

# 歸還펄스線形增幅器의 빠른 入力펄스에 對한 利得安定도에 關한 研究

## (A Study on the Gain Stability of the Feedback Linear Pulse Amplifiers for the Fast Pulse Input)

李 炳 璿\*

(Lee, Byung Suh)

### 要 約

歸還 펄스 線形增幅器에 階段電壓과 放射能檢出器에서 나오는 펄스 電壓이 印加되었을 境遇의 利得安定도에 關하여 解析檢討 하였다. 放射能 檢出器의 一部를 이루고 있는 光電増倍管의 陽極回路에서 形成되는 波形을 나타내는 式을 誘導 하였으며 歸還 增幅器가 하나의 時定數와 두 個의 時定數를 가졌을 境遇에 關하여 解析하였고 이들을 比較 檢討하였다.

이들 빠른 入力펄스電壓이 歸還增幅器에 印加되면 出力電壓의 線形도와 安定도는 增幅器의 rise time의 2~3倍가 經過하여야 歸還效果가 나타난다. 이 制限을 줄이기 爲하여는 歸還增幅器의 rise time을 計測할려는 入力 펄스의 幅보다 적도록 設計하여야 한다는 것을 證明하였다.

以上の 理論은 線形增幅器의 基本增幅段으로 設計된 並列電壓 歸還增幅段에도 그대로 適用될을 보였으며 이 增幅段의 入力抵抗이 적을수록 利得安定도가 좋아짐을 보였다.

### ABSTRACT

The gain stability of the nuclear pulse linear amplifiers with feedback for such a fast pulse input as the step voltage or the nuclear radiation detector pulse is analysed in detail.

The expression is derived which describes the waveform at the anode circuit of the photomultiplier tube which is a part of the nuclear radiation detector. It is analysed and compared when the feedback amplifier has one and two time-constants.

When these fast input pulse voltages are applied to the feedback amplifier, the effects of feedback in linearity and stability of the output voltage appear only after two or three rise-times of the amplifier. And it is proved that in order to reduce this limitation, the rise time of the feedback amplifier should be less than the input pulse width.

It is also shown that the above theory can be applied directly to the voltage-shunt feedback amplifier stages designed as the basic amplifier of the linear amplifier, and that the gain stability is more improved for the smaller input impedance of this amplifier stage.

### 1. 序 論

放射能計測에 利用되는 펄스線形增幅器(linear pulse amplifier)를 設計하는데 있어서 主로 考慮되어야 할

事項을 要約하면 線形度(linearity), 出力電壓의 安定度(stability), 即 利得의 安定度, 펄스의 整形(shaping), 過負荷의 빠른 回復, 信號 對 雜音比, 入力 임피던스, 出力 임피던스, 廣帶域 및 電源電壓에 對한 安定度等이다. 半導體檢出器를 包含하는 새로운 放射能檢出器의 開發에 따른 보다 精密한 測定の 必要와 새로운 電子素子가 開發됨에 따라 向上된 放射能펄스

\* 正會員, 韓國原子力研究所 計測制御研究室  
Instrumentation and Control Division, Korea  
Atomic Energy Research Institute.  
接受日字 1974. 3. 18

増幅器를 發展시키기 爲한 努力이 繼續되고 있다.

放射能의 에너지를 測定하는데 있어서는 펄스 높이와 放射能의 에너지와의 比例關係가 있어야 하며 計數率測定에 있어서는 増幅器利得의 變化는 後續되는 discriminator를 通過하는 펄스의 數가 달라지게 되므로 増幅器 利得의 線形도와 安定도는 大端히 重要하다. Hatch<sup>(1)</sup>는 트랜지스터 電流歸還増幅器를 利用하여 0°C에서 50°C사이에서 利得安定度 10ppm/°C를 얻었으며 Millard와 Blalock<sup>(2)</sup>는 線形, 廣帶域 및 低雜音 電壓増幅器를 利用하여 線形度 0.05%를 얻었다.

増幅器入力에 印加되는 信號의 振幅을 크게하고 따라서 信號對雜音比를 最大로 하기 爲하여 放射能 檢出器에서 나오는 電荷는 작은 浮遊容量을 通하여 積分되기 때문에 一般의 信號는 rise time(上昇時間)이 0이 아니다. 또 펄스의 分解時間 및 信號對 雜音比를 向上시키고 出力펄스의 pile-up을 없게 하기 爲하여 펄스를 適當한 幅으로 整形을 한다. Fairstein<sup>(3)</sup>은 RC 微分回路와 RC 積分回路를 利用한 整形回路에 關한 考察을 하였으며, Blalock<sup>(4)</sup>는 double delay-line filter를 使用한 整形을 하였고, Nowlin<sup>(5)</sup>은 傳達函數의 合成方法에 依하여 受動素子로 되는 整形을 試圖하였다. 여기서는 RC 微分回路를 利用한 整形方式을 取하였다.

放射能檢出器에서 나오는 信號는 10<sup>-16</sup>에서 10<sup>-10</sup> coulomb/pulse의 廣範圍한 값을 가지므로<sup>(6)</sup> 때로는 測定하려는 信號보다도 100倍 內至 1000倍나 큰 信號가 들어와서 増幅器를 block시켜 相當한 期間 動作하지 않을 때가 있다. 이와 같이 높은 振幅에 依한 過負荷狀態에서 迅速히 増幅器의 動作을 回復시키는 것이 必要하다. Millard와 Blalock는 過負荷에 依하여 트랜지스터가 飽和하지 않도록 하는 方式을 取하였다. 여기서는 歸還抵抗과 並列로 다이오드 리미터를 利用하므로써 마찬가지로 過負荷特性을 갖도록 하였다.

以上과 같은 放射能計測用 線形増幅器에 對한 要件은 하나의 設計로 同時에 모든 條件을 滿足시킬수는 없고 使用目的에 맞추어서 設計하는 것이 普通이다. Fairstein과 Hahn<sup>(7)</sup>은 放射能計測用歸還펄스増幅器에서 1+Aβ가 增加하면 歸還増幅器의 rise time은 減少하며 整形된 펄스幅이 歸還増幅器의 rise time과 같아지게 될때 歸還在 出力電壓의 安定도에 미치는 效果를 考察하였다.

普通 歸還増幅器에서는 入力電壓의 時間에 對한 變化가 充分히 느리면 出力電壓의 線形도와 安定度の 效果가 充分히 나타난다. 그러나 階段電壓과 같이 入力電壓의 變化가 大端히 빠르면 이와 같은 入力電壓이

印加된 瞬間에는 出力電壓이 0이어서 入力側으로 歸還된 電壓이 없기 때문에 歸還의 效果가 全혀없다. 따라서 歸還에 依한 線形도와 安定度の 改善效果는 出力電壓이 커짐에 따라 나타나기 始作하며 出力電壓이 最高值에 到達하는 瞬間에도 充分히 나타나지는 않는다.

여기서는 階段電壓과 放射能檢出器에서 나오는 信號와 같은 rise time이 빠른 펄스를 歸還펄스増幅器에 印加하였을 境遇에 増幅器의 時定數가 하나일 때와 두 個일때에 出力電壓의 安定도에 關한 解析을 하였으며 이것이 線形増幅器의 基本増幅段으로 設計된 並列電壓 歸還増幅器에도 適用됨을 解析의으로 그리고 實驗의으로 보였다.

## 2. 歸還増幅器의 利得安定度解析

### 2-1. 周波數領域에서의 安定度解析

歸還在 없는 増幅器의 中間帶域에서의 増幅度를 A라 하면 利得傳達函數는 V<sub>1</sub>(s)를 入力電壓이라 하고 V<sub>2</sub>(s)를 出力電壓이라 하면

$$A(s) = \frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{A}{1+g(s)} \tag{2-1}$$

로 表示된다<sup>(8)</sup>. 여기에 g(s)는 復素周波數 s의 多項式이다. 時定數가 하나일때는

$$A(s) = \frac{A}{1+s\tau} \tag{2-2}$$

와 같다<sup>(9)</sup>.

歸還在 있을때에는 歸還率을 β라 하면

$$A_f(s) = \frac{A}{1+A\beta+g(s)} \tag{2-3}$$

A의 작은 變化 ΔA에 對하여

$$\Delta A_f(s) = \frac{\partial A_f(s)}{\partial A} \Delta A = \frac{1+g(s)}{[1+A\beta+g(s)]^2} \Delta A$$

따라서

$$\frac{\Delta A_f(s)}{A_f(s)} = \frac{1+g(s)}{1+A\beta+g(s)} \frac{\Delta A}{A} = \frac{\Delta A}{A} \frac{A_f(s)}{A(s)} \tag{2-4}$$

正弦波電壓에 對하여  $\left| \frac{\Delta A_f(s)}{A_f(s)} \right| < \left| \frac{\Delta A}{A} \right|$  이면 歸還増幅器는 安定하다고 한다<sup>(10)</sup>. 그럴려면 Aβ ≫ 1 이어야 한다.

### 2-2. 時間領域에서의 安定度解析

時間領域에서의 安定度を 檢討하기 爲하여 入力電壓 v<sub>1</sub>(t)의 라플라스 交換을 V<sub>1</sub>(s)라 하면,

$$v_1(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} V_1(s)e^{st} ds \tag{2-5}$$

出力電壓 v<sub>2</sub>(t)는

$$v_2(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} A_f(s)V_1(s)e^{st} ds \tag{2-6}$$

이때 A의 작은 變化 ΔA에 對한 出力電壓의 相對的

變化는

$$\frac{dv_2(t)}{v_2(t)} = \frac{4A}{A} \left\{ \frac{1}{1+A\beta} + \frac{A\beta}{1+A\beta} \frac{\int_{c-j\infty}^{c+j\infty} V_1(s) \frac{-\frac{g(s)}{1+A\beta}}{[1+\frac{g(s)}{1+A\beta}]^2} \varepsilon^{st} ds}{\int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{V_1(s)\varepsilon^{st}}{1+\frac{g(s)}{1+A\beta}} ds} \right\}$$

$$= \frac{4A}{A} S(t) \quad (2-7)$$

여기에  $S(t)$ 는 sensitivity function<sup>(11)</sup>이고

$$S(t) = \frac{\frac{dv_2(t)}{v_2(t)}}{\frac{4A}{A}} = \frac{1}{1+A\beta} + \frac{A\beta}{1+A\beta} \sigma(t) \quad (2-8)$$

$$\sigma(t) = \frac{\int_{c-j\infty}^{c+j\infty} V_1(s) \frac{\frac{g(s)}{1+A\beta}}{[1+\frac{g(s)}{1+A\beta}]^2} \varepsilon^{st} ds}{\int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{V_1(s)\varepsilon^{st}}{1+\frac{g(s)}{1+A\beta}} ds} \quad (2-9)$$

式(2-8)의 첫째項은 時間에 無關한 正常項이고 잘 알려진 느린 필스에 對한 安定度를 表示하고 둘째項은 任意的 入力電壓에 對한 安定度의 形成過程을 特徵지우는 過度項이다.

다음에 式(2-9)의  $\sigma(t)$ 에 對하여 考察한다.

$$v_2(t) = \int_0^t v_2'(\lambda) d\lambda = \frac{A}{1+A\beta} \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{V_1(s)}{1+\frac{g(s)}{1+A\beta}} \varepsilon^{st} ds \quad (2-10)$$

그러므로  $v_2(t)$ 의 微分인  $v_2'(t)$ 의 라플라스 變換을  $\mathcal{L}[v_2'(t)]$ 라 하면

$$\mathcal{L}[v_2'(t)] = \frac{A}{1+A\beta} \frac{sV_1(s)}{1+\frac{g(s)}{1+A\beta}} \quad (2-11)$$

또한

$$V_2(s) = A_r(s)V_1(s) = \frac{A}{1+A\beta} \frac{V_1(s)}{1+\frac{g(s)}{1+A\beta}} \quad (2-12)$$

지금  $v_1(t)$ 가 階段電壓  $u(t)$ 일때  $v_2(t)$ 를  $\frac{A}{1+A\beta}$ 로 正規化한 것을  $e_2(t)$ 라 하고  $e_2(0)=0, e_2(\infty)=1$ 이라 하면 式(2-12)에 依하여

$$\mathcal{L}[e_2(t)] = \frac{1}{1+\frac{g(s)}{1+A\beta}} \frac{1}{s} \quad (2-13)$$

라고 놓을수있다. 그러면,

$$\mathcal{L}[1-e_2(t)] = \frac{1}{s} - \mathcal{L}[e_2(t)] = \frac{\frac{g(s)}{1+A\beta}}{1+\frac{g(s)}{1+A\beta}} \frac{1}{s}$$

(2-14)

式(2-11)과(2-14)의 convolution integral을 하면

$$\mathcal{L}^{-1}[\mathcal{L}[v_2'(t)] \cdot \mathcal{L}[1-e_2(t)]] = \int_0^t v_2'(\lambda) [1-e_2(t-\lambda)] d\lambda$$

$$= \frac{A}{1+A\beta} \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{\frac{g(s)}{1+A\beta}}{[1+\frac{g(s)}{1+A\beta}]^2} \frac{1}{s} \varepsilon^{st} ds \quad (2-15)$$

式(2-15)를(2-10)으로 나누면 式(2-10)의  $V_1(s)$ 가  $\frac{1}{s}$ 이므로

$$\sigma(t) = \frac{\int_0^t v_2'(\lambda) [1-e_2(t-\lambda)] d\lambda}{\int_0^t v_2'(\lambda) d\lambda} \quad (2-16)$$

分子의  $1-e_2(t-\lambda)$ 에서  $e_2(t)$ 는  $e_2(0)=0$ 이고  $e_2(\infty)=1$ 이므로  $\sigma(0)=1$  및  $\sigma(\infty)=0$  임을 알수있다.  $S(t)$ 가 작을수록 即  $A\beta \gg 1$ 일수록 安定도가 좋다. 다시 말하면  $S(t)$ 가 적을수록  $A$ 의 變化에 對하여 出力電壓의 變化가 적다.

그러하여 sensitivity function  $S(t)$ 는 最大値

$$S(0) = \frac{1}{1+A\beta} + \frac{A\beta}{1+A\beta} \quad (2-17)$$

에서 最小値 即 느린 電壓에 對한 値

$$S(\infty) = \frac{1}{1+A\beta} \quad (2-18)$$

로 減少한다.

다음에 하나의 時定數와 2개의 時定數를 가진 歸還增幅器에 階段電壓과 放射能檢出器에서 나오는 信號가 印加되었을 時의 安定度 問題를 記述한다.

### 3. 하나의 時定數를 가진 歸還增幅器의 利得安定度 解析

#### 3-1. 階段入力電壓에 對한 利得安定度解析

式(2-3)으로 주어지는 時定數가  $\tau$ 인 歸還增幅器의 入力에

$$v_1(t) = \begin{cases} V_0 & t > 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} \quad (3-1)$$

의 階段電壓이 印加되었을 境遇에는 歸還增幅器의 出力電壓  $V_2(s)$ 는

$$V_2(s) = \frac{AV_0}{\tau} \frac{1}{(s + \frac{1+A\beta}{\tau})s} \quad (3-2)$$

여기서  $\frac{\tau}{1+A\beta} = \tau'$ 로 놓으면  $v_2(t)$ 는

$$v_2(t) = V_0 \frac{A}{1+A\beta} (1 - e^{-t/\tau'}) = v_2(\infty)h(t) \quad (3-3)$$

但

$$v_2(\infty) = V_0 \frac{A}{1+A\beta} \quad (3-4)$$

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau'}} \quad (3-5)$$

式 (3-3)으로 부터 A의 작은 변화  $\Delta A$ 에 대하여

$$\frac{\Delta v_2(t)}{v_2(t)} = \frac{\Delta A}{A} \left\{ \frac{1}{1+A\beta} + \frac{A\beta}{1+A\beta} \frac{1}{h(t)} \frac{t}{\tau'} e^{-\frac{t}{\tau'}} \right\} \quad (3-6)$$

따라서

$$S(t) = \frac{1}{1+A\beta} + \frac{A\beta}{1+A\beta} \frac{1}{h(t)} \frac{t}{\tau'} e^{-\frac{t}{\tau'}} \quad (3-7)$$

式 (3-7)을 (2-8)과 比較하면

$$\sigma(t) = \frac{1}{h(t)} \frac{t}{\tau'} e^{-\frac{t}{\tau'}} \quad (3-8)$$

앞에서 說明한 바와 같이  $\sigma(0)=1$  및  $\sigma(\infty)=0$ 이다. 式 (3-8)에서  $h(t)\sigma(t)$ 는  $t=\tau'$ 에서 最大值를 가진다. 10~90% rise time  $t_r$ 는

$$t_r = 2.2\tau' = 2.2 \frac{\tau}{1+A\beta} \quad (3-9)$$

$A\beta$ 를 크게 하면 歸還增幅器의 安定度가 좋아지고  $t_r$  및  $\tau'$ 도 짧아진다.

歸還增幅器가 充分히 安定된 値에 到達하려면  $t_r$ 의 2~3倍되는 時間이 經過하여야 하나 歸還이 없을 境遇보다 相當히 改善된다.

### 3-2. 放射能檢出器에서 나오는 信號에 對한 利得 安定度解析

放射能에 依하여 scintillation detector의 光電倍增

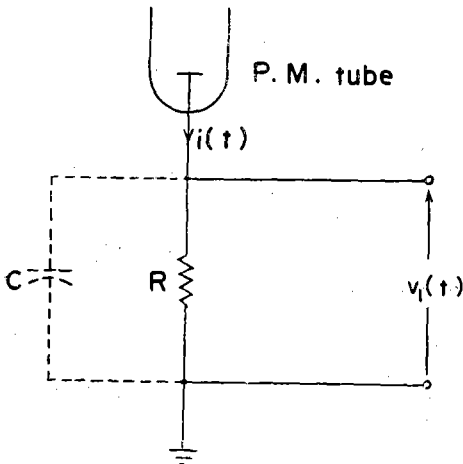


그림 3-1 光電倍增管의 陽極回路  
Fig. 3-1 Anode circuit of the photomultiplier tube.

管의 陽極에 흐르는 電流波形은 一般的으로 다음과 같이 表示할 수 있다<sup>(12)</sup>.

$$i(t) = \begin{cases} I_0 e^{-\frac{t}{\tau_1}} & t > 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} \quad (3-10)$$

光電倍增管의 陽極回路는 그림 3-1과 같다. RC 回路의 時定數  $\tau_2=RC$ 가  $N_a I(T1)$  crystal scintillation detector의 減衰時定數  $\tau_1$ 보다 훨씬 크도록 하면 前置增幅器에의 入力電壓  $v_1(t)$ 는 最大值  $V_0 = \frac{Q}{C}$ 를 갖게 된다. 여기서는  $Q$ 는  $i(t)$ 에 依해서 容量  $C$ 에 充電된 電荷이고

$$Q = \int_0^{\infty} i(t) dt = I_0 \tau_1$$

이다. 그림 3-1의 回路에서  $V_1(s)$ 는

$$V_1(s) = \frac{V_0}{\tau_1} \frac{1}{(s + \frac{1}{\tau_1})(s + \frac{1}{\tau_2})} \quad (3-11)$$

따라서

$$v_1(t) = V_0 \frac{e^{-\frac{t}{\tau_2}} - e^{-\frac{t}{\tau_1}}}{1 - \frac{\tau_1}{\tau_2}} \quad (3-12)$$

이것을 그리면 그림 3-2와 같다. 但  $\tau_1 = \tau_2$  일때는

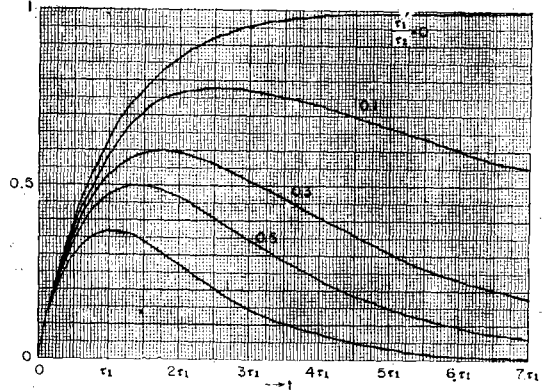


그림 3-2 式 (3-12)를 그린 曲線  
Fig. 3-2 Plot of Eq. (3-12).

式 (3-11)로 부터

$$v_1(t) = V_0 \frac{t}{\tau_1} e^{-\frac{t}{\tau_1}} \quad (3-13)$$

여기서  $\tau_1 = 0.2 \mu\text{sec}$  정도이고  $\tau_1 \ll \tau_2$ 인 一般的인 境遇에 對하여는 式 (3-12)에서  $\tau_2 = \infty$ 로 하면,

$$v_1(t) = V_0 (1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}) \quad (3-14)$$

式 (3-14)는 크기가  $V_0$ 인 階段電壓과 指數的減衰電壓  $V_0 e^{-\frac{t}{\tau_1}}$ 의 差로 되어있다. 이 電壓이 歸還增幅回路에 印加되었을때 出力電壓은

$$v_2(t) = V_0 \frac{A}{1+A\beta} \left( 1 - \frac{\epsilon^{-\frac{t}{\tau'}}}{1-\frac{\tau_1}{\tau'}} - \frac{\epsilon^{-\frac{t}{\tau_1}}}{1-\frac{\tau'}{\tau_1}} \right)$$

$$= v_2(\infty)h(t) \quad (3-15)$$

但

$$h(t) = 1 - \frac{\epsilon^{-\frac{t}{\tau'}}}{1-\frac{\tau_1}{\tau'}} - \frac{\epsilon^{-\frac{t}{\tau_1}}}{1-\frac{\tau'}{\tau_1}} \quad (3-16)$$

式 (3-16)을 그리면 그림 3-3과 같이 된다.

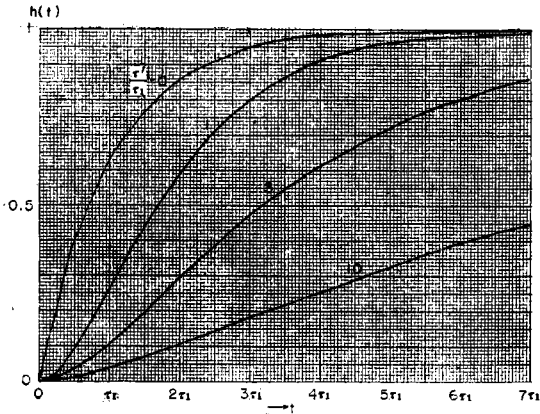


그림 3-3 式 (3-16)을 그린 曲線  
Fig. 3-3 Plot of Eq. (3-16).

但  $\tau_1 = \tau'$  일 때에는

$$v_2(t) = V_0 \frac{A}{1+A\beta} \left[ 1 - \left( 1 + \frac{t}{\tau_1} \right) \epsilon^{-\frac{t}{\tau_1}} \right] \quad (3-17)$$

따라서

$$h(t) = 1 - \left( 1 + \frac{t}{\tau_1} \right) \epsilon^{-\frac{t}{\tau_1}} \quad (3-18)$$

式 (3-15)로부터 A의 작은變化에 對하여

$$\frac{\Delta v_2(t)}{v_2(t)} = \frac{\Delta A}{A} \left\{ \frac{1}{1+A\beta} + \frac{A\beta}{1+A\beta} \right.$$

$$\left. \frac{\tau'}{\tau_1} \left[ \epsilon^{-\frac{t}{\tau_1}} - \epsilon^{-\frac{t}{\tau'}} + \left( \frac{t}{\tau_1} - \frac{t}{\tau'} \right) \epsilon^{-\frac{t}{\tau'}} \right] \right\}$$

$$h(t) \left( 1 - \frac{\tau'}{\tau_1} \right)^2 \quad (3-19)$$

따라서

$$\sigma(t) = \frac{\frac{\tau'}{\tau_1}}{h(t) \left( 1 - \frac{\tau'}{\tau_1} \right)^2}$$

$$\left[ \epsilon^{-\frac{t}{\tau_1}} - \epsilon^{-\frac{t}{\tau'}} + \left( \frac{t}{\tau_1} - \frac{t}{\tau'} \right) \epsilon^{-\frac{t}{\tau'}} \right] \quad (3-20)$$

式 (3-20)을 그린 것을 그림 3-4에 表示한다. 但  $\tau_1 = \tau'$  일 때에는 式 (3-20)의 分子와 分母가 모두 0이 되어 不定이 되므로 極限值를 求하면

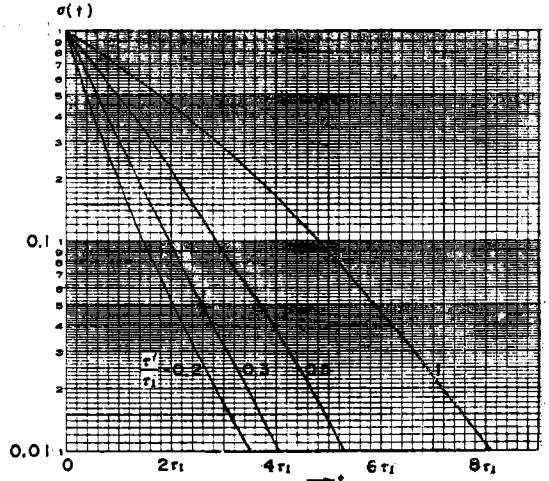


그림 3-4 式 (3-20)을 그린 曲線  
Fig. 3-4 Plot of Eq. (3-20).

$$\sigma(t) = \frac{\frac{1}{2} \left( \frac{t}{\tau_1} \right)^2}{\epsilon^{-\frac{t}{\tau_1}} - \left( 1 - \frac{t}{\tau_1} \right)} \quad (3-21)$$

가 된다.

다음에  $\tau_1 = \tau_2$  일 때에는  $v_1(t)$ 는 式 (3-13)과 같고 이 入力電壓에 對한 出力電壓은 式 (3-11)을 利用하여

$$V_2(s) = V_0 \frac{A}{1+A\beta} \frac{1}{\tau_1 \tau'} \frac{1}{\left( s + \frac{1}{\tau_1} \right)^2 \left( s + \frac{1}{\tau'} \right)} \quad (3-22)$$

따라서

$$v_2(t) = V_0 \frac{A}{1+A\beta} \left\{ \frac{1}{\left( 1 + \frac{\tau_1}{\tau'} \right) \left( 1 + \frac{\tau'}{\tau_1} \right)} \right.$$

$$\left. \left( \epsilon^{-\frac{t}{\tau'}} - \epsilon^{-\frac{t}{\tau_1}} \right) + \frac{1}{1 - \frac{\tau'}{\tau_1}} \frac{t}{\tau_1} \epsilon^{-\frac{t}{\tau_1}} \right\} \quad (3-23)$$

그러므로

$$h(t) = \frac{1}{\left( 1 + \frac{\tau_1}{\tau'} \right) \left( 1 + \frac{\tau'}{\tau_1} \right)} \left( \epsilon^{-\frac{t}{\tau'}} - \epsilon^{-\frac{t}{\tau_1}} \right)$$

$$+ \frac{1}{1 - \frac{\tau'}{\tau_1}} \frac{t}{\tau_1} \epsilon^{-\frac{t}{\tau_1}} \quad (3-24)$$

式 (3-24)를 그린 것을 그림 3-5에 表示한다. 但  $\tau_1 = \tau'$  일 때에는 式 (3-22)에 依하여

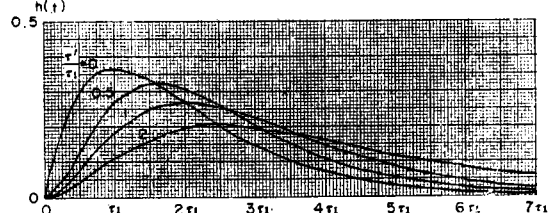


그림 3-5 式 (3-24)을 그린 曲線  
Fig. 3-5 Plot of Eq. (3-24).

$$v_2(t) = V_0 \frac{A}{1+A\beta} \frac{1}{2} \left( \frac{t}{\tau_1} \right)^2 \varepsilon^{-\frac{t}{\tau_1}} \quad (3-25)$$

따라서

$$h(t) = \frac{1}{2} \left( \frac{t}{\tau_1} \right)^2 \varepsilon^{-\frac{t}{\tau_1}} \quad (3-26)$$

式 (3-23)은 A의 작은變化 ΔA에 대하여

$$\frac{\Delta v_2(t)}{v_2(t)} = \frac{\Delta A}{A} \left\{ \frac{1}{1+A\beta} + \frac{A\beta}{1+A\beta} \frac{1}{h(t)} \left[ \frac{\tau_1}{\tau'} \frac{1 + \frac{\tau'}{\tau_1}}{(\frac{\tau'}{\tau_1} - 1)(1 - \frac{\tau_1}{\tau'})^2} (\varepsilon^{-\frac{t}{\tau'}} - \varepsilon^{-\frac{t}{\tau_1}}) - \frac{1}{(\frac{\tau'}{\tau_1} - 1)(1 - \frac{\tau_1}{\tau'})} \left( \frac{t}{\tau'} \varepsilon^{-\frac{t}{\tau'}} + \frac{t}{\tau_1} \varepsilon^{-\frac{t}{\tau_1}} \right) \right] \right\} \quad (3-27)$$

따라서

$$\sigma(t) = \frac{1}{h(t)} \left\{ \frac{\tau_1}{\tau'} \frac{1 + \frac{\tau'}{\tau_1}}{(\frac{\tau'}{\tau_1} - 1)(1 - \frac{\tau_1}{\tau'})^2} (\varepsilon^{-\frac{t}{\tau'}} - \varepsilon^{-\frac{t}{\tau_1}}) - \frac{1}{(\frac{\tau'}{\tau_1} - 1)(1 - \frac{\tau_1}{\tau'})} \left( \frac{t}{\tau'} \varepsilon^{-\frac{t}{\tau'}} + \frac{t}{\tau_1} \varepsilon^{-\frac{t}{\tau_1}} \right) \right\} \quad (3-28)$$

以上으로 放射能檢出器에서 나오는 信號가 時定數가 하나인 歸還增幅器에 印加되었을 境遇에는 增幅器의 時定數와 入力信號의 時定數의 比가 적을수록 出力波의 rise time이 짧으며 歸還效果가 빨리 나타나는 것을 알 수 있다.

#### 4. 2個의 時定數를 가진 歸還增幅器의 利得安定度解析

##### 4-1. 2個의 時定數를 가진 歸還增幅回路的 利得 傳達函數

歸還이 없고 時定數가  $\tau_1$  및  $\tau_2$ 인 增幅器의 利得은

$$A(s) = \frac{A}{(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)} \quad (4-1)$$

따라서 式 (2-2)에 依하여

$$g(s) = (\tau_1 + \tau_2)s + \tau_1\tau_2s^2 \quad (4-2)$$

歸還이 있을 때에는

$$A_f(s) = \frac{A}{1+A\beta + (\tau_1 + \tau_2)s + \tau_1\tau_2s^2} \quad (4-3)$$

$$= \frac{A}{1+A\beta} \frac{1}{1 + \frac{(\tau_1 + \tau_2)s + \tau_1\tau_2s^2}{1+A\beta}} \quad (4-4)$$

$$= \frac{A}{1+A\beta} \frac{1}{1+bs+as^2} \quad (4-5)$$

但

$$a = \frac{\tau_1 \tau_2}{1+A\beta}, \quad b = \frac{\tau_1 + \tau_2}{1+A\beta} \quad (4-6)$$

그런데 여기서 出力의 rise time 이 最小이고 overshoot가 없으려면 critical damping(臨界制動)의 境遇이어야 하므로 이것의 必要 充分條件은 式 (4-4)의 利得傳達函數의 分母가 重根을 가질때이다. 따라서 이 境遇에는

$$A_f(s) = \frac{A}{1+A\beta} \frac{1}{(1+s\tau')^2} \quad (4-7)$$

式 (4-3)의 分母가 重根을 갖는 條件은

$$(\tau_1 + \tau_2)^2 - 4(1+A\beta)\tau_1\tau_2 = 0 \quad (4-8)$$

이다. 따라서

$$\frac{(\tau_1 + \tau_2)^2}{\tau_1 \tau_2} = 4(1+A\beta) \quad (4-9)$$

$$\text{또는 } (1 + \frac{\tau_1}{\tau_2})(1 + \frac{\tau_2}{\tau_1}) = 4(1+A\beta) \quad (4-10)$$

式 (4-4)의 分母를 0으로 놓으면

$$1 + \frac{\tau_1 + \tau_2}{1+A\beta}s + \frac{\tau_1 \tau_2}{1+A\beta}s^2 = 0 \quad (4-11)$$

重根을 가질때에는

$$(1 + \tau's)^2 = 1 + 2\tau's + \tau'^2s^2 = 0 \quad (4-12)$$

式 (4-11)과 (4-12)에서 그리고 式 (4-9)를 利用하여

$$\tau' = \sqrt{\frac{\tau_1 \tau_2}{1+A\beta}} = \frac{\tau_1 + \tau_2}{2(1+A\beta)} = \frac{\tau_1 + \tau_2}{2A\beta}$$

또는

$$\tau' = \frac{2\tau_1 \tau_2}{\tau_1 + \tau_2} \quad (4-13)$$

##### 4-2. 階段入力電壓에 對한 利得安定度解析

入力에 式 (3-1)로 表示되는 階段入力電壓이 印加되면

$$V_2(s) = V_0 \frac{A}{1+A\beta} \frac{1}{(1+bs+as^2)s} = \frac{V_0}{a} \frac{A}{1+A\beta} \frac{1}{s(s+s_1)(s+s_2)} \quad (4-14)$$

但

$$s_1, s_2 = \frac{1}{2a}(b \pm \sqrt{b^2 - 4a}) = \frac{\tau_1 + \tau_2}{2\tau_1\tau_2} \pm \frac{1}{2\tau_1\tau_2} \sqrt{(\tau_1 + \tau_2)^2 - 4\tau_1\tau_2(1+A\beta)} \quad (4-15)$$

i)  $b^2 - 4a > 0$ , 即 overdamping(過制動) 일때

$$V_2(s) = \frac{V_0}{a} \frac{A}{1+A\beta} \left\{ \frac{1}{s_1 s_2} \frac{1}{s} + \frac{1}{s_1 - s_2} \left( \frac{1}{s_1} \frac{1}{s+s_1} - \frac{1}{s_2} \frac{1}{s+s_2} \right) \right\} \quad (4-16)$$

따라서

$$v_2(t) = \frac{V_0}{a} \frac{A}{1+A\beta} \frac{1}{s_1 s_2} \left( 1 + \frac{s_2}{s_1 - s_2} \varepsilon^{-s_1 t} - \frac{s_1}{s_1 - s_2} \varepsilon^{-s_2 t} \right) \quad (4-17)$$

ii)  $b^2 - 4a < 0$ , 即 underdamping (不足制動) 일때

$$s_1, s_2 = \frac{1}{2a}(b \pm j\sqrt{4a-b^2}) = \alpha \pm j\omega \quad (4-18)$$

但

$$\alpha = \frac{b}{2a} = \frac{\tau_1 + \tau_2}{2\tau_1\tau_2}, \quad \omega = \frac{1}{1+A\beta} \sqrt{4\tau_1\tau_2(1+A\beta) - (\tau_1 + \tau_2)^2} \quad (4-19)$$

$v_2(t)$ 는 式 (4-17)에 依하여

$$v_2(t) = \frac{V_0}{a} \frac{A}{1+A\beta} \frac{1}{s_1 s_2} \left( 1 + \frac{s_2}{s_1 - s_2} \varepsilon^{-s_1 t} - \frac{s_1}{s_1 - s_2} \varepsilon^{-s_2 t} \right) = \frac{V_0}{a} \frac{A}{1+A\beta} \frac{1}{\alpha^2 + \omega^2} \left[ \left( 1 - \sqrt{2} \frac{\alpha}{\omega} \varepsilon^{-\alpha t} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right) \right) \right] \quad (4-20)$$

iii)  $b^2 - 4a = 0$ , 即 critical damping 일때, 이때에는

重根을 가질때 이므로 式 (4-7)에 依하여  $s_1 = s_2 = \frac{1}{\tau'}$  이다. 그리고 式 (4-13)을 利用하여

$$V_2(s) = V_0 \frac{A}{1+A\beta} \frac{1}{s(1+\tau's)^2} \quad (4-21)$$

따라서

$$v_2(t) = V_0 \frac{A}{1+A\beta} \left[ 1 - \left( 1 + \frac{t}{\tau'} \right) \varepsilon^{-\frac{t}{\tau'}} \right] \quad (4-22)$$

$$= v_2(\infty) h(t) \quad (4-23)$$

但

$$h(t) = 1 - \left( 1 + \frac{t}{\tau'} \right) \varepsilon^{-\frac{t}{\tau'}} \quad (4-24)$$

이것의 rise time은

$$t_r = 3.4 \tau' \quad (4-25)$$

가 된다. 式 (4-22)로 부터  $A$ 의 작은 變化  $\Delta A$ 에 對하여

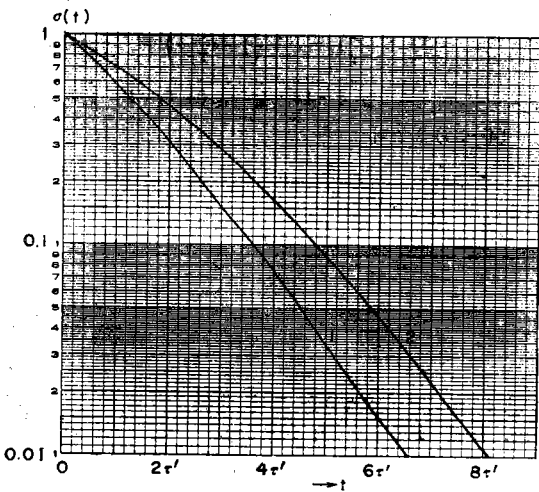


그림 4-1 曲線 1은 式 (3-8), 曲線 2는 式 (4-27)을 그린것

Fig. 4-1 Curve 1 is the plot of Eq. (3-8) and curve 2 is the plot of Eq. (4-27).

$$\frac{\Delta v_2(t)}{v_2(t)} = \frac{\Delta A}{A} \left\{ \frac{1}{1+A\beta} + \frac{A\beta}{1+A\beta} \frac{1}{h(t)} \left[ \frac{t^2}{2\tau'^2} \varepsilon^{-\frac{t}{\tau'}} \right] \right\} \quad (4-26)$$

따라서  $\sigma(t)$ 는

$$\sigma(t) = \frac{1}{h(t)} \frac{t^2}{2\tau'^2} \varepsilon^{-\frac{t}{\tau'}} \quad (4-27)$$

이것을 그리면 그림 4-1의 曲線2와 같다. 曲線1은 時定數가 하나일때인 式 (3-8)을 그린 것이다.

以上으로 歸還增幅器에 階段入力電壓을 印加하였을 境遇에 增幅器의 時定數가 하나일때가 두個 일때보다 歸還效果가 빨리 나타나는 것을 알 수 있다.

### 4-3. 放射能 檢出器에서 나오는 信號에 對한 利得安定度解析

式 (3-14)로 表示되는 入力이 式 (4-7)과 같이 重根을 갖는 電壓利得 傳達函數로 表示되는 歸還增幅回路에 印加되었을때 出力電壓은

$$v_2(t) = V_0 \frac{A}{1+A\beta} \left[ 1 - \frac{\varepsilon^{-\frac{t}{\tau_1}}}{\left( 1 - \frac{\tau'}{\tau_1} \right)^2} - \left( \frac{\frac{\tau'}{\tau_1} - 2}{\frac{\tau'}{\tau_1} - 1} + \frac{t}{\tau'} \right) \frac{\varepsilon^{-\frac{t}{\tau_1}}}{1 - \frac{\tau_1}{\tau'}} \right] = v_2(\infty) h(t) \quad (4-28)$$

但

$$h(t) = 1 - \frac{\varepsilon^{-\frac{t}{\tau_1}}}{\left( 1 - \frac{\tau'}{\tau_1} \right)^2} - \left( \frac{\frac{\tau'}{\tau_1} - 2}{\frac{\tau'}{\tau_1} - 1} + \frac{t}{\tau'} \right) \frac{\varepsilon^{-\frac{t}{\tau_1}}}{1 - \frac{\tau_1}{\tau'}} \quad (4-29)$$

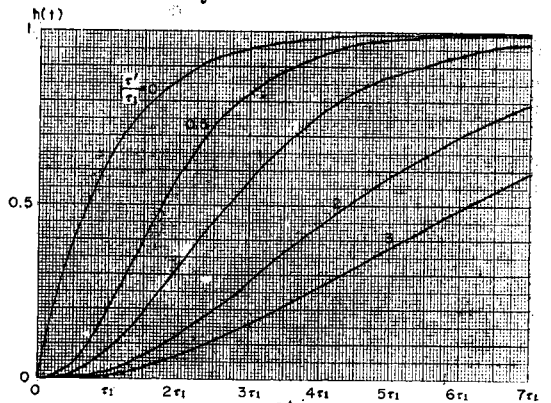


그림 4-2 式 (4-29)를 그린 曲線

Fig. 4-2 Plot of Eq. (4-29).

이것을 그리면 그림 4-2와 같다. 但  $\tau_1 = \tau'$  일때에는

$$v_2(t) = V_0 \frac{A}{1+A\beta} \left[ 1 - \left\{ 1 + \frac{t}{\tau_1} + \frac{1}{2} \left( \frac{t}{\tau_1} \right)^2 \right\} \varepsilon^{-\frac{t}{\tau_1}} \right] \quad (4-30)$$

따라서

$$h(t) = 1 - \left\{ 1 + \frac{t}{\tau_1} + \frac{1}{2} \left( \frac{t}{\tau_1} \right)^2 \right\} e^{-\frac{t}{\tau_1}} \quad (4-31)$$

式 (4-28)로 부터 A의 작은變化 ΔA에 대하여

$$\begin{aligned} \frac{\Delta v_2(t)}{v_2(t)} &= \frac{\Delta A}{A} \left[ \frac{1}{1+A\beta} + \frac{A\beta}{1+A\beta} \frac{1}{h(t)} \right. \\ &\quad \left. \left\{ \frac{\left( \frac{\tau_1}{\tau'} \right)^2}{\left( \frac{\tau_1}{\tau'} - 1 \right)^3} \left( e^{-\frac{t}{\tau_1}} - e^{-\frac{t}{\tau'}} \right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \left( \frac{t}{\tau'} - \frac{\tau_1}{\left( \frac{\tau_1}{\tau'} - 1 \right)^2} + \frac{1}{2} \left( \frac{t}{\tau'} \right)^2 \right. \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \left. \frac{1}{\frac{\tau_1}{\tau'} - 1} \right) e^{-\frac{t}{\tau'}} \right\} \right] \quad (4-32) \end{aligned}$$

따라서

$$\begin{aligned} \sigma(t) &= \frac{1}{h(t)} \left\{ \frac{\left( \frac{\tau_1}{\tau'} \right)^2}{\left( \frac{\tau_1}{\tau'} - 1 \right)^3} \left( e^{-\frac{t}{\tau_1}} - e^{-\frac{t}{\tau'}} \right) \right. \\ &\quad \left. - \left( \frac{t}{\tau'} - \frac{\tau_1}{\left( \frac{\tau_1}{\tau'} - 1 \right)^2} + \frac{1}{2} \left( \frac{t}{\tau'} \right)^2 \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \frac{1}{\frac{\tau_1}{\tau'} - 1} \right) e^{-\frac{t}{\tau'}} \right\} \quad (4-33) \end{aligned}$$

이것을 그리면 그림 4-3과 같다. 但  $\tau_1 = \tau'$  일때에는

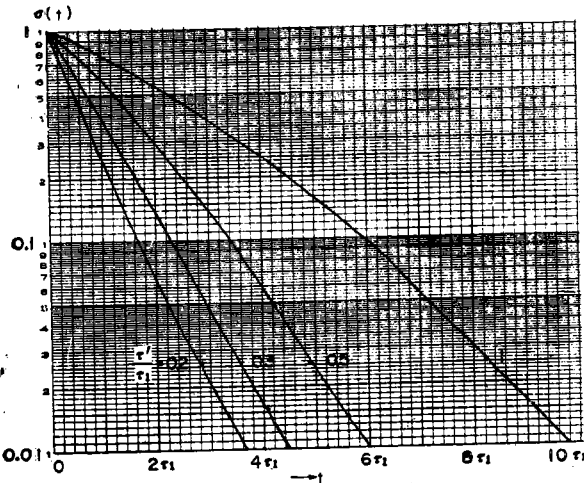


그림 4-3 式 (4-33)을 그린 曲線  
Fig. 4-3 Plot of Eq. (4-33).

$$\sigma(t) = \frac{\frac{1}{3!} \left( \frac{t}{\tau_1} \right)^3 e^{-\frac{t}{\tau_1}}}{1 - \left\{ 1 + \frac{t}{\tau_1} + \frac{1}{2} \left( \frac{t}{\tau_1} \right)^2 \right\} e^{-\frac{t}{\tau_1}}} \quad (4-34)$$

다음에 式 (3-13)으로 表示되는 入力이 式 (4-7)과

같이 重根을 갖는 電壓利得傳達函數로 表示되는 歸還 增幅回路에 印加되었을때 出力電壓은

$$\begin{aligned} V_2(s) &= V_0 \frac{A}{1+A\beta} \frac{1}{\tau_1 \tau'^2} \frac{1}{\left( s + \frac{1}{\tau'} \right)^2 \left( s + \frac{1}{\tau_1} \right)^2} \\ &= V_0 \frac{A}{1+A\beta} \frac{1}{\tau_1 \tau'^2} \left[ \frac{\tau_1^2 \tau'^2}{(\tau' - \tau_1)^2} \right. \\ &\quad \frac{1}{\left( s + \frac{1}{\tau'} \right)^2} - \frac{2\tau_1^3 \tau'^3}{(\tau' - \tau_1)^3} \frac{1}{\left( s + \frac{1}{\tau'} \right)} \\ &\quad \left. + \frac{\tau_1^2 \tau'^2}{(\tau' - \tau_1)^2} \frac{1}{\left( s + \frac{1}{\tau_1} \right)^2} - \frac{2\tau_1^3 \tau'^3}{(\tau_1 - \tau')^3} \right. \\ &\quad \left. \frac{1}{\left( s + \frac{1}{\tau_1} \right)} \right] \quad (4-35) \end{aligned}$$

따라서

$$\begin{aligned} v_2(t) &= V_0 \frac{A}{1+A\beta} \left[ \frac{\tau_1}{\tau'} \left( \frac{t}{\tau'} - \frac{2}{\tau_1} \right) \right. \\ &\quad \frac{e^{-\frac{t}{\tau'}}}{\left( 1 - \frac{\tau_1}{\tau'} \right)^2} + \left( \frac{t}{\tau_1} - \frac{2}{\tau_1} \right) \frac{e^{-\frac{t}{\tau_1}}}{\left( 1 - \frac{\tau'}{\tau_1} \right)^2} \right] \\ &= v_2(\infty) h(t) \quad (4-3) \end{aligned}$$

但

$$\begin{aligned} h(t) &= \frac{\tau_1}{\tau'} \left( \frac{t}{\tau'} - \frac{2}{\tau_1} \right) \frac{e^{-\frac{t}{\tau'}}}{\left( 1 - \frac{\tau_1}{\tau'} \right)^2} \\ &\quad + \left( \frac{t}{\tau_1} - \frac{2}{\tau_1} \right) \frac{e^{-\frac{t}{\tau_1}}}{\left( 1 - \frac{\tau'}{\tau_1} \right)^2} \quad (4-38) \end{aligned}$$

이것을 그리면 그림 4-4와 같다. 但  $\tau_1 = \tau'$  일때에 는 式 (4-35)로부터

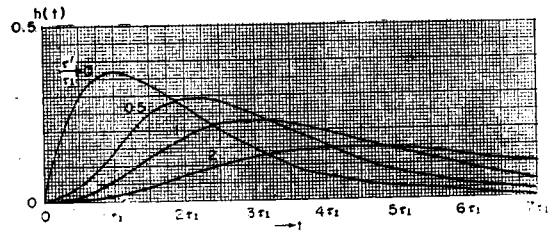


그림 4-4 式 (4-38)을 그린 曲線  
Fig. 4-4 Plot of Eq. (4-38).

$$v_2(t) = V_0 \frac{A}{1+A\beta} \frac{1}{3!} \left( \frac{t}{\tau_1} \right)^3 e^{-\frac{t}{\tau_1}} \quad (4-39)$$

式 (4-37)로 부터 A의 작은變化 ΔA에 대하여

$$\frac{\Delta v_2(t)}{v_2(t)} = \frac{\Delta A}{A} \left[ \frac{1}{1+A\beta} + \frac{A\beta}{1+A\beta} \frac{1}{h(t)} \right]$$



$$\left\{ \left( \frac{\tau_1}{\tau'} \right) \frac{t}{\tau'} - \frac{\tau_1}{\tau'} - 2 \right. \\ \left. \left( \frac{\tau_1}{\tau'} \right)^2 \left( \epsilon^{-\frac{t}{\tau'}} + \epsilon^{-\frac{t}{\tau_1}} \right) + \left( \frac{1}{1 - \frac{\tau_1}{\tau'}} \right)^3 \right. \\ \left. \left( \frac{\tau_1}{\tau'} \right)^2 \frac{t}{\tau'} - \frac{1}{2} \frac{1}{\left( 1 - \frac{\tau_1}{\tau'} \right)^2} \right. \\ \left. \frac{\tau_1}{\tau'} \left( \frac{t}{\tau'} \right)^2 \epsilon^{-\frac{t}{\tau'}} \right\} \quad (4-40)$$

따라서

$$\sigma(t) = \frac{1}{h(t)} \left\{ \left( \frac{\tau_1}{\tau'} \right) \frac{t}{\tau'} - \frac{\tau_1}{\tau'} - 2 \right. \\ \left. \left( \frac{\tau_1}{\tau'} \right)^2 \left( \epsilon^{-\frac{t}{\tau'}} + \epsilon^{-\frac{t}{\tau_1}} \right) + \left( \frac{1}{1 - \frac{\tau_1}{\tau'}} \right)^3 \right. \\ \left. \left( \frac{\tau_1}{\tau'} \right)^2 \frac{t}{\tau'} - \frac{1}{2} \frac{1}{\left( 1 - \frac{\tau_1}{\tau'} \right)^2} \right. \\ \left. \left( \frac{t}{\tau'} \right)^2 \epsilon^{-\frac{t}{\tau'}} \right\} \quad (4-41)$$

以上으로 두個의 時定數를 가진 歸還增幅器는 利得 傳達函數의 分母가 重根  $s_1 = s_2 = -\frac{1}{\tau'}$ 을 가질때에 出力波의 上昇時間이 最小이고 overshoot가 없으며 이 境遇에 放射能 檢出器에서 나오는 信號가 印加되면  $\tau'$ 와 入力信號의 時定數의 比가 적을수록 出力波의 rise time이 짧으며 歸還效果가 빨리 나타나는 것을 알수있다.

### 5. 線形增幅器

#### 5-1. 線形增幅器의 構成과 特性

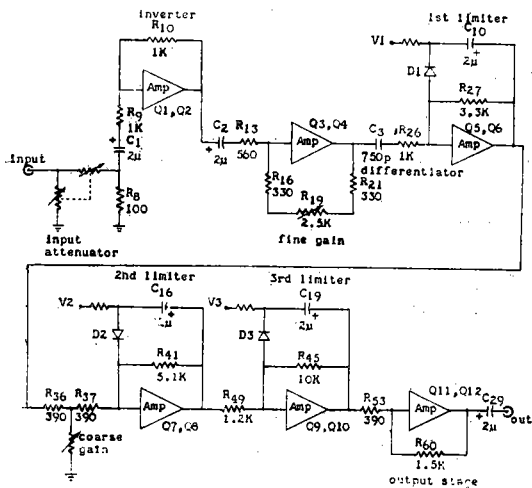


그림 5-1 設計된 線形增幅器의 構成圖  
Fig. 5-1 Block diagram of the linear amplifier.

線形增幅器의 基本機能은 前置增幅器의 信號를 받아서 펄스幅을 適當하게 整形하고 線形的으로 增幅하여 波高分析을 할 수 있도록 하는 것이다. 이 線形增幅器는 그림 5-1의 構成圖에 表示한 바와 같이 雙으로된 트랜지스터 歸還增幅段을 直列로 接續하였으며 다이오드를 利用하여 過負荷制限을 하게 되어 있다.

利得調節은 入力減衰器, fine gain 및 coarse gain의 세가지로 되어있고 入力減衰器는 抵抗으로된 減衰器로 되어 있으며 特性 임피던스 93Ω인 RG-62A/U 케이블을 使用할 수 있게 되어있고 1에서  $\frac{1}{50}$ 까지 여섯 段階로 信號를 減衰시킬 수 있다.

Fine gain 은 트랜지스터 Q3 및 Q4로 되는 增幅段의 歸還抵抗을 可變 시킴으로서 調節하게 되어있고 coarse gain은 T形減衰器의 分路 抵抗을 選擇스있 지로 바꾸므로써 1,  $\frac{1}{2}$  또는  $\frac{1}{10}$ 로 減衰시킬 수 있게 되어있다.

Q1과 Q2로 되는 첫段은 電壓利得이 -1인 反轉器이고 들어 오는 正의 펄스로 驅動이 잘되게 하기 爲하여 npn-pnp로 되어 있다. Q3과 Q4로 되어 있는 다음 段은 fine gain段이고 負의 펄스로 驅動이 잘되게 하기 爲하여 pnp-npn으로 되어있다. 트랜지스터의 이런 配列은 마지막段까지 繼續된다. 다음에 微分回路로 된 1μsec의 整形回路가 따르고 다음세段은 높은 入力펄스로 基因하는 過負荷를 막기 爲한 다이오드 리미터를 가진 增幅段이고 이것이 出力段으로 連結되게 되어있다.

#### 5-2. 基本增幅段의 低周波解析

線形增幅器에 使用한 基本 增幅段은 그림 5-2와 같다. 이 回路는 다이오드 리미터를 갖는 並列電壓歸還

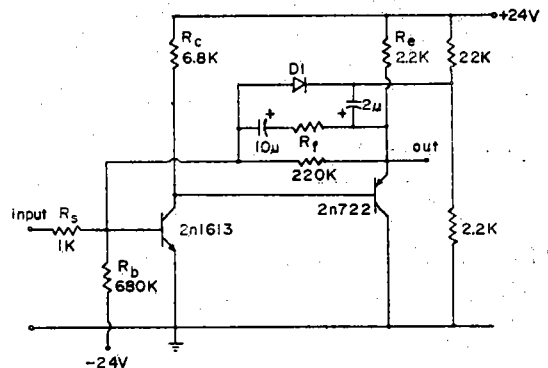


그림 5-2 設計된 線形增幅器의 基本增幅段  
Fig. 5-2 Basic amplifier stage of the linear amplifier.

回路이고 높은 正의 펄스가 들어와서 過負荷가 되지 않으면 다이오드는 逆으로 바이어스 되어있어서  $R_f$ 보다 大端히 큰 抵抗을 나타내고 있으므로 小信號 解析

을 하는데 있어서는 다이오드 回路는 考慮하지 않아도 된다.  $R_b \gg R_s$ 면  $R_b$ 는 無視할 수 있다. 낮은 周波數에

서 歸還이 없을때의 出力短絡順方向電流利得  $A_0$ 는 이 境遇의 等價回路 그림 5-3에서  $C_1$ 과  $C_{e2}$ 를 無視하면

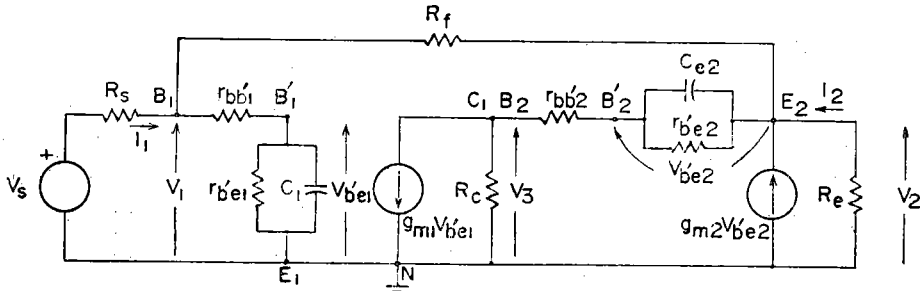


그림 5-3 基本增幅段의 等價回路  
Fig. 5-3 Equivalent circuit of the basic amplifier.

$$A_0 = \frac{h_{fe1}(1+h_{fe2})R_c}{h_{ie2}+R_c} \quad (5-1)$$

여기에 添字 1은 첫째 트랜지스터, 添字 2는 둘째 트랜지스터를 意味한다. 그라하여 歸還抵抗  $R_f$ 를 包含하는 等價回路는 그림 5-4와 같다. 여기에  $R_i$ 는 順方

$$R_{if} = R_i \frac{R_f + R_e}{R_e(1+A_0) + R_f + R_i} \quad (5-4)$$

$$\approx R_i \frac{R_f + R_e}{R_e A_0} \quad (5-5)$$

出力임피던스  $R_{of}$ 는

$$R_{of} = \frac{R_s R_f + R_i R_f + R_i R_s}{R_s(1+A_0) + R_i} \quad (5-6)$$

$$\approx \frac{R_f \left(1 + \frac{R_i}{R_s}\right) + R_i}{A_0} \quad (5-7)$$

式 (5-3), (5-5) 및 (5-7)은  $A_0$ 가 클때의 近似式이다. 다음에 出力短絡順方向 電流利得  $A_0$ 의 작은變化  $\Delta A_0$ 에 對한 closed loop 電壓利得  $A_{Vsf}$ 의 安定度를 計算한다.

$$\frac{\Delta A_{Vsf}}{A_{Vsf}} = \frac{\Delta A_0}{A_0} \left\{ \frac{R_f A_0}{R_f A_0 - R_i} + \frac{R_s R_e A_0}{R_s [R_e(1+A_0) + R_f + R_i] + R_i(R_f + R_e)} \right\} \quad (5-8)$$

따라서 sensitivity function  $S$ 는

$$S = \frac{R_f A_0}{R_f A_0 - R_i} + \frac{R_s R_e A_0}{R_s [R_e(1+A_0) + R_f + R_i] + R_i(R_f + R_e)} \quad (5-9)$$

$$\approx R_{if} \left( \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_s} \right) \quad (5-10)$$

式 (5-10)에서 入力抵抗  $R_{if}$ 가 작을수록  $S$ 는 작아지고 安定度는 좋아지는 것을 알수 있다. 式 (5-5)에 依하여  $A_0$ 가 크면 即 式 (5-1)에 依하여 使用하는 트랜지스터의  $h_{fe}$ 가 크면  $R_{if}$ 가 작아진다.

여기에 使用한 回路에서는  $R_{if}=1.6\Omega$ ,  $R_i=h_{ie1}=2.75K\Omega$  및  $R_s=1K\Omega$ 이고  $S=0.0022$ 이다.

### 5-3. 基本增幅段의 高周波解析

線形增幅器에 使用한 그림 5-2의 基本增幅段에서 다이오드 리미터 回路를 考慮하지 않은 그림 5-3의 高

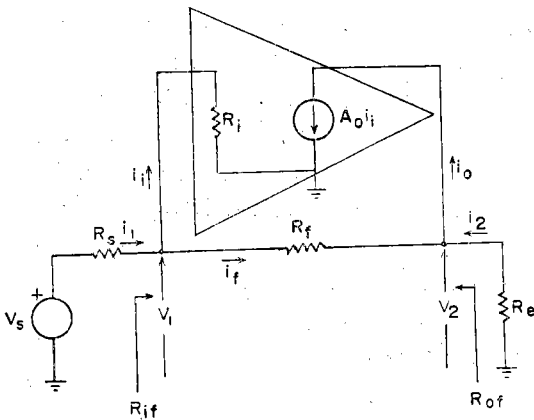


그림 5-4  $A_0$ 와  $R_i$ 로 表示된 基本增幅段의 等價回路

Fig. 5-4 Equivalent circuit of the basic amplifier shown in terms of  $A_0$  and  $R_i$ .

向 loop의 入力抵抗이고  $R_i = h_{ie1} = r_{bb1} + r'_{be1}$ 이다.

따라서 closed loop 電壓利得  $A_{Vsf}$ 는

$$A_{Vsf} = \frac{v_2}{v_s}$$

$$= \frac{R_f - \frac{R_i}{A_0}}{R_s \left[ 1 + \frac{1}{A_0} \left( 1 + \frac{R_f + R_i}{R_e} \right) \right] + \frac{R_i(R_f + R_e)}{A_0 R_e}} \quad (5-2)$$

$$\approx \frac{R_f}{R_s} \quad (5-3)$$

入力임피던스  $R_{if}$ 는

周波 等價回路에서 다음 式이 成立한다.

$$\begin{pmatrix} I_s \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G_s + G_f + Y_1 & 0 \\ g_{m1}K_1 & G_c + Y_2 \\ -G_f & -(Y_2 + g_{m2}K_2) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_3 \\ V_2 \end{pmatrix} \quad (5-12)$$

但

$$\begin{aligned} I_s &= \frac{V_s}{R_s} & Y_1 &= \frac{1}{r_{bb'1} + Z_1} & Z_1 &= r_{b'e1} // \frac{1}{sC_1} \\ Y_2 &= \frac{1}{r_{bb'2} + Z_2} & Z_2 &= r_{b'e2} // \frac{1}{sC_2} & & \\ K_1 &= \frac{Z_1}{r_{bb'1} + Z_1} & K_2 &= \frac{Z_2}{r_{bb'2} + Z_2} & & \end{aligned} \quad (5-11)$$

따라서

$$\begin{aligned} \Delta &= (G_c + Y_2)[(G_s + G_f + Y_1)G_c + (G_s + Y_1)G_f] \\ &+ (Y_2 + g_{m2}K_2)[(G_s + G_f + Y_1)G_c + g_{m1}K_1G_f] \end{aligned} \quad (5-13)$$

電流利得  $A_{I_f}$ 는

$$\begin{aligned} A_{I_f} &= -\frac{I_2}{I_1} = G_c \frac{\Delta_1}{\Delta - G_s \Delta_{11}} = G_c \frac{\Delta_{13}}{G_{G_s=0}} \\ &\approx -\frac{G_c [g_{m1}K_1(Y_2 + g_{m2}K_2)]}{(G_c + Y_2)(G_f G_c + Y_1 G_c + Y_1 G_f)} \\ &\quad \frac{-G_f(G_c + Y_2)}{+(Y_2 + g_{m2}K_2)(G_f G_c + Y_1 G_c + g_{m1}K_1 G_f)} \end{aligned} \quad (5-14)$$

電壓利得  $A_{V_{sf}}$ 는

$$\begin{aligned} A_{V_{sf}} &= \frac{V_2}{V_s} = G_s \frac{\Delta_{13}}{\Delta} \\ &= -\frac{G_s}{\Delta} [g_{m1}K_1(Y_2 + g_{m2}K_2) - G_f(G_c + Y_2)] \end{aligned} \quad (5-16)$$

$$\approx -\frac{R_f}{R_s} \quad (5-18)$$

$V_2$ 와  $I_1$  사이의 傳達利得  $A_f$ 는

$$\begin{aligned} A_f &= \frac{V_2}{I_1} = \frac{\Delta_{13}}{\Delta_{G_s=0}} \\ &= -\frac{g_{m1}K_1(Y_2 + g_{m2}K_2)}{(G_c + Y_2)(G_f G_c + Y_1 G_c + Y_1 G_f)} \\ &\quad \frac{-G_f(G_c + Y_2)}{+(Y_2 + g_{m2}K_2)(G_f G_c + Y_1 G_c + g_{m1}K_1 G_f)} \end{aligned} \quad (5-20)$$

入力임피던스  $Z_{if}$ 는

$$\begin{aligned} Z_{if} &= \frac{V_1}{I_1} = \frac{\Delta_1}{\Delta_{G_s=0}} \\ &= \frac{(G_c + Y_2)(G_s + G_f)}{(G_c + Y_2)(G_f G_c + Y_1 G_c + Y_1 G_f)} \\ &\quad \frac{+(Y_2 + g_{m2}K_2)G_c}{+(Y_2 + g_{m2}K_2)(G_f G_c + Y_1 G_c + g_{m1}K_1 G_f)} \end{aligned} \quad (5-21)$$

$$(5-22)$$

出力임피던스는 그림 5-3에서  $V_s=0$ 로 하고  $R_s$ 를 開放하고 出力端子에 電壓源  $V_2$ 를 連結하였을 時에 端子  $E_2$ 로 흐르는 電流를  $I_2$ 라 하면 式 (5-11)에서 左邊을  $[0 \ 0 \ I_2]^T$ 로 놓은 것과 같다.

따라서

$$\begin{aligned} Z_{of} &= \frac{V_2}{I_2} = \frac{\Delta_{33}}{\Delta_{G_s=0}} \\ &= \frac{(G_s + G_f + Y_1)}{(G_c + Y_2)(G_s + Y_1)G_f + (Y_2 + g_{m2}K_2)} \\ &\quad \frac{(G_c + Y_2)}{[(G_s + G_f + Y_1)G_c + g_{m1}K_1 G_f]} \end{aligned} \quad (5-23)$$

여기에 表示한  $A_{I_f}$ ,  $A_{V_{sf}}$ ,  $A_f$ ,  $Z_{if}$  및  $Z_{of}$ 의 完全한 式들은 너무 複雑함으로 그림 5-3의 等價回路에서 배이스分布抵抗  $r_{bb'}$ 를 無視하면 式 (5-11)에서  $Y_1 = \frac{1}{Z_1}$

$Y_2 = \frac{1}{Z_2}$  및  $K_1 = K_2 = 1$ 로 되어 以上の 式들을 다루기에 많이 便利하게 된다. 여기서  $A_{V_{sf}}$ 와 이 回路를 特徵지워주는  $A_f$ 에 關하여 좀더 解析하기로 한다. 式 (5-17)을  $s$ 의 多項式으로 整理하면

$$A_{V_{sf}} = -G_s \frac{ds + e}{as^2 + bs + c} \quad (5-24)$$

但

$$\begin{aligned} a &= C_1 C_{e2} (G_c + G_f + G_c) \\ b &= C_1 [(G_s + G_f)(G_c + g_{b'e2}) + G_c (g_{b'e2} + g_{m2})] \\ &\quad + C_{e2} (G_s' G_c + G_f G_c + G_s' G_f + G_s' G_c \\ &\quad + G_f G_c + g_{m1} G_f) \\ c &= (G_c + g_{b'e2}) (G_s' G_c + G_f G_c + G_s' G_f) \\ &\quad + (g_{b'e2} + g_{m2}) (G_s' G_c + G_f G_c + g_{m1} G_f) \\ d &= C_{e2} (g_{m1} - G_f) \\ e &= g_{m1} g_{m2} + g_{m1} g_{b'e2} - (G_c + g_{b'e2}) G_f \end{aligned} \quad (5-25)$$

그리고

$$G_s' = G_s + g_{b'e1}$$

그런데  $d \ll e$ 이므로  $d$ 를 無視하고 또한 各係數의 작은 콘덕턴스를 無視하면

$$\begin{aligned} A_{V_{sf}} &= -\frac{G_s}{G_f} \frac{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_{e2}}}{s^2 + \left( -\frac{g_{m1}}{C_1} - \frac{G_f}{G_c + G_f + G_c} \right)} \\ &\quad \frac{G_f}{\frac{G_c + G_f + G_c}{C_1 C_{e2}} + \frac{G_c}{G_c + G_f + G_c}} s + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_{e2}} \frac{G_f}{G_c + G_f + R_c} \end{aligned} \quad (5-26)$$

이것을 一般的으로 表示하면

$$A_{V_{sf}} = K \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (5-27)$$

여기에  $\zeta$ 는 damping ratio(制動比)이고

$$\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_{e2}}{C_1} \frac{g_{m1}}{g_{m2}}} \sqrt{\frac{G_f}{G_e + G_f + G_c}} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{C_{e2}} \frac{g_{m2}}{g_{m1}}} \sqrt{\frac{G_c}{(G_e + G_f + G_c)G_f}} \quad (5-28)$$

$\omega_0$ 는 natural frequency이고

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_{e2}}} \sqrt{\frac{G_f}{G_e + G_f + G_c}} \quad (5-29)$$

이다.

그림 5-2에서 첫째 트랜지스터 2n1613의  $h_{fe1}=80$ ,  $C_{e1}=80\text{pF}$ ,  $C_{c1}=20\text{pF}$ , 그리고  $I_{c1}=1.4\text{mA}$  따라서  $g_{m1}=54\text{m}\Omega$ 이다. 둘째 트랜지스터 2n722의  $h_{fe2}=80$ ,  $C_{e2}=80\text{pF}$ ,  $C_{c2}=4.5\text{pF}$  그리고  $I_{c2}=4\text{mA}$  따라서  $g_{m2}=154\text{m}\Omega$ 이다.

또한

$$G_c = \frac{1}{R_c} = \frac{1}{6.8K} = 1.5 \times 10^{-4}\Omega$$

$$G_e = \frac{1}{R_e} = \frac{1}{2.2K} = 4.5 \times 10^{-4}\Omega$$

$$C_1 = C_{e1} + (1 + g_{m1}R_c)C_{c1} = 7400\text{pF}$$

이 各數值를 式 (5-28)과 (5-29)에 代入하면

$$\zeta = 0.031 \sqrt{\frac{G_f}{6.0 \times 10^{-4} + G_f}} + \frac{12.15 \times 10^{-4}}{\sqrt{(6.0 \times 10^{-4} + G_f)G_f}} \quad (5-30)$$

$$\omega_0 = 1.18 \times 10^{10} \sqrt{\frac{G_f}{6.0 \times 10^{-4} + G_f}} \quad (5-31)$$

$R_f$ 를 바꾸었을때의 各值를 表로 表示하면 다음과 같다

$R_f(\Omega)$	200	300	1K	4.7K
$\zeta$	0.26	0.37	0.98 $\approx$ 1	3.05
$\omega_0$ (rad/sec)	$11.15 \times 10^9$	$10.86 \times 10^9$	$9.3 \times 10^9$	$2.95 \times 10^9$
Damp- ing	Under	Under	Critical	Over
Pole Position $s_1$ & $s_2$	$-\zeta\omega_0 \pm j\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2}$ $= (-2.90 \pm j10.76) \times 10^9$	$-\zeta\omega_0 \pm j\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2}$ $= (-4.02 \pm j10.10) \times 10^9$	$s_1 = s_2 = -\omega_0 = -9.3 \times 10^9$	$-\zeta\omega_0 \pm \omega_0 \sqrt{\zeta^2 - 1}$ $= -17.50 \times 10^9 \text{ \& } -0.50 \times 10^9$

다음에 이 線形增幅器의 基本增幅段을 이루고 있는 並列電壓歸還回路로서의 基本式을 誘導한다.

式 (5-20)에서  $r_{bb'}$ 와 작은 項들을 無視하고 整理하면

$$A_f = -\frac{g_{m1}}{g_{b'e1}G_c} \frac{1}{1 + G_f \frac{g_{m1}}{g_{b'e1}G_c} + \left( \frac{C_1}{g_{b'e1}} + \frac{C_{e2}G_f}{g_{b'e1}G_c} \frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right) s + C_1C_{e2} \frac{G_e + G_f + G_c}{g_{b'e1}G_c g_{m2}} s^2} \quad (5-32)$$

分母의 둘째項은 낮은 周波數에서 歸還이 없을때의 傳達利得

$$A = \frac{V_2}{V_1} = -\frac{g_{m1}}{g_{b'e1}G_c} \quad (5-33)$$

과 낮은 周波數에서의 歸還率

$$\beta = \frac{I_f}{V_2} = -G_f \quad (5-34)$$

의 積으로 되어있다. 또한 分母의 셋째項과 넷째項은  $g(s)$ 로 表示되므로 式 (5-32)는

$$A_f = \frac{A}{1 + A\beta + g(s)}$$

로 表示할 수 있고 이것은 式 (2-3)과 같으므로 2節에서 4節까지 叙述한 理論을 여기에 그대로 適用할 수 있다.  $R_f=1K$ 에 對한 數值計算을 하면

$$g_{b'e1} = \frac{g_{m1}}{h_{fe1}} = \frac{54 \times 10^{-3}}{80} = 6.75 \times 10^{-4}\Omega$$

$$A = -\frac{g_{m1}}{g_{b'e1}G_c} = -\frac{54 \times 10^{-3}}{(6.75 \times 10^{-4})(1.5 \times 10^{-4})} = -5.333 \times 10^5$$

$$\beta = -G_f = -10 \times 10^{-4} \quad A\beta = 533.3$$

따라서 式 (5-32)는

$$A_f = -\frac{5.333 \times 10^5}{(60.72 \times 10^{-15})s^2 + (11.24 \times 10^{-6})s + 534.3}$$

이式의 分母는 判別式  $b^2 - 4ac = 0$ 이므로 重根을 갖는다. 重根은

$$s = -\frac{b}{2a} = -9.26 \times 10^7$$

그러므로 時定數는

$$\tau' = -\frac{1}{s} = 10.8 \times 10^{-8}\text{sec}$$

따라서 階段入力에 對한 rise time은 式 (4-25)에 依하여

$$t_r = 3.4\tau' = 36.7 \text{ nsec}$$

### 5-4. 實驗 및 結果

線形增幅器를 構成하고 있는 基本增幅回路 그림 5-2의 電壓利得  $A_{V_{sf}}$ 는 式 (5-26)에 表示된 바와 같이 特性方程式이 復素周波數  $s$ 의 二次式으로 되어 있으므로 係數에 따라 underdamping, overdamping 및 critical damping의 세 境遇가 있을 것이 생각된다. 計算에 依하면 歸還抵抗  $R_f$ 가 1K일때 critical damping이 되고  $R_f < 1K$  일때 underdamping이 되며  $R_f > 1K$  일때에 overdamping이 된다. 이에 關한 實驗結果는 그림 5-5와 같다.

여기서 4-1節에서 叙述한 overshoot가 없고 rise time이 가장 짧은 것은 critical damping 일때임을 알 수 있다. 그런데 이 境遇의 電壓利得은 -1로서 利得이 없다. 따라서  $R_f$ 를 크게 하여 電壓利得을 높

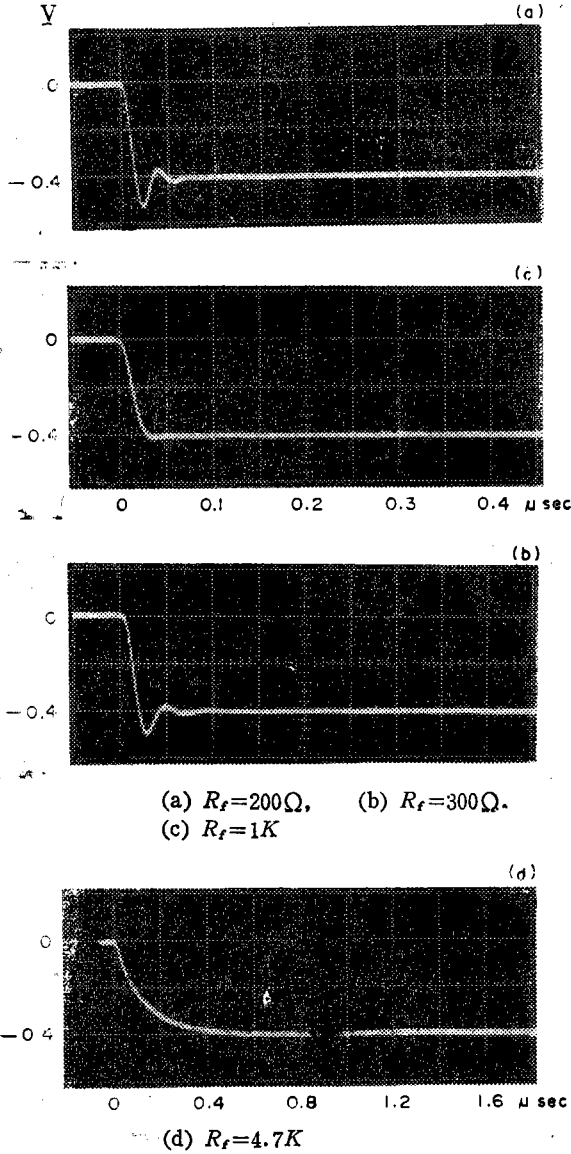


그림 5-5 基本增幅段의 step response  
Fig. 5-5 Step response of the basic amplifier.

이런 rise time이 길어지는 것을 알 수 있다. 그리하여 必要한 電壓利得을 얻는 同時에 rise time도 짧게 하기 爲하여  $R_f$ 와  $R_r$ 의 比만을 크게 하지 않고 그림 5-1의 構成圖와 같이 增幅段數를 決定한 것이다. 또한  $R_f=1K$  일때에 이 回路의 入力抵抗  $R_{if}$ 는 計算值  $1.6\Omega$ , 實驗值  $2.5\Omega$  出力抵抗  $R_{of}$ 는 計算值  $2.6\Omega$  實驗值  $2\Omega$ 을 얻었다. 그림 5-1의 構成圖로 되는 線形增幅器의 電壓利得은 約 1,000이었고  $93\Omega$ 의 負荷에 對하여 10V까지의 펄스를 얻을 수 있었다. 그림 5-6은 이 境遇의 波形을 表示한 것이다. 이 波形을 pulser의 出力端에 이 出力펄스를 放射能檢出器의 出

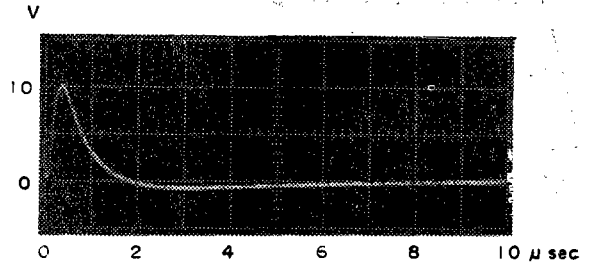


그림 5-6 線形增幅器의 出力波形  
Fig. 5-6 Output waveform of the linear amplifier.

力펄스로 simulation하기 爲한 charge terminator를 連結함으로써 얻어지는 波形을 線形增幅器의 入力에 印加해서 얻은 것이다.

이 波形의 rise time은 約  $0.2\mu\text{sec}$ 이고 펄스의 整形은 約  $1\mu\text{sec}$ 로 하였고 線形度는 0.05% 보다 적고 利得安定度는 그 變化를 測定할 수 없을 程度로 安定하였다. 이 線形增幅器의 出力波形의 rise time 보다 좁은 入力波形에 對한 安定度實驗은 이와같이 좁은 波形을 가지고 安全한 實驗을 하기가 困難하므로 增幅器의 rise time이 긴 歸還增幅器에 關하여 實驗을 하여 入力펄스의 幅이 增幅器의 rise time의  $\frac{1}{25}$ 인 펄스를 利用하여 出力펄스의 振幅의 變化率이 溫度  $30^\circ\text{C}$ 에서  $150^\circ\text{C}$ 까지  $\Delta v_2/v_2 \times 100 = 20\%$ 로써 約  $0.17\%/^\circ\text{C}$  程度로 安定도가 좋지 않았다.

이것은 入力波形의 幅이 增幅器의 rise time과 같이 될 때까지 安定도가 좋지 않았다. 이것으로 歸還增幅器의 安定도를 向上시키기 爲하여는 增幅器의 rise time이 計測할려는 入力波形의 幅보다 크게 되도록 設計하여야 한다는 것을 알 수 있다.

## 6. 結 論

歸還 펄스 線形 增幅器에 階段 電壓이나 放射能檢出器에서 나오는 信號와 같은 rise time이 짧은 入力電壓이 印加되면 出力電壓의 變化率과 中間帶域에서의 增幅度 A의 變化率과의 比로 表示되는 sensitivity function  $S(t)$ 는 定常項과 過渡項으로 表示되며  $t=0$ 에서 最大值를 갖고  $t=\infty$ 에서 過渡項이 0이 된다. 따라서 過渡狀態에서는 安定度 改善에 對한 歸還의 影響은 別로 有效하지 못하며 時間이 經過하면서 歸還의 效果가 나타난다.

그러므로 歸還 펄스 線形 增幅器에 빠른 入力電壓이 印加되면 出力電壓의 安定도는 增幅器의 rise time의 2~3배가 經過하여야 歸還效果도 나타난다. 이와 같은 制限을 줄이기 爲하여는 歸還增幅器의 rise time이 計

測할려는 入力펄스의 幅보다 적도록 하여야 한다.

階段電壓이 歸還 펄스 增幅器에 印加되었을 境遇에 는 增幅器의 時定數가 하나일 때가 두個일때보다 빨리 歸還效果가 나타난다.

放射能檢出器에서 나오는 信號 即 rise time이 0이 아니고 指數的으로 上昇하는 信號가 歸還增幅器에 印加되었을 境遇에는 增幅器의 時定數와 入力信號의 時定數의 比 即 增幅器의 rise time과 入力信號의 rise time의 比가 적을수록 出力波의 rise time이 짧다. 即 增幅器의 rise time이 짧을수록 出力波의 rise time이 짧다. 增幅器의 時定數가 하나일때와 두個일때를 比較하면 같은 時定數의 比에 對하여 하나의 時定數 일때가 rise time이 짧다. 또한 이 境遇에 時定數의 比가 적을때에 歸還效果가 빨리 나타나고 같은 時定數의 比에 對하여 하나의 時定數일때가 두個의 時定數일때보다 빨리 歸還效果가 나타난다. 따라서 時定數가 많은 增幅器에 있어서 出力波의 rise time을 짧게하고 利得安定度를 빨리 얻을려면 歸還을 더 많이 해서 增幅器의 rise time을 줄이는 것이 必要하다.

여기서 實際로 應用한 並列電壓 歸還增幅器에 對하여도 이 理論은 마찬가지로 適用되며 또한 낮은 周波數에서 살펴보면 이 增幅器의 入力抵抗이 적을수록 利得安定도가 좋다.

並列電壓 歸還增幅段의 高周波特性은 歸還抵抗  $R_f$ 의 값에 따른 傳達函數의 極點의 位置에 따라 critical damping이 되는  $R_f$ 의 값을 計算과 實驗으로 確認하였다. 따라서 이 增幅段은 이때에 overshoot가 없으면서 가장 짧은 rise time을 갖는다.

測定하려는 펄스보다 높은 펄스로 因한 增幅器의 過負荷는 다이오드 리미터를 利用함으로써 效果的으로 增幅器의 動作을 迅速히 回復시킬수 있다.

#### 謝意

本 研究를 進行하는데 있어서 여러가지의 方向提示와 指導를 하여주신 서울大學校 工科大学 電子工學科 李最漢 教授에게 深甚한 感謝를 드리며 또 여러가지 助言을 하여 주신 上記科 여러 教授에게 感謝하는 바입니다.

#### 參考文獻

1. K.F. Hatch; High Stability Nuclear Pulse Amplifier Analysis, IEEE Trans. on Nuclear Science, vol. NS-12, no. 1, pp. 314-324, February 1965

2. J. K. Millard and T. V. Blalock; A Linear, Wideband, Low-noise Amplifier Stage for Use in Nuclear Pulse Amplifiers, IEEE Trans. on Nuclear Science, vol. NS-17, no. 1, pp. 307-325, February 1970
3. E. Fairstein; Considerations in the Design of Pulse Amplifiers for Use with Solid State Radiation Detectors, IEEE Trans. on Nuclear Science, vol. NS-8, no. 1, pp. 129-139, February 1961
4. T. V. Blalock; Minimum-Noise Pulse Shaping with New Double Delay-Line Filters in Nuclear Pulse Amplifiers, The Review of Scientific Instruments, vol. 36, no. 10, pp. 1448-1456, October 1965
5. C. H. Nowlin; Pulse Shaping for Nuclear Pulse Amplifiers, IEEE Trans. on Nuclear Science, vol. NS-17, no. 1, pp. 226-241, February 1970
6. R. L. Chase; Nuclear Pulse Spectrometry, McGraw-Hill, 1961, p. 26
7. E. Fairstein and J. Hahn; Nuclear Pulse Amplifiers Fundamentals and Design Practice, Part I, Nucleonics, vol. 23, no. 7, pp. 56-61, July 1965; Part II, Nucleonics, vol. 23, no. 9, pp. 81-88, September 1965; Part III, Nucleonics, vol. 23, no. 11, pp. 50-55, November 1965; Part IV, Nucleonics, vol. 24, no. 1, pp. 54-60, January 1966; Part V, Nucleonics, vol. 24, no. 3, pp. 68-71, March 1966
8. S.S. Hakim; Feedback Circuit Analysis, Iliffe, 1966, p. 172
9. J. Millman and H. Taub; Pulse, Digital, and Switching Waveforms, McGraw-Hill, 1965, p. 136
10. H. W. Bode; Network Analysis and Feedback Amplifier Design, D. Van Nostrand, 1945, p. 52
11. F. C. Fitchen; Transistor Circuit Analysis and Design, second edition, D. Van Nostrand, 1966 p. 232
12. W. J. Price; Nuclear Radiation Detection, second edition, McGraw-Hill, 1964, p. 195