

李 柱 根

電子計算機에는 原理的으로 全然 다른 두가지 型으로 各各 다른 角度에서 發展하여왔다. 그 한型은 digital 型이고 다른 한 型은 analog 型이다. 이 digital, analog 란 工學上의 새로운 術語는 情報를 處理하는 情報의 表現方式의 이름이다. 情報란 抽象物을 抽象의 手段으로는 機械的인 處理를 할수 없기때문에 일단 物理的조작을 한뒤에 工學的 취급을 할 수 있게된다. 이러한 抽象物의 物理的表現으로서 analog 形으로 나타내는데 對象物인 情報를 자(尺)로서 재는것과 같은것이 analog 表現法의 例이다.

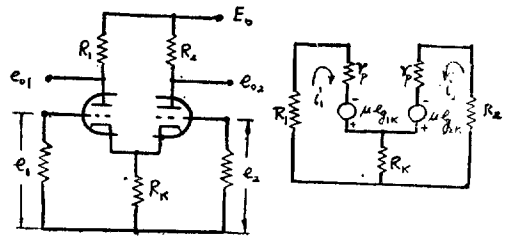
다시말하면 物理的인 크기 또는 特性을 나타낼때 그 크기를 縮尺 또는 擴大하여 紙面上에線 또는 曲線으로 나타내는것과 같은 方法이다.

analog 電子計算機는 그 解가 풀고져 하는 方程式의 特性曲線을 나타내는 特有한 性質을 가지고 있기 때문에 自動制禦系의 設計 各種 Sinulator 또는 工業分野의 全般에 걸쳐서 研究開發 및 設計에 크게 重要視된다. 이러한 重要性에 비추어서 우리손으로서의 試作의 可能性을 檢討하였다. analog 電子計算機의 構成要素中에서 가장 重要한 部分의 하나는 演算增幅器인데 外國의 基本型에 準하여 市中에서 손쉽게 구입할 수 있는 材料로서 試作하고 數次의 改良으로서 그 性能을 補償할 수 있었다. 試作品中에서 線型演算器에 對해서만 취급하고, 그 精度를 알기 爲한 例로서 주어진 聯立微分方程式을 演算하여 그 解를 理論値에 比較하여 보았다.

1. 直流增幅器

本增幅器의 設計에 있어서는 이미 알려진 G. A. philbrick 社의 基本型을 段間結合回路와 bias 部分을 改造하고 外國의 基準에 應해서 全體의 利得및 出力을 決定하였다. gain 은 90db 정도 出力電壓은 $\pm 50V$, 1 mA 의 直流主增幅器와 60db 의 交流增幅器로서 前置 直流增幅器의 drift 를 自動的으로 補償하도록 하였다.

(a) 差動增幅器⁽¹⁾ 主增幅器의 前置增幅器로 12A×7 雙3 極管의 差動增幅器를 使用하였다, 그림(b)에서



(b)

(a)

그림 1. (a) 差動增幅器 (b) 等價回路

$$\left. \begin{aligned} i_1(R_1 + \gamma_p + R_k) + i_0 R_k &= \mu e_{g1k} \\ i_2(R_2 + \gamma_p + R_k) + i_1 R_k &= \mu e_{g2k} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(1)$$

$$\left. \begin{aligned} e_{g1k} &= e_1 - (i_1 + i_2)R_k \\ e_{g2k} &= e_2 - (i_1 + i_2)R_k \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(2)$$

(1), (2)式에서 出力電壓 e_{01} 은

$$e_{01} = -i_1 R_1 = \frac{-\mu R_1 \{ [R_k + (R_2 + \gamma_p) / \mu + 1] e_1 - R_k e_2 \}}{(R_1 + \gamma_p)(R_2 + \gamma_p) / \mu + 1 R_k (R_1 + R_2 + 2\gamma_p)} \dots\dots\dots(3)$$

가 되며 보통 동작상태에서는

$$(R_1 + \gamma_p) / \mu + 1 \ll R_k \text{ 가 됨으로}$$

$$e_{01} = -\frac{\mu R_1}{R_1 + R_2 + 2\gamma_p} (e_1 - e_2) \dots\dots\dots(4)$$

가 되며 (4)式에서 보는바와 같이 出力端에는 두個의 入力 e_1, e_2 의 差에 比例하여 나타남으로 두個의 信號를 合成할수 있다는 것을 알수 있음으로 加算增幅器로서 使用할수 있게된다. 뿐만아니라 이 增幅器는 出力의 零位移動이 없으며 한個의 B 電源으로서 供給할 수 있는 특징이 있다.

또는 $R_2 = 0$ 로하면 $e_{02} = 0$ 임으로

$$e_{01} = \frac{-\mu R_1}{R_1 + 2\gamma_p} (e_1 - e_2) \dots\dots\dots(5)$$

다음 補償 V_2 管이 적당한 演算點에 오기爲한 R_k 의 값은 $R_k = (2 \sim 8) \frac{1}{g_m}$ 가 되도록 한다. 次段增幅器와의 段間은 그림 2 와 같이 RC 直並列回路로서 gain 및 phase 의 餘裕를 주어서 發振의 防止 및 phase 特性의 安全을 도모하였으며 終段結合段間에 放電管을 使用하

仁荷工科大學 副教授

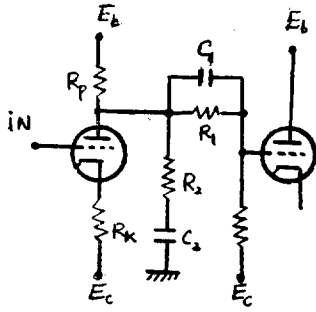


그림 2. 給合回路

여 出力電壓을 一定하게 保存하도록 한다. (b) drift의 補償⁽²⁾ 그림 3은 D.C 主增幅器와 chopper A.C 增幅器의 構成도인데 入力電壓 e_1 은 D.C 增幅器에 依해서 μ 倍로 增幅되는 同時에 R_1C_1 의 低周波 Filter를 通한 低周波分은 chopper Relay에 依해서 A.C로 變換되어 A.C 增幅器로서 增幅된다. A.C 增幅器의 出力은 다시 chopper에서 同時에 整流되어서 R_2C_2 에서 chopper의 高周波部分을 by pass시킨後에 直流增幅器의 入力에 加算되어 μ_1 倍로 增幅된다. R_1C_1, R_2C_2 의

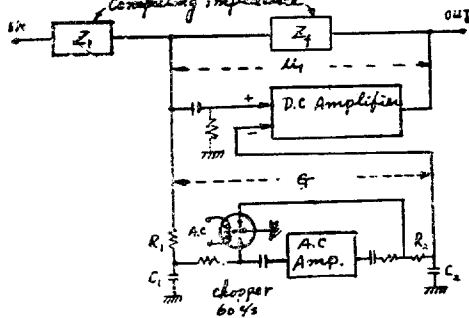


그림 3. Drift 補償回路

兩端間의 gain을 G라면 A.C, D.C 兩增幅器의 gain을 合成한 無歸還利得은 低周波成分에 對해서는

$$\mu_0 = \mu_1 + G \dots \dots \dots (6)$$

가 된다. drift 補償이 되는 理由は 今후 그림 4에서 增幅器各段의 gain을 a_1, a_2, a_3 라 하고 drift를 各各 $v_1,$

표 2.

frequency(c/s)	0	20	40	60	80	100	200	300
誤 差 (ϵ)	0	0.001	0.005	0.01	0.015	0.02	0.08	0.14
位 相 差 (θ)	0	-0.003	-0.005	-0.008	-0.01	-0.015	-0.03	-0.05

그림 5에서와 같이 直流主增幅器와 chopper 增幅器와의 總合特性은 $\omega=0$ 에서 145db가 되며, chopper 增幅器는 0.03c/s附近에서 slope가 6db/dec의 비율로

v_2, v_3 라 하면 出力電壓 e_o 은 다음과 같다. ⁽²⁾

$$e_o = \frac{a_1 a_2 a_3 e_1 + a_1 a_2 a_3 v_1 + a_2 a_3 v_2 + a_3 v_3 + v_4}{1 - a_1 a_2 a_3} \dots (7)$$

β 는 feed back 回路의 gain이며 $1 \ll a_1 a_2 a_3 \beta$ 일때 出力 drift 電壓은 다음과같이 된다.

$$e_d = -\frac{1}{\beta} \left(v_1 + \frac{v_2}{a_1} + \frac{v_3}{a_1 a_2} + \frac{v_4}{a_1 a_2 a_3} \right) \dots (8)$$

(8)式에서 보는바와 같이 直流主增幅器 前置增幅器의 drift 補償用으로 交流增幅器를 使用하기 때문에 drift는 없으므로 $v_1=0$ 이 되며 次段增幅器의 drift는 $1/a_1$ 로 減少하게 됨으로 結局 drift를 補償하게 된다. 또는 chopper 增幅器를 使用하기때문에 演算增幅器의 低周波에서의 gain이 커짐으로 演算精度를 높이게 된다.

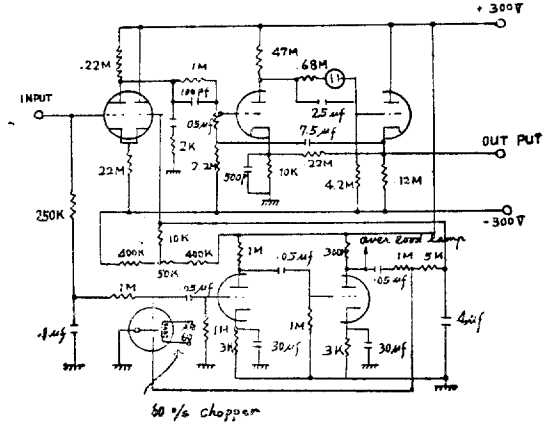


그림 4. 演算增幅器回路

以上에서 두 增幅器를 結合한 演算增幅器는 그림 4와 같으며 無歸還狀態에서의 周波數-gain 特性을 測定한 結果 표 1, 그림 5와 같으며, 표 2, 그림 6은 誤差特性이다.

표 1.

frequency(c/s)	10^{-2}	10^{-1}	10^0	10^1	10^2	10^3	10^4
main amplifier Gain (db)	90	90	90	90	87	68	52
chopper amplifier Gain (db)	52	38	15	0			

振幅이 減少하여가며 主增幅器는 20db/dec.의 비율로 減少하여 간다.

誤差는 增幅器의 gain phase의 lag 및 演算 impe-

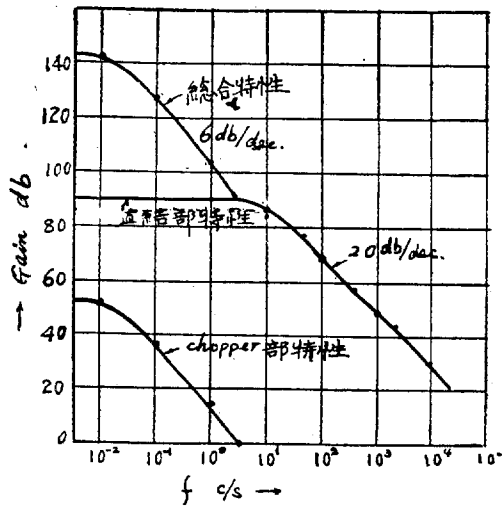


그림 5. 總合演算增幅器의 gain 周波數特性

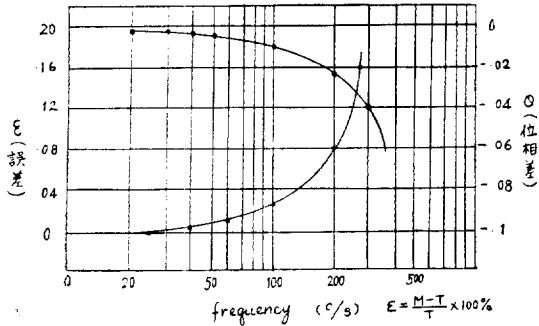


그림 6. 誤差 一周波數特性

dance 에 의하여 決定되는데 本增幅器의 경우 相對誤差는 20c/s의 附近까지 거의 零이된다. 普通 analog 電子計算機의 使用周波數의 범위는 10數 c/s에서 問題가 됨으로 本器의 경우는 充分한 것으로 보며 演算增幅器로서의 性能을 十分發揮한다고 본다.

2. 演算器

analog 電子計算機에서 가장 기본적인 演算器는 加

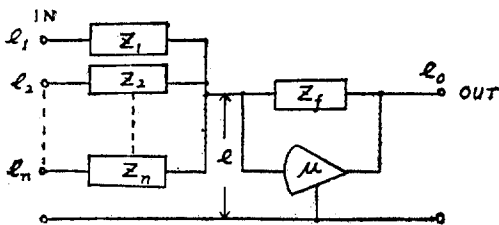


그림 7. 演算器의 原理

算器, 積分器, 係數倍器인데 加算器, 積分器의 原理는 그림 7과 같은 feed back 增幅回路이다. 增幅器의 增幅定數 μ 가 充分히 크고 入力 및 出力演算 impedance를 各各 Z_i, Z_f 라면 入力信號와 出力信號와의 사이에는 다음 關係가 成立한다.

$$\begin{aligned} e_1 - e_1 &= iz_1 \\ e_2 - e &= iz_2 \\ &\vdots \\ e_i - e &= iz_i \\ e &= \sum_{i=1}^n i_i z_i - \mu e \\ e_o &= -\mu e \end{aligned}$$

$$\therefore e_o = -\frac{\mu}{1 + \mu + \sum_{i=1}^n \frac{z_f}{z_i}} \sum_{i=1}^n \frac{z_f}{z_i} e_i \dots\dots(9)$$

(9)式에서 增幅定數 μ 를 充分히 크게 $\mu \rightarrow \infty$ 로 했을때는 (9)式은 (10)式과 같이 된다.

$$e_o = -\sum_{i=1}^n \frac{z_f}{z_i} e_i \dots\dots(10)$$

여기서 演算 impedance Z_i, Z_f 를 各各 적당한 값으로 하면 入力와 出力과의 사이에는 여러가지 演算이 된다.

(a) 加算器 그림 8에서 演算 impedance를 抵抗으로 代置시켜 $Z_i = R_i, Z_f = R_f$ 로 놓으면 (10)式에서 다음과 같은 結果가 얻어진다.

$$e_o = -\sum_{i=1}^n \frac{R_f}{R_i} e_i = -\sum_{i=1}^n k e_i \dots\dots(11)$$

(11)式에서 $R_i = R_f$ 로 하면 $e_o = -e_i$ 가 되어 入力信號는 出力信號와 같으며 符號가 바뀌어 진다. 다시 말하면 入力와 出力이 같다는것은 加算할 수 있는 條件으로 생각할 수 있다. 即 $e_1 = e_2 = e_3 \dots\dots = e_i, R_1 = R_2 = R_3 = \dots\dots R_i = R_f$ 로 하면 出力信號는

$$e_o = n e_i \dots\dots(12)$$

가 됨으로 入力信號 e_i 를 n 個加算한것이 된다.

또는 $e_o = -e_i$ 의 條件에서 이 演算器는 符號變換器로서도 使用된다.

(b) 積分器 그림 7에서 演算 impedance Z_i 代身에 R_i, Z_f 代身에 condenser C_f 를 代置시키면

$$e_o = -\sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i C_f} \int e_i dt = -\sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i C_f S} e_i \quad (13)$$

가 되며 入力信號 e_i 의 時間的인 積分의 합이된다. 따라서 R_i, C_f 를 적당한 값으로 선택하면 所要의 積分值를 얻을 수 있다. 여기서 使用되는 積分 Condenser가 問題되는데 polyethylene condenser가 가장 誤差가 작으며 Mica를 使用할 수도 있다.

(c) 係數倍器 加算器나 積分器만으로서의 微分方程

式을 풀기는 不足하다. 普通微分方程式에서 나오는 係數는 一定한것이 아니므로 演算器를 方程式에 따라 구성할때 係數를 變化시킬 必要가 생기는데, 이러한 目的으로 係數倍器를 사용한다.

普通抵抗値가 30~50KΩ의 dial型的 potentiometer를 사용하는데 係數 1以下에서 定數計數를 곱하여 사용한다. 그림 8은 그 原理圖인데 dial scale上에 直讀할수 있도록 눈금을 한다. 入力電壓과 出力電壓과의 사이에는

$$e_o = ae_i \dots \dots \dots (14)$$

의 關係가 成立함으로 出力信號는 入力信號의 a배가 됨으로 a를 연속적으로 變化시켜서 定數倍의 電壓을

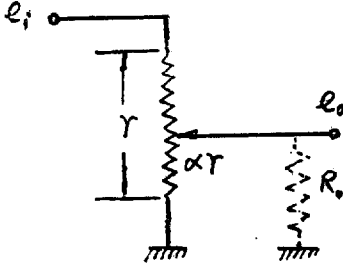


그림 8. 計數倍器의 原理

얻는다. 實際使用할때에는 演算增幅器의 入力抵抗(R_o)이 load로 되기때문에 loading effect가 일어나게 되는데 精密係數를 要求할때에는 校正이 必要하다. 筆者가 사용한것은 10KΩ, 10回轉 1/1000等分の Helipot를 사용하였다.

3. 試作裝置에 對한 檢討

以上試作장치에 對한 性能을 檢討하기 爲하여 다음 聯立微分方程式의 解를 求하여 본다.

$$\left. \begin{aligned} \frac{dn}{dt} &= \frac{\rho - \beta}{l} n + \lambda c \\ \frac{dc}{dt} &= \frac{\beta}{l} n - \lambda c \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (15)$$

이 微分方程式은 原子爐의 過渡特性(3,4)을 나타내는 方程式으로서 i group의 遲發中性子를 한 group로 했을때의 式이다.

여기서 ρ는 反應度이고 n는 爐의 出力이다. μ²³⁵의 model에서 遲發中性子の 生成비율은 β=0.0073이고 中性子の 平均壽命은 τ=12.7sec이다. 그러므로 遲發中性子の 先行核의 崩壞定數λ의 平均値는 τ=1/λ에서 λ=0.0787이 된다. 故로 即 發中性子の 壽命 l=10⁻⁴에서는 위 方程式은 다음과 같이 된다.

$$\left. \begin{aligned} \frac{dn}{dt} &= 10^4 \rho n - 73n + 0.0787c \\ \frac{dc}{dt} &= 73n - 0.0787c \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (16)$$

(16)式을 高速度型演算器(試作品)로서 解析하기 爲하여서는 time scale factor를 決定하여야 한다. 實際로 t秒間에 이러나는 現象을 演算器에 가장 적합하게 τ秒間演算하기 爲한 time scale factor를 α라던

$$\tau = \alpha \cdot t$$

로서 주어진다. 故로

$$\frac{d}{dt} = \alpha \cdot \frac{d}{d\tau} \quad p = \alpha p \dots \dots \dots (17)$$

가 됨으로 演算時間이 10ms의 演算器로서 13秒間의 現象을 관찰하기 爲한 time scale factor α는 다음과 같이 된다.

$$10 \times 10^{-3} = 10 \cdot \alpha, \quad \therefore \alpha = 8 \times 10^{-4} \dots \dots \dots (18)$$

또 machine variable의 scale factor를

AK=400ρ로 선정하면 (16)式의 演算方程式은 다음과 같이 된다.

$$\left. \begin{aligned} (8 \times 10^{-4} p)n &= 10^4 \rho n - 73n + 0.0787c \\ (8 \times 10^{-4} p)c &= 73n - 0.0787c \end{aligned} \right\} \dots \dots (19)$$

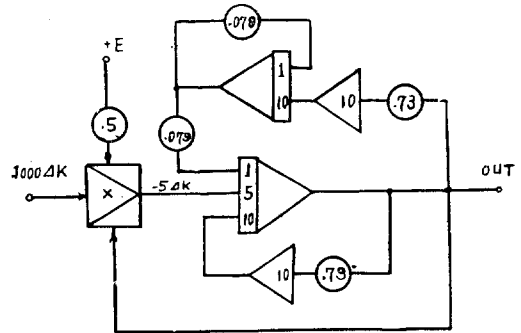


그림 9. 演算器의 接續圖

따라서 (19)式에서 對應되는 爐의 Simulator는 그림 9와 같으며 이는(15)式의 解를 求하기爲한 analog 電子計算機의 接續圖이다.

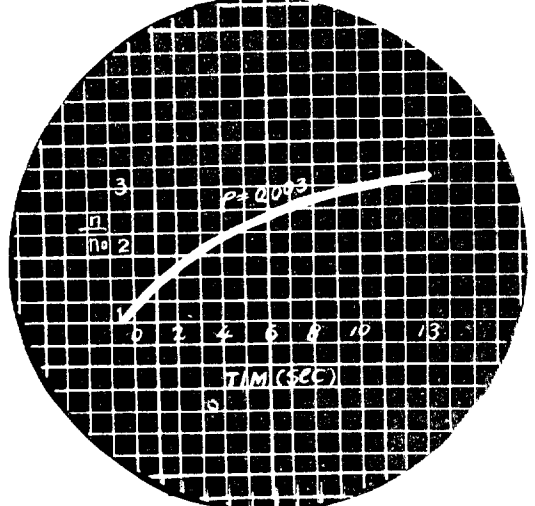


그림 10. 實驗結果

그림 10은 ρ 가 階段的으로 印加되었을때의 應答이다. ρ 에 해당되는 矩形 pulse 電壓 E를 階段的으로 印加했을때 出力電壓을 oscilloscope 로서 촬영한것이며, 그림 11은 그림 10을 轉寫한것과 理論値와 比較한 것이다. 理論値의 計算은 (15)式을 Laplace Transfor-

표 3.

t(sec)	0	0.5	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
$\frac{n}{n_0}$	1	1.76	1.82	1.88	2.05	2.12	2.24	2.36	2.50	2.64	2.79	2.94	3.13	3.29	3.48

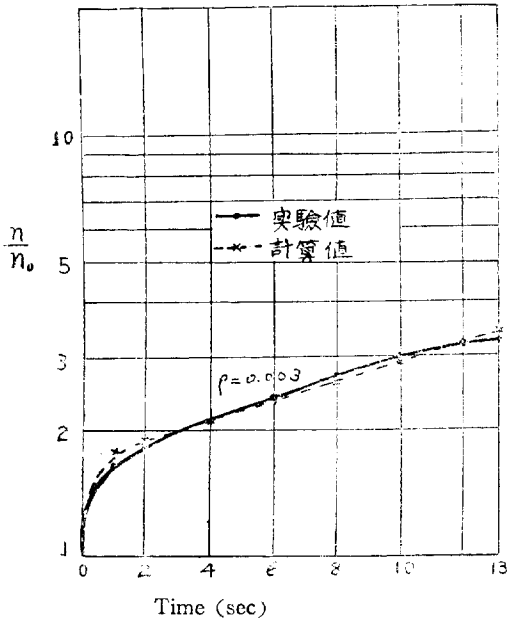


그림 11. 計算値와 測定値와의 比較

4. 結 言

試作品中에서 非線型 multiplier 에 對해서는 他에 發表된 部分임으로 여기서는 삭제하였다. 微分方程式의 解析에 있어서 特히 原子爐의 過渡特性方程式(한 group 로한)을 채택한 理由는 原子爐에 對한 方程式을 여러가지 方法으로 풀어볼 機會가 있었기때문에 投稿에 있어 時日의 關係로 이것의 한部分을 채택하게 된 것이다.

그림 11에서 보는 바와 같이 結果가 大端히 만족스 러운 것이었다. 試作에서 體驗한 바로는 computing impedance의 精密度에 따라 그 精度가 左右되었고 技術의 으로는 drift가 問題였으나 部屬品과 增幅器의 回路改善으로 어느程度 減少시킬수 있었음으로 所期의 目的을 達成할 수 있었다. 現在 21 台정도의 演算器를 完成하였다. 이 程度이면 各種 Simulator의 구성과 control system에 對한 設計에는 有用하리라 보고

mation을 하여 다시 inverse Transformation 한 近似式이 (20)式이다.

$$\frac{n}{n_0} = 1.7\epsilon^{0.053t} - 0.7\epsilon^{-43t} \dots \dots \dots (20)$$

(20)式에 依한 計算値는 표 3과 같다.

特히 近代의 경향의 많은 문제들을 다룰수 있으리라 고 본다. 또 非線形部分을 若干더 增加하면 各分野에 重用 되리라 고 본다.

附記: 워낙 방대한 관계로 많은 손질이 必要했기 때 문에 直接間接으로 여러분이 協力하였음으로 그 經由 를 明記한다.

1990년 3월項에 +500V 片側의 出力만 낼수있는 高壓安全電源을 實驗의 으로 만들어 보았고, 安炳星君의 卒業論文으로 直流增幅器를 試作한바 그 結果가 그리 滿足스러운것은 못되었다. 이와는 別途로 G. A. philbrick 社의 基本型回路을 그대로 合틀을 試作하여 보았으나 drift 때문에 目的을 이루지못하고 말았다. 계속 文獻調査를 하여 1961년도에 韓萬春博士와 共同으로 原子力院研究補助金若干을 얻어서 當時助教 金炳雲, 崔炳河, 上級班學生들의 助力으로 G. A. philbrick 社의 基本型에 chopper 增幅器를 結合한 直流增幅器를 試作하였는바 drift 問題는 未解決로 남아있었다. 그後 1962년도에 또 原子力院으로 부터 若干의 補助金과 學校當局의 積極의 뒷 바침으로 前記 G. A. philbrick 社의 基本型을 再檢討하여 段間結合回路와 bias 部를 改造하고 材料를 改善하여 試作한바 所期의 性能을 얻게 된것이다. 試作에 있어 많은 애로와 고난을 무릅쓰고 아낌없는 協力を 하여준 金炳雲, 助手 李龍範, 學生 韓昌燁君들의 수고를 明記한다.

(西紀 1963年 3月 8日 接受)

參 考 文 獻

- (1) 押山保常: 電子管回路 33~34p (1960)
- (2) Granino A. Korn and Theresa A. Korn: Electronic Analog Computers. Mc Graw-Hill Co. 192p, 226p, 235p(1956)
- (3) Schultz, M.A.: Control of Nuclear Reactors and power plants. McGraw-Hill Co. 30~32p 43p(1956)
- (4) Murray, R.L.: Nuclear Reactor physics(번역

판) 日本共立社 123~124p(1959)

(5) 山下英男: 電子計算機(analog 編) 168~169p (1959)

(6) David K. Cheng: Analysis of Linear Systems. addison-wealey publishing Co. 183~1879(1961)

附 錄

(15)식을 Laplace Transformation 하면

$$\left. \begin{aligned} sn(s) - n(o) &= -\frac{\rho(s)}{l} n(s) + \lambda c(s) \\ sc(s) - c(o) &= -\frac{\beta}{l} n(s) - \lambda c(s) \end{aligned} \right\} \dots\dots(31)$$

(31)의 두 式에서

$$n(s) = \frac{n(o) + \frac{\lambda c_o}{s + \lambda}}{s \left[1 + \frac{\beta}{l} \cdot \frac{1}{s + \lambda} \right] - \frac{\rho}{l}} = \frac{n(o)A(s)}{B(s)} \quad (32)$$

$B_s = \frac{(s-s_1)(s-s_2)}{s+\lambda}$ 이 微分値는 s_1, s_2 에서

$$B'(s_1) = \frac{s_1 - s_2}{s_1 + \lambda}, \quad B'(s_2) = \frac{s_2 - s_1}{s_2 + \lambda}$$

故로 $t=0$ 에서 $C=0$, 따라서 初期의 C_0 는 $C_0 = n_0 \beta / l \lambda$ 를 고려해 넣어서 K_1, K_2 는 다음과 같이 된다.

$$\left. \begin{aligned} K_1 &= \frac{A(s_1)}{B'(s_1)} = n_0 \frac{s_1 + s + \beta/l}{s_1 - s_2} = \frac{n_0}{1 - \rho/\beta} \\ K_2 &= \frac{A(s_2)}{B'(s_2)} = n_0 \frac{s_2 + \lambda + \beta/l}{s_2 - s_1} = -\frac{n_0 \rho/\beta}{1 - \rho/\beta} \end{aligned} \right\} (34)$$

또 (32)式에서 $B(s)=0$ 의 根 s_1, s_2 는 다음과 같이 求하여진다.

$$S[l(s+\lambda) + \beta] - \rho(s+\lambda) = 0$$

또는 $\rho = ls + \frac{\beta s}{s+\lambda}$ 이 方程式은 l 가 極小일때 近似的으로

$$S_1 = \frac{\lambda \rho}{\beta - \rho}, \quad S_2 = -\frac{\beta - \rho}{\rho} \dots\dots(35)$$

가 된다. 故로 $\beta=0.0073, \tau=12.7\text{sec}, \lambda=0.0787$ 이
서 $\rho=0.003$ 일때 $l=10^{-4}$ 에서는

$$S_1 = \frac{0.0787 \times 0.003}{0.0073 - 0.003} = 0.055,$$

$$S_2 = -\frac{0.0073 - 0.003}{10^{-4}} = -43$$

가 됨으로

$$K_1 = \frac{n_0}{1 - 0.41} = 1.7n_0, \quad K_2 = \frac{0.41 n_0}{1 - 0.59} = 0.7n_0$$

故式 (32)即 完全한 解로서 의 出力增加率은

$$\frac{\dot{n}}{n} = 1.7\epsilon^{0.055t} - 0.7\epsilon^{-43t} \dots\dots(36)$$

과 같은 式이 유도된다.

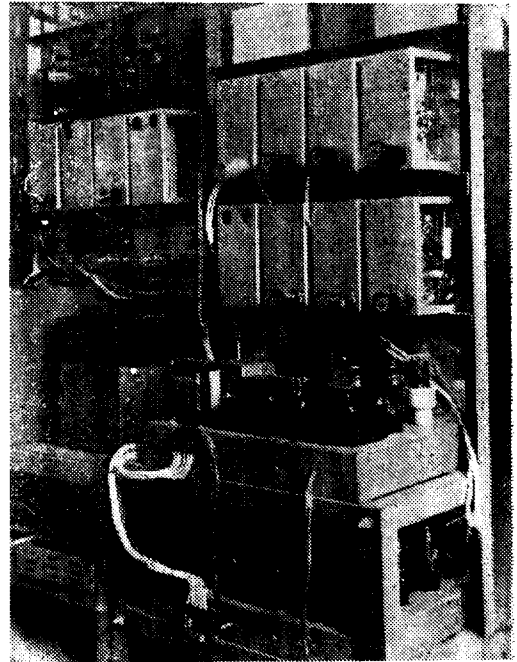


그림 12. 試作장치 後面 一部