

# I. C. リアクタンス正弦波発振回路\*

千葉 作富郎\*\*

## 1. ま え が き

トランジスタ電流伝送形リアクタンス発振回路で、零入力インピーダンス増幅器を使用すれば、増幅器の出力インピーダンスが発振周波数に影響しなくなることを前述<sup>(1)</sup>した。ここでは零入力インピーダンス増幅器を使用した *I. C.* による *LC* と水晶発振器について、その一般理論と実際回路を与えて、*LC* 発振器の周波数安定度は従来のものよりもよい特性を得た。

また正弦波発振器用の *I. C.* 製作上での設計指針を与えた、約1kHz~10MHz 間の安定な発振器に適當である。

## 2. 一 般 理 論

図1はリア *IC* 使用の零入力インピーダンス増幅器による *LC* 発振回路例である。

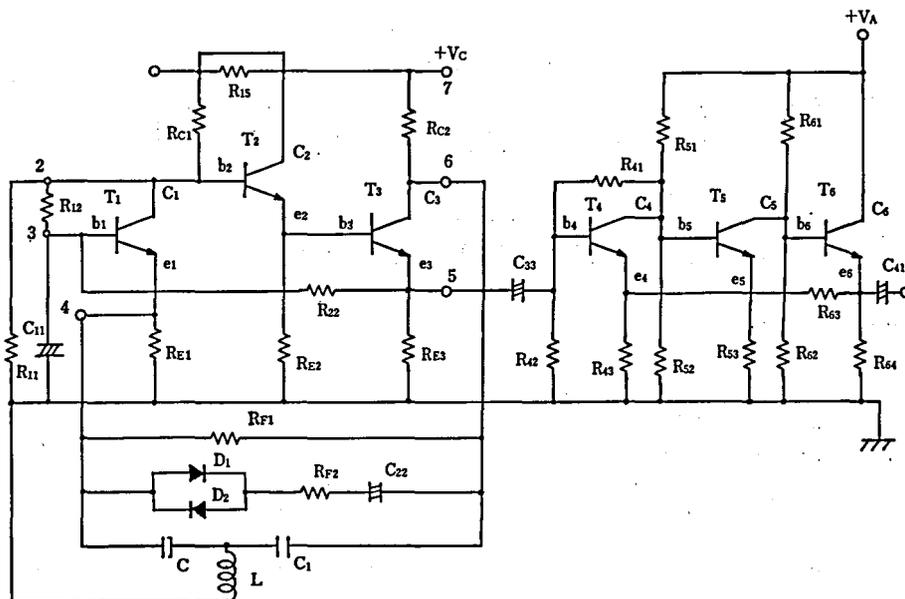


図1 LCと水晶発振回路

\* 昭和53年10月 電気関係学会東海支部連合大会にて発表

\*\* 電気工学科 助教授  
原稿受付 昭和54年9月28日

$T_1$  は  $GB_1$  形,  $T_2$  は  $GC_2$  形,  $T_3$  は  $GE_3/GC_3$  形トランジスタで  $R_{C1}$ ,  $R_{E2}$ , と  $R_{C2}$  により直結増幅器を構成し, その入・出力端子間すなわち  $T_3$  コレクタ  $C_3$  と  $T_1$  エミッタ  $E_1$  間に  $R_{F1}$  を接続して強い直交流負帰還を施して,  $T_1$  エミッタ入力インピーダンスを零に接近させる. 一般に既製のリア IC は利得は高いが電源電圧や周囲温度に対する安定度や周波数特性が劣るので, ここでは主に外部より改良を施して特性の安定化を計っている. すなわち  $T_1$  コレクタ  $C_1$  よりベース  $b_1 \rightarrow R_{12}$  を接続して直交流負帰還を施すとともに, ベース抵抗  $R_{11}$  を安定指数,  $S = \partial I_C / \partial I_{C0}$  を考慮しつつ適当値ならしめて,  $R_{E3}$  をできるだけ低減させて

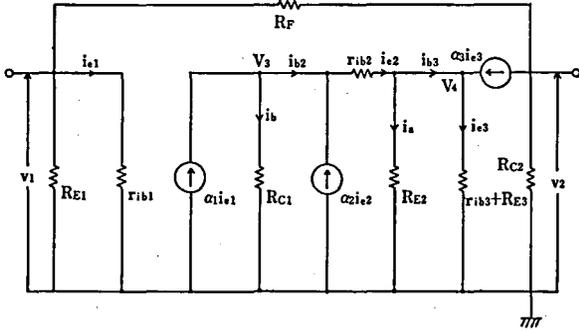


図2 等価回路

て  $g_m$  を大きくし,  $R_{F1}$  による直交流負帰還量を増大させて, 電源電圧や周囲温度変化に対して安定な周波数特性の良好な零入力インピーダンス増幅器特性を得ている. したがって  $T_3$  コレクタ  $C_3$  より  $T_1$  エミッタ  $E_1$  へ  $\beta(\pi)$  なる周波数決定回路を接続すれば,  $L-C-C_1$  で決まる周波数で発振し, その安定度も良好となる. 図1の等価回路を

図2に示す. ここで出力端開放の  $T_1$  エミッタ入力インピーダンス  $Z_{11}$  は次式となる.

$$Z_{11} = -\frac{v_1}{i_1} \Big|_{i_2=0} = \frac{\frac{1}{R_F} + \frac{1}{R_{C2}}}{\left(\frac{1}{R_{E1}} + \frac{1}{r_{ib1}} + \frac{1}{R_F}\right) \left(\frac{1}{R_F} + \frac{1}{R_{C2}}\right) + \frac{1}{R_F} \left(g_m - \frac{1}{R_F}\right)} \quad (1)$$

$$g_m = \frac{\alpha_3 i_{e3}}{v_1} = \frac{\alpha_1 \alpha_3 R_{C1} R_{E2}}{r_{ib1} [\{r_{ib3} + R_{E3} + (1 - \alpha_3) R_{E2}\} \{r_{ib2} + (1 - \alpha_2) R_{C1}\} + R_{E2} (r_{ib3} + R_{E3})]} \quad (2)$$

出力短絡電流利得は

$$A_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{g_m - \frac{1}{R_F}}{\frac{1}{R_{E1}} + \frac{1}{r_{ib1}} + \frac{1}{R_F}} \quad (3)$$

となる.  $Z_{11}$  を小さく  $A_i$  を大きくする為には  $g_m$  を大きくすればよい.  $g_m$  を大きくする為には  $R_{C1}$  を大きく,  $R_{E3} \rightarrow 0$ ,  $\alpha_2 \rightarrow 1$  とすればよい. これらは比較的容易に改良できる.  $\alpha_2 \rightarrow 1$  とする為には  $T_2$  にダーリングトン・トランジスタを使用すればよい.

また増幅器の入・出力インピーダンスの発振周波数への影響度, すなわち安定係数を求めしておく.

$$\frac{\Delta f}{f} = \left(-\frac{1}{2}\right) \frac{\left\{ \left(\frac{R_0 C_0 r}{L} + \frac{R_0 C_1 r}{L}\right) \frac{\Delta r}{r} + \left(\frac{R_0 C_0 r}{L} + \frac{R_0 C_1 r}{L}\right) \frac{\Delta R_0}{R_0} + \frac{R_0 C_0 r}{L} \cdot \frac{\Delta C_0}{C_0} \right\}}{\left(1 + \frac{C_1}{C} + \frac{R_0 C_0 r}{L} + \frac{R_0 C_1 r}{L}\right)} \quad (4)$$

ここで  $\Delta f/f \rightarrow 0$  とする為には  $\frac{R_0 C_0 r}{L} \rightarrow 0, \frac{R_0 C_1 r}{L} \rightarrow 0$  とすればよく、これらは比較発容易に満足できる。

### 3. 実験結果

各種の IC を改良使用して零入力インピーダンス増幅器形発振回路<sup>(1)(4)</sup> 或は電圧伝送形発振回路<sup>(5)</sup> として LC や水晶発振回路の多数の実験結果を得ているが、ここではそれらの代表例として若干の実際回路図と発振周波数、振幅変動率特性とひずみ率特性について述べる。

#### 3.1 リニア IC エミッタ入力インピーダンス零形

図1は前述の如く、 $R_{F1}$  を介して直交流負帰還を施して  $T_1$  エミッタ入力インピーダンスを零に接近させている。 $T_3$  コレクタの増幅出力を  $L-C-C_1$  を介して  $T_1$  ミッタへ正帰還させれば  $L-C-C_1$  の定数で定まる周波数で発振する。 $T_3$  コレクタ出力インピーダンス  $r_{c3} (1-\alpha_3)/C_{c3}(1+\beta_3)/R_{c2}$  が  $L-C-C_1$  よりみた増幅部出力インピーダンスとなるが、この出力インピーダンスは発振周波数には殆ど影響を与えない。したがって電源電圧や周囲温度の変化に対して発振周波数を極めて安定にすることができる。また負帰還抵抗  $R_{F1}$  と並列にダイオード等の、または直列にサーミスタ・光導電素子等の非直線素子を挿入することによって、振幅制限効果を持たせてA

級発振器として線形で作動させてをり、発振振幅特性とひずみ率特性とを良好にしている。図3に示すように発振周波数変動率特性は電源電圧の変化 ( $V_c=11\sim 17V$ ) に対しては、 $\Delta f/f_0 \approx \pm 2 \times 10^{-5}$  であり、周囲温度の変化 ( $T_a \approx -5 \sim +60^\circ C$  に対しては、 $\Delta f/f_0 \approx \pm 1.5 \times 10^{-5}$  程度である。(但し  $L-C-C_1$  や水晶は室温で一定に保って実験している。これは  $R_0$  や  $C_0$  の影響を観察することに重点をおいたためである)  $\Delta f/f_0$  は従来の LC 発振器<sup>(2)(5)~(10)</sup> と比較して同等またはそれ以上に向上している。 $T_3$  エミッタと  $T_1$  エミッタ間に水晶回路を接続した場合の特性を

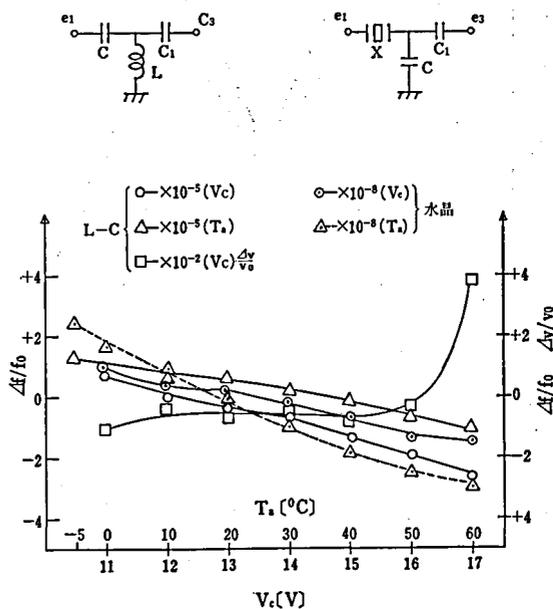


図3 LCと水晶発振回路の発振周波数、振幅変動率特性

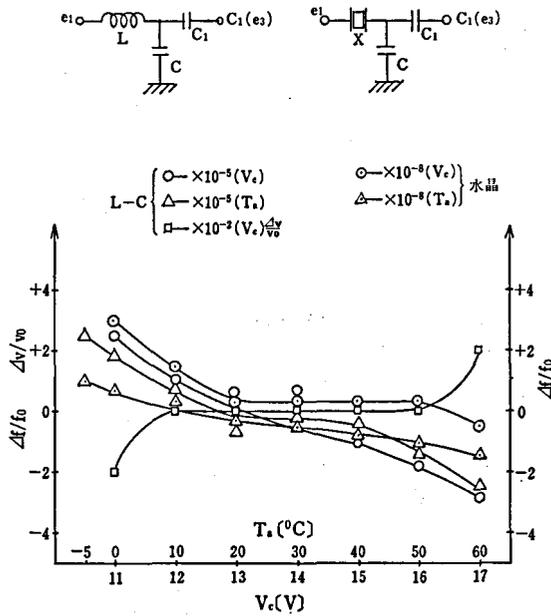


図4 LCと水晶発振回路の発振周波数, 振幅変率特性

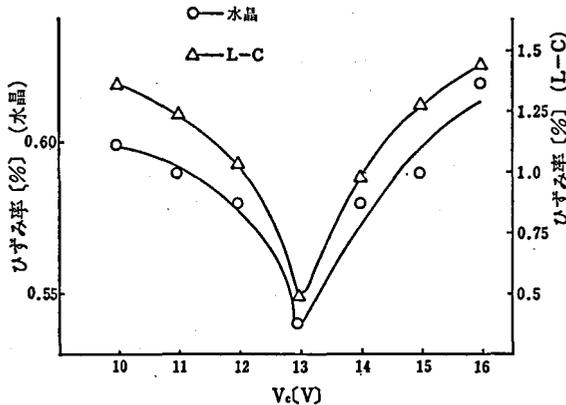


図5 LCと水晶発振回路のひずみ率特性

図3に示す。上記と同条件下での  $\Delta f/f_0 \approx \pm 1.5 \times 10^{-8}(V_c)$ ,  $\Delta f/f_0 \approx \pm 3 \times 10^{-8}(T_a)$  程度である。

図4は、図1の回路で  $R_{F1}$  による直流流負帰還はそのままにして、 $T_1$  コレクタ  $C_1$  より  $T_1$  エミッタ  $E_1$  へ  $\beta(0)$  回路を正帰還させた場合の特性を示す。上記と同条件下で  $\Delta f/f_0 \approx \pm 3 \times 10^{-5}(V_c)$ ,  $\pm 3 \times 10^{-5}(T_a)$  程度となり、従来<sup>(5)~(9)</sup>のLC発振器に比べて同等またはそれ以上の良好特性となっている。水晶回路の場合には  $\Delta f/f_0 \approx \pm 2 \times 10^{-8}(V_c)$ ,  $\pm 1 \times 10^{-8}(T_a)$  程度である。図5はこれらの発振回路のひずみ率特性の一例であって、ひずみ率特性も比較的良好である。 $T_4, T_5, T_6$  は  $GE_4-GE_5-GC_5$  形の緩衝増幅器である。

### 3.2 デジタル IC エミッタ入力インピーダンス零形

図6は  $T_1$  エミッタ入力インピーダンスを零に接近させたデジタル IC(TTL)LC 発振器の実際回路図<sup>(9)</sup>である。 $T_1$  は  $GB_1$  形,  $T_2$  は  $GE_2/GC_2$  形,  $T_3$  は  $GC_3$  形,  $T_4$  は  $GE_4$  形トランジスタで  $R_1, R_2, R_3, R_4$  等により直結増幅器を形成している。ここで  $T_4$  エミッタに  $R_5$  を接続して  $T_2$  と  $T_4$  の直流の局部電流負帰還を施し、

$R_7$  により  $T_1$  の  $\bar{V}_{eb}$  を安定化させ、 $T_4$  コレクタ ( $T_3$  エミッタ) と  $T_1$  エミッタ間に  $R_F$  により強い直流流負帰還を施して、エミッタ入力インピーダンスを零に接近させるとともに、各トランジスタを線形領域で作動させている。

$T_4$  コレクタ ( $T_3$  エミッタ) の増幅出力を  $L-C-C_1$  を介して  $T_1$  エミッタへ正帰還させれば、 $L-C-C_1$  の定数で定まる周波数で発振する。 $T_4$  コレクタと  $T_3$  エミッタの出力インピーダンスの並列合成インピーダンスが  $L-C-C_1$  よりみた増幅部出力インピーダンスとなるが、この出力インピーダンスは発振周波数には殆ど影響を与えない。 $R_F$  と並列にダイオード等のまたは直列に光導電素子等の非直線素子を挿入することによって発振振幅を制限

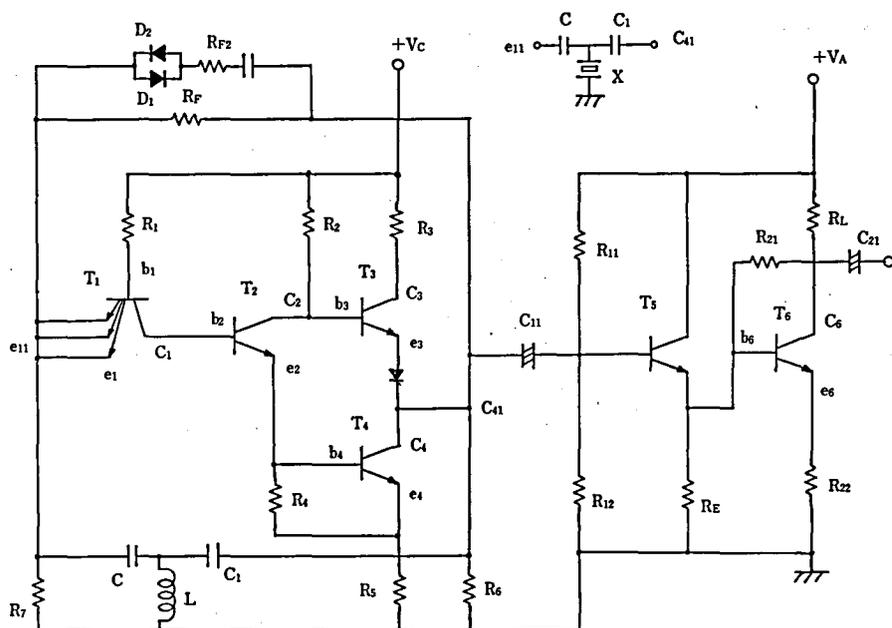


図6 LCと水晶発振回路

し線形で作動させている。図7に示すように発振周波数変動率特性<sup>(4)</sup>は上記と同条件下で、 $\Delta f/f_0 \approx \pm 4 \times 10^{-4} (V_c = 4.6 \sim 5.6V) \pm 6 \times 10^{-4} (T_a = -5 \sim +60^\circ C)$  程度である。 $T_4$  コレクタと  $T_1$  エミッタ間に水晶回路をおいた場合の特性を図7に示す。上記と同条件下で  $\Delta f/f_0 \approx \pm 6 \times 10^{-6} (V_c), \pm 6 \times 10^{-7} (T_a)$  程度である。 $T_5, T_6$  は  $GC_5 - GE_6$  形の緩衝増幅器である。

図8は  $TTL$  2段縦続接続した場合の  $LC$  発振器の実際回路例<sup>(3)</sup>

である。 $R_{F1}$  により直交流の負帰還を施して  $T_{11}$  のエミッタ  $E_{11}$  入力インピーダンスを零に接近させるとともに  $R_{S1}$  (2段目は  $R_{S2}$ ) により  $T_{41}, T_{21}$  ( $T_{42}, T_{22}$ ) の局部直交流電流負帰還を施し、 $R_{F2}$  により  $T_{42}$  コレクタより  $T_{21}$  のエミッタ  $E_{12}$  へ直交流の強い負帰還を施して各トランジスタを線形領域で作動させている。 $T_{42}$  コレクタ  $C_{42}$  より発振周波数決定回路  $L-C-C_1$  を  $T_{11}$  エミッタ  $E_{11}$  へ正帰還させれば  $L-C-C_1$  で決まる周波数で発振する。 $R_{F2}$  (あるいは  $R_{F1}$ ) と並列にダイオード等の、あるいは直列に光導電素子等の非直線素子を挿入して振幅制限効果をもたせて線形で作動させる。

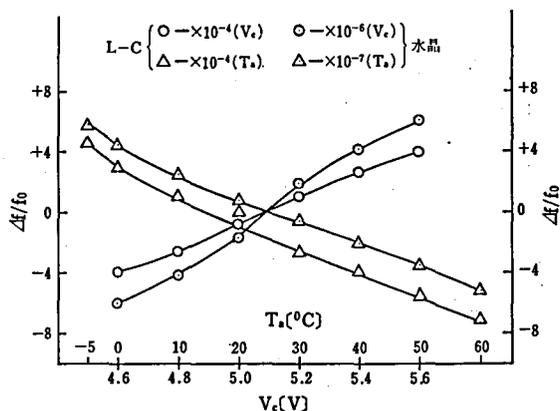


図7 LCと水晶発振回路の発振周波数、変動率特性

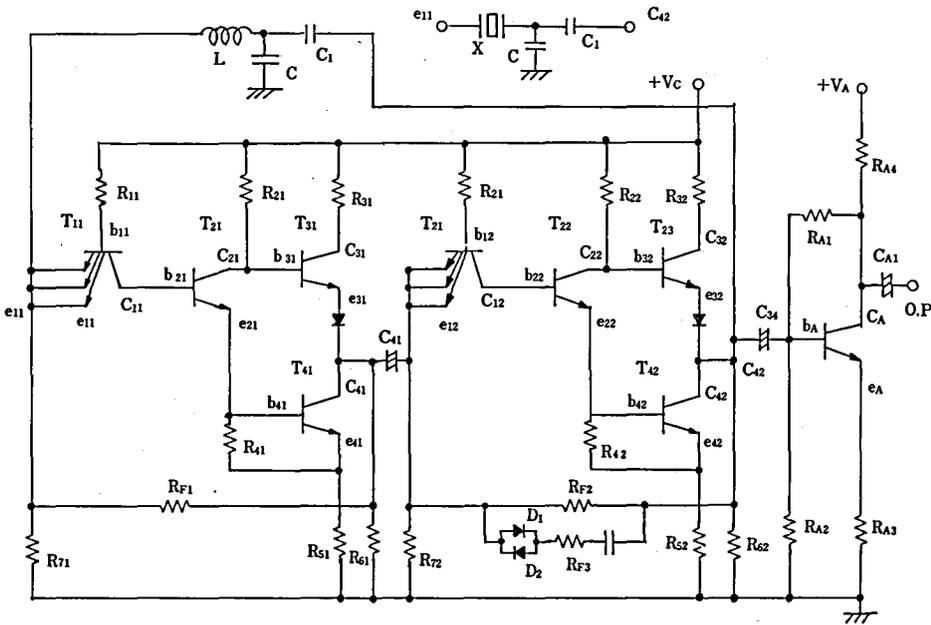


図8 LCと水晶発振回路

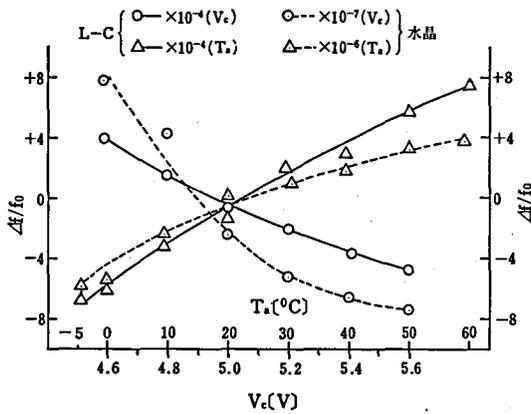


図9 LCと水晶発振回路の発振周波数 変動率特性

図9にLCと水晶発振回路の場合の発振周波数変動率特性を示す。上記と同条件下でLCでは $\Delta f/f_0 \approx \pm 4 \times 10^{-4}$  ( $V_c = 4.6 \sim 5.6V$ ),  $\pm 7 \times 10^{-4}$  ( $T_a$ ), 水晶回路では $\Delta f/f_0 \approx \pm 8 \times 10^{-7}$  ( $V_c$ ),  $\pm 5 \times 10^{-6}$  ( $T_a$ )程度である。リニアICと比較して $\Delta f/f_0$ が約1桁劣るのは、 $T_{11}$ ,  $T_{21}$  ベースに半導体の $R_{11}$ ,  $R_{21}$ が直列接続されていてエミッタ入力インピーダンスが零に接近し難いこと、各トランジスタ直結部の $\bar{V}_{eb}$ 等が粗であること等に起因するものと考えられる。 $T_4$ ,  $GE_4$ 形は緩衝増幅器である。

### 3-3 デジタル IC ゲート入力インピーダンス無限大形

図10はCMOSのゲート入力インピーダンスが無限大であることを利用した所の電圧伝送形LC発振回路の一例<sup>(3)</sup>である。ドレーンDよりGへ $R_g$ を介して直交流の負帰還を施し、 $T_1$ ,  $T_2$ のソース $S_1$ ,  $S_2$ に $R_s$ ,  $R_D$ を接続して局部直交流負帰還を施して線形領域で動作させる。ドレーンの増幅出力を $L-C-C_1$ を介してゲートへ正帰還させれば容易に発振する。

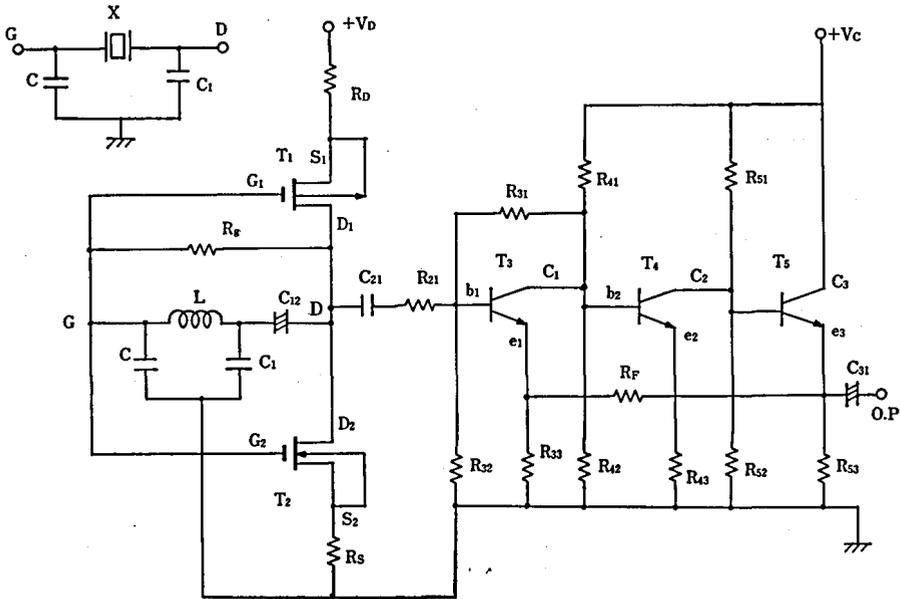


図10 LCと水晶発振回路

ゲート入力インピーダンスが大きいので、ドレーン出力インピーダンスは発振周波数へあまり影響しなくなる。図11に示すように発振周波数変動率特性は上記と同条件下でL-Cでは $\Delta f/f_0 \approx \pm 3 \times 10^{-4}$  ( $V_a = 8 \sim 26V$ ),  $\pm 1 \times 10^{-5}$  ( $T_a = -5 \sim +60^\circ C$ )程度で純正弦波形である。水晶回路では $\Delta f/f_0 \approx \pm 3 \times 10^{-7}$  ( $V_a$ ),  $\pm 4 \times 10^{-7}$  ( $T_a$ )程度である。ソース電流が約 $8\mu A$ と小さいので約 $80\mu W$ の低消費電力で十分であるという特長を有する。 $T_3-T_4-T_5$ は $GE_3-GE_4-GC_5$ 形の特性の良い緩衝増幅器である。

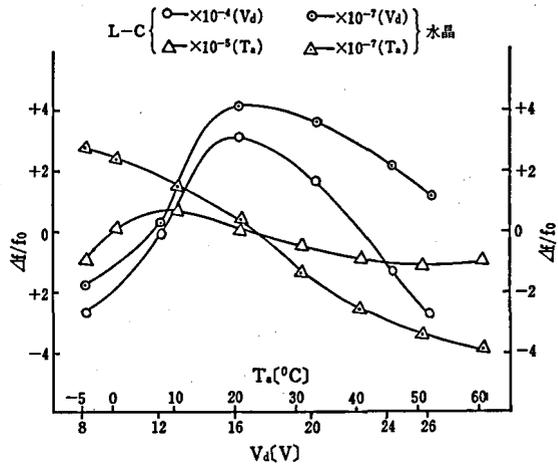


図11 LCと水晶発振回路の発振周波数変動率特性

図12はCMOS使用の電圧伝送形移相形R-C発振器の回路例である。増幅器の入力インピーダンスが大きいので、増幅器ドレーン出力インピーダンスが発振周波数、決定回路へは影響し難い。周波数決定回路の $R_1, R_2, R_3$ は直流的には負帰還で交流的には正帰還である。低周波での特性が良好である。

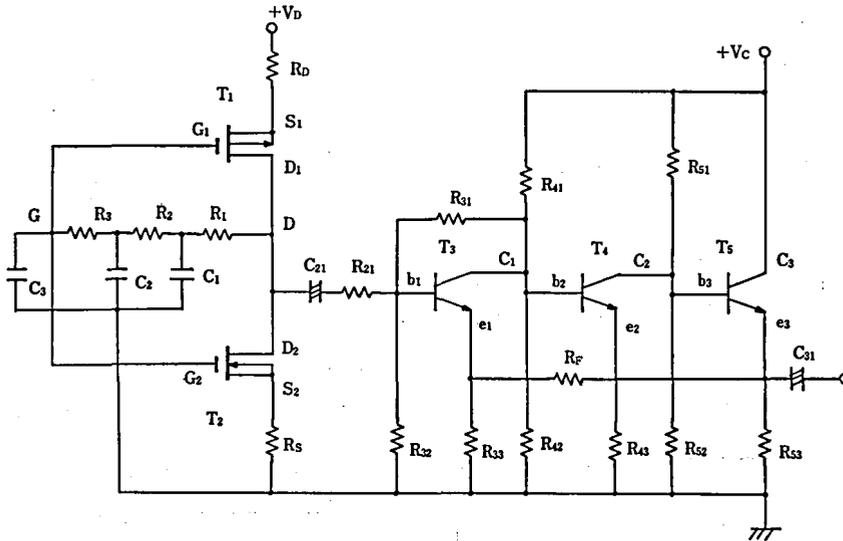


図12 RC発振回路

#### 4. あとがき

零入力インピーダンス増幅器を使用したリニア IC とデジタル IC による LC と水晶形発振器の実際回路を与えて、実験的に検討した結果、従来の LC 形発振器の発振周波数変動率特性と同等またはそれ以上の特性であることを立証した。また正弦波発振器用の IC 製作上での設計指針を与えた。本方式は固体インダクタンスを応用することも可能である。

本論文に御討論頂いた東京工業大学柳沢健教授に謝意を表する。

#### 参考文献

- (1) 千葉作富郎：“零入力インピーダンス増幅器による高安定リアクタンス発振回路” 信学論, J61 C,7, p478. (昭53-7)
- (2) 千葉作富郎：“トランジスタ正弦波発振器の発展状況” 昭52, 東海支部連大, 354.
- (3) 千葉作富郎：“デジタル IC による正弦波発振器” 昭53, 東海支部連大, 441.
- (4) 千葉作富郎：“零入力インピーダンス増幅器によるリアクタンス発振回路” 昭53, 東北支部連大, 272.
- (5) 米山正雄：“ハートレー・コルピッツ型トランジスタ発振器の高周波リアクタンス安定化法” 九大工学集報, 30, p214. (昭32-11)
- (6) 川原, 米山：“MOSFET コルピッツ発振器のリアクタンス安定化” 信学論, 56C, No.2, 1973.
- (7) A.J. Cote：“Matrix Analysis of Oscillator and Transistor Applications” I.R.E. Trans, Circuit Theory, 1958.
- (8) Clapp, J.K.：“An Inductance-Capacitance Oscillator of Unusual Stability” Proc, I.R.E. 36, 356, also, 1261, 1948.
- (9) Franklin, C.S. : British Patents, 335, 526 and 369, 575.
- (10) 篠田, 有竹, 角替：“リアクタンス安定化回路の一構成法” 昭51, 電気全大, 430.