

論 文
14-2-3

一次出力 微分歸還을 갖는 아나로구

電子計算機用 써어보 乘算器

(A Servo-Multiplier with First Derivative Output Feedback for Electronic Analog Computers)

韓 萬 春* · 金 權**
(Han Man Choon · Kim Kwon)

ABSTRACT

The characteristics of servo-multipliers and its accuracies are analyzed.

From the analysis a low cost high accuracy four quadrant servo-multiplier with first derivative output feedback is built.

The multiplier servomechanism has a second order system response with a damping ratio of 0.8 and computing bandwidth of 4 cycles per second, and its tracking accuracy at low speed of 0.5 volt per second is 0.9 per cent of maximum output voltage and static accuracy is better than 0.6 per cent.

Method of testing this multiplier and the results are also described.

The test on the characteristics of the multiplier shows that the results agree with theoretical values satisfactorily, and justifies the use of the servo-multiplier for slow type analog computers.

1. 序 論

自動制御 系統의 發展에 따라 써어보 機構는 아나로구 電子計算機의 演算要素로도 많이 應用된다.

一般的으로 乘算器 써어보는 入力信號에 應答하는 포텐쇼메터軸의

位置를 制御하는 電氣, 機械의 歸還系統이라고 말할 수 있으며 그 長短點은 大略 다음과 같다.

長點: (1) 正確도가 높다. (2) 製作費가 적다. (3) 維持가 容易하다. (4) 壽命이 길다. (5) 一般的으로 使用前 調整이 不必要하다.

短點: (1) 應答速度가 낮다. (2) 機械的 部分品의 振動이 있다.

그러므로 써어보乘算器는 低速型 計算機에 適合하다. 本 論文은 現在 使用中인 延世 101 아나로구·컴퓨터 ②에 써어보機構를 利用한 써어보乘算器를 附加하는데 있어서 問題點 및 特性 改善法등을 整理하고 國內에서

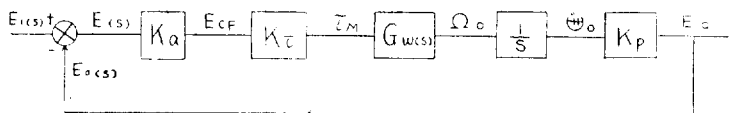
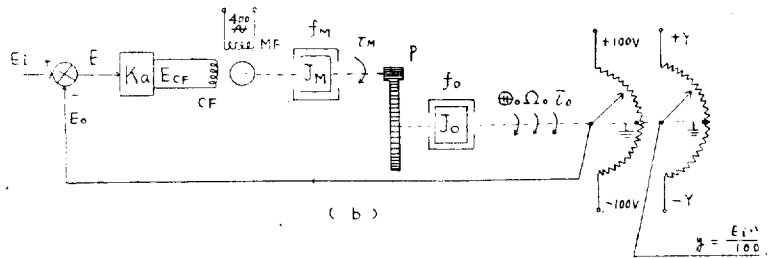
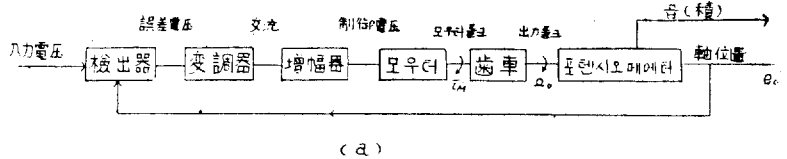


그림 1. 乘算器 써어보系統의 부력線圖

* 延世 理工大學長 工博 · 正會員
** 海軍鎮海工廠 兵器課長 · 正會員
Yonsei University

入手 可能한 低精密度 附屬品으로서 製作된 써어보乘算器가 어느 程度의 性能을 發揮할 수 있는가를 밝히는데 그 目的이 있다.

2. 써어보乘算器의 設計

本 써어보乘算器의 부력線圖는 그림 1 과 같다. 이 乘算器의 性能은 써어보系統에 依하여 決定되므로 써어보系統의 設計가 特히 重要하다.

2. 1. 設計基準과 所要條件

延世 101 아나로그·컴퓨터가 低速型이고 1% 正確도를 가지는 點을 考慮하여 다음과 같이 設計基準을 定한다.

a. 靜的 正確度

포텐시오메터의 線型度 0.25%, 分割度 0.105%와 齒車의 백라쉬를 考慮하여 靜的 正確도를 0.5% 即 0.0157 rad. 以下로 定한다. 여기서 %는 最大出力 100 V 에 對한 %誤差를 말한다.

b. 追跡確度

低速度型에서 特히 重要한 追跡確度は 100 mV/sec 까지 0.02 rad 即 0.64 % 以下로 定한다.

c. 整定時間

延世 101 아나로그·컴퓨터가 低速型이므로 整定時間은 0.2 秒 以下면 充分하다.

e. 밴드幅

이것은 通常 定義되는 밴드幅과는 다르고 乘算時에 要求되는 正確도를 保障 할 수 있는 밴드幅을 말하며 演算밴드幅이라고도 한다. 25 rad/sec 까지 1 db 以下로 定한다.

2. 2. 部分品の 選定

써어보 部分品은 國內에서 生産되지 않으므로 選擇 對象은 制限되며 破損時에 同一 規格의 部分品을 市場에서 求得할 수 있어야 한다는 點에 留意하여 選定 하였다.

a. 變調器

誤差電壓을 搬送周波數 400 cps 로 變調하기 爲해서 츨퍼를 使用하기로 한다. 츨퍼는 他 變調方式에 比하여 다음과 같은 長點이 있다.

- ① 簡單하다. ② 構造가 堅固하다. ③ 信賴度가 높다. ④ 雜音 水準이 낮다.

b. 精密포텐시오메터

써어보乘算器의 乘算은 이 포텐시오메터에서 行하여 乘算의 正確도는 포텐시오메터의 線型性과 分割度 1 크게 左右된다.

따라서 그 選擇은 重要하며 다음 事項을 考慮하였다.

- ① 分割度가 높을 것(0.2% 以內)
- ② 線型性이 좋을 것(0.25% 以內)

回轉部分의 慣性能率은 작고 粘性은 클 것

- ④ 電力規格이 充分할 것
- ⑤ 最大 回轉速度가 클 것
- ⑥ 雜音이 적을 것

以上 諸條件을 比較的 잘 滿足하는 Beckman Instrument 製의 4 連 捲線型 1 回轉 포텐시오메터를 選擇하였다.

c. 써어보 모우터

系統의 良好한 動特性을 保障하려면 다음 條件을 滿足하여야 한다.

- ① 모우터의 回轉速度가 빨라야 한다.
- ② 電機子의 慣性能率에 比例하는 모우터의 時定數가 적어야 한다.
- ③ 最大 出力토크가 커야 한다.
- ④ 出力토크의 制御方法이 簡單하고 線型的이라야 한다.

以上の 諸 條件을 參酌하여 Kearfott Co. Type R-110-2B 二相써어보 모우터를 擇하였다.

d. 齒 車

追從포텐시오메터의 軸에서 測定한 齒車列의 最大 백라쉬가 포텐시오메터의 1/2 捲線의 角分割度보다 작아야 할 齒車가 必要하다. 抗백라쉬 齒車를 使用하면 系統의 慣性能率을 增加시키는 惡影響이 있으므로 여기서는 精密히 製作된 細齒 齒車를 使用하기로 한다.

齒車의 慣性能率을 더욱 적게 하기 爲하여 베이크라이트製 齒車를 擇하였다.

2. 3. 齒車比의 決定

일단 써어보 모우터와 負荷 포텐시오메터가 選定된 後 要求되는 系統의 應答特性을 가질려면 齒車比를 適切히 選擇하여야 하는데 이 때 다음 事項에 留意하여야 한다.

- ① 백라쉬를 最少로 하기 爲하여 齒車列의 段數를 적게 할 것
- ② 最大 모우터 速度에서 포텐시오메터는 最大 許容速度를 넘지 않을 것
- ③ 포텐시오메터 軸에서의 最大 토크는 負荷의 最大 摩擦보다 훨씬 커야 한다 (10 倍 程度 以上)
- ④ 出力加速度는 可能한 限 커야 한다

앞에서 選擇한 써어보 모우터의 無負荷最大速度는 80 rps 이다. 또한 追從 포텐시오메터의 最大 許容速度는 規格에 依하여 7.5 rps 이다. 포텐시오메터의 最大 許容速度를 超過하지 않도록 하려면 齒車比는 7.5 : 80 즉 1 : 10.66 보다 커야 한다. 지나치게 크면 應答速度가 낮아지므로 可能한 限 1 : 10.66 에 가까운 比가 좋다. 1 : 10.66 程度의 齒車比는 單段으로 解決할 수 있으므로 이에 가장 가까운 比를 가지고 慣性能率이 적은 細齒 齒車를 求하기로 하였다.

모우터 軸의 齒車數(15個)의 14.67 倍가 되는 齒車가

가장 適合하였다. 그러므로 鹵車比

$$\rho = \frac{1}{14.67}$$

2. 4. 檢出器와 變調器

特性改善이 可能하고 單段入力에 適合하도록 멏칭시킨 두個의 抵抗으로서 構成하였다.

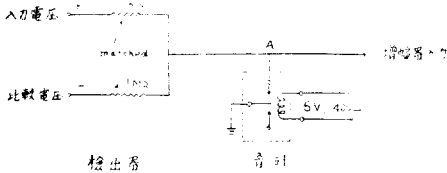


그림 2. 檢出器와 變調器

따라서 서로 符號가 反對인 電壓이 抵抗兩端에 加해지며 誤差電壓의 $\frac{1}{2}$ 이 檢出된다. 即 檢出率 = $\frac{1}{2}$ 그림 2의 回路에서 보는 바와 같이 入力電壓과 比較電壓이 同時에 零으로 되는 경우를 除外하고는 檢出回路에 恒常電流가 흐른다. 그러므로 本 回路는 追從 포텐시오메터에 負荷誤差를 주며 따라서 抵抗値는 큰 것이 좋다. 이 경우 抵抗 1 M Ω 에서 追從 포텐시오메터(50 K Ω)에 주는 最大 負荷誤差는 0.0625 V로서 포텐시오메터의 線型誤差 0.25 V 보다 훨씬 적다.

變調器 출력의 結線은 그림 2의 點線部와 같다. 따라서 A 點에는 交流가 흐르고 그 最大値는 檢出器 出力의 $\frac{1}{2}$ 로 되며 實効値로 換算하면 다시 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 로 된다.

2. 5. 써어보 增幅器

써어보 增幅器로서는 一般의인 真空管型 交流增幅器 以外에도 트랜지스터를 使用한 것과 磁氣增幅器등을 使用한 것이 있다.

트랜지스터 增幅器는 高價이며 別途로 低電壓 直流源이 必要하다는 短點이 있으며, 壽命이 긴 磁氣增幅器는 能和領域에서의 動特性이 不良하고 製作이 困難하다.

따라서 本 研究에서는 가장 長點을 많이 가진 真空管型 써어보 增幅器를 使用하기로 한다.

a. 所要利得의 決定

乘算器 써어보 系統에서 增幅器의 利得은 所要利得과 같아야 한다.

① 만일에 所要利得보다 적을 경우에는 모우터의 出力이 적어지므로 過渡特性이 低下되고 定常狀態에서 靜的 誤差가 커진다.

② 所要利得보다 크면 應答速度는 빨라지지만 오우버 슈트가 增加하므로 不利하다.

따라서 所要利得의 正確한 計算과 增幅器 製作後 利得의 正確한 調整이 重要하다.

所要利得 K_a' 는 $K_a' = \frac{\text{系統利得}}{\text{電壓變化率}} = 409$ 로 된다.

b. 設計基準

① 單端入力を 가진 入力端과 搬送周波數에 同調시킨 中間段, 그리고 出力을 充分히 供給할 수 있도록 퓨쉬·풀로 連結한 出力段으로된 三段으로 構成한다.

② 利得은 前節의 所要利得 409 보다 크고 調整할 수 있어야 한다.

③ 搬送周波數, 即 400 cps 만 增幅하고 其他 周波數의 除去가 要望된다.

c. 出力段 (그림 3)

出力段의 出力은 負荷에서 消費되는 電力보다 커야 하므로 두個의 비임出力管 6V 6 를 퓨쉬·풀로 連結하여 約 14 W 의 出力을 내도록 하였다. 出力 임피던스를 낮추고 直流分을 除去할 目的으로 出力變壓器 T_1 를 使用한다.

먼저 써어보 모우터의 力率을 1 로 하기 爲하여 並列容量 $C_2(0.35 \mu F)$ 로서 搬送周波數에 同調시킨다. 써어보 모우터의 規格으로 부터 出力段의 最大 出力電壓은 115 V 까지 許容되므로 出力變壓器의 變壓比 $\frac{N_1}{N_2} = \frac{10}{3.2}$ 를 考慮하면 一次側에서 360 V AC 또는 ± 510 V 의 스윌이 必要하게 된다.

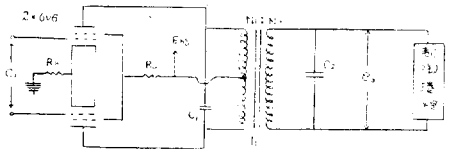


그림 3. 出力段 回路

真空管 特性曲線에서 陽極 供給電壓 $E_{bb} = +300$ V 이고 $E_{c2} = +285$ V 일때 A 級 퓨쉬·풀로서 動作시킬 適當한 陽極電流 I_b 는 2×35 mA 이므로 格子 바이아스 -15 V 를 얻기 爲한 陰極抵抗 R_k 는 214 Ω 이 必要하다.

d. 中間段

中間段의 出力은 出力段의 퓨쉬·풀回路의 入力으로 使用될 平衡된 두 信號 電壓을 가져야 한다. 또한 誤差檢出器 출력의 出力은 矩形波이므로 이를 正弦波로 變換할 方法을 講究하여야 한다.

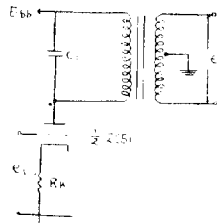


그림 4. 中間段 回路

이 두條件을 同時에 滿足할 수 있는 것은 그림 4와 같이 變壓器를 使用하여 單同調 變壓器 結合型 電壓增

幅器로 構成하는 것이다.

變壓器에서의 損失을 尙다할 수 있도록 中增幅率 雙三極管 5670 의 半쪽을 使用하기로 한다.

特性曲線으로 부터 A 級增幅器로서의 動作點을 아래와 같이 定한다.

$$E_{p1} = +300 \text{ V}, I_p = 4 \text{ mA}, E_c = -6 \text{ V}$$

이 때 $R_k = 1.5 \text{ K}\Omega$ 이며 $r_p = 15.5 \text{ K}\Omega$, $\mu = 35$ 이다. 變壓器의 一次捲線은 並列容量 C_1 으로 搬送周波數에 同調시켰다.

이러한 回路에서 變壓器 2 次捲線의 最大 出力電壓은 90 V 이며 次段 入力信號로서 充分한 크기를 가진다.

e. 入力段

中間段에서 使用한 雙三極管 5670 의 나머지 半쪽을 入力段으로 使用하기로 한다. 所要의 電壓增幅을 할 수 있고 格子電流가 적은 動作點은 아래와 같다.

$$E_p = 150 \text{ V}, I_p = 1 \text{ mA}, E_c = -4.5 \text{ V}$$

이 때 $r_p = 25 \text{ K}\Omega$, $\mu = 30$ 이며 $R_p = 150 \text{ K}\Omega$, $R_k = 4.5 \text{ K}\Omega$ 이다.

容量 $C_1 (0.33 \mu\text{F})$ 과 可變抵抗 $R_1 (500 \text{ K}\Omega)$ 로서 次段에 結合시키고 增幅器의 利得을 이로서 調節할 수 있게 하였다. (그림 5 참조)

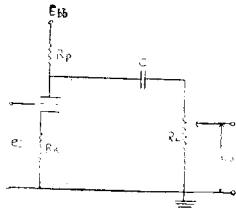
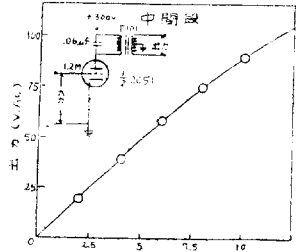
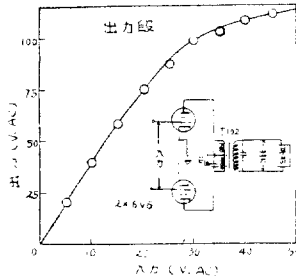


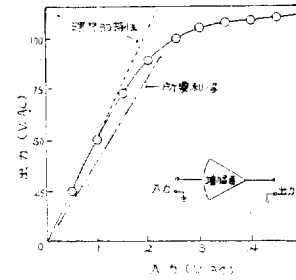
그림 5. 入力段 回路



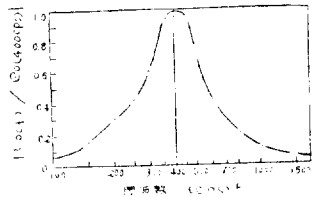
(b)



(c)



(d)



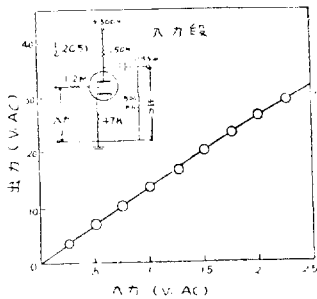
(e)

그림 6. 써어보 增幅器의 利得

- (a) 入力段의 利得(400 cps)
- (b) 中間段의 利得(400 cps)
- (c) 出力段의 利得(400 cps)
- (d) 써어보 增幅器의 全體利得
- (e) 中間段의 周波數에 對한 特性

f. 試驗

以上の 設計로서 製作한 써어보 增幅器의 各 段別 利得과 全體 利得은 그림 6 과 같다. 最大 全體利得은 546



(a)

으로서 앞에서 算出한 所要利得 409 보다 크다.

中間段과 入力段의 格子 抵抗 $1.2 \text{ M}\Omega$ 는 格子電壓이

正일때 格子를 過電流로 부터 保護한다. 變壓器 結合으로 인한 移相은 다음의 移相回路網으로 再調節되므로 여기서는 考慮할 必要가 없다.

2. 6. 制御電壓의 位相調整

써어보 모우터 出力 톨크는 制御捲線에 供給되는 制御電壓의 方向에 따라 그 方向이 決定되며 基準捲線의 電壓과 $\pm 90^\circ$ 의 位相差를 가질 때 그 出力이 最大로 된다.

따라서 써어보增幅器의 出力 位相을 基準電壓과 $\pm 90^\circ$ 로 되도록 調整할 수 있어야 한다.

그림 7 (a)에 表示한 簡單한 移相 回路網의 出力 E_o 의 크기 $|E_o|$ 와 位相 ϕ 는 다음과 같이 된다.

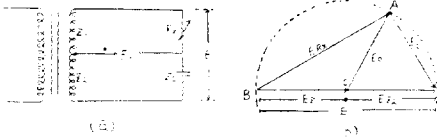


그림 7. 移相 回路網

(a) 移相回路網 (b) 벡터圖示

$$Z_1=Z_2=\frac{1}{\omega C} \text{ 일때 } |E_o| = \frac{1}{2} |E| = -\tan^{-1} \phi = \tan^{-1} \left(\frac{2 Z_1 R_x}{R_x^2 - Z_1^2} \right)$$

여기서 E_o 와 E 는 實効値를 나타낸다. 이 때 벡터線圖는 그림 7 (b)와 같다. 可變抵抗 R_x 를 變化할 때 出力의 크기 $|E_o|$ 는 一定하며 位相 ϕ 는 變化한다. 따라서 이 出力電壓을 適切에 供給하여서 써어보 모우터 制御捲線 電壓의 位相을 調整하도록 한다.

3. 系統의 特性和 그 改善

3. 1. 基本系統의 特性和 圖示

a. 階段變位入力에 對한 應答

먼저 基本系統 階段變位入力에 對한 應答를 記錄하고 그 曲線으로 부터 特性方程式의 定數를 算出 評價한다.

系統에 階段變位入力을 加하여 얻은 曲線이 그림 8 (a)이다. 基本系統은 比例誤差 써어보機構이므로 이 記錄曲線은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$e_a(t) = \epsilon \left[1 - \frac{\epsilon}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\sqrt{1-\zeta^2} \omega_n t) + \tan^{-1} \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} \right]$$

여기서 ζ 는 系의 減衰比이고 ω_n 은 固有周波數인데 $\zeta=0.21$ 이다

ω_n 은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\omega_n = \frac{2\pi f}{\sqrt{1-\zeta^2}} = \frac{2\pi \times 14}{\sqrt{1-(0.21)^2}} = 96$$

여기서 f 는 過渡振動周波數이고 記錄曲線으로 부터

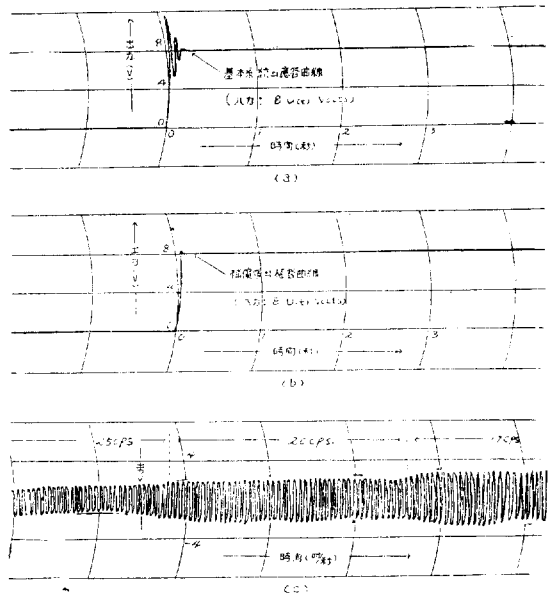


그림 8. 系統應答의 記錄曲線

- (a) 基本系統의 階段變位應答
- (b) 補償後의 階段變位應答
- (c) 補償後의 周波數應答(入力 8V peak-to-peak)

振動의 周期가 $\frac{1}{14}$ 秒임을 구하였다.

測定 不可能하였던 齒車의 慣性能率을 包含한 모우터와 포텐시오메터의 合成慣性能率 J 와 合成粘性係數 f 는 다음과 같이 算出한다.

$$J = \frac{K}{\omega_n^2} = \frac{2510}{96^2} = 0.273 \text{ (g-cm}^2\text{)}$$

$$f = 2J\zeta\omega_n = 11 \text{ (g-cm/rad/sec)}$$

여기서 $K=K_a K_r K_p$

$$= 72.3 \times 1.045 \times 33.4 = 2510$$

이다.

이 밖에도 記錄曲線에서 다음의 性能定數를 알 수 있다.

- ① 整定時間 $t_s = \frac{4}{\zeta\omega_n} = 0.198$ 秒
- ② 共振周波數 $\omega_r = \frac{\omega^2}{\omega_t} = 85.2$
- ③ 共振項의 높이 $M_{pw} = 2$

b. 特性의 圖示

그림 1의 開루우프 傳達函數 $G_o(s)$ 는 다음과 같다.

$$G_o(s) = \frac{K}{S(S+\frac{f}{J})} = \frac{9200}{S(S+40.3)}$$

이것을 變形하면

$$G_o(s) = \frac{228}{S(\frac{1}{40.3}S+1)}$$

로 된다.

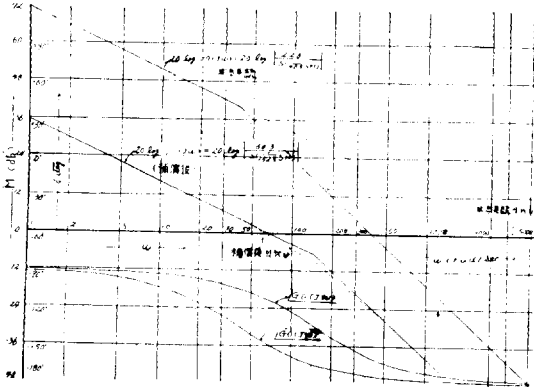


그림 9. 開루우프 傳達函數의 보오드線圖 圖示

周波數 領域에서 兩邊의 decibel 를 取하면 $20 \log |G_o(j\omega)| = 20 \log 228 - 20 \log | \frac{1}{40.3j\omega - 1} |$ 이고 그림 9 에 표시한 것과 같다.

이 傳達函數의 位相角 $\angle G_o(j\omega)$ 은 다음 關係에서 같은 그림에 나타나 있다.

$$\angle G_o(j\omega) = \angle -j\omega + \angle \frac{-1}{40.3j\omega - 1}$$

이렇게 얻은 曲線에서 周波數에 對한 $G_o(j\omega)$ 의 크기

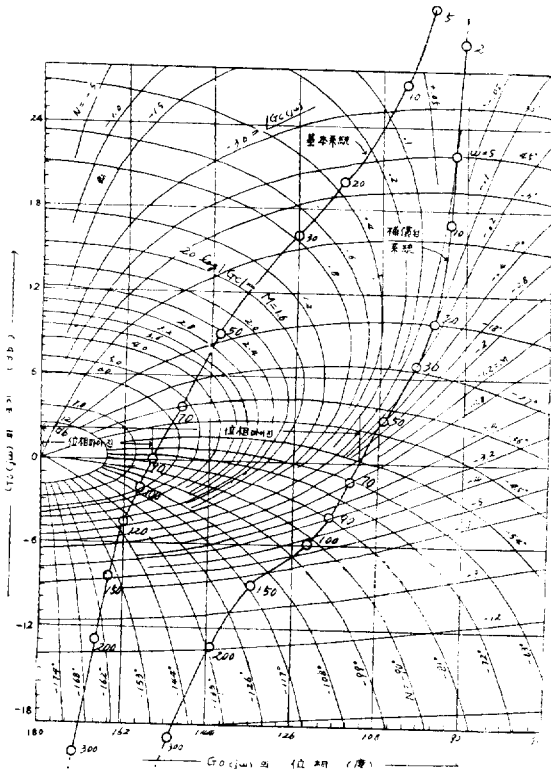


그림 10. 開루우프 傳達函數의 니콜스線圖

M 과 位相角 ϕ 를 읽어서 니콜스圖表에 옮긴 것이 그림 10 이고 이 니콜스圖表에서 閉루우프 傳達函數의 크기와 位相角을 읽어서 그림 11 을 얻었다.

以上에서 다음과 같은 系統特性을 알수 있다.

- ① 共振周波數 ω_v 은 大略 88 rad/sec 程度로서 計算值 85.2 rad/sec 와 거의 一致한다.
- ② 共振頂 $M_{p\omega}$ 은 2.3 이고 앞에서 나온 結果 거의 一致한다.
- ③ $\omega = 30$ 까지 크기는 平坦하고 位相角은 -10° 以內이다.
- ④ 入力速度 $\omega_i = 80$ rad/sec 까지 速度늦음 誤差는 0.02 rad 以下이다.

그러므로 基本系統의 周波數應答特性은 良好하다고

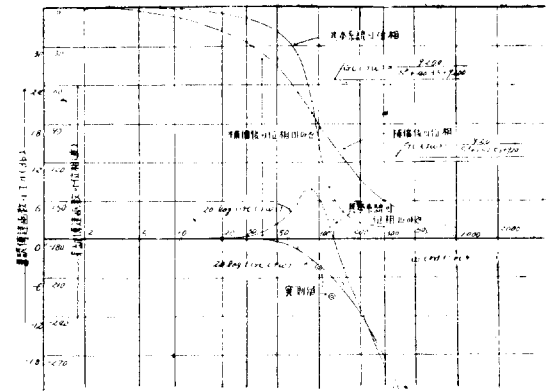


그림 11. 系統의 周波數 特性

할 수 있다.

c. 改善되어야 할 特性

그림 8 (a)의 記錄曲線을 보면 지나친 오버 슈트가 있다. 따라서 整定時間이 延長되는 結果를 가져올 뿐 아니라 本 乘算器 씩어보에서는 追從 포텐시오메터의 分割度로 因하여 低速度 追跡時 작은 振動을 隨伴할 것이다.

3. 2. 特性의 改善

a. 改善方法

出力의 一次 微分을 誤差 채널에 供給하기로 하는데 이 方法은 다음과 같은 長點을 갖는다.

- ① 部分品 求得이 容易하고 廉價하다
- ② 系統에 慣性能率을 附加하지 않는다
- ③ 系統의 性能 改善의 範圍가 넓다

b. 系統의 進相補償

基本系統에 進相 歸還 補償回路를 附加하였을 때의 부력 線圖가 그림 12 인데 外部 루우프 即 全體系統의 傳達函數 $G_c'(s)$ 는 다음과 같다.

$$G_o'(s) = \frac{G_o}{1+G_o F} = \frac{9200}{S(S+40.3+9200h)}$$

$$G_c'(s) = \frac{G_o'}{1-G_o'} = \frac{9200}{S^2 + (40.3+9200h)S + 9200}$$

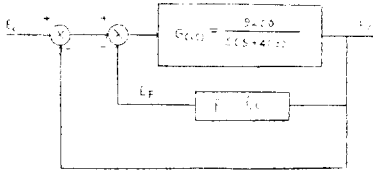


그림 12. 補償된 系統의 부력線圖

基本系統의 特性方程式 $S^2 + 2\zeta\omega_n S + \omega_n^2 = 0$ 에서 S 의 係數는 $2\zeta\omega_n$ 으로서 系統의 減衰을 支配하는 唯一한 項이므로 다음 式이 成立한다.

$$2\zeta\omega_n = (40.3 + 9200h)$$

歸還量 h 는 다음과 같다.

$$h = \frac{2\zeta\omega_n - 40.3}{9200} = \frac{192\zeta - 40.3}{9200}$$

系統의 過渡應答特性을 改善하기 爲하여 減衰比 ζ 를 0.8로 할 때

$$h = 12.2 \times 10^{-3} = R C$$

여기서 追從 포텐시오메터의 負荷誤差를 減제 하고 補償機能을 發揮할 수 있는 程度의 容量 $C = 0.1 \mu F$ 일 때 $R = 122 K\Omega$ 로 된다.

그림 13 과 같은 補償回路에서 直列容量은 C_1 은 入力電壓의 反對符號를 供給 하기 爲한 것이고 抵抗 R_1 은 集算點 A에서의 效果를 減제 하기 爲한 것이다.

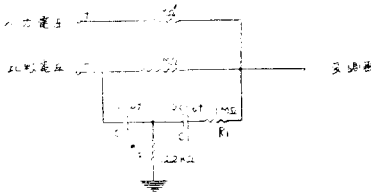


그림 13. 進相補償 回路

ζ 의 값 變化에 따르는 h 와 R 의 값 變化를 表 1 에 表示하였다.

表 1. 應答特性的 變化

ζ	Mpt	h	C(μf)	R(K Ω)
0.21	1.5	0	0	∞
0.6	1.09	8.12×10^{-3}	0.1	81.2
0.7	1.05	10.2×10^{-3}	0.1	102
0.8	1.02	12.2×10^{-3}	0.1	122
0.9	1.005	14.2×10^{-3}	0.1	143
1.0	1	15.5×10^{-3}	0.1	155

$h = 12.2 \times 10^{-3}$ 일 때 補償된 全體系統의 傳達函數 G_c'

(s) 다음과 같다.

$$G_o'(s) = \frac{9200}{S(S+152.5)} = \frac{60.3}{S(\frac{1}{152.5}S+1)}$$

$$G_c'(s) = \frac{G_o'}{1-G_o'} = \frac{8200}{S^2 + 152.2S + 9200}$$

c. 補償된 系統의 特性

① 過渡特性: 補償된 系統의 過渡特性은 다음과 같이 된다.

$$\text{時定數 } \tau = \frac{1}{\zeta\omega_n} = \frac{1}{0.8 \times 96} = 13 \times 10^{-3} (\text{秒})$$

$$\text{整定時間 } t_s = 4\tau = 0.052 (\text{秒})$$

$$\text{過渡振動 周波數 } \omega_t = \omega_n \sqrt{1-\zeta^2} = 57.6 (\text{rad/sec})$$

$$\text{過渡振動數 } \frac{\omega_t}{2\pi} t_s = 0.478 \approx \frac{1}{2} (\text{cycle})$$

② 定常特性: 階段變位入力時의 定常特性은 負荷의 靜止摩擦과 系統의 利得으로 決定되며 本 系統에서는 補償前과 같다. 周波數特性을 補償前의 周波數特性과 比較할 수 있도록 그림 11 에 함께 나타냈다.

4. 써어보 系統의 計算機 씨뮬레이션

이 乘算器 써어보系統의 性能을 本 大學에서 製作한 延世 101 아나로그·콤퓨터를 使用하여 알아 보기로 한다.

4. 1. 計算機 方程式

計算機에서 모든 函數値는 其의 等價電壓으로 表示되므로 文字위에 bar 를 붙여서 區別하고 scaling 因子 α 의 關係를 다음과 같이 定한다.

$$\alpha_e = \frac{E_i}{E_i'} = \frac{E_o}{E_o'} = \frac{E}{E'} \quad (\text{volts/volt})$$

$$\alpha_\tau = \frac{\tau}{\tau'} \quad (\text{g-cm/volt})$$

$$\alpha_\omega = \frac{\Omega_o}{\Omega_o'} \quad (\text{rad/sec/volt})$$

$$\alpha_\theta = \frac{\theta_o}{\theta_o'} \quad (\text{rad/volt})$$

그리고 問題時間 t_p 와 計算機 時間 t_c 와의 關係를 다음과 같이 定한다.

$$\alpha_t = \frac{t_c}{t_p} \left(\frac{\text{sec of computer time}}{\text{sec of problem time}} \right)$$

따라서 等價電壓으로 表示된 系統의 計算機 方程式은 다음과 같다.

$$\tau_m = 75.5 \frac{\alpha_e}{\alpha_\tau} (E_i(s) - E_o(s) - E_f(s))$$

$$\Omega_o = \frac{1}{40.3} \frac{\alpha_\tau}{\alpha_t} \alpha_i S + 1$$

$$\theta_o = \frac{1}{\alpha_i S} \frac{\alpha_w}{\alpha_e} \Omega_o$$

$$E_o = 33.4 \frac{\alpha_w}{\alpha_e} \theta_o$$

$$E_f = h\alpha_i s E_o$$

計算誤差를 적게할 程度의 演算增幅器 出力電壓을 얻기 爲하여 使用될 演算增幅器의 最大 出力電壓을 考慮하여 定한 scaling 因子 α 의 값은 다음과 같다.

$$\alpha_o = 0.1, \alpha\tau = 20, \alpha_w = 1, \alpha_b = 0, \alpha_i = 200$$

따라서 計算機 方程式은 다음과 같이 된다.

$$\tau_m = 0.378(E_i - E_o - E_f)$$

$$\Omega_o = \frac{1.82}{4.96S + 1} \tau_m$$

$$\theta_o = \frac{1}{S} \Omega_o$$

$$E_o = 1.67 \theta_o$$

$$E_f = 200 h s E_o$$

위의 計算機 方程式의 부력 線圖는 그림 14(a)와 같다.

4. 2. 演算器의 結線

그림 14(b)에서 演算素子와 係數 포텐시오메터와의 關係는 다음과 같다.

$$\tau_o = -\frac{a_1 R_{f1}}{R_1} (E_i - E_o - E_f)$$

$$\Omega_o = -\frac{\frac{a_2 R_{f2}}{a_o R_2}}{\frac{C_{f2} R_{f1}}{a_o} S + 1} \tau_o$$

$$\theta_o = -\frac{a_3}{R_3 C_{f3}} \frac{1}{S} \Omega_o$$

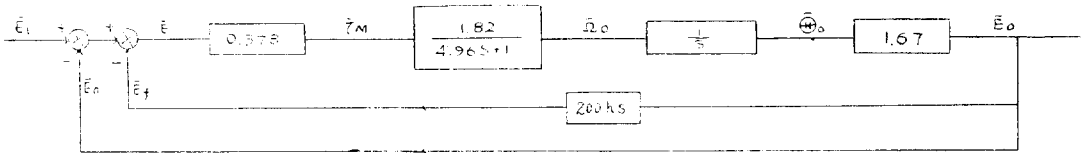
$$E_o = -\frac{a_4 R_{f4}}{R_4} \theta_o$$

$$E_f = -a_5 C_3 R_{f5} s E_o$$

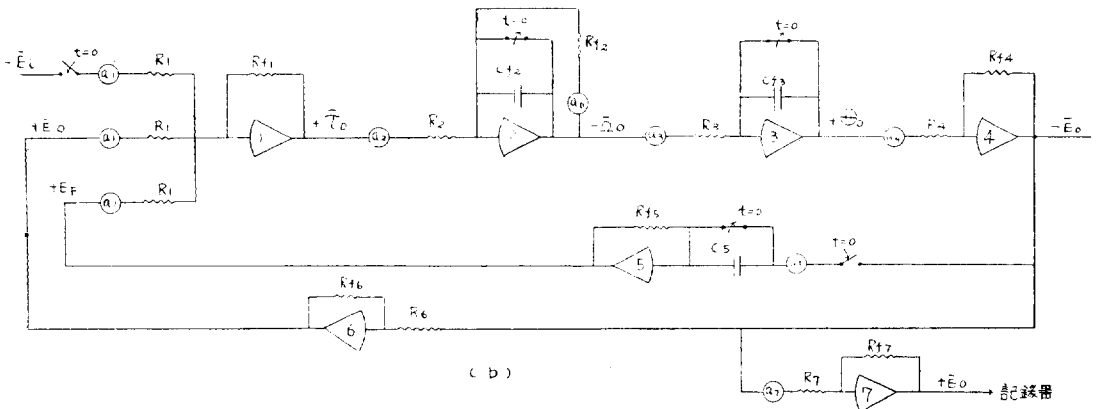
위의 條件을 滿足하도록 選擇한 演算素子와 係數 포텐시오메터의 값을 表 2에 나타냈다.

表 2. 演算素子の 數值

演算器番號	係數와 의 關係	演算素子	數 值 (R: MΩ) (C: μF)
1	$\frac{a_1 R_{f1}}{R_1} = 0.378$	a_1	0.756
		R_1	1.0
		R_{f1}	0.5
2	$\frac{a_2 R_{f2}}{a_o R_2} = 1.82$ $\frac{C_{f2} R_{f2}}{a_o} = 4.96$	a_o	0.444
		a_1	0.807
		R_o	2.2
		R_{f2}	2.2
		C_{f2}	1.0
3	$\frac{a_3}{R_3 C_{f3}} = 1$	a_3	1000
		R_3	1.0
		C_{f3}	1.0
4	$\frac{a_4 R_{f4}}{R_4} = 1.67$	a_4	0.835
		R_4	0.5
		R_{f4}	1.0



(a)



(b)

그림 14. 計算機 씨뮬레이션

(a) 부력線圖 (b) 結線圖

5	$a_5 R_{f5} C_5 = 200 h$	ζ	h		
			0	0.000	
		a_5	0.6	0.00812	0.492
			0.7	0.0102	0.619
			0.8	0.0122	0.740
		C_5		1.0	
		R_5		3.3	
6	$\frac{R_{f6}}{R_6} = 1$	R_6		1.0	
		R_{f6}		1.0	
7	$\frac{a_7 R_{f7}}{R_7} = 0 \sim 0.4$	a_7		調整	
		R_7		0.0	
		R_{f7}		0.25	

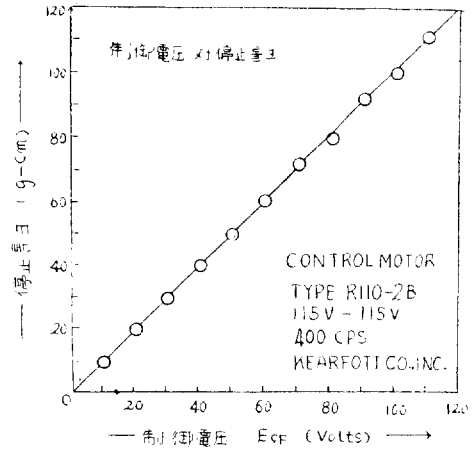


그림 16. 制御電壓 對 停止 토크 曲線

4. 3. 記錄 및 考察

本 實驗에서 使用한 記錄器의 應答特性이 不良하므로 計算機 解의 記錄曲線에 依하여 理論的 補償效果를 再 確認하는데 그치기로 한다.

그림 15는 ζ 의 값에 對한 計算機 解이다.

曲線의 모양에서 $\zeta=0.8$ 일때 가장 適合한 것을 確認 할 수 있다.

5. 實驗結果 및 考察

5. 1. 써어보 모오터

系統의 設計에 必要한 써어보 모오터의 利得定數를 구 해서 그림 16과 같은 曲線을 얻었다. 最大 許容制御

115 V 電壓 以內에서는 거의 線型的이다.

5. 2. 써어보 增幅器

써어보 增幅器의 利得과 周波數應答은 위의 그림 6에서 나타나 있다.

5. 3. 符號變換器

符號變換器는 이미 設計・試驗된 回路의 變形이므로 變形하므로써 變化되는 特性에 對하여서만 實驗한 結果를 그림 17에 나타내었다. 浮動은 4時間에 最大 30mV 이므로 增幅器 最大 出力電壓 100V의 0.03%로서 解에 미치는 影響은 無視할 수 있다.

5. 4. 補償된 系統의 特性

表 3에서 보는 바와 같이 設計基準을 充分히 滿足하는 良好한 特性을 가지고 있다.

表 3. 特性의 設計值와의 比較

特 性	設 計 基 準	補 償 된 系 統
靜的正確度	0.5 % 以下	0.3%
追 跡 確 度	0.64% 以下	0.55%
댐 핑	0.7~0.9	0.8
整 定 時 間	0.2 秒 以下	0.1 秒
밴 드 幅	4 cps 까지 1db 以下	4 cps

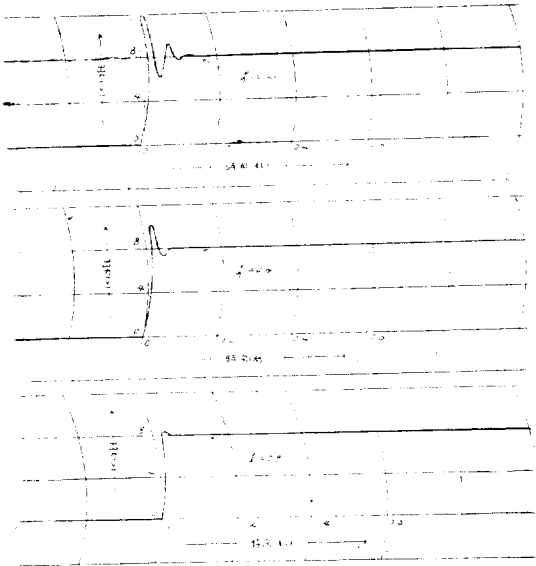


그림 15. 計算機 解의 記錄曲線

(a) 基本系統의 應答($\zeta=0.21$)

(b) 補償後의 應答($\zeta=0.4$)

(c) 補償後의 應答($\zeta=0.8$)

a. 過渡特性

補償된 系統의 階段變位入力에 對한 應答은 그림 8 (b)에 나타나 있다.

이 結果에서 얻은 特性을 理論值과 比較하면 表 4와 같다.

過渡特性의 尺度인 最大 오버슈트는 1.5에서 1.04로 改善되어서 滿足할 만 하다. 整定時間은 目標值 보

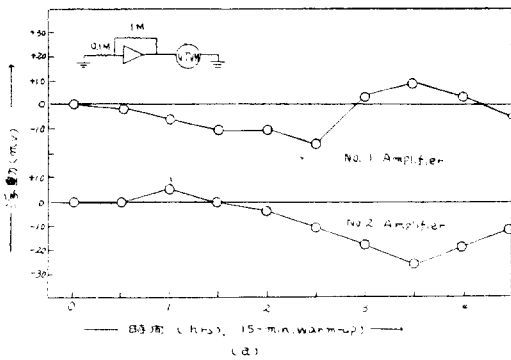


그림 17. 符號變換器의 浮動과 負荷特性

다 훨씬 良好한 0.1 秒이고 追跡確度 亦是 100 mV/sec 에서 0.55%, 500 mV/sec 에서 0.9% 로서 滿足할 만 하다.

b. 周波數特性

그림 18은 測定 可能한 系統의 周波數特性和 理論的

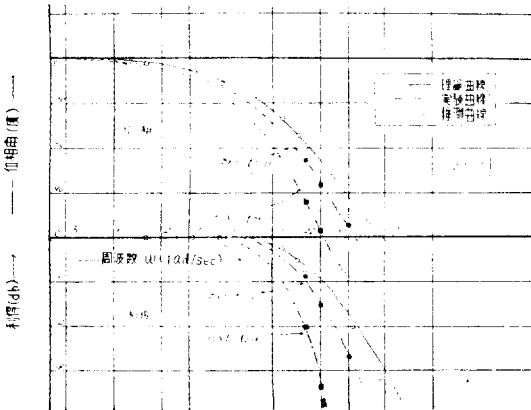


그림 18. 實測한 系統의 周波數特性 曲線

曲線의 比較를 보이는것으로서 實測曲線은 理論曲線보다 若干 그 性能이 떨어진다.

이것은 系統의 非線型 部分品에서 起因된 것으로 본다. 그러나 15 V peak-to-peak 入力時 4 cps 以下에서 利得은 거의 0 db 로서 훌륭한 帶域幅을 가지고 있다. 또

表 4. 過渡特性的 比較

	基本系統	補償된 系統		
		實測值	理論值	設計基準
整定時間 t_s (sec)	0.198	0.1	0.052	0.2
過程振動周波數 W_L	85.2	無	無	×
最大오버슈우트 M_{pt}	1.5	1.04	1.02	1.02

한 補償된 系統의 位相 margin은 基本系統보다 顯著하게 改善되었다.

大體의으로 理論值和 測定值 그리고 計算機 解는 서로 잘 一致하며 補償은 效果的으로 이루어졌다.

c. 追跡確度

低速度 램프電壓을 發生하여서 써어보 入力에 供給하고 出力과 比較하므로서 低速度에 있어서의 追跡確度는 測定 可能하였으며 그 結果는 表 5와 같다.

表 5. 低速度 追跡確度

追跡速度 (mV/sec)	平均誤差電壓 (V)	最大出力電壓에 對한 % 誤差
10	0.2	0.2
50	0.4	0.4
100	0.55	0.55
200	0.8	0.8
300	1.0	0.8
500	1.5	0.9

低速度 追跡誤차는 500 mV/sec 까지 0.9% 以內이고 實際 乘算時의 誤차는 最大 1% 以下로서 目標值인 1% 誤

表 6. 乘算 誤差試驗

入力 X (VDC)	入力 Y (VAC)	周波數 (cps)	出力 Z (VAC)	理論值 (V)	% 誤差
30	50	30	14.9	15	(-)0.7
	100	30	30.5	30	(+)0.5
	50	60	14.9	15	(-)0.7
	100	60	30.5	30	(+)0.5
60	50	30	29.8	30	(-)0.7
	100	30	60	60	0
	50	60	29	30	(-)0.4
	100	60	60	60	0
90	50	30	45	45	0
	100	30	89.8	90	(-)0.9
	50	60	45	45	0
	100	60	89	90	(-)1.0

差 範圍內에서 動作시킬 수 있다.

5. 5. 乘算器의 實驗

써어보 乘算器의 特性은 써어보 系統의 特性으로 代身할 수 있으나 乘算器 全般의 機能을 確認할 目的으로 다음과 같이 實驗하였다.

入力 X에는 直流을 加하고 入力 Y에는 交流을 加하여 얻은 出力과의 關係가 表 6에 表示 되었다.

6. 結 論

乘算器 써어보 系統을 設計·製作하여 2階傳達函數를 가진 써어보 系統에서 出力의 一次 微分 歸還이 系統特性에 미치는 影響을 確認 하였다.

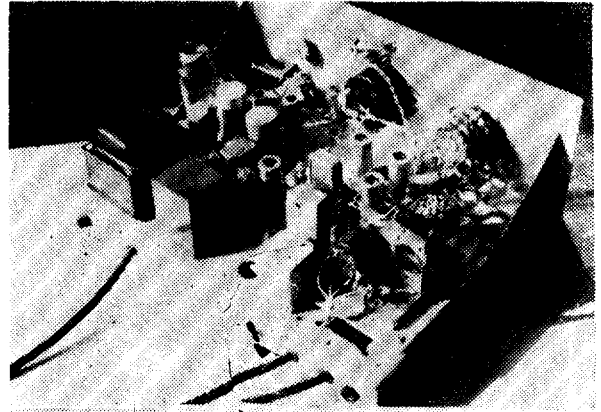
또한 計算機 시뮬레이션에 依한 解는 理論과 잘 一致하는 것을 알았다.

本 乘算器의 靜的 正確度는 0.5%以下이고 低速度 追跡確度는 500 mV/sec 까지 0.9%의 誤差를 갖는다.

周波數應答은 4 cps 까지 0.1db 以下인 좋은 밴드 幅을 가지며 過渡應答의 整定時間은 0.1 秒이다.

이러한 特性과 確度는 低精密度 部分品으로서 製作된 써어보 乘算器로서 滿足할 만한 結果라고 보겠다.

앞으로 線型度和 分割度가 더 높은 追從 및 乘算 프텐시오메터를 使用하고 系統의 非線型度を 減少시



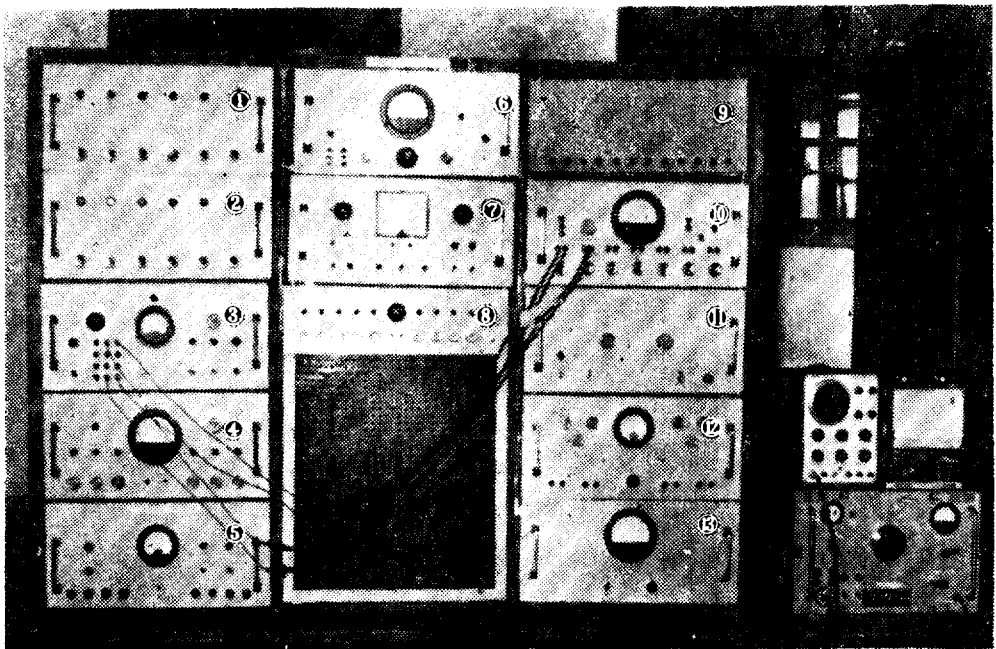
써어보 乘算器의 外觀

키던 乘算器의 確度와 特性은 더욱 改善되리라고 본다.

參 考 文 獻

(1) H.D. Husky and G.A. Korn: Computer Hand book, McGraw-Hill Book Co. Inc., 1962
 (2) 韓萬春 外 2人: 延世아나로구·컴퓨터의 設計와 試作(1), 原子力院 研究論文集, 第4輯, p.94~106, 1964

(1965年 5月 13日 接受)



延世 101 아나로구 電子計算機

- | | | | |
|--------------|--------------|---------------|------------------|
| (1) 演算增幅器 ① | (2) 演算增幅器 ② | (3) 써어보乘算器 | (4) 定電壓電源 ① |
| (5) 定電壓電源 ② | (6) 電壓計 | (7) 制御사시 | (8) 問題盤 |
| (10) 初期條件 電源 | (11) 再設定 發生器 | (12) 電子管式 乘算器 | (13) 電子管式 乘算器 電源 |