

이 연구는 86年度 韓國科學財團研究費 支援에 의한 結果임.

◎ 研究論文

## 誘導電動機의 無整流子 크레프型 슬립電力回收시스템의 適定設計 및 高効率化運轉에 關한 研究

兪春植\* · 洪淳一\*\* · 李炯基\*\* · 盧彰注\*\*\*

A Study on Optimum Design and High Efficiency Operation for  
Commutatorless Krämer Type Slip Power Recovery System of  
Induction Motor

C. S. Yu, S. L. Hong, H. K. Lee, C. J. Noh

### Abstract

In this dissertation, a complete model of commutatorless static Krämer type slip power recovery system of  $3\phi$  induction motor has been designed and tested in the laboratory, and the experimental results are compared with the numerical values. The main results of this study are summerized as follows.

(1) Maintenance and repair of the mechanical commutator is obviated by adopting a thyristor commutator in place of the mechanical commutator in the conventional Krämer system.

(2) The experimental results of developed torque, input power, and stator current are generally coincided with the numerical values obtained by the derived equation, proving their validity.

(3) This system is simulated and the following operational characteristics are obtained with suitable design values :

(a) The speed control range of 7 : 1 is obtained when the turn ratio of induction motor is lowered to about 3 : 1 to 4 : 1 and the generating constant of auxiliary synchronous motor is increased to 120-175 range. (b) Its efficiency can be increased to 75-85%, the range for static Scherbius system and its power factor takes values in the range of 65-85%, which is twice of the range for static Scherbius system.

\* 正會員, 海軍士官學校

\*\* 正會員, 釜山開放大學校

\*\*\* 正會員, 韓國海洋大學

## 記號說明

- $b_m$  : inductive susceptance accounting for energy storage[V]  
 $SE_2$  : rotor induced e.m.f per-phase at slips [V]  
 GPG : gate pulse generator  
 $I_2'$  : rms rotor current sinusoidal referred to stator[A]  
 $I_f$  : field winding current of the synchronous motor[A]  
 IM : induction motor  
 $L_d, L_f$  : filter inductance[H]  
 $R_s$  : equivalent resistance of inverter[Ω]  
 $r_s$  : equivalent resistance of Synchronous motor[Ω]  
 SM : synchronous motor  
 $t_o$  : turn off time[sec]  
 $t_{rr}$  : reverse recovery time[sec]  
 $W$  : semiconductor voltage drop[V] or energy[joule]  
 $X_1$  : stator leakage reactance per-phase [Ω]  
 $X_2'$  : rotor leakage reactance per-phase at standstill[Ω]  
 $X_m$  : stator magnetizing reactance per-phase[Ω]  
 $Y_n$  : magnetizing admittance per-phase [Ω]  
 $X_s$  : armature reactance of synchronous motor[Ω]  
 $Z_1$  : stator impedance per-phase[Ω]  
 $Z_2'$  : rotor impedance per-phase referred to stator[Ω]  
 $\alpha$  : control firing angle of inverter[deg]  
 $\mu$  : angle of overlap[deg]  
 $\omega$  : angular velocity[rad/sec]

## 1. 序 論

誘導電動機의 토오르크-속도제어 방식으로는 대

별하여 固定子側電力制御方式과 廻轉子側電力制御方式으로 나눌 수 있다. 2次勵磁로 인한 2차 전력의 효과적인 回收방법으로는 交流整流子型 周波數變換器, 同期變流器, 交流整流子電動機 등의 整流子를 가진 기계등으로, 回收된 전력을 전기적에너지로 電源에 반환하는 셸비어스시스템(Scherbius system)과 유도전동기의 軸에 기계적에너지로 반환하는 크레머시스템(Krämmer system)이 있다.<sup>1)</sup> 이러한 補助機들은 모두 特殊機器로서 시스템이 복잡하여 지고 각 機器들의 制限條件등으로 운전속도의 제어범위가 좁아지는 경향이 있어 實用化가 보류되어 왔다. 그러나 1957년 General Electric社에 의해서 다이리스터가 발표된 이후 電力用 半導體素子들의 大容量化, 高速化로 인해 자유로운 交流-直流 혹은 直流-交流에의 電力變換이 가능하게 되고 효율높은 無接點 周波數變換器가 개발되면서 2次勵磁方式은 다시 각광을 받게 되었다.<sup>2-4)</sup> 아울러 최근에 와서는 電動機器를 점차 Brushless 및 Commutatorless化하여 機械的 接觸器에서 생기는 브러시의 마모, 접촉불량에 기인한 스파크 및 소음을 제거하고 에너지節約을 위해 直接驅動化, 高効率化하는 경향이 있다.<sup>5-6)</sup>

따라서 본 研究에서는 종래의 크레머시스템의 補助機로 사용되던 直流電動機를 同期電動機로 代置하여 無整流子化시킨 静止式 크레머형 슬립 電力回收시스템을 提示하고 理論解析을 통해서 이 시스템의 이론적 근거, 보조동기기의 適用妥當性, 슬립전력의 回收特性 등을 검토하였으며 速度制御方程式을 유도하였다. 또 시스템에 적합한 새로운 簡易近似T型等價回路를 提案하고, 고정자와 회전자에 誘起起電力, 전동기발생 토오르크, 電力, 力率 등의 特性方程式을 이 등가회로부터 誘導하였다. 그리고 크레머시스템의 機械整流子를 반도체 스위칭소자를 사용한 静止式 다이리스터整流子로 代置하여 設計하고, 3상 권선형 유도전동기, 3상동기전동기, 설리콘정류기 콘버터, 電流形인버터, 게이트펄스 발생기 등으로 전체시스템을 構成했다. 實驗을 통해서 各部 波形을 측정하고,  $I_f$ -N, 입력-슬립, 전류-슬립, 토오르크-슬립, 역률-슬립, 효율-슬립 등

의 제특성 곡선들을 얻었으며, 등가회로 해석에 필요한 定數들을 결정하였다. 최종적으로 等價回路로부터 誘導된 特性方程式을 이용, 電算시 模擬하여 얻은 計算値와 同一條件하에서의 實驗値와 비교 검토하였으며, 아울러 補助同期電動機의 安定度 檢討등을 통하여 시스템의 適定設計에 대한 妥當性과 슬립電力回收運轉特性을 확인하였다.

## 2. 無整流子 靜止式 크레머시스템의 構成과 理論的 解析

Fig. 1은 3φ권선형 유도전동기의 축에 機械的으로 同期機를 直結하고, 회전자권선에는 同期機의 2次勵磁起電力을 인가한 시스템이다. 이 無整流子 靜止式 크레머시스템에서는 슬립주파수를 가진 외부전압을 인가하여 회전자측에서 전동기의 勵磁상태를 제어하고, 회전자측에서 넘어온 2차입력을 제어함으로써 토오크-速度特性을 제어한다. 특히 다이리스터 인버터의 制御點弧角  $\alpha$ 와 補助同期機의 勵磁電流  $I_f$ 를 제어함으로써 슬립電力이 효과적으로 조정되어 速度制御가 이뤄진다. 한편 유도전동기의 廻轉子측에서 補助同期機쪽으로 보면,  $sE_{2s}/sf = \text{const}$ 인 조건을 가진 VVVF式 無整流子 電動機回路<sup>8,11)</sup>에 해당되므로 콘버터를 간단히 3相브릿지 整流器로 대체하여도 VVVF式 無整流子 電動機의 동작조건인  $V/f = \text{const}$ . 즉 一定磁束을 갖는 補助同期電動機<sup>8,9)</sup>로 운전할 수 있게 된다. 따라서 인버터의 형식으로는,

i) 인버터의 전원 (주전동기의 2차회로)의

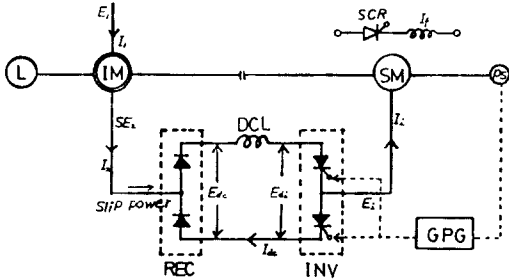


Fig. 1. Commutatorless static Kramer drive system.

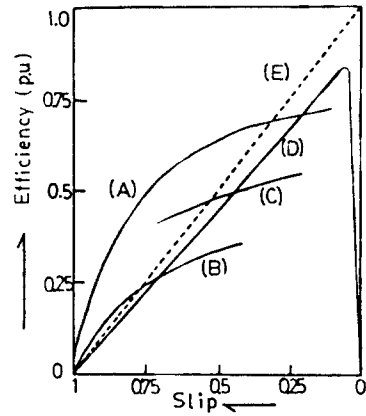
임피던스가 크고

ii) 슬립電力의 回收특성이 속도를 可變時에 거의 定電流

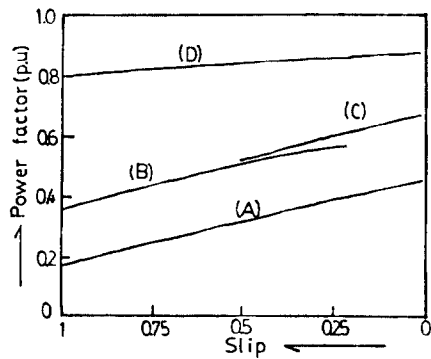
特性을 갖게 됨으로 自動式 電流源型 인버터인 ASCI<sup>10,11)</sup>(Auto Sequential Current source Inverter)형이 적합하다.

### 2.1. 시스템의 슬립電力回收特性

2次勵磁電力制御方式에서 無整流子式시스템으로는 슬립전력의 회수를 가장 효과적으로 행할 수 있고, 다이리스터 인버터터의 靜止式 補助機만으로 시스템을 구성할 수 있는 靜止式 셀비



a



b

Fig. 2. (a) Measured efficiency-slip characteristics

(b) Power factor-slip characteristics (A) Scherbius-line feedback (B) Kramer-stator feedback through transformer (C) rotor resistance control (D) rotor resistance control

어스시스템에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다.

본 研究에서의 슬립電力回收시스템방식은 廻轉子에 印加한 2차여자전압이 고정자에서 넘어가 슬립전압에 대해 逆電壓으로 작용할때는 勵磁상태 조정으로 인한 電機子反作用에 의하여 고정자에서 더 많은 전력을 유출해 내고, 이로 인하여 슬립은 커지고 유출해 낸 전력은 2次勵磁쪽으로 回收한다. Fig. 2<sup>9)</sup>는 2차여자직과 2차 저항삼입식 전력제어방식과의 특성을 비교, 검토한것이다. Fig. 2의 (a)와 (b)에서 (A)곡선은 静止式셀비어스시스템의 것으로 機械的 出力과 저항손실을 뺀 잉여전력을 電源에 피이드백시켜 잉여전력이 많은 저속도범위에서 이를 효과적으로 회수하므로 効率特性이 향상된다. 그러나 (B)곡선은 直列縱續型 결선을 가진, 静止式크래머시스템의 특성으로 力率特性은 (A)에 비해 양호하나 보조기의 여자전류로 인하여 効率特性이 나쁘다. 補助機와 인버터사이에 電壓 조정용 變壓器를 삽입하면 (C)와 같은 특성이 되는데 力率特性은 (B)와 거의 같으나 効率特性은 개선됨을 보여준다.

2.2. 周波數變換 및 回收電力조정용 인버터 特性

誘導電動機의 2차회로에, 無整流子周波數 變換裝置로서 콘버터 및 인버터를 삽입하였을 때의 電力等價式<sup>9)</sup>을 세우면 式(1)과 같다.

$$E_2 I_2 \cos \theta_2 = E_2 I_r^2 + \frac{1}{3} R_f I_{dc}^2 - \frac{1}{3} (1.35\sqrt{3} E_i \cos \alpha - W) I_{dc} + P_k \quad (1)$$

여기서,

- $E_1$ : 인버터의 交流出力側 相電壓
- $E_2$ : 전원주파수로 환산한 회전자의 相誘起電力
- $R_f$ : dc link 리액터의 저항
- $W$ : 半導體素子에서의 電壓降下이다.

機械的 出力  $P_k$ 는  $I_2$ 에만 기인한다고 할 때

$$P_k = \left[ \left( r_2 + \frac{R_f}{2} \right) I_2^2 \right.$$

$$\left. - (1.35\sqrt{3} E_i \cos \alpha - W) \frac{I_{dc}}{3} \right] \frac{(1-s)}{s} \quad (2)$$

이므로 이것을 式(1)에 代入하면

$$E_2 I_2 \cos \theta_2 = \left( \frac{\pi^2}{9} - 1 \right) \left( r_2 + \frac{R_f}{2} \right) I_2^2 + \left[ \left( r_2 + \frac{R_f}{2} \right) I_2^2 - (1.35\sqrt{3} E_i \cos \alpha - W) \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{6}} I_2 \right] \frac{1}{s} \quad (3)$$

이 된다.

여기서

$$R_k = (r_2 + R_f/2) \left( \frac{\pi^2}{9} - 1 \right) \quad (4)$$

$$R_{2E} = \left[ \left( r_2 + \frac{R_f}{2} \right) \left\{ - (1.35\sqrt{3} E_i \cos \alpha - W) \frac{\pi}{3\sqrt{6}} / I_2 \right\} \right] \quad (5)$$

라고 놓으면 式(3)은

$$E_2 I_2 \cos \theta_2 = R_k I_2^2 + R_{2E} I_2^2 / s \quad (6)$$

으로 된다.  $R_k$ 는  $I_r$  및  $I_{dc}$ 에 의한 高調波成分의 손실을 표시한 等價抵抗值이고,  $R_{2E}$ 는 인버터의 역할에 의한 電力回收效果를 포함한 等價廻轉子 抵抗值이다.

2.3. 補助同期機의 特性

補助同期電動機는 시스템의 軸速度로 회전하며, 이 軸速度를 同期速度로 하는 同期發電機로 작용하므로 이것의 内部起電力은

$$E_s = K \phi (i_f) N \quad (7)$$

이다. 여기서  $\phi(i_f)$ 는 同期機의 廻轉磁束이며, 이는 界磁電流의 函數이다. 同期機가 電機子電流  $\dot{I}_s$ 로 동작할 때 端子相電壓은

$$\dot{E}_{st} = \dot{E}_s \pm [r_2 + j(X_{st} + X_{ss})] \dot{I}_s \quad (8)$$

로, 이 시스템에서는 인버터의 交流側에 연결되어 있으므로 다음식이 성립한다.

즉,

$$\dot{E}_{st} = \dot{E}_i \quad (9)$$

2.4. 시스템의 速度制御方程式의 誘導

인버터는 시스템의 廻轉軸의 엔코우더에 의해 회전속도에 비례하는 제어점호시퀀스 신호에

따라 동작되므로  $\dot{E}_s$ 와  $\dot{E}_i$ 는 시스템의 속도에 해당하는  $(1-s)f$ 로 작용된다. 지금 式(3)에서  $E_i$ 는

$$E_i = \frac{-sE_2 \cos \theta_2 - [sR_h + (r_2 + R_f/2)]I_2}{\cos \alpha} = - \left[ \frac{[sE_2' \cos \theta_2}{\cos \alpha \cdot a} - e_{rti} \right] \quad (10)$$

이다. 여기서

$$e_{rti} = [sR_h + r_2 + R_f/2]I_2 + W\pi 3\sqrt{6}$$

은 유도전동기의 회전자와 周波數變換器에서의 電壓降下이며,  $\frac{\pi}{2} < \alpha < \frac{2}{3}\pi$  임으로  $\cos \alpha$ 의 값은 항상(-)로 된다.

式(8)과 式(9)에서

$$\dot{E}_i = \dot{E}_s \pm [r_s + j(X_{st} + X_{ss})] \dot{I}_s \quad (11)$$

로 되며 同期機가 電動機로 작용할 때 ( $\pm$ )부호는 (+)로 되며,  $r_s + jX_{st} = e_{st}$ 로 놓으면

$$\dot{E}_i = \dot{E}_s + jX_{ss}\dot{I}_s + e_{st} \quad (12)$$

가 된다. 또  $e_{rti} + e_{st} = R_m I_{dc}$ 라 놓고, 式(12)에 絶對值를 취한 후  $N$ 에 대하여 풀면

$$N = \frac{\sqrt{\left[ \frac{sE_2' \cos \theta_2}{\cos \alpha \cdot a} - R_m I_{dc} \right]^2 - [X_{ss} I_s]^2}}{K\phi(i_f)} \quad (13)$$

이 된다. 즉 시스템의 속도는  $\phi(i_f)$  및  $\cos \alpha$ 와  $K$  및  $a$ 의 값에 따라 결정된다.

여기서  $\phi(i_f)$ 와  $\cos \alpha$ 의 값은 운전중에 同期電動機의 勵磁電流  $I_f$ 와 인버터와 制御點弧角  $\alpha$ 를 조정하여야 하며,  $K$ 와  $a$ 의 값은 속도제어범위의 設定을 위한 設計시에 행하되,  $a$ 는 主電動機의 固定子/廻轉子 捲線比를,  $K$ 는 補助同期機의 捲數比를 조정하여야 한다. 여기서

$$E_i = f(I_f, \cos \alpha) \quad (14)$$

$$N = g(I_f, \cos \alpha) \quad (15)$$

이다.

### 2.5. 시스템의 等價回路와 特性方程式의 誘導

Fig. 3은 Fig. 1의 等價回路이다. 이 시스템의 主電動機(IM)의 2차측에는  $sf$ 의 起電力이 誘起되며, 補助同期機(SM)에는  $(1-s)f$ 에 해당하는 速度起電力이 유기된다.

즉,

$$E_s = K_s \phi(i_f) N_s (1-s) \quad (16)$$

Fig. 3의 回路解析을 용이하게 하기 위해,

i) 正常狀態 경우만을 해석하고, ii) 직류리액터의 저항에 의한 電壓降下는 적으므로 무시하기로 하며, iii) 逆變換部의 出力은 理想的인 正弦波로 假定하면 順變換部의 출력전압은

$$E_{dc} = \frac{1}{2\pi/6} \int_{\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2} s E_2 \cos \theta_2 d\theta \approx 1.35 s E_2 \quad (17)$$

이고, 主電動機의 2차전류는

$$I_2 = \frac{sE_2 - E_{dc}}{r_2' + j s X_2'} \quad (18)$$

이며, 轉流 重疊角  $\mu$ 를 고려하면

$$I_{dc} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1-3\phi(\mu)}} \cdot I_2 \quad (19)$$

$$\phi(\mu) = \frac{\sin \mu (2 + \cos \mu) - \mu (1 + 2 \cos \mu)}{2\pi (\alpha \cos)^2} \quad (20)$$

이다.<sup>12)</sup> 여기서  $\mu$ 는 回路의 리액턴스에 따라 다르나 일반적으로  $20^\circ$  정도이므로<sup>12)</sup> 式(19)에서

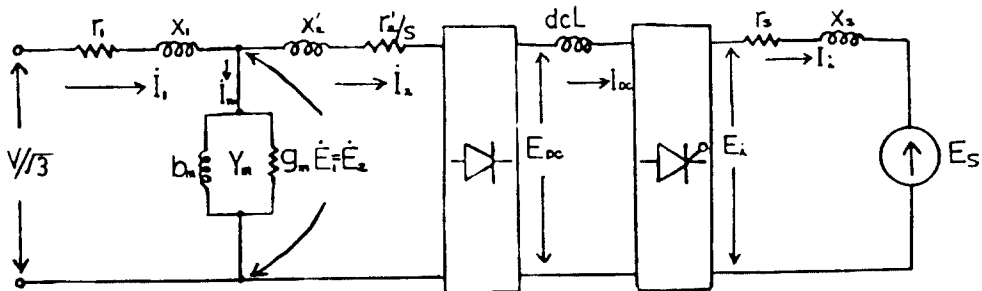


Fig. 3. Per-phase equivalent circuit with secant exciting e. m. f

$\phi(\mu) < 1$ 가 되어 다음식이 성립한다.

즉,

$$I_{dc} \approx \sqrt{3/2} \cdot I_2 = 1.22I_2 \quad (21)$$

그리고,

$$E_{acc} = 1.35E_{i2} \cos \alpha \quad (22)$$

의 관계가 있으므로 式(17)과 式(22)로부터

$$E_i = sE_2 / \cos \alpha \quad (23)$$

가 되며,  $\cos \alpha = K$ 라 놓으면 式(23)은

$$E_j = sE_2 / K \quad (24)$$

가 된다. 슬립이  $s$ 일때 主電動機의 2차誘起起電力과 주파수는  $sE_2$ ,  $sf = f'$ 이며 이 電氣的에너지가 補助同期機의 입력단자에 印加되었다고 等價하게 나타내면 式(24)와 Fig. 3의 等價回路로부터

$$\dot{I}_s = \frac{\dot{E}_j - \dot{E}_s}{r_s + j(1-s)X_s} = \frac{s\dot{E}_2 - K(1-s)\dot{E}_s'}{Kr_s + jK(1-s)X_s} \quad (25)$$

가 성립하므로 式(16)과 式(25)를 이용하면 Fig. 4와 같은 簡易近似 T型策價回路가 얻어진다. Fig. 4에서  $V_1$ ,  $r_1$ ,  $r_2'$ ,  $X_1$ ,  $X_2'$ ,  $r_s$ ,  $X_s$ ,  $b_m$

$Y_m$   $g_m$  등을 既知量으로 하고 슬립  $s$ 를 파라미터로 했을 때 主電動機의 特性方程式들을 誘導하면 勵磁電流는

$$\dot{I}_m = \dot{E}_1 \cdot \dot{Y}_m \quad (26)$$

이고, 1차 및 2차측 임피던스는

$$\dot{Z}_1 = r_1 + jX_1 \quad (27)$$

$$\dot{Z}_2' = (r_2'/s + Kr_s) + j \{X_2' + K(1-s)X_s\} \quad (28)$$

이다. 2차측 전류 및 1차측에 流入되는 전류는

$$\dot{I}_2' = \frac{s\dot{E}_2 - K(1-s)\dot{E}_s'}{\dot{Z}_2'} \quad (29)$$

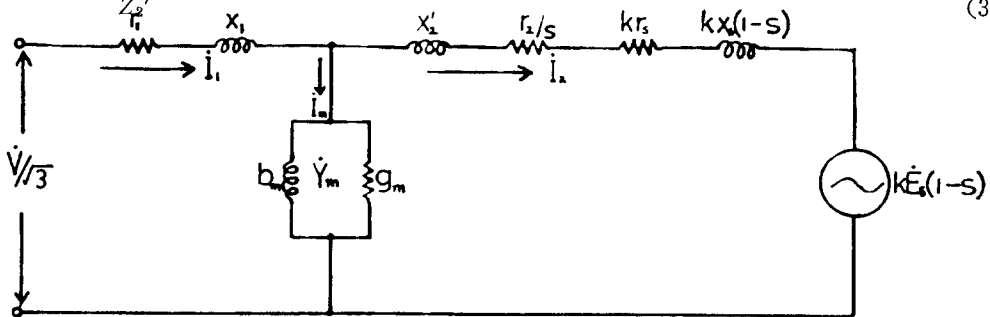


Fig. 4. A Simplified and approximated per-phase circuit equivalent to that of Fig. 3.

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_m + \dot{I}_2' = \dot{E}_1 (\dot{Y}_m + s/\dot{Z}_2') - K(1-s) \dot{E}_s' / \dot{Z}_2' \quad (30)$$

이며, 1차측의 端子電壓은

$$\dot{V}_1 = \dot{E}_1 + \dot{I}_1 \dot{Z}_1 = \dot{E}_1 \left( 1 + \dot{Z}_1 \dot{Y}_m + \frac{s\dot{Z}_1}{\dot{Z}_2'} \right) - \frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_2'} K(1-s) \dot{E}_s' \quad (31)$$

이다. 1차측의 誘起起電力은

$$\dot{E}_1 = \dot{V}_1 + \frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_2'} K(1-s) \dot{E}_s' / \left( 1 + \dot{Z}_1 \dot{Y}_m + \frac{s\dot{Z}_1}{\dot{Z}_2'} \right) \quad (32)$$

이므로, 이것을 式(30)에 代入하면

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{V}_1 + \frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_2'} K(1-s) \dot{E}_s'}{1 + \dot{Z}_1 \dot{Y}_m + \frac{s\dot{Z}_1}{\dot{Z}_2'}} \left( \dot{Y}_m + \frac{s}{\dot{Z}_2'} \right) - K(1-s) \frac{\dot{E}_s'}{\dot{Z}_2'} \quad (33)$$

가 얻어진다. 角度速  $\omega$ 로 회전하는 유도전동기의 軸出力토오크는

$$T_m = P_m / \omega = \frac{(1-s)P_2}{(1-s) \cdot \omega_s} = P_2 / \omega_s \quad (34)$$

이고

$$P_2 = m_2 \cdot \dot{E}_2 \cdot \dot{I}_2 \cdot \cos \theta_2 \quad (35)$$

이므로

$$T_m = m_2 \cdot \dot{E}_2 \cdot \dot{I}_2 \cdot \cos \theta_2 / \omega_s \text{ [N-m]} \quad (36)$$

이 된다. 그런데 2차측의 電流, 力率 및 位相角은

$$I_2 = |\dot{I}_2'| = \frac{s\dot{E}_2' - K(1-s)\dot{E}_s'}{\dot{Z}_2'} \quad (37)$$

$$\cos \theta_2 = \frac{r_2'/s + Kr_s}{[(Y_2's + Kr_s)^2 + \{X_2' + K(1-s)X_s\}^2]^{1/2}} \quad (38)$$

$$\theta_2 = \tan^{-1} \frac{X_2' + K(1-s)X_s}{r_2'/s + Kr_s} \quad (39)$$

이므로 式(36)에 式(37)과 式(38)을 代入하면

$$T_m = \frac{m_2 \cdot \dot{E}_2 \{s\dot{E}_2 - K(1-s)\dot{E}_s'\}}{(r_2'/s + Kr_s) \{X_2' + K(1-s)X_s\}^2} \cdot \frac{1}{\omega_s} \quad (40)$$

이 얻어진다.

式(40)을 1차측에 換算하면

$$T_m = \frac{m_1 \cdot \dot{E}_1 \{s\dot{E}_1 - K(1-s)\dot{E}_s'\}}{(r_2'/s + Kr_s) \{X_2' + K(1-s)X_s\}^2} \cdot \frac{1}{\omega_s} \quad (41)$$

이 되며, 式(32)의 분모의  $\dot{Z}_1 \dot{Y}_m$ 을 零으로 보면

$$\dot{E}_1 = \frac{\dot{V}_1 + \frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_2'} K(1-s)\dot{E}_s'}{1 + s\dot{Z}_1/\dot{Z}_2'} = \frac{\dot{V}_1 \dot{Z}_2'}{s\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2'^2} + \frac{\dot{Z}_1(1-s)K\dot{E}_s'}{s\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2'} \quad (42)$$

가 된다.

式(42)에서  $\dot{E}_1 = D$ 로 置換하고 式(41)에 代入하면 主電動機의 發生토크式은 既知量으로 表祭된 式(43)이 얻어진다. 즉

$$T_m = \frac{m_2 \cdot D \{sD - K(1-s)\dot{E}_s'\}}{(r_2'/s + Kr_s) \{X_2' + K(1-s)X_s\}^2} \cdot \frac{1}{\omega_s} \quad (43)$$

그리고 補助同期機에 의해 발생되어 主軸에 回收되는 토크<sup>12, 13)</sup>는

$$T_s = m_s \cdot I_s \cdot K_s \phi(i_f) \cdot \cos\left(\alpha - \frac{\beta}{2}\right) \cos \frac{\beta}{2} \quad (44)$$

이고 式(44)에 式(37)을 代入하면

$$T_s = m_s \cdot \left\{ \frac{sD - N(1-s)\dot{E}_s'}{\dot{Z}_2'} \right\} \cdot I_f \cdot \cos\left(\alpha - \frac{\beta}{2}\right) \cos \frac{\beta}{2} \quad (45)$$

가 된다. 그런데 이 시스템에서 主軸에 發生되는 전체 토크는 式(43)과 式(45)로 부터

$$T_{mt} = T_m + T_s = \frac{m_2 \cdot D \{sD - K(1-s)\dot{E}_s'\}}{(r_2'/s + Kr_s) \{X_2' + K(1-s)X_s\}^2} \cdot \frac{1}{\omega_s} + m_s \left\{ \frac{sD - N(1-s)\dot{E}_s'}{\dot{Z}_2'} \right\} \cdot I_f \cdot \cos\left(\alpha - \frac{\beta}{2}\right) \cos \frac{\beta}{2} \quad (46)$$

이 되며, 機械的인 動力으로 轉換되는 電力은

$$P_{mt} = T_{mt} \cdot \omega = T_{mt} \cdot \omega_s (1-s) \quad (47)$$

이 된다.

### 3. 시스템의 設計 및 回路構成

#### 3.1. 主驅動電力回路

시스템의 主回路는 順變換部, 平滑回路部, 逆變換部, 轉流回路部 등으로 構成되며 Fig. 5는 이것을 나타낸다.

이 시스템에서 主電動機의 2차측에는  $sE_{2s}/sf = \text{const}$ 의 출력이 誘起되므로 順變換部는 실리 콘 整流器 6개로 3相브릿지 結線하였다. 그리고 直流電壓脈動率이 크고 直流 link回路의 인덕턴스 값이 적으면 電流脈動으로 인버터의 轉流失敗의 원인이 되므로 直流 link用 리액터의 값은<sup>12)</sup>

$$L_e > \frac{0.19 E_{2s}}{2\pi f \cdot I_{dc} \cdot 2\rho} \quad (48)$$

에 따라 60[mH]로 결정했다. 여기서 電流脈動率  $\rho$ 는 통상 5~10% 정도로 억제하면 인버터의 운전에 지장이 없으므로  $\rho \approx 7\%$  하였다.

補助同期機의 驅動을 위한 無接點周波數變換器<sup>13, 14)</sup>로는 6개의 高速型 다이리스터 스위칭素子  $Th_1 \sim Th_6$ 를 사용해서 3相브릿지回路를 構成하고, 可變周波數의 出力을 얻기 위해 點弧시퀀스에 따라 負荷電流를 스위칭하도록 했다.

또  $Th_1 - Th_2 - Th_3 - Th_4 - Th_5 - Th_6 - Th_7 - Th_1$ 의 순으로  $120^\circ$ 幅,  $60^\circ$ 의 位相差로 點弧되며, 항시  $Th_1 - Th_6, Th_2 - Th_1, \dots, Th_6 - Th_5$  등으로 同時 導通될 수 있도록 더블펄스(Double pulse)方式의 게이트信號發生器(Gate pulse generator) 制御回路<sup>15)</sup>를 設計하여 點弧실해가 일어나지 않도록 하였다. 自動式 電流型인버터回路의 轉流動作은 Fig. 5서 처럼 轉流콘덴스( $C_1 - C_6$ )를 연결하고, 각다이리스터에 直列로 다이오우드( $D_1 - D_6$ )를 설치하여 負荷로부터 轉流콘덴서를 격리시킴으로

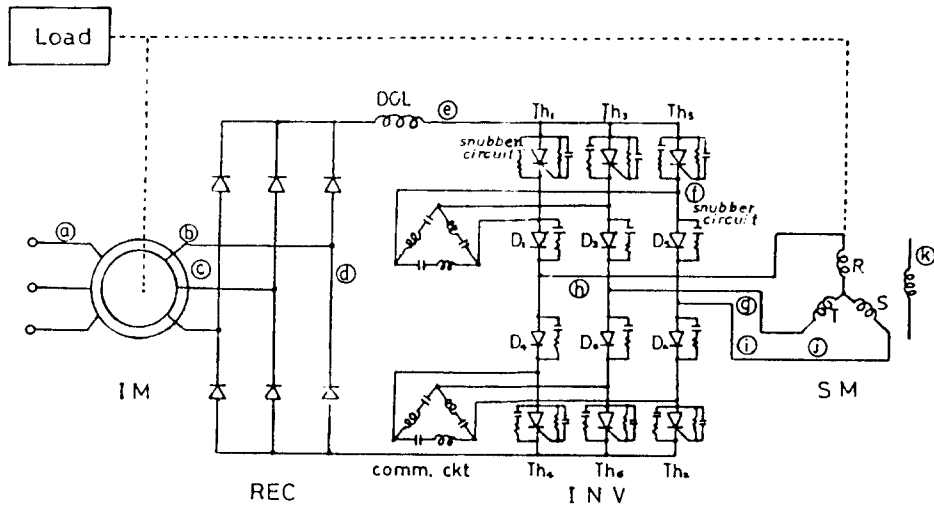


Fig. 5. Main driving power circuit of commutatorless static Krämer system

서 轉流콘덴서에 充電된 電荷가 負荷를 통해 放 置되는 것을 防止해 轉流를 確實하게 했다. 그 리고 轉流理論<sup>16,17</sup>과 最適轉流回路 設計法<sup>18,19</sup> 에 따라 自動式 強轉流回路를 構成했으며, 最適 轉流리액터와 콘덴서의 값은 誘導된 式

$$t = \frac{E_c \cdot t_q}{2 \cos^{-1} \left( \frac{I_L}{I_m} \right) \cdot I_m}$$

$$= \frac{E_c \cdot t_q}{3 \cos^{-1} \left( \frac{I_L}{I_m} \right) I_L} \doteq 0.388 \frac{E_{c \text{ min}} \cdot t_q}{I_{L \text{ max}}} \quad (49)$$

$$C = \frac{I_m \cdot t_q}{2 \cos^{-1} \left( \frac{I_L}{I_m} \right) \cdot E_c}$$

$$= \frac{1.5 I_L \cdot t_q}{2 \cos^{-1} \left( \frac{I_L}{I_m} \right) \cdot E_c} \doteq 0.86 \frac{I_{L \text{ max}} \cdot t_q}{E_{c \text{ min}}} \quad (50)$$

으로부터 각각 10[μH], 8[μF]로 設計 및 제작 하였다.

### 3.2. 시퀀스點弧回路

시스템의 速度에 따른 周波數應答과 인버터의 點弧同期信號를 얻기 위해서 發光다이오드와 光트랜지스터의 光電式半導體로 구성된 오픈코

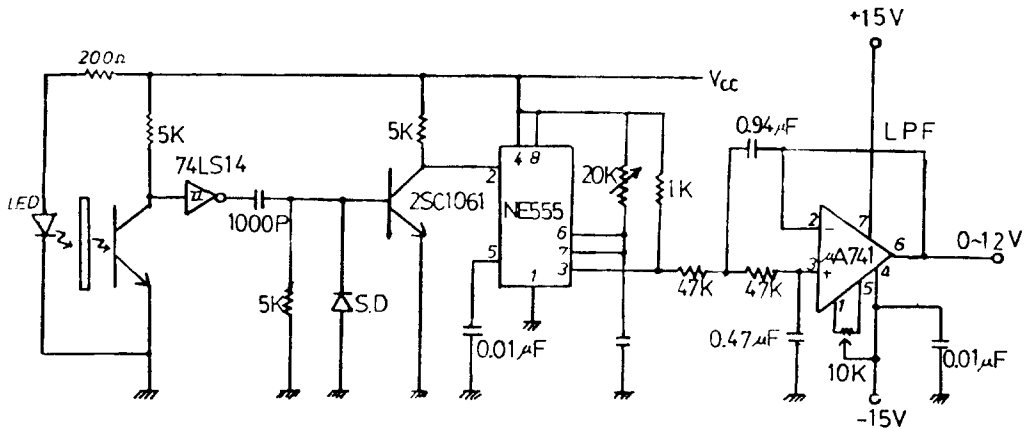


Fig. 6. F/V converter circuit of control firing device



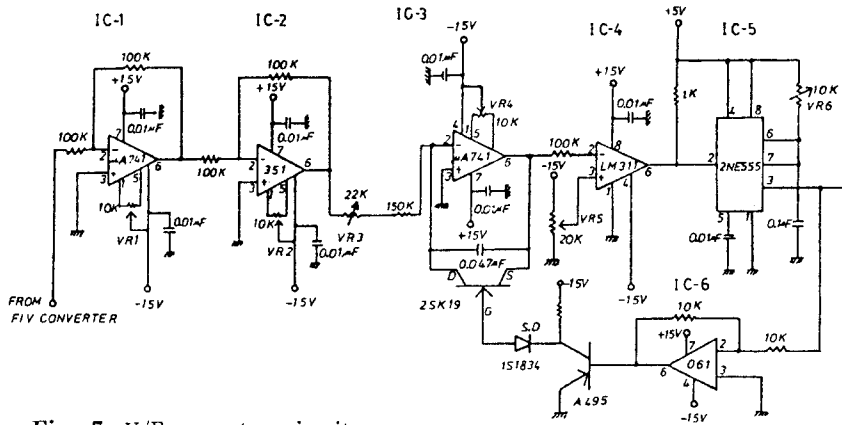


Fig. 7. V/F converter circuit

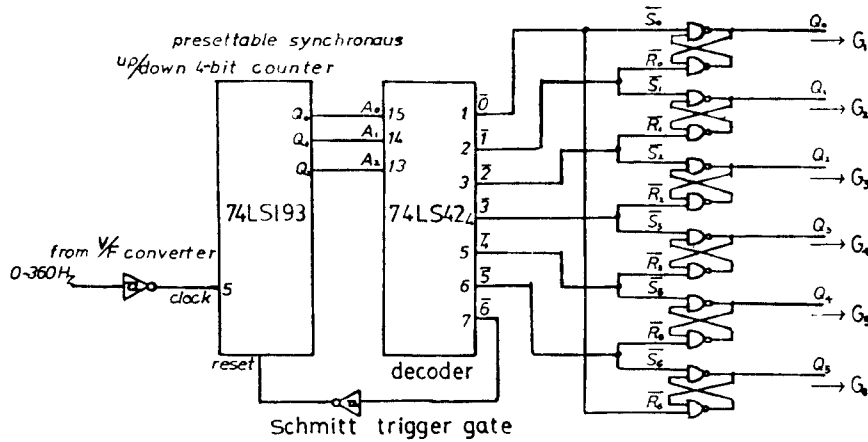


Fig. 8. Gating distributor circuit of control firing device

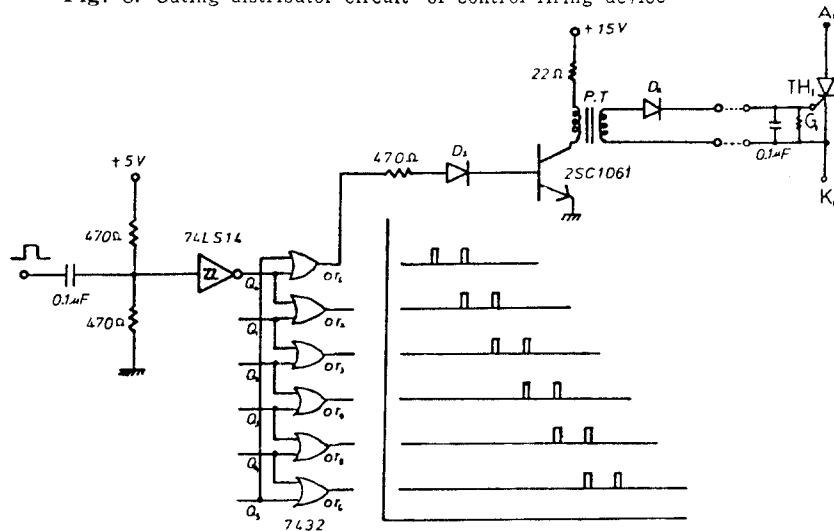


Fig. 9. Gate pulse amplifier circuit

우더에 의해 시스템의 速度에 비례하는 펄스를 檢出할 수 있게 하였다. 그리고 여기서 檢出된 펄스를 이용하여 F/V컨버터部에서 周波數에 비례하는 電壓으로 바꾼 다음 톱니파발생기, 電壓레벨推移器, 零點檢出器, 단안정멀티바이브레이터 등으로 이뤄진 V/F컨버터部에서 矩形波 펄스信號를 만들었다. 게이트 트리거펄스分相器部에서 3相인버터의 6개의 다이리스터를 點弧시키기 위해 1週期에 각각 60°位相差를 갖는 트리거펄스를 만든 다음 게이트펄스增幅部에서 控制地가 分離된 增幅된 더블펄스를 얻었다. Fig. 6과 Fig. 7은 시퀀스制御點弧裝置의 F/V컨버터部와 V/F컨버터部の 内部回路圖이며, Fig. 8과 Fig. 9는 게이트 트리거펄스分相器部와 게이트펄스增幅部の 回路圖이다. 여기서 F/V컨버터部의 入力周波數에 대한 出力電壓과 V/F컨버터部의 入力電壓에 대한 出力周波數의 特性은 理論値와 實測値가 잘 일치하였다.

#### 4. 시스템特性的 시뮬레이션 및 實驗

##### 4.1. 試作시스템의 特性실험장치

無整流子 靜止形크레머시스템에 의한 슬립電力의 回收를 위해 0.75kw, 3φ유도전동기와 0.9kw, 3φ同期電動機를 각각 設計, 製作하여 機械的으로 直結하고, 電氣的으로는 主驅動力回路

와 시퀀스點弧回路를 組合하였다. 그리고 시스템의 廻轉速度를 엔코우더로 부터 檢出하여 게이트信號發生器에 入力하고, 여기서 만들어진 트리거펄스로 다이리스터를 點弧시켰다. 또 速度는 시스템의 主軸에 설치된 TG의 誘起電壓으로 하고, 供試機의 발생토크의 計測은 固定子の 外周에 설치한 포텐시오미터로 하였다. 포텐시오미터는 供試機(IM)의 固定子를 廻轉가능하도록 製作하여 운전중 固定子에 發生하는 反力에 의해 나타나는 固定子の 비틀림角에 상당한 토크를 電壓으로 測定하는 장치이다. 시스템의 전체토크는 主軸에 설치된 프로그니 브레이크형 動力計로 計測했다. 그리고 인버터部에는  $t_q$ 가 최대 10  $\mu s$ 인 高速型다이리스터가 사용되었다. Fig. 10은 實驗裝置의 概略의인 結線圖이며, Fig. 11은 實驗裝置의 실물 사진이다.

##### 4.2. 各部 波形測定實驗

供試機가  $I_f = 0.41[A]$ ,  $s = 0.25$ , 負荷電流 2.85[A]일때 各部 波形을 觀測하였다. Fig. 12는 V/F컨버터 出力波形으로 入力電壓 0.5[V] ~ 12[V] 범위내에서 얻어진 入力電壓에 비례하는 양호한 矩形波이며, Fig. 13은 V/F컨버터로부터 펄스信號를 받아 6개의 다이리스터를 點弧시퀀스에 따라 順次的으로 點弧시키기 위해 60°간격으로 分相시킨 波形이다. Fig. 13에서 各分

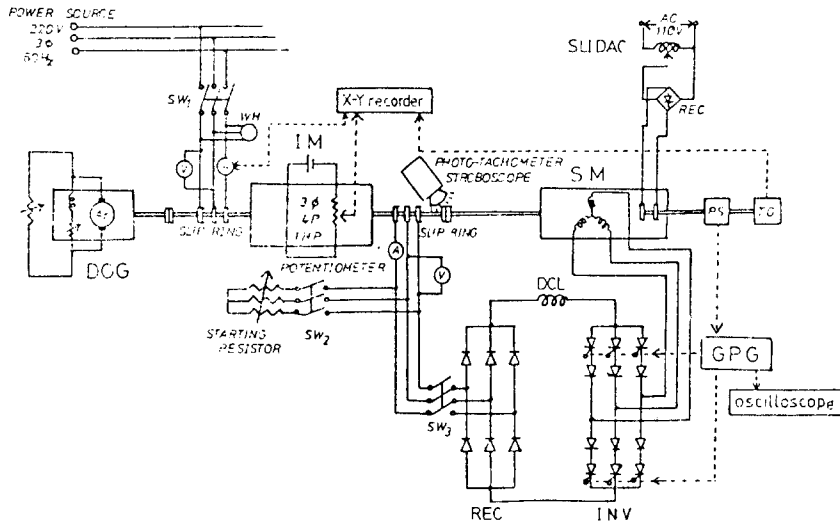


Fig. 10. Schematic connection diagram of experimental apparatus

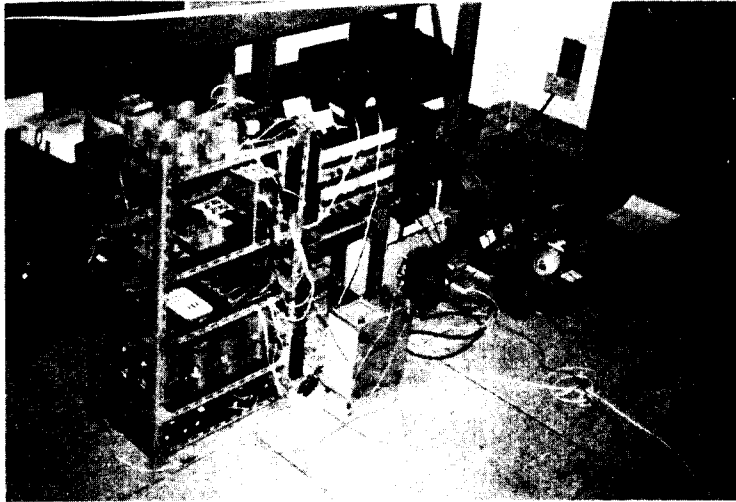


Fig. 11. Photographs of experimental apparatus

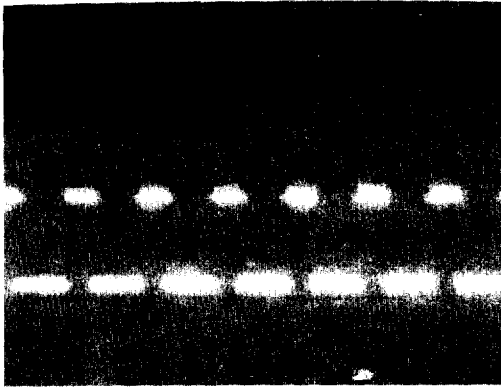


Fig. 12. Output waveform of V/F Converter (1ms/div, 2v/div)

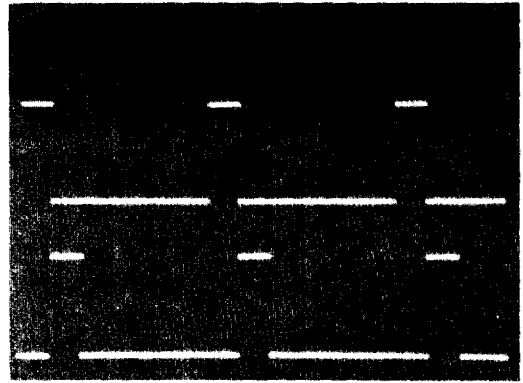


Fig. 13. Pulse waveform in gate distributor for Th 1 (upper) and Th2(lower) (1ms/div, 2v/div)

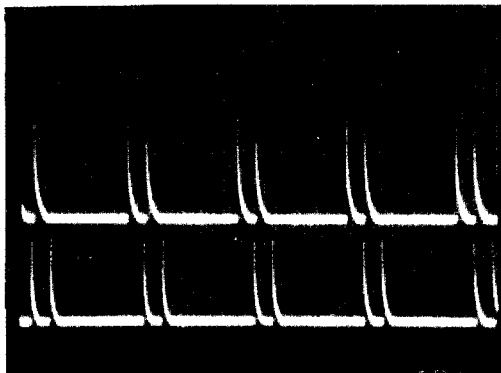


Fig. 14. Amplified firing pulse waveforms for Th1 and Th2 (1ms/div, 10v/div)

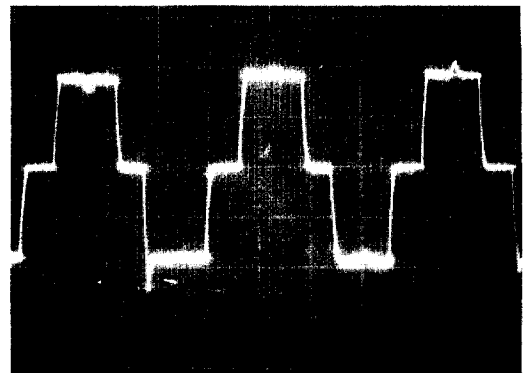


Fig. 15. Output current waveform for main power inverter

相器의 出力波形은 정확하게 60°로 分相되어 理論과 잘 一致하였다. Fig. 14는 分相器로부터의 出力펄스인데 약 1~2볼트 程度로 出力信號가 微弱해서 다이리스터를 트리거시킬 수 없으므로 게이트增幅部에서 약 15볼트 이상의 충분한 크기의 펄스로 增幅시킨 波形이다. 두개의 다이리스터를 60°간격으로 동시에 트리거시키기 위해 60°位相差로 增幅된 더블펄스가 理論에 맞게 잘 얻어졌다. Fig. 15는 다이리스터 인버터의 出力電流波形으로 良好한 矩形波가 발생되고 있으나 轉流로 인한 ripple成分이 미소하게 포함되어 있다.

4.3. 等價回路에 의한 特定值 算定

Fig. 4의 等價回路로 부터 誘導된 式(32), (33) (37), (38), (43), (45), (46), (47)에 固定子 抵抗測定實驗, 拘束實驗, 無負荷實驗 등을 실시하여 決定된 主電動機와 補助同期機의 諸 定數值(Table 1)들을 代入하고 인버터의 制御點弧角( $\alpha \approx 150^\circ$ )을 一定制御한 상태에서 補助同期機의 界磁電流와 負荷變動에 따른 슬립을 파라미터로 하여 디지털電子計算機로 시뮬레이션하

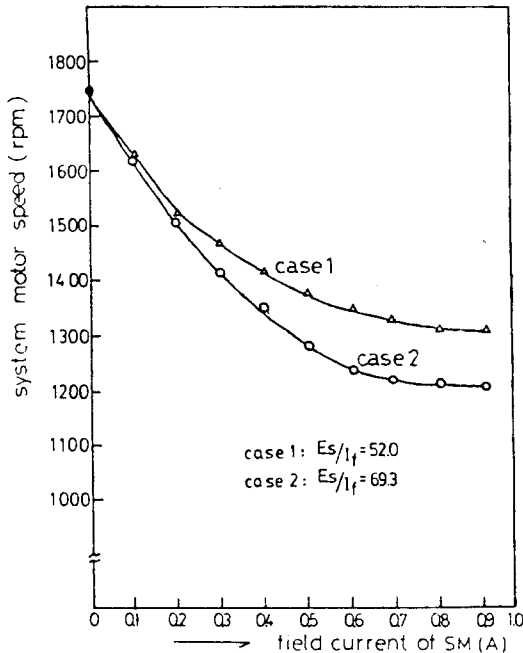


Fig. 16.  $I_f-N$  characteristic curves of commutatorless static Krämer system

여 값을 구했다.

Table 1. Various Constants Obtained from the tested motor

(1) 3 $\phi$ wound type induction motor		
$\gamma_1=1.9968$	$r_2'=2.2702$	$X_1=X_2'=3.5512$
$g_m=0.0129$	$b_m=0.0195$	$X_m=34.473$
(2) 3 $\phi$ Synchronous motor		
$r_s=0.1951$	$X_s=0.2785$ (case I)	
$r_s=0.2604$	$X_s=0.3713$ (case II)	

4.4.  $I_f-N$  特性測定實驗

시스템의 可變速制御式(15)에 따라  $\alpha \approx 150^\circ$ 로 유지한 상태에서  $I_f$ 를 變化시켜 特性을 測定하였으며, 이때 負荷는 定格토크로 조정하여 행하였다. Fig. 16의 Case 1은 補助同期機의  $E_{s,max}$ 를  $I_f \approx 1.0[A]$ 에서  $E_{s1}=90/\sqrt{3}[V]$  되도록 하여  $K_\phi K_1=52.0$ 인 界磁捲線을 設計製作했을 때이고, Case 2는  $E_{s2}=120/\sqrt{3}[V]$ 로 하여  $K_\phi K_2=69.3$ 으로 했을 때이다. 이 實驗에서 0.6[A]미만의 勵磁電流의 값으로 제어한 결과 定格速度  $s=0.028$ 에서 최저  $s=0.328$ 까지 理論과 一致하게 連續 可變速이 可能했다.

4.5. 1次入力, 1次電流 및 토크特性

인버터의 制御點弧角을  $\alpha = 150^\circ$ 로 한 상태

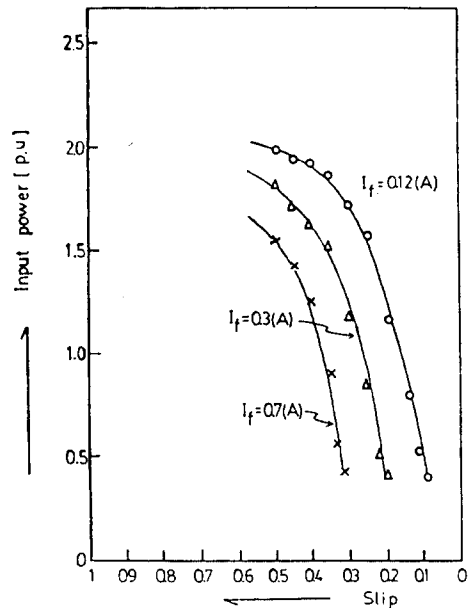


Fig. 17. Input power-Slip Characteristic curves

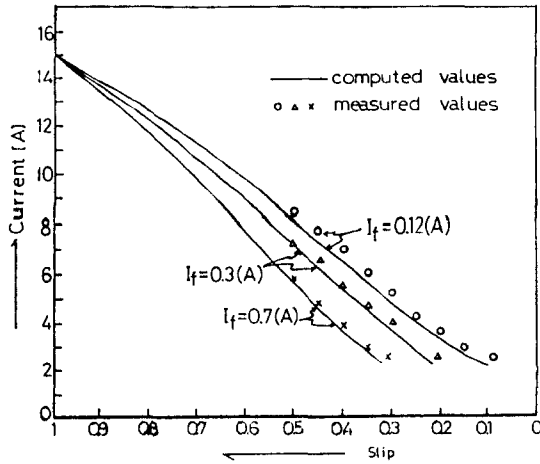


Fig. 18. Current slip characteristic curves when  $I_f$  is varied

에서  $I_f$ 를 0.12[A], 0.3[A], 0.7[A]로 각각 조정하고, 機械的 負荷를  $s \approx 0.5$ 까지 변화시켜 실험하였으며, Fig.17, Fig.18, Fig.19는 슬립變化에 따른 主電動機의 1次入力, 1次電流 및 토크의 特性曲線이다.

각 實測値와 電算시뮬레이션 값들을 비교한 결과 다소 오차가 있었으나 거의 一致했다.

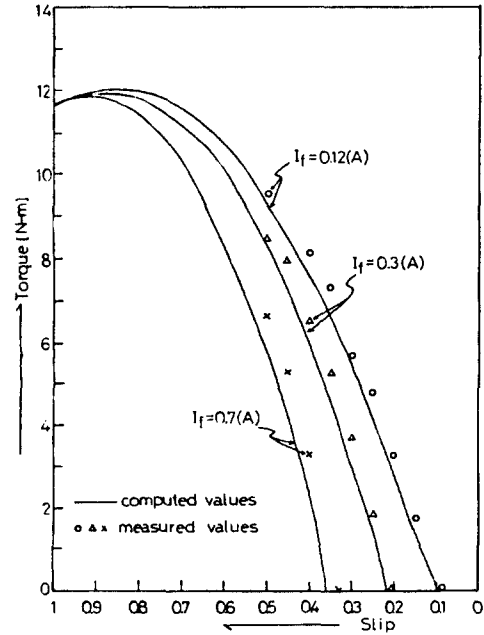


Fig. 19. Torque-slip characteristic curves when  $I_f$  is varied

#### 4.6. 시스템의 力率 및 效率特性

시스템의 力率과 效率를 測定 및 算定한 결과

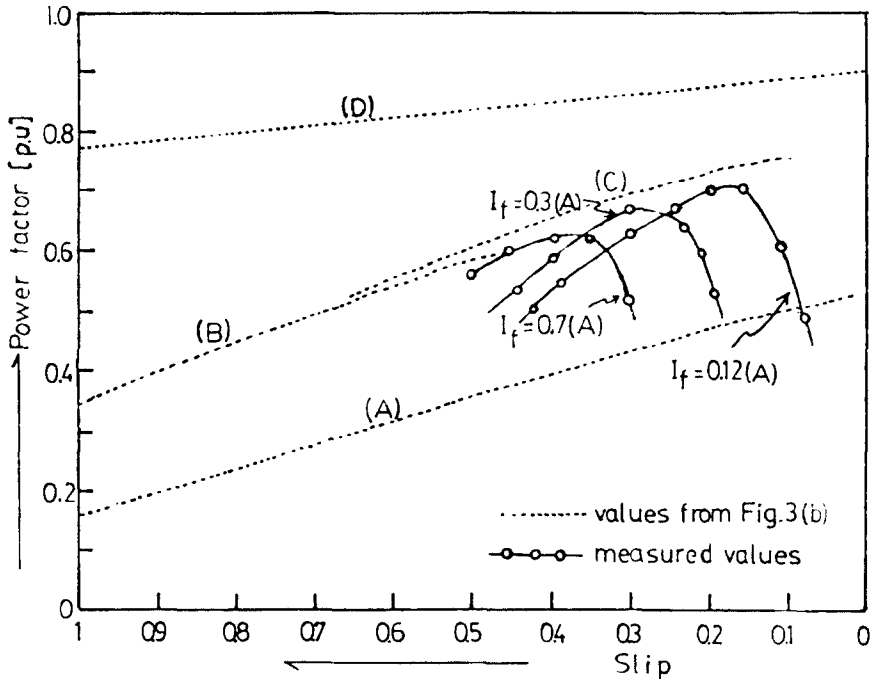


Fig. 20. Power factor-slip characteristic curves when  $I_f$  is varied

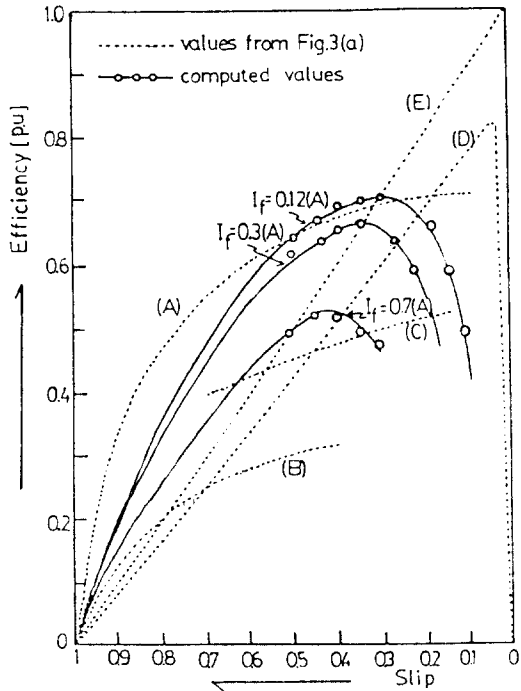


Fig. 21. Efficiency-slip characteristic curves

는 Fig. 20과 Fig. 21이다. 그림에서 점선으로 표시된 (A), (B), (C), (D)는 Fig. 2에서 표시한 것을 나타낸다. 여기서 이 시스템의 특성을 비교, 검토한 결과 효율은 셀비어시스템에 필적하며, 전력은 셀비어시스템보다 向上되었다.

### 5. 實驗結果 및 考察

#### 5.1. 補助同期機의 勵磁電流에 의한 速度制御特性

이 시스템에서 補助同期機의 界磁電流와 인버터의 制御點弧角으로 主電動機의 速度制御가 가능함을 理論적으로 解析하고, 實驗으로 立證하였으며, 補助同期機의 0.6[A]미만의 勵磁電流로 同期速度이하 약 3:1정도까지 양호하게 定出力, 無段速度制御가 가능했으며, 시뮬레이션 결과와 一致하였다. 그리고 適定設計로서 誘導電動機의 捲線比를 3:1 내지 4:1로 하고 補助同期機의 鐵心の 포화와 亂調동의 安定度を 고려해서 最適의 發電係數 즉 電機子起電力/界

磁電流의 값을 173~121로 조정하면 6:1~7:1까지 速度制御가 可能하다. 또 直列縱續型 속도 제어시스템의 觀點에서 考察하면  $P_1 < P_2$ 인 設計를 하면 저속범위에서 安定운전이 가능하며 補助同期機의 發電係數도 크게 할 수 있고, 슬립 電力回收特性도 향상된다.

#### 5.2. 制御點弧角에 의한 速度制御特性.

Fig. 4에서 유도된 特性方程式(33)과 (43)에 定數測定實驗에서 決定된 값(Total 1)을 代入하고  $I_f = 0.9[A]$ 로 일정제어한 상태에서 制御點弧角과 슬립을 파라미터로 하여 시뮬레이션한 결과 Fig. 22와 Fig. 23을 얻었다.

그리고 이것을 一定 제어점호각하에서 補助同期機의 勵磁電流로 可變速度制御했을 때와 비교한 결과 同一한 傾向을 나타내었다.

#### 5.3. 슬립 電力回收特性

이 시스템의 力率 및 效率를 測定 및 算定한 결과를 보면 補助同期機의 調整으로 速度제어를 할 수 있다. 동시에 力率과 效率를 제어할 수 있음을 나타낸다. 그리고 그 特性은 静止式셀비

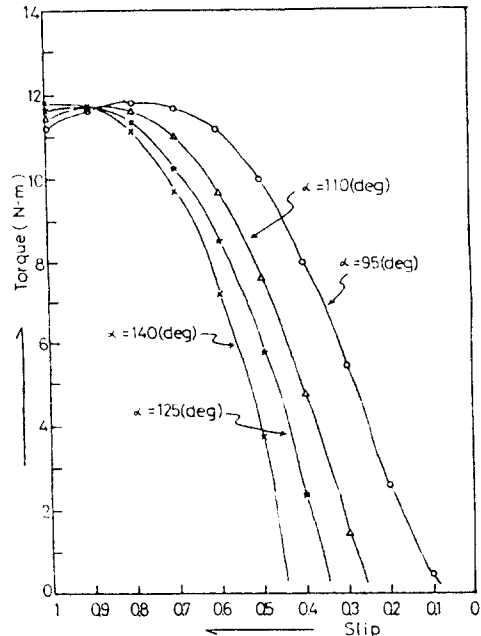


Fig. 22. Torque-slip characteristic curves at different firing angles of inverter

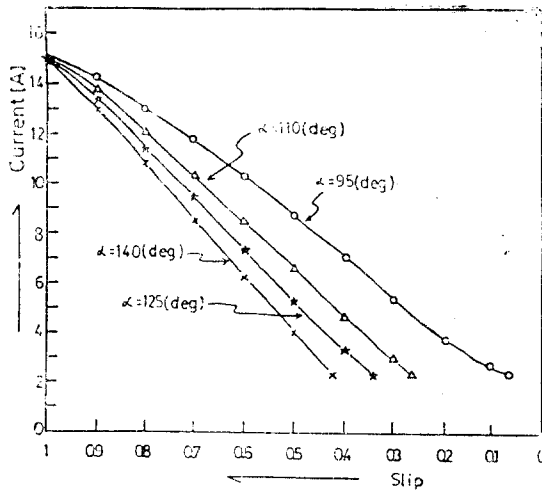


Fig. 23. Current-slip characteristic curves at different firing angles of inverter

어 시스템에 비해 效率는  $I_f$ 가 적을수록 거의 비슷하게 향상되었고, 力率은  $I_f$ 에 대하여 고속범 위에서는 낮으나, 저속부분에서는 Krämer-stator feedback 시스템과 거의 일정하게 되었다. 이는 속도제어 상태에서 슬립電力의回收 상태가 달라진 것에 기인한 결과라고 본다.

5.4. 補助同期電動機의 安定度檢討<sup>8, 20)</sup>

Fig. 16에서  $E_s/I_f (= K_1 K_\phi) = 52.0$ 과  $69.3$ 인 경우를 檢討한 바 값이 클수록 速度制御범위가 커진다.  $K_1 K_\phi$ 의 값은 電機子起電力/界磁電流의 比의 값에 해당하며, 轉流 가능한 同期電動機의 電流의 最大值를 규정하는 性能指數로서 速度, 制御點弧角, 機械定數 등에 의해 決定된다. 이 값은 無限定크게 할 수 없으며, 일반적으로  $\alpha$ 가 클수록 轉流 가능한  $K_1 K_\phi$ 의 값은 증가한다. 그런데 電動機의 발생토크는  $\cos \alpha$ 에 비례하므로 발생토크를 最大로 하는 最適值  $\alpha$ 가 존재한다. 이때 界磁電流를 변화시켜 速度制御를 할 때의 同期機의 最大토크는  $I_f^2$ 에 거의 비례하나,  $I_f$ 를 증가시켜 鐵心이 飽和되던 最大토크는  $I_f^2$ 에 비례하지 않게 된다. 그러므로  $I_f$ 의 限界値는 定格  $V/f$ 에 해당하는  $I_f$ 에 준하도록 하여야 한다. 無整流子電動機<sup>8)</sup>에서 亂調는 端子電壓이 낮을수록, 速度가 낮을수록,  $I_f$ 가 작은 값에

서 일어나기 쉬우므로 이 점을 고려하여  $I_f$ 의 限界値를 設定해야 한다. Fig. 16에서  $I_f$ 가  $0.8$  [A] 부근에서 鐵心の 飽和現象이 일어나므로 이 값을 이 시스템의  $I_f$ 의 限界値로 設定했다.

6. 結 論

理論解析, 實驗, 結果檢討 과정을 거쳐 다음과 같은 的論을 얻었다.

- 1) 크레머式 2次勵磁시스템에서 補助機의 機械式 整流子를 다이리스터式 整流子로 代置함으로써 機械式 整流子の 경비 및 補修의 缺點弧 제거한, 새로운 크레머式 슬립電力回收시스템인 無整流子靜止形 크레머시스템을 實現했다.
- 2) 無整流子靜止形 크레머시스템을 設計, 製作하여 確認實驗한 결과 理論의 解析과 一致하였다.
- 3) 이 시스템을 시뮬레이션한 결과 適定設計值에서 다음과 같은 動作所性을 갖게 되었다.
  - 가) 主電動機의 固定子/廻轉子 捲數比를 3 : 1 ~ 4 : 1로 낮추고, 補助同期機의 電機子起電力/界磁電流 比를 120 ~ 175로 조정하면 速度制御 범위는 7 : 1로 된다.
  - 나) 力率은 靜止式셀비어스시스템의 수준값 30 ~ 40 [%]의 2배인 65 ~ 80 [%]를 갖게 되며, 이 값은 補助同期機의 界磁電流에 의해 제어할 수 있다.
  - 다) 效率은 靜止式셀비어스시스템의 수준값 75 ~ 85 %까지 올릴 수 있다. 그리고 同期機의 界磁電流는 낮은 값에서 效率이 높으며, 安全範圍 내에서 운전된다.
- 4) 直列縱續式 速度制御의 觀點에서 特定한 速度범위에 맞추어 補助同期機의 極數를 設定하면 인버터의 制御性能에 크게 의존하지 않아도 安定한 슬립電力回收特性을 갖게 할 수 있다.

參 考 文 獻

1) 黃煥文 : 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, pp. 63-69, (1966).

- 2) William Shepherd, Jack Stanway: Slip Power Recovery in an Induction Motor by the Use of a Thyristor Inverter, IEEE Trans. Power App. Syst., Vol.1Ga-5, No.1, pp.74~82, Jan/Feb.(1969).
- 3) Phoivos D. Ziogas, Stefanos Manias, Eduardo P. Wiechmann: Application of Current Source Inverter in UPS system, IEEE Transactions ON Industry App., Vol.1A-20, No.4, pp.742~752, (1984).
- 4) H. Kazuno: A wide-range Speed Control of an Induction Motor with Static Scherbius and Krämer Systems, Electrical Engineering in Japan, Vol.89, No.2, pp.10~19, (1969).
- 5) J. Node, Y. Hiro, T. Hori: Brushless Scherbius Control of Induction Motors, IEEE 1As, 9th, Annual Meeting Rec, pp.111~118, (1974).
- 6) Takaaki Wakabayahi. Takamasa Hori, Kousaku Shimizu, Takayaki Yoshioka: Commutatorless Kraemer Control System for Large-Capacity Induction Motors for Driving Water Service Pumps, IEEE/1As, Annual Meeting, pp.822~828, (1976).
- 7) T. A. Lipo, P.C. Krause: Stability Ana for Variable Frequency Operation of Synchronous Machine, IEEE Trans. Power App. and Syst, Vol. PAS-87, pp.227-234, (1968).
- 8) 稻越幸雄, 常廣讓: 無整流子電動機の最大出力に及ぼす機器定數の影響について, 日本電氣會誌(B), 第93卷, 第11號, pp.53~58, (1973),
- 9) 佐藤則明, 關長隆: SCR インバータによる同明電動機の運轉, 日本電氣學會誌, Vol. 85-4, No.919, pp.135~144, (1965).
- 10) 黃煥文: 交流電動機 驅動을 위한 電流制御形 inverter, 大韓電氣學會誌, 第25卷, 第4號, pp.12~15, (1976).
- 11) Kenneth P. Phillips: Current Source Converter for AC Motor Drives, IEEE Trans. Ind. App. Vol. 1A-8, pp.679~683, (1972).
- 12) 上山直彦: 다이리스터制御 AC모우터의 運轉과 保守, 機電研究社譯, pp.59-127, (1978).
- 13) J.B. Klassens: Analysis of a communication circuit for design of thyristor inverter, IEEE Trans. Electronics, Vol. 1EC1, No. 3, pp.125-129, (1973).
- 14) 盧彰注, 洪淳一: 誘導電動機를 위한 電流形인 비어터의 轉流回路最適設計에 관한 研究, 韓國船用機關學會誌 第9卷, 第3號, pp.78~84, (1985).
- 15) 安岡育雄常廣讓: 誘導機驅動用 電流制御用インバタの轉流コンデンサ容量の決定法, 日本電氣學會論文集(B), 第94卷, 第7號, pp.17~24, (1974).
- 16) 河注植, 盧彰注: 船舶에 있어서 內燃機關驅動發電機의 速度安定度에 관한 研究, 大韓電氣學會論文誌, 第24卷, 第4號, pp.63-70, (1975).
- 17) Malvino, Leach: Digital Principles and applications, McGraw-Hill inc, pp.205~222, (1981).