

벡터制御法에 의한 誘導型交流 서보電動機의 速度制御에 관한 研究

洪淳一* 盧彰注**

The Speed Control System of an Induction type
A.C Servo Motor by Vector Control

S.I. Hong and C.J. Noh

Abstract

In recent years, a.c servo motors have been gradually replacing d.c servo motors in various high-performance demanded applications such as machine tools and industrial robots.

In particular, the high-performance slip-frequency control of an induction motor, which is often called the vector control, is considered one of the best a.c drive.

In this paper, the transient state equations and vector control algorithms of an induction motor are described mathematically by using the two-axis theory(d-q coordinates). According to the result of these algorithms, we scheme the speed control system for an induction type ac servo motor in which vector control is adopted to give the a.c motor high performance. Motor drive is a PWM inverter using power MOS-FET, and is controlled in order to let the actual input current of the motor track the current reference obtained from a microcomputer(8086 cpu). Driving experiments are performed in the range of 0 to 3000rpm, and it is verified that high speed response is possible.

1. 序 論

일반적으로 산업 로봇이나 정밀공작기계 등 고성능제어를 요구하는 분야에는 지금까지 직류서보전동기가 주로 사용되었으나 고성능 파워스위치나 마이크로 프로세어의 발달에 따라 최근에는 교류서보전동기가 요구되고있다. 이

러한 목적에 사용되는 교류전동기 제어법으로 벡터制御가 활발히 研究되어 開發되고있다. 1) ~6) 誘導電動機의 벡터制御에는 2次쇄교자속에 기준한 자속좌표계에 있어서 1次電流벡터를 2次쇄교자속에 평행한 성분과 직교하는 성분으로 분리하여 독립제어하는 高性能순시제어를 하고있다.^{8,9)} 이렇게 하기 위해서는 2次鎖交磁束의 크기와 位置를 알 필요가 있으며 磁束의

* 正令員, 釜山工業大學

** 正令員, 韓國海洋大學

檢出有無에 따라 1) 磁束피드백형 벡터제어, 2) 슬립주파수형 벡터제어가 있다.^{1,2)} 最近에는 자속검출없이 電動機定數에서 슬립주파수를 연산하여 磁束의 크기와 位置를 추정하는 슬립주파수형 벡터제어가 주류이다.^{5,6,7)} 그러나 슬립주파수형 벡터제어로 대표되는 종래의 벡터제어는 과도현상시에 1,2次回轉磁界의 同期불일치로 생기는 과도현상 발생을 억제하는 磁界加速法이 제안되고 있지만 制御回路가 복잡하다.¹⁰⁾

本 研究에서는 3相交流서보電動機의 方程式을 2軸理論에 의하여 任意의 回轉座標系인 d-q 直交座標上으로 나타내었다. 이 방정식에 基礎하여 交流서보電動機의 高性能速度制御에 적합한 슬립주파수 제어형의 벡터제어 알고리즘을 導出하고 벡터제어에 의한 交流서보전동기 驅動回路를 構成하였다. 이 구동시스템은 마이크로컴퓨터(8086cpu)와 전동기 驅動電源으로 순시전류 추종방식 pwm인버터로 構成하였다. 여기서 마이크로컴퓨터는 속도오차를 검출하고 벡터제어의 알고리즘에 따라 전동기의 1次電流를 指令한다. 순시전류추종방식 인버터는 이 指令電流와 實際의 出力電流를 히스테리시스컴파레이터로 비교하여 pwm 신호를 만들며 인버터主回路의 스위칭소자(MOS FET)를 制御하고 指令電流에 出力電流가 追從하는 방식의 인버터이다. 本 시스템으로 0.3[kw], 3相交流서보전동기에 실험한 결과 과도상태및 정상상태에서 좋은 응답특성을 얻었고 0~3000[rpm]까지 高性能의 速度制御를 할수 있음을 究明하였다.

2. 벡터制御理論

여기서 전류 i 와 토오크벡터의 크기는 순시 값이고 방향은 전류가 작용하는 자속방향과 오른손법칙에 따른다. 그리고 모든 변수부호는 일반적인 전기전자 부호와 同一하고 첨자1은 1次 2는 2次축의 변수이다.

2.1 誘導電교류서보電動機의 基本式

Fig 1은 3상교류 전동기를 고정자축에 기준하여 a-b직각 좌표상으로 나타낸 등가 직류전동기 모델이다.

고정자축에 대하여 임의의각 θ 를 $p\theta = \omega_0 t$ 가 전원주파수가 되겠금 회전자축 d-q를 정하면 시간변수는 회전자축 기준하여 직류적인 변화를 하여 편리하다. 이렇게 d-q축 좌표변화한 유도전동기 전압전류 방정식은 다음이 된다.

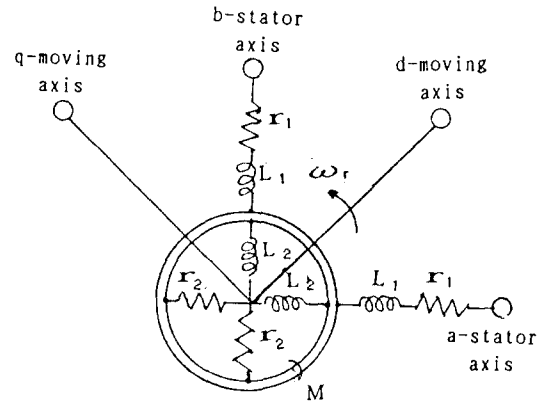


Fig.1. Equivalent d.c model in a-b coordinate at stator and d-q coordinate at moving axis.

$$\begin{pmatrix} e_{1d} \\ e_{1q} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_1 + L_1 p & -L_1 \omega_0 \\ L_1 \omega_0 & r_1 + L_1 p \\ M p & -M(\omega_0 - \omega_r) \\ M(\omega_0 - \omega_r) & M p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \end{pmatrix} \quad (1)$$

여기서 p : 미분연산자, ω_r : 회전자주파수 또, 2次자속을 d-q 좌표계로 표시하면 다음이 된다.

$$\begin{pmatrix} \phi_{2d} \\ \phi_{2q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} M i_{1d} + L_2 i_{2d} \\ M i_{1q} + L_2 i_{2q} \end{pmatrix} \dots \dots \dots (2)$$

(1), (2)식에서

$$\begin{pmatrix} e_{1d} \\ e_{1q} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_1 + L_0 p & -L_0 \omega_0 \\ L_0 \omega_0 & r_1 + L_0 p \\ -(r_2 M / L_2) & 0 \\ 0 & -(r_2 M / L_2) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ \phi_{2d} \\ \phi_{2q} \end{pmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{pmatrix} (M/L_2)p & -(M/L_2)\omega_0 \\ (M/L_2)\omega_0 & (M/L_2)p \\ r_2/L_2 + p & -(\omega_0 - \omega_r) \\ \omega_0 - \omega_r & (r_2/L_2) + p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ \phi_{2d} \\ \phi_{2q} \end{pmatrix} \quad (3)$$

여기서 $L_0 = L_1 L_2 - M^2$ 이고, 전동기 발생토오 크는 다음이 된다.

$$\tau = \phi_{2q} i_{2d} - \phi_{2d} i_{2q} \quad \dots \dots \dots (4)$$

동형전동기에서 正弦渡定電流源으로 구동할러 면 (3)식에서 i_{1d} , i_{1q} , ω_0 를 조작량으로 하면

제어시스템 구성이 간편하다. (3), (4)식에 상응하는 유도전동기 블럭선도는 Fig.2와 같다.

2.2. 2次磁束一定한 슬립周波數制御型 벡터制御

2次磁束이 일정한 슬립주파수 제어형 벡터 제어의 원리와 조건식은 다음과 같다. (2)식과 (3)식에서 교류서보전동기 2차회로는

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} = r_2 \begin{pmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} p & -\omega_s \\ \omega_s & p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi_{2d} \\ \phi_{2q} \end{pmatrix} \quad \dots \dots \dots (5)$$

이 성립된다. 여기서 $\omega_s = \omega_0 - \omega_r$ 로 슬립각 주파수이다. (4)식으로부터 토오크는

$$\tau = |i_2| \cdot |\Phi_2| \sin \delta \quad \dots \dots \dots (6)$$

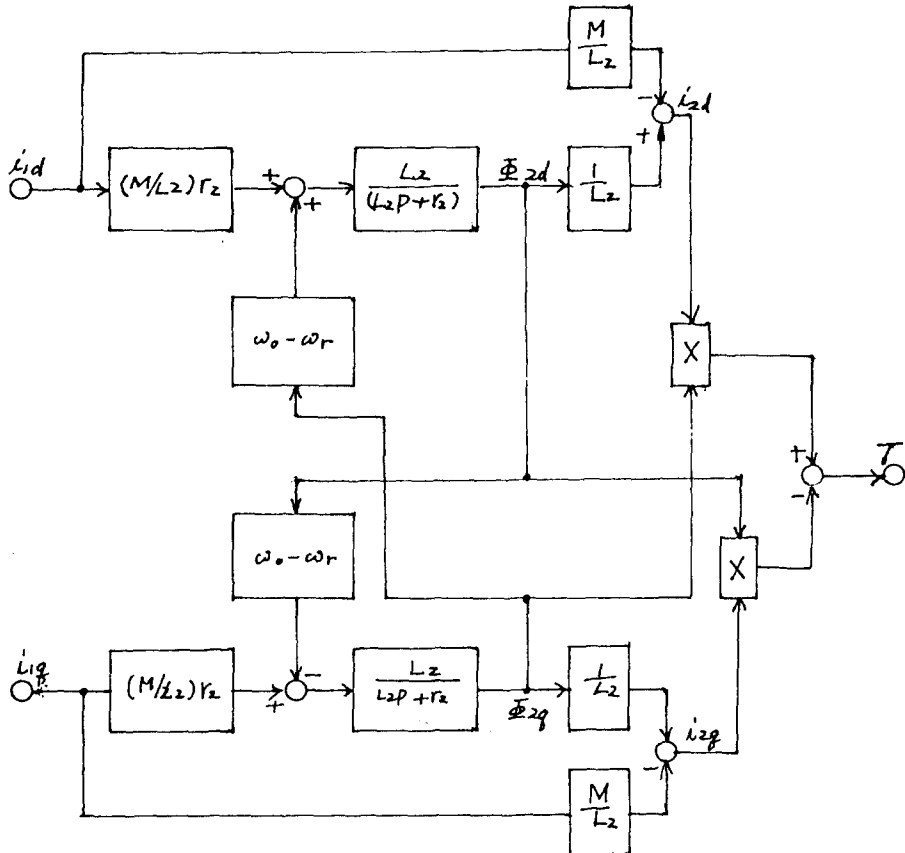


Fig.2. Block diagram of a induction machine.

여기서 $\mathbf{i}_2^T = (i_{2d}, i_{2q})$, $\Phi_2^T = (\phi_{2d}, \phi_{2q})$ 이
 δ 는 \mathbf{i}_2 와 Φ_2 의 벡터각 이다. 지금 (5)식의 左
 側에서 Φ_2^T 를 곱하면

$$r_2 \Phi_2^T \mathbf{i}_2 + \frac{1}{2} p |\Phi_2|^2 = 0 \dots\dots\dots (7)$$

로 되고, 2차자속의 크기 $|\Phi_2|$ 가 일정하면
 內積 $\Phi_2^T \mathbf{i}_2 = 0$ 이 되고 (6)식에서 δ 는 $\frac{\pi}{2}$ 가 되
 어 과도토크 τ 는 $|\mathbf{i}_2|$ 에 비례한다. 이 현
 상은 Fig.2에서 d축상에서 자속을, q축상에서
 2차전류를 분리제어 할 수 있음을 나타낸다.
 이렇게 되기 위한 조건을 (3)식의 4행 $\phi_{2q} = 0$
 로 하면 되므로 다음식이 성립한다.

$$\omega_0 = (r_2 M / \phi_{2d} L_2) i_{1q} + \omega_r \dots\dots\dots (8)$$

(8)식을 만족하도록 전원주파수를 제어하면
 된다. 동시에 $|\Phi_2|$ 를 일정케 할려면 $i_{2d} = 0$
 이되고,

$$i_{1d} = K_0 \dots\dots\dots (9)$$

로 유지되어야 되고 (2)식에서

$$|\Phi_2| = (\phi_{2d}) = K_0 M \dots\dots\dots (10)$$

이 되고 2차전류의 크기는

$$|\mathbf{i}_2| = |i_{2q}| = (M / L_2) i_{1q} \dots\dots\dots (11)$$

로 되어 i_{1q} 에 비례한다. 또 (6), (8), (9)식으
 로 부터 순시토크는,

$$\tau = (M^2 K_0 / L_2) i_{1q} = [(MK_0)^2 / r_2] \omega_s \dots\dots (12)$$

로 되어 i_{1q} 와 ω_s 에 비례한다. 이상 (8), (9)식
 이 벡터제어 기본조건식이다.

이 제어조건식에 기초하여 직접제어 가능한
 1차순시전류 i_{1u} , i_{1v} , i_{1w} 를 a-b 고정자좌표계
 로 좌표변환하며 極座標型으로 나타내면 다음
 이 된다.

$$i_{1u} = \sqrt{\frac{2}{3}} |I_1| \cos(\theta_0 + \theta_T)$$

$$i_{1v} = \sqrt{\frac{2}{3}} |I_1| \cos(\theta_0 + \theta_T - \frac{2}{3}\pi) \dots\dots (13)$$

$$i_{1w} = \sqrt{\frac{2}{3}} |I_1| \cos(\theta_0 + \theta_T - \frac{4}{3}\pi)$$

$$\text{단, } |I_1| = \sqrt{i_{1d}^2 + i_{1q}^2}, \theta_T = \tan^{-1}(i_{1q}/i_{1d})$$

(13)식이 3상교류서보전동기 벡터제어 기본
 식이다.

3. 速度制御시스템의 構成

Fig.3은 본 연구에서 구성한 속도제어 구성
 도이며 마이크로-컴퓨터에 의한 디지털제어기
 와 전동기 구동부분으로 구성하였다.

3.1 하드웨어의 構成

本 연구에서 구성한 인버터는 제어계의 구성
 이 간단하고 고속토크 응답특성을 갖는 瞬時
 電流追從方式의 인버터로 電流制御方式의 전압
 형인 버터이다. 이것의 직류전원은 3相交流電
 源을 整流·平滑하였고 전류제한회로 및 전동기
 에서의 회생에너지를 흡수하는 회생전력흡수회
 로를 포함하여 설계하였다. 주회로의 스위칭소
 자는 파워-MOS FET를 사용하였다. (13)식에
 따른 1次電流벡터 演算은 완보드 마이크로-컴
 퓨터(8086cpu)로 구성하였다. 實電流檢出은
 인버터 出力則에 底底抗(0.1Ω)을 삽입하여 얻
 었고 포토카플러에 의해 電流制御回路에 전송
 하였다. 마이크로-컴퓨터에 의해 연산된 1차
 指令電流에 實電流가 추종되도록 히스테리시스
 콤파레이터가 설계되고 이 히스테리시스 폭으
 로부터 pwm스위칭 주파수가 결정된다. 이 신
 호를 다시 게이트드라이브 회로에 입력하여 主
 스위칭소자를 스위칭한다.

3.2 소프트웨어

本 研究에서는 高精度의 電流指令值를 얻기
 위해서 乘除算이 적어 연산시간이 짧은 極座標
 型式의 벡터제어를 실행하였다. 그리고 속도제
 어기를 P제어를 하였고 토크지령 T^* , 계인
 K_p , 속도오차 $\omega_e (= \omega_r^* - \omega_r)$ 이므로

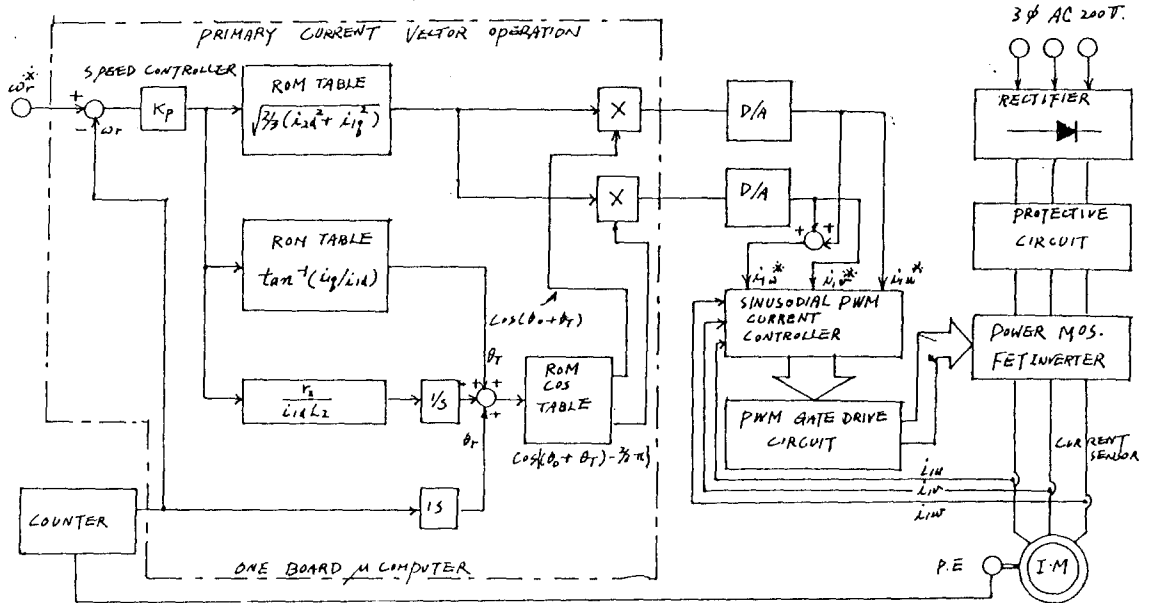


Fig.3. Schematic diagram for the proposed vector speed control system.

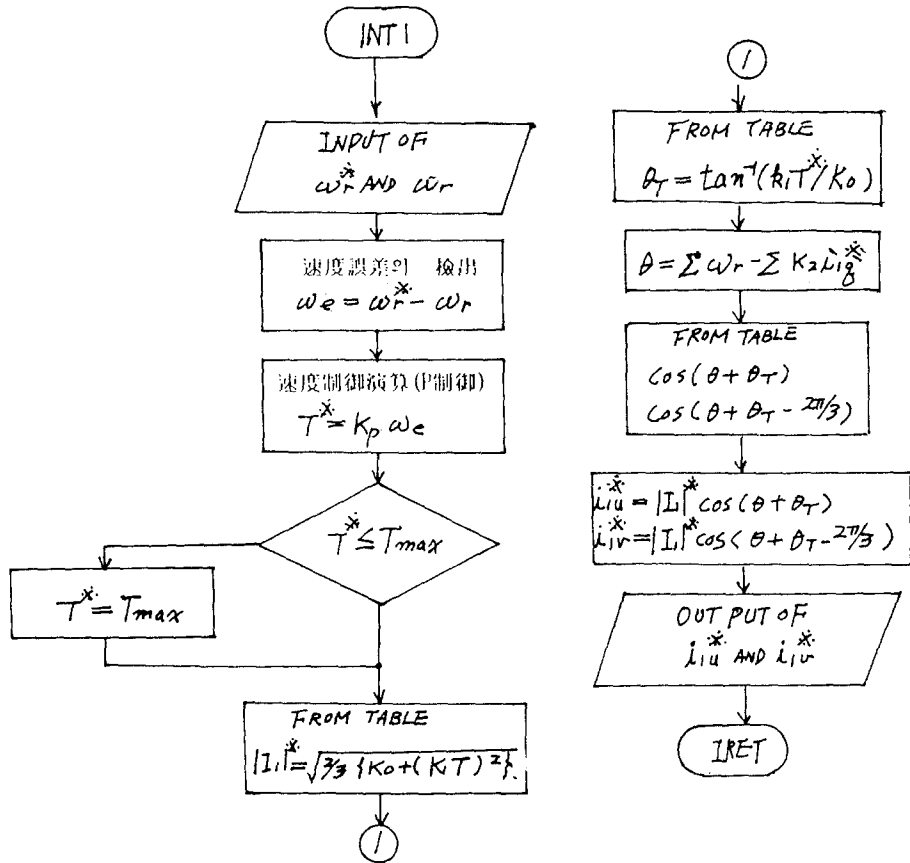


Fig.4. Program flow chart.

$$T^* = (K_p / K_1) \omega_e \quad \dots\dots\dots (14)$$

이 되고 (9), (12)식에서 전류진폭은

$$i_{1d} = K_0 \quad \dots\dots\dots (15)$$

$$i_{1q}^* = K_1 T^* = K_p \omega_e \quad \dots\dots\dots (16)$$

이 된다. 단, $K_1 = L_2 / M^2 K_0$, 슬립주파수는 (8)식에서 i_{1q}^* 의 함수이고 다음이 된다.

$$\omega_s^* = K_2 i_{1q}^* \quad \dots\dots\dots (17)$$

단, $K_2 = r_2 / (L_2 K_0)$, 實際 인버터에 전송되는 指令値는 (13)식에 의해 i_{1u}^* , i_{1v}^* 가 演算되고 W相의 i_{1w}^* 는 $i_{1w}^* = i_{1u}^* + i_{1v}^*$ 의 관계에 있으므로 연산에 의해 구하지 않고 i_{1u}^* , i_{1v}^* 를 아날로그 변환하여 이 두 신호를 反轉加算器에 의해 구한다.

연산 프로그램 방법은 삼각함수의 값등을 마이크로-컴퓨터의 메모리에 먼저 計算하여 함수 테이블에 記憶시켜둔 것으로부터 연산한다. 그림4는 연산프로그램의 플로차트이다.

4. 速度制御實驗과 結課檢討

앞서 설명한 이론에 기초하여 설계제작한 속

도제어 시스템을 이용하여 스텝응답과 靜特性을 측정하였다. 그리고 토오크계 TM140으로 측정된 피시험 전동기의 사양은 Table.1과 같다.

Table 1. 전동기定格(日機電裝NA20-10F) 및 定數

定格出力	0.3	KW	1, 2차 리액턴스	164	mH
定格토크	9.8	Kg·cm	상호인덕턴스	143	mH
定格회전수	3000	rpm	1차저항	5.8	Ω
定格電流	2.1	A	2차저항	5.3	Ω
勵磁電流	1.2	A	회전자GD ²	3.0	Kg·cm ²
角加速度	12727	rad/S ²	관성계수(J)	0.77	g·cm ²

4.1 스텝응답측정

속도의 스텝응답은 펄스엔코드(P·E)의 출력력을 F/V컨버트(변환비 0.081[v/khz])로 변환하여 X-Y기록계로 기록하였으며 Fig.5가 측정결과 이다.

파라메타는 $i_{1d} = K_0 = 1$, K_p 는 0.0769이다. 그리고 속도오차가 750rpm을 초과하면 소프트웨어로부터 전류를 5[A]로 제한된다. 측정결과 Fig.5에서 저회전시(480rpm)는 회전의 불안정이 다소있지만 立上시간과 오버슛에 대하

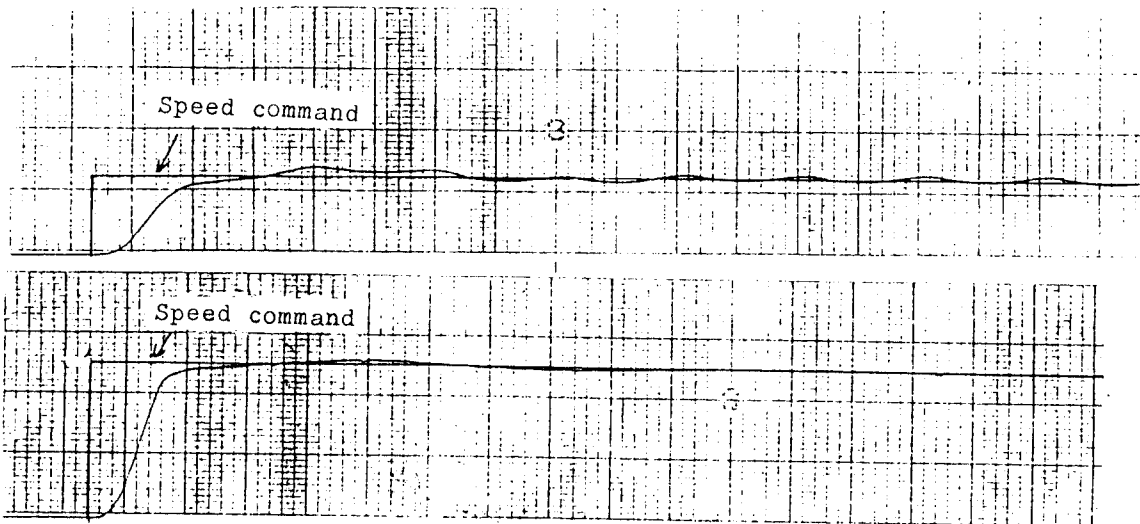


Fig.5. Step response.(upper trace, speed=480rpm, lower trace, speed=1890rpm) 1v/div, 20ms/div

여는 양호한 결과를 얻었고 응답시간은 30ms이다. 이때 회전의 불안은 인버터의 토오크맥동에 원인이 있다고 생각되며 이 원인은 포토카플러의 온도영향으로 옴프셋트가 발생하였다고 생각된다. 따라서 옴프셋드의 재조정이 필요하다.

Fig.6은 Fig.5와 같은 조건하에 1890rpm의 정상상태에 있어서 인버터 W相의 지령전류와 實電流파형이다.

指令電流에 추종하는 實電流에 노이즈가 포함되어 있다. 이것은 히스테리시스 콤파레이트의 오동작, 電流檢出部의 개인오차등의 영향이라 생각된다. 그러나 전체적인 동작에는 별무리가 없다.

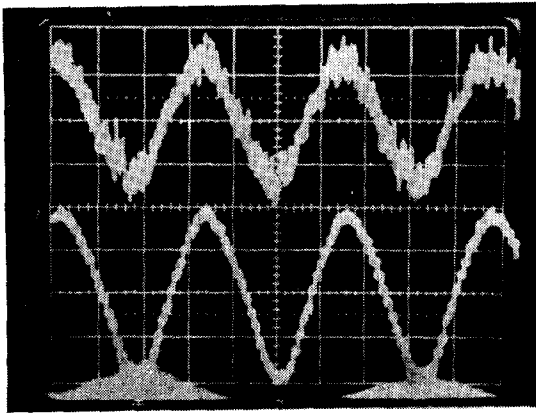


Fig.6. Oscillogram of command current (upper trace) and actual current (lower trace). 0.5A/div, 20ms/div, 1890rpm.

4.2. 靜特性的의 測定

정특성은 速度指令을 3000[rpm]으로 하고 토오크제로 부터 부하토오크를 전동기에 가했다. 스텝응답시와 같은 조건하에 실험을 하였다. Fig.7은 속도-토오크의 측정결과를 나타낸 것이다.

소프트웨어에서 속도오차가 750[rpm]을 초과하면 전류를 5[A]로 제한하기 때문에 초과범위에서는 토오크는 속도오차에 비례하지 않

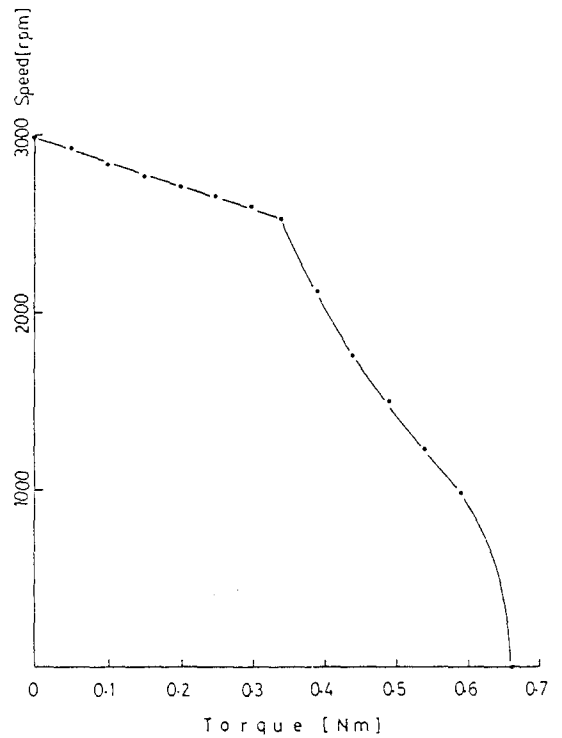


Fig.7. Speed-torque curve

고 속도오차 750[rpm]이하의 범위 즉, 전동기 회전속도 2250[rpm] 이상 범위에서는 속도오차에 토오크가 비례한다. 결국 주어진 指令値에 양호하게 동작함을 알았다. 이상의 정 특성 실험에서 "0"에서 3000[rpm]까지 주어진 부하에서 속도제어가 양호하게 되었다.

5. 結 論

本 研究에서 제작한 속도제어 시스템으로 0.3[KW] 교류서보전동기에 스텝응답과 靜特性을 측정된 결과 다음의 결론을 얻었다.

1. 交流電動機의 方程式을 2軸理論에 따라 해석하여 벡터제어에 의해 速度制御를 할 수 있는 制御法則을 導出하였다.

2. 이 法則에 따라 나타낸 3相誘導型交流서보電動機 1次電流의 極座標形式은 제어계의 構

성이 간단하고 演算時間이 짧게 됨을 알았다.

3. 이상의 이론에 따라 制御回路 및 전동기 驅動回路를 구성하였으며, 3000[rpm]까지 高性能의 速度制御를 할 수 있음을 究明하였다.

以上의 研究는 88年 大學校授國費海外派遣研究의 結果임을 알리며 연구를 지원해준 문교부에 감사함을 전합니다.

參考文獻

1. 三橋成生譯, “誘導電動機의 磁界オリエンテーション 運轉のための トランスベクトル制御”, 富士時報 47-2, pp. 86~89, 1974
2. 難波江, 黑澤, “誘導電動機의 토크傳達關數 定數化制御”, 電氣學會論文誌B, 98-3, pp. 303~309, 1978
3. H. Sugimoto and E. One “Theory and characteristics of a New Induction Motor Drive System Having Linear Transfer Function, IPEC-TOKO” 83, pp. 462~473, 1983
4. 見城尙志監修, “ACサーボモータとマイコン制御”, 總合電子出版社, pp. 150~180, 1980
5. T. Matsuno and T. Lipo, “Rotor Parameter Identification Scheme for vector-Controlled Induction Motor Drive”, IEEE Trans. Industry App. IA-21-4, pp. 624-632, 1985
6. R.D.Lorenz, “Tuning of Field-oriented Induction Motor Controllers for High-performance Applications,” IEEE Trans Industry Applications, IA-22-2, pp. 293-297, 1986
7. 光岡宏恭, 中野博民, 等, “誘導電動機의 速度推定ベクトル制御システム”, 昭知62年電氣學會全國大會, Vol7, No647, pp. 792-793, 1986
8. 河西朝雄, “MS-DOS 實用 マクロアセンブラ” 技術評論社, pp. 283~293, 1986
9. KOUHEI OHNISHI “Model Reference Adaptive System Against Rotor Resistance Variation in Induction Motor Drive”, IEEE transactions On Industrial Electronics, Vol IE-33, No3 August, pp. 217-223, 1986
10. 山村, 中川, “交流サーボモータ의 過度現狀と 制御—磁界加速法の提案”, 電氣學會論文誌B, 101-9 pp. 557~563, 1981