

# 演算增幅器에 의한 光電測光裝置의 設計

(Design of Photoelectric Photometer using Operational Amplifier)

盧 弘 晁\* · 金 東 鎮\*\*

(Lo, Hong Jo) (Kim, Tong Jin)

## 要 約

固體化된 演算增幅器를 中心으로 構成한 光電測光裝置를 構成하였다. 光源에 對應하여 光電子増倍管에서 얻는 微小電流의 增幅과 별의 等級測定을 위한 對數變換은 同一演算增幅器의 變形으로 얻고 있다. 測定機能의 限界는 主로 增幅器入力端의 bias電流에 左右되므로 이것은 演算增幅器의 選擇上 主要基準이 될 것이다.

이러한 演算增幅器는 從來 電位計眞空管 혹은 振動容量形電位計 등으로 可能하였던 各種 微小電流·電壓의 增幅에 높은 信賴性和 經濟的인 增幅方式으로 適用된다.

## Abstract

A prototype of photoelectric photometer has been developed by all solid state operational amplifiers. The amplification of low-level anode currents from photomultiplier tube corresponding to a given incident light intensity and logarithmic transfer for star's magnitude measurements are achieved by the same operational amplifier. It is important to select low input bias currents for stable performance because the resolution is primarily limited by the bias currents.

As such, they offer a highly reliable and economical for a large number of electrometer amplifier applications which have traditionally been fulfilled by vacuum electrometer tubes or vibrating reed electrometers.

## 1. 序 論

人類가 별의 밝기에 關心을 갖기 始作한 것은 매우 오랜 옛 일일 것이다. 별의 밝기를 어떤 適當한 尺度로 表示하고자 하는 最初의 努力은 光度 그 自體에 對한 重要性을 認識한것 보다는 어떤 별과 다른 별을 區別하기 위한 手段으로 適用된듯 하다. Ptolemaios<sup>1)</sup>에 의하여 西紀 138년에 出版된 Almagest中에 나타난 星表를 본다면 總 1028個의 恒星에 關한 位置 및 光度가 記載되고

있으나 이들 恒星의 光度表示는 肉眼星을 6個等級으로 分類하여 肉眼으로 볼 수 있는 가장 밝은 별을 1等星 그리고 가장 어두운 별은 6等星으로 定하고 있다. 그러나 望遠鏡의 發明以後 별의 光度等級은 肉眼星보다 어두운 별로 延長하지 않을 수 없었고 科學技術의 發達과 함께 天體物理의 觀測手段으로 分光寫眞 및 偏光寫眞을 위시해서 光電管, 텔레비전 및 photon counter 등을 望遠鏡과 組合하거나 人工衛星까지도 天體觀測에 利用하기에 이르고 있다.

별의 光度等級測定에서 各種 觀測裝置의 觀測精度를 본다면 實視觀測에서의 單一觀測精度는 大體로 0.1等級까지이고 寫眞觀測의 精度는 0.05

\* 正會員, KIST 計測信賴度研究室長

\*\* 正會員, 서울教育大學

等級까지이다. 그러나 最近 電子工學의 發達에 따른 高感度光電子增倍管의 利用에 依한 光電測光은 測光精度를 0.01等級까지 向上시키고 또한 多色測光이라는 새로운 分野를 開拓하고 있다. 그러므로 天體研究에서 光電子增倍管을 利用한 光電測光裝置는 가장 重要한 測定裝備의 하나로 登場하고 있다.

本稿에서는 科學技術處後援으로 韓國天文學會가 實用하게될 精密光電測光裝置를 最新의 電子計測技術에 立脚하여 開發試作함에 있어 當面하였던 問題點들 특히 演算增幅器에 의한 極微少電流增幅器의 設計와 光度等級測定을 위한 光電流에 對應하는 對數變換回路(logarithmic transfer) 設計를 中心으로 技術的인 面을 考察하였다. 따라서 電流增幅器의 入力段인 光電管을 主體로 하는 受光部와 增幅器後段의 測定值를 計數化한 計數型電壓計 및 定電壓電源回路에 對하여는 詳論하지 않았다.

## 2. 光電子增倍管<sup>2)3)4)</sup>

一般的인 光電測光裝置의 構成을 본다면 望遠鏡을 위시해서 受光部에는 focal plane diaphragm, eyepiece, filter, field lens, 光電子增倍管 및 光電管用高壓電源이 包含되고 다음에 直流增幅器(等級對數變換器 包含)와 指示計(計數型電壓計 및 記錄計)들이다. 이 中 受光部의 光電子增倍管(photomultiplier tube) 前段은 光學系裝備들이므로 電氣信號系의 入力段은 光電子增倍管을 始點으로 한다.

光電子增倍管은 2次電子增倍作用을 利用한 光電流增幅方法이며 낮은 光에對한 信號對雜音比가 다른 方法에 比하여 높으므로 現在로서는 微弱한 光의 檢出 및 測定에 가장 適合한 transducer라 할 수 있다. 以下 光電子增倍管回路의 設計上 考慮할 몇가지 主要問題點 만을 簡略히 考察해 보겠다.

첫째 光電子增倍管을 選定함에 있어 光電管의 有效感應波長을 들 수 있다. 별빛은 별의 溫度差에 起因하고 있으므로 黑體에 關한 Planck의 法則으로 說明할 수 있다. 即 黑體에 關한 Planck의

曲線을 볼때 별빛의 連續 spectral은 近似的으로 어떤 溫度의 黑體輻射로 代置할 수 있을 것이다. 이런 點에서 單一光電子增倍管으로 별빛의 連續 spectral에 均一한 感應을 가질 수 있다면 가장 理想的이겠으나 現在로는 光電物實에 따른 制限된 感應特性 밖에 얻지 못하고 있다. 多幸히 天文學에서는 별에 따라 7種의 溫度系列을 確立하고 있고 Planck 曲線을 3等分한 波長 3500Å, 4400Å 및 5500Å에 對하여 그 光度가 對應하고 있으므로 color filter에 의한 三色測定을 適用하고 있다. 이와같이 color filter와 組合하는 光電子增倍管으로서 RCA製 1P21型이 가장 適合한 것으로 추천<sup>5)</sup> 되고 있다. 本研究에서 利用한 光電子增倍管도 1P21이며 最大感應波長 4000 angstrom로  $\pm 500$  angstrom의 有效帶域을 갖고 있다. 또한 cathode sensitivity는  $44\mu\text{A}/\text{lumen}$  (公稱值  $40\mu\text{A}/\text{lm}$ )이며 cathode-anode間 900V에서 anode sensitivity  $120\text{ A}/\text{lumen}$  따라서 current amplification은  $2.73 \times 10^6$ 이다.

둘째로 光電子增倍管에서 測定 가능한 最低 level을 決定하는 因子로 暗電流와 雜音을 檢討하지 않을 수 없다. 暗電流의 原因은 光電管內의 各 電極構造와 材質의 特性에 緣由하는 ohmic leakage와 光電面 및 dynode의 熱電子放出 그리고 dynode가 高壓일 때 陰極에 對한 靜電位로 일어나는 再生效果(regenerative effect)等이다. 暗電流의 減少策으로 熱電子에 基因한 것은 光電管의 冷却으로 再生效果에 對한 것은 유리管壁 周圍를 導電性塗料等으로 차폐하여 이것을 陰極電位와 같게끔 함으로써 效果를 거둘 수 있으나 ohmic leakage와 같은 製造面에 關聯된 것은 別方途가 없다. 試作裝置에 使用한 光電子增倍管 1P21의 暗電流는 溫度  $22^\circ\text{C}$ 에서 光束感度  $20\text{ A}/\text{lumen}$ 일때  $1 \times 10^{-9}\text{A}$ 이며 實際面에서는 이 暗電流와 同一한 크기의 anode電流를 發生시키는 入力光量 即 等價의인 光入力으로 表現하고 있으며 이때의 等價暗電流光入力은  $5 \times 10^{-11}\text{ lumen}$ 이다.

한편 雜音의 原因은 熱電子 및 光電子 放出의 random變化이며 지금 雜音源이 cathode의 電子放出만으로 본다면 anode雜音電流의 實効值  $i_n$ 은

잘 알려진 shot noise에 對한 理論式으로 다음과 같이 表現되고 있다.

$$i_n = \mu(2ei, \Delta f)^{1/2} \dots \dots \dots (1-1)$$

- $\mu$  : 増倍管의 利得
- $e$  : 電子의 電荷
- $i_s$  : Cathode의 熱電子 및 光電子電流[A]
- $\Delta f$  : 檢出器의 通過帶域幅[Hz]

따라서 前述한 等價暗電流光入力처럼 雜音의 크기도 1[Hz]의 帶域幅에 對하여 雜音出力의 實効値와 같은 出力電流를 發生케 하는 光入力으로서 等價雜音을 適用하고 있다. 雜音電流의 크기는 特定한 動作條件下의 信號對 雜音比로 評價할 수 있으나 不規則性暗流가 첨가되므로 測定上의 正確性을 期하기 어려운 點이 있다. 지금 光電子電流를  $i_s$ 라 할 때 同一増幅度  $\mu$ 를 適用하므로 信號對 雜音比는 다음 式과 같이 増幅度  $\mu$ 와 無關하게 된다.

$$\frac{S}{N} = \left( \frac{i_s^2}{2ei, \Delta f} \right)^{1/2} \dots \dots \dots (1-2)$$

雜音 level은 dynode로 부터의 熱電子放出에 크게 左右되므로 本裝置와 같은 미약한 光源測定에는 冷却에 依한 雜音低減을 期하지 않을 수 없다. 使用한 光電子増倍管 1P21의 例를 본다면 等價雜音光入力は 溫度 22°C에서  $6.7 \times 10^{-13}$  lumen이며 -150°C에서  $6.8 \times 10^{-15}$  lumen 이다.

이밖에 光電子増倍管에 對한 設計上의 考慮事項<sup>6)</sup>으로 光電面에 對한 效果的인 光入力の 照射方法, 最適電流増幅度를 얻기 위한 cathode-anode電壓과 각 dynode 간의 分壓比 및 分壓回路, 定電壓 高壓電源, 光電子増倍作用을 돕는 2次放出電子의 靜電集束過程을 교란할 電磁界의 차폐, 電極間의 誘導性結合을 輕減한 配線方法과 高壓使用에 따른 누설전류 및 放電을 減소한 優秀한 絕緣材 및 受光部의 冷却方法 등에 慎重을 기하여야 한다.

### 3. 微小電流增幅器에 미치는 誤差

前述한바와 같이 光電子増倍管은 微弱한 빛의 計測에 가장 適合한 變換素子이기 때문에 널리 常用되고 있으나 測定possible 最低光 level은 暗電流 및 雜音으로 制約된다. 即 22°C에서 感光

度 20A/lumen일 때 等價暗電流光入力は  $5 \times 10^{-11}$  lumen, 等價雜音光入力は  $6.7 \times 10^{-13}$  lumen이므로 光量  $10^{-11}$  lumen이하의 對象에는 増倍管의 冷却等 特別한 對策없이는 測定이 不可能하다는 것을 意味한다. 따라서 電流增幅器의 設計目標은 光電子増倍管의 效果的인 冷却으로 等價暗電流 및 等價雜音光入力레벨을  $10^{-14}$  lumen以下로 低減한다는 前提를 두었다. 이때 増倍管의 anode電流는 最低對象光束 ( $10^{-13}$  lm), cathode sensitivity( $10^{-5}$  A/lm) 및 電流増幅度 ( $10^6$ )에서  $10^{-12}$ A가 되므로 電流增幅器는 이를 有效(誤差 2%以內)하게 増幅할 수 있는 것이 要求된다.

一般的으로 微小直流電壓 및 電流을 高精度로 計測하기 위한 電子回路方式<sup>4)</sup> 即 直流増幅器는 매우 多種多樣하게 開發되고 있으며 이中 代表的인 것을 살펴보면 electrometer tube로 잘 알려진 直結形眞空管增幅器와 變調形으로 알려진 vibrating capacitor electrometer 또는 chopper形增幅器 그리고 最近의 MOS-FET 増幅器를 들 수 있다. 이들은 動作特性 安定度, 크기 및 價格 등에서 各己 長短點을 볼 수 있으나 特性面에서 現在까지는 vibrating capacitor形이 檢出感度 ( $10^{-17}$ A)가 가장 높고 安定도가 優秀한 것으로 알려져 있다. 그러나 形體가 크고 高價이며 回路構成이 複雜하다는 點은 再考를 要하므로 多少 特性低下가 있어도 所要 測定條件을 滿足시키는 固體化增幅器를 모색하였다.

우선 最近에 널리 活用되고 있는 演算增幅器에 의한 電流增幅器<sup>7)8)9)</sup>를 고찰해보자. 解析의 便宜를 위해서 그림 3-1과 같은 演算增幅器의 等價回路를 생각할 때 理想増幅器를 위한 特性條件은 電壓利得  $A_o$ , 및 差動入力抵抗  $R_{i_n}$ 은 無限大, 出力抵抗  $R_o$  및 offset 電壓  $E_o$ 는 零, 그리고 帶域幅은 無限대로 定義된다.

이러한 條件에서 即 input impedance는 無限大이므로 入力端에는 아무런 電流의 流出이 없을 것이고 増幅器를 negative feedback로 構成하였을 때 利得은 無限大이므로 入力端의 差動入力電壓  $e_1$  및  $e_2$ 는 零이라고 볼 수 있다.

지금 그림 3-2와 같이 理想演算增幅器를 negative feedback에 의한 反轉増幅回路(inver-

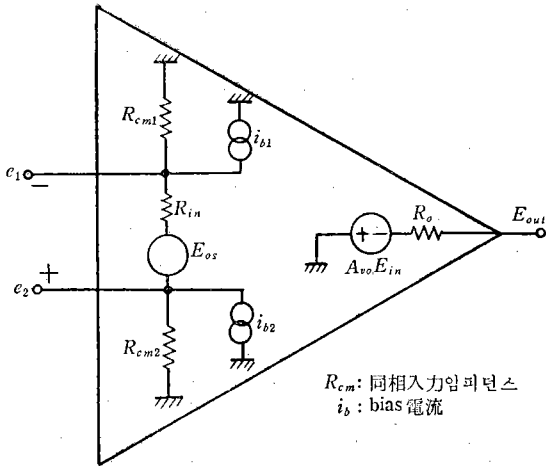


그림 3-1. 演算增幅器의 等價回路

$R_{cm}$ : 同相入力임피던스  
 $i_b$ : bias 電流

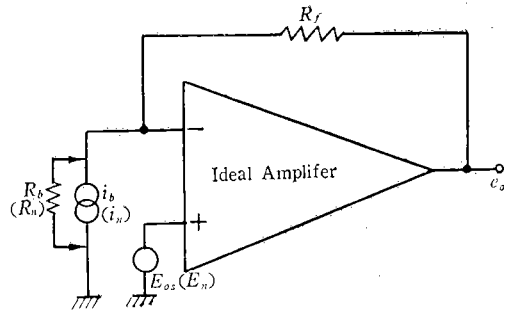


그림 3-3. 理想增幅器에 미치는 offset 및 noise의 영향

의 電流增幅器에 對應시켜 그림 3-3와 같이 理想增幅器의 反轉入力端에 bias電流源  $i_b$ 가 供給되고 非反轉入力端에는 offset電壓  $E_{os}$ 가 直列로 連結된 것으로 생각해 보자. 그 理由는 그림 3-1에 說明한 等價回路에서 非反轉入力端을 接地하였을 때 offset電流  $i_{os} = i_{b1} - i_{b2}$ 는 相對的으로 反轉入力端의 bias電流  $i_{b1}$ 만으로  $i_b$ 에 의하여 代表할 수 있고 또한 入力 impedance  $R_{in}$ 에 直列로 連結되는 offset電壓  $E_{os}$ 가 添加된 것이라고 보기 때문이다. 다시 말해서 演算增幅器의 出力에는 入力端에 아무런 信號를 加하지 않아도 直流 offset成分을 볼 수 있으며 이 offset電壓  $E_{os}$ 는 通常 出力電壓  $e_o$ 를 零으로 하기 위하여 入力側에 加해주는 電壓(即  $E_{os}$ )으로 定義하고 있으므로 增幅器의 利得과 無關한 入力信號로서 比較된다. 따라서 이 出力電壓  $e_o$ 는

$$e_o = E_{os} + R_f i_b \dots\dots\dots(3-3)$$

으로 表現되고  $i_b$ 를 極성이 不定한 random 한 電流源으로 본다면 上式은

$$e_o = \pm [E_{os} + R_f i_b] \dots\dots\dots(3-4)$$

로 表示된다. 이 offset成分에 對한 經時變化와 溫度變化에 對한 變動은 곧 drift를 意味하므로 式(3-4)는 理想電流增幅器의 出力인 式(3-2)에 첨가 하여야 할 drift成分을 代表한다. 따라서 drift成分을 감안한 增幅器의 出力은 다음과 같이 補正된다. 即

$$E_{out} = -i_b R_f \pm [E_{os} + i_b R_f] \dots\dots\dots(3-5)$$

Offset에 對한 이와같은 解釋은 noise에 對하여도 同一하게 適用할 수 있다. 即 noise는 理想

ing amplifier)로 構成할때 反轉入力端에  $i_s$ 라는 電流源을 連結하면 이는 全然 增幅器內에 흐르지 않고 feedback loop의 抵抗  $R_f$ 를 通하여 흐를 것이다. 따라서  $i_s = i_f$ ,  $i_f = -E_{out}/R_f$ 에서

$$i_s = -E_{out}/R_f \dots\dots\dots(3-1)$$

$$\therefore E_{out} = -i_s R_f \dots\dots\dots(3-2)$$

가 求해진다. 이것은 잘 알려진 演算增幅器의 한 電流增幅機能을 說明한다.

그러나 實際面에서 前述한바와 같은 理想的인 演算增幅器는 찾아 볼 수 없으며 특히 offset 및 noise<sup>7)10)</sup>들의 回路機能에 미치는 영향으로 理想條件을 充足할 수 없는 要因을 만드는 한편 直流增幅器의 精度와 測定可能한 微少電流의 最低 level을 制約하고 만다. 이들은 電壓電壓의 變動, 回路素子의 經時變化, 溫度變化 및 同相電壓 等에 基因한 것이나 解析의 簡素化를 위해서 그림 3-2

增幅器의 入力에는 없었던 寄生信號로서 出力에 나타난 不要成分이며 offset 및 drift도 하나의 random한 noise源으로 보는 이상 그림 3-3과 같이 理想增幅器의 入力에 對하여 直列 noise電壓源  $E_n$ 와 並列 noise電流源  $i_n$ 이 連結된 것으로 特性化할 수 있으므로 結局式 (3-5)에 noise成分까지 包含시키면 offset 및 noise를 감안한 全出力電壓  $E_{out}$ 는 다음과 같이 整理된다.

$$E_{out} = -i_s R_f \pm (E_{os} + i_b R_f) \pm (E_n + i_n R_f) \dots\dots\dots(3-6)$$

即式 (3-6)의 第1項은 순수한 信號成分이며 第2,3項은 各各 不規則的이며 獨立的인 極성을 갖는 drift成分과 noise成分으로써 誤差를 代表한다. 따라서 演算增幅器를 微小電流增幅器로 利用하기 위해서는 式 (3-6)에서 信號成分  $i_s R_f$ 에 미치는 誤差要因의 크기를 充分히 吟味하여야 할 것이며 特히 bias 電流  $i_b$ 는 가장 큰 要因으로 作用한다. 지금 光電管의 最低電流레벨  $i_s = 10^{-12}$  [A]에 對하여 出力電壓  $E_{out} = 100$  [mV]를 얻고자 할 때 所要  $R_f$ 의 값은  $R_f = 10^{11}$  ohm이므로 萬一 bias 電流  $i_b > 10^{-12}$  A 라면 他要因 ( $E_{os}, E_n, i_n$ )을 無視하여도 100% 이상의 誤差를 招來한다. 따라서 resolution 100 [mV/pA]에 對하여 誤差 2%以內를 갖기 위한 演算增幅器의 要件은 式 (3-6)에 의하여 bias current  $i_b$ 를 적어도  $10^{-14}$  [A]以下로 保障할 수 있어야 한다. 또한 이러한 [pico A]級의 電流增幅器에서는 各 素子間의 絶緣 및 차폐問題도 細心한 注意를 要하는 重要事項이다. 例컨데 一般的인 connector, 導線, 인쇄 회로기판 및 스위치들의 絶緣저항은  $10^{14}$  ohm級이므로 電源 15[V]에 의한 leakage電流는  $15 \times 10^{-14}$  [A]가 되어 設使 bias電流  $10^{-14}$  [A]를 보장하여도 이의 15배에 달하는 誤差電流를 誘發한다.

4. 별의 光度等級<sup>1)</sup>

標準星에 對한 等級表示에서 隣接等星間의 光度比는 正確히  $\sqrt[4]{100}$ 이며 이것은 常用對數로서 0.4, 眞數에서는 約 2.512이다. 即 1等星의 光度는 2等星에 對하여 2.512倍  $n$ 等星에 對하여  $(2.512)^n$ 倍의 比率로 增加한다. 지금  $a$ 等星의 光度(正確히 表現하면 그 별에서 받는 放射光束)를  $I_a$

라 하고  $b$ 等星의 光度를  $I_b$ 라하면

$$I_b/I_a = (2.512)^{a-b} \dots\dots\dots(4-1)$$

이의 對數를 取하면

$$\log(I_b/I_a) = (a-b)\log(2.512) = 0.4(a-b) \dots\dots\dots(4-2)$$

$$\therefore a-b = 2.5 \log(I_b/I_a) \dots\dots\dots(4-3)$$

가 된다. 이것은  $a$ 等星의 光度  $I_a$ 를 基準으로 할 때  $I_b/I_a$  變化의 每 decade마다 2.5倍數의 變化를 알 수 있고 또한 그 크기는 光度와 反比例함을 意味한다.

따라서 별의 光度等級觀測을 위해서는 光度에 對應하는 光電子增幅器出力電流의 對數變換과 함께 任意 基準星에 對한 每 decade變化의 倍數關係를 滿足할 수 있는 回路條件을 求하여야 한다.

5. 對數變換增幅器

잘 알려진 整流方程式으로서 PN junction에 對한 Shockley理論<sup>13)</sup>을 본다면

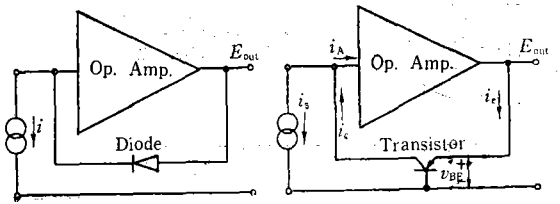
$$I = I_0(e^{qV/kT} - 1) \dots\dots\dots(5-1)$$

$I$ : 接合電流[A]                       $I_0$ : 理論上의 逆電流[A]  
 $V$ : 接合電壓[V]                       $q$ : 電荷[coulombs]  
 $k$ : Boltzman's Constant           $T$ : 絕對溫度[°K]

이것은 그림 5-1(a)와 같이 feedback素子로서 diode를 使用할 때 그대로 適用할 수 있으나 그림 5-1(b)와 같이 transistor를 使用할 경우 collector電流  $i_c$ 는 세가지 成分<sup>12)14)</sup>으로 이루어져 特히 이 中  $V_{CB}$ 에 依存하는 두가지 成分을 度外視할 수 없으나 collector電流  $i_c$ 에 對하여 一般化된 實用式을 引用<sup>12)</sup>하면

$$i_c = I_0(e^{qV_{BE}/kT} - 1) + I_{CBO}(e^{qV_{CB}/kT} - 1) \dots\dots\dots(5-2)$$

로 表現된다. 여기서 演算增幅器의 利得이 매우 크고 入力端에 流入하는 電流가 없으므로  $V_{CB} = 0$



(a) Diode (b) Transistor  
 그림 5-1. Logarithmic Amplifier의 構成

에 따라 式 (5-2)는 式 (5-1)와 같이

$$i_c = I_0(e^{qV_{BE}/kT} - 1) \dots\dots\dots(5-3)$$

로 볼 수 있으며 이들의 自然對數를 取하면

$$\ln i_c = \ln I_0 + \ln(e^{qV_{BE}/kT} - 1) \dots\dots\dots(5-4)$$

이므로 emitter에 充分한 順方向電壓이 加해진  $e^{qV_{BE}/kT} \gg 1$  即  $V_{BE} > 0.1[V]$ 에서는

$$\ln i_c = \ln I_0 + \frac{qV_{BE}}{kT} \dots\dots\dots(5-5)$$

따라서 이의 常用對數를 取하여  $V_{BE}$ 를 求하면

$$\therefore V_{BE} = 2.3 \frac{kT}{q} \log_{10} i_c + C \dots\dots\dots(5-6)$$

$$C: -2.3 \frac{kT}{q} \log_{10} I_0$$

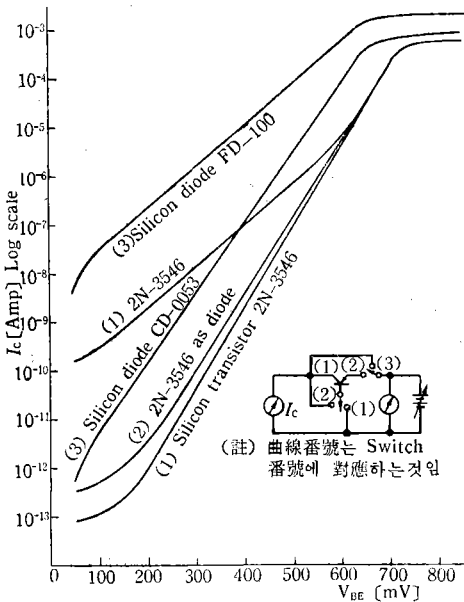
이며 이것은 溫度 25°C일 때  $i_c$ 의 每 decade變化에 對하여  $2.3 \frac{kT}{q}$  (即 59mV)의 slope를 갖는  $\log_{10} i_c$  對  $V_{BE}$ 의 直線變化를 意味한다. 여기서 實際 使用할 수 있는 有效直線範圍는 그림 5-2에서 보는바와 大電流에서의 不連續을 招來하는 接合部의 bulk resistance와 微電流에서의  $e^{qV_{BE}/kT}$ 가 1에 近似하는 原因으로 制限된다.

式 (5-1)은 germanium diode에서 잘 說明<sup>13) 15)</sup>되고 있으나 可用할 수 있는 silicon diode에 의한 實驗結果로는 그림 5-2의 曲線③(diode)

CD 0053 및 曲線②(diode FD 100)과 같이 현저한 差異를 나타내고 있다. 이것은 Sah, Noyce 및 Shockley<sup>16)</sup>가 指摘한 電位障壁領域에 存在하는 再結合中心에 依한 原因<sup>15)</sup>으로 보고 있으나 한편 silicon transistor의  $V_{CB}=0$ 에 對한  $V_{BE}$ 對  $i_c$  實驗值를 본다면 그림 5-2의 下部曲線①과 같이 極히 小數(50 個中 2個)가 電流變化範圍 9 decade에 걸쳐 直線으로 式 5-3을 滿足하는 것을 찾아 볼 수 있으며 大部分은 上部曲線① 처럼 電流範圍 3~4 decade만이 直線의인 것을 볼 수 있었다. 이것은 式 (5-2)의 第2項으로 表示되는 誤差分으로서 特히  $V_{CB}$ 에 依存하는 collector-base間 逆電流  $I_{CBO}$ 가 主因이며  $i_c$ 가 작을 때 현저해진다. 또한 이러한 transistor를 그림 5-1 (b)와 같이 實際 演算增幅器의 feedback素子로 適用하면 그림 5-2에서 얻는바와 같은 靜的試驗에 準한 特性이 나타나지 않고 collector電流  $i_c$ 가 작은 部分에서는 演算增幅器의 出力이 현저하게 감쇄 혹은 反對極性으로 變하고 만다. 이것은  $I_{CBO}$ 에 基因한 collector接合電壓  $V_{CB}$ 가 差動入力으로서 增幅器의 入力에 添加해지기 때문이다. 이의 對策으로 그림 5-2의 曲線①과 같은 transistor를 collector 및 base를 連結하여 diode로서 使用하는 경우를 생각할 수 있으나 이러한 形成에 의한  $\log i_c$  對  $V_{BE}$  slope는 그림 5-2의 曲線②처럼 變하고 만다. 그 理由는 試驗回路에서도 알 수 있 드시 스위치 ①에서  $I_{CBO}$ 의 通路가 別途로 形成되고 있는데 反하여 스위치 ②에서는 emitter接合電流와 서로 相殺하는데 基因하고 있다. 따라서 本測光裝置의 對象인  $10^{-5}A \sim 10^{-12}A$ 에 對應한 對數變換에는 이 有效直線範圍를 갖는 feedback素子의 慎重한 選擇이 測定確度上 重要因子가 된다.

以上 對數變換의 高精度化를 期하기 위한 所要條件을 綜合해 보면

첫째  $I_{CBO}$ 를 주리기 위하여 collector電壓을 極小로 維持하는 것이며 實驗에 의하면 collector飽和電流가 10[picoA]일 때 1[picoA]의 入力電流를 1%의 確度로 測定하기 위하여 式 (5-2)의 第2項을 0.01[pA]로 하는 collector接合電壓  $V_{CB}$ 는 25[μA]를 要한다.



(註) 曲線番號는 Switch 番號에 對應하는것임

그림 5-2. Silicon transistor 및 diode의 接合電壓 對 電流特性(스위치 3을 連結할 때는 diode 插入)

둘째 演算增幅器는 高入力 impedance일 것이  
며 input bias電流는 極히 작아야 ( $10^{-14}$ A以下)  
한다.

셋째 增幅器의 直流利得이 充分이 클것 等이다.

### 6. 별의 光度等級變換 과 較正

天體觀測用望遠鏡의 口徑에 따라 觀測可能한  
별의 光度等級과 光電子增倍管의 光電面에 到達  
하는 光束 그리고 增倍管 1P21의 光電流出力의  
實例를 보면 다음表<sup>1)</sup>와 같다.

표 6-1. 望遠鏡에 따른 별의 光度等級과 光電流

望遠鏡口徑 및 별의 光度等級				光束	增倍 光電流
7.5cm	15cm	30cm	91cm	[lumen]	[A]
-4.6	-3.1	-1.6	0.8	$10^{-6}$	$10^{-5}$
-2.1	-0.6	0.9	3.3	$10^{-7}$	$10^{-6}$
0.4	1.9	3.4	5.8	$10^{-8}$	$10^{-7}$
2.9	4.4	5.9	8.3	$10^{-9}$	$10^{-8}$
5.4	6.9	8.4	10.8	$10^{-10}$	$10^{-9}$
7.9	9.4	10.9	13.3	$10^{-11}$	$10^{-10}$

※ 光電子 增倍管 1P21, Cathode sensitivity:  
 $10^{-6}$ A/cm, Amplification: $10^6$

따라서 表 6-1에서 알수 있는 바와같이 本光  
電測光裝置의 光度等級에 對한 測定機能으로서  
다음 條件들이 要求된다. 卽

첫째 光度等級 scale에서의 光束에 對한 每  
decade變化的 slope(式 4-3)와 對數變換回路에  
서의 入力電流에 對한 每 decade 變化的 slope  
式 (5-6)를 整合시키는 것

둘째 별의 光度等級과 光束(또는 光電子增倍管  
의 出力電流)의 크기는 反比例하므로 이를 對應  
시키는것

셋째 望遠鏡의 口徑에 따라 光電面에 到達하는  
入射光束이 다르므로 어느 望遠鏡에도 適用할 수  
있는 較正機能을 갖추는것

上記條件을 滿足시키기 위해서 그림 6-1과 같  
은 演算增幅器에 의한 減算增幅器를 構成하였다.

지금 出力電壓  $E_o$ 는 反轉入力端에 加해진  $E_1$   
의 反轉增幅器出力  $E_{o1}$ 과 非反轉入力端에 加해진  
 $E_2$ 의 非反轉增幅器出力  $E_{o2}$ 의 合成이므로 다음과  
같이 表示된다.

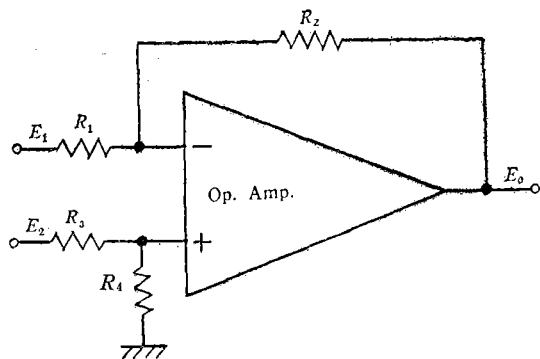


그림 6-1. 演算增幅器에 의한 減算增幅回路

$$E_o = E_{o1} + E_{o2}$$

$$= -E_1 \frac{R_2}{R_1} + E_2 \left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)$$

.....(6-1)

여기서  $R_1 = R_3$ ,  $R_2 = R_4$ 라면 다음 減算增幅式  
을 얻는다.

$$E_o = \frac{R_2}{R_1} (E_2 - E_1) \dots \dots \dots (6-2)$$

따라서 上式의 增幅度  $R_2/R_1$ 를 첫條件에 滿足  
시키는 slope比 2.5/59로 하고 둘째 條件에 對해  
서는 反轉入力  $E_1$ 에 式(5-6)으로 表示되는 對  
數變換出力을 非反轉入力  $E_2$ 에는 正極性的 任  
意基準電壓을 加해주면 所要反比例關係를 滿足시  
켜 준다. 셋째 條件을 위해서는 非反轉入力  $E_2$ 를  
任意 可變할 수 있게 함으로써 所要機能을 達成시  
켰다.

### 7. 綜合特性 및 回路構成

微電流 및 對數變換增幅器의 經時安定度는 그림  
7-1 曲線 (a)와 같이 初期 約 20分間의 warm-  
up drift를 除外하고 最大  $\pm 150[\mu V]$  以內이므로  
式(3-6)으로 表示되는 增幅器의 出力 100  
[mV/pA]에 對하여 誤差範圍는 0.3%를 維持한  
다. 따라서 光束測定值에 對한 綜合誤差는 指示  
計인 digital voltmeter의 오차 0.1% 眞值  $\pm 1$   
digit (1 digit = 1 mV)와 feedback素子의 오차  
0.1%를 加算한 最大 1.5%以內(오차요인의 극성  
이 동일한 worst case)이다. 減算增幅器의 經時  
安定度는 그림 7-1 曲線(b)와 같이 初期 warm-up

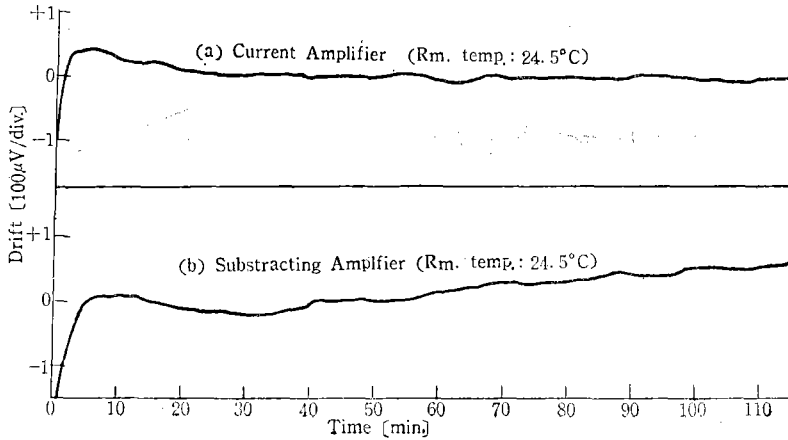


그림 7-1. 微小電流增幅器 및 減算增幅器의 經時安定度

drift(約 40分)를 除外하고 最大  $\pm 300 [\mu V]$  (=0.03等級) 以內이므로 光度等級測定에 對한 綜合誤差는 式(6-2)의 slope比變換을 위한  $R_2/R_1$  誤差 0.1%와 第5章에서 詳論한  $E_1$ 으로 表示되는 對數變換素子(그림 5-2참조)의 誤差等이 加算된다.

그러나 實際回路構成에는 前記한 微小電流用 및 減算用增幅器의 offset에 對한 較正機能을 附加하였으므로 보다 測定精度의 向上을 期할 素地는 마련되어 있다. 한편 color temp. 2870°C인 標準光源에 對한 光度等級의 實測値는 그림 7-2와 같다. 光入力는  $5 \times 10^{-11} [lm]$  근처에서 最大  $\pm 0.05$ 等級의 變動幅을 갖는것은 光電子増倍管의 random한 暗電流와 雜音變化에 基因한 것으로 바로 等價暗電流光入力 level을 나타낸다. 이것은 光入力이 없는 最惡條件으로써 그림 7-3의 曲線

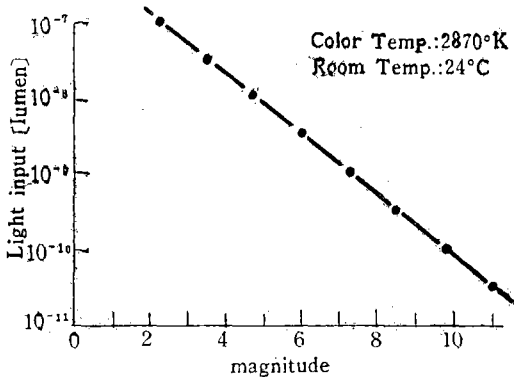


그림 7-2. 標準光源에 對한 光度等級의 實測値

③으로 實證되고 있다. 即 光度等級을 위한 出力値의 經時變化인 이 曲線은 매우 安定하여 drift를 全然 觀察할 수 없었다.

正常動作條件下에서 光入力を 차단한 即 光電子増倍管의 暗電流 및 雜音만이 印加되었다고 假定되는 狀態에서 各 光度測定範圍에 對한 經時變化를 보면 그림 7-3曲線①②의 實線表示와 같다. 여기서 測定範圍  $10^{-9}$  lumen以下에서는 매우 安定하고 測定範圍  $10^{-10}$  lumen에서는 約  $0.52 \times 10^{-10} lm$ 이 記錄되고 있으나 계속 測定範圍  $10^{-11}$  lumen에서  $5.2 \times 10^{-11} lm$ 으로 더욱 明確히 알수 있다. 光電子増倍管 1P21의 規格値를 보면 溫度 22°C에서 anode luminous sensitivity 20[A/lm]가 되는 電壓을 印加하였을 때 等價暗電流光入力

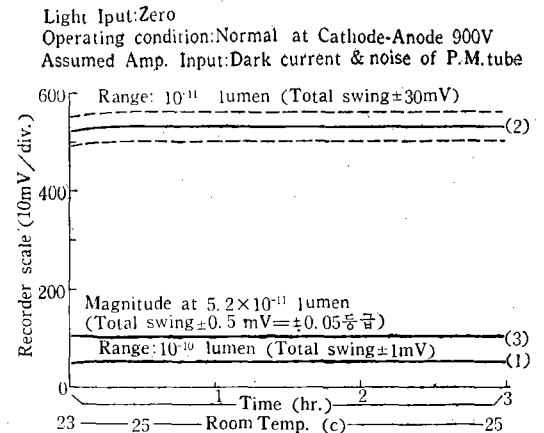


그림 7-3. 微小電流增幅器 및 減算增幅器의 drift特性



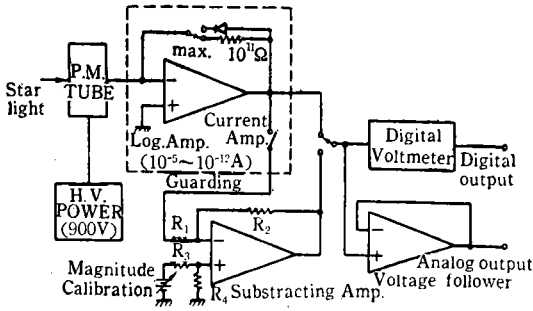


그림 7-4. 光電測光裝置의 回路構成

이 代表值  $5 \times 10^{-11}$  [lm], 最大值  $5 \times 10^{-10}$  [lm] 이므로 本裝置가 規格值에 正確히 的中하고 있음을 알 수 있다. 또한 測定始點의 室温  $23^{\circ}\text{C}$ 에서 外部 光入力の 차폐를 위한 조치로 溫度上昇의 招來함으로써 室温  $25^{\circ}\text{C}$  上昇에서 等價暗電流光入력이 若干 上昇하고 있음을 볼 때 光電子增倍管의 溫度依存性을 明確히 알 수 있다. 그림 7-3 曲線③에서 點線으로 表示한 帶幅은 前述한 바와 같은 暗電流 및 雜音의 random變化에 基因한 것이다.

本 光電測光裝置의 各 測定系에 對한 回路構成은 그림 7-4와 같다. 各 段間의 干涉과 外部干涉을 차단하기 위하여 double guarding으로 차폐하고 特히 電流增幅器의 入力段에 對한 leakage current의 要因을 減小시킬 수 있는 素子의 配置에 慎重을 期하였다. 사진 7-1은 本 光電測光裝置의 試作品으로 右端의 受光部는 서울大文理大

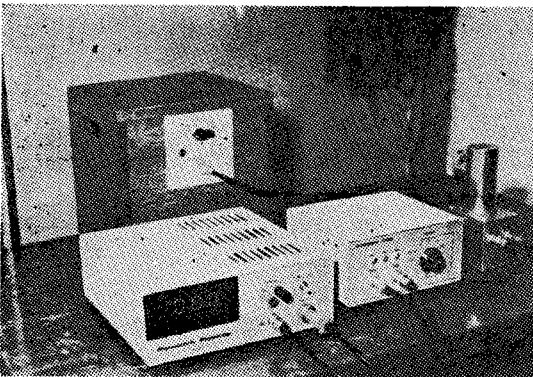


사진 7-1. 光電測光裝置의 試作品  
(前列左에서 計數型指示計, 微電流 및 對數變換增幅器, 光電子增倍管 및 分壓回路用受光部 後列 光電管用高壓電源)

學에 設置運用中인 望遠鏡에 附着할 수 있게 製作하였다. 6章에서 言及한 바와 같이 光電子增倍管의 光電面에 集束되는 光量은 望遠鏡의 口徑에 左右되므로 等價暗電流光入力level( $10^{-10}$  lumen)以下를 觀測할 경우에는 이 受光部를 適切하게 冷却할 수 있는 對策이 마련되어야 한다.

## 8. 結 論

長時間에 걸친 天體觀測用裝備로서 實用하게 될 本 光電測光裝置의 開發目標로서 별의 連續 spectral에 適用할 수 있는 光電子增倍管回路, 最低對象光束  $10^{-13}$  lumen을 위한 測定確度 2%以內의 直流增幅回路, 光度等級測定을 위한 對數變換回路, 任意 望遠鏡의 口徑(集束光量의 變動)에 適用되는 光度等級의 校正機能, 光度 및 等級測定值의 直續을 위한 計數型指示部 및 記錄裝置를 위한 analog 出力 등 諸要件을 滿足시키는 試作品을 完成하였다.

이 光電測光裝置의 測定機能은 오직 天體觀測에만 適用할 수 있는 獨特한 것은 아니다. Gas chromatograph 및 Ionization gage等 매우 微弱한 光量의 定量的檢出 및 測定에 널리 適用되는 共通의 計測技術이며 特히 pico-ampere 領域을 넘어 femto-ampere ( $10^{-15}\text{A}$ )의 分解能에 對한 極微小電流의 高精度測定과 測定值의 decade變化를 直線化하는 對數變換方法은 工業計測分野에도 널리 應用할 수 있는 課題들이다.

## 謝 意

本研究에 臨하여 天體觀測에 關한 細部の 資料提供과 諮問에 應해 주신 韓國天文學會 朴弘緒, 沈敬鎮, 吳昶烈會員 諸位에 深深한 謝意를 表합니다.

## 參 考 文 獻

- 1) 下保 茂 : 變光星의 觀測, p. 40, 155 恒星社 厚生閣 (1970)
- 2) Lallemand, A. : Photomultipliers, Astronomical Techniques, Stars & Stellar Systems Vol. 2, University of Chicago Press(1962)
- 3) RCA Technical Series PT-61, Photomultiplier

- Manual, RCA Corporation(1970).
- 4) 平井平一郎：工業電子計測便覽，日刊工業新聞社 p. 150~155, p.175~209, p.299~313, (1970)
  - 5) Johnson, H.L. : Photoelectric Photometers and Amplifiers, Astronomical Techniques, Stars & Stellar Systems Vol. 2, University of Chicago Press(1962)
  - 6) Zatzick, M.R. : Photomultiplier Tube Selection and Housing Design for Wideband Photon Counting, Application Notes 7102, SSR Instruments Co. (1971)
  - 7) Graeme, J.G., Tobey, G.E. and Huelsman, L.P. : Operational Amplifiers Design and Applications, McGraw-Hill(1971)
  - 8) Demrow, R. : Evolution from Operational Amplifier to Data Amplifier, Analog Devices Inc. (1968)
  - 9) 黒川一夫：アナログ集積回路の基礎，電子材料，2月～3月號(1969)
  - 10) Smith, L. and Sheingold, D.H. : Noise and Operational Amplifier Circuits, Analog Dialogue, Analog Devices Inc. Mar. (1969)
  - 11) Bartos, D.J. : Using Logarithmic Current Elements with the Keithley Model 300 Electrometer Operational Amplifier, Production Notes, Keithley Instruments Inc.
  - 12) Gibbons, J.F. and Horn, H.S. : A circuit with Logarithmic Transfer Response over 9 Decades, IEEE Transaction on Circuit Theory p.379 Sept. (1964)
  - 13) Shockley, W. : Electrons and Holes in Semiconductors, D. Van Nostrand Co., Inc. Princeton, N. J. (1970)
  - 14) Ebers, J.J. and Moll, J.L. : Proceeding IRE, No. 42, p.761(1964)
  - 15) Warner, R.M. and Fordemwalt, J.N. : Integrated Circuits Design Principles and Fabrication, p.56 McGraw-Hill(1965)
  - 16) Sah, C.T., Noyce, R.N. and Sackley, W. : Carrier Generation and Recombination in P-N Junction Characteristics, Proc. IRE, Vol.45, p. 1228 Sept. (1957)