

일반형 예측제어를 이용한 유도전동기의 위치제어

나재두^o, 김상욱, 김영석
인하대학교 전기공학과

Position Control of Induction Motor Using Generalized Predictive Control

Jae-du Na^o, Sang-uk Kim, Young-seok Kim
Dept. of Electrical Eng. INHA Univ.

Abstract - This paper consists of the position control of induction motor using Generalized Predictive Control. Full order flux observer is also used for the purpose of estimating rotor fluxes. By using Generalized Predictive Control algorithm, the improved position control is realized in this paper. The proposed control method has been implemented by a 32 bit floating point TMS320C31 DSP chip.

1. 서론

본 논문에서는 일반형예측제어(Generalized Predictive Control)를 이용하여 유도전동기의 위치제어를 구현하였다. 일반형예측제어는 지난 수 년간 예측제어분야에서 뛰어난 성능을 보여 왔다. 이 알고리즘은 플랜트를 CARIMA 모델로 표현하는 방법으로 최적가적합수를 가지고 가적합수가 가리키는 성능을 나타낼 수 있고 가적합수의 가중치와 예측구간에 따라 제어입력이 다양하게 구해지므로 일정한 범위 내에서 제어입력의 조정이 하나의 알고리즘에서 가능한 이동구간 예측제어(Receding Horizon Predictive Control)이다.^{[1][3]} 외란억제(disturbance rejection)성능을 높이기 위해 제어를 직렬구조의 속도제어기와 위치제어기로 설계하여 속도 및 위치제어를 실현하였다.^[4] 또한 회로 정수 변동에 저감도한 동일차원 자속관측기를 이용하여 자속센서를 사용하지 않고 2차자속을 추정하므로써 자계오리엔테이션 제어를 실현하였다.

2. 일반형 예측제어기의 설계

2.1 속도제어기

그림 1에서 단일입력인 토오크분 지령전류와 단일출력인 실제속도를 갖는 유도전동기의 운동방정식을 이산화한 일반형예측제어의 CARIMA (Controlled Auto-Regressive Integrated Moving Average) 모델은 다음과 같다.

$$A_r(q^{-1})\omega_r(t) = B_r(q^{-1})i_r^*(t-1) + \frac{\xi_r(t)}{\Delta(q^{-1})} \quad (1)$$

여기서, $A_r(q^{-1}) = 1 + a_1q^{-1}$

$$B_r(q^{-1}) = b_0$$

$$\Delta(q^{-1}) = 1 - q^{-1}$$

$\xi_r(t)$: 외란, q^{-1} : 후향 이동 연산자

ω_r : 실제 속도, i_r^* : 토오크분 지령전류

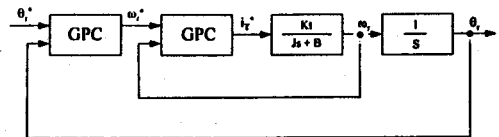


그림 1 유도전동기의 위치 및 속도제어기 설계를 위한 블록선도

일반형예측제어의 CARIMA 모델식은 속도추종상태에서 외란항을 무시한 표현식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\omega_r(t) = \frac{q^{-1}B_r(q^{-1})}{A_r(q^{-1})} i_r^*(t) \quad (2)$$

속도제어에 있어서 좋은 과도 성능을 얻기 위해서 분모 다항식을 2차, 분자 다항식을 1차로 선택해 기준모델을 설정하며 이 식으로부터 기준모델의 토오크분 지령전류(i_r^*)를 구할 수 있다.

$$\omega_{rr}^*(t) = \frac{q^{-1}B_r(q^{-1})}{A_r(q^{-1})} \omega_r^*(t) \quad (3)$$

여기서, $A_r(q^{-1}) = a_0 + a_1q^{-1} + a_2q^{-2}$

$$B_r(q^{-1}) = b_0(c_0 + c_1q^{-1}) = B_s(q^{-1})C(q^{-1})$$

$$C(q^{-1}) = c_0 + c_1q^{-1}$$

$$i_r^*(t) = \frac{A_s(q^{-1})}{q^{-1}B_s(q^{-1})} \omega_{rr}^*(t) \quad (4)$$

식 (1)에 대한 일반형예측제어의 가격 함수(cost function)를 다음과 같이 정의하면 GPC 알고리즘 문제의 정식화가 완전히 적용된다.

$$J_s = \sum_{j=N_1}^{N_2} e_{\omega_r}^2(t+j) + \lambda \sum_{j=N_1}^{N_2} e_{i_r}^2(t+j-1) \quad (5)$$

$$e_{\omega_r}(t+j) \equiv 0 \quad \text{for } j \geq N_2$$

$$e_{\omega_r}(t+j) = \hat{\omega}_r(t+j) - \omega_{rr}^*(t+j) \quad (6)$$

$$e_{i_r}(t+j) = \Delta i_r^*(t+j) - \Delta i_{rT}^*(t+j) \quad (7)$$

단, N_1 : 속도루프 최소 비용 구간 (minimum costing horizon)

N_2 : 속도루프 최대 비용 구간 (maximum costing horizon)

N_{i_r} : 속도루프 제어 구간 (control horizon)

$$\Theta_r(t+j) = F_j(q^{-1})\Theta_r(t) + G_j(q^{-1})\Delta\omega_r^*(t+j-1) + H_j(q^{-1})\omega_r^*(t-1) + J_j(q^{-1})\xi_p(t+j) \quad (23)$$

의 결과를 얻을 수 있고 속도제어기에서와 마찬가지로 미래의 단을 영평균으로 가정하여 j번째 출력 예측기를 구성하고

Θ_r 의 j를 1에서 N_2 까지 확장하여 표현하여 출력예측기 식을 가격함수에 대입하여 첫번째 제어량만 구한다.

$$J_p = \sum_{i=N_1}^{N_2} [\Theta_r(t+i) - \Theta_r^*(t+i)]^2 + \lambda \sum_{i=N_1}^{N_2} \Delta\omega_r^*(t+i-1)^2 \quad (24)$$

단, N_1 : 위치루프 최소 비용 구간(minimum costing horizon)

N_2 : 위치루프 최대 비용 구간(maximum costing horizon)

N_{cr} : 위치루프 제어 구간(control horizon)

λ : 위치루프 가중치

$\Delta\omega_r^*(t+j) \equiv 0$ for $j > N_{cr}$

$$\Delta\omega_r^*(t) = - [1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0] [\lambda I + G^T G]^{-1} G^T \cdot [F^T \Theta_r(t) + H^T \Delta\omega_r^*(t-1) - \Theta_r^*] = -K^T [F^T \Theta_r(t) + H^T \Delta\omega_r^*(t-1) - \Theta_r^*] \quad (25)$$

$$\text{단, } K^T = [1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0] [\lambda I + G^T G]^{-1} G^T$$

식 (25)을 좌변에 ω_r^* 와 우변에 Θ_r , Θ_r^* 항이 오도록 정리하면 다음과 같은 2자유도 위치제어기가 얻어진다.

$$S(q^{-1})\Delta(q^{-1})\omega_r^*(t) = -R(q^{-1})\Theta_r(t) + T^T \Theta_r^*(t) \quad (26)$$

$$\text{여기서, } S(q^{-1}) = 1 + q^{-1}K^T H \\ R(q^{-1}) = K^T F \\ T^T = K^T [q^{N_1} \ \dots \ q^{N_2}]$$

3. 동일차원 자속관측기

자속관측기를 구성하기 위해서 상태방정식에 따른 유도전동기의 모델화가 필요하다. 고정자 좌표계상에서의 유도전동기의 상태방정식은 1차 전류 i_{1r} , 2차 자속 λ_{2r} 을 상태변수로 하고, 1차 전압 v_{1r} 를 제어입력으로 하는 선형방정식으로 표현되어질 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{1r} \\ \dot{\lambda}_{2r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1r} \\ \lambda_{2r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} V_{1r} \quad (27)$$

$$i_{1r} = [I \ 0] \begin{bmatrix} i_{1r} \\ \lambda_{2r} \end{bmatrix} \quad (28)$$

유도전동기의 동일차원 2차 자속관측기는 상태방정식의 고정자전류의 추정오차를 수정 피드백항으로 부가하여 식 (29)으로 나타낼 수 있다.^[5]

$$\dot{X} = \hat{A}X + BV_{1r} + G(i_{1r} - \hat{i}_{1r}) \\ = \hat{A}X + BV_{1r} + GC(X - \hat{X}) \quad (29)$$

여기서, 게인 행렬 G는 다음과 같다.

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & -g_2 \\ g_2 & g_1 \\ g_3 & -g_4 \\ g_4 & g_3 \end{bmatrix} \quad (30)$$

$$g_1 = (k-1) \left(\frac{R_s}{\sigma L_r} + \frac{1}{\sigma L_r} \right)$$

$$g_2 = (k-1) \omega_r$$

$$g_3 = (k^2 - 1) \left(\frac{L_r}{M} \left(R_s + \frac{(1-\sigma)L_s}{\tau} \right) + \frac{1}{\tau} \right)$$

$$- \frac{\sigma L_s L_r}{M} (k-1) \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{\sigma L_r} \right)$$

$$g_4 = \frac{\sigma L_s L_r}{M} (k-1) \omega_r$$

$$c = - \frac{\sigma L_s L_r}{M}$$

4. 실험 결과

그림 2는 전체 시스템 블럭선도이다.

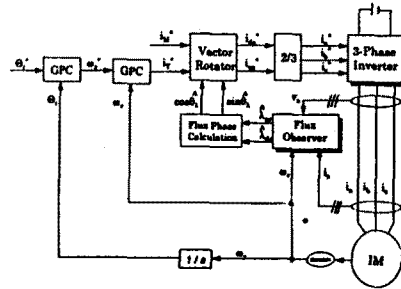


그림 2 전체 시스템 블럭선도

앞에서 서술한 일반형예측제어기와 동일차원 자속관측기를 TMS320C31 DSP를 이용하여 구현하였고 유도전동기 벡터 제어시스템에 적용하였다. 실험에서 사용된 3상 유도전동기는 정격 220V, 8.3A, 1720rpm, 2.2KW, 4극이며 1차저항 1Ω, 2차저항 0.52Ω, 1차 인덕턴스 110mH, 2차인덕턴스 103mH, 상호인덕턴스 103mH의 정수를 갖고 있다.

전류제어기는 성능향상을 위하여 고속 스위칭이 가능한 IGBT 인버터를 사용하였으며, 파워소자의 턴 온·오프 시간에 의존하는 휴지시간을 최대한 줄임으로써 더욱 효율적인 제어가 가능하도록 하였다. 실험에 사용된 엔코더는 1 회전당 6000펄스용 엔코더펄스를 4배 하여 이용하였다.

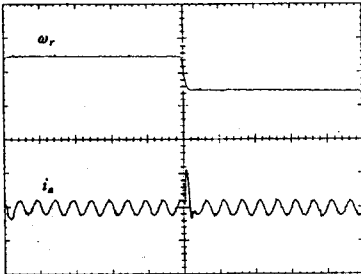
그림 3과 속도지령치를 300 rpm → -300 rpm으로 지령한 뒤의 속도응답과 a상의 실제전류를 보여주고 있다. 그림 4, 6은 위치지령치를 각각 2π, 30π로 지령한 경우의 위치응답과 속도이며 그림 8은 위치지령치를 4π → -4π → 4π → -4π → 4π로 지령한 경우의 위치응답과 토크분 지령전류를 보여주고 있다. 그림 5, 7은 a상 실제전류 및 토크분 지령전류를 나타내고 있다. 위 실험에서 보듯이 제어기가 위치와 속도제어에 있어서 양호한 성능을 보여주고 있음을 알 수 있다.

5. 결 과

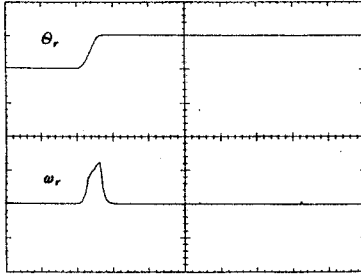
본 논문에서는 유도전동기의 고성능 위치제어와 속도제어를 위하여 TMS320C31 DSP를 사용하였으며 실험 결과 제한한 GPC 알고리즘 및 동일차원 자속관측기를 이용하여 구현한 알고리즘이 위치지령 및 속도제어에 따른 양호한 응답 특성을 보였다. 제안한 알고리즘으로 교류서보시스템 용도에 유도전동기의 적용가능성을 보였으며, 차후 연구과제로써 부하실험을 행하여 GPC의 뛰어난 제어성능을 보이고자 한다.

6. 참고 문헌

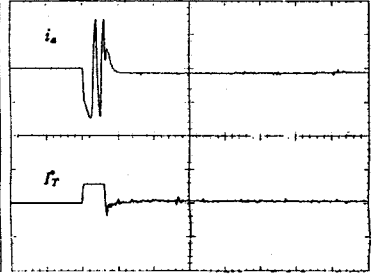
- [1] D. W. Clarke and C. Mohtadi and P. S. Tuffs. "Generalized Predictive Control". Part 1: The basic algorithm. Automatica, Vol 23. No 2. pp137-148, 1987
- [2] K. J. Åström and B. Wittenmark, "Adaptive Control", Addison-Wesley, 1989
- [3] R. R. Bitmead and M. Gevers and V. Werts. "Adaptive Optimal Control - The Thinking Man's GPC", Prentice Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1991
- [4] Terence T. C. Tsang, "The Application of Predictive Control to Flexible Robot Arms", D. Phill. Thess, Oxford University and OUEL report 1842/90
- [5] Hisao Kubota Kouki Matsui, "Adaptive Flux Observer of Induction Motor and its stability" T.IEE Japan, Vol. 111-D, No.3, '91, pp188-194



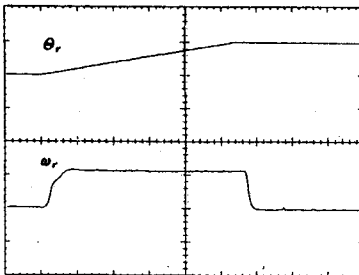
[750 rpm/div, 13.6 A/div, 200 ms/div]
그림 3. 실제속도와 a상 실제 전류



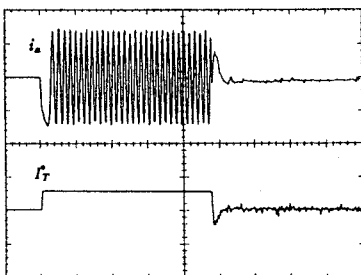
[2π rad/div, 643 rpm/div, 200 ms/div]
그림 4. 위치응답과 속도



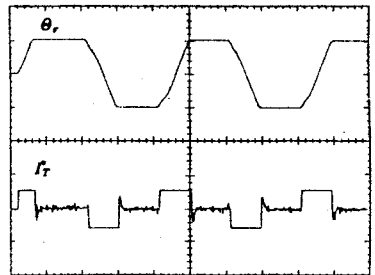
[13.6 A/div, 41.6 A/div, 200 ms/div]
그림 5. a상 전류와 토크분 지령전류



[30π rad/div, 833.3 rpm/div, 200ms/div]
그림 6. 위치응답과 속도



[13.6 A/div, 41.6 A/div, 200 ms/div]
그림 7. a상 전류와 토크분 지령전류



[4π rad/div, 41.6 A/div, 200ms/div]
그림 8. 위치응답과 속도