# Lead Angle 제어에 의한 폐루프 운전 영구자석형 스테핑 전동기의 토오크 리플 저감

# Torque Ripple Reduction of a Closed-Loop Driven Permanent Magnet Stepping Motor by Lead Angle Control

이 현 창, 전 호 익, 우 광 준
(Hyun Chang Lee, Ho Ik Jun, Kwang Joon Woo)

**Abstract** : In this paper, we will show that the torque ripple in closed-loop drives of permanent magnet stepping motors is reduced as properly selected lead angle control method. We propose an instantaneous torque equation, which is the function of lead angle, to estimate the influence on torque ripple. We design a closed-loop lead angle control system based on the proposed instantaneous torque equation and measure the instantaneous torque in various excitation modes. It is shown that torque ripple is greatly reduced, as seen from the experimental results as well as from the computer simulation results. For example, torque ripple reduced from 78.25% to 46.82% in the case of 50 PPS single-phase excitation mode operation.

**Keywords**: permanent magnet stepping motor, torque ripple reduction, properly selected lead angle control, instantaneous torque equation

## Ⅰ. 서론

스테핑 전동기는 속도 및 위치 제어가 용이하여 광범위한 분야에 사용되고 있다. 작은 규모로는 각종 디스크 드라이브, 프린터 등의 위치제어용으로부터, 큰 규모로는 고정밀도의 대형 밀링 머신이나 레이저 절단기 등에 사용된다.

스테핑 전동기는 그 구조상 가변 릴럭턴스(Variable Reluctance)형, 영구자석(Permanent Magnet)형, 하이브리드(Hybrid)형으로 구분되며, 스테핑 전동기의 운전방법(Operation Mode)으로는 단순한 제어기와 간편한 조작 때문에 과부하의 위험이 없는 시스템에서는 개루프(Open-Loop) 운전방법을 주로 택하고 있으나, 개루프 운전은 지령 펄스의 주파수가 높거나 과부하 시에는 지령 펄스에 응답을 못하는 수도 있으며, 토오크 리플이 크게 나타나는 단점이 있다. 따라서 이러한 단점들을 보완하기 위하여 스테핑 전동기의 회전자 위치를 검출하여 이에 상응하는 고정자 상을 여자 시키는 폐루프(Closed-Loop) 운전방법을 사용한다. 속도 궤환과 위치 궤환에 의한 폐루프 운전방법은 개루프 운전방법에 비해 고속 운전이 가능하며, 스텝 상실의 위험이 없고, 토오크 리플도 줄어드는 장점이 있다[1],[2],[3]. 폐루프 운전방법에서 회전 토오크를 발생시키기 위해서는 평형점보다 일정 위치 앞서 있는 고정자 상에 여자 펄스를 가하여야 하며, 이들 사이의 각을 Lead Angle이라 한다[1],[4],[5].

전동기의 회전 시에 나타나는 토오크 리플은 전동기 속도 리플의 원인이 되어 회전 속도를 불균일하게 하고 진동과 소음의 원인이 되어, 스테핑 전동기를 위치 제어용만이 아닌 이동 경로에 따라 작업을 행할 때 작업의 정도(精度)에 직접적인 영향을 미친다. 이러한 스테핑 전동기의 토오크 리플 저감을 위해서 John W. Anderson은 영구자석형 스테핑 전동기에 스프링을 이용한 관성 부가법을 제시하였고[6], Stuart A. Schweid et. al.은 폐루프 제어의 하이브리드형 스테핑 전동기를 토오크 리플이 존재하는 상태에서 고속 PID제어에 의하여 속도 리플을 줄이는 방법을 제시하였으며[7], Hi-Dong Chai 및 John R. Braner는 코킹 토오크를 해석하였으며[8],[9], T.Li et. al.은 코킹 토오크를 저감시키는 방법을 제안하였다[10].

토오크 리플을 발생시키는 원인중 하나인 고정자 상 권선의 인덕턴스에 의한 전류 지연은 고정자 권선에 전류가 흐를 적정 시점에서 전류가 흐르지 못하고, 또한 전류의 흐름이 중단되어야 할 시점에서 전류가 흐르기 때문에 토오크 리플을 발생시키며, 따라서 스위칭 시점은 회전자의 위치뿐만 아니라 전류의 상승 시간과 하강 시간에 의해서도 영향을 받는다[1]. 또한 전류의 상승 시간과 하강 시간은 전동기 속도의 함수인 역기전압, 제어 회로의 저항과 전동기 권선의 자기 인덕턴스와 권선 간의 상호 인덕턴스에도 영향을 받는다. Jacob Tal은 고정자 권선 인덕턴스에 의한 전류 지연을 브러시리스 직류 전동기를 모델로 하여 해석하였으며[11], N. Hemati et. al., R. H. Comstock은 이러한 전류 지연을 보정 하였을 때 전동기 발생 토오크에 미치는 영향을 평가하였고[12],[13], Woo et. al.은 브러시리스 직류 전동기를 모델로 하여 전류 지연분을 전동기 회전영역 전반에 걸쳐 연속적으로 보정 하는 알고리즘을 제안하고 그 효과를 실험적으로 확인하였다[14].

본 연구에서는 영구자석형 스테핑 전동기에서 평형점으로부터 전동기의 전기적 시정수 만을 고려한 전동기의 회전 각속도의 함수로 주어지는 여자 시점까지의 각 (이를 적정 Lead Angle이라 칭한다) 문제를 고려하여 전동기의 토오크 리플을 저감시킴으로써 전동기의 토오크 특성을 향상시키고자 한다.

## Ⅱ. 스테핑 전동기의 순시 토오크

스테핑 전동기에서 발생하는 순시 토오크를 계산하고 토오크 리플을 구하기 위하여, 전동기의 속도가 일정하고 모든 전압, 전류는 주기적으로 정상 값에 도달한다고 가정하면, 각 상의 작용은 위상차가 있을 뿐 동일하므로, 스테핑 전동기의 임의의 기준상인 $a$상에 대한 해석은 다음과 같다. 다른 상에 의한 상호 인덕턴스를 무시하고, 자기 인덕턴스가 회전자의 위치에 따라 일정하며, 영구자석형 스테핑 전

접수일자 : 1996. 11. 18., 수정완료 : 1997. 5. 12.
이현창 : 천안공업전문대학 정보통신과
전호익 : 혜전전문대학 전자계산과
우광준 : 단국대학교 전자공학과

동기 역기전압 파형과 상 전압을 그림 1과 같이 각각 정현파와 구형파라고 가정하면, $a$상의 전압 방정식은 그림 2의 스테핑 전동기 한 상의 등가회로로부터 다음과 같이 표현된다[1]-[15].

$$v_a = R \cdot i_a + L\frac{di_a}{dt} + e_a \tag{1}$$

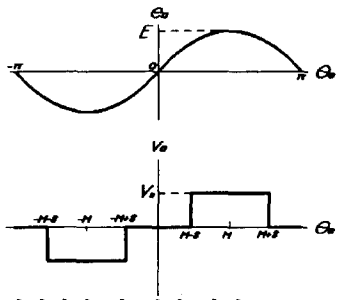


그림 1. 역기전압과 상 전압 파형.
Fig. 1. Back e.m.f. and phase voltage waveform.

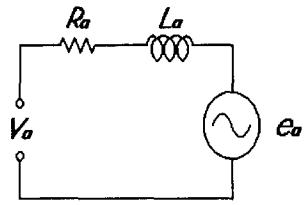


그림 2. 한 상의 등가회로.
Fig. 2. Equivalent circut of one phase.

또한, 토오크 방정식은

$$T_a = K_s \cdot \Phi \cdot i_a \tag{2}$$

이고, 역기전압의 방정식은

$$e_a = K_s \cdot \Phi \cdot \omega_e \tag{3}$$

이다.
여기서,

$\Phi$:자속 크기 [Wb]
$v_a$:a상의 상 전압 [V]
$R$:권선 저항 [Ω]
$L$:권선의 인덕턴스 [H]
$i_a$:a상의 전류 [A]
$T_a$:a상의 토오크 [N·m]
$K_s$:토오크 비례상수 [N·m/A]
$\omega_e$:전기 각속도 [rad/sec]

이다.
위의 (2)와 (3)으로부터 한 상에 대한 토오크 방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$T_a = \frac{e_a \cdot i_a}{\omega_e} \tag{4}$$

그림 2에서 인가된 상 전압은 주기적이고 기함수이면서 원점 대칭이므로,

$$v_a(\theta_e) = \frac{4V_s}{\pi} \sum_{n=2m-1}^{\infty} \frac{\sin nM \cdot \sin nS}{n} \cdot \sin n\theta_e \tag{5}$$

여기서,

$\theta_e$:전기 각변위 [rad]
$M$:상 펄스의 중심 위치 [rad]
$S$:상 전압 펄스 폭의 반 [rad]
$m = 1, 2, 3\ldots$

이다.
그림 1에서 역기전압은 다음과 같다.

$$e_a(\theta_e) = E \cdot \sin\theta_e \tag{6}$$

그림 1 및 그림 2로부터 a상의 전류는 다음과 같다.

$$i_a(\theta_e) = \frac{v_a(\theta_e) - e_a(\theta_e)}{z_n} \tag{7}$$

그리고 (5)와 (6)을 (7)에 대입하면,

$$i_a(\theta_e) = \sum_{n=2m-1}^{\infty} \left\{ \frac{b_n}{z_n} \cdot \sin n(\theta_e + \phi_n) - \frac{E \cdot \sin(\theta_e + \phi_n)}{z_n} \right\} \tag{8}$$

이다.
여기서,

$$z_n = \sqrt{R^2 + (n\omega_e L)^2}$$

$$\phi_n = \tan^{-1}\frac{n\omega_e L}{R}$$

이다.
또한 (6)과 (8)을 (4)에 대입하고 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} T_a = \frac{E}{2\omega_e} \sum_{n=2m-1}^{\infty} \Big\{ & \frac{E}{z_n} \cdot \cos\phi_n \cdot \cos 2\theta_e - \frac{E}{z_n} \\ & \cdot \sin\phi_n \cdot \sin 2\theta_e - \frac{E}{z_n} \cdot \cos\phi_n + \frac{b_n}{z_n} \cdot \\ & \cos n\phi_n \cdot \cos(n-1)\theta_e - \frac{b_n}{z_n} \cdot \sin n\phi_n \cdot \\ & \sin(n-1)\theta_e - \frac{b_n}{z_n} \cdot \cos n\phi_n \cdot \cos(n+1)\theta_e \\ & + \frac{b_n}{z_n} \cdot \sin n\phi_n \cdot \sin(n+1)\theta_e \\ = {} & T_a|_{m=1} + T_a|_{m=2} + T_a|_{m=3} \\ & + T_a|_{m=4} + \cdots \end{aligned} \tag{9}$$

여기서,

$$\begin{aligned} T_a|_{m=1} = \frac{E}{2\omega_e} \cdot \Big\{ & \left(\frac{E}{z_1} \cdot \cos\phi_1 - \frac{b_1}{z_1} \cdot \cos\phi_1\right) \\ & \cdot \cos 2\theta_e - \left(\frac{E}{z_1} \cdot \sin\phi_1 - \frac{b_1}{z_1} \cdot \sin\phi_1\right) \\ & \cdot \sin 2\theta_e - \frac{E}{z_1} \cdot \cos\phi_1 + \frac{b_1}{z_1} \cdot \cos\phi_1 \Big\} \end{aligned} \tag{9a}$$

$$\begin{aligned} T_a|_{m=2} = \frac{E}{2\omega_e} \cdot \Big\{ & \left(\frac{E}{z_3} \cdot \cos\phi_3 - \frac{b_3}{z_3} \cdot \cos 3\phi_3\right) \\ & \cdot \cos 2\theta_e - \left(\frac{E}{z_3} \cdot \sin\phi_3 - \frac{b_3}{z_3} \cdot \sin 3\phi_3\right) \\ & \cdot \sin 2\theta_e - \frac{b_3}{z_3} \cdot \cos 3\phi_3 \cdot \cos 4\theta_e + \frac{b_3}{z_3} \\ & \cdot \sin 3\phi_3 \cdot \sin 4\theta_e - \frac{E}{z_3} \cdot \cos\phi_3 \Big\} \end{aligned} \tag{9b}$$

$$T_a|_{m=3}=\frac{E}{2\omega_e}\cdot\left(\frac{E}{z_5}\cdot\cos\phi_5\cdot\cos2\theta_e-\frac{E}{z_5}\cdot\sin\phi_5\cdot\sin2\theta_e+\frac{b_5}{z_5}\cdot\cos5\phi_5\cdot\cos4\theta_e-\frac{b_5}{z_5}\cdot\sin5\phi_5\cdot\sin4\theta_e-\frac{b_5}{z_5}\cdot\cos5\phi_5\cdot\cos6\theta_e-\frac{b_5}{z_5}\cdot\sin5\phi_5\cdot\sin6\theta_e-\frac{E}{z_5}\cdot\cos\phi_5\right) \tag{9c}$$

$$T_a|_{m=4}=\frac{E}{2\omega_e}\cdot\left(\frac{E}{z_7}\cdot\cos\phi_7\cdot\cos2\theta_e-\frac{E}{z_7}\cdot\sin\phi_7\cdot\sin2\theta_e+\frac{b_7}{z_7}\cdot\cos7\phi_7\cdot\cos6\theta_e-\frac{b_7}{z_7}\cdot\sin7\phi_7\cdot\sin6\theta_e-\frac{b_7}{z_7}\cdot\cos7\phi_7\cdot\cos8\theta_e-\frac{b_7}{z_7}\cdot\sin7\phi_7\cdot\sin8\theta_e-\frac{E}{z_7}\cdot\cos\phi_7\right) \tag{9d}$$

이다.
이때 (9)를 고조파별로 정리하면 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_a=T_{a0}+T_{a2}\cdot\cos2\theta_e+T_{a4}\cdot\cos4\theta_e+T_{a6}\cdot\cos6\theta_e+\cdots+T_{as2}\cdot\sin2\theta_e+T_{as4}\cdot\sin4\theta_e+T_{as6}\cdot\sin6\theta_e+\cdots \tag{10}$$

여기서,

$$T_{a0}=\frac{E}{2\omega_e}\left\{\frac{b_1}{z_1}\cdot\cos\phi_1-\left(\frac{E}{z_1}\cdot\cos\phi_1+\frac{E}{z_3}\cdot\cos\phi_3+\frac{E}{z_5}\cdot\cos\phi_5+\cdots\right)\right\} \tag{10a}$$

$$T_{a2}=\frac{E}{2\omega_e}\left\{\left(\frac{b_3}{z_3}\cdot\cos3\phi_3-\frac{b_1}{z_1}\cdot\cos\phi_1\right)+\left(\frac{E}{z_1}\cdot\cos\phi_1+\frac{E}{z_3}\cdot\cos\phi_3+\frac{E}{z_5}\cdot\cos\phi_5+\frac{E}{z_7}\cdot\cos\phi_7+\cdots\right)\right\} \tag{10b}$$

$$T_{as2}=\frac{-E}{2\omega_e}\left\{\left(\frac{b_3}{z_3}\cdot\sin3\phi_3-\frac{b_1}{z_1}\cdot\sin\phi_1\right)+\left(\frac{E}{z_1}\cdot\sin\phi_1+\frac{E}{z_3}\cdot\sin\phi_3+\frac{E}{z_5}\cdot\sin\phi_5+\frac{E}{z_7}\cdot\sin\phi_7+\cdots\right)\right\} \tag{10c}$$

$$T_{a4}=\frac{E}{2\omega_e}\left(\frac{b_5}{z_5}\cdot\cos5\phi_5-\frac{b_3}{z_3}\cdot\cos3\phi_3\right) \tag{10d}$$

$$T_{as4}=\frac{-E}{2\omega_e}\left(\frac{b_5}{z_5}\cdot\sin5\phi_5-\frac{b_3}{z_3}\cdot\sin3\phi_3\right) \tag{10e}$$

$$T_{a6}=\frac{E}{2\omega_e}\left(\frac{b_7}{z_7}\cdot\cos7\phi_7-\frac{b_5}{z_5}\cdot\cos5\phi_5\right) \tag{10f}$$

$$T_{as6}=\frac{-E}{2\omega_e}\left(\frac{b_7}{z_7}\cdot\sin7\phi_7-\frac{b_5}{z_5}\cdot\sin5\phi_5\right) \tag{10g}$$

이다.
위의 (8)에서 $\phi_n$는 상전류 $i_a(\theta_e)$가 일정 각속도에서 전동기의 파라메터 R,L에 의해 지연되는 전류 지연각으로서, 이러한 전류의 지연을 보상하려면 인가 전압을 전류 지연각 $\phi_n$만큼 전동기의 평형점보다 앞서 인가하여야 함이 적정 Lead Angle을 실현한 의미가 된다.
따라서 적정 Lead Angle을 실현하였을 경우에는

$$\phi_n=0\ [\mathrm{rad}]$$

이다.
그러므로 (10b)부터 (10g)에서, cosine항의 계수들인 $T_{a2}$, $T_{a4}$, $T_{a6}$, …은 모두 최대가 되고, sin항의 계수들인 $T_{as2}$, $T_{as4}$, $T_{as6}$, …은 모두 0으로 된다. 이러한 경우에 (10)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_a=T_{a0}+T_{a2}\cdot\cos2\theta_e+T_{a4}\cdot\cos4\theta_e+T_{a6}\cdot\cos6\theta_e+\cdots \tag{11}$$

실험에 사용된 전동기의 파라메터 값들을 순시 토오크 식인 (10)에 대입하여 컴퓨터 시뮬레이션에 의해 순시 토오크 파형을 구하였다.

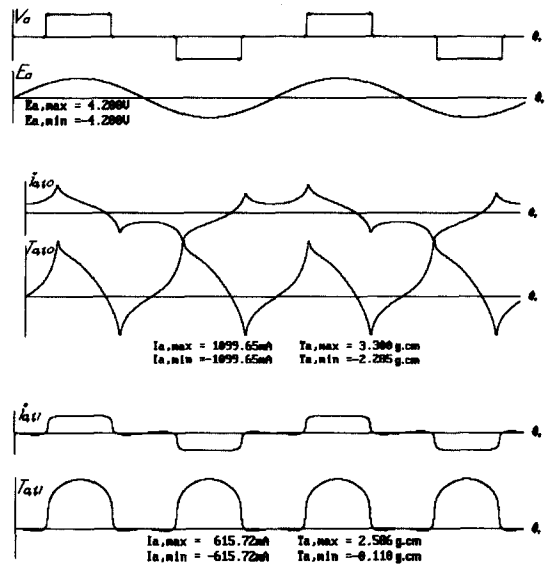



그림 3A. 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 1상 여자시상 전류와 순시 토오크 파형(f=50 PPS).
Fig. 3A. Computer simulated current and instantaneous torque waveforms in single-phase excitation(f=50 PPS).

그림 3A에는 $f$ = 50 PPS시 1상 여자 모드에서 적정 Lead Angle을 실현하지 않은 $a$상의 전류 ($i_{a,1,0}$) 파형과 순시 토오크 ($T_{a,1,0}$) 파형, 적정 Lead Angle을 실현한 $a$상의 전류 ($i_{a,1,1}$) 파형과 순시 토오크 ($T_{a,1,1}$) 파형을 각각 나타내었다.
그림 3B에는 $f$ = 50 PPS시 2상 여자 모드에서 적정 Lead Angle을 실현하지 않은 $a$상의 전류 ($i_{a,2,0}$) 파형과 순시 토오크 ($T_{a,2,0}$) 파형, 적정 Lead Angle을 실현한 $a$상의 전류 ($i_{a,2,1}$) 파형과 순시 토오크 ($T_{a,2,1}$) 파형을 각각 나타내었다.
그림 3C에는 $f$ = 50 PPS시 1-2상 여자 모드에서 적정 Lead Angle을 실현하지 않은 $a$상의 전류 ($i_{a,1\text{-}2,0}$) 파형과 순시 토오크 ($T_{a,1\text{-}2,0}$) 파형, 적정 Lead Angle을 실현한 $a$상의 전류 ($i_{a,1\text{-}2,1}$) 파형과 순시 토오크 ($T_{a,1\text{-}2,1}$) 파형을 각각 나타내었다.

이 때 적용된 전동기의 파라메터 값들은 다음과 같다.

| | |
|---|---|
| 상 권선 저항 | $R$ = 38 [Ω] |
| 상 권선 인덕턴스 | $L$ = 116[mH] |
| 각속도 당 역기전압 | $K_s\Phi$ = 84 [mV Sec/Rad] |
| 상 전압 | $V_s$ = 12 [V] |

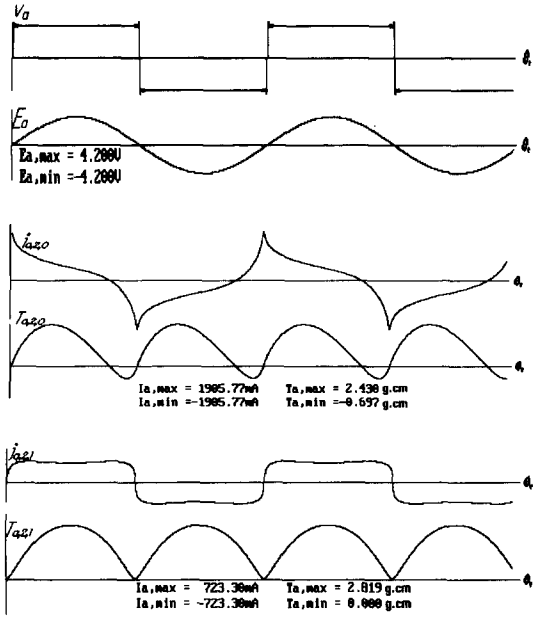



그림 3B. 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 2상 여자시 상전류와 순시 토오크 파형(f=50 PPS).

Fig. 3B. Computer simulated current and instantaneous torque waveforms in two-phase excitation(f=50 PPS).

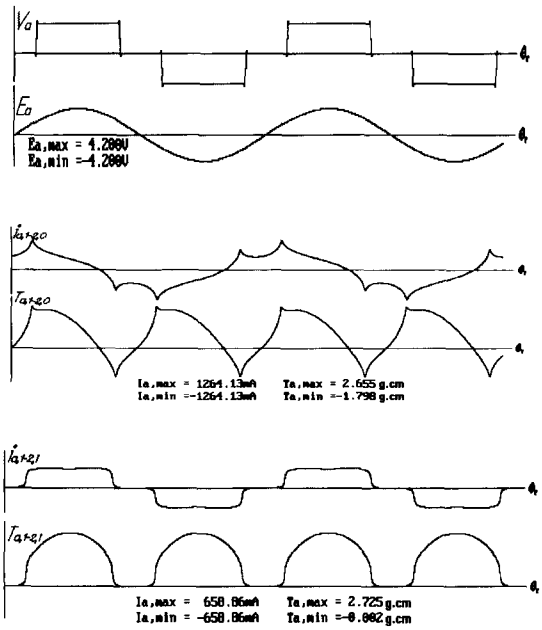
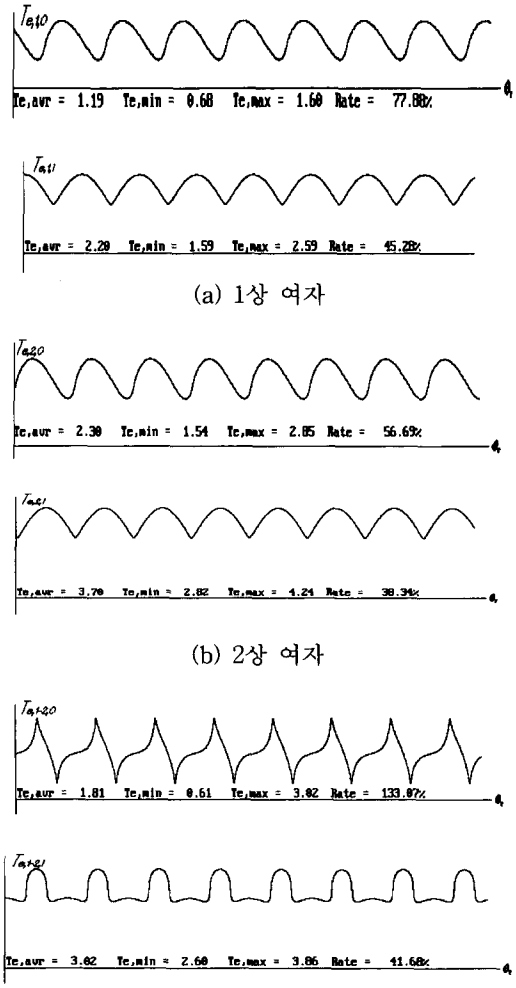



그림 3C. 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 1-2상 여자시상 전류와 순시 토오크 파형(f=50 PPS).

Fig. 3C. Computer simulated current and instantaneous torque waveforms in half-phase excitation(f=50 PPS).

전동기에서 발생하는 총 토오크는 각 상에서 발생하는 상 순시 토오크의 합으로 주어지므로, 그림 4에는 50 PPS에서 적정 Lead Angle을 실현하지 않은 경우의 총 순시 토오크 $T_{e,i,0}(i$ = 1, 2, 1-2로 여자 모드 표시 ) 파형과 적정 Lead Angle을 실현한 경우의 총 순시 토오크 $T_{e,i,l}$ 파형을 각 여자모드별로 비교하여 도시하였다.

한편, 발생 토오크의 질을 평가하기 위하여 (12)에 의해 토오크 리플률을 계산해 보면 Lead Angle을 실현한 경우가 실현하지 않은 경우에 비해 토오크 리플률이 대폭 감소함을 알 수 있다[16].




(a) 1상 여자

(b) 2상 여자

(c) 1-2상 여자

그림 4. 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 총 순시 토오크 파형 (f=50 PPS).

Fig. 4. Computer simulated total instantaneous torque waveforms (f=50 PPS).

$$\text{Rate of Torque Ripple} = \frac{T_{r,p-p}}{\overline{T_{e,avr}}} \times 100\ [\%] \qquad (12)$$

여기서,

$T_{r,p-p}$ : 토오크 리플의 peak-to-peak

$\overline{T_{e,avr}}$ : 평균 토오크

이다.

## Ⅲ. 적정 Lead angle의 실현

앞에서 살펴 본 바와 같이, 스테핑 전동기는 여자펄스가 전동기의 속도 $\omega_e$에 따라 $\tan^{-1}(\omega_e L/R)$ 만큼 전진시키면 토오크 리플을 저감시킬 수 있다. 그림 5에 마이크로컨트롤러를 사용한 적정 Lead Angle 실현을 포함한 전체 폐루프 제어 블록도를 나타내었다[17].

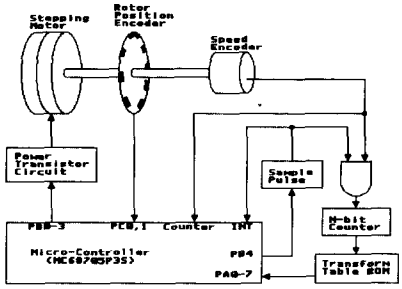



그림 5. 폐루프 제어 블럭도.
Fig. 5. Block diagram of closed-loop controller.

폐루프 제어를 위하여 스테핑 전동기에는 회전자 위치 검출기와 속도 검출기를 부착하였으며, 회전자 위치 검출기는 위치 신호에 Glitch가 혼입 되지 않도록 $\pi/2$ 위상차를 갖는 2채널의 펄스 $P_1$, $P_2$에 의해 스테핑 전동기의 1-스텝 당 기계각의 2배에 해당하는 펄스를 발생하여 그레이코드로 스테핑 전동기의 회전자 위치를 검출하였다. 속도 검출기는 적정 Lead Angle의 분해능 및 동작속도 범위에 따라 속도 검출기인 광학 인코더(Optical Encoder)의 펄스 수/Revolution가 결정되며, 또한 속도 샘플링 시간 $T_0$이 결정된다.

실험에 사용된 영구자석형 스테핑 전동기는 24극이므로 회전자 위치 검출기에서는 12펄스/Rev.이 생성되며, Lead Angle의 분해능을 전기각 2° 이하로 제어하기 위해서는,

$$( 360° \times 12 \text{ Pulse/Rev.} ) / 2° = 2160$$

즉, 전동기 1회전 당 2160펄스 이상이 발생하는 속도 검출기를 사용하여야 하며, 이를 위하여 2400펄스/Rev.의 광학 인코더를 사용하고, 이 때의 전기각 분해능은,

$$( 360° \times 12 \text{ Pulse/Rev.} ) / 2400 = 1.8°$$

가된다. 200 PPS(Pulses Per Second)의 제어속도 범위 내에서 1 PPS당 1개의 펄스를 카운트하려면, 카운터의 비트수 N > 7이므로 8비트 카운터를 사용하였다. 또한 속도 샘플링 펄스의 폭은

$$( 12극 \times 1 \text{ PPS} ) / (2400 \text{ Pulse/Rev.} ) = 5 \text{ mS}$$

로 하였다. 변환 테이블 ROM은 그림 6과 같이 $\tan^{-1}( \omega_e L/R)$의 함수가 이산적으로 변환된 값을 갖는다.

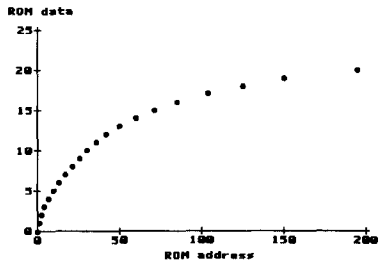



그림 6. 변환 테이블 ROM의 내용.
Fig. 6. Content of ROM transform table.

마이크로컨트롤러는 일정 샘플링 시간 $T_0$ = 5mS 동안 속도 검출기로부터의 속도 펄스를 변환 테이블 ROM으로부터 적정 Lead Angle로 변환된 α값을 읽어 들여, 이에 해당하는 각만큼 전진시킨 여자펄스를 스테핑 전동기의 전력 증폭회로에 가한다. 이상의 동작을 위한 소프트웨어는 다음의 4부분으로 나뉘며, 이의 흐름도를 그림 7에 나타내었다.

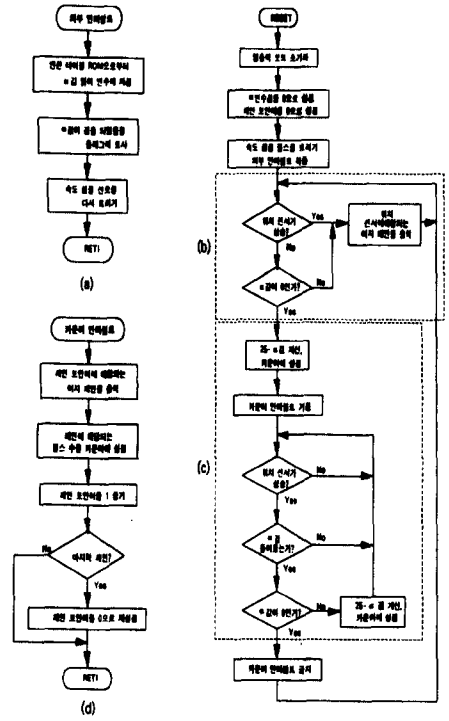



그림 7. 적정 Lead angle 실현을 위한 흐름도.
Fig. 7. Flowchart for properly selected lead angle realization.

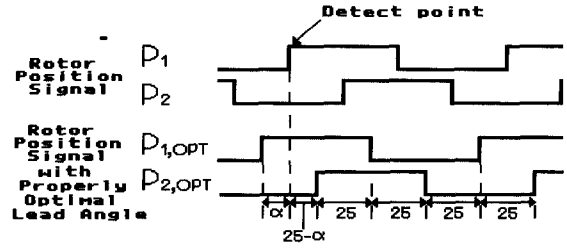



그림 8. 적정 Lead angle 실현의 원리.
Fig. 8. Principle of properly selected lead angle realization.

1) 전동기 속도에 대한 적정 Lead Angle 설정 루틴( 그림 7(a) ) :

외부의 속도 검출 회로에서 5mS마다 검출되는 적정 Lead Angle을 읽어 들이는 루틴으로 외부 인터럽트 신호에 의해서 구동된다.

2) 전동기 기동 루틴(그림 7(b)) :

전동기의 속도가 0 PPS로 설정된 범위에서 전동기를 기동시키기 위한 루틴이다.

3) 적정 Lead Angle 실행 루틴(그림 7(c)) :

전동기의 속도가 0 PPS로 설정된 범위 이상이 되면 이 루틴이 실행되며, 변환 테이블 ROM으로부터 읽어 들인 적정 Lead Angle을 실행하는 루틴으로, 적정 Lead Angle을 실현하는 원리를 그림 8에 나타내었다.

자극 위치 신호 $P_1$의 상승 에지에서 현재의 전동기 속도 $\omega_e$에 해당하는 적정 Lead Angle의 변환 값 α를 변환 테이블 ROM으로부터 읽어 들여 속도 인코더와 회전자 자극 위치 검출기 신호의 각각의 펄스 수/Rev.으로 결정되는 값(50)으로부터 적정 Lead Angle이 실현된 회전자 위치 신호 $P_{1OPT}$, $P_{2OPT}$의 패턴을 생성함으로써 매 회전자 자극 위치 신호마다 적정 Lead Angle을 실현한다.

4) 전동기 패턴 출력 루틴(그림 7(d)) :

전동기의 회전자 자극 위치 검출기로부터의 신호 $P_1$, $P_2$와 전동기의 고정자 여자 펄스를 그림 9와 같이 패턴화 시켰으며, 이 루틴은 설정된 여자 모드에 따라 전동기가 다음 여자 패턴으로 넘어갈 때 실행되며, 내부의 타이머 인터럽트에 의해서 구동된다.

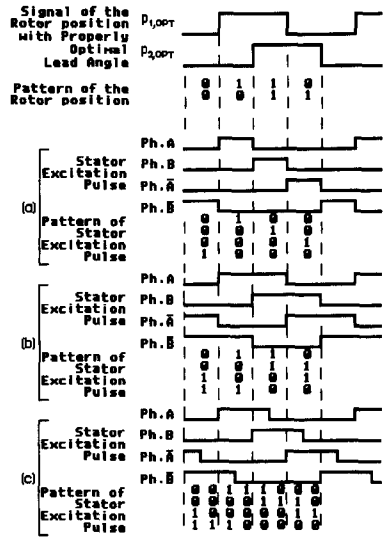



그림 9. 고정자 여자 펄스의 패턴.
(a) 1상 여자, (b) 2상 여자, (c) 1-2상 여자.

Fig. 9. Patterns of stator excitation pulse.
(a) single-phase excitation, (b) two-phase excitation, (c) half-phase excitation.

## Ⅳ. 실험결과 및 고찰

실험에 사용된 영구자석형 스테핑 전동기의 재원은 다음과 같다.

| | |
|---|---|
| 상 권 선저항 | R = 38 [Ω] |
| 상 권선 인덕턴스 | L = 116 [mH] |
| 상 전압 | $V_a$ = 12[V] |
| 상의 수 | $N$ = 4 ( 2상복권식 ) |
| 자극쌍수 | $p$ = 12 |

그림 10에는 고정자 코일의 역기전압 파형을 도시하였으며, 이 파형은 서로 90°의 위상차를 갖는 정현파임을 확인할 수 있다.

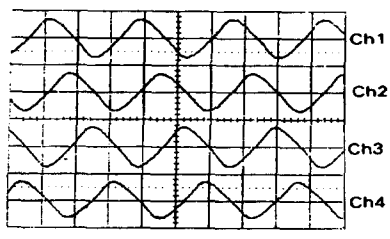



그림 10. 고정자 코일의 역기전압 파형.
(Ch1 : $e_a$, Ch2 : $e_b$ Ch3 : $e_{\bar{a}}$, Ch4 : $e_{\bar{b}}$)

Fig. 10. Back e.m.f. of stator coil.
(Ch1 : $e_a$, Ch2 : $e_b$ Ch3 : $e_{\bar{a}}$, Ch4 : $e_{\bar{b}}$)

그림 11은 회전자 자극 위치 신호 $P_1$, $P_2$와 적정 Lead Angle이 실현된 회전자 위치신호 $P_{1OPT}$, $P_{2OPT}$의 파형을 스테핑 전동기의 속도 $\omega_e$에 따라 도시한 파형으로, (a)는 25 PPS일 때 25.2°, (b)는 50 PPS일 때 43.2°, (c)는 100 PPS일 때 61.2°, (d)는 200 PPS일 때 75.6° 전진됨을 보여주고 있다.

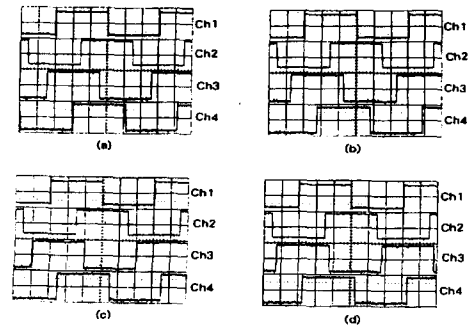



그림 11. 회전자 위치 신호. (Ch1 : $P_1$, Ch2 : $P_2$, Ch3 : $P_{1OPT}$, Ch4 : $P_{2OPT}$)

Fig. 11. Waveforms of stator position signal. (Ch1: $P_1$, Ch2 : $P_2$, Ch3 : $P_{1OPT}$, Ch4 : $P_{2OPT}$)

스테핑 전동기에서 발생하는 토오크 리플을 측정하기 위하여 전동기에서 발생하는 순시 토오크를 측정하여야 하며, 이러한 순시 토오크를 직접 측정하기 위해서는 토오크 측정 장치의 내부 관성이 전동기의 관성보다 훨씬 작아야 한다 [16]. 그러나, 일반적인 소형 다이나모메터는 실험용 스테핑 전동기보다 관성이 크므로 순시 토오크와 토오크 리플은 측정이 되지 않는다. 그러므로, 본 논문에서는 전동기에서 발생하는 순시 토오크를 간접적인 방법으로 측정하였다.

전동기의 순시 토오크를 간접 측정하기 위해서 (4)를 이용하며, 이를 다시 나타내었다.

스테핑 전동기의 한 상에서 발생하는 토오크는,

$$T_a = \frac{e_a \cdot i_a}{\omega_e}$$

이다. 그러므로, 모든 상에서 발생하는 토오크, 즉 전동기 전체에서 발생하는 토오크는 다음과 같다.

$$T_e = T_a + T_b + T_{\bar{a}} + T_{\bar{b}} \qquad (13)$$

따라서 (13)으로부터 전동기의 속도 $\omega_e$이 일정할 때 전동기의 토오크는 전동기의 역기전압과 전동기의 상 전류에 비례함을 알 수 있다. 그러므로, 동일한 회전 속도에서 전동기 각변위에 대한 역기전압과 전동기 전류를 측정하면 전동기 각변위에 대한 순시 토오크를 측정할 수 있으며, 따라서 전동기의 각변위에 대한 토오크 리플도 관측할 수 있다. 이와 같은 간접측정을 하기 위하여 그림 12와 같이 데이타 수집 장치를 구성하고, 이 장치와 IBM-PC를 연결하여 데이타를 측정하고 분석하였다.

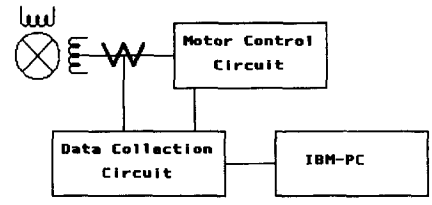
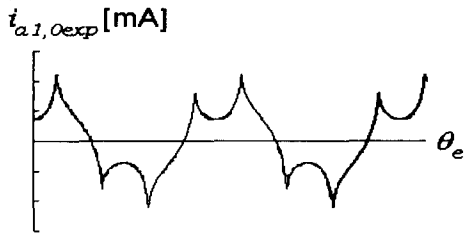



그림 12. 순시 토오크 측정 장치의 구성도.

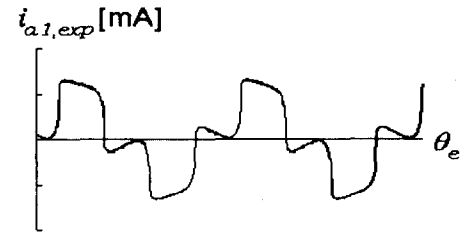
Fig. 12. Block diagram of instantaneous torque measurement.

전동기를 운전하면서 (13)에 따라 전동기에 흐르는 전류

를 전동기의 기계각에 따라 측정하고, 다른 전동기로 전류 측정시 운전했던 속도와 같은 속도로 실험 전동기를 회전시켜 역기전압을 전동기의 기계각에 따라 측정하여 이들 데이타들을 컴퓨터에서 분석하였다.



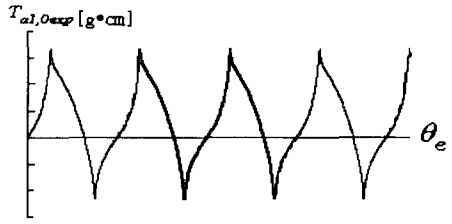

(a) 적정 Lead angle을 실현하지 않은 전류 파형



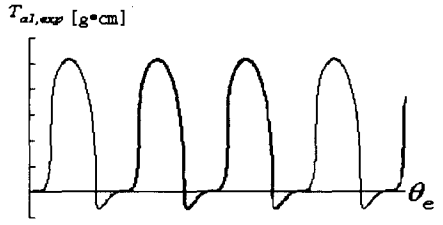

(b) 적정 Lead angle을 실현한 전류 파형

그림 13A. 실험에 의한 1상 여자 스테핑 전동기의 A 상 전류파형 (f=50 PPS).

Fig. 13A. Expermental phase-a current waveforms of stepping motor in single-phase excitation (f=50 PPS).




(a) 적정 Lead angle을 실현하지 않은 순시 토오크 파형

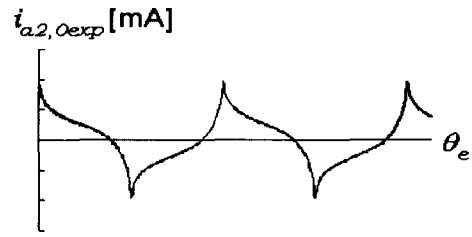



(b) 적정 Lead Angle을 실현한 순시 토오크파형

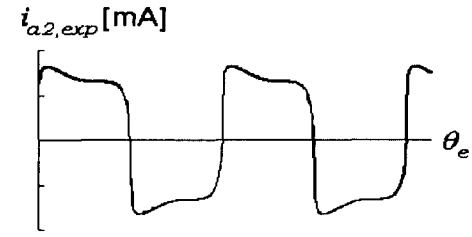
그림 13B. 실험에 의한 1상 여자 스테핑 전동기의 A 상 순시 토오크파형 (f=50 PPS).

Fig. 13B. Expermental phase-a instantaneous torque waveforms of stepping motor in single-phase excitation(f=50 PPS).

그림 13A에 1상 여자모드에서 적정 Lead Angle을 실현하지 않은 $a$상의 전류 파형 ($i_{a1,0exp}$)과 적정 Lead Angle을 실현한 전류 파형($i_{a1,exp}$)을 각각 나타내었고, 그림 13B에 적정 Lead Angle을 실현하지 않은 $a$상의 순시 토오크($T_{a1,0exp}$)와 적정 Lead Angle을 실현한 순시 토오크($T_{a1,exp}$)의 파형을 각각 나타내었다.



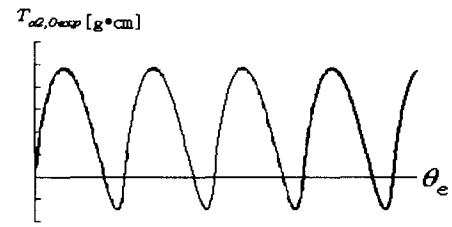

(a) 적정 Lead angle을 실현하지 않은 전류파형



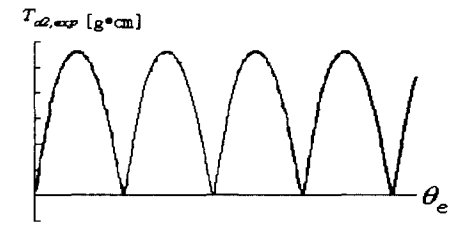

(b) 적정 Lead angle을 실현한 전류파형

그림 14A. 실험에 의한 2상 여자 스테핑 전동기의 A 상 전류파형 (f=50PPS).

Fig. 14A. Expermental phase-a current waveforms of stepping motor in two-phase excitation (f=50 PPS).




(a) 적정 Lead angle을 실현하지 않은 순시 토오크 파형




(b) 적정 Lead angle을 실현한 순시 토오크 파형

그림 14B. 실험에 의한 2상 여자 스테핑 전동기의 A 상 순시 토오크 파형 (f= 50 PPS).

Fig. 14B. Expermental phase-a instantaneous torque waveforms of stepping motor in two-phase excitation (f=50 PPS).

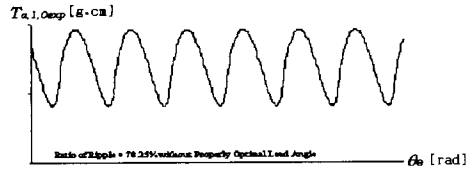
그림 14A에 2상 여자 모드에서 적정 Lead Angle을 실현하지 않은 $a$상의 전류 파형($i_{a2,0exp}$)과 적정 Lead Angle을 실현한 전류 파형($i_{a2,exp}$)을 각각 나타내었고, 그림 14B에 적정 Lead Angle을 실현하지 않은 $a$상의 순시 토오크($T_{a2,0exp}$)와 적정 Lead Angle을 실현한 순시 토오크($T_{a2,exp}$)의 파형을 각각 나타내었다.

그림 15에 1상 여자 모드에서 적정 Lead Angle을 실현하지 않은 경우의 총 순시 토오크 파형과 적정의 Lead Angle

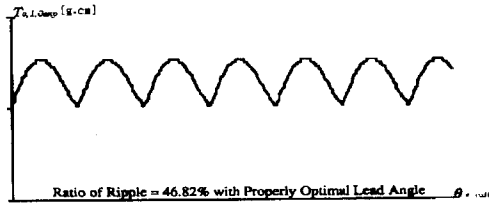
을 실현한 경우의 총 순시 토오크 파형을 각각 나타내었다.

그림 16에 2상 여자 모드에서 적정 Lead Angle을 실현하지 않은 경우의 총 순시 토오크 파형과 적정 Lead Angle을 실현한 경우의 총 순시 토오크 파형을 각각 나타내었다

그림 13 - 그림 16에서 실험적으로 주어진 상 전류, 순시 토오크 파형 및 총 순시 토오크 파형은 그림 3 - 그림 4에서 이론적으로 주어진 상 전류, 순시 토오크 파형 및 총 순시 토오크 파형을 보여주고 있으며, 적정 Lead Angle을 실현한 경우 실현하지 않은 경우에 대해 토오크 리플이 대폭 개선됨을 확인할 수 있었다.



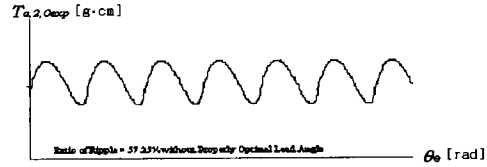
(a) 적정 Lead angle을 실현하지 않은 순시 토오크 파형



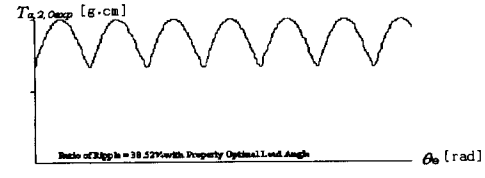

(b) 적정 Lead angle을 실현한 순시 토오크 파형

그림 15. 실험에 의한 1상 여자 스테핑 전동기의 총 순시 토오크 파형 (f= 50 PPS).

Fig. 15. Expermental instantaneous total torque waveforms of stepping motor in single -phase excitation (f=50 PPS).



(a) 적정 Lead angle을 실현하지 않은 순시 토오크 파형



(b) 적정 Lead angle을 실현한 순시 토오크 파형

그림 16. 실험에 의한 2상 여자 스테핑 전동기의 총 순시 토오크 파형 (f= 50 PPS).

Fig. 16. Expermental instantaneous total torque waveforms of stepping motor in two-phase excitation (f=50 PPS).

## V. 결론

영구자석형 스테핑 전동기에서 전동기의 전기적 시정수만을 고려한 전동기의 회전 속도의 함수로 주어지는 적정 Lead Angle 문제를 고려함으로써 전동기의 토오크 리플을 저감시켜 전동기 토오크 특성의 향상을 기하였다. 적정 Lead Angle이 전동기의 토오크 리플에 미치는 영향을 평가하기 위하여 순시 토오크가 적정 Lead Angle의 함수로 주어지는 순시 토오크 식을 유도하였다. 유도한 이론 식에 따라 적정 Lead Angle을 고려함으로써 컴퓨터 시뮬레이션에 의해 토오크 리플이 예로써 1상 여자 시 ( $f$ = 50 PPS) 77.88%에서 45.28%로 대폭 저감됨을 보였다. 유도된 이론 식에 근거하여 24극 4상 (2상 복권식) 영구자석형 스테핑 전동기를 마이크로컨트롤러에 의해 고정자 여자 펄스의 적정 Lead Angle을 전동기의 속도 $\omega_e$에 따라 제어함으로써 토오크 리플이 저감되는 제어 시스템을 구성하여 스테핑 전동기의 각 여자모드별로 특성 실험을 하였다.

제어 시스템은 마이크로컨트롤러의 내부 인터럽트에 의해 여자 펄스의 패턴 발생, 속도 샘플 펄스 발생 및 속도 펄스의 카운트 등을 처리함으로써 초고속 영역까지 적정 Lead Angle의 실현이 가능하게 하였으며, 적정 Lead Angle값은 변환 테이블을 저장한 ROM을 사용함으로써 스테핑 전동기의 종류나 파라메터의 변화에 대해서 쉽게 적용할 수 있도록 하였다.

상기 실현 방법에 의한 토오크 특성 실험 결과는 제시한 이론 식에 유사한 특성을 보임으로서 제시된 이론 식의 타당성을 확인하였으며, 적정 Lead Angle의 실현에 따른 효과, 즉 토오크 리플이 예로써 1상 여자 시 ($f$ = 50 PPS) 78.25%에서 46.82%로 크게 저감하는 것을 확인할 수 있었다.

실험 결과에서 이론 값과 실험 값의 차이는 Lead Angle 값이 단지 전동기의 속도 $\omega_e$뿐만 아니라 전동기의 부하량에 따라서도 영향을 받는 것으로 생각된다. 이러한 전동기 부하 량이 고려된 이론식의 고찰과 더불어 전동기의 속도제어, 전류제어 회로도 보완한다면 한층 더 진보된 시스템이 될 수 있을 것으로 생각된다.

## 참고문헌

[1] Takashi Kenjo, *Stepping motors and their microprocessor controls*, Clarendon Press. London, 1992.

[2] T. R., Fredriksen "Applications of the closed loop stepping motor," *IEEE Trans. Automatic Control* vol. 13, no. 5, pp. 464-474, 1968.

[3] K. Shimotani & T., Kataoka "Improvement of a closed-loop stepping motor by excitation methods," *Trans. Institute of Electrical Engineers of Japan 96B*, vol. 6, pp. 299-306, 1976.

[4] C. Kuo, Benjamin *Step motors and control systems*, SRL Publishing Company, vol II, 1979.

[5] C. Kuo, Benjamin *Theory and applications of Step motors*, West Publishing Co. 1974.

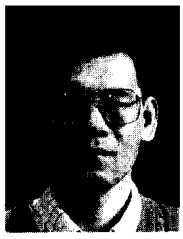
[6] John W. Anderson, "Velocity ripple in permanent magnet step motors," *IMCSD 11th Proc.*, pp. 143-145, May, 1982.

[7] 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.

[8] Hi-Dong Chai, "Cogging torque of pm step mo-

tors," *IMCSD 13th Proc.*, pp. 163-166, May, 1984.
[9] John R. Brauer, "Finite element analysis of dc motors and step motors," *IMCSD 11th Proc.*, pp. 213-222, May, 1982.
[10] T. Li & G. Slemon, "Reduction of cogging torque in permanent magnet motors," *IEEE Trans. Magn.*, vol. EC-2, no. 6, November, 1988.
[11] Jacob Tal, "Optimal commutation of brushless motors," *Proc. 15th Ann. Sym. Incremental Motion Control B. C. Kuo*, pp. 21-25, October, 1986.
[12] 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.
[13] Robert H. Comstock, "Trends in brushless pm drive and motor technology overview," *MOTOR-CON Proc. 9th*, pp. 1-15, October, 1986.
[14] 禹廣俊, 張錫九, 李現彰, "정류각 제어에 의한 무정류자 직류 전동기의 운전특성 개선," 조명.전기 설비 학회지, vol. 4, no. 3, pp. 50-58, September, 1990.
[15] Ted T. Lin, "Inductance consideration in high-speed performance of step motors," *IMCSD 13th Proc.*, pp. 183-186, May, 1984.
[16] Electro-Craft Corp., *DC Motors Speed Controls Servo Systems*, Electro-Craft Corp, July, 1978.
[17] John B. Peatman, *Design with Microcontrollers*, McGraw-Hill, 1989.
[18] Duane C. Hanselman, "Minimum torque ripple, maximum efficiency excitation of brushless permanent magnet motors," *IEEE Trans. Ind. Elect.*, vol. 41, no. 3, pp. 292-300, June, 1994.

**이 현 창**
1986년 단국대학교 전자공학과 졸업. 동대학원 석사(1989). 동대학원 박사(1996). 현재 천안공업전문대학 정보통신과 전임강사.



**전 호 익**
1984년 단국대학교 전자공학과 졸업. 동대학원 석사(1986). 현재 혜전전문대학 전자계산과 조교수.

**우 광 준**
1974년 한양대학교 전자공학과졸업. 동대학원 석사(1977). Univ.de Strasbourg 1 제어계측공학 D.E.A(1980). Institut National Polytechnique de Grenoble 박사(1983). 현재 단국대학교 전자공학과 교수.