

DSP를 이용한 비선형 모델을 갖는 직류 전동기의 센서없는 자기동조 적응제어

(Sensorless Self-Tuning Adaptive Control of Nonlinear
Modeled DC Motors Using DSP)

金倫鎬* · 鞠潤相** · 俞然植***

(Yoon-Ho Kim · Yoon-Sang Kook · Yeon-Sik Yoo)

요 약

본 논문에서는 상태관측기를 이용하여 직류 구동을 위한 자기동조 적응제어를 실현하였다. 시스템의 변수를 실시간에서 최적화하여 적절한 제어 신호를 발생하는 자기동조 적응 체계는 부하 변동이나 외란에 대하여 강인한 특성을 가지며, 공간적, 경제적 문제를 가지고 있는 센서를 사용하지 않은 상태관측기는 더욱 신속하고 정확한 제어를 수행할 수 있게 한다.

실제 구동시에 초퍼를 사용하므로 그 특성을 상태관측기에 포함시켜 더욱 정확한 추정을 시도했으며, 직권 직류 전동기는 비선형 모델을 가지며 이를 선형화하는 방법을 검토하였다.

본 알고리즘의 실현을 위해서는 실시간에서 빠른 연산을 요구하므로 고속의 프로세서를 필요로 한다. 본 실험에서는 디지털 시그널 프로세서인 TMS320C31을 사용하여 적응제어 알고리즘을 실현하였다.

Abstract

In this study, self-tuning adaptive control using state observer is developed. Self-tuning adaptive controller that estimates the parameters of the system in real time and generates the optimal control signals has robust characteristic about varying load and external disturbances. In addition, state observer without sensors is applied, thus the control can be performed more quickly and exactly.

Since chopper is used commonly in practical drives, the characteristics of the chopper are included in state observer algorithm, which, in turn, makes the system exact estimation. Since series type DC motor has nonlinear models, linearizing approach are investigated.

To realize the proposed algorithm it requires fast calculation in real time. TMS320C31, digital signal processor, is applied to realize the advaptive control algorithms.

*正會員：中央大 工大 電氣工學科 副教授

**正會員：中央大 工大 大學院 電氣工學科 碩士課程

***正會員：大字 中央研究所 第1研究所 研究員

接受日字：1995年 3月 8日

1. 서 론

정확한 서보를 요구하는 모든 전기 구동 시스템에서 안정된 응답과 정확성, 강인성은 필수 요소이다. 이러한 면에서 PI제어는 구조가 간단하고, 매개 변수를 무시한 정상 상태와 일정한 외란이 가해지는 동안에도 정확성이 유지되므로 현재 까지도 전동기 구동에 널리 적용되고 있으나, 반면에 전동기의 매개 변수의 변화와 제어 플랜트의 비선형성에 매우 민감하다는 결점을 가지고 있다. 부하 변동시 흐르는 전류의 증가로 인한 온도의 상승이나 외부에서 가해지는 갑작스런 외란에 의해 전동기의 매개 변수가 변화될 때 안정된 제어값을 유지하기 어렵게 된다.

따라서, 시스템의 변수들의 변화에 관계 없이 어떤 특정한 역학적 응답을 얻기 위하여 어떤 형태의 적응 제어가 요구되는데, 이러한 목적으로 전동기 구동에 널리 사용되어 온 방법이 자기 동조 적응 제어이다. 이 구조는 시스템 변수를 실시간에 최적화하여 이용할 수 있으므로 매우 효과적이다. 여기서 변수 최적화는 순환 최소 자승법에 기초하고, 제어 알고리즘은 극배치 기술을 이용한다. 추종 오차에 의해 구동되는 적분기가 제어 루우프에 포함되어 있으므로, 완벽한 변수 최적화가 이루어지지 않더라도 부하 변동하에서 강한 추종과 월등한 과도 회복 능력을 겸비하고 있다.^{1)~3)}

일반적으로 전동기 구동 시스템에는 속도나 토크 변화를 감지하여 기준량과 비교, 보상하기 위하여 센서를 필요로 한다. 이는 시스템에서 차지하는 비용이 높을뿐 아니라 공간적, 환경적인 제약이 따르므로 항상 부착하기 어려운 경우가 많으며, 순간적인 속도 검출이 어렵고 특히 저속에서는 속도 검출 지연이 증가하여 그에 따른 오차를 발생하므로 시스템의 불안정의 요인이 된다.

예를들면 자극의 위치나 속도를 검출하기 위해 레졸버(Resolver)나 펄스 엔코더(Pulse encoder)가 주로 사용되고 있다. 레졸버는 자극의 위치나 속도를 연속적으로 검출할 수 있으나 디지털 제어를 위해서는 출력을 디지털량으로 변환해야 하고 변환 과정의 오차 및 레졸버 자체의 검출 오

차도 존재한다. 또한 펄스 엔코더를 사용할 경우 분해능(Resolution)이 한정되어 있고, 엔코더 내부에 내장되어 있는 전자 회로가 주변 온도 조건의 영향을 받게 되어 전동기 시스템의 설치 환경이 제한을 받을 뿐 아니라 잡음에 의한 오검출의 위험도 배제할 수 없다. 그러므로 실제적인 관점에서 보면, 이러한 센서들을 필요로 하지 않는 신속하고 정확하며 강인한 전동기의 속도 제어 방법을 필요로 한다. 이러한 문제들을 해결할 수 있는 한가지 방법은 상태관측기(State Observer) 이론을 이용하는 것이다.

직권 직류 전동기는 그 플랜트 특성이 비선형이기 때문에 일반적으로 선형 시스템이 적용되는 상태관측기를 적용할 수 없다. 따라서 전동기 모델을 선형화하여 상태관측기와 자기 동조 적응 제어를 행하였다. 또한 실제의 전동기 구동에서는 PWM방식을 이용한 초퍼를 사용한다. 이에 본 논문에서는 초퍼의 기능을 포함하는 새로운 상태 관측기를 설계하고 제어 알고리즘을 제시하였다.

또한 DSP칩 TMS320C31을 이용하여 빠른 계산을 요구하는 적응 제어와 상태 관측 알고리즘을 실제 실현하였다.

2. 직류 전동기의 모델링

2.1 직권 직류 전동기의 선형화 모델

타여자 직류 전동기는 선형 모델이므로 상태 관측기의 적용이 가능하지만, 직권 직류 전동기와 같은 경우는 비선형 모델이므로 직접 적용될 수가 없다. 본 연구에서는 이러한 점을 해결하기 위하여 비선형 모델을 그대로 이용하되 매 순간마다 앞 단계의 값을 이용하여 선형화시키는 방법을 제안하였다. 직권 직류 전동기의 비선형 모델은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}V_a &= R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_g \\e_g &= K_v i_a \omega \\T_a &= K_t i_a^2 \\T_a &= J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_L\end{aligned}\quad (1)$$

여기서

V_a : 전기자 전압 R_a : 전기자 회로 저항
 L_a : 전기자 회로 인덕턴스
 i_a : 전동기 전류 K_v : 역기전력 상수
 ω : 전동기 속도 J : 관성
 T_L : 부하 토크 T_d : 발생 토크
 K_t : 토크 상수 B : 마찰계수
 e_b : 역기전력

2.2 비선형 모델

본 논문에서 제안하는 방식으로서 비선형 모델을 그대로 이용하되 매 순간마다 비선형 성분을 앞단계의 결과를 이용하여 선형화하는 방식이다. 여기에서 알 수 있는 것은 L_a 값을 필요한 시점에서 상수화시키면 비선형 모델을 순간적으로 선형화시킬 수 있음을 알 수 있다. 이를 이용하여 선형화된 모델을 구성하면 다음과 같이 얻어진다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}(t) \\ \dot{I}_a(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & A_2 \\ A_3 & A_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega(t) \\ I_a(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} U(t) + \begin{bmatrix} F_1 & F_2 \\ F_3 & F_4 \end{bmatrix} W \quad (2)$$

여기서

$$\begin{aligned} A_1 &= -B/J & A_2 &= K_t I_a(t) / J \\ A_3 &= -K_v I_a(t) / L_a & A_4 &= -R_a / L_a \\ B_1 &= 0 & B_2 &= 1 / L_a \\ F_3 &= -1/J & F_2 = F_3 = F_4 &= 0 \end{aligned} \quad (3)$$

3. 직류 전동기의 자기동조 적응제어

3.1 자기동조 적응제어기와 직류기에의 적용 제어 시스템을 설계하기 위해 우선 필요한 일

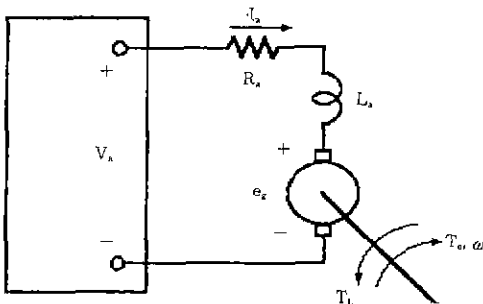


그림 1 직류 직권 전동기의 모델링
Fig. 1 Modelling of the Series DC motor

은 플랜트를 수학적 모델로써 서술하고 그 파라미터들을 결정하는 것이다.

전동기 입출력에 대한 특성방식은 플랜트의 변수들을 안다고 가정하면, 식 (4)의 Z변환은 일반적으로

$$A(Z^{-1})y(k) = Z^{-d}B_1(Z^{-1})u(k) + \xi(k) \quad (4)$$

이고, 여기서 $u(k)$ 는 제어 입력, $\xi(k)$ 는 외란 성분이다.

본 논문에서 사용한 자기동조 제어기는 제어 입력 $u(k)$ 에 대하여 목적 함수 J 를 최소화시키는 것이 목표이며, J 를 최소로 만드는 $u(k)$ 는 다음과 같이 주어진다. 노이즈항은 $u(k)$ 에 대해서 독립적이고 J 는 $\Delta J / \Delta u(k)$ 가 영일때 $u(k)$ 에 대해서 최소이다.

$$u(k) = - \left[\sum_{i=1}^m H_i y(k) + Mv(k) + Lw(k) \right] / j \quad (5)$$

여기서

$$H_i = \lambda_i b_{i0} G_i + \lambda_i b_{i0} [F_i G_i + A F_i]$$

$$H_i = \lambda_i b_{i0} g_i ; i > 1$$

$$M = -\lambda_i b_{i0} G$$

$$L = -\lambda_i b_{i0} - \lambda_i b_{i0} F_i P_i$$

$$j = \sum_{i=1}^m \lambda_i b_{i0} B_i F_i + \lambda_i b_{i0} B_i F_i + \lambda_i Q \quad (6)$$

시스템의 변수가 알려져 있지 않거나 천천히 변할 때 실시간에서 데이터 입·출력을 통해서 변수를 최적화 시킨다.

$$y(k) = -a_1 y(k-1) - a_2 y(k-2) + b_0 u(k-d) + \dots + \delta_1 + \xi(k)$$

$$X^T(k) = [-y(k-1) - y(k-2) \dots u(k-d) \dots 1]$$

이고 알려지지 않은 변수 벡터를

$$\theta^T = [a_1 \ a_2 \ \dots \ b_{10} \ \dots \ b_{20} \ \dots \ b_{m0} \ \dots \ \delta_1 \ \dots \ m] \quad (7)$$

라 하면

$$\rho(k) = y(k) - X^T(k)\theta + \xi(k) \quad (8)$$

로 된다.

본 논문에서 사용한 최적화 방법은 순환 최소 자승법(Recursive Least Square Algorithm)이며, 다음과 같은 형식을 가진다.

$$\theta(k+1) = \theta(k) + K(k+1)y(k+1)e(k+1) \quad (9)$$

여기서

$\theta(k+1)$: 새로운 파라미터의 추정값

$\theta(k)$: 이전의 추정값

$y(k+1)$: 제어기의 변수(출력값)

$e(k+1)$: 예측 오차 = $\rho(k) - X^T(k+1)\theta(k)$

$$d(k) : \text{관측된 플랜트의 출력값}$$

$$K(k) = P(k)X(k-d) / [\beta + X^T(k-d)P(k)X(k-d)]$$

$$= \text{Gain factor}$$

$$P(k+1) = [I - K(k)X^T(k-d)P(k)] / \beta$$

자기동조 적응제어기의 구현을 그림 2에 보인다.

3.2 직권 직류 전동기에의 적용

전술한 자기동조 적응제어 방법을 비선형 모델을 갖는 직권 직류 전동기의 속도 제어기를 설계하는데 적용하였다. 전체 시스템은 직권 직류 전동기와 발전기로 구성되어 있다. R_L 의 변화에 시스템의 부하가 변하게 되어 시스템의 전체 역학이 변하게 된다.

3.2.1 제어 알고리즘

$$A(Z^{-1}) = 1 + a_1 Z^{-1}; d_1 = 2, d_2 = 1 \text{인 경우}$$

$$F_1 = 1 - a_1 Z^{-1} \quad F_2 = 1$$

$$G_1 = a_1^2 \quad G_2 = -a_1$$

$$P = 1 + Z^{-1}; F_a = 1 + (1 - a_1)Z^{-1}$$

$$G = 1; F_b = -a_1$$

그러므로 식 (5)는

$$u(k) = -[h_{10}y_1(k) + h_{20}y_2(k) + m_0v(k) + i_0w(k) + l_1w(k-1) + j_1u(k-1)]/j_0 \quad (11)$$

여기서

$$h_{10} = [\lambda_1 a_1^2 - \lambda_2 a_1 (1 - a_1)] b_{10}$$

$$h_{20} = -\lambda_2 a_1 b_{10} \quad m_0 = -\lambda_2 b_{10}$$

$$l_0 = -(\lambda_1 + \lambda_2) b_{10} \quad l_1 = -\lambda_2 b_{10}$$

$$j_1 = \lambda_2 \gamma^2 (a_1 - \rho b_{10}) - \lambda_1 b_{10} a_1 + \lambda_2 b_{10}^2 (1 - a_1)$$

$$j_0 = (\lambda_1 + \lambda_2) b_{10}^2 + \lambda_2 \gamma^2 + \lambda_u \quad (12)$$

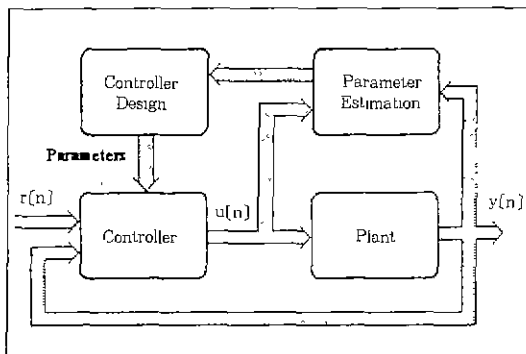


그림 2. 자기동조 적응 제어의 블럭도
Fig. 2. Block diagram of self-tuning adaptive controller

구동 변수들이 알려져 있지 않거나 천천히 변할 때 입·출력 데이터를 이용하여 실시간에서 최적화해야 한다. 변수 벡터는

$$\theta^T = (a_1 \ a_2 \ b_{10} \ b_{11} \ b_{20} \ b_{21} \ \delta_1 \ \delta_2) \quad (13)$$

두 관측 방정식은

$$\omega(k) = [-\omega(k-1) - \omega(k-2) \ u(k-2) \ u(k-3) \ 0 \ 0 \ 1 \ 0] \theta + \xi(k)$$

$$I_a(k) = [-I_a(k-1) - I_a(k-2) \ 0 \ 0 \ u(k-2) \ u(k-3) \ 0 \ 1] \theta + \xi(k) \quad (14)$$

여기서 R_m 이 알려져 있지 않거나 변하지 않으면 단지 $a_1, a_2, b_{10}, b_{11}, \delta_1$ 만 최적화시키면 b_{20}, b_{21} 은 a_1, b_{10}, b_{11} 로부터 구해질 수 있다.

3.3 초퍼의 운전을 고려한 상태 방정식의 결정
직류 직권 전동기의 상태 방정식에 대해서 고찰해 본다.

$$\begin{bmatrix} I_a \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_m}{L_a} \\ -\frac{K_m}{J} & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ T_L \end{bmatrix} \quad (15)$$

식(15)를 일반적으로 표시해 보면 다음과 같다.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (16)$$

시스템 (16)이 시불변이며 $x(t_0)$ 가 주어져 있다고 가정하면 식 (16)의 일반적인 해는 다음과 같이 주어진다.

$$x(t) = \phi(t)x(t_0) + \int_{t_0}^t \phi(t-\tau)Bu(\tau)d\tau \quad (17)$$

디지털 제어시 실제의 경우 만일 $x(t)$ 를 샘플링시만을 고려한다면 식(17)을 이용하여 디지털 상태 방정식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x(kT+T) = \phi(T)x(kT) + \Gamma(T)u(kT) \quad (18)$$

여기에서 4상한 초퍼를 감안한 상태 방정식을 구하여야 한다. 만일 $u(t)$ 가 그림 3과 같이 PWM 신호 파형으로서 t_0, t_1, t_2 등의 펄스폭을 갖는다고 가정하면 $T < t < T + t_k$ 구간의 상태 방정식은 다음과 같이 주어진다.

$$x(kT+t_k) = \phi(t_k)x(kT) + \Gamma(t_k)u(kT) \quad (19)$$

또한 $kT+t_k < t < kT+T$ 구간 동안에는 $u(t)=0$ 이기 때문에

$$x(kT+T) = \phi(T-t_k)x(kT+t_k) \quad (20)$$

로 주어진다.

식 (19)와 (20)을 결합하면 최종적으로 다음과 같

은 상태 방정식을 구할 수 있다.

$$x(kT+T) = \phi(T)x(kT) + \phi(T-t_k)\Gamma(t_k)u(kT) \quad (2)$$

식 (2)은 PWM방식으로 제어되는 초퍼의 기능을 포함하고 있다. 식 (2)을 이용한 최종 시스템을 다음과 같이 놓을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} I_a(k+1) \\ T_L(k+1) \\ \omega(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ 0 & 1 & 0 \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a(k) \\ T_L(k) \\ \omega(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ 0 \\ b_3 \end{bmatrix} u(k)$$

$$y = [100] \begin{bmatrix} I_a(k) \\ T_L(k) \\ \omega(k) \end{bmatrix} \quad (22)$$

식 (22)를 이용하여 전류는 측정 가능하다고 간주하고 토크와 속도를 추정하는 최소차원 관측기를 설계할 수 있다. 식 (22)를 다시 쓰면

$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \\ x_3(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ 0 & 1 & 0 \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ 0 \\ b_3 \end{bmatrix} u(k)$$

$$\begin{bmatrix} x_a(k+1) \\ x_u(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a(k) \\ x_u(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} u(k) \quad (23)$$

여기서

$$X_a(k+1) = X_1(k+1)$$

$$X_u(k+1) = \begin{bmatrix} X_2(k+1) \\ X_3(k+1) \end{bmatrix}$$

$$A_{11} = a_{11}$$

$$A_{12} = [a_{12} \ a_{13}]$$

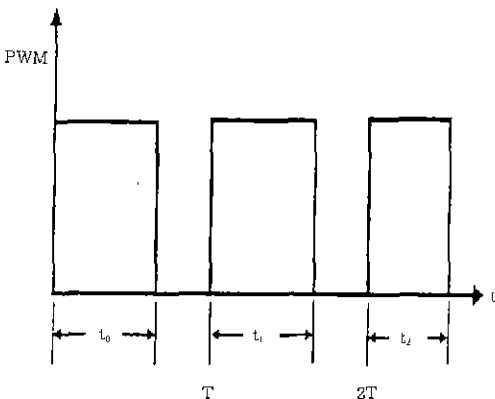


그림 3 PWM 신호에 의한 초퍼의 입력
Fig. 3 Chopper controlled input by PWM signal

$$A_{21} = \begin{bmatrix} 0 \\ a_{31} \end{bmatrix} \quad A_{22} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \quad (24)$$

최종적으로 속도의 추정은 다음식을 이용하여 구할 수 있다.

$$Z(k+1) = (A_{22} - LA_{12})Z(k) + (B_2 - LB_1) U(k) + [(A_{22} - LA_{12})L + A_{12}LA_{11}] Y(k)$$

$$X_u(k) = Z(k) + LY(k) \quad (25)$$

4. 시뮬레이션 결과 및 고찰

그림 4부터 그림 5까지 직권 직류 전동기의 시뮬레이션 결과를 도시하였다. 그림 4에 기준 입력을 인가한 경우를 그리고 그림 5에 전기자 저항 값을 변화시킨 경우의 응답을 보이고 있다.

자기동조 적응제어 체계는 극 배치 알고리즘에

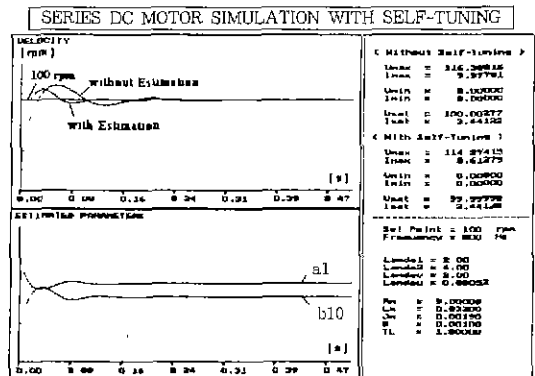


그림 4 단위 기준 입력에 대한 응답
Fig. 4 Response to unit step reference

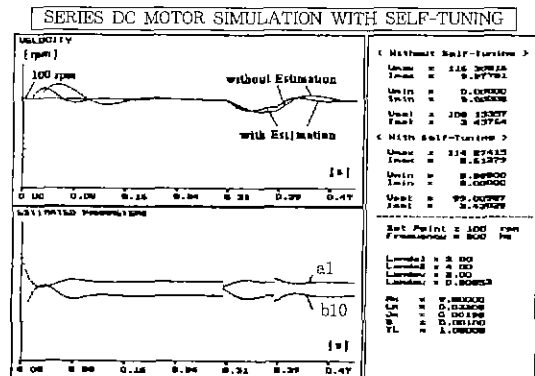


그림 5 전기자 저항 값을 변화시킨 경우
Fig. 5 Response under resistance change

빠른 연산과 안정도를 위하여 DSP 칩을 사용하였으며, DSP를 이용한 자기동조 알고리즘의

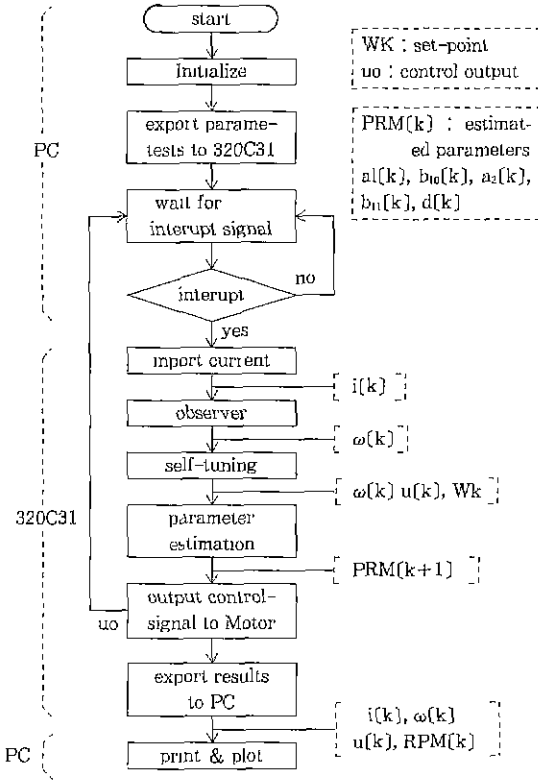


그림 10 실험의 흐름도
Fig. 10 Experimental flow chart

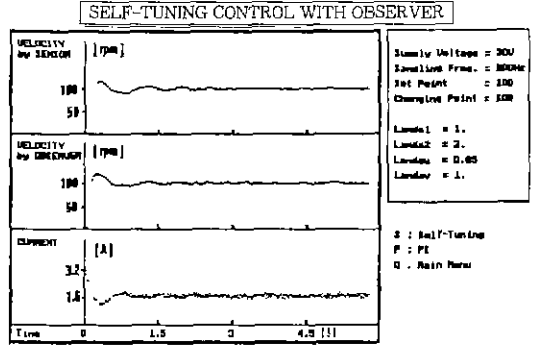


그림 10 상태관측기를 이용한 직권 직류 전동기의 계단 입력에 대한 적응제어 응답 (without-estimation)
Fig. 10. Self-tuning control response of series DC motor using state observer when step input is applied

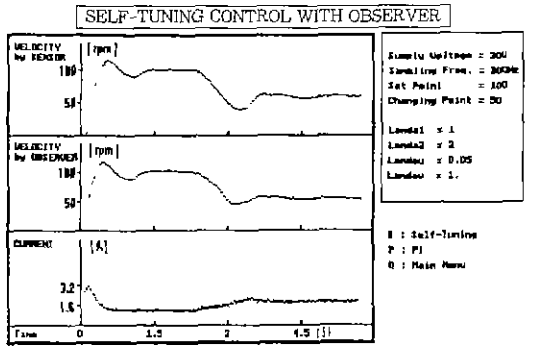


그림 11. 상태관측기를 이용한 직권 직류 전동기의 입력 변화에 대한 적응 제어 응답 (with estimation)
Fig. 11. Self-tuning control response of series DC motor using state observer when reference change is given

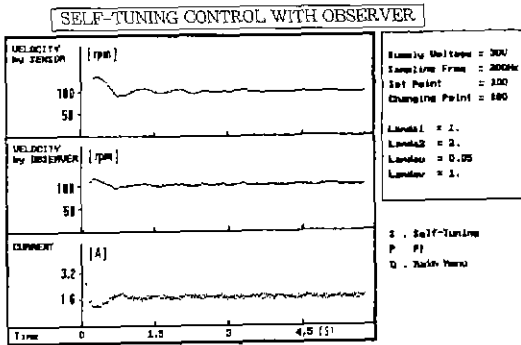


그림 9. 상태관측기를 이용한 직권 직류 전동기의 계단 입력에 대한 적응제어 응답 (without-estimation)
Fig. 9. Self-tuning control response of series DC motor using state observer when step input is applied

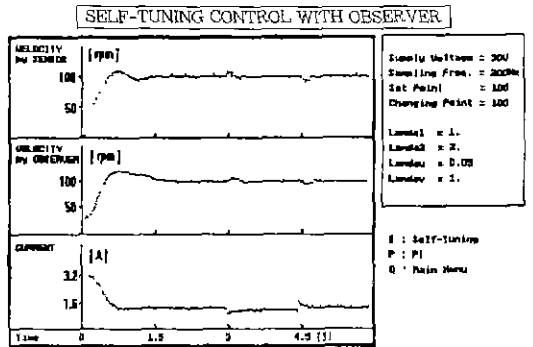


그림 12 상태관측기를 이용한 직권 직류 전동기의 적응 제어 응답 (when Ra increase)
Fig. 12 Self-tuning control response of series DC motor using state observer.

한 주기 실행 시간은 1[msec]미만이고, 상태관측기는 3[msec]에서 10[msec]사이의 샘플링 시간으로 가능했다.

샘플링 주파수를 변화시킨 실험 결과로부터 알 수 있듯이, 본 실험에서 샘플링 주파수는 사용된 엔코더의 분해능 때문에 300[Hz]가 한계였지만, 만일 주파수를 더 높일 수 있다면 제어가 더욱 효율적으로 수행될 수 있음을 알 수 있다.

7. 결 론

본 논문에서는 상태관측기를 이용한 자기동조 적응제어를 직권 전동기에 적용하여 시뮬레이션 및 실험을 행하였다. 본 논문에서 제안하고 구현한 내용에 대하여 요약하면 다음과 같다.

(1) 상태관측기를 이용한 자기동조 적응제어의 구현

상태관측기는 일반적으로 공간적, 경제적 문제를 가지고 있는 센서를 사용하지 않으면서 더욱 신속하며 강인한 파라미터 검출을 위하여 사용하였으며, 자기동조 적응제어기는 시스템의 특성을 정확히 알지 못하거나 외란등에 의한 파라미터의 변화에도 빠르고 강인한 제어 결과를 얻기 위하여 요구되었다. 각각의 경우 시뮬레이션을 통하여 그 효용성 입증하고 실험을 통하여 두가지 알고리즘을 결합한 결과 유용함을 확인하였다.

(2) 초퍼의 운전 특성을 고려한 상태관측기의 설계

실제의 전동기 구동에서 초퍼를 사용시, 초퍼 주파수가 낮은 경우 이상적이며 지속적인 제어 입력을 가정할 수 없다. 따라서 본 논문에서는 초퍼의 기능을 포함하는 새로운 상태관측기를 설계하고, 실제 구현을 통해 알고리즘의 타당성을 입증하였다.

참 고 문 헌

- 1) A. Brickwedde, "Microprocessor-based adaptive control for electrical drives," in Proc IFAC Conf on Control in Power Electron and Electric Drives, Lausanne, Switzerland, pp 119~124 1983
- 2) A. Balestrino, G. Demaria, and L. Scavico, "Adaptive control design in servo systems," in Proc IFAC Conf on Control in Power Electron and Electric Drives, Lausanne, Switzerland, pp 125~131 1983
- 3) D. W. Clarke and P. J. Gawthrop, "Self-tuning control," in Proc IEE, vol 126, pp.633~640 1979
B. C. Kuo: "Digital control systems" Hdt, Rinehart and Winston, Inc., 1980
- 4) C. T. Chen: "Linear system theory and design." Hdt-Saunders International Edition 1980.
M. H. Rashid, "Power Electronics Circuits, Devices, and Applications" 1990
P. C. Sen: "Thyristor DC Drives" New York: John Wiley & Sons, Inc., 1981
- 5) K. Ohnishi et al: "Microprocessor-used speed control of DC Motor without speed sensor" IECON, pp468~473 1984
- 6) Y. Kim, G. Oh, "PC based Self-Tuning Adaptive controller", ISPE'92, May 1990

◇ 著 者 紹 介 ◇



김 윤 호(金倫鎬)

1949년 6월 20일생. 1974년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 미국 Texas A&M 대학졸업(공박). 현재 중앙대 공대 전기공학과 부교수.



유 언 식(劉然植)

1968년 1월 30일생. 1991년 2월 중앙대 공대 전기공학과 졸업. 1993년 8월 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현 대우중앙연구소 제1연구원.



국 윤 상(鞠潤相)

1972년 2월 26일생. 1994년 2월 중앙대 공대 전기공학과 졸업. 1994년 3월 중앙대 공대 대학원 석사과정.