

TRIAC을 이용한 三相誘導電動機의 一次電壓平衡制御에 따른 特性 研究

盧彰注* · 俞春植** · 鄭暉烈*

A Study on Characteristics of Three Phase Induction Motor with Stator
Voltage Control by Symmetrically Triggered Triacs

Changjoo Noh, Choonsik Yu, Kyungyul Chung

Abstract

In this paper, the characteristics relating to the stator voltage control of a small three phase squirrel cage induction motor by means of symmetrically triggered triacs instead of antiparallel SCR's is described.

A complete model of the system with 220V, 3 ϕ , 1HP motor and triac gate control circuit has been designed and tested in the laboratory, and the experimental results are compared with the numerical values.

As a result of the above investigation, it is found that the range of induction motor speed control by stator voltage control is narrow.

1. 序 論

誘導電動機는 構造가 간단하고 값이 싸며 信賴性이 있기 때문에 船舶이나 一般 産業體의 動力源으로 廣範圍하게 使用되고 있다. 그런데 이 誘導電動機는 주어진 極數와 一定한 電源周波數의 것으로는 通常 運轉狀態에서 3~8% 程度의 slip이 있을 뿐으로 거의 定速度로 회전하는 特性을 갖고 있다.¹⁾

誘導電動機의 速度制御方式에는 極數變換, 一次周波數制御, 二次抵抗制御, 二次勵磁制御, 一

次電壓制御 方式등이 알려져 있으나 대체로 直流電動機처럼 연속적인 動的 制御가 잘 되지 않는다.^{2), 3)}

그러나 最近의 電力用 半導體素子 및 μ -processor 등의 發達에 힘입어 誘導電動機의 가변속 구동 시스템에 對한 研究가 활발히 이뤄지고 있다.^{4), 5)}

따라서 筆者는 船舶이나 産業體에서 動力用으로 널리 使用되고 있는 三相誘導電動機에 電力用 半導體素子를 使用해서 點弧角位相制御를 했을 때 導通角, 消弧角, 一次電壓과 토오크特性이 어떻게 變化하고 어느 程度範圍까지 速度制

* 正會員, 韓國海洋大學

** 正會員, 海軍士官學校

御가 可能하여 文獻과 어느程度 一致하는 가를 確認하고자 研究를 실시했다.

本 研究를 위해서 小型(1HP) 籠型三相誘導電動機를 供試機로 選定하고 電力用 半導體素子로는 중래 많이 使用하던 逆並列 接續다이리스터^{6),7)} 代身에 回路構成이 보다 簡便하고 經濟的인 素子인 雙方向性 三端子다이리스터인 트라이악을 채택했으며 트라이악의 게이트의 點弧角을 位相制御하여 固定子에 供給되는 電壓의 變化와 토크特性 및 電動機의 速度變化特性을 實驗을 通해서 考察했다.

그리고 理論的으로 導出된 關係特性式에 定數值를 代入한 후 얻어진 計算値와 實測値를 比較檢討했으며 研究結果 三相籠型 誘導電動機는 點弧角 位相制御에 依해서 固定子에 供給되는 電壓을 電源電壓의 約 65% ($\alpha \approx 105^\circ$)까지 制御하여 運轉할 수 있었으며 一次 電壓平衡制御에 依해서 電動機는 定格速度에서 約 6.5% 程度까지 速度制御가 可能함을 알 수 있었다.

2. 理 論

2-1. 點弧角位相制御回路에 對한 理論的 考察

Fig. 1은 星型 結線된 籠型 三相誘導電動機 負荷에 對한 트라이악 制御回路이다.

任意의 트라이악의 게이트에 信號가 주어지는 경우 導通 狀態를 持續함과 동시에 負荷側에 電力을 供給하기 위해서는 반드시 負荷側에 흘러들어온 電流를 電源에 되돌리는 回路를 形成해야 하며 이러한 條件을 만족시키기 위해서는 逆並列 接續 다이리스터 素子에서와 마찬가지로 double pulse方式의 채택이 必要하게 된다.⁸⁾

Fig. 2는 트라이악 게이트 펄스와 點弧順序에 따른 time chart를 나타낸 것으로 U相의 트라이악 T_U^+ 를 點弧시키면 同時에 T_V^- 도 點弧시키면 電流는 Fig. 1의 實線을 따라 흐르게 되며 다음 $\frac{\pi}{3}$ 늦어진 시점에서 T_W^- 를 點弧시키면 T_U^+ 도 點弧信號가 보내지고 있으므로 T_V^- 로 흐르던 電流는 T_W^- 에 轉流되어 Fig. 1의 點線경로를 따라 흐르게 되며 나머지도 同一한 方法으로 順次 動作하게 된다.⁹⁾

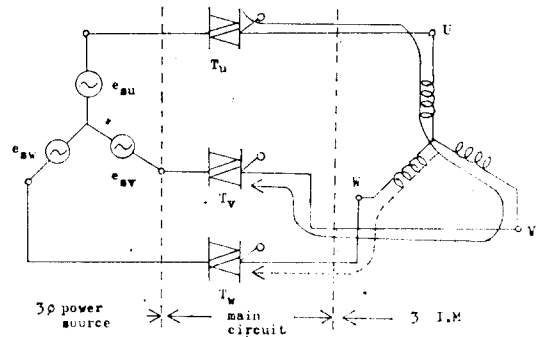


Fig. 1. Triac power circuit for the 3 ϕ induction motor.

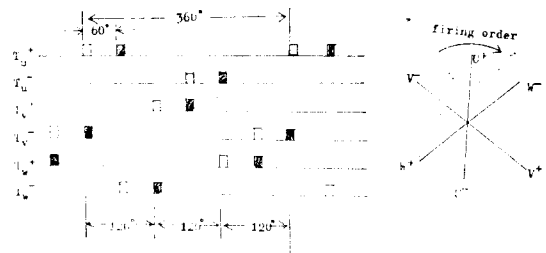


Fig. 2. Triac gate pulse and time chart.

Fig. 3은 트라이악의 게이트의 位相制御角 α 를 $30^\circ, 60^\circ, 90^\circ$ 로 各各 平衡對稱制御했을 때 얻어지는 U, V, W相의 相電壓과 V相과 W相을 合成해서 얻은 線間電壓의 波形을 나타낸다.

먼저 α 가 30° 인 때의 波形을 Fig. 3의 (a)에 對해서 考察해 보면 $0^\circ \sim 30^\circ$ 구간동안 V相과 W相의 트라이악 T_V, T_W 는 導通하며 V相과 W相間의 線間電壓은 V_{VW} 가 된다.

t_1 순간에는 3개의 트라이악이 모두 導通狀態에 있게 되며 이때 U相電流는 양(+)이고 V相과 W相의 電流는 음(-) 狀態에 있게 되며 값이 같다.

t_2 순간에는 相電壓 V_U 와 V_W 는 같고 서로 反對이며 V相의 電流는 트라이악 T_V 를 턴-오프 시키기 위해서 0에 가까히 接近하나 負荷가 誘導性이므로 V相 電流는 overlap angle μ 로 表示되는 t_3 구간까지 繼續하게 된다.

t_4 瞬間에는 트라이악 T_V 가 양(+)의 半週期 동안에 $\alpha=30^\circ$ 에 相應해서 다시 點弧되며 구간 t_3-t_4 동안에 트라이악 T_V 가 位相制御되어 즉 턴-오프狀態에 있게 되므로 線間電壓 V_{VW} 의 波形은 Fig. 3(a)에서 처럼 아래로 움푹 들어간

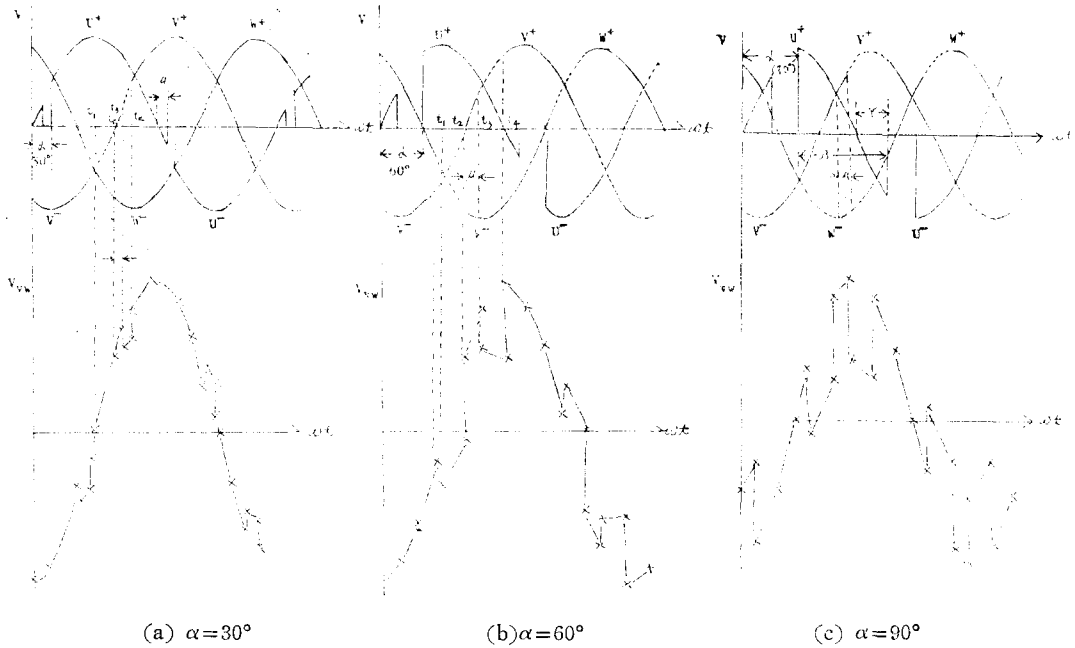


Fig. 3. Theoretical load voltage waves

Table 1. Summary of triac conduction states per 60° interval.

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

形態가 된다.

이러한 方法으로 60°, 90°에 對해서도 계속 考察해 나가면 各 相電壓과 任意의 線間電壓의 波形은 물론 トライ악의 게이트의 點弧 및 消弧 關係를 알 수 있게 된다.

Table 1은 點弧角 α 의 制御에 따른 抵抗性負荷와 誘導性負荷에 있어서 トライ악의 導通狀態를 요약한 것으로 抵抗性負荷에 있어서는 0°~120°까지 制御可能하나 誘導性負荷에 있어서는 인덕턴스에 起因한 μ 때문에 $\mu^\circ \sim 120^\circ$ 까지

制御할 수 있음을 나타낸다.¹⁰⁾

2-2. 逆起電力特性式的 導出¹¹⁾

トライ악에 依해 平衡制御되는 三相 誘導電動機의 一相當 電壓波形(e_a)은 一般的으로 非正弦波가 되지만 본래의 各 相電壓은 平衡되어 있기 때문에 特性을 구하는데는 Fig. 4(a)에서와 같이 高調波에 對한 一相當의 等價回路를 생각할 수 있다.

여기서 k 次 高調波에 對한 slip를 s_k 라 하면 다

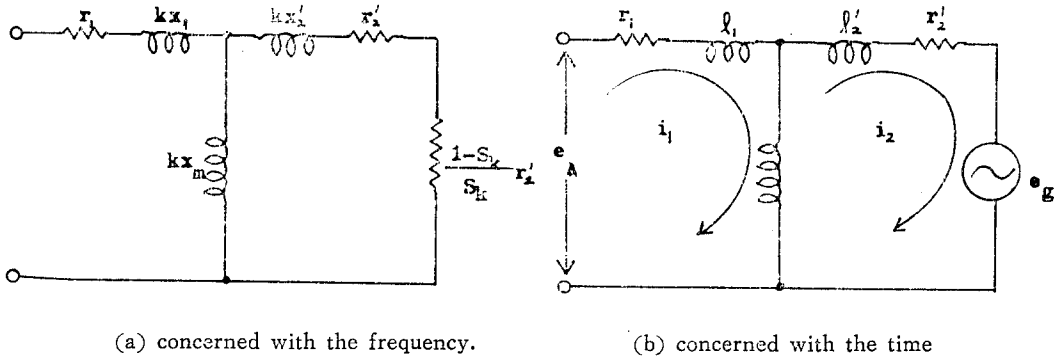


Fig. 4. Per-phase equivalent circuit of the 3φ induction motor.

음 關係式이 成立한다.

$$s_k = \{k - (1-s)\} / k \quad (1)$$

그런데 高次調波에 對해서는 $s_k \approx 1$ 이 되므로 誘導電動機의 端子電壓에 어느 程度의 高調波成分이 包含되어 있어도 出力을 代表하는 것은 端子電壓(e_a)중의 基本波成分이 대부분을 차지한다.

Fig. 4(a)의 回路에 電動機端子電壓(e_a)의 基本波成分(e_1)이 印加되었을때 出力抵抗 $(1-s) \cdot r_2'/s$ 의 兩端에 나타나는 電壓을 正弦波 電壓源 e_g 로 하여 Fig. 4(b)의 回路를 導通角計算에 使用했다.

三相籠型誘導電動機를 非正弦波 電壓으로 運轉하는 경우 그 正常特性을 周波數 영역에서 解析할 때는 Fig. 4(a)의 等價回路를, 그리고 時間 영역에서 생각할 때는 Fig. 4 (b)의 等價回路를 使用하면 便利하다.

Fig. 4(b)의 等價回路에서 一般적으로 $l_m \ll l_2'$ 이기 때문에 逆起電力은 近似的으로 e_g 와 同一한 것으로 생각할 수 있다.

電動機電壓 e_a 의 基本波成分 e_1 및 逆起電力 e_g 의 最大値를 各各 E_{1m}, E_{gm} 이라 하면 基本波($k=1$)에 對한 周波數 영역 電動機等價回路로부터

$$\begin{aligned} \frac{E_{mg}}{E_{1m}} &= \frac{(1-s) \cdot r_2'}{s} \left[\left\{ r_1 + \frac{r_2'}{s} \right\}^2 \right. \\ &\quad \left. + \left(r_1 x_2' + x_1 \cdot \frac{r_2'}{s} \right) / x_m \right]^2 \\ &\quad + \left\{ x_1 + x_2 + \left(x_1 x_2 - r_1 \cdot \frac{r_2'}{s} \right) / x_m \right\}^2 \right]^{-1/2} \\ &\equiv K_g(s) \end{aligned} \quad (2)$$

同一한 方法으로 e_1 과 e_g 의 位相差 φ_2 는 式(3)으로 주어진다.

$$\varphi_2 = \tan^{-1} \frac{x_1 + x_2' + (x_1 x_2' - r_1 r_2' / s) / x_m}{r_1 + r_2' / s + (r_1 x_2' + x_1 r_2' / s) / x_m} \quad (3)$$

e_a 의 基本波成分 e_1 에 對한 Fourier係數를 a_1, b_1 이라 하면 e_1 은 式(4)로 주어진다.

$$\begin{aligned} e_1 &= a_1 \sin \omega t - b_1 \cos \omega t = c_1 \sin(\omega t - \varphi_1) \\ &= E_{1m} \sin(\omega t - \varphi_1) \end{aligned} \quad (4)$$

단 $c_1^2 = a_1^2 + b_1^2$ 이며

$$\varphi_1 = \tan^{-1} \frac{b_1}{a_1} \text{이다.}$$

그리고 逆起電力 e_g 의 電源 電壓으로부터의 位相遲延角을 φ_g 라 놓으면 式(2)~(4)로부터 式(5), (6)이 얻어진다.

$$\varphi_g = \varphi_1 + \varphi_2 \quad (5)$$

$$E_{gm} = K_g(s) \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \quad (6)$$

여기서 a_1 및 b_1 은 다음의 式(7)과 式(8)로 주어지며 式(7), (8)에 포함되어 있는 Δ 는 式(9)로 주어진다.

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{3E_m}{2\pi\Delta} \left[\beta - \frac{\pi}{3} - \sin \beta \cdot \cos(2\alpha + \beta) \right. \\ &\quad \left. + \left[\sin \beta \cdot \cos(2\alpha + \beta - \varphi_2) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{3}{2\pi} \left\{ \left(\frac{\pi}{3} - \beta \right) (\pi - \beta) - \sin^2 \beta \right\} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \cos \varphi_2 \right] \times K_g(s) \right] \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} b_1 &= \frac{3E_m}{2\pi\Delta} \left[-\sin \beta \cdot \sin(2\alpha + \beta) \right. \\ &\quad \left. + \left[-\sin \beta \cdot \sin(2\alpha + \beta - \varphi_2) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{3}{2\pi} \left\{ \left(\frac{\pi}{3} - \beta \right) (\pi - \beta) - \sin^2 \beta \right\} \right. \right. \end{aligned}$$

$$\sin \varphi_2 \} \times K_g(s) \quad (8)$$

$$\Delta = 1 - \frac{3}{\pi}(\pi - \beta) \cos \varphi_2 \cdot K_g(s) + \left(\frac{3}{2\pi}\right)^2 \{(\pi - \beta)^2 - \sin^2 \beta\} \cdot K_g^2(s) \quad (9)$$

상기 식들로부터 φ_g 나 E_{gm} 은 slip s , 점호각 α 및 트라이악의 導通角 β 의 函數임을 알 수 있다.

2-3. 트라이악의 導通角과 消弧角에 對한 考察^{(11), (12)}

三相誘導電動機의 一相의 電壓波形에 있어서 트라이악을 트리거시키기 위한 게이트 位相制御 回路로부터 制御된 角을 α 라 하고 電源相電壓의 0점으로 부터 트라이악이 턴-오프될때까지의 電氣角을 r 라 하면 α , β , r 사이에는 다음 關係式이 成立한다.

$$\alpha + \beta - r = \pi \quad (10)$$

一般的으로 다이리스터를 利用해서 位相制御時 β 는 α 와 負荷의 力率에 依해서 決定되나 β 의 正確한 값은 數值解析法으로 잘 求解되지 않는다.

그런데 R-L 負荷의 正弦波電壓의 位相制御時에는 α 가 역률각을 넘어서 크게 變化하는 경우가거나 $\cos \phi$ 가 매우 낮은 경우를 제외하면 r 의 값이 α 의 값에 關係없이 式(11)에서 처럼 力率角과 거의 같게 된다는 近似解法이 理論적으로 밝혀져 있다.

$$r \simeq \phi \quad (11)$$

電動機의 一次電壓과 電流의 位相角 ϕ 는 Fig. 4(a)의 電動機의 一相當 周波數의 等價回路로부터 다음 式(12)와 같이 주어진다.

$$\phi = \tan^{-1} \frac{x_1 + x_2' + \left\{ x_1 x_2' + \frac{x_1 + x_m}{x_2' + x_m} \left(\frac{r_2'}{s} \right)^2 \right\} / x_m}{r_1 + \frac{r_2'}{s} + \left\{ r_1 x_2' + \frac{r_1 r_2' / s - x_2 x_m}{x_2' + x_m} \left(\frac{r_2'}{s} \right) \right\} / x_m} \quad (12)$$

따라서 式(11), (12)로부터 r 를 그리고 式(10)으로부터 β 를 각각 近似的으로 求할 수 있다. 以上의 方法으로 구한 β 는 α 의 큰 範圍에서는 誤差가 다소 크게 되는 缺點이 있으나 電動機 正常特性을 定性的으로 파악하는 데는 충분한 價値가 있다.

2-4. 電動機토크와 負荷토크

一次電壓을 變更하는 速度制御法은 電動機의

發生토크가 印加電壓의 2승에 比例해서 變化하는 性質을 利用한 것이다.

즉 誘導電動機의 一次電壓을 制御하여 電動機의 發生토크와 負荷토크와의 平衡點을 推移시켜 電動機의 速度特性을 制御하는 것이다.⁽¹³⁾

그 基本 原理로서 電動機 速度는

$$T_m - T_L = 0 \quad (13)$$

일때 一定 廻轉數를 維持하고 상기 條件이 무너지면 加速하거나 減速하게 된다.

따라서 電動機速度를 可變시키려면 負荷토크에 對應하는 電動機토크를 發生시켜야 한다.

電動機 發生토크는

$$T_m = k \cdot \phi \cdot I_2 \quad (14)$$

로 나타낸다.

그런데 誘導電動機의 경우에는 直流電動機와는 달리 ϕ 가 正弦波이다. 그러므로 이것에 依해서 誘導되는 廻轉子 電壓도 正弦波가 되고 空間의 磁束과 同相이 된다.

電動機 發生토크를 二次誘起 電壓으로 나타내면

$$T_m = \frac{m_2 \cdot E_2 \cdot I_2 \cdot \cos \phi_2}{\frac{4\pi f}{p} \times 9.8} \quad (15)$$

가 되는데 이식에서 電動機토크는 二次入力을 同期角速度로 나눈 것과 같음을 알 수 있다. 式(15)에서 ϕ_2 는 實際 廻轉子의 리액턴스 때문에 생기는 電壓과 電流의 位相差를 나타낸다.

式(15)를 다시 一次 및 二次 임피던스를 使用해서 고쳐쓰면

$$T_m = \frac{m_1 \cdot s \cdot r_2' \cdot V_1^2}{9.8 \times \omega_s \{ (sr_1 + r_2')^2 + s^2(x_1 + x_2')^2 \}} \quad [kg \cdot m] \quad (16)$$

$$= \frac{m_1 \cdot r_2'}{s \cdot \omega_s} I_2^2 \quad (17)$$

가 된다.⁽¹⁴⁾ 式(16)에서 m_1 , ω_s , r_1 , r_2' , x_1 , x_2' 등은 電動機의 固有係數이므로 電動機토크는 slip와 一次電壓의 函數임을 알 수 있으며 따라서 電動機 토크를 變化시키려면 固定子の 電壓을 變化시켜야 한다.

또 式(17)로부터 낮은 電壓에서의 磁化電流를 무시한다면 二次電流는 一次電流에 比例하므로 다음과 같은 關係가 成立한다.

$$T_m \propto \frac{I_2^2}{s} \cdot r_2' \propto \frac{I_1^2}{s} \cdot r_2' \quad (18)$$

특히 電動機負荷가 fan負荷와 같은 것일 때에는 負荷토크는 다음 式(19)에서와 같이 電動機速度에 比例하게 된다.¹⁵⁾

$$T_L \propto \omega^2 \propto (1-s)^2 \quad (19)$$

상기 式(18)과 式(19)로부터 電動機의 一次電壓에 供給되는 電壓이 낮을때 즉 電動機가 저속으로 運轉중일때는 電動機에 흐르는 電流 또한 적음을 의미하므로 이것은 곧 一定한 負荷토크 경우와는 달리 低速運轉時 電流에 의한 과도한 過熱없이 誘導電動機를 運轉할 수 있음을 의미하는 것이다.

3. 實 驗

3-1. 實驗裝置의 概要

3φ籠型 誘導電動機의 固定子에 供給되는 一次電壓을 制御하고 이에 따른 諸 特性을 測定 내지 記錄할 수 있도록 Fig. 5처럼 實驗裝置를 構成했다.

供試電動機의 一次電壓 制御를 위해서 入力端子의 各 相에 直列로 트라이악을 接續하고 게이트의 點弧位相角制御用으로 Fig. 6과 같이 3個의 트라이악을 連續平衡制御할 수 있는 게이트位相制御 回路를 設計했다.

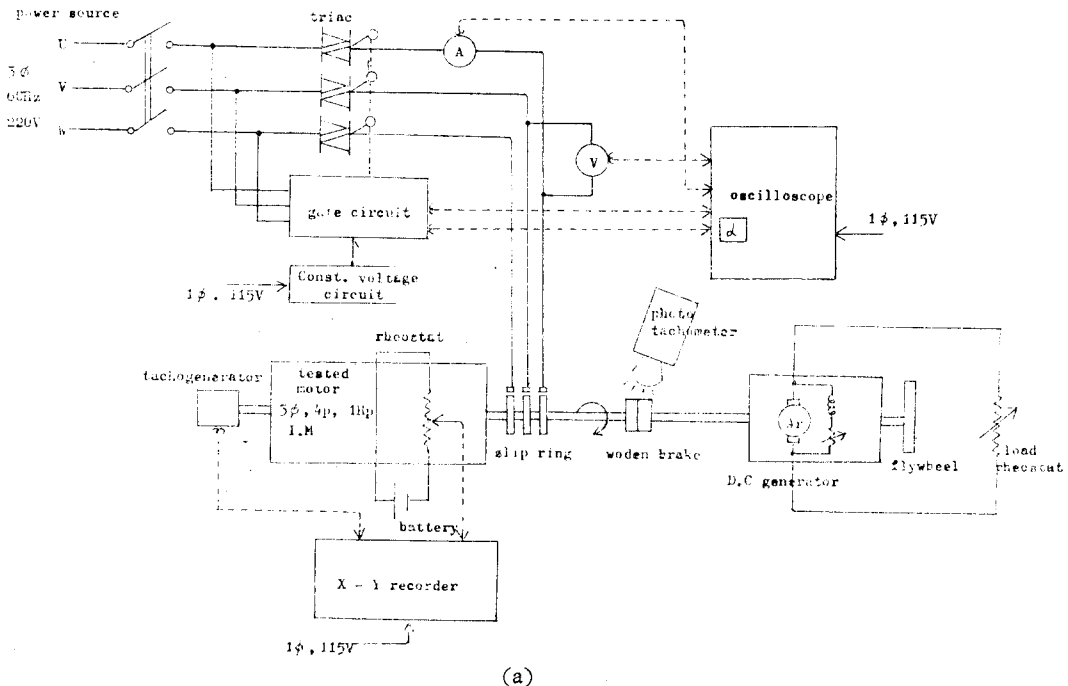
被試驗電動機의 確實한 制御를 위해서 게이트信號는 電源과 同期시켰으며 信號方式은 double pulse方式을 使用했고 surge전압에 대한 트라이악 素子の 保護를 위해서 各 트라이악마다 並列로 snubber circuit를 構成했다.

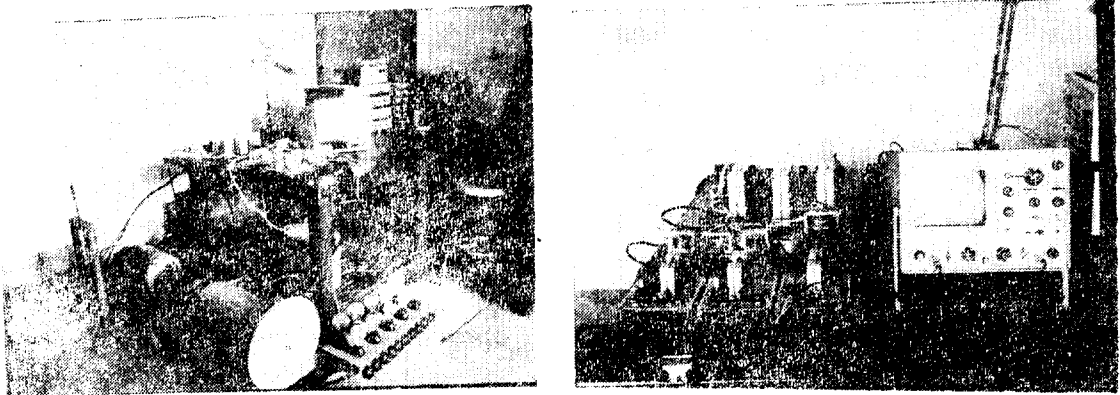
負荷크기의 調整은 供試電動機에 直結된 分捲發電機로 했으며 α의 測定 및 α制御시 各 線間電壓의 波形은 오실로스코프로, 速度測定은 tachogenerator와 photo-tachometer로 그리고 토크測定은 固定子에 附着된 rheostat와 spring식 張力計를 使用하였다.

Table 2는 供試電動機와 트라이악의 定格이다.

Table 2. Rated values of experimental apparatus

- | | |
|--------------------------------|-----------|
| 1) 普通籠型誘導電動機……을지전기 Co. | |
| Voltage: 200V | rpm: 1720 |
| Frequency: 60Hz | pole: 4p |
| Starting current : 18amp | |
| Full load current: 3.8amp | |
| Starting torque : 150% | |
| Output : 0.76Kw | |
| 2) TRIAC……General Electric Co | |
| Model : SC 260/M | |
| max. rms on-state current: 25A | |
| max. voltage: 600V | |





(b)

Fig. 5. Schematic connection diagram(a) and experimental apparatus (b)

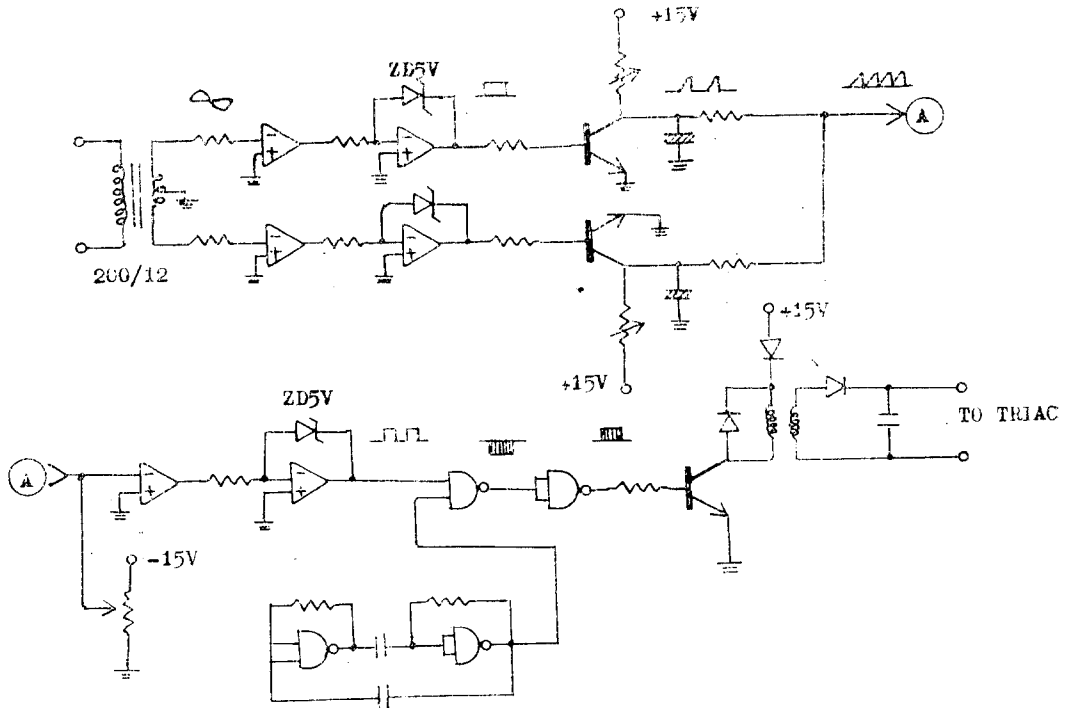


Fig. 6. Gate pulse control circuit for phase 1.

3-2. 定數測定 實驗

Fig. 4 (a)의 等價回路에 포함되어 있는 r_1 , r_2' , x_1 , x_2' , x_m 등을 測定하기 위해서 供試電動機로부터 固定子抵抗測定實驗, 無負荷實驗, 拘束實驗등을 實施하였다.

力率角測定에는 오실로스코프를 使用하였으 며 無負荷實驗은 供試電動機가 無負荷로 運轉中 따로 마련된 直流發電機로부터 電氣的 에너지를 供給하여 同期速度까지 増速시킨 후 즉 鐵損,

銅損 및 機械損等を 負擔하도록 한 뒤의 交流入 力으로부터 구했다.

이 실험을 통해서 決定된 供試電動機의 諸定 數值들은 Table 3과 같다.

Table 3. The various constants obtained from the tested motor

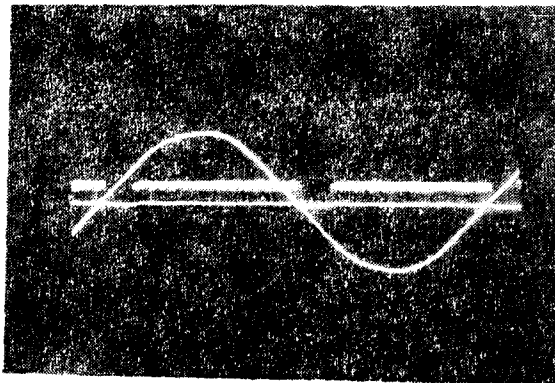
$r_1=2.1535[\Omega]$	$x_1+x_2'=4.3712[\Omega]$
$r_2'=2.2177[\Omega]$	$x_1=x_2'=2.1856[\Omega]$
$x_m=47.52[\Omega]$	

3-3. 導通角, 電壓 및 廻轉數測定實驗

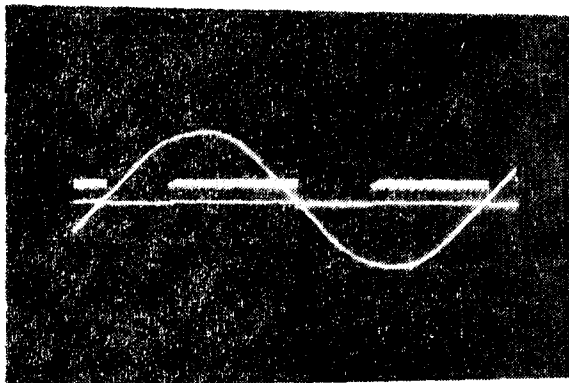
點弧角制御에 따른 導通角, 電壓 및 速度變化 特性을 測定하는 實驗으로 被試驗電動機에 直結된 直流發電機에 抵抗性 負荷를 連結하고 이를 定格負荷가 되게끔 조정한 다음 트라이악 게이트의 位相制御角을 變化시켜 導通角, 一次電壓의 變化 및 速度變化 特性을 測定했다.

트라이악게이트의 點弧角 α 는 게이트 回路에 設置된 linear type의 로벤쇼미터를 조정하여 펄스폭을 可變시켜 制御했으며 특히 1사이클에 對한 電源電壓의 波形과 點弧角 位相制御된 波形(任意相)을 檢出하여 이를 오실로스코우프에서 波形을 比較 檢討한 다음 15°간격으로 0°~120°까지 位相角을 平衡制御했다.

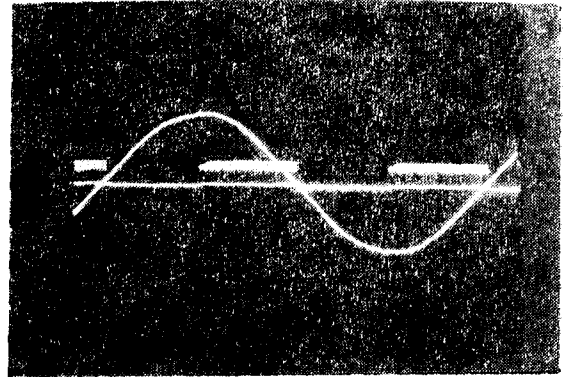
導通角은 오실로스코우프에서 點弧角과 消弧角을 가지고 測定했으며 一次電壓의 變化는 트라이악을 지난 供試電動機의 固定子端子사이의 任意의 線間에 設置된 交流電壓計에 의한 實效



(a) $\alpha = 30 \text{ deg}$



(b) $\alpha = 60 \text{ deg}$



(c) $\alpha = 90 \text{ deg}$

Fig. 7. Triac gate pulses.

值를 測定했고 Fig. 3의 理論的인 것과 比較하기 위해서 電源側端子의 任意의 線間에 電壓分配器를 설치해서 얻은 電壓의 波形(오실로스코우프 檢출)을 考察했다.

Fig. 7은 트라이악 게이트의 點弧角을 30°, 30°, 90°로 各各 位相制御하기 위한 게이트回路의 出力펄스를 나타내며 Fig. 8은 α 變化에 對한 電動機의 一次電壓과 速度變化特性을 그리고 Fig. 9는 slip對 導通角의 關係를 나타낸다.

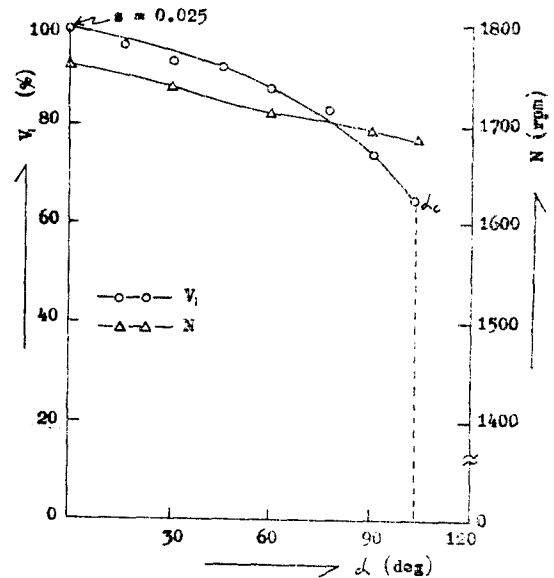


Fig. 8. Stator voltage and motor speed control characteristic curves for changes in α .

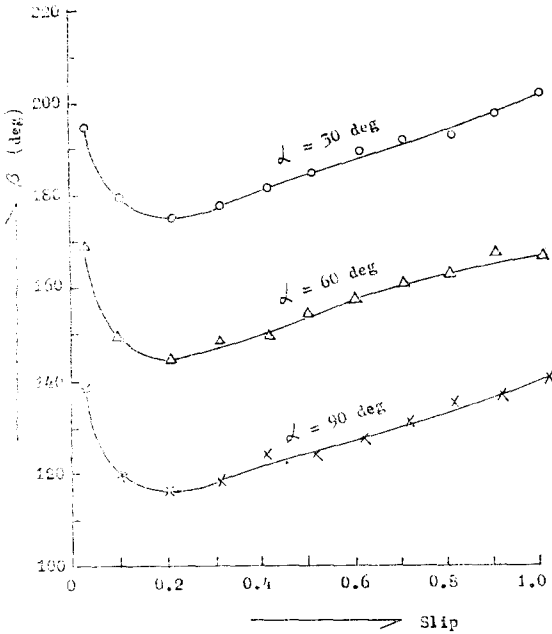


Fig. 9. Relation of slip v.s. conduction angle.

3-4. slip-torque特性測定 實驗

트라이악 게이트의 位相制御角 α 를 0° , 30° , 60° , 90° 로 各各 制御하고 供試電動機에 負荷를 漸進的으로 增加시켜 slip을 $s \approx 0$ 에서 $s=1$ 로 變

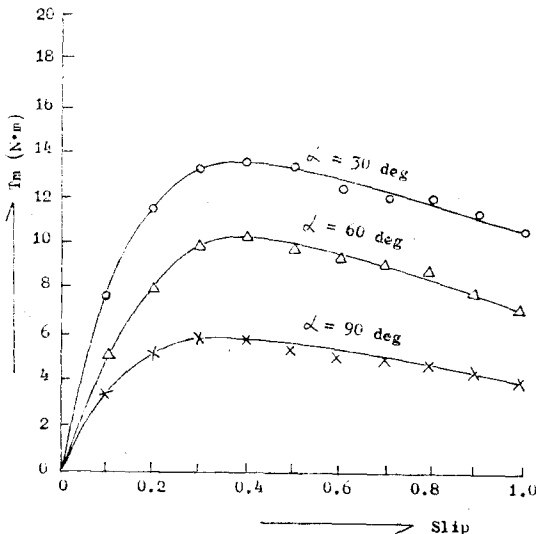


Fig. 10. Torque v.s. slip characteristic curves for changes in α .

化시켰을 때 電動機에 發生하는 토오크變化를 測定하는 實驗이다.

電動機의 廻轉速度는 供試電動機의 廻轉速度에 比例해서 誘起되는 tachogenerator의 電壓과 photo-tachometer를 使用해서 測定했으며 토오크는 廻轉可能한 被試驗電動機의 外周에 설치한 포텐쇼미터와 스프링식 張力計를 使用해서 얻었다.

Fig. 10는 slip變化에 따른 電動機發生 토오크를 α 를 parameter로 하여 나타낸 그림이다.

4. 實驗結果 및 檢討

4-1. 理論值의 具體的인 計算과 實測值와의 比較

Fig. 4 (a)의 電動機의 等價回路에 포함되어 있는 諸定數值(Table 3)를 理論的으로 導出된 關係特性式에 代入한 후 電子計算機를 利用하여 값을 計算했으며 그 節次는 Fig. 11과 같다.

導通角과 逆起電力은 slip를 0.02 간격으로 $s=0$ 에서 $s=1$ 까지, α 를 $10[\text{deg}]$ 간격으로 $\alpha=0$ [deg]에서 $\alpha=180$ [deg]까지 各各 parameter로 하여 slip와 α 에 對應하는 β 와 E_{gm} 의 모든 값을 구했다. 특히 導通角은 基本波 力率角 ϕ 를 式(12)로 부터 구한 후 이것을 近似解法에 依해 r 를 定한 다음 구했으며 逆起電力은 φ_2 와 $K_g(s)$ 를 먼저 구한 후 a_1, b_1, Δ 를 計算하고 最終的으로 式(6)에 이들 값을 모두 代入해서 구했다.

Fig. 12은 α 를 parameter로 한 경우의 slip對 triac 導通角을 電子計算機에 依해 求한 計算值를 實測值와 함께 나타낸 特性曲線으로 兩者가 대체로 일치하고 있는데 이것은 slip의 廣範圍한 變化에 對하여 r 를 ϕ 와 같게 놓는 近似解法이 상당한 精度가 있어 電動機의 特性解析에 有益함을 意味한다.

Fig. 13는 逆起電力의 計算結果를 나타낸 特性曲線으로 α 를 $30[\text{deg}]$, $60[\text{deg}]$, $90[\text{deg}]$ 로 增加시킴과 同時에 slip도 함께 增加시킴에 따라

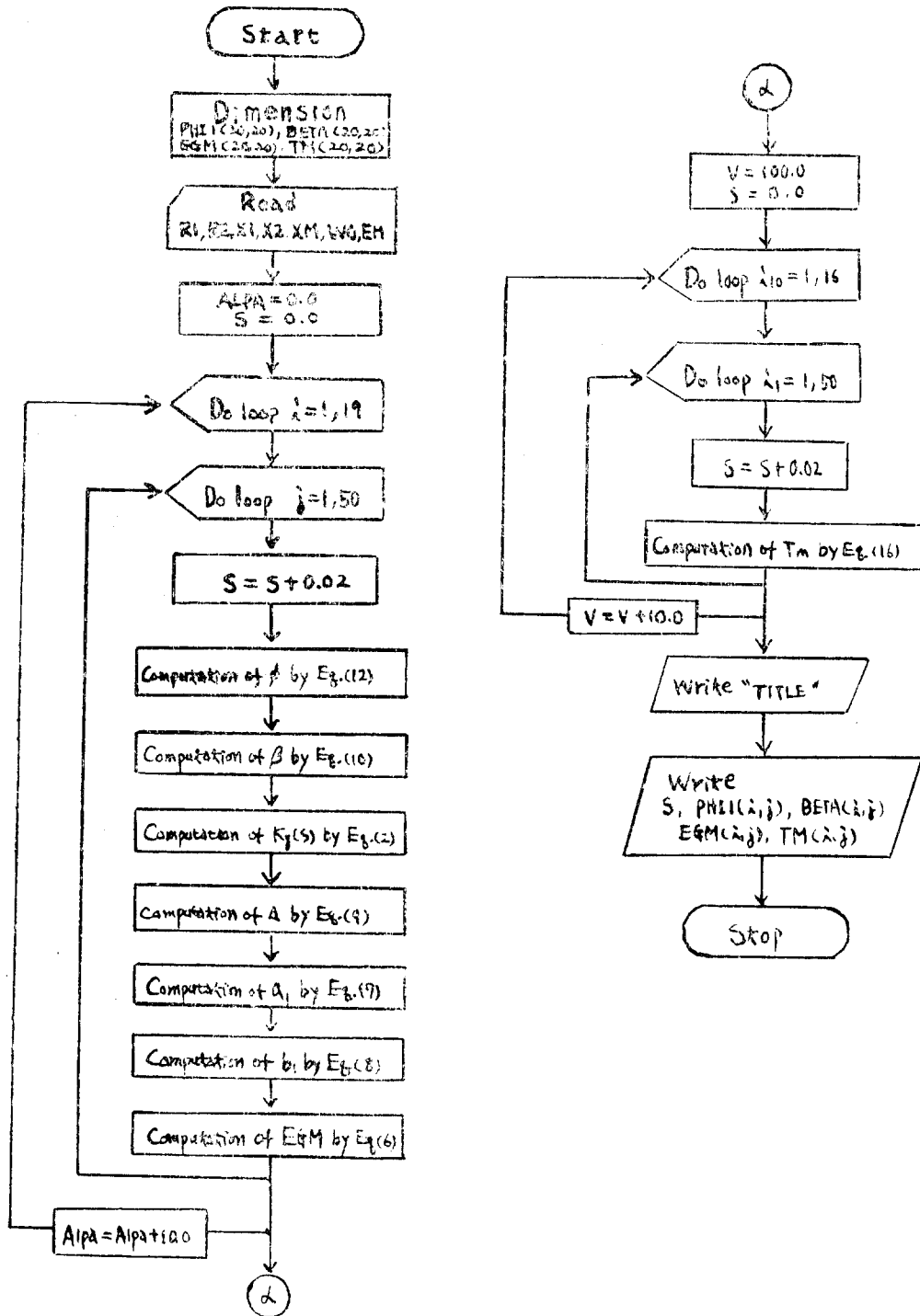


Fig. 11. Flow chart showing computer program.

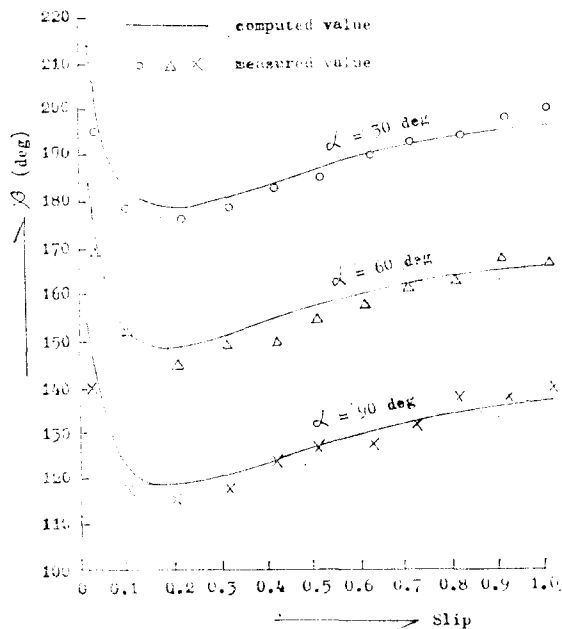


Fig. 12. Comparison of computed values and measured values for the conduction angle.

逆起電力의 最大値가 감소하는데 이것은 電動機에 供給되는 一次電壓이 α 와 slip를 增加시킴에 따라 減少함을 나타낸다.

4-2. 電動機토크와 負荷토크와의 考察

一般的으로 電動機가 一定負荷를 걸고 速度의 平衡을 維持하고 있다는 것은 電動機토크와 負荷토크가 任意의 交點에서 運轉됨을 意味하는 것으로 廻轉系의 토크方程式

$$T_m - T_L = J \frac{d\omega}{dt} \quad (20)$$

에서 $\frac{d\omega}{dt} = 0$ 인 狀態의 境遇이다.

트라이악의 게이트의 點弧角을 制御해서 供給電壓 V_1 을 $0.9V_1, 0.8V_1, 0.7V_1$ 등으로 점차 變化시켜 나가면 各各의 一次電壓에 對한 相異한 電動機 토크特性曲線들을 얻게 된다. 여기서 任意의 負荷토크線圖를 생각하면 이 特性曲線들과 만나는 交點 즉 平衡點들을 얻게 되며 이때 平衡點이 移動하게 되어 速度制御가 이뤄지게 된다.

Fig. 14은 點弧角 α 를 制御해서 얻은 값으로

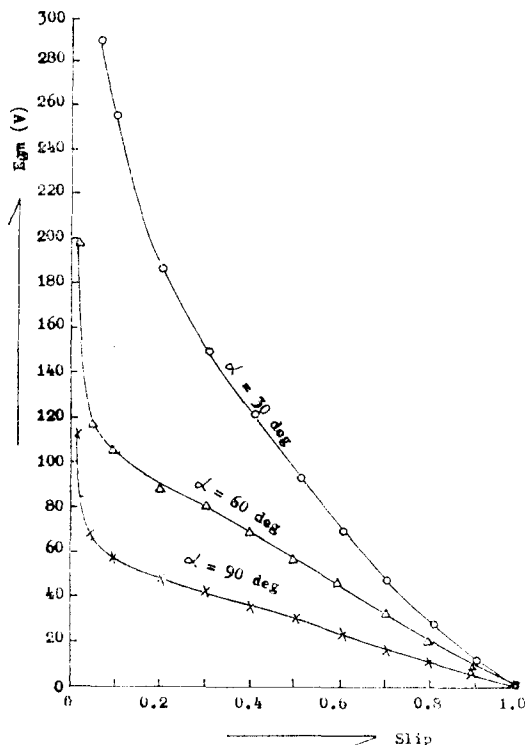


Fig. 13. Relation of slip v.s E_{gm} .

看做한 V_1 과 slip을 parameter로 하여 電動機토크의 값을 式(16)에 依해서 計算한 것을 나타낸 特性曲線과 實測值를 比較한 것으로 實測值와 計算值가 대체로 接近하나 다소의 誤差가 있는데 이것은 3 ϕ 正弧波인 토크식의 使用과 測定機器 등의 不正確에서 起因한 것으로 사료된다

Fig. 15는 速度制御可能限界를 명확하게 하기 위해서 slip範圍를 $s=0.3$ 으로 하고 計算에 依한 特性曲線과 被試驗電動機의 名板에 記載된 定格出力과 廻轉數로 運轉될때의 假想的인 負荷線과의 交叉한 狀態를 보이는 그림이다.

$\alpha=0$ [deg]인 경우에 있어서는 供試電動機는 交點 p_1 에서 電動機토크와 負荷토크가 平衡을 이루고 廻轉하며 이때의 slip은 $s=0.04$ (1728 rpm)이다. $\alpha=30$ [deg]로 하면 平衡點은 $p_2, s=0.044$ (1720 rpm)로 推移하며 $\alpha=60$ [deg]에서는 點 $p_3, s=0.052$ (1706 rpm)로 $\alpha=90$ [deg]에서는 點 $p_4, s=0.078$ (1660 rpm) 그리고 臨界點弧角인 $\alpha_c \approx 105^\circ$ [deg]에서는 $p_5, s=0.104$ (1613 rpm)로 平衡點이 推移되어 速度가 制御된다.

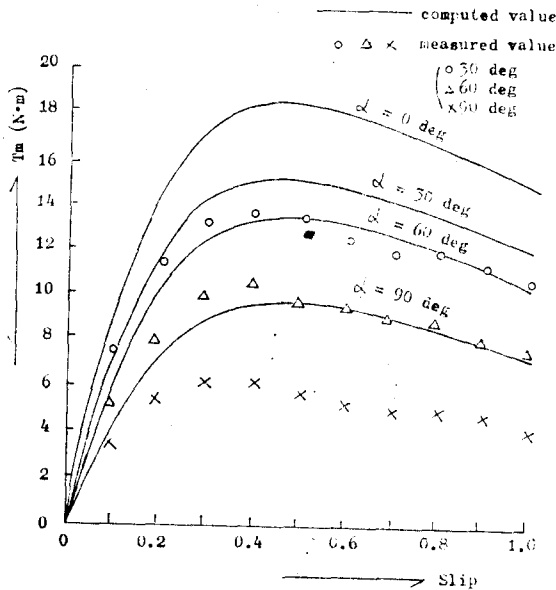


Fig. 14. Comparison of computed values and measured values for the motor torque.

結果的으로 α 制御時 計算値에 依하면 電動機의 定格速度의 약 6.5%인 115rpm程度까지 速度制御가 可能하나 實驗에 依하면 Fig. 7에서 처럼 定格速度의 약 4%인 70rpm程度가 制御되어 트라이악을 使用해서 三相籠型誘導電動機의 一次電壓을 平衡制御하는 경우에는 速度制御 범위가 좁은 特性을 나타내었다.

5. 結 論

本 論文에서 理論, 實驗, 結果 檢討를 거쳐 다음과 같은 結論을 얻었다.

(1) 三相籠型誘導電動機는 트라이악게이트의 點弧角 位相制御에 依해 固定子電壓을 電源電壓의 約 65%(140V 程度)까지 制御하여 運轉할 수 있었다. 그리고 點弧角은 誘導性 負荷의 影響으로 $\alpha \approx 105^\circ$ 에서 臨界現象을 나타냈으며 導通角 特性曲線은 計算値와 實測値가 대체로 一致하여 近似解析이 電動機特性解析에 有益함을 알 수 있었다.

(2) 三相籠型誘導電動機에 있어서 一次電壓平衡制御에 따른 電動機 토크와 負荷토크의 平衡點推移에 依한 速度制御는 理論的으로 定格速度의 약 6.5%(115 rpm)程度이나 實際로는 約

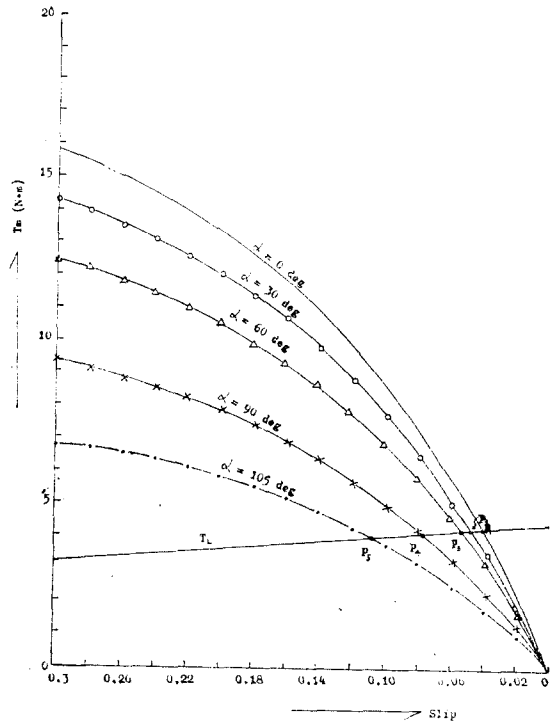


Fig. 15. Equilibrium of motor torque and load torque(computed)

4%(70rpm) 程度로 速度制御 폭이 좁아 廣範圍한 速度조정이 要求되는 機器에는 부적합함을 알 수 있었다.

(3) 正弦波 三相電壓을 減少시킨 것과 트라이악에 依해 制御되어 chopped된 電壓으로 誘導電動機를 運轉했을 때의 等價回路上의 定數變化 및 發熱 그리고 토크算出式의 導出等은 앞으로 더 研究하고자 한다.

記 號 說 明

- a_1, b_1 : Fourier coefficients for the 1st harmonics.
- e_{su}, e_{sv}, e_{sw} : source voltages per phase [V]
- e_g : counter electromotive force of induction motor [V]
- E_{1m} : peak value of fundamental voltage wave [V]
- E_2 : rotor induced voltage [V]
- E_{gm} : peak value of CEMF [V]
- f : frequency [Hz]

I_1	: stator current [A]
I_2	: rotor current [A]
J	: moment of inertia
k	: order of harmonics
l_1	: stator leakage inductance per phase [H]
l_2'	: rotor leakage inductance per phase referred to stator [H]
l_m	: stator magnetizing inductance per phase [H]
m	: number of phases
p	: number of poles
r_1	: stator resistance per phase [Ω]
r_2'	: rotor resistance per phase referred to stator turns [Ω]
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_U, V_V, V_W	: stator voltage per phase [V]
V_{VW}	: line voltage of phase V and W [V]
x_1	: stator leakage reactance per phase [Ω]
x_2'	: rotor leakage reactance per phase referred to stator [Ω]
x_m	: stator magnetizing reactance per phase [Ω]
α	: triac firing angle, angle of retard, delay angle [deg]
β	: conduction angle [deg]
γ	: extinction angle [deg]
μ	: overlap angle with the inductive load [deg]
ϕ	: phase angle [deg]
Φ	: magnetic flux [Wb]
ω	: angular speed of rotor [rad/sec]
ω_s	: synchronous speed of a motor [rad/s]

參 考 文 獻

1. 李成勳, “電氣工學解說(下)”, 太和出版社, 1983, pp.355-356.
2. 朴旻鎬, “誘導機器”, 東明社, 1977, pp.386-413.
3. 武田幸男, “船用サイリスタ機器”, 海文堂, 1977, pp.164-181.
4. 鄭然澤·李星龍, “三相誘導電動機의 速度制御를 위한 PLL System의 改善에 관한 研究”, 大韓電氣學會誌, 第30卷 第12號, 1981.12, pp.84-89.
5. 朴旻鎬·薛承基, “VV-VF制御에 의한 三相誘導電動機의 高効率化 運轉에 관한 研究”, 大韓電氣學會誌, 第30卷 第7號, 1981.7, pp.64-69.
6. Raymond Ramshaw, “power electronics”, science paperbacks, 1977, pp.52-115.
7. W. McMurray, “A comparative study of symmetrical three phase circuits for phase controlled ac motor drives”, IEEE Trans Ind, Appl. Vol IA-10, 1974, pp.403-411.
8. S. B. Dewan and A. Straughen, “power semiconductor circuits”, John Wiley & Sons, 1975, pp.155-211.
9. 機電研究社譯, “다이리스터 制御 AC모우터의 運轉과 保守(上山直彦編), 1978, pp.111-127.
10. William L. Kenly and Bimalk, Bose, “Triac speed control of three-phase induction motor with phase-locked loop regulation”, “IEEE Trans Ind. Appl. Vol IA-12, 1976, pp.492-498.
11. 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의 近似定常特性解析”, 日本 電氣學會誌, 96卷1號, 1976, pp.36-42.
12. 愼鍾璉·朴盛大, “Thyristor 一次 電壓平衡制御 三相誘導電動機의 特性解析”, 明知論文集, 1976. 12, pp.381-390.
13. 盧彰注, “船用電氣電子”, 亞成出版社, 1979, p.285.
14. 日本電氣學會 “誘導機”, 東京, 1952, pp.21-26.
15. Derek A. paice, “Induction motor speed control by stator voltage control”, IEEE Trans, power App. Syst. PAS-87, Feb. 1968. pp.585-590.