

# 電流安定負抵抗回路的 構成에 관한 研究

A Study on composition of current stable negative resistance circuits.

朴 義 烈\*

(Park Ui Yul)

## 要 約

本論文은 電流安定負抵抗特性을 나타내는 回路를 構成하는데 있어서, 入力電流가 變하는 어느 區間에서 入力電流의 變化에 따라서, SAMUEL SEELY가 提示한 Beam抵抗을 導入하여, Beam抵抗이 減少하는 原理를 適用하였다. 이러한 原理에 따르는 回路의 모델을 트랜지스터 回路로써 具體化하였다. 具體化된 트랜지스터回路는 PNP 트랜지스터와 NPN트랜지스터와 抵抗으로 이루어졌다. 이 回路의 電壓-電流特性이 安定되도록 하기 위하여 回路를 修正하여 回路의 動作을 推定하여 解析하였다. 推定된 動作과 負抵抗值을 實驗을 通하여 모두 뒷받침 하였다.

여기서 얻어진 回路은 자이레이터의 構成과 SCR動作의 模擬化등에 有用하게 利用될 것이며, 電流安定負抵抗回路的 構成에 關한 平易化를 期하였다.

## Abstract

This paper dealt with composition of current stable negative resistance circuit based on Beam resistance of the tube SAMUEL SEELY suggested.

Beam resistance which is decreased by input current increment on definite region of current, accompanied generation of equivalent e. m. f on model circuit. With equivalent e. m. f there appeared increased current on circuit but decrease of terminal voltage. Bloc constructed by above concept induced transistorized circuit which have NPN and a PNP Transistor.

Circuit operation predicted and calculated values of negative resistance are coincident with experimental results.

A Circuit proposed on this paper showed good linearity on  $V_o-I_i$  characteristics.

## 1. 序 論

電流安定負抵抗特性을 가진 回路는 H. J. Reich<sup>1)</sup>에 의해서 Eccles-Jorpan回路와 비슷한 回路가 提示되었었다. 또 NAGATA<sup>2)</sup>에 의해서 도 直線性이 좋고 바이어스電源이 필요없는 回路

가 發表되었었다. 그 外에<sup>3), 4), 5)</sup> 다른 回路들이 發表되었으나, 本 研究에서는 電流安定負抵抗特性에서 負抵抗區間的 始終點에서 구한, SAMUEL SEELY<sup>6)</sup>가 提案한 各 Beam抵抗의 增減을 고려하여, 電流安定負抵抗特性을 電壓-電流特性으로 說明하는 方法을 定立하려고 試圖하였다. 여기서 電流安定負抵抗特性을 나타낼 回路의 블록圖를 構成하는 條件을 찾고, 트랜지스터回路로써, 구

\* 正會員, 釜山大學校 工科大學 電子工學科

성하기 위해서는 파라미터에 의해서 電壓-電流 특성이 負가 되는 관계를 충족시켜야 함을 보이겠다. 실제로 構成된 트랜지스터회로가 目的하는 특성을 나타내는 諸要因을 究明하고, 等價回路에서 負抵抗値를 計算하여, 實驗을 통하 實測値와 比較하여, 回路動作과 回路解析이 타당한가를 究明하려고 한다.

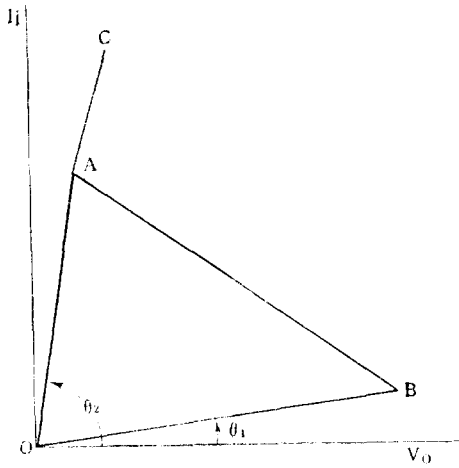


그림 2.1.1. 電流安定負抵抗과 Beam 抵抗과의 關係.  
Fig 2.1.1. Relation between Beam resistance and negative resistance on current stable negative resistance characteristic

## 2. 電流安定負抵抗회로의 構成

### 2.1 Beam抵抗과 負抵抗間的 關係

그림 2.1.1에 表示한 것과 같이 OBAC인 電壓 電流關係를 가진 特性을 電流安定 負抵抗特性이다. 여기에서 負抵抗區間은 點 A와 點 B間이며, 이 두 點에서 취한 Beam抵抗値는 다음과 같다. 즉

$$R_B = \frac{V_B}{I_B} = \tan \theta_1 \quad (2.1.1)$$

$$R_A = \frac{V_A}{I_A} = \tan \theta_2 \quad (2.1.2)$$

여기서 電壓  $V_B$ 에서 抵抗이  $R_B$ 이고, 電流値가  $I_B$ 인 자리에서 電流는 增加하고 電壓이 減少하여 Beam抵抗이  $R_B$ 에서  $R_A$ 로 BA인 直線에 따라 減少하면, 負抵抗特性이 그림 2.1과 같이 이룩된다고 推定하였다.

電壓의 增분에 따르는 抵抗의 減少分을 생각하

면, 點 B에서

$$I_B + \Delta I_i = \frac{V_B - \Delta V_i}{R_B - \Delta R} \quad (2.1.3)$$

$$= \frac{V_B - \Delta V_i + \Delta R(I_B + \Delta I_i)}{R_B} \quad (2.1.4)$$

$$\therefore \Delta V = \Delta R(I_B + I_i) \quad (2.1.5)$$

$$\text{또 } \Delta R = \frac{R_B^2}{R_B + R} \quad (2.1.6)$$

式 (2.1.6)은  $R_B$ 와 並列로 둔 抵抗  $R$ 이 式 (2.1.4)의  $\Delta V_i$ 의 增加에 따라 減少하였다고 두어 그림 2.1.2(a)와 같이 表示하여, 計算한 것이다. 그리고 式(2.1.4)를 回路로써 나타내면 그림 2.1.2(b)와 같이 表示된다.

式 (2.1.4)는 구간 BA上에서만 성립하며 따라서 구간 OB 및 AC의 特性과는 區分되어야 한다. 式 (2.1.4)의  $\Delta V$ 를 等價起電力이라고 부르기로 한다.  $\Delta V$ 의 符號는 正이고, 入力電壓의 增分과 같은 方向으로 놓였다. 그래서 回路의 抵抗이 減少하면 電流를 더욱 많이 흐르게 하는 起電力이 等價의으로 存在하게 됨을 뜻한다.

### 2.2 電流安定負抵抗特性的 具體化

그림 2.1.2(b)의  $\Delta V_i$ 대신에,  $V_B$ 와 극성이 같은 起電力  $\Delta V_i'$ 와 직렬로 저항  $R_L$ 을 접속하여,

$$-V_i = \Delta V_i' - (I_B + \Delta I_i)R_L \quad (2.2.1)$$

되게  $\Delta V_i'$ 를 택할 수 있다.

이것이 그림 2.2.1과 같이 表示된다.

그림 2.2.1에서 端子 a, b間的 電壓  $V_{ab}$ 는

$$V_{ab} = V_B + \Delta V_i - (I_B + \Delta I_i)R_L \quad (2.2.2)$$

로 表示되고,

$$\Delta V_L = (I_B + \Delta I_i)R_L \quad (2.2.3)$$

이라고 하면, 式(2.2.2)는,

$$V_{ab} = V_B + \Delta V_i' - \Delta V_L \quad (2.2.4)$$

이 된다.

그림 2.1.2(b)와 式(2.2.4)를 組合하여, 얻은 回路는 그림 2.2.2(a)와 같이 된다.

式 (2.2.4)에서  $V_{ab}$ 가 감소하기 위해서는,

$$\Delta V_i' - V_L < 0 \quad (2.2.5)$$

가 成立되어야 한다.

또  $V_{ab}$ 는, 또,

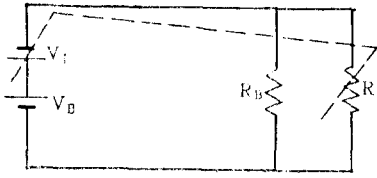


그림 2.1.2(a) 式 (2.1.3)의 등가회로  
 Fig 2.1.2(a) Equivalent circuit of Eq. (2.1.3)

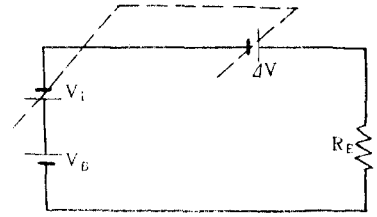


그림 2.1.2(b) 式 (2.1.4)의 등가회로  
 Fig 2.1.2(b) Equivalent circuit of Eq. (2.1.4)

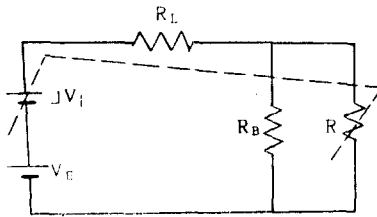


그림 2.2.1. 式(2.2.1)을 도입하여 그림 2.1.2(a)를 수정한 회로  
 Fig 2.2.1. modified circuit from Fig. 2.1.2(a) with Equ. (2.2.1)

$$V_{ab} = (I_B + \Delta I_i)R_B - \Delta V \quad (2.2.6)$$

로 表示되고, 式(2.2.6)이 零보다 큰 범위에 있다고 본다. 그러나  $V_{ab}$ 의 變化分  $\Delta V_{ab}$ 는, 즉

$$\Delta V_{ab} = \Delta I_i R_B - \Delta V \quad (2.2.7)$$

로 表示되고, 式(2.2.7)은 負가 되어야만 入力電流는 增加하고,  $ab$ 端子電壓은 減少하므로,  $V_{ab}$ 대  $I_i$ 特性은 負抵抗特性이 나타난다.

**2.3 트랜지스터特性에서 電流安定負抵抗特性을 구하는 問題**

그림 2.3.1의  $OBAD$ 特性을  $V_C-I_C$ 特性에서 이룩하는 데서 먼저  $OB$ 間  $BA$ 間  $AC$ 間的 3區間으로 나누어서 各各 領域 I 領域 II 및 領域 III이라고 두어서 생각한다. 領域 I에서는  $V_i$ 의 變化에 電流의 變化가 微微하거나, 電流의 變化가 거의 없는 狀態라야만 理想的인 것이다. 따라서 트랜지스터가 에미터接地인 경우  $V_{BE}$ 가 거의 零이거나 또는  $I_B$ 가 零인 入力關係를 가져야만 할 것이다.

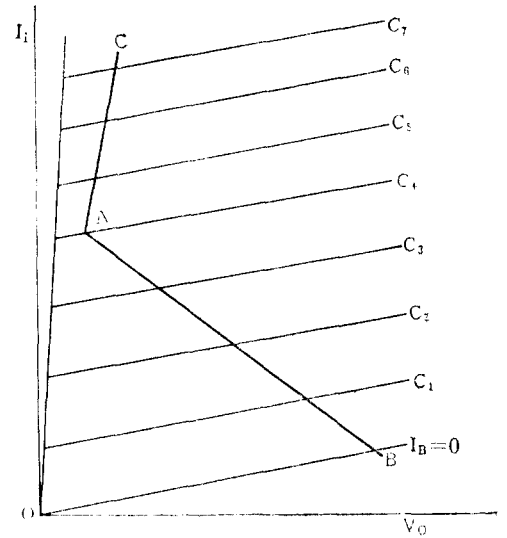


그림 2.3.1. 트랜지스터  $V_C-I_C$  特性上에 電流安定負抵抗特性을 이루고자 하는 경우  
 Fig 2.3.1. current stable negative resistance characteristic is projected on Transistor  $V_C-I_C$  characteristics.

다음에 베이스-에미터間的 電壓-電流特性이 直線的인 關係를 가지는 베이스-에미터電壓範圍에 들어간다면, 入力電壓에 종속인 베이스電流가 增幅되어서, 콜렉터回路的 抵抗에서의 電壓降下를 일으켜 콜렉터電壓이 그림 2.3.1의 點 B의 電壓  $V_B$ 보다 낮게 되면, 領域 II는 나타나게 되는 것이다. 즉 그림 2.3.1의 點 B에서 Beam抵抗이 減少해야 한다는 前提를 만족한 것이다. 여기서 그림 2.3.2와 같은 回路를 우선 생각한다.

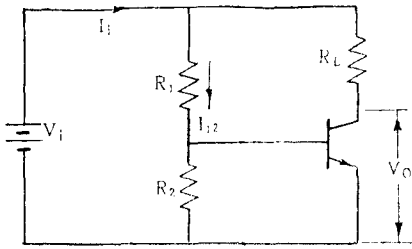


그림 2.3.2. 入力電壓의 變化에 의해서 나타나는 전류 안정 부저항회로

Fig 2.3.2. Simple current stable negative resistance circuit dependent on input Voltage variation

電源電壓  $V_i$ 가 트랜지스터  $Q$ 의 콜렉터電壓을 그림 2.3.1의  $V_B$ 되게 둔 어느 電壓에서의 増分  $\Delta V_i$ 에 따르는  $I_C$ 의 増分  $\Delta I_C$ 에서  $R_L$ 의 電壓降下의 増分  $\Delta I_C R_L$ 와  $\Delta V_i$ 의 關係에서

$$\Delta I_C R_L > \Delta V_i \quad (2.3.1)$$

가 成立하면,  $V_o$ 의 増分은 負의 符號를 가질 수 있다. 또 트랜지스터의 콜렉터회로에 흐르는 전류  $I_C$ 와  $R_1$ 과  $R_2$ 로 흐르는 전류  $I_{12}$ 를 합하면  $I_i$ 가 되는 데,  $I_{12}$ 의 값은 대단히 낮기 때문에  $I_i \approx I_C$ 라고 봐도 무방할 것이다. 式(2.3.1)에서 얻어지는 負抵抗值  $R_N$ 는 다음과 같게 概算된다. 즉

$$R_N = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_C} \quad (2.3.2)$$

이고, 式(2.3.1)의 關係에서 다시

$$R_N = \frac{\Delta V_i - \Delta I_C R_L}{\Delta I_C} \quad (2.3.3)$$

$$= \frac{\Delta V_i}{\Delta I_C} - R_L \quad (2.3.3)$$

$$\approx \frac{\Delta V_i}{\Delta I_i} - R_L \quad (2.3.4)$$

$$\therefore I_i \approx I_C$$

로 表示할 수 있다. 式(2.3.3)의  $\Delta I_C$ 는 入力電壓의 變化에 종속이다.

그림 2.3.2는 電源電壓  $V_i$ 의 變化에 正比例하는 베이스電壓을 얻기 위해서  $R_1$ 과  $R_2$ 로써 電壓分配를 마련하였다. 한편 트랜지스터의 콜렉터회로에 잡은 測定點의  $V_o$ 대  $I_C$ 關係가 2.1.1림  $OBAC$ 特性을 얻을 수 있으나, 그림 2.3.2의  $R_1$ 과  $R_2$ 에는  $I_C$ 가 아닌 다른 電流가 흐르게 되고 負抵抗을 얻으려 하는 회로에 直接 흐르는 電流와는 무

관하다. 즉 그림 2.3.2에서는 파라미터制御回路가 電源電壓의 變化에 의해서 動作되게 되어 있다. 入力電流에 의해서 트랜지스터의 파라미터가 變해야만 理想的이라고 생각한다. 그래서 그림 2.3.3과 같은 블록圖를 提案한다. 이 블록圖의  $R_C$ 에 흐르는 電流에 의한 電壓降下를 가지고 트랜지스터  $Q$ 에 흐르는 電流가 增加되도록 회로를 마련하려고 하였다.

그래서  $R_C$ 의 電壓降下를 그대로  $Q$ 의 베이스에 印加할 수는 없다. 적당한 結合回路를 마련하면  $Q$ 의 콜렉터電流는  $R_C$ 에서의 電壓降下에 比例할 수 있을 것을 設定하였다. 그래서 4각의 表示를 하고, 이것을 파라미터制御回路라고 둔다. 그림 2.3.3의 블록圖를 具體的인 回路로 고치면 그림 2.3.4와 같이 되어야 한 가지 回路로써 完全하기에 여기에 내 놓았다. 그 理由는 다음과 같다.

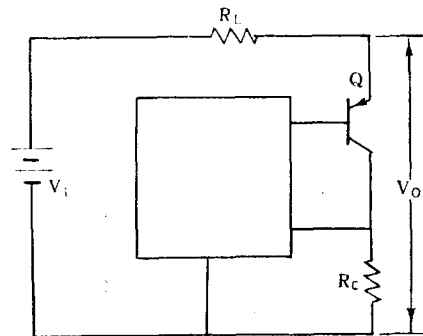


그림 2.3.3. 入力電流에 의해서 파라미터 제어 회로가 동작하는 전류안정부저항회로의 블록圖

Fig 2.3.3. Circuit bloc diagram of current stable negative resistance circuit, parameter controlling circuit operated by input current

그림 2.3.4의  $R_{C1}$ 에 나타나는 電壓은 入力電流에 比例한다. 電流가 增加함에 따라서  $Q_2$ 의 베이스電壓은 增加되어  $Q_2$ 에 흐르는 電流도 增加한다. 따라서  $Q_2$ 의 콜렉터電壓은 낮아질 수 있고, 따라서  $Q_1$ 의 베이스電壓은 낮아져서  $Q_1$ 에 흐르는 電流는 增加한다. 이 回路에서는  $Q_1$ 이나  $Q_2$ 의 베이스회로에 電流制限用으로 抵抗을 삽입해도 좋다. 또  $Q_1$ 과  $Q_2$ 의 에미터회로에 抵抗을 삽입하면 負抵抗值은 커질 것이다. 그림 2.3.4회로의  $R_{C2}$  및  $R_{C1}$ 이  $Q_1, Q_2$ 의 베이스電流를 변화시키

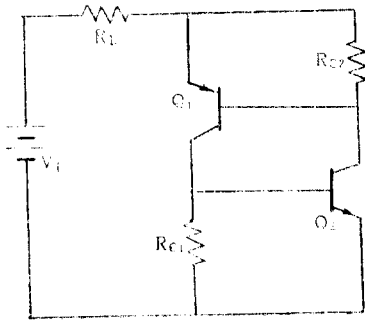


그림 2.3.4. 그림 2.3.3을 트랜지스터로써 구성한 회로  
도  
Fig 2.3.4. Transistor circuit from Fig. 2.3.3

고, 이에 의해  $Q_1$  및  $Q_2$ 에 흐르는 電流를 그 크기에 比例해서 變化시키는 구실을 하는 回路이다. 그림 2.3.4는  $Q_1$ 을 파라미터制御回路라고 봐도 무방하다. 서로 파라미터制御回路의 구실을 하고 있다.  $Q_1$ 과  $Q_2$ 는 각각 PNP NPN로서 特性이 같은 트랜지스터이고,  $R_{C2}$ 와  $R_{C1}$ 가 같으면 어느 點에서는 대칭적인 關係를 가질 것이다. 그림 2.3.4는 그림 2.3.3의 回路를 트랜지스터 回路로써 具體化한 것인데,  $Q_1$ 과  $Q_2$ 에 베이스電流의 變化에 따르는 コレクター電流가 흐르기에 매우 높은  $V_o$ 가 必要하다. S.C.R등에서는  $I_{CO}$ 로써 說明을 하고 있다. 그래서 여기서는  $Q_1$ 과  $Q_2$ 의 베이스間에 抵抗  $r$ 을 삽입하여서,  $Q_1$ 과  $Q_2$ 가 電導開始하는데 必要한 電流를 흘리는 回路를 마련하였다. 그래서 그림 2.3.4와 같은 回路를 提案하며, 그 回路의 等價回路<sup>7)</sup>를 그림 2.3.5와 같이 두었다.

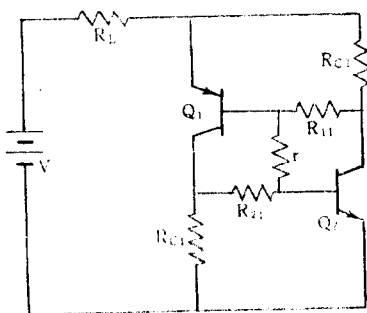


그림 2.3.5. 그림 2.3.3의 회로의 特性을 安定화시키는 回路  
도  
Fig 2.3.5. Circuit diagram, to get stable operation of circuit of Fig. 2.3.3

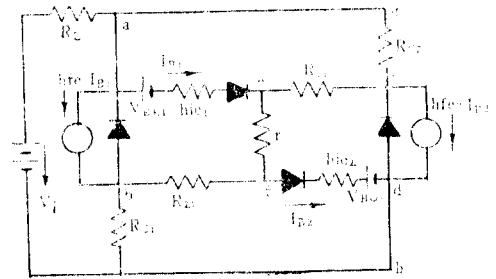


그림 2.3.6. 그림 2.3.4의 等가회로  
도  
Fig 2.3.6 Equivalent circuit of Fig. 2.3.5

2.4 電流安定負抵抗回路的 負抵抗值의 計算

그림 2.3.5의 等價回路에서 電源電壓  $V_1$ 가 零에서 增加하기 始作하면  $R_{C2}$   $R_{11}$   $r$   $R_{21}$  및  $R_{C1}$ 을 通해서 電流가 흐르고,  $Q_1$ 과  $Q_2$ 의 베이스電流는  $V_{BO1}$ 과  $V_{BO2}$ 에 미치지 못하여 차단된 狀態이고, 따라서  $Q_1$ 과  $Q_2$ 에 흐르는  $I_{C1}$ 과  $I_{C2}$ 는 거의 흐르지 않을 것이다.  $Q_1$ 과  $Q_2$ 가 차단된 狀態下에  $r$ 에 흐르는 電流  $I_c$ 는 다음과 같다. 즉

$$I_c = \frac{V_o}{R_{C2} + R_{11} + R_{21} + R_{C1} + r} \quad (2.4.1)$$

$V_{BO1}$ 과  $V_{BO2}$ 가 같지 않고,  $V_{BO1} > V_{BO2}$ 이고  $Q_2$ 의 fh間의 電壓이  $V_{BO2}$ 에 이르면,  $Q_2$ 는 電導하게 되고,  $Q_1$ 은 그대로 멎고 있다. 다시 eg間의 電壓이  $V_{BO1}$ 에 이르면,  $Q_1$ 도 電導하게 된다. 이 때 베이스에 흐르는 電流는 그림 2.3.5의 fd間 및 ec間의 電壓—電流關係를 그림 2.4.1과 같이 折線化하여 表示하면.

$$V_{BE} = I_B h_{ie} + V_{BO}' \quad (2.4.2)$$

와 같이 表示된다.  $V_{BO1}$ 과  $V_{BO2}$ 가 近似하고  $R_{11} = R_{21}$ ,  $R_{C1} = R_{C2}$ 이고,  $V_{BO1} = V_{BO2} = V_{BO}$ 로 表示되면,  $I_c$ 值는,

$$I_c = \frac{V_o}{R_{C2} + R_{11} + r + R_{21} + R_{C1}} \quad (2.4.3)$$

$$= \frac{V_o - 2V_{BO}}{r} \quad (2.4.4)$$

$$= \frac{V_{BO2}}{R_{21} + R_{C1}} \quad (2.4.5)$$

$Q_1$ ,  $Q_2$ 가 動作하기 직전의  $V_o$ 는  $V_B$ 이므로,  $V_B$ 는 다음과 같다.

$$V_B = I_c r + 2V_{BO} = \frac{V_{BO}}{R_{21} + R_{C1}} r + 2V_{BO} \quad (2.4.6)$$

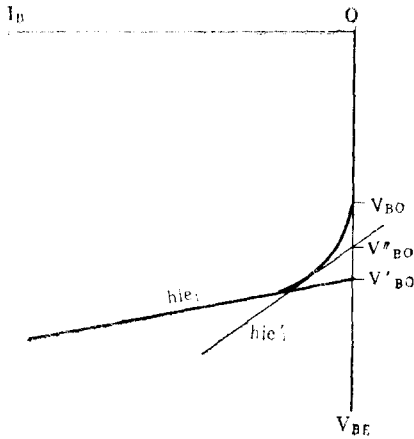


그림 2.4.1.  $Q_1 \cdot Q_2$ 의  $V_{BE}-I_B$ 특성의 折線化表示  
 Fig 2.4.1. Piece-wise linear apppximation of  $V_{BE}-I_B$  characteristic of  $Q_1$  and  $Q_2$

式(2.4.5)의  $I_C$ 가 그림 2.1.1의 點 B의 電流에 該當한다. 그러나  $V_{BO1}$ 과  $V_{BO2}$ 가 같지 않으면 電壓—電流特性的 直線性은 나빠질 것이다. 다음에  $V_i$ 가 더욱 增加하면 bh間의 電壓과 fh間의 電壓이 같게 되고, 그 다음에는 bh間의 電壓이 fh보다 높게 된다.

$Q_1$ 의 베이스電流가 더욱 增加하면,  $V_{CE1}$ 은 줄어 들고  $R_{C1}$ 의 電壓降는 增加한다.  $R_{C1}$ 의 電壓이 결국  $Q_2$ 의  $V_{B2}$ 와  $I_{B2}$ 特性에서 구해지는  $V_{B1}$ 의 어느 값을 가질 것이다.  $Q_1$ 에 있어서도 eg間의 電壓과 cg間의 電壓이 같게 되는 경우도 있고 cg間의 電壓이 eg間의 電壓보다 높게 되는 경우도 있다.  $I_{C2}$ 가 增加할수록  $R_{C2}$ 의 電壓은 增加하고  $V_{CE2}$ 値는 줄어 든다. 그러다가 결국  $R_{C2}$ 의 電壓値가  $Q_1$ 의  $V_{B1}$ 과  $I_{B1}$ 特性에서 구해지는  $V_{B1}$ 의 어느 값을 가질 것이다. 그래서 그림 2.1.1의  $V_A$ 値는 대략 그림 2.4.1의  $Q_1$ 과  $Q_2$ 의  $V_B-I_B$ 特性上에서 구한  $V_{BE}$ 와  $Q_1$ 과  $Q_2$ 의  $V_{BE}$ 의 最低値를 보던 값으로 近似하게 表示된다.  $V_A$ 에서의  $I_A$ 値는  $Q_1$ 과  $Q_2$ 에 흐르는 電流  $I_{C1}$ 과  $I_{C2}$ 를 合한 값이 될 것이다. 먼저  $I_{C1}$ 은  $Q_2$ 의  $V_B-I_B$ 特性에서  $V_{BE}$ 를 구하여  $R_{C1}$ 으로 나눈 값에 近似化될 것이고,  $I_{C2}$ 는  $Q_1$ 의  $V_B-I_B$ 特性에서 구한  $V_{BE}$ 를 구해서  $R_{C2}$  값으로 나눈 값에 近似할 것이다. 여기서  $I_{C1}$ 과  $I_{C2}$ 를 合하여  $I_A$ 를 구한다.

이것을 더욱 具體化하면, 그림 2.4.1에 表示한

$V_{BE}-I_B$ 特性에서 구한 電壓—電流關係를 表示하는 式 (2.4.2)를, 利用하는 電流範圍內에서 適合한  $h_{ie}'$ 를 고어 넣는다. 그림 2.4.1에서 베이스전류  $I_B$ 가 낮은 範圍에서는,

$$V_B = V_{BO}'' + h_{ie}' I_B \quad (2.3.7)$$

인 式은  $I_B$ 가  $h_{ie}$ 와  $h_{ie}'$ 와의 交點에서의  $I_B$ 와  $I_B=0$ 사이의 값일 때에, 成立하는 式이다. 그림 2.3.5에 있어서 抵抗  $r$ 에 電流가 흐르지 않을 때에, 式 (2.4.7)을 適用하여 세운 電壓方程式은 다음과 같다. 즉

$$V_{CE1} + R_{21}I_{B2} - h_{ie1}' I_{B1} = V_{BO1}'' \quad (2.4.8)$$

$$V_{CE2} - h_{ie2} I_B + R_{11}I_{B1} = V_{BO2}'' \quad (2.4.9)$$

$$-(R_{21} + h_{ie2}') I_{B2} + (h_{fe1} - 1) I_{B1} = V_{BO2}'' \quad (2.4.10)$$

$$h_{fe2} R_{C2} I_{B2} - (R_{11} + h_{ie1}') I_{B1} = V_{BO1}'' \quad (2.4.11)$$

式 (2.4.8)~(2.4.11)이 成立하는 電壓, 電流値가 그림 2.1.1의 點 A는 아니고, BA中間의 어느 한 點을 表示한다. 여기에서 算出된 電壓, 電流値를  $V_A'$ ,  $I_A'$ 라고 하면 구하는 負抵抗値는 다음과 같다. 즉

$$R_N = \frac{V_B - V_A'}{I_B - I_A'} \quad (2.4.12)$$

또 式 (2.4.12)에는  $r$ 에 관한 項이 없으므로  $r$ 의 크기에 關係없이 成立하는 式이다. 따라서  $r$ 을 여러 값으로 取하여 얻은  $V_O-I_i$ 特性은 모두 한번은  $V_A'$ ,  $I_A'$ 인 點을 지나게 됨을 뜻한다.

計算例,

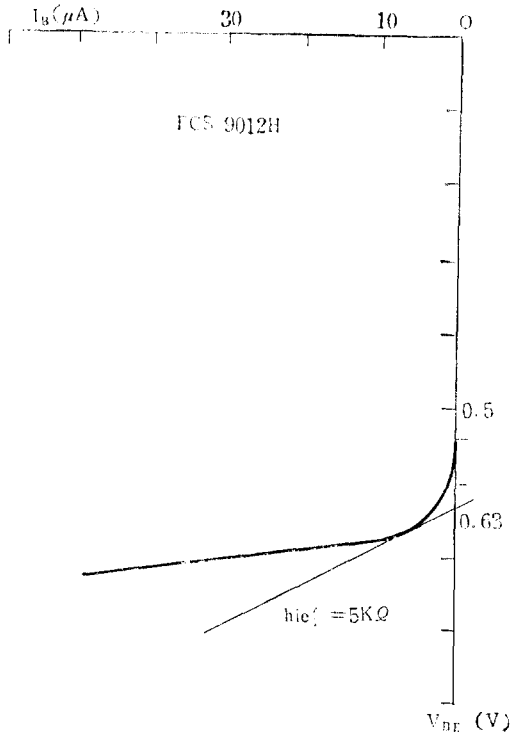
그림 2.3.5의  $I_C$ 値가 零인 자리의  $I_A'$ 와  $V_A'$ 를 구하는 데는, 式 (2.4.10)과 式 (2.4.11)에  $h_{fe} = 170$ ,  $h_{fe} = 120$ ,  $h_{ie1} = 5k\Omega$ ,  $h_{ie}' = 9k\Omega$ ,  $V_{BO1}'' = 0.63V$ ,  $V_{BO2}'' = 0.57V$ ,  $R_{11} = 0.947k\Omega$ ,  $R_{C2} = 0.908k\Omega$ ,  $R_{21} = 0.946k\Omega$ 을 代入하여 먼저  $I_{B1}$ 과  $I_{B2}$ 를 구하면

$$-9.946 I_{B2} + 169 I_{B1} = 0.57$$

$$108.96 I_{B2} - 5.947 I_{B1} = 0.63$$

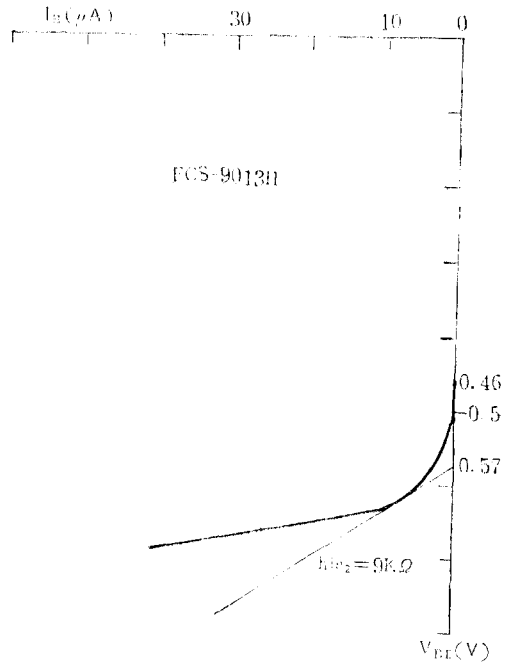
에서,  $I_{B1} = 0.003mA$ ,  $I_{B2} = 0.0059mA$ 가 된다.

이 結果를, 式 (2.4.8)과 式 (2.4.9)에 代入하여 얻은  $V_{CE1}$ 과  $V_{CE2}$ 는 각각 0.636V, 0.62V이다. 이것을 가지고,  $V_O = V_{CE1} + h_{fe1} I_{B1} R_C$ 를 구하면  $V_O = 1.288V$ 이다. 또 電流値  $I_i$ 는  $h_{fe1} I_{B1}$



(a) FCS-9012H의  $V_{BE}$ - $I_B$  특성

및 직선화 특성



(b) FCS-9013H의  $V_{BE}$ - $I_B$  특성

및 직선화 특성

그림 2.4.2. FCS-9012H 및 FCS-9013H의  $V_{BE}$ - $I_B$  특성 및 직선화 특성

Fig 2.4.2.  $V_{BE}$ - $I_B$  characteristics and piece-wise linear characteristic of FCS-9012H and FCS-9013H.

$+h_{fe}I_{B2}$ 에서  $1.218mA$ 를 얻는다. 단  $h_{ie}'$ ,  $h_{ie}''$ ,  $V_{B01}'$ ,  $V_{B02}''$ 의 各値는  $Q_1 = FCS-9012H$ 와  $Q_2 = FCS-9013H$ 의 베이스電流  $10\mu A$ 以內에서 折線化한 式 (2.4.2)와 그림 2.4.1의  $A'C'$ 에 대응하는 것이며, 그림 2.4.2에 表示하였다.

### 3. 實驗回路, 諸定數 및 實驗方法

實驗에 利用한 電流安定負抵抗回路는 그림 2.3.4와 같다. 이 回路에 있어서  $R_{21} = 0.946k\Omega$ .

$R_{C1} = 1.094k\Omega$ ,  $R_{11} = 0.947k\Omega$ ,  $R_{C2} = 0.908k\Omega$ , 를 各各 취하고,  $r$ 値는 여러 값을 취하여,  $r_1 = 9.07k\Omega$ ,  $r_2 = 1.86k\Omega$ ,  $r_3 = 28.4k\Omega$ ,  $r_4 = 37.17k\Omega$ ,  $r_5 = 47k\Omega$ 로 했다.  $Q_1 = FCS-9012H^{(PNP)}$ ,  $h_{fe1} = 170$  ( $V_{CE} = 5V$ ),  $h_{ie} = 10k\Omega$  ( $I_B = 10 \sim 50\mu A$ ,  $V_{CE} = 5V$ ),  $h_{ie}' = 5k\Omega$  ( $I_B = 2 \sim 10\mu A$ ),  $V_{B01} = 0.54V$ ,  $V_{B01}' = 0.67V$ ,  $V_{B01}'' = 0.63V$ ,  $Q_2 = FCS-9013H^{(PNP)}$ ,  $h_{fe2} = 120$  ( $V_{CE} = 5V$ ),  $h_{ie2} = 20k\Omega$  ( $I_B = 10\mu A \sim 40\mu A$ ,  $V_{CE} = 5V$ ),  $h_{ie}''$

$=9k\Omega$ , ( $I_B=2\sim 10\mu A$ ),  $V_{BO2}=0.64V$ ,  $V_{BO1}'=0.61V$ ,  $V_{BO2}''=0.57V$ 이었다. 實驗方法은 電源電壓  $V_i$ 의 變化에 따르는 出力電壓  $V_o$ 와 入力電流  $I_i$ 와의 關係를 구하였다. 電壓은 V, T, V, M로 測定하고, 電流은 마이크로암피터로 測定하였다.

### 4. 實驗結果의 檢討 및 考察

#### 4.1 負抵抗値에 대하여

3에서 말한 諸實數를 가진 回路에서  $r$ 值만을 여러 값으로 바꾸어 가면서 얻은  $V_o-I_i$ 特性을 그림 4.1에 表示하였다. 式 (2.4.12)에 의한 負抵抗의 計算値와 그림 4.1에서 測定한 負抵抗値는, 各各  $r_1=9.07k\Omega$ ,  $r_2=18.6k\Omega$ ,  $r_3=28.4k\Omega$ ,  $r_4=37.17k\Omega$ ,  $r_5=47k\Omega$ 에서, 計算値  $-2.13k\Omega$ ,  $-4.69k\Omega$ ,  $-8.3k\Omega$ ,  $-9.64k\Omega$ ,  $-12.2k\Omega$ 이었으며, 實測値는  $-2.4k\Omega$ ,  $-4.47k\Omega$ ,  $-8.3k\Omega$ ,  $12.2k\Omega$ ,  $-13k\Omega$ 였다. 誤差는 各各  $-12.6\%$ ,  $-4.69\%$ ,  $0\%$ ,  $+5.8\%$ , 및  $6.55\%$ 였으며 誤差平均値는  $0.88\%$ 였다. 따라서 式 (2.4.12)를 얻기 위한 回路解析이 上記誤差範圍內에서 妥當함을

보여 주었다. 誤差가 나타나는 理由가운데는  $Q_1$ 과  $Q_2$ 의  $V_{BE}-I_B$ 관계에서 前記한  $V_{BO}$ 가 同時에 나타나지 않은데서 비롯된 結果 및 그림 2.1.1의 點 B의  $I_B$ 가 약간 낮게 計算되었기 때문이다. 또 낮은 베이스전류  $I_B$ 範圍에서 세운  $h_{ie}'$ 와  $V_{BO}''$ 에도 起因된다고 본다.

#### 4.2 全體의인 回路動作에 대하여

그림 2.1.1의 點 B는  $Q_1$ 과  $Q_2$ 가 거의 같은 때에 動作을 시작하는 자리에서의  $V_o$ 와  $I_i$ 로써 나타낼 수 있다. 그러나  $R_{C1}$ 과  $R_{E1}$ ,  $R_{C2}$ 와  $R_{E2}$ 의 差가 크고,  $Q_1$ 의  $V_{BO}$ 와  $Q_2$ 의  $V_{BO}$ 의 差가 클수록 點 B의 자리는 달라질 것이다.  $r$ 值가 클수록  $V_B$ 値는 높아진다. 萬一  $r$ 가 開路되어 있으면  $V_B$ 値는 대단히 높은 電壓이 될 것이다. 點 A의 자리는  $R_{C1}$ 과  $R_{C2}$ 에 따라서 左右될 것이다.  $R_{C1}$ 과  $R_{C2}$ 가 低抵抗일수록 點 A의 電流値는 增加하므로,  $r$ 가 一定한 경우,  $R_{C1}$ 과  $R_{C2}$ 가 低抵抗일수록 負抵抗値는 그 크기가 줄어든다.  $R_{E1}$ 과  $R_{E2}$ 이 低抵抗일수록 回路動作은 負抵抗領域에서 不安定하게 되고, S.C.R.의 電壓-電流特性의 負抵抗領域에서의 關係치인 點 B에서 點 A로 옮겨가는데 急해지고 B中間에서  $V_o$ 를 잡기가 어려워졌던 實驗結果가 나타났었다.

### 5. 結 論

電流安定負抵抗特性을 나타내는 回路를 構成하는데 있어서, 다음 各項을 거쳤다.

- (1) 入力電壓의 어느 區間에서 入力電壓에 따라서 Beam抵抗이 減少하는 平易한 回路를 推定하였다.
- (2) 이 平易한 回路를 入力電壓에 따라서 콜렉터 電流가 變化하는 트랜지스터回路를 이루어 解析하였다.
- (3) 入力電流에 따라서 負抵抗特性이 나타나는 分路圖를 이루어 이것을 트랜지스터로써 具體化하였다.
- (4) 具體化된 回路의 電壓-電流特性을 安定化하고, 直線性이 良好한 特性이 되도록 回路를 修正하였다.

提案된 回路의 等價回路에서 負抵抗値를 計算하고 實驗結果와를 比較하여 平均誤差 $0.88\%$ 內에

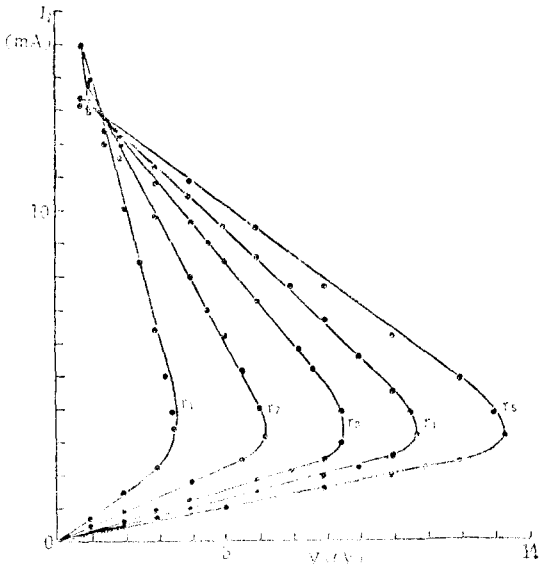


그림 4.1.  $r$ 值를 여러 값으로 잡은  $V_o-I_i$  특성곡선  
Fig 4.1  $V_o-I_i$  characteristic curves with  $r$  varied



서 回路解析이 妥當함을 確認하였다. 그리고 推  
定된 回路의 動作과 實際의 動作은 一致하였다.  
또 負抵抗性領域內的 直線性도 良好하였다. 이  
回路는 자이레이터의 構成 또는 電流安定 負抵抗  
素子の 動作을 트랜지스터로써 擬似化하는데도  
도움이 될 것이다.

本研究에 여리가의 方向提示와 指導를 하여 주  
신 서울大學校 工科大學 電子工學科 李殿漢教授  
님에게 깊은 謝意를 表합니다.

### References

- 1) H. J. Reich, "Functional circuits and Oscillators,"  
Boston Technical publishers, Inc. Box III,  
Cambridge 39, Massachusetts, U. S. A. 1965,  
p. 85 & p. 73.
- 2) MINORU NAGATA, "A simple Negative Im-  
pedance circuit with no internal Bias supplies  
and good Linearity," IEEE Transactions on  
circuit Theory, Sept. 1965. pp. 433-434.
- 3) H. J. Reich, "More about negative-resistance  
circuits," Proceedings of the IEEE, Sept. 1964.  
pp. 1058-1059
- 4) ALAN H. Marshak, "A unique current controlled  
negative-resistance generators," Electrical Engi-  
neering, May, 1963, pp. 348-350.
- 5) George E. Anner, "Elementary nonlinear Elec-  
tronic circuits", prentice-HALL, Inc. Englewood  
Cliffs. N. J. 1967. pp. 128-176.
- 6) SAMUFL SEELY, "Electron tube circuits,"  
McGRAW-HILL Book CO., Inc., 1958, p. 232  
& p. 292.
- 7) E. J. Angelo, "Electronic circuits," McGARAW-  
HILL Book CO., Inc. 1958, p. 205.