

회전형 초음파모터의 소형 위상차 제어기 개발

이동창*, 이선표#, 이명훈**, 이의학***

Development of Compact Phase-difference Controller for an Ultrasonic Rotary Motor

Dong Chang Yi* , Sun Pyo Lee#, Myoung Hoon Lee** and Euhark Lee***

ABSTRACT

In this paper, a uniform speed controller for an ultrasonic rotary motor is developed using the phase-difference method. The phase difference method uses traveling waves to drive the ultrasonic motor. The traveling waves are obtained by adding two standing waves that have a different phase to each other. A compact phase-difference driver system is designed and integrated by combining VCO(Voltage Controlled Oscillator) and phase shifter. Theoretically the relationship between the phase difference in time and the rotational speed of the ultrasonic motor is sine function, which is verified by experiments. Then a series of experiments under various loading conditions are conducted to characterize the motor's performance that is the relationship between the speed and torque.

Proportional-integral control is adopted for the uniform speed control. The proportional control unit calculates the compensating phase-difference using the rotating speed which is measured by an encoder and fed back. Integral control is used to eliminate steady-state errors. Differential control for reducing overshoot is not used since the response of ultrasonic motor is prompt due to its low inertia and friction-driving characteristics. The developed controller demonstrates reasonable performance overcoming disturbing torque and the changes in material properties due to continuous usage.

Key Words : Ultrasonic rotary motor (회전형 초음파 모터), Phase-difference in time(시간 위상차), Compact controller (소형 제어기), PI control(비례적분제어), Voltage controlled oscillator(전압제어 가진기), Phase shifter(위상 조절기)

1. 서론

초음파모터는 소형화, 경량화를 구현하는 것이 용이하고, 정밀 위치제어가 가능하여 그 사용 분야

가 점점 넓어지고 있다. 자계 모터의 경우 모터의 속도, 토크 발생에 관한 자속, 입력전압, 입력전류 같은 구동 변수를 이용한 제어연구가 이루어져 왔다.¹ 이와 달리 초음파 모터의 구동 변수에는 전위

접수일: 2006년 4월 6일; 게재승인일: 2006년 6월 20일

* 대성산업가스 (주)

교신저자: 경기대학교 기계시스템디자인공학부

E-mail spllee@kyonggi.ac.kr Tel. (031) 249-9812

** 한국기계연구원

*** The State University of New Jersey, Rutgers

차, 주파수, 시간위상차가 있다. 현재 초음파 모터는 주파수, 전위차를 이용한 제어방식 위주로 연구되고 있으며 상용화되어 있다. 이에 반해 위상차 제어 방식의 연구는 아직 많이 수행되지 않았고, 또 그 연구^{2,3}가 위상차에 의한 회전방향 변위의 양상⁴에 대하여 주로 이루어졌다. 본 연구에서는 위상차 구동 방식에 의한 회전체의 회전 속도를 예측하고 실험을 통하여 검증한다. 구동변수인 시간 위상차에 대한 회전속도의 관계는 시스템의 속도제어를 위한 필수 조건이다. 또한 시간 위상차를 갖는 두 신호를 만들기 위해, 하나의 신호를 복사, 위상 이동시켜 발생시키는 구동회로를 개발한다. 이를 통해 소형 등속제어기를 제작하고 성능을 시험한다.

2. 이론

2.1 회전형 초음파모터 이론

회전형 초음파 모터는 링형(ring-type)탄성체 내에 진행파를 발생시켜 마찰에 의해 회전력을 얻는 모터이다. 탄성체가 원형(ring)이기 때문에 가진된 진행파는 링 주위를 돌아 링 내에서 중첩된다. 전진 및 후진 진행파를 각각 $r_a(t, \theta)$, $r_b(t, \theta)$ 라 하면 양 방향으로 진행한 파동을 합성하면

$$r_a(t, \theta) + r_b(t, \theta) = \zeta \cos(\omega t - k\theta) - \zeta \cos(\omega t + k\theta) \quad (1)$$

이다. 여기에서 ζ 는 진행파의 진폭, ω 는 가진 진동수, k 는 발생 파장의 수, t 는 시간, θ 는 원주각을 나타낸다. 식(1)은 삼각함수의 정리를 사용하여 다음과 같이 간단하게 나타낼 수 있다.

$$r_a(t, \theta) + r_b(t, \theta) = \zeta \sin(\omega t) \sin(k\theta) \quad (2)$$

식(2)는 링의 한 점에서 발생된 위상이 서로 같은 전진 진행파(r_a)와 후진 진행파(r_b)가 링 내에서 합성되면 정지파가 된다는 것을 보여준다. 정지파는 링의 임의의 질점이 반지름 방향으로만 진동하므로 모터를 회전시킬 수 없다. 이와는 달리 위치 위상과 시간 위상이 다른 두 정지파를 합성시키면 진행파를 만들 수 있는데, 예를 들어 위치 위상차와 시간 위상차가 모두 $\pi/2$ 인 두 정지파를 중첩시키면

$$\begin{aligned} & \zeta \sin(\omega t) \sin(k\theta) + \zeta \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \sin\left(k\theta + \frac{\pi}{2}\right) \\ & = \zeta \cos(\omega t - k\theta) \end{aligned} \quad (3)$$

이다. 이는 두 정지파를 중첩하면 진행파가 됨을

보여준다.

2.2 위상차 구동법

위치 위상차 ψ 이고, 시간 위상차가 ϕ 인 두 가진원 a 및 b 에 의한 링의 반지름 방향 변위는 각각 다음과 같이 표현된다.

$$r_a = \zeta \sin(\omega t) \sin(k\theta) \quad (4)$$

$$r_b = \zeta \sin(\omega t + \phi) \sin(k\theta + \psi) \quad (5)$$

식(4)와 (5)에서 위치 위상차 ψ 는 초음파 모터 링의 구조에서 두 파형을 가진하는 위치에 따라 결정되므로 속도를 조절하기 위한 파라미터가 될 수 없고, 시간 위상차 ϕ 만이 속도 조절의 파라미터가 된다. 식(4)와 (5)에서 ζ , k , ω 를 상수로 보고 위치 위상차가 $\psi = \pi/2$ 인 경우에 두 파형을 합성하면

$$\begin{aligned} r = r_a + r_b &= \zeta \sin(\omega t) \sin(k\theta) \\ &+ \zeta \sin(\omega t + \phi) \cos(k\theta) \end{aligned} \quad (6)$$

가 된다. 이 식은 시간 위상차 ϕ 의 값에 따라 정지파, 진행파, 또는 정지파와 진행파의 합성파가 되기도 한다. 식(6)은 $\phi = 0$ 일 때 순수 정지파가 되며, $\phi = \pi/2$ 일 때 순수 진행파가 된다. $0 < \phi < \pi/2$ 의 범위에서는 정지파와 진행파가 섞여 있는 형태가 되는데, ϕ 가 커질수록 진행파의 성분이 많아진다.

식(6)을 진행파 성분 r_t 와 정지파 성분 r_s 으로 분리하면 다음과 같다.

$$r_t = \zeta \sin(\omega t + k\theta) \sin(\phi) \quad (7a)$$

$$\begin{aligned} r_s &= \zeta \sin(\omega t) \cos(k\theta) [1 - \sin(\phi)] \\ &+ \zeta \sin(\omega t) \sin(k\theta) \cos(\phi) \end{aligned} \quad (7b)$$

Fig. 1(a)는 시간 위상차가 $\phi = \pi/4$ 인 경우의 합성파를 나타낸다. Fig. 1(b)와 Fig. 1(c)는 각각 정지파와 진행파를 나타내고 있다. 그림에서 보는 바와 같이 r_t 는 시간에 따라 이동하는 진행파이고, r_s 는 시간에 따라 상하로만 진동하는 정지파이다.

직각좌표계에서 진행파가 가진되는 직선 탄성체의 표면 위에 한 점은 타원거동을 하게 되는데, 이는 위치 위상과 시간 위상이 다른 두 개의 정지파의 중첩으로 설명할 수 있다. Fig. 2는 진행파

$$y = \zeta \sin(\omega t + kx) \sin \phi \quad (8)$$

가 전달되는 두께 T 의 직선형 탄성체가 진행파에 의해 변형된 모양의 일부를 보여주고 있다. 두 정지파의 중첩에 의해 발생된 진행파는 두께 $T/2$ 를

통해 전달된다. 진행파의 의한 탄성체의 굴곡 진행 중 탄성체 표면의 임의의 한 점은 $(x, T/2)$ 에서 (X, Y) 로 이동하게 된다. 즉 이 점의 이동량은

$$(dx, dy) = (X - x, Y - T/2) \quad (9)$$

이다. X 와 Y 의 좌표는 Fig. 2에서

$$X = x - \frac{T}{2} \sin \alpha \quad (10a)$$

$$Y = y + \frac{T}{2} \cos \alpha \quad (10b)$$

인데, 여기에서 α 각이 아주 작다고 가정하면

$$X = x - \frac{T}{2} \alpha \quad (11a)$$

$$Y = y + \frac{T}{2} \quad (11b)$$

이다. 또한 Fig. 2의 기하학적인 관계에서

$$\alpha \approx \tan \alpha = dy/dx = k\zeta \cos(\omega t + kx) \sin \phi \quad (12)$$

이므로, 식 (12)의 관계를 식 (11)에 대입하면

$$\Delta x = X - x = -\frac{T}{2} k\zeta \cos(\omega t + kx) \sin \phi \quad (13a)$$

$$\Delta y = Y - \frac{T}{2} = \zeta \sin(\omega t + kx) \sin \phi \quad (13b)$$

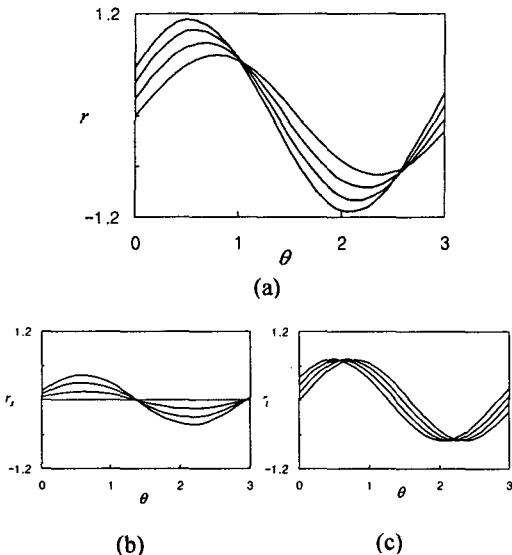


Fig. 1 (a) Combined wave of two independent waves with different time-phase (b) pure standing component of the combined wave (c) pure traveling component of the combined wave

의 관계를 얻을 수 있다. 이들을 각각 제곱한 후 조작하면 다음과 같은 타원의 방정식을 얻는다.

$$\frac{\Delta x^2}{\left(\frac{T}{2} k\zeta\right)^2} + \frac{\Delta y^2}{\zeta^2} = \sin^2 \phi \quad (14)$$

탄성체에서 발생하는 타원 자취에서 x 방향의 변위는 이동체를 이동시키고, y 방향 변위는 상하 진동만하기 때문에 회전체의 회전에 영향을 주지 않는다. 그러므로 x 방향 변위의 크기를 조절한다면, 초음파 모터의 속도를 조절하는 것이 가능하다. 또 x 방향 변위에 대한 시간의 미분식은 타원 변위의 x 축 방향으로의 질점속도와 비례한다.

식 (13a)에서 직각좌표에서의 Δx 를 원통좌표계의 각변위 $\Delta \theta$ 로 바꾸면 $\Delta \theta = \Delta x/r$ 이므로 링형 초음파 모터의 회전 방향 각변위는

$$u_\theta \equiv \Delta \theta = -\frac{\zeta T k}{2r} \cos(\omega t + k\theta) \sin \phi \quad (15)$$

이고 이를 시간에 대하여 미분하면 회전 각속도는

$$\frac{du_\theta}{dt} = \frac{\zeta T k \omega}{2r} \sin(\omega t + k\theta) \sin \phi \quad (16)$$

이다. 이 식에서 링형 초음파모터의 회전속도를 결정하는 파라미터는 전위차에 해당하는 진폭 ζ , 가진 주파수와 관련된 진동수 ω , 시간 위상차의 함수 $\sin \phi$ 임을 알 수 있다.

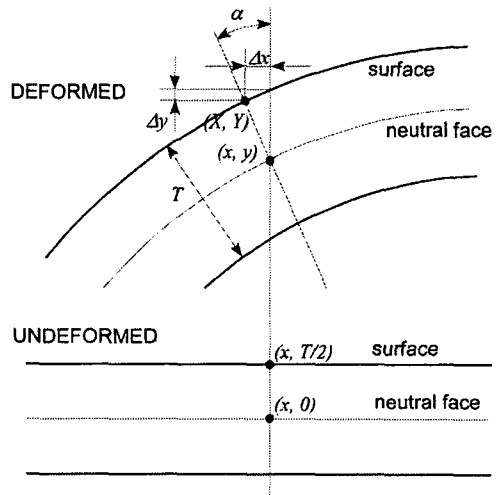


Fig. 2 Behavior of elastic surface deformed by elastic wave

2.3 회전형 초음파모터의 구조

회전형 초음파 모터에 두 개의 정지파를 가진 시키기 위하여 탄성체에 압전체를 Fig. 3과 같이 배열하여 강력하게 접촉시킨다. 압전체에 정현형 교류 전압을 인가하면, 반대로 분극된 압전체들은 서로 반대 방향으로 굽힘 운동을 하게 되고, 이러한 굽힘력은 탄성체 표면으로 전달된다. 양극과 음극으로 분극된 1쌍이 진행파의 1주기의 파장(λ)을 형성하는데, 이러한 파장을 이루는 쌍이 4개를 이루고, 1주기의 파장만큼이 GND와 접촉 신호를 이루어 링에 걸쳐 9개의 파장이 발생된다. 4쌍의 압전소자 열이 $\lambda/4$ 만큼의 떨어져 위치하기 때문에 발생하는 -축 교류전원과 +축 교류전원에 의해 발생하는 파장은 $\lambda/4$ 의 위치 위상차를 갖게 된다.

3. 위상차 제어기 개발

3.1 위상차 구동 회로

초음파 모터에 시간 위상차를 주기 위해서는 두 개의 제너레이터를 이용하여 두 제너레이터의 가진원이 시간적 위상차를 갖도록 하는 방법이 있다. 두 개의 제너레이터로 위상차를 만들면, 두 개의 제너레이터의 위상을 비교하여 위상차를 자유로이 변화시킬 수 있다. 그러나 두 개의 제너레이터를 사용할 경우 두 개의 제너레이터의 주파수를 동기시키기 어렵다는 문제가 있다.

다른 방법으로는 제너레이터를 사용하되 발생된 하나의 신호와 시간 위상차를 갖는 또 하나의 신호를 발생하는 방법이다. 하나의 진동 신호로부터 위상차를 발생 시키는 방법을 사용하면 두 개의 신호 사이의 동기화 문제가 해결된다. 그러나 이러한 위상차조절은 발생주파수가 정현파의 형태를 가져야 하는 구동회로 구성의 어려움을 갖고 있다.

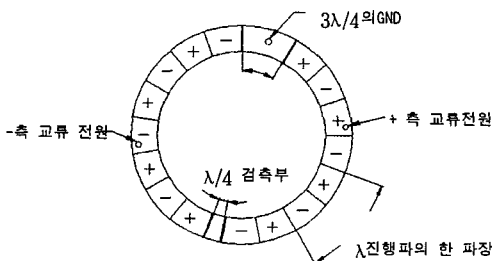


Fig. 3 Arrangement of piezoelectric elements in rotary ultrasonic motor

시간 위상차 조절 모터 구동기는 모터와 함께 제어를 필요로 하는 장치에 실장 되기 때문에 모터에 비해 드라이버가 너무 커서는 안 된다. 제어 요소가 필요로 하는 정밀 모터제어 시 용이한 제어기의 모터 구동기성능이 고려되어야 하기 때문에 비교적 소형화가 가능하고, 신호 간 동기화에 대한 부담이 적은, 하나의 진동신호로 위상차를 만드는 방식을 이용하여, 초음파 모터 구동기를 개발한다.

Fig. 4에서 보는 바와 같이 위상차 구동기는 VCO (voltage-controlled oscillator)의 발진 신호를 바로 전력 증폭회로를 통해 모터에 인가함과 동시에 위상차 발생기(phase shifter)를 거쳐 증폭하여 모터에 인가한다. 이 회로에서 초음파모터의 모터 회전수 조절은 위상차 발생기에 의해 만들어지는 시간 위상차 ϕ 에 의한다.

Fig. 5은 위상차를 조절하는 회로를 나타낸다. 이 회로에서 위상차는 C1과 R1에 의해 의하여 조절된다. 이 두 변수에 의한 위상차는 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$\phi = \tan^{-1} \left[\frac{\frac{2\omega}{R1 \times C1}}{\omega^2 - \left(\frac{1}{R1 \times C1}\right)^2} \right] \quad (17)$$

여기에서 ω 는 입력 진동수이고 입력 주파수 f 와 는 $\omega = 2\pi f$ 의 관계를 갖는다.

초음파모터(ultrasonic Motor, USM)를 구동시키기 위해서 모터에 300V정도의 정현 가진파가 인가되어야 하는데, 이러한 정현 가진파는 VCO와 위상차발생기를 통해 인가되는 15V 정도의 가진 신호를 전력 증폭하여 사용한다. 이러한 전력 증폭기는 B급 푸쉬풀 증폭기를 사용하였다.

Fig. 6은 전계효과 트랜지스터(FET)를 이용한 B급 푸쉬풀 회로를 나타낸다. Q1에서부터 Q4의 FET 각각의 GATE단에 가진 펄스 신호가 인가된다. 인

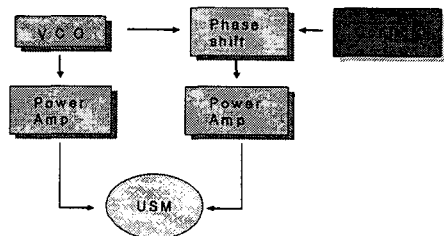


Fig. 4 Phase-difference driver system for ultrasonic motor

가된 가진 신호는 전원 전압의 변압기를 이용한 전력 증폭기에 의해 인덕터를 거쳐 초음파모터에 인가된다.

Fig. 7(a)는 VCO에서 1/4분주 된 신호 중 2개의 신호를 나타내고 있다. Fig. 9(a)에서와 같이 두 신호는 서로 시간 위상차 $\phi = \pi/4$ 를 가지고 전력증폭기에 인가된다. Fig. 7(b)는 전력 증폭기를 통해 증폭된 가진 신호의 파형을 나타낸다. 이 파형은 1/10 스케일 프로브로 측정된 데이터로 진폭이 350V 이상을 나타내는 것을 확인할 수 있다. 이러한 고전압은 Signal 1에서부터 Signal 4까지의 신호를 증폭하여 발생한다. 구형파로 인가된 신호가 정현파의 형태를 갖도록 하기 위해서는 RCL 공진 반응을 이용한다. 저항 성분은 장치 내의 내부저항을 사용하고, 인덕터 성분은 모터 구동기 내의 초크코일을 사용하였다. 커패시터 성분은 모터 압전체의 정전 용량성분을 사용하여 RCL 회로를 이룬다.

3.2 성능 시험

성능시험을 위해 위상차가 다른 두 신호를 인가

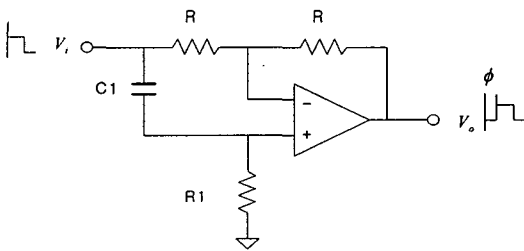


Fig. 5 Phase-shifter using analog operational amplifier

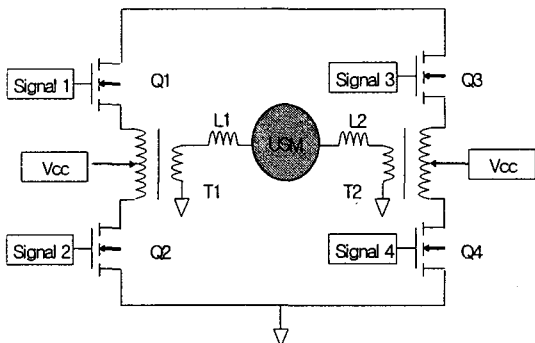
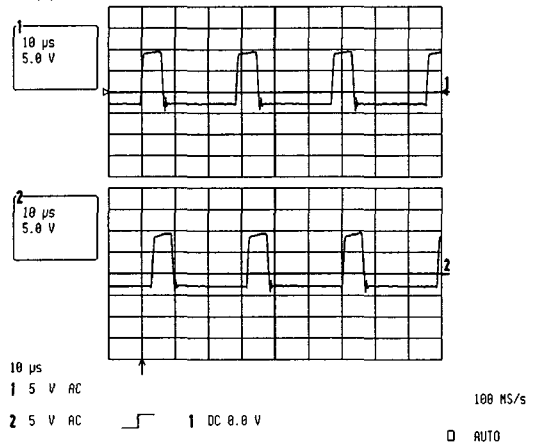
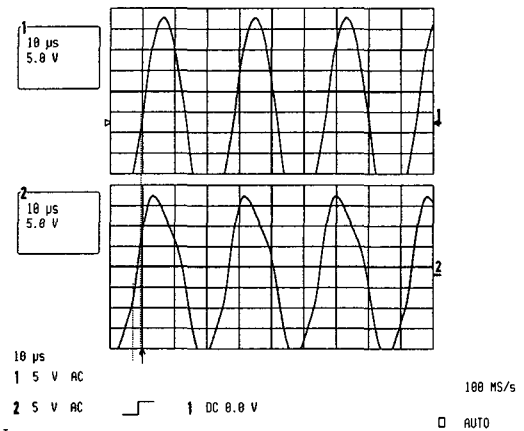


Fig. 6 Push-pull power amplifying circuit using FET and transformer



(a) before amplification



(b) after amplification

Fig. 7 Comparison of driving signals (a) before and (b) after amplification.

할 수 있는 위상차 모터 구동기를 제작하였다. 모터 회전속도를 측정하기 위해 3600 slit/rev.의 분해능을 갖는 엔코더를 사용하였다. 엔코더의 측정데이터는 314ms 단위의 샘플링 시간을 갖고 PC로 전송되도록 설계되었다. Fig. 8은 구동 주파수가 36kHz일 때의 시간위상차와 모터의 회전속도와 관계의 나타낸 것이다. Fig. 8에서 보는 바와 같이 모터의 회전속도와 위상차는 sin함수 속도 경향을 갖고 있으며, 이는 식(16)에서 얻은 모터의 인가위상차 ϕ 에 의한 변화와 같은 경향을 갖는 것을 알 수 있다. 이를 통해 모터의 인가 신호의 위상차 변화를 통해 모터의 속도조절이 가능함을 보인다.

Fig. 8에서 이론적으로 구해진 초음파 모터 회전 속도와 실제로 얻어진 초음파 모터의 회전속도를 비교하였을 경우 실제 실험의 경우 위상차가 작아질수록 이론치에 비해 회전속도가 빠르게 감소하는 것을 볼 수 있다. 이것은 초음파모터의 회전 마찰력을 발생시키기 위한 이동체에 대한 가압의 영향과 모터회전의 영향에서 제외된 속도 요소의 영향으로 추정된다.

모터에 가해지는 부하에 따른 모터의 회전속도 저하는 Fig. 9의 성능 곡선으로 나타내었다. 두 그림에 나타낸 바와 같이 모터의 성능곡선이 직선에 가깝기 때문에 모터의 속도조절 성능이 우수함을 알 수 있다. 초음파모터의 입력위상차에 대한 모터의 구동토크의 관계를 사용하여, 초음파모터에 대한 토크와 속도조절이 가능하다.

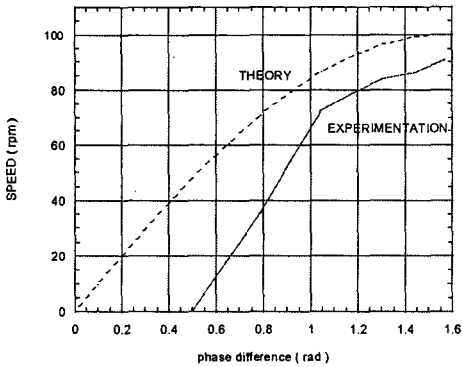


Fig. 8 Comparison of theoretical and experimental motor speeds (driving frequency=36kHz)

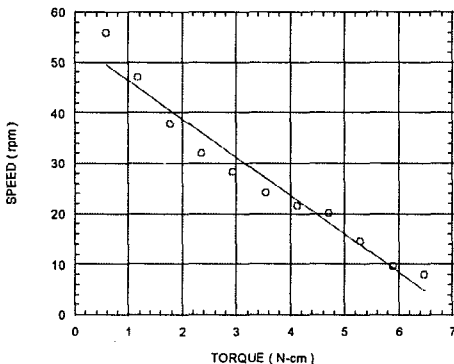


Fig. 9 Performance curve of the ultrasonic motor system (driving frequency=36kHz)

3.3 비례적분(PI) 제어

무부하 상태에서의 초음파모터의 속도 조절은 속도식의 개형에 맞추어 나타나기 때문에 비교적 쉬운 작업이다. 그러나 모터에 대한 부하의 작용은 모터 성능곡선에서 보는 바와 같이 속도의 저하를 발생 시킨다. 초음파모터의 사용이 무부하 상태만이 아닌 구동력을 발생시키는 초음파모터로서 사용될 때 외란에 의한 모터속도의 저하는 자연스러운 현상이다. 그러나 외란에 영향을 받지 않고 일정한 회전속도를 원하는 경우, 모터에 작용 부하만큼의 속도 저하를 보상하는 입력이 필요하고, 이러한 작용 부하의 변화가 빠르게 이루어질 경우 보상 또한 빠르게 이루어져야 한다.

초음파모터 위상차 구동기를 이용한 모터속도 제어기는 모터를 구동하는 구동기와 모터의 속도를 측정하는 엔코더 그리고 모터 속도를 제어하는 제어기로 이루어진다. 이러한 하드웨어 구성 외에 모터의 구동기에서 행해지는 모터 속도 보상 루틴은 디지털 제어를 통한 비례적분루틴을 사용한다. Fig. 10에 제어시스템의 구성도를 나타내었다.

모터에 작용하는 부하토크에 의해 모터의 회전속도는 이론적으로 얻어진 회전속도로부터 모터 성능곡선에서 보이는 개형으로 속도가 저하된다. 저하된 모터회전속도를 보상하기 위해서 모터 구동기에 외란 토크를 보상할 수 있을 만큼의 시간위상차(ϕ)를 입력 해주어야 한다. 보상되는 보상위상차는 비례적분 제어를 통해 보상 과정을 거치게 된다. 비례적분 제어기는 주어진 입력에 비례하는 보상치와 입력의 시간적분 값에 비례하는 보상치의 합을 출력하는 제어기이며, 이를 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$u_p(t) = K_p e(t) \quad (18a)$$

$$u_i(t) = K_I \int_0^t e(t) dt \quad (18b)$$

$$u(t) = u_p(t) + u_i(t) \quad (18c)$$

여기에서 K_p 는 비례 계수, K_I 는 적분 계수, $e(t)$

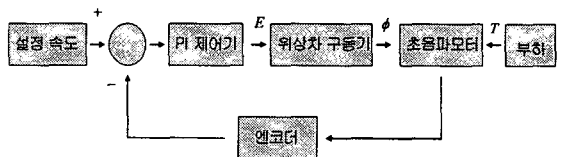


Fig. 10 Phase-difference control system

는 목표치와 실측치의 차(입력) $u_p(t)$ 는 비례 보상치, $u_I(t)$ 는 적분 보상치, $u(t)$ 는 보상치(출력)이다.

본 연구에서 비례제어는 원하는 속도와 실제 속도 사이에 실제적인 보상력을 갖추기 위해 사용되었으며, 적분제어는 실측치에 의한 오차의 누적분을 보상치에 반영하여, 비례제어만을 사용할 경우 발생할 수 있는 정상상태 오차를 제거한다. 미분제어는 초음파 모터가 마찰에 의해 구동되는 특성상 응답이 빠르므로 본 연구에서는 사용되지 않았다.

엔코더를 사용하는 디지털 제어를 위해 식 (18)의 연속치계 제어 변수들은 이산 변수로 변환되어야 한다. 엔코더에서는 모터가 회전할 때 일정한 샘플링 시간 사이의 얻어진 엔코더의 슬릿 이동수(디지털값)를 이용하여 실제 속도(아날로그값)로의 환산이 가능하다. 식 (18)의 이산화된 표현식은 다음과 같다.

$$e^* K_p + K_I \sum_{k=0}^{\infty} e^* = u^* \quad (19a)$$

$$e = V_m - V_I \quad (19b)$$

여기에서 V_m 는 추종 모터 속도, V_I 는 실제 모터 속도, e 는 연속치 추종 속도에 대한 오차, e^* 는 연속치 추종 속도에 대한 오차의 이산화 값, u^* 이산치 보상값이다. e^* 는 e 의 이산치로서 이전 샘플링 데이터가 다음 샘플링 데이터를 얻은 때까지 e^* 를 유지하게 된다. 식 (19)는 비례적분 제어기에서 추종모터회전 속도에 대한 이산치 연산과정을 식으로 나타낸 것이다. 식에서 얻어진 u^* 의 이산치는 디지털 값으로서 실제 연속치계에서 아무 의미도 갖지 않는다. 그러나 D/A변환을 통해 아날로그 값으로 변환함으로써 모터에 인가되는 보상 위상차로의 변환이 가능하다.

디지털 비례적분 제어기에 의해 출력된 이산 보상치는 D/A컨버터를 통해 연속치로 변환된다. 그러나 실제로 모터의 속도를 제어하는 위상차 변수는 C1과 R1의 값의 영향을 받기 때문에 D/A 변환에 의한 전압 신호로는 모터 구동기의 위상차를 조절할 수 없다. D/A컨버터에서 발생된 전압 신호를 통한 저항치의 조절을 위해 전압으로 전류량을 조절할 수 있는 전계효과트랜지스터(FET, Field Effect Transistor)를 사용하였다. 식 (17)에 의해 $C1=4000\text{pF}$, $1\text{k}\Omega \leq R1 \leq 3\text{k}\Omega$, $f=36\text{kHz}$ 라면, 조절 가능한 위상차 범위는 $0.2\pi \leq \phi \leq 0.5\pi$ 이다. 이 위상차

범위에서 Fig. 8의 속도 곡선과 Fig. 9의 성능 곡선을 이용하여 초음파모터의 속도 제어가 가능하다.

제어실험에 사용된 조건은 입력주파수 36kHz, 입력전압 15V, 입력 마찰력 0.42N이다. 초음파 모터에 $\pi/2$ 의 시간 위상차를 인가하고, 주파수와 전압을 인가하여, 제어기 없이 모터 구동기로 구동시켰을 경우의 시간경과에 따른 초음파모터 회전속도를 Fig. 11에 나타내었다. 모터구동이 불안정하고 2분에 걸친 실험 동안 모터의 회전속도가 저하하는 것을 관찰할 수 있다. 초음파모터 내의 탄성체와 모터 로우터의 마찰에 의한 물성치 변화에 의한 고유진동수 변화, 전력 소자로서 사용되는 FET의 가열에 의한 입력 전압의 불균형 등이 그 원인으로 추정된다.

Fig. 12는 모터의 회전속도를 50rpm으로 설정하고, 정지상태로부터 모터의 회전속도를 측정된 결과를 나타낸다. Fig. 13은 모터 운행 중에 외란 부하를 주었을 경우의 제어시스템의 응답을 보여 준다. 속도제어를 실시하지 않은 경우에 비해 초반 모터속도상승은 지연시간을 갖는다. 이 지연시간의 정도는 PI 계수의 조정에 의해 변화될 수 있다. 장치에 알맞은 PID계수를 찾는 작업을 튜닝이라고 하며, 수학적 계산에 의해 PID계수를 얻는 것이 가능하다. 그러나 이러한 방법으로 모터의 PID 계수를 얻기에는 본 논문에서 사용된 모터의 변수가 부족하다. 그러므로 모터 제어기의 튜닝은 실험적 방법을 사용하였다.

무부하 상태의 시작회전속도 그래프인 Fig. 12에서 알 수 있듯이 모터의 초기가속은 오버슈트 없이 빠르게 안정화된다. 이는 초음파모터의 응답속도가 빠르기 때문이다. 그러므로 과도한 비례상수의 사용이 필요 없고, 이 때문에 오버슈트에 대

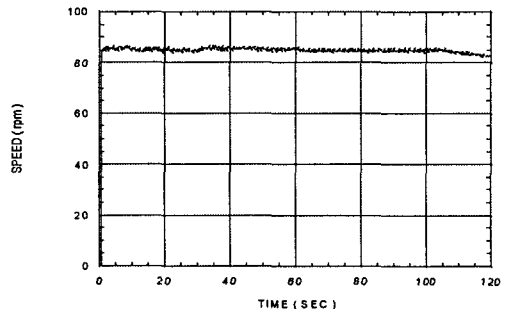


Fig. 11 Variation of motor speed with time without PI control

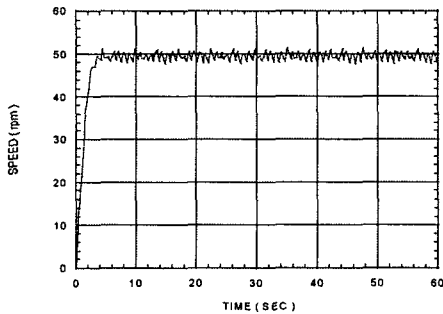


Fig. 12 Variation of motor speed with time with PI control

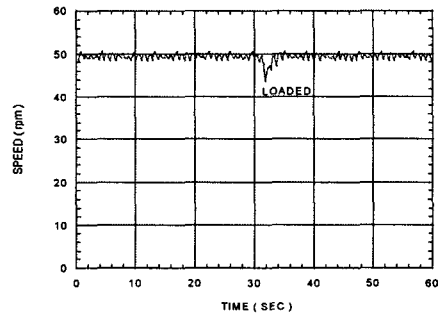


Fig. 13 Response of the control system to an external disturbance

한 과도응답에 대한 부담이 적으므로 미분제어는 사용하지 않고, 비례적분 제어만을 사용하여 제어 시스템을 구성하였다.

제어계를 적용하여 모터속도를 50rpm으로 설정하였을 때, 모터 속도는 Fig. 12에서 보는 바와 같이 설정한 속도를 잘 유지하는 것을 확인할 수 있다. 이와 함께 Fig. 13에서 보는 바와 같이 회전하는 모터에 임의의 외란 토크를 인가한 경우에 대해서도 모터의 속도 유지 성능이 우수한 것을 확인할 수 있다.

4. 결론

본 연구에서는 회전형 초음파 모터의 탄성체의 회전방향 변위로부터 회전 각속도를 예측하였다. 이와 함께 모터 구동을 위해 사용된 두개의 신호를 두개의 신호 발생기가 아닌 하나의 신호 발생기로 발생 복사, 이동시킴으로써 얻었다. 위와 같은 속도 예측과 구동기의 간단화를 통해 소형의 초음파모터 구동기를 설계제작 하였다.

시간 위상차를 갖는 두 신호를 만들기 위해 VCO (Voltage Controlled Oscillator)와 위상차 발생기(phase-shifter)를 사용하였다. 시간 위상차 구동기를 이용하여 여러 하중 조건에서 성능을 시험하여 시간위상차와 속도, 부하와 속도의 관계를 실험적으로 구하였다.

등속 제어를 위해 비례적분 제어를 사용하였다. 엔코더로 측정된 속도는 되먹임 되어 소형 컨트롤러에 의해 속도 보상치를 구하고 비례 제어 계수를 이용해 보상 위상차를 얻는다. 또 적분 제어를 실행하여 비례제어에서 발생하는 정상상태 오차를

제거 하였다. 초음파 모터는 관성이 작고 마찰에 의해 구동되어 응답이 빠르기 때문에, 오버슈트를 줄이기 위한 미분제어는 사용하지 않았다. 개발된 제어기는 연속 사용에 따른 모터의 재료 물성치 변화와 외란 토크에 대하여 등속성능이 우수하다.

후 기

본 연구는 2004학년도 경기대학교 학술연구비(연구그룹연구과제) 지원에 의하여 수행되었음.

참고문헌

1. Uchino, K., "Piezoelectric Actuators and Ultrasonic Motors," Kluwer Academic Publishers, 1997.
2. Kyodo, Y., "A Study on Phase Control Method of Ultrasonic Motor - A Servo Drive Techiique around Resonance Frequency Using Current Phase as a Reference," Advanced Robotics, '99 ICAR, pp. 123-128, 1999.
3. Bai, D., Ishii, T., Nakamura, K., Ueha, S., Yonezawa, T. and Takahashi, T., "An Ultrasonic Motor driven by the Phase-Velocity Difference between Two Traveling Waves," IEEE Transactions on Ultrasonic, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. 51, No. 6, pp. 680-685, 2004.
4. Petit, L. and Gonnard, P., "Inter-Phase Mechanical Coupling in Ultrasonic Motors," Sensors and Actuators, Vol. 116, No. 3, pp. 492-500, 2004.