

# TMX320F2812를 이용한 영구자석형 동기 전동기의 벡터 제어에 관한 연구

論文  
53B-2-9

## A Study on Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using TMX320F2812

洪瑄基\*  
(Sun-Ki Hong)

**Abstract** - Recently with the development of power switching device and DSP which has peripheral devices to control AC servo system, the servo technology has met a new development opportunity. In this study, a DSP based AC servo system with a 3-phase PMSM is proposed. The newly produced DSP TMX320F2812 version C which has the performance of fast speed, 150MIPS, and rich peripheral interface is used. Also space vector pulse width modulation (SVPWM) and the digital PI control are implemented to the servo control system.

**Key Words** : DSP, AC servo, TMX320F2812, SVPWM, PMSM

### 1. 서론

최근 전력용 반도체 소자의 발달과 전동기 제어를 위한 주변기기가 내장된 DSP의 발전은 AC서보 전동기의 구동 및 제어에 있어 하드웨어를 간소화시키고 C언어와 같은 고급 언어를 사용한 경우에도 최적화된 컴파일러와 더불어 충분한 연산 속도를 가지는 단계까지 발전하였다. AC 서보 전동기는 공간 벡터 제어[1-3]가 필수적이며, 공간 벡터 제어를 위하여는 많은 양의 부동 소수점 연산이 필요하다[4]. 따라서, 부동 소수점 연산을 할 수 있는 TMS320C3x 시리즈 DSP가 주로 이용하여 왔다[1]. 이것들은 소수점 연산에는 매우 유리한 점이 있지만, 범용 DSP이므로 AD변환기, PWM 발생장치 등이 내장되어 있지 않기 때문에 이를 DSP 외부에 설치하여야 하며, 따라서 제어장치의 부품수가 늘어나고 복잡성은 피할 수 없었다. 반면, TMX320F28xx에는 표 1에서와 같이 SVPWM(Space Vector Pulse Width Modulation) 및 PWM 발생기, QEP (Quadrature-Encoder Pulse) 회로와 12비트의 고속 AD변환기, 파워 드라이버 보호 회로 등을 내장하여 DSP 단일 칩 하나로 AC 서보 전동기 제어를 가능하게 만들었다. 이는 기존의 복잡한 회로를 상대적으로 간소화시키고, 고정 소수점 연산이라는 단점을 고속 연산 능력으로 충분히 극복하고 있다.

본 연구에서는 이제까지 고성능 AC 서보 전동기의 제어 장치에서 사용되기 어려웠던 정수형 연산 DSP를 이용하여 AC 서보 전동기 제어장치를 구현하였다. TMX320F28xx 시리즈는 기존 24x 시리즈 보다 연산속도가 대폭 고속화되었다. 따라서, 소수점 연산을 정수형 연산 후 스케일링하는 방법을 이용하였으며, 고속연산으로 인하여 제어상 시간적

제한점이 발생하지 않게 하였다. 즉, 영구자석형 동기전동기의 벡터제어와 SVPWM을 구현하였을 뿐만 아니라, 하드웨어적으로 매우 간소화시킴으로써 AC 서보 전동기의 효율 향상 및 정밀 제어를 구현함에 있어 개발 시간의 단축 및 신뢰도의 향상을 가져오도록 하였다. 제안된 제어장치는 제작되어, 실험을 통하여 그 타당성을 입증하였다.

표 1 DSP 비교

Table 1 Comparison of DSPs

Texas Instrument	Freq. (Mhz)	Cycle Time	RAM (word)	Flash (word)	Ext.Mem. Interface	PWM (Ch)	A/D
TMS 320C31	33 ~60	40~ 60ns	2k	NO	NO	NO	NO
TMS 320C32	40 ~60	33~ 50ns	512	NO	NO	NO	NO
TMS 320LF2407	40	25ns	2.5k	32k	YES	16	10-bit 16 Ch
TMS 320F2812	150	6.67ns	18k	128k	YES	16	12-bit 16 Ch

### 2. PMSM AC서보의 벡터제어

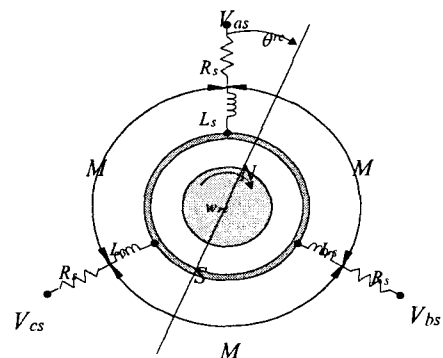


그림 1 영구자석형 동기전동기의 등가회로.  
Fig. 1 Equivalent circuit of PMSM.

\* 正會員 : 湖西大 電氣情報通信工學部 副教授  
接受日字 : 2003年 11月 28日  
最終完了 : 2004年 1月 10日

본 논문에서는 PM 타입의 Y 결선된 3상 AC 동기 전동기를 제어대상으로 사용하였다. 그림 1은 3상 평형 전동기의 등가회로를 나타낸다. 그림 1과 같이 3상이 평형인 영구자석형 동기전동기의 각 상에 흐르는 상전류로부터 식 (1)은 3상 교류(a-b-c) 좌표계와 2상 정지(d-q) 좌표계와의 관계를 나타내고 있다[6]. 여기서,  $V_{as}, V_{bs}, V_{cs}$ 는 고정자 상전압,  $\omega_{re}$ 는 자석의 전기 각속도,  $R_s$ 는 고정자 권선 저항  $L_s$ 는 전기자 권선의 자기 인덕턴스,  $M$ 는 전기자 권선 사이의 상호 인덕턴스이고,  $\theta_{re}$ 는 각 변위이다.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_{re} & \cos(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{re} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_{re} & -\sin(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{re} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서,  $i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$ 는 고정자 상전류,  $i_s$ 는 전기자 권선의 누설 인덕턴스,  $e_{as}, e_{bs}, e_{cs}$ 는 각상의 고정자권선에 유기되는 속도기전력,  $p$ 는 미분 연산자 ( $\frac{d}{dt}$ )이다.

2상 정지 좌표계에서의 전압 방정식은 좌표 변환 행렬 [7]에 의하여 식 (2)와 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_r L_s \\ \omega_r L_s & R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re} \Phi_f \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \Phi_{fd} \\ \Phi_{fq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_f \\ 0 \end{bmatrix}$$

위의 식들로부터  $V_d, V_q$  을 직류전압으로 하면  $i_d, i_q$  또한 직류전류가 되어 2축 직류로 취급할 수 있고 3상 교류에서는 측정하기가 어려운 속도 기전력 및 고정자 권선에 유기되는 자속쇄교수를 정확히 알 수가 있다. 토크에 관한 관계식은 식 (3)과 같이 표현된다[8].  $K_T$ 는 토크 상수라 하며 토크는 동기좌표계의 q-축 전류에 비례하게 된다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \Phi_f i_q = K_T i_q, \quad K_T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \Phi_f \quad (3)$$

2.1 시스템 구성

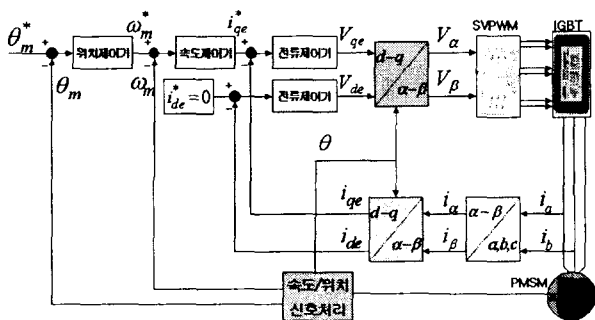


그림 2 위치제어 블록도  
Fig. 2 Block diagram for position control

그림 2는 TMX320F2812를 이용하여 AC 서보 전동기의 벡터제어를 구현하여 위치제어를 수행하는 시스템 전체 블록도이다. 속도 및 위치 신호 처리를 위해서 전동기에 부착된 상신호가 포함된 엔코더를 사용하여 초기 회전자의 위치 판별 및 속도, 좌표 변환에 필요한  $\theta$ 값을 구한다. 회전 방향 또한 QEP입력에 엔코더 A, B상을 연결하고 어느 신호가 진상(leading) 신호인지에 따라 업-다운 카운팅되기 때문에 사용되는 타이머가 업 카운팅인지 다운 카운팅이지만 판별하면 된다[9-12].

2.1.1 전류 제어기

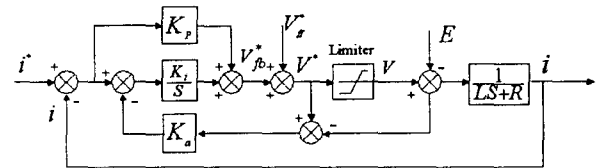


그림 3 전류제어기 블록도  
Fig. 3 Block diagram for current control

그림 3은 PI 전류제어기의 블록선도이다. 적분기의 와인드업(windup) 현상[8]을 방지하기 위하여 제한기의 입력과 출력의 차이를 안티와인드업(Anti-windup) 이득  $K_a$ 을 적분기에 연결하였다. 전류제어기의 출력 값(전압)은 전류오차와 전류에 대한 궤환 성분 ( $V_{fb}^*$ )과 역기전력 보상을 위한 전향 성분 ( $V_{ff}^*$ )으로 구성된다.

$$V^* = V_{fb}^* + V_{ff}^* \quad (4)$$

역기전력 성분에 대한 보상이 정확히 이루어진다면 위의  $V_{ff}^*$  은 제거되고, 페루프 전달함수는 하나의 극점과 2개의 영점을 가진 시스템이 된다[6]. 만약 분자 부분의 극점을 분모 부분의 영점이 상쇄시킬 수 있다면 이 식은 하나의 영점을 가진 1차 지연 시스템으로 해석할 수 있을 것이다.  $K_P$ 와  $K_I$  를 식 (5)와 같이 설정하면 분모 부분의 영점이 분자 부분의 극점을 상쇄시킬 수 있게 되고 식 (6)과 같은 1차 지연함수로 표현 가능하다.

$$K_P = L \omega_c, \quad K_I = R \omega_c \quad (5)$$

$$K(S) = \frac{\omega_c}{S + \omega_c} \quad (6)$$

식 (6)은 주파수 대역  $\omega_c$ 를 가지는 일차 지연 함수이다. 일반적으로 PI전류제어기의 특성을 나타내는 변수는 페루프의 주파수 대역  $\omega_c$ 이다. 이 주파수 대역은 전류제어기의 제어주기나 PWM 스위칭 주파수에 의하여 제한되는데, 일반적으로 전류제어기의 제어주파수의 1/10정도가 전류제어기의 주파수 대역의 최대로 주어지며, 1/20 정도에서 안정하게 사용할 수 있다[6].

2.1.2 속도 제어기

그림 4는 PI 속도제어기의 블록도이다. 전류제어기의 교차각 주파수를 PI속도 제어계의 교차각 주파수보다 충분히 크게 잡으면 속도 제어계의 교차각 주파수  $\omega_{sc}$  에서는 전류제어계의 폐루프 전달함수를 1로 근사시킬 수 있다. 또한 속도 제어기의 절점주파수가  $\omega_{sc}$ 의 수분의 1 이하인 경우  $\omega_p$ 에서 PI 속도제어계의 전방경로 전달함수는 다음과 같다[8].

$$G_{sc} \doteq K_{PS} \times \frac{K_T}{J_m S} \tag{7}$$

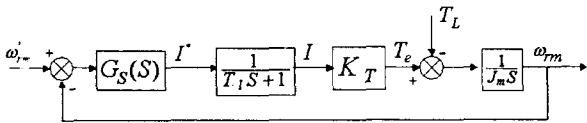


그림 4 속도제어기 블록도.  
Fig. 4 Block diagram for speed control.

이득이 1이 되도록  $K_{PS}$ 의 값을 구하면 식 (8)과 같다.

$$K_{PS} = \frac{J_m \times \omega_{sc}}{K_T} \tag{8}$$

$K_{IS}$ 값은 통상 PI 절점 주파수가  $\omega_{PI} \leq \frac{\omega_{sc}}{5}$ 가 되도록 하여 다음과 같이 구한다.

$$K_{IS} = K_{PS} \times \omega_{PI} \doteq K_{PS} \times \frac{\omega_{sc}}{5} \tag{9}$$

2.1.3 위치 제어기

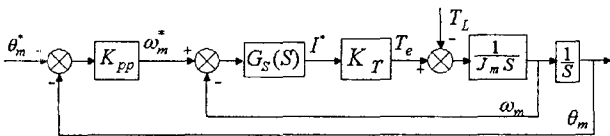


그림 5 위치제어기 블록도  
Fig. 5 Block diagram for position controller

그림 5는 P 위치제어기의 블록도를 나타낸다. 일반적으로 지령 위치에 대한 스텝 응답이 오버슈트를 생성하는 것은 바람직하지 않다. 그러므로 위치제어기는 P제어기를 이용한다. 속도 제어계의 교차각 주파수가 위치 제어계의 교차각 주파수와 비교하여 충분히 크다고 가정하면 속도 제어계의 전달함수는 1로 근사화 될 수 있고, 이때의 위치 제어계의 전달함수는 식 (11)과 같다.  $\omega_p$ 는 위치제어계의 교차각 주파수이고 위치 지령에 대한 응답을 결정한다. 본 논문에서는  $\omega_p$ 를 속도 제어계의 교차각 주파수의 1/10인 30 rad/s로 설정하였다.

$$G_P(S) = \frac{\theta_m}{\theta_m^*} = \frac{\omega_p}{S + \omega_p}, \quad \omega_p = K_{PP} \tag{10}$$

2.2 프로그램 수행 알고리즘

그림 6은 프로그램의 전반적인 흐름을 나타낸다. TMX 320F2812에는 PDPINT(Power Drive Protect on Interrupt)라는 드라이버 보호 기능이 있다. 이는 드라이버 부의 과전류, 과전압 또는 치명적인 오류 발생 신호부와 연결하여 신호 발생 시 PWM 신호를 모두 하이 임피던스로 만든다[12]. 인터럽트 발생 시 우선 과전류인지를 체크한다. 과전류로 판단되면 100us동안 PWM 신호를 하이 임피던스로 만든 후 다시 PWM 신호를 허용한다. 왜냐하면 과전류는 정상적인 제어 동작의 일부로 보기 때문이다. 그러나 과전류가 아니라면 시스템은 암쇼트(arm short)나 그 외의 드라이버를 손상시킬 수 있는 치명적인 오류로 판단하여 시스템을 정지시킨다. TMX320F2812는 클럭 주파수를 75MHz로 사용할 수 있어, 이러한 빠른 연산 처리는 디지털 제어기의 단점인 지연시간에 따른 위상차의 감소를 줄일 수 있는 장점이 있다. 지연시간은 샘플링 주기의 1/2 이하로 함이 바람직하다. 서보 온 후 시스템 초기화 부분에서는 TMX320 F2812의 AD 변환기를 온하여 전류 및 전압의 유효 값을 측정하고 PWM과 타이머 주기 인터럽트, PDPINTB를 구동시킨다. 초기화 후 외부 스위치로부터 위치제어와 속도제어 중 하나를 선택하고 위치지령치와 속도 지령치를 입력하게 된다. 위치지령치와 속도지령치는 프로그램 수행 중에도 언제든지 갱신이 가능하다. 속도제어는 전류제어가 10회 수행될 때 1회 수행되어, 카운터 2가 10보다 커지면 카운터 2를 리셋한다. 위치제어도 이와 마찬가지로 수행된다.

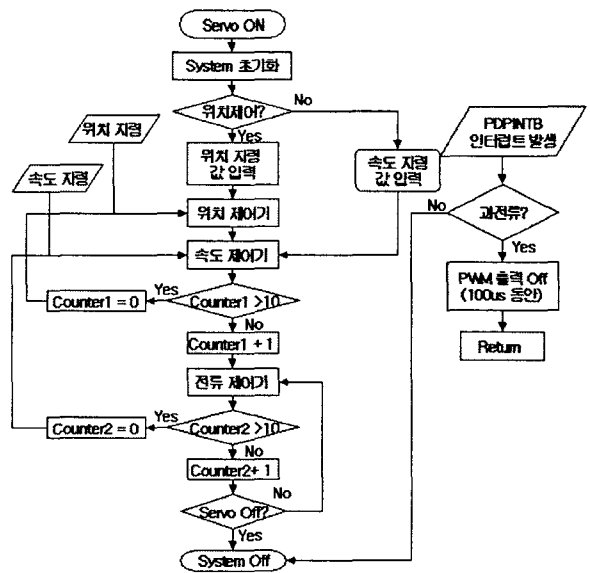


그림 6 소프트웨어 흐름도  
Fig. 6 Flow chart of the software

2.3 전류 및 전압 샘플링

각 상전류와 DC 링크단의 전압 측정은 시스템의 성능에 직접적인 영향을 미치므로 최대한 오차 없이 측정하여야 한다. 이를 위해서는 AD변환기의 컨트롤과 어느 시점에서 위

의 값들을 측정하는가가 중요하다. 그림 7은 TMX320F2812에 내장된 12비트의 AD변환기의 동작 순서를 보이고 있다. SOC(Start Of Conversion) 트리거 신호는 타이머가 0이 되는 시점에서 발생시킨다[14]. 이는 영 전압이 인가될 때로 전류에 노이즈 성분이 가장 적을 때이다. 구현은 PWM 주기의 시작점에 샘플링 시간을 맞추므로써 간단히 구현할 수 있다. ADC 레지스터 초기화 부분에서 MAXCONV 레지스터에 AD 변환할 변수의 개수를 지정하고 ADC 모듈에 의해 AUTO\_SEQ\_SR에 자동으로 로드된다. 컨버전 시작과 같이 AUTO\_SEQ\_SR의 값은 하나씩 감소되어 모든 변수의 컨버전이 종료되면 인터럽트를 발생시킨다[11]. 인터럽트 서비스 루틴에서는 RESULTn에 저장된 레지스터의 값을 읽어오고 모든 레지스터에 초기 설정된 값을 다시 로드함으로써 다음 AD변환을 인에이블시킨다.

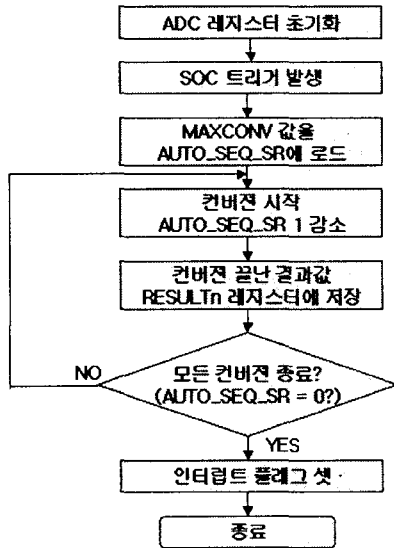


그림 7 ADC 흐름도.  
Fig. 7 ADC flow chart.

3. 부동소수점 처리

마이크로 컴퓨터는 아날로그 회로와 달리 유한한 길이의 데이터를 취급하므로 데이터의 양자화 폭을 어떻게 설정하는가가 중요하다. 양자화 폭이 너무 크면 연산중의 오차로 인하여 필요한 정보가 없어지고, 반대로 너무 작으면 연산 중 오버플로가 발생하는 위험이 있다. 이러한 양자화 폭의 선택은 아날로그 값을 측정할 수 있는 AD 변환기의 성능과 센서의 입력 범위, DSP의 출력 값과 아날로그 값과의 관계를 고려하여 설정하여야 함이 당연하다. 또한 부동 소수점 처리 DSP인 경우 양자화된 값이나 제어기 연산에서 발생하는 소수점 처리를 바로 수행 할 수 있지만 고정 소수점 DSP인 경우에는 양자화된 데이터의 유효자리를 적절한 스케일 방법으로 유효자리를 확보하여야만 한다. 다음은 본 논문에서 사용된 전압 및 전류 센서와 AD변환기 및 DSP의 출력 범위에 맞춘 스케일링 방법이다.

표 2는 각 변수의 스케일링에 따른 변수들의 최소값을 나타내었다. 처리 해야할 데이터로는 첫째로 전동기에 흐르는 각 상의 전류가 있다. TMX320F2812에는 12비트의 AD

변환기가 내장되어 있다고 앞서 설명하였다. 12비트라는 숫자의 범위는 0~4095이고 전류를 양의 값과 음의 값으로 구분한다면 각각의 범위는 11비트 즉 0~2047이 된다. 측정할 수 있는 전류의 최대치를 20.27A로 설정하고 전류를 0.01A 단위로 측정하였다. 전류에 해당하는 AD변환기의 값을 직접 취한다면 (측정된 전류×100)의 스케일이 되는 것이다. 전압은 ×1000 스케일을 사용하였다. 실제 전동기에 대한 전압인가는 계산되는 게이팅 시간에 의존하고 게이팅 시간은 0.081V의 단위로 출력된다. 그러므로 게이팅 시간의 유효자리는 소수점 3자리가 되어 전압의 그것과 같게된다. 속도 측정에 대해서는 1 RPM 단위로 측정하고 속도의 오차 신호는 rad/s의 단위로 계산된다. 1 RPM은 약 0.105 rad/s 이므로 ×1000 스케일을 적용하였다. 위치제어는 기계각으로 360/2,500 즉 0.144도 단위로 수행하였다. 속도 제어기의 정수 값은 ×10000 단위로 놓았는데 이는 적분이득의 유효 자리를 확보하기 위해서이다. 계산된 적분이득은  $K_{IS} * 1ms$ 로 소수점 4자리까지를 유효 소수점으로 보았다. 전류제어기 정수는 ×1000 단위로 계산하였다. 왜냐하면 전류제어기 적분기 이득의 계산 값은  $K_{II} * 100us$ 으로 소수점 3자리까지를 유효자리로 하였다.

표 2 각 변수 스케일 단위  
Table 2 Scale unit of each variable

변수	변수 최소단위	스케일링
전류	0.01 A	×100
전압	0.001 V	×1,000
속도	1 RPM	×1
속도 오차	0.001 rad/s	1,000
위치	1(0.144도)	×1
속도 제어기PI 이득	0.0001	×10,000
전류 제어기 PI 이득	0.001	×1,000

표 3에는 각 변수의 최대값과 최소치를 나타내었다. 표에 나타난 값들은 전동기의 사양과 제어 시스템의 대상에 따라 선택한 값이며 각 변수를 스케일링하여 연산할 때 최대와 최소치를 고려하여 변수의 데이터형이 오버플로나 언더플로가 발생하지 않도록 적절히 선택하여야 한다. 각 변수의 연산 값의 최대값이 16비트 값을 넘는 변수에 대해서는 모두 32비트 부호 있는 데이터형을 사용하였다. 스케일링 된 변수들의 연산이 끝난 후 최종적인 출력 값으로 나가기 전에 스케일링 된 만큼 나눗셈 연산을 하여 고정 소수점 연산에 의한 오차를 최소화 하였다. SVPWM 발생을 위해 사용된 카운터는 업-다운 대칭형 카운터로 사용되므로 제어되는 출력 값은 전체 주기의 반에 해당하는 카운터 값이 된다. DC 링크 단 전압을 출력 값의 범위로 나눈 값은 약 0.081V가 됨을 알 수 있었다. 정리하면 전류 측정 및 제어는 0.01A 단위로 하며, 전압 제어는 0.001V단위로, 전압 출력은 0.081V 단위로 수행하였다. 전압 제어와 출력의 단위를 맞추지 않은 것은 계산과정의 편리함을 위한 것이다.

다음으로 각 제어기에서의 연산 과정에서 나눗셈 과정에서의 나머지 처리가 필요하다. 연산 과정에서의 나머지 처리 부분은 나머지를 나눗셈 연산 후 나머지 부분을 저장하

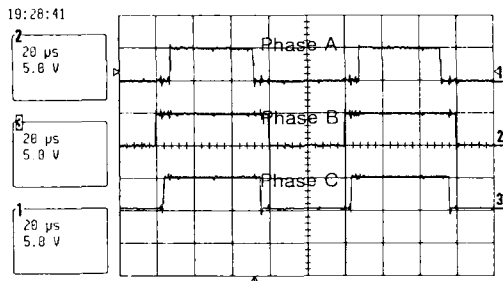
여 적분해 나가는 방법으로 해결한다. 적분한 나머지가 몫에 해당하는지 검사하여 보상하여 준다. 이러한 나머지 처리가 없다면 작은 제어 입력 값에 대해 상대적으로 큰 계산 오차를 가지게 될 것이다.

표 3 각 변수의 최대, 최소값

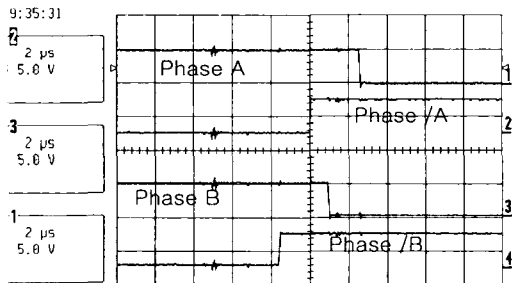
Table 3 Maximum and minimum of each variable

변수	최대치	최소치
전류	20 A	-20 A
전압	155 V	-155 V
속도	5,000 RPM	-5,000 RPM
속도 오차	1,050,000 RPM	-1,050,000 RPM
위치	2,500(360도)	0(0도)

4. 실험 결과



(a)



(b)

그림 9 3상 PWM 및 데드타임 출력

Fig. 9 Output of 3-phase PWM and dead time

표 4 PMSM의 사양 및 파라미터

Table 4 Specification and parameters of PMSM

상수 / 극수	3상 4극
정격 출력	200 [W]
관성 모멘트	7.8 [g.cm.s <sup>2</sup> ]
정격 속도	3000 [rpm]
토크 상수	3.03 [kgf*cm/A.kg.m]
상당 저항	2.3 [Ωohm]
상당 인덕턴스	7.8 [mH]
역기전력 상수	0.021 [V/rpm]

표 4는 실험에 사용된 AC서보 전동기의 사양과 주요 파라미터의 값을 나타낸다. 본 논문에서는 10KHz의 스위칭

주파수를 사용하였고, 전류제어 주기 또한 10KHz이다. 그리하여 최대 주파수 대역의 약 1/20인 3000 rad/s로  $\omega_c$ 을 설정하였다. 속도 제어계의 교차각 주파수를 전류 제어계의 교차각 주파수의 1/10인 300 rad/s로 설정하였다. 인터럽트 주기(전류제어주기와 동일)는 100us이고, TMX320F2812를 75MHz로 사용하였을 경우 실제 프로그램 실행 시간을 측정 한 결과 프로그램 수행의 최대 시간, 즉 위치, 속도, 전류 제어 모듈 모두 수행하는 경우 약 25us가 소요되었다. 이러한 빠른 연산 처리는 디지털 제어기의 단점인 공전시간에 따른 위상차의 감소를 줄일 수 있는 장점이 있다. 그림 9는 PWM 출력 파형과 데드타임을 보여준다. 그림 9(a)는 3상 상단 PWM파형 출력을 나타내며, (b)는 데드타임을 나타내는데 약 1.2us 정도이다.

그림 10은 무 부하에서의 1000RPM에 대한 응답 특성이다. 속도는  $\times 1$ , A상 전류는  $\times 100$ , q-축 전류는  $\times 1000$  스케일로 나타내었고 시간은 1ms 단위로 나타내었다. 토크 명령인 q축 전류 명령과 실제 q축 전류가 잘 일치하고 있음을 알 수 있다. 그림 11과 12는 1/2 부하에서의 속도 및 위치 제어를 한 결과이다. 부하시에도 명령에 잘 추종하며, 위치 제어에서 오버슈트가 없음을 보여, 우수한 제어가 되고 있음을 알 수 있다.

그림 13(a)는 TMS320C32를 이용하여 구성된 기존의 컨트롤러 회로이며 그림 13(b)는 TMX320F2812를 이용하여 구성된 컨트롤러 회로이다. 그림에서 알 수 있듯이 TMX320F2812를 이용한 경우가 내부의 AD 변환기, RAM, ROM, PWM 회로, QEP 회로, 회전 방향 측정 회로 등을 사용하여 회로의 구성을 간소화시킴으로써 부품 및 개발 시간 단축, 경제성 등 많은 장점이 있음을 예측할 수 있다.

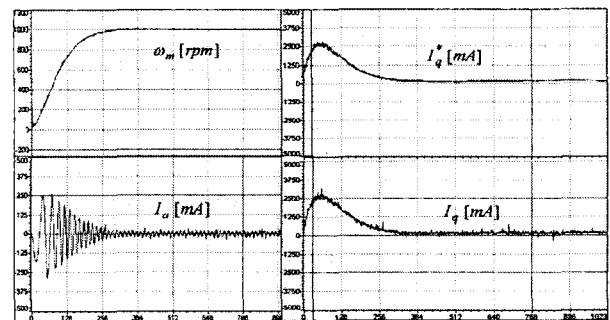


그림 10 무부하일 때 1000RPM에 대한 응답

Fig. 10 Responses under no load at 1000 rpm

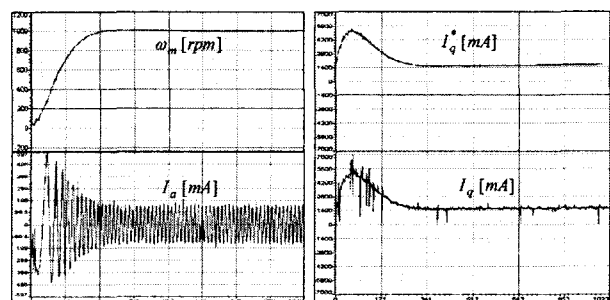


그림 11 1/2 부하일 때 1000RPM에 대한 응답

Fig. 11 Responses under half load at 1000 rpm

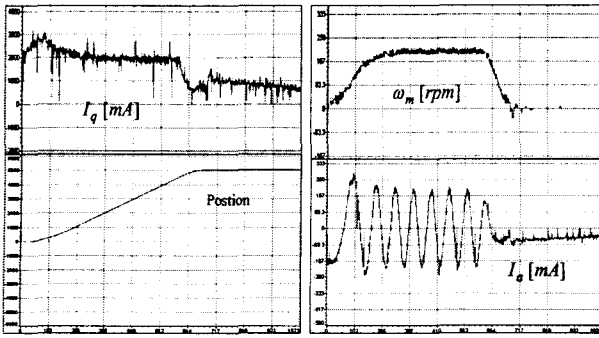


그림 12 1/2 부하에서 720도의 위치명령에 대한 응답  
Fig. 12 Responses for the command to 720° on 1/2 load

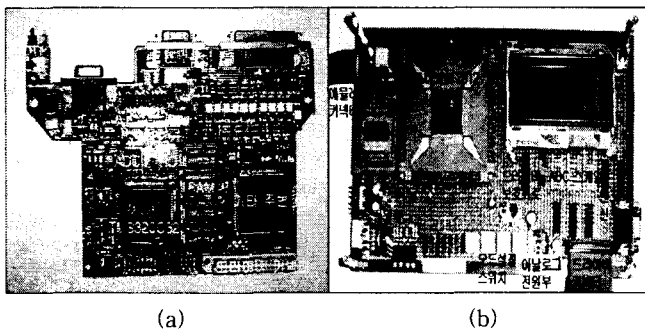


그림 13 TMS320C32(좌)와 TMX320F2812 컨트롤러(우)  
Fig. 13 Controllers of TMS320C32(left) and TMX320F2812(right)

### 5. 결 론

본 논문에서는 전동기 제어용 고성능 DSP인 TMX320F2812를 이용하여 AC서보 전동기의 벡터 제어를 구현하였다. DSP 내부의 PWM 및 데드타임 회로, AD 변환기, PDPINT, QEP 회로 등 전동기제어를 위한 내장 장치들을 사용하여 컨트롤러의 회로를 간소화시켰고, 속도 및 위치제어를 구현하였다. 고정 소수점 연산 기능에 대해 각 변수의 양자화를 고려한 유효자리까지의 스케일링을 이용하여 발생할 수 있는 오차를 최소화하였다. 많은 연산량에도 불구하고 초고속 연산 처리로 전류제어의 한 주기 내에서 필요 연산 시간은 한 주기의 25% 정도에서 완료되어, 범용 DSP로 구현한 동일한 성능을 발휘할 수 있을 뿐 아니라, 시간적 여유를 갖으면서 많은 부가 기능을 수행할 수 있다. 또한, 하드웨어적인 간소화에 따른 구현상의 용이함 뿐 아니라, 부품 감소에 따른 경제적 경쟁력도 갖는다고 할 수 있다. 본 연구에서는 TMX320F2812가 사용되었지만, 정식버전이 출시되면 AD 변환기에서 갖는 약간의 기본 노이즈들도 모두 해결될 것으로 기대되는 바이다.

#### 감사의 글

본 연구는 한국과학기술재단 지정 지역협력 연구센터인 호서대학교 반도체 제조장비 국산화 연구센터의 연구비 지원에 의해 연구되었음.

### 참 고 문 헌

- [1] 윤덕용, "공간전압 벡터 PWM기법을 이용한 영구자석형 동기전동기의 속도제어", 단국대학교 대학원 박사논문, pp. 8~22, 1995.
- [2] 김준식, 설승기, "공간 전압 벡터 PWM의 새로운 기법", KIEE, 44권 7호, pp.865~874, 1995.
- [3] Dong-Hee Lee, Young-Ahn Kwon, "Improved Performance of SVPWM Inverter Based on Novel Dead Time and Voltage Drop Compensation", 대한전기학회 논문집, 49B-9-8, pp.618~625, 2000.
- [4] Zhang Dongliang, Ai Xing, Xu Chuanjun, Zhang Chengrui, "DSP-Based Software AC Servo Systems with PM Synchronous Motors", *Proceedings of the Fifth International Conference on ICEMS*, Vol.2, pp.755-758, Aug. 2001
- [5] Vladimir Blasko, "Interaction Between Power Converter and Control-PWM and sampling Issues", *40th IEEE Conference on Decision and Control*, pp.2210~2216, DECEMBER 2001.
- [6] 설승기, 전기기기제어론, 도서출판 브레인코리아, pp. 65-117, 239~277, 2002.
- [7] Chee-Mun Ong, *Dynamic Simulation of Electric Machinery*, Prentice Hall PTR, pp.463~504, 1998
- [8] 小山正人, 玉正伸三, "산업용 서보 전동기의 제어시스템 설계", 대영사, 184~213.
- [9] Texas Instruments, "TMS320F28x Event Manager Peripheral Reference Guide, May 2002.
- [10] Texas Instruments, "TMS320F28x System Control and Interrupts Peripheral Reference Guide, May 2002.
- [11] Texas Instruments, "TMS320F28x Analog-to-Digital Converter Peripheral Reference Guide, June 2002.
- [12] Texas Instruments, "TMS320F28x Optimizing C/C++ Compiler User's Guide, August 2001.

### 저 자 소 개



#### 홍 선 기 (洪瑄基)

1965년 1월 24일생. 1987년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1993년~1995년 렉스 산전(주) 선임 연구원.

1995년~현재 호서대 전기정보통신공학부 부교수.

Tel : 041-540-5674

Fax : 041-540-5693

E-mail : skhong@office.hoseo.ac.kr