

原子爐의 模擬에 使用되는

演算增幅器에 對하여

高 丙 俊

I. 序 論

II. 本 論

(一) 原子爐模擬

I. 序 論

制御系에서 使用되는 D.C. amplifier 는 그利用의 範圍가 寬이다. 實際로 computer 에 適用되자면 1947年에 Ragazzini 에 由인演算增幅器(Operational amplifier)가 完成되므로서 이의가 始作된것이다. 故로 歷史가 짧은 이에對한 研究의 使用問題가 이의가 始作 後로 起하고 있을 것이다.

따라히 本稿에서는 演算增幅器回路에 對한 總立을 具體的으로 說明하고 그의 特性을 實驗으로서 實인 TRIGA MARK II 原子爐의 simulating 에 利用되자면 實에 그 利用價值를 取扱되자면 當該하다.

II. 本 論

(一) 原子爐模擬

原子爐의 energy 의 放出을 中性子가 Uran 에 衝突하여 核分裂되자면 當우 發生되는 것으로 이 狀態는 中性子가 生成된 數와 損失되는 數의 比를 K 라 할때 中性子の 時間的變化는

$$D \nabla^2 \phi - \Sigma_a \phi + S = \frac{\partial \phi}{\partial t} \quad \frac{1}{v} = \frac{\partial n}{\partial t} \quad (1)$$

(發生-吸收-漏洩).....(1)

를 滿足시키는 特性을 갖고 있는 것이다. 그러나 實際로는 核分裂時 一定한 時間에 放出되는 遲發性中性子 때문에 이를 補正하여야 되는것으로 위 特性式은

$$D \nabla^2 \phi - \Sigma_a \phi + (1-\beta)K \Sigma_a \phi e^{-\lambda t} + P e^{-\lambda t} \Sigma \lambda_i C_i = \frac{\partial n}{\partial t} \quad (2)$$

로 되어

주어진 條件에 依하여 整理하면 式은

$$K_{eff} = l \omega + K_{eff} \sum_{i=1}^m \frac{\omega}{\omega + \lambda_i} - \beta_i \quad (3)$$

(二) 演算增幅器

(三) 演算增幅器의 利用

III. 結 論

와 같이 된다.

이것은 ω, K_{eff}, β_i 및 λ_i 를 parameter 로한 量과 原子爐內에 있는 物質의 物理的 性質에 關聯된 特性方程式인 것이다. 이의가 由인 原子爐 自體의 體系가 이의 parameter 를 所持하고 있는 이의의 解는 實際的으로 求할 能은 아니다.

그러나 이의 現象을 다른 物理的 現象으로 바꾸어 模擬(Simulating)하면 그解를 求할 能 있게 되는 것이다.

위의 이의 parameter 인 ω, K_{eff}, β_i 및 λ_i 를 電氣的 parameter 로 바꾸어 놓기 爲하여 그림 (1)과 같은 回路을 만들어 所望되는 parameter 를 求하였다. 即 그림 (1)과 같이 $I_1 + I_2 - I_3 - I_4 = 0$ 이 되게 回路을 구성하면

$$I_1 = \frac{C_1 \omega}{R_1 C_1 \omega + 1} E, \quad I_2 = C_2 \omega E,$$

$$I_3 = f.d.p.r. E, \quad I_4 = 0$$

$$I_1 + I_2 - I_3 = \frac{C_1 \omega}{R_1 C_1 \omega + 1} E + C_2 \omega E - f.d.p.r. E = 0 \quad (4)$$

式이 된다.

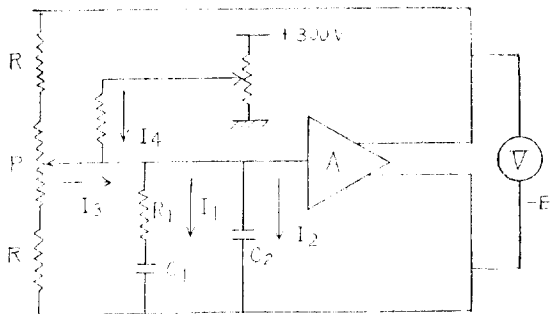


그림 1. 簡單한 原子爐模擬器

(3)式에 $K_{eff} = \rho K_{eff}, K_{eff} = 1 - K_{eff}$ 의 關係式을 代
置하면

$$\rho = \frac{l\omega}{K_{eff}} + \sum_{l=1}^m \frac{\omega\beta_l}{\omega + \lambda_l} \quad \text{即} \quad \rho\phi = \frac{l\omega}{K_{eff}} - \phi + \frac{\omega\beta}{\omega + \lambda} \phi \quad (6)$$

가된다. 故로 (3)式과 (4)式을 比較하여 보면 各項의 係數가

$$\phi = E, \quad C_2\omega = \frac{l\omega}{K_{eff}}, \quad R_1 C_1 \omega + 1 = \frac{C_1 \omega}{R_1 C_1 \omega + 1}, \quad \frac{\omega\beta}{\omega + \lambda} = \frac{\omega\beta}{\omega + \lambda} \cdot f_{D.F.R.} = \rho$$

되는 同一型 方程式으로서 reactor의 parameter 대신 電氣的 parameter로 바뀌어 使用할수 있음을 알수있는 것이다. 따라서 萬一 上式에서 $K_{eff}=1$ 로 하면 $l=C_2$ 가 되어 增幅器의 出力端電壓($\pm E$)는 reactivity($f_{D.F.R.}$)變化에 따라인어지는 中性子 密度의 直接인 測定值가 될수있는 것이다. 이와같은 測定은 實上 要求되는 式의 解를 爲한 上記回路 即 simulator의 核心인 演算 增幅器의 動作에 달려져 있으므로 이것을 具體的으로 다음과 같이 特性을 實驗하였다.

(1-) 演算增幅器의 構造는 그림 (2)와 같이 널리 알려

진 differential amplifier의 初發에 用 一種의 D.C. amplifier인 것이다. 元來의 演算增幅器는 線形 演算要素를 主體로하는 高利得 增幅器($-A$)인 것으로 結構 重要한 要素로되어 있어 積分器 및 加算器로 使用되는 以外에 非線形 要素中 그一部에도 使用하고 있는 것이다. 이와같은 直流增幅器는 時間적으로 一定하고 徐徐히 變化하는 電壓 或은 電流을 增幅하는 回路인 故로 直流信號의 交流로 變換되어 增幅하는 別問題로 되고, 그 各段의 導電적으로 直接 連結되어야 할 必要가 있으며 또 이 回路가 直流로 通하고 있을것일시 때문에 그 때로 交流도 通할수 있을 構想이따라 그 必要性가 있는 것이다. 一般的으로 이같이 使用되는 直流增幅器는 原子爐의 特性上 그 周波數가 0~100 cycle 程度를 가지며 利得이 充分히 크고 또 歸還에 依한 共振이 없는 位相推移가 적은것이어야 한다. 따라서 直流 增幅回路는 直接結合된것이기 때문에 다음과 같은 여러 獨特한 問題가 生起고 있다.

첫째 그림 (2)의 回路中 前段의 陽極이 다음段의 格子에 直接으로 連結되어 있어 格子電位를 加해 주어야 된다.

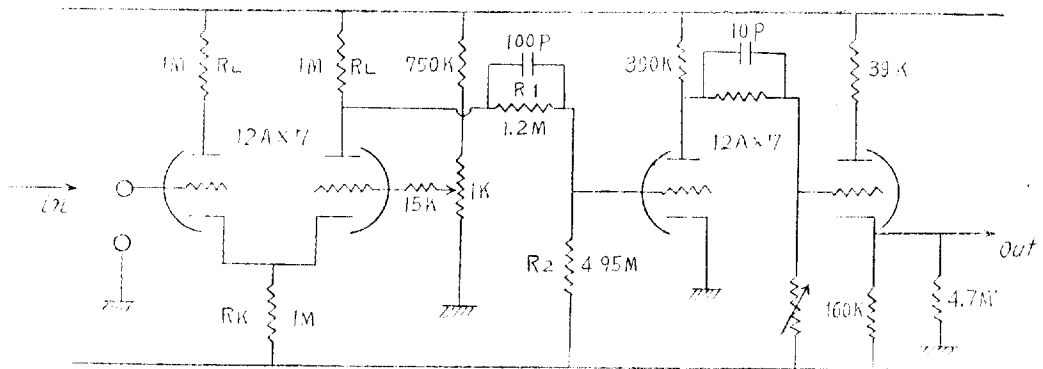


그림 2. 演算增幅器

그러고 이回路에서 다음段에 連結시킬 경우 利得을 크게하기 爲하여 R_L 을 可及으로 크게하고 R_1, R_2 도 이에 對應하여 充分히 큰값으로 取하여 電壓分割을 (여기서는 0~4V) 하여야 한다.

둘째 各 段間에 높은 抵抗을 使用하므로, 高域周波數에서 位相이 늦어 不安定이 되므로 이에 補償이 必要하며, 또 眞管空 格子電流에서 큰 影響을 줄을 고려 하여야 한다.

셋째 出力端에서 零點浮動(Drift)이 生起므로 이를 可及의 적게 하여야 한다. 이것을 綜合的으로 理想的의 性質을 갖는 增幅器直線的 關係式으로 表示하면

$$E_0 = aE_1 + b \quad (6)$$

모된다. 여기에 E_1 는 入力電壓이고 E_0 는 出力電壓이며, 總對項 b 는 電流變動 外界溫度 等 環境條件의 變化 眞空管의 點火以後의 時間, 機械的振動 等의 外的原因과 眞空管自體의 不規則한 變動으로서 生起는 一種의 雜音으로

코지 入力電壓이 없이도 出力電壓의 變動이 있는 零點浮動을 말한다. 그리고 係數 a 는 위에서와 같이 外的原因에서 주는 變化量으로서 入力이 있을때만 生起는 增幅率의 差를 뜻하는 것이다. 이 係數 a 의 變化는 實上 feedback 으로서 充分히 除去할수 있으므로 큰 問題가 안되나. 絶對項인 b 는 眞空管의 散彈雜音과 入力回

路의 抵抗의 熱雜音 등에서 影響을 받는 關係上 쉽게 이 變化量을 없애기 에는 困難한 것이다. 이것은 致命的인 關係가 있는 初段의 differential amplifier 에 對한 特性을 考察하므로써 그 解를 얻을수 있으므로 다음과 같이 이를 取扱하였다.

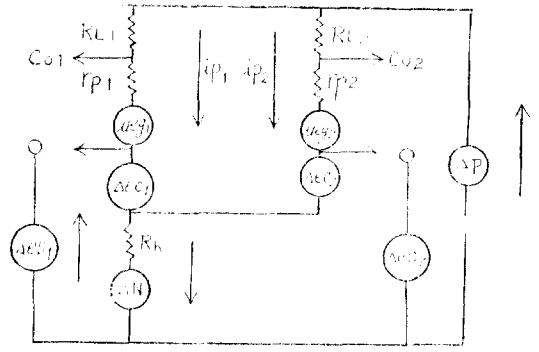
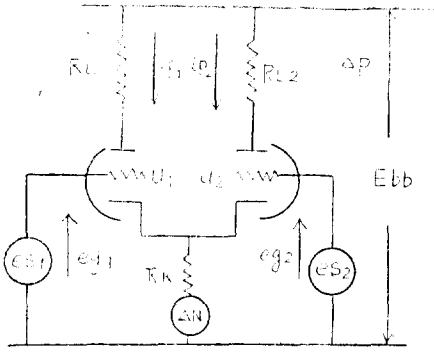


그림 3. Differential amplifier

그림 3에서 各眞空管特性式을 利用하여 e_{01} 或은 e_{02} 에 對한 式을 求면 아래와 같이된다.

$$\text{即 } \gamma_{p1} i_{p1} = e_{p1} + \mu_1 e_{g1} + \epsilon \dots \dots \dots (7)$$

$$\gamma_{p2} i_{p2} = e_{p2} + \mu_2 e_{g2} + \epsilon \dots \dots \dots (8)$$

$$e_{g1} = J_{c1} + JN - \Delta e_{c1} - (i_{p1} + i_{p2})R_K \dots \dots \dots (9)$$

$$e_{g2} = J_{c2} + JN - \Delta e_{c2} - (i_{p1} + i_{p2})R_K \dots \dots \dots (10)$$

$$e_{c1} = \Delta p - i_{p1} R_{L1} \dots \dots \dots (11)$$

$$e_{c2} = \Delta p - i_{p2} R_{L2} \dots \dots \dots (12)$$

$$e_{p1} = \Delta p + J_{c1} + JN - i_{p1} R_{L1} - (i_{p1} + i_{p2})R_K \dots \dots \dots (13)$$

$$e_{p2} = \Delta p + J_{c2} + JN - i_{p2} R_{L2} - (i_{p1} + i_{p2})R_K \dots \dots \dots (14)$$

$$\therefore e_{01} = \frac{1}{(\gamma_p + R_L)(\gamma_p + R_L + 2(1+u)R_K)} \left\{ \gamma_p(\gamma_p + R_L) + (1+u)R_K \Delta p - R_L(1+u)(\gamma_p + R_L) \cdot \Delta N - R_L(1+u)(\gamma_p + R_L) + (1+u)R_K \Delta e_{c1} + R_K R_L (1+u)^2 \cdot \Delta e_{c2} + R_K R_L u(1+u) \Delta e_{c2} - R_L(\gamma_p + R_L) \epsilon + (\gamma_p + R_L) + (1+u)R_K \mu_1 R_L \cdot \Delta e_{c1} \right\} \dots \dots \dots (15)$$

$$e_{02} = \frac{1}{(\gamma_p + R_L)(\gamma_p + R_L + 2R_K(1+u))} \left\{ (\gamma_p + R_L) + (\gamma_p + 2R_K(1+u)) \Delta p - \Delta N[(1+u)(\gamma_p + R_L)R_L] + \Delta e_{c2}(1+u)R_L + (\gamma_p + R_L) + R_K(1+u) \right\} \epsilon + (\gamma_p + R_L)R_L + \mu R_L(\gamma_p + R_L) + R_K(1+u) \Delta e_{c2} - R_L R_K(1+u)^2 \Delta e_{c1} - R_L R_K u(1+u) \Delta e_{c1} \dots \dots \dots (16)$$

가된다.

上式에서

$$G_{s2} = \frac{\partial e_{02}}{\partial (\Delta e_{s1})} = \frac{R_L R_K u(1+u)}{(\gamma_p + R_L + 2R_K(1+u))(\gamma_p + R_L)} \dots \dots \dots (17)$$

$$G_{s1} = \frac{\partial e_{01}}{\partial (\Delta e_{s2})} = \frac{R_L R_K u(1+u)}{(\gamma_p + R_L + 2R_K(1+u))(\gamma_p + R_L)} \dots \dots \dots (18)$$

$$G_N = \frac{\partial e_{02}}{\partial (JN)} = \frac{(1+u)R_L}{\gamma_p + R_L + 2R_K(1+u)} \dots \dots \dots (19)$$

$$G_p = \frac{\partial e_{02}}{\partial (\Delta p)} = \frac{2R_K(1+u) + \gamma_p}{\gamma_p + R_L + 2R_K(1+u)} \dots \dots \dots (20)$$

$$G_{c1} = \frac{\partial e_{02}}{\partial (\Delta e_{c1})} = \frac{R_L R_K(1+u)^2}{(\gamma_p + R_L + 2R_K(1+u))(\gamma_p + R_L)} \dots \dots \dots (21)$$

$$G_{c2} = \frac{\partial e_{02}}{\partial (\Delta e_{c2})} = \frac{R_L(1+u)(\gamma_p + R_L + R_K(1+u))}{(\gamma_p + R_L + 2R_K(1+u))(\gamma_p + R_L)} \dots \dots \dots (22)$$

$$G'_{s2} = \frac{\partial e_{02}}{\partial (\Delta e_{s2})} = \frac{u R_L(\gamma_p + R_L + R_K(1+u))}{(\gamma_p + R_L + 2R_K(1+u))(\gamma_p + R_L)} \dots \dots \dots (23)$$

$$G'_{s1} = \frac{\partial e_{01}}{\partial (\Delta e_{s1})} = \frac{u R_L(\gamma_p + R_L + R_K(1+u))}{(\gamma_p + R_L + 2R_K(1+u))(\gamma_p + R_L)} \dots \dots \dots (24)$$

와 같은 各 gain 의 값을 求할수 있으며 G_s 는 實際의 增幅率을 나타내는 式이며 G_p , G_N 그리고 G_c 등은

drift를 이끄는 要素로 되어있는 것이다. 그리고 power supply 變動에對한 disturbance ratio는 $R_D = \frac{G_p}{G_s}$, $R_N = \frac{G_N}{G_s}$, $R_c = \frac{G_c}{G_s}$ 로 表示되는데 全體的으로 實際값을 代入하였을때 R_L 과 R_K 의 最適值를 求하여보면 그림 4와 같이된다.

그림 4에서 보는바와 같이 當 $R_L = R_K = 1M$ 로 하면

$$G_p = 1, G_N = -0.5, G_{c1} = 47.4, G_{c2} = -47.7$$

$$\therefore G_{total} = 96.6, R_{total} = 2.9, G_s = 33$$

또 $R_L > R_K$, $R_L = 1M$, $R_K = 1K$ 라 하면

$$G_p = 0.21, G_N = -79.9, G_{c1} = 7.58, G_{c2} = -87.5$$

$$\therefore G_{total} = 175.49, R_{total} = 3.3, G_s = 7.51$$

그리고 $R_L < R_K$, $R_L = 1K$, $R_K = 1M$ 라 하면

$$G_p = 1, G_N = -0.5 \times 10^3, G_{c1} = 0.8, G_{c2} = -0.8$$

$$\therefore G_{total} = 1, R_{total} = 1.3, G_s = 0.79$$

가되는데 G_s 를 考慮하면 $R_L < R_K$ 가 最適值이나 G_s 를 考慮하여야 되므로 $R_L = R_K$ 의 값을 最適值로 擇하게 되는 것이다. 故로 셋째의 要求條件에 依하여 R_L, R_K 의 값을 可及的 큰것을 使用하여 判別을 크게 하였고, R_L

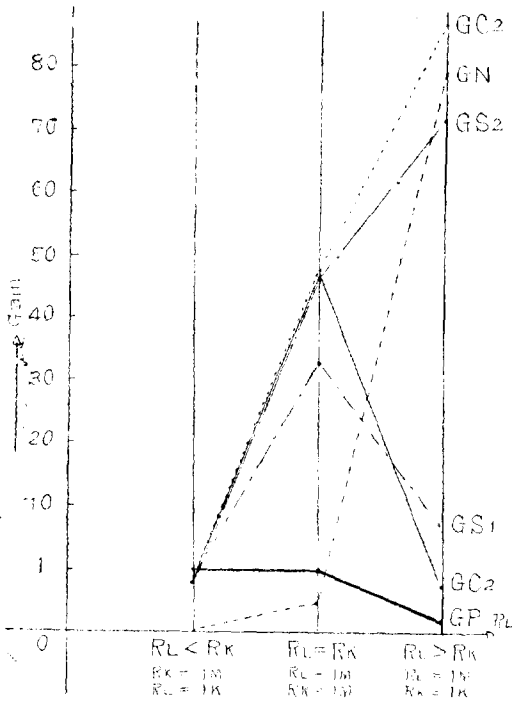


그림 4. Differential amplifier의 R_K 와 R_L 의 값에 對한 power supply 變動率에 따르는 gain.

과 R_K 가 작은 值가 되게하여 drift가 減少되게하므로서 셋째 條件을 滿足시킨 것이다. drift의 영향은 또한

grid current에도 制限을 받는다. 그것은 grid bias에 對한 grid current 特性曲線을 보면 그림 5와 같이

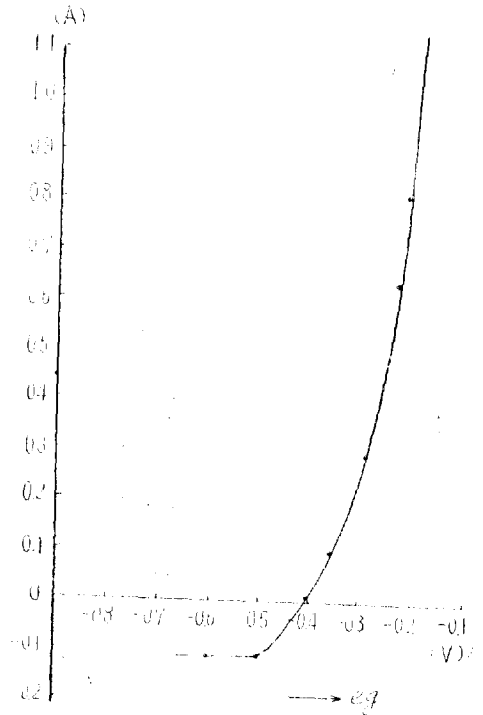


그림 5. Grid 電壓에 對한 grid 電流特性曲線.

negative와 positive의 極性차이를 갖는 grid current로 나타나 positive grid current에서 보듯이와 같이 bias에 對한 變化가 甚한 것을 알수있다. 이 演算增幅器에는 feed back을 使用하므로써 加減 또는 積分 등의 計算을 하는 關係上 grid current의 無視 或은 不變이 要求되는 故로 negative grid current가 나타내는 bias 點 $-0.40V$ 以下의 部分을 擇하여 drift를 減少시키지 亦是 좋게, 셋째 條件을 滿足시켰다.

實際的으로 drift differential의 特性曲線을 그려보면 그림 6과 같이 되어 兩端의 symmetrical한것을 볼수 있다. (式 15, 16, 21, 22 參照). 이것은 雙極管에서 出力間의 特性差가 적다는 뜻인것이다. 또 第2段의 增幅器의 特性을 보면 그림 7과 같이 bias를 $-0.5V$ 에서 $-4.0V$ 까지의 限界로 class A의 增幅를 行수 있음을 보여주고 있다. 그러나 이 增幅器의 動作上 또 問題가 되는것은 AC hum과 noise의 것이다. 이 hum과 noise는 power supply 및 heater 電源 變化에 따라 眞空管內部 電子移動에 起因한 것으로 이를 除去하기 爲하여 外的原因만은 考慮하였다. 셋째 power supply의 ripple을 $1.5mV$ 內至 $2.0mV$ 로 減少시키므로써 hum을 줄였으며 둘째 heater 電源으로 DC 電源을 使用하고 그 값은

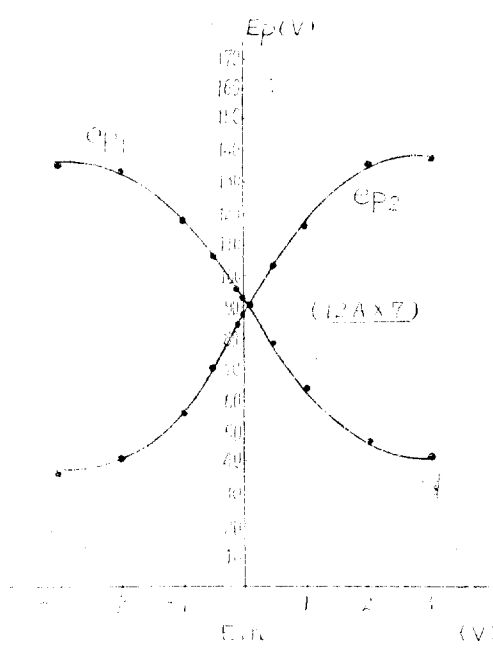


그림 6. Differential amplifier의 특성

規格보다 若干 작은 값即 12V (12A x 7)으로 취하므로서
 $= 12.6V$
 hum과 noise를 얻을수 있었다. 그러나 후자가 noise가 眞

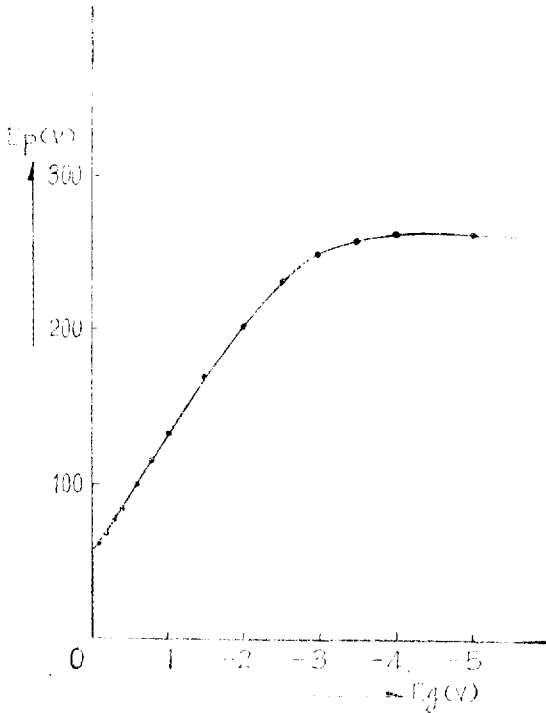


그림 7. Typical triode amplifier의 특성曲線

空管에 따라 여러 條件에서 일어나는 noise는 더 以上
 줄일수 없었다.

以上과 같은 特性調査로서 主體의 回路를 斜立한 것이
 그림 (2)와 같이 되어 이의 線型特性曲線을 實驗하여 보
 면 아래와 같이 된다. 이曲線을 볼때 入力電壓 $\pm 50mV$
 에서 飽和되고, 利得이 約 1,200까지 얻을수 있음을
 알수있고, 또 入력에對한 出力의 極이 相反되므로 實際
 로 中性子束의 $-\phi$ 대신에 $+E$ 와 $-E$ 를 使用할수

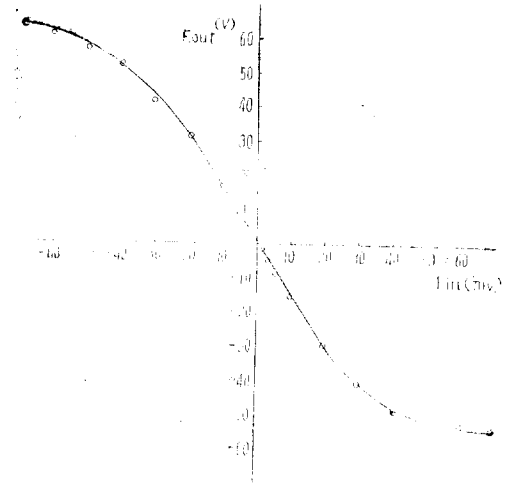


그림 8. Operational amplifier의 線型特性曲線

있음을 보여주었다. 또 이 回路의 周波數特性을 보면 그
 림 9와 같이 되어 low frequency(0.01~100 cycle)를
 갖고 있는 原子爐動特性의 周波數帶에서 gain은 約 62
 를 유지하고 있다는 事實을 알수도 있었다. 결국으로 이
 回路의 特性의 一部로서 noise와 drift를 測定하여 보

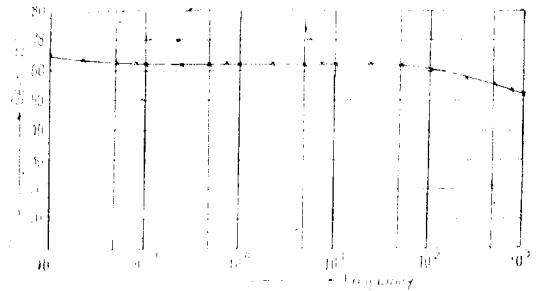
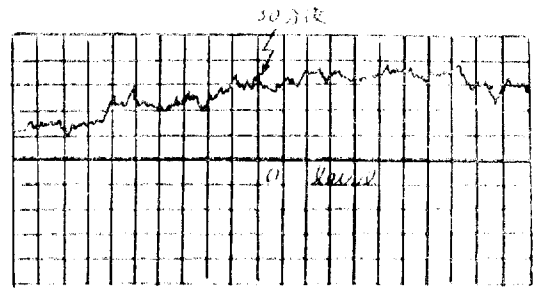
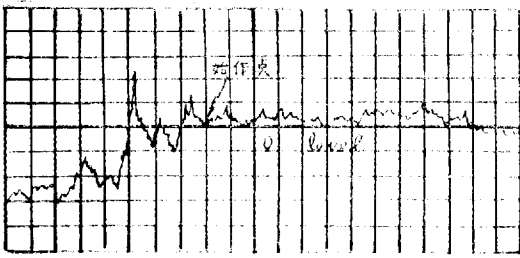
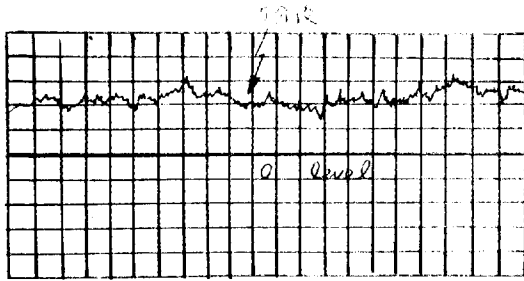


그림 9. 演算增幅回路의 周波數特性



Graph (1) 演算增幅回路의 drift와 noise



면 graph(c)와 같이 noise $166 \mu V$ 에, drift $1.36 mV$ 정도 되었다. 이것을 萬 - chopper stabilized amplifier를 사용한다면 이것에 依한 gain을 考慮하게 되므로 noise는 $166 mV$ 와 $1.36 \mu V$ 의 drift를 얻을 수 있는 것이다. chopper stabilized amplifier는 그림 10과 같은 兩端 A, B는 differential amplifier의 雙 grid 入力端에 各各 加해 주는 것이다.

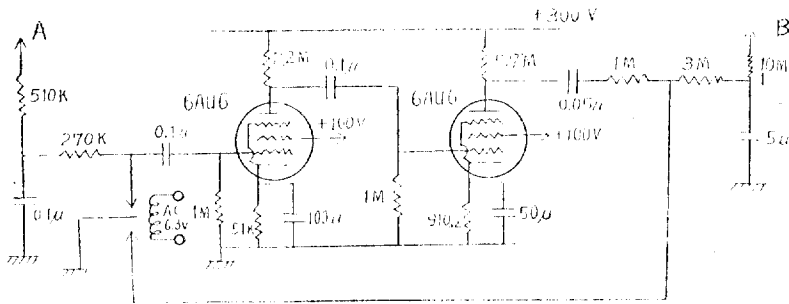


그림 10. Chopper stabilized amplifier

(c) 演算增幅器의 利用

以上과 같은 演算增幅器의 利用은 아래 그림 11과 같이 結合하면 加減 및 積分演算을 할 수 있는 것이다.

이와 같은 結線은 첫째 input grid current (i_g) = 0, 둘째 drift와 off set = 0, 셋째 amplifier 出力이 入力에 對하여 180° 位相差를 갖었다는 것을 前項에서 說明한

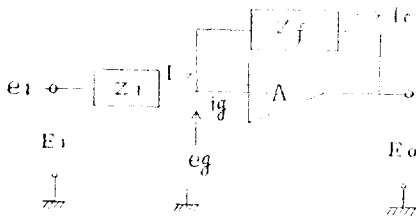


그림 11. 一般의演算器

바와 같이 滿足되어야 한다.

故로 $e_g = \frac{e_0}{-A}$, $-A = \text{amplifier gain}$

$$i_1 = \frac{E_1 - e_g}{Z_1}, \quad i_2 = \frac{e_g - E_0}{Z_0} \dots (25)$$

그러나 $i_1 = i_2$

이므로 $\frac{E_1 - e_g}{Z_1} = \frac{e_g - E_0}{Z_0}$

가되며 또 $\frac{E_1 + E_0/A}{Z_1} = \frac{-E_0/A - E_0}{Z_0} \dots (26)$

이된다.

따라서 $Z_0 E_1 + \frac{E_0}{A} Z_0 = -E_0 Z_1 - \frac{E_0}{A} Z_1$

$$E_0 [Z_1 + \frac{1}{A} (Z_0 + Z_1)] = -E_1 Z_0$$

$$\therefore \frac{E_0}{E_1} = \frac{-Z_0}{Z_1 + \frac{1}{A} (Z_0 + Z_1)}$$

$$= \frac{-\frac{Z_0}{Z_1}}{1 + \frac{1}{A} \left(1 + \frac{Z_0}{Z_1}\right)} \dots (27)$$

$$\therefore \frac{E_0}{E_1} = \frac{Z_0}{Z_1} \quad (A \gg 1) \dots (28)$$

의 결과를 얻게된다.

萬 · $Z_1 = R_1 = 1M$, $E_0 = R_0 = 1M$

라하고 input E_1 을 0.1V라하면

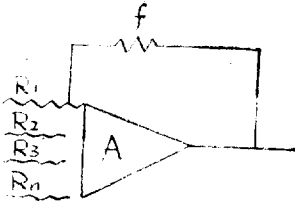


그림 12. Summation

output E_0 는亦是 0.1 V
가되는 것이다. 또 그림
12와 같이 入力이 2個
以上 n 個가 있다고 하면

$$E_0 = \frac{R_0}{R_1} E_1 + \frac{R_0}{R_2} E_2 + \dots + \frac{R_0}{R_n} E_n \dots (29)$$

으로 表示되는데 이의 實驗値를 적어보면 다음과 같이 된다.

즉 $e_1 = 0.01$ $e_2 = 0.02$ $e_3 = 0.03$ $e_1 = 0.02$ $e_2 = 0.02$ $e_3 = 0.02$
 $\left. \begin{matrix} e_1 = 0.01 \\ e_2 = 0.02 \\ e_3 = 0.03 \end{matrix} \right\} e_0 = 0.06$ $\left. \begin{matrix} e_1 = 0.02 \\ e_2 = -0.03 \\ e_3 = 0.05 \end{matrix} \right\} e_0 = 0.04$
 $\left. \begin{matrix} e_1 = 0.02 \\ e_2 = 0.02 \\ e_3 = 0.02 \end{matrix} \right\} e_0 = 0.06$ $\left. \begin{matrix} e_1 = 0.05 \\ e_2 = 0.03 \\ e_3 = -0.04 \end{matrix} \right\} e_0 = 0.04$

가 된다. 따라서 原子爐의 simulator 爲 主記 amplifier 의 利用은 그림 13과 같이 演算增幅器를 극에 使用 하므로서 $+E$ 와 $-E$ 를 일체 하였고, $f(R, P, D)$ 項에서 P 를 變化시키므로서 reactivity 變化를 일체 하였다. 그것을 그림(13)에서

$$I_3 = \frac{DE}{R \left(1 + \frac{R}{P} + \frac{P}{4R} (1 - D_2)\right)} \dots (30)$$

를 얻어 $D=1$ 이 되었을때

$$I_{3max} = \frac{E}{R \left(\frac{R}{P} + 1\right)}$$

$$\text{기때는} \quad \frac{I_3}{I_{3max}} = \frac{\partial R}{\partial R_{max}} \dots (21)$$

의 關係를 일체 되는 것으로 reactivity 變化의 尺度を 直接 I_3 電流의 $+E$ 或은 $-E$ 로서 表示할 수 있다는 것이다.

III. 結 論

上記에서 取扱한바와 같이 演算增幅器의 取扱은 設計上 相當히 까다로운 것인바 特殊한 低雜音眞空管을 使用하지 않고 12AX7 眞空管으로서 noise 166 μV 와 drift 1.36 mV 일었다한은 model 6002 7 4의 DC

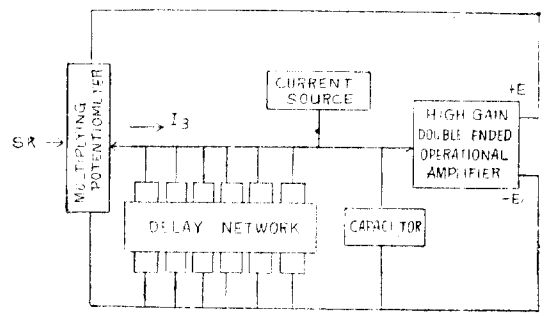


그림 13. 原子爐模擬基本回路

amplifier 가 갖고있는 drift 2 mV 와 noise(with chopper stabilized amplifier) 3 mV 에 比하여 性能이 過히 떨어져 지양되는 것을 얻을 수 있었고, 곧 製作하여야 할 TRIGA MARK 原子爐의 模擬에 이를 利用할 수 있다는 點을 보여주고 있으나 power supply 를 3 개와 heater 用 DC 電源이 必要로 하는 缺點으로 이의 transistorized 된 것이 니 要望되고 있다.

(1963年 7月 31日 接受)

參 考 文 獻

- ㄱ. Samuel Glasstone: Principles of nuclear reactor engineering, p.245.
- ㄴ. O'Meara F.E.J.: Reactor simulator apply play, V24, No.9 1953.
- ㄷ. Charless F. Bonilla: Nuclear engineering, p.630.
- ㄹ. M.A.Schultz: Control of nuclear reactors and power plans p.281.
- ㅁ. R.B. Fraculla: Designing chopper stabilized operational amplifier, electronics, p.48, March 3, 1961.
- ㅂ. Control engineering hand book p.5-8
- ㅅ. F.A. Russell: IRE, vol. 35, p. 443.
- ㅇ. G.E. Valley: Vacuum tube amplifier, p. 1948.
- ㅈ. C.M. Verhager: A survey of the limits in D. C. amplification I.R.E., vol. 41, p.615, March 1953.
- ㅊ. Robert W. Mayer: Servomechmism and regulating system design (II) p.150, 1955.
- ㅋ. Robert W. Landee: Electronic designers' handbook, p. 3-74.
- ㅋ. P.R. Bell: Electronic simulator, rev. scie. instr., vol.21, No.8, 1950.
- ㅎ. Karplus: 1. Method stabilized operating amplifier p.36. 2. Analog simulation, p.232.