

半導體素子の 熱抵抗에 關하여(I)

宋 鎮 洙*

一 次 列

- I. 序 言
- II. 傳熱의 基本原理
- III. 熱安定度
- IV. 熱抵抗
- V. 過渡熱抵抗
- VI. 放熱板의 選擇과 使用方法
- VII. 結 言

I. 序 言

熱設計의 目的은 裝置 또는 system에 있어서 주어진 電氣的, 機械的, 條件 및 信賴性, 保全性, 價格格의 要求條件에 따라 熱原에서 最低적인 heat sink까지 熱을 능률적으로 轉과하는데 있다. 即 裝置전체의 溫度를 낮추거나, 部品 또는 裝置內의 溫度를 均一하게 함으로서 安定된 動作을 할 수 있게 設計하는 것을 말한다.

電子工學分野의 熱設計는 部品과 裝置의 두 領域으로 區分할 수 있으나 裝置의 熱設計는 部品自體와 部品間의 接續에서의 全體的인 熱的 調和를 意味하므로 여기서는 個別素子 特히 Power Transistor를 中心으로 I, II部로 나누어 熱的 問題點에 關해 소개하고자 한다.

II. 傳熱의 基本原理

1. 傳熱의 基本形態⁽¹⁾

一般的으로 두 점사이에 溫度差가 있을 때, 溫度差만의 原因에 의하여 溫度가 높은 쪽에서 낮은 쪽으로 이동하는 Energy의 形態를 熱이라고 한다.

이러한 熱을 移動形態만으로 分類하면 物體를 구성하는 粒子, 即 分子 및 電子에 의해 物體內를 Energy가 옮겨가는 現象인 熱傳導(thermal conduction)와 絕對零度가 아닌 物體의 表面에서(眞空中에서도) 그 溫度에 對應하는 熱 energy를 電磁波로서 放射하는 熱輻射 또는 溫度輻射(thermal radiation)가 있다.

또 空氣 물등의 流體에 의해 熱이 이동되는 現象을 對流(convection)라고 하나 이것은 이동하고 있는 流體內의 熱傳導와 輻射가 그 本質이다. 對流에는 重力이 作用하는 장소에서, 溫度差에 의한 密度差가 原因

이 되어 發生하는 自然對流(natural convection)과 fan, pump 등에 의해 강제적으로 일어나는 強制對流(forced convection)가 있다.

電子裝置의 熱設計에서는, 部品表面에서 流體로의 熱의 이동이 重要한 역할을 하며 이것을 熱傳達(heat transfer by convection)이라 한다.

2. 熱傳導

1) Fourier의 法則

傳熱의 가장 基本的인 形態는 熱傳導이며 그 基本原理는 Fourier의 法則이다. 即 物體內의 單位面積을 單

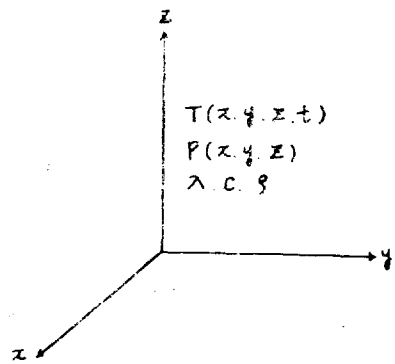


그림 1. 熱傳導方程式의 座標系

位時間에 通過하는 熱量 $Q(W/m^2)$ 는, 熱이 흐르는 方向의 溫度勾配를 $\Delta T/\Delta x(^{\circ}C/m)$ 라 하면

$$Q = -\lambda \frac{\Delta T}{\Delta x} \tag{1}$$

의 關係가 成立한다.

여기에서 係數 $\lambda(W/m \cdot ^{\circ}C)$ 를 熱傳導率(thermal conductivity)이라 하며 일반적으로 溫度의 函數로 나타난다.

2) 熱傳導의 基本方程式

*正會員 : 大韓半導體株式會社課長代理

그림 1과 같이 座標系를 設定할 때 點 $p(x, y, z)$ 에 있어서의 溫度 $T(x, y, z, t)$ 는 物體의 熱傳導率 λ 가 장 소 시간에 關하여 一定하다면 熱傳導의 基本方程式

$$\frac{\partial T}{\partial t} = \frac{\lambda}{c\rho} \left(\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right) \quad (2)$$

가 代立한다. 여기에서 c 는 物體의 比熱, ρ 는 密度이며 $k \equiv \lambda/c\rho$ 는 溫度傳播率이라 부른다.

時間的 變化를 고려치 않은 定常問題에서는 $\partial T/\partial t = 0$ 이므로

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} = 0 \quad (3)$$

으로 되고, 여기에서 x 方向만의 一次元인 熱에서는

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} = 0 \quad (4)$$

가 된다.

3) 金屬의 熱傳導率

物質中에서 熱傳導率이 가장 좋은 것은 金屬이다. 金屬의 傳良導性과 電氣良導性사이에는 金屬中의 自由 電子의 振舞에 의한 것으로 생각되는 本質적인 關係가 있으며 이것을 Wiedeman-Franz-Lorentz의 關係라 한다. 即 溫度가 일정할 때 Ag, Cu, Ni, Fe 등의 純金屬에 對해서는 金屬의 熱傳導率과 電氣傳導率과의 比는 일정하다는 것이다. 이러한 關係때문에 熱을 잘 통하면 電氣를 잘 통하게 되며 電子裝置에 있어서는 熱傳導率이 큰 金屬材料를 직접 熱源에 接觸하면 導熱體가 電氣의 阻로 완전히 絕緣되어 다른 電氣特性에 影響을 미치지 않는 경우를 제외하고, 필히 電氣絕緣物을 介在치 않으면 안되는 問題點이 發生한다.

3. 對流熱傳導

半導體素子を 空氣의 흐름中에 놓았을 때, 熱은 部品의 表面으로부터 空氣로 傳達되며 이 部品表面의 熱移動에 關한 熱傳達率(heat transfer coefficient)이라는 量은 다음과 같이 定義된다.

그림 2에서와 같이 部品表面을 流體가 흐를 때, 部品表面의 溫度는 점차 降下하여 流體의 溫度에 達한다

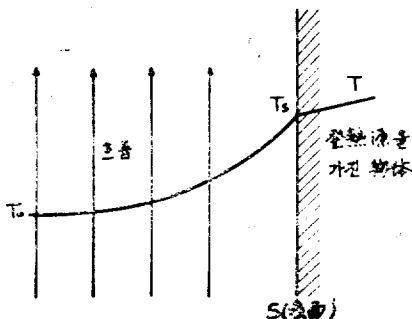


그림 2. 物體表面附近의 溫度分布

이와 같이 部品表面附近으로서 溫度가 變化하는 流體中의 領域을 溫度境界層이라 부른다. 여기에서 部品表面의 溫度 T_s 와 流體層의 基準溫度 T_0 와의 差에 對應하여, 그 사이에는 熱의 이동이 存在한다.

面積 $A(m^2)$ 當 $P(W)$ 의 熱流가 있다면

$$P = LA(T_s - T_0) \quad (5)$$

가 成立한다.

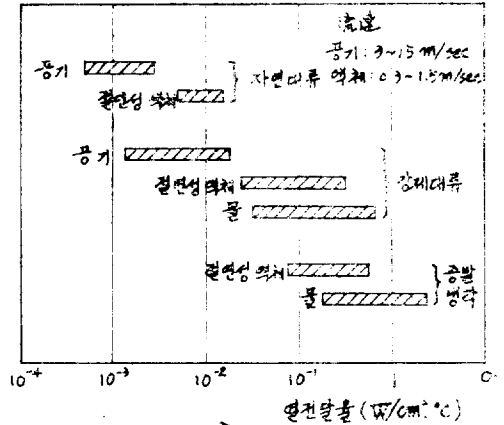


그림 3. 各種冷却方式의 熱傳導率(2)

이때 係數 $h(W/m^2 \cdot ^\circ C)$ 를 熱傳達率이라 하며, h 는 流體物質의 特性으로서 流速, 層, 亂流 등의 흐르는 狀態 및 物體上의 位置에 의해 變化하는 量이다.

일반적으로 物體를 通過하는 熱은, 物體內에서는 熱傳導로서 이동하나, 物體에서 排出되기 위해서는 결국 어떠한 形態로 外部流體에 傳해지지 않으면 안된다. 熱傳達率의 概略値는 그림 3과 같다.

4. 輻射에 의한 傳熱

傳熱에 關連되는 輻射는 熱輻射(thermal radiation)로서 $0.3 \sim 10 \mu m$ 또는 그 以上の 波長을 가진 電磁波(可視領域은 $0.4 \sim 0.8 \mu m$)이며 대부분이 赤外領域에 있다.

熱輻射의 基本을 이루는 것은 Stefan-Boltzman의 法則으로서, 黑體라고 定義되는 理想的 物體表面이 單位面積으로부터 單位時間當 射出되는 energy는

$$E = \sigma T^4 (W/m^2) \quad (6)$$

이다.

여기에서 σ 는 Stefan-Boltzman常數이며 $\sigma = 5.67 \times 10^{-8} (W/m^2 \cdot K^4)$ 이다. 일반적인 物體에서는 表面의 機質, 狀態 등에 關連된 係數 ϵ 을 곱한 形으로서

$$E = \epsilon \sigma T^4 (W/m^2) \quad (7)$$

으로 쓰여진다. 이때 ϵ 을 輻射率 또는 射出率(emissivity)이라 한다.

5. 熱抵抗의 導入

電子裝置의 熱設計는 定常問題가 취급되는 경우가 많다. 특히 信賴度에 관계되는 溫度上界의 문제는 거의 定常問題이며 이 경우 “熱抵抗”이라는 概念에 의해 統一의 로 취급된다.

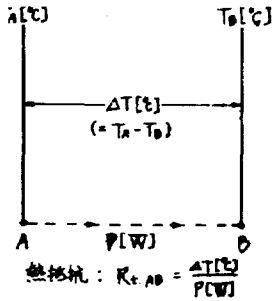


그림 4. 熱抵抗

그림 4에서 物體中의 2體 A, B사이의 P[W]의 熱流을 흘리는데 필요한 溫度差를 ΔT[°C]라 할때 ΔT/P를 A, B間의 熱抵抗(thermal resistance)이라 定義하고 [°C/W]의 單位를 使用하며 R_t, 또는 θ로 表示한다. 또 熱抵抗의 逆數를 熱 conductance라 한다.

各 冷却方式에 對한 熱抵抗의 表示法⁽³⁾은 다음과 같다.

1) 傳 導

그림 5에서 熱傳導率이 λ인 材料에 대해 길이 L, 斷面積 S인 棒의 全側面을 斷熱하고 兩端을 通해서만 熱이 出入되는 경우의 熱抵抗을 구하면, 兩端面의 溫度를 T₁ T₂(T₁>T₂)일때 熱流是

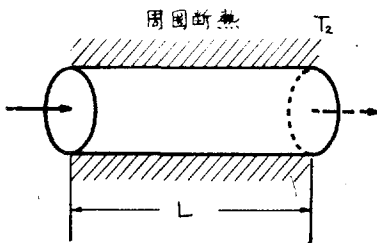


그림 5. 棒의 熱抵抗

$$P = \lambda \frac{S}{L} (T_1 - T_2) \quad (8)$$

로 되며, 熱抵抗은

$$R_{t,cond} = \frac{T_1 - T_2}{P} = \frac{L}{\lambda S} \quad (9)$$

로 나타낸다. 이것을 熱 conductance로 表示하면

$$1/R_{t,cond} = \lambda S/L \quad (10)$$

이 되고 電氣抵抗과 對應시켜 傳導率에 對應하는 量인 熱傳導率이다.

2) 對 流

對流의 경우 傳熱特性은 熱傳達率에 의해 表示되며 이것을 熱抵抗의 形態로 나타내면

$$R_{t,cond} = \frac{T_s - T_0}{P} = \frac{1}{LA} \quad (11)$$

이다.

단 自然對流에서는 h가 대체적으로 (溫度上昇)^{0.25}으로 變化하며 強制對流의 경우보다 非線形性이 크다. 실제로는 強制對流에서도 自然對流가 共存하고 또 輻射가 共存하는 경우가 많으나 流速이 큰 경우에는 이러한 영향은 무시할 수 있다.

3) 輻 射

輻射의 경우 溫度差가 아주 크지 않는 범위에서는 輻射의 熱傳達率 h_r를 사용하여

$$R_{t,rad} = \frac{1}{h_r A} \quad (12)$$

으로 나타낸다.

III. 熱安定度

Transistor parameter中 가장 溫度의 영향을 민감하게 받는 parameter는 collector 누설전류 I_{CB0}와 base-emitter 間 電壓 V_{BE}이며 溫度의 함수로서 다음 式으로 表示된다.

$$I_{CB0} = I_{CB0(0)} e^{K(T - T_0)} \quad (13)$$

$$I_B = I_{CB0} e^{\frac{q}{kT}} V_{BE} \quad (14)$$

단 I_{CB0(0)}: 기준온도 T₀의 collector 누설전류

K: 半導體物質의 energy gap의 함수로서

I_{CB0}의 溫度係數

일반적으로 Si: 0.07/°C, Ge: 0.09/°C

q: 電荷, k: Boltzman定數, T: 絕對溫度

接合部에서의 損失을 P_c라 하고, 어떤 原因에 의해 이 損失分이 ΔP_c만큼 變動했을 경우 接合部에서는 ΔP_c·θ_{ja}의 溫導變化가 發生된다. (θ_{ja}는 接合部에서 外氣까지의 熱抵抗)接合部의 溫度變化 또는 周圍溫度가 變化하면 I_{CB0}, V_{BE}가 變化하고 變化分 ΔI_{CB0}, ΔV_{BE}에 의해 collector 전류는 각각 SΔI_{CB0}, g_mΔV_{BE}의 變化가 發生한다.

ΔP_c에 의한 損失의 變化分이 ΔP_c보다 큰 경우 溫度上昇은 連續的으로 일어나 熱暴走(thermal runaway)에 의해 素子가 破壞되므로 이 變化分은 ΔP_c보다 작지 않으면 안된다.

即

$$\Delta P_c \geq V_c (S \Delta I_{CB0} + g_m \Delta V_{BE}) \quad (15)$$

V_c: collector 印加電壓(기준온도 T₀에서)

g_m = ∂I_c/∂V_{BE}

$$S = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CBO}} = \Delta I_{CBO,0} \left(\frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} \right)$$

의 條件에서 安定된 動作을 할 수 있다. 여기에서 S는 溫度에 의해 collector 누설전류 I_{CBO} 에 變化가 생길때의 電流 I_C 의 變化量을 나타내는 bias 回路의 安定係數이다.

$\Delta T = \Delta P_C \cdot \theta_{ja}$ 이므로 (13)式을 P_C 로서 微分하면

$$\frac{\Delta I_{CBO}}{\Delta P_C} = \frac{\Delta I_{CBO}}{\Delta T} \frac{\Delta T}{\Delta P_C} = K \cdot \theta_{ja} \cdot I_{CBO(0)} e^{K(T-T_0+P_C \cdot \theta_{ja})} \quad (16)$$

(14)式에서 emitter 電流 I_B 가 一定하다고 가정하여 V_{BE} 의 溫度特性을 구하면

$$\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} = -\frac{kKT}{q} = -2.0 \times 10^{-3} \text{V}/^\circ\text{C}$$

따라서 $\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta P_C} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} \cdot \frac{\Delta T}{\Delta P_C} = -2.0 \times 10^{-3} \times \theta_{ja}$ (17)

(16)(17)式을 (15)式에 代入하면

$$V_C \cdot S \cdot K \cdot \theta_{ja} \cdot I_{CBO(0)} e^{K(T-T_0+P_C \cdot \theta_{ja})} - 2.0 \times 10^{-3} \cdot \theta_{ja} V_C \cdot g_m \leq 1 \quad (18)$$

$$\text{단 } T - T_0 + \theta_{ja} P_C \leq T_{jmax} - T_0$$

即 (18)式이 滿足되면 回路은 安定하게 動作될 수 있다. 그러나 (18)式은 복잡하여 實用的이 아니므로 S의 定義中 V_{BE} 의 變化에 對한 I_C 의 變化分도 包含되었다고 생각하면 (18)式의 2項은 省略하여도 충분히 實用的이다. 간단히 하면

$$V_C \cdot K \cdot \theta_{ja} \cdot S \cdot I_{CBO(0)} e^{K(T-T_0+P_C \cdot \theta_{ja})} \leq 1 \quad (19)$$

thermal runaway 現象을 일으키는 臨界電壓을

$$V_{crit} = \frac{1}{K \cdot \theta_{ja} \cdot S \cdot I_{CBO(0)}} \quad (20)$$

이라고 定義하여 (19)式에 代入하면

$$\frac{V_C}{V_{crit}} e^{K(T-T_0+P_C \cdot \theta_{ja})} \leq 1$$

變形하여 $K=0.08$ 基準溫度(周圍溫度) $T_0=25^\circ\text{C}$ 라 하면

$$P_C \theta_{ja} + T - 25 \leq -29 \log \frac{V_C}{V_{crit}} \quad (21)$$

即 (20)(21)式이 回路의 安定條件이다.

일반적으로 V_C, P_C 는 최초로 결정되며, S의 값은 定義로부터 적은 값으로 設計하는 것이 安定度の 點에서 바람직 하지만 S가 작아지면 效率은 低下하므로 transistor가 許容하는 범위內에서 S가 큰 쪽이 設計上 有利하다. 따라서 power transistor의 I_{CBO} 는 적은 쪽이 有利하며 S의 값은 10~20정도가 좋다.

IV. 熱抵抗(定常)

1. 熱抵抗의 定義

Transistor에 임의의 電力을 소비시키면 電力損失은

熱이 되어 半導體內部的 溫度를 上昇시킨다. 이 熱은 電場에 의해 加速된 電流 carrier와 結晶格子와의 충돌에 의해 생기며, 그 energy는 phonon으로서 Ge 또는 Si의 格子間에 傳達되고 그 結果 半導體 全體의 溫度가 上昇된다. 이때 phonon은 일반적으로 電荷를 갖지 않으므로 그 傳達는 擴散에 의해서만 행해진다.

溫度는 phonon濃度를 나타내는 尺度이므로 熱流의 傳達는 溫度差에 比例하게 된다. 即 1次元 model로 생각하면

$$\text{熱流密度} = Q = \lambda \frac{dT}{dx} \quad (22)$$

로 나타내어 진다.

通常 transistor에서는 주로 PN接合의 空氣層에서 power가 消費되어 熱로 變換된다. 또 半導體層의 두께는 橫方向의 크기에 比하여 아주 얇으므로 熱의 橫方向으로의 傳達는 무시될 수 있다. 따라서 (22)式의 左邊은 印加된 電力을 emitter面積으로 나눈 값이라 생각할 수 있다.

即

$$\frac{dT}{dx} = \frac{\text{電力}}{A \cdot \lambda} \sim \frac{V_{CB} I_C}{A \cdot \lambda} \quad (23)$$

이다. 溫度勾配가 接合部에서 金屬放熱板으로 向하는 것을 고려하여 (23)式을 積分하면

$$T_{\text{接合部}} - T_{\text{金屬}} = \Delta T = \frac{L}{A \cdot \lambda} \times \text{電力} \approx$$

$$\frac{L}{A \cdot \lambda} \times V_{CB} I_C \quad (24)$$

여기에서 L은 接合部와 金屬放熱板과의 거리이다. (24)式에서 알 수 있는 바와 같이 接合部の 溫度上昇은 加해진 電力 $V_{CB} I_C$ 의 크기에 比例하며 比例係數는 電氣抵抗($R_T = L/A \cdot \lambda$)과 같은 形式으로 쓰여지는 熱抵抗이다.

이러한 熱抵抗은 電氣回路理論의 Kirhhoff 法則을 適用하여 直列 또는 並列로 連結 加減이 가능하며 熱的 定常狀態에서는 그림 6과 같은 等價回路로 나타낼 수 있다.

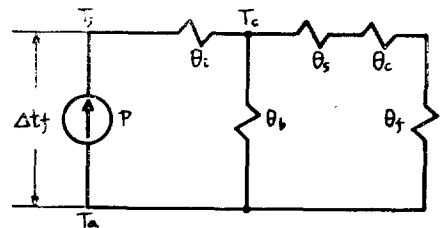


그림 6. 放熱等價回路

表 1. Package別 熱抵抗⁴⁾

Package	$\theta_i [^{\circ}\text{C}/\text{W}]$	$\theta_b [^{\circ}\text{C}/\text{W}]$
To-5/39	25~40	150
To-220	1.5~3.0	70
To-66	5~15	66
To-3	0.8~6	30

接合部에서 外氣까지의 熱抵抗 θ_{ja} 는 그림 6의 等價回로로부터

$$\theta_{ja} = \theta_i + \frac{\theta_b(\theta_s + \theta_c + \theta_f)}{\theta_b + \theta_s + \theta_c + \theta_f} \quad (25)$$

로 주어진다. 中出力 以下の transistor에서는 일반적으로 放熱器를 使用하지 않으므로

$$\theta_{ja} = \theta_i + \theta_b \quad (26)$$

로 된다. case에서 外氣까지의 熱抵抗 θ_b 는 case의 機質形狀에 의해 決定되며 일반적으로 表 1에서와 같이 $\theta_i, \theta_c, \theta_s, \theta_f$ 에 比하여 상당히 큰 값을 가지므로 (25)式은 간략화하여 실제로는 다음 式을 使用한다.

$$\theta_{ja} = \theta_i + \theta_c + \theta_s + \theta_f \quad (27)$$

(27)式을 구함으로써 最大定格을 滿足하는 放熱設計가 可能하며 各 熱抵抗은 放熱條件에 따라 決定되는 定數이다.

2. 熱抵抗의 測定

1) 內部熱抵抗 θ_i

Transistor接合部에서 case까지의 內部熱抵抗 θ_i 는 transistor의 構造, 材料, transistor 本體의 case(外圍氣)로의 取付方法 case內的 充填物에 의해 決定되며 transistor 個個의 고유한 熱抵抗이다. 실제로는 θ_i 는 測定에 의해 구해지며 測定에는 pulse測定⁵⁾과 連續式測定⁶⁾의 두가지가 있다

가. Pulse測定法

이 方法에서는 印加 cycle의 95~99%는 素子에 電力이 印加되는데 사용되고 나머지 cycle에서 溫度敏感 parameter I_{CBO}, V_{BE}, H_{FE} 등의 變化를 檢出하며 이것으로부터 接合部 溫度를 算出하여 θ_i 를 구한다.

가) I_{CBO} 方法

I_{CBO} 를 溫度檢出用 parameter로 하며 比較的 response가 긴 Ge素子에 適合하다. 그림 7과 같은 測定回路에서 加熱 cycle(S_1, S_2 close)이 冷却 cycle(S_1, S_2 open)보다도 아주 크도록 調整한다. I_{CBO} 의 測定은 switch가 open될때 행하며, 이때의 測定時間은 素子の 熱時定數에 比하여 작아야만 한다. I_{CBO} 는 抵抗 R_B 를 通하여 그 電壓降下를 oscilcope로서 測定한다.

測定方法은

i) 周圍溫度를 素子の 最高許容溫度를 넘지 않는 範圍의 高溫 T_2 에 調整

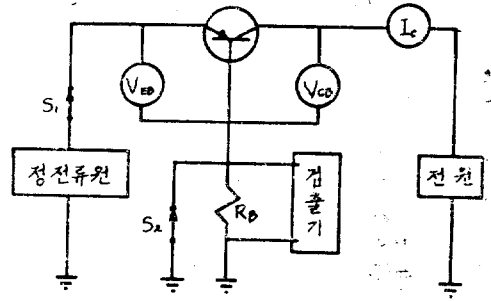


그림 7. I_{CBO} 法에 의한 熱抵抗測定回路

- ii) 溫度 T_2 에서의 I_{CBO} 를 電力을 消費시키면서 測定
- iii) 溫度, 低溫 T_1 으로 낮추고 電力 P_1 印加
- iv) P_1 은 I_{CBO} 가 ii)의 I_{CBO} 와 같은 값이 될 때까지 電流를 增加시키면서 계속 印加하여 transistor의 溫度를 上昇

이때의 熱抵抗은

$$\theta = \frac{T_2 - T_1}{P_1} \quad (28)$$

여기에서 $P_1 = I_C V_{CB} + I_E V_{BE}$ 이다.

나) V_{BE} 方法

Emitter-base diode의 順方向 電壓降下の 溫度依存性을 利用한 것으로서, 熱 response 時間이 比較的 짧은 素子에 有用하다. S_1 을 close하고 電力을 印加한 후 S_1 을 open하면 狀態는 測定 cycle로 變한다. 이때에도 역시 測定 cycle은 冷却 cycle보다 짧아야 한다. 測定 cycle에서 수 mA 정도의 電流를 흘려서 V_{BE} 의 變化를 檢출하여 測定順序는 I_{CBO} 方法과 같다. 그림 8은 測定回路이다.

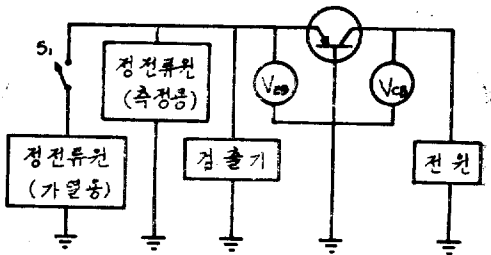


그림 8. V_{BE} 法에 의한 熱抵抗測定回路

다) V_{CBF} 方法

Collector-base間의 順方向 電壓降上 V_{CBF} 를 溫度檢出用 parameter로 사용하며 熱 response가 긴 素子에 有用하다. 측정회로 그림 9에서 S_1 과 S_2 를 close하고 있는 時間이 加熱 cycle이며, 測定은 S_1, S_2 를 open하

여 행한다. 우선 S_1 을 open하고 즉시(測定素子の 熱 response時間以內를 意味) S_2 를 open하여 V_{CBF} 를 測定하며 그밖의 測定順序는 다른 方法과 같다.

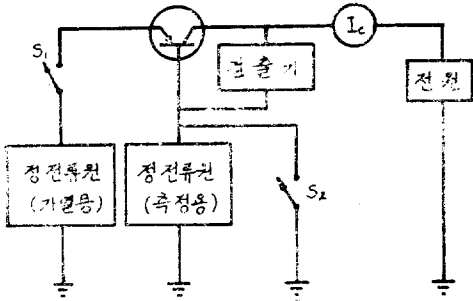


그림 9. V_{CBF} 法에 의한 熱抵抗測定回路

일반적으로 熱抵抗은 測定條件(電壓, 電流, 溫度)이 規定되어 있지 않고 transistor의 종류에 따라 適合한 方法을 決定해야 하므로 測定者에 따라 많은 誤差가 發生한다. 또 이러한 誤差는 pulse方法이기 때문에 測定을 위해 素子를 一時 冷却해야 하는데에도 起因한다. 이와 같은 欠點을 補完하기 위해 提案된 測定方法이 連續熱抵抗測定이다.

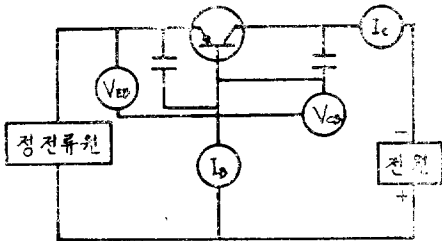


그림 10. 連續式熱抵抗測定回路

나. 連續式 熱抵抗測定

V_{BE} 와 H_{FE} 를 溫度檢出用 parameter로 하는 方法이다. 測定回路는 그림 10으로서 보통의 電流增幅率, base-emitter入力電壓을 測定하는 것과 同一하다. 우선 周圍溫度를 高溫 T_2 에 놓고 transistor를 動作시킨다. 이 상태에서 I_B (또는 V_{BE})를 測定하여 記錄한다. 다음 周圍溫度를 T_1 으로 낮추고 그 狀態에서 電壓 V_{CB} 를, I_B (또는 V_{BE})가 溫度 T_2 에서의 값과 같이 될때까지 增加시킨다. 단 collector 電流 I_C 는 測定中 일정하게 유지시킬 필요가 있다.

이때 熱抵抗은

$$\theta = \frac{T_2 - T_1}{I_C(\Delta V_{CB})} \quad (29)$$

로 주어진다. 여기에서 ΔV_{CB} 는 V_{CB} 의 增加分이다.

이 方法은

가) 電流增幅率 H_{FE} (또는 V_{BE})는 溫度의 上昇에 對해 單調롭게 增加 또는 減少하며

나) H_{FE} (또는 V_{BE})는 V_{CB} 의 增加에 의해 不變이라는 假定에 의해서만 成立될 수 있다.

熱抵抗은 素子固有의 값으로서 測定方法 및 條件에 따라 不變이어야 하나 실제로는 큰 變化를 나타내며 특히 連續式測定の 경우 현저히 나타난다.

그러나 連續式測定法은 素子の 定常的인 動作壽命試驗 및 高溫放置試驗에 의한 壽命試驗 및 高溫放置試驗에 의한 壽命結果와 直接 결부되는 點에서 가장 실제 문제를 反映하고 있다.

2) 接觸熱抵抗 θ_c .

接觸熱抵抗 θ_c 는 transistor case와 放熱器와의 接觸面狀態에 의해 決定되며 接觸面의 平坦度, 粗惡度, 接觸面積, 締付方法에 큰 影響을 받는다. 即 接觸面に silicone grease를 塗布하면 接觸面의 平坦度等에 의한 影響을 줄일 수 있다.

表 2는 To-66, To-3의 θ_c 를 나타낸 것이다. To-3, To-66 등과 같이 放熱器에 直接 取付하기 위해 設計된 case의 경우는 silicone grease를 塗布하여 締付하면 接觸熱抵抗은 $0.2^\circ\text{C}/\text{W}$ 정도이다. 그러나 中出力以下 transistor의 放熱을 좋게하기 위하여 放熱器에 transistor를 取付할 때는 일반적으로 radiator holder를 使用하며 이 경우 silicone grease를 塗布하면 $2\sim5^\circ\text{C}/\text{W}$ 의 接觸熱抵抗을 가진다.

θ_c 의 測定은, 일반적으로 θ_c 가 case에서는 거의 變하지 않으므로 몇개의 sample로 充分하며, 그 測定方法은 transistor를 零空氣가 거의 變化하지 않는 容器에 밀폐하고 transistor에 필요한 power를 印加하여 熱平衡에 到適하면 case와 周圍溫度를 熱電對 또는 溫度計로 測定하여 θ_c 를 구한다.

表 2. Case - 放熱器間($\theta_c + \theta_s$)熱抵抗值

Package	絕緣板	$\theta_c + \theta_s (^\circ\text{C}/\text{W})$	
		Silicone Oil	Silicone Oil
To-3	絕緣板無	0.10	0.20
	Teflon	0.80~0.70	1.45~1.25
	mica(25-75 μ)	0.40~0.30	0.80~0.60
	Al ₂ O ₃ 피막	0.35~0.25	0.40~0.20
To-66	絕緣板無	0.2~0.15	0.5~0.4
	mica(50-80 μ)	0.6~0.5	1.1~1.0
	mylar50-80 μ	0.8~0.6	1.4~1.2

3) 絶緣板熱抵抗 θ_s

Transistor를 放熱器와 絶緣할 必要가 있을 경우에는 그 사이에 絶緣物을 介在하여야만 한다. 이 絶緣物에 의한 熱抵抗 θ_s 는 絶緣物의 材料와 두께, 面積에 의해 決定되며 무시할 수 없는 값이다. 絶緣物의 熱傳導率에서 보면 mica가 제일 좋으며 高温까지 良好하게 사용할 수 있으나 板의 絶緣物을 均一한 두께로 만들기 어려운 欠點이 있다. mylar는 熱傳導率은 뒤떨어지나 均一面에서는 좋다. 일반적으로 接合部 溫度는 Si transistor가 높고 Ge transistor가 比較的 낮은데 Ge에는 mylar, Si에는 mica가 使用된다. 그러나 最近에는⁷⁾ 熱傳導성이 좋은 絶緣物이며 위의 欠點을 補完할 수 있는 silicone rubber가 商品化되어 주목을 끌고 있다.

4) 放熱器抵抗 θ_r

放熱器의 熱抵抗은 放熱器表面에서 外氣로 빠져나가는 熱의 經路의 分布定數의 熱抵抗이라 생각할 수 있

다. 外氣의 狀態, 放熱器와 外氣의 溫度差 및 放熱器의 有效面積에 關係되며 數式的으로 表現이 어려우므로 실제로는 大部分 實測에 의해 決定된다. (다음호에 계속)

參 考 文 獻

- (1) 甲藤 : 傳熱概論 養賢堂('64)
- (2) R.C. Chu et al. : Proc. 9th IECP, Symposium p.3 ('68)
- (3) 小樽 : 電氣材料 Vol.15, No.8~No.10('76)
- (4) Fairchild Semiconductor Databook(Discrete), Chapter 4.
- (5) B. Reich et al. : Semiconductor Products Vol.8 pp.21~29, April ('65)
- (6) B. Reich Proc. of IRE Vol.46 pp.1204~1206 June('55)
- (7) 太田垣 : 電子材料 pp.51~55 June ('78)