

모델추종 디지털 PID제어기의 설계와 유도전동기에의 적용

(A Design Method of Model Following Digital PID Controller and Its Application to Speed Control of the Current Source Inverter-Fed Induction Motor)

이동철*

(Dong-Cheol Lee)

요 약

본 연구에서는 제어시스템과 규범모델 사이의 스텝응답의 오차적분을 최소화하여 모델추종법에 기초한 디지털 PID제어기의 설계법을 제안한 것이며, 전류형인버터 구동유도전동기의 속도제어에 적용했고, 시스템의 동특성을 스텝응답으로 나타냈다. PID제어기의 최적파라미터는 행렬연산으로 쉽게 구할 수 있으며, 계산도 간단하며 계통적인 설계과정을 통하여 일률적으로 처리된다.

끝으로, 스텝상의 목표치 변화 및 외란에 대해서도 안정하고 정상편차가 없는 운전결과를 컴퓨터 시뮬레이션으로 나타냈고 실험적으로 그 결과를 확인하였다.

Abstract

In this paper, We are proposed a design method of the digital PID controller based on the model following method which minimized the error integral of the step response between the control system and the reference model. And we are applied it by a speed control of the current type inverter induction motor. The dynamic characteristic of the system was expressed by the step response, and then the optimal parameter of the PID controller can be easily obtained by the matrix computation. The derived algorithm can be implemented through a simple and systematic design procedure.

Finally, We have shown the result with a computer simulation by the present method which proposed the speed control system and stable operation and fairly transient performance. And then it was found results by experimental process.

1. 서 론

최근, 현대제어 이론의 실용화가 급속히 진전되어 매우 넓은 분야에 걸쳐 컴퓨터에 의해 디지털제어가 실용화되어 왔다[1, 2]. 그러나 시스템의 정확한

* 정회원 : 부경대학교 전자공학과 교수
접수일자 : 1998. 2. 4.

파악이 되지 않는 경우나 상태의 관측에 제약을 받는 경우가 많은 것, 제어 시스템이 복잡하게 되어 설계에 수고를 요하는 것, 평가함수의 취급방법이나 조작성의 포화에의 대응 등의 문제점이 남아 있다. 이때문에 구조가 간단한 파라미터 설정법이 정착되고 있는 PID 제어 동작에 의한 출력피이드백 제어가 현제에도 많이 적용되고 있다. 특히 프로세서 제어분야에서는 정확한 모델을 얻는 것이 곤란하므로 복잡한 프로세서를 파라미터 수가 적은 간단한 시스템으로 추상화하여 PID 제어 시스템의 정수를 결정하고 있으며, Takahashi[3], Zn의 방법 · CHR의 방법[4] 등이 알려져 있다. 또 마이크로 프로세서에 의한 동정(system identification)과 조절계의 파라미터 설정을 일체화한 자동동조(Auto-tuning) 제어기도 실용화되어 있다[5, 6].

한편, 제어 시스템에 요구되는 제특성을 충족시킨 규범모델을 가상하고 폐루우프 시스템의 응답을 규범모델에 최적 추종 하도록 제어하는 모델추종 제어에 대해 레귤레이터(regulator) 이론의 결과를 이용한 상태피이드백에 의한 것[7], 출력피이드백에 의한 보상기를 이용하는 것[8, 9] 등 대부분의 방법이 제안되어 있다. 특히 후자에 관한 PID 제어 시스템의 설계에 대해 Kitamori의 부분적 모델매칭법[10]이 알려져 있지만 시스템을 분모계열로 표현해야 하며 전체적으로 어떤모양의 근사모델 구조로 동정을 어떻게 할 것인가 하는 문제는 남아 있다.

본 논문에서는 제어대상에 대한 특정모델을 생각지 않고 시스템의 동특성은 스텝응답으로 파악하고 폐루우프 시스템에 요구되는 제어사양을 충족하는 규범모델을 결정하여 목표치로 스텝입력을 가한 경우의 응답이 모델의 스텝응답에 일치 하도록 디지털 PID 제어기의 설계법을 제안한 것이다. 본 방법은 모델의 스텝응답을 정정(settling)하는 적당한 시간내에서 응답오차의 2승적분치를 최소화하는 것으로서 간단한 행렬연산에 의한 제어 파라미터를 얻을 수 있다. 또 입력력치로부터 과도응답을 추정하면 양호한 동정의 면에서도 실용적이다.

실제 시스템의 적용에 있어서 전류형 인버터(inverter) 구동 유도전동기의 속도제어를 행하여 제안한 방법의 유효성을 확인하고 스텝상의 목표치, 외란변화에 대해서도 안정하고 정상편차 없이 운전할 수 있는 것을 확인한다.

2. 시스템의 기술과 제어기의 설계

전달함수가 $G(s)$ 로 표현되는 단일 입출력 시스템을 고려하여 입력을 $u(t)$, 출력을 $y(t)$, 스텝응답을 $h(t)$, 임펄스 응답을 $g(t)$ 라 하자. 샘플주기를 θ 로 하여 ($j\theta < t < (j+1)\theta; j \geq 0$) 샘플구간내에서 입력이 $u(t) = u(j\theta) = u_j$ 되는 일정치를 취하면 입출력 사이에는 다음 식이 성립된다.

$$y_i = \sum_{j=1}^i g_j u_{i-j} \quad (i > 1, y_0 = 0) \quad (1)$$

$$\text{단, } g_i = h_i - h_{i-1} \quad (h_i = \sum_{j=1}^i g_j, g_0 = 0)$$

이며 $x_i = x(i\theta)$ 로 표현한다.

한편, 만족한 규범모델의 전달함수를 $G_m(s)$, 스텝응답을 $h^m(t)$ 라할 때 $h^m(t)$ 는 대개 제어하는 시간을 τ 로, $k\theta > \tau$ 되는 적당한 정수 k 를 결정하고, k 에 미치는 모델의 단위스텝 응답벡터를 다음과 같이 나타낸다.

$$h^m = [h_1^m, h_2^m, \dots, h_k^m]^T \quad (2)$$

마찬가지로 $i = 1, 2, \dots, k$ 로 식(1)을 행렬로 나타내면 출력벡터 y 는

$$y = [y_1, y_2, \dots, y_k]^T = G u \quad (3)$$

가 된다. 단, 입력벡터 u , 행렬 G 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$u = [u_0, u_1, \dots, u_{k-1}]^T \quad (4)$$

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & & & \\ g_2 & g_1 & & \\ \vdots & \vdots & & \\ g_k & g_{k-1} & \dots & g_1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서, 식(4)의 조작량 u 가 제어기에 주어질 때 단위 스텝상의 목표치에 대한 폐루우프 시스템의 응답을 y , 식(2)의 h^m 과 y 와의 차 ε 에 대해 다음과 같은 평가함수를 나타낼 수 있다.

$$P_k = \varepsilon^T I_w \varepsilon = (h^m - y)^T I_w (h^m - y) \quad (6)$$

단, $I_w = \text{diag}[w_1, w_2, \dots, w_k]$ ($w_i > 0, i=1, \dots, k$)되는 하중행렬(weightingmatrix)이며, 보통 단위행렬이라 한다.

또 단일 피드백 시스템을 가상하여 편차를 e_i ($i=0, 1, \dots, k$)라고 하면 페루우프 시스템의 스텝응답을 모델응답 h_i^m 와 같게하여

$$\sum_{j=0}^i e_j = (i+1) - \sum_{j=1}^i h_j^m \triangleq \sum_{j=1}^i (1 - h_j^m) \quad (7)$$

($\sum_{j=1}^0 = 1, i=0, 1, \dots, k, \dots$)

이 성립한다.

다음 식(2)의 규범응답에 대해 식(6)의 평가함수를 최소화하는 PID(PID, PI, I-PD, PI-PD)제어기의 최적 파라미터를 구한다. 또 기호의 간략화를 위해 제어기의 파라미터 기호는 모두 c_i ($i \geq 0$)을 이용하기로 한다.

2.1 PID 제어

그림 1에 나타낸 제어 시스템에서 r, e, u, y 는 각각의 목표치, 편차, 조작량, 제어량이며 직렬 보상제어기를 $D_s(s)$ 라고 한다. PID제어의 경우

$$D_s(z) = \frac{c_0 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}} \quad (8)$$

로 나타내며 편차를 e_i ($i \geq 0$)라고 하면 조작량 u_i 는

$$u_i = c_0 e_i + c_1 e_{i-1} + c_2 e_{i-2} + u_{i-1} \quad (9)$$

로 주어진다.

여기서, 식(9)에 식(7)을 대입하면 $i=0, 1, \dots, k-1$ 에 대해

$$\begin{aligned} u_i &= c_0 \sum_{j=0}^i e_j + c_1 \sum_{j=0}^{i-1} e_j + c_2 \sum_{j=0}^{i-2} e_j \\ &= c_0 \left((i+1) - \sum_{j=1}^i h_j^m \right) + c_1 \left(i - \sum_{j=1}^{i-1} h_j^m \right) + \\ &\quad c_2 \left((i-1) - \sum_{j=1}^{i-2} h_j^m \right) \end{aligned} \quad (10)$$

가 되며 행렬로 나타내면 식(4)의 u 를 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$u = J_{PID} \cdot c = [u_0, u_1, \dots, u_{k-1}]^T \quad (11)$$

단, c, J_{PID} 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$c = [c_0, c_1, c_2]^T \quad (12)$$

$$J_{PID} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 2-h_1^m & 1 & 0 \\ 3-(h_1^m+h_2^m) & 2-h_1^m & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ k-\sum_{j=1}^k h_j^m & (k-1)-\sum_{j=1}^{k-1} h_j^m & (k-2)-\sum_{j=1}^{k-2} h_j^m \end{bmatrix} \quad (k \times 3) \quad (13)$$

식(11)의 조작량에 대한 시스템의 응답 y 는 식(3)에서 얻을 수 있으므로 이 응답과 규범모델의 응답 h^m 가 일치하는 이상적인 경우에는 다음식이 성립한다.

$$h^m = G J_{PID} \cdot c \quad (14)$$

그러나 일반적으로 식 (14)는 성립하지 않으므로

$$\epsilon = h^m - G \cdot J_{PID} \cdot c = h^m - Q \cdot c \quad (Q \triangleq G \cdot J_{PID}) \quad (15)$$

라 두고 식(6)의 평가함수를 최소화하는 최적 PID 파라미터 c 를 구하면

$$c = [Q^T I_w Q]^{-1} Q^T I_w h^m \quad (16)$$

가 되어 최소 2승해를 구할 수 있다.

또 PI제어의 경우는 $D_s(z) = (c_0 + c_1 z^{-1}) / (1 - z^{-1})$ 이며 동일한 처리로 J_{PI} 는 식 (13)의 우변의 제3열을 제외한 $(k \times 2)$ 의 행렬이 되며, $Q \triangleq G \cdot J_{PI}$ 로 두어 식(16)에서 최적 PI파라미터 c_i ($i=0, 1$)가 구해진다.

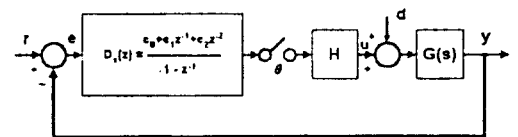


그림 1. PID 제어기와 제어시스템
Fig. 1. PID controller and control system

그리고 식(8)의 제어식 $D_s(z)$ 의 분자항의 수를 $c_i z^{-i} (i > 2)$ 까지 증가시키면 식(13)의 우변은 $k \times (i+1)$ 의 행렬이 되어 차수가 높은 직렬 보상제어기가 얻어진다.

2.2 I-PD 제어

그림 2와 같이 나타낸 제어 시스템에 있어서 I동작 직렬 보상제어기를 $D_s(z)$ 라 하고, 그 출력계열을 w_i 라 한다. 또 국부 보상제어기를 $D_f(z)$ 라 하고, 그 출력계열을 v_i 라고 한다. 또 국부보상제어기를 $D_f(z)$ 라 하고 그 출력계열을 v_i 라고 한다. $D_s(z)$, $D_f(z)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$D_s(z) = c_0 / (1 - z^{-1}) \quad (17)$$

$$D_f(z) = c_1 + c_2 z^{-1} \quad (18)$$

각각의 입·출력관계는

$$w_i = c_0 e_i + w_{i-1}$$

$$v_i = c_1 y_i + c_2 y_{i-1}$$

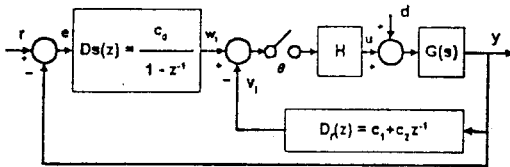


그림 2. I-PD제어기와 제어시스템
Fig. 2. I-PD controller and control system

이 된다. 따라서 조작량은 $u_i = w_i - v_i$ 이므로 $y_i = h_i^m (y_0 = h_0^m = 0)$ 라 두면

$$u_i = c_0 ((i+1) - \sum_{j=1}^i h_j^m) - c_1 h_i^m - c_2 h_{i-1}^m \quad (19)$$

가 되어 행렬로 나타내면 다음과 같이된다.

$$u_i = J_{I-PD} \cdot c = [u_0, u_1, \dots, u_{k-1}]^T \quad (20)$$

단, c , J_{I-PD} 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$c = [c_0, c_1, c_2]^T \quad (21)$$

$$J_{I-PD} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 2-h_1^m & -h_1^m & 0 \\ 3-(h_1^m+h_2^m) & -h_2^m & -h_1^m \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ k-\sum_{j=1}^k h_j^m & -h_{k-1}^m & -h_{k-2}^m \end{bmatrix} \quad (22)$$

1절과 같이 식(20)의 조작량에 대한 응답은 $G J_{I-PD} \cdot c$ 가 되므로 규범모델 응답과의 편차에

$$\varepsilon = h^m - G J_{I-PD} \cdot c \quad (23)$$

에 대해

$$Q = G J_{I-PD} \quad (24)$$

라고 두면 식(16)으로부터 I-PD제어에 있어서 최적 파라미터 c 를 구할 수 있다.

2.3 PI-PD제어

그림3에 나타낸 제어 시스템에서 PI동작 제어기를 $D_s(z)$, PD동작 제어기를 $D_f(z)$, 각 출력계열을 w_i , v_i 라 한다. $D_s(z)$, $D_f(z)$ 는

$$D_s(z) = \frac{c_0 + c_1 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (25)$$

$$D_f(z) = c_2 + c_3 z^{-1} \quad (26)$$

이므로 입 출력관계는

$$w_i = c_0 e_i + c_1 e_{i-1} + w_{i-1}$$

$$v_i = c_2 y_i + c_3 y_{i-1}$$

가 된다. 조작량은 $u_i = w_i - v_i$ 이므로 $y_i = h_i^m$ 라 두면 $i = 0, \dots, k-1$ 에 대해

$$u_i = c_0 ((i+1) - \sum_{j=1}^i h_j^m) + c_1 (i - \sum_{j=1}^i h_j^m) - c_2 h_i^m - c_3 h_{i-1}^m \quad (27)$$

가 되어 행렬로 나타내면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$u = J_{PI-PD} \cdot c = [u_0, u_1, \dots, u_{k-1}]^T \quad (28)$$

여기서 c , J_{PI-PD} 는 다음식으로 나타낼 수 있다.

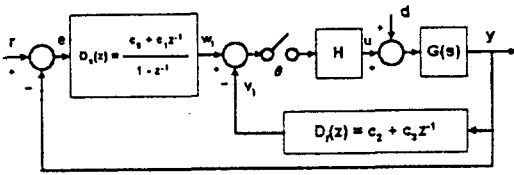


그림 3. PI-PD제어기와 제어시스템
Fig. 3. PI-PD controller and control system

여기서, $Q = G J_{PI-PD}$ 라 두면 식(16)에서 최적인 PI-PD제어 파라미터 c를 구할 수 있다.

$$J_{PI-PD} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 2-h_1^m & 1 & -h_1^m & 0 \\ 3-(h_1^m+h_2^m) & 2-h_1^m & -h_2^m & -h_1^m \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ k-\sum_{j=1}^k h_j^m & (k-1)-\sum_{j=1}^{k-1} h_j^m & -h_{k-1}^m & -h_{k-2}^m \end{bmatrix} \quad (29)$$

따라서 보다 고차의 제어동작을 생각하는 경우에도 식(13), (22), (29)의 J_{PID} , J_{I-PD} , J_{PI-PD} 를 구한 것과 동일한 방법으로 J형을 변형하는 것만으로, 일률적으로 식 (16)에서 파라미터의 최적치를 구할 수 있고, 규범모델의 스텝응답 h_i^m 과 제어대상 스텝응답 h_i 만 주면된다.

3. 규범모델

모델 추종제어 시스템의 설계에서 규범모델은 제어대상의 동특성, 제어기의 형과 제어시스템의 구성, 샘플주기 등과 함께 복잡하며 그 선택에 주의할 필요가 있다. 여기서는, Kitamori가 제안한 “부분적모델 매칭”에 있어서 규범모델[10]

$$G_m(s) = \frac{1}{a_0 + a_1 \delta s + a_2 \delta^2 s^2 + a_3 \delta^3 s^3 + \dots} \quad (30)$$

($\{a_i\} = \{0, 1, 0.5, 0.15, 0.03, 0.003, \dots\}$)

을 이용한다. 또 δ 는 모델의 스텝응답이 최종치의 약 60%에 달하는 상승시간(rise time)을 나타내는 파라미터이며 분모의 차수를 3차로 제한한 경우 오버슈트(overshoot)가 약 11%, 진폭감쇄비가 약 28%의 응답이 구해진다.

Kitamori의 방법은 제어대상을 분모계열로 표현한

$G_p(s) = 1/(a_0' + a_1' s + a_2' s^2 + \dots)$ 로 하여 구하고 $a_0 = a_1 = 1.0$ 으로하여 조정가능한 파라미터 수가 허용하는 한 $i=2, 3, \dots$ 의 순으로 s^i 의 계수를 식(30)의 모델과 같게하고 동시에 s^1 의 계수 δ 를 정(positive)으로 가능한 한 적게 되도록 PID제어기의 파라미터를 결정하여 최종적으로 매칭이 끝난 단계에서 δ 를 구할 수 있다.

본 방법에서는 규범모델의 스텝응답 h_i^m 이 주어지면 되기 때문에 식(30)의 차수를 3차로 제한한 경우, 스텝응답식을 구하고 δ 를 파라미터로하여 그 샘플치의 계열에서 식(2)의 스텝응답 벡터 h^m 를 결정했다.

4. 유도전동기의 속도제어의 응용

전류형인버터 구동 유도전동기의 속도제어에 제안된 모델 추종제어 PID제어를 적용하여 그 유효성을 확인하고 마이크로 프로세서를 이용한 제어시스템의 구성과 소프트웨어 처리에 대해 논하고자 한다.

그림 4에 유도전동기의 속도제어 시스템의 구성을 나타냈고, 유도전동기와 부하 및 전류형인버터, V-F변환기, F-V변환기를 포함한 점선부분이 제어대상이며, 콘버터(converter)의 위상제어회로의 입력을 u, 회전수에 비례하는 펄스신호를 전압으로 변환하는 F-V변환기의 출력을 제어량으로 하는 1입출력 시스템이다. 또 f_s 는 슬립주파수 설정전압으로 약 2 [H_z]의 슬립주파수에 상당하는 전압을 주고 있다. 입 출력 데이터의 계측과 PID제어에 의한 조작량의 연산에 관한 소프트웨어 처리는 마이크로 프로세서 8086과 그 계열장치를 이용한다.

그림 5는 실험장치의 구성을 블록선도로 나타낸 것이며, 샘플주기는 수정발전기의 신호를 분할하고 디지털 스위치로 100 [μsec]로 설정하였고, 주기 θ 의 인터럽트 요구 신호(interrupt request signal, INT)로 CPU에 준다. 이 샘플주기 설정기로 부터 INT신호를 받아 PID제어기의 경우는 편차 e_i 가, I-PD·PI-PD제어기의 경우는 편차 e_i 와 제어량 y_i 인 각각의 신호가 AD 변환 된다. 전자의

모델추종 디지털 PID제어기의 설계와 유도전동기への 적용

PID제어의 경우, e_i 는 직렬보상기 $D_s(z)$ 의 입력계열로 처리된 식(9)의 조작량 u_i , 후자의 경우, e_i 는 I동작 직렬보상기 $D_s(z)$ 의 입력계열이 되어, 식(17)의 출력신호 w_i 가 계산된다. 또 y_i 는 극부보상기 $D_f(z)$ 의 입력계열인 식(18)의 출력신호 v_i 가 계산된다.

또 V-F, F-V변환기의 특성은 두 변환기 모두 회전수 300 [rpm]이 약 1[V]의 전압 입력 출력에 대응하여 이 비례관계를 유지하도록 특성을 일치시켜 제어대상의 이득을 대개 1.0에 조정되어 있고 AD·DA변환은 12bit로 처리했다.

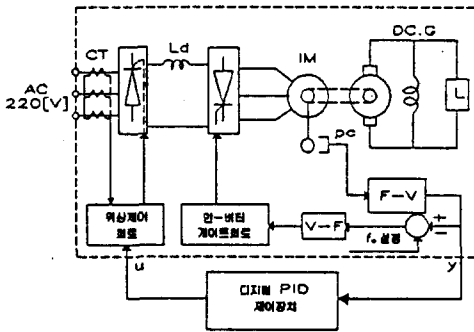


그림 4. 실험시스템의 회로구성
Fig. 4. Circuit configuration of experiment system

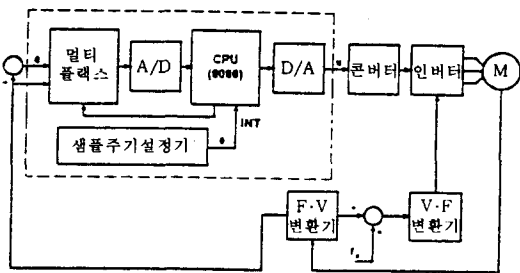


그림 5. 실험장치의 구성도
Fig 5. Schematic diagram of experiment devices

5. 실험 및 검토

그림 4에 나타낸 제어시스템의 구성으로 유도전동기의 속도제어 실험을 행하였다. 실험에 사용된 유도전동기의 정격은 2.2 [kW], 4극, 200[V], 8.5[A]

(60[Hz]), 직류발전기는 3 [kW], 분권 100[V], 30[A](1800 [rpm])이다. 전류형인버터는 직렬다이오드 방식으로 평활용 리액터는 60[mH]이며, 유도전동기와 직류발전기를 벨트로 접속하고 직류발전기에 가한 전등부하(400[W])의 절환으로 스텝상의 외란을 준다.

5.1 근사모델의 추정과 PID제어기의 설계

제어기의 설계에는 제어대상의 스텝응답이 필요하지만 실측데이터에 포함되어 있는 노이즈의 영향을 제거하기 위해 시스템을 2차지연요소+시간지연모델 $G_M(s)$ 로 근사시켜 이 근사모델의 스텝응답을 이용하여 PID제어기의 파라미터 c_i 를 구했다.

그림 6은 제어대상과 근사모델 $G_M(s)$ 의 스텝응답이며, 점선은 900 [rpm]의 회전수로 운전중 스텝상에 100 [rpm]의 회전수 변화를 준 경우의 응답을 20 [msec]의 주기로 샘플된 실측데이터를 나타낸 것이다. 또 실험은 이 데이터를 이용하여 Newton-Raphson법으로 2차지연요소+시간지연모델 $G_M(s)$ 의 파라미터를 추정하고 그 스텝응답을 나타낸 것이며 추정결과도 함께 나타냈다.

여기서, 모델 $G_M(s)$ 의 근사 정도(precision)에 대해서는, 스텝응답의 실측치 $h(t)$ 와 모델 $G_M(s)$ 의 응답 $h_M(t)$ 에 관해

$$IS = \int_0^6 |h(t) - h_M(t)| dt / \int_0^6 h_M(t) dt \times 100 (\%)$$

이 되는 평가함수로 확인했지만 IS=0.9621의 평가함수를 구하여 그림에서도 양호한 근사결과가 얻어짐을 알 수 있다.

여기서, 샘플주기 $\theta = 20$ [msec], $k = 75$ ($k\theta = 1.5$ [sec])라고 결정한 경우에 대해 PID, I-PD, PI-PD제어기의 파라미터 c 를 구한다. 본 방법에서는 단지 식 (30)의 모델을 이용하여 δ 값을 다양하게 변화시켜 디지털 시뮬레이션으로 응답을 확인하면서 파라미터 설계를 하고 시스템의 과도응답이 실측(추정)되고 있으므로 적당한 δ 값은 용이하게 예측된다.

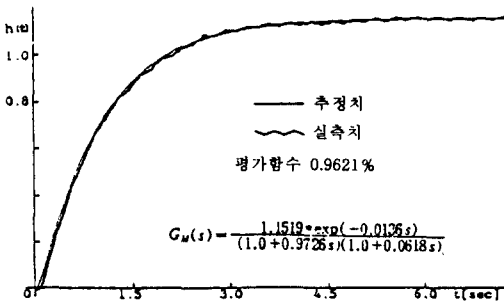


그림 6. 제어대상의 스텝응답과 근사모델의 응답
Fig. 6. Step response of controlled system and response of approximation model

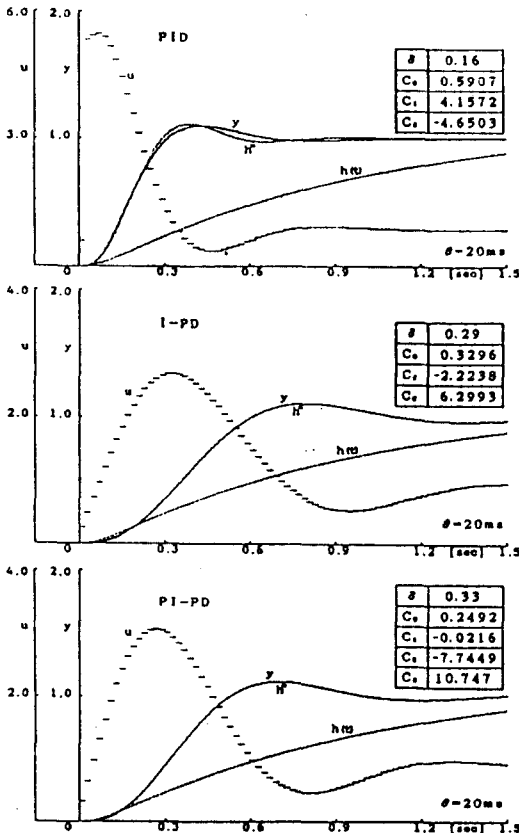


그림 7. 제어기의 설계와 시뮬레이션 결과
Fig. 7. Design of controller and simulation results

그림 7은 추정된 전달함수 $G_M(s)$ 에 있어서 PID, I-PD, PI-PD 동작에 대해 식(13)의 J_{PID} , 식(22)의 照明 · 電氣設備學會論文誌 第12卷 第3號 1998年 8月

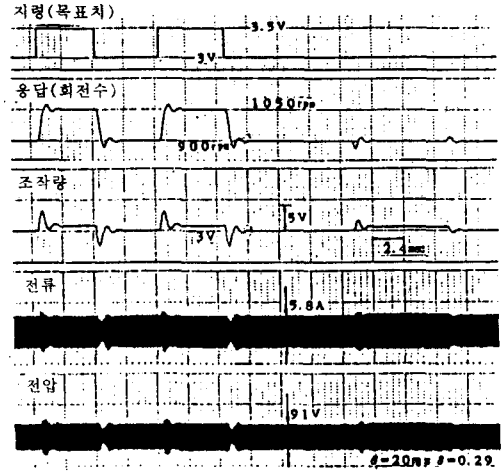


그림 8. 모델규범 PID동작에 의한 유도전동기의 제어특성
Fig. 8. Control characteristics of induction motor according to model reference PID action

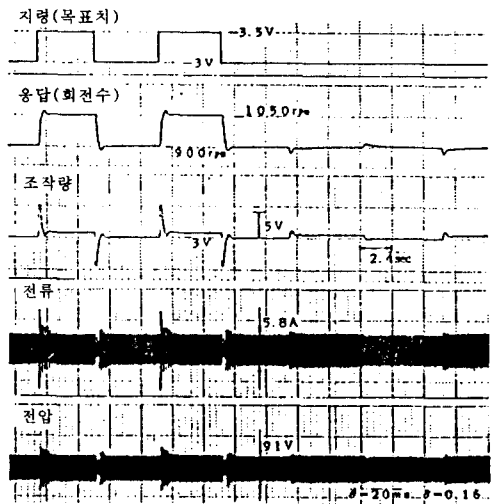


그림 9. 모델규범 I-PD동작에 의한 유도전동기의 제어특성
Fig. 9. Control characteristics of induction motor according to model reference I-PD action

J_{I-PD} , 식 (29)의 J_{PI-PD} 를 구성하여 식(16)에서 파라미터 c 를 구해 설계된 제어기를 이용하여 그림1, 그림2, 그림3의 제어시스템을 구성하고 디지털 시뮬레이션에 의해 제어결과를 확인한 것이다.

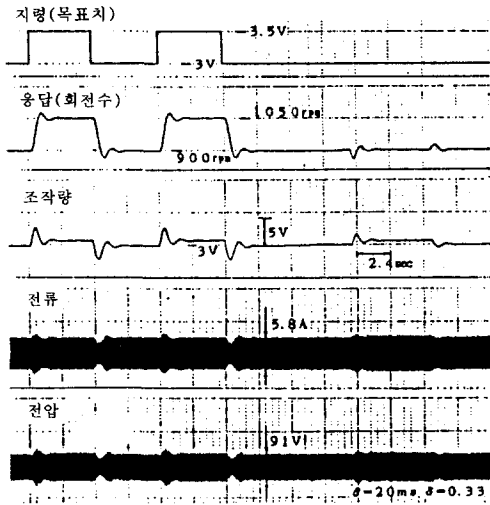


그림 10. 모델규범 PI-PD동작에 의한 유도전동기의 제어특성
Fig. 10. Control characteristics of induction motor according to model reference PI-PD action

5.2 실험결과

앞절과 같이 설계한 직렬 보상제어기 $D_s(z)$, 극 부 보상제어기 $D_f(z)$ 를 이용하여 각각의 제어알고리즘의 소프트웨어 처리를 CPU 8086으로 행하여 그림4의 구성과 같이 전류형인버터 구동 유도전동기의 속도제어 실험을 실시했다.

그림 8은 PID제어를 행한 경우의 제어결과이며, 900 [rpm]의 정상운전 중에 회전수 150 [rpm]의 목표치 변화를 시킨 경우와, 400[W]의 전등부하를 스텝응답상에 온-오프시킨 경우의 목표치, 응답(회전수), 조작량, 전류, 선간전압을 나타냈다. 마찬가지로 그림 9는 I-PD제어를, 그림10은 PI-PD제어를 행한 경우의 제어결과를 나타냈다. 3동작 모두 정상편차 없이 안정한 제어결과가 얻어진다. 그러나 목표치 변화에 대해서는 PI-PD, I-PD, PID제어의 순으로 속응성이 향상되는 것, 외란에 대해서는 PID, PI-PD, I-PD제어의 순으로 영(zero)상태의 정정동작이 빨라지고 있다.

6. 결 론

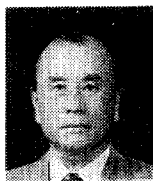
폐루우프시스템의 스텝응답을 규범모델의 스텝응답에 일치시켜 디지털 PID, PI, I-PD, PI-PD제어기의 설계법을 제안하고 진류형인버터 구동 유도전동기의 속도제어에 적용했지만 스텝상의 목표치 변화 및 외란에 대해서도 안정하게 정상편차가 없는 운전 결과를 얻을 수 있었다.

본 방법은 규범모델의 응답과 2승오차적분을 최소화하는 하는 제어기의 파라미터가 간단한 행렬연산으로 구해지고 계산도 간단하며 제어식의 변경에 대해서도 일률적으로 처리된다. 또 제어대상에 대해 특정의 근사모델을 고려할 필요없이 다만 스텝응답이 구해지면 계산량이 적은 것도 큰 이점이라고 생각할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] 富塚, "マイクロコンピュータによる現代制御理論の實用化とそのアルゴリズム", 計測と制御, Vol. 18, No. 18, pp. 640-649, 1979.
- [2] 大前・小西, "パワーエレクトロニクスにおけるマイクロコンピュータの應用", システムと制御, Vol. 25, No. 5, pp. 270-278, 1985.
- [3] Y. Takahashi, Control and Dynamic Systems, Addison-Wesley Co. 1972.
- [4] 山下・保志, デジタルプロセス制御, コロナ社, 1969
- [5] FOXBORO T1200, セルブチューニングコントローラ Technical Information, 1984.
- [6] 西川, FUJIMICREXにおけるPID制御パラメータのオートチューニング, 富士時報, Vol. 51, No. 4, 1984.
- [7] I. Suga, "Linear Control System Optimally Following Model Step Response," JSICE, Vol. 6, No. 2, pp. 175~180, 1970.
- [8] 神谷, "離散値完全モデル追従コントローラの構成", 電氣學會誌, D107-8, pp. 1033~1040, 1987.
- [9] T. Yahagi, "Model Following Control of Linear Dynamic Systems using Output feedback," JIECE, J61-D3, pp. 159~166, 1978.
- [10] T. Kitamori, "A Method of Control System Design Based upon Partial Knowledge about Controlled Process," JSICE, Vol. 15, No. 4, pp. 549~555, 1979.

◇ 著 者 紹 介 ◇



이 동 철(李東喆)
1941년 3월 9일생. 1963년 연세대 전기공학과 졸업. 1983년 한국해양대 대학원 기관학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 졸업(박사). 1984년~1985년 일본 동북대학 객원연구원. 1989년 일본 동북대학 방문교수. 현재 부경대 공대 전기공학과 교수.