

새로운 DC 서어보 모터 속도제어기 설계에 관한 연구

論 文
30~8~1

A Novel Design Method for the Velocity Controller of DC Servo Motor

張 泰 奎* · 卞 增 男**
(Tae-Kyou Chang · Zeungnam Bien)

Abstract

A novel and simple method of designing the current feedback loop for the velocity controller of an armature controlled dc servo motor is presented. Instead of constructing the usual tight current feedback loop, a loose current feedback loop is suggested in this paper. More specifically, the armature current is not limited to a fixed constant value, but instead the upper bound value is allowed to be variable along with the present motor speed.

The control system designed in this manner shows that the motor under control is robust to a wide range of loading conditions and yields a more rapid transient characteristics which is verified experimentally by applying the method in the design of the controller for an Industrial robot.

1. 서 론

빠른 과도특성과 광범위 부하에 대한 정밀도를 요구하는 각종 산업용 로봇 및 NC 공작기계등과 같은 서어보 시스템(servo system)에서는 그 구동장치(actuator)로서의 목적에 부합하며 제어가 용이한 DC 서어보 모터(DC servo motor)가 널리 사용된다. 이 경우 DC 서어보 모터는 모터 자체의 전기적 시정수 및 기계적 시정수가 짧도록 설계되어 빠른 과도특성을 얻는데 유리하도록 되어 있으며 모터의 열용량(thermal capacity)도 상대적으로 크게 설계되어 부하변동이 심한 광범위 부하의 운전에 응용할 수 있도록 제작된다.

본 논문에서는 이와 같은 DC 서어보 모터를 이용하여 서어보 시스템을 구성하는 경우, 종래와 달리 발전된 개념과 새로운 설계방법을 제시하여 빠른 과도특성 및 광범위한 부하 운전에 적용할 수 있도록 하는데 유리한 속도제어기(velocity controller)의 설계방법을 제시하였으며 이를 산업용 로봇의 제어장치(controller)의 제작에 응용하여 실험적인 확인을 하였음을 보고하기로 한다.

일반적으로 DC 서어보 모터에 대한 속도제어기를 구성하는 경우, 두 가지 종류의 전기자 전류를 제한하는

장치를 필요로 한다고 되어 있다⁽¹⁾⁽²⁾.

한가지는 최대 전기자 전류 (I_{peak})치로서 이보다 큰 전류가 흐르게 되면 전기자 전류가 field에 주는 자기 소거효과(demagnetizing effect)에 의해 모ーター가 정상동작 상태를 벗어나므로 어떠한 경우도 전기자 전류가 I_{peak} 이상 흐르지 못하도록 하는 것이다. 또 한가지는 전기자 전류에 의한 온도영향(thermal effect)를 고려한 정격전류(I_{rate})치로서, 정상상태(steady state)에서 계속되는 전기자 전류는 I_{rate} 치를 넘지 않도록 하는 것이다. 따라서 대개의 시스템에서 정상상태의 전기자 전류치를 I_{rate} 로 제한하게 되는데 이같은 모터를 선정하는데 중요한 기준이 되며 이에 의해 관성 부하(inertial load)의 최대 가속비(maximum acceleration rate) 및 운전 가능한 손실부하(frictional load)의 범위가 결정되게 된다.

이와 같이 서어보 시스템 구동장치의 상태변수값들 혹은 구동부에 전원을 공급해 주는 전원장치(power supply)의 출력등이 제한되었기 때문에, 폐환 루우프 제어시스템(closed loop control system)을 구성하여 전체 서어보 시스템의 동특성(dynamics)을 개선하는데 한계가 있게 된다.

대개의 서어보 모터의 경우 기계적 시정수 및 전기적 시정수가 짧도록 설계되어 모터 자체의 선형모델로서의 동특성은 과도특성이 상대적으로 상당히 우수하지만 모ーター에 흘러 줄 수 있는 전기자 전류의 크

*正會員: 現代綜合技術開發(株)機電事業部(電氣)

**正會員: 韓國科學技術院 電氣 및 電子工學科 副教授 · 工博
接受日字: 1981年 6月 23日

기가 제한되어 있기 때문에 입력의 크기가 큰 경우에는 등가시정수가 커지게 된다. 따라서 이러한 경우에는 제환루우프 제어시스템을 구성하는 목적이 poleassignment에 의한 plant(구동장치포함)의 동특성 개선을 얻는 것 보다는, 큰 계단입력(step input)이 가해진 경우 등가시정수가 커지는 영향을 최소로 줄이는데 있게 된다.

그런데 모우터의 전기자 코일을 포함하는 부분은 일정한 온도시정수(thermal timeconstant)를 가지고 열을 방출하는 시스템이므로 상대적으로 짧은 시간동안은 전기자 전류를 I_{rate} 이 이상으로 흘려준다 해도, 모우터 전기자의 온도시정수를 고려한 시구간동안의 평균 실효치 전류가 일정한 값 이하로 제한되지만 한다면 모우터에 무리가 없이 동작시킬 수 있게 된다.

이와같은 개념을 이용하면 전기자 전류를 I_{rate} 치로 tight하게 제한한 경우보다 상대적으로 빠른 과도

특성을 얻을 수 있고 또 대표적인 예로서 NC절삭기계(NC cutting machine)와 같이 단속적으로 부하를 운전하는 경우, 모우터를 정격부하 이상의 광범위 부하에 채택 사용할 수 있다는 의미에서 무척 효율적이다. 따라서 DC 서어보 모우터의 경우, 대개 그림 1, 2와 같은 정류한 계곡선(commutation limit curve) 및 과부하 운전 특성곡선이 주어지게 되는데 본 논문에서는 DC서어보 모우터에 대한 속도제어기를 설계하는데 있어서 이와같은 개념을 적용한 새로운 속도제어기 구성방법과 간단하고 straight forward한 설계방법을 제시하였다.

2. 발전된 개념에 의한 속도제어기의 구성

DC 서어보 모우터에 대한 속도제어기의 일반적인 구성은 그림 3의 블록선도에 보여진 바와 같이 타코케환 루우프(tachometer feedback loop)와 내부에 마이너루우프(minor loop)인 전류제환 루우프로 구성되며, 외란(external torque disturbance)등에 의한 정상상태 오차(error)를 없애고 속응성도 얻을 수 있도록 speed controller는 PI 제어기(controller)로 구성되며, 광범위한 속도에서 원할한 제어를 얻을 수 있도록 전력 증폭기(power amplifier)는 회생제동(regenerative braking)이 가능하도록 한다. 회생제동이 가능한 전력 증폭기로서 SCR 위상제어 방식에 의한 역병렬 변환기(SCR phase controlled dual converter)가 널리 사용되며 이때는 PI 제어기의 이득(gain)을 상대적으로 크게 하여 PI 제어기출력단의 부호변환을 감지, 변환기를 바꾸어줌으로서 변환기를 인버터 모우드(inverter mode)로 동작시켜 감속시에는 회생제동이 되도록 한다.

정상상태의 전기자 전류를 제한하는 방법의 하나로서 속도제어 시스템 내부에 마이너 루우프인 전류제환 루우프를 구성하게 되는데 이 경우 전기자 전류가 제한되는 원리를 간단하게 검토해 보면 다음과 같다. 그림 3에서 내부 마이너루우프의 등가시정수는 외부의 타코케환 루우프에 비해 일반적으로 훨씬 작다. 따라서 속도 입력이 큰 계단 형태로 인가되면 오차 e_i 가 커서 전류 기준입력인 PI 제어기의 출력 e_i 가 짧은 시간에 E_i 값으로 포화(saturate)된다.

이때 모우터의 속도가 속도 기준입력의 근처에 도달하기 전까지는 e_i 는 E_i 로 유지되며 외부 루우프는 계속 과도상태에 놓이게 된다. 그런데 타코케환 루우프에 비해 전류제환 루우프는 상대적으로 시정수가 훨씬 짧기 때문에 전기자 전류는 빠른 시간안에 E_i 에 비례하는 값으로 포화되게 된다. 따라서 이 경우 이와 같은 목적을 위해 속도제어기 구성시 전류제환 루우프는 루우

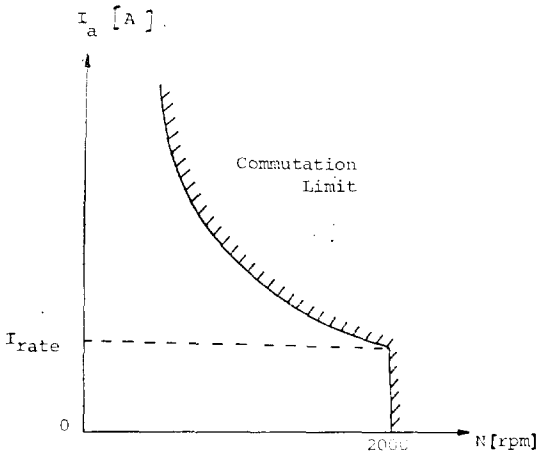


그림 1. 모우터 정류한계곡선
Fig. 1. Motor commutation limit curve

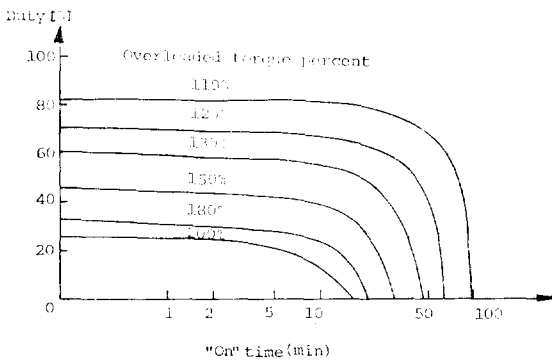


그림 2. 모우터 과부하 운전특성 곡선
Fig. 2. Overload duty characteristics

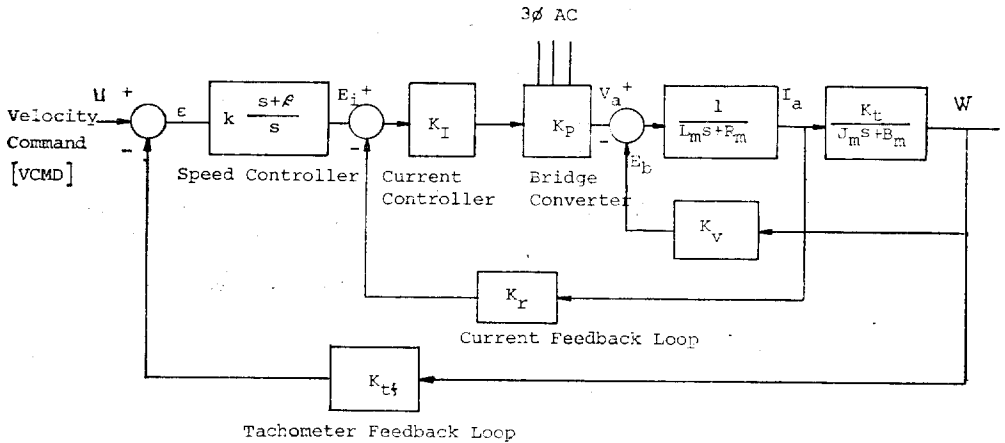


그림 3. 속도제어기의 블록선도
Fig. 3. Block diagram of the velocity controller

프라이득이 큰 tight 제환루우프를 구성하게 되며, 이에 대한 설계상수(design parameter) K_r , K_I 등을 얻기 위한 근사적인 해석방법이 McDonald에 의해 보여졌다⁽⁵⁾.

전류제환 루우프를 구성하는 또다른 목적중의 하나로써 모터의 전기적 시정수를 개선하기 위함일 수 있는데, 이것은 물론 모터의 전기자 인덕턴스 L_m 의 값이 큰 경우 유효한 방법이지만 DC 서어보 모터의 경우는 모터 자체의 전기적 시정수가 짧게 설계되어 있기 때문에, 전류제환 루우프를 설치하는 목적이 모터의 전기적 시정수를 개선하기 위함이 아니라 정상상태의 전기자 전류제한에 있다고 볼 수 있다. 모터 자체의 전기적 시정수를 고려한 전류제환 루우프의 유무에 대한 비교적인 연구가⁽⁴⁾에 보여졌다.

마이크로 프로세서(microporcessor)의 응용이 활발해짐에 따라 이를 이용하여 전기자 전류 제한치를 I_{rate} 로 고정시키지 않고 현재 모터의 속도, 토오크 등의 운전상태를 알아 전류 기준입력(e_i), 전류제어기의 이득(K_I) 등을 바꾸어 줌으로서, I_{rate} 치 보다 크거나 작은 값으로 변화시키면서 전류를 제한 하여, 최적(optimal)한 운전상태를 얻도록 하는 연구가 보여지고 있다⁽⁶⁾.

본 논문에서는 DC 서어보 모터 자체의 시정수가 짧게 설계되어 있다는 점에, 종래의 방법과 달리 속도 제어기를 구성하는데 있어 루우프이득이 큰 tight한 전류제환 루우프를 구성하는 것이 아니라 상대적으로 루우프이득이 작은 loose한 전류제환 루우프를 구성하는 것을 제시한다. 이와같이 전류제환 루우프를 구성함으로써, 전기자전류를 고정된 일정한 값으로 제한하질 않

고 모터의 회전속도에 따라 속도가 작을 수록 I_{rate} 치보다 큰 값으로 제한되도록 하여, 속도입력이 큰 계단 형태로 인가된 경우 전기자 전류가 제한됨으로써 야기되는 등가시정수가 크게 되는 영향을 줄이도록 하였고, 또한 모터가 단속적으로 운전되는 경우 정격부하 이상의 광범위한 부하에 응용될 수 있도록 하였다.

이때 속도에 따른 전류 제한치를 결정하는 것은 모터에 의해 구동되는 서어보 시스템의 운전특성을 고려하여 그림 1, 2에 나타낸 모터의 정류 한계곡선 및 과부하 운전 특성곡선을 이용하여 결정 하게 된다⁽⁶⁾.

그림 1은 모터의 정류 한계곡선으로서 모터의 운전 가능 영역을 속도-토오크(전류)평면에 보여주고 있다. 이 그림에서 모터의 회전속도가 작을 수록 큰 전기자 전류가 허용됨을 볼 수 있다.

그림 2는 모터를 정격전류 이상의 과부하상태로 운전하는 경우에 대해 과부하 지속시간 및 과부하 지속시간의 비(duty percent)에 대한 운전 한계곡선을 보여 주고 있다. 따라서 모터에 의해 운전되는 서어보시스템의 운전특성에 따라, 속도 제어기를 설계할 때 있어 최대과부하 값을 선택할 수 있다.

다음절에서 이와 같은 개념에 의한 속도 제어기를 구성 하는데 있어 설계상수들을 결정하는 방법을 실제 모터의 예를 들어 보이도록 한다.

3. 설계방법

모터는 일본의 FANUC사 제품으로서 영구 자석형 타여자 DC 서어보 모터 MODEL NO. 5⁽⁶⁾이며 이에 대한 모터 사양(spec) 및 선형 2차 시스템으로서의 블록선도가 표 1과 그림 4에 보여졌다.

표 1. 모우터 사양
Table 1. Parameters of the motor

상 수	기 호	값	단 위
정격출력		1	hp
정격전류	I_{rate}	12	Amps
최대전류	I_{Peak}	100	Amps
최대속도		2,000	r.p.m
회전자반성	J_m	0.050	kg. cm. s ²
점성감쇄수	F_s	3.42	kg. cm./sec/rad
전기자저항 (브러쉬저항포함)	R_m	0.68	ohm
전기자인덕턴스	L_m	0.0027	henry
역기전력상수	K_v	0.477	V. sec/rad
토오르상수	K_t	4.87	kg.cm/Amp

므로

$$K_p = \frac{148}{9} = 16.4$$

이다. 이때 전력증폭기의 리플(ripple)주파수는 $6 \times 60 = 360$ [Hz]가 되어 전류제한 루우프를 구성할 경우 저주파 통과필터(lowpass filter)를 삽입하여 리플의 영향을 줄이게 되는데 모우터의 전기적 시정수 τ_s 는

$$\tau_s = \frac{L_m}{R_m} = \frac{0.0027}{0.68} = 4.0[\text{msec}], \frac{1}{\tau_s} = 250[\text{Hz}]$$

가 되어 동특성 해석을 하는 경우 저주파 통과필터의 영향은 무시할 수가 있다.

이상에서 보인 모우터와 전력증폭기를 포함하여 전류 제한 루우프를 설계하는 과정을 보이면 다음과 같다.

그림 3에서 전기자 전류 $I_a(s)$ 는 전류 기준입력 $E_i(s)$ 및 모우터의 역기전력 $E_b(s)$ 와의 중첩으로 나타낼 수 있다. 즉

$$I_a(s) = \frac{K_c}{L_m s + (K_c K_r + R_m)} E_i(s) - \frac{1}{L_m s + (K_c K_r + R_m)} E_b(s) \quad (1)$$

(여기서 $K_c = K_t K_r K_p$ 임)

큰 속도 입력에 의해 $e_i(t)$ 값이 E_i 로 포화되어 있는 경우 정상상태의 I_a 값은 최대치 I_A 로 되며

$$I_A = \lim_{s \rightarrow 0} I_a(s) \cdot s = \frac{K_c}{K_t K_r + R_m} E_i - \frac{1}{K_t K_r + R_m} E_b \quad (2)$$

로 나타내진다. (2)식은 모우터의 속도-토오르 평면 상에서 직선을 그리게 되며 이 식으로 부터 원하는 설계상수(design parameter) K_r, K_t 를 정할 수 있다.

(2)식에서 우변의 첫째항은 그림 5의 전류(토오르)-속도 평면에서 Y축과 만나는 점을 나타내어 이값(I_a)은 속도 제어기의 모우터에 대한 최대 허용 과부하치를 나타내며, 둘째항은 이 직선의 기울기를 포함하고 있고 이 기울기가 급할 수록 loose한 제한 루우프임을 나타낸다.

서어보 시스템의 동작특성이 모우터 최대 허용 과부하치를 정격치의 200%로 설정한 경우, 그림 2에 나타낸 모우터 과부하 특성곡선을 벗어나지 않는다고 가정하면 그림 5으로부터

$$\frac{K_c}{K_t K_r + R_m} E_i = 24 \quad (3)$$

$$\frac{1}{K_t K_r + R_m} = 0.133 \quad (4)$$

여기서 R_m 은 0.68Ω이며 E_i 값은 회로 구성상 6V로 하였으므로 식(3), (4)에 대입하면

$$K_c = \frac{24}{6} \times \frac{1}{0.133} = 30$$

$$K_r = 0.227$$

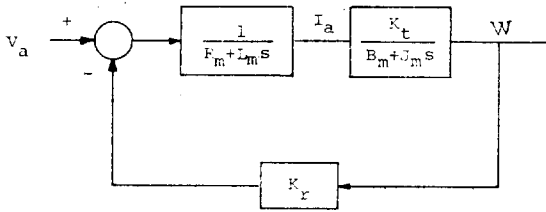


그림 4. 전기자 제어 DC 서어보 모우터선형 2차 모델의 블록선도

Fig. 4. Block diagram of the motor

모우터의 전기자 인덕턴스 L_m 을 무시한 1차 근사모델은 주어진 사양으로부터

$$\frac{W}{V_A} = \frac{1.47}{15 \times 10^{-3}s + 1} \text{ [rad/V} \cdot \text{sec]}$$

이며 여기에서 보듯이 모우터 자체의 동특성은 과도 시정수가 15msec뿐이 안되는 상당히 우수한 과도특성을 지니고 있음을 알 수 있다.

전력증폭기는 SCR 위상제어 방식에 의한 역병렬 변환기를 사용하였는데, 넓은 범위의 모우터 속도에 대하여 원하는 제어를 할 수 있도록 전력증폭기의 출력전압은 모우터의 최대 회전속도 2000rpm에 해당되는 전기자 전압 100V보다 여유를 두어 설계한다. 전원으로서 110V, 3φ, 60Hz를 사용하는 경우 전력증폭기 출력전압의 최대치 V_m 은

$$V_m = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} 110\sqrt{2} \sin \theta \, d\theta = 148[V]$$

로서 만족이다. 이때 전력증폭기가 나타낼 수 있는 출력전압의 범위는 $-V_m \sim +V_m (-148V \sim +148V)$ 까지이다. 따라서 그림 3에서 전력증폭기의 이득 K_p 는 점화각 결정회로의 비교 기준치의 범위가 0V~9V이

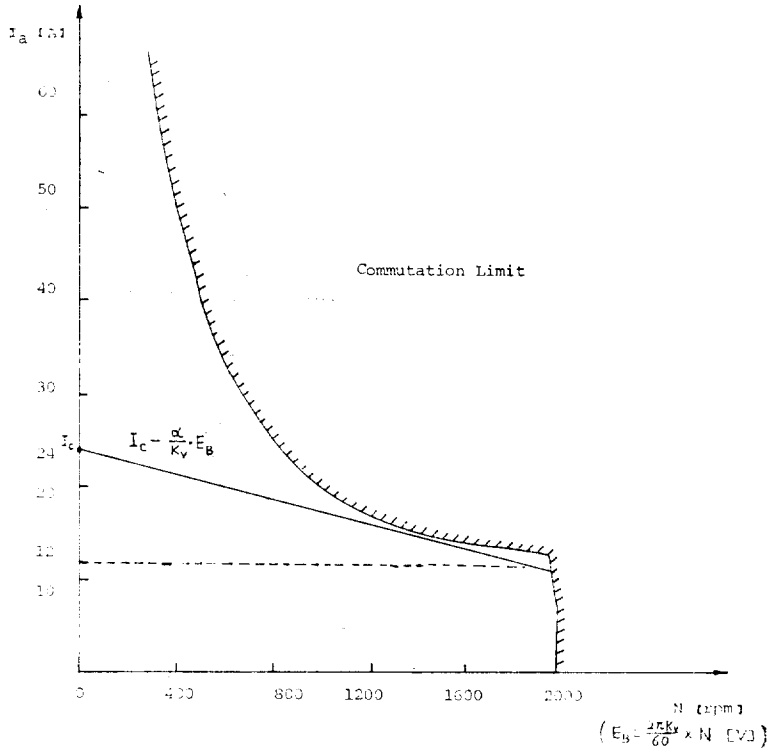


그림 5. 모우터 특성 곡선을 이용한 전류피환 루우프의 설계
 Fig. 5. Design the current feedback loop using the graph

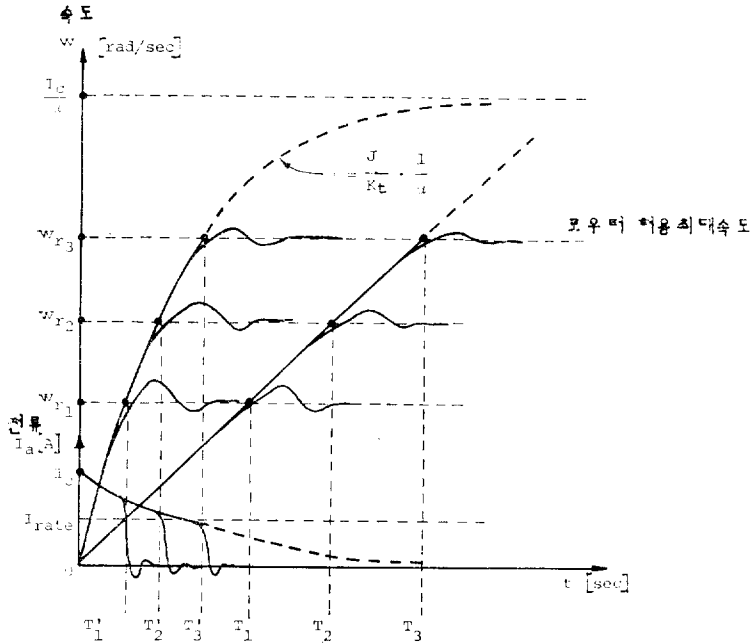


그림 6. 개선된 전류피환 루우프에 대한 전류 및 속도응답 특성 비교
 Fig. 6. Expected waveform for the current and the speed

$$K_i = \frac{K_e}{K_p} = \frac{30}{16.7} = 1.8$$

이상으로 전류제한 루프에 대한 모든 설계상수들이 결정되었다.

모터를 포함한 전체 부하를 순수한 관성부하 (J)라 가정하고, 상대적으로 큰 속도 계단입력이 가해진 경우 모터 속도가 이에 이르는 가속구간에서의 속도 및 전류응답을 구해보면, 식(2) 및 토크 평형식으로부터

$$i = I_c - \alpha \cdot \omega \tag{5}$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = K_t i \tag{6}$$

여기서

$$I_c = \frac{E_t}{K_e K_r + R_m} \text{ [Amp]},$$

$$\alpha = \frac{K_v}{K_e K_r + R_m} \text{ [Amp sec/rad]}$$

$$\omega = E_B / K_v \text{ [rad/sec]}$$

식 (5), (6)으로

$$\omega = \frac{I_c}{\alpha} (1 - e^{-\frac{\alpha K_t}{J} t}), 0 \leq t \leq T' \tag{7}$$

$$i = I_c e^{-\frac{\alpha K_t}{J} t}, 0 \leq t \leq T' \tag{8}$$

Tight 한 전류제한 루프에 의하여 전기자 전류를 고정된 I_{rate} 로 제한 한 경우의 속도응답은

$$\omega = \int_0^t \frac{K_t}{J} \cdot I_{rate} dt = \frac{K_t \cdot I_{rate}}{J} t, 0 \leq t \leq T \tag{9}$$

식(7)~식(9)에 의해, 예상되는 속도 및 전류파형을 크기가 다른 3속도 기준입력, $\omega_{r1}, \omega_{r2}, \omega_{r3}$ 에 대하여 그림 6에 나타내었으며, 여기서 T', T 는 각각의 경우, 식(7), (9)에 의해 모터가 관성부하를 가속시켜 속도가 처음으로 기준입력(ω_r)에 이르는 시간을 가리킨다. 그런데, 모터의 속도가 ω_r 근처에 이르게 되면 e_t 값이 E_t 에서 줄어들어 실제 이구간에서의 속도는 식(7), (9)에 의해 표시될 수 없으나 상대적으로 큰 속도 계단입력에 대해서는 이에 의한 오차는 작다고 볼 수 있으므로, 등가 상승시간을 T, T' 라 가정하여 등가 상승시간의 개선된 양을 I_{rate} 로 전기자 전류를 제한한 경우에 대한 비값으로 나타내면 식(7), (9)로부터

$$\frac{T - T'}{T} = 1 + \frac{I_{rate}}{\alpha \omega_r} \ln(1 - \frac{\alpha \omega_r}{I_c}) \tag{10}$$

식(10)에, 결정된 $I_c=24, I_{rate}=12, \alpha=0.133 \times 0.477=6.35 \times 10^{-2}$ 를 대입하면, 등가상승시간의 개선된 양이 속도기준입력 ω_r 에 대한 식으로 주어지며, 이 관계를 그림 7에 나타내었다. 이상의 계산은 속도 계

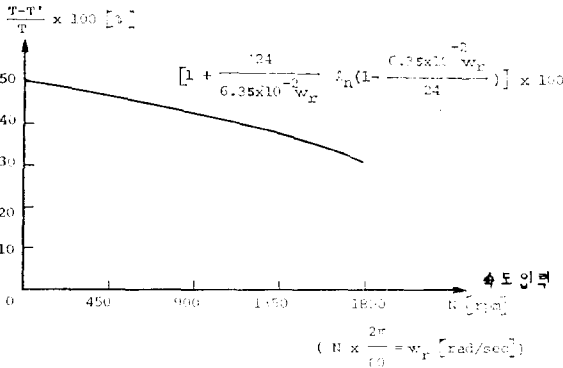


그림 7. 개선된 등가상승 시간
Fig. 7. Improved equivalent rising time

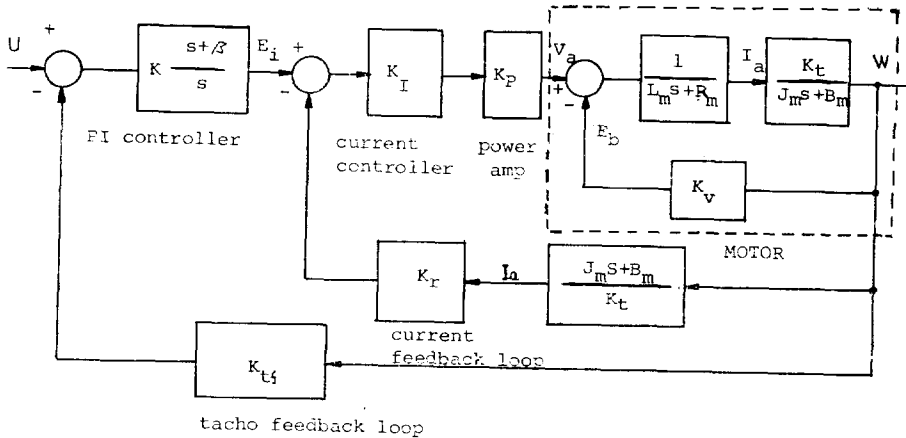


그림 8. 속도 제어기의 블록선도
Fig. 8. Block diagram of the velocity controller

단 입력이 상대적으로 커서 가속하는 동안의 e_i 값이 E_i 로 포화된다 가정하였으므로, 그림 8에서 ω_r 의 크기가 작은 부분에서의 곡선은 실제와 다르다.

그림 6에서, 새로운 방법에 의해 전류제한 루우프를 설계한 경우는, 전기자 전류를 고정된 일정한 값으로 제한한 경우 속도가 시간축에 대하여 직선적으로 가속되는 것과 대조적으로, 시정수 $\tau = \frac{J}{K_t} \times \frac{1}{\alpha}$ 을 갖

는 1차 시스템 계단응답곡선을 따라 가속되는 것을 알 수 있으며, 이 경우 시정수 값 자체는 식(2)의 기울기 즉, α 값이 클수록 작아짐을 알 수 있다. 가속 구간에서의 전류응답도 같은 시정수를 가지고 1차 시스템 방전곡선 모습으로 제한됨을 알 수 있다. 여기서 α 를 크게 함으로서 시정수를 감소 시킬 수 있으나, 동시에 식(7)의 포화치에 해당하는 $\frac{I_c}{\alpha}$ (이값은 통상 모우터의 허용 최대속도보다 훨씬 크게 설정됨) 값이 작아지게 되므로 전체적인 등가 상승시간을 줄이기 위해서는 I_c 와 α 값을 같이 키워 주어야 하며, 이에 관한 모든 계산은 식(7) 식(10)으로부터 얻을 수 있다.

전류기준 입력 E_i 와 모우터의 속도 W 사이의 전달함수는 그림 3의 블록선도를 그림 8과 같이 등가변환시킨후, 모우터 자체의 전달함수는 계산의 편의를 위해 1차 근사식을 이용하여 구하면

$$G'(s) = \frac{W(s)}{E_i(s)} = \frac{K_t K_d \frac{W(s)}{V_a(s)}}{1 + \frac{W(s)}{V_a(s)} \times K_t K_p K_r \times \frac{J_m s + B_m}{K_t}} \quad (11)$$

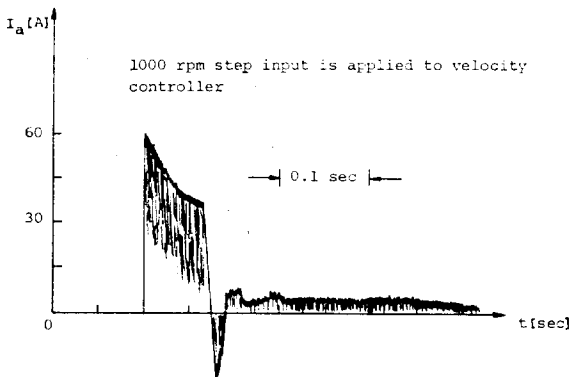


그림 9. 과도 전기자 전류 파형
Fig. 9. Transient armature current wave form

여기서 $K_t = 1.8$
 $K_r = 0.227$
 $K_p = 16.7$

$$J_m = 0.05$$

$$B_m = 0.0335$$

$$K_t = 4.87$$

$$\frac{W(s)}{V_a(s)} = \frac{1.47}{15 \times 10^{-3} s + 1} \text{임.}$$

이상의 값을 식(11)에 대입하면

$$G'(s) = \frac{W(s)}{E_i(s)} = \frac{41.3}{0.115s + 1}$$

로 된다.

이상에서 DC 서어보 모우터속도제어기의 전류 제한 루우프를 설계하는 과정을 보였다.

4. 실험결과 및 검토

1000 rpm의 속도 계단 입력을 가한 경우 과도상태 전기자 전류파형을 그림 9에 나타냈으며 여러 크기의 계단상태속도 입력을 가하면서 관측된 속도응답들을 그림 10에 나타내었다.

그림 9에 나타난 것처럼 모우터가 가속하는 동안에 제한되는 전기자 전류파형은 그림 6에서 예측된 파형과 잘 일치 하였으며, 전기자 전류의 최대치가 24A가 아닌 60A부터 제한되는 것처럼 보이지만, 실제의 전류는 360Hz의 주기로 절환되 큰 리플을 포함, 실제 평균치는 60A보다 훨씬 작다고 보아야 한다.

그림 10에 나타난 속도응답 파형에서도, 예측된 바와 같이 모터가 가속하는 파형의 모습이 tight한 전류제한 루우프에 의해 전기자 전류를 고정된 값으로 제한한 경우 직선적으로 나타나는 것과 대조적으로 처음 가속되는 구간 일 수록 속도 상승률이 급한 곡선의 모습을 나타냈다.

5. 결 론

이상의 실험 연구로부터 다음과 같은 결론을 얻었다.

(1) 종래의 tight 한 전류제한 루우프에 의해 전기자 전류를 고정된 값으로 제한하는 방식에 비해 loose한 전류제한 루우프를 구성함으로써, 서어보 모우터가 가지고 있는 상대적으로 큰 열용량 및 짧은 과도특성의 장점을 살려, 특히 빠른 과도(상승) 특성을 요구하는 서어보 시스템 및 단속적으로 과부하 상태로 운전되는 서어보 시스템에 대하여 유리한 속도제어기를 구성할 수 있다.

(2) 설계하는 과정에 있어 설계방법이 간단하고 전류제한 루우프의 설계상수(design parameter)들이 갖는 실제적인 의미가 직접 모우터 특성곡선상에 부여됨으로서 부하상태에 적합한 속도제어기 설계 및 조정(setting)에 편리하다.

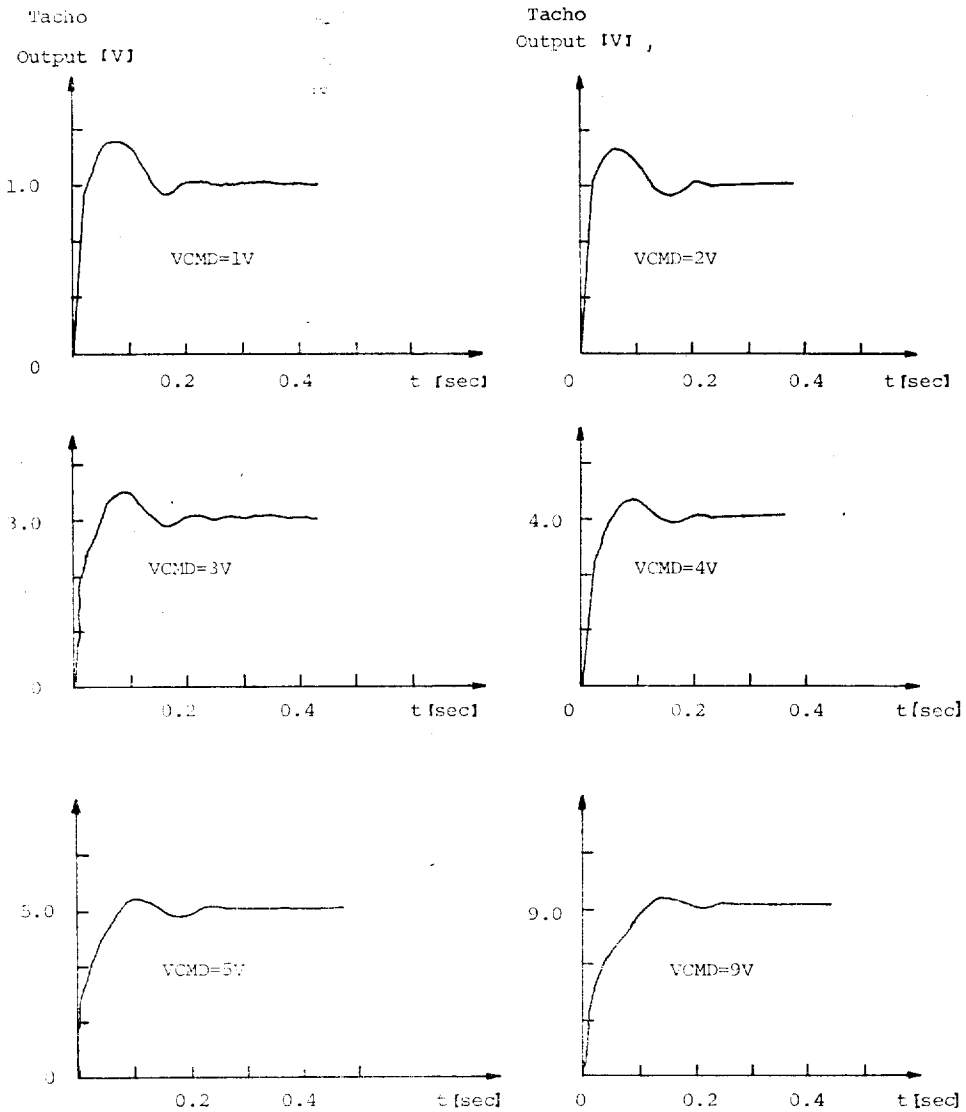


그림 10. 여러계단 입력에 대한 속도응답 곡선
 Fig. 10. Speed responses for varying step inputs

참 고 문 헌

[1] T. Krishnan and B. Romaswami; "Speed Control of DC Motor using Thyristor Dual Converter", IECI-23, No. 4, pp. 391~399 Nov. 1976.
 [2] Charles K. Taft, Edwin V.Slate; "Pulse Width Modulated DC Control: A Parameter Variation Study with Current Loop Analysis", IECI-26, No. 4 pp. 218~226 Nov. 1979.
 [3] P.C. Sen and M.L. McDonald; "Thyristorized DC Drives with Regenerative Braking and Sp-

eed Reversal", IECI-25, No. 4, pp.347~354, Nov. 1978.
 [4] H. Grotstollen, FRG; "Comparison of Speed Controlled DC Drive with and without Subordinate Current Loop", IFAC, 1977.
 [5] A. Oumar, J.P. Louis, A. El-hefnawy, France; "Design of an Optimal, Autoadaptive Current Loop for DC Motor Realization with an Hybride Device Including Microprocessor" IFAC, 1977.
 [6] Fujitse, FANUC CO.; "DC Servo Motro Manual" B-51354E/g pp.30~31 1978.