

負歸還펄스線形增幅器의 利得 安定度에 關한 研究

(A Study on the Gain Stability of Negative Feedback Pulse Linear Amplifier)

李 炳 璿

(Lee, Byung Suhn)

要 約

負歸還펄스線形增幅器에 階段電壓과 放射能檢出器에서 나오는 펄스와 같이 빠른 펄스를 印加하였을 境遇의 利得 安定度에 關하여 解析하였고 實驗하였다. 이들 빠른 入力電壓이 負歸還增幅器에 印加되면 出力電壓의 線形도와 安定도는 增幅器의 rise time 의 數倍가 經過하여야 歸還效果가 나타난다.

이 制限을 주리기 爲하여는 負歸還增幅器의 rise time 을 計測하려는 入力펄스의 幅보다 적도록 設計하여야 한다는 것을 表示하였다.

Abstract

The gain stability of the nuclear pulse amplifiers with negative feedback for such a fast pulse input as the step voltage or the nuclear radiation detector pulse is analyzed in detail and the experimental results are given.

It is shown that a few risetime should elapse to get the full effect of the negative feedback upon the linearity and the stability of the amplifiers for the fast pulse input, and to reduce this limitation the risetime of the negative feedback amplifier must be designed to be short compared with the width of the input pulse.

1. 序 論

放射能計測에 利用되는 線形增幅器(linear amplifier)를 設計하는데 있어서의 主要한 要求條件을 Millard 와 Blalock¹⁾가 記述한 것을 中心으로 要約하면 優秀한 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, 큰 信號對 雜音比, 入力임피던스 問題, 낮은 出力임피던스, 廣帶域 및 電源電壓의 安定度等 여러가지가 있고 이것들을 解決하기 爲한 繼續的인 여러가지 試圖가 되었고 따라서 많은 文獻도 나와 있다.

Fairstein 및 Harn²⁾은 歸還率(feedback factor) $1+A\beta$ 가 增加하면 歸還增幅器의 rise time 은 增加하고 整形된 펄스幅이 歸還增幅器의 rise time 과 같아지게 될 때 歸還이 出力電壓의 安定度에 미치는 效果에 關心을 表示하였다.

通常的인 負歸還增幅器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으로 歸還될 電壓이 없기 때문에 負歸還의 效果가 全혀 없다. 따라서 負歸還에 依한 線形도와 安定度の 效果는 出力電壓이 커짐에 따라 나타나기 始作하며 出力電壓이 그 最高值에 到達할 瞬間에도 充分히 나타나지는 않는다.

* 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 1973. 9. 18.

여기서는 階段電壓과 放射能檢出器에서 나오는 펄스와 같은 빠른 펄스를 負歸還 펄스線形增幅器에 印加하였을 境遇에 增幅器의 rise time의 數倍後에야 負歸還의 效果가 充分히 나타난다는 것을 解析的으로 表示하였고 實驗的으로 確認하였다. 이것으로 펄스의 幅이 아주 좁은 入力 펄스에 對하여도 出力電壓의 線形度와 安定度를 좋게 하기 爲하여는 負歸還펄스線形增幅器의 rise time을 入力펄스의 幅의 數分の一더 적게 되도록 設計하여야 한다는 것을 알 수 있다.

2. 周波數 및 時間領域에서의 利得 安定度解析

歸還이 없는 增幅器가 하나의 時定數를 가질 때 中間帶域에서의 利得을 A 라 하면 利得傳達函數³⁾는 $V_1(s)$ 를 入力電壓이라 하고 $V_2(s)$ 를 出力電壓이라 하면

$$A(s) = \frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{A}{1+s\tau} \quad (1)$$

로 表示된다. 이것을 一般的으로 表示하면⁴⁾

$$A(s) = \frac{A}{1+g(s)} \quad (2)$$

와 같다. 여기에 $g(s)$ 는 複素周波數 s 의 多項式이고 例를 들어 增幅器가 두 個의 時定數 τ_1 및 τ_2 를 가질 때는 $g(s) = s(\tau_1 + \tau_2) + s^2\tau_1\tau_2$ 로 表示된다.

다음에 그림 1과 같은 負歸還增幅器를 생각하면 그 利得傳達函數는

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

와 같이 表示된다.

A 의 작은 變化 ΔA 에 對하여

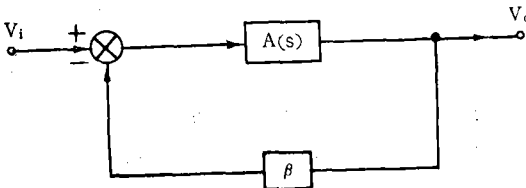


그림 1. 負歸還增幅器構成圖

Fig. 1. Block diagram of the negative feedback amplifier.

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

따라서

$$\begin{aligned} \frac{\Delta A_f(s)}{A_f(s)} &= \frac{1+g(s)}{1+A\beta+g(s)} \frac{\Delta A}{A} \\ &= \frac{\Delta A}{A} \frac{A_f(s)}{A(s)} \end{aligned} \quad (4)$$

正弦波電壓에 對하여 우리는 $\left| \frac{\Delta A_f(s)}{A_f(s)} \right| < \frac{\Delta A}{A}$

이면 歸還增幅器는 安定하다고 한다⁵⁾.

낮은 周波數에서 $|g(s)| < 1$ 일때 A 의 작은 變化에 對하여 $\frac{\Delta A_f(s)}{A_f(s)} \ll \frac{\Delta A}{A}$ 이면 歸還增幅器는 좋은 安定度를 갖게 되는데 그럴려면 $A\beta \gg 1$ 이어야 한다. 複素周波數 s 에서의 增幅度 $A_f(s)$ 의 變化率 $\frac{\Delta A_f(s)}{A_f(s)}$ 는 (4)에 依하여 A 의 작은 變化率 $\frac{\Delta A}{A}$ 에 負歸還을 하였기 때문에 생긴 增幅度의 減少率을 곱한 것과 같다.

正弦波에 對한 負歸還에 依한 安定度는 (4)로 잘 알 수 있으나 펄스와 같은 波形에 對한 安定度는 (4)로서는 分明하지 않다.

다음에 時間領域에서의 安定度解析을 하기 爲하여 入力電壓 $v_1(t)$ 의 Laplace 變換을 $V_1(s)$ 라 하면

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

出力電壓 $v_2(t)$ 는

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

이때 A 의 작은 變化 ΔA 에 對한 出力電壓의 變化는

$$\begin{aligned} \Delta v_2(t) &= \frac{\Delta A}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{\partial A_f(s)}{\partial A} V_1(s) e^{st} ds \\ &= \frac{\Delta A}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} V_1(s) \frac{1+g(s)}{[1+A\beta+g(s)]^2} e^{st} ds \end{aligned} \quad (7)$$

相對的變化는

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

$$= \frac{\Delta A}{A} \left\{ \frac{1}{1+A\beta} + \frac{A\beta}{1+A\beta} \frac{\int_{c-j\infty}^{c+j\infty} V_1(s) \frac{g(s)}{1+A\beta} 2^{\epsilon s'} ds}{\int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{V_1(s)\epsilon^{s'}}{1+\frac{g(s)}{1+A\beta}} ds} \right\}$$

$$= \frac{\Delta A}{A} S(t) \quad (8)$$

여기에 $S(t)$ 는 sensitivity function⁶⁾이고

$$S(t) = \frac{1}{1+A\beta} + \frac{A\beta}{1+A\beta} \sigma(t) \quad (9)$$

$$\sigma(t) = \frac{\int_{c-j\infty}^{c+j\infty} V_1(s) \frac{g(s)}{1+A\beta} 2^{\epsilon s'} ds}{\int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{V_1(s)\epsilon^{s'}}{1+\frac{g(s)}{1+A\beta}} ds} \quad (10)$$

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

앞에서 說明한 바와 같이 $\frac{\Delta v_2(t)}{v_2(t)} < \frac{\Delta A}{A}$ 면 歸還增幅器의 出力電壓은 歸還에 依하여 安定되었다고 한다. 따라서 $S(t) \ll 1$ 일수록 即 $A\beta \gg 1$ 일수록 安定度가 좋다. 다시 말하면 $S(t)$ 가 적을수록 A 의 變化에 對하여 出力電壓의 變化가 적다.

다음에 (10)의 $\sigma(t)$ 에 對하여 考察한다.

$$v_2(t) = \int_0^t v_2'(s) ds = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} A_f(s) V_1(s) \epsilon^{s'} ds$$

$$= \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{A}{1+A\beta+g(s)} V_1(s) \epsilon^{s'} ds$$

$$= \frac{A}{1+A\beta} \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{V_1(s)}{1+\frac{g(s)}{1+A\beta}} \epsilon^{s'} ds \quad (11)$$

따라서

$$v_2'(t) = \frac{A}{1+A\beta} \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{V_1(s)}{1+\frac{g(s)}{1+A\beta}} s \epsilon^{s'} ds \quad (12)$$

그러므로

$$L[v_2'(t)] = \frac{A}{1+A\beta} \frac{s V_1(s)}{1+\frac{g(s)}{1+A\beta}} \quad (13)$$

또한

$$V_2(s) = A_f(s) V_1(s) = \frac{A}{1+A\beta} \frac{V_1(s)}{1+\frac{g(s)}{1+A\beta}} \quad (14)$$

지금 $v_1(t) = u(t)$ 일때 $v_2(t)$ 를 $\frac{A}{1+A\beta}$ 로 normalize한 것을 $e_2(t)$ 라 하고 $e_2(0) = 0, e_2(\infty) = 1$ 이라하면 (14)에 依하여

$$L[e_2(t)] = \frac{1}{1+\frac{g(s)}{1+A\beta}} \frac{1}{s} \quad (15)$$

라고 論 수 있다. 그러면

$$L[1-e_2(t)] = \frac{1}{s} - L[e_2(t)]$$

$$= \frac{\frac{g(s)}{1+A\beta}}{1+\frac{g(s)}{1+A\beta}} \frac{1}{s} \quad (16)$$

(13)과 (16)의 convolution integral 을 하면 (13)의 $V_1(s) = \frac{1}{s}$ 이므로

$$L^{-1}\{L[v_2'(t)] \cdot L[1-e_2(t)]\}$$

$$= \int_0^t v_2'(s) [1-e_2(t-s)] ds$$

$$= L^{-1}\left\{ \frac{A}{1+A\beta} \frac{\frac{g(s)}{1+A\beta}}{\left[1+\frac{g(s)}{1+A\beta}\right]^2} \frac{1}{s} \right\}$$

$$= \frac{A}{1+A\beta} \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{\frac{g(s)}{1+A\beta}}{\left[1+\frac{g(s)}{1+A\beta}\right]^2} \frac{1}{s} \epsilon^{s'} ds \quad (17)$$

(17)을 (11)로 除하면 (11)의 $V_1(s) = \frac{1}{s}$ 이므로

$$\sigma(t) = \frac{\int_0^t v_2'(s) [1-e_2(t-s)] ds}{\int_0^t v_2'(s) ds} \quad (18)$$

分子의 $1-e_2(t-s)$ 에서 $e_2(t)$ 는 $e_2(0) = 0$ 이고 $e_2(\infty) = 1$ 이므로 $\sigma(0) = 1$ 및 $\sigma(\infty) = 0$ 임을 알 수 있다. 그리하여 sensitivity function $S(t)$ 는 最大值

$$S(0) = \frac{1}{1+A\beta} + \frac{A\beta}{1+A\beta} \quad (19)$$

에서 最小值 即 느린 電壓에 對한 值

$$S(\infty) = \frac{1}{1+A\beta} \quad (20)$$

로 減少한다.

3. 階段入力電壓에 對한 利得 安定度解析

時定數가 τ 인 歸還增幅器의 入力에

$$v_1(t) = \begin{cases} V_0 & t > 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} \quad (21)$$

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

$$\begin{aligned} V_2(s) &= \frac{A}{1+A\beta+s\tau} \frac{V_0}{s} \\ &= \frac{AV_0}{\tau} \frac{1}{\left(s + \frac{1+A\beta}{\tau}\right)s} \end{aligned} \quad (22)$$

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

$$\begin{aligned} v_2(t) &= V_0 \frac{A}{1+A\beta} (1 - e^{-\frac{t}{\tau'}}) \\ &= v_2(\infty)h(t) \end{aligned} \quad (23)$$

여기에

$$v_2(\infty) = V_0 \frac{A}{1+A\beta} \quad (24)$$

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau'}} \quad (25)$$

(23)으로 부터 A 의 작은 變化 ΔA 에 對하여

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

따라서

$$S(t) = \frac{1}{1+A\beta} + \frac{A\beta}{1+A\beta} \frac{1}{h(t)} \frac{t}{\tau'} e^{-\frac{t}{\tau'}} \quad (27)$$

(27)을 (9)와 比較하면

$$\sigma(t) = \frac{1}{h(t)} \frac{t}{\tau'} e^{-\frac{t}{\tau'}} \quad (28)$$

앞에서 說明한 바와 같이 $\sigma(0) = 1$ 및 $\sigma(\infty) = 0$ 이다. (28)에서 $h(t)\sigma(t)$ 는 $t = \tau'$ 에서 最大値를 가진다.

Rite time t_r 는

$$t_r = 2.2\tau' = 2.2 \frac{\tau}{1+AB} \quad (29)$$

$A\beta$ 를 크게 하면 負歸還增幅器의 安定도가 좋아지고 t_r 및 τ' 도 짧아진다.

$h(t)\sigma(t)$ 와 (25)의 $h(t)$ 의 時間에 對한 變化를 그린 것을 그림 2에 表示한다.

負歸還增幅器가 充分히 安定된 値에 到達하려

면 t_r 의 數倍되는 時間이 經過하여야 하나 負歸還이 없는 境遇보다는 相當히 改善된다.

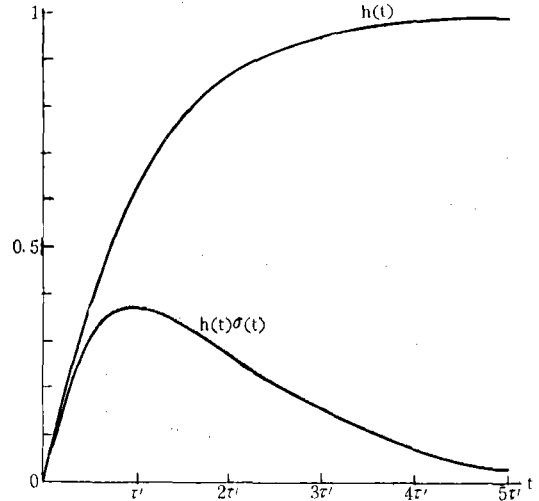


그림 2. (25) 및 (28)을 그린 曲線
Fig. 2. Plot of (25) and (28).

4. 放射能檢出器에서 나오는

펄스入力에 對한 利得 安定度解析

Radiation에 依하여 scintillation detector의 光電增幅管(photomultiplier tube)의 陽極에 흐르는 電流波形은 一般의으로 다음과 같이 表示할 수 있다.

$$i(t) = \begin{cases} I_0 e^{-\frac{t}{\tau_1}} & t > 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} \quad (30)$$

光電增幅管의 陽極回路는 그림 3과 같이 되어 있다. RC回路의 時定數 $\tau_2 = RC$ 가 NaI(Tl) crystal scintillation detector의 減衰時定數 τ_1 보다 훨씬 크도록 하면 前置增幅器에의 入力電壓 $v_1(t)$ 는 最小値 $V_0 = \frac{Q}{C}$ 를 갖게 된다. 여기서 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 여기서 $v_1(t)$ 를 求하기 爲하여

$$\begin{aligned} V_1(s) &= \frac{I_0}{s + \frac{1}{\tau_1}} \frac{\frac{1}{C}}{s + \frac{1}{RC}} \\ &= \frac{V_0}{\tau_1} \frac{1}{\left(s + \frac{1}{\tau_1}\right)\left(s + \frac{1}{\tau_2}\right)} \end{aligned} \quad (31)$$

의인 境遇에 對하여는 (32)에서 $\tau_2 = \infty$ 로 하면

$$v_1(t) = V_0(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}) \quad (34)$$

(34)는 크기가 V_0 인 階段電壓과 指數의 減衰電壓 $V_0 e^{-\frac{t}{\tau_1}}$ 의 差로 되어 있다. 이 電壓이 負歸還增幅回路에 印加되었을 때 出力電壓은 V_0 에 對한 것은 (23)에 依하여

$$V_{21}(t) = V_0 \frac{A}{1+A\beta} (1 - e^{-\frac{t}{\tau'}}) \quad (35)$$

그리고 $V_0 e^{-\frac{t}{\tau_1}}$ 에 對한 것은

$$\begin{aligned} V_{22}(s) &= V_0 \frac{A}{(1+A\beta+s\tau)(s+\frac{1}{\tau_1})} \\ &= V_0 \frac{A}{\tau} \frac{1}{(s+\frac{1+A\beta}{\tau})(s+\frac{1}{\tau_1})} \\ &= V_0 \frac{A}{1+A\beta} \frac{1}{\tau'} \frac{1}{(s+\frac{1}{\tau'})(s+\frac{1}{\tau_1})} \end{aligned} \quad (36)$$

따라서

$$v_{22}(t) = V_0 \frac{A}{1+A\beta} \frac{\tau_1}{\tau' - \tau_1} (e^{-\frac{t}{\tau'}} - e^{-\frac{t}{\tau_1}}) \quad (37)$$

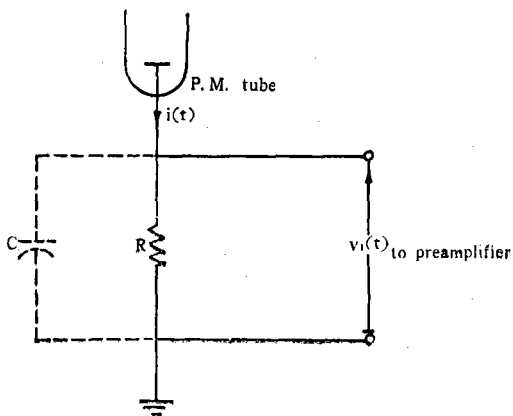


그림 3. 光電増倍管의 陽極回路

Fig. 3. Anode circuit of the photomultiplier tube.

따라서

$$v_1(t) = V_0 \frac{e^{-\frac{t}{\tau_2}} - e^{-\frac{t}{\tau_1}}}{1 - \frac{\tau_1}{\tau_2}} \quad (32)$$

이것을 圖示하면 그림 4와 같이 된다. $\tau_1 = \tau_2$ 일 때에는 (31)로 부터

$$v_1(t) = V_0 \frac{t}{\tau_1} e^{-\frac{t}{\tau_1}} \quad (33)$$

여기서 $\tau_1 = 0.2 \mu \text{ sec}$ 程度이고 $\tau_1 \ll \tau_2$ 인 一般

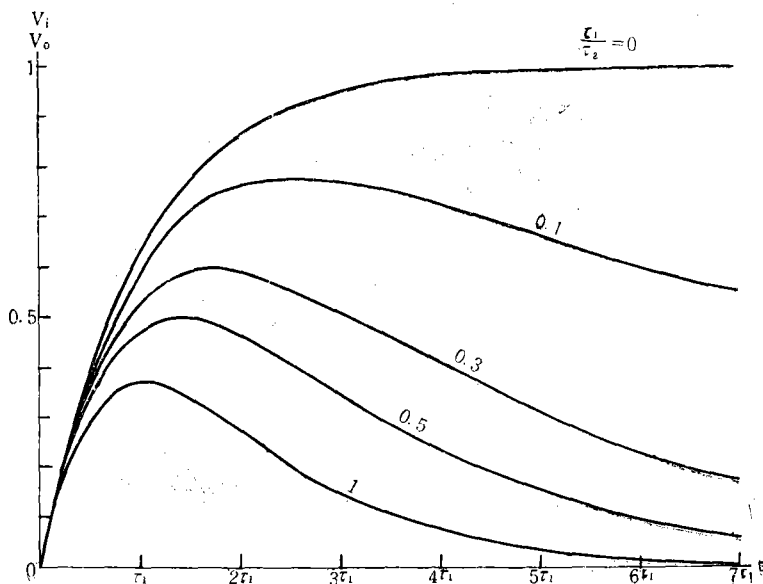


그림 4. (32)를 그린 曲線

Fig. 4. Plot of (32).

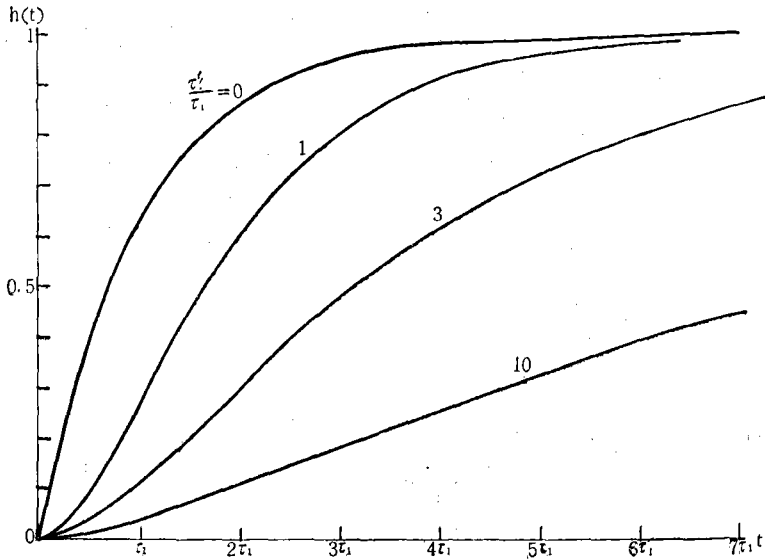


그림 5. (40)을 그린 曲線
Fig. 5. Plot of (40).

그러므로 出力電壓은 (35)와 (37)의 差를 만듬으로서

$$v_2(t) = v_{21}(t) - v_{22}(t)$$

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

$$= v_2(\infty) h(t) \tag{38}$$

여기에

$$v_2(\infty) = V_0 \frac{A}{1+A\beta} \tag{39}$$

$$h(t) = 1 - \frac{\epsilon^{-\frac{t}{\tau'}}}{1 - \frac{\tau_1}{\tau'}} - \frac{\epsilon^{-\frac{t}{\tau_1}}}{1 - \frac{\tau'}{\tau_1}} \tag{40}$$

(40)을 그리면 그림 5와 같이 된다.

$\tau_1 = \tau'$ 일 때에는 (36)의 $V_{22}(s)$ 는

$$V_{22}(s) = V_0 \frac{A}{1+A\beta} \frac{1}{\tau_1} \frac{1}{\left(s + \frac{1}{\tau_1}\right)^2} \tag{41}$$

가 되고 따라서

$$v_{22}(t) = V_0 \frac{A}{1+A\beta} \frac{t}{\tau_1} \epsilon^{-\frac{t}{\tau_1}} \tag{42}$$

이므로

$$v_2(t) = V_0 \frac{A}{1+A\beta} \left[1 - \left(1 + \frac{t}{\tau_1} \right) \epsilon^{-\frac{t}{\tau_1}} \right] \tag{43}$$

따라서

$$h(t) = 1 - \left(1 + \frac{t}{\tau_1} \right) \epsilon^{-\frac{t}{\tau_1}} \tag{44}$$

(38)로 부터 A 의 작은 變化 ΔA 에 對하여

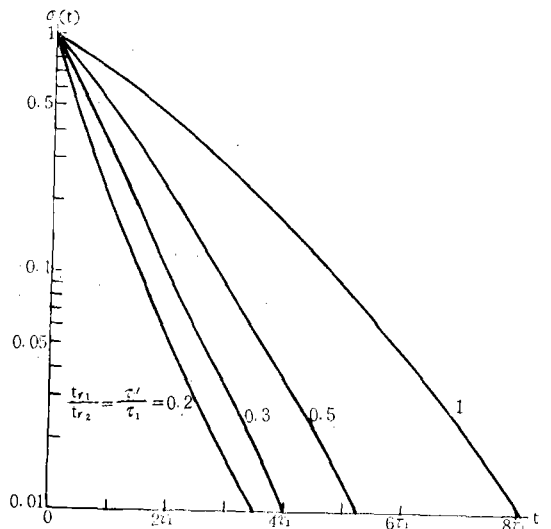


그림 6. (46)을 그린 曲線
Fig. 6. Plot of (46).

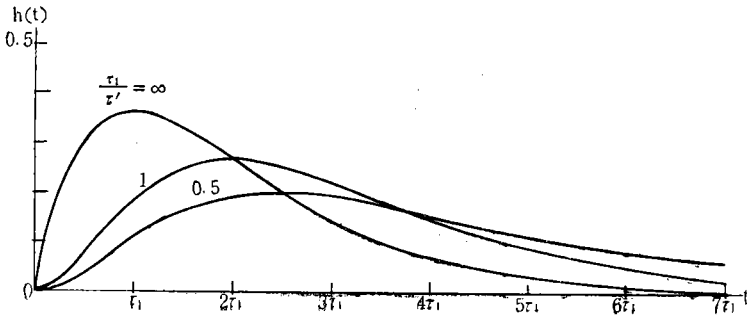


그림 7. (50)을 그린 曲線
Fig. 7. Plot of (50).

$$\frac{\Delta v_2(t)}{v_2(t)} = \frac{\Delta A}{A} \left\{ \frac{1}{1+A\beta} + \frac{A\beta}{1+A\beta} \frac{\frac{\tau'}{\tau_1}}{h(t)\left(1-\frac{\tau'}{\tau_1}\right)^2} \right\} \quad \sigma(t) = \frac{\frac{1}{2}\left(\frac{t}{\tau_1}\right)^2}{\epsilon^{\frac{t}{\tau_1}} - \left(1 + \frac{t}{\tau_1}\right)} \quad (47)$$

$$\left[\epsilon^{-\frac{t}{\tau_1}} - \epsilon^{-\frac{t}{\tau'}} + \left(\frac{t}{\tau_1} - \frac{t}{\tau'}\right) \epsilon^{-\frac{t}{\tau'}} \right] \quad (45)$$

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

$$\left[\epsilon^{-\frac{t}{\tau_1}} - \epsilon^{-\frac{t}{\tau'}} + \left(\frac{t}{\tau_1} - \frac{t}{\tau'}\right) \epsilon^{-\frac{t}{\tau'}} \right] \quad (46)$$

(46)을 그린 것을 그림 6에 表示한다. $\tau_1 = \tau'$ 일 때에는 (46)의 分子와 分母가 모다 0이 되어 不定이 되므로 極限值를 求하면

따라서

$$v_2(t) = V_0 \frac{A}{1+A\beta} \left[\frac{1}{\left(1 + \frac{\tau_1}{\tau'}\right)\left(\frac{\tau'}{\tau_1} - 1\right)} \left(\epsilon^{-\frac{t}{\tau'}} - \epsilon^{-\frac{t}{\tau_1}}\right) + \frac{1}{1 - \frac{\tau'}{\tau_1}} \frac{t}{\tau_1} \epsilon^{-\frac{t}{\tau_1}} \right] \quad (49)$$

그러므로

$$h(t) = \frac{1}{\left(1 - \frac{\tau_1}{\tau'}\right)\left(\frac{\tau'}{\tau_1} - 1\right)} \left(\epsilon^{-\frac{t}{\tau'}} - \epsilon^{-\frac{t}{\tau_1}}\right) + \frac{1}{1 + \frac{\tau'}{\tau_1}} \frac{t}{\tau_1} \epsilon^{-\frac{t}{\tau_1}} \quad (50)$$

(50)을 그린 것을 그림 7에 表示한다. $\tau_1 = \tau'$ 일 때에는 (48)에 依하여

$$v_2(t) = V_0 \frac{A}{1+A\beta} \frac{1}{2} \left(\frac{t}{\tau_1}\right)^2 \epsilon^{-\frac{t}{\tau_1}} \quad (51)$$

따라서

$$h(t) = \frac{1}{2} \left(\frac{t}{\tau_1}\right)^2 \epsilon^{-\frac{t}{\tau_1}} \quad (52)$$

(49)는 A의 작은 變化 ΔA 에 對하여

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

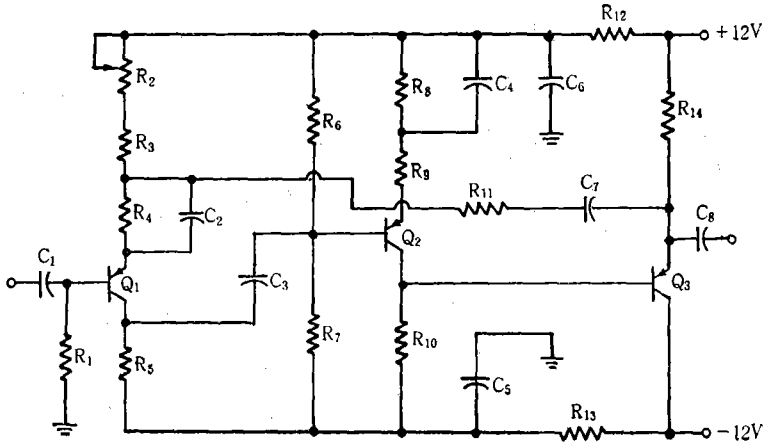


그림 8. 直列電壓歸還增幅器
Fig. 8. Voltage-series feedback amplifier.

$$-\frac{1}{\left(\frac{\tau'}{\tau_1}-1\right)\left(1-\frac{\tau_1}{\tau'}\right)}\left(\frac{t}{\tau'}\epsilon^{-\frac{t}{\tau'}}+\frac{t}{\tau_1}\epsilon^{-\frac{t}{\tau_1}}\right) \quad (53)$$

따라서

$$\sigma(t) = \frac{1}{h(t)} \left[\frac{\tau_1}{\tau'} \frac{1+\frac{\tau'}{\tau_1}}{\left(\frac{\tau'}{\tau_1}-1\right)\left(1-\frac{\tau_1}{\tau'}\right)^2} \left(\epsilon^{-\frac{t}{\tau'}}-\epsilon^{-\frac{t}{\tau_1}}\right) - \frac{1}{\left(\frac{\tau'}{\tau_1}-1\right)\left(1-\frac{\tau_1}{\tau'}\right)} \left(\frac{t}{\tau'}\epsilon^{-\frac{t}{\tau'}}+\frac{t}{\tau_1}\epsilon^{-\frac{t}{\tau_1}}\right) \right] \quad (54)$$

5. 實 驗 結 果

負歸還펄스線形增幅器에 빠른 펄스가 印加되었을 時의 出力펄스의 安定度를 그림 8의 直列電壓歸還增幅器를 利用하여 實驗하였다. 이 回路⁸⁾는 增幅器의 rise time이 $t_r=25\mu\text{sec}$ 로 좀 길고 closed loop 電壓利得이 25 程度로 比較的 적게 設計된 것으로서 펄스 發生器를 使用하는데 있어서 펄스幅은 $1\mu\text{sec}$ 程度로 좀 넓고 振幅이 0.5V 程度로 比較的 큰것을 利用하여 安定한 實驗을 할 수 있다.

增幅器의 溫度를 올리는데 있어서는 增幅器 全體의 溫度를 올리지 않고 첫 段의 트랜지스터 Q1 만을 極部的으로 加熱하여 溫度를 上昇시켰다. 펄스幅이 增幅器의 $t_r=25\mu\text{sec}$ 의 1/25인 $1\mu\text{sec}$ 이고 0.5V의 振幅을 入力으로 利用하였

을 境遇의 出力振幅의 變化率은 溫度 30°C 에서 150°C 까지 $\Delta v_2/v_2 \times 100=20\%$ 로서 約 $0.17\%/^\circ\text{C}$ 程度로 安定度가 좋지 않았으며 t_r 의 2배 및 4배인 $50\mu\text{sec}$ 와 $100\mu\text{sec}$ 의 幅을 갖는 入力펄스를 利用하였을 境遇에는 出力振幅의 變化를 測定할 수 없을 程度로 安定하였다.

6. 結 論

負歸還펄스線形增幅器에 階段電壓과 放射能檢出器에서 나오는 펄스와 같이 빠른 펄스를 印加하면 出力電壓의 線形度와 安定度는 增幅器의 rise time의 數倍가 經過하여야 歸還效果가 나타난다.

直列電壓歸還增幅器에 增幅器의 rise time의 1/25되는 幅을 갖는 펄스를 印加시키고 增幅器의 溫度를 30°C 에서 150°C 까지 올렸을 時의 出力電壓의 安定度는 約 $0.17\%/^\circ\text{C}$ 程度로 좋지 않았

으며 rise time의 2배 및 4배 되는 幅을 갖는 펄스를 印加하였을 境遇에는 安定度가 大端히 좋았다.

따라서 빠른 펄스를 計測하는 負歸還 펄스線形增幅器를 設計하는데 있어서는 計測할려는 入力펄스의 幅보다 增幅器의 rise time이 적도록 設計하여야 出力電壓의 所期の 線形도와 安定度를 얻을 수 있다.

本研究를 進行하는데 있어서 여러가지의 方向提示와 指導를 하여 주신 서울大學校 工科大學 電子工學科 李晟漢教授에게 深甚한 謝意를 表합니다.

參 考 文 獻

1. 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.
2. E. Fairstein and J. Hahn; Nuclear Pulse Amplifiers--Fundamentals and Design Practice, Part IV, Nucleonics, vol. 24, no. 1, pp. 54-60, January 1966.
3. J. Millman and H. Taub; Pulse, Digital, and Switching Waveforms, McGraw-Hill, 1965, p. 136.
4. S. S. Hakim; Feedback Circuit Analysis, Iliffe, 1966, p. 172.
5. H. W. Bode; Network Analysis and Feedback Amplifier Design, D. Van Nostrand, 1945, p. 52.
6. F. C. Fitchen; Transistor Circuit Analysis and Design, second edition, D. Van Nostrand, 1966, p. 232.
7. W. J. Price; Nuclear Radiation Detection, second edition, McGraw-Hill, 1964, p. 195.
8. 李炳璿; 線形計數率計에 관한 研究, 電子工學會誌, 第8卷, 第6號, pp. 269-217, 1971年 12月