

増幅器の入・出力インピーダンスを考慮した トランジスタ帰還形発振器の構成理論*

千葉 作富郎**

1. ま え が き

トランジスタ $L-C$ および水晶発振器については従来から種々の回路が提案され^{(1)~(7)}実用化されている。特に高安定度を得る回路方式としては、Clapp⁽²⁾⁽³⁾、Lampkin⁽²⁾、Franklin⁽²⁾回路やリアクタンス安定化法⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾が用いられている。これらの回路は発振周波数を決定する受動回路の構成に考慮が足りず、所要増幅度が大きい。発振器の場合は増幅器に正帰還と負帰還を施し、正帰還で発振条件を満足させ、負帰還で増幅器の入・出力インピーダンスを制御したり、位相推移の変動分を減少させる効果を持たせている。所要増幅度が大きいとこの負帰還に廻す利得余裕が減少するため、結果としてあまりすぐれた安定度は得られない。本論文ではトランジスタを複数個用いた発振回路構成において効果的な負帰還を利用し得る電流伝送形と電圧伝送形のいくつかの回路構成を与えた。またこれらの増幅回路に適應する各種の $L-C$ 、水晶受動回路構成を考案し、回路の損失および増幅器の入・出力インピーダンスを含んだ発振条件を与えた。これらの回路の大部分は実用的な素子値の範囲で所要増幅度を0.2というような低い値にすることができ、余裕利得を負帰還に廻すことによって、入・出力インピーダンスの値を発振周波数に影響しないような値に制御し、また段間の位相推移を減少させることが可能であって発振周波数安定度を良好にすることができる。これらの理論を実証するため電圧伝送形 $L-C$ 発振器およびその他の発振器の実験を行ない、従来の方法^{(4)~(7)}に比較して1~2桁すぐれた周波数安定度^{(8)~(10)}を得ることができた。

2. トランジスタ帰還形発振回路の一般形

2.1 電流伝送形発振器構成法

図1は、エミッタ入力インピーダンスを零に近接させるトランジスタ電流伝送形発振器の構成例である。 T_1 はGB、 T_2 はGE、 T_3 はGC形トランジスタで、 R_1 と R_2 により電流伝送形の直結増幅器を形成させる。この増幅器の入・出力端子間、すなわち T_3 のエミッタと T_1 エミッタ間に R_F を接続して強い直交流負帰還をかけ、このために T_1 エミッタ入力インピーダンスを極めて小さい値とし(およそ 0.1Ω) その変動率も小さく(およそ 10^{-2}) することができる。

一方 T_2 コレクタの出力を帰還回路 $\beta_i(\pi)$ を介して T_1 エミッタに正帰還させれば $\beta_i(\pi)$ の

* 昭51年10月電気関係学会東北支部連合大会、昭51年11月同関西支部連合大会にて発表

** 電気工学科 助教授

原稿受付 昭52年9月30日

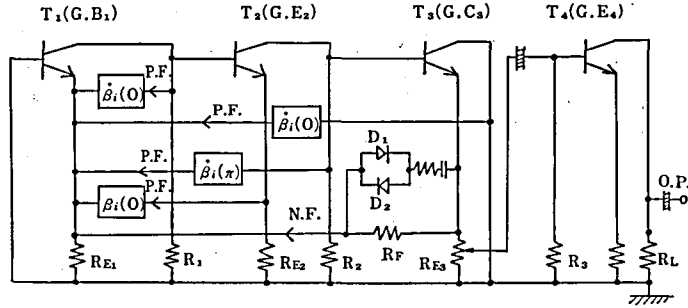


図1 電流伝送形発振器

定数により定まる周波数で発振する⁽⁴⁾。 T_2 コレクタ出力インピーダンスと T_3 ベース入力インピーダンスと R_2 との並列合成インピーダンスが周波数決定回路 $\beta_i(\pi)$ より見た増幅器出力インピーダンスとなるが、エミッタ入力インピーダンスが極めて小さいので、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⁽⁶⁾。 また負帰還抵抗素子 R_F と並列にダイオード等、または R_F と直列にサーミスタ、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、A級発振器として線形で作動させており、発振振幅特性と歪率特性を良好にしている。 また所要増幅度が小さい（およそ-14db）ので余裕増幅度が大きくなって、交流的にも強力な負帰還をかけることができるので、電源電圧や周囲温度の変化に対して入・出力インピーダンスの帰還回路への影響を極めて小さくできるとともに、増幅器の位相推移とその変動 $\Delta\theta$ も極めて小さいため、高周波領域にいたる広帯域にわたって、発振周波数を極めて安定にすることが

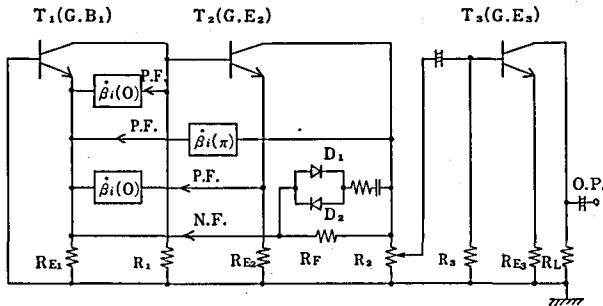


図2 電流伝送形発振器

ができる。 また R_F による負帰還方式はそのままにしておいて、周波数決定回路 $\beta_i(\omega)$ を設けて正帰還させても同様特性の発振器を形成させることができる⁽⁶⁾。 すなわち T_1 コレクタより T_1 エミッタへまたは T_2 エミッタより T_1 エミッタへ、 T_3 コレクタより T_1 エミッタへ、それぞれ $\beta_i(\omega)$ を正帰還させて特性の安定な発振器を構成す

ることができる。 T_4 (GE) は緩衝増幅器である。

図2は、インピーダンス変換器 T_3GC 形を省略した構成例で、 T_2 コレクタより T_1 エミッタへ R_F により強い直交流負帰還をかけるとともに、 T_2 コレクタより T_1 エミッタへ $\beta_i(\pi)$ を正帰還させて、または T_1 コレクタより T_1 エミッタへ、 T_2 エミッタより T_1 エミッタへ $\beta_i(\omega)$ を介して正帰還ループを設けても同様特性の安定な発振器を構成できる。

図3は、ベース入力インピーダンスを零に近接させる構成法で2段形方式である。 T_1 はGE、 T_2 はGC形で R_1 を介して直結増幅器を構成するとともに、 T_2 エミッタと T_1 ベース間に R_F を接続して段間の強力な直交流負帰還回路を形成させて、 T_1 のベース入力インピー

ダンスを極めて小さい値（およそ 0.1Ω ）にしており、その変動率も極めて小さい、 T_1 コレクタより T_1 ベースに $\hat{\beta}_i(\pi)$ を、また T_2 コレクタより T_1 ベースへ、あるいは、 T_1 エミッタより T_1 ベースへ $\hat{\beta}_i(0)$ の周波数決定回路を設けて正帰還させて上記と同様特性の安定な発振器を実現できる。

2.2 電圧伝送形帰還発振器の構成法

図4はエミッタ入力インピーダンスを無限大に近接させる2段形構成回路で、 T_1 はGB、 T_2 はGC形で、 T_2 エミッタより T_1 ベースへ R_F を介して強力な直交流負帰還をかけるとともに、 T_2 エミッタより $\hat{\beta}_v(0)$ の周波数決定回路を T_1 エミッタへ正帰還させるように構成したもので、増幅器の入力インピーダンスは理論的には無限大、実際的にも殆ど無限大とみなせ得る値となるのであって、この回路は次のような特長をもつ。

- (1) 増幅器の入力インピーダンスは極めて大きく、かつ、出力インピーダンスがエミッタホローなので小さく、その変動率も小さいので十分な安定条件を満足させることができる。
- (2) 負帰還回路 R_F 、 R_{b1} を介して直交流負帰還をかけているので、各トランジスタパラメータの変動の影響が小さい。したがって正帰還回路のインピーダンスを伝送損失が過大とならぬ範囲内で、増幅器の入・出力インピーダンスに比較して高く選定すれば、入・出力インピーダンスに関する発振器特性をさらに向上させることができる。
- (3) 抵抗 R_g を T_1 のコレクタ出力抵抗 r_d 、 T_2 ベース入力抵抗 r_{ie2} より小さく選ぶことによって T_1 コレクタと T_2 ベース間の位相角とその変動率を小さくすることができ、安定な発振器が得られる。
- (4) T_1 と T_2 のエミッタ間に接続した正帰還回路、 T_2 エミッタと T_1 ベース間に設けた負帰還回路、抵抗 R_{E1} 、 R_{b1} を素子とするブリッジ発振回路を形成しているため、前記負帰還とブリッジ効果が相俟って発振周波数安定度を極めて高くする。さらに上記のようにブリッジを形成しているために、そのブリッジ素子にランプ、あるいはサーミスタ、ダイオード等の非直線素子を挿入し易く、その振幅制限作用によって、発振出力の安定度および歪率特性を向上できる。
- (5) 周波数決定回路以外はインダクタンス、コンデンサ素子を使用せず、抵抗素子によって回路が構成されているために超低周波帯の $R-C$ 発振器としても良好な特性を有する。 T_3 (GE) は緩衝増幅器である。

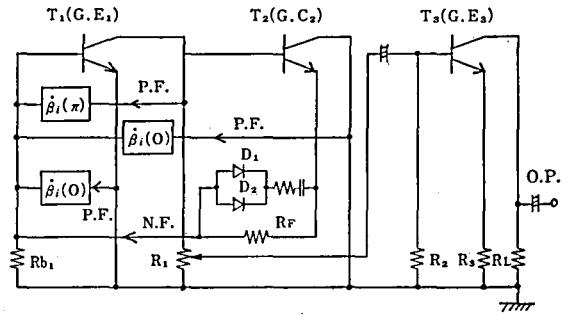


図3 電流伝送形発振器

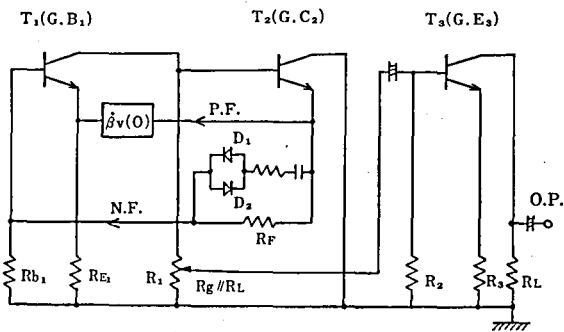


図4 電圧伝送形発振器

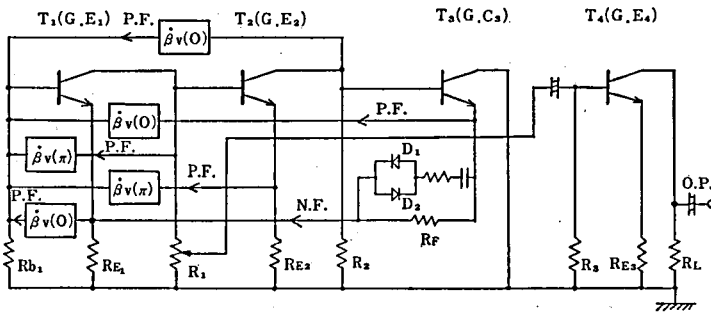


図5 電圧伝送形発振器

図5はベース入力インピーダンスを無限大に近接させる3段形構成例である。\$T_1\$はGE, \$T_2\$はGE, \$T_3\$はGC形で、\$T_3\$エミッタより\$T_1\$エミッタへ\$R_F\$を介して強力な直交流負帰還をかけてをり、\$T_1\$のベース入力インピーダンスを十分大きくすることができる。\$T_1\$コレクタより\$T_1\$ベースへ、また、\$T_2\$エミッタより\$T_1\$ベースへ\$\beta_v(\pi)\$を介して、さらに\$T_3\$エミッタより\$T_1\$ベースへ、また\$T_1\$エミッタより\$T_1\$ベースへ\$\beta_v(0)\$を介して正帰還をかければ周波数決定回路により定まる周波数で発振し、全余裕増幅度を負帰還しているの上記と同様な安定特性を有するA級正弦波発振器が得られる。

3. 増幅器の入・出力インピーダンスを考慮した水晶とL-C周波数決定回路の構成と発振条件

高安定発振回路例としては、定電流形のT形を基本とするものL-Cでは6種(C2ヶ, L1ヶが3種, C1ヶ, L2ヶが3種)水晶では3種が、定電圧形の\$\pi\$形を基本とするものL-Cで6種、水晶では3種が、またR-L-CやR-C形回路等種々の回路が考えられて、それぞれについて計算と実験を実施して理論と実験のほど良い一致を確かめてをり、良好結果を得ているが、ここでは計算結果の1例を表1, 2に示す。それぞれ等価回路の電流(あるいは電圧)伝送係数を求めて、その虚数部より発振周波数条件を、実数部より所要増幅度を求めている。原則として水晶はその誘導性インピーダンスを利用した発振回路とする。また電圧形は原則としてエミッタホロー駆動とする。

4. 各種構成回路の考察

電流(あるいは電圧)形帰還形発振器の構成法とL-Cや水晶の周波数決定回路の適用や特長、また両者の組み合わせによる回路方式を検討すると次のようである。(1)電流伝送形のT形を基本とする回路例では増幅器の入力インピーダンス、\$r_i \rightarrow 0\$、とすると、発振周波数は増幅器出力インピーダンス\$R\$と\$C_0\$の影響を受けずにL-Cや水晶のみのパラメータによって決定される。ただし、リアクタンス回路が通常の損失を含む場合は、その損失に応じて\$R\$や\$C_0\$の影響を受けるようになるから注意しなければならない。電圧伝送形はこれと相対の理によって、増幅器入力インピーダンス、\$r \rightarrow \infty\$、ならば発振周波数は\$R\$の影響を受けず

表2 電 圧 形

No.	等 価 回 路	発 振 周 波 数	所 要 増 幅 度 (X)
1		$\frac{1}{\omega^2} = LC_1 / (1 + \frac{C_1}{C} + \frac{L}{CRr})$	$1 + \frac{R}{r} + \frac{CR}{C_1 r} - \frac{1}{(1 + \frac{C_1}{C} + \frac{L}{CRr})}$
2		$\frac{1}{\omega^2} = LC_1 / (1 + \frac{C_1}{C} + \frac{L}{RCr})$	$-\frac{C_1}{C} - \frac{L}{RrC} + \frac{R}{r} - \frac{RC}{rC_1} / (1 + \frac{C_1}{C} + \frac{L}{RCr})$
3		$\frac{1}{\omega^2} = LC / (1 + \frac{C}{C_1} + \frac{L}{C_1 Rr})$	$1 + \frac{C_1}{C} + \frac{R}{r} - \frac{R}{r} / (1 + \frac{C}{C_1} + \frac{L}{RrC_1})$
4		$\frac{1}{\omega^2} = L_x C_x \frac{(1 + \frac{C_x}{2C_1} + \frac{C_x}{2C} - \frac{R_x^2 C_x^2}{2L_x})}{(1 + \frac{C_x}{C_1} + \frac{C_x}{C} - \frac{R_x^2 C_x^2}{CC_1 R})} + \frac{L_x C_x (1 + \frac{C_x}{2C_1} + \frac{C_x}{2C})}{(1 + \frac{C_x}{C_1} + \frac{C_x}{C})} + L_x C_x$ (if $r \rightarrow \infty$)	$1 + (1 + \frac{C}{C_1}) (\frac{R}{R_x} + \frac{R}{r})$
5		$\frac{1}{\omega^2} = \frac{L_x C_x}{(1 + \frac{C_x}{C} + \frac{C_x}{C_1} + \frac{C_x R_x}{CR} + \frac{R_x C_x}{rC_1} + \frac{L_x C_x}{rRCC_1})} + \frac{L_x C_x}{(1 + \frac{C_x}{C} + \frac{C_x}{C_1} + \frac{C_x R_x}{CR})} + L_x C_x$	$-\frac{C_1}{C} - \frac{C_1 R_x}{CR} - \frac{R_x R C C_1}{L_x C_x} - \frac{C_1 R_x^2}{L_x} - \frac{R C R_x}{L_x} - \frac{R C_1 R_x}{L_x} - \frac{RC}{rC_1} - \frac{R C R_x}{r^2 C_1} - \frac{R_x^2 C R}{L_x r}$ $-\frac{L_x}{RrC} - \frac{L_x}{r^2 C_1} - \frac{2R_x}{r} + \frac{C_1}{C} - \frac{C_1 R_x}{CR} - \frac{R_x R C C_1}{L_x C_x} - \frac{R_x^2 C_1}{L_x} - \frac{R_x R C}{L_x} - \frac{R_x R C}{L_x}$
6		$\frac{1}{\omega^2} = \frac{L_x C_x (1 + \frac{C_x}{2C_1} + \frac{C_x}{2C} - \frac{R_x^2 C_x^2}{2L_x})}{(1 + \frac{C_x}{C_1} + \frac{C_x}{C})} + L_x C_x$ (if $r \rightarrow \infty$)	$1 + \frac{C_1}{C} + \frac{R}{R_x} + \frac{C_1 R}{C R_x}$
7		$\frac{1}{\omega^2} = LC (1 + \frac{L_1}{L} + \frac{L_1}{RrC})$	$1 + \frac{R}{r} (1 + \frac{L}{L_1}) - 1 / (1 + \frac{L}{L} + \frac{L_1}{RrC})$
8		$\frac{1}{\omega^2} = LC (1 + \frac{L_1}{L} + \frac{L_1}{RrC})$	$-\frac{L_1}{L} - \frac{L_1}{RrC} - \frac{LR}{rL_1} - \frac{L}{r^2 C}$
9		$\frac{1}{\omega^2} = LC (1 + \frac{C_1}{C} + \frac{rC_1(R+\rho)}{L})$	$1 + (1 + \frac{C}{C_1}) \frac{(R+\rho)}{r} - 1 / (1 + \frac{C_1}{C})$

に $L-C$ や水晶のみのパラメータによって決定される。(2)表1のNo. 1, 4, 7の $L-C$ と水晶回路は、ともにその所要増幅度は $X \approx +0.2 \approx -14\text{db}$ となる。これは位相量が 0° であるとともに、前述の図1, 2, 3の構成法で $\beta_i(0)$ として利用できるものであって、所要増幅度が -14db ということは余裕増幅度が $+14\text{db}$ 増大したと等価になるので、 R_F を介して、主増幅器の増幅度にさらに $+14\text{db}$ 加えただけ多く負帰還がかけられることとなり、その結果増幅器の入力インピーダンスが減少することは当然ながらも、増幅器の位相推移の変動 $\Delta\theta$ を甚しく減少できることとなって、発振周波数変動率を小さく抑えることができるのである。表1, No. 2, 8の $L-C$ と水晶回路の所要増幅度は、 $X \approx -0.2 \approx -14\text{db}$ となる。これは位相量が π であるとともに、図1, 2, 3, の構成法で $\beta_i(\pi)$ として使用できるものであって、 X の項に、 $C_0 = C_c(1 + \beta)$ 、項が入って来ないのが特長でもあり、所要増幅度が、 -14db ということは増幅度が、 $+14\text{db}$ 多くなったと等価なので、負帰還量が増大して、増幅器入力インピーダンスと $\Delta\theta$ を減少せしめて発振周波数安定度を高めることとなる。いずれも実験結果は良好特性を得ている。表1, No. 5, 6の水晶回路では位相量は π で、所要増幅度は、 $|\pm 1|$ 、よりも大きい項を相殺するために、微調整すれば所要増幅度を、1より小さくさせることはできる。表1, No. 3, 9の $L-C$ と水晶回路の位相量は 0° で、所要増幅度は、 $X \geq +1.1 \approx 0.8\text{db}$ 、と大きくなるので、負帰還量が減少するので、 Z_{iA} や $\Delta\theta$ を減少させ難く、発振周波数変動率は劣ってをり、この回路は使用しない方がよい。また表2, No. 1, 7, 9の $L-C$ 回路の所要増幅度は、 $X \approx +0.2 \approx -14\text{db}$ となり、位相量が 0° であるので、 $\beta_v(0)$ として利用できるもので、余裕増幅度が $+14\text{db}$ 増大するのでそれだけ負帰還量を増大させることができ、増幅器の入力インピーダンスを増大かつ安定化せしめるとともに $\Delta\theta$ を減少せしめ得て、発振周波数変動率は小さくなるのであって良好な回路である。表2, No. 2, 5, 8の $L-C$ と水晶回路の所要増幅度は、 $X \approx -0.2 \approx -14\text{db}$ 、なので位相量が π で、 $\beta_v(\pi)$ として使用できるもので、 $+14\text{db}$ だけ多く負帰還できるので、安定な発振器を実現できる。表2, No. 3, 4, 6の $L-C$ と水晶回路の所要増幅度は、 $X \geq +1.1 \approx 0.8\text{db}$ なので、前述のように劣る回路であって使用しない方がよい。(3)従来の代表的正弦波発振器の構成例としては、Franklin⁽²⁾、Clapp⁽²⁾⁽³⁾、Lampkin⁽²⁾、回路方式とリアクタンス安定化法^{(4)~(6)}を列挙できる。これらのトランジスタ回路については筆者は以前に理論と実験の面より検討を加えたことがあり、また多くの人々によって発表されている。これら従来の発振器に比較して本論で提案した方式の発振器の発振周波数安定度は、水晶と $L-C$ とともに、1桁ないし2桁だけ良好結果を得ている。理由としては簡単に述べれば、例えば Franklin 発振器は、 $C_1 = C_2 = 1\mu F$ として増幅器と周波数決定回路とを、高インピーダンス的に遮断してトランジスタパラメータが $L-C$ 回路へ影響するのを防止するのはよいが、その反面、所要増幅度が、 $X \approx -10 \sim -20 \approx +20\text{db} \sim +26\text{db}$ と大きくなって実質的にも増幅度が $+20\text{db} \sim +26\text{db}$ だけ減少したと等価になるので、それだけ負帰還量が減少して $\Delta\theta$ 等を小さくできず、発振周波数変動率は1桁~2桁劣るのである。Clapp 回路は増幅器の入・出力部に比較的大容量を並列に接続して、低インピーダンスとして増幅器と周波数決定回路とをインピーダンス的に切り離すのはよいが、そのために所要増幅度が大きくなって前述同様の理由から比較的劣る特性となるのである。Lampkin 回路は Clapp と相対的理によって同様手法で解釈できることは明らかであろう。リアクタンス安定化法は数学的には発振周波数

はトランジスタパラメータに無関係となるが、安定化条件としての L や C 値を部品精度として、どれだけ精密に計算値通りに一致させることができるかが主眼点であって、一般に 10^{-4} が精一杯なので発振周波数変動率は自らその程度に止まることとなり、本論方式より1~2桁発振周波数変動率が劣るのである。

5. 実験結果

上記考察を確かめるべく各構成法にしたがって種々実験を行なって良好結果^{(6)~(10)}を得ている。ここでは電圧伝送形 $L-C$ 発振器の発振周波数、振幅特性を図7に示す。図6は $GB1-GC_2$ 、2段直結増幅器を使用した電圧伝送形 $L-C$ 発振回路である。電源電圧の変化 $\Delta V_c \approx 20 \sim 44$ (V)、周囲温度変化 $\Delta T_a \approx -5 \sim +60$ ($^{\circ}C$)に対して発振周波数変動率 $\Delta f/f_0 \approx \pm 4 \times 10^{-5}$ 、程度以下である。(ただし $L-C-C_1$ の空芯コイルとマイカコンデンサは室温で一定に保って実験している。これは入・出力インピーダンス Z_{iA} と $\Delta \theta$ の影響を実験的に観察することに重点をおいたためである。)従来の $L-C$ 発振器に比較して、1~2桁だけ安定度が向上している。また振幅安定度を良好にするために、 R_F と並列にダイオードまたは直列にサーミスタを接続して、 $\Delta v/v \approx \pm 3 \times 10^{-2}$ 、程度が得られ、A級発振器として線形で作動し歪率特性の良好な発振器を実現している。発振開始電圧はおよそ3Vである。 GE_3 は緩衝増幅器である。

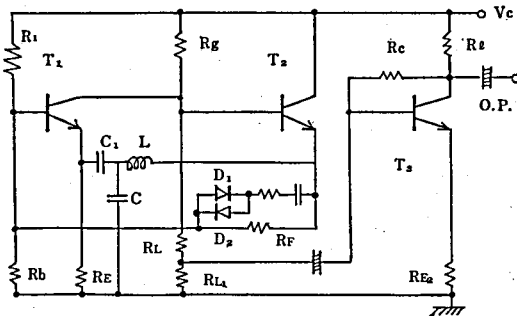


図6 L-C 発振器

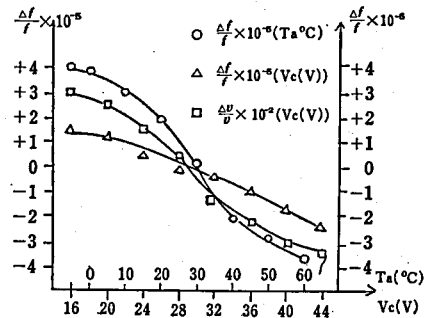


図7 発振周波数、振幅変動率特性

6. あとがき

発振周波数決定回路として適当な水晶振動子と $L-C$ を含むリアクタンス受動回路網を利用し、トランジスタ帰還形発振回路を電流(あるいは電圧)伝送系として考察し、いくつかの新しい回路構成と発振条件を与えた。リアクタンス値を適当に選定することにより所要増幅度をおよそ、 -14 dbと小さくして、 $+14$ db 負帰還量を増大させ得て、増幅器入力インピーダンスを低減(あるいは増大)させ、かつ実効的に $\Delta \theta$ を減少させることにより発振周波数変動率を従来の水晶や $L-C$ 発振器と比較して、1~2桁向上させることができることを提案した。なお本方式は、 IC 応用回路としても容易に実現できるものであり、また音片、音叉、磁歪、 $R-C$ 、 $R-L-C$ 等の発振回路にも適用できる。本論文に御討論頂いた東京工業大学柳沢健教授、東北大学工学部松尾正之教授に謝意を表す。

参 考 文 献

- (1) Terence King : Electronics, Jan. 21, 1973.
- (2) William Edson : Vacuum-tube Oscillators (Wiley 1953).
- (3) B,Shahzadi : Electronic Engineering, Jan. 1965.
- (4) 米山 : トランジスタ研究専門委員会, 4, 1954.
- (5) 川原, 米山 : 電子通信学会誌, 56—C No. 2, 1973.
- (6) 篠田, 有竹, 角替 : 昭和51, 電気学会全国大会 No.430.
- (7) 三宅, 山口, 新井, 宇田川 : 昭和48, 通信学会全国大会 No.505.
- (8) 千葉 : 昭和52, 電気学会全国大会, No.535.
- (9) 千葉 : 昭和51, 電気関係学会東北支部連合大会, No.50.
- (10) 千葉 : 昭和51, 電気関係学会関西支部連合大会, No. G—336.
- (11) 千葉 : 昭和51, 電気関係学会東海支部連合大会, No.211.