

# Report on the Experiment

No. 5

Subject トランジスタの基礎実験

Date 2020. 07. 09

Weather 晴れ Temp 27.9 °C Wet 62.3 %

Class	E4
Group	2
Chief	
Partner	井上 隆治
	重見 達也
	宮崎 拓也
	森 和哉

No	14
Name	小畠 一泰

Kure National College of Technology

## 1 目的

トランジスタの特性試験を行い、トランジスタの性質を知り、その応用を考える。

加えて、動作点の求め方、および、各種バイアス回路の安定指数を考慮し、実用的な回路設計法を習得する。(ただし直流に関する設計)

## 2 理論

### 2.1 接合トランジスタ

接合トランジスタは P 型半導体に薄い N 型半導体をはさむか、あるいは N 型半導体に P 型半導体をはさみ、それぞれに E, B, C の電極をつける。前者を PNP, 後者を NPN トランジスタ、電極 E, B, C をそれぞれエミッタ、ベース、コレクタという。トランジスタの性質はどのような等価回路を用いても定数を直接測定することはできないため、四端子回路論を用いて等価回路定数を表す。

ここで独立変数  $i_i, v_o$  を用いると次式となる。

$$\begin{bmatrix} v_i \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{ib} & h_{rb} \\ h_{fb} & h_{ob} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_i \\ v_o \end{bmatrix}$$

ここで h の物理的意味はそれぞれ次のようになる。

出力短絡入力インピーダンス

$$h_{ib} = \left. \frac{v_i}{i_i} \right|_{v_o=0} \quad (1)$$

入力開放電圧帰還率

$$h_{rb} = \left. \frac{v_i}{v_o} \right|_{i_i=0} \quad (2)$$

出力短絡電流増幅率

$$h_{fb} = \left. \frac{i_o}{i_i} \right|_{v_o=0} \quad (3)$$

入力開放出力アドミッタンス

$$h_{ob} = \left. \frac{i_o}{v_o} \right|_{i_i=0} \quad (4)$$

この定数を用いて等価回路を書けば 図 2 のようになり、エミッタ接地についても同様に、記号は添え字の b を e に変える。ベース接地からエミッタ接地への変換公式は次式によって与えられる。

$$h_{ie} \triangleq \frac{h_{ib}}{1 + h_{fb}}, \quad h_{re} \triangleq \frac{h_{ib}h_{ob} - h_{rb}(h_{fb} + 1)}{1 + h_{fb}}, \quad h_{fe} \triangleq \frac{-h_{fb}}{1 + h_{fb}}, \quad h_{oe} \triangleq \frac{h_{ob}}{1 + h_{fb}}$$

また、物理的意味を良く表すものに T 型等価回路がある。この定数と h 定数の関係は次のとおりになる。

$$r_e = h_{ib} - \frac{h_{rb}(1 + h_{fb})}{h_{ob}}, \quad r_b = \frac{h_{rb}}{h_{ob}}, \quad r_c = \frac{1 - h_{rb}}{h_{ob}}, \quad \alpha = -h_{fb}$$

これらの等価回路を 図 3 に示す。

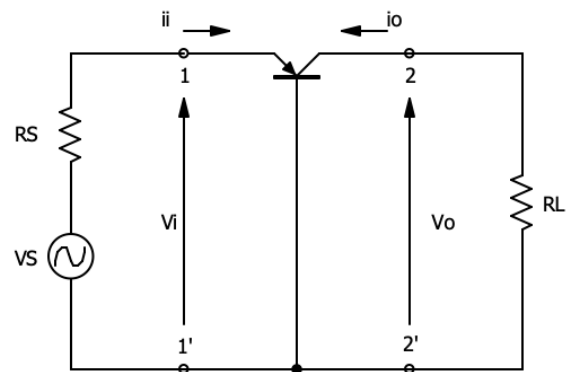


図 1: ベース接地での交流動作

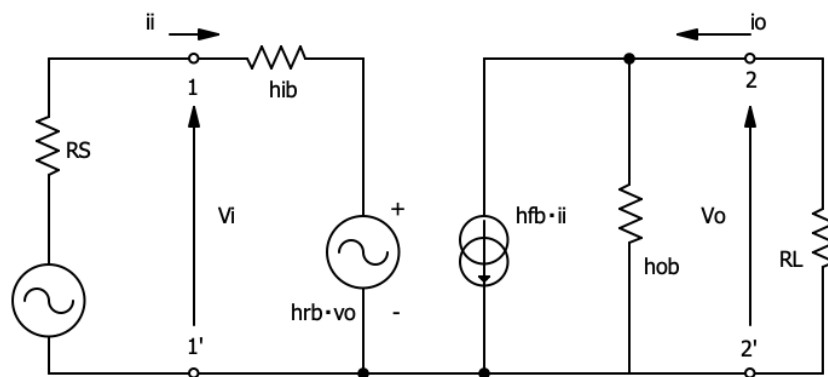


図 2: ベース接地  $\pi$  型等価回路

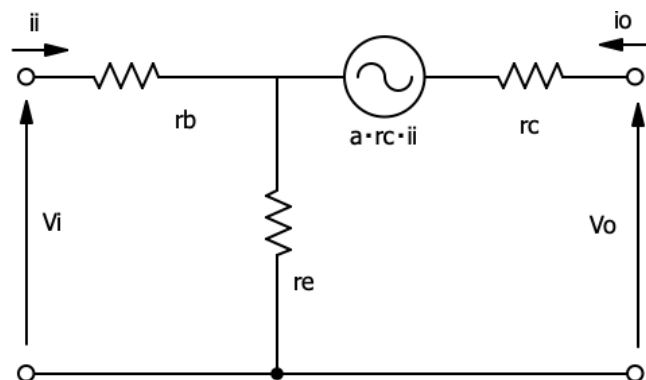


図 3: エミッタ接地 T 型等価回路

## 2.2 各バイアス回路の定数 (抵抗) 設計および安定係数の算出

### 2.2.1 固定バイアス回路

動作点のバイアス電流を  $I_B$  [A] とすれば,

$$R_B(\text{旧}) = \frac{V_{CC}}{I_B} \quad (5)$$

$$R_B(\text{新}) = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} \quad (6)$$

安定係数  $S$  は,

$$S = \frac{1}{1 - \alpha} \doteq \beta$$

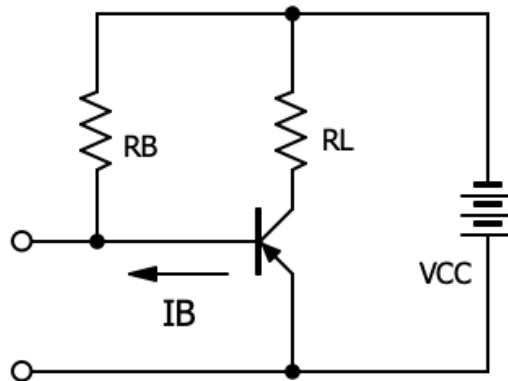


図 4: 固定バイアス回路

## 2.3 自己バイアス回路

$I_B$  は上記と同じ, 動作点のコレクタ電圧を  $V_C$  とすれば,

$$R_F = \frac{V_C}{I_B}$$

$$S = \frac{1 + \frac{R_F}{R_L}}{1 + (1 - \alpha) \frac{R_F}{R_L}}$$

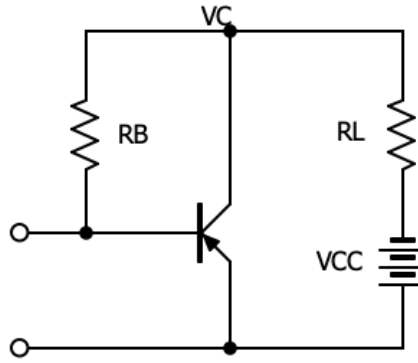


図 5: 自己バイアス回路

## 2.4 電流帰還回路

図 6 の回路の場合, 負荷抵抗は  $R_L + R_E$  となる. また, 動作点のバイアス電流を  $I_B$  とする.  $R_A$  および  $R_B$  の値は適当に選ぶことができる. 一般に,

$$R_A = 10R_E$$

とされる. 動作点におけるコレクタ電流  $I_C$ , ベース電流を求め  $R_A, R_E$  を決定すると,

$$I_E = I_B + I_C$$

また, エミッタ電圧は,

$$V_E = R_E \times I_E$$

よって,

$$I_A = \frac{V_B}{R_A} = \frac{V_E}{R_A}$$

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_E}{I_A + I_B}$$

$$S = \frac{1 + X}{1 + (1 - \alpha)X}$$

$$X = \frac{R_A R_B}{R_A + R_B} \frac{1}{R_E}$$

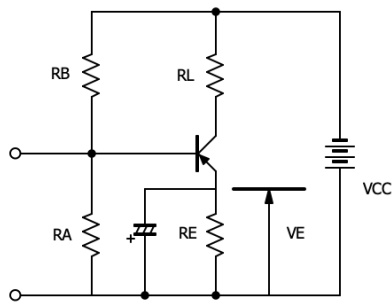


図 6: 電流帰還回路

## 2.5 電圧電流帰還回路

動作点の求め方は電流帰還回路と同様にする. 動作点より  $V_C, I_C, I_B$  が与えられ  $R_E$  および  $R_L$  も適当に与える.

$$I_E = I_B + I_C$$

$$V_E = R_E \times I_E$$

$$I_A = \frac{V_B}{R_A} = \frac{V_E}{R_A}$$

$$I_F = I_A + I_B$$

$$R_F = \frac{V_C}{I_F}$$

$$X = \frac{R_F R_A}{R_E(R_F + R_A + R_L) + R_A R_L}$$

$$S = \frac{1 + X}{1 + (1 - \alpha)X}$$

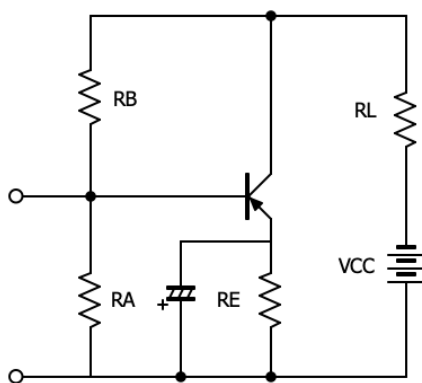


図 7: 電圧電流帰還回路

表 1: 各バイアス回路の特徴

	回路	安定係数	消費電力	適応回路
固定バイアス回路	簡単	不良	小	1. 電源電圧が低いとき 2. $\beta$ の小さいトランジスタ 3. 低利得の忠実度が問題にならない回路 4. 製作費安価
自己バイアス回路	簡単	やや良	小	1. 電源電圧が低いとき 2. 入力インピーダンスを小さくするとき 3. 歪率をよくするとき 4. 製作費安価
電流帰還回路	複雑	良	大	1. 安定度を必要とするとき
電圧電流帰還回路	複雑	最良	大	1. 安定度を必要とするとき 2. 歪率をよくするとき

### 3 実験機器

1. USB 計測器: Digilent 社製 Analog Discovery
2. デジタルテスタ
3. ブレッドボード: EIC-108
4. 供試トランジスタ: 2SC-1815Y, GR
5. 各種抵抗器, 電解コンデンサ 16V, 100  $\mu$ F, ブレッドボード用配線

### 4 実験方法

#### 4.1 動作点の特定

1. 図 8, 9, 10 に示す 3 つのバイアス回路について, グレード Y のトランジスタを用いた時に  $I_C = 1$  [mA],  $V_{CC} = 5$  [V] となるように  $R_B$  及び  $R_A$  の計算を行った. 固定バイアス回路のみ, 旧テキストの式 (別紙 1 左式) から得られた  $R_B$  値, 新テキストの式 (別紙 1 右式) から得られた  $R_B$  値の 2 とおりについて実験し, 自己バイアス回路, 電流帰還バイアス回路については, 新テキストの式 (別紙 1 右式) から得られた値のみで実験を行った.
2. グレード Y のトランジスタで, 1 で決定した抵抗値にもっとも近くなる抵抗器を選択してブレッドボード上にバイアス回路を構成し, デジタルテスタにより動作点 ( $V_{CE}$ ,  $I_C$ ) を測定した. 電源  $V_{CC}$  は Analog Discovery の Voltage (VP+: Rdy, VP-: OFF) を使用した. なお, 固定バイアスについては 1 に記したように 2 種の  $R_B$  値で 2 点の動作点を測定した.
3. 供試トランジスタをグレード GR の物に交換して, 動作点を再度測定した. 事前実験で得た特性曲線中に直流負荷線および各バイアス回路の動作点を記入し,  $h_{fe}$  変化によるバイアス点の変化, およびバイアス回路によるバイアス点の安定性について検証した.
4. 電圧利得の測定を行った. 波形発生器 Ch1 を正弦波発生器 (周波数 2 [kHz], 入力電圧 20 [mV] (波形が歪まない程度で調整)) とし, 各回路へ入力をベース - GND, 出力をコレクタ - GND に接続した. 測定にはオシロスコープの Ch1 を入力, Ch2 を出力に使用して, Analog Discovery の Voltmeter を起動し, AC RMS 値から利得  $G$  [dB] を求めた.
5. 主に Project ファイルは “Osc\_XY00” を使用し, 交流負荷線の観察を行った. Scope に切り替え, Ch1 を  $R_C$  の 1 [k $\Omega$ ] 抵抗器の両端に接続して各回路の交流負荷線の傾きを実測した.

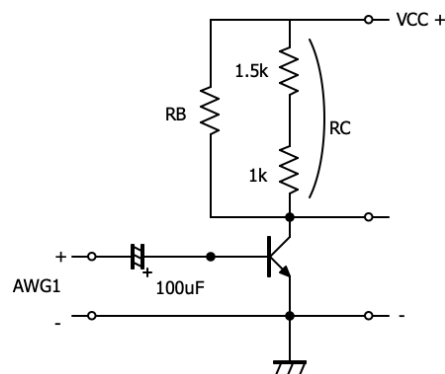


図 8: 固定バイアス回路

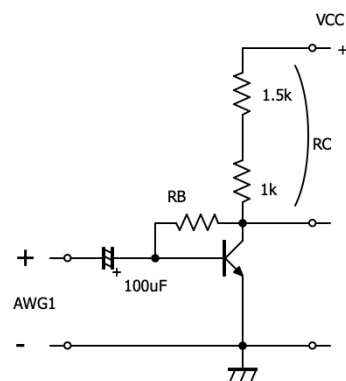


図 9: 自己バイアス回路

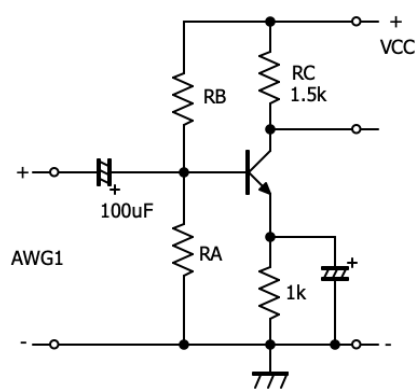


図 10: 電流帰還バイアス回路

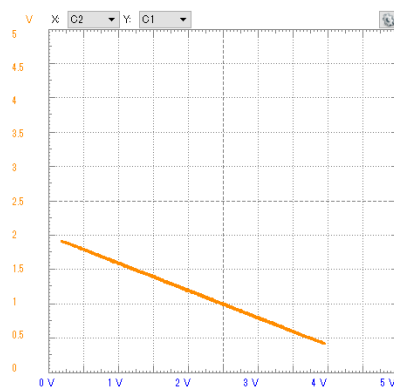


図 11: 固定バイアス Y 新交流 交流負荷線



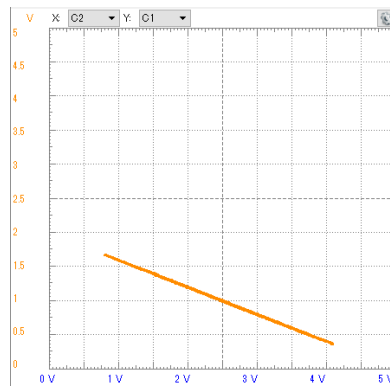


図 12: 固定バイアス Y 旧交流 交流負荷線

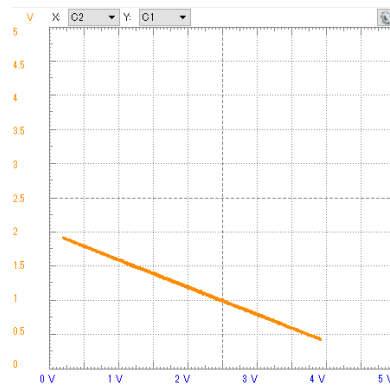


図 13: 自己バイアス回路交流 交流負荷線

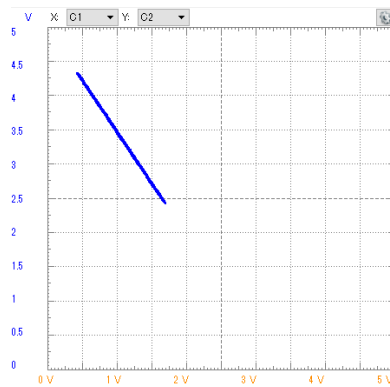


図 14: 電流帰還バイアス回路交流 交流負荷線

## 5 結果のまとめと課題

1. 実験 1 において求めた  $h$  パラメータ, およびトランジスタのデータシートより求めた値 (実験前に見積もりをしておく) を比較検討せよ.

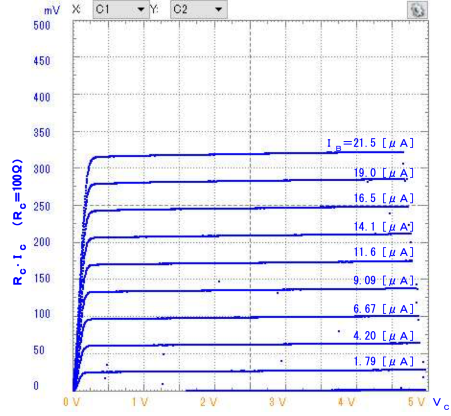


図 15: Y3 トランジスタにおける  $R_C \cdot I_C - V_{CE}$  特性曲線

図 15 より,

$$h_{fe} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{(0.2628 - 0.12179) \times \frac{0.5}{100}}{9.09 \times 10^{-6} - 4.20 \times 10^{-6}} = 144.2$$

$$h_{ie}^{-1} = \frac{25 \times 10^{-6}}{\frac{11.9}{117.7}} = 2.47 \times 10^{-4}, \quad h_{ie} = \frac{1}{2.47 \times 10^{-4}} = 4.04 \times 10^3 [\Omega]$$

また  $h_{oe}$  に関してはデータシートにある  $h$  パラメータ -  $I_C$  グラフが  $V_{CE} = 12$  [V] であるが, 実験では  $V_{CE} = 2.5$  [V] である. 比較のために, データシート同様に  $V_{CE} = 12$  [V] で計算を進めていく.

$$h_{oe} = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} = \frac{\frac{1.1}{122.4} \times \frac{0.5}{100}}{12} = 3.74 \times 10^{-6} [\text{S}]$$

データシートの  $h$  パラメータと測定値をまとめたものを表 2 に示す.

表 2:  $h$  パラメータ

	$h_{fe}$	$h_{ie}$ [kΩ]	$h_{oe}$ [μS]
測定値	144.2	4.04	3.74
データシート	170.0	4.50	2.80

このようにすべての  $h$  パラメータがデータシートとほぼ同様の値を示しており, 実験で求めた値とデータシートの値とのずれはトランジスタの性能誤差及び温度変化に起因するものであると考えられる. したがって実験は成功したといえる.

2. 1 で求めた 2 とおりの  $h$  パラメータを使い, 各バイアス回路での電圧利得を計算し, 4.2(4) で実測した電圧利得と比較検討せよ.
- 4.2(4) で実測した Ch1, Ch2 における入出力電圧 (RMS) を表 3 に示す.

表 3: 入出力電圧 (RMS)

	固定バイアス(旧) [V]	固定バイアス(新) [V]	自己バイアス [V]	電流帰還 [V]
Ch1(入力 $v_i$ )	0.014	0.014	0.014	0.014
Ch2(出力 $v_o$ )	1.114	1.287	1.219	0.624

また電圧増幅度は式 7 で, 電圧利得は式 8 で求めることができるので,

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} \quad (7)$$

$$G \text{ dB} = 20 \log_{10} A_v \quad (8)$$

表 4: 実測値から算出した電圧利得

	固定バイアス (旧)	固定バイアス (新)	自己バイアス	電流帰還
$A_v$	78.078	90.017	86.412	43.745
$G \text{ dB}$	37.851	39.087	38.731	32.819

となる. 次に 表 2 の  $h$  パラメータを使うと式 9 から電圧増幅度を求めることができ, 式 8 から電圧利得が求められる.

$$A_v = \left| \frac{v_o}{v_i} \right| = \left| \frac{v_{ce}}{v_{be}} \right| = \left| \frac{-h_{fe}}{h_{ie}} R_L \right| \quad (9)$$

表 5:  $h$  パラメータから求めた電圧利得

	固定バイアス (旧)	固定バイアス (新)	自己バイアス	電流帰還
$R_L [\Omega]$	2510	2510	2510	1510
$A_v$	89.590	89.590	89.590	53.897
$G \text{ dB}$	39.045	39.045	39.045	34.631

表 4 と 表 5 を比較するとすべての回路において誤差が 2dB 内に収まっていることから, 実験は成功したといえる.

- 4.2(2), (3) ではグレード Y, GR のトランジスタでの動作点の違いを各バイアス回路で確認した. 今回はトランジスタを交換することで  $h_{fe}$  を変化させたが, 今回のデータを元に温度変化等による  $h_{fe}$  の変化, または  $h_{fe}$  のバラツキ等に対する各バイアス回路の安定性について比較検討せよ.

表 6 に各バイアス回路における動作点の測定結果を示し, 動作点の変化を 表 7 に示す.

表 6: 各バイアス回路の動作点の測定結果

	$V_{CE}$ [V]	$I_C$ [mA]
固定バイアス - 3Y(旧)	2.733	0.894
固定バイアス - GR3(旧)	1.998	1.187
固定バイアス - 3Y(新)	2.422	1.020
固定バイアス - GR3(新)	1.924	1.212
自己バイアス - 3Y	2.415	1.025
自己バイアス - GR3	2.019	1.182
電流帰還バイアス - 3Y	2.540	0.977
電流帰還バイアス - GR3	2.438	1.019

表 7: 動作点の変化

	変化
固定バイアス (旧)	0.7912
固定バイアス (新)	0.5337
自己バイアス	0.4260
電流帰還バイアス	0.1103

表 7 から読み取れるように、動作点の変化が大きい回路は順に固定バイアス回路 (旧)、固定バイアス回路 (新)、自己バイアス回路、電流帰還バイアス回路となっている。

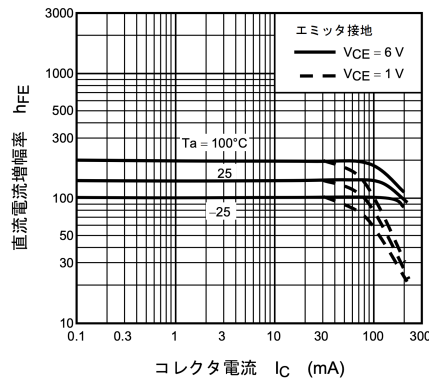


図 16: 2SC1815  $h_{FE} - I_C$  特性

当然ながら  $h_{fe}$  はトランジスタによって異なり、図 16 にもあるように温度にも影響することが分かる。従って、 $h_{fe}$  の変化に対する動作点の変化量を比較すると、各バイアス回路がバラツキに対してどの程度安定しているか考えることができる。安定性が必要な場合はもっとも動作点の変化が少ない電流帰還バイアス回路が望ましい。しかし、安定性と回路規模、消費電力などはトレードオフの関係にあり、必要な精度などに応じて回路を使い分けるべきである。これらの特徴などは表 1 にまとめられている。

4. 旧テキストの計算式では、動作点が大きくずれてしまうが、これは取り扱っていたトランジスタの違い、および電源電圧の違いが大きい。これらの違いにより、動作点が大きくずれてしまうことで実験で扱ったバイアス回路のいずれかにて具体的に説明せよ。

表 6 より、固定バイアス回路の動作点がずれていることが分かる。これは、式 6 では  $V_{BE}$  を考慮しているのに対して、式 5 では考慮していないことによって発生した誤差である。また  $R_B$  が変化すると  $I_b$  も同様に変化する

る。式 10 にあるとおり、 $I_b$  は h パラメータに依存している。

$$I_b = \frac{v_i}{h_{ie}} \quad (10)$$

これらの理由より旧テキストの計算式では動作点が大きくずれてしまったと考える。

5. トランジスタの交流等価回路は Z パラメータ、Y パラメータでも理屈上は取り扱えるものの、現実的ではない。h パラメータの場合と比較して、その問題点を挙げよ。

Z パラメータや Y パラメータは 4 端子回路において各条件下のインピーダンスを表している。h パラメータ式 1, 2, 3, 4 から構成されており、トランジスタの静特性を表している。Z, Y パラメータはトランジスタの交流等価回路を扱うことが出来ないが、h パラメータを使えば直接静特性を用いて扱うことができ h パラメータの方が適していることが分かる。

6. トランジスタの熱暴走現象について説明せよ。

トランジスタ内部で電力が消費され接合部の温度が上昇します、この発熱と熱放散が平衡でなくなった場合、温度上昇によりコレクタ電流を増加させ、接合部温度をさらに上昇させます。この循環が繰り返し発生することで際限なく温度は上昇する。そして接合部が溶融して破壊に至る現象のこと。

## 6 参考文献

- 2SC1815 | 秋月電子通商 (<http://akizukidenshi.com/download/2sc1815-y.pdf>)
- FAQ 1008908 : 熱暴走 (Thermal runaway) | Renesas Customer Hub (<https://ja.na4.teamsupport.com/knowledgeBase/17793412>)