

- 18) 金春植·宋江燮, 流体力學, 韓國海洋大學圖書出版部, pp.203 ~ 204  
(1976)
- 19) 日本機械學會, 傳熱工學資料集, p.204(1980).
- 20) 植田辰洋, 氣液二相流(流れと熱傳達), 養賢堂, pp.11 ~ 18, pp.256  
~ 266(1981).
- 21) Chisholm, D. and Laird, A. D. K., Two - Phase Flow in Rough  
Tubes, Trans. ASME, 80-2, pp.276 ~ 286(1958).
- 22) Baker, O., Simultaneous Flow of Oil Gas J., 53, pp.185 ~ 190  
(1954).
- 23) Soliman, H. M. and Azer, N. Z., Visual Studies of Flow  
Patterns During Condensation Inside Horizontal Tubes, Proc.  
5th Int. Heat Transfer Conf., 3, pp.241 ~ 245(1974).

# Triac에 의한 誘導電動機의 速度制御特性에 관한 研究

朴 熙 道

## A Study on Speed Control Characteristics of Induction Motor by Using Triacs

Park Hee-do

<目 次>

- Abstract  
記號說明
1. 序 論
  2. 理 論
    - 2.1 一次側 電力制御原理
    - 2.2 게이트 펄스 제어에 따른 波形解析
    - 2.3 等價回路와 特性方程式의 誘導
  3. 시스템의 設計 및 構成
    - 3.1 시스템의 概要
    - 3.2 게이트 펄스 제어回路
      - (1) 位相角 調節部
      - (2) 게이트 트리거 回路
  4. 實 驗
    - 4.1 供試機의 定數 測定實驗
    - 4.2 點弧位相角에 따른 速度測定實驗
    - 4.3 토크 特性 測定實驗
  5. 實驗結果 및 檢討
    - 5.1 電算 시뮬레이션과 實測值와의 比較
    - 5.2 電動機 토크와 負荷 토크의 考察
  6. 結 論
- 參考文獻

## Abstract

It has been generally known that a simplified gate control circuit for the speed control of induction motor can be designed more economically by using Triacs for varying the firing angle. The attempt of this paper is to examine the speed control characteristic of induction motor using these Triacs for firing angle control.

On the basis of theoretical interpretation for the speed control system of induction motor, the author newly constructs a circuit model equivalent to the system and the characteristics equations of the circuit model are derived for the computer simulation.

Experiments are carried out for measuring the values of the various parameters of the test apparatus, the speed of induction motor according to the firing angle, and the current and torque characteristic values of the system.

And then, the values obtained by computer simulation are well coincided with those values obtained from experiments and the firing angle can be controlled to the degrees of 112 maximum due to the effects of the inductive load, while the capability of speed control ranges the values of 110 rpm.

## 記 號 說 明

$a_1, b_1$	: Fourier Coefficient for the 1st Harmonics
$e_u, e_v, e_w$	: Source Voltage per Phase (V)
$E_2$	: Rotor Induced Voltage (V)
$f$	: Frequency (Hz)
$I_1$	: Stator Current (A)
$I_2'$	: Rotor Current (A)
$J$	: Moment Inertia
$k$	: Order of Harmonics
$m$	: Number of Phases
$p$	: Number of Poles
$r_1$	: Stator Resistance per Phase ( $\Omega$ )
$r_2'$	: Rotor Resistance per Phase Referred to Stator Turns ( $\Omega$ )
$s$	: Slip
$S_k$	: Slip at K'th Harmonics
$T_L$	: Load Torque (Kg-m or N-m)
$T_m$	: Motor Torque (Kg-m or N-m)
$V_1$	: Stator Voltage (V)
$V_R, V_s, V_t$	: Stator Voltage per Phase (V)
$V_{st}$	: Line Voltage Phase S and T (V)
$\lambda_1$	: Stator Leakage Reactance per Phase ( $\Omega$ )
$\lambda_2$	: Rotor Leakage Reactance per Phase Referred to Stator ( $\Omega$ )
$G_m$	: Conductance per Phase ( $\mathcal{U}$ )
$Y_m$	: Magnetizing Admittance per Phase ( $\mathcal{U}$ )

- $\chi_m$  : Stator Magnetizing Reactance per Phase ( $\Omega$ )
- $\alpha$  : Firing Angle (deg)
- $\beta$  : Conduction Angle (deg)
- $r$  : Extinction Angle (deg)
- $\mu$  : Overlap Angle with the Inductive Load (deg)
- $\omega$  : Angular Speed of Rotor (rad/sec)
- $\omega_s$  : Synchronous Speed of Motor (rad/sec)



## 1. 序 論

1957年 G.E社에 의해 다이리스터(Thyristor)가 開發되기 始作한 이래 電力用 半導체素子들의 大容量, 高速化한 素子 生産으로 因하여 自由로운 交流—直流, 直流—交流의 電力變換이 可能하게 되어, 船舶이나 産業分野의 動力源으로 使用되는 交流電動機의 可變速制御에 이것의 使用率이 점차 높아지고 있으며, 最近에는 固定翼 프로펠러(F.P.P)를 가진 船舶의 軸發展에서 一定 電壓과 一定 周波數를 얻는데 까지도 使用되는 등 그 利用範圍가 多様하다.<sup>1)-3)</sup> 電力用 半導체素子를 利用한 誘導電動機의 可變速驅動시스템으로는 인버터(Inverter)나 사이클로 콘버터트(Cyclo-Converter)를 利用한 靜止形周波數 變換器에 의한 1次側 周波數 制御方式<sup>4)</sup>과 靜止形 크레머(Kramer)나 셸비어스(Scherbius) 방식에 의한 2次 勵磁方式<sup>5)</sup> 그리고 다이리스터를 利用한 1次側 電力制御 즉 各相에 다이리스터를 逆並列로 連結하여 固定子側電壓을 바꾸는 방식<sup>6), 7)</sup> 등이 研究되고 있다. 특히 종래에 研究되어온 다이리스터를 利用한 1次 電壓 平均制御方式은 시스템의 게이트 回路構成이 複雜하며, 製作費가 많이드는 등의 결함이 있어서, 本 研究에서는 電力用 스위칭素子로서 이미 開發된 雙方向 다이리스터 즉 Triac을 使用하여 回路構成을 簡單하게 하고 經濟性を 높이는데 力點을 두었으며 아울러 이 시스템에 適合한 새로운 等價回路를 誘導하고 速度特性을 考察하였다.

이 研究를 위하여 供試機로는 40와트 3相 籠型誘導電動機를 使用하였고, 1次 電力制御用 스위칭素子の 點弧位相角制御를 위한 게이트 펄스 制御回路를 設計하여 全体 시스템을 構成하였다.

그리고 點弧位相角制御를 實施하여 速度制御, 토오크 特性 등을 測定하고 提案된 等價回路로부터 얻어진 計算値와 相互 比較하였다.

研究結果 速度制御는 無段連續이 可能하였고, 1/2 부하에서 速度制御 範圍는 6.3

$$\%(\Delta N(\%)) = \frac{110}{1,750} \times 100) \text{인 } 110 \text{ rpm 程度였다.}$$

## 2. 理 論

### 2-1. 1次側 電力制御 原理

誘導電動機의 發生토크는 供給電壓의 2승에 比例하여 變化한다. 따라서 Fig. 1에서 차단  $V_1$ 에서는  $T_{m1}$ 과  $T_L$ 이 平衡이 되는  $N_1$ 에서 운전되던 것이  $V_2$ 에서는  $T_{m2}$ 과  $T_L$ 이 平衡이 되는  $N_2$ 에서 운전되어 速度制御가 이루어 진다.

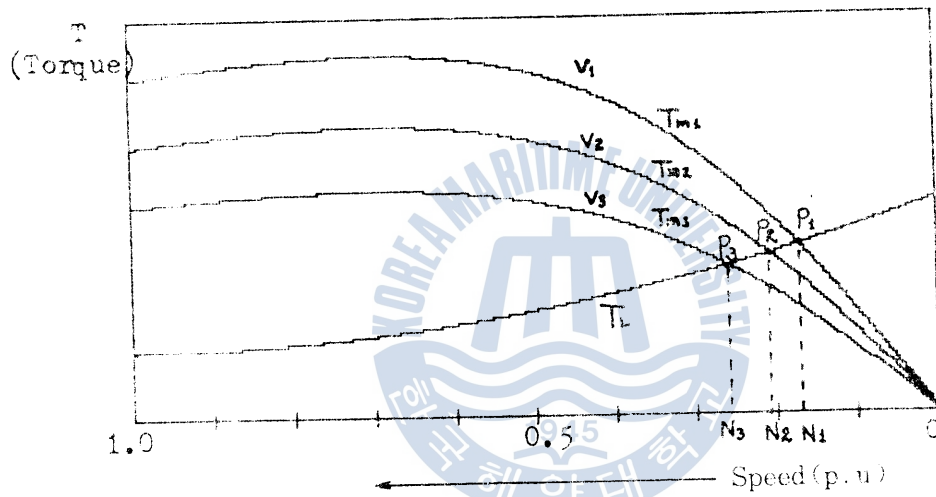


Fig.1 Torque-Speed Characteristics

1次電壓制御法으로는 대체로 可飽和リアクター (Saturable Reactor)에 의하여 電壓을 制御하는 리액티制御方式과 다이리스터 點弧位相角을 變化시켜 電壓을 바꾸는 다이리스터制御方式이 있다. 前者는 捲線型 誘導電動機의 1次側과 電源 사이에 可飽和 리액터를 插入한 것이고 後者는 대체로 籠型 誘導電動機의 1次側과 電源 사이의 各相에 다이리스터를 逆並列로 插入한 후 다이리스터의 點弧位相을 調節하여 1次側 電源을 平衡制御하는 方式으로서 어느 것이나 연속制御가 可能하고 適應性이 있으며 補修를 거의 필요로 하지 않는 잇점이 있다.

## 2-2. 게이트 펄스 제어에 따른 波形解析

Fig. 2는 Y結線된 誘導電動機의 1次側 電力制御 回路로서 Triac이 電力用 스위칭素子로 使用된다. 이 시스템에서는 게이트制御 回路에 의해 點弧 시퀀스 (Firing Sequence)에 의해 더블 펄스(Double Pulse)가 加해짐에 따라 負荷에 電源이 繼續 供給되어 電動機가 加, 減速된다.

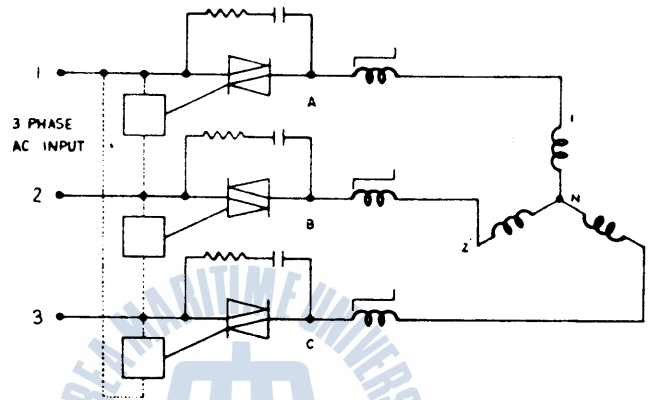


Fig.2 Triac power circuit for motor speed control.

Fig. 3은 Triac의 點弧位相制御角을 30 [deg], 60 [deg], 90 [deg]로 각각 平衡 對稱制御 했을 때 相電壓과 線間電壓의 波形을 나타낸다.

Triac의 게이트 펄스 제어에 따른 電壓 및 電流 波形은 대체로 Fig. 3에서 보는 바와 같이 非正弦波가 되며 電壓切斷(Chopping)에 따른 많은 高調波成分을 包含



## 2. 理 論

## 2-1. 1次側 電力制御 原理

誘導電動機의 發生토크는 供給電壓의 2승에 比例하여 變化한다. 따라서 Fig. 1에서처럼  $V_1$ 에서는  $T_{m1}$ 과  $T_L$ 이 平衡이 되는  $N_1$ 에서 운전되던 것이  $V_2$ 에서는  $T_{m2}$ 와  $T_L$ 이 平衡이 되는  $N_2$ 에서 운전되어 速度制御가 이루어 진다.

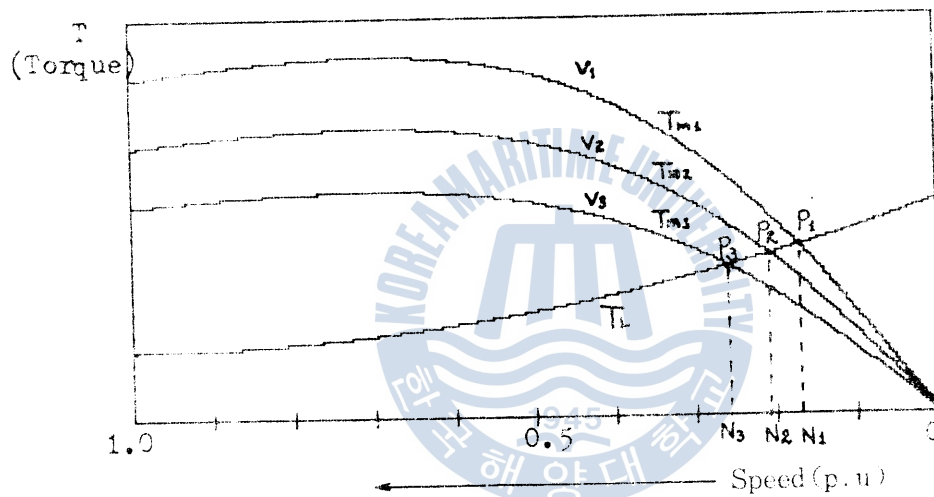


Fig.1 Torque-Speed Characteristics

1次電壓制御法으로는 대체로 可飽和リアクター(Saturable Reactor)에 의해서 電壓을 制御하는 리액터制御方式과 다이리스터 點弧位相角을 變化시켜 電壓을 바꾸는 다이리스터制御方式이 있다. 前者는 捲線型 誘導電動機의 1次側과 電源 사이에 可飽和 리액터를 插入한 것이고 後者는 대체로 籠型 誘導電動機의 1次側과 電源 사이의 各相에 다이리스터를 逆並列로 插入한 후 다이리스터의 點弧位相角을 調節하여 1次側 電源을 平衡制御하는 方式으로서 이느 것이다. 연속制御가 可能하고 速應性이 있으며 補修의 必要로 하지 않는 잇점이 있다.

## 2-2. 게이트 펄스 제어에 따른 波形解析

Fig. 2는 Y結線된 誘導電動機의 1次側 電力制御 回路로서 Triac이 電力用 스위칭素子로 使用된다. 이 시스템에서는 게이트制御 回路에 의해 點弧시퀀스(Firing Sequence)에 의해 더블 펄스(Double Pulse)가 加해짐에 따라 負荷에 電源이 繼續 供給되어 電動機가 加, 減速된다.

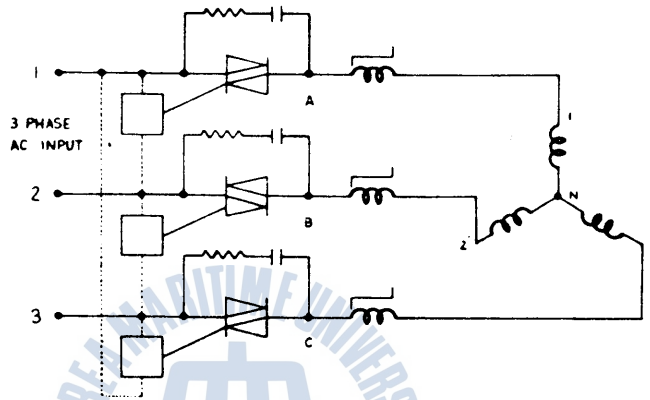


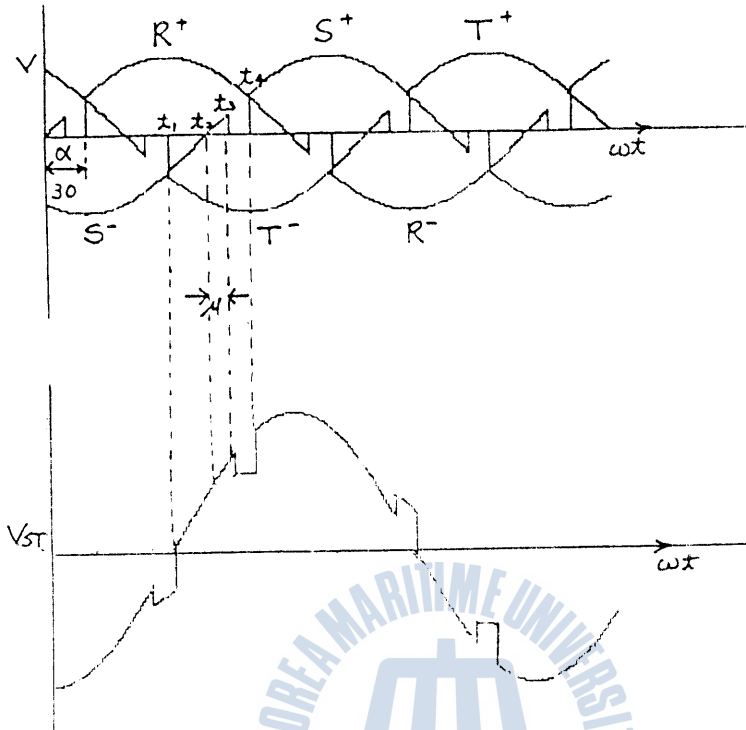
Fig.2 Triac power circuit for motor speed control.

Fig. 3은 Triac의 點弧位相制御角을 30 [deg], 60 [deg], 90 [deg]로 각각 平衡 對稱制御 했을 때 相電壓과 線間電壓의 波形을 나타낸다.

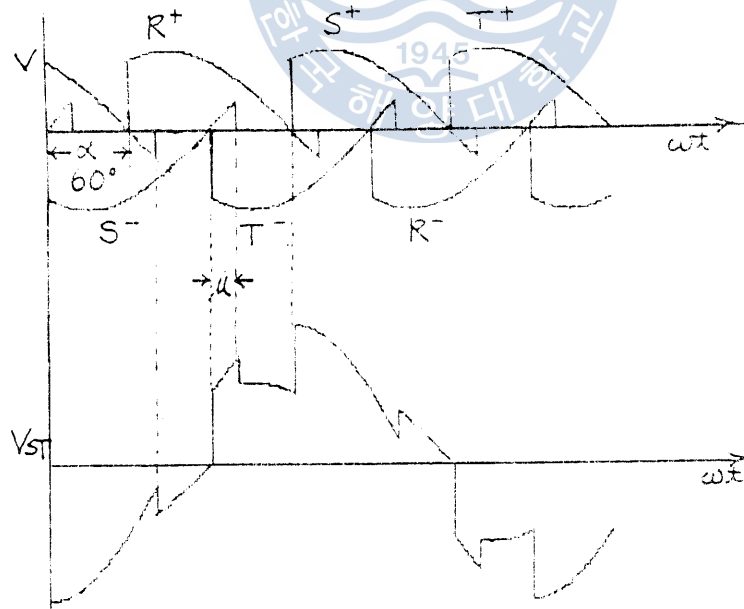
Triac의 게이트 펄스 제어에 따른 電壓 및 電流 波形은 대체로 Fig. 3에서 보는 바와 같이 非正弦波가 되며 電壓切斷(Chopping)에 따른 많은 高調波成分을 包含하게 되어 非連續 廻轉磁界를 發生하게 되며, 誘導電動機의 有效토크를 發生하는데 영향을 미치는 것은 주로 第1高調波 즉 基本波成分이 된다.

$\alpha$ 가 30 [deg] 일때를 考察해보면 Fig. 3(a)에서 0-30 [deg] 區間동안  $T_s$ ,  $T_T$ 는 導通하며 이때 線間電壓은  $V_{sT}$ 가 된다.  $t_1$  순간에는 3個의 Triac이 모두 導通하며  $t_2$  순간에는 相電壓  $V_R$ ,  $V_T$ 는 크기가 같고 方向이 反對이며 S相의 電流는  $T_s$ 를 消弧시키기 위해  $I_s \approx 0$ 에 가까이 接近하나 負荷가 誘導性이므로 S相 電流는 중첩각  $\mu$ 로 表示되는  $t_3$  구간까지 계속된다. 同一한 方法으로 各 點弧位相角에 대하여 계속 고찰해 나가면 Fig. 3에서의 各 素子에 대한 點弧 및 消弧 그리고 波形을 解析할 수 있게 된다.

$\alpha = 30 \text{ deg}$



$\alpha = 60 \text{ deg}$



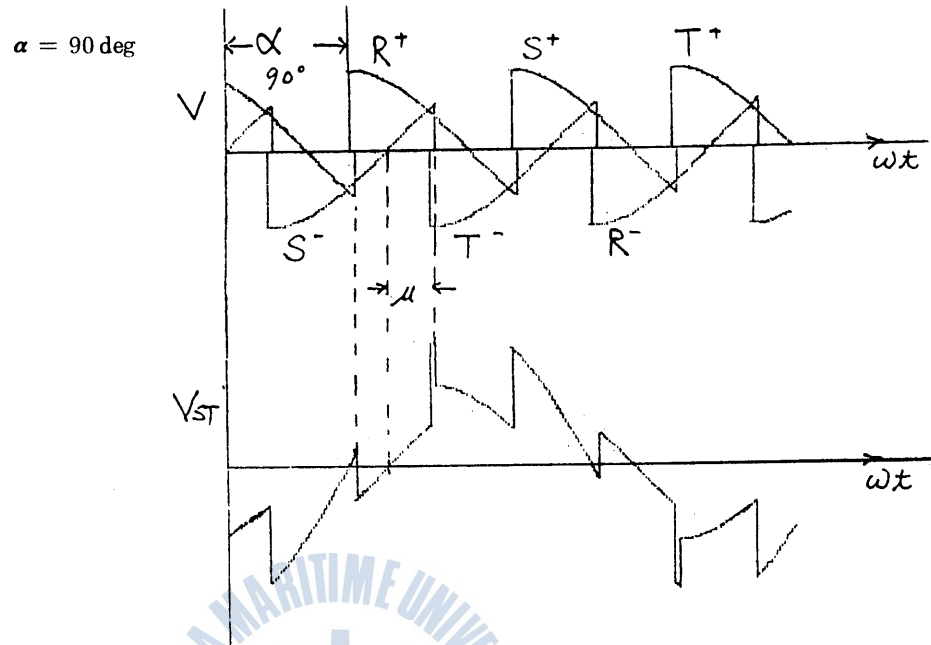


Fig. 3 Theoretical Load Voltage Waves

여기서 電壓波形을 Fourier 級數로 展開하면 一般式은

$$V_1(t) = e_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos n \omega t + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin n \omega t \quad (1)$$

가 된다.

그리고 基本波成分  $e_1$ 에 대한 Fourier 係數를  $a_1, b_1$ 이라 하면

$$\begin{aligned} e_1(t) &= a_1 \cos \omega t + b_1 \sin \omega t \\ &= c_1 \sin(\omega t + \varphi) \\ &= E_{m1} \sin(\omega t + \varphi) \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{3E_m}{2\pi\Delta} \left[ \beta - \frac{\pi}{3} - \sin \beta \cos(2\alpha + \beta) + [\sin \beta \cdot \cos(2\alpha + \beta - \varphi_2)] \right. \\ &\quad \left. + \frac{3}{2\pi} \left\{ \left( \frac{\pi}{3} - \beta \right) (\pi - \beta) - \sin^2 \beta \right\} \cos \varphi_2 \right] \cdot \text{kg}(s) \end{aligned} \quad (3)$$

$$b_1 = \frac{3E_m}{2\pi\Delta} \left[ -\sin\beta \sin(2\alpha + \beta) + [-\sin\beta \sin(2\alpha + \beta - \varphi_2) + \frac{3}{2\pi} \left\{ \left( \frac{\pi}{3} - \beta \right) (\pi - \beta) - \sin^2\beta \right\} \cdot \sin\varphi_2] \cdot \text{kg}(S) \right] \quad (4)$$

$$\Delta = 1 - \frac{3}{\pi} (\pi - \beta) \cos\varphi_2 \cdot \text{kg}(S) + \left( \frac{3}{2\pi} \right)^2 \left\{ (\pi - \beta)^2 - \sin^2\beta \right\} \cdot \text{kg}^2(S) \quad (5)$$

$$\text{kg}(S) = E_{gm} \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \quad (6)$$

이다.<sup>7)</sup>

Table 1은 點弧位相角制御에 따른 抵抗性 및 誘導性 負荷에 있어서 Triac의 導通狀態를 要約한 것으로 R 負荷에서는 0-120 [deg]까지 制御可能하나 誘導性 負荷에 있어서는 인덕턴스에 起因한 滯留각 때문에  $\mu - 120$  [deg]까지 制御可能하다.<sup>6)</sup>

Table 1. Summary of TRIAC Conduction States per 60° Interval

Firing angle ( $\alpha$ )	Number of Triac on					
	R load			R-L load		
	3	2	None	3	2	None
$0 < \alpha \leq \mu^\circ$	$60^\circ - \alpha$	$\alpha$	--	$60^\circ$	--	--
$\mu^\circ < \alpha \leq 60^\circ$				$60^\circ - (\alpha - \mu)$	$\alpha - \mu$	
$60^\circ < \alpha \leq 90^\circ$	--	$60^\circ$	--	$\mu$	$60^\circ - \mu$	--
$90^\circ < \alpha \leq (90^\circ + \mu)$	--	$150^\circ - \alpha$	$\alpha - 90^\circ$	$(90^\circ + \mu) - \alpha$	$\alpha - 30^\circ - \mu$	--
$90^\circ + \mu < \alpha \leq 120^\circ$				--	$150^\circ - \alpha + \mu$	$\alpha - (90^\circ + \mu)$
$120^\circ < \alpha \leq 180^\circ$	--	--	$60^\circ$	--	--	$60^\circ$

## 2-3. 等價 回路와 特性 方程式의 誘導

誘導電動機의 다이리스터素子의 ON-OFF 動作에 따라 1次側 電流가 斷續되어 1次側 電力이 制御되는 방식에 대한 解析으로는  $\phi$  函數法, 狀態推移法 등의 方法이 보고되고 있다.<sup>7)</sup>

本研究는 1次 捲線이 星型結線된 電動機를 다음의 가정아래 等價回路를 提案하고 特性方程式을 誘導하기로 한다.

- 1) 電源은 平衡 3相 正弦波 電壓源이다.
- 2) 다이리스터는 理想的인 스위칭素子이다.
- 3) 鐵心の 飽和 및 鐵損은 무시한다.
- 4) 速度脈動(Ripple)은 무시한다.
- 5) 正常狀態의 解析만을 한다.

1相當 端子電壓의 波形은 切斷(Chopping) 되므로 非正弦波가 되며 따라서 不平衡 廻轉磁界가 發生하게 된다.

Fig. 4는 Triac의 게이트에 의한 1次側 電壓을 平衡制御했을 때의 周波數領域의 等價回路이다.<sup>7)</sup>

여기서  $k$ 는 高調波의 次數이며,  $S_k$ 는  $k$ 次 高調波의 次數의 슬립을 나타낸다.

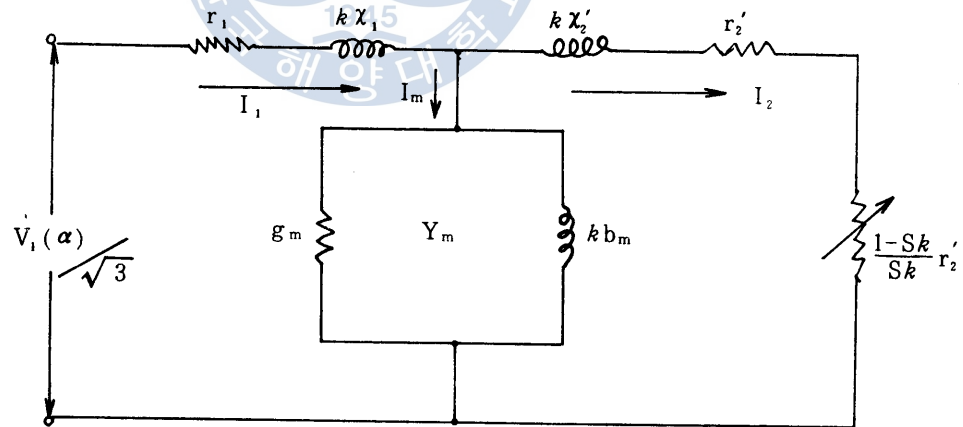


Fig. 4 Per-Phase Equivalent Circuit of 3 $\phi$  Induction Motor

等價 回路에서  $E_1$ 은 1次 1相의 誘起 起電力이며,  $E_2'$ 는 정지시 2次 1相當 誘起 起電力(1次側 換算值) 이고

$$E_1 k = \dot{E}_2 k = V k \text{라 하여}$$

$$\dot{I}_m k = \dot{V} k Y_m k = \dot{V} k (g_m - j k b_m) \quad (7)$$

$$\begin{cases} Z_1 k = r_1 + j k \chi_1, \\ Z_2 k = r_2 + j S k \chi_2' \end{cases} \quad (8)$$

$$\dot{I}_1 k = \dot{I}_m k + \dot{I}_2 k = \dot{V} k (Y_m k + S k / Z_2 k') \quad (9)$$

$$= \dot{V} k (g_m - j k b_m + S k / (r_2' + j S k \chi_2')) \quad (10)$$

1次 端子電壓을 誘起 起電力에 1次 임피던스 강하를 合한 것이므로

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 k(\alpha) / \sqrt{3} &= \dot{V} k + \dot{I}_1 k Z_1 k \\ &= \dot{V} k \left( 1 + Z_1 k Y_m k + S k \cdot \frac{Z_1 k}{Z_2 k} \right) \end{aligned} \quad (11)$$

$$\dot{V} k = \frac{\dot{V}_1 k(\alpha) / \sqrt{3}}{\left( 1 + Z_1 k Y_m k + S k \cdot \frac{Z_1 k}{Z_2 k} \right)} \quad (12)$$

1次 電流

$$\dot{I}_1 k = \frac{\dot{V}_1 k(\alpha) (S k + Y_m k Z_2 k) / \sqrt{3}}{Z_2 k + Z_1 k Z_2 k + S k Z_1 k} \quad (13)$$

또오리서

$$\dot{I}_2 k = S k \dot{E}_2 k / \sqrt{r_2'^2 + S k^2 (k \chi_2')^2} = \frac{\dot{E}_2 k}{\sqrt{(r_2' / S k)^2 + (k \chi_2')^2}} \quad (14)$$

$$\cos \theta_2 k = \frac{r_2'}{\sqrt{r_2'^2 + S k^2 (k \chi_2')^2}} \quad (15)$$

을 또오르 一般式에 代入하면

$$\begin{aligned}
 T_m &= \sum_{k=1}^{\infty} \frac{Pk}{Wk} = \sum \frac{(1-Sk) P_2}{(1-Sk) W_s} = \frac{P_2}{W_s} \\
 &= \sum_{k=1}^{\infty} \frac{m_2 \cdot Sk \cdot \dot{E}_2 k^2 \cdot r_2'}{9.8 W_s (r_2'^2 + Sk^2 (k \cdot \chi_2')^2)} \quad (\text{kg} \cdot \text{m}) \quad (16)
 \end{aligned}$$

이것을 1次側에 換算하면

$$\begin{aligned}
 T_m &= \sum_{k=1}^{\infty} \frac{m_1 \cdot Sk \cdot V_1 k^2 \cdot r_2'}{9.8 W_s (r_2'^2 + Sk^2 (k \chi_2')^2)} \\
 &= \sum_{k=1}^{\infty} \frac{m_1 \cdot Sk \cdot r_2' \cdot \dot{V}_1 k(\alpha) / \sqrt{3}}{9.8 W_s \{ (Sk r_1 + r_2')^2 + Sk^2 (\chi_1 + k \chi_2')^2 \}} \quad (17)
 \end{aligned}$$

固定子에서 廻轉子에게 傳達되는 電力 (1相當에 대한 것)

$$\begin{aligned}
 P_{20} &= \sum_{k=1}^{\infty} P_2 k = \sum_{k=1}^{\infty} \dot{E}_2 k \cdot \dot{I}_2 k \cos \theta_2 k \\
 &= \sum_{k=1}^{\infty} \dot{E}_2 k \frac{Sk \dot{E}_2 k}{\sqrt{\dot{r}_2'^2 + (Sk k \chi_2')^2}} \cdot \frac{\dot{r}_2'^2}{\sqrt{\dot{r}_2'^2 + (Sk k \chi_2')^2}} \\
 &= \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\dot{V}_1 k^2 \cdot Sk \cdot r_2'}{\dot{r}_2'^2 + Sk^2 (k \chi_2')^2} \quad (18)
 \end{aligned}$$

$$= \sum_{k=1}^{\infty} \dot{I}_2 k^2 \frac{r_2'}{Sk} \quad (19)$$

기계적 출력은 2次 入力에서 銅損을 뺀 것이므로

$$P_m = P_{20} - \sum_{k=1}^{\infty} P_{ck} = P_{20} - \sum_{k=1}^{\infty} \dot{I}_2 k^2 r_2' = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1-Sk}{Sk} \dot{I}_2 k^2 \cdot r_2' \quad (20)$$



$$= \sum_{k=1}^{\infty} \left( \lambda k^2 \frac{Sk \cdot r_2'}{r_2'^2 + SA^2 (k \lambda_2')^2} - \lambda k^2 \frac{Sk^2 \cdot r_2'}{r_2'^2 + SA^2 (k \lambda_2')^2} \right)$$

$$= \sum_{k=1}^{\infty} \lambda k^2 \frac{S \lambda_2'}{r_2'^2 + SA^2 (k \lambda_2')^2}$$

4.4

이와 같이 유도된 전압 방정식은 다음과 같다.



### 3. 시스템의 설계 및 구성

#### 3-1. 시스템의 개요

Fig. 5는 이 시스템의 Schematic Diagram을 나타낸다. 3 $\phi$  籠型 誘導電動機의 1次側 電力을 制御하기 위하여 電源과 供試機의 固定子 사이에 3個의 Triac를 接續하고, 게이트의 點弧位相角을 連續平衡制御할 수 있는 게이트 펄스 制御回路를 設計하였다.

서지 (Surge) 電壓 등으로 인한 電力用 스위칭素子の 損傷을 防止하기 위해 이것과 並列로 Snubber 회로를 構成했으며, Triac의 點弧角  $\alpha$ 는 게이트制御 回路에 設置된 선형의 포텐시오 미터를 調節하여 펄스폭 (Pulse Width)을 可變시켜 制御했다.<sup>13)</sup>

또  $\alpha$ 의 測定 및  $\alpha$  制御時 線間電壓의 波形的 檢出은 오실로스 코우프를 使用하였다.

負荷크기의 調整은 供試機에 直結된 他勵磁 發展機에 R 負荷를 連結하여 實施했으며, 速度의 檢出은 엔코더 (Encoder)와 F-V 變換器로 實施하였다.

토크의 計測은 廻轉 可能하도록 改造된 供試機의 몸체에 設置한 포텐시오 미터의 出力을 X-Y recorder에 入力시켜 實施하였다.

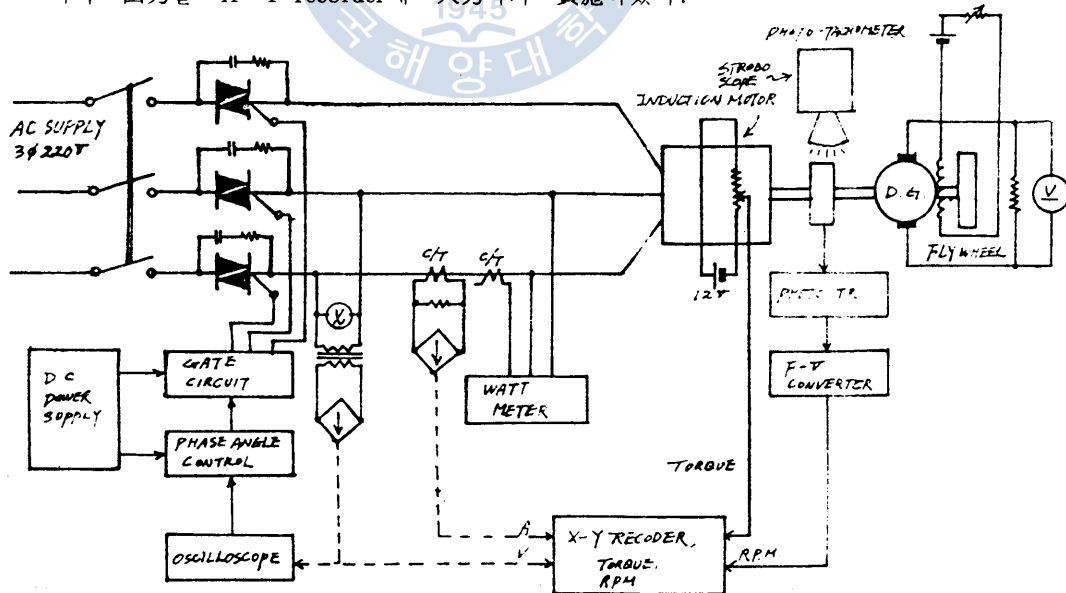


Fig. 5 Schematic Diagram of Experimental Apparatus

Fig. 6은 시스템의 全体 實物사진이다. 그리고 Table 2는 供試機와 主 스위칭 素子の 定格과 仕様을 보여주고 있다.

Table 2. Rated Values of Experimental Apparatus

1) Tested Motor	
Rated	: 220 [V]
Rated	: 40 [W]
Number of Pole	: 4 [P]
Stator Wire Conn	: Y
Rotor Type	: B
R. P. M	: 1,750
Maker	: Mitsubishi Electric Co.
2) Main Power Switching Device	
Item	: Triac
P. I. V	: 600 [V]
Model	: SC 260/M
Max. Current	: 25 [A]
3) Load Machine	
Type	: D. C Generator
H. P	: 1/8
Current	: 1 [A]
Speed	: 2000 [rpm]
Voltage	: 115 [V]

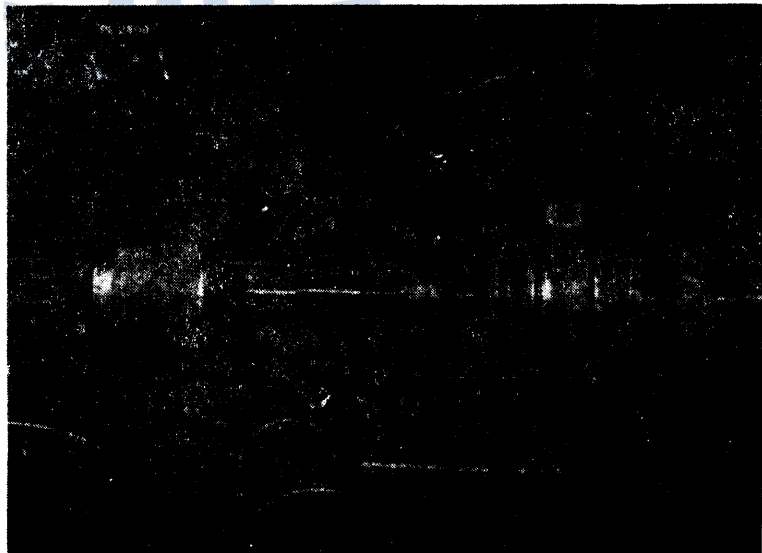
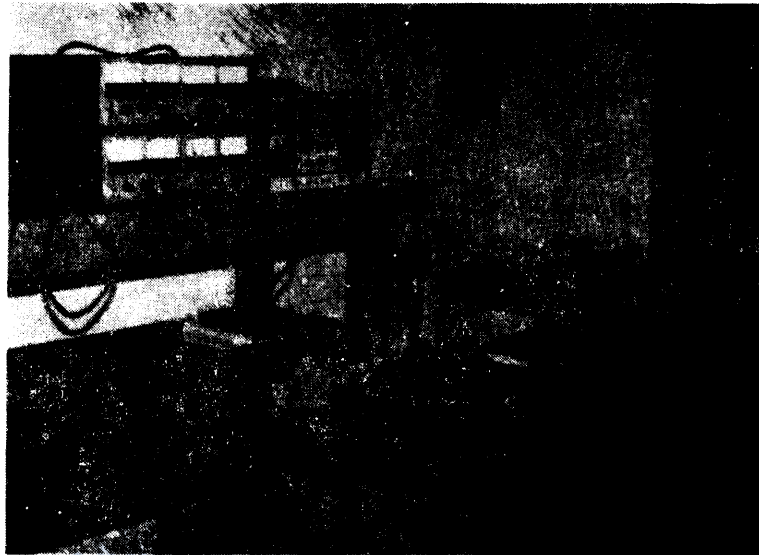


Fig. 6 Overall View of Experimental Apparatus

3-2. 게이트 킬스 제어 회로

(1) 位相角 調節部

Fig. 7은 게이트 킬스의 點弧位相角을 制御하는 位相角 調節部の Block Diagram과 회로사진이며 Fig. 8은 Fig. 7의 各部 出力波형이다. 單相全波整流器部에서는 電源과 位相을 同期시킨 入力波형을 整流한 다음(Fig. 8의 (a)) 位相이 벗어나지 않는 矩形波를 만들기 위해 零相檢出器(Zero Crossing Detector)를 通過시켰다.

이 회로에서는 OP Amp를 Open loop로 使用하였으나 入力を 負入力側에 加하여 特性을 劣化시키지 않고 速應性이 양호하도록 하였다.

또 실리콘 다이오드의 미세 바이어스 성분은 可變저항 VR1을 調整하여 그 電位 만큼을 Fig. 8의 (c)와 같이 補償시켜 주었다.<sup>14)</sup>

OP Amp의 自体出力 레벨은 Table 3에서와 같이 大略 Vcc와 VEE의 스윙레벨(Swing Level)이 된다.

Table 3. Output Level of Op Amp

Input	Output Condition	Fan Out
Non-Inverting input > Inverting input	$V_{CC} - (2\sim3) [V]$	10~20mA
Non-Inverting input < Inverting input	$V_{EE} + (2\sim3) [V]$	

톱니파 發生回路(Sawtooth Wave Generator)에서는 直線性的인 톱니파만 矩形波의 發生時點이 精確하게 되며, Triac을 원하는 位相角에서 Trigger 시키기 위해서는  $\pi$  rad/sec마다 톱니파가 發生되어야 한다.<sup>15)</sup>

따라서 스위칭 트랜지스터 TR1과 C1, R3로서 밀러 積分을 행하였으며 VR2로서 미세조정을 실시하였다. 그리고 톱니파 發生器의 出力과 直流性分の 比較用 基準電壓을 比較레이터(Comparator)에서 比較하여 Fig. 8 (b) 出力을 얻었다.

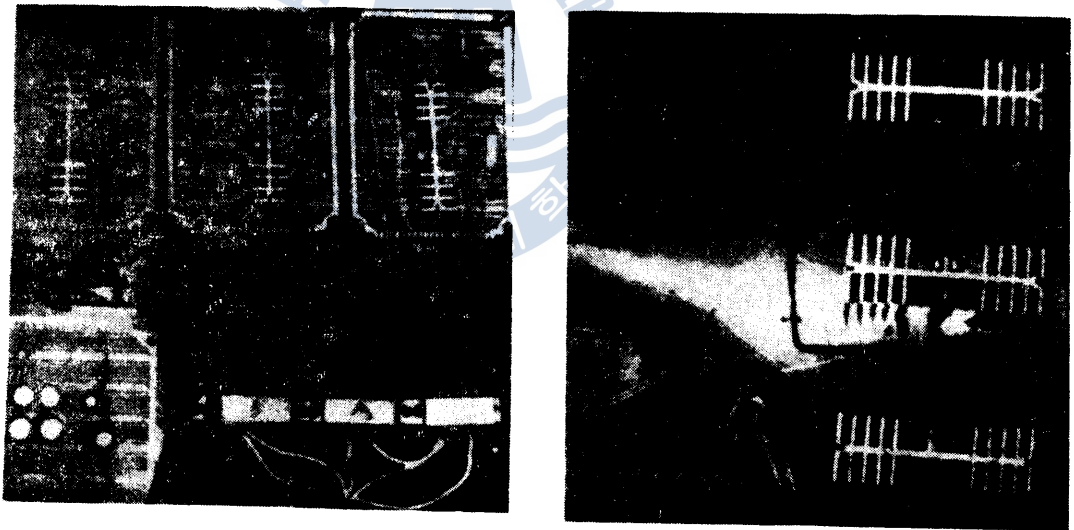
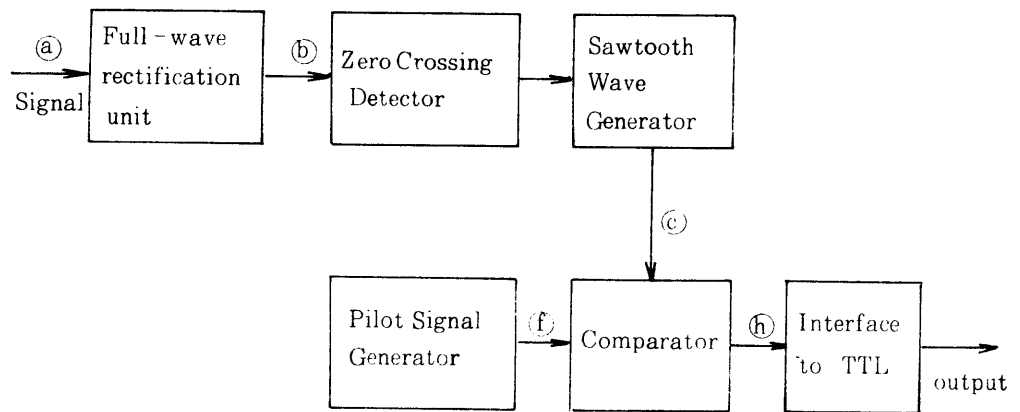


Fig.7 Block Diagram of Phase Angle Control Circuit

Fig. 9는 比較器의 基本回路와 動作特性을 나타내는 것으로 + Eos ~ - Eos 까지가 OP2 飽和出力電壓이고,  $\pm \Delta$ 는 内部 吸受電壓으로 素子에 따라 0.1[V] ~ 2[V] 程度이다.

比較信號發生部에서의 基準電壓 (Reference Voltage)은 定電壓 IC를 通過한 後 리플性分을 除去한 直流電壓을 VR3로 分壓시켜 만들었다.

그리고 TTL IC와의 인터페이스를 위하여 D3와 R6로써 다이오드 게이트를 형성하여 負電壓 (Negative Voltage)를 除去시킨 후 트랜지스터 TR2의 베이스에 가해서 H 레벨 (5V)의 出力이 나오도록 하였다.

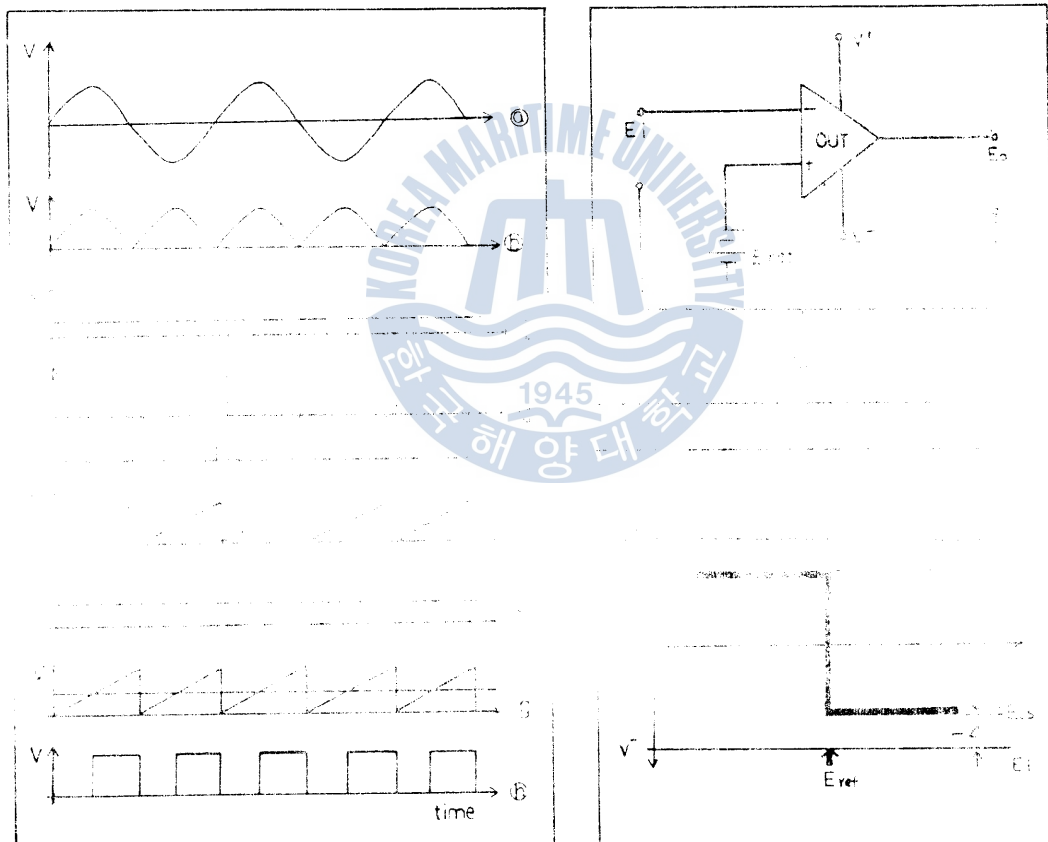


Fig. 8 Waveform in Gate Pulse Controller of Firing Device

Fig. 9 Principle Circuit of Comparator

## (2) 게이트 트리거 회로

Triac을 트리거 시켜주기 위해서는 게이트信號로서 긴 펄스 트레인을 사용해야만 한다. 그렇지 않은 경우에는 회로의 상태에 따라서 낮은 順方向 電壓이 Triac의 兩端에 걸리고 그로 인하여 電流가 서서히 증가할 때 짧은 펄스가 주어지면 Triac은 完全히 turn-on 되지 않은 상태에서 펄스가 끝나는 순간 다시 off 상태로 되돌아 간다. 그러므로 확실히 素子를 導通시켜 주기 위해서는 긴 펄스 트레인을 게이트 트리거 회로에 사용해야 한다.

Fig. 10은 게이트 트리거 회로를 나타낸다. TTL은 본래 "H" 레벨과 "L" 레벨을 가진 非線型素子이므로 게이트 入力은 "L" 레벨로 判斷되어 게이트는 끊어져 버리고 發振을 하지않게 된다. 이 회로에서는 入力과 出力을 저항으로 連結하여 特性을 線型으로 接近시켜 30 KHz의 發振회로를 設計하였다. 位相角 調節部에서의 出力信號와 發振회로에서의 信號를 NAND 1에서 合成한 후 NAND 2에서 相을 一致시켜 이 出力을 Power TR에 가하여 增幅시켰다. 그리고 增幅된 이 信號를 펄스 트랜스에 通過시켜 接地가 分離된 信號만을 主電力制御用 스위칭素子인 Triac의 게이트 트리거 펄스가 되도록 하였다.

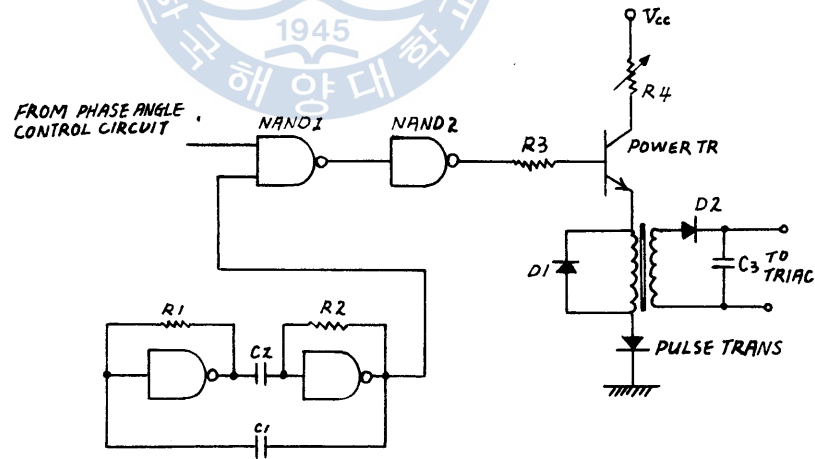


Fig. 10 Gate Pulse Control Circuit for Phase 1



Fig. 11은 Fig. 7의 (B), (E), (H)에서의 波形사진이다.

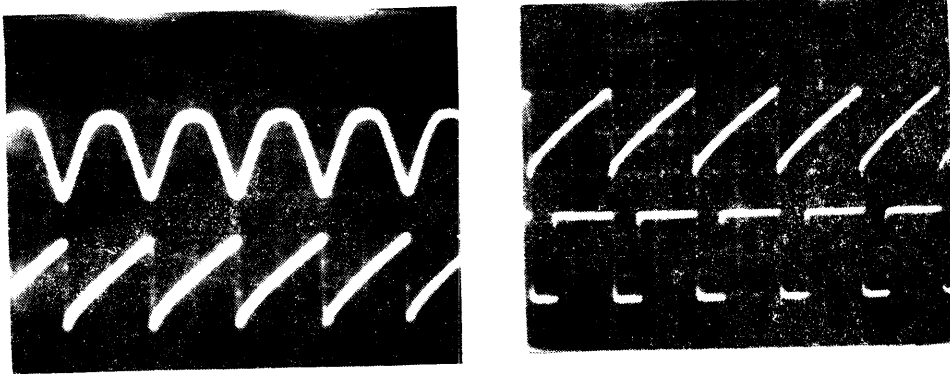


Fig. 11 Output Waveforms of Fig. 7 at B, E and H

Fig. 12은 한상에 대한 點弧位相角을 制御하기 위한 位相角 調節부의 回路圖이다.

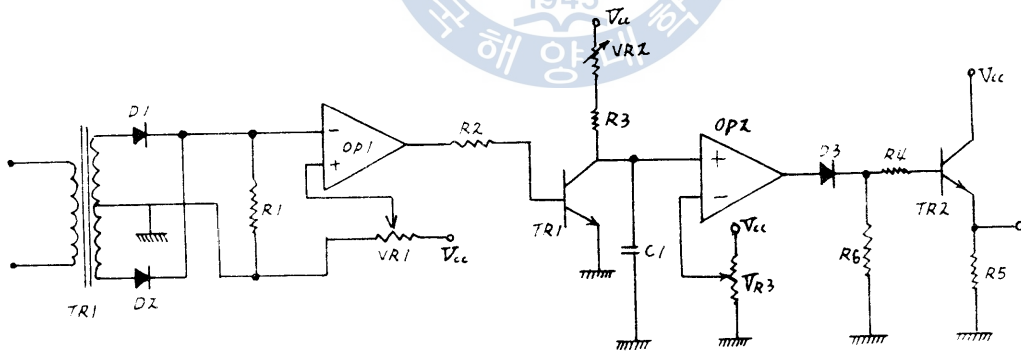
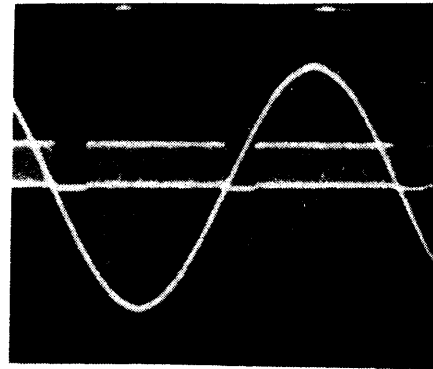
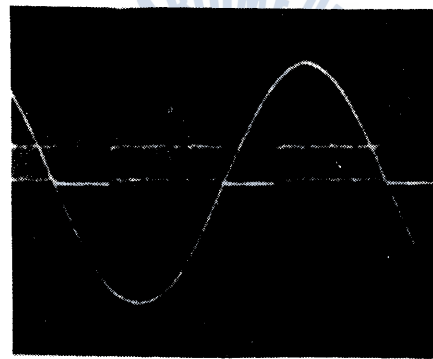


Fig. 12 Phase Angle Control Circuit

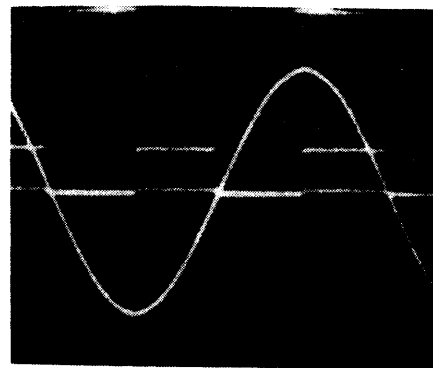
Fig. 13은 設計된 게이트 펄스制御를 利用하여  $\alpha$ 를  $30^\circ$ ,  $60^\circ$ ,  $90^\circ$ 로 制御했을때의 電源電壓과 게이트 펄스를 오실로우스 코우프로 檢出한 出力波形 사진이다.



$\alpha = 30$  [deg]



$\alpha = 60$  [deg]



$\alpha = 90$  [deg]

Fig.13 Output Waveforms of Gate Control Circuits

## 4. 實 驗

### 4-1. 供試機의 定數測定 實驗

1次 電壓平衡制御時 提案된 等價回路에 包含되어 있는 諸定數  $r_1, r_2', \chi_1, \chi_2', b_m, Y_m, g_m$  等을 決定하기 爲하 固定子자극測定實驗, 拘束實驗(Blocked Rotor Test), 無負荷實驗(No-Load Test) 等을 實施하였다.

固定子자극測定實驗은 電壓降下法을 用한 實驗의 結果를 用하여 測定되며, 拘束實驗, 供試機의 1次측에 供給되는 電壓을 3相電壓調節器(Voltage Regulator) (kVA, 0-220V)에 用하여 調整한 後 線間電壓과 線間電流, 計數器로 功電력을 測定하여 用하여 3相電力을 測定하였다.

無負荷實驗은 供試電動機가 無負荷로 直結된 直流電動機에 弱磁을 加하여 Motor Set으로 供試機의 1次측에 連繫하여 電氣的 에너지가 2.5%의 同期速度에서 3.0%의 過磁을 用하여 調整한 後 線間電壓, 線間電流, 計數器로 功電력을 測定하여 測定하였다.

Table 4는 以上의 實驗을 通過 測定된 供試機의 定數值을 示하고 있다.

Table 4. Constants of per-phase Equivalent Circuit

$r_1$	53.4 [ $\Omega$ ]	$b_m$	0.0089 [ $\Omega$ ]
$r_2'$	28.7 [ $\Omega$ ]	$g_m$	0.0006 [ $\Omega$ ]
$\chi_1$	40.799 [ $\Omega$ ]	$Y_m$	0.0089 [ $\Omega$ ]
$\chi_2'$	40.799 [ $\Omega$ ]		
L	108 [mH]		

\* 定數 測定結果는 附錄參照.

## 4-2. 點弧位相角에 의한 速度測定 實驗

試作 시스템에 直結된 直流發電機에 低抗性 負荷를 連結하여 定格出力이 되도록 調整한 狀態에서 게이트 펄스制御 回路에 電壓指令에 相應한 位相角을 變化시켰다.

點弧位相角  $\alpha$ 는 게이트 펄스制御 回路에 設置된 線형의 포텐시오 미터를 調整하여 펄스幅을 可變시켜 制御했으며, 任意的 相의 1週期에 대한 電源電壓의 波形과 位相制御된 波形을 檢出하여 이를 오실로스코프에서 比較 檢討한 다음 10 [deg] 區間으로 하여 120 [deg]까지 對稱平衡制御했다.

1次測 電壓의 變化는 電力용 스위칭素子部の 出力端에 並列로 設置된 電力計에 依해 實効値를 計測하였으며, 電源側端子の 線間에 設置된 電壓分配器를 通하여 얻은 波形을 오실로스코프에 入力시켜 相互比較 및 考察하였다.

Fig. 14는  $\alpha$  變化에 따른 1次側 電壓變化和 이에 따른 速度變化 特性을 나타낸 것이다.

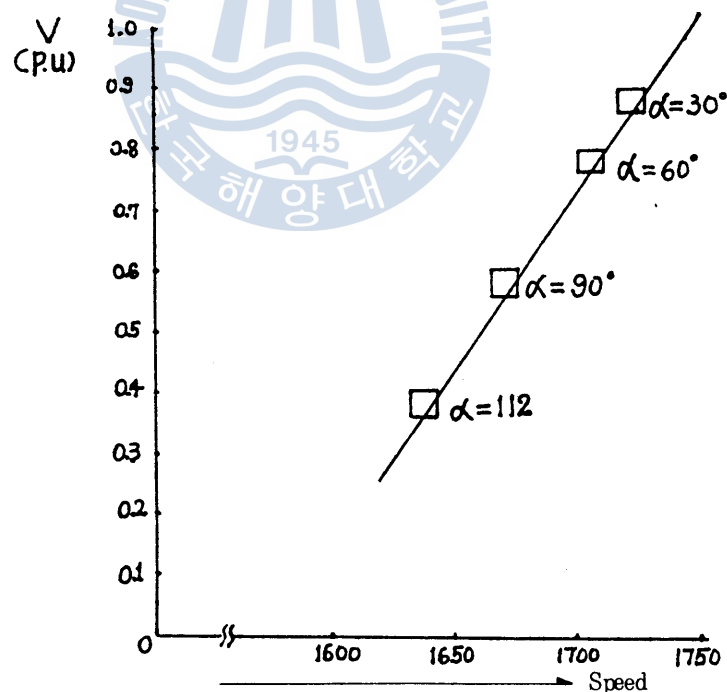


Fig. 14 Stator Voltage and Motor Speed Control Characteristic Curves for Changes in  $\alpha$

## 4-3. 토오크 測定 實驗

供試機의 1次側 電力制御를 위해 Triac의 點弧位相角을  $0$  [deg]에서  $10$  [deg] 간격으로 限界點까지 調整하고, 負荷를 점진적으로 增進시켜 슬립을  $S=S_r$  (Rated Slip)에서  $S=1$  까지 變化시켰으며 電動機 토오크 特性을 計測한 實驗이다.

게이트制御 回路의 電壓指令(Voltage Command)에 따른 點弧位相角과 波形 및 電壓을 오실로우스코프를 通하여 觀測했으며, 廻轉 可能하도록 設計된 供試機의 몸체에 設置된 Spring Type 長力計와 廻轉角의 變化를 電壓의 變化로 바꿀 수 있도록 設計된 포텐시오 미터로부터 電動機 토오크를 計測하였다. 3相 誘導電動機의 廻轉速度計測은 Tacho-Generator의 誘起 起電力方式과 엔-코터로부터 펄스를 F-V 콘버터에서 計測하는 方式을 併用하였다.



## 5. 實驗結果 및 檢討

## 5-1. 시뮬레이션과 實測值와의 比較

提案된 等價回路로부터 理論적으로 誘導된 關係 特性方式들에 定數測定實驗에서 決定된 諸定數值들을 代入한 후 計算 시뮬레이션을 플로우 차아트에 따라 實施하였다. (Fig. 15 參照)

$\alpha$ 를 10 [deg] 간격으로  $\alpha = 0$  [deg]에서  $\alpha = 180$  [deg]까지 變化시키고, 슬립은 0.02 區間으로 하여  $S=0$ 에서  $S=1$ 까지 즉 點弧位相角制御에 따른 1次 電壓과 슬립을 各各 파라미터로 하였을 때 供試機의 임피던스, 誘起 起電力, 固定子電流, 電力, 토오크 등의 모든 값을 求했다.

Fig. 16은 計算프로그램에 대한 플로우 차아트를 보여주고 있다. (附錄參照)

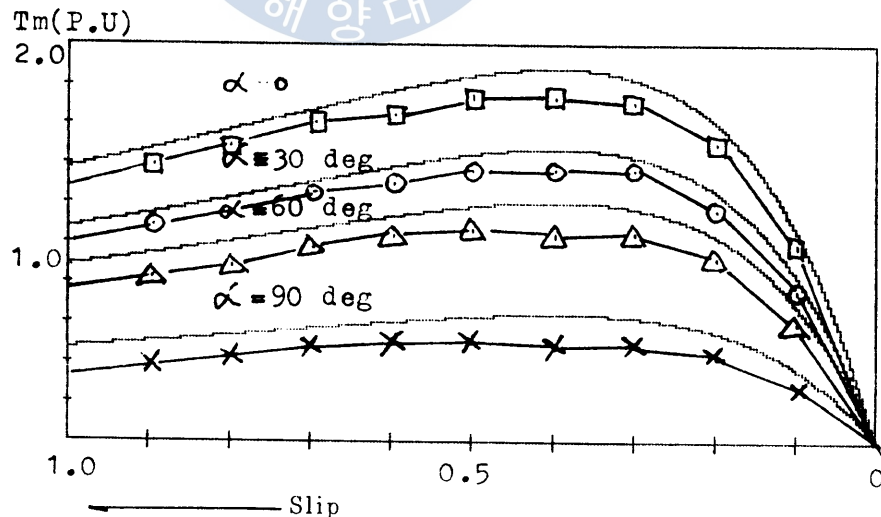
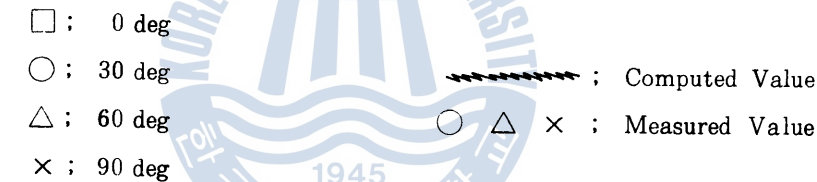


Fig. 15 Comparison of Computed Values and Measured Values for the Motor Torque

## 5-2. 電動機 토오크와 負荷토오크의 考察

電動機의 發生토오크는

$$T_m = k \cdot \Phi \cdot I_a \quad (22)$$

이며 式(22)는 2次 誘起 起電力을 나타내면

$$T_m = \frac{m_2 \cdot E_2 \cdot I_2 \cdot \cos \phi_2}{4\pi / p \times 9.8} \quad (24)$$

이다.

또 上記 式을 供給電壓과 1次 및 2次 임피던스를 使用하여 고쳐 쓰면

$$T_m = \frac{m_1 \cdot S \cdot r_2' \cdot V_1^2}{9.8 \times W_s \{ (S r_1 + r_2')^2 + (\chi_1 + \chi_2')^2 \}} \quad (25)$$

$$= \frac{m_1 \cdot r_2'}{S \cdot W_s} \cdot I_2 \quad (26)$$

가 된다.

上記 式 (25)에서  $m_1, W_s, r_1, r_2', \chi_1, \chi_2'$  등은 電動機의 常數이므로 電動機 토오크는 Slip  $S$ 와 供給電壓  $V_1$ 의 函數임을 알 수 있다.

一般的으로 電動機가 一定한 負荷를 걸고, 速度의 平衡을 維持하고 있다는 것은 電動機 토오크와 負荷 토오크가 同一의 交點에서 운전됨을 의미하는 것으로 廻轉係의 토오크 方程式

$$T_m - T_l = J \frac{dw}{dt} \quad (27)$$

에서  $dw/dt = 0$ 인 狀態의 경우이다.

이 시스템에서 供試機의 1次側 電壓을 電力用 스위칭素子의 點弧位相角을 制御하여 電動機의 發生토오크와 負荷 토오크와의 平衡點을 推移시켜 供試機의 速度 特性을 制御하는 것으로

$$T_m = T_l \quad (28)$$

일때 一定 廻轉數를 유지하고 上記 條件이 守너지서  $T_m > T_l$ 이면 增速하게 되고,  $T_m < T_l$ 이면 減速하게 된다.

이후 供給電壓  $V_1$ 을  $V_1, 0.9 V_1, 0.8 V_1, \dots$  등으로 차츰 減少시켜 나가면 各各의 電壓에 대한 相異한  $T_m$  特性 曲線을 얻게 되며, 供試機와 負荷 토오크 線圖와의 平衡點이 移動하게 되므로 速度制御가 이루어지게 된다.

## 6. 結 論

以上の 理論解析과 實驗 및 結果檢討 과정을 거쳐 다음과 같은 結論을 얻었다.

- 1) Triac 을 使用하고, 點弧位相角을 變化시킬 수 있는 게이트制御 回路를 設計 하므로써 보다 經濟적이고 簡便한 回路構成을 실현하였다.
- 2) 시스템에 適合한 새로운 等價回路를 提案하고 이 回路로부터 特性方程式 ( 電動機速度, 1次電流) 을 誘導한 다음 시뮬레이션을 實施하여 얻은 計算値 와 實際 시스템을 可變速 運轉하여 얻은 實測値(토포크) 들을 比較 檢討한 結果 多少의 誤差는 있었으나 대체로 一致하였다.
- 3) 點弧位相制御는 誘導性負荷의 영향으로  $\alpha_{\max} \simeq 112[\text{deg}]$  까지 可能하였으며, 可變速制御 範圍는 110rpm 程度였고, 定格速度에서 最低制御速度까지 連續 無段制御가 可能하였다.
- 4) Triac 은 게이트 信號를 電源과 同期시키고 double pulse 方式을 使用하므로써 交流入力電壓의 周波數變動에 無關하게 精確하고 확실하게 Trigger 되었다.
- 5) 電壓切斷(Chopping)에 따라 非正弦波形이므로 바뀌진 電壓을 어떻게 하여 等價한 正弦波 電壓으로 換算하는가 하는 과제와 非正弦波의 廻轉磁束變化에 依한 損失 關係의 研究과제 등이 남아 있다.



## 參 考 文 獻

- 1) J. M. D. Murphy ; Thyristor Control of A.C Motors, Pergmon Press Co., PP. 104-122, (1975)
- 2) Bimal K. Bose ; Adjustable Speed A.C Drives - A Technology Status Review. Proceedings of the IEEE, Vol. 70, No. 2, PP. 116-133, (1982)
- 3) Phoivos D. Ziogas, Stefanos Manias, Eduward P. Wiechmann ; Application of Current Source Inverter in UPS Systems, IEEE Transactions on Industry Appl., Vol. IA-20, No. 4, PP. 742-752, (1984)
- 4) 朴旻鎬, 薛承基 ; VVVF 制御에 의한 三相 誘導電動機의 高効率化 운전에 關한 研究, 大韓電氣學會誌, 第30卷 第7號, PP. 64-69, (1981)
- 5) William Shepherd, Jack Stanway ; Slip Power Recovery in an Induction Motor by the Use of a Thyristor Inverter, IEEE Trans. Power App. System, Vol. 1 GA-5, No. 1, PP. 74-82, (1969)
- 6) William L. Kenly, Bimal Bose ; Triac Speed Control of three-phase Induction Motor with phase-locked Loop Regulation, IEEE Trans. Ind. Appl. IA-12, PP. 492-498, (1976)
- 7) 山田正一郎, 藤井知生 ; サイリスタ 一次 電壓平衡制御 三相誘導電動機の近似定常特性 解析, 日本電氣學會誌 B, 96卷 1號, PP. 36-42, (1976)
- 8) 李成馥 ; 電氣工學解說(下), 太和出版社, (1983)
- 9) 機電研究社譯 ; 다이리스터 制御 A.C 모우터의 운전과 保守 (上山直彦 編), PP. 111-127, (1978)
- 10) S. B. Dewan, A. Straughen ; Power Semiconductor Circuits, John Wiley & Sons. PP. 155-211, (1975)
- 11) 朴旻鎬 ; 誘導機器, 東明社, PP. 386-413, (1977)
- 12) 日本電氣學會 ; 誘導機, 東京, PP. 21-26, (1952)
- 13) 盧彰注, 俞春植, 鄭璟烈 ; Triac을 利用한 三相 誘導電動機의 一次 電壓 平衡制御에 따른 特性 研究, 船用機關學會誌, 第8卷 第1號, PP. 72-84, (1984)
- 14) Malvino, Leach ; Digital Principle and Applications, McGraw-Hill inc, PP. 205-222, (1981)

- 15) Raymond Ramshaw ; Power Electronics, Science Paperbacks, PP. 52-115, (1979)
- 16) 河注植, 盧彰注 ; 船舶에 있어서 內燃機關 驅動發展機의 速度安定度에 관한 연구, 大韓電氣學會誌, 第 24 卷, 第 4 號, PP. 63-70, (1975)
- 17) W. Mc Murry ; Comparative Study of Symmetrical three phase Circuits for Phase Controlled A.C Motor Drives, IEEE Trans. Ind, Appl. Vol IA- 10, PP. 403-411, (1974)



論 文 附 錄

o 定數 測定 結果

o Flow Chart of Computer Simulation



## 〈附 錄〉

## 定數 測定 結果

## 1) 抵抗 測定 實驗

$$\begin{aligned}
 r_1 &= \frac{2.245 + T_0}{2.345 + t^{\circ}\text{C}} \times \frac{R_1}{2} \\
 &= \frac{234.5 + 75}{234.5 + 18} \times \frac{86}{2} \\
 &= 52.7 [\Omega] \simeq 53 [\Omega]
 \end{aligned}$$

실험 테이터

$$\begin{cases}
 T_0 = 75^{\circ}\text{C} \quad \forall \text{ B종 절연물} \\
 t^{\circ}\text{C} (\text{주위온도}) = 18^{\circ}\text{C} \\
 \text{전압 } 12\text{V} \\
 \text{전류 } 140\text{mA}
 \end{cases}$$

## 2) 구속 실험 (Blocked rotor test)

$$\begin{cases}
 W_P = 22 \text{ [W]} \\
 V_P = 127 \text{ [V]} \\
 I_P = 0.52 \text{ [A]}
 \end{cases}$$

실험  
테이터

$$\therefore r_e = W_P / I_P^2 = \frac{22}{(0.52)^2}$$

$$= 81.48 [\Omega]$$

$$\therefore r_2' = r_e - r_1$$

$$= 81.48 - 53$$

$$= 28.5 [\Omega]$$

$$\phi = \cos^{-1} \frac{W_P}{I_P V_P} = \cos^{-1} \frac{22}{0.52 \times 127}$$

$$= \cos^{-1} 0.333$$

$$= 70.549^{\circ}$$

$$X_e = V_P \times \frac{\sin \phi}{I_P} = 127 \times \frac{\sin 70.549}{0.52} = 81.599 [\Omega]$$

$$\therefore X_2 / 2 = x_1 = x_2' = 40.799 [\Omega]$$

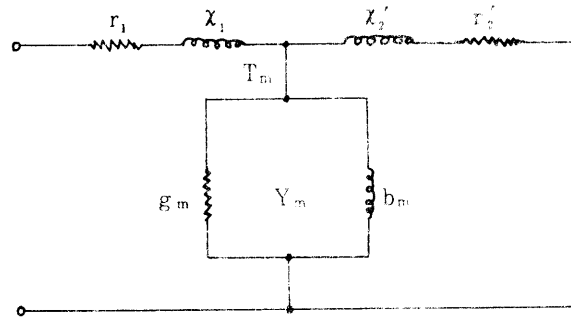
## 3) 부하하 실험 (No load test)

실로결과 Data

$$W_P = 10.8 \text{ [W]}$$

$$V_P = 127 \text{ [V]}$$

$$I_P = 0.13 \text{ [A]}$$

a)  $r_1$ 에 소비되는 전력

$$W_{r_1} = I_m^2 r_1 = (0.13)^2 \times 53 = 0.8957 \text{ [W]}$$

b)  $g_m$ 에 소비되는 전력

$$W_{g_m} = W_P - W_{r_1} = 10.8 - 0.8957 = 9.9043 \text{ [W]}$$

c)  $g_m$ 에 흐르는 여자전류

$$jg_m = W_{g_m} / V_P = 9.9043 / 127 = 0.0779 \text{ [A]}$$

d)  $g_m = jg_m / V_P = 0.0779 / 127 = 0.0006 \text{ [S]}$ e)  $Y_m = I_P / V_P = 0.13 / 127 = 0.00889 \text{ [S]}$ 

$$f) \quad b_m = \sqrt{Y_m^2 - g_m^2} = \sqrt{(0.00889)^2 - (0.00061)^2}$$

$$= 0.00887 \text{ [S]}$$

g)  $X_L = \omega L = 2\pi fL = 40.799 \text{ [\Omega]}$ 

$$\therefore L = X_L / 2\pi f = 40.799 / 2 \times 3.14159 \times 60$$

$$= 0.108 \text{ [H]} = 108 \text{ [mH]}$$

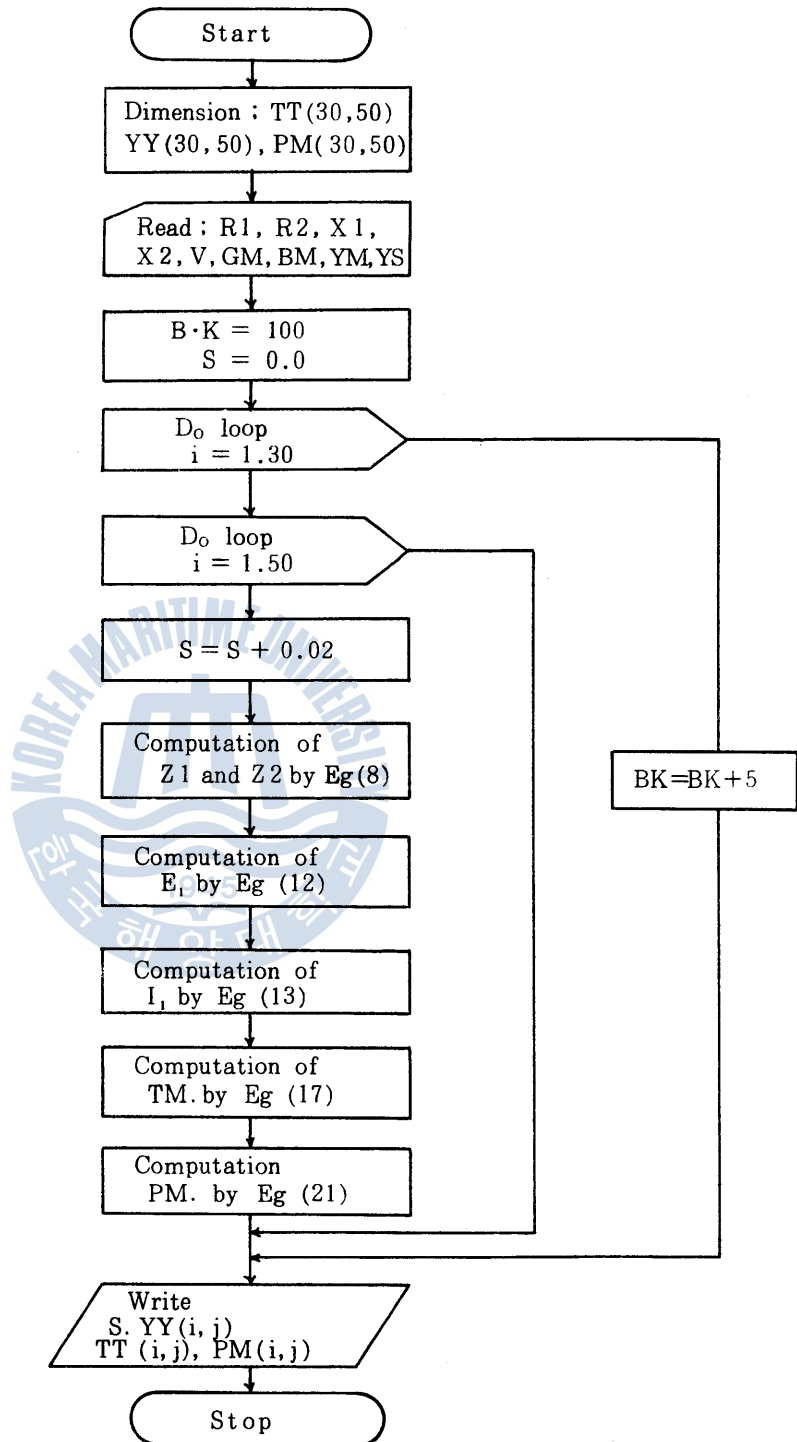


Fig. 17 Flow Chart of Computer Simulation

```

10 REM THEORETICAL LOAD VOLTAGE
20 REM FIRING ANGLE RANGE 0-120 DEG.
30 INPUT "ALPHA ANGLE=";AL
40 INPUT "DELAY ANGLE=";MU
50 HGR2 : HGR
60 HCOLOR=3
70 POKE -16300,0
80 FOR Z = 0 TO 420 STEP 1
90 A = 3.141592 / 180
100 X = Z * A
110 YA = SIN (X)
120 IF (Z > = MU AND Z < = AL) OR (Z > = MU + 180 AND Z < = AL + 180
) OR (Z > = MU + 360 AND Z < = AL + 360) THEN YA = 0
130 YB = SIN (X - 120 * A)
140 IF AL > 60 THEN 170
150 IF (Z > = MU + 120 AND Z < = AL + 120) OR (Z > = MU + 300 AND Z <
= AL + 300) THEN YB = 0
160 GOTO 180
170 IF (Z > = MU - 60 AND Z < = AL - 60) OR (Z > = MU + 120 AND Z < =
AL + 120) OR (Z > = MU + 300 AND Z < = AL + 300) THEN YB = 0
180 YC = SIN (X - 240 * A)
190 IF (Z > = MU + 60 AND Z < = AL + 60) OR (Z > = MU + 240 AND Z < =
AL + 240) THEN YC = 0
200 XX = (Z + 1) * A
210 YI = SIN (XX)
220 IF (Z > = MU + 1 AND Z < = AL + 1) OR (Z > = MU + 180 + 1 AND Z <
= AL + 180 + 1) OR (Z > = MU + 360 + 1 AND Z < = AL + 360 + 1) THEN
YI = 0
230 YJ = SIN (XX - 120 * A)
240 IF AL > 60 THEN 270
250 IF (Z > = MU + 120 + 1 AND Z < = AL + 120 + 1) OR (Z > = MU + 300
+ 1 AND Z < = AL + 300 + 1) THEN YJ = 0
260 GOTO 280
270 IF (Z > = MU - 60 + 1 AND Z < = AL - 60 + 1) OR (Z > = MU + 120 +
1 AND Z < = AL + 120 + 1) OR (Z > = MU + 300 + 1 AND Z < = AL + 30
0 + 1) THEN YJ = 0
280 YK = SIN (XX - 240 * A)
290 IF (Z > = MU + 60 + 1 AND Z < = AL + 60 + 1) OR (Z > = MU + 240 +
1 AND Z < = AL + 240 + 1) THEN YK = 0
300 X1 = X * 30
310 X2 = XX * 30
320 Y1 = 80 - YA * 35
330 Y2 = 80 - YI * 35
340 Y3 = 80 - YB * 35
350 Y4 = 80 - YJ * 35
360 Y5 = 80 - YC * 35
370 Y6 = 80 - YK * 35
380 Y7 = 80 - (Y5 - Y3)
390 Y8 = 80 - (Y6 - Y4)
400 POKE 230,32
410 HPLLOT 0,80 TO 275,80
420 HPLLOT 0,5 TO 0,159
430 HPLLOT X1,Y1 TO X2,Y1
440 HPLLOT X2,Y1 TO X2,Y2

```

```
450 H PLOT X1,Y3 TO X2,Y3
460 H PLOT X2,Y3 TO X2,Y4
470 H PLOT X1,Y5 TO X2,Y5
480 H PLOT X2,Y5 TO X2,Y6
490 P OKE 230,64
500 H PLOT 0,80 TO 275,80
510 H PLOT 0,5 TO 0,159
520 H PLOT X1,Y7 TO X2,Y7
530 H PLOT X2,Y7 TO X2,Y8
540 N E X T Z
550 P R I N T " I F Y O U W A N T T O S E E S - T W A V E I N P U T Y "
560 I N P U T A *
570 I F A * = " Y " T H E N P O K E - 1 6 2 9 9 , 0
580 E N D
```

