

## 소형 모터 제어 기술

임 태 빈, 하 근 수

전자부품연구원, 정밀기기연구센터

### 1. 서 론

소형 모터는 사용용도, 구조, 형식, 조건 등이 매우 다양하고 사용목적에 따라 다양하게 개발하여 사용하므로 본 고에서는 일반적으로 산업용 및 가정용 전자 기기에 가장 많이 사용하고 있는 스텝모터, BLDC Motor, AC Motor의 제어 방법 및 실제 구현 사례를 간략하게 서술하고자 한다. 또한 소형 모터 제어 기술의 추세를 살펴봄으로서 기술의 흐름을 파악하고자 한다.

표 1. 소형 모터 제어 기술의 트렌드

	70년	80년	90년	2000년
스텝 모 터	오픈루프제어 ↳ 가,감속제어 ↳ 마이크로스텝제어 ↳ 클로우스드루프 제어			
BLDC Motor	센서형 제어 ↳ 센서리스형제어 ↳ 외란관측제어 ↳ 반복학습제어			
AC Motor	극수변화제어 ↳ 전압형인버터제어 ↳ 전류형인버터제어 ↳ 조파제어 ↳ V/F제어 ↳ 벡터제어 ↳ Direct Torque 제어 ↳ 적응 제어			

우선, 2장에서는 FA, OA기기 시스템의 고성능화 및 소형화, 경량화에 따라 핵심 구동원으로서 수요의 폭이 증가하고 있는 스텝 모터에 대한 가,감속 제어 및 마이크로스텝 제어(이상, 오픈루프제어), 그리고 진상각을 이용한 클로우스드 제어법에 대하여 기술하였다.

3장에서는 최근 들어 가정용 및 자동차용으로 각광을 받고 있는 BLDC Motor에 대한 센서 및 센서리스형 제어 기법과 실제 구현 사례를 기술하였다.

4장에서는 전력용 반도체 소자 기술의 발전에 따라 수요가 늘어난 AC Induction Motor의 벡터 제어법 및 구현

사례를 기술하였다.

### 2. 스텝모터의 제어

#### 2-1. 오픈 루프(Open Loop) 제어

##### \* 가 / 감속 제어

컨트롤러에서 정/역전, 정지의 펄스 신호를 드라이버에 전달하여 스텝핑 모터를 회전시켜 각종 제어 대상을 구동하는 신호에서 동작까지의 흐름을 오픈루프제어라 한다. 오픈 루프는 이름 그대로 흐름은 메커니즘으로 차단되어 메커니즘이 어떻게 움직였는지의 결과(피드백)가 컨트롤러에 돌아오지 않는다. 따라서 입력에 대하여 모터가 추종할 수 없게 된 경우에는 회전이 원활하지 않은 최악의 상태가 된다. 또한 스텝핑 모터는 오픈 루프로 구동되기 때문에 부하토크와 발생토크가 밸런스되도록 진동하면서 회전하며, 이 진동과 입력 주파수가 일치하는 것에 의한 공진이라는 까다로운 문제를 내포하고 있다. 따라서, 이 때문에 자기동 영역에서 기동한 다음 슬로우 영역의 목적 속도까지 가속하고 위치를 결정하여 정지시키기위하여 감속하고, 다시 자기동 영역에서 정지시키는 가/감속 제어가 필요하다[1].

일반적으로 생각되는 속도 프로파일은 그림 1과 같이 지수 함수 곡선 또는 직선으로 표시된다.

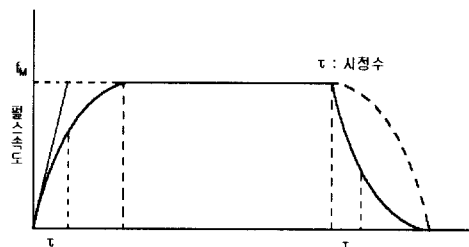


그림 1. 속도 프로파일.

지수 함수 곡선의 경우, 역패턴을 감속 곡선으로 한 경우에는 토크의 변화율이 크기 때문에 피크시의 작동 불량을 일으킬 위험이 있어 그림 1의 점선으로 표시된 곡선이 안정하다. 직선의 경우에는 필요 토크가 구형으로 되며 토크의 변화율은 기동, 감속시에 크게

된다. 제어를 위하여 속도 프로필에 대응하는 구동 펄스의 방법 중 가장 실용적인 것은 마이크로프로세서를 이용하는 것이다. 즉, 타이머를 이용하여 기본 클록을 계수함으로써 구동 펄스를 발생시킬 뿐만 아니라, 입력장치의 제어역할도 할 수 있다는 장점을 가지고 있다. 일반적으로 16비트나 32비트 마이크로프로세서는 규모가 너무 크고, 큰 구조와 복잡한 어셈블리 문법을 사용해야 하므로 반드시 편리하다고 할 수는 없고, 또 정밀한 스텝 타이밍의 제어가 간단하지는 않다. 따라서, 스텝핑 모터의 제어를 위한 가장 적합한 방식은 8비트 프로세서를 사용하는 것이다.

**\* 마이크로스텝 제어**

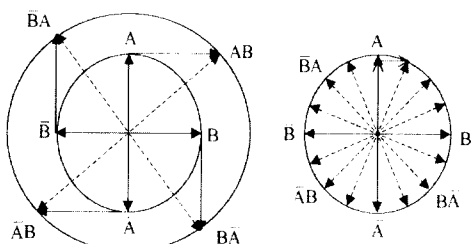
최근에 스텝핑 모터의 구동 방식으로서 마이크로 스텝 구동 방식을 많이 채택하고 있다. 이것은 스텝핑 모터의 기본 스텝각을 세분화하여, 미소각 제어를 할 수 있고 토크 리플이 적어 저진동, 저소음의 구동을 할 수 있기 때문이다.

마이크로 스텝 구동방식은 각 상의 권선에 흐르는 여자전류를 정현파적으로 변화시켜 기본 스텝각의 중간영역에서도 위치제어가 가능한 구동방식이다. 그림 2는 2상모터의 4분할 마이크로 스텝 여자방식에서 토크 벡터도를 나타낸다.

그림 2를 보아 알 수 있듯이 마이크로 스텝 구동방식은 미소의 스텝각을 얻는 동시에 각 여자때의 합성 토크가 한상 여자시의 토크 값과 같도록 여자전류를 제어한다. 이로부터, 2상 권선의 여자전류는 일반적으로 정전류 구동방식을 사용하여 그림 3과 같은 관계를 유지하면서 정현파상으로 제어된다.

다음의 그림 4는 마이크로 스텝 제어를 위하여 실제 구현된 제어 블록도를 나타낸다.

일반적으로 이 구동방식으로 고분해능화했다고하여도 위치 결정 정도의 점에서 보면 개선은 그다지 기대할 수 없다. 스텝핑 모터의 각도 정도는 기계적 정도 및 전기적인 것으로 결정되기 때문에 이와 같은 제어를 하여도 정도는 향상되지 않는다. 마이크로스텝은 전진 작동을 세분화하기 때문에 모터 특유의 진동을 방지할 수 있다는 특징을 가지고 있다. 특히 저속시 진동 방지에 효과가 크다. 따라서, 정도는 요구하지 않고 고분해능화 및 저진동을 요구하는 XY 플로터의 구동용



(a) 1, 2, 1-2상 여자 (b) 4분할 마이크로 스텝  
그림 2. 2상 모터의 토크 벡터도.

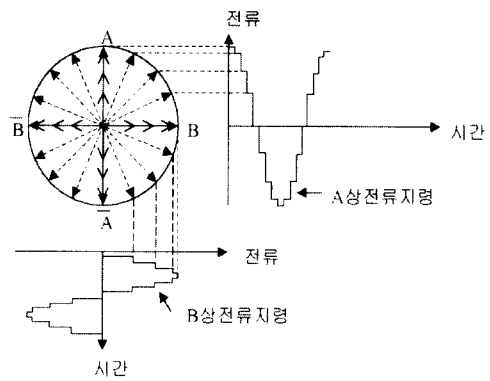


그림 3. 전류지령과 토크 벡터와의 관계.

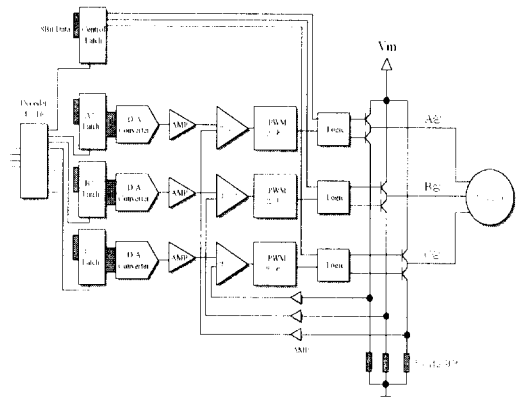


그림 4. 실제 구현된 마이크로 스텝 제어 블록도.

액츄에이터 등의 분야에 많이 사용되고 있다.

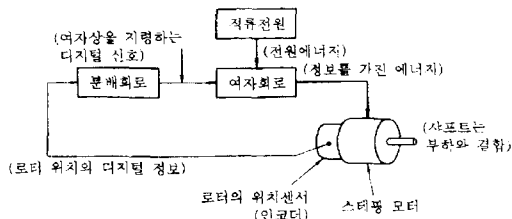
**2-2. 클로우즈드 루프(Closed Loop) 제어**

스텝핑 모터는 오픈 루프에서 제어할 수 있는 특징이 있다. 따라서 다음에 설명하는 클로우즈드 루프 제어는 원래는 불필요하다. 그러나 이 모터의 진동, 작동 불량 등의 문제를 해결하는 수단으로 클로우즈드 루프 제어가 필요하게 된다. 이 방법은 일반적으로 브러시리스 모터의 제어에서 행하여지는 것과 같다고 생각하면 된다. 기본적으로는 로터의 위치를 검출하고 여자상의 절환을 이 위치에 따라 행함으로써 원활한 제어를 하는 것이다. 그림 5는 클로우즈드 루프 제어 블록의 기본 구성을 나타낸 것이다.

스텝핑 모터의 클로우즈드 루프 제어 분야를 개척한 사람은 Fredriksen이었으며, 이러한 발상은 마이크로프로세서의 개발에 큰 힌트가 되었다.

클로우즈드 루프 제어는 스텝핑 모터를 원활하게 높은 주파수까지 가속,감속 구동을 하는 특징을 가지고 있다.

실제로 진상각을 크게함으로써 최대 연속 주파수가 높아지는 모양을 2상 하이브리드 모터의 경우에 그림 6에 나타내었다. 이것은 하나의 예로 1스텝의 진상각일



로터가 1스텝 회전한 것을 확인하면서 자동적으로 다음 구동펄스를 분배회로로 입력한다.

그림 5. 클로우즈드 루프 제어의 기본 블록도[2].

때는 약 1000pps이지만, 3.2스텝의 진상각으로 하면 14000pps가 된다.

진상각의 경우, 고속운전에서는 권선의 인덕턴스로 인한 전류 지연을 고려하여 진상각을 크게하는 것이 고토오크를 얻을 수 있으며, 감속 운전시에는 진상각을 1스텝 이하로 하는 것이 효과가 있다[2].

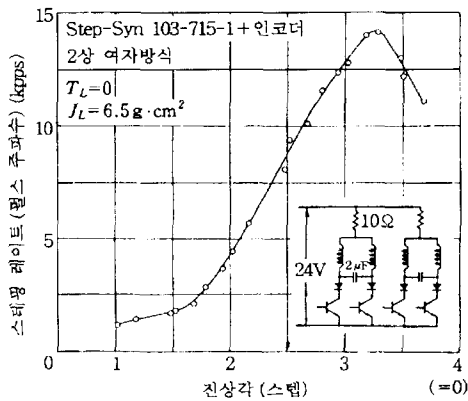


그림 6. 진상각과 최대연속응답주파수의 관계.

### 3. BLDC Motor의 제어

#### 3-1. 센서형 BLDC Motor의 제어

센서형 BLDC Motor의 경우, 위치검출회로와 전기자 전류회로를 가지게 되며, 위치검출방식에는 일반적으로 홀 소자를 이용한다.

이 방식은 위치검출 정밀도는 다소 낮으나, 관련회로가 매우 간단하고 가격이 저렴하여 현재 가장 널리 사용되는 방식이다.

홀 소자 외에 홀 소자에 증폭기 또는 비교기를 합하여 IC화한 홀 IC가 있다. 홀 소자와 증폭기가 결합된 방식에는 리니어 출력을 얻을 수 있고, 홀 소자와 비교기가 결합된 방식에서는 스위칭 출력을 얻을 수 있다. 센서형 BLDC Motor의 구동 방식으로 그림 7은 6스텝 전과 구동의 오픈 루프 제어 방식을 나타내고 있다.

토크 리플이 가장 적고 효율이 높아 특히 널리 사

용되고 있는 방식으로 Upper Side는 Darlington Transistor로 구성하였으며, Lower Side는 MOSFET로 구성하였다. 각각의 디바이스는 내부적으로 플라이휠 다이오드를 내포하고 있으며, Delta 및 Y 결선의 모터 구동에 응용될 수 있다.

회전자의 위치는 모터에 결합되어 있는 홀 IC를 통하여 검출되며, 위치가 검출되었을 경우, Rotor Position Decoder에 내장되어 있는 로직에 의하여 스위칭 신호가 발생된다. 발생된 신호에 의하여 각각의 Upper Side, Lower Side에서는 각각 한 개의 스위칭 소자만 Enable 된다. 이와 같은 스위칭 방식은 고정자 권선의 양단에 흐르는 전류의 흐름을 양방향성의 성격을 가지게 한다.

모터에 흐르는 전류의 검출은 Lower Side에 직렬로 연결된  $R_s$ 에 의하여 검출되며, 이는 모터에 흐르는 최대 전류를 검출하여 브레이크 작용을 하게된다. 또한 모터의 인가되는 PWM주파수는  $R_T$ ,  $C_T$ 에 의하여 결정된다.

그림 7에서 보는 바와 같이 상대적으로 회로가 복잡하므로 최근에는 전용의 드라이브 IC를 채용하여 회로의 간소화 및 저가격화를 실현하고 있다.

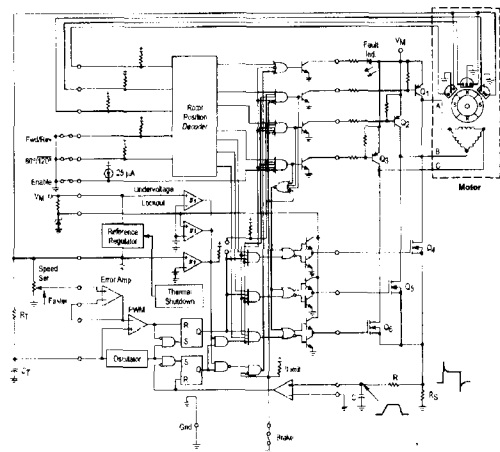


그림 7. 센서형 BLDC Motor 구동 회로.

#### 3-2. 센서 리스형 BLDC Motor의 제어

홀 소자 또는 홀IC등을 사용하지 않고 BLDC Motor를 구동하는 방식으로, 최근 연구 대상으로 부상하고 있는 방식으로 아직은 회로의 복잡성으로 인하여 보편화되고 있지는 않다.

스위칭 신호의 전환을 결정하기 위하여 일반적으로 모터 권선에 흐르는 Back EMF를 이용하며, 그림 8은 센서 리스형 BLDC Motor 구동 회로를 나타낸 것이다.

PLL 기술을 이용한 센서 리스형 구동회로로서, Back EMF 파형의 스위칭 전환 주파수를 전압으로 바꾸어 주기위한 Back EMF Sampler, VCO(Voltage Controlled Oscillator) 등의 센싱 회로를 가지고 있다. Back EMF의 파형을 샘플링하여 스위칭 전환 주파수(VCO)를 증가

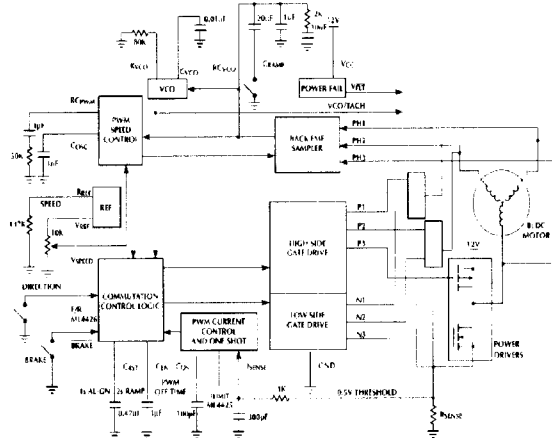


그림 8. 센서 리스형 BLDC Motor 구동회로.

시키거나 혹은 감소시키는 지를 결정하게 되며, 이는 또한 모터의 속도 피드백 전압이 된다[3].

센서 리스형의 구동 방식의 경우, 모터가 움직이지 않을 때는 Back EMF파형이 생기지 않아 이를 위한 기동 회로(Start-Up Circuit)를 필요로 한다. Back EMF파형은 페루프 스위칭 전환 시스템일 경우 필요로 하기 때문에, 모터는 Back EMF 전압이 충분히 발생할 수 있을 때까지(약, 100rpm) 오픈 루프로써 구동되어야 한다. 일반적으로 모터 기동을 위하여 다음의 과정을 거친다.

초기 상태에서 전압을 인가한 후, 고토크를 발생하기 위한 일정 스위칭 신호를 주면  $C_{RST}$ ,  $C_{EN}$ 의 전압이 상승하게 된다. 이 때 상승된 전압이 일정 전압 이상이 되면 Back EMF 전압을 충분히 감지하게 되며, Lower Side의 스위칭 소자는 PWM구동을 하여 속도 제어를 하게 된다.

### 3-3. BLDC Motor의 서보 제어의 구현

BLDC Motor는 주로 정밀한 정속도 또는 서보 모터로서 사용되므로 속도제어의 필요성이 높아지고 있다. 이를 위한 용도로 개발된 Low Cost의 실제 시스템[4]을 소개하고자 한다.

일반적인 속도 제어 시스템은 PID 제어방식에 의한 정속도 제어를 하고 있으나, 부하의 변동이 있을 때는 용이하지가 않다. 이는 모터의 파라미터가 변화하여 최적의 제어를 할 수 가 없기 때문이다.

이러한 부하 변동에 적응성을 가지기 위하여 구현된 시스템에서는 복잡한 수식보다는 전문가의 지식을 바탕으로 한 퍼지 이론을 적용하여 문제를 해결하였으며, 그림 9는 이러한 퍼지 제어기의 추론 엔진의 흐름도를 나타내고 있다.

전체적인 시스템은 6스텝 인버터, 인버터 구동용 게이트 드라이버, 스위칭 로직 및 PWM 듀티를 결정하는 PLD, 그리고 퍼지 제어기로 구성되었다.

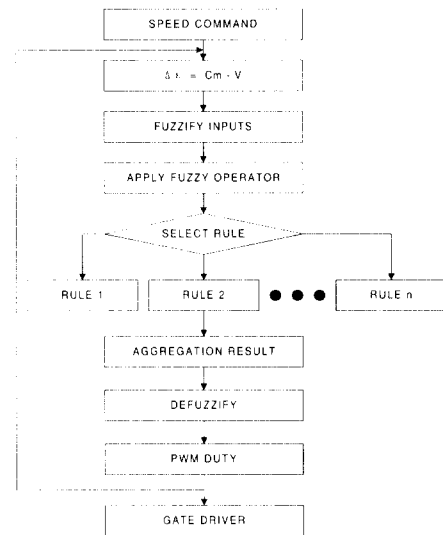


그림 9. 실제 구현된 퍼지 추론 엔진의 플로우차트.

퍼지 제어기는 특별한 모델링이 없더라도 실험 정보를 가지고서 구현이 가능하다. 게다가, 퍼지 제어기는 퍼지 룰 베이스 및 Membership 함수를 이용한 실시간 제어가 가능한 잇점을 가지고 있다. 그림 10은 실제 구현된 시스템을 나타내고 있다.

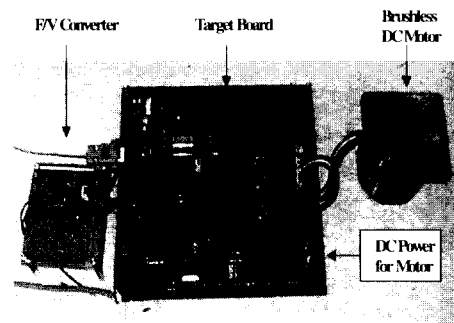


그림 10. 실제 구현된 퍼지 제어기.

## 4. AC Motor의 제어

### 4-1. 직접 벡터 제어

농형 유도전동기의 경우 유도 전동기의 중성점이 외부에 연결되어있지 않고 각 상전압의 합이 0이라고 가정하면, n축 성분은 고려할 필요가 없어진다.

$$V_{ds} = r_s i_{ds} + p\lambda_{ds} - \omega \lambda_{qs} \quad (1)$$

$$V_{qs} = r_s i_{qs} + p\lambda_{qs} + \omega \lambda_{ds} \quad (2)$$

$$0 = r_r i_{dr} + p\lambda_{dr} - (\omega - \omega_r)\lambda_{qr} \quad (3)$$

$$0 = r_r i_{qr} + p\lambda_{qr} - (\omega - \omega_r)\lambda_{dr} \quad (4)$$

또한 고정자와 회전자와 쇠교자속은 다음 식들과 같다.

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (5)$$

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (6)$$

$$\lambda_{dr} = L_m i_{ds} + L_r i_{dr} \quad (7)$$

$$\lambda_{qr} = L_m i_{qs} + L_r i_{qr} \quad (8)$$

고정좌표계를 도입하여  $\omega = 0$ 이라 할 때, 회전자 쇄교자속의 공간상 위치  $\theta_r$  은 다음 식으로 주어진다.

$$\theta_r = \tan^{-1}(\lambda_{qr}^s / \lambda_{dr}^s) \quad (9)$$

d축과 q축의 회전자 쇄교자속은 유도 전동기의 전압 방정식과 쇄교자속의 전류에 관한 식들로부터 구할 수 있다.

우선 식(1),(2)로 부터 고정자 쇄교자속을 각각 다음의 식처럼 유도할 수 있다.

$$\lambda_{ds}^s = \int_0^t (V_{ds}^s - R_s i_{ds}^s) dt \quad (10)$$

$$\lambda_{qs}^s = \int_0^t (V_{qs}^s - R_s i_{qs}^s) dt \quad (11)$$

식(5)와(7),(6)과(8)로부터 회전자 쇄교자속을 구하면, 각각 다음의 식으로 유도할 수 있다.

$$\lambda_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{ds}^s - \sigma L_s i_{ds}^s) \quad (12)$$

$$\lambda_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{qs}^s - \sigma L_s i_{qs}^s) \quad (13)$$

따라서, 식(12),(13)을 식(9)에 대입하여  $\theta_r$  을 구해낼 수 있다. 이 방법은 기계에 아무런 장치도 취부하지 않고 회전자 쇄교자속의 위치를 알아낸다는 장점이 있지만, 바이어스된 노이즈가 있다거나 출력주파수가 낮아  $V_{ds}^s$  와  $V_{qs}^s$  가 작을 경우에는  $\lambda_{ds}^s$  와  $\lambda_{qs}^s$  를 정확하게 구해내기 어렵다.

뿐만 아니라 계산과정에서 순수 적분이 불가능한 관계로 쇄교자속의 위상지연이나 크기감소가 발생할 수 있고, 각종 유도 전동기 정수들이 도입되므로 파라미터 변동에 따라 구하고자 하는 값이 많이 달라지게 된다.

### 4-2. 간접 벡터 제어

고성능의 토크와 자속제어를 위해서 전동기에 공급되는 고정자 전류를 기준 자속에 각각 직교되는 성분과 일치하는 성분으로 나누어 제어해야만 한다.

회전자 자속기준 간접벡터제어는 회전자 자속의 순시 속도가 되도록 동기 각속도( $\omega = \omega_r$ ) 를 선정하여 회전자 자속이 d축에만 존재하도록 제어하는 것이다. 즉,

$$\lambda_{qr}^c = 0 \quad (14)$$

우선 식(8)로부터 다음의 식을 얻을 수 있고,

$$i_{qs}^c = -\frac{L_r}{L_m} i_{qr}^c \quad (15)$$

또 식(14)를 식(9)에 대입하여 토크 식을 다음과 같

이 구할 수 있다.

$$T_e = \frac{3P}{4} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^c i_{qs}^c \quad (16)$$

식(4)로부터 다음과 같은 슬립 관계식을 구할 수 있다.

$$\omega_c - \omega_r = \omega_{sl} = -\frac{r_r i_{qr}^c}{\lambda_{dr}^c} \quad (17)$$

회전자 자속은 다음과 같은 관계를 가진다.

$$r_r i_{dr}^c + p \lambda_{dr}^c = 0 \quad (18)$$

윗 식은 정상상태 ( $p \lambda_{dr}^c = 0$ )에서, 즉 회전자속의 변화가 없는 상태에서는  $i_{dr}^c = 0$  이 되고 회전자속이 다음과 같이 됨을 의미한다.

$$\lambda_{dr}^c = L_m i_{ds}^c \quad (19)$$

그러므로,  $i_{ds}^c$  가 일정할 때의 슬립 관계식은 식(15)와 식(19)를 이용하여 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\omega_c - \omega_r = \omega_{sl} = -\frac{r_r i_{qr}^c}{\lambda_{dr}^c} = -\frac{r_r}{L_r} \frac{i_{qs}^c}{i_{ds}^c} \quad (20)$$

식 (16)에서 알 수 있듯이 토크는 자속이 일정한 경우,  $i_{qs}^c$  에 비례하게 되므로  $i_{qs}^c$  를 토크분 전류라 하고 회전자 자속은  $i_{ds}^c$  로 제어할 수 있으므로,  $i_{ds}^c$  를 자속분 전류라고 한다.

회전자쇄교자속의 위치는 엔코더에서 측정된 실제 전동기 속도  $\omega_r$  와 식(20)에서 계산된 슬립식을 더한 후 적분하여 구한다.

$$\theta_r = \int_0^t (\omega_r + \omega_{sl}) dt \quad (21)$$

### 4-3. 벡터 제어의 구현[5]

간접벡터제어 방식을 이용한 유도전동기의 속도 제어 시스템을 소개하고자 하며, 기존의 공간전압벡터방식과는 다르게 전동기의 상전압으로부터 스위칭 유효시간을 직접 계산하여 계산 시간의 번거로움을 해결하는 방식을 채택하였다.

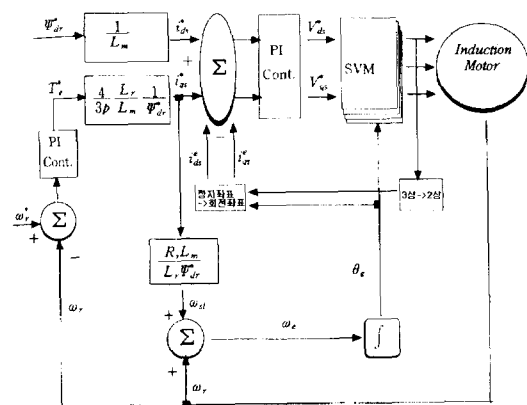


그림 11. 구현된 벡터 제어기의 블록도.

또한 기준벡터  $V^*$ 는 동기 좌표계로 주어진 d-q축 전류 기준치와 측정된 전류  $i_a, i_b, i_c$ 의 d-q축으로 변환된  $i_{ds}, i_{qs}$ 의 차이를 PI제어기를 통하여 동기좌표계상의 전압 기준치  $V_{ds}^*, V_{qs}^*$ 를 만들어 내어 구하게 하였으며, PI제어기의 각각의 이득 값은 튜닝방법에 의하여 설정하였다.

구현된 시스템의 속도제어시스템의 구성도는 그림 11과 같다.

다음 그림은 AC 유도 전동기(2.2kW)에 대한 제어기 및 인버터부의 실제 구현 예를 나타내고 있다.

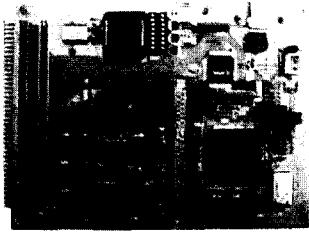


그림 12. TMS320C32를 이용한 벡터 제어기.

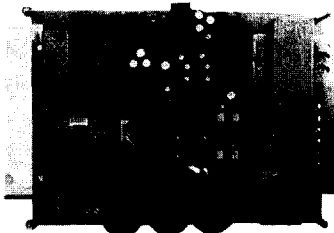


그림 13. 스위칭 인버터부.

## 5. 결론

이상과 같이 소형 모터에 대한 전반적인 제어 기술을 간략하게 논하였다.

이상에서 열거한 방법 이외에도 여러 가지 방법들이 이용되고 있으며, 본 고에서는 대표적이라 할 수 있는 제어 방법에 대하여 논하였으며, 실제 구현된 사례를

들어 제어 기법에 대한 이해를 도모하고자 하였다.

최근들어 산업 기술의 발달과 더불어 소형 모터의 설계 및 제어 기술은 많은 발전이 있었으며, 설계의 다양성 및 제어의 정밀성이 크게 향상되었다.

따라서, 본 고에서는 어느 정도의 기반 지식을 바탕으로 하여 기술하고자 하였으며, 실제로 이것들에서 요구하는 제어 특성을 얻기 위하여는 제어 대상체인 소형 모터에 대한 선정 방법 및 이해와 이것에 수반하는 회로 주변 기술에 대한 전반적인 지식이 요구된다.

## 참고 문헌

- [1] 최익, *제어용 모터 실무기술*, 도서출판 기술, 1991
- [2] Takashi Kenjo, Akira Sugawara, *Stepping Motors and Their Microprocessor Controls*, Oxford University, 1994
- [3] *Micro Linear Data Sheets(Sensorless BLDC PWM Motor Controller)*, Micro Linear Corporation, 1997
- [4] J. B. Lee, T. B. Im, H. K. Sung and Y. O. Kim, "A Study on the Digital Controller of Brushless DC Motor Using Fuzzy Logic", *SMIC'99*, pp243-246, Oct., 1999
- [5] 정밀기기연구센터, *외란에 강인한 3상 AC 모터의 속도제어시스템에 관한 연구*, 전자부품연구원, 1998

## 임 태 빈

1957년 3월 6일생. 1979년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전기공학과(석사). 1991년 동 대학원 전기공학과(공학박). 1985년~1987년 금성정밀 중앙연구소. 1987년~1992년 한국써보(주) 연구실장. 1993년~1995년 삼성전기(주) 연구실장. 1995년~현재 전자부품연구원 정밀기기연구센터장

## 하 근 수

1970년2월 25일생. 1993년 홍익대 전기제어공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기제어공학과 석사. 1995년~현재 전자부품연구원 정밀기기연구센터 전임연구원