

三相 誘導電動機의 固定子電流 벡터 制御를 위한 驅動回路 設計에 관한 研究

洪 淳 一

A Design for the Drive Circuit for the Vector Controlled
Stator Current of a 3ϕ Induction Motor

. Hong Soon-ill

〈目 次〉

- | | |
|-------------------------------------|-------------------------------------|
| 1. 序 論 | 4.2 制御回路部の 動作原理와 設計 |
| 2. 交流電動機 벡터制御 | 4.2.1 主回路 設計 및 特性 |
| 2.1 固定子電流 벡터制御原理 | 4.2.2 各 制御回路 設計와 應答特
性 |
| 2.2 籠型誘導電動機의 解析 | 5. 實驗結果 및 檢討 |
| 2.2.1 電流벡터의 廻轉座標變換에
의한 基礎方程式의 誘導 | 5.1 實驗裝置 |
| 2.2.2 벡터制御를 위한 等價回路
誘導 | 5.2 實驗結果와 檢討 |
| 3. 籠型誘導電動機의 벡터制御 | 5.2.1 各部의 變數值 測定과 考察 |
| 3.1 制御變數의 選定 | 5.2.2 各部 測定波形에 關한 考察 |
| 3.2 電流벡터 制御 알고리즘 | 5.2.3 供給 交流人力의 크기와 安
定 運轉範圍 |
| 3.2.1 토오크電流의 制御條件式 | 5.2.4 電流 一定時와 電流 制御時
의 電動機 特性 比較 |
| 3.2.2 固定子電流의 크기 制御條
件式 | 6. 結 論 |
| 3.2.3 스립角速度 制御條件式과
設計 | 附 錄 1. 시스템 狀態方程式 誘導 |
| 3.2.4 固定子電流의 角速度 制御
條件式 | 2. 電流벡터 制御回路 |
| 4. 籠型誘導電動機의 벡터시스템構成과
設計 | 參考文獻 |
| 4.1 시스템의 構成 | |

A Design for the Drive Circuit for the Vector Controlled Stator Current of a 3ϕ Induction Motor

Hong, Soon-Ill

Abstract

It has been difficult problems to realize the control schemes of a variable frequency induction motor drive fed from voltage or current source inverters because the control equations are non-linear and complicated. On the basis of earlier analysis, the system equations of an induction motor is shown by using 2-axis variables. And its equivalent circuit is expressed on the air-gap flux. It is difficult to comprehend vector control and to adapt speed control schemes of an induction motor.

In this paper, the system equations for an induction motor are presented in a convenient format using the method of field co-ordinate. The relations among flux, torque and rotation speed are derived in terms of stator current components in a simple format. The stator current components i_d and i_q are equivalent to the field and armature current in a DC motor respectively. Based on the system equations, the control laws for an induction motor drive system fed from the current source inverter and the equivalent circuit of an induction motor are derived in order to realize simple control schemes as well as those of a DC motor. According to the control laws, the speed control schemes of an induction motor fed from current source inverter are proposed. In the proposed speed control scheme, the characteristics of control variables are similar to that of a DC motor.

For a small variation about an operating point, the linearized state equations of an induction motor are presented. When the stator current is controlled, the effect of current on the drive response is evaluated from root loci of the state matrix **A**.

Each control part of total system was designed and its response characteristics for input and output were verified by the theoretical computation and experiments, and then the induction motor-vector control system was composed of the above control part. The experimental tests were carried out on a 2.2[kw] 3-phase induction motor. The results were that the region of speed control for a test motor was between 25 and 1450 rpm, that the optimal frequency for starting speed command was 10% of the rated speed, and that in the case of driving, the response time of speed variation for the test motor was 140[ms].

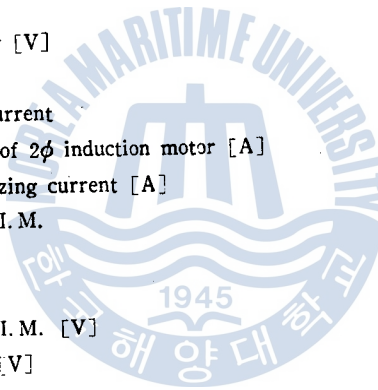
NOMENCLATURE

meanings of parameter and constant

- * : indicates command quantity
- a : indicates DC link quantity
- h_{fs} : current amplifier ratio of transistor
- L_1, L_2 : stator and rotor inductances [H]
- M : mutual inductance [H]
- k : gain constant
- p : d/dt
- R_1, R_2 : stator and rotor resistances [Ω]
- s : indicates steady state quantity
- β : inverter ratio

variables

- E_d : output voltage of SCR converter [V]
- I_d : DC link current
- i_r : instantaneous value of torque current
- i_D, i_Q, i_d, i_q : stator and rotor currents of 2 ϕ induction motor [A]
- i_0 : instantaneous values of magnetizing current [A]
- i_1, i_2 : stator and rotor current of 3 ϕ I. M.
- s : slip
- T : torque vector [N·m]
- v_s : instantaneous stator voltage of I. M. [V]
- V_I : input voltage of SCR inverter [V]
- α : retard angle of SCR converter
- $\omega, \omega_0, \omega_1$: indicates angular frequency in synchronously referred frame [rad/s]
- ω_s : slip angular frequency [rad/s]
- $\theta_1, \theta_r, \delta$: angulars of stator current rotor and torque [rad]



1. 序 論

最近 電力電子와 디지털 기술의 급속한 발달로 인하여 可變電壓 可變周波數 電力變換器의 전원이 개발되었다. 이러한 전원의 개발에 따라 지금까지 定速度 전동기로만 알려져 왔던 交流電動機가 可變速驅動에 활용될 수 있음을 알고, 產業體에 응용하기 위해서는 交流電動機의 可變速驅動시스템의 연구와 개발이 必要하였다. 可變電壓 可變周波數 電力變換器로서 誘導電動機를 可變速運轉하는 경우 1次電流 혹은 電壓과 그 周波數를 制御하므로써 直流分捲電動機와 類似한 速度, 토오크 應答特性을 얻는 방식이 벡터制御이다.^{1), 2), 25)}

벡터制御는 Daramstadt 工科大學 Hasse氏가 1968年 그 原理를 發表하여 1971年 Siemens社의 Blaschke氏가 回轉磁束軸을 基準으로 한 可變速 벡터制御概念을 발표하였다.^{1), 2), 12)} 最近에는 M. Abbs氏가 電氣機械의 2軸이론에서 시작하여 벡터 制御理論을 확립하고^{11), 9), 13)} Masakiko Akamatsu氏가 磁界方向 벡터制御 시스템을 개발하여 아나로그 시뮬레이션하였다.^{2), 7), 11)} 國內에서는 몇개 大學에서 인버터驅動에 의한 電動機速度制御가 研究되고 있으며 필자는 誘導電動機 스톱周波數形 벡터制御方式에 관하여 電學誌 등에 發表하였다.^{3), 21), 23)} 또한 각국에서 磁束檢出形 벡터制御가 研究되고 있으나 그 制御回路의 구성이 복잡하고^{11), 12)} 2次자속에 기준한 교류전동기 벡터 제어는 그 이론이 非線型 함수이거나 복소수이어서 제어 시스템의 구성과 그 應答의 理論的 解析이 難해하다.^{7), 9)} 最近에는 誘導機의 벡터제어에 관한 연구진행의 결과로서 可變速驅動이 실용화 단계에 있다. 지금까지 유도기의 벡터制御를 위한 基礎方程式은 D·Q 2軸 表現으로 되어 변수가 많고 일반 벡터식과 다르므로 벡터제어를 適用하기 어렵다.^{1), 2), 5), 7)} 또한 종래의 誘導電動機 等價回路는 공극 자속을 기준한 T型 等價回路가 널리 사용되었으나⁴⁾ 2次 자속을 一定히 하고 그 磁束軸을 기준으로 하여 固定子 電流벡터制御를 하기 위해서는 제어변수, 제어조건 등을 정하기가 어려우며 구동시스템의 구성도 매우 복잡하다.

本 論文에서의 研究目的은 3相유도전동기에 勵磁電流 i_0 를 일정하게 유지시키고 固定子 電流 i_1 의 크기와 角速度를 制御하여 可變速 驅動시키는 制御시스템을 構成하는 것이다. 그리하여 직류분권 전동기와 유사한 방법으로 속도, 토오크, 固定子電流, 磁束 등이 독립制御 되도록 한다. 理論的 전개 과정에서 電流形 인버터의 位相變化는 理想的이며 電動機의 권수비는 1이고 철손은 무시한다.

따라서 本 研究에서는 誘導電動機의 2軸理論에 따라 3相 籠형유도전동기에서 입력각속도, 電壓 및 電流벡터 사이의 관계를 나타내는 微分方程式을 電流벡터의 回轉座標變換에 의해서 2次 磁束軸에 기준하여 유도하였다. 그리고 이 方程式의 뜻에 따라 固定子電流벡터 制御에 적용하기 편리한 等價回路를 유도하고 고정자 전류 i_1 을 等價勵磁分 電流 i_0 와 이것과 直交하는 等價토오크 電流分 i_2 로 분해하였다. 그리하여 3상 籠형유도전동기에 대한 磁束, 토오크 및 회전속도를 分解된 固定子電流 要素로서 직류분권전동기의 관계식과 같이 간단한 식으로 나타내었다.

여기서 勵磁電流 i_0 를 一定하게 유지하고 固定子電流의 크기와 그 角速度를 벡터制御시키므로써 可變速驅動되는 制御條件式을 誘導하였다. 다시 이 조건식을 이용하여 制御알고리즘을 만들었다. 그

리고 電動機의 瞬時속도를 검출하여 이 신호를 晝환시켜 設定速度値와 비교하여 토오크 전류신호를 만들며 이 신호에 의해 提示한 制御 알고리즘에 따라 固定子電流의 角速度와 크기가 동시에 벡터 제어되는 구동시스템을 提案하여 構成하였다. 또한 유도전동기 시스템을 線型化하여 固定子電流벡터 制御時에 구동응답의 속응성을 평가하였다.

그리고 이 提案된 制御시스템에 따라 電動機벡터 制御回路를 設計제작하여 提案된 制御理論과 조건식을 실험과 수치계산에 의해서 그 타당성을 究明하였다. 그 결과 3相 平衡유도전동기도 직류분권 전동기와 유사하게 固定子電流要素에 대해서 토오크, 자속, 스립角速度가 독립제어 가능함을 보였고 이때 각 변수들을 직류전동기와 비교하였다.

이상과 같이하여 제작한 구동장치로써 1/2정격부하가 걸려 있는 2.2[kw] 4극 平衡전동기를 구동한 결과 속도가 25~1450 rpm 까지 연속 가변할 수 있었고 기동시 最適速度 설정값은 定格周波數의 10% 정도에서 安定된 기동을 할 수 있었다. 또한 800 rpm에서 1397 rpm으로 속도설정 변경한 경우 정상상태에 도달하는데 요하는 응답시간이 140[ms] 소요되었다.

2. 交流電動機의 벡터制御

2.1 固定子 電流벡터 制御原理

交流電動機 벡터制御는 交流機의 고정자측 전압 혹은 電流의 크기와 位相을 制御하는 것을 말한다.¹¹⁾ 본 연구에서는 전동기 1次電流를 벡터制御하도록 하였다. 즉 콘버터측에서 電流振幅을 制御하고 直列다이오드形의 電流形 인버터측에서 電流의 回轉角速度를 制御한다. Fig.1은 그 주회로 구동부를 나타내며 SCR 콘버터부, 필터부(DC·L), SCR 電流形 인버터부, I·M부(기계계 포함) 및 制御部로 구성되어 있다.

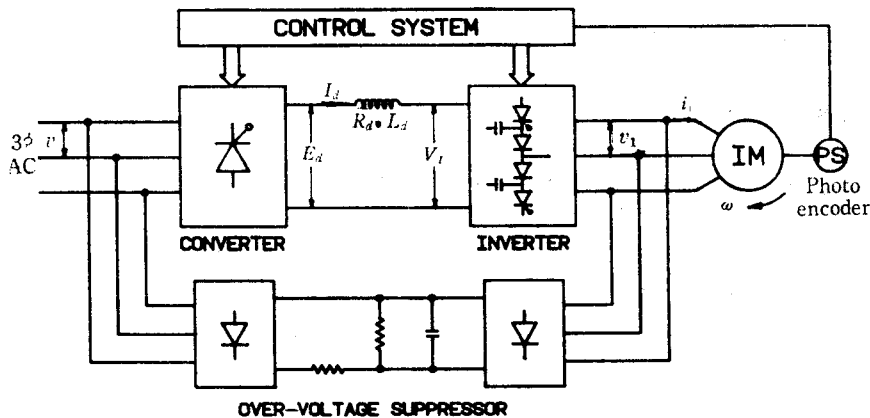


Fig. 1. The principle of the stator current controlled method for induction motor drive.

Fig.1에서 電流形 인버터의 位相變化는 理想的이라고 하면 3相 交流入力 電壓 v 에서 인버터 출력전압 v_1 까지의 電壓電流方程式은 다음과 같다. Fig.1에서 싸이리스터 콘버터의 출력전압은

(1)식과 같다.

$$E_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V \cos \alpha \dots\dots\dots(1)$$

$\sqrt{2}V$: 入力電壓 최대값

α : 사이리스터 콘버터 점호제어각 ($0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}$ 범위로 한다)

Fig. 1에서 直流側의 電壓電流 방정식은 다음과 같다.

$$E_d = R_d \cdot I_d + L_d p I_d + V_I \dots\dots\dots(2)$$

인버터 비를 β 라고 하면 인버터 출력 전압은 $v_1 = \beta V_I$ 이므로 이관계와 (1)식의 E_d 를 (2)식에 代入하면 (3)식이 된다.

$$v_1 = \beta \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V \cos \alpha - \beta(R_d + L_d p) I_d \dots\dots\dots(3)$$

또, θ_1 에 동기하여 回轉하는 回轉軸으로 환산한 3상전동기 1次 a相전류는 $i_1 = 2\sqrt{3} I_d / \pi \cdot \cos \theta_1$ 이고 b상, c상은 각각 $\frac{2}{3}\pi$, $\frac{4}{3}\pi$ 지연된다.^{10), 17)} 따라서 $I_d = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} i_1$ 이므로 이 값을 (3)식에 代入하면 (4)식이 된다. 그리고 정상 상태에는 p 가 붙은 항은 0이다. 단, $\theta_1 : i_1$ 의 각 변위

전동기 공급전압과 1次전류의 관계는 (2), (3)식에서 (4)식이 된다.

$$v_1 = 1.21 V \cos \alpha - (R_d + L_d p) i_1 = i_1 Z_M \dots\dots\dots(4)$$

결국 전동기 1次전류는 다음과 같이 표현된다.

$$i_1 = \frac{1.21 V \cos \alpha}{(Z_M + R_d + L_d p)} \sin \omega_1 t \dots\dots\dots(5)$$

여기서 $\omega_1 : i_1$ 의 회전각주파수이고 Z_M 전동기 임피던스이다.

(5)식에서 i_1 을 여자전류 i_0 와 토크 電流 i_t 로 분해하여 i_0 의 값이 일정하게 되도록 SCR 콘버터의 점호제어각 α 를 제어하여 i_1 의 크기를 그리고 SCR 인버터에 의해 회전각주파수 ω_1 을 制御한다. 따라서 본 연구에서는 i_1 의 크기와 ω_1 을 제어하는 벡터制御回路를 설계하는 것이다.

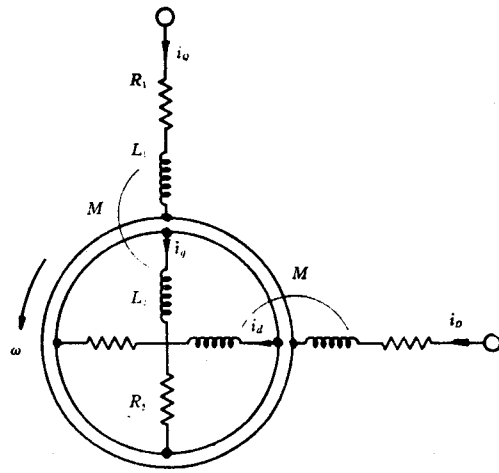
2.2 籠型誘導電動機의 解析

2.2.1 電流벡터의 廻轉座標變換에 의한 基礎方程式의 誘導

농형 유도전동기에서 여자전류를 一定한 상태로 두고 고정자 전류를 벡터제어하기 위해서 電壓電流에 대한 덕터미분방정식을 유도한다. 3相誘導電動機는 2相 \rightarrow 3相變換을 쉽게 할 수 있으므로 유도기는 2상2극이라 하면 고정자 평면을 기준한 등가 2相 전압전류 미분방정식과 발생토크는 Fig. 2의 유도전동기 모델에서 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix} v_D \\ v_Q \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + pL_1 & 0 & pM & 0 \\ 0 & R_1 + pL_1 & 0 & pM \\ pM & \omega M & R_2 + pL_2 & \omega L_2 \\ -\omega M & pM & -\omega L_2 & R_2 + pL_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_d \\ i_q \end{pmatrix} \dots\dots\dots(6)$$

$$T = M(i_Q i_d - i_D i_q) \dots\dots\dots(7)$$



R : Coil resistance[Ω]
 L : Self inductance[H]
 M : Mutual inductance[H]
 ω : Rotor frequency[rad/sec]

Fig. 2. Induction motor model.

이 (6)식은 Q 軸이 D 軸보다 $\pi/2$ 進相인 경우이므로 Q 軸에 j 를 곱하여 固定子電壓과 回轉子電壓의 $D \cdot Q$ 軸을 서로 더하면 (8)식이 된다.

$$\left. \begin{aligned} v_D + jv_Q &= (R_1 + pL_1)(i_D + ji_Q) + pM(i_d + ji_q) \\ 0 &= pM(i_D + ji_Q) + M\omega(i_Q - ji_D) + (R_2 + pL_2)(i_d + ji_q) + \omega L_2(i_q - ji_d) \end{aligned} \right\} \dots\dots(8)$$

여기서 $D \cdot Q$ 軸의 값을 Fig. 3 과 같이 電流回轉 벡터를 도입하면 고정자전압 v_1 은 $v_1 = v_D + jv_Q$ 이고 전동기 2 次軸은 단락되어 있으므로

$$0 = v_d + jv_q \text{ 이다.}$$

또 고정자와 회전자 電流벡터는

$$i_1 = i_D + ji_Q, \quad i_2 = i_d + ji_q \text{ 이다.}$$

또 Fig. 3 과 같이 회전벡터를 도입하여 $-ji_1 = i_Q - ji_D$, $-ji_2 = i_q - ji_d$, $j\omega = \omega$ 라 놓으면 (9)식과 같이 고정자와 회전자의 電壓, 電流벡터 微分方程式을 얻는다

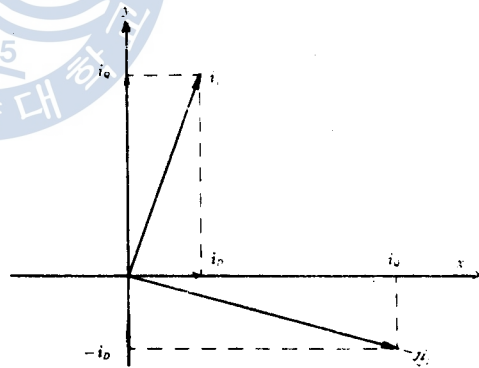


Fig. 3. State current components by Trans vector.

$$\left\{ \begin{array}{l} v_1 \\ 0 \end{array} \right\} = \left\{ \begin{array}{cc} R_1 + pL_1 & pM \\ pM - M\omega & R_2 + pL_2 - L_2\omega \end{array} \right\} \times \left\{ \begin{array}{l} i_1 \\ i_2 \end{array} \right\} \dots\dots(9)$$

$$T = Mi_2 \times i_1$$

또 이 식을 固定子入力 周波數 ω_1 軸에 投影하면 다음 (10)식이 된다.

$$\left\{ \begin{array}{l} v_1 \\ 0 \end{array} \right\} = \left\{ \begin{array}{cc} R_1 + pL_1 & pM \\ pM + (\omega_1 - \omega)M & R_2 + pL_2 + (\omega_1 - \omega)L_2 \end{array} \right\} \times \left\{ \begin{array}{l} i_1 \\ i_2 \end{array} \right\} \dots\dots(10)$$

(9), (10)식이 유도전동기의 전압, 전류 관계를 순시값의 벡터로 표시한 식으로 벡터制御의 기초 방정식이 된다. 이 두 식은 $D \cdot Q$ 軸으로 表示된 식보다 변수가 적어 벡터制御조건을 구하기 편리하

고 벡터를 이해하기 쉽다.

2·2·2 벡터제어를 위한 等價回路 誘導

誘導電動機는 그 구조상 직류전동기와 달리 여자전류를 가변하기가 곤란하므로 여자전류가 일정하게 유지되도록 固定子電流 i_1 자체가 슬립 각속도와 함께 변화하도록 하는 벡터제어에 適用하기 편리한 等價回路를 다음과 같이 구한다.

앞 절의 기초방정식 (9)에서 $p = \frac{d}{dt} = j\omega$ 를 代入하고 슬립 $s = \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1}$ 라 놓으면 (11)식이 된다.

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + j\omega_1 L_1 & j\omega_1 M \\ j\omega_1 s M & R_2 + j\omega_1 s L_2 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} \dots\dots\dots(11)$$

여기서 철손은 무시하고 권수비를 1이라 가정한다. 여기서, s : 슬립

또한 전동기 2次측을 변화하여 2次磁束軸(누설 리액턴스 $l_2=0$ 일 때는 공극자속축과 일치)에 기준한 새로운 환산 등가회로를 유도하기 위해서

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & k \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2' \end{pmatrix} \text{라 놓고 (11)식의 양변에 } \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & k/s \end{pmatrix} \text{을 좌에서부터 곱하면}$$

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + j\omega_1 L_1 & j\omega_1 k M \\ j\omega_1 k M & k^2 \frac{R_2}{s} + j\omega_1 k^2 L_2 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} i_1 \\ \frac{i_2'}{k} \end{pmatrix} \dots\dots\dots(12)$$

여기서 任意의定數 k 대신 $k = \frac{M}{L_2}$ 을 대입하면 다음 식이 된다.

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + j\omega_1 L_1 & j\omega_1 \left(\frac{M^2}{L_2}\right) \\ j\omega_1 \left(\frac{M^2}{L_2}\right) & \left(\frac{M^2}{L_2}\right) \frac{R_2}{s} + j\omega_1 \left(\frac{M^2}{L_2}\right) \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} i_1 \\ \left(\frac{L_2}{M}\right) i_2 \end{pmatrix} \dots\dots\dots(13)$$

이 식에 대응하는 등가회로와 케이스도는 Fig. 4, 5와 같다.

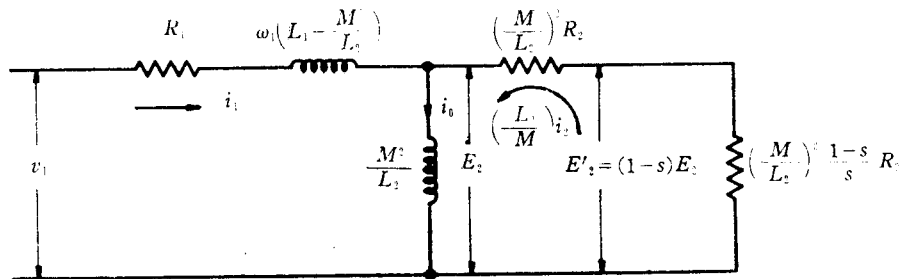


Fig. 4. a Convenient equivalent circuit of induction motor.

등가회로에서 1次전류와 토오크는 다음과 같이 표시된다.

$$i_0 = i_1 + \left(\frac{L_2}{M}\right) i_2 = i_1 + i_r \dots\dots\dots(14)$$

여기서 $i_r = \frac{L_2}{M} i_2 \dots\dots\dots(15)$

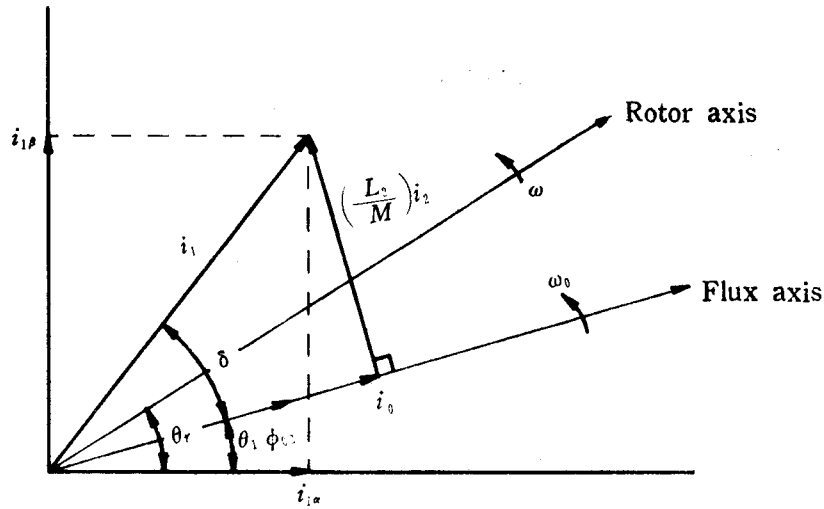


Fig. 5. Phase diagram for the field orientation control.

$$i_1 = \left(1 + j \frac{sX_m'}{R_2'}\right) i_0 \dots\dots\dots(16)$$

여기서 $R_2' = \left(\frac{M}{L_2}\right)^2 R_2, x_m' = \frac{M_2}{L_2}, \phi_2 = Mi_0 = \frac{L_2}{M} \phi_{02} \dots\dots\dots(17)$

또한 정상상태에서 전동기 1相의 발생토크는 다음과 같이 表現된다.

$$T = E_2' \cdot i_r / \omega = -\frac{M}{L_2} \phi_2 i_r = -\frac{M}{L_2} (Mi_0) i_r$$

이므로

$$T = ki_2 \dots\dots\dots(18)$$

여기서 $k = Mi_0$ 이고 $\phi_2 = Mi_1 + L_2 i_2 = \phi_g + l_2 i_2$ 이다.

i_0 를 일정하게 하고 i_2 를 제어하면 (18)식에서 전동기 발생토크는 i_2 에 의해 線型 獨立制御됨을 알 수 있다. 또 ϕ_2 는 공극자속과 2次 누설자속의 벡터합이고 2次 축의 전 쇄교 자속이 되므로 이때 i_0 는 2次 자속을 만드는 1次축 환산 등가 여자전류가 된다.

$|i_r| = \frac{L_2}{M} i_2$ 이며 i_0 와 직교하고 토크분류의 전류이므로 토크 電流라고 한다.

(14), (15)방정식에서 유도전동기의 i_0 와 i_r 는 직류전동기의 여자전류와 전기가 전류에 등가임을 나타낸다. 또한 직류 전동기는 전기가 전류에 의해 전기가 반작용이 발생하나 유도기는 i_0 가 일정히 유지되도록 i_r 을 벡터制御하면 전기가 반작용이 생기지 않고 이상적으로 가변속 제어가능함을 알 수 있다.

또한 일반적으로 電動機 기계계의 負荷토크(T_L)는 다음과 같이 表現된다.

$$T_L = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega \dots\dots\dots(19)$$

여기서 J : 관성모우멘트, B : 점성마찰계수

이 식에서 순시속도 변화에 대한 토크 전류의 관계를 구하면 (24)식과 같다.

3. 籠型誘導電動機의 벡터制御

3.1 制御變數의 選定

상술한 電流벡터 制御理論으로 3相 電動機 시스템을 실제의 速度制御 장치에 적용하기 위해서 制御變數는 다음과 같이 선정하였다. 3相誘導電動機는 구조상 여자전류 i_0 를 가변할 수 없으므로 이 여자전류를 일정하게 유지하고 외부에서 制御가능한 입력전류의 크기 i_1 과 그 角周波數 ω_1 을 制御 入力로 선정하였다. 이때 i_1 을 벡터制御하므로써 다음과 같은 특징을 갖는다.

(10)式的 전동기 전압전류방정식에서 p 가 붙은 항의 係數行列의 역행렬에 의해서 다시 정리하면 다음과 같다.

$$p \begin{pmatrix} Di_1 \\ Di_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} M^2(\omega_1 - \omega) - R_1 L_2 & MR_2 + ML_2(\omega_1 - \omega) \\ MR_1 - ML_1(\omega_1 - \omega) & -L_1 R_2 - L_1 L_2(\omega_1 - \omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_1 \\ -M \end{pmatrix} v_1$$

여기서 $D = L_1 L_2 - M^2$(20)

(9), (19)식의 발생토크와 부하토크 식에서

$$p\omega = \frac{M}{J} i_2 \times i_1 - \frac{B}{J} \omega - \frac{1}{J} T_L$$
.....(21)

(20), (21)式的 전동기와 기계제 방정식은 변수상호간에 곱항을 많이 포함하고 있으므로 비선형이다. 따라서 상태변수로서 $\Delta x = (\Delta i_1, \Delta i_2, \Delta \omega)^T$ 을 入力變數로써 $\Delta u = (\Delta v_1, \Delta \omega_1)^T$ 으로 놓고 (20), (21)式을 변수상호간에 편미분하므로써 운전상태의 平衡點에서의 미소변화에 대한 선형화 시스템을 구하면 다음과 같다.

$$p \begin{pmatrix} \Delta i_1 \\ \Delta i_2 \\ \Delta \omega \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{D}(\omega_{ss} M^2 - R_1 L_2) & -\frac{M}{D}(\omega_{ss} L_2 + R_2) & -\frac{M}{D}(Mi_{1s} + Li_{2s}) \\ \frac{M}{D}(R_1 - L_1 \omega_{1s}) & -\frac{L_1}{D}(\omega_{ss} L_2 + R_2) & -\frac{L_1}{D}(Mi_{1s} - Li_{2s}) \\ -\frac{M}{J} i_{2s} & \frac{M}{J} i_{1s} & -\frac{B}{J} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta i_1 \\ \Delta i_2 \\ \Delta \omega \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{L_2}{D} & -\frac{M}{D}(Mi_{1s} + Li_{2s}) \\ -\frac{M}{D} & -\frac{L_1}{D}(Mi_{1s} + Li_{2s}) \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta v_1 \\ \Delta \omega_1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J} \end{pmatrix} \Delta T_L$$
.....(22)

여기서 첨자 S 는 동작점에서 정상상태의 값을 나타내고 $\omega_{ss} = \omega_{1s} - \omega_s$ 이다.

다음 Table 1의 回路定數를 갖는 誘導電動機에 대하여 (22)式的 行列 A 의 固有值 軌跡을 그리면 Fig. 6과 같다. 이때 $\omega = 300$ [rad/s], $T_L = 10$ [N.m]에 動作點을 고정하고 制御變數 i_{1s}, ω_{1s} 의 組合을 변화시킨 경우이다.

Table 1. Parameter of motor and Load

2.2KW, 200V, 50Hz	Sr=0.05%	pole=4
$R_1=0.859 [\Omega]$	$J=0.02 [\text{kg}\cdot\text{m}^2]$	Load : 2KW DC generator
$R_2=0.459 [\Omega]$	$B=0.001 [1/\text{s}]$	
$L_1=0.0904 [\text{H}]$	$i_0=4.86 [\text{A}]$	
$L_2=0.0904 [\text{H}]$	$i_1=9.0 [\text{A}]$	
$M=0.0873 [\text{H}]$	$i_2=7.59 [\text{A}]$	

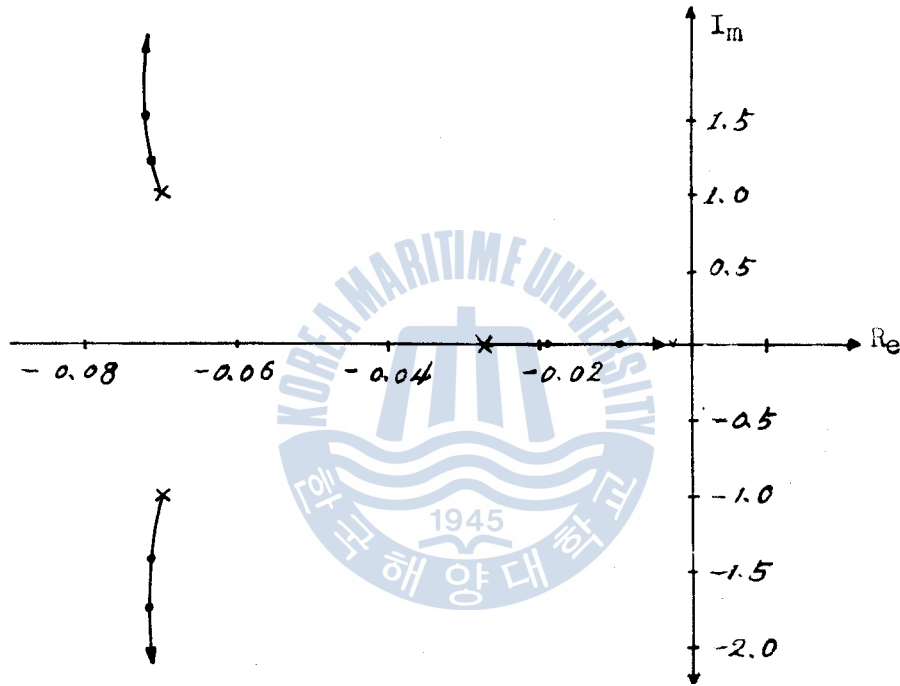


Fig. 6. Loci of eigen value for system matrix A.

고유값은 기계계에 해당하는 1개의 실근과 전기계(電流)에 해당하는 2개의 공액복소근을 갖는다. 특히 그림에서 電流의 근은 원점에 멀리 있어 그 응답의 속응성이 좋다. 따라서 本 研究에서 固定子電流 벡터 制御方式은 電流를 직접 制御하므로 (26), (30)式에서 전류의 크기와 전동기 회전속도의 응답특성이 빠르다.

3.2 電流벡터制御 알고리즘

위에서 論한 制御方法에 따라 i_1 과 ω_1 을 制御 入力變數로 정하고 여자전류 i_0 는 외부에서 직접 검출될 수 있는 양이 아니므로 i_0 를 일정하게 하여 固定子電流 i_1 의 크기와 角速度 ω_1 을 동시에 制御 하므로써 可變速驅動되는 制御條件式 을 다음과 같이 구하였다.

適用 모델電動機는 산업현장에서 널리 사용되는 2.2[kw] 3상 농형유도전동기를 선정하였으며 연산은 각 制御電流直계 대응하는 電壓으로 환산하여 그 지령값으로 하였다. 이후 이렇게 환산된 제어

지령값은 문자상단에 (*)을 붙였다.

이상 固定子電流의 크기와 角速度를 制御하기 위한 制御條件式을 유도하고 이 式에 의하여 制御 알고리즘과 Table 1의 파라미터를 사용하여 制御지령값을 구한다.

3·2·1 토오크電流의 制御條件式

i_2 의 제어조건식은 Δt 시간에는 부하의 機械系 (19)식에서

$$\Delta\omega = \Delta \frac{T}{J} \Delta t \dots\dots\dots(23)$$

이 되므로 (18)식을 (23)에 代入하면

$$i_2 = k_r \int \Delta\omega dt \dots\dots\dots(24)$$

여기서 $k_r = \frac{J}{Mi_0}$ 이다.

또 속도제어편차

$$\Delta\omega = \text{설정속도}(\omega_N) - \text{실제속도}(\omega) \dots\dots\dots(25)$$

따라서 $i_2^* = k_r \int \Delta\omega^* dt$ 이고 설정속도 $\omega_N = +10V/100\%$, 속도검출신호 $\omega = -10V/100\%$ 에 대해서 입력신호 $\Delta\omega^* = \omega_N - \omega$ 을 적분하여 $i_2^* = \pm 10V(\text{limit})$ 가 되도록 하였다.

3·2·2 固定子電流의 크기 制御條件式

(14)식에서 i_1 의 크기는 다음 식이 된다.

$$|i_1| = \sqrt{i_0^2 + (i_r)^2} \dots\dots\dots(26)$$

여기서 $i_r = \frac{L_2}{M} i_2$ 이다.

따라서 연산식은 $i_1^* = \sqrt{i_0^{*2} + i_r^{*2}}$ 이고, $i_1 = 9.0A/100\%$ 負荷에서 출력 $i_1^* = 10[V](\text{limit})$, 입력신호는 정격상태에서

$$i_r^* = 10 \times \frac{7.57}{9.0} [V]$$

$$i_0^* = 10 \times \frac{4.86}{9.0} [V]$$

로 일정하게 되도록 연산하였다.

이 식은 i_0 일정시 토오크 전류와 고정자 전류는 제곱근에 비례함을 나타낸다.

3·2·3 슬립角速度制御條件式

슬립 각속도는 Fig. 4의 등가회로에서

$$\omega_s = \frac{R_2}{M} \frac{i_2}{i_0} = -\frac{R_2}{L_2} \frac{1}{i_0} i_r \dots\dots\dots(27)$$

여기서 $\omega_s = \omega_0 - \omega$ 이고 ω_0 는 i_0 의 회전각속도이다.

ω_s^* 의 지령은 $\omega_s^* = 11.68 \frac{i_2^*}{i_0^*}$ 로 연산하였다. 결국 이 식은 전동기 슬립角速度는 i_2 에 의해 線型

獨立制御됨을 알 수 있다.

(14)식을 i_0 회전좌표 축상으로 변환하여 i_0 一定 조건에서 미분하면 과도스립 각속도는 다음 식이 된다.

$$\omega_s' = \frac{i_0 \left(\frac{di_2}{dt} \right) \omega_0}{i_1^2} \dots\dots\dots(28)$$

여기서 $\omega_s' = \omega_1 - \omega_0$ 이다.

따라서 $\omega_s'^* = \frac{i_0^* \left(\frac{di_2^*}{dt} \right) \omega_0}{i_1^{*2}}$ 으로 연산된다.

3·2·4 固定子 電流의 角速度 制御 條件式

(19), (20)식에서 固定子電流 i_1 의 각 주파수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \omega_1 &= \omega_0 + \omega_s' \\ &= \omega + \omega_s + \omega_s' \dots\dots\dots(29) \end{aligned}$$

또 電動機 回轉速度는 다음과 같다.

$$\omega = \omega_1 - \omega_s - \omega_s' \dots\dots\dots(30)$$

따라서 $\omega_1 = \omega + \omega_s^* + \omega_s'^*$ 로 연산된다.

이상의 演算方法에 의해서 交流電動機를 驅動하는 경우 정상운전 상태에서 速度設定을 변경하면 (24)식에 의해 이에 대응하는 토오크 전류 i_r 가 생기고 (27), (28)식에 의해 스텝 및 과도스립 각속도가 i_r 에 비례하여 변화한다. 따라서 (26), (29)식에 의해 電動機固定子電流의 크기와 각속도가 변화하고 결국 (30)식에 의해 전동기는 可變速驅動한다.

이상과 같이 여자전류를 일정하게 하고 농형 유도전동기 固定子電流를 벡터制御하는 경우 諸 파라메타를 직류전동기와 對應關係를 나타내면 Table 2와 같다. 여기서 直流電動機는 i_a 에 의해 전기자 反作用이 생기나 誘導電動機는 i_0 가 일정하게 되도록 (26)식에 의해 i_1 이 制御되므로

Table 2. Comparison of I.M and DC motor

DCM	I.M
field flux ϕ_f	Rotor flux (noload flux) ϕ_2
field current i_f	Exciting current i_0
Armatur Current i_a	Torque Current i_r
input Current $\sqrt{i_a^2 + i_f^2} = i$	Stator Current $i_1 = \sqrt{i_0^2 + i_r^2}$
$\tan^{-1} \frac{i_a}{i_f}$	torque angle $\delta = \tan^{-1} \frac{i_r}{i_0}$
speed $n = \frac{V - i_a r_a}{K i_f}$	slip frequency $\omega_s = \frac{R_2}{M} \cdot \frac{i_s}{i_0}$
d-axis of armature open circuit	d-axis of rotor closed circuit

電氣子反作用이 생기지 않는 三相的이 가변속 驅

獨立制御됨을 알 수 있다.

(14)식을 i_0 회전자표 축상으로 변환하여 i_0 一定 조건에서 미분하면 과도스립 각속도는 다음 식이 된다.

$$\omega_s' = \frac{i_0 \left(\frac{di_2}{dt} \right)}{i_1^2} \omega_0 \dots\dots\dots(28)$$

여기서 $\omega_s' = \omega_1 - \omega_0$ 이다.

따라서 $\omega_s'^* = \frac{i_0^* \left(\frac{di_2^*}{dt} \right)}{i_1^{*2}} \omega_0$ 으로 연산된다.

3.2.4 固定子 電流의 角速度 制御 條件式

(19), (20)식에서 固定子電流 i_1 의 각 주파수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \omega_1 &= \omega_0 + \omega_s' \\ &= \omega + \omega_s + \omega_s' \dots\dots\dots(29) \end{aligned}$$

또 電動機 回轉速度는 다음과 같다.

$$\omega = \omega_1 - \omega_s - \omega_s' \dots\dots\dots(30)$$

따라서 $\omega_1 = \omega + \omega_s^* + \omega_s'^*$ 로 연산된다.

이상의 演算方法에 의해서 交流電動機를 驅動하는 경우 정상운전 상태에서 速度設定을 변경하면 (24)식에 의해 이에 대응하는 토오크 전류 i_r 가 생기고 (27), (28)식에 의해 스텝 및 과도스립 각속도가 i_r 에 비례하여 변화한다. 따라서 (26), (29)식에 의해 電動機固定子電流의 크기와 각속도가 변화하고 결국 (30)식에 의해 전동기는 可變速驅動한다.

이상과 같이 여자전류를 일정하게 하고 농형 유도전동기 固定子電流를 벡터制御하는 경우 諸 파라메타를 직류전동기와 對應關係를 나타내면 Table 2와 같다. 여기서 直流電動機는 i_a 에 의해 전기자 反作用이 생기나 誘導電動機는 i_0 가 일정하게 되도록 (26)식에 의해 i_1 이 制御되므로 電氣子反作用이 생기지 않는 理想的인 가변속 驅動이 가능하다.

Table 2. Comparison of I.M and DC motor

DCM	I.M
field flux ϕ_f	Rotor flux (noload flux) ϕ_2
field current i_f	Exciting current i_0
Armatur Current i_a	Torque Current i_r
input Current $\sqrt{i_a^2 + i_f^2} = i$	Stator Current $i_1 = \sqrt{i_0^2 + i_r^2}$
$\tan^{-1} \frac{i_a}{i_f}$	torque angle $\delta = \tan^{-1} \frac{i_r}{i_0}$
speed $n = \frac{V - i_a r_a}{K i_f}$	slip frequency $\omega_s = \frac{R_2}{M} \cdot \frac{i_r}{i_0}$
d-axis of armature open circuit	d-axis of rotor closed circuit

4. 籠型誘導電動機의 벡터制御시스템의 構成과 設計

4.1 시스템의 構成

3相 電動機의 벡터制御에는 여러 방법이 있지만 본 연구에서는 앞 절의 電流벡터 制御理論과 電

流制御 알고리즘(23)~(30)식을 適用하여 固定子電流 자체가 磁化電流 i_0 를 一定하게 유지하도록 스텝각속도와 함께 그 크기와 각속도가 制御되는 驅動시스템을 順시속도 검출법에 의한 방법으로 提案하여 Fig.7 과 같이 構成하였다.

구성 부분은 SCR 順變換部, SCR 인버터부, I·M 와 기계부, 속도검출부, 토크 전류지령부 i_2^* , i_1 의 크기를 제어하는 i_1^* 지령부, i_1 의 角周波數를 制御하는 ω 지령부 등으로 구성되어 있다. 주회로 동작은 속도 변화에 따라 자속을 일정하게 유지하도록 SCR 콘버터부에서 固定子電流의 크기를 변화하고 SCR 인버터부에서 固定子電流의 角速度를 변화시키도록 구성하였다. 이렇게 동작하도록 (25)~(30)식에 따라 구성된 각 制御信號 지령부의 構成을 說明한다.

첫째, 신호검출부와 토크 전류지령부 구성은 다음과 같다.

인코우더에 의해 속도를 검출하여 F/V 콘버터로 속도지령 아나로그 신호전압 ω 을 만든다. 이 신호와 속도 설정신호 ω_N 와의 差에 의해서 편차신호 $\Delta\omega^* = \omega_N - \omega$ 을 만들었다. $\Delta\omega^*$ 신호를 (24)식의 알고리즘에 의해서 적분하면 되지만 잔류편차를 없애고 속응성을 가지도록 하기 위해서는 PI 制御되는 속도제어기 N-Amp 에 의해서 토크 電流지령 i_2^* 을 만든다. 여기서 $i_2^* = \frac{L_2}{M} i_1^*$ 이다.

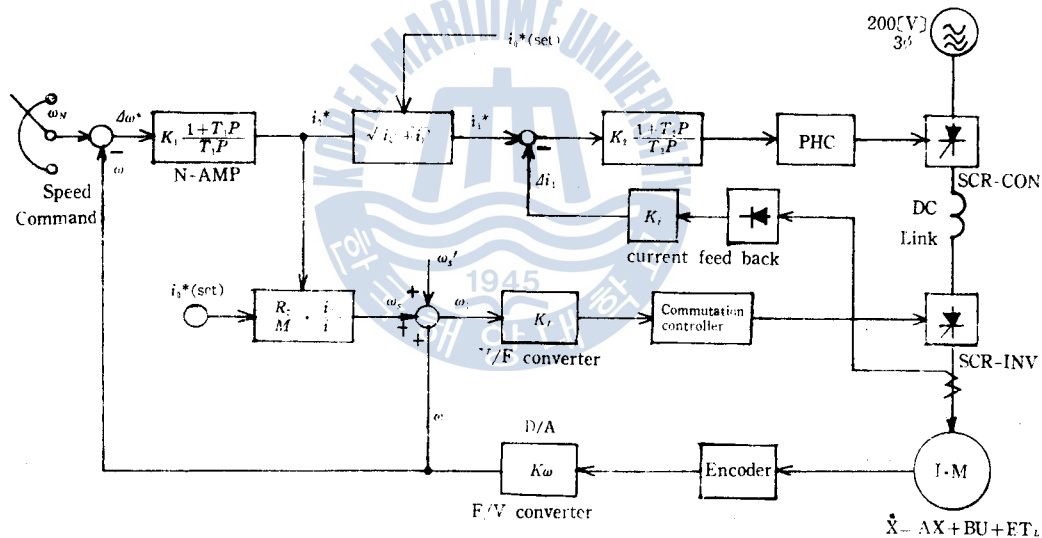


Fig. 7. Proposed vector control scheme for controlled state current components.

둘째, i_1^* 지령부의 구성은 다음과 같다.

앞에서 만든 토크 전류지령신호 i_2^* 을 제공하여 i_1^* 을 만들고 외부에서 設定된 신호 i_0^* 과 (26)식에 의해 연산하여 i_1^* 을 만들고 과도 안정도를 증가시키기 위해 補償시킨 電流補償신호와 加算하여 이 신호를 電流 制御증폭기에 의해 증폭하여 位相制御器에 의해 6개의 더블펄스 신호를 만들어 SCR 콘버터 게이트에 입력시켰고 점호제어각 α 로써 i_1 의 크기에 비례하여 제어된 直流電壓 $E_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V \cos \alpha$ 가 나오도록 한다.

셋째, ω_1^* 의 지령부 구성은 다음과 같다.

N-Amp의 출력신호 i_1^* 와 외부에서 設定한 i_0^* 신호를 (26)식의 연산방법에 따라 $\frac{R_2}{L_2} \cdot \frac{i_2^*}{i_1^*}$ 하

여 ω_s^* 신호를 만들고 이 신호를 속도신호와 가산하였다. (29)식에 의해 固定子電流 角周波數 ω_1 으로 V/F 콘버터에서 디지털신호로 만들어 SCR 인버터의 게이트에 入力하므로써 電流의 角周波數를 制御하여 可變速驅動한다.

빛제, 전류제환회로의 구성은 다음과 같다.

CT 3개로 電動機 固定子電流의 변화분 Δi_s 을 검출하여 3相브리지로 정류하여 이 신호와 i_s^* 신호를 가산하였다. 이 회로는 다음과 같은 특징을 갖는다. 콘버터전압의 맥동에 의한 가변때문에 i_s 의 값이 변화하는데 이때 電氣的 時定數에 비해 기계적 시정수가 크므로 電動機 1차측에서 전류 變化분을 검출하여 電流 제환하므로써 응답속도가 증가하고 誘導電動機의 회전수 변동이 생기기 전에 制御되므로 安定度가 증가된다. 이 실제 벡터制御회로는 부록에 첨부하였다.

지금까지 제어시스템의 구성에 관해서 설명하였다. 그러나 이를 理論的으로 制御特性을 解析하고 評價하는 데는 制御系의 固有值를 구하거나 狀態方程式을 誘導하여 이 式을 利用하는 것이 一般的인 方法이라 하겠다. 그러나 本 研究의 主目的은 可變速驅動시스템의 構成에 있으므로 여기서는 언급하지 않았다. 하지만 앞으로 本 研究를 폭넓게, 깊이있게 進前시키기 위해 本人이 그동안 연구한 내용을 기초과정으로 부록 I의 시스템 狀態方程式節에 수록하였다.

4.2 制御回路부의 動作原理와 設計

4.2.1 主回路設計 및 特性

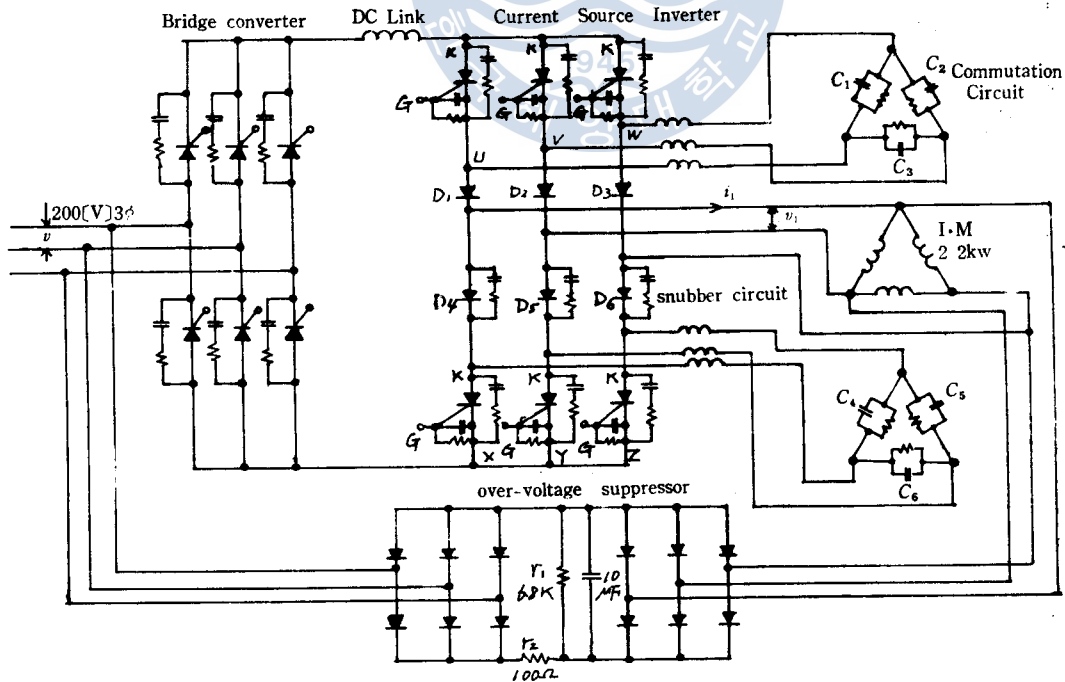


Fig. 8. Main derived circuit (Three-phase bridge converter and inverter)

여기서 $k_1 = \frac{aR_2}{R_1}$, $T_1 = CR_2$, $e_i = \Delta\omega^* = \omega_N^* - \omega$ 이다.

入力信號는 速度設定 $\omega_N^* = +10V/100\%$, 速度檢出 $\omega = -10V/100\%$ 에 대해서 출력토크 指令值 $i_2^* = \pm 10[V]$ 가 되고 속도설정 변경후 정상편차가 0이 되며 反轉器가 되도록 CR_2 의 값을 정하였다. 이때 $k_1 = 3.91$, $T = CR_2 = 47[ms]$ 이었다.

이의 특성을 조사하기 위해 $e_i = 4.6V$ 에 대한 계단응답을 구하면

$$e_o(t) = L^{-1} \left[-k_1 \times e_i \left(\frac{1}{S} + \frac{1}{T_1 S^2} \right) \right] = -3.91 \times 4.6 \left(1 + \frac{t}{47 \times 10^{-3}} \right) = -(18.0 + 382.6t) \dots \dots \dots (32)$$

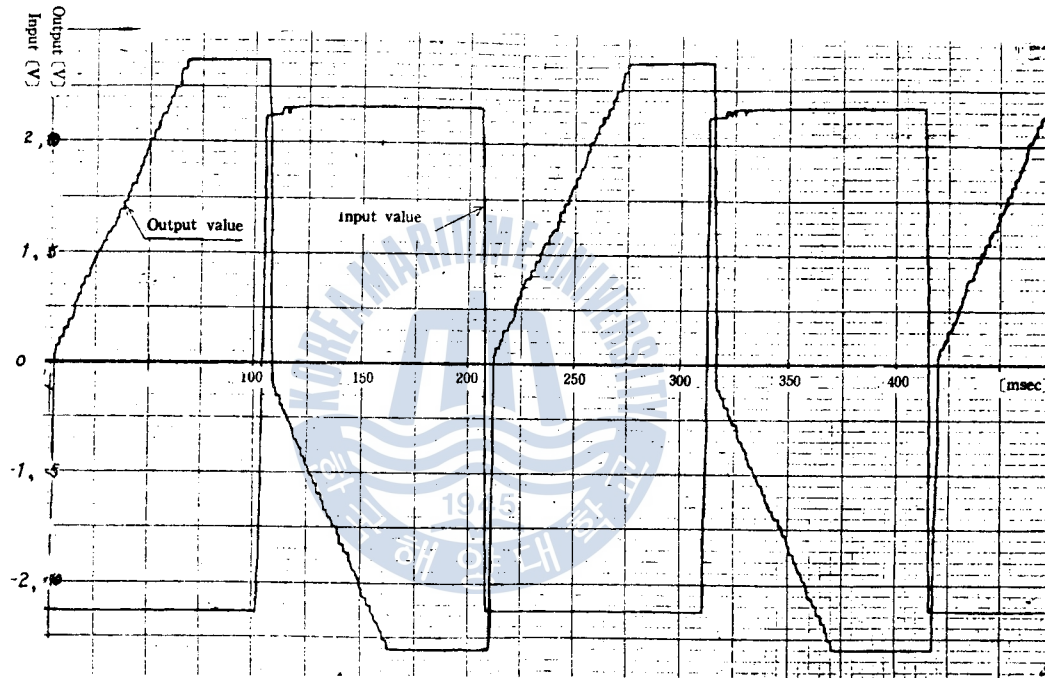


Fig. 10. N-Amp characteristics.

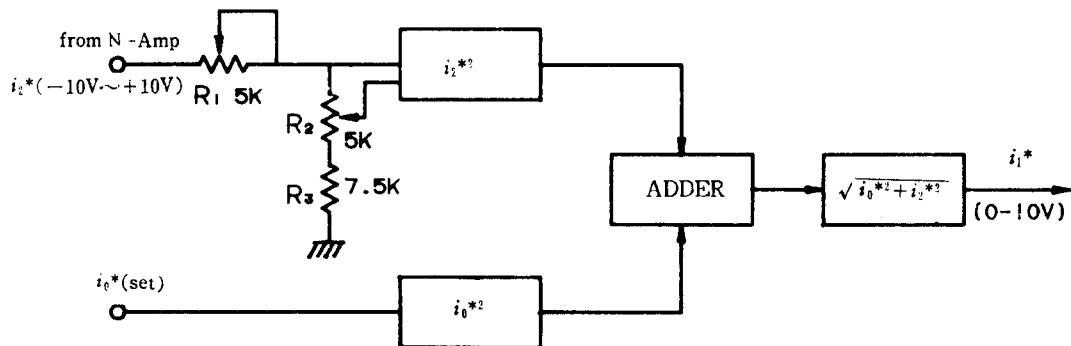


Fig. 11. Block diagram of algorithm from i_2^* to i_1^*

이다.

Fig. 10은 그 응답을 X-Y 기록한 것이다. 이론식과 그 응답이 잘 일치하여 反轉積分되고 있으며 그 응답시간은 e_i 증가시 150[ms], e_i 감소시 120[ms]을 갖는다.

(2) 1次電流指令部の 설계

i_0^* 신호와 i_2^* 신호를 받아서 i_1^* 신호 0V~10V/100% 負荷를 만드는 부분이다.

(i) 回路構成 : 1次電流指令 i_1^* 은 (2)식 $i_1 = \sqrt{i_0^2 + i_2^2}$ 에서 i_0 와 i_2 로 결정된다. 따라서 Fig. 11 과 같이 구성한다. 여기서 $i_r = \frac{L_2}{M} i_2$ 의 관계가 있다.

(ii) 설계방법 : i_2^* 의 신호전압은 定格値에서 -10[V]이다. 따라서 i_2^* 와 i_0^* 의 제곱을 취하여 그 출력전압이 0~10[V]의 범위가 되도록 i_2^* , i_0^* 에 係數器 k_2 를 넣고 $i_2'^*$, $i_0'^*$ 라 한다. 본 실험에 사용한 전동기는 $i_0 = 4.86[A]$, $i_1 = 9.0[A]$ 이므로

$$\text{토크 전류분 } i_r = \sqrt{9.0^2 - 4.86^2} = 7.57[A]$$

$$\text{따라서 } i_0'^* = 10 \times \frac{4.86}{9.0} = 5.4[V], \quad i_2'^* = 10 \times \frac{7.57}{9.0} = 8.41[V]$$

그러므로 $k_2 = \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3} = 8.41$ 로 하고 $i_0'^*$ 의 신호전압 $i_0 = \frac{5.40}{0.841} = 6.42[V]$ 로 설정한다. 다시 이 두 신호를 ICL 8013 으로 제공하여 가산하고 ICL 8013 의 平方根 계산기로 i_1^* 를 구하였다. 實際圖는 부록에 나타내었다.

Fig. 12 는 i_2^* 에 $\pm 15[V]$, 25[Hz]의 三角波 신호를 넣었을 때 i_1^* 을 관측한 것으로 양호한 응답특성을 얻었다.

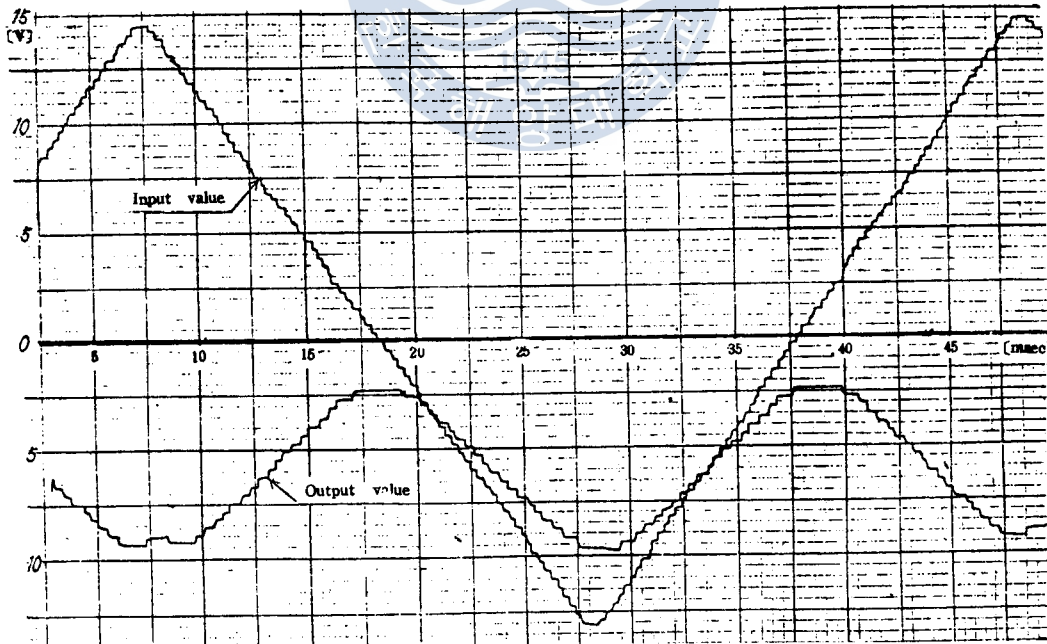


Fig. 12. Response of command i_1^*

(3) SCR 콘버터 게이트회로 구성과 응답

i_1^* 신호를 받아서 SCR 콘버터의 출력을 i_1 크기에 비례하도록 지연각 α 을 制御하는 회로이다. 이 회로는 本 實驗에서 직접 설계하지 않고 도시바 제품 SCR 게이트 유니트 GU-6B 을 사용하였다. 이 유니트는 전원회로부, 位相制御回路部, 펄스발생회로부, 피드백회로부, 基準電壓回路部, 比較增幅回路部로 구성되어 있으며 점호 制御角 α 의 制御범위는 $0 \sim 180^\circ$ 이다. 그러나 SCR 콘버터의 출력 전압은 誘導負荷時 $\alpha = 0^\circ$ 에서 최대 $1.35 \times V_i$ 이고 $\alpha = 90^\circ$ 에서 $0[V]$ 가 된다. 이 범위에 알맞게 α 가 제어되도록 α 의 制御신호 i_1^* 을 변환하였다.

- 設定方法 : 이론상은 $0 \sim 90^\circ$ 이지만 안정제어 범위를 $15^\circ \sim 75^\circ$ 로 잡기로 한다.

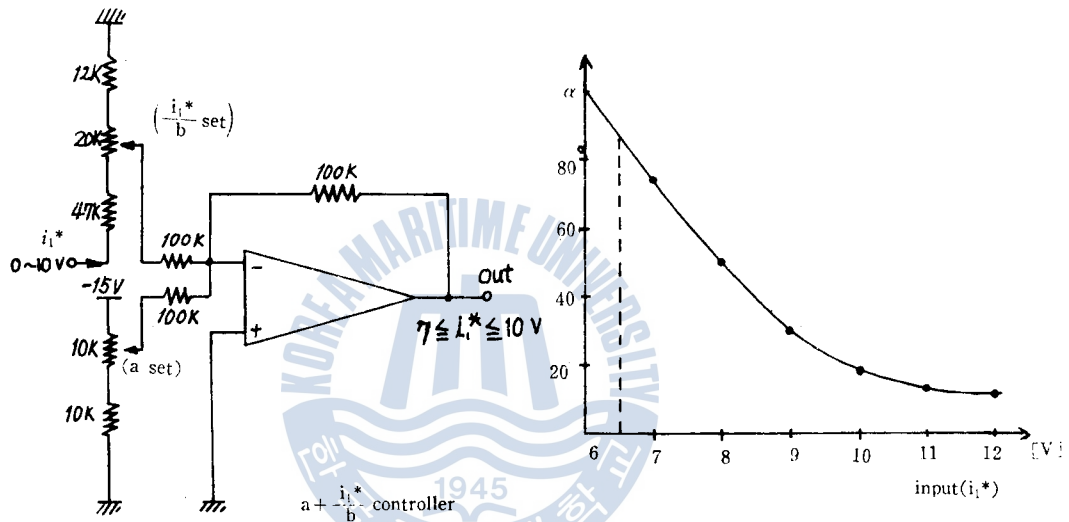


Fig. 13. $a + \frac{i_1^*}{b}$ controller and gate unit characteristics.

- (i) 點弧角 75° 때 게이트입력 전압을 측정하여 $a[V]$ 로 한다.
 - (ii) $0 \leq i_1^* \leq 10[V]$ 변화하므로 $0 \leq \frac{i_1^*}{b} \leq 10 - a$, 따라서 $i_1^* = 10$ 일 때, $a + \frac{i_1^*}{b} = 10[V]$ 가 되도록 b 의 값을 정하고 게인(20K 볼륨)을 조정한다.
 - (iii) $i_1^* = 0 \sim 10[V]$ 에 대해서 i_1^* 의 출력전압이 $a \sim 10[V]$ 로 변화함을 Fig. 13 에서 확인하였다 (75° 時 $7.0[V]$ 이므로 $a = 7.0[V]$ 이며, $b = 10 / (10 - 7.0) = 3.33$ 으로 조정한다).
- 이 경우 콘버터 출력은 $G(s) = 1.35V \cos \alpha$ 에서 약 $50 \sim 200[V]$ 가 된다. 이 入力信號 i_1^* 에 따라 GU-6B 점호각이 Fig. 13 과 같이 제어되고 SCR 콘버터에 의해 i_1 의 크기에 비례하는 DC 출력이 나온다.

(4) 속도신호발생(F/V 콘버터)부

- (i) 속도검출부 : 속도에 비례하는 펄스신호를 발생시키는 부분으로 전동기축에 취부한 알미늄 판에 뚫은 스로트와 포토센스 SG-3M 에 의해서 속도에 비례하는 펄스를 검출하였다. 이 센스의 응답주파수는 $0 \sim 500\text{Hz}$ 이다. 따라서 $1500[\text{rpm}]$ 회전엔 $500[\text{Hz}]$ 가 출력되도록 원판에

$\frac{500}{1500/60} = 20$ 개의 홈을 뚫었다.

(ii) F/V 콘버터부 설계 : 펄스신호를 받아 속도에 비례하는 0~10[V]의 아나로그신호를 만든다. 포토센서의 출력은 歪形이 크므로 버퍼 4069을 통해서 波形成形하고 이 신호를 미분하여 NE 555에 入力한다. 이 출력을 원쇼트 멀티바이브레이터 회로에 入力하여 T_{on} 시간을 일정하고 로패서필터(low pass filter)에 통하므로써 주파수에 비례하는 속도신호전압 ω 를 얻는다. 그 回路圖는 부록에 나타내었다. Fig. 14 은 그 응답특성을 나타내며 0[Hz]에서 0[V], 500[Hz]에서 10[V]가 나오도록 설계하였는데 50~500[Hz] 범위내에는 이론과 實測値가 잘 일치한다. 여기서 $k_{\omega} = \frac{10[V]}{157[\text{rad/sec}]}$ 이다(단, 정격에서 $\omega = 4\pi \times 50/4 = 157 \text{ rad/sec}$).

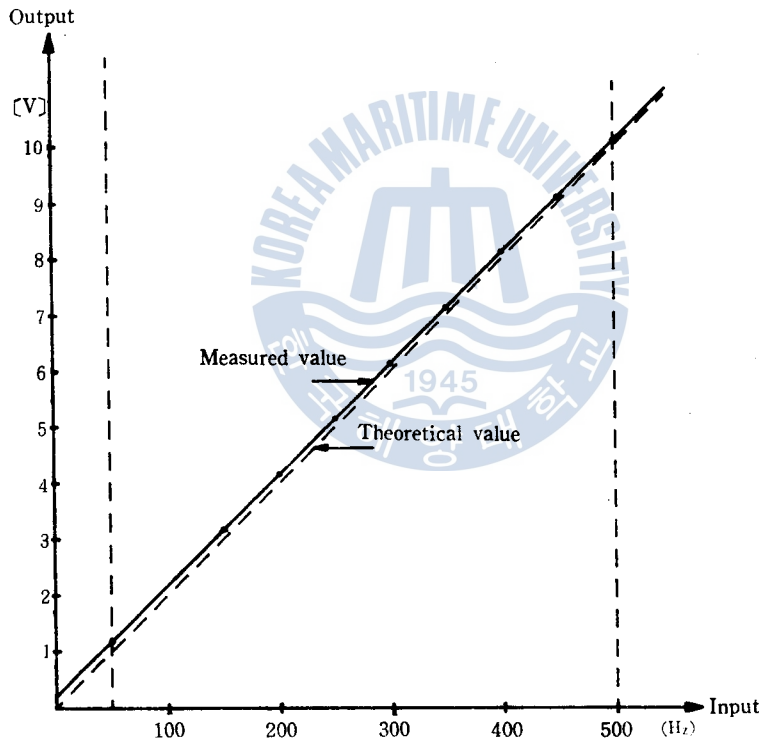


Fig. 14. F/V converter characteristics for output voltage versus input frequency.

(5) 스톱周波數設定部(ω_s^*)의 설계와 응답

i_0^* 신호와 i_2^* 신호를 받아서 스톱주파수 ω_s^* 을 발생 하는 부분이다. 스톱주파수는 (27)식에서 $\omega_s = \frac{R_2}{M} \frac{i_2}{i_0}$ 로 표시된다. 使用 電動機 特性시험에서 $x_m = 23.8[\Omega]$, $R_2 = 0.885[\Omega]$ 이다.

따라서 $M = \frac{x_m}{\omega} = \frac{23.8}{2\pi \times 50} = 75.8[\text{mH}]$ 이고,

$$\frac{R_2}{M} = \frac{0.885}{75.8 \times 10^{-3}} = 11.68 [\Omega/H] \text{이다.}$$

여기서 F/V 콘버터는 1500[rpm]에서 10[V]신호가 나오므로 1[rad/sec]당의 출력전압은

$$\frac{10}{1500 \times (2\pi/60)} = 6.37 \times 10^{-2} [V] \text{이고,}$$

따라서
$$\omega_s^* = \frac{R_2}{M} \times \frac{i_2^*}{i_0^*} \times 6.37 \times 10^{-2} = 0.744 \times \frac{i_2^*}{i_0^*} \text{이다.}$$

이것의 演算方法은 다음과 같다.

먼저 N—Amp에서 나온 i_2^* 의 지령값 0~10[V](과도시는 10[V]초과)와 $i_0^* = 6.42[V]$ (i_1^* 설계시 계산하였음)를 일정한 한 값을 ICL 8013으로 除算하여 (i_2^*/i_0^*)을 얻는다.

이것에 대해 (R_2/M)=0.744로 너무 적은 값이므로 精度를 높이기 위해 (R_2/M)에 5배하여 앞에서 얻은 (i_2^*/i_0^*)와 승산하여 (R_2/M) \times 5 \times (i_2^*/i_0^*)을 연산하고 이를 다시 $\frac{1}{5}$ 배 즉 (R_2/M) \times 5 \times (i_2^*/i_0^*) \times $\frac{1}{5}$ 하여 ω_s^* 의 출력신호 0~10[V]를 얻었다.

이때 실제 회로는 부록에 나타내었고 (R_2/M) \times (i_2^*/i_0^*)의 연산결과 특성을 Fig. 15와 Table 3에 나타내었다.

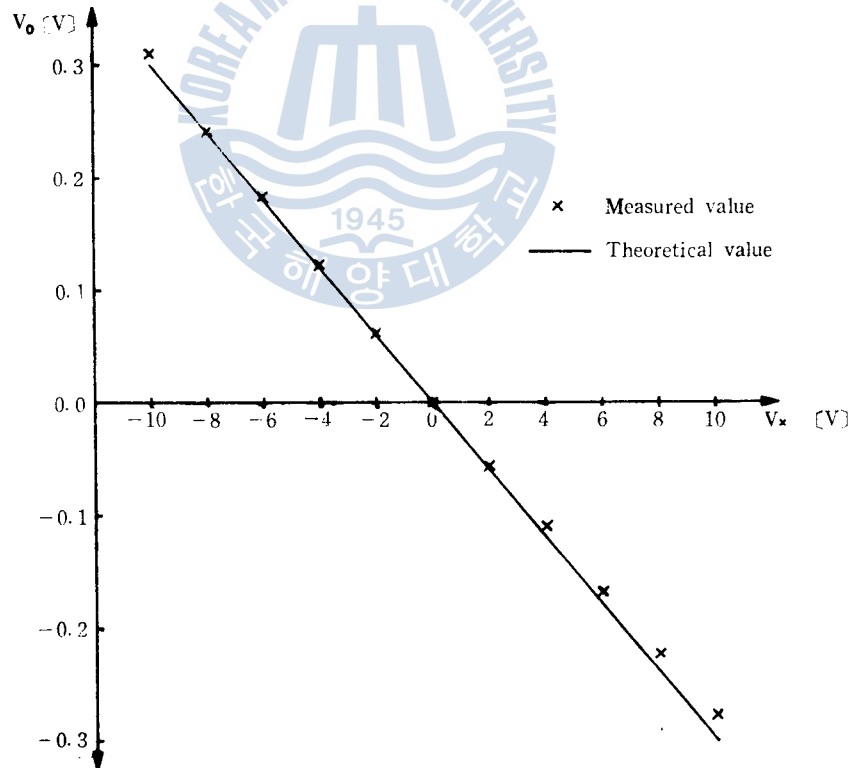


Fig. 15. Slip frequency characteristics.

(6) V/F 콘버터와 분상기 구성과 그 응답

(i) V/F 콘버터 : 슬립주파수지령 ω_s^* 와 회전속도지령 ω 를 加算하여 이 신호전압에 비례하

Table 3. Algorithmic Results of slip frequency $[\omega_s^*]$

$V_x[V]$	$V_0[V]$		Δ	error	remark
	theoretical values	measured values			
10	-0.30	-0.278	0.022	7.33	$V_0 = \frac{V_x V_y}{10}$
8	-0.24	-0.223	0.017	7.08	
6	-0.18	-0.168	0.012	6.67	$V_y = -0.3[V]$ const
4	-0.12	-0.110	0.01	8.33	
2	-0.06	-0.056	0.04	6.67	
0	0.0	0.0	0.0	--	
-2	0.06	0.062	0.002	3.33	
-4	0.12	0.123	0.003	2.50	
-6	0.18	0.183	0.003	1.67	
-8	0.24	0.241	0.001	0.42	
-10	0.30	0.310	0.010	3.33	

는 入力 周波數(ω_s^*)의 펄스를 발진한다. (29)식에서 $\omega_s + \omega = 0[V]$ 때 0[Hz], 10[V]때 300 [Hz]을 발진하도록 설계하였다. 그 특성은 Fig. 16에 나타내었으며 入力 5~8[V] 근방에서 다소의 오차가 있으나 전체 운전에는 별문제가 없다. 단, $k_f = \frac{157[\text{rad/s}]}{10[V]}$ 이다.

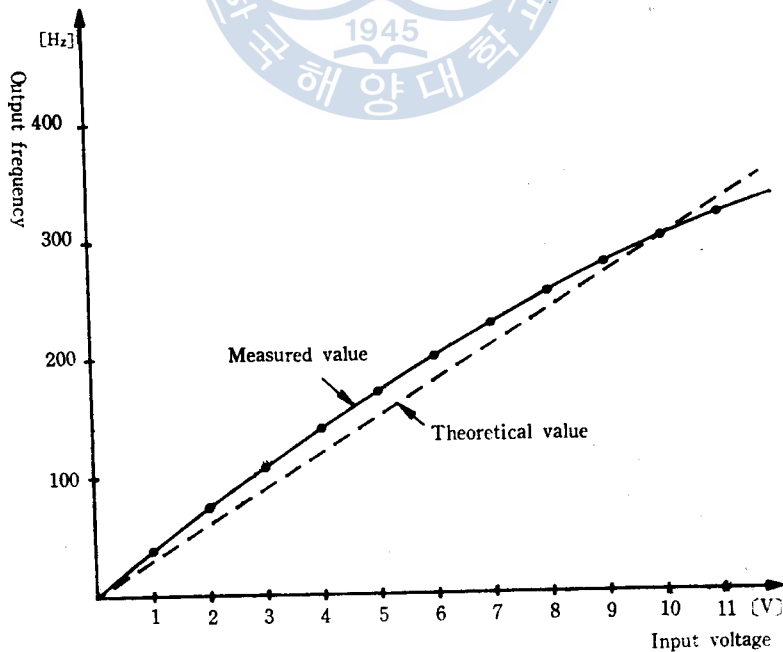


Fig. 16. V/F characteristics for output frequency versus input voltage.

(ii) 分相器 : V/F 콘버터에서 0—300[Hz]의 펄스가 나온다. 이 펄스신호를 받아서 SCR 인버터의 6개의 싸이리스터에 Fig. 17 과 같이 1주기에 60°만큼 位相이 뒤진 펄스가 각 SCR 에 순차적으로 접호되도록 하여 V/F 콘버터 0[Hz]에서 인버터 출력이 0[Hz], 300[Hz]에서 50[Hz]가 되도록 설계하였다.

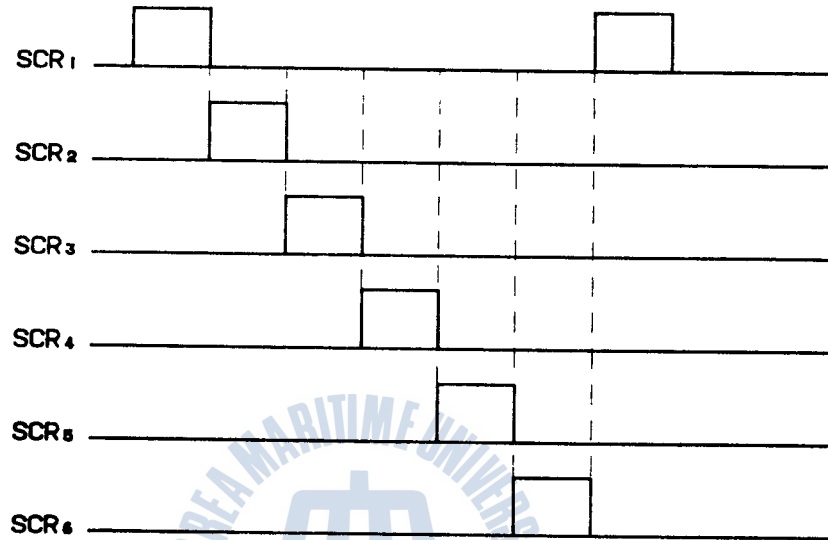


Fig. 17. SCR gate firing sequence.

(7) 게이트펄스 증폭부 설계와 응답

(i) R_1 의 결정 : 게이트 캐소오드간 필요한 電流는 400[mA] 이상이므로 게이트 캐소오드간 전압강하가 1[V]라면

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_{CK}}{I_C} = \frac{15 - 1}{0.4} = 35[\Omega]$$

이므로 시판되고 있는 규격품 33[Ω]으로 한다.

(ii) 트랜지스터의 선정 : 入力신호 1[mA], 5[V], $I_C = 420$ [mA]로 하면 $(I_C/I_b) = 420$ 오브드라이버 계수를 3으로 하면 $420 \times 3 = 1260$ 이 되는 h_{fe} 을 갖는 트랜지스터가 필요하다. 그래서 2SC372와 2SC495를 다링톤 접속하면 $h_{fe372} \times h_{fe495} = 2400$ 이 된다.

(iii) R_1 의 결정 : 트랜지스터의 보호용으로 넣으며 R_1 은 $I_{C372} + I_{C495} = 500$ [mA]가 필요하므로 $R_1 < (15/0.5) = 30[\Omega]$ 또한 $I_{C372max} + I_{C495max} = 100 + 800 = 900$ [mA]이상 흐르지 않게 $R_1 > (1.5/0.9) = 17[\Omega]$

$\therefore 17 < R_1 < 30$, 여기서 1[W], 22[Ω]을 사용하였다.

(iv) R_2, R_3 의 결정 : 턴오프 베이스 전류는 1[mA], 베이스 바이어스 전압은 -15[V]이므로

$$R_3 = \frac{15}{1 \times 10^{-3}} = 15[K\Omega]$$

$$R_2 = \frac{(V_i - V_{BE})R_3}{I_{B1}R_3 + V_{BB} + V_{BE}} = \frac{(5 - 2) \times 15 \times 10^3}{1 \times 10^{-3} \times 15 \times 10^3 + 15 + 2} = 1.4[K\Omega]$$

여기서 I_{B1} : 턴온베이스전류, 기타는 상용기호이다.

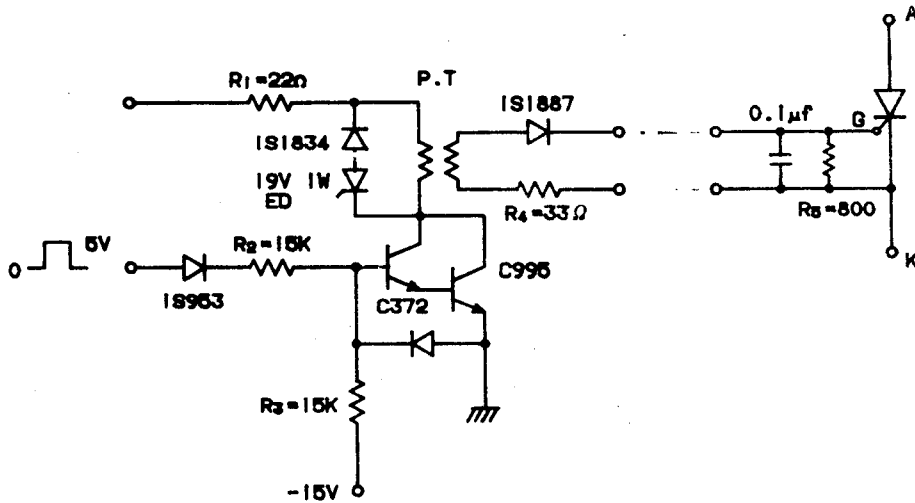


Fig. 18. Gate pulse Amp.

5. 實驗結果 및 檢討

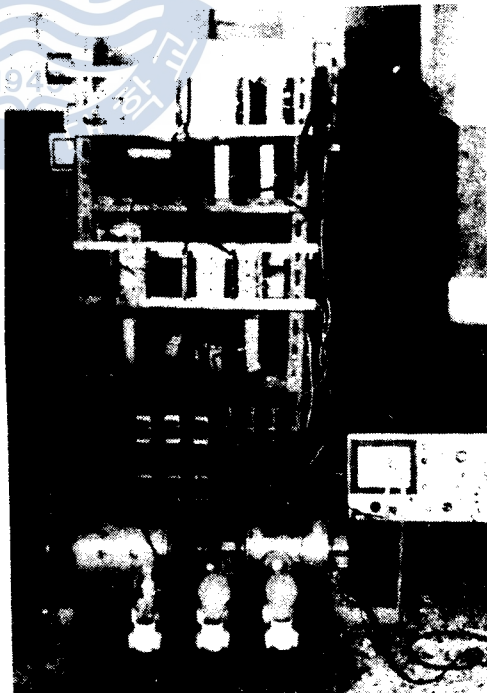
5.1 實驗裝置

本 實驗장치는 크게 싸이리스터 콘버터부, i_1 제어부, 콘버터 位相制御回路, 싸이리스터 인버터부, V/F 콘버터부, 分相器, 제어대상인 3 ϕ 유도전동기와 그 부하인 DC 발전기 등으로 구성하였다. 이들은 각 부분별로 설계제작 실험후 回路를 閉루우프로 하여 運轉시험을 행하였다. Fig. 19(a)는 유도전동기 구동 벡터장치이고 (b)는 실험회로도로서 실험값 측정장소를 나타낸다. 본 장치에서 과도스립항은 제외되었다.

5.2 實驗結果와 검토

5.2.1 各 部의 變數值測定과 考察

Table 4 의 각 변수값은 3 ϕ 2.2[kw] 능형 유도전동기를 베루우프 벡터制御시스템으로 구성하여 Fig. 19(b)의 각 측정점에서 얻은 값을 나타낸다.



(a)

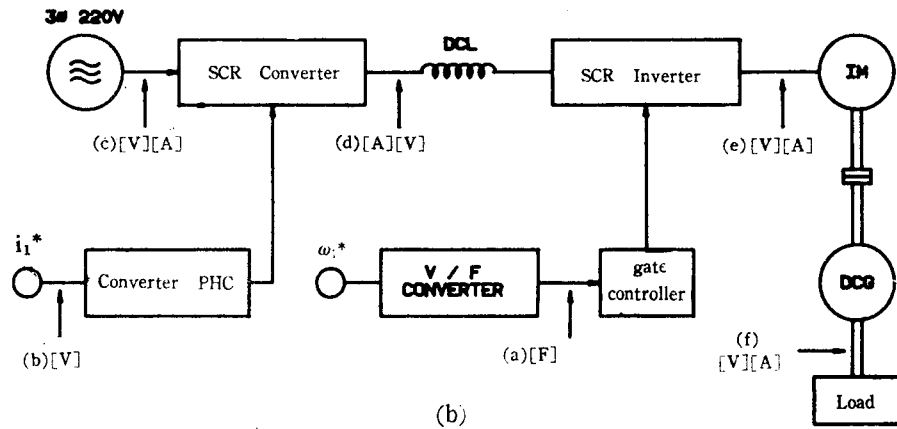


Fig. 19. Configuration of experimental model for motor drive and its circuits with measuring points.

Table 4. Experimental values in various parts.

measured parts	symbol	no load(a)	load(b)	unit
V/F converter frequency	(a)	2.55	286	Hz
i_1^* command value	(d)	9.2	9.8	V
converter input voltage	(c)	52	51.5	V
converter output voltage	(b)	52	60	V
converter output current	(b)	2.6~2.7	3.9~4.0	A
inverter output voltage	(e)	50.0~50.5	60.0~60.5	V
inverter output current	(e)	2.0~2.05	3.0~3.05	A

여기서 I_{B1} : 턴온베이스전류, 기타는 상용기호이다.

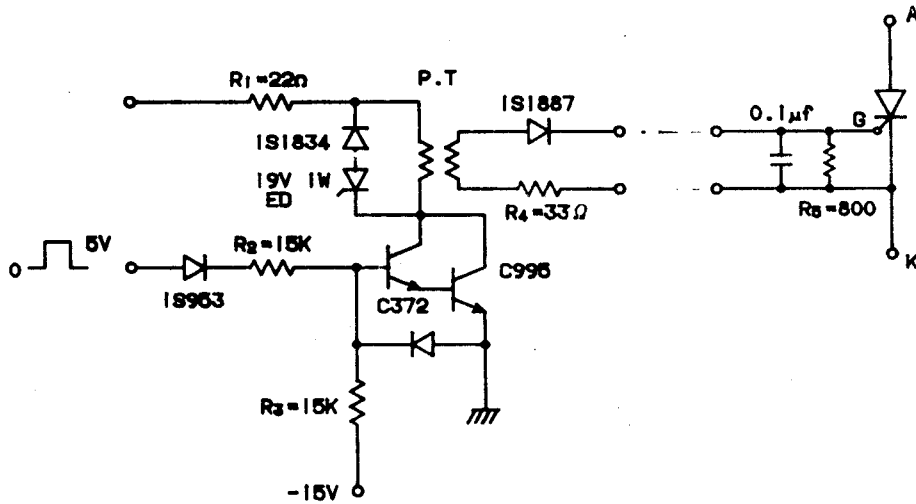


Fig. 18. Gate pulse Amp.

5. 實驗結果 및 檢討

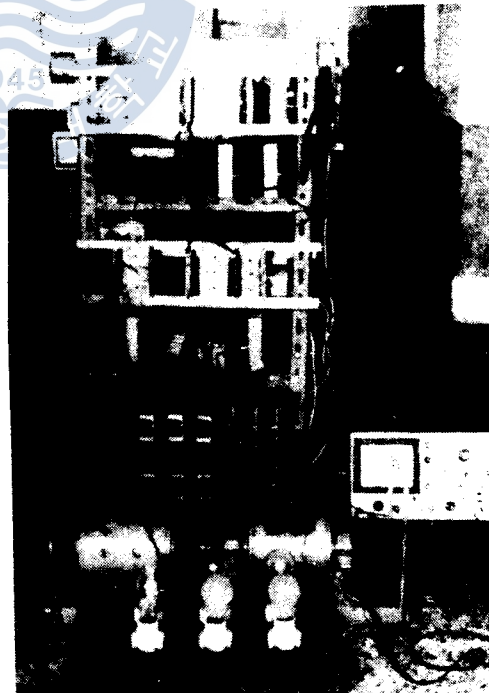
5.1 實驗裝置

本 實驗장치는 크게 싸이리스터 콘버터부, i_1 제어부, 콘버터 位相制御回路, 싸이리스터 인버터부, V/F 콘버터부, 分相器, 제어대상인 3φ 유도전동기와 그 부하인 DC 발전기 등으로 구성하였다. 이들은 각 부분별로 설계제작 실험후 全回路를 閉루우프로 하여 運轉시험을 행하였다. Fig. 19(a)는 유도전동기 구동 벡터장치이고 (b)는 실험회로도로서 실험값 측정장소를 나타낸다. 본 장치에서 과도스립함은 제외되었다.

5.2 實驗結果와 검토

5.2.1 各 部의 變數值測定과 考察

Table 4의 각 변수값은 3φ 2.2[kw] 능형 유도전동기를 데루우프 벡터制御시스템으로 구성하여 Fig. 19(b)의 각 측정점에서 얻은 값을 나타낸다.



(a)

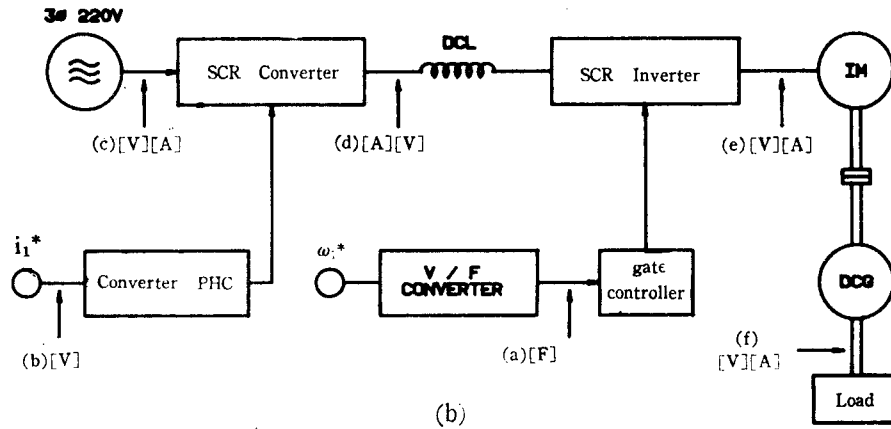


Fig. 19. Configuration of experimental model for motor drive and its circuits with measuring points.

Table 4. Experimental values in various parts.

measured parts	symbol	no load(a)	load(b)	unit
V/F converter frequency	(a)	2.55	286	Hz
i_1^* command value	(d)	9.2	9.8	V
converter input voltage	(c)	52	51.5	V
converter output voltage	(b)	52	60	V
converter output current	(b)	2.6~2.7	3.9~4.0	A
inverter output voltage	(e)	50.0~50.5	60.0~60.5	V
inverter output current	(e)	2.0~2.05	3.0~3.05	A
input frequency of motor	(e)	45.0	46.5	Hz
stator current	(f)	0	2.15~2.25	A
rotation speed	(H)	1290	1286	rpm
slip		4.4	7.8	%
speed response		140[ms] at acceleration 120[ms] at deceleration		

Table 4의 측정방법은 無負荷時의 값은 回轉數 1290[rpm]에서 측정값이고 이 상태에서 설정을 바꾸지 않고 負荷를 건 때가 負荷時 측정값이다. 또 응답속도는 800[rpm]에서 속도 설정을 변경하여 1397[rpm]의 정상값이 될 때까지 가속시킨 경우, 역으로 1397[rpm]에서 800[rpm]까지 감속시킨 경우의 응답이다.

(1) 콘버터터 出力電壓比較

Table 4에서 (a), (b)를 비교해 보면 (a), (b) 모두 52[V] 正弦波를 콘버터터에 인가한 경우로 콘버터터 出力이 無負荷時 52[V], 負荷時 60[V] 상승되어 있다. 이것은 콘버터터의 位相制御角이

변화되어 있기 때문이다. 이 사실은 i_1^* 의 지령신호의 값이 약 0.6[V] 증가한 것을 Table 4에서 알 수 있으며 이론과 일치한다.

(2) 인버터 入力周波數考察

인버터 入力周波수를 보면 無負荷時 255Hz(전동기 入力周파수는 45.7Hz)에 대해서 負荷時 286 Hz(전동기 入力周파수는 46.5Hz)되었음을 알 수 있다. 이 현상은 V/F 콘버터의 入力전압이 스타 周파수 신호의 증가에 의해서 周波數가 증가되었기 때문이다.

(3) 速度應答特性

Fig. 20는 3상 交流入力 100[V]로 운전하고 속도 800[rpm]에서 1397[rpm]까지의 스텝응답으로서 應答속도는 약 140[ms]정도이었다.

이때 SCR 콘버터의 전압맥동과 主回路가 스위칭 제어되므로 電流基準值 i_0 와 實토크 電流에 시간차가 생기고 발생 토크에는 지연과 리플이 발생한다. 따라서 속도 제어루프가 電流지령에 의해서 행하여지므로 電流제환회로를 電動機 1次側에 첨부시켰다. 그 결과 속도 변화가 빠른 應答특성이 얻어졌다. 그러나 적당한 보상회로의 설계와 제환회로의 특성개선으로 더 좋은 應答성을 얻을 수 있다고 생각한다.

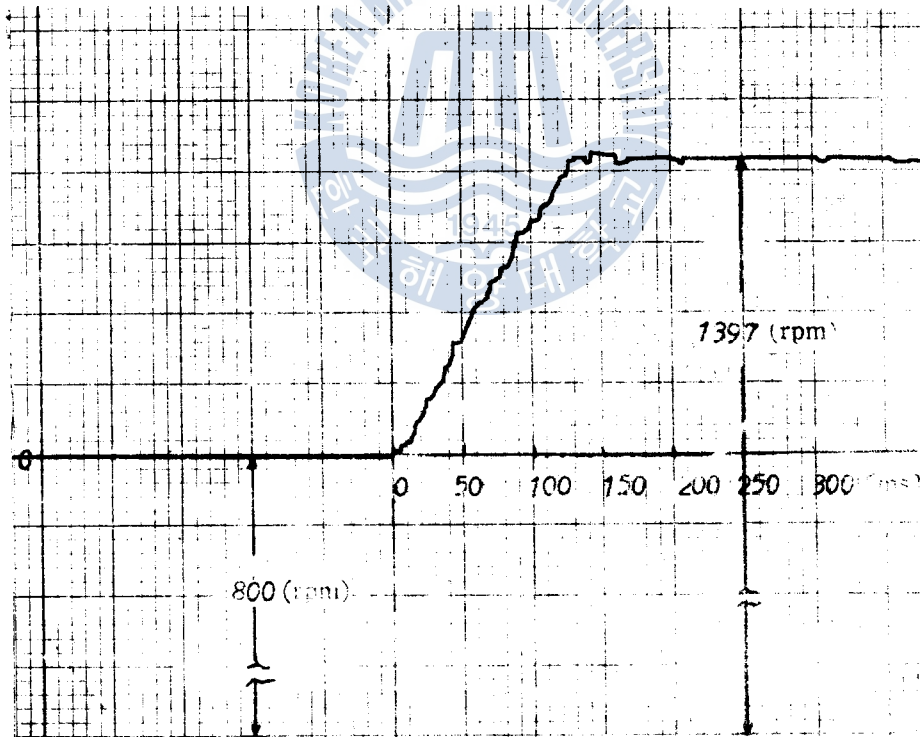
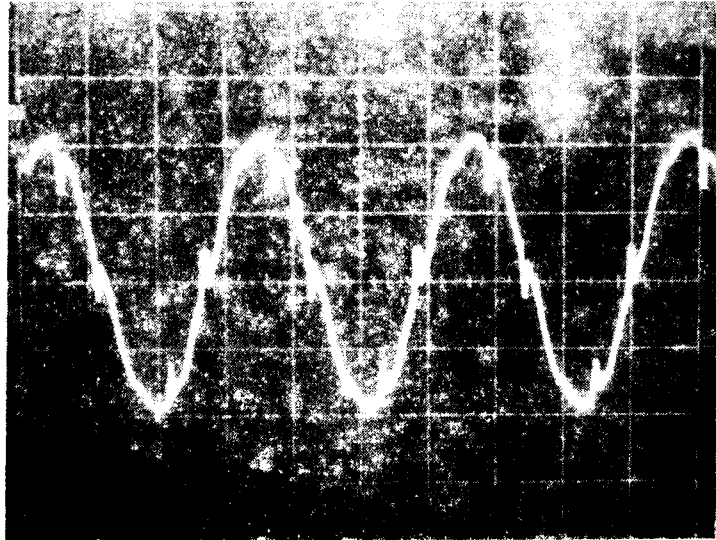


Fig. 20. Step response of rotation speed in the case of driving.

5-2-2 各部測定波形에 관한 考察

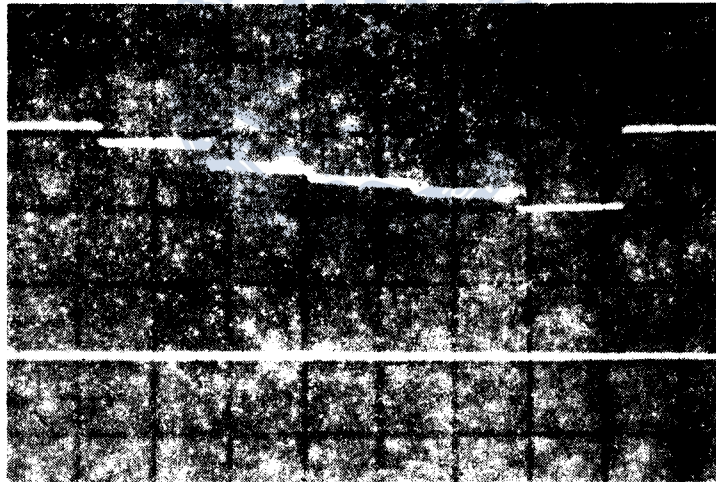
Fig. 21의 관측파형은 정현파 50[V]를 콘버터에 入力하였으며 V/F 콘버터 出力周파수는 286

[Hz], 부하전류 3.9[A]일 때 각 부의 관측파형이다. 이들 각 파형에 대하여 고찰하면 다음과 같다.



scale : 7.0[ms]/div, 30[V]/div

Fig. 21. (a) Waveform of stator voltage.



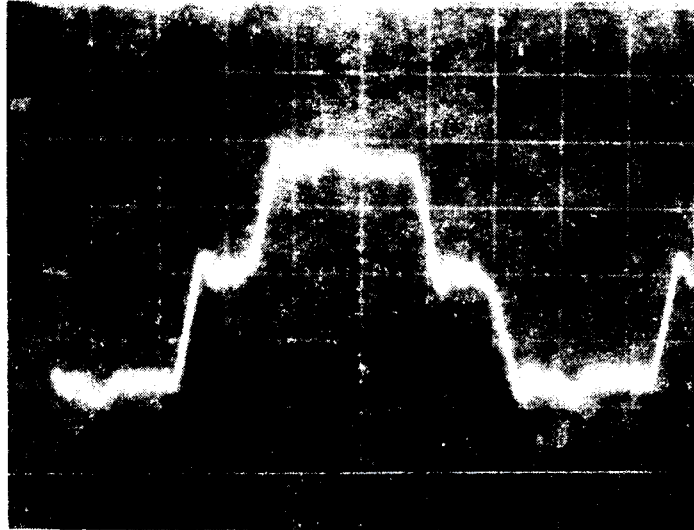
scale : 5[ms]/div, 20[V]/div

Fig. 21. (b) Converter output voltage.

(1) 固定子 電壓波形과 콘버터 出力電壓波形

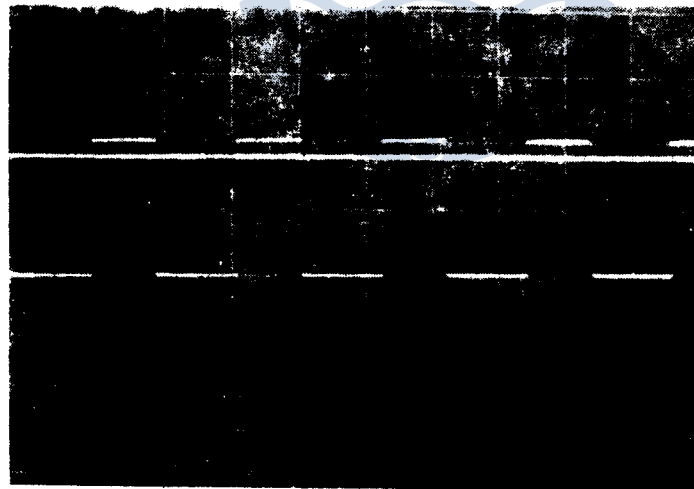
Fig. 21(a)는 싸이리스터 인버터의 출력 선 간전압으로 크기는 60[V]이었다. 이상적인 경우는 정현파이지만 게이트 펄스에 의한 점호시와 轉流에 의한 소호시 전동기 인덕턴스로 인한 과도찌지 전압의 발생으로 인하여 많은 고조파를 포함하고 있으며 또 파형 불평형은 轉流 리액터값의 불균형 때문이라 생각된다.

그러나 電動機 가변속제어 運轉은 양호하였다. Fig. 21(b)는 SCR 콘버터 출력파형으로 다소의 리플이 있으나 DC-L(DC Link) 통과후는 매우 감소되어 운전에 지장이 없었다. 그 크기는 약 52[V]로 측정되었으며 이론값과 일치한다.



scale : 5[ms]/div, 2[A]/div

Fig. 21. (c) Stator Current waveform.



scale : 1[ms]/div, 2[V]/div, input voltage=9.8[V]

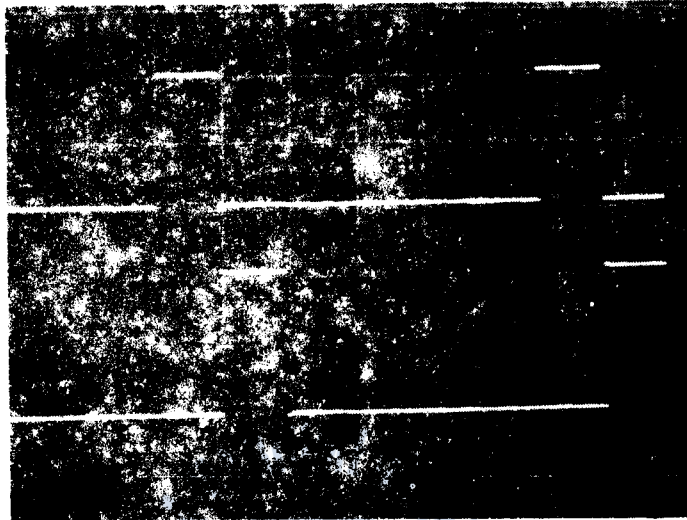
Fig. 21. (d) V/F input and output waveforms.

(2) 固定子 電流波形과 V/F 콘버터 出力信號波形

Fig. 21(c)는 電動機 入力電流波形이며 理想的인 경우는 구형파이나 인버터 구동시 (di/dt)에 의해 회로의 인덕턴스와 그 축적에너지로 인해 많은 고주파를 포함한다. 또 轉流時 써지전압 발생으

로 고주파를 포함한다.

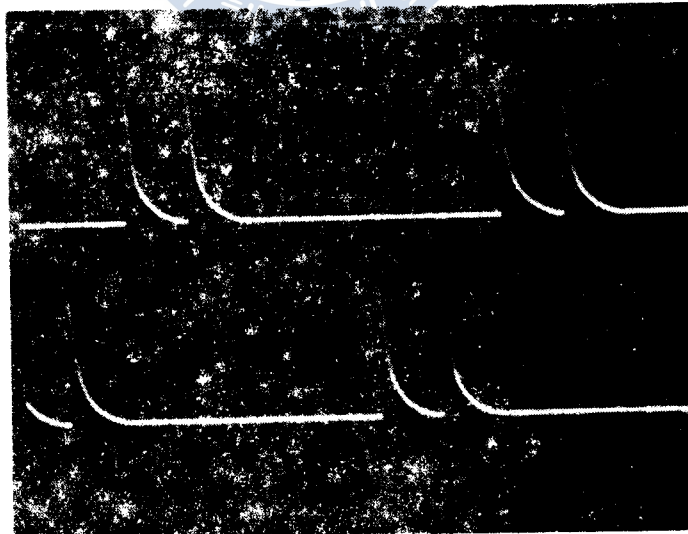
Table 4에서 電流의 크기가 다소 변화하는데 그 이유는 과도현상 때문이며 이 현상은 電流歸環回 路의 적정한 설계로 억제할 수 있다.



scale : 2[ms]/div, 2[V]/div.

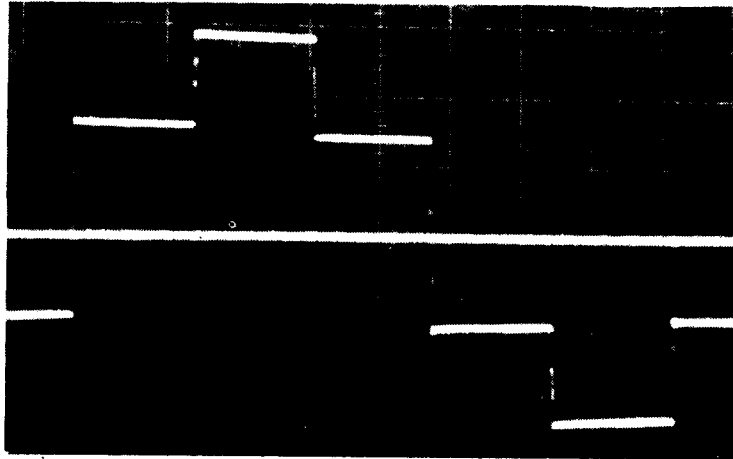
Fig. 21. (e) Gate pulse for SCR1, SCR2.

Fig. 21(d)는 V/F 콘버터의 출력파형으로 입력 2[V]이하와 10[V]이상에서는 출력파형이 不安定 하나 電動機 運轉범위내에서는 그림 결과처럼 양호하다.



scale : 2[ms]/div, 5[V]/div.

Fig. 21. (f) Amplified gate pulse for SCR1, SCR2.



scale : 5[ms]/div, 20[V]/div.

Fig. 21. (g) Six-step voltage source inverter output voltage.

Fig. 21. Experimental waveforms in various parts.

(3) 게이트 信號

Fig. 21(e)는 V/F 信號를 받아 6개의 SCR에 순차적으로 점호시키기 위해서 60°간격으로 分相시킨 파형이며 分相器出力이 各相 精確하게 60°分相되어 이론과 일치한다.

Fig. 21(f)는 분상信號를 받아 SCR를 점호시키기에 충분한 크기로 증폭시킨 파형이며 SCR을 턴 온시키기에 충분한 크기의 에너지로 증폭되었고 브릿지에 연결된 SCR를 순차로 도통시킬 수 있고 턴 온 실패를 방지하기 위해 60° 늦은 더블펄스를 순차로 발생시킴을 알 수 있다.

Fig. 21(g)는 순차적으로 60° 분상된 게이트의 信號를 받아 電壓形 인버터로 동작시켰을 때 전 동시 부하를 걸지 않은 상태에서 인버터의 출력전압이 精確하게 6개의 계단형파가 발생하였고 理論과 잘 일치한다.

5·2·3 供給交流入力の 크기와 安定運轉 범위

電動機 線間電壓을 관측한 결과 써지전압이 정상값의 2~3배나 발생하고 과도상태에서는 3~5.5배 정도의 써지전압이 관측되었다. 따라서 本 實驗에서 사용한 SCR(내압 600V)에서는 安全係數를 1.2정도 생각하여 콘버터 入力측에 100[V] 정도까지 실험할 수 있었고 최소값은 40[V] 이상에서 구동 가능하였다.

또 속도 制御범위는 SCR 콘버터에 AC 100[V]를 입력시켜 놓고 전동기 入力주파수 12.5[Hz]의 경우 25[rpm]부터 入力周波數 50[Hz] 경우 1450[rpm]까지 무단연속 가변이 가능하였다. 이를 슬립 角周波數 f_s 로 나타내면 1.6에서 23.2[Hz]의 범위가 안전운전 범위이다.

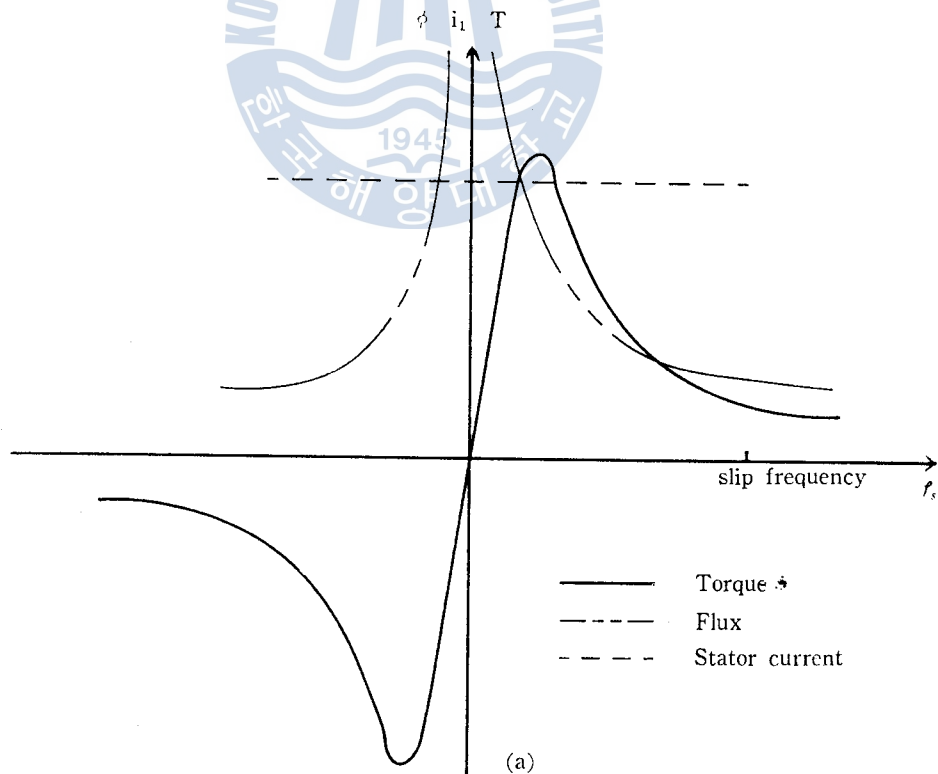
0~25[rpm]의 속도범위에서는 轉流실패로 인하여 운전 불가능하였다. 또 無負荷時는 25~1500[rpm]정도까지 속도제어 가능하나 전동기 入力전류의 과도현상이 극심하여 불안정운전이 되었다.

5·2·4 電流一定時와 電流制御時의 電動機 特性比較

일정한 정격고정자 입력전류시에 경부하에서는 誘導電動機는 쉽게 포화된다는 것은 (14)식과 Fig. 4에서 쉽게 알 수 있다. 왜냐하면 발생토크가 거의 零이면 Fig. 5의 웨이셔도에서 토크각 δ 는 거의 零이고 $i_0 = i_1$ 이 되기 때문이다. 이 현상은 정격자속에 대응되는 점에서 토크 스톱특성의 불안정 영역이 생긴다는 것을 알 수 있고 晝환제어 시스템을 설계할 때 電動機 動作點을 安定化시키기 위해서 고려하여야 할 중요한 사항이다.

Fig. 22(a)는 一定固定子 電流로 동작할 때의 交流電動機 토크 스톱특성으로서 이때는 속도를 가변할 수 없고 定速度運轉임을 나타낸다.¹⁰⁾ 반면에 Fig. 22(b)는 電流制御時의 電動機 運轉特性이다. 이것은 (14), (17), (27)식에서 誘導한 바와 같이 固定子 電流 자체가 자속을 일정하게 유지하도록 스톱 각속도와 함께 변하게 할 수 있다.

이렇게 하므로써 직류전동기와 유사하게 고정자 전류요소, 자속 및 토크 사이에 선형 독립적인 관계가 성립하고 i_1 은 선형 독립제어 가능함을 알 수 있다. 이 결과가 Fig. 22(b)에 나타낸 것으로 動作電流制御이며 벡터制御이다. 이때 理論曲線은 固定子 電流벡터制御時의 誘導電動機 스톱토크 특성을 誘導된 (26), (27)식에 의해서 나타낸 것이며 실험값은 AC 콘버터터 入力電壓 100[V]로 하고 그때 i_1 과 토크를 측정하여 퍼유니트단위로 나타내었다. 이 결과 Fig. 22(b)와 같이 理論曲線



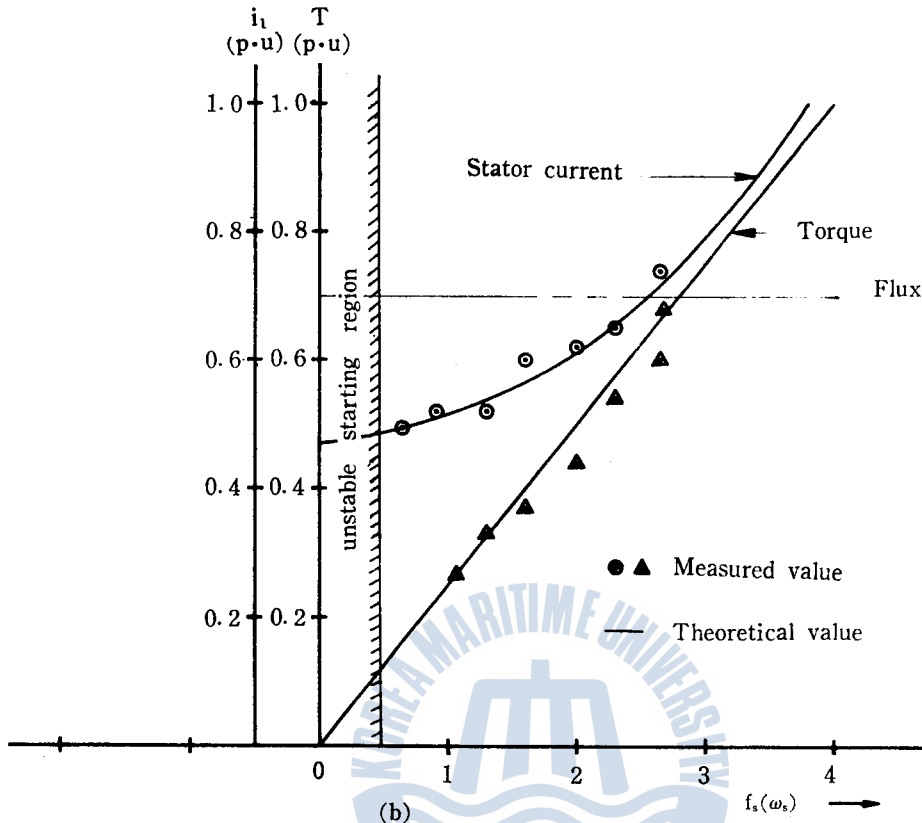


Fig. 22. Motor characteristics for (a) constant and (b) controlled currents.

과 실험결과가 잘 일치하였다. 그리고 이 電流 벡터制御의 起動特性은 여자전류 일정제어이므로 誘導電動機를 低周波數에서 起動하여 順次로 周波數를 상승하면 起動電流는 적게 되고 起動토크는 크게 얻는다.

본 실험에서는 Fig. 22에 나타낸 것과 같이 기동시에 속도설정은 定格周波數의 10% 정도에서 轉流 실패없이 가장 安定된 起動을 할 수 있었다. 그러나 電流一定制御는 큰 起動電流로 인하여 전동기 소손을 가져오므로 별도의 기동보상장치가 필요하다.

6. 結 論

이상과 같이 3相 농형 誘導電動機의 可變速 驅動시스템을 構成하는 전 과정에서 制御理論式은 2. 軸理論에서 출발하여 電流의 回轉벡터법을 써서 유도하였다. 制御回路는 각 블럭별로 設計 제작하여 그 응답특성을 高찰한 결과 理論과 實驗이 一致함을 究明하였다. 各 制御回路 要素로써 全시스템을 閉루우프로 구성하여 3相 2.2[kw] 농형유도 전동기로 可變速 驅動한 결과 다음과 같이 要約할 수 있다.

1. 3相 농형 誘導電動機의 固定子 電流벡터제어를 위한 基礎方程式이 電流의 回轉座標變換에 의

해서 2次 磁束軸에 기준하여 식 (13)과 같이 誘導하였다. 이 方程式에 따라 固定子 電流가 等價勵磁電流 i_0 와 직교하는 등가 토오크분 電流 i_r 의 두 要素로 식 (14)와 같이 分解하여 角速度, 토오크, 회전속도의 관계를 고정자 電流要素로써 직류전동기와 같이 간단한 식으로 誘導하였다. 이 결과 交流 電動機의 驅動時 i_0 와 i_r 가 독립 制御됨을 알 수 있고 토오크전류의 증감에 따라 직류 전동기와 유사한 방법으로 速度制御 가능함을 보였다.

2. 이 전동기 시스템 方程式에 따라 여자전류 i_0 를 일정하게 유지하고 固定子 電流의 크기와 回轉角速度를 制御하기 위한 制御條件式과 等價回路를 誘導하였다. 이 유도된 制御條件式에 따라 可變速 驅動시스템 (Fig. 7)을 提案하였다.

3. 驅動시스템을 各 制御블록別로 設計하여 入出力에 對한 應答이 固定子 電流벡터制御에 適用可能함을 理論과 實驗을 通해서 究明하였고 이 결과는 交流電動機 벡터制御를 위한 인터페이스 설계시 基礎資料를 제공한다. 이상의 制御블록으로써 페루우프 속도제어시스템을 構成하여 實電動機에 試運轉한 결과 800[rpm]에서 1397[rpm]으로 속도설정 변경한 경우 정상상태에 도달하는데 요하는 應答시간이 140[ms] 소요되었다.

4. 이 구동시스템으로 1/2負荷에 驅動한 결과 25~1450[rpm]까지 연속 가변할 수 있었고 특히 기동시에 最適速度設定値는 定格周波數의 10%(6Hz)에서 安定된 起動을 할 수 있었다.

本 制御方式은 起動時 轉流能力이 부족하기 쉽고 輕負荷時에는 轉流不安定 現象이 생기며 속도설정 변경시에는 높은 서지전압이 발생하여 다이리스터를 과손할 우려가 있다. 따라서 보다 정밀한 制御를 위해 속도점츨부 개선, 노이즈억제, 主回路 서지전압억제 등의 문제가 남아 있다. 또한 高電壓 大出力 電動機에의 實用化에 대한 研究가 앞으로의 課題로 남아 있다.

附錄 1. 시스템의 狀態方程式의 誘導

(1) 角周波數 制御回路의 線型化

Fig. 7에서 속도설정 변경점으로부터 입력 角速度 ω_1 까지의 선형화된 전달함수는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\frac{\Delta i_2^*}{\Delta \omega_N - \Delta \omega} = -k_1 \frac{(1 + T_1 p)}{T_1 p} \dots\dots\dots (A-1)$$

또
$$\frac{\Delta \omega_s^*}{\Delta i_2^*} = \frac{R_2 i_{2s}}{M i_0} \dots\dots\dots (A-2)$$

여기서 $\frac{R_2 i_{2s}}{M i_0} = -k_6$ 라 두면 (A-1), (A-2)식에서

$$\frac{\Delta \omega_s^*}{\Delta \omega_N - \Delta \omega} = k_1 k_6 \frac{(1 + T_1 p)}{T_1 p} \dots\dots\dots (A-3)$$

또 Fig. 7의 속도 가산점에서 과도스립 각속도 ω_s' 를 무시하면

$$\Delta \omega_1 = \Delta \omega_s^* + \Delta \omega \dots\dots\dots (A-4)$$

이다.

(A-3), (A-4)에서 $\Delta \omega_s^*$ 를 소거하여 정리하면 다음과 같이 된다.

$$p \Delta \omega_1 = \frac{k_1 k_6}{T_1} \Delta \omega_N + k_1 k_6 p \Delta \omega_N + p \Delta \omega (1 - k_1 k_6) - \frac{k_1 k_6}{T_1} \Delta \omega \dots\dots\dots (A-5)$$

이 식에서 속도설정 변경시 $p \Delta \omega_N = 0$ 이므로 이 항을 무시하고 (22)식 제 3열 $p \Delta \omega$ 값을 (A-5)식에 대입하면 다음이 된다.

$$\begin{aligned} p \Delta \omega_1 &= (1 - k_1 k_6) \frac{M}{J} i_{2s} \Delta i_1 + (1 - k_1 k_6) \frac{M}{J} i_{1s} \Delta i_2 + (k_1 k_6 - 1) \frac{B}{J} \Delta \omega \\ &\quad - \frac{k_1 k_6}{T_1} \Delta \omega + \frac{k_1 k_6}{T_1} \Delta \omega_N + \frac{k_1 k_6 - 1}{J} \Delta T_L \dots\dots\dots (A-6) \end{aligned}$$

또 실제 회전각주파수와 입력 각주파수는 다음 관계가 성립한다.

$$\Delta \omega = \frac{k_3}{1 + T_3 p} (\Delta \omega_s^* + \Delta \omega) \dots\dots\dots (A-7)$$

따라서 (A-3), (A-7)식에서 $\Delta \omega_s^*$ 를 소거하고 정리하면 다음이 된다.

$$\frac{\Delta \omega}{\Delta \omega_N} = \frac{d_2 p + d_1}{p^2 + C_2 p + C_1} \dots\dots\dots (A-8)$$

여기서
$$c_2 = (1 - k_3 + k_1 k_3 k_6) / T_3, \quad c_1 = d_1 = k_1 k_3 k_6 / T_1 T_3$$

$$d_2 = k_1 k_3 k_6 / T_3$$

(A-8)식에서 $\Delta \omega = \Delta x_1$, $\Delta Q_1 = p \Delta \omega + C_2 \Delta \omega - d_2 \Delta \omega_N$ 라 놓고 상태방정식으로 나타내면 다음과 같다.

$$p \begin{pmatrix} \Delta \omega \\ \Delta Q_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -c_2 & 1 \\ -c_1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta \omega \\ \Delta Q_1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} d_2 \\ d_1 \end{pmatrix} \Delta \omega_N \dots\dots\dots (A-9)$$

(2) 電流크기 制御回路의 線型化

Fig. 7 에서

$$\frac{\Delta i_1^*}{\Delta i_2^*} = \frac{i_{rs}}{\sqrt{i_0^2 + i_{rs}^2}} = k_0 \dots\dots\dots (A-10)$$

(A-10)식을 (A-1)식에 代入하면

$$\Delta i_1^* = -k_0 k_1 \frac{(1+T_1 p)}{T_1 p} (\Delta \omega_N - \Delta \omega) \dots\dots\dots (A-11)$$

Fig. 7 의 電流계 환점에서

$$\frac{\Delta \alpha}{\Delta i_1^* - \Delta i_1} = \frac{-k_2(1+T_2 p)}{T_2 p} \dots\dots\dots (A-12)$$

이다.

(A-11), (A-12)식에서 Δi_1^* 을 소거하면

$$\frac{\Delta \alpha}{k_0 k_1 \frac{(1+T_1 p)}{T_1 p} (\Delta \omega_N - \Delta \omega) + \Delta i_1} = \frac{k_2(1+T_2 p)}{T_2 p} \dots\dots\dots (A-13)$$

또 전동기 입력전압을 선형화하면

$$\Delta v_1 = \Delta i_1 Z_M = -1.21 \sin \alpha_s \cdot \Delta \alpha - (R_d + L_d p) \Delta i_1 \dots\dots\dots (A-14)$$

(A-13), (A-14)식에서 Δi_1 와 $\Delta \alpha$ 를 소거하여 정리하면 다음과 같이 된다.

$$\frac{\Delta v_1}{\Delta \omega_N - \Delta \omega} = \frac{b_3 p^2 + b_2 p + b_1}{p^3 + a_3 p^2 + a_2 p + a_1} \dots\dots\dots (A-15)$$

여기서

$$a_1 = 0 \quad b_3 = -Z_M \cdot 1.21 \cdot k_2 \cdot \sin \alpha_s \cdot k_1 k_0 / L_d$$

$$b_2 = -1.21 k_1 k_2 k_0 \sin \alpha_s \cdot Z_M (T_1 + T_2) / T_1 T_2 L_d$$

$$b_1 = -1.21 k_1 k_1 k_0 Z_M \sin \alpha_s / T_1 T_2 L_d$$

$$a_2 = 1.21 k_2 \sin \alpha_s / T_2$$

$$a_3 = (Z_M + R_d + 1.21 k_2 \sin \alpha_s) / L_d$$

또

$$\Delta x_2 = \Delta v_1 \quad \Delta Q_2 = (a_1 + p) \Delta v_1 - b_3 (\Delta \omega_N - \Delta \omega)$$

$$\Delta Q_3 = a_2 \Delta v_1 + p \Delta Q_2 - b_2 (\Delta \omega_N - \Delta \omega)$$

라고 두면 다음과 같은 상태방정식으로 표현된다.

$$p \begin{pmatrix} \Delta v_1 \\ \Delta Q_2 \\ \Delta Q_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -a_3 & 1 & 0 \\ -a_2 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta v_1 \\ \Delta Q_2 \\ \Delta Q_3 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} b_3 \\ b_2 \\ b_1 \end{pmatrix} (\Delta \omega_N - \Delta \omega) \dots\dots\dots (A-16)$$

따라서 본 연구에서 제안한 소페루우프 시스템을 線型化하면 (22), (A-6), (A-9), (A-16)식에서 다음과 같이 表現된다.

$$\begin{matrix} \Delta i_1 \\ \Delta i_2 \\ \Delta \omega_1 \\ \Delta \omega \\ \Delta v_1 \\ \Delta Q_1 \\ \Delta Q_2 \\ \Delta Q_3 \end{matrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{D}(\omega_{ss}M^2 - R_1L_2) & \frac{M}{D}(\omega_{ss}L_2 + R_2) & \frac{M}{D}(Mi_{1s} + L_2i_{2s}) & -\frac{M}{D}(Mi_{1s} + L_2i_{2s}) \\ \frac{M}{D}(R_1 - \omega_{ss}L_1) & -\frac{L_1}{D}(\omega_{ss}L_2 + R_2) & -\frac{L_1}{D}(Mi_{1s} + L_2i_{2s}) & \frac{L_1}{D}(Mi_{1s} + L_2i_{2s}) \\ (1 - k_1k_6)\left(\frac{M}{J}i_{2s}\right) & (1 - k_1k_6)\left(\frac{M}{J}i_{1s}\right) & 0 & (k_1k_6 - 1)\left(\frac{B}{J} + c_2\right) - \frac{k_1k_6}{T_1} \\ \left(\frac{M}{J}\right)i_{2s} & \left(\frac{M}{J}\right)i_{1s} & 0 & -\left(\frac{B}{J} + c_2\right) \\ 0 & 0 & 0 & b_2 \\ 0 & 0 & 0 & -e_1 \\ 0 & 0 & 0 & b_2 \\ 0 & 0 & 0 & b_1 \end{pmatrix} \quad *$$

$$\begin{matrix} -\frac{L_2}{D} & 0 & 0 & 0 \\ M/D & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 - k_1k_6 & 0 & 0 \\ * & 0 & 1 & 0 \\ -a_3 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -a_2 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{matrix} \begin{pmatrix} \Delta i_1 \\ \Delta i_2 \\ \Delta \omega_1 \\ \Delta \omega \\ \Delta v_1 \\ \Delta Q_1 \\ \Delta Q_2 \\ \Delta Q_3 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \\ d_2 + \frac{k_1k_6}{T_1} & 0 \\ d_2 & \frac{k_1k_6 - 1}{J} \\ b_2 & 0 \\ d_1 & 0 \\ b_2 & 0 \\ b_1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta \omega_N \\ \Delta T_L \end{pmatrix} \quad (A-17)$$

출력 $\Delta \omega = [C] \Delta x$

여기서 $\Delta x = [\Delta i_1 \ \Delta i_2 \ \Delta \omega_1 \ \Delta \omega \ \Delta v_1 \ \Delta Q_1 \ \Delta Q_2 \ \Delta Q_3]^T$ 이고

입력변수 $\Delta u = [\Delta \omega_N \ \Delta T_L]$ 이다.

$$[C] = \left[\frac{M}{J}i_{2s} \quad \frac{M}{J}i_{1s} \quad 0 \quad -\left(\frac{B}{J} + c_2\right) \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \right]$$

이상으로 本 研究에서 提案한 電動機 可變速 驅動시스템을 線型化하여 動態方程式으로 誘導하였다.

附錄 2. 電流型可逆控制回路

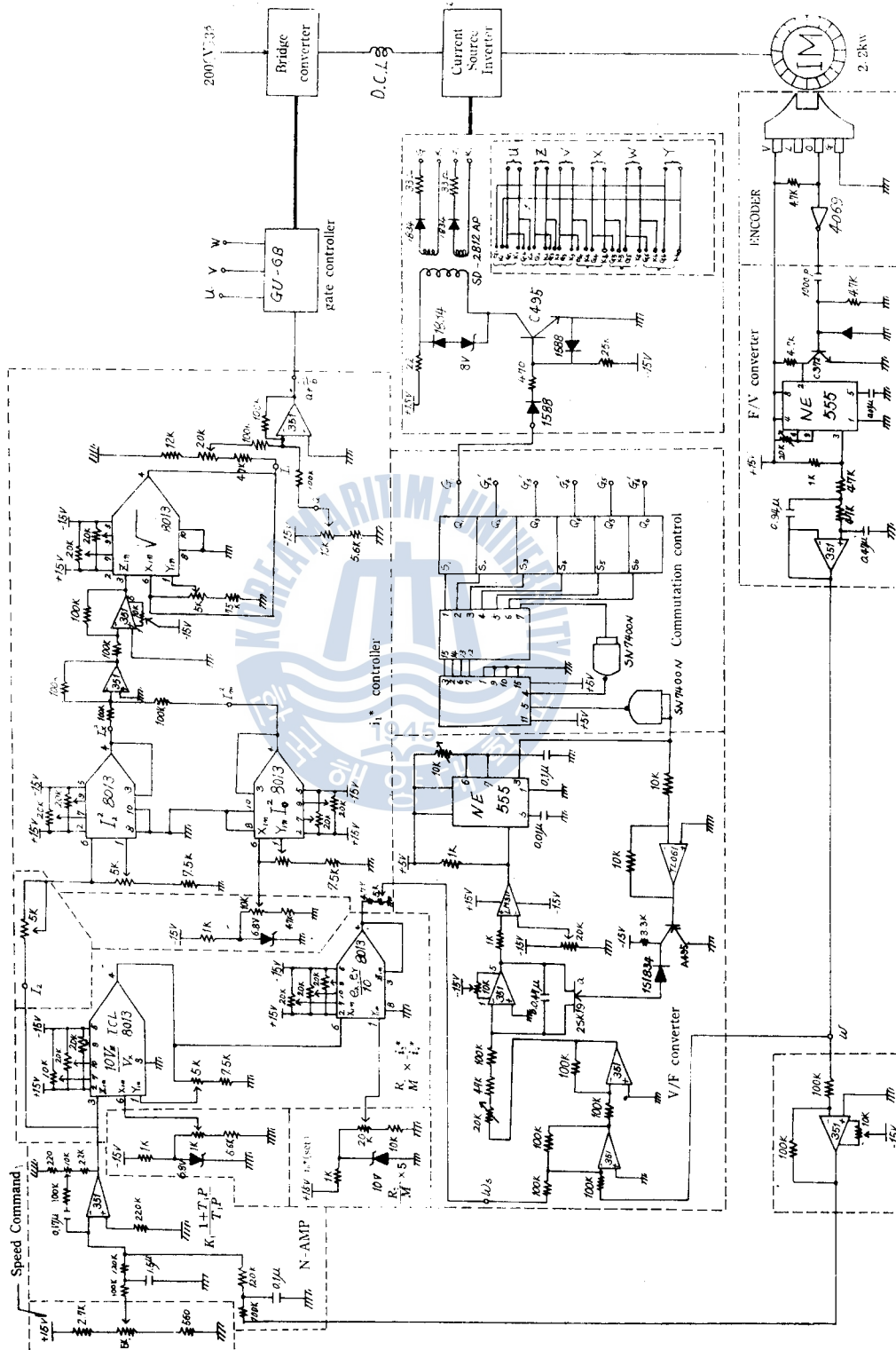


Fig. A-2 VECTOR CONTROL CIRCUIT FOR STATOR CURRENT

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 : 스크립 주파수형 벡터 제어에 의한 誘導電動機 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의 T型等價回路에 圓線圖의 新作圖法에 依いて, 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 : 벡터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의 PI制御時의 安定解析, 電學誌, Vol. 56-B89, 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 : 벡터制御의 理論, 電學全國大會, Vol.7, No.8, pp.58-3~88-6, (1983)
- 13) 赤松昌彦 : 벡터制御의 制御方式(control scheme), 電學全國大會, Vol.7, No.8, PS8-7~58-10, (1983)
- 14) Hancok : Matrix Analysis of Electrical Machinery, Pergamon press, pp.162~163. (1978)
- 15) 古田脆夕・佐野昭 : 基磁システム理論, 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의 벡터制御時의 解析에 關する一考察, 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) 貝城尚志 : 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 (3th edition), McGraw Hill press, pp.59~73, (1984)
- 21) 洪淳一 : SCR 轉流回路의 最適設計에 關한 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의 V/F 一定制御時의 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 關한 研究, 機關學會誌, Vol 8, No.1, April, pp.72~84, (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 關한 研究, 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의 轉流コンデンサ容量의 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 특성에 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 토오크 特性
2.3 시스템의 等價回路와 特性方路式 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