

저전압 고성능 DSP를 이용한 AC 서보모터 제어

최치영* · 홍선기*†

*호서대학교 전기정보통신공학부

AC Servo Motor Control Using Low Voltage High Performance DSP

Chi Young Choi* and Sun Ki Hong*†

*Dept. of Electronic Infomation Telecommunication Engineering, Hoseo University

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. Those things make it possible to reduce the time of developing a AC servo system. Fixed point DSP such as TMS320F240x, and TMS320F28x series have a disadvantage in calculating floating number where TMS320C32 or TMS320C31 are floating point DSP. However they usually become a complex hardware system to implement the AC servo system and it increases the cost. 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 a rich peripheral interface such as a 12bit high speed AD converter, QEP(Quadrature Encoder Pulse) circuit, PDPINT(Power Drive Protect Interrupt), SVPWM module and dead time module are used. This paper presents a method to overcome fixed point calculating using scaling all parameters. Also space vector pulse width modulation (SVPWM) using off-set voltage and a digital PI control are implemented to the servo system.

Key Words : TMX320F2812, SVPWM, PMSM, Peripheral devices, vector control.

1. 서 론

일반적인 전동기 제어 시스템의 경우 제어의 주된 관점은 속도이고 토크는 기계적 관성에 의해 필터링 된 후 속도의 변화로 나타나므로 직접적인 제어의 대상이 아니었다. 그러나 반도체 장비와 같은 정밀 제어가 필요한 경우 순시 토크를 제어하여야 한다. 최근 전력용 반도체 소자의 발달과 AD 변환기, PWM 발생기, QEP회로 등 모터 제어를 위한 주변기기가 내장된 원칩 DSP의 발전은 단일 칩 하나로 AC서보 모터의 벡터제어를 가능하게 만 들었다. 이러한 고성능 DSP를 이용하여 순시 토크 제어와 SVPWM(Space voltage Vector Pulse Width Modulation)기법을 이용한 AC 서보 모터의 정밀 제어를 구현함으로써 개발 시간과 하드웨어를 간소화 시키고 신뢰도의 향상을 얻을 수 있다. 본 연구에서는 TI사의 TMX320F2812를 사용하여 AC 서보 모터의 고성능 제

어를 구현하였고, 전류 필터링 등 하드웨어적으로 구현됐던 부분을 소프트웨어적으로 대체하였다. 기존의 AC 서보 모터 제어는 많은 양의 소수점 연산 문제로 인하여 모터 전용 DSP를 이용하지 못하고, 소수점 연산이 바로 가능한 범용 DSP로 주로 TMS320C3x 시리즈를 사용하였지만 범용이므로, 제어용 주변기기를 DSP에 추가하여 제작함으로써 부품의 증가로 인하여 복잡한 시스템이 될 수 밖에 없었지만, F28x의 개발로 인하여 AD 변환기등이 DSP에 내장되어 있고 또한 고속연산으로 인하여 정수를 변환처리함에 따른 시간 지연 문제도 해결되었다. 따라서, 이를 이용하여 기존의 AC 서보 성능을 충분히 발휘하면서 간단한 구성의 AC 서보 모터를 고성능으로 제어가능하게 되었다.

2. 본 론

2.1. PMSM의 벡터제어

3상 교류에 의해 동작되는 3상 영구자석형 동기 전

†E-mail : skhong@office.hoseo.ac.kr

동기를 2상 좌표계 d-q 축으로 변환하면 영구 자석 계자에 의하여 유지되는 자속 쇄교수는 동기 좌표계에서 d 축에 집중되고 이로 인해 발생하는 속도 기전력 ($w_r \Phi_f$)은 q 축에 집중된다[2]. 또한 동기 좌표계의 전기자 전압 V_{ds}^e, V_{qs}^e 을 제어하여 d-q축 전기자 전류인 I_{ds}^e, I_{qs}^e 을 제어할 수 있다. Fig. 1은 3상 영구 자석형 동기전동기의 등가 회로를 Fig. 2는 2상 d-q 축으로 변환하였을 때의 등가회로를 나타낸다[1][2].

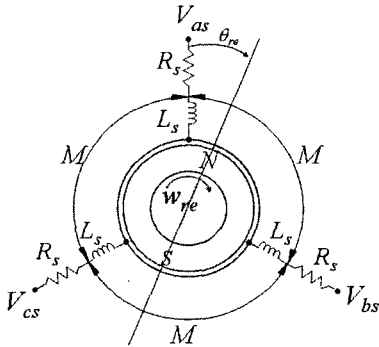


Fig. 1. Equivalent circuit representation of the PMSM.

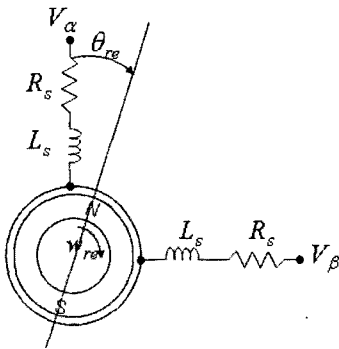


Fig. 2. Equivalent circuit representation of d-q model.

여기서 R_s 은 전기자 권선저항, L_s 은 전기자 권선의 누설 인덕턴스, M 은 전기자 권선간의 상호 인덕턴스, p 는 미분 연산자, L_r 은 전기자 권선의 자기 인덕턴스, w_r 은 회전자의 전기 각속도이다.

식 1은 동기 좌표계 d-q축으로 모델링 된 전압 방정식을 나타낸다[8].

$$\begin{bmatrix} V_{ds}^e \\ V_{qs}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s - w_r L_s \\ w_r L_s \quad R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds}^e \\ I_{qs}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ w_r \Phi_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

2.2. 시스템 구성

Fig. 3은 d-q축으로 모델링된 전압 방정식을 가지고

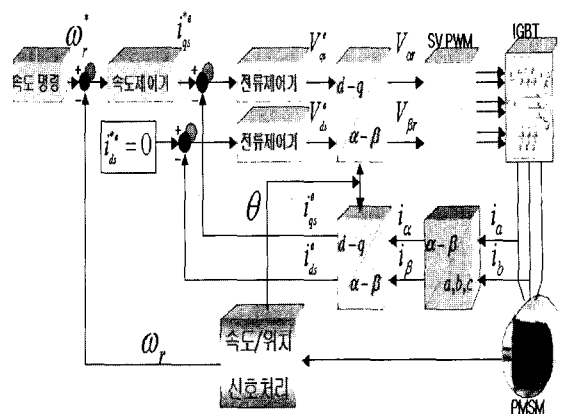


Fig. 3. Block diagram of the control system.

구성된 속도 제어기의 블록도이다.

2.2.1 제어기 구성

속도 제어기와 전류 제어기는 각각 PI(비례 적분) 제어를 사용하였다. Fig. 4와 Fig. 5는 이에 대한 블록도를 보여주고 있다.

속도제어기의 K_{ps} (비례이득), K_{is} (적분이득)과 전류 제어기의 K_{pi} (비례이득), K_{ii} (적분이득)은 다음 식 2를 이용해서 구한다[1].

$$K_{ps} = \frac{J_m \times \omega_{sc}}{K_T}, \quad K_{is} \approx K_{ps} \times \frac{\omega_{sc}}{5} \quad (2)$$

$$K_{pi} = L_s \times \omega_c, \quad K_{ii} = R_s \times \omega_c$$

ω_{sc}, ω_c 는 각각 속도 제어기의 각 주파수와 전류 제어기의 각 주파수를 나타낸다. 이 주파수 대역은 전류 제어기의 제어주기나 PWM스위칭 주파수에 의하여 제한되는데, 일반적으로 전류제어기 제어주파수의 1/10정도가 전류제어기 주파수 대역의 최대이며, 1/20에서 안정하게 사용할 수 있다. 속도 제어기의 각 주파수는 보통 전류 제어기의 각 주파수의 1/10이다[1].

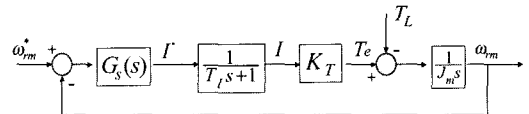


Fig. 4. Block diagram of the PI speed controller.

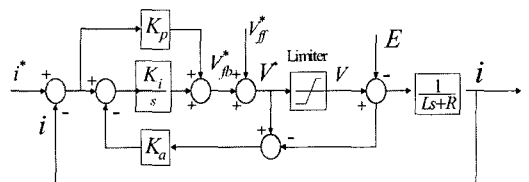


Fig. 5. Block diagram of the PI current controller.

본 연구에서는 전류 제어주기는 100 us, 속도 제어주기는 1 ms이고, PWM 주파수는 10 KHz이다. 전류 제어기의 주파수 대역은 안정적인 동작을 위하여 $\omega_c = 1500$ rad/s로, 속도 제어기의 주파수 대역 $\omega_{sc} = 150$ rad/s로 하였다.

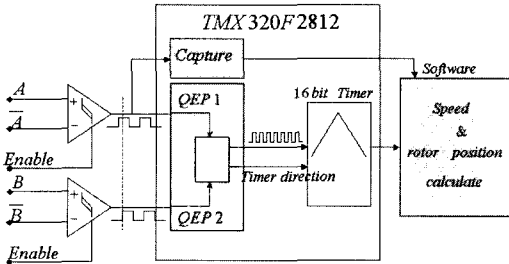


Fig. 6. Block Diagram of the QEP module.

2.2.2 회전속도 및 회전자 위치 측정

본 연구에서는 PMSM에 부착된 2000PPR 엔코더를 사용하였다. 보통 엔코더 출력을 4채배하는 회로를 사용하는데 TMX320F2812에는 QEP회로가 있기 때문에 별도의 회로 없이 엔코더 신호를 바로 사용할 수 있다. 이 QEP 회로를 이용하여 4채배된 엔코더 값을 발생시킬 수 있고 이를 16비트 타이머와 32비트 타이머를 이용하여 M/T방식으로 측정하였다.

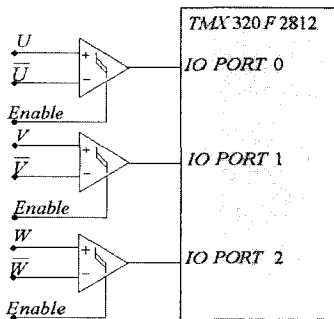


Fig. 7. Block diagram of a I/O port to detect the initial position of the rotor.

Fig. 7은 초기 위치 검출을 위한 회로로 속도와 같이 엔코더 신호로부터 출력되는 신호를 사용하였고 이를 I/O 포트로 읽음으로 해서 초기 위치를 판독하게 된다. U, V, W신호는 회전자의 자속 위치에 대한 정보로 엔코더로부터 출력된다. 모터가 구동 중에는 속도와 같이 A, B를 이용하여 각 변위를 측정할 수 있으므로 그림 7의 회로는 초기 구동 시에만 쓰인다.

2.2.3 전류 및 전압 샘플링

각 상 전류와 DC 링크 단의 전압 측정은 시스템의 성능에 직접적인 영향을 미치므로 최대한 오차 없이

측정하여야 한다. 이를 위해서는 AD변환기의 컨트롤과 어느 시점에서 위의 값들을 측정하는가가 중요하다. TMX320F2812는 12비트의 고속 AD변환기를 가지고 있으므로 빠른 속도로 정밀한 전류 및 전압 값을 측정할 수가 있다.

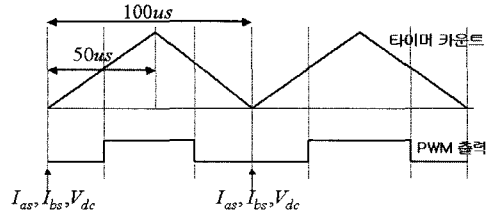


Fig. 8. Sequence of sampling currents and DC voltage.

전류 및 전압의 샘플링 시점은 위의 그림과 같이 영전압이 인가될 때 측정하는 것이 스위칭에 의한 영향이 가장 적으므로 적절하다[6]. TMX320F-2812에는 스위칭 주파수와 AD변환의 변환 시작 신호를 같게 설정할 수 있으므로 구현이 용이하다.

2.2.4 SVPWM출력 및 데드타임

TMX320F2812에는 총 14개의 PWM 출력 핀이 있으며 이중 12개의 핀은 2개의 3상 인버터를 구동할 수 있고, SVPWM출력 또한 가능하다. 이중 6개의 PWM 출력 핀을 사용하여 3상 PMSM을 구동하였다[4]. Fig. 9는 A, B, C상에 출력되는 PWM 출력 파형을 나타내었다. 계산된 게이팅 온-오프 신호에 따라 대칭형(symmetric) PWM 파형이 출력된다. Fig. 10은 A상과 /A상, B상과 /B상의 신호를 나타내었다. TMX320F2812에는 그림과 같이 A, B, C상에 대하여 각 상의 역 신호인 /A, /B, /C를 발생시킬 수 있는 기능이 있다.

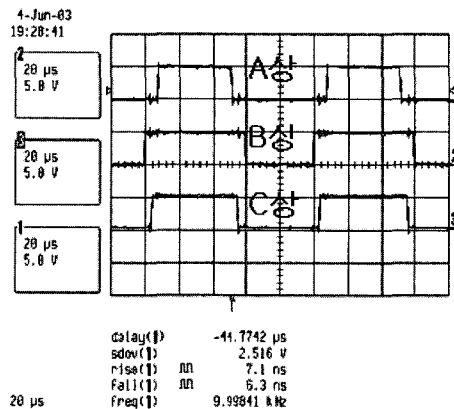


Fig. 9. Output of 3 phase PWM.

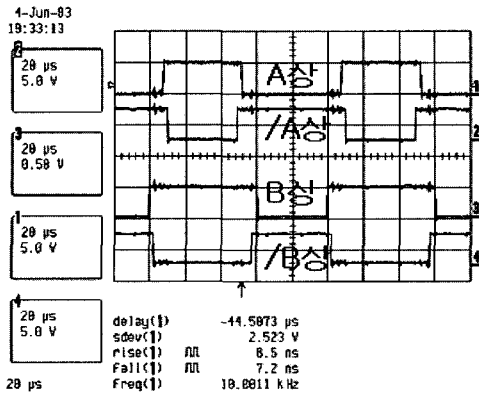


Fig. 10. Output of the inverted PWM.

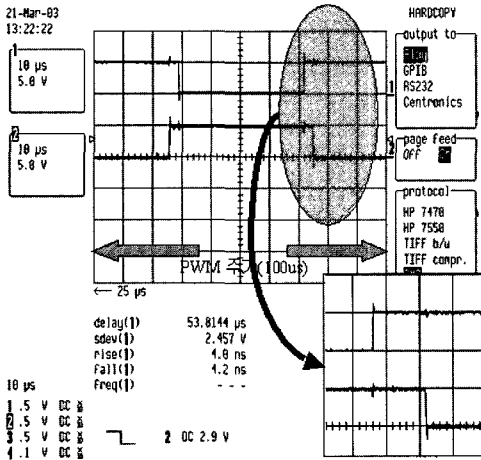


Fig. 11. Output of the Dead time.

또한 TMX320F2812에는 Fig. 11과 같이 (+), (-)상 IGBT가 동시에 켜지는 것을 방지하기 위한 데드타임도 설정 할 수 있다. 관련 레지스터에 설정하고자 하는 값만 로드 하면 PWM 출력 핀에 데드타임 상태가 적용된다. Fig. 11에는 2.4 us의 데드타임을 보여준다. 데드타임을 작을수록 좋지만 너무 작으면 (+), (-)상 IGBT가 동시에 켜지는 구간이 발생하기 때문에 이러한 경우는 피해야 한다[5].

3. 실험 결과

Table 1은 실험에 사용된 영구 자석형 동기모터의 사양을 나타낸다.

Fig. 12는 샘플링 주파수의 약 1/5정도의 대역폭을 가지는 필터를 거쳐 잡음을 제거한 전류 파형을 보이고 있다. 위쪽 그림은 전류 센서로부터 측정된 값이고

Table 1. Specification of the motor

변수	사양
상수/극수	3상 4극
정격 출력	600 W
관성 모멘트	1.02 g.cm.s ²
정격 속도	3000 RPM
토크 상수	4.8 kgf.cm/A
상당 저항	0.46 ohm
상당 인덕턴스	2.66 mH
역기전력 상수	0.049 V/rpm

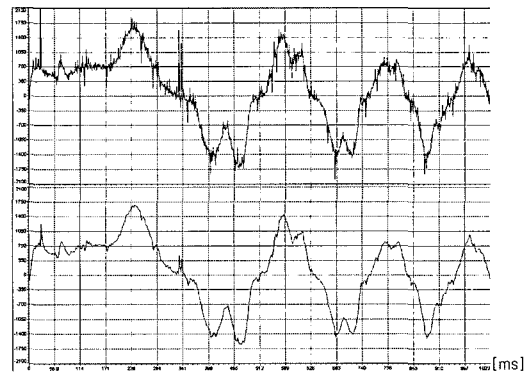


Fig. 12. Experimental result of the current filter.

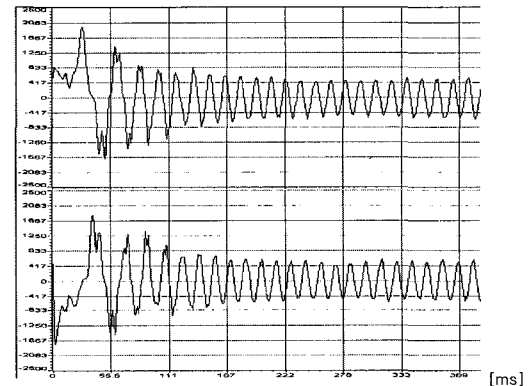


Fig. 13. Experimental result of the A, B phase current.

밑의 그림은 필터링된 후의 전류 파형이다. 전류의 샘플링 시점은 영 전압이 인가 될 때 샘플링 하는 것이 가장 좋다[6]. Fig. 13에서는 필터링을 거친 A상, B상 전류를 보여주고 있다. 크기는 같고 120도의 위상 차를 가진다.

Fig. 14와 Fig. 15는 식 2로부터 설계된 속도 제어 계와 전류 제어계에서 1000 RPM의 입력 속도에 대한 시

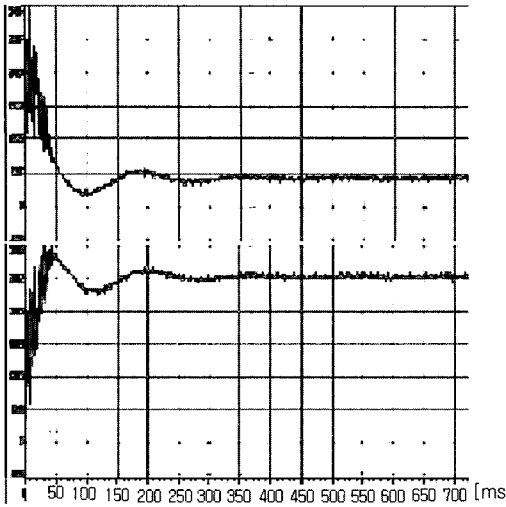


Fig. 14. Experiment of the q-axis current and voltage.

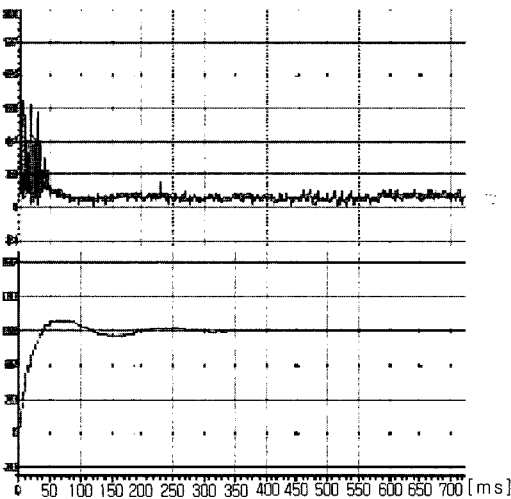


Fig. 15. Experiment of the d-axis current and speed.

시스템의 반응을 나타낸 것이다. Fig. 14의 위 그림은 q축 전류(I_{qs}^e)를 나타내고, 아래 그림은 q축 전압(V_{qs}^e)을 나타낸다. Fig. 15의 위 그림은 d축 전류(I_{qs}^e)를 나타내고, 아래 그림은 1000 RPM에 대한 응답이다. 그래프 샘플링 단위는 1ms이고 약 1초 동안의 응답 상태를 보여준다. 상승시간 약 40ms, 정상상태 도달 시간은 약 170~200ms이다. 매트타임에 의한 전류의 왜곡과 디지털 제어기의 지연에 대한 보상과 전류 예측이 추가되면 시스템의 응답 속도를 더욱 높일 수 있다[3].

Fig. 16은 TMX320F2812를 이용하여 제작된 컨트롤러와 파워 인버터 모터를 포함하는 전체 시스템 도이다.

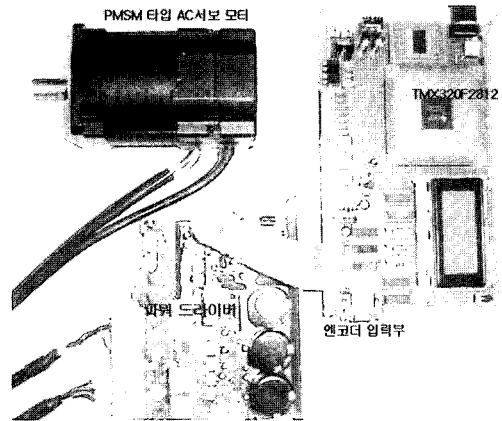


Fig. 16. System photograph.

4. 결 론

본 연구에서는 저전압 고성능 DSP인 TMX320F2812를 이용하여 AC모터 제어 시스템을 구현하였다. 모터 제어에 필요한 DSP 내부의 AD 커버터, QEP 회로, PWM 발생장치 등 여러 주변장치의 사용과 전류 필터링을 소프트웨어적으로 처리함으로써 범용 DSP이름에 따른 복잡한 회로를 컨트롤러의 회로를 간소화시키는 물론 시스템의 유지 보수 및 신뢰성을 높일 수 있었다. 고정 소수점 연산의 단점을 극복하기 위하여 모든 변수를 유효 자리까지 스케일링 함으로써 이로 인한 오차를 최소화하였고, 실험을 통해 계산 시간에 문제가 발생하지 않음을 확인하였다.

이와 같이 간소화된 하드웨어는 향후 반도체장비에 적용할 경우 기존의 시스템에 비하여 공간 활용 문제와 경제적인 측면에서 경쟁력이 있을 것으로 기대된다.

감사의 글

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

참고문헌

1. 설승기, “전기기기제어론”, 도서출판 브레인 코리아, pp. 65-117, 239-277 (2002).
2. Chee-Mun Ong, “Dynamic Simulation of Electric Machinery”, Prentice Hall PTR, pp. 463-504 (1998).
3. Vladimir Blasko, “Interaction Between Power converter and Control-PWM and sampling Issues”, 40th IEEE

- Conference on Decision and Control, pp. 2210-2216 December (2001).
4. 김준식, 설승, “공간 전압 벡터 PWM의 새로운 기법”, KIEE, 44권 7호, pp. 865-874 (1995).
 5. Lee, D.-H., and Kwon, Y.-A., “Improved Performance of SVPWM Inverter Based on Novel Dead Time and Voltage Drop Compensation”, 대한전기학회 논문집, 49B-9-8, pp. 618-625 (2000).
 6. Kazmierkowski, Marian P., and 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).
 7. Hava, Ahmet M., Sul, S.-K., Kerkman, Russel J., and Lipo, Thomas A., “Dynamic Overmodulation Characteristics of Triangle Intersection PWM Methods”, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 35, No. 4, pp. 896-907 July/August (1999).
 8. Zhang Dongliang, Ai Xing, Xu Chuanjun, Zhang Chengrui, “DSP Based Software AC Servo Systems with PM Synchronous Motors”, pp. 755-758, Shandong University Jinan.