

스텝모터의 진동 저감을 위한 마이크로 스텝 구동에 관한 연구

(A Study on the Micro Stepping Drive to reduce Vibration of Step motor)

신 규 범*(한국타이어 건설본부), 이 정 우(한국 과학기술원 기계공학과 대학원), 오 준 호(한국 과학기술원 기계공학과)

G. B. Shin*(Hankook tire MFG), J. W. Lee(KAIST), J. H. Oh(KAIST)

Keyword: Step Motor(스텝모터), Micro stepping(마이크로 스텝핑), Digital PWM(디지털 펄스 폭 변조), Vibration(진동), Neural Network for Control (신경회로망).

Abstract: In this study, to reduce vibration of step motor we use Microstep control. Microstep control of stepmotor is usually thought of as an extension of conventional step motor control technology. The essence of micro stepping is that we divide the full step of a stepmotor into a number of substep called microstep and cause the stepmotor to move through a substep per input pulse. In ideal case, by controlling the individual phase currents of a two-phase step motor sinusoidally we can get uniform torque and step angles. But due to the nonlinear characteristics of the step motor, we need to compensate current waveform to improve the overall smoothness of the conventional micro stepping system. We implement digital Pulse Width Modulation(PWM) driver to drive step motor and microphone was used for detecting vibration. Driver enables speed change automatically by increasing or decreasing micro stepping ratio which we call Automatic Switching on the Fly. To compensate the torque harmonics, Neural Networks is applied to the system and we found compensated optimal input current waveform. Finally we can get smooth motion of step motor in a wide range of motor speed.

1. 서론

디지털 제어의 발전과 더불어 펄스 신호에 의해 디지털 제어가 가능한 스텝 모터는 OA,FA 분야에서 두각을 나타내고 있다. 스텝 모터의 장점으로는 회전각이 일정한 위치를 유지하므로 별도의 유지 기구를 필요로 하지 않으며, 인가하는 펄스레이트에 비례한 회전속도를 얻을 수 있고 회전각의 오차가 스텝마다 누적되지 않으며 브러시 교환 등의 보수가 필요 없다. 따라서 신뢰성이 높고 코스트가 낮아진다. 이러한 장점과 반하여 고속 운전시 토오크가 저하되고 탈조하기 쉬우며 저속 운전시 진동, 공진 현상이 발생하기 쉽다. 이것은 스텝 모터 특유의 현상으로 진동하며 안정점에 정지하므로 큰 진동음을 갖는다. 스텝 모터의 저 진동과 스텝각을 적게 하기 위한 방법으로는 크게 모터의 기계적 구조를 바꾸어 상수(Number of Phase)를 높이거나 여자 방식의 개선으로 스텝각과 진동을 줄이는 방안이 있다. 모터의 상수를 높이면 그에 따른 제어 장치의 추가로 코스트가 높아지고 스텝각의 한계가 있으므로 5상 이상은 사용되지 않는다. 통상의 여자 방식은 풀스텝(Full Step) 또는 하프스텝(Half Step) 구동으로써 분해능이 한정되며 진동이 큰 단점을 갖고 있다. 이와 같은 통상의 여자 방식을 개선하기 위한 방법으로 1975년 Fredricksen은 마이크로 스텝핑(Micro Stepping)⁽¹⁾을 제안하였다. 마이크로 스텝핑은 풀스텝을 무수히 많은 서브스텝(Sub-Step)으로 나누는 방

법으로 모터권선에 정현파 형태의 스텝펄스를 가함으로써 전류를 미소 제어하여 스텝각의 한계를 극복하는 방법이다. 그러나, 모터의 비선형적인 특성으로 인하여 단일한 순수 정현파 전류 파형(Pure Sinusoidal Input Current Wave form)이 비록 통상의 풀스텝이나 하프스텝 구동보다는 우수한 응답 특성을 보이더라도 모든 속도 범위와 임의의 모터에서 동일하며 최적인 응답 특성을 갖지는 못한다. 따라서 제반 조건에 따라 전류 파형을 적절히 변경하는 것이 필요하며 이는 마이크로 스텝핑의 관건이 되고 있다. 마이크로 스텝핑이 처음 제안된 이후 마이크로 스텝핑을 이용하여 스텝각의 분해능을 높이고 보다 부드러운(Smooth) 동작을 할 수 있는 방법에 대한 연구가 이루어 졌으며 국내에는 경우가 없지만 전용 콘트롤러 Chip 및 드라이버가 개발, 상용화 되었다⁽²⁾. Pritchard는 마이크로 스텝핑이 높은 분해능의 스텝각을 갖게 할 뿐 아니라 모터의 공진 감소와 속도의 리플(Ripple)을 줄일 수 있음을 밝혔으며⁽³⁾, Leenhouts나 Chai는 마이크로 스텝핑의 위치 오차에 대하여 연구하였고^(4,5), Hewlett-Packard의 Patterson은 각 상의 전류 파형을 조정하여 고차 항의 토크 고조파를 줄이는 방안을 제시하였다. 전용 콘트롤러 IC(Integrated Circuit)의 개발도 활발해졌으며 마이크로 스텝핑으로 높이 분할된 스텝에서의 고속 회전을 위하여 보다 빠른 마이크로 프로세서와 드라이버 구조가 개발되었다⁽⁶⁾. 상용화된 마이크로 스텝핑 시스템은 대부분 고정된 MSR(Micro Stepping

Ratio)을 가지며 스텝모터의 저진동을 위하여 드라이버와 모터를 사전에 조율하여 시판하며 엔코더(Encoder)등의 보조 기구를 장착할 수 있는 구조를 갖는다. 또한 토크 고조파를 줄이기 위해 미리 설정된 여러가지 파형의 Look Up Table을 갖고 사용자가 적당히 선택하여 쓸 수 있게 하기도 한다(7). 그러나 이와 같은 방법으로도 특정 속도에서의 진동을 완전히 막기는 어렵다. 스텝 모터 특유의 진동은 모터의 탈조를 유발할 수 있으며 스텝 모터 사용 시의 주요 결점으로 작용한다. 본 연구는 스텝모터의 진동을 최소화 하기 위한 마이크로 스테핑을 구현하기 위하여 디지털 방식의 PWM(Pulse Width Modulation)드라이버를 제작하고, 마이크로 스테핑시 순수 정현파형(Pure Sine Waveform)에 대한 파형 보상(Tuning) 방법으로써 신경회로망(Neural Network)을 사용하여, 스텝 모터가 진동이 거의 없는 부드러운 동작이 가능하도록 적절한 입력 전류 파형을 찾는 파형 보상 절차를 제시함으로써 스텝 모터의 단점인 진동과 소음을 최소화 시키도록 한다.

2. 이론 해석

2.1 마이크로 스테핑의 해석모델

마이크로 스테핑은 통상의 구동방식인 풀스텝, 하프스텝구동의 연장선 상에 놓인 것으로 생각할 수 있으며 2상간의 토크 평형 점을 이동하여 한 기본스텝(Regular Step)을 서브스텝으로 분할하는 방법이다. 따라서 토크 성분을 해석하는 것이 필요하며 영구자석을 가진 2상 하이브리드 스텝모터의 토크는 다음과 같이 위치와 전류에 대한 함수로 표현될 수 있다(8).

$$T(\theta_e, I_1, I_2) = T_1(\theta_e, I_1) + T_2(\theta_e, I_2) + T_d(\theta_e) \quad (1)$$

T_1 과 T_2 는 상 1과 2의 전류 I_1, I_2 에 의해 발생한 토크이다. T_d 는 영구자석에 의한 디텐트(Detent) 토크로 모터의 코일을 여자하지 않은 상태에서 회전자를 회전시키려고 하는 외부 토크에 대항해서 원래의 위치를 유지하려고 모터가 발생시키는 최대 토크이며 θ_e 는 전기각으로써 200기본스텝을 갖는 모터의 경우 $\theta_e 90^\circ$ 는 기계각 1.8° 에 해당한다. T_1 과 T_2 를 정현적이라고 가정하면 식 (2)와 같다.

$$\begin{aligned} T_1 &= -T_{H1} \sin \theta_e = -K_t I_1 \sin \theta_e \\ T_2 &= T_{H2} \cos \theta_e = K_t I_2 \cos \theta_e \\ T_d &= -K_d \sin 4\theta_e \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 T_{H1} 과 T_{H2} 는 홀딩(Holding)토크로 상 1과 2의 전류 I_1, I_2 에 비례하며 홀딩토크는 모터에 정격 여자

전류를 통전한 채로의 상태에서 회전자를 회전시키려고 하는 외부 토크에 대항해 원래의 위치를 유지하도록 모터가 발생할 수 있는 최대의 토크이다(8). 또 다른 중요한 함수는 기계각에 대한 토크의 변화율인 강성(Stiffness)으로 다음과 같이 정의된다.

$$S(\theta_e, I_1, I_2) \equiv \frac{\partial T}{\partial \theta_m} \equiv N_R \frac{\partial T}{\partial \theta_e} \quad (3)$$

전기각 θ_e 는 $\theta_e = N_R \theta_m$ 으로 θ_m 은 기계각을 나타내고 N_R 은 회전자의 이빨수(Number of teeth)이다. 토크 방정식을 θ_m 에 대해 미분하면 다음처럼 표현된다.

$$S(\theta_e, I_1, I_2) = S_1(\theta_e, I_1) + S_2(\theta_e, I_2) + S_m(\theta_e) \quad (4)$$

여기서 S_1, S_2, S_m 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} S_1 &= -N_R T_{H1} \cos \theta_e \\ S_2 &= -N_R T_{H2} \sin \theta_e \\ S_m &= -4K_d \cos 4\theta_e \end{aligned} \quad (5)$$

이상적인 경우, 마찰과 부하가 없고 K_d 가 0이며 다음식 (6)과 같은 정현적인 전류를 모터에 가한다고 하면 토크와 강성은 식 (7)이 된다.

$$\begin{aligned} I_1 &= I_R \cos \xi \\ I_2 &= I_R \sin \xi \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 I_R 은 정격전류이고 ξ 는 전류각이다.

$$\begin{aligned} T &= T_1 + T_2 \\ &= -K_t I_R \sin(\theta_e - \xi) \\ S &= -N_R K_t I_R \cos(\theta_e - \xi) \end{aligned} \quad (7)$$

이상적인 경우 전류각과 전기각이 같은 시점에서 회전자는 정지한다. 예를 들어 전류각이 30° 이면 회전자의 전기각 또한 30° 가 된다. 이때 강성은 최대가 되며 그 값은 $N_R K_t I_R$ 이다. 따라서 전류각의 주기를 원하는 만큼 나눔에 의해 전기적으로 마이크로 스테핑을 할 수 있다. 실제의 경우 디텐트 토크나 마찰, 히스테리시스, 부하가 있는 경우는 전류각과 전기각이 일치하지 않으며 위치 오차와 속도의 불 균일을 갖게된다. 모터와 실제 구동기 구현 시의 비이상적인 특성들로 인하여 전류각은 전기각과 정확히 일치하지는 않는다. 오차의 원인으로는 DAC(Digital to Analog Converter)에서의 양자화에 따른 오차, 드라이버에서의 상전류의 크기와 위상 오차, 마찰과 부하 토크, 디텐트 토크등이 있을 수 있다(9). 여러 가지 오차의 원인 중 디텐트 토크는 홀딩토크를 변화시키므로(9), 상 입력전류 파형과 관련되어 해석상의 중요한 요인으로 작용한다. 디텐트 토크를 포함하면 식 (1)의 토크방정식은 다음식이 된다.

$$T = -K_I I_1 \sin \theta_e + K_I I_2 \cos \theta_e - K_D \sin 4\theta_e \quad (8)$$

i_1, i_2 에 제3고조파와 제5고조파를 사용하면 디텐트 토크로 인한 성분은 없앨 수 있다⁽¹⁰⁾.

$$\begin{aligned} I_1 &= I_R \cos \xi - i_3 \cos 3\xi + i_5 \cos 5\xi \\ I_2 &= I_R \sin \xi + i_3 \sin 3\xi + i_5 \sin 5\xi \end{aligned} \quad (9)$$

식(9)를 토오크방정식 (8)에 대입하면

$$\begin{aligned} T &= T_1 + T_2 + T_d \\ &= -K_I I_R \sin(\theta_e - \xi) + K_I i_3 \sin(\theta_e + 3\xi) \\ &\quad - K_I i_5 \sin(\theta_e - 5\xi) - K_D \sin 4\theta_e \end{aligned} \quad (10)$$

이때 $\theta_e = \xi$ 에서 토크는

$$\begin{aligned} T &= K_I i_3 \sin(4\xi) - K_I i_5 \sin(-4\xi) - K_D \sin 4\xi \\ &= (K_I i_3 + K_I i_5 - K_D) \sin 4\xi \end{aligned} \quad (11)$$

$\theta_e = \xi$ 에서 강성 S 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} S &= -N_R K_I I_R + S_4 \\ S_4 &= N_R (K_I i_3 - K_I i_5 - 4K_D) \cos 4\xi \end{aligned} \quad (12)$$

전기각과 전류각의 위치 오차가 없고 일정한 값의 토크와 강성을 가지려면 $\theta_e = \xi$ 에서 $T = 0$ 이어야 하고 S 는 상수로 0보다 작아야 하며 디텐트 토크로 인한 성분이 상쇄되려면 S_4 는 0이어야 한다. 두식(11)과 (12)로부터 i_3 와 i_5 를 구할수 있다.

$$i_3 = \frac{5K_D}{2K_I}, \quad i_5 = \frac{-3K_D}{2K_I} \quad (13)$$

2.2 파형 보상 절차(Tuning Procedures)

마이크로 스테핑에서 디텐트 토크로 인한 고조파를 포함하는 토크 성분 제거 하도록 순수정현파의 입력 전류 파형을 조정하는 것을 파형 보상이라 하면, 마이크로 스테핑의 파형 보상을 위하여 본 연구에서는 신경회로망(Neural Network)을 사용하였다. 신경회로망은 근래에 비선형 시스템의 제어와 모델링 및 Identification으로 각광 받고 있는 분야로⁽¹¹⁾ 이를 이용하면 마이크로 스테핑에서의 비선형적인 입력전류파형과 출력의 관계를 학습에 의해, 주어진 시스템의 입출력 관계만으로 추정 가능한 장점을 갖는다. 신경회로망은 하나의 은닉층(Hidden Layer) 이상을 가지고 시그모이드 함수(Sigmoid Function)를 활성화 함수(Activation Function)로 사용하였을 때 임의의 함수를 모사하는 것이 가능하며, 학습 시에 배우지 않은 입력 샘플에 대해서도 적절한 출력을 낼 수 있는 일반화(Generalization)의 성질이 있다⁽¹²⁾. 이러한

신경회로망의 특징을 이용하여 마이크로 스테핑의 최적 입력 파형을 찾도록 하는 파형 보상 과정에 신경회로망을 이용한다. 본 연구에서 신경회로망을 이용하는 방법은 다음과 같이 세단계로 구분할 수 있다.

스텝1: 총 탐색법(Parameter exhaustive search)에 의한 학습 데이터의 확보.

스텝2: 오차 역전파 학습(Error Back Propagation)에 의한 다층 신경회로망(Multi-layer Neural Network)의 학습.

스텝3: 입력 파라미터의 탐색.

우선 신경회로망의 학습에 필요한 데이터를 자동화된 과정에 의해 스텝 모터의 구동 파라미터를 바꾸어 가며 총탐색을 함으로 얻는다. 여기서 얻어진 데이터는 출력의 오차가 최소화 되는 값 뿐 아니라 최소 오차 근치의 값도 포함한다. 그 다음 과정으로 스텝1에서 얻어진 데이터를 교사신호(Teaching data)로 하여 다층 신경회로망이 학습(Learning)하는 과정을 거친다. 학습은 교사신호와 신경회로망의 출력과의 오차가 최소화 되는 방향으로 신경회로망 각층(Layer)의 가중치를 수정한다. 학습에 의해 신경회로망의 가중치(Weight)들은 주어진 시스템에 대한 모사기(Approximator)로 작용한다. 마지막으로 학습이 완료되면 이 학습된 신경회로망은 학습되지 않은 입력에 대해 학습을 함으로써 신경회로망의 입력 파라미터 i_3, i_5 를 추정한다. 이 방법은 오차역전파법과 유사한 과정으로 임의의 입력 i_3, i_5 를 학습된 신경회로망 출력의 미소 변화율이 감소하는 방향으로 수정을 가한다(Steepest Descent Search). 신경회로망의 출력을 \hat{y} , η 를 학습율이라 하고 ε 를 오차의 퍼튜베이션(Perturbation)이라 할 때 입력파라미터 탐색법은 다음의 과정을 밟는다.

스텝1: 임의의 초기치로 i_3, i_5 를 설정한다.

스텝2: $\frac{\partial \hat{y}}{\partial i_3}, \frac{\partial \hat{y}}{\partial i_5}$ 를 구한다.

스텝3: 새로운 i_3, i_5 를 구한다.

$$i_{3new} = i_{3old} - \eta \frac{\partial \hat{y}}{\partial i_{3old}}, \quad i_{5new} = i_{5old} - \eta \frac{\partial \hat{y}}{\partial i_{5old}} \quad (14)$$

스텝4: $|\Delta i_3| + |\Delta i_5| \geq \varepsilon$ 이면 스텝2를 반복하고, 그렇지 않으면 끝낸다.

3. 모터 구동기의 설계 및 동작

마이크로 스테핑은 정현적인 경향의 전류 파형을 갖는 스텝 필스를 사용한다. 여기서는 정현적인 전류 파형을 디지털 PWM(Pulse Width Modulation)을 사용하여 구현하였다. PWM은 사용율(Duty Cycle)을 변화함으로써 모터 권선의 평균 전류를 제어하는 방식이다. PWM은 파

위 트랜지스터(Power Transistor)의 동작 영역을 비례 영역에서 사용하지 않고 ON,OFF의 스위칭(Switching)을 통하여 입력 값에 비례한 펄스 폭을 만든다. 따라서 PWM은 트랜지스터를 포화 영역에서 사용하므로 선형 증폭기(Linear Amplifier)를 사용할 때 문제가 되는 대용량의 열 침체물(Heat Sink)이 필요 없어진다. 따라서 전력의 손실이 적고 열이 적게 발생하므로 효율이 높고 안정된 회로의 구성이 가능하다. 또한 디지털 PWM을 사용함으로써 얻어지는 장점으로는 별도의 A/D 변환이 필요 없으므로 신호의 처리가 용이하고 정확한 값의 출력을 내보낼 수 있다. 스위칭 주파수는 PWM시에 스위칭으로 인해 발생하는 노이즈(Noise)를 가청 주파수 이상으로 높이기 위해 캐리어(Carrier) 주파수를 20KHz로 고정하였다. PWM신호를 얻는 방법은 여러 가지가 있을 수 있다. 여기서는 Intel사의 8254 타이머를 사용하여 디지털 방식의 PWM 신호를 얻고 있다. Fig.1은 8254를 이용하여 PWM 신호를 발생하는 방법을 보이고 있다. 8254에는 타이머가 3개 내장되어 있으며 타이머 0를 모드 3으로 사용하여 5MHz의 클럭신호를 250분주한 20KHz의 구형파(Square Wave)를 만들었다. 이 신호는 PC(Personal Computer)에 타이머 인터럽트를 요청한다. 이에 따라 PC에서는 타이머 인터럽트 서비스 루틴(Timer Interrupt Service Routine)을 수행한다. 프로그램의 데이터에 따라 PWM의 사용율이 결정되고 이 사용율을 가진 타이머1과 타이머2에 써질 준비를 마친다. 20KHz신호에 동기 되어 계수를 시작하는 4040 카운터는 디지털 스위치에서 설정한 수치 만큼을 688 비교기에서 비교하여 8254의 게이트(Gate)1과 게이트2를 열어 줌으로써 타이머1과 타이머2에 써지며 타이머는 동작을 개시 한다. 타이머1과 타이머2는 모드1으로 사용되어 사용율 만큼의 PWM 신호를 발생한다. PWM 사용율의 분해능은 정수 250이다. 즉 출력 레벨의 250등분이 가능하다. 결과적으로 얻어진 PWM 신호는 Fig. 2와 같다.

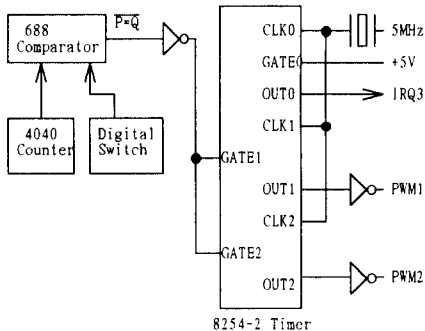


Fig 1. Digital PWM using 8254 timer chip

PC 인터페이스 보드(Interface Board)는 KAIST MCL DAS를 이용하였다. PC 인터페이스 보드에 내장된 8254를 이용하여 만들어진 PWM신호는 L298N 브릿지 드라이버(Bridge Driver)를 구동하도록 8255를 이용하여 신호를 분할하였다. 논리 게이트(Gate)를 거쳐 L298N의 Enable단자를 On 시키고, 높은 전류에서 회로를 보호하기 위해 출력을 병렬로 연결하였다. 따라서 1상(Phase)에 대해 하나의 L298N을 사용하였다. L298N 브릿지 드라이버에서 나온 증폭된 펄스는 스텝모터의 두 상(2Phase) 양단에 접속되어 인가된다. 프로그램에서 만들어진 정현적인 전류파형을 정수로 수치화한 후 이 수치화된 Duty를 갖는 PWM펄스를 단극화(Uni-Polar)하여 모터를 구동한다. 통상의 마이크로 스텝 구동은 고정된 MSR(Micro Stepping Ratio)를 갖고 펄스의 주파수를 조절하여 속도를 제어하나 MSR이 커졌을 경우 고속으로 모터를 회전하는 것이 어렵게 된다. 예를 들어 1회전에 200스텝을 갖는 스텝모터를 Full Step으로 구동시에 10rps의 속도로 회전하기 위해서는 초당 2,000 펄스만 공급하면 되나, MSR이 높아져 하나의 Regular 스텝을 100등분 하였다면 같은 속도를 내기 위해서는 초당 200,000펄스가 필요해진다. 따라서 속도를 높이기 위해서는 MSR을 낮추거나 프로세싱을 고속화 하지 않으면 안된다. 이 같은 문제를 해결하기 위해 제안된 방식으로는 동작 중에 MSR을 변경할 수 있는 Switching on the Fly 방식⁽⁸⁾과 DAC등의 하드웨어를 고속화 한 방식 등이 있다. 스텝모터는 고속 회전을 하게 되면 마이크로 스텝핑과 Full Step 구동간의 차이가 없어지므로 본 연구에서는 속도를 제어하기 위하여 MSR을 변경하는 방법을 사용하였다. 이 방법의 장점으로는 속도가 저속일 때는 MSR을 높여 세분화된 스텝 제어를 하고 고속으로 갈수록 MSR을 낮추어 Full Step에 가까운 동작을 함으로써 별도의 DIP 스위치 등으로 MSR을 변경하지 않고도 동작 중 속도에 따라 MSR이 자동으로 변경(Automatic Switching on the Fly)된다. 이 방법은 MSR증가에 따른 속도의 제한을 없애며 저속에서는 무제한의 MSR을 가질 수 있는 장점을 갖는다.

이 방법의 장점으로는 속도가 저속일 때는 MSR을 높여 세분화된 스텝 제어를 하고 고속으로 갈수록 MSR을 낮추어 Full Step에 가까운 동작을 함으로써 별도의 DIP 스위치 등으로 MSR을 변경하지 않고도 동작 중 속도에 따라 MSR이 자동으로 변경(Automatic Switching on the Fly)된다. 이 방법은 MSR증가에 따른 속도의 제한을 없애며 저속에서는 무제한의 MSR을 가질 수 있는 장점을 갖는다.

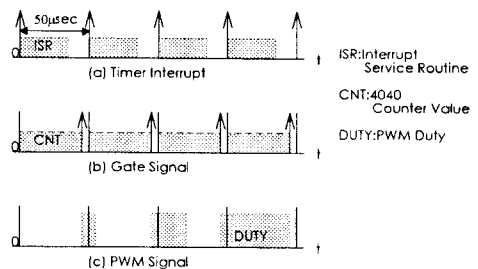


Fig. 2 Result of PWM signal

4. 실험 및 결과

4.1 실험장치

전체 실험 장치는 Fig.3과 같이 PC와 PC내부에 장착된 인터페이스 보드(MCL DAS)와 드라이버, 스텝모터, 마이크로폰, 음성 증폭기 등으로 구성되었다. 인터페이스 보드는 실험 데이터에 대한 PWM신호를 내 보내며 음성 증폭기로 부터의 신호를 A/D 변환한다. 드라이버 회로는 전원 장치로 부터의 전압원을 정전류원(Current Source)로 변환하여 사용한다. 2개의 브릿지 드라이버 IC를 내장하고 있으며 CMOS 및 TTL등으로 구성하였다. 본 연구에서는 입력전류 파형을 보상하기 위한 진동감지 센서로서 마이크로폰을 사용 하였다. 마이크로폰으로부터 얻어진 음성신호는 모터의 진동을 나타내며 이 값은 속도의 리플에서 기인한다. 즉 속도의 불균일은 모터의 진동이 되며 마이크로폰이 감지한 신호는 속도의 불균일에서 오는 진동에 대한 신호이다. 또한 신호를 노이즈로 부터 보호하기 위해 음성증폭기에 별도의 전원을 사용하였다.

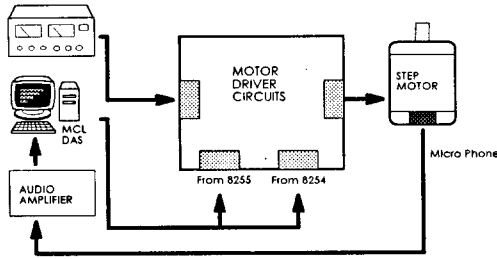


Fig. 3 Experimental setup

4.2 순수 정현파 인가실험

실험에 사용한 스텝모터의 순수 정현파에 대한 거동을 보기 위하여 순수 정현파를 디지털 PWM 신호화 하여 모터에 인가한 후 마이크로폰을 사용하여 진동에 대한 응답을 알아보았다. 마이크로 스텝핑은 고속에서 보다 저속에서 중요성을 가지고 진동은 주로 저속 영역에서 발생하므로 비교적 저속인 1rps (Revolution per second) 에서 실험하였다. PWM신호의 주파수를 20KHz로 하였으므로 PWM신호의 한 주기는 50μsec이다. 1rps로 회전시키기 위해 하나의 기본스텝을 100등분 하였다. 한 기본스텝은 1.8°에 해당한다. 입력전류파형을 순수 정현파형으로 하여 스텝모터를 회전시키며 이때 얻어진 음성신호는 차단(Cut-off) 주파수가 1KHz인 저역 통과 필터(Low-Pass filter)를 통하여 A/D 변환되며 Fig.4는 이때 얻어진 데이터를 FFT(Fast Fourier transform)한 결과이다. 가로축은 주파수를 나타내고 세로축은 Power Spectral Density이다. 여기서 상대적으로 가장 큰 크기를 갖는 주파수 성분은 200Hz로 기본스텝(1.8°)마다의 진동성분에 해당한다.

$$f = \frac{1}{100 \text{ Microstep} \times 50 \mu\text{sec}} = 200 \text{ Hz} \quad (15)$$

여기서의 주파수는 1 기본스텝마다 발생하는 진동성분으로 이 때마다의 진동성분을 최소화 하여야 스텝모터의 진동없는 동작이 가능함을 알 수 있다.

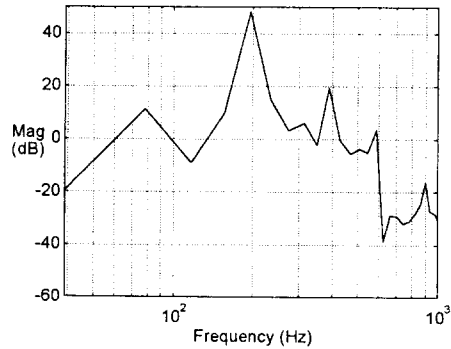


Fig. 4 PSD of Pure sine waveform (1rps)

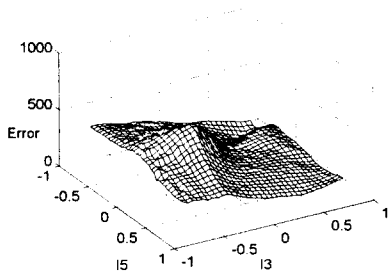
4.3 총 탐색법을 이용한 학습 데이터 확보

순수 정현파 입력 전류파형에 대한 실험결과에 따라 기본스텝마다의 토크성분을 최소화 하도록 전류파형을 보상하는 것이 필요함을 알 수 있다. 식 (9)에서 제3고조파와 제5고조파를 이용하면 기본스텝마다의 토크 성분을 최소화 할 수 있으며 i_3 와 i_5 의 어떠한 값에 대해 진동의 크기가 최소화 되는가를 찾기 위하여 i_3 와 i_5 의 각각에 대하여 미소변화시키면서 스텝모터를 구동하였다. 안정된 데이터의 확보를 위해 데이터는 모터가 1회전 후 부터 획득하였다. 이때 얻어진 마이크로폰으로부터의 결과를 이용하여 4 기본스텝의 ADC평균치와의 오차를 적분하여 평균한 것을 오차의 크기로 하였다. 실험은 1.33rps에서 0.57rps까지의 다섯가지 속도에 대해 실시하였고, 총 탐색법으로 얻어진 i_3, i_5 를 Table 1에 나타내었다. Fig. 5에 그중 1 rps인 경우와 0.57rps인 경우의 오차표면(Error surface)을 나타 내었다. 여기서의 오차는 속도의 리플을 표현한다. 이 실험에서 얻어진 결과를 이용하여 각 데이터에 해당하는 분산을 구한후 이 값들을 정렬(Ascending sort)하여 교사신호(Teaching Data)로 하고 이때의 i_3, i_5 와 함께 저장하여 신경회로망의 학습 데이터로 사용하였다.

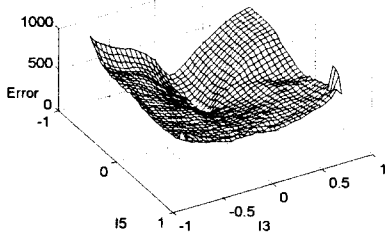
여기서 찾은 i_3, i_5 로 스텝모터를 구동시 진동이 거의 없는 부드러운 동작이 가능하였다. Fig. 6에 1rps에 대해 찾은 i_3, i_5 에 대한 상 1의 입력전류파형과 순수 정현파형을 비교하였다. 상 2는 상 1을 90° 이동(Shift) 시킨것과 같다. Fig. 7은 이때의 FFT결과로 Fig. 4와 비교하면 현저히 크기가 줄어들었음을 알 수 있다.비교를 위하여 Fig. 4와 Fig. 7의 제반조건은 동일하게 실험 하였다.

Table. 1 Result of exhaustive search

RPS	Error	i3	i5	Variance	MSR/4
1.3330	35.0970	0.7500	-0.3500	0.0220	300.0000
1.0000	37.9870	0.6500	-0.6000	0.0200	400.0000
0.8000	68.6060	0.3500	-0.6000	0.0340	500.0000
0.6670	66.3030	0.1000	-0.5000	0.0250	600.0000
0.5710	95.5680	0	-0.3500	0.0340	700.0000



(a) Error Surface of 1 rps



(b) Error surface of 0.57rps.

Fig. 5 Error surface of exhaustive search results

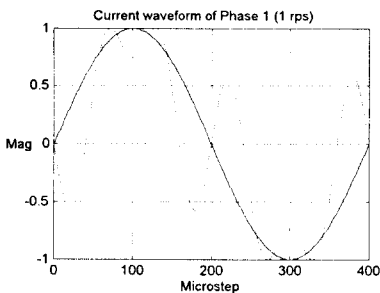


Fig. 6 Comparison of pure sine and compensated waveform (1 rps)

4.4 최적 입력파라미터의 탐색

총 탐색법은 제3고조파와 제5고조파의 계수를 찾기 위해 모든 속도 범위의 각각에 대해 실제 스텝모터를 구동하며 총 탐색을 실시해야만 계수를 찾을 수 있으므로 모든 경우에 대해서 이 방법을 적용하는 것은 파형보상

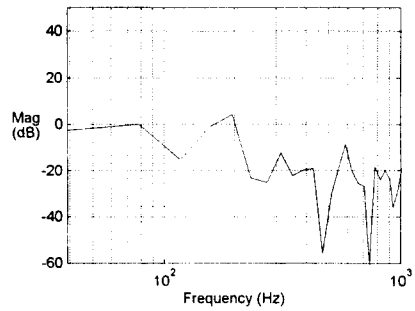


Fig. 7 PSD of compensated wave form(1rps)

에 걸리는 시간에 대한 코스트측면에서 바람직 하지 못하다. 따라서 총탐색법으로 얻어진 결과를 이용하여 파형보상절차는 자동화 하고, 계수를 찾는 데 필요한 코스트는 줄이기 위해 신경회로망을 이용한 학습을 하였다. Fig. 8은 학습에 사용한 신경회로망의 구조이다. 실험은 Matlab*1을 이용하였다.

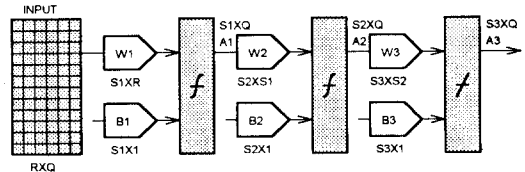


Fig. 8 Neural Network Architecture

총탐색법으로 얻은 오차 데이터는 하나의 속도지점에 대해 1089개가 얻어지는데 이중 분산치가 적은 것 부터 정렬하여 하나의 속도 데이터에 대해 100개를 선택하였다. 속도 데이터는 1.33, 1, 0.8, 0.67, 0.57 rps 를 사용하였다. 입력 데이터는 I3, I5 와 속도도 하고 학습에 필요한 교사 신호(Teaching Data)는 그때의 분산치를 이용하였다. 은닉층은 2개를 사용하였고 그때의 활성화함수로는 Tangent sigmoid 함수를 사용하였다. 출력층은 선형 함수를 사용하였고 첫번째 은닉층의 뉴런(Neuron)은 20개, 두번째 은닉층의 뉴런은 5개를 사용하였다. 학습 속도를 증가시키기 위해 학습율(Learning rate)을 가변하는 적응 학습(Adaptive learning)을 적용하였고 지역최소값(Local Minimum)에 빠질 확률을 줄이기 위해 모멘텀(Momentum)을 사용하였다. 학습은 일괄학습(Batch Learning)으로 하였다. Fig. 9는 학습된 신경회로망의 SSE(Sum of Squared Error)를 나타낸다.

학습이 끝난 피드포워드(feed forward) 신경회로망을 이용하여 제어입력(Control Input)을 찾는 과정이 입력 파라미터의 탐색이다. 오차역전파법을 통한 학습에서 출력의 오차는 회로망의 역방향으로 전파된다. Linden과 Kinderman⁽¹³⁾은 오차역전파와 학습된 가중치로 신경회로망의 입력을 찾을 수 있음을 보였다. 오차역전파의

한 학습이 가중치공간(Weight Space)을 찾는다면 입력 파라미터를 찾는 과정은 반복적인 Gradient Descent Search에 의해 입력공간(Input Space)을 찾는 문제가 된다. 즉 입력 파라미터를 갱신하기 위해 학습된 가중치를 이용하여 입력 층까지 오차를 역방향 전파시키며, 갱신된 입력 파라미터가 출력의 오차를 최소화 할 때까지 이 과정을 반복하면 최적의 입력 파라미터를 찾을 수 있다 (14). 입력 파라미터 탐색법을 통하여 찾은 신경회로망의 입력들을 Table 2에 나타내었고 그에 대한 그림을 Fig 10에 도시하였다. + 기호로 표시한 것은 학습하기 위해 사용한 교사 데이터를 나타내며 좌측의 300에서 700은 MSR(Micro stepping ratio)의 4배로 속도에 반 비례하는 값이다. 1회전 시간과 MSR, rps의 관계는 다음과 같으며 1회전 시간의 역수는 rps가 된다.

$$1\text{회전 시간} = 50\mu\text{sec} * 50 * (\text{MSR} * 4) \quad (16)$$

신경회로망이 찾은 입력 파라미터가 실제로 잘 맞고 있는지 확인하기 위하여 임의로 택한 속도 0.888 rps (MSR * 4 : 450)과 0.615 rps(MSR * 4 : 650)에 대해서 총 탐색법을 통한 파라미터의 탐색을 한 후 오차표면을 Fig.11과 Fig.12에 도시하였다. 신경회로망이 찾은 입력 파라미터가 총 탐색법을 통해 찾은 값에 근사함을 알 수 있다. 찾아진 입력 파라미터를 이용하여 모터를 구동시켰을 때의 FFT 결과를 Fig.13과 Fig.14에 나타 내었다. 각각 177 Hz와 123Hz에서 크기가 현저히 감소함을 알 수 있다.

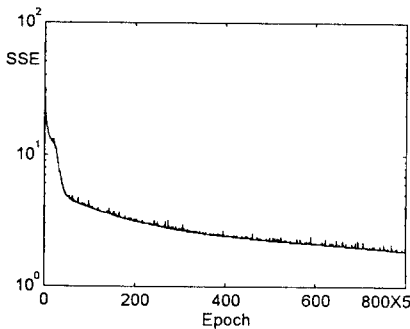


Fig. 9 Network Error

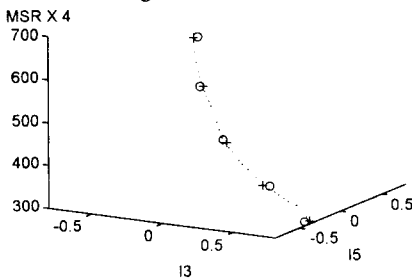


Fig. 10 Result of iterative input parameter search

Table. 2 Obtained data through iterative input parameter search

I3	I5	MSR*4
0.7648	-0.3141	300.0000
0.7512	-0.3282	310.0000
0.7393	-0.3466	320.0000
0.7297	-0.3694	330.0000
0.7232	-0.3958	340.0000
0.7163	-0.4711	350.0000
0.7106	-0.5085	360.0000
0.7019	-0.5456	370.0000
0.6882	-0.5786	380.0000
0.6654	-0.6032	390.0000
0.6456	-0.6251	400.0000
0.6248	-0.6435	410.0000
0.5974	-0.6593	420.0000
0.5773	-0.6744	430.0000
0.5654	-0.6915	440.0000
0.5015	-0.6751	450.0000
0.4835	-0.6883	460.0000
0.4669	-0.7014	470.0000
0.4510	-0.7135	480.0000
0.4339	-0.7225	490.0000
0.4100	-0.7215	500.0000
0.3811	-0.7122	510.0000
0.3164	-0.6409	520.0000
0.2694	-0.5828	530.0000
0.2401	-0.5574	540.0000
0.2150	-0.5384	550.0000
0.1926	-0.5231	560.0000
0.1746	-0.5188	570.0000
0.1563	-0.5109	580.0000
0.1388	-0.5032	590.0000
0.1219	-0.4951	600.0000
0.1060	-0.4878	610.0000
0.0903	-0.4786	620.0000
0.0755	-0.4695	630.0000
0.0613	-0.4610	640.0000
0.0473	-0.4481	650.0000
0.0346	-0.4393	660.0000
0.0221	-0.4273	670.0000
0.0102	-0.4140	680.0000
-0.0011	-0.3987	690.0000
-0.0119	-0.3813	700.0000

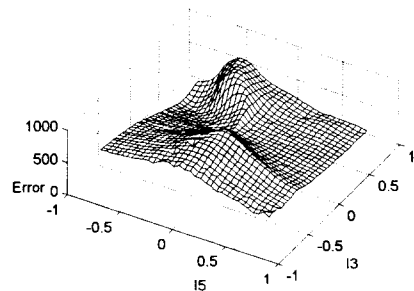


Fig. 11 Error Surface of 0.888 rps (min I3: 0.5 min I5: -0.65)

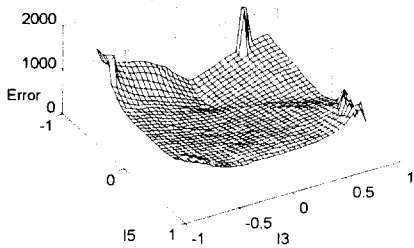


Fig.12 Error Surface of 0.615 rps (min I₃:0.05 min I₅: -0.45)

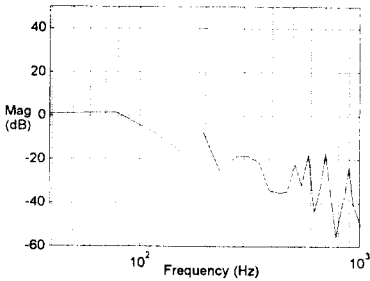


Fig. 13 FFT result of 0.888 rps (I₃:0.5 I₅: -0.65)

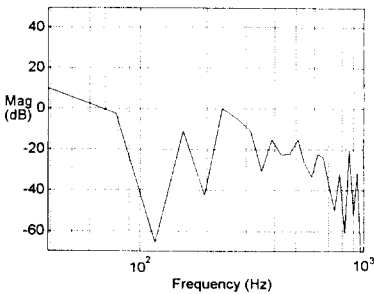


Fig.14 FFT result of 0.615 rps (I₃:0.05 I₅: -0.45)

5. 결론

본 연구에서는 스텝모터의 진동을 줄이기 위한 방법의 하나로 마이크로 스텝 구동을 이용하였다. 마이크로 스텝핑은 스텝모터 2상간 전류의 비율을 조절함으로써 모터의 기계적 구조에서 오는 고정된 스텝각을 전기적인 방법으로 세분화 하는 방법이다. 이상적인 경우에는 순수 정현 파형을 모터에 가함에 의해 스텝각과 속도의 균일을 이룰 수 있으나, 실제적인 경우에는 모터의 비선형성에 의해 입력 전류파형을 원하는 구동속도에 따라 적절히 변경하여야 최적의 응답특성을 얻을 수 있다. 모터의 주요 토크는 권선에 가한 입력전류와 권선으로 부터 유도된 전압과의 상호작용과 관련된다. 실험을 통해 하이브리드 스텝모터의 마이크로 스텝핑시에 모터내부

의 영구자석에 의한 Detent 토크가 진동의 주요인으로 작용함을 확인하였고 이 진동을 없애기 위해 모터의 입력전류 파형을 보상하였다. 스텝모터의 구동을 위해 일정 MSR로 작동하는 디지털 방식의 PWM 드라이버를 제작, 사용하였으며 진동을 감지하기 위한 센서로는 저가의 마이크로폰을 모터에 부착하여 사용하였다. 진동을 저감하기 위한 입력전류파형의 보상 방법으로 신경회로망을 사용하여 각 속도별 최적의 입력 파라미터를 찾았고 이를 통하여 스텝모터의 진동을 줄였으며 결과적으로 넓은 속도 범위 내에서 부드러운 회전 동작을 얻을 수 있었다.

참고문헌

- (1) T.Roland Fredricksen,1975 "Microstepping - A new control concept for rotary step motors"HH-1 *IMCSD*
- (2) Thomas L.Hopkins/SGS-Thomson,1989 "Microstepping controller IC support proportional motion control"*PCIM* March
- (3) Eric K.Pritchard,1987 "Concepts and characteristic of ministepping"*IMCSD* P229~242
- (4) Albert C.Leenhouts,1985 "Compensation Technique in micro stepping"*IMCSD* P175~179
- (5) Hi-Dong Chai IBM,1985 "Position Error Analysis for micro stepping"*IMCSD* P265~274
- (6) Stephen D.Holle,1993"Stepper Controller Runs at 3 Million Pulse/sec" *PCIM* Feb.Pg.34 ~ 40
- (7) Parker Hannifin Co. Product Catalog,1994 "*Positioning Control System and Drives*" Pg A28,A77
- (8) 김상진, 1994 "소형모터제어" 성안당 Pg126
- (9) Wen-Wci Chiang, 1987 "Optimal Cogging Torque Compensation During Microstepping Under Constant Load" *IMCSD* pg 349~355
- (10) M.L Patterson, 1977 "Analysis and Correction of Torque Harmonics in Permanent-Magnet Step Motor" *IMCSD* Pg 25 ~37
- (11) K.J.Hunt, D.Sbararo, R.Zbikowski and P.J Gawathrop, 1992 "Neural Networks for Control System - A Survey" *Automatica* Vol28 no.6 Pg1083~1112
- (12) Mohamad H.Hassoun, 1995 "*Fundamental of Artificial Neural Network*" MIT Press Pg. 180 and Chap5.
- (13) A. Linden and J.Kinderman, 1989 "Inversion of multilayer nets" *Int Joint Conf. Neural Networks (IJCNN)* June Pg 425~430
- (14) D.A.Hoskins, J.N.Hwang, and J.Vagners, 1992 "Iterative Inversion of Neural Networks and Its Application to Adaptive control" *IEEE Transactions on Neural Networks* March, Vol 3, No 2, Pg 292~293