RC 發振器の周波數偏移について

荒　井　昌　昭

On the Frequency Deviations of RC-Oscillator

by Masaaki Arai

ABSTRACT : The RC-oscillator has no resonance circuit like a tank circuit of LC-oscillator, so its oscillating frequencies are influenced by the characteristics of amplifer-part compensating a loss of selective circuit, as a result of its low Q-value.

Then the frequency deviations of this sort ,being sometimes several ten per cents or more near the lower and upper frequency limits, were investigated theoretically and experimentally.

Other causes of frequency deviations and fluctuations were also mentioned.

(1950 年 11 月 10 日 受 理)

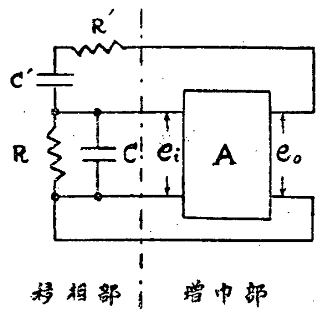
1.　まえがき

1938 年，Scott が RC 發振器の可能性を明かにしてから[1] その進歩發達はめざましく，內外の文献も亦殆んど枚擧に暇のない程である.[2]

RC 發振器は發振狀態に陷つた（正饋還）增幅器であつて，LC 發振器のタンク回路や水晶振動子に相當する Q の高い共振選擇回路を持つていない.[3] 從つて發振周波數は移相部のみならず，增幅部の特性によつて決定的な影響を受ける．このことは Terman 等に依つて旣に指摘されているが,[4),5)] 特にその位相特性が周波數偏移の大きな原因となることを理論及び實驗の兩面から定量的に確かめることが出來た.

又各種移相回路の得失及び安定性に就いても旣に詳しく論ぜられている.[6) 7)] 筆者は Terman 型試作發振器に就いて周波數偏移及び變動 (fluctuation) を調べ，種々興味ある結果を得た.

2. Terman 型 RC 發振器の發振周波數，發振條件



第 1 圖　Terman 型　一般回路

Terman 型 (Wien ブリッジ型を含む) の一般回路は第 1 圖に示すようなものであつて，その入力電壓 e_i と出力電壓 e_o との間には次の關係が成立つ.

$$e_o = Ae_i \ , \ e_i = \frac{Z}{Z+Z'}\,e_o \qquad (1)$$

但し　A = 增幅度（位相を含む）

$$\left.\begin{array}{l} \dfrac{1}{Z} = \dfrac{1}{R} + j\omega C \ , \ Z' = R' - j\dfrac{1}{\omega C'} \\ \omega = 2\pi f \ , \ j = \sqrt{-1} \end{array}\right\} \qquad (2)$$

この場合，R は C の絕緣抵抗を，C は眞空管の入力容量，對地漂游容量を，R' は增幅部の出力抵抗を，C' は補償用トリマーの容量を含んでいる

$$\left.\begin{array}{l} \gamma = 1 + \dfrac{R'}{R} + \dfrac{C}{C'} \ \text{とすれば} \\ 1 + \dfrac{Z'}{Z} = 1 + \dfrac{R'}{R} + \dfrac{C}{C'} + j\left(\omega R'C - \dfrac{1}{\omega RC'}\right) \\ \qquad = \gamma + j\left(\omega R'C - \dfrac{1}{\omega RC'}\right) \end{array}\right\} \qquad (3)$$

$$\therefore \quad \gamma + j\left(\omega R'C - \frac{1}{\omega RC'}\right) - A = 0 \qquad (4)$$

一般に增幅度 A は周波數の函數であつて，振幅特性が平坦で位相變化のない中音部，振幅が減少し位相の進む低音部，及び位相の遲れる高音部に分けて考えねばならない.[8)] 從つてこの點を考慮しない場合には，超低周波及び超音波領域の周波數計算に相當の誤差を伴う.

中音部に於ては，A は實數 A_0（位相變化がない）となるから，(3) 式より次の發振條件，發振周波數を得る (Nyquist の條件).

$$A_0=\gamma\ ,\quad f=f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{RR'CC'}}\tag{5}$$

從つて增幅度 A_0 は γ より大きい正數でなければならないから，二段增幅(中音部に於ける位相變化360°)を必要とする．

$R=R'$, $C=C'$　とすれば

$$A_0=3\ ,\quad f=f_0=\frac{1}{2\pi RC}\tag{6}$$

これが今迄用いられて來た發振條件及び發振周波數の計算式である．

次に周波數特性を考慮した一般的計算に移ろう．

(5) 式の計算に際しては $A=A_0$ と置いたが，抵抗容量結合增幅器 (n 段) の增幅度は次の式で與えられる．[8]

$$A=(-1)^n\prod^n\frac{\mu/R_p}{\left(\frac{1}{R_p}+\frac{1}{R_c}+\frac{1}{R_g}\right)+j\omega C_s-j\frac{1}{\omega C_0}\left(\frac{1}{R_p}+\frac{1}{R_c}+j\omega C_{s1}\right)\left(\frac{1}{R_g}+j\omega C_{s2}\right)}\tag{7}$$

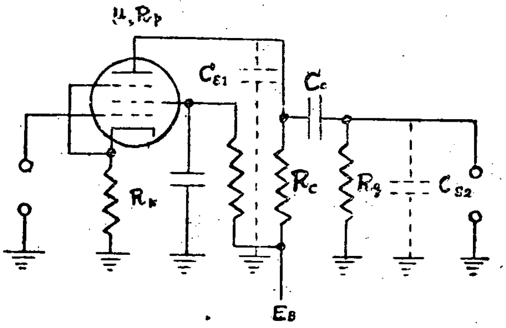
$$\left.\begin{aligned}&\frac{1}{R_{eq}}=\frac{1}{R_p}+\frac{1}{R_c}+\frac{1}{R_g}\ ,\ \frac{1}{R_L}=\frac{1}{R_p}+\frac{1}{R_c}\ ,\ \overline{R_p}=R_p+(\mu+1)R_k,\\ &C_s=C_{s1}+C_{s2}\ ;\quad A_0=(-1)^n\prod^n\frac{\mu R_{eq}}{\overline{R_p}}\ ,\quad \tau_l=(R_g+R_L)C_c,\\ &\tau_h=R_{eq}\left(C_{s1}+C_{s2}+\frac{C_{s1}C_{s2}}{C_c}\right)\approx R_{eq}C_s\ ,\quad \varepsilon=\frac{C_{s1}}{C_c}\frac{R_{eq}}{R_g}+\frac{C_{s2}}{C_c}\frac{R_{eq}}{R_L}\end{aligned}\right\}\tag{8}$$

と置けば

$$A=A_0\prod^n\frac{1}{(1+\varepsilon)+j\left(\omega\tau_h-\frac{1}{\omega\tau_l}\right)}\tag{9}$$

Terman 型では $n=2$. 普通 C_{s1}, $C_{s2}\ll C_c$, 又 R_{eq}, $R_L<R_g$ であるから $\varepsilon\ll1$ (τ_l', τ_h'= 二段目の時定數)．

$$\therefore\ A=A_0\frac{1}{1+j\left(\omega\tau_h-\frac{1}{\omega\tau_l}\right)}\cdot\frac{1}{1+j\left(\omega\tau'_h-\frac{1}{\omega\tau_l'}\right)}\tag{10}$$



第 2 圖　抵抗容量結合增幅器一般回路

これを (4) 式に代入すれば

$$\left\{\gamma+j\left(\omega R'C-\frac{1}{\omega RC'}\right)\right\}\left\{1+j\left(\omega\tau_h-\frac{1}{\omega\tau_l}\right)\right\}\left\{1+j\left(\omega\tau_h'-\frac{1}{\omega\tau_l'}\right)\right\}=A_0\tag{11}$$

$$\left.\begin{aligned}&x=j\omega\tau,\ \tau=\sqrt{RR'CC'}=\frac{1}{2\pi f_0}\ (5)\ \text{式參照}\ ;\\ &\alpha_l=\frac{\tau}{\tau_l}\ ,\quad \alpha_l'=\frac{\tau}{\tau_l'}\ ,\quad \alpha_h=\frac{\tau_h}{\tau}\ ,\quad \alpha_h'=\frac{\tau_h'}{\tau}\ ;\quad \alpha=\sqrt{\frac{R'C}{RC'}}\end{aligned}\right\}\tag{12}$$

とすれば

$$\left(\alpha x+\gamma+\alpha\frac{1}{x}\right)\left\{\alpha_h\alpha_h'x^2+(\alpha_h+\alpha_h')x+(1+\delta)+(\alpha_l+\alpha_l')\frac{1}{x}+\alpha_l\alpha_l'\frac{1}{x^2}\right\}=A_0\tag{13}$$

$$\text{但し}\qquad \delta=\frac{\tau_h'}{\tau_l}+\frac{\tau_h}{\tau_l'}\tag{14}$$

普通 $\tau_l\gg\tau_h$ ($\tau_l\approx10^{-2}$, $\tau_h\approx10^{-6}$) であるから $\delta\ll1$ となり省略出來る．(13) 式を整頓すれば，

$$\begin{aligned}&\alpha_h\alpha_h'x^6+\left\{(\alpha_h+\alpha_h')+\frac{\gamma}{\alpha}\alpha_h\alpha_h'\right\}x^5+\left\{1+\frac{\gamma}{\alpha}(\alpha_h+\alpha_h')+\alpha_h\alpha_h'\right\}x^4\\ &+\left\{(\alpha_h+\alpha_h')+\frac{\gamma-A_0}{\alpha}+(\alpha_l+\alpha_l')\right\}x^3\\ &+\left\{1+\frac{\gamma}{\alpha}(\alpha_l+\alpha_l')+\alpha_l\alpha_l'\right\}x^2+\left\{(\alpha_l+\alpha_l')+\frac{\gamma}{\alpha}\alpha_l\alpha_l'\right\}x+\alpha_l\alpha_l'=0\end{aligned}\tag{15}$$

上式の實數部，即ち x の偶數次の項の和を 0 とし，$y=-x^2=(\omega\tau)^2$ と置けば

$$\alpha_h\alpha_h' y^3-\left\{1+\frac{\gamma}{\alpha}(\alpha_h+\alpha_h')+\alpha_h\alpha_h'\right\}y^2+\left\{1+\frac{\gamma}{\alpha}(\alpha_l+\alpha_l')+\alpha_l\alpha_l'\right\}y-\alpha_l\alpha_l'=0 \tag{16}$$

α_l, α_l' ; α_h, $\alpha_h'\ll 1$ とし二次以上の微少量を省略すれば，

$$y=\frac{1+\frac{\gamma}{\alpha}(\alpha_l+\alpha_l')}{1+\frac{\gamma}{\alpha}(\alpha_h+\alpha_h')} \tag{17}$$

$$\left.\begin{aligned}
&\frac{\gamma}{\alpha}(\alpha_l+\alpha_l')=\frac{\gamma}{\alpha}\left(\frac{\tau}{\tau_l}+\frac{\tau}{\tau_l'}\right)=\tau\cdot\frac{\gamma}{\alpha}\left(\frac{1}{\tau_l}+\frac{1}{\tau_l'}\right)=\frac{f_l}{f_0}\\
&\frac{\gamma}{\alpha}(\alpha_h+\alpha_h')=\frac{\gamma}{\alpha}\left(\frac{\tau_h}{\tau}+\frac{\tau_h'}{\tau}\right)=\frac{1}{\tau}\cdot\frac{\gamma}{\alpha}(\tau_h+\tau_h')=\frac{f_0}{f_h}\\
&f_0=\frac{1}{2\pi\tau}\quad,\quad f_l=\frac{1}{2\pi}\frac{\gamma}{\alpha}\left(\frac{1}{\tau_l}+\frac{1}{\tau_l'}\right)\quad,\quad f_h=\frac{1}{2\pi}\bigg/\frac{\gamma}{\alpha}(\tau_h+\tau_h')
\end{aligned}\right\} \tag{18}$$

と置けば，發振周波數 f は次のようになる．

$$f=f_0\sqrt{\frac{1+(f_l/f_0)}{1+(f_0/f_h)}} \tag{19}$$

一方，(15) 式の虚數部=0 と置き，$y=-x^2$ とすれば

$$\left\{(\alpha_h+\alpha_h')+\frac{\gamma}{\alpha}\alpha_h\alpha_h'\right\}y^2-\left\{(\alpha_h+\alpha_h')+\frac{\gamma-A_0}{\alpha}+(\alpha_l+\alpha_l')\right\}y+\left\{(\alpha_l+\alpha_l')+\frac{\gamma}{\alpha}\alpha_l\alpha_l'\right\}=0 \tag{20}$$

y の値として (17) 式を代入し，二次以上の微少量を省略すれば　$A_0=\gamma$　(21)

結局，發振周波數に對する增幅部の影響は大きいが發振條件に對する影響は小さく，定出力發振の可能性を示している．

超低周波に於ては，α_l, α_l' が相當の大きさになるので，積 $\alpha_l\alpha_l'$ は無視出來なくなる．併し α_h, $\alpha_h'\approx 0$ となるから (16) 式は

$$y^2-\left\{1+\frac{\gamma}{\alpha}(\alpha_l+\alpha_l')+\alpha_l\alpha_l'\right\}y+\alpha_l\alpha_l'=0 \tag{22}$$

この式は簡單に解けるが，次の解を用いる方が便利である．

$$y=1+\left(\frac{f_l}{f_0}\right)+k_l^2\left(\frac{f_l}{f_0}\right)^3\bigg/\left\{1+\left(\frac{f_l}{f_0}\right)\right\} \tag{23}$$

但し　$$k_l=\left(\frac{\alpha}{2\gamma}\right)\left(\frac{\sqrt{\tau_l\tau_l'}}{\frac{\tau_l+\tau_l'}{2}}\right)\leqq\left(\frac{\alpha}{2\gamma}\right) \tag{24}$$

$f_0\gtrsim f_l$ の場合には (23) 式の第三項は殆んど必要がなく，(17) 式と一致する．從つて特に超低周波を望まない限り．(17) 式で充分であろう (第 3 圖)．

$\xi=\dfrac{f_0}{f_l}$ ，$\eta=\dfrac{f}{f_l}$ とすれば (23) 式は

$$\eta^2=\xi(\xi+1)+k_l^2/(\xi+1) \tag{25}$$

$f_0\gg f_l$ とすれば　$\eta\approx\xi+\dfrac{1}{2}$

$$\therefore\quad f\approx f_0+\frac{f_l}{2} \tag{26}$$

低音部に於ける發振周波數の概略値を求める場合には，(26) 式が最も便利である．[5]

發振條件：
$$A_0=\gamma\left\{1+\left(\frac{\alpha}{\gamma}\right)^2\left(1-\frac{1}{y}\right)\left(\frac{f_l}{f_0}\right)-k_l^2\frac{1}{y}\left(\frac{f_l}{f_0}\right)^2\right\} \tag{27}$$

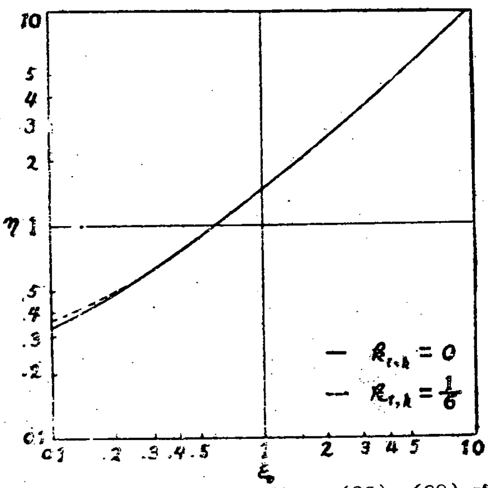
これに (23), (24) 式を代入すればよい．

例えば $R=R'$, $C=C'$; $\tau_l=\tau_l'$ 即ち $k_l=\dfrac{1}{6}$ ：

(24) 式，$f_0=f_l$ とすれば

$\therefore\quad f=1.42\,f_0\quad,\quad A_0=1.04\times 3$

周波數は半オクターブもずれるが，必要增幅度 A_0



第 3 圖　$\xi-\eta$ 曲線　(25), (28) 式

の増加は 0.3 db に過ぎない．この場合 A_0 の増加は發振強度の減少又は發振停止を意味する (實驗參照)．

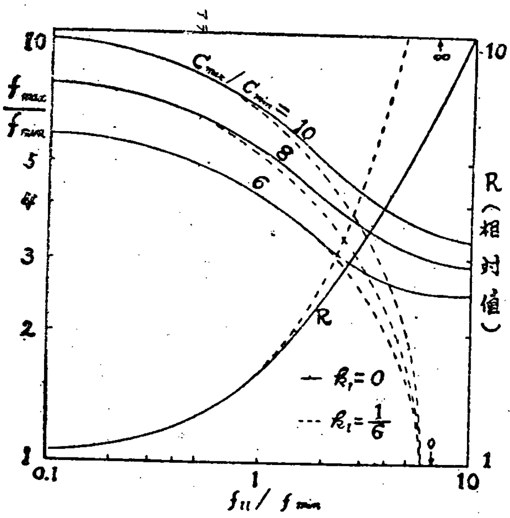
超音波領域に於ける計算も同様である．

$$\eta^2=\xi(\xi+1)+k_h^2/(\xi+1) \tag{28}$$

但し　$\xi=\dfrac{f_{hh}}{f_0}$，$\eta=\dfrac{f_{hh}}{f}$；$k_h=\left(\dfrac{\alpha}{2\gamma}\right)\left(\dfrac{\sqrt{\tau_h\tau_h'}}{\dfrac{\tau_h+\tau_h'}{2}}\right)$　(29)

このように，低音部に於ては發振周波數が豫期された値より増加し，高音部に於ては減少するから，カバーしうる周波數帶は狹くなり，周波數連續可變式 RC 發振器の設計に際し，大きな問題となる．

可變要素としてバリコンを用い，最低周波數 f_{min} が設計目標として與えられた場合，低音部の周波數帶の延び f_{max}/f_{min} が f_{ll} に依つてどのような影響を受けるか，又その時移相部の抵抗 $R(R')$ の値をどの程度變化させねばならないかを計算した (第 4 圖)．



第 4 圖　周波數帶の延び $\dfrac{f_{max}}{f_{min}}$，抵抗 R

周波數特性が理想的な場合には $f_{ll}\approx 0$ となり，周波數帶の延び f_{max}/f_{min} は容量の變化率 C_{max}/C_{min} に一致する．

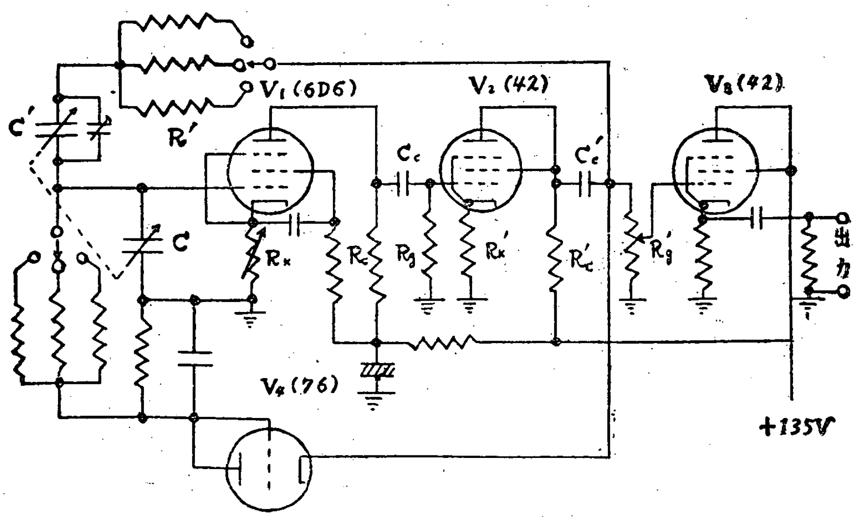
發振器は増幅器と異り，振幅を制御する爲に何等かの非直線回路を有しており，しかも有限振幅と看做されるので，これ迄の取扱いは嚴密に言えば，正しくない．[6] しかし歪等に依る周波數偏移は遙かに小さいから，殆んど問題にならない．

3. RC 發振器の試作及び實驗

スピーカーのような音響機器測定用として，50c/s～10kc を目標にして設計した．バリコンは絶縁のよい物を選び，絶縁接手を用いてボディー・エフェクトを避けた．ダイヤルは全目盛 100，バーニヤで 0.1 目盛迄讀める．バリコン容量は 10～430 $\mu\mu$F で漂游容量，増幅部の特性等を考慮しても，抵抗 R を三段切替にすれば全周波數帶をカバーできる筈である．即ちこの場合の R の値は次のようになる．例えば $C_S=40$～60 $\mu\mu$F；$f_{ll}=20$c/s，$f_{hh}=50$ kc (實驗參照) とすれば $R=R'=9$ MΩ，1.3 MΩ，200 kΩ．

振幅制御回路は，76 の二極管接續による A.V.C. 方式で，緩衝管として 42 のカソード・フォロワーを用い負荷の影響を少くした (第 5 圖)．

周波數の測定には標準電波[10] で較正した 1000 c/s 音叉發振器とブラウン管を用い，開放端子電壓が 5V



第 5 圖　試作 RC 發信器回路圖

(眞空管電壓計による) になるように R_k を調整しながら測定した. R_g' はフル・ゲインの位置に置く. この場合, 未知周波數 f_x と標準周波數 f_s との比を N_L とする.

$$f_x = N_L \cdot f_s \ . \qquad (30)$$

回路定數は次の通り (第5圖).

$R_k = 10\text{k}\Omega\text{VR}$, $R_c = 20\text{k}\Omega$, $C_c = 0.1\mu\text{F}$, $R_g = 500\ \text{k}\Omega$

$R_k' = 800\Omega$, $R_c' = 5.2\text{k}\Omega$, $C_c' = 0.1\ \mu\text{F}$, $R_g' = 500\ \text{k}\Omega\text{VR}$

$C_s = C_s' = 50\ \mu\mu\text{F}$ (假定), 勿論, $R = R'$, $C = C'$.

V_1 (6D6) : $R_p \gg R_g$, R_c , V_2 (42) : $R_p' = 3.0\text{k}\Omega$

((1)) 特性の良い場合

$f_{ll} = 19$ c/s , $f_{hh} = 48$kc (8),(18) 式

$k_l = 0.16$, $k_h = 0.12$ (24),(29) 式

((2)) 低音特性の惡い場合 $C_c = 0.01\ \mu\text{F}$

$f_{ll} = 97$ c/s , $f_{hh} = 48$ kc

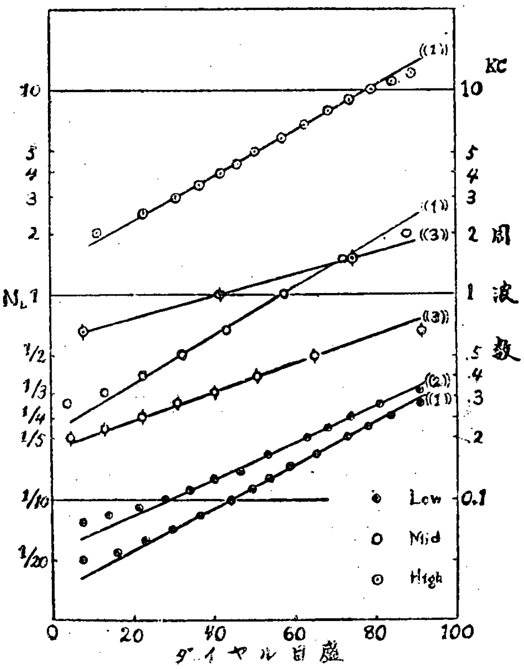
$k_l = 0.10$, $k_h = 0.12$

((3)) 高音特性の惡い場合 6D6 のプレート, アース間に 0.01 μF を入れた.

$f_{ll} = 19$ c/s , $f_{hh} = 252$ c/s

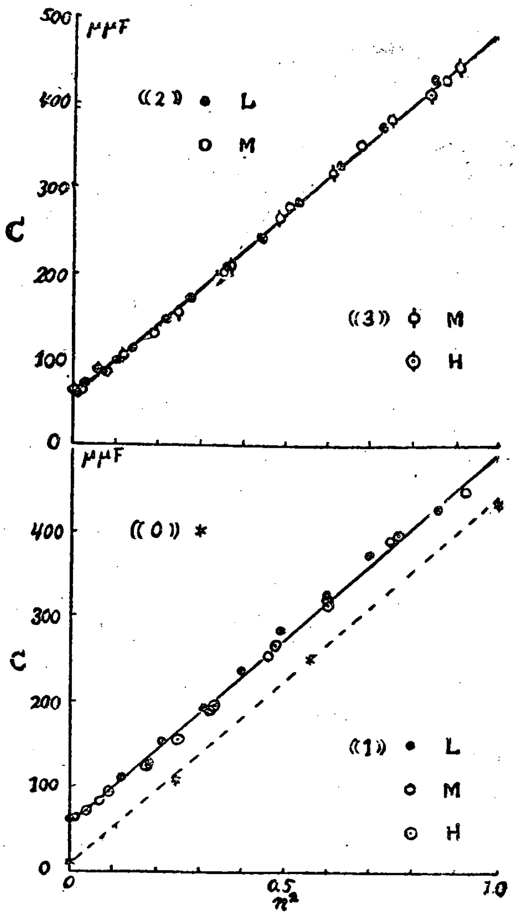
$k_l \fallingdotseq 0.16$, $k_h = 0.01$

この場合には (8), (18) 式の ϵ, ϵ', δ をも考慮せねばならない (第6圖).



第6圖 周波數特性に依る發振周波數の變化

R, C の値を測定して f_0 を求め, f_{ll}, f_{hh} を考慮して發振周波數 f を計算し, 實測値と比較すれば §2 の理論が確められる筈であるが, バリコンのような小容量の測定は普通のインピーダンス・ブリッジでは精度が上らないので, 實測周波數 f からバリコン容量を逆算した結果各測定に於て略々等しい値が得られた (第7圖).



第7圖 バリコン容量 C の計算

$C = C_{max}$ の時 1.0, $C = C_{min}$. の時 0 となるように規定したダイヤル目盛を n とすれば, 第7圖から次の關係式が得られる.

$$C = \Delta C + n^2 C_0 \qquad (31)$$

$\Delta C \approx 0$ とすれば

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \propto \frac{1}{n}$$

となり, 波長直線型であることを示している.

測定番號	$\Delta C\ \mu\mu$F	$C_0\ \mu\mu$F
((1))	60	430
((2))	52	435
((3))	52	435
((0))	10	420

但し((0))は製品に添附されていた測定成績で，參考の爲に掲げた (この場合の ΔC は漂游容量を含まない)．

4.　其の他の原因に依る周波數偏移及び變動

今迄は增幅部の周波數特性に依る周波數偏移を考えてきたが，その外に次のようなものが考えられる．

(1) 發振强度の調節　(2) 利得の調節　(3) 負荷の接續　(4) 眞空管の挿換，等に依る周波數偏移及び (5) 電源電壓の變動に依る周波數變動，(6) 原因不明の偶發變動．

これ等の周波數の變化は前記の音叉發振器 (1000 c/s) を標準にしてダイヤル目盛の移動から測定した．なお，これ等の實験には ((1)) を用いた．

(1) R_k を變えて出力電壓を 0 から 5V にすると，約 0.5 目盛增加する (第 8 圖)．然るに 第 7 圖の曲線 ((1)) の傾斜から $\frac{\Delta f}{f}\approx 2.6\%$/ 目盛 となることが判るから，周波數は約 1.3% 減少した譯である．この變化はダイヤル目盛の位置にも，バンドの切換にも殆んど影響されないから歪による周波數偏移と考えられ事實そのように考えれば定性的ながら一應の説明が得られる．　Terman 型 ($R=R'$, $C=C'$) の場合に於ては全歪率 K_t に對して周波數偏移 $\frac{\Delta f}{f}$ は (32) 式で與えられる[6]から，$\frac{\Delta f}{f}\approx -1.3\%$　とすれば，$K_t\approx 5\%$

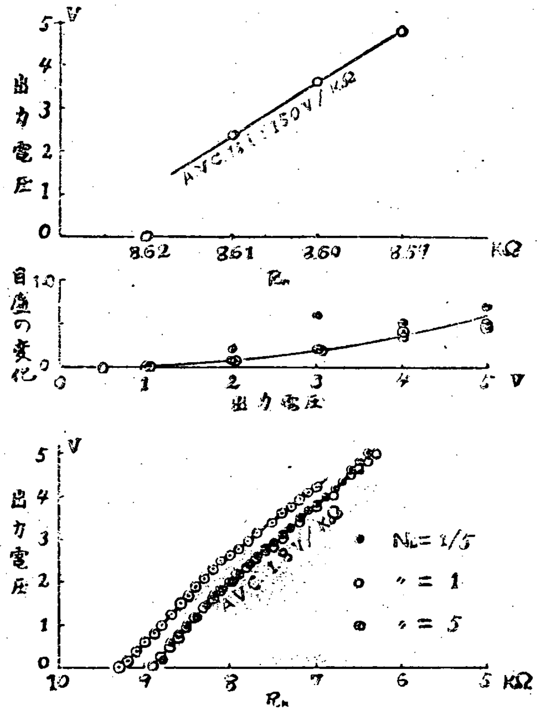
$$\frac{\Delta f}{f}\approx -5.0\,K_t^2 \qquad (32)$$

この値は 6D6 の特性から見て略々妥當なものと考えられる．

A.V.C. 回路を外すと R_k の調節が困難となり，一寸觸ると急激に發振してしまう．このことは第 8 圖に明かで，A.V.C. の効果は一目瞭然である．

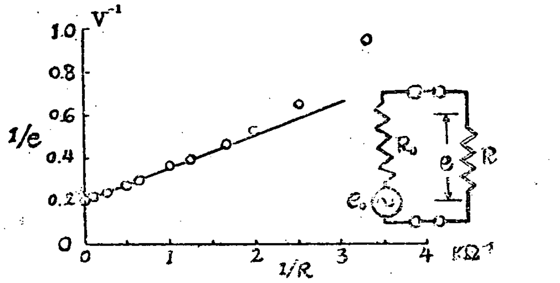
(2) R_g' を調節して 5V (フル・ゲイン) を 1V に絞つても變化は精々 0.1 目盛で，讀取の誤差と區別が附かない．

(3) 1kΩ の抵抗で終端すると，出力は半減するが，周波數は殆んどずれない．また等價出力抵抗は約 800 Ω であることが判つたから，今迄の測定はすべて回路開放と看做しうる．なお等價出力抵抗とは出力端子においてみた内部抵抗 (リアクタンス殆んどゼロ) で，負荷抵抗及び出力電壓の測定から求められる(第 9 圖)



第 8 圖　發振强度，歪に依る周波數偏移

$$e=\frac{R}{R+R_0}e_0 \qquad \therefore\ \frac{1}{e}=\frac{1}{e_0}+\frac{R_0}{e_0}\cdot\frac{1}{R} \qquad (33)$$



第 9 圖　等價出力抵抗の計算　$\frac{1}{e}=\frac{1}{e_0}+\left(\frac{R_0}{e_0}\right)\cdot\frac{1}{R}$

(4) 42 を挿換えても全く變化がない．6D6 は相當むらがあるが，R_K を調節して出力電壓を一定にしさえすれば，周波數は殆んど變らない．(±0.5% 程度)．

(5) $E_f=6$V (蓄電池)の場合，$E_B=150\sim300$V に對し周波數の變化は ±0.5% 以内．

(6) 偶發變動の範圍は約±0.5% で，發振器の信頼度を決める鍵となる．特に高抵抗の使用を餘儀なくされる低音部では變動が大きい．

又バリコン容量の大きい各周波數帶の周波數の低い方で使用した方が，變動は小さく安定である．

これ等の原因による偏移又は變動は精々 1 % に過ぎないが，周波數特性によるものは，兩限界周波數に近づくと一桁大きな値を取る．

5. 發振條件の吟味，出力特性

(8) 式より $A_0=\frac{\mu R_{eq}}{R_p}\cdot\frac{\mu' R_{eq}'}{R_p'}$，(21) 式より

$A_0=\gamma=3.$

V_1 (6D6)　$R_p\gg R_L$.　又　$R_g\gg R_L$

$$\therefore\ \frac{\mu R_{eq}}{R_p}=\frac{\mu R_L}{R_p+(\mu+1)R_k}\approx\frac{g_m R_L}{1+g_m R_k}\qquad(33)$$

R_k を變えると饋還率 $\beta=\frac{R_k}{R_L}$ が變化するのみでなく，g_m 自身も變化する．その上振幅に依つても等價 g_m は變わるから，計算は難しい．まして A.V.C を掛けた場合には殆んど手がつけられない．

V_2 (42) 三極管接續 $\mu'=7.5$, $R_p'=3\ \mathrm{k\Omega}$

$\therefore\ R_p'=9.8\ \mathrm{k\Omega}$.　$R_{eq}'=3.4\ \mathrm{k\Omega}$

$$\therefore\ \frac{\mu' R_{eq}'}{R_p'}=2.6\qquad\therefore\ \frac{g_m R_L}{1+g_m R_K}=\frac{3}{2.6}=1.1_5$$

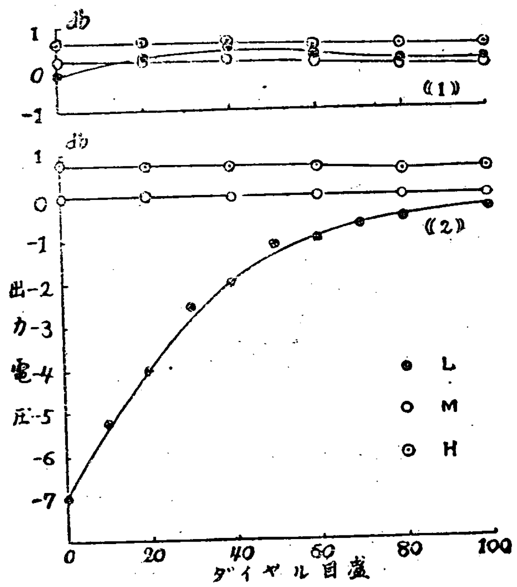
$$R_L=20\ \mathrm{k\Omega}\quad とすれば\quad \frac{1}{g_m}+R_K=17._5\mathrm{k\Omega}\qquad(34)$$

A.V.C. を掛けない時は　$R_K=8.6\ \mathrm{k\Omega}$ ($E_K=12._5$ V) で發振し始めるから $g_m\approx 0.12$ m℧ 一方使用狀態における 6D6 の靜特性から g_m を求めると $g_m\approx 0.15$ m℧ となり，略々滿足すべき一致を得た．

試作發振器の出力特性は，1000 c/s で出力電壓（無負荷）が 5 V になるように R_K を調節してから測定した．

0db=5 V.（第 10 圖）各周波數帶の出力レベルに略々一定の差のあるのは，R と R' が一致せず，しかも $\frac{R'}{R}$ が周波數帶によつてその値を異にする爲であつて，$\frac{R'}{R}>1$ の場合には發振しやすく出力も大きい（第 8 圖，第 10 圖）．

結局，周波數特性が惡いと周波數偏移が大きくなるだけでなく，出力も低下し，場合によつては發振が止つてしまう事もある．((3)) はこの一例で，遂に測定できなかつた．



第 10 圖 試作發振器の出方特性

6. あとがき

以上の結果を要約すると

(1) RC 發振器の發振周波數は增幅部の周波數特性によつて著しい影響を受け，移相部の R, C 丈けが周波數決定要素であるとはいえない（Wien ブリッジ型では移相回路の Q を高めうるから，周波數偏移は遙に小さくなる.[5]）．

(2) 增幅部の周波數特性が惡いと周波數偏移が大きくなるだけでなく，出力も低下し，カバーしうる周波數帶も狹くなる．

(3) 各種の變動を考慮すれば，(周波數確度) ≈±0.5 %．(出力偏差)≈±0.5 db となる．

終りに臨み，種々御教示を賜つた，五十嵐所員に篤い感謝の意を表する次第である．

文　獻

1) H. H. Scott : I. R. E. **26** (1938), 226.
2) 伊東一郎：電氣工學海外論抄 **2** (1949), 137.
3) 村上幸雄：理工研報告 **1** (1947), 9.
4) F. E. Terman, 外 : I. R. E. **27** (1939), 654.
5) 仲丸由正，外：N. E. C. No. 10 (1950), 4.
6) 田中春夫：電氣通信學會雜誌 **32** (1949), 382.
7) 〃 : 〃 **33** (1950), 81.
8) H. J. Reich : "Theory and Applications of Electron Tubes" (1939) p. 175.
9) 大内淳義：*N. E. C.* No. 5 (1949), 8.
10) 松本喜十郎：科學 20 (1950), 463.