

디지털 서보계 설계법에 의한 유도 전동기 시스템의 속도 제어

김상봉* · 김환성** · 이동철*** · 하주식****

Speed Control of Induction Motor Systems by Design Method of Digital Servo System

S.B. Kim, H.S. Kim, D.Ch. Lee, J.Sh. Ha

Abstract

The paper presents a digital speed control approach of induction motor systems by using a digital servo control method and a well-known second order differential equation as model. The basic concept of using the modeling equation stated in the above is induced from the control theory stand point such that we can describe usually the motor system connected by inverter, generator and load etc, just as a mechanical system to be controlled. The concept does not demand us the complicated vector based modeling equation adopted in the traditional methods for the speed control of induction motor. Furthermore, the proposed speed control system can be treated as a single input and single output system. The effectiveness of the servo control system obtained by the above-mentioned design concept is illustrated by the experimental results in the presence of both step reference changes and load variations. It is observed from the experimental results that the steady state error of the experimental set up becomes zero after some regulation time and the induction motor system is robust in spite of reference signal changes and load variations.

1. 서 론

유도전동기는 가격이 저렴하고 보수가 용이하다는 장점에도 불구하고, 직류전동기에 비하여 속도 제어가 어렵다는 큰 단점으로 인해, 가변속 구동이나 고속응답이 필요한 서보제어

분야에서 각시되어 왔다. 이와 같은 단점은 최근 전력용 반도체소자 및 컴퓨터를 이용한 제어기술에 의해 속응제어가 가능하게 되어, 직류전동기에 뒤지지 않는 제어성능을 가지게 되어 산업용전동기로서 보편적으로 사용되게 되었다¹⁻⁸⁾.

- * 정회원, 부산수산대학교 기계공학과 조교수
- ** 부산수산대학교 대학원 기계공학과 석사과정
- *** 정회원, 부산공업대학 전기공학과 부교수
- **** 정회원, 한국해양대학교 교수

유도전동기의 제어법으로 입력의 순시치 제어를 목표로 한 벡터제어법이 잘 알려져 있지만, 피이드백 루프계 구성을 위한 고도의 센서 기술이 요구되기도 하고 시스템 파라미터에 크게 의존하는 회로기술에 기초하고 있으므로, 이와 같은 문제를 극복하기 위해, 제어이론에 기초하여 명확한 제어계구성을 위한 노력이 여러가지 방법으로 연구되어 왔다^{1,4,5,7,8,13)}.

속응성, 정상특성 등의 개선을 목표로 하여 제어계를 구성하는 PLL (Phase-Locked Loop) 제어³⁾, 최적제어이론에 의해 과도상태를 고려한 속도 제어계의 구성법⁴⁾, 유도전동기의 파라미터를 이용해서 가능한한 비선형의 영향을 경감하고, 파라미터 오차등에 의한 제어성능의 일화를 적응제어 이론에 의해서 보상하는 방법⁵⁾, 목표치변화에 대해 정상오차가 zero로 유지되도록 하는 제어계 구성을 최적레규레이터법을 이용하는 방법들이 연구되어 왔다²⁰⁾.

본 논문에서는 유도전동기로서 구동되는 시스템의 속도제어에 있어, 유도전동기의 인버터에서 입력되는 전압을 그 입력으로 하고 속도 검출기인 엔코더의 펄스에 비례해서 측정되는 전압을 출력으로 했을 경우, 주어진 시스템은 하나의 전기적 토오크 입력에 대한 기계적 토오크 출력을 얻는 기계적인 시스템으로 생각할 수 있으므로, 그 모델 방정식으로서 기계적 시스템 제어에 자주 이용되고 있는 2계상미분방정식을 그 모델 방정식으로 이용하고 있다. 이와 같은 시스템 방정식에 대해 주어진 샘플링 시간으로 이산화한 차분방정식으로 시스템 파라미터를 구한 후, 상태방정식으로 표현하여 디지털 서보계를 구성하였다. 여기서 디지털 서보계 설계법은 김²²⁾등이 제안한 연속시간 서보계의 설계법을 이산시간간에 확장함으로써 얻어졌다. 본 유도전동기 속도 제어계 설계법이 종래의 설계법과 다른 점은 그 시스템 방정식이 벡터제어에서 고려된 2차쇄교자속을 기준으로 하여 얻어진 자속좌표계의 벡터를 이용하여 얻어진 복잡한 상태방정식이 아니라, 과위 증폭 및 변화기인 인버터와 부하로 연결된 유도전동기 시스템 그 자체를 하나의 기계적인

토오크 방정식이 성립되는 시스템으로 간주하여 간단한 2차시스템 방정식 표현에 의해 유도전동기의 속도가 제어되고 있다는 데 그 특징이 있다고 할 수 있다. 본 방법으로 설계된 피드 백계에 대해 실제적인 실험을 행한 결과, 계단상의 목표치의 변경이나 부하변동에 대해 상인한 유도전동기 시스템의 속도제어가 실현됨을 확인할 수 있었다.

2. 시스템 표현 및 파라미터 동정

2.1 시스템의 운동방정식

본 논문에서는 Fig. 1과 같이 시스템의 동력원으로 유도전동기를 사용하여 부하의 변동이나 임의로 외란하에서도 속도가 원만하게 제어될 수 있는 시스템을 그 제어대상으로 한다.

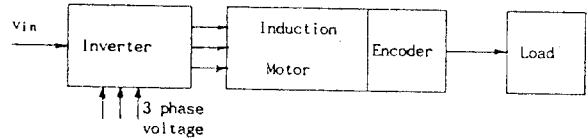


Fig. 1 Induction Motor System

인버터는 입력 전압 v_{in} 에 의해 그 출력이 자유롭게 제어될 수 있다고 가정하면, 이 때 Fig. 1은 Fig. 2와 같이 간략화된 단일 입출력 시스템으로 생각할 수 있다.

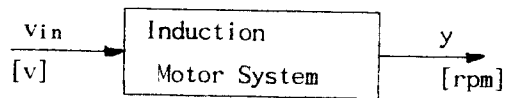


Fig. 2 Equivalent System

제어용 컴퓨터로 부터 출력되는 전압 v_{in} 과 인버터 출력전압 v_o 사이에는

$$v_o = K_i v_{in} \tag{2.1}$$

와 같은 관계가 만족되고, 인버터의 출력전류 i_i 는 모터의 출력토오크 T_m 에 대해 다음과 같은 관계를 가진다고 하자.

$$T_m = K_m i_i \tag{2.2}$$

단, K_i 와 K_m 은 비례상수이다.

인버터의 출력전압 v_o 는 모터 권선회로의 총동기 리액턴스를 L_e , 등가저항을 R_e 라고 했을 때,

$$L_e \frac{di_i}{dt} + R_e i_i = v_o \quad (2.3)$$

의 관계로 나타낼 수 있으며, 또 모터의 회전 각 속도와 토크 사이에는 다음 관계가 만족된다.

$$J_m \frac{d\omega(t)}{dt} + B_m \omega(t) = T_m(t) \quad (2.4)$$

이때, 식(2.1), (2.2), (2.4)를 식(2.3)에 대입하여, 모터의 회전각속도 ω 에 대해 정리하면 다음과 같은 2계미분방정식을 유도할 수 있다.

$$\epsilon_1 \frac{d^2\omega(t)}{dt^2} + \epsilon \frac{d\omega(t)}{dt} + \epsilon \omega(t) = K_i v_{in} \quad (2.5)$$

단,

$$\epsilon_1 = \frac{L_e J_m}{K_m}, \quad \epsilon_2 = \frac{L_e B_m}{K_m} + \frac{R_e J_m}{K_m},$$

$$\epsilon_3 = \frac{R_e B_m}{K_m}$$

2.2 시스템 파라미터 동정

식(2.5)를 샘플링시간 T 로 이산화하여 차분방정식의 형태로 표현하면,

$$y_k + a_1 y_{k-1} + a_2 y_{k-2} = b_1 u_{k-1} + b_2 u_{k-2} \quad (2.6)$$

입력과 출력과의 관계로부터 a_i 및 b_i ($i=1, 2$)의 계수를 결정함으로써 시스템 파라미터가 동정되도록 한다.

유한개의 입출력 데이터를 이용하여 미지계수 a_i, b_i 를 구하는 방법으로는 최소자승법에 의한 계수 결정법이 잘 알려져 있으며, 본 논문에서도 이와같은 최소자승법에 기초하여, 식(2.6)의 파라미터를 구하도록 한다.

식(2.6)의 계수 파라미터와 입출력 변수에 대해

$$\theta^T = [a_1, a_2, b_1, b_2] \quad (2.7)$$

$$z^k T = [-y_{k-1}, -y_{k-2}, u_{k-1}, u_{k-2}] \quad (2.8)$$

와 같이 정의하면 식(2.6)은

$$y_k = z^k T \theta \quad (2.9)$$

으로 된다. 또한,

$$y^T = (y_1, y_2, \dots, y_N)$$

$$z^T = (z_1, z_2, \dots, z_N)$$

이라 하면

$$y = z^T \theta \quad (2.10)$$

와 같이 나타낼 수 있다. 추정하고자 하는 파라미터 θ 의 추정치는 다음과 같이 주어지게 된다.

$$\hat{\theta} = (z^T z)^{-1} z^T y \quad (2.11)$$

여기서 행렬 z 를 측정된 데이터로 표현하면

$$z = \begin{bmatrix} -y_0 & 0 & u_0 & 0 \\ -y_1 & -y_0 & u_1 & u_0 \\ -y_2 & -y_1 & u_2 & u_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -y_{N-1} & -y_{N-2} & u_{N-1} & u_{N-2} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

으로 되며, N 은 데이터 갯수이다.

파라미터 동정시 샘플링시간을 선정하는 것은 중요한 문제중의 하나가 되고 있다. 최적한 샘플링주기는 시정수의 약 3배(시스템응답이 복포치의 95%에 도달하기까지의 시간)를 T_{95} 라고 하면 $0.67T_{95} < T < 0.2T_{95}$ 의 범위로 되면 적합하다고 알려져 있으며¹⁹⁾, 본 실험장치에서 계단상입력에 의한 T_{95} 가 0.99sec이므로 샘플링시간은 0.066-0.198sec의 범위로 선택하면 좋다는 것을 알 수 있다. 따라서 본 실험에서는 샘플링 시간을 0.15sec로 선택하여 실험을 행하도록 한다.

입력을 단위 샘플링 시간마다 300rpm씩 증가시킨후 1500rpm에 도달한 후 300rpm씩 감소시키는 형식으로하여 데이터갯수를 40, 80, 120, 160개를 각각 취하여 평균을 구하여 파라미터를 구하였으며, 입력변화에 대한 그 출력응답은 Fig. 3과 같다.

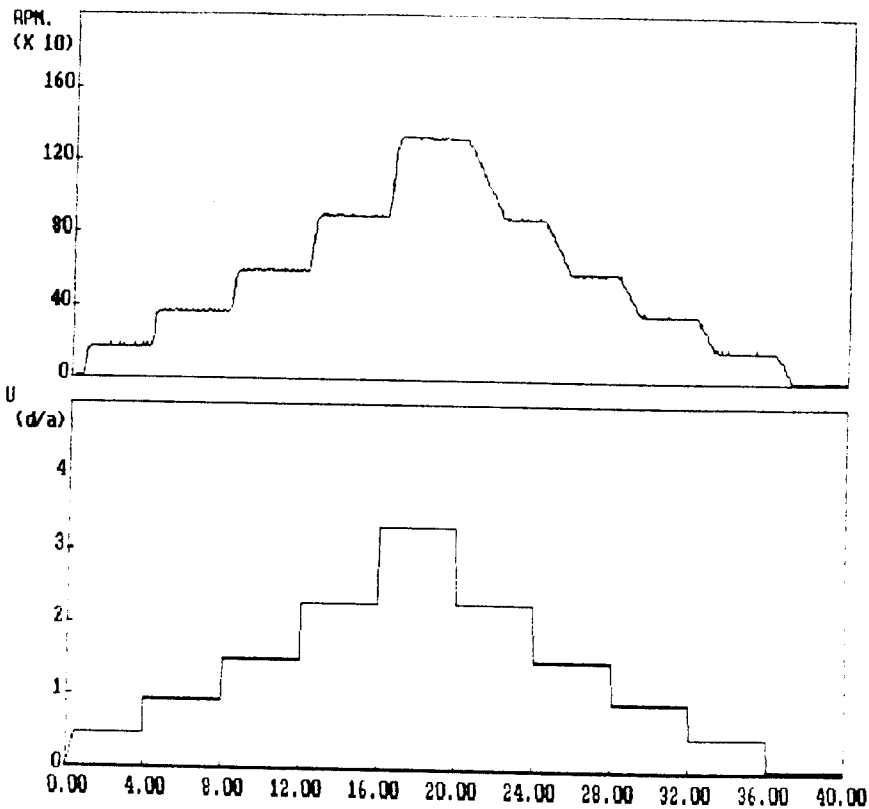


Fig. 3 Output Response for Control Input Changes

최소자승법으로 구한 파라미터를 이용하여 상태방정식으로 표현하기 위해, 식(2.6)을 상태방정식으로 표현하면

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (2.13)$$

단,

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_2 & -a_1 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 - a_1 b_1 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

3. 서보 보상기의 설계

본 절에서는, 유도전동기로 구동되는 시스템이 부하 변동이나 시스템 파라미터 변화에 대해서 페루프 시스템은 내부 안정하고, 주어진 목표치에 추종하는 디지털 서보 제어계를 구성하는 방법에 대해 설명한다. 여기서는 연속계

에 대한 강인한 서보계의 구성법 중의 하나인 김²²⁾의 설계법을 이산시간계에 적용하여 그 제어 알고리즘을 보이도록 한다.

시스템은 2절에서 구한 파라미터로 구성되는

$$x(k+1) = \Phi x(k) + \Gamma u(k) + \delta(k) \quad (3.1)$$

$$y(k) = Cx(k)$$

와 같은 시스템을 생각한다. 단 $\delta(k)$ 는 다음과 같은 차분방정식으로 나타내어지는 외란 벡터이다.

$$P_a(q^{-1})\delta(k) = 0 \quad (3.2)$$

여기서, q^{-1} 는 $q^{-1}\delta(k) = \delta(k-1)$ 를 의미하는 shift operator이며, $P_a(q^{-1})$ 는 q^{-1} 다항식이다.

다음과 같은 차분다항식 형태로 주어지는 목표치 입력 $y_r(k)$

$$P_r(q^{-1})y_r(k) = 0 \quad (3.3)$$

에 대해 그 오차함수를 다음과 같이 정의한다.

$$e(k) = y_r(k) - y(k) \quad (3.4)$$

식(3.4)의 오차함수가 $k \rightarrow \infty$ 에 대해 0으로 되는 문제를 생각하기 위해, 먼저, 식(3.2)와 (3.3)에 대해 다음의 같은 최소공배 다항식을 생각한다.

$$P(q^{-1}) = l.c.m(P_d(q^{-1}), P_r(q^{-1})) = q^r + a_{r-1}q^{r-1} + \dots + a_0 \quad (3.5)$$

이때, 목표치 $y_r(k)$ 는

$$P(q^{-1})y_r(k) = 0 \quad (3.6)$$

를 만족하므로, 식(3.5)의 최소공배 다항식 $P(q^{-1})$ 을 식(3.4)에 작용시켜

$$e(k-r) + a_{r-1}e(k-r+1) + \dots + a_0e(k) = CP(q^{-1})x(k) \quad (3.7)$$

을 얻을 수 있다. 식(3.7)을 상태방정식으로 표현하면

$$z(k+1) = Nz(k) + MP(q^{-1})x(k) \quad (3.8)$$

단, $z = [e(k) \ e(k-1) \ \dots \ e(k-r)]^T$

$$N = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & & & & \\ 0 & & & & 0 & 1 \\ \dots & -a_n & -a_{n-1} & \dots & \dots & -a_2 & -a_1 \end{bmatrix}, \quad (3.9)$$

$$M = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ C \end{bmatrix}$$

로 된다. 식(3.1)에서 $P(q^{-1})$ 을 작용시켜 $P(q^{-1})\delta(k) = 0$ 의 관계를 이용하면, 다음과 같이 정리할 수 있다.

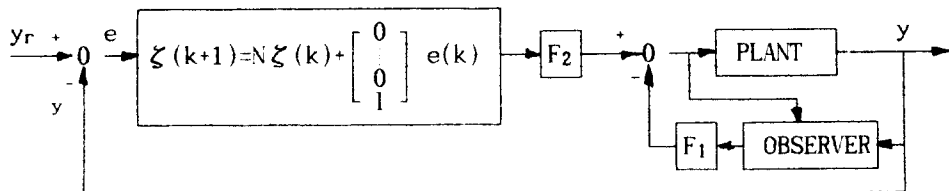


Fig. 4 Block Diagram of Speed Control System

$$P(q^{-1})x(k+1) = \Phi P(q^{-1})x(k) + \Gamma P(q^{-1})u(k) \quad (3.10)$$

최소공배 다항식 $P(q^{-1})$ 를 작용시켜 얻은 식(3.8)과 (3.10)으로 차대계를 구성하면 다음과 같다.

$$x_c(k+1) = \Phi_c x_c(k) + \Gamma_c v(k) \quad (3.11)$$

$$e(k) = C_c x_c(k)$$

단, $x_c(k) = [P(q^{-1})x^T(k) \ z^T]^T$,

$v = P(q^{-1})u$

$$\Phi_c = \begin{bmatrix} A & O \\ & & & & \\ & & & & \\ & & & & \\ M & N \end{bmatrix}, \quad \Gamma_c = \begin{bmatrix} \Gamma \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C_c = [0 \ 1 \ 0 \ \dots \ 0]$$

차대계 (3.11)의 제어치 $v(k)$ 는 다음과 같이 주어진다. 하자,

$$v = P(q^{-1})u(k) = P(q^{-1})e(k) \quad (3.12)$$

서보 보상기 변수를

$$\xi(k) = P(q^{-1})z(k) \quad (3.13)$$

와 같이 정의하면, 서보계의 제어법칙은

$$u(k) = F[x^T \ \xi^T]^T = [F_1 \ F_2][x^T \ \xi^T]^T \quad (3.14)$$

와 같이 주어진다. 식(3.13)을 이용하여 식(3.8)을 다시 정리하여 다음과 같은 서보 보상기를 얻을 수 있다.

$$\xi(k+1) = N \xi(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ I \end{bmatrix} e(k) \quad (3.15)$$

본 서보계 설계 알고리즘으로 설계된 서보계의 구성을 블럭선도로 표시하면 Fig. 4와 같다.

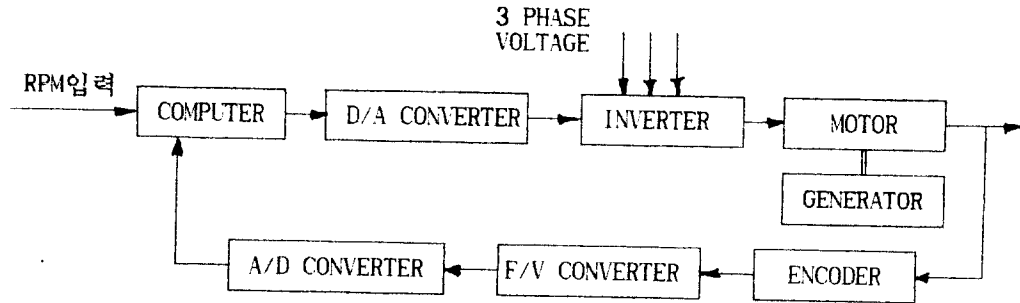


Fig. 5 Block Diagram for Control of Induction Motor System

4. 실험장치 및 방법

4.1 실험장치

본 논문에서 사용된 유도전동기 시스템의 제어를 위한 하드웨어의 구성도를 Fig. 5에 나타내었다.

Fig. 5에 보인 실험장치에 사용된 기기로서 제어용 컴퓨터(IBM 16 bit/AT, 16MHz)를 사용했으며, 모터의 속도제어를 위해 주파수 변환이 가능한 가변주파수 인버터(SV-002GS-2)를 이용하여 컴퓨터에 연결된 D/A변환기(PCL 812, 12bit)의 신호전압(0V~5V)에 비례한 주파수를 유도 전동기에 입력함으로써 속도 제어가 가능하도록 하였다. 유도전동기(Fuji Electric Co., 220V, 4p, 1720rpm, 3.2A)의 속도를 검출하기 위해 엔코더(Microtech Lab, Inc. MES-30-2000)를 유도전동기의 축에 직결시켰다. 전동기 회전시 엔코더에서 발생된 펄스 신호는 IC 모듈로서 제작된 F-V변환기에 의한 전압 신호로 변환되어 A/D변환기(PCL 812, 12bit)를 통해 제어용 컴퓨터에 입력된다.

4.2 실험결과

본 절에서는 Fig. 5와 같이 구성된 시스템에 대해, 3절에서 보인 디지털 시보계 구성 알고리즘을 이용하여 실제적인 실험을 통한 결과를 보이도록 한다. 실험에 사용된 시스템 파라미터는 2절의 최소자승법으로 구한 결과인 다음과 같은 상태방정식을 이용했다.

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

여기서,

$$A = \begin{bmatrix} 0.0 & 1.0 \\ 0.040 & 0.839 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0.073 \\ 0.111 \end{bmatrix}$$

와 같고 확대계를 구하면

$$x_e(k+1) = \Phi_e x(k) + \Gamma_e u(k) \quad (4.2)$$

여기서,

$$\Phi_e = \begin{bmatrix} 0.0 & 1.0 & 0.0 \\ 0.040 & 0.839 & 0.0 \\ 1.0 & 0.0 & 0.0 \end{bmatrix},$$

$$\Gamma_e = \begin{bmatrix} 0.073 \\ 0.111 \\ 0.0 \end{bmatrix}$$

와 같이 된다.

상태를 관측하기 위한 관측기로서 최소차원 상태관측기

$$m(k+1) = \hat{A}m(k) + \hat{B}y(k) + \hat{J}u(k) \quad (4.3)$$

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

를 사용하였으며, 이때 관측기의 극(Pole)을 (0.5, 0)으로 하여 구한 관측기의 각 파라미터는 다음과 같다.

$$\hat{A} = 0.5, \quad \hat{B} = 0.210$$

$$\hat{C} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad \hat{D} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0.339 \end{bmatrix}$$

$$\hat{J} = 0.086$$

세이칙을 구하기 위해서 각배치법을 사용하

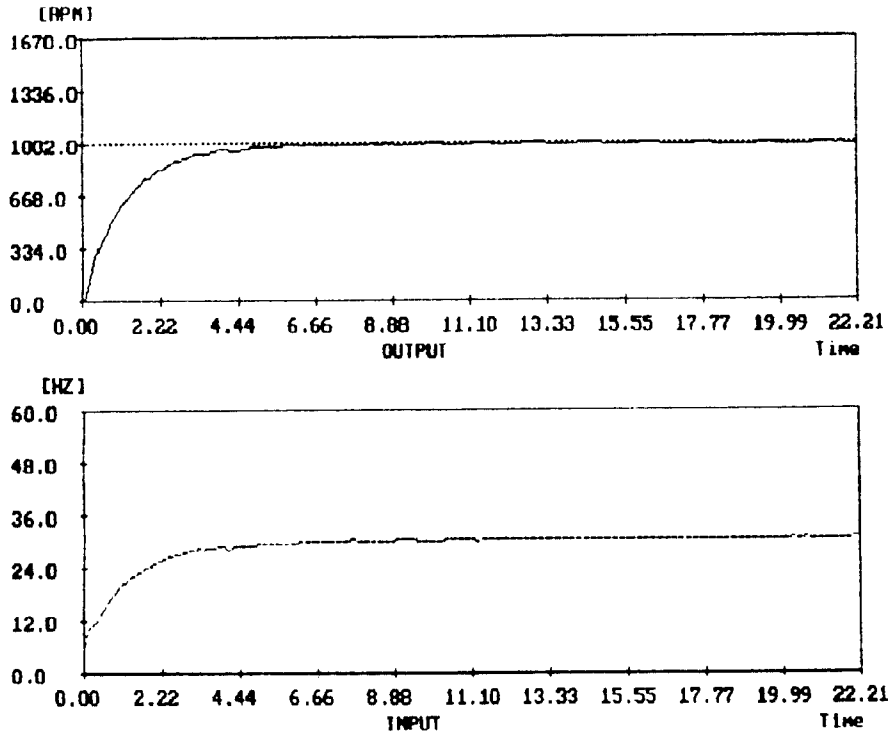


Fig. 6 Step Response

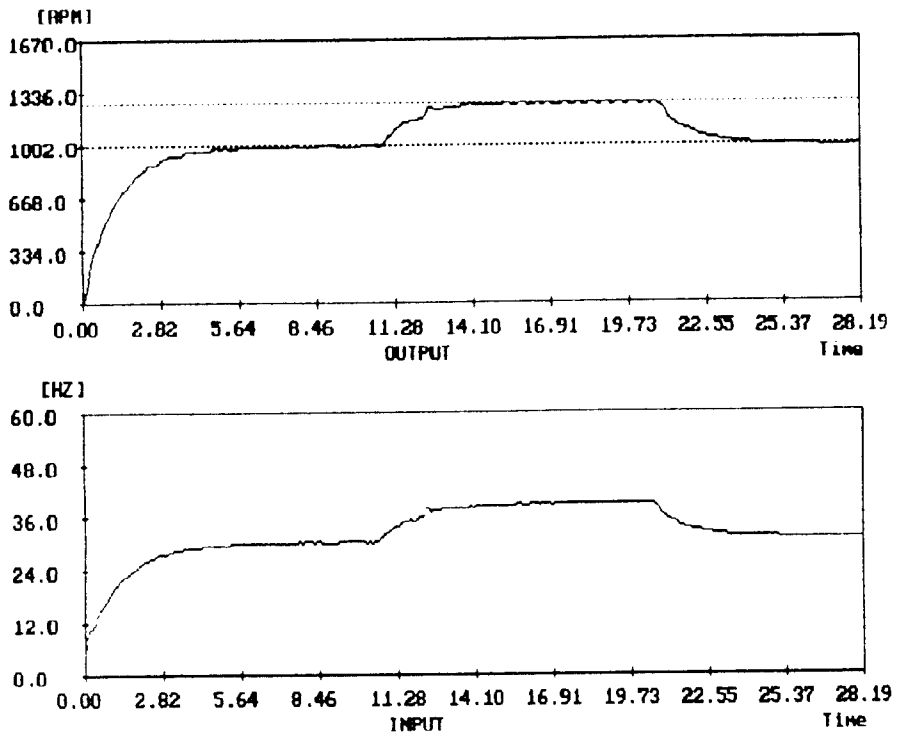


Fig. 7 Response for Step Reference Change

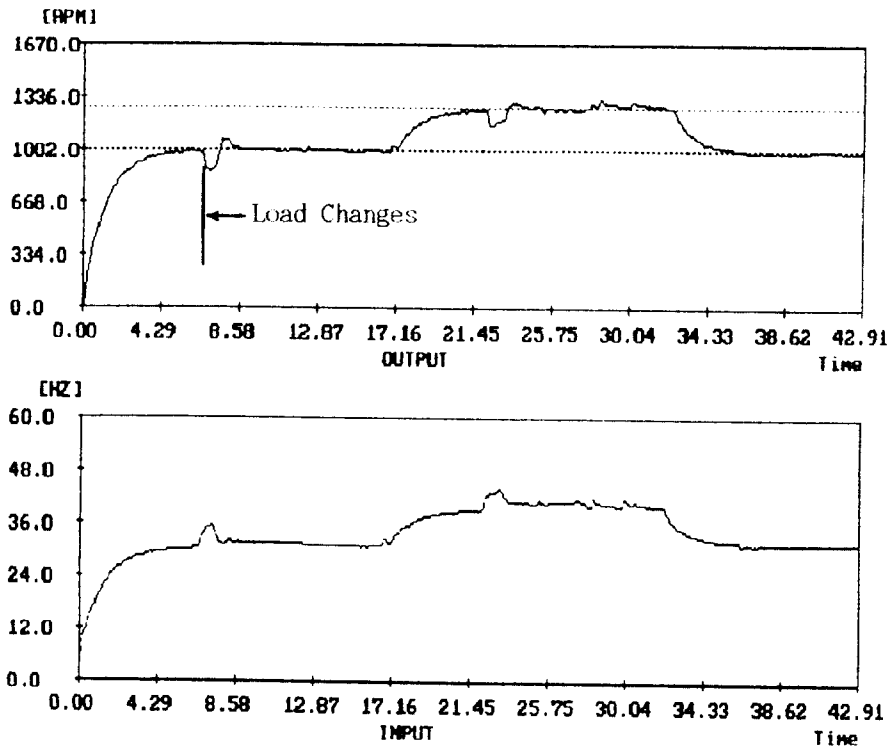


Fig. 8 Response for Reference and Load Changes

였으며, 그 페루프계의 극으로서

$$[-3.9 + j0 \quad 0.4 \pm j0.6]$$

와 같이 주었으며, 이때 설계된 제어칙 F는 다음과 같다.

$$F = [-1.206 \quad 4.633 \quad 4.034]$$

위에서 구한 피드백 칩을 이용하여 서보계 설계알고리즘에 기초하여 제어알고리즘을 C언어로 작성하고, 목표치를 일정하게 유지시켰을 때와 목표치를 변경시켰을 때의 2가지 경우에 대해 실험을 행했다. 또 본 제어계의 강인성을 보이기 위한 부하변동 실험으로서, 3상 유도 전동기에 직류발전기를 벨트와 풀리로서 연결하고, 그 부하로서 110V용 전등(7W) 38개를 병렬로 연결한 상태에서, 전자클러치를 이용하여 직류발전기의 회전수를 변화시키기도 하고 또 전구를 ON-OFF시키면서 실험을 행했다.

5. 고찰

Fig. 6은 1000rpm의 스텝 입력을 주었을 때의 시간 경과에 따른 응답곡선이며, Fig. 7은 목표치를 변경했을 때의 응답 곡선이다. 그리고 Fig. 8은 요구하는 목표 rpm과 부하를 변경시켰을 때의 응답곡선을 나타내고 있다. 이때 부하변동은 전동기에 연결된 DC 발전기를 전자 클러치로 차단하거나 연결했을 경우이다. 응답선도에서 알 수 있듯이 Fig. 6에서는 4.5 sec 부근에서 목표치에 도달함을 보여주고 있고, Fig. 7에서는 1270rpm으로 증가했을 때도 무리없이 목표치에 추종함을 보여준다. 또 Fig. 8에서 알 수 있듯이 266(W)의 전동이 부하로 일가한 발전기를 전자클러치로 ON-OFF했을 때에도 짧은 시간동안 약간의 진동현상을 일으키다가 빠른시간내에 주어진 목표치에 점

를 안정하게 됨을 알 수 있다. 따라서 실제적인 시스템을 검출하여 시스템의 파라메터를 동정한 후 여기서 유도된 시분변 상태방정식에 기초하여 시보 제어계 설계법으로 제어를 행한 결과 개단상의 목표치 변화에 잘 추종함을 보이고 외란에 대해서도 강인함을 실시간제어를 통해서 확인할 수 가 있었다.

6. 결 론

유도 전동기 시스템을 하나의 기계적인 모델 방정식으로 표현하여 실제적인 시스템의 입출력을 검출하여 시스템 파라메터를 동정하여 이산시간 상태 방정식을 얻은 후, 디지털 시보 제어계 설계법으로 속도제어를 행한 결과, 본 설계법의 유효성을 다음과 같이 확인할 수 있었다. 개단형으로 주어질 목표치에 대한 시간의 경과에 따른 응답전도는 일정 시간(약 4.5 sec)이 경과한 후 정상편차 없이 목표치에 추종하고 있음을 알 수 있었으며, 특히 목표치 변경이나 부하변동하에도 속도 추종이 가능하다는 것을 알 수 있었다. 따라서 본 설계법은 유도전동기를 이용하는 산업현장의 기계장치 등에 널리 응용되어 보다 유연성 있는 속도제어가 실현될 수 있을 것으로 사료된다.

후 기

이 논문은 1992년도 교육부지원 한국학술진흥재단의 자유공모(지방대학육성) 과제 학술연구 조성비에 의하여 연구되었으며, 이에 관계자 여러분께 감사의 뜻을 포함합니다.

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, pp. 356~362, 1983.

- 3) 小笠原, 赤木, 難波江, “磁束フールドフォームベクトル制御の一般化理論”, 電氣學會論文誌B, 100-3, 209~216, 1986.
- 4) 村田, 土谷, 武田, “狀態フール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, 1986.
- 5) 村田, 土谷, 武田, “最適レギュレ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, pp. 347~354, 1989.
- 6) 掘, V.Cotter, 等, “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, pp. 1101~1008, 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釋”, 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, “最適レギュレタ技術による出力フール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, “交流サボモータの過渡現狀と制御 磁界加速法の提案”, 電氣學會論文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壓形制御”, 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數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, “磁氣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

- 近似式の適用範圍に關する考察”, 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渉制御法との特性”, 電氣學會論文誌-B, 104卷11號, pp.781~788, 1984.
- 18) 上谷, “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, 1982.
- 19) R.Isermann, “Parameter Adaptive Control Algorithms - A Tutorial”, Automatica, 18, 5, 513~523, 1982.
- 20) Sang Bong Kim, Katsuhisa, Furuta “Regulator Design with Poles in a Specified Region”, INT.J.Control, VOL. 47, NO. 1, 143~160, 1988.
- 21) S.B.Kim. “Design of Multivariable Control Systems by a Fractional Transformation Approach”, Doctoral Thesis T.I.T, 1988.
- 22) 김상봉, 오재준, 정용길, 김환성, “서보계 설계에 대한 쌍선형변환법의 응용 및 가트의 위치제어”, 대한전기학회논문집, 39(1), pp.290~298, 1991.
- 23) 김상봉, 박순장, “강인한 서보계 설계와 R/C 랩터컴퓨터 트레이닝 시뮬레이터 제어계의 응용”, 대한기계학회논문집, 15(2), 496~506, 1991.
- 24) 이동길, 안민영, 해주식, 김상봉, “디지털제 설계법에 의한 크레일계의 제어”, 대한기계학회논문집, 16(1), pp.41~52.