

라고 하면

$$\begin{aligned}
 L[q(t)] &= Q(s) = V(s) - \frac{a}{S} = \left(\frac{d_0 S^2 + d_1 S + d_2}{S^3 + b_1 S^2 + b_2 S + b_3} - \frac{d_2}{b_3} \right) \frac{1}{S} \\
 &= \frac{e_0 S^2 + e_1 S + e_2}{S^3 + b_1 S^2 + b_2 S + b_3}
 \end{aligned} \tag{3.36}$$

$$\text{단, } e_0 = -\frac{d_2}{b_3}$$

$$e_1 = d_0 - \frac{b_1}{b_3} d^2$$

$$e_2 = d_1 - \frac{b_2}{b_3} d^2$$

으로 된다.

여기서 2승변적을 S라 하면 S는 式(3.37)과 같다.¹⁾

$$S = \frac{b_2 e_0^2 + e_1^2 - 2e_0 e_1 + \frac{b_1}{b_3} e_2^2}{2(b_1 b_2 - b_3)} \quad (3.37)$$

式(3.37)에 각 계수들을 대입하면 S는 式(3.38)과 같이 K₀만의 함수가 된다.

$$\begin{aligned} S(K_0) = & \frac{(A_3 K_0 + C_3)(A_2 K_0 + C_2)(A_6 K_0 + C_6)^2 + (A_3 K_0 + C_3)\{C_4(A_3 K_0 + C_3) - C_1(A_6 K_0 + C_6)\}^2}{2(C_1 A_2 - A_3)K_0(A_3 K_0)^3} \\ & + \frac{2(A_6 K_0 + C_6)(A_3 K_0 + C_3)\{C_4(A_3 K_0 + C_3) - C_1(A_6 K_0 + C_6)\}}{2(C_1 A_2 - A_3)K_0(A_3 K_0)^3} \\ & + \frac{C_1\{(A_5 K_0 + C_5)(A_3 K_0 + C_3) - (A_2 K_0 + C_2)(A_6 K_0 + C_6)\}^2}{2(e_1 A_2 - A_3)K_0(A_3 K_0)^3} \end{aligned} \quad (3.38)$$

단, $A_2 = \frac{T_{fp}}{T_f T_{fc} T_{fp}}$
 $A_3 = \frac{1}{T_f T_{fc} T_{fp}}$
 $A_5 = \frac{K_6 T_{fp}}{T_f T_{fc} T_{fp}}$
 $C_1 = \frac{T_f T_{fc} + T_{fp} T_{fc} + T_{fp} T_f}{T_f T_{fc} T_{fp}}$
 $C_2 = \frac{T_f + T_{fp} + T_{fc} - K_3 K_4 T_{fc}}{T_f T_{fc} T_{fp}}$
 $C_3 = \frac{1 - K_3 K_4}{T_f T_{fc} T_{fp}}$
 $C_4 = \frac{K_3 K_5}{T_f}$
 $C_5 = \frac{K_3 K_5 T_{fp} + K_3 K_5 T_{fc} - K_3 K_4 K_6 T_{fc}}{T_f T_{fc} T_{fp}}$
 $C_6 = \frac{K_3 K_5 - K_3 K_4 K_6}{T_f T_{fc} T_{fp}}$

式(3.38)로 주어지는 S(K₀)를 最小가 되게 하는 K₀ 즉 最適 루우프 利得 K₀는 다음의 解로써 구할수 있다.

$$\left. \begin{aligned} \frac{dS}{dK_0} &= 0 \\ \frac{d^2 S}{dK_0^2} &> 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.39)$$

그러나 式(3.39)는 K₀에 대한 7차식이 되므로 이의 解를 해석적으로 구하기는 困難하며 數値解로 구할수 밖에 없다.

4. 實 驗

4.1 實驗裝置 및 方法

本 研究에서는 日本 大洋電機의 Model BA4214-4 브러시리스 交流發電機를 使用하여 實驗을 행한다. 原動機는 三相誘導電動機로 發電機와 電磁 카프링을 통하여 回轉 토크를 傳達하고, 이 電磁 카프링의 勵磁電流를 자동조절함으로써 原動機 速度에 關係없이 發電機의 一定回轉數를 유지하도록 되어있다. 本實驗에 사용된 發電機, AVR 및 誘導電動機의 諸元과 特性은 다음과 같다.

(1) A.C Generator

Maker	:	TAIYO Electric MFG.Co., LTD
Model	:	BA4214-4
Capacity	:	55 KVA
Voltage	:	440 V
Frequency	:	60 HZ
Phase	:	3 Phase 4 Wire
Current	:	72.2 A
Power factor	:	0.8
R.P.M	:	1800 rpm
Main (F) Field Voltage	:	96.8 V
F ₁ (J,K) Field Voltage	:	102 V
F ₂ (J _c ,K _c) Field Voltage	:	80 V
Reactor Resistance	:	8.2 Ω
Reactor Reactance	:	348.62 Ω
Current Transformer Ratio	:	$\frac{1}{467}$

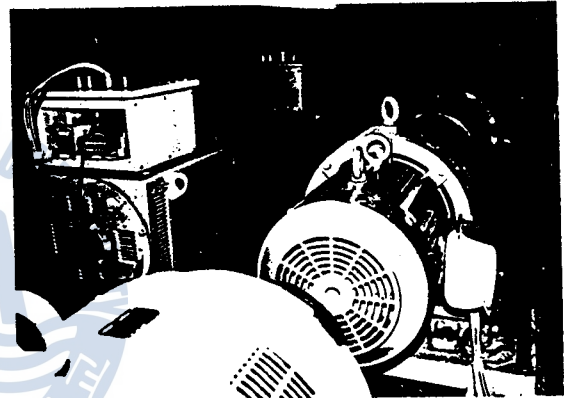


Fig.(4.1) View of Motor generator set.

(2) Automatic Voltage Regulator (AVR)

Maker	:	TAIYO Electric MFG, Co., LTD.
Model	:	AS-71-2

(3) Induction Motor

Maker	:	MITSUBISHI Electric Corp
Model	:	SF-EF
Capacity	:	37 KW
Voltage	:	220 V
Frequency	:	60 HZ
Phase	:	3 Phase

發電機 및 AVR의 特性을 考察하기 위하여는 Fig.(3.6)의 블록 線圖에 있어서 各要素의 定數값을 計算 또는 추정하여야 하는바, 이를 위하여 各部의 電壓과 電流波形을 觀測하고, 이로부터 理論的으로 算定할수 없는 定數值들은 추정한다.

또한 R_7 과 R_8 값 調整하여 K_c 와 K_R 값을 變更하면서 負荷를 投入할때 端子電壓의 變化를 기록해서 기록함으로써 계통의 應答試驗을 행한다.

本實驗에 使用된 計器들은 다음과 같으며 Fig.(4.1)(4.2)는 實驗裝置圖이다.

(1) Memoryscope

Maker : IWASU

Type : MS - 5100 A, Double Channel, 110 V

(2) Digital tester

Maker : TAKETA RIKEN

Measuring point AC/DC V, mA, C, Ω

(3) A.C. Voltmeter

Maker : YOGOGAWA Electric Works

Scale : 0 ~ 150 - 300 - 750 V

Class : 0.5

(4) D.C. Voltmeter

Maker : YOGOGAWA

Scale : 0 ~ 30 - 100 - 500 - 1,000 V

Class : 0.5

(5) D.C. Ammeter

Maker : YOGOGAWA

Scale : 0 ~ 1 - 3 - 10 - 30 A

Class : 0.5

(6) Slidac

Maker : TOKYO Seiden Co., LTD.

Type : VAT - 2030 Y 220 V / 220 V (Variable) 30 A

(7) Recorder

Maker : GRAPHIC TEC Corp

Type : MC 6715

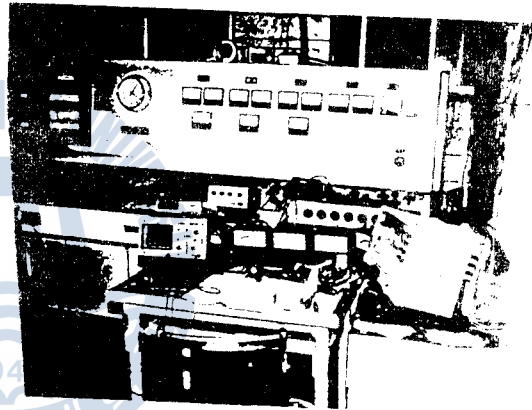


Fig. (4.2) View of experiment apparatus.

4.2 定數值 計算 및 推定

發電機의 全負荷時 (負荷電流 72.2 A, 端子電壓 440 V, 周波數 60 HZ, 3相, 力率 0.8)의 各 定數值의 計算 및 推定은 다음과 같다.

$$(1) \quad \phi = \tan^{-1} \frac{IX_s \cos \theta}{V + IX_s \sin \theta} = \frac{94.73}{440 + 71.05} = \tan^{-1} 0.1854 = 10.5^\circ$$

$$\cos \theta = 0.8 \quad (\text{given})$$

$$\sin \theta = 0.6 \quad (\text{given})$$

$$X_s = 1.64 \Omega (\text{given})$$

$$X_s I \sin \theta = 1.64 \times 72.2 \times 0.6 = 71.05$$

$$X_s I \cos \theta = 1.64 \times 72.2 \times 0.8 = 94.73$$

$$\cos \phi = 0.98$$

$$(2) \quad K_1 = \frac{\sqrt{6}}{N\pi} = \frac{2.4495}{8 \times 3.14} = 0.0975$$

$$N = n_1 \times n_2 = \frac{1}{2} \times \frac{1}{4} = \frac{1}{8}$$

n_1 = 단자전압 V 와 AVR 입력전압비

n_2 = AVR 내의 PT₁ 권선비

$$(3) \quad K_3 = K_f \cdot K_m \cdot \cos \phi = 0.98 \times 29.297 \times 0.1839 = 5.28$$

$$E_0 = \frac{V + IX_s \sin \theta}{\cos \phi} = 521.48$$

$$K_m = \frac{E_0}{i_f} = \frac{521.48}{17.8} = 29.297$$

$$K_f = \frac{i_f}{e_f} = \frac{17.8}{96.8} = 0.1839$$

$$T_f = 0.345 \text{ sec} \quad (\text{given})$$

$$(4) \quad K_6 = X_s \sin \theta = 0.984$$

(5) K_x, K_y 값 추정

Fig.(3.7)에서 AVR측의 勵磁電流 i_{fc} 와 리액터측의 勵磁電流 i_{ffp} 가 交流勵磁機 電壓 e_f 에 작용하는 比를 구하기 위해 無負荷時 i_{fc} 와 i_{ffp} 의 변화에 따른 發電機 端子電壓을 측정하면 Table(1)과 같고, 이 端子電壓을 e_f 로 환산하여 式(3.9)의 定數 K_x

V	ifp F1(J-K)	ifc F2(Jc-Kc)
380	0.75	0.543
390	0.76	0.530
400	0.78	0.518
410	0.80	0.505
420	0.82	0.492
430	0.83	0.479
440	0.85	0.467
450	0.87	0.454
460	0.88	0.441
470	0.90	0.429
480	0.92	0.416
490	0.94	0.403
500	0.95	0.391
510	0.97	0.378
520	0.99	0.365
530	1.00	0.352
540	1.02	0.340
550	1.04	0.327

Table (1). ifp, ifc Value according to Terminal Voltage.

와 K_y 를 추정하면 다음과 같다.

$$K_x = 106 \quad K_y = 15.9$$

$$(6) \quad K_2 = K_{fc} \times K_y = 0.011 \times 15.9 = 0.175$$

$$K_{fc} = \frac{I_{fc}}{e_{fc}} = \frac{0.88}{80} = 0.011$$

$$T_{fc} = 0.016 \text{ sec (given)}$$

$$(7) \quad K_4 = \frac{3\sqrt{2}V}{n_1\pi} \cdot \frac{1}{\cos\phi} \cdot \frac{1}{Z} \cdot K_x$$

$$= \frac{1}{2} \times 1.35 \times 1.02 \times 0.002806 \times 106$$

$$= 0.2048$$

$$Z = \sqrt{(R+R_x)^2 + X^2} = 356.4 (\Omega)$$

$$\frac{1}{Z} = 0.002806$$

$$(8) \quad K_5 = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{1}{\cos\phi} \cdot \frac{1}{Z} \cdot \frac{X}{a} \sin\theta \cdot K_T$$

$$= 1.35 \times 1.02 \times 0.002806 \times 0.4476$$

$$\times K_T = 0.1834 \times 0.834 = 0.153$$

$K_T = X, X_s$ 등이 溫度變化에 따른 變化分으로 端子電壓이 약 3% 정도 변하는 값으로 추정하였다.

$$(9) \quad K_c, M_0$$

R_7 을 조정하여 偏差電壓 e 와 F_1 의 勵磁電壓 e_{fc} 사이의 關係를 實驗에 의해 구하면 Table (2)와 같고, 이를 그림으로 圖示하면 Fig.(4.3)와 같다. Fig.(4.3)에서 R_7 의 각각의 값에 대한 선형부분이 동작범위이므로 式(3.8)의 각 계수를 最小 自乘法으로 구하면 Table (3)과 같다.

(10) K_R 값 및 R_a 값 계산

端子電壓 V 가 주어지면 위의 各定數值들과 式(3.19)에 의해 K_R 값이 구해지고, K_R 값이 구해지면 R_a 는 式(3.7)에 의해서 구해진다.

이상의 定數值들을 종합하면 Table (4)와 같이 되고, 이를 Fig.(3.7)에 대입하면 Fig.(4.4)와 같이 된다.

R_7	V	e	e_{fc}
5.5k Ω	400	1.224	35.20
	410	1.300	36.10
	420	1.331	36.97
	430	1.230	37.85
	440	1.243	38.74
	450	1.246	39.63
	460	1.249	40.50
	470	1.252	41.39
	480	1.257	42.25
	490	1.264	43.20
500	1.268	44.02	
2.7k Ω	400	1.150	35.21
	410	1.158	36.09
	420	1.163	37.03
	430	1.165	37.80
	440	1.170	38.63
	450	1.173	39.54
	460	1.176	41.03
	470	1.180	41.50
	480	1.185	42.56
	490	1.190	43.20
500	1.195	44.10	
1.5k Ω	400	1.158	35.19
	410	1.160	36.10
	420	1.161	37.10
	430	1.162	37.88
	440	1.163	38.58
	450	1.164	39.60
	460	1.165	40.53
	470	1.166	41.42
	480	1.167	42.20
	490	1.168	43.14
500	1.169	44.12	

Table(2). e , and e_{fc} Value When R_7 is adjusted 5.5 K, 2.7 K, 1.5 K

R_7	K_c	M
5.5 K Ω	207.7	219
2.7 K Ω	219.5	218
1.5 K Ω	900	1008

Table(3) K_c, M Value according to R_7

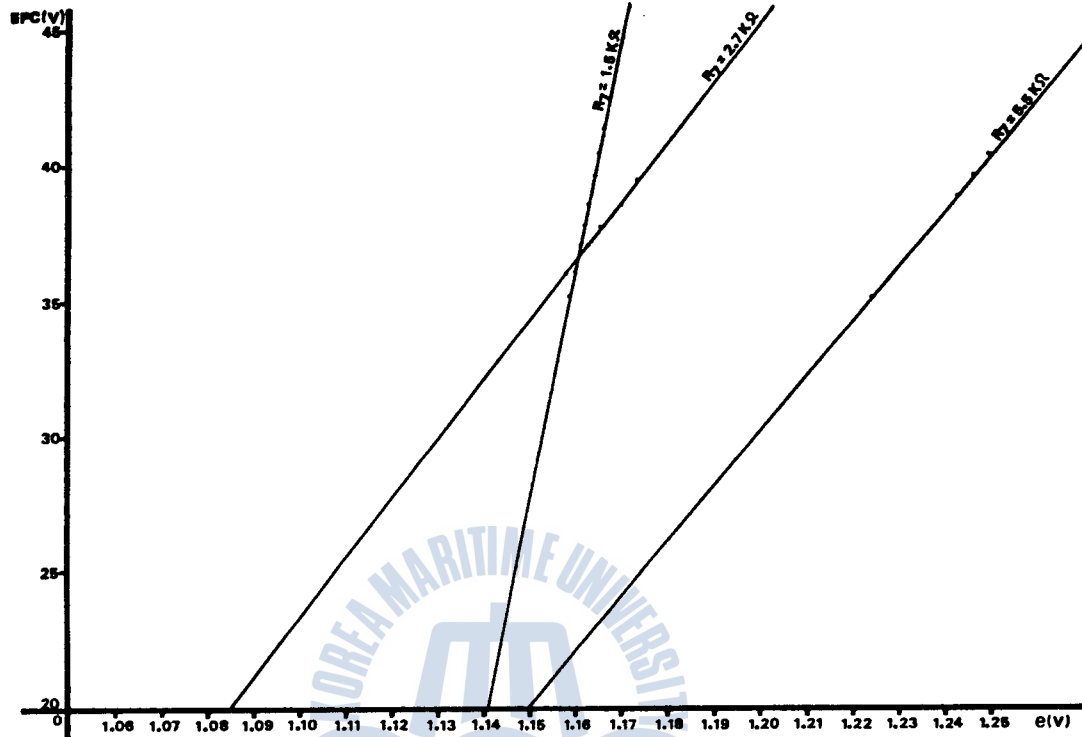


Fig.(4.3). Relationship e and efc when R_t is adjusted 5.5 K Ω . 2.7 K Ω . 1.5 K Ω .

계수	값
K1	0.0975
K2	0.175
K3	5.28
K4	0.2048
K5	0.153
K6	0.984
Kfc	0.011
Kf	0.1839
Km	29.297
KT	0.834
Kx	106
Ky	15.9
Tf	0.345
Tffp	0.0995
Tfc	0.016

Table(4). Value of coefficient.

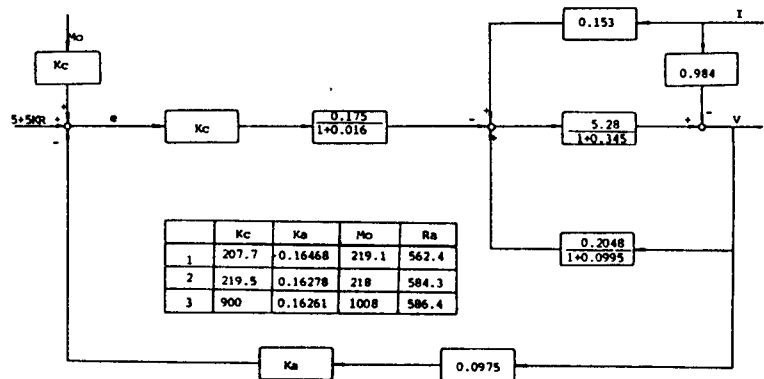


Fig.(4.4) Block Diagram for Value of Coefficient.

4.3 應答實驗 및 數值解析

應答實驗은 位相制御回路의 利得 K_c 가 應答에 미치는 影響을 조사하기 위하여 R_7 과 R_a 를 조정 (K_c, K_R 조정) 하면서 端子電壓을 일정하게 하고 負荷를 投入時의 應答試驗을 하였다.

R_7 을 5.5 K Ω , 2.7 K Ω , 1.5 K Ω 으로 각각 조정하고 R_a 를 단자전압이 440 V (定格電壓)이 되게 조정후, 負荷를 定格電流의 약 50% (35 A) 投入했을 때의 應答特性은 Fig.(4.5)(4.6)(4.7)과 같다.

또한 같은 條件下에서의 모든 계수들을 식 (3.25) 로 부터 (3.34) 까지를 적용하여 應答特性을 數值計算한 結果는 Fig.(4.8)(4.9)(4.10)과 같고, 이에 대한 各 特性値는 Table (5)와 같다

4.4 二乘誤差 面積의 數值解析

本 研究에서 制御系의 評價函數로 도입한 二乘誤差面積을 表示하는 式 (3.38)을 최소로 하는 K_0 값을 數值計算하기 위해 $K_a = K_0 / K_1 K_2 K_3$ 라 두고 各 K_a 에 대한 二乘誤差面積을 구하면 Fig. (4.11)과 같다.

	$R_7 = 5.5$	$R_7 = 2.7$	$R_7 = 1.5$	Remark
KC	207.7	219.5	900	$\frac{I_o(K_3K_5 - K_6)}{1 - K_3K_4 + K_0}$
KR	0.16468	0.16278	0.16261	
KRKC	34.2040	35.78302	146.349	
Ko	3.0814	3.2139	13.1846	
Off - Set	-2.05316	-1.9648	-0.4687	
특성 방정식	S1= 5.6127	S1= 5.7889	S1= 9.2322	
	S2=19.2311	S2=19.7863	A =33.1083	
	S3=50.6049	S3=49.8736	W =38.574	

Table(5). Values of major coefficient & Roots of characteristic equation.

- 초기치 = 34.44
- $K_1K_2K_3 = 0.09009$

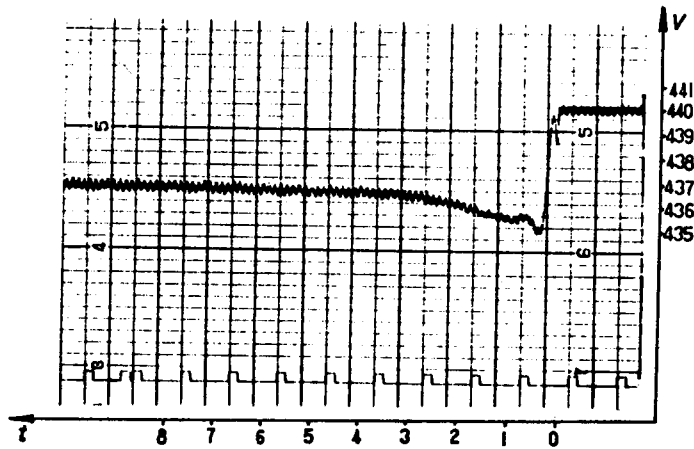


Fig.(4.5) The time response of the system when $K_c=207.7$

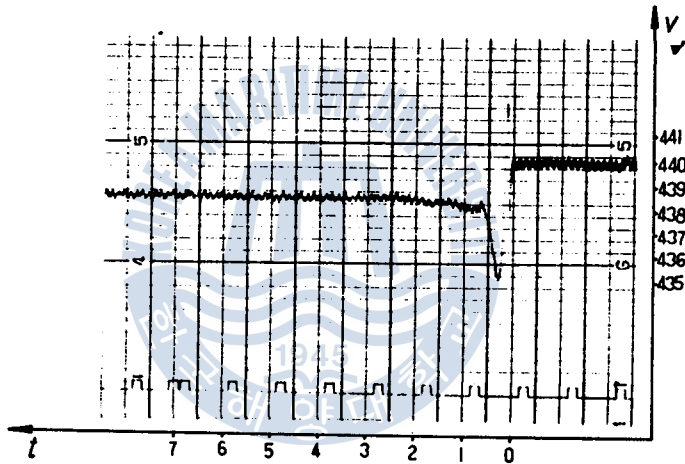


Fig.(4.6) The time response of the system when $K_c=219.5$

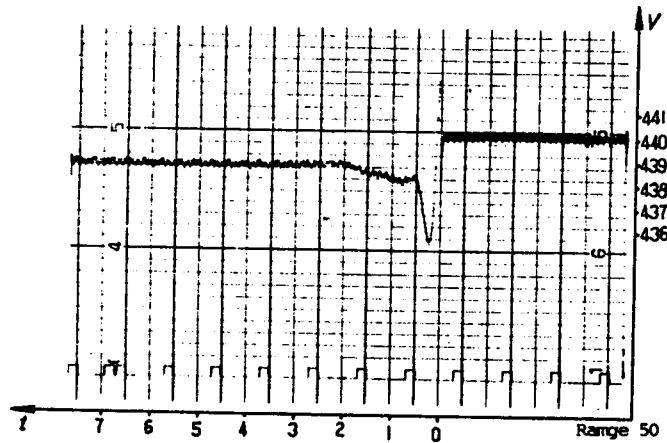
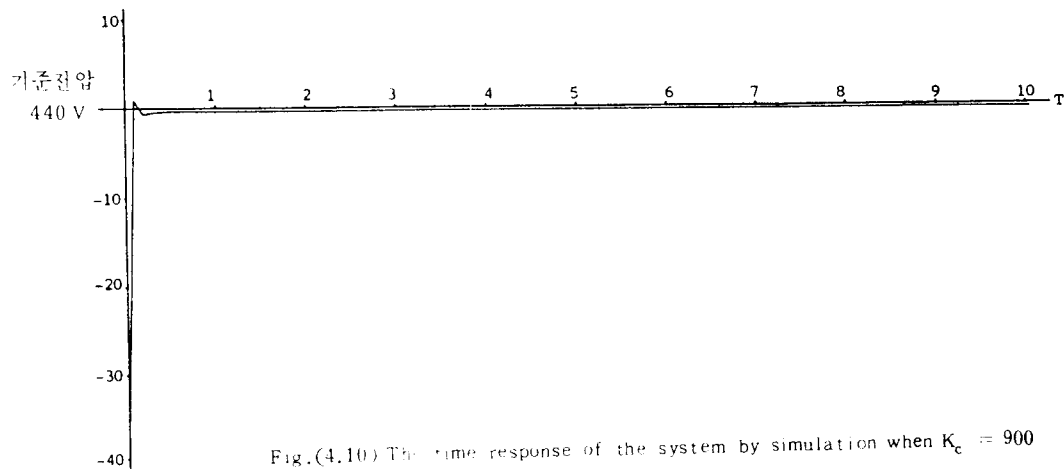
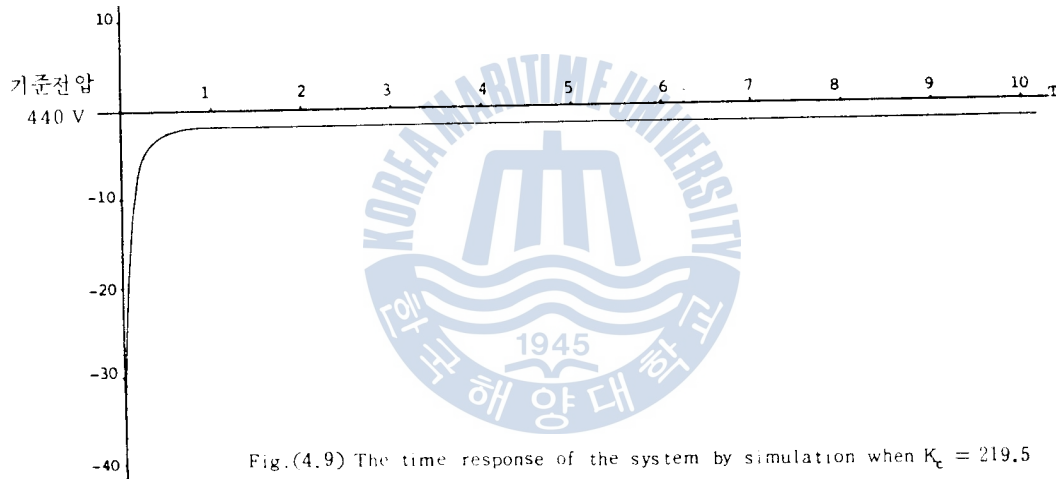
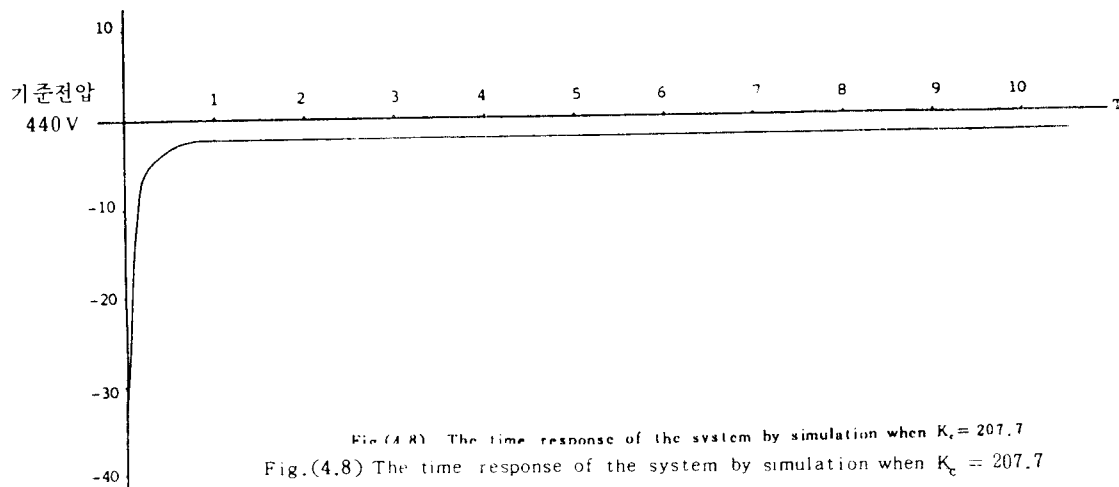


Fig.(4.7) The time response of the system when K_c is 900



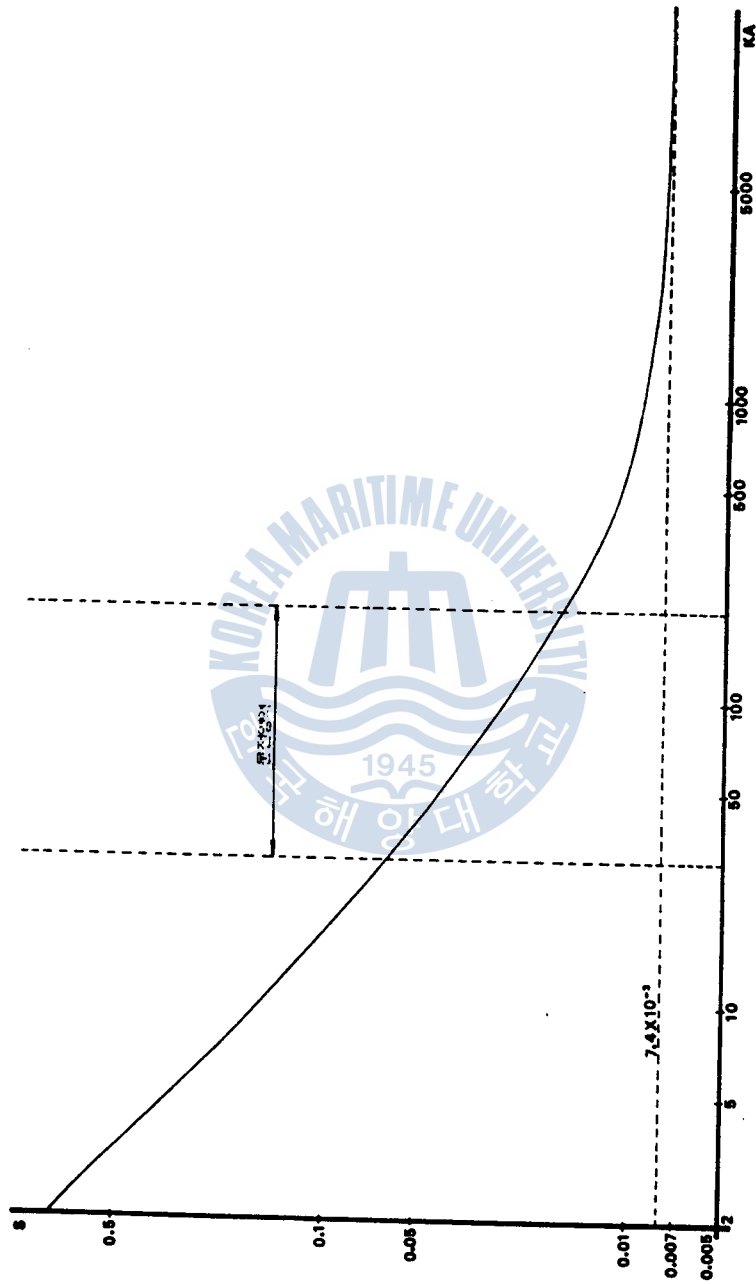


Fig.(4.11) Square integral of the control error according to KA

5 . 考 察

5.1 安定성에 대한 考察

式(3, 17)에서 나타난것처럼 계가 安定하기 위한 條件은 $K_0 > K_3 K_4 - 1 = 0.0813$ 으로 루우프 계인이 아무리 크더라도 이계는 安定하도록 되어 있으며 실제의 發電機는 이 安定特性을 만족하도록 설계되는것이 보통이다.

5.2 定常應答에 대한 考察

Fig.(4.5)(4.6)(4.7)에서 보는 바와같이 $K_c = 207.7 \quad 219.5 \quad 900$ 인 경우의 옴셋트 양은 각각 3V, 1.7V, 1V로 K_c 값이 클수록 옴셋트가 작아지며, 이는 Fig.(4.8) (4.9) (4.10) 및 Table (5)에서 보는바와같이 理論結果와 잘 일치한다.

K_c 가 900인경우, 실험치가 계산치에 비해 옴셋트가 크게 되는것은 理論的인 解析에서는 원동기의 속도를 일정하다고 가정 했으나 실제로 부하를 걸었을 경우에는 원동기의 속도가 떨어지기 때문이라고 생각된다.

5.3 過渡特性에 대한 考察

Fig.(4.5)(4.6)(4.7)에서 보는바와같이 K_c 값이 클수록 應答速度는 빨라지며 이는 Fig.(4.8)(4.9)(4.10)에서 보는바와같이 理論結果와 잘 일치되고 있다. Fig.(4.7) Fig.(4.10)을 비교하면 Fig.(4.10)의 數值計算에 의한 應答은 오버슈트가 생기나 실제 실험에서는 오버슈트가 생기지 않는것은 부하에 대한 원동기의 속도 변동이 自動電壓 調整 계통에 대하여 外亂으로 작용하기 때문이라고 생각된다.

5.4 二乘誤差面積에 대한 考察

$K_0 < K_3 K_4 - 1$ 인 경우, 즉 $K_a < \frac{K_3 K_4 - 1}{K_1 K_2 K_3} = 0.9029$ 의 영역에서는 이계통은 不安定하게 되며 式(3.38)으로 表示되는 $S(K_a)$ 도 安定領域에서만 成立되는 式이다. Fig.(4.11)에서 K_a 의 값이 클수록 $S(K_a)$ 가 작아지는데, 이는 K_a 의 값이 아무리 크더라도 이계통이 安定하다는 사실과 일치되고 있다. 실제로 K_0 의 값이 커지면 감쇠 진동군이 생긴다. 그러나 허축으로부터 멀리 떨어져, 이것이 代表根이 되지 못하고 應答速度는 빨라지나 應答의 진동현상은 거의 볼수없기 때문에 二乘面積이 적게 나타나는 것으로 생각된다.

6. 結 論

以上과 같이 本 研究에서는 二捲線 界磁를 갖는 브러시리스 交流發電機에 대하여 各要素의 定數值를 추정 또는 계산하고 系統의 安定性, 定常特性 및 過渡特性 등 制御特性에 대하여 연구하고, 루우프게인이 系統의 制御特性에 미치는 영향등에 대하여 考察하였던바, 다음과 같은 結論을 얻었다.

1. 二捲線 勵磁型 AVR을 갖는 交流發電機는 負荷變動時 傭셋트가 發生하며, 이 傭셋트는 負荷變動量에 比例하고 루우프게인 K_o 값이 클수록 작게된다.
2. 傭셋트를 줄이기 위해서는 루우프게인 K_o 의 값을 가능한 한 크게해야 하는바 K_o 의 값을 크게 하더라도 系統은 安定하도록 設計되어있다.

(供試發電機의 安定條件 $K_o > 0.08134$)

3. K_o 값이 커질때 減쇠 진동근이 생기나 허축으로부터 멀리 떨어져 빨리 減쇠해 버리고 응답에 별 影響을 미치지 못한다.
4. 二乘誤差面積은 K_o 의 값이 클수록 작아진다.

(供試發電機에서는 7.4×10^{-3} 에 수렴한다.)

本 研究에서 理論과 實驗은 대체로 一致하였으나, K_o 가 클때 傭셋트에 있어서 다소 차이가 있는바, 이는 本 實驗에 사용한 發電機의 原動機가 誘導電動機로써 電源의 電壓變動과 電磁 카프링에 의한 速度制御에서 發生되는 速度 傭셋트의 影響에 기인된 것으로 생각된다. 이러한 문제에 대해서는 앞으로 速度 제어 특성이 좋은 原動機에 의하여 구동되는 交流發電機를 이용하여 實驗을 행하고 더욱 검토를 하여야 할것이다.

參 考 文 獻

1. 河注植：自動制御工學，海文出版部 1976. p. 88 ~ 114, 187 ~ 231.
2. 李成馥：電氣工學解說(下)，太和出版社，1983. p. 211 ~ 299.
3. 武田幸男：船用 Thyristor 機器，海文堂，1977. p. 0 ~ 100.
4. 根岸道明外 3 名：自動交流發電機用 半波分流 自動電壓調整器에 대하여，日本機關學會 第三卷 第三號，1968. p. 158 ~ 164.
5. 西村正太郎外 3 名：自動交流發電機에 있어서 三相突發 短絡電流의 限流制御에 대하여，日本機關學會 第五卷 第五號，1970. p. 316 ~ 326.
6. 梁注鎬：定電壓源으로서의 直流分捲 發電機의 自動制御裝置에 관한 研究，水大論文集，1980.
7. 日本電機學會：船舶電氣工學便覽，海文堂，1970. p. 88 ~ 96.
8. 廣田實：船舶制御 SYSTEM，成山堂，1982. p. 115 ~ 129.
9. 大洋電機 技術開發部：自動電壓調整器，技術資料 PG-184.
10. " : AVR 調整要領書，" PG-102.
11. " : TW型 Brushless A.C. Generator.
12. " : Damping 回路의 考察，技術資料.
13. 電氣工學엔드북편 집위：電氣工學便覽，大光書林，1977. p. 262 ~ 268, 559 ~ 594.
14. 關根泰次：配電盤，制御盤 Handbook，電氣書院，1979. p. 7-1 ~ 7.
15. 埴野一郎：配電盤 技術便覽，OHM社，1975. p. 349 ~ 441.

디젤機關 推進軸系の 合成 비틀림 振動計算에 관한 研究

—基準座標系에 로의 變換에 의한 方法—

李 康 福

A Study on the Calculation of Synthesized Torsional
Vibration for the Marine Diesel Engine Shafting

—By the method of transformation into normal coordinate—

Kang-bok Lee



目 次

1. 머리말
2. 船用디젤機關推進軸系の 多自由度비틀림强制減衰
振動方程式의 誘導
3. 多自由度비틀림强制減衰振動方程式의 解法과 合成
비틀림振動振幅의 計算
4. 電算프로그램開發에 있어서 考慮한 問題點과 入力
資料作成에 있어 留意할 事項
5. 船用디젤機關推進軸系の 비틀림 振動合成振幅의
計算例
6. 結 論
參考文獻