

고정소수연산 DSP 기반 AC 서보모터 제어기의 소수연산 개선에 관한 연구

황인성, 홍선기
호서대학교 전기정보통신공학부

A study on the improvement of floating point operation for AC servo motor controller based on fixed point DSP

In-Sung Hwang, Sun-Ki Hong
Servo Machine & Control Lab, School of Electrical Engineering, Hoseo University

Abstract - This paper represents the improvement of floating point operation for AC servo motor controller based on fixed point operation DSP. TMS320F2812 has fixed point operation processing structure. The controller parameters are modified to the digitized data by scaling the original parameters. TMS320F 2812 is a 32-bit processor, and it could have enough accuracy to get the digitized data this procedure is implemented and the experiments controlling a AC servo system.

1. 서 론

기존의 AC 서보모터 시스템에서는 소수를 하드웨어적으로 처리 할 수 있는 부동소수연산 DSP를 사용하여 소수연산에서 오는 오차가 시스템에 큰 영향을 주지 못했다. 그러나 부동소수연산 프로세서의 경우에는 소수연산처리 하는 부분으로 인하여 프로세서의 구조가 복잡하고, 제어에 필요한 주변 회로도 온-칩화 안되어 있었다. 이러한 하드웨어적인 복잡성은 제어명령 수행 속도를 저하시키고 단기 상승으로 이어진다. 고정소수연산 DSP의 경우 하드웨어적인 구조가 간단하고, 이런 구조적 장점은 단가를 낮추고 연산 속도를 높이게 된다. 고정밀 제어나 고속 제어가 필요한 분야가 점차 늘어남에 따라서 프로세서의 연산 속도의 중요성이 증가되고, 높은 성능과 낮은 단가의 특징을 갖는 고정소수연산 DSP의 입지는 점차 넓어지고 있다. 그러나 고정소수연산 DSP는 소수연산 부분에서 오차가 발생하게 된다. 오차에 대한 적절한 조치가 없다면, 소수연산에서 오는 오차가 시스템에 미치는 영향은 예측할 수 없다. 아날로그 값을 측정할 수 있는 AD 변환기의 성능과 센서의 입력 범위, DSP의 출력 값과 아날로그 값과의 관계를 고려하여 양자화 폭을 결정하여 오차를 최소화 하고 있지만, 제어기 연산 이전의 데이터가 오차를 이미 오차가 난 상태로 들어온다면, 그것이 가장 치명적인 오류로 볼 수 있기에 본 실험에서는 이전의 실험 결과들을 토대로 입력 데이터의 오차 즉, 노이즈 성분을 최소화 하여 피드백을 받도록 Analog 회로 주변의 노이즈를 최소화 했다. 신호선의 노이즈 줄이기 위해 차폐와 AD 입력단의 신호 컨디셔닝에 신경을 썼다. 이를 토대로 오차를 무시할 수 있을 만큼 작게 만들 수 있을 것으로 보이고, 성능이 개선 될 것으로 보인다.

2. 본 론

2.1 PMSM의 SVPWM 방식 구동

3상 AC 서보 모터의 제어 특성과 제어 방식을 구현하는데 있어 3상 전압과 전류를 2상 교류로 표현한다면 간단해지고, 이를 다시 2축 직류와 같이 표시하게 되면 제어 특성과 제어 방식을 더욱 간단히 구현 할 수 있기 때문에 본 연구에서는 PMSM의 동기 좌표계 d-q 모델링을 통해서 3상 교류에서는 측정하기 어려운 속도 기전력 및 고정자 퀸션에 유기 되는 자속 쇄교수가 좌표

변환 이후 자속 쇄교수는 직류 값으로 d-축에 집중되고, 속도 기전력은 직류 값으로 q-축에 집중되어 정확히 측정 할 수 있다는 점을 이용해서 직류 값인 d-q 축 전기자 전압으로 d-q축 전기자 전류를 제어하였다. 토크는 q-축 전류에 비례하게 되어 q-축 전류를 제어함으로써 토크를 직접 제어 할 수 있다. 공간전압벡터 펄스 폴 변조 방식은 직류 전압의 이용률이 상대적으로 높고 일반적으로 사용되는 정현파 PWM 방식에 비해 전류 고조파 성분을 크게 억제할 수 있는 방식으로 알려져 있다. 공간 벡터 전압변조 방식의 기본 원리는 한 주기 내에서 기준 전압 벡터와 평균적으로 동일한 전압을 인버터의 유효 벡터들을 이용하여 합성해 내는 것으로 다양한 방식의 공간 벡터 전압변조 방식이 발표되었고, 본 논문에서는 옵셋 전압을 이용한 SVPWM 방식을 채택하였다. 옵셋 전압을 이용하면 풀 전압을 결정 한 후, 게이팅 인가 시간을 직접적으로 계산하므로 간단하게 구현 될 수 있다. 3상 부하인 PMSM에는 단일 직류 입력 전원으로부터 3상 교류 전압을 발생하여 전력을 공급하는 3상 전압형 인버터를 사용하였다.

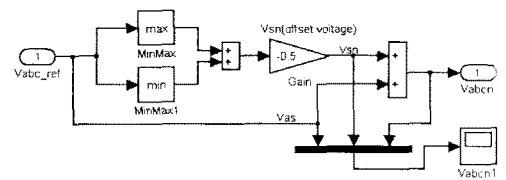


그림 1. SVPWM 시뮬레이션 블록도

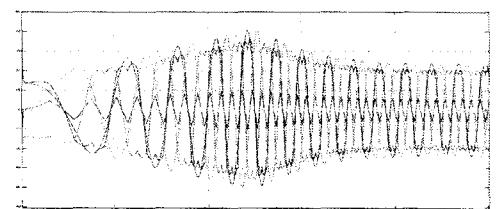


그림 2. SVPWM 시뮬레이션 파형

그림 1에는 SVPWM 시뮬레이션 블록도가 있다. 그림 2에는 3상 전류(정현파)와 옵셋 전압(삼각파형)이 있고 상전류와 옵셋 전압이 더해져 생성된 SVPWM 시뮬레이션 파형이 구현되었다. SVPWM이 전압 이용률이 상대적으로 높음을 알 수 있다.

2.2 고정소수연산 오차 처리

밑의 표1, 표2, 표3은 본 논문에서 사용 된 전압 및 전류 센서, AD변환기 그리고 DSP의 출력 범위에 맞춘 스케일링 방법이다.

표 1. 스케일링에 따른 변수의 최소 값

변수	변수 최소 단위	스케일링
전류	0.001 A	$\times 1,000$
전압	0.001 V	$\times 1,000$
속도	1 RPM	$\times 1$
속도 오차	0.001 rad/s	1,000
속도 제어기	0.0001	$\times 10,000$
PI 계인 값		
전류 제어기	0.001	$\times 1,000$
PI 계인 값		

표 2. 각 변수의 최대치와 최소치

변수	최대치	최소치
전류	2.047 A	-2.048 A
전압	155 V	-155 V
속도	5,000 RPM	-5,000 RPM
속도 오차	1,050,000 RPM	-1,050,000 RPM

표 3. 주요 변수의 디지털 값에 대응하는 실제 값

변수	디지털 값	실제 값
전류	1	0.001 A
전압	1	0.001 V
속도	1	1 RPM
게이팅 시간	1	0.081V

표 1은 각 변수의 스케일링에 따른 변수들의 최소 값을 나타내었다. 처리 해야할 데이터로는 첫째로 모터에 흐르는 각 상의 전류가 있다. TMS320F2812에는 12비트의 AD변환기가 내장되어 있다고 앞서 설명하였다. 12비트라는 숫자의 범위는 0~4095이고 전류를 양의 값과 음의 값으로 구분한다면 각각의 범위는 11비트 즉 0~2047이 된다. 측정 할 수 있는 전류의 최대치를 2.027A로 설정하고 전류를 0.001A 단위로 측정하였다. 전류에 해당하는 AD변환기의 값을 직접 취한다면 (측정된 전류 $\times 1000$)의 스케일이 되는 것이다. 전압은 $\times 1000$ 스케일을 사용하였다. 실제 전동기에 대한 전압인가는 계산되는 게이팅 시간에 의존하고 게이팅 시간은 표 6에서와 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 $\times 1000$ 스케일을 적용하였다. 속도 제어기의 정수 값은 $\times 10000$ 단위로 놓았는데 이는 적분이 득의 유효 자리를 확보하기 위해서이다. 계산된 적분이 득은 $K_{IS} \cdot 1ms$ 으로 소수점 4자리까지를 유효 소수점으로 보았다. 전류제어기 정수는 $\times 1000$ 단위로 계산하였다. 왜냐하면 전류제어기 적분기 이득의 계산 값은 $K_{II} \cdot 100\mu s$ 으로 소수점 3자리까지를 유효하게 보았다. 표 2는 각 변수의 최대 값과 최소치를 나타내었다. 표에 나타낸 값들은 전동기의 사양과 제어 시스템의 대상에 따라 선택한 값이며 각 변수를 스케일링하여 연산할 때 최대와 최소치를 고려하여 변수의 데이터 형이 오버플로나 언더플로가 발생하지 않도록 적절히 선택하여야 한다. 각 변수의 연산 값의 최대 값이 16비트 값을 넘는 변수에 대해서는 모두 32비트 부호 있는 데이터 형을 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. TMS320F2812는 32비트 데이터형의 나머지 연산을 빠르게 수행하기 때문에 문제가 없지만 성능이 떨어지는 DSP를 사용한다면 이를 처리하기 위해 긴 시간이 소요되기 때문에 주의하여야 하며 10단위의 스케일링보다는 2" 단위의 스케일링을 사용하는 것이 바람직하다. 표 3은 주요 변수의 디지털 값에 대응하는 실제 값을 나타낸다. 전류 값은 측정값과 제어 연산에서 사용될 때 사용되는 수치이고, 전압은 제어 연산에서 사용되는 수치이며 게이팅 시간이 전동기에 공급되는 전압을 나타낸다. 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 0.001A 단위로 하며, 전압 제어는 0.001V단위로, 전압 출력은 0.081V 단위로 수행하였다. 전압 제어와 출력의 단위를 맞추지 않은 것은 계산과정의 편리함을 위한 것이다.

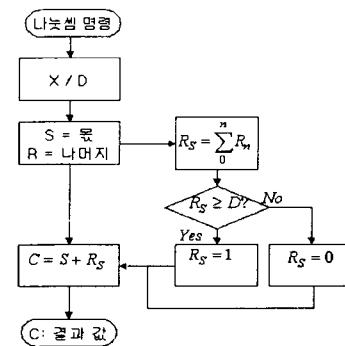


그림 3. 나머지 처리 순서도

마지막으로 각 제어기에서의 연산 과정에서 나눗셈 과정에서의 나머지 처리이다. 연산 과정에서의 나머지 처리 부분은 그림 3과 같이 나머지를 나눗셈 연산 후 나머지 부분을 저장하여 적분해 나가는 방법으로 해결하였다. 적분한 나머지가 뒷에 해당하는지 검사하여 보상하여 준다. 이러한 나머지 처리가 없다면 작은 제어 입력 값에 대해 상대적으로 큰 계산 오차를 가지게 될 것이다.

2.3 시스템 구성

그림 4은 상위 제어기인 속도 제어기와 하위 제어기인 전류제어기와 제어 명령 수행을 할 수 있도록 구성한 전체 시스템 블록도이다. TMS320F2812에 탑재 되어 있는 고속 12비트 AD 변환기, QEP회로, PDPINT 기능 및 PWM회로를 사용하여 Controller의 회로를 간소화 시켰고 구현을 용이하게 하였다. 제어기 구성 및 좌표 변환, 속도 신호처리가 모두 소프트웨어로 처리된다.

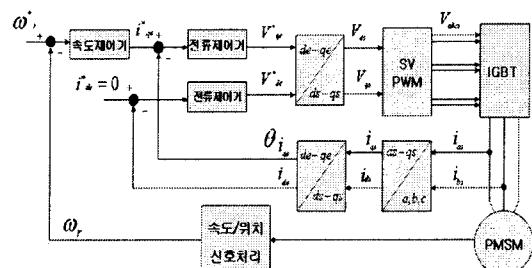


그림 4. 제어 시스템 블록도

2.4 속도 및 위치 측정

본 논문에서는 PMSM에 부착된 2500PPR 엔코더를 사용하였다. 보통 엔코더 출력을 4체배 하는 회로를 사용하는데 TMS320F2812에는 QEP회로가 있기 때문에 별도의 회로 없이 엔코더 신호를 바로 사용할 수 있다.

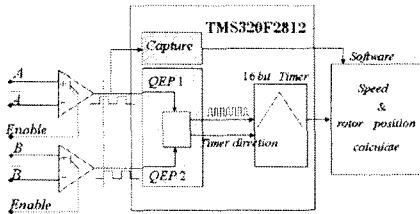


그림 5. 속도 측정 하드웨어 구성 블록도

그림 5는 PMSM에 부착된 엔코더 신호와 DSP와의 인터페이스 블록도이다. 이 QEP 회로를 이용하여 4체배된 엔코더 값을 발생시킬 수 있고 이를 16비트의 범용타이머와 32비트 타이머를 이용하여 M/T방식으로 측정하였다.

2.5 실험 결과

표 1은 실험에 사용된 PMSM의 주요한 파라메터 값을 나타내었다.

주요 파라메터	파라메터 값
상수 / 극수	3상 4극
정격 출력	100 [W]
관성 모멘트	7.6 [g.cm.s^2]
정격 속도	3000 [rpm]
토크 상수	3.43 [kgf*cm/Akg · cm]
상당 저항	4 [Ωohm]
상당 인덕턴스	11.4 [mH]
역기전력 상수	0.11 [V/rad/s]

표 4. PMSM의 사양 및 파라메터

표 4의 PMSM을 이용하여 속도 제어에 대한 실험을 수행하였다. 그림 6과 그림 7은 무부하 1500 RPM 명령에 대한 속도 응답 및 A상 전류 과정을 나타낸다. 이에 대해 속도 응답 특성이 오버슈트 거의 없이 40ms 정도에 정상상태에 도달한다. 그림 8은 시스템 전체 그림이다. 좌측 상단에 실험에 사용된 100W PMSM이 보이고 좌측 하단은 PMSM에 전원을 공급하는 3상 PWM 인버터이다. 우측이 설계된 AC서보 컨트롤러로 TMS320F2812와 그 내부의 여러 디바이스들을 사용으로 해서 하드웨어 구성이 간소화 된 것을 볼 수 있다.

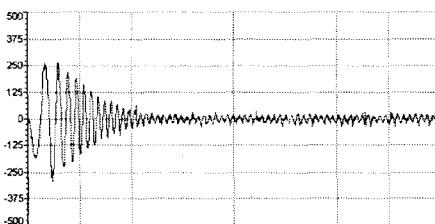


그림 6. A상 전류

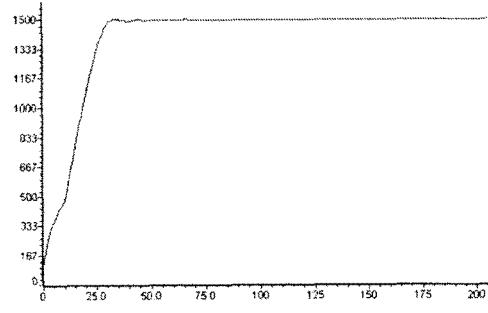


그림 7. PMSM 속도 RPM

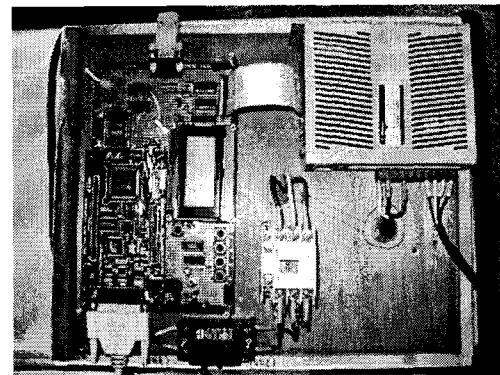


그림 8. 전체 시스템 사진

3. 결 론

고정소수연산 DSP의 소수연산에서 오는 오차를 무시 할 수 있을 정도로 줄일 수 있다면 고성능, 고정밀 제어를 낮은 단가와 간단한 하드웨어 구성으로 해낼 수 있다. 본 논문에서는 고정소수연산 DSP의 소수연산에서 올 수 있는 오차를 극복하기 위한 방안으로 AD변환기의 성능과 센서의 입력 범위, DSP의 출력 값과 아날로그 값과의 관계를 고려하여 양자화 된 데이터의 유효 자리를 적절한 스케일링을 통하여 유효 자리를 확보하는 방법을 사용하였고, 오차 범위 내에서 제어가 가능도록 했다. 이를 바탕으로 32비트 DSP를 효율적으로 이용하여 양자화 폭을 넓힌다면 16비트 DSP 시스템보다 오차가 줄고 경밀도를 증가시킬 수 있다. 이러한 소수연산의 오차 보완은 AC 서보 시스템의 성능 개선과 적절 된 요소로 현재 32비트 DSP에 맞는 방법들을 통해 성능을 개선하는 연구를 추진중이다.

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

[참 고 문 헌]

- [1] 설승기, “전기기기제어론”, P.65-277, 2002
- [2] 小山正人, 玉正伸三 “산업용 서보모터의 제어 시스템 설계” P.184-213
- [3] 방승현, “저전압용 DSP칩을 이용한 서보 모터의 벡터제어에 관한 연구”, 석사논문, P.18-25, 2002
- [4] 최치영, “TMX320F2812를 이용한 AC 서보모터의 벡터제어에 관한 연구”, 석사논문, P.49-67, 2002