

放射線監視裝置에 관한 研究

A Study on the Radiation Monitor

李 炳 璿*

(Lee, Byung Suhn)

要 約

γ 線 또는 β 線의 放射線에 依한 汚染을 迅速히 發見하고 그러한 危險이 있는 場所의 計數率을 恒常 監視할 수 있는 放射線 監視裝置에 關한 研究이다.

이 裝置에 使用되는 回路中 펄스 增幅器에 關한 詳細한 解析을 하였으며 波高選別回路의 設計式을 誘導하였다.

裝置는 完全 트랜지스터化 하였고 放射線의 計數率은 最高 10 k pps 까지 미터로 읽을 수 있는 同時에 擴聲器로도 들을 수 있게 하였다.

Abstract

It is described about radiation monitor which can be used for rapidly checking the contamination caused by gamma and beta radiation, and for constantly monitoring such a probable hazardous area.

In the circuits used in this device, a detailed analysis on the pulse amplifier and the design formulae of the discriminator circuit is presented.

The device is all transistorized and the counting rates are audible through speaker besides being read by meter to the extent of maximum 10 k pps.

1. 序 論

原子力 發電所의 原子爐 建物內에나 放射性 同位元素를 取扱하는 研究室, 病院 또는 工場 같은 데는 恒常 어느 程度의 放射能이 存在하며 放射性 汚染의 危險이 있고 특히 放射化學研究室 같은 데는 그 危險性이 더욱 甚하다. 그리하여 그들 場所의 汚染與否를 恒常 監視하며 언제나 許容線量以下로 維持하는 것이 大端히 重要하다.

여기서는 G-M 計數管을 利用한 放射線監視裝置에 關한 研究結果를 記述하였다. 이 裝置는 γ

線 및 β 線에 依한 計數率을 最高 10 k pps 까지 低領域, 中間領域 및 高領域의 3個領域으로 나누어 計數할 수 있게 하였으며 同時에 擴聲器로 들을 수 있게 하였다.

裝置는 完全 트랜지스터化 되어 있어서 小型이고 安定한 動作을 할 수 있다. 이에 使用되는 回路中 펄스 增幅器에 關한 詳細한 解析을 하였으며 Schmitt trigger 波高選別器의 設計式을 誘導 하였고 其他 回路는 重要한 設計值 및 實驗結果 등을 提示하였다.

2. 裝置의 構成

G-M 計數管은 大端히 큰 出力임피던스를 가진

* 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 Reserch Institute.
接受日字: 1973. 3. 28

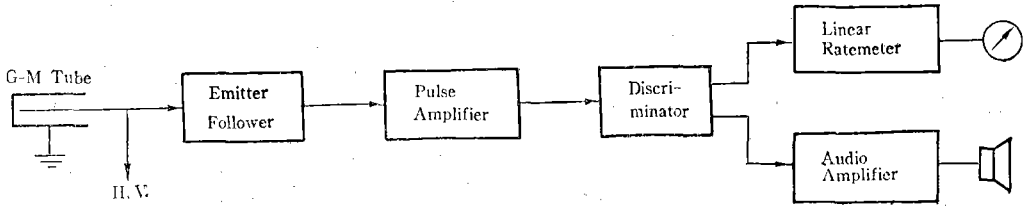


그림 1. 放射線監視裝置의 構成圖
Fig. 1. Block-diagram of radiation monitor.

電荷發生器(electric charge generator) 即 電流發生器라고 생각할 수 있다. $G-M$ 計數管과 電子回路와의 結合은 電壓型(voltage mode)와 電流型的 두가지로 할 수 있는데 여기서는 前者를 擇하였다.

$G-M$ 計數管을 利用한 放射線監視裝置의 構成圖를 그림 1에 表示한다. $G-M$ 計數管과 펄스形成回路에서 形成된 負의 펄스는 高入力 임피던스를 가진 emitter follower로 傳達되고 다시 負饋還 펄스 增幅器에서 10V 程度로 增幅되어 波高選別器로 傳達된다. 여기서 擬似信號等에 依한 1.5V 未滿의 낮은 펄스는 除去된다. 波高選別器의 한 出力은 線形計數率計로 미터로 읽을 수 있게 하였고 또 하나의 出力은 音聲增幅器를 거쳐서 擴聲器로 들을 수 있게 하였다.

3. 入 力 回 路

$G-M$ 計數管과 負의 펄스의 形成回路 또는 回復回路와 트랜지스터 Q_1 및 Q_2 로 되는 高入力 임피던스를 가진 入力回路를 그림 2에 表示한다.

$G-M$ 計數管¹⁾은 大端히 큰 出力임피던스를 가진 電流發生器이다. 이것이 Geiger 領域에서 動作하고 있을때에 放射線을 받아서 電子 avalanche가 일어나 放電할때마다 電荷가 發生한다. 이 電荷는 $G-M$ 計數管의 中心線의 電位를 瞬間으로 낮추고 全體容量 C 를 通하여 部分的으로 放電한다. 그後에 C 는 $G-M$ 計數管의 負荷抵抗 R 를 通하여 時定數 RC 로 다시 初期電荷를 얻게되어 負의 펄스를 形成한다.

全體容量 C 는 $G-M$ 計數管 自體의 容量과 入力回路의 入力容量 및 그 사이의 線路의 浮遊容量으로 된다. $G-M$ 計數管의 出力抵抗과 入力回

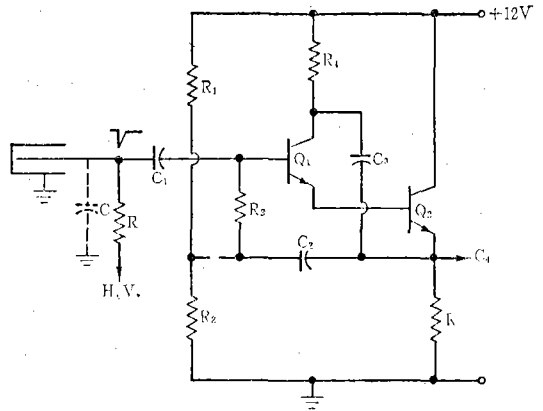


그림 2. 入力回路
Fig. 2. Input circuit.

路의 入力抵抗은 負荷抵抗 R 에 比하여 大端히 크므로 펄스 回復回路의 等價回路는 R 와 C 로되는 並列回路를 電流源 $I(t)$ 로 驅動하는 것으로 表示할 수 있다.

Q_1 과 Q_2 로 되는 入力回路는 bootstrapped Darlington emitter follower²⁾이다. Bootstrap capacitor C_2 와 C_3 는 各各 充分히 커서 C_2 의 兩端 및 Q_1 의 코렉터와 Q_2 의 에미터間的 交流電壓은 거의 같다고 볼 수 있다. 그리고 R_3 은 交流的으로 이 回路의 入力와 出力사이 에 連結되어 있으므로 이것에 Miller의 定理를 適用하여 等價回路를 그리면 그림 3과 같이 된다.

그림 3에서 A_V 는 Q_1 의 베이스로부터 Q_2 의 에미터까지의 電壓利得으로 여기서는 $A_V=0.987$ 로 1보다 若干작다. Q_2 의 4個의 等價 에미터抵抗中 마지막것은 $-7.6M$ 로 正의 다른 3個의 並列抵抗보다 大端히 크므로 無視할 수 있다. 그리

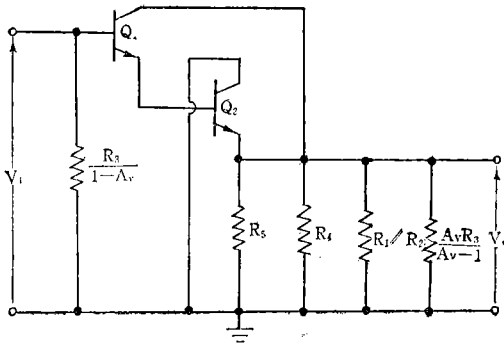


그림 3. Bootstrapped Darlington emitter follower의 等價回路

Fig. 3. Equivalent Circuit of bootstrapped Darlington emitter follower.

하여 Q2의 等價抵抗은 $R_{e2}=0.85k$ 가 되고 이 回路의 出力抵抗은 $R_o=60\Omega$ 가 된다. 이 回路의 入力抵抗 R_i 는 Q1의 入力抵抗 $R_{i1}=7.7M$ 와 R_3 의 入力側에 나타나는 等價抵抗 $8.8M$ 의 並列로 表示되며 따라서 $R_i=4.1M$ 로 大端히 큰 入力抵抗을 갖는것을 알 수 있다.

4. 펄스 增幅回路

安定 펄스 增幅을 하기 爲하여 그림 4와 같은 3段으로된 直列電壓負饋還增幅器를 構成하였

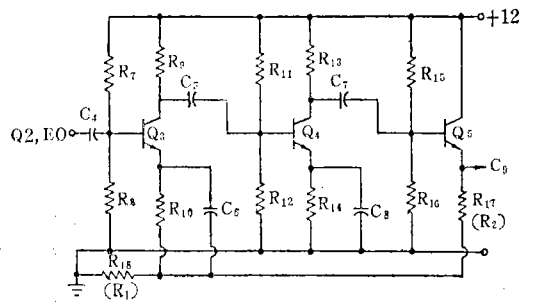


그림 4. 펄스 增幅回路

Fig. 4. Pulse amplifier circuit.

다. R_2 와 R_1 에 依하여 Q5로부터 Q3으로 負饋還된다. 이 回路의 等價回路를 그림 5에 表示한다.

여기에 電源抵抗 R_s 는 앞段인 入力回路의 出力抵抗이고 $R_{B1}=R_7//R_8$, $R_{B2}=R_9//R_{11}//R_{12}$, 및 $R_{B3}=R_{13}//R_{15}//R_{16}$ 이다. 이 等價回路로부터 I_{b1} , I_{b2} , 및 I_{b3} 에 關한 3個의 聯立方程式을 얻을 수 있다.

$$[h_{ie1}+(1+h_{fe1})R_1]I_{b1}+(1+h_{fe3})R_1I_{b3}=V_i \quad (1)$$

$$h_{fe1}R_{B2}I_{b1}+(h_{ie2}+R_{B2})I_{b2}=0 \quad (2)$$

$$h_{fe2}R_{B3}I_{b2}+(h_{ie3}+R_{B3})I_{b3}=0 \quad (3)$$

여기서 I_{b3} 를 求하면

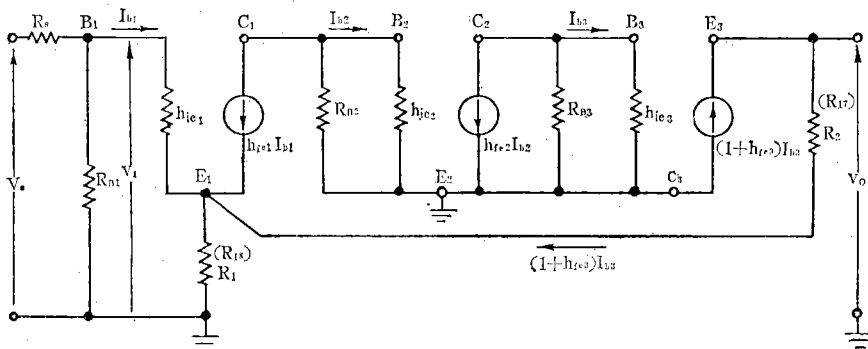


그림 5. 펄스 增幅器의 等價回路

Fig. 5. Equivalent circuit of pulse amplifier.

$$I_{b3} = \frac{h_{fe1}h_{fe2}R_{B2}R_{B3}V_i}{[h_{ie1}+(1+h_{fe1})R_1](h_{ie2}+R_{B2})(h_{ie3}+R_{B3})+h_{fe1}h_{fe2}(1+h_{fe3})R_1R_{B2}R_{B3}} \quad (4)$$

그런데

$$\begin{aligned} V_o &\approx (R_1+R_2)(1+h_{fe3})I_{b3} \\ &= \frac{h_{fe1}h_{fe2}(1+h_{fe3})(R_1+R_2)R_{B2}R_{B3}V_i}{[h_{ie1}+(1+h_{fe1})R_1](h_{ie2}+R_{B2})(h_{ie3}+R_{B3})+h_{fe1}h_{fe2}(1+h_{fe3})R_1R_{B2}R_{B3}} \end{aligned} \quad (5)$$

따라서 電壓利得 A_{Vf} 는

$$A_{Vf} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_1+R_2}{\frac{[h_{ie1}+(1+h_{fe1})R_1](h_{ie2}+R_{B2})(h_{ie3}+R_{B3})}{h_{fe1}h_{fe2}(1+h_{fe3})R_{B2}R_{B3}} + R_1} \quad (6)$$

$$\approx \frac{R_1+R_2}{R_1} = \frac{1}{\beta} \quad (7)$$

$R_1 \ll R_2$ 로 取하면

$$A_{Vf} \approx \frac{R_2}{R_1} \quad (8)$$

여기서는 $A_{Vf} = 20$ 이 되도록 하였다.

이 增幅器는 饋還이 없을때의 入力抵抗이 $R_i \approx h_{ie1}$ 이므로 饋還이 있을때에는

$$R_{if} = R_i(1+\beta A_{Vf}) \quad (9)$$

로 饋還이 없을때보다 增加한다.

이 增幅器의 出力抵抗을 計算하기 爲하여 그림 5의 入力電壓源 V_s 를 短絡하고 出力端子로부터 點 E_3 과 抵抗 R_2 의 交點으로 흘러 들어오는 電

$$R_{of} = \frac{V_o}{I_o}$$

$$= (R_1+R_2) - \frac{R_1[h_{fe1}h_{fe2}(1+h_{fe3})(R_1+R_2)R_{B2}R_{B3} + (1+h_{fe1})R_1(h_{ie2}+R_{B2})(h_{ie3}+R_{B3})]}{[R_s+h_{ie1}+(1+h_{fe1})R_1](h_{ie2}+R_{B2})(h_{ie3}+R_{B3})+h_{fe1}h_{fe2}(1+h_{fe3})R_1R_{B2}R_{B3}} \quad (14)$$

둘째項을 살펴보면 分子는 첫째項이 둘째項보다 大端히 크고 分母는 둘째項이 첫째項보다 大端히 크므로

$$R_{of} \approx (R_1+R_2) - \frac{R_1h_{fe1}h_{fe2}(1+h_{fe3})(R_1+R_2)R_{B2}R_{B3}}{h_{fe1}h_{fe2}(1+h_{fe3})R_1R_{B2}R_{B3}} \approx (R_1+R_2) - (R_1+R_2) = 0 \quad (15)$$

이것은 出力抵抗이 大端히 적다는것을 意味한다. 이와같이 이 直列電壓負饋還增幅器는 饋還抵抗 R_1 과 R_2 를 適當히 取함으로서 適當한 電壓利得을 取할 수 있는 同時에 入力抵抗을 높이고 出力抵抗을 아주작게 할 수 있다.

5. 波高選別回路

펄스 增幅器에서 나오는 負의 펄스의 波高를 選別하고 基準電壓과 比較하기 爲한 Schmitt trigger^{3, 4)} 波高選別器(pulse height discriminator)를 그림 6에 表示한다. 다음에 이回路를 設

計하는데 必要한 式을 誘導한다. 入力 펄스가 없을때에 Q6은 OFF 이고 Q7은 ON 이다. ON 되어 있는 Q7의 베이스 回路를 Thevenin 等價回路로 고치면

$$[R_s+h_{ie1}+(1+h_{fe1})R_1]I_{b1} + (1+h_{fe3})R_1I_{b3} + R_1I_o = 0 \quad (10)$$

$$h_{fe1}R_{B2}I_{b1} + (h_{ie2}+R_{B2})I_{b2} = 0 \quad (11)$$

$$h_{fe2}R_{B3}I_{b2} + (h_{ie3}+R_{B3})I_{b3} = 0 \quad (12)$$

$$(1+h_{fe1})R_1I_{b1} + (1+h_{fe3})(R_1+R_2)I_{b3} + (R_1+R_2)I_o = V_o \quad (13)$$

여기서 I_o 를 求해서 V_o 와 I_o 의 比로 表示하고 整理하면 出力抵抗 R_{of} 는

計하는데 必要한 式을 誘導한다.

入力 펄스가 없을때에 Q6은 OFF 이고 Q7은 ON 이다. ON 되어 있는 Q7의 베이스 回路를 Thevenin 等價回路로 고치면

$$R = \frac{R_2(R_1+R_{C1})}{R_1+R_2+R_{C1}} \quad (16)$$

$$V = \frac{R_2V_{cc}}{R_1+R_2+R_{C1}} \quad (17)$$

Q7이 ON 되기 爲하여는

$$V - I_{B3}R = V_{cc} - I_{CS}R_{C1} \quad (18)$$

여기에 I_{B3} 와 I_{CS} 는 各各 Q7이 飽和되었을때의

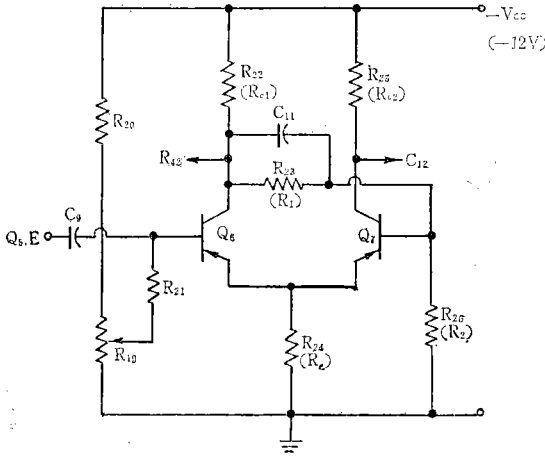


그림 6. Schmitt trigger 波高選別器
Fig. 6. Schmitt trigger discriminator.

베이스 電流 및 코렉터 電流이다.

ON 되어 있는 Q7의 出力抵抗은 R_e 와 R_{C2} 에 비하여 無視됨으로 Q7의 出力 loop에서

$$V_{cc} = (I_{BS} + I_{CS})R_e + I_{CS}R_{C2} \quad (19)$$

따라서

$$I_{CS} = \frac{V_{cc} - I_{BS}R_e}{R_e + R_{C2}} \quad (20)$$

트랜지스터가 飽和되었을 때에는

$$I_{BS} \geq \frac{I_{CS}}{h_{FE}} \quad (21)$$

(21)을 (20)에 代入하면

$$I_{CS} \leq \frac{V_{cc} - \frac{I_{CS}}{h_{FE}} R_e}{R_e + R_{C2}} \quad (22)$$

따라서

$$I_{CS} \leq \frac{h_{FE} V_{cc}}{R_e + h_{FE}(R_e + R_{C2})} \quad (23)$$

또한 (21)을 (18)에 代入하면

$$V - \frac{I_{CS}}{h_{FE}} R \geq V_{cc} - I_{CS}R_{C1} \quad (24)$$

(24)에 (16), (17) 및 (21)을 代入하여 整理하면

$$R_e \geq \frac{R_e(R_1 + R_{C1}) + (R_1 + R_{C1})}{(h_{FE} - 1)R_{C1} - R_1} \quad (25)$$

(25)의 分母에서

$$(h_{FE} - 1)R_{C1} > R_1 \quad (26)$$

이것은 Schmitt trigger 回路의 loop gain 이 1보

다 크다는 條件도 된다.

(25)의 分子에서

$$R_e > \frac{h_{FE}(R_{C1} - R_{C2})}{1 + h_{FE}} \quad (27)$$

따라서

$$R_{C1} \geq R_{C2} \quad (28)$$

R_{C1} 과 R_{C2} 가 같을때에는 (25)에서 $R_{C1} = R_{C2} = R_C$ 로 놓면

$$R_e \geq \frac{(1 + h_{FE})R_e(R_1 + R_C)}{(h_{FE} - 1)R_C - R_1} \quad (29)$$

出力電壓은

$$V_w = I_{CS}R_{C2} \quad (30)$$

로 表示되며 I_{CS} 가 定해지면 必要한 V_w 에 따라 R_{C2} 가 定해진다.

R_{19} , R_{20} , 및 R_{21} 은 Q6의 bias 電壓 即 選別電壓을 決定하며 R_{19} 로 調整할 수 있다. 여기서는 入力 펄스 電壓이 1.5V 以上이면 trigger 될 수 있게 하였다.

Q6의 코렉터 出力은 音聲增幅回路를 Q7의 코렉터 出力은 線形計數率計를 動作시키도록 하였다.

6. 線形計數率計와 音聲增幅回路

波高選別回路에서 나오는 펄스를 計數하기 爲하여 그림 7과 같은 線形計數率計를 構成하였다. 이것은 基本的으로 에미터 結合 單安定 multivibrator 이다. 波高選別回路의 出力은 C_{12} 와 R_{27} 로 微分된다. 入力 펄스가 없을때에 Q8은 R_{30} 으로 ON 이 되게 bias 되어있고 Q9는 R_{32} 및 R_{34} 로 cut off 되게 bias 되어 있다. 正의 overshoot 는 다이오드 D1으로 bypass 되고 微分된 負의 入力펄스는 ON 이었던 Q8을 cut off 시키고 Q9를 ON 으로 한다. R_{27} , R_{28} , 및 R_{29} 는 D2를 適當하게 bias 시켜서 2V 未滿의 入力펄스에 對하여는 計數率計가 動作하지 못하도록 한다.

抵抗과 容量으로 되어있는 3個의 組合 $R_{37}-C_{15}$, $R_{38}-C_{16}$ 및 $R_{39}-C_{17}$ 은 單安定 multivibrator 의 펄스幅을 決定하며 따라서 計數率計의 計數領域을 決定한다. 여기서는 低領域, 中間領域 및 高領域의 3個領域으로 하였으며 低領域은 0~100pps, 中間領域은 100~1000pps 및 高領域

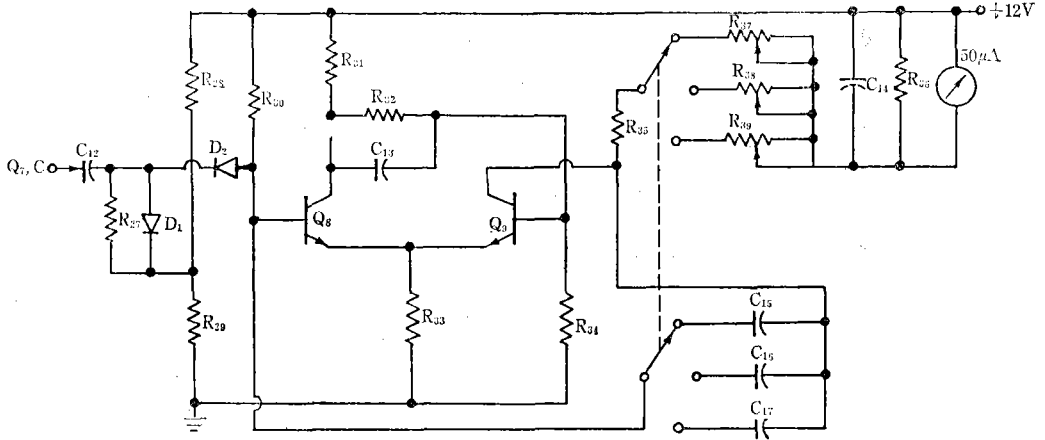


그림 7. 線形計數率回路
Fig. 7. Linear count ratemeter circuit.

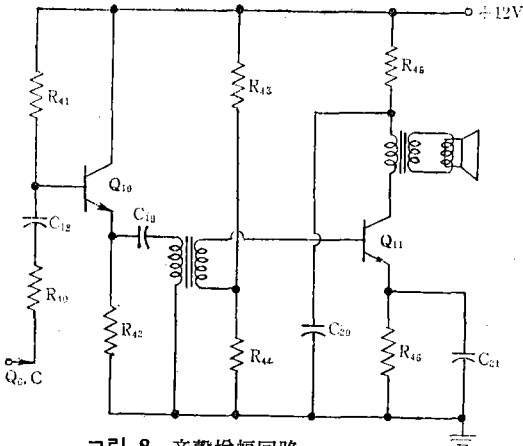


그림 8. 音聲增幅回路
Fig. 8. Audio amplifier circuit.

은 1~10kpps 까지로 하였다. 미터의 内部抵抗을 R_m 라 하면 미터회로의 時定數는 $C_{14}(R_m // R_{36})$ 가 되고 이 時定數가 펄스間隔보다 길면 미터는 펄스의 反復率의 平均을 指示한다.

波高選別회로의 Q6의 코레크터로 부터의 入力信號를 音聲增幅하기 爲한 回路를 그림 8에 表示한다. 波高選別회로와의 緩衝段으로 Q10으로 되는 emitter follower 를 使用하였고 이것과 音聲增幅段은 變壓器結合을 시켰다.

7. 監視裝置의 特性

이 放射線監視裝置를 動作시키기 爲한 直流電源으로는 低電壓 12V와 G-M 計數管電源으로 高

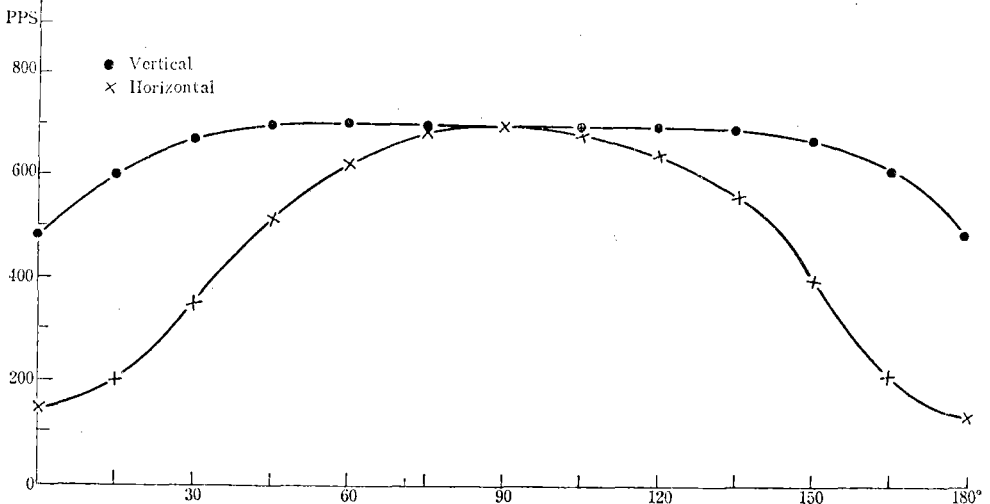


그림 9. 放射線監視裝置의 感度曲線
Fig. 9. Sensitivity curve of radiation monitor.

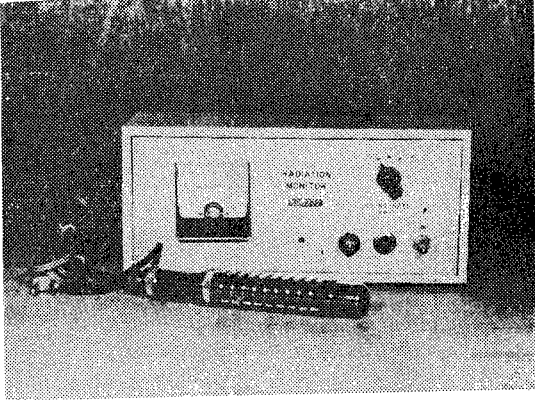


그림 10. 放射線監視裝置
Fig. 10. Radiation monitor.

電壓 $900V$ 가 必要하다. 이것은 交流電源 $115V$ 를 直流變換함으로서 얻게 하였으며 低電壓 $12V$ 의 脈動電壓은 $3mV$ $P-P$ 未滿이며 高電壓 $900V$ 는 $GV5B$ corotron 으로 安定化시켰다. 裝置의 全體所要電流는 $82mA$ 로서 所要電力은 $9.4W$ 이다.

이 監視裝置의 垂直 및 水平方向의 感度曲線을 그림 9에 表示한다. 이것은 $65mC$ 인 β 線源 $Sr-90$ 을 $G-M$ 計數管으로 부터 $1m$ 의 距離에 놓고 實驗한 것이다. 그리고 完成된 放射線監視裝置의 寫眞을 그림 10에 表示한다. 여기에 $G-M$ 計數管의 外被는 韓國原子力研究所 工作室에서 製作한

것이다.

8. 結 論

여기에 記述한 放射線監視裝置는 完全트랜지스터化 되어있으며 計數率을 미터로 읽을 수 있는 同時에 擴聲器로도 들을 수 있게 되어있다. 計數率은 3個領域으로 읽을 수 있으며 低領域은 $0\sim 100pps$, 中間領域은 $100\sim 1000pps$ 및 高領域은 $1\sim 10kpps$ 로 되어있다. 全體所要電力은 $9.4W$ 로 아주 낮으며 이 裝置는 原子力發電所를 비롯하여 放射線 同位元素를 取扱하는 研究室, 病院 및 工場等に 널리 使用될 수 있다.

參 考 文 獻

1. W. J. Price: Nuclear Radiation Detection, second edition, McGraw-Hill, 1964.
2. J. Millman, and C. C. Halkias: Electronic Devices and Circuits, McGraw-Hill, 1967.
3. M. V. Joyce, and K. K. Clarke: Transister Circuit Analysis, Addison Wesley, 1961.
4. J. Millman, and H. Taub: Pulse, Digital, and Switching Waveforms, McGraw-Hill, 1965.
5. L. Strauss: Wave Generation and Shaping, second edition, McGraw-Hill, 1970.