

유도 전동기의 H_∞ 강인제어에 관한 연구

A Study on the H_∞ Robust Controller of Induction Motors

*김민찬, 박승규, 안호현, 김승오

창원대학교 전기공학과(Tel : +82-551-79-7514;E-mail:skpark@sarim.changwon.ac.kr)

Abstract In this paper, a speed control of non-servo induction motor is considered. In this case, it is difficult to satisfy precise control performance. So H_∞ robust controller is designed for this problem by using polynomial approach and Youla parameterization.

Keywords Induction Motor, H_∞ Robust Control, Polynomial Approach.

1. 서론

제어계통의 강인성 특성향상에 적합한 H_∞ 제어 시스템은 다음과 같은 두 가지 방법으로 발전해왔다.

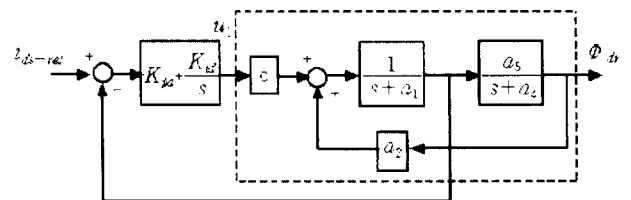
- 상태공간 접근 방식[1][12]
- 다항식 접근 방식[11]

상태공간 접근방식 H_∞ 제어에서는 오란과 그것의 출력에 대한 영향이 상태공간 행렬에 의해서 명확하게 표현되어 있어야 하며 많은 결과들이 이 방법을 이용하여 발전해왔다. 반면에 다항식 접근방식은 Grimble에 의해서 발전되어 왔으며 감도 함수 (Sensitivity function)와 부감도 함수 (Complementary sensitivity function)의 H_∞ 놈의 값을 최소화하는 것이다. 본 논문에서는 다항식 접근방법을 이용한 최적 H_∞ 강인제어기를 설계하여 유도전동기의 속도제어에 이용하고자 한다. 유도전동기를 비롯한 교류전동기들의 제어는 벡터제어법의 도입으로 제어이론을 적용시킬 수 있도록 발전되어 왔다.[2] 유도전동기는 비선형이기 때문에 비선형 변환 선형화도 필요하다.[3],[5],[6],[7],[8]. 본 논문에서 사용되는 유도전동기는 서보모터가 아닌 일반모터로서 가격이 싼 반면에 파라미터의 불확실성등으로 인하여 제어하기가 용이하지 않다. 그러나 어느정도의 성능을 만족하도록 제어가 가능하더라도 서보전동기처럼 정밀한 제어가 불가능 하더라도 정밀성이 덜 요구되는 곳에서의 그 활용성은 상당히 크다고 하겠다.

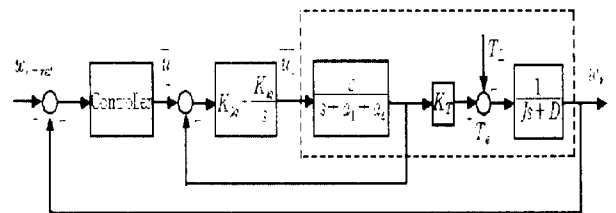
2. 속도제어 계통의 구성

유도전동기 속도제어시스템에 있어서 측정가능한 것은 엔코더를

이용한 속도와 홀 센서를 이용한 3상전류의 측정이다. 이러한 측정가능한 정보를 모두 이용하기 위하여 유도전동기 제어시스템은 피드백에 의한 Inner loop와 속도피드백을 위한 Outer loop를 포함하게 된다. 제어기 구성문제는 Inner Loop에 대한 제어기구성과 제어를 포함한 계통에 대하여 Outer loop의 제어기구성을 포함하게 된다. 비선형 유도전동기 시스템을 비선형 피드백을 사용하여 선형화한 전체 계통의 블럭선도는 그림 1과 같다.



(a)



(b)

그림 1. 유도전동기 제어시스템의 블록선도
[(a) : d축 직계의 제어, (b) : 속도]

본 논문에서는 H_∞ 강인 제어 이론의 적용에 있어서 제어기의 차수가 크기 때문에 Inner loop에 대해서는 비례제어를 사용하고 Outer loop에 대해서 H_∞ 강인제어기를 설계하여 그 성능을 살펴보고자 한다. 교류회전기에 대해서 제어이론을 적용시키기 위해서는 벡터제어기법을 적용해야 하며 조속의 세기를 수식에 의해서 추정하여 사용하는 간접벡터제어 기법을 사용하였다.

3. 유도전동기의 동특성 방정식

유도전동기의 동특성 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{i}_{ds} &= -a_1 i_{ds} - w_s i_{qs} - a_2 \Phi_{dr} + p a_3 w_s \Phi_{qr} + c V_{ds} \\ \dot{i}_{qs} &= -w_s i_{ds} - a_1 i_{qs} - p a_3 w_s \Phi_{dr} + a_2 \Phi_{qr} + c V_{qs} \\ \dot{\Phi}_{dr} &= -a_4 \Phi_{dr} - a_5 i_{ds} + (w_s - p w_r) \Phi_{qr} \\ \dot{\Phi}_{qr} &= -a_4 \Phi_{qr} + a_5 i_{qs} - (w_s - p w_r) \Phi_{dr} \\ \dot{w}_r &= (-D w_r + T_e - T_L)/J \end{aligned} \quad (1)$$

여기에서 $i_{ds}, i_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}, w_r$ 은 각각 회전좌표계에서 자속성분 전류, 토크성분 전류, d축성분 자계, q축성분 자계, 회전자의 속도이다.

p 는 pole pair이며 발생토크는 $T_e = K_T(\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds})$, T_L 은 외란 토크이다. 또한 V_{ds}, V_{qs} 는 입력전압이다.

슬립각속도 w_s 는 다음과 같이 주어진다.

$$w_s = p w_r + a_5 \frac{i_{qs}}{\Phi_{dr}} \quad (2)$$

유도기의 동특성은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{i}_{ds} &= -a_1 i_{ds} + w_s i_{qs} + a_2 \Phi_{dr} + c V_{ds} \\ \dot{i}_{qs} &= -w_s i_{ds} - a_1 i_{qs} - p a_3 w_r \Phi_{dr} + c V_{qs} \\ \dot{\Phi}_{dr} &= -a_4 \Phi_{dr} + a_5 i_{ds} \\ \dot{w}_r &= (-D w_r + K_T \Phi_{dr} i_{qs} - T_L)/J \end{aligned} \quad (3)$$

전류제어를 사용한다면 식(3)에서 아래의 두식만 필요하다.

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_{dr} &= -a_4 \Phi_{dr} + a_5 i_{ds} \\ \dot{w}_r &= (-D w_r + K_T \Phi_{dr} i_{qs} - T_L)/J \\ y &= \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ w_r \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4)$$

회전속도식에 있어서 전류를 직접히 결정해줌으로써 유도전동기의 동특성 방정식은 다음과 같이 분리된 두 개의 선형시스템으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_{dr} &= -a_4 \Phi_{dr} + a_5 i_{ds} \\ \dot{w}_r &= (-D w_r + K_T V - T_L)/J \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 $i_{qs} = V/\Phi_{dr}$ 이다.

4. H_∞ 제어기 설계

본 논문에서 사용하는 H_∞ 강인제어기는 전달함수 표현을 바탕으로 하는 다항식 설계방법이다. 플랜트의 전달함수는 다음과 같이 표현된다.

$$W = A^{-1}B \quad (7)$$

제어기 설계의 목적은 다음과 같은 혼합감도함수의 평가함수를 최소화 시키는 것이다.

$$J_{H_\infty} = \|W_1 S\|_{\infty}^2 + \|W_2 T\|_{\infty}^2 \quad (8)$$

여기에서 S 는 감도함수, T 는 부감도 함수를 나타내며 W_1, W_2 는 가중함수이다.

본 논문에서는 다음과 같은 Youla 제어기를 사용한다.

$$C = \begin{bmatrix} N_c & -AK \\ M_c & BK \end{bmatrix} \quad (9)$$

여기서 M_c, N_c 는 다음식을 만족한다.

$$AM_c + BN_c = I \quad (10)$$

M_c, N_c 은 다음과 같은 방정식에서 구해진다.

$$AM_{ca} + BN_{ca} = N_{ca} \quad (11)$$

평가함수 (8)을 최소화시키는 K 는 다음과 같이 구해진다.

정리 1.

비용 함수를 최소화시키는 제어기의 파라미터 K 는 다음과 같다.

$$K = \begin{bmatrix} G_d Y_{ca} \\ B_o Y_{ca} Y_c W_{da} W_{ca}^* M_{ca} N_{ca} \end{bmatrix} \quad (12)$$

여기서 M_c, N_c 은 다음 diophantine 방정식을 만족한다.

$$\begin{aligned} A_o W_{da} W_{ca}^* M_{ca} N_{ca} F_1 + W_{da}^* W_{ca}^* Y_{ca}^* Y_c G_d z^{-kl} \\ = B_o (B_o A)^* Y_{ca}^* (W_{da} W_{ca}^* N_{ca} W_{ca}^* M_{ca}^* A M_{ca} + \\ W_{da} W_{ca}^* M_{ca} W_{ca}^* W_{ca}^* B N_{ca}) z^{-kl} \end{aligned} \quad (13)$$

증명 : 참고문헌[13]참조

5. 실험결과 및 고찰

식(4)에서 자속이 정적자속이 되도록 i_{ds} 의 기준값을 주고 측정되는 전류값과 비교해서 PI제어에 의해서 전류가 기준값을 따라가도록 한다.

식 (5)에서의 속도방정식에 대해 1차로 근원된 전달함수는

$$G(s) = \frac{51.21}{s + 0.2508}$$

이고 inner loop 에는 비례제어 이득을 사용했고 outer loop의 H_∞ 제어기는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \text{con}(z) &= 0.1*(z^5 - 4.958z^4 + 9.834z^3 - 9.751z^2 + 4.835z - 0.9587) \\ \text{cod}(z) &= (z^5 - 4.991z^4 + 9.963z^3 - 9.944z^2 + 4.963z - 0.9908) \end{aligned}$$

위의 제어기를 사용하는 경우의 감도함수와 부감도함수는 다음과 같다.

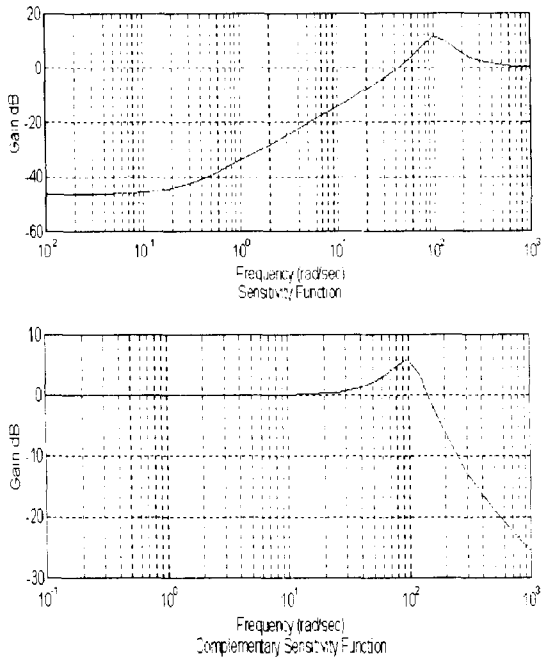


그림2. 감도함수와 부감도함수의 보드선도

실제 제어시스템의 구성도는 다음과 같다.

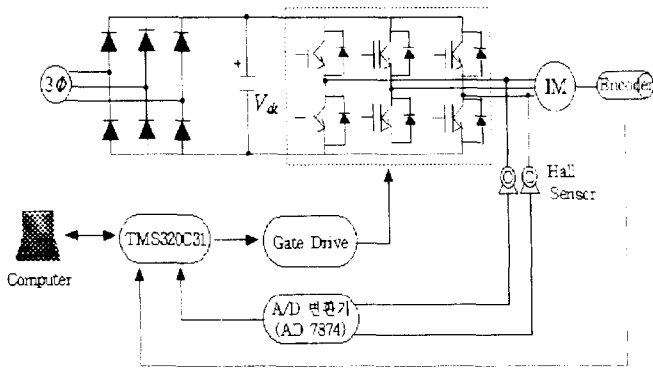


그림3. 제어시스템의 실제 구성도

유도 전동기의 속도 기준치를 1초까지는 50rpm 1초에서 2초까지는 100rpm 2초 이상에서는 50rpm으로 선정하였을 때의 회전과 표계에서의 전류파형과 속도응답특성에 대한 실험 결과가 다음 그림들에 나타나 있다.

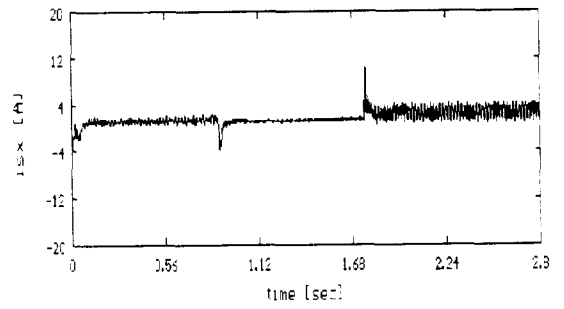


그림4. d축 전류

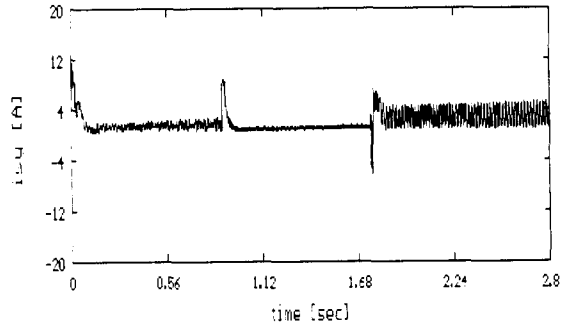


그림5. q축 전류

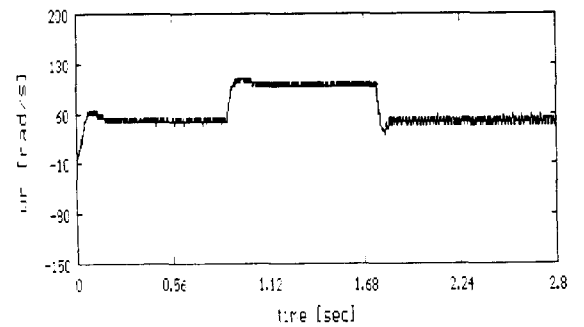


그림6. 회전자 속도

6. 결론

서보모드가 아닌 일반 유도전동기의 속도제어에 있어서 H_∞ 강인 제어기를 사용하였다. 이 과정에서 간섭백터제어기법이 사용되었으며 Youla 제어기와 다항식 접근방법을 이용하여 제어가 설계되었다. 실험결과로 볼 때 만족할만한 속도추종 특성을 나타냄을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

[13] 박승규, "적응제어를 위한 H_2 강인 제어기의 설계-방향식 접근방법," 대한전기학회 회계논문 발표 논문집, pp.956-958, 1996

- [1] D.S. Bernstein, W.M.Haddad, "LQG Control with an H_2 Performance Bound: A Riccati Equation Approach," IEEE AC-34, pp.293-305, 1989
- [2] F. Blaschke, "The Principle of field orientation as applied to the new TRANSVEKTOR closed-loop control system for rotating-field machines," Siemens Review, 34, pp.217-220, 1972
- [3] E. G. Gilbert, and Ha. I. J., "An approach to nonlinear feedback control with applications to robotics," IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, 14, pp.879-884, 1984
- [4] M.J.Grimble, "Optimal multivariable robust controllers and the relationship to LQG design problem," Int. J. Control, vol.48, pp.33-58, 1988
- [5] I. J. Ha, "The standard decomposed system and noninteracting feedback control of nonlinear systems," SIAM Journal on Control and Optimisation, 26, pp.1235-1249, 1988
- [6] L. R. Hunt, Su. R., and Meyer, R., "Global transformation of nonlinear systems," IEEE, Transaction on Automatic Control, 28, pp.24-31, 1983
- [7] A. Isidori, "Nonlinear Control Systems: an introduction (Berlin: Springer-Verlag)
- [8] A. Isidori, Krener, A. J., Gori-Giorgi, C., and Monaco, S., "Nonlinear decoupling via feedback: a differential geometric approach," IEEE, Transaction on Automatic Control, 26, pp.331-345, 1981
- [9] Dong-Il Kim, In-Joong Ha and Myoung-Sam Ko, "Control of induction motors via feedback linearization with input-output decoupling," Int. J. Control, vol.51, No.4, pp.863-883, 1990.
- [10] H.Kwakernaak, "Robustness optimization of linear feedback systems", 22nd CDC Conf., Texas, 1983
- [11] H.Kwakernaak, "A Polynomial Approach to Minmax Frequency Domain Optimization of Multivariable Feedback Systems", Int. J. Control, pp.117-156, 1986
- [12] D.Mustafa, "Relation Between Maximum-entropy H_2 Control and Combined H_2 /LQG Control," Systems and Control Lett., 12, pp.193-203, 1989