

Scherbius System에 있어서의 誘導電動機 特性改善에 關한 研究

李 成 馥, 鄭 喆 烈

A Study on the Characteristics Improvement of the Induction
Motor in Scherbius System

Sung-bok Lee, Kyung-yul Chung

〈目 次〉	
Abstract	2·2 整流器가 結合된 Scherbius
記號說明	System의 제어器圖
1. 序 論	3. 實驗裝置 및 實驗方法
2. 整流器를 使用한 Scherbius System에 있어서의 理論	4. 實驗結果 및 考察
2·1 3相全波 整流回路에 對한 考察	5. 結 論
	參考文獻

Abstract

Recently, Scherbius system with rectifier came to be used for speed control of induction motor. And power factor of induction motor, which is naturally low, becomes lower and output of induction motor becomes smaller when induction motor is controlled by Scherbius system. It is desirable for these characteristics to be improved. So we tried to use capacitor connected in parallel with secondary circuit of induction motor when motor is controlled by Scherbius system. And we confirmed theoretically and experimentally that many kinds of such characteristics as power factor, output and primary copper loss of motor fairly improved.

記 號 說 明

以下の記號說明에 있어서 “蓄電器併用時”란 말은 整流器가 結合된 Scherbius System에 있어서 2次回路에 並列로 蓄電器를 連結한 경우이고 蓄電器를 使用하지 않은 경우는 “蓄電器無併用時”로 表示한다.

V_1' : 蓄電器無併用時의 誘導電動機 1次1相當 供給電壓[V]

V_1 : 蓄電器併用時의 誘導電動機 1次1相當 供給電壓[V]

R_1 : 誘導電動機 1次1相當 抵抗[Ω]

X_1 : 誘導電動機 1次1相當 리액턴스[Ω]

E_1 : 誘導電動機 1次1相當 誘導起電力[V]

E_2 : 誘導電動機停止時 2次1相當 誘導起電力[V]

Φ : 誘導電動機의 一極當 廻轉磁束 [Wb]

I_0 : 誘導電動機의 勵磁電流[A]

i_2' : 整流器入力電流의 瞬時值[A]

I_{1i}' : 蓄電器無併用時 誘導電動機의 1次負荷電流[A]

I_1' : 蓄電器無併用時 誘導電動機의 1次電流[A]

θ_1' : 蓄電器無併用時 誘導電動機의 1次力率角[deg]

s' : 蓄電器無併用時 誘導電動機의 슬립

R_2 : 誘導電動機의 2次1相當 抵抗[Ω]

X_2 : 誘導電動機의 2次1相當 리액턴스[Ω]

V_2 : 誘導電動機의 2次端子電壓[V]

V_{2s} : 誘導電動機의 2次1相當 端子電壓[V]

u : 整流器의 電流重疊角[deg]

I_2' : 電流重疊角 u 를 無視했을 때의 i_2' 의 實効值[A]

I_{20}' : 電流重疊角 u 를 考慮했을 때의 i_2' 의 實効值[A]

θ_2' : 蓄電器無併用時의 誘導電動機의 2次力率角[deg]

ϕ : I_2' 가 V_{2s} 보다 뒤지는 角[deg]

I_2 : 蓄電器併用時 誘導電動機의 2次合成電流(實効值)[A]

θ_2 : 蓄電器併用時 誘導電動機의 2次力率角[deg]

X_c : 1次供給電壓의 周波數에 對한 蓄電器의 리액턴스(誘導電動機 2次端子에서 본 等價리액턴스)[Ω]

E_d : 3相整流器 出力電壓[V]

R_d : diode 1個當의 順方向抵抗[Ω]

I_d : 3相整流器의 出力電流[A]

- R_a : 直流電動機의 電機子抵抗〔 Ω 〕
 L : 直流電動機의 電機子인덕턴스〔H〕
 E_c : 直流電動機의 逆起電力〔V〕
 P_1 : 誘導電動機의 1次入力〔W〕
 P_{1c} : 誘導電動機의 1次 銅損〔W〕
 V_3 : 直流發電機의 端子電壓〔V〕
 I_3 : 直流發電機의 負荷電流〔A〕
 P_3 : 直流發電機의 出力〔W〕
 P_l : 直流發電機의 損失〔W〕
 P_0 : 誘導電動機의 出力〔W〕
 DCG: 直流發電機
 IM: 誘導電動機
 DCM: 直流電動機
 IG: 誘導發電機
 SL: 3相單捲變壓器
 α : 勵磁電流의 鐵損角
 β : E_2 와 V_{2s} 와의 相差角
 γ : I_2' 와 I_2 와의 相差角
 ϕ : 벡터 \dot{I}_2' 의 端點에서 \dot{I}_c 에 平行하게 그은 線과 \dot{I}_2' 와의 交角
 δ : 1次勵磁電壓과 1次供給電壓과의 相差角

1. 序 論

誘導電動機는 그 構造가 簡單하고 價格이 저렴하며 保守가 簡單하기 때문에 陸上에서나 船舶에서나 電動力應用分野에 가장 많이 使用하고 있다. 그러나 그의 速度制御方法이 他電動機에 比하여 까다롭고 力率이 나쁜 것이 缺點이다. 그런데 近來에 와서 各種半導體素子가 開發된 後 整流器와 다이리스터(Thyristor) 등의 靜止裝置를 結合한 셀비우스시스템(Scherbius System)이 速度制御方式으로 많이 使用하게 되었다.¹⁾²⁾³⁾ 이것은 슬립(slip) 增大로 因해서 2次力率이 나빠지고, 整流器가 結合됨으로써 2次電流가 2次1相當 端子電壓보다도 位相이 若干 뒤지게 되므로 그 力率이 더욱 나빠진다. 卽 1次力率은 速度制御를 하지 않을 때보다 整流器가 結合된 셀비우스시스템에 있어서 더욱 減少됨으로써⁴⁾ 이 力率을 改善할 必要가 있다. 本研究은 그 한 方法으로 誘導電動機의 2次回路에 蓄電器를 並列로 連結하는 方法을 試圖해 보았다. 이와 같이 하면 蓄電器가 進電流를 取하기 때문에⁵⁾ 2次力率 따라서 1次力率이 改善되고 또 2次電流와 1次電流가 減少되기 때문에 2次電流가 定格電流로 될 때까지 負荷를 增加시킬 수 있으므로 誘導電動機의 出力도 相當히 增加하고 또 1次電流

의 減少로 因해서 1次銅損도 減少되는 등 여러가지의 特性이 改善된다는 것이 理論的으로 또는 實驗的으로 確認되었다.

2. 整流器를 使用한 Scherbius System에 있어서의 理論

2.1 3相全波整流回路에 對한 考察

Fig. 5와 같은 셀비우스 시스템 實驗裝置에 있어서 誘導電動機 2次의 等價回路는 그림 1과 같다.

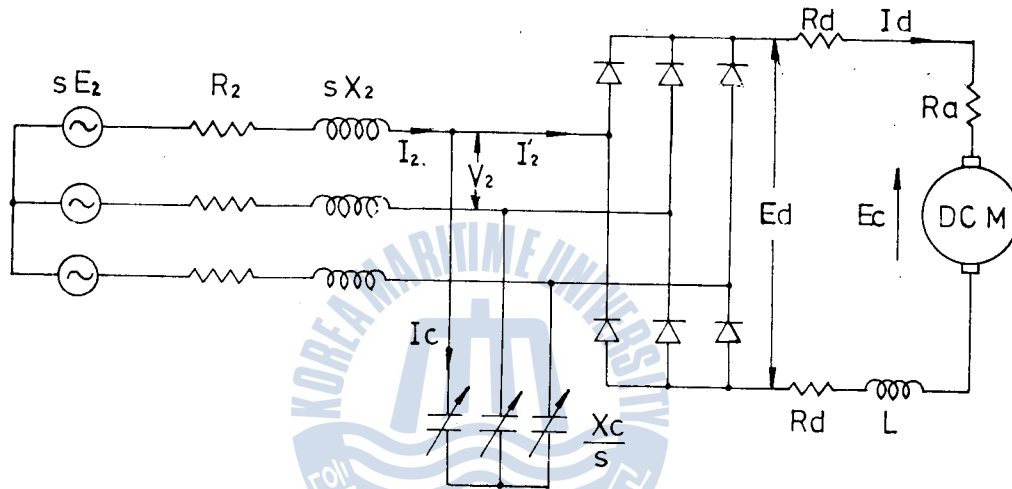


Fig. 1 Equivalent secondary circuit of motor in scherbius system with rectifier.

Fig. 1 에 있어서 3相全波整流回路의 出力電壓은 그 脈動率이 6[%]로서⁶⁾ 大端히 작으며 그 平均値는 入力電壓의 1.35倍로 된다. 卽

$$E_d = 1.35V_2$$

故로 3相整流回路의 出力電流도 거의 一定으로 되는데 Fig. 1과 같은 셀비우스 시스템에 있어서 는 이 出力回路에 直流電動機의 電機子捲線으로 因한 인덕턴스分이 들어가므로 出力電流는 一定電流로 볼 수 있다. 故로 그 값을 I_d 로 하면 整流回路의 交流側 入力電流 i_2' 의 波形은 Fig. 2와 같이 되고⁷⁾ 電流計算을 簡單히 하기 爲해서 電流重疊角 μ 를 無視하면 Fig. 3과 같이 된다. i_2' 의 波形을 Fig. 3과 같다고 보고 이것을 Fourier 級數로 展開하면

$$i_2' = a_1 \sin \theta + a_3 \sin 3\theta + a_5 \sin 5\theta + \dots + a_n \sin n\theta + \dots$$

$$\text{但, } a_n = \frac{4}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_d \sin n\theta d\theta = \frac{4I_d}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \quad \text{8)9)}$$

a_n 을 計算하면 i_2' 는 다음과 같이 展開된다.

$$i_2' = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left\{ \sin\theta + \sum_{l=1,2,\dots} \frac{(-1)^l}{6l\pm 1} \sin\theta(6l\pm 1)\theta \right\}^{10}$$

電流重疊角 u 를 無視했을 때의 i_2' 의 實効值 I_2' 는 다음과 같이 된다.

$$I_2' = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_d^2 d\theta} = \sqrt{\frac{1}{\pi} (I_d^2 \times \frac{2}{3} \pi)} = \frac{\sqrt{6}}{3} I_d \dots\dots\dots(2)$$

따라서 Diode의 抵抗電壓降下를 無視하면 整流器의 交流側入力和 直流側出力은 같을 것이므로 交流側入力の 等價力率을 $\cos\phi$ 로 하면 다음과 같은 關係가 成立한다.

$$\begin{aligned} \sqrt{3} V_2 I_2' \cos\phi &= E_d I_d \\ \therefore \cos\phi &= \frac{E_d I_d}{\sqrt{3} V_2 I_2'} = \frac{1.35 V_2 I_d}{\sqrt{3} V_2 (\frac{\sqrt{6}}{3} I_d)} = \frac{1.35}{\sqrt{2}} = 0.955 \dots\dots\dots(3) \end{aligned}$$

故로 I_2' 가 誘導電動機 2次1相當 端子電壓 V_2 보다 位相이 뒤지는 角 ϕ 는 다음과 같이 된다.

$$\phi = \cos^{-1} 0.955 = 17.3^\circ \dots\dots\dots(4)$$

(2), (3), (4)式은 整流回路에 있어서 電流重疊角 u 를 無視했을 때의 값인데 이것을 考慮했을 때는 이들 값이 어떻게 變하는가를 생각해 보기로 한다. Fig. 2에 있어서 i_2' 의 波形은 abcd와 같이 되며 曲線 ab를 $f_1(\theta)$ 로 表示하고 $f_2(\theta) = I_d - f_1(\theta)$ 로 놓으면 $f_2(\theta)$ 는 曲線 ef 및 cd와 같은 모양으로 된다. 그러므로 (2)式에서 計算한 I_2' 는 그 2乘이 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} (I_2')^2 &= \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_d^2 d\theta = \frac{1}{\pi} \left(\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}+u} I_d^2 d\theta + \int_{\frac{\pi}{6}+u}^{\frac{5\pi}{6}} I_d^2 d\theta \right) \\ &= \frac{1}{\pi} \left(\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}+u} \{f_1(\theta) + f_2(\theta)\}^2 d\theta + \int_{\frac{\pi}{6}+u}^{\frac{5\pi}{6}} I_d^2 d\theta \right) \\ &= \frac{1}{\pi} \left(\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}+u} f_1^2(\theta) d\theta + \int_{\frac{\pi}{6}+u}^{\frac{5\pi}{6}} I_d^2 d\theta + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}+u} f_2^2(\theta) d\theta \right) \\ &\quad + \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}+u} 2f_1(\theta)f_2(\theta) d\theta \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}+u} i_2'^2 d\theta + \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}+u} f_1(\theta)f_2(\theta) d\theta \\ &= (I_{20}')^2 + \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}+u} f_1(\theta)f_2(\theta) d\theta \end{aligned}$$

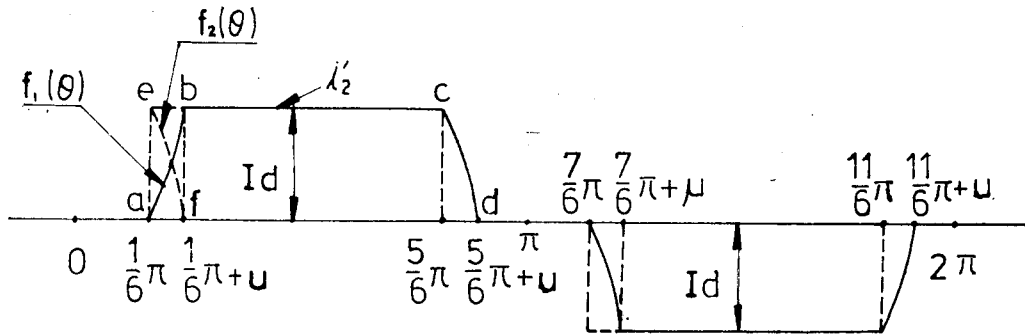


Fig. 2. Input current wave form of rectifier.

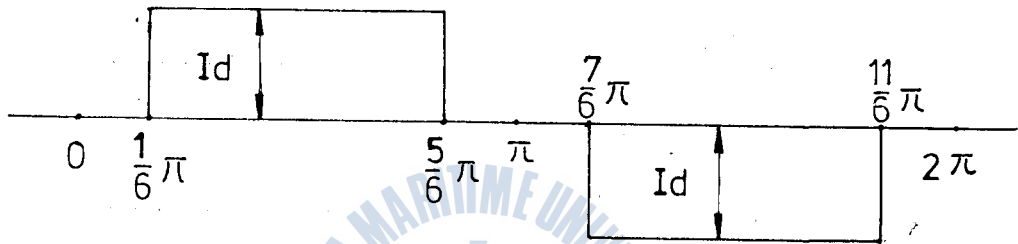


Fig. 3. Input current wave form of rectifier when overlapping angle is neglected.

故로 $(I_{20}')^2 = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6} + u} i_2'^2 d\theta$ 는 電流重疊角 u 를 考慮했을 때의 i_2' 의 實効值를 2乘한 것으로서

$(I_2')^2$ 보다 若干 작다 故로 電流重疊角 u 를 考慮했을 때의 i_2' 의 實効值 I_{20}' 는 (2)式보다 若干 작아지고 따라서 整流回路에 있어서의 等價力率은 (3)式보다 若干 커지고 等價力率角 ϕ 는 (4)式보다 若干 작아진다.

2.2 誘導電動機의 페이서어圖

Fig. 1에 있어서

$$s\dot{E}_2 = \dot{V}_{2s} + \dot{I}_2(R_2 + jsX_2)$$

$$E_d = 1.35V_2, \quad I_2' = \frac{\sqrt{6}}{3} I_d$$

$$I_d = \frac{E_d - E_c}{R_a + 2R_d} = \frac{1.35V_2 - E_c}{R_a + 2R_d} \quad \therefore I_2' = \frac{\sqrt{6}(1.35V_2 - E_c)}{3(R_a + 2R_d)}$$

2次 1相當端子電壓 \dot{V}_{2s} 를 基準페이서어로 取하면

$$\dot{I}_2' = \frac{\sqrt{6}}{3} I_d \varepsilon^{-j\theta} = \frac{\sqrt{6}(1.35V_2 - E_c)}{3(R_a + 2R_d)} \cos\phi - j \frac{\sqrt{6}(1.35V_2 - E_c)}{3(R_a + 2R_d)} \sin\phi$$

$$\dot{I}_c = j \frac{sV_2}{\sqrt{3}X_c}$$

$$\dot{I}_2 = I_2' + \dot{I}_c = \frac{\sqrt{6}(1.35V_2 - E_c)}{3(R_a + 2R_d)} \cos\phi + j \left\{ \frac{sV_2}{\sqrt{3}X_c} - \frac{\sqrt{6}(1.35V_2 - E_c)}{3(R_a + 2R_d)} \sin\phi \right\}$$

그러므로 整流器를 사용한 셀비우스 시스템의 2次回路에 蓄電器를 並列로 連結할 때 페이서어 圖는 그림 4와 같이 된다. 이 페이서어圖에 있어서 2次1相當 端子電壓 V_2 는 蓄電器를 挿入했을 때 若干 變動이 생길 것이나 그림을 簡單히 하기 爲해서 變動이 없는 것으로 했다.

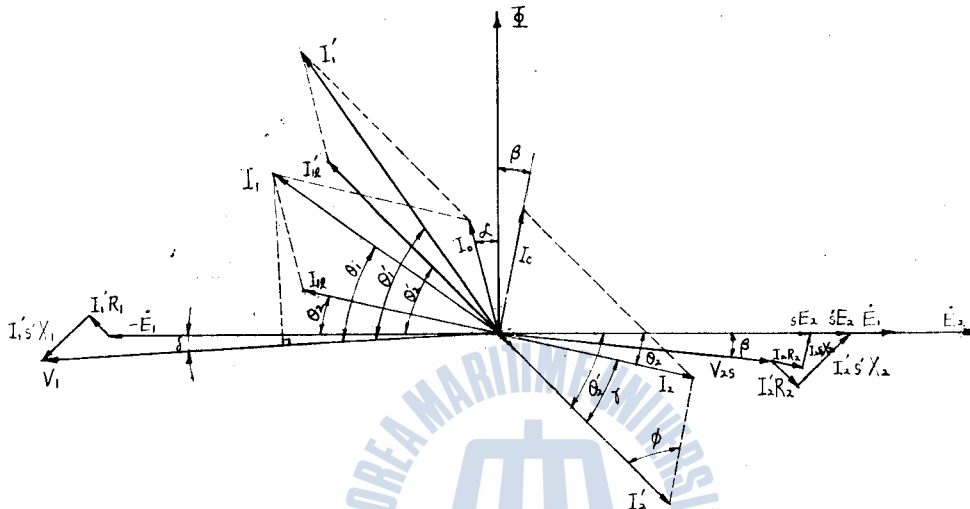


Fig. 4. Phasor diagram of Scherbius system with rectifier when capacitor is connected in parallel in secondary circuit.

Fig. 4에서 $\phi = 90^\circ - \theta_2' + \beta = \text{一定}$

$$\sin \gamma = \frac{I_c \sin \phi}{\sqrt{I_2'^2 + I_c^2 - 2I_2' I_c \cos \phi}} \dots \dots \dots (5)$$

$$\therefore \theta_2 = \theta_2' - \gamma = \theta_2' - \sin^{-1} \frac{I_c \sin \phi}{\sqrt{I_2'^2 + I_c^2 - 2I_2' I_c \cos \phi}} \dots \dots \dots (6)$$

$$\cos \theta_2 = \cos(\theta_2' - \sin^{-1} \frac{I_c \sin \phi}{\sqrt{I_2'^2 + I_c^2 - 2I_2' I_c \cos \phi}}) \dots \dots \dots (7)$$

(5)式에서 蓄電器容量이 커지면 I_c 가 커지므로 γ 가 커진다. γ 가 커지면 (6)式에서 2次 力率角 θ_2 가 작아지고 2次力率이 좋아진다. 또

$$I_{1l} = \frac{I_{1l}' \sin(90^\circ - \theta_2' + \beta)}{\sin(90^\circ + \theta_2 - \beta)}$$

$$\therefore I_1 = \sqrt{I_0^2 + \left\{ \frac{I_{1l}' \sin(90^\circ - \theta_2' + \beta)}{\sin(90^\circ + \theta_2 - \beta)} \right\}^2 + \frac{2I_0 I_{1l}' \sin(90^\circ - \theta_2' + \beta) \cdot \cos(90^\circ - \theta_2 - \alpha)}{\sin(90^\circ + \theta_2 - \beta)} \dots \dots (8)}$$

$$\cos \theta_1 = \frac{I_0 \cos(90^\circ - \alpha + \delta) + I_{1l} \cos(\theta_2 + \delta)}{I_1}$$

$$= \frac{I_0 \cos(90^\circ - \alpha + \delta) + \frac{I_{1l}' \cos(\theta_2 + \delta) \cdot \sin(90^\circ - \theta_2' + \beta)}{\sin(90^\circ + \theta_2 - \beta)}}{\sqrt{I_0^2 + \left\{ \frac{I_{1l}' \sin(90^\circ - \theta_2' + \beta)}{\sin(90^\circ + \theta_2 - \beta)} \right\}^2 + \frac{2I_0 I_{1l}' \sin(90^\circ - \theta_2' + \beta) \cdot \cos(90^\circ - \theta_2 - \alpha)}{\sin(90^\circ + \theta_2 - \beta)} \dots \dots (9)}}$$

(9)式은 蓄電器를 使用했을 때의 1次力率을 나타내는 式이며 이 式에서 $\theta_2 = \theta_2'$ 라 하면 蓄電器를 使用하지 않는 경우의 1次力率이 된다. 蓄電器容量을 零에서 漸次 增加시키면 θ_2 는 θ_2' 에서 漸次 減少해가며 이때 (9)式的 값은 漸次 增大해감을 알 수 있다. 卽, 蓄電器容量을 增加시키면 1次力率의 漸次 좋아진다는 것을 알 수 있다. 또 Fig. 4에서 蓄電器使用時의 2次電流를 求하여 보면 (10)式과 같이 된다.

$$I_2 = \sqrt{I_2'^2 + I_c^2 - 2I_2'I_c \cos(90^\circ - \theta_2' + \beta)} \quad \dots\dots\dots(10)$$

(10)式을 變形하면

$$I_2 = \sqrt{I_2'^2 - \{I_2' \cos(90^\circ - \theta_2' + \beta)\}^2 + \{I_c - I_2' \cos(90^\circ - \theta_2' + \beta)\}^2}$$

로 되므로 $I_c < I_2' \cos(90^\circ - \theta_2' + \beta)$ 되는 範圍內에 있어서는 I_c 가 커질수록 I_2 는 작아지고 $I_c > I_2' \cos(90^\circ - \theta_2' + \beta)$ 되는 範圍內에서는 I_c 가 커질수록 卽 蓄電器容量이 커질수록 I_2 는 커진다. 그리고 $I_c = I_2' \cos(90^\circ - \theta_2' + \beta)$ 時에 I_2 는 最小值 $\sqrt{I_2'^2 - \{I_2' \cos(90^\circ - \theta_2' + \beta)\}^2}$ 를 갖게 된다.

$$I_c < 2I_2' \cos(90^\circ - \theta_2' + \beta) \quad \dots\dots\dots(11)$$

(11)式이 成立하는 範圍內에 있어서는 蓄電器 使用時의 2次電流 I_2 가 蓄電器를 使用하지 않을 때의 2次電流 I_2' 보다 작게 된다는 것을 알 수 있다. 또 (8)式에 依하면 蓄電器容量이 커질수록 θ_2 는 작아지므로 I_1 은 작아진다는 것을 알 수 있다. 卽, 셸비우스 시스템에 依해서 Speed control 할 때 誘導 電動機 2次에 蓄電器를 並列로 連結하여 使用하면 力率이 相當히 改善되고 1次電流와 2次電流가 모두 減少되므로 이 電流가 定格電流로 될 때까지 負荷를 增加시킬 수 있으므로 出力이 增加되므로 1次 電流는 定格電流에 未達되므로 銅損이 작아져서 效率이 좋아지는 등 여러가지 特性이 改善된다.

3. 實驗裝置 및 實驗方法

本 研究에서 使用된 實驗裝置의 結線圖는 Fig. 5.와 같으며 이에 使用된 供試電動機의 定格은 다음과 같다.

出力 2.2[KW], 1次電壓 220[V], 1次電流 8.6[A], 相數 3, 周波數 60[Hz], RPM 1720, 2次電壓 260[V], 2次電流 5.2[A].

誘導電動機 2次에 並列로 連結한 進相用蓄電器로는 200[V], 60[Hz], 210[μF]인 MP 蓄電器 3個를 使用하였고 容量 C_0 . 리액턴스 X_{c0} 인 蓄電器에 印加되는 電壓을 Slidac에 依해서 加減해주면 入力側에서 本 容量 C 와 리액턴스 X_c 는 等價的으로 다음과 같이 加減된다.

$$C = \frac{C_0}{a^2}, \quad X_c = a^2 X_{c0}$$

但, a 는 Slidac의 變壓比이다.

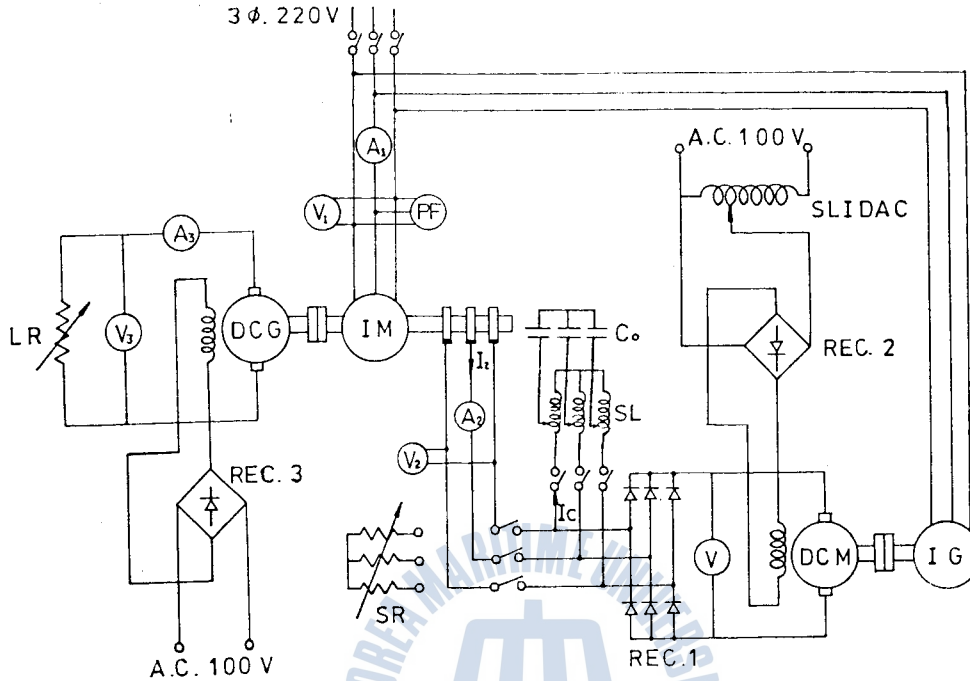


Fig. 5. Schematic diagram of experimental apparatus.

上記한 바와 같은 原理에 依해서 進相用蓄電器의 容量을 $90[\mu F]$, $130[\mu F]$, $170[\mu F]$, $210[\mu F]$ 로 等價 變換하여 實驗하였다. 2次勵磁電壓으로는 $60[V]$, $90[V]$, $120[V]$ 의 3가지 電壓에 對하여 實驗하였고 供試電動機의 負荷로서는 直流發電機를 使用하였다. 實驗方法은 各 2次勵磁電壓에 對해서 電動機負荷를 調整하여 全負荷運轉하고 있을 때 어느 容量의 蓄電器를 2次回路에 並列로 挿入하면 2.2項에서 記述한 바와 같이 2次電流 I_2 가 若干 減少할 것이므로 이것이 定格電流로 되도록 負荷를 增加시키고 그 때의 各 電壓과 電流, 力率 등을 測定하여 電機의 入力, 出力 등을 計算하고 이것들이 蓄電器容量 變化에 따라서 어떻게 變化하는지를 2次勵磁電壓別로 調査하였다. 誘導電動機의 出力을 求하기 爲해서는 負荷用 直流發電機의 損失을 알아야 하며 이것을 求하기 爲해서 이 發電機를 誘導電動機에서 分離시켜가지고 같은 電壓의 直流電動機로 無負荷運轉하여 그때의 入力을 求하고 그 入力에 直流發電機의 銅損을 加해줌으로써 直流發電機의 全損失을 求하였다.

4. 實驗結果 및 考察

먼저 直流發電機의 損失을 求하기 爲해서 이것을 直流電動機로 無負荷運轉하여 入力을 測定한 結果는 <表 1>와 같다. 이 表1의 入力은 直流發電機의 各運轉電壓에 對한 鐵損과 機械損의 合으로 될 것이다.

〈表 1〉 直流發電機를 直流電動機로서 無負荷運轉時의 入力

電 壓 [V]	54	55	57	62	64	65	66	72	73	74
電 流 [A]	3.75	3.65	3.55	3.65	3.68	3.6	3.65	3.7	3.65	3.72
入 力 [W]	203	201	202	226	236	234	241	266	266	275

〈表 1〉와 같은 無負荷試驗時의 入力과 電機子抵抗 $R_a=0.2[\Omega]$ 에 의한 銅損을 合하여 直流發電機의 全損失 P_L 을 計算하고 이것을 直流發電機의 出力 $P_3=V_3I_3$ 에 加算하면 誘導電動機의 出力 P_0 을 求할 수 있다.

Fig. 5와 같이 整流器가 結合된 셀비우스 시스템에 있어서 電動機 2次回路에 並列로 蓄電器를 連結하여 2次勵磁電壓과 蓄電器容量을 變化시키면서 實驗한 結果 各 測定值 및 計算値는 〈表 2〉와 같다.

〈表 2〉에 있어서 1次銅損 P_{1c} 는 20°C 에 對한 1次1相當 Y抵抗 $R_{20}=0.66[\Omega]$ 을 測定하여 이것을 75°C 에 對한 값으로 換算한 $R_{75}=0.803[\Omega]$ 을 使用해서 計算한 것이다. 〈表 2〉에 依해서 2次回路에 並列로 連結한 蓄電器容量에 따라서 1次力率, 電動機出力 및 1次銅損이 어떻게 變化하는지를 曲線으로 表示하면 Fig. 6, Fig. 7, Fig. 8과 같이 된다. 이 그림에 있어서 $C=0$ 時의 값은 蓄

〈表 2〉 Scherbius System의 實驗測定值 및 計算值

2次勵磁電壓 E_c [V]	蓄電器 $C[\mu\text{F}]$	電 動 機 入 力					2 次 電 力				電 動 機 出 力			
		V_1 [V]	I_1 [A]	P.F [%]	P_1 [W]	P_{1c} [W]	V_2 [V]	I_2 [A]	I_c [A]	V_3 [V]	I_3 [A]	P_3 [W]	P_L [W]	P_0 [W]
60	0	220	8.6	61	1,999	178	52.4	5.2	0	71.8	16.0	1,149	317	1,466
60	90	220	8.1	66	2,037	158	51.9	5.2	0.2	73.0	16.2	1,183	318	1,501
60	130	220	7.9	68	2,047	150	50.3	5.2	0.4	73.0	16.3	1,190	318	1,508
60	170	220	7.8	70	2,081	147	50.6	5.2	0.5	73.9	16.4	1,212	329	1,541
60	210	220	7.75	71	2,097	145	51.0	5.2	0.8	74.1	16.5	1,223	329	1,552
90	0	220	8.6	60	1,966	178	75.3	5.2	0	62.4	15.8	986	276	1,262
90	90	220	7.8	68	2,021	147	75.0	5.2	0.8	64.2	16.2	1,040	288	1,328
90	130	220	7.6	71	2,056	139	74.3	5.2	1.1	64.8	16.4	1,063	288	1,351
90	170	220	7.5	74	2,115	136	73.8	5.2	1.2	65.3	16.4	1,071	288	1,359
90	210	220	7.3	75	2,086	128	73.4	5.2	1.4	66.0	16.4	1,082	295	1,377
120	0	220	8.6	59	1,934	178	98.5	5.2	0	53.9	15.1	814	249	1,063
120	90	220	7.3	72	2,003	128	97.9	5.2	1.2	55.0	16.4	902	255	1,157
120	130	220	7.2	76	2,085	125	97.1	5.2	1.6	57.0	16.2	923	254	1,177
120	170	220	6.9	79	2,077	115	96.9	5.2	1.9	56.7	16.2	919	254	1,173
120	210	220	6.4	81	1,975	99	96.5	5.2	2.2	56.9	16.0	910	254	1,164

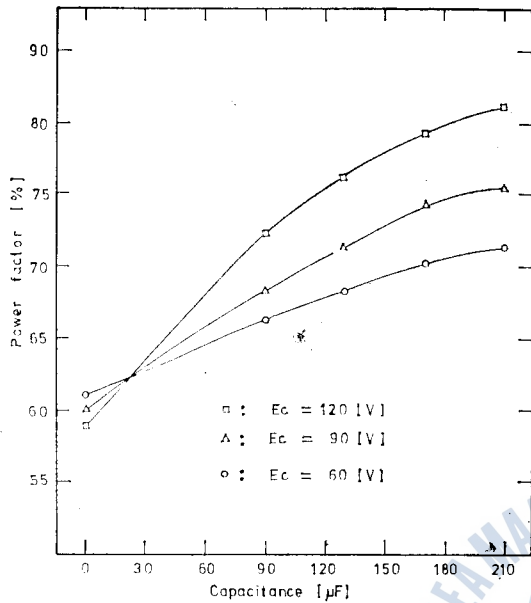


Fig. 6. Power factor characteristic curve(1).

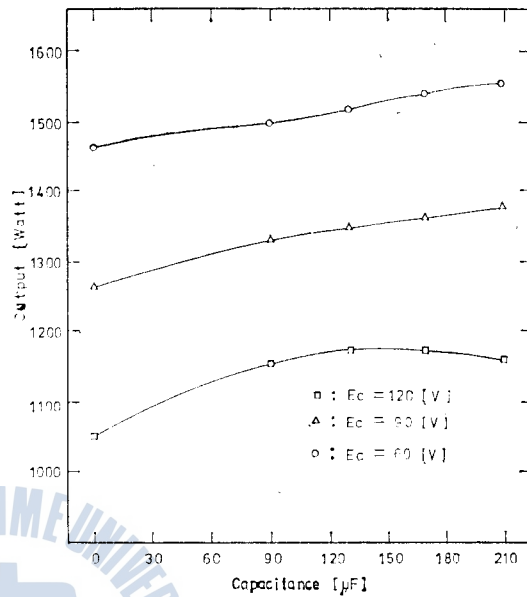


Fig. 7. Output characteristic curve(1).

電器를 使用하지 않을 때의 값을 나타낸 것이다.

Fig. 6의 力率特性曲線에 있어서는 一定 2次勵磁電壓 E_c 에 對해서 蓄電器容量이 커질수록 蓄電器電流 I_c 가 커지므로 Fig. 4의 Phasor diagram에서 알 수 있는 바와 같이 力率が 相當히 增加되고 같은 蓄電器容量에 對해서는 2次勵磁電壓이 클수록 2次端子電壓이 높아져서 I_c 가 커지기 때문에 力率が 보다 높아진다. 卽, 力率特性은 蓄電器容量과 2次勵磁電壓이 커질수록 力率が 높아진다는 것을 알 수 있다.

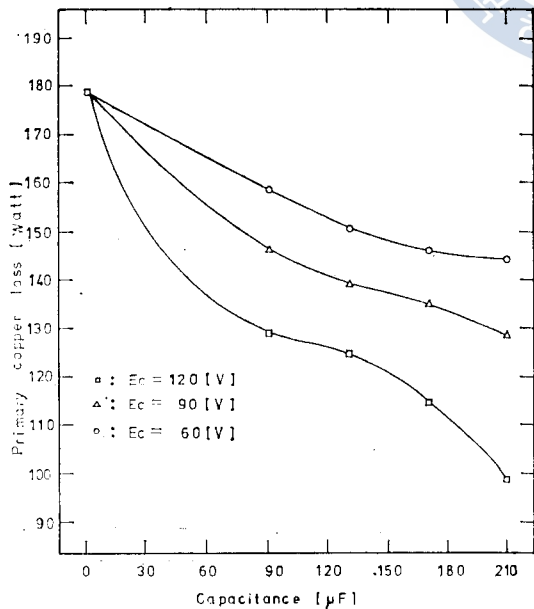


Fig. 8. Primary copper loss characteristic curve(1).

Fig. 7의 出力特性曲線에 있어서는 2次勵磁電壓 E_c 가 커질수록 速度가 떨어지기 때문에 出力은 減少하나 2次勵磁電壓이 一定일 때에는 $E_c=60[\text{V}]$ 또는 $E_c=90[\text{V}]$ 의 境遇 蓄電器容量이 커질수록 出力은 增加해가나 $E_c=120[\text{V}]$ 의 境遇에는 $C=130[\mu\text{F}]$ 부근에서 出力은 最大로 되고 C 가 그 이상 커지면 出力은 若干 減少해가고 있다. 그 理由는 2.2

項에서도 說明한 바와 같이 $I_c \leq 2I_2' \sin\phi$ 일 때에는 2次合成電流 I_2 가 I_2' 보다 크지 않으면서도 $I_2 \cos\theta > I_2' \cos\theta_2'$ 로 되기 때문에 蓄電器를 使用함으로써 出力을 增加시킬 수 있는데 $I_c > 2I_2' \sin\phi$ 일 때에는 2次合成電流 I_2 가 I_2' 보다 커지므로 I_2 가 定格電流로 되도록 出力을 減少시켜 주어야 한다. 그러므로 I_c 가 어느 一定值까지 增加할 때는 出力이 增加되지만 그 以上 I_c 가 커지면 出力은 오히려 減少하게 된다. 本實驗에 있어서는 I_c 의 限界值가 1.6[A]로 되고 있다.

다음은 Fig. 4의 Phasor diagram에서 알 수 있는 바와 같이 蓄電器電流 I_c 가 커질수록 1次勵磁電流와 1次負荷電流와의 位相差가 커지므로 그 合成된 1次電流 I_1 은 작아진다. 그러므로 Fig. 8의 1次銅損特性에 있어서는 蓄電器容量과 2次勵磁電壓이 커질수록 1次銅損은 相當히 작아진다는 것을 알 수 있다.

다음에는 上記한 諸特性이 蓄電器容量을 파라미터로 할 때 2次勵磁電壓에 따라서 어떻게 變化하는가를 曲線으로 表示하여 보면 Fig. 9, Fig. 10, Fig. 11과 같이 된다.

Fig. 9의 力率特性曲線에 있어서 $C=0$ 時 卽 蓄電器를 使用하지 않을 때에는 2次勵磁電壓이 커질수록 力率이 떨어지는데 蓄電器를 使用할 때에는 2次勵磁電壓이 커질수록 蓄電器端子電壓이 높아져서 蓄電器電流 I_c 가 커지기 때문에 力率は 좋아진다. 그리고 蓄電器容量이 커질수록 力率は 좋아진다.

Fig. 10의 出力特性에 있어서는 蓄電器를 使用할 때나 使用하지 않을 때나 2次勵磁電壓을 上昇시키면 出力은 直線的으로 減少하는데 蓄電器를 使用할 때의 出力이 蓄電器를 使用하지 않을 때보다 커진다. 이 그림에 있어서는 $C=210[\mu F]$ 時의 曲線과 $C=130[\mu F]$ 時의 曲線이 $E_c=110[V]$ 부근

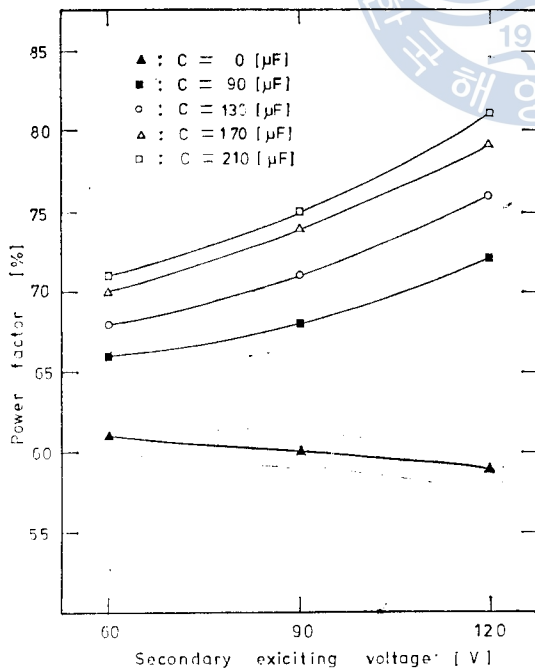


Fig. 9. Power factor characteristic curve(2).

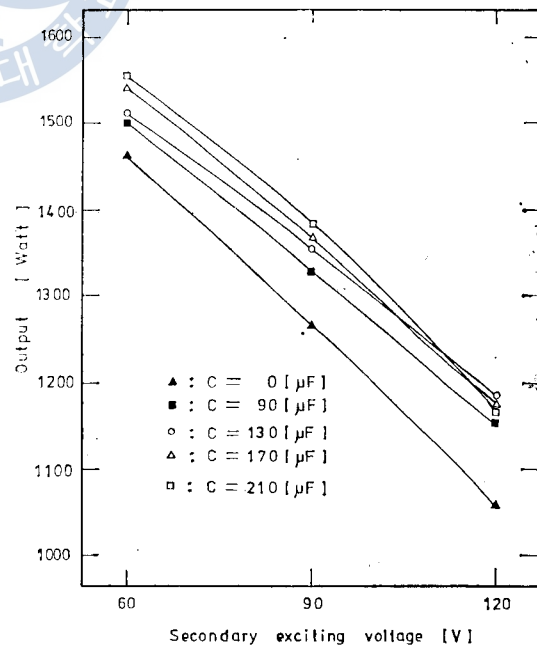


Fig. 10. Output characteristic curve(2).

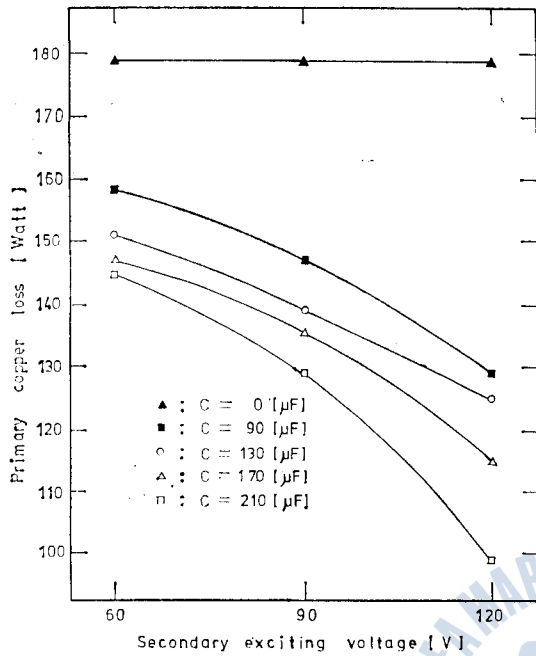


Fig. 11. Primary copper loss characteristic curve(2).

에서 交叉하고 있는데 이것은 2次勵磁電壓 E_c 가 大略 110[V] 以下에 있어서는 蓄電器容量이 커질 수록 出力은 커지지만 E_c 가 大略 110[V]를 超過하게 되면 130[μF] 까지는 蓄電器容量이 增加할수록 出力이 增加하지만 130[μF]를 넘으면 蓄電器容量이 增加할수록 出力은 減少됨을 나타내는 것이다.

Fig. 11의 1次銅損特性에 있어서는 $C=0$ 即 蓄電器를 使用하지 않을 때에는 2次勵磁電壓이 變化해도 1次銅損은 變化가 없는데 蓄電器를 使用하게 되면 2次勵磁電壓이 커질수록 또는 蓄電器容量이 커질수록 1次銅損이 작아진다는 것을 알 수 있다.

以上 記述한 諸特性의 改善程度는 蓄電器容量 C 와 2次勵磁電壓 E_c 에 따라서 달라지며 그 값은 <表 3>, <表 4>, <表 5>와 같다.

<表 3>

力率改善狀況(%)

$C \backslash E_c$	0[μF]	90[μF]	130[μF]	170[μF]	210[μF]
60[V]	61	66(8.2%增)	68(11.5%增)	70(14.8%增)	71(16.4%增)
90[V]	60	68(13.3%增)	71(18.3%增)	74(23.3%增)	75(25.0%增)
120[V]	59	72(22.0%增)	76(28.8%增)	79(33.9%增)	81(37.3%增)

<表 4>

電動機出力增加狀況[W]

$C \backslash E_c$	0[μF]	90[μF]	130[μF]	170[μF]	210[μF]
60[V]	1,466	1,501(2.4%增)	1,508(2.9%增)	1,541(5.1%增)	1,552(5.9%增)
90[V]	1,262	1,328(5.2%增)	1,351(7.1%增)	1,359(7.7%增)	1,377(9.1%增)
120[V]	1,063	1,157(8.8%增)	1,171(10.7%增)	1,173(10.3%增)	1,164(9.1%增)

<表 5>

1次銅損減少狀況[W]

$C \backslash E_c$	0[μF]	90[μF]	130[μF]	170[μF]	210[μF]
60[V]	178	158(11.3%減)	150(15.7%減)	147(17.7%減)	145(18.8%減)
90[V]	178	147(17.7%減)	139(21.9%減)	136(24.0%減)	128(27.9%減)
120[V]	178	128(27.9%減)	125(29.9%減)	115(35.6%減)	99(44.6%減)

5. 結 論

整流器를 結合한 셀비우스 시스템에 있어서 誘導電動機의 2次回路에 蓄電器를 並列로 連結하여 使用하면 誘導電動機의 諸特性이 다음과 같이 改善된다.

(1) 力率改善效果는 2次勵磁電壓이 높을수록 크게 나타나고 같은 2次勵磁電壓에 對해서는 蓄電器容量이 클수록 더욱 改善된다.

(2) 誘導電動機出力은 蓄電器容量이 一定한 限界值까지 增加 할때에는 약 10[%]까지 增加해가고 그 이상 蓄電器容量이 增加하면 出力은 도리어 減少해 간다.

(3) 蓄電器容量이 커질수록 1次勵磁電流와 1次負荷電流와의 位相差가 커져서 그 合成인 1次電流가 減少하므로 1次電流의 2乘에 比例하는 1次銅損은 蓄電器容量이 커질수록 급격히 減少한다.

上記한 結果는 整流器와 電動發電機가 結合된 셀비우스 시스템을 使用해서 實驗한 結果 얻어진 것인데 整流器와 다이리스터가 結合된 셀비우스 시스템에 있어서도 같은 結果가 나올 것으로 思料된다.

參 考 文 獻

- 1) 坪島茂彦外 一名: 電動機制御と應用, 東京電機大學 出版部, 1977.
- 2) 朴 旻 鎬: 誘導機器, 東明社, 1980, p. 403.
- 3) 電氣學會: 誘導機, 1960, p. 110~p. 111.
- 4) 李 成 馥: 誘導電動機의 2次勵磁에 依한 速度制御時의 力率改善, 韓國海洋大學 船舶工學研究所論文集 第1輯, 1982.
- 5) Ralph. J. Smith: Circuits devices and systems, John Wiley & Sons. Inc. 1973. p. 126~p. 127.
- 6) Herman R. Weed and Wells L. Davis: Fundamentals of Electron Device and Circuit, Prentice-Hall, INC. 1959.
- 7) S. B. Dewan and Astraugen: Power Semiconductor Circuits, John Wiley & Sons. Inc. 1977, p. 240~p. 246.
- 8) 李相高外 三名: 電氣電子數學, 東明社, 1981. p. 113~p. 131.
- 9) H. P. 스우著 佐藤八譯: フーリエ解析, 森北出版社, 1980. p. 58~p. 59.
- 10) 宮入壓太: 最新電氣機器學, 螢雪出版社, 1971.