

마이크로프로세서를 이용한 영구자석형 동기전동기(PMSM) 제동력 확보 제어기 설계에 관한 연구

A study on the Scheme of Extending Break Power Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor(PMSM) using a Microprocessor

나승권 **, 김영욱 *, 최기호 ***, 황락훈 *⁰

Seung-Kwon Na **, Yeong-Wook Kim *, Gi-Ho Choi ***, and Lark-Hoon Hwang *⁰

요 약

본 연구에서는 영구 자석형 동기전동기(PMSM)를 축소형의 견인시스템으로 각 전동기를 개별로 제어하는 ICIM방식으로 구축하였다. 전동기를 제동할 때 발생한 회생전력은 모두 활용하고 있으며 전기제동의 사용영역 확대에 발생한 회생전력을 모두 흡수할 수 있는 능력을 가진 가선이라고 가정한다. 영구 자석형 동기전동기(PMSM)의 제동력 확보를 위해 벡터제어 방법과 제어기와 속도 센서를 마이크로프로세서에 제어기를 적용 하였고, 전동기 에너지의 효율적 이용 등 회생 제동에 의한 제동력 확보와 전기 제동으로 정지하는 알고리즘을 적용하여 전동기 관성부하에 대한 시뮬레이션 및 실험결과를 제안하였다.

Abstract

In this paper, A tow system of miniature establishes each motor to individual ICIM methods to control for a permanent magnet synchronous motors (PMSM) is constructed. You assume that is wiring having had the ability that can all absorb regenerative power which occurred when permanent magnet synchronous motors(PMSM) brake is all used to it, and to occur about agreement use scope expansion my electricity. To regenerative braking power securities of a PMSM and to stop of the bronzes my a control security ,and that the electricity as you apply to vector control method and an speed sensor of controller to microprocessor, And you studied to speed , motor electricity energy control method to the algorithm and you brake a revival by regenerative braking power securities of a permanent magnet synchronous motors. It is proposed that motor control method to the algorithm you brake a revival by electricity braking power securities, you do to simulations regarding a momentum load and experiment.

Key words : PMSM, ICIM methods, motor control method, regenerative braking, electricity braking

I. 서 론

현재 국내의 전동차는 감속할 때 전기제동과 공기제동을 병행하여 사용하고 있으며 속도가 낮아지면

* 세명대학교 전기공학과 전력전자연구실(lhwwang@semyung.ac.kr.)

** 한국폴리텍대학 원주캠퍼스 의용공학과(skna2@hanmail.net)

* 세명대학교 전기공학과(esseschoi@naver.com)

*** 한국폴리텍대학 원주캠퍼스 전기제어과(cgh258@hanmail.net)

· 제1저자 (First Author) : 나승권(Seung-Kwon Na)

0 교신저자 :황락훈(Lark-Hoon Hwang. tel +82-10-5487-5525. email : lhwwang@semyung.ac.kr)

· 접수일자 : 2013년 5월 6일 · 심사(수정)일자 : 2013년 5월 8일 (수정일자 : 2013년 10월 7일) · 게재일자 : 2013년 10월 30일

http://dx.doi.org/10.12673/jkoni.2013.17.5.524

공기제동만으로 정차시키고 있다. 회생제동은 견인전 동기에서 전동차의 운동에너지를 전기에너지로 변환 시켜 가선으로 보냄으로써 회생제동에 의한 회생전력은 저속보다도 고속에서 회생에너지가 크지만 근본적으로 가선의 전압이 상승하는 요인 때문에 어려운 문제를 갖고 있다. 근래에는 에너지 저장장치 등 회생전력을 안정하게 활용 할 수 있는 방법의 연구들도 보고 되고 있다.[1]~[5] 전동기를 제어할 때 회전정보는 정밀하고 빠르게 검지되어야 한다. 회전하는 장치의 제어에 있어서 회전하는 축에 설치한 검출장치에 의하여 회전체의 움직임 또는 회전위치를 정확하게 측정하여야 한다. 이러한 방법으로 채택되고 사용되어 온 검출기로 레졸버와 엔코더가 있으며 이 검출기들은 서로 장점과 단점을 갖고 있다.[6]~[10] 레졸버와 엔코더는 절대위치에 대한 직접검지기능의 가능여부로 근본적인 차이로 구분될 수 있다. 엔코더를 사용한 AC 서보 등의 제어에 있어서 회전자의 절대위치의 정보 제공을 위하여 별도로 3개의 엔코더 트랙을 추가된 엔코더를 사용하고 있다. 엔코더는 회전하는 디스크로부터 1회전 당 10,000펄스 이상의 높은 정밀성의 확보가 되는 특징을 갖고 있다. 레졸버는 기본적으로 A/D 변환에 의한 RD 컨버터가 사용되고 있다. 레졸버는 90°의 위상차를 갖고 설치된 두 개의 출력권선이 있고 회전축의 정보를 여자신호에 의하여 변조된 두 신호로부터 회전속도를 추정하는 방법이 일반적으로 사용되고 있다. 레졸버의 신호처리에 있어서 복조 후 회전자의 위치를 계산하고 속도를 추정하는 방법 추정기의 오차검출기에 복조의 기능을 갖는 방법으로 되어 있다.[11]~[15] 속도의 추정방법은 관측기를 사용하는 방법들이 알려져 있다. 제반정수의 오차가 있더라도 관측기가 추정하는 범위에서 우수한 특성을 갖게 되지만 적용하는 대상 시스템의 부하관성 또는 부하가 크게 변하는 경우는 유용하지 않게 되는 문제를 갖는다.[16] 본 연구에서는 기본파를 계산하는 과정으로 복조된 2상 신호에 의하여 회전자의 위치를 직접 계산하고 PI제어기에 의하여 추정된 속도는 12[bit] 이상의 분해 능력을 얻고 제동력 확보를 위해 벡터제어 방법과 제어기와 속도 센서를 마이크로프로세서로 설계하여 적용 하였고, 전동기 에너지의 효율적 이용 등 회생 제동 제어 확보와 전기 제동으로 정지하는 알고

리즘을 적용하여 전동기 관성부하에 대한 시뮬레이션 및 실험 결과를 얻을 수 있었다.

II. 전기제동에 의한 정차와 정지순간의 제어

2-1 부하 토크의 추정과 토크 제어

전동차는 정차를 시키기 위해서 정 토크의 전기제동으로 감속하며 정지의 순간에는 제동 토크를 감소시켜야 한다. 따라서 그림 1과 같이 감속구간과 정지의 순간은 토크 제어의 방법이 다르게 되므로 제어모드를 전환하는 방법을 사용하게 된다. 또 운전 중 가속도의 변화는 승차감에 영향을 주므로 모드의 전환은 극 저속에서 이루어진다. 구배는 전동기의 부하 토크로 작용하게 되므로 부하 토크를 추정한다. 전동차는 관성이 매우크기 때문에 가속도의 변화가 매우 적으며 부하 토크는 가속도를 추정과정에서 얻어질 수 있다. 부하 토크의 추정에 있어서 계산과정의 전동기 토크 오차는 가장 큰 영향을 주게 되며 부하관성의 변화 등 관측기의 제정수의 변화도 고려할 사항이 된다. 실험 장치에서 전동기의 토크는 그림 2의 출력으로 전동기를 구동하게 된다.

전동기는 식 (1)과 같이 발생 토크와 부하 토크의 차에 의하여 가속 혹은 감속을 한다.

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{T - T_L}{J} \quad (1)$$

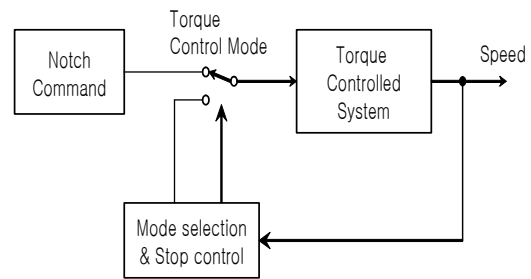


그림 1. 제어 모드의 변환
Fig.1. Transfer of control mode.

그림 1에서 제어모드가 전환되었을 때 전기제동으로 정지하기 위하여 전동기의 가속도를 식 (2)와 같이 속도에 비례하는 제동력을 갖도록 토크를 제어한다.

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{T - T_L}{J} = \frac{-k\omega}{J} \quad (2)$$

식 (2)에 의한 토크의 제어는 제동력 으로 한다. 부하 토크의 추정이 가능하다면 토크의 설정 값은 식(3)과 같이 된다.

$$T^* = \hat{T}_L - k\omega \quad (3)$$

식 (3)과 같이 토크를 제어하여 전동기를 정지시킬 수 있다. 식 (2)와 식 (3)의 관계로 토크의 설정 값과 실제의 부하 토크 및 추정한 부하 토크는 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$J\frac{d\omega}{dt} = T^* - T_L = \hat{T}_L - k\omega - T_L \quad (4)$$

극 저속에서 속도의 검출과 부하 토크의 추정에 오차와 노이즈 등을 고려하여 1차 지연필터를 사용하면 식 (4)는 식 (5)와 같이 되고 식 (5)는 그림 2의 블록도와 같이 된다.

$$Js\omega = (\hat{T}_L - k\omega)\left(\frac{1}{\tau s + 1}\right) - T_L \quad (5)$$

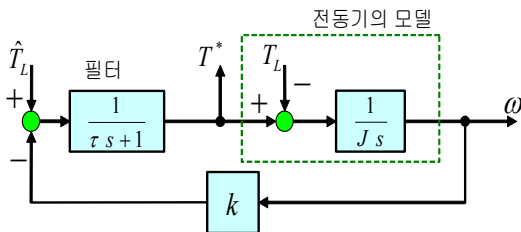


그림 2. 정지제어의 블록도
Fig. 2. Block diagram of brake control.

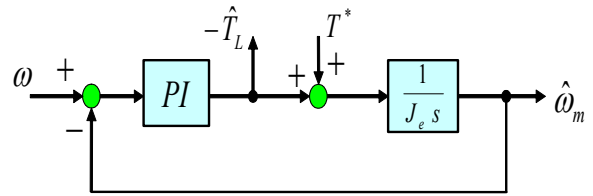


그림 3. 부하 토크의 추정 블록도
Fig. 3. Estimate block diagram of load torque.

속도검출기에 의하여 측정된 속도에 의하여 가속도를 추정할 때 시스템의 관성 등 제정수의 오차의 영향을 받지 않도록 그림 3과 같이 PI제어기에 의하여 추정하는 방법을 사용한다.

그림 2와 그림 3에 의하여 그림 4와 같은 부하 토크의 추정에 의한 정지제어 시스템이 완성된다. 그림 4에서 전동기의 모델은 인버터와 동기전동기로 대체되어 실험하게 된다. 정토크의 제동으로 감속되는 동안 그림 1에서 그림 4로 제어모드의 전환은 제동 토크와 식 (3)의 토크와 비교하며 식 (6)의 조건에서 모드를 전환한다.

$$T \geq \hat{T}_L - k\omega \quad (6)$$

그림 4의 추정기는 실험 장치와 등가가 되어야 하므로 실험에 의한 방법으로 추정기와 정지제어기의 상수를 조정한다. 가속도 추정기의 적분상수는 부하용 전동기를 구동하지 않은 구배가 없는 조건 상태에서 가 감속 실험에 의하여 적분상수를 정한다. PI 제어기의 게인은 감속 중에 부하용 전동기를 구동하고 응답을 관찰하여 정한다. 또한, 필터계수와 속도 궤환량은 가속도의 변화는 실제 차량에서 좋지 않은 승차감을 유발할 것이므로 극 저속에서 짧은 시간에 정지하도록 상수를 선택한다.

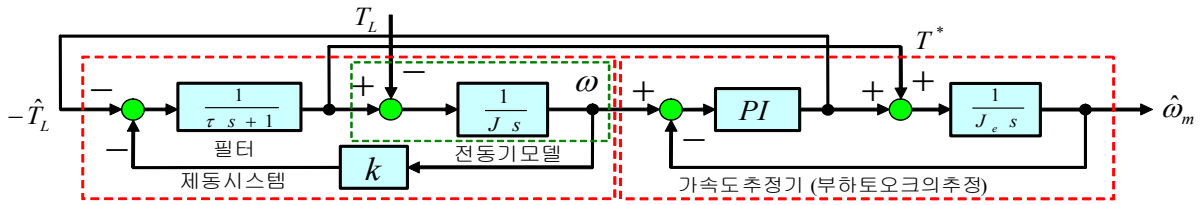
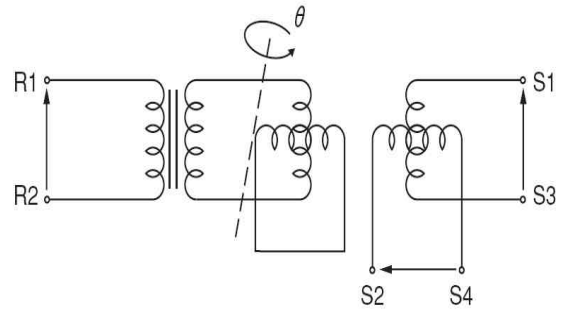


그림 4. 부하 토크의 추정과 정지제어 블록도
 Fig. 4. Estimate block of load torque, and brake control.

2-2 회전자의 위치와 속도검출기

전동기의 위치검출에 일반적으로 광학방법의 엔코더를 주로 사용하고 있으며 진동 등이 심한 경우에는 자기적 방법에 의한 엔코더 또는 레졸버를 사용하고 있다. 차량을 구동하는 견인전동기는 차륜을 지지하는 대차에 연결되어 진동 등의 운전조건은 속도를 검출하는 엔코더에 견고한 기계적 특성을 요구한다. 이 때문에 전동기에 부착하는 엔코더는 일반 광학방법의 엔코더보다 자기적인 검출방법을 주로 사용하고 있다.

레졸버를 사용한 위치 및 속도검출에 있어서 정밀한 측정은 제어기의 성능을 좌우하는 중요한 요소가 되고 있으며 이들의 측정은 매우 중요하다고 여겨진다. 레졸버를 사용하는 경우 아날로그신호에 포함하고 있는 노이즈의 문제는 위치정보에 오차를 수반하게 한다. 레졸버의 입력은 신호출력을 위한 여자전류이며 회전변압기의 구조로 결합하고 있다. 또 사용한 레졸버의 경우 10[kHz]의 신호를 사용하도록 되어 있으며 출력신호인 위치정보도 입력 여자전류의 주파수로 변조된 신호를 출력하고 있다. 따라서 회전자의 위치정보인 2상 출력의 cos, sin 파형으로 복조하고 이들 파형에 포함된 노이즈를 제거하여 위치를 계산하여야 한다. 이 레졸버는 회전자의 절대위치를 측정할 수 있으며 기본적으로 회전기와 같은 구조로 되어 있다. 고정자에는 여자권선과 출력권선이 있고 고주파수의 교류로 여자 시키고 출력권선에 같은 주파수의 교류 전압을 유기시킨다. 출력전압은 회전자의 각(위치)에 따라 변화하는 2상 출력을 하며 이 전압으로 회전자의 위치를 계산한다.



Excitation side Output side (stator)
 그림 5. 레졸버의 권선
 Fig. 5. Winding of resolver.

그림 5는 레졸버에 대한 등가 회로를 나타낸 것이며 R1-2에 여자전압을 인가한다. 출력권선은 S1-3과 S2-4로 회전자의 위치에 따라 다른 전압을 출력 한다. 여자전압과 출력은 제작된 형식에 따라서 다르지만 대체로 식 (7)로 나타내고 있다.

$$\begin{cases} E_{R1-2} = E \sin \omega t \\ E_{S1-3} = K E_{R1-2} \cos \theta \\ E_{S2-4} = K E_{R1-2} \sin \theta \end{cases} \quad (7)$$

$K =$ 여자변압기의 권수비

그림 7은 레졸버의 회전자가 회전하고 있을 때 출력파형을 나타낸 것이다. 입력인 여자전압으로 변조된 출력을 하고 있고 위치의 정보는 출력파형에 포함하고 있다. 그러므로 그림 6과 같은 출력파형의 최대값을 샘플링 할 수 있다면 이 전압으로 회전자의 위치를 계산할 수 있는 2상 출력을 얻을 수 있다.

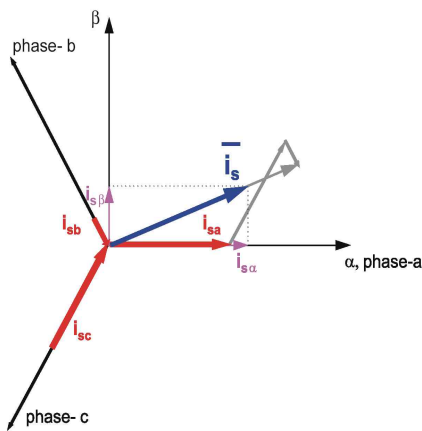


그림 6. 고정자 전류벡터
Fig. 6. Stator current vector.

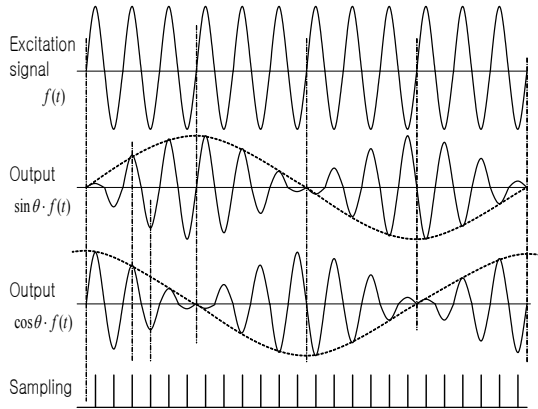


그림 7. 레졸버의 출력과 샘플링
Fig. 7. Output and sampling of resolver.

2-3 검출기의 설계

여자전압은 정현파를 사용하도록 되어 있으므로 브리지에 의하여 정현파를 발생하고 이를 증폭하여 여자전원으로 사용한다. 레졸버는 전력변환기에 의하여 구동되는 전동기에 부착되어 누설자속 등에 의한 노이즈가 포함하는 신호를 출력하므로 노이즈를 제거하기 위한 필터와 차동입력회로를 필수적으로 사용해야 한다. 따라서 여자신호와 출력신호는 위상 지연이 있게 되고 사용되는 필터의 전달함수에 관계없이 최대출력전압이 샘플링 되어야 하지만 본 연구에서는 그림 8과 같은 블록을 사용하여 고정된 필터에 대하여 동작하는 회로를 설계하였다.

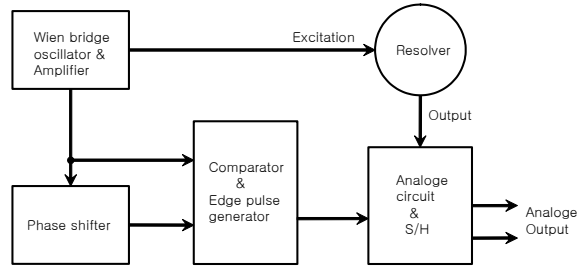


그림 8 레졸버의 신호처리 블록도
Fig. 8. Signal processing block diagram of resolver.

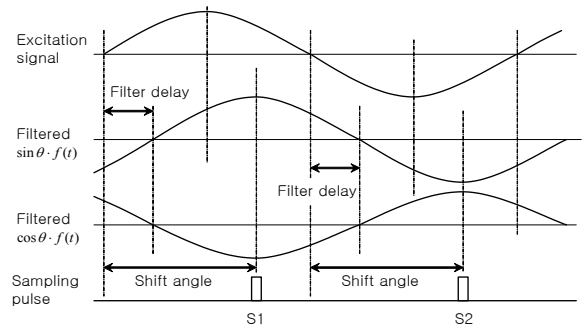


그림 9 필터의 지연과 샘플링
Fig. 9. Delay of filter and sampling.

그림 9는 샘플링 방법에 의하여 레졸버의 출력을 복조하는 방법을 설명한 것이다. 필터의 사용으로 지연된 신호에서 최대값을 샘플링하려면 필터의 지연을 고려한 샘플링펄스가 요구된다. 여자전압을 기준으로 했을 때 필터 후 레졸버의 출력신호는 지연된 파형이 된다. 샘플링펄스의 발생은 펄스의 발생시점까지 여자전압 파형의 위상을 이동시키는 아날로그 방법을 사용한다.

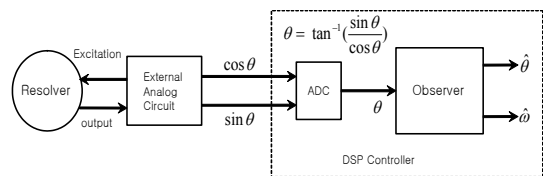


그림 10 회전자 위치와 속도의 검출
Fig.10. Rotor position and detection of speed.

2-4 아날로그 신호처리와 S/H 회로해석

그림 8의 블록도에 대한 아날로그 회로를 설계한다. 검출기의 아날로그 회로의 출력은 회전자의 위치 정보인 sin, cos 파형이 되고 이 파형은 A/D 변환기에 의하여 제어기의 디지털 신호로 변환한다. 여자전압의 발생의 정현파를 얻기 위하여 윈 브리지 발진회로를 사용하였다. 윈 브리지 발진기는 그림 11의 회로에서 식 (8)를 얻을 수 있다.

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \quad (8)$$

주파수로 정현파를 발생하며 발진조건으로는 증폭이득이 3으로 되어야 한다. 한편 제너다이오드는 역전류가 일반다이오드보다 크고 제너전압보다 낮은 전압에서 전압에 따라 저항이 변화하는 특성을 얻을 수 있다. 따라서 그림 11의 회로에서 R_{g2} 을 $2R_{g1}$ 보다 약간 크게 선정하면 R_{g2} 와 병렬로 연결된 역 직렬 제너 다이오드의 특성에 의하여 정해지는 점에서 안정된 발진을 하게 된다. 또 여자전압의 크기는 식 (9)와 같다.

$$E_{R \max} = OSC_{signal \max} \times \frac{R_{f2}}{R_{f1}} \quad (9)$$

레졸버 신호 입력회로는 레졸버는 전동기의 축에 부착되므로 전력변환기의 스위칭 노이즈 등이 흡입될 수 있기 때문에 그림 12와 같은 차동입력회로를 갖는 필터를 사용한다. 필터의 차단주파수와 증폭이득은 식 (10)과 같다.

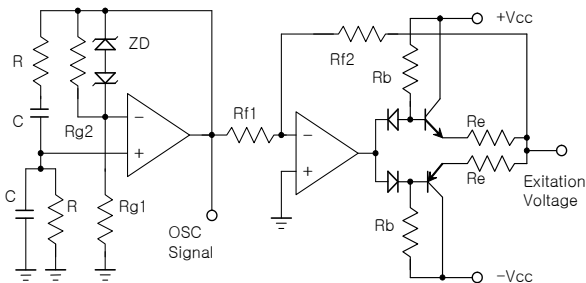


그림 11 윈 브리지와 여자전압의 발생회로.
Fig. 11. Wien bridge and operation circuit of excite voltage.

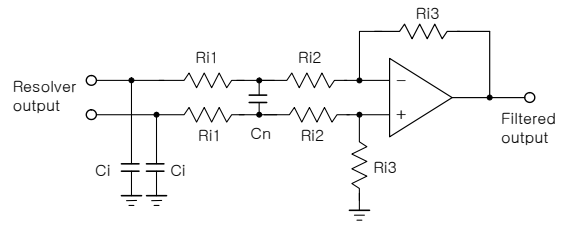


그림 12 연산 증폭기 신호의 필터 회로
Fig. 12. Filter circuit of OP-amp signal.

$$\begin{cases} \omega_0 \cong \frac{1}{2\pi R_{i1} C_N} \\ G \cong \frac{R_{i3}}{R_{i1} + R_{i2}} \end{cases} \quad (10)$$

S/H 회로는 그림 13에서 샘플링하려는 신호는 여자전압이 (+)인 구간과 (-)인 구간에서 극성이 다르게 된다. 또 이번 연구에서는 아날로그 신호를 제어기로 전송하는 방법을 사용하고자 하기 때문에 차동신호를 발생하여야 한다. 따라서 그림 9에서와 같이 S1과 S2의 펄스를 별도로 출력하여야 한다.

그림 9에서와 같이 샘플링 펄스는 위상 시프트 회로에 의하여 발생시킨다. 그림 13에서 위상 시프트의 이득은 식 (11)과 같다.

$$G = 1 \angle -2 \tan^{-1}(\omega C_s R_s) \quad (11)$$

필터에 의한 지연이 발생하므로 식 (11)을 고려한 계산으로 결정한다. 또 실험적으로 확인하고 수정

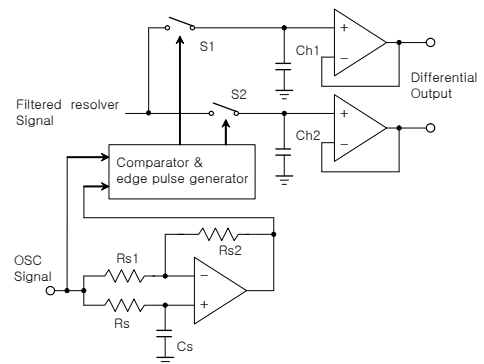


그림 13 샘플링 펄스 발생과 S/H 회로
Fig. 13. Sampling pulse operation and S/H circuit.

하는 절차를 거쳐야 한다. 그림 13에서 비교기는 OSC 신호파형 및 이것이 위상시프트 된 두 파형을 정형한다. 위상시프트 된 파형의 0점에서 S1, S2의 두 펄스를 발생시키고 OSC 신호파형의 정형 신호로 S1과 S2를 분리시킨다. 아날로그 출력은 신호전송을 위하여 차동 신호를 출력하도록 하도록 구성한다.

2-5 위치와 속도의 추정 해석

레졸바로부터 얻어진 cos, sin 파형은 제어기에 디지털신호로 입력되고 프로그램에 의하여 회전자의 위치와 회전속도가 계산된다. 회전자의 위치 계산은 식 (12)와 같다.

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{\sin\theta}{\cos\theta}\right) \quad (12)$$

식 (12)에 의한 회전자의 위치는 노이즈가 포함되어 있으므로 위치정보는 부정확성을 배재할 수 없다. 이로부터 위치를 추정하는 방법이 필요하게 되므로 전동기의 운동방정식을 고찰한다. 관성을 갖는 회전체는 식 (13)으로 표현된다.

$$\begin{cases} \frac{d\theta}{dt} = \omega \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}(T - T_L) \end{cases} \quad (13)$$

식 (13)에서 측정이 가능한 변수는 식 (12)로 계산된 회전자의 위치이므로 식 (13)의 시스템에 대한 전차원 관측기는 식 (14)와 같다.

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\theta}}{dt} = \omega + g_1(\theta - \hat{\theta}) \\ \frac{d\hat{\omega}}{dt} = \frac{1}{J}(T - T_L) + g_2(\theta - \hat{\theta}) \end{cases} \quad (14)$$

식 (13)과 식 (14)에서 각각 두 번째 속도 식은 회전체의 관성과 전동기의 토크 및 부하 토크를 포함하고 있으며 이에 대한 정보는 검출기에 포함할 수 없다. 따라서 관성과 토크에 관련된 항을 소거하기 위하여 식(15)과 같이 상태 궤환에 PI 제어기를 사용하여 위

치와 회전속도를 추정한다. 식 (14)의 두 번째 식의 우변에서 $G = g_i(\theta - \hat{\theta})$ 이라고 하면 식 (14)은 식 (15)와 같다.

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\theta}}{dt} = \hat{\omega} + g_1(\theta - \hat{\theta}) \\ \frac{d\hat{\omega}}{dt} = \hat{G} + g_p(\theta - \hat{\theta}) \\ \frac{d\hat{G}}{dt} = g_i(\theta - \hat{\theta}) \end{cases} \quad (15)$$

회전자의 위치정보는 매우 중요하며 식 (15)에서 G 는 회전시스템의 관성과 회전력에 관계되는 가속도가 된다. 회전자의 위치가 정상상태에서 실제 시스템에 수렴한다고 하더라도 가속도를 정확하게 추정하지 못한다면 회전속도가 변화하는 가속과 감속상태에서는 오차를 수반하는 경우가 존재할 수 있다. 따라서 식 (15)의 궤환 이득은 반복실험에 의하여 정할 필요가 있다. 식 (14), 또는 식 (15)에 의하여 회전자의 위치와 회전속도를 추정하는 검출기의 관측기는 그림 14와 같은 블록도로 나타내어진다.

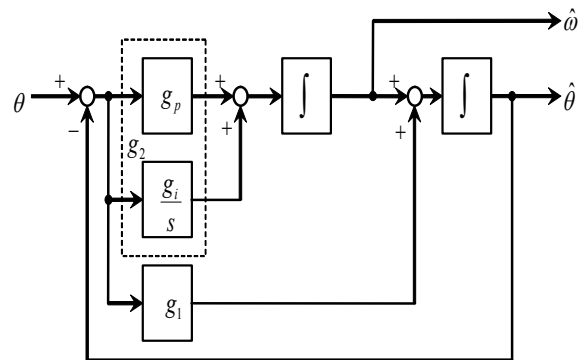


그림 14 회전자 위치와 속도의 검출 블록도
Fig. 14. Rotor position and detection block diagram of the speed.

2-6 위상각과 각속도의 추정을 위한 관측기 설계

3상전원의 위상을 검출하는 방법은 두 가지의 방법이 있을 수 있다.

(I) 전원의 전압파형이 0이 되는 순간은 전원의 위

상이 60°가 되는 점이므로 이를 기준으로 하여 제어순간의 위상을 계산하는 방법.

(II) 전원의 전압파형으로부터 제어순간의 위상을 계산하는 방법.

위의 (I)방법 중 기본적으로 카운터 등 하드웨어에 의존하여 위상각을 검출하는 방법을 예로 들 수 있으며 이 경우 기준 클럭 펄스의 발생 등 복잡한 하드웨어가 요구된다. (II)의 방법은 전원에 포함된 노이즈는 직접적으로 위상계산에 영향을 주게 된다. 본 연구에서는 위의 두 방법에 대하여 전원의 노이즈를 고려하여 프로그램에 의존한 방법으로 위상각과 주파수를 추정하는 방법을 그림 15와 같은 방법을 기본으로 사용하며 전원의 위상각과 각속도의 관계는 식 (16)과 같이 된다.

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (16)$$

전원의 주파수는 변동이 없다고 가정하면 식 (17)과 같이 된다.

$$\frac{d\omega}{dt} = 0 \quad (17)$$

전원의 위상각과 주파수는 위상이 측정가능하다면 식 (18)과 같이 된다.

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \end{bmatrix} \\ y = [1 \ 0] \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \end{bmatrix} \end{cases} \quad (18)$$

그러므로 식 (18)의 전 차원 관측기는 식 (19)와 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\theta}} \\ \dot{\hat{\omega}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\omega} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \end{bmatrix} (\theta - \hat{\theta}) \quad (19)$$

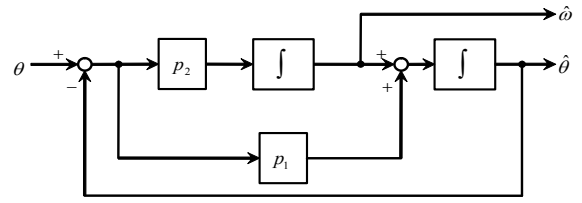


그림 15 위상각과 각속도의 추정기

Fig. 15. Phase angle and estimator of angular velocity.

따라서, 관측기의 특성방정식은 식 (20)과 같이 된다.

$$|\lambda - (A - LC)| = \begin{vmatrix} \lambda + p_1 & -1 \\ p_2 & \lambda \end{vmatrix} = 0 \quad (20)$$

$$\lambda^2 + p_1 \lambda + p_2 = 0 \quad (21)$$

식 (21)의 특성방정식의 근과 상태피드백 이득은 다음 식 (22)와 식 (23)의 관계를 갖는다.

$$(\lambda + a_1)(\lambda + a_2) = 0 \quad (22)$$

$$\begin{cases} p_1 = a_1 + a_2 \\ p_2 = a_1 a_2 \end{cases} \quad (23)$$

식 (20)의 이산상태 방정식은 식 (24)와 같이 되고 계산된 결과는 식 (25)와 같이 된다.

$$x(k+1) = \Phi(T)x(k) \quad (24)$$

$$\Phi(t) = \mathcal{L}^{-1}[(sI - A)^{-1}] = \begin{bmatrix} 1 & t \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (25)$$

식 (19)의 관측자는 식 (26)과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} \theta(k+1) \\ \omega(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T_s \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta(k) \\ \omega(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \end{bmatrix} \{\theta(k) - \hat{\theta}(k)\} \quad (26)$$

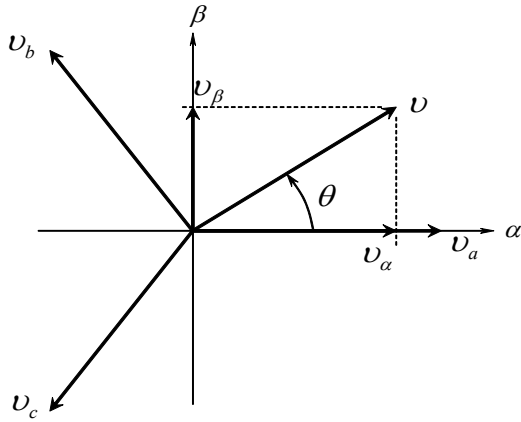


그림 16 3상 - 2상변환의 벡터도 관계
Fig. 16. Relationship in Vector diagram of 3 phase-2 phase conversion.

위상각의 검출은 3상 - 2상 변환에 있어서 A상을 기준축인 α 축으로 하면 2상 전압은 식 (27)과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1/\sqrt{3} & 1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (27)$$

3상 전원과 2상 전압의 변환관계는 그림 16의 벡터도와 같다. 또 이들의 순시전압 파형은 그림 17과 같이 된다.

그림 16에서 전압이 0이 되는 점은 비교기 등을 사용하여 α 축을 기준으로 한 위상각의 측정이 가능한 점이된다. 이는 식 (28)에 의한 변환과정 없이 전원으로 부터 검지가 가능하고 방법 (I)에 적용한다. 식 (27)에 의하여 얻어진 2상 전압에 의하여 식 (28)로 위상각을 계산한 결과는 방법 (II)에 사용한다.

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) \quad (28)$$

각속도의 추정은 식 (26)의 관측기를 두 가지의 방법에 적용하여 비교 검토한다.

번째는 위상검출에 있어서 3상의 전원은 60° 간격의 위상은 앞에서 설명한 바와 같이 간단한 하드웨어

에 의하여 검출이 가능하다. 식 (26)의 우변 제2항은

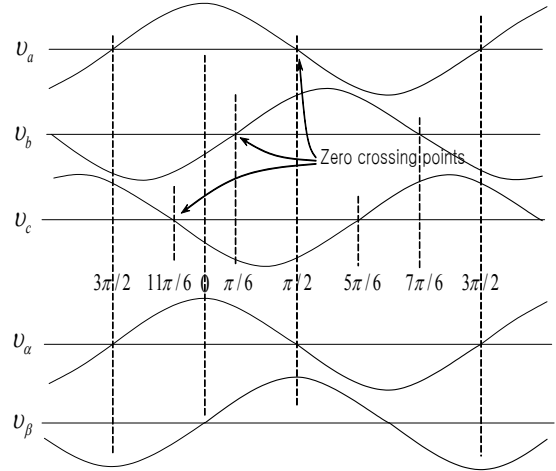


그림 17 전원의 전압과 위상각
Fig. 17. Relationship Voltage of the source and phase angle.

전원의 전기 각 60° 간격의 샘플링을 의미하므로 제어에 필요한 위상각의 추정이 가능하지 않다. 그러므로 제어기에서 필요로 하는 위상각을 추정하기 위하여 제어간격인 T_{sw} 로 샘플링 할 때 식 (29)와 같다.

$$\begin{bmatrix} \theta(i+1) = \theta(i) + T_{sw} \omega(i) + p_1 \{ \theta(k) - \hat{\theta}(k) \} \\ \omega(k+1) = \omega(k) + p_2 \{ \theta(k) - \hat{\theta}(k) \} \end{bmatrix} \quad (29)$$

여기에서 $\theta(k) - \hat{\theta}(k)$ 는 전기 각 60° 간격으로 샘플링에 대한 오차가 된다. 식 (29)을 이용하여 위상각과 각속도를 추정한다. 식 (29)에서 제1식은 제어간격으로 계산하고 제2식은 전기 각 60° 의 간격으로 계산한다. 식 (29)를 고찰하면 제1식은 하드웨어적인 카운터로 볼 수 있으며 이 식은 PLL 시스템과 같은 구조로 볼 수 있다

두 번째 방법은 식 (27)에 의하여 변환된 2상 전압으로 식 (28)로 위상각을 계산한다. 제어기가 필요로 하는 위상각을 항상 계산할 수 있지만 전원전압에 노이즈를 포함하여 파형이 일그러지면 오차를 수반하게 된다. 이 대책으로 관측기는 일종의 필터역할을 하므로 식 (26)을 그대로 사용하여 위상각과 각속도를 추정한다. 샘플링 간격은 제어간격으로 하여 식 (30)을 사용한다.

$$\begin{bmatrix} \theta(i+1) \\ \omega(i+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T_{sw} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta(i) \\ \omega(i) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \end{bmatrix} \{ \theta(i) - \hat{\theta}(i) \}$$

(30)

전원의 위상을 기준으로 하여 전력변환을 하는 전압형 컨버터에서 제어기가 전원의 위상정보를 잃어버리면 컨버터는 보호기능에 의한 운전정지를 하게 된다. 또 보호기능의 불완전 동작은 컨버터의 손상으로 확대될 수 있다. 또 방법(I)은 주파수체배 기능의 PLL과 흡사하므로 수렴속도 등의 면에서 불안해질 가능성이 크다. 따라서 위상각을 추정하는 적분기가 일정오차를 벗어나면 초기화하는 방법을 추가한다.

2-7 전압형 컨버터 제어와 해석

그림 18은 전압형 컨버터의 등가회로이며 그림 17에서 리액턴스에 흐르는 전류는 리액터의 양단의 전압을 식 (31)과 같이 PI 제어기에 의하여 제어함으로써 설정한 전류가 흐르도록 할 수 있다.

$$V_L = XI^* + \left(\frac{ki}{s} + kp \right) (I^* - I) \quad (31)$$

전력변환기의 교류 측 전압 E 는 변환기의 직류전압과 PWM 변조율로 결정되므로 제어기에 의하여 전압과 위상을 자유롭게 변화시킬 수 있다. 리액턴스의 양단전압 V_L 과 전력변환기 교류 측 전압의 합은 전원전압이 되어야 하므로 식 (32)와 같다.

$$E = V - V_L \quad (32)$$

식 (31)와 식 (32)에 의하여 식 (33)을 얻을 수 있다.

$$E = V - XI^* - \left(\frac{ki}{s} + kp \right) (I^* - I) \quad (33)$$

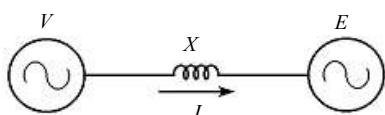


그림 18 전압형 컨버터의 등가회로

Fig. 18. Equivalent circuit of voltage fed converter.

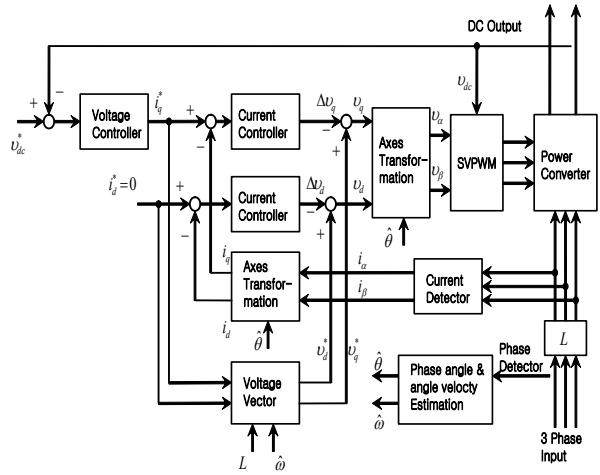


그림 19 전압형 컨버터의 제어 블록도

Fig. 19. Control block diagram of voltage fed converter.

식 (33)의 우변 제1항과 제2항은 정상상태에 대한 전력변환기의 교류전압이며 설정전류에 의한 피드포드 제어의 기능을 갖는다. 제3항은 전류제어기로서 리액터의 저항강하를 보상하며 리액터의 값이 부정확하게 사용된 경우에도 이를 보상한다. 컨버터의 제어는 그림 19 같은 블록도로 적용된다. 식 (33)의 우변 제3항은 전류제어기로 사용하며 우변 제1항과 제2항은 전압벡터를 계산한다.

2-8 전력 변환기와 제어기의 설계

DSP 제어기에서 전력변환기의 제어기는 전동기 제어 전용으로 개발된 모토롤라의 DSP56800E 계열인 16[bit] 정수 DSP의 마이크로컨트롤러를 사용하였다. 연구에 사용된 56F8345는 칩 내부에 전력변환기를 구동할 수 있는 PWM 블록 2개를 가지고 있으며 개략적인 기능과 하드웨어는 고속의 메모리를 포함하고 있고, 128 [KB] of Program Flash, 4 [KB] of Program RAM, 8 [KB] of Data Flash, 8 [KB] of Data RAM, 8 [KB] of Boot Flash, 60 MIPS 의 연산속도, JTAG/EOnCE 디버깅, 4개의 36[bit] 어큐뮬레이터, 16, 32[bit] 시프터, 병렬처리명령과 DO, REP 루프명령, Single-cycle 16 x 16[bit] 승산기, 16채널의 12[bit] ADC

를 동작 할 수 있으며, CAN, SCI, SPI 등 통신포트, 디코더, 타이머 블록, PWM 블록, 기타 범용의 IO 등의 정밀한 제어를 할 수 있는 조건 상태를 구성 하였다. 56F8345의 외부 인터페이스에 관련된 하드웨어설계는 A/D입력의 조건에 맞도록 전압, 전류검출회로의 설계(아날로그회로)가 되어야 하고 PWM 출력의 게이트 드라이브, Isolation 회로, 통신회로 (SPI, SCI, CAN) 및 조작입력의 스위치 등을 설치하면 된다. 또한 개발에 필요한 회로 (JTAG 포트에 의한 다운로드회로, D/A기능)을 두어야 한다. 제어기 설계는 그림 20의 입출력은 그림 21의 블록과 같이 구성된다. 전력변환기는 IPM 을 사용하여 PWM 출력은 각각의 IPM을 구동하며 IPM 의 게이트회로를 구동하고 이들의 보호기능이 실패(fault) 단자에 연결된다.

그림 21과 같이 두 개의 전력변환기를 제어하기 위한 각각의 전압과 전류의 입력 및 검출기의 아날로그 신호의 입력은 다음과 같다.

- (1) 컨버터의 교류전류입력 : 3개

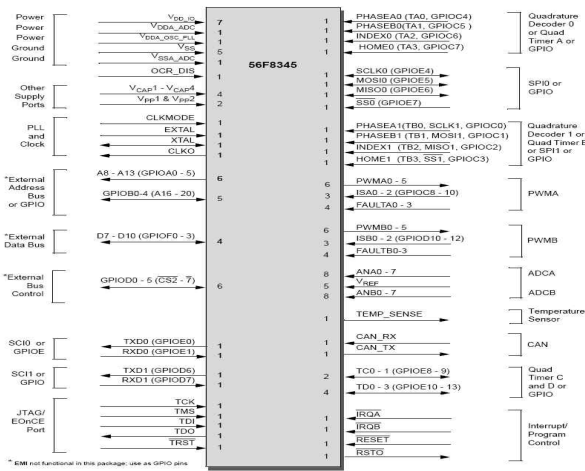


그림 20 56F8345 외부 핀의 구조
Fig. 20. Structure of 56F8345 outside pin.

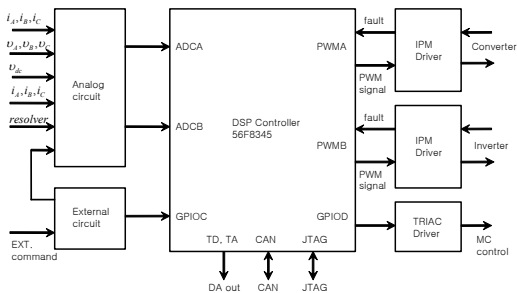


그림 21 56F8345의 외부 인터페이스
Fig. 21. Outside interface of 56F8345.

- (2) 인버터의 교류전류입력 : 3개
 - (3) 직류전압입력 : 1개
 - (4) 전원동기를 위한 3상 전압의 신호입력 : 3개
 - (5) 레졸바의 신호입력 : 2개
 - (6) 전력변환기를 조작하기 위한 신호입력 : 2개
- 기타 조작에 필요한 조건설정을 위하여 3개의 디지털입력으로 설계되었다. 컨버터의 초기충전에 대하여 전자개폐기를 제어기를 구동할 수 있도록 TRIAC 회로를 포함시켰다. 프로그램의 개발과 다운로드에 필요한 JTAG 인터페이스를 설치하고 프로그램에 의하여 내부변수의 데이터를 출력하여 측정할 수 있도록 카운터 블록을 사용한 6개의 D/A 변환기능도 설계하였고, 외부와 통신은 CAN 을 사용하도록 하였다. 아날로그 신호처리는 그림 22의 차동증폭회로는 A/D 입력회로에 사용되었다. 전류검출기(홀 CT)와 동기신호입력의 회로로 식 (34)와 같은 형태로 변환 된다.

$$ADC_{input} = \frac{R_2}{2R_1} \times Signal_{input} + \frac{V_r}{2} \quad (34)$$

신호가 A/D변환기로 입력되며 V_r 이 3.3[V], 측정하고자 하는 범위의 전류와 전압의 크기에 의하여 신호의 입력범위는 0~3.3[V]가 되도록 저항 값을 결정한다. 식 (34)에 의한 교류신호의 중점전압은 3.3/2[V]가 된다.

또한, 직류 전압검출기는 IPM 을 구동하기 위하여 공간벡터변조의 변조율보상과 컨버터의 제어를 위해서는 컨버터 출력인 직류전압의 측정이 필요하다. 이 전압을 검출하기 위해서는 제어기와 전력회로간의 절

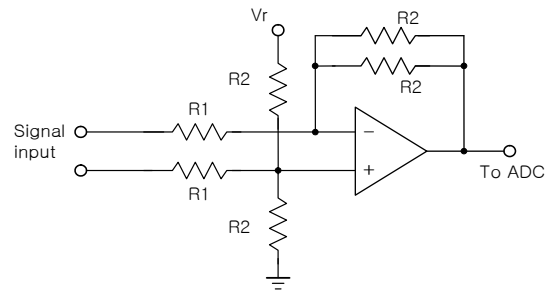


그림 22 아날로그 인터페이스
Fig. 22. Analog interface.

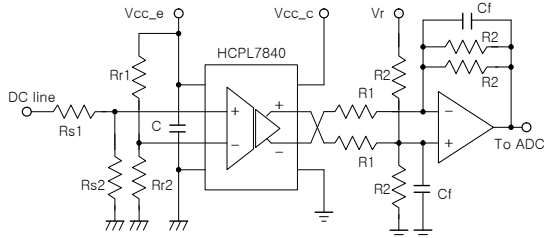


그림 23 직류 전압의 검출 회로
Fig. 23. Detection circuit of DC voltage.

연이 요구되며 교류신호와 달리 A/D입력의 중점전압이 필요 없게 된다. 제어기와 전력회로간의 절연과 A/D변화기의 입력조건을 고려하여 직류전압을 검출하기 위한 회로는 그림 23과 같다.

그림 23에서 제어기와 전력회로간의 절연의 기능을 갖는 HCPL7840은 차동입력전압이 $\pm 250[mV]$ 이며 차동출력은 $\pm 2[V]$ 로 8배의 이득을 가진 소자이다. A/D 입력범위는 $0 \sim 3.3[V]$ 이므로 직류전압의 측정범위를 $0 \sim 600[V]$ 로 할 때 그림 23의 회로는 식(35), 식(36) 및 식(37)을 만족하는 저항 값을 갖도록 하면 된다.

$$\frac{R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}} = \frac{1}{1200} \quad (35)$$

$$\frac{R_{r2}}{R_{r1} + R_{r2}} \times V_{cc-e} = 250[mV] \quad (36)$$

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{5}{3} \quad (37)$$

JTAG는 호스트컴퓨터에서 개발된 프로그램은 제어기에 전송(다운로드)을 하여야 한다. 또 제어기의 실행에서 프로그램의 잘못된 곳을 수정하는 절차(디버깅)를 거치게 된다. 디버깅 작업은 브레이크 포인트의 설정과 프로그램의 실행을 반복하여 잘못된 곳을 수정하게 되며 C언어에 대한 어셈블러 변환의 구조도 관찰하게 된다. 개발 장치 및 소프트웨어는 JTAG 버스

로 연결되며 그림 24는 제어기 측의 회로를 나타낸 것이다. 그림 24의 회로는 시스템의 리셋회로를 포함하였으며 제어기에 사용된 56F8345의 해당 핀에 연결된다.

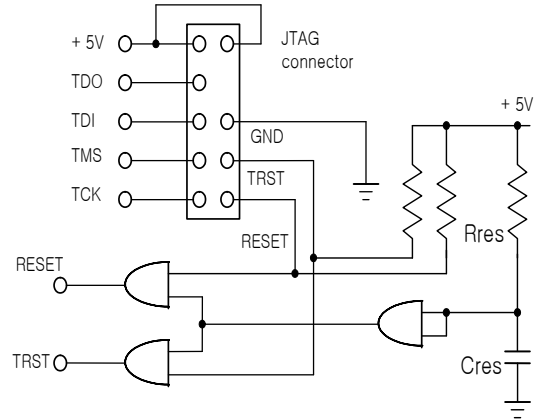


그림 24 JTAG 인터 페이스(제어기 측)
Fig. 24. JTAG interface(controller side).

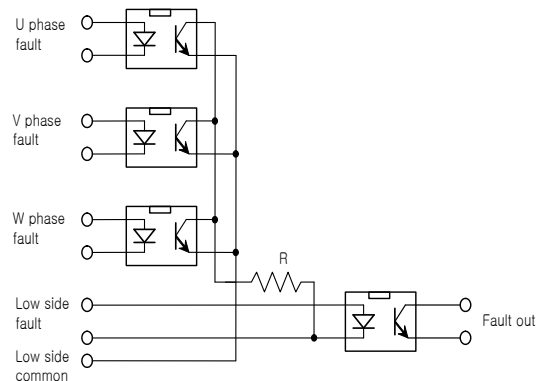


그림 25 IPM 보호회로
Fig. 25. IPM protection circuit.

IPM 보호회로는 전력변환기에 사용된 IPM은 전력소자의 상단과 하단에 이상 게이트전압과 과전류에 대한 보호신호를 출력하고 있다. 이 신호들은 제어기의 실패(fault)단자에 연결하여 제어기의 하드웨어적인 기능 또는 프로그램으로 신호를 차단하여 IPM을 보호하게 된다. 실제 IPM을 사용하여 PCB를 설계할 때 게이트부분의 부품이 많기 때문에 이들 보호기능에 대한 회로와 부품의 배치에 있어서 어려움이 있게 된다. 그래서 하단의 보호기능만 사용하는 방법 등 일부 기능을 사용하지 않는 방법도 있으나 본 연구에서는 그림 25와 같이 상단의 보호기능을 하단의 회로에 연결하여 PCB의 설

계에 있어서 부품배치에 따른 문제를 해결하였다.

제어기 전원회로에서 PCB는 제어기의 전 회로를 배치하고 IPM의 위에 커넥터로 직접 연결되도록 설계하여 장치를 간단한 구조로 제작되었다. 제어기에 필요한 제반전원도 PCB에 함께 실장 함으로써 1개의 PCB에 의하여 두 개의 전력변환기를 1개 장치로 하는 일체형의 컨버터와 인버터를 설계하였다.

제어기에서 필요로 하는 전원들은 다음과 같다.

- (1) 제어기의 아날로그 회로 및 디지털 회로의 전원: +5[V]
- (2) 제어기(56F8345)의 전원 : + 3.3[V]
- (3) 홀 CT의 전 : ± 15[V]
- (4) 통신을 위한 절연된 전원 : + 5[V]
- (5) IPM의 게이트전 : 4개의 +15[V]

그림 26의 회로는 본 연구에서 사용한 RCC방법의 SMPS 블록이며 이를 구동하기 위한 전원은 교류전원인 AC 220[V]를 정류하여 사용하였다.

전력회로와 제어기는 전동기의 구동을 위한 전력 변환기는 컨버터와 인버터로 그 기능이 구분되고 있으며 별개의 장치로 두 개의 전력변환기를 사용하는

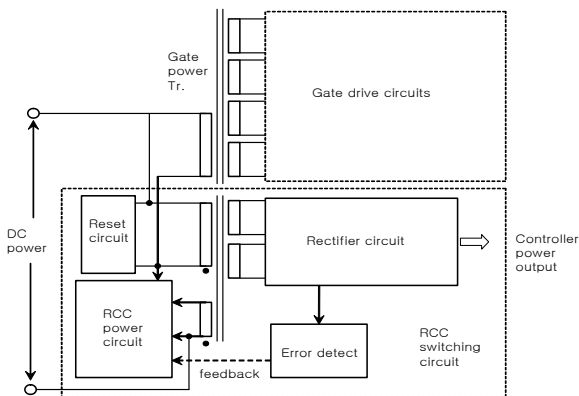


그림 26 SMPS
Fig. 26. SMPS.

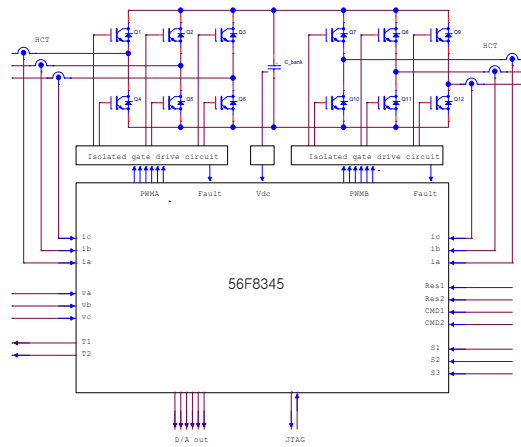


그림 27 전력회로와 제어기
Fig. 27. Power circuit and controller.

것이 일반적이다. 본 연구에서는 그림 27과 같이 두 개의 전력 변환기가 1개의 제어기로 구동되는 일체형으로 설계하였다. 컨버터는 전원과 동기 시키기 위하여 3상 전원의 신호를 입력하도록 하였고 컨버터를 제어하기 위해서는 직류전압의 검출과 교류 측의 전류를 검출하도록 하고 있다.

인버터는 전동기의 제어 알고리즘에 따라 전류제어를 위한 전류의 검출과 레졸버에 의한 속도검출회로를 두고 있다. 또 요구하는 회전속도 또는 토크를 얻기 위하여 제어기는 외부의 입력회로 및 통신회로들을 설계하였으며 주 전력소자를 보호하기 위하여 이상동작 또는 과전압 및 과전류에 대한 보호기능을 두고 있다. 그림 27은 컨버터의 초기충전 및 기동을 위한 전자개폐기의 구동 회로와 제어기의 개발프로그램을 다운로드하기 위한 JTAG 인터페이스, 제어기의 내부 동작과 변수의 측정을 위한 D/A변환의 기능을 갖고 있다. D/A 변환 출력회로의 제어기에서 D/A변환을 하여 아날로그신호를 출력하는 방법은 56F8345의 내부에 가지고 있는 카운터 블록을 사용하였다. 분해능력을 10[bit]로 하여 식 (38)과 같다.

$$2^{10} \times \frac{1}{60} [us] \approx 17 [us] \quad (38)$$

식 (38)의 주기로 하는 PWM의 펄스폭을 출력하게 되며, 이 출력을 필터링하여 PWM주기에 대한 펄스폭의 비율에 해당하는 아날로그신호를 출력하게 된다. D/A변환은 모두 6개의 채널로 설계되었으며 제어기

로부터 펄스를 출력하므로 고속 포토커플러에 의하여 전기적 절연을 하고 필터에 의하여 아날로그신호로 변환된다. 이 출력은 제어기의 내부변수의 값을 외부로 출력하여 프로그램을 디버깅하는 용도로도 사용할 수 있고 외부 계측기에 연결하여 제어기의 동작을 측정하거나 기록하는 신호로 사용한다. 제어기의 전원이 켜지면 호스트 컴퓨터 및 출력 측에 설치된 LED가 켜지고 프로그램의 다운로드와 디버깅 및 출력의 대기상태가 되어 회로의 동작 상태를 점검할 수 있다.

III. 전체 시스템의 알고리즘과 시뮬레이션

3-1 함수개발과 프로그램의 알고리즘

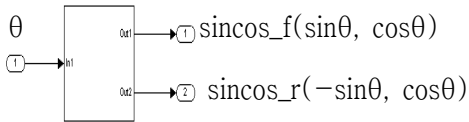
모토롤라의 Code Warrior는 56F800 시리즈의 프로그램을 개발 툴(tool)로 C언어와 어셈블러 사이에 변수를 공유할 수 있다. C언어의 함수 호출에 대한 어셈블러 코드의 생성규칙에 따라서 함수가 개발되어야 하며 메인 프로그램과 인터럽트 프로그램에서 사용하는 함수는 구분하지 않아도 된다. 이 보고서에서 설명되는 함수들은 주변(Peripheral)의 레지스터들을 직접 제어하는 경우들도 있으며 레지스터들에 대한 헤더파일은 선언되어 있는 것으로 한다. 다음의 함수들은 개발하고 사용된 함수들 중 일부분에 대한 설명이며 나머지는 부록의 프로그램으로 대신한다.

(1) 삼각함수

함수형식	trigono
입 력	위상각
출 력	좌표변환을 위한 삼각함수
기 능	테일러급수에 의한 근사계산

프로그램 예 1. 삼각함수의 계산

```
int  sincos_f[2], sincos[2];
    ;
    ;
    trigono(theta, out_f, out_r);
    /* 삼각함수 계산 */
    ;
```

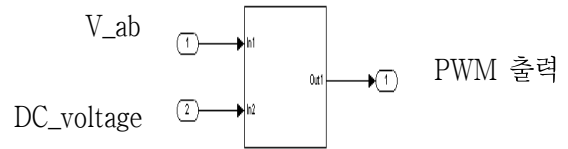


(2) 공간벡터변조

함 수	SV_component, SVA_compensation, PWMA_out
입 력	2축전압, DC전압
버 펴	공간벡터변조 변수
출 력	PWM 출력신호
기 능	입력벡터에 의한 PWM변조와 전력 변환기의 직류전압에 대한 변조보상을 하며 과변조의 경우 리미트된 벡터값을 리턴한다.

프로그램 예 2. 공간벡터변조

```
;
SV_component(V_ab, sv_vector)
;SVA_compensation(DC_voltage,
sv_vector, V_ab);
PWMA_out(sv_vector);
/* PWM port로 출력 */;
```

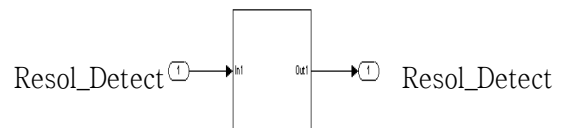


(3) 속도검출

함 수	Speed_theta_Detect
입 력	관측기의 계수, 변수
출 력	관측기 변수
기 능	회전자의 위치와 속도를 추정하는 관측기

프로그램 예 3. 속도의 추정

```
int  Resol_Detect[12];
    Speed_theta_Detect(Resol_Detect); /* 위치,
    속도의 추정 */
```



축소모형에 대한 반복적인 실험으로 전기제동기술

을 적용하여 전 영역에 대하여 제동실험을 시뮬레이션하고, 고속영역까지 정토크, 정 출력운전을 확대 하였으며 구배의 조건에서도 정지하는 제어방법을 제시한다. 그림 28과 그림 29, 그리고 그림 30은 직렬저항과 제동을 여러 조건하에서 구동 한 시뮬레이션 결과를 나타내었다.

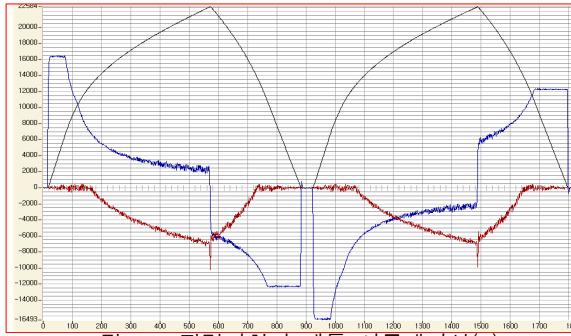


그림 28. 직렬저항과 제동 시뮬레이션(1)
Fig.28. Series resistance and braking simulation(1)

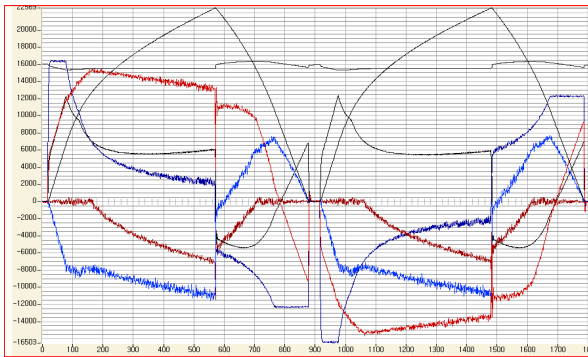
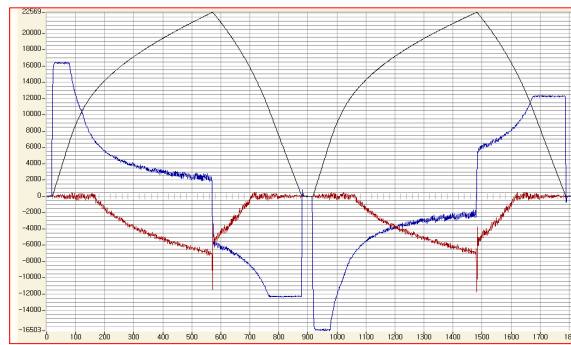


그림 29 직렬저항과 제동시뮬레이션(2)
Fig. 29. Series resistance and braking simulation(2)



조건 : ratio : 0x3500, 전환 point : 0x2000, 직렬저항 : 0.1[Ω] (자속제어영역)
contion : ratio : 0x3500, trans point : 0x2000, series resistance : 0.1[Ω] (flux control region)
그림 30 직렬저항과 제동 시뮬레이션(3)
Fig. 30. Series resistance and braking simulation(3)

그림 31은 구동전동기를 가속한 다음 일정속도에서 제안된 방법으로 제동실험을 하였다. 실험 장치는 직접구동방식의 축소모형이며 회전속도가 824[rpm]일 때 속도에 해당한다.

그림 32의 프로그램 순서도는 레졸버를 여자 시키고 출력신호를 입력하여 파형의 기본파를 계산한다. 속도의 추정프로그램에서 식 (28)에 의한 회전자의 위치를 계산한다.

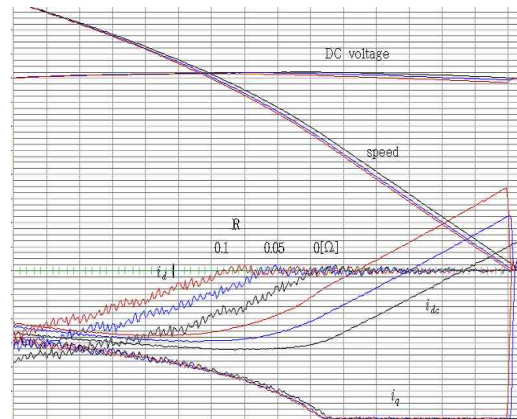


그림 31 직렬저항을 사용한 제동 특성 시뮬레이션
Fig. 31 Braking characteristics simulation using a series resistance.

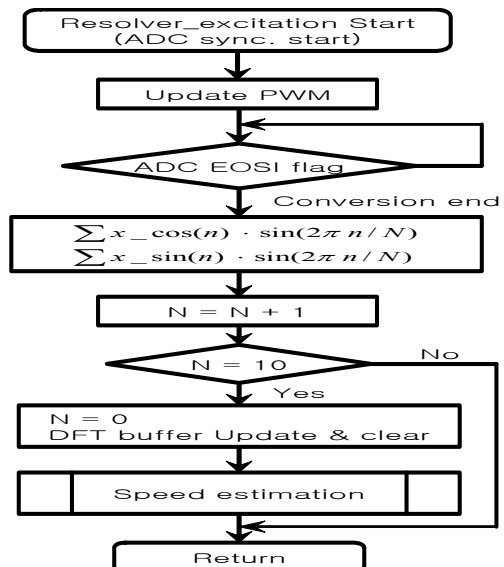


그림 32 프로그램 순서도
Fig. 32 Program flow chart.

IV. 시뮬레이션과 실험 결과 및 고찰

실험에 사용된 전동기와 부하장치는 표 1과 같다. 전동기의 정역운전 및 구동 토크의 스텝가변에 대하여 또 측정범위를 확대하여 저속에서 속도검출기의 성능을 관찰 하였다.

그림 33은 레졸버의 여자 주파수를 11[KHz]로 했을 때 여자전압과 출력파형을 측정한 것이다. 하단은 상단의 일부분을 확대한 것이다.

반복실험을 통하여 식 (15)의 계수들을 정하였으며 식 (10)의 ω_0 는 여자전압 주파수의 2/3으로 정하였다. 그림 7로 제안된 방법에 의하여 복조된 파형은 그림 34에서 상단 2개의 파형이며 3번째의 파형은 이들 두 개의 파형으로부터 계산한 회전자 위치를 측정하였

표1. MG 세트의 사양 및 파라미터
Table 1. Specification and parameter of MG sets

구분	종류	정격	비고
구동전동기	PMSM	5[kW]	서보전동기
관성체	직결방식	7.2[Nms ² /rad]	
부하용전동기	PMSM	5[kW]	서보전동기
속도검출기	레졸버		tamagawa
운전범위		824[rpm]	최대 1200[rpm]
인버터	병렬 FET	350[A]	전류제어형 PWM
제어기	16[BIT] DSP	56F8345	

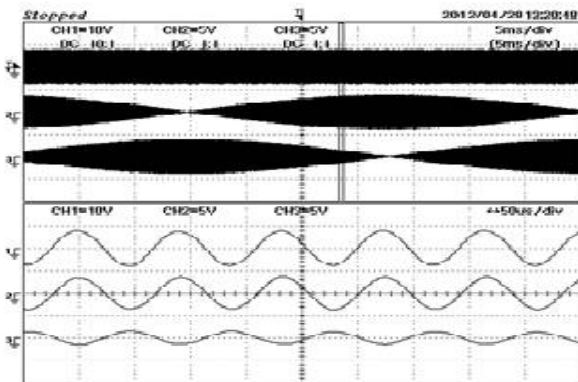


그림 33. 여자전압과 출력파형
Fig. 33. Excite voltage and output waveform.

다. 맨 아래의 파형은 식 (15)에 의하여 추정된 회전자의 위치며 계산 값과 추정 값에 대한 오차는 측정이 가능하지 않았다. 그림 34는 정회전, 그림 35는 역회전의 경우며 회전속도가 빠를 때와 는 두 경우에 대하여 측정된 파형이다

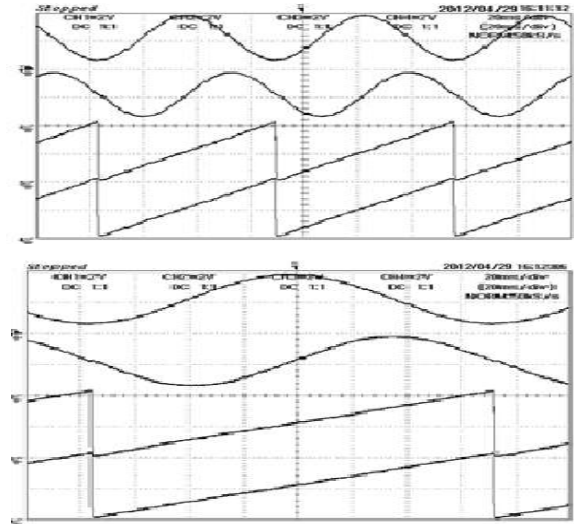


그림 34 정 회전 경우의 위치추정
Fig. 34. Position estimation of the case in forward revolution.

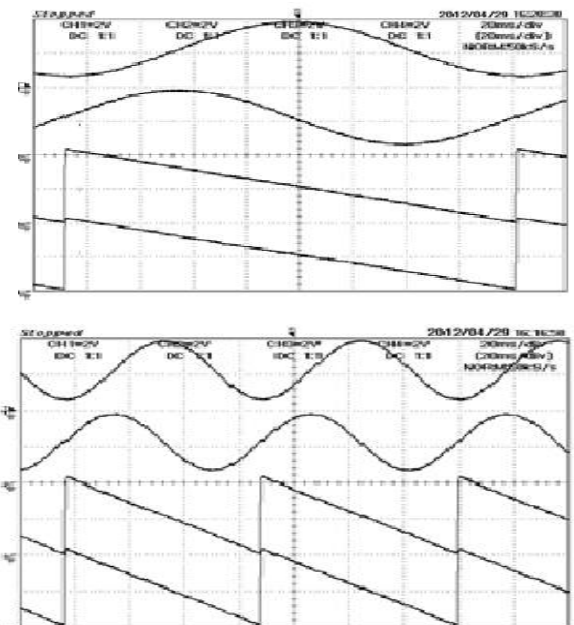


그림 35. 역 회전 경우의 위치추정
Fig. 35. Position assumption of the case in reverse revolution.

그림 36과 그림 37의 측정과형으로부터 아날로그 신호의 처리와 직접적인 각도의 계산(\tan^{-1})으로도 위치정보의 사용이 가능성이 확인된다. 전송된 아날로그신호에 의하여 계산된 위치와 추정된 위치를 확대하였을 때 그림 37과 같이 측정되었다. 관측기에 의하여 노이즈의 제거가 확인되고 있다.

그림 37과 그림 38은 표 1에 대한 실험 장치에 의하여 저속에 대한 속도의 검출결과를 측정된 것이다. 설정 토크의 가변으로 가속도를 변화시키면서 정 역 운전할 때 추정속도를 17.5[rpm]의 범위로 확대하여 측정하였으며 회전속도가 빨라서 측정범위를 벗어난 경우는 최대측정범위로 제한하여 측정되도록 하였다. 레졸버는 회전자의 절대위치를 검지할 수 있는 특징을 갖고 있다. 본 연구에서와 같이 아날로그신호를 전송하여 제어기의 A/D변환기에 연결하는 방법에 있어서 필터와 차동입력 및 차동신호의 전송방법이 유용함이 확인되었다.

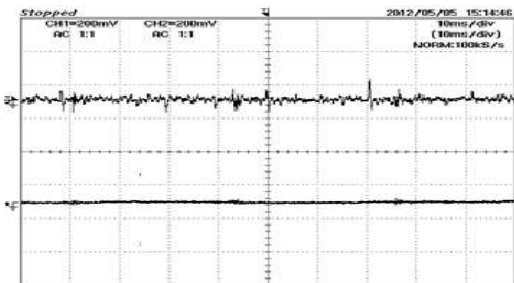


그림 36. 계산된 위치와 추정된 위치
Fig. 36. Calculated position and estimated position.

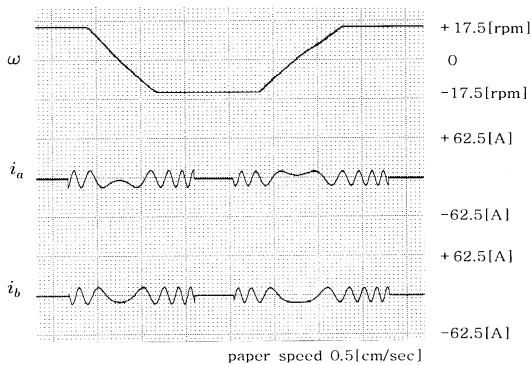


그림 37 정역 순간의 속도 검출(낮은 속도)
Fig. 37. Speed detection of F/R a moment (low speed)

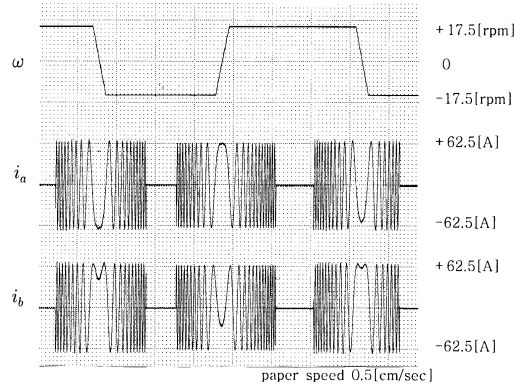


그림 38 정역 순간의 속도 검출(높은 속도)
Fig. 38. Speed detection of F/R a moment (high speed)

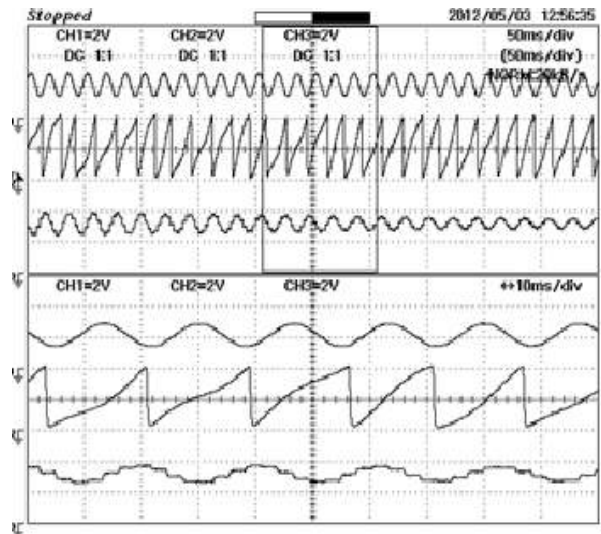


그림 39 관측 상태의 수렴
Fig. 39. Convergent of observation state.

전원의 제로 크로싱(zero crossing) 순간의 위상각으로 위상각을 추정하는 적분기를 초기화했을 때 그림 39와 같은 수렴특성이 측정되었다.

반복시험에서 항상 전원의 1주기보다 짧은 수렴기간으로 관찰되었다. 그림 40은 위상 추적 적분기를 초기화 한경우이며 그림 41은 방법 (II)를 사용했을 때 수렴순간을 측정된 것이다. 제어기가 전원의 전압을 검지하면서 2상변환을 하고 위상각의 추정과 수렴속도가 빠름을 알 수 있다.

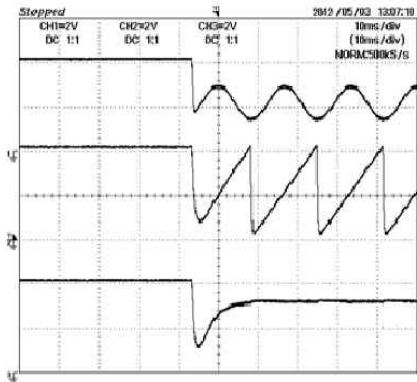
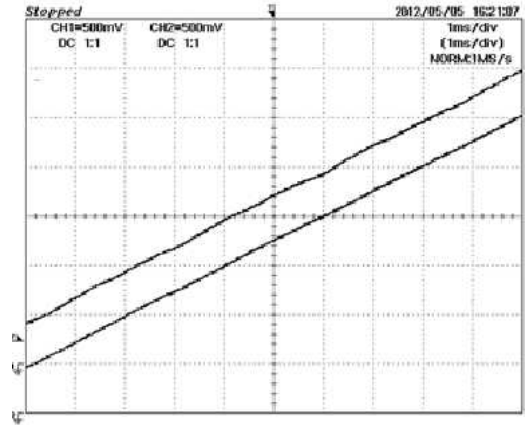


그림 40 위상 추정 적분기를 초기화 한 경우
Fig. 40. The case in initial to phase estimation integrator.



43. 계산각과 추정 각
Fig. 43. The calculation angle and estimation angle.

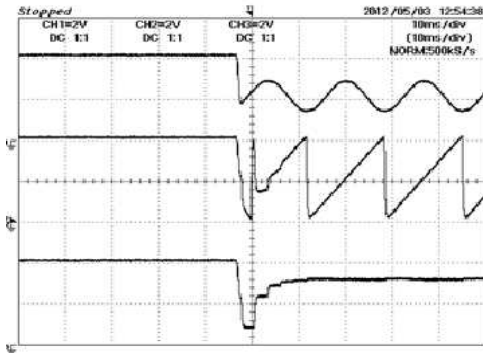


그림 41. 방법 II의 수렴
Fig. 41. Convergent of methode II.

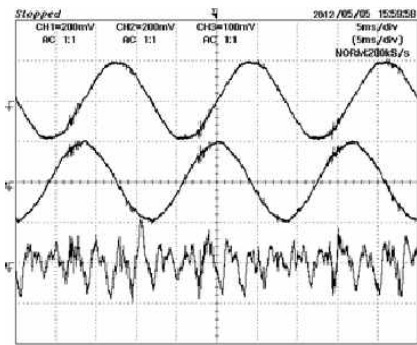


그림 42 위상각 오차
Fig. 42. The phase angle error.

그림 42는 v_α 와 v_β 에 대하여 계산된 각과 추정각과의 오차를 나타내었다. 전원의 파형이 일그러져 있기 때문에 각도에 대한 오차가 존재하며 오차의 크기는 $\pi/25[\text{rad}/\text{DIV}]$ 로 확대된 것이다. 그림 43은 계산된 각과 추정 각을 측정하는 것이다. 그림 42와 그림 43에 의하여 관측기를 사용함으로써 측정값에 포함되어 있는 노이즈가 제거됨을 확인할 수 있다.

관측기의 수렴속도는 방법 (II)의 경우가 우수한 것으로 판단된다. 어느 방법이든 위상과 각속도의 검출 방법으로 사용이 가능하며 측정을 위한 하드웨어 없이 프로그램에 의하여 간단하게 사용할 수 있다.

컨버터의 제어에 있어서 전압 벡터를 계산하여 제어에 사용하므로 자연스럽게 피드포드의 제어방법을 사용한 것이 되고 상회전이 바뀌더라도 안정적인 운전이 된다. 또한 전원의 각속도를 추정하여 리액터전압을 계산하므로 주파수가 변하더라도 컨버터의 운전이 가능할 것으로 판단된다. 방법 (I)은 전원의 제로 크로싱을 검지해야 하고 방법 (II)는 전원의 전압을 A/D 변환하여 입력하여야 한다. 전원의 변동에 대한 동작과 컨버터의 기동순간 등에 전원의 전압을 사용한 컨버터의 전압벡터를 계산하여야 하므로 전원전압의 검출기능(A/D 입력기능)은 필요하므로 방법 (II)가 유리한 것으로 판단된다. 또한, 그림 44 및 그림 45에서 토크 성분의 전류가 감소하는 구간이 제어모드를 전환하여 정지제어를 하는 구간이 된다. 그림 44와 그림 45을 관찰하면 정지한 후에도 부하 토크를 추정하고 있으며 구배의 조건에서 정지 토크를 발생함을 알 수 있다

본 연구 실험을 위하여 설계한 축소 모형 추진시스템은 「구동용전동기 - 관성부하 - 부하용전동기」의 구조로 2세트의 「컨버터 - 인버터 시스템」으로 제작하였다. 실제 DDM 축소 모형의 회전속도 범위에 대하여 실험할 수 있도록 하였으며,, 전력변환기는 전력

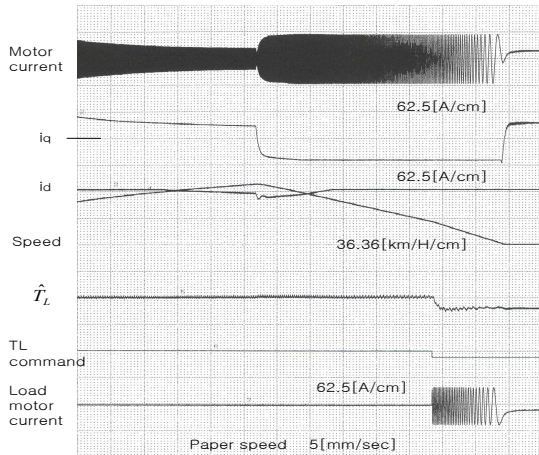


그림 44 부하 토크 추정과 정지 제어
 Fig. 44. The load torque estimation and brake control.

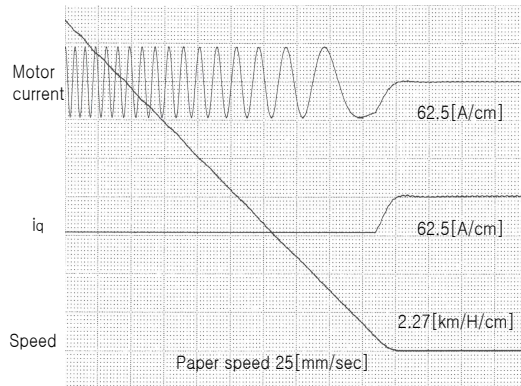


그림 45 정지 제어
 Fig. 45. The brake control.

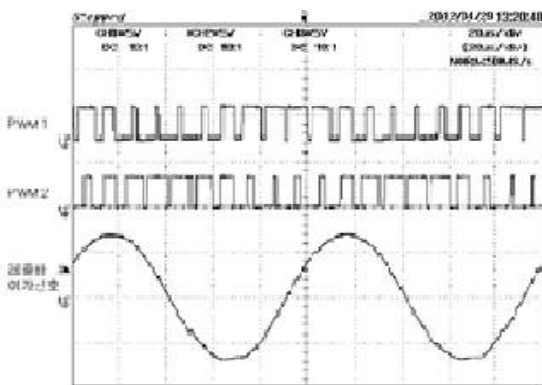


그림 46 레졸버 신호
 Fig. 46. The resolver signal.

FET에 의한 전력변환기로 설계 제작하여 실험한 결과 다음과 같은 내용을 얻을 수 있었다.

[1] 마이크로 컨트롤러의 제어프로그램에 대하여 제어에 필요한 수학적계산과 I/O구동 및 제어 연산에 대한 어셈블리 함수를 개발하였다.

[2] 컨버터는 계통 연계 형으로 전원동기의 기능에는 전원의 위상과 각속도를 추정하는 관측기를 사용함으로써 빠르게 전원과 동기 하는 방법을 제안하였다.

[3] 제로 크로싱 등 하드웨어가 없어도 되므로 제어기의 주변회로를 간단하게 할 수 있는 특징을 갖는다.

[4] 제어프로그램은 C언어배경에서 함수를 호출하는 형태로 프로그램이 운용되므로 제어 프로그램의 개발이 용이해지고 개발자간의 함수의 공유도 가능해짐으로 고속영역에서 제동기술은 부족한 전기제동력을 보충하는 공기제동을 병행하면 환경 친화적이고 전 운전영역의 전기제동이므로 완전 전기제동이 가능하게 된다.

[5] 전기제동에 의한 회생전력은 유효하게 사용되어 에너지 효율향상과 소음감소를 기대 할 수 있다.

[6] 전력변환기의 제어기에 의하여 전력소자의 구동시간과 방열기의 온도 등 동작환경을 누적 하여 기록하고 이를 확인할 수 있도록 하였다. 따라서 전기제동을 사용하여 완전 전기제동을 위해서 정지까지의 전기제동과 정지의 순간에 정지 토크를 갖도록 해야 한다.

V. 결 론

본 논문에서는 제어기에서 프로그램에 의하여 속도를 변화시키는 방법으로 스텝응답을 측정하였다. 응답을 관찰하면서 속도 추정기인 PI제어기의 이득을 결정하였다. 속도추정기의 이득은 응답성과 정밀성이 관계된다. 전동기 제어프로그램의 일부분으로 사용하였으나 속도검출기 전용의 경우와 같이 샘플링간격을 짧게 할 수 있다면 더욱 정밀성의 향상이 가능할 것이다. 실험 결과 속도 추정기로서 넓은 범위의 피드백 이득범위를 갖는 안정성 및 빠른 수렴의 특징이 확인

되었다. A/D 변환된 데이터를 DFT에 의하여 기본파를 얻고 이에 의한 계산으로 위치정도는 12[bit] 이상의 정밀도가 얻어졌다. 부하의 조건과 관계없는 속도의 추정이므로 범용의 속도검출기 또는 부하 및 관성이 변하는 장치에 응용이 가능한 방법임을 확인하였다.

Reference

[1] George Elis, Jens Ohno Krah, “ Observer based Resolver Conversion in Industrial Servo System“ 2001 PCIM, 2001.

[2] Reza Hoseinnezhad, Peter Harding, “ A Novel Hybrid Angle Tracking Observer for Resolver to Digital Conversion.”, *44th IEEE Conference on Decision & Control, and the European Control Conference*. PP. 7020-7025, 2005.

[3] Texas Instruments, “TMS320F240 DSP Solution for Obtaining Resolver Angular Position and Speed.” *Application Report SPRA 605*, Feb, 2000

[4] Analog Device, “12-Bit R/D Converter with Reference Oscillator.” Analog Device 2003.

[5] Byung-Chae Yun etc, “ A Study on the Notch Effect of Interior Permanent Magnet Motor with Compound Variable Number of Pole and Slot ” *KIEE PP. 23-25*, Oct, 2008.

[6] Jae-Hwa Ryu etc, “A Study on the Simulation of Resolver to Digital Converter for the Analog Waveform VR Resolver and Simulation” *KIEE Electric Machine*, PP. 20-21, Nov, 2009.

[7] Jae-Hwa Shin, “Position Estimation of Switched Reluctance Motor using Sliding Observer”, *KIEE, PP 26-27*, Nov, 2009.

[8] Dong-Seok Ryu etc, “A Study on the Simulation of Resolver to Digital Converter for the Analog Waveform VR Resolver and Simulation” *KIEE Electric Machine*, PP. 21-23, Oct, 2009.

[9] Byung-il Kwon “ Analysis of Characteristics of Interior Magnet Motor about reducing a leakage flux”, *KIEE Electric Machine*, April, 2012

[10] Gyu-Won Cho etc., “ i_d, i_q estimation and performance analysis of IPSPM by current control test”, *KIEE Electric Machine*, 20, April, 2012

[11] J. S. Park and K. Nam, “Dual Inverter Strategy for High Speed Operation of HEV Permanent Magnet

Synchronous Motor”, in *Conf. Rec. IEEE IAS Annul. Meet.*, PP. 488-494, 2011.

[12] Bill Hutchings, “Application Enable by High Performance Hybrid Controllers”, *Freescale Semiconductor Inc., WP5683XX-IAPPS Rev.1, 7/ 2011*.

[13] Seung-Hoon Lee, “ The Study on the vibration characteristic of IPM motor according to the notch design”, *KIEE, PP. 23-25*, Oct, 2008.

[14] Suzuki, T.Koseki, S. Sone, “ A Study on a Method of Train Automatic Stopping Control with a Pure Electric Brake”, *I.E.E Japan Joint Technical Meeting on Transportation & Electric Railway and Linear Drive*, TER-00-37, LD-0064, PP.15~18, 2010.

[15] Takashi, K. Takafumi, “ Simple Train Automatic Stopping Control with Constant Power Braking Pattern Supposing the Pure Electric Brake”, *JISAC2001, Vol, 3*, PP. 1285-1288, 2011.

[16] K. Matatsuok, M. Kondo, Y. Shimizu, “ Totally-Enclosed Type Traction Motor using Permanent Magnet Synchronous Motor”, *IEEJ Trans. Vol 124, No. 2*, PP. 175-182, 2009.

황 락 훈 (Lark-Hoon Hwang)



1981년 2월 : 명지대학교 전기공학과 (공학사)

1983년 8월 : 명지대학교 대학원 전기공학과 (공학석사)

1989년 8월 : 명지대학교 대학원 전기공학과 (공학박사)

1988년 3월 ~ 1991년 2월 충남전문대학 전기과 (현, 대덕대학 전기과) 조교수

1991년 3월 ~ 현재 : 세명대학교 전기공학과 교수

관심분야 : 전동기 제어, 대체 에너지 분야, 에너지 변환, 반도체 시뮬레이션, 전력전자 응용분야

나 승 권 (Seung-Kwon Na)



1999년 2월 : 세명대학교 전기공학과
(공학사)

2001년 2월 세명대학교대학원 전기전자
공학과 (공학석사)

2008년 2월 : 세명대학교 대학원 전기
전자공학과 (공학박사)

1981년 7월 ~ 1988년 4월 부산위생 (한방병원)

1988년 5월 ~ 1994년 8월 한국수자원공사

1994년 9월 ~ 현재 한국 폴리텍대학 원주캠퍼스 의용공학과 교수

관심분야 : 의용공학 및 대체 에너지 분야, 에너지 변환,
전력전자 응용분야

최 기 호 (Gi-Ho Choi)



2008년 2월 : 세명대학교 대학원 전기
전자공학과 (공학석사)

1981년 10월 : 한국 폴리텍 대학 남인천
캠퍼스 전기제어과 조교수

2008년 2월 ~ 현재 : 한국 폴리텍대학
원주캠퍼스 전기제어과 부교수

관심분야 : 소방설비, 승강기, 전기기기, 전력전자 응용분야 등

김 영 옥 (Yeong-Wook Kim)



1991년 2월 : 금오공과대학교 전자제어학과
(공학사)

2001년 2월 : 조선대학교 전기전자공학과
(공학석사)

2013년 현재: 세명대학교 대학원전기전자
공학과 (박사과정)

1991년 3월 ~ 현재 : 한상공회의소 인력개발 사업단 글로벌
사업 사업팀장

관심분야 : 에너지 변환, 전동기 제어, 전력전자 응용분야