◉ 研 究 論 文

Krämer 시스템에 의한 3φ 誘導電動機의 特性에 關한 硏究

盧 彰 注* · 俞 春 植** · 鄭 暻 烈*

A Study on Characteristics of Three Phase Induction Motor by Krämer System

C. J. Noh, C. S. Yu, K. Y. Chung

Abstract

The induction motor is widely used in the power equipments of the ship and the various industrial drive applications because it is robust and relatively simple and cheap to manufacture, but it has a disadvantage that the speed of induction motor is not controlled in wide range such as d.c motor.

In this paper, the characteristics relating to the Krämer system that the speed of three phase wound type induction motor is controlled by changing the exciting e.m.f. of the secondary circuit is described.

In order to analyze the characteristics, a new simplified and approximated T-type equivalent circuit from the Krämer circuit with three phase graetz connection and d.c machine is proposed.

The stator current, motor torque and mechanical output power are computed by the current, torque and power equations derived by its equivalent circuit.

Through the experiments, the I_f-N, torque—slip and current—slip characteristic curves of the tested motor are obtained and the various needed constants are determined.

The numerical values obtained from the above method are compared with experimental values under the same conditions.

As a result of the above investigation, it is found that the induction motor speed by the Krämer system is controlled by 28 per cent under the rated speed by changing the field current of d.c motor and the values computed by the current and torque equations derived by the simplified and approximated T-type equivalent circuit generally come to approach the experimental values.

記 號 說 明

a_1, b_1 : Fourier coefficients for the 1st harmonics.

a_n, b_n : Fourier coefficients for the n'th harmonics.

b_0 : inductive susceptance accounting for energy storage [℧]

* 正會員, 韓國海洋大學 ** 正會員, 海軍士官學校

$\cos\theta_2$: power factor.
DCL : direct current reactor
DCM : direct current motor
e_b : voltage drop across the carbon brushes [V]
e_{r_2} : voltage drop due to the resistance of the rotor winding [V]
e_{SR} : forward voltage drop of silicon rectifier [V]
e_{x_2} : voltage drop due to the leakage reactance of the rotor winding standstill [V]
E_1 : induction motor self electromotive force [V]
E_2 : rotor induced e.m.f per-phase at standstill [V]
SE_2 : rotor induced e.m.f. per-phase at slip S [V]
E_C : counter electromotive force of d.c. motor [V]
f : frequency [H_Z]
FLD : d.c. motor field
g_0 : conductance per-phase [$\mho$]
I_1 : stator current per-phase [A]
I_2 : rotor current per-phase [A]
I_{dc} : d.c. current [A]
I_e : rms value of the 1st harmonic current [A]
I_f : field winding current of the d.c. motor [A]
I_0 : magnetizing current [A]
IM : induction motor
j : complex number operator, $\sqrt{-1}$
$k.K$: constants
m_1, m_2 : number of phases
N : motor speed [rpm]
N_s : synchronous speed [rpm]
P_m : mechanical power output [W]
r_1 : resistance of the stator winding per-phase [Ω]
r_2' : rotor resistance per-phase referred to stator turns [Ω]
R_a : armature resistance [Ω]
R_d : equivalent resistance [Ω]
S : induction motor slip
SCR : silicon controlled rectifier
SR : silicon rectifier
T_L : load torque [N·m or kg·m]
T_m : motor torque [N·m or kg·m]
V_1 : supply voltage per-phase [V]
x_1 : stator leakage reactance per-phase [Ω]
x_2' : rotor leakage reactance per-phase at standstill [Ω]
x_0 : stator magnetizing reactance per-phase [Ω]
Y_0 : magnetizing admittance per-phase [$\mho$]
Z_1 : stator impedance per-phase [Ω]
Z_2 : rotor impedance per-phase referred to stator [Ω]
ϕ : phase angle [deg]
Φ : magnetic flux per pole [Wb]
μ : overlap angle with the inductive load [deg]
ω : angular speed of rotor [rad/sec]
ω_s : synchronous speed of a rotor [rad/sec]

1. 序 論

誘導電動機는 構造가 簡單하고 補修가 容易하기 때문에 陸上이나 船舶의 動力設備 分野에 많이 利用되고 있으나 可變速制御가 直流電動機에서처럼 廣範圍하게 되지 않는 것이 缺點이다.

誘導電動機의 可變速制御方式으로는 電源周波數를 變化시키는 方法, 極數變換에 依한 方法, 一次電壓制御方法, 二次回路에 抵抗을 挿入하는 方法, 二次勵磁方法 등이 있으며[1] 電源周波數變換法은 cycloconverter나 inverter 등을 利用한 VVVF 方式이 활발히 研究되고 있으나 經濟的이고 效率的인 制御단계에 이르지 못하고 있으

며[2] 極數變換法은 制限된 速度 範圍밖에 할 수 없으며 thyristor의 gate의 位相角制御에 의한 一次電壓制御는 속도制御범위가 너무 좁아 實用的이 못된다.[3),4)]

捲線形誘導電動機의 二次抵抗制御方式은 二次回路에 外部抵抗을 挿入하여 比例推移原理에 의한 것으로 構造도 대체로 簡單하며 設備費도 低廉하고 取扱 및 補修도 簡便하나 速度制御分에 相應하는 二次電力이 모두 抵抗에 의해 熱에너지로 소비되므로 特히 低速運轉時 效率이 顯著하게 떨어지는 缺點이 있다.[5)]

二次勵磁制御方式은 二次勵磁機器로서 交流整流器나 廻轉變流器 등의 特殊機器 등을 利用하고 있어 裝置가 다소 複雜하고 取扱 및 補修가 어려워 그다지 普及되지 못했으나 最近의 高耐壓, 大容量의 실리콘整流器, thyristor 등의 電力用半導體素子 등의 開發과 半導體技術의 눈부신 進步에 힘입고 또 二次 銅損에 相當하는 電力을 機械的 出力으로 主軸에 返還하거나 電源에 返還함으로써 高效率을 얻을 수 있고 同期速度 上下로 廣範圍한 速度制御를 할 수 있으며 力率도 改善할 수 있기때문에[5),6)] 電力用 半導體素子를 利用한 MG Scherbius 方式, thyristor Scherbius 方式, 超同期 Scherbius 方式, 靜止形 Krämer 制御方式 등이 활발히 硏究되고 있다[7),8)]

筆者는 thyristor Krämer 시스템에 의한 二次 勵磁制御方式을 硏究하기 위한 1단계로서 synchronous converter와 d.c. machine을 使用한 二次勵磁에 의한 종래의 定出力型 Krämer 시스템에서 synchronous converter 대신에 실리콘 整流器의 三相 graetz 結線을 利用한 二次勵磁方式으로 實驗裝置를 構成하고 이에 따른 速度制御式을 導出했다.

그리고 二次勵磁에 의한 速度制御時 供試電動機의 固定子에 流入되는 電流 및 發生토오크의 特性算定을 위한 簡易 近似 T型等價回路를 提案하고 이 等價回路로부터 電流 및 토오크特性式을 誘導한 다음 定數測定實驗으로부터 決定된 諸定數値를 特性式에 代入하고 直流機의 界磁電流와 slip 變化를 파라미터로 했을 때 固定子電流 및 토오크를 電子計算機를 利用하여 구했으며, 이 計算値를 實驗을 통해서 얻은 實測値와 相互比較 檢討하여 妥當性을 確認하였다.

2. 理 論

2·1. Krämer 시스템에 의한 二次勵磁時 速度制御 原理

Krämer시스템은 Fig. 1.에서처럼 捲線形 誘導電動機와 直流電動機를 機械的으로 直結하고 電氣的으로 誘導電動機의 二次 sf의 出力을 三相 graetz 結線된 실리콘 整流器에 의해 整流하여 直流電動機의 入力으로 하도록 接續되며 이같은 接續으로 運轉하면 直流電動機의 電機子에 逆起

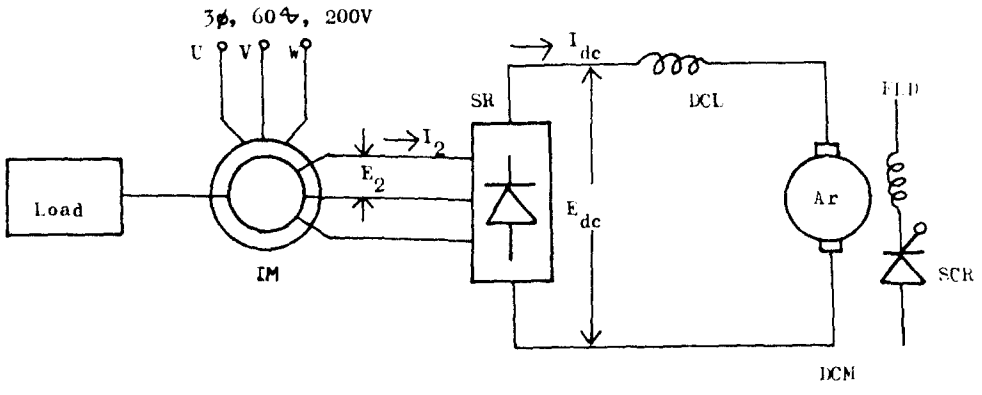


Fig. 1. Krämer circuit

電力이 誘起되며 실리콘整流器로 整流된 直流電壓과의 差電壓에 의해 直流電流 I_{dc}가 흘러 토오크가 發生하여 廻轉이 持續되는데 이 때 直流電動機의 界磁電流를 制御하면 直流 machine의 誘起起電力이 變化되므로 速度가 制御된다.[9),10)]

2·2. Krämer 시스템에 의한 二次勵磁時 速度 制御式의 導出[9)~12)]

Fig. 1.의 Krämer 回路를 等價回路로 나타내면 Fig. 2.와 같이 되며 graetz 結線으로 整流된 直流電壓 E_{dc}는

$$E_{dc}=\frac{1}{2\pi/6}\int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}}\sqrt{2}\cdot E_2\cdot\cos\theta d\theta$$

$$=\frac{3\sqrt{2}}{\pi}\cdot E_2\simeq 1.35E_2 \qquad (1)$$

이며, 二次電流 I_2는

$$I_2=\frac{E_2-E_{dc}}{r_2'+jsx_2'}=\frac{sE_{2s}-E_{dc}}{r_2'+jsx_2'} \qquad (2)$$

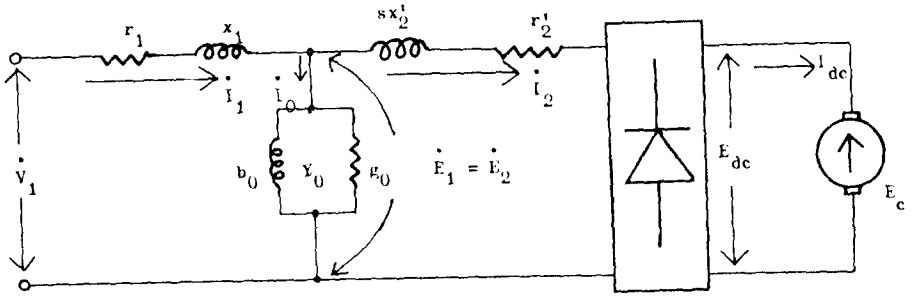


Fig. 2. Per-phase equivalent circuit with the second exciting e.m.f.

이며 直流電流는 轉流 겹침각(overlap angle) μ 때문에

$$I_{dc}=\sqrt{\frac{3}{2}}\cdot\frac{1}{\sqrt{1-3\phi(\mu)}}\cdot I_2 \qquad (3)$$

단 $$\phi(\mu)=\frac{\sin\mu(2+\cos\mu)-\mu(1+2\cos\mu)}{2\pi(1-\cos\mu)^2} \qquad (4)$$

이며 直流電流의 겹침각을 고려한 경우의 電壓과 電流波形은 Fig. 3.에서와 같다.

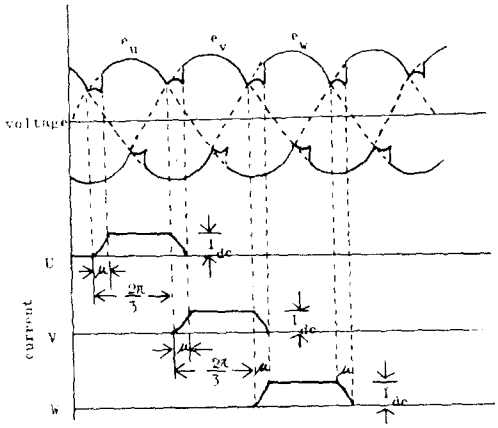


Fig. 3. Voltage and current waveforms in case of the consideration of overlap angle.

그런데 直流電流의 겹침각 μ는 回路의 리액턴스에 따라 다르나 일반적으로는 μ는 20° 程度이므로 式(3)에서 $\phi(\mu)<1$가 되어 式(2)는

$$I_{dc}\simeq\sqrt{\frac{3}{2}}\cdot I_2=1.22\,I_2 \qquad (5)$$

가 된다.

直流機의 端子에 加해지는 電壓을 구해보면

$$SE_{dc}=1.35\cdot SE_2-(e_{r_2}+e_{x_2}+e_{SR}) \qquad (6)$$

이 되며 直流機에 誘起되는 端子電壓은

$$S\cdot E_{dc}=K\cdot\Phi\cdot N+e_b+R_a\cdot I_{dc} \qquad (7)$$

이 된다. 式(6)과 式(7)에서

$$1.35\cdot SE_2=K\Phi N+e_b+R_a\cdot I_{dc}$$
$$+(e_{r_2}+e_{x_2}+e_{SR}) \qquad (8)$$

이 얻어지며 e_b와 e_{SR}는 電流 I_{dc}에 대하여 非線形이나 이들을 等價抵抗 R_d로 置換하면

$$R_d=\frac{e_b+e_{r_2}+e_{x_2}+e_{SR}}{I_{dc}}+R_m \qquad (9)$$

가 되는데 이것을 式(8)에 代入하면

$$1.35\cdot S\cdot E_2=K\cdot\Phi\cdot N+R_d\cdot I_{dc} \qquad (10)$$

이 되며

$$S=\frac{N_S-N}{N_S} \qquad (11)$$

을 式(10)에 代入하고 整理하면

$$N=\frac{1.35E_2-R_d\cdot I_{dc}}{1.35E_2+K\cdot\Phi\cdot N_S}\cdot N_S \qquad (12)$$

가 된다.

式(12)에서 變數는 Φ와 I_{dc}이며 Φ는 直流電動機의 界磁電流 I_f에 比例하므로 廻轉數 N는 다음 式(13)과 같이 나타낼 수 있다.

$$N=f(I_f,\ I_{dc}) \tag{13}$$

고로 I_f를 制御함으로써 捲線形 誘導電動機의 速度를 制御할 수 있다.

2·3. 二次勵磁時 誘導電動機의 電流 및 토오크特性 算定式의 導出[13)~18)].

Krämer 시스템에서는 捲線形 誘導電動機의 二次側에 三相 graetz 結線과 補助機器로서 直流機가 連結되어 있다.

主 電動機의 二次側에 sf의 周波數에 의한 誘起起電力과 電流波形은 三相 graetz 結線과 接합으로 斷續되며 一相 1사이클에 대하여 생각하면 Fig. 4와 같다.[13)]

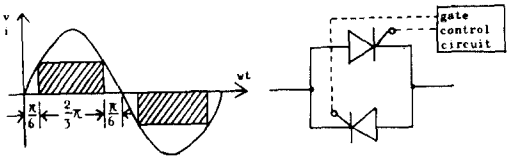


Fig. 4. Voltage and current waveform for the per-phase equivalent to being chopped by means of antiparallel SCR's.

이때 二次 誘起起電力의 波形은 逆並列 SCR의 게이트에 의해 點弧 및 消弧된 것과 等價한 波形을 나타내며 電流도 chopping되므로 많은 高調波成分을 포함하게 되고 非連續 廻轉磁界를 發生하게 된다. 그런데 誘導電動機의 有效토오크를 發生하는데 영향을 미치는 것은 주로 第一高調波의 電流成分이므로 chopping된 電流波形을 等價한 正弦波 實效値 形態로 變形하기 위해 Fig. 4의 電流波形을 Fourier 級數로 展開하면 一般式은

$$f(t)=a_0+\sum_{n=1}^{n=\infty}a_n\cos n\omega t+\sum_{n=1}^{n=\infty}b_n\sin n\omega t \tag{14}$$

이며 여기서 $a_0=0$, $a_n=0$이므로

式(14)는

$$f(t)=b_1\sin\omega t+b_2\sin 2\omega t+\cdots+b_n\sin n\omega t \tag{15}$$

가 된다.

$\omega t=\theta$라 놓고 式(15)의 兩변에 $\sin\theta$를 곱하면

$$f(t)\cdot\sin\theta=b_1\sin^2\theta+b_2\sin\theta\cdot\sin 2\theta+\cdots \tag{16}$$

$$\therefore\ f(t)\sin\theta=b_1\sin^2\theta \tag{17}$$

이 되는데 이 式(17)의 양변에 $0\sim\frac{\pi}{2}$까지 積分을 取하면

$$I_{dc}\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}}\sin\theta d\theta=a_1\int_0^{\frac{\pi}{2}}\frac{1-\cos 2\theta}{2}d\theta \tag{18}$$

$$I_{dc}\Big[-\cos\theta\Big]_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}}=\frac{a_1}{2}\left(\int_0^{\frac{\pi}{2}}d\theta-\int_0^{\frac{\pi}{2}}\cos 2\theta d\theta\right)$$

$$\therefore a_1=\frac{2\sqrt{3}}{\pi}\cdot I_{dc} \tag{19}$$

그러므로 直流電流의 實效値 I_e는

$$I_e=\frac{1}{\sqrt{2}}a_1=\frac{\sqrt{6}}{\pi}I_{dc} \tag{20}$$

이 되며 式(5)와 式(20)으로부터

$$I_e=\frac{3}{\pi}\cdot I_2 \tag{21}$$

이 되는데 $\frac{3}{\pi}$을 k라 두고 kI_2를 다시 I_{2k}라 놓으면 式(21)은

$$I_e=k\cdot I_2=I_{2k} \tag{22}$$

가 된다.

直流機의 逆起電力 E_c는

$$E_c=k_c\cdot\Phi\cdot N \tag{23}$$

인데 補助電動機가 主電動機와 直結되어 運轉되므로

$$N=N_S(1-S) \tag{24}$$

이 된다. 式(24)를 式(23)에 代入하면

$$E_C=k_c\cdot\Phi\cdot N_S(1-S) \tag{25}$$

가 되며 式(25)에서 變數는 Φ와 S이며 Φ는 直流機의 界磁電流 I_f에 比例하므로 逆起電力 E_c는 다음 式으로 나타낼 수 있다.

$$E_C=f(I_f,S) \tag{26}$$

式(22)와 式(24)를 利用하여 Fig. 2의 等價回路를 簡易 近似 T型 等價回路로 變換하면 Fig. 5와 같이 나타낼 수 있는데 이 等價 回路上에서 二次側의 電流가 k배 減少된 것을 筆者는 電壓은 變化가 없고 다만 임피던스가 $m=\frac{1}{k}$배 增加한 것으로 봐서 一次側에 換算한 二次側의 抵抗과 리액턴스 成分을 各各 r_{2m}', x_{2m}'로 表示했다.

Fig. 5의 等價回路에서 V_1, r_1, r_{2m}', x_1, x_{2m}',

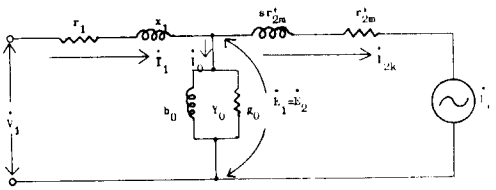


Fig. 5. A simplified and approximated per-phase circuit equivalent to that of Fig. 2.

g_0, b_0, Y_0, x_0 등을 旣知量으로 하고 Φ를 一定制御時 S를 파라미터로 한 誘導電動機의 電流 및 토오크式을 誘導하기로 한다.

$$\dot{I}_0=\dot{E}_1\cdot\dot{Y}_0 \tag{27}$$

이고

$$\left.\begin{aligned}\dot{Z}_1&=r_1+jx_1\\ \dot{Z}_{2m}{}'&=r_{2m}{}'+jsx_{2m}{}'\end{aligned}\right\} \tag{28}$$

이므로

$$\dot{I}_{2k}{}'=\frac{s\dot{E}_2-\dot{E}_c}{\dot{Z}_{2m}{}'} \tag{29}$$

이다.

그리고

$$\dot{I}_1=\dot{I}_0+\dot{I}'_{2k}=\dot{E}_1\cdot\dot{Y}_0+\frac{s\dot{E}_1-\dot{E}_c}{\dot{Z}_{2m}{}'}$$

$$=\dot{E}_1\left(\dot{Y}_0+\frac{s}{\dot{Z}_{2m}{}'}\right)-\dot{E}_c/\dot{Z}_{2m}{}' \tag{30}$$

$$\dot{V}_1=\dot{E}_1+\dot{I}_1\cdot\dot{Z}_1=\dot{E}_1+\left(\dot{E}_1\cdot\dot{Y}_0+\frac{s\dot{E}_1-\dot{E}_c}{\dot{Z}_{2m}{}'}\right)\dot{Z}_1$$

$$=\dot{E}_1\left(1+\dot{Z}_1\cdot\dot{Y}_0+\frac{s\dot{Z}_1}{\dot{Z}_{2m}{}'}\right)-\frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_{2m}{}'}\cdot\dot{E}_c \tag{31}$$

$$\therefore\ \dot{E}_1=\frac{\dot{V}+\dfrac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_{2m}{}'}\dot{E}_c}{1+\dot{Z}_1\cdot\dot{Y}_0+\dfrac{s\dot{Z}_1}{\dot{Z}_{2m}{}'}} \tag{32}$$

式(32)를 式(30)에 代入하면

$$\dot{I}_1=\frac{\dot{V}_1+\dfrac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_{2m}{}'}\dot{E}_c}{1+\dot{Z}_1\cdot\dot{Y}_0+\dfrac{S\dot{Z}_1}{\dot{Z}_{2m}{}'}}\left(\dot{Y}_0+\frac{S}{\dot{Z}_{2m}{}'}\right)-\frac{\dot{E}_c}{\dot{Z}_{2m}{}'} \tag{33}$$

이 얻어진다.

同期角速度 ω_s로 廻轉하는 正常狀態에 대해서 생각할 때 軸出力토오크 T_m와 二次 全入力 P_2와는 다음 式

$$T_m=\frac{P_m}{\omega}=\frac{(1-S)\cdot P_2}{(1-S)\cdot\omega_s}=\frac{P_2}{\omega_s} \tag{34}$$

의 관계가 있으며

$$P_2=m_2\cdot E_2\cdot I_2\cdot\cos\theta_2 \tag{35}$$

$$\omega_s=\frac{4\pi f}{P}=\frac{2\pi N}{60} \tag{36}$$

이므로

$$T_m=m_2\cdot E_2\cdot I_{2k}\cdot\cos\theta_2/\omega_s\ [N-m] \tag{37}$$

$$=\frac{m_2\cdot E_2\cdot I_{2k}\cdot\cos\theta_2}{4\pi f/P\times 9.8}\ [\mathrm{kg-m}] \tag{37}$$

가 된다.

그런데

$$I_{2k}=|\dot{I}_{2k}|=\frac{sE_2-E_c}{\sqrt{r'^2_{2m}+S^2x'^2_{2m}}} \tag{38}$$

$$\cos\theta_2=\frac{r_{2m}{}'}{\sqrt{r'^2_{2m}+S^2x'^2_{2m}}} \tag{39}$$

이기 때문에 式(37)에 式(38)를 代入하면

$$T_m=\frac{m_2\cdot E_2(sE_2-E_c)\cdot r_{2m}{}'}{\omega_s\left(r'_{2m}+S^2x'^2_{2m}\right)} \tag{40}$$

이 얻어지게 된다.

式(40)을 一次側에 換算하면

$$T_m=\frac{m_1\cdot E_1(sE-E_c)\cdot r_{2m}{}'}{\omega_s(r_{2m}{}'^2+S^2x_{2m}{}'^2)} \tag{41}$$

이 되는데 式(32)의 分母의 $\dot{Z}_1\cdot\dot{Y}_0$를 0으로 보면

$$\dot{E}_1=\frac{\dot{V}_1+\dfrac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_{2m}{}'}\dot{E}_c}{1+\dfrac{s\dot{Z}_1}{\dot{Z}_{2m}{}'}}=\dot{V}\frac{\dot{Z}_{2m}{}'}{s\dot{Z}_1+\dot{Z}_{2m}{}'}$$

$$+\frac{\dot{Z}_1\cdot\dot{E}_c}{s\dot{Z}_1+\dot{Z}_{2m}{}'} \tag{42}$$

가 되며 式(42)를 $\dot{E}_1=D$로 놓고 式(41)에 代入하면 구하고자 하는 電動機의 發生 토오크式은 이미 알고 있는 旣知量으로 表示된 式(43)이 얻어진다.

$$T_m=\frac{m_1\cdot D(SD-E_c)\cdot r_{2m}{}'}{\omega_s\left(r'^2_{2m}+S^2x'^2_{2m}\right)} \tag{43}$$

또 誘導電動機內에서 機械的 動力으로 轉換되는 電力은

$$P_m=T_m\cdot\omega=T_m\cdot\omega_s(1-S) \tag{44}$$

$$=\frac{m_1\cdot D(SD-E_c)\cdot r_{2m}{}'(1-S)}{r_{2m}{}'^2+S^2x_{2m}{}'^2}\ [W] \tag{45}$$

가 된다.

3. 實 驗

3·1. 實驗裝置의 構成

0.75kw의 小形 3φ 捲線形 誘導電動機를 設計 裝作하여 Krämer 시스템에 의한 二次勵磁를 위해 直流機(DCM)를 機械的으로 直結하고 電氣的으로는 供試電動機의 二次出力을 실리콘整流器(REC 1)를 사용한 그레츠結線과 直流리액터(DCL)를 거쳐 直流機의 入力이 되도록 하였다.

直流機의 勵磁는 他勵磁方式으로 單相 電源을 SLIDAC과 실리콘全波整流器(REC 2)를 거쳐 界磁捲線에 供給했으며, 供試電動機의 起動時 始動電流는 最小化하고 토오크는 最大로 할 수 있도록 Krämer回路와 並列로 二次外部抵抗(SR)을 連結했다.

그리고 負荷의 크기 制御를 위해 供試電動機에 直結된 直流分捲發電機(DCG)에 抵抗性 負荷를 연결했으며 速度 計測을 위해 tachogenerator를 設置하고 토오크의 計測은 供試機의 stator가

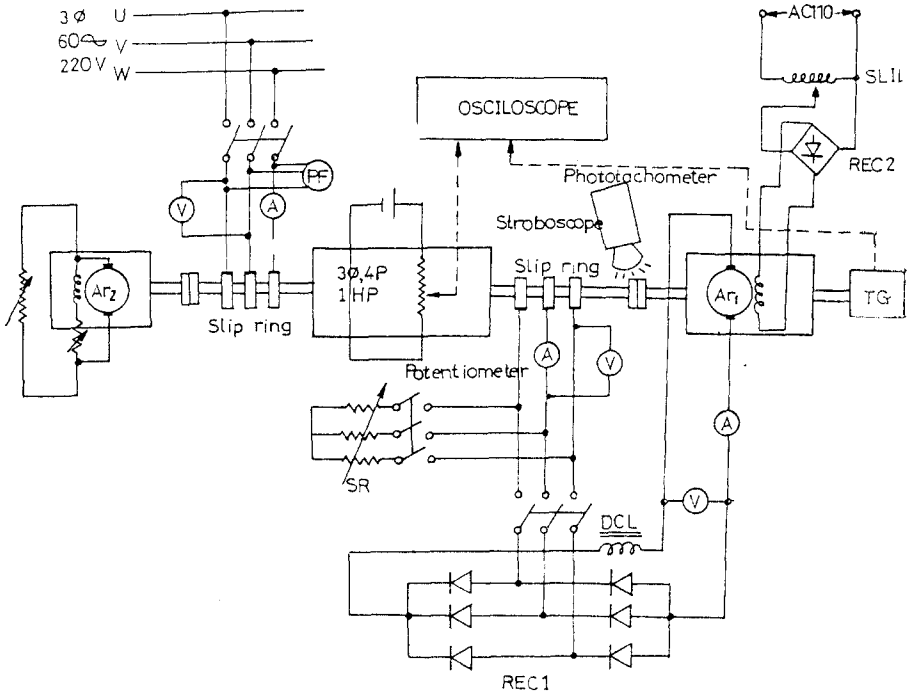


Fig. 6. Schematic connection diagram (a) and experimental apparatus (b).

廻轉可能하도록 製作하여 運轉中 stator에 發生하는 反力 即 逆廻轉力을 測定하기 위해 stator의 外周에 potentiometer를 設置했으며 spring式 張力計도 設置하여 potentiometer에 의해 計測한 값과 相互 比較할 수 있도록 했다.

Fig.6(a)는 實驗裝置의 概略的인 結線圖이며 Fig.6(b)는 實驗裝置의 實物 寫眞이다. 그리고 Table 1은 實驗에 使用된 誘導電動機와 直流機 및 실리콘整流器의 定格이다.

Table 1. Rated values of experimental apparatus.

1) Wound type induction motor.	
output: 0.75[kw]	rpm: 1720
pole: 4	phase: 3
frequency: 60[Hz]	Voltage: 200
full load current: 4.1 [amp]	
2) D.C machine	
output: 0.38 [kw]	rpm: 1750
exitation: separately excited	
Voltage: 115	current: 5[amp]
3) Silicon rectifier	
model: SW 08 PCR 075	
max. current: 75 [amp]	
P.I.V: 800[V]	

3·2. 定數測定實驗

二次勵磁時 T型 等價回路(Fig.2)에 포함되어 있는 諸定數 r_1, r_2', x_1, x_2', x_0, g_0, b_0, Y_0 등을 決定하기 위해 固定子抵抗測定實驗, 拘束實驗, 無負荷實驗등을 實施하였다.

固定子抵抗測定實驗은 電壓降下法에 의거 實施했으며 拘束實驗은 供試機의 一次側에 供給되는 電壓을 單相變壓器 3個를 △—Y로 三相結線한 후 소요되는 電壓과 電流를 計測하고 電力은 二電力計法을 利用해서 測定했다.

無負荷實驗은 供試電動機가 無負荷로 運轉中 直結된 直流電動機에 別途로 마련된 M-G set로부터 供試機의 slip分에 해당하는 電氣的에너지를 加해서 同期速度가 되도록 stroboscope를 利用하여 調整後 即 銅損·鐵損 및 機械損 등을 負擔토록 하여 固定子에 印加되는 入力으로부터 구했다. Table 2는 이들 實驗을 通해 決定된 供試電動機의 諸 定數値들이다.

Table 2. The various constans obtained from the tested motor.

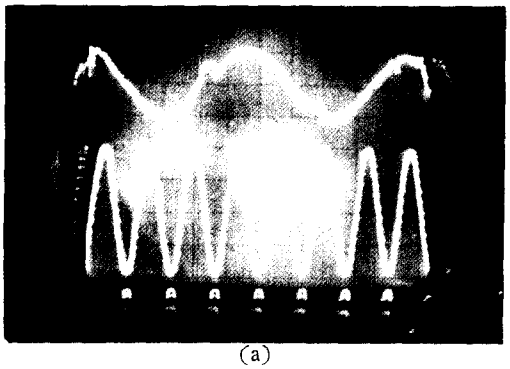
$r_1=1.9968$ [Ω]	$r_2'=2.2702$ [Ω]
$x_1=x_2'=3.5512$ [Ω]	$g_0=0.01296$ [℧]
$b_0=0.0195$ [℧]	$Y_0=0.02339$ [℧]
$X_0=34.473$ [Ω]	

3·3. I_f-N 特性測定實驗

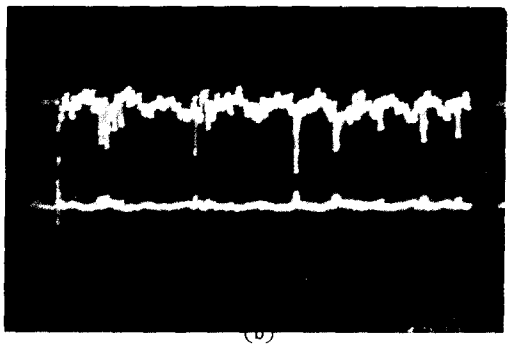
Krämer 시스템에 의한 二次勵磁時 誘導電動機의 速度制御特性을 測定하는 實驗으로 理論的으로 導出된 式(13)에 의해서 直流電動機의 界磁電流를 變化시켜 直流電動機의 電機子의 逆起電力을 變化시켜 實施하였다.

界磁電流의 制御는 Slidac으로 勵磁回路의 電壓을 調整한 다음 單相 브리지整流回路를 거쳐 했으며 界磁電流 變化時 速度의 測定은 photo-tachometer와 stroboscope를 利用했다.

Fig.7의 (a)는 誘導電動機의 一次側에 供給되는 電源電壓과 sf에 의한 二次側에 誘起된 起電



(a)



(b)

Fig. 7. Comparison of output voltage waveforms.
a) stator(lower) and rotor (upper) of induction motor.
b) three phase full-wave rectifier (upper) and d.c. reactor (lower).

力의 波形을 나타내며 (b)는 三相全波整流回路의 出力波型이 맥류로서 ripple成分을 많이 포함하고 있기 때문에 D.C reactor를 사용해서 平滑시킨 波形을 各各 오실로스코우프로 檢出하여 相互 比較해 보인 寫眞이다.

그리고 Fig. 8은 Krämer시스템에 의한 二次勵磁時 誘導電動機의 速度制御特性曲線을 나타낸다.

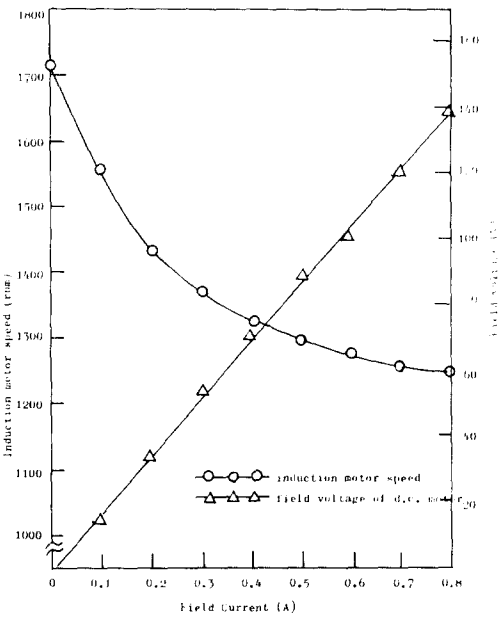


Fig. 8. I_f-N characteristic curve of the induction motor for the Krämer system.

3·4. 電流 및 토오크 特性測定實驗[10]

直流電動機의 界磁電流 I_f를 0[A], 0.1[A], 0.3[A], 0.5[A], 0.8[A]로 任意 調整하여 誘導電動機의 速度가 一定하게 制御된 狀態에서 負荷를 점진적으로 增加시켜 slip를 $S=1$까지 變化시켰을 때 誘導電動機의 一次側에 流入되는 電流와 發生토오크의 變化를 測定한 實驗이다.

電動機의 速度는 誘導電動機와 同一軸에 直結된 tacho-generator와 photo-tachometer를 使用해서 測定했으며 固定子에 흐르는 電流는 開路되지 않은 任意의 한 線에서 交流電流計에 의해 測定했다.

그리고 토오크의 값은 스프링식 張力計와 廻轉可能한 固定子의 外周에 設置된 potentiometer에 直流電源을 連結하여 電動機에 發生하는 토오크에 比例한 反力에 의해 나타나는 固定子의 비틀림 角에 相當한 電壓을 檢出하여 X-Y recorder로 기록하여 얻었다.

Fig. 9와 Fig. 10은 直流電動機의 界磁電流와 負荷變動에 따른 slip을 parameter로 하였을 때

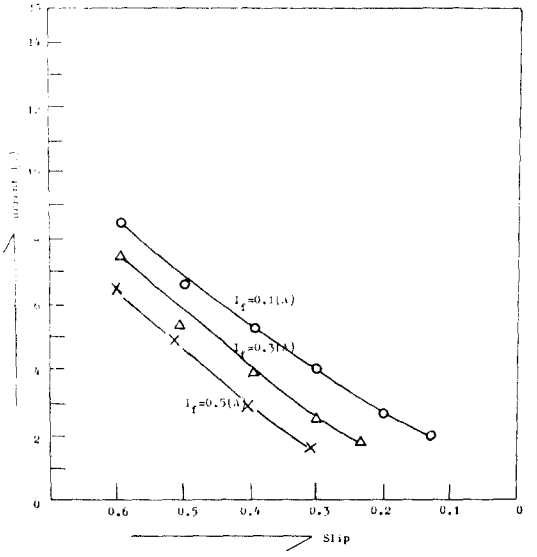


Fig. 9. Current-slip characteristic curves.

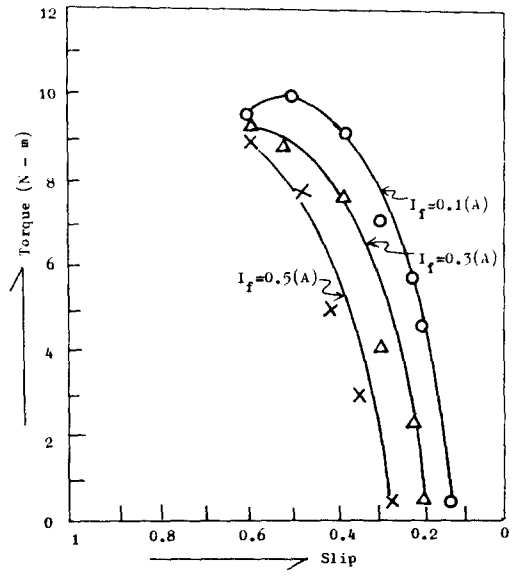


Fig. 10. Torque-slip characteristic curves.

實驗結果 얻어진 current-slip 및 torque-slip 特性曲線이다.

4. 實驗結果 및 考察

實測値와의 比較를 위해 二次勵磁時 捲線形誘導電動機의 特性算定을 위한 一相當의 簡易近似等價回路(Fig. 5)에 포함되어 있는 r_1, x_1, r_2', x_2', g_0, b_0, Y_0, X_0 등의 諸定數値(Table 2)를 2-3절에서 理論的으로 導出한 式(25), (28), (33), (43), (45) 등에 代入하고 直流機의 界磁電流變化에 따른 逆起電力과 負荷變化에 따른 slip을 파라미터로 하여 固定子에 流入되는 電流, 電動機토오크, 出力 등을 Fig. 11의 플로우차아트에 의거 디지탈전자계산기로 값을 구했다.

Fig. (12), (13), (14)는 界磁電流 I_f를 0.1[A],

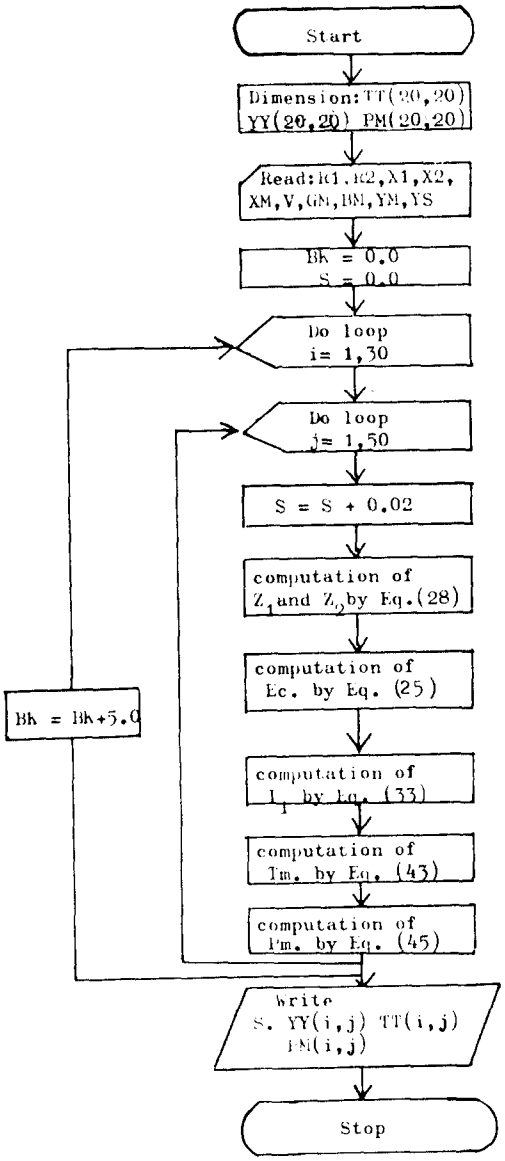


Fig. 11. Flow chart showing computer program.

0.3[A], 0.5[A]로 各各 制御했을 때 slip 變化에 對한 電流 및 토오크特性曲線들이다.

그리고 Fig.(15), (16)은 計算値와 實測値를 比較해 보인 current-slip 및 torque-slip 特性曲線이다.

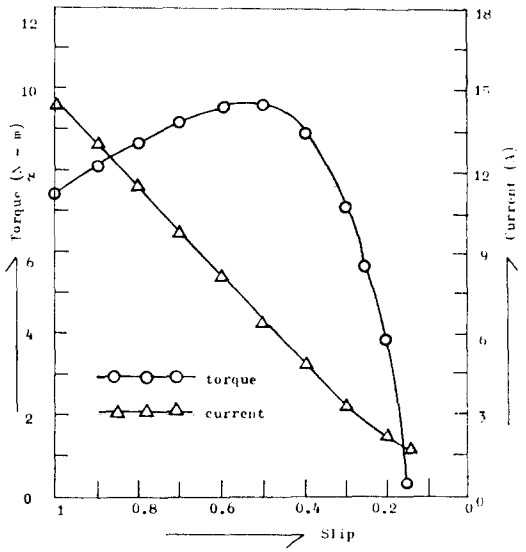


Fig. 12. Characteristics of current and torque for load variation at $I_f=0.1$[A].

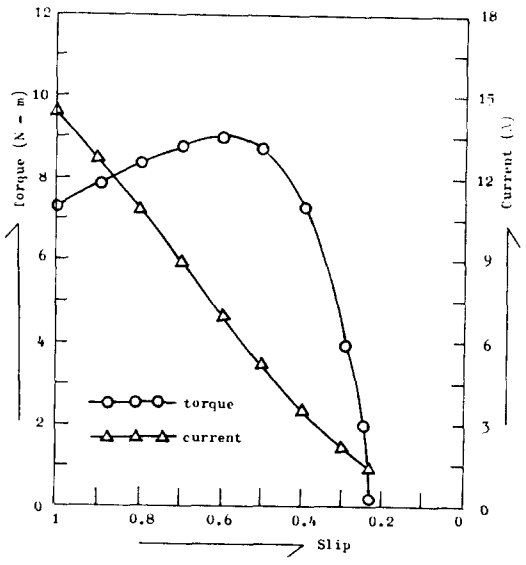


Fig. 13. Characteristics of current and torque for load variation at $I_f=0.3$[A].

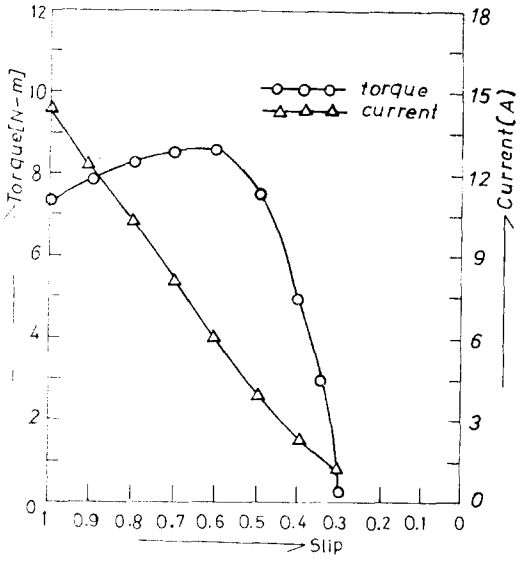


Fig. 14. Characteristics of current and torque for load variation at $I_f=0.5$[A]

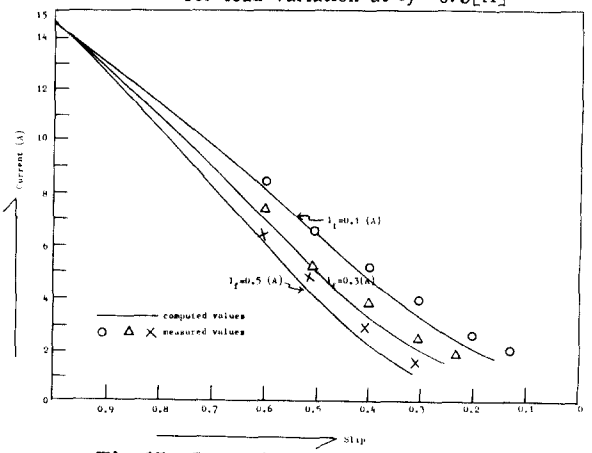


Fig. 15. Comparison of the characteristics of current

檢討 1. 二次勵磁時 誘導電動機의 速度制御特性

誘導電動機의 速度는 導出된 理論式(13)에 의거 直流機의 磁界電流를 制御하여 實驗結果 Fig.8에서와 같은 特性을 나타냈으며 적은 勵磁電流의 制御로 定格速度에서 1,240[rpm](定格速度 以下 約 28%)까지 制御되었으며 直流機의 I_f를 增加시키면 slip이 增加되고 반대로 I_f를 減少시키면 slip이 減少되었다.

直流機의 I_f를 增加시켰을 때 slip이 增加되는 것은 I_f 증가시 直流機의 電機子에 逆起電力이

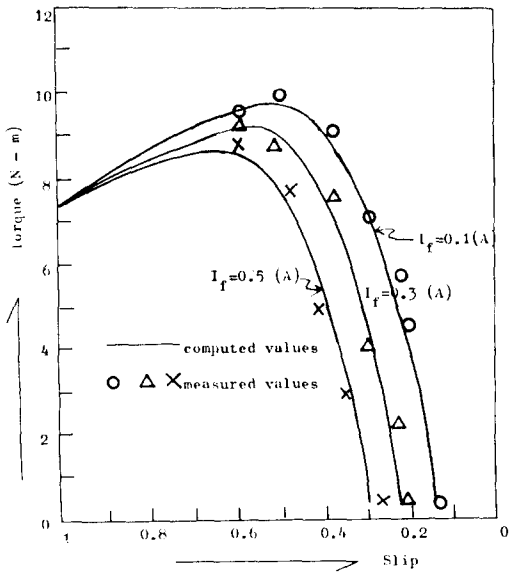


Fig. 16. Comparison of the characteristics of torque.

增加하여 誘導電動機의 二次側에 흐르는 電流를 減少시킨 데 기인한다.

檢討 2. 可變負荷時의 速度變動率의 考察[20]

誘導電動機에 負荷가 걸려 電流 I_{dc}가 흐르고 있을 때(Fig. 2) 誘導電動機의 速度 N는 式(12)에서와 같으며 無負荷運轉狀態에서는 $I_{dc}=0$ 이 되므로 이때의 속도를 N'라 하면 式(12)로부터

$$N'=\frac{1.35E_2\cdot N_s}{1.35E_2+K\cdot\Phi\cdot N_s} \tag{46}$$

가 된다.

그리고 速度變動率 ε은

$$\varepsilon(\%)=\frac{N'-N}{N}\times 100 \tag{47}$$

이므로 式(12)와 式(46)을 式(47)에 代入하면

$$\frac{N'-N}{N}=\frac{R_d\cdot I_{dc}}{1.35\cdot E_2-R_d\cdot I_{dc}} \tag{48}$$

가 되는데 통상 $R_d\cdot I_{dc}\ll 1.35E_2$이므로 速度變動率은 理論的으로 대단히 작다.

式(48) 의거 I_f를 制御하여 速度를 變動시킨 狀態에서 無負荷時와 全負荷時의 速度를 測定하여 Table 3을 얻었으며 實驗結果 速度變動率은 約 6.71% 程度로서 負荷變動에 따른 slip 變化가 적음을 알 수 있었다.

그리고 本 實驗裝置는 他勵磁式 直流機이나 二次勵磁用 直流機로서 差動複捲特性을 利用하면 二次勵磁起電力을 變化시킬 수 있으므로 任意의 一定速度에서 負荷 變動時 速度 變動이 改善되어 더욱 安定된 運轉이 可能할 것으로 본다.

Table 3. Speed regulation of Krämer system

fied current [A] / induction motor speed	0.1	0.3	0.5	0.8
N'(rom)	1,561	1,470	1,295	1,242
N(rpm)	1,473	1,385	1,206	1,157
ε(%)	5.97	6.14	7.38	7.35

檢討 3. 電流 및 토오크特性

計算値와 實測値에서 보는 바와 같이 直流機의 勵磁電流를 增加시키면 勵磁電流에 相應한 어떤 任意의 增加된 slip에서 電流 및 토오크特性曲線이 始作되며 特殊한 경우로서 $I_f=0$[A]인 狀態에서 運轉하면 直流機의 逆起電力은 없으나 實驗裝置가 閉回路를 構成하고 있으므로 電流 및 토오크曲線은 直流機가 除去된 誘導電動機만의 電流 및 토오크特性曲線을 나타낸다.

그리고 勵磁電流와 slip變化를 各各 parameter로 하여 얻은 電流 및 토오크特性曲線에서 電流 및 토오크 값을 同一 slip에 대하여 考察해 보면 勵磁電流가 增加한 狀態일수록 電流는 적게 흐르고 토오크 값은 減少하는 傾向을 나타내며, slip이 $S=1$인 경우에서는 勵磁電流의 制御量에 關係없이 電流 및 토오크는 一定한 값을 가지는 것을 알 수 있었으며 實測値와 計算値가 다소의 誤差는 있었으나 대체로 一致하므로 理論的으로 導出한 電流 및 토오크式은 正當함을 確認할 수 있었다.

5. 結 論

本 論文에서 理論, 實驗, 結果考察을 거쳐 다음과 같은 結論을 얻었다.

(1) 二次勵磁起電力에 의한 可變速制御方式은

導出된 速度制御式에 의거 直流機의 界磁는 勵磁電流 I_f를 制御함으로써 定出力, 定토오크의 速度制御가 비교적 넓은 範圍(定格運轉速度以下 約 28%)에서 可能했다.

(2) Krämer 시스템에 의거 理論的으로 導出한 電流 및 토오크 特性式에 의한 計算値와 實測値는 다소의 誤差는 있으나 대체로 一致했다.

(3) 直流機의 勵磁電流를 增加시키면 相應한 어떤 任意의 增加된 slip에서 電流 및 토오크特性曲線이 始作한다.

(4) 可變負荷時 速度變動率은 約 6.7%程度로 작으며 差動複捲特性을 利用하면 더욱 그 特性이 改善될 것으로 본다.

參 考 文 獻

1) 李允鍾: "新編電氣機械"., 東明社, 1979, pp. 336~345.

2) 朴旻鎬·薛承基: "VVVF制御에 의한 三相誘導電動機의 高效率化 運轉에 關한 硏究", 大韓電氣學會誌 第30卷 第7號, 1981.8, pp. 64~69.

3) 盧彰注·兪春植·鄭源烈: "Triac을 利用한 三相誘導電動機의 一次電壓平衡制御에 따른 特性硏究", 韓國舶用機關學會誌 第8卷 第1號, 1984.4, pp. 72~84.

4) Raymond Ramshaw: "Power Electronics", Science paperbacks, 1979, pp. 52~69.

5) 李成馥, "電氣工學解說(下)", 太和出版社.

6) 日本電氣學會: "誘導機", 1962, pp. 95~96.

7) 宮田俊夫: "サイリスタクレーマによる可變速制御", 日本電氣學會誌 96卷 5號.

8) Kuniomi Oguchi & Hidekazu Suzuki: "Speed control of a brushless static Krämer system", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-17, No. 1, Jan/Feb, 1981.

9) 上山直彦編: "다이리스터 制御 AC 모우터의 運轉과 保守", 機電硏究社, 1978, pp. 59~109.

10) 黃瑛文: "二次勵磁起電力에 依한 誘導電動機의 特性", 大韓電氣學會誌 Vol. 15, No. 2, 1966, pp. 63~69.

11) 堀孝正: "誘導電動機の靜止二次勵磁方式の特性", 日本電氣學會誌 Vol. 87-9, No. 948, pp. 175~183.

12) 作井正昭·藤田宏: "二次側に整流回路をもつ誘導電動機の等價回路による定常特性簡易算定法", 日本電氣學會誌 100卷 11號, 1980.11. pp. 49~56.

13) S. B. Dewan and A. Straughen: "Power Semiconductor circuits", John Wiley & Sons, Inc, 1975, pp. 77~211.

14) 朴旻鎬: "誘導機器", 東明社, 1979, pp. 323~365.

15) 磯部直吉: "電氣機器(Ⅰ)", 東京電氣大學出版部, 1962, pp. 164~229.

16) 猪狩武尙: "電氣機械學", コロナ社, 1970, pp. 134~196.

17) 中島哲一郎外二名: "誘導機", 東京電氣大學出版局, 1967, pp. 18~101.

18) 高田勇次郎: "電氣機器(Ⅰ)", オーム社, 1966. pp. 207~257.

19) 盧彰注·兪春植: "三相誘導電動機의 缺相時 電流 및 廻轉力特性에 關한 硏究", 韓國舶用機關學會誌 第6卷 第1號, 1982.4, pp25-33

20) Ralph J. Smith: "Circuits, devices, and systems", Wiley international edition, 1976, pp. 631~648.