

유도전동기의 디지털 속도 제어

• 이충환* 김상봉* 하주식**

* : 부산수산대학교 공과대학 기계공학과

** : 한국해양대학교 이공대학 기관학과

Speed Control of an Induction Motor System Using Digital Control Method

Choong-Hwan Lee Sang-Bong Kim and Joo-Sik Ha

*: Dept. of Mechanical Engineering, National Fisheries University of Pusan

**: Dept. of Marine Engineering, Korea Maritime University

ABSTRACT

In recent years, induction motor is applied for several industrial actuating parts instead of direct current motor because of the robust construction, nonexpensive and maintenance-free actuator etc. and having capability of speed control according to development of power electronics and microprocessor techniques. In the paper, a microprocessor-based digital control approach for speed control of induction motor system is presented by considering a simple modeling equation as the system expression equation of induction motor and using the self tuning control and torque feedforward control method.

As the model equation of the induction motor system, we use a second order differential equation which is well known in the modeling equation of the mechanical systems. The mechanical modeling equation is induced from the control theory stand point such that we can describe usually the motor system connected by inverter, generator and load etc. The effectiveness of the control system composed by the above mentioned design concept is illustrated by the experimental result in the presence of step reference change and generator load variation.

1. 서론

유도전동기는 최근 전력용 반도체 소자, 마이크로프로세서 등의 발전과 가격의 저하에 힘입어, 각 산업분야에서 적극적으로 응용되게 되었다. 정도가 정밀한 제어나 고속응답이 필요한 서보제어분야에는 주로 직류기가 이용되어 왔지만, 유도전동기도 제어기술의 발전과 더불어 이에 못지않은 속도제어가 가능하게 되어, 앞으로 직류기를 능가할 수 있는 다이나믹스한 운전이 요망된다고 할 수 있다. 또한 유도전동기는 구조가 간단하고 보수성도 뛰어나 직류기의 대체 전동기로서 최근 그 연구의 열기는 높다고 할 수 있다.^{[11]-[18]}

종래 유도전동기의 속도제어법으로 벡터제어가 잘 알려져 있지만^{[11]-[17]}, 다음과 같은 문제점들이 지적되고 있다. 마이크로 엘렉트로닉스 기술의 응용에 의한 유도전동기의 성능 자체의 향상을 위한 하나의 노력, 즉 전동기를 제어대상으로 하지 않고 그 성능향상이라는 데 그 연구의 목적이 있다고 할 수 있으므로, 피드백 루프를 구성하는 데 있어 장치가 복잡하게 되고 센서등에 고도의 기술을 필요로 하며 제어계의 안정성을 유지

하는 데 문제가 발생한다는 것이다^[10]. 이와같은 문제성을 극복하기위한 방법으로, 현대제어이론에 기초한 설계법인 최적 제어, 규레이터 이론을 이용한 설계^{[15][17]}, 적응제어 이론에 의한 제어계 설계법^[11]등이 있다. 최적 레규레이터 기법은 모든 상태 변수 값이 검출된다는 것을 전제로 하여 설계를 행하는 것이 기본적이지만, 그러나 유도전동기에 있어 전력변환기가 사이리스터의 온 오프 동작에 의해 제어되어, 평균 전류치의 검출은 쉽지 않으므로, 검출 가능한 출력을 이용하여 피드백계를 구성하고 있다는 데 그 특징이 있다. 그러나 이와같은 최적제어 이론에 의해 구성되는 속도 제어계는 어디까지나 선형제어 이론에 의해 얻어지는 모델에 대해 제어계를 구성하고 있으며, 동작점의 변동에 대해 피드백 계인을 바꾸어야 하는 등의 대책이 필요하게 된다. 적응제어 이론을 이용한 제어계 구성에서는 최적제어 이론의 한계성을 극복하기위해, 2차 쇄교자속이 검출 가능하다고 하는 가정하에 상대방정식의 비선형형을 보상하도록 연속 입력에 대해 고찰한 후, 그것에 의해 얻어진 모델에 대해 적응제어계를 구성했다. 또다른 제어방법으로서 토오크 지령에 응해서 유도전동기의 공극 자속을 일정하게 유지하도록 일차전류의 크기와 위상을 제어하면 지령 그대로 토오크가 발생한다는 개념을 이용한 토오크 전달함수 정수화 제어^[11] 및 자계가속법^{[12][13]}등이 있다.

본 논문에서는 유도전동기로서 구동되는 시스템의 속도제어에 있어서, 컴퓨터에서 출력되는 전압을 그 입력으로 하고 속도 검출기인 엔코더의 필스에 비례해서 측정되는 전압을 출력으로 했을 경우, 주어진 시스템은 하나의 전기적 토오크 입력에 대한 기계적 토오크 출력을 얻는 기계적인 시스템으로 고려될 수 있으므로, 1계 차분방정식 또는 2계 차분방정식에 의해 그 모델 방정식을 얻을 수 있다. 1계 차분 방정식 형태의 모델에 대해서는 부하토오크 변동에 대해 강인한 제어계가 되도록 하기위한 설계의 한 방법으로 관축기를 설계하여 부하 토오크를 추정하고 전자보상을 실시하여 디지털제어를 행하는 제어법을 제안하고, 2계 차분형태의 모델에 대해서는 시스템의 파라메터를 샘플링시간마다 추정하여 피드백 루프를 구성하는 자기동조 제어계 설계법을 제안하였다. 이와같이 설계된 피드백계에 대해 실제적인 실험을 행한 결과, 목표치 변경이나 부하변동에 대해서도 강인한 제어가 실현됨을 알 수 있었다.

2. 유도전동기 시스템의 모델링

2.1 1차시스템 표현

유도전동기의 메카니칼 방정식은 일반적인 DC모터의 식과 등가 이므로 다음과 같은 토오크 요소에 기초한 식으로 나타낼 수 있다.

$$J_m \frac{d\omega(t)}{dt} + B_m \omega(t) = K_T i_T - \tau_L \quad (2.1)$$

여기서, i_T : torque component of current

K_T : 등가 토오크 상수

τ_L : 부하 토오크

2.2 2차 시스템 표현

컴퓨터의 출력전압 v_{in} 과 인버터의 출력전압 v_o 의 사이를 다음과 같이 표현하면

$$v_o = K_i v_{in} \quad (2.2)$$

로 되고, 인버터의 출력전압 i_i 와 출력토오크 τ_m 을 다음과 같이 정의 한다.

$$\tau_m = K_m i_i \quad (2.3)$$

여기서, K_i 와 K_m 은 상수이다.

모터회로의 등가 리액턴스를 L_o 라 하고, 등가저항을 R_o 라 하면 다음의 관계가 성립한다.

$$L_o \frac{di_i}{dt} + R_o i_i = v_o \quad (2.4)$$

토오크 요소에 대한 메카니칼 방정식은 다음과 같으므로,

$$J_m \frac{d\omega(t)}{dt} + B_m \omega(t) = \tau_m(t) \quad (2.5)$$

식 (2.2)-(2.4)를 식 (2.5)에 대입하면, 각속도 ω 에 대한 2차계의 미분방정식을 얻을 수 있다.

$$\varepsilon_1 \frac{d^2\omega(t)}{dt^2} + \varepsilon_2 \frac{d\omega(t)}{dt} + \varepsilon_3 \omega(t) = K_i v_{in} \quad (2.6)$$

여기서,

$$\varepsilon_1 = \frac{LeJ_m}{K_m}, \quad \varepsilon_2 = \frac{LeB_m}{K_m} + \frac{ReJ_m}{K_m}, \quad \varepsilon_3 = \frac{ReB_m}{K_m}$$

3. 제어계 설계

3.1 토오크 feedforward 제어

2장에서 보인 1차계모델에 대해 정리하면 다음과 같으며,

$$\frac{d\omega(t)}{dt} = -(B_m/J_m) \omega(t) + (K_T/J_m) i_T - (1/J_m) \tau_L \quad (3.1)$$

식 (2.1)의 차분 방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$\omega(k+1) = a\omega(k) + b_1 i_T(k) + b_2 \tau_L(k) \quad (3.2)$$

여기서,

$$a = e^{-(B_m/J_m)T}, \quad b_1 = \int_0^T e^{-(B_m/J_m)t} dt (K_T/J_m)$$

$$b_2 = \int_0^T e^{-(B_m/J_m)t} dt (1/J_m)$$

본절에서, 제어의 목적은 외란토오크 τ_L 의 영향을 없애고 바람직한 속도응답을 얻는 것이다. 외란토오크는 미지의 파라메터이므로 이를 추정하기 위해 부하토오크 관측기가 사용되어야 한다. 컴퓨터를 이용하여 실제적인 디지털 제어를 할 경우에 있어서, 부하변동에 비해 샘플링주기가 충분히 짧다고 하면 다음과 같은 방정식을 가정할 수 있다.

$$\tau_L(k+1) = \tau_L(k) \quad (3.3)$$

식 (3.2)와 식 (3.3)을 이용하면 다음과 같은 이산화된 차분방정식을 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) &= Cx(k) \end{aligned} \quad (3.4)$$

여기서, $A = \begin{bmatrix} a & b_2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} b_1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = [1 \ 0]$

$$x = [\omega \ \tau_L]^T, \quad u = i_T, \quad y = \omega$$

식 (3.4)의 차분방정식에 대해서 최소차원 관측기 또는 범합수 관측기를 이용하여 외란토오크 τ_L 을 추정할 수 있다.

식 (3.4)에 대한 피드백 시스템과 관측기는 Fig.1과 같이 구성된다.

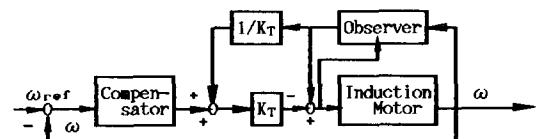


Fig.1 Closed-loop configuration for speed control

보상기는 식 (3.5)와 같은 일반적인 PID제어기를 사용하여 피드백 보상을 행하였다.

$$u(t) = K_C [e(t) + \frac{1}{T_I} \int e(t) dt + T_D \frac{de(t)}{dt}] \quad (3.5)$$

3.2 자기동조 제어

본절에서는 마이크로 프로세서에 의한 유도전동기의 속도제어법으로서 자기동조 제어방식에 의해 속도제어를 행한 경우이며, 2장에서 보였던 2차계 시스템에 대해서 다룬다. 차분방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$y(k) + a_1 y(k-1) + a_2 y(k-2) = b_1 u(k-1) + b_2 u(k-2) \quad (3.6)$$

3.2.1 파라미터 추정

식 (3.6)의 미지계수를 추정하는 방법으로서는 일반적으로 잘 알려진 Recursive Parameter estimation 방법을 이용하도록 한다. 동정되어야 할 파라미터와 시스템(3.6)의 입력 출력 신호에 대해서 다음과 같이 정의하면,

$$\theta^T = [a_1 \ a_2 \ b_1 \ b_2] \quad (3.7)$$

$$\theta^T(k) = [-y(k-1) \ -y(k-2) \ u(k-1) \ u(k-2)] \quad (3.8)$$

이때 추정 알고리즘은 다음과 같다.

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + P(k-1) \theta^T(k) [\lambda + \theta^T(k) P(k-1) \theta^T(k)]^{-1} \\ (y(k) - \theta^T(k) \hat{\theta}(k-1))$$

$$P(k) = \frac{1}{\lambda} (P(k-1) - P(k-1) \theta^T(k) [\lambda + \theta^T(k) P(k-1) \theta^T(k)]^{-1} \\ \theta^T(k) P(k-1))$$

단, λ 는 forgetting factor이고, T 는 전치 행렬을 나타내며 초기치는 $\theta(0) = 0$

$$P(0) = \alpha I \quad (\alpha \text{는 충분히 큰 정수})$$

3.2.2 세어식 설계

식(3.6)에 대해 다음과 같은 차분방정식이 만족되도록 하는 새로운 입력인 $v(k)$ 를 이용하여 피드백 보상을 행하는 경우를 생각한다.

$$v(k) = b_1 u(k) + b_2 u(k-1) - a_1 y(k) - a_2 y(k-1) \quad (3.9)$$

이 때, 식 (3.6)과 (3.9)에 의해

$$y(k+1) = v(k) \quad (3.10)$$

와 같은 시스템 표현으로 된다.

식(3.10)으로 부터 만약 시스템에 외란이 없다고 하면, 목표치를 $r(k)$ 라고 했을 경우, 그 미래치 $r(k+1)$ 을 $v(k)$ 로서 가하게 되면, $y(k)=r(k)$ 로 되어 목표치와 출력치가 일치하게 된다. 그러나 모델화 오차나 외란은 피할 수 없으므로 이것에 의한 영향을 저감시키기 위해 서보 보상기를 구성할 필요가 있다. 본 논문에서는 이와 같은 설계문제의 접근법으로 다음과 같이 서보보상기를 설계하도록 한다.

식(3.6)을 상태방정식으로 표현하면

$$\begin{bmatrix} y(k) \\ y(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(k-1) \\ y_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} v(k) \quad (3.11)$$

로 되며 단, $v(k)$ 는 식(3.9)과 같다. 식 (3.11)의 출력이 다음과 같은 reference 신호 r_k 를 추종하도록 하는 문제를 생각한다.

$$\begin{bmatrix} r(k) \\ r(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r(k-1) \\ r(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r(k+1) \quad (3.12)$$

추종오차를

$$e(k) = r(k) - y(k) \quad (3.13)$$

라 두면, 식(3.11)과 (3.12)로 부터

$$\begin{bmatrix} e(k) \\ e(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e(k-1) \\ e(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} [r(k+1)-v(k)] \quad (3.14)$$

와 같이 정리된다.

오차를 0으로 하는 제어입력 $u(k)$ 를 구하기 위해 k_d 와 k_i 는 $e(k)$ 가 바람직하게 수렴될 수 있도록 주어졌다고 하고, 다음과 같은 평가함수에 대해 오차를 최소로하는 제어입력 $u(k)$ 를 구하는 문제를 생각한다.

$$J = p[e(k+1) + k_d e(k) + k_i e(k-1)]^2 + \gamma [u(k) - u(k-1)]^2 \quad (3.15)$$

단, p 와 γ 는 하중계수(Weighting factor)이다.

여기서, 평가함수 J 를 최소로하는 제어입력 $u(k)$ 는 $\frac{\partial J}{\partial u(k)} = 0$ 의 조건에 의해

$$u(k) = \frac{p}{pb_1^2 + (\gamma/b_1)} [r(k+1) + k_1 e(k) + k_2 e(k-1) + a_1 y(k) + a_2 y(k-1) - (b_2 - \gamma/pb_1) u(k-1)] \quad (3.16)$$

와 같이 주어진다. 그러나, 식(3.15)에서 추정하는 파라미터 b_1 이 실제적인 동정에서 실시간으로 추정되고 있으므로 예상치 않은 외란이나 시스템 파라미터 변동의 영향으로 인해 0에 가까운 값으로 될 경우 over flow를 일으킬 가능성이 있다. 그래서 이러한 문제를 피하기 위해 계수 파라미터 b_1 이 정상상태에서 어느 일정치를 유지한다고 가정하면 새로운 파라미터 α 를 $\alpha = \gamma/b_1$ 와 같이 정의하여 α 값을 임의의 적당한 값으로 선택 가능하므로 식(3.16)을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$u(k) = \frac{p}{pb_1 + \alpha} [r(k+1) + k_d e(k) + k_i e(k-1) + a_1 y(k) + a_2 y(k-1) - (b_2 - \alpha/p) u(k-1)] \quad (3.17)$$

여기서, 적당한 p 와 γ 를 선택함으로써 시스템의 불안정성을 피할 수 있고 θ 의 추정치 θ 를 이용함으로서 식 (3.17)의 제어식은

$$u(k) = \frac{p}{pb_1 + \alpha} [r(k+1) + k_d e(k) + k_i e(k-1) + a_1 y(k) + a_2 y(k-1) - (b_2 - \alpha/p) u(k-1)] \quad (3.18)$$

이 된다.

식(3.18)의 제어식에 대한 자기동조 제어계의 구성도는 Fig.2와 같다

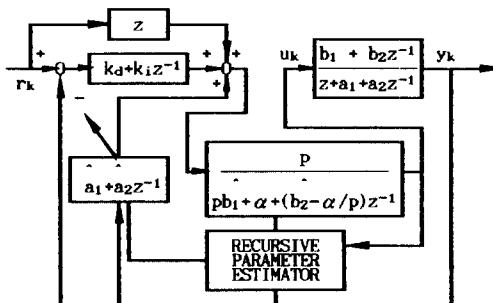


Fig.2 Self tuning control system

4. 유도 전동기의 제어 및 실험

4.1 유도 전동기 실험장치의 개요

3상 유도전동기 시스템 속도제어를 3장에서 보인 2가지 형태의 제어법으로 제어하기 위해 하드웨어 부분은 Fig.3과 같이 구성하였다.

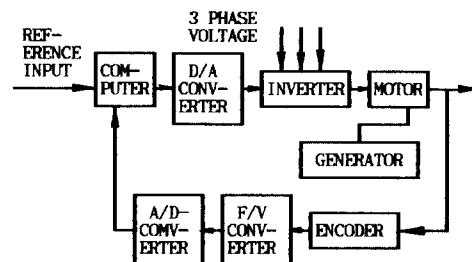


Fig.3 Hardware configuration of induction motor system

실험에 사용된 컴퓨터는 16 bit AT(16 MHz) 퍼스널 컴퓨터이며 제어 알고리듬에 따라 계산된 제어입력치를 아날로그 신호로 변하는 D/A converter 및 전동기의 출력치인 속도 정보의 아날로그 신호를 디지털 신호로 변환하는 A/D converter는 PCL-812(Advantech Comp.)를 사용하였다. 전동기의 속도검출을 위해 엔코더(Microtech Lab., Inc., MES-30-2000)를 전동기 축에 직결시키고, 여기에서 나오는 주파수 신호를 아날로그 신호로 변환하기 위해 IC 모듈로 자작한 F/V converter를 사용하였다. 컴퓨터와 유도전동기 사이에 연결된 파워 증폭기로서, 주파수가 가변될 수 있는 PWM 방식의 인버터(SV-022GS-2)를 사용하였다.

4.2 실험결과 및 고찰

4.2.1 토오크 feedforward 제어법의 경우

본 절에서는 3.1절에서 보인 토오크 feedforward 제어계 설계법을 이용하여 실제적인 실험을 행한 결과를 보아도록 한다. 실험에 사용된 시스템 (3.4)의 파라미터는 2차계의 스텝응답법에 의해서 구하였다 [21].

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (4.1)$$

$$y(k) = Cx(k) \quad (4.2)$$

여기서, $A = \begin{bmatrix} 0.9832 & 16.0093 \\ 0.0000 & 1.00000 \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} 10.4061 \\ 0.000 \end{bmatrix}$, $C = [1 \ 0]$

또, 부하토오크를 관측하기 위한 관측기로서는 최소차원관측기

$$\hat{x}(k+1) = \hat{A}\hat{x}(k) + \hat{B}y(k) + Ju(k) \quad (4.3)$$

$$\hat{x}(k) = \hat{C}\hat{x}(k) + \hat{D}y(k) \quad (4.4)$$

를 사용하였으며 이때 관측기의 극(Pole)은 $[-0.1, 0]$ 로 하여 구한 관측기의 각 파라메터는 다음과 같으며,

$$\hat{A} = -0.1$$

$$\hat{B} = -7.4426E-02 \quad \hat{J} = -7.150E-02$$

$$\hat{C} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad \hat{D} = \begin{bmatrix} 1.0000 \\ 6.871E-02 \end{bmatrix}$$

보상기로 사용된 PID제어기의 각 파라메터는 각각 $K_c = 0.059$, $T_1 = 0.50$, $T_D = 0.001$ 같다. 이와같은 파라메터로서 시스템을 구성하고 목표치 변경 및 부하반동 실험을 행한 결과는 Fig.4, Fig.5, Fig.6과 같다.

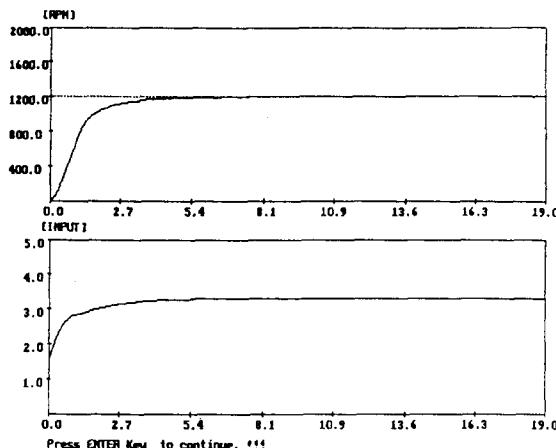


Fig.4 Response for step reference

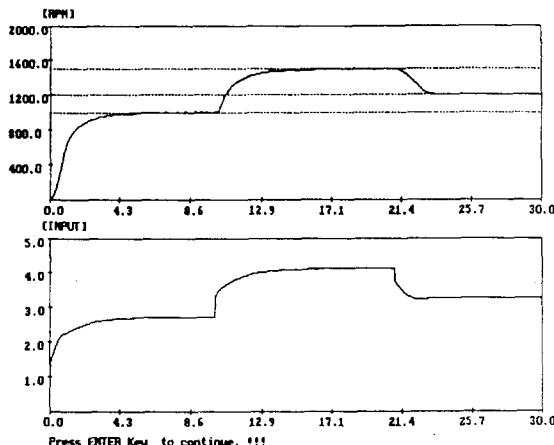


Fig.5 Response for reference variation

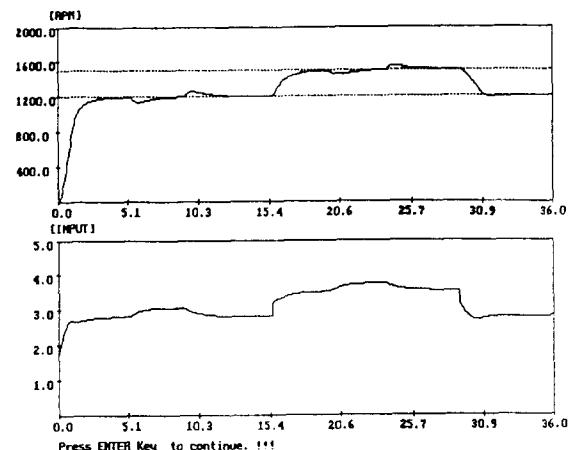


Fig.6 Response for reference variation with disturbance

4.2.2 자기동조 제어법의 경우

설계된 제어알고리즘의 흐름도는 다음과 같다.

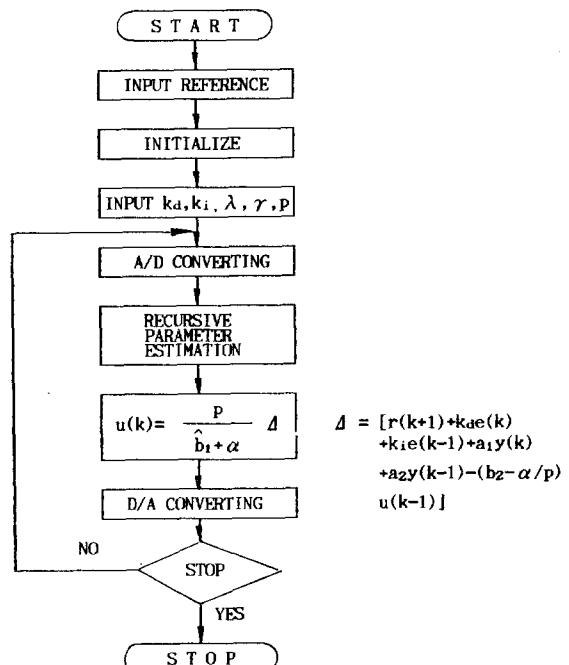


Fig.7 Flow chart of control algorithm

실험에서 목표치와 출력 속도사이의 바람직한 수렴속도를 얻기 위해, k_d 와 k_i 는 각각 0.6, -0.5로 하고 $p = 1.0$, $\alpha=10.0$ 으로 하여 제어를 행하였으며, 제어용 프로그램은 C언어로 작성되었다. 3.2절의 제어개 구성을 방법에 의한 제어결과는 다음과 같으며 각각은 step reference에 대한 응답, 목표치 변경시의 응답 및 외란을 가했을때의 응답을 나타낸다. 외란은 모터에 직렬로 연결된 DC발전기를 Magnetic 스위치로써 ON-OFF하여 가했다.

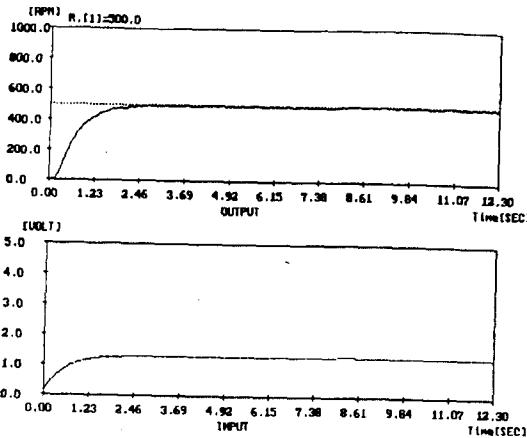


Fig.8 Response for step reference

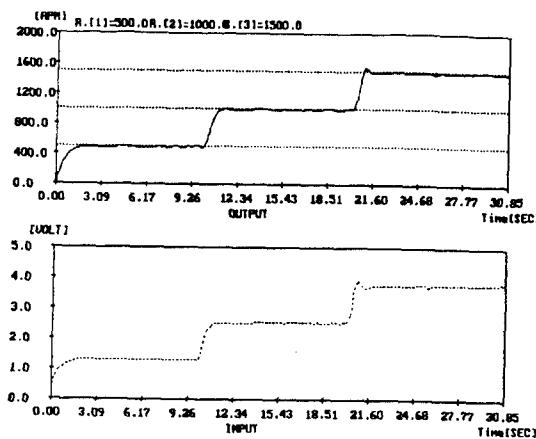


Fig.9 Response for reference variation

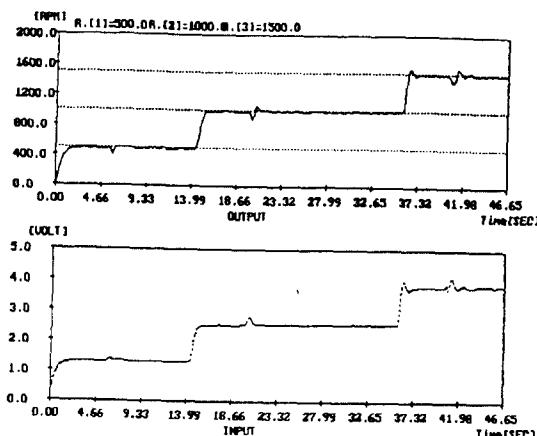


Fig.10 Response for reference variation with disturbance

Fig.4는 step형태의 목표치에 대한 토오크 feedforward 제어계의 응답그림이며, Fig.5-6은 각각 목표치를 변경했을 경우와 목표치 변경중 마그네티 스위치로써 외란을 가했을 때의 토오크 변동에 대한 폐루프시스템의 안정성을 보여주고 있다. 또,

자기동조제어법의 경우에서도 Fig.8-10과 같이 목표치변경 및 외란에 대해서 over shoot없이 짧은시간 내에 목표치에 추종함을 알 수 있었다.

5. 결론

고정 피드백제어를 사용하는 경우, 모터와 같은 시스템이 부하등의 외란을 받을때는 시스템의 파라메타가 변동하고, 이로 인해 원하는 제어가 이루어지지 않는 경우가 많다. 그러므로 보다 더 정확한 시스템의 동특성을 알 필요가 있다. 따라서 보다 강인한 제어계를 구성할 필요가 있다. 이러한 의미에서 속도에 대해 피드백을 실시하고 부하로 인한 토오크변동에 대해서 그 값을 관측기로 추정하여 보상하는 토오크 전치보상 방법과 매 샘플링 시간마다 그 피드백식의 계수값이 결정되어 시스템의 파라메터 변동에도 적응할 수 있는 자기동조제어 방식에 대해서 실시간 제어를 행한 결과 부하변동에 대해서도 안정한 상태로 됨을 알 수 있었다.

참고문헌

- [1] 森田, 村田, 土谷, "適應制御理論による誘導電動機の制御系構成とその應用", 計測自動制御學會論文集, Vol. 25, No. 8, pp. 889 ~ 895, 1989
- [2] 内野, 黒澤, 大西, "誘導電動機のベクトル制御", 計測と制御, 22-4, 356/362, 1983
- [3] 小笠原, 赤木, 難波江, "磁束フィードフォワード形ベクトル制御の一般化理論", 電氣學會論文集B, 106-3, 209/216, 1986
- [4] 村田, 土谷, 武田, "状態フィードバックによる誘導電動機ベクトル制御", 計測自動制御學會論文集, 24-6, 596/602, 1988
- [5] 村田, 土谷, 武田, "最適レギュレータ理論によるベクトル制御誘導電動機の効率最適化速度制御系構成法", 計測自動制御學會論文集, 25-3, 347/354, 1989
- [6] 堀, V. Cotter, 茅, "誘導電動機の磁束オブザーバに関する制御理論的考察", 電氣學會論文集B, 106-11, 1001/1008, 1986
- [7] 土谷, "電動機速度制御系構成へのデジタル制御系構成法の適用", 計測自動制御學會論文集, 19卷10號, pp. 767 ~ 772, 1983
- [8] 原島, 近藤, 小山, "マイクロプロセッサを用いた電動機のデジタル PLL速度制御装置と特性解析", 計測自動制御學會論文集, 第17卷2號, pp. 286 ~ 293, 1981
- [9] 仲澤, 岩崎, "最適レギュレータ技術による出力フィードバック制御系構成", 計測自動制御學會論文集, 8卷2號, pp. 201-203, 1983
- [10] 橋本, 秋月, "最大原理による誘導電動機始動制御に関する考察", 電氣學會論文集B, 106卷1號, pp. 45 ~ 52, 1986
- [11] 山村, 中川, "交流サーボモータの過渡現象と制御-磁界加速法の提案", 電氣學會論文誌-B, 101卷, pp. 557, 1981
- [12] 山村, 中川, 河村, "磁界加速法制御による誘導電動機の電圧形制御", 電氣學會論文集B, 104卷7號, pp. 449 ~ 453, 1984
- [13] 杉本, 大野, "誘導電動機の傳達函数線形化制御の理論と特性", 電氣學會論文集B, 103卷1號, pp. 31 ~ 38, 1983
- [14] 大前, 丸本, 内藤, "マイクロプロセッサによる分巻直流電動機の効率最適化速度制御方式", 計測自動制御學會論文集, 18卷6號, pp. 628 ~ 634, 1982
- [15] 岸本, "磁気飽和を考慮した誘導電動機のシミュレーションモデル", 電氣學會論文誌-B, 106卷4號, pp. 339 ~ 346, 1986

- [16] 内島, 加藤, 西條, "誘導電動機における線形近似式の適用範囲に關する考察", 電氣學會論文集B, 104卷6號, pp. 349-356, 1984
- [17] 杉本, 大野, "VVVF電源で驅動される誘導電動機の非干涉制御法との特性", 電氣學會論文誌-B, 104卷11號 pp. 781 - 788, 1984
- [18] 土谷, "最適レギュレータ技術による出力フィードバックフィードバック制御系構成", 計測自動制御學會論文集, 8卷2號, pp. 201 - 203, 1982
- [19] 中溝, "最小二乗法と線形回歸"コンピュートロール, Vol. 23, pp. 53-58, 1983
- [20] F.A.Cameron & D.E.Seborg, "A Self-Tuning Controller with PID Structure", Int.J.Cont., Vol.38, No. 2, pp. 401 - 417, 1983
- [21] 大山添弘, 工藤 清, 岡本浩辛, 藤尺 嶽, "現代制御理論に基づいた ディジタル制御系 設計法", インターフェース, NO.116, PP. 215-240, 1986