

高安定ベース接地形水晶発振回路

千葉 作富郎*

Highly Stable Crystal Oscillator Circuit Using Grounded Base Single Transistor Amplifier

Saburo CHIBA

A highly stable crystal oscillator circuit using a grounded base single transistor amplifier with positive feedback resonant circuit from collector to emitter is proposed. Current feedback oscillator is realized taking advantage of low impedance at emitter. Circuit constants are optimized to realize fairly low oscillating frequency variations.

With 45% of source voltage fluctuation, the oscillating frequency varied only 0.016Hz at the oscillating frequency of 1MHz. Although very stable oscillation is achieved, the experimental circuits are composed of only general purpose electric components. The oscillating frequency variation index for unity voltage is $8 \times 10^{-10} / V$, which is fairly low value for small crystal oscillating circuits.

1. ま え が き

近年、トランジスタ水晶発振器は着実に進歩している。それらの代表例としてはコレクタ・エミッタ間容量発振器^{(1) (3)}、エミッタホロワ形⁽²⁾、クラップ形⁽⁴⁾、コルピッツ形^{(5) (6)}、ベース・エミッタ、コレクタ・エミッタ間容量発振器⁽⁷⁾、分圧帰還形^{(8) (9)}、コレクタ・エミッタ間容量発振器⁽¹⁰⁾、AGCを施したクラップ形⁽¹¹⁾、ベース・エミッタ、コレクタ・エミッタ間容量発振器⁽¹²⁾などがあり、逐次その周波数安定度が向上してきている。

水晶発振器の周波数安定度を高める方法としては、発振周波数決定回路の安定化、即ち周波数決定回路温度補償が必要であり、また増幅器のパラメータの変動の影響の軽減も必要である。

本論文は次のような着想で電源電圧や周囲温度の変化に対して安定な新しい発振器の回路方式を提案するものである。即ち図1に示すように

(1) 帰還回路に水晶振動子1個と容量2個とからなる周波数決定回路を用いて電流伝送形発振回路を構成する。

* 経営工学科

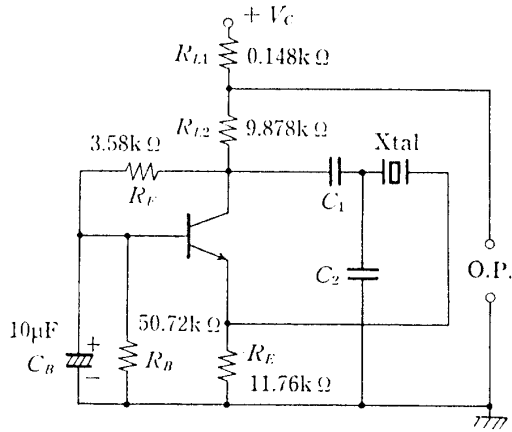


図 1 水晶発振回路

Fig. 1. Crystal oscillator circuit.

表 1 回路定数

Table 1. Circuit constants.

R_F	$R_L = R_{L1} + R_{L2}$	L_X	C_X
3.58 kΩ	10.026 kΩ	3.482 H	7.277×10^{-15} F
R_X	C_S	C_1	C_2
64.59 Ω	3.51×10^{-12} F	2.35×10^{-12} F	27.9×10^{-12} F

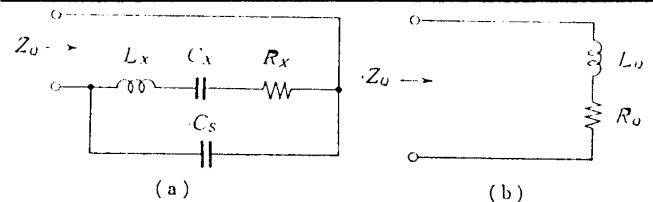


図 2 水晶振動子の等価回路

Fig. 2. Equivalent circuit of crystal.

(2) 増幅器としてはコレクタ出力インピーダンスが高く、エミッタ入力インピーダンスが低いベース接地形トランジスタ1段増幅器を用いる。ベース接地形増幅器は安定指数 $S=1$ であり、周囲温度の変化に対して増幅器を安定化する事ができる。更に、遮断周波数がほぼトランジション周波数に等しく高周波数発振に適した回路構成になっている。

(3) 周波数決定回路の容量の比を最適な値とすることにより増幅器の所用増幅度を下げ、発振周波数変動率を小さく抑える。

(4) 増幅器のコレクタよりベースへ抵抗を介して負帰還を施すことにより、等価的なコレクタ抵抗を減少することとなり発振周波数安定度が良好になる。

(5) 発振回路を構成する素子は、汎用のものでよく、特別な素子を必要としない。

その結果、約1MHzに於いて電源電圧の約45%の変化に対して、汎用の素子を用いながらも発振周波数変動率 $\Delta f/f(Vc) = 1.6 \times 10^{-8}$ ($Vc=24\sim 44V$)という良好な安定化特性を得た(以下、電源電圧 Vc の変化による発振周波数変動率を $\Delta f/f(Vc)$ とし、周囲温度 Ta によるものを $\Delta f/f(Ta)$ 、また両者の変化により生じるものを $\Delta f/f(Vc, Ta)$ と表すことにする)。これは従来知られている発振方式に比較して、同等あるいはそれ以上の周波数安定度である。表1は図1の各素子値を示している。本論文では、この提案方式の理論解析と共に、コンピュータシミュレーションを行い理論値は実測値とほぼ一致することを示し、また電源電圧に対する周波数変動率はトランジスタのエミッタ抵抗とコレクタ容量とにより影響されていることを明らかにする。さらに周囲温度に対する周波数変動率はベース抵抗、エミッタ接地電流増幅率も影響していることを明らかにする。

2. 水晶振動子の等価回路 一般に、水晶振動子の等価回路は図2(a)で表される。ここで、 R_X, C_X, L_X, C_S は各々水晶振動子の等価抵抗、等価容量、等価インダクタンス、並列容量である。これを図(b)の用に、等価変換する事ができる。ただし、 $R_Q, \omega L_Q$ は水晶振動子の抵抗分とリアクタンス分である。即ち、水晶振動子のインピーダンス Z_Q は、

$$Z_Q = \frac{1}{j\omega C_S} + \frac{\left\{ R_X - j \left(\omega L_X - \frac{1}{\omega C_X} - \frac{1}{\omega C_S} \right) \right\} \left(\frac{1}{\omega C_S} \right)^2}{R_X^2 + \left(\omega L_X - \frac{1}{\omega C_X} - \frac{1}{\omega C_S} \right)^2} \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 $R_x^2 \ll (\omega L_x - 1/\omega C_x - 1/\omega C_s)^2$ が言えるので、

$$Z_Q \approx \frac{R_x}{\left(1 + \frac{C_s}{C_x} - \omega^2 L_x C_s\right)^2} + j \frac{\left(\omega L_x - \frac{1}{\omega C_x}\right)}{\left(1 + \frac{C_s}{C_x} - \omega^2 L_x C_s\right)} = R_Q + j\omega L_Q \dots\dots\dots (2)$$

$$R_Q \approx \frac{R_x}{\left(1 + \frac{C_s}{C_x} - \omega^2 L_x C_s\right)^2} \dots\dots\dots (3)$$

$$\omega L_Q \approx \frac{\left(\omega L_x - \frac{1}{\omega C_x}\right)}{\left(1 + \frac{C_s}{C_x} - \omega^2 L_x C_s\right)} \dots\dots\dots (4)$$

とおくと、等価回路は図2(b)のように表される。ここで実際発振周波数 f_0 、s.c. ≈ 999994.85 Hzと表1の水晶振動子の諸定数を上式に代入すると、 $R_Q \approx 89.7 \Omega$ 、 $L_Q \approx 1.288 \times 10^{-3} \text{H}$ となる。

3. 理 論

本章では、すでに示した図1の提案回路の等価回路から発振周波数決定条件を導出する。図3は図1の交流等価回路を示している。Cc, Yc, Te, Ce は、トランジスタのコレクタ容量、コレクタ抵抗、エミッタ抵抗、エミッタ容量である。また抵抗 θ は、トランジスタのベース抵抗を Υ_b 、ベース接地電流増幅率を α 、エミッタ接地電流増幅率を β とすれば $\theta = \Upsilon_b (1 - \alpha) \approx \Upsilon_b / \beta$ であり、 $R_L = R_{L1} + R_{L2}$ である。

この等価回路で、 $a \sim a'$ 間から右側のインピーダンスを Z_i として電流減衰係数 I_0/I_4 を求めると次式となる。

$$\begin{aligned} \frac{I_0}{I_4} = & -\omega^2 L_Q C_2 + \frac{Z_i}{R_0} \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right) - \frac{\omega^2 C_2 C_C L_Q}{C_1} + 1 + \frac{C_C}{C_1} - \omega^2 L_Q C_C + j \left(\omega C_2 Z_i \right. \\ & \left. + \frac{\omega C_2 L_Q}{C_1 R_0} + \frac{\omega C_C Z_i C_2}{C_1} - \frac{1}{\omega C_1 R_0} + \frac{\omega L_Q}{R_0} + \omega C_C Z_i\right) = X_{12} + jY_{12} \dots\dots\dots (5) \end{aligned}$$

とおく。ここで、 $R_0 = r_c // R_f // R_L$ 、 $Z_i = R_Q + \theta + Z_e$ 、 $Z_e = r_e // j\omega C_e$ なので、

$$Z_i = \frac{(R_Q + \theta)(1 + j\omega C_e r_e) + r_e}{(1 + j\omega C_e r_e)} \dots\dots\dots (6)$$

である。(6)式を(5)式に代入して整理すると、 I_0/I_4 は次式となる。

$$\begin{aligned} \frac{I_0}{I_4} = & \left\{ \left[\frac{1}{\omega C_C} \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right) (r_e + R_Q + \theta) + \frac{R_0}{\omega C_C} \left(1 + \frac{C_C}{C_1}\right) - \omega L_Q R_0 \left(1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{C_2}{C_C}\right) \right. \right. \\ & \left. \left. - \omega C_e r_e R_0 (R_Q + \theta) \left(1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{C_2}{C_C}\right) - \frac{R_0 C_e r_e}{C_C} \left(\frac{\omega L_Q}{R_0} + \frac{\omega L_Q C_2}{R_0 C_1} - \frac{1}{\omega C_1 R_0}\right) \right] \right. \\ & \left. + j \left\{ \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right) \frac{C_e r_e (R_Q + \theta)}{C_C} + \left(1 + \frac{C_C}{C_1}\right) \frac{C_e r_e R_0}{C_C} - \omega^2 L_Q R_0 C_e r_e \left(1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{C_2}{C_C}\right) \right. \right. \\ & \left. \left. + R_0 (r_e + R_Q + \theta) \left(1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{C_2}{C_C}\right) + \frac{R_0}{\omega C_C} \left(\frac{\omega L_Q}{R_0} + \frac{\omega L_Q C_2}{R_0 C_1} - \frac{1}{\omega C_1 R_0}\right) \right] \right\} / \left(\frac{R_0}{\omega C_C} + j \frac{R_0 C_e r_e}{C_C} \right) \end{aligned}$$

$$= \frac{A_6 + jB_6}{C_6 + jD_6} = \frac{A_6}{C_6} \left(\frac{1 + j\frac{B_6}{A_6}}{1 + j\frac{D_6}{C_6}} \right) \dots\dots\dots (7)$$

とおく。すると周波数決定条件式は次式となる。

$$\therefore B_6 C_6 = A_6 D_6 \dots\dots\dots (8)$$

(8)式を計算すると次式が得られる。

$$k R_0 C_2 C_1 \{ (R_0 + \theta)(\omega^2 + \omega^4 C_e^2 r_e^2) + \omega^2 r_c \} + \omega^2 L_Q C_2 \left(1 + \frac{C_1}{C_2} \right) (\omega^2 C_e^2 r_e^2 + 1) - (\omega^2 C_e^2 r_e^2 + 1) - \left(\frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_1} \right) \omega^2 C_2 C_1 C_e C_e r_e^2 = 0 \dots\dots\dots (9)$$

(9)式に(3),(4)式を代入して $R_0, \omega L_Q$ を消去して整理すると次式が得られる。

$$\begin{aligned} & \omega^8 L_X^2 C_S^2 k R_0 \theta \frac{1}{\omega r^2} + \omega^6 L_X^2 C_S^2 (k R_0 r_e + k R_0 \theta - \frac{k R_0 2 m \theta}{L_X C_S \omega r^2} - \frac{P}{C_1 C_S \omega r^2} - \frac{n r_e}{\omega r} - \frac{1}{C_1 C_2 \omega r^2}) + \omega^4 L_X C_S \left\{ \frac{R_X k R_0}{L_X C_S \omega r^2} - 2 m k R_0 r_e - 2 m \theta k R_0 + \frac{m^2 k R_0 \theta}{L_X C_S \omega r^2} \right. \\ & \left. - \frac{L_X P}{C_1} + \frac{P}{C_1 C_S \omega r^2} \left(m + \frac{C_S}{C_X} \right) - \frac{L_X C_S}{C_2 C_1} + \frac{2 m n r_e}{\omega r} + \frac{2 m}{C_2 C_1 \omega r^2} \right\} + \omega^2 L_X \\ & \times \left\{ \frac{k R_0 (R_X + m^2 r_e)}{L_X} + \frac{m^2 k R_0 \theta}{L_X} + \frac{P}{C_1} \left(m + \frac{C_S}{C_X} \right) - \frac{m P}{L_X C_1 C_X \omega r^2} + \frac{2 m C_S}{C_2 C_1} \right. \\ & \left. - \frac{m^2}{L_X C_1 C_2 \omega r} \left(\frac{1}{\omega r} + n C_1 C_2 r_e \right) \right\} - \frac{m}{C_1 C_2} \left(\frac{P C_2}{C_X} + m \right) = 0 \dots\dots\dots (10) \end{aligned}$$

$$k = \left(1 + \frac{C_C}{C_1} + \frac{C_C}{C_2} \right), \quad P = \left(1 + \frac{C_1}{C_2} \right), \quad m = \left(1 + \frac{C_S}{C_X} \right), \quad n = \left(\frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_1} \right), \quad \omega r = \frac{1}{C_e r_e}$$

表 2 パラメータ

Table 2. Parameters.

V_C (V)	I_E (mA)	r_e (Ω)	C_C (pF)	r_c (M Ω)	f_T (MHz)	$\theta = r_b / \beta$ (Ω)
32	1.233	20.76	3.33	10.1	160	1.38

表 3 パラメータ

Table 3. Parameters.

T_a ($^{\circ}C$)	r_e (Ω)	C_C (pF)	r_c (M Ω)	f_T (MHz)	$\theta = r_b / \beta$ (Ω)
+15	19.9	3.28	15	154	0.98

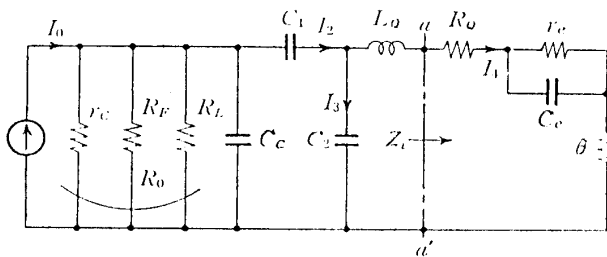


図 3 水晶発振器の等価回路

Fig. 3. Equivalent circuit of crystal oscillator.

である。(10)式が発振周波数決定条件式である。

上式は、8次方程式で解析的に解くことは困難である。そこで第4章では具体的な数値を代入することにより、計算機で発振周波数 ω (f) を求め、更に ω (f) に対する回路定数、トランジスタパラメータの影響を明らかにし、発振回路構成方法の指針を与えている。

4. シミュレーションと各素子値の選定

本章では第3章で導出した周波数決定条件(10)式を用いて、発振周波数変動率 $\Delta f/f$ (V_c , T_a)と極めて密接に関係する回路構成素子である容量 C_1 , C_2 , 抵抗 R_F とトランジスタパラメータ(コレクタ容量 C_c など)の決定方法を数値計算や実験で吟味する。

まず、電源電圧 V_c や周囲温度 T_a が変化したときのトランジスタパラメータの変化を考慮して(10)式の8次式方程式を作る。これを収束計算して発振周波数 f を求める。

即ち、エミッタ直流電流 I_E は V_c にたいして実測によれば $I_E=1.691\text{mA}$ ($V_c=44\text{V}$) $\sim 0.933\text{mA}$ ($V_c=24\text{V}$)と変化する。 $\theta \approx \gamma_b/\beta$ は 1.78Ω (44V) $\sim 0.98\Omega$ (24V)と変化する。またコレクタ・ベース間の直流電圧 V_{CB} に対して、 $C_c \propto V_{CB}^{-1/3}$ と仮定する。また $\gamma_e = kT \cdot 10^3/e \cdot I_E$ (mA) $= 25.6\Omega / I_E$ (mA)として V_E より I_E を求め γ_e を算出する。例えば、 $V_c=32\text{V}$ では γ_e , C_c , α の実測値や f_T , γ_c , θ のカタログ値は表2に示す値となる。これらの数値を(10)式に代入してニュートン法により、収束計算して発振周波数を得る。すると $V_c=32\text{V}$, $T_a=+25^\circ\text{C}$ での発振周波数は、 $f_{c.s.}=99945,404934\text{Hz}$ となる。この際、トランジション周波数 f_T はカタログの f_T-I_E 特性曲線より求めている。

一方周囲温度 T_a に対するトランジスタパラメータの変化を考慮すると、 γ_e は T_a に比例して増加し、 C_c は周囲温度上昇と共にわずかながら増加する⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾。また θ も T_a 上昇と共に増加する。

表3は $T_a=+15^\circ\text{C}$ での各パラメータ値を示す。ここで k はボルツマン定数、 T は絶対温度、 e は電子電荷である。なお、既に表1に示した回路定数は変化しないと仮定する。

<4.1> C_1 の決定 図4は C_1 を横軸にとり、 $T_a=+15^\circ\text{C}$ 一定に保ったときの V_c に対する周波数変動率 $|\Delta f/f(V_c)|$ と、 $V_c=32\text{V}$ 一定に保ったときの T_a に対する周波数変動率 $|\Delta f/f(T_a)|$ を示している。 $X_2=C_1/C_2=0.084$ を一定に保っている。図4より $C_1=30\text{pF}$ のとき、 $|\Delta f/f(V_c)| \approx 14 \times 10^{-8}$, $|\Delta f/f(T_a)| \approx 11 \times 10^{-8}$ であるが、 $C_1=0.1\text{pF}$ では $|\Delta f/f(V_c)| \approx 1 \times 10^{-8}$, $|\Delta f/f(T_a)| \approx 0.5 \times 10^{-8}$ である。 C_1 が小さくなると共に $|\Delta f/f(V_c)|$, $|\Delta f/f(T_a)|$ は急傾斜で小さくなっている。ゆえに図4より $|\Delta f/f(V_c, T_a)|$ を小さくす

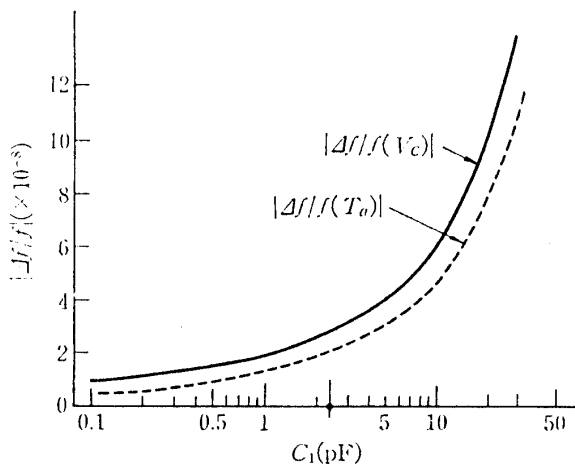


図4 発振周波数変動率の C_1 依存性

Fig. 4. Dependence of the oscillating frequency variation on C_1 .

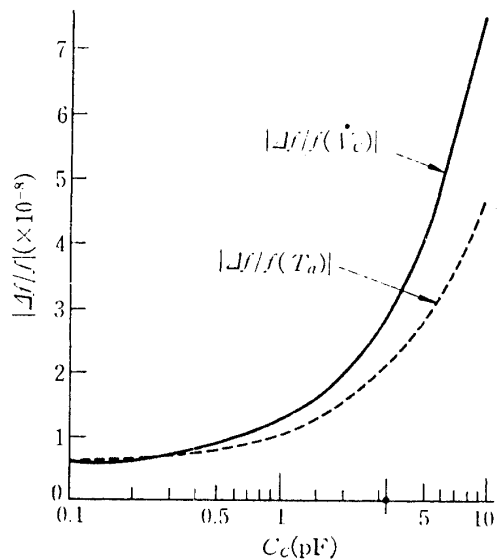


図5 発振周波数変動率の C_c 依存性

Fig. 5. Dependence of the oscillating frequency variation on C_c .

るためにはC1を小さくすればよい。しかし実際にC1≒30~20~10~5~2.35~1pFを用いて実験したところ、発振できる最小のC1の値は2.35pFであった。実験は、C2≒33.5~27.9~24~18pFと変えて、発振可能な範囲でRF (Ro) をなるべく小さくして、 $|\Delta f/f(Vc)|$ 、 $|\Delta f/f(Ta)|$ の小さい値を求めた結果、C2=27.9pF (X2≒C1/C2=0.084)、RF=3.58kΩ、Ro=2.638kΩ、RL=10.026kΩであった。

<4.2>コレクタ容量Ccの影響

図5は、<4.1>と同手法で求めた $|\Delta f/f(Vc)|$ 、 $|\Delta f/f(Ta)|$ である。図5よりCcが小さくなると急傾斜で $|\Delta f/f(Vc)|$ 、 $|\Delta f/f(Ta)|$ が減少することがわかる。更に、Ccの小さいトランジスタを用いれば $|\Delta f/f(Vc, Ta)|$ は小さくできるはずである。そこで以下では、これまでのトランジスタをトランジスタ(1)と表し、よりCcが小さいトランジスタをトランジスタ(2)と表すことにする。実験に使用したトランジスタ(1)、(2)の特性を表4に示す。

5. 実験結果

ここでは、既に図1に示した回路で実験を行った結果を示す。この際トランジスタ(1)とCcが小さいトランジスタ(2)を使用した場合の実験結果について述べる。トランジスタ(1)の場合を図6に示す。 $\Delta f/f(Vc) \approx +3 \times 10^{-8}$ (Vc=24~44V)、 $\Delta f/f(Ta) \approx -2.5 \times 10^{-8}$ (Ta≒-5~+55°C)程度である。ただしXtalを含む周波数決定回路は室温で一定に保って実験している。これはトランジスタパラメータの変化の影響をどの程度減少させているかを観察することに重点をおいたためである。トランジスタ(2)の場合を図6に示す。 $\Delta f/f(Vc) \approx +1.6 \times 10^{-8}$ (Vc=24~44V)、 $\Delta f/f(Ta) \approx -2 \times 10^{-8}$ (Ta≒-5~+55°C)程度である。従って電源電圧1Vあたりの $\Delta f/f$ は $\Delta f/f/V \approx 8 \times 10^{-10}/V$ となり、この値は、従来知られているトランジスタ、コレクタ・エミッタ間容量発振器^{(1) (3)}、エミッタホロワ形⁽²⁾、クラップ形⁽⁴⁾、コルピッツ形^{(5) (6)}、ベース・エミッタ、コレクタ・エミッタ間容量発振器⁽⁷⁾分圧帰還型^{(8) (9)}、コレクタ・エミッタ間容量発振器⁽¹⁰⁾、AGCをかけた

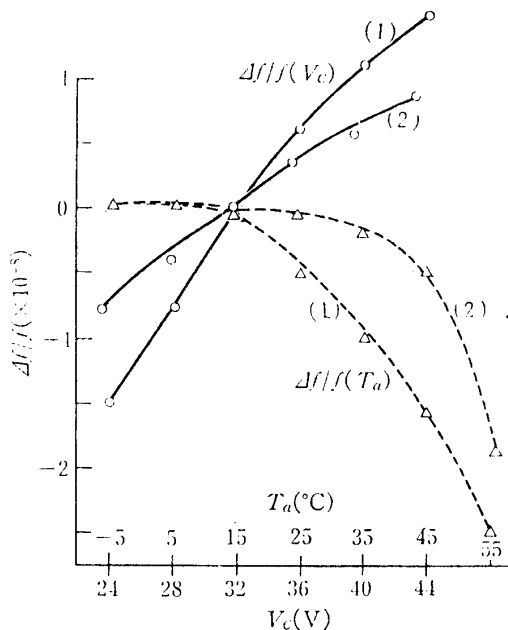


図6 発振周波数変動率のVc, Ta依存性
Fig. 6. Dependence of the oscillating frequency variation on Vc and Ta.

表4 トランジスタ(1)、(2)の特性
Table 4. Parameters of transistor(1), (2).

	β	f_T (MHz)	C_c (pF) ($Vc=32V$)
トランジスタ(1)	185	160	3.33
トランジスタ(2)	105	430	0.6

表5 発振周波数変動率
Table 5. Variation of oscillating frequency.

文献 No.	(1)	(2)	(3)
$\Delta f/f/V$	$1 \times 10^{-7}/V$	$8.3 \times 10^{-7}/V$	$3.3 \times 10^{-7}/V$
	(4)	(5)	(6)
	$3 \times 10^{-7}/V$	$1.25 \times 10^{-7}/V$	$1 \times 10^{-7}/V$
文献 No.	(7)	(8)	(9)
$\Delta f/f/V$	$6.6 \times 10^{-8}/V$	$5 \times 10^{-8}/V$	$2 \times 10^{-8}/V$
	(10)	(11)	(12)
	$2.5 \times 10^{-8}/V$	$6.6 \times 10^{-9}/V$	$5.6 \times 10^{-9}/V$

クラップ形⁽¹¹⁾、ベース・エミッタ、コレクタ・エミッタ間容量発振器⁽¹²⁾などにくらべて、 $\Delta f/f/V$ はそれぞれ $1/413$ ^{(2)~(5)}~ $1/125$ ^{(1)~(6)}、 $1/83$ ^{(7)~(8)~(10)}~ $1/25$ ⁽⁹⁾、 $1/8$ ⁽¹¹⁾~ $1/7$ ⁽¹²⁾程度小さい値となっている。表5は各文献での電源電圧1Vあたりの発振周波数変動率を示す。

6. 考 察

本章ではCcが大きいトランジスタ(1)を用いた計算結果と実験値の比較を決定するパラメータを明らかにすると共に、計算結果の妥当性を得る。

(1) 図7は電源電圧Vcにたいする発振周波数変動率 $\Delta f/f$ の実測値と計算値を示す。計算値は(1)Yc, Cc, fT, θ , YcすべてをVcに対して変化させた場合、(2)Cc, fT, θ , Ycを一定値としてYcをVcに対して変化させた場合、(3)同様にCcだけ、(4)同様にfTだけ、(5)同様に θ だけ、(6)同様にYcだけの6つの場合について示している。(4), (5), (6)では、(2), (3)に比較して $\Delta f/f$ に与える影響が極めて小さい。

(2)と(3)曲線を加えたものがほぼ(1)曲線に等しくなっている。しかも(1)曲線と実測値とは同桁で同傾向である。このことより理論値と実測値との概略の一致性を確かめることができた。従って $\Delta f/f(Vc)$ 特性に対してはYcとCcとの影響が最も強い。即ち、 $\Delta f/f(Vc)$ は本質的に $\Delta Yc/Yc$, $\Delta Cc/Cc$ とにより変化していることが判明した。

(2) 図(8)は周囲温度Taに対する発振周波数変動率 $\Delta f/f(Ta)$ の実測値と計算値を示している。計算値は、(1)Yc, Cc, θ , fT, YcすべてをTaに対して変化させた場合、(2)Cc, fT, θ , Ycを一定値として、YcをTaに対して変化させた場合、(3)同様にCcだけ、(4)同様にfTだけ、(5)同様に θ だけ、(6)同様にYcだけの6つの場合について示している。(4), (6)は(2), (3), (5)に比較して $\Delta f/f$ に与える影響が極めて小さい。(2), (3), (5)の曲線を加えたものがほぼ(1)曲線と実測値とは同桁で同傾向で $\Delta f/f \approx -2.5 \times 10^{-8}$ と変化している。このことより理論値と実測値との概略の一致性を確かめることができた。従って $\Delta f/f(Ta)$ 特性に対してはYc, Cc, θ の影響が最も強い。即ち $\Delta f/f(Ta)$ は本質的に Yc/Yc , $\Delta Cc/Cc$, $\Delta \theta/\theta = \Delta Yb/Yb - \Delta \beta/\beta$ とにより変化している。

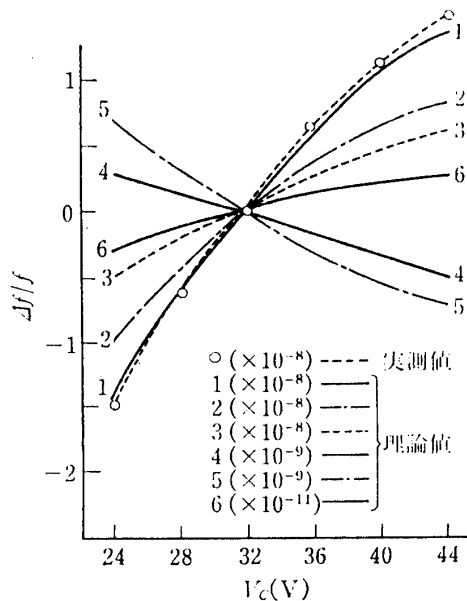


図 7 発振周波数変動率の Vc 依存性
Fig. 7. Dependence of the oscillating frequency variation on Vc.

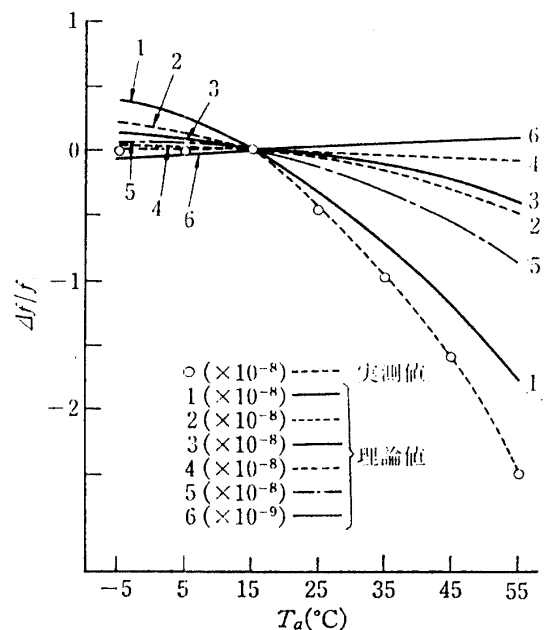


図 8 発振周波数変動率の Ta 依存性
Fig. 8. Dependence of the oscillating frequency variation on Ta.

文 献

- (1) 三宅康友:「トランジスタ水晶発振器」, 信学誌, **53**, 6, 771 (昭 45-6)
- (2) 中村康平:「エミッタホロワ形水晶発振器の周波数安定化に対する検討」, 信学論(C), **J 70 C**, 2 (昭 62-2)
- (3) 三宅・須山・中村・関根:「トランジスタ水晶発振器の周波数安定度について」, 昭45電四連大, 1860
- (4) 柳澤・角替:「水晶発振器の抵抗安定化に関する実験的考察」, 昭44信学総全大, 803
- (5) 白石・朱・足立・都築:「発振回路の周波数安定化の一手法」, 昭59信学総全大, 621
- (6) 角替:「T形水晶発振器」, 昭39信学総全大, 510
- (7) 三宅・須山・平安座・大滝:「トランジスタ水晶発振器の周波数安定化」, 昭38信学総全大, 416
- (8) 池田・斎藤:「分圧帰還形トランジスタ水晶発振器」, 昭41電四連大, 1388
- (9) 三宅・須山・山口・温品:「差動増幅器を用いた水晶発振器」, 昭45信学総全大, 779
- (10) 三宅・須山・中村:「トランジスタ水晶発振器の安定化」, 昭34電四連大, 1029
- (11) 川林・宮本・林:「トランジスタ水晶発振器の安定化方式について」, 昭36電四連大, 1427
- (12) 三宅・須山・平安座・中村:「トランジスタ水晶発振器の周波数安定化に対する一考察」, 昭39信学総全大, 508
- (13) 千葉:「高安定LC発振回路」, 電学論C, **108-C**, 1, '88 (昭 63-1)
- (14) 西澤:「電子工学基礎論」, 丸善 (昭 55)
- (15) S. M. Sze: "Physics of semiconductor devices," J. Willey & Sons. 87 (1969)

(平成5年12月6日受理)