

# 하모닉 드라이브를 가진 DC 서보 모터의 비선형 제어기와 동기 운전에 관한 연구

김연태\*, 최정원\*, 홍동기\*\*, 이석규\*\*\*

## A Study on Nonlinear Controller of DC Servo-motors with Harmonic Drive Gearing and Its Synchronous Operation

Yeon Tae Kim\*, Jeong Won Choi\*, Dong Gi Hong\*\*, Suk Gyu Lee\*\*\*

### ABSTRACT

A harmonic drive is compact torque transmission device with no backlash which is widely applied in industrial field to transmit torque precisely. However, one of the disadvantages of harmonic drives is the existence of mechanical flexibility caused by its structural properties, which imposes great limitation on designing precise controller. This paper proposes a nonlinear controller for synchronous operation of DC servo-motors with harmonic drive, using Integrator Backstepping method. Furthermore, an alternative algorithm for serial type synchronous operation of multiple DC servo-motors is proposed. Simulation results by SIMULINK for proposed controller shows considerably small error and rapid approach to reference input, which can be adapted to industrial applications.

**Key Words** : Harmonic Drive (하모닉 드라이브), Synchronous Operation (동기 운전), Integrator Backstepping Method (적분기 후치법), DC Servo-motor (직류 서보 전동기)

### 1. 서론

산업 현장에서는 제품의 생산성을 높이고 불량률을 줄이기 위하여 생산 설비 시스템의 정밀한 제어에 관한 요구가 더욱 크게 증대되고 있다. 특히, 로봇 시스템과 같은 생산 설비는 계속되는 고속의 반복 작업을 위해 주로 이용되므로, 부피와 무게가 적으면서도 높은 정밀도와 반복

성 및 큰 출력을 가지는 동력 장치가 필요하다. 일반적으로 크기가 작고 가벼운 액츄에이터는 그 출력이 낮으므로, 큰 토크를 발휘하도록 하기 위해 감속 기어 장치를 사용하지만, 보통의 기어 시스템은 크고 무거우며, 소음이 많고, 특히 백러쉬가 커서 정밀한 제어에 어려움이 있다.

하모닉 드라이브는 백러쉬가 거의 없기 때문에 산업 현장에서 정밀한 동력 전달 장치로 널리 사용되고 있으며,

\* 영남대학교 대학원 전기공학과  
 \*\* 대우중공업 옥포조선소 선박해양기술연구소 자동화연구실 로봇트연구팀  
 \*\*\* 영남대학교 전기전자공학부

최근 들어 이에 관한 연구도 활발히 진행되고 있다. T. Marilier 등<sup>(1)</sup>은 하모닉 드라이브를 채택한 DC 모터의 백러쉬, 비선형 마찰력 등을 포함한 비선형성의 영향에 관하여 연구하였다. T. C. Lin 등<sup>(2)(3)</sup>은 하모닉 드라이브를 이용한 매니플레이터의 동역학 방정식의 수립에 관한 연구를 수행하였는데, [2]에서는 뉴턴-오일러 방법을 사용하여 하모닉 드라이브의 유연성을 고려한 매니플레이터 전체의 동역학 방정식을 유도하였으며, [3]에서는 하모닉 드라이브를 채택한 7 자유도의 매니플레이터에서 모터와 링크 사이의 비선형 동적 결합과 회전자의 회전 운동의 영향을 연구하였다. 그러나, 하모닉 드라이브는 구조상의 특징인 유연성으로 인하여 큰 비선형성을 가지며, 따라서, 정밀한 제어기의 설계에 많은 어려움을 초래한다는 것이 최대의 단점으로 지적되고 있다. 본 논문에서는 하모닉 드라이브의 유연성을 고려하여 정밀한 비선형 제어기를 설계한다.

다수의 액추에이터를 동기 운전하는 것은 개별적으로 제어하는 것보다 효율과 비용 절감의 측면에서 많은 이득을 가져올 수 있으며, 특히 동기 제어의 결과로 작업 속도 및 정밀성을 개선할 수 있는 응용 분야가 많다. 두꺼운 철판을 용접할 경우, 한 면에서만 용접을 시도하는 것은 용접면 부위의 강도 등을 고려할 때 바람직한 방법이 아니므로, 양면에서 동시에 용접하기 위한 동기 운전이 응용될 수 있다. 또한, 항만 설비 등에서 사용되는 크레인 구동 장치나 철판의 압연 과정 등에 동기 제어가 응용될 경우, 정밀성과 효율을 크게 향상시킬 수 있다. 윤재학 등<sup>(4)</sup>은 복수 DC 모터의 동기 제어 알고리즘으로 직렬형 및 병렬형 동기 제어 방식을 제시하였다. 그러나, 직렬형 동기 제어 방식은 오차가 계속 누적되어 마지막 모터는 첫 번째 모터와 매우 큰 오차를 나타내게 되며, 병렬형은 임의의 모터에 부하 변동이나 외란이 있을 경우 유달리 그 모터만이 기준값과 큰 오차를 나타내는 단점이 있다. 본 논문에서는 이들의 동기 제어 알고리즘을 개선하여 하모닉 드라이브를 가진 DC 서보 모터의 동기 제어에 적용하였으며, MATLAB의 SIMULINK를 이용하여 모의실험을 수행함으로써 그 타당성을 검증하였다.

## 2. 제어 시스템의 모델링

### 2.1 하모닉 드라이브

하모닉 드라이브는 Circular Spline, Flexspline 및

Wave Generator로 구성되어 있다. 약간 타원형인 Wave Generator에 베어링을 통하여 밀착되는 Flexspline은 자체의 유연성에 의해 타원으로 변형되며, Wave Generator가 회전함에 따라 타원의 주축이 원주를 따라 회전하는 속도보다 느리게 회전하게 된다. 그리고, Circular Spline은 타원의 주축 주변의 치들을 통하여 Flexspline과 접하고 있다. 타원형의 Flexspline은 Circular Spline보다 치의 수가 약간 적기 때문에, 두 기어는 약간 다른 상대 속도로 회전한다. 즉, 하나의 기어가 고정되면, 다른 하나는 타원 주축의 회전 속도의 몇 십분의 일의 비율로 회전하게 된다.

임의의 자유도를 가진 매니플레이터의  $i$ -번째 관절에 부착된 하모닉 드라이브의 입력 회전 각도를  $q_{mi}$ 라 하고, 출력 회전 각도를  $q_i$ 라 할 때, 이상적인 감속비  $n_i$ 를 가진다면 다음과 같이 된다.

$$q_i = n_i q_{mi} \quad (1)$$

그러나, 하모닉 드라이브의 정밀성에 영향을 미치는 몇 가지 요소가 있으며, 그 중 하나인 기구학적 오차  $\psi_{ei}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다<sup>(7)</sup>.

$$\psi_{ei} = \sum_{j=1}^{\infty} a_j \sin(2jq_{mi} + \phi_{ji}) \quad (2)$$

여기서,  $a_j$ 는 기구학적 오차의 각 고조파 성분의 크기를 나타내는 양의 상수이며,  $\phi_{ji}$ 는 위상 이동을 나타내는 상수이다. 이 급수에서 처음 두 성분만이 중요하며 나머지는 무시할 수 있음이 Rogelio 등<sup>(5)</sup>에 의해 실험적으로 증명되었다.  $\psi_{ei}$ 의 미분은

$$\dot{\psi}_{ei} = \omega_{ei} \dot{q}_{mi} = \left\{ \sum_{j=1}^{\infty} 2ja_j \cos(2jq_{mi} + \phi_{ji}) \right\} \dot{q}_{mi} \quad (3)$$

와 같다. 그리고, Wave Generator와 Flexspline 사이에 존재하는 총 비틀림 변위  $z_{ei}$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$z_{ei} = n_i q_{mi} - q_i + \psi_{ei} \quad (4)$$

Hook의 스프링 법칙의 비선형식을 이용하여 Flexspline의 토크  $T_{fi}$ 를 다음과 같이 구한다.

$$T_{fi} = k_{1i} z_{ei} + k_{2i} z_{ei}^3 \quad (5)$$

여기서,  $k_{1i}$ 와  $k_{2i}$ 는 스프링 상수이다<sup>(7)</sup>. Wave Genera-

tor의 토크  $T_{wgi}$ 는  $T_{fsi}$ 와 마찰 손실  $T_{bi}$ 로 이루어진다.

$$T_{wgi} = [n_i + \omega_{ei}]T_{fsi} + T_{bi} \quad (6)$$

여기서, 마찰 손실  $T_{bi}$ 는

$$T_{bi} = (b_{1i} + b_{2i}|T_{fsi}|)\text{sgn}(\dot{q}_{mi}) + b_{3i}\dot{q}_{mi} + b_{4i}\dot{q}_{mi}^3 + b_{5i}\sin(q_i + \phi_{bi}) \quad (7)$$

이며, 오른쪽 첫 항은 쿨롱 마찰을 나타내고, 두 번째와 세 번째 항은 비선형 점성 제동을 나타낸다. 마지막 항은 Flexspline의 회전에 따라 주기적으로 발생하는 회전 마찰 토크이다. 여기에서 수립한 하모닉 드라이브의 비선형 모델에서는, Circular Spline이 고정되어 있고, 모터의 축이 Wave Generator와 직결되어 있으며, 매니플레이터의 관절이 Flexspline과 연결되어 있다고 가정하였다.

### 2.2 동역학 방정식

보통의 경우, 로봇 시스템의 동역학 모델의 수립에 있어서 해석상의 난점 때문에 링크와 관절들을 강성체로 가정하는 경우가 많지만, 실제의 링크와 관절은 약간의 탄성을 가지고 있으므로 정밀한 제어를 위하여 이를 고려하여야 한다. 따라서, 본 논문에서는 DC 서보 모터와 하모닉 드라이브의 비선형 탄성 효과를 포함한 매니플레이터의 정확한 동역학 모델을 유도한다.

식 (2)에서 정의된 하모닉 드라이브의 기구학적 오차를 요소로 하는 벡터 및 행렬과, 식 (3)에서 정의된  $\omega_{ei}$ 를 요소로 하는 정방행렬을 각각 다음과 같이 정의한다.

$$\Psi_e = [\psi_{e1}, \psi_{e2}, \dots, \psi_{en}] \in R^{n \times 1} \quad (8)$$

$$\Psi_e = \text{diag}(\psi_{e1}, \psi_{e2}, \dots, \psi_{en}) \in R^{n \times n} \quad (9)$$

$$\Omega_e = \text{diag}(\omega_{e1}, \omega_{e2}, \dots, \omega_{en}) \in R^{n \times n} \quad (10)$$

그리고, 식 (4)에서 정의된 비틀림 변위에서, 기구학적 오차를 무시하고, 각 하모닉 드라이브의 기어비를 요소로 하는 대각행렬  $N$ 의 역행렬을 곱하면 이상적인 비틀림 변위 벡터를 아래와 같이 구할 수 있다.

$$z = q_m - N^{-1}q \quad (11)$$

그러면, Flexspline과 Wave Generator의 토크 벡터를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$T_{fs} = K(q, q_m)z + K_e \quad (12)$$

$$T_{wg} = [N + \Omega_e]T_{fs} + T_b \quad (13)$$

여기서,

$$K_e = K_1\Psi_e + K_2\Psi_e^2\Psi_e \quad (14)$$

$$T_b = [T_{b1}, T_{b2}, \dots, T_{bn}]^T \quad (15)$$

$$K(q, q_m) = K_1N + K_2[N^2Z_e^2 + 3NZ_e\Psi_e + 3\Psi_e^2]N \quad (16)$$

이며,  $K_1$ 과  $K_2$ 는 스프링 상수  $k_{1i}$ 와  $k_{2i}$ 를 요소로 가지는 대각행렬이고,  $Z_e$ 는  $z_i$ 를 요소로 가지는 대각행렬이다.

이제 DC 서보 모터와 하모닉 드라이브 및 임의의 자유도를 가진 매니플레이터의 최종적인 동역학 방정식은 다음과 같다.

$$M(q)\ddot{q} + V_m(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) + F(\dot{q}) - K_e = K(q, q_m)z \quad (17)$$

$$J_m\ddot{q}_m + B_m\dot{q}_m + [N + \Omega_e][K(q, q_m)z + K_e] + T_b = u \quad (18)$$

여기서,  $M(q)$ 는 링크의 관성 행렬,  $V_m(q, \dot{q})\dot{q}$ 는 원심력/코리올리시스항,  $G(q)$ 는 중력항,  $F(\dot{q})$ 는 주로 링크의 베어링에 의한 마찰항을 각각 나타내며,  $J_m$ 은 모터의 관

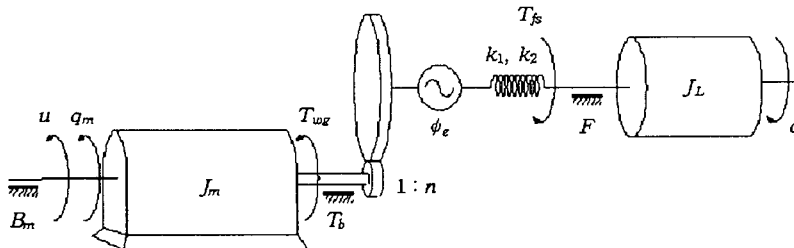


Fig. 1 Precise model of  $i$ -th link with harmonic drive gearing

성 행렬,  $B_m$ 은 모터의 베어링과 관련된 계동항,  $u$ 는 시스템의 제어 입력을 각각 나타낸다.

Fig. 1은 매니플레이터의  $i$ -번째 관절에 부착된 DC 모터를 정밀하게 모델링한 것이다.

### 3. 제어 알고리즘

#### 3.1 Integrator Backstepping Method

Integrator Backstepping Method는 Lyapunov 개념을 이용하여 시스템의 각 스칼라 미분 방정식에 대한 의사 제어 법칙을 수립하는 과정을 반복함으로써 최종적인 제어 법칙을 합성하는 제어기 설계 방법으로, 불확실한 비선형성을 수용하는 설계 도구를 선택할 수 있게 하며, 중요한 비선형성의 제거를 피할 수 있다는 장점을 가진다<sup>(6)</sup>.

본 논문에서는 하모닉 드라이브와 DC 서보 모터를 가진 매니플레이터의 제어를 위한 비선형 제어기의 설계에 Integrator Backstepping Method를 이용하였다. 먼저, 각 링크의 목표 위치 궤적 벡터  $q_d$ 와 실제 위치 궤적 벡터  $q$  사이의 오차 벡터  $e_L$ 과  $r_L$ 을 각각 다음과 같이 정의한다.

$$e_L = q_d - q \in R^{n \times 1} \quad (19)$$

$$r_L = e_L + \dot{e}_L \in R^{n \times 1} \quad (20)$$

식 (17)을 식 (20)의 항으로 표현하면 다음과 같다.

$$M(q) \dot{r}_L = -V_m(q, \dot{q})r_L + w_L - K(q, q_m)z \quad (21)$$

여기서,

$$w_L = M(q)(\ddot{q}_d + \dot{e}_L) + V_m(q, \dot{q}) + (\dot{q}_d + e_L) + G(q) + F(\dot{q}) - K_e \quad (22)$$

이다. 식 (21)의 오른쪽에 Integrator Backstepping Method의 중간 제어기  $K(q, q_m)u_L$ 을 더하고 빼면,

$$M(q)\dot{r}_L = -V_m(q, \dot{q})r_L + w_L - K(q, q_m)u_L + K(q, q_m)(u_L - z) \quad (23)$$

이며, 마지막 항의  $(u_L - z)$ 를 교란항  $\eta$ 로 둔다.  $\eta$ 를 안정시키기 위한 동역학이 필요하므로,  $\eta$ 를 미분하고

$\det\{M(q)\}$ 를 곱하여

$$\det\{M(q)\}\dot{\eta} = \det\{M(q)\}\dot{u}_L - \det\{M(q)\}\dot{z} \quad (24)$$

를 구하고, 여기에

$$w_\eta = \det\{M(q)\}\dot{u}_L - K(q, q_m)r_L + \frac{1}{2} \frac{d}{dt} [\det\{M(q)\}]\eta \quad (25)$$

로 정의되는  $w_\eta$ 를 더하여 정리하면 다음과 같다.

$$\det\{M(q)\}\dot{\eta} = w_\eta - \det\{M(q)\}u_\eta + \det\{M(q)\}\pi - K(q, q_m)r_L - \frac{1}{2} \frac{d}{dt} [\det\{M(q)\}]\eta \quad (26)$$

여기서,  $\pi$ 와 그 미분은 각각 다음과 같이 정의된다.

$$\pi = u_\eta - \dot{z} \quad (27)$$

$$\dot{\pi} = \dot{u}_\eta - \ddot{z} \quad (28)$$

식 (28)의 양변에  $J_m$ 을 곱하고 식 (11)의 2계 도함수를 대입한 후, 식 (18)의 첫 항을 고려하여  $\det\{M(q)\}$ 를 곱하면 다음과 같다.

$$\det\{M(q)\}J_m\dot{\pi} = \det\{M(q)\}\{J_m\dot{u}_\eta + J_mN^{-1}\ddot{q} + B_m\dot{q}_m + [N + \Omega_e][K(q, q_m)z + K_e] + T_b\} - \det\{M(q)\}u \quad (29)$$

이 식에 몇 가지 조작을 가하여 다음 식을 얻는다.

$$\det\{M(q)\}J_m\dot{\pi} = w_\pi - \frac{1}{2} \frac{d}{dt} [\det\{M(q)\}]J_m\pi - \det\{M(q)\}\eta \quad (30)$$

여기서,  $w_\pi$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$w_\pi = \det\{M(q)\}\{J_m \dot{u}_\eta + J_mN^{-1}\ddot{q} + B_m\dot{q}_m + [N + \Omega_e][q, q_m]z + K_e] + T_b\} + \frac{1}{2} \frac{d}{dt} [\det\{M(q)\}]J_m\pi + \det\{M(q)\}\eta \quad (31)$$

식 (23), (26), (30)의 오차 시스템을 위한 중간 제어기와 최종 제어기  $u$ 는 다음과 같다.

$$u_L = K(q, q_m)^{-1}[k_L r_L + w_L] \in R^{n \times 1} \quad (32)$$

$$u_\eta = [\det\{M(q)\}]^{-1}[k_\eta \eta + w_\eta] \in R^{n \times 1} \quad (33)$$

$$u = \left[ \det\{M(q)\} \left[ I - \text{diag} \left( \frac{\partial u_\eta}{\partial \dot{q}_m} \right) \right] \right]^{-1} [k_\pi \pi + w_\pi] \in R^{n \times 1} \quad (34)$$

여기서,  $k_L$ ,  $k_\eta$ ,  $k_\pi$ 는 양의 제어기 이득이며,  $I$ 는 단위행렬이다. 식 (22), (25), (31)의 보조 제어기  $w_L$ ,  $w_\eta$ ,  $w_\pi$ 는 식 (23), (26), (30)의 오차 시스템에 존재하는 비선형항을 제거하기 위해 사용된다. 여기에서 수립된 모델과 제어기는 다수의 매니플레이터 중 하나만을 다루었음을 밝혀둔다.

### 3.2 동기 제어 알고리즘

본 논문에서는 [8]에서 제시된 직렬형 및 병렬형 동기 제어 방식을 개선하여 새로운 알고리즘을 제시한다. 즉, 시스템 전체의 기준 입력과 다른 모터들의 출력에 각각 가중치를 적용하여  $i$ -번째 모터의 기준 입력을 결정한다. 이 때, 동기 운전의 목적에 따라서, 기준 입력의 가중치  $w_1$ 과 다른 모터들의 출력의 가중치  $w_2$ 를 적절히 조절할 수 있으며, 시스템 전체의 구성은 직렬형과 병렬형 중 하나를 선택할 수 있다. Fig. 2에 가중치를 고려한 직렬형

과 병렬형 동기 제어 방식의 개념을 간략히 나타내었다.

[8]에서 제시한 직렬형 동기 제어 방식에서는 오차가 누적되어 첫 번째 모터와 마지막 모터의 출력이 상당한 차이를 보이게 되며, 병렬형 동기 제어 방식에서는 임의의 모터에 부하 변동이 있을 경우 유독 그 모터의 출력이 다른 모터와 큰 차이를 보이게 되는 단점이 있다. 본 논문에서 제시한 가중치를 고려한 동기 제어 알고리즘에서, 직렬형을 선택한다면 오차가 누적되는 현상을 크게 완화시킬 수 있으며, 병렬형을 선택한다면 임의의 모터에서 부하 변동이 있을 때 다른 모터와 출력이 크게 차이를 보이는 현상을 대폭 완화시킬 수 있다.

## 4. 모의실험 결과

### 4.1 DC 모터 두 대의 동기 제어

본 논문의 모의실험에서는 하모닉 드라이브와 DC 서보 모터를 가진 1-자유도 매니플레이터 두 대를 동기 제어 대상으로 선정하였다. 아래의 Fig. 2에 DC 모터 두 대의 모의실험 시스템을 개념적으로 표현하였으며, 각 파라미터들의 값을 Table 1에 나타내었다.

본 모의실험에서는 15초 동안 모터 1이 정현파 기준 입력을 추종하고, 모터 2가 모터 1의 출력 위치를 추종하도록 한다. Fig. 4는 두 모터의 실제 위치에 관한 모의실험

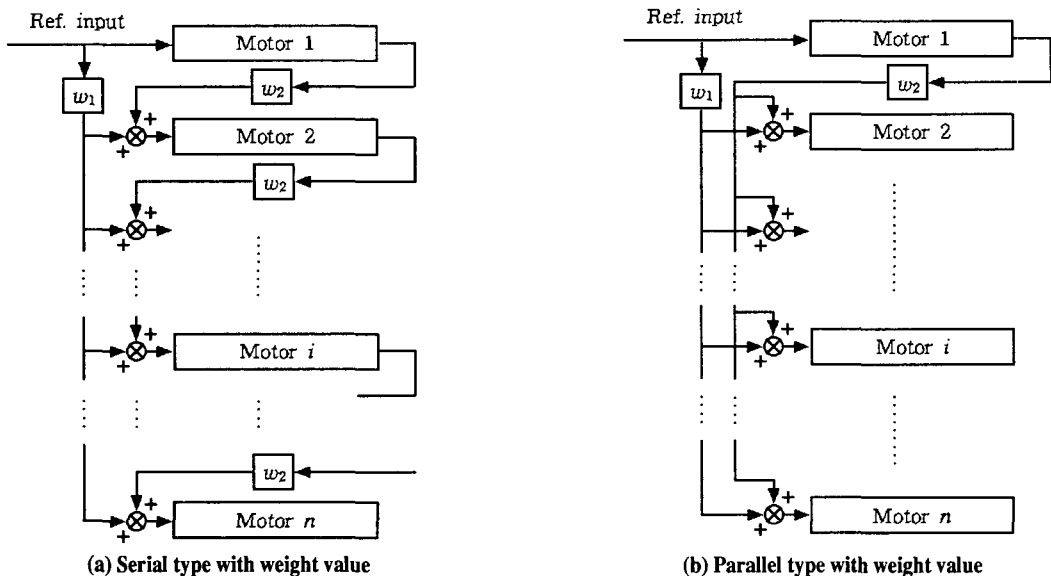


Fig. 2 Synchronous operation of DC motors with weight value considered

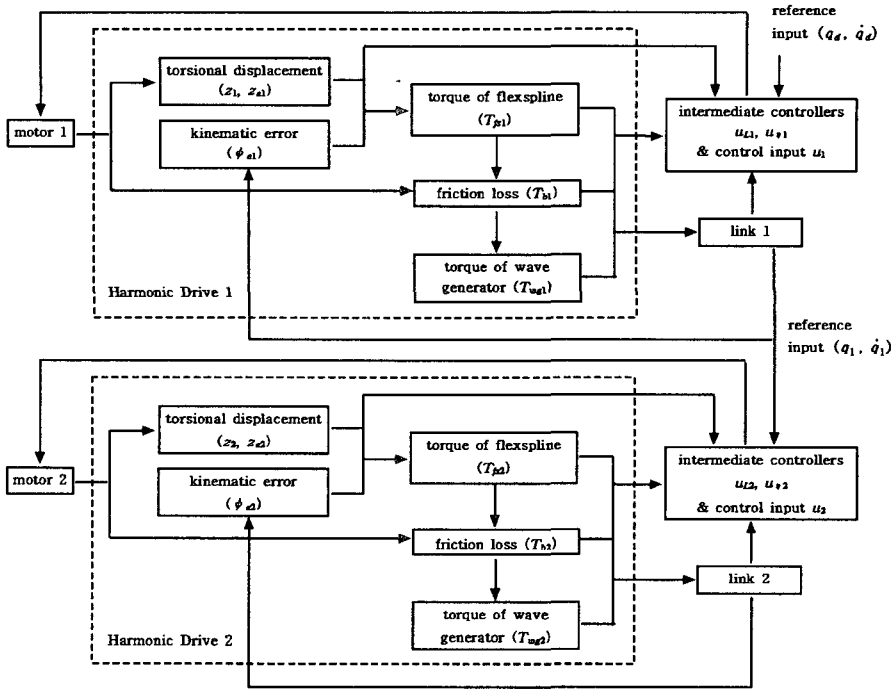
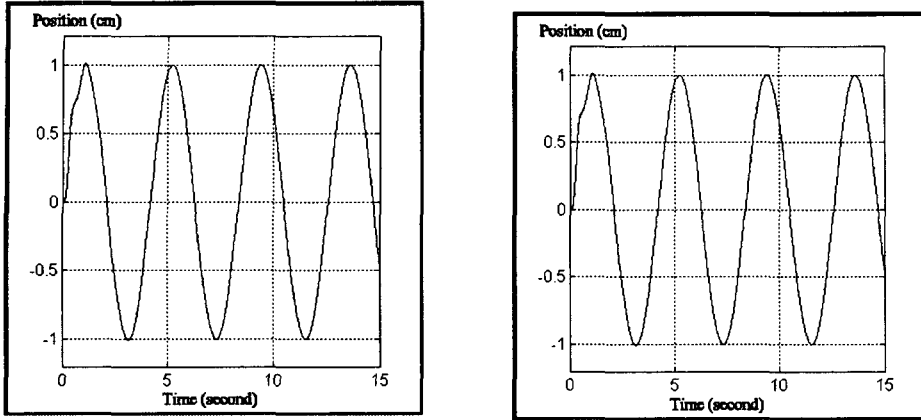


Fig. 3 Concept of two DC motors with harmonic drive gearing for simulation

Table 1 Parameters for simulation of two DC motors

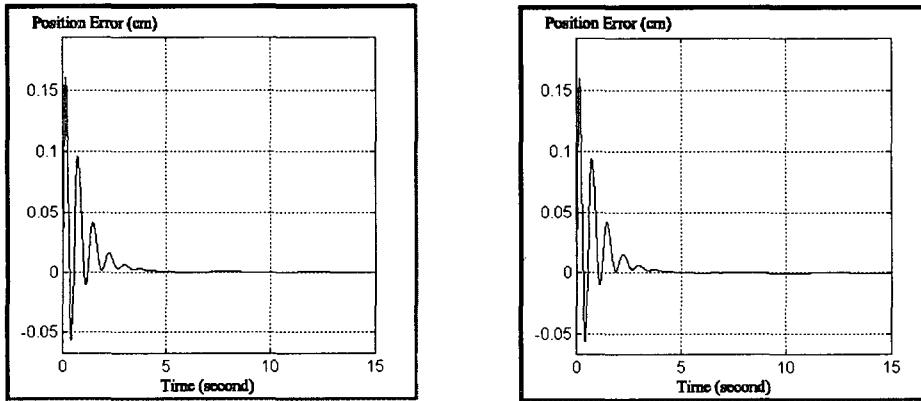
각 파라미터의 의미	파라미터	값
부하 관성	$J_L$	1.0 Kg-cm <sup>2</sup>
모터 관성	$J_m$	0.0119 Kg-cm <sup>2</sup>
동적 마찰 계수	$f_d$	0.007 Kg-cm-sec
기구학적 오차 1	$\alpha_1$	0.000001 rad
기구학적 오차 2	$\alpha_2$	0.000001 rad
위상각	$\phi_b$	0.03 rad
강성 상수 1	$k_1$	399.1 Kg-cm/rad
강성 상수 2	$k_2$	15.3487 × 10 <sup>6</sup> Kg-cm/rad <sup>3</sup>
모터 제동 상수	$b_m$	0.007 Kg-cm-sec
하모닉 드라이브 쿨롱 마찰 계수	$b_1$	0.0 Kg-cm
하모닉 드라이브의 파동 토크 계수	$b_2$	0.2747
하모닉 드라이브 점성 감쇄 계수 1	$b_3$	0.0047 Kg-cm-sec
하모닉 드라이브 점성 감쇄 계수 2	$b_4$	0.01 Kg-cm sec <sup>3</sup>
하모닉 드라이브의 주기적 마찰 토크	$b_5$	0.01 Kg-cm
하모닉 드라이브 기어비	$n$	0.02
부하 질량	$m$	5 Kg
부하 길이	$L$	24 cm



(a) Actual position of motor 1

(b) Actual position of motor 2

Fig. 4 Actual position of each motor



(a) Position error of motor 1

(b) Position error of motor 2

Fig. 5 Position errors about reference

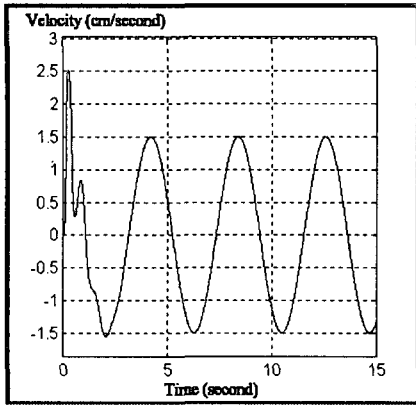
결과이며, Fig. 5는 두 모터의 기준 위치 입력에 대한 위치 오차를 나타낸다. 또, Fig. 6은 두 매니플레이터의 실제 속도에 관한 모의실험 결과이며, Fig. 7은 기준 속도 입력에 대한 각 매니플레이터의 속도 오차이다. 두 모터의 출력이 거의 일치하며, 또한, 큰 오차가 없이 기준 입력을 잘 추종함을 알 수 있다.

동기 제어에서는 두 매니플레이터의 위치가 정확히 기준값을 추적하도록 제어하는 것도 중요하지만, 두 매니플레이터 사이의 실제 위치가 일치하도록 하는 것도 매우 중요한 의미를 가진다. 따라서, Fig. 8에서는 두 매니플레이터 사이의 상대적 위치 오차와 상대적 속도 오차를 나타내었다. 초기에 약간의 오차가 있으나 곧 안정되어

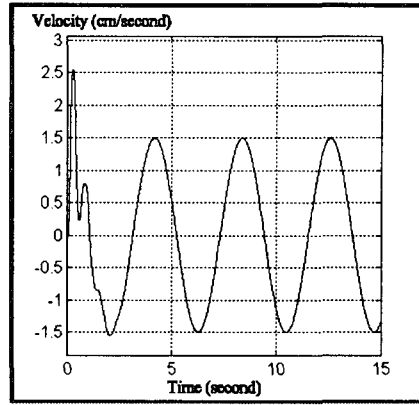
두 매니플레이터의 출력이 거의 일치하므로 동기 제어가 잘 수행됨을 알 수 있다.

#### 4.2 가중치를 적용한 직렬형 동기 제어

여기에서는, 가중치를 적용하지 않은 직렬형 동기 제어와 가중치를 적용하여 개선된 직렬형 동기 제어의 모의실험 결과를 비교하여 나타내었다. 본 논문에서 제시하는 개선된 동기 제어 알고리즘의 타당성을 검증하기 위하여 여덟 대의 DC 모터에 관한 모의실험 결과를 제시하였으며, 기준 입력의 가중치  $w_1$ 은 0.7, 바로 앞 모터 출력의 가중치  $w_2$ 는 0.3으로 설정하였다. 이 모의실험에 사용된 부하 관성과 모터 관성, 하모닉 드라이브의 비선형 스프

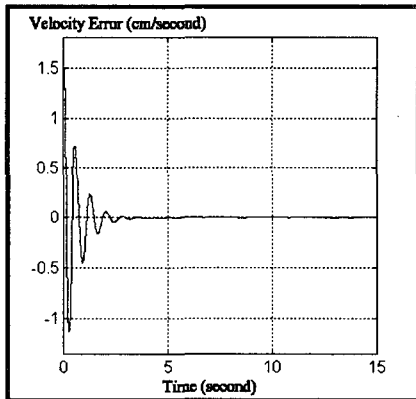


(a) Actual velocity of motor 1

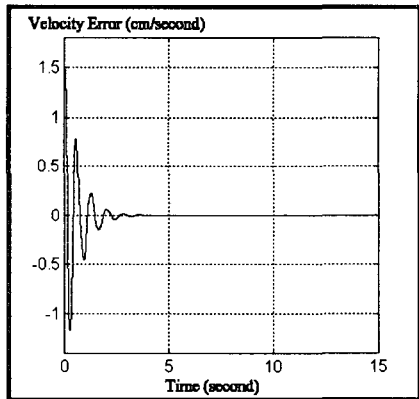


(b) Actual velocity of motor 2

Fig. 6 Actual velocity of each motor

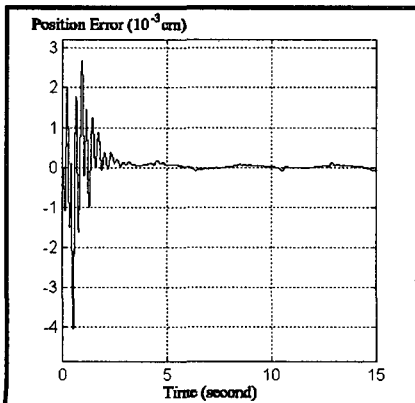


(a) Velocity error of motor 1

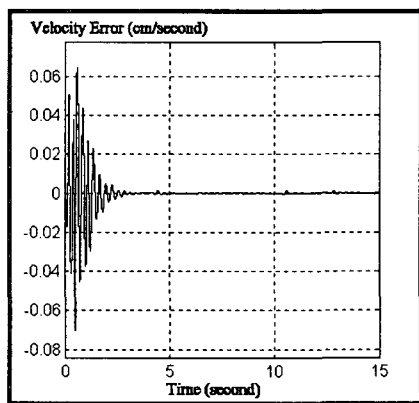


(b) Velocity error of motor 2

Fig. 7 Velocity errors about reference



(a) Position error



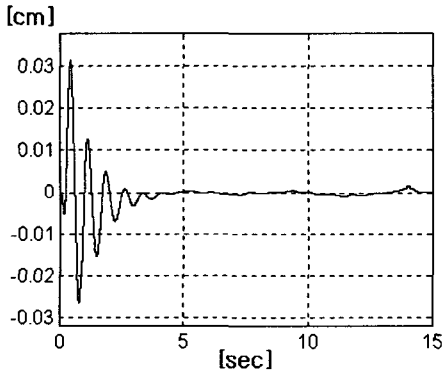
(b) Velocity error

Fig. 8 Position and velocity error between motor 1 and 2

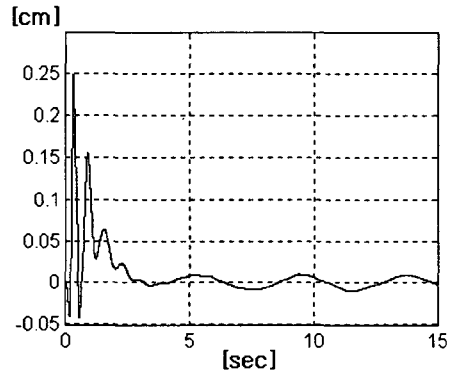


Table 2. Parameters for simulation of eight DC motors

파라미터	파라미터의 값	
부하 관성, 모터 관성	$j_{L1} = 1.01,$	$j_{M1} = 0.011901,$
	$j_{L2} = 1.005,$	$j_{M2} = 0.011902,$
	$j_{L3} = 1.002,$	$j_{M3} = 0.0119015,$
	$j_{L4} = 1.0102,$	$j_{M4} = 0.0119012,$
	$j_{L5} = 1.007,$	$j_{M5} = 0.0119008,$
	$j_{L6} = 1.011,$	$j_{M6} = 0.0119011,$
	$j_{L7} = 1.014,$	$j_{M7} = 0.011903,$
	$j_{L8} = 1.05,$	$j_{M8} = 0.011905,$
하모닉 드라이브의 스프링 상수	$k_{11} = 399.15,$	$k_{21} = 15348713,$
	$k_{12} = 399.21,$	$k_{22} = 15348709,$
	$k_{13} = 399.18,$	$k_{23} = 15348687,$
	$k_{14} = 399.12,$	$k_{24} = 15348718,$
	$k_{15} = 399.16,$	$k_{25} = 15348725,$
	$k_{16} = 399.24,$	$k_{26} = 15348705,$
	$k_{17} = 399.20,$	$k_{27} = 15348717,$
	$k_{18} = 399.17,$	$k_{28} = 15348710,$

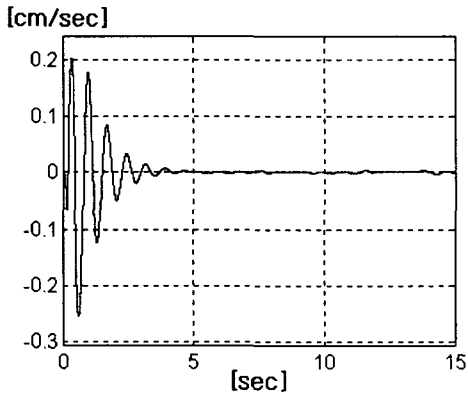


(a) Position error between motor 1 and 2

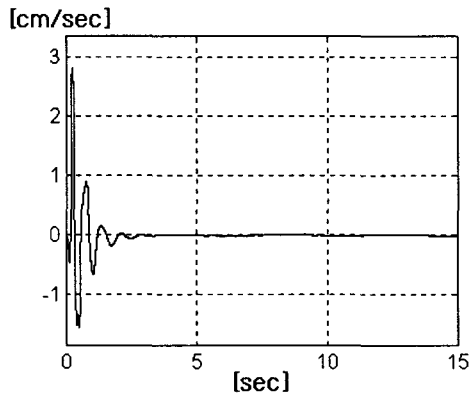


(b) Position error between motor 1 and 8

Fig. 9 Position errors for serial type synchronous operation

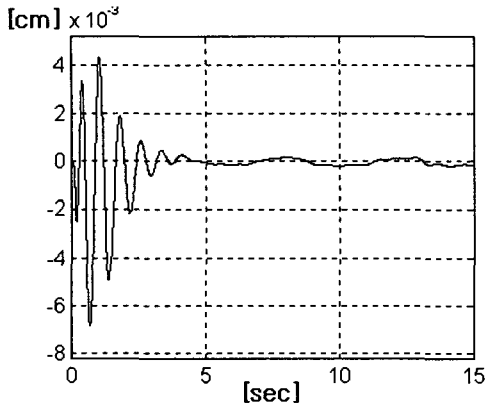


(a) Velocity error between motor 1 and 2

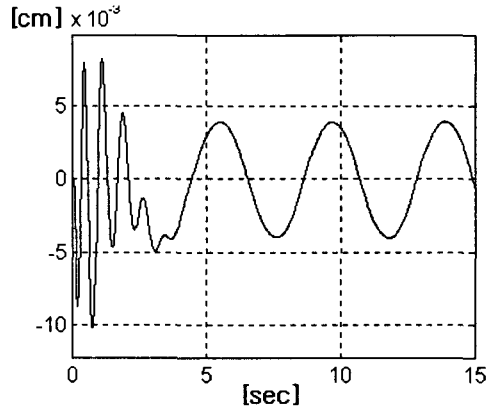


(b) Velocity error between motor 1 and 8

Fig. 10 Velocity errors for serial type synchronous operation

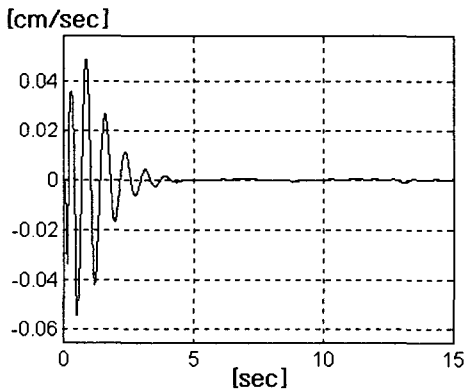


(a) Position error between motor 1 and 2

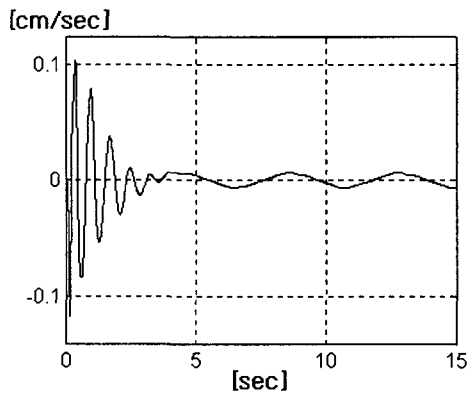


(b) Position error between motor 1 and 8

Fig. 11 Position errors for serial type with weight value



(a) Velocity error between motor 1 and 2



(b) Velocity error between motor 1 and 8

Fig. 12 Velocity errors for serial type with weight value

링 상수 등을 Table 2에 나타내었으며, 여기에 명시되지 않은 파라미터들은 Table 1과 동일한 값을 가진다.

직렬형 동기 제어 방식에서는 오차가 누적되어 마지막 모터와 첫 번째 모터 사이에는 상당한 오차가 발생함을 보이기 위해, 첫 번째 모터와 두 번째 모터, 첫 번째 모터와 마지막 여덟 번째 모터의 오차를 비교하여 제시하였다. Fig. 9와 Fig. 10은 가중치를 고려하지 않은 종래의 동기 제어 기법을 사용한 모의실험 결과이며, Fig. 11과 Fig. 12는 가중치를 고려하여 개선한 동기 제어 기법의 모의실험 결과이다. Fig. 9와 Fig. 11의 위치 오차, Fig. 10과 Fig. 12의 속도 오차에 관한 모의실험 결과를 비교하면, 과도 상태의 응답뿐만 아니라 정상 상태에서도 상당한 개선이 있었음을 알 수 있다.

## 5. 결 론

하모닉 드라이브는 크기가 작고 무게가 가벼우며, 특히 백러쉬가 거의 없어서 정밀하게 동력을 전달할 수 있는 장치이지만, 구조상의 특징에 기인하는 큰 비선형성을 가지고 있어서 정밀한 제어에 큰 장애가 된다. 본 논문에서는 하모닉 드라이브를 가진 DC 서보 모터의 비선형 제어를 설계하기 위해 Integrator Backstepping Method를 이용하였다. 모의실험의 결과는 제안된 제어기의 타당성을 입증하고 있다.

다수의 액추에이터의 동기 제어는 시스템의 고효율화, 고정밀화를 위해 두꺼운 철판의 용접이나 크레인의 구동부, 철판의 압연 공정 등에 널리 응용되고 있는 제어 방법

이다. 본 논문에서는 두 대의 DC 서보 모터를 대상으로 동기 제어 모의실험을 실시하여 제안된 비선형 제어기의 타당성을 검증하였다. 또한, 기존의 직렬형 및 병렬형 동기 제어 기법을 개선하여 가중치를 고려한 동기 제어 알고리즘을 제시하였으며, 모의실험 결과는 개선된 알고리즘으로 종래의 동기 제어 기법보다 더 나은 결과를 얻을 수 있음을 보여준다.

### 참 고 문 헌

1. T. Marilier and J. A. Richard, "Non-linear Mechanic and Electric Behavior of a Robot Axis with a Harmonic Drive Gear," *Robotics & Computer Integrated Manufacturing*, Vol. 5, No. 2/3, pp. 129 ~ 136, 1989.
2. T. C. Lin and K. H. Yae. "Use of Spatial Velocity in Recursive Dynamic Formulation of a Manipulator Driven by Harmonic Drives," *Mech. Struct. & Mach.*, 22 (3), pp. 343 ~ 370, 1994.
3. Tsung-Chieh Lin and K. Harold Yae, "The Effects of Harmonic Drive Gears on Robot Dynamics," *Advances in Design Automation*, Vol. 2, DE-Vol. 32-2, pp. 515 ~ 522, 1991.
4. Ted W. Nye and Robert P. Kraml, "Harmonic Drive Gear Error: Characterization and Compensation for Precision Pointing and Tracking," *25th Aerospace Mechanisms Symposium*, pp. 237 ~ 252, 1991.
5. Rogelio Lozano and Bernard Brogliato, "Adaptive Control of Robot Manipulators with Flexible Joints," *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 37, No. 2, pp. 174 ~ 181, 1992.
6. Miroslav Krstic, Ioannis Kanellakopoulos, Peter Kokotovic, "Nonlinear and Adaptive Control Design," John Wiley & Sons, Inc., New York, NY, 1995.
7. Tuttle, T. D., "Understanding and Modeling the Behavior of a Harmonic Drive Gear Transmission," Master's Thesis of MIT, 413p, 1992.
8. 윤재학, 서일홍, 신유식, 김기희, "복수 DC 모터 동기 제어," '90 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 475 ~ 479, 1990.
9. Sarachik P. and Ragazzini J. R., "A Two Dimensional Feedback Control System," *Trans. AIEE*, Vol. 76, Part II, pp. 55 ~ 61, May 1957.