

반도체 제조 장비용 영구자석형 동기전동기의 고분해능 위치제어에 관한 연구

황인성^{1*}, 홍선기¹

A study on High-Precision Position Control of Permanent Magnet Synchronous Motor for Semiconductor Equipments

In-Sung Hwang^{1*} and Sun-Ki Hong¹

요약 본 논문에서는 반도체 제조를 위한 AC 서보 모터의 고정도 위치 제어에 관하여 연구하였다. 제어기는 150 MIPS의 고속 처리가 가능한 TI사의 차세대 모터 제어용 DSP TMS320F2812를 이용하여 컨트롤러를 구성하였으며, 2,500 PPR 분해능의 광학식 증분형 엔코더가 장착된 100W 용량의 PMSM을 위치 제어 하였다. 위치 제어를 구성하기 위하여 속도 제어기와 전류 제어기를 하위 루프로 구성하였으며, 회전형 엔코더 4배 배된 신호를 이용하여 최대 10,000 PPR의 위치 제어를 수행 하였다. 이로부터 보다 많은 PPR을 지원하는 엔코더에서도 같은 방법으로 고정도 위치제어가 가능할 것이다.

Abstract In this paper, the high precision position control of AC Servo motor for semiconductor equipment is studied. The control system was implemented using TI DSP TMS320F2812 which has 150 MIPS speed for next generation motor control. The controlled 100W PMSM motor has 2,500 ppr optical incremental encoder. The control system has speed controller and current controller to control the motor position. The encoder pulses are divided into 4 times, which has 10,000 ppr and the motor system has the position accuracy of 1/10,000. If the resolution of the encoder is increased, the resolution of the position control will be increased.

Key Words : PMSM, TMS320F2812, DSP, Vector control, Position control

1. 서론

반도체 제조 장비의 위치 제어 성능은 모터와 그에 대한 제어와 직접적인 관련이 있다. 현재 반도체 제조 장비에 사용되는 대부분의 서보 모터 시스템은 아직도 일본, 미국 등 선진국에 대한 의존도가 높은 현실에 있으며, 따라서 고성능 고분해능의 서보 모터 시스템을 국산화 하는 것이 필수적으로 요구된다. 최근 전력용 반도체 소자의 발달과 모터 제어를 위한 주변회로가 내장된 DSP의 발전은 AC서보 모터의 구동 및 제어에 있어 하드웨어를 간소화하고, 빠른 연산속도를 통해서 지연을 최소화하였다 [1]. DSP 자체의 구조적인 발전과 개발 환경의 최적화로 C언어의 효율을 최대화하여 어셈블리어에 충분한 연산

속도를 가지는 단계까지 발전하였다 [5,7]. 본 논문에서 실제 시스템에 적용된 TI사의 차세대 모터 제어용 DSP TMS320F2812는 기존 AC 서보 모터 제어를 위해 사용되었던 DSP 들에 비해 최대 15배 이상의 연산 능력이 향상 되어 최대 150 MIPS의 연산속도를 바탕으로 SVPWM(공간 전압 벡터 펄스 폭 변조 방식) 및 PWM 발생기, 엔코더 신호를 처리하는 QEP(Quadrature-Encoder Pulse)회로와 12비트의 고속 A/D변환기, 파워 드라이버 보호회로 등을 내장하여 DSP 단일 칩 하나로 AC 서보 모터의 제어를 가능하도록 만들어진 점도 또한 기존의 DSP에 비해 상당히 진보된 특징이다. 이는 기존의 복잡한 회로를 상대적으로 간소화시키고 경제성을 높일 수 있다. TMS320F2812는 고정 소수점 연산이라는 단점이 있지만 고속 연산 능력으로 충분히 극복되며, 이러한 고성능 DSP를 이용함으로써 해서 영구 자석형 동기전동기의 벡터제어와 SVPWM 구현이 용이하게 되고 이것은 AC 서보 모터의 효율 향상 및 정밀 위치 제어를 구현함에 있어 개발 시간의 단축 및 신뢰도의 향상을 가져온다. [6]

이 논문은 산업자원부 지방혁신사업 충남 디스플레이 RND 클러스터 사업에 의한 지원으로 연구되었음.

¹호서대학교 정보제어공학과

*교신저자: 황인성(his98@hanmail.net)

상용화 된 반도체 제조 장비용 영구자석 전동기의 위치 분해능은 체배를 통해서 수만 PPR(Pulse Per Revolution)에서 수십만 PPR 까지 다양하다. 회전형 모터 보다는 선형 모터가 주류를 이루고 있다. 하지만, 이러한 모터에 장착 되는 엔코더의 경우는 체배 이전의 PPR이 상당히 크고 고가이기 때문에 비슷한 형태의 낮은 PPR을 갖는 엔코더를 통해서 실험을 하려고 한다.

2. 본 론

2.1 PMSM AC 서보의 벡터제어

본 논문에서는 PM 타입의 Y 결선된 3상 AC 동기 모터를 사용하였고 그림 1은 모터의 등가회로를 나타낸다. 그림 1은 영구자석형 동기전동기의 등가회로이다. 일반적으로 3상이 평형하므로 PMSM의 전압 방정식은 식 (1)과 같이 간략히 표현하게 된다 [1]. 3상 AC서보 모터의 제어 특성과 제어 방식을 구현하는데 있어 3상전압과 전류를 2상 교류로 표현한다면 간단해 질 것이다. 이것을 정지 좌표계로의 α - β 모델링이라 하며, 2상 교류를 2축 직류와 같이 표시한다면 2상 교류로 표시된 것보다 제어 특성과 제어 방식을 더욱 간단하게 구할 수 있을 것이다. 이를 동기좌표계 d-q 모델링이라 한다. 식 (2)는 3상 교류(a-b-c) 좌표계와 2상 정지 좌표계와의 관계를 나타낸다.

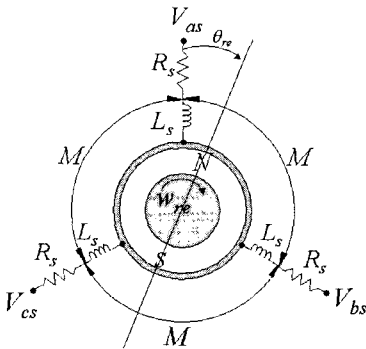


그림 1. PMSM의 등가 회로

여기서 $V_{as} + V_{bs} + V_{cs}$ 는 고정자 상전압, R_s 는 전기자 권선저항, L_s 는 전기자 권선의 자기 인덕턴스, M 은 전기자 권선간의 상호 인덕턴스, θ_{re} 는 각 변위이다. i_{as}, i_{bs}, i_{cs} 는 고정자 상전류, L_s 는 전기자 권선의 누설 인덕턴스, e_{as}, e_{bs}, e_{cs} 는 각상의 고정자 권선에 유기 되는 속도 기전력 그리고 p 는 미분 연산자 d/dt 이다.

θ_{re} 는 초기 위치를 기준으로 카운팅 되는 엔코더의 값을 연산하여 구한다.

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s + pL_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$(\theta_{re} - 2\pi/3), (\theta_{re} - 4\pi/3)$ 은 메모리에 저장된 sin 테이블로부터 바로 얻을 수 있는 값들이다. 2상 정지 좌표계에서 전류 및 전압 방정식은 좌표 변환 행렬 [1]에 의하여 식 (2)와 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_{re} & \cos\left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{re} - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta_{re} & -\sin\left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{re} - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re} \Phi_f \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \Phi_{fd} \\ \Phi_{fq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

종합하면 V_d, V_q 를 직류전압으로 하면, d-q 전류 또한 직류전류가 되어 2축 직류로 취급할 수 있고 3상 교류에서는 측정하기가 어려운 속도 기전력 및 고정자 권선에 유기 되는 자속 쇄교수를 정확히 알 수가 있다. 토크에 관한 관계식은 식 (4), (5)와 같이 나타낸다 [1]. K_T 는 토크 상수라 하며 토크는 동기 좌표계의 q-축에 비례하게 된다.

$$T_c = \frac{3P}{2} \Phi_f i_q = K_T i_q \quad (4)$$

$$K_T = \frac{3P}{2} \Phi_f \quad (5)$$

2.2 시스템 구성

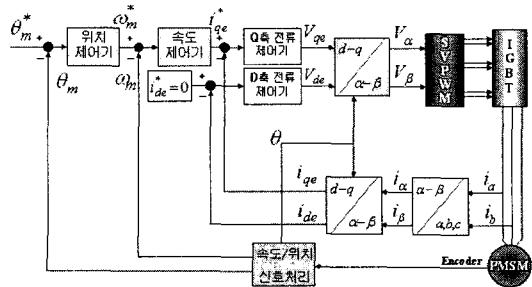


그림 2. 전체 제어 시스템 블록 다이어그램

그림 2는 시스템의 전체 블록도이다. TMS320F2812를 이용하여 AC서보 모터의 벡터제어를 구현하여 위치제어를 수행하는 블록도이다. 엔코더를 통해서 얻은 PMSM의 회전자 위치와 변위를 검출하여 속도를 얻고, 이를 적분하여 위치 값을 얻는다. 위치제어기는 위치 명령 값을 받아 하위루프의 속도제어기에 속도명령 값을 입력 시키고, 속도제어기는 속도명령을 받아 좌표변환을 통한 d-q 축 각각의 전류 제어 명령을 출력 하게 된다. 이때 모터의 상 전류를 검출하는 전류 센서의 출력 값을 A/D 변환하여, 전류 제어기 궤환을 받게 된다. 전력 효율을 높이기 위해 부하에 공급되는 3상 신호는 SVPWM 방식을 사용하였다 [3,4] θ^*_m 는 위치지령이고, θ_m 은 PMSM 회전자의 위치, ω^*_m 속도지령, ω_m 은 측정 속도다.

2.2.1 전류 제어기

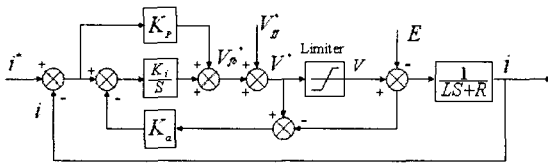


그림 3. 전류 제어기 블록 다이어그램

그림 3은 설계 된 전류 제어기의 블록 다이어그램이다. 전류 제어기는 PI 제어를 하였으며, 적분기의 와인드업(windup) 현상을 방지하기 위하여 제한기의 입력과 출력의 차이를 안티 와인드업(Anti-windup) 이득(K_a)을 적분기에 연결하였다. 전류제어기의 출력 값(전압)은 전류 오차와 전류에 대한 궤환 성분 (V^*_{fb})과 역기전력 보상을 위한 전향 성분 (V^*_{ff})으로 구성된다. 역기전력 성분 에 대한 보상이 정확히 이루어진다면 전향성분은 제거되고, 페루프 전달함수는 하나의 극점과 2개의 영점을 가진 시스템이 된다 [1]. 그리고 분자 부분의 극점을 분모 부분의 영점이 상쇄시킬 수 있다면 이 식은 하나의 영점을 가진 1차 지연 시스템으로 해석할 수 있을 것이다. 전류 제어기 P 게인 K_p 와 전류 제어기 I 게인 K_i 를 식 (6)과 같이 설정하면 분모 부분의 영점이 분자 부분의 극점을 상쇄시킬 수 있게 되고 식 (7)과 같은 1차 지연함수로 표현 가능하다.

$$K_p = L\omega_c, \quad K_i = R\omega_c \tag{6}$$

$$I(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \tag{7}$$

식(7)은 주파수 대역을 가지는 1차 지연 함수이다. 일반적으로 PI전류제어기의 특성을 나타내는 변수는 페루프의 주파수 대역(ω_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 [1].

2.2.2 속도 제어기

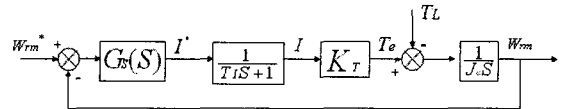


그림 4. 속도 제어기 블록 다이어그램

그림 4는 속도 제어기의 블록 다이어그램이다. 속도 제어기는 PI 제어를 사용 하였고, 전류제어기의 교차각 주파수를 PI속도 제어계의 교차각 주파수보다 충분히 크게 잡아서 속도 제어계의 교차각 주파수(ω_{sc})에서는 전류제어계의 페루프 전달함수를 1로 근사 시킬 수 있었다. 또한 속도 제어기의 절점 주파수가 ω_{sc} 의 수분의 1 이하인 경우에서 PI 속도제어계의 전방경로 전달함수는 식 (8)과 같다 [2].

$$G_{sc} \cong K_{ps} \times \frac{K_T}{J_m s} \tag{8}$$

그러므로 $|G_{sc}(j\omega_{sc})|$ 값이 1이 되도록 하면 속도제어기의 주파수 대역폭이 ω_{sc} 가 되고, 이 경우 비례이득을 구하면 식 (9)와 같다 [1].

$$K_{ps} = \frac{J_m \times \omega_{sc}}{K_T} \tag{9}$$

$$K_{is} = K_{ps} \times \omega_{pi} \cong K_{ps} \times \frac{\omega_{sc}}{5} \tag{10}$$

적분기 이득 K_{is} 값은 통상 PI 절점주파수가 $\omega_{pi} \leq \omega_{sc}/5$ 가 되도록 하여 식 (10)과 같이 구하였다.

여기에서 K_{ps} 는 속도 제어기 P 게인, K_{is} 는 속도 제어기 I 게인 이다.

2.2.3 위치 제어기

그림 5는 P 위치제어기의 블록도를 나타낸다. 일반적

으로 지령 위치에 대한 스텝 응답이 오버슈트를 생성하는 것은 바람직하지 않다. 그러므로 위치제어기는 P제어기를 이용한다. 속도 제어계의 교차 각 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. ω_p 는 위치제어계의 교차각 주파수로 위치 지령에 대한 응답을 결정한다.

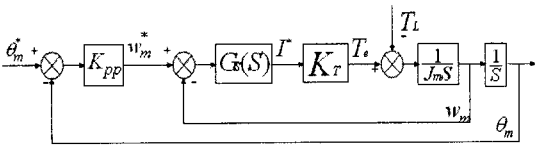


그림 5. 위치 제어기 블록 다이어그램

$$G_p(S) = \frac{\theta_m}{\theta_m^*} = \frac{\omega_p}{S + \omega_p} \quad (11)$$

2.2.4 부동 소수점 처리

마이크로 컴퓨터는 아날로그 회로와 달리 유한한 길이의 데이터를 취급하므로 데이터의 양자화 폭을 어떻게 설정하는가가 중요하다 [2]. 이러한 양자화 폭의 선택은 아날로그 값을 측정할 수 있는 A/D 변환기의 성능과 센서의 입력 범위, DSP의 출력 값과 아날로그 값과의 관계를 고려하여 설정하여야 한다. 본 논문의 경우에는 양자화 된 데이터의 유효자리를 적절한 스케일 방법으로 변수의 유효자리를 확보하여야만 한다. 다음은 본 연구에서 사용된 전압 및 전류 센서와 A/D변환기 및 DSP의 출력 범위에 맞춘 스케일링 값이다.

표 1. 각 변수의 스케일 단위

변수	변수 최소 단위	스케일링
전류	0.001 A	×1,000
전압	0.001 V	×1,000
속도	1 RPM	×1
속도 오차	0.001 rad/s	1,000
위치	1	×1
속도 PI gain 값	0.0001	×10,000
전류 PI gain 값	0.001	×1,000

표 2. 각 변수의 최대치와 최소치

변수	최대치	최소치
전류	2A	-2A
전압	155V	-155V
속도	5,000V	-5,000V
속도 오차	1,050,000 RPM	-1,050,000 RPM
위치	2,500 / 5,000 / 10,000	0(0도)

표 3. 각 변수의 스케일 값

변수	디지털 값	실제 값
전류	1	0.001 A
전압	1	0.001 V
속도	1	1 RPM
위치	1	0.144 / 0.072 / 0.036
PWM 분해능	1	0.081 V

표 1은 각 변수의 스케일링에 따른 변수들의 최소값을 나타내었다. 처리해야 할 데이터로는 첫째로 모터에 흐르는 각 상의 전류가 있다. TMS320F2812에는 12비트의 A/D변환기가 내장되어 있다. 12비트는 십진수로 0~4095이므로 전류를 양의 값과 음의 값으로 구분한다면 각각의 범위는 11비트 즉 0~2047이 된다. 측정 할 수 있는 전류의 최대치를 2.047 A 로 설정하고 전류를 0.001 A 단위로 측정하였다. TMS320F2812의 A/D의 입력 전압 범위는 0~3 V 이다. 전류센서에서 나오는 0~4.096 V를 0~3 V 스케일로 바꾸는 Signal Conditioning 회로를 구성하고 이를 통하여 전류에 해당하는 A/D변환기의 값을 직접 취한다면 (측정된 전류×1000)의 스케일이 된다. 전압도 ×1000 스케일을 사용하였다. DC 링크단 전압을 출력 값의 범위로 나눈 값이 PWM의 분해능이며 실제 전동기에 대한 전압인가는 계산되는 게이팅 시간에 의존하고 PWM의 분해능은 표 3에서와 같이 0.081V의 단위로 출력된다. 그러므로 게이팅 시간의 유효자리는 소수점 3자리가 되어 전압의 그것과 같게 된다. 속도 측정에 대해서는 1 RPM 단위로 측정하고 속도의 오차 신호는 rad/s의 단위로 계산된다. 1 RPM은 약 0.105 rad/s이므로 ×1000 스케일을 적용하였다. 위치제어는 엔코더 기준 펄스 명령으로 기계각 360/2,500 (0.144도), 360/5,000 (0.072도), 그리고 360/10,000 (0.036도)로 수행하였다. 표 2.에는 각 변수의 최대치와 최소치를 나타내었다. 표에 나타난 값들은 전동기의 사양과 제어 시스템의 대상에 따라 선택한 값이며 각 변수를 스케일링하여 연산할 때 최대치와 최소치를 고려하여 변수의 데이터형이 오버플

로나 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. 표 3은 주요 변수의 디지털 값에 대응하는 실제 값들을 나타낸다. 전류 값과 위치 값은 측정값과 제어 연산에서 사용될 때 사용되는 수치이고, 전압은 제어 연산에서 사용되는 수치이며 게이팅 시간이 전동기에 공급되는 전압을 나타낸다.

2.3 실험 결과

표 4는 실험에 사용된 AC서보 모터의 사양과 주요 파라미터의 값을 나타낸다. 이러한 모터의 주요 파라미터들은 위치 제어기, 전류 제어기 그리고 속도 제어기의 적분기, 비례기의 이득을 결정할 때 사용하므로 중요하다.

표 4. PMSM의 사양과 주요 파라미터

상수 / 극수	3상 4극
정격 출력	200 [W]
관성 모멘트 Jm	7.8 [g.cm.s ²]
정격 속도	3000 [rpm]
토크 상수 KT	3.43 [kg*cm/Akg*cm]
상당 저항 RS	4 [Ω]
상당 인덕턴스 LS	11.4 [mH]
역기전력 상수 Ke	0.019 [V/rpm]

제어 대상이 되는 모터의 정확한 사양을 알지 못한다면 모터가 가지는 최대 성능을 내지 못할 것이다. 이러한 PMSM 타입 AC모터를 가지고 속도 및 위치에 대한 추종 실험을 실행하였다. 본 논문에 사용된 전류 센서로는 5 A에서 4 V가 출력되는 HINODE사의 P10-5/4를 사용하였고 이를 3V 스케일로 바꾸어 TMS320F812에 내장된 12비트의 A/D변환기에 입력된다. 속도 및 위치 신호 처리를 위해서 모터에 부착된 라인드라이버 출력 형식의 광학식 증분형 엔코더를 사용하여 초기 로터의 위치 판별 및 속도(RPM), 좌표 변환에 필요한 θ 값을 구하였다. 각각의 제어 정수의 값은 2.2.1~2.2.3장의 식 (6), (7), (8), (9), (10), (11)을 이용하여 설정하였다. 전류제어는 10 kHz의 스위칭 주파수를 사용하였고, 전류제어 주기 또한 10 kHz이다. 그리하여 최대 주파수 대역의 약 1/20인

3,000 rad/s로 ω_c 를 설정하였다. 속도 제어계의 교차각 주파수는 전류 제어계의 교차각 주파수의 1/10인 300 rad/s로 설정하였다. 위치 제어계의 교차각 주파수 ω_p 를 속도 제어계의 교차각 주파수의 1/10인 30 rad/s로 설정하였다 [6].

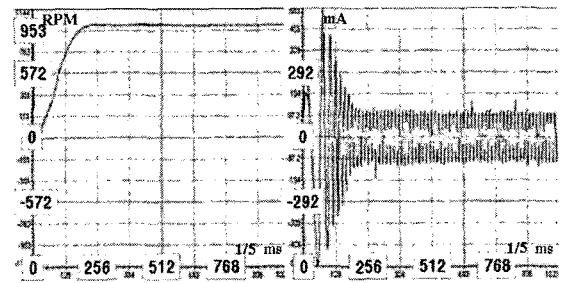


그림 6. 1,000 RPM 속도 명령 응답과 상전류

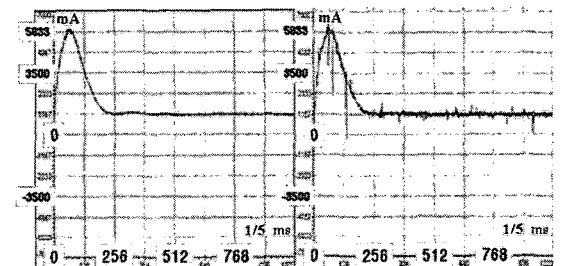


그림 7. Q축 전류 명령과 Q축 전류 응답

그림 6은 무 부하에서의 1,000RPM에 대한 속도 명령 응답과 상전류를 샘플링 한 그래프다. 그림 6의 우측의 그래프는 같은 시간의 A상 전류를 나타낸다. 여기에서 속도는 스케일링 되지 않았고, 시간은 x축 값을 곱하기 2한 뒤에 10으로 나뉘주면 되고 단위는 ms 단위이며, 전류는 mA 단위다. 1,000 RPM 정상상태 도달 시간이 약 50ms 정도가 됨을 알 수 있다. 그림 7은 1,000 RPM 속도 명령 추종에서 q-축 전류 명령과 그에 따른 q-축 전류 명령이다. 단위와 스케일은 그림 4와 동일하다.

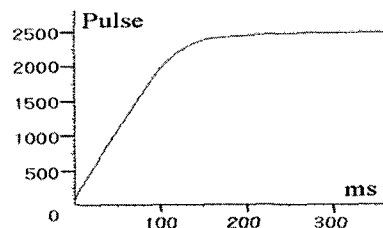


그림 8. 위치 제어 2,500 PPR 실험

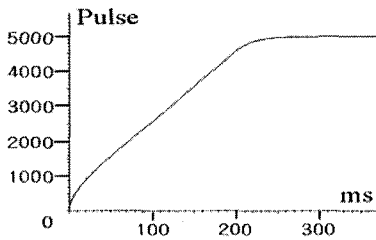


그림 9. 위치 제어 5,000 PPR 실험

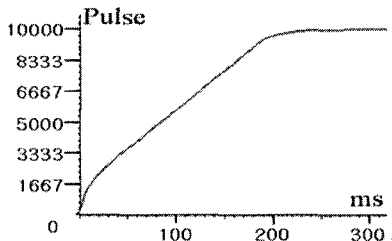


그림 10. 위치 제어 10,000 PPR 실험

분해능에 따른 위치 제어 실험은 모두 기계각 360도에 해당하는 펄스 값(PPR) 명령으로 주었다. 그림 8은 2,500 PPR (0.144도), 그림 9는 5,000 PPR (0.072도)의 실험 그래프이다. 본 논문의 실험에서는 기계각 360도에 2500 PPR 짜리 증분형 엔코더를 사용하였고, 엔코더 펄스 신호를 4채배 하여 10,000펄스(0.036도)로 사용한다. 마지막의 실험 그래프 그림 9는 4채배 된 엔코더 펄스를 최대한 이용한 10,000 펄스 위치제어 명령에 대한 그래프이다. 실험 그래프 모두 Y축은 위치명령 펄스 값이고, X축은 시간 축으로 ms 단위이다. 세 가지 실험 모두 정상 상태에서의 오차는 1 Pulse 이하로 위치 제어가 완벽히 되고 있다. 다만 엔코더 펄스가 높게 채배가 될수록 정상 상태 도달 시간이 오래 걸리고 있다. 그러나 이는 단순한 P 제어 사용에서 오는 결과로 모두 같은 P 계인을 사용해서 실험했기 때문에 사료된다. 그림 11은 TMS320F2812를 이용하여 구성된 DSP 제어 시스템이다. 사진과 같이 TMS320F2812를 사용하면 내부의 A/D 변환기, RAM, ROM, PWM 회로, QEP 회로 등을 사용함으로써 회로의 구성을 간소화시킴은 물론 컨트롤러의 단가를 크게 낮출 수 있다. 좌측에 보이는 것이 실험에 사용된 200W PMSM이며, 중간 상단의 것이 3상 전압형 인버터 방식의 모터 드라이브이다.

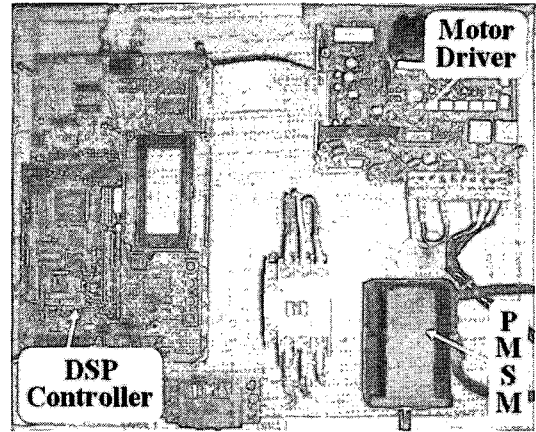


그림 11. DSP 제어 시스템 전체 사진

3. 결론

본 논문에서는 제어용 고성능 DSP인 TMS320F2812를 이용하여 AC서보 모터의 벡터 제어를 구현하였고, 이를 통하여 위치제어를 구현하였다. DSP 내부의 PWM 및 데드타임 회로, A/D 변환기, PDPINT, QEP 회로 등 모터제어를 위한 주변장치들을 사용하여 컨트롤러의 회로를 간소화 시켰고, 속도제어 및 위치제어를 구현하였다. 빠른 연산 처리로, 고정 소수점 연산에 대한 단점을 각 변수의 양자화를 고려한 유효자리까지의 스케일링을 이용하여 발생할 수 있는 오차를 최소화하였다. 이렇게 오차 최소화 방안으로 구성된 DSP 제어기를 이용하여 위치 명령을 수행하는 위치 제어기를 구성 하였고, 하위 제어기로는 전류제어기와 속도제어기를 갖는 구조를 하고 있다. 위치 제어기를 통하여 위치 제어를 기계각 360도당 2,500, 5,000, 10,000 등분의 분해능으로 위치제어 실험을 하여 1 Pulse 이하의 오차를 가짐으로써 위치 추종이 가능함을 확인하였다. 이런 장점들은 기존의 AC 서보 시스템을 저가에 구현이 가능하도록 해주며, 기존의 사용화 된 프로세서보다 월등한 성능을 제공해 주고 있다. 현재 연구에 사용된 엔코더는 2,500 PPR을 사용하였지만 이 보다 고분해능의 엔코더를 같은 방법으로 사용하면 더욱 높은 분해능의 위치제어가 가능 할 것이며, 선형 동기 전동기 (Linear Synchronous Motor)에도 같은 방식으로 적용 할 수 있을 것이다.

참고문헌

- [1] 설승기, 전기기기제어론, 도서출판 브레인코리아, pp.65~117, 239~277, 2002.
- [2] 小山正人, 玉正伸三, 산업용 서보 모터의 제어 시스템 설계, 대영사, 184~213.
- [3] Marian P.Kazmierkowski, Luigi Malesani, "Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converter : A Survey", IEEE Trans. on ind electronics Vol.45. No. pp.691~702 OCTOBER 1998.
- [4] Ahmet M.Hava, Seung-Ki Sul, Russel J.Kerkman, Thomas A.Lipo, "Dynamic Overmodulation Characteristics of Triangle Intersection PWM Methods", IEEE Trans. on Industry Application, Vol.35, No.4, pp.896~907, July/August 1999.
- [5] Zhang Dongliang, Ai Xing, Xu Chuanjun, Zhang Chengrui, DSP-Based Software AC Servo Systems with PM Synchronous Motors, pp.755~758, Shandong University Jinan.
- [6] 윤덕용, "공간전압 벡터 PWM기법을 이용한 영구자석형 동기전동기의 속도제어", 단국대학교 대학원 박사논문, pp.8~22, 1995.
- [7] Texas Instruments, TMS320F28x Event Manager Peripheral Guide, May 2002.

황 인 성(In-Sung Hwang)

[준회원]



- 2004년 2월 : 호서대학교 정보제어공학과 (공학사)
- 2006년 2월 : 호서대학교 정보제어공학과 (공학석사 예정)

<관심분야>

모션 컨트롤, 벡터제어, DSP

홍 선 기(Sun-Ki Hong)

[정회원]



- 1987년 2월 : 서울대학교 전기공학과 (공학사)
- 1989년 2월 : 서울대학교 전기공학과 (공학석사)
- 1993년 8월 : 서울대학교 전기공학과(공학박사)
- 1995년 3월 ~ 현재 : 호서대학교 정보제어공학과 부교수

<관심분야>

전동기 설계 및 제어, 모션 컨트롤