論 文

論文 71-8-6-2

線形 計數率計에 關한 硏究

正會員 李 炳 璿*

A Study on the Linear Counting Ratemeter

Lee, Byung Suhn, *Member*

要 約

本 論文은 原子爐 또는 放射性 同位原素等에서 放射되는 放射線의 計數率을 線形的으로 미터로 指示할 수 있는 同時에 記錄計로도 記錄할 수 있는 完全 트랜지스터化된 線形 計數率計의 開發에 關한 硏究이다.

이 計數率計는 良好한 安定을 爲하여 트랜지스터 chopper를 使用하였다. 交流增幅器의 入力段에는 높은 入力抵抗을 주기 爲하여 composite emitter follower buffer stage를 使用하였으며 hybrid parameter 等價回路를 構成하여 解析하였다.

計數率은 數 CPS로 부터 100KCPS까지 4個 領域으로 나누어서 線形的으로 計數할 수 있으며 分解能은 0.5μsec 未滿이고 常溫에서의 出力 drift는 7時間 繼續動作시켰을時에 ±0.5μA 程度이다.

Abstract

This paper describes the transistorized linear counting ratemeter which can be used to indicate on the meter or record the counting rates of the nuclear radiations produced from the atomic reactor or from the radio isotopes.

The feature of this ratemeter is the use of the transistor chopper for good stabilization. At the input stage of the a. c. amplifier a composite emitter follower buffer stage has been used to give the high input impedance. A hybrid parameter equivalent circuit was modeled for the analysis of this buffer stage.

The counting rates can be linearly measured from few CPS up to 100KCPS in 4 ranges. The resolution is less than 0.5μsec and the output drift at the room temperature with 7-hour continuous operation is in the order of ±0.5μA.

1. 序 論

原子爐에서 放射되는 中性子 및 γ線을 비롯한 放射線과 放射性 同位元素에서 放射되는 各 放射線은 適當한 檢出器로 檢出되어 前置增幅器 및 比例增幅器로 放射線의 에너지에 比例하는 10V 未滿의 펄스로 增幅 形成된다. 이 펄스는 線形計數率計로 線形的으로 計數할 수 있으며 이 前段에 discriminator[1]를 挿入하면 放射線의 에너지도 測定할 수 있다. 放射線의 에너지는 精密型 10-turn potentiometer로 트랜지스터의 bias를 微

* 原子力 硏究所 電子工學 硏究室
Electronics Division, Atomic Energy Research Institute.

細變化시켜 一定한 에너지 以上의 펄스만 通過시킴으로써 測定할 수 있다.

計數率은 數 CPS(count per second)로 부터 100K CPS 까지 線形的으로 計數할 수 있다. 이 廣範圍한 計數率은 單安定 multivibrator의 timing capacitor를 選擇스윗지로 4가지로 選擇함으로써 0~100CPS, 100CPS~1KCPS, 1~10KCPS, 및 10~100KCPS로 나누어서 計數할 수 있게 되어 있다.

計數率의 4가지 範圍에 따라 定해지는 單安定 multivibrator로 부터의 一定한 幅의 펄스는 constant charge pump 回路로 計數率에 比例하는 直流電壓으로 바꾸어지고 chopper 回路를 利用하여 無安定 multivibrator에서 나오는 矩形波로 變調된 다음에 交流增幅시키고 同期檢波하여 計數率을 미터에 指示하는 同時에 記錄計로도 記錄할 수 있게 되어있다.

記錄計를 爲한 出力은 0~1mA를 供給할 수 있는 端子와 0~100mv를 供給할 수 있는 2個의 端子가 있다. 分解能은 0.5μsec 未滿이고 常温에서의 出力 drift는 7時間 繼續動作에서 ±0.5μA 程度이다. 直流電源電壓은 +12V, −12V, 및 +24V의 3가지를 使用하였으며 所要電流는 +12V가 62mA, −12V가 58mA, 및 −24V가 28mA이다

2. 裝置의 構成

線形 計數率計의 構成圖를 그림 1에 表示한다. 檢出器로 檢出된 電氣 펄스는 前置增幅器 및 比例增幅器에서 增幅되어 放射線의 에너지 測定을 爲하여 discriminator로 傳達된다. 單純히 펄스의 計數率 만이 必要할 時에는 discriminator를 거치지 않고 比例增幅器에서 直接 線形 計數率計로 連結하면 된다.

比例增幅器나 discriminator에서 나오는 펄스는 線形 計數率計의 單安定 multivibrator로 傳達된다. 4個의 timing capacitor를 選擇 스윗지로 選擇함에 따라 單安定 multivibrator의 出力 펄스의 幅이 定해진다. 이 펄스는 constant charge pump 回路로 傳達된다. 여기서 pumping capacitor에 充電되는 直流電壓은 入力 펄스 數에 比例한다.

充電된 直流電壓을 drift 없이 增幅하고 計數하기 爲하여 chopper 回路를 利用하였다. Chopper의 chopping 周波數인 矩形波는 無安定 mutivibrator로 부터 얻어지고 計數率에 比例하는 直流電壓은 이 chopping 周波數에 依해서 變調되어 交流增幅이 되고 同期檢波되어 出力段으로 傳達된다.

出力은 미터로 計數率을 읽을 수 있고 記錄計로도 記錄할 수 있게 되어 있다. 出力應答時間은 出力段과 chopper의 入力 사이에 連結된 饋還 capacitor에 依해서 決定된다.

3. Constant Charge Pump 回路

線形 計數率計로 들어오는 펄스의 前端(leading edge)은 單安定 multivibrator를 trigger 한다.

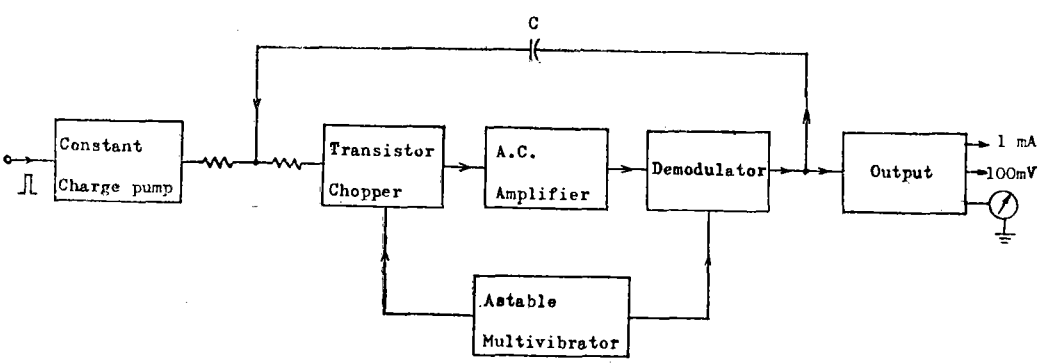

그림 1. 線形計數率計의 構成圖.
Fig. 1. Block diagram of a linear counting ratemeter.

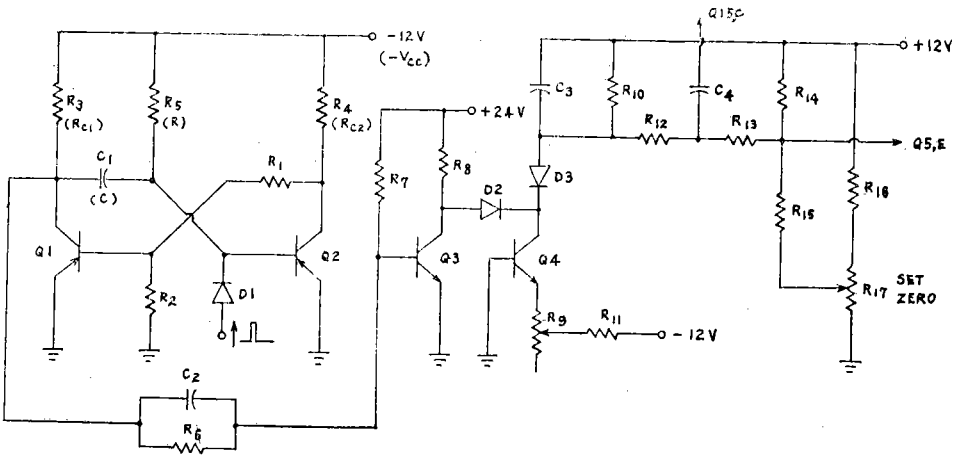

그림 2. Constant charge pump 回路.
Fig. 2. Constant charge pumping circuit.

그림 2에 表示한 constant charge pump 回路에서 Q1과 Q2가 collector 結合 單安定 multivibrator(collector-coupled monostable multivibrator)를 이루고 있다. 入力 trigger pulse가 들어오기 前의 安定狀態에서 Q2는 on이고 Q1은 off이다. Q1이 確實히 off가 되게 하기 爲하여 普通 그 base는 R_2를 通하여 V_{BB}로 連結되는데 여기서는 R_2를 接地시켰다.

3.1 安定狀態일때의 解析[4, 5]

Collector 結合 單安定 multivibrator의 解析을 하기 爲한 回路를 그림 3에 表示한다. 여기서 點線으로 表示한 電壓 및 電流가 Q1이 off이고 Q2가 on인 安定狀態일때이다. R에 흐르는 電流는 I_{bs}이므로

$$R=\frac{V_{cc}-V\sigma}{I_{bs}} \tag{1}$$

$V_{cc}\gg V\sigma$이므로 $V\sigma$를 無視하고 또한

$$I_{bs}\geq\frac{I_{CS}}{h_{FE}} \tag{2}$$

이므로

$$h_{FE}V_{CC}\geq I_{CS}R \tag{3}$$

여기에 I_{CS}는 飽和 collector 電流이고 I_{bs}는 飽和 base 電流이다. On 되어있는 Q2의 出力 抵抗을 R_o라고 하면

$$V_{CC}=I_{CS}(R_{C2}+R_o)+IR_{C2} \tag{4}$$

$R_{C2}\gg R_o$이므로

$$V_{CC}\simeq(I_{CS}+I)R_{C2} \tag{5}$$

또한 $-V_{CC}$에서 R_{C2}, R_1 및 R_2를 거쳐서 V_{BB}에 이르는 loop에서

$$V_{CC}+V_{BB}=I_{CC}R_{C2}+I(R_{C2}+R_1+R_2)-I_{C0}R_2 \tag{6}$$

(3), (5), 및 (6)에서

$$I_{C0}\geq-\frac{RR_{C2}V_{BB}+h_{FE}V_{CC}R_{C2}(R_1+R_2)}{RR_{C2}R_2}\\ -\frac{V_{CC}R(R_1+R_2)}{} \tag{7}$$

따라서

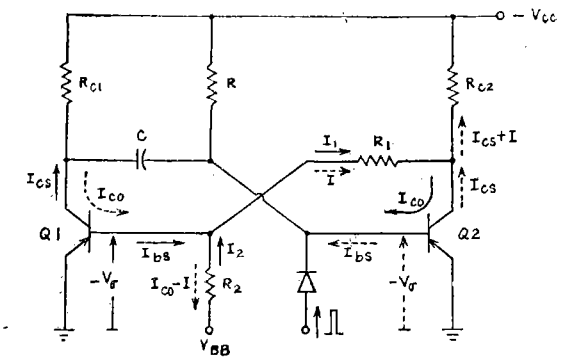

그림 3. Collector 結合 單安定 multivibrator. 點線으로 表示한 電壓 및 電流는 Q1off 이고 Q2on인 安定狀態일때이고 其他는 準安定狀態일 때.
Fig. 3. Collector-coupled monostable multivibrator.

$$R \leq \frac{h_{FE}R_{C2}}{1-\frac{V_{BB}+I_{C0}R_2}{V_{CC}}\frac{R_{c2}}{R_1+R_2}} \quad (8)$$

(8)에서

$$R_1+R_2 \gg R_{C2} \quad (9)$$

로 하면

$$R \leq h_{FE}R_{C2} \quad (10)$$

한便 $h_{FE} \geq 1$이므로

$$R \gg R_{C2} \quad (11)$$

(3)과 (5)에서 I를 求하면

$$I \geq V_{CC}\frac{R-h_{FE}R_{C2}}{RR_{C2}} \quad (12)$$

(10)에서 R를 充分히 크게하면 $I \simeq 0$이 된다.

On되어 있는 Q2의 collector 電壓은 거의 0V이므로 그림 4와같이 그릴 수 있다. 그림 4(b)에 依하여 Q1이 off되는데 必要한 逆 bias電壓 Voff는

$$V\,off \leq R_1\frac{V_{BB}+I_{C0}R_2}{R_1+R_2} \quad (13)$$

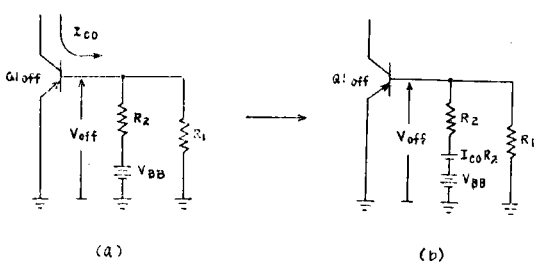

그림 4. $Q1$이 off되는데 必要한 逆 bias 電壓 Voff.
Fig. 4. Reverse bias Voff required for $Q1$ off.

3.2 準安定狀態일때의 解析[4, 5]

그림3에서 實線으로 表示한 電壓 및 電流는 入力 펄스가 들어와서 準安定狀態(quasi-stable state)가 되어 Q1이 on이 되고 Q2가 off가 된 때이다. 이때에는

$$I_{CS}=\frac{V_{CC}}{R_{C1}} \quad (14)$$

(2)에 依하여

$$I_{bs} \geq \frac{V_{CC}}{h_{FE}R_{C1}} \quad (15)$$

On 狀態인 Q1의 base-emitter 間의 base-spreading 抵抗 $r_{bb'}$와 $-V\sigma$를 無視하면 Q1의 base는 接地된 狀態이다. 또한 cut off된 Q2에 흐르는 I_{C0}를 無視하면

$$I_{bs}=I_1-I_2$$

$$=\frac{V_{CC}}{R_1+R_{C2}}-\frac{V_{BB}}{R_2} \quad (16)$$

(15)에 依하여

$$\frac{V_{CC}}{R_1+R_{C2}}-\frac{V_{BB}}{R_2} \geq \frac{V_{CC}}{h_{FE}R_{C1}} \quad (17)$$

따라서

$$R_2 \geq \frac{(R_1+R_{C2})\frac{V_{BB}}{V_{CC}}}{1-\frac{R_1+R_{C2}}{h_{FE}R_{C1}}} \quad (18)$$

$R_1 \gg R_{C2}$, 및 $V_{BB}=V_{CC}$로 하면

$$R_2 \geq \frac{h_{FE}R_1R_{C1}}{h_{FE}R_{C1}-R_1} \quad (19)$$

右邊이 正이 될려면

$$h_{FE}R_{C1} > R_1 \quad (20)$$

$h_{FE} \gg 1$이므로

$$R_1 \gg R_{C1} \quad (21)$$

Collector 結合 單安定 multivibrator의 出力펄스幅은[2]

$$T=RC\ln\frac{2V_{CC}-I_{C0}R-V_{CE}(\mathrm{sat})-V_\sigma}{V_{CC}-I_{C0}R-V_\gamma} \quad (22)$$

$$\simeq RC\ln\frac{2V_{CC}-V_{CE}(\mathrm{sat})-V_\sigma}{V_{CC}-V_\gamma} \quad (23)$$

$$\simeq RC\ln\left(1+\frac{V_{CC}-V_{CE}(\mathrm{sat})-V_\sigma}{V_{CC}-I_{C0}R}\right) \quad (24)$$

$$\simeq 0.69RC \quad (25)$$

여기에 V_γ는 트랜지스터의 cutin電壓이다. 따라서 R 또는 C를 變化시킴으로써 펄스 폭을 變化시킬 수 있다.

그림 2에서 2個의 트랜지스터 Q3와 Q4 및 pumping capacitor C_3와 附隨回路는 constant charge pump 回路를 이루고 있다. Q3은 抵抗 R_7, R_6 및 R_3로 겨우 cutoff가 되게 bias 되어 있다. 다이오드 D2는 normally forward bias되어 있고 Q4는 언제나 導電狀態에 있고 D3은 normally reverse bias되어 있다. C_2를 通하여 正의 펄스가 들어오면 Q3은 on이 되고 D3도 順 bias된다.

Pumping capacitor C_3에 充電되는 全電荷는 入力 펄스數에 比例한다. C_3과 R_{10}은 積分回路를

이루고 있어서 R_{10}을 크게 함으로써 큰 出力電壓을 얻을 수 있다. 不規則한 펄스가 들어오면 R_{10}의 兩端電壓은 平均値는 같아도 不規則하게 變한다. 이러한 變化를 줄일려면 C_3을 크게하면 된다

4. Chopper 回路

Constant charge pump 回路에서 얻은 直流電壓을 drift 없이 增幅하기 爲하여 chopper 回路를 利用하였다. 그림 5의 Q5는 silicon으로된 chopper transistor이다. Constant charge pump 回路로 부터의 直流電壓은 Q5의 emitter로 들어오고 chopping 周波數인 矩形波는 base로 들어온다.

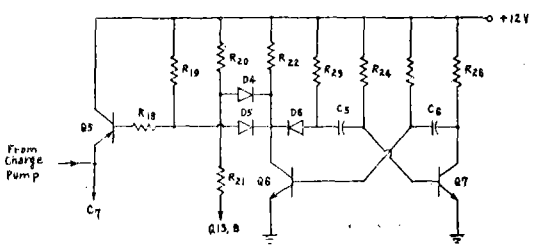

그림 5. Chopper 回路.
Fig. 5. Chopper circuit.

Chopping 周波數가 너무 높으면 出力波形에 많은 過渡現象을 招來한다. 이것은 主로 base 에蓄積되는 電荷에 起因하는 것이다. 周波數가 너무 낮으면 交流增幅器를 通하여 低周波 矩形波를 滿足하게 通過시키기가 困難하게 된다. 그리하여 chopping 周波數는 200Hz 程度로 하였다.

Chopping 周波數인 矩形波는 Q6과 Q7로 되는 無安定 multivibrator에서 얻어진다. Isolating diode D6은 Q6 collector 波形의 falling time을 大端히 빠르게하여 날카로운 矩形波를 形成시켜서 chopper transistor Q5를 驅動한다. D6은 Q6의 collector 波形이 C_5의 影響을 받지 않도록 孤立시킨다. Q6이 on이 되면 D6은 導電하고 Q6이 off가 되면 D6은 導電하지 않는다. Q6 collector 波形의 falling time은 R_{22}와 Q6의 collector와 接地사이의 浮遊容量 C_5로 決定된다. C_5는 大端히 작으므로 falling time이 大端히 짧음을 알수 있다. D4와 D5는 Q6이 loading되는것을 防止한다. Loading 效果는 無安定 multivibrator의 發振周波數를 變動시킨다.

Q6 collector로 부터의 矩形波는 chopper transistor Q5의 base로 傳達되는 同時에 同期檢波 트랜지스터 Q13의 base로도 傳達된다. Q5에서 變調된것은 交流增幅器로 傳達된다.

5. 交流增幅器

直流電壓을 矩形波로 變調한것을 增幅하기爲한 交流增幅回路를 그림 6에 表示한다. Q8과 Q9는 composite emitter follower이고 buffer stage를 이루고 있으며 交流增幅은 Q10~Q12로 하고 있다.

5.1 Buffer Stage의 解析

Q8과 Q9로 되는 composite emitter follower는 負饋還 loop를 形成하고 있다. Q8의 base로

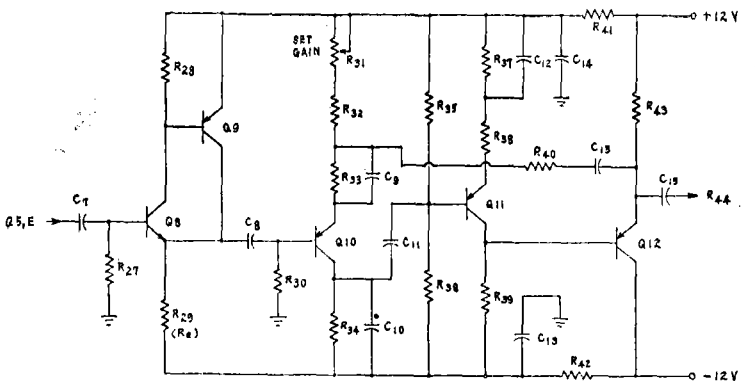

그림 6. 交流增幅回路.
Fig. 6. A. C. amplifier. circuit.

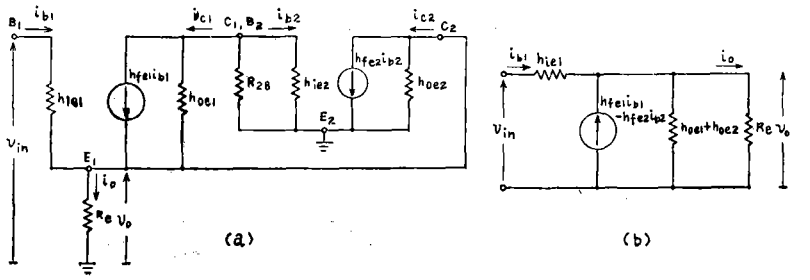

그림 7. Composite emitter follower 等價回路.
Fig. 7. Equivalent circuits of a composite emitter follower.

正의 入力이 들어오면 Q8은 더 導電하고 collector 電壓은 낮아진다. 이것은 Q9를 더 導電시키고 Q9의 collector 電壓도 0V 쪽으로 떨어진다. Q8의 emitter 電壓은 負에서 0V쪽으로 變하고 따라서 Q8의 base와 emitter 사이의 電壓差를 줄이어 Q8이 덜 導電하게 即 負饋還이 된다.

Composite emitter follower의 hybrid parameter를 利用한 等價回路를 그리는데 있어서 Q8의 parameter에는 添字 1을 Q9에는 2를 부치고 h_{re1}과 h_{re2}를 無視하여 그림 7(a)와 같이 만들었다. $R_{28} \gg h_{ie2}$로 하고 $h_{ie2} \ll \frac{1}{h_{oe1}}$이므로 그림 7(b)와 같이 그릴 수 있다. 따라서

$$i_{b2} \simeq -i_{c1} = -h_{fe1}\, i_{b1} \tag{26}$$

또한 $i_{b1} \ll h_{fe1} i_{b1} - h_{fe2} i_{b2}$ 이므로

$$i_0 = \frac{\frac{1}{h_{oe1}+h_{oe2}}}{R_e + \frac{1}{h_{oe1}+h_{oe2}}} (h_{fe1} i_{b1} - h_{fe2} i_{b2}) \tag{27}$$

(26)을 (27)에 代入하면

$$i_0 = \frac{h_{fe1}(1+h_{fe2}) i_{b1}}{1+R_e(h_{oe1}+h_{oe2})} \tag{28}$$

따라서 電流利得 A_{If}는

$$A_{If} = \frac{i_0}{i_{b1}} = \frac{h_{fe1}(1+h_{fe2})}{1+R_e(h_{oe1}+h_{oe2})} \tag{29}$$

또한

$$v_{in} = i_{b1} h_{ie1} + v_0 \tag{30}$$

$$v_0 = R_e i_0 = \frac{R_e h_{fe1}(1+h_{fe2})}{1+R_e(h_{oe1}+h_{oe2})} i_{b1} \tag{31}$$

(31)에서 i_{b1}을 (30)에 代入하면

$$v_{in} = \left\{1 + \frac{h_{ie1}\{1+R_e(h_{oe1}+h_{oe2})\}}{R_e h_{fe1}(1+h_{fe2})}\right\} v_0 \tag{32}$$

따라서 電壓利得 A_{Vf}는

$$A_{Vf} = \frac{v_0}{v_{in}} = \frac{R_e h_{fe1}(1+h_{fe2})}{h_{ie1}\{1+R_e(h_{oe1}+h_{oe2})\} + R_e h_{fe1}(1+h_{fe2})} \tag{33}$$

$R_e \ll \frac{1}{h_{oe1}+h_{oe2}}$로 하면 A_{If}와 A_{Vf}는 各各

$$A_{If} \simeq h_{fe1}(1+h_{fe2}) \tag{34}$$

$$A_{Vf} \simeq \frac{R_e h_{fe1}(1+h_{fe2})}{h_{ie1}+R_e h_{fe1}(1+h_{fe2})} \tag{35}$$

여기서 電流利得은 大略 $h_{fe1}h_{fe2}$로 端大히 크고 電壓利得은 1보다 約干 작음을 알 수 있다.

(30)과 (31)에서 入力抵抗 R_{if}는

$$R_{if} = \frac{v_{in}}{i_{b1}} = h_{ie1} + \frac{R_e h_{fe1}(1+h_{fe2})}{1+R_e(h_{oe1}+h_{oe2})} \tag{36}$$

出力抵抗 R_{of}는 그림 7(b)에 依하여

$$R_{of} = h_{ie1} // R_e // \frac{1}{h_{oe1}} // \frac{1}{h_{oe2}} = \frac{h_{ie1} R_e}{R_e + h_{ie1}[1+R_e(h_{oe1}+h_{oe2})]} \tag{37}$$

먼저와 마찬가지로 $R_e \ll \frac{1}{h_{oe1}+h_{oe2}}$로 하면 R_{if}와 R_{of}는 各各

$$R_{if} \simeq h_{ie1} + h_{fe1}(1+h_{fe2}) R_e \tag{38}$$

$$R_{of} \simeq \frac{h_{ie1} R_e}{h_{ie1}+R_e} \tag{39}$$

여기서 入力抵抗 R_{if}는 大略 $h_{fe1}h_{fe2}R_e$로 大端히 크고 出力抵抗 R_{of}는 h_{ie1}보다 작음을 알수 있다. 例로 $R_e = 2.2K$, $h_{fe1} = h_{fe2} = 50$으로하면 R_{if}는 大略 5.5M ohm이 되는데 여기서는 R_{27}을

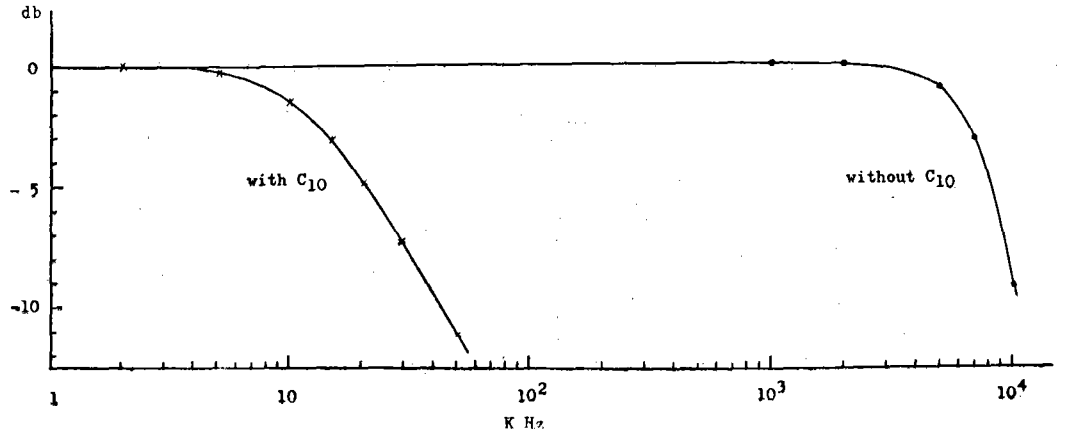

그림 8. 交流增幅器의 周波數特性.
Fig. 8. Frequency characteristics of the a. c. amplifier.

1M ohm로 하였으므로 入力抵抗은 1M ohm이다.

Q 10, Q11 및 Q12는 直列電壓饋還回路를 이루고 있으며 電壓利得 A_{Vf}는[3]

$$A_{Vf}=\frac{R_{32}+R_{40}}{R_{32}} \tag{40}$$

로 주어진다. R_{32}는 Set Gain potentiometer R_{31}과 直列로 되어있어서 電壓利得은 最少 25에서 最高 45까지 變化시킬 수 있다. C_{10}은 帶域幅을 주리기 爲한것이고 交流增幅器의 周波數 特性을 그림 8에 表示한다. 帶域幅은 變調된 矩形波의 rise time을 늘이지 않는 範圍內에서 最小로 하였고 低周波特性은 矩形波의 sag가 1% 以內가 되도록 하였다.

6. 同期檢波器 및 出力回路

同期檢波回路와 出力回路를 그림 9에 表示한다 交流增幅器의 出力은 同期檢波트랜지스타 Q13으로 同期檢波된다. 이 同期檢波器는 並列型 스위치 形式이다. Q13이 on이 되면 矩形波는 clamp되어 d. c. restoring이 된다. 스위치가 on일 때 C_{17}에 充電된 電荷가 放電해서 利得이 低下되는 것을 防止하기 爲하여 逆流防止用 다이오드 D7을 使用하였다. D7을 通하여 C_{17}이 充電되며 矩

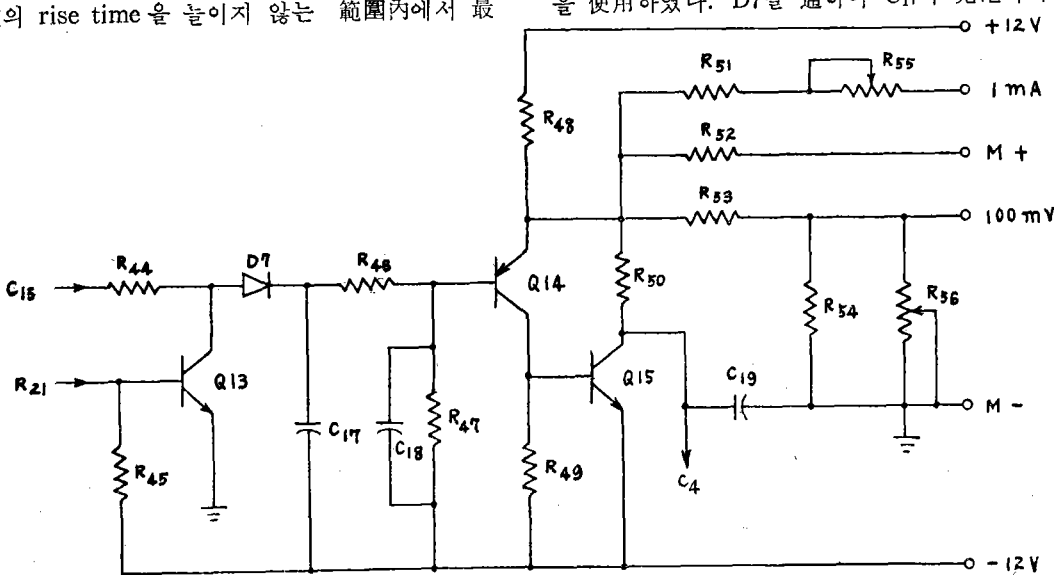

그림 9. 同期檢波 및 出力回路.
Fig. 9. Synchronous detector and output circuit.

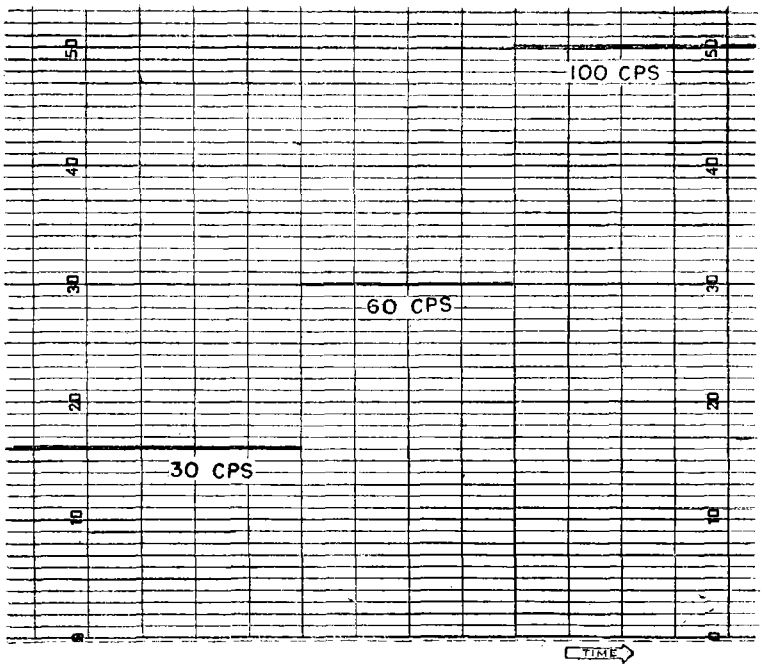

그림 **10**. 낮은쪽의 計數率을 記錄한 것.
Fig. 10. Record of the lower counting rates.

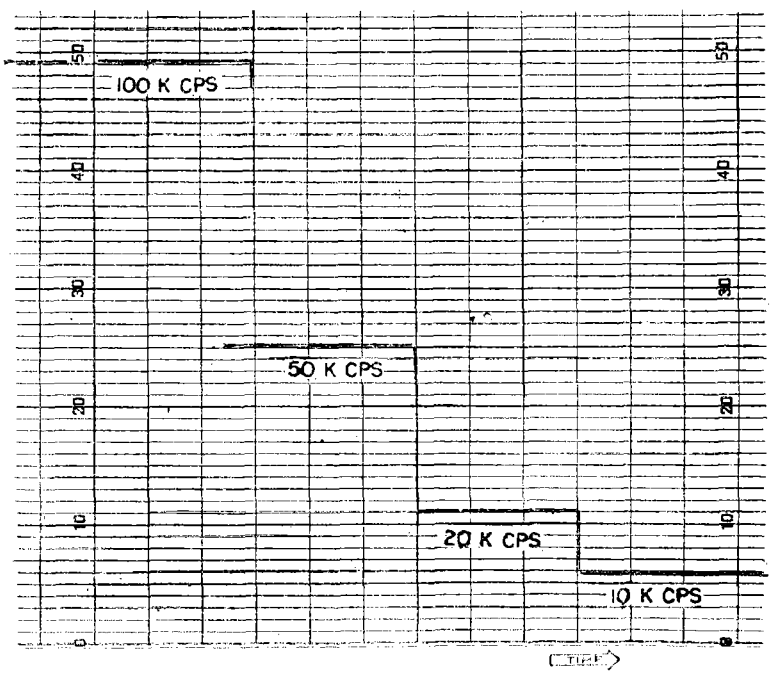

그림 **11**. 높은쪽의 計數率을 記錄한 것.
Fig. 11. Record of the higher counting rates.

形波의 peak-to-peak 値까지 充電하게된다. 이型의 同期檢波器는 利得이 矩形波의 mark-to-space ratio에 比較的 無關하다. 이 回路는 利得이 높고 偏極性 出力을 얻을 수 있다. R_{46}, R_{47} 및 C_{18}은 filtering을 하는 同時에 若干의 d. c. shift를 시킨다.

出力段은 미터 指示를 爲한 端子와 記錄計의 記錄을 爲하여 0~1 mA 와 0~100 mV 의 出力端子를 各各 마련하였다. Q14와 Q15는 composite emitter follower로서 buffer stage를 이루고 있다. 이 回路는 交流增幅器의 앞段인 Q8과 Q9로 되는 buffer stage와 마찬가지이다.

饋還 capacitor C_4를 出力段과 chopper의 入力사이에 連結함으로써 出力應答의 時間을 調整하게 하였다. 이것은 Miller 效果에 依한 入力 capacitance의 增加를 利用한 것이다.

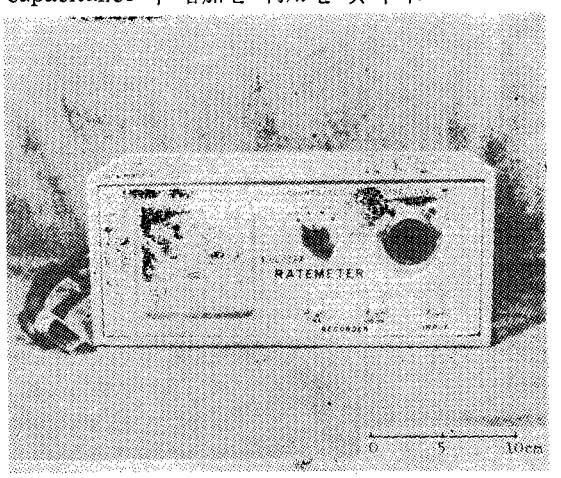

그림 **12.** 線形 計數率計.
Fig. 12. Linear counting ratemeter.

記錄計로 낮은 쪽의 計數率을 記錄한 것을 그림 10에 높은 쪽의 計數率을 記錄한것을 그림 11에 表示하였다. 그리고 完成된 線形 計數率計의 寫眞을 그림 12에 表示하였다.

7. 結 論

比例增幅器에서 나오는 펄스는 線形計數率計로 計數率을 線形的으로 미터에 表示할 수 있는 同時에 記錄計로도 記錄할 수 있다. 線形計數率計의 前段에 discriminator를 挿入하면 放射線의 에너지도 測定할 수 있다.

計數率은 數 CPS 로부터 100KCPS 까지를 4個領域으로 나누어서 計數할 수 있다. 分解能은 0.5μsec 未滿이고 常溫에서의 出力 drift는 7時間 繼續動作에서 ±0.5μA 程度이다. 裝置의 所要電流는 +12V 가 62mA, −12V가 58mA 및 −24 V 가 28mA 이다.

參 考 文 獻

1) W. J. Price: *Nuclear Radiation Detection*, 2nd edition, McGraw-Hill, 1964.
2) J. Millman, and H. Taub: *Pulse, Digital and Switching Waveforms*, McGraw-Hill, 1965.
3) J. Millman, and C. C. Halkias: *Electronic Devices and Circuits*. McGraw-Hill, 1967.
4) M. V. Joyce, and K. K. Clarke: *Transistor Circuit Analysis*, Addison-Wesley, 1961.
5) L. Strauss: *Wave Generation and Shaping*, McGraw-Hill, 1960.