

* 원 래 용 · 송 중 호 · 김 광 배
 한국 과학 기술 연 전기 제어 연구 실

Synchronous AC servo motor speed control using
 adaptive control scheme

Tae-Woong Yoon, Joong-Ho Song, Kwang-Bae Kim
 Power Controls Lab./ Korea Advanced Institute of Science and Technology

ABSTRACT

In this paper, an adaptive control scheme is applied to the speed control system of a synchronous AC servo motor. The adaptive control system using Ioannou's modified adaptation law is shown to be robustly stable in the presence of current control error and load torque disturbance. The computer simulation demonstrates the rapid compensation of rotor speed deviation due to load torque disturbance.

1. 서 론

본 논문에서는 hysteresis on/off control 방식으로 고정자 전류를 제어하는 PWM inverter - 동기영 고류 서어보 전동기 시스템의 속도 제어 루우프에 적응 제어(Adaptive Control) 이론을 도입해봄으로써 적응 제어 이론 적용의 가능성 및 한계점을 검토하기로 한다.

적응 제어는 제어대상의 매개 변수를 확실치 모르거나 혹은 시간이나 주변 상황에 따라 변화하는 경우에도 원하는 제어 목적을 효과적으로 수행할 수 있도록 적응적으로 제어 계수를 변화시키는 제어 방식으로서, 최근에는 주로 적응 제어 루우프의 강인성(Robustness) 문제에 논의의 초점이 모아 지고 있다.

전동기 구동 시스템의 적응 제어에 있어서도 역시 강인한 모델링 오차나 외란의 존재에도 안정성을 유지할 수 있는 - 제어 루우프의 구성이 중요한 문제로 부각되는데, 기존의 제어 방식에서 처럼 1), 2) 부하의 변동을 단순히 전동기 상수의 변화로 취급하거나 전류 제어 루우프의 동특성이나 오차를 무시하는 경우에는 제어계수의 표류(drift) 현상³⁾ 등으로 전체 시스템이 불안정하게 될 가능성이 높아지게 된다. 따라서 본 논문에서는 부하의 변동

이나 전류 제어 오차에 대해 강인성을 갖는 적응 제어 시스템의 구성을 위해서 Ioannou⁴⁾에 의해 수정된 (σ-modified) 적응법칙을 사용하고 그 결과 전체 적응 제어 시스템이 안정성을 유지하면서 부하 변동에도 기민하게 적응함을 보인다.

2. 동기영 고류 서어보 전동기의 모델과 고정자 전류의 제어

고정자의 a 상 권선에 의한 기자력과 회전자의 d 축이 이루는 전기각을 θ라 하면 전동기는 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$\begin{aligned}
 V_a &= R i_a + L_s \frac{di_a}{dt} - \omega W_{re} \sin \theta \\
 V_b &= R i_b + L_s \frac{di_b}{dt} - \omega W_{re} \sin(\theta - 120^\circ) \\
 V_c &= R i_c + L_s \frac{di_c}{dt} - \omega W_{re} \sin(\theta + 120^\circ)
 \end{aligned} \tag{1}$$

$$T_e = -\left(\frac{P}{2}\right) \omega \left[i_a \sin \theta + i_b \sin(\theta - 120^\circ) + i_c \sin(\theta + 120^\circ) \right]$$

- 단 V_a, b, c : 상전압, i_a, b, c : 상전류, P : 극수
 R : 고정자 저항
 L_s : 고정자의 자기인덕턴스 (동기 인덕턴스)
 W_{re} : 회전자의 전기 각속도
 ω : 영구 자석에 의한 고정자의 채고 각속
 T_e : 발생 토오크

(1)을 정지한 2축 (α-β 축) 으로 변환하면

$$\begin{aligned}
 V_\alpha &= R i_\alpha + L_s \frac{di_\alpha}{dt} - \omega W_{re} \sin \theta \\
 V_\beta &= R i_\beta + L_s \frac{di_\beta}{dt} - \omega W_{re} \cos \theta
 \end{aligned} \tag{2}$$

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2}\right) \omega (-i_\alpha \sin \theta + i_\beta \cos \theta)$$

이 되며 이를 다시 회전자의 d-q 축으로 변환하면 다음과 같아진다.

$$V_d = R i_d + L_s \frac{di_d}{dt} - W_{re} L_s i_q$$

적응제어를 이용한 동기형 교류 서어보 전동기의 속도제어

$$V_q = R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + W_m L_s i_d + W_m \phi \quad (3)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) i_q$$

아울러 i_a, i_b, i_c 와 i_d, i_q 그리고 i_d, i_q 와 i_a, i_b, i_c 사이에는

$$i_{abc} = C_{abc}(\theta) i_{dq} \quad C_{abc}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$i_{d0} = C_{d0}(\theta) i_{dq} \quad C_{d0}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (5)$$

의 관계가 성립한다.

만편 (3)에서 알수 있듯이 T_e 는 i_q 와 비례관계를 갖는다. 따라서 i_q 의 제어를 통해 전동기의 토크를 제어해 줄수 있게 되는데, i_q 의 지령치 및 i_d 의 지령치(약계자 전원의 경우)가 정해지면 (4), (5)의 관계를 통해 i_{abc} 혹은 i_{d0} 의 지령치가 결정된다.

그리아어 전류 제어의 문제는 i_{dq} 의 지령치 i_{dq}^* 가 주어졌을 때 $C_{abc}(\theta) i_{dq}^* - i_{abc}$ 혹은 $C_{d0}(\theta) i_{dq}^* - i_{d0}$ 를 어느 좁은 범위 이내로 유지시키도록 i_{abc} 혹은 i_{d0} 를 결정하는, 즉, PWM inverter 에서의 Switching pattern 을 결정하는 문제로 귀착된다.

본 논문에서는 다음 그림과 같이 각상을 Hysteresis on/off control 하는 전류 제어 방식을 사용하였다.

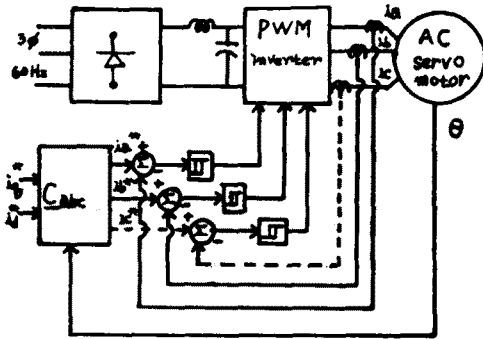


그림1. 전류 제어 인버터의 블록 선도

3. 전류 제어 PWM inverter - 동기형 교류 서어보 전동기의 적응 제어

전체 속도 제어시스템은 그림 2와 같은 기준 모델 적응 제어(Model Reference Adaptive Control) 구조를 갖는다.

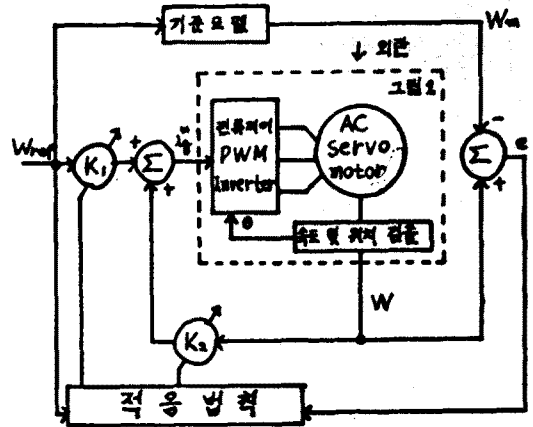


그림2. 전동기 속도의 기준 모델형 적응 제어

그림2에서 기준 모델은 원하는 제어 성능, 즉, 제어 목적의 수학적 표현으로서, 전체 적응 제어 시스템은 전동기의 속도 W 가 이 기준 모델의 출력 W_m 과 같아 지도록 적절한 적응 법칙을 통해 제어계수 K_1, K_2 를 변화시켜간다.

만편 제어 대상인 전류 제어 PWM inverter - 동기형 교류 서어보 전동기의 입,출력 방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$K_T i_q - T_L = J \frac{dW}{dt} + BW \quad (6)$$

단 $K_T = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \phi$, J 는 관성모멘트, B 는 마찰계수

여기서 전류 제어 오차를 Δi_q , 즉, $i_q = i_q^* + \Delta i_q$ 라 하면 다음의 식이 성립한다.

$$\dot{W} = -aW + b_1 i_q^* + b_2 \Delta i_q - b_2 T_L \quad (7)$$

$$i_q^* = K_1 W_{ref} + K_2 W \quad (8)$$

단 $a = \frac{B}{J}$, $b_1 = \frac{K_T}{J}$, $b_2 = \frac{1}{J}$

(7)에서 $\Delta i_q, T_L = 0$ 으로 하면, 즉, 이상적인 전류 제어기를 가정하고 부하를 무시하거나 아니면 단순한 토크 상수 (K_T) 의 변화로 생각하면, 전체 적응 시스템은 불안정애의 가능성을 지니게 된다. 다시 말해 외란(여기서는 $\Delta i_q, T_L$) 이 없다는 가정하에 설계된 적응 제어 시스템은, 외란이 존재하는 경우에 제어 계수들이 표류 (drift) 할 가능성을 갖게 되는데 전체적으로 강인하지 못한 제어시스템이 될수 있다. 따라서 본 논문에서는 외란이 있는 경우에도 안정성을 유지할 수 있도록 다음과 같은 Ioannou⁴⁾ 의 수정된 적응 법칙(σ -modified adaptation law)을 사용하였다.

$$\begin{aligned} \dot{K}_1 &= -\sigma K_1 - \Gamma_1 W_{ref} e \\ \dot{K}_2 &= -\sigma K_2 - \Gamma_2 W e \end{aligned} \quad (9)$$

단, $e = W - W_m$, $\Gamma_1, \Gamma_2, \sigma > 0$

이 수정된 적응 법칙은 기존의 적응 법칙에서의 적분용

제한함으로써 제어계수들의 포류(drift) 또는 발산을 억제한다.

이때 기준 모델의 방정식은

$$\dot{W}_m = -a_m W_m + a_m W_{ref} \quad (10)$$

으로 하면, (7), (8), (10)으로부터 전체 폐루프 시스템의 전달함수가 기준 모델의 전달함수와 같아지기 위한 K_1, K_2 가 구해질수 있으며 그 값을 K_1^*, K_2^* 라 하자. 그러면

$$K_1^* = a_m / b_1, \quad K_2^* = (a - a_m) / b_1 \quad (11)$$

이 성립하며, (11)을 이용하여 (7), (8)을 다시 쓰면

$$\dot{W} = -a_m W + b_1 (K_1 - K_1^*) W_{ref} + b_1 (K_2 - K_2^*) W + b_1 K_1 W_{ref} + b_1 \Delta i_4 - b_2 T_L \quad (12)$$

이 되어 다음과 같은 오차 방정식이 성립한다.

$$\dot{e} = -a_m e + b_1 (K_1 - K_1^*) W_{ref} + b_1 (K_2 - K_2^*) W + b_1 \Delta i_4 - b_2 T_L \quad (13)$$

여기서 다음과 같은 Lyapunov function V 를 고려한다.

$$V = \frac{1}{2b_1} e^2 + \frac{1}{2\sigma} (K_1 - K_1^*)^2 + \frac{1}{2\sigma} (K_2 - K_2^*)^2 \quad (14)$$

(14)를 미분하여 4)에서와 유사한 방법으로 정리하면

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -\frac{a_m}{b_1} e^2 - \frac{\sigma}{\Gamma_1} (K_1 - K_1^*) K_1 - \frac{\sigma}{\Gamma_2} (K_2 - K_2^*) K_2 + (\Delta i_4 - \frac{b_2}{b_1} T_L) e \\ &\leq -\frac{a_m}{2b_1} e^2 - \frac{\sigma}{2\Gamma_1} (K_1 - K_1^*)^2 - \frac{\sigma}{2\Gamma_2} (K_2 - K_2^*)^2 + \frac{\sigma}{2\Gamma_1} K_1^2 + \frac{\sigma}{2\Gamma_2} K_2^2 + \frac{b_1}{2\sigma a_m} D^2 \end{aligned} \quad (15)$$

단, $D = \sup |\Delta i_4 - \frac{b_2}{b_1} T_L|$

의 부등식이 성립하고, (14)의 양변에 σ 를 곱한 다음, 이를 (15)에 더하여 다시 정리하면

$$\dot{V} + \sigma V \leq -\frac{1}{2b_1} (a_m - \sigma) e^2 + \frac{\sigma}{2\Gamma_1} K_1^2 + \frac{\sigma}{2\Gamma_2} K_2^2 + \frac{b_1}{2\sigma a_m} D^2 \quad (16)$$

이 된다. 따라서 $\sigma < a_m$ 의 경우

$$\dot{V} \leq -\sigma V + \frac{\sigma}{2\Gamma_1} K_1^2 + \frac{\sigma}{2\Gamma_2} K_2^2 + \frac{b_1}{2\sigma a_m} D^2 \quad (17)$$

이 성립하므로 적응 제어 시스템의 출력 오차 및 제어계수 오차는 다음의 집합 D_R 로 수렴한다.

$$D_R = \{e, K_1, K_2 \mid V \leq \frac{K_1^2}{2\Gamma_1} + \frac{K_2^2}{2\Gamma_2} + \frac{b_1}{2\sigma a_m} D^2\} \quad (18)$$

아울러 (16)으로부터 출력 오차는 다음의 집합 D_e 로 수렴한다.

$$D_e = \{e \mid e^2 \leq \frac{b_1}{a_m - \sigma} (\frac{\sigma}{\Gamma_1} K_1^2 + \frac{\sigma}{\Gamma_2} K_2^2 + \frac{b_1}{2\sigma a_m} D^2)\} \quad (19)$$

이상의 논리로 부터 (7), (8), (9), (10)으로 표현되는 적응 제어 시스템은 유한한 미란(전류 오차와 부하)에 대해 강인한 제어 시스템을 알 수 있다.

4. 시뮬레이션

그림 2의 적응 제어 시스템을 VAX 11/730으로 시뮬레이션 하였으며 제어 대상 전동기의 상수 및 인버터의 DC 전압은 표 1과 같다.

표 1. 전동기 상수 및 인버터의 D.C전압

Rated Power	1500(W)	Ls	5.8(mH)
Rated Current	12.6(A)(peak)	Φ	0.35(wb)
Rated Speed	1200(rpm)	P	4
R	0.75(Ω)	Vdc	300(V)
J	50.1(Kg-cm ²)	B	0.0103(N.m.sec)

시뮬레이션에서는 $t=0$ 일때 600 (rpm)의 기준입력이 인가되고 $t=100$ (msec) 일때 5.97 (N.m)의 부하가 걸리는 경우, 즉, $W_{ref} = 600 u_{-1}(t)$, $T_L = 5.97 u_{-1}(t-100)$ 인 경우를 가정하였으며, 기준 모델의 전달함수는 $\frac{100}{s+100}$ ($a_m=100$)로 하였다. 또한 적응이득 Γ_1, Γ_2 는 모두 1로, 적분제한 요소 σ 는 0.1로 하였으며, 추정할 제어계수 K_1, K_2 의 초기치를 각각 0.5, -0.5로 놓았다. 이경우의 시뮬레이션 결과를 그림 3에 보이는 한편, 기존 방식과의 비교, 검토를 위해 그림 4에 폐루프 시스템의 극(pole)이 $-100 \pm j100$ 이 되도록 설계한 PI 제어의 시뮬레이션 결과를 보였다.

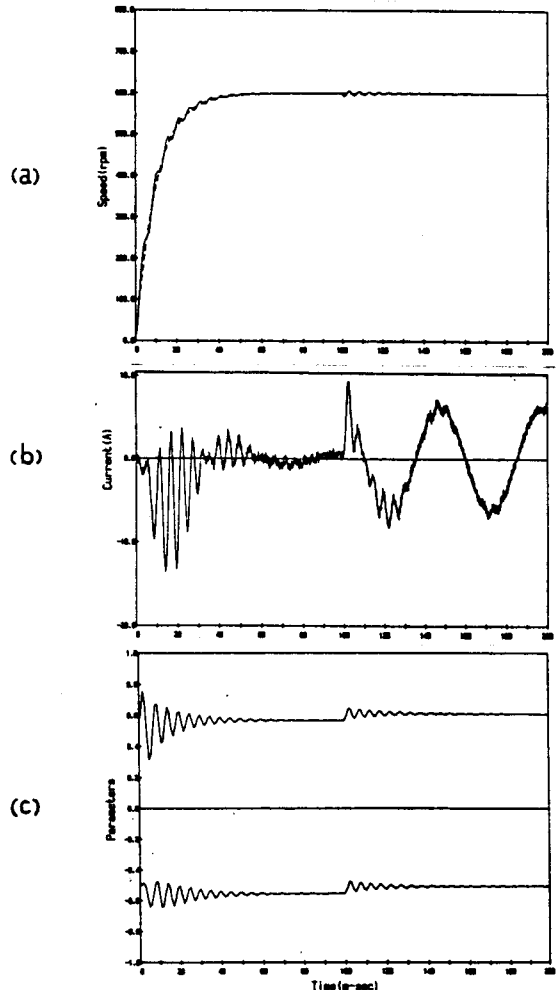


그림 3. 적응 제어의 시뮬레이션 결과: (a)속도, (b)전류 (c)제어계수

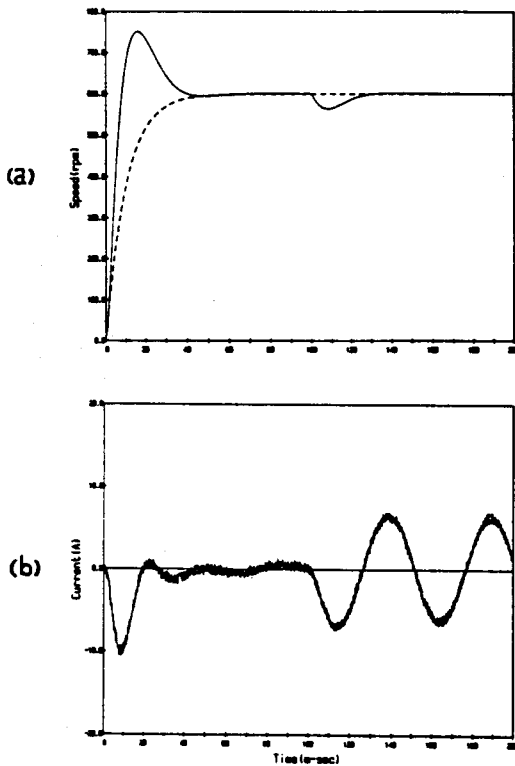


그림 4. PI 제어의 시뮬레이션결과 (a) 속도
(b) 전류

시뮬레이션 결과 그림 3(a)에 나타나듯이 전동기의 속도 ω 가 기준 모델의 출력 ω_m 을 잘 추종한다는 사실이 관찰되었으며, 그림 4(a)와 비교할때 부하 변동에 대한 응답성에서 PI 제어가 보다 우수함이 드러났다. 그러나 K_1, K_2 의 초기치가 K_1^*, K_2^* 와 큰 차이가 있다면 초기 과도상태에서 overshoot 가 큰 응답이 생기게 되는데, 이러한 문제는 당연한 적응 제어 일반의 속성이다. 따라서 적응 제어 이론을 적용하는 경우에도 제어 대상의 매개 변수들에 대해 대략적인 지식은 가지고 있어야 하며 그 지식을 참고로 제어 계수들의 초기치를 결정해 주어야 한다.

5. 결론

본 논문에서는 전류제어 PWM inverter로 구동되는 동기형 교류 서어보 전동기의 적응 제어에 있어서, Ioannou 의 적응 법칙을 사용하면 전류 제어 오차나 부하 변동에 대해 강인한 제어 시스템의 구성이 가능함을 보였다. 또한 컴퓨터 시뮬레이션을 통해, 속도의 적응 제어시, 전동기의 속도가 기준

모델의 출력을 잘 추종한다는 사실과 부하 변동에 대한 응답성에서 기존의 PI 제어 방식보다 우수함을 보였다.

그러나 적응 제어 시스템에서는 출력의 응답성이 시스템 매개 변수들 ($\Gamma_1, \Gamma_2, \sigma$, 그리고 K_1, K_2 의 초기치)의 값에 따라 민감하게 변화한다는 한계점을 갖으며, 그에 따라 실제의 적용에서는 이들 변수의 결정이 중요한 의미를 지니게 될 것이다.

참고 문헌

- 1) H.Naitoh and S. Tadakuma, "Model Reference Adaptive Control Based Dc Motor Speed Controller", IECON'84, pp.474-479, 1984.
- 2) 김종환, 박준열, 최계근, "Explicit MRAC 알고리즘을 이용한 직류 전동기 속도 제어", 전자공학학지, 제 20권, 제6호, pp.11-17, 1983년 11월.
- 3) B.Riedle and P.V. Kokotovic, "Disturbance Instabilities in an Adaptive System", Proc. 22nd IEEE C.D.C., pp.988-990, 1983.
- 4) P.A. Ioannou and P.V. Kokotovic, "Instability Analysis and Improvement of Robustness of Adaptive Control", Automatica, Vol.20, No.5, pp.583-594, Sep.1984.