

# トランジスタ帰還型発振器の研究

千葉作富郎\*

## The Study on the Transistor Feedback Oscillator

Saburo Chiba

### Summary

Author generally considered the transistor feedback oscillator to be current transmission type, expressed the feedback circuit characteristics by current transmission coefficient, and found the necessary characteristics of the amplifire by presuming it to be a current amplifire. Now he proposes the method of constituting a feedback oscillator and proved their characteristics by application of the said method to the typical passive networks. In the case of  $1/|\beta_i| > 1$ , in order to extend the frequency upper limit, and decrease the frequency shift and deviation in the high frequency region, this method is most effective. Furthermore, when the frequency decision circuit is contained in a negative feedback circuit, this method can also be applied extensively to constitute a most stable oscillator.

### 1. 序 言

トランジスタ正弦波発振器のうち、 $L-C$ 型や水晶型は相当研究も進んでいるが、 $R-C$ 型などは遅れている。筆者は $R-C$ 型を中心にトランジスタ帰還型発振器の研究に従事し、一応の成果を得たので、ここにその一部を紹介したい。

従来の研究の主なるものは、Armstrong<sup>(1)</sup> および Hunter<sup>(2)</sup> による移相型 $R-C$ 発振器、Hooper<sup>(3)</sup> および Jackets<sup>(4)</sup> による2段型 $R-C$ 発振器、Sulzer<sup>(4)</sup> および Dulberger<sup>(5)</sup> による橋絡 $T$ 型 $R-C$ 発振器、Sohrabji<sup>(6)</sup> による並列 $T$ 型 $R-C$ 発振器が提案されて、それぞれの特色をもつが、全面的に発振領域の広い安定な発振器とはいふにくく、なお改善すべき幾多の問題を残している。

筆者は一般にトランジスタ帰還型発振器を電流伝送系として考察し、帰還回路の特性を電流伝送係数で表わし、増巾器の所要特性を電流増巾器として求めて、新たにインピーダンス変換器 $G.B.$ 型による帰還型発振器の構成法<sup>(7)</sup>を提唱し、各種の代表的受動回路網に適用してすぐれた特性の各種発振器を実現した。すなわち $1/|\beta_i| > 1$ の場合、高周波帯の発振上限界を拡張し、周波数偏差を減少せしめ、周波数変動率を少なくする帰還型発振器の構成法として当該方法が極めて適切

\*電気工学科

であり、さらに負帰還ループ中に周波数決定回路を含む場合にも当該方法を拡張適用出来て、極めて安定な発振器を構成することが出来る。

## 2. 基礎理論と新構成法の提案

### 2-1 発振理論

トランジスタ帰還型発振器は、図1に示す如く電流帰還型が合理的と考えられ、真空管発振器の電圧帰還型と好対称をなす。すなわち、トランジスタ発振器は真空管発振器と Dual であると考えることが出来る。発振条件としては次の2条件が満足されねばならない。第1は増巾器の出力より入力へと帰還される電流が増巾器の入力電流と同相であること、第2は全回路網利得が1より大きいか、相等しくなければならない。すなわち

$A_i$  = 増巾器利得

$\beta_i$  = 増巾器の出力電流と増巾器の入力部に入る電流の比とすると

$$\dot{A}_i \dot{\beta}_i = 1 \dots \dots \dots (1)$$

これらはベクトルなので、

$$\left. \begin{aligned} \dot{A}_i &= |A_i| \angle \theta_A \\ \dot{\beta}_i &= |\beta_i| \angle \phi_\beta \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (2)$$

ゆえに

$$|\dot{A}_i| \cdot |\dot{\beta}_i| = 1 \dots \dots \dots (3)$$

$$\theta_A = \phi_\beta \dots \dots \dots (4)$$

換言すれば、発振器は電流増巾器  $1/|\beta_i|$  の増巾部と(4)式を満足する受動回路網を含まねばならない。

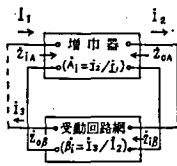


図1 電流駆動帰還型発振器  
ブロックダイアグラム

図 1

表 1. 高周波トランジスタ増巾器の入、出力インピーダンス

型	等価回路	入、出力インピーダンス	増 益	相 位	
G. B.		$Z_{iA}$ $r_e + r_b$	$\frac{Z_c(1-d) + Z_e}{r_b + Z_c + Z_e}$	$r_b + r_e \frac{(1-d) + (Z_e/Z_c)}{1 + (Z_e/Z_c)}$	$r_i + j\omega L'$
		$Z_{oA}$ $Z_c(1 - \frac{d r_b}{r_e + r_b + Z_c})$	$\frac{r_b(r_e + Z_e)}{r_b + Z_c + Z_e}$	$Z_c(1 - \frac{d r_b}{r_e + r_b + Z_c})$	$\frac{1}{1 / r_e + j\omega C_e}$
G. E.		$Z_{iA}$ $r_b + r_e$	$\frac{Z_c + Z_e}{r_e + Z_c + (1-d)Z_c}$	$r_b + r_e \frac{1 + (Z_e/Z_c)}{(1-d) + (Z_e/Z_c)}$	$\frac{1}{1 / r_e + j\omega C_e}$
		$Z_{oA}$ $(1-d)Z_c + \frac{r_b + Z_c + dZ_c}{Z_c + r_e + r_b}$		$(1-d)Z_c$	$\frac{1}{1 / r_e + j\omega C_e}$

表 1

2つのトランジスタ単純増巾器の代表的値などを表1に示す。

ここで、後述解析結果が示す如く、もしも受動回路網の入力インピーダンスが  $Z_{i\beta}$ 、出力インピーダンスが  $Z_{o\beta}$  で、かつ

$$Z_{i\beta} \ll Z_{oA} \rightarrow \infty \text{ (ideal)}$$

$$Z_{o\beta} \gg Z_{iA} \rightarrow 0 \text{ (ideal)}$$

ならば設計は容易となり、安定度は良好となるが、実際問題として  $Z_{oA} \neq \infty$ 、 $Z_{iA} \neq 0$  なので、これらを考慮して発振条件を解析し、設計指針を決定する。

2-2 発振周波数変動率の一般式

トランジスタはほぼ直線部分で動作するものと仮定する。一般に高い安定度を要求されるR-C発振器には非直線素子制御による差動帰還回路を用いることが多い。いま $\beta_i$ と逆符号の帰還ループの帰還率をKで表わし、Kは実数とすれば次式が成り立つ。

$$A_i(\beta_i - K) = 1 \dots\dots\dots(5)$$

但し

$$\beta_i = (1 + j\theta_2 X) / \alpha(1 + j\theta_1 X)$$

ここに  $X = (f/f_0) - (f_0/f)$ ,  $\alpha$ ,  $Q$ ,  $f_0$  は定数

(5)式に  $\beta_i$  を代入すると

$$\left. \begin{aligned} X &= \theta_A / (Q_1 - Q_2)(1 + AK), \\ A &= \alpha / (1 - \alpha K) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(6)$$

但し

$$1 \gg Q_1^2 X^2 \quad 1 \gg Q_1 Q_2 X^2 \quad \text{および} \quad \theta_A^2 \ll 1$$

$$\therefore \Delta f / f_0 \doteq \alpha \theta_A / 2(Q_1 - Q_2)A, \quad \text{但し, } AK \gg 1, \quad f \doteq f_0, \quad \alpha K \doteq 1$$

$$\therefore \frac{df}{f_0} = \frac{\theta_A}{2(Q_1 - Q_2)(1 + AK)} \left[ \frac{d\theta_A}{\theta_A} - \frac{d(AK)}{1 + AK} \right] \doteq (\Delta f / f_0) \left[ \frac{d\theta_A}{\theta_A} - \left( \frac{dA}{A} + \frac{dK}{K} \right) \right] \dots\dots\dots(7)$$

すなわち帰還回路による周波数変動率の一般式よりわかる如く、その実効選択度を  $(1 + AK)$  倍、または  $\theta_A$  を  $1/(1 + AK)$  倍したと等価な効果を有する。

$\beta_i$  回路が不変であれば、 $d\theta_A$  が  $df$  を生ずる主要原因である。 $d\theta_A$  の主要因はトランジスタ電流増巾度  $b$  の位相角と各R-C結合段の位相角と考えられる。

$$b = \frac{A \cdot e^{jB}}{(1 + A \cos B) - j A \sin B} \quad \text{但し} \quad \begin{cases} A(\omega) = \alpha_0 / \sqrt{1 + (\omega/\omega\alpha_0)^2} \\ B(\omega) = -\tan^{-1}(\omega/\omega\alpha_0) \end{cases} \quad (8)$$

A中の増巾段等価回路を図2に示す。その増巾度の位相角度は

$$\left. \begin{aligned} A_i &= b / (1 + j\omega\tau_i) \\ \theta_c &= -\omega\tau_i \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

$$d\theta_c = -\omega\tau_i \frac{dC_c}{C_c} - \left[ \omega C_c r_0 / (1 + R_1/r_1)^2 (1 + r_0/r_1)^2 \right] \frac{dr_0}{r_0} \quad (10)$$

但し、 $1/R_1 = 1/r_0 + 1/r_1 + 1/r_i$

$$1/R_1 = 1/r_1 + 1/r_0, \quad \tau_i = C_c R_1$$

図3に高周波帯のインダクタンスによる位相補償法回路を示す。これから次式を得る。

$$\theta_c = -[1 - t_a/r_i C_c + \omega^2 t_a^2] \omega C_c r_i / \left( 1 + \frac{r_i}{r_1} + \omega^2 t_a^2 \right) \quad (11)$$

但し、 $t_a = L_c/r_i$ ,  $K_a = t_a/C_c r_1$

$$\theta_c = 0 \text{ならしめる } \omega \text{ の値を } \omega_0 \text{ とすれば}$$

$$t_a = [1 \pm \sqrt{1 - 4\omega_0^2 C_c^2 r_i^2}] / 2\omega_0^2 C_c r_i > 0$$

$$\theta_c = \{ (1 - \omega^2/\omega_0^2) \omega / \omega_0 \} \omega_0^2 t_a^2 \omega_0 C_c r_i / (1 + r_i/r_1 + \omega^2 t_a^2) \quad (12)$$

$$d\theta_c = -[(1 + \omega^2 t_a^2 + K_a) \omega / \omega_0] \omega_0 C_c r_i \frac{dC_c}{C_c} / (1 + r_i/r_1 + \omega^2 t_a^2) +$$

$$+ [(1-\omega^2/\omega_0^2)\omega/\omega_0](1+\omega^2 t_a^2(\omega_0 C_e r_0 \frac{dr_0}{r_0} (1+\frac{r_i}{r_l} + \omega^2 t_a)^2 (1+\frac{r_0}{r_l})^2 \dots) \quad (13)$$

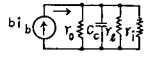


図2. 抵抗容量増巾器の等価回路 (高周波帯の場合)

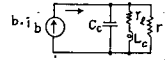


図3. 高周波帯に於けるR-C増巾器の位相補償回路

次に増巾器の入力インピーダンス  $Z_{iA}$  と出力インピーダンス  $Z_{oA}$  が  $\beta_i$  回路部に影響し、発振周波

数変動を生じ、トランジスタ帰還型発振器の場合、特に注目すべき要因となるがその解析の一例を表2に橋路T型R-C回路周波数決定条件、所要増巾度電流伝送係数を示す。これらより、前記の  $r/R \rightarrow 0$ ,  $r_i/r \rightarrow 0$  の条件が明らかとなる。特にトランジスタ増巾器の場合は  $r_0$ ,  $r_L$ ,  $C_e$  および  $r_1$  の影響が大きいので注目すべきである。

橋路T型R-C回路の発振条件式、増巾器の入力抵抗  $r_i$  出力抵抗  $R$  の効果

No.	等価回路	周波数決定条件
1		$\omega^2 r_i \frac{m}{n} \sqrt{(1+\frac{r_i}{R})(1-\frac{1}{m}+\frac{2}{m}\frac{r_i}{R})+\frac{n^2}{m^2}+\frac{r_i}{R}(1+m)(1+\frac{r_i}{R})-\frac{1}{m}(\frac{r_i}{R})^2}$
2		$\omega^2 r_i \frac{m}{n} \sqrt{1-\frac{(n^2+2\frac{r_i}{R}+1)(n^2+1)(1+\frac{r_i}{R})-(n^2+\frac{r_i}{R}+1)}{R(n^2+\frac{r_i}{R}+1)+\frac{1}{m}(n^2+\frac{r_i}{R})(1+\frac{r_i}{R})-\frac{r_i}{R}(n^2+2\frac{r_i}{R}+1)}}$
所要増巾度		
$1+\frac{r_i}{R}+\frac{r_i}{R}(1+\frac{r_i}{R})\sqrt{\frac{r_i}{R}-\frac{n}{m}} \div \frac{1}{m}(2m\frac{n}{r}-1-m)+\frac{r_i}{R}(1+m)(1+\frac{r_i}{R})-\frac{1}{m}(\frac{r_i}{R})^2$		
$1+\frac{1}{m}\frac{R(n^2+\frac{r_i}{R}+1)+\frac{1}{m}(n^2+\frac{r_i}{R})(1+\frac{r_i}{R})+1}{(n^2+2\frac{r_i}{R}+1)+\frac{1}{m}(n^2+2\frac{r_i}{R}+1)+\frac{r_i}{R}}$		

電流伝送係数

$\beta_{i1} - 1 +$	$\frac{1(r_i+r)(r_i+\frac{1}{R}(n^2+r_i)-\frac{m}{\omega^2 C_e^2}-j\frac{r_i r_l}{\omega C_e}(n+\frac{1}{R}(r_i+n^2+r_l n^2)))}{n^2 r (r+2r_l)-\frac{m}{\omega C_e}-j\frac{n^2 r_l}{\omega C_e}(1+m+\frac{r_i}{R})}$
$\beta_{i2} - 1 +$	$\frac{1(r_i r(n^2+\frac{r_i}{R})(1+\frac{r_i}{R})-\frac{m}{\omega C_e}-\frac{r_i}{R}(n^2+\frac{r_i}{R}+1)-j\frac{r_i r_l}{\omega C_e} \frac{r_i}{R})}{r^2(n^2+\frac{r_i}{R})-\frac{m}{\omega C_e}-j\frac{n^2 r_l}{\omega C_e}(n^2+2\frac{r_i}{R}+1)}$
*	$\frac{1}{n^2+\frac{r_i}{R}+1+(n^2+\frac{r_i}{R})(1+\frac{r_i}{R})}$

表 2

$$\frac{\partial f}{f} = K_0 \frac{\partial r_0}{r_0} + K_i \frac{\partial r_i}{r_i} + K_c \frac{\partial C_c}{C_c} \quad (14)$$

ここに  $\tau = Cr$ ,  $\tau_1 = CR_1$ ,  $1/R_1 = 1/r_0 + 1/r_L$ ,  $b_1 = R_1/r$

ゆえに、安定係数  $K_0$ ,  $K_i$ ,  $K_c$  を小さくする程安定度が向上する。すなわち  $\partial f/f \rightarrow 0$  とするためには、 $r/r_0 \rightarrow 0$ ,  $r_i/r \rightarrow 0$ ,  $b_1 \rightarrow 0$ ,  $C_c/C_1 \rightarrow 0$  ( $K_0 \rightarrow 0$ ,  $K_i \rightarrow 0$ ,  $K_c \rightarrow 0$ ) とすればよい。トランジスタ帰還型発振器の場合は、周波数決定回路の入力および出力部のインピーダンス効果は特に注目すべきである。

### 2-3 インピーダンス変換器G.B.型によるトランジスタ帰還型発振器の構成法

トランジスタ帰還型発振器は電流伝送方式が合理的であり、増巾器の電流増巾度の位相角と絶対値は常に一定であり、かつ入力インピーダンス  $Z_{iA} \rightarrow 0$ , 出力インピーダンス  $Z_{oA} \rightarrow \infty$  であれば理想的であって、発振周波数は帰還受動回路網のみによって決定され、発振周波数振巾は安定化され、歪率も良好である。

従来行われている帰還型発振器の構成法は、帰還回路の所要増巾度  $1/|\beta_i| > 1$  の場合、電流伝送方式と電圧伝送方式との両者が提案され、増巾器としてG.E.型あるいはG.C.型を1箇あるいはそれ以上使用する。G.E.型あるいはG.C.型1箇のみ使用する増巾器は電流増巾度  $b$  の位相

直線回路網によって代表される発振器は、そのトランジスタ増巾器の出力インピーダンスと入力インピーダンスの変化によって発振周波数変動を生ずるが、この  $Z_{oA}$ ,  $Z_{iA}$  変化による発振周波数変動率の大小は一般の発振器でも、その安定度の良否を判定する一方法として良く用いられるから、この変動率を求めると

推移が少く、高周波帯の発振が容易で周波数偏差も少ないが、その入力インピーダンスが比較的大きく、出力インピーダンスは比較的小さく、かつ相互に反射し、余裕増巾度分を負帰還しても周波数変動率が大きいことは、後述の解析結果が示す如くである。

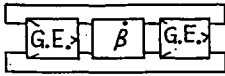


図 4. 多段増巾器使用の帰還型発振器のブロックダイアグラム

図2に示す如きG.E.型あるいはG.C.型多段縦続方式では全増巾度の合成位相角は各段によるその和で、増巾度はその積で表わされるから、周波数変動を少なくするためには高利得増巾器を用い、高度の負帰置を施せばよい。このことは前述(7)式よりも結論付けられる。一方、帰還増巾器に与えるべき鳴音安定度と各段のインピーダンス整合の点より増巾段数および利得に上限を生じ、他法によって位相角とその変化を減少せしめることが望ましく、このことは普通高周波帯においてのみ問題となる。実際、トランジスタ増巾器の場合は、(8)式に示す如く電流増幅度 $b$ の位相角は比較的大きく、コレクタ容量効果 $(1+b)C_c$ による位相角も大きく影響し、G.E.型あるいはG.C.型多段縦続方式では上限発振周波数は比較的低く、高周波帯における発振周波数偏差と変動率は甚しく劣化する。そのために真空管発振器と同様に、インダクタンスによる位相補償回路(図3, (11)~(13)式)と鳴音安定度の改善が為されるべきであるが、トランジスタ発振器の場合に未だその例を見ない。結局トランジスタ高利得多段縦続方式では、段数に等しいだけの高遮断周波数トランジスタを使用し、複雑なる回路設計を施したその代償としては、それ程も発振周波数上限は拡張されないし、かつ周波数変動率も高周波帯では劣化する。

図6に示すところのインピーダンス変換器G.B.型による帰還型発振器の構成法は、以上の欠点を除去せんとするものであって、主増巾器G.E.型あるいはG.C.型1段(原則として)の入力部と出力部にインピーダンス変換器G.B.型をそれぞれ1段ずつ付加した電流増巾器を使用し、次の利点をもつ。

(1) 増巾器の入、出力インピーダンスは、 $Z_{iA}=(Z_{in})_{G.B.}$ 、 $Z_{oA}=(Z_{out})_{G.B.}$ となり、トランジスタ増巾器として実現可能のものとしては、それぞれ最小および最大となり、前述(4)式および、表2, 3に示す如く安定係数は甚しく減少し、それぞれの定数を適当に選定すれば $K_o$ 、 $K_i$ 、 $K_c \rightarrow 10^{-4}$ 程度とすることが出来る。

(2) 各RC結合段の位相角とその変化は小さく、(9)(10)式に見る如く $r_i$ が極めて小さいので、 $\theta_c$ ないし $d\theta_c$ は極めて小さく、付100K程度迄は、特に高周波帯の位相補償法を必要とせず、それ以上の高周波帯における容量による位相補償法も後述実際回路例に示す如く、比較的簡易に実施出来る。

(3) インピーダンス変換器G.B.型の電流増巾度 $\alpha = \alpha_o / \sqrt{1 + (\omega/\omega\alpha_o)^2} \cdot e^{-j1\alpha n - 1(\omega/\omega\alpha_o)}$ の位相角は、 $b$ のそれに比して極めて小さいので殆ど省略可能であり、従ってトランジスタとしては比較的遮断周波数のもので十分である。

(4) 増巾器の全電流増巾度 $\alpha^2(1+b)$ 、あるいは $\alpha^2b$ を減少せしめないように、各R-C結合段の定数を容易に設計出来る。

(5) コレクタ容量効果 $(1+b)C_c$ は減少し、 $C_c$ のみとなり、位相角その他への影響は甚しく減少

する。

以上の利点はG.B.型の電流増巾度が $\alpha \approx 1$ で比較的小さいという欠点を補って余りあるものであって、これがため増巾器の位相推移量は減少し、発振周波数上限界が拡張せられ、かつ周波数変動率も良好となる。但し主増巾器の電流増巾度 $b$ あるいは $(1+b)$ の位相角およびその変化を減少せしめるために余裕増巾度分を局部負帰還し、かつ高遮断周波数トランジスタを使用する。

本構成法によれば帰還回路の周波数決定条件より、周波数安定度の目安となる安定係数を予測して設計することが可能であり、主増巾器G.E.型あるいはG.C.型の $f_{\alpha 0}$ の向上と共に高周波発振限界が拡張せられるわけであって、帰還回路としては所要増巾度が1より大きいところのすべての受動回路網、すなわち R-C, R-L, L-C, L-C-R および水晶振動子その他の受動回路素子に適用出来るすぐれた帰還型発振器の構成法である。すなわち本構成法を適用せる帰還型発振器は、後述する如く従来の電圧伝送型、電流伝送型の発振器の特性に比較して、発振周波数領域、周波数偏差、変動率、歪率、振巾変動率などの特性において、高周波帯のそれら特性をほぼ一桁以上改善し、なかんずくトランジスタ R-C 型発振器の特性を真空管方式のそれと同等、あるいはそれ以上に向上せしめ得た。

図5. 帰還型発振器の新構成法

No.	$\beta$ 特性但し $\Delta = \frac{w}{w_0} - \frac{w_0}{w}$		構成法 (Block-diagram)
	条件	例	
1	$\frac{1}{R(\beta_1)} \Delta > 0$	ターマン型 水晶型	
2	$\frac{1}{R(\beta_1)} \Delta > 0$	橋絡T型 ブリッジ型 並列T型	
3	$\frac{1}{R(\beta_1)} \Delta < 0$	移相型	
4	$\frac{1}{R(\beta_1)} \Delta < 0$		

### 3. 実際回路例、(橋絡T型R-C発振器)

#### 3-1 橋絡T型R-C発振器の一般的構成法

橋絡T型回路は並列T型回路と異り、電圧伝送量ないし電流伝送量が零になることがなく、したがって位相が反転することもないので、必ず正帰還を必要とし、しかも正帰還は橋絡T型回路の残留負帰還量をも補償しなくてはならないので、いわゆる側路帰還発振器において負帰還を添加したものである。また周波数安定度を向上せしめる手段としては、通常L-Cの反結合発振器において採用されているインピーダンス安定法と異なり、Meachamの水晶発振器、HewlettのR-C発振器と同様の原理に基くものである。発振回路における帰還量

の位相推移量は周波数安定度を向上せしめる上からも、発振周波数を橋絡T型回路の同調周波数に近づけるためにも、出来るだけ小なることが望ましく、増巾部各R-C結合段の位相角と、その変化、振巾制限器を有する正帰還回路ならびに橋絡T型回路の入出力段のインピーダンス効果も注目すべきである。筆者の提案になるインピーダンス変換器G.B.型による電流伝送型発振器の構成波においては、各段間の位相角はもちろん、正帰還回路は定電流回路となり、容量による位相補償法により増巾部全体の位相推移量を補正し橋絡T型回路の入出力段はG.B.型によってインピーダンス変換を行なっている。

図6の如く、増巾度 $A_i$ なる増巾器において、 $\beta_{in}$ なる負帰還回路により側路帰還を行ない、 $\beta_{ip}$ なる正帰還を行なって合成したいわゆる、 $(-A_i\beta_i)$ 軌跡が $(-1, 0)$ を含むようにすれば発振する。この場合、周波数安定度に関して最も重要なものは、L-Cの反結合発振器におけるいわゆるQに相当するものである。今橋絡T型回路の電流伝送係数 $\beta$ の実数部分を $R(\beta)$ 、虚数部分を $J(\beta)$ とすれば、Qは次式で与えられる。

$$Q = A_i \left| \frac{dJ(\beta)}{d\Delta} \right|_{\Delta=0} \quad (15)$$

ここに $\Delta = \omega/\omega_0 - \omega_0/\omega$ 、 $\omega_0$ は発振周波数である。 $(\partial \angle \beta / \partial f)$ をもって周波数安定度の目安と考えることは既に衆知である。この際 $A_i$ は増巾器で定まるものであるが、(位相角変換率に相当する) $dJ(\beta_i)/d\Delta$ は橋絡T型回路固有のもので、これは $Q_0$ とする。 $Q_0$ は大きい程望ましいことはいうまでもない。

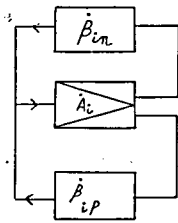


図6. 側路帰還型発振器の構成ブロックダイアグラム

次に橋絡T型R-C発振器の基本的構成法を交流的簡易図で示すと図7の如くである。すなわち、I、II、IIIは筆者の提案になる電流伝送型構成法であって、前記第5図No.2の拡張と考えることが出来る。IVはSulzerの提案になる電圧伝送構成法である。前者は主増巾器のみ高遮断周波数トランジスタを使用し、G.B.型は低遮断周波数トランジスタで十分であるに比較して、後者は高遮断周波数トランジスタ3箇所を必要とすることが対照的であり、高周波帯における発振周波数偏差、変動率は前者の特性が優つていることは一般的考察上よりも、また後述する如く実験結果よりも立証出来るところである。特にII型

はエミッタ結合回路を定電流源化し、振巾安定度を向上せしめると共に、直結負帰還により直交流的な安定度を高めているなど、トランジスタ独特の特性を発揮せしめたところに特徴がある。これら電流伝送方式構成法の等価回路の物性論的安定度は、その安定係数は比較的小さく、トランジスタ各パラメータの変動を考慮しても、周囲温度の変化、電源電圧の変動等に対して、比較的安定であることは容易に推察出来るところである。図13は、交流的解釈に必要な以外はすべて省略した。詳細は後述の実際回路例を参照のこと。

### 3-2 発振条件の解析

橋絡T型R-C回路の特性を電流伝送係数で表わし、増巾部の入力・出力インピーダンスの効果を考慮して発振条件を求める。まず表5の等価回路の1.2の電流伝送係数 $\beta_{i1}$ 、 $\beta_{i2}$ を求めるとまず表2に入力抵抗 $r_i$ 、出力抵抗 $R$ を考慮した場合の電流伝送係数、周波数決定条件および振巾決

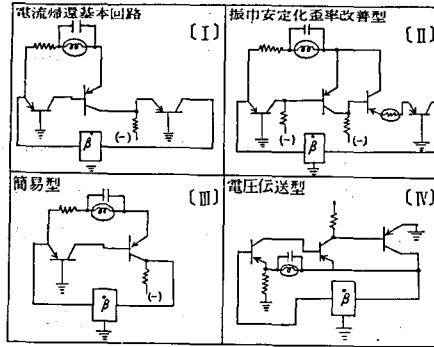


図7. 橋絡型R-C発振器の構成法(簡略図)

定条件の示す, 表3に出力容量即ちコレクタ容量 $C_c$ と出力抵抗 $R$ を考慮した場合の周波数決定条件, 所要増巾度, 見掛け上の $Q_0$ を示す。いま  $\partial\theta_A/\theta_A$ ,  $\partial AK/AK$ は微小で省略出来るものと仮定

表3. 橋絡T型R-C回路の発振条件式, コレクタ容量C 効果

No.	等価回路	周波数決定条件
1		$\omega^2 r^2 = \frac{m^2}{n^2} / (1+n^2(1+1/m^2)) (r/R - C_c/C) / (1+C_c/C)$
2		$\omega^2 r^2 = \frac{m^2}{n^2} (1+m^2(1+1/n^2)) (\frac{C_c}{C} \cdot \frac{R}{r} - 1 - n^2) / (1 + \frac{R}{r})$
所要増巾度		$Q = 1/dJ(\partial\theta/\partial\Delta) \Delta \approx 0$
		$1+r/R + ((r/R)(1+1/m^2) - C_c/C) / (\frac{m^2}{n^2}(r/R - C_c/C) / (1+C_c/C)) \frac{m^2 n}{(m^2 n^2 + m^2 + n^2)^2}$
		$1 + \frac{C_c}{C} + (1 + \frac{R}{r}) / m^2 (1 + \frac{1}{n^2})$ , 但し, $\tau = Cr$ , $\frac{m n^2}{(m^2 n^2 + m^2 + n^2)^2}$
電流伝送係数		
		$\beta_{i1} = 1 + \frac{(\frac{C_c}{C} n^2 r^2 (m^2 + 1) - \frac{r}{R} \frac{m^2}{\omega^2 C^2}) - j \frac{r}{\omega C} m^2 (1 + \frac{C_c}{C} + \frac{r}{R} n^2 (m^2 + 1))}{n^2 r^2 - \frac{m^2}{\omega^2 C^2} - j \frac{m^2 r}{\omega C} (m^2 + 1)}$
		$\beta_{i2} = 1 + \frac{n^2 r^2 \frac{C_c}{C} - \frac{m^2}{\omega^2 C^2} \frac{r}{R} (1 + n^2) + j \frac{r}{\omega C} (n^2 + m^2 (1 + n^2)) \frac{C_c}{C} + n^2 \frac{r}{R}}{n^2 r^2 - \frac{m^2}{\omega^2 C^2} - j \frac{m^2 r}{\omega C} (1 + n^2)}$

すれば,  $\partial f/f \rightarrow 0$  とするためには,  $r/R_1 \rightarrow 0$ ,  $r_i/r \rightarrow 0$ ,  $C_c/C \rightarrow 0$  とすればよく, 周波数決定回路は増巾部とはインピーダンス的に一応無関係となる。次に増巾部の入力抵抗が橋絡T型回路の特性に及ぼす効果を吟味する。

図8はそれぞれ $\beta_{i1}$ ,  $\beta_{i2}$ 型における $n^2$ を媒介変数とした場合の $Q_0$ と $m^2$ との関係を示す。これより $Q_0$ の大きい値を適当に選定することが出来る。

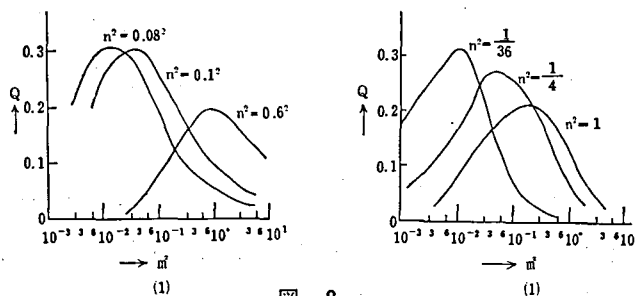


図8



### 3-3 電流伝送型発振器の実際回路例

図7の構成法に従って、以上の発振条件解析結果により各定数を適当に選定して実際回路を構成し、それらの特性を検討せる結果、いずれも実用発振器として十分な特性をもつ。

図9は図7 I型構成法による基本的電流伝送橋絡T型R-C発振器であって、低遮断周波数のトランジスタ2個をインピーダンス変換器としてG.B.型に使用し、高遮断周波数トランジスタ1個を主増巾器 $T_{r2}$ として使用している。増巾部の各RC結合段の位相角と、その変化量は比較的小さく、

$$\theta_c = \omega\tau_i$$

$$\partial\theta_c = -\omega\tau_i \frac{\partial C_c}{C_c} - \left( \frac{\omega C_c r_o}{\{1+(R_i/r_i)\}^2 \{1+(r_o/r_i)\}^2} \right) \frac{\partial r_o}{r_c} \dots\dots (16)$$

ただし、 $1/R_1 = 1/r_o + 1/r_l + 1/r_i$ ,  $1/R_1 = 1/r_l + 1/r_o$ ,  $\tau_i = C_c R_1$

となつて、たとえばエミッタ結合、正帰還ループの場合はG.C.型出力段において $C_c = 10\mu F$ ,  $(1+b)C_c \doteq 500\mu F$ ,  $r_o \doteq 200\Omega$ ,  $\alpha_o = 0.98$ ,  $r_i = 50\Omega$ 程度なので、 $100kc$ では $\theta_c \doteq 1^\circ 2'$ となり、相当に小さく、 $C_c$ を小さく、かつ安定化するために電源電圧は18Vとしており、正帰還ループの2K $\Omega$ によって定電流回路となっているので、電源電圧や周囲温度、トランジスタの交換による $\theta_c$ および $d\theta_c$ は極めて小さいことがわかる。他のR-C結合段も殆んど同様である。次に橋絡T型R-C回路の入力、出力端のいわゆる駆動点インピーダンスの影響は、一般にトランジスタ増巾器を使用する限り、真空管のそれと比較してはるかに大きいものであるが、図示の如くインピーダンス変換器G.B.型を両端に使用することにより、トランジスタ増巾器として実現出来る値としては、出力インピーダンスは最大、入力インピーダンスは最小にしているのので、したがってこれらの影響は殆ど無視出来て、その安定係数は $10^{-4}$ 程度である。また発振器出力部、次段緩衝増巾器への入力部は分割して100 $\Omega$ より得ているので、緩衝増巾器の入力インピーダンスの変動が発振周波数変動に与える影響は $10^{-5}$ 程度で減少せしめることが可能である。正帰還ループにランプを使用して振巾変動を抑制し、並列の微小容量は位相補償用として実験的に決定し、発振周波数が500kcにて理論値に一致するようにすれば、それ以下の周波数では完全に理論直線に一致する。500kc以上1Mc以下の周波数帯でも周波数偏差は微小である。橋絡T型R-C回路の並列80PFは高周波帯での負帰還量を増加して出力特性を補償し、安定度を増すためである。発振周波数領域は容量可変にて、 $f = 0.3c/s \sim 1Mc$ で、 $V_c = 16 \sim 26V$ ,  $V_e = 4 \sim 6V$ 変化に対して、周波数変動率 $\partial f/f \leq 1 \times 10^{-3}$ ,  $\partial E_{op}/E_{op} \leq 1 \times 10^{-2}$ であり、歪率は0.1~1.5%である。

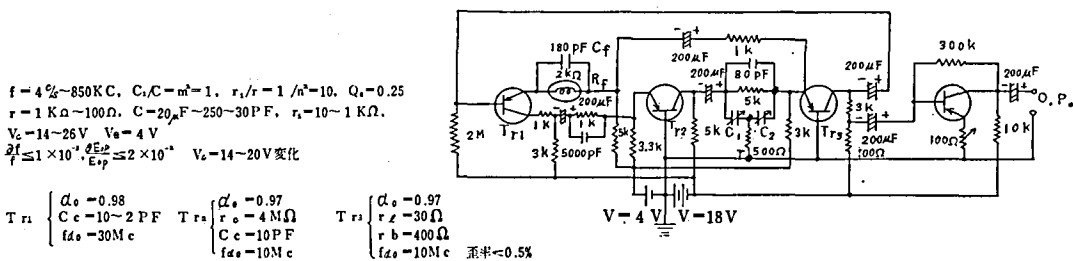
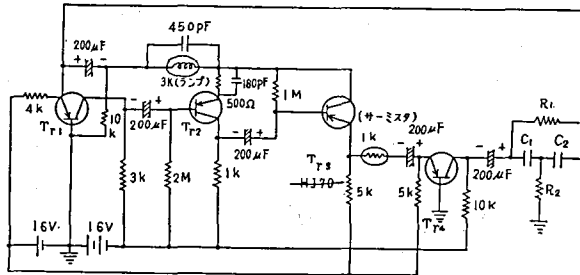


図9 電流伝送型橋絡T型R-C発振器、インピーダンス変換器G.B.型2箇使用

図10は図7 II型構成法による振巾安定化電流伝送橋絡T型R-C発振器であって、G.B.型の $f_{ao} = 10Mc$ , 主増巾器G.C.型G.E型の $f_{ao} = 30Mc$ トランジスタを使用し、図9の発振器回路

と同様に、増巾部R-C結合段の位相角と、その変化量は小さく、正帰還ループは3KΩのランプにより定電流回路となつて、ランプ抵抗の非直線性と相まって振巾安定度を増加し、橋絡T型R~C回路の入出力駆動点インピーダンスの影響度はトランジスタ増巾器としては、それぞれ最少になるように設計されている。Tr<sub>3</sub>G.E.型増巾器は前段のTr<sub>2</sub>エミッタに直結負帰還することにより、Tr<sub>2</sub>とTr<sub>3</sub>の安定度を増加し、Tr<sub>2</sub>エミッタ出力インピーダンスを低下せしめて正帰還ループの定電流特性を助長しながらランプ駆動用の交流信号電流を供給すると共に、Tr<sub>3</sub>エミッタ出力インピーダンスを低下せしめて、Tr<sub>4</sub>エミッタへの負帰還ループを定電流特性にしている。図示の如く、非直線素子としては、ランプあるいはサーミスタのいずれかを任意に使用出来る。図示の回路での特性は、ほぼ図9回路例のそれと同等程度に良好であるが、たゞ非直線素子を使用せずとも、振巾安定度は相当に良好であり、かつ使用するランプ規格は真空管のそれと同種類のもので十分であることが特徴である。なおこの電流増巾器は定電流回路を2ループ包含しており、高度の直結負帰還によって安定されており、高周波特性も良好で、温度に対する安定化も容易であり、入力インピーダンスは最小、出力インピーダンスは最大なる電流増巾器として、他にも応用面が見出せるであろう。

橋絡T型の場合もターマン型と同様に、電流伝送型発振器が低周波トランジスタ2箇、高周波用トランジスタ1箇ないし2箇使用し、一方電圧伝送型発振器は高周波用トランジスタ3箇ないし2箇を使用して、その結果得られる特性は発振周波数領域、周波数偏差、周波数変動率、歪率、振巾安定度の点において、電流伝送型が優っており、特に高周波帯ではその特性差は判然とするし、一方周囲温度の変化に対する補償方式の簡易かつ確実性の点でもすぐれていることが結論付けられる。



電流伝送型橋絡T型R-C発振器  
 インピーダンス変換器G.B.型2箇使用  
 $f = 1c/s \sim 800c.$ ,  $C_i/C_o = m^{-1}$ ,  $V_i/V_o = 1/n^2 = 10$ ,  
 $Q_i = 0.25$ ,  $r_i = 5k\Omega$ ,  $C = 50\mu F \sim 50PF$ ,  
 $\frac{\partial f}{f} \leq 1 \times 10^{-4}$ ,  $\frac{\partial E_{op}}{E_{op}} \leq 1 \times 10^{-2}$ ,  $V_c = 14 \sim 20V$ 変化

図 10

### 4. 結 言

真空管回路をトランジスタ回路に置換する場合は能動、受動回路素子を含む全回路網に Dual の法則を適用し、電流伝送系として考察すればトランジスタの入・出力インピーダンス効果、電

流増巾度の位相角, 各パラメーターの変動を低減せしめ得て有利であることを述べ, 特に所要増巾度が1より大きく, 出力インピーダンスの比較的大きい周波数決定回路を用いる場合には, インピーダンスの変換器 G. B. 型によるトランジスタ帰還型発振器の新構成法の公式に基づいて設計すれば, 発振周波数領域の広い周波数偏差, 変動率の少い, 歪率, 振巾安定度の良好な発振回路を実現出来ることを理論と実験とにより証明した。

### 参 考 文 献

- (1) Armstrong, H. L. :Electronics, 30, 2, 128, (Feb, 1957)
- (2) Hunter, L. P. :Handbook of Semiconductor Electronics, 1956
- (3) Hooper, D. E. & Jackets, A. E. :Electronic Engineering, 28, 333. (Aug, 1956)
- (4) Sulzer, P. G. :Electronics, 26, 9, 171, (Sept, 1953)
- (5) L. H. Dulberger:Electronics, 62, 6, (March, 1956)
- (6) Sohrabji, N. :Electronic Engineering, 606 (Dec, 1957)
- (7) 千葉:通信全国大会 (Oct. 1957)