

복권형 하이브리드 스텝핑 전동기의 회전자 위치 센서리스 최적 Lead Angle 제어

(Rotor Position Sensorless Control of Optimal Lead Angle in Bifilar-Wound Hybrid Stepping Motor)

李鐘彦*, 禹廣俊**

(Jong Eon Lee and Kwang Joon Woo)

요 약

본 연구에서는 복권형 하이브리드 스텝핑 전동기의 회전자 위치 함수로 주어지는 순시 상전류값을 유도하여 Lead Angle에 따른 순시 상전류값의 변화를 보이고, 특히 여자 펄스 인가후 $\pi/2$ 시점의 순시 상전류값으로부터 회전자 위치 정보를 얻을 수 있음을 이론식 및 컴퓨터 시뮬레이션에 의해 확인하였다. 이러한 사실로부터 복권형 하이브리드 스텝핑 전동기의 폐루프 운전을 위해 회전자 위치 검출기를 사용하지 않고 전동기의 파라미터가 고려된 최적 Lead Angle이 실현된 여자 펄스를 생성시키는 제어를 마이크로컨트롤러에 의해 구성하고 실험하였다. 구성된 제어기는 A/D 변환기, 프로그래머블 입출력 타이머 및 전동기 속도에 대한 최적 Lead Angle 값을 갖는 변환 테이블 등의 기능을 갖는 마이크로컨트롤러와 또한 전동기의 속도와 여자 펄스 인가후 $\pi/2$ 시점의 순시 상전류값에 대한 정토오크 발생영역에 해당하는 Lead Angle 값을 갖는 변환 테이블을 위한 ROM 등으로 구성되어 외부 부가회로를 최소화하였으며, 전동기의 파라미터 등의 변화에 따른 제어량의 변화를 변환 테이블의 내용과 제어 S/W 에 의존함으로써 유연성을 확보하였다. 이와 같이 구성된 복권형 하이브리드 스텝핑 전동기의 회전자 위치 센서리스 최적 Lead Angle 제어기에 의한 순시 상전류 파형으로부터 각각의 속도에서 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 최적 Lead Angle 시의 순시 상전류 파형과 유사한 파형을 얻음으로써 최적 Lead Angle 이 실현되었음을 확인할 수 있었다.

Abstract

In this paper, we show that the instantaneous phase current of the bifilar-wound hybrid stepping motor is dependent of lead angle and that the information of motor position is obtained from the instantaneous phase current at $\pi/2$ by the theoretical formular and its computer simulation results. From the facts, we design the microcontroller-based motor position sensorless controller of optimal lead angle, which generates the excitation pulses for the closed-loop drives. The controller is consist of microcontroller which has the function of A/D converter, programmable input/output timer, and the transfer table which has the values of optimal lead angle depending on motor velocity, and ROM which has the transfer table of the values of lead angle depending on velocity of motor and the values of instantaneous phase current at $\pi/2$. From the design of microcontroller-based controller, we minimize the external interface circuit and obtain flexibility by changing the contents of ROM transfer tables and the control software. We confirm that the designed controller drives the bifilar-wound hybrid stepping motor is the mode of optimal lead angle by comparing the instansaneous phase current between experimental results and computer simulation results.

* 正會員, 國立 天安 工業 大學
(Chonan National Technical College)

(Dan Kook University, Dept. of Electronics)

接受日: 1998年11月23日, 수정완료일: 1999年1月11日

** 正會員, 檀國大學校 電子工學科

I. 서 론

스테핑 전동기는 속도 및 위치 제어가 용이하여 광범위한 산업분야에서 사용되고 있다. 작은 규모로는 각종 디스크 드라이브, 프린터 등의 위치제어용으로부터 큰 규모로는 고정밀도의 밀링머신, 레이저 절단기, 반도체 및 LCD 제조장비등에 사용된다. 스텝핑 전동기는 회전자의 구조상 스텝각은 정밀하지만 단위 크기 당 발생 토크가 비교적 적은 가변 릴럭턴스(Variable Reluctance)형, 발생 토크는 크나 스텝각의 정밀도가 낮은 영구자석(Permanent Magnet)형, 발생 토크도 크며 동시에 스텝각의 정밀도도 높아 현재 가장 광범위하게 사용되는 하이브리드(Hybrid)형으로 구분된다.

스테핑 전동기의 운전방법(Operating Mode)으로는 단순한 제어기와 간편한 조작 때문에 과부하의 위험이 없는 시스템에서는 개루프(Open-Loop)운전방법을 주로 택하고 있으나 개루프 운전은 지령 펄스의 주파수가 높거나 과부하시에는 지령펄스에 응답을 못하는 수도 있으며, 또한 토크 리플이 크게 나타나는 단점이 있다. 따라서 이러한 단점들을 보완하기 위하여 스텝핑 전동기의 회전자 위치를 검출하여 이에 상응하는 고정자 상을 여자시키는 폐루프(Closed-Loop) 운전방법을 사용한다. 속도제환과 위치 제환에 의한 폐루프 운전방법은 개루프 운전방법에 비해 고속 운전이 가능하며, 스텝 상실의 위험이 없고 토크 리플도 줄어드는 장점이 있다.^[1~5]

전동기의 회전자에 나타나는 토크 리플은 전동기 속도 리플의 원인이 되어 회전 속도를 불균일하게 하고 진동과 소음을 야기하며, 스텝핑 전동기를 위치 제어용만이 아닌 이동 경로에 따라 작업을 행할 때 발생 토크의 리플은 작업의 精度에 직접적인 영향을 미친다. 이러한 스텝핑 전동기의 토크 리플은 전동기의 구조적 원인에 의한 코깅 토크와 고정자 권선의 인덕턴스에 의한 상전류 지연에 기인한다. Hi-Dong Chai^[6], John R. Brauer^[7] 등은 코깅 토크를 줄이는 방법을 서로 다른 관점에서 제안하였다. 또한 Jacob Tal^[8], N.Hemati et.al^[9], R.H.Comstock^[10] 등은 브러시리스 직류 전동기 고정자 권선 인덕턴스에 의한 전류 지연에 따른 발생 토크에 미치는 영향등을 평가하였고 Woo et. al.^[11] 은 이의 보정 알고리즘을 제안하고 이를 실험적으로 검증하였다.

고정자 권선의 인덕턴스에 의한 전류 지연에 따른 영향으로 인하여 스텝핑 전동기의 폐루프 운전시 회전 토크를 발생시키기 위해서는 평형점보다 일정위치 앞서 고정자 상에 여자 펄스를 인가하여야 하며(이들 사이의 각을 Lead Angle 이라한다), 특히 Woo et.al.^[12] 은 일정속도 하에서 평형점으로부터 전동기의 전기적 시정수 만의 함수로 주어지는 여자 시점까지의 각(이를 최적 Lead Angle 이라 칭한다) 만큼 여자 펄스를 전진시켰을 때 토크 리플율이 최소가 됨을 보였다.

그러나 이와같이 최적 Lead Angle을 고려하여 회전자의 위치에 상응하는 고정자 상을 여자시키는 폐루프 운전을 행하기 위해서는 전동기의 회전자 위치를 검출해야 하는데, 회전자 위치를 검출하기 위해서는 일반적으로 고가의 옵티컬 인코더등을 사용한다. 특히 정밀도가 높은 스텝핑 전동기일수록 이의 회전자 위치를 검출하기 위한 검출기도 정밀도가 높아져야한다. 따라서 이러한 기계적인 회전자 위치 검출기를 사용하지 않으면서 회전자 자극위치를 검출하기 위한 연구가 수행되었다. 영구자석형 스텝핑 전동기에서는 전동기가 회전중에 여자되지 않은 상에서 전동기 회전자에 의한 역기전력을 검출하여 회전자의 위치를 검출할 수 있다. 가변 릴럭턴스형 스텝핑 전동기에서는 릴럭턴스의 변화를 전압과 전류의 변화를 측정하여 회전자의 위치를 검출하는 방법이 연구되었다. 그러나 복권형 하이브리드 스텝핑 전동기에서는 역기전력이나 릴럭턴스의 변화를 검출할 수가 없다. 따라서 Woo et.al.^[13~15] 은 복권형 하이브리드 스텝핑 전동기의 폐루프 운전을 위한 회전자 위치 검출 방법으로써 전동기의 순시 상전류를 이용할 수 있음을 해석적인 방법과 더불어 컴퓨터 시뮬레이션에 의해 보였으며, 이를 실험적으로 확인하였다.

본 연구에서는 복권형 하이브리드 스텝핑 전동기의 상전류 측정에 의해 회전자 위치를 검출하여 회전자 위치 검출기 없이 최적 Lead Angle이 실현된 여자 펄스를 생성시키는 제어기를 마이크로 콘트롤러에 의해 구성하였다. 사용된 마이크로콘트롤러는 검출된 상전류의 신호 Conditioning을 위한 A/D변환기, 속도 인코더로부터의 전동기 속도를 산출하기 위한 프로그래머블 입력 타이머, 최적 Lead Angle이 실현된 여자 펄스 패턴을 출력시키기 위한 프로그래머블 출력 타이머 및 속도에 대한 최적 Lead Angle의 변환 데이

블을 위한 ROM 등을 포함하므로써 외부 부가회로를 최소화하고 전동기의 파라미터 등의 변환에 따른 제어량의 변화를 변환 테이블 ROM의 내용과 제어 S/W를 변화시키므로써 유연성을 확보하였다. 이상의 제어 실험에서 순시 상전류 파형으로부터 최적 Lead Angle이 실현되었음을 확인할 수 있었다.

II. 하이브리드 스테핑 전동기의 순시 상전류 해석 및 컴퓨터 시뮬레이션

본 연구에서 도입한 전동기는 2상 복권형 하이브리드 스테핑 전동기이며, 2상 구동으로 해석한다.

임의의 전동기 권선 k 상에서의 전압-전류 관계는 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$v_k = R k i_k + \dot{\lambda}_k \tag{1}$$

여기서,

v_k : k 상에 인가된 전압

i_k : k 상에 흐르는 전류

R_k : k 상의 권선 저항

$\dot{\lambda}_k$: k 상의 쇄교 자속의 시간에 대한 미분량이다.

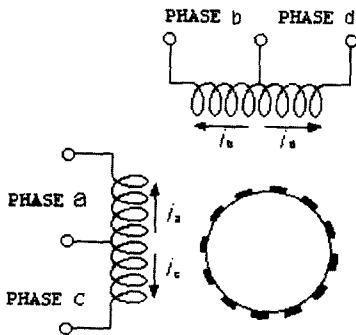


그림 1. 복권형 하이브리드 스테핑 전동기
Fig. 1. Bifilar-Wound Hybrid Stepping Motor.

그림 1에 2상 복권형 하이브리드 스테핑 전동기의 구조를 나타내었다. 2상 복권형 하이브리드 스테핑 전동기는 a 상과 c 상이 하나의 치극에 복권형으로 구성되고, b상과 d상도 이웃하는 하나의 치극에 복권형으로 구성되어 있다. 따라서 a상과 c상, b상과 d상 사이에는 완전 자속결합이 이루어 지고, 치극으로 구분된 a-c 권선 쌍과 b-d 권선 쌍 사이에는 자속결합이 이루어지지 않는다. 그러므로 임의의 k 상 쇄교자속은

k 상 권선에 흐르는 전류와, 권선쌍을 이루는 다른 쪽에 흐르는 전류와, 그리고 회전자의 영구 자석에 의해 발생되며, 그 관계식을 다음에 나타내었다.

$$\begin{aligned} \lambda_a &= \lambda_{aa} + \lambda_{ac} + \lambda_{af} \\ \lambda_b &= \lambda_{bb} + \lambda_{bd} + \lambda_{bf} \\ \lambda_c &= -\lambda_a \\ \lambda_d &= -\lambda_b \end{aligned} \tag{2}$$

여기서,

λ_k : k 상의 쇄교 자속

λ_{kj} : j 상에 흐르는 전류에 의해 발생한 k 상의 쇄교 자속

λ_{kf} : 회전자의 영구자석에 의해 발생한 k 상의 쇄교 자속이다.

또한 자기 포화가 발생하지 않고 와전류가 없으며 각 상들의 인덕턴스가 모든 k 상에서 $L_k=L$ 와 같이 모두 같다고 가정하면, 자기 인덕턴스에 의한 쇄교 자속과 상호 인덕턴스에 의한 반대상(j 상)의 쇄교자속은 다음과 같다.

$$\lambda_{kk} = L i_k \tag{3a}$$

$$\lambda_{jk} = -\lambda_{kj} \tag{3b}$$

여기서, k 상과 j 상은 같은 치극에 구성되어 있고, 식 (3a)와 (3b)에 나타낸 쇄교 자속과 전류와의 관계에 의해 식 (2)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\lambda_a = L(i_a - i_c) + \lambda_{af} \tag{4a}$$

$$\lambda_b = L(i_b - i_d) + \lambda_{bf} \tag{4b}$$

또한 회전자의 영구자석에 의해 발생한 a상과 b상의 쇄교자속은 식 (5)와 같이 표시 할 수 있다.

$$\lambda_{af} = k_0 \cos(\theta) \tag{5a}$$

$$\lambda_{bf} = k_0 \sin(\theta) \tag{5b}$$

여기서,

k_0 : 회전자 영구자석의 자속상수(flux constant)

θ : 전기각으로서 회전자 각 위치이며,

$\theta = N_{teeth} \cdot \theta_m$

θ_m : 회전자의 기계각

N_{teeth} : 회전자의 치극수

이다.

식 (1), (2) 및 (4)로부터 식 (6)을 얻을 수 있다.

$$\lambda_a = \frac{1}{2} v_a \left[1 - \frac{R_a - R_c}{R_a + R_c} \right] - \frac{1}{2} v_c \left[1 + \frac{R_a - R_c}{R_a + R_c} \right] - \frac{R_a R_c (\lambda_a - \lambda_{af})}{L(R_a + R_c)} \quad (6a)$$

$$\lambda_b = \frac{1}{2} v_b \left[1 - \frac{R_b - R_d}{R_b + R_d} \right] - \frac{1}{2} v_d \left[1 + \frac{R_b - R_d}{R_b + R_d} \right] - \frac{R_b R_d (\lambda_b - \lambda_{bf})}{L(R_b + R_d)} \quad (6b)$$

한편 정전압 구동에서 상 저항은 k 상이 여기되었을 때 상 저항이 권선 저항 r_0 와 트랜지스터 on 저항 r_q 의 합으로 나타나고, k 상이 여기되지 않았을 때는 상 저항이 권선 저항 r_0 와 트랜지스터와 거의 무한대인 다이오드 off저항 r_∞ 의 합으로 된다. 또한, k 상 도통 역전류가 흐를 때는 상 저항이 권선저항 r_0 와 다이오드 on저항 r_d 의 합으로 된다. 권선의 상태는 위 세가지 경우로 한정된다. 식 (6a)에서 권선을 정전압 구동 상태로 가정한다면,

$$\frac{R_a - R_c}{R_a + R_c} = \begin{cases} -1 : \text{상 } a \text{가 여기되면,} \\ \quad R_a = r_0 + r_q \approx r_0 \\ \quad R_c = r_0 + r_\infty \approx r_\infty \\ +1 : \text{상 } c \text{가 여기되면,} \\ \quad R_a = r_0 + r_\infty \approx r_\infty \\ \quad R_c = r_0 + r_q \approx r_0 \end{cases} \quad (7)$$

로 되며, 각 상 전원은 단일 정전압원을 사용하므로 $v_a = v_c = V_s$ 가 되어 식 (8)과 같이 쓸 수 있다.

$$\dot{\lambda}_a = -\frac{r_0}{L} (\lambda_a - \lambda_{af}) \pm V_s \quad (8a)$$

$$\dot{\lambda}_b = -\frac{r_0}{L} (\lambda_b - \lambda_{bf}) \pm V_s \quad (8b)$$

Lead Angle γ 는 a 상이 여자되는 회전자 각도 즉 평형점에서 a 상이 여자되는 위치까지 측정된 전기각 또는 스텝으로써 정의한다.

순환 정상상태(Cyclic Steady State)로부터 각 상 들간 함수들의 위상관계는 $\pi/2$ 의 위상차가 있을 뿐 크기는 같다. 전동기의 각속도가 일정하다면, 시간함수를 위치함수로 변환할 수 있고 이는 다음과 같이 쓸

수 있다.

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = \text{constant}, \quad \frac{d\lambda_a}{dt} = \frac{d\theta}{dt} \frac{d\lambda_a}{d\theta} = \omega \frac{d\lambda_a}{d\theta}$$

$$\omega \dot{\lambda}_a(\theta) = -\frac{r_0}{L} (\lambda_a(\theta) - \lambda_{af}(\theta)) \pm V_{sa}(\theta) \quad (9)$$

여기서, $\dot{\lambda}_a(\theta) = \frac{d\lambda_a}{d\theta}$ 이다.

식 (9)로부터 λ_a 와 λ_b 를 푸리에 급수로 나타내면 다음과 같다.

$$\lambda_a(\theta) = \lambda_{A0} + \sum_{m=1}^{\infty} (\lambda_{Am} \cos(m\theta) + \lambda_{Bm} \sin(m\theta)) \quad (10a)$$

$$\lambda_b(\theta) = \lambda_{B0} + \sum_{m=1}^{\infty} (\lambda_{Cm} \cos(m\theta) + \lambda_{Dm} \sin(m\theta)) \quad (10b)$$

$$\dot{\lambda}_a(\theta) = \sum_{m=1}^{\infty} (-m\lambda_{Am} \sin(m\theta) + m\lambda_{Bm} \cos(m\theta)) \quad (10c)$$

$$\dot{\lambda}_b(\theta) = \sum_{m=1}^{\infty} (-m\lambda_{Cm} \sin(m\theta) + m\lambda_{Dm} \cos(m\theta)) \quad (10d)$$

a 상 구동함수를 푸리에 급수로 표현하면 다음과 같다.

$$V_{sa}(\theta) = V_{sA0} + V_{sA1} \cos(\theta) + V_{sB1} \sin(\theta) + \dots \quad (11)$$

$$= V_{sA0} + \sum_{m=1}^{\infty} (V_{sAm} \cos(m\theta) + V_{sBm} \sin(m\theta))$$

여기서,

$$V_{sAm} = \frac{1}{\pi} \int_{\gamma}^{\gamma+2\pi} V_{sa}(\theta) \cos(m\theta) d\theta \quad (12a)$$

$$V_{sBm} = \frac{1}{\pi} \int_{\gamma}^{\gamma+2\pi} V_{sa}(\theta) \sin(m\theta) d\theta \quad (12b)$$

이다.

식 (12a)와 (12b)로 부터 푸리에 계수들을 구하여 식 (11)에 대입한 푸리에 급수 형태의 a 상 구동함수는 다음과 같다.

$$V_{sa}(\theta) = \sum_{m=1}^{\infty} (V_{sAm} \cos(m\theta) + V_{sBm} \sin(m\theta))$$

$$= \sum_{m=2n-1}^{\infty} \frac{4V_s}{m\pi} (-\sin(m\gamma) \cos(m\theta) + \cos(m\gamma) \sin(m\theta))$$

$$= \sum_{m=2n-1}^{\infty} \frac{4V_s}{m\pi} \sin(m(\theta - \gamma)), \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (13)$$

식 (9)에 식 (4a), (10c) 및 (13)을 대입하면 다음과 같다.

$$\omega \dot{\lambda}_a(\theta) = -\frac{r_0}{L} \left\{ \lambda_{A0} + \sum_{m=1}^{\infty} (\lambda_{Am} \cos(m\theta) + \lambda_{Bm} \sin(m\theta)) \right\}$$

$$\begin{aligned}
 & -\frac{r_0}{L} \{-k_0 \cos(\theta)\} \\
 & \pm \sum_{m=1}^{\infty} (V_{sAm} \cos(m\theta) + V_{sBm} \sin(m\theta)) \quad (14)
 \end{aligned}$$

식 (14)에서 각 계수를 푸리에 급수의 직교성을 이용해 구하고 이를 λ_a 와 λ_b 에 대입하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 \lambda_a(\theta) &= \frac{4V_s}{\pi} \sin(\theta - \gamma - \phi_1) + \frac{r_0}{L} k_0 \cos(\theta - \phi_1) \\
 &+ \sum_{m=2n-1}^{\infty} \frac{4V_s}{m\pi} \sin(m(\theta - \gamma) - \phi_m) \quad (15)
 \end{aligned}$$

여기서,

$$\phi_m = \tan^{-1}\left(\frac{m\omega L}{r_0}\right)$$

이다.

a 상의 시간에 관한 전류-전압식은 식 (1)로부터 식 (16a)와 같이 주어지므로 위치 함수로 변환하면 식 (16b)와 같다.

$$v_a(t) = r_a i_a(t) + \dot{\lambda}_a(t) \quad (16a)$$

$$i_a(\theta) = \frac{1}{r_0} (V_{sa}(\theta) - \omega \dot{\lambda}_a(\theta)) \quad (16b)$$

식 (16b)에 식 (13), (15)를 대입하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 i_a(\theta) &= \frac{1}{r_0} \sum_{m=2n-1}^{\infty} \{(V_{sAm} - \omega m \lambda_{Bm}) \cdot \cos(m\theta) \\
 &+ (V_{sBm} + \omega m \lambda_{Am}) \cdot \sin(m\theta)\} \\
 &= \sum_{m=2n-1}^{\infty} \frac{-4V_s}{r_0 m \pi} \{\sin(m\gamma) - \omega m \cos(m\gamma + \phi_m)\} \cdot \cos(m\theta) \\
 &+ \sum_{m=2n-1}^{\infty} \frac{4V_s}{r_0 m \pi} \{\cos(m\gamma) - \omega m \sin(m\gamma + \phi_m)\} \cdot \sin(m\theta) \quad (17)
 \end{aligned}$$

여기서,

$$Z_m = \sqrt{\omega^2 m^2 + \frac{r_0^2}{L^2}}$$

$$\phi_m = \tan^{-1}\left(\frac{m\omega L}{r_0}\right)$$

$$n = 1, 2, 3, 4, 5, \dots,$$

이다.

식 (17)의 순시 전류식은 전압 인가각인 Lead Angle γ , 회전자 각속도 ω , 회전자의 위치 θ 로 주어진 함수로서 회전자 위치 정보를 포함하고 있다. 따라서 뚜렷한 회전자 위치 정보를 얻기 위하여 전압 인

가후 $\pi/2$ 시점의 전류, 즉 $i_a(\gamma + \pi/2)$ 를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 i_a(\gamma + \pi/2) &= \sum_{m=2n-1}^{\infty} \frac{-4V_s}{r_0 m \pi} \{\sin(m\gamma) \\
 &+ \omega m \cos(m\gamma + \phi_m)\} \cdot \cos(m\gamma + n\pi - \pi/2) \\
 &+ \sum_{m=2n-1}^{\infty} \frac{4V_s}{r_0 m \pi} \{\cos(m\gamma) \\
 &- \omega m \sin(m\gamma + \phi_m)\} \cdot \sin(m\gamma + n\pi - \pi/2) \quad (18)
 \end{aligned}$$

여기서,

$$\phi_m = \tan^{-1}\left(\frac{m\omega L}{r_0}\right)$$

$$n = 1, 2, 3, 4, 5, \dots,$$

이다.

전압 인가각인 Lead Angle γ 는 회전자 자극 위치를 기준으로 정의된 각이므로, 회전자 위치 정보는 Lead Angle γ 로부터 구할 수 있다. 따라서 식 (17)의 순시 전류식에 전동기 파라미터를 대입하고 일정 각속도로 운전하는 경우의 Lead Angle γ 에 대한 $\gamma + \pi/2$ 시점의 순시 상전류값은 고유의 값을 가지게 된다.

식 (17) 및 (18)과 같이 수식적으로 표현된 순시 상전류식을 MATLAB을 이용한 컴퓨터 시뮬레이션에 의해 일정한 전동기의 속도에서 Lead Angle 변화에 따른 전류파형을 나타내었다. 시뮬레이션에 이용된 하이브리드 스테핑 전동기는 본 연구의 실험에 사용된 VEXTA PH264-02 복권형 1.8 [deg/step] 하이브리드 스테핑 전동기로서 그의 특성 파라미터는 표 1과 같다.

표 1. 사용된 스테핑 전동기의 파라미터
Table 1. Parameters of Hybrid Stepping Motor.

V_s	12 [V]
r_0	30 [Ω]
L	50 [mH]
k_0	7.2 [mV/(rad/s)]

그림 2는 전동기의 속도 $f = 100$ PPS에서, 그림 3에 전동기의 속도 $f = 150$ PPS에서, 그리고 그림 4에는 전동기의 속도 $f = 200$ PPS에서 각각 Lead Angle 변화에 대한 순시 상전류 파형을 각각 나타내

었다.

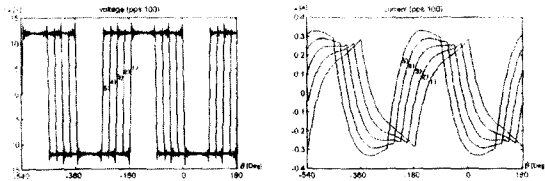


그림 2. 시뮬레이션에 의한 구동전압 파형과 순시 상전류 파형 (f = 100 PPS)

- 1) V_a, I_a ($\gamma = -156.84^\circ$; $\gamma = -\pi + \phi/2$)
- 2) V_a, I_a ($\gamma = -180.00^\circ$; $\gamma = -\pi$)
- 3) V_a, I_a ($\gamma = -203.16^\circ$; $\gamma = -\pi - \phi/2$)
- 4) V_a, I_a ($\gamma = -226.32^\circ$; $\gamma = -\pi - \phi$)
- 5) V_a, I_a ($\gamma = -249.48^\circ$; $\gamma = -\pi - \frac{3}{2}\phi$)

Fig. 2. Excitation Voltage and its Corresponding Instantaneous Phase Current Waveforms by Simulation Results (f = 100 PPS).

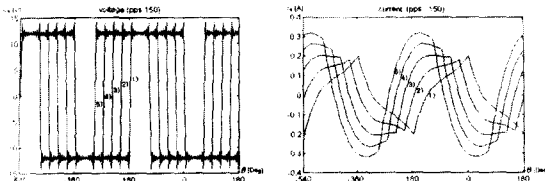


그림 3. 시뮬레이션에 의한 구동전압 파형과 순시 상전류 파형 (f = 150 PPS)

- 1) V_a, I_a ($\gamma = -156.84^\circ$; $\gamma = -\pi + \phi/2$)
- 2) V_a, I_a ($\gamma = -180.00^\circ$; $\gamma = -\pi$)
- 3) V_a, I_a ($\gamma = -203.16^\circ$; $\gamma = -\pi - \phi/2$)
- 4) V_a, I_a ($\gamma = -226.32^\circ$; $\gamma = -\pi - \phi$)
- 5) V_a, I_a ($\gamma = -249.48^\circ$; $\gamma = -\pi - \frac{3}{2}\phi$)

Fig. 3. Excitation Voltage and its Corresponding Instantaneous Phase Current Waveforms by Simulation Results (f = 150 PPS).

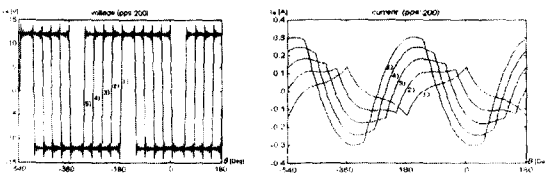


그림 4. 시뮬레이션에 의한 구동전압 파형과 순시 상전류 파형 (f = 200 PPS)

- 1) V_a, I_a ($\gamma = -156.84^\circ$; $\gamma = -\pi + \phi/2$)
- 2) V_a, I_a ($\gamma = -180.00^\circ$; $\gamma = -\pi$)
- 3) V_a, I_a ($\gamma = -203.16^\circ$; $\gamma = -\pi - \phi/2$)
- 4) V_a, I_a ($\gamma = -226.32^\circ$; $\gamma = -\pi - \phi$)
- 5) V_a, I_a ($\gamma = -249.48^\circ$; $\gamma = -\pi - \frac{3}{2}\phi$)

Fig. 4. Excitation Voltage and its Corresponding Instantaneous Phase current Waveforms by Simulation Results (f = 200 PPS).

시뮬레이션 결과로 부터, Lead Angle이 변화함에 따라 전류파형의 변화가 뚜렷이 나타나며, 특히 구동 전압을 인가한후 $\pi/2$ 지점에서 전류변화가 정상상태에 도달 후 Lead Angle 변화에 따른 순시 상전류 파형의 변화를 특징적으로 나타냄을 알 수 있다. 따라서 Lead Angle 변화에 따른 상전류 변화의 특징을 구동 전압 인가후 $\pi/2$ 지점에서의 순시 상전류로서 특징 지을 수 있으므로, 그림 5에 서로 다른 전동기의 속도에 대해서 $\gamma + \pi/2$ 지점에서의 순시 상전류 값을 나타내었다.

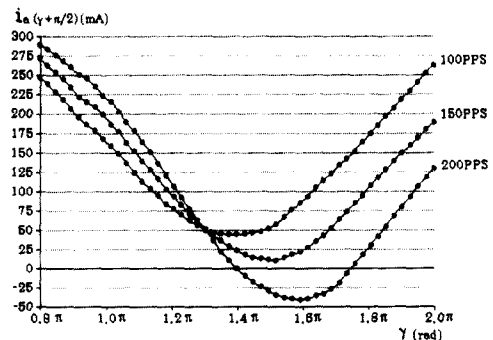


그림 5. $\gamma + \pi/2$ 지점에서의 순시 상전류 값
Fig. 5. Instantaneous Phase Current Values at $\gamma + \pi/2$.

그림 5는 시뮬레이션에 의한 Lead Angle 변화에 따른 순시 상전류값 중 구동 전압 인가후 $\pi/2$ 지점에서의 전류 값을 나타내었다. 이는 $\pi/2$ 지점의 순시 상전류 크기는 전압 인가 시점의 회전자 위치에 따라 정해짐을 알 수 있다. 또한 그림 5의 구해진 상전류의 특징이 역여현 함수에 유사하므로 상전류의 변화량을 동시에 측정함으로써 전압 인가후 $\pi/2$ 시점의 상전류 값과 상전류 변화량을 가지고 Lead Angle 의 크기 즉 회전자 자극 위치를 구할 수 있음을 보여 주고 있다. 그러나 Woo et al.^[15] 의 연구에 의하면 Lead Angle γ 가 지나치게 큰 영역에서는 전동기의 역방향으로의 발생 토크가 증가하여 역방향으로 회전을 하며, Lead Angle γ 가 지나치게 작은 영역에서는 전동기의 평형점에 근접하기 때문에 정방향으로의 발생 토크와 역방향으로의 발생 토크가 유사한 크기로 발생되어 상전류의 크기는 대폭 증가하지만 정방향으로 회전을 하지 못하고 진동상태로 되며, 정방향으로 회전 토크가 발생하는 영역내에서는 각 Lead Angle에 따라 이에 대응하는 하나의 순시 상전류값만

을 가지므로서, 동작 영역을 정 토크 발생 영역으로 제한할 경우 하나의 순시 상전류값에 대해 하나의 Lead Angle 이 대응함으로서 전류 변화량을 고려할 필요성을 제거하였다.

III. 순시 상전류를 이용한 회전자 위치 센서리스 최적 Lead Angle 제어

식 (17)에서 본 바와 같이 순시 상전류식은 전압 인가각인 Lead Angle γ , 회전자 각속도 ω , 및 회전자 위치 θ 로 주어진 함수로서 회전자의 위치 정보를 포함하고 있음을 이론적으로 보였으며, 여기서 순시 상전류에서 특징적인 회전자 위치 정보를 얻기 위하여 구동 전압 인가 후 $\pi/2$ 시점의 순시 상전류를 식 (18)에 나타내었다.

식 (18)의 순시 상전류식에서 파라미터가 측정된 복권형 하이브리드 스테핑 전동기와 그 구동 조건이 주어지고, 일정 각속도로 운전할 경우 Lead Angle γ 는 $\gamma + \pi/2$ 시점의 순시 상전류값 $i_a(\gamma + \pi/2)$ 의 역역현 함수와 유사하므로 한 주기 내에서 하나의 전류값에 대해서 두 지점의 Lead Angle γ 가 존재한다. 따라서 $\gamma + \pi/2$ 시점의 순시 상전류값 $i_a(\gamma + \pi/2)$ 으로부터 현재의 Lead Angle γ 를 구하기 위하여 $i_a(\gamma + \pi/2)$ 의 미분식을 필요로 하지만, 정방향 토크 발생 영역으로 동작 영역 특히 가동 영역을 제한함으로써 전류 미분량을 고려할 필요성을 제거하였다.

따라서 상기의 사실들을 고려하여 전류 센서로 검출된 순시 상전류로부터 회전자 위치를 산출하여 최적 Lead Angle이 실현된 구동 펄스를 인가하는 회전자 위치 센서리스 최적 Lead Angle 제어를 마이크로 콘트롤러에 의해 구성된 제어 블록도를 그림 6에 나타내었다.

실험에 사용된 전동기는 200step/rev 의 분해능을 갖는 컴퓨터 시뮬레이션에 사용되었던 복권형 하이브리드 스테핑 전동기로서 2상 여자 구동방식을 채택하였다. 페루프 제어를 위해 회전자 위치 검출기 대신에 상전류를 검출하여 회전자 위치를 산출하였으며 상전류 검출회로를 그림 7에 나타내었다.

전류 검출부는 3개의 OP-Amp로 구성되어 있으며, 전류 검출은 하나의 상에 복권으로 구성된 각각의 권선에서 행하며, 복권의 각 권선은 실제로는 서로 반대 방향의 자속이 발생하므로 서로 반대 방향의 전류가 흐르

는 것으로 볼 수 있으므로, 하나의 권선에서는 정방향으로 전류검출을 하기 위한 OP Amp. 1, 나머지 권선에서는 역방향으로 전류검출을 하기 위한 OP Amp. 2를 사용하였다. OP Amp. 3은 검출된 복권 전류들을 합성하고 합성된 전류를 A/D 변환기에 가하게 된다.

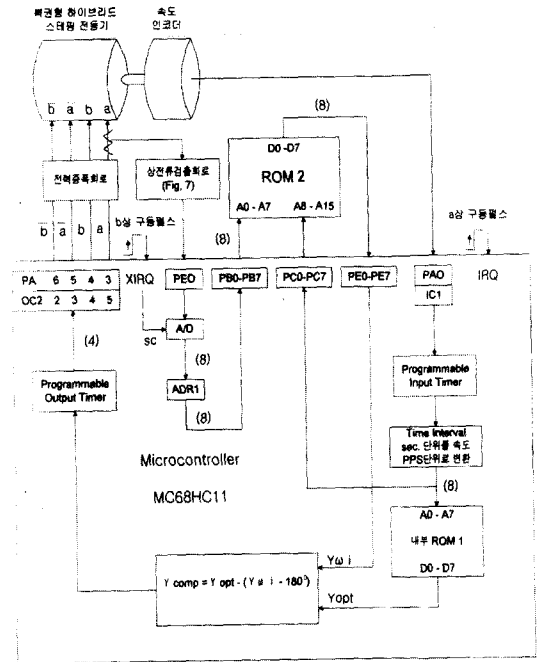


그림 6. 회전자 위치 센서리스 Lead Angle 제어 블록도

Fig. 6. Block Diagram for Rotor Position Sensorless Control of Lead Angle.

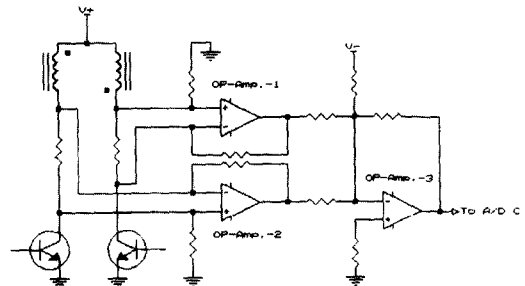


그림 7. 상 전류 측정 회로

Fig. 7. Phase Current Measurement Circuit.

속도 검출을 위한 광학 인코더의 분해능은 제어 속도 범위, Lead Angle의 분해능에 따라 결정된다. 외부에 카운터를 사용할 경우 제어 속도의 분해능을 1pps 단위로 하고 제어 속도 범위를 10pps -250pps

라 하면 속도 샘플폭 T_0 는 상전류 측정 시동을 고려하여 $T_0 \leq 1ms$ 되므로 속도검출기의 최소 분해능은 $200\text{펄스}/1\text{step} * 200\text{step}/\text{rev} = 40000$ 펄스/rev 의 고가의 속도 인코더를 사용해야 한다.

마이크로 컨트롤러에는 프로그래머블 타이머가 내장되어 있으므로 이를 이용할 경우(이러한 고가의 고분해능 인코더를 사용하지 않고) 2000펄스/rev의 인코더로써 필요한 속도 분해능을 얻을수 있다. 따라서 속도검출용 인코더의 출력을 프로그래머블 입력 타이머1(IC1)에 가하며 이를 전동기의 속도 pps단위로 변환하여 포트 $PC_0 - PC_7$ 를 거쳐 순시 상전류 $i_a(\gamma + \pi/2)$ 에 대한 Lead Angle γ 로의 변환 테이블을 갖는 ROM2(그림 6)의 상위 바이트 어드레스 $A_8 - A_{15}$ 에 가하며, 동시에 전동기 속도 ω 에 대한 최적 Lead Angle γ_{opt} 로의 변환 테이블을 갖는 내부 ROM1(그림 6)의 하위바이트 어드레스 $A_0 - A_7$ 에 가한다.

그림 7과 같은 상전류 검출회로에 의해 a상의 순시 상전류를 검출하여 마이크로컨트롤러의 내부 A/D 변환기의 아날로그 입력 채널인 PEO에 연결하였으며 또한 a상 구동펄스를 가한후 $\pi/2$ 시점에서의 순시 상전류 $i_a(\gamma + \pi/2)$ 를 검출하기 위하여 A/D 변환 시점을 b상의 rising edge에 일치 시켰다. 변환된 값을 ADR1 레지스터에 저장한후 포트2 $PB_0 - PB_7$ 를 통해 순시 상전류 $i_a(\gamma + \pi/2)$ 를 Lead Angle γ 로의 변환 테이블 ROM2의 하위 바이트 어드레스 $A_0 - A_7$ 에 가해진다.

이와 같이 ROM2의 데이터 출력 $D_0 - D_7$ 을 포트 $PE_0 - PE_7$ 을 통해 구동중인 현재의 전동기의 속도 및 상전류에 의해 결정되는 Lead Angle 인 γ_{ω_i} 값을 읽어드리고 또한 내부 ROM1의 데이터 출력 $D_0 - D_7$ 인 최적 Lead Angle 인 γ_{opt} 값으로부터 Lead Angle 의 보상각인 γ_{comp} 은 $\gamma_{comp} = \gamma_{opt} - (\gamma_{\omega_i} - 180^\circ)$ 을 구한다.

이와같이 γ_{comp} 이 실현된 한 주기의 구동펄스 출력은 4개의 프로그래머블 출력 타이머 OC2, 3, 4에 의해 전력 증폭회로에 가해진다.

여기서 변환 테이블 ROM1은 전동기의 속도 ω [pps]에 대한 최적 Lead Angle γ_{opt} 의 값을 그림 8과 같이 나타내고 있으며, 제어 속도 범위를 10pps - 250pps 로 하였다. 변환 테이블 ROM2는 순시 상전류 $i_a(\gamma + \pi/2)$ [mA]에 대한 Lead Angle γ [deg]의 값을 전동기의 속도 ω 가 10pps에서 250pps

사이에서 1pps 단위로 변환때를 나타내고 있으며, Lead Angle γ 가 지나쳐 역 토오크를 발생하는 영역과 Lead Angle γ 가 평형점 부근에서 정역토오크가 비슷하여 회전 토오크를 발생치 못하는 영역을 제외한 정 토오크만을 발생하는 영역인 $140^\circ \leq \gamma \leq 220^\circ$ 만의 데이터로서 변환 테이블을 작성하였으며 따라서 실험에서는 전동기는 회전자의 위치가 이러한 정 토오크를 발생하는 영역에 위치시킴후 기동 펄스를 인가 하였다.

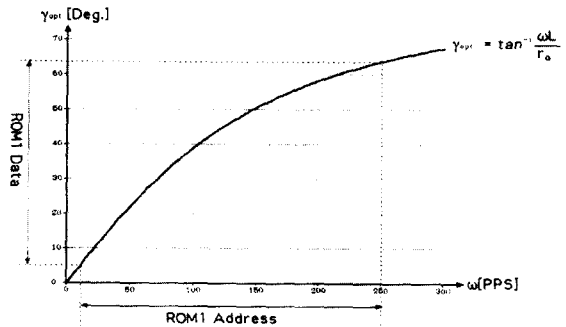


그림 8. 변환 테이블 ROM1의 내용
Fig. 8. Contents of ROM1 Transfer Table.

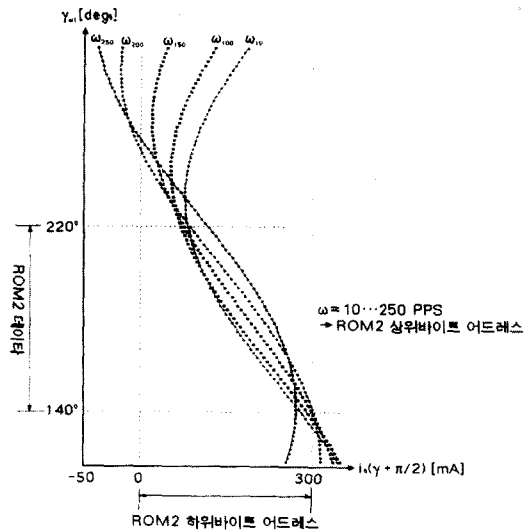


그림 9. 변환 테이블 ROM2의 내용
Fig. 9. Contents of ROM2 Transfer Table.

이상의 동작에 대한 흐름도를 그림 10에 나타내었다.

기동 펄스의 생성은 프로그래머블 출력 타이머 OC2, 3, 4, 5에 의해 4채널의 2상 여자 구동 펄스 패턴을 1PPS 구동 펄스, 다음은 2PPS 구동 펄스,

와 같이 지령 직전속도 구동 펄스까지 생성하여 Open Loop 동작으로 인가하였다.(그림 11)

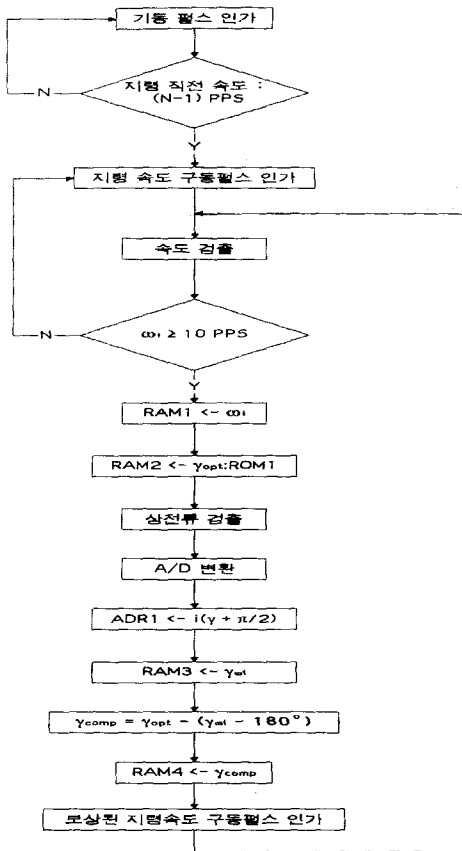


그림 10. 최적 Lead Angle 실현을 위한 제어 흐름도
Fig. 10. Flow Chart for Optimal Lead Angle Realization.

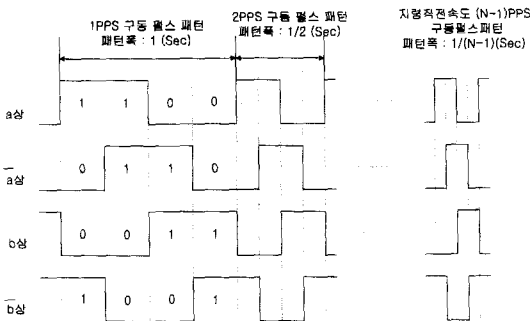


그림 11. 구동 펄스 패턴
Fig. 11. Pattern of Excitation Pulse.

속도 검출은 프로그램을 입력타이머1에 의해 a상 구동펄스 rising edge에 따른 interrupt 루틴에서 속도 인코더의 연속된 2개의 속도 펄스의 간격을 pps단

위로 변환하여 RAM1 영역에 저장한다. 또한 변환 테이블 ROM1으로부터 현재 속도에 해당하는 최적 Lead Angle γ_{opt} 를 RAM2 영역에 저장한다.

상전류 검출은 그림 7의 상전류 검출회로로써 a상의 순시 상전류를 검출하여 b상의 구동펄스 rising edge에 동기되어 A/D변환을 행하며 (이렇게함으로써 $i_a(\gamma + \pi/2)$ 전류값을 A/D변환) 변환된 값을 ADR1 레지스터에 저장한다.

회전자 위치의 Lead Angle γ_{ω_1} 를 구하기 위하여 RAM1에 저장된 속도 ω_1 의 변환된 값을 포트 PC₀ - PC₇을 통해 변환 테이블 ROM2의 상위 바이트 어드레스 A₈ - A₁₅에, ADR1에 저장된 상전류 $i(\gamma + \pi/2)$ 의 변환된 값을 포트 PB₀ - PB₇을 통해 변환 테이블 ROM2의 하위 바이트 어드레스 A₀ - A₇에 동시에 어드레싱함으로써 해당하는 현재의 회전자 위치의 Lead Angle γ_{ω_1} 값을 포트 PE₀ - PE₇을 통해 읽어드려 RAM3에 저장한다.

따라서 현재의 회전자 위치를 고려한 최적 Lead Angle이 되도록 보상 Lead Angle γ_{comp} 은 $\gamma_{opt} - (\gamma_{\omega_1} - 180^\circ)$ 가 되어 이를 RAM4에 저장한다. 이와같이 보상 Lead Angle을 산출함으로써 보상된 지령속도 구동펄스를 프로그래머블 출력 타이머 2,3,4,5에 의해 4채널의 2상 여자 구동 펄스패턴을 포트 PA₀ - PA₃을 통해 전력 증폭회로에 인가함으로써 회전자 위치센서 없이 최적 Lead Angle이 실현된 구동 회로를 구성하였다.

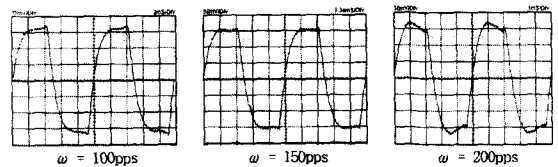


그림 12. 최적 Lead Angle이 실현된 순시 상전류 파형
Fig. 12. Instantaneous Phase Current Waveforms by Experimental Results of Optimal Lead Angle Controller.

그림 12에 지령속도 $\omega=100\text{pps}$, 150pps , 200pps 에서 최적 Lead Angle이 실현된 순시 상전류 파형을 각각 나타내었다. 그림 2, 그림 3, 및 그림 4의 컴퓨터 시뮬레이션 결과에서 보듯이 Lead Angle이 변화함에 따라 순시 상전류 파형의 변화가 뚜렷이 나타남을 볼 수 있다. 그림 12의 지령속도 $\omega=100\text{pps}$, 150pps , 200pps 에서의 순시 상전류 파형은 각각의 속도에서

컴퓨터 시뮬레이션에 의해 최적 Lead Angle이 실현된 각각의 순시 상전류 파형(그림 2의 4)파형, 그림 3의 4)파형, 그림 4의 4)파형)과 유사함을 확인할 수 있다.

IV. 결 론

스테핑 전동기는 속도 및 위치 제어가 용이하여 광범위한 산업분야에 적용되며, 구조상 스텝 분해능이 좋고 단위체적당 출력이 큰 하이브리드 스텝 전동기를 가장 광범위하게 사용한다. 스텝 전동기의 운전 방법으로는 고속운전이 가능하고, 스텝 상실의 위험이 없으며, 토크 리플이 줄어드는 등 운전특성이 좋은 페루프 운전 방법을 위해서는 전동기의 회전자 위치를 검출하여 이에 상응하는 고정자 상을 여자 시켜야 한다. 이와같이 페루프 운전을 위해서 고가의 회전자 위치 검출기를 사용하는 대안으로 여러종류의 스텝 전동기에 대해 다양한 방법의 회전자 위치 검출 방법이 연구되었다.

본 연구에서는 복권형 하이브리드 스텝 전동기에서 이러한 고가의 회전자 위치 검출기 없이 회전자 위치를 검출하는 방법으로 회전자 위치 함수로 주어지는 순시 상전류식을 유도하여 정상 상태 도달 후 뚜렷한 해당 회전자 위치의 특징을 나타내는 여자 펄스 전압인가후 $\pi/2$ 시점의 순시 상전류 값으로부터 회전자 위치 정보를 얻을 수 있음을 이론식 및 컴퓨터 시뮬레이션에 의해 확인하였다.

복권형 하이브리드 스텝 전동기의 페루프 운전을 위해 고가의 광학 인코더와 같은 회전자 위치 검출기를 사용하지 않고 전동기의 시정수가 고려된 최적 Lead Angle 이 실현된 여자 펄스를 생성시키는 제어기를 마이크로컨트롤러에 의해 구성하고 실험하였다. 사용된 마이크로컨트롤러는 검출된 상전류를 위한 A/D 변환기, 낮은 분해능을 갖는 속도 인코더로부터 전동기의 속도를 산출하기 위한 프로그래머블 입력 타이머, 최적 Lead Angle 이 실현된 여자 펄스 패턴을 출력시키기 위한 프로그래머블 출력 타이머, 전동기 속도에 대한 최적 Lead Angle 값을 갖는 변환 테이블 등의 기능을 갖는 마이크로컨트롤러와 또한 전동기의 일정 속도하에서 순시 상전류 $i_a(\gamma + \pi/2)$ 에 대한 Lead Angle γ 값을 전동기의 속도 ω 가 10 pps에서 250 pps 사이에서 1 pps 단위로 변화하고,

Lead Angle γ 가 지나쳐 역 토크를 발생하는 영역과 Lead Angle γ 가 평형점 부근에서 정역 토크가 비슷하여 회전 토크를 발생치 못하는 영역을 제외한 정 토크만을 발생하는 영역인 $140^\circ \leq \gamma \leq 220^\circ$ 구간에서의 데이터로 작성된 변환 테이블을 위한 ROM 등으로 구성되어, 외부 부가회로를 최소화하고, 전동기의 파라미터 등의 변화에 따른 제어량의 변화를 변환 테이블의 내용과 제어 S/W를 변화시키므로써 유연성을 확보하였다.

이와같이 구성된 복권형 하이브리드 스텝 전동기의 회전자 위치 센서리스 최적 Lead Angle 제어기에 의한 순시 상전류 파형으로부터 각각의 속도에서 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 최적 Lead Angle 시의 순시 상전류 파형과 유사한 상전류 파형을 얻음으로써 최적 Lead Angle이 실현되었음을 확인할 수 있었다.

본 연구를 기초로 하여 부하에 따른 순시 상전류식과 회전자 위치와의 관계, 회전자가 임의의 위치에 있을때의 기동 방법, 및 속도 검출기 없이 속도 제어가 가능한 페루프 제어기의 설계 방법등이 연구되어 실용화 되면 복권형 하이브리드 스텝 전동기에 의한 서보 제어 분야에 기여할 수 있으리라 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] Takashi kenjo, Stepping motors and their microprocessor controls, Clarendon Press. London. 1992.
- [2] T. r. Fredriksen "Application Control of the closed loop stepping motor", IEEE Tran. Automatic Control vol. 13, no. 5, pp. 464-474, 1968.
- [3] K. Shimotani & T. Kataoka "Improvement of a closed-loop stepping motor by excitation method", Trans. Institute of Electrical Engineers of Japan 96B, vol. 6, pp. 299-306, 1976.
- [4] John W. Anderson, "Velocity ripple in permanent magnet step motors," IMCSD 11th proc. pp 143-145, May, 1982.
- [5] Stuart A. Schweid, John E. Mcinroy & Robert M. Lofthus, "Closed loop low-velocity regulation of hybrid stepping motors amidst torque disturbances", IEEE Trans. Ind. Elect. vol. 42, no. 3, pp

- 316-324, June, 1995.
- [6] Hi-Dong Chai, "Cogging torque of pm step motors", IMCSD13th Proc. pp. 163-166, May, 1984.
- [7] John R. Brauer, "Finite element analysis of dc motor and step motors", IMCSD 11th Proc. pp. 213-222, May, 1984.
- [8] Jacob Tal, "Optimal commutation of brushless motors", Proc. 15th Ann. Sym. Incremental Motion Control B. C. Kuo, pp. 21-25, October, 1986.
- [9] Neyram Hemati & Ming C. Leu, "A complete model characterization of brushless dc motors", IEEE Trans. ind. appl. vol. 28, no. 1, pp. 172-180, January/February, 1992.
- [10] Robert H. Comstock, "Trends in brushless pm drive and motor technology overview", MOTORCON Proc. 9th, pp. 1-15, October, 1986.
- [11] 禹廣俊, 張錫九, 李現彰, "정류각 제어에 의한 무정류자 직류 전동기의 운전특성 개선", 조명. 전기 설비학회지, vol. 4, no. 3, pp. 50-58, September, 1990
- [12] 우광준, 진호익, 이현창, "Lead Angle 제어에 의한 페루프 운전 영구자석형 스테핑 전동기의 토크 리플 저감", 제어·자동화·시스템공학 논문지, 제3권 제3호, pp. 280-288, 1997
- [13] 우광준, 유정봉, 김규희, "페루프 운전 복권형 하이브리드 스테핑 전동기의 토크 리플에 미치는 Lead Angle의 영향", 단국대학교 논문집 (자연과학편), 제31집, pp. 437-455, 1997
- [14] 우광준, 유정봉, 김규희, "상전류 측정에 의한 복권형 하이브리드 스테핑 전동기의 회전 위치 검출", 제어·자동화·시스템공학 논문지, 제3권 제6호, pp. 619-625, 1997
- [15] 우광준, 이종언, "Lead Angle 제어에 의한 복권형 하이브리드 스테핑 전동기의 상전류 변화에 관한 연구", 조명·전기 설비 학회 논문지, 제12권 제1호, pp. 26-34, 1998

저 자 소 개



李鐘彦(正會員)

1953년 5월 15일생. 1979년 2월 명지대학교 전기공학과 졸업(학사). 1981년 2월 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 8월 단국대학교 대학원 전자공학과 졸업(박사). 1981년 ~ 현재 국립 천안 공업

대학 전기과 교수. 주관심분야는 D.C. moter servo control, 공장자동화 등임

禹廣俊(正會員)

1946년 11월 8일생. 1974년 2월 한양대학교 전자공학과 졸업(학사). 1977년 2월 한양대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1983년 1월 Institut National Polytechnique de Grenoble(박사). 1983년 ~ 현재 단국대학교 전자공학과 교수. 주관심분야는 Brushless D.C. moter servo control, 공장 자동화 등임