

진상각 제어에 따른 AC 서보 모터의 토오크
특성에 관한 연구

*임 윤택 *손 명훈 **허 옥열

* 인하 대학교 공과 대학 전기공학과

** 제어 계속 신기술 연구 센터

A study on the torque characteristic
of AC servo system by phase advance
control.

* Yoon-Taek Lim, * Meyng. Hoon, Shon, ** Uk-Youl Huh.

* Dept. of elect. eng. INHA university

** ERC for advanced Control and Instrumentation

Abstract

The DC(Direct-Current) servo motor has widely used for many application areas, FA(Factory Automation), OA(Office Automation) and home applications. But DC servo motor needs periodical inspection because it has brush and commutator. Recently, AC servo motor has expanded its application areas due to for the development of the power semi-conductor and control technology. But it has large torque ripple for its small number of commutation. And it also has cogging torque due to permanent magnet rotor. Therefore it can't run balance rotation. Many torque ripple reduction methods are published. In this paper, phase advanced method adopted for torque ripple reduction of AC servo motor. In this research, AC servo motor torque characteristic variation surveyed under the phase advance control through the computer simulation. Under the simulation, the load inertia varied from 0.0001[Kg·m²] to 0.0314[Kg·m²]. The result of nonlinear simulation, torque and speed ripple of AC servo motor under the phase advance control reduced approximately 50[%] and 10[%]. And maximum torque of AC servo motor under phase advance control condition increased about 5[%] as compare with fixed switching time.

1. 서론

서어보 시스템의 구동 장치로 쓰이는 서어보 모터는 시스템 성능에 많은 영향을 주게 된다. 지금까지 대부분의 서어보 시스템에서는 가변속 제어가 용이하고 입력 전압과 속도가 비례 관계에 있고, 토오크가 전류에 비례하여 선형 제어가 가능한 DC 서어보 모터가 주류를 이루고 있다. 그러나 DC 서어보 모터에는 전력 변환을 해 주기 위해 브러쉬와 정류자가 있으며 이는 구조적으로 대단히 복잡하고 정기적 보수를 필요로 한다. 또한 마찰로 인한 먼지, 불꽃 등으로 인해 내구성이 요하는 곳, 인화성 물질이 있는 곳, 청결을 요하는 곳 등의 사용에 많은 제약을 받게한다. 이와같은 문제점을 해결하기 위해 AC 서어보 모터(또는 브러쉬리스 모터라고도 부름)의 개념이 도입되었다. AC 서어보 모터는 DC 모터에서 브러쉬와 정류자를 반도체 스위치로 대체한 것으로[1] 제2차 에너지 파동 이후 위치 센서와 자성물질 및 관련 재료의 개발에 힘입어 성능이 향상 되면서 고효율이며 보수가 간단하면서도 무단변속이 가능하다는 장점을 지니게 되어 많은 분야에서 폭넓은 수요증가를 가져왔다. 특히 최근들어 반도체 소자의 발전과, 전력변환 기술의 발전, 제어기술의 향상으로 AC 서어보 모터의 사용은

점차 늘어가는 추세이다. AC 서어보 모터는 크게 동기형과 비 동기형으로 분류할 수 있으며 종래에는 비동기 인덕턴스형 2상 서보 모터가 주류를 이루었으나 근래에는 거의 사용되고 있지 않다[2]. 동기형 모터는 운전 효율이 높고, 특히 영구 자석형 모터는 슬립링(slip ring)이 없으며 회전자의 발열이 적어 냉각면에서 유리하다. 이러한 이유로 공작 기계의 스핀들(spindle) 모터와 같이 열의 영향을 받기 쉬운 용도에서 영구 자석 모터가 많이 사용된다. 동기형 모터는 고정자에 의하여 형성되는 회전자계 내에 영구자석 회전자를 가지며 회전자는 이 회전자계에 의하여 회전한다. 회전자의 회전 속도는 동기 속도 즉 전원 주파수에 완전히 비례하며 슬립 0에서 동작한다. AC 서보 모터는 기계적인 구조가 견고하고 고속운전이 가능하므로 사용빈도가 급속히 증가하고 있다. AC 서어보 모터에서는 전기자 전류가 전환될 때 또는 계자 자속과 전기자 발생 자속 쇄교(magnetic flux linkage)의 불균일에 의해서 토오크 리플(torque ripple or torque pulsation)이 생길 수 있고, 이와같은 경우에는 평균토크가 감소하게 된다[3][4][5]. 본 논문에서는 진상각 제어 방식을 이용하여 제어 하였을 때 어느 정도의 토오크 리플이 개선될 수 있는지를 보여준다. 공작 기기용 서보 모터는 매우 정밀한 제어를 필요로 하는데 만약 오버슈트나, 토오크 리플이 과도하다면 공작물의 위치 에러가 크게되어 원하는 가공의 형상을 얻을 수 없다. 그러므로 서보 모터의 정밀도가 가공물의 정밀도에 직접 영향을 미치게 된다. 또한 기계 및 센서의 비선형 특성 및 서보모터의 토크, Speed 리플에 대한 유기적 관계를 알아보기 위하여는 시스템에 대한 동적 비선형 시뮬레이션을 행 하였다. 2장에서는 AC 서어보 모터의 토오크 및 구동 방식에 대하여 기술 하였고, 3장에서는 시스템의 과도, 정상상태에 대한 모델링을 하였고, 4 장에서는 토오크 리플을 최소화 할 수 있는 최적 스위칭 각을 구하였다. 5 장에서는 4 장에서 구한 최적 스위칭각을 모의 실험에 적용하여 확인하였다.

2. AC 서어보 모터의 구조 및 토오크 특성

2.1 구조 및 구동 방식

AC 서어보 모터는 대부분의 모터가 구동되는 원리와 같이 플레밍의 왼손 법칙에 따라 토오크를 발생한다. 그림 1은 AC 서어보 모터의 단면도를 나타낸 것으로 회전자의 회전 반경을 r 이라하면 1극당 발생하는 발생 토오크는 $T = 2 \cdot B \cdot i \cdot l \cdot r$ 로 된다. 여기서

B : 자속 밀도, i : 전류

l : 도체의 길이, r : 회전자 반경 이다.

서어보 모터의 구동 방식에 따라서 서어보 시스템은 성능에

큰 영향을 받게 되는데 전기자코일의 상수에 따라, 2상 구동 방식, 3상 구동 방식, 다상 구동 방식으로 나눌 수 있고 전기자 코일 전류(current)의 방향에 따라 반파 구동 방식, 전파 구동 방식으로 나눌 수 있다. 전파 구동 방식은 중성 점을 접지 하지 않은 단전원 방식과 중성점을 접지하고 (+)(-)전원을 사용한 양전원 방식으로 나눌 수 있다. 각 구동 방식이 그림 2 에 나타나 있다.

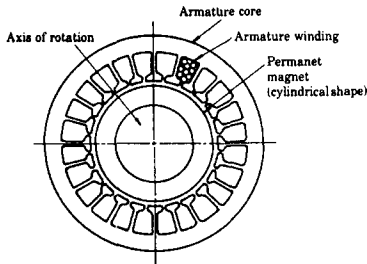
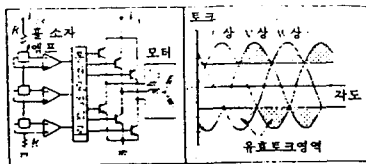
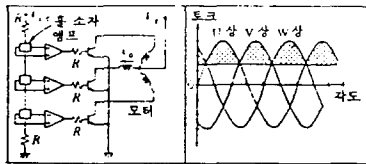


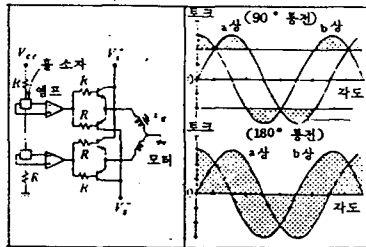
그림 1 AC 서어보 모터의 단면도



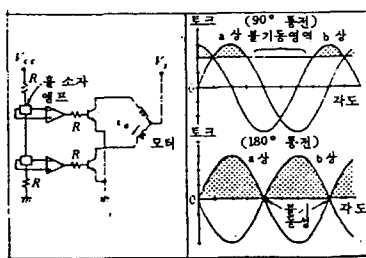
(a) 3상전파구동



(b) 3상반파구동



(c) 2상전파구동



(d) 2상반파구동

그림 2 구동 회로

2.2 이상적인 AC 서어보 모터의 출력 토크

모터의 고정자가 집중 권선이고 회전자의 착자 형태가 균일할때 AC 서어보 모터의 역기전력은 영구자석 회전자가 회전함에 따라 고정자 권선에 유기되는 기전력으로 그림 3 과 같은 사다리꼴 형상이 된다. 이때 토오크는 (1) 식과 같이 역기전력과 전기자 전류의 곱을 회전속도 ω_r 로 나눈것이 되고, 여기서 역기전력을 회전속도로 나눈것이 쇠교자속이므로 이것은 그림 3의 역기전력 파형과 같은 모양을 가진다. 그러므로 구동회로를 통하여 구형파의 일정 전류를 공급할 수 있으면 리플이 없는 일정 토오크를 발생 시킬 수 있다. 쇠교자속이 수평으로 일정한 구간은 120° 로서 일정 토크 발생을 위해서는

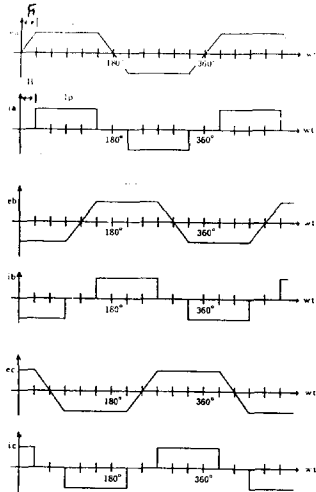


그림 3 AC 서어보 모터의 이상적인 역기전력과 전기자 전류 파형

이 기간 동안에 구형파의 전기자 전류가 공급되어야한다. 모든 구간에서 전기자 전류는 2개의 코일에만 흐르며 따라서 토크 발생은 일정하다.

그림에서 $e_a = E_p, i_a = I_p, e_b = -E_p, i_b = -I_p, i_c = 0, E_c = 0$ 인 구간, 즉 $30^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ$ 에서의 토크는

$$T_e = (E_p I_p + E_p I_p) / \omega_r = 2 E_p I_p / \omega_r = 2 \lambda p I_p \text{ -----(1)}$$

가 되고 어느 순간에도 동일하게 적용된다.

모든 주기함수는 Fourier series 로 표현될수 있으므로 그림 3의 쇠교자속 및 전기자 전류의 전류파형을 Fourier series로 전개하면

$$\lambda_a(x) = 4(\sin F \sin x + \frac{\sin 3F \sin 3x}{3^2} + \frac{\sin 5F \sin 5x}{5^2} + \dots) / \pi F \text{ -(2)}$$

$$i_a(x) = 4(\cos H \sin x + \frac{\cos 3H \sin 3x}{3} + \frac{\cos 5H \sin 5x}{5} + \dots) / \pi \text{ -(3)}$$

와 같이된다. 이와같이 쇠교자속과 전기자 전류 사이에서 같은 차수의 고조파 끼리는 정상 상태의 일정 토크를 발생하고, 다른 차수의 고조파 끼리는 토크 리플을 발생한다. 그런데 그림 3과 같은 이상적인 파형을 갖는 AC 서어보 모터는 일정 토크를 발생하므로 결국 다른 차수 고조파간의 작용에 의한 토오크 리플은 서로 상쇄되는 것으로 귀납할 수 있다[6].

3상의 경우에는 제 3 고조파가 제외되어 합성출력 토오크의 기본파 성분은

$$T_{el} = 16Ip\lambda p(\sin F \sin \omega t \cos H \sin \omega t + \sin F \sin(\omega t - 2\pi/3) \cos H \sin(\omega t - 2\pi/3) + \sin F \sin(\omega t + 2\pi/3) \cos H \sin(\omega t + 2\pi/3)) / \pi^2 F \quad (4)$$

가 되고, 그림 3과 같은 이상적인 파형의 경우에는 $H=F=\pi/6$ 이므로

$$T_{el} = 96(\sin^2 x + \sin^2(x - 2\pi/3) + \sin^2(x + 2\pi/3)) Ip\lambda p / \pi^3 = 2.011 Ip\lambda p \quad (5)$$

가 된다. 마찬가지로 제 5 및 제 7 고조파에 의한 출력 토크는 각각

$$T_{e5} = -0.01607 Ip\lambda p \quad (6)$$

$$T_{e7} = 0.005859 Ip\lambda p \quad (7)$$

로 되어, 제 7차 고조파까지 포함한 합성 토크는

$$(2.011 - 0.01607 + 0.005859) Ip\lambda p = 2.000789 Ip\lambda p \quad (8)$$

가 된다. 따라서 나머지 고조파 성분들은 거의 무시할 수 있고, 대부분의 정상상태 토크는 기본파에 의해 결정됨을 알 수 있다.

3. 모델링

AC 서어보 모터의 수학적인 수식을 유도하는 방법은 여러가지가 있는데 많이 사용되는 방법은 dq 변수에 의한 모델과 [2], 상변수 모델[2][7]이다. 여기서는 상변수 모델을 이용하기로 한다. 그러기 위하여 다음과 같은 가정을 한다.

- 1) 공극 자속은 공극의 길이에 반비례한다.
- 2) 발생 토크는 공급 전류에 비례한다.
- 3) 열에 의한 효과는 무시한다.

모터에 전류를 공급하는 인버터(Inverter)는 브리지 방식을 사용하였으며 양극 구동(bipolar drive) 방식을 사용하였다. 그리고 모터는 2극 회전자를 갖는 3상 델타(delta)결선 영구자석형 AC 서어보 모터를 이용하였다. 이것이 그림 4에 나타나 있다.

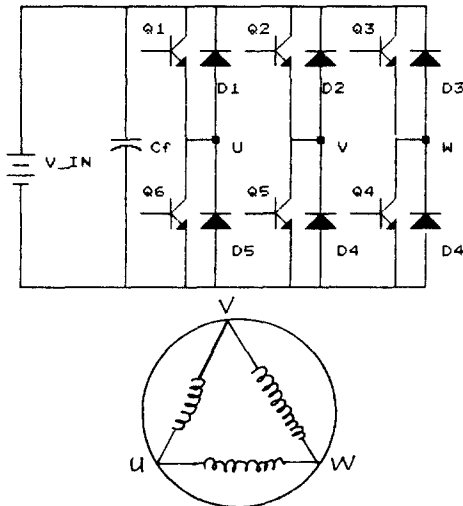


그림 4 3상 영구자석형 AC 서어보 모터와 드라이브 회로

AC 서어보 모터에서는 전기자의 합기자력이 회전자와 직각을 이루도록 전류를 공급해 주어야 하며 회전자의 위치에 따른 스위칭 소자의 스위칭 시퀀스는 표 1에 나타나 있다.

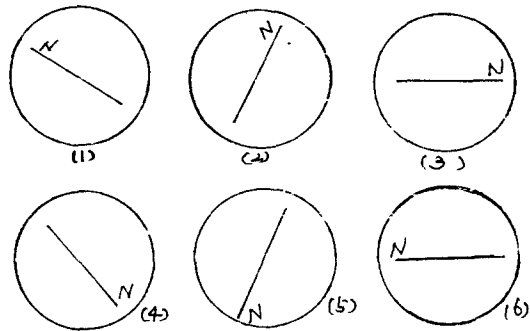


그림 5 스위칭 시퀀스에 따른 전기자의 합기자력

표 1 스위칭 시퀀스

소자 순서	TR 1	TR 2	TR 3	TR 4	TR 5	TR 6
1	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF
2	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF
3	ON	ON	OFF	ON	OFF	OFF
4	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON
5	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON
6	OFF	OFF	ON	OFF	ON	ON

이 스위칭 시퀀스에 따른 전기자의 합기자력이 그림 5에 나타나 있다.

처음 TR 1, 3, 5가 ON 되었을 때 전기적인 등가회로가 그림 6에 나타나 있다. 이 때가 U, V 상이 여자되는 상태이다.

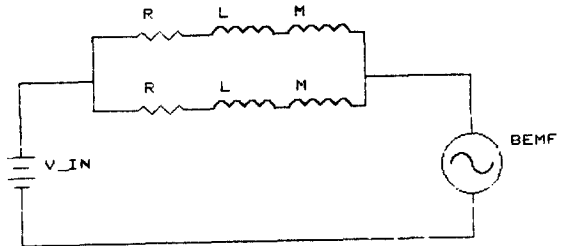


그림 6 TR 1, 3, 5 ON 시 (여자 모드) 등가 회로

회전자가 60도 회전하면 TR 3이 OFF 되고 TR 4가 ON 된다. 이때 V 상에 저장되어 있는 자기 에너지가 다이오드와 캐패시터를 통해 소모된다. 이 상태가 free-wheeling 상태이며 이때의 등가회로가 그림 7에 나타나 있다.

모터는 근본적으로 전기적 에너지를 기계적 에너지로 변환시키는 토크 변환기이며 전원에서 전류를 공급받아 자속을 발생시켜 모터를 움직이도록 하여 힘을 발생 시키므로 전류 \Rightarrow 속도 \Rightarrow 이동의 순서로 동작을 설명할 수 있다. 속도 ω , 이동거리 θ 를 상태 변수로 잡아 그림 6에 대한 회로 방정식

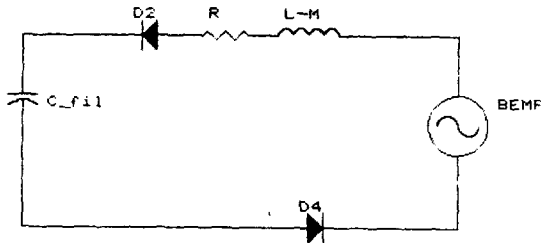


그림 7 Free-wheeling 모드의 등가 회로

을 세우면 다음과 같다.

$$V_a = R i_a + L_a \frac{d i_a}{dt} + M \frac{d(i_b + i_c)}{dt} + e_a \quad (9)$$

$$V_b = R i_b + L_b \frac{d i_b}{dt} + M \frac{d(i_a + i_c)}{dt} + e_b \quad (10)$$

$$V_c = R i_c + L_c \frac{d i_c}{dt} + M \frac{d(i_b + i_a)}{dt} + e_c \quad (11)$$

V_a, V_b, V_c 는 각상의 상 전압이며 e_a, e_b, e_c 는 각상의 역 기전력으로 속도와 회전자 위치의 함수이다.

$$e_a = K_e \omega \text{trap}(\theta) \quad (12)$$

$$e_b = K_e \omega \text{trap}(\theta) \quad (13)$$

$$e_c = K_e \omega \text{trap}(\theta) \quad (14)$$

K_e : 역 기전력 상수, ω : 속도, $\text{trap}(\theta)$: 제형파.

전기적인 토오크 TE 는

$$TE = (e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c) / \omega \quad (15)$$

기계적인 부분에 대한 Newton 방정식을 세우면

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J_m + J_L} TE - \frac{1}{J_m + J_L} T_L - \frac{B_m}{J_m + J_L} \frac{d\theta(t)}{dt} \quad (16)$$

J_m : 모터의 관성 모멘트, TE : 생성 토크, θ : 이동 거리
 B_m : 모터의 점성 마찰계수 T_L : 부하 반향 토크

$$\frac{d\theta(t)}{dt} = \omega \quad (17)$$

각 상의 자기(Self) 인덕턴스 및 저항, 상호 인덕턴스는 같다고 가정한다. 즉

$$R_a = R_b = R_c = R, \quad L_a = L_b = L_c = L, \quad i_a + i_b + i_c = 0.$$

식 전개를 위하여 (12), (13), (14) 식의 $\text{trap}(\theta)$ 항을 평균화시키고 T_L 을 0 으로 놓고 (9), (10), (11), (12), (13), (14) 식을 정리 하면 다음 (18) 식과 같이 된다.

그림 7 에서 캐패시터 전압 V_c 와 인버터 전류 i_f 를 상태 변수로 하여 회로 방정식을 세우면

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C_{fi1}} i_f \quad (19)$$

$$\frac{d i_f}{dt} = \frac{-1}{(L-M)} i_f + \frac{-R}{(L-M)} V_c - e_b \quad (20)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d i_a}{dt} \\ \frac{d i_b}{dt} \\ \frac{d i_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{(L-M)} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R}{(L-M)} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R}{(L-M)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{(L-M)} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{(L-M)} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{(L-M)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{-1}{(L-M)} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{(L-M)} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{(L-M)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (18)$$

(19), (20) 식을 정리하면

$$\begin{bmatrix} \frac{dV_c}{dt} \\ \frac{d i_f}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_{fi1}} \\ \frac{-R}{(L-M)} & \frac{-1}{(L-M)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_c \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix} e_b \quad (21)$$

4. 진상각 제어 [8][9]

앞에서 살펴본 바와같이 구동회로가 이상적이어서 구형파 형태의 구동 전류 공급이 가능하다면 일정 토오크 제어가 가능하다. 그러나 실제로는 다소 변형되는 경우가 일반적이다. 고일의 인덕턴스 및 저항에 의한 시정수와 전인 전압과 역기전력 사이의 전압차에 의하여 상승 시간이 결정된다.

4.1 진상각 제어를 위한 위치의 계산.

진상각 제어법에 의한 최적 전류(commutation)의 위치를 임의의 m 상 모터에 대하여 살펴보면, m 상 모터에서 i 번째 상의 모델은 다음 (22) 식과같이 표현된다. 식을 간략화하기 위하여 (12), (13), (14)의 $\text{trap}(\theta)$ 을 $\sin(\theta)$ 로 근사화 시킨다.

$$V_{iN} = R i + L_a \frac{d i}{dt} + K_e \omega \sin(\theta - \theta_{oi}) \quad (22)$$

$$\frac{d\theta(t)}{dt} = \omega, \quad \theta_{oi} = \frac{2\pi i}{m} \quad (23)$$

토오크 방정식은 (24) 식과 같다.

$$T = \sum_{i=1}^m K_T i \sin(\theta - \theta_{oi}) \quad (24)$$

(22), (23) 식에서 A 상을 보면 (25), (26) 식이 된다.

$$V_{iN} = R i + L_a \frac{d i}{dt} + K_e \omega \sin(\theta) \quad (25)$$

$$T = \sum_{i=1}^m K_T i \sin(\theta) \quad (26)$$

전류(current) i 의 푸리에 전개식을 보면 (27)식 이된다.

$$i = a_0 + a_1 \cos \theta + b_1 \sin \theta + a_2 \cos 2\theta + b_2 \sin 2\theta + \dots \quad (27)$$

(27) 식에서 고조파 성분중 b_1 이 전류(current) i 에 가장 큰 영향을 미치며 (26)식 으로부터 평균 토오크는 근사적으로 (28)식 으로 되어 b_1 을 크게하면 평균 토오크를 크게할 수 있다.

$$\bar{T} = \frac{1}{2} K_T b_1 \quad (28)$$

A 상의 인가 전압 V_A 가 다음과 같을때

$$V_A = \begin{cases} V_{IN} & : y - \alpha < \theta < y + \alpha \\ 0 & : \text{otherwise} \end{cases}$$

V_A 의 푸리에 전개식은 (29)식과 같이 된다.

$$V_A = c_0 + c_1 \cos \theta + d_1 \sin \theta + c_2 \cos 2\theta + d_2 \sin 2\theta + \dots \quad (29)$$

계수 c_1 과 d_1 은 각각 다음과 같다.

$$c_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V_A(\theta) \cos \theta d\theta = \frac{V_A}{\pi} [\sin(y+\alpha) - \sin(y-\alpha)]$$

$$= \frac{2V_A}{\pi} \sin \alpha \cos y \quad (30)$$

$$d_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V_A(\theta) \sin \theta d\theta = \frac{2V_A}{\pi} \sin \alpha \sin y \quad (31)$$

식 (25), (27), (29) 에서 지배적인 성분만을 고려 한다면

$$c_0 + c_1 \cos(\theta) + d_1 \sin(\theta) = R(a_0 + a_1 \cos \theta + b_1 \sin \theta) + L(\omega b_1 \cos(\theta) - \omega a_1 \sin(\theta)) + K_e \omega \sin(\theta) \quad (32)$$

(32) 식을 전개하여 계수 비교하면 다음과 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$c_1 = R \cdot a_1 + \omega \cdot L \cdot b_1 \quad (33)$$

$$d_1 = R \cdot b_1 - \omega \cdot L \cdot a_1 + K_e \omega \quad (34)$$

(33)과 (34)의 관계식으로 부터 다음의 관계식을 얻을 수 있다.

$$b_1 = \frac{1}{(R^2 + \omega^2 \cdot L^2)} (R \cdot d_1 + \omega \cdot L \cdot c_1 + K_e \omega \cdot R) \quad (35)$$

(30), (31), (45)으로 부터

$$b_1 = \frac{1}{(R^2 + \omega^2 \cdot L^2)} \left\{ \frac{2V_A}{\pi} \sin \alpha (R \sin y + \omega L \cos y) \right\} - \frac{K_e \omega \cdot R}{(R^2 + \omega^2 \cdot L^2)} \quad (36)$$

이므로 b_1 을 최대로 하기 위해 y 와 관계되는 부분 즉 $R \sin y + \omega L \cos y$ 를 $f(y)$ 로 놓고 $f(y)$ 를 미분하면

$$\frac{f(y)}{dy} = \frac{d}{dy} (-R \sin y + \omega L \cos y) = -R \cos y - \omega L \sin y = 0$$

그러므로

$$y = \tan^{-1} \frac{R}{\omega \cdot L} \quad (37)$$

식 (36)항 에서 α 를 구하면

$$\alpha = \tan^{-1} \frac{\omega \cdot L}{R} \quad (38)$$

즉 그림으로 나타내면 그림 8 과 같이된다.

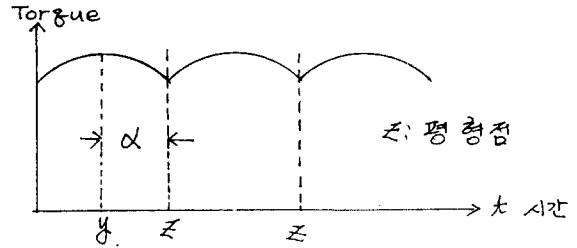
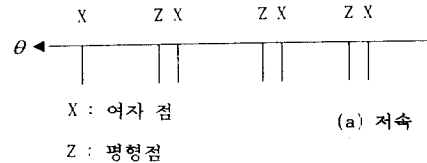
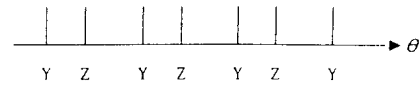


그림 8 최적의 전류(commutation)위치 y



X : 여자 점
Z : 평형점
(a) 저속



Y : 고속에서의 여자점
(b) 고속

그림 9. 속도에 따른 스위칭각의 변화

그림 9 (a) 와 같이 저속에서는 여자의 변화가 X 점에서 일어난다. 그러나 모터가 가속되어 고속이되면 이상황은 수정되어 진다. 왜냐하면 전기적 시정수가 각 여자 기간 동안에 뚜렷하게 영향을 미치지 때문이다. 회전자가 최대 토크 위치에 이르기 전에 여자의 변화가 일어나 상전류가 최고 값을 얻기 위한 충분한 시간을 갖아야 하며 이때를 그림 9 (b) 에 나타내었다. 고속에서 최대 토크를 얻기 위해서는 X 점보다 더 빠른 점에서 스위칭이 일어나야 한다.

5. Simulation

앞 절에서 주어진 모터의 파라미터에 비선형항, TL(부하 반향 토오크), JL(ball screw 관성 모우먼트)을 포함시켜 Simulation을 행 하였다[10].

- V_IN (입력 전압) : 60 [V]
- R (전기자 저항) : 2.5 [Ω]
- L (전기자 인덕턴스) : 0.0026 [H]
- M (각 상의 상호 인덕턴스) : 0.00013 [H]
- J_m(모터의 관성 모우먼트) : 0.0000388 [kgm²]
- TL(부하 반향 토오크) : 0.0025[Kg·m]
- JL(Ball screw 관성 모우먼트) :
- Ke(역 기전력 상수) : 0.056 [V/rads⁻¹]
- K_T(토오크 상수) : 0.056 [Nm/A]
- 기계적 시정수 : 12 [ms]

대상 시스템을 블록 선도로 표시하면 그림 10 과 같다.

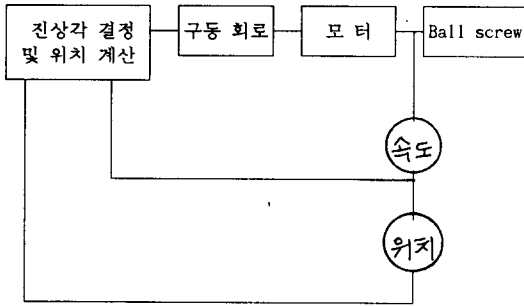


그림 10 대상 시스템의 블록 선도

프로 그램에서 시작 초기조건은 각 상의 전류, 속도, 이동거리, 엔코더(2000 pulse를 사용)값을 0 으로 하고 시작하였다. 프로그램이 starting 모드로 들어가면 이때는 상에대한 여자만 일어나는 상태이고 free-wheeling 이 없는 상태이다. 후에 한 상이 OFF 되면서 free-wheeling 이 일어나면서 스위치는 다음 사이클을 행하게 되는데 이때가 여자 및 free-wheeling 모드이다. 모터가 1 회전을 완료 하였으면 진상각이 결정되는데 여기에서 진상각과 최적스위칭 시점의 결정은 (37), (38)식을 이용 하였다. Ball-screw는, 1 회전시 0.5[mm] 이동하는 것을 사용하였다. Ball-screw 는 모터와 직접연결되어 있어 모터가 1 회전하면 ball-screw 도 1 회전 하도록 하였다. 또한 모터가 ball-screw 를 이동 시킨 거리와 이동지령치와 비교하여 지령치를 추종하도록 하였다. Ball-screw 의 이동거리는 위치 검출기에서 검출된 위치결정 루틴을 통하여 결정 되도록 하였으며 위치 결정루틴에서 지령(command) 위치와 피백(feed-back)되는 위치를 비교한다.

5.1 프로그램 흐름 선도

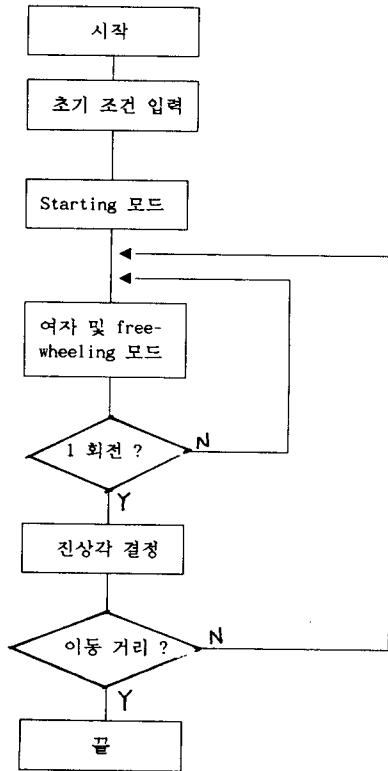


그림 11 프로그램 흐름 선도

입력 전압을 60[V]로하고 부하의 관성 모우멘트를 각각 0.0001, 0.001, 0.0314의 경우에 대하여 Simulation을 하였다. 그림 12, 13 은 $JL=0.0001$ 일때 스위칭각을 60°로 고정시켰을시 토오크와 속도의 변화이다. 최대 토오크가 2.1[Kg·m]이며 최저 토오크가 0.72[Kg·m] 가 되었다. 또한 정상 상태에서의 속도변화가 2300~2500[rpm] 정도이다. 그림 14, 15은 $JL=0.001$ 일때 토오크와 속도의 변화이며 최대 토오크가 2.3[Kg·m] 정도이고, 속도는 2300[rpm] 정도이다. 그림 13 에 비하여 정상 상태에 도달하는 시간이 낮고 속도가 감소하는 대신에 토오크는 약 0.2[Kg·m] 정도 증가 한것을 볼 수 있다. 그림 16, 17은 $JL=0.0314$ 일때 토오크와 전류의 변화이다. 0.35[sec] 정도에 1 회전이 완료 되었으며 최대 토오크가 2.7[Kg·m] 정도이다. 그리고 그림 18, 19, 20 은 $JL=0.0001$ 일 때에 진상각 제어를 행하였을 시의 토오크, 속도, 진상각의 변화를 보인것이다. 그림 18 에서 보인것처럼 최대 토오크가 2.2[Kg·m] 정도 된다. 또한 최저 토오크는 0.6[Kg·m] 정도되

어 그림 12 에 비하여 0.12[Kg·m] 작아 졌지만 최저 토오크가 나타나는 시간이 극히 짧은 시간 이므로 이기간을 무시할 수 있다. 그러므로 최저 토오크를 1.4[Kg·m]로 생각하여 리플이 50[%]정도 줄어들음을 볼 수 있고 또한 최대 토오크가 4.76[%] 증가한것을 볼 수 있다. 그리고 속도가 2400~2500[rpm]정도 되어 속도 리플이 10[%]정도 줄어들음을 볼 수 있다. 그림 20 에서 보인 바와같이 진상각이 102~108[deg] 정도 됨을 알 수 있다.

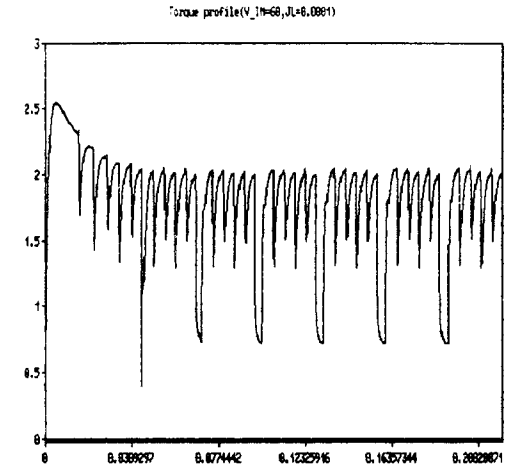


그림 12 스위칭각 60° 고정($JL=0.0001$)시 토오크 파형

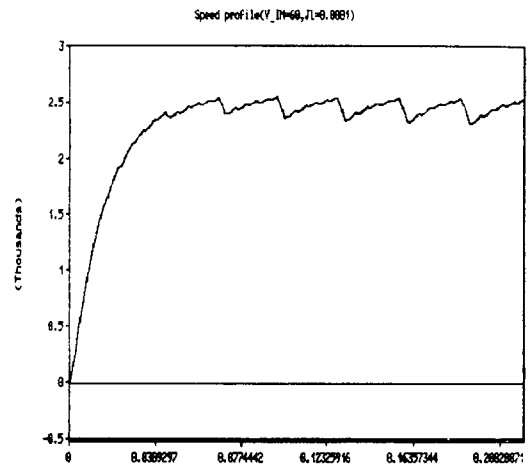


그림 13 스위칭각 60° 고정($JL=0.0001$)시 속도 변화

Torque profile(V₁=60, JI=0.001)

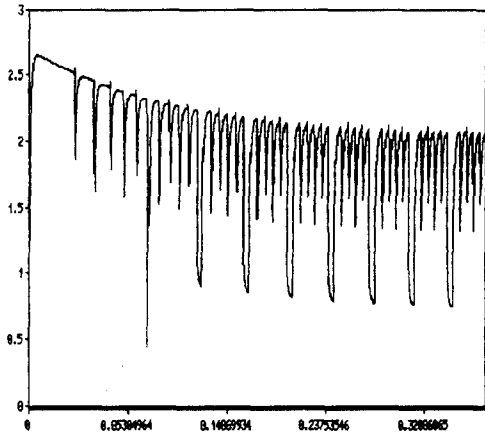


그림 14 스위칭각 60° 고정(JL=0.001)시 토오크 파형

Current profile(V₁=60, JI=0.0314)

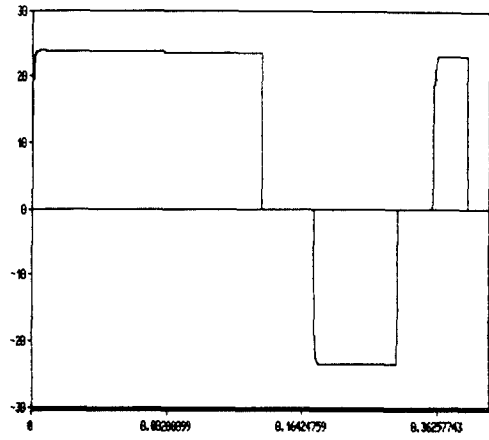


그림 17 스위칭각 60° 고정(JL=0.0314)시 전류 파형

Speed profile(V₁=60, JI=0.001)

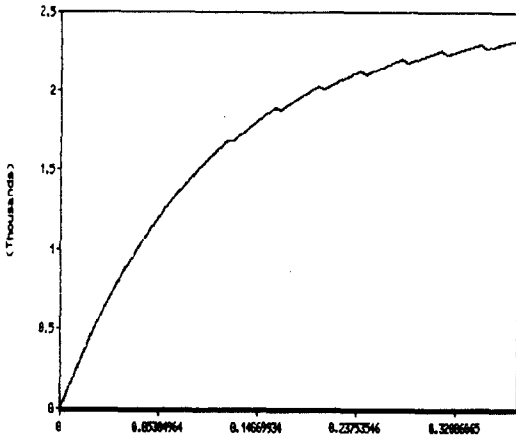


그림 15 스위칭각 60° 고정(JL=0.001)시 속도 변화

Torque profile(V₁=60, JI=0.0001)

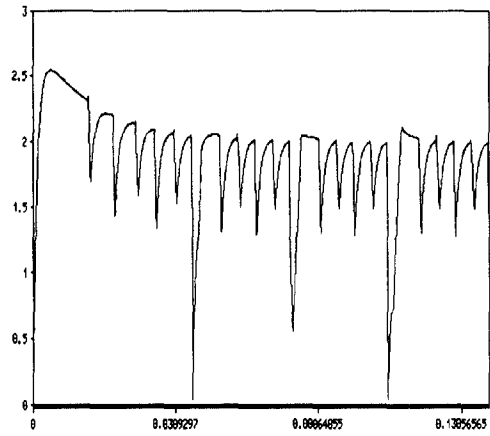


그림 18 진상각 제어(JL=0.0001의 경우)시 토오크 파형

Torque profile(V₁=60, JI=0.0314)

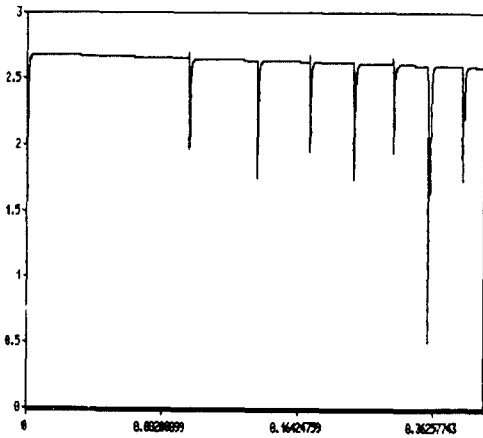


그림 16 스위칭각 60° 고정(JL=0.0314)시 토오크 파형

Speed profile(V₁=60, JI=0.0001)

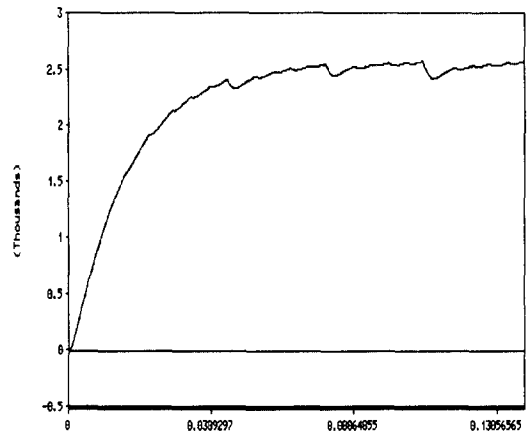


그림 19 진상각 제어(JL=0.0001의 경우)시 속도 변화

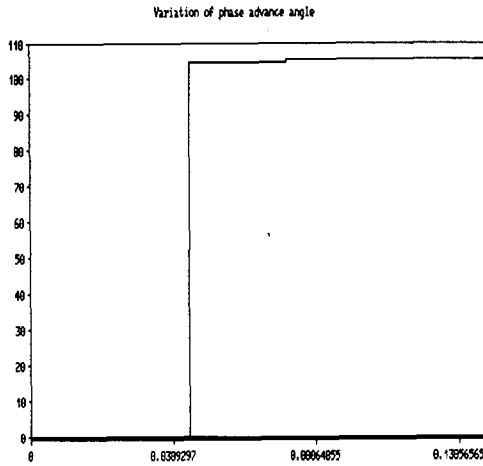


그림 20 진상각 제어($JL=0.0001$ 의 경우)시 진상각 변화

6. 결론

본 논문에서 살펴본 바와 같이 AC 서어보 모터를 진상각제어 하였을 경우에 토크 리플을 50[%] 가량 줄일 수 있었으며 최대 토크를 0.1[Kg·m] 정도 향상 시킬 수 있었으며 속도 리플을 ($JL = 0.0001[\text{Kg}\cdot\text{m}^2]$ 의 경우) 10[%] 정도 개선 할 수 있었다. 그리고 실제의 실현 문제에도 직접 적용하여 이의 타당성을 보이는 것이 과제에 남아 있다.

7. Reference

- [1] T. Kenjo and S. Nagamori, "Permanent magnet and Brushless DC motors", So-Go electronics publishing company Tokyo, (pg. 58-80), 1984
- [2] Y. Dote and S. Kinishita, "Brushless servomotor fundamentals and applications," Oxford science publications, 1990.
- [3] C. K. Taft and R. Gauthier, "Brushless motor torque-speed and efficiency curve", IMCS
- [4] C. K. Taft, "The dynamic characteristics of a three phase BLDCM," IMCS, (pg 51-62), 1986.
- [5] E. Persson, "Brushless DC motors in high performance servo systems," IMCS
- [6] F. Piriou, A. Razeq, R. Rerret and H. L. Huy, "Torque characteristics of brushless DC motor with imposed current waveform", IEEE, Tran., (pg 176-181), 1986.
- [7] P. Pilloy and R. Krishnan, "Modeling, simulation and analysis of a PM BLDC motor drive" IEEE trans., 1984.
- [8] U. Y. Huh and I. C. Baik, "High speed control of the switched reluctance motor" IMCS, 1992.

- [9] T. J. E. Miller, "Brushless permanent magnet and reluctance motor drives", Clarendon press oxford, 1992.
- [10] J. Tal, "Optimal design of incremental motion servo systems", IMCS, 1978.