

# 디지털 재설계법에 의한 유도 전동기 시스템의 속도제어

이동철 · 신민생\* · 이충환\* · 하주식\*\* · 김상봉\*

부산공업대학, \*부산수산대학교, \*\*한국해양대학

(1992년 2월 17일 접수)

## Speed Control of Induction Motor Systems by a Digital Redesign Method

D. C. LEE, M. S. SHIN\*, C. H. LEE\*, J. S. HA\*\* and S. B. KIM\*

Pusan National University of Technology

\*National Fisheries University of Pusan

\*\*Korea Maritime University

(Received February 17, 1992)

The paper presents a digital speed control approach of induction motor systems by using a digital redesign method and adopting a well known 2nd order model as the system model equation. The basic concept using the 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. 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. The effectiveness of the servo control system composed by the above mentioned design concept is illustrated by the experimental results in the presence of step reference change and generator load variation. 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 change and load variation of generator.

### 1. 서 론

유도전동기는 범용성, 가격의 안정성과 보수점 검의 용이함에도 불구하고, 가변속 구동이나 고 속응답이 필요한 서보제어 분야에서의 사용은 크 게 환영을 받지 못했지만, 최근 전력용 반도체

소자 및 컴퓨터를 이용한 제어기술의 발전에 의 해 속도제어가 가능하게 되었고, 직류전동기의 제어시와 같은 제어성능을 가지게 되어 산업용 전동기로서 사용이 보편화되어지게 되었 다.<sup>1)~8),10),11),12),17)</sup>

유도전동기의 제어법으로는 입력의 순시치 제

어를 목표로 한 벡터제어법이 잘 알려져 있지만, 피드백 루프계 구성을 위한 고도의 센서기술이 요구되기도 하고 시스템 파라미터에 크게 의존하는 회로기술에 기초하고 있으므로, 이와 같은 문제를 극복하기 위해, 제어이론에 기초하여 명확한 제어계 구성을 위한 노력이 여러가지 방법으로 연구되어 왔다<sup>1),4),5),7),8),13)</sup>.

속응성, 정상특성등의 개선을 목표로 하여 제어계를 구성하는 PLL(Phase-Locked Loop) 제어<sup>8)</sup>, 최적제어이론에 의해 과도상태를 고려한 속도 제어계의 구성법<sup>4)</sup>, 유도전동기의 파라미터를 이용해서 가능한한 비선형의 영향을 경감하고, 파라미터 오차등에 의한 제어성능의 열화를 적응 제어 이론에 의해서 보상하는 방법<sup>11),19)</sup>, 제어대상의 파라미터 변동이나 부하변화, 목표치 변화에 대해 정상오차가 zero로 유지되도록 하는 제어계 구성을 최적레귤레이터법을 이용하는 방법들이 연구되어 왔다<sup>20),8),9),14),16),18)</sup>.

본 논문에서는 유도전동기로서 구동되는 시스템의 속도제어에 있어, 컴퓨터에서 출력되는 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 2계미분방정식을 이용하고 있다<sup>15)</sup>. 이와같은 시스템 방정식에 대해 주어진 샘플링 시간으로 이산화한 차분방정식으로 시스템 파라미터를 구한후, 상태방정식으로 실현(realization)하여, 디지털채설계법으로 설계를 행했다<sup>21)~23)</sup>. 본 제어계 설계법에 의해 설계된 피드백 계에 대해 실제적인 실험을 행한 결과 샘플링 시간 및 목표치의 변경, 부하변동에 의해 강인한 유도전동기 시스템의 속도제어가 실현됨을 확인할 수 있었다.

## 2. 시스템 표현 및 파라미터 동정

### 2.1 시스템의 운동방정식

본 논문에서는 Fig. 1과 같이 시스템의 동력원

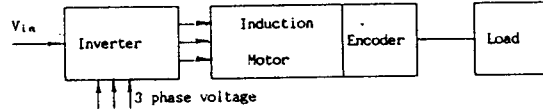


Fig. 1. Induction Motor System.

으로 유도전동기를 사용하여 목표치의 변동이나 임의의 외란하에서도 속도가 자유롭게 제어될 수 있는 시스템을 그 제어대상으로 한다.

Inverter는 입력전압  $v_{in}$ 에 의해 그 출력이 자유롭게 제어될 수 있다고 가정하면, Fig. 1은 Fig. 2와 같이 간략화된 1입출력 시스템으로 생각할 수 있다.

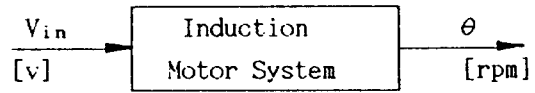


Fig. 2. Equivalent System.

제어용 컴퓨터로부터 출력되는 전압  $v_{in}$ 과 인버터 출력전압  $v_o$  사이에는

$$v_o = K_i v_{in} \quad (2.1)$$

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

$$T_m = K_m i_i \quad (2.2)$$

단,  $K_i$ 와  $K_m$ 은 비례상수이다.

인버터의 출력전압  $v_o$ 는 모터 권선회로의 총등가 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 회전각 속도와 토오크 사이에는 다음관계가 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), (2.5)를 식(2.3)에 대입하여, 모터의 회전각속도  $\omega$ 에 대해 정리하면 다음과 같은 2계미분방정식을 유도할 수 있다.

$$\varepsilon_1 \frac{d^2 \omega(t)}{dt^2} + \varepsilon_2 \frac{d\omega(t)}{dt} + \varepsilon_3 \omega(t) = K_i v_{in} \quad (2.5)$$

단,

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

$$\varepsilon_3 = \frac{ReB_m}{K_m}$$

## 2.2 시스템 파라미터 동정

본 논문에서는 식(2.5)의 미분방정식으로 표현되는 유도 전동기 시스템을 다음과 같은 차분방정식의 형태 :

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

로 표현하여, 입력과 출력과의 관계로 부터  $a_i$  및  $b_i (i=1, 2)$ 의 계수를 결정함으로써 시스템 파라미터를 동정하도록 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 정의 하면 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  $\theta$ 의 추정치는 다음과 같이 주어지게 된다.

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

여기서  $z$ 를 측정된 데이터로 표현하면

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

으로 되며,  $n$ 은 데이터 갯수이다.

## 3. 디지털 재설계법

본절에서는 문헌 [23]에서 보인 결과를 간단히 정리하도록 한다. 다음과 같은 선형시불변 시스템을 생각한다.

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + Bu(t), \quad x(0) = x_0 \quad (3.1a)$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (3.1b)$$

여기서  $x \in \mathbb{R}^n$ 은 상태벡터,  $u \in \mathbb{R}^m$ 은 제어벡터 그리고  $y \in \mathbb{R}^p$ 는 출력벡터이다.

식 (3.1)의 제어칙은 다음과 같이 주어진다 고 한다.

$$u(t) = Fx(t) \quad (3.2)$$

이때 시스템 (3.1)의 폐루프시스템은 다음과 같이 주어진다.

$$\frac{dx(t)}{dt} = (A + BF)x(t) \quad (3.3)$$

폐루프시스템 (3.3)에 대해 다음과 같은 Tustin의 함수를 생각한다.

$$z = f(s) = \frac{1 + Ts/2}{1 - Ts/2} \quad (3.4a)$$

혹은 역으로,

$$s = g(z) = \frac{2z - 1}{Tz + 1} \quad (3.4b)$$

행렬  $(A + BF)$ 의 고유치를  $\lambda_i, (i=1, 2, \dots, n)$ 이라 하고, 쌍선형변환식 (3.4b)에 의해 변환된

시스템의 페루프행렬이 다음과 같이 된다고 하자.

$$\psi + \Gamma \bar{F} = f(A + BF) \quad (3.5)$$

행렬  $\psi + \Gamma \bar{F}$ 의 고유치는  $f(\lambda_i)$ ,  $i=1, 2, \dots, n$ 로 주어진다. 주어진 시스템 (3.1)의 페루프 시스템행렬에 대해 쌍선형변환 (3.4b)를 사용하면, 식 (3.5)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \psi + \Gamma \bar{F} &= [I - \frac{T}{2}(A + BF)]^{-1} \\ & [I + \frac{T}{2}(A + BF)] \end{aligned} \quad (3.6)$$

지금 변환된 시스템에 대한 상태방정식을

$$x(k+1) = \psi x(k) + \Gamma u(k) \quad (3.7)$$

와 같이 표현하고, 상태 피이드백칙을 다음과 같이 정의 하면

$$\bar{u}(k) = \bar{F} \bar{x}(k) \quad (3.8)$$

이때, 페루프시스템은 다음과 같이 된다.

$$\bar{x}(k+1) = (\psi + \Gamma \bar{F}) \bar{x}(k) \quad (3.9)$$

#### [정리 4.1]

s-평면에서 z-평면으로 사상하는 쌍선형 변환을 식 (3.4b)에 의해 주어진다고 하자. 여기서 T는 행렬  $(I - \frac{T}{2}A)$ 가 정칙이 되도록 주어지고, 시스템 (3.1)의 페루프행렬은 식 (3.4b)에 의해 변환되어진다고 하자. 이때 페루프시스템 행렬인  $\psi, \Gamma, \bar{F}$ 는 다음과 같이 된다.

$$\psi = [I - \frac{T}{2}A]^{-1} [I + \frac{T}{2}A] \quad (3.10a)$$

$$\Gamma = T[I - \frac{T}{2}A]^{-1} B \quad (3.10b)$$

$$\bar{F} = F[I - \frac{T}{2}(A + BF)]^{-1} \quad (3.10c)$$

또는 역으로

$$A = \frac{2}{T}(\psi + I)^{-1} (\psi - I) \quad (3.11a)$$

$$B = \frac{2}{T}(\psi + I)^{-1} \Gamma \quad (3.11b)$$

$$F = 2\bar{F}[I + \psi + \Gamma \bar{F}]^{-1} \quad (3.11c)$$

로 주어진다.

#### [정리 4.2]

T가 샘플링시간으로 주어지는 쌍선형변환 (3.4b)를 생각한다. 피이드백행렬 F는  $\lambda_i \text{Re}(A + BF) < 0$ 를 만족시키도록 선택되었다고 가정한다. 이때 다음과 같은 결과들이 만족된다.

1)  $\lambda_1(\psi + \Gamma F) \in \text{unit disk } D(\text{center}=0, \text{radius}=1)$ 를 만족시키는 피이드백행렬은 다음과 같이 주어진다.

$$\bar{F} = F[I - \frac{T}{2}(A + BF)]^{-1} \quad (3.10c)$$

2) 식 (3.10c)의 피이드백 행렬 F는  $T \rightarrow 0$ 일때 이산-연속등가성을 만족한다.

### 4. 서보系 構成法에 의한 設計

本節에서는 문헌[22] 보였던 서보系의 설계 알고리즘에 대해 설명한다.

시스템은 식 (3.1)에 외란이 다음과 같은 형태로 주어지는 일반적인 경우를 생각한다.

$$\dot{x} = Ax + Bu + \delta \quad (4.1a)$$

$$y = Cx \quad (4.1b)$$

여기서, 외란  $\delta$ 와 목표입력  $y_r$ 은 각각 다음의 同次 微分方程式으로 表現된다고 한다.

$$P_d(D)\delta = 0 \quad (4.2)$$

$$P_r(D)y_r = 0 \quad (4.3)$$

이다. 단, D는 微分演算子  $D = d/dt$ 를 의미한다. 誤差函數를 다음과 같이 定義하자.

$$e = y - y_r \quad (4.4)$$

Step 1)  $P_d(D)$ 와  $P_r(D)$ 의 最小公倍 多項式:

$$P(D) = l. c. m(P_d, P_r) = D^{(q)} + \alpha_{q-1} D^{(q-1)} + \dots + \alpha_0 \quad (4.5)$$

을 구한다.

Step 2) 오차함수에 대해 다음과 같은 상태방程式을 구한다.

$$z = Nz + MP(D)x \quad (4.6)$$

단,  $z = [e^{(1)} \ e^{(2)} \ \dots \ e^{(q-1)}]^T$

$$N = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \vdots & & & & \vdots \\ \vdots & & & & 1 \\ -\alpha_0 & & & & -\alpha_{q-1} \end{pmatrix}, \quad M = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ C \end{pmatrix}$$

Step 3) 擴大系를 다음과 같이 구한다.

$$x_e = A_e x_e + B_e v \quad (4.7)$$

$$e = C_e x_e \quad (4.8)$$

단,

$$A_e = \begin{pmatrix} A & O \\ M & N \end{pmatrix}, \quad B_e = \begin{pmatrix} B \\ O \end{pmatrix}$$

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

$$x_e = [P(D)x^T \ z^T]^T, \quad v = P(D)u$$

이다.

Step 4) 확대계 (4.7)식에 대해 레규레이터 설계법을 이용하여 피드백칙을 구한다.

$$u = [F_1 \ F_2] [x^T \ \xi^T]^T \quad (4.9)$$

단, 서보보상기는 다음과 같이 주어진다.

$$\dot{\xi} = N\xi + \begin{pmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ I \end{pmatrix} e \quad (4.10)$$

## 5. 유도전동기의 속도제어

### 5.1 실험장치

본 논문에 사용된 유도전동기 시스템의 제어 위한 하드웨어의 구성도를 Fig. 3에 나

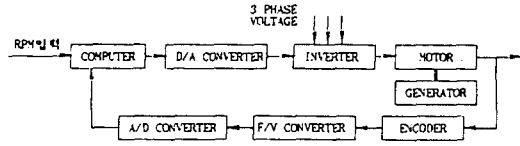


Fig. 3. Block diagram for control of induction motor system.

타내었다.

Fig. 3에 보인 실험장치에 사용된 기기로서 제어용 컴퓨터는 개인용 컴퓨터(IBM 16 bit AT, 16MHz)를 사용했으며, 모터의 속도제어를 위해 주파수 변환이 가능한 가변주파수 인버터(SV-022GS-2)를 이용하여 컴퓨터에 연결된 D/A변환기(PCL-812, 12bit)의 신호 전압(0V-5V)에 비례한 주파수를 유도 전동기에 입력함으로써 RPM 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. 전동기의 회전시 엔코더에서 발생된 펄스 신호는 IC 모듈로서 자작된 F-V 변환기에 의해 전압 신호로 변환되어 A/D 변환기(PCL-812, 12bit)를 통해 제어용 컴퓨터에 입력된다.

## 5.2 실험 결과 및 고찰

### 5.2.1 시스템 파라미터동정

파라미터 동정시 샘플링시간을 선정하는 것은 중요한 문제의 하나가 되고 있다. 시정수의 약 3배(스텝응답이 정상치의 95%에 도달하기까지의 시간)를  $T_{95}$ 라고 하면 최적한 샘플링주기는  $0.067T_{95} < T < 0.2T_{95}$ 의 범위로 되면 적합하다고 알려져 있으며<sup>19)</sup>, 본 실험장치에서 일정입력에 의한  $T_{95}$ 가 0.99 sec이므로 샘플링시간은 0.066346-0.198047 sec의 범위로 선택하면 좋다는 것을 알 수 있다. 따라서 본 실험에서는 샘플링 시간을 0.20 sec로 선택하여 실험을 행하도록 한다.

입력을 단위 샘플링 시간마다 300rpm씩 증가시킨후 1500rpm에 도달한후 300rpm씩 감

소 하는 형식으로 데이터갯수를 40, 80, 120, 160개를 각각 취하여 평균치로서 파라미터를 구하였으며, 입력변화에 대한 그 출력응답은 Fig.4와 같다.

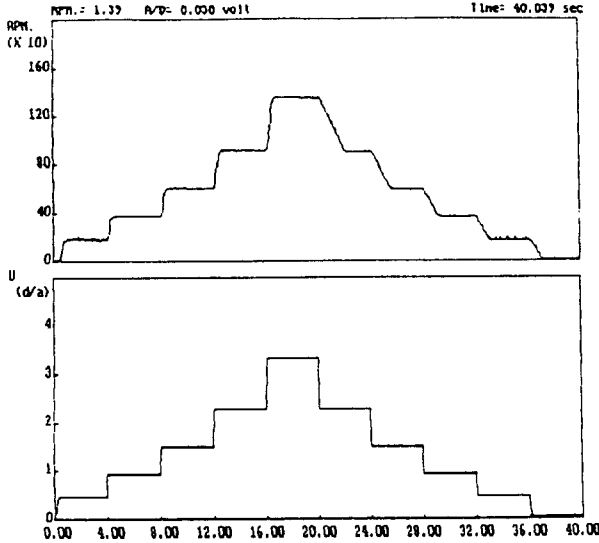


Fig. 4. Output response for input change.

최소자승법으로 구한 계수 파라미터를 이용하여 차분방정식(2.6)을 상태방정식으로 표현하면 다음과 같다.

$$x(k+1) = \Phi x(k) + \Gamma u(k) \quad (5.1a)$$

$$y = Cx(k) \quad (5.1b)$$

로 표현 된다. 단,

$$\Phi = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -a_2 & -a_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0.000000D+00 & 1.000000D+00 \\ 4.036975D-02 & 8.3935675D-01 \end{pmatrix}$$

$$\Gamma = \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 - a_1 b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 7.31970D-02 \\ 1.11706D-01 \end{pmatrix}$$

$$C = [0 \ 1]$$

### 5.2.2 서보계 설계

본 절에서는 Fig.3과 같이 구성된 시스템에 대해 3절에서 보인 디지털 재설계 알고리즘과 4절의 서보계설계법을 이용하여 유도전동기의 피드백제어계를 구성하도록 한다.식

(5.1)을 식(3.11)를 이용하여 연속시간계로 나타내면 다음과 같이 주어진다.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (5.3)$$

단,

$$A = \begin{pmatrix} -1.04488D+02 & 1.11173D+02 \\ 4.48805D+00 & -1.11736D+01 \end{pmatrix}$$

$$B = \begin{pmatrix} 1.27457D+00 \\ 6.04512D+00 \end{pmatrix}$$

식 (5.3)에 대해서 4절의 서보계설계법을 적용하여 페루프계의 설계를 행한결과는 다음과 같다.이때 擴大系를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\dot{x}_e = A_e x_e + B_e v \quad (5.4)$$

$$e = C_e x_e$$

단,

$$A_e = \begin{pmatrix} A & O \\ M & N \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} -1.0448D+02 & 1.1173D+02 \\ 4.44880D+00 & -1.11736D+01 \\ .00000D+00 & 1.00000D+00 \\ .0000D+00 \\ .0000D+00 \\ .0000D+00 \end{pmatrix}$$

$$B_e = \begin{pmatrix} B \\ O \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1.27457D+00 \\ 6.04512D+00 \\ .00000D+00 \end{pmatrix}$$

$$C_e = [0 \ 0 \ 1]$$

식 (5.4)에 대해 극을

$$\lambda_i(A-BF) = \{-6.00000D-01 \quad -2.70000D+01 \\ -1.00000D+02\}$$

와 같이 주었을때, 극배치법에 의해 구해진 제어칙은

$$F_c = [1.51031623 \quad 1.6564186 \quad 2.5417189] \quad (5.5)$$

이다.

페루우프행렬식 (3.10c)에 의해 식(5.5)의 제어치를 샘플링시간에 따라 구하면 다음과 같은 값을 가진다.

(1) 샘플링시간이 5ms일때

$$\bar{F} = [1.2617318D+00 \quad 2.0079315D+00 \\ 2.6290675D+00]$$

(2) 샘플링시간이 10ms일때

$$\bar{F} = [1.1096351D+00 \quad 2.2717622D+00 \\ 2.7342211D+00]$$

(3) 샘플링시간이 20ms일때

$$\bar{F} = [9.4129164D-01 \quad 2.6915270D+00 \\ 2.9857666D+00]$$

이다.

### 5.3 실험 결과

5.2절에서 구한 피드백치를 이용하여 목표치의 추종성과 목표치를 변경시켰을 경우에 대해 실험을 행했다. 또 본 제어계의 강인성을 보이기 위한 부하변동 실험으로서, 3상 유도 전동기에 직류발전기를 벨트와 풀리로서 연결하고, 전자클러치의 ON-OFF에 의하여 110V용 전동(7W) 38개를 병렬로 연결한 부하를 변동시키면서 실험을 행했다.

### 5.4 고찰

Fig.5는 목표치가 1200rpm (R=2.0V)인 스텝 입력을 주었을 때의 응답곡선이며, Fig.6은 목표치를 변경했을 때의 응답 곡선이다. Fig.7은 요구하는 목표rpm과 부하를 변경시켰을 때의 응답곡선을 나타내고 있다. 이때 부하변동은 유도전동기에 연결된 전자 클러치를 on-off하여 DC발전기와 차단 또는 연결했을 경우이다. 실험결과에서 알 수 있듯이 Fig.5에서는 sampling time에 따라 settling time이 차이가 보이지만, 주어진 목표치(R=2.0V or 1200rpm)에 정확하게 도달하고 있

음을 알 수가 있다. Fig.6 서는 처음 주어진 목표치 1200rpm에서 600rpm(R=1.0V)으로 감소했을 때와 다시 600rpm에서 1200rpm으로 목표치를 변경했을 때에도 정확하게 목표치에 추종함을 보여준다. 이때 sampling time이 5ms일 때는 목표치 감소시 정확하게 변경된 목표치로 추종하고 있으나 sampling time이 10ms, 20ms에서는 약간의 undershoot가 발생한후 수초내로 정확하게 변경된 목표치에 도달하고 있는데 이는 motor의 회전관성에 의해서 motor의 회전수 감소시 입력치가 목표치에 비해 너무 작아지게되어 일어나는 현상으로 생각이 된다. 그러나 목표치 증가시에는 overshoot가 발생하지 않고 정확하게 목표치에 추종하고 있음을 알 수가 있다. Fig.7은 266(Watt)의 전등을 부하로 인가한 발전기를 전자클러치로 on-off 했을 때의 실험결과로서 부하를 가했을때 순간적으로 회전수가 감소한후 다시 목표치로 추종하고 있고, 가했던 부하를 제거했을 경우에는 회전수의 상승이 순간적으로 일어난후 목표치에 정확하게 추종함을 보여준다. 본 실험에서는 실제적인 입출력을 검출하여 시스템의 파라미터를 동정할 수 있었으며 서보 제어계 설계법으로 제어를 행한결과 정상편차 없이 목표치에 추종함을 보이고 있고, 발전기에 연결된 전등을 외란으로 생각할 때, 외란에 대해서도 강인함을 보여주고 있으므로 실시간제어로서 그 유효성을 확인할 수 가 있었다.

## 6. 결론

유도 전동기 시스템을 하나의 기계적인 모델 방정식으로 표현하고 실제적인 시스템의 입출력을 이용하여 이산시간 상태방정식을 얻은 후 서보계설계법에 의해 구해진 연속계

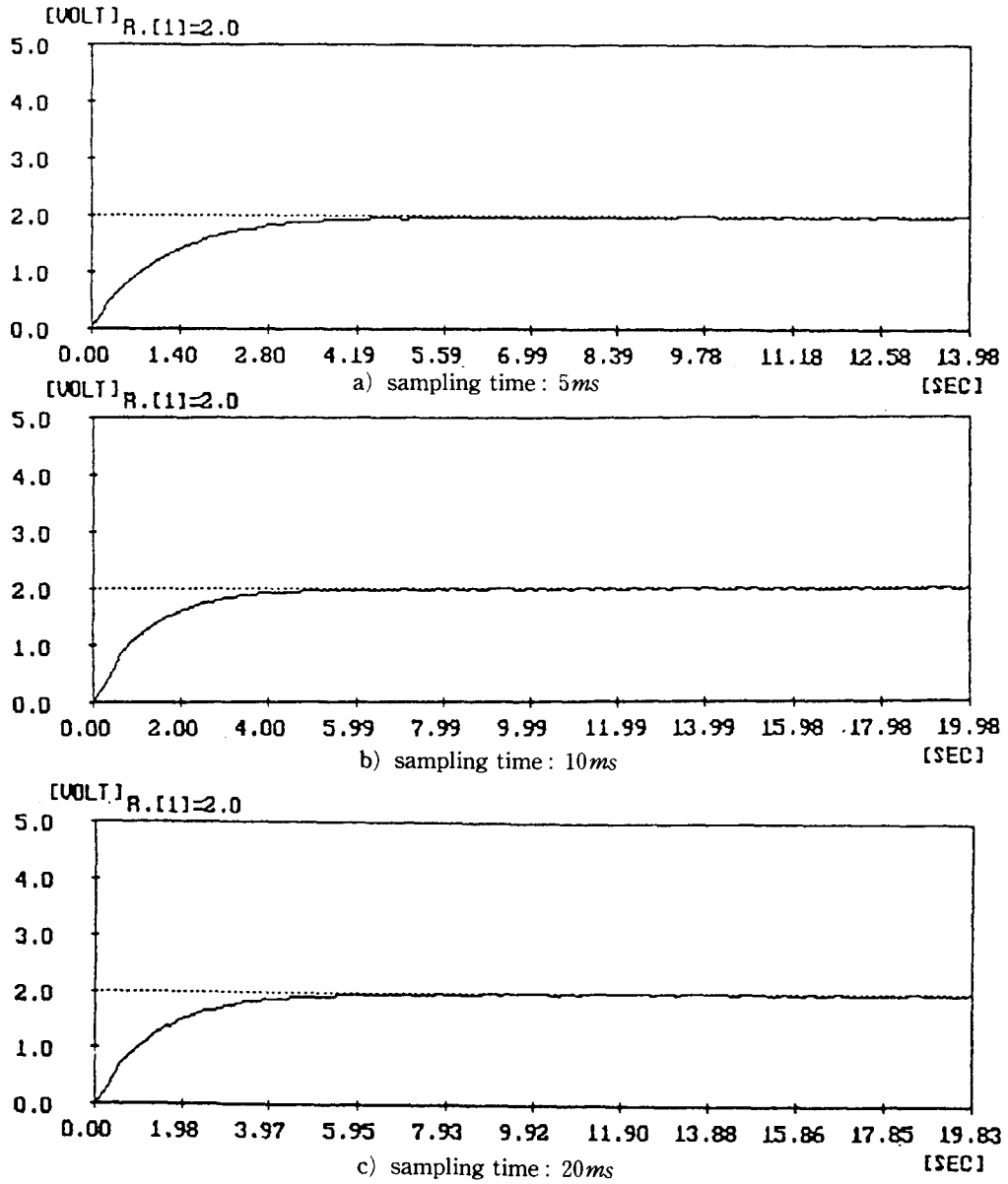


Fig. 5. Response for step reference.



디지털 재설계법에 의한 유도 전동기 시스템의 속도제어

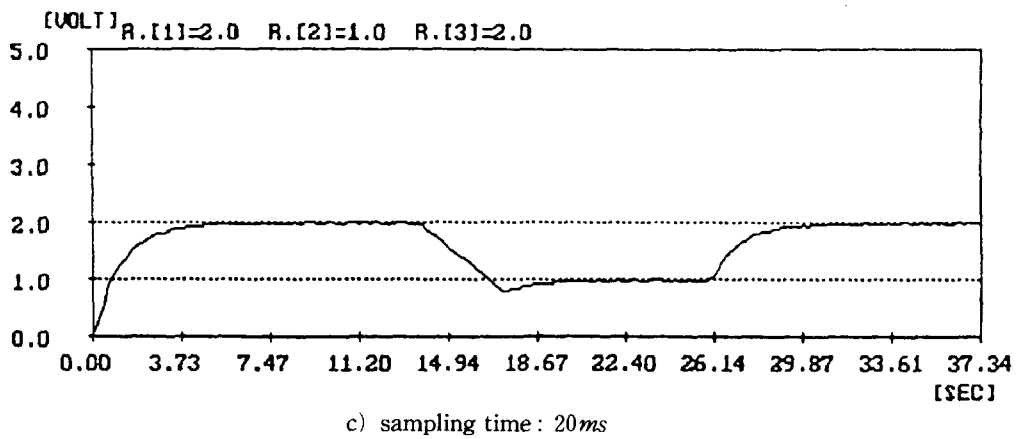
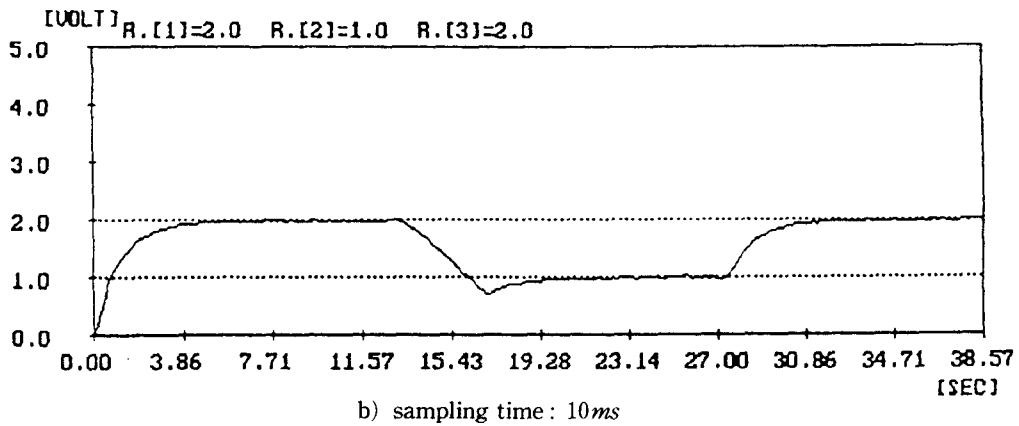
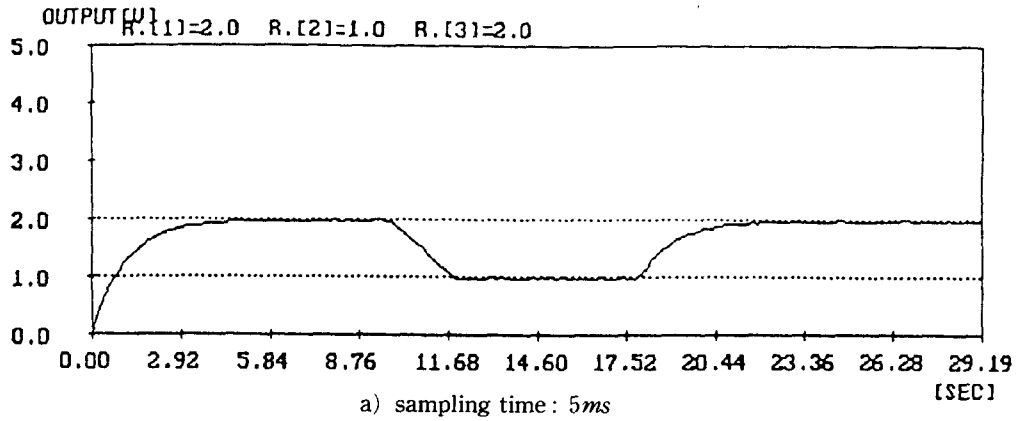


Fig. 6. Response for reference change.

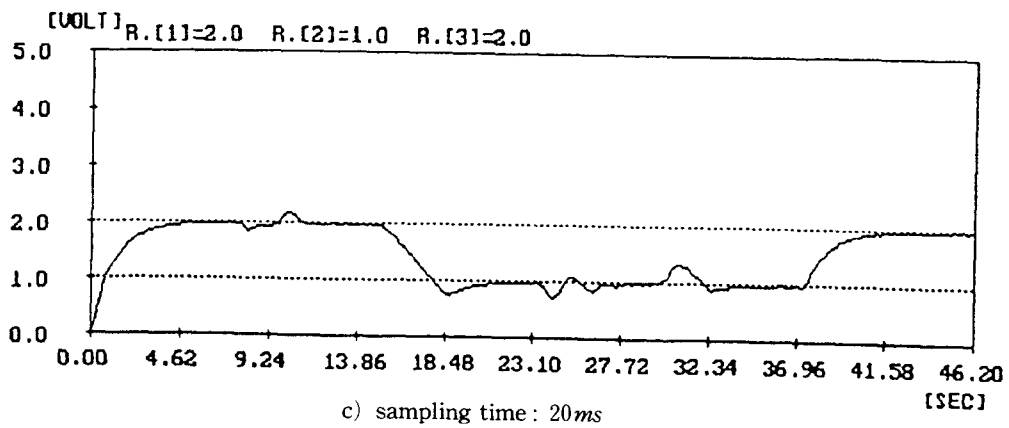
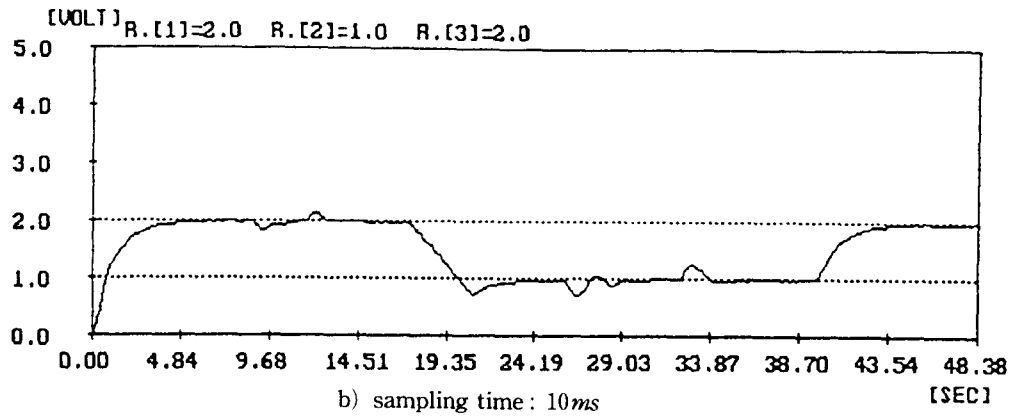
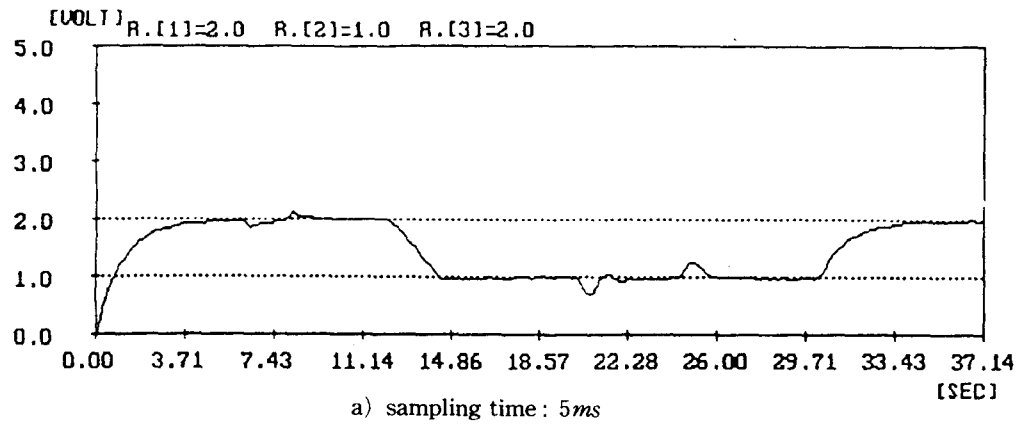


Fig. 7. Response for reference change with disturbance.

의 확대제에 대한 피이드백 칩을 디지털 재설계법에 의해 샘플링시간에 따라 각각 다른 피이드백칩을 얻어 속도제어를 행한 결과 본 설계법의 유효성을 확인할 수 있었다. 스텝 형식으로 주어진 목표치에 대한 시간의 경과에 따른 응답선도는 sampling time에 따라서는 약간의 차이가 있으나, 일정 시간이 경과한 후 정확하게 목표치에 추종하고 있음을 알 수 있었으며, 특히 목표치 변경을 행하거나 부하를 변동시킨다고 하더라도 빠른 시간 내에 속도 추종이 가능하다는 것을 알 수 있었다. 따라서 본 설계법은 유도전동기를 이용하는 산업현장의 기계장치등에 널리 응용되어 보다 유연성 있는 속도제어가 실현될 수 있을 것으로 기대된다.

## 참고 문헌

- 1) 森田, 村田, 土谷(1989): 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, 889-895.
- 2) 内野・黒澤・大西(1983): 誘導電動機のベクトル制御. 計測と制御, 22-4, 356-362.
- 3) 小笠原・赤木・難波江(1986): 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.
- 4) 村田・土谷・武田(1988): 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.
- 5) 村田・土谷・武田(1989): 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.
- 6) 堀・V. Cotter・茅(1986): 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.
- 7) 土谷(1983): 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, 767-772.
- 8) 原島・近藤・小山(1981): マイクロプロセッサを用いた電動機のディジタル 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, 286-293.
- 9) 仲澤・岩崎(1983): 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, 201-203.
- 10) 橋本・秋月(1986): 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, 45-52.
- 11) 山村・中川(1981): 交流サーボモータの過渡現象と制御-磁界加速法の提案. 電氣學會論文集-B, 101卷, 557.
- 12) 山村・中川・河村(1984): 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, 449-453.
- 13) 杉本・大野(1983): 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, 31-38.
- 14) 大前・丸本・内藤(1982): 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, 628-634.
- 15) 岸本(1986): 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. 電氣學會論文集-B, 106卷 4號, 339-346.
- 16) 内島・加藤・西條(1984): 誘導電動機における線形近似式の適用範囲に関する考察. 電氣學會論文集B, 104卷 6號, 349-356.
- 17) 杉本・大野(1984): VVVF電源で駆動される誘導電動機の非干渉制御法との特性. 電氣學會論文集-B, 104卷 11號, 781-788.
- 18) 土谷(1982): 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, 201-203.
- 19) R. Isermann (1982): Parameter Adaptive Control Algorithms - A Tutorial. Auto-matica, 18, 5, 513-523.

- 20) Sang Bong Kim and Katsuhisa (1988): Regulator Design with Poles in a Specified Region. INT. J. Control, VOL. 47, NO. 1, 143-160.
- 21) S.B. Kim (1988): Design of Multivariable Control Systems by a Fractional Transformation Approach. Doctoral Thesis T.I.T.
- 22) 김상봉 · 박순실 (1991): 강인한 서보계 설계와 R/C헬리콥터 트레이닝 시뮬레이터 제어계의 응용. 대한기계학회논문집, 15(2), 496-506.
- 23) 이동철 · 신민생 · 하주식 · 김상봉 (1992): 디지털 재설계법에 의한 크레인계의 제어. 대한기계학회논문집, 제16권 제1호 41-52.