

TCP-IP네트워크 보드를 이용한 유도전동기의 정밀 위치 제어

論 文

57-2-11

Precision Position Control of Induction Motors using TCP-IP Network Board

金 賢 植* · 高 宗 宣**
(Hyun-Sik Kim · Jong-Sun Ko)

Abstract - This paper presents a new method for world wide network motor controlled system. It uses 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.

Key Words : TCP-IP network, DSP6416, position control

1. 서 론

최근에 유도전동기는 마이크로 프로세서의 발달과 현대 제어이론의 적용으로 산업현장에서 사용 영역이 점차 확대 되어 가고 있다[1][2]. 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, 회전자 자속 관측이 어려워 정밀 위치제어가 복잡한 단점이 있다[3][14]. 따라서, 정확한 전류제어의 수행과 함께 파라미터 변동 시에 요구되는 제어기의 강인성은 제어기의 필수 특성이 되었다.

현재 사용되고 있는 가변속 구동시스템은 전동기 구동 및 제어시스템, 통신기능을 위한 Network 장치 등이 외장형으로 구성되어 있어 시스템의 크기, 가격, 개발시간 측면에서 큰 제약조건 작용하고 있다. 따라서, 이러한 문제점을 해결하기 위해서는 구동 및 제어기, Web Interface 기능을 전동기에 내장하는 임베디드형 전동기 제어기술의 개발이 반드시 필요하다. 본 연구에서 개발하고자 하는 Embedded type 전동기 제어기술은 전동기 구동, 제어, 네트워크 분야의 복합적인 기술로 이루어져 있으며 최종적으로 전동기에 내장된 제어기를 구현하는 것이 목표이다[15][17]. 전동기 구동분야는 고효율 구동기술의 개발과 함께 전력회로의 모듈화, DSP와 FPGA를 이용한 제어기의 집적화가 기술적 목표이며 현재 미국, 일본, 독일 등에서 추진되고 있는 핵심적인

원천기술이다. 제어기술 분야는 다양한 동작 환경에서 우수한 제어성과 자기 진단 기능을 갖는 지능형 제어기술이 목표이며, Network 분야는 Internet과 Web을 이용한 다중전동기 구동 시스템의 원격제어, 감시 및 유지보수를 위한 Embedded 시스템의 개발이 핵심적인 과제로 전력기술에 정보기술(IT)을 접목하는 미래 지향적인 기반기술로 반드시 연구가 필요하다.

이에 본 논문에서는 유도전동기의 정밀 위치제어의 방법으로 데드비트 부하 토크 관측기(Deadbeat Load Torque Observer)를 이용한 외란 보상방법에 의해 응답 특성을 개선하는 시스템을 제안하였다. 이와 같이 유도전동기 정밀 위치제어기를 구현 하였으며 제어보드는 우선 가장 쉬운 DSP 범용 제어보드를 사용하였다. 초소형 유도전동기 벡터 제어 부분은 현재 드라이버용 전용 칩인 DSP2812와 스마트 파워 모듈을 사용하여 드라이브 시스템을 구성하였으며 그리고 제작된 보드를 이용하여 SVM 기반의 벡터제어 알고리즘을 구현하였다. 특히 TCP-IP 할당 부분과 모니터링 부분은 각 모터를 가상의 보드에서 주소를 발생시켜 할당하고 가상 속도 전류 등을 간단히 모니터링 함을 컴퓨터로 실험하였다. 제어보드와 네트워크보드간의 연결을 통해 정밀 위치가 제어됨을 실험하였다.

2. 제어 알고리즘

2.1 유도전동기의 수학적 모델링

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[14].

* 正 會 員 : 檀國大 電氣工學科 博士課程
** 正 會 員 : 檀國大 電氣工學科 副教授 · 工博
E-mail : jsko@dku.edu
接受日字 : 2007年 10月 10日
最終完了 : 2007年 12月 14日

$$i_{qs} = -\left(\frac{R_s}{L_o} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2 L_o}\right) i_{qs} - \omega_e i_{ds} - \frac{L_m \lambda_{dr}}{L_r L_o} \omega_r - \frac{1}{L_o} v_{qs} \quad (1)$$

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

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

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

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

단, $L_o = L_s - L_m^2/L_r$, $k_t = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m \lambda_{dr}}{L_r}$

P	극수	Rs	고정자 저항[Ω]
J	관성 [Kgm ²]	Rr	회전자 저항[Ω]
kt	토크 상수[Nm/A]	Ls	고정자인덕턴스[H]
ω_r	회전자전기각속도 [rad/s]	Lr	회전자인덕턴스[H]
ω_e	동기회전각속도[rad/s]	Lm	상호 인덕턴스[H]
λ_d	d-축의 회전자 자속[Wb]	Lo	누설 인덕턴스[H]

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 3상 전류를 CRPWM (Current Reference-Pulse Width Modulation)으로 추적토록 한다. 이는 향후 실험에서 사용할 것이다.

2.2 상태 제한 제어 알고리즘

유도전동기의 추적 제어를 위해서 추가 상태를 식 (6)와 같이 정의하면 유도전동기의 추가 상태 시스템 방정식은 식 (7)(8)과 같으며 제어 규칙은 식 (9)과 같이 정할 수 있다 [3].

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

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

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

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

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 TL을 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-상 전류로 정제환(feed-forward)하여 보상한다.

2.3 외란 관측기

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

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

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

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 게환 이득은 Ackermann 공식을 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다.

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

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 정

보의 저감을 줄이기 위해서는 전단 필터(Pre-Filter)보다는 후단 필터(Post-Filter)가 유용하게 사용된다. 본 논문에서는 시뮬레이션이 노이즈에 크게 영향을 받지 않아 필터를 사용하지 않았으나 향후 실험에서는 사용할 예정이다.

제어 입력 $i_{qc} = i_{qc1} + i_{qc2}$ 로 구성된다. i_{qc1} 은 추가 상태 제환(Augmented State Feedback)의 전류명령이고 i_{qc2} 는 관측기의 보상 신호이다. 제안된 알고리즘의 블록 선도를 그림 1에 제시하였다. 그림에서 알 수 있듯이 상태 제환기와 외란 관측기가 동시에 독립적으로 적용되고 있다 [3].

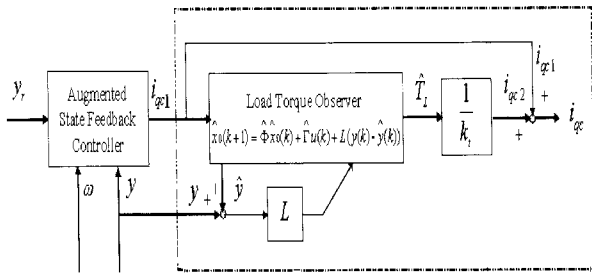


그림 1 제안된 알고리즘의 블록선도
Fig. 1 Block diagram of the proposed algorithm

3. TCP-IP 할당 및 원격 모니터링 시스템

3.1 TCP/IP

TCP와 IP는 각각 데이터링크 계층과 네트워크 계층에 위치해, TCP는 데이터 패킷의 확실한 전송을, IP는 발신지와 도착지 간에 존재하는 여러 경로 중 최적 경로를 경유하도록 하는 임무를 수행 한다.

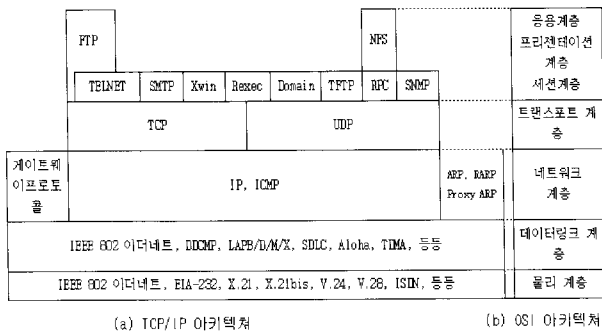


그림 2 TCP/IP 구조
Fig. 2 TCP/IP architecture

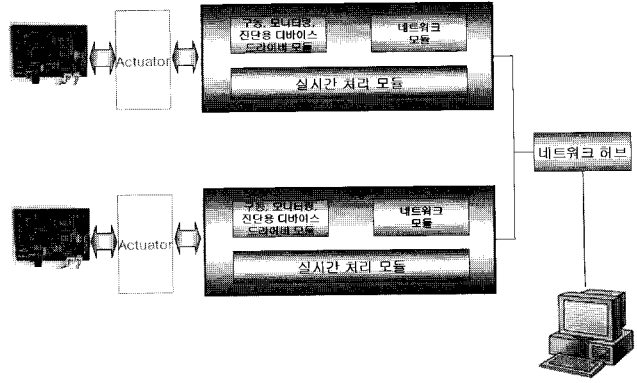


그림 3 네트워크 오브젝트 모듈 블록도
Fig. 3 Block diagram of network object module

그림 3은 모터를 위한 네트워크 오브젝트 모듈의 블록도이다. Linux로 포팅된 네트워크용 내장형 보드는 Ethernet을 통해 TCP/IP 기반의 네트워크에 연결되어 있다. 클라이언트 컴퓨터에서 요구되는 정보를 임베디드 보드에서 보내게 되어 사용자에게 전달된다.

3.2 사용자 인터페이스

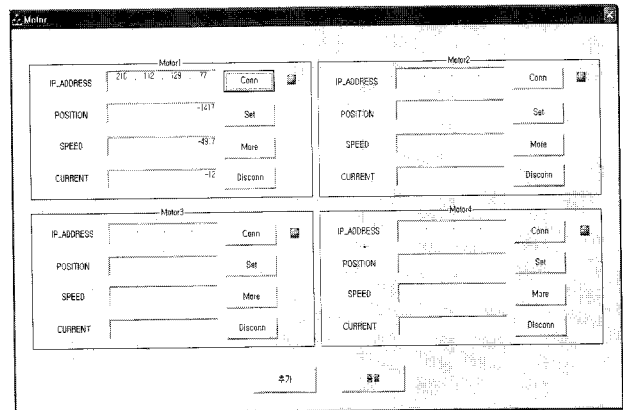


그림 4 사용자 프로그램 환경
Fig. 4 User programing interface

본 논문에서는 실시간으로 Motor의 상태를 알 수 있게 하였다. 또한 사용자의 편의성을 위해 CUI(Character User Interface) 환경이 아닌 GUI(Graphic User Interface)로 구현을 하였다. 각 모터는 TCP/IP를 이용하여 IP Address로 접속한다. 그림 Motor의 Speed, Position, Current, Fault등을 보여주게 된다. Fault 정보는 LED 아이콘의 색으로 구별하게 되어있는데, Fault가 걸리면 해당 LED 아이콘이 붉은색으로 변하게 된다.

먼저 사용자가 IP address로 접속을 하게 되면 클라이언트 프로그램에서는 ACK신호를 보내게 되고 서버는 이 신호를 받아서 클라이언트 프로그램에서 접속되었다는 정보를 알게 된다. 클라이언트에서는 speed의 정보를 알기 위해 CHS의 세 문자를 서버에게 보내게 된다.

3.3 인터페이스보드의 설계, 제작과 FPGA 프로그래밍

인터페이스 보드는 Network BD, DSP 보드, Motor 보드 간에 Mode 신호에 따라 Position, Speed, Current, Fault 등의 정보를 주고받는 인터페이스 역할을 수행한다. 아래 그림과 같이 Xilinx FPGA XC2S40을 이용하여 인터페이스 신호를 관리한다.

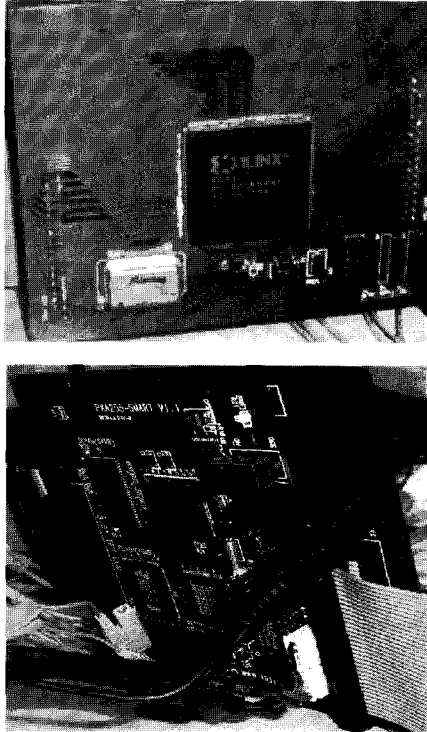


그림 5 Network BD와 인터페이스 보드 연결
Fig. 5 Network board and interface board connection

위의 그림 5처럼 Network BD와는 소켓으로 연결되고 플랫폼 케이블로 DSP 보드 및 Motor 보드와 연결된다. FPGA 프로그램은 VHDL을 이용하여 수행하였으며 Active HDL을 이용하여 VHDL 코딩을 수행하였으며 Active HDL에서 제공하는 Simulator를 이용하여 VHDL 시뮬레이션을 수행하였다.

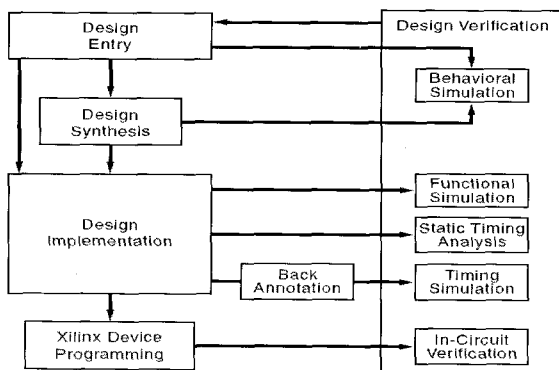


그림 6 합성 과정
Fig. 6 Composition process

download를 이용한 FPGA 검증이 완료된 후에는 prom을 이용하여 최종 FPGA의 내부 bit정보를 고정하였으며 prom writer를 이용하여 확장자가 mcs로 생성된 파일을 프로그래밍 하였다.

4. 전체 시스템 구성

제안한 제어 시스템의 구성은 시뮬링크 프로그램으로 그림 7에 나타냈다.

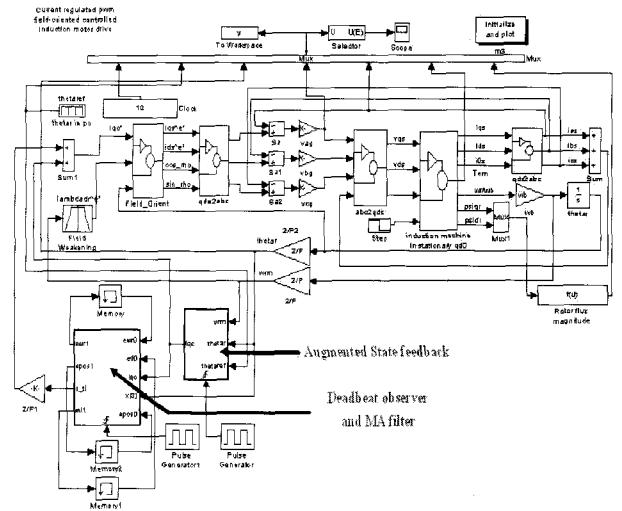


그림 7 제안된 제어시스템의 시뮬링크 모델
Fig. 7 Simulink of the proposed control system

여기서 제어 알고리즘은 위치제어기, 외란 관측기로 구성되며 하나의 블록으로 표현하였다. 위치 제어기는 추가 상태 궤환으로 이루어지며, 일반적으로 추가 상태 $z(k+1)$ 의 구현은 평행사변형 방식을 이용하며 외란 관측기는 데드비트 관측기의 출력인 i_{qc2} 를 사용한다. 이상의 제어 알고리즘을 사용하여 제안한 제어 시스템의 시뮬링크 모델을 아래와 같다. 외란의 영향을 보이기 위하여 부하 토크를 직접 모터 축에 인가하고 그 부하에 따른 위치의 변동을 얻었다.

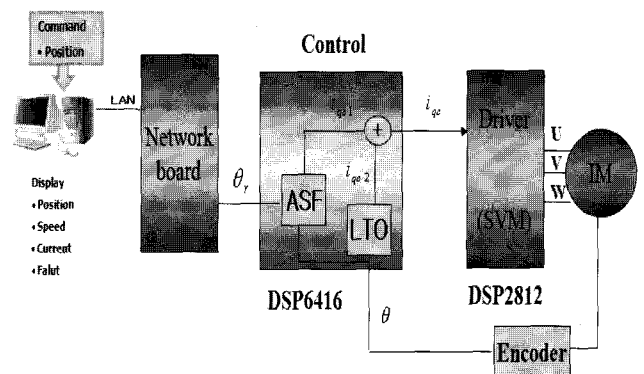


그림 8 전체 시스템 구성도
Fig. 8 Configuration of the total system

본 논문에서의 전체 시스템 구성 도를 그림 8와 같이 간략하게 표현하였다. 원격 PC에서 내린 위치나 속도 명령은 Interface 보드의 TCP-IP 할당을 감지하여 제어 보드에 넘겨진다. ip할당은 컴퓨터의 모니터링 프로그램에서 제어하고자 하는 네트워크 ip를 입력을 통해 할당을 하게 한다. 제어 보드는 이 명령에 맞게 드라이버를 이용하여 목표 값을 제어한다. 이 제어 결과는 바로 인터페이스 보드를 통하여 원격 PC에 전달되고 화면에 표시된다.

5. 시뮬레이션

시뮬레이션에 사용된 유도전동기의 파라미터를 표 1에 나타내었다. 시뮬레이션 주기 $T_s = 0.2[ms]$ 이다. 원하는 목표 도달시간과 과도응답이 없는 가중 행렬(weighting matrix) $Q = diag[1 \ 5 \ 20]$, $R = 1$ 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.

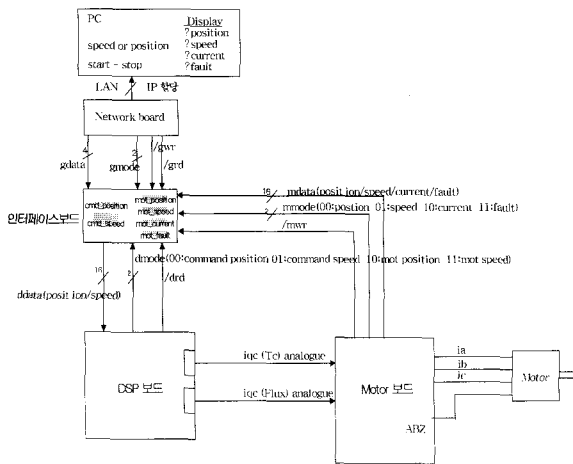


그림 9 상호 연결도
Fig. 9 System connection

위 그림 9는 인터페이스보드, Network BD, DSP 보드, Motor 보드와의 상호 연결도를 나타내고 있다. Network BD는 임베디드 Linux가 포팅되고 device driver를 통해서 인터페이스보드와 연결된다. 그림 10은 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.

표 1 모터 파라미터
Table 1 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

위 그림 11은 Active HDL에서 제공하는 simulator를 활용하여 수행한 VHDL 시뮬레이션 파형을 나타낸다. Xilinx 에 다운로드할 bit 파일은 Xilinx에서 제공하는 통합 환경 ISE를 사용하였다. 아래 그림과 같이 VHDL을 이용한 design entry 단계를 거쳐 이를 Active HDL을 이용하여 Simulation 한 후 Synplify 합성 tool을 이용하여 합성을 수행하였다. 다음 단계로는 Xilinx에서 제공하는 implementation 과정을 거쳐 bit 파일을 생성하였다. 생성된 bit 파일은 bit blaster를 이용하여 FPGA에 download 되었고 동작을 HP1662AS 장비를 이용하여 파형 측정으로 검증하였다.

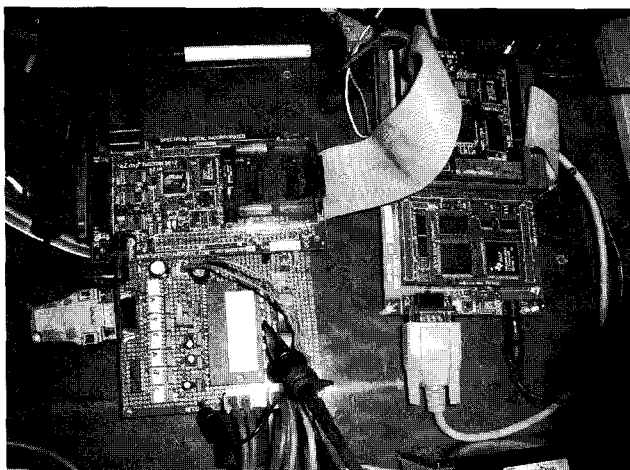


그림 10 초소형 제어 기관 실험 장치
Fig. 10 Smart control system boards

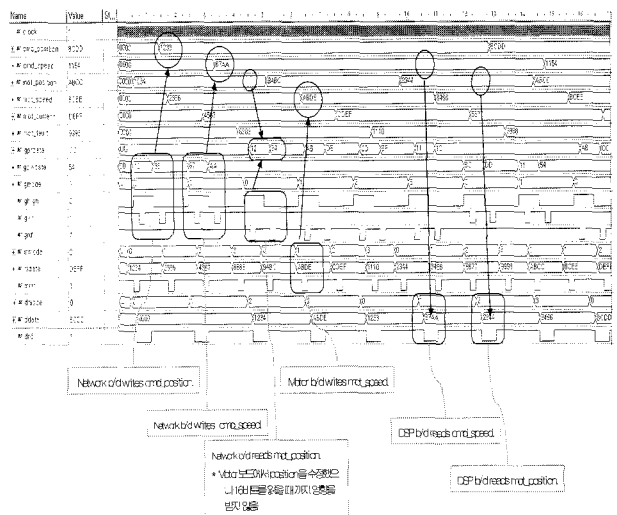


그림 11 simulator를 활용한 시뮬레이션 파형도
Fig. 11 simulation waveform using simulator

일반적으로 명판에 기재되어 있는 파라미터는 최소 10~20%정도 부정확하다. 유도전동기의 관성이 2.4 kgcm^2 이며 robot, 자동화기기에서 어떠한 작업을 수행할 때 이 관성이 크게는 수십 배 이상의 순간적인 변화값을 갖는다. 본 논문에서는 유도전동기의 정격 토크 부하를 모델로 시뮬레이션 하였다. 시뮬레이션 파형은 다음과 같다.

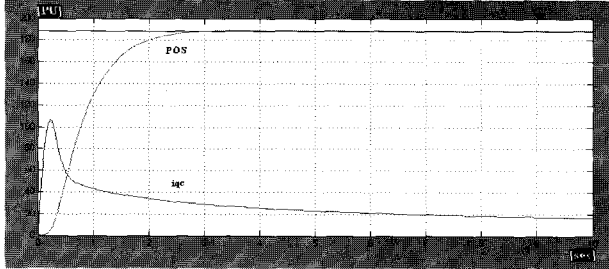


그림 12 추가 상태 궤환 알고리즘(무부하)
Fig. 12 Augmented state feedback algorithm(no load)

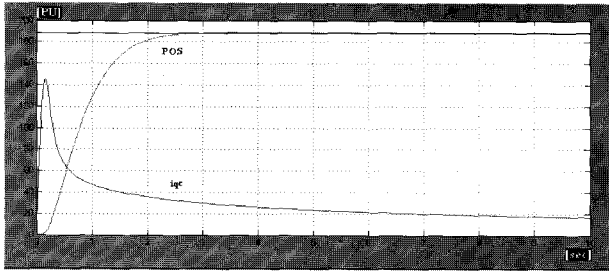


그림 13 외란 관측기를 이용한 알고리즘(무부하)
Fig. 13 Disturbance observer algorithm(no load)

그림 12는 추가 상태 궤환 제어를 가지는 유도전동기의 무부하 일 때 위치 응답에 대한 시뮬레이션 결과를 나타내며, 그림 13은 추가 상태 궤환과 데드비트 관측기를 포함하는 제어를 가지는 유도전동기의 무부하 일 때 위치 응답에 대한 시뮬레이션 결과이다. 초기 기동 후 과도 상태에서 안정적인 위치 응답특성을 가짐을 볼 수 있다.

6. 실험 및 결과

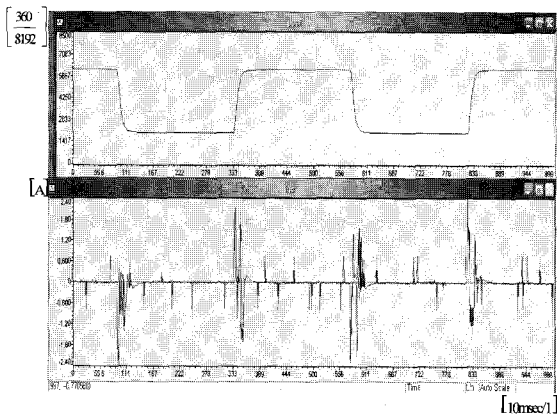


그림 14 추가 상태 궤환 알고리즘(무부하)
Fig. 14 Augmented state feedback algorithm (no load)

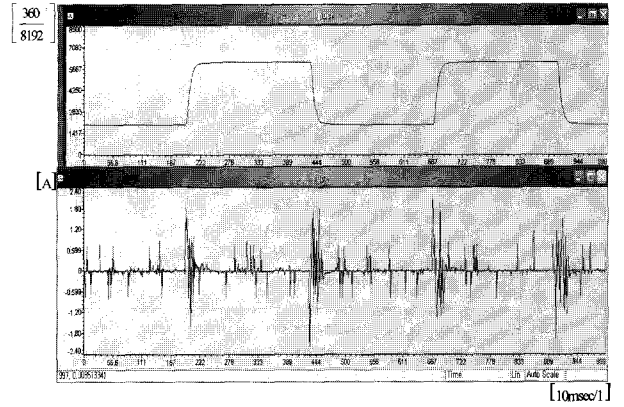


그림 15 추가 상태 궤환, 외란 관측기를 이용한 알고리즘(무부하)
Fig. 15 Augmented state feedback, Disturbance observer algorithm(no load)

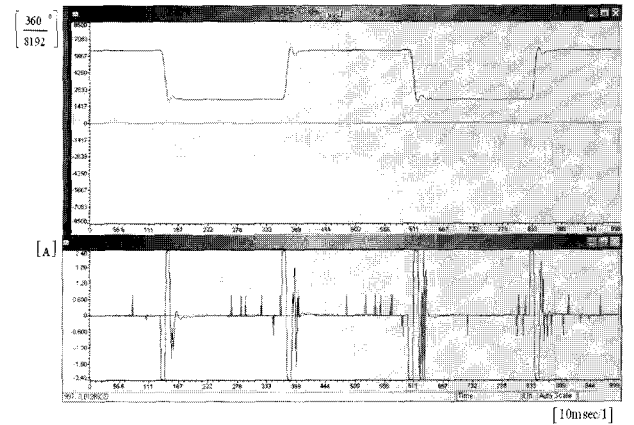


그림 16 추가 상태 궤환 알고리즘(부하)
Fig. 16 Augmented state feedback algorithm (load)

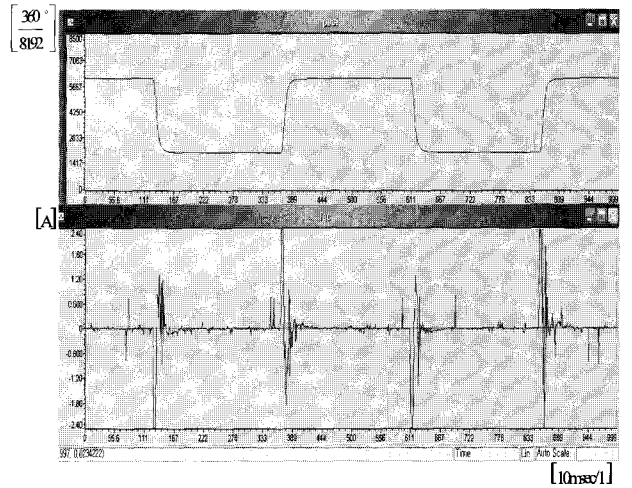


그림 17 추가 상태 궤환, 외란 관측기를 이용한 알고리즘(부하)
Fig. 17 Augmented state feedback, Disturbance observer algorithm(load)

실험에 대한 결과 파형들은 TMS320C6416을 이용한 제어기 사용 시 위치 값과 q상 지령전류의 실험 결과이다. 그림 14는 추가상태 제환 알고리즘을 이용한 무부하일 때 위치응답과 q상 지령전류의 응답을 나타낸다. 그림 15은 추가 상태 제환과 외란 관측기를 이용하여 무부하일 때의 위치 응답과 q상 지령전류의 응답에 대한 실험 결과를 나타낸다. 그림 16는 추가상태 제환 알고리즘을 이용한 부하을 달았을 때의 위치응답과 q상 지령전류의 응답을 나타낸다. 그림 17은 추가 상태 제환과 외란 관측기를 이용하여 부하를 달았을 때의 위치 응답과 q상 지령전류의 응답에 대한 실험 결과를 나타낸다. 그림에서 보는 바와 같이 안정성만은 변하지 않으며 전류 파형이 보상되는 크기가 증가함을 보인다.

시스템 구동 시 위치 값과 q상 지령전류의 실험을 한 결과를 나타낸다. 실험할 때의 위치 값은 2000~8000(약240도)의 변화를 보이고 있다. 위치제어에 필요한 시간은 약 0.5초 정도 소요됨을 알 수 있다. 정밀도는 약 2비트정도 오차가 나며 도(degree)로는 약 0.08도정도의 오차를 가지고 있음을 확인했다.

7. 결 론

본 논문에서는 속도제어에 많이 사용되고 있는 유도전동기에 대해 외란에 강인한 위치 제어의 방법으로 외란 관측기를 이용한 위치 제어 방법을 제시하고, 시뮬레이션과 실험을 통하여 그 성능을 입증하였다. 빠른 외란 보상을 위하여 높은 이득을 갖는 데드비트 외란 관측기를 사용하였으며, 데드비트 외란 관측기를 사용할 경우 발생하는 원치않는 잡음 증폭 효과는 관측기의 후단에 필터를 갖도록 하여 관측기의 성능 변화 없이 잡음의 영향을 감소하도록 하였다. 본 논문에서는 외란에 더욱 강인한 제어를 위해 외란 관측기를 이용한 정밀한 제어 시스템을 최종 제안하였다. 이상의 시스템은 시뮬링크를 사용하여 0.2ms의 샘플링시간에서 z-domain에서 최적 이득을 사용하여 디지털 시스템으로 구현하여 시뮬레이션 하였으며, 시스템의 계산 시간을 줄이고 실시간 제어를 위해 Texas Instruments(TI)사의 TMS320C6416 프로세서를 사용하여 실험을 하였다. 또한 제어 알고리즘은 C-언어를 사용해서 프로그램 하였다. 시뮬레이션 결과와 실험 결과에서 알 수 있듯이 제안된 제어기는 외란의 영향을 빠르게 보상할 수 있어 외란에 강인함을 입증하였다.

이와 같이 유도전동기 정밀 위치제어기를 구현 하였으며 제어보드는 우선 가장 쉬운 DSP 범용 제어보드를 사용하였다. 또한 PM6416의 소형 제어보드를 최초로 적용 실험하였다. 네트워크 보드에서 TCP-IP 할당 부분과 모니터링 부분은 각 모터를 가상한 보드에서 주소를 발생시켜 할당하고 가상 속도 전류 등을 간단히 모니터링 함을 컴퓨터로 실험하였다. 위치 명령은 컴퓨터의 모니터링 프로그램에 명령값을 입력할수 있게 만들었습니다. 여기에 원하는 값을 입력을 하게 되면 제어가 됨을 확인 하였다. 이처럼 네트워크 보드와 제어보드간의 연결을 통해 원격에 의한 여러 IP 할당과 더불어 할당된 모터를 제어할 수가 있다. 임베디드 보드를 제작사와 상의하여 구현을 완료하였다.

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

감사의 글

본 연구는 2006년도 단국대학교 대학연구비 지원으로 연구되었음.

참 고 문 헌

- [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. Åström 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] G. C. Goodwin, K. S. Sin, Adaptive Filtering Prediction and Control. Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1984
- [9] Hornick K., Stinchcombe M., and White H., "Multi-layer Feedforward Networks are Universal Approximators", Neural Networks, Vol. 2, 1989
- [10] Chen, F. "Back-Propagation Neural Networks for Nonlinear Self-Tuning Adaptive Control", IEEE Control System Magazine, April, 1990.
- [11] 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.
- [12] 고종선, 이태호, 전철환, 이상설 "외란관측기와 파라미터 보상기를 이용한 PMSM의 정밀 속도제어" 전력전자학회 논문지 6권, 1호 2001년 2월
- [13] 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

- [14] B. K. Bose, Power Electronics and AC Drives, Prentice-Hall, 1986.
- [15] H. Kubota, K. Matsuse, and T. Nakao, "DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 29, no2, pp. 344-348, 1993.
- [16] Z. Zhaoyong, L. Tiecai, T. Takahashi, and E. Ho, "Design of a universal space vector PWM controller based on FPGA," IEEE APEC'04, pp. 1698-1702, 2004
- [17] A. M. Trzynadlowski, M. M. Bech, F. Blaabjerg, and J. K. Pedersen, "An integral space-vector PWM technique for DSP-controlled voltage-source inverters," IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 35, no. 5, pp. 1091-1097, 1999
- [18] Y.-Y. Tzou, H.-J. Hsu, "FPGA realization of space-vector PWM control IC for three-phase PWM inverters," IEEE Trans. on Power Electr., vol. 12, no. 6, pp. 953-963, 1997
- [19] J. Ye, P. Lin, W. Liqiao, and Z. Zhang, "Development of optimized SVPWM algorithm based on CPLD," Conf. Rec. IPEMC '04, pp. 603-1606, 2004

저 자 소 개



김 현 식 (金賢植)

1978년 10월 7일생. 2004년 원광대 전기 전자 및 정보공학부 졸업. 2006년 단국대학교 전기공학과 석사졸업. 동 대학원 박사 과정.



고 종 선 (高宗宣)

1960년 3월 20일생. 1984년 서울대 전기 공학과 졸업. 1989년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1994년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(박사). 1983년~1995년 삼성전자 생산기술센터 선임연구원. 1995년~1996년 삼성그룹 삼성경영기술대 사내 교수(부장). 1999년 2월~2000년 1월 미국 Tennessee 주립대(UT) Post-Doc. 1996년~2003년 7월 원광대 전기전자 및 정보공학부 조교수. 2003년 8월~현재 단국대학교 전기공학과 교수. 전력전자 학회 편집이사. 당학회 편집위원, 전자 공학회 전력전자 연구위원장.