

參 考 文 獻

- 1) M. ABBAS : The stator voltage controlled current source Inverter Induction motor, IEEE Trans, Power app. vol IAS 81-250, pp. 578~585, (1981)
- 2) Masahiko Akamatsu et : High performance I. M Drive By co-ordinate control using a controlled current Inverter, IEEE Vol. IA-18, pp. 562~570, March-April, (1981)
- 3) 洪淳一 : 스태프 주파수형 벡터 제어에 의한 유도電動機 驅動에 관한 解析과 그 構成, 電學誌, Vol. 33-11-2, pp. 9~16, 11월, (1984)
- 4) 山 村 : 三相誘導電動機の T 型等價回路に圓線圖の新作圖法にのいて, 電學誌, pp. 173, 6 月, (1954)
- 5) 河面英則 : すべり周波數を用いた誘導電動機の PG レスベクトル制御方式, 電學全國大會 論文集, Vol. 7, No. 8, pp. 731~732, (1984)
- 6) GN-Revankar et : Speed control schemes for Induction motor Based on concept of Field co-ordinates, IE(I) Journal-EL, Vol. 63, pp. 60~63, octobar (1982)
- 7) Teruo Ito : Analysis of Field orientation control of current source Inverter Drive Induction Motor System, IEEE Trans Application, Vol. IA-19, No. 2, pp. 206~210, March-April (1983)
- 8) 安達忠著 : ベクトル解析, 培風館社, pp. 146~p. 150, (1975)
- 9) Luist Garces : Parameter Adaption for the Speed-controlled static AC Drive with a Squirrel Cage IM, IEEE Tran Ind, App., Vol. IA-16, No. 2, pp. 173~178, march (1980)
- 10) 野中作太郎 : 電流形インバータ驅動誘導電動機の PI 制御時の安定解析, 電學誌, Vol. 56-B39, pp. 49-56, 12月, (1981)
- 11) K. Hasse : Zum dynamischen Verhalten der Asynchron machine bei Betrieb mit Variabler Stän der frequenz und stän der spannung ETZ-A 89H4, p. 77, (1968)
- 12) 長瀬博 : ベクトル制御の理論, 電學全國大會, Vol. 7, No. 8, pp. 58-3~88-6, (1983)
- 13) 赤松昌彦 : ベクトル制御の制御方式(control scheme), 電學全國大會, Vol. 7, No. 8, PS8-7~58-10, (1983)
- 14) Hancock : Matrix Analysis of Electrical Machinery, Pergamon press, pp. 162~163. (1978)
- 15) 古田勝夕・佐野昭 : 基礎システム理論, コロナ社, pp. 10~15. (1975)
- 16) 辻峰男・山田英二 : 電流形インバータ驅動誘導電動機系のベクトル制御時の解析に関する一考察, 電氣學會全國大會, pp. 723~728, (1984)
- 17) K. VENKATESAN et : Comparative study of the Losses in Voltage and current source Inverter Fed Induction Motor, IEEE Tran Industry App. Vol. IA-18, No. 3, May/June, pp. 516~520, (1982)
- 18) JM. D. MURPHY : Thyristor Control of AC Motor, Pergamon press, Vol. 6, pp. 37~40, p. 94, (1975)
- 19) 具城尚志 : 精密小形モータ總合資料集 Vol. 2, 總合電子リサーチ, pp. 5~20, (1982)
- 20) Malvino : Electronic principles (3<sup>th</sup> edition), McGraw Hill press, pp. 59~73, (1981)
- 21) 洪淳一 : SCR 轉流回路의 最適設計에 관한 연구, 부산대학 석사학위논문, (1982)
- 22) 野中作太郎等 : 電流形インバータ驅動電動機系の V/F 一定制御時の動作モード, 電學誌, Vol. 56-B27, 191 卷 4 號, pp. 41~48, (1981)
- 23) 洪淳一 : 3 相交流電動機의 트랜스 벡터 제어에 관한 研究, 機關學會誌, Vol 8, No. 1, April, pp. 79~84, (1984)
- 24) 洪淳一・盧彰注 : 誘導電動機 驅動을 위한 電流形 인버터의 轉流回路 最適設計에 관한 연구, 機關學會誌, Vol. 9, No. 3, pp. 78~85, Aug (1985)
- 25) M. A. ABBAS : The Stator Voltage controlled Current source Inverter Induction Motor Drive. IEEE Trans. industry App. Vol. IA-18, No. 3, May/June, pp. 219~229, (1982)
- 26) 安岡育雄等 : 誘導機驅動用電流制御形インバータの轉流コンデンサ容量の決定法, 日本電學誌, Vol. 94-8 No. 7, 49-B42, pp. 17~24, June (1974)

# 誘導電動機의 無整流子 크레머型 슬립電力回收시스템의 設計 및 特性에 關한 研究

俞 春 植

A Study on Design and Characteristics for  
Commutatorless Krämer Type Slip-power  
Recovery System of Induction Motor

YU Choon-sik

## 〈目 次〉

Abstract	第4章	시스템 特性의 시뮬레이션 및 實 驗
記號說明	4.1	試作 시스템의 特性實驗裝置
第1章 序 論	4.2	各部 波形 및 實驗值 測定
第2章 補助同期機를 이용한 誘導電動機 의 靜止式 크레머 시스템	4.3	等價回路에 의한 特性值 算定
2.1 誘導電動機의 回轉子勵磁式 速度 制御原理	4.4	$I_f - N$ 特性測定實驗
2.2 無整流子 靜止形 크레머 시스템 의 構成과 理論的 解析	4.5	1次入力, 1次電流 및 토크 特性
2.3 시스템의 等價回路와 特性方程式 의 誘導	4.6	시스템의 效率 및 力率特性
第3章 시스템의 設計 및 回路構成	4.7	2次抵抗 插入式과의 比較實驗
3.1 主 驅動 電力回路	第5章	實驗結果 및 考察
3.1.1 整流器部 및 直流리액터部	5.1	시스템의 補助同期機의 勵磁電流 에 대한 速度制御特性
3.1.2 인버터部	5.2	負荷可變時의 速度變動率
3.2 시퀀셜 點弧回路	5.3	制御點弧角의 調整에 의한 速度 制御特性
3.2.1 速度檢出部	5.4	슬립電力回收 特性
3.2.2 F/V 콘버터部	5.5	補助同期電動機의 安定度 檢討
3.2.3 V/F 콘버터部	第6章	結 論
3.2.4 게이트 트리거 펄스 分相器部		參考文獻
3.2.5 게이트 增幅部		附錄1. 電流形 인버터의 轉流理論

A Study on Design and Characteristics for Commutatorless Krämer  
Type Slip-power Recovery System of Induction Motor

*Yu, Choon-Sik*

Abstract

The induction motor is broadly used in shipboard power drive equipment and various industrial drive applications because it is robust, relatively simple and cheap to manufacture. However, it has a disadvantage in that the induction motor has lower efficiency and narrow width of its speed control compared to the d.c. motor.

In this dissertation, the design, slip power recovery and the characteristics of a commutatorless static Krämer system (so-called slip energy recovery system), where the speed of three phase induction motor is controlled by changing the exciting e.m.f of the secondary circuit, are described.

For the purpose of this investigation, the mechanical commutator of the auxiliary machine for the conventional Krämer system is converted into the static thyristor commutator using semiconductor switching devices.

The proposed control design consists of a  $3\phi$  wound type induction motor, a synchronous motor, a silicon rectifier converter, a current source inverter and a gate pulse generator.

Through theoretical analysis, the speed control equation of this system is derived. Also, two methods of speed control, such as the field control method and the firing angle control method, are discussed.

In addition, a new simplified and approximated T-type equivalent circuit is proposed in order to analyze the tested motor characteristics. The equation of stator and rotor current, secondary induced e.m.f., motor torque, power factor, efficiency, and electric power are derived using this equivalent circuit.

Through experiments, If-N, input power-slip, torque-slip, current-slip and slip power recovery characteristics of the tested motor are obtained, and the various needed constants of the induction motor and synchronous motor are determined. The computed values obtained from the above equations of the equivalent circuit are compared with the experimental values under the same conditions.

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. Thus, a commutatorless static Krämer system is designed.
2. The experimental results of developed torque, input power, and stator current are generally coincide with the numerical values by the derived equations, proving their validity.

3. This system was simulated and the following operational characteristics were obtained with respect to suitable design values:(a) The speed control range of 9.5:1 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 120-170 range.

(b) Its efficiency can be increased to 75-85%, the range for static scherbius system. The efficiency is high at low values of synchronous machine field current, thus guaranteeing safe operations.

(c) Its power factor takes values in the range of 65% - 80%, which is twice of the range for static scherbius system. This is an exceptionally superior property which is not found in other slip power recovery systems. The power factor can be controlled with the field current of synchronous machine.

(d) The speed regulation with respect to load variation occurred in the range of 3 to 14%, which is comparable to the range of d.c shunt motor. This shows that the system has good slip power recovery performance.

(e) By determining the poles of the synchronous motor according to its speed range, stable slip power recovery is obtained without dependance on the control firing angle of inverter.

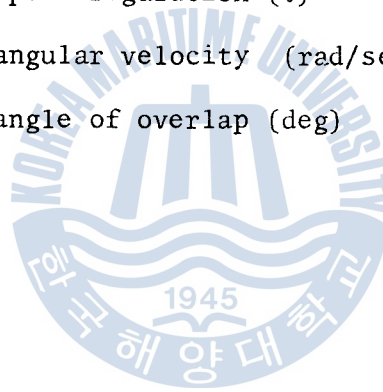
This is a very desirable characteristics from the viewpoint of series concatenation type speed control method.

## Nomenclature

$a$	:	stator to rotor transformation ratio
$b_m$	:	inductive susceptance accounting for energy storage ( $\mathcal{U}$ )
$c$	:	condenser, capacitance (F)
DCL	:	direct current reactor or D. C link
$E_1$	:	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)
$E_s$	:	armature induced e.m.f of synchronous motor (V)
$E_{dc}$	:	output voltage from converter (V)
$f$	:	frequency (Hz)
GPG	:	gate pulse generator
$g_m$	:	conductance per-phase ( $\mathcal{U}$ )
$I_1$	:	stator current per-phase (A)
$I_2'$	:	rms rotor current sinusoidal referred to stator (A)
$I_d, I_{dc}$	:	D. C Link current (A)
$I_f$	:	field winding current of the synchronous motor (A)
$I_m$	:	magnetizing current (A)
$j$	:	complex number operator, $\sqrt{-1}$
$k, k', k_s$	:	constant
$L_d, L_f$	:	filter inductance (H)

$m_1, m_2$	:	number of phase
$N$	:	motor speed (rpm)
$N_s$	:	synchronous speed (rpm)
$P$	:	number of poles, electric power (W)
$P_k, P_{mt}$	:	mechanical power output (W)
PIV	:	peak inverse voltage
$r_1$	:	resistance of the stator winding per-phase ( $\Omega$ )
$r_2'$	:	rotor resistance per-phase referred to stator turns ( $\Omega$ )
$R_b$	:	equivalent resistance of inverter ( $\Omega$ )
$R_f$	:	filter resistance ( $\Omega$ )
$R_m$	:	equivalent resistance ( $\Omega$ )
$r_s$	:	equivalent resistance of inverter ( $\Omega$ )
$S$	:	slip
$T_{mt}$	:	motor torque (T-m)
$t_{on}$	:	turn-on time (sec)
$t_{off}$	:	turn-off time (sec)
$t_q$	:	turn off time (sec)
$t_{rr}$	:	reverse recovery time (sec)
$V$	:	line to line voltage (V)
$W$	:	semiconductor voltage drop (V) or enegy (joule)
$x_1$	:	stator leakage reactance per-phase ( $\Omega$ )

$x_{2'}$	:	rotor leakage reactance per-phase at standstill ( $\Omega$ )
$x_m$	:	stator magnetizing reactance per-phase ( $\Omega$ )
$Y_m$	:	magnetizing admittance per-phase ( $\Omega$ )
$x_s$	:	armature reactance of synchronous motor ( $\Omega$ )
$z_1$	:	stator impedance per-phase ( $\Omega$ )
$z_{2'}$	:	rotor impedance per-phase referred to stator ( $\Omega$ )
$\alpha$	:	control firing angle of inverter (deg)
$\phi, \Phi$	:	magnetic flux (wb)
$\varepsilon$	:	speed regulation (%)
$\omega$	:	angular velocity (rad/sec)
$\mu$	:	angle of overlap (deg)





## 第 1 章 序 論

誘導電動機는 구조가 간단하고 견고하며 가격이 싸고 보수가 용이하여 電動機構로서 가장 널리 이용되고 있다.

그러나 설정된 極數와 전원주파수에서는 운전상태에서 同期速度에 대하여 3 - 8 [%] 정도의 슬립 (slip)을 갖는 準定速度 回轉機이다. 따라서 기동, 제동, 가속등을 위한 토오크-速度特性 (torque-speed characteristics)을 얻고저 할 때에는 보조장치를 필요로 한다.

유도전 동기의 토오크-速度制御方式으로는 대별하여 고정자측 (이하 1차측이라 함) 전력제어방식과 회전자측 (이하 2차측이라 함) 전력제어방식으로 나눌 수 있다.

1次側電力制御方式으로는 인가전원 전압제어법, 극수변환법, 인가전원 주파수제어법, 1차측 삽입 리액터제어법 등이 있다. 印加電源電壓制御法과 1차측 挿入 리액터制御法은 주로 1차측 전류를 억제코저 하는 목적으로 이용되는데 그러한 機器로서는 Y-△結線法, 起動補償器 등이 있다. 이들은 기동, 제동과 같은 短時間責務 (short time duty)에만 쓰인다. 極數變換法은 몇 단계의 同期速度 근처에서만 운전할 수 있다. 印加電源周波數制御法은 주파수 변환장치가 보조장치로서 필요하는데, 종래에는 주파수 변환장치의 低效率로 인하여 이용되지 못하였으나 최근의 高耐壓, 大容量의 電力用 半導體素子에 대한 다이리스터 인버터 (thyristor inverter) 및 콘버터의 개발로 사이클로 콘버터 (cyclo converter) 방식, VVVF (Variable Voltage Variable Frequency) 방식<sup>1)</sup> 등이 실용화 단계에 이르르고 있다. 이들은 모두 고정자권선에 의한 전동기의 여자상태를

제어하는 방식으로서 마이크로프로세서 (microprocessor) 의 등장에 힘입어 誘導電動機의 여자를 界磁軸과 電氣子反作用軸으로 나누어 直流電動機化한 방식으로서 트랜스벡터 (trans vector) 이론을 적용한 磁束追從制御法<sup>2), 3)</sup> (field orientation control)이 거의 실용화단계에 이르고 있다.

2次側電力制御方式에는 회전자를 권선형으로 하여 회전자측 권선에 외부저항을 삽입하여 誘導電動機의 比例推移理論 (proportional shifting theory)을 이용하는 2차저항제어방식과, 슬립주파수 (slip frequency)를 가진 외부전압을 인가하여 회전자측에서 전동기의 여자상태를 제어하고, 회전자측에서 넘어온 2차 입력을 제어함으로써 토오크-속도특성을 조정하는 2次勵磁制御法<sup>4)</sup> (second excitation control or slip power recovery system)이 있다. 동일한 유형의 것으로 縱續 (concatenation) 法<sup>5)</sup>에 의한 제어법이 있는데 특성상으로는 極數變換法과 유사하다. 2次抵抗制御法은 효율특성이 나빠서 기동 및 가역운전 제동 등과 같은 短時間責務에서 이용된다.

本 論文에서 취급하는 과제는 2次勵磁法에 의한 토오크-속도특성 제어방식인 슬립電力回收시스템 (slip power recovery system)의 일종이다. 이 방식은 회전자에 인가한 2차여자전압이 고정자에서 넘어온 슬립 전압에 대하여 逆電壓으로 작용할때는 여자상태 조정으로 인한 電機子反作用에 의하여 고정자에서 더 많은 전력을 유출해 내고, 이로 인하여 슬립은 커지고 유출해 낸 전력은 2차 여자한 쪽으로 회수하는 방식이다.

2차여자로 인한 2차 전력의 효과적인 회수방법<sup>5)</sup>으로는 交流整流子型 周波數變換機 (a.c commutation type frequency changer), 同

期變流器 (synchronous rotary converter), 交流整流子電動機 등의 整流子 (commutator) 를 가진 기계 등으로, 회수된 전력을 전원에 반환하는 쉘비어스 시스템 (Scherbius system) 과 유도전동기의 축에 기계적 에너지로 반환하는 크레머 시스템 (Krämer system) 이 있다. 이러한 補助機들은 모두 특수기기로서 시스템이 복잡하여 지고 각 기기들의 제한 조건등으로 운전속도의 제어범위가 좁아지는 경향이 있어 실용화가 보류되어 왔다.

그러나 1960년에 전력용반도체가 실용화되고 효율이 높은 無接點 周波數 變換器가 개발되면서 2次勵磁方式은 다시 각광을 받게 되었다.

그리하여 근래에는 주로 靜止式 쉘비어스 시스템 (static Scherbius system) 에 대한 연구<sup>4), 6), 7)</sup>가 활발하다.

한편 靜止式 整流器 (static rectifier) 를 이용하여 슬립전력을 整流하고 이를 직류전동기에 의하여 유도전동기축에 반환하는 크레머 시스템<sup>8), 9)</sup> 등도 있으나 최근에 와서는 電動機器를 점차 brushless 및 Commutatorless 化<sup>6), 10), 11)</sup> 하여 기계적 접촉기에서 생기는 브러시의 마모, 접촉 불량에 기인한 불꽃 (spark) 및 소음을 제거하고 또한 에너지 절약을 위하여 직접구동 (direct driving) 화, 고효율화<sup>12)</sup> 하는 경향이 있다.

본 연구에서는 靜止形 크레머시스템의 補助電動機로서 同期電動機를 이용하여 無整流子化시킨 시스템을 제시하고, 이 시스템의 理論的 根據, 實用可能性 및 그 特性을 解析하고자 한다.

이 시스템은 縱橫型制御方式<sup>5)</sup>과 같은 유형이면서, 2次勵磁機構는 VVVF式 無整流子電動機<sup>1)</sup>의 特性을 가진 것이다. 靜止形 쉘

비어스 시스템<sup>4)</sup>에서는 效率特性은 좋으나 力率特性은 비교적 낮으므로 이 시스템에서는 力率調整을 할 수 있는 同期電動機를 보조기로 이용한 만큼 力率도 아울러 개선할 수 있게 된다.

研究 節次로는 유도전동기의 2次勵磁解析, 이 시스템에 적합한 다 이리스터 周波數變換器와 速度制御回路의 設計, 補助同期機의 적용 妥當性 解析 및 可變周波數 운전특성 등의 檢討를 거쳐 시스템을 等價回路化 하였다. 그리고 提案된 簡易近似 T型 等價回路로 부터 特性 方程式을 유도한 다음 이것에 의한 컴퓨터 시뮬레이션(simulation)의 電算處理 결과와 구성한 시스템의 實測值와의 비교·검토를 통하여 시스템의 적정 설계에 대한 妥當性を 立證하였다.



## 第 2 章 補助同期機를 이용한 誘導電動機의 靜止式 크레머 시스템

### 2 · 1. 誘導電動機의 回轉子勵磁式 速度制御原理

3 상 권선형 유도 전동기는 회전자측에서 전동기내의 여자상태를 변화시키면 토오크-속도특성을 조정할 수 있다.

이를 2次勵磁方式(second excitation system)이라 한다. 유도전동기는 정상운전시 회전자 회로에 고정자측에서 슬립주파수(slip frequency)의 슬립전압(slip voltage)이 변압되어 넘어와서 이것이 회전자 권선을 여자하여 전동기의 固定子 磁束과 상호작용하여 機械的 出力을 낸다.

이때 회전자 권선회로에 직접 슬립주파수를 가진 外部電源에 의하여 여자하면 전동기내의 여자 상태가 바뀌어 電力授受 상태가 바뀌고 이로 인하여 토오크-속도 특성의 변화를 가져와 속도조정이 이루어진다.

즉 회전자 권선회로에서의 電力授受 상태는 고정자권선에서의 2차 입력  $P_2$ 와 회전자권선에 직접 인가한 2次勵磁電壓으로 인한 입·출력  $\pm P_{2E}$ 가 회전자권선의 저항손실  $I_2^2 R_2$ 와 전동기의 기계적 출력  $P_k$ 로 에너지 變換(energy conversion)을 하게된다.

즉

$$P_2 \pm P_{2E} = I_2^2 R_2 + P_k \dots\dots\dots (1)$$

인 電力平衡條件이 성립한다.

이때 2次入力  $P_2$  는

$$P_2 = E_{2s} I_2 \cos \theta_2 \dots\dots\dots (2)$$

이다.

여기서  $E_{2s}$  는 2차슬립전압을 1차로 환산한 값이고,  $I_2$  는 2차슬립전류를 1차로 환산한 값이며,  $\theta_2$  는 2次力率角이다. 토오크  $T$  는 2차입력  $P_2$  에 비례하고,  $E_{2s}$  는 1차 상전압  $E_p$  와 같고 방향은 반대이며 적정 1차 여자시 전동기의 空隙(air gap) 내에서의 磁束  $\phi$  에 비례하므로  $k$  를 常數로 하면

$$T = k \phi I_2 \sin(\theta + 90^\circ) \dots\dots\dots (3)$$

이 된다.

여기서  $\phi$  는 일정 전류와 전압에서는 거의 일정함으로  $I_2 \sin(\theta + 90^\circ)$  의 같은 式(3)에서와 같이 일정 토오크(constant torque)가 되며, 機械的 負荷가 定 토오크特性을 갖더라도  $I_2$  의 位相을 변화시키면 力率角  $\theta$  가 변화하여야 함으로 力率調整도 가능하다.

지금 2차 입력을 기준으로 Per Unit 로 나타내면

$$1 \pm \frac{P_{2E}}{P_2} = \frac{I_2^2 R_2}{P_2} + \frac{P_k}{P_2} \dots\dots\dots (4)$$

로 되며  $I_2^2 R_2 / P_2$  는 2次銅損과 2차입력의 비로서 2次勵磁가 없을때의 슬립  $S_0$  의 값이다.

$P_k / P_2$ 는 2차 여자가 없을때는  $(1 - S_0)$ 이며, 2차 여자를 하여 2차 여자상태가 바뀌고 속도가 슬립  $S$ 로 바뀌면  $(1 - S)$ 로 되므로 式(4)는

$$1 \pm \frac{P_{2E}}{P_2} = S_0 + (1 - S) \dots\dots\dots (5)$$

가 되며 따라서

$$\pm \frac{P_{2E}}{P_2} = (S_0 - S) \dots\dots\dots (6)$$

이 된다.

이때  $I_2 \sin(\theta_2 + 90^\circ)$ 에서 2차 전류  $I_2$ 와 2차力率角  $\theta_2$ 가 변화하지 않으면 一定 토크特性을 가지며,  $I_2$ 를 일정하게 하면 비록 속도는 바뀌어 슬립이  $S$ 로 바뀌었다더라도  $S_0$ 의 일정한 값을 갖는다.

이러한 관계를 나타내면 Fig. 1과 같다.

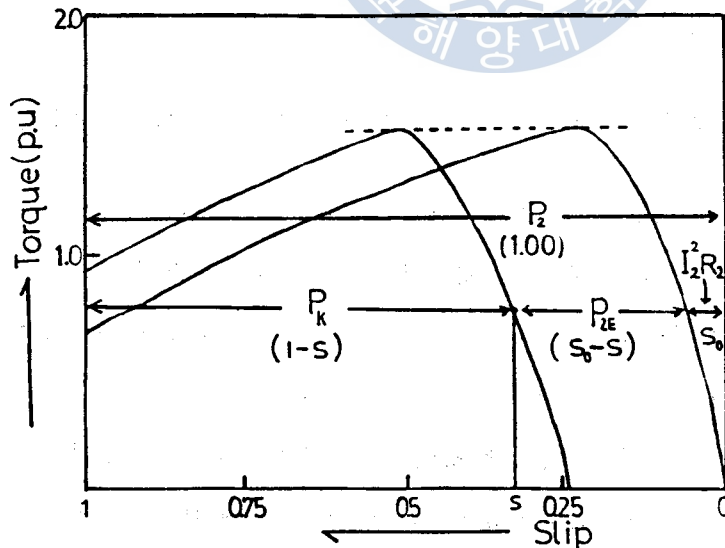


Fig. 1. Per unit power flow of induction machine by 2nd excitation.

여기서 2차 여자 입·출력  $\pm P_{2E}$ 가 負荷변동시에 어떻게 변화하는가에 따라 同期速度에 대한 Per Unit 速度 ( $S_0 - S$ )가 달라진다. 즉

i)  $\pm P_{2E}$ 가 2次 挿入抵抗의 저항손실로 될때  
比例推移特性.

ii)  $\pm P_{2E}$ 가 電源으로 回收될 때  
定 토크特性 (Scherbius system).

iii)  $\pm P_{2E}$ 가 電動機軸으로 回收될 때  
定 出力特性 (Krämer system).

이 되며  $+P_{2E}$ 일때  $S < S_0$  또는  $S < 0$ 로서 속도가 높아져 同期速度이상의 속도가 되며,  $-P_{2E}$ 일때  $S > S_0$ 로 되어 속도가 낮아진다.

이러한 특성은 고정자권선에서 넘어온 2차입력 즉 슬립전력의 회수에 의한 토크-속도제어 특성이라 한다.

## 2·2. 無整流子 靜止形 크레머시스템의 構成과 理論的 解析

無整流子 靜止形 크레머 시스템 (commutatorless static krämer system)은 Fig. 2에서 처럼 3상 권선형 유도전동기의 축에는 기계적으로 同期機를 直結하고 회전자권선에는 同期機가 유기한 기전력 - 2次勵磁起電力을 인가한 시스템이다.

이는 유도전동기를 直列縱續한 시스템과 유사한 것이다. 그러나 直列縱續型 (series concatenation type)은 極數變換式이어서 양 유도전동기의 합 또는 差의 극수를 가진 것과 같이 동작함으로 비록



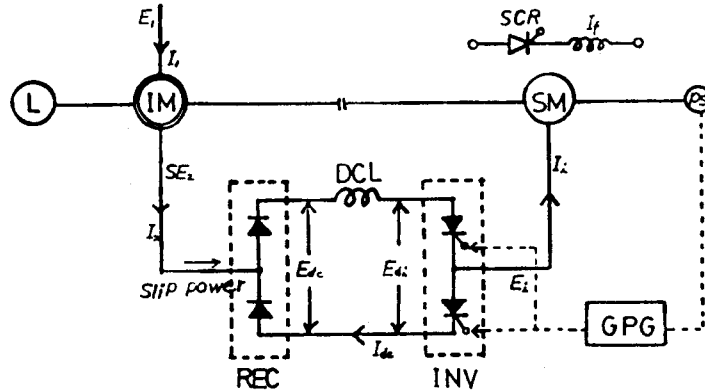


Fig. 2. Commutatorless static Kramer drive system.

無整流子型이나 速度制御 능력은 없다.

여기서는 2次勵磁起電力을 제어하여 속도조정을 하고 2차 여자 기전력의 位相을 제어하여 力率調整을 하고저 d.c-link형 콘버터-인버터(d.c link type converter-inverter)를 유도전동기의 회전자권선과 補助同期機의 電機子捲線사이 에 삽입 연결하고 인버터의 制御點弧角  $\alpha$ 와 보조동기기의 여자전류  $I_f$ 를 제어함으로써 슬립전력을 효과적으로 조정하여 속도제어를 하게 된다.

한편, 유도전동기의 회전자측에서 보조 동기기 쪽으로 보면,  $sE_{2s}/sf = \text{const}$ 인 조건을 가진 VVVF式 無整流子 電動機回路<sup>1), 13)</sup>에 해당한다.

그리하여 콘버터를 간단히 3相 브릿지 整流器(3-phase bridge type rectifier)로 대체하여도 VVVF式 無整流子 電動機의 동작 조건인  $V/f = \text{const}$ , 즉 一定磁束을 갖는 補助同期電動機<sup>13), 14)</sup>로 운전할 수 있게 된다. 인버터의 형식으로는

- i) 인버터의 전원(유도전동기의 회전자회로)의 임피던스가 크고.

ii) 슬립전력의 회수특성이 속도 可變시에 거의 一定電流 特性을 갖게 됨으로 自動式 電流源型 인버터인 ASCI<sup>15),16)</sup> (auto sequential current source inverter) 형이 적합하다.

### 2·2·1. 시스템의 直列縱續特性<sup>5)</sup>

콘버터-인버터를 거치지 않고 직결된 시스템은 直列縱續 시스템이다.

다만 보조전동기가 誘導電動機에서 同期電動機로 바뀐 경우인데 전자의 경우에서도 보조전동기는 슬립주파수를 同期速度로 하였을 때의 동기속도상태에서 동작함으로 운전상태가 후자의 경우와 같다.

지금 전자의 경우에 대하여 살펴보면,

두 전동기의 극수를 각각  $P_1, P_2$  라 할때  $P_1$  인 전동기의 無負荷速度  $N_1$  은

$$N_1 = \frac{120f}{P_1} (1 - S) \dots\dots\dots (7)$$

이고,  $P_2$  인 전동기의 무부하속도는  $N_2$  는

$$N_2 = \frac{120sf}{P_2} \dots\dots\dots (8)$$

이다.

두 전동기가 기계적으로 직결되어 있으므로  $N_1 = N_2$  이고, 이때 슬립  $S$  는

$$S = \frac{P_2}{P_1 + P_2} \dots\dots\dots (9)$$

가 된다.

따라서 이 시스템의 無負荷速度는

$$N_0 = \frac{120 sf}{P_2} = \frac{120 f}{P_1 + P_2} \dots\dots\dots (10)$$

으로 되며, 부하가 걸리면  $P_2$ 의 전동기는 誘導電動機 혹은 誘導發電機로 작용하게 된다.

즉,  $P_1$ 의 전동기의 슬립전력이  $P_2$ 의 전력으로 회수되든가,  $P_2$ 의 전동기가 발전기로 되어 그發電電力이  $P_1$ 의 전동기 쪽으로 회수된다.

2·2·2. 시스템의 슬립電力回收特性

2次勵磁電力制御方式에서 無整流子式으로한 시스템으로는 靜止式 셀비어스시스템이 현재 가장 각광을 받고 있다.

이는 슬립전력 (slip power)의 회수를 가장 효과적으로 행할 수 있고 보조기 (auxiliary machine)를 생략할 수 있으며 다이리스터 인버터 만의 靜止式 補助機 (static aux. equipment)만으로 시스템을 구성할 수 있기 때문이다.

이를 2次抵抗挿入式과 비교하여 특성을 검토하면 Fig. 3<sup>4)</sup>과 같다.

유도전동기의 경우 단독운전에서는 속도제어가 곤란하다. 그래서 회전자 회로에 2차저항을 삽입하여 比例推移特性을 이용한 것은 短時間責務 (short time duty) 운전밖에 할 수 없는데 이것은 Fig. 3(a)의 (D) 및 (E)에서와 같이 低速度範圍에서는 效率이 나빠지기 때문이다.

(A)는 靜止式 셀비어스 시스템의 것으로 機械的 出力과 저항손실을 뺀 잉여전력을 전원에 循環시켜서 잉여전력이 많은 저속도 범위에서 이를 효과적으로 회수하므로 效率特性이 향상된다.

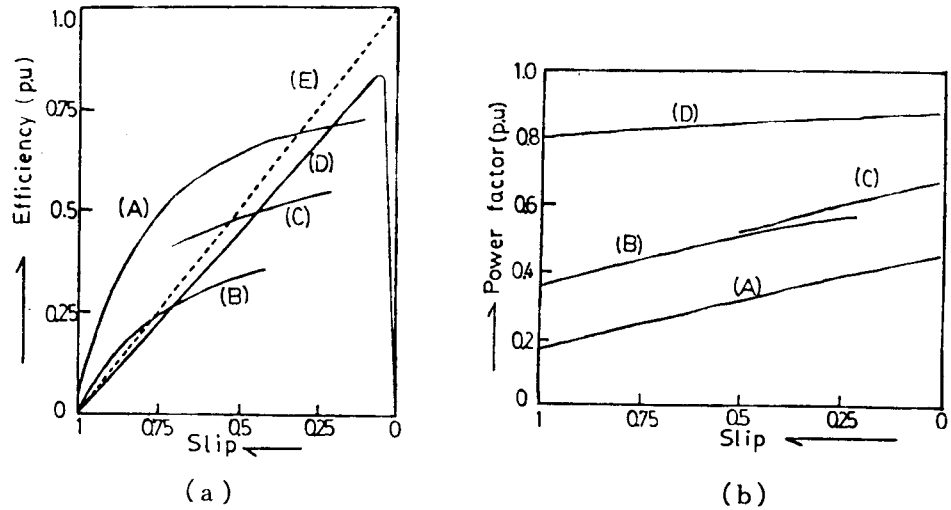


Fig. 3. (a) Measured efficiency (at rated torque) - slip characteristics.

(b) Power factor (at rated torque) - slip characteristics.

(A) - Scherbius - line feedback ;

(B) - Krämer - auxiliary IM stator feedback ;

(C) - Krämer - auxiliary IM stator feedback through transformer ; (D) - rotor resistance control ;

(E) - theoretical maximum with closed rotor.

그러나 Fig. 3의 (a)와 (b)의 (B)곡선은 直列縱續型 결선을 가진 靜止式 크레머 시스템의 특성으로 力率特性은 (A)의 경우에 비하여 양호하나, 效率特性이 나쁘다.

보조기와 인버터 사이에 電壓調整用 變壓器를 삽입하면 (C)와 같은 특성이 되는데, 力率特性은 (B)와 거의 같으나 效率特性은 개선됨을 보여주고 있다.

### 2.2.3. 周波數變換 및 回收電力조정용 인버터特性.

슬립전력회수시스템 (slip power recovery system)의 재 개발 연구

가 활발하게 된 근본 동기는 周波數 變換裝置로서 無整流子 靜止式인 다이리스터 콘버터나 인버터의 등장이다.

여기서 이 변환장치의 理論的 解析을 중심으로 시스템 전반에 관한 數式的 解析을 하면 다음과 같다.

지금 유도전동기의 2차회로에, 無整流子 周波數 變換裝置로서 整流器 및 인버터를 삽입하였을 때의 電力等價式<sup>6)</sup>을 세우면 式(11)과 같다.

$$E_2 I_2 \cos \theta_2 = r_2 I_r^2 + \frac{1}{3} R_f I_{dc}^2 - \frac{1}{3} (1.35 \cdot \sqrt{3} E_1 \cos \alpha - W) I_{dc} + P_k \dots \dots \dots (11)$$

여기서

$E_2$  : 전원 주파수로 환산한 회전자의 相 誘起電壓

$I_2$  : 회전자 相電流

$\theta_2$  : 회전자의 전압과 전류의 位相角

$r_2$  : 회전자의 相當 抵抗

$I_r$  : 회전자 전류-整流器에서는 각 相電流가  $2\pi/3$  각만큼 도통하되,  $L_d$ 가 충분히 크면 矩形波가 되므로  $I_r = \frac{\pi}{3} I_2$ 가 된다.

$R_f$  : d.c link 리액터의 저항.

이 저항에서 소모되는 전력은 회전자의 각 相의  $R_f/2$ 의 저항에  $I_r$ 인 전류가 흐를 때 생기는 것으로,

$$I_{dc}^2 = (3/2) I_r^2 \text{ 이므로, } 1/3 R_f I_{dc}^2 \text{ 이 된다.}$$

$E_1$  : 인버터의 交流出力側 相電壓

$\alpha$  : 인버터의 制御點弧角

W : 半導體素子에서의 전압강하

이다.

機械的 出力  $P_k$ 는 2次回路電流  $I_2$ 에만 기인한다고 할때

$$P_k = \left[ \left( r_2 + \frac{R_f}{2} \right) I_2^2 - (1.35 \cdot \sqrt{3} E_i \cos \alpha - W) \frac{I_{dc}}{3} \right] \frac{(1-S)}{S} \dots \dots \dots (12)$$

이므로 이것을 式(11)에 대입하면

$$E_2 I_2 \cos \theta_2 = \left( \frac{\pi^2}{9} - 1 \right) \left( r_2 + \frac{R_f}{2} \right) I_2^2 + \left[ \left( r_2 + \frac{R_f}{2} \right) I_2^2 - (1.35 \cdot \sqrt{3} E_i \cos \alpha - W) \frac{\pi}{3\sqrt{6}} I_2 \right] \frac{1}{S} \dots (13)$$

이 된다.

여기서

$$R_h \equiv \left( r_2 + \frac{R_f}{2} \right) \left( \frac{\pi^2}{9} - 1 \right)$$

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

라고 놓으면 式(13)은

$$E_2 I_2 \cos \theta_2 = R_h I_2^2 + R_{2E} I_2^2 / S \dots \dots \dots (14)$$

로 된다.

$R_h$ 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 等價回轉子抵抗值이다.

여기서  $\left( r_2 + \frac{R_f}{2} \right)$ 는 고정자 저항이고,  $-(1.35 \cdot \sqrt{3} E_i \cos \alpha - W) \frac{\pi}{3\sqrt{6}}$ 은 2次勵磁起電力에 해당한다.

이를 固定子/回轉子 捲線比를  $a$ 로 할때 固定子側으로 환산하면  
2차 저항  $r_2'$ 는

$$r_2' \equiv \left[ \frac{a^2}{S} (r_2 + R_f/2) \right] \dots\dots\dots (15)$$

2차勵磁起電力  $E_{2E}'$ 는

$$E_{2E}' = \frac{a}{S} (-E_i \cos \alpha + \pi W/3\sqrt{6}) \dots\dots\dots (16)$$

이 된다.

2·2·4. 補助同期機의 特性

한편 補助同期機는 시스템의 軸速度로 회전하며 이 軸速度를 同期速度로 하는 同期發電機로 작용함으로 補助同期機의 內部起電力  $E_s$ 는

$$E_s = K\phi(i_f)N \dots\dots\dots (17)$$

이다. 여기서,  $N$ 는 시스템의 軸速度이다.

그리고  $\phi(i_f)$ 는 同期機의 回轉磁束(rotating magnetic flux)이며, 이는 계자전류의 函數이다.

同期機가 전기자전류  $\dot{I}_s$ 로 동작할 때 端子相電壓  $\dot{E}_{st}$ 는

$$\dot{E}_{st} = \dot{E}_s \pm [r_s + j(x_{sl} + x_{ss})] \dot{I}_s \dots\dots\dots (18)$$

로, 이 시스템에서는 인버터의 교류측에 연결되어 있으므로

$$\dot{E}_{st} = \dot{E}_i \dots\dots\dots (19)$$

이다.

## 2·2·5. 시스템의 電壓平衡式

인버터는 시스템의 회전축에서 速度檢出器에 의하여 회전속도에 비례하는 펄스에 의하여 點弧回路에서 제어점호시퀀스 신호를 만드므로  $\dot{E}_{st}$  와  $\dot{E}_i$  는 시스템의 속도에 해당하는  $(1-S)f$  로 작용된다.

지금 式 (13) 에서  $E_i$  는

$$E_i = - \frac{SE_2 \cos \theta_2 - [SR_h + (r_2 + \frac{R_f}{2})] I_2 - W\pi / 3\sqrt{6}}{\cos \alpha}$$

$$= - \left[ \frac{SE_2' \cos \theta_2}{\cos \alpha \cdot a} - e_{r+i} \right] \dots \dots \dots (20)$$

이다. 여기서

$$e_{r+i} \equiv [SR_h + (r_2 + R_f/2)] I_2 + W\pi / 3\sqrt{6}$$

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

그리고  $E_2'$  는 고정자측으로 환산한 값이다.

式 (18) 과 式 (19) 에서

$$\dot{E}_i = \dot{E}_s \pm [r_s + j(x_{s1} + x_{s2})] \dot{I}_s \dots \dots \dots (21)$$



이를 固定子/回轉子 捲線比를  $a$  로 할때 固定子側으로 환산하면 2 차 저항  $r_2'$  는

$$r_2' \equiv \left[ \frac{a^2}{S} (r_2 + R_f / 2) \right] \dots\dots\dots (15)$$

2 차勵磁起電力  $E_{2E}'$  는

$$E_{2E}' = \frac{a}{S} (-E_i \cos \alpha + \pi W / 3\sqrt{6}) \dots\dots\dots (16)$$

이 된다.

2·2·4. 補助同期機의 特性

한편 補助同期機는 시스템의 軸速度로 회전하며 이 軸速度를 同期速度로 하는 同期發電機로 작용함으로 補助同期機의 內部起電力  $E_s$  는

$$E_s = K\phi (i_f)N \dots\dots\dots (17)$$

이다. 여기서,  $N$ 는 시스템의 軸速度이다.

그리고  $\phi (i_f)$ 는 同期機의 回轉磁束 (rotating magnetic flux)이며, 이는 계자전류의 函數이다.

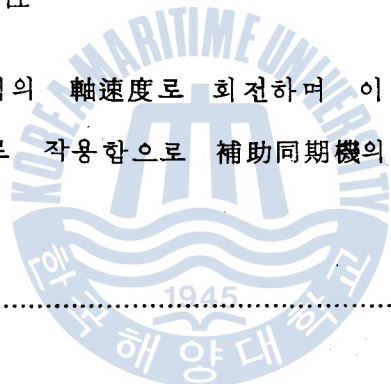
同期機가 전기자전류  $\dot{I}_s$ 로 동작할 때 端子相電壓  $\dot{E}_{st}$  는

$$\dot{E}_{st} = \dot{E}_s \pm [ r_s + j (x_{sl} + x_{ss}) ] \dot{I}_s \dots\dots\dots (18)$$

로, 이 시스템에서는 인버터의 교류측에 연결되어 있으므로

$$\dot{E}_{st} = \dot{E}_i \dots\dots\dots (19)$$

이다.



## 2·2·5. 시스템의 電壓平衡式

인버터는 시스템의 회전축에서 速度檢出器에 의하여 회전속도에 비례하는 펄스에 의하여 點弧回路에서 제어점호시퀀스 신호를 만드므로  $\dot{E}_{st}$ 와  $\dot{E}_i$ 는 시스템의 속도에 해당하는  $(1-S)f$ 로 작용된다.

지금 式(13)에서  $E_i$ 는

$$E_i = - \frac{SE_2 \cos \theta_2 - [SR_h + (r_2 + \frac{R_f}{2})] I_2 - W\pi / 3\sqrt{6}}{\cos \alpha}$$

$$= - \left[ \frac{SE_2' \cos \theta_2}{\cos \alpha \cdot a} - e_{r+i} \right] \dots \dots \dots (20)$$

이다. 여기서

$$e_{r+i} \equiv [SR_h + (r_2 + R_f/2)] I_2 + W\pi / 3\sqrt{6}$$

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

그리고  $E_2'$ 는 고정자측으로 환산한 값이다.

式(18)과 式(19)에서

$$\dot{E}_i = \dot{E}_s \pm [r_s + j(x_{s1} + x_{ss})] \dot{I}_s \dots \dots \dots (21)$$

로 되며, 同期機가 동기전동기로 작용할때 (±)부호는 (+)로 되면

$(r_s + jx_{s1}) I_s \equiv e_{s1}$ 로 놓아 동기전동기에서의 전압강하로 그 絶對值를 취하면

$$\dot{E}_i = \dot{E}_s + jx_{ss} \dot{I}_s + e_{s1} \dots \dots \dots (22)$$

가 된다.

여기서  $e_{r+i} + e_{si} \equiv R_m I_{dc}$ 라 놓고 式 (22) 에 절대치를 취하면

$$\frac{SE_2' \cos \theta_2}{\cos \alpha \cdot a} = \sqrt{[K\phi(i_f)N]^2 + [x_{ss}I_s]^2} + R_m I_{dc} \dots\dots\dots (23)$$

으로 되며, 이를 N에 대하여 풀면

$$N = \frac{\sqrt{\left[\frac{SE_2' \cos \theta_2}{\cos \alpha \cdot a} - R_m I_{dc}\right]^2 - [x_{ss}I_s]^2}}{K\phi(i_f)} \dots\dots\dots (24)$$

로 된다.

즉 시스템의 속도는  $\phi(i_f)$  및  $\cos \alpha$  와 k 및 a의 값을 조정하면 速度調整을 할 수 있다.

여기서  $\phi(i_f)$ 와  $\cos \alpha$  값은 운전중에 동기전동기의 여자전류  $I_f$ 와 인버터의 制御點弧角  $\alpha$ 를 조정하여 하며, k와 a의 값은 速度制御範圍 設定을 위한 설계시에 행하되 a는 권선형 유도전동기의 回轉子捲線의 捲線數를, k는 同期電動機의 捲線數를 조정하여 행하면 된다.

$$E_i = f(I_f, \cos \alpha) \dots\dots\dots (25)$$

이며, 동시에

$$N = g(I_f, \cos \alpha) \dots\dots\dots (26)$$

으로서 운전중에 속도제어가 이루어지며, 式 (24)에서  $I_f$ 의 조정으로  $\dot{I}_s$ 의 값이 변화함으로 인하여 동기전동기의 力率이 변화하며, 亂調限界 (hunting limit)를 초과하는 경우가 있으므로 주의를 요한다.

지금, k와 a의 設計値에 대하여 시스템의 제어범위와 設定方法을 해석하면 Fig. 4와 같다.<sup>12)</sup>

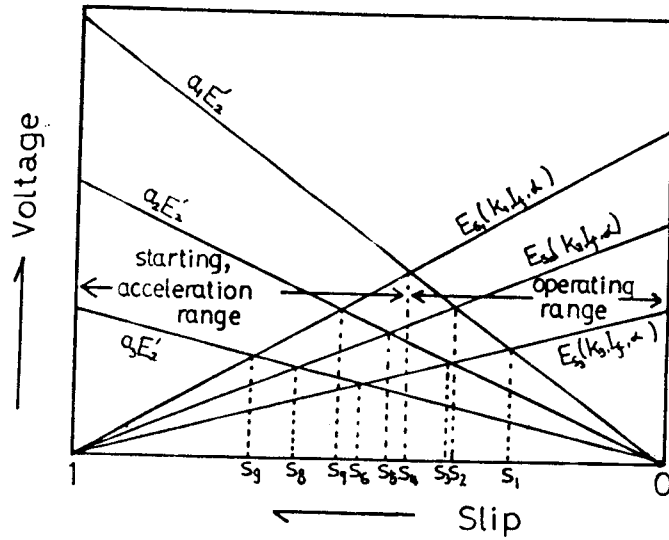


Fig. 4. Speed variation in terms of turn ratio of I.M and generating constant of S.M.

Fig. 4 에서 유도전동기의 2 차측의 권선수를  $a_1, a_2, a_3$  로 변화시키고 同期機의 권선수도  $k_1, k_2, k_3$  로 設計條件을 변경시키면 이 시스템에서의 속도제어범위는 유도전동기의 定格運轉速度에서 최소  $S_1$  에서 최대  $S_9$  까지 조정할 수 있게 된다.

그러나 실제로는 인버터의 轉流와 유도전동기의 負荷시의 電壓降下등을 고려하면 交點보다 다소 높은 속도까지가 된다.

2 · 3. 시스템의 等價回路와 特性方程式의 誘導

Fig. 5 는 無整流子 靜止形 크레머 시스템 (Fig. 2) 의 等價回路를 나타낸 것이다.

無整流子 靜止形 크레머 시스템에서 主電動機 (IM) 의 2 차측에는  $sf$  의 주파수에 의한 起電力이 유기되며 補助同期電動機 (SM) 에는

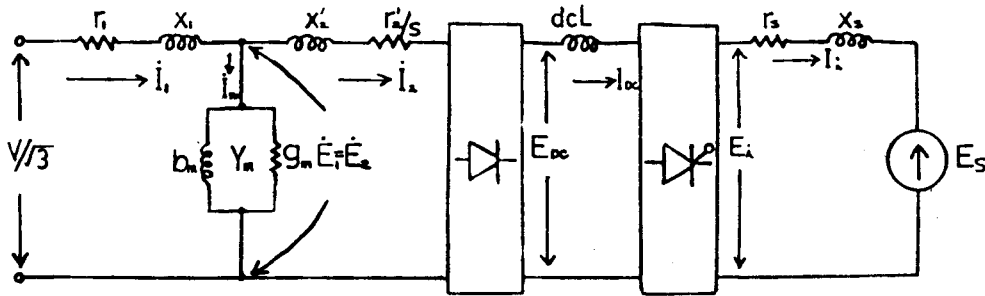


Fig. 5. Per-phase equivalent circuit with second exciting e.m. f.

이것과 기계적으로 직결되어 운전되므로  $(1-S)f$ 에 해당하는 속도起電力

$$E_s = K_s \Phi (i_f) N_s (1-S) \dots \dots \dots (27)$$

이 유기된다.

상기 回路解析을 용이하게 하기 위하여

- i) 定常狀態경우만을 해석한다.
- ii) 직류리액터의 저항에 의한 전압강하는 적으므로 무시하기로 한다.
- iii) 逆變換部의 출력은 이상적인 正弦波로 본다.

등의 假定을 두면 3상 브릿지 결선으로 整流된 直流平均電壓은

$$E_{dc} = \frac{1}{2\pi/6} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2} S E_2 \cos \theta_2 d\theta$$

$$= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} S E_2 \approx 1.35 S E_2 \dots \dots \dots (28)$$

이고 유도전동기의 2차전류  $I_2$ 는

$$I_2 = \frac{SE_2 - E_{dc}}{r_2' + jsx_2'} \dots\dots\dots (29)$$

이때 轉流 重疊角 (overlap angle)  $\mu$  를 고려하면

$$I_{dc} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - 3\phi(\mu)}} I_2 \dots\dots\dots (30)$$

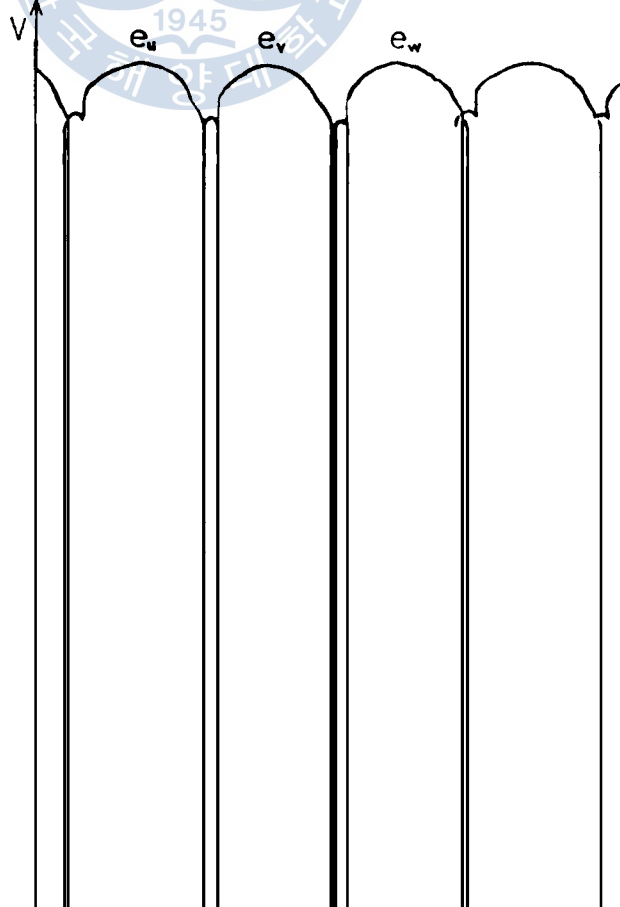
단, 
$$\phi(\mu) = \frac{\sin\mu(2 + \cos\mu) - \mu(1 + 2\cos\mu)}{2\pi(\alpha \cos\mu)^2} \dots\dots\dots (31)$$

이다.<sup>17)</sup>

이때 전압 및 전류파형은 Fig.6 에서와 같으며 직류전류의 轉流 重疊角  $\mu$  는 회로의 리액턴스에 따라 다르나 일반적으로  $\mu$  는 20° 정도이므로 式 (30) 에서  $\phi(\mu) < 1$  가 되어

$$I_{dc} \approx \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot I_2 = 1.22 I_2 \dots\dots\dots (32)$$

가 된다.



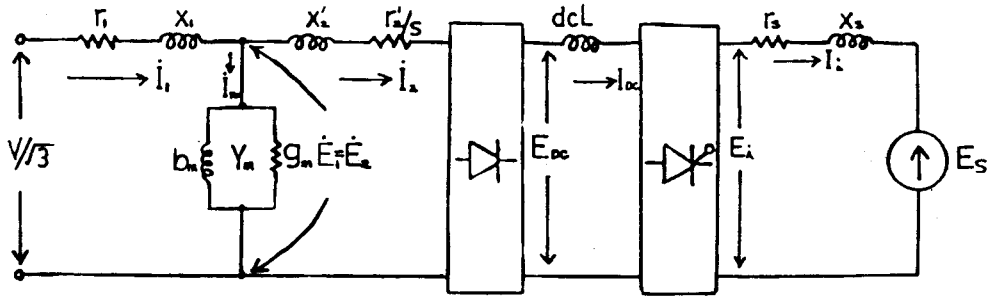


Fig. 5. Per-phase equivalent circuit with second exciting e.m. f.

이것과 기계적으로 직결되어 운전되므로  $(1-S)f$ 에 해당하는 속도起電力

$$E_s = K_s \Phi(i_f) N_s (1-S) \dots \dots \dots (27)$$

이 유리된다.

상기 回路解析을 용이하게 하기 위하여

- i) 定常狀態경우만을 해석한다.
- ii) 직류리액터의 저항에 의한 전압강하는 적으므로 무시하기로 한다.
- iii) 逆變換部의 출력은 이상적인 正弦波로 본다.

등의 假定을 두면 3상 브릿지 결선으로 整流된 直流平均電壓은

$$E_{dc} = \frac{1}{2\pi/6} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2} S E_2 \cos \theta_2 d\theta$$

$$= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} S E_2 \approx 1.35 S E_2 \dots \dots \dots (28)$$

이고 유도전동기의 2차전류  $I_2$ 는

$$I_2 = \frac{SE_2 - E_{dc}}{r_2' + jsx_2'} \dots\dots\dots (29)$$

이때 轉流 重疊角 (overlap angle)  $\mu$  를 고려하면

$$I_{dc} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - 3\phi(\mu)}} I_2 \dots\dots\dots (30)$$

$$\text{단, } \phi(\mu) = \frac{\sin\mu(2 + \cos\mu) - \mu(1 + 2\cos\mu)}{2\pi(\alpha \cos\mu)^2} \dots\dots\dots (31)$$

이다.<sup>17)</sup>

이때 전압 및 전류파형은 Fig.6 에서와 같으며 직류전류의 轉流 重疊角  $\mu$  는 회로의 리액틴스에 따라 다르나 일반적으로  $\mu$  는 20° 정도이므로 式 (30) 에서  $\phi(\mu) < 1$  가 되어

$$I_{dc} \approx \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot I_2 = 1.22 I_2 \dots\dots\dots (32)$$

가 된다.

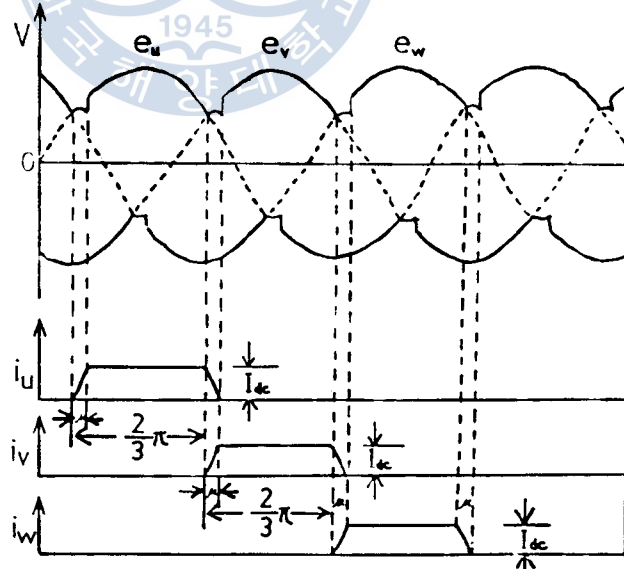


Fig. 6. Voltage and current waveforms in case of consideration of overlap angle.



그리고 다이리스터 인버터의 교류측전압  $E_i$  와 無負荷 直流電壓  $E_{dc}$  와의 사이에는

$$E_{dc} = 1.35 E_i \cos \alpha \dots\dots\dots (33)$$

의 관계가 있다.

따라서 式(28) 과 式(33) 으로 부터

$$E_i = SE_2 / \cos \alpha \dots\dots\dots (34)$$

가 되며  $\cos \alpha = k$  라 놓으면 式(34) 는

$$E_i = SE_2 / k \dots\dots\dots (35)$$

가 된다.

슬립  $S$  일때 유도전동기의 2차측의 기전력은  $SE_2$  이고 회전자의 誘起電力의 주파수는  $sf = f'$  이며 이 전기적 에너지가 補助同期機의 입력단자에 印加되었다고 등가하게 나타내면 式(35)와 Fig. 5의 등가회로로 부터

$$\dot{I}_s = \frac{\dot{E}_i - \dot{E}_s}{r_s + j(1-S)x_s} = \frac{SE_2 - k(1-S)\dot{E}_s'}{kr_s + jk(1-S)x_s} \dots\dots\dots (36)$$

이 성립하므로 式(27) 과 式(36) 을 이용하여 Fig. 5의 등가회로를 簡易近似T型等價回路로 변환하면 Fig. 7과 같이 나타낼 수 있다.

Fig. 7의 등가회로에서  $\dot{V}_1, r_1, r_2', x_1, x_2', r_s, x_s, b_m, g_m, Y_m$  등을 既知量으로 하고 슬립  $S$  를 파라미터로 했을 때의 유도전동기의 고정자에 유입되는 전류, 2차측에 흐르는 전류, 전동기의 發生 토크, 力率 및 電力式을 誘導하기로 한다.<sup>5)</sup>

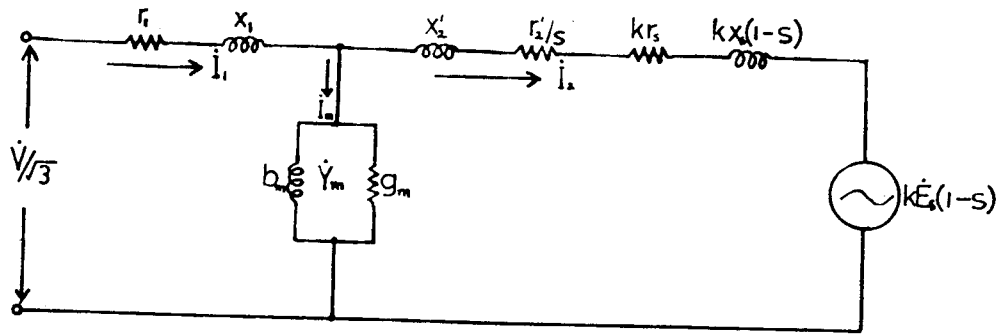


Fig. 7. A simplified and approximated per-phase circuit equivalent to that of Fig. 5.

勵磁電流는

$$\dot{I}_m = \dot{E}_1 \cdot \dot{Y}_m \dots\dots\dots (37)$$

이고 1 차 및 2 차측 임피던스는

$$\dot{Z}_1 = r_1 + jx_1 \dots\dots\dots (38)$$

$$\dot{Z}_2' = (r_2'/s + kr_2) + j \{ x_2' + k(1-S)x_s \} \dots\dots\dots (39)$$

이므로 2 차측에 흐르는 전류는

$$\dot{I}_2' = \frac{S\dot{E}_2 - k(1-S)\dot{E}_s'}{\dot{Z}_2'} \dots\dots\dots (40)$$

이다.

따라서 1 차측에 유입되는 전류는

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \dot{I}_m + \dot{I}_2' = \dot{E}_1 \dot{Y}_m + \frac{S\dot{E}_1 - k(1-S)\dot{E}_s'}{\dot{Z}_2'} \\ &= \dot{E}_1 (\dot{Y}_m + S/\dot{Z}_2') - k(1-S)\dot{E}_s'/\dot{Z}_2' \dots\dots\dots (41) \end{aligned}$$

이고 1 차측의 단자전압은

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \dot{E}_1 + \dot{I}_1 \dot{Z}_1 = \dot{E}_1 + \left[ \dot{E}_1 \dot{Y}_m + \frac{S \dot{E}_1 - k(1-S) \dot{E}_s'}{\dot{Z}_2'} \right] \dot{Z}_1 \\ &= \dot{E}_1 \left( 1 + \dot{Z}_1 \dot{Y}_m + \frac{S \dot{Z}_1}{\dot{Z}_2'} \right) - \frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_2'} k(1-S) \dot{E}_s' \dots\dots\dots (42) \end{aligned}$$

이다.

1 차측의 誘起起電力은

$$\dot{E}_1 = \dot{V}_1 + \frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_2'} k(1-S) \dot{E}_s' / \left( 1 + \dot{Z}_1 \dot{Y}_m + \frac{S \dot{Z}_1}{\dot{Z}_2'} \right) \dots\dots\dots (43)$$

이며 式(43)을 式(41)에 代入하면

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{V}_1 + \frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_2'} k(1-S) \cdot \dot{E}_s'}{1 + \dot{Z}_1 \dot{Y}_m + \frac{S \dot{Z}_1}{\dot{Z}_2'}} \left( \dot{Y}_m + \frac{S}{\dot{Z}_2'} \right) - k(1-S) \cdot \frac{\dot{E}_s'}{\dot{Z}_2'} \dots\dots (44)$$

가 얻어진다.

角速度  $\omega$ 로 회전하는 유도전동기의 定常狀態에 대한 軸出力 토크  $T_m$ 는 2次 全入力를  $P_2$ 라 하면

$$T_m = P_m / \omega = \frac{(1-S) \cdot P_2}{(1-S) \cdot \omega_s} = P_2 / \omega_s \dots\dots\dots (45)$$

이고

$$P_2 = m_2 \cdot E_2 \cdot \dot{I}_2 \cdot \cos \theta_2 \dots\dots\dots (46)$$

이므로

$$T_m = m_2 \cdot E_2 \cdot \dot{I}_2 \cdot \cos \theta_2 / \omega_s \quad [ N - m ] \dots\dots\dots (47)$$

$$= \frac{m_2 \cdot E_2 \cdot \dot{I}_2 \cdot \cos \theta_2}{4 \pi f / p \times 9.8} \quad [ kg - m ] \dots\dots\dots (48)$$

이 된다.

그런데 2 차측의 電流, 力率 및 位相角은

$$I_2 = |\dot{I}_2'| = \frac{S\dot{E}_2' - k(1-S)\dot{E}_s'}{\dot{Z}_2'} \dots\dots\dots (49)$$

$$\cos \theta_2 = \frac{r_2'/s + kr_s}{[(r_2'/s + kr_s)^2 + \{x_2' + k(1-S)x_s\}^2]^{1/2}} \dots\dots\dots (50)$$

$$\theta_2 = \tan^{-1} \frac{x_2' + k(1-S)x_s}{r_2'/s + kr_s} \dots\dots\dots (51)$$

이기 때문에 式(47)에 式(49)와 式(50)을 代入하면

$$T_m = \frac{m_2 \cdot \dot{E}_2 \{S\dot{E}_2 - k(1-S)\dot{E}_s'\} (r_2' + kr_s)}{(r_2' + kr_s)^2 + \{x_2' + k(1-S)x_s\}^2} \cdot \frac{1}{\omega_s} \dots\dots\dots (52)$$

가 얻어진다.

式(52)를 1 차측에 환산하면

$$T_m = \frac{m_1 \cdot \dot{E}_1 \{S\dot{E}_1 - k(1-S)\dot{E}_s'\} (r_2'/s + kr_s)}{(r_2'/s + kr_s)^2 + \{x_2' + k(1-S)x_s\}^2} \cdot \frac{1}{\omega_s} \dots\dots\dots (53)$$

이 되며 式(43)의 분모의  $\dot{Z}_1 \dot{Y}_m$ 을 零으로 보면

$$\dot{E}_1 = \frac{\dot{V}_1 + \frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_2} k(1-S)\dot{E}_s'}{1 + S\dot{Z}_1/\dot{Z}_2} = \frac{\dot{V}_1 \dot{Z}_2'}{S\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2'^2} + \frac{\dot{Z}_1(1-S)k\dot{E}_s'}{S\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2'} \dots\dots\dots (54)$$

가 된다.

式(54)에서  $\dot{E}_1 = D$ 로 置換하고 式(53)에 代入하면 전동기에 발생되는 토오크式은 이미 알고 있는 既知量으로 표시된 式(55)가 얻어진다. 즉

$$T_m = \frac{m_2 \cdot D \{SD - k(1-S)\dot{E}_s'\} (r_2'/s + kr_s)}{(r_2'/s + kr_s)^2 + \{x_2' + k(1-S)x_s\}^2} \cdot \frac{1}{\omega_s} \dots\dots\dots (55)$$

그리고 補助同期機에 의해 발생되어 主軸에 回收되는 토오크 (速度制御分에 相當하는 slip power 에 의한 것)<sup>18)</sup>는

$$T_s = m_a \cdot I_s \cdot k_s \phi(i_f) \cdot \cos\left(\alpha - \frac{\mu}{2}\right) \cos \frac{\mu}{2} \dots\dots\dots (56)$$

( 단  $m_a$  : 동기기의 電機子 相數 )

이 고 式 (56)에 式 (49)와 式 (54)를 대입하면

$$T_s = m_a \cdot \left\{ \frac{SD - k(1-S)\dot{E}_s'}{\dot{Z}_2'} \right\} \cdot I_f \cdot \cos\left(\alpha - \frac{\mu}{2}\right) \cos \frac{\mu}{2} \dots\dots (57)$$

이 된다.

그런데 無整流子 靜止形 크레머시스템에서 主軸에 발생되는 전 토오크  $T_{mt}$ 는 主電動機 (IM)에 발생하는 토오크와 補助同期機에 의한 토오크와의 합이므로 式 (55)와 式 (57)로 부터

$$\begin{aligned} T_{mt} &= T_m + T_s \\ &= \frac{m_2 \cdot D \{SD - k(1-S)\dot{E}_s'\} (r_2'/s + kr_s)}{(r_2'/s + kr_s)^2 + \{x_2' + k(1-S)x_s\}^2} \cdot \frac{1}{\omega_s} \\ &\quad + m_a \left\{ \frac{SD - k(1-S)\dot{E}_s'}{\dot{Z}_2'} \right\} \cdot I_f \cdot \cos\left(\alpha - \frac{\mu}{2}\right) \cdot \cos \frac{\mu}{2} \dots (58) \end{aligned}$$

이 되며 이 시스템의 機械的 動力으로 전환되는 電力은

$$P_{mt} = T_{mt} \cdot \omega = T_{mt} \cdot \omega_s (1-S) \dots\dots\dots (59)$$

가 된다.

### 第3章 시스템의 설계 및 회로구성

#### 3·1. 主 驅動 電力回路

시스템의 主 回路는 順變換部 (RF), 平滑回路部 (DCL), 逆變換部 (INV), 轉流回路部 (commutation circuit) 등으로 구성했으며 Fig. 8은 이 시스템의 主 驅動 電力回路 (main driving power circuit)를 나타낸다.

同期機의 구동을 위한 가변주파수 제어장치로는 ASCI (auto sequential current source inverter) 방식으로 主 스위칭素子로는 SCR을 사용하고 轉流用콘덴서와 리액터 및 다이오우드로 회로를 구성했다.

이 방식은  $t_{off}$ 이 비교적 긴 다이오우드를 사용할 수 있으며 출력 短格시에도 운전을 지속할 수 있다.

轉流用 리액터는 일반적으로 불필요하나  $di/dt$ 의 값을 안정범위로 제한하기 위해서 사용했다.

#### 3·1·1. 整流器部 및 直流리액터部

整流器는 유도전동기의 2차 슬립주파수의 출력을 직류로 변환하는 整流部分이다.

동기기의 고정자측 VVVF 제어에서는 順變換部에 주로 制御整流 스위칭 素子 (silicon controlled rectifier)를 3상 브릿지회로로 구성해서  $V/f = \text{const}$ 에 해당하는 制御點弧角  $\alpha$ 를  $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}$ 까지 位相制御하게 하나, 이 시스템에서는 유도전동기의 2차측에  $Sf$ 出力

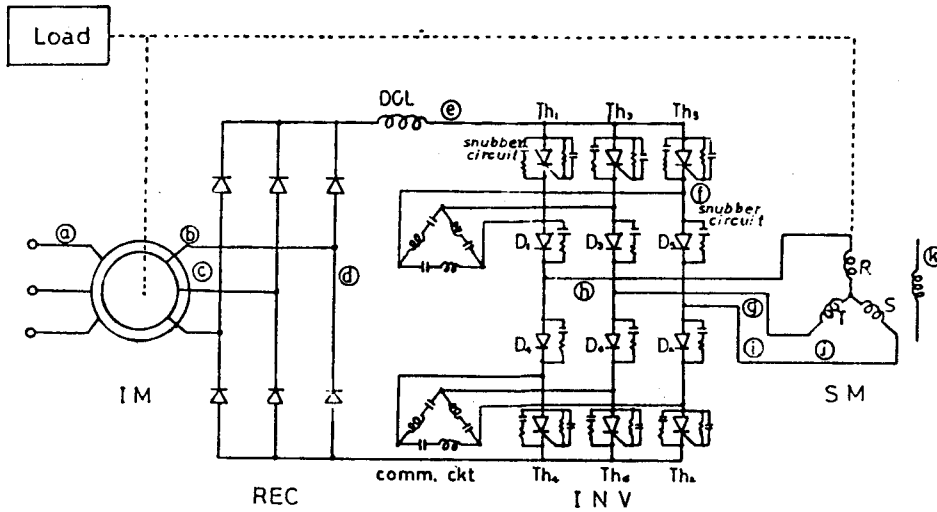


Fig. 8. Main driving power circuit of commutatorless static Kramer system.

이 유기되므로 실리콘 제어정류기 소자 REC 1 ~ REC 6 를 3상 브릿지 결선하여 직류로 順變換될 수 있도록 하였다.

그리고 3상 브릿지 결선의 경우는 6펄스整流이므로 整流된 직류에는 6의 倍數 高調波의 많은 리플(ripple)成分을 포함하게 되며 일반적으로 직류전압의 脈動率이 크고 직류 link 회로의 인덕턴스의 값이 적으면 電流 脈動으로 轉流失敗의 원인이 됨으로 정상적인 인버터 운전을 위해서는 直流 link 用 리액터를 될 수 있는 대로 크게 한다.

直流 link 用 리액터의 값  $L_d$ 는<sup>17)</sup>

$$L_d > \frac{0.19 E_{2s}}{2\pi f \cdot I_{dc} \cdot 2\rho} \dots\dots\dots (60)$$

이다.

단  $\rho$ 는 電流 脈動率이고  $E_{2s}$ 는 IM의 2차 선간전압이다.

통상  $\rho$ 를 5 ~ 10% 정도로 억제하면 인버터 운전에 지장이 없으므로  $\rho \approx 7\%$ 로 하고 최저속도를  $S = 0.5$ 까지 제어가능한 것으로 봤을 때 式(29)와 式(32)에서 얻은 전류치  $I_{dc} \approx 7$  [A]와 교류선간전압  $E_{2s} \approx 110$  [V]로 부터  $L_d$ 의 값을 결정했다.

즉

$$L_d \geq \frac{0.19 \times 110}{2\pi \times 60 \times 7 \times 2 \times 0.07} = 56.57 \times 10^{-3} \text{ [H]} \dots (61)$$

이 되므로 이 시스템에서는 60 [mH]로 했다.

### 3.1.2. 인버터部<sup>19)-21)</sup>

#### (1) 回路構成

逆變換部는 順變換部에서의 직류출력을 順次 3상으로 직류 전류를 분배해서 同期機를 구동시킬 수 있는 소정의 可變周波數의 交流電力으로 逆變換해야 하므로 6개의 다이리스터 스위칭 소자  $Th_1 \sim Th_6$ 를 사용해서 3상 브릿지 회로를 구성했으며, 可變周波數의 출력을 확립하기 위해 제어회로에서 정해진 點弧시퀀스에 따라 負荷電流를 스위칭하도록 했다.

다이리스터  $Th_1 - Th_2 - Th_3 - Th_4 - Th_5 - Th_6 - Th_1$  順으로  $120^\circ$  幅,  $60^\circ$ 의 位相差로 點弧하며 항시  $Th_1 - Th_6, Th_2 - Th_1, Th_3 - Th_2, Th_4 - Th_3, Th_5 - Th_4, Th_6 - Th_5$  등으로 동시 도통될 수 있도록 더블펄스 (double pulse) 방식의 게이트信號發生器 (gate pulse generator) 制御回路<sup>22)</sup>를 설계하여 heavy reactor load에서도 점호실패가 일어나지 않도록 하였다.

電流制御形 인버터 회로의 轉流動作을 위해서 Fig. 8에서 처럼



다이리스터 브릿지에 轉流用콘덴서 ( $C_1 - C_6$ ) 를 연결하여 轉流作用을 하고, 각 다이리스터에 직렬로 다이오우드 ( $D_1 \sim D_6$ ) 를 연결하여 부하로부터 轉流콘덴서를 격리시킴으로서 전류콘덴서에 充電된 電荷가 부하를 통해 방전되는 것을 방지해 轉流를 안정하고 확실하게 했다.

이 회로에 사용된 스위칭소자와 다이오우드는 高速型을 사용했으며 부하가 誘導性이므로 저항부하에 비해 轉流시에 서어지 (surge) 전압 혹은 高調波成分을 많이 포함하므로 素子를 파손시킬 염려가 있으므로 소자의 보호를 위해 각 소자의 애노우드(A)와 캐소우드(K) 간에 병렬로 過電壓防止回路 (snubber circuit) 를 설치했다.

또 스위칭素子の 양호한 點弧을 위해서는 일반적으로  $V_g = 5[V]$   $I_g = 200[mA]$  이상이 되어야 하므로 게이트와 캐소우드사이에  $0.1[\mu F]$  콘덴서와  $800[\Omega]$ 의 저항을 연결했다.

## (2) 轉流回路部

직류를 可變周波數의 교류로 변환하는 인버터에는 트랜지스터 또는 GTO素子외에는 자체 消弧能力이 없으므로 自然轉流形으로는 轉流가 불가능하므로 強制電流方式을 사용해야 한다.

따라서 Fig. 8 에서와 같이 轉流를 행하기 위해 미리 콘덴서에 電荷를 充電시켜 두었다가 消弧시켜야 할 시점에 턴-오프하고 있는 다이리스터에 콘덴서의 충전된 逆 바이어스電壓을 轉流리액터  $\ell$  을 통해 방전시켜 즉  $\ell - c$  共振回路를 이용해서 점호중인 다이리스터의 A-K 간에 逆電壓을 인가함으로써 消弧할 수 있도록 부록 I 의 轉流理論<sup>16), 23)-25)</sup> 과 最適轉流回路 設計法<sup>26), 27)</sup> 을 참조하여

自動式 強制轉流回路를 구성했다.

전류형 인버터가 轉流되기 위한 최소조건으로 부하전류  $I_L$ , 방전전류 (逆바이어스電流)  $I_c$ , 다이리스터의  $t_q$  (turn off time) 사이에는

$$I_L = I_m \cos \omega \cdot \frac{t_q}{2} \dots\dots\dots (62)$$

의 관계가 있다.

여기서  $I_m$ 은  $i_c$ 의 최대치이고  $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  이다.

式 (62)로 부터 轉流回路에서 轉流失敗가 생기지 않는 최소 전류 여유각  $\omega \cdot t_q$ 는

$$\omega \cdot t_q = 2 \cos^{-1} I_L / E \cdot \sqrt{LC} \dots\dots\dots (63)$$

으로 주어진다.

式 (63)에서  $\omega \cdot t_q$ 는  $E$ ,  $I_L$ ,  $L$ ,  $C$  등을 파라미터로 하여 결정됨을 알 수 있으며 轉流回路를 設計시  $\omega \cdot t_q$ 의 값이 다이리스터 스위칭素子の  $t_{off}$ 보다 커야 안정된 轉流가 된다.

또 轉流回路에서의 콘덴서와 인덕터 (inductor)에 저장된 에너지 식은

$$W = \frac{1}{2} L I_m^2 = \frac{1}{2} C E_c^2 \dots\dots\dots (64)$$

(여기서  $E_c$ 는 콘덴서의 충전 전압)

로 나타내어지며 式 (64)의 두번째 식으로 부터

$$W = \frac{1}{2} \sqrt{LC} \cdot I_m \cdot E_c \dots\dots\dots (65)$$

가 된다.

式 (65) 에 式 (62) 를 代入하면

$$W = \frac{1}{2} \cdot \frac{t_q \cdot I_m \cdot E_c}{2 \cos^{-1} \left( \frac{I_L}{I_m} \right)} = \frac{1}{4} \cdot \frac{t_q \cdot E_c \cdot I_L}{\cos^{-1} \left( \frac{I_L}{I_m} \right) \left( \frac{I_L}{I_m} \right)} \dots\dots\dots (66)$$

이 되고  $\frac{I_L}{I_m} = x^{-1}$  라 놓으면 式 (66) 에서

$$W = \frac{1}{4} \cdot \frac{t_q \cdot E_c \cdot I_L \cdot x}{\cos^{-1} x^{-1}} \dots\dots\dots (67)$$

이 되며 이 式 (67) 로 부터

$$\frac{W}{E_c \cdot I_L \cdot t_q} = \frac{x}{4 \cos^{-1} x^{-1}} = H(x) \dots\dots\dots (68)$$

이 된다.

또 式 (62) 에서  $\cos \frac{\omega \cdot t_q}{2} = I_L / I_m$  이므로

$$t_q / \sqrt{LC} = 2 \cos^{-1} x^{-1} = G(x) \dots\dots\dots (69)$$

가 된다.

函數  $H(x)$ 에서 轉流에너지가 最小值로 되는  $x$ 의 값은 뉴우톤의 近似解法 (Newton approximate method) 에 의해서 구하면  $x = 1.53$  이 되며  $G(x)$ 는 1.68 이 얻어진다.

따라서

$$I_m = 1.53 I_L \dots\dots\dots (70)$$

$$\sqrt{LC} = t_q / 1.68 \dots\dots\dots (71)$$

이 되는데 轉流回路를 設計할때는  $E_c$ 가 最小이고  $I_L$ 가 최대일 때에도  $t_q$ 의 값이 확보되어야 함으로 그 조건은 式 (64), (66), (70) 으로 부터 最適轉流리액터와 콘덴서의 값은 다음식으로 주어진다.

즉

$$\ell = \frac{E_c \cdot t_q}{2 \cos^{-1} \left( \frac{I_L}{I_m} \right) \cdot I_m} = \frac{E_c \cdot t_q}{3 \cos^{-1} \left( \frac{I_L}{I_m} \right) \cdot I_L} \doteq 0.388 \frac{E_{cmin} \cdot t_q}{I_{Lmax}} \dots (72)$$

$$C = \frac{I_m \cdot t_q}{2 \cos^{-1} \left( \frac{I_L}{I_m} \right) \cdot E_c} = \frac{1.5 I_L \cdot t_q}{2 \cos^{-1} \left( \frac{I_L}{I_m} \right) \cdot E_c} \doteq 0.89 \frac{I_{Lmax} \cdot t_q}{E_{cmin}} \dots (73)$$

그런데 이 실험장치에서는 다이리스터의  $t_q = 10 [\mu s]$ 이고 同期機의 負荷電流  $I_L$ 는  $6 [A]$  (定格電流의 150%)까지 흐를 수 있다. 그리고 轉流콘덴서의 초기 충전 최소전압  $E_{cmin}$ 은  $1750 [rpm]$ 에서 3相 브릿지 整流器의 직류평균전압이 약  $8.3 [V]$  정도이므로 이것을 誘導된 最適條件式 (72)와 (73)에 대입하여 轉流用 콘덴서와 리액터의 客量을 각각  $8 [\mu F]$ ,  $10 [\mu H]$ 로 설계, 제작했다.

### 3 · 2. 시퀀셜 點弧回路 (Sequential firing circuit)

#### 3 · 2 · 1. 速度檢出部

시스템의 속도와 인버터의 點弧 同期信號를 얻기 위하여 시스템의 軸에 速度檢出裝置를 설치하였다.

유도전동기는 4극이고  $60 [Hz]$ 의 전원으로 구동되므로 同期速度는  $1800 [rpm]$ 이다.

보조 동기기는 이것과 기계적으로 直結되어 있으므로 基準同期速度에서 이 포토센터 (photo sensor)가  $360 [Hz]$ 의 周波數 應答를 갖도록 하기 위해서 透明 아크릴 円板 (disc)에 나선형의 구간 12개

(  $\frac{360}{1800/60} = 12$  개 ) 를 만든 다음 시스템의 회전축에 장치하고 發光다이오우드(LED)와 光트랜지스터(photo transistor)의 光電式 半導體로 구성된 포토센서에 의해 시스템의 속도에 비례하는 펄스를 검출할 수 있게 하였다.

### 3.2.2. F/V 콘버터部

Fig. 9는 F/V 콘버터部를 나타낸 회로도이다. 速度檢出部(photo encoder)에서 검출된 동기전동기의 속도치는 슈미트 트리거 게이트(schmitt trigger gate) 74LS14에 의해서 矩形波로 整形되고 C-R 회로(微分回路)에서 두개의 미분된 펄스로 되며 스위칭 다이오우드 S.D에 의해서 陰의 부분이 제거되고, 다른 하나는 NPN형 트랜지스터 2SC1061의 베이스에 가해진다.

單安定 멀티바이브레이터(monostable multivibrator)로서 사용되어진 NE 555의 트리거 단자에는 트랜지스터의 출력이 인가되는데 이

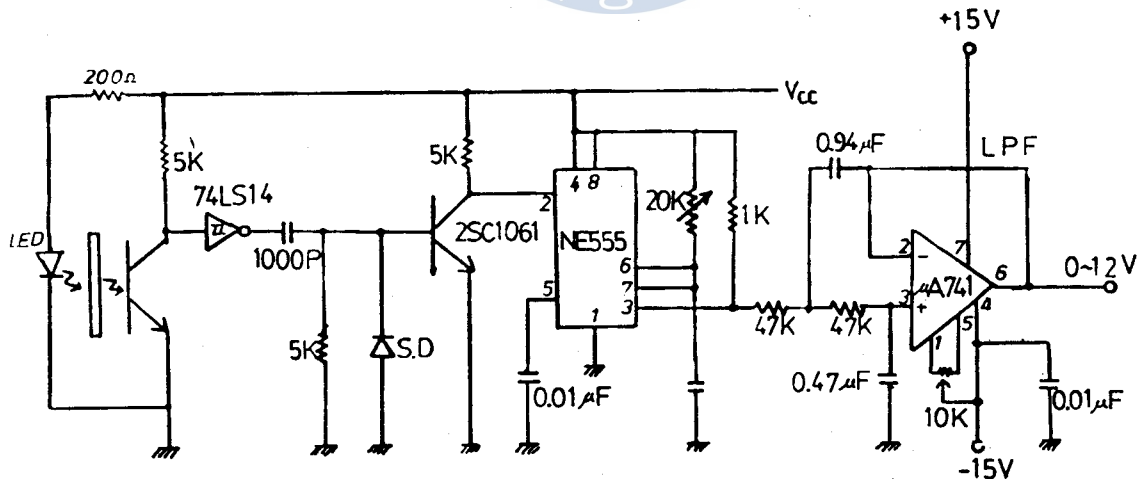


Fig. 9. F/V converter circuit of control firing device.

트리거 단자전압이 (-)로 향하는 펄스 (negative going pulse)일때 콘덴서 C의 양단은 NE 555의 내부에 있는 放電用트랜지스터에 의해서 단락이 되어 방전이 된다.

이때 NE 555의 출력은 High로 된다. 또한 가변저항 20 [kΩ]와 콘덴서 C의 時定數 (time constant)에 의하여 콘덴서 C는 충전이 되며 그 충전 전압이  $2/3 V_{cc}$  ( $V_{cc}$ : 전원전압)일때 출력은 0[V]가 된다. 따라서, 출력단자의 펄스가 High ( $V_{cc}$  level)로 지속되는 시간은  $T_{on} \cong 1.1RC$ 이다.<sup>28)</sup> 그리고 NE 555의 출력은 저역필터 (low pass filter)를 통과하고 나면 주파수에 비례하는 전압이 된다.

여기서, 가변저항은 주파수와 출력전압과의 비를 조절하기 위한 목적으로 사용된다.

이 회로에서는 구형파 펄스의 주파수가 0 [Hz] ~ 360 [Hz] 일때 출력전압은 0 [V] ~ 12 [V]가 나오도록 조절하였다.

$T_{on}$  시간은 F/V 컨버터의 입력이 360 [Hz]일때 저역필터 (LPF)의 출력이 12 [V]이면 360 [Hz]에서

$T_{on} : T_{off} = 4 : 1$  이면 된다.

따라서  $T_{on} = \frac{1}{360} \times \frac{4}{5} = 2.22$  [ms]이다.

Fig. 10은 F/V 컨버터部의 入力周波數에 대한 出力電壓의 特性曲線인데 이 특성에 의하면 실측치가 (H) 오차를 나타내었다.

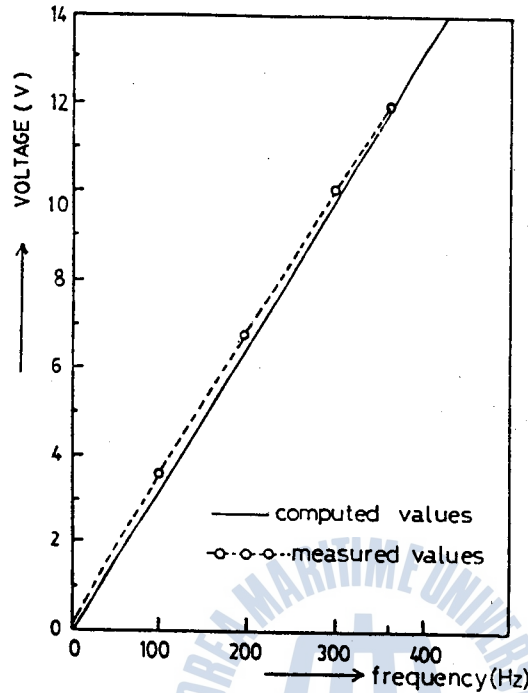


Fig. 10. F/V converter characteristics for input frequency vs. output voltage.

3.2.3. V/F 콘버터部

Fig. 11 은 V/F 콘버터의 구성을 블록선도 (block diagram)로 나타낸 것이다.

V/F 콘버터部는 톱니파발생기 (sawtooth wave generator), 電壓 레벨推移器 (voltage level shifter), 零點檢出器 (zero crossing detector), 단안정 멀티바이브레이터 (monostable multivibrator) 등으로 구성되어 있다. F/V 콘버터의 출력 즉 동기전동기의 속도는 F/V 콘버터의 입력전압이 되며 이 전압은 比較器 (comparator)를 거쳐서 톱니파 발생기에 인가된다.

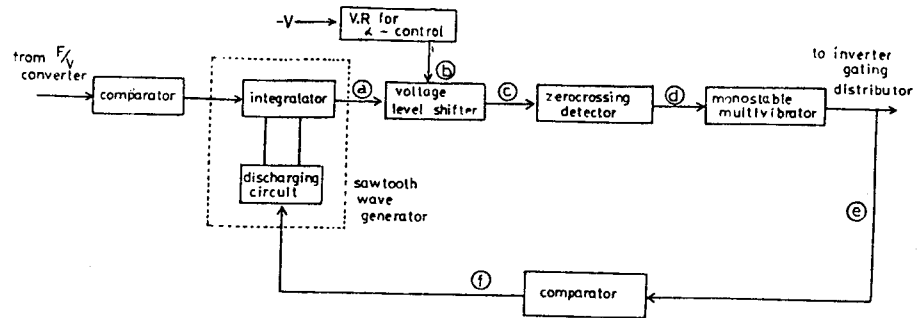


Fig. 11. Block diagram of V/F converter in control firing device.

톱니파 발생기의 구성을 나타낸 것이 Fig. 12(a)이며 출력파형을 나타낸 것이 Fig. 12(b)이다.

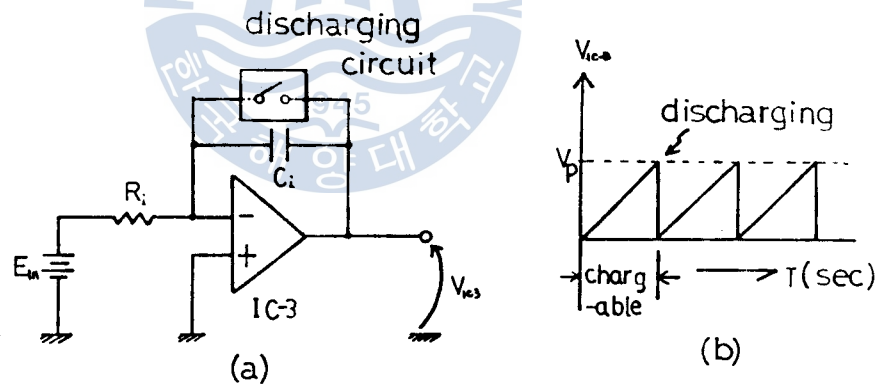


Fig. 12. Configuration and waveform of sawtooth wave generator.

여기서, 톱니파 발생기는 積分器 (integrator) 와 방전회로 (discharging circuit) 로 구성되어 있으며 입력전압  $E_{in}$  이 인가되면 콘덴서  $C_i$  에 전압이 충전된다.



이때 콘덴서  $C_i$ 의 양단이  $V_p$ 일때 짧은 시간에 放電回路가 동작을 한다. 방전이 끝나면 다시 콘덴서  $C_i$ 에 충전이 되고 방전이 되는 동작을 반복하여 톱니파를 발생시킨다.

톱니파발생기의 출력(톱니파)은 電壓레벨推移器에 인가되고 외부에서 인가되는 negative (-)전압과 加算이 되어 톱니파레벨이推移되며, 이 추이된 톱니파는 영점검출기에서 0[V]점이 검출된다.

영점검출기에서 만들어진 구형파가 (-)로 향하는 펄스(negative going pulse)일때 단안정 멀티바이브레이터가 트리거되며 출력은 High level이 된다. 이때 High level이 지속되는 시간은 단안정 멀티바이브레이터의 時定數를 조절하면 된다. 단안정멀티바이브레이터의 출력은 on-pulse가 아주 짧아야 하는데 그것은 放電回路가 on되는 시간을 짧게하기 위해서이다.

이렇게 하여 만들어진 단안정멀티바이브레이터의 출력은 分相器部에 보내어지고 출력파의 일부는 比較器에서 반전되어 방전회로에 인가된다.

Fig. 11의 各部波形은 Fig. 13에, 그리고 실제 회로를 Fig. 14에 나타내었다.

V/F 콘버터部의 입력전압에 대한 출력주파수의 특성곡선은 Fig. 15에 보였다.

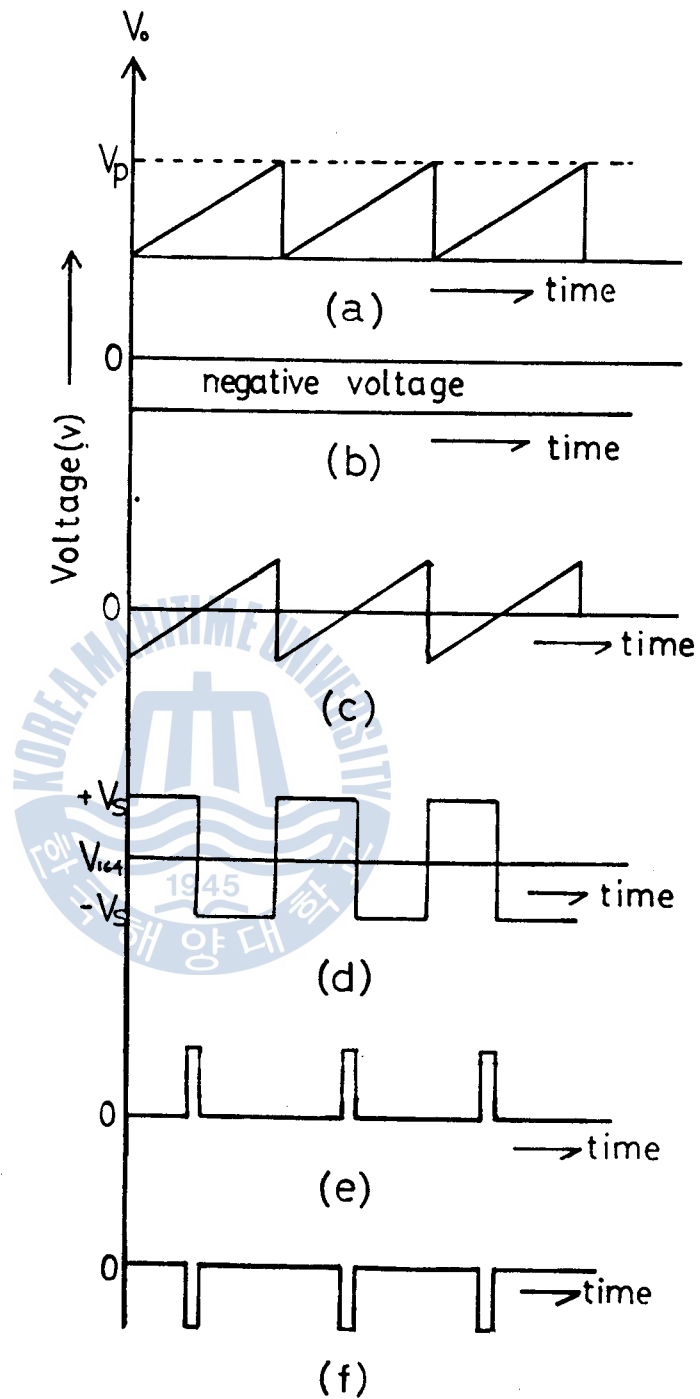


Fig. 13. Waveforms at different points in V/F converter of control firing device.

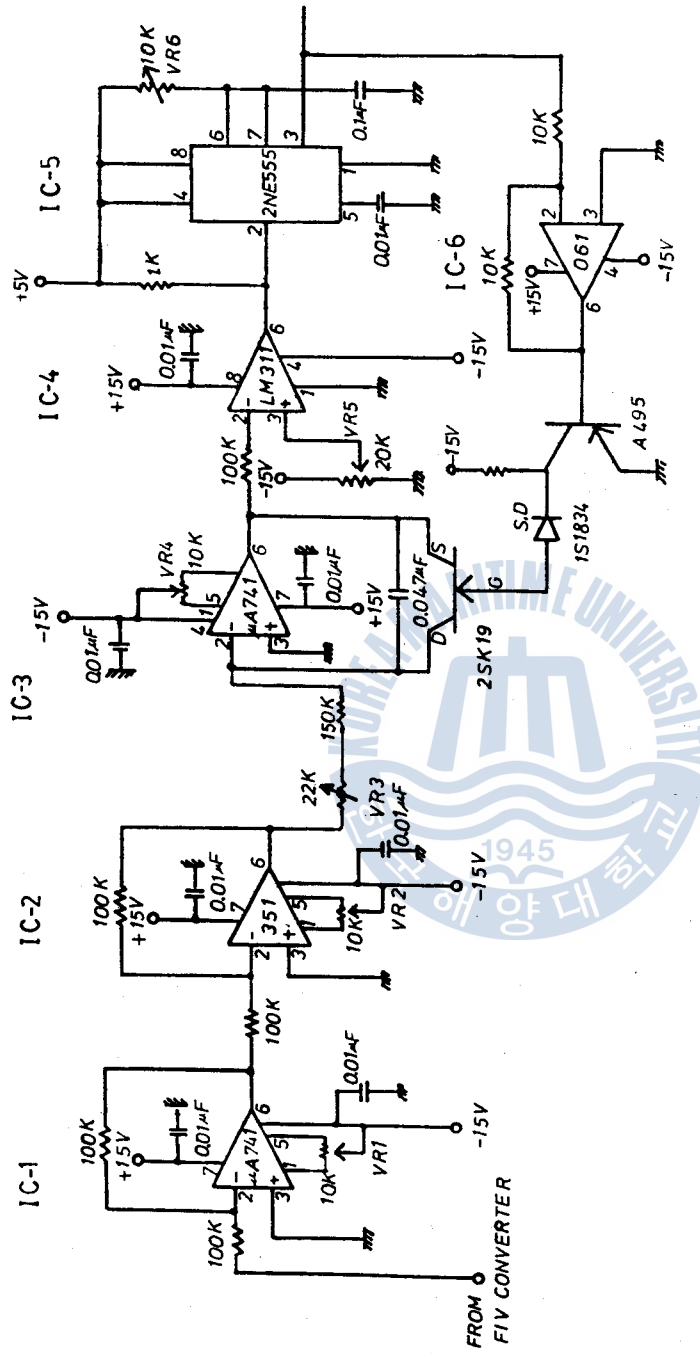


Fig. 14. V/F converter circuit of control firing device.

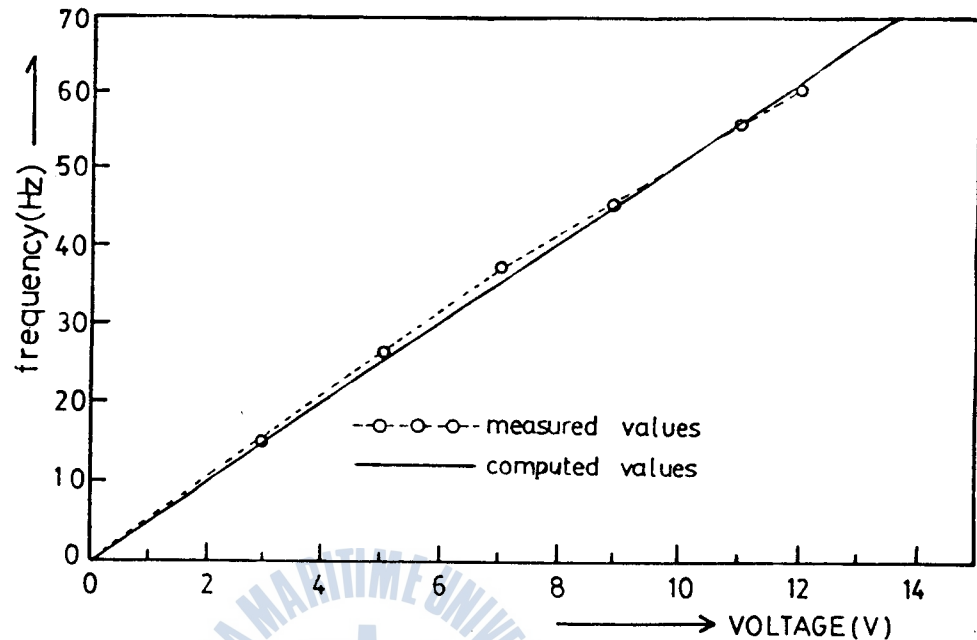


Fig. 15. V/F converter characteristic for input voltage vs. output frequency.

#### 3·2·4. 게이트 트리거펄스 分相器部

V/F 콘버터로부터 부터 얻어진 구형파 펄스신호를 받아 3상 인버터의 6개의 실리콘제어정류기에 點弧시키기 위해 1주기에 각각  $60^\circ$ 의 位相差를 갖는 트리거펄스를 만들어내는 곳으로 Fig. 16은 3상 인버터의 게이트 트리거펄스 分相器의 내부회로를 나타낸다.

V/F 콘버터로부터 발생된  $0 \sim 360$  [Hz]의 직렬신호(serial pulse)가 슈미트 트리거 인버터(schmitt trigger inverter)를 거쳐서 同期型 增減 4-비트計數器(synchronous up/down 4-bit counter) (74LS193)의 트리거 단자에 입력되고 계수기의 4-비트 병렬출

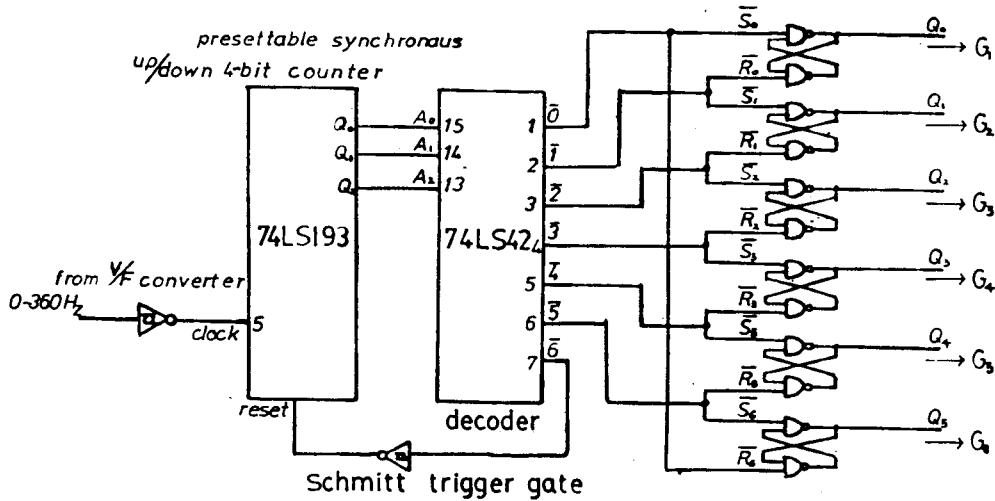


Fig. 16. Gating distributor circuit of control firing device for main power inverter

력 (4-bit parallel output) 는 디코오더 (decoder) (74LS42) 의 4 - 비트 병렬입력에 전달되어 0 ~ 9 까지의 10 개의 디코-더 신호를 Low로 출력하게 된다. 이때  $\bar{6}$  번째 디코오딩 (decoding) 신호를 슈미트 트리거 게이트 (schmitt trigger gate) 를 거쳐 계수기의 리세트 (reset) 에 연결하면 계수기는  $\bar{0} \sim \bar{5}$  까지만 計數하고  $\bar{6}$  를 계수하는 순간 리세트되어  $\bar{0} \sim \bar{5}$  까지 순환하면서 계수하게 된다.

$\bar{0} \sim \bar{5}$  까지의 Low 디코오딩신호를 Fig.16 에서와 같이 하나씩 차례로 R-S FF (R-S flip flop) 의  $\bar{S}$  에 그 다음번 신호를  $\bar{R}$  에 연결하면 Q 단자에는 게이트 분상기의 신호가 얻어지며, 이 信號波形을 나타낸 것이 Fig.17이다.

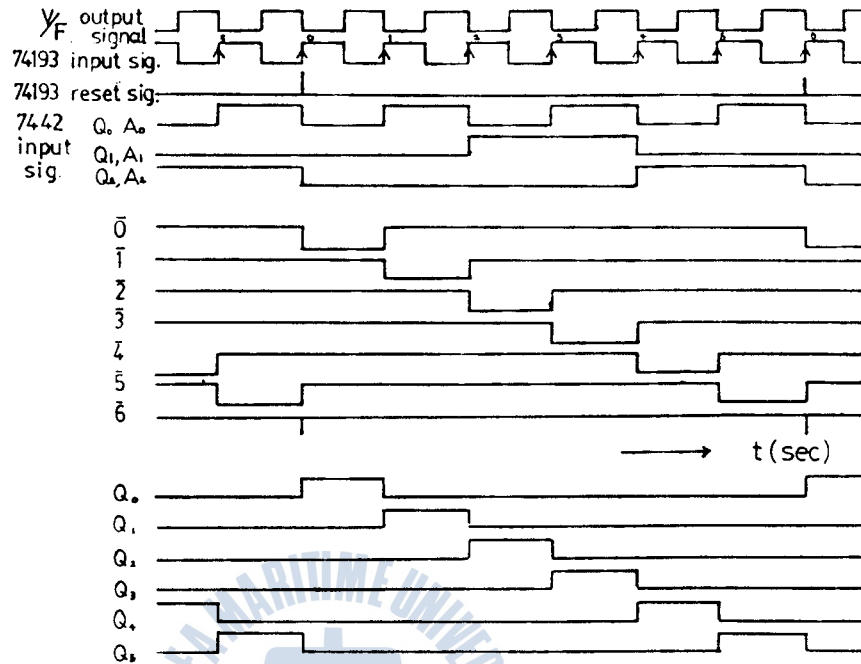


Fig. 17. Timing chart of gating distributor in main power inverter.

### 3·2·5. 게이트 증폭부

分相器의 한 相으로부터 디지털 (digital) 신호가 게이트 증폭부에 입력되면 (Fig. 20 참조) 이 신호는 C-R 회로에 의해 微分펄스 (Fig. 18(b)) 가 되고  $V_{cc}(+5v)$  에 연결된 저항에 의해 2.5 볼트 바이어스된다 (Fig. 18(c)).

이 신호가 슈미트 트리거 인버터 (schmitt trigger inverter) 에 입

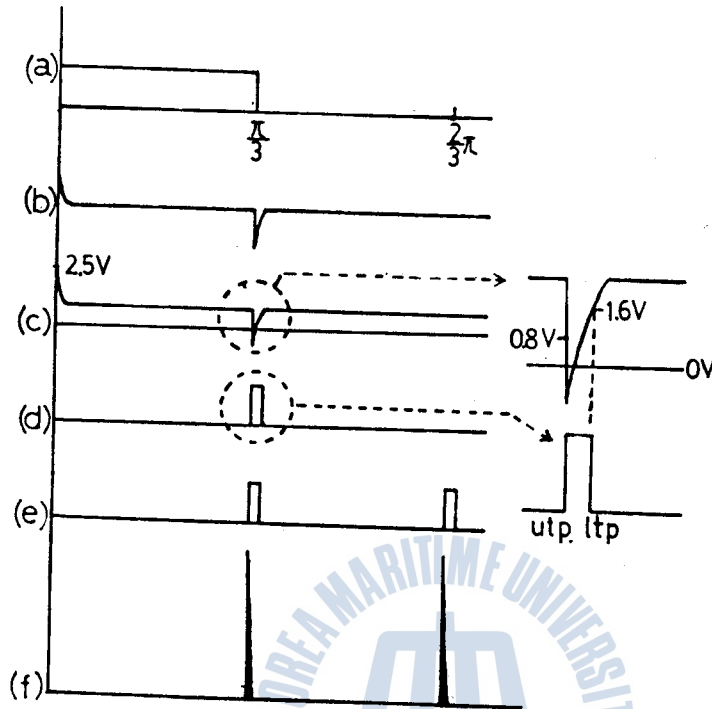


Fig. 18. Waveforms at different points in gate pulse amplifier of control firing device.

력되면 Fig. 19의 슈미트 트리거 인버터의 특성<sup>28)</sup>에 의해 Fig. 18 (d)에서 先端 (upper trip point)인 입력전압이 0.8볼트 이하로 떨어지는 순간에 출력이 High(4.0[V])로 되고 또 后端 (lower trip point)인 입력전압이 1.6볼트 이상으로 되는 순간에 출력이 Low(0.25[V])로 되어 듀-티사이클 (duty cycle)이 매우 작은 디지털펄스 (digital pulse)가 얻어진다. 이렇게 얻어진 각 상의 디지털펄스를 둘로 나눠서 바로 다음상의 신호와 함께 OR gate (IC 7432)를 통과시키면 디지털 더블펄스 (Fig. 18(e))가 된다.

이 신호를 트랜지스터의 베이스에 가하면 트랜지스터의 콜렉터에

+15 볼트와 1차 권선이 직렬로 연결된 펄스트랜스 (pulse transformer) 의 2차측의 양단에는 전류와 전압이 증폭된 더블펄스 (double pulse) 신호 (Fig. 18(f)) 가 얻어지며 펄스트랜스의 2차측에서는 接地가 분리된 더블펄스신호가 얻어져 실리콘제어정류기의 게이트신호로 사용된다.

Fig. 20 은 하나의 상에 대한 게이트펄스증폭기의 회로도이다.

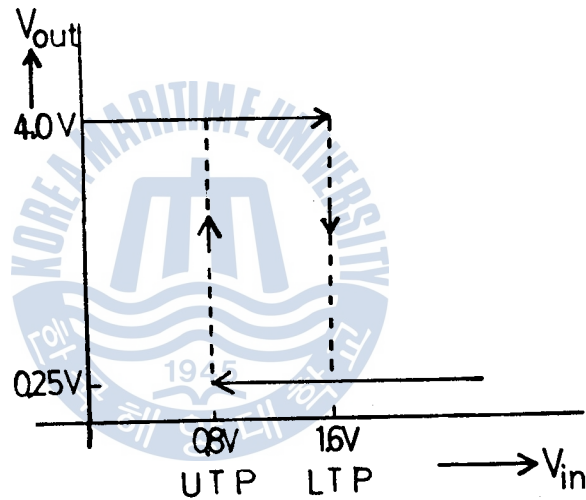


Fig. 19. Schmitt-trigger inverter characteristic.



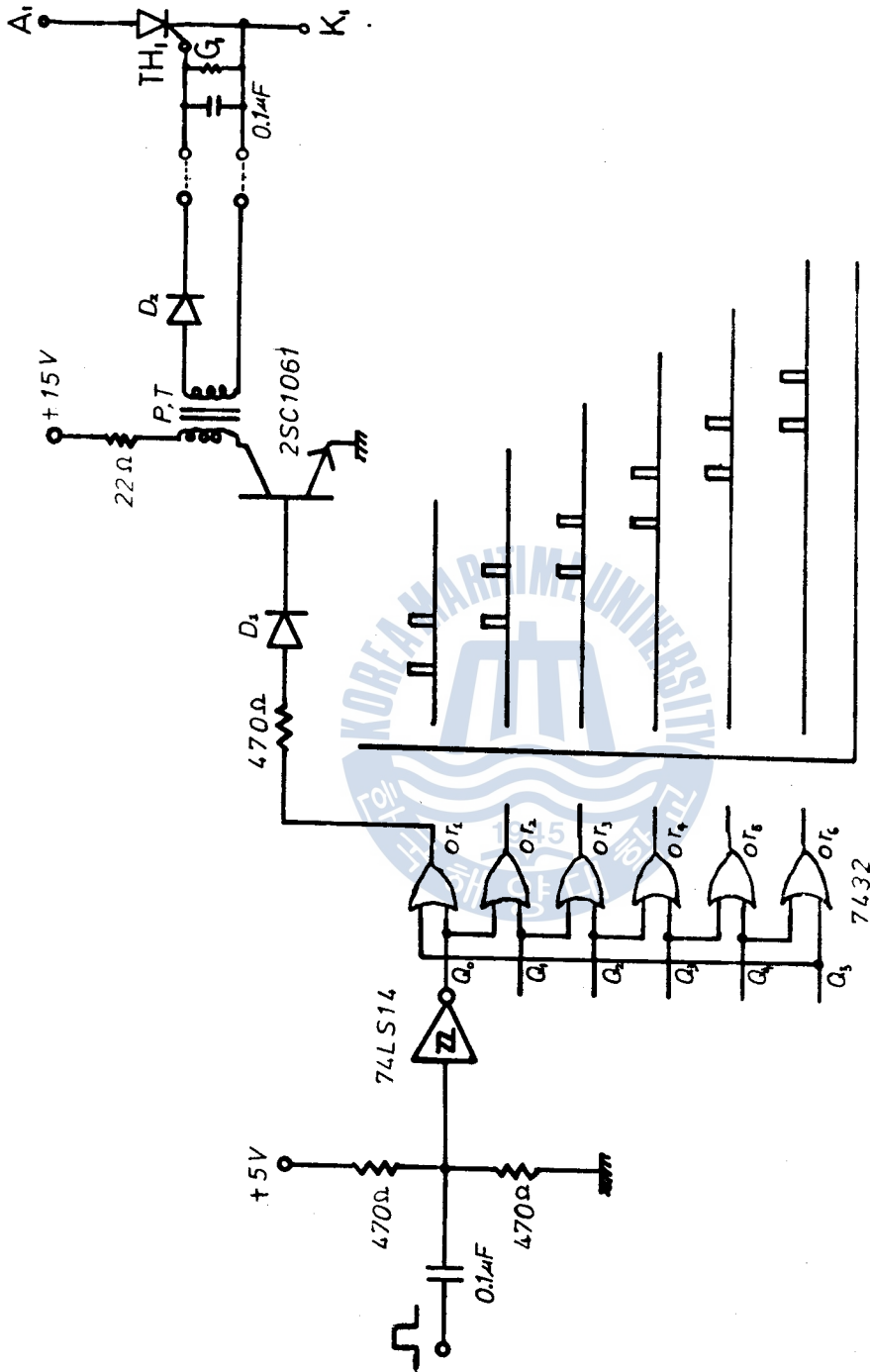


Fig. 20. Gate pulse amplifier in control firing device.

## 第4章 시스템特性的 시뮬레이션 및 實驗

### 4.1. 試作시스템의 特性實驗裝置

0.75 kw의 소형 3상 권선형 유도전동기를 설계 제작하여 無整流子 靜止形 크레머시스템에 의한 2차 여자를 행하기 위해 보조기로서 0.5 kw 3상 同期電動機와 기계적으로 직결하고 전기적으로는 供試 電動機의 2차출력을 실리콘정류기 (REC 1)를 사용한 브릿지결선과 직류리액터 (d.c reactor), 3상 브릿지형 다이리스터 인버터를 거쳐 동기전동기의 입력이 되도록 하였다.

그리고 동기전동기의 회전속도를 엔코우더 (encoder)로 부터 검출하여 게이트 信號發生器 (GPG)에 입력하고 여기에서 만들어진 트리거 펄스 (trigger pulse)로 다이리스터를 點弧시켰다.

여기서 게이트 신호 발생기는 속도검출부, F/V콘버터부, V/F콘버터부, 게이트 트리거 펄스 分相器部, 게이트信號 增幅部 등으로 구성된다.

보조 동기의 界磁電流는 단상 전원을 슬라이닥 (slidac) 과 실리콘 全波整流器 (REC 2)를 거쳐 직류로 한 다음 50[V], 2200[ $\mu$ F] 콘덴서 8개를 직렬로 연결하여 이것으로 리플 (ripple)成分을 제거하여 평활하게 했다.

起動動作은 2차측에 외부 기동저항 (starting resistor)을 연결하여 낮은 起動電流 (low starting current)와 높은 기동 토크 (high starting torque) 특성을 이용함으로써 기동시 過電流로 인한 인버터 스위칭소자의 손상을 방지했다.

負荷의 크기 조정은 供試機에 직결된 直流分捲發電機(DCG)에 저항성 부하를 연결하여 하였고, 속도는 시스템의 主軸에 직결된 태코제너레이터(tacho-generator)의 誘起電壓으로 측정했다. 供試電動機에 발생하는 토오크의 計測은 固定子の 外周에 설치한 電位差計(potentiometer)와 스프링식 張力計(spring type tensionmeter)로 했다.

電位差計는 供試電動機의 고정자를 회전가능토록 제작하여 운전중 固定子에 발생하는 反力에 의해 나타나는 고정자의 비틀림 角에 상당한 토오크를 전압으로 측정하는 장치이다.

그리고 시스템에서 발생하는 전체 토오크는 主軸에 설치된 프로나니 브레이크형 동력계(prony brake type dynamometer)로 측정했다.

Fig.21은 실험장치의 개략적인 結線圖이며 Fig.22는 실험장치의 실물 사진이다.

Table 1은 실험에 사용된 유도전동기, 同期機, 실리콘整流器, 인버터에 사용된 高速실리콘 다이오우드와 高速실리콘制御 整流器등의 定格이다.

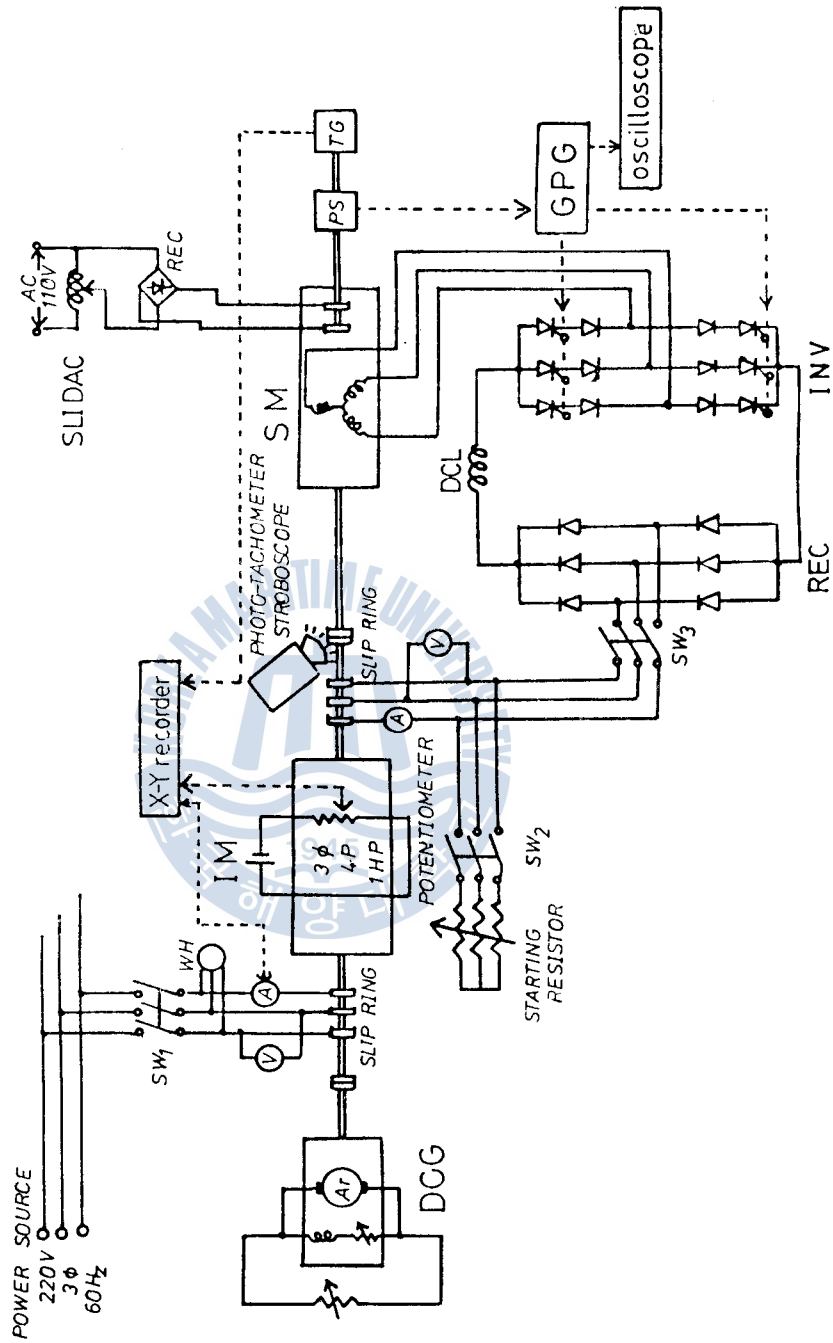


Fig. 21. Schematic connection diagram of experimental apparatus.

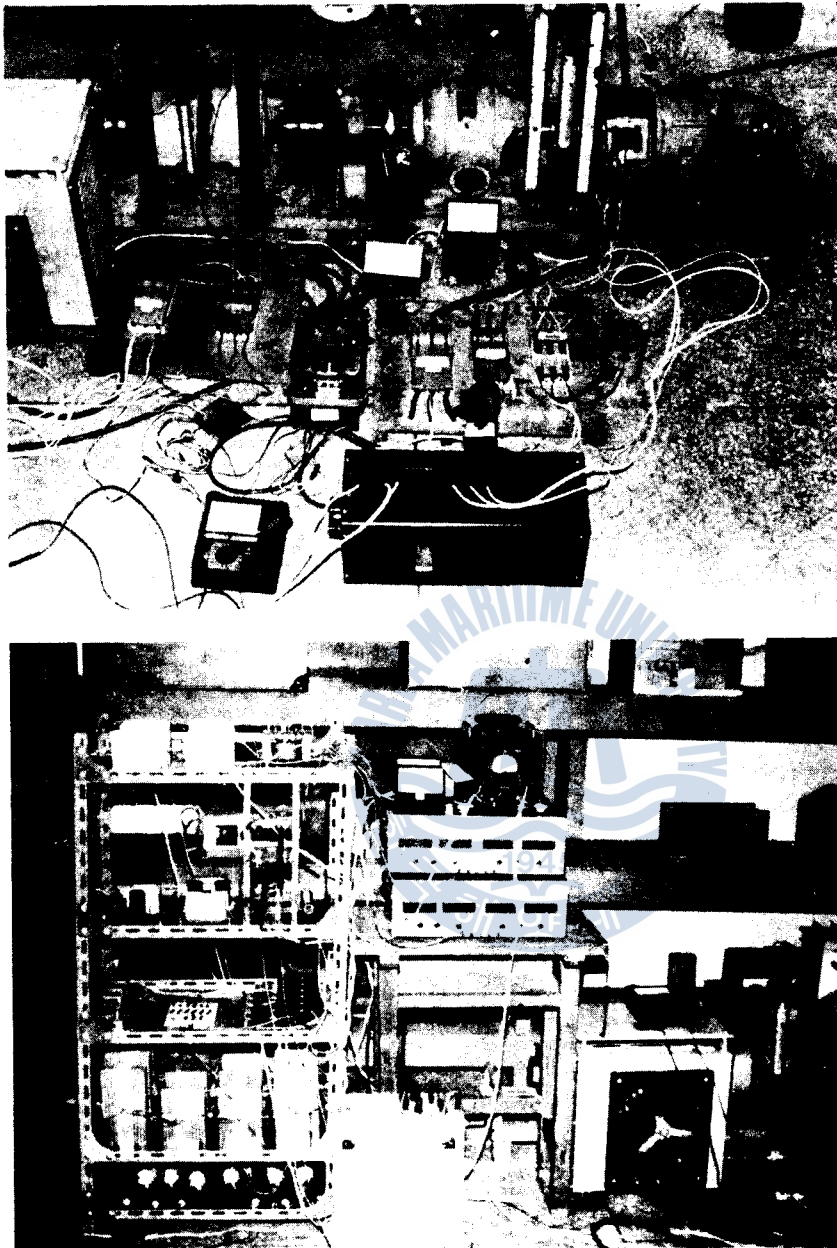


Fig. 22. Photographs of experimental apparatus.

( Upper : direct coupled motors and instruments  
Lower : converter, inverter and gate pulse generator )

Table 1. Rated values of experimental apparatus

(1) Wound type induction motor	
output : 0.75[kw]	rpm : 1750
pole : 4	phase : 3 $\phi$
frequency : 60 [Hz]	voltage : 200
full load current : 3.5[amp]	
(2) Synchronous motor	
output : 0.5[kw]	rpm : 1800[at 60Hz]
pole : 4	phase : 3 $\phi$
frequency : 0-60[Hz]	voltage : 10-120[V]
(3) Silicon rectifier	
model : SW 08 PCR 075	
max.current : 75[A]	P.I.V : 800[V]
(4) High speed silicon diode	
model : 12JG11	$I_T(AV) : 12[A]$
P.I.V : 600[v]	$t_{rr} : \max 0.2[\mu s]$
(5) High speed silicon controlled rectifier	
model : SC16C-60J	$I_T(AV) : 16[A]$
P.I.V : 600[v]	$t_q : \max 10[\mu s]$
$di/dt : 50[A/\mu s]$	$dv/dt : \min 100[v/\mu s]$
(6) Load machine	
type : d.c generator	H.P : 1/2
rpm : 1750	voltage : 115
current : 5[A]	excitation : separately excited

4 · 2 . 各部 波形 및 實驗值 測定

供試電動機가  $I_f = 0.41[A]$ , 1350[rpm], 負荷電流 2.85[A] 일때 관측한 각부 파형이다.

Fig.23 은 유도전동기의 1 차측에 공급되는 전원전압과 sf 에 의한 2 차측에 유기된 기전력의 파형을 나타내며 Fig.24 는 다이오우드 콘버터의 출력파형이 脈動電流 (pulsating current) 로서 리플 성분을 많이 포함하고 있으므로 平滑回路 (smoothing circuit) 를 사용해서 평활시킨 다음 전자와 함께 각각 오실로우스코우프로 관측하여 보인 것이다.

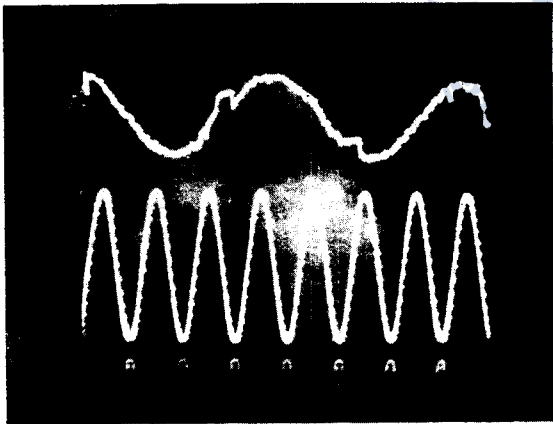


Fig. 23. Voltage waveforms of I.M stator(lower) and rotor(upper).

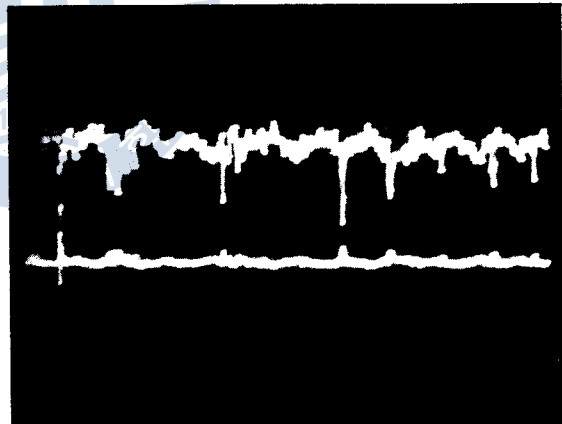


Fig. 24. Output waveforms of three phase full-wave rectifier(upper) and d.c. reactor(lower).

Fig.23 에서 3 상 유도전동기의 고정자와 회전자의 전압과 주파수는 1 차측이 ac 215[v], 60[Hz] 이고, 2 차측이 ac 51[v], 15 [Hz] 로서  $S = 0.25$  에 상응한 주파수의 기전력이 유기되었다.

Fig.24 의 다이오우드 콘버터 출력파형 ( 상 ) 에 포함된 많은 리플 성분이 平滑回路 통과 후 거의 제거되어 定常狀態에서 운전에 지장이 없었으며, 그 크기는 약 63[vdc] 로 이론치보다 다소 높은 전압이 유기되었다.

Fig.25 는 V/F 콘버터 출력파형으로 입력전압 0.5[v] ~ 12[v] 범위내에서 입력전압에 비례하는 양호한 矩形波를 얻을 수 있었다.

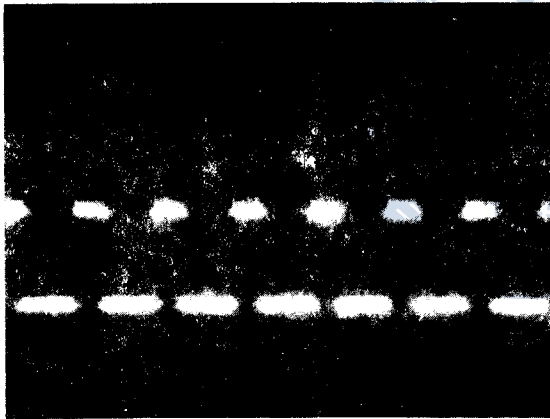


Fig. 25. Output waveform of V/F converter in control firing device(1 ms/div, 2 v/div).

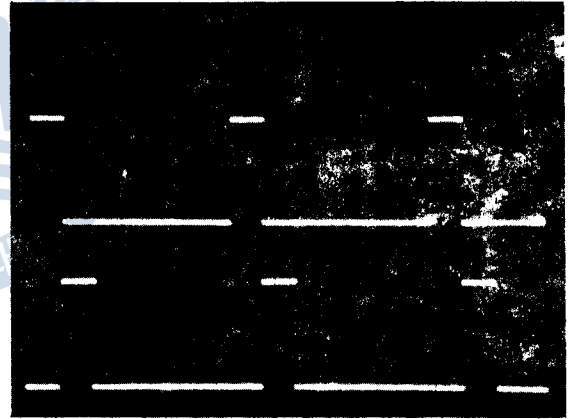


Fig. 26. Pulse waveforms in gate distributor for Th1(upper) and Th2(lower) of main power inverter (1 ms/div, 2 v/div).



Fig.26은 V/F 컨버터로 부터 펄스신호를 받아 6개의 다이리스터를 點弧시퀀스 (firing sequence)에 따라 순차적으로 점호시키기 위해 60°간격으로 分相시퀀스 과형으로 각 分相器의 出力이 정확하게 60°로 분상되어 이론과 잘 일치했다.

Fig.27은 分相器로 부터의 出力펄스가 약 1~2볼트 정도로 出力신호가 미약해서 다이리스터를 트리거시킬 수 없으므로 게이트 증폭부에서 약 15볼트 이상의 충분한 크기의 펄스로 증폭시킨 과형이다. 두개의 다이리스터를 60°간격으로 동시에 트리거시키기 위해 60°位相差를 갖는 증폭된 더블펄스 (amplified double pulse)가 게이트 增幅部로 부터 이론에 맞게 잘 발생되고 있다.

Fig.28은 순차적으로 60°분상된 더블펄스의 게이트신호를 전류형 인버터를 동작시킬 때 전동기에 1/3 負荷를 인가한 상태에서의 인버터의 出力電流波形을 관측한 것으로 이론과 잘 일치하는 양호한 矩形波가 발생되고 있으나 轉流로 인한 리플성분이 포함되어 있다.

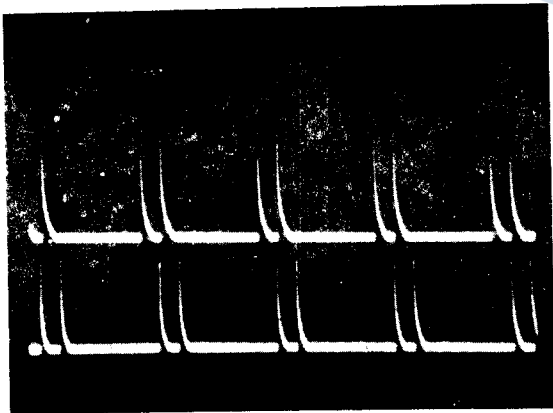


Fig. 27. Amplified firing pulse waveforms for Th1 (upper) and Th2 (lower) of main power inverter. (1 ms/div, 10 v/div)

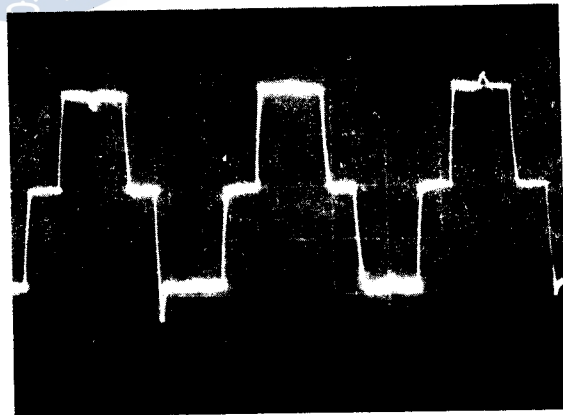


Fig. 28. Output current waveform for main power inverter.

그리고 Table 2는 0.75kw, 3 $\phi$  권선형 유도전동기와 동기전동기를 직결하고 整流子を 제거시킨 靜止形 크레머시스템으로 閉루우프 裝置를 구성해서, 무부하 1510[rpm]에서 設定値를 변경하지 않고 定格負荷 (rated load)를 건상태에서 Fig.8의 각부 측정개소에서 얻은 값들이다.

그리고 應答速度는 定格負荷, 1750[rpm] 운전상태에서 속도를 변경하여 바라는 1350[rpm]으로 減速시킨 경우와 반대로 동일조건에서 1350[rpm]에서 1750[rpm]으로 속도를 增加시킨 경우의 이 시스템의 應答이다.

Table 2. Experimental values when rated load was applied to no load 1510 rpm condition

Measured item	Point in Fig.8	No load	Rated load	Unit
IM stator current	a	2.8	3.5	amp(ac)
IM rotor frequency	b	9	13	H <sub>z</sub>
converter input voltage	c	34	29* (43)	vac
converter output voltage	d	47	40 (64)	vdc
d.c reactor current	e	0.3	2.5(0.3)	amp(dc)
V/F converter output frequency	f	50	47	H <sub>z</sub>
INV. line to line voltage	g	41	35	vac
INV. line current	h	0.2	1.9	amp(ac)
INV. output frequency	i	50	47	H <sub>z</sub>
S.M induced frequency	j	50	47	H <sub>z</sub>
S.M field current	k	0.2	0.2	amp(dc)
Tested motor speed	l	1510	1415	rpm
slip	m	16.1	21.4	%

Response for variation of speed setting with control parameter I<sub>f</sub>.  
 at deceleration : 880ms  
 at acceleration : 750ms

4 · 3. 等價回路에 의한 特性值 算定

無整流子 靜止形 크레머시스템의 特性算定을 위해 1相에 대한 簡易近似 T型等價回路 (Fig.7)로 부터 유도된 式 (43), (44), (49), (50), (55), (57), (58), (59)에, 고정자 저항측정실험, 拘束實驗 (blocked rotor test), 無負荷實驗 (no load test) 등을 실시하여 결정된 유도전동기와 보조동기기의 諸 定數值 (Table 3) 들을 대입하고, 인버터의 制御點弧角 ( $\alpha \simeq 150^\circ$ ) 으로 일정제어한 상태에서 보조동기기의 제자전류  $I_f$  와 부하변동 (load variation)에 따른 슬립 S를 파라미터로 하여 디지털 전자 계산기로 값을 구했다.

Table 3. Various constants obtained from the tested motors

1) 3 $\phi$ wound type induction motor	
$r_1 = 1.9968$	$r'_2 = 2.2702$
$x_1 = x'_2 = 3.5512$	$g_m = 0.01296$
$b_m = 0.0195$	$Y_m = 0.2339$
$x_m = 34.473$	$a = 0.952$
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)

여기서 特性值의 算定결과는 동일조건하의 실험을 통해 얻은 實測值와의 상호비교를 통해 提案된 등가회로와 特性方程式의 타당성을 규명하기 위한 자료로 사용된다.

Fig.29는 전산프로그램에 사용된 플로우차-트 이다.

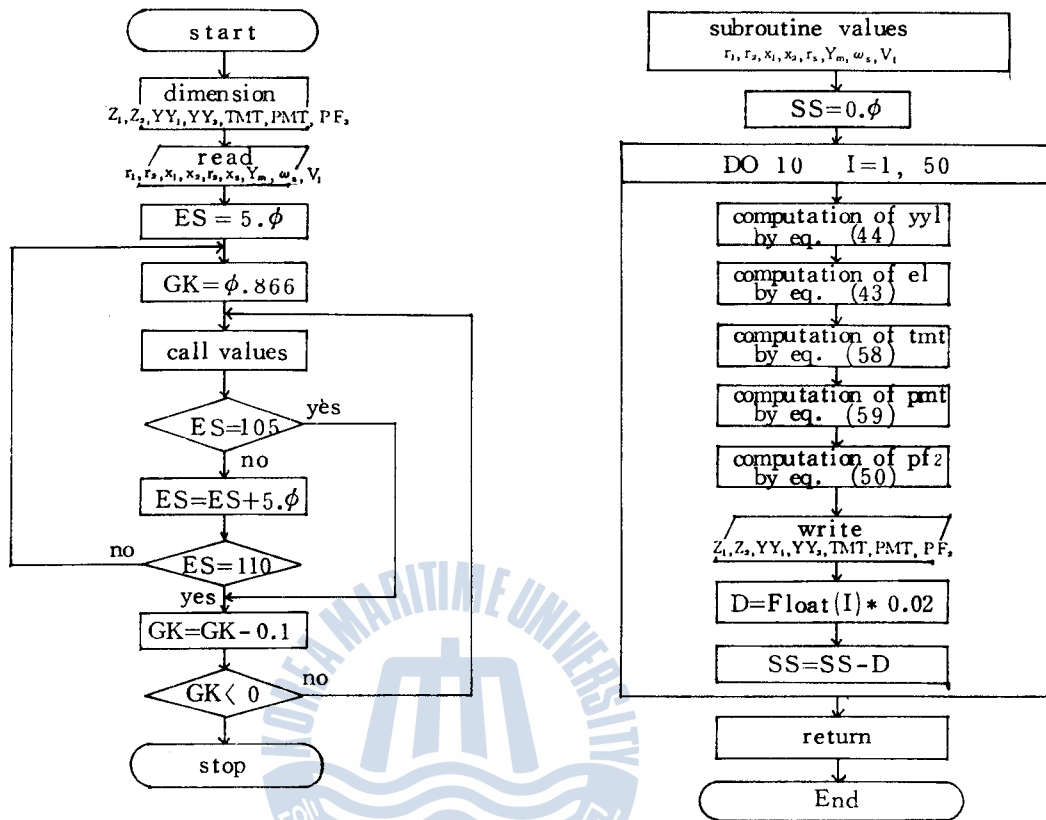


Fig.29. Flow chart of computer program for equivalent circuit computation.

#### 4.4 I<sub>t</sub>-N 特性測定實驗

無整流子 靜止形 크레머시시스템에 의한 2차여자시 유도전동기의 속도 제어특성을 측정하는 실험으로 이론적으로 유도된 式(26)에 의해 인버터의 制御點弧角을 일정하게 ( $\alpha \approx 150^\circ$ )한 상태에서 보조 동기기의 계자전류를 변화시켜 실시하였다.

이때 負荷는 一定토크 (1/3 rated torque)로 조정하여 행하였다.

Fig.30은 실험결과 얻어진  $I_f - N$  특성곡선으로 Case I은 보조동기기의  $E_{s, \max}$ 를  $I_f \simeq 1.0[A]$ 에서  $E_{s_1} = 90/\sqrt{3}[v]$  되도록하여  $K_\phi K_1 = 52.0$ 인 제자권선을 설계 제작했을 때이고, Case II는  $E_{s_2} = 120/\sqrt{3}[v]$ 로 하여  $K_\phi K_2 = 69.3$ 으로 했을 때이다.

시스템의 이론적 해석결과를 확인하기 위해서 Case II의 조건에서 주 동기의 固定子/回轉子 捲線比는 1:1인 상태에서 행하였다. 이 확인 실험 결과에서는 Fig.30에서와 같이 0.6[A] 미만의 여자전류값으로 제어한 결과 定格運轉速度 1750[rpm] (slip = 0.028)에서 최저 1210[rpm] (slip=0.328)까지 이론과 일치하게 연속 가변속이 가능했다.

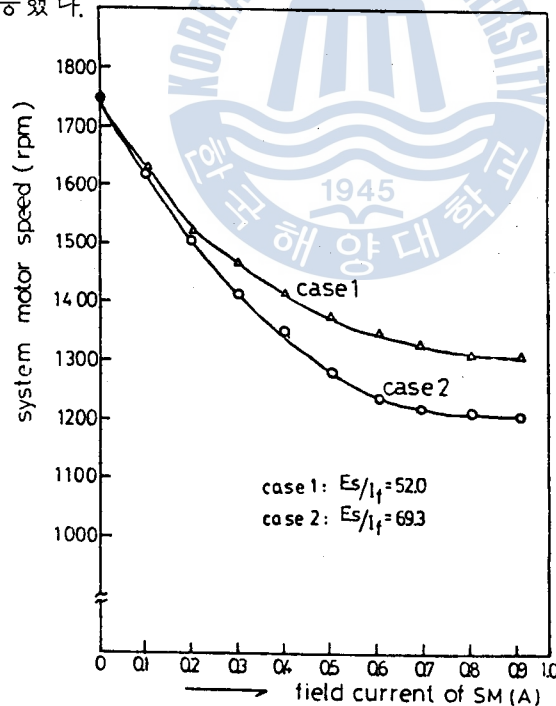


Fig.30.  $I_f - N$  characteristic curves of commutatorless static Krämer system.

## 4 · 5. 1次入力, 1次電流 및 토오크 特性

인버터의 制御點弧角을  $\alpha \simeq 150^\circ$ 로 한 상태에서 보조동기기의 界磁電流  $I_f$ 를 0.12[A], 0.3[A], 0.7[A]로 각각 조정하고, 機械的 負荷를  $S \simeq 0.5$ 까지 변화시켜 유도전동기의 1次入力, 1次電流, 발생토오크등을 측정했다.<sup>29)</sup>

Fig.31, Fig.32 및 Fig.33은 각각 1次入力, 1次電流 및 토오크의 슬립에 대한 特性曲線이다.

각 실측치에 해당하는 電算 시뮬레이션 값과 비교한 결과, 실측치와 等價回路에 의한 諸 特性의 算定値는 거의 일치함으로  $I_f$ 의 여러 값에 대한 시뮬레이션 결과를 활용하여 좀더 범위를 확대 해석하면 Fig.34, Fig.35와 같다.

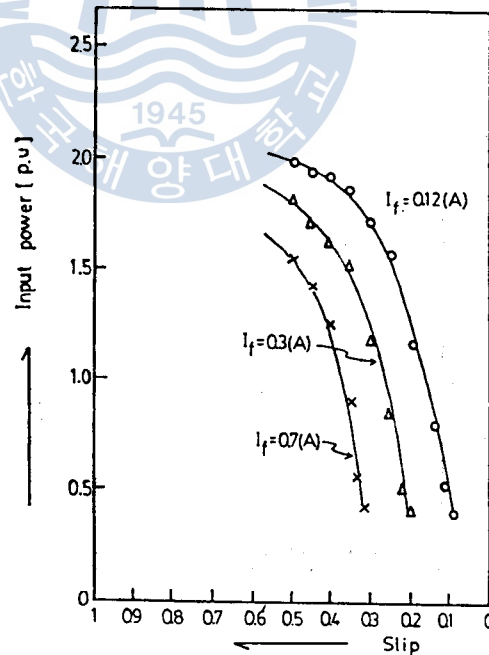


Fig.31. Comparison of computed values and measured values for I.M input power when  $I_f$  was varied.

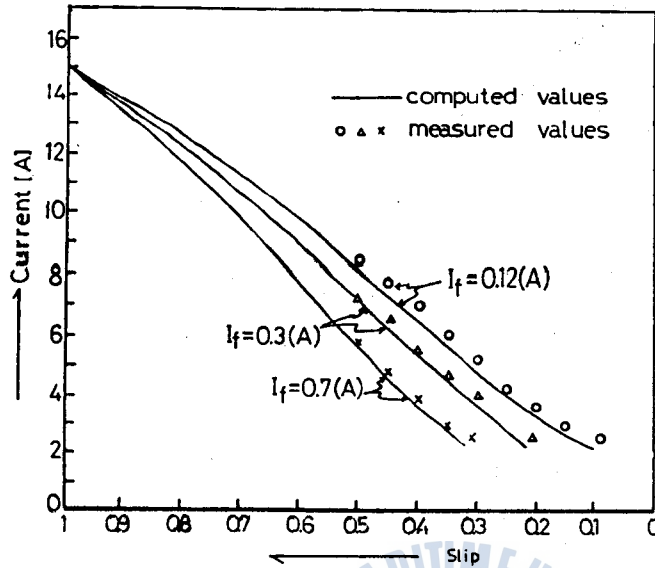


Fig.32. Comparison of computed values and measured values for I.M stator current when  $I_f$  was varied.

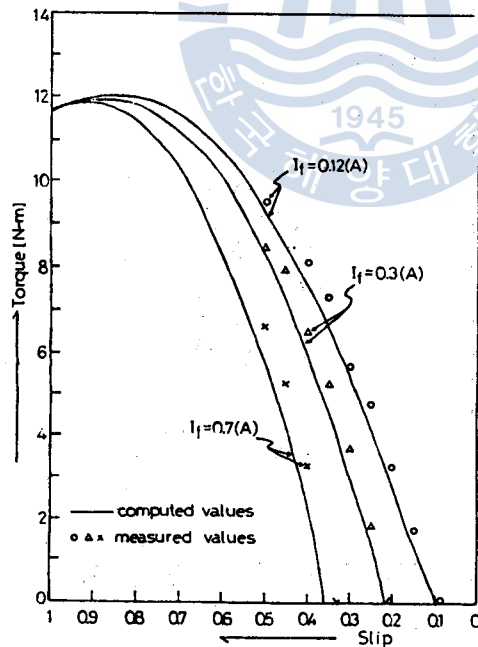


Fig.33. Comparison of computed values and measured values for induction motor torque when  $I_f$  was varied.

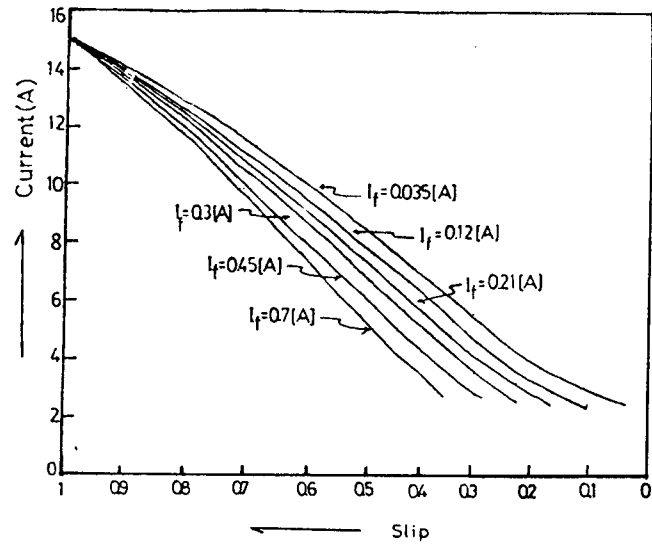


Fig.34. Current-slip characteristic curves computed at different field current values of synchronous motor.

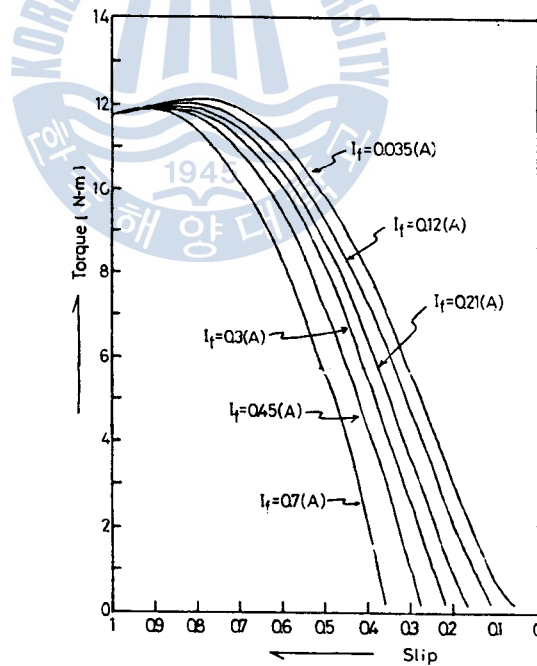


Fig.35. Torque-slip characteristic curves computed at different field current values of synchronous motor.



4 · 6. 시스템의 效率 및 力率特性

앞 절에서 측정 및 시뮬레이션 한 결과를 시스템의 슬립電力의 回收라는 관점에서 살펴보기 위하여, 시스템의 效率 및 力率特性을 算定한 결과 Fig.36 및 Fig.37 과 같다. 特性曲線圖에서 점선으로 표시된 (A), (B), (C), (D)는 Fig.3 에서 표시한 Scherbius-line feedback, Krämer-stator feedback, Krämer-stator feedback through transformer 및 rotor resistance control 에 대한 것이다.

여기서, 이 시스템의 特性을 비교 검토한 결과 效率은 셸비어스 시스템에 필적하며, 力率은 셸비어스 시스템보다 향상되었다.

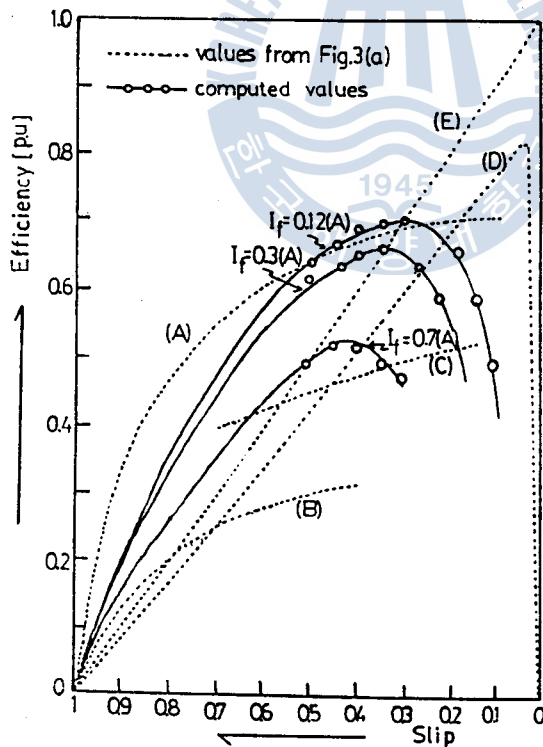


Fig.36. Efficiency-slip characteristic curves when  $I_f$  was

4 · 6. 시스템의 效率 및 力率特性

앞 절에서 측정 및 시뮬레이션 한 결과를 시스템의 슬립電力의 回收라는 관점에서 살펴보기 위하여, 시스템의 效率 및 力率特性을 算定한 결과 Fig.36 및 Fig.37 과 같다. 特性曲線圖에서 점선으로 표시된 (A), (B), (C), (D)는 Fig.3 에서 표시한 Scherbius-line feedback, Krämer-stator feedback, Krämer-stator feedback through transformer 및 rotor resistance control 에 대한 것이다.

여기서, 이 시스템의 特性을 비교 검토한 결과 效率은 셀비어스 시스템에 필적하며, 力率은 셀비어스 시스템보다 향상되었다.

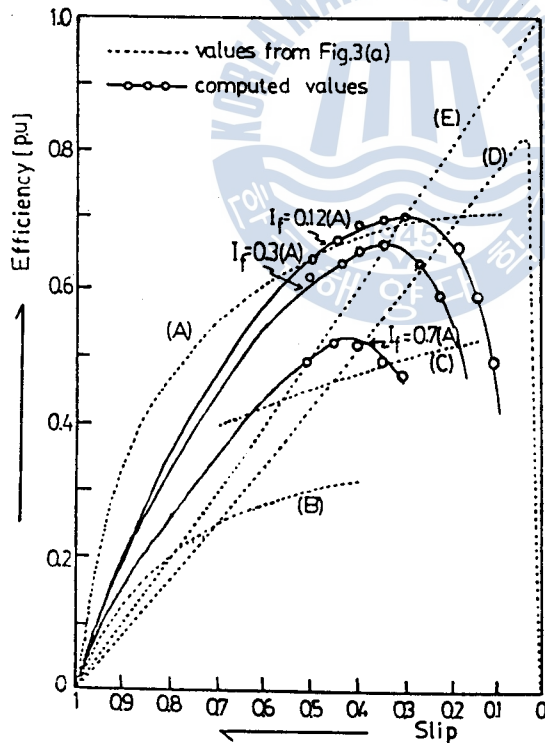


Fig.36. Efficiency-slip characteristic curves when  $I_f$  was varied.

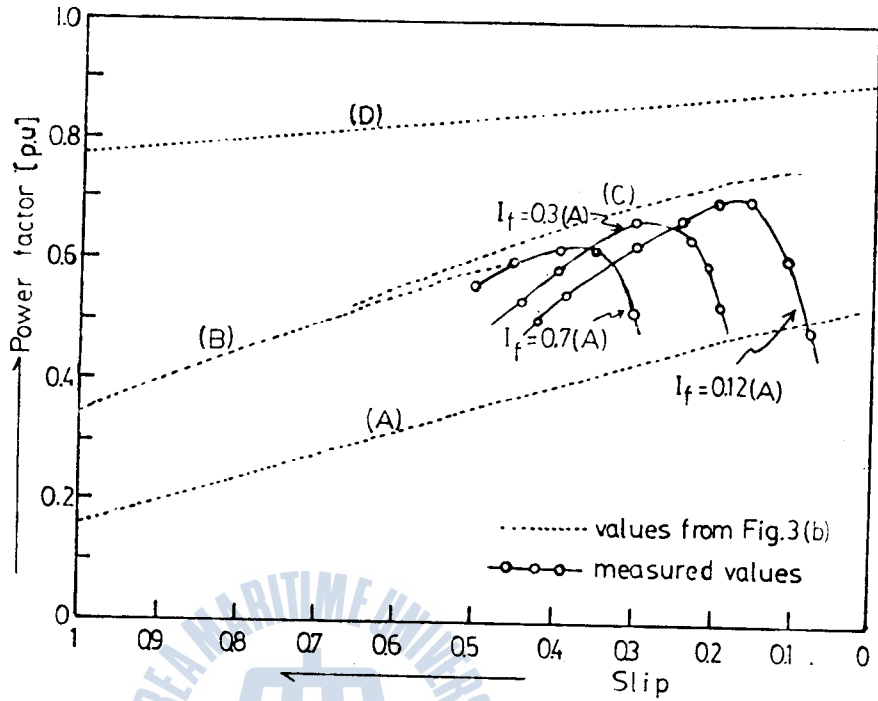


Fig.37. Power factor-slip characteristic curves at different field currents of synchronous motor.

#### 4 · 7. 2次抵抗 挿入式과의 比較實驗

가변속제어시 速度制御分에 상당한 슬립출력이 주축에 기계적으로 반환됨으로써 발생하는 이득의 정도를 측정하기 위해서 2차저항제어와 동일 조건 (회전수, 부하) 하에서 상호비교하였다.

실험방법으로는 2차 저항제어방식의 경우 공시전동기의 2차측에 저항을 전혀 挿入하지 않은 短絡狀態에서 운전중, 부하를 無負荷, 1/3 負荷, 1/2 負荷, 定格負荷로 각각 조정한 후 2차 저항을 차츰

증가시켰다.

그리고 바라는 회전수로 미리 조정해 놓은 스토로보스코우프 (stroboscope) 를 관찰하면서 供試電動機의 회전수를 변화시켜 입력단에 연결된 3相積算電力計로 전력사용량을 단위시간 기준으로 측정하였다.

2차 여자 제어방식에서는 보조동기기의 제자 전류와 부하를 각각 조정하여 실험하였다.

Fig.38 은 이상의 실험결과 얻어진 速度-入力特性이다. 여기서, 속도를 1350[rpm]으로 유지한 상태에서 부하를 조정한 후 두 시스템의 전력소모를 제측하여 비교한 결과 본 시스템이 1/3부하에서 약 1.34%, 1/2부하에서 약 9.38%, 그리고 定格負荷에서는 약 16.08%정도 2차 저항제어방식보다 電力利得이 있었다.

그런데 이 시스템은 대 전력용으로 송풍기나 펌프와 같은 2乘 低減토포크 負荷에 적용시킨다면 더욱 현저한 에너지 절감효과가 나타날 것으로 본다.<sup>30)</sup>

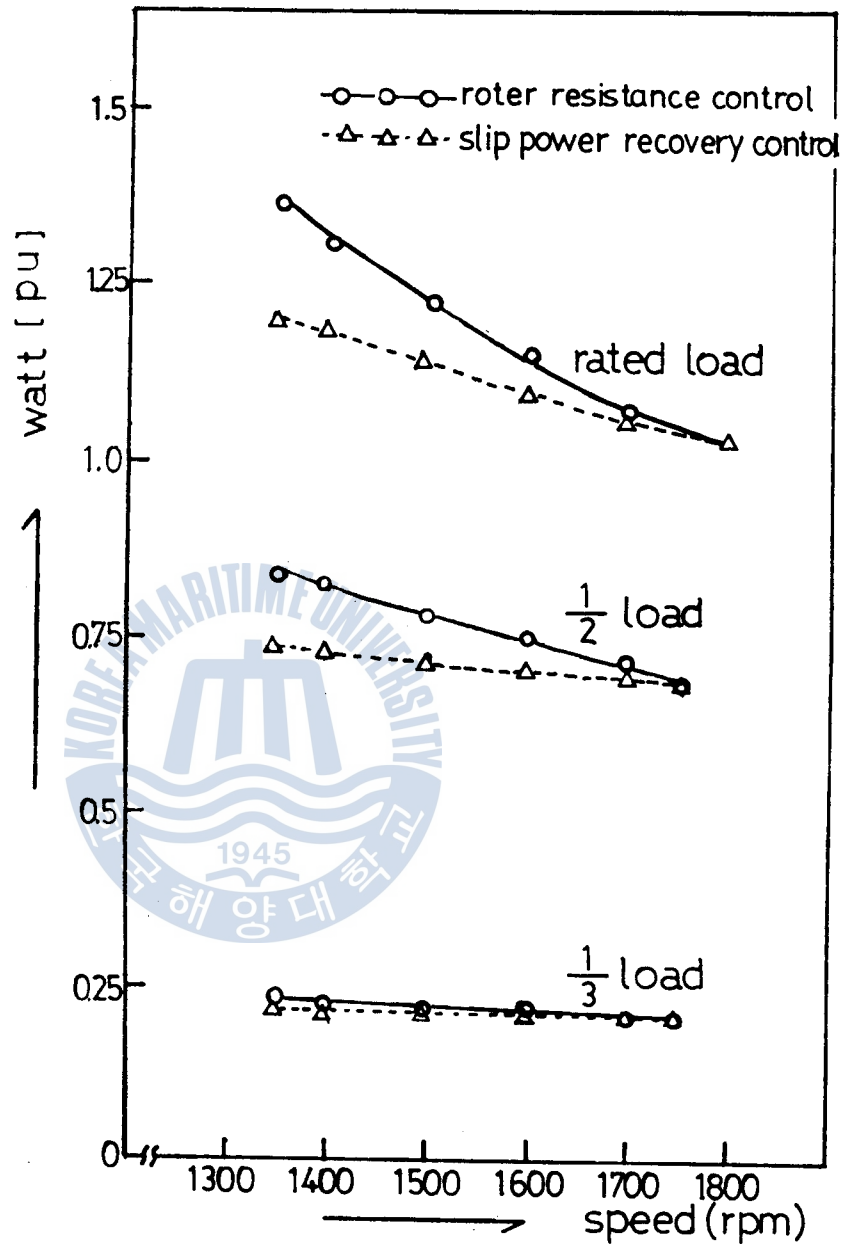


Fig.38. Speed vs. input power characteristics in load variation.

## 第 5 章 實驗結果 및 考察

### 5 · 1. 시스템의 補助同期機의 勵磁電流에 대한 速度制御特性

(1) 無整流子 靜止形 크레머 시스템에 의한 2차 여자제어시 유도전동기의 속도를 보조동기기의 계자전류와 인버터의 제어점호각으로 제어할 수 있음을 이론적으로 해석하고, 試作機인 1 [HP] 3상 유도전동기를 가변속 운전한 결과, 보조동기기의 0.6 [A]미만의 여자전류를 제어함으로써 일정效率 75[%], 일정力率 60[%]로서 동기속도 이하 약 3:1 정도까지 양호하게 定出力, 無段速度制御가 가능했으며 시뮬레이션 결과와 일치하였다.

(2) 速度制御분에 상당하는 슬립출력이 機械的 動力으로 주축에 회수됨으로 2차 저항 제어방식에 비해, 부하를 증가시키고, 속도를 감소시킬수록 에너지 절약효과가 크게 나타났다. 定格負荷상태에서 슬립 0.25(1350 [rpm])로 저속 운전한 결과 약 16.08[%] 정도의 이득이 있었다.

(3) 이 시스템에서는 유도전동기의 捲線比를 거의 1:1로 하고 동기 전동기의 發電係數 (generating constant)를 유도전동기의 2차측 최대誘起起電力의 1/2로 설계하여 속도제어범위가 동기속도 이하 약 3:1 정도이었다.

그러나, 適定設計로서 유도전동기의 固定子/回轉子 捲線比를 3:1 내지 4:1로 하고, 보조동기기의 철심의 포화 및 亂調등의 安定度를 고려하여 최적의 發電係數, 즉 電機子起電力/界磁電流의 값을

에서 보조동기기의 계자전류  $I_f$  나 인버터의 制御點弧角  $\alpha$  를 조정하면 된다.

여기서는 提案된 簡易近以T型等價回路 (Fig.6) 에서 유도된 特性方程式 (44) 와 (55) 에, 전동기의 定數測定實驗에서 구한 諸 定數值 (Table 3) 를 대입하고 보조동기기의 계자전류를  $I_f = 0.9[A]$  로 일정하게 유지한 상태에서 인버터의 制御點弧角  $\alpha$  와 슬립  $S$  를 파라미터로하여 Fig.29의 플로우차트에 따라 디지털 전자계산기로 시뮬레이션하였다.

Fig.39는 유도전동기의 Torque - slip 特性曲線이고, Fig.40은 Current-slip 特性曲線이다. 그리고 Fig.41은 일정토크(rated torque) 하에서의 制御點弧角의 변화에 따른 속도제어특성을 나타낸다. Fig.39와 Fig.40은 制御點弧角  $\alpha$  를 일정하게 유지한 상태에서 보조동기기의 계자전류  $I_f$  와 슬립  $S$  를 파라미터로 하여 얻은 Fig.34, Fig.35의 特性曲線과 동일한 경향을 나타낸다. 또 Fig.41의 속도제어특성은 유도전동기의 속도  $N$ 가  $\cos\alpha$ 의 함수임을 나타낸다.

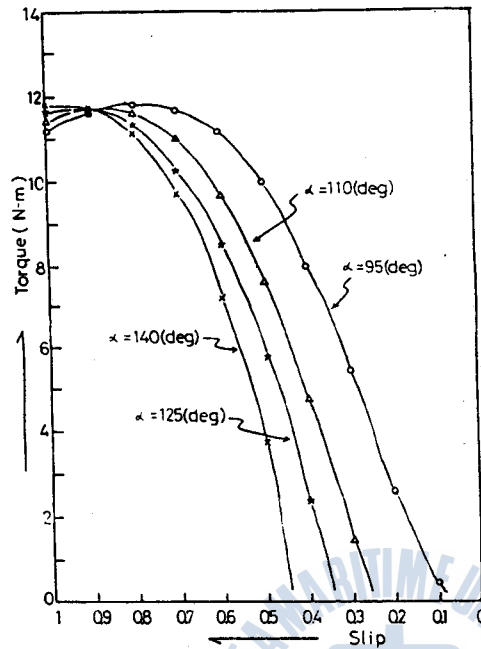


Fig.39. Computed torque vs. slip characteristics at different firing angles of inverter ( $I_f = 0.8[A]$ )

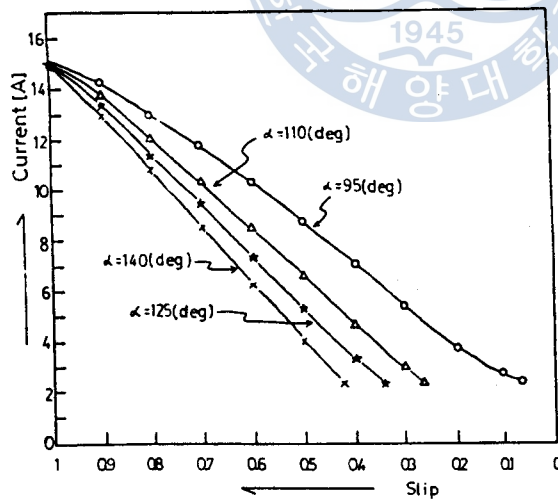


Fig.40. Computed current vs. slip characteristics at different control firing angles of inverter ( $I_f = 0.8[A]$ )



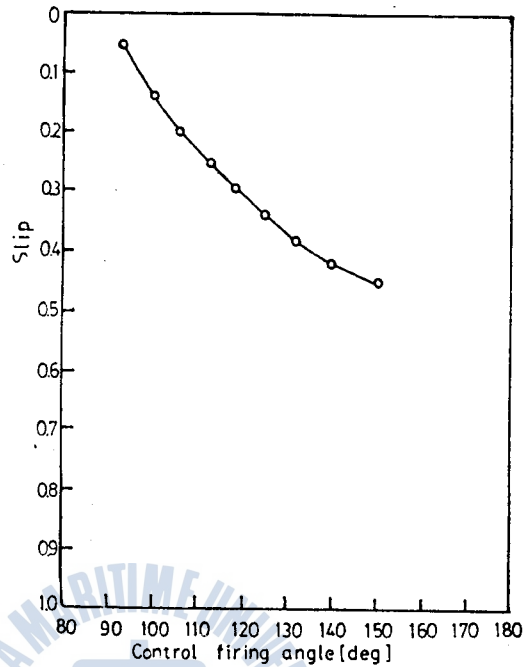


Fig.41. Speed control characteristic when control firing angle of inverter was varied.

#### 5 · 4. 슬립 電力回收特性

이 시스템의 效率 및 力率을 측정 및 算定한 결과를 보면, 보조동기기의 界磁電流의 조정으로 속도제어를 할 수 있다. 동시에 力率 및 效率을 제어할 수 있음을 나타낸다.

그리고, 그 특성은 靜止式 셀비어스 시스템에 비하여 效率은  $I_f$ 가 적을수록 거의 비슷하게 향상되었고, 力率은  $I_f$ 에 대하여 고속범위에서는 낮으나, 저속부분에서는 Krämer-stator feedback 시스템과 거의 일정하게 되었다. 이는 속도제어상태에서 슬립전력의 회수상태가 달라짐에서 기인한 결과라고 본다.

이 試作시스템은 설계상이나 동작상으로 다른 시스템에 비하여 제

한 조건이 있어 안정 운전속도 범위가 좁은 결점은 있으나,  $I_f$  및  $\alpha$ 의 값의 조정으로 力率 및 效率를 쉽게 조정할 수 있게 된다는 것이 큰 특징이다.

### 5 · 5 . 補助同期電動機의 安定度 檢討

Fig.30에서  $E_s/I_f (=K_1 K_\phi) = 52.0$  과  $69.3$ 인 case에서 검토한 바  $E_s/I_f$ 의 값이 클수록 속도 변화 범위가 커짐을 알 수 있다. 그러나  $E_s/I_f$ 의 값은 無限定 크게 할 수 없다.  $E_s/I_f = K_1 K_\phi$ 인 값은 電機子起電力/界磁電流의 比의 값에 해당하는데<sup>13)</sup>, 이 값은 轉流 가능한 동기전동기의 電流值의 최대치를 규정하는 성능지수로서, 속도, 制御點弧角, 機械定數에 의하여 결정되는 값이다. 일반적으로  $\alpha$ 가 클수록 轉流 가능한  $K_1 K_\phi$ 의 값은 증가하며, 전동기의 발생토크는  $\cos \alpha$ 에 비례하므로 발생토크를 최대로 하는 最適值  $\alpha$ 가 존재한다.

이때 界磁電流  $I_f$ 를 변화시켜 속도제어를 할때의 同期機의 最大토크는  $I_f^2$ 에 거의 비례하나,  $I_f$ 를 증가시켜 鐵心이 飽和되면 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>13)</sup>에서 亂調(hunting)는 단자전압이 낮을수록, 속도가 낮을수록,  $I_f$ 가 작은 값에서 일어나기 쉬우므로 이 점을 고려하여  $I_f$ 의 限界値를 설정하여야 한다. Fig.30에서는  $I_f$ 가  $0.8[A]$  부근에서 鐵心の 飽和現象이 일어남을 알 수 있으므로 이 값을 이 시스템의  $I_f$ 의 限界値로 설정하여야 한다.

## 第 6 章 結 論

同期機를 補助機로 하는 誘導電動機의 靜止式 크레머 시스템에 대하여 理論적으로 解析하고 設計試作하여 實驗적으로 考察한 바 다음과 같은 結論을 얻었다.

1. 크레머式 2次勵磁시스템에서 補助機로 使用되었던 周波數 變換機의 機械式 整流子を 다이리스터 整流子로 代치함으로써 機械式 整流子の 정비 및 보수의 結점을 제거하고, 새로운 크레머式 슬립 電力 回收시스템인 無整流子 靜止形 크레머시스템을 실현했다.

2. 試作시스템은 1[HP], 200[v], 4[p], 固定子/回轉子 捲線比 1:1인 3相 誘導電動機와 補助電動機로는 2/3[HP], 120[v], 4[p]인 同期機를 使用해서 확인실험한 결과, 理論的 解析과 일치하였다.

3. 이 시스템을 시뮬레이션한 결과 適定設計値에서 다음과 같은 動作特性을 갖게 되었다.

(1) 速度調整範圍는 誘導電動機의 固定子/回轉子 捲線比를 3:1 ~ 4:1로 낮추고, 補助同期電動機의 電機子起電力/界磁電流 比를 120 ~ 170으로 높이면, 9.5:1로 制御할 수 있다.

(2) 效率은 靜止式 셀비어스 시스템의 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.

(3) 力率은 靜止式 셀비어스 시스템의 수준값 30[%] ~ 40[%]의 2 배인 65[%] ~ 80[%] 값을 갖게되며, 이 값은 同期機의 界磁電流에 의하여 制御할 수 있다. 이는 다른 슬립電力回收 시스템에서 볼 수 없는 우수한 力率制御特性이다.

(4) 負荷變動에 따른 速度變動率은 3 ~ 14 %로 直流分捲特性을 갖게 되는데, 이는 슬립電力 回收特性이 양호한 시스템임을 입증하고 있다.

(5) 直列縱續式 速度制御의 관점으로 볼 때, 特定한 速度範圍에 맞추어 同期電動機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.

그러나 인버터의 과도한 서-치 전압에 대한 보호회로와 高調波 解析을 포함한 시스템의 精密解析 및 보다 簡便하고 低廉한 制御裝置의 研究가 앞으로의 과제로 남아 있다.

## 參 考 文 獻

- 1) T.A.Lipo, P.C. Krause : Stability analysis for variable frequency operation of synchronous machine, IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-87, pp.227 ~ 234, (1968).
- 2) Von Felix Blaschke : Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die TRANSVEKTOR-Regelung von Drehfeldmaschinen, Siemens-Zeitschrift 45 Heft 10, pp.757 ~ 760, (1971).
- 3) 洪淳一, 盧彰注 : 周波數 Vector control 에 의한 誘導電動機驅動에 관한 解析과 構成, 大韓電氣學會誌, 第33卷, 第11號, pp.9 ~ 15, (1984).
- 4) 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).
- 5) 朴昊鎬 : 誘導機器, 東明社, pp.320 ~ 335, 386 ~ 415, (1983)
- 6) A. Lavi, R.J. Polge : Induction Motor Speed Control with Static Inverter in the Rotor, IEEE Trans, Power App. Syst., Vol.PAS-85, No.1, pp.76 ~ 84, Jan.(1966).
- 7) 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)
- 8) 黄煥文：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).
  - 9) 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(B), 100卷, 11號, pp.49~56,(1980).
  - 10) J.Node, Y.Hiro, T.Hori:Brushless Scherbius Control of Induction Motors, IEEE IAS, 9th, Annual Meeting Rec, pp.111~118,(1974).
  - 11) Takaaki Wakabayashi, Takamasa Hori, Kousaku Shimizu, Takayaki Yoshioka :Commutatorless Kraemer Control System for Large-capacity Induction Motors for Driving Water Service Pumps, IEEE/IAS, Annual Meeting, pp.822~828,(1976).
  - 12) 朴旻鎬, 薛承基：VVVF 制御에 의한 三相誘導電動機의 高效率化 運動에 關한 研究, 大韓電氣學會誌, 第30卷, 第7號, pp.64~69,(1981).
  - 13) 稻態幸雄, 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, 日本電氣學會誌(B), 第93卷, 第11號, pp.53~58,(1973).
  - 14) 佐藤則明, 關長隆：SCRインバータによる同期電動機の運轉, 日本電氣學會雜誌, Vol.85~4, No.919, pp.135~144,(1965).
  - 15) 黄煥文：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).
  - 16) Kenneth P.Phillips : Current Source Converter for AC Motor

- Drives, IEEE Trans. Ind. App. Vol.1A~8, pp.679~683,  
(1972)
- 17) 上山直彦: 다이리스터制御 AC모우터의 運轉과 保守, 機電研究社  
譯, pp.59~127,(1978).
- 18) 上山直彦: サイリスタモータの原理と運轉, 電氣書院, pp.69~82,  
(1974).
- 19) S.B. Dewan, G.R. Slemon, A. Straughen: Power semiconductor drives, John Wiley & Sons, pp.260~285,(1984).
- 20) J.M.D. Murphy: Thyristor control of a.c motors, Pergamon Press, pp.150~154,(1975).
- 21) KK Sugandhi, RK Sugandhi: Thyristors (Theory and application), John Wiley & Sons, pp.250~255,(1984).
- 22) 入江壽一: フィードフォワード制御併用PLLによるサイリスタ位相制御のためのゲート信号発生器, 日本電氣學會誌(B), 第99卷, 第6號, pp.121~128,(1979).
- 23) Vedam Subrahmanyam: Analysis on Commutation of a Current Source Inverter Feeding an Induction Motor, Using 2-axis Variables, IEE Proceedings, Vol.130, No.5, pp.355~359,  
(1983).
- 24) J.B. Klassens: Analysis of a commutation circuit for design of thyristor inverter, IEEE Trans. Electronics, Vol.1EC1, No.3, pp.125~129,(1973).
- 25) 河注植: 自動制御工學, 海事圖書出版部, 釜山, pp.27~110,(1976).

- 26) 盧彰注, 洪淳一: 誘導電動機를 위한 電流形인버터의 轉流回路最適設計에 關한 研究, 韓國船用機關學會誌, 第9卷, 第3號, pp.78~84, (1985).
- 27) 安岡育雄, 常廣讓: 誘導機驅動用電流制御形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).
- 28) Malvino, Leach: Digital principles and applications, McGraw-Hill inc, pp.205~222, (1981).
- 29) 盧彰注, 俞春植: 三相 誘導電動機의 缺相時電流 및 廻轉力特性에 關한 研究, 韓國船用機關學會誌, 第6卷, 第1號, pp.25~33, (1982).
- 30) 宮田俊夫: サイリスタクレーマによる可變速制御, 日本電氣學會雜誌, 第96卷, 第5號, pp.50~53, (1976).
- 31) 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 關한 研究, 大韓電氣學會誌, 第24卷, 第4號, pp.63~70. (1975).
- 32) Ralph J. Smith: Circuits, devices, and systems, Wiley international edition, pp.631~648, (1976).



## 附錄 1 . 電流形인버터의 轉流理論

다이리스터 逆變換裝置에서는 自然轉流가 불가능하므로 點弧되는 다이리스터와 消弧되는 다이리스터 사이에는 強制轉流 (forced commutation)가 행하여지게 된다.

이러한 轉流를 행하기 위해서는 點弧하고 있는 素子에 逆바이어스電壓 (reverse bias voltage)이 필요하게 되며 轉流電壓을 얻는 방법에 따라 他勵式과 自勵式 인버터로 구분된다.

后者는 인버터 내부에 轉流電壓을 발생하는 회로를 內藏하고 있으며 轉流콘덴서를 사용하여 인버터의 출력회로전압에 따라 充電을 행하여 消弧해야 할 素子에 콘덴서의 充電電壓이 逆바이어스가 되도록 가해서 強制的으로 消弧시켜 轉流를 행하면 Fig. A-1의 點弧사이클 (gating cycle)이 얻어지게 된다.

Fig. A-2 는 다이리스터  $Th_1$  에서  $Th_3$  로 轉流過程을 나타내는 것으로  $Th_1$  과  $Th_2$  의 게이트에 더블 펄스 (double pulse)가 주어지면 Fig. A-2의 (a)에서 負荷電流는  $p-Th_1-D_1-load-D_2-Th_2-N$ 의 루우프를 통하여 흐르며 轉流콘덴서  $C_1, C_3, C_5, C_6$  는  $C_1$  과 동일한 極性으로 전압  $E_c$  까지 充電된다.

다음 位相이  $\frac{\pi}{3}$ 만큼 뒤진 점에서 다이리스터  $Th_3$  를 트리거시키면  $Th_1$  은 轉流콘덴서  $C_1$  의 充電電荷 (逆方向電壓)에 의해 순시에 消弧되고 負荷電流는  $P-Th_3-C_1-D_1-load-Th_2-N$ 의 루우프로 轉流하여 轉流콘덴서  $C_1$  은 직류전류  $I_d$  에 의해 定電流로 放電되며 이때 다이오우드  $D_3$  는  $C_1-D_1-load(R,S)-D_3-C_1$  의 폐 루우프 (clo-

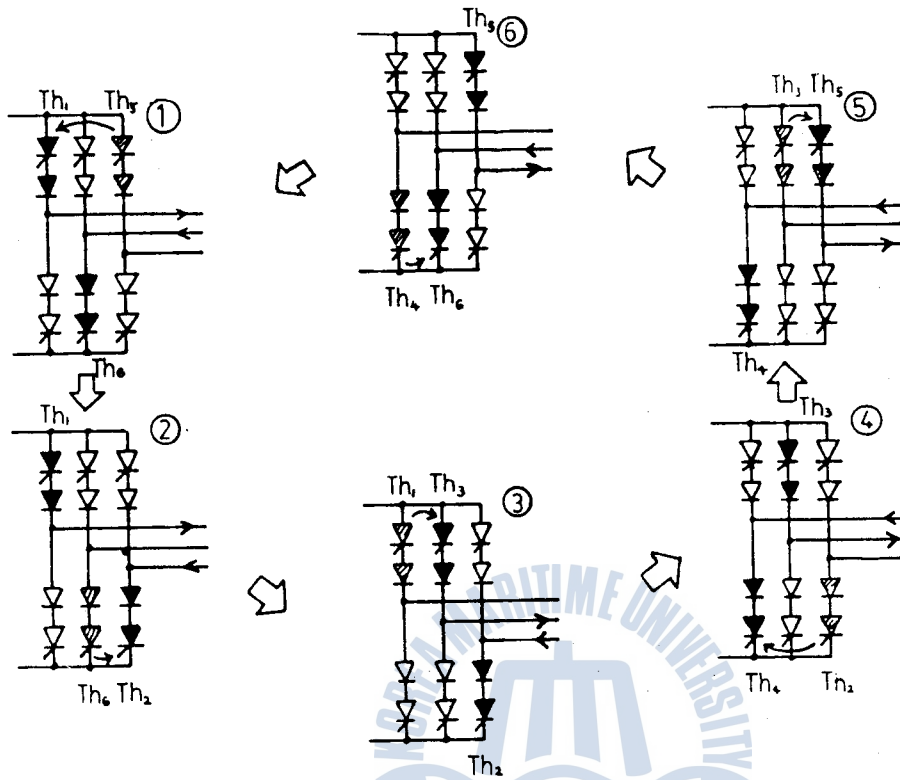


Fig. A-1. Gating cycle for current source inverter.

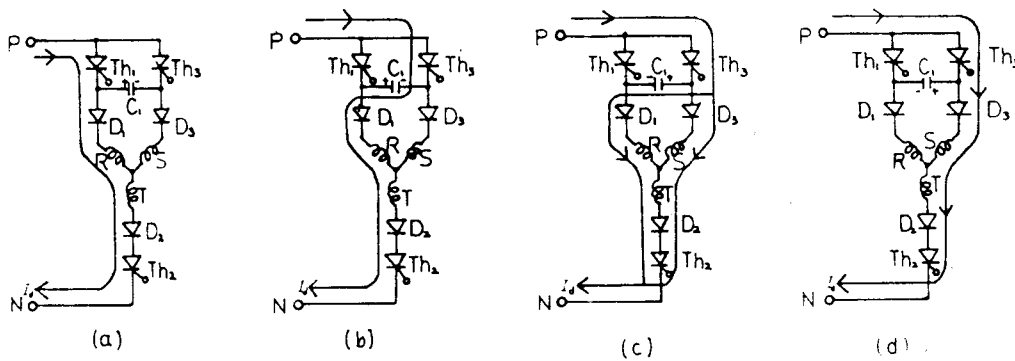


Fig. A-2. Current flow through inverter and motor at commutation.

sed loop) 로 逆바이어스電壓이 인가되어 있음으로 도통치 않는다.

轉流콘덴서  $C_1$  에 逆으로 충전되고 페루우프로 다이오우드  $D_3$  에 順方向電壓이 인가하기 시작하면  $D_3$  가 도통하여 Fig.A-2(c)의 그림에서 다이오우드  $D_3$  가 도통하면 부하의 R相과 S相 捲線에 負荷電流가 유입되어 전류의 합이 직류전류  $I_d$  로 제한되어 있음으로  $D_1$  을 흐르는 전류는 부하의 R相에 축적된 에너지를 轉流콘덴서  $C_1$  에 방출시키면서 감소하고  $D_3$  를 흐르는 전류는 증가한다.

$D_3$  를 흐르는 전류가  $I_d$  와 같게 되면  $D_1$  의 전류는 零이 되고 이 기간을 마치는데 이 기간은 부하에 축적된 에너지가  $C_1$  에 방출되는 重疊期間 (overlap period)이며 이상의 과정을 마치면 Fig. A-2(d)에서와 같이 負荷電流는 P-Th<sub>3</sub>-D<sub>3</sub>-load-D<sub>2</sub>-Th<sub>2</sub>-N으로 흐르게 되는데 이같은 轉流가 한사이클중에 6회 點弧사이클에 의거 반복되므로 부하에 矩形波교류를 공급할 수 있게 된다.

Fig.A-3는 轉流過程에 있어서 轉流콘덴서의 전압과 負荷電流의 파형을 나타내는데, 이 그림에서  $t_1$  은 Th<sub>3</sub> 가 點弧되는 시점,  $t_2$  는 콘덴서  $C_1$  의 전압이 零이 되는 시점,  $t_3$  는  $C_1$  이 충전을 시작해서 충전전압이 선간전압  $e_{rs}$  와 같게 되는 시점을, 그리고  $t_4$  는 충전 완료되는 시점을 각각 나타낸다.

轉流시 콘덴서  $C_1$  에서의 放電電流 (逆바이어스電流)  $i_{c1}$  를 구하기 위하여 電壓方程式을 세우면

$$L_1 \frac{di_{c1}}{dt} + \frac{1}{C_1} \int i_{c1} dt = \frac{q_0}{C_1} \quad (\because \frac{q_0}{C} = E) \dots\dots\dots (A-1)$$

이 되며 式 (A-1) 을 라플라스 變換 (Laplace transformation)

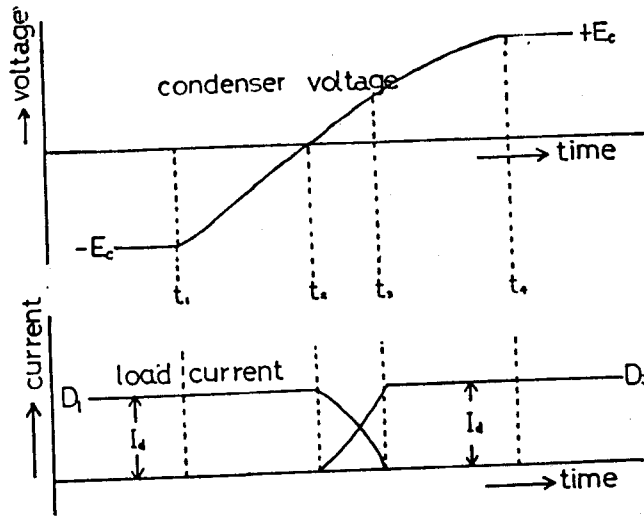


Fig. A-3. Waveforms in commutation action.

하고 정리하면

$$I_{c1}(S) = \frac{q_c / C_1 L_1}{S^2 + 1 / L_1 C_1} \dots \dots \dots (A-2)$$

가 된다. 또 式 (A-2) 는

$$I_{c1}(S) = \frac{E}{\sqrt{L_1 / C_1}} \cdot \frac{1 / \sqrt{L_1 C_1}}{S^2 + (1 / \sqrt{L_1 C_1})^2} \dots \dots \dots (A-3)$$

로 나타낼 수 있으며 放電電流  $i_{c1}$  을 구하기 위해 라플라스 逆變換 (inverse Laplace transformation) 하면 轉流回路에서의 放電電流의 일반식  $i_c$  는

$$i_c = \mathcal{L}^{-1} [ I_{c1}(s) ] = \frac{E}{\sqrt{L_1 / C_1}} \sin \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} t = \frac{E}{\sqrt{L / C}} \sin \frac{1}{\sqrt{LC}} t \dots \dots \dots (A-4)$$

가 된다.

# 船型에 따른 船舶의 針路 安定性에 關한 研究

權 種 浩

A Study on Course Stability in Accordance  
with Configuration of Ships

*Kwon Jong-ho*

〈目 次〉

Abstract

Nomenclature

1. 序 論
  2. 理 論
    - 2.1 線形運動方程式
    - 2.2 動的 針路安定性
  3. 針路 安定性 Simulation
  4. 結果 및 考察
    - 4.1 方形肥瘠係數 ( $C_b$ )의 크기가 針路 安定性에 미치는 影響
    - 4.2 船體길이에 대한 船幅의 比 ( $L/B$ )가 針路 安定性에 미치는 影響
    - 4.3 船體길이에 대한 吃水의 比 ( $L/T$ )가 針路 安定性에 미치는 影響
    - 4.4 舵面積比 ( $R_A$ )가 針路 安定性에 미치는 影響
  5. 結 論
- 參考文獻