

# 基本的な Wien Bridge 回路による 超低周波発振器について

鈴木 郊 宇

Ultra Low Frequency Oscillator by Basic Wien Bridge Circuit

Kou SUZUKI

## 要 旨

CR 発振器の振幅制限回路に、サーミスターの如く熱的な振幅制限素子を含んだ回路にした時、その素子の熱的な時定数及び、その素子に流れる電流によっては、動作が非対称となる。これらによって超低周波領域での発振の歪みの原因となる。そこで本研究において、振幅制限用サーミスターの動作の非対称原因を解明し、発振周波数に対する時定数の関係を議論、増幅器には直接結合増幅器を採用し、超低周波領域における位相特性を理想的とした結果、発振周波数、約0.005Hz で歪率は、約0.5%以下という好結果が得られた。

### (1) 緒 言

低周波正弦波発振には、発振方式で大別すれば、直接発振方式（自励振動）と間接発振方式とがある。前者はCR型発振器で代表され、後者は、Function Generatorで代表されると考えてよい。超低周波領域における発振に関しては、後者が前者に比して格段に有利である。すなわち、起動性が良好であり、高安定であり、比較的歪み（数%以下）の波形を取り出すことが出来る。この反面、回路が複雑となり、高価にならざるを得ない。前者については、可聴領域の発振では良質な、正弦波出力が得られる。しかし 1Hz 以下の発振を行うには、単にCR素子の値を変更するだけでは、満足な波形を得ることはむずかしい。

そこで本研究では、出来る限り廉価で、あくまでも簡単な回路系を意図として、直接発振方式を、その中でも、最も一般的な、Wien Bridge 型 CR 振回路による、超低周波発振を試み、その波形歪みの要因を追求する。

### (2) ウィンブリッジ型 CR 発振器としての歪み

第1図に示すようなCR回路において、入力正弦波が

$$\omega = \frac{1}{CR} \dots\dots\dots(1)$$

の時

$$\frac{u}{v} = 3 \dots\dots\dots(2)$$

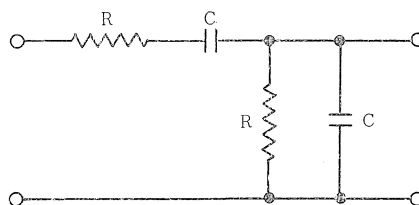


Fig. 1 CR 回路図

となる。すなわち、第1式が成り立つとき、入力正弦波と、出力正弦波とは同位相となる。このようなCR回路を通して正帰還を、第2図に示す。R<sub>0</sub>及びR<sub>1</sub>によって負帰還を、かけうる、線型増幅器(K)で、R<sub>0</sub>又はR<sub>1</sub>のいずれか一方に、非直線素子を用い、総利得に関して、第2式が成り立たなければならない。今ここでR<sub>0</sub>に振幅制限用サーミスターを用いこのサーミスターを含んだ回路について、以後議論をする。又第2図の増幅器

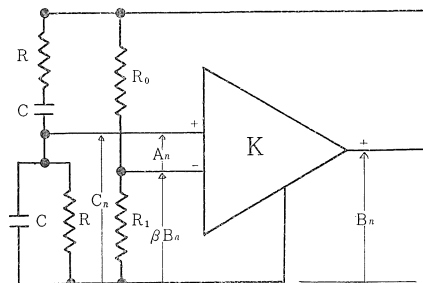


Fig. 2 ウィンブリッジ型 CR 発振器の原理図

には、問題とする、周波数帯域において、平坦、且充分大きな利得をもつ増幅器とする。

今定常状態において、第2図に示すように、 $n$ 次高調波信号波の振幅を  $B_n$  及び増幅器の入力におけるそれを  $A_n$ , CR 回路の midpoint における信号波の振幅を  $C_n$  とすれば、それぞれの間には

$$\left. \begin{aligned} A_n &= C_n - \beta B_n \\ \frac{B_n}{C_n} &= 3 + j \left( n - \frac{1}{n} \right) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(3)$$

ただし、 $n$ は  $n$  番目の高次調波を示す。

$$\beta \doteq \frac{R_0}{R_0 + R_1}$$

なる関係がある。さらに第3式は

$$B_n = k_n A_n e^{j\phi_n}$$

$$\left. \begin{aligned} \text{ただし} \\ k_n &= \frac{\sqrt{9n^2 + (n^2 - 1)^2}}{n^2(1 - 3\beta)^2 + \beta^2(n^2 - 1)^2} \\ \tan\phi_n &= \frac{n(n^2 - 1)}{3n^2(1 - 3\beta) - \beta(n^2 - 1)} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(4)$$

となる。基本波に対して第4式は

$$\left. \begin{aligned} k_1 &= \frac{3}{1 - 3\beta} \\ &= G \\ \phi_1 &= 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(5)$$

となる。ここで  $k_1$ , つまり  $G$  は、基本波に対する一種の増幅率で、これを特に、臨界増幅率と呼ぶことにする。次に、増幅器の出力における、基本波の振幅を  $B$  とすれば、 $B$  は

$$\begin{aligned} B &= G \cdot 2\sqrt{\frac{K_0 - 3}{K_0(1 - 3\beta)}} \\ &= G \cdot A \\ \text{ただし} \quad A &= 2\sqrt{\frac{K_0 - 3}{K_0(1 - 3\beta)}} = 2\sqrt{\frac{K - G}{K}} \\ K_0 &= \frac{K}{1 + \beta k} \end{aligned}$$

となる。これらから、出力電圧  $U_0$  に含まれる各高次調波成分の振幅は、

$$\begin{aligned} U_0 &= B \cos \omega t + \frac{1}{2} \gamma \cdot k_2 \cdot K_0 \cdot \frac{B^2}{G^2} \sqrt{\frac{1}{G^2} + \frac{\beta^2}{4}} \sin 2\omega t \\ &\quad - \frac{1}{4} k_3 K_0 \cdot \frac{B^3}{G^3} \cdot \sqrt{\frac{1}{64G^2} + \frac{\beta^2}{9}} \cdot \sin 3\omega t \\ &\quad + \dots\dots\dots(6) \end{aligned}$$

ここに  $\gamma = 2V_a/V_s$  で表わされ、 $V_s$  は増幅器

の理想化した、動作特性曲線の中心から測った飽和電圧である。

$V_a$  は動作特性曲線の動作点の中心からのずれの電圧

で表わされる。さらに第2図に示す回路において、自励振動を起こすには、 $3 < K_0 < 5$  で、定常状態の発振に入れば、 $3 < K_0 < 3.5$  であればよい。(1)

一般の CR 発振器の増幅回路の、負の帰還量を示す  $\beta$  は、 $\frac{1}{3}$  に近い値を取る。したがって、第5式から

$$\beta = \frac{1}{3} - \frac{1}{G}$$

であるから、 $G$  は本質的に、大きな値を取り得る、一般的には  $100 \sim 200$  程度の値である。

今  $\beta \doteq \frac{1}{3}$  で  $\beta K_0 = 1$  ならば第6式か

$$k_2 = \sqrt{45} \doteq 6.6, \quad k_3 = (3/8) \cdot \sqrt{145} \doteq 4.5$$

となる。したがって第2次高調波歪率を  $K_{f2}$  第3次高調波歪率を  $K_{f3}$  とすれば

$$K_{f2} \doteq \frac{1.65\gamma}{G^2} \cdot B \dots\dots\dots(7)$$

$$K_{f3} \doteq \frac{0.08}{G^2} \cdot B^2 \dots\dots\dots(8)$$

で与えられる。すなわち負の帰還量を出来るかぎり  $\frac{1}{3}$  に近づけ、 $K$  を充分大きく取ればよい。以上の結果は、あくまでもサーミスターに流れる電流は交流電流のみの場合で、超低周波領域にいたっては、直流を重畳して流した場合、サーミスターの抵抗変化が、正の半サイクルと負の半サイクルとでことなり、波形歪みの原因ともなる。又高域における発振については、サーミスターのもつ、時定数(慣性)によって、見掛上、定抵抗となる。しかし、超低周波領域の発振となった時、このサーミスターの時定数が発振周期の  $\frac{1}{2}H_z$  の時間とほぼ等しいか、或は小さい時、逆に歪の原因となる。すなわち、サーミスターの時定数より長い超低周波でサーミスターを加熱した場合、その温度に脈動を生じ、<sup>(2)</sup> その脈動と加熱サイクルとの間に位相差を生ずる。その結果、負帰還量  $\beta$  が、時間的に非対称を生じ歪の原因となる。<sup>(3)(4)</sup> これらの点から、負帰還回路にサーミスターを用いた場合、発振最低周波数の  $1H_z$  の時間より大きな時定数をもつ素子を選らぶか、或は時定数の充分小さい素子を選べばよい。(一般の可聴周波発振の場合は前者の場合である。)しかし前者の場合で、超低周波発振で、起動の問題が出てくる。すなわち、定常状態になるまでに、サーミスターの時定数の数倍の時間が必要であるからである。

次に振幅制限の安定度を高めるには、振幅制限用サ

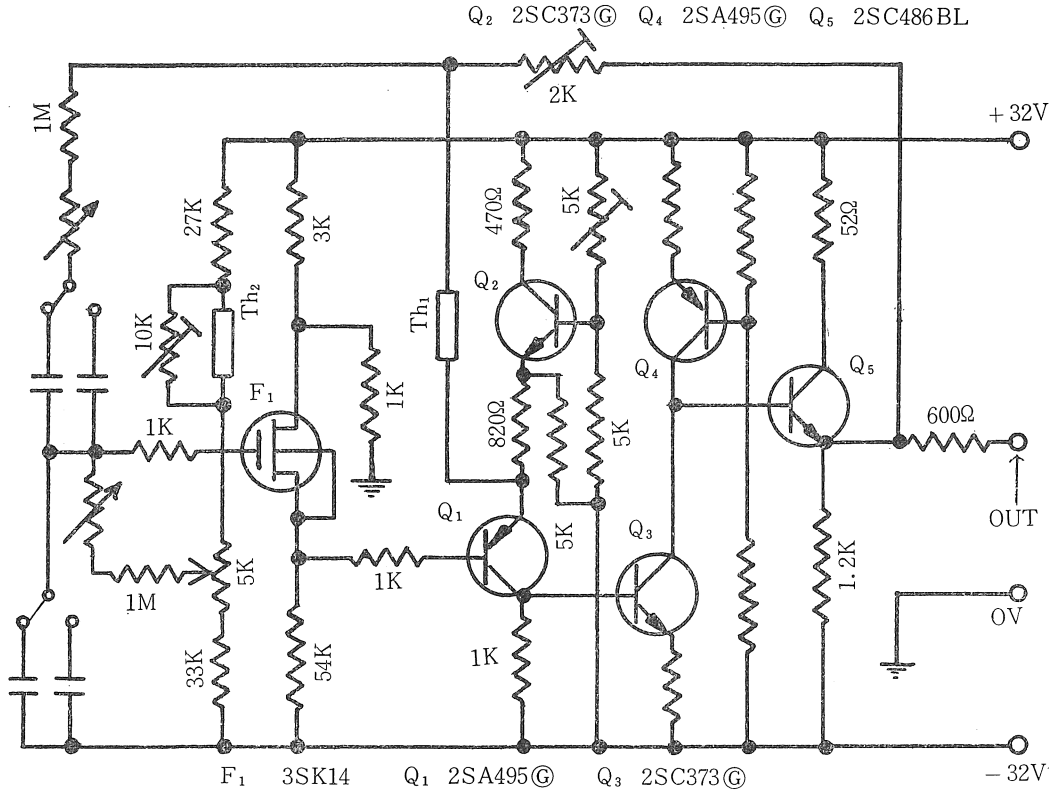


Fig. 3 実験回路図

ーミスターの、特性曲線 (V—I曲線) が急であればあるほど、振幅制限の安定度が高まる。

(3) 実験

実験回路図を第3図に示す。第3図における増幅器の入力回路は、CR回路への影響を極力小さくするため、Mos型 FET (3SK14) を用い、入力インピーダンスを充分高く取った。直流に対する実測値は 150MΩ 以上になった。更に超低周波領域において、周波数特性及び位相特性の良好な、PNP と NPN 型シリコントランジスタを組み合わせて、直接結合増幅回路を用い、発振により、Q<sub>2</sub> のコレクター電流 (超低周波電流) によりエミッタ側電位変動をおさえるため、Q<sub>2</sub> によ

って定電圧化して、Q<sub>2</sub> 段での利得の低下を補っている。この出力は、Q<sub>3</sub> のベースと直接結合している。Q<sub>3</sub> の負荷には、増幅度を充分大きくするために、Q<sub>4</sub> を負荷として定電流化した。又出力段は負荷に影響されないよう、エミッターホロワーとした。Th<sub>2</sub> は周囲温度変動による、出力側の規準電圧レベル (規準電位は 0V を取る) の変動補償用サミスターである。この Th<sub>2</sub> は自己加熱による抵抗値変化は無視出来るよう、電流値が設定されている。電源は周囲温度変動による、電圧ドリフトの出来るだけ少ない、高安定化電源 (温度変化に対するドリフトは 5mV/°C 程度の電源で、自作品である。) を使用して行い、且、r が最少となる点が、丁度、出力における直流

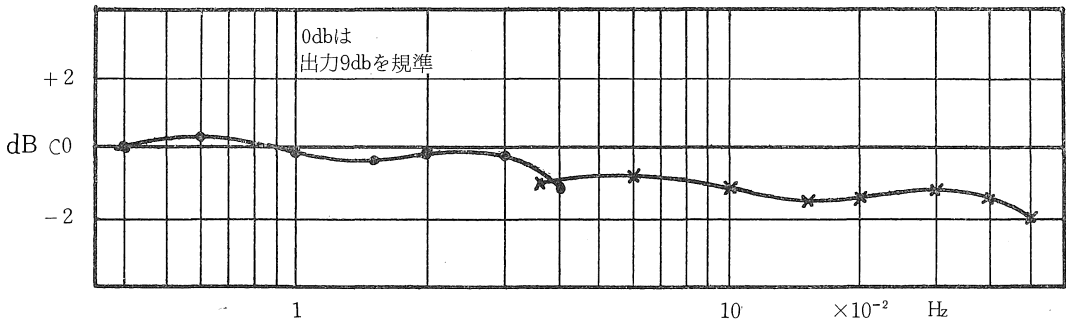


Fig. 4 発振器の周波数特性

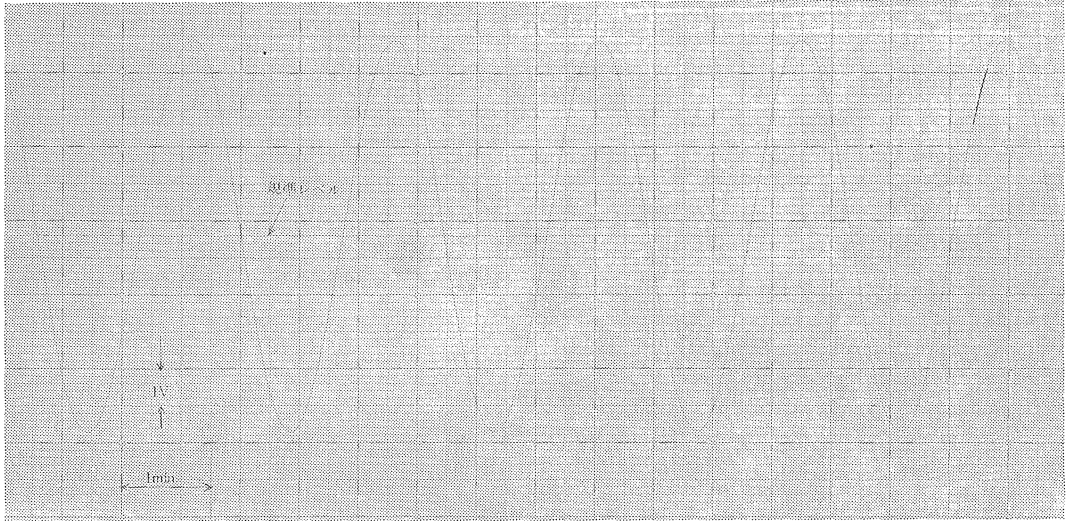


Fig. 5

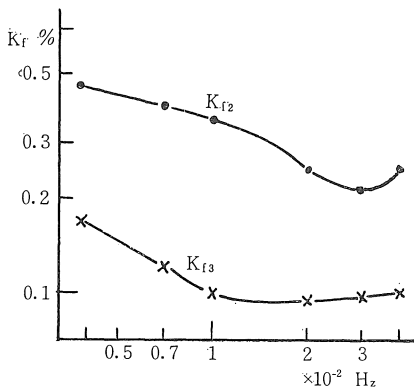


Fig. 6 第2次高調波歪率 $K_{f2}$   
第3次高調波歪率 $K_{f3}$ の  
周波数に対する特性曲線

分が零に取れるようにするため、二電源方式を採用した。尚第3図のCR回路のRは、二連の10M $\Omega$ 、通信機用、24 $\phi$ ・B型可変抵抗器を使用し、それを回転させる事により、周波数を変え、ロータリースイッチでCを切替えバンド選択を行った。

(4) 結果と実験

発振周波数に対する、出力レベル変動の関係を第4図に示す。このレベル変動に対する大きな要因は、Bandを切り替えた場合、CR回路の、2つのCの値、つまりそれぞれの静電容量に差があること。周波数を変えた場合、すなわち、2連の変抵抗器を回した時、回転角に対して、2つのRの値、それぞれに偏差があり、これらによる依存度が高い。例えば2つの抵抗Rを同一の固定抵抗に置き換えて、一方の抵抗を $\pm 5\%$ 変化させた時、出力電圧の変動は約 $\pm 0.9$ dbあった。第5図は今回の実験の最低周波数に近い、約0.007Hzの発振出力波形をペンレ

コーダーに描かせたものである。第6図は0.0038Hz $\sim$ 0.005Hz (1Band) の内で、特定周波数について、ペンレコーダーに描かせた出力波形から、高次調波歪みを求めるために、12点法で解析した。その結果である。ただし、この場合は、出力電圧の規準レベルは零ボルトである。出力例の規準レベルを変動させた場合 $\gamma$ が大きくなり、第2次調波の振幅が増大する。例えば、直流レベルを1V位(交流分は3Vrms)にすると、直流レベルが規準値の時に対して、約3倍にもなった。

増幅器について、Kの実測値は約43db、 $K_0$ については、約9.8db、これらの値から、 $\beta$ は約0.814、さらにGは約34dbとなり、実験時においては、Bは約2.5、に取って行った。これらの値から、第2次高調波歪 $K_{f2}$ は、約0.08%、第3次高調波歪 $K_{f3}$ は約0.02%、となった。尚 $\gamma$ の値は、 $K_{f2}$ が $\gamma$ に比例するため出来るだけ小さくなるよう、設計した、設計値では約0.5に取った。第2次高調波に対して、理論値は実験値の約 $1/2$ になっており、第3次調波に対しては一桁も違う。この違いは、まず増幅器からも出ていると思われる、第3次調波についても同様考えられる。更に大きな要因は、ウインブリッジのCR回路のC及びRの値の差により、位相差が生じ、その結果、歪の原因となろう。又人為的な誤差として、ペンレコーダーで描かせた図から、12点法で求めた。その結果である。

尚起動については、発振周波数の、1.5Hz $\sim$ 3Hz位の起動時間を要した。

(5) あとがき

この結果から判断するかぎり、一般の使用程度ならば、一応使用可能と思われる結果を得た。しかし、かな

り理論値との相違がある。この点について、今後確かめねばならない。

さらに歪みを小さく、より正確にするには出来る限り  $K$  を大きく取り、 $\beta \frac{1}{3}$  に近づけ、動作点の対称度を示す  $r$  についても、出来る限り小さく、簡単に取れるような、或は又、やっかいな温度補償回路も必要のないような回路構成が必要になろう。これらの点を満足させる回路として、平衡形直接結合増幅が、最初の出発点である、廉価で簡単な……、という点では、いささか離れてしまう。以上の問題点、サーミスターの問題、起動問題が後に残る。

#### 参 考 文 献

- (1) И. М. Капчинский МЕТОДЫ ТЕОРИИ КОЛЕБАНИЙ В РАДИОТЕХНИКЕ
- (2) 二木久夫 サーマスターとその応用  
日刊工業新聞社
- (3) R. F. Ridler Distortion feedback  
Back Oscillator Electronic Engineering  
1965
- (4) 田淵誠一 サーマスターのひずみ率  
電気学会誌 73 775 (昭和28年)