'93 한국자동제어학술회의논문집 (1993.10.20~22)

대부하용 서보 구동 제어 시스템의 설계

이만형*, 이장명**, 윤강섭***, 최근국***
*부산대학교 제어기계공학과, **전자공학과, ***대학원

Design of Servo Driving Control System for Heavy Load

M.H. Lee*, J.M. Lee**, K.S. Yoon***, K.K. Choi***
*Pusan National Univ., Dept of Control & Mechanical Eng.,
** Dept. of Electronics Eng., ***Graduate School

Abstract

A heavy load driving system for the gun laying control is designed with the analysis of performance in pointing accuracy and speed. To eliminate the firing noise and high frequency system noise, a // filter is implemented in conjunction with the PI velocity control. To incorporate the gunner's commands in the PID position control loop easily, a μ-processor is utilized in the position control loop. Main difficulties in the heavy load driving system exist in the design of motor drivers and heat sinkers. With an appropiate design of the motor drivers and heat sinkers, the performance of the gun laying system is analyzed by the simulation.

I. 서 론

최근 전자소자 및 회로기술의 빠른 발전으로 군사용 무기 등 대부하 포신/포탑 구동 시스템의 구성을 위하여 종래의 전기-유압 서보 구동방식이 전기 구동방식으로 전환되어지고 있다. 대부하 포신/포탑 시스템에 있어서 전기 구동방식은 전기-유압 구동방식에 비하여 유지보수가 용이하며, 소음이 적고, 작동준비 시간이 짧고, 전체적인 중량이 작다는 장점이 있다[1,2]. 또한 최근에는 고회전력(high torque)을 가지면서 신뢰성이 높은 경량의 BLDC(Blushless D.C.) 모타의 개발과 더불어 대부하 구동 시스템의 실현에 널리 활용되어질 것이다. 이러한 상황하에서 대부하 포신/포탑 시스템 역시 전기 구동방식으로 바뀔것이라는 가정하에 본 연구를 수행하였다.

본 연구에서는 포신/포탑 구동 제어시스템의 구현을 위해서 전체적인 구동제어회로의 구성을 설계하고, 개별 제어 시스템으로 위치제어기, 속도제어기, 구동회로, 방열시스템에 대하여 그 구성방안을 제시하였다. 그리고, 성능평가를 위하여 제시된 시스템에 대해서 동특성을 분석하고, 위치 및 속도제어기의 이득을 결정하고, 시뮬레이션을 통하여, 요구사양을 만족하는지를 확인하였다.

II. 구동 제어 시스템의 설계

포신/포탑 시스템의 제어는 포격의 정확도를 높이기 위하여 정확한 위치제어를 필요로 하며 또한 신속한 발사속도를 유지하기 위하여 속도제어를 필요로 한다.

위치제어는 위치명령을 용이하게 받아들이기 위하여 마이크로프로세서를 활용하여 실현하고 속도제어는 아날로그회로를 사용한 PI 제어기로 실현하며, 이를 위해 필요한 전자회로의 설계 및 부품을 요구되는 포격의 정확도 및 속도를 고려하여 설계한다. BLDC 모타의 구동방식은 PWM 인버터를 사용하는 방식으로 하며, 이를 위하여 필요되는 구동원리를 분석한다. 아울러, 대부하 구동을 위하여 방열(放熱)시스템의 기본 조건을 제시한다.

1. 포신/포탑 구동 제어회로

포신/포탑 구동 시스템은 그 요구사양인 최대 발사속도, 정확도 등을 고려하여, 전체 제어 시스템을 그림 1 과 같이 구성되어진다.

고저 구동 제어회로 및 선회 구동 제어회로를 독립적으로 생각하여, 개별적인(선회 혹은 고저) 제어 시스템의 블럭선도를 나타내면 그림 2와 같다.

속도제어기부분과 모타구동부는 비선형 고주파 성분 및 토오크 및 속도 외란에 대한 강인한 특성을 갖는 PWM방식을 사용하여 설계하며, 디지탈 위치제어기는 Intel 80286을 사용하여 설계하고자 한다.

2. 마이크로 프로세서를 사용한 위치 제어기

위치제어에 있어서 그 정밀도를 0.5 mil 이상으로 맞추어 주기 위하여 Absolute Encoder의 해상도는 14 Bits 이상이 되어야 한다. 또한, 14 Bits 이상의 Data를 신속히 처리해 주기 위하여, Microprocessor는 16 Bits의 Data 버스를 갖는 것으로 사용하도록 한다.

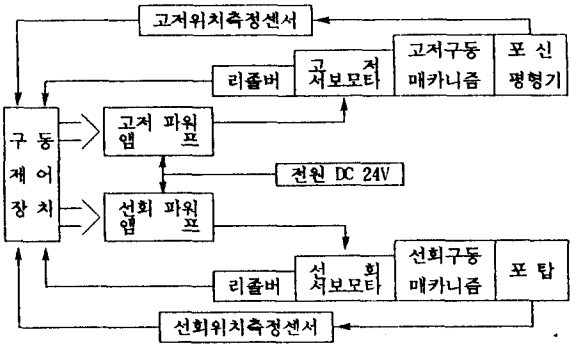


그림 1 포신/포탑 구동제어 시스템

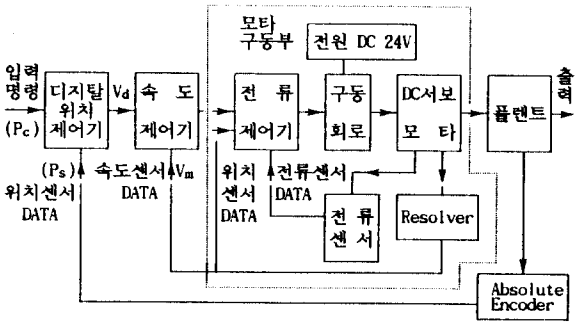


그림 2 개별 제어 시스템의 블럭 선도

위치 제어기의 블럭 선도를 살펴 보면 그림 3과 같다.

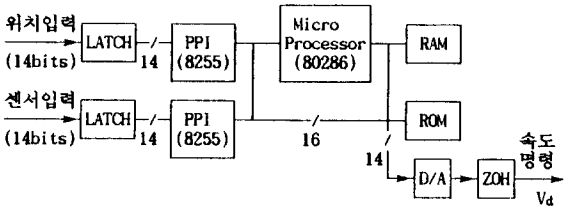


그림 3 위치 제어기 블럭 선도

위치 제어기의 블럭선도는 그 기본적인 기능만을 표시하고 있으며 부차적인 Clock Generator, Transceiver 및 Bus Controller등의 회로가 적절히 설계되어져 있다. 마이크로 프로세서로는 Intel사의 80286을 사용하였으며, D/A 변환기는 Analog Device사에서 나오는 DAC 16를 사용한다. 이 DAC 16는 고정밀·고속 D/A 변환기로 Settling Time이 500 nSec 이내이다.

위치명령입력(Pc)과 센서입력(Ps)의 차이로 현재 제어되어야 할 위치오차를 정의하게 되며, 이 위치오차를 PID 제어한 결과의 값이 속도명령으로 만들어져, DAC를 거쳐 속도 제어기로 입력 되어진다. 그 알고리즘은 다음과 같다.

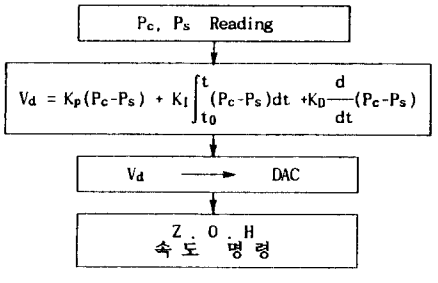


그림 4 PID 위치제어에 의한 속도 명령

디지탈 위치 제어기의 전달함수는, 위치제어기에서의 처리속도가 mSec 차수이므로, 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$G(s) = Kp + \frac{K_I}{s} + K_D\, s \qquad (1)$$

Z.O.H.를 포함한 전체 위치제어계의 전달함수는 다음과 같다.

$$G_T(s) = \left(K_P + \frac{K_I}{s} + K_D \cdot s \right) \cdot \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \qquad (2)$$

마이크로 프로세서를 활용한 시스템에서 이 PID제어기를 실현하기 위해서는 순간순간의 Sample치로 처리해 주어야 한다. 따라서, Sample순간을 kT로 표시하면, (k+1)T순간의 PID 제어결과에 대한 출력 Vd[(k+1)T]는 다음과 같이 구해진다.

$$Vd[(k+1)T] = K_P[Pc(kT)-Ps(kT)] + K_I X[(k+1)T] + K_D \frac{Y[(kT)]-Y[(k-1)T]}{T} \qquad (3)$$

이의 유도 과정을 간단히 정리하면,

$$X(t) \triangleq \int_{t_0}^{t} (Pc-Ps)d\tau + X(t_0) \qquad (4)$$

에서 $\int (Pc-Ps)dt$ 항은 $\tau = kT$를 대입하고 이를 보간 근사적으로 처리하면

$$\int_{(k-1)T}^{kT} (Pc-Ps)dT \cong PcT - \frac{T[Ps(kT) + Ps(k-1)T]}{2} \qquad (5)$$

로 되므로

$$X[(k+1)T] = PcT-T/2[Ps(kT) + Ps(k-1)T] + X(kT) \qquad (6)$$

로 주어진다.

또한, $\frac{d}{dt}(Pc-Ps)$ 항은 $Y(kT) \triangleq Pc(kT) - Ps(kT)$

로 정의함으로 하여

$$\frac{d}{dt}(Pc-Ps) \cong \frac{Y[(kT)]-Y[(k-1)T]}{T} \qquad (7)$$

로 근사화되어 진다.

따라서, 식(3)의 계산량을 속도제어기의 입력값으로 DAC를 통하여 전송해주면 된다. 이 DAC를 거친 출력값은 속도제어기의 입력으로 인가되어 원하는 속도명령(Vd)로 사용된다.

3. 속도제어기 및 // 필터

속도제어기에서는 위치제어기로부터 얻어진 속도 명령(Vd)와 리졸버에 의해 검출된 모타속도(Vm)와의 오차 검출된 값이 PI 제어회로와 // 필터를 거쳐 Electronic Commutation Block(본 논문에서는 설명 생략)[1]의 한 구성요소인 D/A 변환기의 기준 전압으로 인가되도록 한다. 즉, 속도 제어기의 출력크기가 Electronic Commutation의 출력 신호의 크기를 결정해 준다.

속도 제어기는 크게 두개의 Block으로 구성되며, 이들은 Error Signal 발생 및 PI 제어 Block 과 //필터 Block이다.

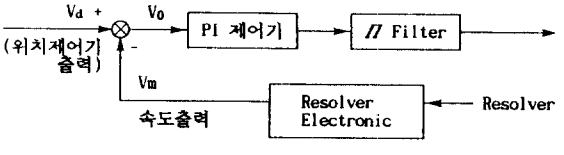


그림 5 속도 제어기의 Block 선도

3.1 Error Signal 발생과 PI 제어

○ Error Signal 발생 (V_0)

Resolver Electronic에 의해 궤환되어오는 속도값 Vm은 Velocity Calibration 회로 부분에서 최대 입력 속도 전압값과 크기가 일치되게 Calibration 되면서, 그 부호가 반전된다.

즉,

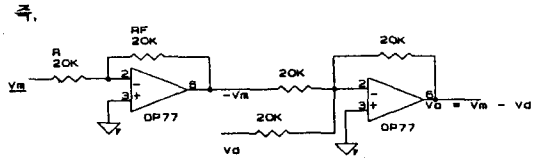


그림 6 Error Signal 발생 회로

$V_m = -\frac{R_F}{R} \underline{V_m}$의 관계로 주어져, $\frac{R_F}{R}$ 값의 선정에 의하여 $\underline{V_m}$값을 Calibration하여, $-V_m$을 발생시켜주고 이 $-V_m$은 연산 증폭기의 기본 회로인 가산기회로에서 V_d와 더해져서, $V_o = V_m - V_d$ 의 신호를 만들어 낸다.

그림 6에서는 $R = R_F = 20K\Omega$을 사용함으로 $\underline{V_m}$을 단순히 반전시켜 $-V_m$을 얻는것을 보여준다.

○ PI 제어

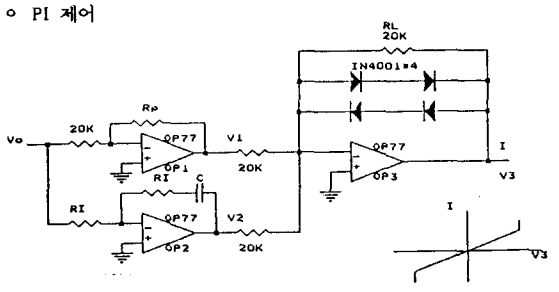


그림 7 PI 제어회로 및 Limiter 회로도

(R및 C의 값은 PI Gain상수에 따라 정해짐)

OP1의 출력 V_1은 식 (8)과 같이 되며 R_P의 값은 비례제어기 상수 P_I 에 의하여 결정된다. 즉,

$$V_1 = -(R_P/20k)V_o \qquad (8)$$

OP2는 비례-적분 회로의 구성으로, V_2의 출력은 $-V_o$에 비례하면서, 적분된 값으로 산출되어지도록 한다. 즉,

$$V_2 = -V_o - \frac{1}{R_I C}\int_0^t V_o\,dt \qquad (9)$$

의 관계식으로 출력 V_2 가 주어진다.

OP3는 OP1과 OP2의 출력을 다시 가산을 해주는 것으로, OP3의 입력과 출력사이에 전압 제한 회로를 사용하고 있고, 그 회로에 의한 전류(I)와 전압(V_3)와의 상관 관계의 도표가 OP3 밑에 그려져 있다.

출력 V3 는 최종적으로 다음과 같이 표시된다.

$$V_3 = -\frac{R_L}{20K}(V_1 + V_2) \quad , (R_L = 20K)$$

$$= \frac{R_P}{20K}V_o + V_o + \frac{1}{R_I C}\int_0^t V_o\,dt \qquad (10)$$

전달함수로 표시하면 다음과 같다.

$$G_V(S) = 1 + \frac{R_P}{20K} + \frac{R_L}{R_I C s} \qquad (11)$$

3.2 // 필터

// 필터의 전달 함수는 다음과 같이 주어진다.

$$//(s) = \frac{k(s^2 + a)}{s^2 + bs + 1} \qquad (12)$$

// 필터의 회로상의 각 소자들의 값과 전달함수의 계수들의 관계식은 다음과 같다.

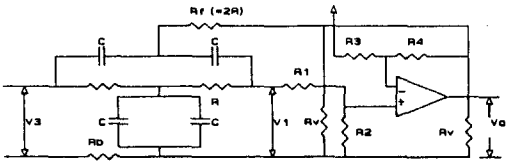


그림 8 // 필터의 회로 구성도

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_1 = \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_0 \qquad (13)$$

$$\frac{V_0}{V_1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) = k \qquad (14)$$

○ $R_F = \frac{1}{C\sqrt{a}}$ ○ $R_1 + R_2 = \frac{4\sqrt{a}}{C(1-a)}$

○ $k = 2 - \frac{b}{2\sqrt{a}} + \frac{2}{C\sqrt{a}} \cdot \frac{1}{R_1 + R_2}$

// 필터의 계수값은 PWM 인버터에서 발생하는 고주파 Harmonics 및 시스템 고유잡음을 필터링하기 위해 적절히 선택되어져야 한다.

속도제어기 전체의 전달함수($G_V(s)$)는 PI제어기 전달함수와 // 필터 전달함수의 곱으로 표시된다.

$$G_V(S) = \left\{1 + \frac{R_P}{20K} + \frac{R_L}{R_I C s}\right\} \frac{k(s^2 + a)}{s^2 + bs + 1} \qquad (15)$$

전압 제한 회로(Voltage Limiter)의 사용은 모타의 최대속도 사양을 벗어나지 않도록 하기 위한 것이다. 즉, 전류제어기 부분에서 지령 전류 파형의 최대 크기를 결정해 준다.

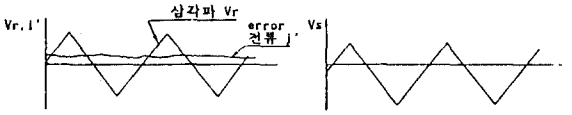
4. PWM 인버터

각 상권선의 실전류가 지령치에 추종할 수 있도록 전력소자의 Switching신호를 발생하는 부분으로써 크기와 주파수를 가변시킬 수 있는 정현파 출력 방식으로써 PWM 인버터의 사용이 보편화되어 있지만, 이 PWM에도 실용상 여러가지 방식이 이용된다.

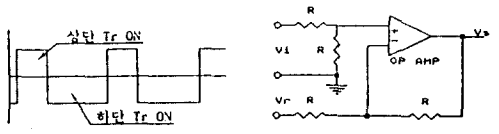
우선, 정전압원 방식과 정전류원 방식으로 크게 분류될 수 있는데, 정전류원 방식은 순변환과 역변환이 동시 제어가 되어야 하므로 다이오드만으로 순변환 장치를 구성시킨 정전압원 방식에 비하여 상대적으로 매우 복잡하다.

또, 정전압원 방식으로서도 전동기 구동의 경우 전동기의 회로방정식을 이용한 전류제어용 전압제어 방식과 실측전류와 지령전류의 직접비교에 의한 전류 추종방식으로 분류할 수 있다. 전자의 방식은 가장 잘 알려진 방식으로서 대표적인 PWM 방식이라 할 수 있는데 그림 9와 같은 원리도에 의하여 설명될 수 있고, 후자의 대표적인 방식은 직접비교에 의하여 인버터 상/하 소자를 ON/OFF 시키는 소위 Bang-Bang 방식이다. 본 시스템에서는 BLDC 모타를 구동시키기 위해 전류 추종형 정전압 인버터를 사용한다[5].

즉, 먼저 지령 전류와 실측전류간의 차이를 검출(이를 Error 전류라 하며 그림 9에서 i')하여 이 i'의 파형을 삼각파와 비교하여 그림 9(b) 및 (c)의 파형을 만들어 이를 인버터 상/하 Power 소자의 ON/OFF 신호로 사용하면 결국 전동기 입력전류는 지령전류 파형에 추종하게 된다.

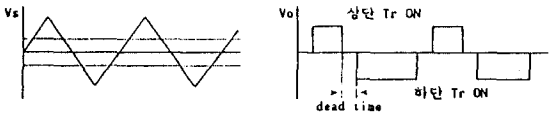


(a) 전류 Modulation (b) Modulated 파형



(c) Power Tr. 구동 파형 (d) 차동 증폭 회로

그림 9 차동 증폭 회로 및 신호 파형



(a) (b)

그림 10 Symmetric Voltage Amp.의 입/출력

이 비교증폭기의 출력이 Symmetric Voltage Amplifier에 가해져 Base Driver를 위한 신호 v_o가 만들어 진다.

단, 상/하 소자가 동시에 ON 됨으로써 발생할 수 있는 단락 상태를 방지 시키기 위하여 두소자의 OFF/ON 사이에 동시에 ON되는 일이 없도록 Dead Time을 인가하여 그림 10 b)의 파형이 되도록 한다.

5. 방열 시스템

인버터에 사용될 전력소자의 적용에서 그 소자의 Junction온도가 허용치 이상이 되지 않도록 방열시스템을 구축하는 상관관계가 매우 중요하다.

일반적으로, 부하전류의 도통에 따른 전력소자내의 방열은 전력소자의 외부 Case를 거쳐 방열판(Heat Sink)을 통하여 주변외기에 전달된다. 소자의 Junction온도와 주변 대기온도와의 열전달 관계식은

$$T_j - T_A = P_{ave}(\theta_{jc} + \theta_{cs} + \theta_{sa})\ ^0C \qquad (16)$$

로 주어지는데 이 식에서 T_j, T_A는 각각 소자 Junction과 주변온도, P_{ave}는 소자내의 평균 발열량(Watt) 그리고 θ_{jc}, θ_{cs}, θ_{SA}는 각각 소자의 Junction과 Case, Case와 방열판, 방열판과 주변 공기간의 열 임피던스 이다.

이 식을 이용하여 어떤 주변온도 T_A 에 대하여, 소자의 평균 발열량 P_{ave}(소자특성 및 사용 부하율에 의한) 그리고 각 열 임피던스를 이용하여 T_j를 산정하고 이 값이 결국 임계치를 넘지 않도록 설계해야 하는데 실용적으로는 선정된 소자의 부하율에 따른 발열 특성곡선과 방열판 제작회사에서 공급되는 생산 방열판 품목별 방열 특성곡선을 이용하여 T_j가 그 허용치 내에 있도록 사용하고 있다.

일례로, 개별 Power Transister당 최대전류가 500 A 이고, V_{ce} = 2.5 V 인 경우에 최대 순간소모전력은 1250 W 이다. 여기서, 각 트랜지스터의 부하율은 1/2 이고, 실효전류는 1/$\sqrt{2}$ 이 되므로 최대 평균소모 전력은 1250 W 를 2/$\sqrt{2}$ 로 나누어준 1250W/2/$\sqrt{2}$ 가 된다. 따라서, 방열 시스템의 설계는 식(16)를 사용하면,

$$150\ ^0C - 25\ ^0C = \frac{1250\ W}{2/\sqrt{2}}\ (\theta_{SA})\ ^0C \qquad (17)$$

θ_{SA} = 0.283 ^{0}C/W 의 Thermal Impedance를 갖도록 되어져야 한다. (상온)(여기서, $\theta_{jc} = \theta_{cs} = 0$ 으로 가정한다.)

III. 설계된 제어기의 성능분석

1. 시스템 모델링

시스템은 위치제어기, 속도제어기, 모타구동부, 부하시스템 등으로 구성되며, 각 부분에 대한 전달함수는 다음과 같다.

1.1 위치제어기

$$G(s) = Kpp + \frac{Kpi}{s} + Kpd\ s \qquad (18)$$

1.2 속도제어기 와 // 필터

$$G(s) = \left(Kvp + \frac{Kvi}{s}\right) \frac{K_N\ (s^2 + \omega_1^2)}{s^2 + 2\xi\omega_2\ s + \omega_2^2} \qquad (19)$$

1.3 모타구동부 : 전류제어기와 구동회로, BLDC로 구성 [4]

$$G(s) = K_c\ K_m \qquad (20)$$

여기서, K_c: 전류제어기와 PWM인버터의 이득, K_m: BLDC모타 상수

BLDC모타는 회전속도에 따라 발생가능한 토크를 제한받게 된다. 선정한 BLDC모타의 회전속도에 대한 최대 발생 토오크(T_{mL})는 다음과 같이 나타낼 수 있다. (V : 모타의 회전수(RPM))

T_{mL}= -2.216x10^{-3} V + 32.69 : 1500(RPM) 이하

= 8.244x10^{-6} V^2 - 5.760x10^{-2} V + 97.27 : 1500(RPM) 이상

1.4 부하시스템 [3]

사용 모델은 포신/포탑 시스템의 성능예측 시뮬레이터로 하였다.

○ 모타측 등가 관성모멘트, 점성마찰모멘트, 쿨롱마찰모멘트

$$J_{me} = J_L / N^2 + J_m \qquad (21)$$

$$B_{me} = B_L / N^2 + B_m \qquad (22)$$

$$T_{Fe} = T_{Ft} / N + T_{Fm} \qquad (23)$$

J_{me}, B_{me}, T_{Fe}는 등가 관성모멘트, 점성마찰모멘트, 쿨롱마찰모멘트,

J_L, J_m은 부하와 모타 관성모멘트, N은 기어감속비,

B_L, B_m은 부하와 모타의 점성마찰모멘트,

T_{Ft}, T_{Fm}은 부하와 모타의 쿨롱미찰 모멘트

○ 평형기 미보상 불평형 모멘트 (고저방향)

포신의 중력보상을 위해 유압평형기를 사용하지만, 완전한 보상은 어렵게 되므로 미보상 불평형 모멘트가 존재한다. 이러한 평형기 미보상 불평형 모멘트(T_u)는 평형기로 부터의 받는 보상모멘트와 중력에 의한 포신의 모멘트의 차로 구해진다.

$$T_{ue} = T_u / N \qquad (24)$$

여기서, T_{ue} : 모타축으로 환산된 미보상 불평형모멘트 이다.

모델링의 결과로 얻어진 선회 및 고저방향 시스템의 블럭선도는 그림 11,12와 같으며, 모델링 계수값은 표 1과 같다

2. 선회방향 시스템 성능 분석

본 절에서는 모델링을 근거로 시스템의 동특성을 분석하고, 제어기의 이득을 결정하여, 그 요구성능을 만족하는지를 분석하였다.

선회방향 시스템의 요구성능은 정상상태오차는 0.5 mil 이내이고, 20 deg 입력시 최대속도는 15 deg/sec 이상이고, 정상상태 도달시간은 3 초이내 이어야 한다.

2.1 선형시스템의 분석

우선 비선형 성분을 제외한 선형시스템에 대하여 분석을 하여보자. 그리고, H필터는 사격에 의한 잡음이나 기어박스의 고주파수 잡음의 분석이 선행되어야 하므로 무시한다. 우선 속도제어기 및 위치제어기의 비례이득을 1 로 두고 분석을 수행한다.

속도제어루프의 개루프전달함수 다음과 같다.

$$V_{op}(s) = \frac{0.106}{0.136s + 1.31 \times 10^{-2}} \qquad (25)$$

위치제어루프의 개루프전달함수는 다음과 같다.

$$G_{op}(s) = \frac{4.16 \times 10^{-3}}{s\ (\ 0.136s + 0.119\ )} \qquad (26)$$

속도, 위치루프의 대역폭은 0.12(Hz), 0.0054(Hz)이다.

위치제어기의 이득변화에 따른 위치응답인 그림 13를 보면, 위치제어기의 이득증가에 따라 속응성은 향상되지만 오버슈터가 발생하는데, 이것은 속도제어루프의 대역폭의 증가없이, 위치제어기의 이득만을 증가시켰기 때문이다. 오버슈터가 발생되지 않도록하기 위해서, 본 시스템의 경우에는 속도루프의 대역폭을 위치루프의 대역폭보다 4배 이상이 되어야 한다. 속도루프의 대역폭 증가는 속도제어기의 비례이득의 증가로 가능하다.

선형시스템에 대한 제어기의 이득의 결정은, 우선 시스템이 1차응답특성을 나타낸다고 가정하여, 요구사양의 정상상태 도달시간(3초)의 약 1/10의 시정수(0.3초)를 갖도록 위치제어루프의 대역폭이 0.5 Hz 가 되도록 하고, 오버슈터가 발생하지 않도록 속도제어루프의 대역폭은 2.0 Hz이상이 되도록 다음과 같이 선정 하였다.

위치제어기 : $K_{pp} = 80$, 속도제어기 : $K_{vp} = 20$

그림 14,15는 설계된 제어기를 선형시스템에 적용한 경우의 위치, 속도응답으로, 1.4 초에 정상상태에 도달하고, 최대속도는 48 deg/sec 임을 알 수 있다.

2.2 비선형 시스템의 분석

비선형 요소인 쿨롱마찰력, 전압제한 회로, 모타의 토오크제한 특성 등을 살펴보기 위해서 선형시스템에 대해서 설계된 제어기를 비선형 모델에 적용한 응답의 결과를 분석함으로써 비선형 요소가 어떻게 시스템에 영향을 미치는지를 알아보자.

그림 14,15는 비선형시스템에 적용한 경우의 위치, 속도응답으로, 응답속도(정상상태도달시간 :3.6초)는 선형시스템에 적용한 경우보다 현저히 늦어지고, 0.43mil 정도의 정상상태오차가 발생하고, 오버슈터도 발생한다. 최대속도는 약 15 deg/sec 로 감소하였다.

응답속도가 늦어지는 이유는 전압제한회로와 모타의 토오크 제한 때문이다.

오버슈터의 원인은 감속구간에서 토오크의 제한으로 이상적인 감속이 되지 않기 때문이다. 방지를 위해서는 제한된 토크로 이상적인 감속을 할 수 있도록 감속구간을 크게하거나, 감속구간 도달전 속도를 줄여주어야 한다. 이를 위해서는 감속구간이 시작되는 위치오차수준을 크게함으로써 가능한데, 이런 위치오차수준을 크게하기 위해서는 위치제어기의 미분이득을 증가시켜야 한다. 그러나, 미분성분은 속응성의 향상에 기여하지 못하는데, 이는 토크 제한 때문이다.

정상상태오차의 원인은 작은 위치오차신호에 대해서 작은 속도오차신호가 발생되어 모타의 발생토크가 마찰토크보다 작기 때문이다. 그러므로, 정상상태오차를 감소시키기 위해서는 작은 위치오차신호에 대해서도 마찰을 극복할수 있는 큰 모타토크를 발생시키기 위하여 속도제어기의 이득을 크게 하여야 한다.

그리고, 스텝외란에 대해서 정상상태오차를 0 으로 하기 위해서는 적분이득을 사용한다. 그러나, 적분이득이 큰경우에는 초기 포화상태구간에서 오차의 과도한 누적으로 정상상태오차가 0 이 되는데 소요시간이 길어지므로 적분이득을 적절히 선택하여야 한다.

이런 사항을 고려하여 다음과 같이 제어기의 이득을 결정하였다.

위치제어기: 80 + 4 s + 0.01/s , 속도제어기: 80 + 0.05/s

설계된 제어시스템에 대한 위치,속도응답은 그림 16,17 이다. 위치응답을 보면 오버슈터가 없고, 정상상태오차는 0.1 mil 이고, 0.5 mil 범위내 도달시간은 2.4초이다. 최대속도는 15.5 deg/sec 로 요구사양에 만족하는 양호한 성능을 나타내고 있다.

3. 고저방향 시스템 성능분석

고저방향 시스템 성능분석은 선회방향과 동일하게 수행하였다. 요구성능은 정상상태오차는 0.5 mil 이내이고, 10 deg 입력시 최대속도는 15 deg/sec 이상이고, 정상상태도달시간은 3초이내 이다.

고저방향에서는 정상상태오차의 원인은 마찰보다 평형기 미보상 불평형모멘트 때문이다. 그 감소대책은 선회방향과 동일하다.

최종적으로 선정된 제어기의 이득은 다음과 같다.

위치제어기: 90 + 0.01/s , 속도제어기: 90 + 0.03/s

설계된 제어시스템에 대한 상승/하강입력일 때의 위치, 속도응답은 각각 그림 18,19이다. 위치응답을 보면, 오버슈터는 없고, 정상상태오차는 상승시 -0.07 mil, 하강시 -0.15 mil이고, 0.5 mil 범위내 도달시간은 상승시 2.1초, 하강시 1.9 초이다. 최대속도는 상승시 15 deg/sec, 하강시 15.5 deg/sec로 요구사양을 만족하는 양호한 성능을 나타내고 있다.

Ⅳ. 결론

본 연구에서는 대부하구동 시스템의 일례로 포신/포탑 제어 시스템을 선정하여, 고정도, 고속의 포신/포탑 제어를 실현하기 위하여 BLDC 모타를 선정하고, 이에 따른 제어회로를 설계하였다. 전체 제어시스템의 모델링과 더블어 동특성을 분석하고 제어기의 이득을 결정하고, 시뮬레이션을 통하여 설계된 시스템의 성능평가를 하였다.

성능평가의 결과를 보건대, 정상상태오차를 감소시키기위해서는 작은 위치오차신호에 대해서도 마찰이나 미보상 불평형 모멘트를 극복할수 있는 큰 모타 토오크를 발생시킬수 있도록 속도제어기의 이득을 키워줄 필요성이 있었다. 그리고, 선회방향의 경우 미분기를 오버슈터의 방지를 위해서 사용하였다. 그 결과 정상상태오차와 속응성의 요구사양을 만족하는 양호한 성능의 제어기를 설계하였다.

따라서, BLDC를 사용하여 본 연구에서 설계된 제어시스템을 활용하면 요구사양을 만족하는 양호한 특성을 갖는 대부하 포신/포탑 구동제어시스템을 실현할 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

1. 이만형, "K-95 포신/포탑 전기모타 서보구동 제어시스템 기초연구," 부산대학교 기계기술연구소, 최종 보고서, 1993.2.
2. 이만형, "K-95 포신/포탑 자동 구동 제어 시스템 기초 연구," 부산대학교 기계 기술 연구소 최종 보고서, 1991.8.
3. 윤강섭, 안태영, 이만형, "대부하 구동시스템의 제어기 설계," 한국자동제어학술회의, pp730-735, 1992.10.
4. W. Leanhard, Control of Electric Device, Springer-Verlag, 1984.
5. J. Zubek, A. Abbondanti and C. J. Nordby, "Pulsewidth Modulated Inverter Motor Drives with Improved Modulation," IEEE Trans. Industrial Applications, Vol. IA-11, pp. 695-703, Nov./Dec., 1975.

표 1. 모델링 계수값

	기 호	선 회 방 향		고 저 방 향	
		물성치	단 위	물성치	단 위
전류제어기	K_c	35.4	A/V	35.4	A/V
BLDC	K_m	0.1	Nm/A	0.1	Nm/A
부하	J_{me} B_{me} T_{Fe}	0.14 0.01 2.35	Nms^2 Nms^2/rad Nm	0.07 0.001 0.59	Nms^2 Nms^2/rad Nm
기어	N	800		800	
속도센서	K_R, K_{R1}	0.03	V/rad/s	0.03	V/rad/s
위치센서	K_e, K_{R2}	1.0	V/rad	1.0	V/rad
LIMIT 1,2		±10	V	±10	V

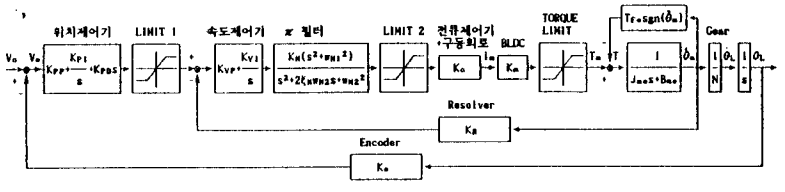


그림 11 선회방향 시스템의 전체 블럭선도

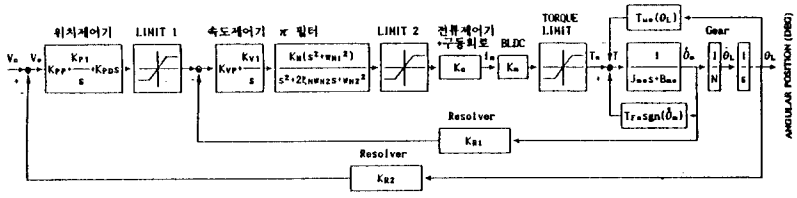


그림 12 고저방향 시스템의 전체 블럭선도

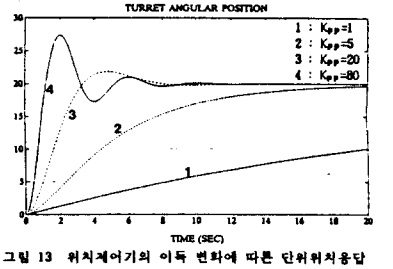


그림 13 위치제어기의 이득 변화에 따른 단위위치응답

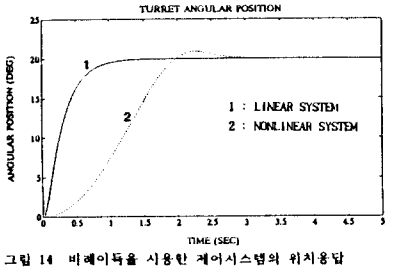


그림 14 비례이득을 사용한 제어시스템의 위치응답

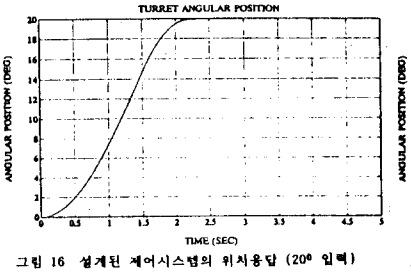


그림 16 설계된 제어시스템의 위치응답 (20^0 입력)

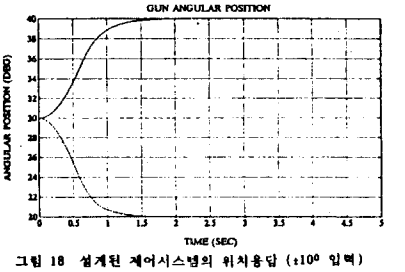


그림 18 설계된 제어시스템의 위치응답 ($\pm 10^0$ 입력)

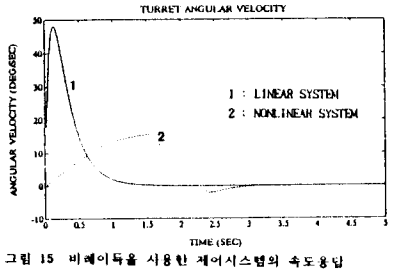


그림 15 비례이득을 사용한 제어시스템의 속도응답

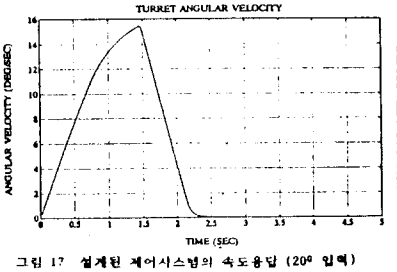


그림 17 설계된 제어시스템의 속도응답 (20^0 입력)

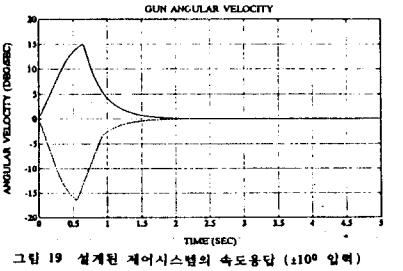


그림 19 설계된 제어시스템의 속도응답 ($\pm 10^0$ 입력)