

소형 DSP6416 칩을 이용한 모터제어기 개발

김현식, 강경우, 고성환, 고종선, 홍순찬
단국대학교 전기공학과

Motors Control development using compact DSP6416 chip

Hyun-Sik Kim, Kyoung-Woo Kang, Sung-Hwan Ko,
Jong-Sun Ko, Soon-Chan Hong
Dept. of Electrical Eng., Dankook University

ABSTRACT

This paper present a new method for world wide network motor controlled system. It use disturbance observer to present high precision position control algorithm to disturbance change, and to apply this to induction motors. It shows that proposed algorithm is strong in induction motor precision control for disturbance change. This system with disturbance observer used deadbeat control, which have high benefit, is good for quick disturbance compensation. To show these effectiveness the whole process is simulated by simulink, and also experimented by DSP6416 with TCP-IP network board.

1. 서론

최근에 유도전동기는 마이크로프로세서의 발달과 현대 제어이론의 적용으로 산업현장에서 사용 영역이 점차 확대되어 가고 있다. 또한, 유도전동기의 벡터제어는 전류의 크기와 순시 위상각의 동시 제어를 통해 고정자 전류를 토크 성분과 자속 성분으로 분리하여 독립적인 제어를 행하는 것으로, 순시 토크 제어 특성이 얻어 질 수 있다. 유도전동기는 PMSM과 비교하여 제작이 용이하고 안정이 높은 장점이 있으나 특히, rotor flux 관측이 어려워 정밀 위치제어가 복잡한 단점이 있다. 따라서, 정확한 전류제어의 수행과 함께 파라미터 변동 시에 요구되는 제어기의 강인성은 제어기의 필수 특성이 되었다. 본 연구에서 개발하고자 하는 Embedded type 전동기 제어기술은 전동기 구동, 제어, Network 분야의 복합적인 기술로 이루어져 있으며 최종적으로 전동기에 내장된 제어기를 구현하는 것이 목표이다. Network 분야는 Internet과 Web을 이용한 다중 전동기 구동 시스템의 원격제어, 감시 및 유

지보수를 위한 Embedded 시스템의 개발이 핵심적인 과제로 전력기술에 정보기술(IT)을 접목하는 미래 지향적인 기반기술로 반드시 연구가 필요하다. 이러한 목표를 달성하기 위하여 다음과 같은 연구의 수행이 필요하다.

이에 본 논문에서는 유도전동기의 정밀 위치제어의 방법으로 데드비트 부하 토오크 관측기(deadbeat load torque observer)를 이용한 외란 보상방법에 의해 응답 특성을 개선하는 시스템을 적용하였다. 초소형 유도전동기 벡터제어 부분은 현재 드라이버용 전용 칩인 DSP2812와 스마트 파워 모듈을 사용하여 드라이브 시스템을 구성하였으며 그리고 제작된 보드를 이용하여 SVM 기반의 벡터제어 알고리즘을 구현하였다. 특히 인버터의 단일 전원 구동 방식을 적용 하였다. TCP-IP 할당 부분과 모니터링 부분은 각 모터를 가상의 보드에서 주소를 발생시켜 할당하고 가상 속도 전류 등을 간단히 모니터링 함을 컴퓨터로 실험하였다.

2. 제어 알고리즘

유도전동기는 비선형 특성을 나타낸다. 그러나 벡터 제어에 의해 i_{ds} 는 상수로 만들 수 있다. 이 제어방법에 의한 유도전동기의 시스템 방정식은 다음과 같은 선형방정식으로 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{i}_{qs} = & -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2 L_\sigma}\right) i_{qs} - \omega_e i_{ds} \\ & - \frac{L_m \lambda_{dr}}{L_r L_\sigma} \omega_r - \frac{1}{L_\sigma} v_{qs} \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \dot{i}_{ds} = & \omega_e i_{qs} - \left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2 L_\sigma}\right) i_{ds} \\ & - \frac{\lambda_{dr} L_m R_r}{L_r^2 L_\sigma} + \frac{1}{L_\sigma} v_{ds} \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \dot{\omega}_r &= \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2}\right)^2 \frac{L_m \lambda_{dr}}{J L_r} i_{qs} \\ &\quad - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{P}{2J} T_L \end{aligned} \quad (3)$$

$$\theta = \omega_r \quad (4)$$

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m \lambda_{dr}}{L_r} i_{qs} \\ &= k_t i_{qs} \end{aligned} \quad (5)$$

단, $L_\sigma = L_s - L_m^2/L_r$, $k_t = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m \lambda_{dr}}{L_r}$
 자속 기준 제어를 구현하기 위하여 전류제어 명령을 발생해야 하는데 이 명령은 i_{qc} 로, 회전자 기준에서 발생한 제어 전류를 고정자 기준으로 바꾼다. 이 결과 얻은 고정자 3상전류를 CRPWM (Current Reference-Pulse Width Modulation)으로 추적토록 한다.

유도전동기의 추적 제어를 위해서 추가 상태를 식 (6)과 같이 정의하면 유도전동기의 추가 상태 시스템 방정식은 식 (7)(8)과 같으며 제어 규칙은 식 (9)과 같이 정할 수 있다.

$$\dot{z} = y - y_r \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\omega} \\ \dot{y} \\ \dot{z} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega \\ y \\ z \end{bmatrix} + \\ &\begin{bmatrix} k_t \frac{P}{2J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_{qs} - \begin{bmatrix} \frac{P}{2J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} T_L - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} y_r \end{aligned} \quad (7)$$

$$y = [0 \ 1 \ 0] \begin{bmatrix} \omega \\ y \\ z \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$u = -[k_1 \ k_2 \ k_3] \begin{bmatrix} \omega \\ y \\ z \end{bmatrix} = -K \begin{bmatrix} \omega \\ y \\ z \end{bmatrix} \quad (9)$$

여기서, $y = \theta$ 이다. 일반적으로 단순한 PI 제어를 실행하면 외란에 의한 오차를 빨리 줄이기 위해서는 큰 게환 이득이 필요하게 된다. 이것은 매우 큰 전류를 만들게 되어 높은 이득에 의한 에너지 과도 소비 및 비선형 영역에 들어갈 요인이 된다. 만일 부하 토크 T_L 을 알게 되면, $T_L = k_t i_{qc2}$ 에 의하여 등가 전류 i_{qc2} 를 구할 수 있으며 외란의 보상 입력을 선택적으로 생성할 수 있다. 따라서 제어 입력 i_{qc} 는 위치 제어기 출력 i_{qc1} 과 등가 전류 i_{qc2} 로 구성된다. 외부 외란의 영향은 등가의 q-상전류로 정제환(feed-forward)하여 보상한다.

일반적으로 시스템의 모든 입력을 알면 상태 추정을 할 수 있다. 그러나, 실제시스템에서 몇몇 입력은 정확한 값을 알 수 없거나 찾아내기 힘든 경우가 있다. 이러한 입력의 경우 관측기에 의해 추정할 수 있음이 알려져 있

으며, 빠른 샘플링에 의해 외란은 구간상수로 가정할 수 있으므로 다음과 같은 0차 관측기에 의해 추정이 가능하다.

$$T_L = 0 \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\hat{\omega}} \\ \dot{\hat{y}} \\ \dot{\hat{T}}_L \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & 0 & -\frac{P}{2J} \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\omega} \\ \hat{y} \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} + \\ &\begin{bmatrix} k_t \frac{P}{2J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_{qs} + L \left(y - [0 \ 1 \ 0] \begin{bmatrix} \hat{\omega} \\ \hat{y} \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (11)$$

이때 L은 3×1의 피드백 행렬이다. 전체 시스템 응답 시간보다 빠른 부하 토크 계산을 하고, 과도 응답에서 부하 토크 보상을 위해서 데드비트 관측기를 사용한다. 데드비트의 극점 정의에 의해서 케환 이득은 Ackermann 공식을 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$L = P(\Phi) W_0^{-1} [0 \ 0 \ \dots \ 1]^T \quad (12)$$

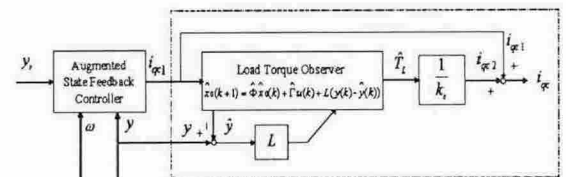


그림 1. 제안된 알고리즘의 블록선도
 Fig. 1 Block diagram of the proposed algorithm

데드비트 관측기는 이득이 커서 노이즈에 매우 민감하다. 따라서 노이즈를 줄이기 위한 처리가 필요하다. 필터는 관측기 전단이나 관측기 후단에 사용될 수 있으며, 경우에 따라 2가지를 같이 이용하는 방법이 있다. 하지만, 관측기 정보의 저감을 줄이기 위해서는 전단 필터(pre-filter)보다는 후단 필터(post-filter)가 유용하게 사용된다. 제어 입력 $i_{qc} = i_{qc1} + i_{qc2}$ 로 구성된다. i_{qc1} 은 추가 상태 케환(augmented state feedback)의 전류명령이고 i_{qc2} 는 관측기의 보상 신호이다. 제안된 알고리즘의 블록선도를 그림 1에 제시하였다. 그림에서 알 수 있듯이 상태케환기와 외란 관측기가 동시에 독립적으로 적용되고 있다.

3. 전체 시스템 구성

제안한 제어 시스템의 구성은 시뮬링크 프로그램으로 그림 2에 나타냈다. 여기서 제어알고리즘은 위치제어기, 외란 관측기로 구성되며 하나의 블록으로 표현하였다. 위치 제어기는 추가 상태 케환으로 이루어지며, 일반적으로 추가 상태 $z(k+1)$ 의 구현은 평행사변형 방식을 이용하

며 외란 관측기는 데드비트 관측기의 출력인 i_{qc2} 를 사용한다.

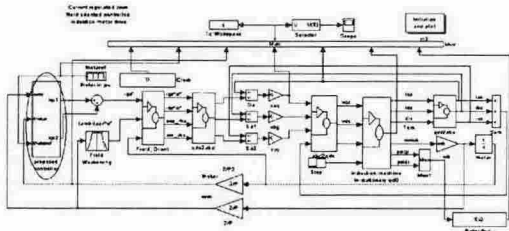


그림 2. 제안된 제어시스템의 시뮬링크 모델

Fig. 2 Simulink of the proposed control system

이상의 제어 알고리즘을 사용하여 제안한 제어 시스템의 시뮬링크 모델을 아래와 같다. 외란의 영향을 보이기 위하여 부하 토오크를 직접 모터 축에 인가하고 그 부하에 따른 위치의 변동을 얻었다.

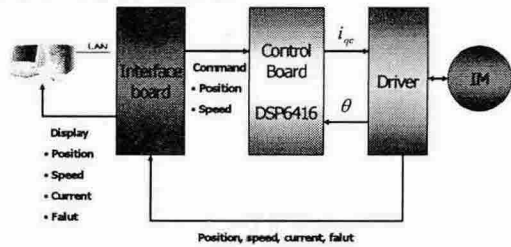


그림 3. 전체 시스템 구성도

fig. 3 Configuration of the total system

본 논문에서의 전체 시스템 구성 도를 그림 3와 같이 간략하게 표현하였다. 원격 PC에서 내린 위치나 속도 명령은 Interface 보드의 TCP-IP 할당을 감지하여 제어 보드에 넘겨진다. 제어보드는 이 명령에 맞게 드라이버를 이용하여 목표 값을 제어한다. 이 제어 결과는 바로 인터페이스 보드를 통하여 원격 PC에 전달되고 화면에 표시된다.

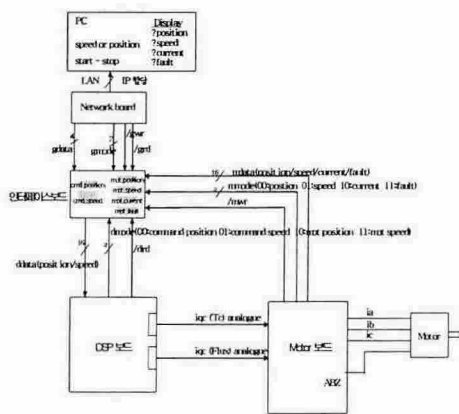


그림 4 상호 연결도
Fig. 4 System connection

그림 4는 인터페이스보드, Network BD, DSP 보드, Motor 보드와의 상호 연결도를 나타내고 있다. Network BD는 임베디드 Linux가 포팅되고 device driver를 통해서 인터페이스보드와 연결된다.

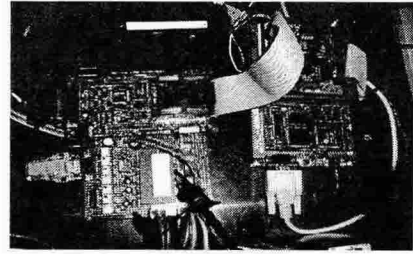


그림 5 초소형 제어 기판 실험 장치
Fig. 5 Smart control system boards

그림 5은 TCP-IP 할당 IB와 드라이버 보드, 그리고 DSP6416으로 구성된 시스템을 보이고 있다. 모터단에서는 컴퓨터의 개입 없이 LAN만 연결되어 있으면 할당된 IP주소로 명령이 전달되고 그 모터 상태가 원격 컴퓨터에 모니터링 된다.

4. 시뮬레이션

시뮬레이션에 사용된 유도전동기의 파라미터를 표1에 나타내었다. 시뮬레이션 주기 $T_s = 0.2[ms]$ 이다. 원하는 목표 도달시간과 과도응답이 없는 가중 행렬(weighting matrix) $Q = \text{diag}[1 \ 5 \ 20]$, $R = 1$ 으로 선택하여 최적 이득 행렬을 구하면 $K = [0.5858 \ 3.2613 \ 3.9049]$ 가 되며, 외란 관측기의 이득 $L = [9623.9 \ 2.7 \ -3639.9]^T$ 가 된다.

표 1 모터 파라미터
Table . Motor parameter

정격출력	800 W
정격속도(Rated speed)	3900 rpm
극수(P)	4 극
관성 모멘트(J)	2.4 kgcm ²
고정자 저항(Rs)	6.087 Ω
회전자 저항(Rr)	4.092 Ω
고정자 누설 인덕턴스(Lss)	11.6 mH
회전자 누설 인덕턴스(Lrr)	7.5 mH
자화 인덕턴스(Lm)	177.6 mH
관성(Inertia)	0.24×10 ⁻³ kgm ²

일반적으로 명판에 기재되어 있는 파라미터는 최소 10~20%정도 부정확하다. 유도전동기의 관성이 2.4 kgcm²이며 robot, 자동화기에서 어떠한 작업을 수행할 때 이 관성이 크기는 수십 배 이상의 순간적인 변화값을 갖는다. 본 논문에서는 유도전동기의 정격 토오크 부하를 모델로 시뮬레이션 하였다. 시뮬레이션 과정은 다음과 같다. 그림 6은 추가 상태 궤환 제어를 가지는 유도전동기의 무부하 일 때 위치 응답에 대한 시뮬레이션 결과를 나타낸다.

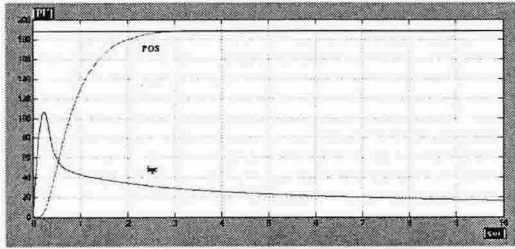


그림 6. 추가 상태 궤환 알고리즘(무부하)

Fig. 6 Augmented state feedback algorithm(no load)

그림 7은 추가 상태 궤환과 데드비트 관측기를 포함하는 제어기를 가지는 유도전동기의 무부하 일 때 위치 응답에 대한 시뮬레이션 결과이다. 초기 기동 후 과도 상태에서 안정적인 위치 응답특성을 가짐을 볼 수 있다.

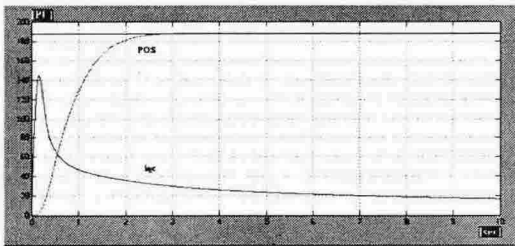


그림 7. 외란 관측기를 이용한 알고리즘(무부하)

Fig. 7 Disturbance observer algorithm(no load)

그림 8은 추가 상태 궤환 제어기를 가지는 유도전동기의 정격 토크 부하를 가했을 때 위치 응답에 대한 시뮬레이션 결과를 볼 수 있다.

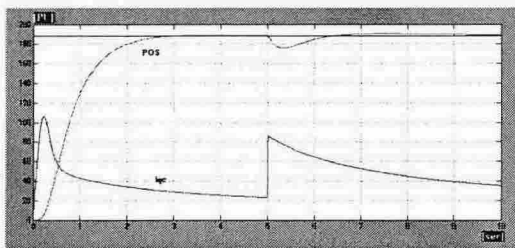


그림 8. 추가 상태 궤환 알고리즘(부하)

Fig. 8 Augmented state feedback algorithm(load)

5. 실험 및 결과

무부하일 때 가장 이상적인 게인 값을 기준으로 게인 값을 조절하며 실험을 하였다. 무부하일 때 가장 이상적이었던 게인 값을 실험한 파형이 그림 9 이다.

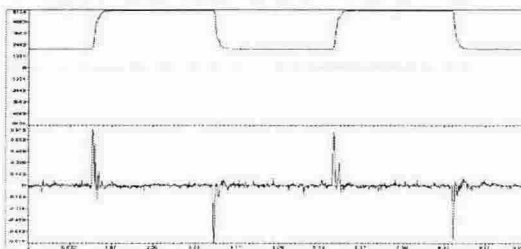


그림 9 전체 네트워크 시스템 동작 시험

Fig. 9 Experiment of network system operation

그림 9는 이 시스템을 총 결합하여 구한 결과를 보

이는 Embedded system이라 데이터 취득이 난해하여 간단히 한 예만 보였다.

6. 결론

본 논문에서는 속도제어에 많이 사용되고 있는 유도전동기에 대해 외란에 강인한 위치 제어의 방법으로 외란 관측기를 이용한 위치 제어 방법을 제시하였다. 시스템의 계산 시간을 줄이고 실시간 제어를 위해 Texas Instruments(TI)사의 TMS320C6416 프로세서를 사용하여 실험을 하였다. TCP-IP 할당 부분과 모니터링 부분은 각 모터를 가상한 보드에서 주소를 발생시켜 할당하고 가상 속도 전류 등을 간단히 모니터링 함을 컴퓨터로 실험하였다. 임베디드 보드를 제작사와 상의하여 구현을 완료하였다.

향후 ASIC 기술을 도입하여 좀 더 초소형의 제어기를 실현할 수 있을 것으로 생각한다.

본 연구는 산업자원부 지원에 의하여 기초전력공학 공동연구소(과제관리번호 R-2003-B-099)주관으로 수행된 과제임

참고 문헌

- [1] D. W. Novotny and R. D. Lorentz "Introduction to field orientation and high performance AC drives" IEEE-IAS Tutorial Course, 1986
- [2] P. C. Krause, Analysis of electric machinery, McGraw-Hill, 1984
- [3] K. J. Aström and B. Wittenmark Computer controlled system, Prentice Hall, International, 1997
- [4] J. S. Ko, J. H. Lee, S. k. Chung, and M. J. Youn "A Robust Position Control of Brushless DC motor with Dead Beat Load Torque Observer" IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 40, no. 5, pp 512-520, 1993
- [5] C. T. Chen, Linear System Theory and Design, Holt, Rinehart and Winston, Inc, 1984
- [6] C. Y. Huang, T. C. Chen, C. L. Huang "Robust Control of Induction Motor with A Neural-Network Load Torque Estimator and A Neural-Network Identification" IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 46, no. 5, pp 990-998, 1999
- [7] J. D. Landau, System Identification and Control Design. Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1990
- [8] Jong Sun Ko and Myung Joong Youn, "Robust Digital Position Control of BLDD Motors using Neural Network with State Feedback," Proc. of the 3rd. International Workshop on Advanced Motion Control, pp 852-861, March, 1994
- [9] Jong-Sun Ko, Tae-Ho Lee, Chil-Hwan Cheon, and Sang-Seol Lee, Precision Speed Control of PMSM Using Disturbance Observer and Parameter Compensator KJPE, Vol. 6 No. 1, pp98-106, Feb., 2001
- [10] A. Krzyżak, E. Rafajłowicz, M. Pawlak "Moving Average Restoration of Bandlimited Signals from Noisy Observations", IEEE Trans. on signal processing, Vol. 45, No. 12, 1997