

VRFT를 이용한 시간지연 시스템의 PID 제어기 동조

오윤기*, 서병설**

* 한양대학교 전기공학과 석사

** 한양대학교 전기제어생체공학부 교수 (교신책임자)

A PID Controller Tuning of time delay system using VRFT

Yun Ki. Oh*, Byung Suhl. Suh**

* Dep. of Electrical Eng., Graduate School,, Hanyang University

** Div. of Electricity, Control and Biomedical Eng., Hanyang University

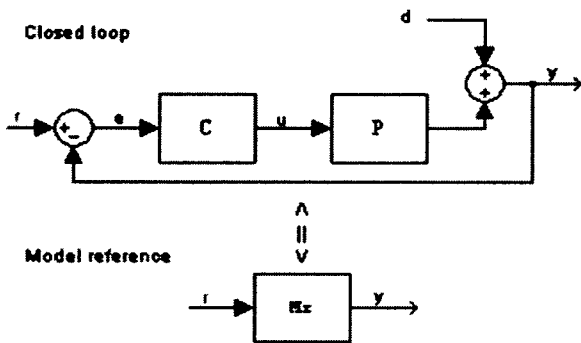
Abstract - Plants with long time-delays can not be often controlled effectively using a simple PID controller. The main reason for this is that the additional phase lag contributed by the time-delay tends to destabilize the closed-loop system. The stability problem can be solved by smith predictor. However, in this case responses are very sensitive to the estimated model errors. To reduce sensitive problem, this paper is presented based on virtual reference feedback tuning of the time delay plant using the closed-loop test to find parameters for a PID controller using the closed-loop test data.

1. 서 론

큰 시간 지연을 갖는 화공 플랜트에서는 성능과 안정도를 고려해야한다. 특히 아날로그를 디지털 화할 때 D/A변환기의 샘플링 시간과 플랜트의 지연 시간, A/D변환기의 샘플링 시간 모두 시스템 설계 시 반드시 고려해야한다. 큰 시간 지연은 주파수 영역에서 위상 지연을 가져오므로 시스템을 불안정하게 만드는 원인이 되기 때문이다. 이런 문제를 해결하기 위해 Åström, K. J., & Lim, B. C.(1994)^[1], A Benouarets and Atherton (1994)^[2], Palmor and Blan (1994)^[3] Hang et al (1995)^[4], Kaya (2004)^[7]는 큰 시간 지연을 갖는 플랜트를 안정하게 하기위해 위상 지연을 보상해 줄 수 있는 스미스 예측기를 적용하였다. Kaya (2004)는 시스템 식별 방법으로 자동 제어 조절방법을 통해 1차 시간 지연 모델보다 모델링 오차가 적은 2차 시간 지연 모델을 구했으며 IMC제어기구조에 의해 구해진 PID계수에 적당한 가중치 α 값을 선정하여 Benouarets and Atherton(1994), Hang et al(1995), and Palmor and Blan(1994)보다 성능과 안정도를 향상시켰지만 스미스 예측기는 시스템 식별 방법에 따른 추정 모델 오차에 민감한 반응을 보이므로 시스템 안정도는 개선되었지만 성능에서는 좋지 못한 모습을 드러내었다. 이런 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는(Campi, Lecchini, & Savaresi, 2000^[5], 2002^[6], 2006^[8])에 의해 제시된 VRFT방법을 사용하였다. VRFT방법에 제시되었던 개 루프상태에서 얻어진 입력력 데이터와, 시스템 식별 방법으로는 최소 제곱법을 통해 얻어진 PID계수에 대한 플랜트의 계단 응답은 안정하게 되는 장점은 있으나 플랜트의 응답이 느린 단점이 있다. VRFT의 성능을 향상시키기 위해 폐 루프 상태에서 얻어진 입력력 데이터를 사용하고 시스템 식별방법으로는 기존에 제시되었던 최소 제곱법을 통해 PID계수들을 선정하는 방법을 제안한다.

2. 본 론

2.1 제안된 VRFT의 구조와 설계



<그림 1> VRFT구조(폐 루프와 목표함수)

<그림 1>에서 폐 루프 시스템은 PID제어기와 시간지연이 있는 플랜트로 이루어져 있으며 목표함수에 근사한 성능을 보여야한다. 목표함수는 이상적인 제어기와 플랜트로 이루어져 있으며 폐 루프 시스템의 전달함수이다. P 를 플랜트라 하고 C_{ideal} 를 이상적인 제어기라 하면 목표함수 M 은 다음과 같다.

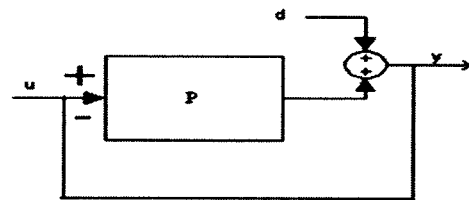
$$M = \frac{PC_{ideal}}{1 + PC_{ideal}} \tag{1}$$

$$C_{ideal} = M(1 - M)^{-1}P^{-1} \tag{2}$$

$$r(\theta) = C^{-1}(\theta)y(k)_{OL} \tag{3}$$

$$\bar{r} = M^{-1}y \tag{4}$$

기준 입력 $r(\theta) = \bar{r}$ 가 같고 (3)과 (4)의 출력 $y(k)_{OL}$, y 가 같다 가정할 때 이 때의 기준 입력을 가상 기준 입력(virtual reference input)이라 부른다.



<그림 2> 제안된 VRFT구조

<그림 2>를 통해 얻어진 입, 출력데이터는 $\{u(k)_{CL}, y(k)_{CL}\}_{k=1, \dots, N}$ 라

$$\text{하면 } r(\theta) - y(k)_{CL} = C^{-1}(\theta)u(k)_{CL} \tag{5}$$

$$\bar{r} - y = M^{-1}y - y \tag{6}$$

$$J_{proposed}^N(\theta) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (C^{-1}(\theta)u(k)_{CL} - (M^{-1} - 1)y)^2 \tag{7}$$

$$J_{proposed}^N(\theta) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (u(k)_{CL} - e(k)C(\theta))^2 \tag{8}$$

$$L = M(1 - M)T_u^{-1}W \quad (T_u^{-1} \text{는 입력의 전력 밀도 함수를 나타냄}) \tag{9}$$

(Campi, Lecchini, & Savaresi, 2000, 2002, 2006)에 정의 되어진 사전필터(9)를 (8)에 적용하면

$$J_{proposed}^N = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (Lu(k)_{CL} - Le(k)C(\theta))^2 \tag{10}$$

가격함수 (10)을 최소화시키는 θ 를 찾기 위한 시스템 식별 방법으로 최소 제곱법을 사용하기 위해 $\{u(k)_{CL}, y(k)_{CL}\}_{k=1, \dots, N}$ 을 차분 방정식으로 나타

$$\text{내면 } y(k) = a_1y(k-1) + a_2y(k-2) + \dots + a_ny(k-n) + b_1u(k-1) + b_2u(k-2) + \dots + b_nu(k-n) \tag{11}$$

$$Lu(k)_{CL} - Le(k)C(\theta) = 0 \tag{12}$$

$$\beta^T = \left[1 \quad \frac{T_s}{1-z^{-1}} \quad \frac{1-z^{-1}}{T_s} \right] \quad (T_s \text{는 샘플링 시간을 나타냄}) \tag{13}$$

$$\theta = \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \theta_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_p \\ K_I \\ K_D \end{bmatrix} \tag{14}$$

$$Lu(k)_{CL} = u_L(k), Le(k) = e_L(k), \varphi_L(k) = \beta e_L(k), C(\theta) = \beta^T \theta \tag{15}$$

$$u_L(k) = e_L(k)\beta^T \theta \tag{16}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma} + \alpha L_m \beta\right) I + \omega_e M & \alpha \beta I + \beta \omega_r M \\ \alpha L_m I & -\alpha I + (\omega_e - \omega_r) M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ \psi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ I/\sigma \end{bmatrix} u \quad (5a)$$

$$i = [I \ 0] \begin{bmatrix} i \\ \psi \end{bmatrix} \quad (5b)$$

I 는 2×2 단위행렬이고, M 은 $M^2 = -I$ 로 정의된다. 관측기의 구조는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}} \\ \dot{\hat{\psi}} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{\psi} \end{bmatrix} + B u + \begin{bmatrix} v_i \\ v_\psi \end{bmatrix}$$

v_i 와 v_ψ 는 각각 식(6), 식(7) 같이 설계하였다.

$$v_i = L_i \text{sign}(i - \hat{i}) \quad (6)$$

$$v_\psi = L_\psi \text{sign}(A_{12}^{-1}(v_i)_{eq}) \quad (7)$$

여기서 $L_i = \begin{bmatrix} l_1 & 0 \\ 0 & l_2 \end{bmatrix}$, $L_\psi = \begin{bmatrix} l_3 & 0 \\ 0 & l_4 \end{bmatrix}$ 는 2×2 이득행렬이고 A_{12} 는 식(8)과 같다.

$$A_{12} = \alpha \beta I + \beta \omega_r J \quad (8)$$

$(v_i)_{eq}$ 는 식(9)의 하이-로우 통과 필터를 통해 얻는다.

$$\tau_i (v_i)_{eq} + (v_i)_{eq} = v_i \quad (9)$$

여기서 $\tau_i = \begin{pmatrix} \tau_1 & 0 \\ 0 & \tau_2 \end{pmatrix}$ 는 필터 시정수를 포함하고 있다.

2.4 부하 추정과 유도전동기의 에너지 손실 모델

부하가 인가되더라도 식(4)의 제어기의 의해 자속 기준 제어가 유지된다. 결국 i_{qs} 와 ψ_{dr} 의 증가로 부하를 보상하게 된다. 추정된 부하는 다음과 같다.

$$\hat{T}_l = K_T (i_{qs}^* - i_{op}) (\psi - \psi_{op})$$

여기서 i_{op} 와 ψ_{op} 는 각각 부하를 고려하지 않는 개루프 q축 전류지령치와 기준자속이다.

유도전동기의 손실은 크게 고정자 동손, 회전자 동손, 고정자 철손, 회전자 철손으로 나눌 수 있다. 회전자 철손은 고정자에 비해서 매우 작으므로 무시할 수 있다. 시스템이 정상상태이고 자속 기준되었다고 가정한다. 또한 부하 토크 T_l 을 안다고 가정하자. 그러면 회전하는 기준 프레임의 d축에만 자속이 존재하게 된다.

$$\psi_{qr} = 0 \quad (10)$$

두 개의 회전자 자속 방정식

$$\dot{\psi}_{dr} = L_m \dot{i}_{ds} + L_r \dot{i}_{dr}$$

$$\dot{\psi}_{qr} = L_m \dot{i}_{qs} + L_r \dot{i}_{qr}$$

에 식(10)을 대입하면 회전자

$$i_{dr} = 0, \quad i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs}$$

이 된다.

고정자 copper 손실 P_{cus} 과 회전자 copper 손실 P_{cur} 은 고정자와 회전자 계자 저항에 의해 소모된다. 고정자 철손 P_{fe} 는 다음과 같다.

$$P_{cus} = R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2)$$

$$P_{cur} = R_r (i_{dr}^2 + i_{qr}^2)$$

$$P_{fe} = \frac{\omega_e^2}{R_{fe}} \psi_r^2$$

유도전동기의 전체 손실 P_{loss} 는 다음과 같다.

$$P_{loss} = P_{cus} + P_{cur} + P_{fe} \quad (11)$$

코어 제어기의 개루프 입력 식(3)을 식(11)에 대입하면 P_{loss} 는 다음과 같다.

$$P_{loss} = \left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 + \frac{(\alpha L_m)^2}{R_{fe}} \right) \left(\frac{T_e - \hat{T}_l}{k_T} \right)^2 \frac{1}{\psi_r^2} + \frac{R_s}{L_m^2} \psi_r^2 \quad (12)$$

식(12)을 최소화하는 자속 기준값 ψ_{ref} 를 구하면 다음과 같다.

$$\psi_{ref} = K_{opt} \sqrt{T_{eref} - \hat{T}_l} \quad (13)$$

여기서, $K_{opt} = \sqrt{\frac{L_m}{k_T} \sqrt{1 + \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \frac{R_r}{R_s} + \frac{(\alpha L_m)^2}{R_{fe} R_s}}}$

식(13)에서 토크 지령치 T_{eref} 가 0이라면 singularity가 발생한다. 이 문제를 해결하기 위해 자속 기준값을 0이 아닌 최소값으로 정한다.

$$\psi_{ref} = \begin{cases} K_{opt} \sqrt{T_{eref} - \hat{T}_l} & \text{if } \psi_{min} \leq \psi_{ref} \\ \psi_{min} & \text{if } \psi_{min} > \psi_{ref} \end{cases}$$

2.5 모의실험

전류 소스 인버터 유도전동기의 전류방정식은 식(14)과 같은 고이득 PI 레귤레이터에 의해 제어될 수 있다.

$$u_d = -k_p (i_{ds} - i_{ds}^*) - k_i \int_0^t (i_{ds} - i_{ds}^*) dt \quad (14a)$$

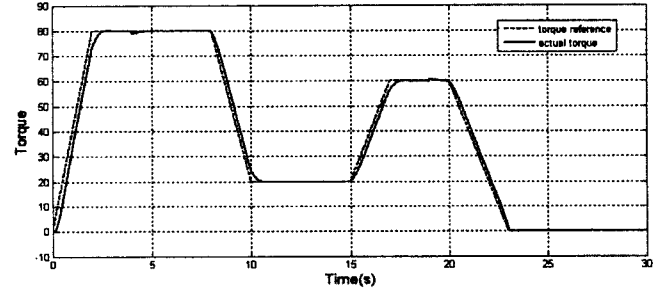
$$u_q = -k_p (i_{qs} - i_{qs}^*) - k_i \int_0^t (i_{qs} - i_{qs}^*) dt \quad (14b)$$

모의실험에서 사용된 토크 기준값은 그림1의 점선과 같다. 전기자동차에서의 전형적인 가속, 정속주행을 고려하였다. 그리고 4초에서부터 19초까지 5Nm의 부하를 인가하였다.

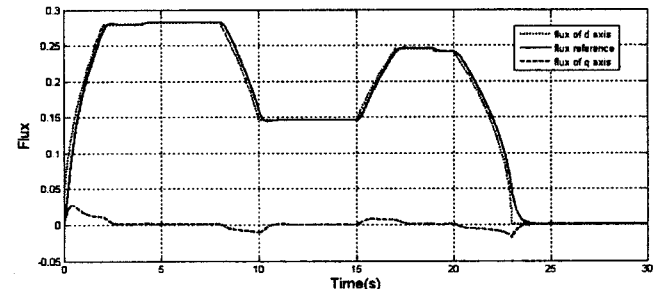
그림 3의 일반적인 유도전동기의 자속 기준 제어에서는 낮은 토크 기준값에도 높은 자속을 유지함으로써 손실이 크다. 하지만 그림 2와 같이 에너지 손실을 최소화하는 자속 기준값을 사용하여 손실을 줄일 수 있다.

3. 결론

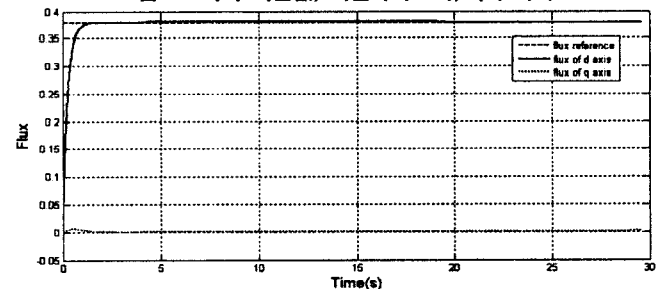
본 논문에서 전기자동차용 유도전동기의 에너지 손실을 최소화하는 비선형 토크 제어를 제안하였다. 일반적인 유도전동기의 자속 기준 제어에서 최대 토크를 발생시키기 위한 기준자속 대신, 고정자 철손, 회전자 동손과 고정자 철손을 고려하여 자속 기준값을 유도하였다. 이를 통해 손실을 줄일 수 있다. 또한 식(13)에서 부하를 고려함으로써 외부 외란에 대해 강한 성능을 보였다.



〈그림 1〉 토크 기준값과 토크



〈그림 2〉 자속 기준값, 회전자의 d축, q축 자속



〈그림 3〉 일반적인 유도전동기의 자속 기준 제어의 자속

[참고 문헌]

- [1] S. Vaez-Zadeh, F. Hendi, "A continuous optimization controller for induction motor drives", Energy conversion and Management, No. 46, pp. 701-713, 2004.
- [2] Sabri Dilmli, Stephen Yurkovich, "Nonlinear Torque Control the Induction Motor in Hybrid Electric Vehicle Applications", American Control Conference, pp. 3001-3006, 2006.
- [3] R. Krishnan, "Electric motor drives", Prentice-Hall, 2001
- [4] R. Marrino, S. Peresada, and P. tomei, "Output feedback control of current-fed induction motors with unknown rotor resistance", IEEE Trans. on Control System Technology, vol. 4, No 4, May 1996.
- [5] M. Bodson, J. Chiasson, and R. Novonak, "High performance induction motor control via input-output linearization.", IEEE Control Systems magazine, vol. 14, No. 4, Aug. 1994.

Appendix - Motor and design parameters

회전자 저항	$R_r = 0.14 \Omega$
고정자 저항	$R_s = 0.009 \Omega$
회전자 인덕턴스	$L_r = 2.305 \text{mH}$
고정자 인덕턴스	$L_s = 2.275 \text{mH}$
상호 인덕턴스	$L_m = 2.2 \text{mH}$
회전자축의 관성	$J = 0.045 \text{kgN/m}^2$
극의 수	$P = 4$