

유도형 교류 서보전동기의 고응답 구동회로 설계에 관한 연구

Design of High-Response Speed Control System for AC Servomotor Drive

成 英 權* · 趙 哲 濟**
(Young-Kwon Sung · Cheol-Je Joe)

Abstract - This paper describes the speed control system of an induction type ac servomotor drive on the vector control basis of slip frequency and constant secondary flux control for a quick torque response. The system is composed of a digital controller using a SCB-V50 microprocessor and a PWM inverter with power MOSFETs for high speed switching. And, for the measurement of actual instantaneous currents, MDCS A070-051 hall sensors are employed. The rising time of step response by this system through the test of a 600[W] ac servomotor is 30[ms]. Overall experimental result shows that the drive performance of the system is similar to that of a separately excited armature current control of a dc motor.

Key Words : High-Response Vector Control(고응답 벡터제어), Magnetic DC Hall Sensor(자기 직류 홀 센서), Induction type AC Servomotor(유도형 교류 서보전동기), SCB-B50 Micro Processor(SCB-V50 마이크로 프로세서)

1. 序 論

직류전동기는 광범위하고 精密한 速度制御, 位

*正 會 員 : 高麗大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

**正 會 員 : 釜山工業大 電氣科 副教授

接受日字 : 1992年 4月 15日

1次修正 : 1992年 5月 23日

置制御가 가능하고 현재 가변속제어용 전동기로서 수천[Kw]의 대용량에서 수십[W]의 서보 전동기에 이르기까지 광범위하게 활용되고 있다. 반면에 교류전동기로서 동기전동기와 유도전동기는 상용 전원을 이용한 定速度 운전용 전동기로 산업현장에 널리 이용되고 있다.

또한, 직류 전동기는 계자전류와 전기자전류가

독립적으로 제어가 가능하고, 전동기 발생 瞬時 토오크는 界磁電流의 순시값과 界磁子電流의 순시값의 積에 비례한다. 특히 제자전류가 일정한 경우에는 전기자전류의 순시값을 제어하여 직류전동기의 瞬時 토오크를 時間遲延없이 제어할 수 있다. [1, 2, 8~10] 그러나 직류전동기는 整流자와 브러시의 磨耗등으로 보수 점검을 필요로 하고 惡환경하의 사용장소에 제한을 받는 경우가 있다. 그러므로 회전자의 관성이 적은 설계를 할때, 高速回轉을 요구하는 곳, 惡환경에의 사용이 필요한 곳 등에는 교류전동기가 장점이 많으므로 최근 교류전동기의 가변속 구동 시스템의 실용화가 진보되고 있다. [5~7] 교류 전동기 瞬時토오크의 발생 원리는 직류전동기의 발생원리와 동일하지만, 교류 전동기는 직류 전동기와 같이 界磁分 電流와 토오크분 電流를 직접 제어할 수 없어 瞬時 토오크를 제어하기가 어렵다. 지금까지 유도 전동기 제어에는 V/f 제어, 또는 슬립주파수 제어로서 평균 토오크를 제어한다. [8~10] 그러나 그 후 많은 연구자에 의하여 유도 전동기의 過度時의 動作까지 연구가 진행되어 V/f 제어에서 발전한 자속 피드백 제어형 벡터제어와 슬립주파수 제어에서 발전한 滋束 피드백 제어형 벡터 제어가 연구되어 실용화 단계에 있다. [3]

더욱더 전력용 半導體 素子の 발달과 이것을 이용한 靜止形 周波數 變換器(Inverter)의 소형화, 高性能化, 마이크로프로세서등의 LSI화 기술 진보와 더불어 종래에는 기술적으로나 가격면에서 어렵던 교류 전동기의 순시 토오크 제어가 가능하여 졌다. [11]

이상과 같은 新素子の 開發과 技術의배경하에 본 研究에서는 슬립 周波數 제어형 벡터 제어에 기초한 誘導形 交流 서보 전동기의 制御理論을 導出하고 이 理論에 기초하여 유도형 교류서보전동기의 高應答 디지털 驅動回路 設計하여 그 실용성을 검토하였다.

本 시스템은 SCB-V50 마이크로 프로세서를 이용한 디지털 콘트롤러와 瞬時 電流 追從方式 PWM 인버터로 構成하였다. 마이크로 프로세서는 서보 전동기의 速度誤差에서 指令電流 i 를 연산하고, 인버터의 히스테리시스 콤파레이터가 電流 지령값과 實電流 i 를 비교하여 스위칭 소자를 제어한다. 이 경우 스위칭 속도는 高速이기 때문에 스위칭 素子에는 파워 MOS-FET를 사용해였고, 實電流의 檢出은 抵抗法보다 절연성, 속응성 및 안정도 면에서 우수한 홀센서(MDCS A070-051)를 사용하였다. 이상과 같은 시스템을 설계 제작하여

實際로 600W, 교류 서보 전동기를 驅動하여 검토한 결과, 스텝 응답 실험에서 응답속도가 30[ms]이고 靜特性 측정 실험에서 직류 전동기의 전기자전류 제어와 유사한 速度特性을 얻었다.

2. 誘導形 交流 서보 電動機의 制御原理

일반적으로 磁束 檢出形, 磁束演算形 벡터제어는 瞬時토오크를 제어하는 利點이 있는 반면 그 구성에 따른 문제점이 많다. 따라서 본 연구에서는 구성이 간편하며, 高應答 特性을 갖는 슬립 주파수 제어형 벡터 제어 방식에 관하여 제어이론을 導出하고, 이 論理에 근거하여 제어 시스템을 구성한다. 여기서 誘導形 三相交流 서보 전동기(以下 交流 서보전동기라 약칭한다)의 解析을 위해 각 변수를 다음과 같이 정의한다. 1차권선의 정현파 전압, 전류의 주파수를 f_0 , 회전자 회전주파수 $f_r (= \omega r / 2\pi)$, 슬립 주파수는 $f_s = f_0 - f_r$ 및 정상 상태에서 瞬時電流는 i_u, i_v, i_w 로 하고 첨자 1, 2로서 각각 1, 2차측 변수를 표시한다. 또한 解析을 간편이 하고, 제어법칙을 정하기가 편리하도록 3상-2상간 좌표변환법을 적용하였으며 여기서 회전 좌표계를 직교하는 정지 좌표계로 변환하는데는 $d-q$ 변환법을 이용하였다. [6, 7] 또한 기자력 분포는 정현파이고 공극 퍼미언스는 일정하다고 가정한다.

2.1 交流 서보전동기의 基本式

전동기의 고정자와 회전자간에 2축변환이론을 적용하여 고정자에 고정된 2개의 직교하는 $\alpha-\beta$ 좌표축으로 좌표변환하면, 瞬時電壓과 電流는 다음 관계가 성립한다.

$$\begin{bmatrix} V_{1\alpha} \\ V_{1\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{1u} \\ v_{1v} \\ v_{1w} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1u} \\ i_{1v} \\ i_{1w} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$\begin{bmatrix} i_{2\alpha} \\ i_{2\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \sin \theta_r & \sin(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2u} \\ i_{2v} \\ i_{2w} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

윗 식에서 θ_r 는 고정자 u 상(α 축기준)과 회전자 u 상권과의 상차각이고 회전자속도 ω_r 는 다음이 된다.

$$\omega_r = d\theta_r/dt \tag{2.4}$$

(2.1)~(2.3) 식의 변환행렬의 계수 $\sqrt{\frac{2}{3}}$ 은 3상 교류 서보 전동기를 그림 2.1에서 3상-2상 변환시, 전동기의 전력을 동일하게 하기 위한 계수(전력불변)이다. 또한 諸變數를 任意의 회전좌표계인 d - q 축으로 전원주파수 ω_0 가 되도록 θ_0 을 선정하면 d - q 축은 전원에 동기하여 회전하고, 시간변수는 직류량적인 변화를 하게 되어 제어법칙을 정하기 편리하다. 따라서 2차 자속을 d - q 축으로 표현하면 다음이 된다.

$$\phi_{2d} = M i_{1d} + L_2 i_{2d} \tag{2.5}$$

$$\phi_{2q} = M i_{1q} + L_2 i_{2q} \tag{2.6}$$

다음 (2.5), (2.6)식과 동시에, 전원에 동기하여 회전하는 d - q 좌표로 전압과 자속 방정식을 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{1d} \\ V_{1q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_0 \rho & -L_0 \omega_0 \\ L_0 \omega_0 & R_1 + L_0 \rho \\ -(R_2/L_2)M & 0 \\ 0 & -(M/L_2)R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ \phi_{2d} \\ \phi_{2q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (M/L_2)\rho & -(M/L_2)\omega_0 \\ (M/L_2)\omega_0 & (M/L_2)\rho \\ (R_2/L_2) + \rho & -\omega_s \\ \omega_s & (R_2/L_2) + \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \\ \phi_{2d} \\ \phi_{2q} \end{bmatrix} \tag{2.7}$$

단,

$$L_0 = L_1 L_2 - M_2^2 / L_2 \text{이고, } \omega_s = \omega_0 - \omega_r, \rho = d/dt \text{이다.}$$

전동기의 순시 토오르는 전류와 자속의 外積으로

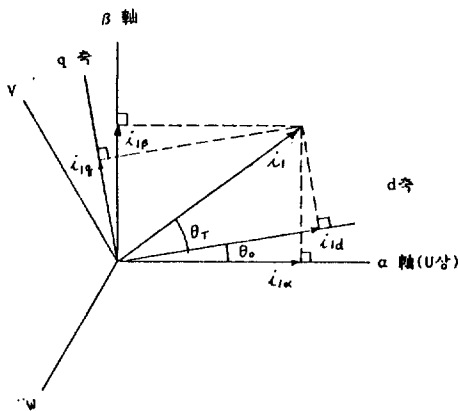


그림 2.1 3상 誘導形 서보電動機의 電流 벡터도
Fig. 2.1 Vector diagram of 3φ induction servomotor

로 구해지므로 식(2.2), (2.3), (2.5) 및 (2.6)으로부터 다음식이 얻어진다.

$$T = \phi_{2q} i_{2d} - \phi_{2d} i_{2q} = |i_2| |\Phi_2| \sin \xi \tag{2.8}$$

여기서 $i_2^T = (i_{2d}, i_{2q})$, $\Phi_2^T = (\Phi_{2d}, \Phi_{2q})$, ξ 는 i_2 와 Φ_2 벡터가 이루는 角이다. 또 부하 토오르는 다음식이 된다.

$$T_L = J \frac{d\omega_r}{dt} + D\omega_r \tag{2.9}$$

따라서 식(2.8)에서 2차 자속의 크기가 일정하면 과도토오르는 2차 전류의 크기에 비례하게 됨을 알 수 있다.

2.2 2次 磁速-定 슬립 周波數 制御形 벡터 制御

교류 전동기 벡터 제어 방식에는 몇 가지가 있지만 本 研究에서는 2차 磁速-定 슬립 주파수 제어형 벡터 제어방식을 채용하였으며 그 原理는 다음과 같다. (2.7)식의 회전자 회로(2차 회로)에 착안하면, 전류와 자속 사이에 다음식이 된다.

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R_2 \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \rho & -\omega_s \\ \omega_s & \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{2d} \\ \phi_{2q} \end{bmatrix} \tag{2.10}$$

(2.10) 식의 左에서 Φ_2^T 를 곱하면

$$R_2 \Phi_2^T i_2 + \rho |\Phi_2|^2 = 0 \tag{2.11}$$

로 된다. 여기서 2차 자속의 크기 $|\Phi_2|$ 가 일정하면, 2차자속과 2차전류벡터의 內積 $\Phi_2^T i_2 = 0$ 이 되고, 따라서 (2.8)식에서 ξ 는 $\pi/2$ 가 되어 瞬時토오르 T 는 $|i_2|$ 에 비례하게 된다. 이것을 실현하기 위해서는 그림 4에서 d 축상에는 자속을, q 축상에는 2차 전류를 각각 분리 제어하여야 하고, $\phi_{2q} = 0$ 와 동시에 $i_{2d} = 0$ 으로 하지 않으면 안된다. 또한 $\phi_{2q} = 0$ 으로 하는 조건은 (2.7)식의 제4행에서

$$(M/L_2)R_2 i_{1q} - (\omega_0 - \omega_r)\phi_{2d} = 0 \tag{2.12}$$

으로 되고, 전원 각주파수와 회전자 각주파수사이에는 (2.12)식에서 다음식이 성립된다.

$$\omega_0 = \frac{R_2 M}{\phi_{2d} L_2} i_{1q} + \omega_r \tag{2.13}$$

즉, (2.13)식이 만족되도록 전원주파수를 제어하면 항상 $\phi_{2q} = 0$ 으로 되고, $|\Phi_2| = |\phi_{2d}|$ 로 일정하게 되며 이것을 일정히 하는 것은 i_{1d} 를 일정하게 하면 된다.

$$i_{1d} = K_0 \tag{2.14}$$

여기서 K_0 는 구동시스템의 자속-속도 특성에서 결정된다. 또한, i_{1d} 를 일정히 하고 슬립 주파수

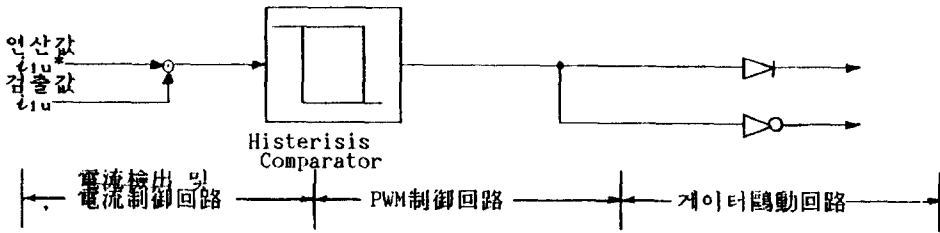


그림 3.2 전류제어와 게이트 신호
Fig. 3.2 Current controller and gate signal

3.1.1 PWM 전압형 인버터 및 인버터용 DC전원

인버터 주회로는 POWER MOSFET와 다이오드 각 6개로서 그림 3.2와 같이 구성하였고, 동작 원리는 瞬時電流 추종방식의 전압형 인버터이며 제어회로구성이 간편하다.

이 회로의 특징은 MOS FET가 다수캐리어로 구성되어 있으므로 스위칭 시간이 빠르고, 입력입 파던스가 높으므로 전력이득이 크며, 입력특성이 2승특성으로 고주파 맥동성분의 감소가 기대된다. DC전원은 3상 교류를 직류로 정류하여 사용하며, 전류제한 회로와 전압 제한 회로를 설계하여 MISFET의 파손을 방지하고, 아울러 과전압방지 회로를 첨부하여 전동기가 발전기로 동작 할 때 인버터에서 전원으로 전류가 회생하도록 하였다.

3.1.2 電流 制御回路 및 PWM制御回路와 게이터 勵動回路

전류 제어 회로는 실제 교류 서보 전동기에 공급하는 1차 전류파형 i_u 가 대응하는 지령전류파형 i_u^* 에 追従하도록 제어하기 위한 高速應答의 제어 회로이고, 인버터 스위칭을 위한 PWM제어가 행해진다.

이때에 실전류 i_u 의 검출은 인버터 출력측에 전류검출 홀소자(MDCS A070-051)로 전류를 검출하고 이것은 電流制御回路에 전송한다. 즉 인버터의 출력전류를 검출하여 전류지령값에 추종하도록 FET(인버터)를 온 오프한다. 그림 3.2는 전류지령 i_u^* , 출력전류 i_u 및 FET의 게이트 신호 관계를 나타내고, 그 동작은 다음과 같다.

전류지령 i_u^* 에 대하여 일정폭(히스테리시스폭 파라이트)를 갖는 上限 下限을 設定하고, 출력 전류가 上限値와 일치하면 인버터의 正의 전압측 FET⁺ 게이트 신호를 오프하고, 角의 전압측 FET⁻ 게이트 신호를 온한다. 下限値에서는 반대 동작을 한다.

즉 실전류 i 가 지령전류 i^* 에 추종한다. 이때 전류제어성능을 직접 결정하는 히스테리시스폭은 FET 스위칭 주파수가 실용적인 값(수십 KHz)이 되도록 설정하였다. 다음 게이터 구동회로는 PWM제어 출력신호를 다시 포토가플러로 전송하여 MOS-FET의 게이트신호로 한다.

3.1.3 速度檢出과 演算

속도검출방식은 몇 가지가 있지만, 여기서는 펄스엔코더에 의한 방식으로 한다. 이때 신호분해 방식은 펄스카운터방식으로 하였고 회전각속도 ω_r 는 다음과 같다.

$$\Delta rpm = \frac{60}{R \times T_s} [rpm] \quad T_s : \text{샘플링주기}$$

$$R = \text{펄스수/회}$$

따라서 회전자의 회전위치가 $\theta_r(t)$ 가 위식에서 디지털신호로 검출되므로 (2.19)식에서 정상시의 회전위치가 $\theta_o(t)$ 는 다음식으로 된다.

$$\theta_o(t) = \theta_r(t) + \theta_s(n)$$

$$\theta_s(n) = \theta_s(n-1) + \omega_s(n) T_s \quad (3.1)$$

실제 사용한 펄스엔코더는 A상, B상으로 전동기 1회전에 2000펄스를 출력한다. 각 펄스는 주기 미분되어, 업 다운 카운터에는 1회전에 8000펄스가 마이크로컴퓨터에 입력된다. A상, B상의 위상관계에서 전동기의 정, 역회전을 판정한다.

3.1.4 디지털제어 시스템 速度制御 및 1次電流 演算과 제어부

本 回路는 實際速度 ω_r 에서 指令電流 i^* 를 演算하기 위해 16비트 전용 마이크로컴퓨터로 구성하였다. 이 제어회로는 식 (2.13)~(2.17)의 제어조건에 따라 그림 3.3과 같이 속도제어기, 1차전류 연산 및 전류제어부등으로 구성하였다. 여기서, 1차 전류연산은 (2.14), (2.15)식의 조건하에서, 식

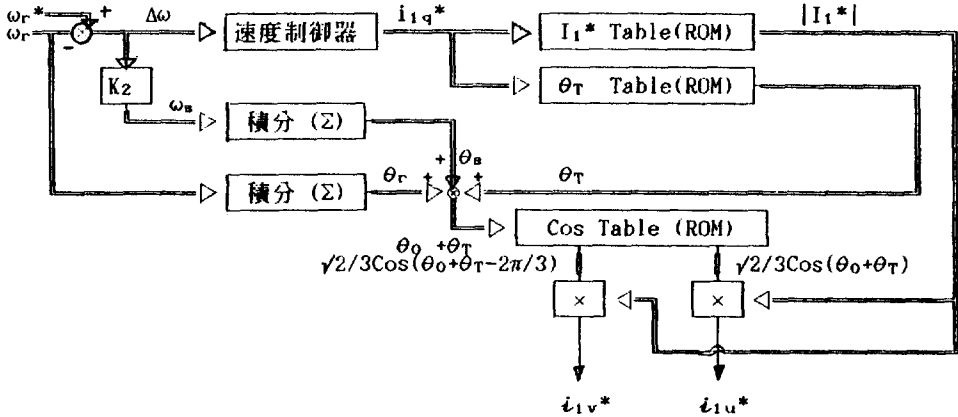


그림 3.3 디지털 제어 시스템 구성 (속도 제어 및 1차 전류指令演算)
 Fig. 3.3 Speed controller and algorithm of Iiry command current

(2.22)에 의해 벡터연산을 하였고 그 식은 다음과 같다. i_{1d} 를 일정히 하고 1차전류의 진폭 $|I_1|$ 및 위상차 θ_r 는 (2.22)식에서 계산된 제곱근함수와 삼각함수값을 ROM에 TABLE로 하여 저장하였다. 속도검출기(PE)로 ω_r 를 검출하고, 디지털스윅치에 의해 속도설정값 ω_r^* 를 주면, 속도편차는 P제어 되어 마이크로컴퓨터의 소프트웨어에 의해 지령전류 i_{1u}^*, i_{1v}^* 가 연산된다.

3.2 소프트웨어

전류지령값의 계산방법에는 그림 4.4에 나타난 것과 같이 극좌표형식을 사용하였다. 본 방식의 특징은 표현이 간단하여 계산이 용이하고 연산시간이 짧으며 최종출력에 대한 설정이 용이하다. 아울러 계산의 간략화와 速應性을 고려하여 속도 제어기는 비례(P)제어만 하였다. 그러므로, 순시 토오크를 T^* , 이근플 K_p , 속도오차를 $\Delta\omega = \omega_r^* - \omega_r$ 라고 하면 토오크지령값은 다음이 된다.

$$T^* = \frac{K_p}{K_1} \Delta\omega \tag{3.2}$$

여기서, $K_1 = L_2 / (M_2, K_0)$ 이다. 또한 q축 전류지령 i_{1q}^* 와 d축 전류진폭 i_{1d} 는 식(2.17) 및 (2.14)에서 각각 다음이 된다.

$$i_{1q}^* = K_1 T^* = K_p \Delta\omega \tag{3.3}$$

$$i_{1d} = K_0 \tag{3.4}$$

슬립주파수는 (2.13)식에서 i_{1q} 의 함수이므로 다음식으로 연산된다.

$$\omega_s^* = K_2 i_{1q}^* \tag{3.5}$$

단, $K_2 = R_2 / (L_2 K_0)$ 이다. 또한 이 $i_{1q}^* \text{d}h_k i_{1d}$ 의

연산부로 얻어진 값에서 식(2.23)에 의해 아래와 같이 전류벡터의 크기 I_1^* 와 각도 θ_r 는 다음 식으로 연산된다.

$$|I_1^*| = \sqrt{K_0^2 + i_{1q}^{*2}} \tag{3.6}$$

$$\theta^r = \tan^{-1}(i_{1q}^* / K_0) \tag{3.7}$$

또, θ_0 는 (2.19)식에서부터 (3.1)식으로 연산된다.

이상의 지령값을 받아 연산되어 전류벡터 지령 회로에 입력되는 3상전류 지령값 i_{1u}^*, i_{1v}^* 는 식(2.22)에 의해 다음이 된다.

$$\begin{aligned} i_{1u}^* &= \sqrt{2/3} |I_1^*| \cos(\theta_0 + \theta_r) \\ i_{1v}^* &= \sqrt{2/3} |I_1^*| \cos(\theta_0 + \theta_r - 2\pi/3) \end{aligned} \tag{3.8}$$

이때 W상의 지령값 i_{1w}^* 는 다음식이 성립하므로

$$i_{1u}^* + i_{1v}^* + i_{1w}^* = 0 \tag{3.9}$$

식(4.10)의 관계에서, i_{1u}^*, i_{1v}^* 를 아나로그량으로 변환한 후 반전가산기를 이용하여 얻었다. 여기서 이 소프트웨어의 연산시간은 약 300[usec]이고, 샘플링 주기는 1[msec]이며 전류지령값이 13[A]을 초과하면 토오크의 제한을 하도록 하였다.

4. 속도 제어 실험 및 檢討

표 1는 제어대상 전동기 정수이고 이것을 본 제어 장치로 구동한 결과 다음과 같은 실험결과를 얻었다.

표 1 전동기 정수(피시험 전동기 日機電裝製 NA20-20F)

Table 1 Test motor Constants

항 목	정격 또는 측정값	항 목	정격 또는 측정값
정 격 출 력	600W	1차 저항(R_1)	1.25옴
정 격 토 오 크	19kg-cm	2차 저항(R_2)	1.04옴
정 격 전 류	4.2A	1, 2차 리액턴스(L)	96.0mH
정 격 회 전 수	3000rpm	상호 리액턴스(M)	90.5mH
회 전 자 GD ²	13.0kg-cm ²	여자전류	2.3A
관 성 모 우 먼 트	$5.614 \times 10^{-4} \text{Nms}^2$	角加速度	5758rad/sec

4.1 靜持性의 測定

靜持性은 속도지령을 1810[rpm]으로 하고 전동기에 부하를 걸어서 전동기 회전수와 토오크를 측정하였다. 이 경우 운전 조건은 파라메타 $k_a = 1.5$, $K_p = 0.278$ 으로 하고, 속도오차가 545[rpm]을 초과하면 지령전류가 소프트웨어로 부터 13(A)로

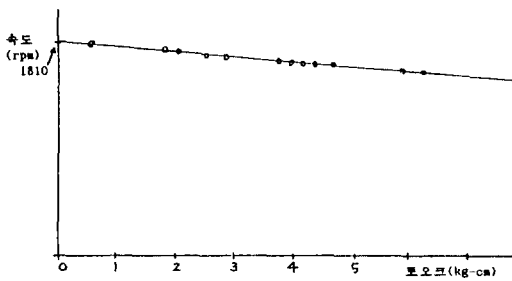


그림 4.1 토오크-속도 특성곡선
Fig. 4.1 Torque-speed characteristics

제한한다. 그림 4-1은 속도-토오크 정특성 결과를 나타내고 이 결과 측정된 범위에서는 토오크는 속도오차에 비례함을 알 수 있다. 속도오차가 540[rpm] 전후하여 전류를 제한하고 여기까지는 양호한 특성을 나타내고 있다.

그림 4-2는 전동기 正常狀態 運轉時의 指令電流와 實電流 파형을 Storage oscil loscope로 관측한 것이다. 그림에서 윗쪽 파형이 지령전류이고 아래쪽 파형이 실전류(전동기 입력전류)이다. 이 두가지 파형에서 주기는 동기되어 실전류가 지령전류에 追從되고 있지만, 실전류의 진폭이 약간 적고 노이즈가 포함되어 있음을 알 수 있다.

이것은 스위칭시에 생기는 스파크 노이즈 등으로 인한 히스테리시스 콤파레이트가 오동작하여 스위칭 신호가 정확히 출력되지 않기 때문이라 생각된다.

4.2 스텝응답

그림 4-3은 각종 파라메타의 정수값은 정상특성

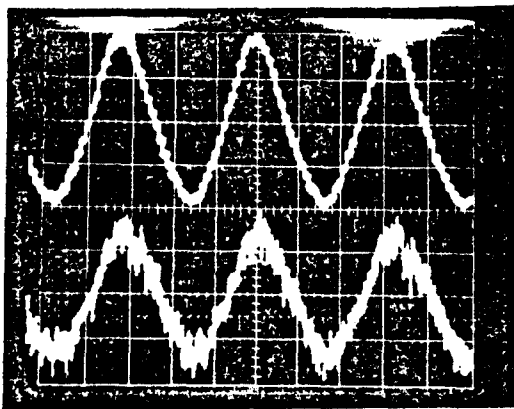


그림 4.2 正常狀態의 電流波型(上: 指令電流, 下: 實電流) 1V/div, 20ms/div
Fig. 4.2 Current waveforms at steed state

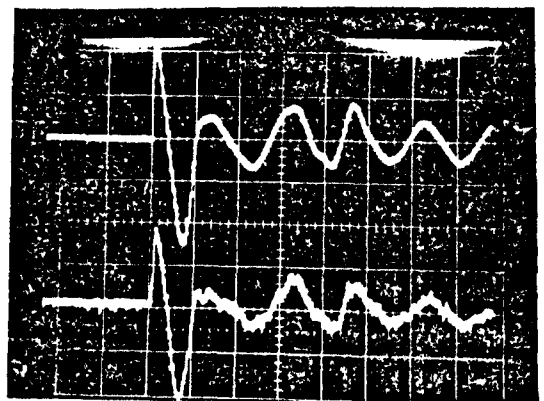


그림 4.3 過度狀態 電流波型(上: 指令電流, 下: 實電流) 2V/div, 20msec/div
Fig. 4.3 Current waveforms at transient state

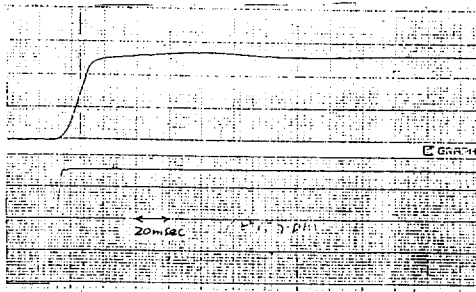


그림 4.4 (a) 스텝응답(속도지령 1810rpm)
2V/div, 20ms/div
Fig. 4.4 (a) Step response
(Speed command 1810rpm)

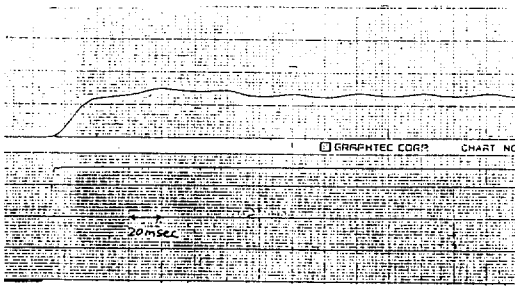


그림 4.4 (b) 스텝응답(속도지령 480rpm) 2V/
div, 20ms/div
Fig. 4.4 (b) Step response
(Speed command 480rpm)

시의 운전조건과 같이 하고 속도지령 “0”에서 1810[rpm]으로 하였을 때 과도상태시 W상의 실전류(인버터 출력)와 지령전류를 storage oscilloscope로 관측한 것이다.

이 그림에서 오버슈트가 발생하고 實電流에 노이즈가 포함되어 있음을 알았다. 이 경우 오버슈트 발생은 속도제어 소프트웨어에 주어진 파라메타의 정수값에 다소의 차가 있기 때문이라 생각된다. 그림4-4는 정상상태의 운전시와 같은 조건하에 속도지령 480[rpm] 및 1810[rpm]에서의 스텝응답을 변환비 0.081[V/KHz]의 F/V 콘버터를 통해 X-Y 기록계로 기록한 것이다. 이 그림에서 應答의 立上時間은 약 30[ms]이고 저속회전시에는 회전수가 다소 불안정함을 알았다. 이 원인은 인버터가 정상으로 동작되지 않아 토크 맥동이 생기고 이로부터 회전의 불안이 생긴다고 생각된다.

5. 結論

本 研究에서는 誘導形 交流 서보電動機 驅動回路의 演算部에는 마이크로프로세서를 사용하고, PWM인버터는 파워 MOSFET를 사용하여 設計製作하였으며, 600[W] 서보전동기를 制御對象으로 하여 實驗檢討한 結果, 다음의 結論을 얻었다.

1. 슬립 周波數 制御에 기초하여 2차 磁速-定 슬립 周波數 制御形 벡터제어 理論을 導出하였다.
2. 이 벡터제어 理論을 따라 交流 서보 전동기 구동을 위한 디지털 제어 시스템을 構成하고 設計하였다.
3. 本 시스템은 600W의 서보 전동기를 制御對象으로 하여 스텝應答을 측정하여 양호한 結果를 얻었고 立上시간은 30[ms]였다.
4. 靜持性 測定實驗에서 속도-토크 特性이 직류전동기의 전기자전류 제어특성과 유사하게 良好한 運轉이 되었다. 그러나 저속회전시는 토크 맥동이 일어나 회전이 다소 진동함을 알았다.

참 고 문 헌

- [1] 上山直彦 編著, “뉴드라이브전자회로”, 電氣書院, 1982. 7, pp. 120~122.
- [2] トラジスタ技術増刊, “溫度濕渡 センサ活用 ハンドブック”, トラジスタ技術編輯部編, CQ出版社, 昭和 63年 1月, pp. 147~152.
- [3] 見城尙志, “AC サボモータとマイコン制御”, 總合電子出版社, 1984年 2月, pp. 69~87, pp. 156~173.
- [4] 菅原久男, 西城隆一著, “パワ-MOSFET”, 別冊トラジスタ技術, No. 1, CQ出版社, 1977年 1月, pp. 138~151.
- [5] 秋田鴻之助, “サンプリングによる 誘導機 ベクトル制御 問題點”, 昭知62 電流學會全國大會, Vol. 6, No. 6, No. 645, p. 803.
- [6] 赤木泰文, “AC 벡터制御”, 電流學會論文集, Vol. 108-D, 1988. 8., pp. 726~733.
- [7] 村田年昭 等, “狀態 フィードバックによる 誘導電動機のベクトル制御について”, 計測自動制御學會 論文集, Vol. 24, No. 6, 1988. 6, pp. 52~58.
- [8] Carlos F. Christiansen, et. “A Synchronization Technique for Static Delta-Modulated PWM Inverters,” IEEE Trans. Ind. Appl.,

Vol. 34, No. 4, Nov. 1988, pp. 502~507.

- [9] K. Hasse, "Zum dynamischen Verhalten der asynchronen Maschine bei Betrieb mit variablem Stufenabstand", ETZ-A. 89H4, pp. 77, 1968.
- [10] M. Abbas, "The Stator Voltage Controlled Current Source Inverter Induction Motor",

IEEE Power App. Ias-81, pp. 578~585, 1981.

- [11] Noburoshi Mutoh, "High Response Digital Speed-Control System for Induction Motors", IEEE Trans. Ind. Elect., Vol. IE-33, pp. 52~58, 1986.

학자 소개



성영권 (成英權)

1933년 1월 18일생. 1956년 일본 오사카대 공대 전기공학과 졸업. 1960년 동 대학원 전자물리학과 졸업(석사). 1965년 동 대학원 전자물리공학과 졸업(공학박사). 1966~67년 한양대 공대 전기공학과 부교수. 현재 고려대 공대 전기공학과 교수. 당학회 평의원.



조철제 (趙哲濟)

1936년 4월 2일생. 서울대 공대 전기 공학과 졸업. 1982년 고려대 전기공학과 대학원 졸업. 1974년 부산대 공대 전기공학과 전임강사. 1981년 창원기능대학 전기과 교수. 현재 부산공업대학 전기과 부교수.