

低電圧低電流におけるシリコントランジスタの特性と フリップフロップ回路の微小電力動作の研究

本 多 誠 一, 池 田 一 二

Research on the Weak Current Characteristic of Silicon Transistor and Minute Power Operation of Flip-Flop Circuit

Seiichi HONDA Katsuji IKEDA

Abstract: In such a circuit as that of the quartz crystal watch, the flip-flop circuits are used in many stages. If the dry-cell is used for the power source it is desirable to limit the power consumption as small as possible. The silicon transistor operates by the weak current such as a few μA , because its I_{co} is very small compared with the germanium transistor. So, we measured the constants of silicon transistors in the weak current and studied theoretically and experimentally the silicon transistor flip-flop circuit which operates at the small power consumption.

1. 緒 言

水晶電気時計等においては、Flip-Flop 回路が相当の段数使用される。もしも電源に電池を用いる場合は、その消費電力をなるべく少なくすることが望ましい。ゲルマニウムトランジスタでは、 I_{co} の影響でコレクタ電流をあまり小さくすることは困難であるが、シリコントランジスタでは数 μA の微小電流でも充分動作させることができる。しかしかような低電圧微小電流では、トランジスタの諸定数が通常の値と甚しく異なる。

筆者はシリコントランジスタの低電圧低電流における諸定数を実測し、それを基として Flip-Flop 回路について理論的および実験的に検討を行った。

2. シリコントランジスタのエミッタ接地型回路の低電圧低電流における特性

一般に入力回路と出力回路に対してコレクタ電圧 v_c 、ベース電流 i_b の関数関係は次式で示される。

$$v_c = f(i_b, v_c) \dots\dots\dots (1)$$

$$i_c = f(i_b, v_c) \dots\dots\dots (2)$$

(1) および (2) 式は更に次のように表わせる。

$$\Delta v_b = \left(\frac{\partial v_b}{\partial i_b}\right)_{v_c} \Delta i_b + \left(\frac{\partial v_b}{\partial v_c}\right)_{i_b} \Delta v_c \dots\dots\dots (3)$$

$$\Delta i_c = \left(\frac{\partial i_c}{\partial v_c}\right)_{v_b} \Delta v_c + \left(\frac{\partial i_c}{\partial i_b}\right)_{v_c} \Delta i_b \dots\dots\dots (4)$$

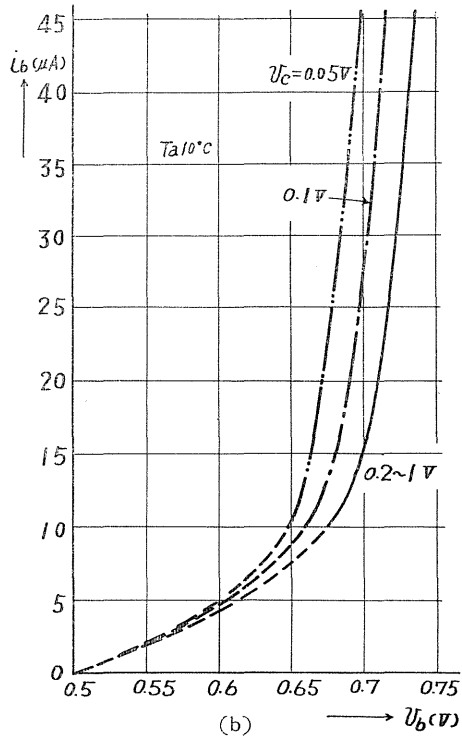
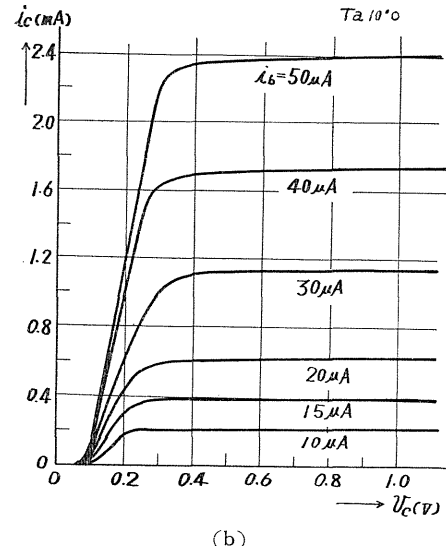
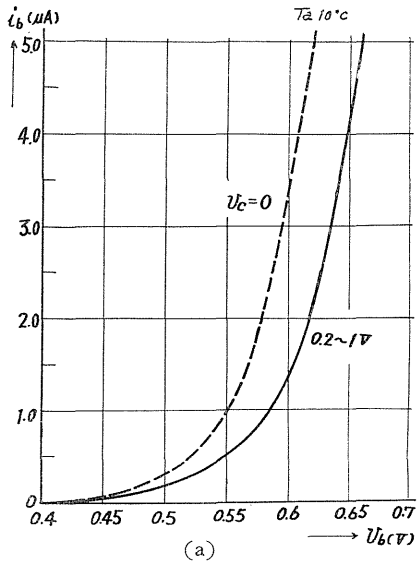
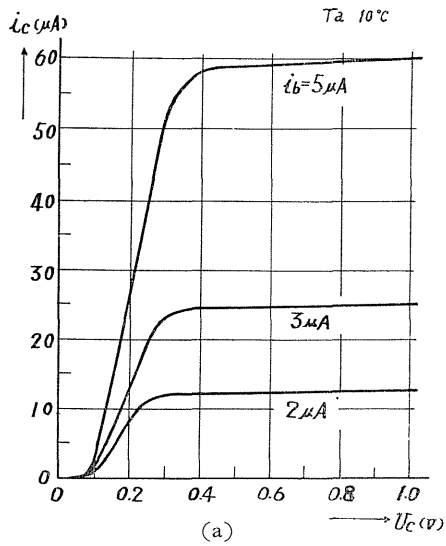


図 1

図 2

$$(3) (4) \text{ 式中 } \left. \begin{aligned} \left(\frac{\partial v_b}{\partial i_b}\right)_{v_c} &= h_{11.e} & \left(\frac{\partial v_b}{\partial v_c}\right)_{i_b} &= h_{12.e} \\ \left(\frac{\partial i_c}{\partial i_b}\right)_{v_c} &= h_{21.e} & \left(\frac{\partial i_c}{\partial v_c}\right)_{i_b} &= h_{22.e} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5)$$

としてエミッタ接地型の h 定数として定義される。

供試用トランジスタとして 2SC38 (電流増巾定数標準規格値は45) を用い、低電圧低電流における静特性の実測結果は図 1a.b. (コレクタ電圧対コレクタ電流特性) および図 2 a.b (ベース電圧対ベース電流特性) のようになった。

この結果よりエミッタ接地回路の h 定数を求めると図 3 のようになる。

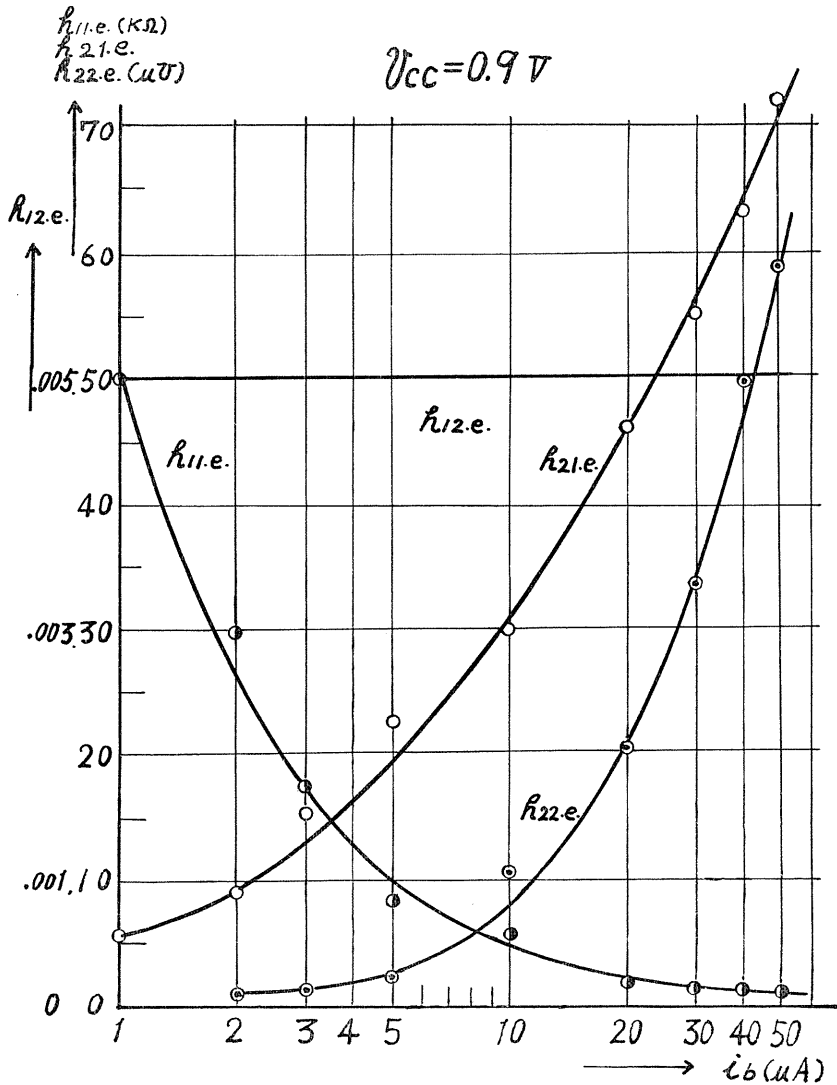


図 3

コレクタ飽和電圧についてはコレクタバイアス電圧を $0.9V$ 一定として、コレクタ抵抗を $50k\Omega \sim 500k\Omega$ の範囲変化し測定した結果は図4のようであつた。図4よりコレクタ飽和抵抗を求め図示すると図5のようになる。

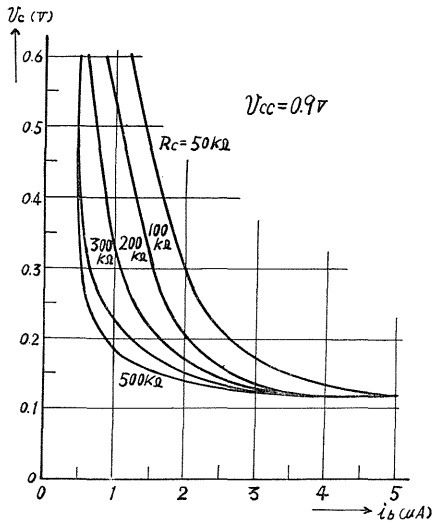


図 4

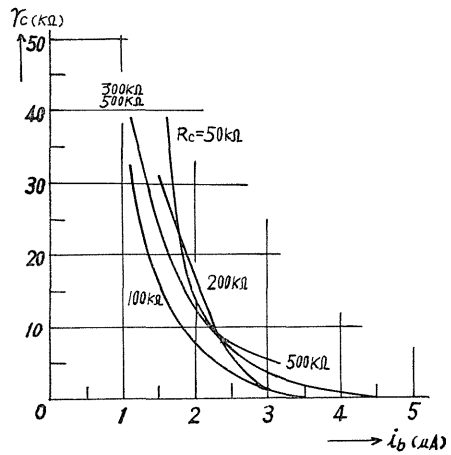


図 5

なおここで $v_{ce}=0.9V$ としたのは、定格 $1.5V$ の乾電池1個を使用してその経年劣下を見込んで $0.9V$ まで動作させるためである。

3. Flip-Flop 回路の安定条件

一般に二安定回路は図6のような二端子能動回路で表わされ、それぞれのトランジスタ定数が一定であるものとするれば、端子からみた駆動点特性曲線 (v_1-i_1 曲線) は図7のような電圧制御型負性抵抗折線特性で近似できる。すなわち第一安定域ではトランジスタ T_1 が飽和状態で T_2 が遮断状態にあり第二安定域では両トランジスタの状態は反対となる。遷移域では共に能動状態である。

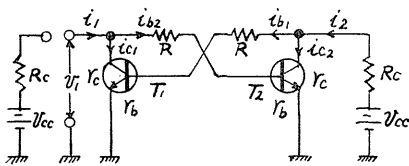


図 6

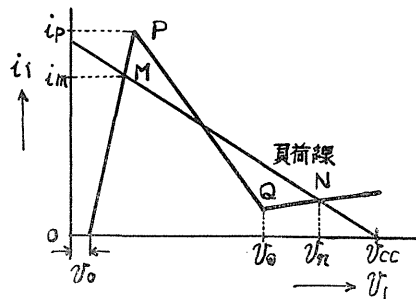


図 7

図7の各領域の特性はコレクタ飽和抵抗を r_c , 入力抵抗を r_b とすれば次のように近似できる。

$$\text{第一安定域} \quad v_1 = v_0 + r_c i_1 \quad \dots\dots\dots (6)$$

$$\text{第二安定域} \quad v_1 = i_1 (R + r_b) \quad \dots\dots\dots (7)$$

遷移域では次式が成立する。

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= i_{c1} + i_{c2} & i_2 &= i_{c2} + i_{b1} \\ i_{c2} &= \beta i_{b1} & i_{b2} &= \beta i_{b2} \\ v_1 &= (R + r_b) i_{b2} & v_{cc} &= i_2 R_c + i_{b1} (R + r_b) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (8)$$

(8) 式より

$$i_1 = \frac{\beta v_{cc}}{R_c + r_c + r_b} + \frac{v_1}{R + r_b} \left(1 - \frac{\beta^2 R_c}{R_c + R + r_b} \right) \quad \dots\dots\dots (9)$$

を得る。ただし $\beta = (\partial i_c / \partial i_b) v_c$ は一定とする。

(9) 式より負性抵抗 R_n は

$$R_n = (R + r_b) / \left(\frac{\beta^2 R_c}{R_c + R + r_b} - 1 \right) \quad \dots\dots\dots (10)$$

となる。したがって安定条件として次の関係が必要となる。

$$R_c + r_c > \frac{R + r_b}{\left(\frac{\beta^2 R_c}{R_c + R + r_b} - 1 \right)} \quad \dots\dots\dots (11)$$

(11) 式において $R_c \gg r_c$ とすれば

$$\beta > \frac{R_c + R + r_b}{R_c} \quad \dots\dots\dots (12)$$

となる。

なお折点 P および Q 動作点 m, n の電圧電流値は次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} v_P &= v_0 + i_P r_c & i_P &= \frac{\beta v_{cc}}{R_c + R + r_b}, \\ v_Q &= \frac{v_{cc}(R + r_c)}{\beta(R_c + r_c)}, & i_Q &= \frac{v_{cc}}{R_c + R + r_b}, \\ v_m &= v_0 + i_m r_c & i_m &= \frac{v_{cc}}{R_c + r_c}, \\ v_n &= \frac{v_{cc}(R + r_b)}{R_c + R + r_b}, & i_n &= \frac{v_{cc}}{R_c + R + r_b}, \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (13)$$

(13) 式からも $R_c \gg r_c$, $v_n > v_Q$, $i_m > i_P$, の各条件を用いて解くと (12) 式が得られる。

またコレクタ飽和抵抗および入力抵抗は次のように近似できる。

$$\left. \begin{aligned} r_c &\doteq (v_c - v_0) / i_c, \\ r_b &\doteq (v_b - v_{b0}) / i_b, \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (14)$$

- ただし v_c ; コレクタ飽和電圧
 v_0 ; コレクタ電流 $i_c = 0$ のコレクタ電圧
 v_b ; ベース電圧
 v_{b0} ; ベース電流 $i_b = 0$ のベース電圧

4. 回路設計

図8のような回路構成とし、トランジスタに 2SC38 同一特性のものを用いる。

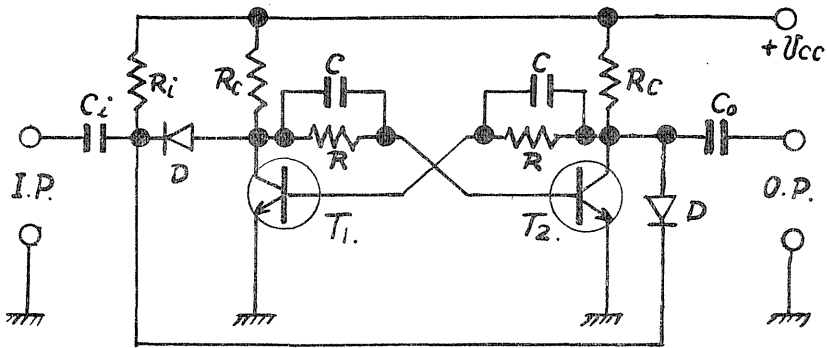


図 8

まづベースバイアス電流については、2節において求めた特性を基として決定する。

コレクタ抵抗 R_c とコレクタ飽和抵抗 r_c との関係を $R_c \geq 10r_c$ と定め $R_c = 50 \sim 500k\Omega$ の範囲で万足するベース電流値は図4および図5より

$$i_b \geq 3\mu A$$

となる。いま $i_b = 3\mu A$ とすれば図3より

$$r_b \doteq 15k\Omega,$$

$$v_b \doteq 0.6V$$

となる。ただし $v_{b0} \doteq 0.55V$

つぎに図8の回路が動作可能なる静的条件として次式が成立する。

$$v_{cc} = (R_c + R)i_b + v_b$$

帰かん抵抗 R が $R > 0$ となるためには

$$v_{cc} > R_c i_b + v_b$$

となることが必要である。いま $R_c = 50k\Omega$ とすれば

$$v_{cc} = 0.75V$$

10%の増加とすれば

$$v_{cc} \doteq 0.83V$$

したがって、最大帰かん抵抗値は

$$R_{max} \doteq 30k\Omega$$

となり、トランジスタの所要電流増巾定数は

$$\beta > 2$$

となる。また v_q, v_n, i_p, i_m の値は

$$v_q = 0.14V, \quad v_n = 0.69V,$$

$$i_p = 39\mu A, \quad i_m = 15\mu A,$$

となり、共に条件を満足する。

この場合の消費電力は全電流 $i_o = i_m + i_b = 18\mu A$ であり

$$P = i_o v_{cc} \doteq 15\mu W$$

となる。

コレクタ抵抗の各値についての数値例を第1表に示した。

表 1

R_c (k Ω)	R (k Ω)	※ v_{cc} (V)	i_o (μA)	P (μW)	$(R_c + R + r^b)/R_c$
50	30	0.83	18.0	15	2.0
100	30	1.00	13.0	13	1.5
200	30	1.30	9.4	12	1.2
300	30	1.70	8.6	15	1.15
500	60	2.30	7.5	17	1.1

(※ : 10%増加値)

5. 結 果

第1表に基づき帰かん抵抗を変化して実測した結果第2表を得た。これより消費電力を求め図示すると図9のようになる。なお図中破線は入力電圧と出力電圧の比 E_o/E_i である。

表 2

R_c (k Ω)	R (k Ω)	v_{cc} (V)	i_o (μA)	E_i (mV)	E_c (mV)
50	30	0.90	12.5	50	120
	20	0.87	11.5	50	100
	10	0.86	11.4	50	100
	5	0.85	11.2	50	75
	2	1.20	30.0	150	200
100	30	1.05	10.5	30	120
	20	0.98	9.0	20	80
	10	0.93	7.5	20	50
	5	1.00	7.5	70	100
200	30	1.40	9.5	40	100
	20	1.30	8.5	30	75
	10	1.20	7.0	30	40
	5	1.50	10.0	140	140
300	30	1.80	9.0	30	120
	20	1.70	8.0	40	80
	10	1.60	7.0	50	50
	5	2.00	10.5	80	120
500	30	1.70	9.5	60	170
	20	2.40	7.5	30	60
	10	2.20	7.0	50	50
	5	3.30	12.0	120	190

- 註 : 1. 実験は次のような定数で行つた。 $f = 1kc$, D: SD14 $R_i \gg R_c$, $C_i = 200pF$, $C = C_o = 0.01\mu F$,
2. 表中 v_{cc} の値は動作可能最少コレクタ電圧である。

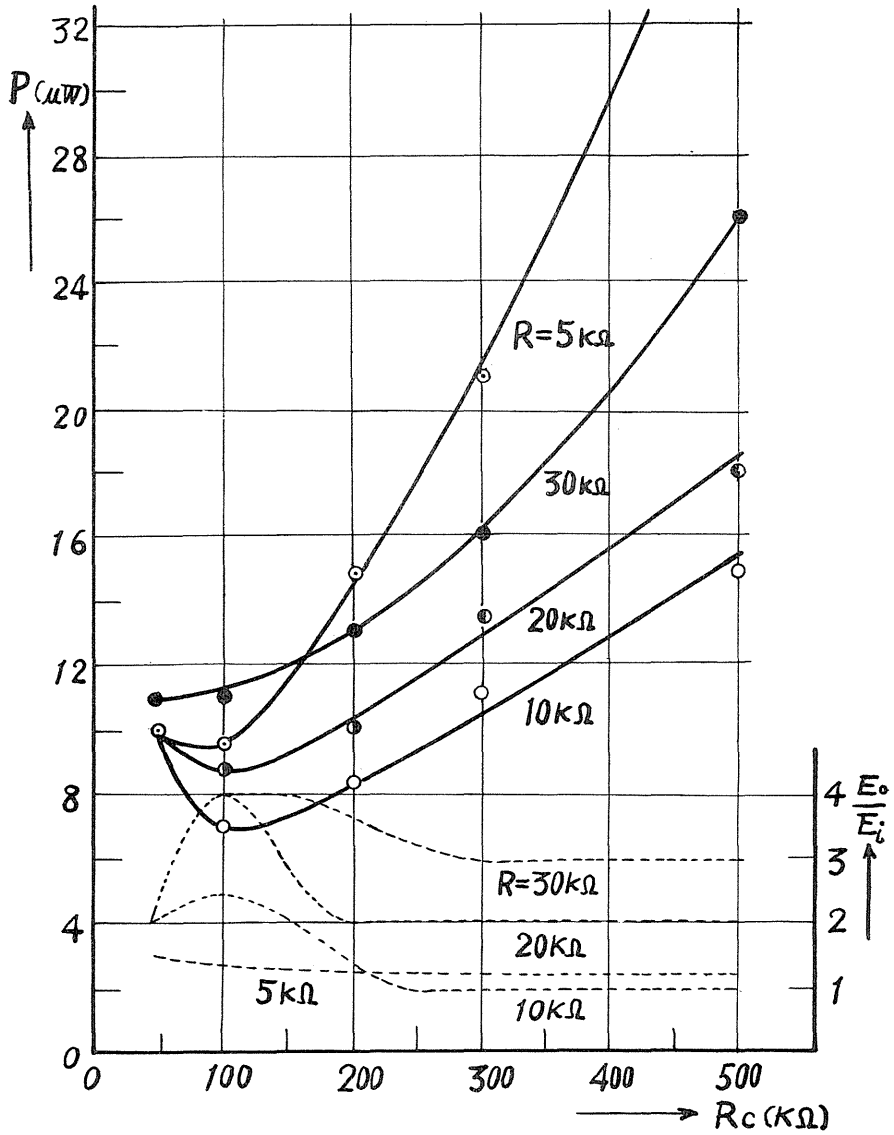


図 9

6. 結 言

図8より明らかなように消費電力が最小となるコレクタ抵抗値および帰かん抵抗値は

$$R_c = 100\text{k}\Omega$$

$$R = 10\text{k}\Omega$$

であり出力も大きい。

第2表においてコレクタ抵抗の各値について、ベース電流の概算値は $R=10\text{k}\Omega$ の場合

が最も少く $3\mu\text{A}$ となり設計値と一致する。

コレクタバイアス電圧の設計値と結果との差はコレクタ抵抗 R_c が高くなる程大きくなるが、これはトランジスタ定数の変化による遷移域の変動 I_{co} の影響および T_1, T_2 の特性の相違等が考えられる。

以上の結果をまとめると次のようになる。

1 トランジスタ定数については

- a トランジスタ入力抵抗 ($h_{11.e}$) はベース電流が小さくなるほど大きくなり、その変化率も大きい。
- b 帰かん定数 ($h_{12.e}$) は一定であり、その値は1に比べて非常に小さい。(約0.005)
- c 電流増巾定数 ($h_{21.e}$) はコレクタ電圧によつても変るが、ベース電流が大きくなるほど大きい。
- d 出力アドミッタンス ($h_{22.e}$) はベース電流が大きくなる程大きく、その変化は甚しい。

2 Flip-Flop 回路に用いるトランジスタは、その電流増巾定数によつて動作可能な最小消費電力が左右され、大きいものほどよく、動作点に対する β の最小値は

$$\beta_{min} \doteq \frac{5(R_c + R + r_b)}{r_c}$$

であることが必要である。

最後に本研究に対して資料を提供され、種々助言を賜つた東洋通信機KKの各位、特に瀬谷昌弘氏に対して深謝する。