

저전압용 DSP칩을 이용한 서보 모터의 벡터제어에 관한 연구

방승현, 최치영, 홍선기
호서대 정보제어공학 전공

A Study on Vector Control of ac motor using Low-Voltage DSP

Seoung-Hyun Bang, Chi-Young Choi, Sun-Gi Hong
Department of Information and Control Engineering Hoseo University

Abstract - 본 논문에서는 고성능 AC 서보 모터에 대하여 제어 시스템을 구현하고, 제어기를 설계한다. 하드웨어 구성은 모터 전용 저전압 DSP칩인 TMS320LF2407 칩을 이용한다. TMS320LF2407는 최근의 저전력 구동 추세에 따라 3.3V를 구동 전압으로 이용하는 DSP 칩이다. 연산 처리 속도는 40MIPS로 빠른 연산 처리능력을 가지고 있지만, 주변 소자들과의 인터페이스(보통 5V로 동작)와 노이즈에 대한 대책을 고려하여야 한다. 본 논문에서는 이러한 전압 호환과 노이즈를 가능한 제거한 서보 모터 제어기를 구성하며, 또한 유효 전압 인가시간의 관점에서 바라본 개선된 공간 벡터 PWM방식을 적용함으로써 계산과정과 프로그램을 간단히 하고, 전류제어를 소프트웨어 방식으로 처리하여 복잡한 하드웨어를 간략화 시키고자 한다. 이런 과정에 의하여 앞으로 요구될 수 있는 고성능 다기능을 위한 효율성을 높이고자 한다.

1. 서 론

최근 전력용 반도체 소자의 발달과 마이크로프로세서 및 디지털 신호처리(DSP)기술의 발전은 전동기 구동 분야에 많은 변혁을 가져오고 있다. 특히 모터 제어만을 목적으로 하는 전용 칩의 발전으로 인하여 복잡한 하드웨어와 많은 연산을 필요로 하는 디지털 AC 모터구동에 필요한 주변회로가 단일 칩으로 구성되어 회로가 간략화되었고, 고속의 연산처리가 가능하게 되었다.

따라서 AC 모터구동 시스템의 신뢰도 향상은 물론, 좀더 정밀하게 전압을 생성할 수 있는 고정밀도의 SVPWM(Space voltage Vector Pulse Width Modulation)기법의 적용이 가능하게 되었다.

본 논문에서는 고성능 AC 서보 모터에 대하여 제어 시스템을 구현하고, 제어기를 설계한다. 하드웨어 구성은 모터 전용 저전압 DSP칩인 TMS320LF2407A 칩을 이용하며, 칩에 내장되어있는 10비트의 A/D변환기를 활용한다. A/D 변환기는 2채널이 동시에 동작될 수 있으므로 한번의 검출로 2개의 전류값을 알아낼 수 있다. TMS320LF2407A는 최근의 저전력 구동 추세에 따라 3.3V를 구동 전압으로 이용하는 DSP 칩이다. TMS320C24x 시리즈로 같은 코어를 사용하므로 소프트웨어적인 호환성이 유지되고 있다. 다만, 시스템 응답 속도에 따르는 연산처리 속도는 2407이 두배 정도(40MIPS) 좋은 성능을 보이고 있으나, 주변 소자들과의 인터페이스(보통 5V로 동작)와 노이즈에 대한 대책을 고려하여야 한다.

본 논문에서는 이러한 전압 호환과 노이즈를 가능한 제거한 서보 모터제어기를 구성하고자 한다. 또한 유효 전압 인가시간의 관점에서 바라본 개선된 공간벡터 PWM방식을 적용함으로써 계산과정과 프로그램을 간단히 하고, 전류제어를 소프트웨어 방식으로 처리하여 복잡한 하드웨어를 간략화 시키자 한다. 이런 과정에 의하여 앞으로 요구될 수 있는 고성능 다기능을 위한 효율성을 높이고자 한다.

2. 본 론

2.1 AC 서보 모터의 벡터 제어

그림 1은 영구자석 동기 전동기의 등가회로이다.

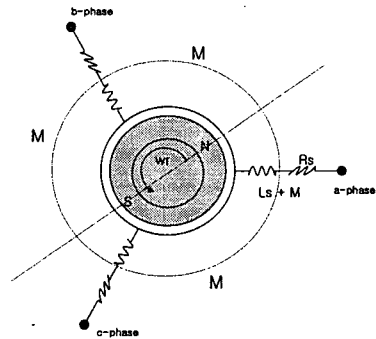


그림 1 3상 영구자석 동기전동기의 등가회로

Fig 1. 3-phase PMSM Equation

- V_{as}, V_{bs}, V_{cs} : 고정자 a, b, c 상전압
- i_{as}, i_{bs}, i_{cs} : 고정자 a, b, c 상전류
- e_{as}, e_{bs}, e_{cs} : 영구자석 계자가 a, b, c 상 고전자권선에 유기되는 속도기전력
- R_s : 고정자 권선 저항
- L_s : 전기자 권선 저항
- M : 전기자 권선 사이의 상호 인덕턴스
- p : 미분 연산자 ($= \frac{d}{dt}$)
- L_s : 전기자 권선의 자기 인덕턴스
- ω_r : 자석의 전기 각속도
- Φ_f : 영구자석 계자의 3상 전기자 권선의 쇄교 자속속의 최대값

그림 1로부터 영구자석형 동기전동기의 3상에서의 전압 방정식은 3상의 전류의 합이 영이므로 다음 식(1)과 같이 간략화 된다.

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

$$L_s = L_s + \frac{3}{2} M \quad (1)$$

식1을 정지 좌표계 d-q 모델링을 거친 후, 동기 좌표계에서의 d-q 전압방정식을 구하면 식(2)와 같게된다.

$$\begin{bmatrix} V_{ds}^e \\ V_{qs}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -w_r L_s \\ w_r L_s & R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ w_r \Phi_f \end{bmatrix} \quad (2)$$

따라서, 영구자석 계자에 의해 유기되는 자속 쇄교수는 동기 좌표계에서 d축에 집중되고 또 이로 인해 발생하는 속도 기전력($e_{qs}^e = w_r \Phi_f$)은 q축에만 집중하다. 이것을 상태 방정식으로 변형하면 식(3)과 같이 된다.

$$p \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & w_r \\ -w_r & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} V_{ds}^e \\ V_{qs}^e \end{bmatrix} - \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} 0 \\ w_r \Phi_f \end{bmatrix} \quad (3)$$

결국 d-q축 전기자 전압인 V_{ds}^e , V_{qs}^e 으로 d-q축 전기자 전류인 i_{ds}^e , i_{qs}^e 를 제어 할 수 있다.

2.2 공간 전압 벡터

기존의 SVPWM은 인버터가 낼 수 있는 유효전압을 시분할로 출력함으로써 기준 전압과 같은 전압을 한 주기에서 평균적으로 생성할 수 있다는 개념에 의하여 유효 전압벡터를 선택하고, 그에 따르는 인가시간을 계산하는 방식이었다. 따라서 기준 전압벡터의 d-q 축 성분을 비교하여 섹터를 선정하고, 선정된 기준 전압벡터에서 유효벡터가 인가되는 시간을 계산한 다음, 섹터의 번호를 이용하여 각 섹터별로 T_1, T_2, T_0 를 적절히 조합하여 실제 스위칭 시간을 결정해야 하는 복잡함이 있다. 이에 반하여, 각 선간전압에 영전압이 인가되는 유효시간의 개념에서 SVPWM을 해석하면, 섹터를 구별할 필요 없이 전동기의 각 상에 전압을 인가해 주어야 하는 시간들이 자동적으로 결정됨을 알 수 있다. 다음의 기준 상전압 식에서

$$\begin{bmatrix} V_{as}^* \\ V_{bs}^* \\ V_{cs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{s^*q} \\ V_{s^*d} \end{bmatrix} \quad (4)$$

유효벡터가 인가되는 시간 T_1, T_2 와 기준 상전압 사이의 관계를 고려해 다음의 식(5)와 같은 결과가 나온다.

$$\begin{aligned} T_1 &= T_{as} + T_{bs} \\ T_2 &= T_{bs} + T_{cs} \end{aligned} \quad (5)$$

따라서 유효벡터는 전동기의 각 상전압의 스위칭 상태가 변하는 사이의 시간 차이를 나타낸다는 것을 알 수 있다. 또한, 상전압의 상태가 변하는 시간(T_{as}, T_{bs}, T_{cs})은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} T_{as} &= T_s \cdot \frac{V_{ds}^*}{V_{dc}} \\ T_{bs} &= T_s \cdot \frac{V_{bs}^*}{V_{dc}} \\ T_{cs} &= T_s \cdot \frac{V_{cs}^*}{V_{dc}} \end{aligned} \quad (6)$$

단, $\begin{cases} V_{as}^* + V_{bs}^* + V_{cs}^* = 0 \\ T_{as}^* + T_{bs}^* + T_{cs}^* = 0 \end{cases}$

위 식에서 인가되는 유효시간의 개념을 도입하고, 유효시간이 한 샘플링 주기(T_s)의 중간에 위치해야 한다는 조건으로부터 다음의 식(7)이 유도된다.

$$\begin{aligned} T_{ga} &= T_{as} + T_{offset} \\ T_{gb} &= T_{bs} + T_{offset} \\ T_{gc} &= T_{cs} + T_{offset} \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} T_{eff} &= T_{max} - T_{min}, \quad T_{zero} = T_s + T_{eff} \\ T_{min} + T_{offset} &= \frac{T_{zero}}{2} \\ \therefore T_{offset} &= \frac{T_{zero}}{2} - T_{min} \end{aligned}$$

따라서, 기존의 SVPWM처럼 전압벡터가 위치한 섹터의 판별이나, 인가 벡터를 선정할 필요도 없고, 인가시간을 계산하여 다시 합성할 필요도 없게 된다. 단지 전동기에 인가될 전압을 계산하고, 계산된 유효시간(T_{as}, T_{bs}, T_{cs})을 이용하여 스위칭 시간을 얻을 수 있다. 구해진 스위칭 시간은 T_{offset} 에 따라 시간을 이동시킴으로써 간단하게 구할 수 있다. 결국, 기존의 SVPWM 방식의 장점을 그대로 유지시키면서, 연산과정과 수행 프로그램을 간략화 시킴으로써 구현이 용이하게 된다.

3. 하드웨어 구성

3.1 TMS320LF2407 구성

본 논문에서 사용된 DSP 칩인 TMS320LF2407A는 외부에 20MHz 오실레이터를 장착하였으며, 내부적으로 2채배하여 40MHz의 명령어 사이클로 동작된다. 온-칩 메모리로 32K 워드의 플래쉬 메모리와 DATA/PROGRAM RAM으로 544 워드의 Dual-Access RAM과 2K 워드의 Single-Access RAM을 내장하고 있다. 또한 A/D 변환기(2개, 16채널)는 2채널을 동시에 변환이 가능하므로 전류 검출시 2개의 상 전류를 한번에 검출 할 수 있다. 이 밖에 3상 모터 구동이 가능한 PWM 단자와 엔코더 신호 입력을 받는 2개의 QEP(Quadrature Encoder Pulse) 단자를 가지고 있다. 따라서 DSP칩 하나로 주변 회로가 간단한 서보 모터 제어를 구성 할 수 있었다.

3.2 주변 인터페이스 및 노이즈 대처 방안

마이크로프로세서의 등장이후 지금까지 주변 인터페이스 구동 전압은 모두 +5V 전압을 기본으로 사용하였다. 그러나 최근에는 1.8V ~ 3.3V의 저전압에서 동작하는 방식이 점차 많아지고 있다. 물론 이렇게 저전압 논리소자를 사용하는 것은 소비전력을 감소시킬 수 있는

장점 때문이다. 그러나 저전압형 마이크로프로세서를 전력제어나 서보제어에 응용할 경우 잡음 여유(noise margin)가 작아지므로 불리한 상황이 초래될 수 있다. 이에 따라 마이크로프로세서의 주변회로를 구성하는 소자들도 저전압형으로 많이 개발되고는 있지만, 그 종류가 많지 않으므로, 5V로 동작하는 논리소자와 3.3V로 동작하는 논리소자 사이를 직접 인터페이스하게 되는 경우가 있다. 이 경우에는 양측의 전압차에 의하여 회로적으로 문제가 되지 않도록 세심하게 설계하여 접속하지 않으면 시스템의 동작이나 수명에 영향을 미칠 수 있다.

3.2.1. 주변 인터페이스

보통 기존의 5V로 동작하는 논리소자와 저전압형 3.3V로 동작하는 DSP칩 사이에는 2가지 경우의 인터페이스가 요구된다.

첫 번째로 5V TTL 출력을 3.3V CMOS형의 DSP 입력에 연결하는 경우이다. TTL이 허용 가능한 최대 전원 전압 5.25V에서 동작할 때 무부하에서 약 4.05V의 H상태 출력전압을 나타내게 되며, 정적부하에서는 약 3.4V가 된다. 한편, 3.3V형 DSP에서는 최대로 허용 가능한 H 상태의 입력신호가 Vcc+0.3V이며, 따라서 Vcc가 가장 낮은 3.0V일 경우, TTL 출력과 DSP 입력에서의 H 상태 전압차는 최대 0.75V가 된다. 때문에 입력신호의 전류를 75uA 이하로 억제하려면 TTL 출력과 DSP 입력단자 사이에 10KΩ의 저항을 직렬로 연결하면 된다. 그러나 이것은 신호의 RC 지연을 야기하기 때문에, 전류값은 억제되나 신호의 시간지연이 커지고 내 잡음성이 나빠지게 된다. 5V CMOS 출력을 3.3V DSP칩에 연결할 때는 저항에 의한 분압 회로를 사용하여 입력신호를 3.3V 이하로 억제시키면 된다. 개방 콜렉터 및 개방 드레인 출력 또한 풀업 저항을 달아 사용하면 된다. 이 모든 경우에 저항에 의한 신호지연 현상은 감수해야만 한다.

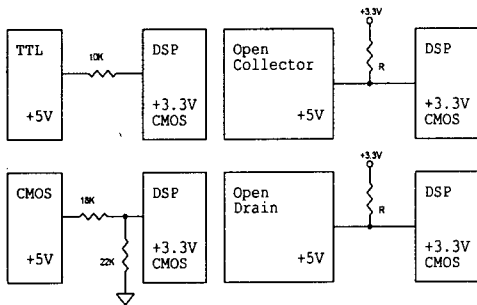


그림 2. 5V 논리신호를 3.3V형 DSP에 접속하는 방법.

Fig 2. The Method to connect 5V logic signal to 3.3V at DSP board

두 번째로 DSP의 3.3V 출력신호를 5V 논리소자에 입력하는 경우이다. 3.3V CMOS형의 DSP출력을 5V TTL에 접속할 경우에는 COMS의 출력이 TTL과 잘 매치되므로, 바로 연결하여 사용하면 된다. 그러나, 3.3V CMOS형의 DSP 출력을 5V CMOS 입력에 접속하는 경우에는 3.3V 출력을 입력 레벨에 맞도록 시프트시켜야 한다. 다이오드를 이용하여 출력전압을 0.6V 정도 상승시켜 5V CMOS의 입력조건을 만족하게 하면 된다. 그러나 이는 신호의 상승시간을 지연시킨다.

3.3V DSP 출력을 바이폴라 트랜지스터나 MOSFET 입력에 접속하는 경우에도 바로 연결하여 사용할 수 없다. 바이폴라 트랜지스터의 경우에는 구동하려는 트랜지스터의 전류 증폭률을 고려하여 적절한 베이스 전류를

흘려주어야 한다. 따라서 베이스 저항값을 적절히 선정해야 한다. MOSFET의 경우에는 대부분의 MOSFET가 필요로 하는 게이트 전압이 3.3V를 넘어야 하므로 간편하게 74HCT240과 같은 5V CMOS 버퍼를 사용하여 3.3V 레벨의 출력을 5V 레벨의 출력으로 변환하여 사용한다.

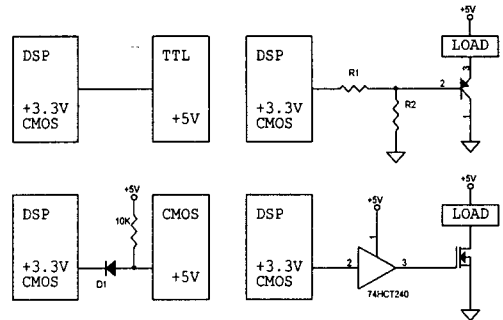


그림 3. 3.3V DSP 출력 신호를 5V 논리소자에 접속하는 방법

Fig 3. The Method to connect 3.3V at DSP board to 5V logic signal

3.2.2. 노이즈 대처 방안

전원 외래 잡음에 대한 문제점을 집중적으로 해결하려 하였다. 특히 도선을 통한 잡음은 저역 통과 필터와 노치필터를 DSP칩 전원 부분과 각 IC 소자 및 도선에 적용하여 잡음을 제거하였다. 또한 전원공급장치의 공급 전원을 안정화시키기 위하여 교류전원과 직류전원 사이에 노이즈 필터를 설치하였다. 회로를 동작시키기 위해서는 반드시 직류전원을 회로에 접속해야 한다. 직류전원은 보통 교류전원을 정류해서 얻고 있으므로 회로의 소자 쪽에서 보면 전원단자 → 직류전원 → 교류전원과 전기적으로 이어지게 된다. 교류전원은 잡음을 많이 포함하고 있고 특히 50Hz ~ 60Hz 및 고주파성분의 잡음이 존재한다. 전원라인에 포함된 잡음의 영향을 줄려면 전원의 바이패스 회로를 충분히 낮은 임피던스로 할 필요가 있다. 따라서, 교류전원과 직류전원 사이에 노이즈 필터를 설치하는 것이다. 그리고 마지막으로 마이크로 프로세서 및 TTL 로직 IC의 구동 전원(전압레벨 5V 및 3.3V)용 소자는 SMPS 스위칭 소자보다는 REGULATOR 소자를 사용하였다. SMPS 스위칭 전원소자는 최소 42KHz로 스위칭하기 때문에 REGULATOR 전원 소자에 비하여 많은 잡음 성분을 가지고 있다. 또한 회로구성에 있어서 입력 부분과 출력 부분의 너무 가까워 정계환 루프를 구성하여 발진 현상이 일어나는 경우가 있으므로, 회로 구성시 이를 잘 검토하여야 한다.

4. 시뮬레이션 및 실험결과

그림 4는 개선된 SVPWM의 시뮬레이션을 출력한 파형들이다. 전압 지령치인 3상정현파(Vabc)의 최대값과 최소값을 이용하여 만들어진 Vabc파형을 삼각파와 비교하여 PWM의 인버터 신호(Sabc)로 생성된다. 그림의 편의를 위하여 전압 지령치인 3상정현파를 제외하고, 나머지 파형들은 1개의 상만을 표시 하였다.

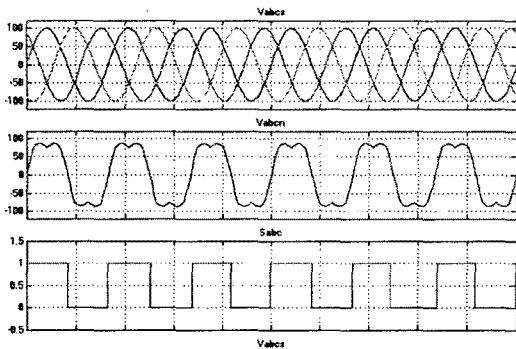


그림 4. SVPWM 시뮬레이션

Fig 4. SVPWM Simulation

그림 5는 실험에 사용된 모터의 SVPWM 인버터와 AC 모터에 스텝응답을 가했을 때 영구자석형 동기모터 출력측의 회전각속도(ω_{rm} , 기계각)와 회전각도(θ_{rm})를 시뮬레이션한 출력 파형을 나타내고 있다. 본 실험에 사용된 모터는 4극, 80V, 200W 영구자석형 동기모터이다.

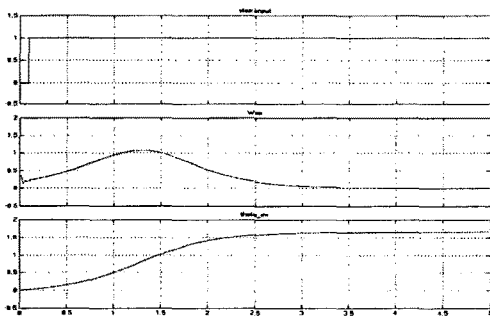


그림 5. AC 모터의 스텝 응답

Fig 5. Step response of AC Motor

그림 6은 DSP칩인 TMS320LF2407A의 SVPWM 출력 파형이다.

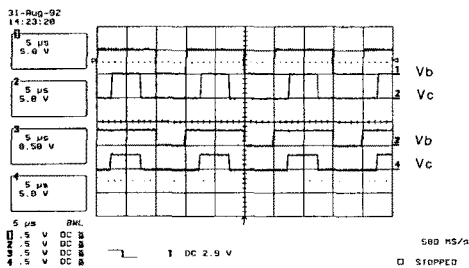


그림 6 DSP의 SVPWM 출력

Fig 6. Output SVPWM from DSP Board

이 칩은 내부에 있는 3개의 독립된 범용 타이머 중 1개를 사용하여 SVPWM 출력력을 간편하게 만들어 낼 수 있는 장점이 있다. 그림에서 3번과 4번은 칩의 PWM 전용단자에서 나오는 3.3V 스케일의 Vb와 Vc에 해당하는 SVPWM 출력 파형이며, 이것은 5V용 CMOS 버

퍼를 거치면서 1번과 2번과 같이 5V 스케일의 SVPWM 출력 파형이 된다. Va SVPWM 출력 파형은 현재 색터에서 항상 High이므로 표시를 생략하였다. 간혹 그림7과 같이 전원의 잡음으로 인하여 출력 파형에 리플이 발생하게 되는 경우가 발생된다. 이런 경우에는 앞 절에서 설명한바와 같이 상황에 맞는 필터를 설치하여 잡음을 줄이도록 해야 한다.

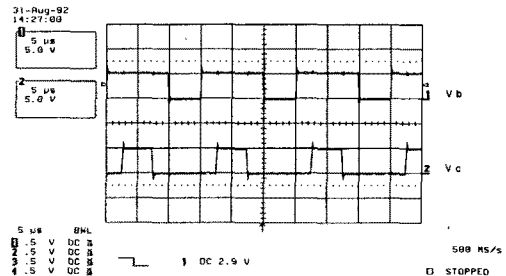


그림 7 잡음이 포함된 SVPWM 파형

Fig 7. SVPWM wave form included noise

5. 결 론

본 연구에서는 서보 모터에 일정부하가 작용한다는 가정 하에, 제어 시스템을 구현하였고, 시뮬레이션을 수행하였다. 특히, 모터 전용 전압 3.3V구동의 DSP칩인 TMS320LF2407 칩을 이용하여 주변 회로를 간략히 할 수 있었고, 개선된 SVPWM을 이용하여 DSP칩의 연산수행 부하를 다소 줄일 수 있었다. 또한, 주변 5V 전원의 TTL 및 COMS 칩, 그리고 스위칭 소자들과 효과적으로 인터페이싱 시킬 수 있었고, 전원 분리 및 저역 통과 필터와 노치 필터의 사용으로 시스템 보드와 공급전원에서 발생하는 노이즈를 효과적으로 줄일 수 있었다.

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

(참 고 문 헌)

- [1] Hyeoun-Dong Lee, Seung-Ki Sul, "Common-Mode Voltage Reduction Method Modifying the Distribution of Zero-Voltage Vector in PWM Converter/Invert System", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.37, No.6, November/December, pp.1732-1738, 2001
- [2] Dong-Choon Lee and G-Myoung Lee, "A NOVEL OVERMODULATION TECHNIQUE FOR SPACE VECTOR PWM INVERTER", IEEE, pp.1014-1019, 1997
- [3] Jun-Keun Ji, Seung-Ki sul, 'DSP- Based Self-Tuning IP Speed Controller with Load Torque Compensation for Rolling Mill DC Drive', IEEE Trans, on Ind. Elec. Vol.42, No.4, August, pp.382-386, 1995
- [4] 김준석, 설승기 "공간 전압 벡터 pwm의 새로운 기법", 전기학회, 44권 7호, pp.865-874, 1995
- [5] TSUNEO KUME, TAKANOBU IWAKANE "High-Performance Vector-Controlled AC Motor Drives", IEEE, Vol 23, pp.872-880, 1987