

自己同調法에 의한 誘導電動機의 強靱한 速度 制御系 設計

김 상 봉,* 전 봉 환,** 정 석 권***

A Robust Speed Control System Design of Induction Motors Using Self-Tuning Control Method

Sang Bong Kim,* Bong Hwan Jeon,** Seok Kwon Jeong***

ABSTRACT

A robust speed control algorithm under disturbances and reference change is developed using the self tuning control method in order to control induction motors. The method incorporates the concepts of the well known internal model principle and the annihilator polynomial. The effectiveness of the method is evaluated through the speed control experimental results of an induction motor for reference change and arbitrary disturbance.

Key Words : Robust Speed Control System(強靱한 速度制御系), Self-Tuning Control Method(自己同調制御法), Recursive Parameter Estimation(反復적인 파라미터 推定法), Internal Model Principle(內部모델의 原理)

1. 序 論

유도전동기의 속도제어를 하는 경우, 시스템 파라미터의 변동이나 外亂의 영향을 최소화하기 위해 속도를 피드백 하는 것이 바람직하다. 유도전동기를 3相變數에 의해 모델링할 경우, 時變의 일 뿐만 아니라 非線形 特性을 가지고 있어 일반적으로 해석의 어려움이 뒤따르게 된다. 따라서 적당한 變數變換에 의해 時變特性을 제거하고 어느 한 동작점에 있어서 微小 攝動入力에 대해 線形化시키는 것이 일반적이다.⁽¹⁾ 특히 부하변동 등과 같은

외부의 外亂하에서도 항상 원하는 속도를 유지시키기 위해서는 속도제어 루프가 반드시 필요하다. 이러한 제어 루프의 실현에 있어, 종래의 전자회로 기술에 기초한 아날로그적인 제어 방식보다는 마이크로프로세서를 이용한 디지털적인 제어 방식이 계속 확대되는 추세에 있다.⁽²⁾ 시스템을 제어하기 위해 모델 방정식을 세우고 피드백 제어계를 설계한 후 실제적인 실시간 제어를 고려했을 경우, 그 운동 방정식 자체의 복잡성이나 계측에 필요한 여러가지 기술적인 부분에서 어려움을 겪게 된다. 그래서 이와 같은 문제를 해결하기 위한 노력 즉, 되도록이면

* 부산수산대학교 공과대학 기계공학과

** 부산수산대학교 대학원

*** 부산수산대학교 공과대학 기관공학과

시스템의 모델 방정식을 간단히 표현하여 그 속도제어에 있어 바람직한 특성이 얻어지도록 해야 할 필요성이 있으며, 또한 하드웨어적인 문제인 檢出裝置를 되도록이면 경제적이면서 간단하게 구성할 수 있는 방법이 개발되어야 할 필요가 있다. 理想狀態에 있어서 適應制御理論은 체계화되어, 일단 완성을 본 단계라고 할 수 있으며, 최근에 이르러 보다 實시스템의 舉動에 가까운 로바스트 適應制御가 활발하게 연구되고 있다.¹⁾ 實시스템에 대한 적용 연구는 항공기, 로보트, 선박, 전기기기 및 프로세스 공업 등의 분야에서 행해지고 있지만, 구체적인 응용 예라고 하는 관점에서 보면, 아직 그렇게 많지 않다. 그러나 이론의 진전과 마이크로프로세서의 급속한 진보에 의해 디지털 계산기에 의한 實시스템에 대한 적용의 가능성이 산업계의 각종 분야에서 큰 관심을 모으고 있다.

본 논문에서는 自己同調法을 이용한 유도전동기의 새로운 속도제어의 한 방식을 제안한다. 제안방식은 유도전동기에 관한 파라미터를 일체 이용하지 않고서도 外亂이나 임의의 목표치 변경하에서 소정의 속도제어 특성을 얻을 수 있다. 따라서, 본 제어법은 유도전동기계의 파라미터가 변화하므로 인해 야기되는 속도제어 특성의 劣化를 막을 수 있는 強靱한 서보 제어기 설계의 한 방법이라고 할 수 있다. 본 설계법의 유효성을 입증하기 위해, 마이크로 프로세서를 기초로 하는 전 디지털화된 實機實驗 시스템을 구축, 스텝상의 목표치 변경 및 外亂에 대한 強靱性的의 효과를 실험을 통하여 檢定하였다.

2. 誘導電動機 速度制御系에 대한 自己同調法的의 적용

2.1 유도전동기 속도제어계

본 논문에서는 Fig. 1과 같은 유도전동기 시스템에 있어 負荷變動을 포함한 임의의 外亂下에서도 소정의 속도를 얻고자 하는 시스템을 그 제어대상으로 한다. 電動機계의 운동 방정식은 회전체에 관한 운동법칙을 적용시킴으로써 다음과 같은 토크 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 : 전류의 토크 성분
 J_m : 회전체의 관성 모멘트
 K_T : 등가 토크 상수

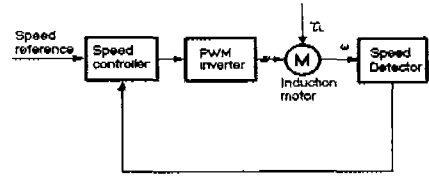


Fig. 1 Induction motor system

B_m : 회전체의 점성마찰 계수

τ_L : 부하 토크

ω : 전동기의 회전각속도

(2.1)식의 差分方程式은 다음과 같이 표현된다.

$$\omega(k+1) = a\omega(k) + b_1 i_T(k) + b_2 \tau_L(k) \quad (2.2)$$

여기서,

$$a = e^{-(B_m/J_m)T_s}$$

$$b_1 = \int_0^{T_s} e^{-(B_m/J_m)t} dt (K_T/J_m)$$

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

이고, T_s 는 샘플링 시간이다.

2.2 유도전동기 속도제어에의 적용

일반적으로 서보계를 설계한다고 하는 것은, 시스템이 連續系일 경우, 그 근본적인 개념으로 다음과 같이 표현되는 내부모델의 원리를 실현하는 데 있다고 할 수 있다. 離散時間系에 대한 내부모델의 원리를 표현하면 다음과 같다.

시각 k 에 대해 l 차 差分多項式 函數

$$\begin{aligned} p(q^{-1})y_r(k) &= 0 \\ p(q^{-1}) &= 1 + \alpha_1 q^{-1} + \dots + \alpha_l q^{-l} \end{aligned} \quad (2.3)$$

의 출력으로 주어지는 목표입력 $y_r(k)$ 에는 定常偏差 없이 추종할 수 있지만, l 차 이상의 差分多項式的 출력으로 주어지는 목표입력에 대해서는 定常偏差가 생길 경우, 그 離散 시스템은 l 형의 制御系라고 한다.

시스템 (2.2)에서 負荷 토크 $\tau_L(k)$ 와 목표치 $\omega(k)$ 는 다음과 같은 差分多項式을 만족한다고 하자.

$$P_r(q^{-1})\tau_L(k) = 0 \quad (2.4)$$

$$P_r(q^{-1})\omega_r(k) = 0 \quad (2.5)$$

여기서,

$$\frac{P_r(q^{-1})\Delta 1 + \beta_1 q^{-1} + \dots + \beta_m q^{-m}}{P_r(q^{-1})\Delta 1 + \zeta_1 q^{-1} + \dots + \zeta_n q^{-1}} \quad (2.6)$$

또, q^{-1} 은 推移演算子를, $P_r(q^{-1})$ 및 $P_r(q^{-1})$ 은 q^{-1} 의 다항식을 의미한다.

이때, $P_r(q^{-1})$ 과 $P_r(q^{-1})$ 에 대한 最小公配多項式을 다음과 같이 정의한다.

$$P(q^{-1})\Delta l.c.m.(P_r(q^{-1}), P_r(q^{-1})) \\ \Delta 1 + \alpha_1 q^{-1} + \dots + \alpha_n q^{-n} \quad (2.7)$$

본 논문에서는, (2.2)式的 離散化된 差分方程式으로 표현되는 시스템을 제어대상으로 하여 未知 파라미터인 a , b_1 , b_2 를 實時間으로 推定하면서, (2.4)식과 같은 負荷變動下에서도 (2.5)식의 출력으로 주어지는 목표치에 대해 強靱한 속도제어가 실현될 수 있는 서보 制御系를 설계하는 것을 목적으로 한다. 즉, 外亂 (2.4)式下에서 (2.5)식의 출력으로 주어지는 목표치에 대해 (2.8)식으로 주어지는 誤差函數가 $k \rightarrow \infty$ 에 대해 $e(k) \rightarrow 0$ 로 되는 制御系를 설계하는 것을 본 논문의 목적으로 한다.

$$e(k) = \omega_r(k) - \omega(k) \quad (2.8)$$

3. 誘導電動機의 強靱한 速度制御系 설계

3.1 制御則 설계

負荷變動下에서도 목표치에 대해 強靱한 속도제어가 실현될 수 있는 서보 制御系의 설계법을 정리하면 다음과 같다.

【定理 1】

誤差函數 (2.8)식에 대해 k_d 와 k_i 는 다음의 (3.1)식이 적당한 收斂速度를 가지도록 하는 값으로 주어지는 임의의 정수이다.

$$e(k+1) + k_d e(k) + k_i e(k-1) = 0 \quad (3.1)$$

이때, 시스템 (2.1)식에 있어, 다음과 같이 주어지는 制御則은 外亂 (2.4)式下에서 목표치 (2.5)식에 대해 定常偏差 없이 추종한다.

$$u(k) = \frac{1}{b_1} [r(k+1) + k_d z(k) + k_i z(k-1) + \alpha_1 y(k) \\ + \dots + \alpha_n y(k-n+1) - a\omega(k)] \quad (3.2)$$

단,

$$u(k)\Delta i_r(k) \quad (3.3a)$$

$$r(k)\Delta P(q^{-1})^{-1}\omega_r(k) \quad (3.3b)$$

$$z(k)\Delta P(q^{-1})^{-1}e(k) \quad (3.3c)$$

$$y(k)\Delta P(q^{-1})^{-1}\omega(k) \quad (3.3d)$$

【證明】

먼저 (3.2)식의 유도과정을 보인 후 (3.2)식이 내부 모델의 원리를 만족하는 制御則임을 보이도록 한다. (2.7)식을 (2.2)식에 作用시킨 후, (2.5)식의 관계를 이용하여 정리하면,

$$\omega(k) = -(\alpha_1 q^{-1} + \dots + \alpha_n q^{-n})\omega(k) \\ + aP(q^{-1})\omega(k-1) - b_1 P(q^{-1})u(k-1) \quad (3.4)$$

와 같은 關係式을 얻을 수 있다. (3.4)식에 대해 다음과 같은 새로운 制御入力 $v(k)$ 를 이용하여 피드백 보상을 행하는 경우를 생각한다.

$$v(k) = -(a_1 q^{-1} + \dots - a_n q^{-n})\omega(k+1) \\ + aP(q^{-1})\omega(k) + b_1 P(q^{-1})u(k) \quad (3.5)$$

이때, (3.4)식과 (3.5)식에 의해

$$\omega(k+1) = v(k) \quad (3.6)$$

과 같이 되어, 시스템의 출력은 (3.6)식과 같은 입력을 인가함으로써 임의로 조절 가능하게 된다.

(3.7)식으로부터 알 수 있듯이, 만약 시스템에 (2.4)식 이외의 外亂이나 모델化誤差가 없다고 하면, 목표치를 $\omega_r(k)$ 라고 했을 경우, 그 미래치 $\omega_r(k+1)$ 을 $v(k)$ 로서 加하게 되면, $\omega(k) = \omega_r(k)$ 로 되어 목표치와 출력치가 일치하게 된다. 그러나 실제적인 시스템이 동작하고 있을 경우, 모델化誤差와 計測雜音과 같은 外亂은 피할 수 없으므로, 이것에 의한 영향을 低減시키기 위해 서보補償器를 구성할 필요가 있다. 이와 같은 설계문제의 해결법으로서 다음과 같은 서보補償器를設計하도록 한다.

피드백 보상을 위한 새로운 制御入力 (3.5)식은 k_d 와 k_i 를 임의의 정수를 취함으로써, 다음과 같이 주어진다고 가정한다.

$$v(k) = \omega_r(k+1) + k_d(\omega_r(k) - \omega(k)) + k_i(\omega_r(k-1) - \omega(k-1)) \quad (3.7)$$

(3.7)식은 (2.8)식을 이용하여 다음과 같이 정리된다.

$$e(k+1) + k_d e(k) + k_i e(k-1) = 0 \quad (3.8)$$

(3.8)식에서 k_d 와 k_i 는 정리에서 가정한 것과 같이 誤差 $e(k)$ 에 대해 적당한 收斂速度를 가지도록 주어졌다고 하자. 이때 制御入力

$$u(k) \Delta i_T(k) \quad (3.9)$$

은 (3.5)식과 (3.7)식을 이용하여 (3.2)식과 같이 나타낼 수 있다.

다음으로, (3.3)식이 내부모델의 원리를 만족하는 制御則임을 보이도록 하기위해, (3.2)식의 制御則을 다시 정리하여,

$$P(q^{-1})b_1 u(k) = \omega_r(k+1) + k_d e(k) + k_i e(k-1) + (\alpha_1 q^{-1} + \alpha_2 q^{-2} + \dots + \alpha_n q^{-n})\omega(k+1) \quad (3.10)$$

을 얻는다. (3.10)식을 (3.4)식에 대입하여 간략화하면, (3.8)식과 같이 주어진다. 여기서 k_d 와 k_i 는 誤差 $e(k)$ 에 대해 적당한 收斂速度를 가지도록 하는 값, 즉 (3.1)식이 안정하게 되도록 주어진 값이므로, 결국 $k \rightarrow \infty$ 에 대해 $e(k) = 0$ 로 되는 것을 알 수 있다. 따라서 (3.2)식은 시스템 (2.1)식이 (2.5)식과 같이 주어지는 목표치에 대해 定常偏差 없이 추종가능하게 하는 制御則임을 알 수 있다.

<증명 끝>

이론적으로 플랜트의 파라미터는 알고 있는 것으로 가정하여 적당한 제어법을 택하여 制御則, 즉 制御器의

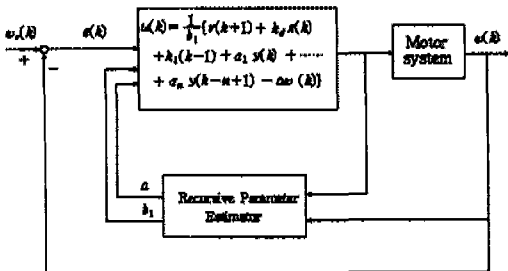


Fig. 2 Block diagram of self tuning control system

구조를 결정한다. 다음으로 入出力 信號를 이용해서 同定機具를 동작시켜 파라미터를 同定한다. 이때, 이 推定値를 眞値로 간주하여 제어 파라미터를 계산하고 制御器를 수정하여 制御入力を 온라인으로 조정하는 제어법을 自己同調制御法이라고 하는 의미에 있어,⁽¹²⁾ 시스템 파라미터 a 와 b_1 이 각 샘플링 시간마다 推定될 수 있는 값이라고 하면, 制御則 (3.2)식은 自己同調制御則으로 됨을 알 수 있다. 定理 1의 自己同調制御 알고리즘을 제어 블록선도로 나타내면 Fig. 2와 같다.

3.2 파라미터 推定⁽¹²⁾

파라미터 推定은 유도전동기 시스템의 微分方程式을 差分方程式 (2.2)식으로 표현하고 계수 파라미터를 入出力 信號로부터 결정하도록 한다. 이와 같은 데이터를 이용하여 未知係數를 구하는 방법으로는 最小自乘法에 의한 계수결정법이 잘 알려져 있으므로, 본 논문에서는 反復的인 파라미터 推定法(Recursive Parameter Estimation)을 이용하도록 한다. 推定되어야 할 파라미터와 시스템 (2.2)식의 入出力 信號에 대해 다음과 같이 정의하면,

$$\theta^T \Delta [a \ b_1] \quad (3.11)$$

$$\phi^T(k) \Delta [-\omega(k-1) i_T] \quad (3.12)$$

이때 推定 알고리즘은 다음과 같다.

$$\theta(k) = \theta(k-1) + S(k-1)\phi(k) [\lambda + \phi^T(k)S(k-1)\phi(k)]^{-1} \times (y(k) - \phi^T(k)\theta(k-1)) \quad (3.13)$$

$$S(k) = \frac{1}{\lambda} [S(k-1) - S(k-1)\phi(k) \times \{\lambda + \phi^T(k)S(k-1)\phi(k)\}^{-1} \phi^T(k)S(k-1)] \quad (3.14)$$

단, T 는 轉置行列, λ 는 망각계수(forgetting factor)이고, 초기치는

$$\theta(0) = 0$$

$$S(0) = \alpha I$$

와 같이 주어지며, α 는 충분히 큰 定數, I 는 단위행렬을 의미한다.

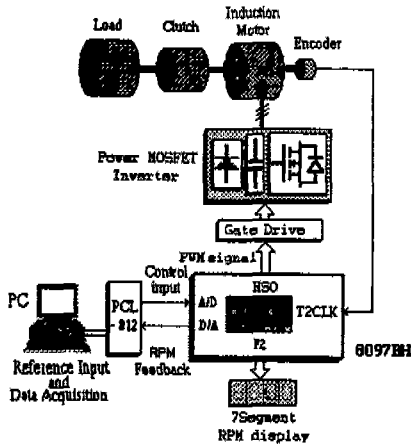


Fig. 3 Hardware composition of speed control system using PC

4. 實驗結果 및 考察

4. 1 實機實驗 시스템의 구성⁽¹³⁾

Fig. 3은 단일칩 보드로 실현된 전 디지털식 PWM 인버터와 제어알고리즘을 PC(personal computer)로 실현하여 속도제어를 행하기 위한 하드웨어의 구성圖를 보이고 있다.

Fig. 3에서 PC는 회전수 指令値에 따라 제안된 속도 제어 알고리즘에 의해 인버터에 출력해야 할 주파수에 대응하는 制御入力値를 實時間으로 계산하여 D/A변환기(PCL-812)를 통해 마이크로프로세서 8097BH로 출력한다. 8097BH는 PC로부터 입력받은 制御入力値를 바탕으로 하여 V/f 一定의 관계에 따라 전압 指令値를 연산한다. 이와같이 연산된 전압·주파수 指令値에 대응하는 3상 정현파를 펄스폭 변조하여 HSO(High Speed Output)의 6핀을 통하여 게이트 드라이브 회로로 출력한다. 또한 전동기의 회전속도를 측정하여 7세그먼트에 표시함과 동시에 PC로 출력한다. 전동기의 회전수의 측정에는 전동기 1회전당 1000펄스를 발생하는 엔코더를 사용하였고, 8097BH의 타이머2의 클럭 카운트 기능을 이용하여 엔코더의 펄스를 카운트하고 속도를 계산하였다. 계산된 속도는 8097BH의 D/A채널을 통하여 PC로 출력되도록 하였고, PC는 A/D변환기(PCL-812)를 통해 입력받아 그래픽하도록 하였다. 한편 실험에 사용된 유도전동기는 출력 1.5kw, 4극의 것으로, 정격전압 및 정격주파수는 각각 220V, 60Hz이며, 정격회전수는 1710rpm의 電動機를 供試機로 사용하였다. 또한 실험에서는 목표치와 출력속도 사이의 바람직한 收斂速度를 얻기 위해 $k_d = 0.50$, $k_i = 0.355$ 로 하여 제

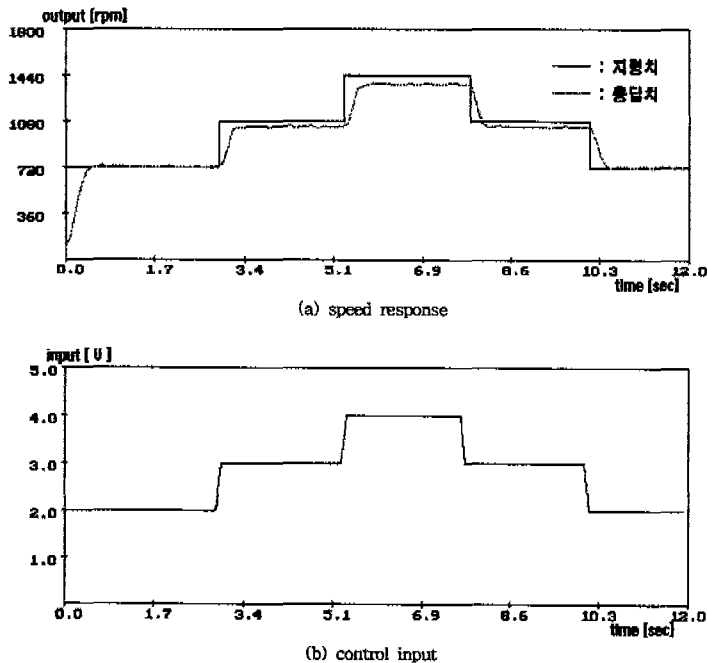


Fig. 4 Speed response and control input for reference variation by V/f constant control

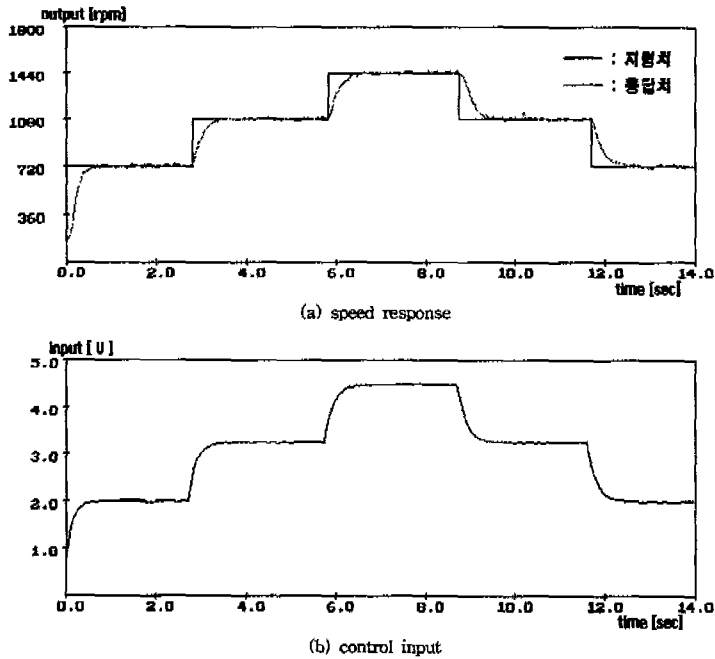


Fig. 5 Speed response and control input for reference variation by proposed method

어를 행했으며, 컴퓨터에서 제어의 실현은 C 언어에 의해서 이루어졌다. 한편, 외란은 전동기 축에 직결된負荷를 클러치를 통해 연결함으로써 인가하였다.

4.2 實驗結果

본 논문에서는 제안방식의 유효성을 간단하게 입증하기 위하여, V/f 一定制御와 비교실험을 행하여 그 결과를 서로 비교하였다. V/f 一定制御를 행할 경우에는 유도전동기의 勵磁分電流가 일정하게 유지된다고 볼 수 있으므로 토크분의 전류는 슬립주파수에 의해 간단히 결정됨을 알 수 있다. 따라서 (3.2)식의 입력 $u(k)$ 는 대응하는 슬립주파수로 환산 될 수 있다. 實機實驗에서는 제안된 제어알고리즘에 의해 계산된 $u(k)$ 를 상응하는 슬립주파수로 환산하고, 환산된 슬립주파수와 전동기 회전주파수의 합을 제어입력으로 해서 실험을 행하였다. 실험결과(Fig. 4~Fig. 7)는 속도응답을 rpm으로 환산하여 (a)에, 주파수입력(0~60Hz)을 그에 상응하는 전압치(0~5V)로 환산된 제어입력치로 해서 (b)에 나타낸 것이다.

Fig. 4의 (a)는 汎用인버터에 널리 사용되고 있는 오픈루프형의 V/f제어에 의한 速度應答 특성을, Fig.

4의 (b)는 이때의 주파수 指令에 대응하는 制御入力値를 각각 나타낸다. 속도에 대해 오픈루프이기 때문에 速度應答은 指令値에 追從하고 있지 않음을 볼 수 있다. Fig. 5는 Fig. 4의 (a)와 동일한 스텝지령을 인가했을 때, 본 논문에서 제안한 自己同調制御法을 이용하여 속도제어를 행할 경우의 速度追從 특성 및 그때의 制御入力値를 나타낸다. 그림으로부터 速度應答은 스텝상으로 가해지는 指令値에 양호하게 추종하고 있음을 볼 수 있다.

한편 外亂으로서 一定負荷를 인가 했을 경우 V/f제어에 의한 速度應答은 Fig. 6의 (a)에서 보여주는 것처럼 오픈루프 특성으로 인해 속도 追從이 불가능하므로 일정 定常偏差를 유발한다. 그러나 제안방식의 경우에는 Fig. 7의 (a)에서 보는 것처럼 外亂下에서도 오버슈터 없이 양호한 速度追從 특성을 나타내고 있다.

5. 結 論

본 논문에서는 自己同調制御法을 이용하여, 外亂이나 任意의 目標値 變更下에서도 유도전동기가 바람직한 속도 제어 특성을 얻을 수 있는 強靱한 서보 制御器 設計

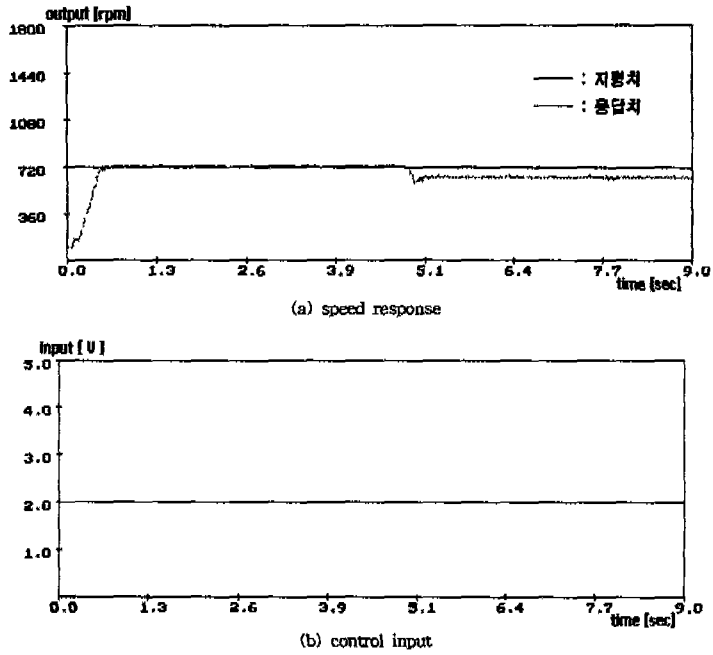


Fig. 6 Speed response and control input for step reference under disturbance by V/f constant control

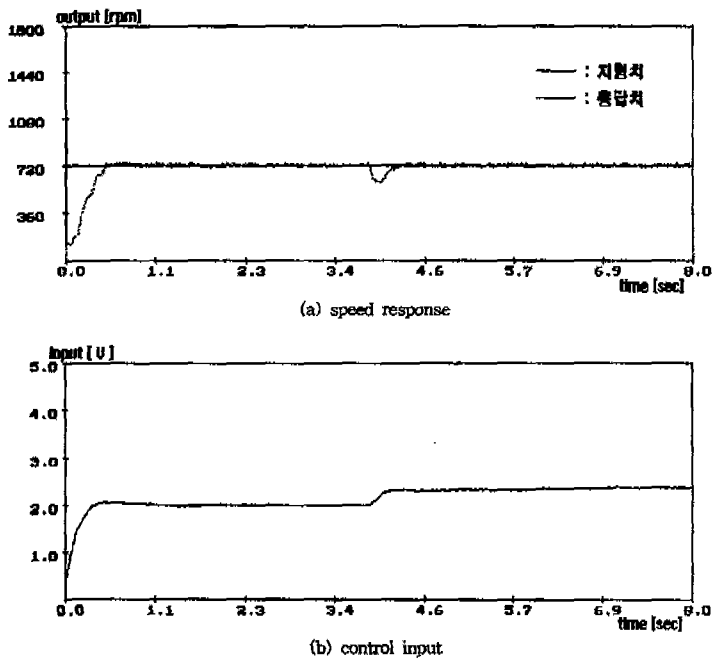


Fig. 7 Speed response and control input for step reference under disturbance by proposed method

법을 제안하였다. 또한 제안방식은 단일칩 마이크로프로세서를 기초로한 전 디지털화된 實機實驗을 통하여 그 유효성이 입증되었다. 특히, 본 제안방식은 時變特性을 갖는 유도전동기의 파라미터를 제어연산에 직접 이용하지 않고서도 간단한 알고리즘으로 定常偏差 없이 소정의 속도를 얻을 수 있다는 점을 특징으로 들 수 있다. 따라서 본 속도제어법은 유도전동기를 이용하는 산업현장의 기계장치 등에 널리 응용되어 보다 유연성 있는 속도제어가 실현될 수 있고, 파라미터 변동이 많은 산업현장에서 직접 이용이 가능할 것으로 기대된다.

후 기

本 研究는 1993年度 科學技術處의 特定研究開發事業 支援費에 의하여 遂行된 研究結果의 一部임을 밝혀두며, 關係者 여러분께 感謝의 뜻을 표합니다.

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. 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.
3. 內島, 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.
4. 土谷, “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.
5. B.K.Bose, “Power Electronics and AC Drives”, Prentice Hall, 1986.
6. F.A.Cameron & D.E.Seborg, “A Self-Tuning Controller with PID Structure”, Int. J. Cont., Vol. 38, No. 2, pp. 401-417, 1983.
7. 大山添弘, 工藤 清, 岡本浩辛, 藤尺 嚴, “現代制御理論に基づいたデジタル制御系設計法”, インターフェース, NO. 116, pp. 215-240, 1986.
8. 中溝高好, “最小二乗法と線形回歸”, コンピューター, Vol. 23, pp. 53-58, コロナ社, 1983.
9. 이충환, 김상봉, 하주식, “誘導電動機の 디지털 속도制御”, 92 韓國自動制御學術會議 논문집, pp. 987-992, 1992.
10. 김상봉, 김환성, 이동철, 하주식, “디지털 서보계設計법에 의한 誘導電動機 시스템의 속도制御” 한국박용기관학회지, 제 16권 4호, pp. 242-251, 1992.
11. 김상봉, 하주식, “메카니컬 시스템제어”, 도서출판 한미, 1992.
12. 김상봉, 이충환, 이동철, 하주식, “자기동조제어법에 의한 유도전동기시스템의 속도제어”, 대한기계학회, '92년도 춘계학술대회논문집(I), pp. 626-629, 1992.
13. 김상봉, “유도형 AC모터제어기술 및 구동장치개발”, 1993년도 과학기술처 최종 연구개발보고서, pp. 82-85, 1994.