

TMS320F2812 DSP를 이용한 산업용 SPMSM 정밀 제어시스템 개발

金玟會[†], 林泰勳[‡], 鄭張植[¶], 金聖鎬^{***}

A Development of an Industrial SPMSM Servo Drive System using TMS320F2812 DSP

Min-Heui Kim, Tae-Hoon Lim, Jang-Sik Jeong, and Seong-Ho Kim

요 약

최근 급속도로 발전된 산업분야에서 요구되는 서보 시스템에서의 빠른 응답특성과 고도의 정밀성을 구현하기 위하여 고속의 연산을 수행할 수 있는 DSP(Digital Signal Processor)의 사용이 필수적이다. 그러나 기존의 DSP는 고속의 연산을 주력으로 전동기 제어에 필요한 PWM 게이팅 발생 장치와 엔코더 입력 장치, ADC(Analog to Digital Converter)등의 주변 장치를 포함하지 않았다. 이러한 추가적인 주변회로로 인한 제어 회로의 복잡성과 보드의 대형화 및 생산단가 상승의 요인으로 작용하였다. 따라서 본 논문에서는 연산 능력이 기존의 DSP에 뒤지지 않으며 전동기 제어 주변회로를 포함하고 있는 TMS320F2812 DSP를 사용하여 현재 산업 현장에서 사용되고 있는 SPMSM 서보 시스템을 제어하여 기존 제어기의 주변회로로 인한 문제점을 해결하고자 한다.

ABSTRACT

This paper presents a SPMSM(Surface-mounted Permanent Magnet Synchronous Motor) servo drive system using high performance TMS320F2812 DSP for the industrial application. The DSP(Digital Signal Processor) Controller enables an enhanced real time algorithm and cost-effective design intelligent for only exclusively motor drives which can be yield enhanced operation, fewer system components, lower control system cost, increased efficiency and high performance. The suggested system contain speed and current sensing circuits, SVPWM(Space Vector Pulse Width Modulation) and I/O interface circuit. The developed servo drive control system shows a good response characteristics results and high performance features in general purposed 400[W] machine. This system can achieve cost reduction and size minimization of controllers.

Key Words : TMS320F2812 DSP, SPMSM, SVPWM Generation circuit, QEP, ADC, I/O Interface

1. 서 론

고도의 정밀성과 빠른 응답특성을 가진 서보 시스템은 최근 급속도로 발전된 산업분야의 필수 조건이다. 이러한 요구 조건을 충족하기 위하여 고속의 연산을 수행할 수 있는 Digital Signal Processor(DSP)는 눈부신 발전을 거듭하여 오고 있다. 현재 산업현장에서 많이 쓰이고 있는 서보 전동기 제어기에는 대부분이 수 치해석 전용으로 개발된 TMS320C3x 계열의 DSP가 탑재되어 있다. 이 DSP는 가격대 성능비가 뛰어나고

[†]교신저자 : 정희원, 영남대학교 전기자동차과 교수

E-mail : mhkim@ync.ac.kr

[‡]학생회원, 영남대 대학원 전기공학과 석사과정

[¶]정희원, (주)메트로닉스 기술연구소장

^{***}정희원, (주)메트로닉스 기술연구소 책임연구원

접수일자 : 2004. 8. 31 1차 심사 : 2004. 10. 11

2차 심사 : 2004. 11. 11 심사완료 : 2004. 11. 22

부동 소수점 방식으로 소수점의 계산이 가능하다는 장점이 있으며, 이 장점을 기반으로 제어기의 안정성 및 대역폭을 크게 향상시킬 수 있고 숫자의 계산이 간편하다는 이유로 서보 전동기 제어용으로 많이 사용되고 있다^{[1][2]}.

그러나 이 계열의 DSP는 제어 프로그램의 작성이 용이한데 반해 전동기 제어에 필수적인 PWM 신호 발생회로와 엔코더 입력 회로 및 ADC(Analog to Digital Converter) 등과 같은 전동기 제어에 필수적인 회로가 내부에 없으므로 외부에서 신호를 처리하여 제어할 수 있는 별도의 주변회로가 필요하게 된다. 이에 따라 제어 회로의 복잡성과 보드의 대형화 및 생산 단가의 상승으로 서보 전동기 드라이브 시스템의 국제 경쟁력에 가장 큰 단점으로 대두되고 있다^{[3][4]}.

이를 해결하기 위하여 최근에 고속의 연산력을 가지면서 전동기제어 전용으로 개발된 TMS320F2812 DSP를 적용함으로써 기존의 단점을 보완할 수 있게 되었다. 이 DSP는 32bit 고정 소수점방식으로써 150[MHz]의 연산 속도를 가지며, PWM 신호 발생회로와 엔코더 입력 회로를 대신할 수 있는 두 개의 이벤트 매니저(Event Manager) 모듈과 변환시간이 80[ns]인 12bit ADC 모듈, 그리고 128k[word]의 플래쉬 메모리를 탑재하고 있다^{[5][8]}.

따라서 본 연구에서는 현재 산업현장에서 사용되고 있는 서보 드라이브 시스템의 제어장치를 TMS320F2812 DSP로 교체하여 제어기의 원가절감과 기판의 소형화를 가져올 수 있는 시스템을 개발하는데 있다. 개발된 제어기를 400[W]의 표면 부착형 영구자석 동기전동기(SPMSM, Surface-mounted Permanent Magnet Synchronous Motor)에 적용하여 특성을 관측함으로써 대체 가능성을 검토한다.

2. SPMSM 등가회로

SPMSM과 같은 3상 교류전동기는 전압방정식을 3상 고정좌표계에서 2상 동기 회전좌표계로 표현함으로써 벡터제어가 가능하다. 동기 회전 좌표계의 d-q 좌표축은 ω_s 라는 동기 속도로 회전하고 있으므로 이 좌표축에서 볼 때 동기속도로 회전하고 있는 d-q축의 전류 및 전압벡터는 일정한 방향과 크기를 가지게 된다. 그림 1은 3상 고정좌표계와 2상 동기 회전좌표계의 관계를 나타내고 있으며, 2상 동기 좌표계는 d-q축에 직류전압과 전류를 포함하고 ω_s 의 속도로 회전하고 있음을 알 수 있다. 식 (1)은 d-q축의 전압 방정식을

나타내고 있다^[9].

$$\begin{pmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + pL_d & -\omega_s L_q \\ \omega_s L_d & R_s + pL_d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_s \lambda_f \end{pmatrix} \quad (1)$$

단, 여기서 $\omega_s = \omega_r = d\theta_r/dt$, $L_d = L_q$ 이다.

또한 식 (1)을 식 (2)와 같이 표현하게 되면 v_{ds} , v_{qs} 는 식 (3)과 같은 2상 동기 회전좌표계의 식으로 표현 가능하다. 그리고 식 (3)의 마지막 항은 속도에 비례하는 전압성분으로 역기전력을 나타낸다.

$$\lambda_q = L_q i_{qs} \quad (2)$$

$$\lambda_d = L_d i_{ds} + \lambda_f$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + p\lambda_d - \omega_s \lambda_q \quad (3)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + p\lambda_q + \omega_s \lambda_d$$

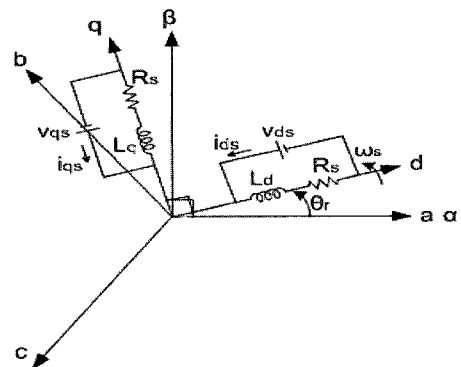


그림 1 3상 고정좌표계, 2상 고정좌표계 및 2상 동기 회전 좌표계 사이의 관계

Fig. 1 Relationship among 3phase, 2phase stationary, and synchronously rotating reference frames

또한, 전동기의 발생 토크는 식 (4)와 같이 된다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_f i_{qs} \quad (4)$$

단, P는 전동기의 극수이다.

식 (4)에서 보듯이 표면부착형 영구자석 서보전동기의 발생토크는 회전자 영구자석에 의한 쇄교자속 λ_f 와 고정자 전류의 q축 성분 i_{qs} 의 곱에 비례한다. 따라서 표면 부착형 영구자석 전동기 제어에서 영구자석에

의한 쇄교자속 λ_f 는 일정하므로 d축의 전류는 0으로 제어하고, q축 성분 전류를 제어한다면 선형적인 토크 제어 특성을 얻을 수 있다^[9].

3. TMS320F2812 DSP의 특징

TMS320F2812 DSP는 전동기제어 전용 저전압 (1.8[V] core, 3.3[V] I/O) DSP이다. 전동기 제어용 DSP인 만큼 제어에 필요한 주변회로인 이벤트 매니저 (PWM 발생회로 및 엔코더 입력 회로)와 고속의 ADC 모듈을 탑재하였는데 이것이 기존의 DSP와 크게 다른 점이라고 할 수 있다.

표 1, 2는 TI사의 홈 페이지에 기재된 TMS320C3x DSP 계열 및 TMS320F28x DSP 계열의 특성을 나타내고 있다.

3.1 이벤트 매니저 모듈

전동기 제어에 있어서 필수적인 요소는 전력변환을 위한 IPM의 스위칭을 하기 위하여 일반적으로 PWM 신호 발생 회로를 사용하는 것과 회전자의 위치를 파악하기 위하여 엔코더 입력 회로의 사용이 요구된다. 일반적으로 서보 드라이브 제작에서는 이 두 가지의 모듈을 하나의 IC로 자체 개발하거나 외주업체에서 생

산된 IC를 사용한다. 그리고 벡터제어를 하기 위하여 DAC를 사용하여 전동기의 d-q축의 전류와 속도를 측정하지만, 이러한 것들은 모두 서보 드라이브의 제작 단가를 높이는 요인이 된다.

본 논문에 사용된 DSP는 이러한 기능을 대신할 수 있는 이벤트 매니저라는 모듈을 탑재하고 있으므로 가격 절감과 제어보드의 크기를 보다 작게 하여 문제점을 해결 할 수 있다. 이 모듈은 3상 PWM 신호를 발생 시킬 수 있는 두 개의 회로와 엔코더 입력 신호를 받아들일 수 있는 회로를 동시에 포함함으로써, 서보 드라이버 개발과 제작에 있어 단가를 줄일 수 있다.

이벤트 매니저 모듈은 두 개의 PWM 신호 발생회로(EVA, EVB)가 탑재되어 각각 독립적으로 작동한다. 따라서 하나는 스위칭 PWM 신호 발생 회로의 기능으로 사용하고, 다른 하나는 간단한 RC 1차 저역통과 필터(low-pass filter)를 연결하여 DAC와 같은 기능을 할 수 있는 장점이 있다. 또한 이 이벤트 매니저는 3상 PWM 신호 발생시 암 달락(arm short)를 방지할 수 있는 데드타임 추가 기능을 포함하고 있다^[7]. QEP라는 엔코더 입력단은 90°의 위상차가 생기는 엔코더 A, B신호를 받아들여 자체 4채배한 신호를 DSP로 입력시켜 줄 수 있는 기능이 있기 때문에 이용에 편리하다^[7].

표 1 TMS320C3x 계열의 특징
Table 1 Characteristic of the TMS320C3x

| Device Name | Frequency (MHz) | MIPS | Timers | RAM (Word) | ROM (Word) |
|----------------|-----------------|------|--------|------------|------------|
| TMS320C30-50 | 50 | 25 | 2 | 2K | 4K |
| TMS320C31-80 | 80 | 40 | 2 | 2K | |
| TMS320C32-60 | 60 | 30 | 2 | 512 | |
| TMS320VC33-120 | 60 | 60 | 2 | 34K | |
| TMS320VC33-150 | 75 | 75 | 2 | 34K | |

표 2 TMS320F28x 계열의 특징
Table 2 Characteristic of the TMS320F28x

| Device Name | Frequency (MHz) | Timers | Flash (Word) | RAM (Word) | PWM Channels | 12-bit A/D Channels |
|-------------|-----------------|--------|--------------|------------|--------------|---------------------|
| TMS320F2810 | 150 | 3 | 64K | 18K | 16 | 16 |
| TMS320F2811 | 150 | 3 | 128K | 18K | 16 | 16 |
| TMS320F2812 | 150 | 3 | 128K | 18K | 16 | 16 |

3.2 ADC모듈

ADC 역시 서보 드라이버의 핵심 부품이면서 제작 단가를 증가 시키는 소자이다. ADC는 전동기의 전류 제어에 있어서 필수적인 요소로, 샘플링 시간이 그 성능을 좌우하기 때문에 고속의 샘플링 시간을 갖는 소자는 그 만큼 높은 단가를 가진다. 그러나 TMS320F2812 DSP는 보통 서보 드라이브 시스템 제어에 사용되고 있는 us단위의 변환 시간을 훨씬 뛰어넘는 80[ns]의 고속 변환 시간을 갖는 12bit ADC 모듈이 탑재되어 있다. 전동기의 전류제어 주기가 50[us]이므로 80[ns]라는 변환 시간에서의 약간의 변환 지연은 무시할 수 있을 정도이다. 또한, 16개의 변환 채널을 가지므로 전동기 제어에 필요한 전류와 직류 링크 버스전압을 제어하기 위한 변환 채널로는 충분하다^[8].

그림 2는 TMS320F2812의 블록 다이어그램을 가지고 있다. 블록도의 ①은 플래쉬 메모리와 RAM 그리고 부트 ROM을 보여주고 있으며, ②의 위쪽은 전동기 제어에 필요한 주변회로로 두 개의 이벤트 매니저와 ADC등을, 아래쪽은 이 DSP가 지원하는 통신 모듈을 보여주고 있다. 블록도의 ③은 DSP의 곱셈기와 타이머등과 같은 내부 블록도를 간략하게 보여주고 있다^[6].

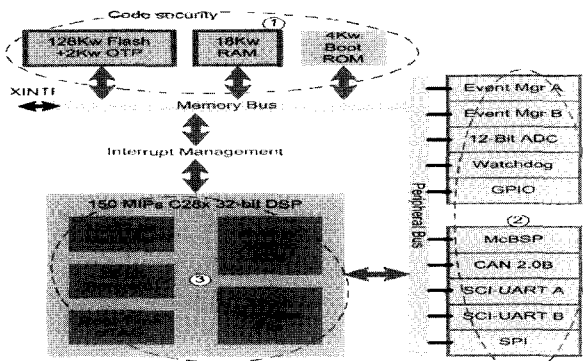


그림 2 TMS320F2812 DSP 블록 다이어그램
Fig. 2 TMS 320F2812 DSP Block Diagram

4. 시스템 구성

본 연구에서는 현재 산업 현장에서 사용되고 있는 상용화된 서보 드라이브 시스템의 제어기 부분만 TMS320C3x DSP를 TMS320F2812 DSP로 교체하여 400[W] 서보 전동기 정밀제어 시스템에 백터제어이론을 적용하였다. 표 3은 본 연구에 사용된 400[W] SPMSM 서보 전동기의 정수를 보이고 있다.

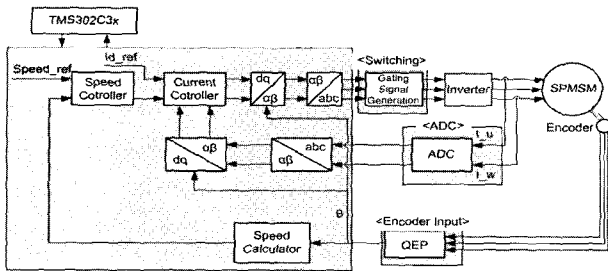
표 3 적용된 전동기 상수

Table 3 Applied motor parameters

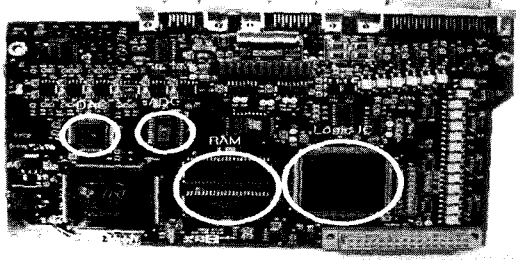
| | |
|--------|----------------------------------|
| 상/극수 | 3상/8극 |
| 정격출력 | 400[W] |
| 정격회전속도 | 3,000[rpm] |
| 회전자관성 | 0.688[$gf \cdot cm \cdot s^2$] |
| 토크 정수 | 4.797[Kgf · cm/A] |
| 상 저항 | 1.209[Ω] |
| 상 인덕턴스 | 7.610[mH] |
| 역기전압정수 | 29.29[VKrpm] |

그림 3의 (a)는 현재 일반적으로 산업용 시스템에 적용되고 있는 서보 드라이브 시스템의 블록 다이어그램을 나타낸 것이다. 기존의 제어용 보드는 DSP와 RAM을 통한 프로그램 실행으로 전동기를 제어하게 된다. 그러나 TMS230C32 DSP의 경우는 내부 RAM이 512[word]로 부족한 편이다. 따라서 필연적으로 외부 RAM을 추가하여야한다. 또한 PWM 신호 발생회로와 엔코더 입력신호 회로의 경우 DSP에서 기능이 제공되지 않으므로 EPLD와 같은 타이머를 내장한 디지털 로직 IC를 사용하여야 하며, 전류 신호와 같은 외부의 아날로그 신호를 읽어 들이기 위하여 ADC를 사용해야 한다. 그리고 d-q축의 전류 및 속도 응답 및 여러 가지 제어 파라미터들을 확인하기 위하여 DAC를 사용하였다. 그림 3의 (b)는 이 블록도가 실제 사용되고 있는 산업용 서보 드라이브 시스템을 나타내고 있다. 그림에서 확인하듯이 흰색의 표시부분은 오른쪽부터 차례로 DAC, ADC 및 64k[word] RAM 2개와 로직 IC(PWM 신호 회로 및 엔코더 입력 회로)등을 나타낸 것이다^[10].

그림 4의 (a)는 본 연구에서 사용된 TMS320F2812 제어 블록다이어그램을 나타내고 있다. 그림 3의 (a)와 비교하여 RAM과 PWM 신호 발생 회로, 엔코더 입력 회로 및 ADC와 같은 부분이 DSP 내부에 포함되어 있음을 알 수 있다. 또한 여러 가지 제어 파라미터 변화를 확인하기 위한 DAC는 사용하지 않는 PWM 신호 발생회로(EVB)를 이용하여 내부의 변수를 관측하기 위한 DAC로 대신 사용 가능하다. 그림 4의 (b)는 본 논문에서 사용된 시스템의 사진을 보여주고 있다. 왼쪽 중앙에 위치한 것이 실험에 사용하기 위하여 개발 제작된 산업용 서보 전동기 400[W] SPMSM이고, 오른쪽 위에서부터 아래로 DSP 제어기와 인터페이스 회로 그리고 전력변환 부분이다.



(a) 속도 제어 블록다이어그램
(a) Block Diagram of a speed control system



(b) TMS320C32 DSP 제어용 보드
(b) The TMS320C32 DSP control board

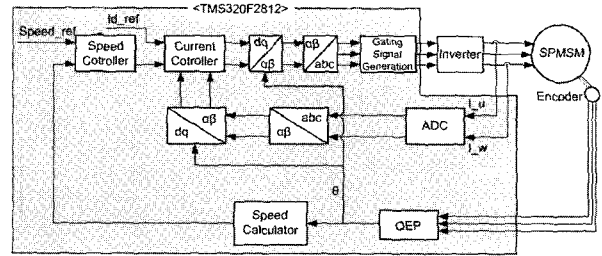
그림 3 현재 산업현장에 사용되는 서보 드라이브 시스템
Fig. 3 A servo drive system of general industrial field

4.1 전류 검출과 스케일링

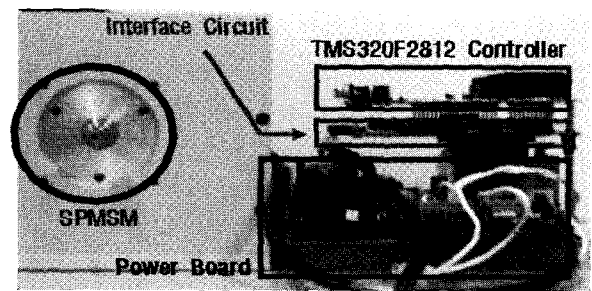
전동기를 정밀하게 제어하기 위해서는 2상 이상의 전류를 정확히 검출되어야 하며 전류의 정확도에 따라 시스템의 운전 특성이 결정된다. 본 논문에서는 전류 검출을 위하여 HC-PDA10V4B15를 사용하였다. DSP의 ADC 인터페이스 회로 설계 시 고려될 사항으로는 DSP의 I/O 전압 허용범위가 0~3.3[V]인데 반해, ADC의 입력 전압 범위가 0~3[V]인 점을 고려하여 센서에서 받은 아날로그 정보가 이 범위의 값을 가지도록 연산 증폭기의 이득과 오프셋을 적당히 조정하여 전류 센서의 출력 값 $\pm 4[V]$ 을 0~3[V]로 재조정 하여야 한다^{[8],[11]}. 본 연구에서는 연산 증폭기를 사용하여 20[kHz]의 제어 주기로 전류 반전 증폭을 하여 $\pm 1.5[V]$ 의 값으로 스케일링 후 다시 1.5[V]의 오프셋을 주어 0~3[V]의 값으로 만들었다. 따라서 실제 전류 값은 입력된 디지털 값에 -1을 곱해주어야 된다. 그림 5는 검출된 전류 값의 반전 증폭 과정과 오프셋 처리 및 프로그램 상에서의 스케일 과정을 보이고 있다.

4.2 속도 측정

그림 6은 속도 측정을 위한 블록도이다. 속도 및 회



(a) 속도 제어 블록다이어그램
(a) Block Diagram of the suggested speed control system



(b) 제작된 TMS320F2812 DSP 제어 시스템
(b) Manufactured control system using the TMS320F2812

그림 4 개발 제작된 제어 드라이버 시스템
Fig. 4 A Develop control system for servo drives

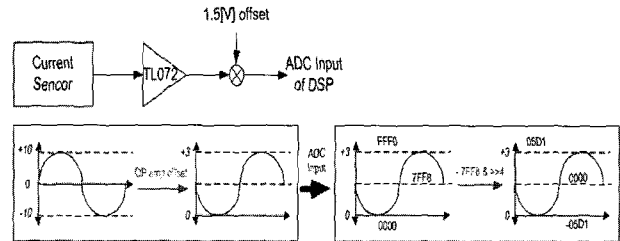


그림 5 검출된 전류 값 오프셋 처리과정
Fig. 5 A process of detected current value offset

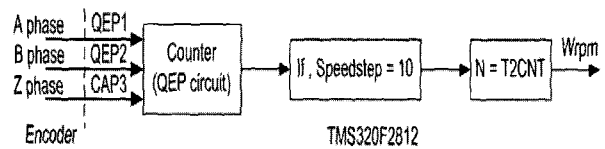
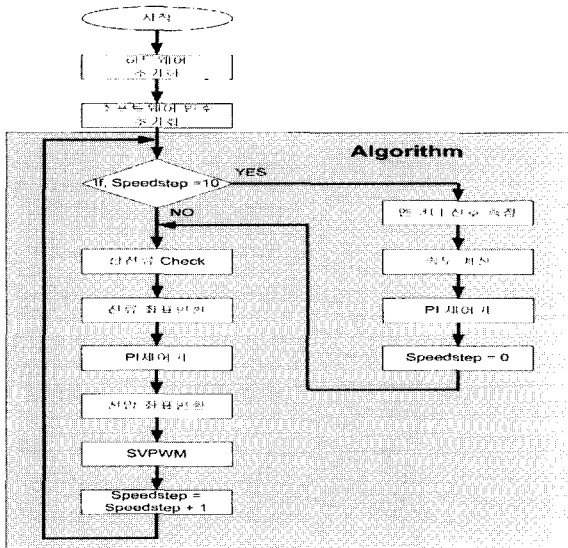


그림 6 속도 측정 블록 다이어그램
Fig. 6 Block diagram for speed measurement

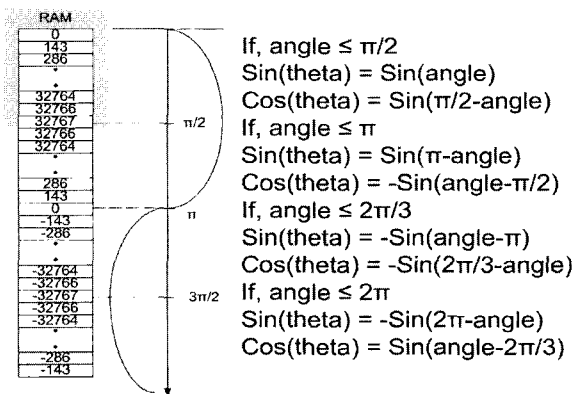
전자 위치는 엔코더의 3개 출력(A, B, & Z)이 DSP 제어기의 QEP단자로 바로 입력되어 소프트웨어적으로 연산에 의하여 측정된다. 실험에 사용된 엔코더는 3000[PPR]이며 속도제어주파수는 2[kHz]이다.

4.3 소프트웨어 구성

그림 7의 (a)는 제어시스템의 간략화한 소프트웨어의 플로차트를 보여준 것으로, 여러 가지 형태의 전동기를 제어 할 경우 제어알고리즘의 소프트웨어를 변환하면 쉽게 바꾸어 적용할 수 있다. 또한 벡터 회전에 적용하기 위하여 Sine 및 Cosine값의 계산이 필수적으로 요구된다. 수식에 의한 연산방법은 DSP의 연산부담을 가중시키므로 룩업 테이블을 이용하는 방법이 일반적으로 많이 적용되고 있다. 그림 7의 (b)는 정현파 함수를 발생하는 프로그램과 원리를 나타낸 것이다 [3][4].



(a) 시스템 흐름도
(a) System Flowchart



(b) Sine 룩업 테이블
(b) Concept for sine function generator

그림 7 소프트웨어 구성요소
Fig. 7 Component of software

DSP에서 소프트웨어적으로 구성된 SVPWM은 상전압에 대한 등가시간 개념으로부터 간단하게 계산할 수 있는 식 (5)를 적용한 방법을 이용하였다. 가상 스위칭 시간에서 가장 큰 값(T_{max}) 및 가장 작은 값(T_{min})을 선정하고 유효시간(T_{eff})과 제로시간(T_{zero})을 구하여 시간적 이동 편차(T_{offset})를 연산하면 다음 식 (6)으로 된다. 이 때 스위칭 Off시간과 스위칭 On시간은 식 (7)로 계산되며, 과변조 방식은 수선법을 적용한다[4].

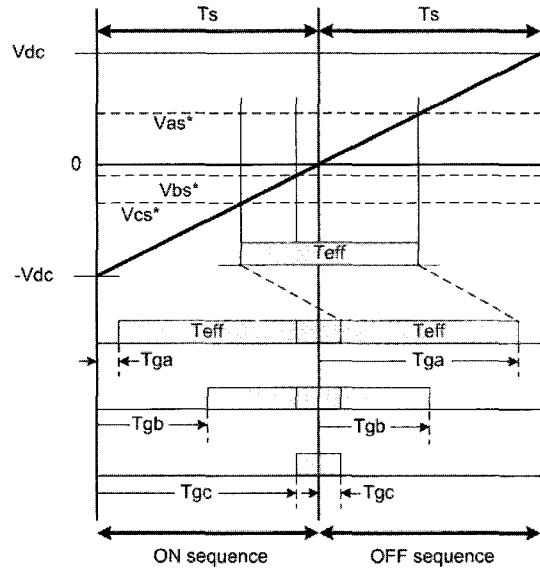


그림 8 SVPWM 원리
Fig. 8 Concept for SVPWM

$$T_{as} = T_s V_{as}^* / V_{dc}$$

$$T_{bs} = T_s V_{bs}^* / V_{dc}$$

$$T_{cs} = T_s V_{cs}^* / V_{dc}$$
(5)

$$T_{eff} = T_{max} - T_{min}$$

$$T_{zero} = T_s - T_{eff}$$

$$T_{offset} = T_{zero} / 2 - T_{min}$$
(6)

$$T_{ga}(OFF) = T_{as} + T_{offset}$$

$$T_{gb}(OFF) = T_{bs} + T_{offset}$$

$$T_{gc}(OFF) = T_{cs} + T_{offset}$$

$$T_{ga}(ON) = T_s - T_{ga}(OFF)$$

$$T_{gb}(ON) = T_s - T_{gb}(OFF)$$

$$T_{gc}(ON) = T_s - T_{gc}(OFF)$$
(7)

5. 실험 결과

본 연구에서는 인버터 소자의 스위칭 속도를 고려하여 스위칭 주파수는 20[kHz], 전류제어 주파수 20[kHz]와 속도 제어주파수는 2[kHz]로 설정하였으며, 같은 PI제어기 이득에서 지령속도가 +50[rpm]에서 -300[rpm]으로 변화할 때와 +1000[rpm]에서 -2500[rpm]으로 변화할 때의 가변 속도에 대하여 무부하와 관성부하에서의 속도 응답 특성 및 3상전류 그리고 d-q축의 전류를 측정하였다.

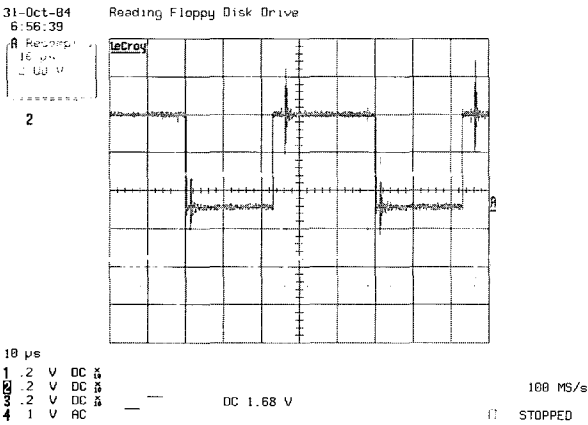


그림 9 데드타임을 포함한 a상 PWM신호
Fig. 9 a phase PWM with deadtime

그림 9는 Dead-Band Timer에서 만들어진 2[us] 데드타임과 Compare Unit에서 만들어진 A상 PWM 신호의 파형을 나타내고 있다. IPM 단자가 일반적인 Low 신호에서 on이 되기 때문에 일반적인 High, Low 신호가 반전된 윗단과 아랫단 스위치의 High 신호가 실제 off 신호가 된다.

그림 10, 11, 12, 13에서 각 파형의 윗 그래프는 속도 지령이 내려지는 시점에서 변화한 시점까지의 데이터 샘플링 주파수 1[kHz]로 측정된 속도 파형, d-q축의 전류 그리고 3상전류 파형을 나타낸 것이고 각 파형의 아래 그래프는 속도 지령이 변화할 시점을 중심으로 데이터 샘플링 주파수 10[kHz]로 측정된 속도 파형과 d-q축의 전류 그리고 3상전류 파형을 나타내고 있다.

그림 10은 무부하에서 속도 지령이 +50[rpm]에서 -300[rpm]으로 변할 때 속도 응답특성 파형과 d-q축의 전류 그리고 3상전류를 측정된 것이다. 그림 10의 (a)나타나듯이 +50[rpm]에서 -300[rpm]으로 변화 시 0.005[s]의 동특성을 얻을 수 있었으며 (c)에서 d축의

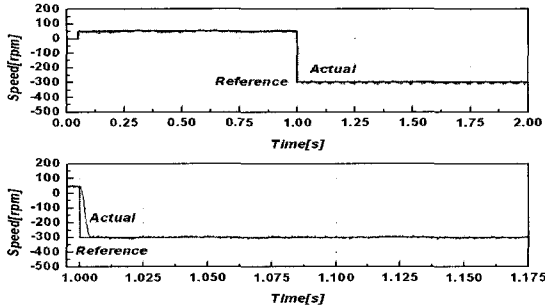
전류는 d축 전류 지령 0[A]를 잘 추종함을 알 수 있다. 또한 (b)의 q축의 전류는 초기 기동 시의 전류가 약 0.5[A]이고 속도 변화 시 전류는 약 -3[A] 정도로 측정되었다.

그림 11은 관성부하에서 속도 지령이 +50[rpm]에서 -300[rpm]으로 변할 때 속도 응답특성 파형과 d-q축의 전류 그리고 3상전류를 측정된 것이다. 그림 11의 (a)에서 나타나듯이 +50[rpm]에서 -300[rpm]으로 변화 시 0.0065[s]의 동특성을 얻었으며 (c)에서 d축의 전류는 d축 전류 지령 0[A]를 잘 추종함을 알 수 있다. 또한 (b)의 q축의 전류는 초기 기동 시의 전류가 약 1[A]이고 속도 변화 시 전류는 약 -4[A] 정도로 측정되었다.

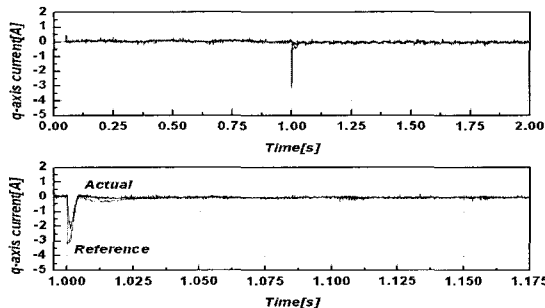
그림 12는 무부하에서 고속영역인 속도 지령이 +1000[rpm]에서 -2500[rpm]으로 변할 때 속도 응답특성 파형과 d-q축의 전류 그리고 3상전류를 측정된 것이다. 그림 12의 (a)에서 나타나듯이 +1000[rpm]에서 -2500[rpm]으로 변화 시 0.045[s]의 동특성을 얻었으며 (c)에서 d축의 전류는 d축 전류 지령 0[A]를 잘 추종함을 알 수 있다. 또한 (b)의 q축의 전류는 초기 기동 시 전류 약 3[A]이고 속도 변화 시 전류는 약 -5[A] 정도로 측정되었다.

그림 13은 관성부하에서 속도 지령이 +1000[rpm]에서 -2500[rpm]으로 변할 때 속도 응답특성 파형과 d-q축의 전류 그리고 3상전류를 측정된 것이다. 그림 13의 (a)에서 나타나듯이 1000[rpm]에서 -2500[rpm]으로 변화 시 0.1[s]의 동특성을 얻었으며 (c)에서 d축의 전류는 d축 전류 지령 0[A]를 잘 추종함을 알 수 있다. 또한 (b)의 q축의 전류는 초기 기동 시 전류는 약 3[A]이고 속도 변화 시 전류 역시 약 -5[A] 정도임을 알 수 있다.

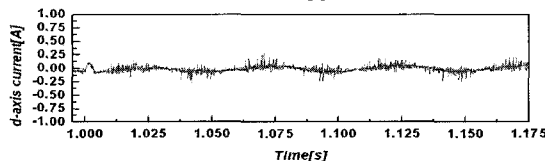
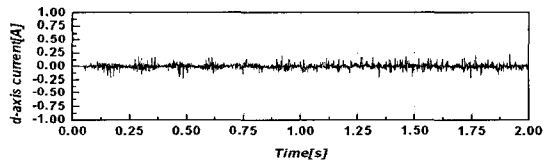
그림 10, 11, 12, 13의 (a)에서 알 수 있듯이 저속과 고속에서의 속도 지령을 서보 전동기가 잘 추종함을 알 수 있으며, (c)에서는 d축의 전류는 저속에서나 고속에서 속도 지령 변화 시점에서 1[A]이하의 전류가 아주 잠시 흐르지만 지령 전류 0[A]로 잘 추종함과 (b)에서 고속에서의 속도 변화 시 q축의 최대 전류는 무부하 때와 관성부하 때의 크기가 비슷함을 알 수 있으며, 저속에서는 관성부하에서 훨씬 큼을 알 수 있다. 또한 그림 10, 11, 12, 13의 (d)에서 나타나듯이 속도가 정 방향에서 역 방향으로 변화 시 무부하 때의 변화 시간보다 관성부하 때의 변화 시간이 거의 2배에 가까움을 알 수 있고 가감속시 전류의 크기가 증가함과 전류의 형태가 정현파에 아주 가까움을 알 수 있다.



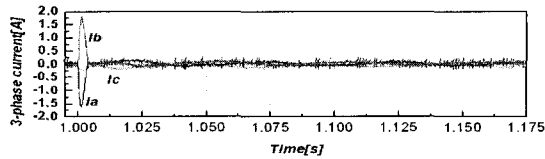
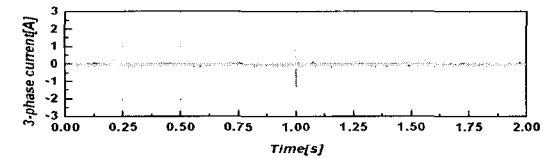
(a) 속도 응답특성
(a) A characteristic of speed response



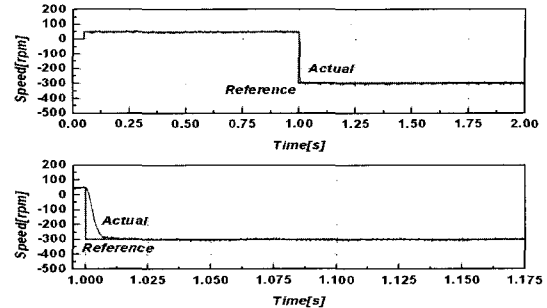
(b) 동기좌표계 q축 전류파형
(b) A waveform of synchronous q-axis current



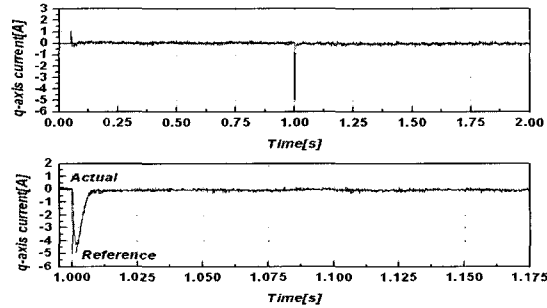
(c) 동기좌표계 d축 전류파형
(c) A waveform of synchronous d-axis current



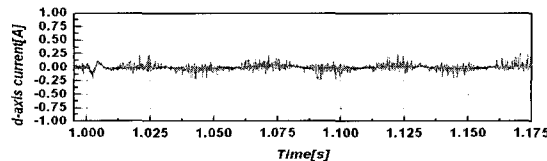
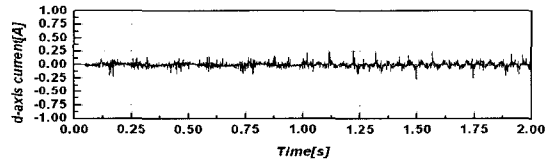
(d) 3상전류 파형
(d) A waveform of 3-phase current



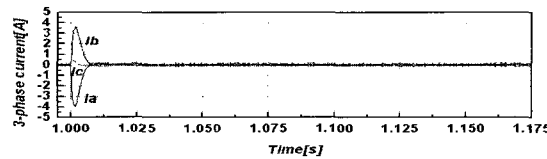
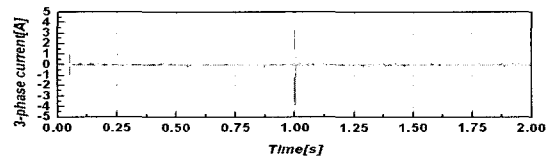
(a) 속도 응답특성
(a) A characteristic of speed response



(b) 동기좌표계 q축 전류파형
(b) A waveform of synchronous q-axis current



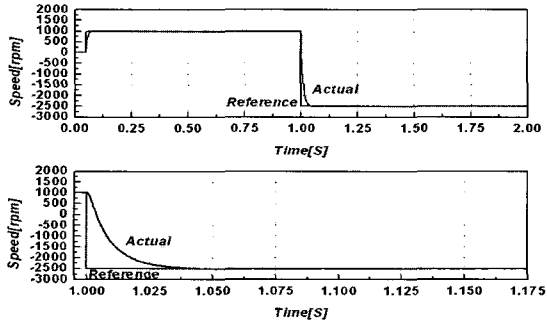
(c) 동기좌표계 d축 전류파형
(c) A waveform of synchronous d-axis current



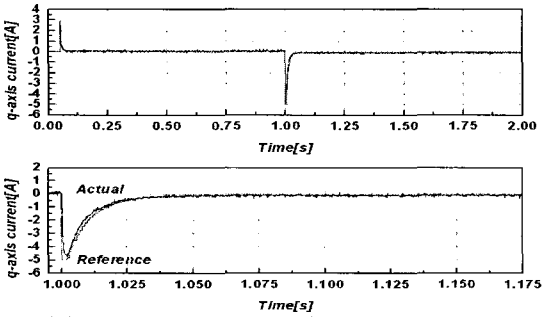
(d) 3상전류 파형
(d) A waveform of 3-phase current

그림 10 +50 → -300[rpm]으로 변화 시 무부하 특성 시험
Fig. 10 No load characteristics test at +50 → -300[rpm]

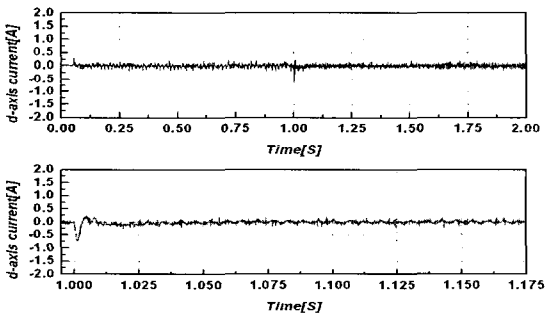
그림 11 +50 → -300[rpm]으로 변화시 관성부하 특성 시험
Fig. 11 Inertia load characteristics test at +50 → -300[rpm]



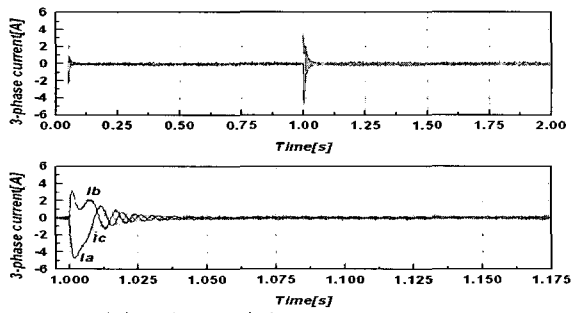
(a) 속도 응답특성
(a) A characteristic of speed response



(b) 동기좌표계 q축 전류파형
(b) A waveform of synchronous q-axis current

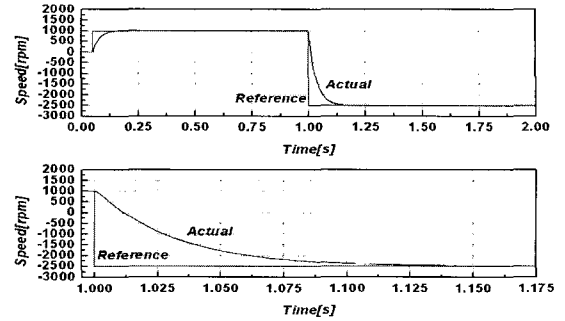


(c) 동기좌표계 d축 전류파형
(c) A waveform of synchronous d-axis current

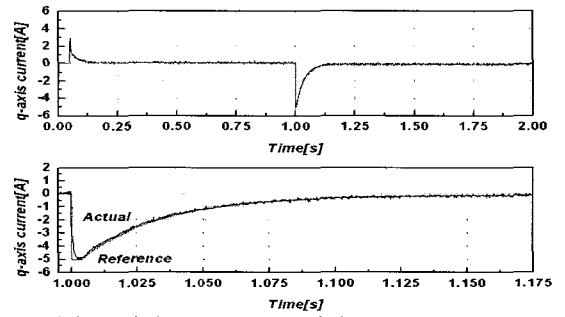


(d) 3상전류 파형
(d) A waveform of 3-phase current

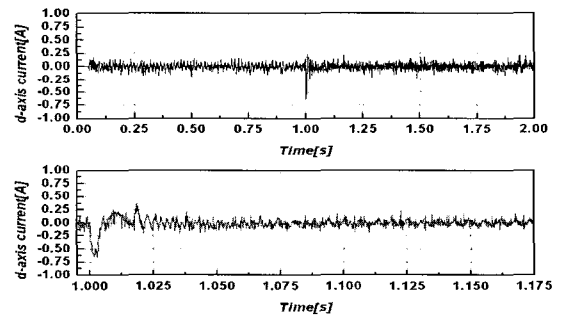
그림 12 +1000 → -2500[rpm]으로 변화시 무부하 특성 시험
Fig. 12 No load characteristics test at +1000 → -2500[rpm]



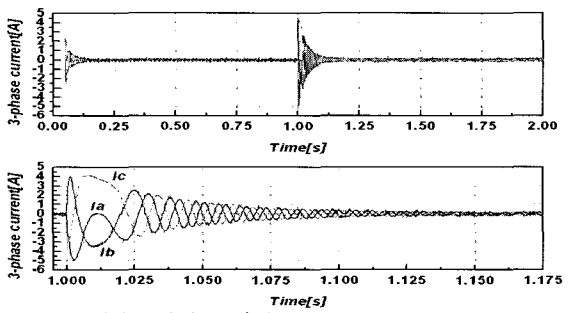
(a) 속도 응답특성
(a) A characteristic of speed response



(b) 동기좌표계 q축 전류파형
(b) A waveform of synchronous q-axis current



(c) 동기좌표계 d축 전류파형
(c) A waveform of synchronous d-axis current



(d) 3상전류 파형
(d) A waveform of 3-phase current

그림 13 +1000 → -2500[rpm]으로 변화시 관성부하 특성 시험
Fig. 13 Inertia load characteristics test at +1000 → -2500[rpm]

6. 결 론

현재 산업현장에서 많이 쓰이고 있는 서보 전동기 제어기로는 대부분이 수치해석 전용으로 개발된 TMS320C3x 계열의 DSP을 탑재하여 부동 소수점 방식으로 연산이 용이하다는 장점의 이유로 제어기로 많이 사용되고 있다. 그러나 이 계열의 DSP는 제어 프로그램의 작성이 용이한데 반해 전동기 제어에 필수적인 PWM 신호 발생회로와 엔코더 입력 회로 및 ADC 등과 같은 전동기 제어에 필수적인 회로가 내부에 없고 외부에서 신호를 처리하여 제어 하여야 하는 별도의 주변회로가 필요하게 된다. 이에 따라 제어 회로의 복잡성과 보드의 대형화 및 생산 단가의 상승으로 서보 전동기 드라이브 시스템의 국제 경쟁력에 가장 큰 단점으로 대두되어 오고 있다. 최근에 이를 해결하기 위하여 고속의 연산력을 가지면서 전동기제어 전용으로 TMS320F2812 DSP가 개발되어 이를 적용하여 제어하는 전동기제어 시스템 개발에 대한 연구가 이루어지고 있다.

따라서 본 연구에서는 산업현장에서 범용 서보전동기 제어시스템에 적용하기 위하여 TMS320F2812 DSP를 사용한 제어기의 원가절감과 기관의 소형화를 가져올 수 있는 시스템을 개발하여 제시하였다. 개발된 제어기를 400[W]의 SPMSM 서보시스템에 적용하여 속도제어 특성을 관측한 결과 우수한 특성이 얻어짐이 확인되었다. 제시된 제어기는 TMS320C32 DSP를 사용한 경우보다 약 70% 재료의 원가절감과 31%의 공간 이용률이 증가됨을 알 수 있었다.

본 논문은 산업자원부와 한국전력공사 전력연구원 지원하는 2004년 전력산업기초인력양성사업으로 영남이공대학 전력응용기술연구센터와 (주)메트로닉스 기술연구소의 지원에 의하여 수행되었음.

참 고 문 헌

- [1] 김민희, 백원식, 김남훈, 최경호, 김동희, "디지털 히스테리시스 제어기를 이용한 SRM의 위치제어시스템", *전력전자학회 논문지* 제7권, 제3호, 2002, 6.
- [2] 석줄기, "DSP TMS320C3x의 특성 및 제어기술" *전력전자 학회지*, Vol. 9, No. 2, pp. 23-25, 2004. 4.
- [3] 김남훈, 김동희, 이상호, 김민희, "F240DSP를 이용한 유도전동기 디지털 제어시스템", *전력전자학회 하계 전력전자학술대회 논문집*, pp. 377-381, 1999.
- [4] 김민희, 김남훈, "DSP를 이용한 유도전동기 디지털 제어 시스템", *한국산업응용학회*, 제3권, 제1호, pp. 9-12, 2002. 2.
- [5] 전태원, 이흥희, "DSP TMS320LF240X를 사용한 교류전동기 구동기술" *전력전자 학회지*, Vol. 9, No. 2, pp. 26-30, 2004. 4.
- [6] TMS320F2811 Data Manual, TI, 2003.
- [7] TMS320F28x DSP Event Manager(EV) Reference Guide, TI, 2003.
- [8] TMS320F28x DSP Analog-to-Digital Converter(ADC) Reference Guide, TI, 2003.
- [9] 정재륜, 김민희, 우정인 공저, "디지털 전력전자", 보성각, 2003, 2.
- [10] User Manual(APD-VS Standard Series), metronix, 2003. 7.
- [11] Digital Signal Processing Solutions, TI, 1999.

저 자 소 개



김민희(金玟會)

1951년 8월 25일생. 1974년 영남대 공과대학 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1979년 3월~현재 영남이공대학 전기자동차과 교수. 1993년 7월~1995년 8월 미국 테네시주립대학 전기공학과, 전력전자응용연구센터(PEAC) 연구교수. 1996년 8월 IECON'96 최우수논문상 수상. 당 학회 감사.



임태훈(林泰勳)

1978년 3월 27일생. 2003년 영남대 공과대학 전기전자공학부 전기공학전공 졸업. 현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.



정장식(鄭張植)

1962년 2월 1일생. 1984년 연세대 전기공학과 졸업. 1984년~1989년 효성중공업 모터 설계. 1989년~1992년 효성중공업 기술연구소(제어용모터개발). 1992년~2000년 LG산전 연구소(서보모터 및 제어기 개발). 2000년~현재 (주)메트로닉스 기술연구소장.



김성호(金聖鎬)

1962년 12월 12일생. 1986년 경북대 전자공학과 졸업. 1987년~1999년 LG산전 전자설계실 인버터, 서보제어기 설계. 2000년~현재 (주)메트로닉스 기술연구소 책임연구원.