

고성능 DSP를 이용한 AC 서보 모터의 벡터제어

최 치 영, 홍 선 기
호서대학교 정보제어공학과

Vector control of AC servo motor using high performance DSP

Choi Chi Young, Hong Sun Gi
Department of Information Control Engineering Hoseo University

Abstract - This paper is a studying of the vector control of AC servo motor using a high performance DSP(TM320F2812). This DSP has many special peripheral circuits to drive a AC Servo motor as AD converter, QEP and so on. It makes us reduce the time of developing a control system and also can be simple size controller. We use vector control algorithm for instantaneous torque control and SVPWM algorithm by offset voltage methods.

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 정밀 제어 분야나 위치 제어가 필요한 경우 순시 토크를 제어하여야 한다.

최근 전력용 반도체 소자의 발달과 마이크로프로세서 및 DSP의 발전은 전동기 구동 분야에 많은 혁신을 가져오고 있다. 특히 아날로그 주변회로와 PWM 발생기, QEP(Quadrature-Encoder Pulse)회로 등 모터제어를 위한 주변기기가 내장된 DSP의 발전은 단일 칩 하나로 AC 서보 모터의 제어를 가능하게 만들었다. 이러한 고성능 DSP를 이용하면 벡터제어를 이용한 전동기의 순시 토크 제어와 SVPWM(Space voltage Vector Pulse Width Modulation)기법을 이용한 AC 서보 모터의 정밀 제어를 구현함에 있어 개발 시간의 단축 및 신뢰도의 향상을 얻을 수 있다.

본 연구에서는 TI 사의 TMX320F2812를 사용하여 시스템을 구성하였고, 더 고성능의 AC서보 모터의 제어를 할 수 있고, 전류 필터링 등 하드웨어적으로 구현된 부분을 소프트웨어적으로 대체 할 수 있게 되었다.

2. 본 론

2.1 AC 서보 모터의 전압 방정식

본 연구에 사용된 전동기는 회전 계자형 영구 자석 동기모터로 그림 1은 전동기의 등가회로이다.^[4]

R_s : 전기자 저항

I_s : 전기자 저항의 누설 인덕턴스

M : 전기자 저항간의 상호 인덕턴스

p : 미분 연산자 ($= \frac{d}{dt}$)

L_s : 전기자 저항의 자기 인덕턴스

w_r : 회전자의 전기 각속도

Φ_f : 영구자석계자의 3상 전기자 저항의 쇄교자속 수의 최대 값

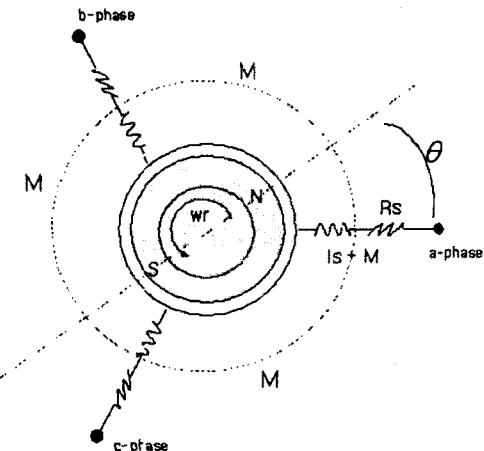


그림 1. 영구자석 동기전동기의 등가회로

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pM^1 & -\frac{1}{2}pM & -\frac{1}{2}pM \\ -\frac{1}{2}pM & R_s + pM^1 & -\frac{1}{2}pM \\ -\frac{1}{2}pM & -\frac{1}{2}pM & R_s + pM^1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix}, M^1 = I_s + M \quad (1)$$

식 1은 그림 1의 영구자석형 동기전동기의 3상에서의 전압 방정식이다. 일반적으로 3상 전류의 합은 영이므로 위의 전압방정식은 식 2와 같이 간략화 된다.

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s + pL_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s + pL_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix}, L_s = I_s + \frac{3}{2}M \quad (2)$$

2.2 영구자석형 동기전동기의 동기좌표계 d-q모델링

3상 교류 좌표계(a-b-c)에서 2상 좌표(d-q)계로의 변환 행렬은 영상분이 없는 경우 식 3과 같다.^[1]

$$T(0) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad (3)$$

그림 3은 2상 교류(d-q)의 고정좌표계와 동기좌표계에 대한 관계를 나타낸다.

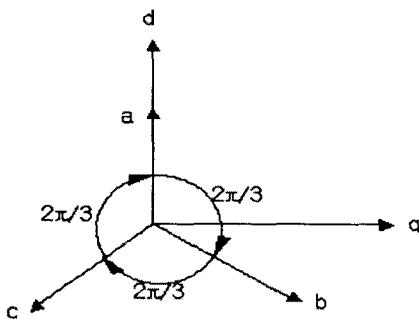


그림 2. 3상 교류 좌표와 2상 교류 좌표의 관계

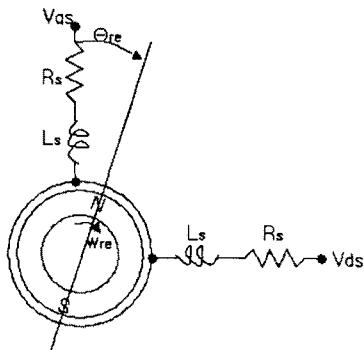


그림 3. 2상 교류로 표시한 등가회로

영구자석 계자에 의하여 유기되는 자속 쇄교수는 동기 좌표계에서 d축에 집중되고 이로 인해 발생되는 속도 기 전력($e_{qs}^e = w_* * \phi_f$)은 q축에 집중된다.

식 2과 3을 이용하여 동기 좌표계 d-q 모델링된 전압 방정식은 식 4와 같게 된다.^[1]

$$\begin{bmatrix} V_{ds}^e \\ V_{qs}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -w_r L_s \\ w_r L_s & R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ w_* \phi_f \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$p \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & w_r \\ -w_r & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_{ds}^e}{L_s} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} 0 \\ V_{qs}^e \end{bmatrix} \quad (5)$$

식 5는 동기 좌표계의 d-q축 전기자 전압인 V_{ds}^e , V_{qs}^e 를 제어하여 d-q축 전기자 전류인 I_{ds}^e , I_{qs}^e 를 제어할 수 있음을 나타낸다.

2.3 시스템 구성

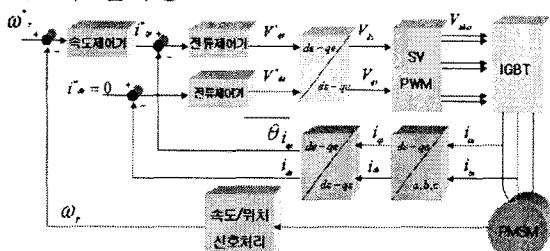


그림 4. 시스템 블록선도

PI(비례적분)제어기를 사용하여 속도 및 전류제어기를 구현하였다. 다음은 속도 제어기의 블록도와 제어기이다.

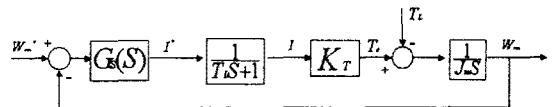


그림 5. PI 속도제어기 블록도

$$PI 속도제어기 전달함수 G_s(S) = K_{ps} + \frac{K_{is}}{S} \quad (6)$$

K_{ps} : 비례이득, K_{is} : 적분이득, K_T : 토크상수

J_m : 관성모멘트

PI 속도 제어기의 전방경로 전달함수는 다음과 같다.

$$G_{sc}(S) = (K_{ps} + \frac{K_{is}}{S}) * \frac{1}{T_m S + 1} * \frac{K_T}{J_m S} \quad (7)$$

전류제어기의 교차각 주파수를 PI 속도 제어기의 교차각 주파수보다 충분히 크게 잡으면 속도 제어기의 교차각 주파수(W_{sc})에서는 전류제어기의 폐루프 전달함수를 1로 근사 시킬 수 있다. 또한 속도 제어기의 절점주파수가 W_{sc} 의 수분의 1 이하인 경우 W_{sc} 에서 PI 속도제어기의 전방경로 전달함수는 다음과 같다.^[1]

$$G_{sc} \approx K_{ps} * \frac{K_T}{J_m S} \quad (8)$$

이득이 1이 되도록 K_{sp} 의 값을 구하면

$$K_{ps} = \frac{J_m * W_{sc}}{K_T} \quad (9)$$

적분기이득 K_{si} 값은 통상 PI 절점주파수가

$$W_{pi} \leq \frac{W_{sc}}{5} \text{ 가 되도록 하여 다음과 같이 구한다.}$$

$$K_{is} = K_{ps} * W_{pi} \approx K_{ps} * \frac{W_{sc}}{5} \quad (10)$$

다음은 전류 제어기의 블록선도이다.

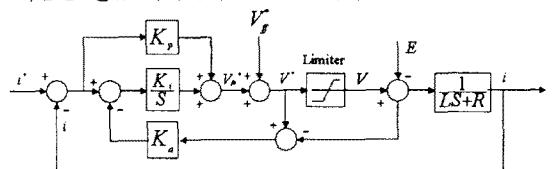


그림 6. PI 전류제어기 블록도

전류제어기의 출력 값(전압)은 전류오차와 전류에 대한 Feedback 성분(V_{fb})과 역기전력 보상을 위한 전향 성분(V_{ff})으로 구성된다.

$$V^* = V_{fb}^* + V_{ff}^* \quad (11)$$

역기전력 성분에 대한 보상이 정확히 이루어진다면 출력 전류와 전류 지령치와의 관계는 다음과 같다.

$$I(S) = \frac{\frac{K_p}{L} S + \frac{K_I}{L}}{S^2 + \frac{K_p + R}{L} S + \frac{K_I}{L}} * I^*(S) \quad (12)$$

$$K_p = L w_c, K_I = R w_c \quad (13)$$

비례이득과 적분이득을 식 13과 같이 선정하면 전달함수

$$I(S) = \frac{w_c}{S + w_c} \quad (14)$$

를 식 14와 같이 나타낼 수 있고 이는 주파수 대역 w_c 를 가지는 일차 지연 함수이다. 일반적으로 PI전류제어기의 특성을 나타내는 변수는 폐루프의 주파수 대역

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]

2.4 SV PWM

AC 모터에 걸리는 전압의 적분은 자속 쇄교수에 해당한다. 영구자석 동기모터의 경우 전기자 권선 저항을 무시하면 전기자 전압의 적분은 전기자 권선 자속 쇄교수가 된다. AC 모터를 부드럽게 회전시켜 전류 리플을 자제하기 위하여 각 상권선 자속 쇄교수 합성벡터를 가능한 부드럽게 회전시키는 것이 필요하다. 이 합성벡터는 각 상전압 합성 벡터로부터 얻을 수 있다. 부하의 상전압과 스위칭 함수와의 관계식(식 15)에서 8개의 전압이 출력 가능하고 이를 공간상에 벡터로 도시하면 그림 7과 같다. 전압 벡터 V1~V6은 각각 60°의 위상차를 가지며 그 크기는 $2V_{dc}/3$ 로 고정 되어있다. V0와 V7은 부하에 실제 전압이 출력되지 않으므로 영 전압 벡터 또는 영 벡터라 부르고, V1~V6을 유효 전압 벡터라 한다. 공간 벡터 전압 변조 방식의 경우 선형적으로 출력이 가능한 인버터의 최대 출력전압은 그림 7의 6각형을 내접하는 원의 반지름으로써 DC링크단 전압의 약 57.7% 정도이다.^[1]

$$\begin{aligned} V_{as} &= -\frac{V_{dc}}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ V_{bs} &= -\frac{V_{dc}}{3}(2S_b - S_c - S_a) \\ V_{cs} &= -\frac{V_{dc}}{3}(2S_c - S_a - S_b) \end{aligned} \quad (15)$$

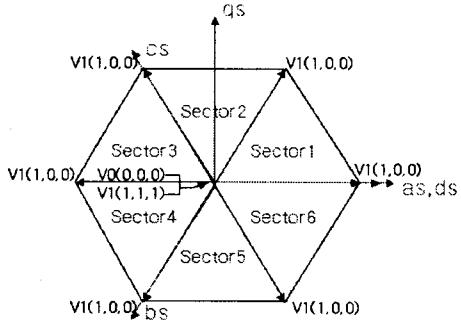


그림 7. S_a, S_b, S_c 에 따른 공간 전압 벡터
공간 벡터 전압변조 방식의 기본 원리는 한 주기 내에서 기준 전압 벡터와 평균적으로 동일한 전압을 인버터의 유효 벡터들을 이용하여 합성해 내는 것이다. 그러므로 지령 전압에 가장 가까운 두 유효 전압 벡터를 판별하고 영 벡터를 이용하여 지령 벡터와 동일한 전압을 발생시키고 스위칭 On-Off시간을 계산하여야 한다. 이를 구현하기 위해서는 많은 연산 시간의 요구된다. 이에 반하여, 옵셋 전압을 이용하면 풀 전압을 결정 한 후, 케이팅 인가시간을 직접적으로 계산하므로 간단하게 구현될 수 있다. 기준의 다양한 공간 벡터 전압 변조 방식을 용이하게 구현할 수 있으며, 순시 적으로 기준의 방식으로 바꾸는 것 또한 가능하다. 옵셋전압을 이용한 SVPWM의 구현은 주어진 상 전압 지령치로부터 서 적절한 옵셋 전압을 선택하여 풀 전압 지령치를 결정하면 된다. 이런 방식으로 구현되는 전압 변조 지수(MI)의 최대 값은 $2/\sqrt{3}$ 이 된다. 본 논문에서는 SVPWM을 구현하기 위하여 옵셋 전압을 이용하였다.

옵셋 전압의 최대치 풀 전압 및 최소치 풀 전압의 절대값이 동일하도록 설정하면 대칭 공간 벡터 전압 변조 방식을 구현 할 수 있게 된다. 식 16은 이를 수학적으로 표현한 것이다.

$$\begin{aligned} V_{max}^* + V_{sn} &= -(V_{min}^* + V_{sn}) \\ \therefore V_{sn} &= -\frac{V_{max}^* + V_{min}^*}{2} \end{aligned} \quad (16)$$

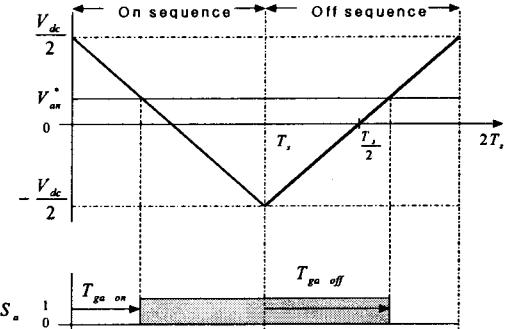


그림 8. 풀 전압과 케이팅 인가시간의 관계

그림 8에서는 풀 전압과 케이팅 인가시간 사이에는 선형적인 관계를 보여주고 여기서 케이팅 시간을 구할 수 있다.^[4]

$$\begin{aligned} T_{ga\ on} &= -\frac{V_{an}^*}{V_{dc}} T_s + \frac{T_s}{2} \quad On\ sequence \\ T_{ga\ off} &= \frac{V_{an}^*}{V_{dc}} T_s + \frac{T_s}{2} \quad Off\ sequence \end{aligned} \quad (17)$$

다음 그림은 위의 전개된 수식을 가지고 실제 연산 과정을 거쳐 구현된 값을 나타낸 것이다.

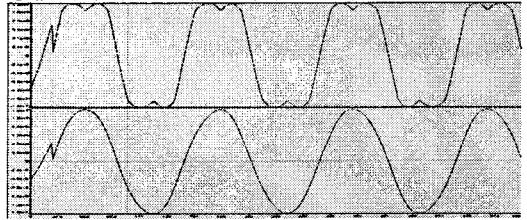


그림 9. 출력 상 전압 대 지령 전압(V_{as}, V_{an})

그림 9는 주어진 명령 전압 지령치(V_{dc}^*)에 대해 V_{abc} 로의 역 변환을 통하여 실제 전동기로 인가되는 상증 V_{as} 상과 옵셋전압을 이용하여 얻은 SVPWM 파형, V_{an} ,을 보여주고 있다.

3. 실험 결과

표 1은 실험에 사용된 영구자석형 동기모터의 사양을 나타낸 표이다. 본 논문에서는 전류제어주기를 100us, 속도제어주기를 1 ms 단위로 수행하였다. 그리하여 전류제어기의 주파수 대역 w_c 를 3000 rad/sec로 정하였으며 속도 제어기의 주파수 대역은 300 rad/sec로 정하였다. 식 13으로부터 $K_{PI}=24$, $K_{II}=0.004$ 로 설정하였다. 속도제어기의 비례이득 및 적분이득은 식 9와 10으로부터 $K_{PS}=0.064$, $K_{IS}=0.0042$ 설정하였다.

상수 / 극수	3상 4극
정격 출력	600 [W]
관성 모멘트	1.02 [g.cm.s^2]
정격 속도	2000 [rpm]
토크 상수	4.8 [kgf*cm/A]
상당 저항	1.25[ohm]
상당 인덕턴스	8.0 [mH]
역기전력 상수	0.049 [V/rpm]

표 1. PMSM의 사양 및 파라미터

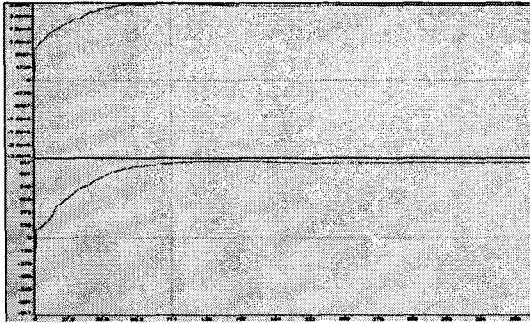


그림 10. Vqe와 RPM(명령속도 800RPM)

위 그림은 800RPM에 대한 속도 응답이다. 상단은 q축 지령 전압, 하단은 속도를 RPM 단위로 나타낸다. x축은 시간, Y축은 RPM 및 전압이다. 시간의 단위는 샘플링 시간을 단위로 하였고 각 샘플 시간은 1 ms이다. 정상 상태 도달 시간은 110 ms 정도로 볼 수 있고, 10 RPM 정도의 최대 오버슈트가 발생하였다.

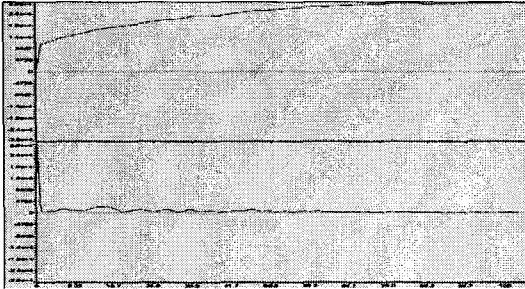


그림 11. q축 전류와 q축 전압

위 그림은 q축 지령전압(상단)에 q축 전류를 나타내고 있다. 시간의 단위는 마찬가지로 그림 10과 같다.

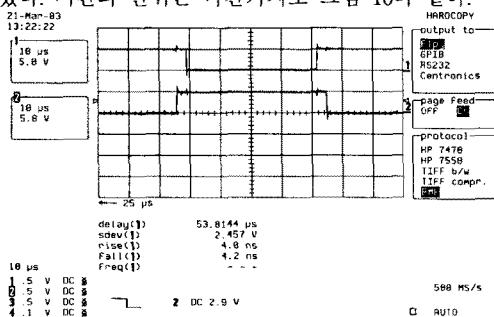


그림 12. A, /A상 PWM 파형 출력

그림 12는 SVPWM의 A상과 /A상의 파형을 나타낸다. 데드타임으로 3us 정도를 주었다. 드라이버 단의 포토커플러의 구동은 Active Low이다. 상단 신호는 A상 신호이고 하단이 /A 신호이다.

4. 결 론

본 연구에서는 고성능 DSP(TM320F2812)를 이용하여 AC서보 모터의 벡터제어를 구현하였다. 최적화된 C 컴파일러를 사용하여 시스템의 개발 시간 및 속도를 향상 시킬 수 있었고 내장된 AD 변환기와 QEP, SVPWM 기능을 사용하여 간략화된 시스템을 구현할 수 있었다. 부동 소수점 연산을 위하여 모든 변수를 스케일링하여 유효자리를 확보함으로써 고정 소수점 연산 DSP의 단점을 최소화하였다.

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

(참 고 문 헌)

- [1] 설승기, 전기기기제어론, 도서출판 브레인코리아, pp.65-117, pp.239-277, 2002.
- [2] 이용중, 유우종, 송승호 공역, 산업용 서보모터의 제어시스템 설계, pp.73-99, 대영사.
- [3] Chee-Mun Ong, Dynamic Simulation of Electric Machinery, Prentice Hall PTR, pp.463-504, 1998
- [4] 방승현, 저전압용 DSP칩을 이용한 서보기기의 벡터제어에 관한 연구, pp.3-5, 2002.
- [5] 염찬용, 공간전압벡터 PWM을 이용한 축방향 Brushless DC Motor의 벡터제어, pp.13-17, 2002