

칼라 비디오 프린터의 Paper Feeding 제어 시스템 설계

愼庸煦
(株)金星社 Video研究所

칼라 비디오 프린터의 paper feeding 제어 시스템을 DC motor를 이용하여 설계하였다. 목표 spec을 만족하기 위한 H/W를 구성한 후 digital control 이론을 적용하여 loop gain K를 찾고 뒤상계와 속도계 gain을 결정하는 방법을 설명하였다. 한편 DC analysis를 통하여 앞에서 결정된 gain으로 설계할 경우 parameter variation에 의해 동작점이 벗어나는 것을 확인하고 system 구성 및 gain 등을 조정하여 동작점의 안정화를 가져올 수 있었다. 또한 DC analysis를 함으로써 부품의 공차를 설계할 수 있었다.

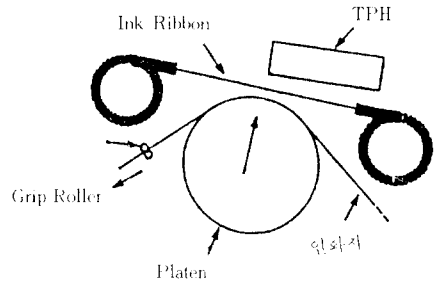


그림 1. CVP deck의 구성

I. 서론

열 전사 방식 칼라 비디오 프린터는 인화지와 thermal print head(이하 TPH로 표기)사이에서 ink ribbon을 두고 이 셋을 눌러 접촉시킨 상태에서 TPH에 열을 가하면 열의 정도에 따라 인화지에 색이 인화가 되는 구성으로서, 흑백이 아닌 칼라 프린트를 위해 동일한 인화지위에 yellow, magenta, cyan의 3색을 순차로 기록한다.

이렇게 하기 위한 기구적인 구성은 그림1에, ink ribbon의 색 배치는 그림2에 나타내었다. 그림1에서 platen을 화살표 방향으로 돌린 상태에서 인화지를 화살표 방향으로 이동시키면서 각각의 색을 프린트한다. 본 방식은 swing방식을 채택하였기 때문에 yellow 색을 기록한 뒤에 platen을 내리고 인화지를 화살표 반대 방향으로 이동시킨 뒤, platen을 돌리고 magenta 색을 기록하고, 다음 동일한 순서로 cyan 색을 기록하여 프린트를 마친다.

인화지 상의 화면은 그림3과 같이 화소 구성이 되어 있으며 TPH는 가로 방향으로 이동하면서 동일 열에 있는 화소를 동시에 기록한다. 따라서 세로축의 화소 간격

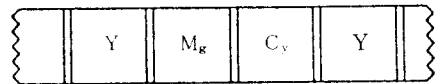


그림 2. Ink ribbon의 색배치

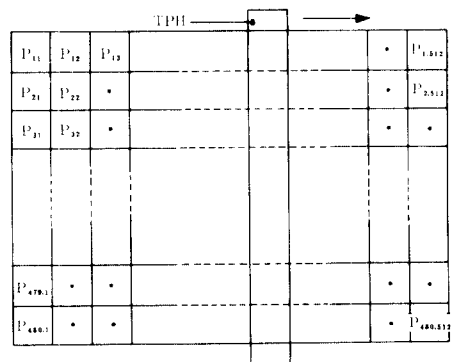


그림 3. 화소구성

은 TPH의 head 배치 간격에 의해서 보장이 되나 가로 방향의 화소 간격은 인화지의 이동 속도, 위상등의 제어 성능에 의해서 결정된다. 칼라 프린트이기 때문에 더욱 어려운 점은 각각의 화소에 대해서 3색을 프린트해야 하기 때문에 첫번째 기록했던 색, 예를 들어 yellow의 한 화소에 대해서 두번째, 세번째 색인 magent, cyan의 동일 화소의 기록 위치가 같아야 한다는 점이다.

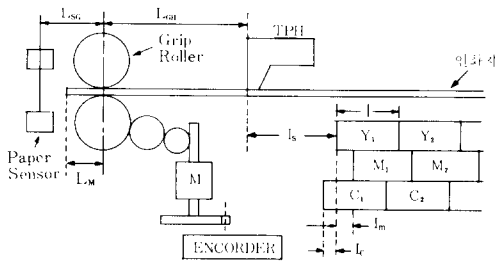
이와 같은 기능을 stepping motor로 구현할 수도 있으나 본 과제는 cost 면과 급배지시의 roller slip 문제등을 고려하여 DC motor로 구현한다.

전체 시스템의 구성을 위해서는 ink ribbon feeding 제어 및 급배지 제어 시스템도 필요하나 본 고에서는 기록시에 인화지를 이동시키는 grip motor의 제어만을 다루기로 한다.

II. 본 론

1. 제어 대상 시스템의 구성

본 고에서는 설계할 제어 대상의 구성은 그림4와 같다.



- LSG : Paper Sensor에서 Grip Roller Center 까지의 거리
- LGH : Grip Roller Center에서 TPH의 Grip Roller 축 선단까지의 거리 (paper path를 따라서)
- LM : 기록을 위한 인화지 이동 선 상태에서 인화지 좌측 선단과 Grip Roller Center 까지의 거리
- ls : Paper 이동 시작점으로부터 기록 start 지점까지의 거리 (Yellow에 대해서)
- l : 기록 pitch
- lm : Magenta start 점의 Yellow start 점과의 거리
- lc : Cyan Start 점의 Yellow start 점과의 거리

그림 4. 제어대상 구성도

그림 4에서 인화지에 대한 TPH의 위치와 절대값을 measure 할 수 없다는 것을 알 수 있다. 따라서 급지나 swing시 paper sensor로부터 인화지가 없다는 것을 검출한 순간부터 encoder pulse 수를 count 하여 인화지에 대한 TPH의 위치를 상대적으로 알아낼 수밖에 없다. Encoder pulse 수를 정확히 제어한다 하더라도 인화지에 기록되는 화소의 위치가 틀어질 수 있는 요인은 다음과 같다.

화소 위치 error 발생 요인

- ① 인화지 두께의 공차
- ② Grip roller에서의 slip 양
- ③ Yellow 기록시에 비해서 magenta, cyan의 기록시에는 인화지가 열을 받았기 때문에 ①, ② 항의 특성이 변화되는 성분
- ④ 기록시에는 platen이 눌러져서 인화지에 장력이 걸린 상태에서 이동하나 급지나 swing시에는 장력이 안 걸린 상태에서 이동되기 때문에 동일한 encoder pulse 수만큼 이동한다 하더라도 기록시와 swing 시 인화지 이동거리가 달라지는 점.
- ⑤ Paper sensor의 검출 오차(회로적으로 comparator를 사용하여 검출하지만 인화지 이동 속도에 따라서 검출 위치가 틀려질 가능성 있음.)
- ⑥ Gear back-lash에 의한 영향
- ⑦ Motor 회전 후 정지시 cogging torque에 의해 회전이 반대 방향으로 이루어짐에도 불구하고 counter 수는 정방향으로 셀수 밖에 없는 현상. 이 해결 방법은 encoder를 2상으로 설계하여 역전 검출이 가능하도록 하면 되나 cost up 되므로 다른 error 요인에 비해서 그 영향이 적다면 현상 accept 하기로 함.
- ⑧ Servo 계의 제어 성능에 의해서 위상 error가 발생하는 부분.

Error 발생 요인중 ①, ② 항은 한장의 화면을 print 하는 동안 일정하다면 큰 문제는 되지 않는다. ③ 항은 문제가 된다면 특별한 대책이 필요하며 현재로서는 어떤 조치를 취할 방법이 없다. Magenta와 cyan의 시작점을 찾는 방법으로는 첫째 encoder pulse 수만으로 찾는 방법이 있고 둘째 swing시 paper sensor의 검출 신호로부터 찾을 수가 있는데 첫째 방법은 ④, ⑥, ⑦ 항의 error가 누적되어 나타나고 둘째 방법은 ⑤, ⑦ 항의 error가 누적되지 않은 상태로 나타난다.

따라서 설계는 두 방법중 공차가 적은 쪽을 택해야 하는데 일단 둘째 방법이 error가 적다고 보고 둘째 방법을 채택한다. 본 과제에서는 ⑧ 항의 error를 줄이기 위한 제어기 설계에 그 중점을 두기로 한다.

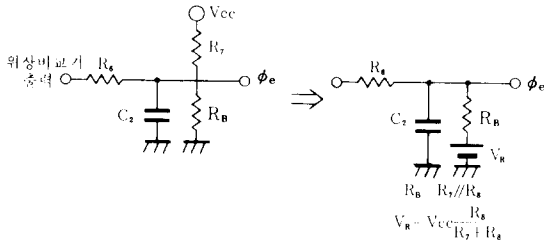


그림 7. Filter 등가회로

그다지 크게 변하지 않도록 한다. (· 독립적으로 설계 하기 위하여)

위상이 낮은 경우의 gain을 구해보자. 일정한 τ 의 경우 steady state에서의 ϕ_e 의 파형은 그림 8과 같다.

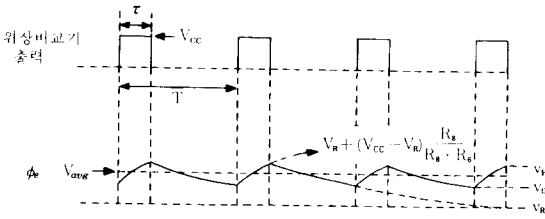


그림 8. 위상비교 출력파형

τ 가 τ_1 에서 τ_2 로 step으로 변화할때 steady state에서는 V_{avg1} 에서 V_{avg2} 로 갈 것이며 transient 기간 동안에는 LPF적인 어떤 특성을 가질 것이다. 일단 여기서는 DC gain 만을 구해보기로 한다.

τ 와 V_{avg} 사이에는 아래와 같은 관계식이 얻어진다.

$$V_{avg} = V_r + (V_{cc} - V_r) \frac{R_b}{R_6 + R_b} \left[\frac{\tau}{T} + \frac{CR_b}{T} \frac{(1 - \exp(-\frac{\tau}{CR_p})) (1 - \exp(-\frac{T \cdot \tau}{CR_b}))}{1 - \exp(-\frac{\tau}{CR_p}) \cdot \exp(-\frac{T \cdot \tau}{CR_b})} \right] \quad (1)$$

단, $R_p = R_6 // R_b$

이 식으로부터 위상 비교 gain K_p 를 구한다.

또한 τ 가 step으로 변할때 V_{avg} 는 LPF적인 특성을 가지고 쫓아가므로 이 전달 특성은 G_c 로 놓고 $G_c = 1/(1 + S \tau_c)$ 로 보자.

이상의 modeling 결과 overall block도는 그림 9와 같이 된다.

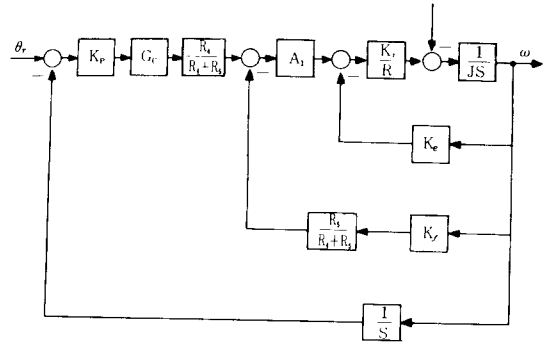


그림 9. Grip motor servo block도

4. Loop Gain 설계

1) Problem description

그림 9의 block도를 그림 10과 같이 그릴 수 있다.

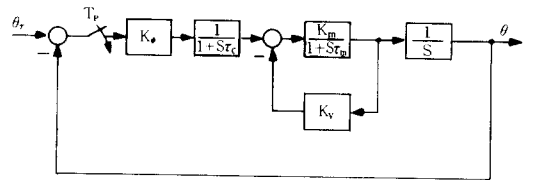


그림 10. 간략화한 block도

① K_m , τ_m 은 plant로서 거의 결정되어 있다고 보자.

② K_p 와 K_v 를 어떻게 잡을 것인가가 문제이다.

③ 알고 있는 조건은

i) 위상 비교는 30 Hz 마다 sampling 한다.

($T_p = 1 / 30 \text{ sec}$)

ii) Digital control 이론을 적용할 수 있도록 modeling을 반영하면 그림 11과 같다.

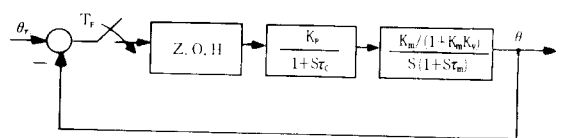


그림 11. Gain 설계를 위한 block도

상기의 plant gain $K = \frac{K_m K_p}{1 + (K_m K_v)}$ 로서 2개의 변수로서 overall gain을 결정할 수 있게 되므로 자유도가 있으나, 이 자유도를 어떤 constraint를 주어서 design하여야 하는가가 과제이다.

2) Gain 결정법

그림 11을 보면 이 문제가 digital control 교과서에 나오는 일반적인 문제로 귀착됨을 알 수 있다. 즉 plant의 전달함수 $G_p(s)$ 가

$$G_p(s) = \frac{1}{S(1+S\tau_c)(1+S\tau_m)} \quad (2)$$

로 주어질 때 ξ , W_n 등의 성능을 만족하는 K의 값을 구하라 하는 문제가 된다.

본 과제의 경우 sol. 은 다음과 같다. Sampling time T_p 를 1/30[sec]로 두고 Z-tranform을 하면 ($\tau_c = 40m(sec)$, $\tau_m = 5m[sec]$ 경우)

$$G_{pl} G_{zoh1}(Z) = \frac{0.0082166(Z+0.027)(Z+1.23143)}{(Z-1)(Z-0.43424)(Z-0.001264)} \quad (3)$$

Z-domain에서 Root Locus를 그리면 그림 12와 같이 된다.

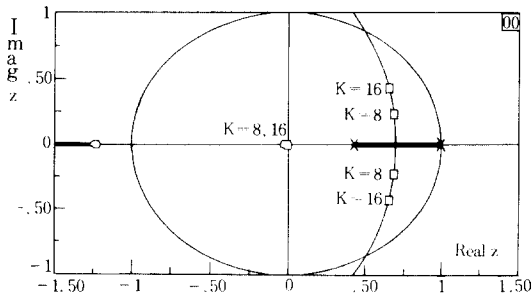


그림 12. Root Locus of grip motor servo system

그림 12의 Root Locus에서 $\xi = 0.7$ 곡선과 근궤적이 만나는 점의 W_n 을 chart에서 구해보면 [3] 대략 $W_n = 0.145 \frac{\pi}{T}$ 가 된다. $T = 1/30[sec]$ 를 대입하면 $W_n = 13.7$ 을 얻는다. 이때 Gain K는 약 8이다. W_n 과 ξ 로부터 우리는 이 system의 rise time, setting time, over shoot 등을 알 수 있다.

이런 servo 성능이 화면상에 어떻게 나타나는 가를 알

아본다. 그림 13에서 FA / FB는 30 Hz의 기준 신호이고 0~5T 사이에는 기동 구간으로 속도 제어에 의해서 정속으로 회전하는 기간이다. 5T에서부터 위상 비교를 하여 기록을 하는데 5T, 6T사이의 속도가 정격 속도보다 차이가 나게 되면 6T에서는 τ_6 의 위상 error가 발생하게 된다.

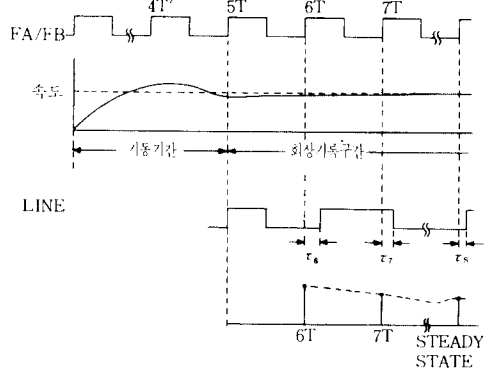


그림 13. Servo 성능의 의미 설명도

7T, 8T에서는 τ_7 , τ_8 의 위상 error가 있다가 steady state에 가연 τ_8 의 위상 error가 있게 된다. 여기서 $\tau_8 - \tau_6$ 가 초기 위상 error이며 이것이 servo 성능에 의해서 τ_8 로 수렴하는 과정을 밝게 된다. 위의 경우와 같이 $\xi = 0.7$, W_n 이 13.7인 경우에는 setting time은 약 0.5초 over shoot는 10% 이내 일 것이 예상된다.

K=8로 해서 이하의 설계를 진행해야 하나 현재 설계가 K=16으로 설계되어 있기 때문에 K=16으로 이하 설계를 진행한다. 이 경우 $\xi \approx 0.4$, $W_n \approx 18.8$ 정도에 있는 상태이다.

다음 speed loop의 gain을 설계하자.

그림 9에서 motor와 K_f 의 gain은 다음과 같이 결정되어 있다.

Motor 전달 함수

$$G_m(S) = \frac{\frac{K_t}{R} \frac{1}{JS}}{1 + \frac{K_t}{R} \frac{1}{JS} \cdot K_e} = \frac{K_m}{1 + \frac{RJ}{K_t K_e} S} = \frac{K_m}{1 + \tau_{ms}} \quad (4)$$

f/v 변환

$$\begin{aligned} \text{gain } K_f &= \frac{V_{cc}}{W_o} (1-a) \ln(1-a) \\ &= \frac{6.2}{2\pi \times 30} (1-1/2) \ln(1-1/2) = 0.011 \quad (5) \end{aligned}$$

속도 제어가 S/H 방식에 의해서 이루어지므로 $\frac{fs}{4} = \frac{30 \times 36}{4} = 270$ [Hz]에서 phase cross over가 일어나며 gain margine 12dB 확보를 위해서는 $270 \times 10^{-12} = 67.8$ [Hz]이하에서 gain cross over가 일어나야 한다.

따라서

$$\left. \frac{K_m}{1 + \tau_{ms}} \right|_{f=67.8\text{Hz}} \cdot K_f \cdot \frac{R_5}{R_4 + R_5} \cdot A | \leq 1 \quad (6)$$

따라서

$$\frac{R_5}{R_4 + R_5} A | \leq \frac{1}{K_f} \cdot \frac{1}{K_m} \cdot 13.2 = 25.2 \text{ 이어야 한다.}$$

현재 설계되어 있는 값은 9.85로서 gain을 8dB 올릴 수 있는 여유는 있으나 DC analysis를 해보면 gain을 올리는 경우 조정성이 나빠지게 되므로 외란 억압이 요구되지 않는 한, 현재의 gain을 그대로 쓰기로 한다.

다음 위상계 gain을 살펴본다. 그림 9의 block도로부터 낮은 주파수 영역(수 Hz 이내)에서의 위상계 gain, 즉 K는 다음 식으로 주어진다.

$$\begin{aligned} (G_c = \frac{1}{1 + \tau_c S} \text{로 보는 경우}) \\ K = K_p \frac{R_4}{R_4 + R_5} \frac{A K_m}{1 + A K_m K_f \frac{R_5}{R_4 + R_5}} \quad (7) \end{aligned}$$

$A K_m K_f \frac{R_5}{R_4 + R_5} \gg 1$ 이면 K는 다음과 같이 간략화 된다.

$$K = \frac{K_p R_4}{K_f R_5} \quad (8)$$

여기서 K는 A의 영향을 거의 받지 않음을 알 수 있다. (7)식 또는 (8)식에 의해서 K가 Root Locus에서 구한 K가 되도록 Kp를 설계한다.

5. DC Analysis

그림 5의 각 부 전압은 다음과 같은 관계식을 갖는다.

$$V_o = \phi_e \frac{R_5}{R_4 + R_5} \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) + \phi_e \frac{R_4}{R_4 + R_5} \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) - \frac{R_3}{R_2} V_{ref} \quad (9)$$

$$V_m = V_o - V_b \quad (10)$$

$$V_s = V_{cc} \left(1 - \exp\left(\frac{-T}{RC}\right)\right) = \phi_e \quad (11)$$

$$V_{ref} = \frac{R_{10}}{R_9 + R_{10}} V_{cc} \quad (12)$$

식(9), (10), (11), (12)로부터 식(13)을 얻는다.

$$\begin{aligned} V_m = \frac{R_4}{R_4 + R_5} \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \phi_e + \frac{R_5}{R_4 + R_5} \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \\ V_{cc} \left(1 - \exp\left(\frac{-T}{RC}\right)\right) - \frac{R_3}{R_2} \frac{R_{10}}{R_9 + R_{10}} V_{cc} - V_b \quad (13) \end{aligned}$$

(13)식을 일반형으로 고쳐 쓰면 (14)식으로 표시할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_m = f(R_4, R_5, \frac{R_3}{R_2}, V_{cc}, V_b, R_9, R_{10}, R, C; \phi_e) \quad (14) \\ = f(\text{parameters; control } u) \end{aligned}$$

Motor 특성의 편차에 의해서 정격 속도로 회전하기 위해서 motor에 요구되는 전압은 $4.1V \pm 0.5V$ 이다. (부하 토오크 및 무부하 회전수 5550 ± 650 [rpm]으로부터 계산)

여기서 Vref의 설계는 다른 parameter들이 center 치에 있을때 $V_m = 4.1V$ 가 되도록 결정한다.

(14)식에서 회로적인 parameter 들의 variation이 있다 하더라도 control u인 ϕ_e 가 $V_{cc} / 2$ 일때 parameter 중의 하나를 조정하여 V_m 이 $4.1 \pm 0.5V$ 내의 임의의 전압으로 가변시킬 수 있도록 하여야 한다. 이를 위해서 각 parameter의 variation에 따른 ΔV_m 을 구해보기로 한다. 이를 위해서 먼저 편미분을 하면 (15)-(23)식이 얻어진 다.

$$\frac{dV_m}{dR_4} = \frac{R_5}{(R_4 + R_5)^2} \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \left\{ \phi_e - V_{cc} \left(1 - \exp\left(\frac{-T}{RC}\right)\right) \right\} \quad (15)$$

$$\frac{dV_m}{dR_5} = \frac{R_4}{(R_4 + R_5)^2} \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \left\{ V_{cc} \left(1 - \exp\left(\frac{-T}{RC}\right)\right) - \phi_e \right\} \quad (16)$$

$$\frac{dV_m}{d(R_3/R_2)} = \frac{R_4}{R_4+R_5} \phi e + \frac{R_5}{R_4+R_5} V_{cc} (1 - \exp(-\frac{T}{RC})) - \frac{R_{10}}{R_9+R_{10}} V_{cc} \quad (17)$$

$$\frac{dV_m}{dV_{cc}} = \frac{R_5}{R_4+R_5} (1 + \frac{R_4}{R_2}) (1 - \exp(-\frac{T}{RC})) - \frac{R_4}{R_2} \frac{R_{10}}{R_9+R_{10}} \quad (18)$$

$$\frac{dV_m}{dV_b} = -1 \quad (19)$$

$$\frac{dV_m}{dR_9} = \frac{R_3}{R_2} V_{cc} \frac{R_{10}}{(R_9+R_{10})^2} \quad (20)$$

$$\frac{dV_m}{dR_{10}} = -\frac{R_3}{R_2} V_{cc} \frac{R_9}{(R_9+R_{10})^2} \quad (21)$$

$$\frac{dV_m}{dR} = -\frac{R_3}{R_4+R_5} (1 + \frac{R_4}{R_2}) V_{cc} \exp(-\frac{T}{RC}) \frac{T}{RC^2} \quad (22)$$

$$\frac{dV_m}{dC} = -\frac{R_5}{R_4+R_5} (1 + \frac{R_4}{R_2}) V_{cc} \exp(-\frac{T}{RC}) \frac{T}{RC^2} \quad (23)$$

이중에서 f/v converter의 RC 에 대한 변화가 가장 크므로 R 을 가변 저항으로 하기로 한다. 현재 설계되어 있는 값을 기준으로 최악의 경우의 ΔV_m 을 구해보면

$$\Delta V_m = \left| \frac{dV_m}{dR_1} \Delta R_1 \right| + \left| \frac{dV_m}{dR_5} \Delta R_5 \right| + \dots + \left| \frac{dV_m}{dC} \Delta C \right| = 4.068 [V] \quad (24)$$

(단, $\left| \frac{dV_m}{dR} \Delta R \right|$ 은 조정소자이므로 제외)

따라서 조정해야 할 범위가 너무 넓으므로 $R_9, R_{10} \rightarrow 1\%$ 저항, $C \rightarrow G$ 급(2%)로 설계하면 $\Delta V_m = 1.65 [V]$ 가 된다. 따라서 가변 저항에 의해서 $\pm(1.65+0.5) = \pm 2.15V$ 가 조정이 가능하도록 가변 저항 설계가 되어야 한다.

이와 같이 DC analysis를 하여 parameter variation에 의한 동작점의 변화를 알아보고 그 변화폭이 acceptable 하지 않을 경우 parameter 공차를 적은 것으로 선택하든지 또는 가변 저항등을 넣도록 설계를 조정하는 과정을 거친다. 현재 구성된 회로도 실은 초기 회로 설계가 $\Delta V_m = \pm 11V$ 이었었기 때문에 이를 수차에 걸쳐 수정하여 현재의 회로구성 및 설계치로 가져 왔다.

6. 기타 검토 사항

DC analysis에서 우리는 control u인 ϕe 가 $V_{cc}/2$ 인 경우에 대해서 분석하였다.

이렇게 한 이유는 가변 저항으로 parameter variation을 보상하도록 조정된 상태에서 온도등의 환경 변화에 따라서 다시 parameter 값들이 변화하기 때문에 이 변화율을 ϕe 가 보상해 주어야 하기 때문이다. 본 설계의 경우 온도에 의해서 변화하는 ΔV_m 의 총계가 0.68V를 넘으면 위상 error가 spec보다 커지게 된다. 온도에 따라서 특히 영향을 미치도록 변화하는 요소는 C, V_{cc} (Zener 다이오드), $V_b f/v$ 전압들이 있는데 이러한 요소들이 온도 증가나 감소에 따라 서로 상쇄시키는 방향의 온도 특성을 갖도록 C 등을 설계한다.

이 밖에 위상 비교 출력 ripple이나 motor의 torque ripple 등에 의해서 화면에 미치는 영향 등도 분석되었으나 본 고에서는 생략하기로 한다.

III. 결 론

이상과 같은 설계 과정을 거쳐서 칼라 비디오 프린터의 paper feeding 제어 시스템을 설계하였다. 본문에서 지적하였듯이 아직 완전한 설계는 이루어지지 않았으나 다음과 같은 설계 방법은 관련 분야 연구 개발에 도움이 되리라고 확신한다.

첫째, digital control의 loop gain을 Root Locus를 이용하여 설계하는 방법.

둘째, DC analysis를 통하여 parameter variation의 영향을 확인하고 동작점 안정화를 위한 부품 공차 설계.

향후 과제로서는 본 설계의 system 특성을 확인하기 위한 측정 방법의 개발 및 측정 결과를 이용한 설계의 modify이다.

參 考 文 獻

- [1] 신용후, "Camcorder의 Wow-flutter 개선 설계", 금성 기술지, vol. II, no. 1, pp. 177-186, 1989.
- [2] Charles L. Phillips, H. Troy Nagle, Jr., *Digital Control System Analysis and Design*, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N. J., pp.197-212, 1984.
- [3] Gene F. Franklin and J.David Powell, *Digital Control of Dynamic Systems*, Addison-Wesley Publishing Company, Inc., pp. 96-112, 1980.

筆 者 紹 介

**慎 庸 煦**

1952年 10月 25日生

1975年 2月 서울대학교 공과대학 공업교육학과 졸업(공학사)

1984年 2月 KAIST 산업전자과 졸업(전문석사)

1976年 6月~1977年 9月 동양공업전문대학 전기과 임시 전임강사

1978年 10月~1979年 9月 한라건설 전기부 기사

1979年 11月~현재 (주)금성사 비테오연구소 책임연구원

주 관심분야 : Motor control 및 servo 회로 설계