

論 文  
15-4-3

# 트랜지스터 計數率計

(Transistorized Counting-Rate Meter)

鄭 萬 永\* 朴 桂 永\*\*  
(Man Yung Chung) (Ke Young Park)

### Abstract

A transistorized counting-rate meter was designed by substituting one of diodes in the ordinary diode pumping circuit by the Darling's constant current source. Its circuit is so simple and stable that it is proper to use as a part of portable radiation detectors. Maximum readable counting rate is well above 100 kc/s and the linearity is very good. Output deviations due to the variations of ambient temperatures are less than 5% in the temperatures from 20°C to 40°C.

### 1. 序 論

最近 高速度用 트랜지스터가 開發됨에 따라 從來의 眞空管式 放射線計測機器는 漸次로 트랜지스터化 되고 있다.

本研究에서는 放射線計測機器 開發의 一環으로 트랜지스터化한 計數率計(Counting-Rate Meter)를 開發하였다. 이는 小型 輕量化 되었으며 回路가 簡單할 뿐만 아니라 安定度가 매우 높다.

計數率計라 함은 入力펄스(Pulse)信號 個個의 數를 正確히 計數하는 것 보다는 單位時間當의 計數率을 D'Arsonval型 直流電壓計 또는 自己記錄計(Recorder)上에 表示하는 裝置로서 計數率의 變化를 直接 圖表上에 나타낼 수 있는 特徵이 있음으로 携帶用의 放射線計測器 放射線強度 및 檢出器動作의 監視裝置 等 널리 使用된다.

計數率計는 一般의 第 1 圖와 같은 系統圖를 가지고 있다. 即 지, 엠 카운터 또는 신틸레이션 카운터에서 나오는 出力펄스는 增幅器를 거쳐 波高選別器에 의하여 指定波高以上の 펄스를 選別한後 펄스成形하고 펌핑回路(Pumping Circuit)에 보내진다. 펌핑回路의 出力

에는 計數率에 正比例하는 直流電壓이 發生하고 이電壓은 直流增幅器를 거쳐 直流電壓計에 指示되거나 自己記錄計에 記錄된다.

이 計數率計를 트랜지스터化 하는데는 펌핑回路의 性質上, 入力입력단수가 數 10M 程度로 큰 直流電壓增幅器를 設計하여야 하고 熱的漂流(Thermal Drift)를 거의 零으로 하여야 하는 難問題에 부딪치게 된다. 本 研究에서는 定電流電源回路를 利用하여 이 問題를 解決하였다. 即 幅 1 μSec, 波高 5 Volt 程度의 펄스를 微分한 後 이것을 콜렉터 接合形 單安定벌타미브레이터(Multivibrator)로서 펄스成形하고 다이오드 펌핑回路의 달링톤(Darlington)定電流電源回路로 置換하여 直流電壓增幅段 없이 直接 直流電流計 또는 自己記錄計에 接續하여 使用할 수 있도록 하였다.

USE PORTABLE RADIATION DETECTOR,  
RADIATION FLUX INTENSITY MEASUREMENT,  
MONITORING FOR OPERATION OF DETECTION SYSTEM, ETC

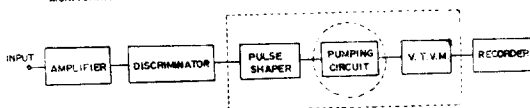
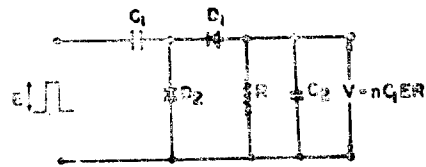


그림 1. 計數率計의 系統圖



CONDITION :  $C_1 \ll C_2, V \ll E$

CHARGE IN  $C_1$  :  $q = C_1 E$

OUTPUT VOLTAGE :  $V = nqR = nC_1 ER$

STANDARD DEVIATION :  $\Delta V = C_1 E \sqrt{\frac{nR}{2C_2}}$

PERCENTAGE DEVIATION :  $\frac{\Delta V}{V} = \frac{100}{\sqrt{2nRC_2}}$

그림 2. 基本 펌핑 회로

### 2. 다이오드 펌핑회로(Diode Pumping Circuit)

計數率計는 入力펄스의 數에 比例하여 콘덴서 兩端에

\* , \*\* 原子力 研究所 電子工學研究室  
Electronics Division, Atomic Energy Research Institute

直流電壓을 充電시키고 이 電壓을 測定함으로써 그에 對應하는 計數率을 알 수 있는 것이다.

第 2 圖의 計數率計 基本回路에서  $C_1 \ll C_2$ ,  $V \ll E$  이며,  $\frac{1}{n} - T > 5RC_2$ 의 條件이 滿足한다고 假定하면  $C_1$ 에 充 電되는 電氣量  $q$ 는

$$q = C_1 E \dots\dots\dots(1)$$

이고 出力電壓  $V$ 는

$$V = nqR \dots\dots\dots(2)$$

$$= nC_1 ER \dots\dots\dots(2)$$

로 表示되어 出力電壓은 入力펄스의 單位時間量 펄스數 (Pulse Repetition Rate: 以下 PRR 라함)  $n$ 에 比例하게 된다. 但  $T$ 는 펄스幅을 意味한다.

지금  $J$ 와  $J+dJ$  時間동안에  $RC$  탱크 回路에 形成된 電壓은  $(qndJ)/C_2$  이고 이 電壓이  $t-J$  秒 後에는 放電 하여  $[qndJ)/C_2] \exp[-(t-J)/RC_2]$ 로 될 것이다.

그런데 放射線物質의 自然崩壞는 Poisson 分布曲線을 따르고 있음으로 電壓  $(qndJ)/C_2$ 에 對한 標準偏差는  $[q(ndJ)^{1/2}]/C_2$  이고 電壓  $[qndJ)/C_2] \exp[-(t-J)/RC_2]$ 에 對한 標準偏差는  $\sigma_v = [qndJ^{1/2}]/C_2 \exp[-(t-J)/RC_2]$ 로 表示할 수 있다.

任意的 時間  $t$ 에서의 出力電壓  $V$ 의 分散  $\sigma_v^2$ 은 時間  $t$  以前의 모든 時點에서의 分散  $\sigma_v^2$ 의 總和와 같아야 하므로

$$\sigma_v^2 = \int_{-\infty}^t \frac{q^2 n}{C_2} \epsilon^{-\frac{2(t-f)}{RC_2}} \cdot dJ = \frac{Rq^2 n}{2C_2} \dots\dots\dots(3-a)$$

$$\therefore \sigma_v = q \sqrt{\frac{Rn}{2C_2}} \dots\dots\dots(3-b)$$

이다. (1)式과 (3)式에 依하여 出力電壓  $V$ 에 對한 標準偏差는

$$\sigma_v = C_1 E \sqrt{\frac{Rn}{2C_2}} \dots\dots\dots(4)$$

로서 表示된다. 따라서 標準誤差는

$$\frac{\sigma_v}{V} = \frac{100}{V 2nRC_2} \dots\dots\dots(5)$$

이다. (2)式과 (5)式을 綜合하여 보면 出力電壓은  $R$  值가 變化함에 따라 變化함으로써 直流電壓計의 指示範圍를 바꿀때에는 이 抵抗值를 變化시키고 標準誤差를 變化시키기 爲해서는 容量  $C_2$ 를 變化시키면 된다. 이때  $C_2$ 를 크게하여 標準誤差를 적게 하면  $RC_2$  時定數가 크게 됨으로 入力펄스數가 갑자기 變化할때에 그 應答速度가 늦어지는 缺點이 생긴다.

以上에서는 出力電壓이 入出力電壓에 比較하여 매우 작은 境遇를 論하였으나 出力電壓이 比較의 큰 值가 되면 (2)式은 滿足하지 않는다.  $W - E \gg V$ 의 關係式이 滿足되지 않으면 펄스가 하나 들어올때 充電되는 量은  $(E-V)C_1$ 이 될것 임으로 出力電壓  $V$ 는

$$V = \frac{EnCR}{1+nC_1R} \dots\dots\dots(6)$$

이다. 常用되는 代表的인 펌핑回路의 例를 第 3 圖에 提示하였다.

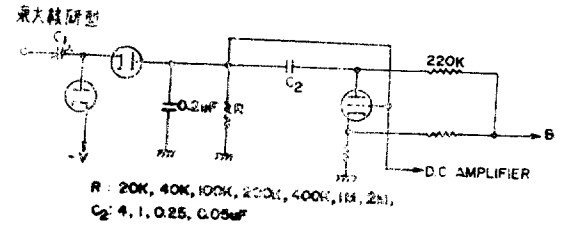
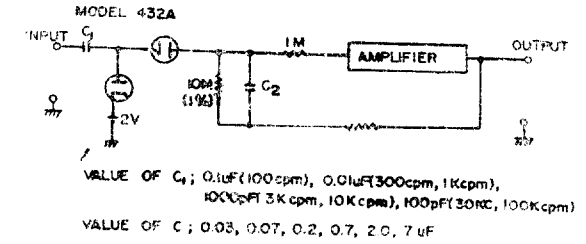


그림 3. 代表的인 펌핑回路

一般的으로 出力電壓의 直線性을 補償하기 爲하여 밀러(Miller) 積分回路, 또는 부운스트랩(Bootstrap) 回路를 利用하고 있다. 어느 回路나 入力입피단스가 크고 安定한 直流增幅器를 設計하여야 된다. 그러나 트랜지스터를 使用하여 이와 같은 特性을 갖인 直流增幅를 設計하기는 매우 困難하다.

### 3. 定電流電源을 利用한 펌핑回路

第 4 圖와 같이  $RC$  탱크 回路에 定電流電源에 依하여 電流  $I$ 가 一定하게 流入한다고 하면 탱크 回路 兩端의 電壓  $V=IR$ 로 되고 入力電流  $I$ 가 入力펄스의 PRR에 比例한다고하면 結果의으로  $V$ 는 PRR에 比例하게 된다.

CONSTANT CURRENT SOURCE



그림 4. (a) 定電流電源을 利用한 탱크회로 (b) 트랜지스터를 利用한 定電流電源

지금 第 4 圖 (b)와 같은 베이스 接地 트랜지스터 回路를 考慮하여 보면 콜렉터 回路側에  $I = \alpha \left( \frac{V_{ee} - V_b}{R_e} \right)$ 인 定電流電源이 된다. 여기서  $e$ 에 덧붙여 흐르는 電流  $I_e$

는 콜렉터에  $I_c = \alpha I_e$  로 되어 나오므로 트랜지스터 하나를 사용하여 定電流電源을 設計할때는  $(1-\alpha)I_e$  만큼의 電流損失이 생긴다.

그러므로 트랜지스터를 두개 使用하여 달링톤接續을 하여 實効  $\alpha$  를 높였다. 특히 여기에서는 溫度의 影響을 적게 하기 爲해서 NPN 型, PNP 型 한쌍으로 補償 달링톤定電流電源(Complementary Darlington's Constant Current Source)을 第5圖 (a)와 같이 設計 하였다. 이 回路에서 實効電流增幅率은

$$\alpha_{eff} = [1 - (1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2)] \dots\dots\dots(7)$$

로 된다. 例를들어  $\alpha_1 = 0.97$   $\alpha_2 = 0.97$  이라 하면  $\alpha_{eff} = 0.991$  로 되어 定電流回路에서의 損失은 거의 零에 接近하게 된다. 펌핑 回路의 回路圖는 第5圖(b)와 같다. 入

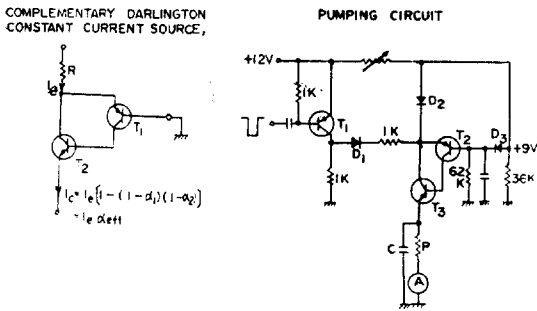


그림 5. (a) 補償 달링톤定電流 電源回路 (b) 펌핑 回路

力에 一定한 PRR의 펄스를 印加하고 出力回路의 R를 變化시켜 出力電壓을 變化시키면서 이 펌핑 回路의 直線性을 檢討해본 結果 出力電壓이 約 6 Volt 程度까지는 直線性이 維持됨을 第8圖에서 알 수 있었다. 이때 萬一 다이오드 펌핑 回路에서 이 出力電壓을 얻으려면 約 30%의 誤差가 생기게 된다.

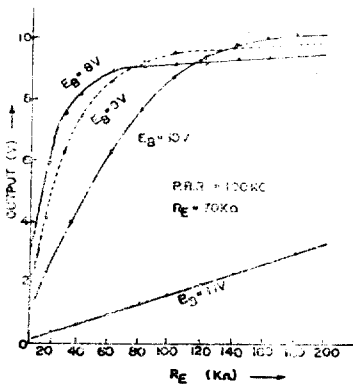


그림 6. 탭크 저항  $R_E$ 의 變化에 對한 出力電壓의 變化 曲線

한편 周圍 溫度 變動에 對한 熱的 漂流를 적게 하기 爲해서 실리콘 트랜지스터를 使用하였다.

4. 實驗結果

計數率計 全體回路를 第7圖에 圖示하였다. 入力펄스의 PRR에 對한 周波數特性을 50C/S~20kC/S의 周波數範圍內에서 測定한 結果는 第8圖 및 第9圖와 같다. 이때 트랜지스터 2N 1131의 베이스電壓을 파라미터

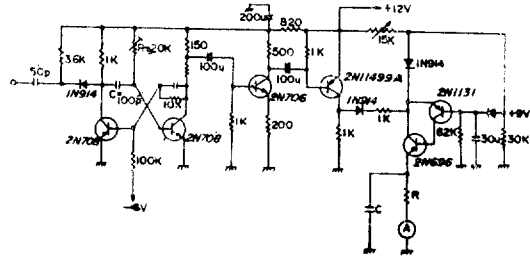


그림 7. 計數率計 回路

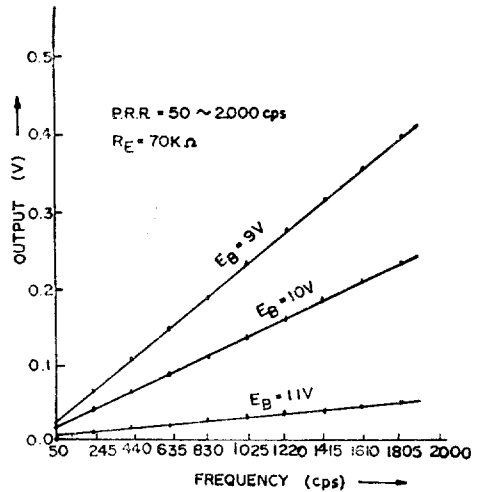


그림 8. 出力電壓의 PRR 特性(50C/S~2000C/S)

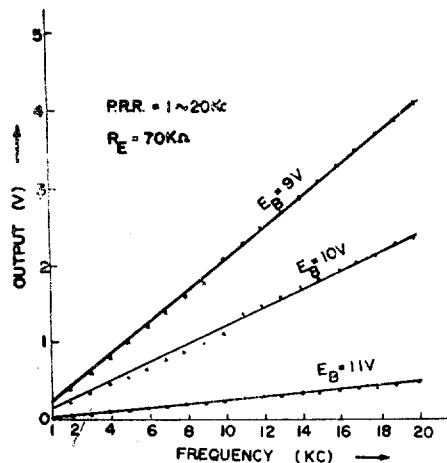


그림 9. 出力電壓의 PRR 特性(1KC/S~20KC/S)

(Parameter)로 하였다. 이때에 펄핑회로의 직선성을考慮하여 出力電壓이 最大 4 Volt 되도록 탱크회로의 抵抗值를 定하였다.

한편 이 計數率計의 溫度特性을 測定하기 爲하여 PR R · 10 KC, 周圍溫度 20°C~60°C 範圍에서 出力電壓을 測定하여 본 結果는 第10圖의 같다. 周圍溫度가 上昇함에 따라 出力電壓이 增加하는 原因은 트랜지스터 2N 1131의 에미터-베이스間의 電壓의 溫度特性 即,  $\frac{\partial V_{eb}}{\partial T} \approx -2.5 mV/^{\circ}C$ 에 依한것으로 思慮된다. 이 熱的漂流를 補償하기 爲하여 다이오드 1N 914를 使用하여 變動率을

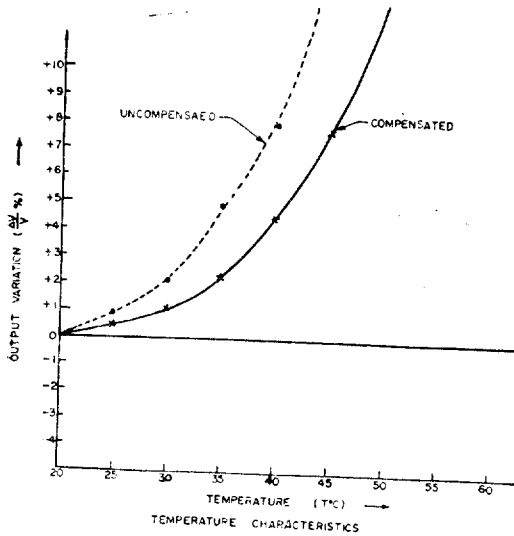


그림 10. 計數率計의 周圍溫度에 依한 漂流



그림 11. 트랜지스터화 計數率計(前面)



그림 12. 트랜지스터화 計數率計(背面)

20°C~40°C 範圍에서 5% 以內로하여 一般携帶用으로서 는 支障이 없게 하였다. 實驗에 依하면 計數率이 100 KC/S 까지도 直線的으로 動作하였다. 第11圖 및 第12圖의 寫眞은 試作한 計數率計이다.

### 5. 結 論

트랜지스터화 計數率計를 設計하는데 있어서 달링頓 定電流電源을 利用하여 設計하면 回路가 簡單하고 直線性도 좋다. 트랜지스터 2N 1131과 2N 696을 한쌍으로 使用한 結果, 計數率 100KC/S 까지 直線性이 維持되었다. 溫度範圍 20°C~40°C에서 出力誤差를 5%以外로 줄였으며 小形이고 堅固하여 携帶用 計數率計로서 適合하게 하였다.

### 參 考 文 獻

- 1) E. Dissing-Sørensen, A Transistorized Counting-Rate Meter, Ins. and Mea. Vol. II, P. 525, Academic Press, New York, 1961.
- 2) Ebers, J.J. and Moll, J.L., Large Signal Behavior of Junction Transistors, Proc. IRE, Vol 42, No. 12, P. 1761 Dec. 1954.
- 3) W.J. Price, Nuclear Radiation Detections, P. 52 and P. 349, McGraw-hill, New York 1958.
- 4) L.M. Vallese, Temperature Stabilization of Transistor Amplifiers, AIEE Trans, Part 1. P. 379 Sept. 1956.

(1966年 12月 26日 接受)