

## 스텝퍼 모터를 위한 비선형 제어기법의 개관

# Survey of Nonlinear Control Methods to Permanent Magnet Stepping Motors

김원희, 신동훈, 이영우, 정정주\*  
(Wonhee Kim<sup>1</sup>, Donghooon Shin<sup>2</sup>, Youngwoo Lee<sup>2</sup>, and Chung Choo Chung<sup>3,\*</sup>)

<sup>1</sup>Department of Electrical Engineering, Dong-A University

<sup>2</sup>Department of Electrical Engineering, Hanyang University

<sup>3</sup>Division of Electrical and Biomedical Engineering, Hanyang University

**Abstract:** Stepper motor is widely used in positioning applications due to its durability and high torque to inertia ratio as well as low cost and ability to be easily controlled with open-loop. Due to increased resolution of position control and improved stability of motion control, microstepping has drawn attention in industry since it was introduced in 1970s. With the increase in computational power and decrease in cost of embedded processors in recent years, drives and control systems for stepper motors have become more sophisticated than ever. Thus, closed-loop control methods have been developed to improve the performance of the stepper motors. In this paper, we review not only basic principles of conventional control methods used for stepper motors but also that of microstepping control. In addition, we surveyed recent development in nonlinear control methods applied to stepper motors. The nonlinear control methods are presented in the view of Lyapunov stability. Nonlinear torque disturbance observer, sliding mode control, and nonlinear phase compensation are also presented.

**Keywords:** stepper motor, microstepping, nonlinear control, position control

### I. 서론

스텝퍼 모터(stepper motor)는 정류자(brush)가 없어 내구성이 뛰어나고, 직류모터와 교류모터에 비해 가격이 저렴하기 때문에 사무용 기기, 공장 자동화 기기, 가전 기기, 컴퓨터, 자동차 등 다양한 제품에 위치 제어를 위하여 사용이 되고 있다. 스텝퍼 모터의 중요한 장점은 개루프(open-loop)로 각위치 제어를 할 수 있다는 것이다[2,13]. 일반적으로 직류모터(direct current motor), 동기모터(synchronous motor), 유도전동기(induction motor) 등을 사용 시 모터의 각위치(angular position) 제어를 위해서는 모터 내부의 회전자(rotor)의 각위치를 검출할 수 있는 별도의 위치 센서를 필요로 한다. 하지만 스텝퍼 모터는 경우 구조적인 특성으로 인하여 위치 센서 없이 펄스 입력(pulse input)으로 정확한 위치 제어를 가능하게 해준다. 그리고 다른 모터에 비해 정지 시 매우 큰 정지 토크(stop torque)를 가지기 때문에 전자 브레이크 등의 위치 유지를 위한 기구를 필요로 하지 않으며, 회전 속도도 펄스 비(pulse rate)에 비례하기 때문에 간편 제어할 수 있다. 스텝퍼 모터의 장점을 정리하면 다음과 같다.

- 회전자의 각위치 검출을 위한 별도의 센서가 없이 디지털 신호로 위치 제어를 할 수 있어 시스템 전체가 간단

하며 가격이 저렴하다.

- 펄스 신호의 주파수에 비례한 회전 속도를 얻을 수 있기 때문에 속도 기동, 정지, 정-역회전, 변속이 용이하다.
- 한 스텝 당 각도오차가 적고, 회전각의 오차가 스텝마다 누적되지 않는다.
- 정지 시에 높은 유지 토크로 위치를 유지할 수 있고, 기동 및 정지 모터 자체의 부품수가 적기 때문에 신뢰성이 높다.

산업현장에서는 펄스 입력을 사용하는 개루프 각위치 제어로서 풀 스텝(full stepping)과 하프 스텝(half stepping) 여자 방식이 널리 사용되고 있다. 하지만 이 기법들은 스텝퍼 모터의 톱니 수에 의존하며, 고속 구동에서는 탈조(step-out) 발생, 공진(resonance), 및 속도 반전(speed reversal) 현상이 발생하기 쉽다는 단점이 있다. 스텝퍼 모터의 각위치 제어 시 안정도(stability)와 정밀도(resolution)를 향상시키기 위하여 마이크로스테핑(microstepping) 기법이 사용된다. 마이크로스테핑은 스텝퍼 모터의 각위치 정밀도 및 안정도를 향상시킨다. 일반적으로 모터 구동부(motor driver)를 통하여 쉽게 전류 측정이 가능하기 때문에 마이크로스테핑은 전류 제어기와 함께 사용이 된다[24].

근래에는 마이크로프로세서(microprocessor), 센서(sensor) 등의 가격이 저렴해졌기 때문에 산업현장에서 스텝퍼 모터의 각위치 제어 성능 향상을 위하여 폐루프(closed-loop) 기반의 제어 알고리즘을 사용기도 한다[1,12,25]. 뿐만 아니라 각위치 센서가 장착된 스텝퍼 모터도 출시되고 있다[25]. 그렇기 때문에 스텝퍼 모터의 각 위치 제어 성능 향상을 위한 다양한 제어 기법들이 연구되어 왔다. 비선형 모델인 스텝퍼 모터의 동역학은 DQ 변환(direct-quadrature transformation)을 사용하면

\* Corresponding Author

Manuscript received January 24, 2014 / accepted February 3, 2014

김원희: 동아대학교 전기공학부(whkim79@dau.ac.kr)

신동훈, 이영우: 한양대학교 전기공학과

(shin211@hanyang.ac.kr/stork@hanyang.ac.kr)

정정주: 한양대학교 전기생체공학부(cchung@hanyang.ac.kr)

※ 본 연구는 교육과학기술부에 의해 조성된 한국연구재단의 기초 과학 연구 프로그램에 의하여 연구되었음(NRF-2013R1A6A3A0302 4099, NRF-2013R1A1A2007682).

q축 전류(quadrature current)와 토크(torque) 간의 관계가 제어 가 용이한 구조로 표현되어, 직류 모터 관점에서 해석을 할 수 있다는 장점이 있다. 특히 DQ 변환을 사용하면 에너지 관점에서 제어기 설계가 가능하다. 그렇기 때문에 DQ 변환을 사용한 다양한 비선형 제어 기법들이 제시가 되어왔다. DQ 변환을 사용하면 다양한 장점이 있는 반면에 스테퍼 모터 원래의 특징인 교류에서의 관점으로 해석이 어렵다는 단점이 있다. 더욱이 DQ 변환을 사용하면 계산량이 증가 한다. 이를 극복하기 위하여 최근 DQ 변환을 사용하지 않은 스테퍼 모터의 비선형 제어 기법이 제시가 되었다[19]. DQ 변환을 사용하지 않았음에도 DQ 변환의 장점을 모두 가지고 있다. 비선형 제어 기법은 각위치, 속도, 전류 등의 정보를 요구하기 때문에 센서의 사용을 요구한다. 하지만 이는 센서리스 제어 기법을 응용하면 센서의 사용을 줄 일 수 있다. 본 논문에서는 산업계 현장에서 널리 사용되고 있는 스테퍼 모터의 제어 기법을 설명하고, 최근에 연구된 본 논문에서는 스테퍼 모터의 위치제어에 적용된 리아프노프 안정도 기반 제어(Lyapunov stability based control), 비선형 토크 조정(nonlinear torque modulation), 외란 관측기(disturbance observer), 슬라이딩 모드 제어(sliding mode control), 비선형 위상 보정(nonlinear phase compensation) 등과 같은 다양한 기법의 비선형 제어기법 들을 소개 한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II 장에서는 스테퍼 모터의 기본 동작 원리에 대해 설명을 한다. 그리고 III 장에는 산업 현장에서 널리 사용되는 개루프 제어 기법에 대하여 소개를 한다. 그리고 IV 장에서는 다양한 스테퍼 모터의 펄스폭 각 위치 추종 제어를 위한 비선형 제어 기법을 소개하며 이외에도 센서리스 제어 및 적응 제어 기법을 소개한다. 마지막으로 V 장에는 결론을 제시한다.

**II. 스테퍼 모터의 기본 동작 원리 및 동역학 소개**

이번 장에서는 스테퍼 모터의 구조 및 기본 동작 원리에 대하여 설명을 한다. 그리고 스테퍼 모터의 동역학에 대해 소개를 한다.

스테퍼 모터는 구조상 VR형(variable reluctance type), PM형(permanent magnet type), 복합형(hybrid type)으로 나뉜다. 그림 1은 VR형 스테퍼 모터의 구조이다. VR형 스테퍼 모터는 연철 혹은 성층강판으로 만들어진 톱니형의 회전자(rotor)와 고정자(stator)의 권선에서 만들어지는 전자기력으로 회전한다. VR

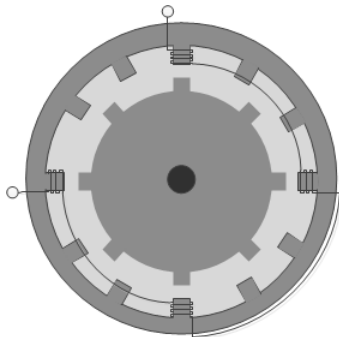


그림 1. VR형 스테퍼 모터.  
Fig. 1. VR type stepper motor.

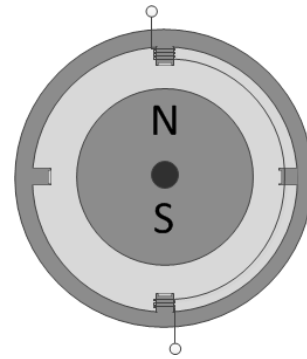


그림 2. PM형 스테퍼 모터.  
Fig. 2. PM type stepper motor.

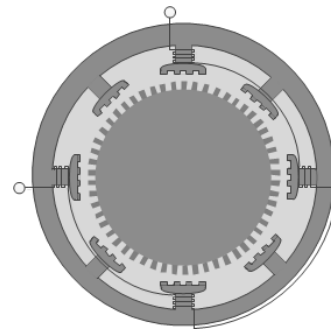


그림 3. 복합형 스테퍼 모터.  
Fig. 3. Hybrid type stepper motor.

형 스테퍼 모터는 무여자 일 경우 자력이 어느 곳에서도 발생하지 않으므로 유지 토크는 0이 된다. 또한 VR형 스테퍼 모터는 회전자와 고정자의 권선에서 만들어지는 전자기력으로 회전한다. PM형 스테퍼 모터는 영구 자석을 사용하고 있기 때문에 무여자 시에도 큰 유지 토크가 발생이 된다. 영구 자석의 종류에 따라 스텝 각도가 분류되어 있으며, 스텝 각도가 큰 90°, 45°, 18°, 15°, 7.5°등이 일반적이다. 그림 3은 복합형 스테퍼 모터의 구조이다. 복합형 스테퍼 모터는 PM형과 VR형을 복합한 타입인데, 영구자석으로 만들어진 회전자와 고정자의 바깥쪽에 모두 톱니가 만들어져 있다. 복합형은 톱니를 가진 영구자석의 회전자를 사용하여 스텝 각도가 1.8° 등으로 작아서 고정밀도를 가지고 있다. 오늘날 산업현장에서는 2상(2 phase) 복합형 스테퍼 모터가 가장 많이 사용이 되므로, 본 논문에서는 복합형 스테퍼 모터를 기준으로 하여 설명할 것이다.

그림 4는 본 논문에서 설명하게 될 복합형 스테퍼 모터의 단면을 보여준다. 복합형 스테퍼 모터는 적층강판에 코일을 권선한 고정자와 영구자석과 적층강판의 조합으로 만들어진 회전자로 이루어져 있다. 스테퍼 모터의 고정자는 코일의 여자방식에 따라 N극과 S극의 극성을 띄며, N극 한 개와 S극 한 개로 이루어진 것을 폴 페어(pole pair)라 한다. 스테퍼 모터는 폴 페어에 따른 작은 스텝각을 가지고 두 개의 상으로 동작하는 특징을 가진다. 이러한 스테퍼 모터는 펄스신호에 동기 하여 스텝각을 가지며 1개의 스텝씩 회전하므로 고 정

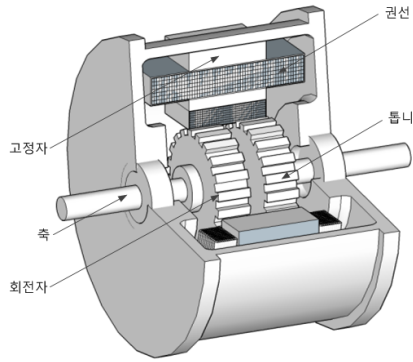


그림 4. 복합형 스텝퍼 모터 단면.  
Fig. 4. Cross section view of hybrid type stepper motor.

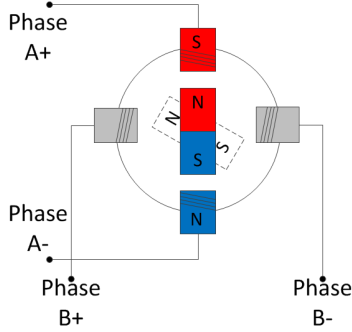


그림 5. 2상 스텝퍼 모터의 간략화된 구조도.  
Fig. 5. Simple structure of 2 phase stepper motor.

밀도와 고정도의 위치결정에 용이하다. 스텝퍼 모터가  $N_r$ 개의 톱니를 가진다면 스텝각은  $360/4N_r$ 이다. 일반적으로는 50개의 톱니를 가진 스텝퍼 모터가 주로 사용이 되며 이 경우 스텝각은  $1.8^\circ$ 이다. 그림 5는 고정자 권선에 인가되는 상 전압에 따른 폴 페어를 간략하게 표현한, 즉  $N_r=1$ 인 스텝퍼 모터의 구조도이다. 스텝퍼 모터는 외부의 직류 전압을 각 상에 입력시켜 줌으로써 고정자의 극성을 변화시켜 회전자가 1개 스텝 각도에 해당하는 만큼 회전을 하게 된다. 즉, 디지털 펄스 1개당 1개의 스텝각 만큼 회전자가 회전을 하게 된다. 결과적으로 입력펄스의 수와 단위시간당 펄스의 입력속도에 정확히 비례하여 연속운동을 하게 된다. 특히 혼합형 스텝퍼 모터는 일반적으로 많은 톱니를 가지기 때문에 펄스형 제어방식에 적합하며 개루프 동작이 용이하다. 그렇기 때문에 스텝퍼 모터의 구동 시스템 전체가 간단하고 가격이 저렴하게 된다.

앞에서 설명한 스텝퍼 모터의 구동 원리를 고려한 2상 스텝퍼 모터의 동역학은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \omega \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J} [-K_m i_a \sin(N_r \theta) + K_m i_b \cos(N_r \theta) - B\omega - \tau_l] \\ \dot{i}_a &= \frac{1}{L} [v_a - R i_a + K_m \omega \sin(N_r \theta)] \\ \dot{i}_b &= \frac{1}{L} [v_b - R i_b - K_m \omega \cos(N_r \theta)] \end{aligned} \quad (1)$$

식 (1)에서  $\theta$ 는 회전자의 각위치,  $\omega$ 는 회전자의 각속도

(angular velocity),  $i_a$ 와  $i_b$ 는 A상과 B상 전류(phase A and B currents),  $v_a$ 와  $v_b$ 는 A상과 B상 입력 전압(phase A and B voltage inputs)이다.  $\tau_l$ 은 스텝퍼 모터에 걸리는 부하(load torque)이며,  $R$ 는 상 저항(phase resistance),  $L$ 은 상 인덕턴스(phase inductance),  $K_m$ 은 토크 상수(torque constant) 그리고  $N_r$ 은 톱니수이다. 식 (1)을 보면 스텝퍼 모터의 동역학은 비선형임을 확인할 수 있다. 스텝퍼 모터에서  $\theta$ 는 기계각위치(mechanical angular angle),  $N_r \theta$ 를 전기각위치(electrical angular angle)이라고 한다. 다음 장에서는 스텝퍼 모터의 일반적인 제어 기법에 대한 소개를 할 것이다.

### III. 스텝퍼 모터의 일반적인 제어 기법

이번 장에서는 산업현장에서 널리 사용되는 스텝퍼 모터의 제어 기법에 대하여 소개 한다. 먼저 펄스를 이용한 개루프 제어 기법에 대한 설명을 하고 이후 마이크로스테핑에 대한 설명을 할 것이다.

#### 1. 펄스 입력을 이용한 각위치 제어 기법

스텝퍼 모터를 펄스 입력을 이용하여 각위치를 제어하는 방식으로 풀 스텝핑과 하프 스텝핑 여자 방식이 많이 사용된다. 그림 2에서 보이는 A상(phase A)과 B상(phase B) 중에 한 개의 상만 펄스의 최고치(high pulse) 혹은 최저치(low pulse)로 여자되고 나머지 상이 0인 상태상 유지되는 것을 풀 스텝핑 여자방식이라고 한다. 이와는 다르게 두 개의 상이 모두 여자되거나 한 개의 상만 여자되는 것을 같이 사용하는 여자방식을 하프 스텝핑 여자방식이라 한다. 그림 6과 그림 7는 풀 스텝핑 여자방식과 하프 스텝핑 여자방식의 차이를 그림으로 표현하고 있다. 풀 스텝핑 여자 방식에서는 펄스 한번에 회전자가 하나의 스텝각 만큼 회전이 된다. 하프 스텝핑 여자 방식에서는 펄스 한번에 회전자를 스텝각의 절반 만큼 회전이 된다. 스텝퍼 모터를 구동하기 위해서 모터 구동부가 필요하다.

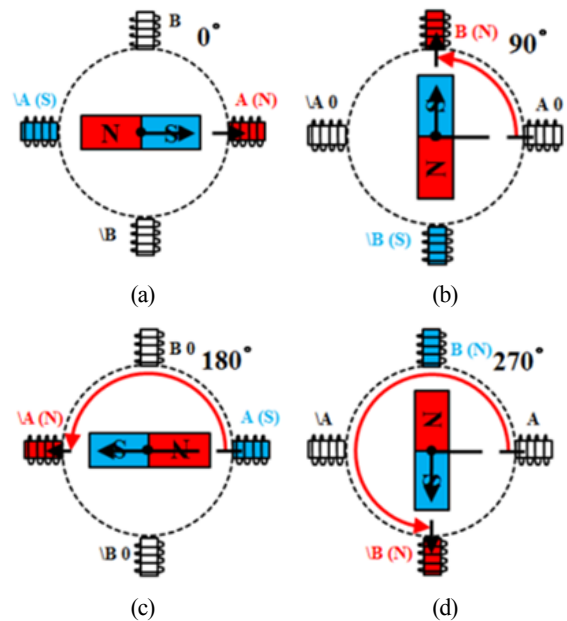


그림 6. 풀 스텝핑 여자방식: 회전방향 (a) → (b) → (c) → (d).  
Fig. 6. Full stepping for stepper motor.

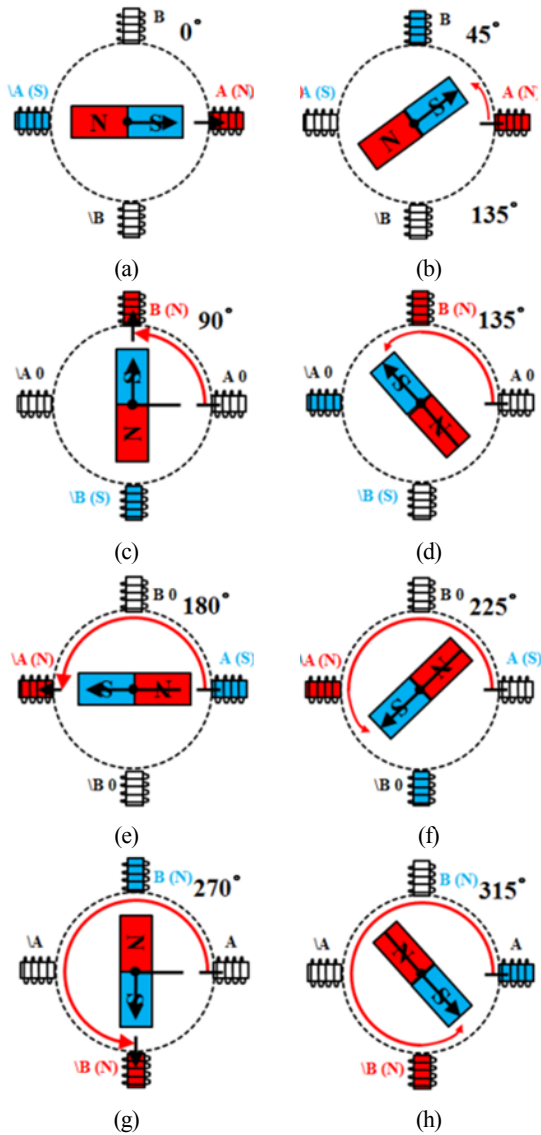


그림 7. 하프 스텝핑 여자방식: 회전방향 (a) → (b) → (c) → (d) → (e) → (f) → (g) → (h).

Fig. 7. Half stepping for stepper motor.

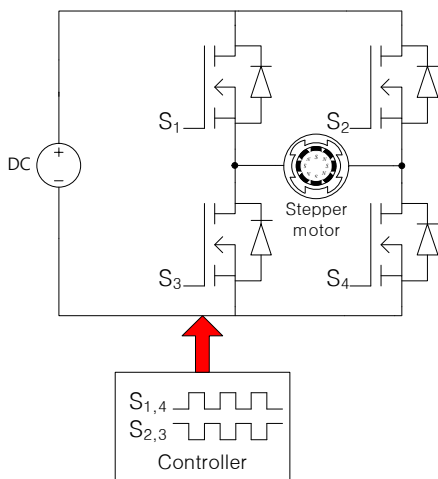


그림 8. 스텝퍼 모터 구동부 모식도.  
Fig. 8. Structure of stepper motor driver.

그림 8은 스텝퍼 모터를 구동하기 위한 구동부 모식도이다. 스텝퍼 모터 구동부는 직류 전원기(DC power supply), 브릿지 회로(bridge circuit), 제어기(controller)로 나뉜다. 직류 전원기에 의해서 브릿지 회로에 전압이 인가되고 풀 스텝핑 혹은 하프 스텝핑 여자방식에 의해 제어입력을 생성하여 브릿지 회로의 출력을 제어함으로써 출력전압이 스텝퍼 모터의 고정자 극을 여자시킴에 따라 펄스입력에 동기하여 연속적인 회전운동을 한다. 풀/하프 스텝핑 여자방식은 펄스를 이용하여 간단하게 회전자의 위치를 회전시킬 수 있지만 정밀도의 한계, 탈조 현상, 공지 현상, 속도 반전 현상 등을 야기할 수 있다.

2. 마이크로스테핑

스텝퍼 모터를 풀/하프 스텝핑 기법으로 구동할 때 발생할 수 있는 탈조, 공진 및 속도 반전 현상을 방지하고 저속구동 시 발생하는 진동을 방지하기 위하여 마이크로스테핑 기법이 널리 사용되고 있다[11]. 마이크로스테핑 기법 역시 개루프로 쉽게 스텝퍼 모터의 각위치 제어가 가능하다는 장점이 있다.

그림 9(a)는 풀 스텝핑 구동 시 상 전류와 이에 따른 전기각위치를 보여주고 있다. 풀 스텝핑 구동 시의 정밀도는 전기각  $90^\circ$ 이다. 기계각 기준으로서의 정밀도는  $\frac{90^\circ}{N_r}$ 이다. 스텝퍼 모터의 두 상에 다른 크기의 전압을 인가를 하게 되면 스텝퍼 모터의 정밀도는 더 향상이 될 수 있다. 그림 9(b)는 0.25 스텝을 구현한 마이크로스테핑 구동 시의 상 전류와 이에 따른 전기각의 위치를 보여주고 있다. 두 상에 다른 크기의 전압을 인가를 하여, A상과 B상 전류의 비율이  $1:0$ ,  $\frac{\sqrt{3}}{2}:\frac{1}{2}$ ,  $\frac{\sqrt{2}}{2}:\frac{\sqrt{2}}{2}$  등으로 발생 되었을 경우의 전기각 위치를 나타낸다. 그림 9(a)와 9(b)를 비교해 보면 정밀도가 4배가 향상 되었음을 확인할 수 있다. 이와 같이 스텝퍼 모터의 두 상에 다른 크기의 전압을 인가하여 다른 크기의 전류가 생성이 되면 정밀도를 향상시킬 수 있다. 이러한 성질을 이용하여, 식 (2)와 같이 전기각으로  $90^\circ$  차이가 나는 정현파 전압을 스텝퍼 모터의 A와 B상에 인가하면, 이상적으로는 스텝퍼 모터의 정밀도를 무한하게 작게 만들 수 있다.

$$\begin{aligned} v_a &= V^d \cos(N_r \theta^d) \\ v_b &= V^d \sin(N_r \theta^d) \end{aligned} \quad (2)$$

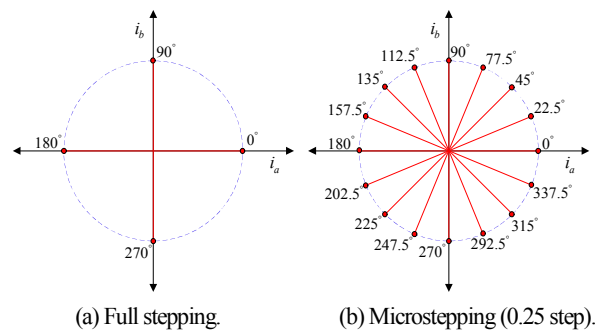


그림 9. 풀스텝과 마이크로스테핑의 및 전기각위치.  
Fig. 9. Current and electric angular position of full stepping vs microstepping.

위 식에서  $\theta^d$ 는 지령 각위치이고  $v_a, v_b$ 는 지령 상 입력 전압이며  $V^d$ 는 지령 상 전압의 진폭이다. 식 (2)를 이용하여 스텝퍼 모터의 회전자의 각위치를 제어하는 기법을 마이크로스테핑이라고 부른다. 식 (2)의 입력을 스텝퍼 모터 (1)에 인가하였을 경우 회전자의 각위치  $\theta$ 는 지령 각위치  $\theta^d$ 로 회전을 하게 되며, 이에 대한 수학적 안정도는 최근에 리아푸노프 안정도(Lyapunov stability)를 이용하여 증명이 되었다[17]. 마이크로스테핑으로 스텝퍼 모터 구동 시에는 중요한 것은 전류 제어이다. 마이크로스테핑에서 각위치 제어를 위한 지령 전류는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} i_a^d &= \frac{V^d}{R} \cos(N_r \theta^d) \\ i_b^d &= \frac{V^d}{R} \sin(N_r \theta^d) \end{aligned} \quad (3)$$

개루프로서 마이크로스테핑 기법을 사용을 하면, 전류 동역학, 상 저항 및 역기전력으로 인하여 전류의 진폭 감소와 위상 지연과 같은 전류 왜곡이 필연적으로 발생되고, 이로 인하여 스텝퍼 모터 구동을 위한 토크에도 왜곡이 발생되어, 스텝퍼 모터의 각위치 제어 성능의 저하가 유발된다. 특히 역기전력은 개루프 마이크로스테핑으로 스텝퍼 모터를 구동 시 속도에 비례하여 스텝퍼 모터의 토크를 발생시키는 전류의 크기를 저감시키는 주 원인이다. 마이크로스테핑 기법을 사용 시 전류 제어 성능을 향상시키기 위하여 일반적으로 전류 루프에 PI (Proportional-Integral) 제어기를 사용한다[4,22]. 그림 10은 PI 전류 제어기의 구조도이다.

식 (1)에서와 같이 스텝퍼 모터의 전류 동역학은 정현파 형태의 역기전력을 포함하는 비선형 시스템이다. 그렇기 때문에 PI 제어기만으로는 식 (3)의 지령 전류를 보장해주지 못한다. 전류 추종 성능을 높이기 위해서는 제어 이득(control gain)을 크게 증가시켜야 하는데 이는 전류측정상의 잡음(noise)을 증폭시킬 수 있기 때문에 제어이득을 키우는 것만으로 전류 추종 성능을 높이는 것은 한계가 있다[31]. 또한 스텝퍼 모터의 전류 동역학은 비선형이기 때문에 높은 제어이득의 PI만으로는 전류를 보장 할 수 없다.

산업현장에서는 간단하게 역기전력을 보상하고 전류 제어를 하기 위하여 다음과 같은 역기전력 보상을 추가한 PI 제어기를 사용을 한다.

$$\begin{aligned} v_a &= K_p (i_a^d - i_a) + K_I \int_0^t (i_a^d - i_a) d\tau - K_m \omega^d \sin(N_r \theta^d) \\ v_b &= K_p (i_b^d - i_b) + K_I \int_0^t (i_b^d - i_b) d\tau + K_m \omega^d \cos(N_r \theta^d) \end{aligned} \quad (4)$$

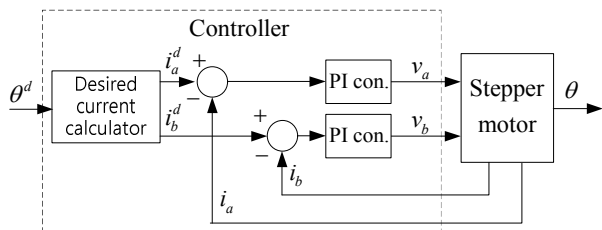


그림 10. 전류 PI 제어기의 구조도.  
Fig. 10. Block diagram of PI controller in the current-loop.

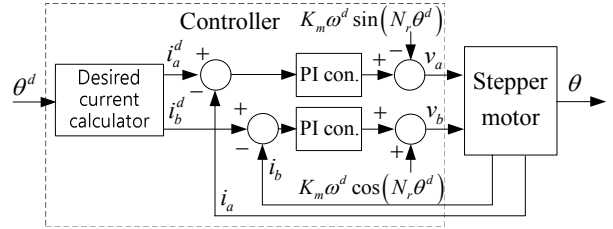


그림 11. 역기전력 보상을 추가한 전류 PI 제어기의 구조도.  
Fig. 11. Block diagram of PI controller with back-emf compensator in the current-loop.

그림 11은 역기전력 보상을 추가한 전류 PI 제어기의 구조도이다. 일반적으로 스텝퍼 모터는 전류 측정만을 사용하여 제어를 하기 때문에 식 (4)에서 역기전력 보상을 위하여 측정된 각위치와 각속도 대신 지령 각위치  $\theta^d$ 와 지령 각속도  $\omega^d$ 가 사용이 되었다. 전류 측정은 모터드라이브의 측정 저항(sensing resistor)을 통하여 쉽게 측정이 가능하다. 그렇기 때문에 마이크로스테핑 기법 사용시 전류 피드백(feedback)을 이용한 제어를 주로 사용한다. 하지만, 전류 측정 시 측정 잡음(measurement noise)이 발생한다. 일반적으로 측정 잡음은 고주파 성분이 많기 때문에 이를 제거하기 위하여 산업현장에서 저주파 대역 통과 필터(low-pass filter)가 널리 이용 되어왔다. 저주파 대역필터를 사용하면 고주파의 측정 잡음은 제거할 수 있으나, 저주파 대역필터 사용에 따른 측정 전류의 위상 지연(phase lag)이 발생 된다. 그렇기 때문에 이를 고려한 설계된 저주파 대역필터들이 사용이 된다[8]. 제어 기법을 통하여 위상지연과 고주파 잡음을 같이 줄이기 위해 최소한의 위상지연을 위한 피드포워드(feedforward) 저주파 대역필터에 대한 연구가 진행되어왔다[21]. 최근 마이크로스테핑에서의 지령 전류를 보장해주기 위하여 몇 가지의 비선형 제어 기법들이 제안이 되었다[17,18]. 마이크로스테핑 사용 시 지령 전류를 보장 하기 위하여 리아푸노프 안정도 기반 제어 기법이 제안되었다[17]. 전류 제어 성능 향상을 위하여 변동 구조 제어(variable structure control)기법이 제안되었다[18].

마이크로스테핑에 기반한 제어 기법들은 각위치 제어를 위한 토크를 발생시키는 전류만을 고려하였다. 즉 전류만이 제어 고려 대상이다. 식 (1)의 스텝퍼 모터 동역학은 각위치/각속도의 기계적 동역학과 전류의 전기적 동역학으로 구성되어 있다. 전기적인 동역학에 비하여 기계적인 동역학은 느리다. 즉 전류제어를 통하여 각위치 제어를 위한 토크가 발생이 되어도 회전자가 회전하는데 시간이 걸린다. 그렇기 때문에 속도가 0 아닌 구간에서 항상 정상상태(steady state) 각위치 추종 오차가 발생된다[15]. 이러한 마이크로스테핑의 정상상태 각위치 추종 오차의 성능 한계를 극복하기 위하여 최근에 위상 보상 마이크로스테핑 기법이 개발되었다[31]. 위상 보상 마이크로스테핑 기법은 각속도  $\omega^d$  및 목표 각도  $\theta^d$ 를 고려하여 위치에서의 추종 오차를 미리 계산하여 이를 보상할 수 있도록 식 지령 전류에 위상을 추가해 주는 것이다. 다음은 위상보상 마이크로스테핑 기법의 지령 전류이다.

$$i_a^d = \frac{V^d}{R} \cos(N_r \theta^d + \alpha(\theta^d, \omega^d)) \quad (5)$$

$$i_b^d = \frac{V^d}{R} \sin(N_r \theta^d + \alpha(\theta_e^d, \omega^d))$$

식 (3)와 (5)의 차이점은 추가 위상  $\alpha$ 이며, 추가 위상은 미리 예측한 각위치 지령 추종 오차  $\theta_e^d$  와 지령 각속도  $\omega^d$ 를 이용하여 계산을 해준다. 이 후 지령 전류 (5) 추종을 위한 전류 제어기를 사용하면, 지령전류 (2) 사용하였을 경우에 발생하는 각위치 추종 오차를 보상할 수 있다. 위상보상 마이크로로스테핑 제어기법의 특징은 전류 측정만을 사용하여 느린 기계적 동역학으로 인하여 발생하는 각위치 추종 오차를 보상할 수 있다는 것이다. 더욱이 일반적으로 사용되는 피드포워드 및 PI 전류제어기의 구조를 유지하면서 목표 상 전류만 수정되므로 응용 시에 추가적인 비용이 들지 않는 장점이 있다. 하지만 피드백 형태가 아닌 피드포워드 형태로 각위치 추종 오차를 보상하기 때문에 스텝퍼 모터의 모델 불확실성이나 부하 등의 외란에는 취약하다는 단점이 있다.

앞에서 소개한 스텝퍼 모터의 각위치 제어 기법은 각위치 제어에 필요한 토크를 생성하는 전류 제어 만을 고려한 것이다. 따라서 이러한 기법들은 스텝퍼 모터의 각위치 추종 제어 시 외부 외란에 대한 취약점, 추종 중 발생하는 정상상태 오차 등의 한계점을 가지고 있다. 이를 극복하기 위해서는 스텝퍼 모터의 기계적 동역학을 포함한 전체 동역학을 고려한 제어 기법이 요구 된다.

#### IV. 스텝퍼 모터의 전체 동역학을 고려한 피드백 제어 기법

스텝퍼 모터의 각 위치 제어 성능의 향상을 위해서는 전체 동역학을 고려하여 제어 알고리즘을 설계 해야 한다. 이번 장에서는 먼저 DQ 변환을 사용한 각위치 제어 알고리즘에 대하여 설명을 할 것이다. 이후 DQ 변환을 사용하지 않은 각위치 제어 알고리즘을 소개하고 그 외에 센서리스 제어 및 적응 제어 알고리즘에 대하여 소개를 할 것이다.

##### 1. DQ 변환을 사용한 스텝퍼 모터의 각위치 제어

스텝퍼 모터의 전체 동역학 (1)은 복잡한 비선형 시스템이며 교류 모터이기 때문에 해석이 난해하다. 그렇기 때문에 오랫동안 스텝퍼 모터의 위치 제어를 설계하기 위해서 DQ 변환 (6)을 사용해 왔다.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(N_r \theta) & \sin(N_r \theta) \\ -\sin(N_r \theta) & \cos(N_r \theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(N_r \theta) & \sin(N_r \theta) \\ -\sin(N_r \theta) & \cos(N_r \theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \end{bmatrix}$$

DQ 변환은 복잡한 교류 모터(alternative current motor)를 쉽게 해석하기 위하여 제시되었다[26]. DQ 변환된 스텝퍼 모터의 동역학은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \omega \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J} [-K_m i_q - B\omega - \tau_l] \\ \dot{i}_d &= \frac{1}{L} [v_d - Ri_d + N_r L \omega i_q] \\ \dot{i}_q &= \frac{1}{L} [v_q - Ri_q - N_r L \omega i_d - K_m \omega] \end{aligned} \quad (7)$$

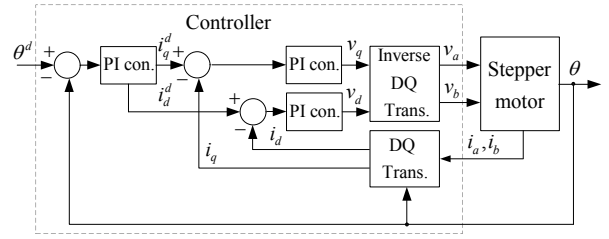


그림 12. DQ 변환을 사용한 스텝퍼 모터 제어기의 구조도.

Fig. 12. Block diagram of the stepper motor control with DQ transformation.

위 식에서  $i_b, i_q$ 는 d축 전류(direct current), q축 전류(quadrature current),  $v_b, v_q$ 는 d축 전압(direct voltage), q축 전압(quadrature voltage) 입력이다. 식 (7)를 보면 DQ 변환은 교류모터인 스텝퍼 모터의 동역학(1)을 직류모터와 유사하게 변환 시킨다는 것을 알 수 있다. 특히 각속도의 동역학을 보면 스텝퍼 모터의 q축 전류 만이 토크에 직접적으로 영향을 준다는 것을 확인할 수 있다. DQ 변환은 제어기 설계 관점에서 다양한 장점을 가지고 있다. 우선 스텝퍼 모터의 동역학이 거의 선형이기 때문에 제어기 설계를 쉽게 할 수 있다는 점이다. 그림 12는 PI 제어기로 구현한 스텝퍼 모터의 제어기의 구조도이다.

그림 12에서 보면 기계적 동역학의 PI 제어기를 이용하여 각위치 추종을 위한 지령 토크에 해당되는  $i_d^d$  를 생성한다.

일반적으로  $i_d^d$  는 0으로 정한다. 이 후 d축 전류와 q축 전류를 제어하기 위하여 DQ 변환을 하여 d축 전류와 q축 전류를 피드백 받아서 PI 제어기로 d축 전압과 q축 전압을 생성 후 DQ 역변환으로 실제 스텝퍼 모터에 인가된 A상 전압과 B상 전압을 생성한다. 이와 같이 간단한 선형제어기 (PI 제어기)로도 스텝퍼 모터의 위치 제어를 가능하게 해준다. DQ 변환의 이용은 스텝퍼 모터를 에너지 사용 관점에서 각위치 제어를 가능하게 해준다. 식 (2)에서 속도 동역학 부분을 보면 q축 전류가 속도 제어에 직접적으로 관여하고 있다는 것을 확인할 수 있다. 이는 DC 모터에서의 직류 전류 역할과 동일하다. 이에 반하여 d축 전류는 속도 제어에 어떠한 영향을 주지 못한다. 그렇기 때문에 d축 전류를 0으로 제어를 해주는 것이 에너지 사용이 가장 적다. 이 경우 지령 d축 전류 (desired direct current)는 0으로 해주면 이 경우를 자속기준제어 (field oriented control)이라 부른다. 대부분의 제어 기법들은 자속기준제어를 기준으로 설계를 하였다. 주의해야 할 점은 자속기준제어는 고속 구동에서 역기전력탐인  $-K_m \omega$ 을 보상하기 위하여 입력 전압이 과부하 상태가 될 수 있다. 과부하를 피하기 위하여 q축 전류의 동역학에서 d축 전류를 음수로 해주면  $-N_r L \omega i_q$ 가 역기전력을 보상하는데 도움을 줄 수 있기 때문에, 일부로 d축 전류를 음수로 제어를 해준다[5]. 이 경우를 약계자제어(field weakening control)이라 부른다. 약계자제어의 경우 자속기준제어에 비하여 에너지 사용량은 증가하지만 고속 구간에서의 입력 전압 과부하 현상을 방지할 수 있다. 그렇기 때문에 일반적으로 저속에서는 자속기준제어, 고속구간에서는 약계자제어를 사용한다.

각위치/각속도 제어 성능의 향상을 위하여 PI 제어기 외에도 다양한 비선형 제어기가 제시되어 왔다. 스텝퍼 모터의

동역학을 이용하여 설계된 전류 지령 제시하고 이를 이용하여 비선형 위치 제어 알고리즘을 제시하였다[5,27]. 반복 학습 기반의 위치 제어 알고리즘도 설계가 되었다[6]. 속도 제어를 위하여 슬라이딩 모드 제어가 제시가 되었다[10]. 저속 구동의 각위치 제어 시 발생하는 진동 저감을 위한 비선형 제어를 제시 하였다[9]. [28]에서는 과도 구간에서의 각위치 추종 성능 향상을 위한 비선형 제어를 설계 하였다. [33]에서는 피드백 선형화(feedback linearization)기법을 사용한 각위치 제어를 설계하였으며, 이 결과는 DQ 변환을 사용한 것과 거의 동일하다는 것을 보여주었다.

2. DQ 변환을 사용하지 않은 스텝퍼 모터의 위치 제어

기존의 제어 알고리즘에서는 스텝퍼 모터의 자속기준제어와 약계자제어를 구현하기 위해서는 DQ 변환을 필요로 해왔다. DQ 변환을 사용하면, 스텝퍼 모터의 동역학은 간단해진다. 하지만 DQ 변환을 사용하면 DQ 역변환을 함께 사용해야 하며, 이는 삼각 함수의 계산량 증가를 유발한다. 이는 저가의 프로세서로 자속기준제어와 약계자제어를 구현하는 것을 어렵게 만든다. 더욱이 DQ 변환을 사용하면 교류 상태에서의 스텝퍼 모터를 분석하기 힘들게 된다. 최근에 마이크로스테핑 관점에서 자속기준제어와 약계자제어를 구현하는 것에 대한 연구가 이루어졌다[19]. 그림 13은 DQ 변환을 사용하지 않은 간단한 PI 제어기로 구현한 스텝퍼 모터의 제어기의 구조도 이다. 제어기의 동작원리는 다음과 같다. 위치 정보를 피드백 받아서 위치제어기(PI 제어기)에서 위치 추종을 위한 지령토크(desired torque)  $\tau^d$ 를 생성한다. 정류기법(commutation scheme)을 이용하여 지령토크 생성을 위한 지령 A상전류(desired phase A current)  $i_a^d$ 와 지령B상전류(desired phase B current)  $i_b^d$ 를 생성한다. 이 후 전류 정보를 피드백 받아서 전류제어기(PI 제어기)에서 전류 추종을 위한 전압입력을 생성하여 스텝퍼 모터에 인가한다.

위 구조의 특징은 DQ 변환/역변환 대신 정류기법을 사용한다는 것이다. 정류기법은 다음과 같이 정의 된다.

$$\begin{aligned} i_a^d &= \frac{\tau^d}{K_m} \cos(N_r \theta^*) \\ i_b^d &= \frac{\tau^d}{K_m} \sin(N_r \theta^*) \end{aligned} \tag{8}$$

정류기법의 지령위치  $\theta^*$ 는 마이크로스테핑의 지령 전류에서 사용한 지령 각위치  $\theta'$ 와는 다르다. 정류기법의 지령 각위치

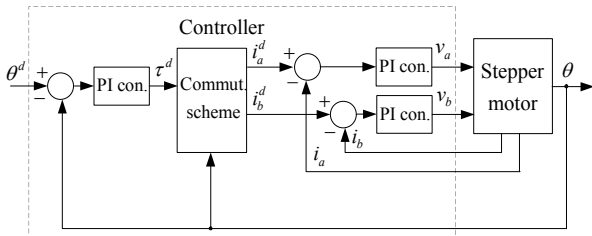


그림 13. DQ 변환을 사용하지 않은 스텝퍼 모터 제어기의 구조도.

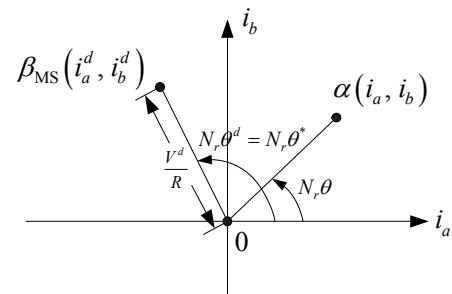
Fig. 13. Block diagram of the stepper motor control without DQ transformation.

$\theta^*$ 를 결정하는 방법에 의하여 스텝퍼 모터의 제어기법이 결정이 된다. 자속기준제어기법과 약계자제어기법의 구조는 정류기법의 지령 각위치를 제외하고는 동일하다. 자속기준제어기법과 약계자제어기법의 정류기법의 지령 각위치는 다음과 같다.

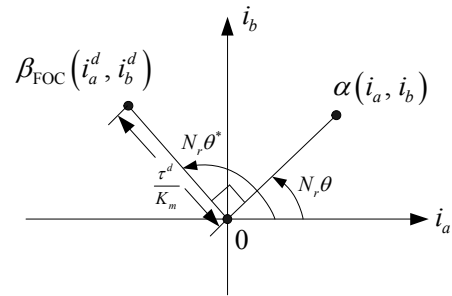
$$\theta^* = \frac{N_r \theta + 0.5\pi}{N_r} \tag{9}$$

$$\theta^* = \frac{N_r \theta + 0.5\pi + \theta_l}{N_r} \tag{10}$$

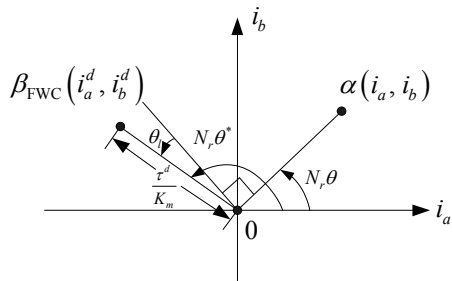
식 (13)에서  $0 < \theta_l < 0.5\pi$  이다. (9)과 (10)를 이용한 지령전류를 생성하면, d축 전류는 0과 음수에 수렴하게 된다[19]. 이제 DQ 변환이 없는 자속기준제어기법과 약계자제어기법을 마이크로스테핑 관점에서 분석을 해보자. DQ 변환이 없는 자속기준제어기법과 약계자제어기법의 구조를 그림 8의 마이크로스테핑 제어 기법과 비교를 하면 위치제어기가 추가된 구조이며, 지령전류를 생성하는 정류기법이 다르다. DQ 변환이 없는 자속기준제어기법과 약계자제어기법의 지령 전류 (8)과 마이크로스테핑의 지령 전류 (3)을 비교하면, 마이크로스테핑



(a) Microstepping.



(b) Field oriented control without DQ transformation.



(c) Field weakening control without DQ transformation.

그림 14. 지령전류와 전류와의 관계도.

Fig. 14. Relationship between of the currents and the desired currents.

의 지령전류 (3)에서의 지령토크는 상수  $\frac{V^d}{R}$  이며, 정류기법의 지령 각위치  $\theta^*$ 는 각위치 추종을 위한 지령 각위치  $\theta$ 과 같음을 확인 할 수 있다. 마이크로스테핑, 자속기준제어기법과 약계자제어기법에서의 정류기법의 지령전류와 전류의 관계를 그림 14에서 나타내었다.

그림 14에서 보면 마이크로스테핑의 지령 전류는 스테퍼 모터의 현재 각위치와 상관없이 생성이 되는 것을 확인 할 수 있다. 반면에 DQ 변환이 없는 자속기준제어기법과 약계자제어기법에서는 지령 전류가 스테퍼 모터의 현재 각위치에 관계 되어 생성이 되는 것을 확인 할 수 있다. DQ 변환이 없는 자속기준제어기법과 약계자제어기법은 DQ 변환/역변환이 필요 없기 때문에 저렴한 프로세서 (예 ATMEGA128 등)에서도 구현이 가능하다[15]. DQ 변환이 없는 자속기준제어기법과 약계자제어기법에서의 제어 성능을 향상 시키기 위하여 비선형 제어 기법이 제시 되었다[19,30]. [19]에서는 비선형 토크 조정 제어 기법을 제시하였다. 스테퍼 모터의 동역학은 2개의 입력과 1개의 출력인 세미스트릭트 피드백형태 (semi-strict feedback form)로 해석을 하여 백스테핑 (backstepping) 제어 기법을 제시 하였다[30].

그림 12과 13을 보면 스테퍼 모터의 각위치 제어기는 각위치 제어를 위한 기계적 동역학 부분의 제어기와 전류 제어를 위한 전기적 동역학 부분의 제어기 크게 두 개의 루프로 구성이 되었음을 확인 할 수 있다. 일반적으로 각위치 제어를 위한 토크 생성을 위하여 전류 제어에 대한 성능이 매우 중시가 되어 왔다. 클라크 변환(Clarke's transformation)을 사용하여 3상을 2상으로 변환 시킨 영구자석 동기모터(permanent magnet synchronous motor)는 2상 스테퍼 모터의 동역학과 동일하다. 그렇기 때문에 다양한 영구자석 동기모터의 제어 알고리즘은 스테퍼 모터에도 적용이 되어왔다[3]. 영구자석 동기모터는 주로 각속도 및 토크 제어 용으로 사용이 되며, 모터 파워 용량이 크기 때문에 에너지 효율이 상대적으로 용량이 작은 스테퍼 모터에 비해 중요하다[7]. 그렇기 때문에 전류 제어 성능이 매우 중요하다. 하지만 스테퍼 모터에서는 에너지 효율 보다는 각위치 제어 성능이 더 중요하다. 각위치 제어 시 지령 각속도에 비하여 지령 전류는 매우 높은 주파수를 가지게 된다. 따라서 완벽한 전류 추종은 사용되는 입력 전압의 증가를 유발하며, 이에 따라서 각위치를 위한 기계적 동역학 제어기 부분에서 사용할 수 있는 제어 이득의 한계를 수반한다. 결과적으로 이는 각위치 제어 성능의 저하를 유발하게 된다[20]. 사실 스테퍼 모터의 동역학은 수동적인 (passive) 특성을 가지고 있기 때문에 스테퍼 모터의 전류 스스로가 지령 전류에 수렴을 하게 된다. 따라서 전기적 동역학 제어기에서 기본적으로 역기전력의 보상을 해주고 전류 제어의 성능을 무리하게 향상 시키려 하지 않고 기계적 동역학 제어기의 각 위치 제어의 성능을 더욱 고려하여 제어기를 설계할 한다면, 더 좋은 각위치 제어 성능을 얻을 수 있다. 즉 높은 성능의 각위치 제어를 위해서 높은 성능의 전류제어가 반드시 필요한 것은 아니다[20]. 최근 이러한 특징을 이용한 스테퍼 모터의 각위치 제어기가 제시되었다[20,32]. 다만 이 경우에는 각위치 제어의 성능은 향상이 되지만, 전류 제어는 완벽하지 않기 때문에 자속기준 제어가 보장이 되지 않

는다.

### 3. 센서리스 제어 기법

스테퍼 모터의 각위치 제어를 위해서는 스테퍼 모터의 상태변수들인 각위치, 각속도 및 상 전류에 대한 센서들이 필요하다. 각위치는 광학 엔코더(optical encoder), 레졸버(resolver) 혹은 자기저항 센서(magnetoresistive sensor) 등으로 측정할 수 있으며 상 전류의 경우 홀 센서(hall sensor) 나 전류 측정용 저항과 아날로그 디지털 변환기 (analog digital converter)를 사용하여 측정할 수 있다. 각속도 측정은 회전계(tachometer)를 사용하여 측정이 가능하지만 설치공간 및 추가 비용 상의 문제로 널리 사용되지는 않는다[29,30]. 가장 간단하게 스테퍼 모터의 각속도를 추정하는 방법은 각위치 측정값을 이용한 오일러 근사화(Euler approximation)이다. 하지만 오일러 근사화는 저속구간에서 각속도의 분해능이 저하되는 단점이 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해서 각위치 및 상 전류를 이용하여 각속도를 추정하는 속도 관측기가 제안되었다[5,30]. 하지만 이러한 방법들은 스테퍼 모터의 각위치 제어를 위해 추가로 상 전류 측정을 필요로 하는 단점이 있다. 더욱이 전류측정의 경우 전기적 잡음에 영향을 많이 받으므로 이러한 전기적 잡음의 저감을 위하여 저주파 대역 통과필터를 사용한다. 하지만 저주파 대역 통과필터를 사용할 경우 발생하는 전류 측정상의 왜곡이 안정도 및 각위치 추종 성능에 에 영향을 미칠 수 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해 각위치 만을 이용하여 전류를 추정하는 수동특징 관측기가 개발되었다[17]. 최근에는 스테퍼 모터의 모터의 각위치 측정만을 이용하여 속도와 전류뿐만 아니라 부하토크를 관측하는 비선형 관측기가 개발되었다[29]. 하지만 이러한 관측기는 제어기의 실제 구현 시 복잡도와 연산시간을 증가시키는 단점이 있다. 이러한 단점을 극복하기 위하여 각위치 측정만을 이용한 비선형 강인 적분재설정(reset integrator) 위치제어기법이 개발되었다[32].

### 4. 적응 제어 및 강인 제어 기법

스테퍼 모터에 비선형 제어를 적용 시키기 위해서는 스테퍼 모터의 상수 값에 대한 정보를 알아야 한다. 저항 및 인덕턴스의 값 들은 비교적 알기 쉽지만, 제조 공정 상의오차가 존재한다[23]. 그 외의 상수 값에 대한 정보를 정확하게 아는 것은 쉽지 않다. 더욱이 스테퍼 모터가 구동을 하면 코일의 온도가 상승하게 되며 상수 값들이 변하게 된다. 그렇기 때문에 적응제어를 적용한 다양한 비선형 제어 기법들이 제시가 되었다. [23]에서는 스테퍼 모터의 부하와 저항 값을 추정하는 적응제어기를 설계하여 각위치 제어기에 적용을 하였다. 스테퍼 모터 구동 시 저항 값의 변화로 인하여 마이크로스테핑에서 지령 전류의 값에 오차가 발생하는 것을 방지하는 것을 위하여 저항 값을 추정하고 속도를 추정하는 적응관측기를 제시하였으며 이를 마이크로스테핑 기법에 적용하였다[16]. 스테퍼 모터의 모든 상수 값을 추정하는 적응 제어기를 적용한 각위치 제어기가 설계되었다[14]. 스테퍼 모터의 상수 값을 추정하는 것 대신 상수 값의 변화에 강인하게 설계된 강인제어 기법들도 제시가 되었다. [20]에서는 인덕턴스 변화에 강인한 비선형 제어 기법들이 제시가 되었다. 모터의 모든 상수 값의 변화에 강인한 비선형 제어 기법이 설계 되었다[32].



## V. 결론

스테퍼 모터는 펄스 입력을 이용한 개루프 제어가 쉽다는 장점이 있으나, 이는 다양한 문제점을 유발 할 수 있기 때문에 산업 현장에서는 마이크로스테핑이 널리 사용되고 있다. 마이크로 스텝핑은 스텝핑 모터의 각위치 제어 정밀도와 안정도를 향상 시킨다는 장점이 있다. 스텝핑 모터의 구동부를 통하여 전류 측정이 용의하기 때문에 마이크로스테핑에 전류 루프에 제어가 널리 사용된다. 최근 센서와 마이크로프로세서 등의 가격이 저렴해 졌기 때문에, 스텝핑 모터를 각위치 피드백을 이용한 제어 알고리즘이 산업 현장에서 사용이 되고 있다. 특히 스텝핑 모터의 전체 동역학을 고려한 비선형 제어 알고리즘은 마이크로스테핑의 각위치 제어 성능을 향상 시키고 강인성을 보장해줄 수 있다는 장점이 있다. 최근에 연구된 본 논문에서는 스텝핑 모터의 위치제어에 적용된 리아프노프 안정도 기반의 제어, 비선형 토크 조정, 외란 관측기, 슬라이딩 모드 제어, 비선형 위상 보정 등과 같은 다양한 기법의 비선형 제어기법 들을 소개 하였다. 센서리스 기반의 각위치 제어 알고리즘을 사용하면, 추가 센서에 대한 비용이 절감될 수 있다. 다양한 스텝핑 모터의 제어 알고리즘은 시스템에서 요구하는 스텝핑 모터의 각제어 위치의 성능 및 가격 등을 고려하여 설계를 하면 된다.

## REFERENCES

- [1] Applied Motion Products, *Browse Stepper Drives* [Online:]: <http://www.applied-motion.com/products/stepper-drives>
- [2] P. P. Acamley, *Stepping Motors: A Guide to Modern Theory and Practice*. New York: Peregrinus, 1982.
- [3] M. Bodson and P. Chiasson, "Differential-geometric methods for control and electric motors," *Int. J. Robust Nonlinear Control*, vol. 8, no. 11, pp. 923-954, 1998.
- [4] A. Bellini, C. Concarì, G. Franceschini, and A. Toscani, "Mixed mode PWM for high-performance stepping motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 6, pp. 3167-3177, 2007.
- [5] M. Bodson, J. Chiasson, R. Novotnak, and R. Rekowski, "High performance nonlinear feedback control of a permanent magnet stepper motor," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 1, no. 1, pp. 5-14, 1993.
- [6] S. Bifaretti, P. Tomei, and C. M. Verrelli, "A global robust iterative learning position control for current-fed permanent magnet step motors," *Automatica*, vol. 47, no. 1, pp. 227-234, 2011.
- [7] J. Chiasson, *Modeling and High-Performance Control of Electric Machines*. Hoboken, NJ: Wiley-Interscience, 2005.
- [8] R. F. Coughlin and F. F. Driscoll, *Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits - 6th Edition*, Prentice Hall, 2001.
- [9] W. D. Chen, K. L. Yung, and K. W. Cheng, "A learning scheme for low-speed precision tracking control of hybrid stepping Motors," *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, vol. 11, no. 3, pp. 362-365, Dec. 2006.
- [10] M. Defoort, F. Nollet, T. Floquet, and W. Perruquetti, "A third-order sliding-mode controller for a stepper motor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 9, p. 3337-3336, 2009.
- [11] D. W. Jones, *Control of Stepping Motors*. In W. H. Yeadon, & A. W. Yeadon, *Handbook of Small Electric Motors*, New York: McGraw-Hill, 2001.
- [12] B. Henke, O. Sawodny, S. Schmidt, and R. Neumann, "Modeling of hybrid stepper motors for closed-loop operation," *Proc. of IFAC Symp. Mechatronic Syst.*, pp. 177-183, 2013.
- [13] T. Kenjo, *Stepping Motors and Their Microprocessor Control*. New York: Clarendon, 1984.
- [14] P. Krishnamurthy and F. Khorrami, "Robust adaptive voltage-fed permanent magnet step motor control without current measurements," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 11, no. 3, pp. 415-425, 2003.
- [15] W. Kim and C. C. Chung, "Novel position detection method for permanent magnet stepper motors using only current feedback," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 10, pp. 3590-3593, 2011.
- [16] W. Kim, D. Shin, and C. C. Chung, "Adaptive observer-based nonlinear control in microstepping for permanent magnet stepper motors," *Proc. of IEEE Conf. Dec. Control*, pp. 4594-4599, 2010.
- [17] W. Kim, D. Shin, and C. C. Chung, "Lyapunov-based controller with a passive nonlinear observer to improve position tracking performance of microstepping in permanent magnet stepper motors," *Automatica*, vol. 48, no. 12, pp. 3064-3074, 2012.
- [18] W. Kim, D. Shin, and C. C. Chung, "Microstepping using a disturbance observer and a variable structure controller for permanent magnet stepper motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 7, pp. 2689-2699, 2013.
- [19] W. Kim, D. Shin, and C. C. Chung, "Microstepping with nonlinear torque modulation for permanent magnet stepper motors," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 21, no. 5, pp. 1971-1979, 2013.
- [20] W. Kim, D. Shin, Y. Lee, and C. C. Chung, "Nonlinear control based on singular perturbation theory for position tracking of permanent magnet stepper motors," *Proc. of Amer. Control Conf.*, pp. 1186-1191, 2012.
- [21] Y. Lee, D. Shin, W. Kim, and C. C. Chung, "Position ripple reduction in microstepping with feedforward current filters for permanent magnet stepper motors," *Proc. of IEEE Int. Magnetism Conf.*, pp. 1-2, 2012.
- [22] S. Manea, "Stepper motor control with dsPIC DSCs," *Microchip Technology Inc, Tech. Rep.*, 2009.
- [23] R. Marino, S. Peresada, and P. Tomei, "Nonlinear adaptive control of permanent magnet step motors," *Automatica*, vol. 31, no. 11, pp. 1595-1604, 1995.
- [24] Orientalmotor, *Motion Control Product - Driver*, <http://www.orientalmotor.com/products/stepper-motors/RBK-series-stepper-motors-pulse-input-dc.html>
- [25] Orientalmotor, *Motion Control Product - Alpha stepper motor*, <http://www.orientalmotor.com/products/stepper-motors/AR-series-stepper-motors-stored-data-controller-dc.html>
- [26] R. H. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis," *AIEE Trans.*, no. 48, pp. 716-727, 1929.
- [27] H. Sira-Ramirez, "A passivity plus flatness controller for the permanent magnet stepper motor," *Asian J. Control*, vol. 2, no. 1, pp. 1-9, 2000.
- [28] S. Seshagiri, "Position control of permanent magnet stepper motors using conditional servo compensators," *IET Control Theory Appl.*, vol. 3, no. 9, pp. 1196-1208, 2009.
- [29] D. Shin, D. E. Chang, W. Kim, Y. Lee, and C. C. Chung, "Sensorless torque control with a nonlinear observer for

permanent magnet synchronous motors," *Proc. of IEEE Conf. Dec. Control*, pp. 238-243, 2013.

- [30] D. Shin, W. Kim, and C. C. Chung, "Position control of a permanent magnet stepper motor by MISO backstepping in semi-strict feedback form," *Proc. of IEEE/ASME Int. Conf. Adv. Intell. Mechatronics*, pp. 808-813, 2011.
- [31] D. Shin, W. Kim, Y. Lee, and C. C. Chung, "Phase-compensated microstepping for permanent-magnet stepper motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 12, pp. 5773-5780, 2013.
- [32] D. Shin, W. Kim, Y. Lee, and C. C. Chung, "Robust nonlinear position control based on singular perturbation theory with conditional reset integrator for permanent magnet stepper motor," in *Proc. Amer. Control Conf.*, pp. 1991-1996, 2013.
- [33] M. Zribi and J. N. Chiasson, "Position control of a PM stepper motor by exact linearization," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 36, no. 5, pp. 620-625, 1991.



#### 김 원 희

2003년 한양대학교 전자전기컴퓨터공학부 졸업. 2005, 2012년 동 대학원 전자통신전과 공학부 석사, 전기공학과 박사. 2005년~2007년 삼성전자 정보통신총괄 연구원. 2012년 효성 중공업 연구소 책임 연구원. 2013년 캘리포니아 주립 대학 버클리 캠퍼스 방문 학자 및 한양대학교 박사 후 연구과정. 현재 동아대학교 전기공학과 조교수, 관심분야는 비선형 제어, 모터 제어, 자동차 제어, 유압구동기 제어.



#### 신 동 훈

2009년 한양대학교 전자전기컴퓨터공학부 졸업. 현재 동 대학원 전기공학과 석박통합과정. 관심분야는 비선형 제어, 모터 제어, 유압구동기 제어.



#### 이 영 우

2010년 충북대학교 전자전기컴퓨터공학부 졸업. 현재 한양대학교 전기공학과 석박사 통합과정. 관심분야는 비선형 제어, 모터 제어.



#### 정 정 주

1981년 서울대학교 전기공학과 학사. 1983년 서울대학교 대학원 전기공학과 석사. 1993년 미국 남가주대 전기컴퓨터공학과 공학박사. 1997년~현재 한양대학교 공과대학교 전기생체공학부 교수. 관심분야는 비선형제어, 강인제어, 디지털 제어, 전력계통 시스템, 모터제어, 지능형자동차 전자제어 등.