

Dual 전압공급에 의한 PM 스텝모우터의 다 스텝 응답개선

(An Improvement of Multistep Response of PM Step Motor Using Dual Voltage Power Supply)

金 道 鉉*

(Do Hyun Kim)

要 約

본 논문에서는 2 중 전압 구동회로를 설계하여 모우터 구동전류의 과도영역을 줄임으로써 최대 스텝비의 증가에 따른 구동 토오크의 감소를 막아 모우터의 다스텝응답을 개선한 고효율 스텝모우터 구동 시스템에 대하여 연구하였다.

또 스텝모우터의 응답속도를 개선하기 위해 모우터의 사양으로부터 2 중 전압 구동회로를 설계하는 방법을 제시하였다. 그리고 이 회로에 의한 실험의 결과에서 일정한 최대 토오크하에서 최대 스텝비의 증가를 얻을 수 있었으며, 또 모우터 구동시 전력 효율이 개선되고, 모우터 제작회사의 사양에서 제시한 응답특성도 충분히 만족됨을 보였다.

Abstract

In this paper, a high efficiency motor drive system which improves the multi-step response of PM step motors by reducing the transition time of the motor drive current, is studied by designing a dual-voltage drive circuit.

The designed drive circuit eventually prevents the motor from decreasing drive torque while the stepping rate is increased.

The method of designing a dual-voltage drive circuit with the motor specifications is suggested in order to improve the response of step rate and drive efficiency.

Also, despite improving the power efficiency on motor driving, the response characteristics suggested by the motor manufacture's specifications are satisfied without any special deficiency.

I. 서 론

오늘날 디지털 제어방식은 자동제어 시스템의 분야에 널리 사용되고 있다. 스텝모우터는 디지털 제어

방식의 응용에 적당한 동력원으로서 이산 입력펄스에 따라 출력축이 등가 각운동을 하는 인크리멘탈 소자이다.

이러한 스텝모우터는 S. J. Bailey,^[1] J. P. O'Donohue^[2]에 의하여 모우터의 선형 2 차 모델(linear second-order model)을 통해 동특성이 해석되었으며 이러한 선형 2 차 모델은 모우터의 다 스텝응답(single step response)에는 적용되나 다 스텝응답(multi-step response)에는 모우터의 비선형 응답

*正會員, 國民大學校 電子工學科

(Dept. of Elec. Eng., Kookmin Univ.)

接受日字: 1987年 11月 23日

(※ 본 연구는 과학재단 연구비로 이루어졌음.)

특성때문에 적용하여 해석하기가 힘들다.

그러므로 G. Singh^[3]은 모우터의 특성을 수학적으로 모델링(modeling)함으로써 스텝 모우터의 다 스텝 응답을 해석하였다. G. Singh의 수학적 모델링은 모우터의 동특성을 해석하는데는 좋으나 모우터의 자기적 특성을 정확하게 해석하기 어렵다.

또한, D. J. Robinson,^[4]은 위상평면과 정전류를 이용하여 모우터의 단 스텝응답과 다 스텝응답을 연구하였다. 그 해석에서 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

- 1) 스텝모우터는 자연주파수(natural frequency)와 댐핑비(damping rate)의 향으로 정의할 수 있다.
- 2) 부하 토크가 모우터의 최대 토크의 $1/\sqrt{2}$ 보다 클 경우 모우터는 스텝응답을 할 수 없다.
- 3) 모우터의 회전자가 2스텝 이상 명령된 스텝보다 지연되어 응답하면 모우터는 일련의 스텝 명령을 수행할 수 없다.

이와 같은 Robinson의 3가지 응답특성 중에서 1)은 모우터의 기계적 모멘트(mechanical moment)인 관성(J), 마찰(Tf), 부하(T_L)에 의하여 결정되는 요인이며 3)은 모우터의 자기적 현상에 의하여 발생하는 현상이므로 외부의 안정화 시스템에 의한 것보다는 모우터의 디자인상의 큰 문제가 된다. 또한 2)의 요인은 모우터의 구동회로의 설계에 따라 구동전류의 과도영역을 줄임으로서 최대 스텝비의 증가를 얻을 수 있으며 그에 따른 다 스텝응답을 개선하여 부하 토크가 일정하거나 무부하시 항상 최대 토크를 유지하는 구동회로에 의해서 개선될 수 있다.

본 논문에서는 일정한 모우터의 시정수에서 모우터의 정격전원과 그보다 큰 전원을 공급하는 2중 전압 공급 구동회로를 설계하여 모우터 구동전류의 과도영역을 줄임으로서 최대 스텝비의 증가에 따른 구동 토크의 감소현상을 막아 최대 토크를 유지함으로써 모우터의 다 스텝응답을 개선한 고효율 모우터 구동시스템(high efficiency motor driving system)을 설계하고자 한다.

II. PM 스텝모우터의 정적 토크식

일반적으로 N-齒車, m-極을 갖는 PM 스텝모우터의 磁氣等價회로는 그림 1과 같다.^[4]

그림 1에서 $P_i (i=1, 2, \dots, m)$ 은 空隙 透磁率

$\phi_i (i=1, 2, \dots, m)$ 은 磁束

$F_i (i=1, 2, \dots, m)$ 은 起磁力

F_0 는 空隙 사이의 起磁力를 의미한다.

그림 1에 노오튼 정리를 적용한 노오튼 等價회로는

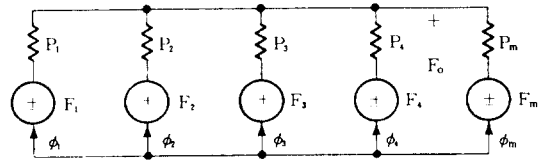


그림 1. N-齒車, m-極을 갖는 PM 스텝모우터의 磁氣等價회로

Fig. 1. Magnetic equivalent circuit of a N-tooth rotor, m-pole stator PM step motor.

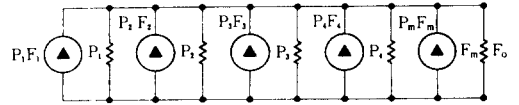


그림 2. PM 스텝모우터의 노오튼 等價회로

Fig. 2. Norton's equivalent circuit of PM step motor.

그림 2와 같다.

그림 2의 空隙起磁力 F_0 는 다음 식으로 표시된다.

$$F_0 = \frac{\sum_{i=1}^4 P_i F_i + P_m F_m}{\sum_{i=1}^4 P_i + P_m}$$

$$\text{그리고 } \phi_i = (F_i - F_0) P_i \quad i=1, 2, 3, 4$$

그림 2의 노오튼 등가회로에서 회전자에 발생하는 토크는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} T &= -\frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 \phi_i^2 \frac{\partial R_i}{\partial \theta_m} \\ &= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 \frac{\phi_i^2}{P_i^2} \frac{\partial P_i}{\partial \theta_m} \end{aligned}$$

또는

$$\begin{aligned} T &= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 (F_i - F_0)^2 \frac{\partial P_i}{\partial \theta_m} \\ &= \frac{N_R}{2} \sum_{i=1}^4 (F_i - F_0)^2 \frac{\partial P_i}{\partial \theta_e} \end{aligned} \quad (1)$$

여기서

$R_i (=1/P_i)$: 리터턴스

$\theta_m = \theta_e / N_R$: 기계각

θ_e : 전기각

N_R : 회전자의 齒車數

실제의 단상 모우터에서 그림 1의 F_1 과 F_3 를 발생시키는 코일은 $F_1 = -F = -NI$ 로 했을 때 $F_3 = F = NI$

가 되게 직렬로 연결한다. F_2 와 F_4 에 대해서도 마찬가지다.

단상 여기 상태시 토오크에 관한 식은 식(1)에서 $F_2 = F_4 = 0$ 로 하여 얻어진다.

$$\sum_{i=1}^4 P_i F_i = F(-P_1 + P_3) = -2FP \cos \theta_e$$

$$F_o = \frac{1}{4P_o} (F_m P_m - 2FP \cos \theta_e)$$

$$T = -\frac{N_R}{2} \left[\frac{FF_m P_m P}{P_o} \right] \left[\sin \theta_e - \frac{FP}{F_m P_m} \sin 2\theta_e \right] + \Delta T \tag{2}$$

여기서 ΔT 는 제 4 고조파 이상을 표시한다. 또한 $F_m P_m$ 을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$F_m P_m = \left[\frac{B_o \ell_m}{\mu_m} \right] \left[\frac{\mu_m A_m}{\ell_m} \right] = B_o A_m \tag{3}$$

여기서

B_o : 자속밀도

μ_m : 투자율

A_m : 자석의 유효 교차영역

식(3)을 식(2)에 대입하고 $NIP < B_o A_m$ 인 경우를 가정하면 식(2)의 제 2 고조파 성분 이상의 항은 모두 무시된다.

$$T \approx -\frac{N_R}{2} (NI)(B_o A_m) \left[\frac{P}{P_o} \right] \sin \theta_e \tag{4}$$

식(4)에서 단상여기 상태시 정적 토오크는 각 회전자가 齒車피치 만큼 회전(rotor tooth pitch) 하는 동안 토오크는 1 사이클 변화를 하며 $\theta_e = 0^\circ, 360^\circ$ 에서 안정점이며 $\theta_e = 180^\circ$ 에서 불안정점을 갖고 있다는 것을 나타내며 그림 3과 같다.

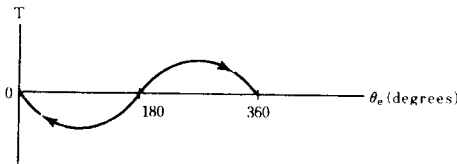


그림 3. PM 모터 토오크의 특성곡선
Fig. 3. PM motor torque profile.

또한 식(4)는 다음과 같이 해석된다. 모터의 구동 토오크 T_e 는 NI 와 $B_o A_m$ 에 비례한다. 그러나 B_o, A_m 은 모터 설계자에 의하여 미리 설정되는 값이므로 식(4)는 결과적으로 다음과 같이 표시할 수

있다.

$$T_e \propto NI \tag{5}$$

식(5)에서 구동 토오크 T_e 는 구동전류 I 에 비례한다. 이때 구동전류 I 는 그림 4에서 보듯이 시정수 $\tau (=L/R)$ 인 함수로 주어진다.

여기서 L 은 모터의 인덕턴스이고 R 은 외부저항 R_s 와 모터 내부저항 R_m 의 합이다.

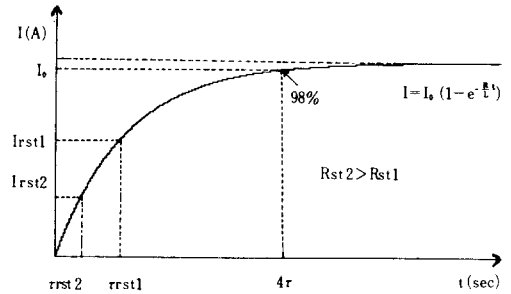


그림 4. 구동전류 응답 곡선

Fig. 4. Driving current response curve.

만약 모터 스텝비 (stepping rate), R_{st} 의 주기 $T_s = 1/R_s$ 가 모터의 구동전류 시정수의 4 배 보다 적을 경우 모터 토오크는 그에 거의 비례하여 작아진다. 또한 모터 스텝비의 주기가 매우 적어질 경우에 구동 토오크 또한 적어지게 되어 마침내 스텝 모터는 스텝응답을 하지 못하게 된다. 그래서 구동전류의 응답시간이 단축되게 구동시스템을 설계하여 전류를 정격으로 맞추어 줌으로서 모터의 스텝비를 증가시키에 따라 구동 토오크의 감소를 막게 된다.

Ⅲ. 2중 전원 공급 구동회로 설계

단일 전원 공급 구동회로의 다 스텝응답 특성을 개선하여 최대 스텝비의 증가를 얻기 위해서는 모터 구동전류의 과도영역을 줄여야 한다.

이러한 과도영역을 작게하는 방법은 공급전압을 크게하고 외부로부터 저항 R_s 를 직렬연결시킴으로서 모터 구동전류의 시정수를 작게하는 방법이 있으나 시스템의 전력손실을 크게 하기 때문에 바람직하지 못하다.

따라서 이러한 전력손실을 막고 구동전류의 시정수를 작게하는 효과를 만들기 위하여 2중 전원 공급 구동회로가 필요하게 된다.

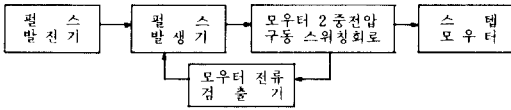


그림 5. 2 중 전원 공급 구동제어기의 계통도
Fig. 5. Block diagram of dual voltage drive controller.

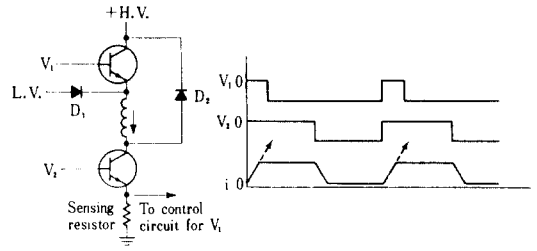


그림 7. 2 중 전압 구동회로
Fig. 7. Dual-voltage drive circuit.

1. 펄스 발생기

스텝모우터에도 구동 방식에 따라 스텝펄스가 필요하게 되고 스텝펄스는 펄스 발생기에서 만들어진 연속 펄스열에 대해 상태 스위칭 패턴과 그에 따른 시퀀스로 구성된다.

그림 6 과 같이 발생된 스텝펄스는 모우터 구동 스위칭회로를 스위칭한다.

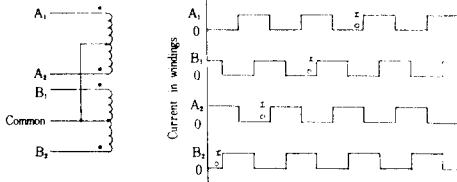


그림 6. 펄스 발생기의 파형
Fig. 6. Waveform of pulse generator.

한편 모우터 2 중 전압 구동스위치는 고전압 스위치와 저전압 스위치로 구성되어 있기 때문에 스텝펄스는 저전압 스위치에서는 직접 연결되고 고전압 스위치의 경우에는 구동 스위칭회로의 센싱저항을 통해 제한된 전압에 의해 스위칭 시간이 결정된다.

즉, 센싱저항에 걸리는 전압이 기준 전압보다 클 경우에는 "0" 상태가 발생하여 고전압 스위치를 "OFF"시키고 기준 전압보다 적을 경우에는 "1" 상태가 발생하여 고전압 스위치는 "ON" 상태가 된다.

2. 모우터 구동 스위칭회로

효율적으로 높은 전류 상승비를 얻기 위한 2중 전압 회로는 기본적으로 그림 7 과 같다.

그림 7 에서 고전압 H·V는 스텝펄스에 의해 초기 구동될 경우에 공급되며 저전압 L·V는 모우터의 구동전류가 정상상태에 돌입할 때 계속적인 전류를 공급시켜 주는 역할을 한다.

그림 7 에서 고전압 H·V는 모우터 전류가 동작준위에 도달할 때까지 "ON" 되었다가 모우터의 구동

전류가 정상상태에 도달하면 "OFF"가 된다.

이와같은 초기 응답 상태의 전류 I_i 를 구하면 식 (6)과 같다.

$$I_i = I_s(1 - e^{-\frac{t}{L}}) \tag{6}$$

여기서 I_s : 정상상태전류(A)
 L : 모우터 인덕턴스(mH/相)
 R : 모우터 내부저항(Ω/相)

식 (6)에서 고전압 H·V를 모우터에 공급할 때 흐르는 전류가 저전압 L·V의 전류에 대해 K배라고 할 경우 고전압시의 전류가 저전압시의 정격전류에 도달하는 시간 TH를 구하면 다음과 같다.

식 (6)에서 I_i 가 I_s 가 될 경우이므로

$$I_s = K I_s(1 - e^{-\frac{t}{L}}) \tag{7}$$

가 된다.

TH에 대해서 풀면 다음과 같다.

$$TH = (L/R) \ln(K/K-1) \tag{8}$$

한편 정격 전압 구동방식일 경우에는 식(6)에서 I_i 가 I_s 일 경우의 시간 T_L 은 다음과 같다.

$$T_L \approx 4 L/R \tag{9}$$

여기서 2 중 전압 구동방식의 경우에 전류 상승시간과 정격전압 구동방식일 경우의 전류 상승비를 구해 보면 다음과 같다.

$$TH = (1/4) \ln(K/K-1) T_L \tag{10}$$

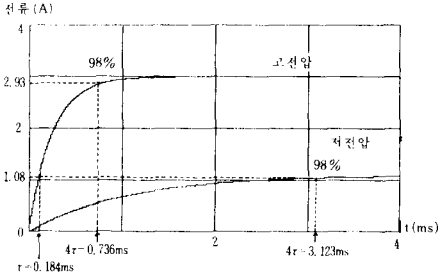
식(10)에서 알 수 있듯이 2 중 전압 공급 구동방식일 경우의 전류 상승비는 정격 전압 구동방식에 비하여 $(1/4) \ln(K/K-1)$ 배 만큼 전류 상승시간이 줄어든다는 것을 알 수 있다.

이것은 모우터의 구동전류의 과도영역이 그 만큼 줄어든다는 것을 의미하며, 따라서 식(5)에서 보듯이 최대 스텝비의 증가에 따른 구동 토크의 감소

없이 최대 스텝비의 증가를 얻을 수 있다.

그러나 본 논문에서는 그림 7의 2중 전압 구동방식과 Chopper 구동방식을 함께 이용하여 초기 구동시에는 2중 전압 구동방식으로 기동이 되지만 기동 후에는 즉, 연속 기동시에는 고전압 H·V와 저전압 L·V의 사이에서 전압을 chopping하여 모우터를 구동하는 방식을 제시하였고 이때 고전압 H·V가 공급될 때를 고려하여 고전압 H·V와 모우터 사이에 직렬저항 R_s 를 부가했다.

그림 7에서 다이오드 D_2 는 모우터의 스위치 V_1 과 V_2 가 모두 "OFF"일때 빠른 시간내에 여기 상태의 모우터 와인딩(winding)이 원래의 상태로 복귀할 수 있도록 모우터 와인딩에서 발생하는 역 기전력 제환 diode이다.



$$I = I_s (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

$$R_m = 3.6 (\Omega/\text{相})$$

$$L_m = 3.6 (\text{mH}/\text{相})$$

그림 8. 전류 상승 시간의 비교
Fig. 8. Comparison of current rise time.

저전압 구동시 전류 상승 곡선	고전압 구동시 전류 상승 곡선
$V_L = 6V$	$V_H = 70V$
$R = R_m + R_s = 3.6 + 1 = 4.6 \Omega$	V_b (전압강하) = 11.5
$I_s = 1.1A$	$R = R_m + R_s = 3.6 + 16 = 19.6 \Omega$
$\tau = L/R = 0.783ms$	$I_s = (V_H - V_b)/R = 2.985 \approx 3A$
	$\tau = L/R = 0.184ms$

그림 8 에는 사용된 모우터에 대한 사양과 구동회로 정수를 이용하여 구동전압에 따른 과도시의 전류 상승시간을 비교하였다.

3. 실험 회로도

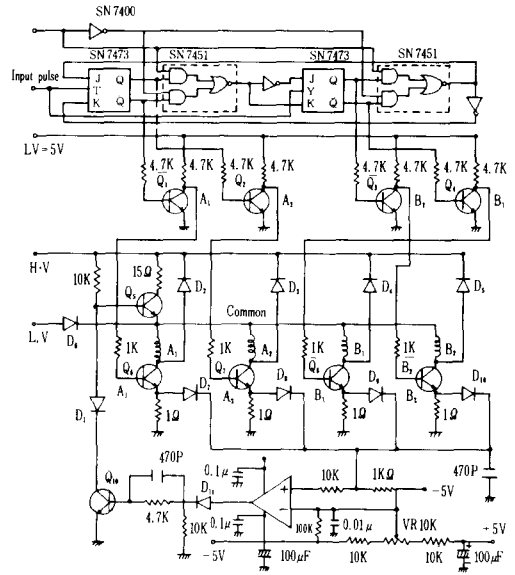


그림 9. 실험회로도
Fig. 9. Drive circuit diagram.

IV. 실험 및 고찰

표 1 에서 보는 바와 같이 저전압 만으로 구동하는 경우의 입력 스텝응답에 대하여 모우터의 스텝응답은 800pps까지 하였고 그 이상에서는 전류가 너무 작아(모우터相 전류 0.2A 이하) 회전 토크를 발생시키지 못해 모우터의 기동이 정지된 것을 알 수 있다.

이에 대한 대책으로 고전압을 인가하고 모우터의 정격전류를 맞추기 위해 직렬저항 R_s 를 추가한 결과 모우터의 기동이 가능하게 되었고 자기동 주파수는 600pps가 되었다.

이러한 고전압 인가 방식은 "chopper 전류제한" 방식으로 여기에 2중 전압 구동회로를 설계하여 사용함으로써 자기동 주파수를 1400pps까지 높일 수 있었다.

또한 스텝모우터 구동전류의 과도영역을 줄여 스텝응답을 빠르게 할 수 있었고 연속적인 스텝응답도 그림 10의 모우터 사양⁷⁾에 제시된 20Kpps까지 스텝응답이 가능했다.

표 2는 저전압, 고전압 및 2중 전압 구동시에 구동회로에서 소비되는 소비전력의 비교를 보여준다.

표에서 보듯이 단일 전압으로 구동하는 경우보다 2중 전압으로 구동할 경우 큰 소비전력의 감소를 가져오며 상당한 효율개선이 있었다.

그러나 고전압 H·V를 70V 이상 높게 가해주면 구동회로의 정상적인 동작이 어려워지고 특히 모우터

표 1. 구동회로 전압에 따른 모우터의 상전류

Table 1. Motor phase current due to drive circuit voltage type.

구동전압 pps	$V_L=6V$	$V_L=open$		$V_L=6V, V_H=30V$			$V_L=6V, V_H=70V$		
	$V_H=open$	$V_H=30V$	$V_H=70V$	V_{L1}	V_{H1}	상전류	V_{L1}	V_{H1}	상전류
200	1.2A	1.1A	1.1A	1.2A	0.1A	1.3 A	1.2 A	0.1A	1.3 A
500	0.4A	1.1A	1.1A	0.8A	0.2A	1.0 A	0.9 A	.25A	1.15A
800	0.2A	1.1A	1.1A	0.6A	0.6A	1.2 A	0.75A	0.5A	1.25A
1100	기동불가	1.1A	1.1A	0.4A	.75A	1.15A	0.65A	0.8A	1.45A
1400	기동불가	1.1A	1.1A	0.3A	1.0A	1.3 A	0.6 A	1.0A	1.6 A
자기동 가능	700pps	600pps		1000pps			1400pps		

주) V_{L1} : 저전압의 전류
 V_{H1} : 고전압의 전류
 상전류 : Motor의 상(A+B) 전류

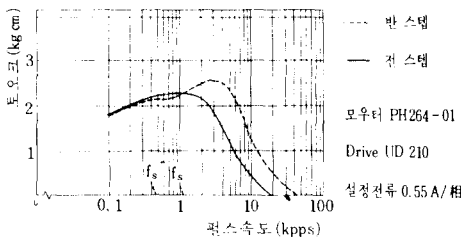


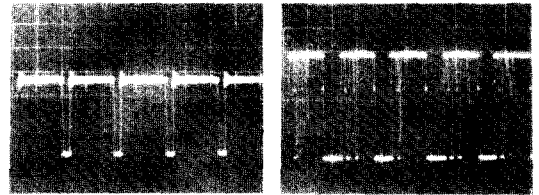
그림10. 속도-토크 특성
 Fig. 10. Speed-torque characteristics.

표 2. 구동회로 전압에 따른 소비전력
 Table 2. Power consumption due to drive circuit voltage type.

구동전압 pps	$V_L=6V$	$V_L=open$		$V_L=6V$	
	$V_H=open$	$V_H=30V$	$V_H=70V$	$V_H=30V$	$V_H=70V$
200	7.2W	33W	77W	10.3W	14.2W
500	2.4W	33W	77W	10.8W	22.9W
800	1.2W	33W	77W	21.6W	39.5W
1100	기동불가	33W	77W	24.9W	59.9W
1400	기동불가	33W	77W	31.8W	73.6W

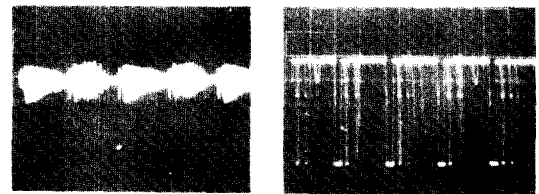
에 과부하가 걸릴 경우나 자기동 허용 스텝입력 이상이 들어올 경우 구동회로나 모우터의 소손이 생기게 된다.

그림11에 실험회로 시스템에 대한 각 구동전압의 형태에 따른 모우터 전류검출기의 출력파형을 보였으며 연속 동작시에 2중 전압인 경우에는 고전압 H·V의 초핑(chopping)이 뚜렷이 나타났다.



(a) 고전압 30V
 $f=800pps$
 전압 : 2V/div
 시간 : 0.2ms/div

(b) 2중 전압 : 저전압 6V
 고전압 30V
 $f=800pps$
 전압 : 2V/div
 시간 : 0.2ms/div



(c) 고전압 70V
 $f=800pps$
 전압 : 2V/div
 시간 : 0.2ms/div

(d) 2중 전압 : 저전압 6V
 고전압 70V
 $f=800pps$
 전압 : 2V/div
 시간 : 0.2ms/div

그림11. 각 구동전압의 형태에 따른 모우터 전류검출기의 출력파형 (그림 9의 비교기 출력전압)

Fig. 11. Motor current detector output wave form due to each drive voltage type.

V. 결 론

지금까지의 2 중 전압구동 방식에서는 고전압은 단안정 발진기를 사용하여 가동초기에만 인가되고 연속운전인 상태에서는 저전압이 인가되는 방식이었다. 이 경우에는 다스텝 연속 구동시에는 최대 스텝 비도 떨어지게 된다. 또 이러한 2 중 전압 구동기법은 스텝비에 따른 단안정 발진기의 시정수가 조정되어야 하는 단점이 있으나, 본 논문에서는 이러한 두 가지의 단점을 개선하기 위해 2 중 전압 구동을 초퍼방식으로 하였고 이를 위해 각 상의 전류감지를 diode wired OR 회로로 구성하였고 결국 구동 토크의 감소를 막아 모터의 다스텝 응답을 개선하였고 전력의 손실을 줄여줌으로써 전력의 효율화를 꾀함과 동시에 구동회로의 간략화를 위한 설계방법을 제시하였고 또 이를 실험적으로 증명하여 제시한 2 중 전압 구동회로가 매우 유용함을 보였다.

參 考 文 獻

- [1] S.J. Bailey, "Incremental Servos. Part 1-Stepping vs Stepless Control," *Control Engng.* vol. 7, pp. 123-127, November 1960.
- [2] J.P. O'Donohue, "Transfer function for a stepper motor," *Control Engng.* vol. 8 pp. 103-104, November 1961.
- [3] G. Sigh, "Mathematical modeling of step motrs," *Theory and Application of Step Motor*, pp. 33-75, March 1974.
- [4] D.J. Robinson, "Dynamic Analysis of Permanent Magnet Stepping motors," *NASA TN D-5094*, Lewis Research Center, Cleveland, Ohio, March 1969.
- [5] H.D. Chai, "Magnetic circuit and formulation of static torque for singlestack permanent magnet step motor," *IBM System Products Division Endicott*, New York, March 1974.
- [6] B.C. Kuo, "Theory and applications of step motors," West Publishing Co Urbana, Illinois, March 1974.
- [7] VEXTA. Stepping motor catalogue.
- [8] 한상수, 김도현, "바이휠러형 PM 모터의 다 스텝응답의 동특성 및 과도상태에 관한 연구," 대한전자공학회 하계종합학술대회 논문집, vol. 7, no. 1, pp. 476-479, July 1984.
- [9] 김도현, "PM 스텝모터의 동특성 개선 및 안정화에 관한 연구," 대한전자공학회 논문지, vol. 23, no. 6, pp. 148-154, November 1986.