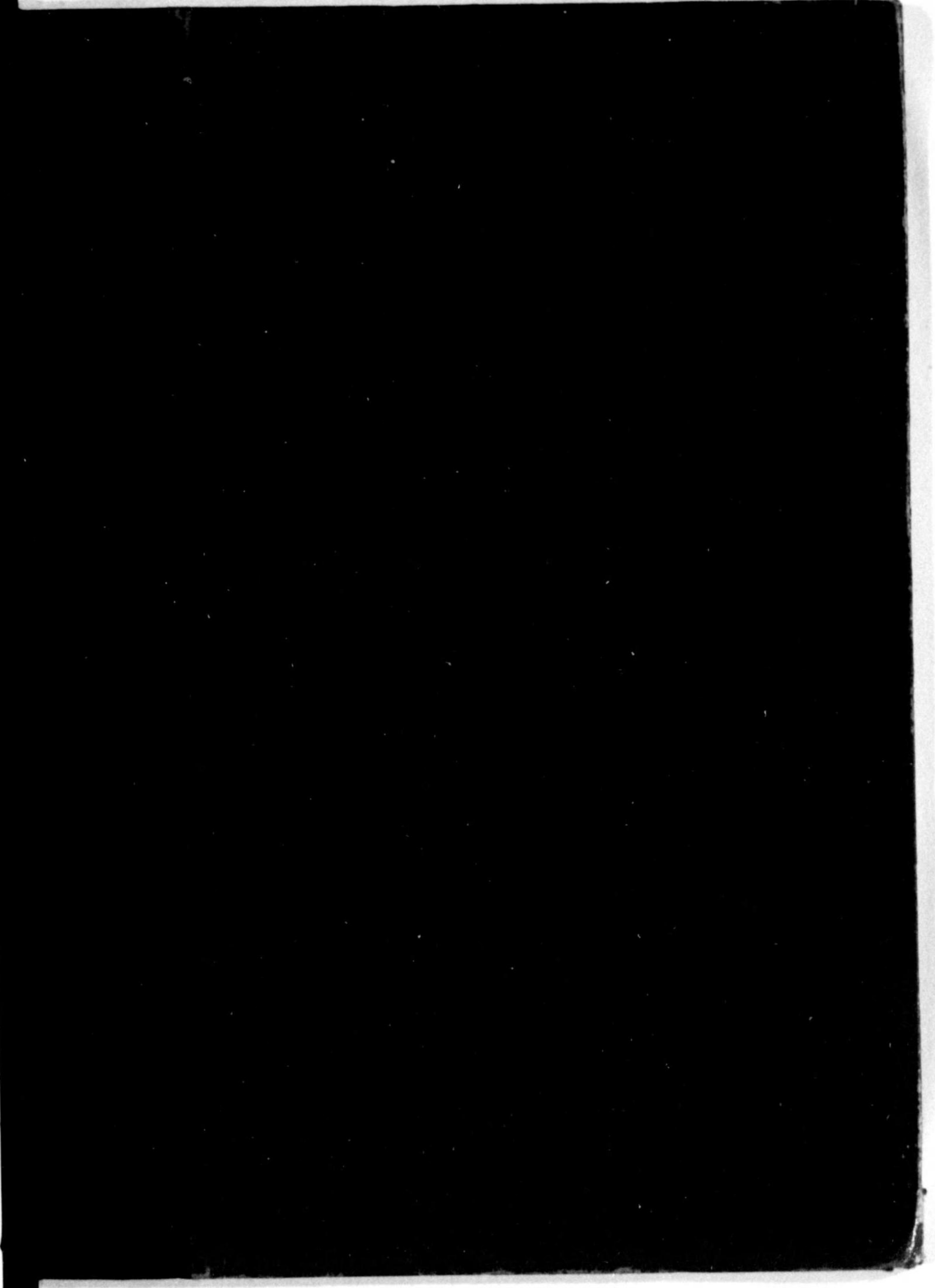


始



549.2

C42

549.2

C42

2# 603  
5

# 真空管回路



工學博士  
千葉茂太郎  
著

共立出版株式會社



## 緒言

本稿は曩に著者の執筆せる「真空管」の内、殊に回路に關係せるもののみを引離し、且つ真空管回路に關する最近の發達をも附加して電子工學叢書の一部門としたものである。本稿に於ては真空管に依る増幅作用、發振作用、檢波作用の順序に記述を行ひ、専ら真空管の高周波工學上の應用に重點を置いた。たゞ真空管に依る整流作用の方は整流管として電子工學叢書の他の部門で詳述される事を豫想して全部省略した。これは著者の豫定せる頁數を超過する事を恐れたのにも一半の原因がある。

本稿は真空管回路の大體の用途、性質、並にその要求等につき最近の趨向を指示するを目的とし、一項目につき詳細なる説明は重要なる個所以外は省いて凡て是を脚註の文獻に譲つた。たゞ各項目の輕重の判斷、並にその取捨撰擇に關しては忽卒の間にまとめたものであるから著者の考ふる所が大方の贊同を得るや否やをひそかに危ぶむものである。其等の點に關し諸賢の叱正を賜はらば著者の欣快之に過ぎざる處である。

著者



## 目次

第1章 真空管に依る増幅回路	1
1 三極真空管の諸定数	1
2 反結合作用なき増幅回路	10
3 真空管及び其回路の雑音	35
4 反結合を除去せる回路	42
5 反結合作用を利用せる回路	53
6 特殊増幅回路	63
第2章 真空管に依る發振回路	71
1 發振回路の諸性質	71
2 自動振回路	82
3 他勵振回路	93
4 送信回路の keying 並に變調	116
5 特殊振動發生回路	141
第3章 真空管に依る檢波回路	163
1 真空管に依る檢波回路	163
2 真空檢波管の諸變形	172
3 真空檢波管の測定上の應用	188

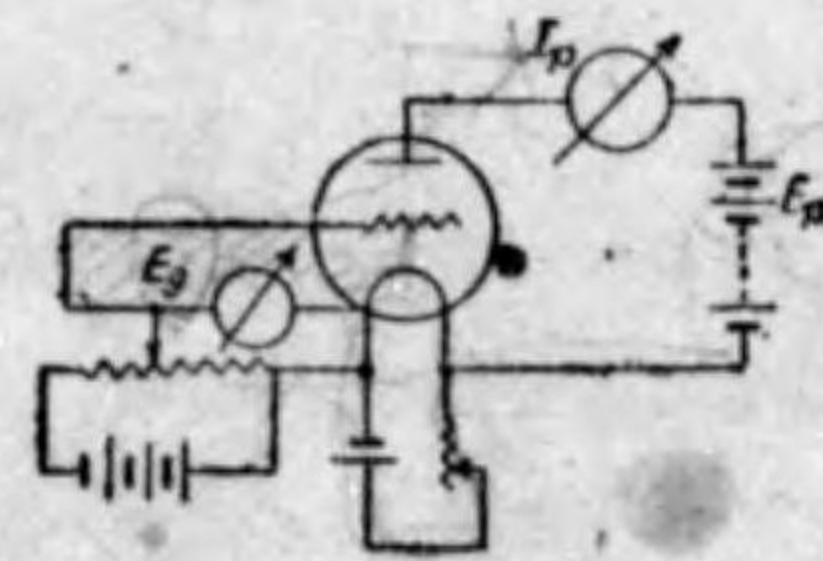
## 第 1 章 真空管に依る増幅回路

### 1. 三極真空管の諸定数

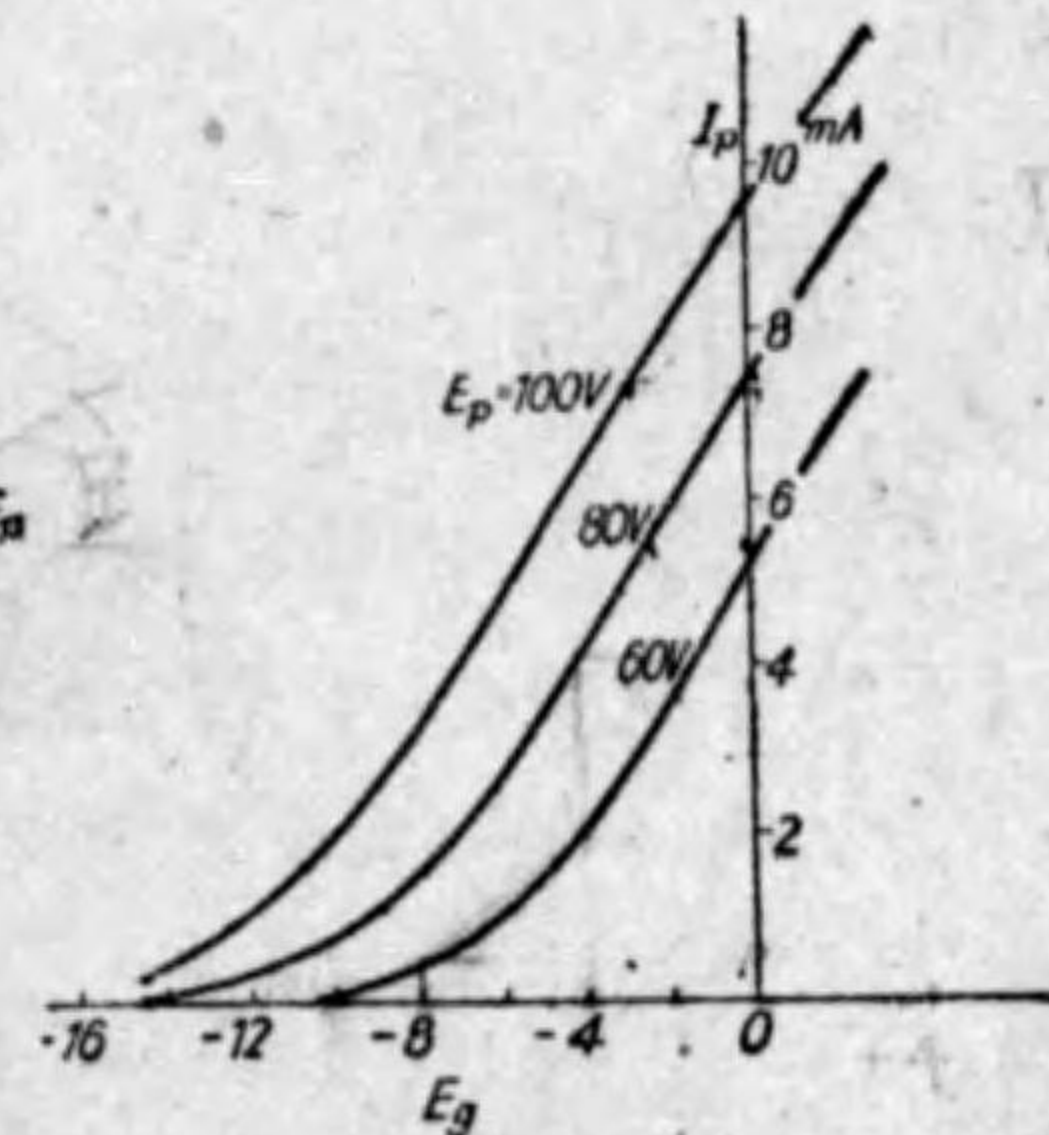
#### A) 三極真空管の定数

真空管を其一部とせる諸回路を利用せんとすれば、先づその真空管が如何なる定数を有するかを知らねばならぬ。それ故順序として三極真空管の定数を説明しやう。

三極管の諸電極に第 1.1 圖 (a) の如く直流電圧を與へ、先づプレートにおける電圧を一定とし、且つ其グリッドの電圧  $E_g$  を變化してプレートに流れ



第 1.1 圖 (a)



第 1.1 圖 (b)

る電流  $I_p$  を読み、 $I_p$  對  $E_g$  の關係を示すならば第 1.1 圖 (b) の如くである。これをプレート電圧  $E_p$  を色々の値に取つて得た同様な關係をも同圖に示してある。斯様にして得られた曲線群は三極管の特性曲線と唱へられる。

此等の特性曲線は

$$I_p = f(E_p, E_g) \quad (1.1)$$

で示されるが、 $E_p$  を或る一定値とした第 1.1 圖(b)の曲線の傾斜

$$\frac{\partial I_p}{\partial E_p} = g_m \quad (1.2)$$

を取つて相互コンダクタンスと云ふ。また  $E_p$  を一定の値として  $E_g - I_p$  の曲線を畫きその傾斜から求めた

$$\frac{\partial E_g}{\partial I_p} = R_i \quad (1.3)$$

を内抵抗と云ふ。更に  $I_p$  を一定とする時  $E_p - E_g$  の關係から

$$\frac{\partial E_p}{\partial E_g} = \mu \quad (1.4)$$

を求めて是を増幅定數と云ふ。

三極管の特性曲線上の與へられた  $E_g, E_p$  従つてその時に與へられた  $I_p$  の點に於ては

$$\frac{g_m R_i}{\mu} = 1 \quad (1.5)$$

の關係がある。

以上はプレート、グリッド、陰極を有する三極管の場合について定義したものであるが、3 個以上の電極を有する多極管に就ても同様である。即ちそのプレート電壓  $E$ 、プレート電流  $I$ 、制御グリッド電壓  $E_g$  の三者の間につき(1.2)乃至(1.4)の關係に依つて相互コンダクタンス、内抵抗、増幅定數を定義して宜しい。

第 1.1 圖(b)の特性曲線では  $I_p$  の下方と上方とに彎曲せる部分があるが、假りに中間の略ぼ直線的の部分のみを取るとすれば、プレート電流  $I_p$  は前記(1.2)乃至(1.4)の關係があるから

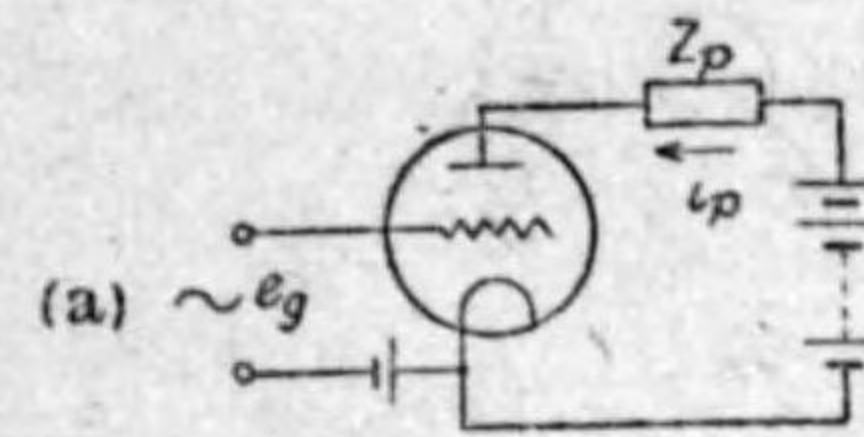
$$I_p = \frac{1}{R} (E_p + \mu E_g) + \text{const} \quad (1.6)$$

の形で表はす事が出来る。若し  $E_g, E_p$  の直流電壓に夫々或角周波數  $\omega$  の

正弦波交流電壓  $e, e_p$  が加はつてゐるとすればプレート電流  $I_p$  にも同じ角周波數  $\omega$  の正弦波交流  $i_p$  が現はれる。(但し  $e_p, e_p, i_p$  はこれら正弦波交流電壓及び電流の振幅とする。) この角周波數  $\omega$  の可變部分のみを取れば(1.6)から

$$i_p = \frac{1}{R} (e_p + \mu e_g) \quad (1.7)$$

となる。第 1.1 圖(a)の如きプレート(外部)回路に何等イムピーダンスが無ければこの式の交流電壓  $e_p$  は無い。(この  $e_p$  は第 1.2 圖(a)の如くプレート回路にイムピーダンス  $Z_p$  があり其れに交流  $i_p$  が流れる事に依り始めて起るのであるから)



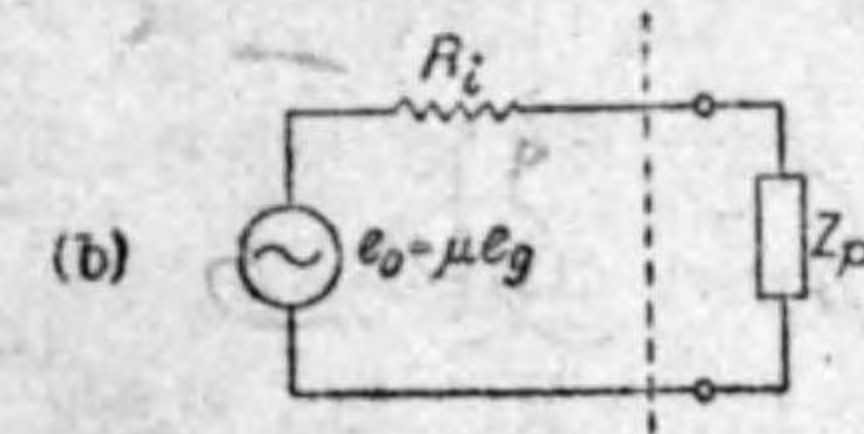
て起るのであるから

$$e_p = -i_p Z_p \quad (1.8)$$

の關係がある。

(1.7), (1.8) から

$$i_p = \frac{\mu e_g}{R_i + Z_p} = \frac{e_0}{R_i + Z_p} \quad (1.9)$$



を得る。此式から直に第 1.2 圖(b)の如き等價回路が得られる。即ち起電力

$$e_0 = \mu e_g \quad (1.10)$$

を有し内抵抗  $R_i$  を有する定電壓發電機を以て三極管を代表させる事が出来るのであつて、これに外部負荷  $Z_p$  をかけるとそれに流れる電流  $i_p$  は(1.9)になる事はこの第 1.2 圖(b)から直に求められるのである。

(1.9) を更に書き改めると次の如く直せる。

$$i_p = \frac{\mu e_g}{R_i} \frac{R_i}{R_i + Z_p} = g_m e_g \frac{R_i}{R_i + Z_p} = i_0 \frac{R_i}{R_i + Z_p} \quad (1.11)$$

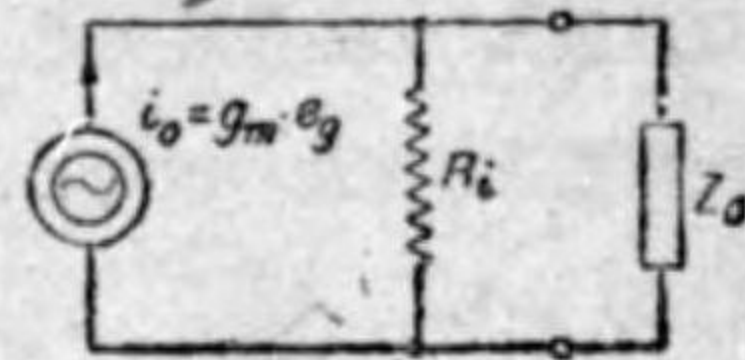
或は更に書き改めて

$$e_p = i_p Z_p = \frac{i_0}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{Z_p}} = \frac{i_0}{Y_i + Y_p} \quad (1.12)$$

となる<sup>1)</sup>。これからわかる様に三極管回路は第 1.3 圖の如く

$$i_0 = g_m e_g \quad (1.13)$$

なる定電流発電機が、内部アドミッタンス  $Y_i = 1/R_i$  を並列に有してゐるものと考へてもよろしい。この時負荷  $Z_0$  に流れる電流  $i$ 、その端電圧  $e_p$  を計算して見ると夫々 (1.11) (1.12) となる。



第 1.3 圖

斯様に三極管回路はその等価回路として第 1.2 圖(b)の如き定電圧回路、第 1.3 圖の如き定電流回路の何れをも考へる事が出来る。その何れを取る可きかは個々の場合の便宜に従へば宜しい。

今負荷インピーダンス  $Z_0$  が純抵抗  $R_p$  であるとせば第 1.2 圖(b)からこの  $R_p$  に現はるゝ交流出力は直に

$$W = \frac{1}{2} i_p^2 R_p = \frac{\mu^2 e_g^2}{2} \frac{R_p}{R_p + R_i} \quad (1.14)$$

なる事がわかる。この式で  $\mu$ 、 $R_i$  は三極管が與へられれば定数であり、グリッド交流電圧  $e_g$  も定まつてゐるとすれば  $R_p$  だけが變化し得る量である。 $R_p$  を變化して出力  $W$  の最大となる時は  $dW/dR_p = 0$  であるから

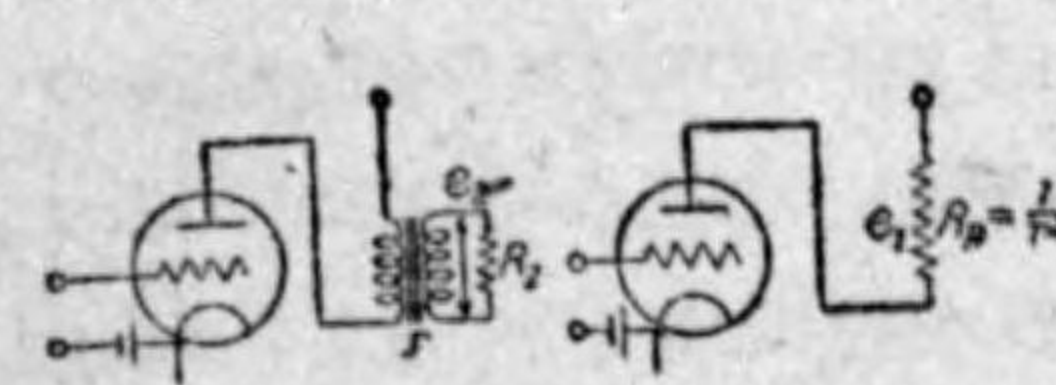
$$\left. \begin{aligned} R_p &= R_i \\ W &= \frac{(\mu e_g)^2}{8R_i} \end{aligned} \right\} \quad (1.15)$$

である。若しプレート回路につなぐ可き負荷抵抗  $R_p$  が定まつたものであれば (1.15) はそのまゝ満足されないが、この時は  $R_p$  を第 1.4 圖の如きプレート回路に入れた變壓器の二次回路の負荷としてやれば宜しい。即ちこの變壓器の一次對二次の捲線比を  $r$  とすれば一次側から見れば  $R_p = R_i/r^2$  の關係にある故

1) これは所謂インピーダンス・アドミッタンス變換の法則の適用の一例であつて、(1.12) と (1.9) を比較すると  $i$  は  $e_p$  に、 $e_g$  は  $e_p$  に、インピーダンス  $Z$  はアドミッタンス  $Y$  に書き變へた形になつてゐる事が知られる。

$$R_p = R_i/r^2 = R, \quad r = \sqrt{R_i/R_p}$$

の關係を満足する様な捲線比  $r$  を變壓器に與へれば宜しい。



第 1.4 圖

(1.15) からわかる様に三極管が増幅管として同一のグリッド電圧  $e_g$  に対しどの程度までの大いさの出力を與へ得るかは  $\mu^2/R_i$  に比例する。これに場合依ると真空管の固有能能力 (Güte, Figure of merit) と唱へる。即ち固有能能力は次の式で與へられる。

$$\mu^2/R_i = \mu g_m \quad (1.16)$$

#### B) 真空管定数の測定法

前項に述べた三極管の定数を測定に依つて知るには各種の方法がある。代表的のものとして靜的決定法を先に述べやう。先づ第 1.1 圖(b)の如き特性曲線群を求めると。然る後例へば  $E_p = 80V$  の曲線で  $E_g = -2V$  の點を取り、其處の曲線の傾斜  $\Delta I_p/\Delta E_g$  を取れば (1.2) から相互コンダクタンス  $g_m$  は

$$g_m = 0.8 \times 10^{-3} = 800 \mu\text{mho}$$

となる。またこの圖で  $I_p = 6 \text{ mA}$  を一定と取ると、 $\Delta E_g = 2.6 V$  の變化は  $\Delta E_p = 20 V$  だけの變化に相當するから増幅定数  $\mu$  は (1.4) から

$$\mu = \frac{20}{2.6} = 7.7$$

となり、最後に (1.5) から 内抵抗  $R_i$  は

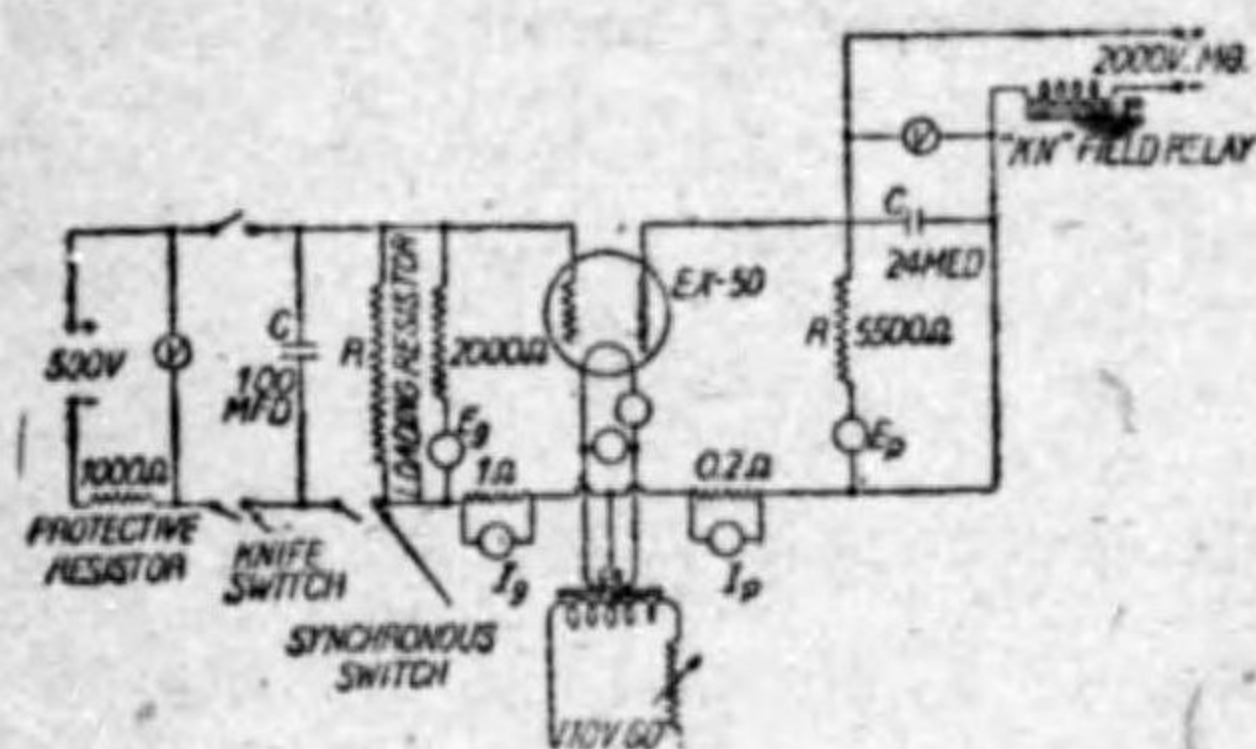
$$R_i = \frac{\mu}{g_m} = \frac{7.7}{0.8 \times 10^{-3}} = 9600 \Omega$$

となる。これが  $E_p = 80 V$ 、 $E_g = -2 V$  附近のこの三極管の定数である。  $E_p$ 、 $E_g$  の値を變へるとこの値は多少違つたものとなる。斯様な方法は特性曲線の  $E_p$ 、 $E_g$  の廣い範圍に亘つて  $\mu$ 、 $g_m$  等が如何に變化するかを見るに計算に手數がかかるのみならず、不正確となり易い。それ故特性曲線の直線部分で



代表的の定数を求める場合は兎も角として、それ以外の時には反つて動的決定法を用ゐたがよい。

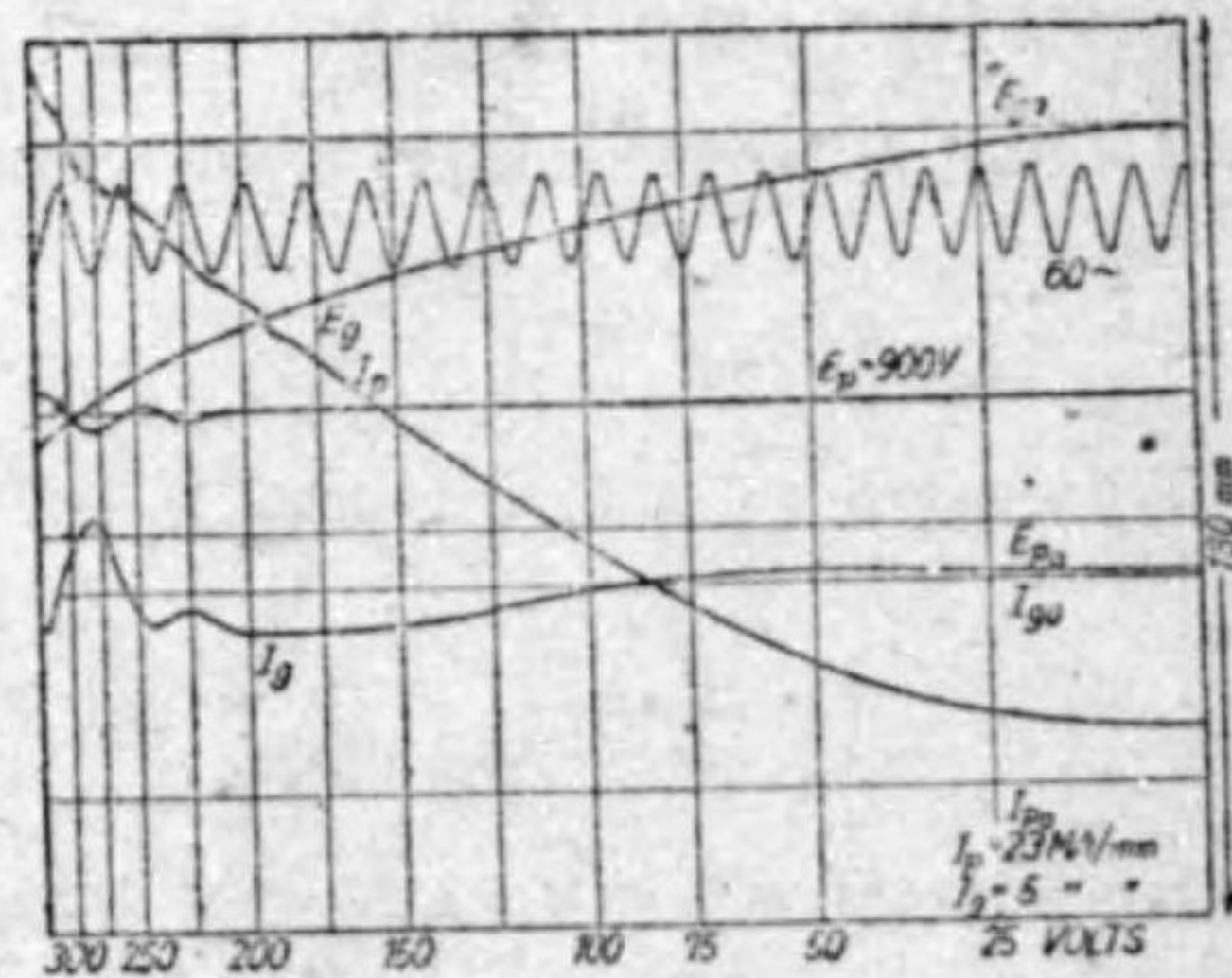
送信管の如き大型のものにあつては第 1.1 圖 (b) の如き静的特性曲線そのものを取る事も難しい。それは普通の方法で特性曲線上の一點毎に求めるのではグリッド負電位の少い値、並に正の値の範囲では送信管に過負荷がかゝり易いからである。斯様な時にはコンデンサーを充電させて後、放電する時



第 15 圖 (a)

の電圧変化を試験す可き送信用三極管のグリッドにかけ其プレート電流をオシログラフで畫かしむるが宜しい。第 1.5 圖 (a) に示す如く大なる値のコンデンサー (圖の場合に 100 μF のもの) を必要な電位差まで充電し

それを比較的短時間に抵抗を通じ放電した時に其抵抗に現はれる端電壓をグリッドにかけるのである。即ちこの圖の 100 μF のコンデンサー C の左側に示されたスイッチを入れて圖の場合 500 V まで充電し然る後このスイッチを開いてコンデンサーの下端右側にあるスイッチを閉ぢる。それと同時にオシログラフの撮影装置も作動し、プレート電流  $I_p$ 、グリッド電圧  $E_g$  等の變化がオシログラフで記録される様

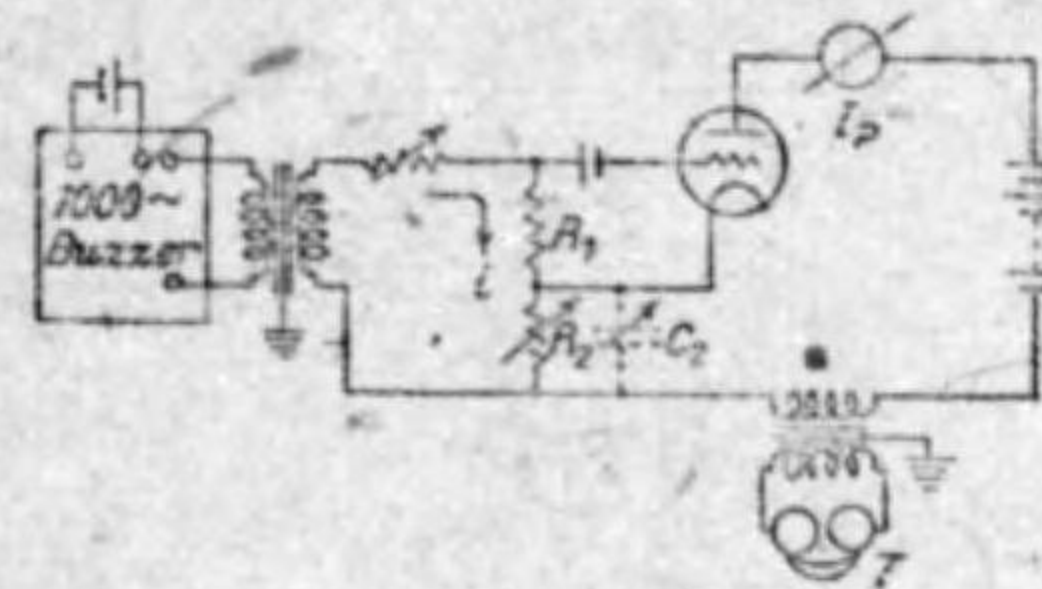


第 15 圖 (b)

1) H. N. Kozanowski and I. E. Mouromtseff. Proc. I. R. E. Aug. 1933. p. 1082.

になつてゐるのである。第 1.5 圖 (b) は斯様にして得た記録の一つである。斯様なデータを  $E_g$  の色々の値に就いて取れば真空管の静的特性曲線がグリッドの正電圧の範囲で求められる。

(小型三極管に於ては定数の動的決定法としては可聴周波数の交流に依るものがある) 第 1.6 圖はその場合の接続である。可聴周波数、例へば 1000 〃の



第 1.6 圖

電流を圖の抵抗  $R_1, R_2$  に供給し、 $R_1$  に現はれた交流電壓を試験す可き三極管のグリッドにかける。プレート回路の受話器は  $R_2$  の一端とプレート直流電源の負端との間に入れる。抵抗  $R_2$  を調整して受話器に音が聞えなくなれば

交流は圖の  $R_1, R_2$  のみに流れてゐる。この時三極管への入力電圧は

$$e_i = R_1 i$$

で、出力電圧はこれが  $\mu$  倍されて

$$e_o = \mu e_i = \mu R_1 i$$

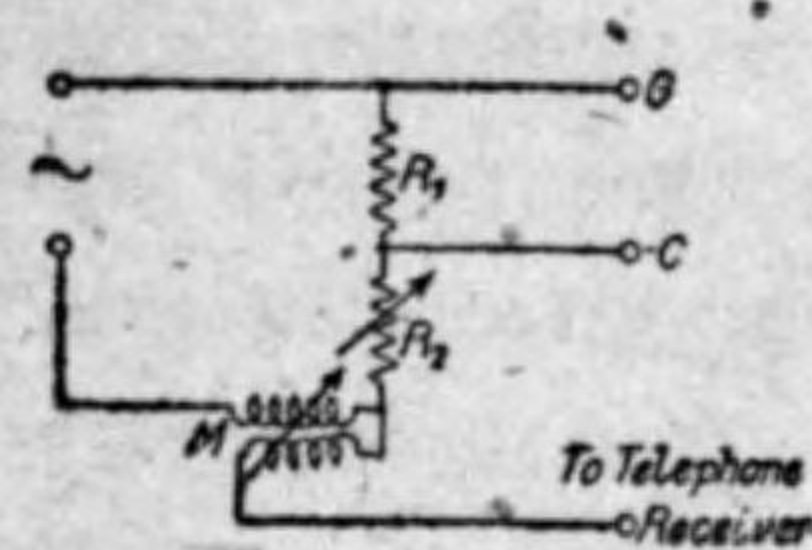
である。この電圧が  $R_2 i$  と平衡してゐる爲に受話器には交流が流れず音が聞えないのである。即ち

$$\mu R_1 i = R_2 i, \quad \mu = R_2 / R_1 \quad (1.17)$$

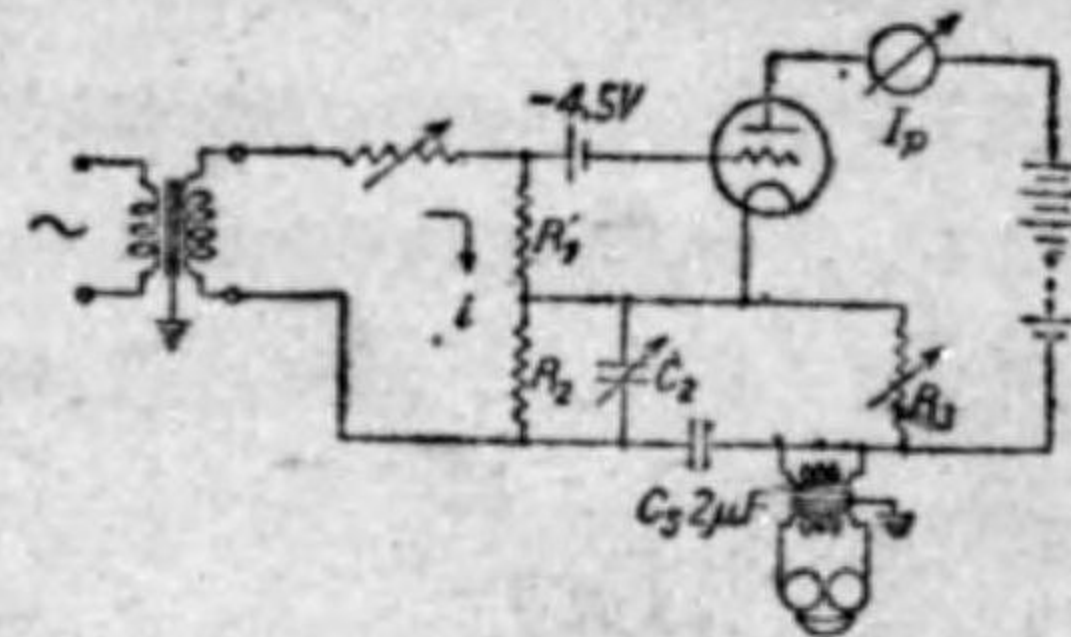
これから増幅定数  $\mu$  を求める事が出来る。

第 1.6 圖の回路の配置の様、又は定数の取り方に依つてはグリッド側は割合に静電容量の多い事がある。(是は殊に  $E_g$  を變化せしむる爲のポテンシオメーター等の配置された場合に多い。) その時は空気加減コンデンサー  $C_2$  を  $R_2$  に並列に入れると宜しい。例へば  $\mu=8$  程度の三極管で  $R_1$  として 300 乃至 500  $\Omega$  に取れば  $R_2=2,400$  乃至 4,000  $\Omega$  となる。この場合には  $C_2$  としては最大値 100  $\mu\mu\text{F}$  程度のもを使へば良い。若し  $R_1, R_2$  をもつと低く取つてやればこの  $C_2$  は不要である。(コンデンサー  $C_2$  の代りに

小さい相互インダクタンス  $M$  を第 1.7 圖の如く用ゐるも宜しい。測定後の定数の計算には此等の  $C_2$  や  $M$  を考慮しないでも差支ない事が多い。



第 1.7 圖



第 1.8 圖

三極管の内抵抗を測るには第 1.8 圖の如く接続する。この圖でコンデンサー  $C_2$  は直流を阻止する爲である。その他この圖と第 1.6 圖との差違はプレート回路に抵抗  $R_3$  が入つてゐて  $R_2$  と受話器との回路に並列になつてゐる事である。やはり交流電源より供給される可聴周波交流に依つて抵抗  $R_1'$  に現はれる端電圧を測る可き三極管のグリッドに加へる。この時の出力電圧は  $iR_3$  であるから (1.9) より

$$\frac{\mu e_g R_3}{R_1 + R_3} = \frac{\mu R_1' R_3}{R_1 + R_3} i$$

を得る。この電圧が  $iR_2$  と平衡した時受話器に音が聞えなくなるのであるから

$$R_2 i = \frac{\mu R_1' R_3}{R_1 + R_3} i$$

又は

$$R_1 + R_3 = \mu R_1' R_3 / R_2 \quad (1.18)$$

若し  $R_2$  を第 1.6 圖の  $\mu$  決定の時と同じ値とし、 $R_1'$  を其場合の 2 倍に取つたまゝ  $R_3$  を變化して平衡を得たとすれば (1.17) (1.18) から

$$R_3 = R_1 \quad (1.19)$$

を得て、直に内抵抗  $R_1$  を知る事が出来る。この場合必要あれば  $R_3$  にコ

デンサー  $C_2$  を入れる事は第 1.6 圖の時と同様である。この第 1.8 圖でプレート回路には直流電流計を入れてあるが、是で  $I_p$  を読んでその抵抗  $R_3$  の電壓降下を考慮して第 1.8 圖第 1.9 圖の兩方の場合實際のプレートにかかる直流電圧が同一である様にする事が必要である。

三極管の代り多極管の場合に於てもその定数は (1.2) (1.3) (1.4) に依つて定義される事は前に述べた。多極管、殊に遮蔽真空管の如き内抵抗  $R_1$  の高い真空管の定数を測る時には、(1.18) で  $R_3$  は  $R_1$  に比し省略し得るほど小さく取ると  $\mu/R_1 = g_m$  なる故

$$g_m = R_2 / R_1' R_3 \quad (1.20)$$

となる。これから相互コンダクタンス  $g_m$  を測る方が便利である。そして増幅定数  $\mu$  を測れば内抵抗  $R_1$  は (1.5) から計算すれば宜しい。なほ斯様な多極管の定数測定の様な高インピーダンス回路では増幅定数や相互コンダクタンスを測るに第 1.6 圖、第 1.8 圖に示した様に電源と測定回路との結合箇所や、受話器の個所に遮蔽變壓器を使用すると誤差が少くなる。測定の誤差を來す主なる原因は受話器に流れる漂遊電流である。これがあると受話器に依る平衡が明瞭に出ない。其を検するには真空管をソケットより取外し抵抗  $R_1$  ( $R_1'$ ) を加減して見て受話器に聞える音に變化あるや否やを見れば宜しい。若し變化のある様な時は漂遊電流が相當あるのであるからそれが無くなる様に配線や遮蔽に注意をしなければならない。

第 1.6 圖、第 1.8 圖の測定はグリッドにかける交流電圧  $e_g$  はその振動が小さくグリッド電流は流れない事を假定してゐる。それ故必要以上に  $e_g$  を大としないで測定を行ふ事が大切である。この注意はグリッドの偏倚電位  $E_g$  の大きい場合の定数の測定には必要ないが  $E_g$  の少い個所での定数の測定には大切である。もつとも通常はグリッド電圧  $e_g$  を與ふ可き抵抗  $R_1$  ( $R_1'$ ) は低く取つてあるから、假りに電圧  $e_g$  の交流變化のサイクルの或部分でグリッド電流が少々流れる程度でも (1.17) 乃至 (1.20) に依る結果には影響がな

い。それ故斯様な方法で電圧  $e_g$  を必要以上に大きくしないでグリッドの正電位の範囲も定数の測定を行つて差支ない。

## 2. 反結合作用なき増幅回路

### A) 抵抗結合に依るもの

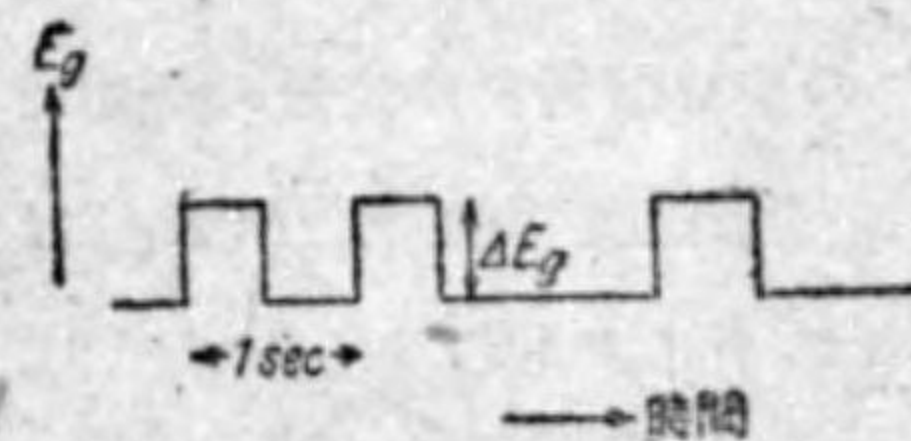
(真空管の一番主要なる用途は増幅管に在る)。一個の増幅管回路でもまた多數の三極管で段数を多くした増幅管回路でも出力電圧の一部が入力側に饋還される事が多い。(これは外部回路の相互インピーダンスに依るものと真空管の内部電極間のインピーダンスに依るものと2種類が考へられる)。これ等は凡て反結合作用ある増幅回路である。(斯様な反結合作用は一般的に云つて周波数が高くなるほど著しくなる)。反結合作用ある増幅回路は複雑であるからその記述を後節に譲り最初に反結合作用なき増幅回路を考へる。

(先づ抵抗結合に依る増幅回路を述べやう。第 1.2 圖(a)の如き三極管回路がありとしそのプレート回路には抵抗  $R_p$  が入つてゐると考へる。今グリッド電位  $E_g$  が  $\Delta E_g$  だけ變化したとすればそれに対応してプレート電流  $I_p$  は  $\Delta I_p$  だけ變化する。従つて外部抵抗  $R_L$  には電圧變化  $\Delta E_o$  が出る。従つて特性曲線の直線的部分を考へれば (1.6) から可變部分のみを考へて

$$\left. \begin{aligned} \Delta I_p &= \frac{1}{R_i} (\Delta E_p + \mu \Delta E_g) \\ \Delta E_p &= -R_p \cdot \Delta I_p \end{aligned} \right\} \quad (1.21)$$

この兩式から

$$A_1 = \frac{\Delta E_p}{\Delta E_g} = \frac{\mu R_p}{R_i + R_p} \quad (1.22)$$

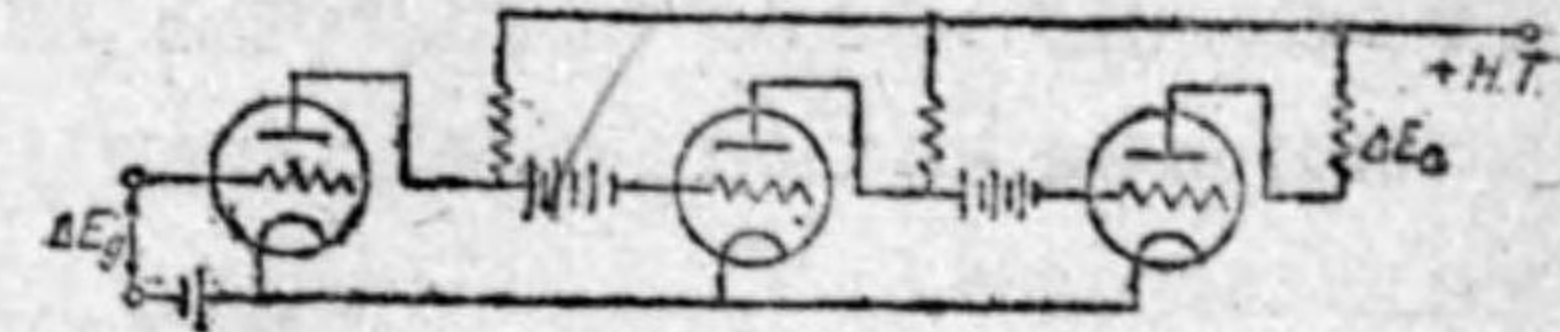


第 1.9 圖

を得る。これが一段の増幅度  $A_1$  である。従つて  $E_g$  の變化  $\Delta E_g$  が例へば第 1.9 圖に示す如きものであれば、それに対応して  $E_p$  の變化  $\Delta E_p$  も同じ様な波形となつて現

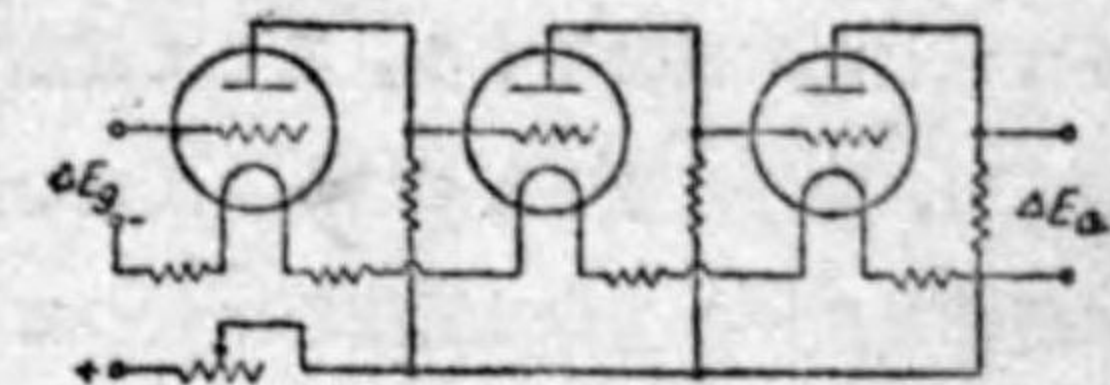
はれる。斯様な増幅器は所謂直流増幅器である。

(若し増幅度を増大しやうとするには斯様な増幅器回路を幾段もカスケードに接続すれば



第 1.10 圖 (a)

宜しい。第 1.10 圖(a)はその一例である。但し第二段、第三段の三極管のグリッドがそれ等の陰極に對し適當な電位、即ち第 1.1 圖(b)で示



第 1.10 圖 (b)

した様に特性曲線の直線部分に働作點を持つて來る爲に適當な値の偏倚用電池をプレート抵抗と次段の三極管グリッドとの間に挿入する必要がある。若しこの圖の各段の増幅度  $A_1$  が何れも等しいとすればこの増幅器全體としての増幅度  $A$  は

$$A = \frac{\Delta E_o}{\Delta E_g} = A_1^n$$

である。(一般的に云つて  $n$  段あれば是は  $A_1^n$  である。)

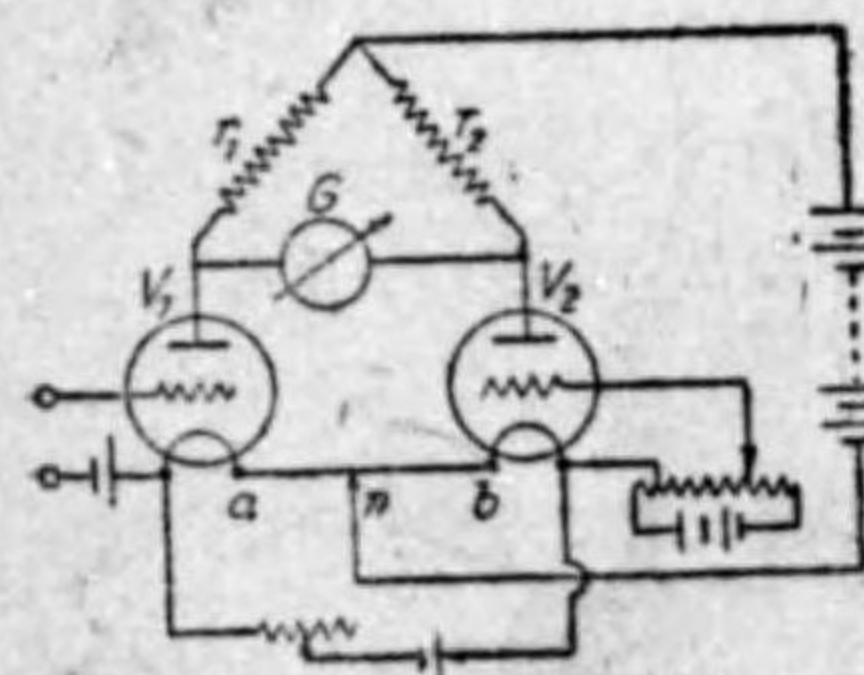
第 1.10 圖(a)の様に各段の間に偏倚用電池を用ゐない接続の一例は第 1.10 圖(b)の如くである。

斯様な方法に依つて直流電壓の變化は可なりの程度まで理論的には増幅出來る譯であるが、(實際上はグリッドへかかる電壓の變化が相當大でなければ不可ぬ。交流電壓  $e_g$  としてグリッドにかける時は例へば 1 mV、若くはそれよりも遙に小なる値でも容易に増幅出來るが直流電壓では其が出来ない。それは三極管のフィラメントや、プレートの電源の些少の變化に依つて起るプレート電流の變動があり、其が入力側グリッドに本當に加へた電壓の變化  $\Delta E_g$  に依つて起る變化  $\Delta I_p$  と區別がつかないからである。交流増幅の場合にはプレートへ現はれる電流  $i_p$  は斯様な電源の状態の變動から起る電流變化と

周波数が違ふので差支ない。それ故直流増幅といふ事は交流増幅よりも遙に困難であり、餘りに小さいグリッド電位の變化  $\Delta E_g$  は全然増幅されて出力側に現はれぬ事を忘れてはならぬ。そして直流増幅の場合には少くとも次の諸注意が必要である。

- (i) フィラメント電池、及びプレート電池は大容量のものを用ひ充分よく充電したる後使用する。そして真空管回路に電流を供給して相當の時間の經過後、定常状態となつてから測定を開始する。(ii)回路の配置に注意し殊に絶縁を良好とし漏洩電流等に依つて不安定な抵抗が回路に入らぬ様にする。(iii)三極管は勿論排氣の極めて良好なるを必要條件とし、且つ電子放出状態の安定なフィラメントの種類を用ひたものとする。

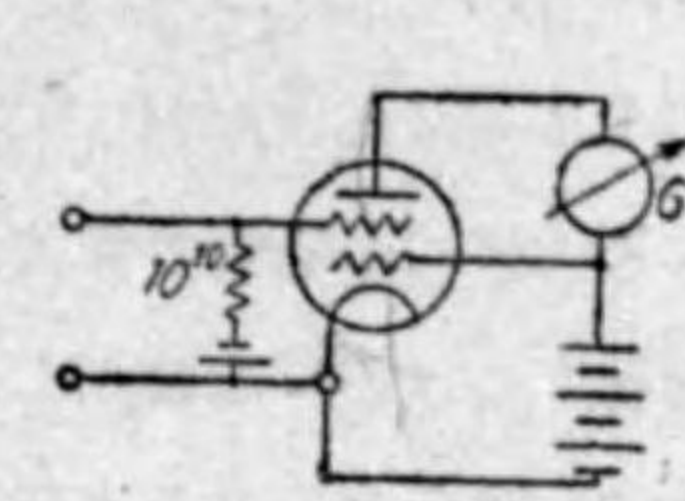
如何しても小さい値の直流電位の變化を増幅する必要がある場合には特殊の工夫がある。その直流電位を何等かの方法で或角周波數  $\omega$  なる交流電位に変換せる後増幅するのも一法である。(是に就ては後述する。)第 1.11 圖は他の一方法で 2 個のなる可く特性の類似せる三極管  $V_1, V_2$  と二個の抵抗  $r_1, r_2$  とで電橋を形成し、それに検流計  $G$  を接続するのである。プレート電流の負端  $n$  を摺動抵抗線  $ab$  上で適當な點に置き、 $V_1, V_2$  のグリッドの負電位、並に抵抗  $r_1, r_2$  を加減すればプレート電位の變化  $\partial E_p$ 、フィラメント電流の變化  $\partial I_f$  があつても  $\partial I_p / \partial E_p, \partial I_p / \partial I_f$  が双方の三極管  $V_1, V_2$  に就き殆んど同じ値である個所が見出される。それ故電源の變動に依る誤差が消去されて相當感度の高い検流計を用ひて  $\Delta I_p$  を調べる事が出来る。従つて真空管  $V_1$  にかけた小さいグリッド電位の變化  $\Delta E_g$  をも検出する事が出来る。これは電壓増幅と云ふよりも寧ろ  $\Delta E_g$  に依り  $\Delta I_p$  を得て、單に小さい  $\Delta E_g$  を検知する方法である。



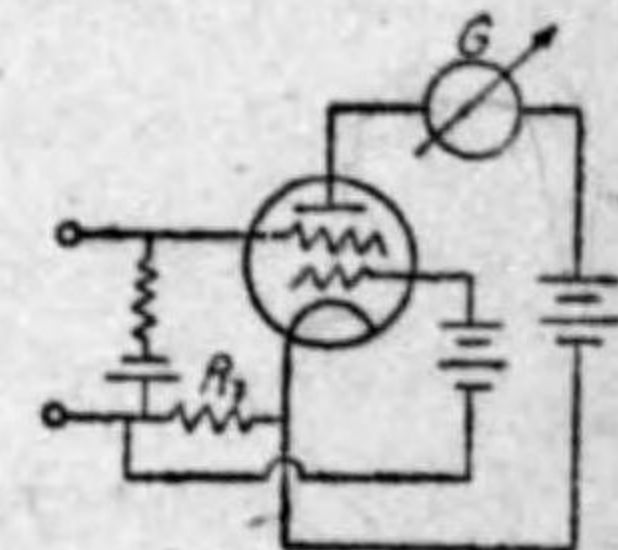
第 1.11 圖

第 1.11 圖の如き接続も時として使用される。これでは空間電荷グリッドを有する四極管を使用するがその電壓を低く取つてある。これは真空管内で衝突に依る電離に依るイオン電流の發生を防ぐ爲である。電極電壓 10 V 以下ならばイオン電流は現はれないからそのプレート回路への影響はない。なほこの圖でグリッド、フィラメント間に高抵抗を接続してあるが、この高抵抗も規定値となる様にそれ以外に不安定なる漏洩抵抗のなき様絶縁に充分注意が要る。斯様な  $\Delta E_g$  の検知法に於て (1.21) からわかる様に同一の  $\Delta E_g$  に對し  $\Delta I_p$  を大とするには相互コンダクタンス  $g_m = \mu / R_i$  を多くすれば宜しい。

第 1.11 圖の代りに第 1.12 圖(a)の如き接続も時として使用される。これでは空間電荷グリッドを有する四極管を使用するがその電壓を低く取つてある。これは真空管内で衝突に依る電離に依るイオン電流の發生を防ぐ爲である。電極電壓 10 V 以下ならばイオン電流は現はれないからそのプレート回路への影響はない。なほこの圖でグリッド、フィラメント間に高抵抗を接続してあるが、この高抵抗も規定値となる様にそれ以外に不安定なる漏洩抵抗のなき様絶縁に充分注意が要る。斯様な  $\Delta E_g$  の検知法に於て (1.21) からわかる様に同一の  $\Delta E_g$  に對し  $\Delta I_p$  を大とするには相互コンダクタンス  $g_m = \mu / R_i$  を多くすれば宜しい。



第 1.12 圖 (a)



第 1.12 圖 (b)

相互コンダクタンスの大なる真空管を使用しなくとも第 1.12 圖(a)に於て其外部回路の接続を變形して恰も  $g_m$  を大としたると等しき結果を擧ぐる事が出来る。それは第 1.12 圖(b)に示す如くである。これでは空間電荷グリッドの電流は抵抗  $R_1$  を通りその電壓降下は同時に制御グリッドの電位となる。今制御グリッド電位が  $\Delta E_g$  だけ上昇すればプレート電流は  $\Delta I_p$  だけ増加する。フィラメントよりの放出電流  $I_p$  は殆んど一定であるから空間電荷グリッド回路では電流は  $\Delta I_p$  だけ減少する。それ故第 1.12 圖(b)の接続で抵抗  $R_1$  に於て  $\Delta I_p R_1$  だけ電位の増加があり、それが前の  $\Delta E_g$  に加はつてプレート電流は一層増加する。抵抗  $R_1$  の値を適當にえらぶ事に依り特性曲線の傾斜  $\Delta I_p / \Delta E_g$  は増加したと同じになり  $g_m$  の大なる真空管を用ひたと同じ効果が得られる。適當な真空管を使用し且つ抵抗  $R_1$  を適當なる値に擇むならば、見かけ上の相互コンダクタンスは真空管自身の相互コンダクタンスの値の約 10 倍に近くする事が出来る。第 1.12 圖(b)の如き接続に依る

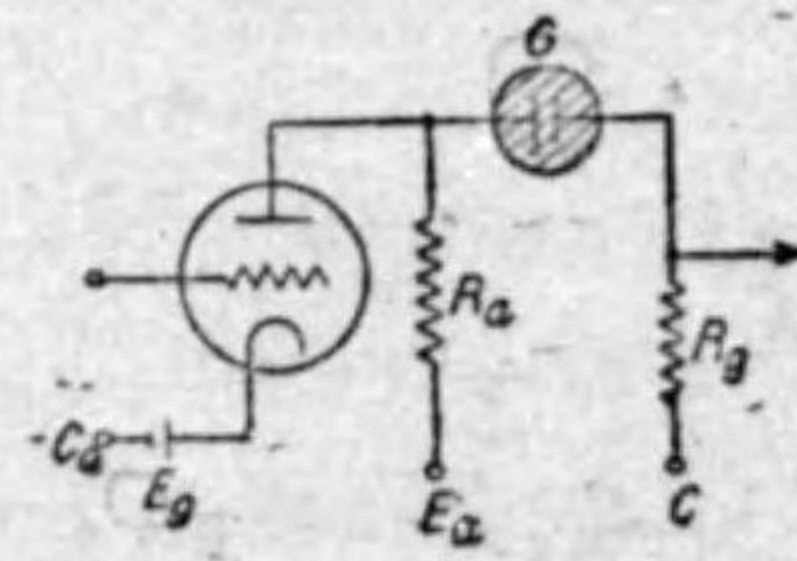
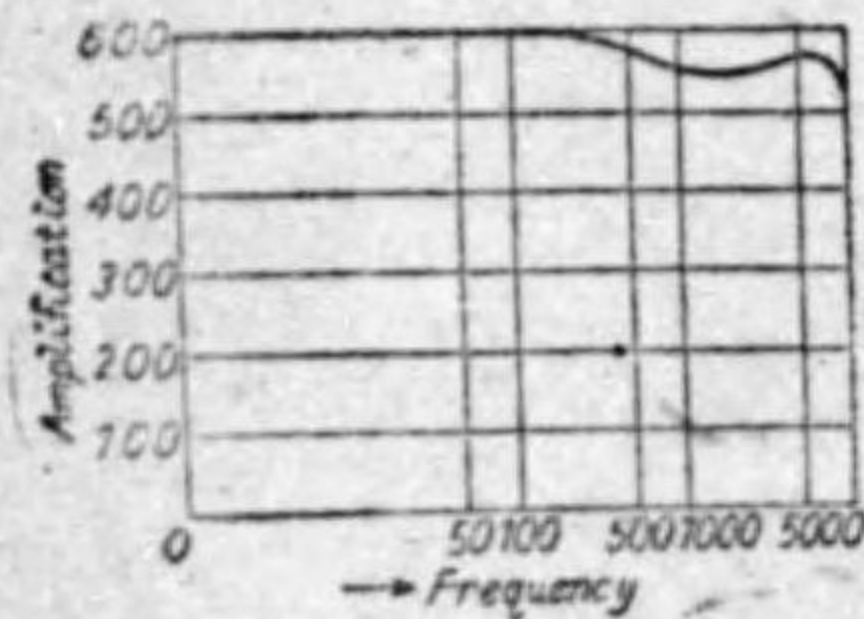
一例を述べれば、 $I_p$  は  $5 \cdot 10^{-5}$  A 程度であり、適当な注意に依りその  $10^{-5}$  程度にプレート電圧、フィラメント電流、若くは真空管の内部状態の變化に依る變動を少く出来る。それ故  $5 \cdot 10^{-10}$  A の感度の検流計を使用して  $\Delta E_p$  として  $10^{-6}$  V 迄讀む事が出来る<sup>1)</sup>。

直流増幅器としては第 1.10 圖 (a, b) の代りに第 1.13 圖の如き回路を用いても宜しい。これは第 1.10 圖 (a) の場合の偏倚用電池の代りに暈光放電管を使用したものである。適當なる放電管を使用し且つ回路定數  $R, R_p$  等を適當に擇むならば放電管に依る結合を用いた多段直流増幅回路が得られる。

(此等第 1.10 圖, 1.13 圖の増幅回路は直流電壓の變化  $\Delta E_p$  のみならず任意の角周波數  $\omega$  の電壓  $e_p$  の増幅も可能である。即ち此等は同時に交流増幅回路であつてその時の一段の増幅數  $A_1$  は (1.8) (1.9) から ( $Z_p$  を  $R_p$  に置き換へて)

$$A_1 = \frac{e_p}{e_g} = \frac{\mu R_p}{R + R_p} \quad (1.23)$$

となる。これは直流増幅の場合の式 (1.22) と全く同じである。但し第 1.10 圖 (a) の如き接続では実際には漂游容量がプレート回路の抵抗  $R_p$  に並列に入る爲にプレート・イムピーダンスは角周波數  $\omega$  の増大と共に低下する。



第 1.13 圖  
 $R = 2 \cdot 10^5$  ohm     $R_p = 5 \cdot 10^5$  ohm  
 $E = 140$  V         $E = 30$  V  
 Volt drop of the glow tube  $G = 80$  V

従つてある程度以上高い角周波數ではこの回路で増幅出来ない。また第 1.13 圖の如き接続に於ても暈光放電管の

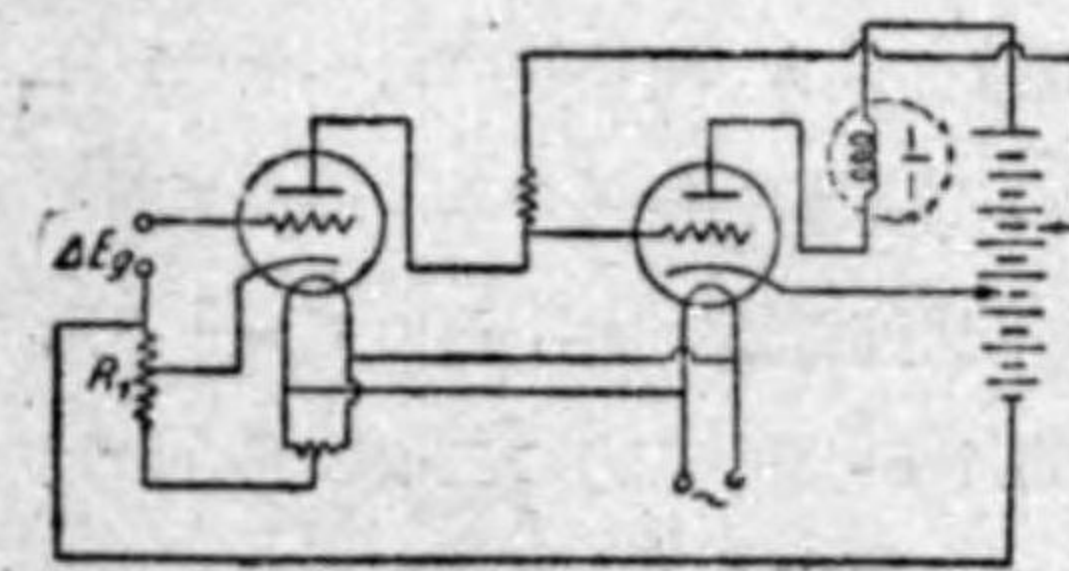
1) R. Jaeger and H. Scheffers: Wiss. Veröff. a. d. Siemens Konz. 4.1 1925. p. 233 Phys. Zs. 28. 1927. P645

交流に対するイムピーダンスは角周波數  $\omega$  と共に變動するからやはり増幅度  $A_1$  は角周波數  $\omega$  と共に變化する。(この圖に附記せる周波數對増幅度の曲線は 3 段増幅回路の場合の一例である<sup>1)</sup>。(若し第 1.11 圖の如き多段交流増幅回路で第 1 段, 第 2 段等の増幅度が同一でなく夫々  $A_1, A_2, \dots$  であるならば  $n$  段の場合に全體としての増幅度  $A$  は

$$A = A_1 A_2 \dots A_n$$

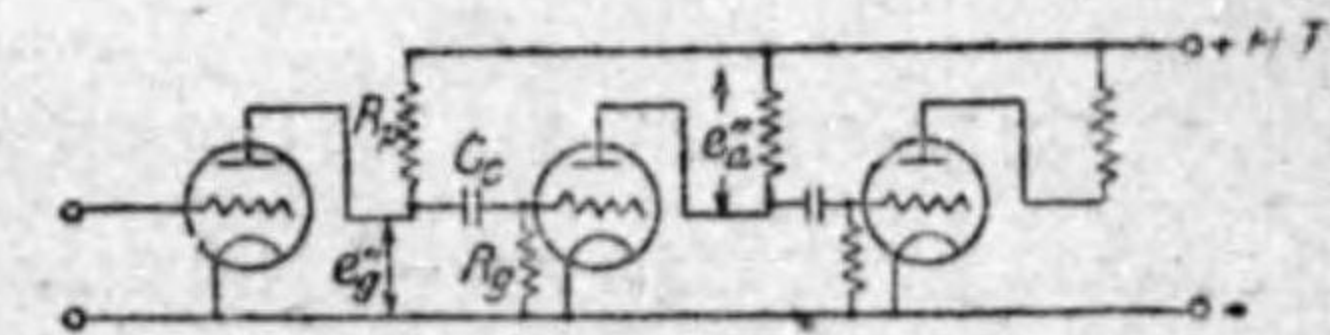
であり各段の増幅度は (1.22) の如き形で表はされる事は容易に了解されやう。この第 1.10 圖の場合には各段階の増幅回路が似通つたものとしてあるが、プレート、イムピーダンスの種類、増幅管の種類が各段にて全然異なる様な場合でも同様な形で表はされる。

以上の結果は幾段も増幅管をつないだ時に次段若くはそれ以後の段の回路が前の回路に影響を及ぼさない。即ち反結合作用が無いと假定した時の結果である。大抵の場合にはこの影響が多少あるのであるが、角周波數  $\omega$  の比較的低い場合には上式の如く各段の相互影響を無視して各段を別々に考へそ



第 1.14 圖

の増幅度の相乗積を全體の増幅度と考へて大體に於て差支ない。比較的低い角周波數の交流増幅回路は第 1.10 圖, 第 1.13 圖のみと限らない。第 1.14 圖, 第 1.15 圖の如き接続でも差支ない。第 1.14 圖は傍熱型真空管を使用した點で第 1.10 圖 (b) と異なるだけで、その他の點では第 1.10 圖 (b) と同じ考案のものである。第 1.15 圖では



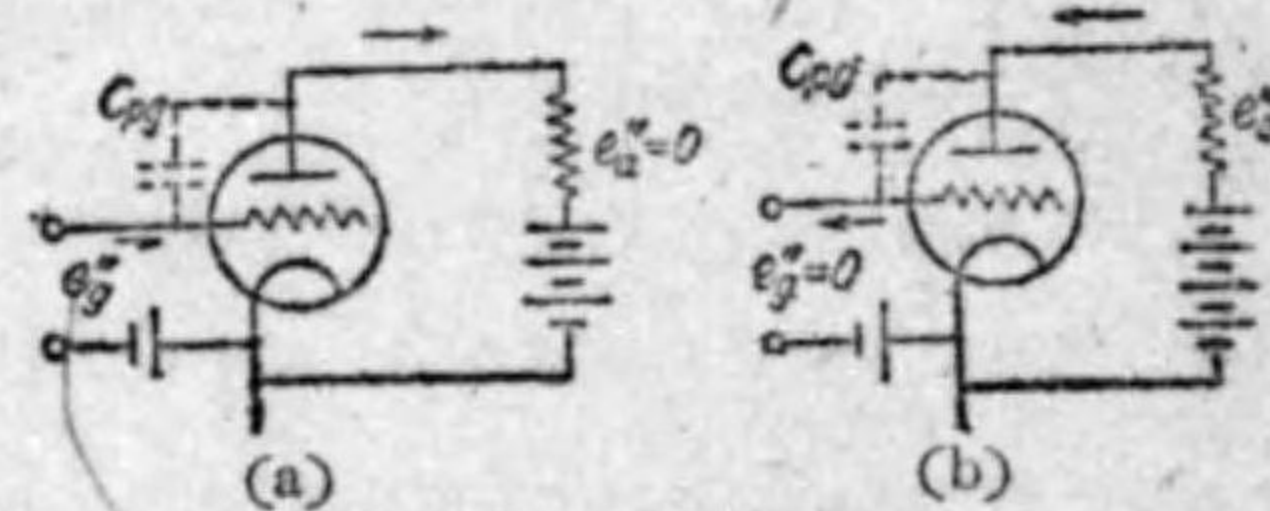
第 1.15 圖

1) H. Peek: Archiv f. Elekt. Bd. 26. 1932, p. 433.

各段の結合はコンデンサー  $C_c$  を使用してある。増幅すべき交流の範囲で最も低い角周波数  $\omega$  に對し結合用インピーダンス  $1/\omega C_c$  を  $R_p$  に比し小さくする様に  $C_c$  を擇むならば宜しい。斯様な回路で第 1.9 圖の如き波形を増幅する場合には  $\Delta E_p$  の變化の周期よりも結合用コンデンサー  $C_c$  の充電が圖の  $R_p$  と直列に入つた  $R_p$ 、並に真空管の  $R_p$  の並列抵抗を通じて放電する時定数が大でないと波形の歪みは大となる<sup>1)</sup>。

然し斯様な抵抗型増幅器の特徴は可聴周波数の交流は勿論、比較的低い周波数の場合でもよく増幅する事である。その良い例は第 1.13 圖で、直流から可聴周波数 10,000 程度まで略ぼ一様に増幅出来る。

(抵抗型増幅器でも特殊の工夫を用ゐれば比較的高い周波数まで一様な増幅を得られるが通常の場合には多段増幅器の時に高い周波数となると増幅度は低下



第 1.16 圖

する) 増幅すべき交流の周波数が高くなるに従つて、三極管のグリッド・プレート間の静電容量  $C_{pg}$  を通して流れる電流をグリッド回路で考へなければならぬ。今第 1.16 圖の真空管回路は第 1.15 圖増幅回路の第 2 段を切離して考へたものと見る。第 1.16 圖のグリッド交流電圧を  $e_g''$ 、そのプレート抵抗の端電圧を  $e_p''$  とせば重疊の定理から第 1.16 圖(a, b)の二つの場合の電流を重疊してグリッド電流  $i_g$  は求められる。即ち

$$i_g = j\omega C_{pg}(e_g'' - e_p'') = j\omega C_{pg} \left(1 + \frac{e_p''}{e_g''}\right) e_g''$$

である。(何となれば  $e_p''$  と  $e_g''$  とは位相は大體に於て  $180^\circ$  違ふから) 従つて第 1.15 圖の第 1 段のプレート回路では、プレート抵抗  $R_p$  に並列に  $R_p$ 、並に

1) 植瀬雄次郎, 千葉茂太郎: 無線工学理論 (共立社) p. 162.

$$e_p''/i_g = -j \frac{1}{\omega C_{pg} \left(1 + \frac{e_p''}{e_g''}\right)} \quad (1.24)$$

なるインピーダンスが入つたのと同じである。これは等價コンデンサー

$$C_{eq} = C_{pg} \left(1 + \frac{e_p''}{e_g''}\right)$$

が並列に入つた事を意味する。今假りに  $C_{pg}$  を  $5 \mu\text{F}$  と取り次段の増幅度  $e_p''/e_g''$  を 10 とすれば  $C_{eq}$  としては  $55 \mu\text{F}$  となる。周波数が 5000 即ち  $\omega = 31,400$  の時でもこれの持つインピーダンスは  $0.5 \text{ M}\Omega$  の程度となる。それ故  $R_p$  として  $0.5 \text{ M}\Omega$  が用ゐられてあつても、( $R_p$  の値は充分高いとして) その合成インピーダンスは  $0.5 \text{ M}\Omega$  の 70% に下降し、それだけ第 1.15 圖の第一段の増幅度は低下する。

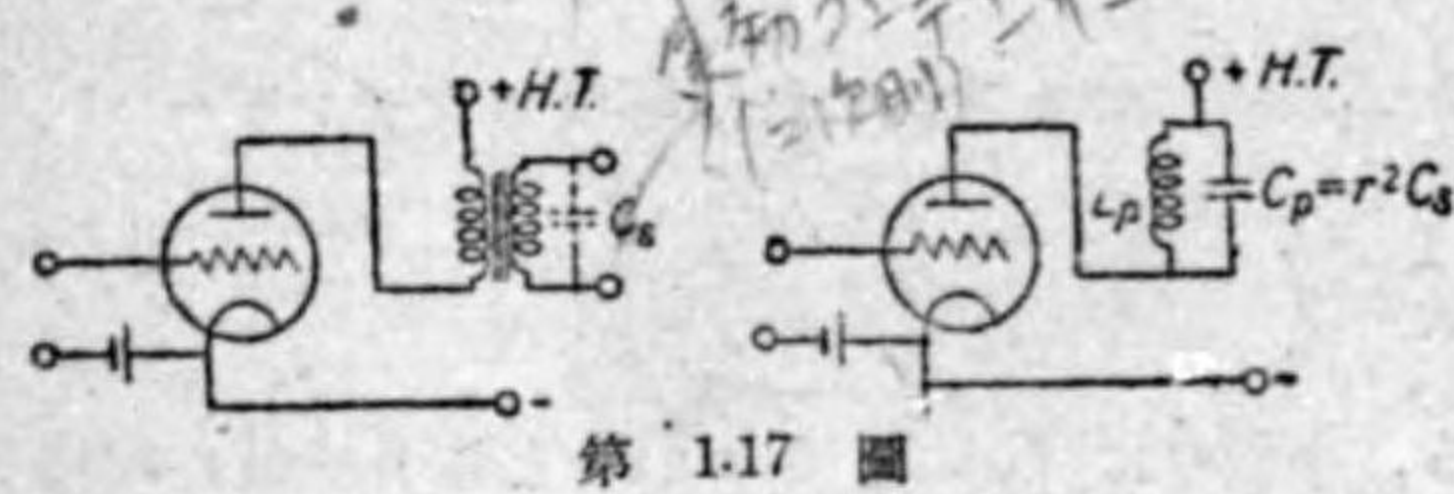
以上では  $e_p''/e_g''$  の位相の關係は簡單に  $180^\circ$  と考へたが任意の位相の時はグリッド回路のインプット、インピーダンスはもう少し複雑なものとなる。何れの場合にせよ三極管の  $C_{pg}$  の影響で割合に低いインピーダンスがプレート回路に並列に入り、その爲に高い周波数では電圧増幅度が低下する。斯様な (1.24) で示さるゝ如き  $C_{pg}$  の悪影響を除き比較的高い周波数まで一様に増幅するには少くも次の諸注意を要する。

(i) 配線に注意し真空管内部の  $C_{pg}$  以外に是に加はる可き静電容量の無い様にする。(ii)  $C_{pg}$  の少い真空管即ち遮蔽真空管を使用する。(上記の説明は三極管として行つたが、多極管の場合でも  $C_{pg}$  の影響は全く同一で (1.24) の如き形で示される。) (iii) 次段の  $C_{pg}$  の効果を相殺せしむる爲に適當な値のインダクタンス  $L_p$  をプレート抵抗  $R_p$  と直列に接続する。

斯様な注意は極めて低い周波数から相當高い周波数まで一様に増幅する必要のある場合、例へばテレビジョン用の増幅器等の場合に於て殊に大切である。

B) 變壓器結合に依るもの

プレート、インピーダンスとして抵抗の代りに変圧器を用いたものが変圧器増幅器である。第 1.17 図に示すのは可聴周波数に用ゐるものであるが



第 1.17 図

鉄心入りとし一次、二次捲線を有し二次側を次段の三極管につなぐ様にする。この変圧器の二次側

に入る可き實効コンデンサーの値を  $C_s$  とせば、これを一次側の値に直して  $C_p = r^2 C_s$  となる。但し  $r$  は一次對二次の捲数比である。一次捲線のインダクタンスを  $L_p$  とせばこのプレート、インピーダンスは大體

$$Z_p \approx \frac{L_p / C_p}{j\left(\omega L_p - \frac{1}{\omega C_p}\right)}$$

である。電圧増幅度は (1.23) と同じ形となつて

$$A_1 = \frac{e_p}{e_g} = \frac{\mu \cdot Z_p}{R_i + Z_p}$$

であるから

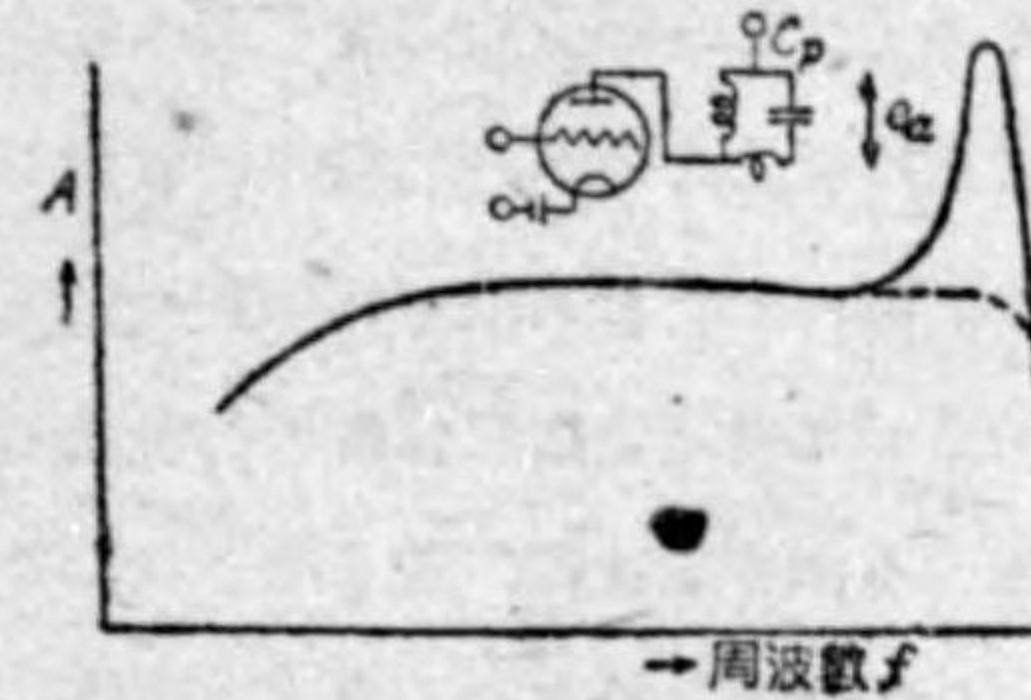
$$A_1 = \frac{\mu L_p / C_p}{\frac{L_p}{C_p} + j\left(\omega L_p - \frac{1}{\omega C_p}\right) R_i}$$

を得る。若し  $e_p$  の代りに変圧器の二次側に現はるゝ電圧  $e_s = r \cdot e_p$  を取つて増幅度  $A$  を定義すれば上式を用ひ且つ  $C_p = r^2 C_s$ ,  $\omega_0^2 = 1/L_p C_p$  と置いて

$$A = r A_1 = \frac{r \cdot \mu}{1 + j r^2 \omega_0 C_s R \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right) \frac{\omega}{\omega_0}} \quad (1.25)$$

これは  $\omega = \omega_0$ , 即ち変圧器の共振周波数の時最大値となりその前後で極めて緩やかな變動を示した曲線になる。従つて最大値の出る  $\omega_0$  の位置は増幅度  $A$  對角周波數  $\omega$  (若くは周波數  $f$ ) の曲線では明瞭に現はれぬを普通とする。第 1.18 圖は變圧器型増幅器の特性の一例である。但しこの圖で比較

的高周波數で増幅度の急激な上昇個所のあるのは變圧器の一次二次線輪間の結合が 1 でなく漏洩インダクタンスがあり、それが二次側のコンデンサー  $C_s$  と共振を起す爲に出るものである。これの現はれる周波數は高い値であるがその値は次段につなぐ真空管の種類やその増幅度に依り  $C_s$  が變化するから變動する。變圧器の二次線輪の捲線

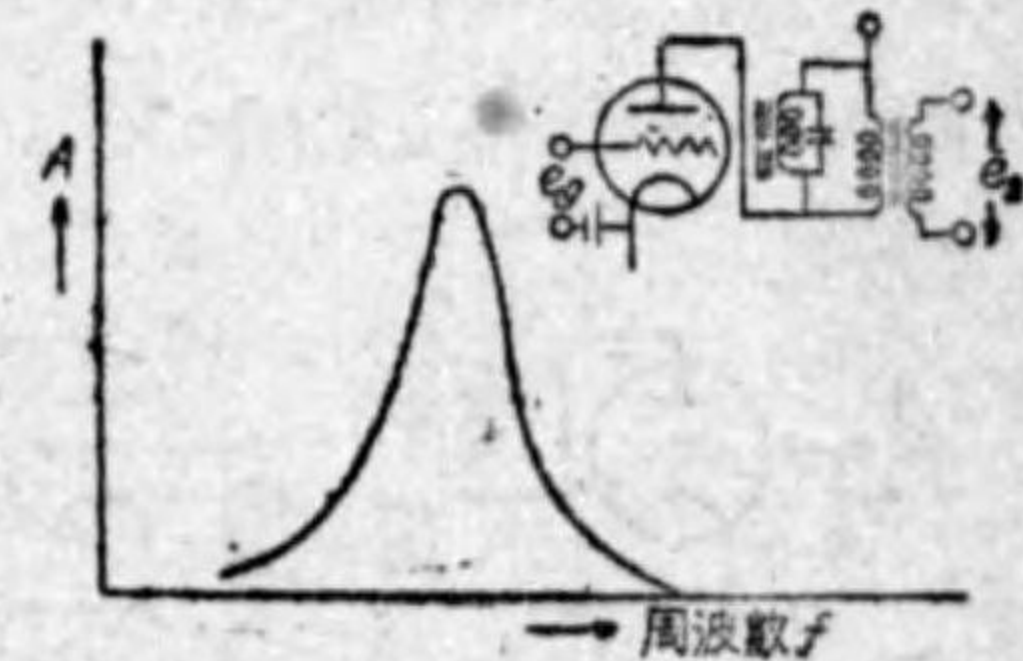


第 1.18 圖

として高抵抗を使用すると、斯様な共振現象は著しく現はれぬ様になり圖の點線に示した様になる。また二次側抵抗の加減に依つて (1.25) 式で與へられる様に  $\omega$  が  $\omega_0$  より高い場合の増幅度  $A$  の低下を補償する事も出来る。或

は斯様な變圧器の一次二次線輪の結合を極めて密に 1 に近くする様にすれば (即ち多層捲線とし一次線輪層の上に二次線輪の層を、更にその上に一次線輪層、二次線輪層といふ様に捲くのも一方法である。) 漏洩インダクタンスは極めて少くなる。従つて第 1.18 圖に示した様な共振點を非常に高い周波數に持つて行く事も出来る。

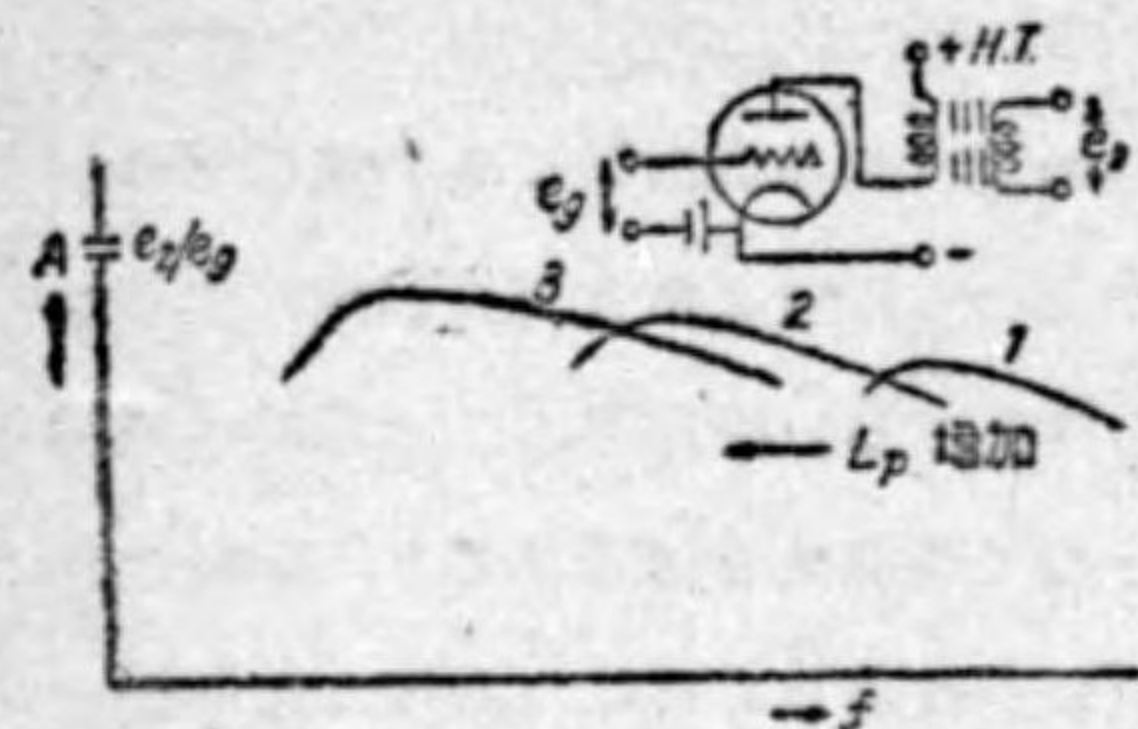
以上は比較的廣い周波數の範圍に亘り増幅度の略ぼ一定となる様な所謂非選擇性型の場合であるが、場合に依ると或る周波數だけ特に良く増幅する選擇性型が必要である。これには普通の變圧器の一次側に第 1.19 圖の如く適當なインダクタンス線輪 (その實効抵抗を少なくする爲に鐵心には空隙を入れる) とコンデンサーとを並列に入れるのも一法である。そしてこの兩者の共振周波數の時に最大増幅度を與へる様にする。



第 1.19 圖

變圧器型増幅器は可聴周波數のみならず、もつと高い周波數をも増幅するに適

してゐる。但し斯様な場合の變壓器としては鐵心として極めて薄い鐵板を用



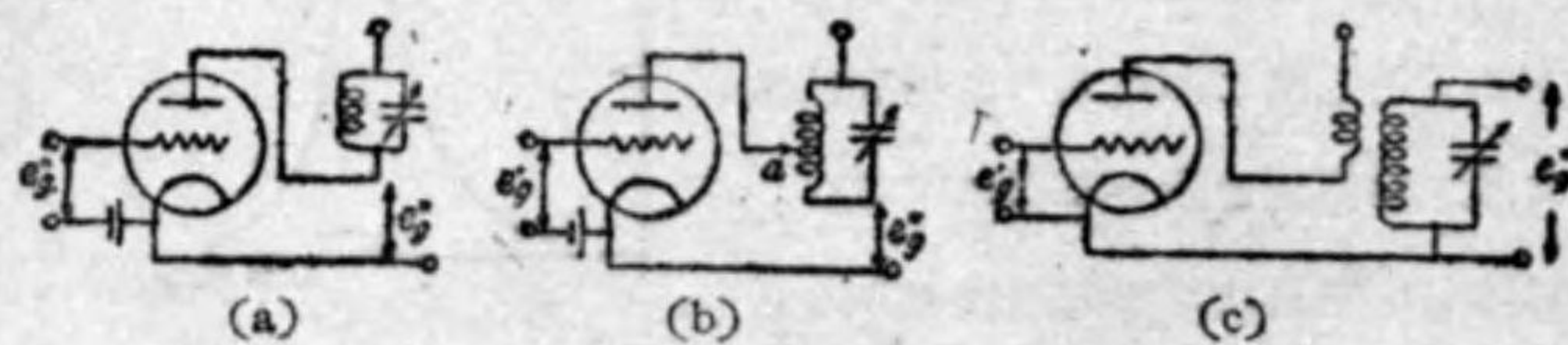
第 1.20 圖

線は比較的平坦である。場合に依れば以下述べる如く二次側、若くは一次、二次側ともにコンデンサーを入れて同調型とし撰擇性を持たせる事も出来る。

(今日では斯様な目的に壓粉鐵心を用ひ周波数は100kc 程度でも更に高く 1500 kc 程度でも變壓器をつくる事が出来る。)

(増幅すべき周波数が高くなるほど撰擇性増幅器が大抵の場合に用ゐられる。)

それは一段の増幅度が高いのと、この方が周波数の高い場合にも増幅し易いからである。何となれば非撰擇性増幅器の場合にプレート・イムピーダンス  $Z_p$  を下降せしむる次段真空管の實效コンデンサーを同調回路の一要素として利用しその影響を打消し得るからである。第 1.21 圖は斯様な回路の色々の場合を示したもので同調リアクタンス、同くリアクタンスで中間にタップのあるもの(所謂單巻變壓器となしたるもの)同調變壓器の三つの型である。次段の増幅回路があればそのインプット側の實效コンデンサーは圖に示した可變コンデンサーと並列に入る。これ等の場合同調周波数を變へるにはコ



第 1.21 圖

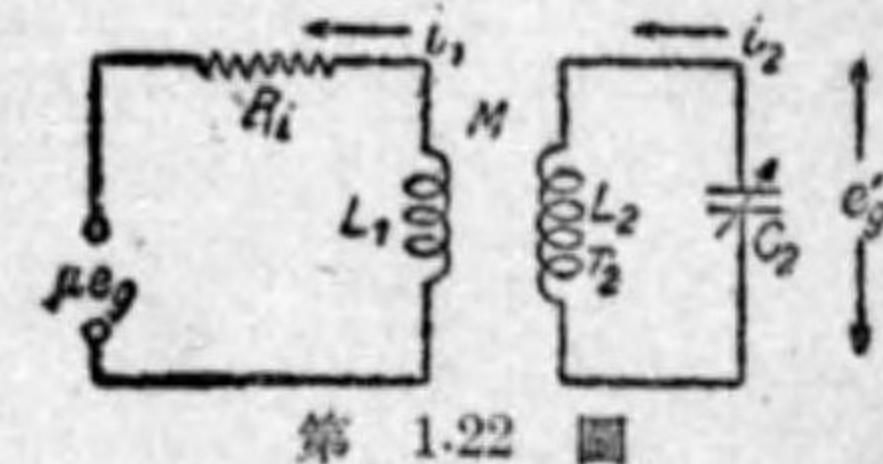
ゐるか、若くは高周波数でも損失の少ない壓粉鐵心を使用する。第 1.20 圖は斯様な増幅器の特性で、線輪の挿入数を多くすると最大増幅度を與へる周波数は低くなるが一方増幅度は大きい。圖に示したのは非同調型變壓器であつて増幅度對周波数の特性曲

ンデンサーの値を變化すれば宜しい。斯様な場合にインダクタンス線輪には例へば壓粉鐵心を入れるも差支ない。且つ壓粉鐵心をインダクタンス線輪に挿込む位置を加減してインダクタンスを變化しコンデンサーの方は固定の値として同調周波数を變へる方法も行はれてゐる。

C) 高周波増幅器

高周波増幅器としては第 1.21 圖(c)に示す如き同調變壓器型の回路が最も重要性が大であるから、少しく詳細に是を考へて見る。この場合の解析を行ふ爲に第 1.2 圖の真空管の等價回路を利用し

第 1.22 圖を得る。變壓器の定数は圖に示した符號で示すとし角周波数  $\omega$  なる(即ち時間  $t$  に對し  $e^{j\omega t}$  の形で變化する)交流電壓  $e_g$  をグリッドにかけ一次、二次側の電流を夫々  $i_1, i_2$  で示すとすれば



第 1.22 圖

$$\left. \begin{aligned} \mu e_g &= R_1 i_1 + j\omega L_1 i_1 - j\omega M i_2 \\ j\omega M i_1 &= r_2 i_2 + j\omega L_2 i_2 - j \frac{i_2}{\omega C_2} \end{aligned} \right\}$$

の關係がある。従つて

$$Z_1 = R_1 + jX_1 = R_1 + j\omega L_1$$

$$Z_2 = r_2 + jX_2 = r_2 + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)$$

$$m = j\omega M$$

を上式に入れて

$$i_2 = \frac{\mu e_g}{\frac{Z_1 Z_2}{m} - m} = \frac{\mu e_g}{\omega M - j\left(\frac{a}{\omega M} + \omega M\right)}$$

を得る。但し

$$a = R_1 r_2 - X_1 X_2 \quad b = R_1 X_2 + R_2 X_1$$

である。



相互インダクタンス  $M$  を変化すると上式で  $i_2$  は変化する。それが最大の値となる場合にはこの式の分母の絶対値

$$y = \sqrt{\left(\frac{b}{\omega M}\right)^2 + \left(\frac{a}{\omega M} + \omega M\right)^2}$$

が最小となる時である。それ故  $dy/dM=0$  と置くと

$$\omega^2 M^2 = \sqrt{a^2 + b^2} = |Z_1 Z_2| \quad (1.26)$$

が得られる。次に二次側で同調点をコンデンサー  $C_2$  に依つて變へるとこれで二次側リアクタンス  $X_2$  が變化する。左様すると  $dy/dX_2=0$  から

$$\frac{da}{dX_2} + \frac{1}{\omega^2 M^2} \left( a \frac{da}{dX_2} + b \frac{db}{dX_2} \right) = 0$$

となる。この式から

$$X_2 = \frac{\omega^2 M^2}{Z_1^2} X_1 \quad (1.27)$$

となる。若し同時に (1.26) が満足してゐれば

$$X_1 = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} X_2 \quad (1.28)$$

$$X_1/Z_1 = X_2/Z_2, \quad R_1/X_1 = r_2/X_2$$

の関係がある。(1.28) を用ゐると (1.26) は

$$\omega^2 M^2 = |Z_1 Z_2| = R_1 r_2 + X_1 X_2 = \frac{R_2}{R_1} Z_1^2 \quad (1.29)$$

となる。従つて  $i_2$  は

$$i_2 = \frac{\mu e_0}{2\sqrt{R_1 r_2}} \quad (1.30)$$

となる。

以上の計算からわかる大切な結果は  $Z_1, Z_2$  が與へられると、一次二次線輪間の相互インダクタンス  $M$  には (1.26) で與へられた一番適當した値があつて、その値よりも  $M$  は多くとも少くとも  $i_2$  は減少する事になる。(1.26)

(1.28) の條件が満足された時は  $i_2$  は (1.30) で與へられる。そしてその時のコンデンサー  $C_2$  の端電壓  $e_j'$  は  $i_2/\omega C_2$  である。實際上は一次側の抵抗  $R$  に比してリアクタンス  $X_1=j\omega L_1$  は極めて小さいから (1.28) より  $i_2$  が最大の時には

$$X_2=0 \quad \omega_0 L_2 = \frac{1}{\omega_0 C_2}$$

でなければならぬ。(その時の  $\omega$  を  $\omega_0$  で示す。)

それ故

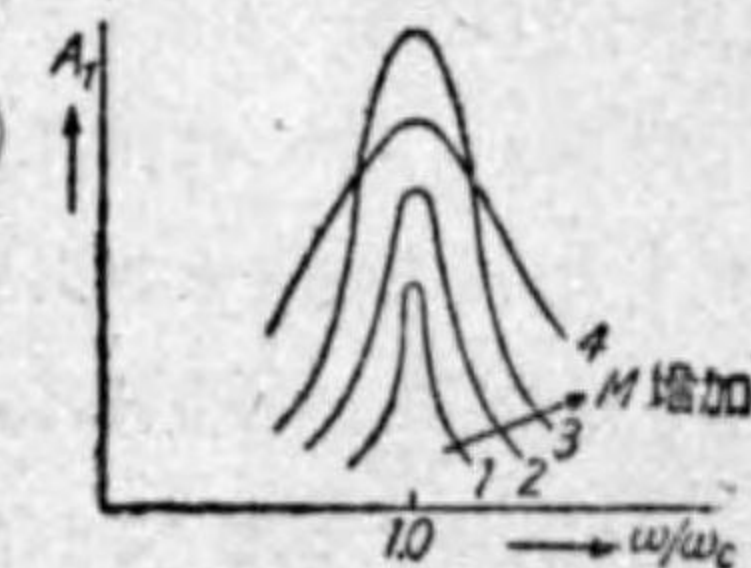
$$e_j' = \frac{(i_2)_{\max}}{\omega_0 C_2} = \omega_0 L_2 (i_2)_{\max} = \frac{\mu}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{R_1}} \cdot \frac{\omega_0 L_2}{\sqrt{r_2}} \cdot e_j$$

となり、増幅度  $A_1$  の最大値は

$$A_{1\max} = e_j'/e_j = \frac{\mu}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{R_1}} \cdot \frac{\omega_0 L_2}{\sqrt{r_2}} \quad (1.31)$$

となる。これからわかる様に  $A_{1\max}$  は真空管の定数  $\mu, R_1$  に関するのみならず變壓器の二次側の  $L_2, r_2$  に関する。そして與へられた  $\omega_0$  に対し  $C_2$  で同調出来る限り大なる  $L_2$  とし、且つその實効抵抗  $r_2$  を少くするほど  $A_{1\max}$  の値は大となる。

(第 1.23 圖は  $M$  を色々に変化した時の増幅度  $A_1$  對周波數比  $\omega/\omega_0$  の關係を示したものである。)  $M$  のある値、即ち (1.25) で與へられる値の時に  $A_{1\max}$  の値が最大となりそれより  $M$  が少いと  $A_1$  の値は急激に減少する。同時に撰擇性は良好となり曲線は尖鋭となる。 $M$  を最適値より大とすると



第 1.23 圖

$A_1$  の値は多少下降するがその程度は  $M$  を減少した時ほど著しくない。 $M$  を多くすれば同時に撰擇性は強くなる。これは容易に了解出来る事で  $L_2 C_2$  に依つて形成された二次側同調回路に對する一次回路の影響はそれとの結合  $M$  が大である程著しく、従つて一次側のダンピングが利いて撰擇性が鈍く

なる。また  $M$  を少くすれば一次側のダンピングの影響が少くなるから撰擇性が増すのである。

(1.26) (1.28) の関係が成立して  $A_{1\max}$  の場合には  $A_1$  對  $\omega/\omega_0$  の曲線は二次回路のダンピングの丁度 2 倍のダンピングの共振曲線に略ぼ同じである。

以上は一般的に變壓器の場合として述べたが第 1.21 圖(b)の如く單巻變壓器の場合でも同様でやはり一番適當な  $M$  の値の時に  $A_{1\max}$  が得られる。この場合  $M$  を變へる簡単な方法はタップ  $a$  を變へる事である。 $A_{1\max}$  の値はやはり (1.31) で與へられる。

上述の説明では簡單の爲に變壓器の一次二次線輪間には電磁結合、即ち相互インダクタンスのみがあると考へた。実際には一次二次間にはその他に靜電容量に依る結合がある。その結果は一次二次間の相互インダクタンス  $M$  は (1.26) で與へらるゝよりも大としないと實際上  $A_{1\max}$  は與へられない。且その時の  $A_{1\max}$  も (1.31) で與へられるよりも多少下降する。それ故斯様な靜電結合をなるべく少くする事は増幅度を大とする爲に必要である。その爲には  $M$  は同一でも一次線輪二次線輪間の平均距離が距つてゐる様な一次線輪の捲方をする事がよろしい。

本來は高周波増幅器としては取扱ふ周波數が高いから反結合作用の無い譯に行かない。従つて第 1.21 圖の如き接続そのまゝでは通常 1 段だけならば兎も角、3 段もそれ以上も増幅を行ふ事は出来ない。それで反結合作用を除去した増幅回路でなければ高周波増幅器として安定に動作しない。それ等に就いては後節に述べるからそれに譲り、本節では單に第 1.21 圖の如きものが反結合を考慮しない普通の高周波増幅器なる事を述べるに止める。

1 Mc 程度の高周波増幅器としては 1 段か 2 段ならば前述の如き變壓器型のみとは限らない。抵抗型でも漂游容量を減少せしむる事に特に留意し、小型の抵抗、並に結合コンデンサー等の回路要素を用ひそれ等を凡て同一の排氣せる真空管内の收納した 2 段のものであれば高周波電壓の増幅可能であ

る<sup>1)</sup>。たゞこの様な方法は特殊のものであり一般的に廣く用ゐられてゐない。

變壓器型にせよ、抵抗型にせよ増幅す可き周波數の最大限が來るのはプレート・イムピーダンスとして並列に入るコンデンサー  $C_p$  の爲である。變壓器型ならばある程度まで同調用インダクタンスでこの影響は無いが、然し周波數の高くなるほど  $C_p$  と同調す可きインダクタンス  $L_p$  は減少する。従つてプレート・イムピーダンス

$$Z_p = \frac{L/C_p}{r_1 + j\left(\omega L_p - \frac{1}{\omega C_p}\right)}$$

が同調せる時の値

$$Z_p = \frac{L_p}{r_1 C_p} \quad (1.32)$$

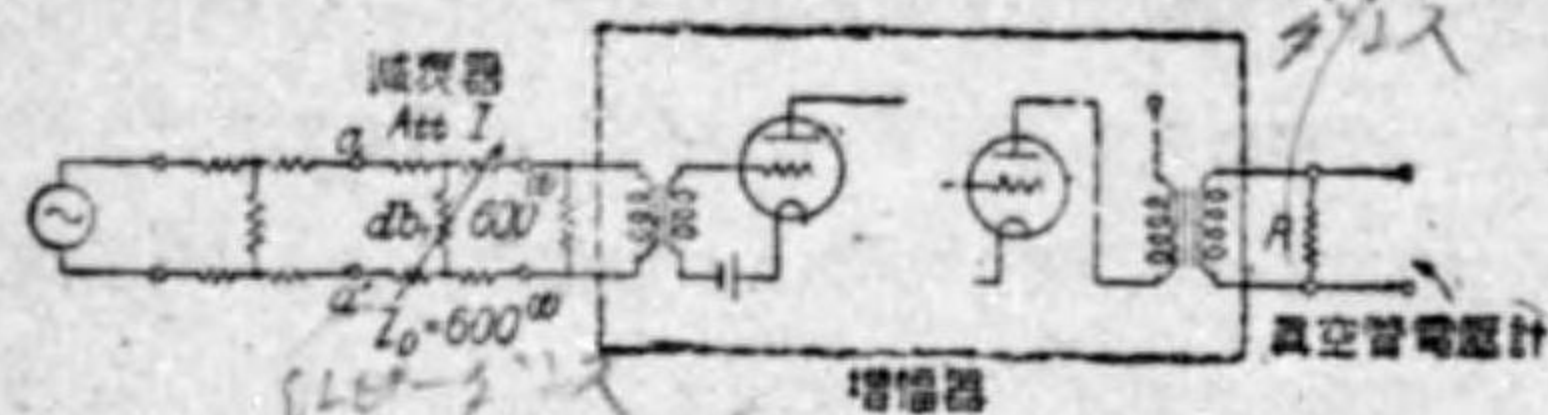
も低くなり、最後にこれは真空管の内抵抗  $R_i$  に比し極めて小さいものとなつて増幅度  $A_1$  が出來て來ない事になる。一般には周波數の増大と共に (1.32) に於ける  $C_p$  の極限值に對し同調す可き  $L_p$  が減るのみならず  $r_1$  が急激に上昇して  $Z_p$  の減少の傾向は殊に甚しい。

(要するに周波數の増大と共に増幅器が増幅を行はなない様になるのは色々の原因がある。即ち前述の如く (i) 真空管内部に於てもまた外部回路に於ても反結合作用の爲安定度が害はれ増幅回路として動作せず發振回路になり易い。(ii) 同じく真空管内部、また外部回路に原因を存する實效コンデンサーが増幅管のプレート・イムピーダンスを低下せしめて制限を與へる。)

斯様な原因以外に更に増幅す可き交流周波數が増加して所謂超短波の範圍に入るならば真空管内に於ける電子の飛翔時間が制限を加へる。この困難に打克つ爲には最近では電極間の距離を極度に縮小せる所謂橡實管 (acorn tube) が生れた。これに就ては p. 51 で述べる。

1) M. v. Ardenne: Zs. f. Hochfreq. 33. 1929, p. 106

最後に高周波増幅器と云はず一般的に増幅回路の増幅度の測定法の一例を

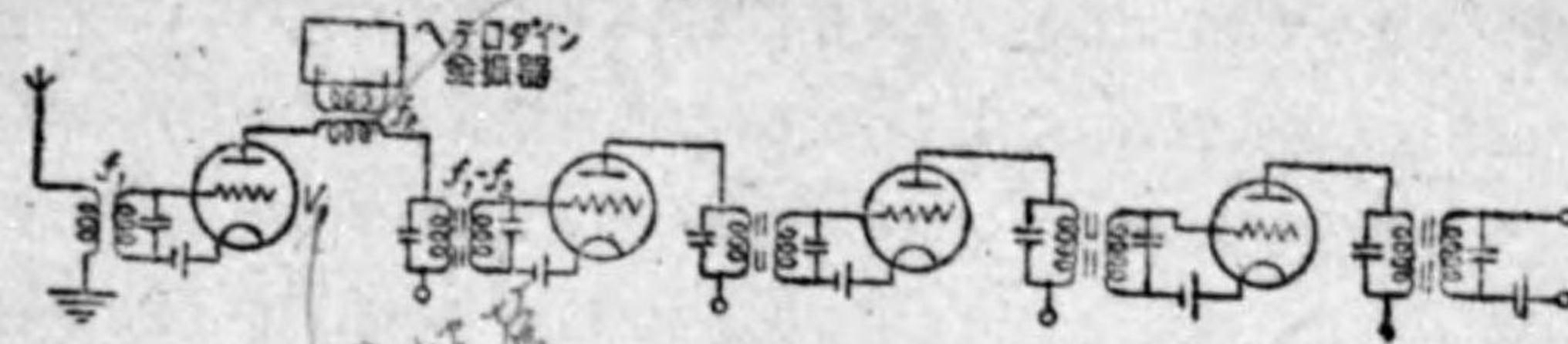


第 1.24 圖

述べてやう。第 1.24 圖の如く供試増幅器の入力側に交流電源、並に減衰器を接続し、出力側には出力イミピーダンス  $R$  を接続する。多くの場合斯様な増幅器には設計で規定された入力、並に出力イミピーダンスの値があるからそれに依つて入力、出力側を終始する。圖の場合はこれ等イミピーダンスが  $600\Omega$  として示してある。増幅器の出力側抵抗  $R$  の端電圧を真空管電圧計を用ひて読みそれと同一読みを減衰器の入力端  $aa'$  で読むまで減衰器を加減する。兩者の読みが同一となつた時の減衰器の値から直に増幅度は與へられる。斯様な試験を交流電源の周波數を變化して行へばよろしい。たゞこの場合減衰器は可聴周波數の測定のみならずもつと高い周波數まで使用されるが、高周波に於ける測定の時高周波に於ても誤差の少いものを書く事が必要である。

D) スーパー・ヘテロダイン増幅器

前項に述べた如く高周波數、例へば  $1\text{ Mc}$  以上の周波數を増幅する時に兎角真空管の内部、若くは外部回路の反結合に依つて増幅器が不安定となり易い。それを避ける一方法は斯様な高周波數を他のより低い周波數(これを通常中間周波數と云ふ)に變換してその電壓を増幅するのである。何となれば中間周波數にすれば増幅すべき電壓の周波數が前よりも低くなるので増幅器として安定となるからである。第 1.25 圖はその大略を示したものであるが、例へば  $1\text{ Mc}$  (波長にして  $30\text{ m}$ ) の電波を受信するとしてその電波を三極管  $V_1$  のグリッドにかけ、そのプレート回路には局部發振器(圖でヘテロダイン發振器として示す)から  $1\text{ Mc}$  から例へば  $160\text{ kc}$  距つた周波數の電壓を加へる。即ち



第 1.25 圖

$$f_1 = 1\text{ Mc} = 1000\text{ kc} \quad f_2 = 1000 \pm 160\text{ kc}$$

なる周波數の電壓が夫々三極管  $V_1$  のグリッド、プレート側に加へられる。三極管  $V_1$  を檢波管(檢波管、特にヘテロダイン用のものに就ては第 3 章に詳述する)として働かしむるとこの兩者の差の周波數

$$f_1 - f_2 = 160\text{ kc} \tag{1.35}$$

の電流が現はれる。且つそれは局部發振器からの  $f_2$  なる周波數の電壓を適當に取ればグリッド側にかけた周波數  $f_1$  の電壓に或範圍内では正比例する。従つてこの  $f_1 - f_2 = 160\text{ kc}$  の所謂唸り周波數の電壓を圖に示す如く 3 段位増幅すればその振幅は最初の三極管に入れた  $f_1$  なる周波數の入力電壓に比例してゐる。斯様な  $160\text{ kc}$  位の中間周波數ならば最初の  $1\text{ Mc}$  程度の場合よりもずつと安定に増幅出来るから前に述べた撰擇性の變壓器増幅器に依つて充分よく増幅する。スーパー・ヘテロダイン法といふ名は局部發振器との唸り周波數を出すヘテロダイン法であり、且つその唸り周波數が超可聴音である高い周波數になつてゐるといふ意味である。場合に依ると斯様な増幅法に依る受信機は二重檢波法を用ひてゐると唱へる事もある。それは第 1.25 圖で最初の三極管  $V_1$  で一度檢波してゐるし、またこの圖の中間周波増幅器で充分に増幅された後は再び檢波して無線電信の符號、又は無線電話の可聴周波數にするからである。この方法を更に徹底させた三重檢波法といふ様なものも極めて高い高周波(短波長)電壓の増幅に用ゐられる事がある。即ち最初の高周波電壓を第一檢波管で第一中間周波數に變換してから或程度に増幅し、更に第二檢波管で第二中間周波數に變換してから再び増幅する。そして

第三検波に依つて初めて符號，又は音聲周波信號に直すのである。

第 1.25 圖の檢波管  $V_1$  では  $f_1$  なる周波數の電壓を其グリッド側にかへ  $f_1 - f_2$  なる局部發振器電壓をプレート側にかけるとして示した。場合に依れば後者をもグリッド側にかけても差支ないが，左様するとグリッドにかけた兩電壓相互の干渉があつて唸り周波數の電流がよく出ない場合や甚しい時は全然現はれぬ場合がある。また假りに唸り周波數の電壓が出てその周波數が局部發振器の周波數で變化して  $f_1 - f_2$  なる値にならぬ事がある。圖に示した様に局部發振器の電壓を檢波管のプレート側にかけると斯様な現象は餘程少くなる。またこの局部發振器を別に設けずに檢波管をして同時に發振器を兼ねしむる場合もある。この時は殊に信號電壓と發振器電壓との干渉が強すぎて上記の現象が起り易い。それを避ける一つの方法は局部發振器の發振周波數  $f_2'$  を周波數  $f_1$  の  $1/2$  に近いものとして局部發振器の第二高周波  $2f_2'$  との差が唸り周波數 (例へば 160 kc) となる様にする。即ち

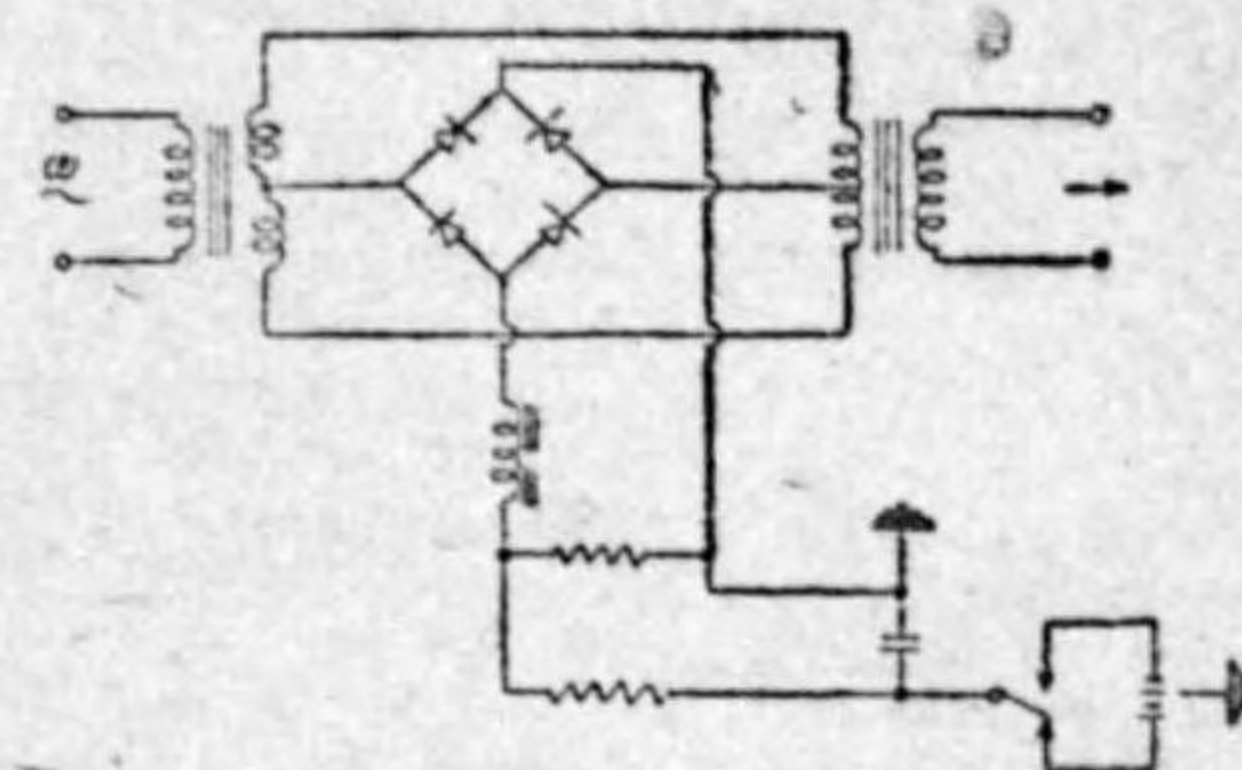
$$f_1 - 2f_2' = 160 \text{ kc} \quad (1.36)$$

斯様にする事の一つの利益は周波數  $f_1$  の電壓が檢波管のグリッドによくかかる事である。それは若し發振器周波數  $f_2$  が普通の様に (1.35) の関係であると檢波管グリッド回路としては發振器としての  $f_2$  の同調回路が直列に入る事となりそのイムピーダンスが周波數  $f_1$  に対しても割合に高いので檢波管グリッドには周波數  $f_1$  の信號電壓が餘りかゝらない事となるからである。

以上は高周波數  $f_1$  を増幅し難いので，より容易に増幅し得る低い周波數  $f_1 - f_2$  に變へてやる方法である。場合に依れば唸り音として  $f_1 + f_2$  なるより高い周波數をとる事も考へられる。これと同じに増幅し難い直流電壓をもつと増幅し易い周波數の電壓に變へてもよろしい。これはスーパー・ヘテロダイン法とは云はぬが要するに増幅し難い電壓を増幅し易い周波數の電壓に變換するといふ考案そのものとして全く同じである。斯様な方法は電信電流を可聽周波符號に直して通信線に傳送するとか，又は電送寫眞の黑白に依る符

號電流がやはり周波數が低過ぎて各種の困難があるので是に依つて可聽周波

數電壓を變調するとかいふ場合に用ゐられてゐる。第 1.26 圖は斯様な目的を使用される周波數變換回路である。圖に示す如く金屬整流管に依る電橋接續に對し角周波數  $\omega$  の電壓を供給する。金屬整流器は整流作用と同



第 1.26 圖

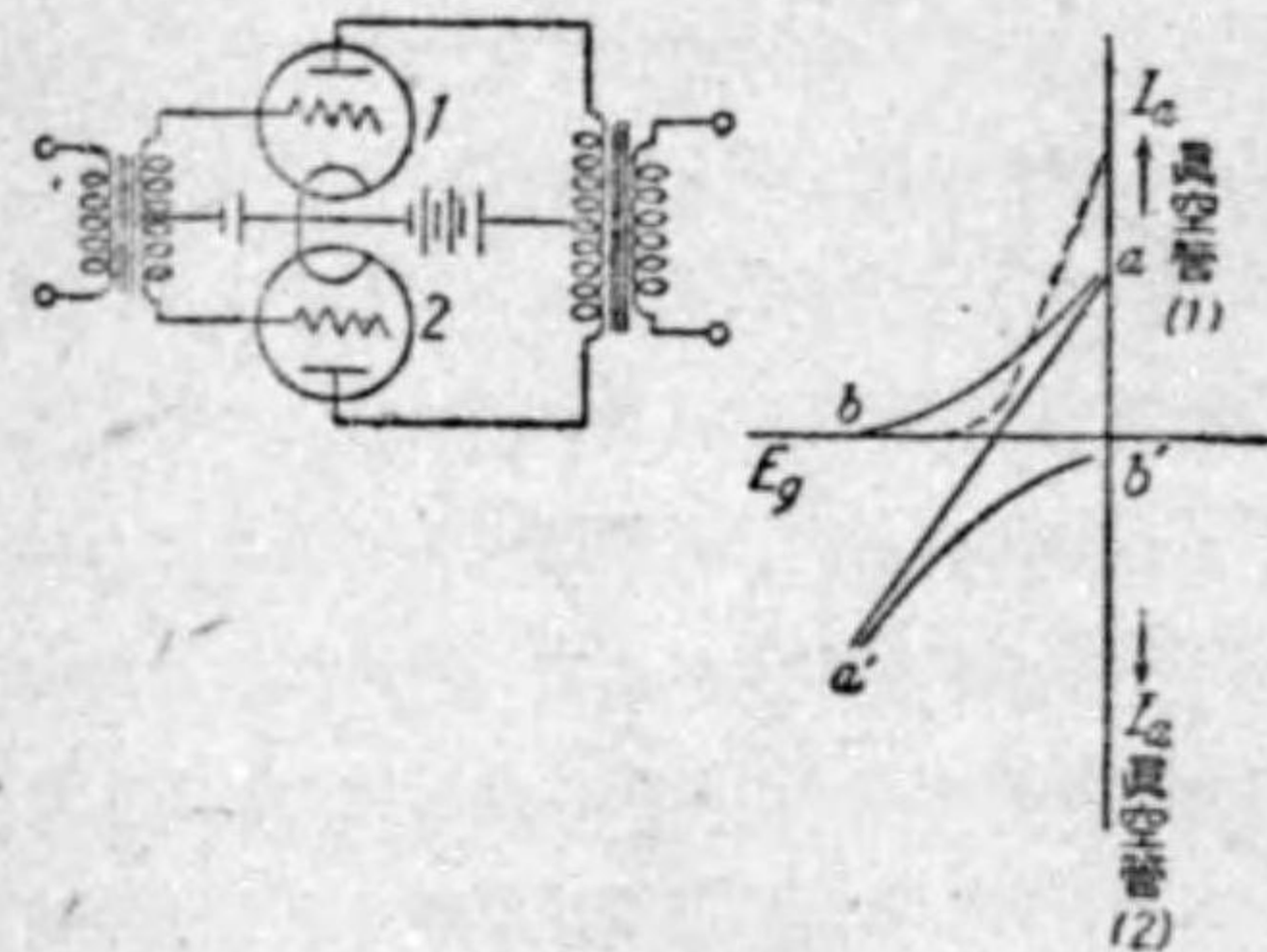
時に導電方向にてはそれにかける電壓を大とするとそのイムピーダンスが減る性質を有してゐる。圖の下方から電信符號の直流を整流器に流さぬ時は圖の左側から供給される角周波數  $\omega$  の電流は入力側差働變壓器に依り上下兩捲線で反對位相のものとして出力側變壓器に供給され出力は現はれない。然し電信符號を送る位置 (下側) に圖の電鍵が倒された時は金屬整流器に電流が流れその爲にそのイムピーダンスが變化し入力側差働變壓器で上下兩捲線の電流は今度は位相は完全に反對にならぬ。従つて出力側變壓器では角周波數  $\omega$  の電流が現はれて，これが電信符號で變調されたのと同じ事になる。斯様に接續は金屬整流管を用ゐた時のみと限らず，真空管に依る搬送波消去の所謂平衡變調器の回路であるが差支ない。(平衡變調器に就いては第 2 章参照) 要するに此等の回路で他の増幅し易い周波數に一度變換する事が大切である。

#### E) 出力増幅器

以上述べた多くの増幅管に於て出力電壓の波形は入力電壓のそれに相似である事を必要としてある。これは可聽周波増幅器でも高周波増幅器でも或周波數範圍内の交流電壓を増幅す可き所謂非撰擇性増幅器の時に殊に必要である。出力電壓の波形が入力電壓のそれと違つて歪みが現はれるのに色々の原因がある。これは大別して (i) グリッド電流の影響 (ii) プレート特性の影

響とに分けられる。通常グリッド電流の流れない範囲で増幅器として動作させるのであるが、入力電圧増幅が大に過ぎるとグリッド電流が流れ始めその電圧波形は崩れる。またグリッド側入力電圧が大になるとプレート電流の特性曲線で直線的部分のみが動作せず上方、並に下方の彎曲部まで使用する爲に自然出力側の波形は入力側のそれと違って崩れ易い。

斯様な真空管に依る波形の歪みを少なくして且つ増幅管として能率よく出力を大ならしむる一方法はプッシュ・プル接続を用ゐる事である。



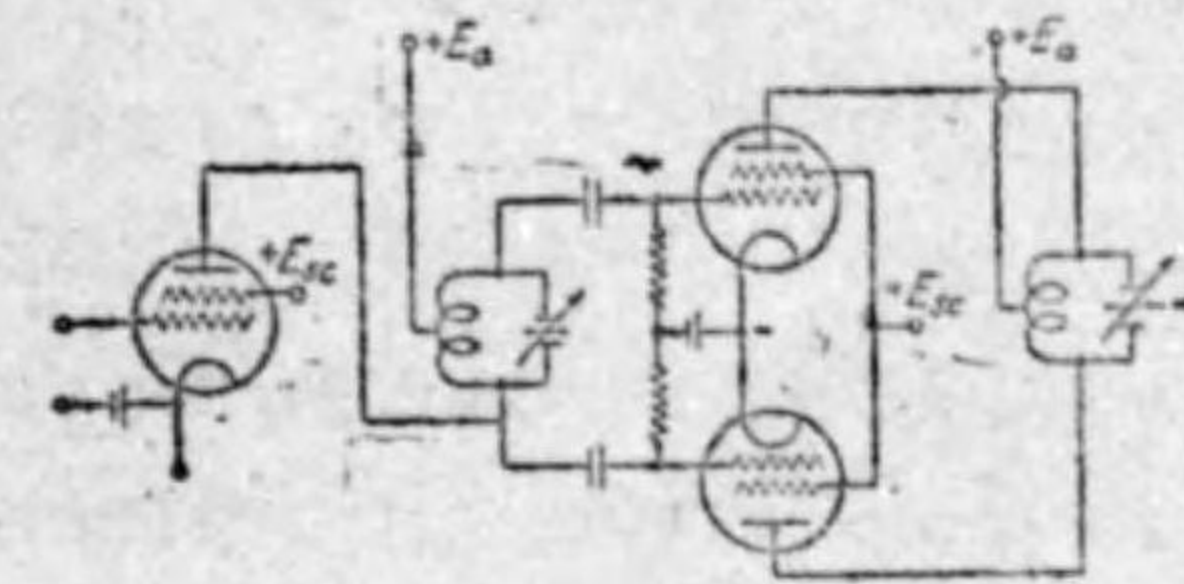
第 1.27 圖 (a)

それは第 1.27 圖 (a) の如く 2 個の三極管を接続し、且つグリッドの偏倚電圧を普通の如く単一の三極管を使用する時よりも更に多く負となし、同時にグリッドにかける交流電圧  $e_g$  の振幅を増してやる。左様するとプレート電流  $I_a$  とグリッド電流  $E_g$  とのダイナミックの特性は圖の  $ab, a'b'$  の如くなり (これはプレート側の抵抗負荷の爲に静的特性より傾斜の少い曲線になる。) その特性曲線上で直線的部分のみならず下方の彎曲せる部分をも働かす事とする。然し圖より明なる如く一方の三極管でのプレート電流の彎曲をば他方の三極管のプレート電流の彎曲で補償する事となるから結局圖の直線  $aa'$  上で動作してゐると同様になる。それ故入力側の振幅  $e_g$  が単一の三極管を使用せる時よりも相當増加してゐても出力側にはそれほど歪みが現はれない。

斯の如きプッシュ・プル接続は出力増幅器として最終段のみならず、その前の段に於ても第二高調波を少なくする意味から、若くは後述する如く短波長の増幅器として安定度が高いといふ理由から屢利用せられる。可聴周波數、

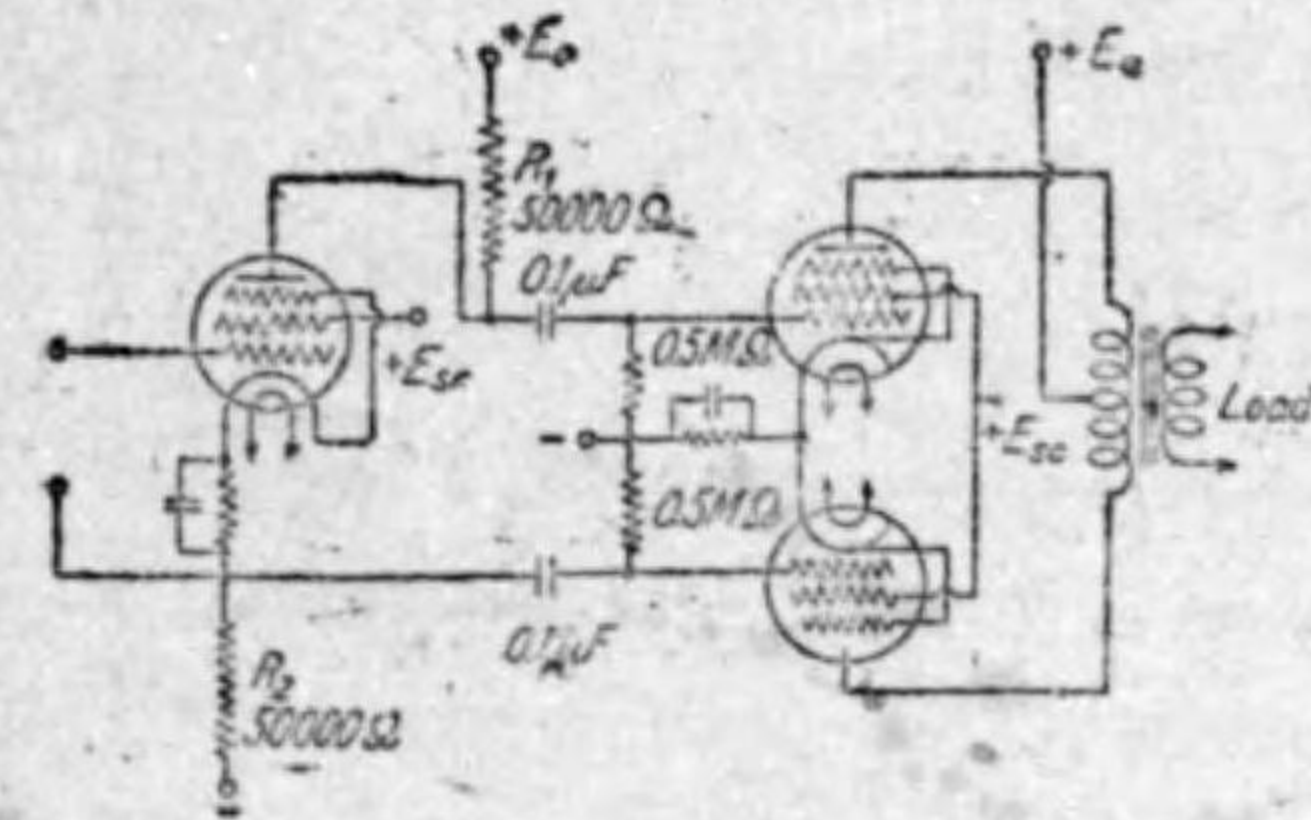
を大ならしむる一方法はプッシュ・プル接続を用ゐる事である。それは第 1.27 圖 (a) の如く 2 個の三極管を接続し、且つグリッドの偏倚電圧を普通の如く単一の三極管を使用する時よりも更に多く負となし、同時にグリッドにかける交流電圧  $e_g$  の振幅を増して

若くは比較的低い周波數では其グリッド側、プレート側のイムピーダンスは變壓器が普通であり、高周波では同調イムピーダンスが専ら使用せられる。



第 1.27 圖 (b)

第 1.27 圖 (a) でグリッド側に入れた變壓器は前段の單一真空管のプレート・イムピーダンスであるがその二次側は中間タップがあるからプッシュ・プル真空管に接続するに何等問題はない。またこれが高周波の場合で同調イムピーダンスの時も中間タップを取る事に依り第 1.27 圖 (b) の如く次段のプッシュ・プル接続の真空管に電壓を與へる事が出来る。



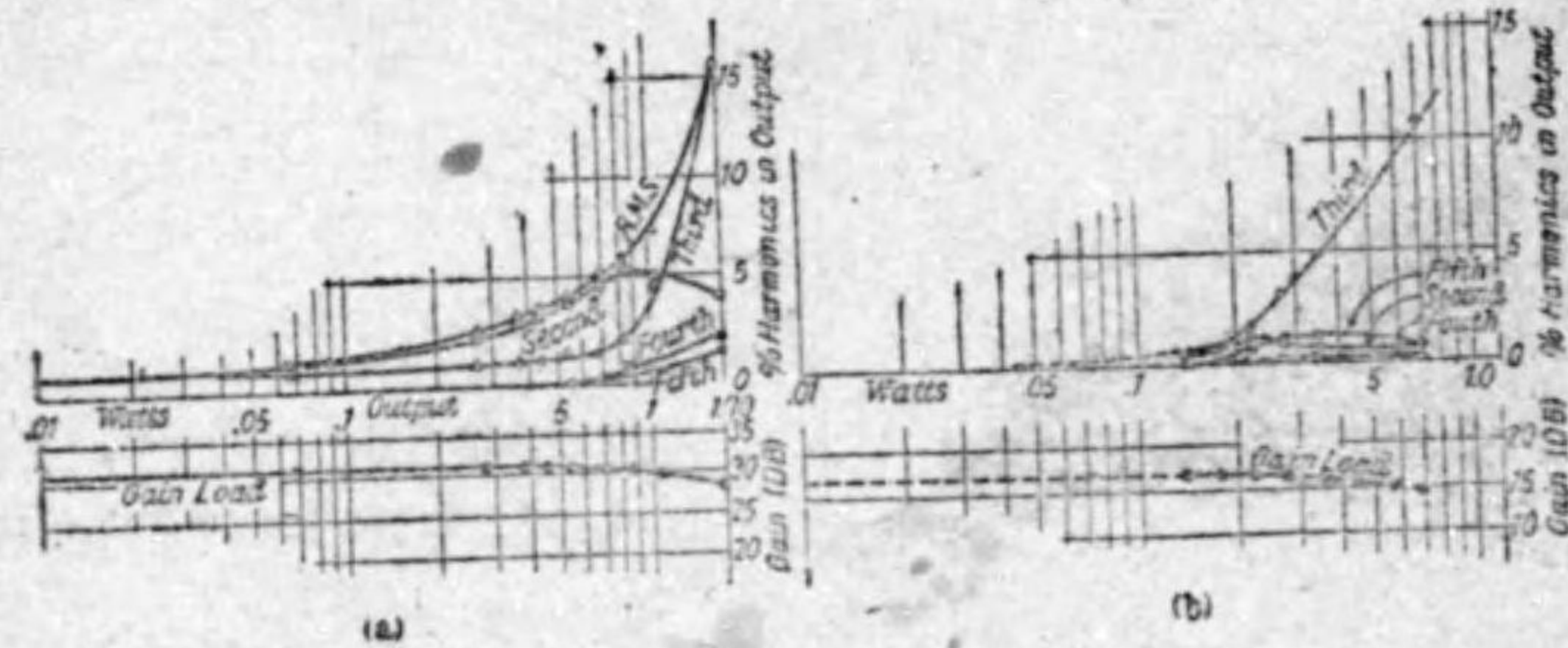
第 1.27 圖 (c)

可聴周波數の斯様なプッシュ・プル出力増幅器として場合に依れば前段の抵抗増幅器からグリッド側の制御電壓を取らねばならぬ事がある。これは傍熱型真空管を使用した場合であれば第 1.27 圖 (c) の如き接続を用ゐて出来る即ち前段の増幅管のプレート抵抗を略ぼ同一値を有する  $R_1, R_2$  の 2 個に分けて、それからプッシュ・プル真空管のグリッドへ電壓を與へるのである。この方法は近來の高忠實度を要求される受信機に用ゐられてゐる。

第 1.28 圖は入力電壓として 1000 ~ 正弦波形のものを加へ出力側電壓の調波分析を行つて第二調波、第三調波を見た結果である<sup>1)</sup>。但し (a) 圖は増幅

1) C. Willis and L. E. Melhuish: Bell System Techn. J. Oct. 1926. p. 573.

率  $\mu=6.5$ , 内抵抗  $R=4,000 \Omega$  (プレート電圧 350 V) の真空管を用いた普通の変圧器結合の一段増幅器の場合, (b) 圖は低い増幅率  $\mu=2.5$  で内抵抗  $R=2,000$  (プレート電圧 135 V) なる真空管に依るプッシュ・プル接続の一段の増幅器の場合である。それで見ると後者では出力側で第二, 第四等の偶数高調波の少い事がわかる。これは同じ型の三極管を用いた場合でないで出力の程度の比較は出来ないが, 單に同型の三極管を二個並列を使用する時は一個の場合の 2 倍だけ歪みの無い出力が得られる。(これに對しプッシュ・



第 1.28 圖

プル接続であれば出力はもつと増加させる事が出来る。實際の例に就いて見れば大體三極管 1 個の場合の約 3 倍になる。

三極管を増幅管として得られる出力  $W_2$  は大體に於て

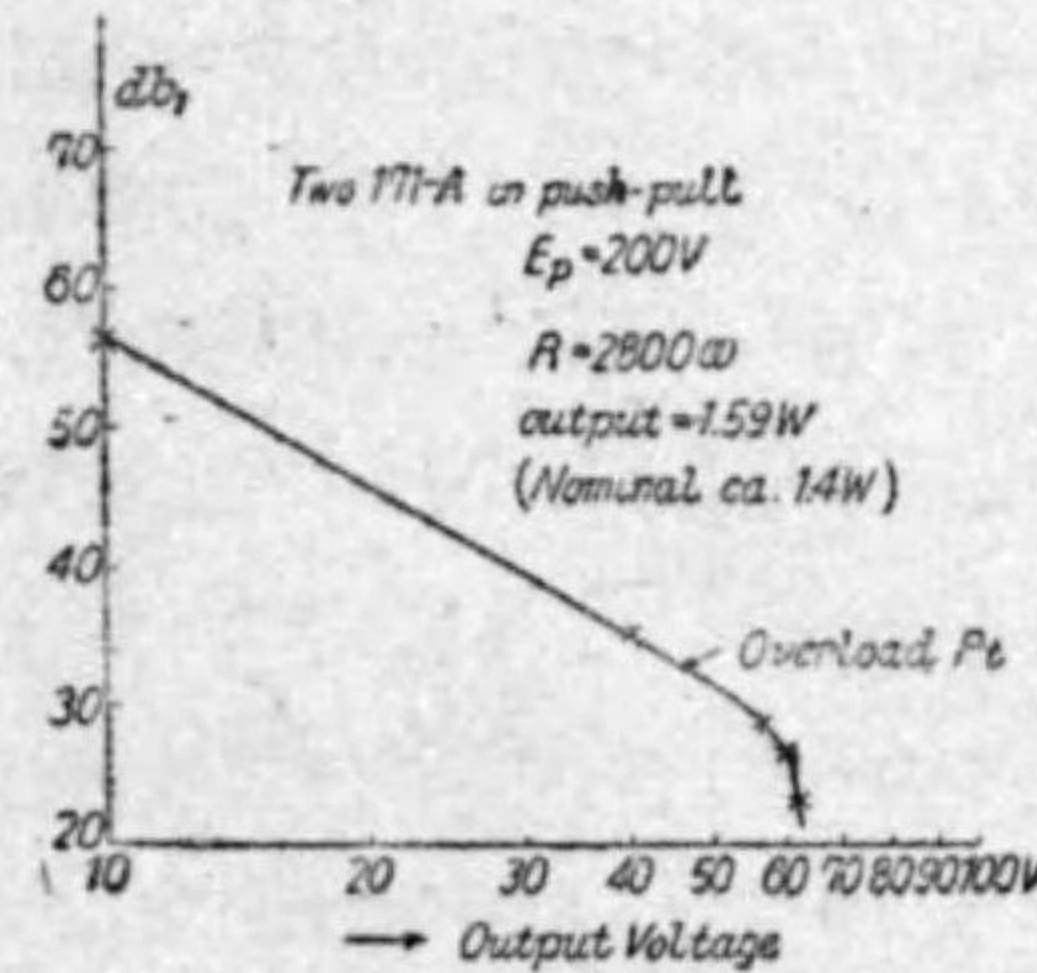
$$W_2 \propto \frac{E_p^2}{R} \quad (1.87)$$

の関係にあるから, プッシュ・プル接続は並列接続に比較すれば出力に於て 50% の利益があり, プレート電圧  $E_p$  から云へば恰も  $\sqrt{1.5}=1.23$  倍の値としたと同じ効果がある。

も一つプッシュ・プル接続は利益は出力側は變壓器が入つてゐるが, それが可聴周波數, 若くは中間周波數の場合には磁回路に鐵心を入れる事が多い。所でこの場合其鐵心の直流勵磁が打消されてゐる。即ち變壓器一次捲線で一

方の三極管のプレート電流に依る勵磁効果は, 他方の三極管のプレート電流に依る勵磁効果で打消されてゐる。それ故この鐵心は勵磁飽和に達せず導磁率の高い所で働かす得る。これは設計の方から云ふとも直流勵磁を考慮しなくとも差支ないから都合がよく, また材料節約の上からも捲線を少くした鐵心容積を小とする結果となる。

以上の如き出力増幅器の過負荷に依る歪みを調べる事は増幅器の過負荷點を決定する上に極めて大切なる事である。それには色々の方法があるが大體次の諸法が行はれてゐる。a) 入力側で正弦波形の電圧を加へ, 出力側の電流波形をオシログラフで撮り, その波形で高調波の基本波に對する百分率を調べる。それを色々の出力の場合に行ふ。b) 入力電圧を漸次増加して出力電圧を測定する時歪みが大となれば電圧増幅比が下降するからその點を求める。是には増幅度を測定したと同様の接続 (第 1.24 圖の如き) を用ゐる。第 1.29 圖は得た結果の一例であつて出力電圧 (對數スケールに取る) に對し入力側減衰器の讀みを取ると或點で直線的關係から離れて來る。その個所の附近を過負荷點と見做せば宜しい。c) 増幅器入力側の正弦波形電圧を例へば横軸に, 出力電圧を縦軸に取つて, 陰極線オシログラフにて波形を畫かせる。そして入力を漸次増加すれば出力電圧に歪みが出るからそれより増幅器



第 1.29 圖

の過負荷點を求める。e) 増幅器への入力電圧を漸次に増加し, 出力側で波形の高調波の百分率を調波分析器に依つて調べる。第 1.29 圖は b) の方法で得た結果の一つである。

プッシュ・プル接続で真空管が能率よく働かす爲に出力が多くなり, 一方プレート電圧  $E_a$  を上昇したと同じ結果となる事は前述の通りである。こ

の考案を更に徹底して興へられた真空管で極度に出力を大ならしむる爲に今日では B 級増幅、C-級増幅が行はれる。B-級増幅ではグリッド電圧  $e_g$  が 0 の時に丁度プレート電流  $I_a$  が 0 となる様にグリッド偏倚電圧を特性の切斷點に置いてある。C-級増幅ではグリッド偏倚電圧を更に負に置いた使用法を取つてゐる。何れの場合にもグリッド電圧  $e_g$  の振幅を大とし従つてサイクルの或瞬間にグリッド電流は流れるからグリッド・イムピーダンスは普通の場合よりも低い。これ等の使用法に就いては第 2 章で述べる故茲では省略する。

要するに出力を増大し、歪みを少なくするには次の諸法が考へられる。

- a) プレート電圧  $E_a$  を上げる。これは興へられた真空管で許し得るだけ上げればそれだけ出力は増し歪みが少くなる事は (1.37) の示す通りである。
- b) プッシュ・プル接続を使用する。c) 三極管に代ふるに特殊の真空管を使用する方法もある。所謂五極管で遮蔽グリッド電極とプレート電極との間に更にも一つのグリッド電極(抑制電極)を置きそれをフィラメントにつなぐか、若くはそれ以下の低い電圧に保つて置く。遮蔽真空管は特性曲線が  $E_a$  が低くとも三極管で  $E_a$  が高い場合と同じ様になるのでそれを利用する。然しプレート電流  $I_a$  の振幅  $i_a$  が大となりプレート・イムピーダンス  $R_p$  に依る交流電圧降下が多いとプレート電圧が遮蔽グリッド電圧より低下する瞬間があり得る。その時普通の遮蔽真空管ではプレートから二次電子放出が現はれ  $I_a$  が下降し特性曲線に甚しき歪が出る。若しこれが五極管であれば抑制グリッド電極の作用でプレート附近の電場を弱くしてある故斯様な二次電子放出が現はれない。従つて特性曲線に歪が出ないから遮蔽真空管の場合よりも大なるプレート電流の振幅  $i_a$  で出力を出せる。簡単な計算から五極管では三極管の場合に比較して最良の場合、同一のプレート直流入力に對し出力は 2 倍、能率も 2 倍に近くなる。なほこの五極管に類似の真空管も考案さ

れてゐる。その一例は所謂共面グリッド真空管である<sup>1)</sup>。これは制御グリッドと遮蔽グリッドとが同一平面に捲かれた遮蔽真空管で、五極管と類似の特性を有し割合に低いプレート電圧  $E_a$  で比較的大なる出力が得られる。制御グリッドが遮蔽グリッドと同一平面にあるから前者は五極管の抑制グリッドの機能を兼ねてゐると考へて宜しい。斯様な真空管の増幅定数  $\mu$  は遮蔽真空管ではあるがグリッドの構造配置上から割合に低いものとなつてゐる。

以上は出力増幅管として真空管の種類、並にその接続で出力を増大せしむる方法で、最終段の真空管で歪みを少なくする工夫である。然し増幅管としては最終段の真空管からのみ歪みが現はれるとは限らずそれより前の段で歪みが出る場合もある。3 段程度の増幅回路で歪みを少なくするには各種の方法が考へられるがその主要なるものを列挙すれば次の如くであらう。i) 真空管の内抵抗に比較し負荷抵抗の高い回路ではプレート電流に歪みが少い。ii) 真空管としては特性曲線は彎曲の少いもの即ち遮蔽真空管で云へば所謂可變増幅率遮蔽真空管の方が通常の遮蔽真空管よりも宜しい。iii) 所謂安定化せる反結合同路を利用するが宜しい。是に就いては p.57 に詳述する。これ等の方法を用ゐれば最終段真空管の容量として可能な程度まで歪みを少くして出力を出す事が可能である。

### 3. 真空管及び其回路の雑音

以上にて増幅回路として安定を害する何等かの反結合作用がなければ入力側に入れた交流電圧は可なりの小なる値でも増幅される事を述べた。たゞ直流増幅器に於ては入力グリッド側の電圧變化に依り出力側電流の變化が直流電源等の變動に依るものと混同して、餘り小なる電圧の増幅は得られぬ事をも説明した。交流電圧の増幅では斯様な事は無いにしても他に所謂雑音として出力側電流に變動を及ぼすものは無いであらうか？ 本項では直流電源

1) H. A. Pidgeon and J. O. McNally; Proc. I. R. E. 1930, p. 266

の變動以外に原因を存する斯様な雑音に就いて考察しやう。

(真空管内に生ずる雑音の原因を理論的に取扱ふと次の諸項目に分類し得る。

(i) 管の内部抵抗内に生ずる熱的擾亂 (ii) 空間電荷が存在する場合に空間電荷より生ずる放射効果、及びフリッカー効果 (iii) 衝突に依る電離、又は二次電子放出に依つて生ずる電子の放射効果 (iv) 正イオンに基く空間電荷の脈動等である。プレート回路の熱的擾亂は雑音として最も大きく、多くの雑音の少ない真空管の雑音レベルは是で支配される。放射効果やフリッカー雑音は温度飽和に達してゐる真空管では極めて少しいし、また二次電子に依り放射雑音も閉却して差支ない。〔正イオンに依る空間電荷脈動から起る雑音は通常全雑音からプレート回路の熱雑音を差引いたものに相當してゐる。〕

(先づ増幅器の雑音を考へるに、それが高イムピーダンスの入力回路を有する時と左もない時とでは模様が違ふ事を記憶しなければならぬ。この場合には真空管自身から生ずる雑音は入力回路の熱的擾亂から起る雑音に比較して小さい。若し入力イムピーダンスが低い時は管内の雑音が熱的擾亂雑音と同程度、若くは其以上になる事がある。それで増幅度の高い増幅器で最初の段の真空管の雑音レベルは果してどの程度であるか、又入力回路の熱的擾亂はどの位かを知る事が大切である。)

(熱的擾亂の雑音は金属導体内の電荷がその物體分子の熱的運動の影響を受けて導體端子に電位差の變動を生ずる事に起因する。この脈動電圧の實効値は導體の絶對温度  $T$ 、その抵抗  $R$  に比例するが、物質そのものには無關係である。且つこの熱雑音の出力は全周波數に一樣に分布してゐるから、見掛け上の大きさは測定系や導體自身の電氣的特性で變化する。即ち理論的には測定された熱雑音電壓 (實効値) は

$$\bar{E}_r^2 = 4kT \int_F R(f) |G_1(f)|^2 df \quad (1.38)$$

で示される。但し  $k$  は Boltzmann 定數 ( $1.37 \times 10^{-23}$  W 秒/度),  $R(f)$  は

周波數  $f$  に於けるイムピーダンスの抵抗分,  $G_1(f)$  は周波數  $f$  の時入力イムピーダンスと測定器との間の電壓増幅度,  $F$  は測定用増幅器の動作する周波數帯である。この式に依つて回路内の熱的雑音は正確に計算出来る。

真空管内の雑音は前に擧げた四つの原因から出るがその真相は明でなく正確には計算出来ない。(先づ真空管の内抵抗に生ずる熱的擾亂であるがこれは入力回路の抵抗内の熱的擾亂と同様にプレート、カソード間のイムピーダンスの抵抗分から起る。これは真空管内の内部イムピーダンスと是に並列接続された負荷イムピーダンスとから成り) 次式の如く示せばよろしい。

$$\bar{E}_r^2 = 4k \left[ \frac{r_0 r_p}{(r_0 + r_p)^2} \right] (T_0 r_p + T_f r_0) \int_F |G_2(f)|^2 df \quad (1.39)$$

但し  $r_p$  は真空管の内抵抗,  $r_0$  はプレート回路の負荷抵抗,  $G_2(f)$  は  $r_0$  と測定器との間の電壓増幅度,  $T_0, T_f$  は絶對温度で示した負荷抵抗、及びカソードの温度である。 $G_2(f)$  が周波數帯で一定であるとして積分を行ひこの式の雑音電壓を入力回路の雑音に換算して示すならば

$$G_1(f) = G_2(f) \mu r_0 / (r_0 + r_p)$$

の關係を代入し

$$\bar{V}^2 = 4kT_0 \left( \frac{r_p}{\mu} \right)^2 \left[ \frac{T_f}{T_0 r_p} + \frac{1}{r_0} \right] F \quad (1.40)$$

を得る。この雑音は常に存在し、従つて真空管の他の雑音の原因が消去された後の絶對最小雑音はこれで決定される。即ちこのプレート回路の熱的雑音が低雑音真空管に於ける雑音の主なるものであり、これを減らすにはカソード温度を低くし、有效増幅周波數帯を狭くし、若くはこれと獨立にプレート抵抗を減少し且つ増幅定數を増せばよい。なほ (1.40) から見ると最低雑音で真空管を使用するには負荷抵抗  $r_0$  は  $r_p T_0 / T_f$  に比し大でなければならぬ。そして斯様な回路の條件で使用すれば雑音のレベルは  $\mu^2 / r_p$  逆比例する。即ち p. 5 で述べた増幅管の固有能力に逆比例するものである。



真空管内の放射効果は空間電荷の無い場合に於て理論的にはよく研究されてゐるが、實際上の真空管では空間電荷が多い範囲で使用してゐるのでその計算は適用されない。真空管の電流が少く空間電荷の無い時はトリウム入タングステン、並にタングステンのフィラメントでの純粹の放射効果が現はれそれは電流と共に最初は直線的に増加する。空間電流が増大すれば空間電荷が現はれて放射効果は極大値を経て温度飽和が近づくと共に減少する。通常の真空管はこの状態で働かせしむるのであるから眞の放射雑音は全雑音の僅かの部分を占めるに過ぎない。

斯様に空間電荷はカソードからの電子の放射効果を抑制するが、同時に他の原因が雑音を増大する。それはカソード表面の小面積に起る電子放出の變化が脈動を出すもので、通常フリッカー効果と云つてゐる。これは特に酸化物カソードの時に著しく實驗ではフリッカー効果は放射効果の數倍にもなる。これもやはり放射効果電壓と同じく空間電流の増大と共に増加し空間電荷が生ずれば極大値を経て後減少する。完全なる温度飽和に達すればフリッカー効果は極めて少くなる。

その他真空管内の衝突に依る電離、若くは二次電子放出に依る雑音も現はれるがこの二次的現象に依るものは實際上、他の原因の雑音に比し閉却して差支ない。

以上で真空管内の雑音に就て一應の説明を終つたが、これと入力回路の熱的雑音との比較が實際上重要な事項である。入力回路抵抗  $R$  が周波數で變化なければ（即ちこれと並列に入るグリッド側の静電容量等の効果を閉却して宜しい周波數の場合として）

$$\bar{E}_r^2 = 4kTR \int_F |G_1(f)|^2 df \quad (1.41)$$

次に管内の状態で起る雑音は入力回路を短絡した時に測定出力側に電壓  $\bar{E}_N$  を與へる。

$$\bar{E}_N^2 = \int |V(f)|^2 |G_1(f)|^2 df$$

但し  $|V(f)|^2$  は周波數  $f$  に於ける單位周波數帯の管雑音の實効値を入力回路に就て云ふものである。今  $V_F^2$  を増幅器の周波數帯  $F$  上の  $|V(f)|^2$  の實効値とすれば

$$\bar{E}_N^2 = V_F^2 \int_F |G_1(f)|^2 df$$

それ故同一増幅度  $G_1(f)$  の測定器で測つて

$$\bar{V}_r^2 = 4kTR (\bar{E}_N^2 / \bar{E}_r^2) \quad (1.42)$$

となる。この式に依れば周波數帯  $F$  に於ける管雑音を單位サイクル帯につき入力回路の抵抗  $R$  に發生する熱的雑音で代表して計算出来る。即ち入力回路の抵抗  $R$  の熱的雑音を標準信號に使用して周波數帯  $F$  に於ける管雑音の單位周波數帯に於ける實効値を測つた事になる。

斯様にして得た或真空管の管雑音の一例は 5~ から 205~ の尖鋭なる切断點のある周波數帯増幅管の時は

$$\bar{V}_r^2 = 2.2 \times 10^{-16} \quad (\text{Volt})^2$$

従つてこれの管雑音は

$$(\bar{V}_r^2)^{\frac{1}{2}} = (V_F^2 F)^{\frac{1}{2}} = V(2.2 \times 10^{-16} \times 200) = 2.1 \times 10^{-7} \text{ V}$$

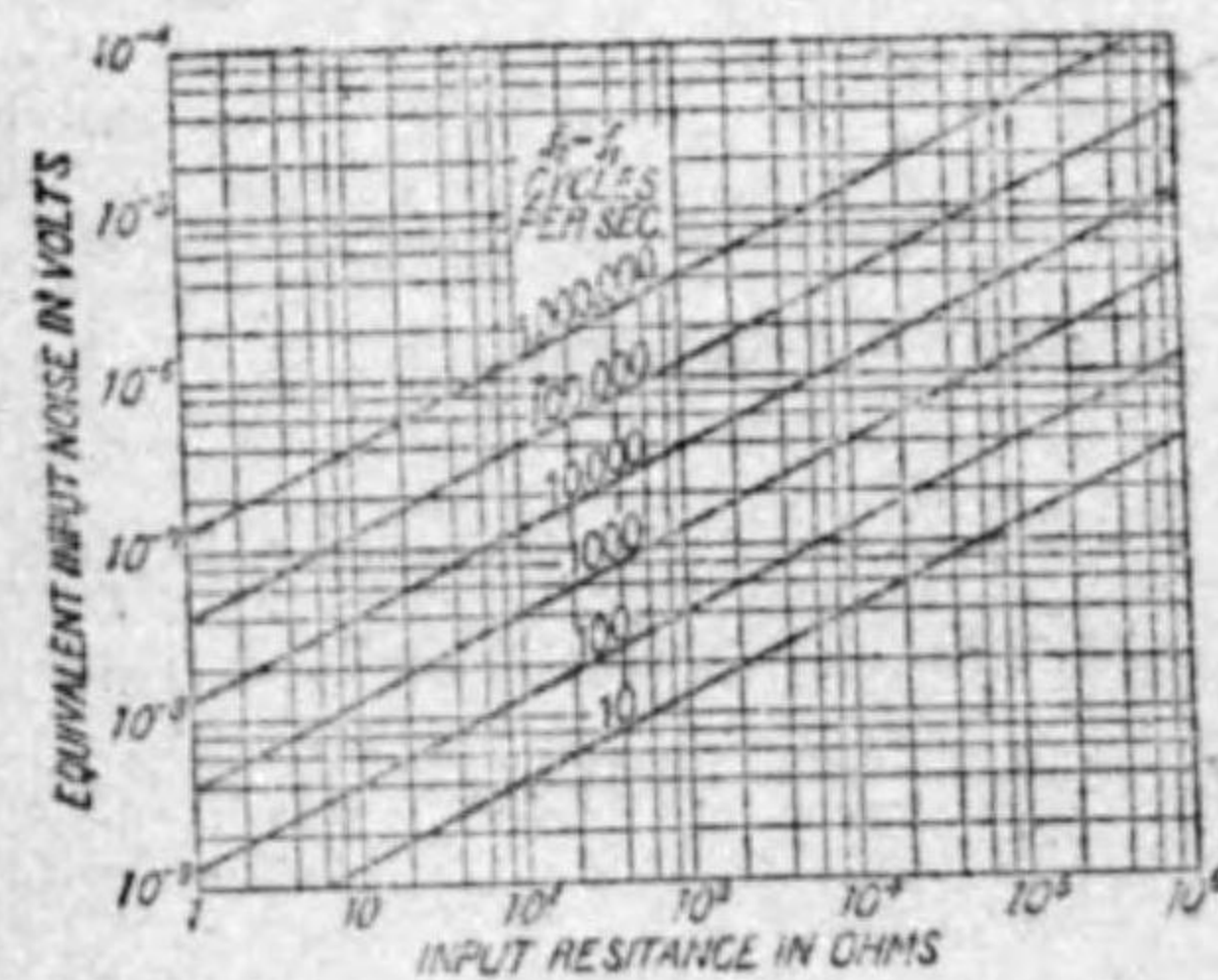
の程度である。これを 10,000~ を中心とした 200~ 周波數帯にすれば管雑音は  $1.0 \times 10^{-7}$  V に減る。大抵の真空管で同じ周波數帯での雑音電壓は 200~ 以下の周波數の方が是より高周波數の場合よりも 1.5 乃至 4.5 倍大である。

高周波に於ても雑音電壓はプレート回路の熱的雑音として考へられるものより多く出る。例へば前記真空管で酸化物フィラメントの温度を  $1000^\circ\text{K}$  と假定し (1.40) に依り計算すればプレート回路の熱的擾亂に依り發生する等價入力雑音電壓は 200~ 帯に對し  $2.7 \times 10^{-8}$  V である。高周波域で求めたこの雑音電壓は  $1.0 \times 10^{-7}$  V で、計算上の熱的雑音値の約 3.8 倍に達する。

増幅器としては雑音が或程度存在するとせば入力電圧(信號)對雑音の比を大きくする事を努力するより他に方法はない。これは入力抵抗内の熱的擾亂が増幅器としての雑音の大部分を占める時である。斯様な場合には若し入力回路の抵抗が真空管自身の  $R_i$  より小さければ變壓器を用ゐて信號、並に入力回路の雑音をば管の雑音以上に上げる事が出来る。この時の變壓器の昇壓比は入力真空管のグリッド、カソード間静電容量で制限を受ける。それ故斯様な回路では電極間静電容量が少く、且つ管雑音の比較的多い遮蔽真空管の方が低雑音の三極管よりも結果がよろしい事がある。

高い増幅度の増幅器で入力回路の抵抗の小なるを避け得られぬ時は雑音の大部分は管内の雑音である。この場合最良の方法は低雑音の真空管を使用する事である。増幅度の高い増幅器での雑音の最下限は、第 1.30 圖に示されてゐる。これは全雑音を入力回路の熱的雑音と見てよい場合の雑音を入力抵抗と周波数帯との函数として畫いたものであつて (1.38) から得た

$$\bar{V}_r^2 = 1.64 \times 10^{-20} R F \quad (\text{Volt})^2$$



第 1.30 圖

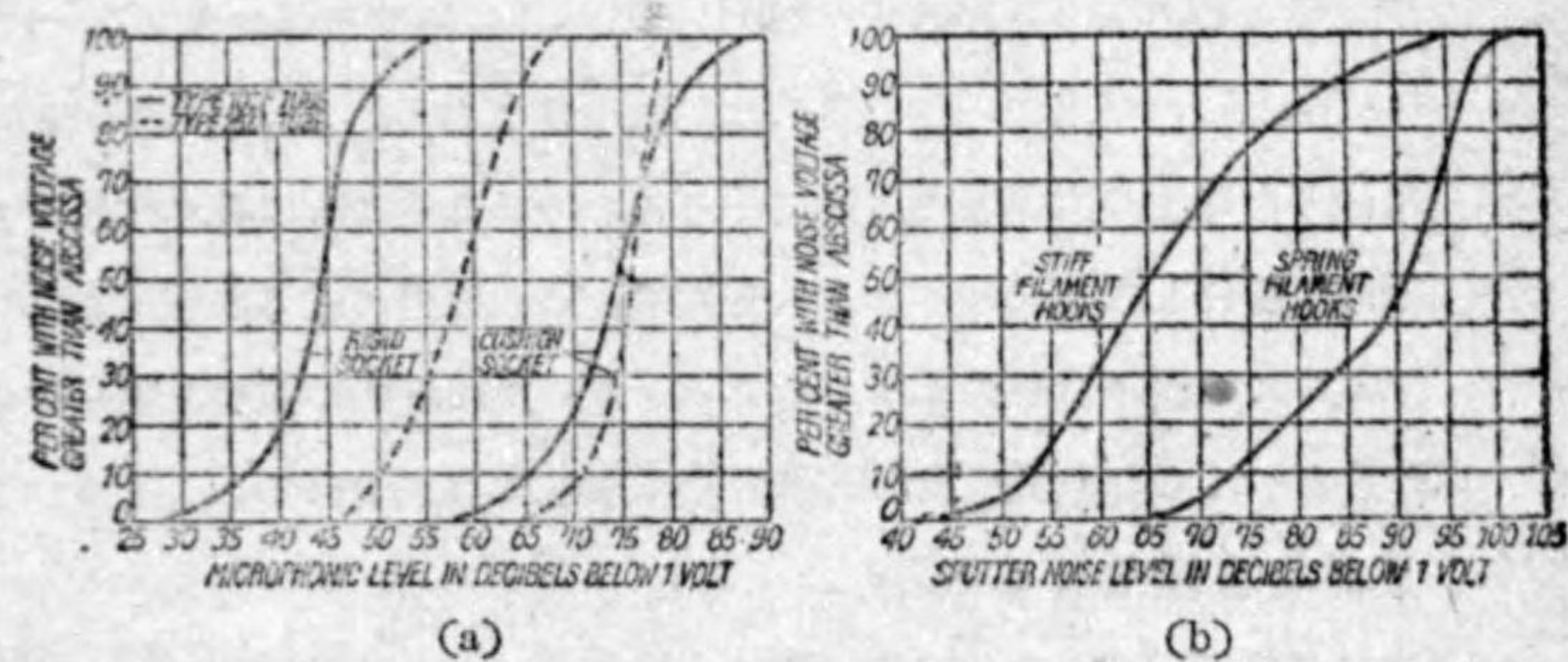
雑音の他に、所謂マイクロフォン雑音と稱せられる機械的衝撃に依つて管内に發生する雑音がある。即ち真空管の各部分が振動して電極間の距離が變化する爲に發生するものである。同一衝撃に對して真空管の構造を堅固

から求めた數字である。こゝで  $R$  は入力回路の抵抗を  $\Omega$  で示し、溫度  $T$  は室溫と見て  $300^\circ\text{K}$  に取つてある。但し入力抵抗の小なる場合に斯様な雑音レベルにするには入力變壓器を必要とし、それに依る制限を受くる事は上述した通りである。

以上の如き真空管内に發生する

にするとか、クッションを附けるとかすれば、管内各部の振動振幅、並に繼續時間が減る爲にこの雑音は少くなる。このマイクロフォン雑音は真空管の型に依り程度が異り 30 db ほどの差があり、同一の型のものでも個々の真空管でやはり 30 db<sup>1)</sup> 程度の差があるのが普通である。

真空管のマイクロフォン雑音を軽減するには堅固な電極、並に支持物を使用し、且つ支持個所間の長さを短くして機械的ダンピングを大とすれば宜しい。そして多くの場合フィラメントの振動に依る雑音が主であるから傍熱型であると少くなる。更にマイクロフォン雑音を軽減するには機械的音響的衝撃から真空管を保護すれば宜しい。その一例は第 1.31 圖 (a) に示してある<sup>2)</sup>。クッション・ソケットとした爲に 102 F なる型の真空管 (この



第 1.31 圖

圖の實線で示した特性の分)では 30 db, 262 A なる型 (この圖の點線で示した特性の分)の真空管では 18 db 許り雑音が減つてゐる。雑音を低いレベルにするにはベース、ソケットから傳はる機械的衝撃のみに對して保護しても不十分である。真空管に直接當る音波からも雑音が出る。これはクッションがよく利いて本當の機械的衝撃に依る雑音が軽減されて來た時にはこの障害

- 1) デシベル (db) は電壓の比、又は電流の比を示す時に用ゐる。即ち  $V_1/V_2$ ,  $I_1/I_2$  を db で示す時は數値は  $20 \log_{10} V_1/V_2$  又は  $20 \log_{10} I_1/I_2$  で與へられる。
- 2) D. B. Penick: Bell System Techn. J. 1934. p. 614.

が目立つて来る。これを防ぐには外氣から遮断した重い管内に真空管を入れれば宜しい。

以上の他に真空管では sputter noise と稱する雑音がある。これは熱的雑音でザーといふ音を出すのや、マイクロフニク雑音の如く衝撃に依つてゴーンとなる音とは違つてパチパチ云ふ音である。これは衝撃を興へた時にも左もない時にも現はれるが、真空管内各部要素の不良接觸、若くは絶縁物の間歇的漏洩により電極電位に絶えず變化があるから起るのである。斯様な sputter noise も真空管内のフィラメントが常にスプリングで張られてゐる様にすれば餘程少くなる。斯様な方法に依り sputter noise の軽減される事は第 1.31 圖 (b) でよくわかる。この場合真空管の 80% はスプリング・ブックを使用する事に依りその雑音が 20 乃至 25 db 位減る様になる。

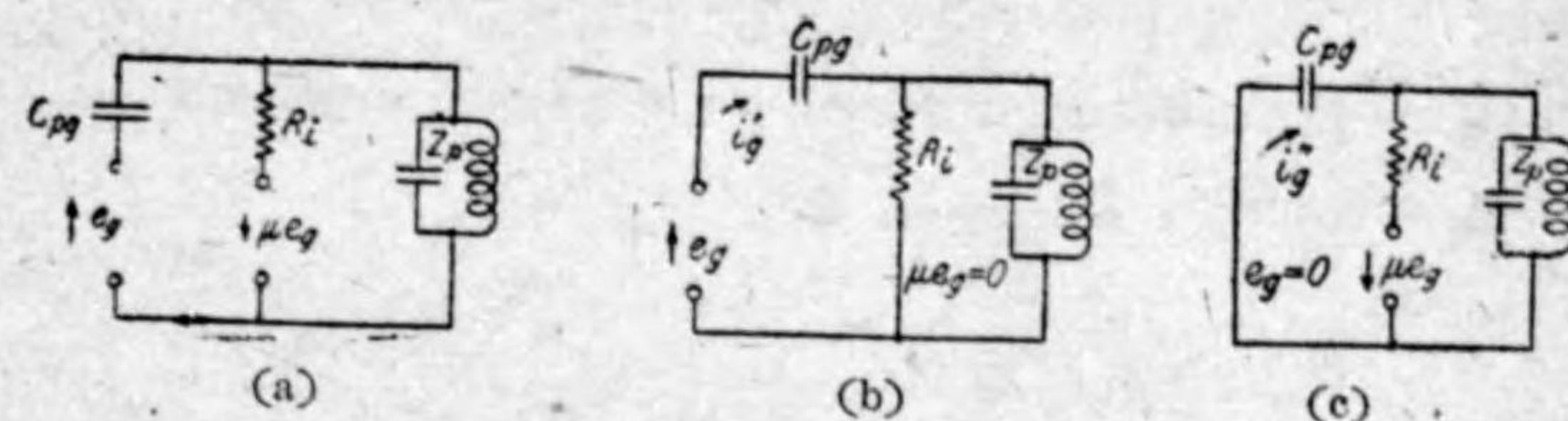
sputter noise の原因で一番困るのは絶縁不良である。これは絶縁物の上に蒸發に依り出来上つた導體の薄膜に依るものである。これは極めて不安定で不連続的に變化して sputter noise を出す。この原因に依る雑音は材料の撰擇、排氣中に導體蒸發を少なくするテクニック、並に管内の重要な表面で働作中に薄膜がつくられぬ様に機械的設計を採用して軽減される。

#### 4. 反結合を除去せる回路

p.10 に於ては反結合を全然考慮に取らぬ増幅回路のみを述べた。然し實際上反結合の無い回路といふのは殆んどないので、たゞ程度の差があるだけである。増幅段数の多くなるほど、また取扱ふ交流周波数が高くなるほど反結合作用は著しくなり、これを除去しないでは安定なる増幅器は組立られぬ。以下真空管内部に原因せる反結合作用に就き説明し、續いてその對策を述べやう。

##### A) プレート・グリッド静電容量の影響

三極管に於けるプレート・グリッド間の静電容量  $C_{pg}$  の影響を考へやう。第 1.32 圖で三極管には  $C_{pg}$  の他、プレート・フィラメント間、グリッド・フィラメントの間の静電容量  $C_{fg}$ ,  $C_{gf}$  があるが、これは夫々プレート側、グ



第 1.32 圖

リッド側の同調回路に含めて考へる。三極管の等價回路を用ひて先づ第 1.32 圖 (a) を用ゐる。これは同圖 (b, c) の二つの場合を重疊したものと見れば宜しい。第 1.32 圖 (b) の時は

$$i_g' = e_g \frac{j\omega C_{pg} \left( \frac{1}{R_i} + \frac{1}{Z_p} \right)}{j\omega C_{pg} + \frac{1}{R_i} + \frac{1}{Z_p}}$$

第 1.32 圖 (c) の時は

$$i_g'' = \mu e_g \cdot \frac{1}{R_i + \frac{1}{\frac{1}{Z_p} + j\omega C_{pg}}} \cdot \frac{j\omega C_{pg}}{\frac{1}{Z_p} + j\omega C_{pg}}$$

$$= \mu e_g \cdot \frac{j\omega C_{pg}}{1 + R_i \left( \frac{1}{Z_p} + j\omega C_{pg} \right)}$$

である。この二つの場合を合せて實際のグリッド電流  $i_g$  は

$$i_g = i_g' + i_g'' = e_g \cdot \frac{j\omega C_{pg} \left( \frac{1+\mu}{R_i} + \frac{1}{Z_p} \right)}{j\omega C_{pg} + \frac{1}{R_i} + \frac{1}{Z_p}} \quad (1.43)$$

で即ち  $i_g/e_g = Y_{gf}$  なるグリッド側から見たアドミッタンスとして示せば

$$Y_{gf} = \frac{j\omega C_{pg} \left( \frac{1+\mu}{R_i} + \frac{1}{Z_p} \right)}{j\omega C_{pg} + \frac{1}{R_i} + \frac{1}{Z_p}} \quad (1.44)$$

である。

(1.44)の一般的の考察は茲に省いて假りに角周波数  $\omega$  が割合に少いか、又は  $C_{pg}$  の極めて少い場合を取る。即ち

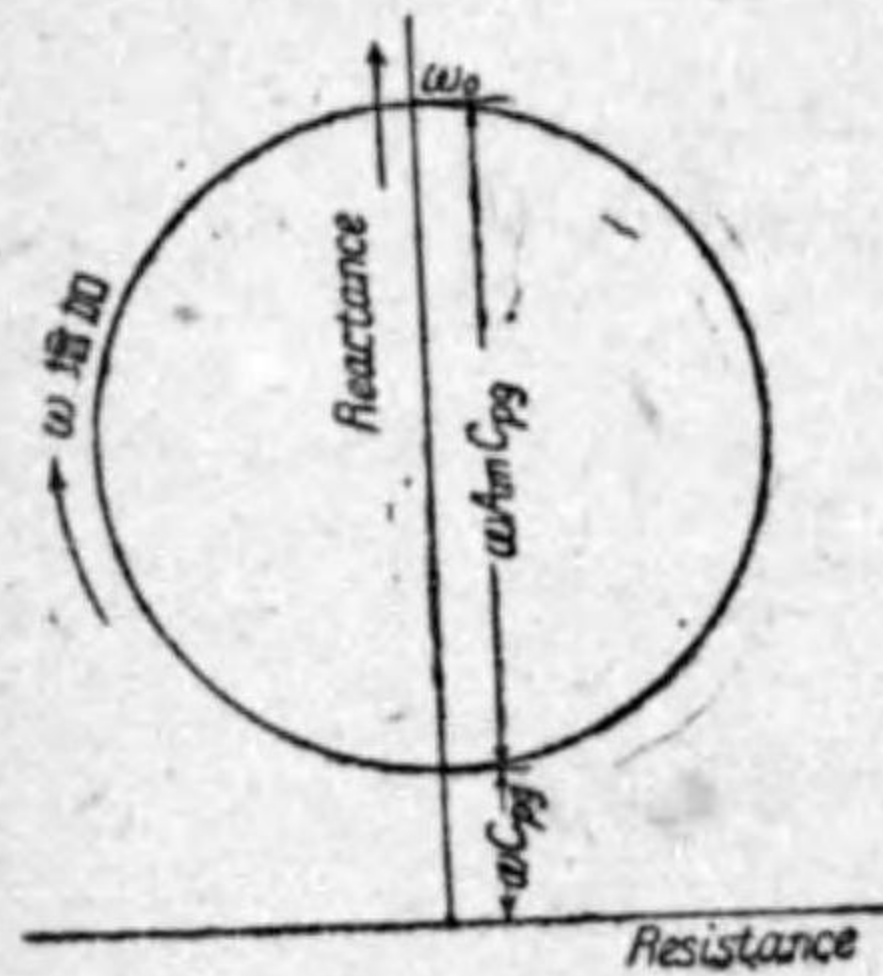
$$j\omega C_{pg} \ll \frac{1}{R_i} + \frac{1}{Z_p} \quad (1.45)$$

とすれば (1.44) は變形されて

$$Y_{of} = j\omega C_{pg} \left( 1 + \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{Z_p}} \right) \quad (1.46)$$

を得る。これは p.17 に得た (1.27) に他ならない。

今プレート同調回路をプレート側の負荷にとると  $Z_p$  の軌跡は大抵の場合  $\omega$  の僅少の變化の範圍で圓となる。従つて (1.46) の  $\omega$  は殆んど變化なし



第 1.33 圖

と見れば  $Y_{of}$  の軌跡も圓になる。即ち第 1.33 圖の如く  $\omega$  と共に變化し、プレート同調回路が同調せる角周波数  $\omega_0$  の時、 $Z_p$  は最大で  $R_p$  となり、 $Y_{of}$  は (1.24) の示す様なコンデンサーの有つアドミッタンスになる。 $\omega$  が  $\omega_0$  より低い時はプレート側の  $Z_p$  はインダクチブ・リアクタンスでインダクタンスとなるが、この時  $Y_{of}$  には負の符號のコンダクタンスがある事がわかる。

従つてこのコンダクタンスが相當大なる場合にはグリッド側に入れた回路の損失が  $Y_{of}$  の實數部の負のコンダクタンスで補償され遂に發振するに至る。即ちこの時は最早増幅回路として安定に動作しない。

第 1.33 圖の  $Y_{of}$  の軌跡である圓の直径は次の如くである。の増幅器のこの増幅度の最大値  $A_m$  は

$$A_m = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_p}} \quad (1.47)$$

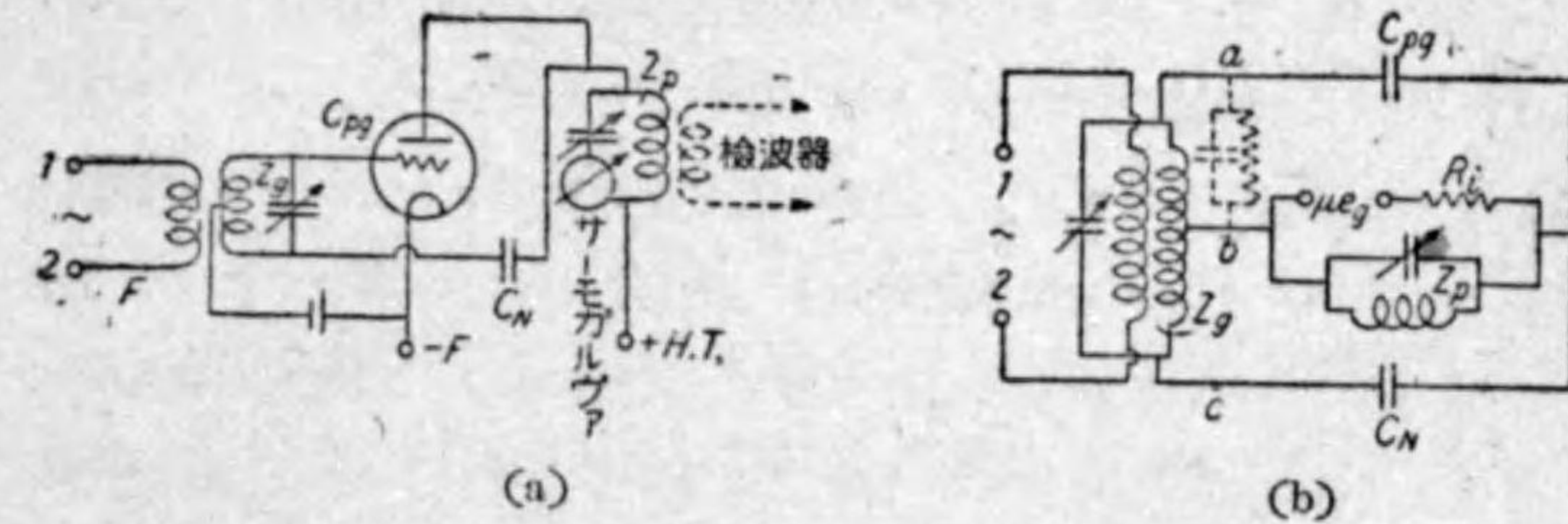
であるから、これを代入して直径は  $\omega C_{pg} A_m$  なる事を知る。従つて負のコンダクタンスの最大値はこの圓の半径として  $\omega C_{pg} A_m / 2$  となる。これがグリッド回路側のコンダクタンス  $g_i$  より (グリッドに例へば同調回路があるとすれば、その回路損失からこれは直に求められる。) 大であれば、この増幅回路は發振する。従つて

$$g_i > \frac{\omega A_m C_{pg}}{2} \quad (1.48)$$

が回路が安定となる條件である。

B) ニュートロダイン回路

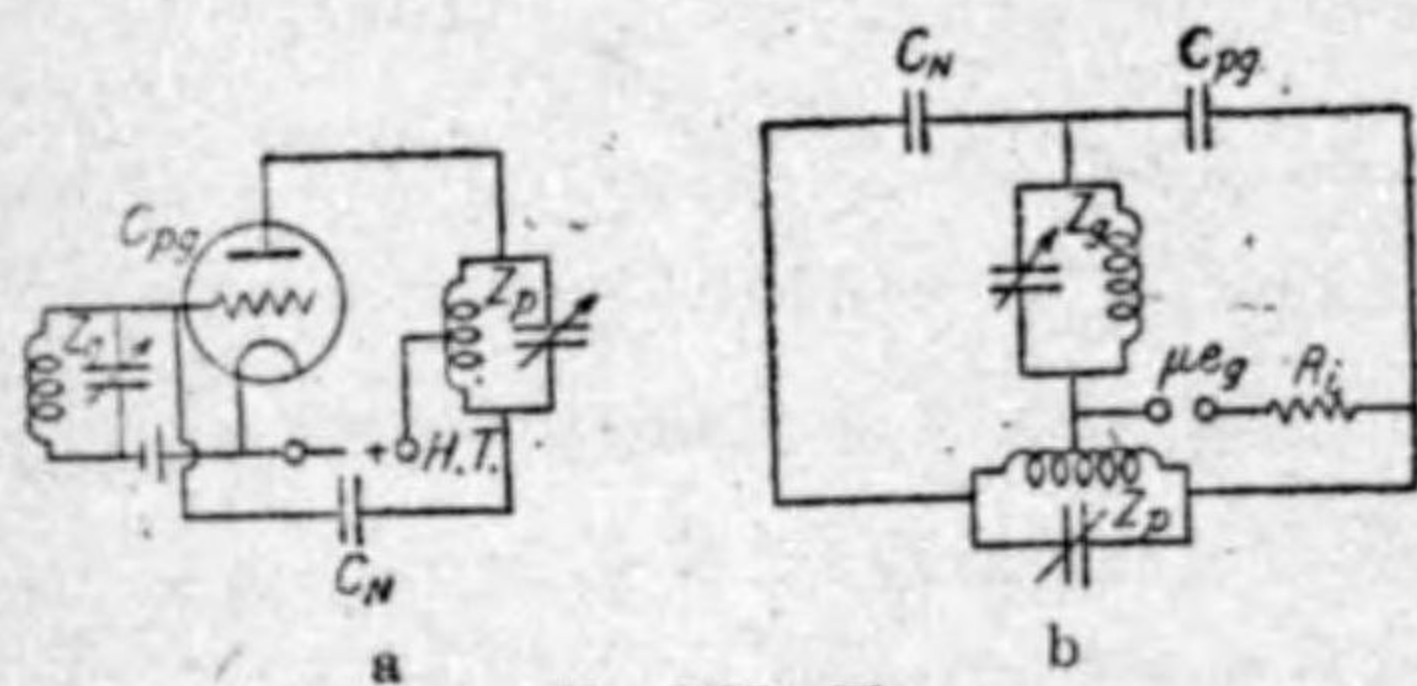
前述のプレート・グリッド間の静電容量  $C_{pg}$  の影響を中和する様に別の補助回路をつくるならば増幅回路の安定度は増大できる。ニュートロダイン法といふのが是であつて、第 1.34 圖はその一例である。この圖でプレート回



第 1.34 圖

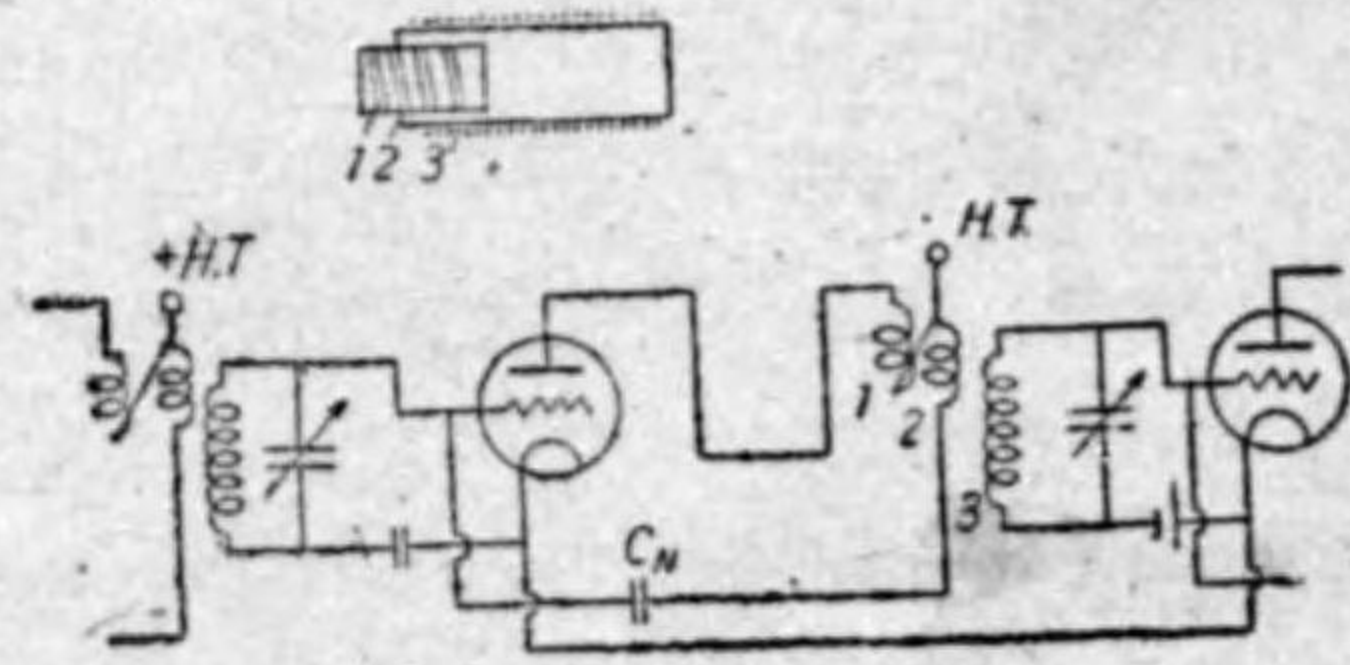
路の同調を變へる時  $Z_p$  がインダクタンスとして働くと、プレート側から  $C_{pg}$  に依るグリッド側への交流勢力の供給が振動を起す原因となる事は前項で説明した通りである。それ故  $Z_p$  の調整が少しもグリッド側の回路  $Z_g$  に影響を及ぼさない様にしてやれば宜しい。例へば第 1.34 圖 (a) の様にしてグリッド側  $Z_g$  を形成する要素のインダクタンス  $L_g$  の中間からタップを取

るとその半分だけの電圧がグリッドにかゝる。そして他の半分の電圧を中和コンデンサー  $C_n$  を通じてプレート側に加へてやる。若しも  $C_n$  を  $C_{pg}$  と殆んど等しくしてあれば、(1.43) の内の  $i_p''$  の項が殆んどなくなつたと同じになる。それは  $C_{pg}$  を通じて  $Z_p$  へ供給されるのと反対の位相で同程度の電流が  $C_n$  を通じて  $Z_p$  へ供給されるからである。これは言ひ換へれば第1.34圖 (b) に示した接続と同一で、よく抵抗その他イムピーダンスの測定などに用ゐられる電橋の接続と同じであるから、平衡の取れた状態では  $Z_p$  の調整は  $Z_s$  に影響せず、逆に  $Z_s$  の調整は  $Z_p$  に影響しない。第1.35圖(a)も第1.34



第 1.35 圖

圖と類似の回路で、これは  $Z_p$  なるプレート側イムピーダンスを二つに分け、半分だけを真空管プレート回路に入れ、他の半分の端から中和コンデンサー  $C_n$  を通じてグリッドに中和用電流を供給する様にしたものである。等価回路に直すと同圖 (b) の如くやはり電橋となつてゐて、 $Z_p$ 、 $Z_s$  で一方の調整が他方に影響を及ぼさない。此等の例では中和用コンデンサーの接続は  $Z_p$ 、 $Z_s$  のインダクタンスを単巻變壓器として用ゐたが、左様せず  $C_n$  を變壓器の二次線輪から取る事も行はれてゐる。實際に使用して最良の方法の一つと考へられるのは第1.36圖に示した様な回路である。これは一次線輪を2個つくり、一方を三極管のプレート、他方を中和用コンデンサー  $C_n$  に接続するのである。線輪 (1)(2) は圖に示した様に線を2本並べて同様に捲き、其が終つた後線輪 (1)



第 1.36 圖

の捲終りを線輪 (2) の捲始めとつないで中點としてプレート電源に接続する。斯様にすれば  $C_{pg}$ 、 $C_n$  を通じてプレート側からグリッドへ逆に供給される電流は殆んど完全に其大きさが等しく位相が反対となるので中和作用が非常に良くなる。

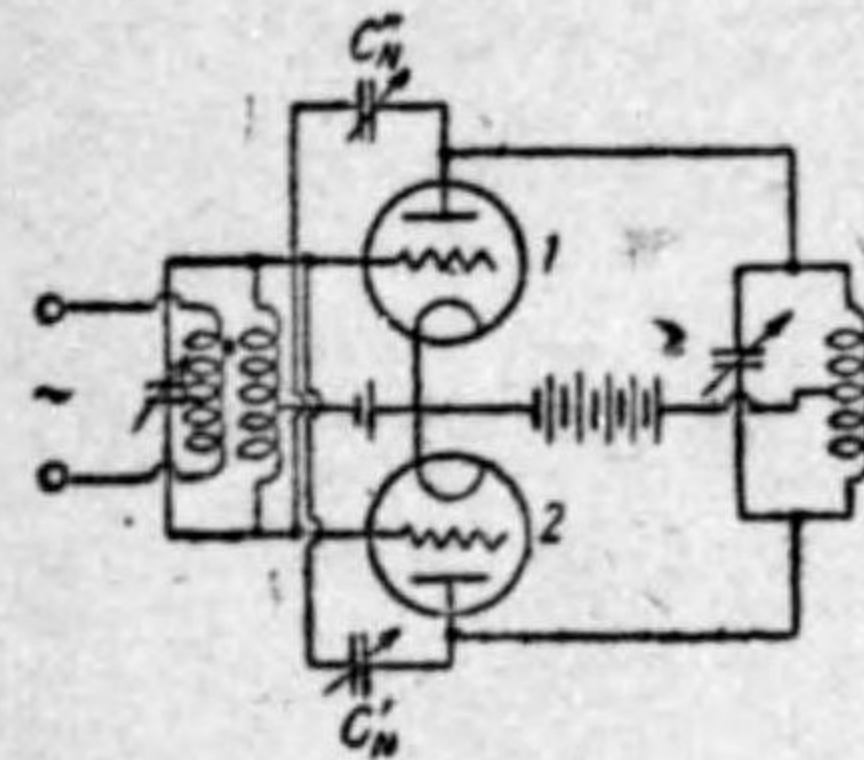
實際上に斯様なニュートロダイ回路を組立てた後、中和コンデンサー  $C_n$  を所定の値に調整するには色々の方法が考へられる。a) 第1.34圖 (a) でプレート電源を取去つて増幅器の接続端 +H.T. を F 側に電池を抜かしてつなぐか、若くはフィラメントを消して後、端 1-2 から適當な高周波電源に依つて増幅せんとする高周波電圧を加へる。プレート・イムピーダンス  $Z_p$  に感度の良いサーモ・ガルヴァノメーターを入れ  $Z_p$ 、 $Z_s$  を同調すれば或る振れが現はれる。其時  $C_n$  を調整すると振れが減る。但し同時に  $Z_p$ 、 $Z_s$  の同調が多少狂ふから絶えずこれを同調しながら  $C_n$  を變へて結局サーモ・ガルヴァノメーターに振れが出ないか、又は最小となる點を求めれば良い。b) 或は第1.34圖 (a) で端 1-2 から供給する電源の高周波電圧を可聴周波數を以て變調して置けば前記サーモ・ガルヴァノメーターを使用する代りこれから檢波器につないで檢波して受話器で聴き、音が最小となる様に  $C_n$  を調整する。この場合にもやはりプレート電源、又はフィラメント電源は取除いて試験を行ふ事を忘れてはならない。斯様な試験を行つて調整した後直流電源をつないでから増幅す可き高周波電圧を加ふるならば安定に増幅器として働かし發振は起らない。實際には  $C_n=C_{pg}$  が最良の調整である場合でも大體この條件に近づいてゐれば宜しいのであつて、必ず嚴格に  $C_n=C_{pg}$  でなければならぬ事はない。即ち 1 段の増幅回路で考へれば

$$C_1 = C_{pg} - C_n$$

であり  $C_1$  が充分小さくて、この  $C_1$  を (1.48) の  $C_{pg}$  の代りに入れてこの式が満足する様であれば發振しないのである。

若し増幅せんとする電壓の周波數が増して例へば 3 Mc 以上となり所謂短

波と呼ばれる範囲になると前述の如きニュートロダイン法でも電橋として平衡が不十分である。斯様な場合にはブッシュ・



第 1.37 圖

ブル接続のニュートロダイン法が専ら用られる。これは第 1.37 圖に示す如き接続で一見してわかる様に一方の真空管だけについて考えて見ると第 1.34 圖, 第 1.35 圖の両方を兼ねてゐる。即ちこの圖の三極管 1 に就ては  $C_{p1}$  はプレートよりの中和電圧をグリッド側に供給する爲に,  $C_{g1}$  はグリッドよりの中和電圧をプレート側に供給する爲に役立つ。且つ第 1.35 圖 (a) の時はその等価回路 (b) 圖から見ると電橋の一つのアームには  $R_p$  が入り左右不均齊である。第 1.37 圖のブッシュ・ブル接続ではその缺點は除かれてゐる。第 1.34 圖 (a) でも同様でその等価回路 (b) 圖で ab 間には直線で示した様なグリッド・フィラメント間の静電容量や漏洩抵抗が入つてゐる。第 1.37 圖のブッシュ・ブル接続ならば第 1.37 圖 (b) で bc の間にも三極管 2 のグリッド・フィラメント間の静電容量や漏洩抵抗が入り均齊が取れる。その上に三極管を 2 個使用すれば配線やプレート・グリッド側のインダクタンス, コンデンサーの配置を凡て左右均齊として, 振動の発生を防止するに非常に都合が宜しい。斯様な理由で今日では短波を増幅して大電力を得やうとする短波送信機には専ら第 1.37 圖の如きブッシュ・ブルのニュートロダイン法が用られる。

C) 遮蔽グリッド真空管

遮蔽グリッド真空管であれば管内の  $C_{p2}$  は非常に少く出来る。即ち遮蔽グリッドを以て非常に良くプレートを含む様な構造にしてあるので, 通常の三極管の  $C_{p2}$  の数百分の一となす事が出来る。前に述べた三極管の安定条件 (1.48) は三極管のみに適用されるものではなく遮蔽真空管でも差支ない。この場合には  $C_{p2}$  は殊に少いから (1.45) の条件が満足され, 従つて (1.46) の

関係がよく成立する。且つこの様な場合の増幅度は  $R_p \gg Z_p$  の場合が普通であるから (1.47) の代りに

$$A_m = g \cdot R_p \tag{1.49}$$

となりこれを (1.48) に入れ且つグリッド回路側のコンダクタンス  $g_1$  を同回路に入れた並列抵抗  $1/R_1$  で置きかゝると

$$\frac{1}{R_1} < \frac{\omega}{2} R_p g_m C_{p2} \tag{1.50}$$

を得る。若レプレート, 並にグリッドの同調回路として同じ様なものが用ゐられてゐれば

$$R_p = R_1$$

従つて (1.49), (1.50) から

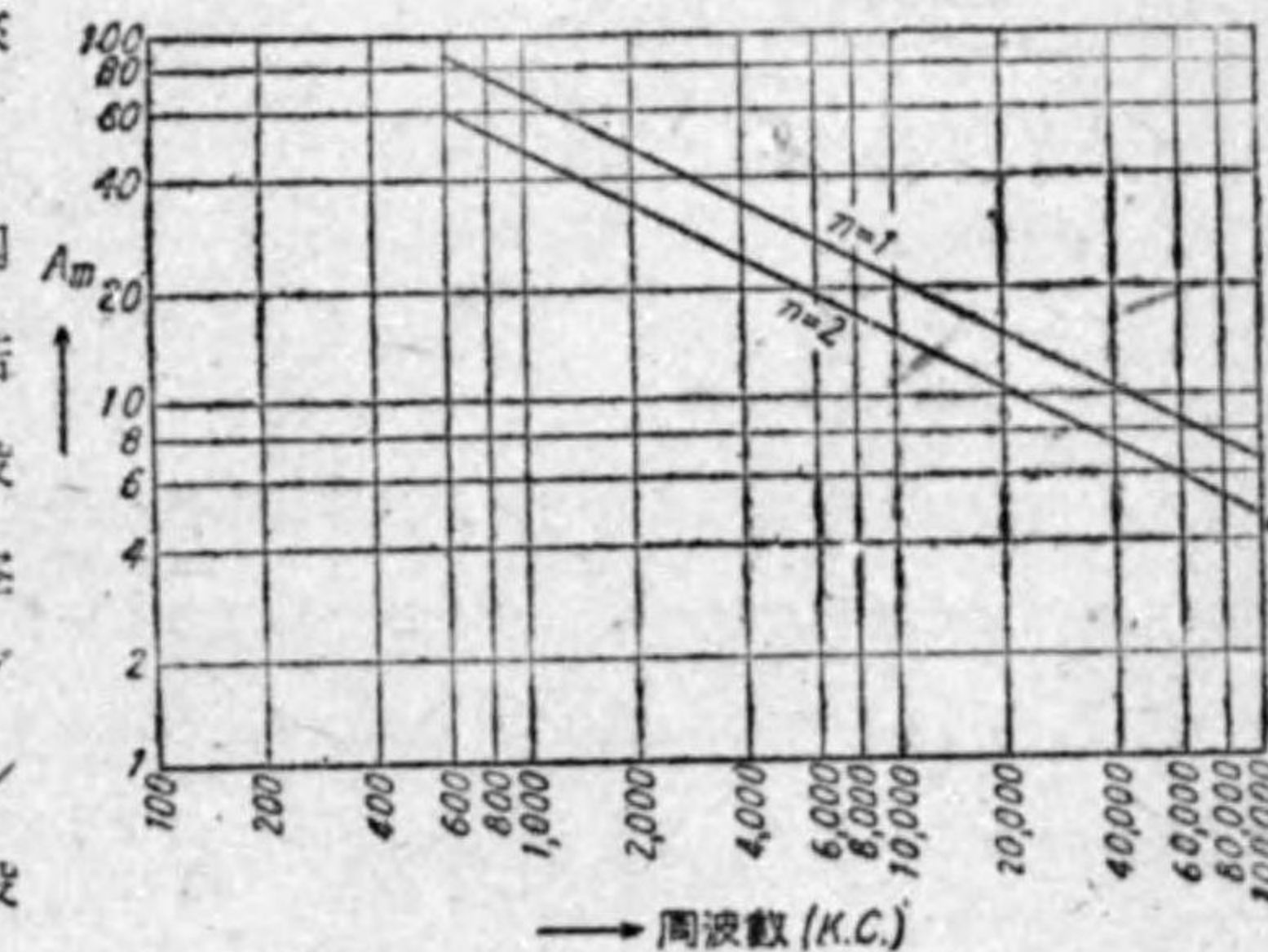
$$g_m = \frac{\omega C_{p2} A_m^2}{2}$$

若くは

$$A_m = \sqrt{\frac{2g_m}{\omega C_{p2}}} \tag{1.51}$$

の形で示す事が出来る。

以上は 1 段の増幅回路の場合であるが, 若し  $n$  段であり且つ各段が同じ定数の遮蔽真空管, 並にプレート・(グリッド・)イムピーダンスから成るとせば 1 段の増幅度は



第 1.38 圖

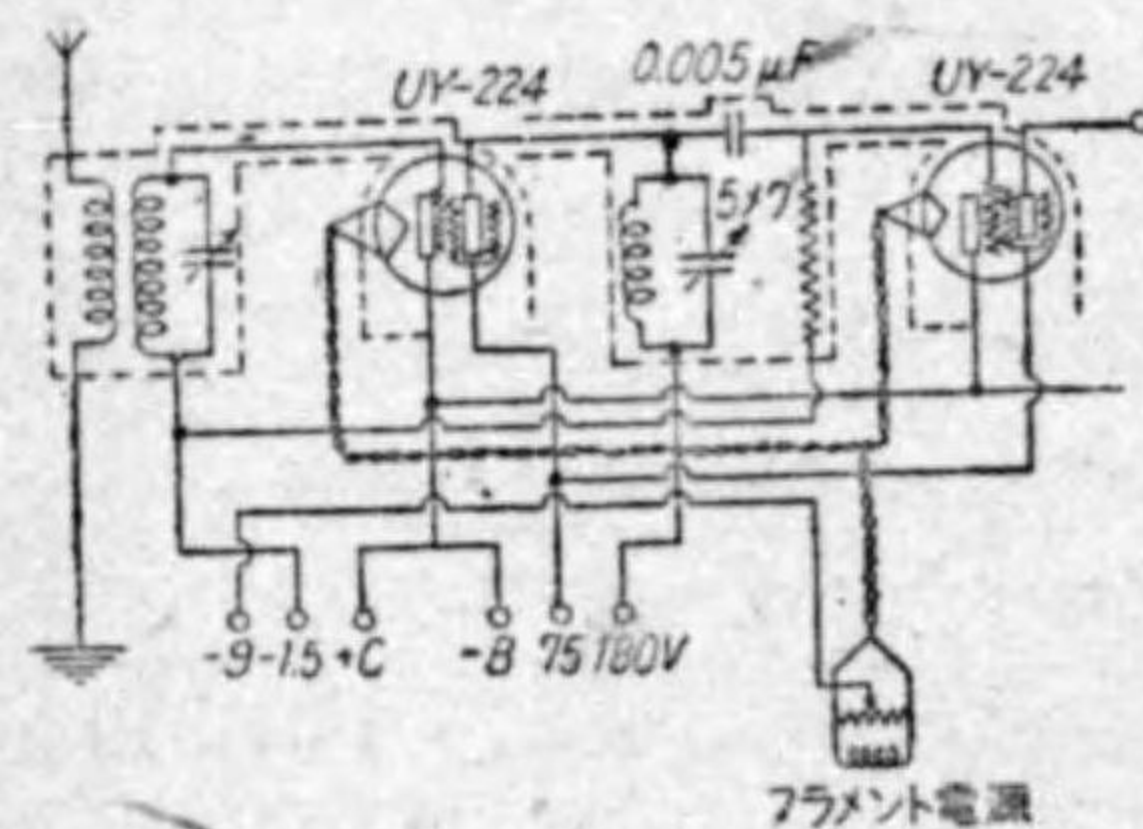
$$A_m = \sqrt{\frac{2g_m}{\alpha\omega C_{p2}}} \quad (1.52)$$

で示される。但し  $\alpha$  は段数  $n$  で違ふ定数で  $n=1$  ならば  $\alpha=1$ ,  $n=2$  ならば  $\alpha=2$ ,  $n=3$  ならば  $\alpha=2.62$  といふ様な値である<sup>1)</sup>。

(1.52) で  $g_m=350 \mu\text{mho}$ ,  $C_{p2}=0.025 \mu\mu\text{F}$  として  $n=1,2$  の時の1段の最大増幅度  $A_m$  を圖で示せば第 1.38 圖の如くである。

この圖からわかる様に若し増幅回路として真空管内部の  $C_{p2}$  のみの反結合作用のみがあるとせば、遮蔽真空管では  $C_{p2}$  が極めて少いから非常に安定に相當の値の1段の増幅度  $A_m$  を取る事が出来る。

遮蔽真空管の特性として増幅定数  $\mu$  は高いが同時に内抵抗  $R_i$  も極めて高い。従つてプレート・イムピーダンス  $Z_p$  は同調されておても大體に於て  $R_i$  より小さく (1.49) の關係になつてゐる。第 1.39 圖は遮蔽真空管に依る増幅回路の一例である。圖に示す如くグリッド側もプレート側も同調回路は皆金属製筐内に納めて遮蔽を施す他に、グリッドへの導線も良く遮蔽して其を真空管を覆ふ金属製帽子と接続するが宜しい。これは多段増幅の時の各段の遮蔽に依り外部回路からの反結合を無くす爲と、も一つは  $C_{p2}$  が真空管内部では如何に小さくとも外部の導線、殊にグリッドへ



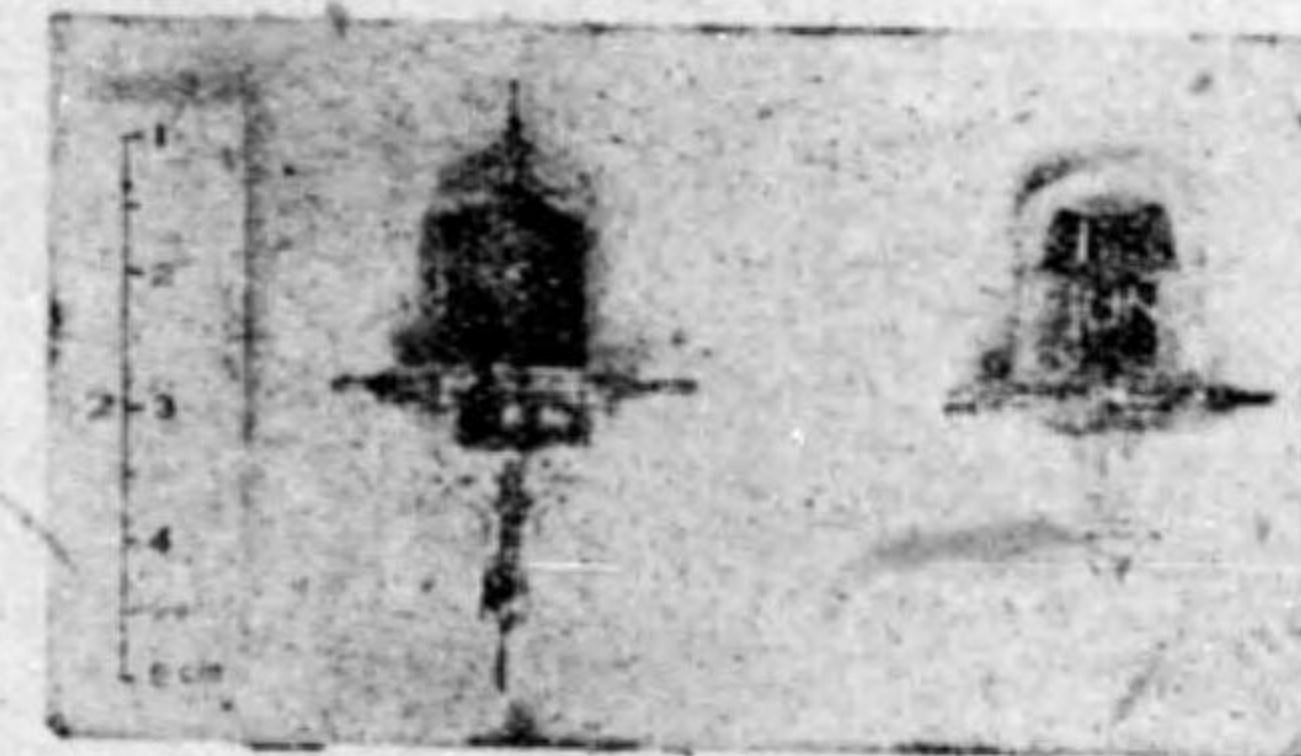
第 1.39 圖

の導線が遮蔽が不十分であると餘分の静電容量が現はれて結局真空管自身の  $C_{p2}$  より非常に増した事になるのを防ぐ爲である。實際上斯様な遮蔽が不十分の爲に  $C_{p2}$  として例へば  $0.007 \mu\mu\text{F}$  である可きものがその 10 倍程度となる事は珍らしくない。さうすれば (1.52) に示す如く増幅度  $A_m$  はその爲

1) B. J. Thompson: Proc. I. R. E. 1931. p. 421.

に非常に低下する。遮蔽真空管を覆ふ金属帽子を使用すれば遮蔽が完全となつて斯様な憂はなくなる。斯様な事から見て第 1.39 圖に於けるグリッド導線、その他の遮蔽が如何に重要であるかが判ると思ふ。

増幅す可き周波数が極めて高くなると、真空管内での電子の飛行時間が問題となる。従つて電極間の距離をも接近せしめ真空管全體をして極小寸法たらしめなければならない。斯様な方針の下に製作されてゐるのが所謂椽實型真空管である。これは三極管と五極管の二種ある。第 1.40 圖は其外觀である。



第 1.40 圖

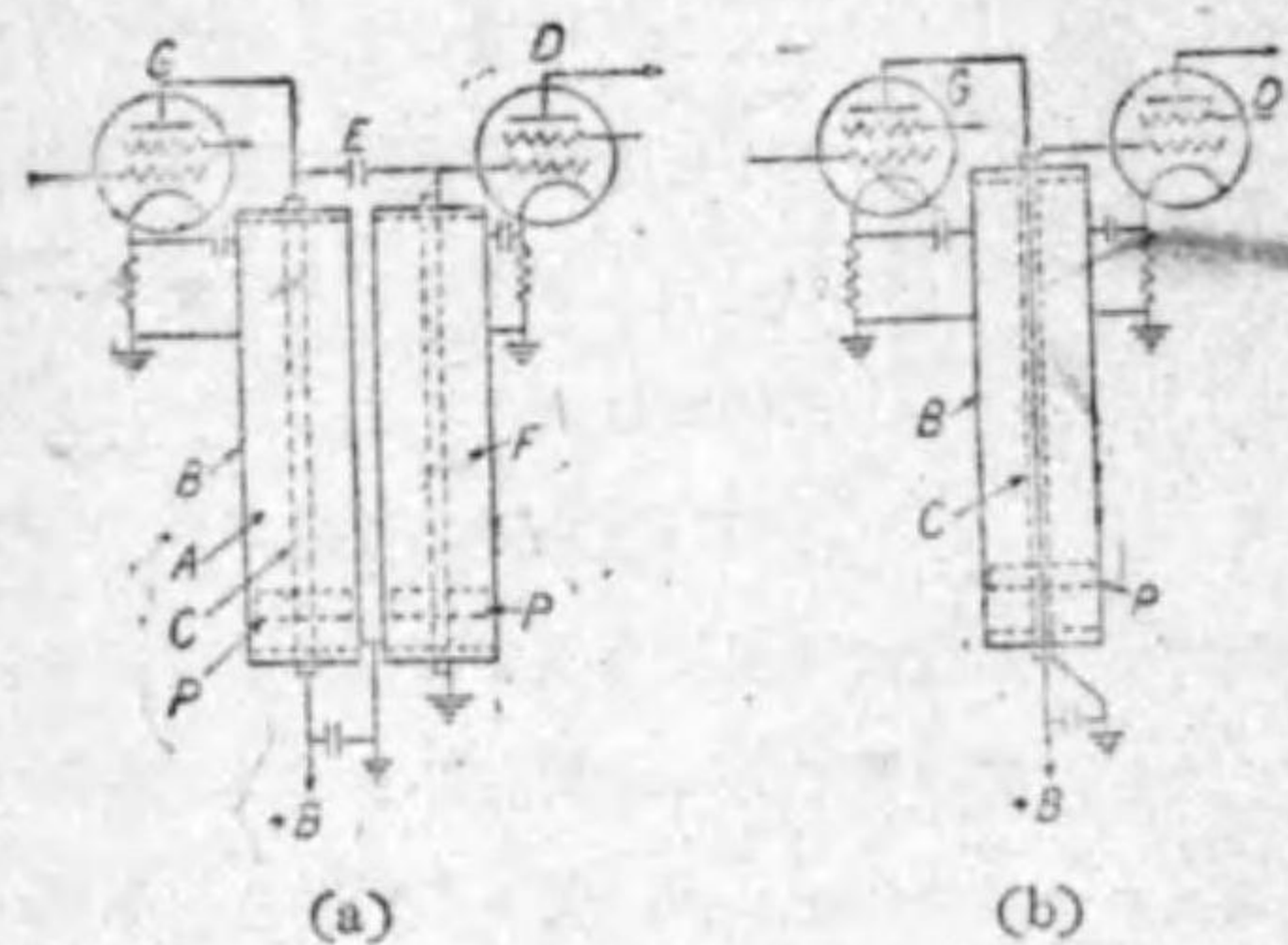
計算に依れば真空管の總ての部分の相互間の寸法の比を一定にしてあれば實際上の寸法を變へても一定動作電壓では増幅定数、相互コンダクタンスやプレート電流には變化を生じない。これに反し電極間の静電容量、導線のインダクタンス、電子の飛行時間等の値は寸法に直接比例して増減する。

従つて第 1.40 圖の如く寸法を小にした真空管であれば真空管としての定数には變りなく管内の静電容量、導線のインダクタンス、電子の飛行時間等何れも超高周波を増幅するに有利なる如く變化する。従つて在來の受信真空管では例へば 60 mc (波長 5 m) 迄しか増幅出来なかつたものが斯様な椽實型真空管では寸法が 1/10 になつてゐれば 600 mc (波長 50 cm) まで増幅出来る管で、實際上是に依つて今日では 300 mc (波長 1 m) 程度までも増幅する増幅管の製作が可能である。

超高周波増幅の爲のも一つの制限はプレート・イムピーダンス  $Z_p$  にある事は前に述べた。即ち同調せるプレート・イムピーダンス  $Z_p$  は

$$Z_p = \frac{L}{Cr}$$

の形で示されるがこれが、周波数の増大と共にその値は低下する。これを避くる一法は  $Z_0$  として波長の四分の一で共振す可き共軸圓筒送電線を使用するも宜しい。斯様な四分の一波長送電線を  $Z_0$  として利用せる増幅回路を第 1.41 圖に示してある。圖で真空管は四極管(遮蔽真空管)で示されてゐるが實際には五極管を使用する。第 1.41 圖(a)ではプレート・イムピーダンスと次段のグリッド・イムピーダンスと夫々に四分の一波長送電線となる可き圓筒を使用してゐるがこれは共通にする事が出来る。交流の周波数が極め



第 1.41 圖



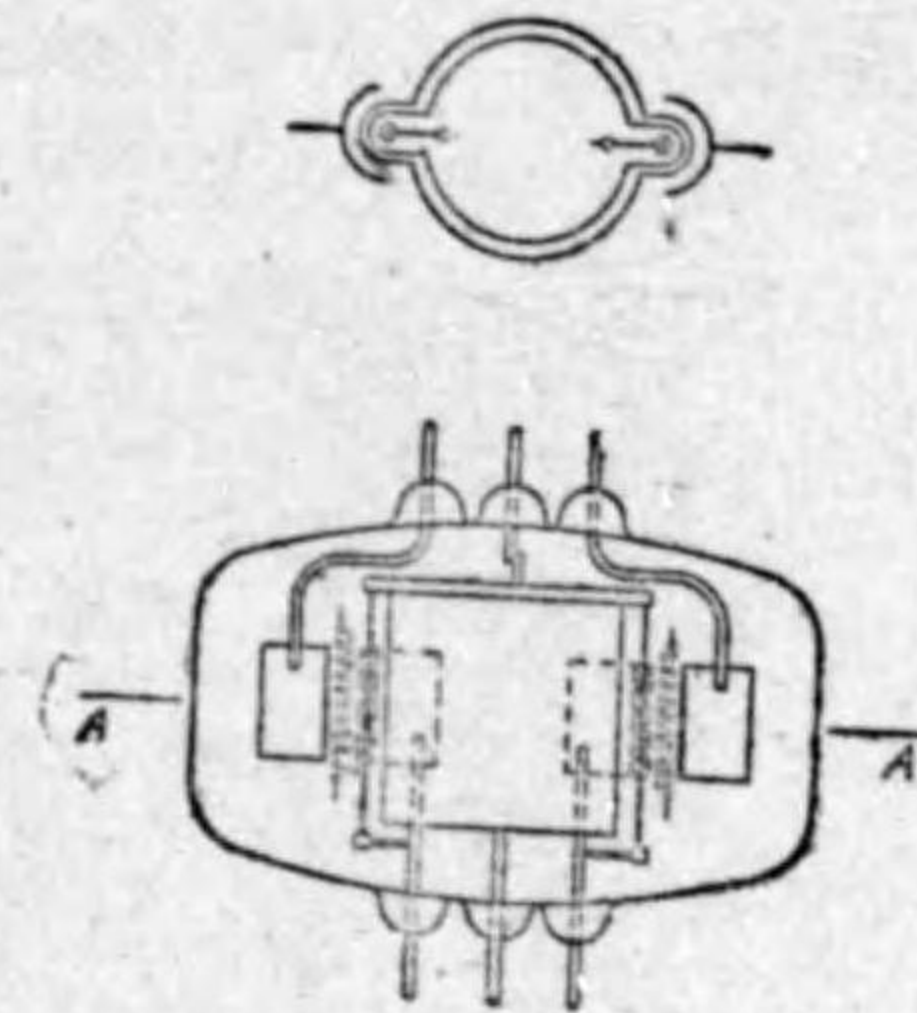
第 1.42 圖

て高いから斯様な四分の一波長送電線もその寸法は大した値にはならぬ。同調は圖の移動ピストン  $P$  を動かして送電線の長さを變へる事に依り行はれる。斯様な構造にして椽實型五極管 954 を使用し、4 段の超高周波増幅の後檢波する様にした受信機の外觀は第 1.42 圖の如くである<sup>1)</sup>。各段の同調は共軸圓筒内に入つた移動ピストン  $P$  を各段とも一所に動かせる様にして單一

1) F. W. Dunmore: Proc. I. R. E. 1936, p.837.

制御としてある。これで 170 Mc 乃至 300 Mc (波長にして 1.76 乃至 1 m) の範圍がカバーされる。この増幅器の 1 段の増幅度は 300 Mc で 2,200 Mc で 6, 175 Mc で 9 である。

高周波増幅出力管としてやはり遮蔽真空管で高周波の使用に特に適する様に設計されたものに第 1.43 圖の如きものがある<sup>1)</sup>。



第 1.43 圖

これは五極管を 2 個一つの容器に封じ込んだものであつて遮蔽グリッドと抑制グリッドとは双方の五極管と共通にあつて遮蔽の役を爲す。ブッシュ・プル接続が高周波増幅には特に適してゐる事は前に述べたが、この様に一つの容器に封じた 2 個の五極管を使用するならば双方につなぐ導線が極めて短くなり、その目的に非常に良い事は云ふ迄もあるまい。斯様な真空管を用ゐるならば 300 Mc でも充分安定に増幅し得て且つ

普通の椽實型真空管よりも多い無歪出力を得る事が出来る。この真空管を用ゐるには各段の間の遮蔽板は圖の  $AA'$  の位置に在れば宜しい。またプレート・イムピーダンスは普通のブッシュ・プル増幅器の時と同様に平衡した同調回路とする。

## 5. 反結合作用を利用せる回路

### A.) 再生回路

前節に於ては増幅回路に於て反結合作用で真空管内部に原因のあるものを如何にして除去す可きかと言ふ事を専ら説明した。然し増幅回路に於ては必しも反結合作用を避ける事だけが行はれてゐる譯ではない。場合に依つては逆に反結合作用——殊に外部回路に依る反結合作用を利用する事もある。こ

1) A. L. Samuel and N. E. Sowers. Proc. I. R. E. 1936. p. 1464.



これは殊に純粹の増幅器の場合よりも寧ろ検波器の時に行はれる。即ち再生檢波、超再生檢波がそれである。其等に就ては第3章に於て詳述する豫定である。従つて茲では純粹の増幅回路に於ける反結合作用を有する再生回路を述べやう。

第 1.44 圖の如き 3 段の増幅回路を考へる。これは交流増幅器として動作する事は前述した通りである。簡単に考へて入力側の電壓  $e_i$  は位相の變化なくたゞ振幅のみが増大されて出力側に電壓  $e_o = \alpha e_i$  を出すと考へる。(これは増幅す可き交流の角周波數  $\omega$  が比較的 low, 従つて増幅器各段の  $R_f$  は純抵抗と見なしそれに並列に入る可き (p.17 に説明せる如き) コンデンサーの影響がないと假定した事に相當する。) 然る時は第一段のグリッド電壓の上昇しつゝある時刻には第二段のグリッド電壓は下降する。従つて第三段のプレート電壓は上昇しつゝある。従つて出力電壓  $e_o$  と入力電壓  $e_i$  とは同位相であるから  $e_o$  なる電壓の僅かの部分  $\beta e_o$  をその位相の儘  $e_i$  を助ける様に加へてやる。左様すれば入力電壓  $e_i$  の代りそれよりも大なる  $e_i + \beta e_o$ , 即ち  $(1 + \alpha\beta)e_i$  からグリッド側に加へられたると同じになる。<sup>1)</sup>

従つてこの時の出力電壓

$e_o$  は

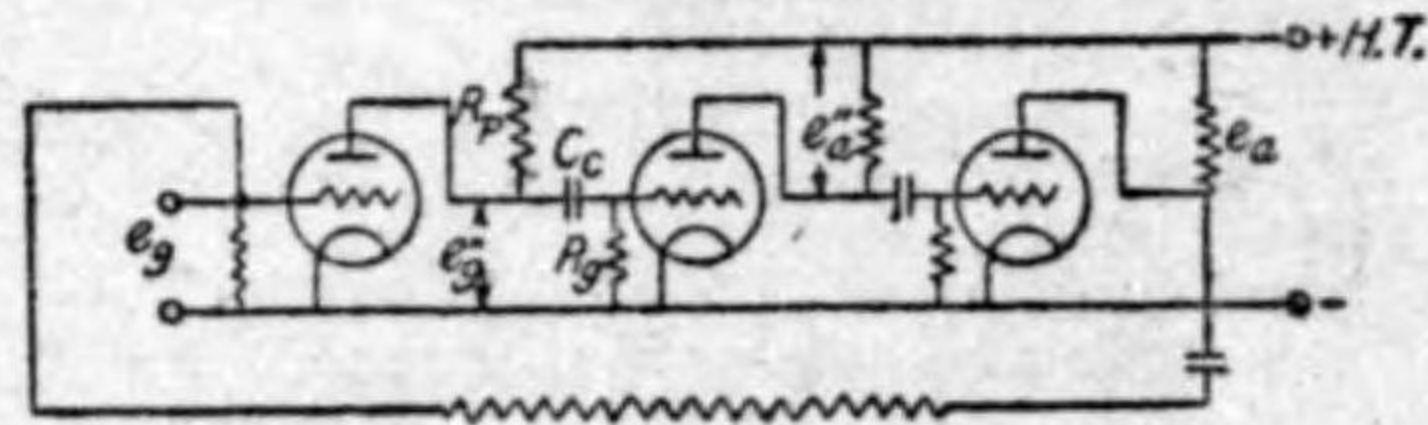
$$\alpha(e_i + \beta e_o) = e_o$$

又は

$$e_o = \frac{\alpha e_i}{1 - \alpha\beta}$$

従つてこの増幅器の増幅度  $A$  は

1) この時  $\alpha\beta > 1$  でないと發振して仕舞ふからこの條件に合ふ様な  $\beta$  を取らなければならぬ。この事は (1.53) から直にわかる事であるがこの發振條件に就ては次章に述べる。



第 1.44 圖

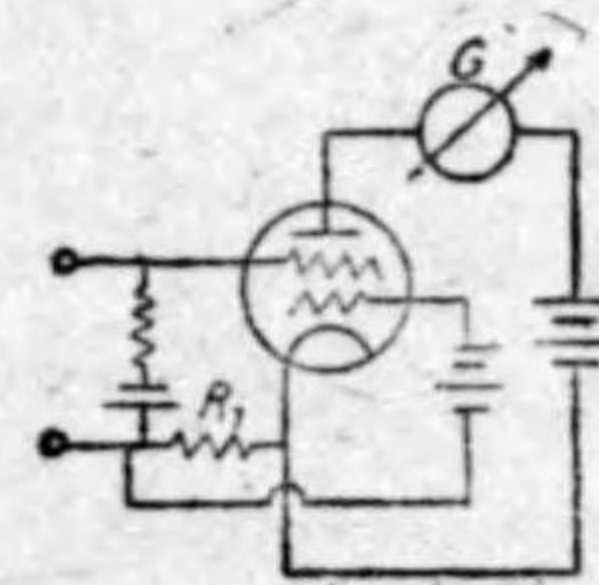
$$(1.53)$$

$$A = \frac{e_o}{e_i} = \frac{\alpha}{1 - \alpha\beta}$$

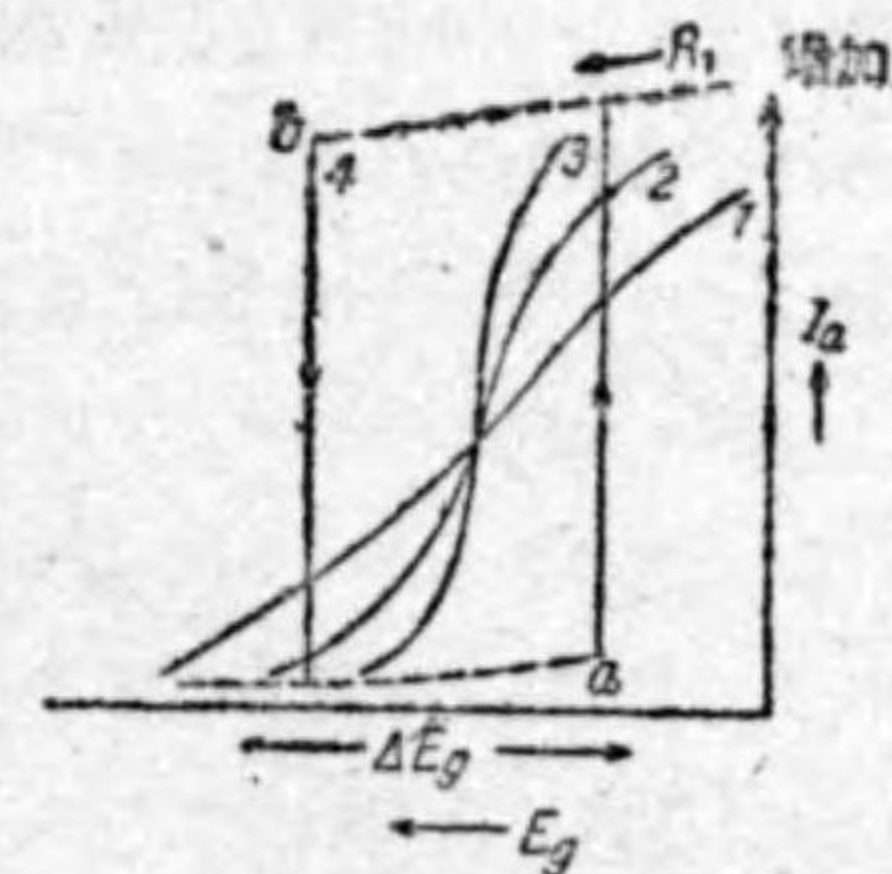
即ちもとの値  $\alpha$  の代りに  $\alpha/(1 - \alpha\beta)$  となるから  $\alpha\beta$  を 1 に近づければ相當に増幅度を上昇せしめ得る譯である。實際上は角周波數  $\omega$  の色々の値につき回路を以上の如き安定の範圍に保つ事が難しいので餘りに  $\alpha\beta$  を 1 に近づける事は出来ない。然し再生作用を全然用ひない場合よりも増幅度を或周波數範圍内に於て多くすることが出来るから場合に依つては利用される。

なほ第 1.44 圖では三段の増幅回路を考へるが二段の増幅器でも再生回路にならぬ事はない。即ち若し變壓器結合の場合であれば二次側線輪の第二段真空管のグリッド側へつなぐ極性に依り第一段のグリッド電壓と第二段のグリッド電壓とを同位相となるから兩者を適當につなげば宜しい。

以上では交流増幅器の場合の再生回路を考へたが、これは交流増幅器のみと限らず直流増幅回路でも可能である。その最も簡単な例は既に p.13 に於て述べた。即ちこの場合に空間電荷グリッドを流れる電流を通す可き抵抗  $R_f$  (これは又反結合用抵抗又は返還用抵抗といふ事が出来る。) を適當にすると  $I_a - E_g$  曲線の傾斜が急となり結果に於て恰も相互コンダクタンス  $g_m$  が増加したと同じ事になる。(第 1.45 圖)



第 1.45 圖(a)

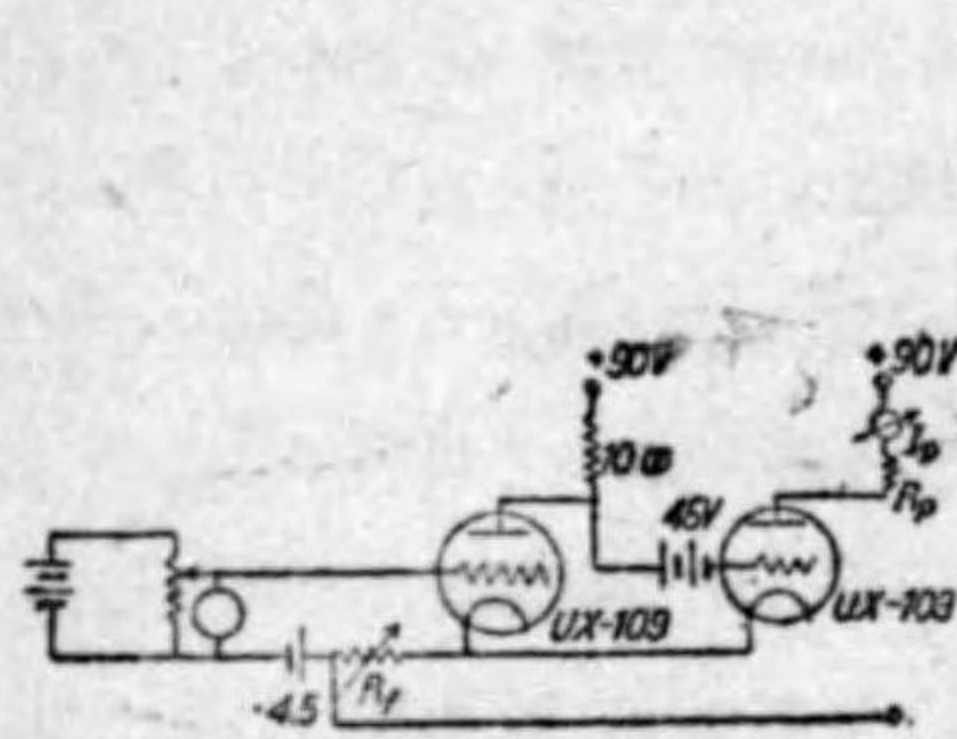


第 1.45 圖(b)

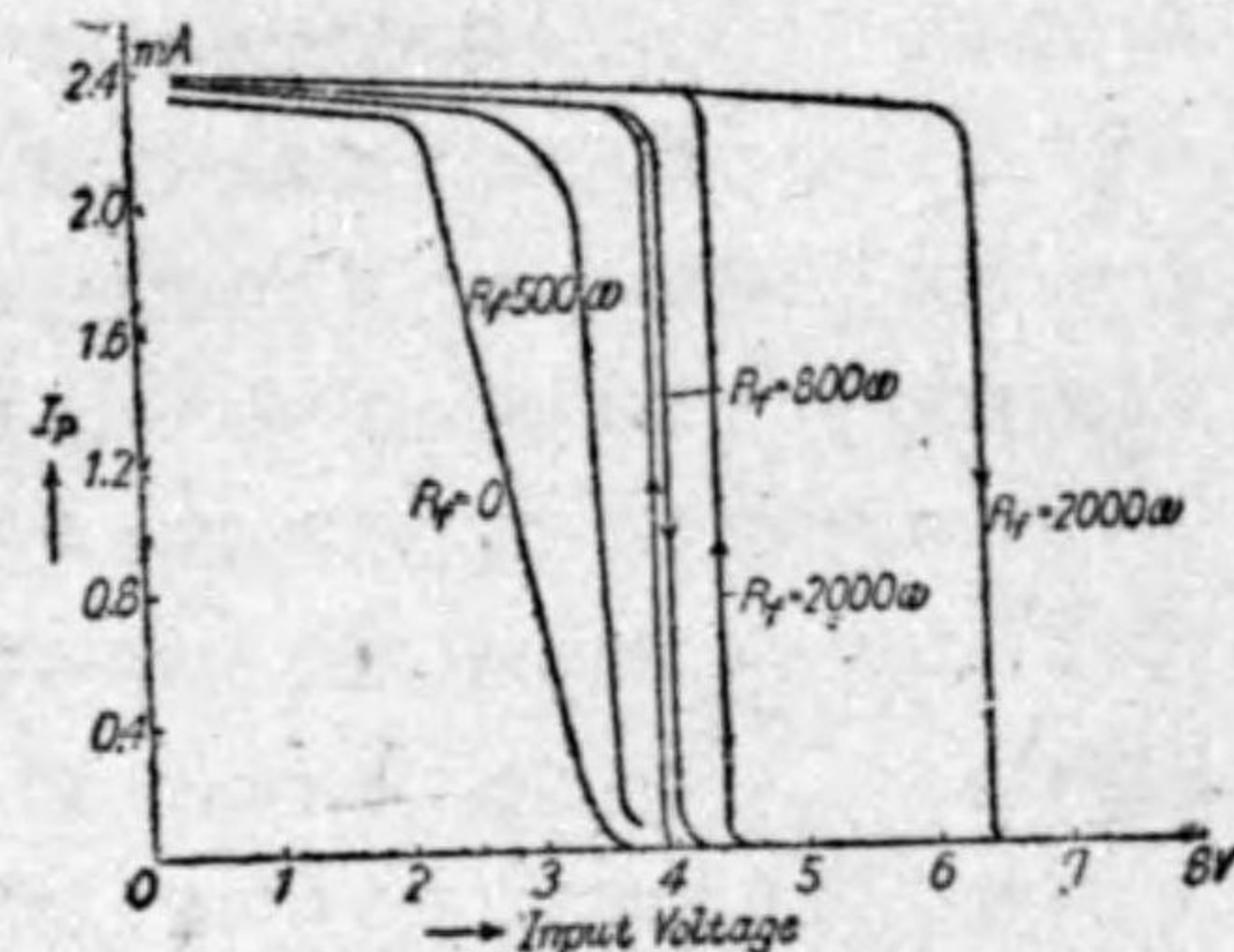
なほこれに似た直流増幅特性は第 1.46 圖でも得られる。この接続入力側グリッド電壓を低い値から徐々に上昇せしめて出力側のプレート電流を見るに最初に反

結合用抵抗  $R_f$  を零としての特性を見ると第 1.47 圖で  $R_f = 0$  の曲線の如くなる。反結合用抵抗  $R_f$  を次第に増加するとこの圖で示す如く  $I_a - E_g$  曲

線の傾斜は急峻となる。而して遂にはその変化は飛躍的となり高い値  $I_p$  から零に移る。この例では  $R_f$  が  $800 \Omega$  以上となれば斯様な現象が起る。その



第 1.46 圖



第 1.47 圖

外は  $R_f$  を  $1000 \Omega$ ,  $2000 \Omega$  といふ風に増加すればこの飛躍現象はグリッド電圧を増加して行く場合と減少して行く場合とその発生場所を異してヒステリシスが起る。(これは第 1.45 圖の場合でも同じでやはり反結合用抵抗  $R_f$  が多いとヒステリシスが出る。即ち  $I_p$  が零から増加するのは  $E_g$  の a 点であり逆に零に下降する時は a 点よりも遙に負電位の b 点である。)これは交流増幅器で反結合作用を大とし  $\alpha\beta > 1$  となつて増幅器としては不安定となり發振する時に相當する。直流増幅器では發振する代り斯様にヒステリシスが現はれる。

斯様に飛躍現象があり且つヒステリシスの比較的少ない範圍 (第 1.47 圖で云へば  $R_f$  が  $800$  乃至  $1000 \Omega$  の程度の場合) ではグリッド電圧が例へば  $3V$  から  $5V$  まで變化せば、急激にプレート電流の變化が起る。且つこのプレート電流の變化の程度は入力側グリッド電圧の變化の大いさには無關係である。即ち  $E_g$  が  $4V$  までは  $I_p$  は大なる値になつてゐるがそれ以上となり例へば  $5V$ , 若くはそれ以上幾らになつても常に  $I_p$  は零になるので  $I_p$  の變化は  $E_g$  の變化の大いさが或程度以上では常に一定である。斯様な性質はこの第 1.46 圖の出力側負荷  $R_L$  が繼電器でありこの繼電器を動作せしむるに極

めて適したものである、この第 1.46 圖は一種の電制流限器と見る事が出来る。

なほこの圖の反結合抵抗  $R_f$  を多くするとヒステリシスが起るといふ性質も利用の途がある。例へば  $R_f = 2,000 \Omega$  としてグリッド電圧を  $5V$  としてあればプレート電流として  $2.3mA$  位のもので一度グリッド側を  $7V$  に増加すれば  $I_p$  は飛躍的に變化して零になる。然し再び  $5V$  に戻してももとの  $2.3mA$  にならない。即ちこの動作は一回限りであるから所謂 One stroke relay となる。これは場合に依ると應用の途がある。第 1.46 圖を斯様な目的に使用する時この装置は Eccles relay 又は Kipprelais とも唱へる。

以上が交流増幅器、直流増幅器に於ける主なる反結合作用の利用である。たゞ増幅す可き角周波數が高くなるに従つて斯様な反結合作用は使用者の意志通りに制御する事が次第に難しくなるから、これ等の方法は用ひられない。たゞ檢波回路に於ける再生回路の利用は角周波數の増大と共に益々その威力を發揮するから、短波超短波の増幅方法として再生檢波、超再生檢波は廣く用ゐられてゐる。

### B.) 安定化せる反結合増幅回路

前項に於ては増幅回路に於て反結合作用を利用して増幅度を増す様な結果を得る場合を求めた。反結合作用の利用は是だけに止らない。真空管内部の反結合の爲に増幅回路として不安定となるのを外部回路の反結合に依り防ぐ場合もある。ニュートログイン回路もその一例であり、その他多段増幅器で反結合作用に依り増幅度を減らして安定を増大せしむるも他の一例である。後者は所謂負性反結合作用であるが最近になつてこの負性反結合作用に依り増幅回路に極めて重要な特性を賦與し得る事が知られその應用の範圍が擴大しつゝある。

第 1.48 圖を考へる。入力電圧  $e$  は増幅回路に依り  $\mu$  倍されて出力電圧  $E$  となるものとする。反結合回路に依り出力電圧の内の一部  $\beta E$  を入力側

に饋還させるものとする。然る時は出力電壓  $E$  は (1.53) と同じく

$$E = \frac{\mu e}{1 - \mu\beta} \quad (1.54)$$

である。今若し

$$|1 - \mu\beta| > 1$$

従つて

$$\left| \frac{\mu e}{1 - \mu\beta} \right| < |\mu e| \quad (1.55)$$

となる様に負性の反結合作用を與へてあれば前節の場合と違つて出力電壓、並に増幅度は反結合作用の無い時より反つて減少する。そして

$$|1 - \mu\beta| \gg 1 \quad (1.56)$$

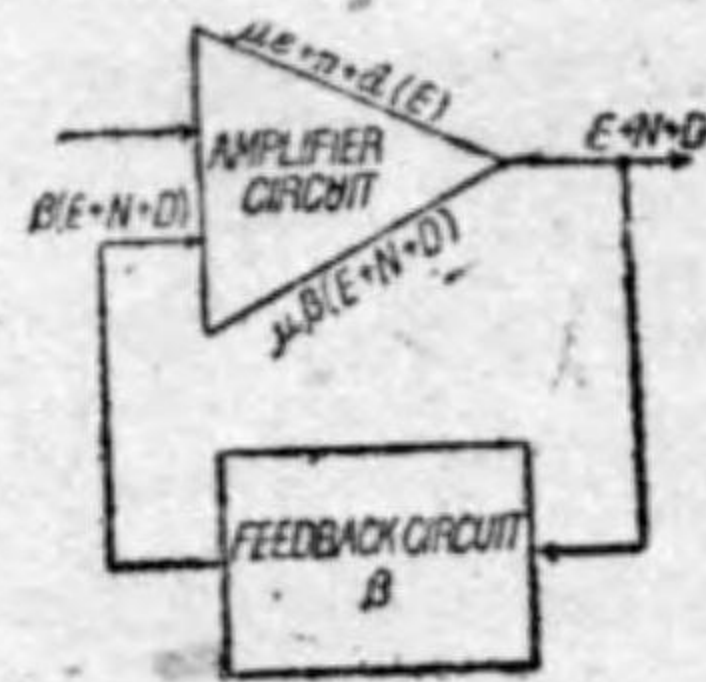
であるならば、増幅度  $A$  は

$$A = \frac{E}{e} = \frac{1}{\beta} \quad (1.57)$$

となり、それは増幅回路には無関係であり、單に反結合同路の定數  $\beta$  のみに依つて定まる事になる。従つて斯様な増幅器では使用真空管を取換へてその定數が變化しても、また直流電壓が變動しても増幅度は殆んど變動がない。斯様な負性反結合同路を利用せる増幅器を安定化せる増幅器と唱へる。

負性反結合同路の貴重な特性は單に (1.57) の示すものみに止らない。増幅回路の發生する雑音、並に歪みもこれに依つて輕減する事が出来る。第 1.48 圖の回路で反結合の無い時は増幅器の出力側には雑音  $n$ 、歪み  $d(E)$  (出力電壓の函數と見る) が出て  $\mu e + n + d(E)$  が現はれる。反結合同路をつないだ時には、これは  $E + N + D$  となると考へれば

$$\mu e + n + d(E) + \mu\beta(E + N + D) = E + N + D$$



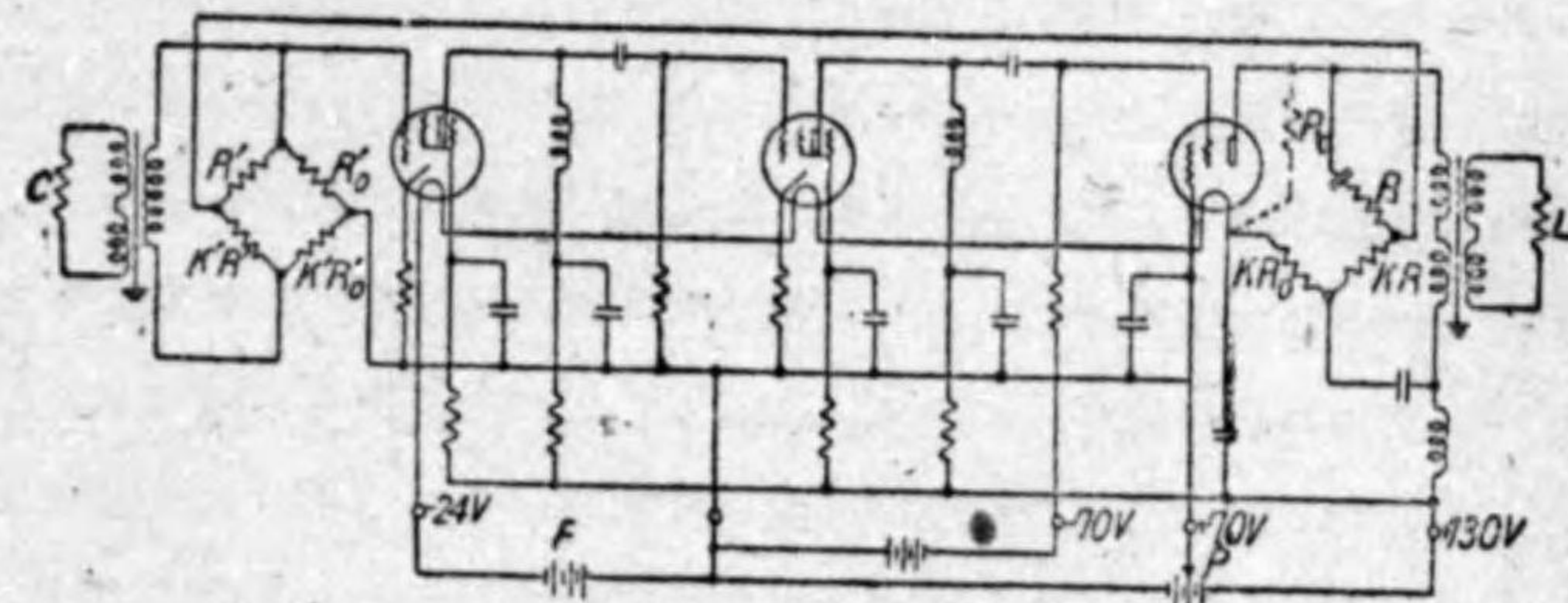
第 1.48 圖

従つて

$$E + N + D = \frac{\mu e}{1 - \mu\beta} + \frac{n}{1 - \mu\beta} + \frac{d(E)}{1 - \mu\beta} \quad (1.58)$$

となる。それ故 (1.58) の如き場合には雑音  $N$ 、歪み  $D$  は共に反結合のない場合の約  $1/\mu\beta$  となる。この性質、殊に歪み  $D$  が少くなるといふ性質は、(1.57) の示す性質と共に安定化せる増幅器の非常に重要な特性である。この歪みの少い特性があるが爲に廣い周波數帯域の増幅器として近來斯様な回路が益々利用される傾向がある。廣い周波數帯域の増幅器では周波數  $f_1, f_2, f_3, \dots$  を同時に増幅したる時に歪みとして出る周波數  $f_1 - f_2, f_1 - f_3, \dots, f_1 + f_2, f_1 + f_3, \dots$  等もやはりその増幅器の増幅帯域にあり歪みが出る機会が多いから、斯様な方法で歪みを輕減せしめなければならぬ要求が多い。

安定化せる増幅器の一例は第 1.49 圖に示す<sup>1)</sup>。但しこの圖に示す如く反結合同路を接続せる爲に左もない場合と入力側、出力側でイムピーダンスが違はない様にする爲に電橋接続が使用されてゐる。

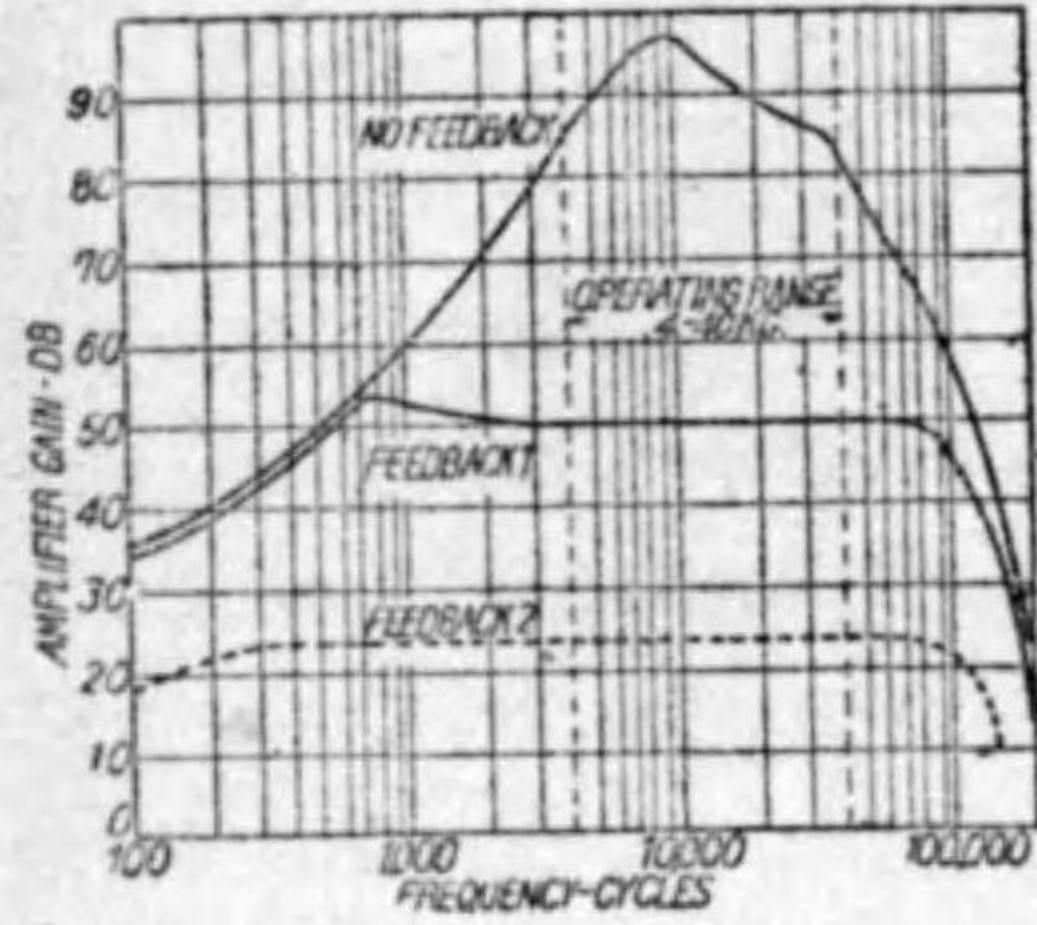


第 1.49 圖

この場合負性反結合作用に依り (1.57) に示す如く殆んど  $\beta$  のみにて増幅度が與へられる事も第 1.50 圖でよくわかる。この圖の反結合係數  $\beta$  は殆んど周波數に無関係故、反結合作用に依つて増幅度對周波數の特性は平坦なものとなる。なほ歪みの減少する事も第 1.51 圖でよくわかる。但し圖の

1) H. S. Black: Bell System Techn. J. 1934. p. 1.

實線は第二高調波，點線は第三高調波で其等が基本波のレベルからどれほど



第 1.50 圖

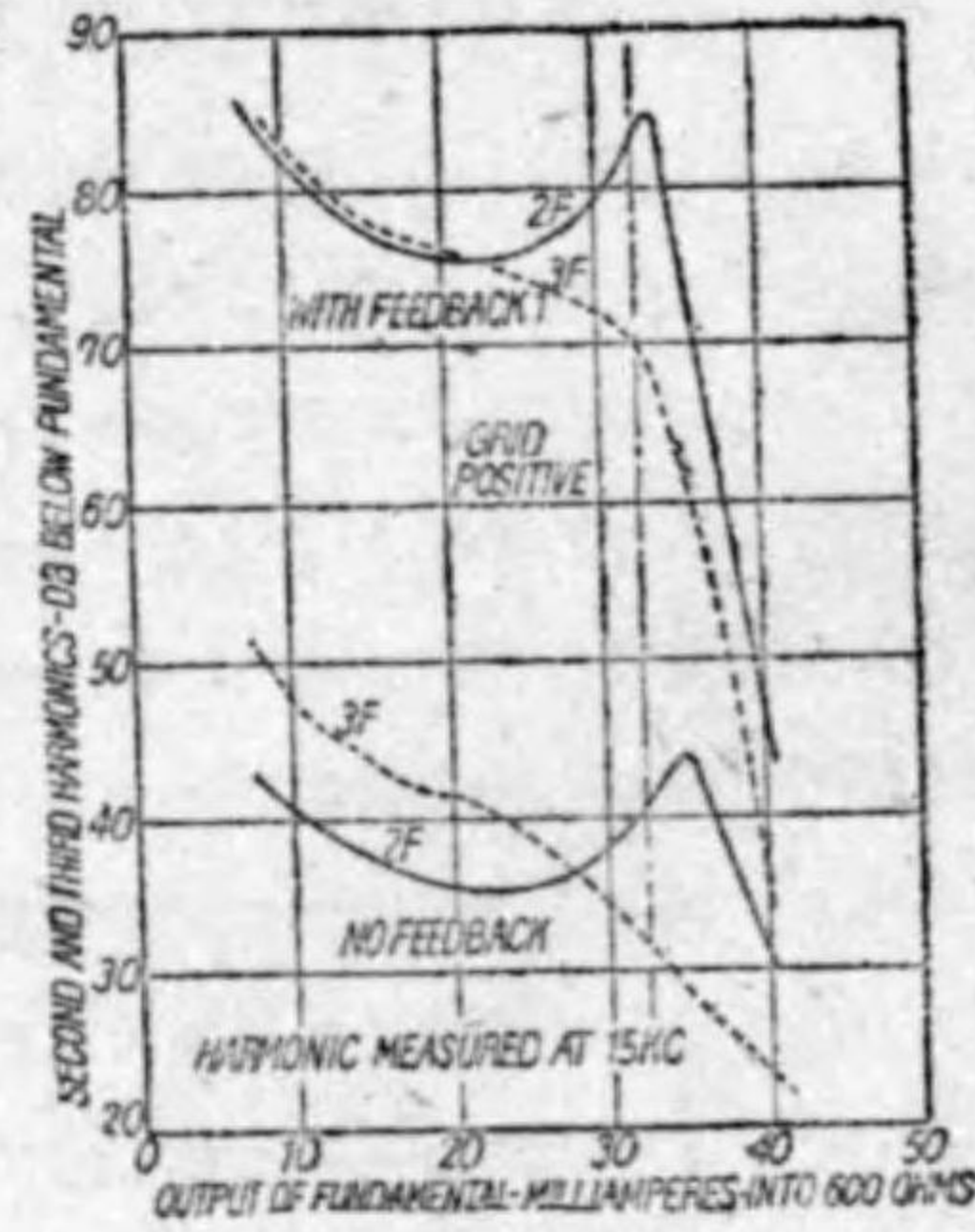
低いかを基本波出力を増すと同時に測つたものを示してゐる。兩高調波ともに反結合作用の無い時は基本波より低い事 40 db 前後であつたものが反結合作用に依り基本波より約 80 db も低くなし得た事がこの圖から判る。

實際上に斯様な増幅器を設計して組立てるには増幅度  $\mu$  を極めて大となし且つ周波数の所要範囲内に於て増幅器としての安定條件を満足してゐなければならぬ。従つて周波数範囲の廣い増幅器に於ては相當に困難である。

負性反結合回路は以上の如き交流増幅回路のみならず直流増幅回路としても利用する事が出来る。増幅度  $\mu$  を充分大となし且つ出力電壓  $\Delta E_p$  を全部反結合に利用するならば  $\beta=1$ ，従つて出力電壓  $\Delta E_p$  と入力電壓  $\Delta E_i$  との関係は (1.54) から

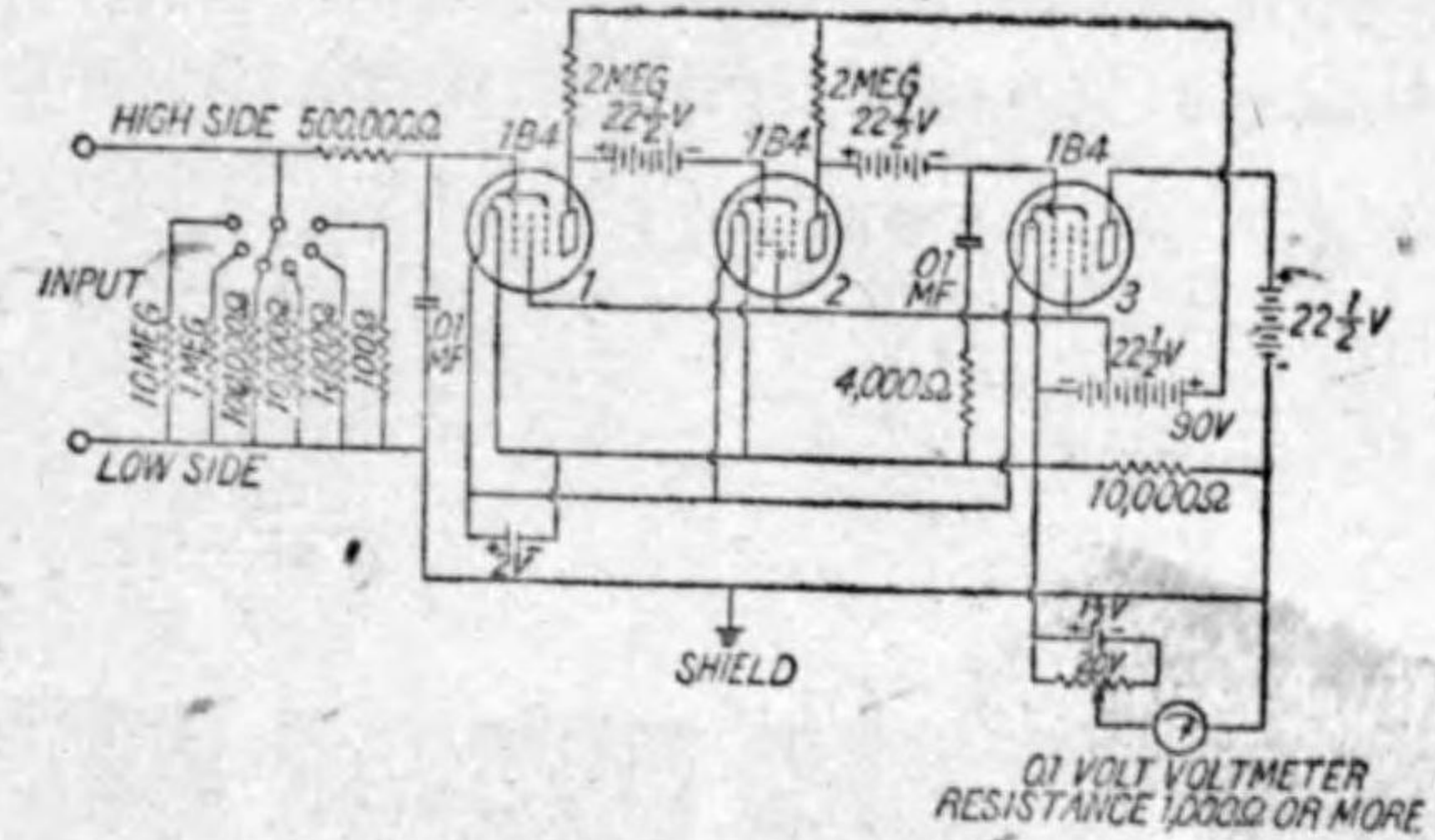
$$\Delta E_p = \frac{\mu}{1-\mu} \cdot \Delta E_i \approx \Delta E_i \quad (1.59)$$

1) これには Nyquist の Criterion を満足しなければならぬ。(p. 71 参照)



第 1.51 圖

となる。これはマイクロ・アンペア若くはそれ以下を測る電流計として利用できる。第 1.52 圖はその回路が一例である。これは第 1.46 圖では反結合



第 1.25 圖

抵抗  $R_f$  は第二段のプレート回路から取つて再生作用で増幅度を上げてゐるのに對し第 1.52 圖では反結合抵抗  $R_f$  として第三段のプレート負荷  $10,000 \Omega$  を取り負性反結合を行つてゐるのである。入力側でグリッド回路に直列に  $500,000 \Omega$  を入れ、且並列に  $.01 \mu F$  のコンデンサーを入れるのは直流電壓變化のみを増幅し寄生振動等を發生せしめんとする交流電壓をば増幅せず振動を抑制する爲である。(1.57) の出力電壓  $\Delta E_p$  は第 1.52 圖で  $0.1 V$  の電圧計で讀む。従つてこの計算の入力側抵抗  $R_i$  をスイッチで切換る事に依り色の範囲の電流を讀む事が出来る。即ち  $R_f=10 M \Omega$  を使用したとすれば

$$E_p = I_f R_f = I_f \times 10^7 = 0.1 V$$

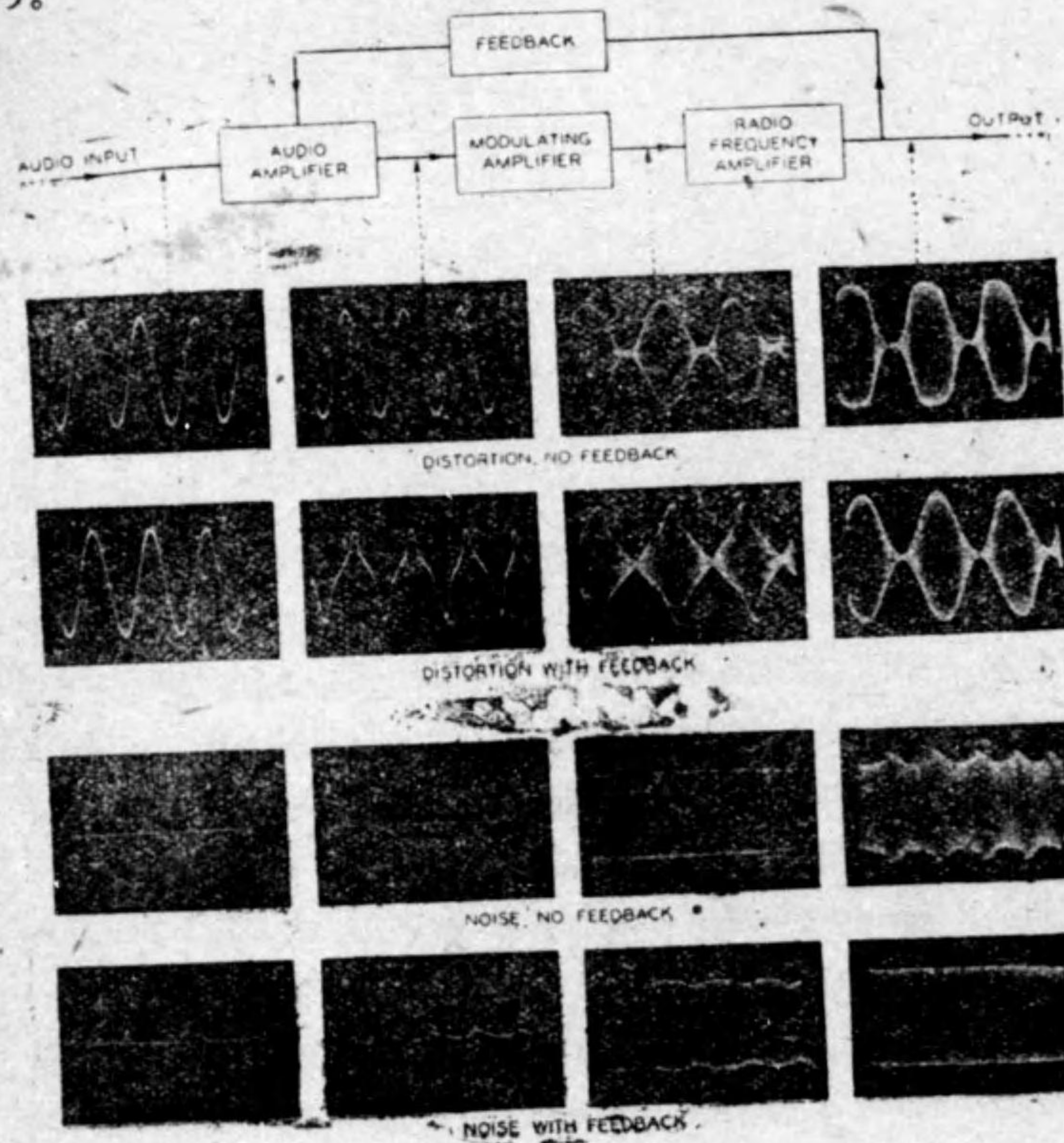
$$I_f = 10^{-8} A$$

となり  $10^{-8} A$  で出力側電圧計は full scale に振れる。斯様な測定範囲可變の電流計は普通の  $10^{-8} A$  程度を讀む檢流計よりも取扱が簡便であるのみならず焼損の憂なく、且つ (1.57) の示す如く真空管の定數その他に無關係である。従つてこの計器で真空管を取換ても若くはプレート、フィラメント電

1) A. W. Vance: Rev. Sc. Inst. 1936, p. 489.

壓が多少變動しても指示が狂はない。これは全く負性反結合を利用せる爲に得られた特徴である。

以上の如き交流増幅回路、直流増幅回路以外にも負性反結合を利用してよい場合が数多くある。その一例として被變調高周波の増幅器の場合を述べやう。



第 1.53 圖

この場合に第 1.53 圖の如く音聲増幅器から變調器に音聲周波電壓を擴大

1) 變調に就ては第 2 章を参照されし。

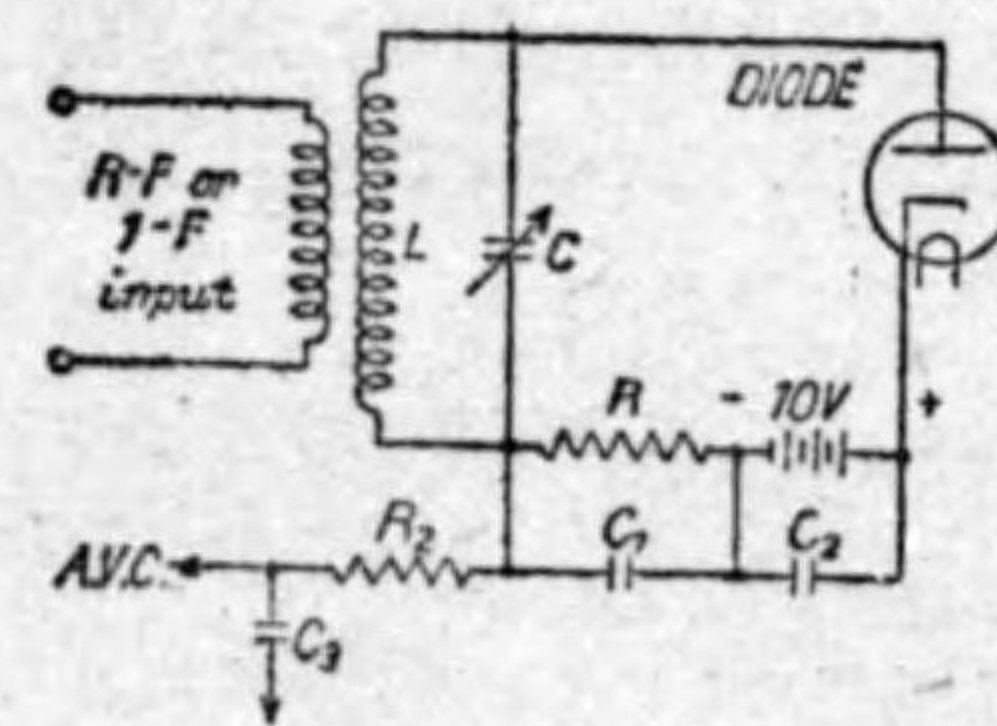
して高周波増幅器を變調する<sup>1)</sup>。斯様にして變調された高周波出力の一部を整流して音聲周波電壓として負性反結合を行ふ。斯様に増幅回路、反結合用回路の途中で周波數の變換があつても、安定化せる増幅器としての特性に變りはない。即ちこの方法に依り歪み、並に雜音を輕減する事が出来る。是も第 1.53 圖に示すオシログラム<sup>1)</sup>で明瞭に看取される事であつて負性反結合を行へば歪みが無くなり最終段の變調された高周波の envelope は音聲周波電壓と同様な正弦波狀となつてゐる。またその時には雜音も最終段の搬送波には現はれてゐない。

### 6. 特殊増幅回路

本節に於ては増幅回路として特種の目的に使用せられるものを順次説明しやう。

#### A.) 自動音量制御

遠距離無線通信(無線電信、並に電話)を受信する場合に、電波の遠距離傳播の場合の特有現象として所謂 fading が起る。即ちアンテナより受信機に入る入力電壓はある瞬間には極めて強く、ある瞬間には極めて弱い。従つてこれを出力側でレベルに餘り變動のない電壓に直す爲には何等かの自動音量制御(Automatic Volume Control 略して A. V. C.)を必要とする。



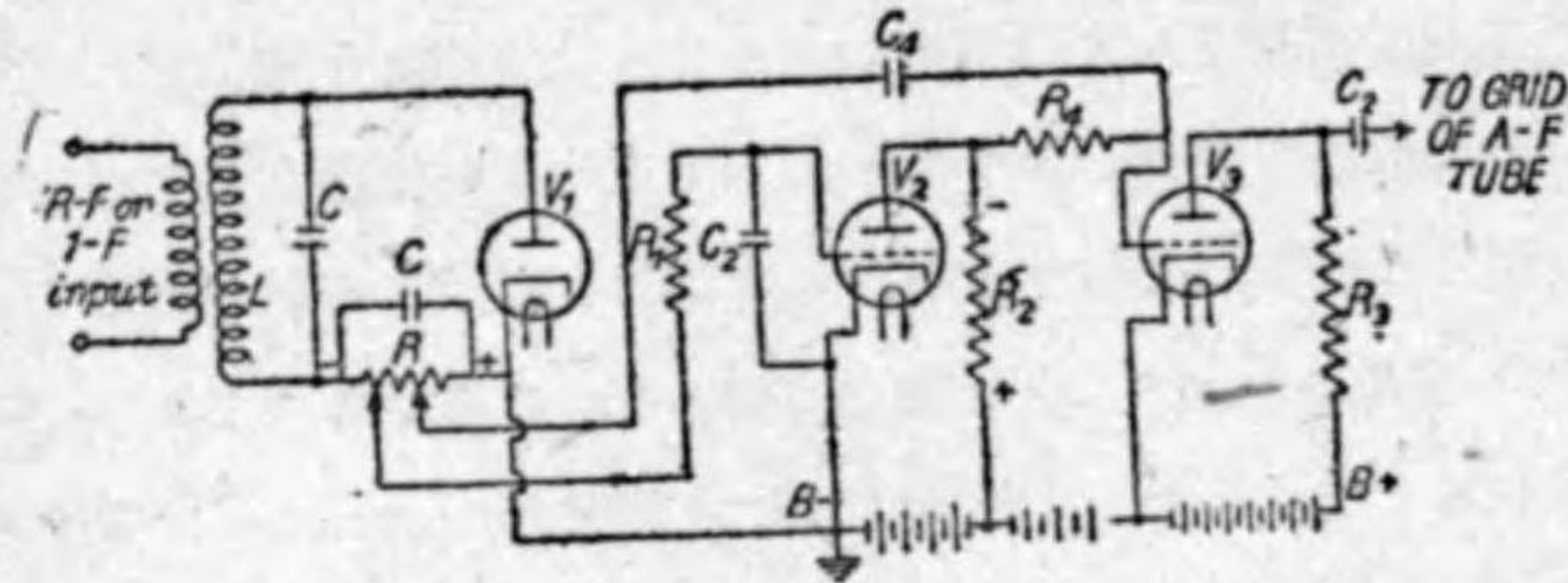
第 1.54 圖

通常斯様な場合には高周波増幅器の最終段、若くはスーパー・ヘテロダイン式の時には中間周波増幅器の最終段の出力を検波して直流電壓をつくりこれを用ゐて前記高周波増幅器、又は中間周波増幅器の各段真空管の偏倚電位を變化する。第 1.54 圖は斯様な回路の一例である。

信號が強ければ圖の二極管にて檢波された直流は大であり従つて抵抗  $R$  に

1) L. G. Young: Bell Lab's Rec. 1937. Vol. XV. p. 182.

依る電圧降下は多い。従つてこれを適当な時定数  $R_2 C_2$  の回路を経て前段の



第 1.55 圖 (a)

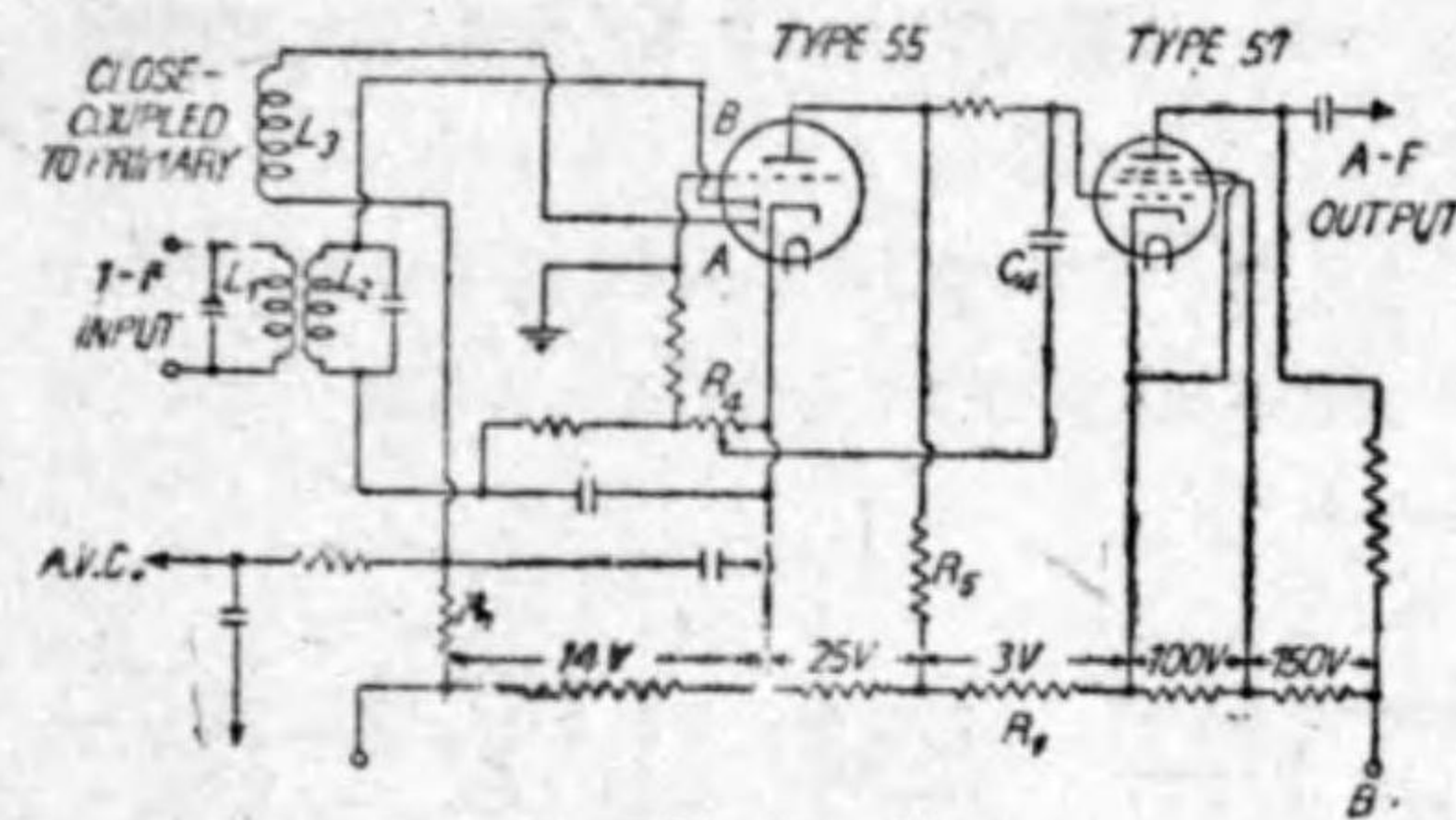
高周波、若くは中間周波の増幅器（多くの場合に可變増幅率遮蔽真空管が用ゐられる。）のグリッドの偏倚電壓として加へるから増幅度が降下する。逆に信號が弱ければ抵抗  $R$  の電圧降下が少いから前段の増幅器の増幅度は増加する。第 1.54 圖の場合には二極管を用いた検波回路には直流電壓 10 V が電池に依つて與へられてゐる。斯様な場合には圖の  $LC$  の同調回路の交流端電壓の振幅が 10 V を超過しないとこの回路、従つて自動音量制御は開始しない、 $LC$  の端電壓が 10 V を超過するほど強い信號が來て後、始めて自動音量制御が始まる。斯様な方式は遅延自動音量制御 (Delayed Automatic Volume Control, 略して D. A. V. C.) と云はれてゐる。

B.) 雑音抹消制御回路

放送無線電話の受信機に於て放送局よりの搬送波に完全に同調せる時、若くは其がプログラムに依つて變調されてゐない時は、その雑音を消去して受信機の出側、即ち擴声器に出さぬ方式が近來屢々採用される。斯様な雑音抹消制御回路 (Noise Suppression Control, 略して N. S. C.) を附した受信機は雑音が少い様な感を與へる。

この目的には第 1.55 圖 (a) の如き回路が使用せられる。やはり高周波、若くは中間周波の増幅器の最終段に結合された二極管検波回路で抵抗  $R$  に現はれる可聴周波電壓を夫々真空管  $V_2, V_3$  に與へる。搬送波が充分來ない時は抵抗  $R$  の電圧降下に依り雑音抹消制御管  $V_2$  は比較的僅に負に偏倚さ

れ従つてそのプレート負荷  $R_2$  での電圧降下は多い。それ故真空管  $V_2$  のグリッドは負に偏倚されてゐるから増幅しない故雑音が現はれない。若し搬送波が充分に到來し、またはプログラムで變調された搬送波の到來する時は検波回路で抵抗  $R$  に現はれる可聴周波端電壓は大となり真空管  $V_2$  のグリッドはもつと負に偏倚され従つてプレート抵抗  $R_2$  の電圧降下は減少する。依つて真空管  $V_3$  のグリッド偏倚は少くなり増幅する状態となるから検波回路の  $R$  に現はれた可聴周波電壓は  $C_4$  を経て真空管  $V_3$  に依り増幅される。



第 1.55 圖 (b)

第 1.55 圖 (b) は自動音量制御、並に雑音抹消制御の雙方を附した回路の一例であつて雙二極、三極管 55 を使用し雙二極管部で一方 A は遅延自動音量制御の検波回路に使用し

(抵抗  $R_1$  の電圧降下を用ゐる) 他の一方 B は雑音抹消回路の検波回路に使用してゐる。プログラムが來れば B 回路の検波電圧増し従つて 55 型真空管の三極管部のグリッド偏倚が多くなるから其プレート負荷  $R_2$  に流れる電流は少くなる。従つて次段真空管 57 のグリッド偏倚は減り増幅し得る状態となるから検波回路 B にある抵抗  $R_1$  からコンデンサー  $C_4$  を経て來て可聴周波電圧が増幅される。

C.) 音量伸張器及び音量壓縮器<sup>1)</sup>

今迄述べた増幅器に於ては大抵の場合増幅度は歪みの起らない範圍では入力電壓  $e$  に無關係であつた。即ち出力電壓  $E$  と入力電壓  $e$  との關係は

$$E = ke$$

1) R. C. Mathes and S. B. Wright: Bell System Techn. J. 1934. p. 315.

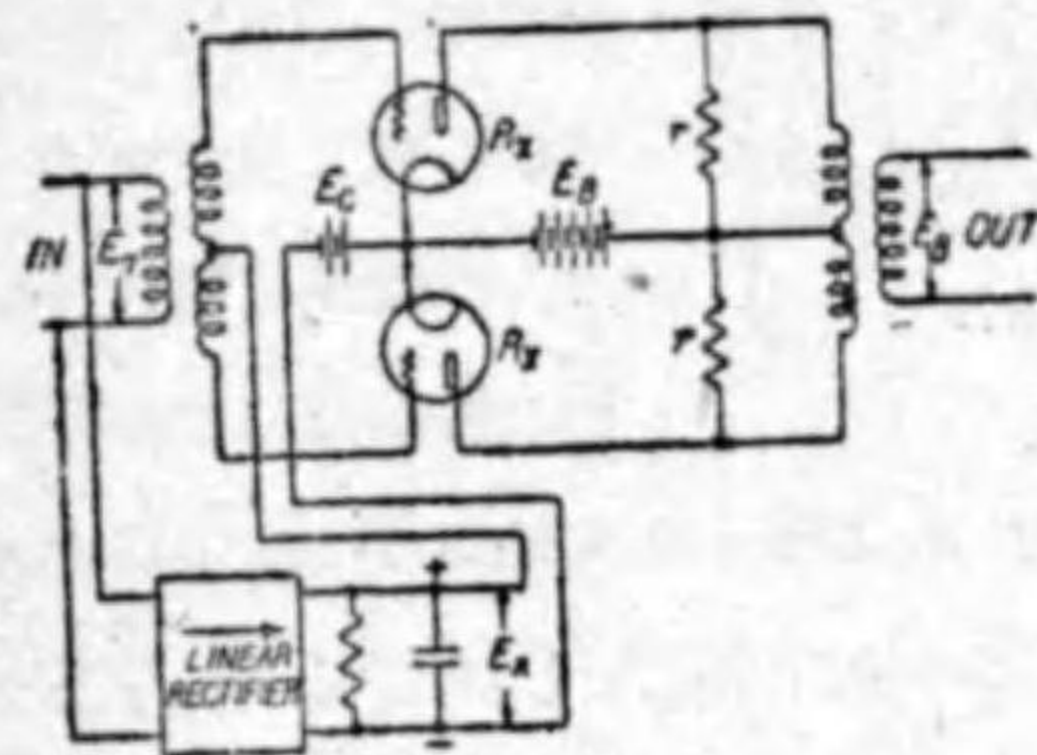
の形である。所がこれ以外に

$$E = ke^{\gamma} \tag{1.60}$$

の形のもが考へられる。若し  $\gamma$  が1以上であるならば増幅度は入力電圧  $e$  と共に増加し、 $\gamma$  が1以下ならば其は入力電圧の増加と共に減少する。(前項の音量自動制御回路も斯様なもの、更に特殊の一例と見なされる。)

(1.60) で  $\gamma$  が1以上ならば出力電圧はレベルと共に伸張するから伸張器 (Expander) と唱へ、 $\gamma$  が1以下ならば圧縮器 (Compressor) と唱へる。前者の時  $\gamma$  は伸張率、後者の時  $\gamma$  は圧縮率といふ。また伸張、並に圧縮増幅器の結合を圧伸器 (Companzor) とも云ふ。

伸張増幅器の一例は第 1.56 圖、圧縮増幅器の一例は第 1.57 圖に示してある。第 1.56 圖に於ては圖の整流回路がないとすれば出力電圧  $E_a$ 、入力電



第 1.56 圖

電  $E_s$  の間の関係は

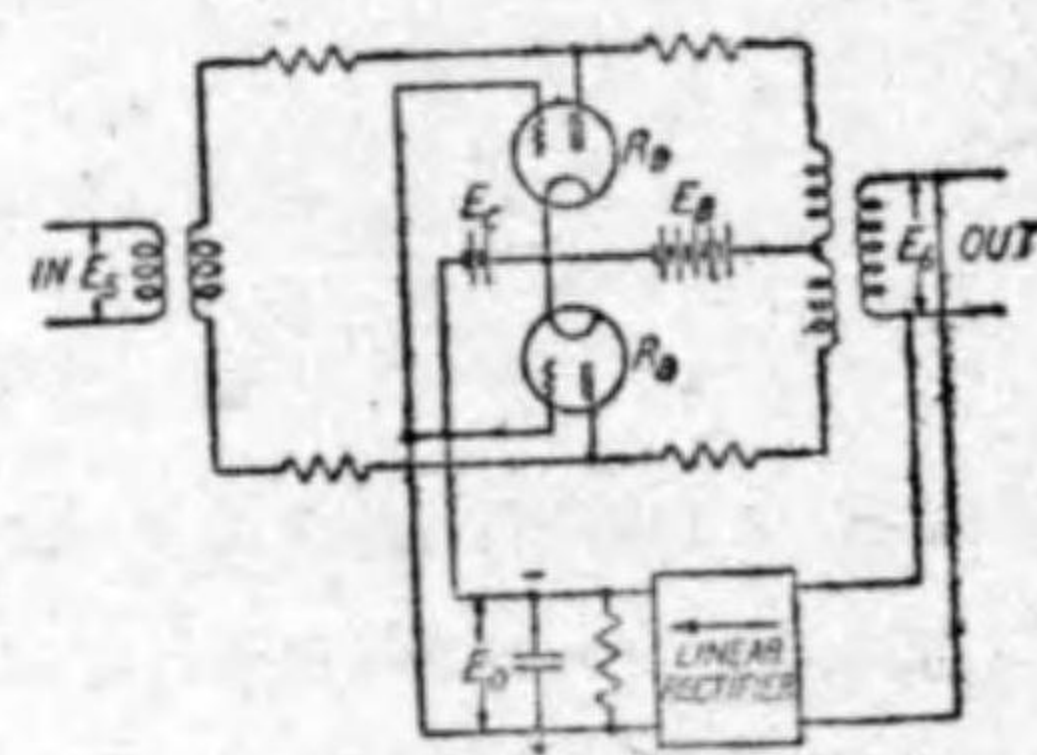
$$E_a = k E_s \tag{1.61}$$

である。然るに入力電圧に比例せる検波直流電圧  $E_c$  を得て、これにてプッシュ・プル接続の増幅管のグリッド偏倚を變化するからその相互コンダクタンスが變つて増幅度が變はる。假りに

$$k = k_1 E_c^n = k_0 E_c^n$$

と置けば (1.61) にこれを入れて

$$E_a = k_0 E_s^{1+n} \tag{1.62}$$



第 1.57 圖

となる。従つてこれを (1.60) と比較し伸張率  $\gamma_1 = 1+n$  なる事がわかる。

第 1.57 圖の場合に於ては入力電圧  $E_s$ 、出力電圧  $E_o$  の関係は

$$E_o = k E_s \tag{1.63}$$

であり出力電圧  $E_o$  に比例せる検波直流電圧  $E_c$  に依り真空管の内抵抗が變化して入力側から出力側への傳送定数が變化するから

$$k = k_1 E_c^{-n} = k_0 E_c^{-n} \tag{1.64}$$

と置く事が出来る。(n を正の数と見ると  $E_c$  の増加で  $k$  は減るのであるから  $n$  の符號を負と取る) 従つてこの式と (1.62) から

$$E_o^{1+n} = k_0 E_s^n$$

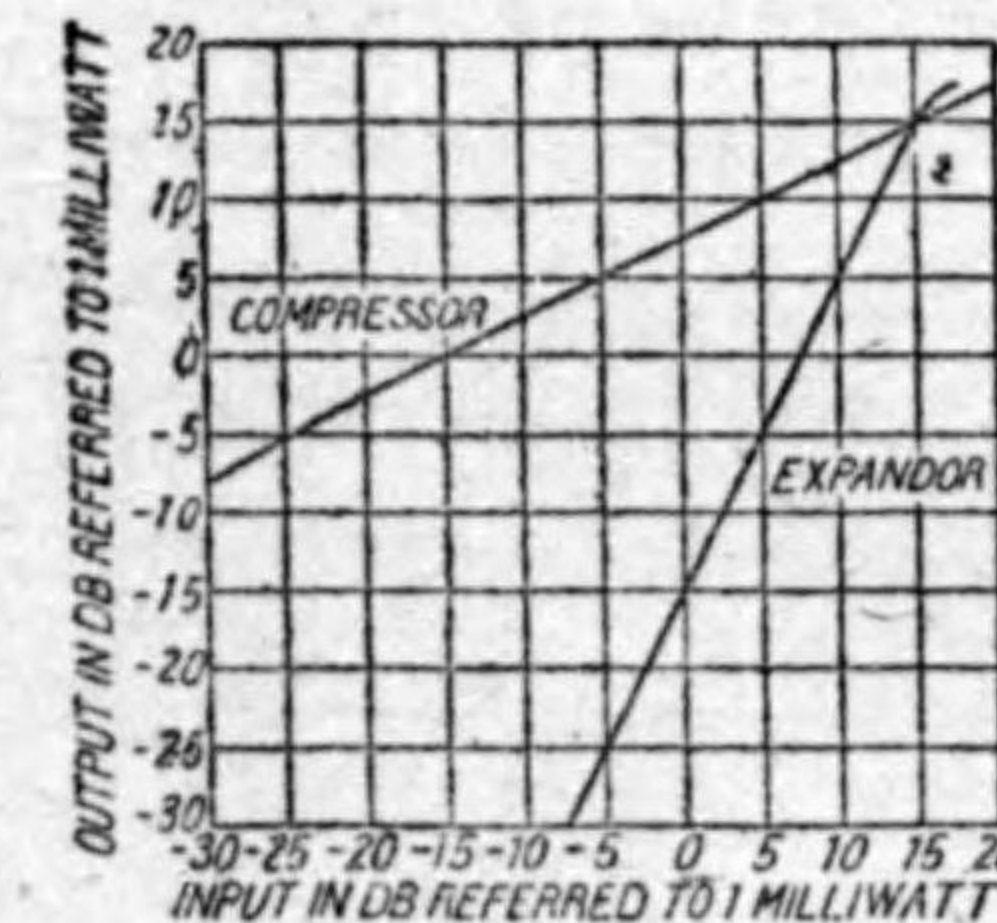
$$E_o = k_0^{1/(1+n)} E_s^{n/(1+n)} = k'_0 E_s^{1/(1+n)} \tag{1.65}$$

を得る。従つてこれを (1.60) と比較して圧縮率  $\gamma_2 = 1/(1+n)$  なる事がわかる。

第 1.56 圖、第 1.57 圖の場合に若し  $n$  が同じ数値であるならば

$$\gamma_1 \gamma_2 = 1 \tag{1.66}$$

即ち一度圧縮して後伸張すれば入力電圧に對し普通の直線的増幅器に於けると同様の関係の出力電圧を得る事が出来る。例へば  $n=1/2$  の時は第 1.56 圖



第 1.58 圖

の回路の伸張率  $\gamma_1$  は 1.5、第 1.57 圖の回路の圧縮率  $\gamma_2$  は 0.666 である。また  $n=1$  ならば  $\gamma_1, \gamma_2$  は夫々 2、並に 0.5 である。第 1.58 圖は  $\gamma_1=2, \gamma_2=0.5$  なる伸張器、圧縮器に依りて得た特性である。

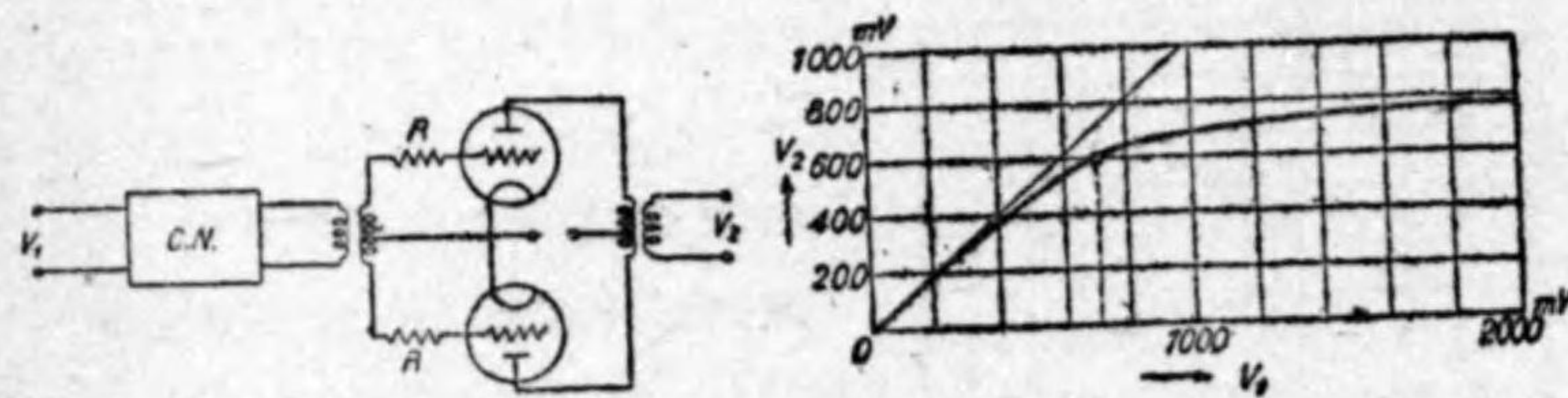
斯様な特性は第 1.56 圖、第 1.57 圖の接続のみで得られるのではない。これの色々の變形が考へられる。例へば第 1.56 圖に類似した回路として出力側より整流

電圧  $E_1$  を得、且つその直流電圧の極性を反対にしてプッシュ・プル増幅器のグリッドに加ふるならば伸張器の代りに壓縮器として動作するものが得られる。なほこれ等の接続はプッシュ・プル接続又はそれに類似のものとなつてゐるが、必しもその必要はない。たゞプッシュ・プルにしてあれば歪みが比較的少くレベルの広い範囲に於て音量の伸張、壓縮を行ふ事の出来る利益がある。

#### D.) 振幅濾波器附の増幅回路<sup>1)</sup>

以上の如き特種増幅器の他に入力電圧の振幅に対する濾波器を附加せしめた種類のものがある。即ち (i) 入力電圧の振幅の小なるもののみを増幅し、或程度以上の振幅のものは殆んど増幅しない種類の増幅器、(ii) 入力電圧として小なる振幅のものを全然増幅せず、或程度以上の振幅のもののみを増幅する種類の増幅器の二種に分れる。

(i) の大なる振幅のものを制限する増幅器は自動音量制御を附したる増幅器に類似の特性のものである。斯様な特性は fading ある電波を取扱ふ受信機のみならず、各通話路の單獨増幅器の特性としても必要である。即ち通常の有線電話の多通話路の共通中継器 (増幅器) で或る通話路のレベルが高過ぎる爲に中継器が過負荷を惹起するを防ぐ爲に各通話路には斯様な振幅制限器が附屬してゐなければならぬ。第 1.59 圖は斯様な振幅制限器を附した増幅器で増幅管のグリッド回路には直列に抵抗が挿入され、グリッド電圧が多くなつてグリッド電流の流れた時に是に依つて損失を與へて増幅度を減少せ

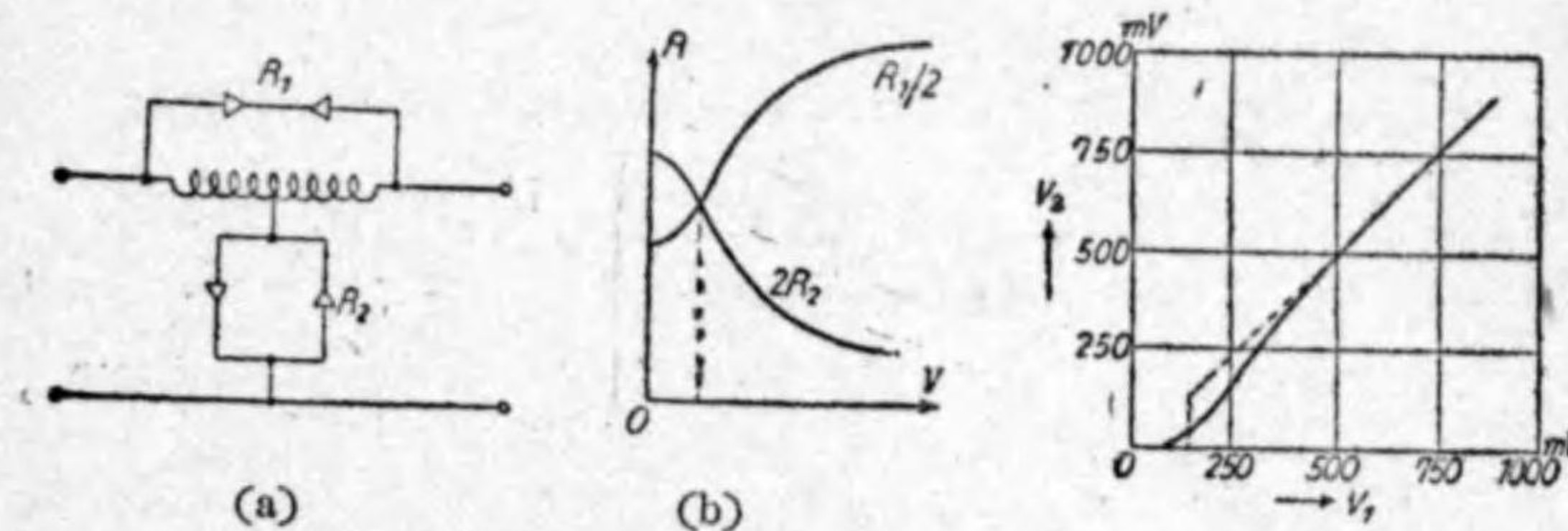


第 1.59 圖

1) F. Strecker: E. N. T. 1936. S. 341.

しむる。たゞグリッド側の入力アドミッタンスは周波數に依つて特性が異なるから、増幅器の前に補正回路 C. N. を挿入して周波數特性の歪みを補正する。第 1.60 圖は斯様な振幅制限器の特性を示すものである。

(ii) の種類の或程度以下の振幅のものを増幅しない回路は前項 B の雑音抹消制御回路を附したものと類似の目的を存し、例へば有線電話回路に於て回路の各種誘導に依る雑音、熱的擾亂雑音等が通話の音聲周波電圧より低い時、この低いレベルの電圧は増幅されない様にして回路雑音を軽減しやうとするものである。斯様な目的に用ゐる濾波器としては非直線性イムピーダンス (金屬整流器の如き) を要素に用ゐて第 1.61 圖 (a) の如く接続すれば宜しい。圖の  $R_1, R_2$  なる要素はそれに加へる電圧  $V$  に依りその値は同圖 (b) の如く變化する。圖の  $R_1/2$  が  $2R_2$  に其値が殆んど等しい時は橋絡 T 型回路の特性として<sup>1)</sup> 交流エネルギーは殆んど傳送されない。端電圧  $V$  の大となるに従ひ  $R_1/2$  と  $2R_2$  との大きさの差は著しくなるから圖の回路でエネルギーの傳送は良好となる。それ故斯様な振幅濾波器の特性は第 1.62 圖の如



第 1.61 圖

第 1.62 圖

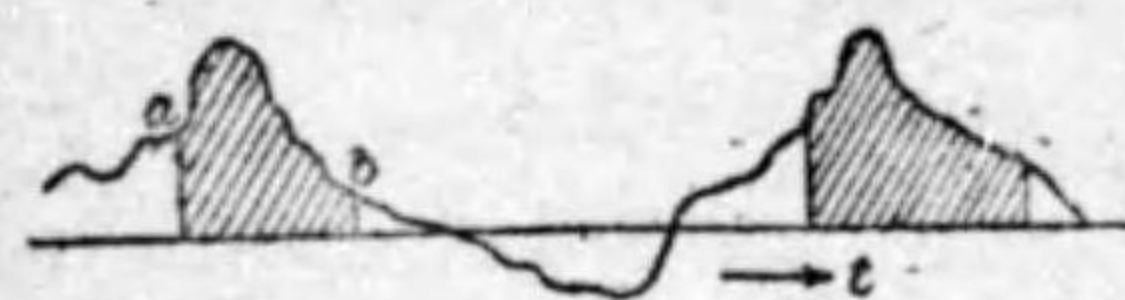
くである。點線は理想の場合であるが實線が實際に得られた特性である。

以上の如き濾波器の他にやはり入力電圧とその波形を異にする出力電圧を

1) 斯様な橋絡 T 型回路は  $R_1/2, 2R_2$  をアームとする電橋で、入力、出力側がその電橋の例へば電源分路、検流分路であるものに等價である。(詳細は千葉茂太郎: 電氣濾波器, 共立社發行, 第 5 章参照)



必要とする場合がある。例へば第 1.63 圖の如き入力電圧がありとせばその大きさが a 點で示される以上では或る一定の値となり b 點で示される時の値まで増幅, (若くは傳送) される様な要求がある事がある。これは例へば長距離海底ケーブルにて得られた信號の歪んだ波形とせば a 點から b 點までが本當の電信信號に近いものでありそれに近いものに着電流を變換して, 繼電



第 1.63 圖

器を働かせしむる必要がある。これには第 1.46 圖の如き電流制限器を使用しても良く, 或はまた第 1.13 圖の如き直流増幅器で暈光放電管にかける直流電壓を調整しても得られる。即ち第 1.63 圖の a 點に於て暈光放電管で點火し始め次段に變化を興へ始め, 同圖の b 點で放電管は放電を停止し次段は舊の通りに復する様にすれば宜しい。

器を働かせしむる必要がある。これには第 1.46 圖の如き電流制限器を使用しても良く, 或はまた第 1.13 圖の如き直流増幅器で暈光放電管に

## 第 2 章 真空管に依る發振回路

### 1. 發振回路の諸性質

#### A) 増幅管に依る再生作用

前章 p. 53 に於て増幅器の再生回路を説明し再生作用なき時の増幅度を  $\alpha$ , 反結合係数を  $\beta$  とした時は, 再生作用を加へた時の増幅度  $A$  は

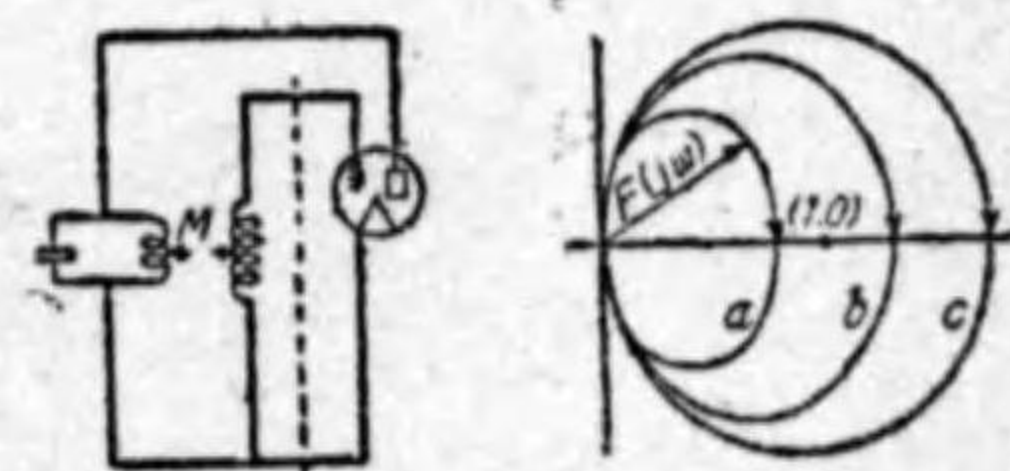
$$A = \frac{\alpha}{1 - \alpha\beta} \quad (2.1)$$

となることを説明した。そしてこの式で若し  $\alpha\beta$  が 1 に近づけば  $A$  は極めて大なる値となる筈であるが, 實際には左様な場合には増幅回路は安定に働かせず發振し始めるのである。

斯様な回路が安定なりや否やは所謂 Nyquist の Criterion<sup>1)</sup> を用ひて決定する事が出来る。それは次の如く言ひ現はす事が出来る。

(2.1) 式の  $\alpha\beta$  は角周波數  $\omega$  の函數であるからこれを  $\omega$  の 0 から  $\infty$  迄の色々の價に就いて極座標で畫く。そしてこの曲線上の點へ點 (1.0) から引いたベクトルを引いた時このベクトルが角周波數  $\omega$  の變化と共に如何に動くかを調べる。若しその時の全廻轉角が  $0$  ならばこの回路は安定であり, 左もなければ不安定である。

例へば第 2.1 圖は反結合發振器を示したものであるが, この場合の  $\alpha\beta$  を  $F(j\omega)$  として極座標で畫いたものが圖の曲線 a, b, c である。増幅器として増幅度を増すに従つて圖のループは a から b, c と大きくなる。そして點 (1.0) をこのループ内に含む様になれ



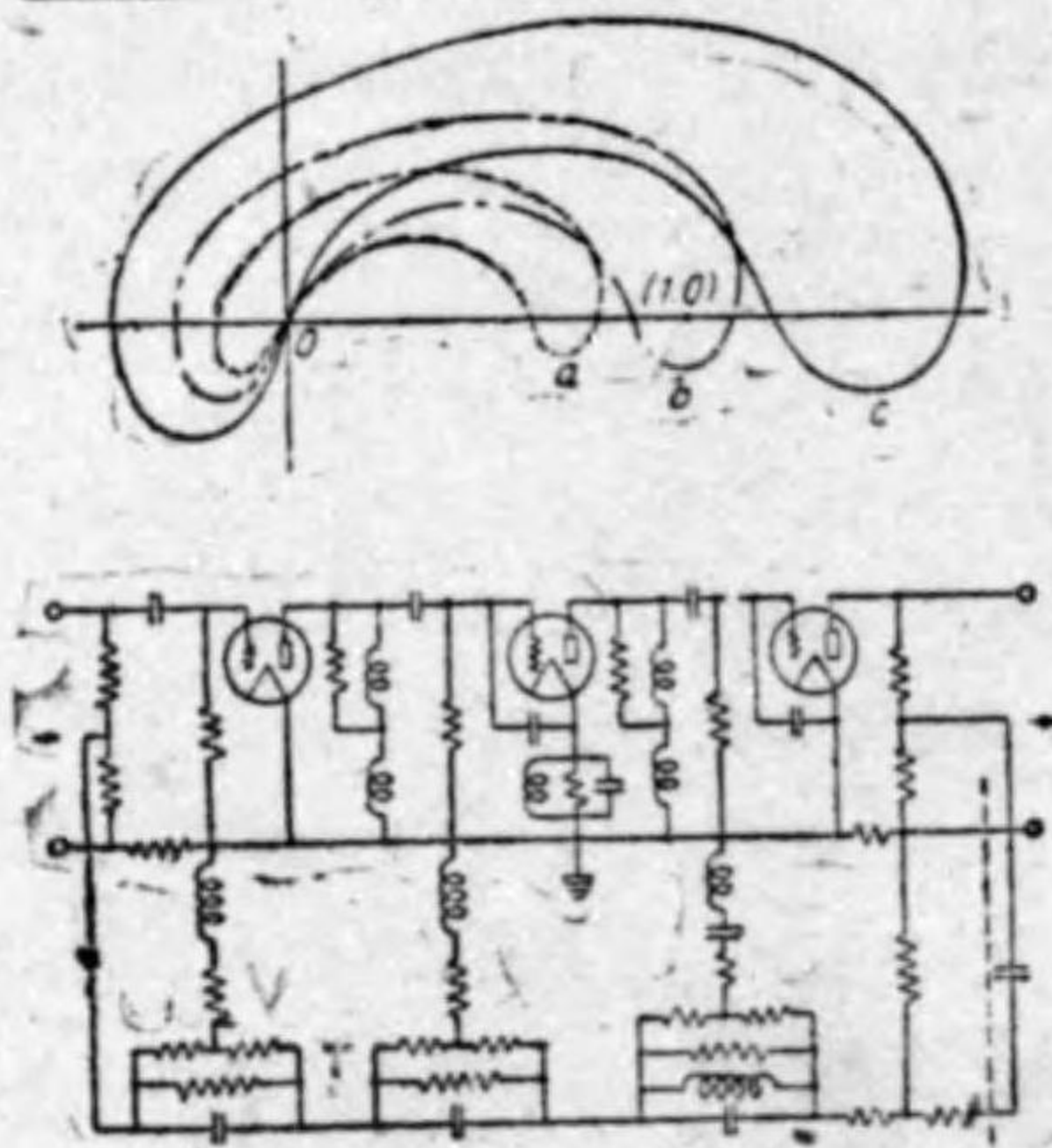
第 2.1 圖

1) H. Nyquist: Bell System Techn J 1932, p. 126.

ば不安定になり発振する。それは前記 Criterion の示す如く点 (1.0) から引いたベクトル全廻轉角は 0 でなくなるからである。

これは最も簡単な反結合回路の例であるが場合に依ると斯様な反結合回路はもつと複雑な特作を有してゐる事がある。第 2.2 圖はその一例であつて p. 53 で述べた安定化せる増幅回路に似たものでその  $\alpha\beta = F(j\omega)$  の曲線は圖に示す如くである。この場合には増幅器の増幅度の低い時は曲線 a の如く

で点 (1.0) をループ内に含まないから安定である。増幅度を多くしてやると、曲線 b の如く点 (1.0) がループ内に入るから発振し始める。所が更に増幅度が多くなれば曲線 c となり点 (1.0) がループの外に出るから回路は再び安定となる。斯様な複雑な特殊の場合には Nyquist の Criterion は回路の安定なりや否やを決定するに極めて便利である。



第 2.2 圖

再び第 2.1 圖の如き簡單なる發振回路を吟味する。是は第 2.3 圖に示す如く一段増幅器でその増幅度  $\alpha$  は

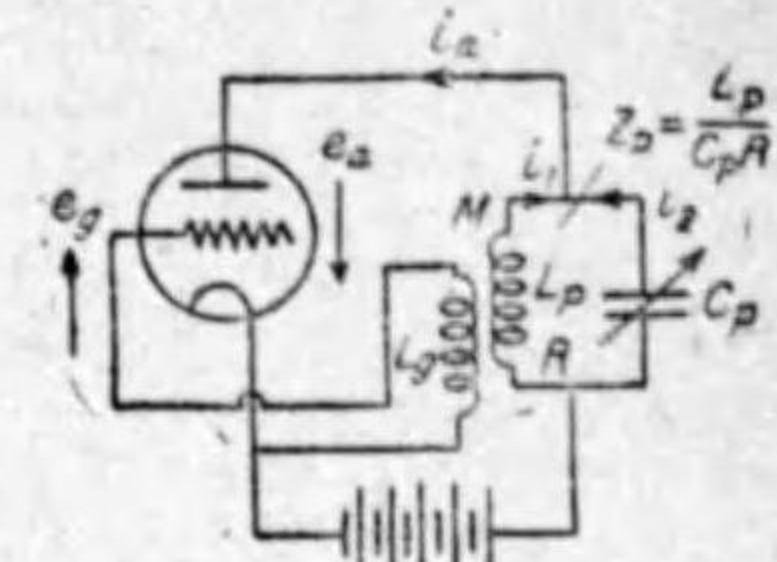
$$\alpha = \frac{\mu Z_p}{R_i + Z_p}$$

である。またこの場合の反結合係数  $\beta$  は次の如くなる。簡單の爲にグリッド電流は無いものと考えたと出力電圧は  $\alpha e_1$  であるからインダクタンス  $L_p$  に流れる電流は  $\alpha e_1 / j\omega L_p$  であり、グリッドにかかる電圧は相互インダクタンスを  $M$  とすれば  $j\omega M \alpha e_1 / j\omega L_p$  である。従つて反結合係数  $\beta$  は

$$\beta = M / L_p$$

である。それ故  $\alpha\beta \geq 1$  なる條件は

$$\left. \begin{aligned} \frac{M}{L_p} \cdot \frac{\mu Z_p}{R_i + Z_p} &\geq 1 \\ \frac{M \mu}{L_p} &\geq 1 + \frac{R_i}{Z_p} \end{aligned} \right\} \quad (2.2)$$



第 2.3 圖

である。プレート・イムピーダンス  $Z_p$  は  $L_p$   $C_p$  の同調周波数に於て最大となり従つて  $\alpha$  も

最大の價として其周波数で發振するから、 $Z_p$  としては

$$Z_p = \frac{L_p}{C_p R}$$

と置く事が出来る。若しこれが  $R_i$  に比して相當に大なる價の時は (2.2) は

$$\frac{M \mu}{L} \geq 1 \quad (2.3)$$

と見れば宜しい。これが第 2.3 圖の如き接続で發振し得る條件で相互インダクタンス  $M$  の符號が適當で且つ (2.3) 式を満足する程度の大いさになつておれば必ず振動は發生するのである。

### B) 振動發生條件の吟味

第 2.3 圖の場合に就き今少し詳細に調べよう。圖の各部の電圧電流を圖に示した通りとすれば次の諸式が成立する。先づプレート電流  $i_2$  は

$$i_2 = \frac{1}{R_i} (e_1 + \mu e_g) \quad (2.4)$$

この  $i_2$  はインダクタンス  $L_p$  に流るゝ電流  $i_1$  と蓄電器  $C_p$  に流れる電流  $i_2$  とから成つてゐるから

$$i_2 = i_1 + i_2 \quad (2.5)$$

である。またプレート電圧  $e_2$ 、グリッド電圧  $e_g$  は夫々

$$e_2 = -R_i i_1 - L_p \frac{di_1}{dt} \quad (2.6)$$

$$e_g = -M \frac{di_1}{dt} \quad (2.7)$$

で示され、蓄電器  $C_p$  の電流  $i_2$  は

$$i_2 = -C_p \frac{de_2}{dt} \quad (2.8)$$

で示される。(2.5) 乃至 (2.8) の関係を (2.4) に入れると

$$L_p \frac{d^2 i_1}{dt^2} + \left[ R + \frac{L_p + \mu M}{C_p R_i} \right] \frac{di_1}{dt} + \frac{i_1}{C_p} \left( 1 + \frac{R}{R_i} \right) = 0 \quad (2.9)$$

となる。

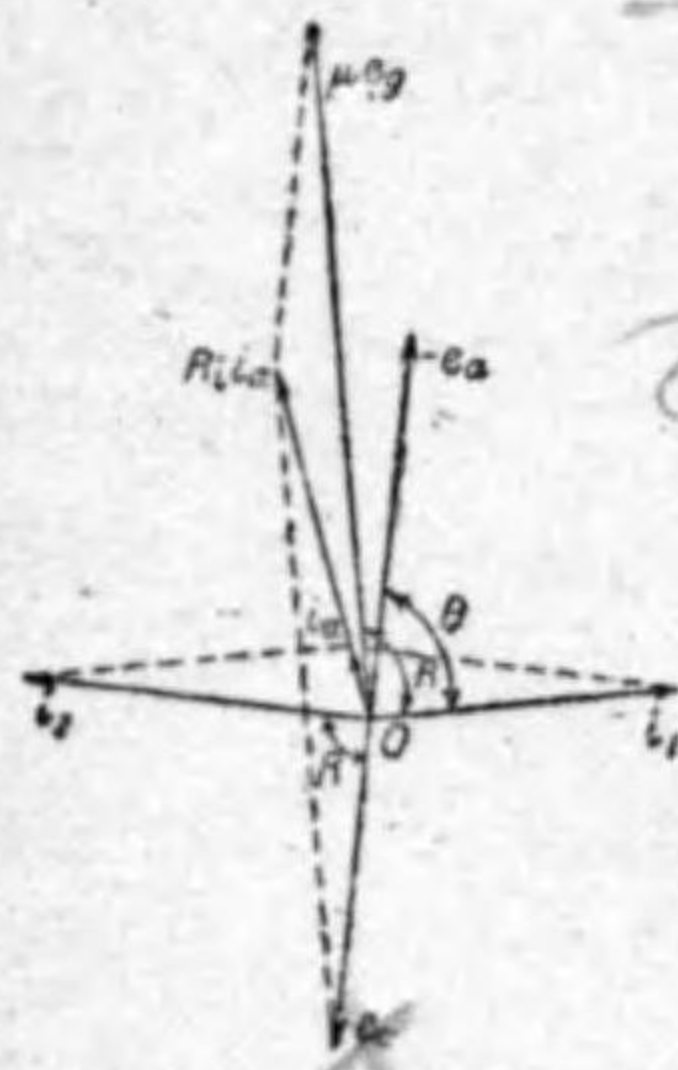
(2.9) の解として  $i_1 = ke^{j\omega t}$  の形になるには

$$R + \frac{L_p + \mu M}{C_p R_i} = 0 \quad (2.10)$$

$$\omega^2 = \frac{1}{L_p C_p} \left( 1 + \frac{R}{R_i} \right)^{-1} = \frac{1}{L_p C_p} \quad (2.11)$$

の関係があれば宜しい。この式の (2.10) は (2.2) の関係に外ならない。

なほ  $e_1, e_2, i_1, i_2$  間の関係を示すベクトルでは第 2.4 圖の如くなる。圖に見る如く  $e_2$  と  $\mu e_1$  との和が  $R_i i_2$  となり (2.4) の関係を満足し、 $i_1$  と

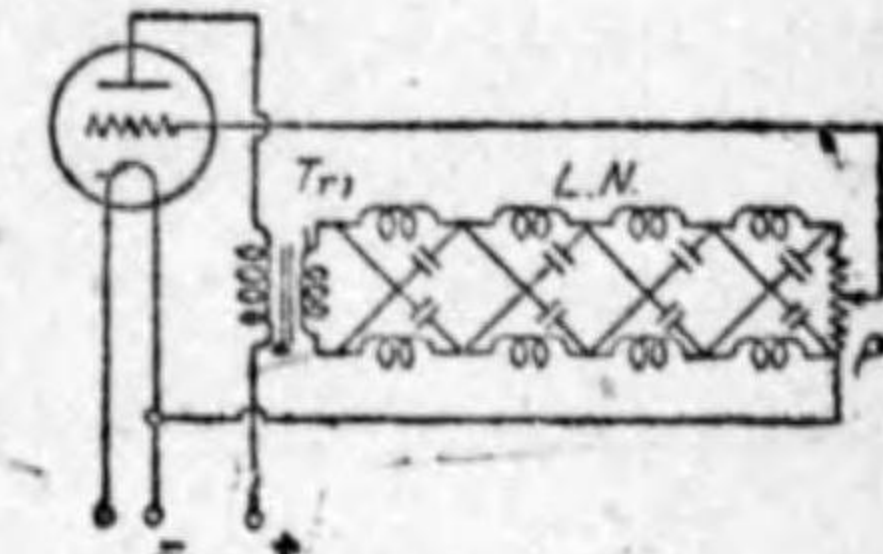


第 2.4 圖

$i_2$  との和が (2.5) の如く  $i_2$  となり、且つそれは  $R_i i_2$  と同一方向を有してゐる。 $i_1$  と  $\mu e_1$  とは (2.7) の関係でその間の角度が直角になつてゐる。それから  $i_1$  と  $-e_1$  とはその間の角度は  $\theta = \tan^{-1} \omega L / R$  になる事は (2.6) の示す通りである。これで諸量の相互の関係は一見して明瞭にわかる。若し  $L_p, C_p$  回路の抵抗  $R$  を無視すれば  $i_1$  と  $-e_1$  との間の角度は直角になり  $-e_1$  は  $\mu e_1$  と同じ方向に重なる。即ち  $e_1$  と  $e_2$  とは殆んど  $180^\circ$  の位相差を有する。これが大體の發振に必要な條件と見做して宜しい。

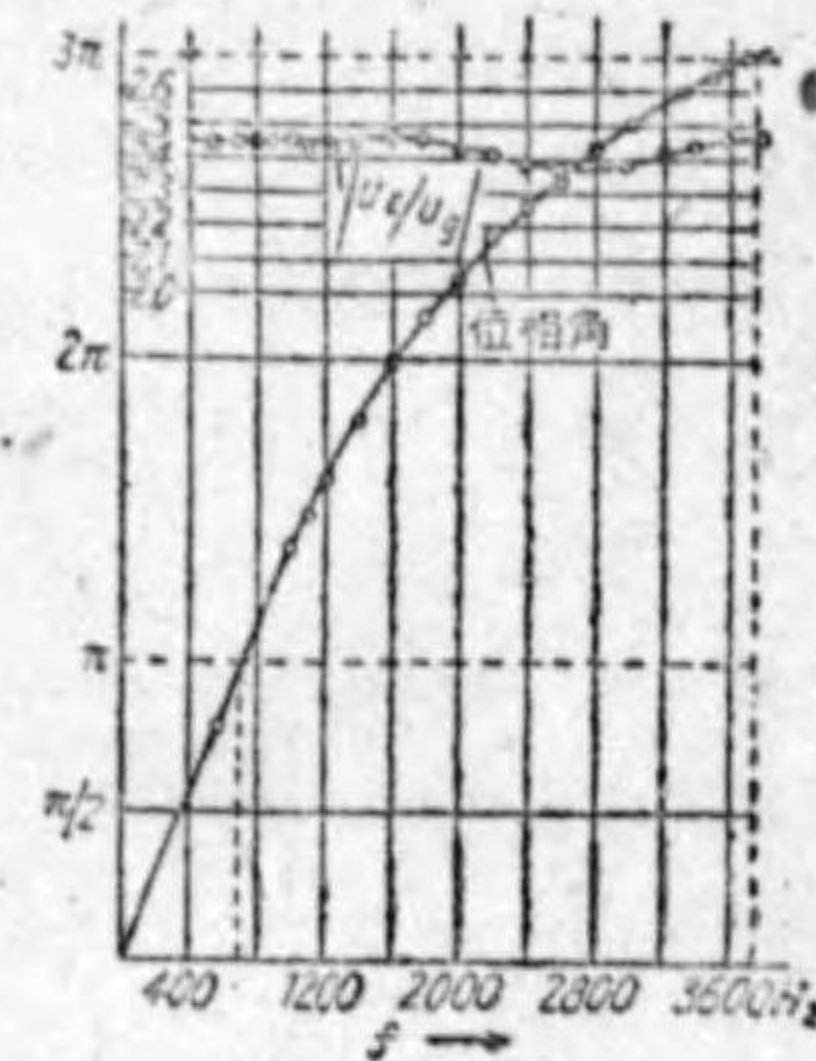
第 2.3 圖の如き  $L_p, C_p$  の同調回路を有する場合には發振周波数は其れから決められる事は (2.11) の示す通りである。所が若し  $L_p, C_p$  の單純なる同調回路でなく例へば第 2.5 圖の如き回路では發振周波数は如何であらうか。

この場合にも回路の増幅度  $\alpha$ , 反結合係数  $\beta$  を適當に取つて  $F(j\omega) = \alpha\beta$  の變化次第では發振する筈である。そしてその發振周波数はプレート電壓  $e_1$  とグリッド電壓  $e_2$  とが丁度  $180^\circ$  の位相差を有する場合になる。即ちプレート回路に入つた橋絡型



第 2.5 圖 (a)

回路 L. N. は例へば第 2.5 圖 b の如き傳送特性(即ち減衰、並に位相特性)を有してゐるとする。これで見ると  $700 \sim$  と  $3730 \sim$  では回路 L. N. の始端電壓と終端電壓とは  $180^\circ$  の位相差があるから、真空管、並に變壓器  $T_r$  で位相の變化が無いとすればこの二種の周波數ではプレート電壓  $e_1$ , グリッド電壓  $e_2$  は  $180^\circ$  の位相を有する。従つて回路 L. N. の終段ポテンシオメーター  $P$  のタップを迂らしてグリッドにかけ電壓を増してやれば或



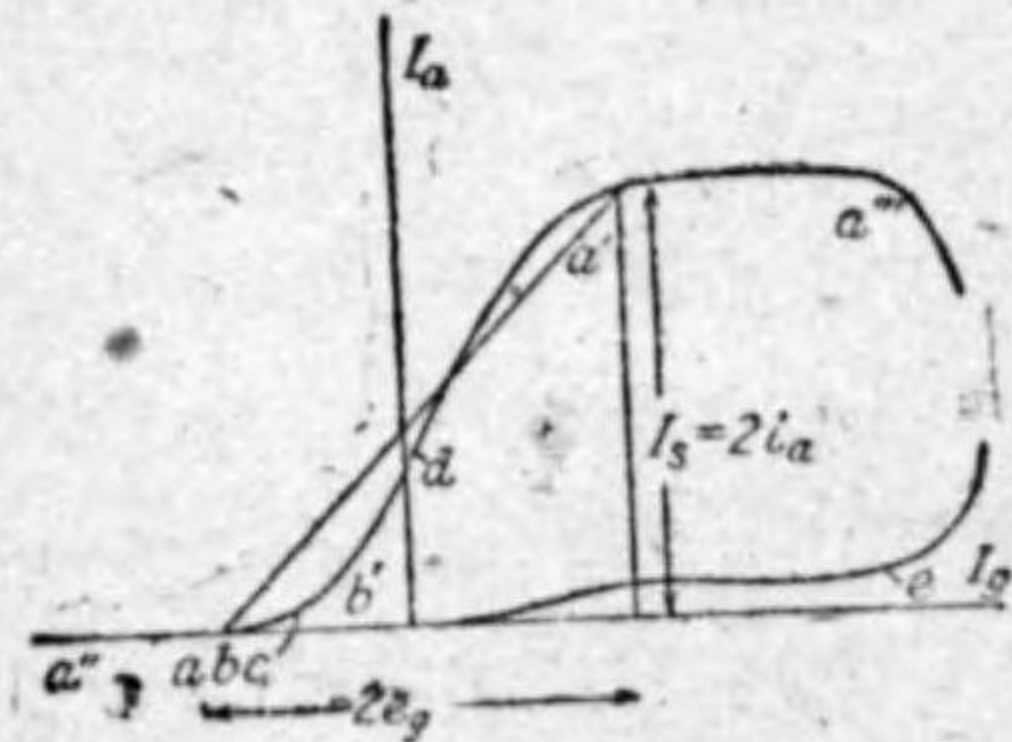
第 2.5 圖 (b)

個所から發振し始める。そして其時には  $700 \sim$  か  $3730 \sim$  かの周波數で振動する筈である。且つこの双方の周波數に於て反結合係数が同じ位であり、また回路 L. N. の減衰も同じ程度とすれば双方の周波數で同時に發振してもよい譯である。實際に斯様な發振器を試験するに、理論上の  $700 \sim, 3730 \sim$  に近い値で其何れか一方で、若くは同時に二種の周波數で發振させる事が出来る。然し二種の周波數で振動させる時は真空管の特性曲線の彎曲部で働かせる事となるから双方の振動は正弦波形とならず一方が他方で變調されたものとなる。且つこの二種の周波數は回路 L. N. の位相特性で定まつて整数

倍にはなつてゐないから兩者の位相關係は時間と共に次第に變つて来る<sup>1)</sup>。

以上では簡單の爲に真空管では特性曲線の直線部のみと考へて (2.4) を假定し、その彎曲部の影響は無視した。グリッド・プレート回路間の結合  $M$  が適當な符號であり、且つ其値が (2.2) を満足する様であれば第 2.3 圖の發振器は發振する。そして  $M$  の値が大なれば發振し易い。そして振動の振幅が大となると同時に真空管の特性曲線の上方並に下方の彎曲から制限されて一定の振幅で止る事になる。

一般に反結合の相互インダクタンス  $M$  が大であれば發振し易いがその振動の出力は必しも多くない。其は真空管の特性曲線から見るとグリッド電壓  $e_g$  は或程度以上からは幾ら多くともプレート電流  $i_p$  の方は増さない<sup>2)</sup> ののでその必要がない。それで相互インダクタンス  $M$  を多くすると振動電流  $i_1$  の方は増さない。反つてグリッド回路にのみ電流が多く流れ、出力が餘り多くない事になる。それ故出力を多く得やうとすれば最初に相互インダクタンスを多くして發振せしめ然る後  $M$  を徐々に減少すると同調回路の  $i_1, e_1$  が増して出力が多くなる。而して或る  $M$  の値で出力は最大となり、其以上に  $M$  を減少すると出力は減少し急に振動が停止する。この時は  $M$  が (2.2) で與へられる値より小さくなつてゐるのである。但しこの場合 (2.2) の  $\mu$  や  $R_i$

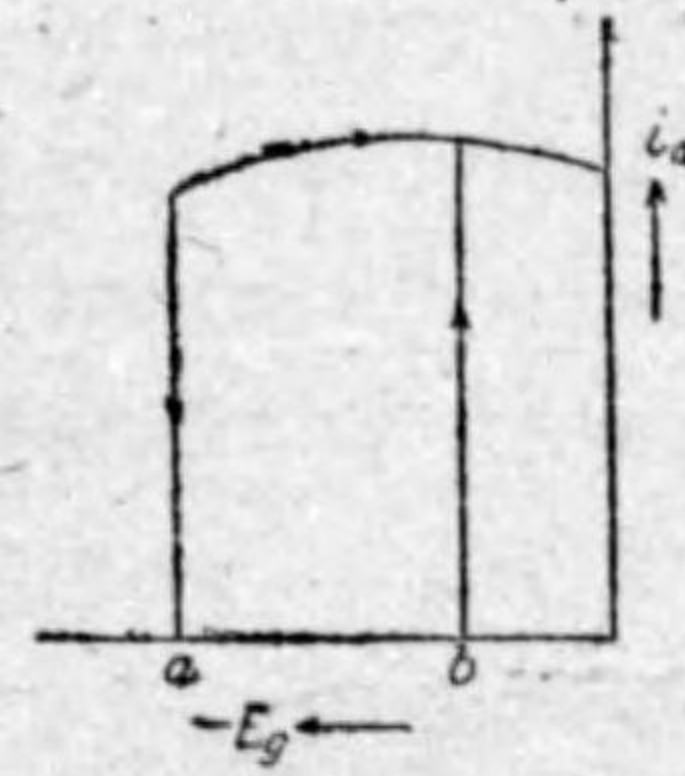


第 2.6 圖

としては p. 1 の三極管定數を決める時の如き小さい振幅  $e_1$  についての値でなく實際に發振管として振幅  $e_1$  の大なる時に、即ち第 2.6 圖で  $aa'$  間に  $I_p, E_g$  が變化する時の動的値を採る可きである。それ故一般に  $M$  を減少して振動の停止した後、それを少く戻して増しても直

1) M. Lattmann and H. Salinger: E. N. T. 1934. p. 304

ぐには發振せずもつと多い値とする必要がある。それは發振の當初は振幅が小さいから例へばグリッド電位  $E_g$  が第 2.6 圖で  $c$  の位置になれば  $e_1$  が



第 2.7 圖

$bb'$  間を變化する時は  $aa'$  間を變化する時よりも相互コンダクタンス  $g_m = \mu/R_i$  が少い。従つて (2.2) の發振條件を書き改めた

$$\frac{M}{L_p} \frac{1}{\mu} \geq \frac{1}{g_m Z_p} \quad (2.13)$$

で  $g_m$  が少いから  $M$  を多くしなければならないのである。従つて相互インダクタンス  $M$  の變化に對して發振電流  $i_1$  の特性にはヒステリシス現象が現はれる。

同様の事はグリッド電位  $E_g$  を變へた時にも起るのであつて、一旦發振してからは  $E_g$  が負の大なる時でも第 2.6 圖の  $a'a''$  の如く振幅  $e_1$  が多くなつてゐるから振幅の小なる時よりも  $g_m$  が割合に高い。それ故 (2.13) は成立してゐるが、一旦振動が停止した後  $E_g$  が負の側に來てゐるので振幅の小さい値から始らうとする時に  $g_m$  が少い故もとの  $M$  の値では發振しない。それを發振せしむるにはグリッドの負電位  $E_g$  を減らして  $g_m$  の高い點、例へば第 2.6 圖で  $d$  點に持つて來る必要がある。従つて  $E_g$  の變化でも前記  $M$  を變化した場合と同様に、第 2.7 圖に示す如く  $-E_g$  が  $a$  點まで來て振動が停止したとすれば  $-E_g$  を一寸戻しただけでは直に發振せず、例へば  $b$  點まで持つて來る必要がある。即ちこの場合にも  $M$  を變へた時と同様のヒステリシス現象が現はれる。

以上の説明からわかる様に第 2.6 圖の特性曲線で發振し始むる時の位置に依り實際の發振状態は非常に違ふ。 $c$  點では  $g_m$  が低いから一般に發振し難いが  $M$  を充分多くすれば發振し始める。そして振幅が小さい値  $bb'$  から延びて行くほど  $g_m$  は増加するから (2.13) は容易に満足される。これは換言すれば (2.9) の解として  $i_1 = ke^{\alpha t} e^{i\omega t}$  を考へた時の係數  $\alpha$  が正の値で振幅

$$ke^{\alpha t} e^{i\omega t}$$

と共に（従つて時間と共に）急激に増加する事になる。従つて最初のこの振幅の増大は著しい。それで結局最終の振幅は圖の  $aa'$  の如く甚だ大きいものとなる。斯様な場合を硬い發振状態と云ふ。是に反し第 2.6 圖で  $d$  點の如き位置から發振し始める時には、若し  $d$  點がこの特性曲線で  $g_m$  の最大となる點、若くはその附近であるならば、相互インダクタンス  $M$  は左程大なる値としなくとも容易に發振する。そしてその時の  $M$  が辛うじて發振を許す程度の値にしてあるならば、發振し始めて振幅が大となるに従ひ  $g_m$  は減るから  $i_1 = ke^{\alpha t}$  の  $\alpha$  は時間と共に（即ち振幅と共に）負の値となり、その爲に振幅はある程度以上増加しない事になる。それ故この場合には極めて小さい振幅が持続され大なる振幅となり得ない。斯様な場合を前の場合に對し軟い發振状態といふ。この軟い發振状態に真空管をして第 3 章で述べる再生檢波作用をなさしむる場合に必要な事である。

斯様に發振し始める時は最初は勿論振幅は極めて小さいから、(2.13) の式で用ゐられる三極管の定數  $\mu$ ,  $R_i$  は p. 1 で述べた定義の値でよろしい。それでその定數は容易に測定出來て既知の値であるから發振の條件 (2.13) を實驗的に確める事が出来る。即ち振動回路のコンデンサー  $C_p$  を増すと、抵抗  $R$  とかを増すと振動は起り難くなり、相互コンダクタンス  $M$  を増加しなければならぬ。

### C) プレート負荷の影響

發振器の同調回路は振動を持続する爲のエネルギーを蓄積しなければならぬ。同調回路から出力として出るエネルギーは入力として回路に入るものとは違つた刻々の速度で現はれる。従つて回路の何處かにエネルギーを蓄積する部分がなければならぬ。

インダクタンス  $L_p$ , コンデンサー  $C_p$  を有する回路で  $f$  なる周波数の高周波電壓  $V$  が現はれてゐるとし、且つ回路の損失を  $W$  とする。1 サイクル中の電流の 0 なる時刻には電壓は  $\sqrt{2}V$  で凡てのエネルギーはコンデン

サーに蓄へられてゐて  $CV^2$  となる。一方この回路の電流の實効値は  $2\pi CV$  であり 1 サイクル毎に失はれるのは  $W/f$  である。従つて

$$\begin{aligned} \frac{\text{蓄積されたエネルギー}}{1 \text{ サイクルに失はれるエネルギー}} &= \frac{CV^2}{W/f} = \frac{fCV^2}{W} \\ &= \frac{2\pi fCV^2}{2\pi W} = \frac{VI}{2\pi W} \end{aligned} \quad (2.14)$$

となる。實驗に依ると回路に蓄積されたエネルギーは 1 サイクル内の損失の 2 倍以上になつてゐないと發振器として動作が確實でない。一方この比が餘りに大であると動作は確實であつてもコンデンサーとして大なるもの、インダクタンスとして高價なものが必要であり、且つ同調回路で實際に利用されぬ損失が割合に多い。従つて他の制限因子がない時は發振器の同調回路では大體に於て

$$\frac{VI}{W} \approx 4\pi \quad (2.15)$$

と取るがよろしい。即ち回路のヴォルト・アンペアは出力の倍、若くはそれより稍多い程度にして置くが良い。これは換言すれば同調回路の力率は 8% 以下、又は回路の對數減幅率<sup>1)</sup>が 0.25 以下であるといふ事になる。若し負荷抵抗  $R$  がこの關係にならぬ様であれば p. 5 の場合に似た方法を探り負荷回路を二次回路にして同調回路の  $L_p$  は變壓器結合を行ひ、一次回路即ち同調回路から見た時に負荷抵抗  $R$  が上記の關係 (2.15) を満足する様にさへすれば宜しい<sup>2)</sup>。

斯様に同調回路のエネルギーを適當に取つてさへ置けば、あとは發振器として電極（プレート、並にグリッド）への電壓が適當な大いさで、且つ適當

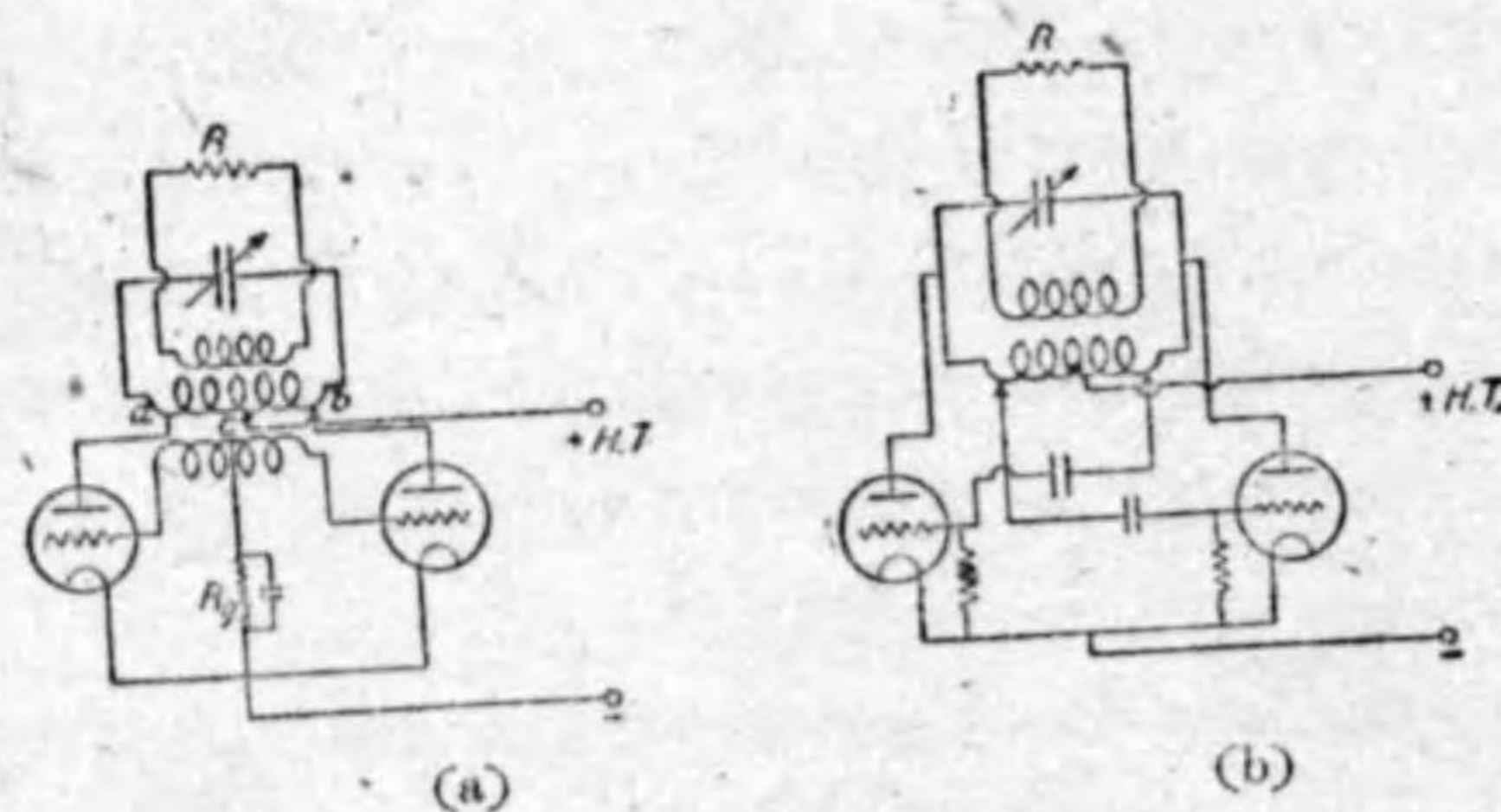
1) 力率は抵抗を  $R$  とせば  $R/\omega L = \omega CR = W/VI$ , 對數減幅率は  $R/\omega L = \omega CR = \pi W/VI$

2) 一次回路から見た等價回路は負荷が第 2.8 圖の如く變壓器二次側につながつてゐればある値のインダクタンス、並に抵抗の直列接続に（並へられたる周波数  $f$  では）直す事が出来る。

な位相になる事さへ確かめれば宜しい。】

前項にも述べた如く發振状態ではグリッド電壓  $e_g$  とプレート電壓  $e_a$  とは丁度位相が  $180^\circ$  違ふ事が望ましい。それは發振器をして能率良く働かせしむる上に於て極めて重要な事である。若し  $e_g$  と  $e_a$  とが位相が  $180^\circ$  でないと  $i_a$  と  $e_a$  とは位相が  $180^\circ$  からずれて来る。従つて後述する様にプレート損失  $i_a e_a$  の平均値を計算すると、 $i_a$  と  $e_a$  が  $180^\circ$  の位相関係にある時よりも多くなる。従つて同一入力に對しプレート損失が増すから出力はそれだけ減少し發振器の能率は低下する。

グリッド電壓  $e_g$  とプレート電壓  $e_a$  とが大略位相が反對に ( $180^\circ$  に) なつてゐる爲には、第 2.3 圖の接続で振動回路の抵抗  $R$  は極めて小さい事が必要である。若し此負荷抵抗  $R$  が多くなると第 2.4 圖のベクトル関係で角  $\theta = \tan^{-1} \omega L/R$  は減少し  $e_a$  と  $\mu e_g$  との間角度は  $180^\circ$  から減る事となる。負荷  $R$  (振動回路を一次としその二次回路に負荷を入れても同じ) を餘り多くすると  $e_a$ ,  $e_g$  間の位相を  $180^\circ$  から外づす事となるから能率は下降



第 2.8 圖

する。負荷が相當にかゝつても  $e_a$ ,  $e_g$  間の位相関係を  $180^\circ$  に近く保つ一方方法は第 2.8 圖の如きプッシュ・プル接続である。これは第 1 章に述べた増幅器のプッシュ・プル接続に似たもので真空管 2 個を用いたものである。圖では負荷は二次回路とし同調回路に結合されてゐる。この場合の何れの接続で

あつても負荷の有無に係らず、一方の真空管から見てその  $e_a$ ,  $e_g$  間の位相は  $180^\circ$  に近い關係を保つ事は容易に了解されやう。従つて斯様な接続は單に 2 個の真空管を並列に發振器として使用せる場合よりも能率良く働かせしむる事が出来る。

第 2.3 圖の真空管を發振器として動作する時には反結合の相互インダクタンス  $M$  を適當に變化する事に依り出力を増大し得る事を述べた。プッシュ・プル接続で同様の目的の調整を爲すには第 2.8 圖 (b) で同調回路からグリッド側へ導くタップを調整すればよろしい。なほ發振器の出力には反結合係数  $M$  のみならずプレート・イムピーダンス  $Z_p$  の大きさが密接なる關係を有してゐる。従つて  $Z_p$  をも最適値に調整するが良い。この目的には第 2.8 圖 (a) のプッシュ・プル接続では同調回路から真空管プレートに至るタップ  $c$  を適當に調整する。この方法は圖の 2 個の真空管の特性が多少違つても各真空管をして適當に出力を分擔せしめ、單に 2 個の真空管を並列に接続せる時の如く一方だけ過負荷となる危険が少い。即ち第 2.8 圖 (a) の場合に左側の真空管が過負荷になり易いとすれば圖のタップ  $a$  を更に左にずらし  $ac$  間の捲数を多くしプレート・イムピーダンス  $Z_p$  を右側の真空管に對するものよりも多くしてやる事が出来るからである。單に 2 個の真空管を並列にした場合には共通の振動回路のイムピーダンス  $Z_p$  が一方に對しては高過ぎ、他方に對しては低過ぎる結果となる事がある。従つて後者の真空管ではプレート電流が流れ過ぎて他方の真空管よりも過熱し易い。プッシュ・プル接続では其様な事は前記の調整で或程度まで防止される。

第 2.8 圖 (a) の接続でグリッド回路にはコンデンサーと抵抗の組合が用ゐられてゐる。これは發振し始むる時はグリッド電流の爲にコンデンサーに充電してグリッドを負電位に移動せしむる目的を有してゐる。左様すればグリッド振幅  $e_g$  は多くなり  $i_a$ ,  $e_a$  も増す。同時にグリッド電流のグリッドへの流入も少くなり其損失が減少する。それ等の原因から斯様にグリッドが大

なる負電位に置かれると發振管の出力が増し能率が改善される。若し最初發振しない時からグリッドが負電位になつてゐれば容易に發振しない缺點がある。第 2.8 圖 (a) の接続ならば其様な缺點なく最初は特性曲線上で  $g_m$  の割合に大なる個所から發振し始める。そして發振後はグリッド電流が流れ、グリッド回路の整流作用の爲にコンデンサーが充電されて自動的にグリッドが負電位に移動される。コンデンサーに並列に入れた抵抗  $R_f$  はコンデンサーに蓄積された電荷を適當に放電し、グリッド電位を負の一定値に保つ。このコンデンサーと抵抗との組合は第 2.8 圖 (b) の如き接続も用ゐられる。斯様な方法は第 2.8 圖の如きプッシュ・プル接続の發振器のみならず、凡ての發振器接続に廣く用ゐられてゐる。

2. 自勵振回路

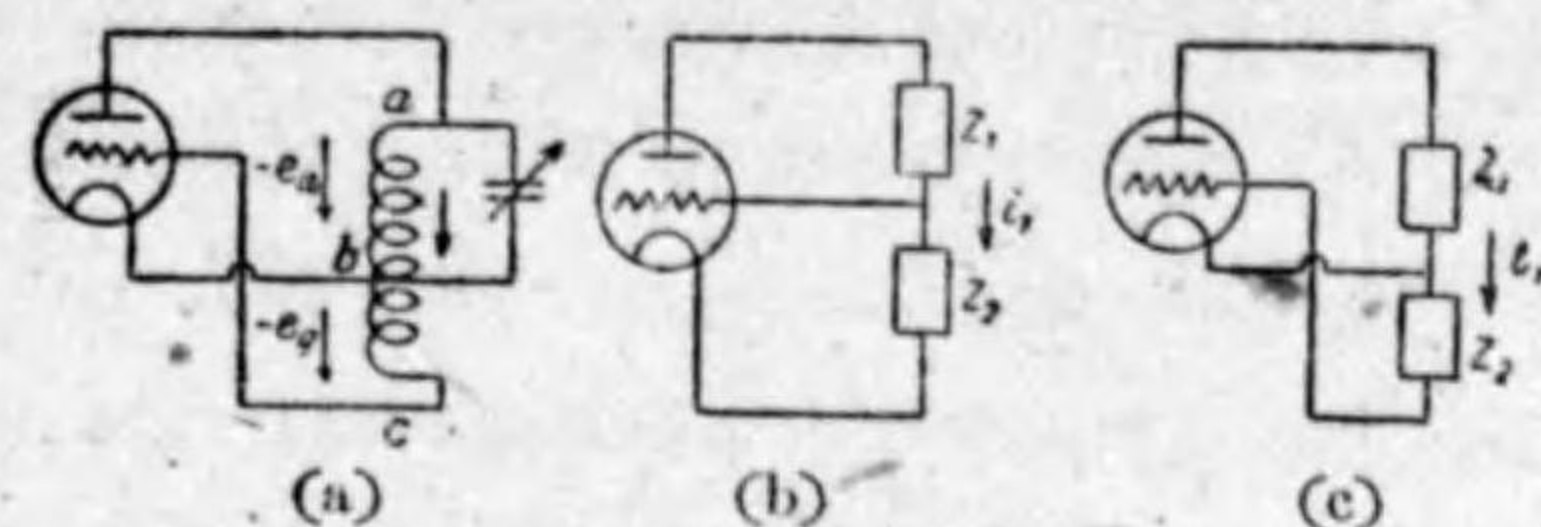
以上に於て發振回路の大體を述べたが更に斯様な自勵振回路をも少し詳細に述べやう。今日の無線送信機等に於てはその發振周波數の變動をなるべく少なくする爲に何等かの定周波發振器を用ゐることに依つて勵振された高周波増幅器が用ゐられる。斯様な回路を他勵振回路と云ふ事が出来るが、これと區別して普通の發振器を自勵振回路と云ふ。

A.) 發振器の諸接続

普通に使用せらるゝ發振器回路は第 2.3 圖のみとは限らない。これ以外に色々な變形がある。前述せる如く大體  $e_a$  と  $e_g$  とが反對の位相になる様な接続であれば宜しいのである。

第 2.3 圖は要するに第 2.9 圖(a) の場合である。このインダクタンスに同一の電流を通せば  $e_a$  と  $e_g$  とは位相が反對による。この第 2.9 圖(a) でコンデンサーが  $ab$  間につながれてゐれば第 2.3 圖と同じであるがこれは  $b$   $c$  間に入れてもよし、または  $ac$  間に入れても良い。後者は通常 Hartley 回路と云ひ最も廣く使用せらるゝものである。(第 2.10 圖(a))

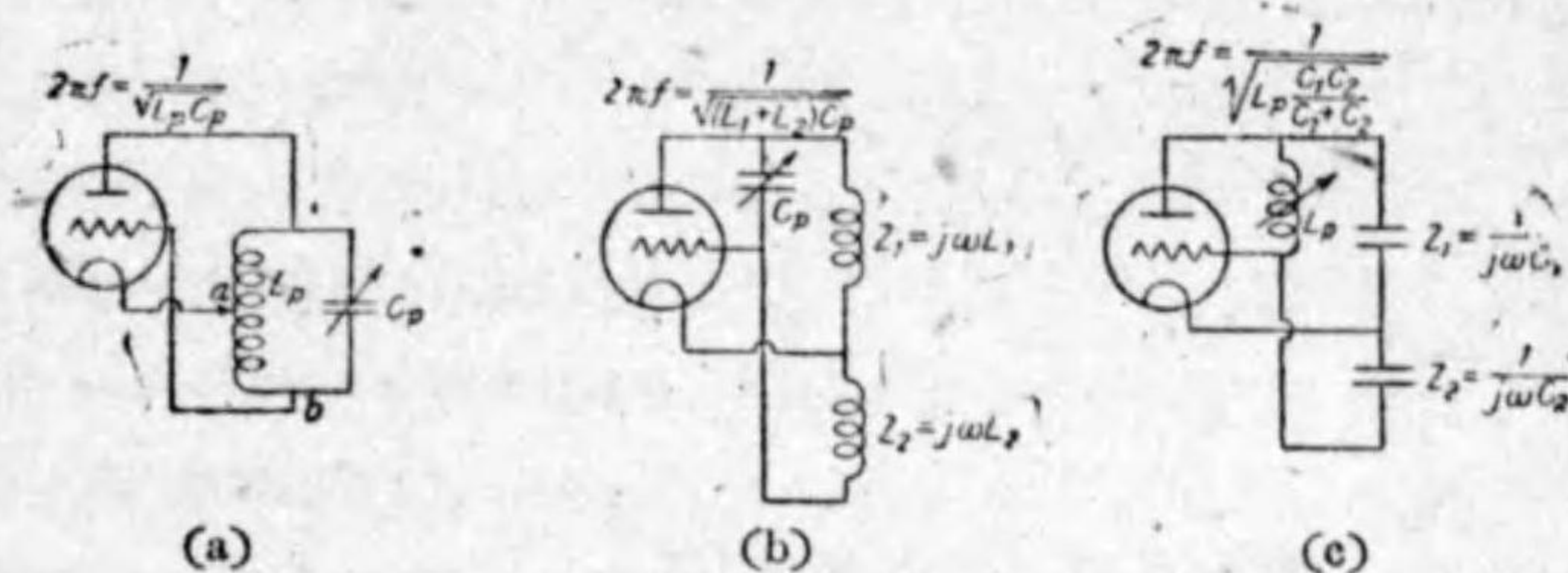
第 2.9 圖 (a) をもつと一般的にすれば第 2.9 圖(b, c) の如くなる。但し



第 2.9 圖

第 2.9 圖 (c) の時は  $Z_1, Z_2$  は同種のイムピーダンス、第 2.9 圖 (b) の時は  $Z_1, Z_2$  は符號の反對

なる異種のイムピーダンスでなければならない。即ち一方がインダクタンス  $j\omega L_p$  ならば、他方はコンデンサーを用ゐ  $-j/\omega C_p$  となるのである。第 2.9 圖 (c) 場合は實際は第 2.10 圖 (b) 又は (c) の如くなる。この内第 2.10



第 2.10 圖

圖 (b) は第 2.9 圖 (c) の  $Z_1, Z_2$  がインダクタンスの場合であるがこれが第 2.9 圖 (a) と異なる點はインダクタンス  $L_1, L_2$  間に (a) の場合の如く相互インダクタンスは無くとも差支ない事である。この場合の振動回路の  $C_p$  は三極管のプレート・グリッド間静電容量  $C_{pg}$  と並列になるから、 $C_p$  を無にして  $C_{pg}$  を以て  $C_p$  の代用とする事が出来る。それ故この接続は  $C_p$  が小さくなるからこの發振角周波數即ち

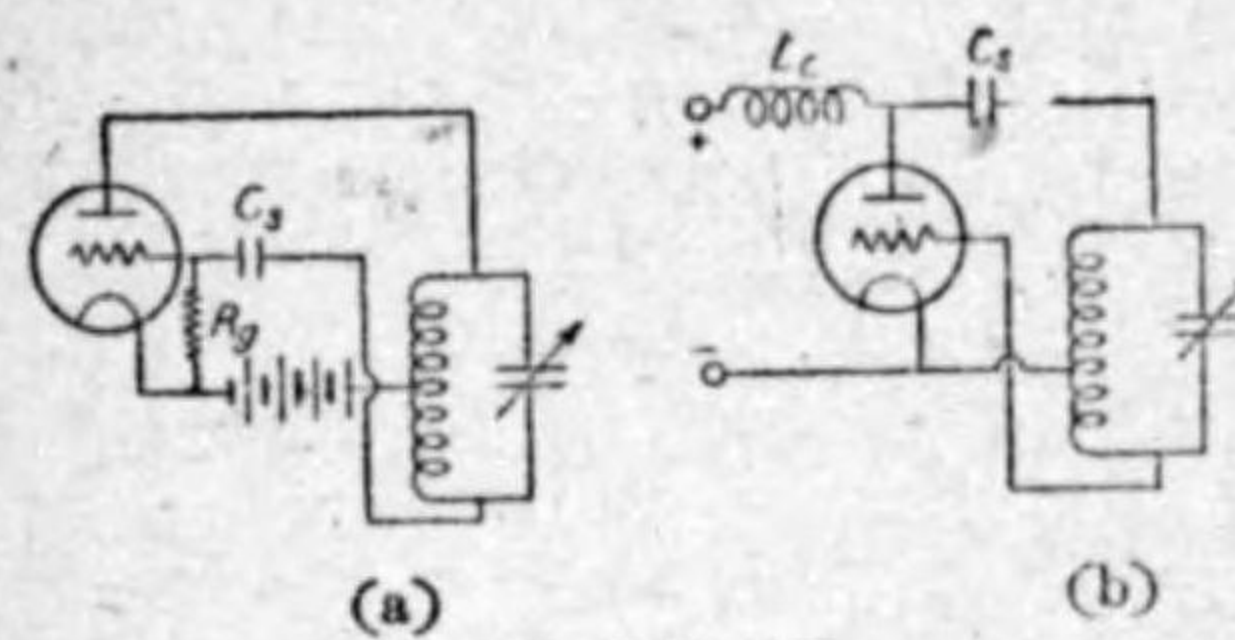
$$\omega = \frac{1}{\sqrt{C_p(L_1 + L_2)}} \tag{2.16}$$

が相當高い場合、即ち波長の短い場合でも發振し得る。即ち斯様な接続は短波長の振動を得るに適してゐる。

第 2.10 圖 (c) は第 2.9 圖 (c) の  $Z_1, Z_2$  がコンデンサーの場合で Col-

pitts 回路と云はれてゐる。なほ是は第 2.9 圖 (b) とも見る事が出来るのであつて、その  $Z_2$  がインダクタンスの時は第 2.10 圖 (b) であり、若し  $Z_2$  がコンデンサーの時は第 2.10 圖 (c) と同じで Colpitts 回路である。これ等の回路に依る發振周波数は大體に於て振動回路の同調振動周波数である事が計算から容易にわかる。その値は第 2.10 圖に附記した通りである。

これ等の回路の圖は要するに發振回路の系統圖で實際には例へば第 2.10 圖 (a) の場合でもプレート電源を三極管と直列に入れる時はグリッドに高い電圧のかゝらぬ様に回路に直流阻止コンデンサーを入れ、またグリッド・フィラメント間に抵抗を入れてグリッド電位を適當に保つ。(第 2.11 圖 (a))

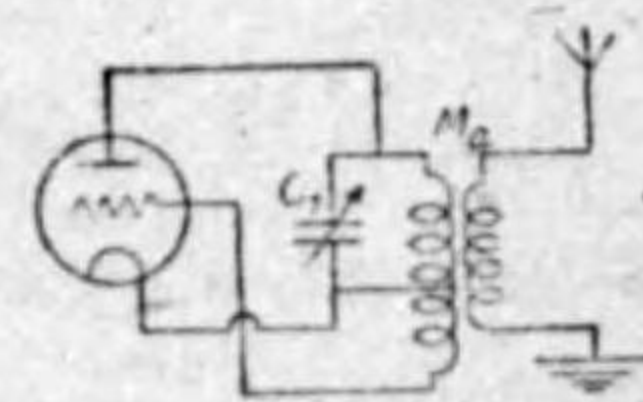


第 2.11 圖

またプレート電源が三極管と並列に入る時は第 2.11 圖 (b) の如く直流電源が振動回路で短絡されぬ様に阻止コンデンサー  $C_1$  を入れ、また振動回路が電源側に依つて短絡されぬ様に振動電

流に對して高いインピーダンスを有するインダクタンス  $L_c$  を挿入する。

發振回路は以上に示したものに限らず、それ等の變形や、もつと複雑なものがある。やゝ複雑なるものでは多くは振動回路に何等かの形で結合せる二次回路を有してゐる。その比較的簡單なるものゝ一例として第 2.12 圖を示す。これは負荷回路としてアンテナ回路がつながれてゐるが、これを等價回路として見れば適當な値の抵抗、コンデンサー、及びインダクタンスを直列接続とした二次回路で、それが振動回路と電磁結合をしてゐると考へられる。アンテナ回路と振動回路との結合が密 (即ちその間の相互インダクタンス  $M_0$  が大)、且つアンテナ回路の自然振動周波数が振動回路の周波数に近いと、發振周波数を變へる目的



第 2.12 圖

で圖のコンデンサー  $C_1$  を變化すると結合振動回路特有の引込み現象が起る。即ち振動回路のコンデンサー  $C_1$  を増加すると、發振振動数は減少するが其變化は一様でなく  $C_1$  の或値で周波数は突然減少する。また發振周波数のこの突然の變化の直前はコンデンサー  $C_1$  の變化で波長の變化が甚だ少ない。逆に發振周波数の減少後、コンデンサー  $C_1$  を減らして周波数を變へるゝ周波数の變化は割合に少い處が現はれ、もとの周波数の變化が突然起つた値よりも小さい  $C_1$  の値で急に發振周波数が増加する。斯様なヒステリシス現象の程度は結合の相互インダクタンス  $M_0$  が小さい時、若くはアンテナ回路の抵抗が増せば少くなる。なほアンテナ回路の抵抗がある程度以上に多くなると振動回路のコンデンサー  $C_1$  を變化すると  $C_1$  の中途の範圍で振動の停止する個所が出る場合もある。斯様な場合にはアンテナ回路の波長變更インダクタンスや、コンデンサーを變化するとか、又は相互インダクタンス  $M_0$  を變化するとかして以上の如き引込み現象を除去する事は出来ぬ事はない。然し廣い範圍に發振周波数 (波長) を變更する必要がある時には可成り不便な事であるので近來は直接アンテナ回路に發振真空管を結合する事は漸次用ゐられなくなつた。

### B.) 發振器の出力、並に能率

發振器の出力を多くするには p. 80 に説明した様にプレート、グリッド電圧の位相をなるべく完全に反對にした上でプレート、グリッド間の反結合  $M$  を餘り大としない事、グリッドには適當な負電位を與へる事などが必要である。第 2.10 圖 (a) の如き Hartley 回路の場合に反結合  $M$  を少くするにはグリッド、フィラメント間のインダクタンス線輪の捲数を減らす様に圖のタップ  $a$  を動かせば良い。簡単な計算に依れば三極管が發振管として最大出力の場合にはその出力は其プレート損失に等しい。従つて能率は 50% である。この場合には振動回路電壓の振幅はプレート電源電圧  $E_0$  に略ぼ等しく、プレート電流の振幅  $i_0$  はプレート電流の飽和値  $I_0$  の 1/2 と考へてよい。そ



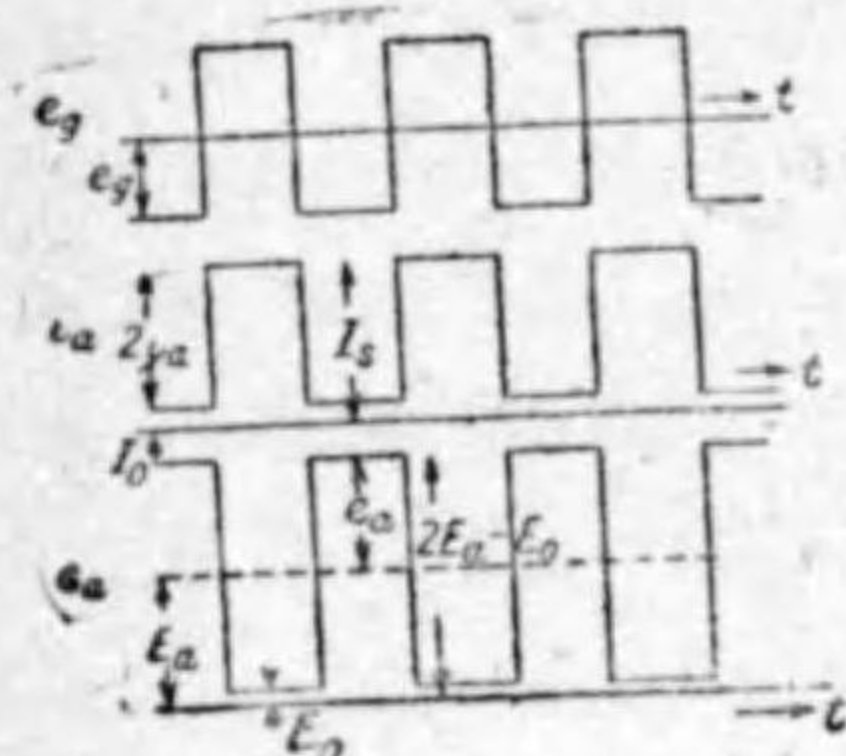
れ故プレート側直流電源からの供給電力は  $E_a I/2$  で、振動回路の出力は

$$\frac{1}{T} \int_0^T e_a \sin \alpha t \cdot i_a \sin \alpha t dt = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{E_a I}{2} \sin^2 \alpha t dt$$

$$= \frac{E_a I}{4} \quad (2.17)$$

となり、能率  $\eta$  は

$$\eta = \frac{E_a I}{4} : \frac{E_a I}{2} = 50\% \quad (2.18)$$

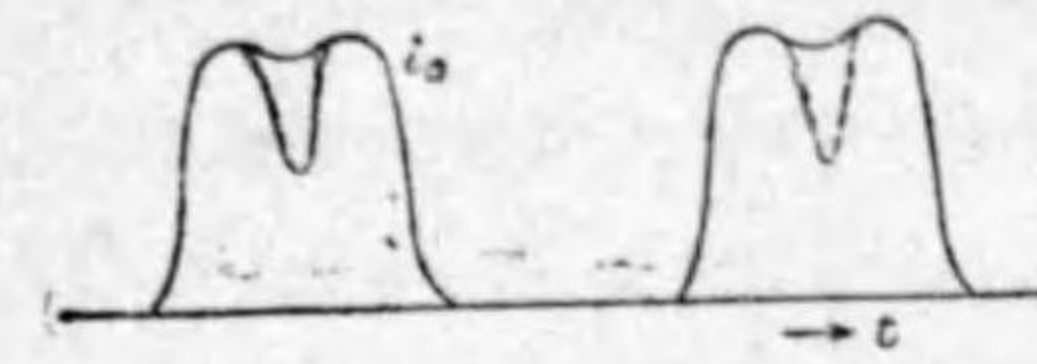


第 2.13 圖

が第 2.13 圖に示す如く時間に対して矩形に変化すればプレート電圧  $e_a$ 、及びプレート電流  $i_a$  は夫々この圖に示す如く変化する。即ち  $i_a$  は飽和値  $I_s$  から残留値  $I_0$  まで矩形に変化する。また  $e_a$  も平均値はプレート電源の電圧  $E_a$  で最大値  $2E_a - E_0$  から  $E_0$  まで矩形に変化する。プレート損失は  $e_a i_a$  の平均値であるが、若し  $E_0 I_0$  が極めて小で殆んど 0 であれば、 $e_a$  が最大値  $2E_a$  の時は  $i_a$  は 0、 $i_a$  が最大値  $I_s$  の時は  $e_a$  は 0 であるからプレート損失  $e_g i_a$  は無い。従つて入力  $E_a I/2$  の全部は出力回路に現はれて能率は 100% と云ふ事になる。実際にはプレート電圧はその最低値の時でも 0 とは爲し得ない。それは其時は  $e_g$  は高い値であるからグリッド電流が急激に流れプレート電流  $i_a$  には凹みが出る。(第 2.14 圖) それでこの凹みが餘りに多いと出力は減るしグリッド側の損失も増すから反つて能率は低下する。それで  $e_a$  は  $2E_a - E_0$  から  $E_0$  の間に變化するとして  $E_0$  の値は大體  $E_a$

となる。但し茲で能率の計算は入力としてプレート入力のみを考へ、フィラメントの消費電力は考へない。

実際には適當な回路の設計に依り真空管のプレート損失が上記計算よりも少い様な働作状態として能率を 50% 以上とする事が出来る。今極端な場合を考へてグリッド電圧  $e_g$



第 2.14 圖

の 0.3 乃至 0.15、普通は 0.2 位に取る。そして  $e_g$  の正の最高瞬時値が  $e_a$  の最低瞬時値と同じになる様にする。斯様にすれば多くの場合には(特別に周波数の高い短波長、超短波長でない限り)能率を 70%、若くはそれ以上とする事は左程困難でない。

第 2.13 圖の説明ではグリッド電圧  $e_g$  とプレート電圧  $e_a$  とは丁度位相が反對で  $180^\circ$  の差があるとした。これは能率良く發振管を動作せしむる上に於て極めて重要な事である。何となれば若し  $e_g$  と  $e_a$  とが完全に位相が反對でなければ、 $i_a$  と  $e_a$  とも位相が正反對でなくなる。従つてプレート損失  $i_a e_a$  の平均値を計算すれば第 2.13 圖の時と異り  $i_a$  の最大値  $I_s$  の時に  $e_a$  は必しも常に最小値  $E_0$  になつてゐないし、逆に  $e_a$  が最大値  $2E_a$  の時に  $i_a$  は常に最小値  $I_0$  といふ譯に行かぬ。それ故プレート損失は増加して發振器の能率は低下する。

發振器の能率を 50% と出した (2.18) の計算では容易にわかる様に

$$Z_p = e_a / i_a = 2E_a / I_s \quad (2.19)$$

である。若しも  $I_s/2$  の値が三極管特性曲線上で  $E_g=0$  の附近に来ておれば大體この (2.19) の値は  $Z_p = R_i$  である。 $Z_p$  は振動周波数では勿論抵抗として働く。實際上多くの發振器ではこの  $Z_p$  より多くなる。それで能率は 60-70% になるからプレート電流  $I_s$  は能率 20% 以下の普通の A-級増幅器<sup>1)</sup> などの時と違つて相當多くなつても、プレート損失は割合に少く餘り過熱しない。斯の如く發振器の働作状態は、歪みを避けた増幅器の働作状態と差違がある事を常に留意しなければならぬ。

1) これは真空管の特性曲線の直線部で動作させる増幅器で、第 1 章に述べた増幅回路は多くはそれである。p. 34 に述べた B-級、C-級増幅器と區別して特性曲線の直線部で動作させる増幅器を A-級増幅器と云ふ。

上述の如き發振器の出力，能率は負荷が閉じた二次回路となつて發振器に結合された場合には簡単に求める事が出来る。負荷抵抗は例へば適當なる出力の白熱電球を用ゐる。若し發振器の出力に對し電球の方が不充分ならば適當に數個を直並列につなぐ。この負荷回路を發振器に結合すれば電球は熱して光を出す。別にこれと同じ種類の電球を商用サイクル即ち 50~ か 60~ の電源にて點火し，その入力を加減して其輝度が高周波で熱した電球と同じになる様にする。同一輝度の點は大體肉眼で比較してもよし，又は光度計で比較しても良い。双方の輝度同じ様になつた時は此等の電球は同一溫度，従つて同一の値の電力を消費してゐると見てよい。商用サイクルで熱してゐる方の電球ではその入力は簡単にわかるから，それを高周波出力に等しいと見るのである。それで發振器の出力も決定し，従つて其能率も求められる。たゞ斯様な場合に使ふ電球は眞直なタングステン，又はカーボン纖維のものである事を必要とし，近頃の螺旋狀に捲いた纖維のものであつては不可ない。眞直な纖維を持つ電球のイムピーダンスは極めて短い波長以外では大體抵抗と見て宜しい。なほ數個の電球を直並列に組合せて負荷として使用する時は，個々の電球，並に導線のイムピーダンスの不均齊から，波長が短くなると電球の輝度が異なる事があるから，左様の事のない様に留意して接続する必要がある。

若し前記負荷抵抗が電球でなく水で冷されてゐる様な場合には，カロリメーター法で抵抗を冷す爲の毎分の流量  $Q$  リットル，入口に於ける溫度  $t_1^{\circ}\text{C}$ ，出口に於ける溫度  $t_2^{\circ}\text{C}$  とが測れば出力は

$$W = 4.18 \frac{Q}{60} (t_2 - t_1) \quad (2.20)$$

で kW 單位で與へられる。従つて發振器の能率も直に求められる。

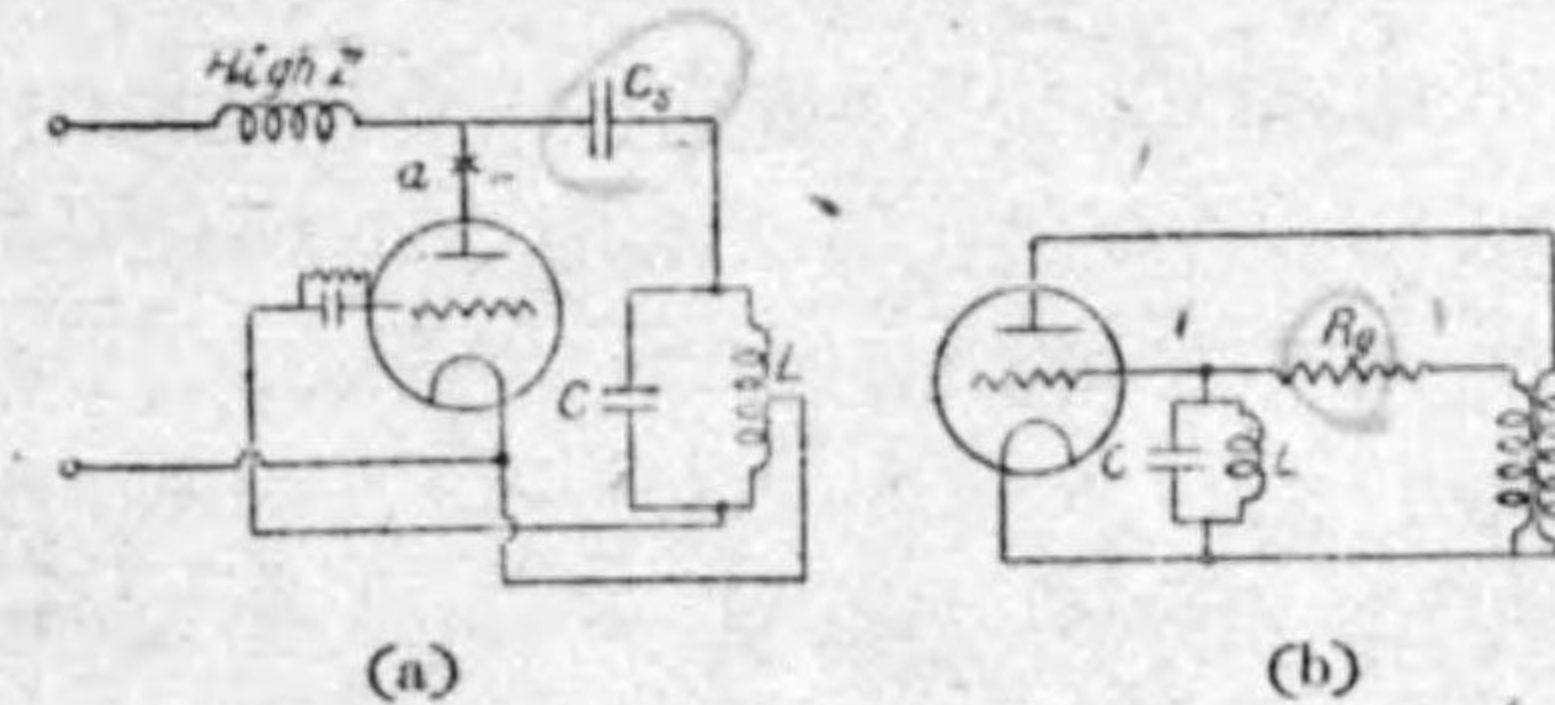
或は大型の水冷式真空管の場合であればやはり (2.20) 式を用ゐてプレート損失として求め，入力からこのプレート損失を差引いたものを出力と見れ

ば宜しい。たゞしこの場合には出力としては本當の負荷で消費された電力のみならず發振回路内のそれをも含んだものとなる事が前の負荷抵抗自身の出力を測る場合と違つて来る。

### C.) 發振器の周波數と其變化，高調波

發振器の周波數は大體に於て發振回路の同調周波數で定まる事は第 2.10 圖で附記した通りである。然しこれは大體の事であつて實際には斯様な計算とやゝ違つた周波數を有つ事がある。殊に二次回路を用ゐて負荷をかける様な場合にはその反作用で一般には周波數はもとの發振周波數とは違つて来る。

● 負荷回路以外の影響として，周波數を變動せしむる影響はプレート，フィラメントの電源電壓の變動である。殊にフィラメント電壓の變化に依る周波數の變動は最も甚しい。これはグリッド・フィラメント間のアドミッタンス  $Y_{gf}$  はフィラメント電流で非常に變動しその入つたと考へられる等價コンデンサーの値が變るからである。實驗に依るも計算に依るも一般にフィラメント電流を増すとこの等價コンデンサーの値は増加して周波數が低下する。これは要するにフィラメント電流の變化に依り真空管の定數が變り，従つてグリッド側に對するプレート回路側からの反作用の程度が變るからである。それ故發振周波數の變動を少くしやうとするならば第 2.15 圖 (a) に於て  $a$



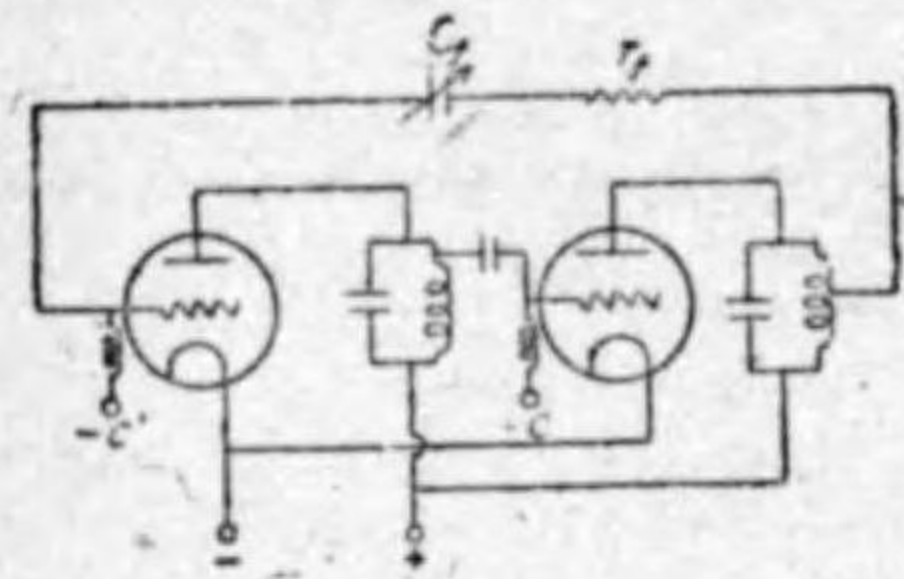
第 2.15 圖

點に振動の停止せぬ程度の高い抵抗  $R_p$  入れるとか (受信真空管で組立てた發振器では  $R_p$  は  $10^4 \Omega$  程度に取つてよい)，

若くは圖の阻止コンデンサー  $C_s$  として値の小さいものを用ゐればよろしい。真空管に直列に入つた抵抗  $R$  は真空管の増幅定數  $\mu$  等がフィラメント電流で變化してもその變動率を減らしたと同じ効果があり，従つてグリッド回路

への反作用の變動が少くなる。また小さい値の  $C_1$  の時はやはりプレート側からの反作用を  $C_1$  の高いイムピーダンスで隔離するから周波数がより安定になるのである。

また第 2.15 圖 (b) は (a) と異曲同巧のもので、高いイムピーダンスを得る爲に  $C_1$  を用ゐる代りに  $R_1$  を用ゐたものである。それはグリッド側よりプレート側への反作用を  $R_1$  に依り隔離したと考へれば宜しい。その他真空管を 2 個用ゐて一方の發振を増幅したる後、第 2.16 圖の如く反結合を行



第 2.16 圖

ふ。そして反結合を極めて疎にしてやるも宜しい。

此等發振器では周波数は比較的安定になるが出力の方は非常に減少する。即ち發振器として出力を多くしやうとすれば如何しても周波数の變動を少くする事が出来ない。

それで發振器として周波数の比較的安定なものゝ組合て、その比較的小なる出力を一段若くは數段の増幅器に依り増大して出力を大とするより他に方法はない。現在では大抵の場合に斯様な方法が採用され、且つ最初の周波數變動の少い發振器としても水晶發振器、その他の方法が使用せられてゐる。これ等の定周波數發振器では發振回路  $L, C$  若くはそれと同等の動作と爲すものが損失が極めて少い様になつてゐて、その上其定數が溫度變化を爲さぬ様に恆溫槽に入れるとか、その他特殊の工夫を凝してある。

以上の説明では發振周波數の内、基本周波數のみを考へたが實際には多數の高調波が含まれてゐる。これは發振器の能率を良くする爲にグリッド電壓を第 2.13 圖の如く矩形に近いものとした時や、又はグリッド電壓振幅が大きくなつた爲にプレート電流波形が第 2.14 圖の如き凹みが見られる場合に殊に著しい。この高調波の振幅は基本波に比較して多くの場合極めて小さい。然し斯様な高調波が基本波と共に無線通信の送信機から出されると其が受信

上妨害となる事が多い。それは現在の檢波受信方式としてヘテロダイン法に依るものが多いがこれは後章に説明する如く微少の電波に對しても極めて鋭敏に動作する。それ故發振器から出された高周波出力の内、高調波は基本波に比較して勿論そのエネルギーは小さいのであるが、ヘテロダイン受信では第二、第三高調波がよく受信されて他の通信の妨害となる事がある。それ故發振器を直接アンテナ回路に接続する時、若くは發振器出力を増幅器にかけて増大したる後アンテナ回路から出す時に何等かの方法例へば濾波器に依り高調波を除去するが良い。

斯様に發振器の振動周波數に高調波を含む事は逆に是を利用する事も出来る。後に述べる様に増幅器で増幅する際に、振動周波數の 2 倍、又は 3 倍の高調波をとる様にプレート・イムピーダンスを其等高調波に對する同調回路とし、周波數を増加すると同時に出力を増す事が出来る。又はヘテロダイン發振器を波長計として用ゐる時に高調波がある爲にその測定範圍を擴げる事も出来る。

#### D.) 發振器の異常現象

發振器で現はれる異常現象の主要なるものを次に述べやう。

(i) 間歇振動 發振器では適當なグリッド電位を自動的に與へる爲にグリッド回路にコンデンサー、抵抗を並列としたものを入れる事は前に述べた通りである。このコンデンサー、抵抗の値が若しも大に過ぎると發振してもグリッド電流の爲にコンデンサーが充電して負電位となり振動が停止する。コンデンサーの充電が並列に入つた抵抗に依り相當の時間を経て放電すれば再び發振する。そしてまたグリッドが負電位となつて振動が停止する。斯様にしてグリッド回路のコンデンサーと抵抗とから大體その周期の定まつた間歇振動が現はれる。これは其等の値を減少すれば停止し普通の永續振動になる。

(ii) 寄生振動 發振回路が豫定した周波數以外で發振する事がある。例

へば短波長の固有波長を有する振動回路があり、且つそれに対して發振の條件が満足されてゐる様な時にはその短波長の寄生振動がある。時とするとその寄生振動の方が強くその爲に本來の振動が停止する。斯様な場合の寄生振動は多く短波長であるが屢其電流の爲に真空管の過熱状態を導きその壽命を短くする危険がある。斯様な寄生振動は數個の真空管を發振管として、又は増幅管として並列に接続した時に殊に現はれ易い。例へばブッシュ・ブル接続の増幅管回路で、不用意にも2個の真空管を並列接続として見る時に發振し易い状態に置かれてゐる様なのはその一例である。此等の寄生振動を防止するには真空管のグリッドやプレート、若くは双方の回路で電極に近く小さい線輪、若くは抵抗を挿入すれば有効である。

(iii) **ブロッキング** これは發振の停止で二つの場合が考へられる。第一はグリッドの漏洩抵抗  $R_g$  が大に過ぎ、その爲にコンデンサー  $C_g$  の充電で負電位が大になり過ぎて振動しなくなるもので、是は  $R_g$  を減らしさへすれば宜しい。第二はグリッド電極に二次電子放出がある場合でこの場合にはグリッド・コンデンサーは負に充電されず、若しグリッド電圧振動が大であれば反つて正に充電される事もあり得る。従つてグリッド電位が正となりプレート電流は急激な上昇を爲す。同時に真空管は過熱して二次電子放出は益々多くなり不安定状態となるから最後に真空管を破損する様になる。これはグリッドからの二次電子放出の起り易い様な場合、即ちグリッド、プレート間の結合が大に過ぎ、またはグリッド電流を最初に流し過ぎてグリッドを過熱すると起り易い。適當な  $C_g$ ,  $R_g$  のグリッド回路に入つてゐる場合には、普通の真空管では斯様な現象は大抵起らない。

以上の如き發振器に於ける異常現象の除去法としては一般的の對策はない。個々の場合に應じて適當な處置を必要とするのであるが、真空管としてはプレート、グリッド電壓に依りその定数は異つて來るから、或るプレート、グリッド電壓では安定でも他の値では左様とは限らない。従つて發振器の寄生

振動を防止するには必ず使用される範圍内のプレート、グリッド電壓で常に回路が安定である様に注意する必要がある。これは發振器として變調されて其プレート電壓の可聴周波數のサイクルで變動する場合、若くは増幅器として變調された高周波電力の大電力増幅をやる場合等に於ても特に注意を要する事である。

### 3. 他屬振回路

前節に述べた如く自動振回路では發振周波數の變動が多い。それ故斯様な變動を嫌ふ今日の大電力送信機は殆んど凡てが他屬振回路である。以下少しくそれに就いて説明する。

#### A.) 大電力送信回路

大電力送信回路とは要するに高周波の大電力増幅回路である。大電力である爲になるべく能率良く増幅せしむるを必要とし、今日ではA一級増幅は殆んど用ゐられず大抵B一級増幅、C一級増幅が用ゐられてゐる。

B一級増幅では p. 34 に説明したる如く真空管の特性曲線上でグリッド勵振電壓が無い時にプレート電流が0となる様にその切斷點にグリッドの負の偏倚電壓が加へられる方法である。それ故正弦波電壓がグリッドに加へられる時はプレート電流は正弦波形の半波の列となる。負荷抵抗は動的特性が略ぼ直線となる様に擇む。またグリッド電壓は大なる振幅で正の方向にも變化するからグリッド電流が流れる。斯様なB一級増幅器は高周波増幅器として搬送波、並に變調された搬送波の増幅に使用される。與へられた真空管で得られる出力はA一級増幅よりも遙に大で従つてプレート能率も高く理論上は78.5% のも達する。可聴周波増幅器としてB一級増幅を行ふ時はブッシュ・ブル接続にするがよろしい。

B一級増幅ではプレート電流は半波整流器に依つて得られる様に正弦波の半波の列となる。斯様な場合のプレート電流の基本波  $I_{b1}$  を計算して見るとグリッド勵振電壓  $E_g$ 、プレート回路の負荷  $R_L$  の時に

$$I_{p1} = \frac{\mu E_0}{2R_i + R_L} \quad (2.21)$$

となり、恰も三極管の等価回路で内抵抗  $R_i$  の代り  $2R_i$  を取つたのと同じ形になる。一方プレート直流は直にわかる様に

$$I_b = \frac{2}{\pi} I_{p1} = 0.637 I_{p1}$$

である。従つてプレート回路の能率は

$$\eta = \frac{E_0 I_{p1}}{2E_0 I_b} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{E_0}{E_0} \quad (2.22)$$

である。極限值として負荷の端電圧  $E_0$  はプレート直流電圧  $E_0$  に等しくなれば B 級増幅の能率の最大値として  $\pi/4=78.5\%$  となる。

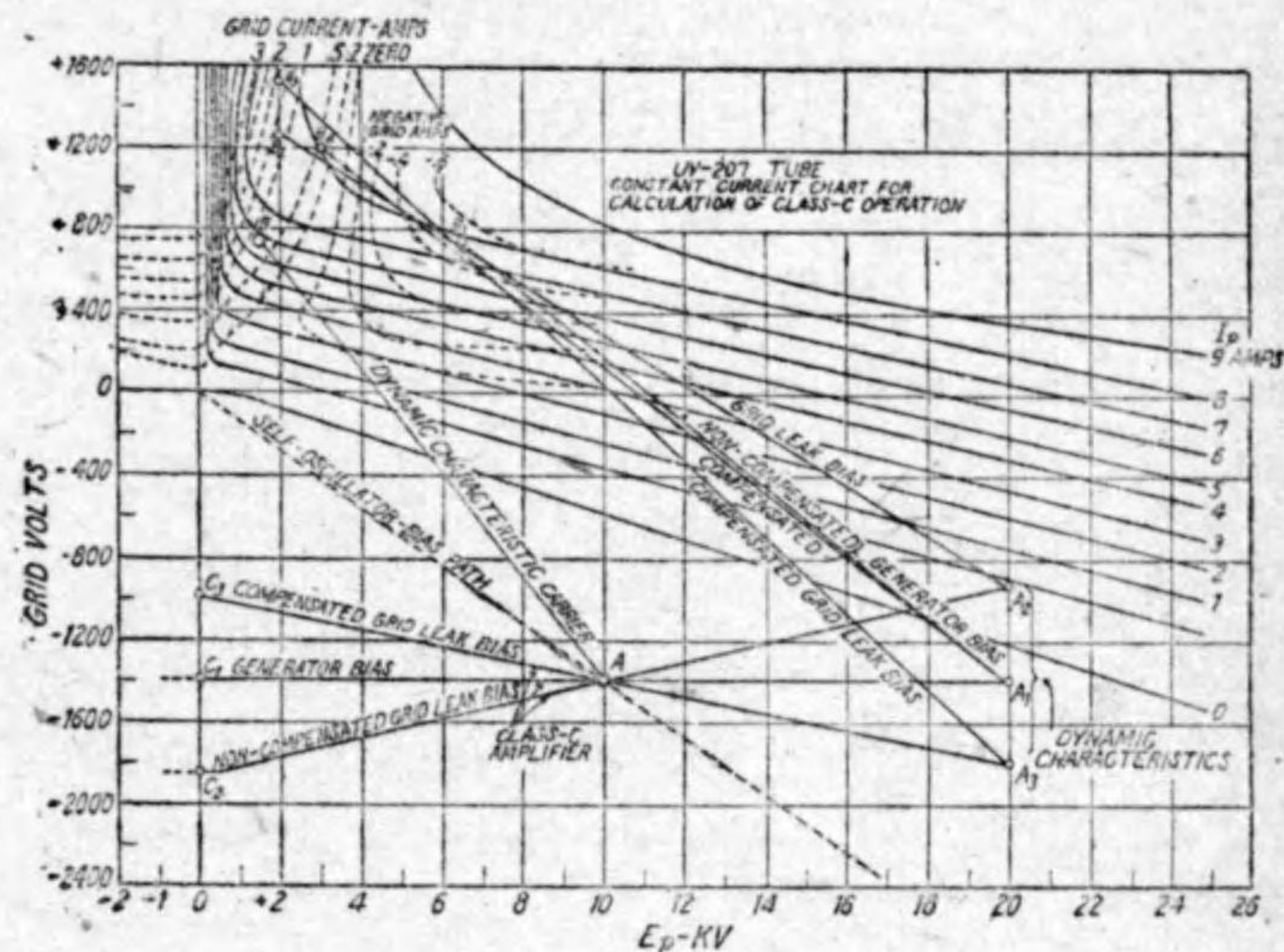
C 級増幅は更に高い出力と能率とを主たる目的としたものである。グリッドは切断点を超えてもつと負に偏倚されてゐるからグリッド動振電圧が無ければプレート電流は無い。且つこのグリッド電圧振幅は非常に大となつてゐて正の方向の變化でプレート電流は飽和値まで達する。能率は 80% 以上にも達し得るが、その爲には 1 サイクル (180°) の内で狭い電氣角の範囲だけプレート電流が流れ且つその間はプレート電圧が極めて低く第 2.13 圖に示した如き状態に置いてある。無線電信送信機は凡ての段を C 級増幅として動作して差支ない。無線電話送信機としては被變調高周波増幅器、若くはその前の搬送波増幅器に就てだけ多少使用される。

何れの場合に於てもプレート電流の波形は相當に歪んでゐる。これは C 級増幅の時に殊に甚しい。然しプレート側の基本波に対する同調回路は基本波には純抵抗の高いイムピーダンスとなつてゐて、高調波に対しては低い値となつてゐる。従つて同調回路に現はれる電圧  $E_0$  は殆んど正弦波に近い。

1)  $i_p = g_m \left( E_0 - \frac{I_{p1} R_L}{\mu} \right) \sin \theta$ ,  $I_{p1} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_p \sin \theta d\theta$  から  $g_m = \frac{\mu}{R_i}$  の関係を利用して  $I_{p1}$  を求めれば (2.21) となる。

これ等の場合の真空管は三極管でも遮蔽真空管でも差支ない。後者は p. 45 で述べた中和作用を必要としない利益がある。送信用の遮蔽真空管では遮蔽グリッドにかかる電圧はプレート側にかかるものゝ 15% 位であり、受信管の時よりも割合に低くしてある。その上斯様な真空管は普通は出力 1kW 程度以上のものは製作に困難がある。従つてもつと大なる出力を必要とする時は三極管を使用しなければならぬ。

C 級増幅の場合の真空管の動作は p. 6 に述べた様なオシログラフで得られた特性曲線があるならば或程度までは豫想される。第 2.17 圖は UV-

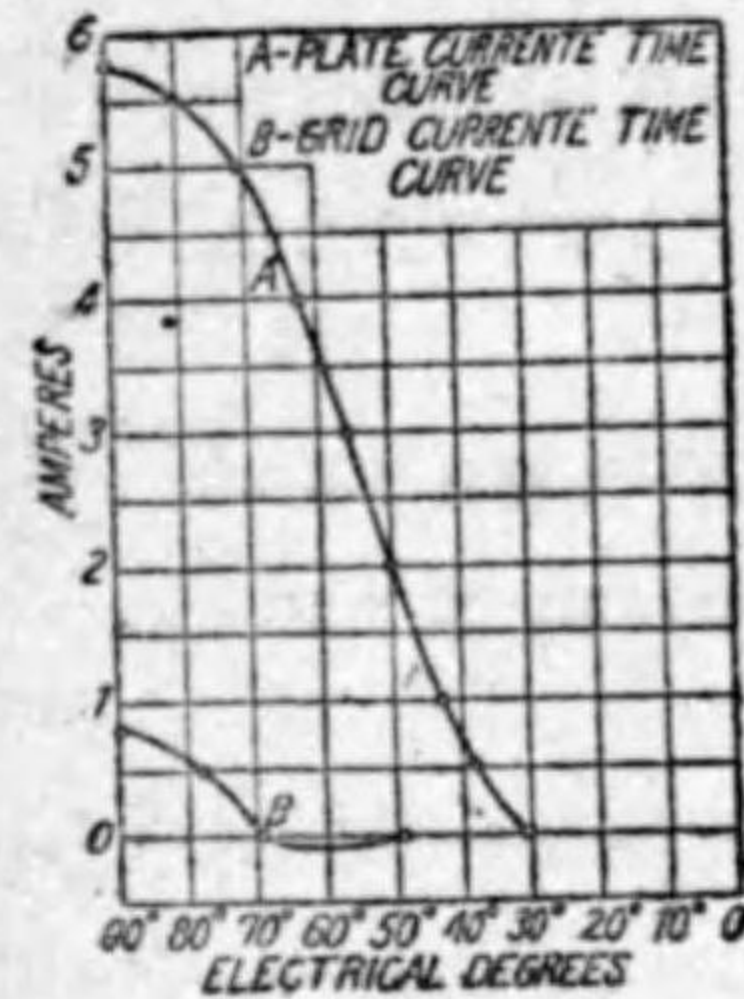


第 2.17 圖

207 なる送信管について得た特性であるが<sup>1)</sup>、これで  $E_0=10,000$  V,  $E_0=-1400$  V なる点 A を動作点とし圖の AB に沿ふて動作すると考へやう。然る時はグリッドの最高瞬時値は 740 V, その時のプレートの瞬時値は 1500

1) I. E. Mouromtseff and H. N. Kozanowski: Proc. I. R. E. 1935, p. 752

V で、従つてプレート電圧の振幅  $E_0$  は 8500 V である。この AB なる動的特性からプレート電流對時間の曲線を畫くと第 2.18 圖の如くなる。但し電



第 2.18 圖

Values of Mid-Ordinates

5.87	amperes $\times 0.996$ which is $\sin 85^\circ = 5.65$	
5.27	.966	$\sin 75^\circ = 5.08$
4.37	.906	$\sin 65^\circ = 3.96$
2.87	.819	$\sin 55^\circ = 2.35$
1.82	.707	$\sin 45^\circ = 0.98$
0.18	.573	$\sin 35^\circ = 0.16$
18.18		18.13

$I_p = 18.18 / 18 = 1.11$  amperes  
 $E_0 = 18.13 / 18 \times 8.5$  kilovolts = 8.5 kilowatts  
 $P_1 = 11.1$  kilowatt  
 $\eta = 77$  per cent

あるがこれに依つて  $P_0 = 8.5$  kW を得る。一方プレート入力  $P_1 = E_0 I_p = 11.1$  であるから能率  $\eta$  は

$$\eta = P_0 / P_1 = 77\%$$

となる。

$E_0$  と  $P_0$  とが知れてゐれば負荷抵抗  $R_L$  としては

$$R = E_0^2 / 2 P_0 = 4250 \Omega$$

になる。

同じ様なやり方に依つて第 2.18 圖のグリッド電流對時間の曲線から

平均グリッド電流  $I_g = 57$  mA      グリッド入力  $p_{g1} = 120$  W

氣角度  $90^\circ$  に対しこの曲線は均齊的になるからその半分だけを圖に示してある。

この曲線を全體のサイクルに對して平均を取れば直流  $I = 1.11$  A を得る。これは圖の曲線を 10 個の  $10^\circ$  宛の狭いストリップに分け各の平均の高さを加へてその和を  $2 \times 9 = 18$  で割つて得られる。一方出力  $P_0$  は

$$P_0 = \frac{1}{2n} \sum_{n=1}^{n=9} i_n E_0 \sin \phi_n$$

$$= \frac{E_0}{2n} \sum_{n=1}^9 i_n \sin \phi_n \quad (2.23)$$

から計算される。但し  $i_n$  は各のストリップの電流の平均の高さ、 $\phi_n$  はその平均の

電氣角、 $E_0$  はプレート電流振幅である。

この計算の結果も第 2.18 圖には示して

グリッド偏倚損失<sup>1)</sup>  $p_g = 80$  W

と計算される。

以上は單に搬送波のみを増幅せんとする場合であるが、實際に 100% に變調可聴周波數でプレート電圧が變化するとせばこの真空管の動作は異つて來る。斯様な場合にはグリッド偏倚電壓を變調のサイクルで自動的に補償して常に高能率で動作せしむる事が必要である。例へば第 2.17 圖で云へばこの場合の動作曲線は  $A_2 B_2$  となりグリッド偏倚電壓は  $A_2 C_2$  の範圍で變化する。即ちプレート電圧が變調の爲に上昇すると同時に偏倚電壓も増してやり、逆にプレート電圧が變調の爲に下降すると同時に偏倚電壓を減らすのである。同時にグリッド側の勵振電壓も變調サイクルにて變化する様にすればなほ宜しい。即ち  $E_p$  の高い時は勵振電壓も多く、 $E_p$  の低い時は勵振電壓を低くするのである。これは被變調大電力増幅管の前の勵振回路の方で豫備的變調を行つた電壓をつくる様にすれば簡単に行はれる。

なほ斯様な大型送信管でのグリッド入力は、(若しもグリッド電圧  $e_g$  を正弦波  $E_g \sin \omega t$  と見れば)

$$p_{g1} = \frac{1}{T} \int_0^T e_g i_g dt = E_g \omega / 2\pi \int_0^{\omega/2\pi} i_g \sin \omega t dt \quad (2.24)$$

となる。これは (2.23) の關係に似たもので第 2.18 圖からこの關係で  $p_{g1}$  を計算した値は前述の通りである。グリッド電流  $i_g$  は一般的には

$$i_g = f(\omega t) = a_0 + a_1 \sin \omega t + a_2 \sin 2\omega t + \dots$$

で示され、且つ

$$a_0 = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{\omega/2\pi} f(\omega t) dt \quad a_1 = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{\omega/2\pi} f(\omega t) \sin \omega t dt \quad (2.25)$$

である。従つて

1) 是は偏倚用電源の與へる電力で其の直流電圧  $E_g$ 、グリッドの流れる直流  $I_g$  ならば  $E_g I_g$  である。

$$p_{gr} = E_g a_1$$

となる。

実際には  $i_g = f(\omega t)$  は  $\sin \omega t$  が 1 附近の時だけしか流れないので  $i_g \sin \omega t$  を取るも  $i_g$  そのまゝ取るも大差ない。それ故 (2.23) は

$$a_1 = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{\omega \cdot 2\pi} f(\omega t) \sin \omega t \cdot dt = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{\omega \cdot 2\pi} f(\omega t) dt = a_0 = I_c$$

となり、グリッド側の入力

$$p_{gr} = E_g a_0 = E_g I_c \quad (2.26)$$

として示して差支ない<sup>1)</sup>。即ちこれはグリッド励振交流電圧の振幅  $E_g$  とグリッドの直流電流  $I_c$  との積となる。これは実験的に多くの真空管につき確かめられてゐる。

以上の如き説明からわかる様に大電力送信管ではその動作はグリッドの励振電圧で非常に異なる。それで多くの場合一般的に解析を以て取扱ふ事は出来ない。たゞ斯様な場合は常に取扱ふ電力が極めて大であるから出力側に於て歪みの少ない程度で如何にして真空管を能率の良好なる状態で動作せしむ可きかといふ事で常に重要になつてゐる。

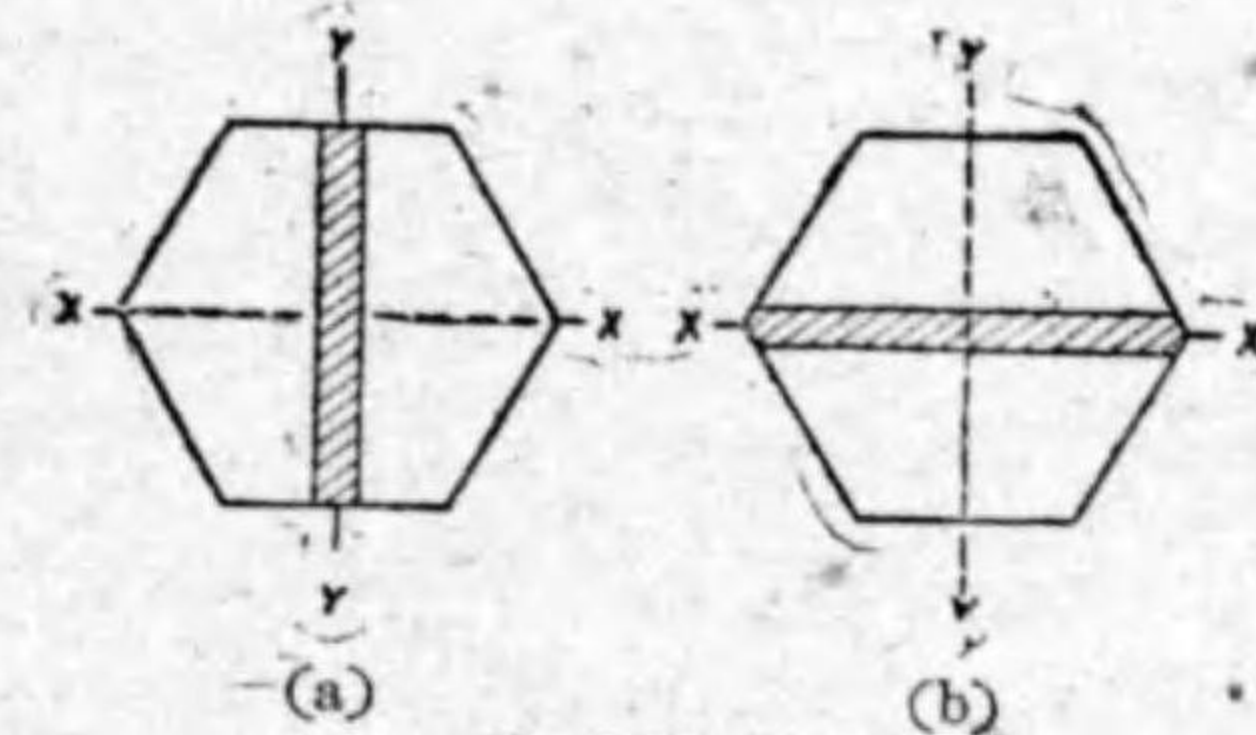
更に最近斯の如き大電力送信管での問題はフィラメントを交流を用ひて点火する事である。50~若くは 60~の周波数の交流にて直接フィラメントを加熱出来るならば設備が比較的簡單化されて都合がよい。その爲には例へばブッシュ・ブル接続を用ひた大電力増幅管に於て左右兩側に各 3 個宛の送信管を用ひ此等 3 個真空管のフィラメントを夫々三相電流の一相を以て点火するのも一案である。或はまた送信管フィラメントを 3 本 (及び 6 本)、又は 4 本のタングステン線より成るものとしそれを三相、又は二相の交流で点火する方法も用ひられてゐる。斯様にすれば交流点火に依るハムは比較的少ししか高周波出力側に現はれない。更にこのハムを減少するには負性反結合を用

1) H. P. Thomas: Proc. I. R. E. Aug. 1933, p. 1134.

ひて p. 62 に説明せる如く高周波出力側のハムを變調用可聴周波増幅器の入力側に適當の位相と大いさとなして加へてやつたり、又はその他の方法を用ひて補償すれば宜しい。

### \*B.) 水晶發振器

前述の如き大電力増幅回路を勵振す可き搬送波電壓は何等かの形式で周波數制御を行つた定周波發振器から得られる。斯様な發振器としては水晶發振器、音叉發振器の他に共振線制御の發振器等が考へられる。それ等のものに就き簡単に説明する事とし先づ水晶發振器から始めやう。



第 2.19 圖

水晶發振器では水晶の結晶から電気軸 X に直角なる面を有する薄板 (第 2.19 圖 (a)), 又は機械軸 Y に直角なる面を有する薄板 (第 2.19 圖 (b)) を切取つて、その上下兩面に電極を貼付けたものを真空管のグリッド、フィラメント間につなぐ。そしてプレート側にこの水晶板の固有振動數の同調回路を設ける。斯様な發振器ではこの水晶の固有振動數に依つて發振周波數が制御せられプレート同調回路のコンデンサー  $C_p$  を或範圍に變化しても發振周波數は變化しない。

水晶の固有振動數を求めるに理論上からは波の傳播速度は第 2.19 圖 (a) の板 (これは Curie-切方、若くは X-切方の板といふ) に就ては

$$V_1 = \sqrt{\frac{\text{彈性定數 } c_{11}}{\text{密度 } \rho}} = \sqrt{\frac{85.45 \times 10^{10}}{2.654}} = 5.674 \times 10^5 \text{ cm/sec}$$

であるから厚さ  $t_{\text{mm}}$  の時は其方向の固有振動數は

$$f_1 = \frac{V_1}{2t} = \frac{2840}{t_{\text{mm}}} \text{ kc}$$

である。實際上は大體

$$f_1 = \frac{2860}{t_{\text{mm}}} \text{ kc} \quad (2.27)$$

位となる。

第 2.19 圖 (b) の板 (これは Y-切方の板といふ) の時は上記の場合と異り、波の傳播速度は大體に於て

$$V_2 = \sqrt{\frac{\text{彈性定數 } c_{66}}{\text{密度 } \rho}} = \sqrt{\frac{39.10 \times 10^{10}}{2.654}} = 3.83_4 \times 10^5 \text{ cm/sec}$$

であるから、その厚さの方向の振動は

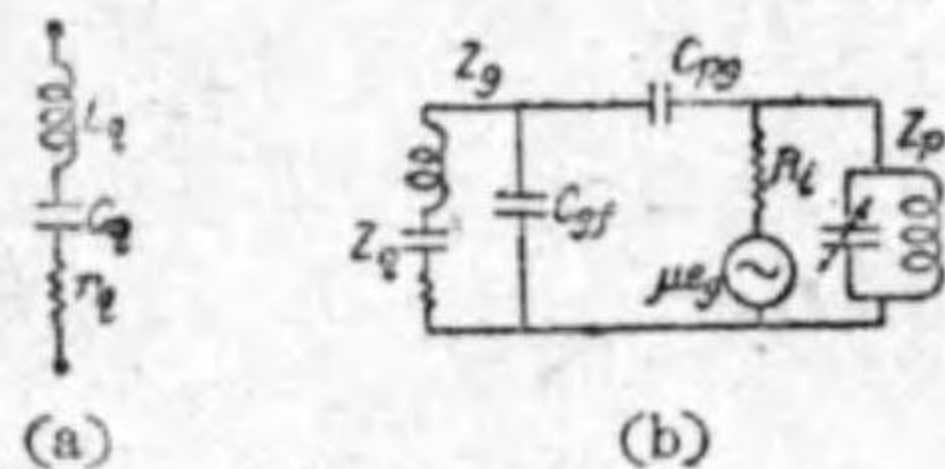
$$f_2 = \frac{V_2}{2t} = \frac{1960}{t_{\text{mm}}} \text{ kc}$$

で與へられる。實驗的にはこの値は大略

$$f_2 = \frac{1960}{t_{\text{mm}}} \text{ kc} \quad (2.28)$$

位になる。即ちその固有振動数は上記 X-切方の場合よりも約 30% 許り低いものが得られる。

何れの場合でも斯様な機械的固有振動数に依つて振動する水晶は、その壓



第 2.20 圖

電氣性に依り電氣回路への反作用から見ると第 2.20 圖 (a) に示した様に定数  $L_q, C_q, r_q$  を有する回路で代表される。この  $L_q$  は極めて大、 $C_q$  は極めて小さい値になつてゐて  $L_q C_q$  の與へる固有振

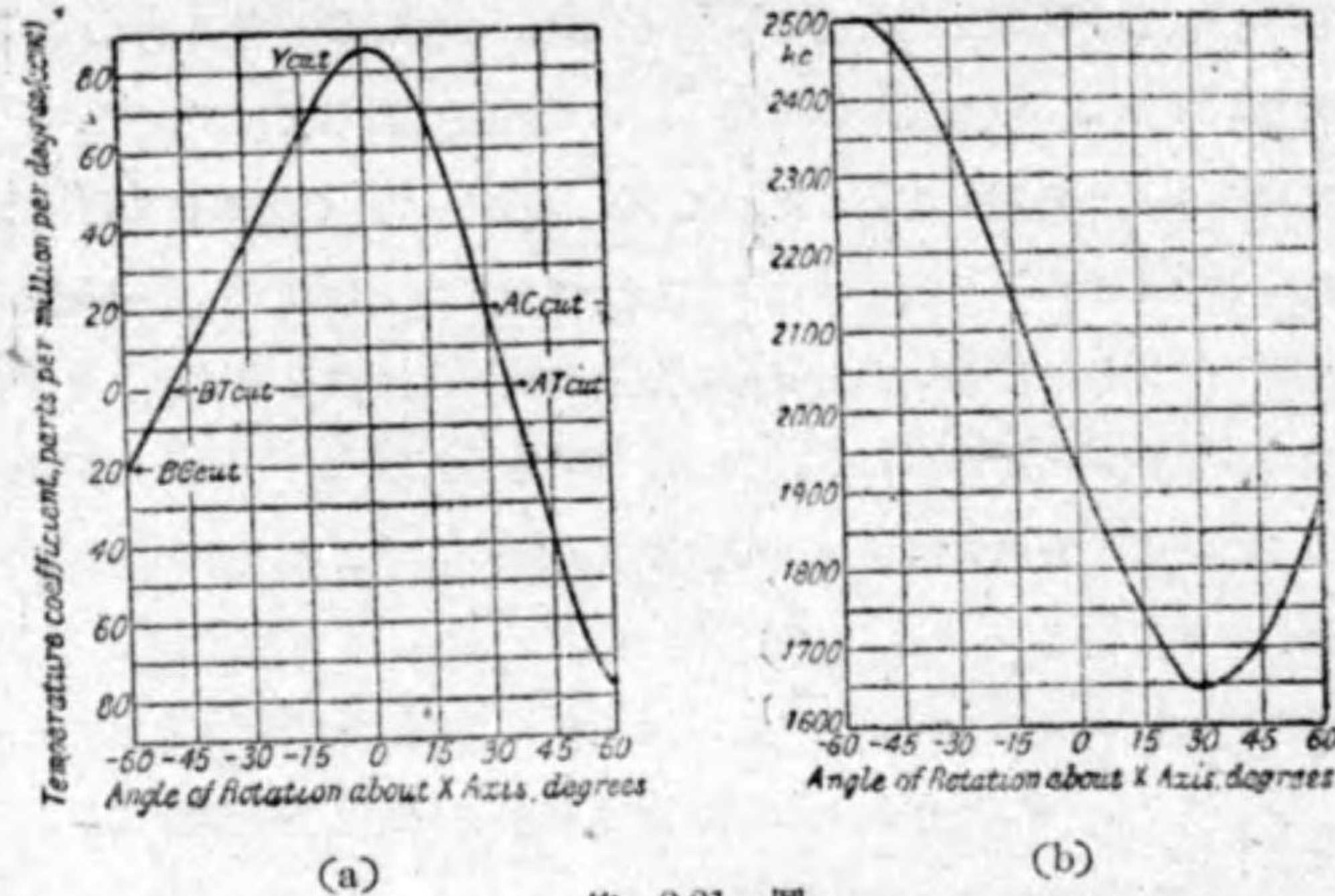
動数は (2.27) 若くは (2.28) の値になり、且つ損失係數  $d = r_q / \omega L_q$  は極めて小さい値である。それ故水晶を真空管のグリッド、フィラメント間につなぎ、その同調回路をプレート側につないだ場合を等價回路で示せば第 2.20 圖 (b) の如くである。圖の  $C_{gf}, C_{pg}$  は夫々真空管の電極グリッド、フィラメント間、及びプレート、グリッド間の靜電容量を示すものである。それ故 p. 45 で述べた様に  $C_{pg}$  に依る反作用で (1.48) が満足されれば直に發振す

る。即ち  $Z(L_p, C_q$  と  $C_{pg}$  とより成る回路) の同調周波数よりも高い同調周波数を有する  $Z_p$  は水晶板の回路  $Z_g$  の周波数に對してはインダクタンスとして動作するから發振する。そして  $Z_p$  の内の  $C_p$  を増加して行けば  $Z_g$  の其れに近づき遂に其を超す附近で發振が停止する。發振周波数の變動はこの停止附近では比較的多いから實際の水晶發振器では其を避け  $C_p$  を少くして變動の少い個所を用ゐてゐる。これは  $C_p$  を増して  $Z_p, Z_g$  の同調周波数が近づいた時よりも出力は少いが周波数の安定の方がより大切であるから左様するのである。

斯様にプレート側のイムピーダンス  $Z_p$  で  $C_p$  に依る同調の程度、又は眞空管のプレート、フィラメントの電壓等で發振周波数は多少變動するが、これは  $Z_g$  の同調を變へないで放置する場合、又プレート、フィラメント電壓を安定にする装置が附加されてゐる時は問題とならぬ。それで變動の原因として残るのは水晶自身の固有振動数が温度に依りて影響される事である。X-切方の水晶では温度  $1^\circ\text{C}$  につきこの固有振動数  $f_1$  の變化は  $-10 \times 10^{-6}$  乃至  $-25 \times 10^{-6}$  位である。また Y-切方の場合には  $f_1$  の變化は多くの場合 X-切方と反對で温度と共に  $f_1$  は増加する。甚しい時にはこの變化は  $100 \times 10^{-6}$  程度である。それで斯様な切方の水晶を用ゐた定周波發振器では水晶板を恒温槽に入れ温度を一定として斯様な周波数の變動を防いでゐる。例へば標準波長用の發振器では恒温槽に依り温度を  $\pm 0.1^\circ\text{C}$  以内に一定に保つてゐるから發振周波数の變動は常に  $1 \times 10^{-5}$  以下になる。また普通の送信機でも水晶制御の場合恒温槽は  $\pm 0.2^\circ\text{C}$  程度の變動しか無い様に設計されてゐる。

若し水晶片を第 2.19 圖 (b) で X-軸の廻りに廻轉させて圖の場合の如く板の垂線が Y-軸に並行なる場合以外の切方をすれば温度係数を正の値から負まで變化する事が出来る。第 2.21 圖 (a) はその結果で横軸に X-軸の廻りの廻轉角  $\theta$  (即ち板の垂線と Y-軸とのなす角) をとり縦軸に温度係





第 2.21 圖

数を取つてある。廻轉角  $\theta$  が 0 の時は即ち Y-切方の場合である。これで見ると偶然にも Y-切方を取る事は温度係数が正の方向で最大の時を取つた事になり一番變動の多い悪い状態に當つてゐる。 $\theta$  が  $+35^\circ$ 、並に  $-49^\circ$  の時は温度係数は殆んど 0 である<sup>1)</sup>。米國では  $\theta = +35^\circ$  のを AT-切方、 $\theta = -49^\circ$  のを BT-切方と云つてゐる。序に斯様に廻轉角  $\theta$  を變へる事に依り固有周波数  $f$  の厚さ 1 mm 當りの定数が如何なるかを第 2.21 圖 (b) に示して置いた。この定数の多い切方、並に少い切方として以上の如き切方の他に BC-切方 ( $\theta = -60^\circ$ )、AC-切方 ( $\theta = 31^\circ$ ) といふのもあり、これも相當に使用せられてゐる。且つ BC-切方、AC-切方でも温度係数は普通の Y-切方などよりも遙に小さい。

以上水晶發振器の振動數を變化する色々の原因を擧げたがそれ以外に水晶板保持器で水晶板と上方電極との間の空隙の影響がある。空隙の大きさを變

1) 古賀逸策, 高木昇: 電氣學會雜誌 昭和 8 年 (1933) p. 940. 他に R. Bechmann: Naturwissenschaften, 1933, p. 752, 及び F. R. Lack, G. W. Willard, and I. E. Fair: Bell System Techn. J. 1934, p. 453

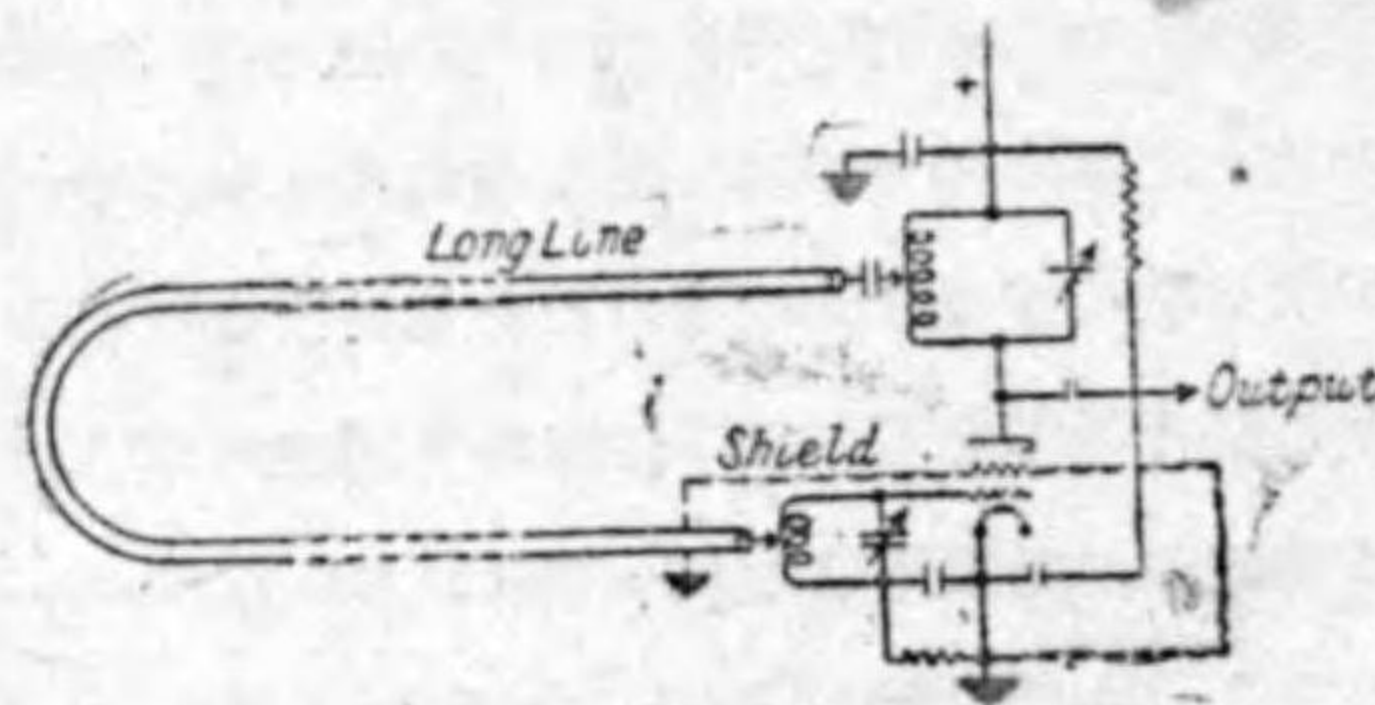
動すると出力が變動し同時に振動數も變化する。従つて上方電極は軽いスプリングを以て水晶板に押へつけられ常に空隙の無い様な設計とするか、若くは他の工夫に依り空隙が温度に係らず常に一定である様な方法を講じて置く事が必要である。

水晶發振器としては使用する真空管は三極管には限らない。例へば五極管を用ひてその相互コンダクタンスの高い性質を利用すればプレート回路  $Z_p$  の調整が發振周波數に對する影響も比較的少く割合に出力も多く取れるし、また高い固有周波數の水晶の場合でもよく發振せしめる事が出来る。なほ近來は水晶板の固有周波數の極めて高いもので直接制御する方法もある。また或種の水晶板の切方では厚味振動の高調波、例へば第三調波に同調せるプレート・イムピーダンス  $Z_p$  を用ひて比較的高い發振周波數を水晶制御せしむる事も提案されてゐる。然し從來多くの場合には短波長の發振器で直接水晶制御で例へば 20 Mc ( $\lambda = 15$  m) を發振させない。それで水晶發振器で 5 Mc ( $\lambda = 60$  m) を發振しその水晶發振器の出力を緩衝増幅器に入れ然る後周波數選倍器二段を用ひて 20 Mc の出力を得るのである。緩衝増幅器は後段増幅器の反作用が水晶發振器に及ぶのを防止する目的のものである。斯様な場合の周波數選倍器とは真空管に負の偏倚電壓を C-級増幅の時と同様に多くしグリッド側では例へば  $f_1$  なる周波數の勵振電壓を加へ歪みの多いプレート電流を得た上でプレート出力側では  $2f_1$  (若くは  $3f_1$ ) に同調せるイムピーダンスに依つてもとの周波數の 2 倍、若くは 3 倍の周波數を有する出力を得る装置である。これに就ては後節に詳述する。要するに短波、若くは超短波送信機で極めて高い周波數を直接水晶制御で發振せしめやうとする事は (2.27), (2.28) からわかる様に水晶板の厚さ  $t$  を非常に薄くする必要があり困難を伴ふ。即ち斯様な水晶板は機械的にも弱く、また電氣的にも水晶板にかゝる電場が強過ぎて水晶を破壊し易い。それで普通は上記の如き方法が採用されるのである。

### Q.) 送電線、及び共振線制御に依る發振器

本章の最初に於て(p. 75)特殊の橋絡回路をプレート、イムビダンスとして有つ發振器を取扱つた。この發振器では橋絡回路の始端電壓、終端電壓が  $180^\circ$  の位相差にある時は發振條件が満足されて發振する。若しこの橋絡回路のセクションの數を多くすると第 2.5 圖 (b) に示した位相特性はもつと急峻になる。即ちその場合には少し周波數が變化しても回路の位相特性の變化が大きく直に發振條件を満足する位相關係と違つて來る。即ち斯様な橋絡回路は始端、終端電壓を發振條件を満足させる位相關係に元へ引戻して周波數を制御する機能を有つ事になる。従つて發振器に接続された斯様な橋絡回路は若しその回路の傳送特性が溫度その他の影響を受けず不變ならば定周波發振器をつくる事に役立つ。

斯様な目的の傳送回路は必しも第 2.5 圖に示す如きインダクタンス、コンデンサーの組合の回路でなくもつと簡單なる一様の分布定數を有する平行線、

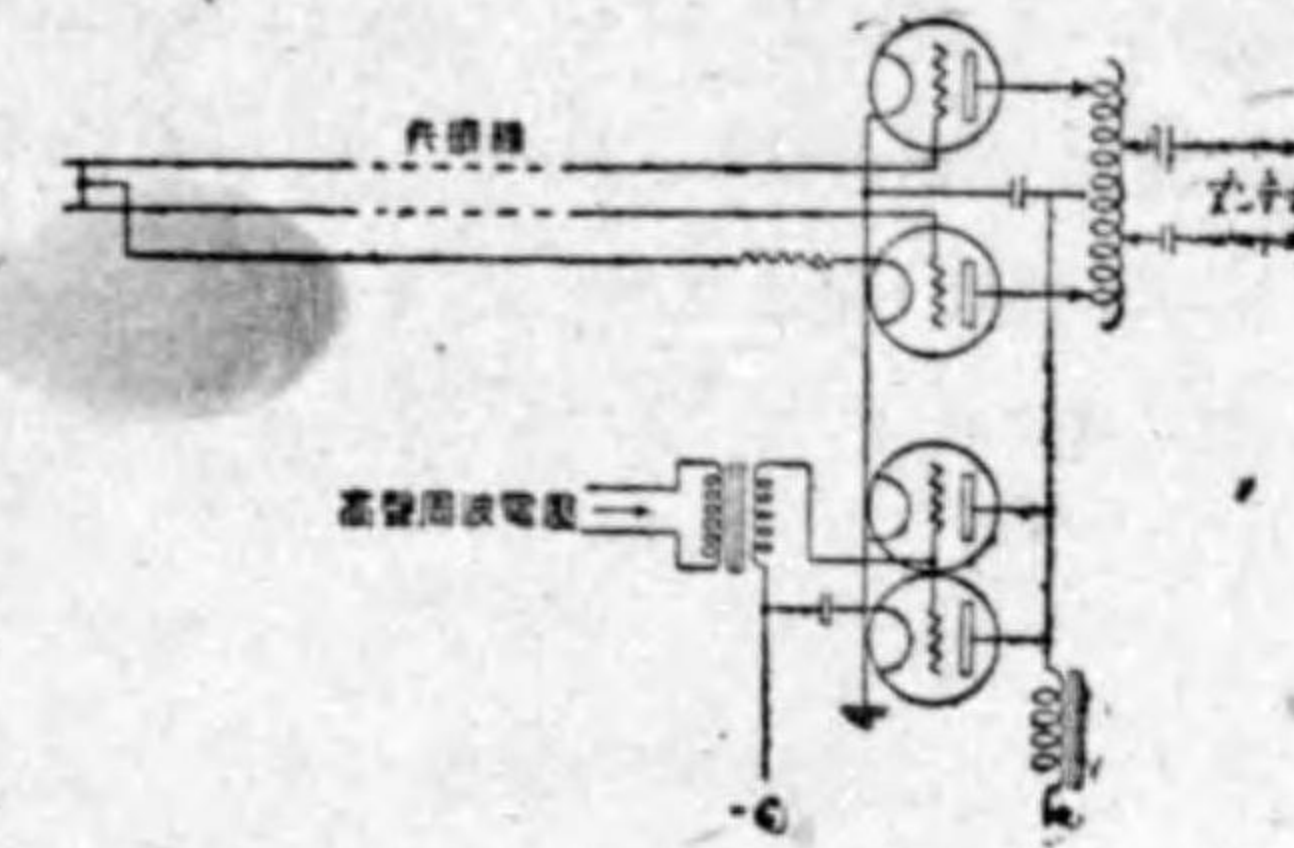


第 2.22 圖 (a)

若くは共軸圓筒の送電線で差支ない。即ち第 2.22 圖 (a) に示す如く一様分布定數の送電線としてその長さが發振波長の 10 倍、若くは其以上とする。これでは高周波エネルギーは例へばプレート回路側から長い送電線を一方向にのみ傳送してグリッド回路側に到達する。そして始端と終端で高周波電壓の位相關係が振動持續に都合よい様に、即ち送電線の長さ  $l$  は大體  $(2n+1)\lambda/2$  にしてある。終端はこの長い送電線の特性イムビダンスに適合したイムビダンス(抵抗)になつてゐるから、其處で高周波エネルギーの反射の無いのは第 2.5 圖の場合と同じである。即ちこれは非共振性送電線制御の發振器である。この方法に依れば例へば波長  $\lambda$

が 10 m 程度の短波發振器で水晶發振器とは比較にならぬ程度の大なる出力(例へば 20 kW 位)を直接出し得る點で非常な特徴がある。

以上は非共振性の送電線を使用し周波數制御を行ふ場合であるが、送電線で定常波を生ぜしめた共振性送電線に依る方法(即ち共振線制御の發振器)



第 2.22 圖 (b)

もある。その一例は第 2.22 圖 (b) である。この場合には共振線の長さ  $l$  は  $(2n+1)\lambda/4$  とする。これは丁度水晶板が入つてその固有振動數で發振器の周波數制御をやるのと類似したものである。この共振性送電線の長さは例へば波長  $\lambda$  の 10.25

倍としてやる。

斯様な方法でも相當に大なる出力を直接共振線に依つて制御し、且つ比較的短い波長(高い周波數)で發振せしめ得る點で水晶發振器に優つてゐる。例へば第 2.22 圖 (b) の如き結線は 35 Mc の周波數を使用せるハワイ群島間の通信用の短波送信機に使用せられた<sup>1)</sup>。實際に斯様な送信機では共振線の溫度が  $10^\circ\text{C}$  變化した時に周波數の變動は  $\pm 0.02\%$  以内であつた。

此等の共振性、非共振性送電線は平行線、共軸導體線でも又はソレノイド線輪でも宜しい。要するにそれが溫度の變化その他で其傳播特性(従つて共振線ならばその共振特性)が餘り變らぬ事が大切で、出來れば屋内に置くが宜しい。送電線としては出来るだけ損失の少い事が周波數制御には都合良いので従つて共軸導體線が輻射抵抗もなく一番理想的である。

共振線の損失を極めて少なくするならばその長さ  $l$  は必しも波長の 10 倍以

1) J. W. Conklin, J. L. Finch, and C. W. Hansell: Proc. I. R. E. 1931, p. 1918.

上にする必要はない。 $l$  は  $(2n+1)\lambda/4$  であるから一番短い場合は  $\lambda/4$  の長さを有する共振線である。この場合に若しもその損失係数を充分低く出来るならば長さ  $l$  も短くなり、場所を占有する事も少いので最も都合よろしい。それ故近來は斯の如き共振線が非常に使用せらるゝ様になつた。

先づ斯様な送電線としての共軸導体線の性質を述べやう。送電線としての傳播定数  $P$  は減衰定数  $\alpha$  と位相定数  $\beta$  とから成り、 $P=\alpha+j\beta$  である。そして若しその特性インピーダンス  $Z_0$ 、抵抗 (単位長の)  $R$ 、その線上の波長  $\lambda$  とすれば、これに漏洩損失の無い場合には

$$P=\alpha+j\beta=\frac{R}{2Z_0}+j\frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.29)$$

である。この式中の特性インピーダンス  $Z_0$  は共軸導体線で第 2.23 圖に示す如く内側導体の外徑を  $2a$ 、外側導体の内徑を  $2b$  とすればよく知れてゐる様に

$$Z_0=138 \log_{10} \frac{b}{a} \Omega \quad (2.30)$$

である。また単位長の抵抗  $R$  は導体の比抵抗  $\rho$  の時には

$$R=\sqrt{\rho f} \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) \times 10^{-9} \Omega/\text{cm} \quad (2.31)$$

であつて、銅を使用せる時は

$$R=41.6\sqrt{f} \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) \times 10^{-9} \Omega/\text{cm} \quad (2.32)$$

である。従つて減衰定数  $\alpha$  は

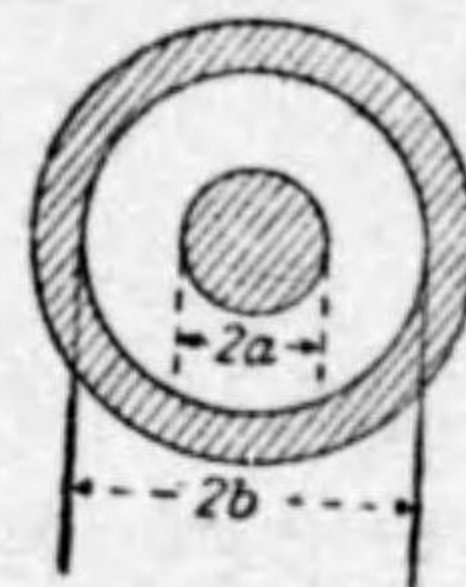
$$\alpha=\frac{R}{2Z_0}=\frac{\sqrt{\rho f}}{276} \frac{\left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right)}{\log_{10} \frac{b}{a}} \times 10^{-9} \quad (2.33)$$

となる。若し外側導体の内徑  $2b$  を與へられたものとせば、内側導体の外徑  $2a$  を變化して (2.33) の與へる減衰定数の最小となる場合が求められる。そ

れは

$$b/a=3.6 \quad (2.34)$$

である事がわかり、その時は (2.30) の與へる特性インピーダンスは周知の如く  $77 \Omega$  である。



第 2.23 圖

次に斯様な共軸導体線の  $\lambda/4$  の長さのものを取れば、受端短絡の時の送端から見たインピーダンスは

$$Z=\frac{Z_0}{\tanh \alpha l}$$

である。處で周波数  $f$  を  $f \pm \delta f$  に變へた爲に共振から外れたとすれば

$$\beta l = \frac{\pi}{2} + j \frac{2\pi\delta f}{c} l$$

となる。(但し  $c$  はこの線上の傳播速度である。) 従つてこの場合の送端インピーダンスは

$$Z=Z_0 \tanh Pl = \frac{Z_0}{\tanh \left( \alpha l + j \frac{2\pi\delta f}{c} l \right)} = \frac{Z_0}{\alpha l + j \frac{2\pi\delta f}{c} l} \quad (2.35)$$

である。これは並列共振回路で共振點附近でのインピーダンスの式に類似してゐる。斯様な回路でその良好度 (figure of merit)  $Q^1$  を求める爲には (2.35) の分母の實數部と虚數部とが等しくなる場合の  $\delta f$  が要る。即ち

$$\delta f = \alpha l / \frac{2\pi l}{c} = \frac{\alpha c}{2\pi}$$

であるとするれば、良く知られてゐる様に

$$Q = \frac{f}{2\delta f} = \frac{\pi f}{\alpha c} = \frac{2\pi f Z_0}{Rc} \quad (2.36)$$

1) この  $Q$  は p. 79 に與へた力率、即ち損失係数の逆數で  $Q=VI/W=2\pi fL/R=1/2\pi fCR$  である。

で、この式の  $Z_0, R$  に銅の場合として (2.30), (2.32) を用いれば

$$Q = 0.694 \sqrt{f} b \left( \frac{\log_{10} b/a}{1+b/a} \right) \quad (2.37)$$

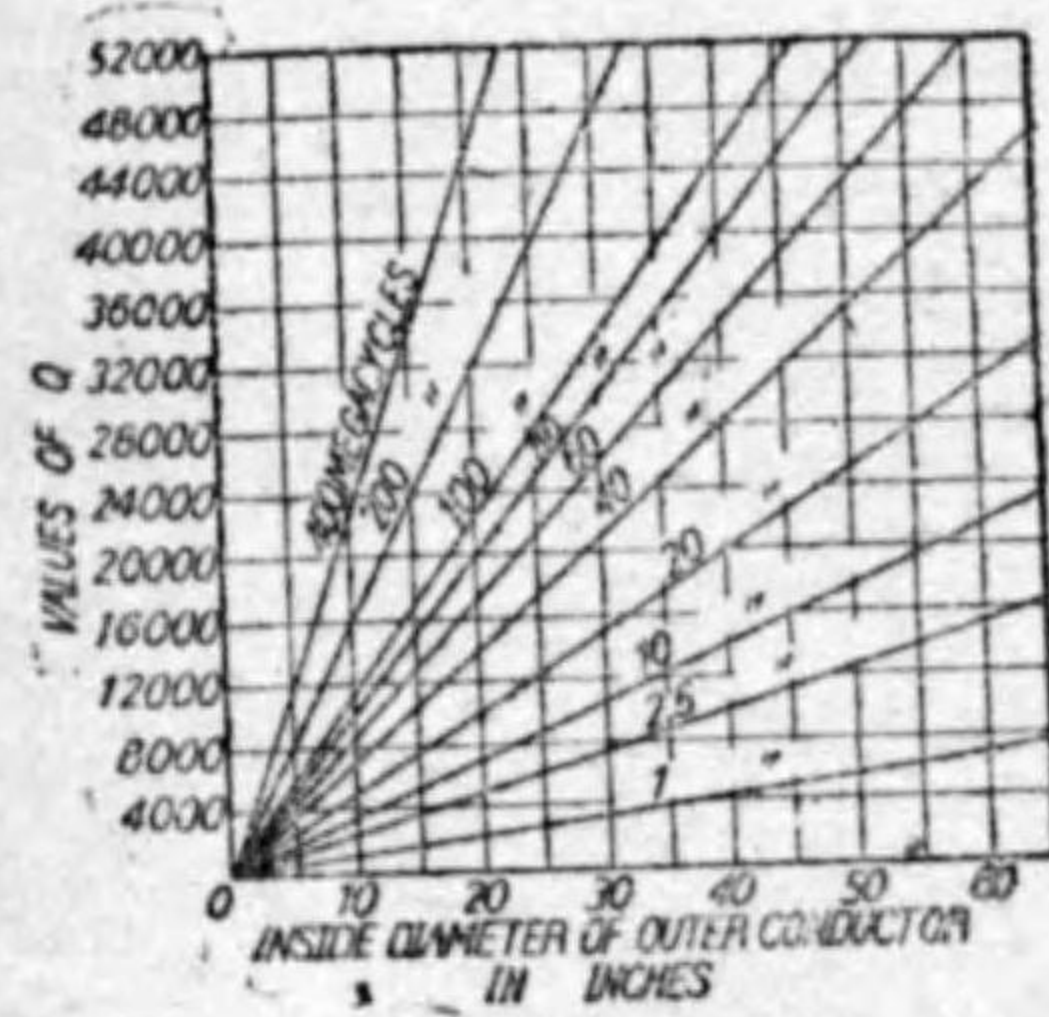
となり、若し減衰の最も少い  $b/a$  の場合とすれば

$$Q = 0.0839 \sqrt{f} b \quad (2.38)$$

となる。

- この (2.38) から次の諸項がわかる。(i) 共振線の  $Q$  は周波数  $f$  の平方根に比例し、従つて波長の平方根に逆比例する。(ii) この  $Q$  は  $b/a$  を一定とせば外側導体の寸法  $b$  に正比例する。(iii) なほこの  $Q$  は導体材料の比抵抗の平方根に逆比例する。

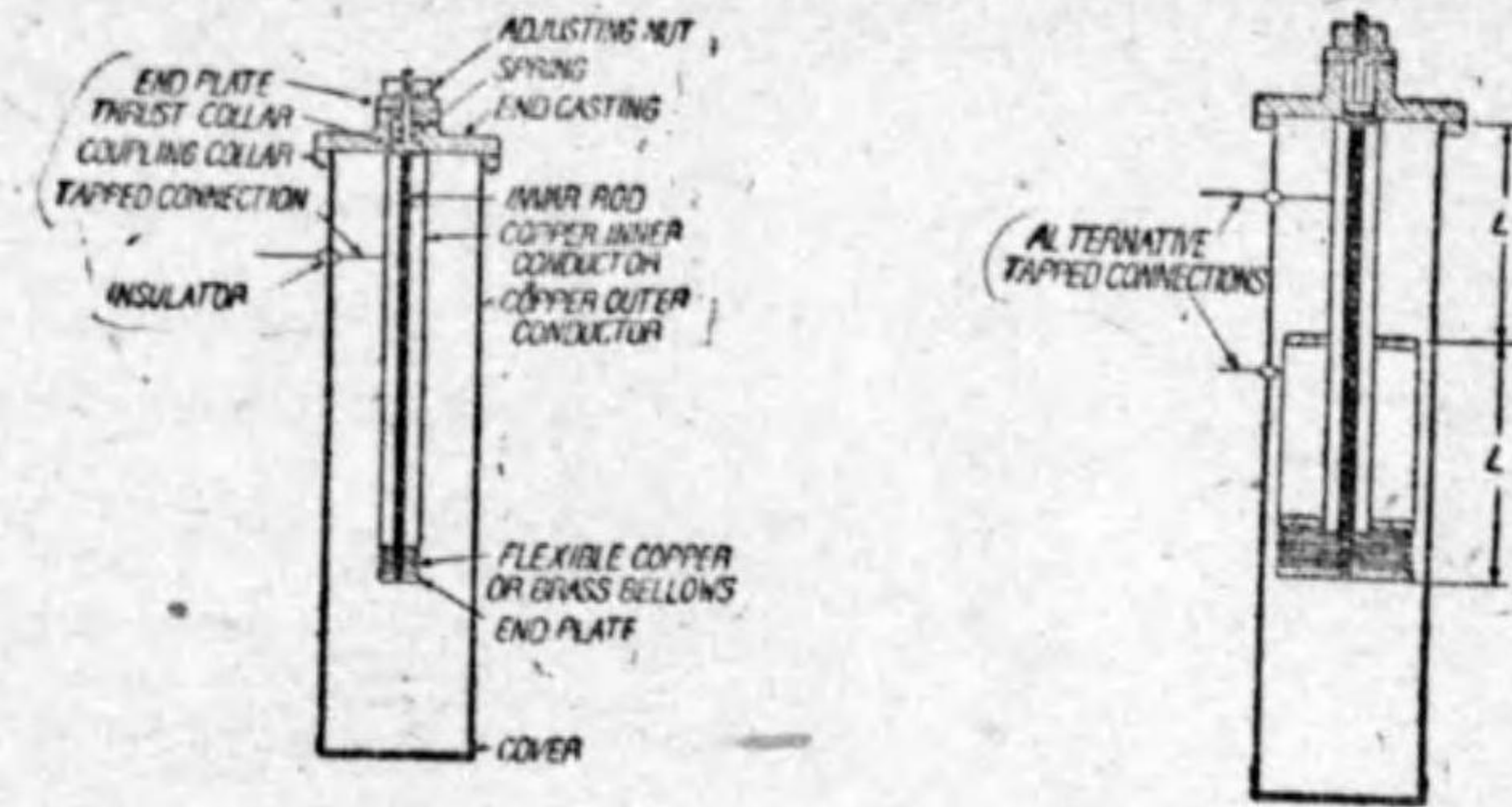
第 2.24 図には色々の周波数  $f$ 、並に外側導体の寸法  $2b$  に對し共振線の



第 2.24 圖

良好度  $Q$  を  $b/a=3.6$  に取り銅を導体とせる場合について示してある。こゝに記した以外の材料、又は周波数の場合も上記の法則から簡単に求められる。これでわかる様にこの様な共振線は周波数  $f$  の高いほど  $Q$  が上昇し、且つその大いさは水晶と同程度になる。其上斯様な共振線では取扱ひ得る高周波エネルギーが水晶板の時とは程度が違

ふ位に大であるから直接 10 kW 若くはそれ以上の出力の發振器を周波数制御が出来る。例へば周波数 60 Mc とすれば内側導体の長さは約 125 cm である。機械的強さから考へて外側導体の直径を 60 cm (24") 位にすると、この共振線全體の寸法は 60×60×180 cm 位で済む。そして  $Q$  は 20,000 になるからこの共振線で 10 W の電力損失が許されるとして 200 kVA を取扱ふ事が出来る筈である。斯様な共振線の温度に依る周波数の變化は殆んど内



(a)

(b)

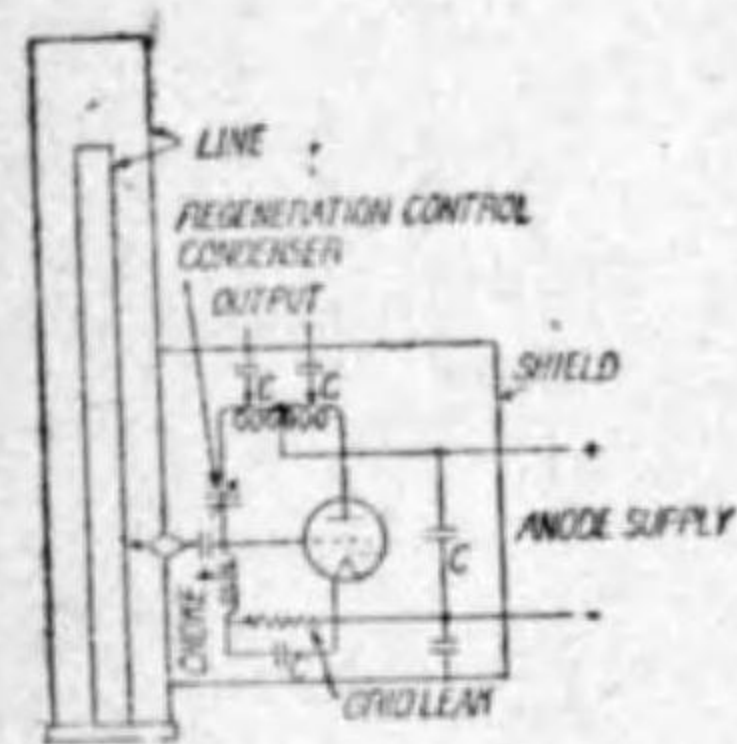
第 2.25 圖

側導体の温度に依る伸縮に依るものである。従つて内側導体として温度係数の極めて少い ( $1^\circ\text{C}$  につき  $0.8 \times 10^{-8}$  以下) アンバーの如き合金を心棒に用ゐて第 2.25 圖 (a, b) の如き構造が採用される<sup>1)</sup>。先づ第 2.25 圖 (a) で説明すればこれではアンバーの棒の周圍に銅製圓筒よりなる内側導体を有してゐる。そしてその一端を轆状にしてアンバーの心棒にとりつけてあるから内側導体の銅製圓筒の全長はアンバーと同様に温度に依りて殆んど伸縮しない。且つこの構造で心棒の他端に調整ナットがあるから、これを廻らす事に依り先端の轆を伸縮して所要共振周波数に精密な調整を爲し得る。第 2.25 圖 (b) もやはり温度による内側導体の伸縮を少くする爲にアンバー心棒を用ゐてゐるのは前と同様であるが、内側導体の銅の圓筒が二重の構造になつてゐる。この細い方はインダクタンスとして働き、太い方は外側導体との間にコンデンサーとして働く。従つて斯様な構造にすれば左もない時よりも共振線の全長を短くなし得る利益がある。

是等の構造以外にも共軸導体線として色々あるが茲には省く。實際に斯様な共振線を真空管と組合せて發振器とするには共振線を前に述べた水晶板と

1) C. W. Hansell and P. S. Carter: Proc. I. R. E. 1936, p. 579.

同じ様な個所に接続すれば宜しい。第 2.26 圖は其一例であるが、圖で見ると如くこれは p. 45 のニュートロダイン法の中和コンデンサーと同じ位置にある



第 2.26 圖

る反結合調整コンデンサーに依つて發振させる。是を真空管のプレート、グリッド間静電容量より大、或は小にすれば發振するが、通常これを大なる方に調整するが宜しい。たゞこれは振動持続に必要な程度に止めて置く事が大切で、若しこの反結合を餘り大にすると周波数の安定が害される。なほ第 2.22 圖 (b) に示した接続に

類似のプッシュ・プル接続でも宜しい。

前述の如く斯様な共振線制御のものは 1 kW 以上の出力を容易に制御できる。水晶發振器では大抵の場合出力は 5 W 程度なるに比すればこれは非常な差違である。共振線の良好度  $Q$  は周波数  $f$  にも依るが殆んど水晶のそれに近い。それ故共振線制御の發振器で周波数變化を 0.01% 程度とする事は可能である。

若し周波数の非常に高い送信機で出力、並に能率を向上せしめ、且つ共振線の寸法等を適當なものとする必要がある場合には、所要周波数の  $1/2$ 、又は  $1/3$  の周波数に於ける共振線制御發振器とし、その出力を真空管の増幅器に依る周波数遅倍器に依つて其第二高調波、又は第三高調波としての出力を取る。

また共振線が過度に長くなりさうな、そしてその  $Q$  が比較的低くなりさうな稍低い周波数の送信機の場合には、共振線制御發振器を最終出力周波数の 2 倍、3 倍若くはそれ以上の倍数の周波数で動作させる。この時は共振線制御發振器は他の低周波發振器に結合して後者を制御し、正確に共振線制御發振器の整数分の一の周波数に同期させる。期様な低周波發振器の次へ 1 段か 2 段の電力増幅器を附加すれば宜しい。

最後に共振線制御發振器の缺點とも云ふ可き性質を挙げれば、第一に水晶發振器も同様であるが任意の周波数に對し制御發振できない事である。即ち共振線の長さから定まつた周波数に對し制御するので他の周波数を制御する様に發振器を變へる事が出来ない。第二に是も水晶發振器でも同様であるが共振線の  $Q$  が高い爲に真空管の状態の變化が鋭敏に發振周波数に影響を及ぼす。それで斯様な發振器の真空管を交流で加熱したり、又は直接プレート變調を行ふと電話用途信機として位相變調が目立ち易い。それ故斯様な發振器を直接變調する第 2.22 圖 (b) の如き方法は避けて後段の増幅器で變調するが宜しい。

#### D.) 周波数變動の少い自勵振回路

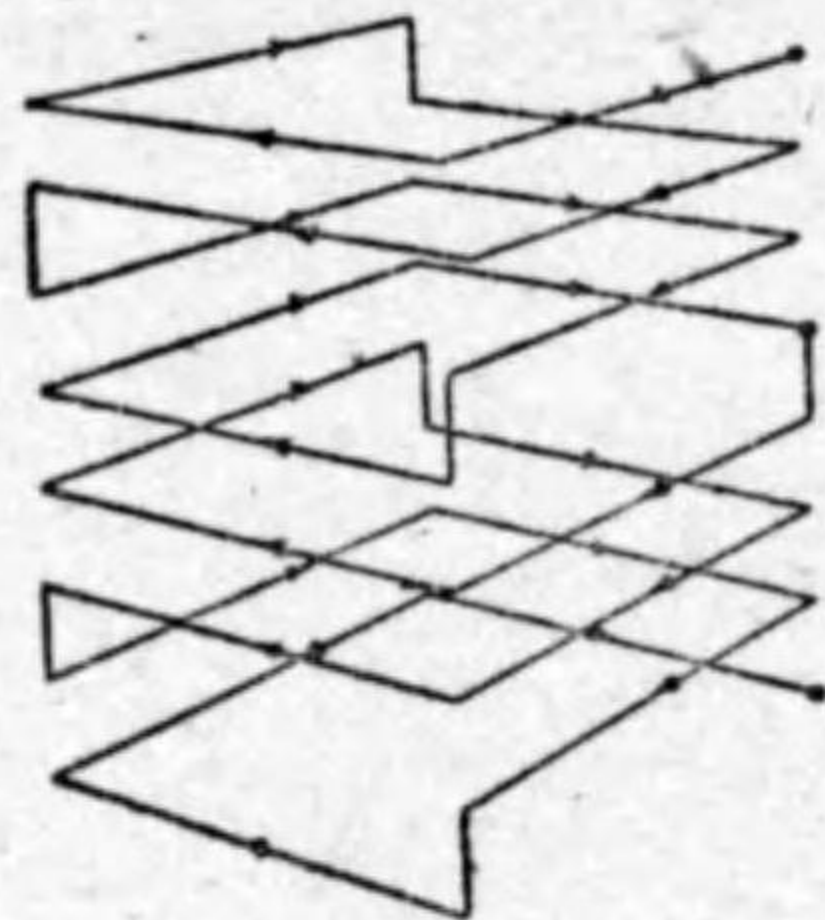
前二項の水晶發振器、共振線制御發振器で溫度變化に依る周波数變動を少くする爲に如何なる方法を採用可きかを述べた。p. 89 に述べた様な自勵振の定周波發振器に於てもやはり同調回路のインダクタンス、並にコンデンサーをして出來得る限りその溫度係数を少くする様に努力す可きである。そして斯様な定周波發振器の後段に電力増幅器を附加すれば水晶發振器を用ゐなくとも割合に周波数變動の少い送信機が得られる。

斯様な目的に用ふ可き同調回路のインダクタンス、並にコンデンサーに就ては最近各方面で研究が行はれてゐる様である。茲ではその一例として英國の N. P. L. に於て工夫されたものを述べやう。インダクタンスは第 2.27 圖 (a, b) に示す様に 8 段の面に積重ねられた矩形のコイルを接ぎ合せたものから成つてゐる。各面に於けるコイルは 3 本の眞鍮の棒 (1) がありそれが端の眞鍮のブロックの中を通る様にしてあるから溫度の變化があつても棒は自由に伸縮出来るからコイル面積はその原因で變化しない。各面のコイルは三角形の大理石板 (5) に取付けてありその膨脹係数で各コイルの溫度係数が

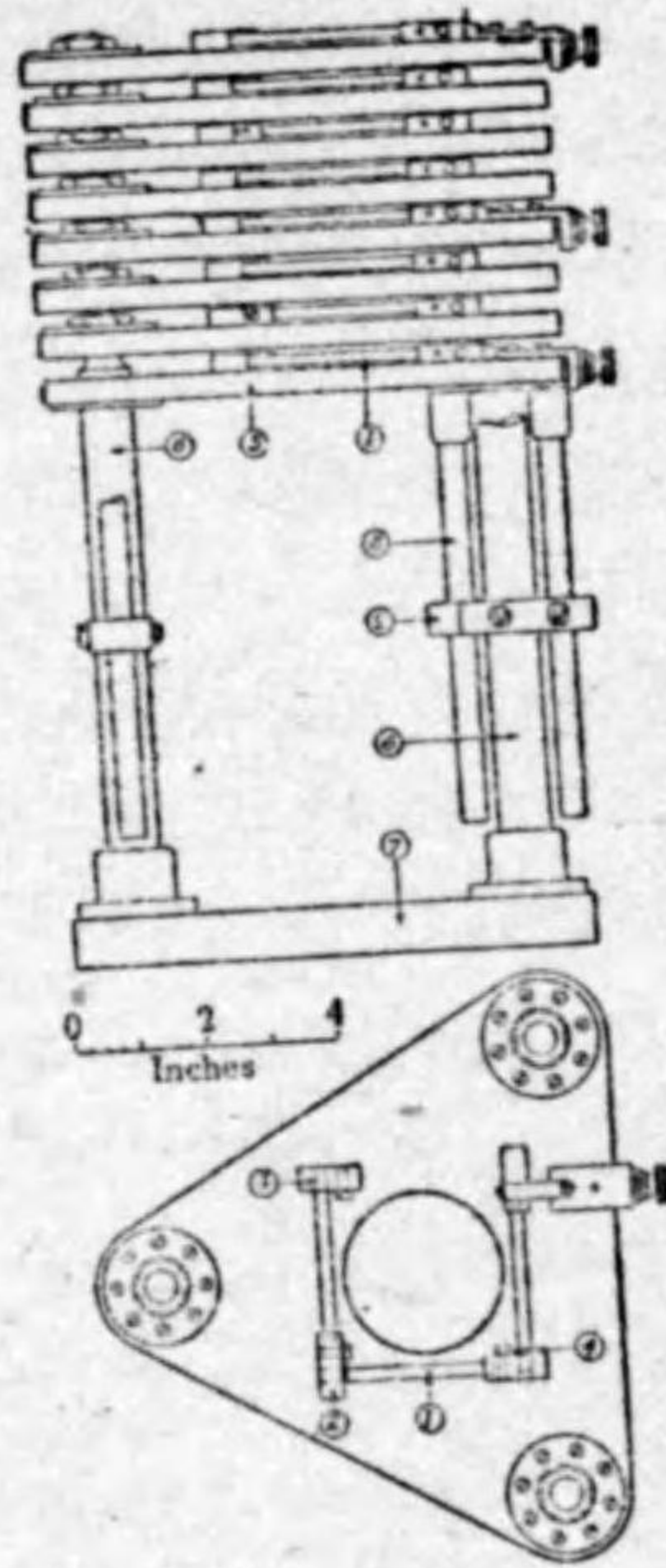
1) H. A. Thomas: J. I. E. E. Vol. 77. 1935 p. 702. Vol. 79. 1936. p. 297

定められる。 $(1^{\circ}\text{C}$  に就き  $4 \times 10^{-6}$ ) 次に斯様な 8 枚の大理石は 3 本の鉄棒 (6) で締め付けて取付けてある。温度の變化でこれが伸縮すれば各コイル間の相互インダクタンスは變化する。 $(1^{\circ}\text{C}$  に就き  $11.6 \times 10^{-6}$ )

コイルの寸法を適當とし、且つそれ等の間隔を適當に設計すれば温度の上昇に依るコイ



(a)

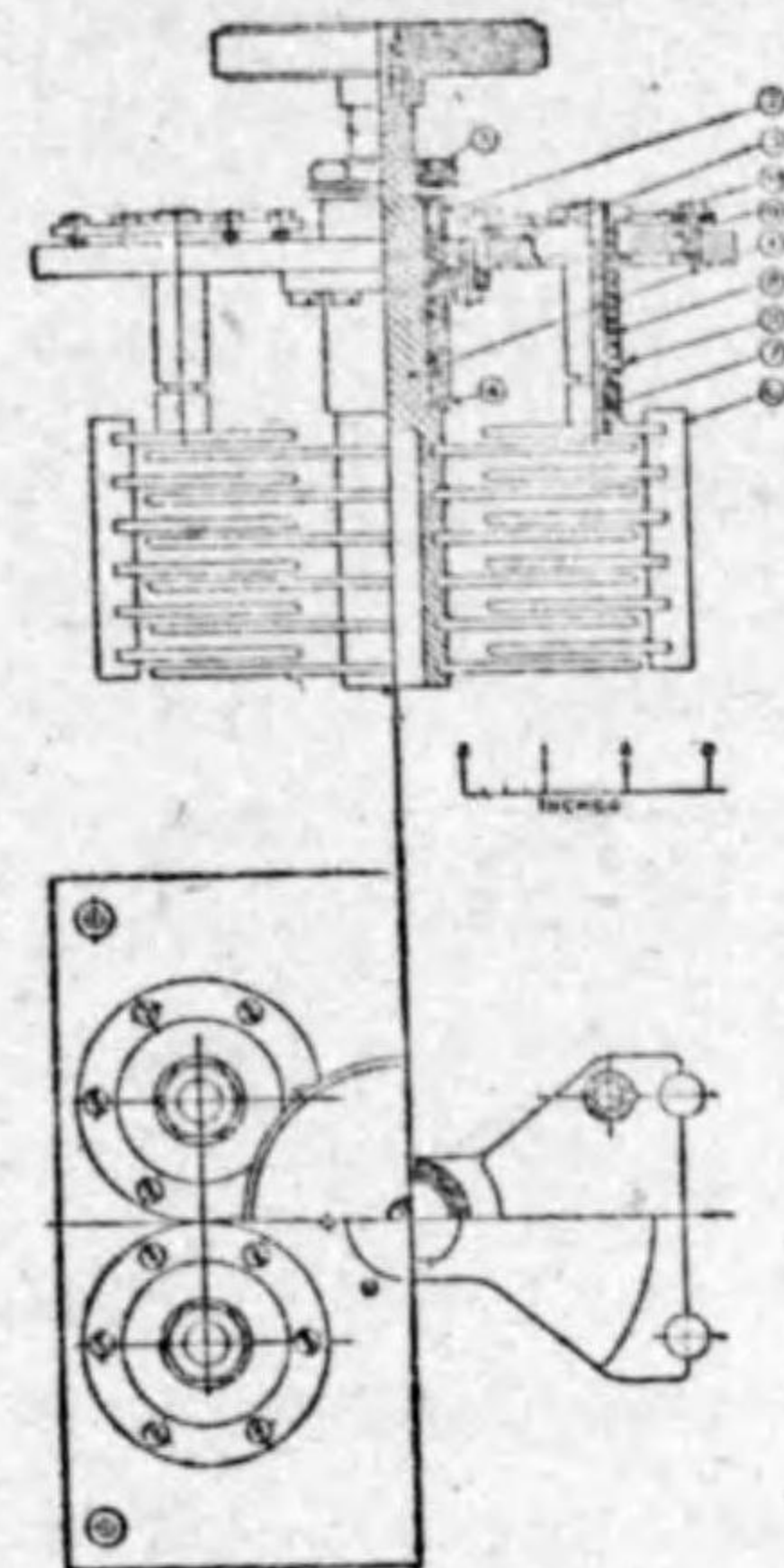


(b)

第 2.27 圖

ルの自己インダクタンスの増大と相互インダクタンスの減少とを打消して温度係数は殆んど 0 に近づけ得る筈である。実際には最後の補正を行ふ爲に眞鍮棒 (8) (9) に依る端捲線が取付けてある。これで附加インダクタンスは鐵棒 (6) と眞鍮棒 (7) の膨脹係数の差  $1^{\circ}\text{C}$  に就き前者は  $11.6 \times 10^{-6}$ 、後者は  $18.9 \times 10^{-6}$  に應じただけ、温度の變化を示す事になる。實際に斯様な方法で組立られたインダクタンスはその値  $2.1 \mu\text{H}$  で温度係数は長時日の何回もの測定に依つて常に  $1 \times 10^{-6}$  以下であつた。

可變コンデンサーとして温度變化の少いものゝ一例は第 2.28 圖である。これの示す部分は充分に良く anneal したる一つの眞鍮ブロックより取り、且つ工作の後にも annealing をやつてゐる。廻轉子のプレートは棒 (1) に



第 2.28 圖

切つた溝に埋めてあり軸受 (2) で支へられてゐる。固定子のプレートも 4 本の棒 (6) に切られた溝に埋めて取付けてある。そしてそれはアンバーの棒 (7) にスリーブ (8) で吊されてゐる。(8) は同時に 4 枚の大理石絶縁物 (9) に締めつけてあり後者は廻轉子側の軸受 (2) と同様に端板 (3) にネジで取付けてある。ネジ (11) に依りアンバーの補償用棒 (7) の長さを調整し廻轉子と固定子との空隙を變化できるから一方の側での空隙が他の側の空隙の 2 倍になる様にする。斯様にすれば温度の變化に依りコンデンサー面積の變化と空隙の變化との効果が打消し合つて安定な値のものが得られる。實際に斯様な構造にしたコンデンサーは例へば 3 Mc 乃至 6 Mc 程度の發振器に使用されるもので得られた温度係数は  $1^{\circ}\text{C}$  に就き  $-8.6 \times 10^{-6}$  位である。

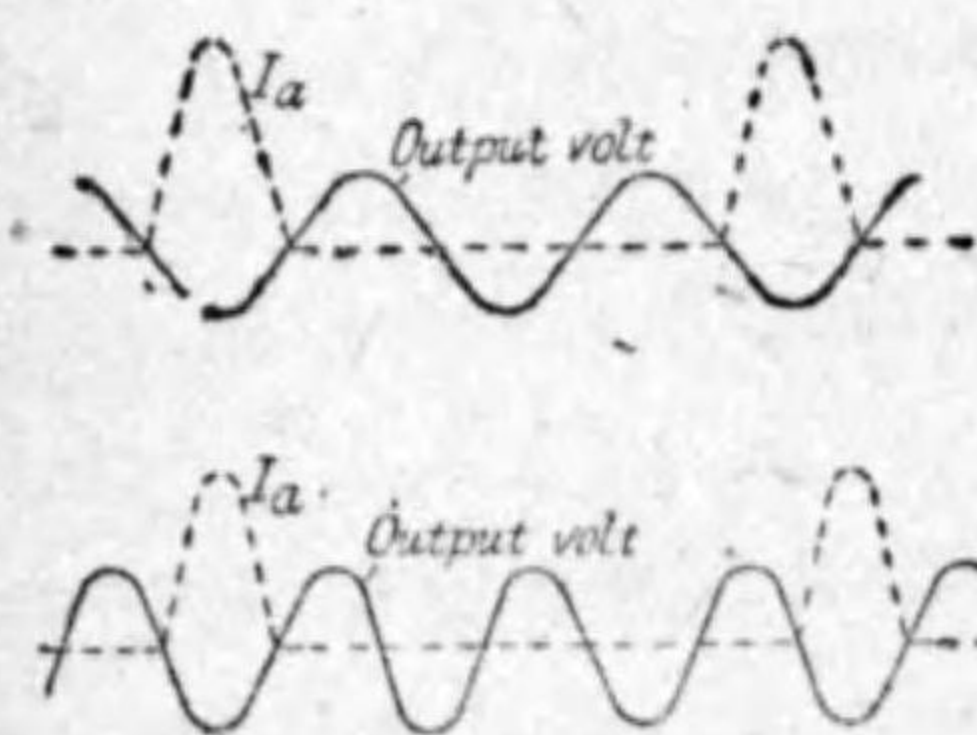
普通使用せられてゐるコンデンサーでは固定子、廻轉子、並にその支持物の温度上昇が皆違ふので各部の異なる伸縮が起りその爲にコンデンサーとしての温度係数が多くなる。それで各部に機械的無理のない様にすると同時に、加熱したる時に何處もが同じ様に温度が上昇する事が極めて必要である。また絶縁物としてもその誘電率が温度で變化する事の少いものを用ゐる事が大切である。

斯様な注意はインダクタンスとしても同様に各部に機械的無理の加はらぬ様な構造とし (金属は充分 anneal したものを使用し) 且つ一様にどの部分も温度が上昇して行く事が必要である。若し送信機として再三運轉したり停

止したりする爲に温度變化のサイクルが比較的頻繁であれば、この注意は殊に大切である。然し厳密にインダクタンス、コンデンサーの双方で、そのどの部分も同じ様な温度上昇特性を有せしむるといふ様な事は出来ないから、負荷がかゝつたり、かゝらなかつたりするサイクルの如何に係らず安定なる同調回路の設計は非常な困難がある事を承知してゐなければならない。

### E.) 短波送信回路

以上に述べたる如く今日の大電力送信機では定周波發振器でつくられた高周波振動を電力増幅器を用ゐて増大したる後アンテナへ出す。所が短波の送信装置としては定周波發振器として水晶發振器を用ゐた場合などに於ては電力増幅器は同時に周波數選倍器として動作せしむる事が多い。電力増幅器としては p. 93 に説明したる如く B-級増幅、C-級増幅を行つてゐるから、其特性曲線の非直線部分まで動作させて能率を上げてゐる。従つてその出力側には高調波部分を相當に含み周波數選倍器として動作し得るのである。即ち斯様な真空管のグリッド側に周波數  $f$  の勵振電壓を加へ、プレート側ではその高調波（第二高調波、若くは第三高調波）に同調させる。斯様な場合真空管の動作は特性曲線の非直線性を特に利用するのであるから、グリッド偏倚電壓を極めて大とし同時に勵振電壓振幅を充分大としてやる必要がある。そしてプレート電流の流れる時間は第二高調波を取る場合はグリッド側高周波の周期  $T$  の  $1/4$  位、第三高調波を取る場合は周期  $T$  の  $1/6$  位とする。



第 2.29 圖

(第 2.29 圖) 斯の如く極めて短い時間だけ大なるプレート電流を流す様にするから周波數選倍器の能率は比較的良好で相當の出力が得られる。それで斯様な周波數選倍器を用ゐれば比較的低い周波數の振動を増幅すると同時に周波數を増し短波まで持つて來る事が出

來る。なほ斯の如き周波數選倍器の他の利益はプレート側とグリッド側と周波數が異ふので反給合作用が少く發振の危険なしに電力の増大が出来る事である。

周波數が充分高く、短波になつてからの電力増幅器としては大型遮蔽真空管を用ゐるか、若くはニュートロダイン法に依る三極管のプッシュ・プル接続である。殊に相當の大電力となれば後者、即ちプッシュ・プル接続しか利用できない。是に就ては p. 48 に述べた。

一般に真空管は發振器として電力増幅器としても使用周波數が高くなる程、規定出力値よりも少い値で動作させなければならない。それは真空管の電極間の静電容量  $C_{pg}$  のリアクタンス  $1/\omega C_{pg}$  が高周波で  $\omega$  が高い爲に低くなり、其處に非常に大きいグリッド電流が流れるし、また高周波の強い電場にある爲に各種の誘電體損失が周波數の高い爲に非常に多いといふ様な理由から、兎角真空管が過熱し易いからである。

それ故例へば普通の水冷式真空管で 20 kW 出力といふのは普通波長の長い、250 m 以上の場合で、短波になるとこの出力を漸次減らす必要がある。例へば波長 60 m では約 15 kW、波長 30 m では 10 kW、波長が更に短く 15 m ともなれば出力は 5 kW 以内としなければならない。同時にこの真空管で得らる可き能率も漸次減る様になつて來る。此等出力や能率は勿論真空管の型式、接続方法等で値は多少異つて來るが、然し短波となれば出力も能率も減少するのは一般的の事である。近來は斯様な短波用真空管としてはグリッド電極の導線を充分太としてグリッド電流が多くとも差支ない様にし、または電極間静電容量を少くし且つ熱の放散を良くする爲に中央のプレート（並に冷水ジャケット）の一方からグリッド、他方からグリッドを引出した水冷式真空管が用ゐられる。

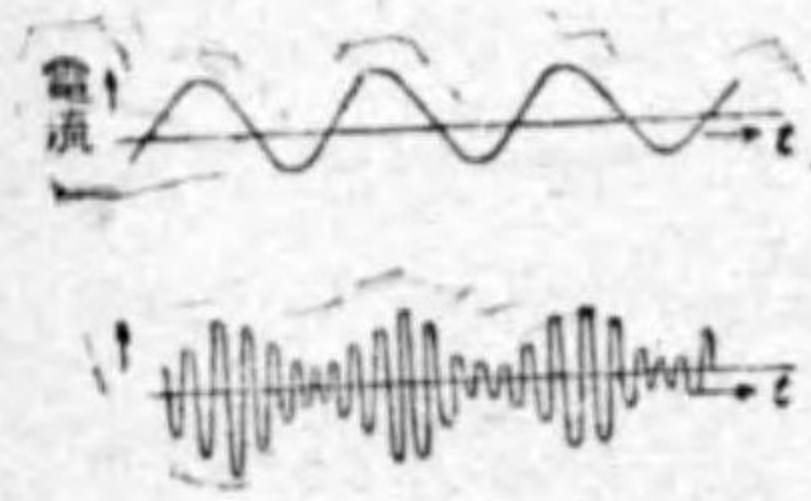
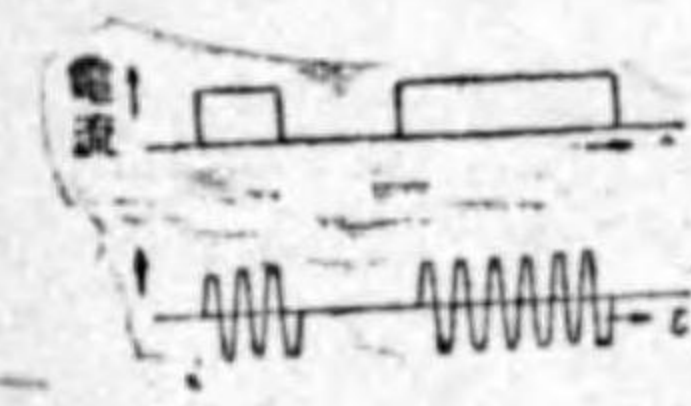
大電力増幅管としては C-級増幅を用ゐて能率を良好ならしむる事が今日専ら採用されてゐる方法であるが、その爲に其出力は必ず多少の高調波を含

む事となる。出力側、即ちプレート、イムピーダンスの同調回路に依つて此等高調波は多少除去されてゐるが、猶相當の程度に残留するが普通である。それで斯様な場合に出力側プレート、イムピーダンスの同調回路で高調波を少くした上、これに結合せる送電線に特殊の高調波除去装置、即ち濾波回路を入れる。斯様にすれば送電線の端につないだアンテナから輻射される電波強度も高調波の分は少くなり、良好なる例では基本波に對し第二高調波の電波強度は其 0.03% 位になる。これ等高調波除去装置は要する濾波回路であつて、送電線の特性イムピーダンス、及び電力増幅真空管の動的内抵抗が知れてゐれば適當に設計する事が出来る。

#### 4. 送信回路の keying 並に變調

##### A.) 電波に依る通信方法

無線通信では真空管に依つて高周波エネルギーを發生、増幅したる後、是をアンテナから空間へ電波として輻射するのであるが、通信のやり方に依りこの電波を制御する方法を異にする。即ち普通



第 2.30 圖

無線電信ではアンテナ回路に高周波振動電流を興へ、その電波を信號に應じて出したり出さなかつたりする様にすれば宜しい。(第 2.30 圖 (a)) 處が無線電話の場合には左様に簡單にはならないので、高周波振動の振幅を音聲電流の形に應じて變動させてやらねばならない。例へば簡単に音聲を電流に直したものが第 2.30 圖 (b) の上方に示す如く時間的

に變化してゐるとせば、これを同様な envelope を有する様に高周波振動の振幅を制御しなければならない。この操作を通常變調と云つてゐる。

今音聲電流を簡単な正弦波形と假定しその角周波数を  $p$  とすれば  $a \cos pt$  の形で現はされる。従つて第 2.30 圖 (b) の如き變調された角周波数  $\omega$  の

高周波電流は

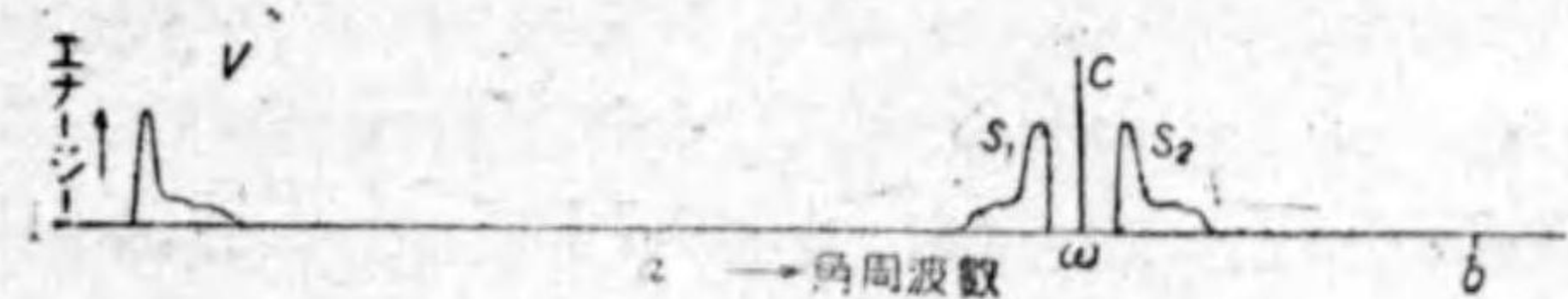
$$i_1 = A_1(1 + k \cos pt) \sin \omega t \quad (2.39)$$

で示される。この式で  $k$  は變調度を示すので、即ち第 2.30 圖 (b) の電流は振幅は最大値  $(1+k)A_1$  から最小値  $(1-k)A_1$  迄變化する。若し  $k$  が 1 であればこの値は 2 から 0 まで變化する。それ故  $k$  は 1 以上となり得ない。(2.39) を書き改めると

$$i_1 = A_1 \sin \omega t + \frac{kA_1}{2} \sin(\omega+p)t + \frac{kA_1}{2} \sin(\omega-p)t \quad (2.40)$$

となる。即ちもとの高周波電流の角周波数  $\omega$  のものと、それを變調した音聲電流の角周波数  $p$  だけ増減した  $\omega+p$ ,  $\omega-p$  のものとして現はれる。このもとの角周波数  $\omega$  の電波を搬送波,  $\omega+p$ ,  $\omega-p$  の角周波数を有するものを夫々上側周波, 下側周波といふ。

實際の音聲では單一なる正弦波でないから、その電流はもつと複雑な形で例へば  $f(p) = a_1 \cos(pt - \phi_1) + a_2 \cos(2pt - \phi_2) + \dots$  となり、周波数の値は低い所から高い値までである。談話の場合では通常周波数で 300 ~ 位から 3000 ~ 位までなれば充分であるが、音楽などの場合には 50 ~ から少くとも 5000 ~, 出来れば 10,000 ~ までを必要とする。斯様に複雑な音聲電流で變調すれば、やはり角周波数  $\omega$  なる搬送波電流の他に、その角周波数より音聲電流の角周波数  $p$ ,  $2p$ ,  $3p, \dots$  だけ増減された  $\omega+p$ ,  $\omega+2p, \dots$ ,  $\omega-p$ ,  $\omega-2p, \dots$  なる電流が現はれる。これらの内、高い周波数帯にあるものを一括して上側帯波, 低い周波数帯にあるものを下側帯波と云ふ。第 2.31 圖はこの



第 2.31 圖



関係を示したもので横軸に角周波数、縦軸にエネルギーを取つてある。 $V$ は音聲周波電流のスペクトルで、 $C$ は角周波数 $\omega$ の搬送波、 $S_1, S_2$ は夫々下側帯波、上側帯波のスペクトルを示したものである。

(2.39)の形の電流がアンテナ回路を通り、其處の抵抗(これは輻射に依るもの以外をも含む) $R_a$ で電力が消費されるとすれば、その値は

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_1^2 R_a dt = \left( \frac{A_1^2}{2} + \frac{A_1^2 k^2}{8} + \frac{A_1^2 k^2}{8} \right) R_a \quad (2.41)$$

となる。即ち上側周波、下側周波の電力は夫々搬送波のその $k^2/4$ 倍である。若し變調が無ければ電力は $A_1^2 R_a / 2$ 、變調すれば $\frac{A_1^2 R_a}{2} \left( 1 + \frac{k^2}{2} \right)$ となる。

變調された高周波振動の平均の電力は(2.41)で與へられるが瞬時値は如何であらうか? これには(2.40)を高周波振動の周期での平均を取るとして

$$\frac{1}{\tau} \int_0^\tau i_1^2 R_a dt = \frac{A_1^2 R_a}{2} (1 + 2k \cos pt + k^2 \cos^2 pt) \quad (2.42)$$

となる。それ故この値は $\cos pt$ が1の時には $\frac{A_1^2 R_a}{2} (1+k^2)$ 、 $\cos pt$ が-1の時は $\frac{A_1^2 R_a}{2} (1-k^2)$ となる。變調度100%ならば $k=1$ なる故、電力の瞬時値は最大値では搬送波のみの時の4倍から、最小値では0迄變化する。其故斯様に變調された高周波電流を出す無線電話送信機では最終段の大電力増幅管は最大値に於て搬送波のみの時の出力の4倍を出す容量を必要とする。即ち20kWの装置で電信の時は最終段増幅真空管は20kW出力で差支ないが、電話の場合には變調しない時、即ち搬送波のみで20kW出力でも $k=1$ の時は瞬間的に80kWの出力になる。即ち斯様な無線電話送信機があつたとすればこれを無線電信送信機として使用する時は前者としての搬送波出力の4倍の出力となる譯である。近年の變調率の高い無線電話送信機では斯様な大出力を要するが故にこれを高能率で動作させる事が極めて重大な要

求になつて來たのも當然である。それに就いては後に説明しやう。

無線通信電波を受信する方から見ると、無線電信の場合には電波が到來したか否かを判別すれば足りる。無線電話の場合には到來電波の振幅が如何に變動しつゝあるかを知らなければならぬ。それ故電信の場合よりも多くのエネルギーが受信されなければ完全に了解出來ない。斯様な理由から假令送信側で同一搬送波出力を用ゐても無線電信と無線電話の場合ではその到達距離にはかなりの差違があり前者の方が常に大である。

無線電信の送信機で搬送波をアンテナ側に信號に應じ送出し、又は停止するのは普通keyingと云つてゐる。これは無線電話の變調より比較的簡單であり、或はその一特殊形と見做すもよろしい。今日の大電力送信機ではこのkeyingは増幅管のグリッド偏倚電壓を信號に應じて變化して行ふのも一方法である。即ち信號を出さぬ時はグリッド偏倚電壓を大としてやり信號を出す時はそれを減らして増幅管を動作させるのである。或はまた無線電話のプレート變調法と同様に變調管を使用して、最終段の高周波増幅管とそれに並列に入つた變調管との共通プレート回路に塞流線輪の代りに抵抗を挿入して置く。變調管のグリッド偏倚電壓を信號の無い時には減らしてあるからそのプレート電流が増大しプレート回路での電壓降下が多くなる。従つて高周波増幅管は動作せず高周波出力は無くなる。電信信號を出すときは變調管のグリッド偏倚電壓を多くし抵抗に依る電壓降下を無くすから高周波増幅管は動作する。これは換言すれば高周波増幅管の高周波エネルギーを變調管で制御するのである。プレート回路のイムピーダンスとして抵抗を用ゐる事は損失が多く能率が悪くなり、またそれに發生する熱の處理も考慮しなければならぬ缺點があるが、過渡現象が極めて少いといふ大なる特徴を有してゐる。従つてこの方法は高速度通信に適したるkeyingである。

### B.) 變調の諸方法

前項の(2.39)で示される如き變調が現在最も普通使用せらるるものであ

つて、是は振幅に依る變調と唱へられてゐる。

處がこれ以外の變調方法として音聲角周波數  $p$  なる電壓で變調する時にアンテナ電流が

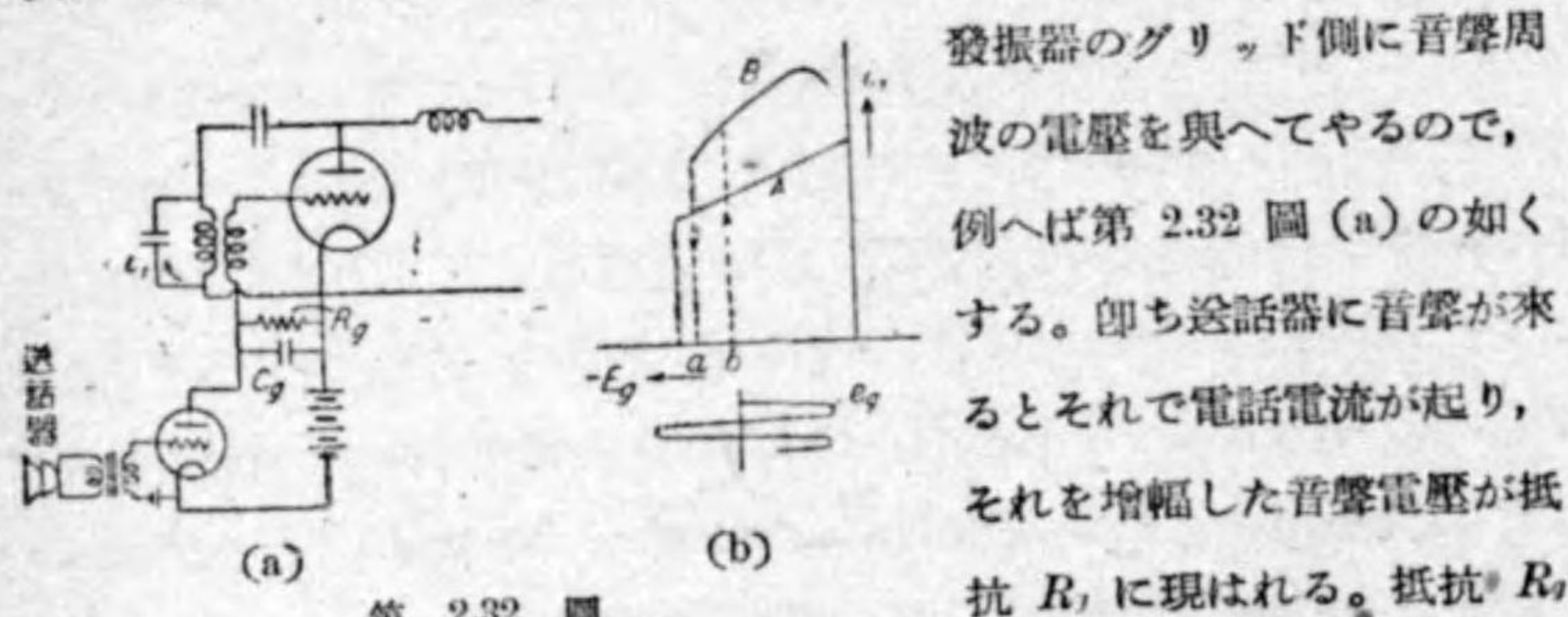
$$i_1 = A_1 \sin \left\{ \omega t + \frac{k_2}{p} \cos pt \right\} \quad (2.43)$$

の如く變化するものがある。これでは周波數が

$$\frac{d}{dt} \left\{ \omega t + \frac{k_2}{p} \cos pt \right\} = \omega + k_2 \sin pt \quad (2.44)$$

の形で音聲周波の角周波數  $p$  で變調する。これを周波數に依る變調といふ。

振幅に依る變調を行ふには色々の方法がある。グリッド變調法では高周波

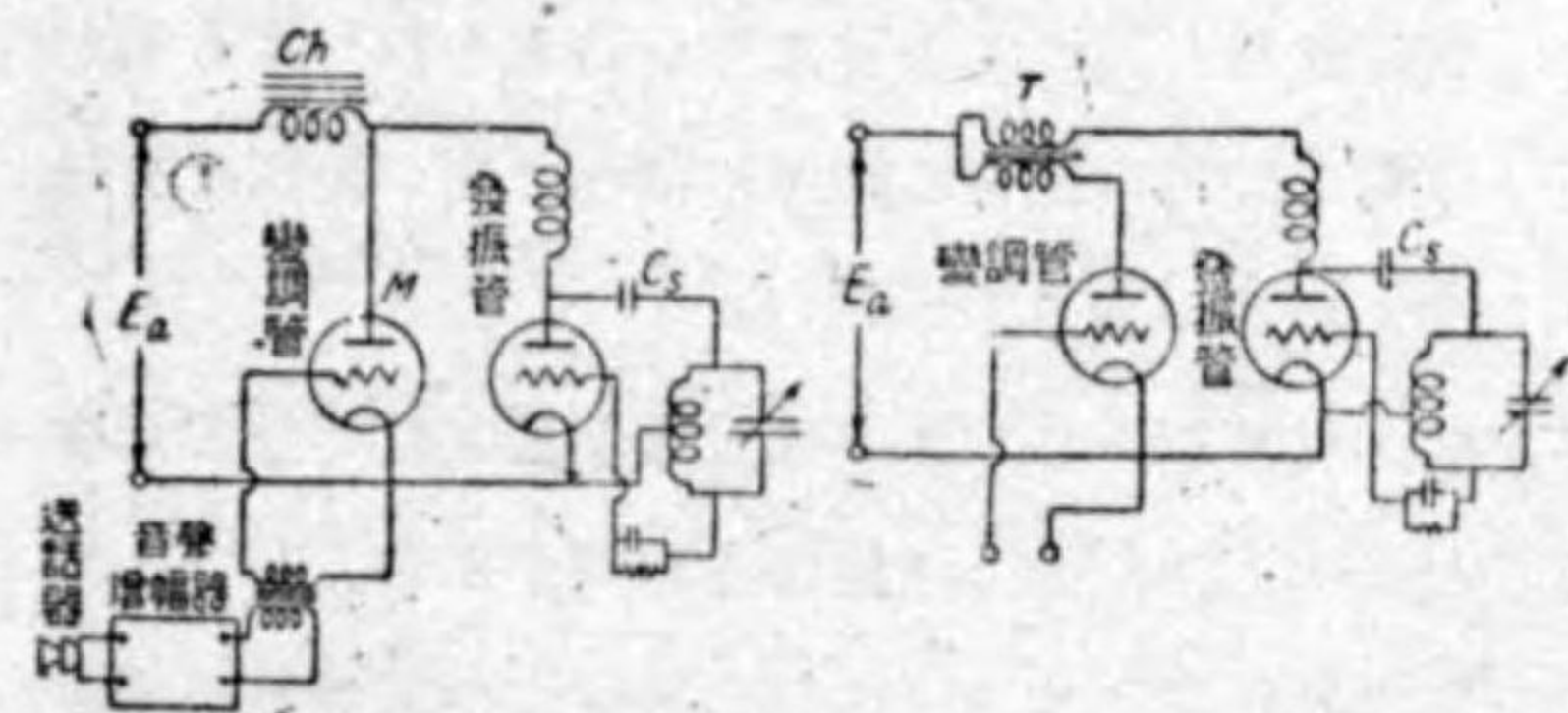


第 2.32 圖

發振器のグリッド側に音聲周波の電壓を與へてやるので、例へば第 2.32 圖 (a) の如くする。即ち送話器に音聲が來るとそれで電話電流が起り、それを増幅した音聲電壓が抵抗  $R_g$  に現はれる。抵抗  $R_g$  の代り變壓器でもよろしい。 $C_g$  は高周波電流に對し抵抗  $R_g$ 、又はこれに代る變壓器のインピーダンスを低める爲に入れる。グリッドの電壓が音聲周波で變調するが、その負電位が多くなつた瞬間には振動電流の振幅が少くなり、グリッドの負電位が少くなる瞬間には振幅が多くなる。従つてグリッド電壓が第 2.32 圖 (b) の如く變化すれば發振電流は圖の曲線 A の如くなつて變調が出来るのである。併しこの方法に依れば一般に振幅電流の變動は小さいので變調が淺い缺點がある。且つこの方法は第 2.32 圖 (b) で A 曲線の如く直線的に變動する時許りとは限らないので、回路の定數に依つて B 曲線の様にもなり餘り良い變調が得られない事がある。更に甚しい缺點は此方

法は變調度は淺いといふので深くする目的でグリッドに於ける音聲周波電壓  $e_g$  を増大すると、前に p. 77 に就ても説明した様にヒステリシスが起り振動電流  $i_1$  の方はグリッド電位の或値 a で突然振動が停止し、グリッド電位が b 點に戻ると再び急激に振動が発生する。そして其が音聲周波の一周期毎に繰返すといふやうな現象が起り易い。斯ういふ事があると假令グリッドに於ける音聲周波電壓  $e_g$  が正弦波形でも振動電流  $i_1$  の方は其と似ても似つかぬ波形となり、すつかり崩れたものとなる。斯様な變調を受けた電波はこれをアンテナから輻射して受信側で檢波しても忠實にもとの音聲が再現されない。斯様な理由から發振器のグリッド變調法は現在餘り用ゐられない。併し第 2.8 圖 (a) の如きプッシュ・プル接続として其グリッド回路に抵抗  $R_g$  を入れそれを變動すると、第 2.32 圖 (b) で B 曲線の ab の如き急激な振動停止が起らずに相當廣い範圍の變調を爲す事が出来る。抵抗  $R_g$  を變へるには共に變調用真空管の内抵抗を用ひ、その真空管グリッド電壓を音聲周波で變化すれば宜しい。

プレート變調法といふのは真空管發振器のプレート電壓として音聲周波電壓を直流電壓の他に重疊するのである。さうすると音聲周波の周期で發振真空管のプレート電壓は高くなつたり低くなつたりする。振動電流はプレート



第 2.33 圖 (a)

電壓に略ぼ正比例して變化するから、この方法で振動電流を音聲周波に應じて變調することが出来る。この方法では音聲周波電壓を加へるのに塞流線輪を用ゐると變壓器を用ゐると二種あるが、働作は大體に於て餘り差違はない。即ち第 2.33 圖 (a) に示した様に塞流線輪  $Ch$ 、又はこれに

電壓に略ぼ正比例して變化するから、この方法で振動電流を音聲周波に應じて變調することが出来る。この方法では音聲周波電壓を加へるのに

代ふる変圧器  $T$  を用ゐるのである。普通は前者を用ゐるからこの變調法を塞流線輪制御法と云つたり、又發明者の名を取り Heising 變調法などと唱へる。塞流線輪でも變壓器でも線輪には直流が流れるが、變壓器であれば一次二次側で直流勵磁効果を打消し合ふ事が出来る利益がある。簡単に考へるとインピーダンスの高い塞流線輪を流れる電流は略一定で變調管で、プレート電流  $I_m$  を多く取つた時は發振器のプレート電流  $I_p$  はそれだけ減る。従つて振動電流は少くなる。また變調管のプレート電流  $I_m$  の減る時は發振管のプレート電流  $I_p$  は増し振動電流は多くなる。斯様な第 2.33 圖のプレート變調法では變調管、發振管が並列接続になつてゐて、そのプレート電流の和が殆んど一定であつて所謂定電流變調法である。これに對し變調管、發振管が直列接続になつた所謂定電壓變調法といふものもある。これでは變調管の端電圧が音聲周波數で變動せばそれに應じて發振管のプレートにかかる端電圧が變化し發振電流が變調される。この方法は直列變調法とも云はれてゐるが第 2.33 圖の塞流線輪  $Ch$ 、若くは變壓器  $T$  の要らない利益がある。然し一方に於て高周波發振器のフィラメント側は大地からよく絶縁して且つ變調すべき音聲周波の最高周波數、例へば 10,000 ~ まで大地に對し充分高いインピーダンスにある様にしなければならぬ。

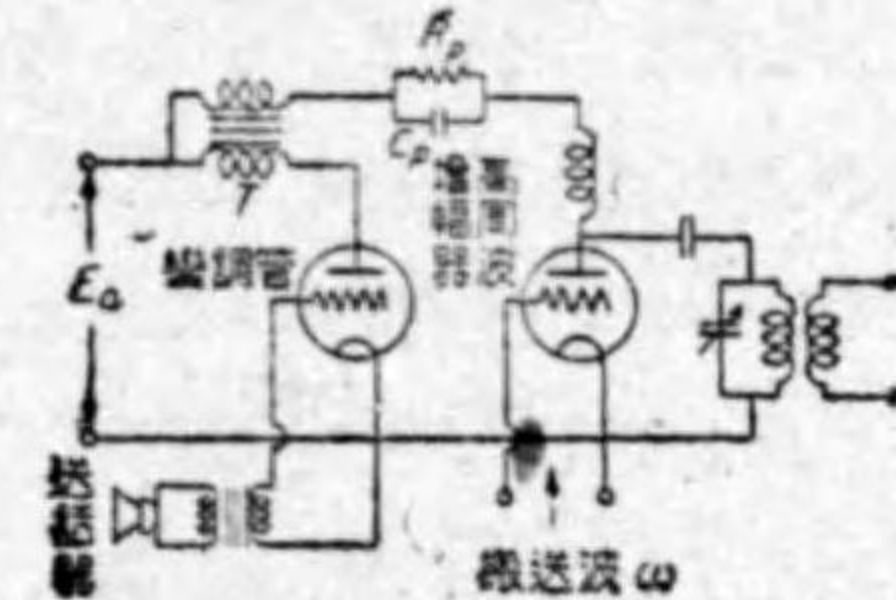
プレート變調法はグリッド變調法と異つて割合に深い變調を行つても振動が停止せず、且つプレート電壓と振動電流との關係が割合に廣い範圍に直線的になるから歪みが少いと云ふ利益がある。

更に變調度を深くする必要あれば以上の如き高周波發振器を直接變調せず、定周波發振器に依りて得られた高周波振動の増幅器を變調するが宜しい。この方法であれば高周波發振器を直接變調する時の如く搬送波の周波數の變動がなく従つて周波數に依る變調（若くは音聲周波の 1 サイクル中で位相が變化するから位相に依る變調）を伴はない純粹の振幅に依る變調を得る利益がある。但しそれには高周波増幅管は充分よくニュートロダインに依る中和作

用で安定な増幅器とする必要がある。この反結合作用の消去が不充分であると變調の爲プレート電壓がかはるとそのサイクルで位相に依る變調が起る。

斯様な高周波増幅器を變調するのであればプレート變調は勿論、グリッド變調法でも比較的廣い範圍にグリッド電壓對増幅電流の關係を直線的にする事ができる。なほプレート變調法としては塞流線輪、若くは變壓器を用ゐた定電流變調法のみならず直列變調法もこの場合に用ゐて宜しい。

第 2.33 圖 (b) に示したのは高周波増幅器のプレート變調の一例で變壓器を使つた場合である。これは簡單の爲ニュートロダイン法を用ゐぬ接続に示

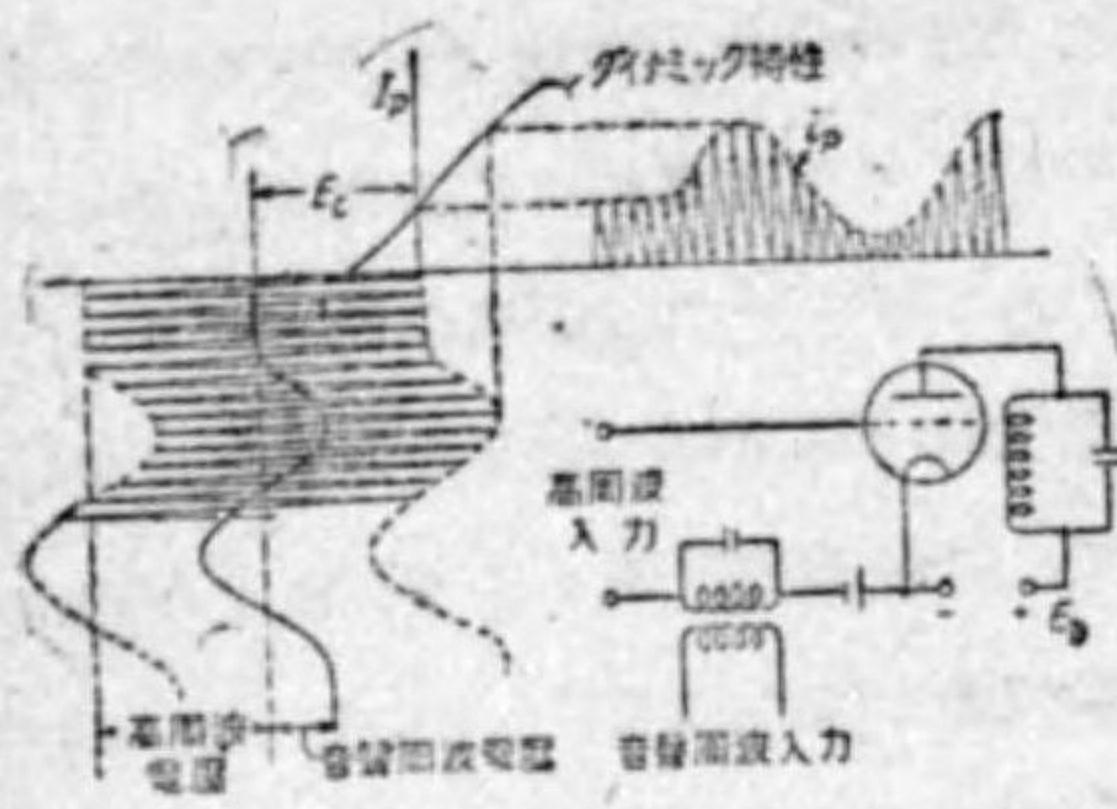


第 2.33 圖 (b)

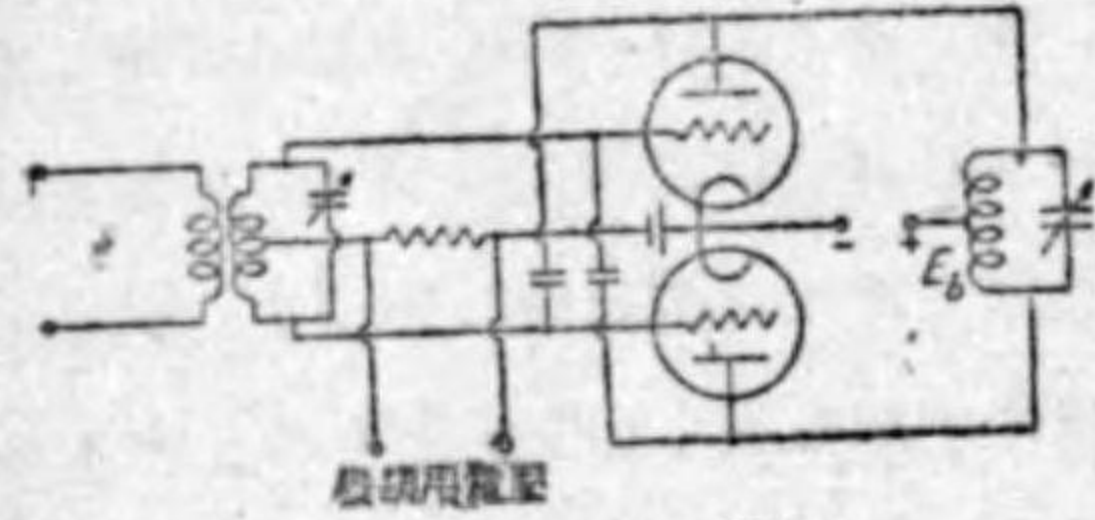
してあるがこれは高周波増幅器の三極管はニュートロダイン法を用ゐ且つよく充分よく反結合作用を無くし安定なものとする必要がある。左もなければ前述の如く位相變調が現はれる。變調管即ち音聲周波増幅管として最大出力の時のプレート電壓振幅は

計算に依れば約  $E_a/2$  である。それ故 100% 變調を行はうとして變壓比 1:1 の變壓器  $T$  を用ゐる時には被變調高周波増幅器では圖に示す如く抵抗  $R_p$  を用ゐて電壓降下を生ぜしめそのプレート直流電壓を丁度  $E_a/2$  としてある。併し  $R_p$  に並列に適當なる大いさの容量のコンデンサーを入れ音聲周波數に對し  $R_p$  は短絡された様にする。斯様にすれば高周波増幅管のプレート端電壓は瞬間的に  $E_a$  に達しても歪みなしに出力が出せる。若し被變調高周波増幅管が  $2E_a$  のプレート電壓の時も歪み無しに充分出力の出せるものであれば、斯様な方法を取るに及ばない。なほ斯様な高周波増幅器としては近來は能率を良好ならしむる爲に C-級増幅が用ゐられ、且つそれを比較的歪みなしに動作せしむる爲に場合によれば自動的のグリッド偏倚電壓制御を爲す事は p. 97 に述べた通りである。

グリッド變調を用ゐた被變調高周波増幅器の一例を第 2.34 圖 (a) に示す。



第 2.34 圖 (a)

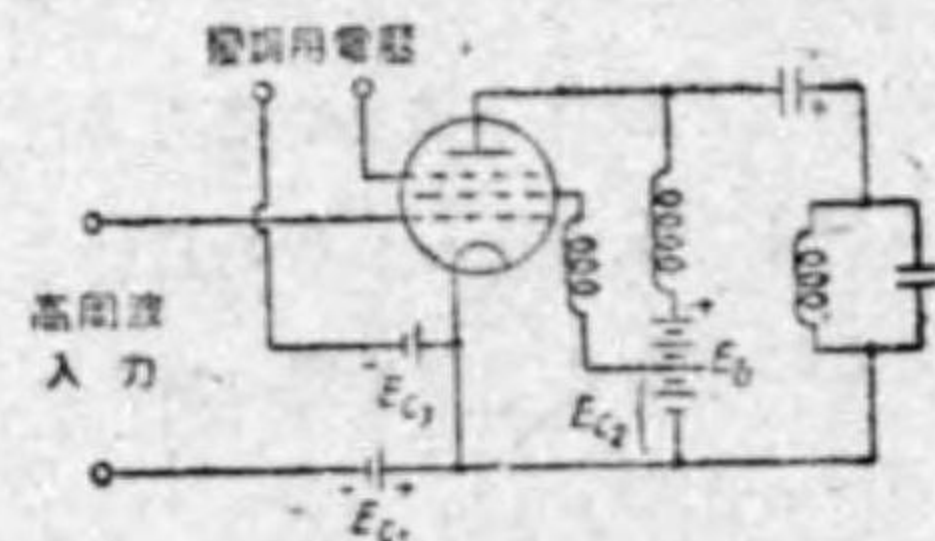


第 2.34 圖 (b)

圖に示す如く高周波増幅器としては C-級増幅の如くグリッドの負電位を多くして特性曲線の切断点までの電位の約 2 倍とし、振幅の大なる高周波電圧を加へこれに比較して小さい振幅の音聲周波電圧をグリッド側に重疊するのである。然る時はプレート側に圖に示す如き変調された高周波振動が現はれる。この方法は比較的能率よき変調方法であり且つ音聲周波電力がプレート変調法の時よりも遙に少なくて済む。

グリッド変調法の他の一例は第 2.34 圖 (b) に示す。これは第 2.8 圖の如き發振管のプッシュ・プル接続のものをグリッド変調するに對應するもので圖のグリッドの共通回路に變調用音聲電圧を加へるのである。高周波、並に音聲周波電圧の振幅關係はやはり第 2.31 圖 (a) と同様にして C-級増幅に似たものとして能率よく働かせしむる。この方法は變調電圧周波数の相當高い場合にも良く變調を行ひ得るので、近來プレート變調法に代つてテレビジョン送信機の變調方法として用ゐられてゐる。

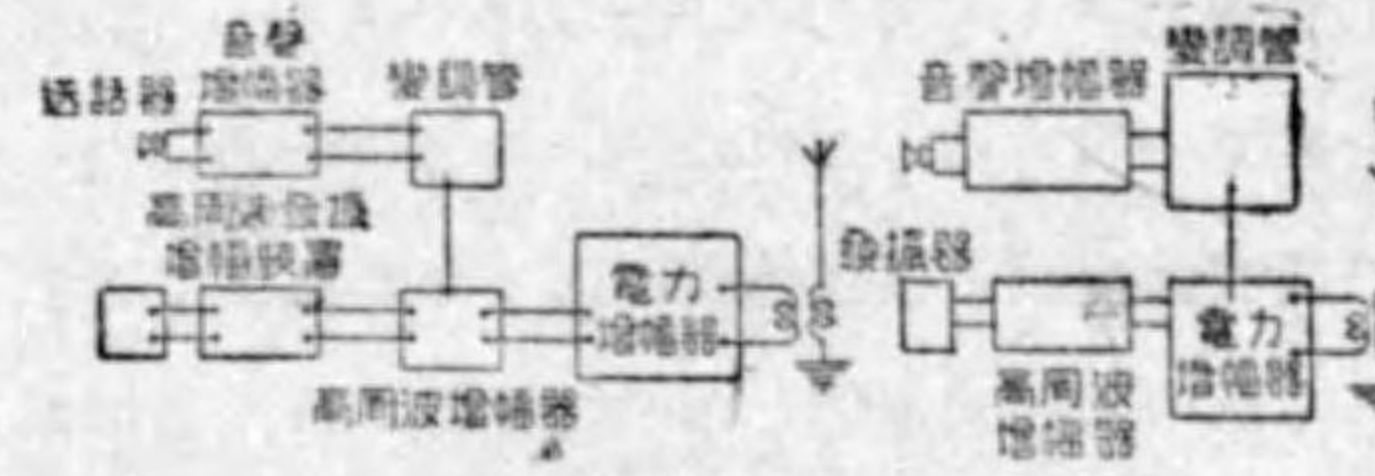
更に近來採用される音聲周波電力の餘り要らぬ變調法は第 2.35 圖に示す抑制グリッド變調法である。これでは抑制グリッドを適當に負電位に偏倚し變調に依り正の方向に振らせる。その電圧が正になつた時だけ抑制グリッドに電流が流れるが、この電力は變調管から供給する。然しそれはプレート變調法に比す



第 2.35 圖

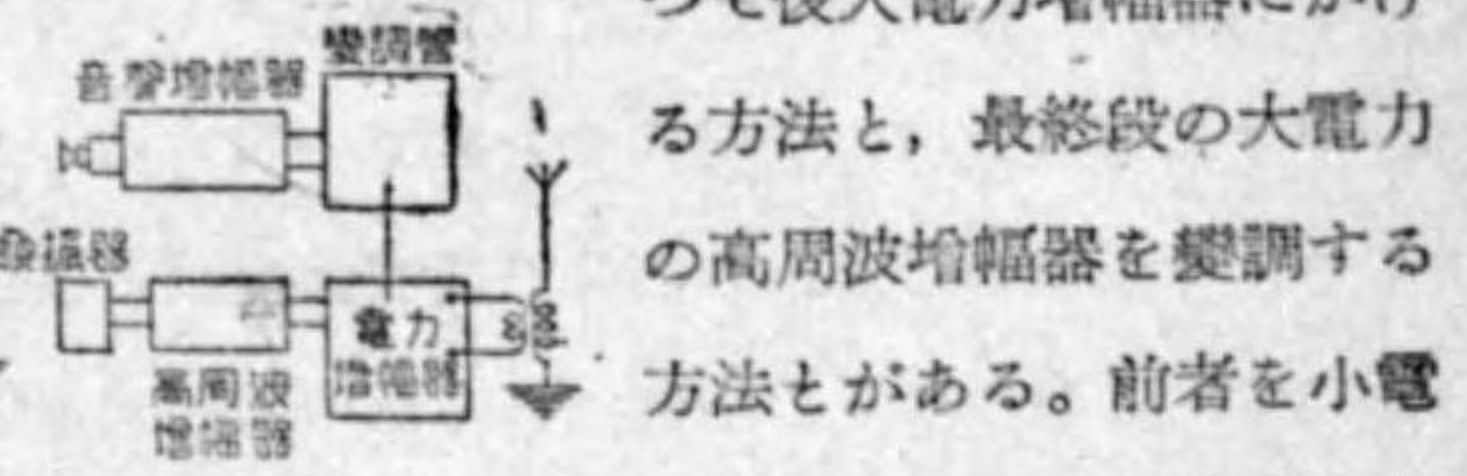
れば極めて少いものである。この方法は變調度が左程深くなければ歪みは少いが 100% 近くまで變調すれば一般に歪みは多い。

無線電話送信機としては以上の如き變調の方法を比較的出力の低い間に行



(a)

第 2.36 圖



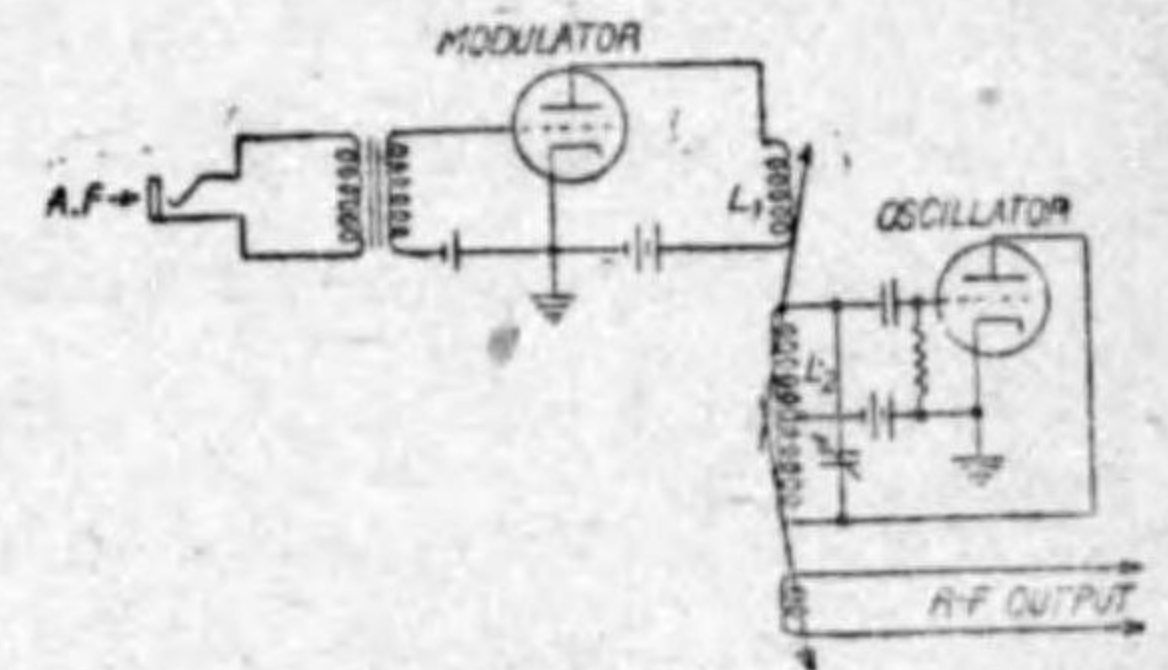
(b)

つて後大電力増幅器にかけると、最終段の大電力の高周波増幅器を變調する方法とがある。前者を小電力變調法と云ひ、後者を大電力變調法と云つてゐる。

夫々得失がある様で何れの方法も用ゐられてゐる。第 2.36 圖 (a) は小電力變調法の場合で、第 2.36 圖 (b) は大電力變調法の場合である。これは相對的の區別で根本的のものではない。例へば第 2.36 圖 (b) を 10 kW 搬送波の放送機として見れば所謂大電力變調法をつかつたものと云へるが若しこれを 100 kW 搬送波の放送機にするとしてその後 100 kW (尖頭値にして 400 kW) 出力の大電力増幅管を附加すれば第 2.36 圖 (a) となり小電力變調法の一特殊例とも云へない事は無いのである。

以上の方法では皆振幅に依る變調方法を述べたが周波數に依る變調方法の

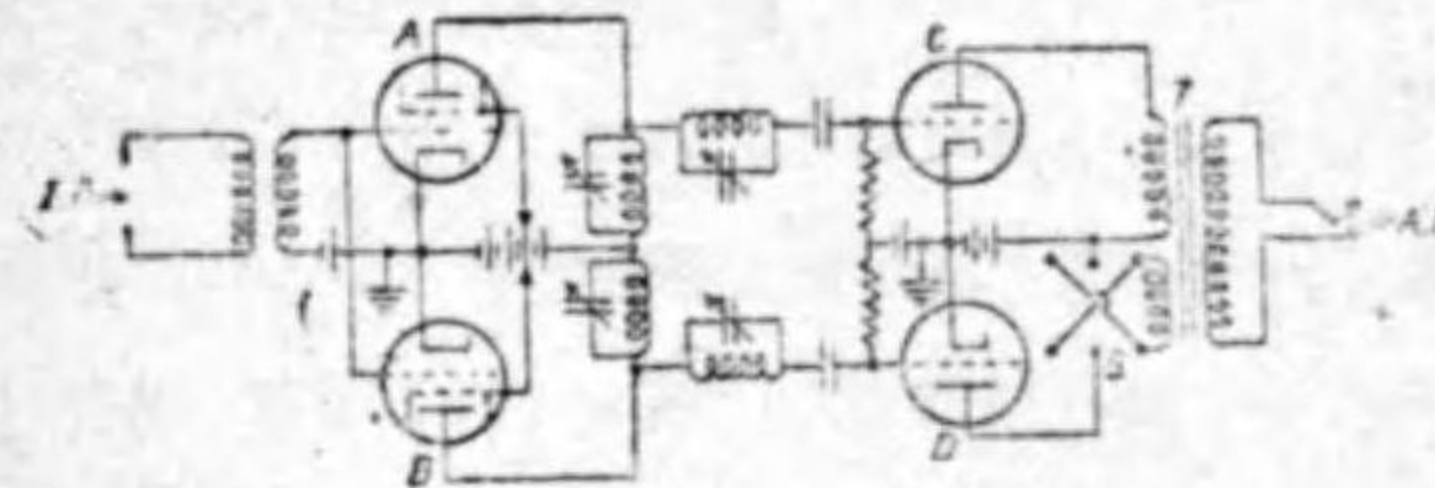
極めて簡単な一例を第 2.37 圖 (a) に示す。これでは搬送波發振器にインダクタンス線輪  $L_1$  を結合し後者を變調管のプレート回路につないである。音聲周波電圧に依り變調管の内抵抗が變つたと同じ效果の爲にその反作用で發振器の搬送波の周波數を變化するのである。これで變調管の偏倚電壓、線輪  $L_1L_2$  の結合を適當



第 2.37 圖 (a)

1) M. G. Crosby: Proc. I. R. E. 1936, p. 898

にすれば直線的な周波数変調が得られる。なほこの発振器を少くも一時間位  
 點火して凡ての状態が定常的となり平均の搬送波周波数の變動がない様にな  
 つた後周波数變調を行ふ。斯様にして得た變調された波を周波数選倍法にて  
 8 倍乃至 16 倍の周波数となし變調を多くしてゐる。なほ序であるから斯様  
 な周波数變調電波の受信方法を茲で一言する。これは色々の方法があるが要  
 するに受信機のどこかの部分で周波数變調を振幅變調に直す事が必要である。  
 第 2.37 圖 (b) はその一例であるが中間周波電壓となつて増幅されたものが  
 二つの真空管 A, B に入る。これ等真空管のプレート回路には周波数選別回  
 路があり各は搬送波の中



第 2.37 圖 (b)

間値より或値だけ多い周  
 波数、並に少い周波数で  
 最大の減衰を有してゐる。  
 従つて斯様なプッシュ・プ  
 ル接続の出力側につないだ二つの検波管 C, D では若しこれをプッシュ・プ  
 ル接続とせば搬送波の中間値からの變動に比例した可聴出力電壓が得られる。  
 なほこれで検波管 C, D が並列接続になれば振幅變調に依る検波出力電壓を  
 も得る事が出来る様になつてゐる。

現在専ら行はれてゐる變調方法は振幅に依る變調である。且つこの方法に  
 ては周波数に依る變調を極力避けるのが現在のやり方である。それ故高周波  
 發振器を直接變調する様な第 2.32, 2.33 圖の如き方法は用ゐられず、高周波  
 増幅器を變調する方法が取られる。それは後者ならば搬送波は水晶發振器、  
 若くはその他の定周波發振器で高周波振動をつくり、それを安定なる高周波  
 増幅器で増幅して後變調するのであるから周波数に依る變調、若くは位相に  
 依る變調は殆んど無い。これ等の注意の足りない送信機では振幅に依る變調  
 に多少の周波数に依る變調が伴ふ。即ち (2.39), (2.43) の代りに

$$i_1 = A_1(1 + k_1 \cos pt) \sin \left\{ \omega t + \frac{k_2}{p} \cos pt \right\} \quad (2.45)$$

の形の電流が得られる。斯様な高周波電流でアンテナから出る電波は遠距離  
 で受信する時に地表波、並に多數の反射波が到來したる場合に最も悪質の歪  
 みを出す<sup>1)</sup>。それ故に振幅に依る變調では出来るだけ周波数に依る變調を避  
 ける可きである。

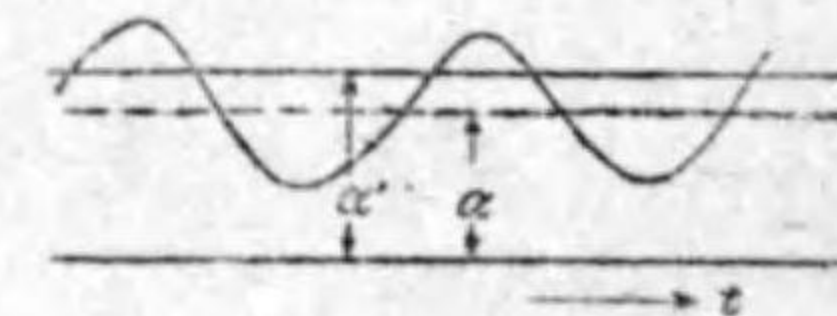
最後に振幅に依る變調の場合の變調度の測定法を述べやう。一つの方法で  
 は音響周波として正弦波形のものを用ゐ、それで變調してアンテナから輻射  
 された電波を直線特性的の検波管で検波してオシログラフで見れば變調度は  
 直にわかる。即ち第 2.38 圖で示す如く

$$i_0 = a(1 + k \cos pt) \quad (2.46)$$

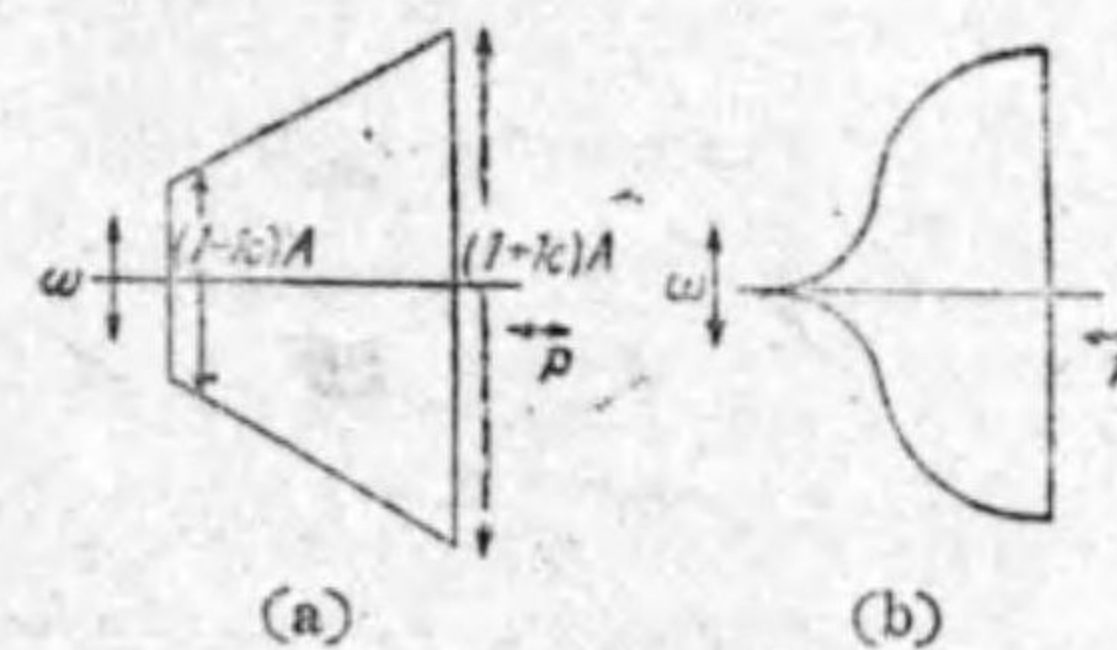
の形になるから直に變調率  $k$  がわかる。これと變調しない時の検波管の検波  
 電流

$$i = a' \quad (2.47)$$

とから變調に伴ひ搬送波に變化あるかどうか  
 も判る。送信機によると變調されると搬送波  
 の振幅  $A_1$  が減少する様な場合があるが、そ  
 の時は普通と違ひ (2.46), (2.47) で  $a \neq a'$



第 2.38 圖



第 2.39 圖

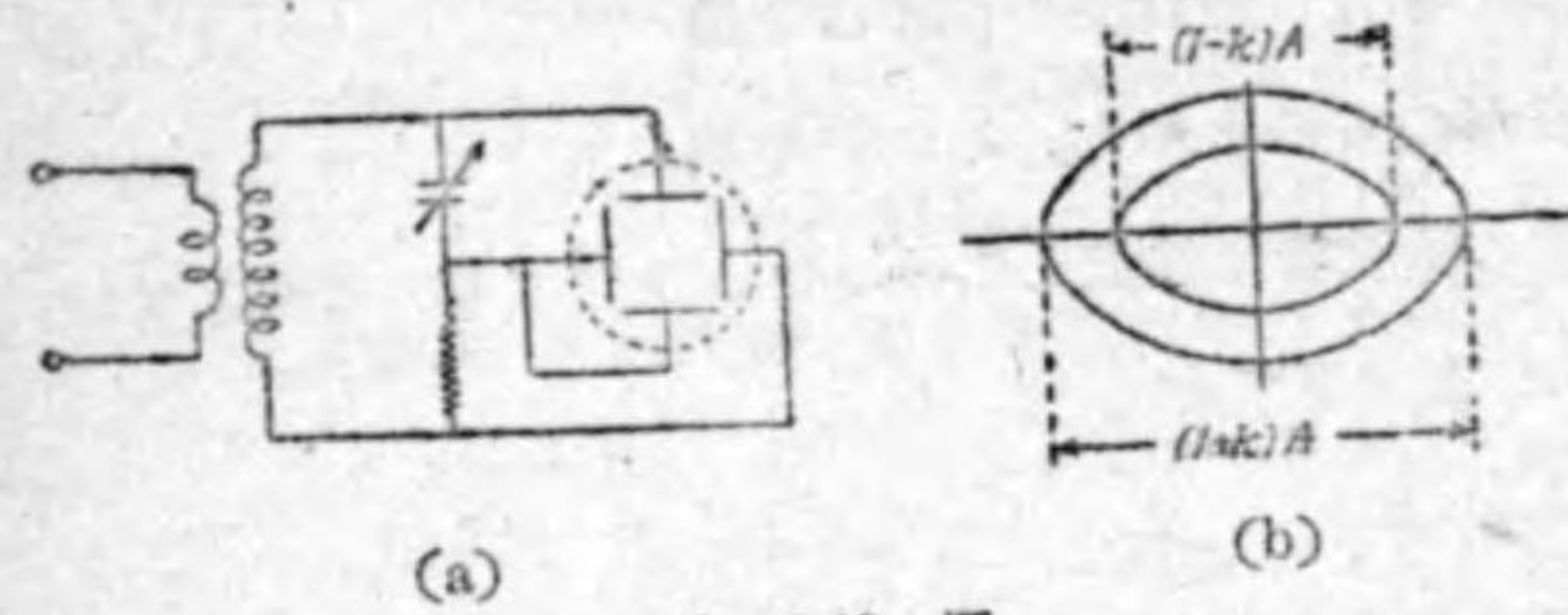
となるが、この方法ならばそれは直  
 に知り得る。

電磁オシログラフの代りに陰極線  
 オシログラフを用ゐても宜しい。こ  
 の時は横軸の振れは變調する角周波  
 数  $p$  の電壓に依り、縦軸の振れは  
 變調された搬送波の電壓に依る様に接続する。左様すれば第 2.39 圖 (a) の  
 如き波形が得られる。そして圖の寸法を測れば變調度  $k$  が求められる。變調

1) R. Bown, D. L. K. Martin, and R. K. Potter: Bell System Techn. J. 1926. p. 143, その他例へば T. L. Eckersley: Exp. Wireless, 1930, p. 482

に依る歪みがあれば例へば同圖(b)の如き波形になる。この方法は送信機の變調管インプット側から横軸の振れを得なければならぬ不便がある。

同じく陰極線オシログラフで見ると、空中線から出た電波を受信して歪みの無い様に高周波増幅を行つた後、相互に約 $90^\circ$ の位相差を有する出力



第 2.40 圖

電圧をつくり、これを以て陰極線オシログラフに上下、左右の振れの電圧を與へるものもある。然る時は第 2.40 圖(b)

に示した如き波形が得られるから變調率 $k$ を求むる事は容易である。なほこの波形が崩れれば變調に依る歪みの出る事も簡単に判定できる。この方法は第 2.39 圖よりも實際の測定に當つて直接に音聲周波電圧を加へる事を必要としない點で簡便である事に特長を有する。

今日の陰極線オシログラフは大抵横軸の振れは鋸齒状電圧(即ち時間と共に直線的に増加しそれを周期的に繰返す波形のもの)を加へられる様になつてゐるから縦軸の方はやはり音聲周波正弦波形で變調された電波を受信してそのまま其に依つて振れを出しても宜しい。そして横軸の鋸齒状電圧の周期は電波を別に檢波して音聲周波電圧としてそれに依つて同期して後者の數分の一とする。然る時は陰極線オシログラフ上には靜止せる波形が得られる。それは p. 62 の第 1.53 圖で第 1, 2 列の出力として示した様な波形になる。圖は變調度 $k$ が 100% の場合であるが斯様な波形から一般に變調度 $k$ は直に求められる。

### C.) 大電力變調の諸問題

無線電話送信機の變調方法としては前項の諸方法があるがその内の振幅に依る變調、殊にプレート變調法が普通専ら用ゐられてゐる事は前述の通りで

ある。大電力増幅管を變調する場合には特に次の二つの問題がある。一つはこれに近接した周波数の他の無線電話送信機に對する妨害を少くする事、他の一つは如何にして大電力變調法、若くは大電力増幅管を能率良く動作せしむ可きかといふ事である。

送信機として近接周波数の通信路に妨害を起すのは次の何れかに原因がある。(i) 100% 以上の過變調。(ii) 寄生振動の發生。(iii) 送信機の調整不良等。

設計、並に調整の良く出来てゐる送信機では他へ妨害を與へる原因の主なるは無論過變調である。若し過變調の歪みより出る自己の側帯波より外側の高調波を高周波濾波器に依つて除去してアンテナから出さぬ事が出来れば差支ない譯であるが、實際的なる濾波器が得られぬから用ゐられない。それで現在では變調度を前項に記述した様な陰極線オシログラフで見て過變調を監視するか、若くは過變調の時に警報を與へる様な方式を採用してゐる。

時とすると送信機には寄生振動がある。即ち規定搬送波以外の周波数の寄生振動とそれに附隨した側帯波を持つ事がある。又斯様な振動が周期的に發生する事もある。斯様な送信機の不安定は直に見付かるから据付の際容易に改善できる。

過變調に次いで近接通信路に妨害を多く與へるものは送信機の設計、又は調整の不良である。その結果送信機で非直線特性が現はれ歪みが出る。是は真空管特性の非直線的な事が一番主なる原因である。なほ増幅器の調整不良で位相變調が出て側帯波の擴がる事もある(p. 122 参照) 低いレベルの音聲周波増幅器では可なり直線的な特性を有して、數百 W の出力で全體の歪みを實効値で 1~2% となし得るから餘り問題はない。

變調管と被變調増幅管も歪みの大なる原因で (i) 變調用塞流線輪のリアクタンスの不足、若くはヒステリシス (ii) 變調管プレート對大地への並列コンデンサーの影響(特に被變調管の直流阻止コンデンサーに依るもの) (iii)

イムピーダンスの不適合 (iv) 被變調管の不適當な勵振方法などが挙げられる。

大電力送信機として他の一つの問題は如何にして變調管、増幅管を高能率に動作せしむるかといふ事である。それで今日に於ては變調管は B 級-増幅、被變調増幅管は B 級-増幅、若くは C 級-増幅とする。

斯様にして大電力變調方法を用ゐて最終段で變調管に依り被變調増幅管のプレート電壓を變化する方法をとれば變調された高周波を大電力増幅管で増幅する場合と異り比較的能率は良好となる。それは簡単に説明すれば後者ではプレート電壓  $E_a$  で變化がないから變調の程度に應じて能率よく動作させる事が出来ぬからである。たゞ大電力變調方法で困難となる點は塞流線輪としてリアクタンスの不足の無い様にする事並にヒステリシスを無くす事である。それには鐵心に空隙を入れてやるのは勿論であるが、普通のリアクタンスと違つて鐵の容積を捲線の銅の容積に比し極めて大とし鐵を低い磁束密度で動作させる事が大切である。なほイムピーダンスの適合並に勵振方法も相當に考慮を要する問題でこれが適當でない特性に非直線性が現はれる。

變調された高周波電壓を單に大電力増幅管で變調すると被變調増幅管の場合と違つて能率は宜しくない。それでこの場合には何か特殊の方法に依つて高能率に動作させる事が要求される。Doherty の増幅法はそれである<sup>1)</sup>。この原理は第 2.41 圖に示す通りで 2 個の大電力増幅管 (1) (2) がイムピーダンス變換回路を通じて出力側で並列につながれてゐる。増幅管 (1) は搬送波の振幅までの勵振電壓で動作する。然し勵振電壓が搬送波振幅以上となると増幅管 (2) のグリッドにもそれがかゝつて動作し始める様にその偏倚電壓が與へられてゐる。従つて搬送波電壓のみ、又は可聴周波變調サイクルに依り搬送波振幅以下となつた時には増幅管 (1) が動作し、増幅管 (2) は動作しないからこれのイムピーダンスは無敵大である。イムピーダンス變換回

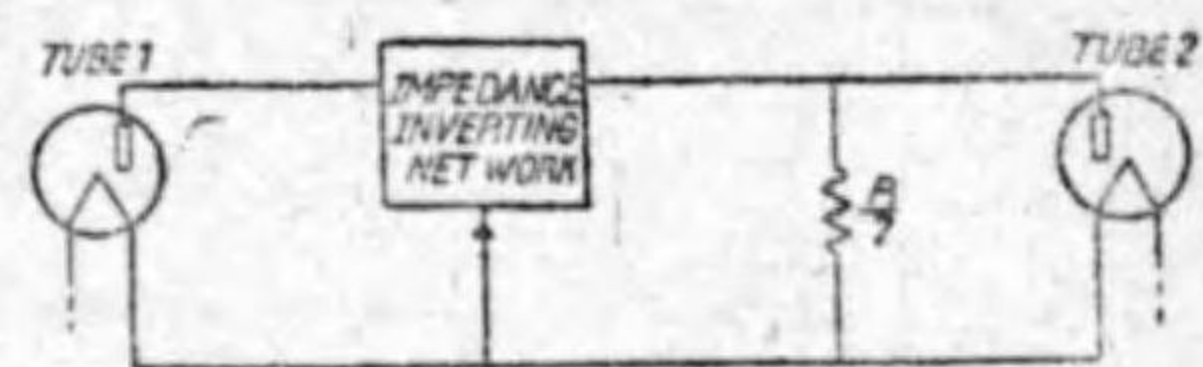
1) W. H. Doherty: Proc. I. R. E. 1936, p. 1163

路は搬送波の周波數に於てその特性イムピーダンス  $Z_0$  と受端イムピーダンス  $Z_r$ 、送端イムピーダンス  $Z_s$  との間に

$$Z_0^2 = Z_s Z_r \quad (2.48)$$

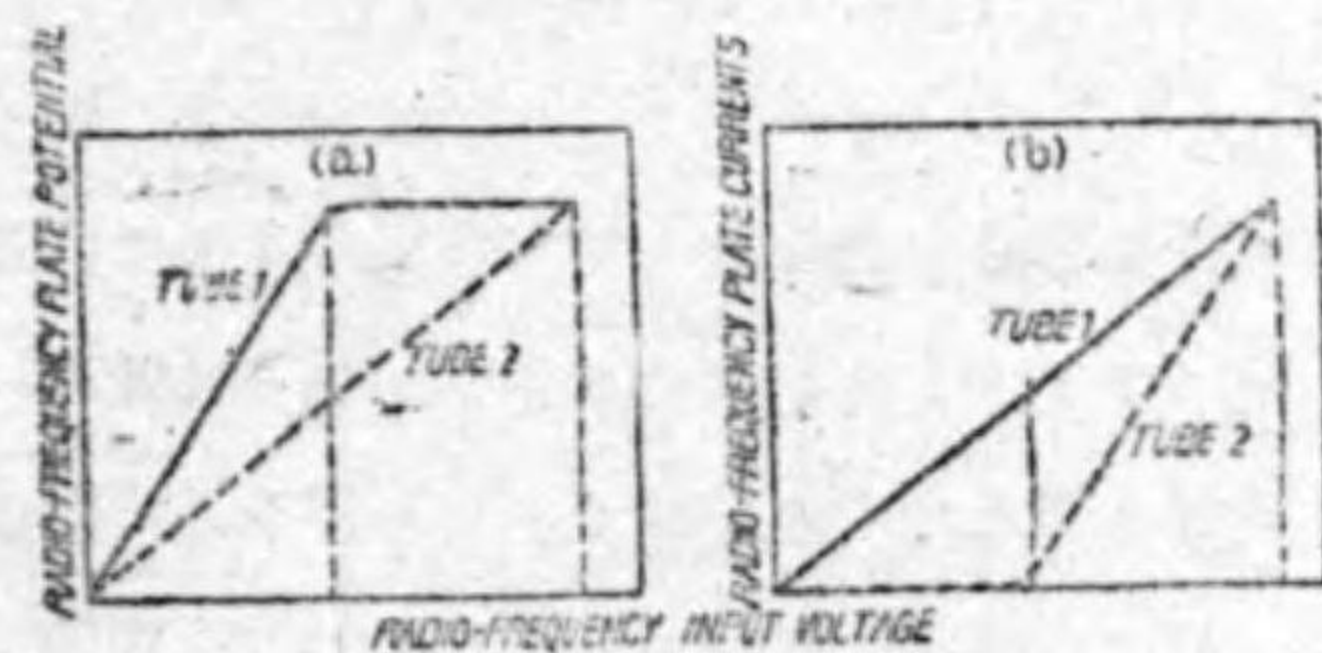
の関係がある様な性質を有つた回路を用ゐてあればこの場合に増幅管 (1) から見た送端イムピーダンス  $Z_s$  は負荷が  $R/2$  (これが  $Z_r$ ) で、特性イムピーダンス  $Z_0 = R$  の時に  $2R$  となる。

若し勵振電壓が搬送波振幅以上となると増幅管 (2) が動作し始めそのプレート電流が負荷  $R/2$  に流れる。従つてイムピーダンス變換回路の受端イムピーダンス  $Z_r$  はもとの  $R/2$  でなく、増加したと考へてよい事になる。従つて送端イムピーダンスは (2.48) の關係から反つて減少する。その爲に増幅管 (1) の高周波プレート電流は増加するがプレート電壓の方は増加せず一定である。



第 2.41 圖

100% 變調で勵振電壓が搬送波振幅の 2 倍となれば増幅管 (1) (2) とともに動作して負荷抵抗  $R/2$  には双方から同じ値の高周波エネルギーを供給する。従つて受端イムピーダンス  $Z_r$

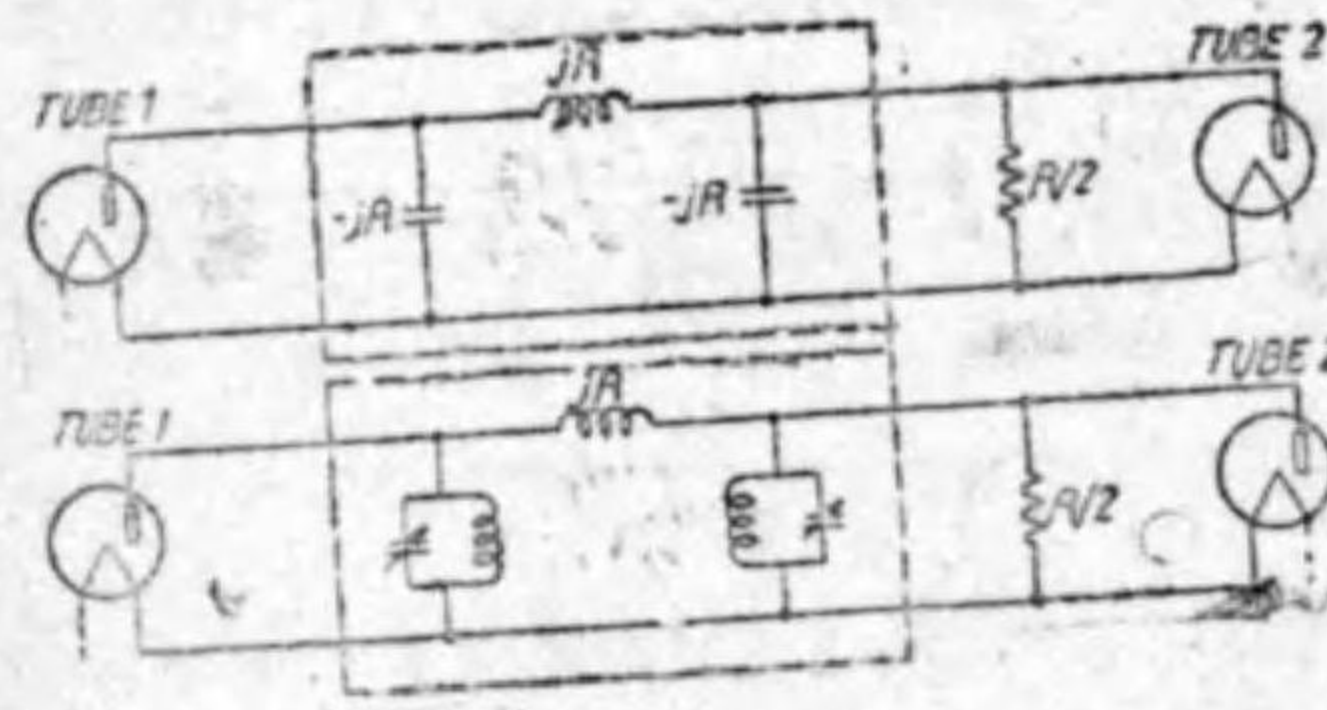


第 2.42 圖

としては等價的に  $R$  となり増幅管 (1) から見たプレート・イムピーダンス (即ちイムピーダンス變換回路の送端イムピーダンス) は  $R$  となる。増幅管 (2) から見た等價プレート・イムピーダンスもやはり  $R$  である。それ故理想的の場合に於ける増幅管 (1) (2) の勵振電壓振幅對プレート側高周波電壓電流の振幅の關係は第 2.42 圖の如くである。

斯様にすれば變調の無い、若くは淺い大部分の時間は主として増幅管(1)のみが動作してゐる。そしてそれが能率の良い状態で 60% 以上になる。これが若し變調された搬送波の單純な大電力増幅器の場合であれば 30% 程度であるから 50 kW 出力の場合 150 kW の入力が必要としプレート損失のみでも 100 kW になる。然るにこの新らしい方法であれば 50 kW 出力で入力 83 kW 位であり、プレート損失は 33 kW であるから冷却装置も電源電力の方も非常な節約となるのである。

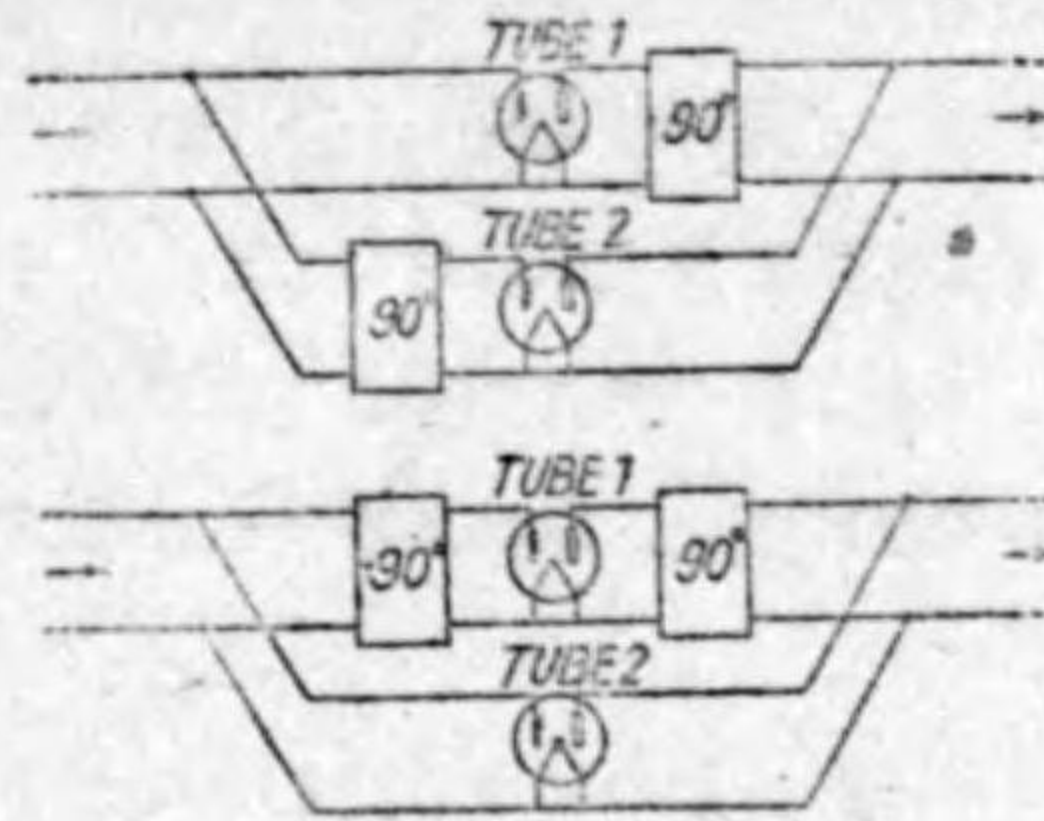
勿論斯様な方法にしても例へば 50 kW 搬送波の送信機であれば 100% 變調の時は 200 kW を出力として出すのであるから増幅管(1)(2)は夫々少くとも 100 kW 出力の容量のものが必要とする。この點は普通の大電力増幅管を用ゐる場合に何等異らないのである。たゞ能率が良いために此方法で入力が少く電源の節約を行ふ事が出来るのである。



第 243 圖

イムピーダンス變換回路としては傳播特性として位相定數  $\theta$  が搬送波周波數で  $90^\circ$  となるものであれば宜しい。第 2.43 圖の如き低域濾波器の 1 セクションで各部のリアクタンス要素が搬送波周波數に於て圖に示す値になる様に設計すれば宜しい。たゞ並列リアクタンス要素はコンデンサーに並列にインダクタンスを入れ搬送波周波數に對してその合成イムピーダンスが等價的に  $-jR$  になる様にすれば、コンデンサーの値が大となり高調波を取除くに都合が宜しい。

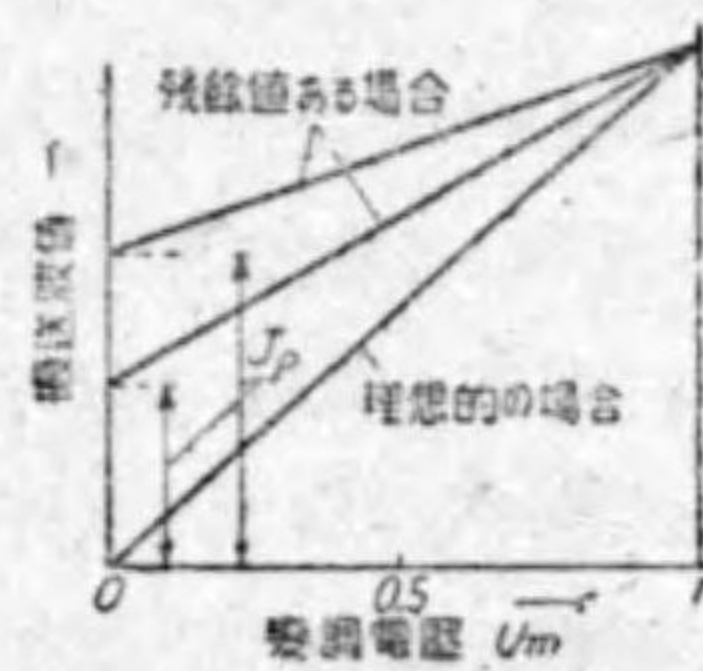
イムピーダンス變換回路で位相定數  $\theta$  は搬送波に對し  $90^\circ$  の値となるから負荷で真空管(1)(2)から供給される高周波エネルギーが同位相となる爲には位相變更回路を第 2.44 圖の如く入れてやれば宜しい。



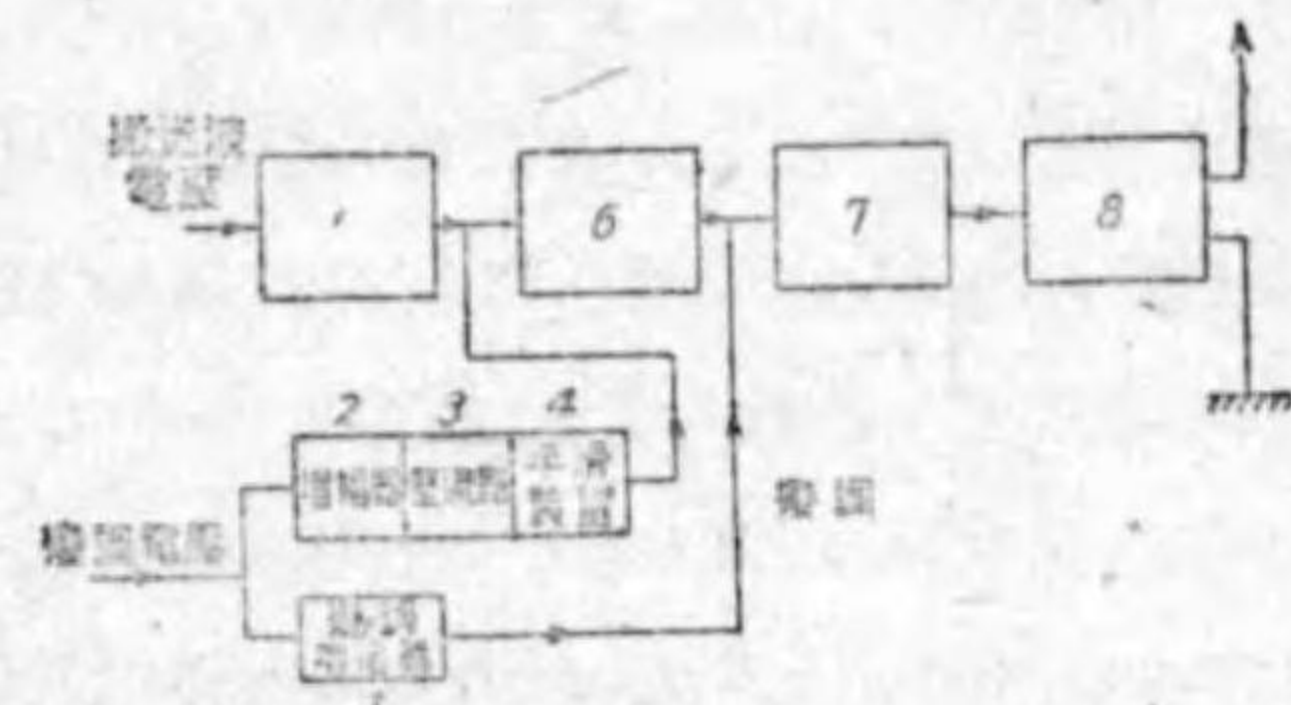
第 244 圖

斯様な方法は真空管(2)ではグリッド側勵振電壓は搬送波のみの振幅の時よりも大となつて後初めて動作するのであるから負荷側では容易に想像される如く甚しい歪みが現はれる管である。然し p. 57 に述べた様な負性反結合を採用する事に依つて斯様な歪みは除去されて實際上差支ないとの事である。

大電力増幅管として電源電力の節約を企圖せる他の方法は所謂 floating carrier 法である。この方法の理想的の場合では變調用可聽周波電壓の無い時は搬送波もない。そして變調用可聽周波電壓の最大値の時に搬送波も最大の値となる。従つて變調率とは常に 100% となる。第 2.45 圖 (a) の理



第 245 圖 (a)



第 245 圖 (b)

想的の場合と記したる特性はこの場合を示す。實際には搬送波を變調の無い時に全然現はれぬ様にする事は遠距離受信機の場合に p. 63 で述べた様な自動音量制御装置が利かない事になつて不便である。(何となれば自動音量制御は搬送波に依つて受信機の感度を制御して fading の影響を無くすものであるからである。) 一方また近距離受信機の場合に於て檢波管の特性から云つて搬送波がこの方法では少いから平均の音量が下つて送信機が大電力となつ



た利益が餘りない。斯様な理由から理想の場合の如く完全に搬送波を制御せず變調のない時にも搬送波の殘餘値がある様にしなければならぬ。(第 2.45 圖 (a) で  $I_p$  で示す。) 且つこの殘餘値も搬送波の最大値に比して餘り小さく出來ず實際にはその 70% 乃至 80% とする。従つてこの様な方法では電源電力の節約も大したものとはならずその利益はない。斯様な事情がこの方法の餘り廣く採用されぬ理由と思はれる。

floating carrier を行ふには例へば第 2.45 圖 (b) の如き方法を取れば宜しい。これは特に説明する必要もないと思ふ。場合に依ると搬送波を先づ變調し、その後で變調された高周波電壓を増幅す可き大電力増幅回路で例へば其プレート直流電壓を變調用可聴周波電壓の envelope と直線的關係にある様にして制御しても宜しい。

#### D.) 搬送波消去法

前に (p. 118) で説明せる如く簡単な正弦波形の音聲周波で變調した高周波出力は搬送波に  $A_1^2/2$ , 片方の側周波が  $k^2 A_1^2/8$  に比例する。變調度  $k=1$  の時は全體の出力は  $3A_1^2/4$  に比例するからその時は搬送波はその 2/3 を占め、殘餘の 1/3 の半分宛、即ち 1/6 宛を側周波が占めてゐる。實際の音聲に依る變調度  $k$  は最大値として初めて 1 となるので平常は其よりも低から一般に云つて側周波の占むる出力といふものは搬送波の占むる出力に比較して極めて小さいと云はねばならぬ。所が談話とか音樂とか電話の内容を傳達するのは側周波であつて搬送波それ自身ではない。それは (2.40) からわかる様に側周波には音聲周波  $p$  を含むが搬送波にはそれを含んでゐない。それで搬送波を無くしても若し受信側で局部的に搬送波を加へてやる事も出来るから音聲周波を忠實に再現し得る。それ故送信機で出力の大部分を占め、且つ通話内容の傳達に關與しない搬送波をアンテナから輻射しなくともよろしい。斯様な方法を搬送波消去送信法といふ。前に述べた様に大電力増幅管は電話の場合に變調度が深いと瞬時的に電信の時よりも 4 倍近くも出力を歪

みなしに出す事が要求される。然しそれはその出力の大部分は搬送波として増幅してゐるのであるから若し搬送波が消去されてゐるならば電力増幅管として出力は左もない場合の 1/3 の小さいもので済む譯である。又同一出力の真空管が用ゐられるならば兩側帯波の出力は左もない場合の 3 倍とする事が出来る。茲に搬送波消去送信法の一つの大きい利益がある。

更にこの方法を徹底させ兩側帯波でなく片方の側帯波のみを送信しても次に述べる如く電話の内容は傳達される。若し左様であれば電力増幅管の出力は 1/2 にして済む。又は同一出力の儘であるならば一方の側帯波の出力を兩方を送る場合の 2 倍とする事が出来る。

斯様な片側帯波送信の場合に搬送波をも一所に送るとして受信機で檢波管にかゝるグリッド電壓は (下方側帯波の場合を假りに取れば)

$$e_g = A_2 \sin \omega t + \frac{k A_2}{2} \sin(\omega - p)t \quad (2.49)$$

で示される。檢波管は自乗特性を有してゐるとして檢波電流は

$$I \propto \frac{A_2^2}{2} \left( 1 + \frac{k^2}{4} - \frac{k}{2} + k \cos pt \right) \quad (2.50)$$

の形となり音聲周波電流に比例した項  $k \cos pt$  が出る。且つこの場合には普通の場合の搬送波をも送る場合のグリッド電壓

$$e_g = Z_1 A_2 (1 + k \cos pt) \sin \omega t$$

を自乗特性の檢波管にかけて得られる檢波電流の様に  $\cos 2pt$  の如き高調波は現はれて來ない。

若し送信側で搬送波  $\omega$  を消去してあれば受信機の檢波管にかゝる電壓は

$$e_g' = \frac{k A_2}{2} \sin(\omega - p)t$$

である。これを檢波して音聲周波電壓に戻すには受信側で送信側と同一周波数の獨立した搬送波を發生せしめて檢波管グリッドへ同時に電壓  $e_g''$  として入れるのである。同様すると檢波管にかゝる電壓は

$$e_g = e_j'' + e_j' = A_2' \sin(\omega t - \varphi) + \frac{kA_2}{2} \sin(\omega - p)t$$

$$= A_2' \{ \sin(\omega t - \varphi) + k' \sin(\omega - p)t \} \quad (2.51)$$

となり (2.49) と同じ形になるから (2.50) と類似せる検波電流を得る。この方法ならば局部的に搬送波をつくるのでその振幅  $A_2'$  は  $kA_2/2$  に對し相當大となし得る。従つて検波管としての能率も良く且つ検波管としての歪みを非常に少くなし得る。その上局部的に検波管に斯様な搬送波電圧を入れるのであるからそれは搬送波を遠距離から傳送して來る時の如く fading に依る變動もない。

實際には受信側で検波管に入れる搬送波の周波数を送信側のそれと完全に同一にする事は出来ない。若し送受信側で搬送波周波数の差違が餘り甚しくなければこの受信側の搬送波周波数の變動は (2.51) で位相  $\varphi$  が時間と共に變化すると見てよろしい。若しこの變動  $\partial\varphi/\partial t = \Delta\omega$  が音聲電壓の角周波数  $p$  に比較して少ければ實際上餘り差支はない。以上の如き無線電話送信の方法を搬送波消去の片側帯送信法と云ふ。

若し搬送波を消去して兩側帯波を送る場合であれば、受信側で局部的に検波管へ加へる搬送波電壓  $A_2' \sin(\omega t - \varphi)$  の位相が時間的に變動する時には

$$\Delta\omega = dp/dt$$

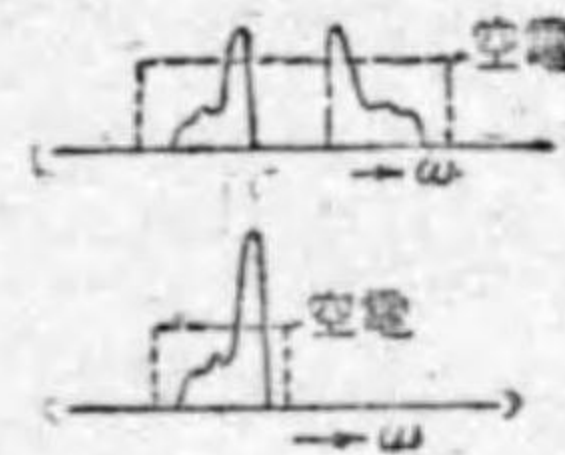
と見られる。(この値を一定と假りに考へる。) 然る時は兩側帯波電壓が自乗特性の検波管に加はつて出る検波電流は (2.50) の時と同様に計算されて

$$I \propto k \{ \cos(p + \Delta\omega)t + \cos(p - \Delta\omega)t \} = 2k \cos(2\Delta\omega t) \cos pt \quad (2.52)$$

となる。それ故送受信側の搬送波の角周波数差  $\Delta\omega$  の2倍で音聲周波が變調されてゐるから非常に談話として崩れたものになる。それ故搬送波のみを消去して兩側帯波を送る時には、搬送波の周波数を受信側で片側帯波を送信

する時よりも遙に嚴格に送信側と合せるのを必要とする。この點から云つても片側帯波送信法は兩側帯波送信法よりも技術的の困難の少い點で優つてゐる。

片側帯波送信法の他の一つの利益は變調された電波の占むる周波數域の幅が第 2.46 圖から明なる如く、普通の兩側帯波を送る場合の半分で済む事である。

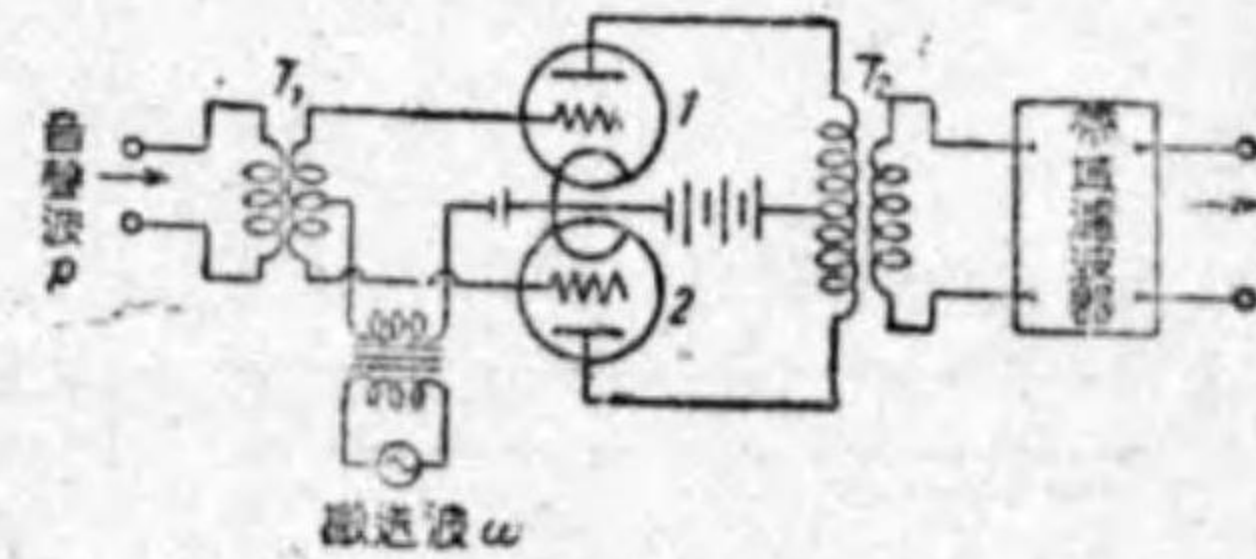


第 2.46 圖

ある。その爲に與へられた周波數の幅の範圍へ入れられる通信路の數が多くなる。も一つ此方法の大なる利益は空電に依る妨害が少い事である。電話通信に兩側帯波を用ゐず片側帯波のみで差支ないのは前述の通りであるから送信機の電力増幅管の規定出力を片側帯波のみに集中すればその側帯波のエネルギーは増大する。それで受信機の検波電壓は後者の方が2倍となる。一方空電は一樣に周波數と無關係に配布してゐるから片側帯波を利用して通信路の占むる周波數幅を狭くすればそれだけ空電の量は減少し雑音電壓の實効値で示せば  $1/\sqrt{2}$  となる。従つて信號對空電の雜音の比は片側帯波送信では左もない時よりも  $2\sqrt{2}$  倍、即ち 9 db だけ高い値となる。これもまた非常に大なる利益である。

搬送波消去の變調法を行ふ

には第 2.47 圖の如き接続を使用する。これは通常平衡變調器と云はれてゐる。即ち真空管2個をプッシュ・プル接続の時と同様につなぎ音聲周



第 2.47 圖

- 1)  $20 \log_{10} 2\sqrt{2} = 9$ , 實際には短波では受信地點で兩側帯波の位相が合はぬ爲に片側帯波はもつと利益があり2倍の代り  $2\sqrt{2}$  倍となる。従つて信號對雜音の比は4倍、即ち 12 db までになる。A. H. Reeves: Elec. Comm., July 1931. p. 3.

波電圧と搬送波電圧とを其グリッドに加へる。且つ搬送波電圧が出力側に出ない様に平衡させた接続のものである。真空管(1)のグリッド電圧は  $V_1 \sin pt + V_2 \sin \omega t$  の形で示され、真空管(2)のそれは  $-V_1 \sin pt + V_2 \sin \omega t$  で示される。真空管のプレート電流特性は簡単にプレート・イムピーダンスの影響を考へないで置くならば

$$i_a = f(e_g) = \alpha e_g + \beta e_g^2 + \dots$$

の形で示される。従つて真空管の電流は夫々

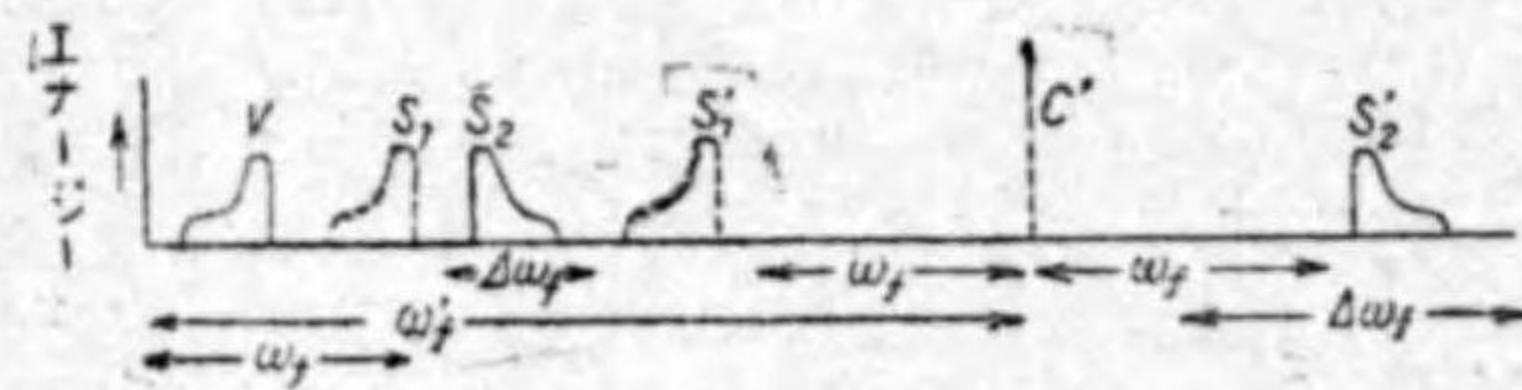
$$i_a' = \alpha(V_1 \sin pt + V_2 \sin \omega t) + \beta(V_1 \sin pt + V_2 \sin \omega t)^2 + \dots$$

$$i_a'' = \alpha(-V_1 \sin pt + V_2 \sin \omega t) + \beta(-V_1 \sin pt + V_2 \sin \omega t)^2 + \dots$$

である。出力側変圧器  $T_2$  で二次側に出る電流は此等電流の差は相當するものであるから

$$i_a' - i_a'' = 2\alpha V_1 \sin pt + 2\beta V_1 V_2 \{\cos(\omega - p)t - \cos(\omega + p)t\} \quad (2.53)$$

に比例したものとなる。即ちこれからわかる様に出力側電流には搬送波  $\omega$  は含まれてゐない。單に音響周波  $p$  と兩側帯波  $\omega + p$ ,  $\omega - p$  の電流のみが含まれてゐるのである。以上は單一音響帯波で説明したが音響帯波電流が色々の周波数のものであつても同じ事で、出力変圧器から出た後は第 2.48 圖で



第 2.48 圖

以上は簡單の爲に真空管(1)(2)は同一特性と假定したプレート・イムピーダンスの影響を考へなかつたが大體に於て真空管(1)(2)の特性は似たものを選び、また變壓器  $T_1$ ,  $T_2$  は真空管(1)(2)の回路に入る部分のイムピーダンスが殆んど同じ様にしてあるならば上記の結果に近いものが得ら

れる。

第 2.47 圖で出力變壓器を出た電流をば適當な帯域濾波器に入れて上側帯波、又は片側帯波の一方のみを通過せしむれば片側帯波が得られる。

一般に斯様な搬送波消去を行ふには搬送波の角周波數  $\omega$  は割合に低いものの方が都合よろしい。それは真空管(1)(2)の回路でイムピーダンスの平衡を取るのに  $\omega$  が低いと比較的容易に出来るのと、も一つは側帯波を取る爲に出力側で入れる帯域濾波器はその傳送域の幅  $\Delta\omega_f$  (例へば第 2.48 圖で  $S_1$ , 若くは  $S_2$  の幅、又は雙方に跨る幅) は定まつてゐるが、その  $\Delta\omega_f$  と濾波器の中間周波數  $\omega$  との比  $\Delta\omega_f/\omega$  が低い程設計が容易であるからである。それ故搬送波の比較的高い場合に搬送波消去を行ふに再變調の方法を採る。第 2.47 圖はその場合の周波數スペクトルを示したものであるが、音響周波  $V$  を搬送波消去法變調を用ひて兩側帯波  $S_1$ ,  $S_2$  を得る。その内例へば  $S_2$  のみを帯域濾波器で先づ残す。この圖では残つたものを實線で示し濾波器で除去したのを點線にしてある。次にこの残つた側帯波  $S_2$  で他の高い角周波數の搬送波  $C'$  を第 2.47 圖の如き平衡變調器を用ひて變調すれば、 $S_2$  の角周波數  $\omega_f$  は高いから兩側帯波  $S'_1$ ,  $S'_2$  は相當に離れたものとして現はれる。それ故これの出力側で一方の側帯波、例へば  $S'_2$  を取るに帯域濾波器としてその傳送域の幅  $\Delta\omega_f$  は圖に示す如く  $\omega_f$  と同程度で充分廣く取つて宜しい。従つて餘り  $\Delta\omega_f/\omega_f$  を下げないで帯域濾波器を設計し得るからその製作も容易となり且つ經濟的となる。

斯様な再變調法で第二回目の變調で搬送波  $C'$  の角周波數  $\omega_f$  の高い時にもやはり第 2.47 圖に類似せる平衡變調器を用ひてよろしい。たゞ搬送波が高い爲に真空管(1)(2)としては特殊の高周波用五極管を使用し且つ配線等にも充分注意を爲し平衡をよくして搬送波の出力側への漏洩を出来るだけ少くしなければならぬ。普通の平衡變調器では出力側での搬送波の漏洩は入力側レベルに比較して 40 db 位低いのであるが特に注意して組立られた斯様

な特殊平衡變調器では 60 db 以上も低くする事が可能である。

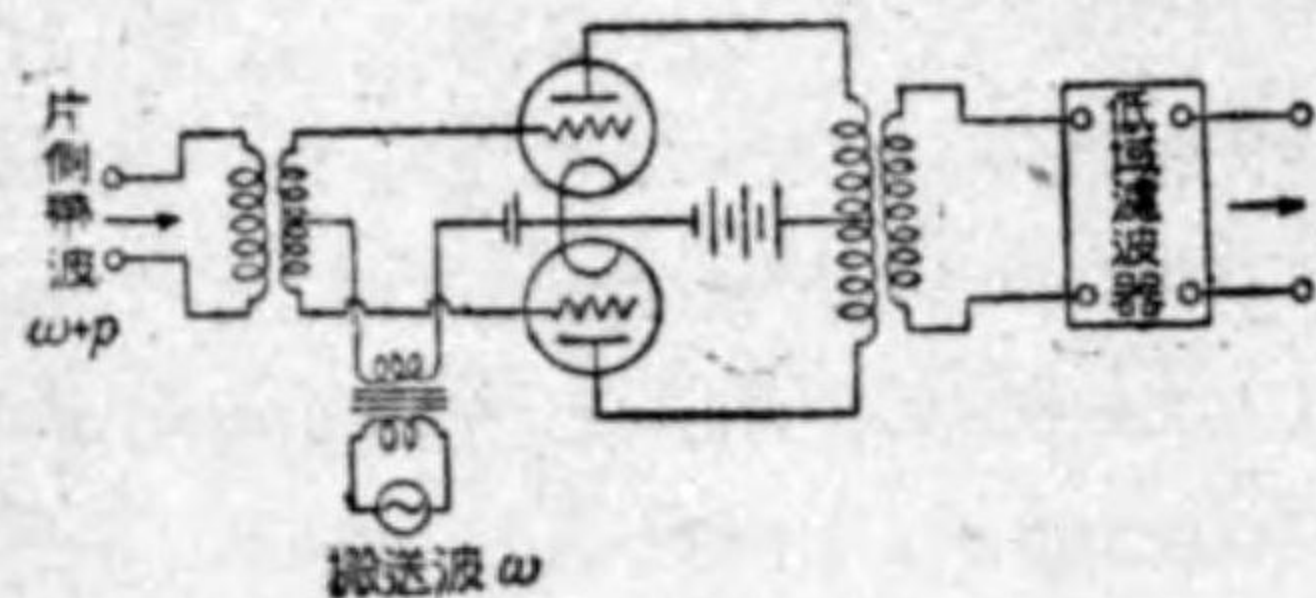
以上の様にして再變調若くは更に第三次變調を行つて充分高い所要の周波数の側帯波として後増幅管によりて増大して所要の出力としてアンテナ回路から空中に輻射し、若くは高周波ケーブルにて搬送波電話として送出すれば宜しい。

搬送波を消去して變調された兩側帯波、又は片側帯波が送信された時、これを受信して元の音聲周波に再現する方法をも序に茲で説明する。それには第 2-49 圖の如き接続を用ゐればよい。これは通常平衡復調器と云はれてゐる。簡單の爲に單一音聲周波  $p$  で變調された片側帯波  $\omega+p$  が来るものと假定すれば、前の通り真空管 (1)(2) のグリッド電壓は夫々  $V_1' \sin(\omega+p)t + V_2' \sin \omega t$ ,  $-V_1' \sin(\omega+p)t + V_2' \sin \omega t$  である。真空管特性を前同様に  $\alpha e_1 + \beta e_1^2$  と見れば出力側の電流は

$$i_p - i_p'' = 2\alpha V_1' \sin(\omega+p)t + 2\beta V_1' V_2' \{\cos pt - \cos(2\omega+p)t\} + \dots \quad (2.54)$$

に比例したものとなる。それで高い角周波数  $\omega+p$ ,  $2\omega+p$  の他に舊の音聲電壓に比例した  $\cos pt$  の項が現はれる。音聲周波がもつと複雑な形の時も同様であり平衡復調器の出力側に音聲周波が再現される。それで例へば角周波数  $\omega$  以下の電流を傳達する様な低域濾波器を出力側に接続すれば角周波数  $\omega+p$ ,  $2\omega+p$  等の高い周波数の電流は消去されて音聲周波のみとなる。

以上の説明では復調器の入力側に片側帯波  $\omega+p$  が入つて來ると考へた



第 2-49 圖

がこれは他の片側帯波  $\omega-p$  でも宜しく、又は兩方が入つて來ても宜しい。何れでも元の音聲周波が再現される働作に於て變りはない。

第 2-47 圖, 第 2-49 圖の

平衡變調器, 平衡復調器としては真空管 2 個をプッシュ・プル, 即ち電橋接続としたものに就き説明した。これは真空管を用ゐず金屬整流管, 例へば酸化銅整流器を電橋接続にした方法でも宜しく近來それを使用する場合も屢ある。然し金屬整流管に依る平衡變調器, 平衡復調器は搬送波の角周波数  $\omega$  が相當高くなるとイムピーダンスも低くなり平衡も取り難くなるので左様な場合には真空管を用ゐた接続の方が優れてゐる。

以上の如き片側帯波送受信の他に搬送波と一方の側帯波のみを送信する通信方式も考へられる。これは放送無線電話の場合に各局の搬送波周波数の間隔を今迄のまゝとして側帯波の幅を擴げプログラムの品質を向上せしむる爲若くは近接兩局間の混信を避くる爲に提案された事があるが未だ實際上の困難の爲に實現しない。たゞテレビジョン受信機に於ては一方の側帯波のみを受信する様にした時は受信機の間周波増幅器の帯域全部が極めて廣い周波数帯のテレビジョンの一方の側帯波で占められる様になり反つてテレビジョン受像の品質が向上する事が認められてゐる。將來この方面に於て斯様な方式は利用せらるゝものと考へられる。

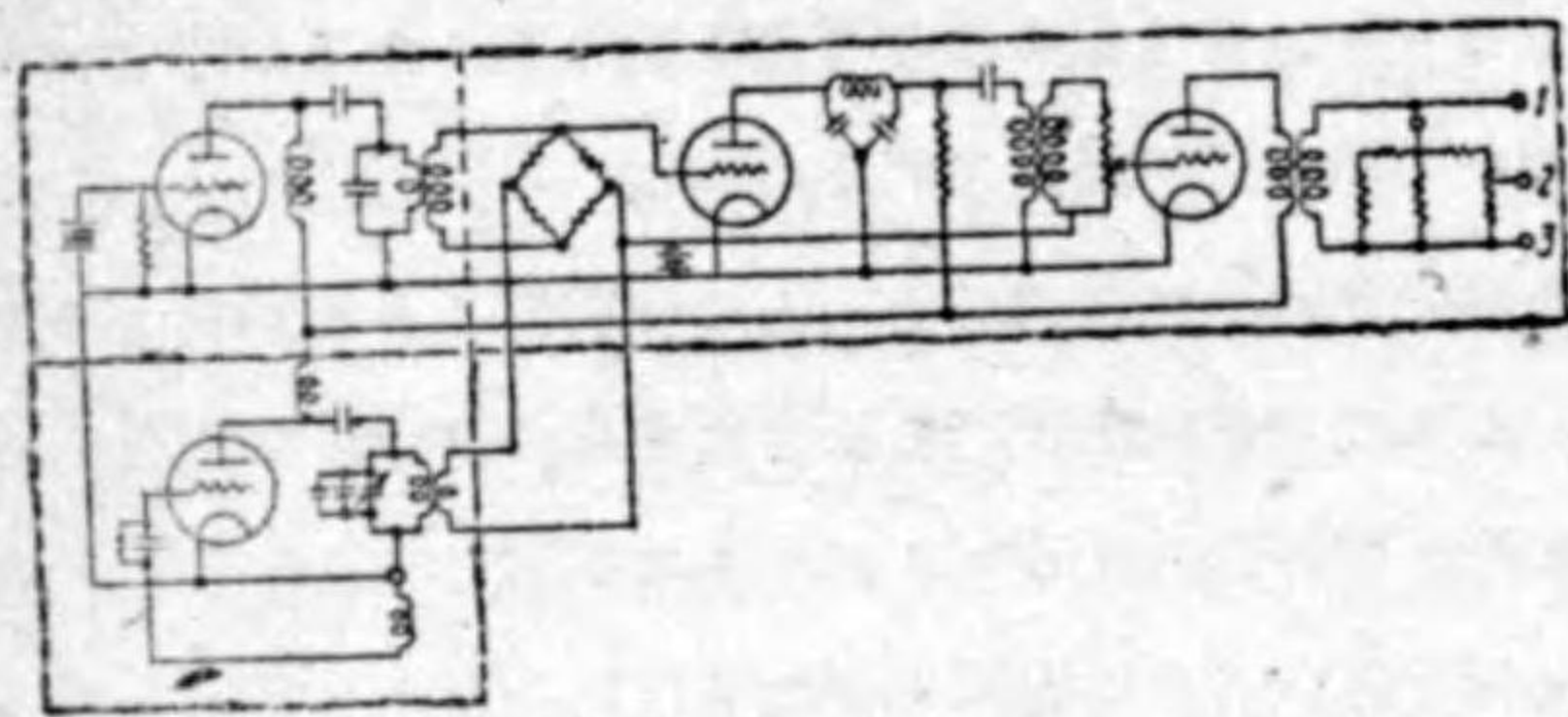
### 5. 特殊振動發生回路

本節では真空管を用ゐた特殊發振器の二三に就いて述べやう。

#### A.) 陰周波發振器

真空管發振器では周波数は低い所は例へば 100 程度から高い所は 100Mc 程度, 若くは其以上まで自由に振動が得られる。それには要するに周波数に依つて振動回路の定数  $L_p, C_p$  を變へればよいのである。即ち可聽周波数の場合ならばインダクタンス線輪も捲線の多い數 H 程度のものが必要で, コンデンサーも 1μF 程度になる場合もある。その様な時にインダクタンス線輪は場合に依れば鐵心を入れる必要もある。また非常に高い周波数の場合ならば電極への導線そのまゝのインダクタンスで充分で, コンデンサーもプレート・グリッド電極間の靜電容量だけになる事もある。

可聴周波数発振器で周波数を直接に回路定数  $L, C$  の値を多く擇んで發振せしむる以外に二つの高周波發振装置のビート音、即ち唸り音として是を得る方法がある。斯様な發振器を唸周波發振器と云ふ。例へば第 2.50 圖に示した様な二つの高周波發振器を設け、その周波数を 100 kc 程度とする。そ



第 2.50 圖

の内一方は水晶制御の定周波發振器とし、他方は振動回路のコンデンサーを少し變化する事に依り最大 10% まで、例へば 100 kc から 110 kc まで變化させる。然る時はこの二つの高周波振動を一個の檢波管に入れると其周波数の差即ち 0 から 10,000 までの振動が唸り音として出る。且つこの周波数の變化は下方の高周波發振器コンデンサーの廻轉に依り連続的に得られる。それでこの檢波管の後に數から 10,000 まで一様に増幅する可聴周波増幅器を接続すれば、自由に周波数の變へられそして出力も相當にある可聴周波發振装置となる。斯様な唸周波發振器の特長は色々あるが (i) 低い周波数から高い周波数まで單に高周波發振器のコンデンサーを變化する事に依つて得られるから操作が簡單である。(ii) 一方の高周波發振器で周波数を 10% 位變へるだけであるからその範囲内では出力は變化しない。従つて檢波管出力も低い値から 10,000 まで殆んど變動の無い様にする事ができる。この周波数の廣い變化範囲に亘つて出力に變動が少いといふ事は他の方法では得られぬ長所で、これが爲に唸周波發振器は色々な音響的測定に用ゐるに極めて都合が宜しい。

實際には高周波發振器の雙方の周波数が近づくと、相互間の影響で引込み現象が起り唸り音が現はれなくなる。斯様な兩發振器の相互の干渉を防ぐに

は各の高周波發振器の出力を夫々一度遮蔽真空管に依つて増幅して後檢波管に加へるのも一法である。または第 2.50 圖に示す如く 4 個の抵抗に依つて電橋をつくりそれに高周波發振器をつなぐもよろしい。若しこの電橋が平衡した状態にあれば双方の高周波發振器は全然相互に影響を及ぼさない。それ故檢波管に依つて檢波されたものは相當低い周波数まで取る事が出来る。

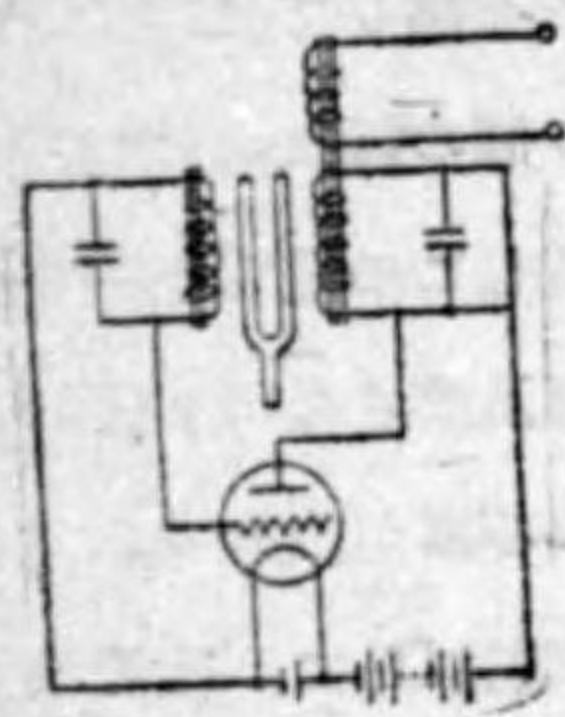
唸周波發振器の出力電壓を正弦波形にするには上記の注意以外に、檢波管特性も注意を必要とする。過負荷を防ぐ意味から云つてプレート檢波特性を用ゐる方が大體に於て宜しい。檢波後の可聴周波増幅器も過負荷を起さぬ様に適當なグリッド偏倚電壓を用ゐて特性曲線の直線部で動作せしめなければならぬ。勿論可聴周波増幅器は一様な周波数特性となつてゐて、例へば 30 から 10,000 まで一様に増幅する様にせねばならぬ。

第 2.50 圖の抵抗の電橋接続の代りに平衡復調器の如きプッシュ・プル接続の檢波管を用ゐるもよろしい。即ち第 2.49 圖で角周波数  $\omega + p, \omega$  の電壓を加へた個所に夫々高周波發振器の電壓を加へればよろしい。この接続は電橋に類似したもので平衡状態にあれば雙方の高周波發振器では相互の干渉が無いからやはり低い周波数の唸り音まで出せる。この圖に示す通り低域濾波器で高周波發振器の電壓を消去させるが宜しい。且つ檢波管がプッシュ・プルとなつてゐるから所要の唸り周波数以外の周波数の電壓の現はれるものが少く歪みが左程出ない。これで更にプッシュ・プル増幅器で歪みの少い増幅をすれば極めて高級な唸周波發振器が得られる。これで例へば可聴周波数の低い方では高調波は基本波に對し 50 db 以下、高い方では 60 db 以下となし得る。勿論その爲には二つの高周波發振器でも第二高調波を取る様に低域濾波器を通して後その出力電壓を平衡復調器に加へる事が必要である。

#### B.) 音叉發振器及び磁歪發振器

水晶發振器の代りに音叉の機械的振動に依つて制御する音叉發振器も時と

1) J. G. Krear: Bell Lab's Rec. Jan. 1933. p. 139.



第 2.51 圖

して定周波発振器として用ゐられる。これは第 2.51 圖の如き接続で真空管と組合せたもので、プレート回路に入れた線輪は音叉を駆動せしむる目的を有し、グリッド回路の線輪はこれに依つて音叉がその弾性固有振動数で振動した時の誘導電圧をビク・アップする目的を有してゐる。やはりグリッド電圧とプレート電圧とが p. 74 に説明した様に反対の位相関係になる様にプレート線輪、音叉、グリッド線輪の伝送系で交流エネルギーが傳達されれば発振する事は第 2.5 圖の場合に似てゐる。そしてその周波数は音叉の弾性固有振動数で決められる。

音叉発振器の周波数変動として一番に利くのは温度の変化である。銅製の音叉ならば発振周波数の温度係数は  $-1 \times 10^{-4}$  程度であるが、Ni 35%, Cr 12%, Fe 53% から成る Elinvar 製のものでは温度係数は  $-10^{-5}$ 、若くは其以下である。これを標準周波数装置に使用する様な場合にはそれ故 Elinvar 音叉を更に恒温槽に入れて長時間に亘り  $10^{-6}$  程度の安定度とする必要がある。

その他音叉の直流磁化の程度、其機械振動の振幅の大いさ、音叉の支持方法、真空管用の諸電源電圧の変動等に依つても微小ではあるが周波数の変動は現はれる。それ等の詳細は文献を参照され度い<sup>1)</sup>。

以上の如き音叉の代りに磁歪性の棒、例へばニクロム製の棒を用ゐてグリッド線輪、プレート線輪の間にエネルギーを傳へる様にすれば磁歪性棒の伸縮に依りその棒の固有振動数に依つて発振器の周波数は制御される。斯様に発振器を磁歪発振器と云つてゐる。

斯様に磁歪発振器は若しその棒の固有振動数の温度係数の低いものを用ゐれば定周波発振器として使用する事可能であるが実際には高い周波数を制

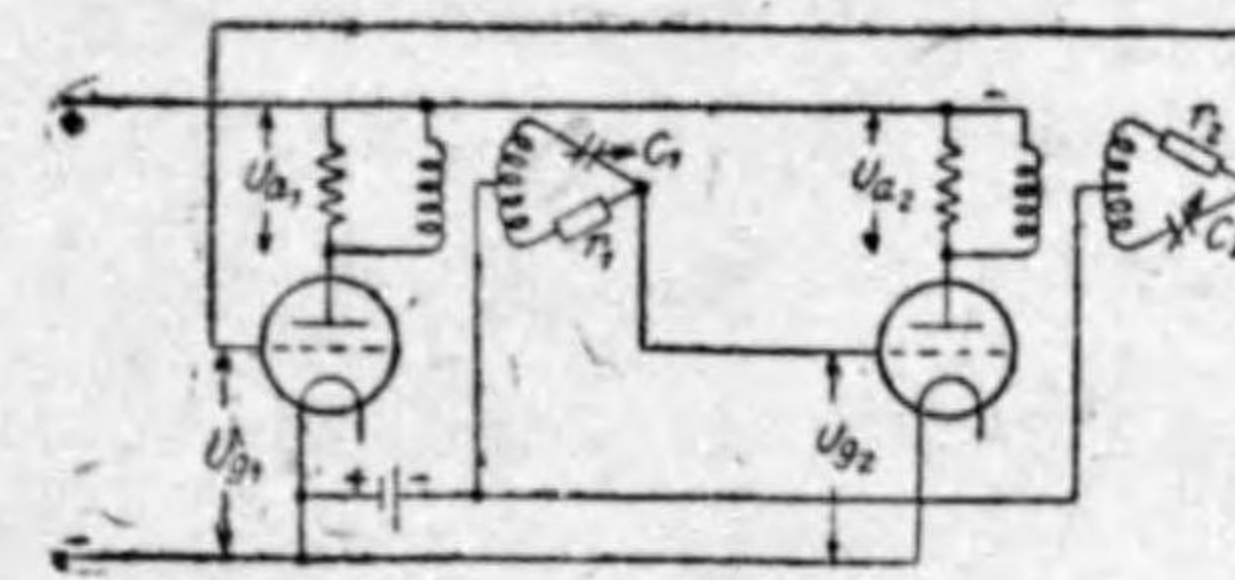
1) D. W. Dye and L. Essen: Proc. Roy. Soc. Jan. 1. 1934. p. 285.

御するには水晶に比して不便である。それ故定周波発振器として現在は殆んど用ゐられてゐない。

### C. 同調回路なき發振器

前に p. 75 で橋絡型回路をプレート・イムビダンスとして有する發振器について述べた。この場合でもなほ p. 104 の非共振性送電線制御の發振器でも普通の發振器の如き  $L, C$  の同調回路で周波数が決定されてゐるのではない。たゞ橋絡型回路、若くは非共振性送電線での送端、受端での高周波電圧の位相関係が或る與へられた周波数に於て  $180^\circ$  になればその周波数で發振するのである。

斯様な發振器の他の一例は第 2.52 圖に示してある。この圖の第一段の真



第 2.52 圖

空管のイムビダンスは變壓器を考慮に取らなければ抵抗と共に並列に入つた  $C_1$  と  $r_1$  とから成る。 $C_1$  と  $r_1$  との電橋回路から取られる交流電圧  $V_{g2}$  はプレートの交流電圧  $V_{a1}$  との位相

角  $\varphi_1$  は

$$\varphi_1 = 2 \tan^{-1} 1/\omega C_1 r_1 \quad (2.55)$$

である。交流電圧  $V_{a2}$  は第二段の真空管のグリッドにかゝりそれと反対位相の交流電圧  $V_{g2}$  が現はれる。この電圧  $V_{g2}$  と  $C_2$  と  $r_2$  からなる電橋回路より取られる電圧  $V_{a1}$  との位相角  $\varphi_2$  は

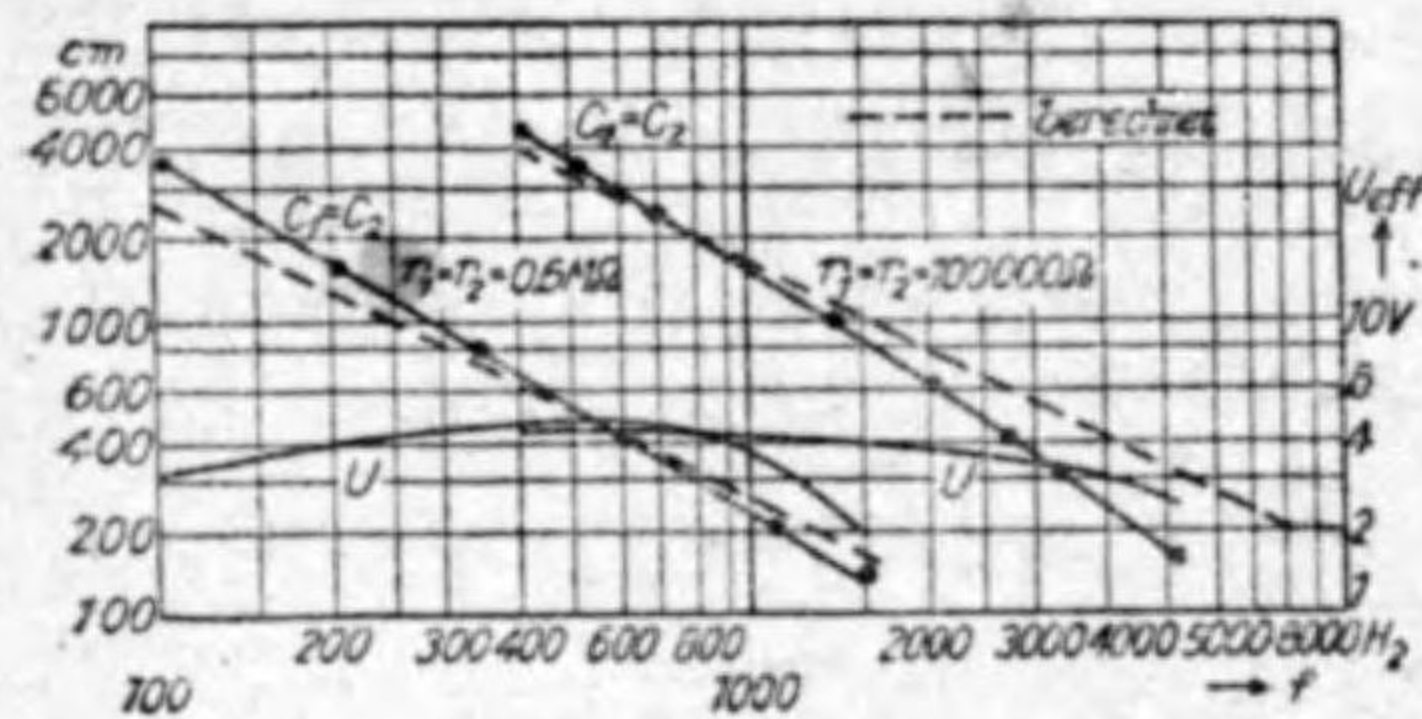
$$\varphi_2 = 2 \tan^{-1} 1/\omega C_2 r_2 \quad (2.56)$$

である。この交流電圧  $V_{a1}$  を前述の第一段の真空管のグリッド側に反結合しそれとプレート電圧  $V_{a1}$  とは同じく反対位相に在る。その爲には  $\varphi_1 + \varphi_2 = 180^\circ$  でなければならぬ。この條件に (2.52) (2.56) を入れると

$$\omega^2 = \frac{1}{C_1 C_2 r_1 r_2} \quad (2.57)$$

を得る。これで発振器の角周波数  $\omega$  が與へられる。

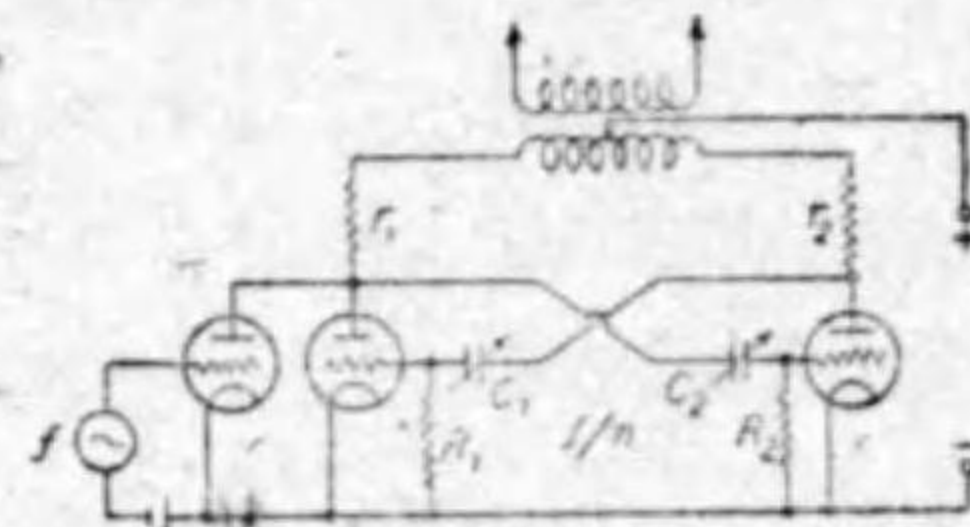
實際上には斯様な發振器は  $r_1=r_2, C_1=C_2$  とし、且つ  $C_1$  及び  $C_2$  は可變空氣コンデンサーにすればそれを變化する事に依り連續的に或る範圍に發振周波數を變化できる。且つ出力電壓は周波數で餘り變化しない。この發振器は  $C_1, C_2, r_1, r_2$  の値に依つて割合には低い周波數を出し得る。且つ真空管の偏倚電位を適當に調整すれば比較的的正弦波形に近い出力電壓が得られる。



第 2.53 圖

荷をかける必要がある。斯様にして組立てた装置はそれ故唸周波發振器と同様の目的に使用する事が出来る。

コンデンサーと抵抗とをプレート・イムピーダンスにして同調回路の無い發振器の他の一例は所謂 multivibrator 回路である。第 2.54 圖はその一例であるが要するに二段の抵抗増幅器で反結合を行つたものである。各段の真空管で  $180^\circ$  の位相差を生ずるから反結合を行つた時に位相關係は振動發生に都合の良い様になつてゐる。この回路で發生する振動電壓の波形は正弦波でなく 2 個の真空管に依り交互にコンデンサー  $C_1, C_2$  を放電しては其等を充電するサイクルを繰返した弛張振動になつてゐるから高調波が極めて多數に含まれて



第 2.54 圖

1) M. Lattmann and H. Salinger: E. N. T. 1936. p. 133.

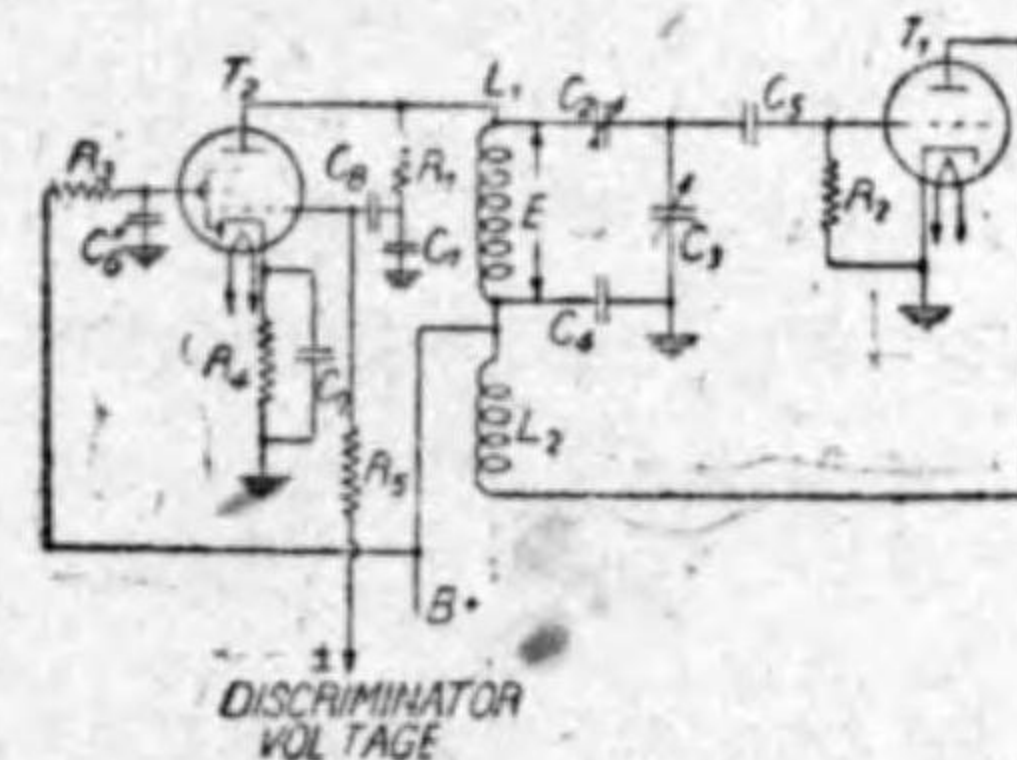
ゐる。従つて圖に示す如く標準周波數  $f_0$  なる電壓を緩衝真空管に與へ其に依つて制御して multivibrator の基本周波數を  $f_0$  と同一、若くはその倍數、又は分數 (1/20 番目位まで) と爲す事が出来る。そしてこの基本周波數の高調波を取るならば標準周波數と同じ正確度で數多くの周波數を得る事が出来る。従つて是を周波數標準として使用する場合は屢ある。この方法では高調波は弛張振動の基本周波數の 200 番目位まで得られる。基本周波數  $f$  は大體に於て

$$f = \frac{1}{R_1 C_1 + R_2 C_2} \quad (2.58)$$

で與へられる。

#### D.) 特殊可變周波發振器

普通の發振器では同調回路の  $L, C$  の一方か、若くは双方を變化して發振周波數を變へる。然るに場合に依ると直接  $L$  や  $C$  を變化しないで發振周波數を變化し度い要求がある。斯様な要求は近來スーパー・ヘテロダイン受信機の發達と共に局部發振器に依る入力電波の唸周波數が常に中間周波數帯に入る様に局部發振器を自動的にその發振周波數を變化せしむる爲に現はれて來た。自動周波數制御 (Automatic Frequency Control 略して A. F. C.) といふのがそれで、中間周波數増幅器の濾波器に依り唸周波數が所定の



第 2.55 圖

中間周波數よりも高いか、低いかにより自動周波數制御管の偏倚電位を變へて高周波 (局部) 發振器の周波數が制御される様になつてゐる。

自動周波數制御の高周波發振器の一例は第 2.55 圖の如くである<sup>1)</sup>。この場合  $T_1$  は發振管、 $T_2$  は制御管であつ

1) D. E. Foster and S. W. Seeley: Proc. I. R. S. 1937. p. 289.

て発振管の周波数は  $L_1 C_2 C_3$  の同調回路で大體決定される。今  $L_1$  に並列にそれに比較して高いインピーダンスの  $R_1 C_1$  が入つてゐる。これに流れる電流は

$$R_1 \gg \frac{1}{j\omega C_1}$$

に取つてあれば

$$i_1 = \frac{E}{R_1}$$

で、制御管のグリッド電圧  $e_g$  は

$$e_g = \frac{i_1}{j\omega C_1} = \frac{E}{j\omega C_1 R_1}$$

となる。それ故そのプレート電流  $i_p$  は制御管の相互コンダクタンスが  $g_m$  ならば

$$i_p = e_g g_m = \frac{E g_m}{j\omega C_1 R_1}$$

である。従つて制御管が同調回路に対する等価インピーダンス  $Z_0$  は

$$Z_0 = \frac{E}{i_p} = j \frac{\omega C_1 R_1}{g_m}$$

となり、恰も

$$L_0 = \frac{C_1 R_1}{g_m} \quad (2.59)$$

を  $L_1$  に並列に入れたと同じ効果を生ずる。それ故制御管の偏倚電位を變へて  $g_m$  が變はるならば上式の  $L_0$  の値が違つて來るから  $T_1$  の發振周波数は變化するのである。且つこの制御法に依れば同調回路のどの周波数でも同一百分率の周波数變動を得る特徴がある。

これは要するに同調回路の端電圧  $E$  と  $90^\circ$  の位相角を有する電圧を制御管グリッドにかける事に依り其プレート回路は同調回路に並列につないだ時、等價的にリアクタンスとなり且つその等價リアクタンスは制御管の相互コン

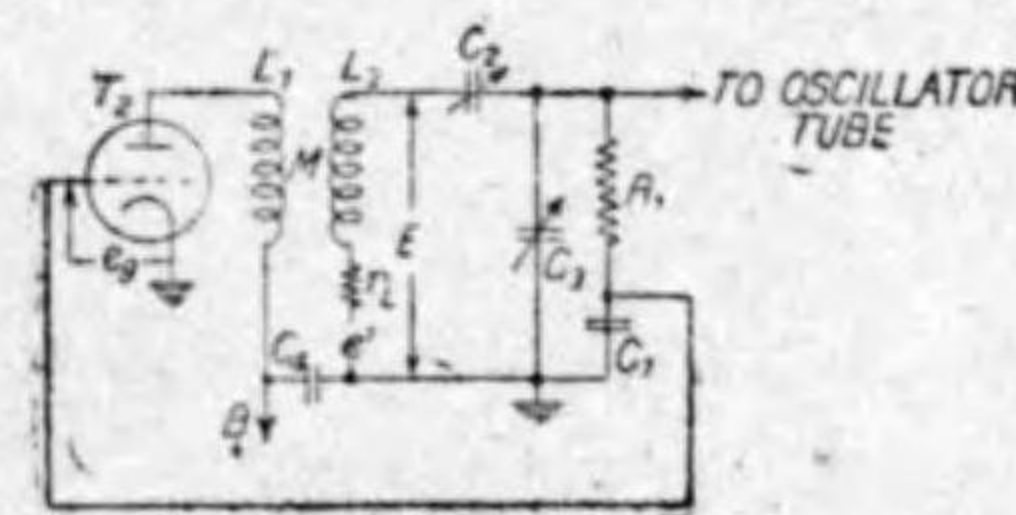
ダクタンス  $g_m$  に關係するといふ性質を利用してゐるのである。

この回路で  $E$  と  $90^\circ$  の位相角の電圧を取るには  $C_1$  の代りにその位置にインダクタンス  $L_A$  を利用するも宜しい。その場合には同調回路に並列に

$$C_0 = \frac{R_1}{L_1 g_m} \quad (2.60)$$

が入つたと等價なるリアクタンスを持つ。然しこれはコンデンサー  $C_1$  を用ゐる方がリアクタンスとしての良好度  $Q$  が高く且つ漂游容量の影響が少ないのでインダクタンスよりも優つてゐる。

自動周波数制御用の回路の他の一例は第 2.56 圖である。これでは發振器



第 2.56 圖

の同調回路は  $L_2 C_2 C_3$  から成り、それに並列に  $R_1 C_1$  を直列にしたインピーダンスをつないでゐる。そして  $C_1$  の電圧を制御管のグリッドにかける様にしてあるからやはり同調回路の端電圧と  $90^\circ$

の位相差ある電圧を利用する。たゞ制御管のプレート側でインダクタンス  $L_1$  があり同調回路のインダクタンス  $L_2$  に結合されてゐる。この場合にはグリッド電圧  $e_g$  はやはり  $R_1 \ll \frac{1}{j\omega C_1}$  として

$$e_g = \frac{E}{j\omega C_1 R_1}$$

従つてプレート電流  $i_p$  は

$$i_p = e_g g_m = \frac{E g_m}{j\omega C_1 R_1}$$

となる。インダクタンス線輪  $L_1, L_2$  間の相互インダクタンスを  $M$  とすれば同調回路内に誘起される電圧  $e'$  は

$$e' = \pm j\omega M i_p = \pm \frac{M g_m}{C_1 R_1} E = \pm A E$$

である。それ故



$$E = j\omega L_1 i_1 + e' = j\omega L_1 i_1 \pm AE \quad (2.61)$$

と置けば

$$E = \frac{j\omega L_1}{1 \mp A} i_1$$

となりこれを (2.61) に入れて

$$E = j\omega L_1 i_1 \pm \frac{j\omega L_1 A}{1 \mp A} i_1 = j\omega L_1 i_1 \pm j\omega L' i_1$$

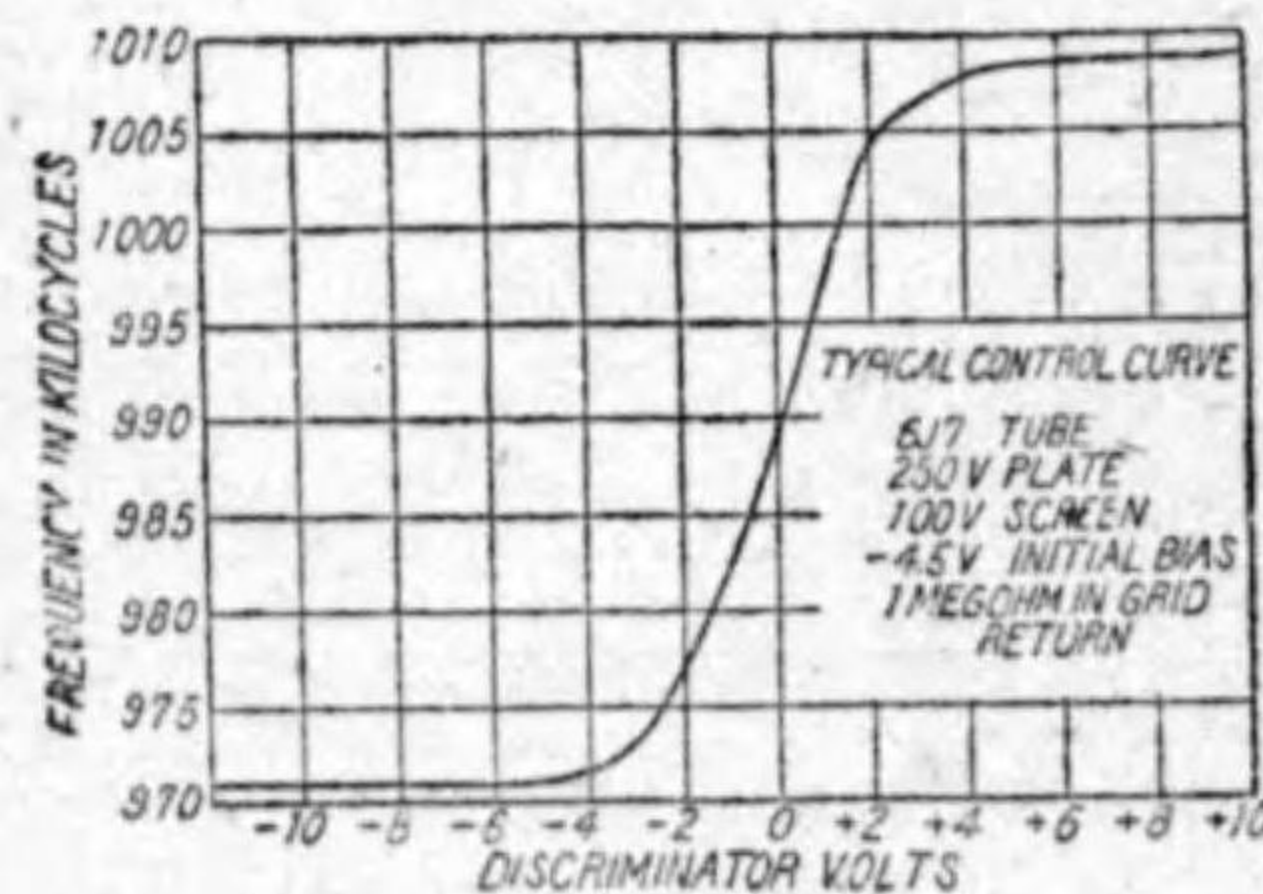
を得る。即ち同調回路の  $L_1$  と直列に

$$L' = \frac{L_1}{\pm \frac{CR_1}{Mg_m} - 1} \quad (2.62)$$

が入つたのと等價的に動作する。

この方法でもやはり制御管の偏倚電圧を變へると其相互コンダクタンス  $g_m$  が變るから  $L'$  が變化する。従つて高周波發振器の周波数を變動せしむる事ができる。たゞこの方法ではインダクタンス  $L_1, L_2$  間の静電容量が利用される爲に同調範囲が狭くなる缺點がある。それで是よりも等價的に同調回路と並列なるリアクタンスを變化せしむる第 2.55 圖の方法が優つてゐる。

自動周波數制御管としてはその相互コンダクタンス  $g_m$  が高い事が必要である。同時に特性曲線の切斷點のグリッド電位の値が低い方が感度がよい。



第 2.57 圖

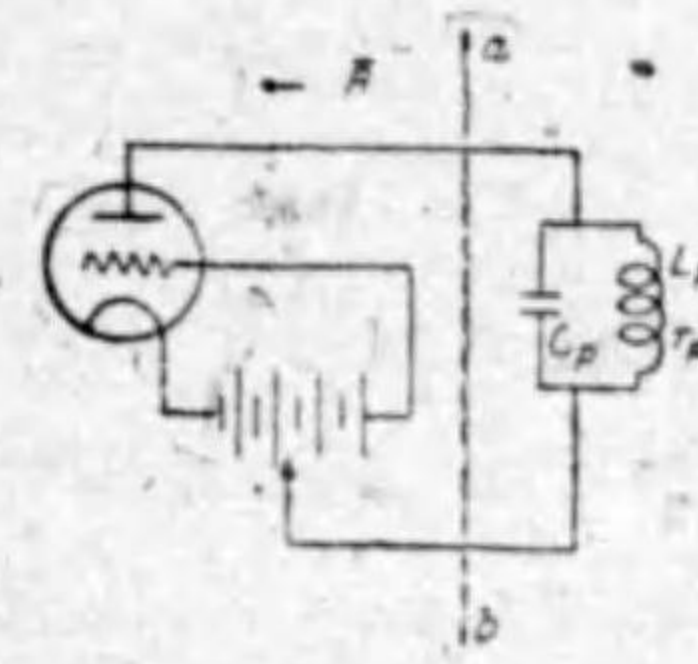
更に其真空管は内抵抗  $r_p$  の充分高い事が要求される。それで市販の高周波五極管で云へば 57, 77, 6C6, 及び 6J7 といふ様な型のもがこの目的に適當してゐる。6J7 型真空管を使用せる周波數制御の代表的特性を第 2.57 圖に示してある。

### Ⅴ. ダイナトロン發振器

三極管に於てグリッドにプレートよりも高い直流電壓をかけてやると、フィラメントからの電子はグリッド電壓に依つて加速されプレートに衝突し其處で二次電子が放出される。この場合プレートの直流電壓を上昇する程一次電子がプレートに衝突して出る二次電子の数は増加する。従つてプレート電流としてはプレート電壓を増加するに従つて反つて減少した結果となりプレート回路から見た特性に負抵抗になる。斯様な特性の真空管をダイナトロンと云ふ。

斯様なダイナトロンの有つ負抵抗は交流電壓、電流の増幅に利用できる譯であるが、抵抗増幅であつて真空管のプレート、グリッドの直流電壓はそれに接続された回路定數(抵抗)で變化して動作に適した點に持つて來るのに困難があるので餘り用ゐられない。斯様な不便があるので實際に増幅管として

は餘り利用されてないが場合に依るとダイナトロン發振器としての用途がある。



第 2.58 圖

ダイナトロン發振器では第 2.58 圖に示す如く負抵抗を持たしたダイナトロンのプレート回路に  $L_p, C_p$  から成る同調回路が入れてある。今この同調回路で發振したとして其端電壓を  $E$  とすれば同調回路の消費する電力は

$$W_2 = \left( \frac{E}{\omega L_p} \right)^2 r_p$$

である。一方ダイナトロンが負抵抗  $\bar{R}$  を有するならば<sup>1)</sup>ダイナトロン同調回路の供給する電力は

1) 普通の p. 73 の發振器で  $e_1$  も  $e_2$  とは  $180^\circ$  の位相差を有し  $i_p$  は  $e_2$  と同位相であるから  $i_p$  は  $e_1$  とは  $180^\circ$  の位相差を有してゐる。従つて外部のプレート回路から見て負抵抗となつてゐる。

$$W_1 = \frac{E^2}{R}$$

である。發振の條件は  $W_1 > W_2$  であるから

$$\frac{1}{R} > \frac{r_p}{\omega^2 L_p} \quad (2.63)$$

で、發振周波数は同調回路のインピーダンスが抵抗となる周波数

$$\omega^2 = \frac{1}{C_p L_p} \quad (2.64)$$

である。この (2.64) を (2.63) に入れて書き改めると

$$\bar{R} < \frac{L_p}{C_p r_p} \quad (2.65)$$

を得る。これがダイナトロン<sup>1)</sup>の發振に必要な條件である。

普通の同調回路ではその  $Q$  が比較的高いから (2.65) の關係は容易に満足され、従つて殆んど常に (2.64) で與へられた周波数にて發振せしむる事が出来る。

ダイナトロンで發振し得る振動の周波数は同調回路の定数  $L_p, C_p$  を適當に擇ぶ事に依つて、低いのは可聴周波数から高い方は無線周波数までである。この點は普通の三極真空管を用いた發振器と差違はない。但し普通の三極管をダイナトロンとして用ゐる時はグリッドに高い直流電壓をかけ、放出電流も三極管としての規定値以上になり易いから、電極並にフィラメントの過負荷を惹起し易い。それ故この目的には出来れば特にダイナトロンとして設計せられたる真空管を用ゐるが宜しい。

以上ではダイナトロン<sup>1)</sup>の特性曲線上の負性傾斜、即ち負抵抗は一定と見たが實はその値はグリッド、プレートの直流電壓に依り變化がある。

若しダイナトロン<sup>1)</sup>のプレートにかける直流電壓を變化して特性曲線上の負抵抗  $\bar{R}$  を變へる事が出来るならば  $\bar{R}$  を減少せしむる時に

1)  $L_p / C_p r_p = \omega^2 L_p^2 / r_p = \omega L_p Q$

$$R = \frac{L_p}{C_p r_p} = \omega L_p Q \quad (2.66)$$

となつた時にダイナトロン高周波發振器の發振は停止する。この發振の停止する場合の  $\bar{R}$  を靜的特性から正確に求むる事が出来るならば逆に (2.66) の關係を用ゐて角周波数  $\omega$ 、インダクタンス  $L_p$  既知ならば同調回路に使用せる高周波インダクタンス線輪の良好度  $Q$ 、又は回路の實効抵抗  $r_p$  を測定する事が出来る。この方法は時として利用して便宜が多い。

#### F. 特殊超短波發振器

本節に於ては p. 51 に説明した椽實管の如き真空管以外のマグネトロン、大阪管等に依る超短波發振器、並に Barkhausen-Kurz 振動回路 (略して B-K 振動回路) を述べやう。



第 2.59 圖

アノード並にフィラメントが圓筒、並にその中心軸の位置に在る様な二極管でその軸と同じ方向に一樣なる磁場を加へるとフィラメントから出る電子は螺旋狀の運動を爲してアノードに向ふ。斯様な真空管をマグネトロン (磁電器) と唱へる。マグネトロンで磁場の強さが適當であり、且つフィラメントの電子放出を適當にすれば、この真空管につないだ同調回路には高周波振動を發生せしめ得る。この方法は殊に超短波發振器として極めて適當してゐて、その目的には第 2.59 圖の如くアノードを二分割するか、若くは四分割する事が屢々行はれる。

斯様にしてマグネトロンで得られる高周波振動の波長  $\lambda$  は磁場の強さ  $H$ 、アノードの半径  $R$ 、並に共電壓  $V$  に關係してゐる。即ち波長  $\lambda$  (cm) は磁場  $H$  (gauss) と大體に於て

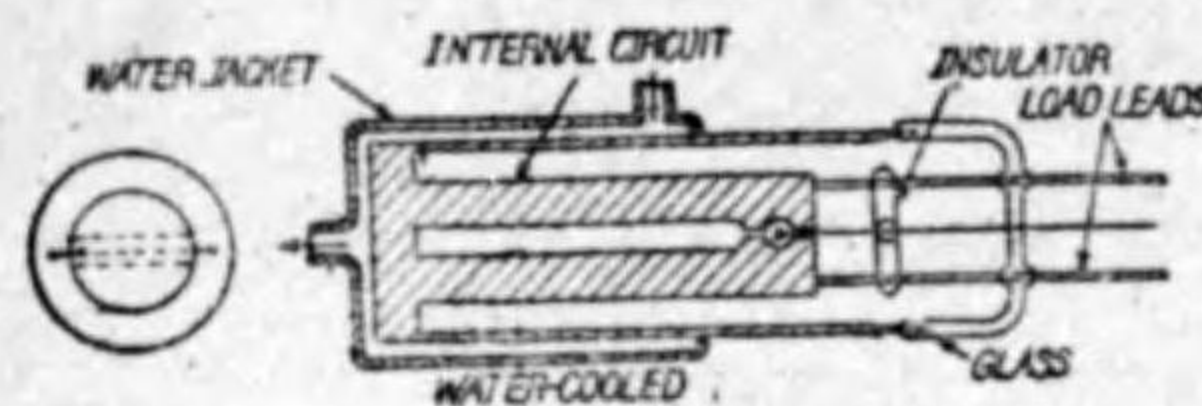
$$\lambda H = 13,000 \quad (2.67)$$

の關係にある。そして  $H$  は

$$H = \frac{6.72}{R} \sqrt{V} \quad (2.68)$$

で與へられる。これはこの  $H$  の時にフィラメントから出た電子が螺旋状に曲げられてアノードの在る距離  $R$  までフィラメントから遠ざかり再びフィラメントの方に戻つて来る事を示した条件である。

二分割アノードの場合で且つ大出力を得る爲に水冷式構造と爲したマグネトロンの一例は第 2.60 圖の如くである<sup>1)</sup>。これで 300 乃至 600 Mc の高周波振動を得る爲には (2.67) に

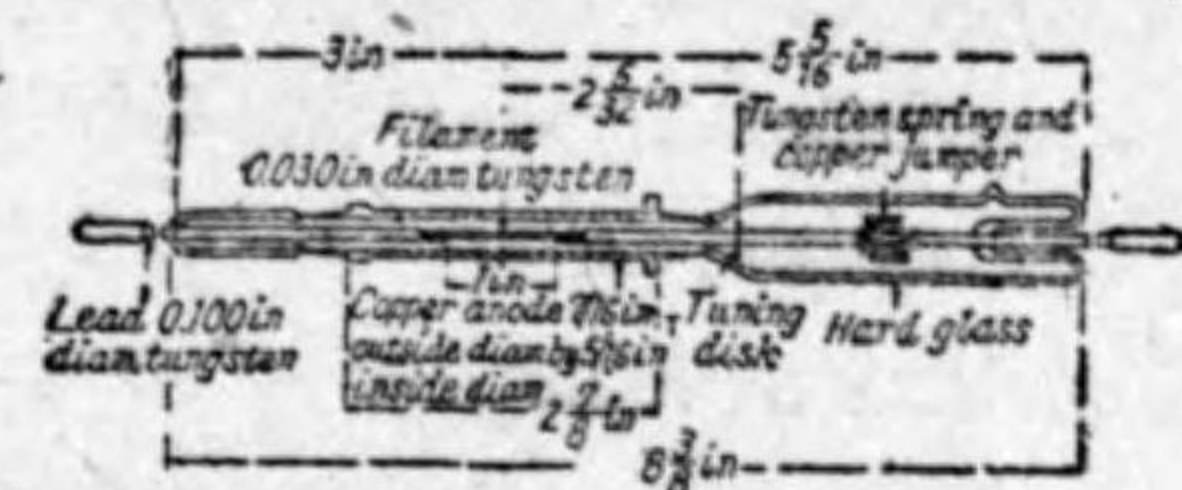


第 2.60 圖

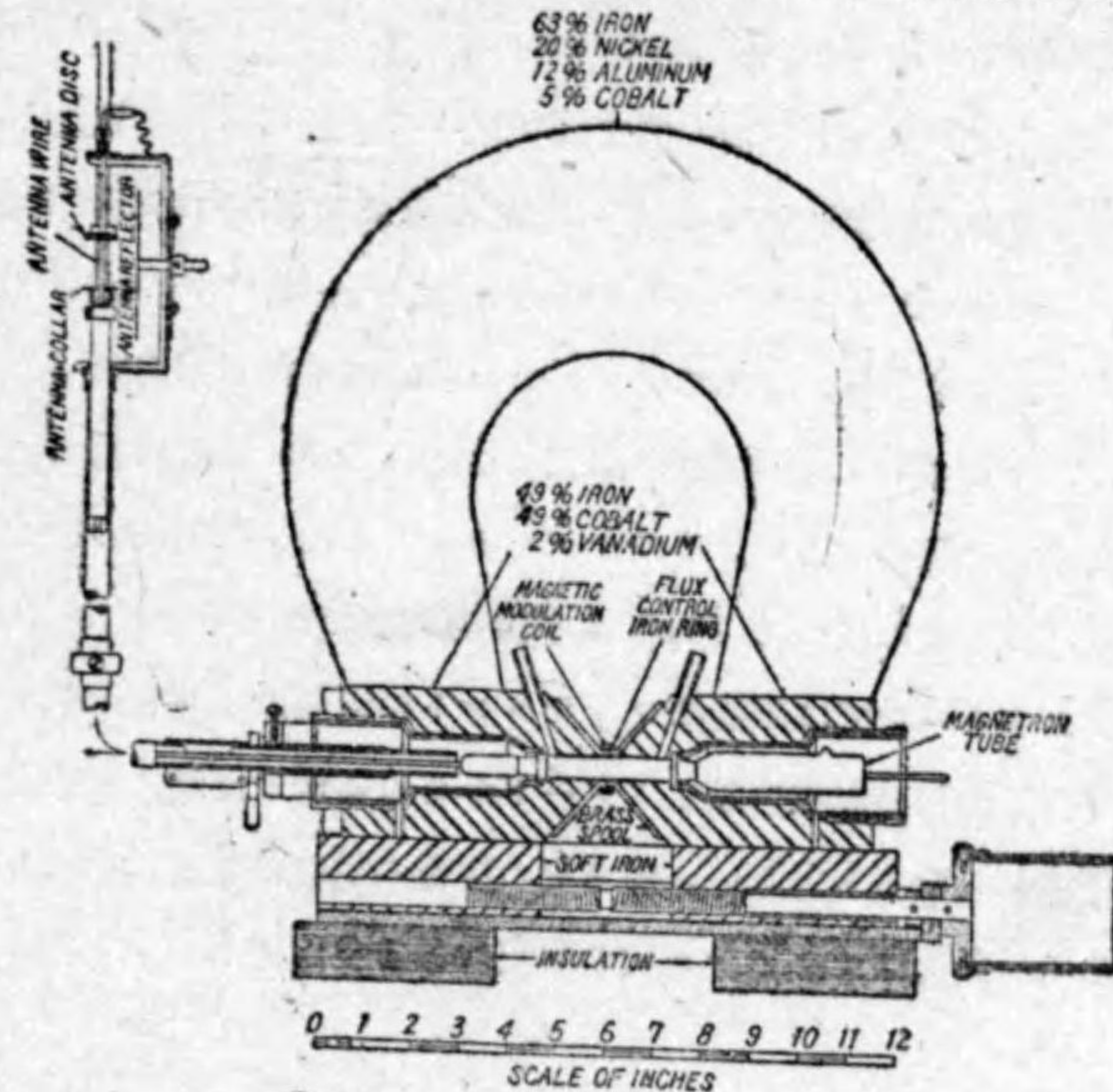
示す如く高い磁場  $II$  が必要とする。そしてアノード電圧  $V$  を餘り多くしないで 1500 V 程度に止める爲にはアノードの寸法を極めて小さくしなければならない。(直径 0.5 cm) 磁場  $H$  を強い様にするにはアノードの長さも短くして數 cm にする。此等の事情から見てこのマグネトロンは非常に小さい寸法のものとなり、アノード損失が其出力に大きい制限を與へる様になるので銅製アノードを圖に示す如く左方に延長して放熱面を大としてある。即ちアノードの熱は銅でつくられたアノードの延長せるもので傳導し左端で水ジャケットに流通せる冷水で冷却される。出力は右側に出した 2 本の導線から取る。このマグネトロンはアノードで 500 W 以上を消費しても差支なく 600 Mc で 100 W の出力を有し能率は 25% 程度である。

水冷式マグネトロンとして波長 4 cm のものゝ例は第 2.61 圖に示す如くである<sup>2)</sup>。これは特別に設計せる比較的長いアノードを有するマグネトロンで水冷筒の中に入れてある。マグネトロンの詳細は第 2.61 圖上方に示してある様に中央 1" の長さのフィラメントが軸の中心に置かれたものでその両端を延長してある。アノードも同様に両端を延長して長い構造になつてゐる。

1) G. R. Kilgore: Proc. I. R. E. 1936, p. 1140.  
2) C. W. Rice: G. E. Rev. 1936, p. 363.



Cross-section of Magnetron tube for centimeter radio waves



Sketch of transmitter for centimeter radio waves

第 2.61 圖

そして Alnico 合金の永久磁石の磁極は截頭圓錐形にしてありその中央に孔を穿ちマグネトロン管が入つてゐる。斯様にすればマグネトロンとして必要な軸方向の磁場を加へる事ができる。且つこの構造ならばマグネトロンの中央部以外には磁場がないから長さ 1" のフィラメントから出て螺旋状に運動する電子は両端の方に行かず其處を熱して破損せしむる憂もない。なほマグネトロンの中央には鐵環が捲いてあり、これに依つて内部の磁場を一様と

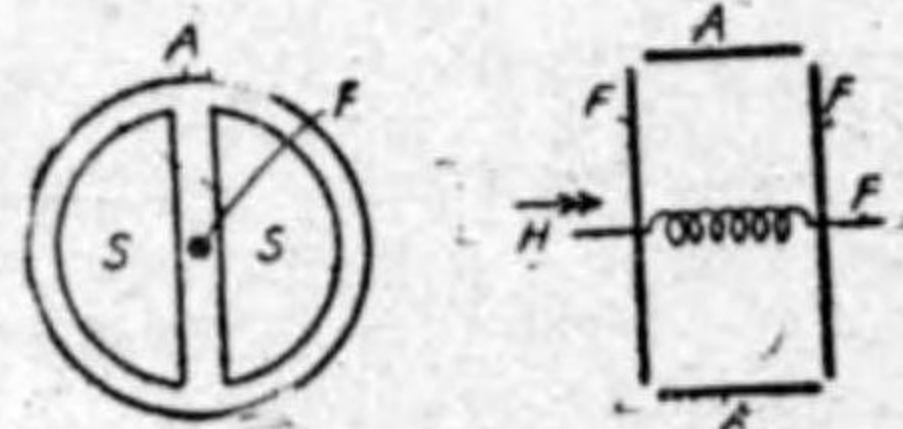
して出力を非常に増大せしむるに寄與してゐる。

フィラメントの左側の延長の端には同調圓板がありフィラメントが發振波長に共振してこの同調圓板で高周波エネルギーは反射されそれより先へは傳達されぬ様になつてゐる。出力は左側のフィラメントの延長、並にそれを取囲む圓筒から取出される。これが送電線になつて最後にアンテナへつながつてゐる。その詳細は第 2.61 圖に示してある。

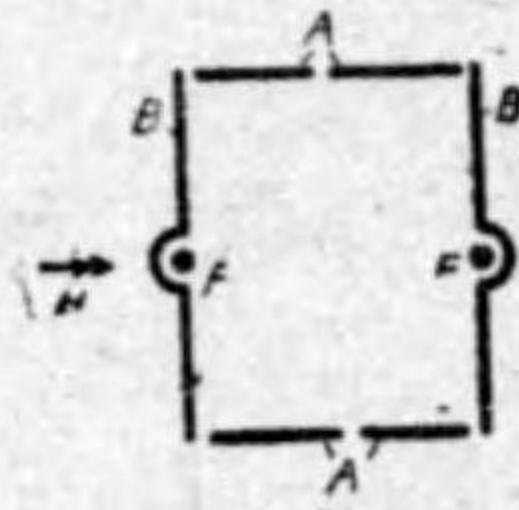
斯様な構造のマグネトロンの一例ではアノード電壓 3050 V, 電流 0.115 A, フィラメント電流は發振状態で 32.5 A, 磁場の磁束密度  $H$  は 3300 lines/cm<sup>2</sup> 波長  $\lambda$  は 4.8 cm であつた。 $\lambda H$  の関係を取ると (2.67) の値より稍違つて 15,850 となつてゐる。これでアンテナから輻射される出力は 3 W 程度である。このマグネトロンの變調には二つの磁極の間に單層に捲かれた線輪に變調周波電流を通せばよい。このマグネトロンの出力は磁場の配布に非常に鋭敏であるから是に依つて 100% の變調も可能である。

普通のマグネトロンでは磁場はフィラメントの両端にも存在し電子は両端に運動して行くから高周波振動をアノードから取る代り両端に配置せる半圓狀の圓板電極から取るも宜しい。即ちその場合の電極の配置は第 2.62 圖の如くである<sup>1)</sup>。負荷はマグネトロンの両端にある半圓板からレッツヘル線で取出せば宜しい。

また是と違つて第 2.63 圖の如くフィラメント  $F$ , アノード  $A$  (これは紙



第 2.62 圖



第 2.63 圖

1) 岡部金治郎: 電氣學會雜誌研速 昭和 12 年 1 月 (1937) p. 55

面に垂直方向に延びた板である) を配置しその兩翼に低電位にある制動電極  $B$  を持つた構造の真空管でも超短波を發振せしむる事が出来る<sup>1)</sup>。この場合磁場  $H$  は圖に示した方向に加へ高周波振動を取出すレッツヘル線はアノード  $AA$  に接続する。この真空管は大阪管と唱へられてゐるが適當な構造にしたものでは分割アノード、マグネトロンよりも優れてゐると云はれてゐる。

超短波發振方法としては以上の如き真空管以外にも色々の變形が考へられる。然し大體に於て現在では波長を短く、且つ大出力を得るにはマグネトロンで例へば第 2.60 圖の如く何等かの工夫を施した構造に依り水冷式としなければならぬ様である。

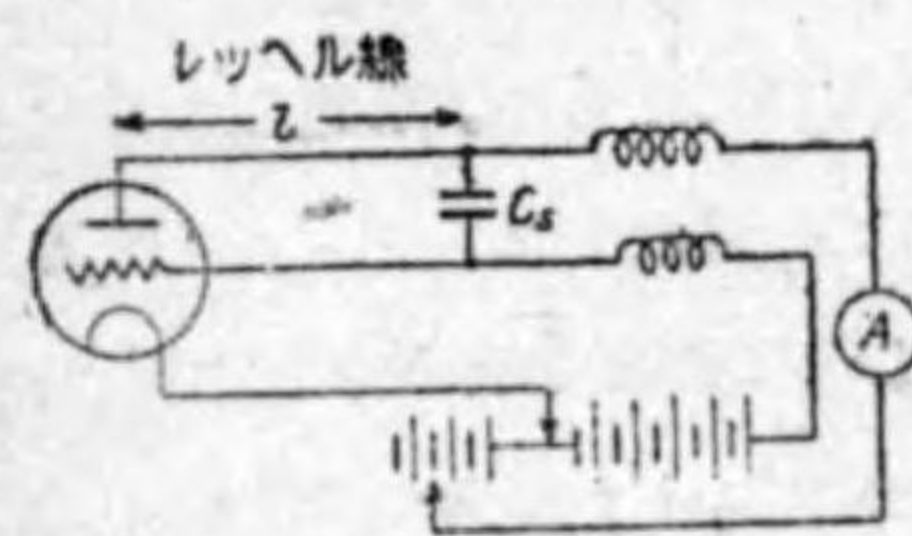
普通の受信管で中心にフィラメント其れを取囲んでグリッド、プレートが同心圓筒狀に配置されてゐる三極管構造のものでは特別の接続法に依り超短波を發振せしむる事が出来る。それはグリッドに高い電壓をかけ、プレートをフィラメントと同じ電位、若くは負の電位に保つのである。各電極の電位の値は真空管の種類で異なるがプレート、グリッドの電位、フィラメント電流が適當に調整さるゝ時は多くの場合波長 1 m 以下の振動を得る事が出来る。その時プレートは電壓が負なるにも係らず電流がプレートに向つて流れる。斯の如き接続で出る振動は發見者の名を採つて Barkhausen-Kurz 振動 (略して B-K 振動) 若くは電子振動と云つてゐる。

B-K 振動ではフィラメントから出た電子はフィラメント、グリッド間の電場で加速されてグリッドを突抜けてプレートに向ひ、グリッド、プレート間の電場に入るとそれに依つて電子に働く力は後者を減速する様に働く。それ故電子はプレートに到達する前後で速度は 0 となり、逆にグリッドに戻つて来る。この電子はグリッドを突抜けるまでは電場で加速され、グリッドを突抜けるとフィラメントに向ふまでの間電場で減速される。するとやはりフィラメントに到達する前後で速度が 0 となり再びグリッドに戻つて来る。要する

1) 岡部金治郎: 電氣學會雜誌研速 昭和 11 年 7 月 (1936) p. 850.

に斯様な風に電子はグリッドを中心にプレート、フィラメント間を往復運動をすると考へられるから、其電子の平均速度とプレート、フィラメント間の距離で其周期、従つて振動周波数は定まる。然し多数の電子が何故に同位相で斯様な集團運動を爲すかは充分明快には説明し難い。たゞ發生高周波振動の適當な位相でフィラメントを出發しなかつた電子はグリッドを中心の往復運動に於てそれが永續しないから斯様な運動に参加しない事になると説明されてゐる。

實際に真空管内のこの電子振動を外部回路に取出すには例へばプレート、グリッドの導線を延長してレツヘル線を形成せしめその長さ  $l$  を高周波に對し短絡する様なコンデンサー  $C_s$  の位置を移動してレツヘル線の實効長を波長  $\lambda$  に對し大體  $(2n+1)/2$  倍とすれば宜しい。(第 2.64 圖) 左様すれば



第 2.64 圖

外部回路へ多く振動エネルギーを取出す事が出来る。但しレツヘル共振線を外部回路としてある爲に結合振動回路の場合と同様に B-K 振動の周波数はレツヘル線の同調點 ( $l$  までの長さ) の位置で多少違つて来る。なほ其他に出力を増大せしむる爲にフィラメント回路もレツヘル線構造としてそれを同調せしむる方法も場合に依ると用ゐられてゐる。

今簡單の爲に第 2.64 圖右に示した如く等電位面のフィラメント、及びプレートを考へ、その中にグリッドが在ると考へる。グリッドを通過する時の電子 (その電荷  $q$ , 質量  $m$ ) の速度はグリッド電壓  $E_g$  を volt で示すなら

1) これはマグネトロンに依る超短波發振器でも同様でフィラメント回路を共振線構造として出力を増大せしむる方法が場合に依ると採られる事は第 2.61 圖の例に示す通りである。

ば

$$v = \sqrt{2 \frac{q}{m} E_g} = 0.6 \times 10^8 \sqrt{E_g} \text{ cm/sec}$$

である。これは最大速度でフィラメント、及びプレートでは速度が殆んど 0 であるから平均速度は上式の半分である。其故周期  $T$  はプレートの直径を  $d_a$  で示せば

$$T = d_a / \left( \frac{v}{2} \right) = 2d_a / v$$

で、波長  $\lambda$  は光の速度  $c = 3 \times 10^{10}$  を  $T$  に乗じて

$$\lambda = cT = \frac{2d_a c}{v} = \frac{1000 d_a}{\sqrt{E_g}} \text{ cm} \quad (2.69)$$

となる。若しプレートを負電位とすれば、電子はプレートに到達しない前に戻つて来る。其處までの距離を  $d_a'$  とすれば

$$d_a' = \frac{d_a E_g - d_g E_a}{E_g - E_a}$$

の関係があるから (2.69) の代り

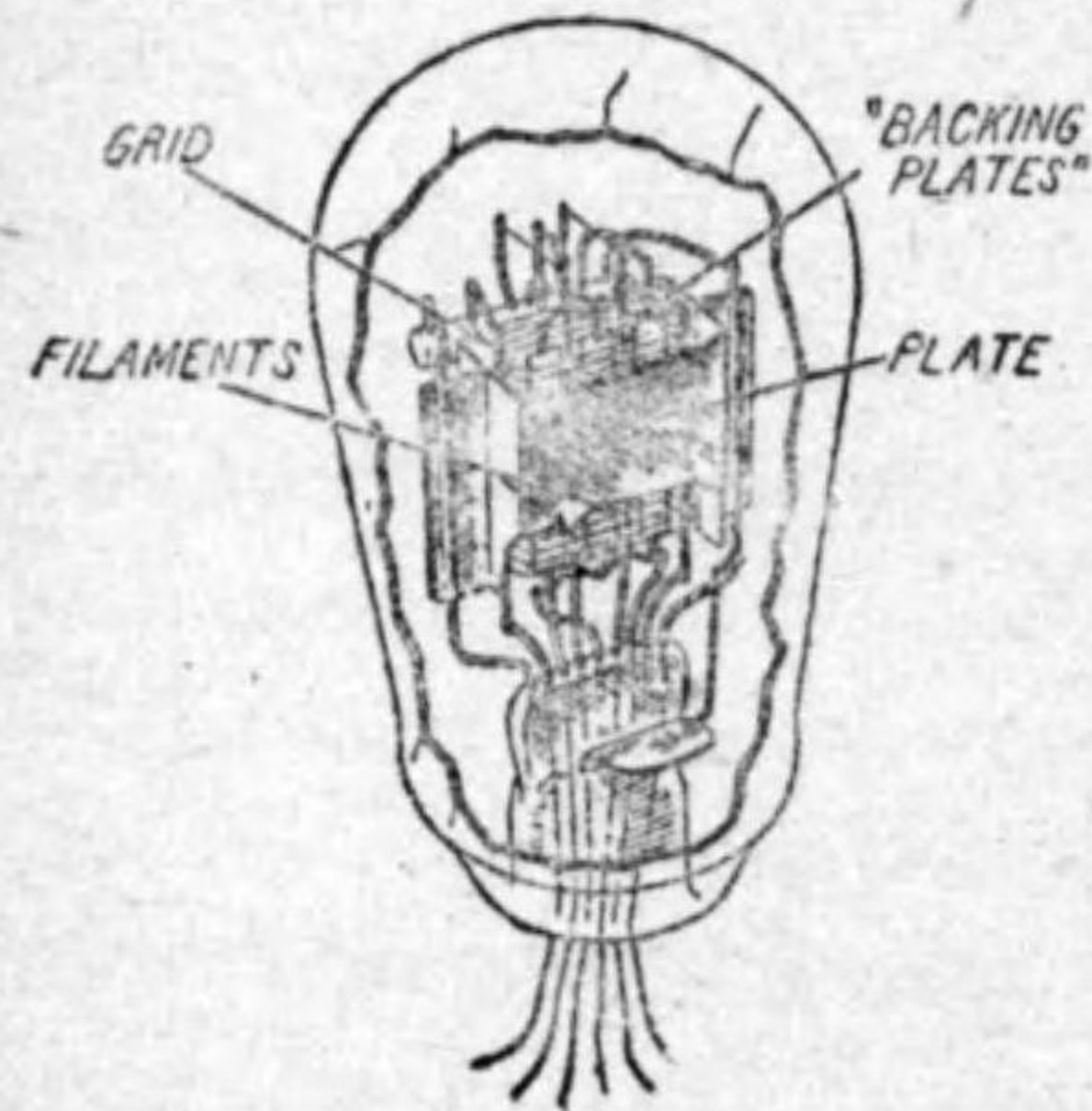
$$\lambda = \frac{1000}{\sqrt{E_g}} \frac{d_a E_g - d_g E_a}{E_g - E_a} \text{ cm} \quad (2.70)$$

となる。例へば  $E_g = 200 \text{ V}$ ,  $E_a = -40 \text{ V}$ ,  $d_a = 1.5 \text{ cm}$ ,  $d_g = 0.7 \text{ cm}$  とすれば上式から得らるゝ振動の波長は  $97 \text{ cm}$  となる。もつと電極間の距離の短いもので、且つグリッド電壓  $E_g$  を上昇せしめても差支ない場合ならば波長は更に短くなる。但し實際の場合には前述の如くこれに接続した外部回路のレツヘル線の影響もあり、上式で計算した値とは多少違つて来る事が多い。然し波長の大體の程度は上式の計算の與へる所と略ぼ一致する。

斯様な方法に依る超短波振動の出力は超短波に適する特殊真空管で普通の反結合發振器としてその同調回路の定数を少くしたものよりも概して出力が少く能率も悪い。然しさういふ方法の企及し得ざる程度の短い波長の振動を簡單に出し得る所に B-K 振動の特徴がある。上式の計算例の示す如く  $1 \text{ m}$

以下、90 cm 位から 40 cm 位までを發振せしむる事は割合に容易である。なほ出力はずつと小さくなるが其等の高調波に相當するものも得られる。殊に内部電極の構造に依りその固有波長が高調波に近づいて割合に大なる出力の矮小波を出す事も可能である。然し實際上に波長 1m 以下の超短波發振器として出力の多いのを好むならば現在の所ではマグネトロン若くはそれに類似の磁場を加へて動作せしむる真空管に依る方法の方が宜しい。それは B-K 振動に置いては電子の往復運動で速度の一番速い個所に近く電極(グリッド)が置かれてゐて其處の損失が極めて多いから能率が悪い。これに反しマグネトロンの如く磁場を用ゐて電子運動徑路が曲げられてゐれば高い電壓にある電極に衝突する事に依り運動電子の與へる損失は比較的少い。其處にマグネトロン、その他類似の真空管の超短波發振器が、B-K 振動管よりも能率が良好で出力の多い原因がある。

上述の B-K 振動の真空管としてはフィラメント、グリッド、プレート



第 2.65 圖

1) B. J. Thompson and P. D. Zottu: Proc. I. R. E. 1934, p. 1374.

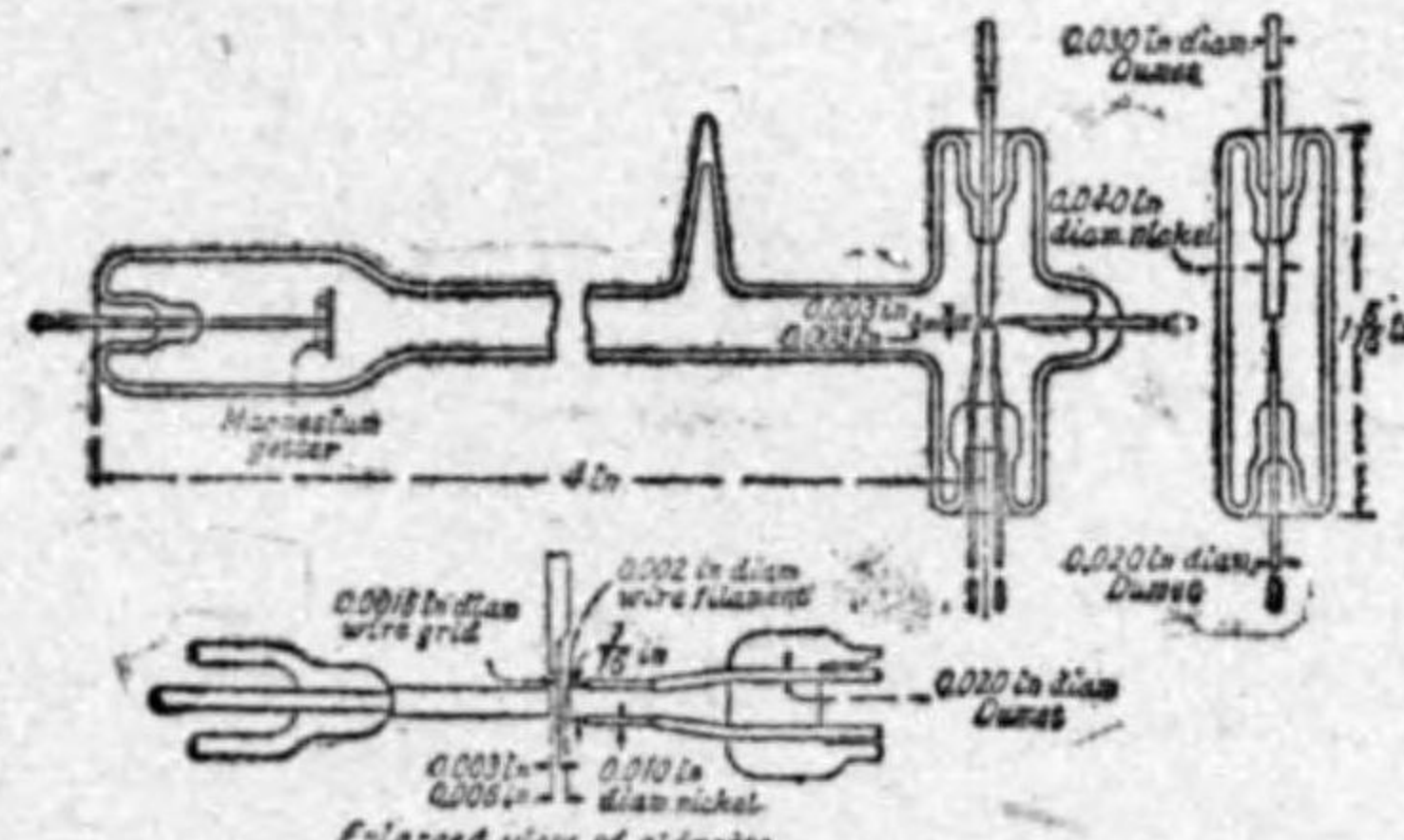
絶對的に必要とはしてゐない。前述の波長の計算で假定せる如くこれ等の電極が平面電極であつて差支ない。斯様な條件に比較的近接した構造の一例は第 2.65 圖に示すものである。

即ちプレート、グリッドを長方形のものとしその中央にフィラメントを置く。(若くは 2 枚のプレートを外側に、幾本かの平行なタン

グメントの兩側に配置してもよろしい。)且つフィラメントのある位置が一様な電位にある様に平面狀電極で backing plate と稱するものをフィラメントと同じ平面に並べてある。そしてこれもプレートと同様に適當な負電位に保たしめる。斯様にすれば電子の運動徑路はグリッドを中心に backing plate とプレート間を往復するものとなる。即ちフィラメントの在る平面は等電位面として假想陰極と見做され、これとプレートの近くの假想陰極との間を電子は往復運動を行ふのである。

斯様な構造にすれば、フィラメントは普通の B-K 發振管では純タングステンであるのをトリエーテッド、タングステンとなしプレート間隔を 1mm より稍小さくしたもので 150 V をグリッドにかけて 9.5 cm までを發振する事が出来る。但しこれは二枚の平面電極をプレートとして、2 本の平行線をグリッドとして各々フィラメント、及び backing plate の兩側に置いた構造の真空管の就いて得たデータである。この場合の出力は 2 枚のプレート電極から延長されたレッヘル線を取れば宜しい。

斯様にプレート、グリッド、フィラメントの三電極を平面狀に配置したとも、又は同心圓狀にプレート、グリッド、フィラメントの配置せるものから中心より楔狀に切取つたものとも考へて宜しい構造に於ても B-K 振動を出す事が出来る。第 2.65 圖はそれで、第 2.61 圖の發振器に對應し波長 4cm



第 2.65 圖

程度の電波を受信する爲に 4cm 附近で微弱なる發振の出来る三極管である。即ちこの真空管で到來電波の波長と同一波長で發振させ再生檢波を行ふ目的のものである。フィラメ

ントは直径の0.002"のタンダステン線をU字状に真空管内に封入してある。グリッドとしては同じくタンダステン線1本で直径0.015"のもの、プレートは直径0.04"のニッケル棒の端面を使つてゐる。グリッドとフィラメントの有効部分は平行に置かれその間隔は圖に示す通りである。この三極管には長い側管がつけてあり製作の時にはそれにゲッターを入れて高度の真空にする。これを使用するにはグリッドには100V許りの電圧を加へ、プレートはフィラメントよりも更に負の電位としてやる。左様すると波長4.8cm程度で發振する。フィラメント、グリッド、プレートの導線の延長にはやはり同調圓板をつないで發振波長に共振せしむる必要がある。

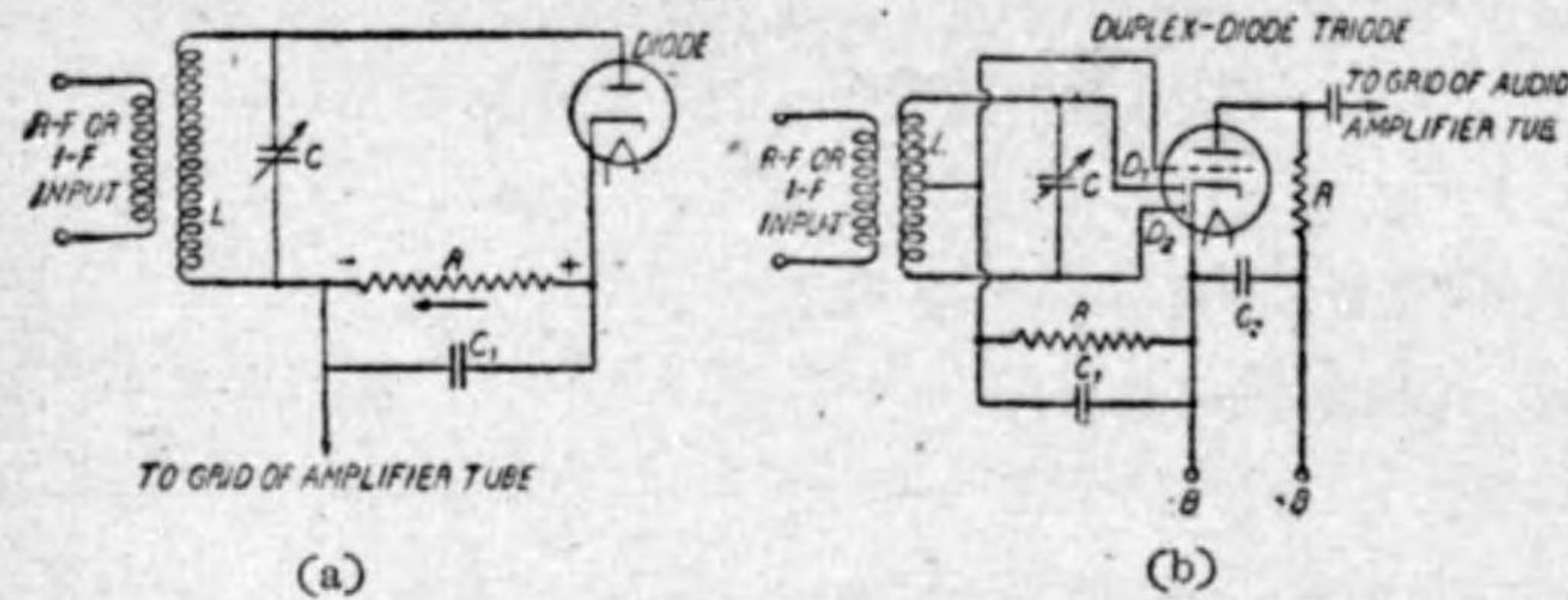
### 第3章 眞空管に依る檢波回路

#### 1. 眞空管に依る檢波回路

##### A.) 二極管に依る檢波

檢波管として最も簡單なるフィラメント、プレートをもつ二極管を考へやう。フィラメントからは電子が放出されるからプレートが正電位である間は電子はその方向に向ふが、反對にフィラメントが正電位の時は電子はフィラメントに戻るから電流は管を通らない。従つて第3.1圖(a)で高周波電圧を二極管にかけると高周波の一方のサイクルだけ電流が通り他方のサイクルでは電流が通らない。従つてこの回路に入れた抵抗  $R$  には整流された電流が流れ、圖に示す如く直流電圧が現はれる。それに重疊して高周波の半波整流電流からの電圧が出る筈であるがこれは抵抗  $R$  に並列に入れたコンデンサ  $C_1$  を適當に擇む事に依り殆んど無視し得る程度に少くする事が出来る。

斯様な二極檢波管の特徴はこれにかけると高周波電圧(圖の同調回路  $LC$  に依り供給される)が相當大なる値になつてゐれば檢波に依りて抵抗  $R$  に現はれる電圧はその高周波電圧の振幅に略ぼ正比例する。それは二極管でフィラメントからの電子は空間電荷の爲に凡てがプレートに向はず、プレートに向ふ電子の数はプレートにかけた電圧を増せば増加するからである。従つて第2.30圖(b)に示す如き變調された高周波電圧を第3.1圖(a)の同調回路  $LC$  が供給するならば抵抗  $R$  に現はれる電圧はその envelope に比例して、もとの音聲周波電圧に忠實に似たものとなる。即ち直線的檢波特性を有してゐるから、今日の高級なる放送その他の無線受信機では到來電波を充分よく高周波、若くは中間周波電圧として増幅したる後、二極管で檢波する事が多い。この時の二極管は第3.1圖(a)の如き半波整流でも、又はプレートを二個として全波整流が出来る様にしても差支ない。第3.1圖(b)はそ



第 3.1 圖

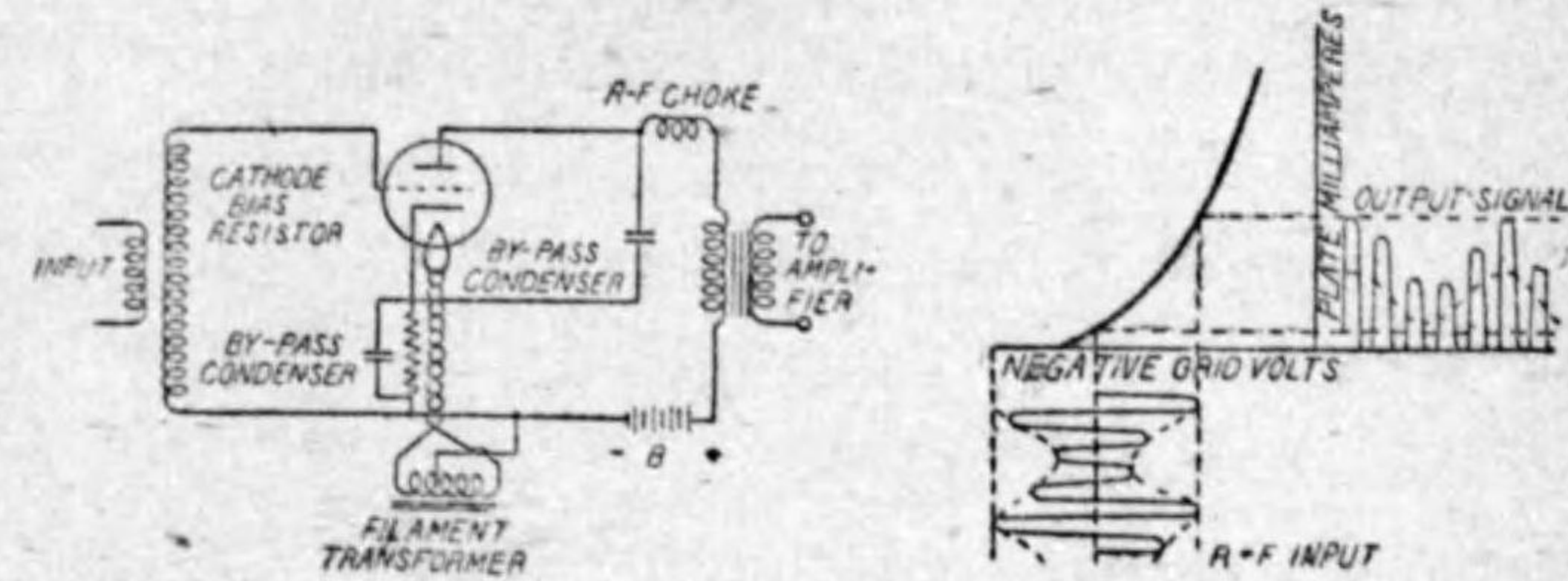
の一例であつて雙二極三極管を使用してゐる。即ち雙二極管部は全波整流管として動作し高周波電壓の雙方のサイクルとも整流されて抵抗  $R$ 、並にコンデンサー  $C_1$  で同じ方向に流れ、これに現はれた音響周波電壓を三極管部で可聴周波振幅管として増幅するのである。

若し二極管にかける高周波電壓を非常に高くすると、整流サイクルに於て電壓の振幅を増すも整流電流は増さない。それは二極管の飽和現象の爲であつて、フィラメントで放出される電子の數に制限があるからそれが殆んど凡てプレートに集められる程度の正電位になればそれ以上プレート電壓が増すも整流された最早電流は増さぬ譯である。これは勿論フィラメントの加熱電流に關係し、充分フィラメントの温度が高く、其電子放出が多ければこの現象は容易に現はれない。然し場合に依るとフィラメント電流を制限してこの方法を應用して整流されたものゝ電壓を一定に保つ様にする事がある。即ちそれは電子放出の飽和現象を利用せる電流制限器と云ふ事ができる。これは無線電信の受信でヘテロダイン唸音として可聴周波電壓をつくりそれを整流して信號電流をつくる様な場合に用ゐる事がある。

### B.) プレート特性に依る檢波

真空管に依る檢波作用は前項の二極管でなく三極管でも行ふ。三極管でも其プレート電流特性は非直線性を有するからその特性を利用して檢波作用を行ふ事ができる。又は三極管のプレート電流の代りグリッド電流の非直線性

を利用しても宜しい。三極管を檢波管に用ゐるならば檢波される可き高周波



第 3.2 圖

第 3.3 圖

振動電壓をグリッドに加へるのでその回路イムピーダンスが高いから二極管に比し少しの入力で檢波し得る利益がある。微弱なる電波を檢波するには前項の如き二極管を用ゐてアンテナ回路から直接高周波エネルギーを取つたのでは多くの場合檢知されない。如何しても二極管で檢波する前に高周波、其れは更に中間周波數にて充分増幅する事が大抵の場合に必要である。然し三極管を用ゐるならば左程多くの高周波入力を要しない爲に檢波管としての感度が良く、比較的微弱なる電波でも檢知される。

三極管に依るプレート檢波管回路の一例は第 3.2 圖の如くである。プレート回路で陰極に近く抵抗、並にコンデンサーを並列にしたもので自動偏倚電壓をつくり、高周波電壓をグリッドにかける。然る時は第 3.3 圖に示す如くグリッド電位が高周波電壓に依つて變化すればプレート側に整流された電流が現はれて二極管の時と同様に整流電流の内、高周波部分を除き可聴周波部分を取らせば宜しい。この目的には圖に示す如く側路用コンデンサーを並列に、高周波塞流線輪を直列につないで簡単な濾波器を形成せしめ、可聴周波變壓器の方に高周波電流が入らぬ様にする。且つ濾波器に依り檢波真空管側から見ると高周波に對しイムピーダンスが低くなるから檢波管として檢波された高周波電流の流れるのが制限される事なく檢流能率が良好となる利益が



ある。

以上第 3.3 圖の説明ではグリッドにける高周波電圧の振幅が割合に大きいものと考へてあるが斯様な場合には所謂直線的検波特性に近くなり検波電流は高周波電圧に略ぼ比例する。然しグリッドにける高周波電圧が低い時は必しも左様でない。斯様な場合は大體次の如く考へられる。

第 1 章で述べた如くプレート電流を

$$I_a = f(E_a, E_g)$$

で示せば、グリッド電圧が

$$E_g = -E_{g0} + e_g \cos \omega t$$

であれば

$$I_{a1} = f_0(E_a, E_{g0}) + e_g \cos \omega t \cdot f'(E_a, E_{g0}) + \frac{(e_g \cos \omega t)^2}{2} f''(E_a, E_{g0}) + \dots \quad (3.1)$$

となる。但し  $f'(E_a, E_{g0})$ ,  $f''(E_a, E_{g0})$  は夫々  $E_g = E_{g0}$  の時の  $\partial f / \partial E_g$ ,  $\partial^2 f / \partial E_g^2$  である。この  $I_{a1}$  から高周波振動  $e_g \cos \omega t$  をグリッドに加へない時のプレート電流  $I_{a0}$  を差引けば検波されて出る電流が求められる。これを高周波振動の周期  $T$  で平均を取れば

$$\Delta I_a = I_{a1} - I_{a0} = \frac{1}{T} \int_0^T \left\{ e_g \cos \omega t f'(E_a, E_{g0}) + \frac{(e_g \cos \omega t)^2}{2} f''(E_a, E_{g0}) + \dots \right\} dt \approx \frac{e_g^2}{4} f''(E_a, E_{g0}) \quad (3.2)$$

即ち検波電流はプレート電流特性の  $f''(E_a, E_{g0})$  に比例し、且つ高周波電圧の振幅  $e_g$  の二乗に比例する。斯の如く検波電流は電波振幅の二乗に比例するから電波の微弱な場合には検波電流は非常に少くなる性質を有する。例へばグリッド高周波電圧が 1/10 となれば検波電流はもとの 1/100 といふ風に非常に減少する。そしてこの非直線特性から變調された電波を検波する場合

に歪みが現はれる。即ち

$$e_g = A_1(1 + k \cos pt) \cos \omega t \quad (3.3)$$

の如き形のグリッド電圧をかければ (3.2) に依り  $\Delta I_a$  は  $A_1^2(1 + k \cos pt)^2$  に比例したものとなる。従つて音響周波電流としてもその  $p$  の周波数のもののみならず  $2p$  の周波数の餘分のものが現はれて歪みを出す。それで (3.3) の形に到來電波では變調度  $k$  は餘り深いのは都合が悪く、例へば歪みを 10% 以下とするには  $k$  は 0.4 以下としなければならぬ事になる。(實際上はグリッドにける高周波電圧は増幅されて相當大となつてゐるから第 3.3 圖の様に殆んど直線的検波特性を得て、送信側で斯様な變調度  $k$  の制限は要らない。)

前記 (3.2) 式を導く時にプレート電流  $I_a$  はグリッド電圧  $E_g$  の変化のみを考慮し、プレート電圧  $E_a$  の変化の影響を考へてゐない。實際にはプレート電流に変化があればそれがプレート・イムピーダンスに依つてプレート電圧の變動を與へるから (3.1) の代りに  $\partial f / \partial E_a$ ,  $\partial^2 f / \partial E_a^2$  の他に  $\partial f / \partial E_a$ ,  $\partial^2 f / \partial E_a^2$  の項をも考ふ可きである。然し第 3.2 圖に示す如き濾波回路をプレート負荷の前につなぎ、その高周波イムピーダンスを充分低くしてあれば  $\partial f / \partial E_a$ ,  $\partial^2 f / \partial E_a^2$  の項は考へないでも大體に於て差支ない。

プレート特性検波管は次項に述べるグリッド特性検波管に比較すると、大なる振幅のグリッド電圧を検波する時に歪みが少い。それはプレート検波法はグリッド検波法に比較すると感度の低いのも理由となつて比較的大なる振幅のグリッド電圧まで、それと検波電流とが正比例する。グリッド検波法では少々グリッド電圧が大となると検波電流は其に伴つて比例して多くならないのが普通である。但し最近にはグリッド検波法に於ても回路定数を適當に擇む事に依つて斯様な過負荷に依る歪みを少くし得る方法も考へられてゐる。

前述の如くグリッド検波特性を用ゐる方が普通プレート特性に依るものよりも感度が高い。殊に微弱なる電波を検波する場合に左様である。然し無線電信、無話の受信機に於て検波管の前へ高周波、若くは中間周波増幅器の入

つてゐる時は、プレート特性検波管ならばグリッド電流が流れないのでグリッド特性検波管よりも其グリッド入力が少ない。従つて前段増幅器の増幅度が大きくなるからプレート特性の検波管を用ゐた爲に検波態度の稍鈍いのは斯様な場合に受信機全體としての感度に左程の影響を及ぼさぬ。

以上は三極管をプレート特性検波管として用ゐた場合であるが、四極管即ち遮蔽真空管をも斯様な検波管として用ゐる事が出来る。その感度は三極管の時よりも優れたものとなる。たゞ特性曲線が三極管ほど左寄りになつてゐないから餘り大きいグリッド電圧振幅を検波できない。従つてグリッド電圧振幅が増せば直ぐにグリッド電流の流れる範囲に入り、グリッド側で負荷がかかるのみならず検波電流に至りが現はれる。なほ増幅器で p.63 に説明せる如く自動音量制御を爲すと同様に三極管のプレート特性検波で其グリッド電位を變へて同様の目的を達する事が出来る。遮蔽真空管の検波管であれば其遮蔽グリッド電位を制御させて音量制御を爲す事も出来る。

C.) グリッド特性に依る検波

グリッド特性検波法に於てはグリッド電流が流れる範囲のグリッド電流特性を利用する。即ちプレート特性の検波管ではグリッド電流が流れない様に偏倚電圧を與へたに反しこの場合はグリッドで偏倚電圧は與へない。従つて高周波電圧をグリッドに加へるとグリッド電流が流れる。第 3.4 圖に示す如くグリッド回路に小さい容量のコンデンサーが直列に入つてゐると、これに

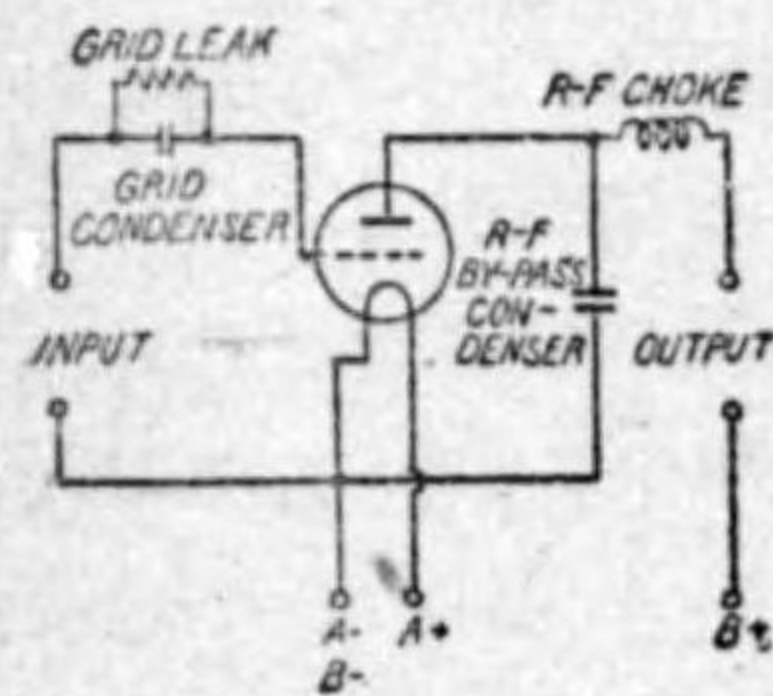
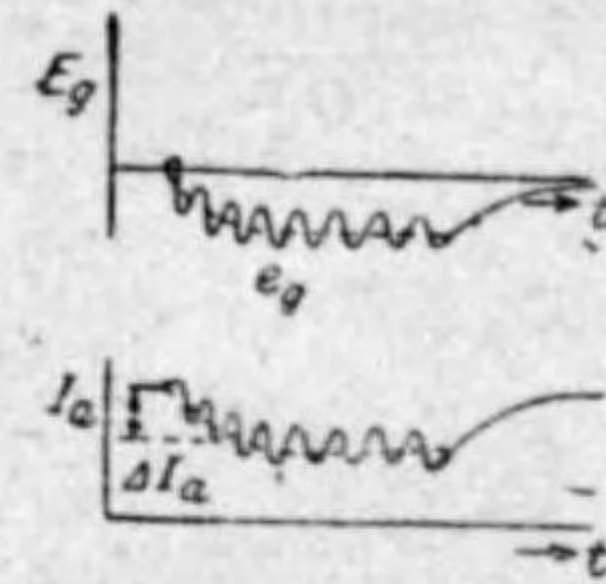


図 3.4

グリッド電流が流れて負に充電されるからグリッドの電位は其だけ低下する。グリッドに高周波電圧がかゝらなくなるとグリッド・コンデンサー  $C_g$  は其に並列に接続されたグリッド・リーク  $R_g$  で放電されて再びもとの電位に戻る。即ち第 3.5 圖に示す如くグリッド電位、プレート電流は變化する。この圖からわかる様に、こ



第 3.5 圖

の方法では前のプレート特性に依るものと異つて検波した時にプレート電流は下降するのである。

斯様な検波法は要するにグリッド電流の非直線性を利用してグリッド回路側で既に検波作用を終へてゐるので、これがプレート側に検波電流として現はれるのは單に比較的低い、例へば音聲周波の増幅器

としての作用に依るものである。即ち考へ方に依つてはこれは検波管で増幅管を兼ねたものとする事が出来る。其處にこの方法がプレート検波法よりも感度に於て優れてゐる理由がある。

この種類の検波管の動作を極めて概略的に説明すれば次の如くである。今グリッド電流  $I_g$  をグリッド電位  $E_g$  の函數と見て

$$I_g = f(E_g)$$

と置くならば  $E_g$  に交流電圧  $e_g \cos \omega t$  が加はつて

$$E_g = -E_{g0} + e_g \cos \omega t$$

の形となれば、回路に抵抗  $R_g$  を含まなければ前の (3.2) の如くグリッドの検波電流  $\Delta I_g$  は

$$\Delta I_g = \frac{e_g^2}{4} f''(E_g)$$

で示される。處が抵抗  $R_g$  の爲に検波電流  $\Delta I_g$  は上式とはならず  $\Delta I_g$  に依り  $R_g$  に現はれる電圧降下が影響するから大體に於て

$$\Delta I_g = \frac{e_g^2}{4} f''(E_g) - \Delta I_g R_g f'(E_g) \tag{3.4}$$

の関係となる。従つて

$$\Delta I_g = \frac{1}{1 + R_g f'(E_g)} \cdot \frac{e_g^2}{4} f''(E_g) \tag{3.5}$$

を得る。それ故グリッド電位の變動は

$$\Delta E_g = R_g \cdot \Delta I_g = \frac{R_g}{1 + R_g f'(E_g)} \cdot \frac{e_g^2}{4} f''(E_g) \quad (3.6)$$

となる。即ちグリッドにかゝる高周波振幅の二乗に比例し、且つグリッド電流の特性曲線の  $f''(E_g)$  に比例した値となる。(3.6) に  $f'(E_g)$  の實測値を與へれば或る  $R_g$  で  $\Delta E_g$  が最大値となる事がわかる。然し實際上は左様して得た  $R_g$  が餘りに大であればグリッド回路のコンデンサー  $C_g$  の放電が遅くなり第 3.5 圖に示した  $\Delta E_g$ ,  $\Delta I_g$  なる變化が遅くなる。従つてグリッドにかゝる高周波電圧が (3.3) の如く變調されたものであれば檢波電流の變動は高い變調角周波數  $p$  に追隨しなくなる。従つて  $R_g$  を餘りに大なる値とする事は宜しくない。一方コンデンサー  $C_g$  が小さい事はこの變調された電波の檢波に際し、變動が速に起つて都合が宜しいが、餘りにその値が小さいと其處の高周波イムピーダンスが高く、従つてグリッドにかゝる管の電圧の内僅かの部分しか本當にグリッドにかゝらない事になるから注意を要する。(3.5) の關係を導くに當つては此コンデンサー  $C_g$  のイムピーダンスはグリッドの入カイムピーダンス  $f'(E_g)$  に比して極めて小さく、従つて  $C_g$  のイムピーダンスの影響を無視してゐる。通常波長 1000 m 以下の電波を檢波するに使用される  $R_g$ ,  $C_g$  の値は  $R_g$  は 0.5 乃至 3 M $\Omega$ ,  $C_g$  は 0.0003  $\mu$ F 若くは其以下といふ程度である。

以上は極めて小さい振幅の電圧がグリッドにかゝつた場合であつて、其振幅が少々大となればグリッド檢波電流  $\Delta I_g$ , 及び電圧は  $\Delta E_g$  は振幅  $e_g$  の二乗に比例するよりも寧ろそれに直接正比例する關係に近づく事は前のプレート特性檢波の時と同様である。従つて變調された電波を檢波するに斯様な場合に元來無かつた第二高調波を發生して歪みを出す事も少く餘り問題とはならぬ。グリッド特性を用ゐれば感度が良好であるからプレート特性の場合よりももつと小さいグリッド高周波電圧の時に左様な直線的關係に近い状態になるので變調周波數の高調波に依る歪みはグリッド檢波管の方が少い。

グリッド檢波管のプレート・イムピーダンスは變調の音聲周波數に對してのみ或る値  $Z_p$  を有して増幅管として働き、高周波(搬送波)に對しては増幅管として働かぬ事が必要である。即ち第 3.4 圖に示す如くやはり側路コンデンサーと高周波塞流線輪とで濾波回路を形成し負荷側に對し高周波電流を傳送しないと同時に、檢波管に對しては高周波では極めて低いイムピーダンスとする。若しこれが高周波に對し相當の値を有してゐればプレート電圧の高周波變化があり、その反作用で檢波作用が低下する事はプレート特性檢波管の時と同様である。斯様にプレート・イムピーダンスが高周波に對し無視し得る程度に低くなつてゐればグリッド檢波電圧  $\Delta E_g$  はよく増幅される。換言すればこの時は真空管は高周波増幅管とならず専ら變調周波、即ち音聲周波の増幅管となるのである。

グリッド特性の檢波電流の歪みはグリッドの檢波電圧  $\Delta E_g$  が増して特性曲線の下方、即ち切斷點に近づくと共に起り初める。それはグリッドにかゝる高周波電圧の振幅がそれ以上増すも  $\Delta E_g$  の値は多くなり得ないからである。反つてそれ以上では特性曲線の下方彎曲部でプレート特性の檢波作用が現はれ、その變化方向はグリッド特性に依るものと反對であるから檢波作用は少くなる。斯様な現象の起り初むる以上の振幅の高周波電圧をグリッドにかけると甚しい歪みが現はれる。この歪みはプレート電圧を多くすれば多少軽減出来るが、更によく是を矯正するにはグリッド檢波管のプレート電圧を高くしその回路に直列に相當高い ( $10^4 \Omega$  以下) 抵抗  $R_p$  を挿入するが宜しい。グリッド檢波電圧  $\Delta E_g$  が現はれてプレート電流が下降すれば抵抗  $R_p$  に依る直流電壓降下が減少しプレート電圧が多くなる。従つてプレート特性檢波に依る歪みが現はれない様になし得る。

前述の如くグリッド・リーク  $R_g$  は餘り大である事は高い周波數で變調された搬送波の檢波には都合宜しくない。も一つ  $R_g$  を餘りに高くする事の不便は感度が良好であつて  $\Delta E_g$  の變化が多く檢波管として過負荷となつてプ

プレート特性検波による歪みが速く現はれる点である。それ故グリッドにかゝる高周波電圧が左程小さくないならば  $R_g$  は少くした方が非直線性に依る歪みが出ないし高い音響周波数まで一様に検波されて周波数特性も良好である。また入力側の同調回路として見るもグリッド・リーク  $R_g$  が多いと選択性が高い爲にやはり搬送波の両側帯波の端まで一様に検波管グリッドにかゝらぬ事になる。此等の点を総合して良質なる受信にはグリッド検波管のグリッド・リーク  $R_g$  は高くしては不可ぬといふ事が出来る。但し左様すると同時に検波管としての感度は多少犠牲にしなければならない。

## 2. 真空検波管の諸變形

### A. 再生式検波法

三極管検波法に於てはプレート特性、グリッド特性何れを用ゐるにしてもグリッドにかゝる高周波電圧  $e_g$  が小さければ、検波電流は  $e_g$  の二乗に比例する。従つて  $e_g$  の極めて小さい時は検波電流は非常に小さいもので、或程度以下の  $e_g$  では實際上検波電流は現はれないのである。斯様なグリッド電圧  $e_g$  の小さい時に検波電流を多くして鋭敏な感度を持たしむるには何等かの方法を講ずる必要がある。簡單の爲に第 3.6 圖の如くアンテナ回路に結合する同調回路に現はれたグリッド電圧  $e_g$  を検波管にかけるとしやう。グリッド電圧  $e_g$  はアンテナ回路、及び同調回路 ( $L_2, C_2$ ) の抵抗の値に依つて制限されてある値以上に大となる事は出来ない<sup>1)</sup>。それ故アンテナ回路に到来する電波のエネルギーが小さければ、如何しても検波電流は小さいものとなる。若し何等かの方法でグリッド電圧  $e_g$  を大となし得るならば、検波

1) p. 22 の (1.30) を得たと同じ計算から、アンテナ回路も同調してゐる時にアンテナ回路 (抵抗  $r_1$ ) 同調回路 (抵抗  $r_2$ ) 間の結合を最適値に擇むならば、電圧  $e_g$  はアンテナに到来電波で誘起された電圧  $e$  と

$$e_g = \frac{e}{\sqrt{r_1}} \cdot \frac{\omega L_2}{\sqrt{r_2}}$$

の関係にある事がわかる。これが  $e_g$  の最大値である。

管に依る検波作用にも都合よくなる。その一方法は圖で點線で示した如く検波管でプレート回路にインダクタンス線輪  $L_3$  を入れ、それを發振器の時と同様に同調回路の線輪  $L_2$  と結合せしむる事である。線輪  $L_3$  (是は普通再生用線輪、チックラー線輪などと謂はれてゐる) と線輪  $L_2$  との間の相互インダクタンス  $M$  を調整すれば検波管を丁度發振しやうとする状態に置く事が出来る。

今簡單の爲に第 3.6 圖でアンテナ回路は到来電波に同調してゐないとして、従つて  $L_2 C_2$  の同調回路に到来電波の周波数では大した影響を及ぼさないものとする。然る時は p. 73 に説明せると同様の考へ方からアンテナ回路から同調回路に誘起される電圧を  $e'$  とすれば、同調回路  $L_2 C_2$  では再生用線輪  $L_3$  に依り相互インダクタンス  $M$  で再生作用を與へてゐる時に大體

$$L_2 \frac{di_2}{dt} + \left[ r_2' - \frac{M}{C_2} g_m \right] i_2 + \frac{\int i_2 dt}{C_2} = e' \cos \omega t$$

に依り回路の電流  $i_2$  が與へられる。 $L_2 C_2$  回路が角周波数  $\omega$  に同調されてゐれば回路の電流の振幅  $i_2$  は

$$i_2 = e' / \left( r_2 - \frac{M}{C_2} g_m \right) \quad (3.7)$$

で與へられる。但し  $g_m$  は検波管の相互コンダクタンスである。従つて再生用線輪に依る相互インダクタンス  $M$  を注意して調整すればこの式の分母で抵抗  $r_2$  の効果を打消して電流  $i_2$  を十分に大きく出来る。従つて検波管にかゝるグリッド電圧

$$e_g = \omega L_2 \cdot i_2 = \frac{\omega L_2}{r_2 - \frac{M}{C_2} g_m} e' \quad (3.8)$$

を再生作用の全然ない場合の値

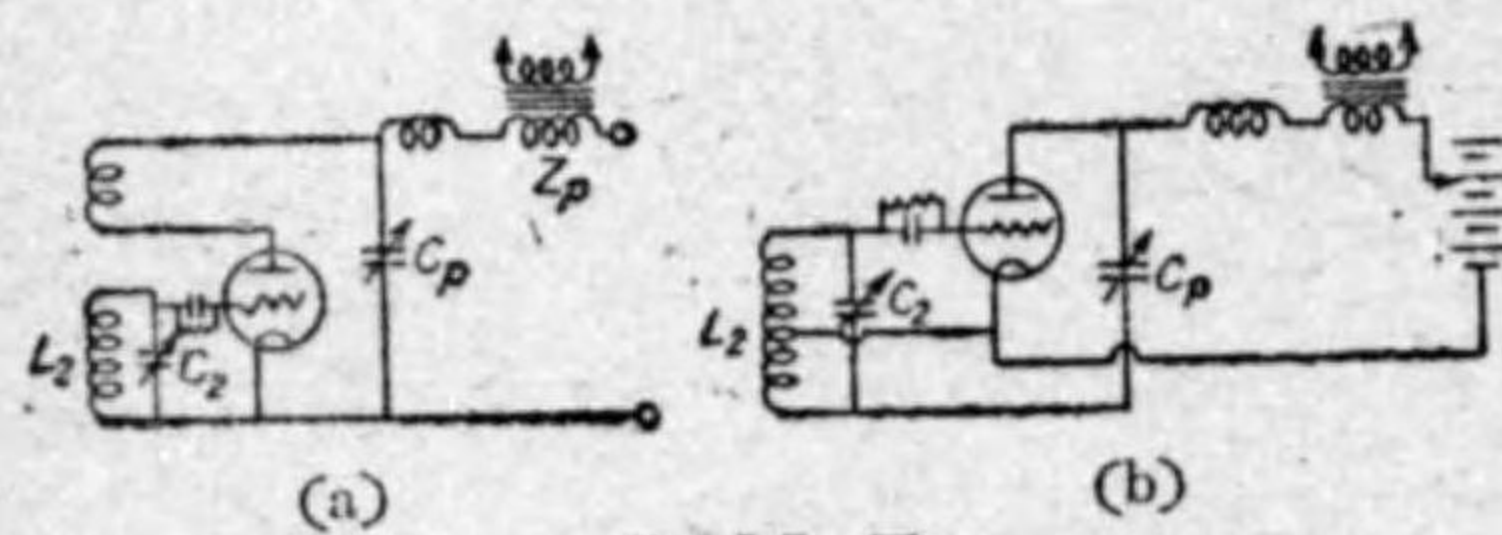
$$e_o = \frac{\omega L_2}{r_2} e$$

よりも相当大として検波管としての出力を増大せしむる事が出来る。但し上式を導くに當つては高周波振動に對してプレート・インピーダンスは低く、その値は検波管の内抵抗  $R_i$  に比較し無視し得ると考へてゐる。大抵の場合この假定は實際上に成立する。

若し相互インダクタンス  $M$  の値を餘りに多くすれば發振し初める。それで發振し初める手前の適当な状態に置かなければならぬ。そして (3.8) の示す如く同調回路で恰も實効抵抗を極めて小さくした様にしてある。斯様な検波法が再生式検波法である。

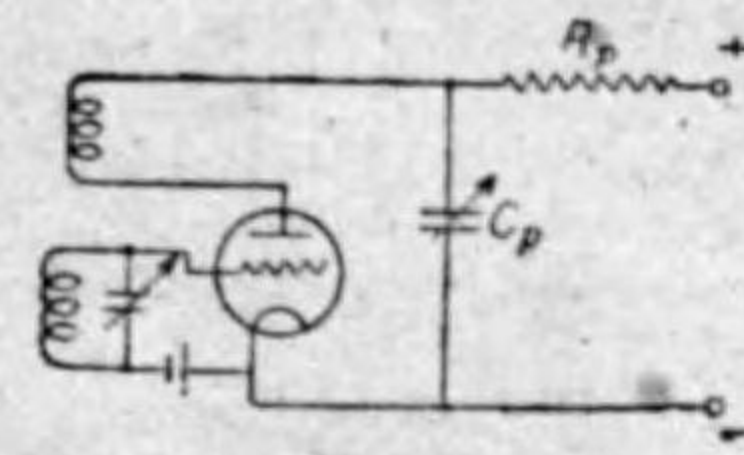
斯様な検波法で検波管を發振せしめ様とするに最も大切な條件は p. 77 で説明したる如く軟い發振状態を持つ事である。即ち小さい振幅のグリッド電圧が三極管にかゝつた時に、その儘で小さい振幅の振動を続けるか、又は時間と共に次第に減衰して行く状態である事が必要で、且つグリッド・リーク  $R_g$  が相當に高く發振しても大きい振幅にならない様にすることが宜しい。また再生作用を適當に行ふにはプレート電壓、グリッド電位をも適當に調整してやらねばならない。プレート電壓が低く、グリッド電位も少く、グリッド電流の流れ易いほど發振した時に回路減衰が時間的に増加し易いから一般には軟い發振状態となる。それ故線輪  $L_2, L_3$  の結合のみならずプレート電壓、グリッド電位をも變化し得る様にした方が實際的である。

第 3.6 圖では再生作用の程度を相互インダクタンス  $M$  の調整で變へるの



第 3.7 圖

であるがこれ以外にも色々方法がある。第 3.7 圖はその内の二法を示したものである。(a) 圖ではコンデンサー



第 3.8 圖

$C_p$  を減少すれば高周波エネルギーが  $Z_p$  側に吸収され發振し難くなる。それで  $C_p$  の加減で高周波振動を發生、又は停止できる。また (b) 圖はニュートロダイナ法増幅器と同じ事で  $C_p$  が中和用コンデンサー  $C_n$  と同じである。 $C_p$  が真空管のプレート・グリッド間の静電容量  $C_{pg}$  を中和すれば發振しないがそれ以外の  $C_p$  では發振し得る。例へば  $C_p$  を大とすれば p. 82 の Hartley 回路と同じになり發振し易い。この回路は再生式検波管として廣く用ゐられてゐる接続で時には Reinartz 回路とも云はれてゐる。

場合に依ると検波管をプッシュ・プル接続として再生式となす事もある。即ち p. 48 の第 1.37 圖類似の回路とし、たゞグリッド検波法とする爲にグリッド・リーク、並にコンデンサーをグリッド側に入れ、プレートには同調回路の代り高周波に對するインダクタンスと音聲周波インピーダンスを入れる。そして中和コンデンサーを回路安定條件より少々外れた値にするならば發振に近い状態となるから同調回路の實効抵抗が減少し檢波出力を増す事が出来る。

再生式検波管では再生を行はぬ場合に比すれば檢波感度の増加の程度は状態で非常に異ふ。回路の調整を或値に固定した儘とすれば、檢波電流は檢波す可き電壓に比例して増大する。然し一々の場合に再生作用の調整を許すならば檢波電流は必しも到來電流の振幅が減少しても減少しないといふ結果が得られる。即ち再生作用を行ふと、極めて微弱なる電波の檢波にはその感度が微弱なればなる程増大するといふ特性がある。勿論斯様な結果を得る所の回路の調整は電波強度の弱くなる程其困難は増大する。然し斯様な特性がある爲に再生式検波法は非常に鋭敏な檢波法として知られてゐる。またこの様な特性の爲に一般に斯様な再生式検波法を用ゐた受信機に依り簡單に到來電流の信號強度の量的測定は出来ない譯である。

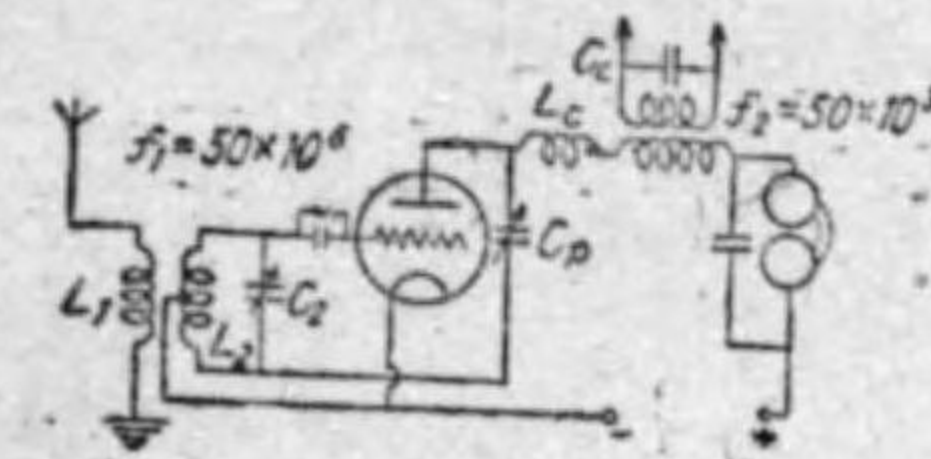
以上の説明では再生式検波管としてグリッド特性検波法が用ゐられ、プレート特性検波法は用ゐられてゐない。それはグリッド特性検波管では発振しやうとする時、グリッド回路で発振の振幅を増大せしめない作用を爲し得るが、プレート特性検波管を用ゐた時には普通では何等斯様な振幅の増加を抑制する作用が現はれぬ爲である。即ちプレート特性検波管では軟い発振状態は得難く、兎角堅い発振状態となり易い。若しプレート特性検波管でも軟い発振状態を得られる様にすれば、この場合にも再生式検波法は可能である。その方法の一例は第 3.8 圖に示す如くプレート回路に相當に高い抵抗  $R_p$  を入れるのである。コンデンサー  $C_p$  を増加し検波管に再生作用を興へてやるとグリッド電圧の振幅は増加する。それと同時にプレート特性検波法に依りプレート検波電流は増大するから、其に依る抵抗  $R_p$  の電圧降下は多くなる。この電圧降下に依りプレート電圧が低くなるから発振した時に振幅の増大が抑止される。従つて軟い発振状態に入り都合の良い再生式検波が出来るのである。この場合のプレート回路の抵抗  $R_p$  は同時に検波されて現はれた音響周波に對するイムピーダンスとし、その後に抵抗増幅器を接続すれば宜しい。

### B.) 超再生式検波法

前項に説明した再生式検波法に一つの變形がある。それは超再生式検波法で再生式検波管をして周期的に再生作用を變化せしめてやるのである。普通の再生式検波管では (3.7) の示す如く検波管が丁度発振しやうとする點まで再生作用を加減するものであるが、この目的の爲の回路調整は可成り面倒である。即ち極めて良好な状態に調整されておれば同調回路の實効抵抗は極めて小となり検波作用は増大するが、調整の如何に依つては検波管に相當の振幅の高周波振動が発振しその爲に検波作用は消去する。超再生式では再生作用を周期的に加へて、或瞬間には高周波振動を発振させ次の瞬間には其を停止させ、回路の實効抵抗が交互に正負の値を取る様にして、其が平均して極

めて小さく 0 に近いものとするのである。其には再生式検波管でプレート、若くはグリッド回路に他の局部発振器から周波数  $f_2$  なる交流電圧を加へてやるのである。或はこの周波数  $f_2$  なる振動は局部発振器に依らず再生式検波管をして兼ねしむる事も出来る。例へばグリッド・リーク  $R_g$ 、コンデンサー  $C_g$  の値を適當として p. 91 に説明せる如く間歇振動を發生せしめその間歇振動の基本周波数を  $f_2$  とすると宜しい。斯様な方式に依るものを **self quenching** に依る超再生式検波管と云ふ。

第 3.9 圖は局部発振器に依り周波数  $f_2$  なる振動停止用電圧 (quenching

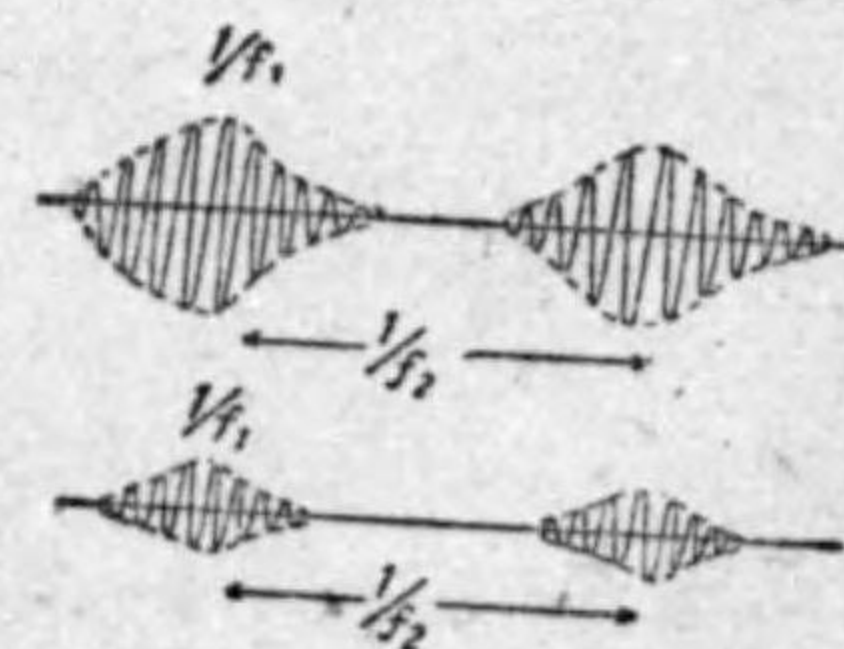


第 3.9 圖

voltage) を加へた周波数  $f_1$  の超再生式検波管の場合である。この圖では  $f_1$  は 50Mc (波長 6m),  $f_2$  は 50kc とした。局部発振器に依り検波管のプレート電圧が上昇した瞬間に再生作用が利いて検波管は発振し始

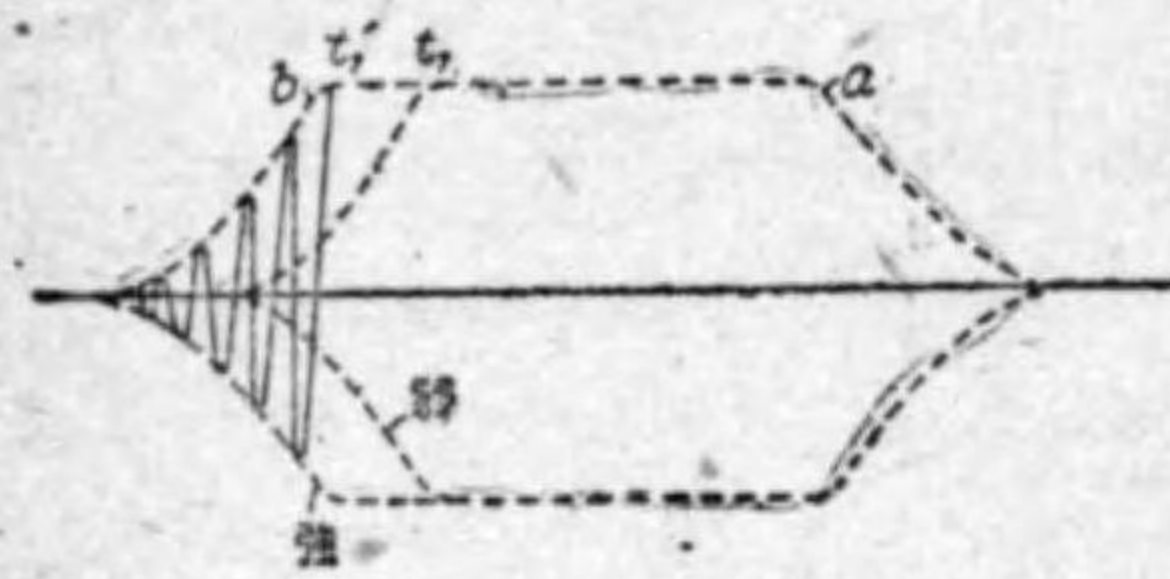
める。次に検波管のプレート電圧が下降した瞬間に再生作用は停止し検波管のグリッド電圧振幅は回路の抵抗に依り減衰する。斯様な現象が  $f_2$  なる周波数で繰返さるゝ事となるのであるが、各サイクルで発振し始むる時の模様は検波すべき周波数  $f_1$  なる到来電圧の振幅の大きいさで差違がある。其振幅が大なる瞬間に発振し始める時は発振サイクルの時間中で発振が比較的速に始まり大なる振幅に到達する。反對に到来電波の振幅の小なる瞬間に発振し始める時は発振サイクルの時間中で遅く発振し始め検波管の振幅は左程急には大きくなる。

その有様は第 3.10 圖に示す如くで、上方は強い到来電波のある場合、下方は弱い到来電波の場合である。斯様な高周波振動が検波されるから、もとの振幅に應じた検波電流が得られる。



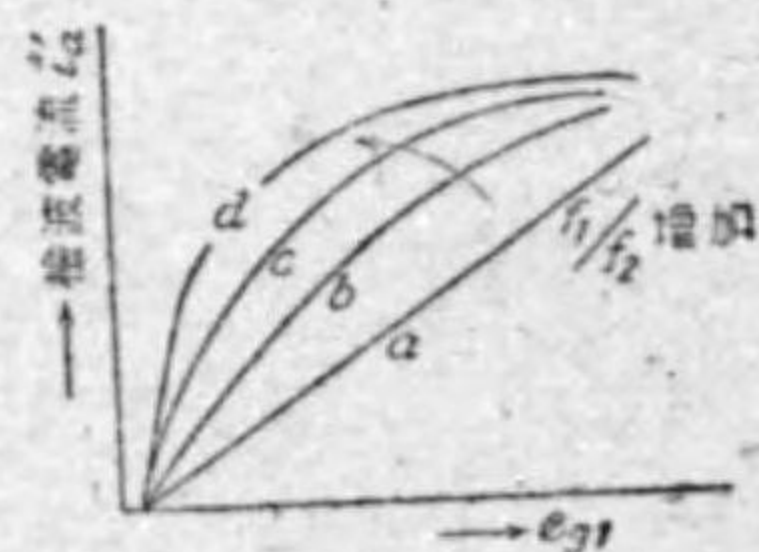
第 3.10 圖

超再生式検波法は普通の變調された電波、即ち無線電話、若くは可聴周波變調の無線電信の電波を検波するに用ゐられ、その電波の波長の短い程、即ち周波數  $f_1$  が高い程使用して都合が宜しい。振動停止用電壓の周波數  $f_2$  は超可聴周波數であれば差支ない譯であるが、到來電波の周波數  $f_1$  と周波數  $f_2$  との比  $f_1/f_2$  に依り檢波電流は次の如く變化する。 $f_1/f_2$  の比が大であれば即ち  $1/f_2$  が長ければ、檢波すべき電波が極めて小さい振幅の場合でも檢波管の發振しつゝある時間中に充分大なる振幅になる。檢波管の再生作用に依る發振器としての振幅には一定の極限值があつて其以上は大きくならぬ。周波數の比  $f_1/f_2$  が大であれば弱い電波でも強い電波でも皆最終振幅となる迄に檢波管を發振させる事は第 3.11 圖に示す如くである。従つて檢波電流は



第 3.11 圖

到來電波が微弱でも多くなり感度は良いがある程度以上強い電波が來ても檢波電流は一定で増加しない。即ち到來電波の強弱で檢波管に依り生ずる高周波振動の様子の差違は單に發振開始の瞬間が違ふだけでそれからあとは全く同様である。これは超再生檢波管として極めて重要な性質であつて、若しも周波數  $f_1$  を一定とすると  $f_1/f_2$  が左程大でなければ第 3.10 圖の如き有様となり檢波電流は到來電波に正比例するが、 $f_1/f_2$  の比が増大すると檢波電流は到來電波に正比例せず  $f_1/f_2$  の極めて大なる時に到來電波が強くなるほど檢波電流の増加が少くなる。(第 3.12 圖)且つこの場合到來電波の振幅  $e_{s1}$  の同一變調率を考へれば(即ち  $e_{s1}$  が變調されてゐると考へると)檢波電流  $i_d$  側の變化の値は  $e_{s1}$  の大いさには無關係である。換言すれば或る百分率に變調された電波が來ると考へると斯様な  $f_1/f_2$



第 3.12 圖

の比の大なる場合に超再生檢波管に依つて檢波されて得られる音聲周波電流は到來電波の強さに無關係である。それ故斯様な場合にこの檢波管は自動音量制御特性を有してゐる事がわかる。従つてこれは到來電波に fading がありその信號程度に變動の多い様な場合の檢波法として極めて適したものである。但しこれには  $f_1/f_2$  が大なる事を必要とするから  $f_1$  が大なる値でないと  $f_2$  は可聴周波數の範囲に入る不便がある。従つてこの特性を利用し得るは  $f_1$  の高い時、即ち超短波の檢波受信の時である。

以上を式で示すならば次の如くなる。第 3.11 圖の如き曲線で振幅の増加する状態は  $A_0 e^{kt}$  の形で示される。この式の  $A_0$  (これは到來電波の強さに比例する)を變化する事は單に  $A_0 e^{kt}$  なる曲線で時間のスケールを變へたのと同じである。今  $A_0$  を  $A_0'$  に増すならば  $A_0 e^{kt}$  の振幅がその極限值(最大値)になる迄の時間は  $t_1$  から  $t_1'$  になつて短くなると考へれば

$$t_1 - t_1' = \frac{1}{k} \log \frac{A_0'}{A_0} \quad (3.9)$$

の關係がある。これは前記自動音量制御の性質を示したものに他ならない。これは到來電波の變調率さへ同一ならば  $A_0'/A_0$  は一定であり、その時には檢波電流  $i_d'$  の變化(これは  $t_1 - t_1'$  に比例する)はこの式に依つてやはり一定で  $A_0', A_0$  の大いさには無關係だからである。勿論斯様にして現はれた檢波電流の波形はもとの變調用の音聲周波の波形とは異つて歪みが出る。然し變調度の低い電波を検波する時はこの歪みは大した事がないから多くの受信には實用上差支ない。

斯様に超再生式檢波法は感度の良い上に自動音量制御の特性をも有せしむる事が出来るといふ優れた特徴もあるが缺點も無いではない。その一つは雑音の多い事である。これは到來電波が無くとも p. 35 に述べた様な真空管、

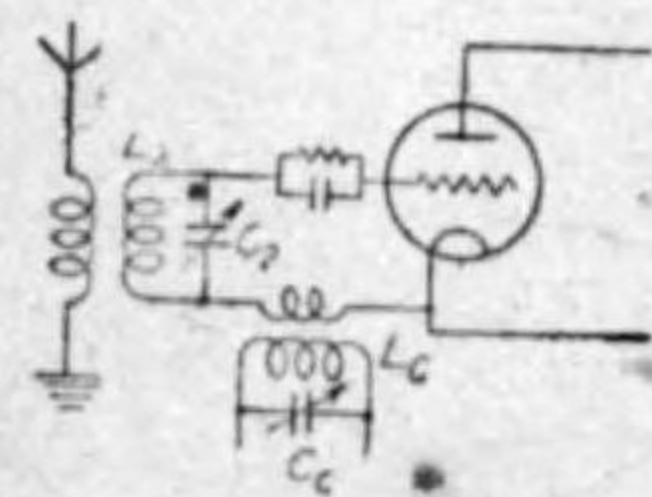
1) 例へば變調率を  $m$  としたる時  $A_0', A_0$  は  $A(1+m \cos pt)$  の形に現はさるゝものゝ最大値、最小値と見れば

$$A_0'/A_0 = (1+m)/(1-m)$$

並に回路の熱的擾亂，電射効果等の雑音電圧が恰も微弱なる到来電波の電圧の如く作用し周波数  $f_2$  の發振サイクル中に發振を時間的に不規則に開始せしむるからである。この作用は到来電波の極めて微弱なる場合にもやはり利いて来て檢波電圧に雑音電圧を多く混じて實用上に支障を來す。若し到来電波が稍強勢となれば再生に依る發振開始の瞬間は到来電波の振幅でよく制御され信號/雑音の比はずつと良好になり雑音は問題でなくなる。然し到来電波の全然來ない時，若くは其を待受くる時間中雑音の多い事は實際に此方式を採用するに當つて考慮を要する問題で，その様な場合には何等かの雑音抹消制御法を講ずる必要がある。

### C.) ヘテロダイン檢波法

現在無線電信に用ゐられてゐる電波の多くは連続高周波振動である。斯様な電波信號は p. 116 第 2.30 圖 (a) で下方に示した形になるが，これを檢波すると單に檢波電流の變動  $\Delta I_a$  が起るだけでこの圖の上方に示した形になる。これを直流増幅器で増大したる後には依つて繼電器を働かせて受信テープに記録する場合ならば是でも差支ない。然し現在多くの受信機では受話器で可聴音として聴取し，また繼電器に依りテープに記録させるにしても監視用として受話器で聴取する必要がある。それには斯様な波形の電流では都合が悪い。それはこの電波信號の開始，及び停止の瞬間の變動は檢波管プレート回路につないだ受話器には單にクリックとして聞えるに過ぎないから信號



第 3.13 圖

として聴取できない。斯様な高周波連続振動を耳に聞える様な音聲周波振動に変換するには所謂ヘテロダイン檢波法が用ゐられる。それには第 3.13 圖に示した如くアンテナに到来する電波に依るグリッド電圧  $e_{g1} \cos \omega_1 t$  へ周波数の少々異つた電圧  $e_{g2} \cos \omega_2 t$  を加へると，(3.6) に依つて與へられるグリッド檢波電圧は

$$\Delta E_g = \frac{R_g}{1 + R_g f'(E_g)} \frac{(e_{g1} \cos \omega_1 t + e_{g2} \cos \omega_2 t)^2}{4} f''(E_g)$$

となる。この式で  $\omega_1, \omega_2$  の差として出る比較的低い音聲周波数の檢波グリッド電圧  $e_g'$  のみをとると次式が得られる。

$$e_g' = \frac{R_g}{1 + R_g f'(E_g)} \frac{e_{g1} e_{g2}}{2} f''(E_g) \cos(\omega_1 - \omega_2)t \quad (3.10)$$

以上はグリッド特性檢波管の場合に就いて説明したが，プレート特性檢波管の場合も同様に (3.2) から

$$\Delta I_a = \frac{(e_{g1} \cos \omega_1 t + e_{g2} \cos \omega_2 t)^2}{4} f''(E_b, E_g)$$

が得られ，角周波数  $\omega_1 - \omega_2$  の項のみを考へると

$$i_a' = \frac{e_{g1} e_{g2}}{2} f''(E_b, E_g) \cos(\omega_1 - \omega_2)t \quad (3.11)$$

となる。

斯様に何れの檢波法を用ゐても，ヘテロダイン音  $\omega_1 - \omega_2$  の檢波電流，電圧は檢波すべき電圧  $e_{g1}$  と其に加へるヘテロダイン局部發振器電圧  $e_{g2}$  との相乗積に比例する。従つて局部發振器の電圧  $e_{g2}$  を相當の大いさにすれば檢波電流も多く出来る。單純なる檢波法では  $e_g$  の小さい場合に檢波電流は  $e_g$  の二乗に正比例するに反して，ヘテロダイン檢波法では檢波電流は  $e_{g1}$  に正比例し局部發振器電圧  $e_{g2}$  を大とする事に依り普通の檢波法よりも感度を高くする事が出来る。これがヘテロダイン檢波法の一つの大なる利益である。

(3.10) (3.11) では檢波電圧，電流は局部發振器電圧  $e_{g2}$  を増加するならば幾らでも増大し得る様な結果になつてゐるが，實際は無制限に左様はならない。檢波電流はある適當な  $e_{g2}$  の値の時に最大となりこれよりも  $e_{g2}$  を多くしても檢波電流は反つて減少する。

ヘテロダイン檢波法のも一つの大なる利益は是に依つて撰擇度が良好とな



り極めて近接した二つの電波でも何方が求むる信号のみを受信出来る事である。例へば 1000 kc と 1003 kc との二つの到来電波があるとすれば同調回路を用ひては兩者を分離する事は出来ない。然し局部発振器で所要の到来電波と 1000~ の唸音を出す様にヘテロダイン検波法を用ゐれば他方の電波とは 4000~ の唸音となるから適当な濾波器に依り是を消去せしめて 1000~ のヘテロダイン唸音の信号のみ受信する事が出来る。この例でもわかる様にヘテロダイン法では低い周波数の唸音に變換されるから撰擇度が非常に高められる。

第 3.13 圖ではヘテロダイン局部発振器の電壓をグリッド側に加へてあるが是はプレート側に加へても差支ない。検波管ではヘテロダイン唸音  $\omega_1 - \omega_2$  の現はれる事は前と同様である。なほ受信す可き周波数に對し再生式検波法を用ひ且つヘテロダイン検波を爲す事も可能である。

更に局部発振器を別に設ける代りに、再生式検波管で少々再生作用を強くして發振せしめ、同時に同調回路 ( $L_2, C_2$ ) を檢波す可き電波の角周波数  $\omega_1$  とせずそれと少々違つた  $\omega_2$  とするも宜しい。左様すれば角周波数  $\omega_2$  の振動が發生し、ヘテロダイン檢波が行はれる。斯様に檢波管が局部発振器を兼ねる場合をオートダイン檢波法と云ふ。その時の回路の接続は第 3.6 圖、第 3.7 圖等と同様である。この場合に發振角周波数  $\omega_2$  と檢波す可き電波の角周波数  $\omega_1$  とが近接してゐる程、同調にも發振にも都合が宜しい。即ち波長の短くなる程オートダイン檢波を行ふに都合が良い事がわかる。斯様な場合オートダイン檢波管は同時に再生作用を兼ねてゐると見られる。實際には發振を餘り強くせず、辛うじて發振してゐる程度とした方が同時に再生式檢波管に近い働作が行はれて檢波電流は多い。

斯様なヘテロダイン法にオートダイン檢波管と再生式檢波管とは其接続法が甚だ類似してゐるが、次の諸點に差違がある。(i) 再生式檢波管では局部的に明確には發振してゐない。それで信号電波の到来と共に發振し始むる

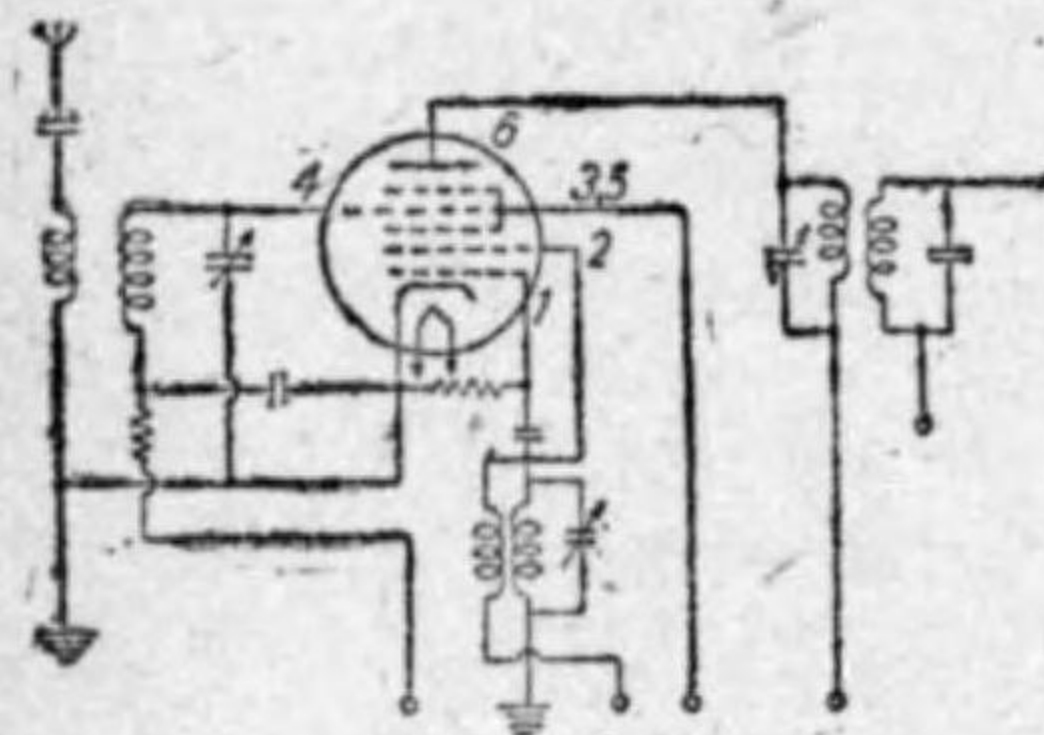
か、又は極めて微弱なる局部發振が増大するのである。これに反しヘテロダイン、及びオートダイン檢波管では局部發振が明確に成立してゐる事を必要とする。(ii) 再生式檢波法では假令微弱なる局部發振があつても、其は信号電波とヘテロダイン唸音を示さない。ヘテロダイン、並にオートダイン檢波管の局部振動はその周波数は到来電波のと差があつてヘテロダイン唸音を出すのである。

オートダイン檢波管で同調回路 ( $L_2, C_2$ ) の調整を變へて發振周波数を丁度檢波す可き電波の周波数と同一にしてやればヘテロダイン唸音は消失する。斯様な檢波管の特性は同調回路のコンデンサー  $C_2$  を變へるとヘテロダイン唸音は高い周波数から漸次低いものとなり完全同調點を中心に或範圍だけ唸音は消去し再び低い周波数から高い周波数の唸音が出る。同調點附近の唸音の消失する範圍は到来する信号電波の強いほど廣くなる。微弱なる信号の時はこの唸音の消失する範圍は殆んど無いが、若くは極めて狭い。斯様なヘテロダイン唸音を無くした檢波法の真空管をホモダイン檢波管と云ふ。ホモダイン檢波法はやはり感度が良好であるが微弱なる電波の場合には唸音の消失區域が狭いからこの状態に保つて置く回路調整に困難がある。この方法は變調された電波、即ち無線電話の電波を檢波するに場合に依ると使用される。然し微弱なる電波の時には回路調整が容易でないから餘り用ゐられない。

以上の説明ではヘテロダイン唸音が可聴周波数で 1000~ とか 2000~ とかになる場合を説明したがこれは必しも可聴周波数でなくもつと高い超可聴周波数として (即ち中間周波数に變へて) 例へば 50 kc とか 460 kc とかいふ様なものとして宜しい。斯様に超可聴周波数の唸音をつくるのをスーパー・ヘテロダイン法と云ふ事は前に p.26 で説明した通りである。この時の檢波管の動作は普通の場合と同様で、グリッド特性、若くはプレート特性を使用して角周波数  $\omega_1 - \omega_2$  の唸音をつくれればよいのである。たゞこの唸音が超可聴範圍の高いものであるだけの相違である。スーパー・ヘテロダイン法の特

徴は比較的高い周波数を、それよりも低い中間周波数に変換したが爲に増幅器の安定度が增大する事が一つ、も一つはヘテロダイン検波の時と同様に撰擇度の高くなる事である。即ち高周波を中間周波に変換すれば他の妨害になる電波に依りて生ずる中間周波との差の百分率は高周波にした儘の場合よりも多くなるから妨害波を同調回路に依つて除く事が容易となる。斯様な二つの大なる特徴がある爲に今日の高級なる無線受信機の殆んど凡てがスーパー・ヘテロダイン式になつてゐる。

最近に於ては斯様な受信機に於てスーパー・ヘテロダイン検波管として所



第 3.14 圖

謂周波数變換管が用ゐられてゐる。これはヘテロダイン検波管と局部發振管とを兼ねたものであつて、發振回路の調整のどの點でも同調回路と引込み現象を起して唸音を無くす事のない様に、また發振周波数はグリッド偏倚電壓を自動音量制御を行はしむる爲に変化し

ても餘り變動の無い様に特に設計された真空管である。周波数變換管を用ゐた回路の一例は第 3.14 圖の如くである。これで陰極に近い方から (1), (2) (3) のグリッドといふ風に命名するならば (1)(2) の電極で局部發振器になつてゐる。(3)(5) は遮蔽グリッド、(4) は制御グリッドでこれに依つて同調回路の電壓を加へる。そしてプレート側では檢波されて中間周波電流として出力が現はれるから中間周波に對する同調回路を設ければ宜しい。この様な周波数變換管ではプレート電流は (1) (4) のグリッド交流電壓  $v_1, v_4$ , プレートの交流電壓  $v_0$  の函数で

$$I_p = f(v_1, v_4, v_0) \quad (3.12)$$

となり  $I_p$  の内  $\omega_1 - \omega_2$  の角周波数を有する電流  $i_p$  を取ると、プレート負荷  $R$  の時に

$$i_p = \frac{g}{1+gR} v_4 \quad (3.13)$$

の形で示される<sup>1)</sup>。これは p. 3 で (1.11) で示した増幅管の場合の式に類似したもので其處の相互コンダクタンス  $g_m$  に對應して  $g$  を變換コンダクタンス、内部アドミッタンス  $Y_i$  に相應して周波数變換管の實効アドミッタンス  $g$  を考へればよい事がわかる。この變換コンダクタンス  $g$  は與へられた周波数變換管につき測定に依つて求むる事が出来る。(3.13) から變換増幅度は直に

$$A = \frac{i_p R}{v_4} = \frac{g R}{1+g R} = \frac{\mu R}{R_i + R} \quad (3.14)$$

となり形式の上では普通の増幅管の時と全く同様になる。

第 3.14 圖の周波数變換管は管内で局部發振管の電極 (1)(2) と檢波管のグリッド電極 (4) とが電子流から見て直列に配置されてゐるが、これは必しも左様でなければならぬ譯はない。普通の複合管で電子流から見て局部發振管、檢波管が並列に配置された三極五極管の様なものでも差支ない。これでもスーパー・ヘテロダインの周波變換に使用してよろしく回路接続は第 3.14 圖に類似したものである。

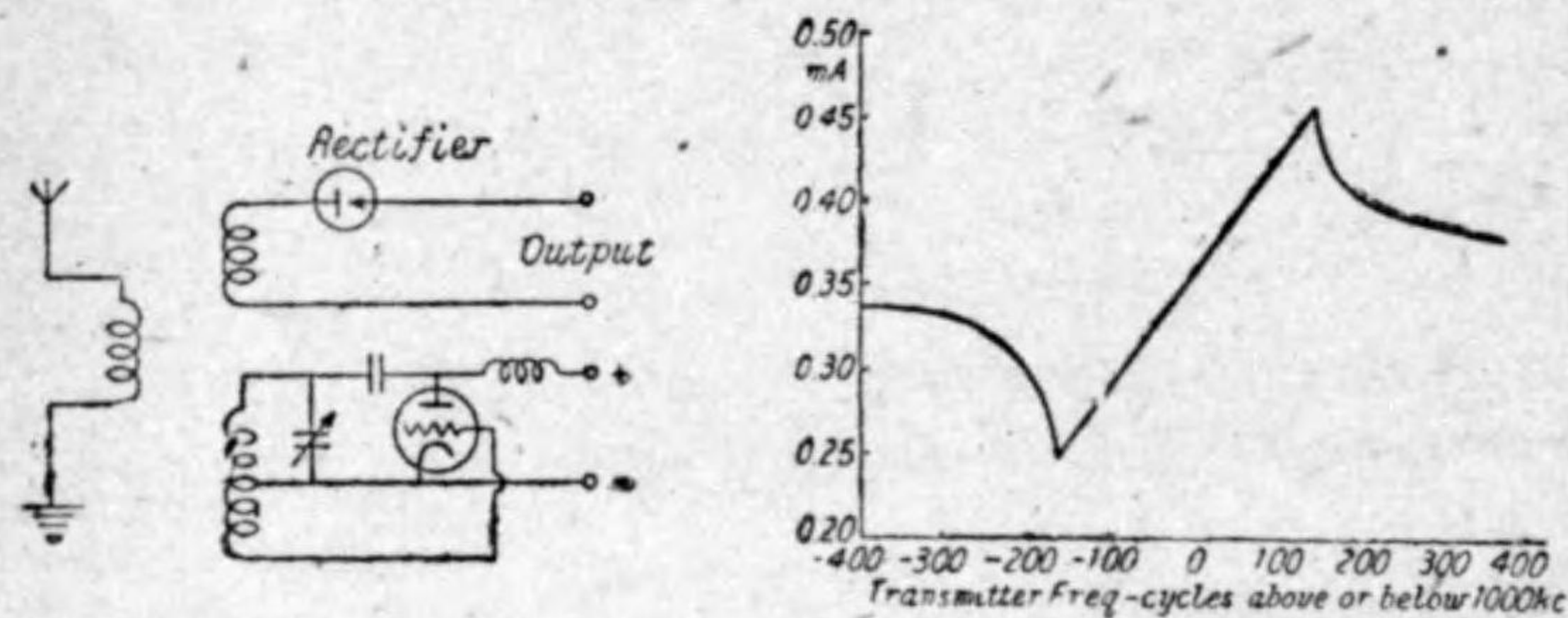
#### D.) 周波数變調電波の檢波法

周波数變調を行つた電波を檢波する方法の一つは p. 126 に説明した。斯様な檢波法以外の特殊のものを茲に説明しやう。周波数變調の電波を檢波するには到來電波 (搬送波) の瞬間的の周波数に比例し、その振幅には無關係な出力を與へる特性を有したものでなければならぬ。p. 126 に説明せる如く大抵は周波数撰擇回路で周波数變化を振幅變化に直すのであるが、これは周波数の變動が相當に大でないといふと其動作は良好でない。且つ周波数變調と共に振幅變調の存在する時は兩者の相互變調で檢波した時に歪みが出る。以下に述

1) 詳細は例へば千葉茂太郎；無線工學實驗法，共立社發行，p. 142 を参照せよ。

る検波法では搬送波の周波数の変動が比較的少くともよくその変化を出す事が出来、且つ振幅変動の歪みが出ないで比較的回路としても簡単な点で特徴がある。これは前項でヘテロダイン、並にホモダイン検波管として局部発振器と到来電波との引込み現象で唸音の消失する範囲のある事を述べたが、この沈黙区域の検波管の特性を利用するものである。

第 3.15 圖はこの検波回路<sup>1)</sup>を簡単に示したものである。アンテナ回路から誘起された電圧を検波回路に與へると同時にアンテナ回路を適當に結合せ



第 3.15 圖 (a)

第 3.15 圖 (b)

る局部発振器に依る電圧をも検波管に加へる。局部発振器は到来電波と殆んど同じ周波数を発生する様に調整してあるならば、この回路とアンテナ回路との結合と適當とし到来電波がある程度以上の強さの時に引込み現象で強制的に局部発振器は同期される。従つて発振器のコンデンサー  $C$  を變化してもある範囲内では到来電波に依り誘導された電圧と局部発振器に依る電圧とを直列に入れた検波回路で唸音は出ない。圖では検波器は簡單の爲に二極管として示してあるが勿論これは三極管、若くは多極管となしそのグリッド特性、又はプレート特性を利用して差支ない。簡単な解析を行つて見るに斯様な回路では唸音の無い沈黙区域の中央で局部発振器が到来電波と全く同じ周波数で發振せる時には到来電波に依る制御電流と局部發振器の電流とは位

1) J. R. Woodyard: Proc. I. R. E. 1937, p. 612.

相が  $90^\circ$  異つてゐる。そして唸音の沈黙区域で發振器のコンデンサーを變へると兩者の位相は  $0^\circ$  から  $180^\circ$  まで連続的に變化する。これは發振器のコンデンサー  $C$  を變せず到来電波の周波数が變化しても同様である。従つて第 3.15 圖 (a) で検波回路に加はるアンテナ、局部發振器に依り誘起される二つの電圧のベクトル和の大きさは第 3.15 圖 (b) の如くなり検波電流は搬送波周波数の些少の變化に殆んど正比例した値となつて現はれる。この圖の直線的部分は殆んど 1% 以内の直線と見なして差支なく且つ 1000 kc の搬送波でも 200~ か 300~ の僅少の周波数の變化でも檢知される。

若しこの場合に到来電波(搬送波)に多少の振幅変動を伴つてゐるとこの直線的變化の部分が廣くなつたり狭くなつたりするだけで中央の直線的部分は殆んど一致する。従つて振幅に依る変動が多少あるもそれに依る位相の變化が甚しくない時は歪みは殆んど出ない。

實際に斯様な方法を採用する時は高周波で直接斯様な檢波を行はず先づ中間周波に變換し、局部發振器も中間周波数のものとするが宜しい。且つこの發振器は檢波管を兼ねさせて差支ない。

斯様な檢波法は周波数変動の檢波に使用されるのみならず一般放送機で搬送波の周波数の僅少の變化を檢知するにも用ゐる事が出来る。或はまたこれで得られた第 3.15 圖 (b) の様な檢波電流を中間周波の段階で用ゐてスーパー・ヘテロダイン法の局部發振器の自動周波数制御 (p. 147 参照) を行ふ事も可能である。

周波数変動の電波の檢波法は以上の如き方法のみとは限らない。周波数変動の程度は一般に低いから變調用音聲角周波  $p$  が餘り低くない時は p. 120 の (2.43) から

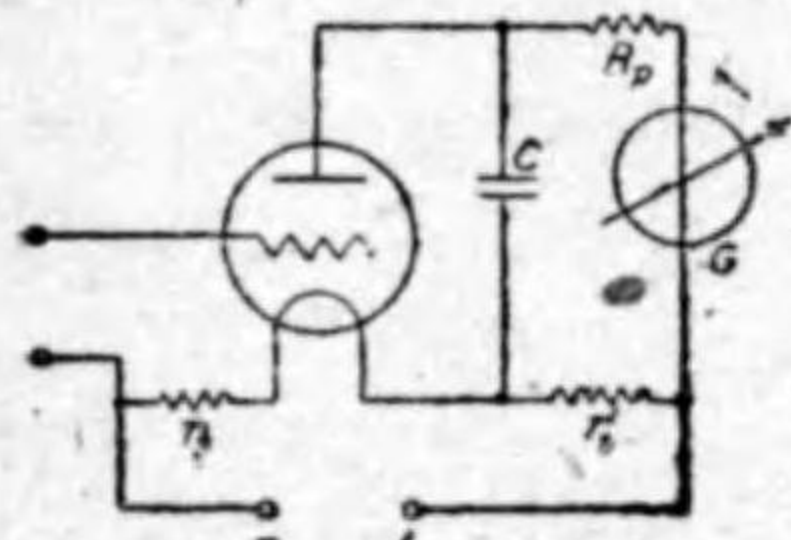
$$i_1 = A \sin\left(\omega t + \frac{k_2}{p} \cos pt\right) \approx A \sin \omega t + A \frac{k_2}{p} \cos pt \cos \omega t \quad (3.15)$$

で示される。従つて理論的には到来電電波から搬送波を消去し側帯波のみを取つて搬送波と  $90^\circ$  位相を異にする電圧  $A' \cos \omega t$  を加へて検波するならば検波電流として  $k_2 \cos pt/p$  に比例するものが得られる。これはもとの變調電流と違つて角周波数  $p$  に逆比例してゐるから適當な周波数特性矯正回路を加へてこれを増幅すれば宜しい。然しこの方法は搬送波  $A \sin \omega t$  を消去するに水晶濾器の如き複雑なる且つ高撰擇度のものを必要とし、 $p$  の低い方が制限されるし、また局部的に加へる搬送波  $A' \cos \omega t$  の位相關係の調整も困難で實用にはならない。

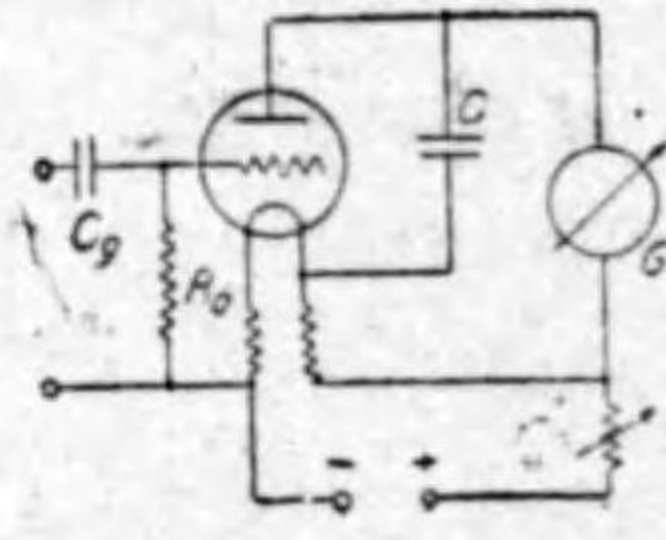
### 3. 真空検波管の測定上の應用

#### A. 真空管電壓計

真空検波管を真空管電壓計として用ゐる事は近年高周波測定に於て非常に



第 3.16 圖



第 3.17 圖

多くなつた。これは真空検波管の應用として最も重要なもの一つと思はるゝからそれに就いて説明しよう。

プレート特性検波管でグリッドに一定振幅の或る高周波の交流電圧をかけると、プレート側に検波電流が現はれ、その大きさはグリッドにかけた高周波電圧の振幅に應じて違ふから、逆に検波電流の大きさからグリッド側の交流電圧の値が知れる。この方法の大きい利益はグリッド・フィラメント間のイムピーダンスが非常に高いので、電壓計を測定回路に入れてもその影響が及ばない事、及び電壓計の読みは周波数に無關係で相當高い周波数まで使用できる事である。但しこれは測る可き交流電圧が略ぼ正弦波形で振幅の變らぬものに限つてゐる。振幅の常に變動せる例へば變調されてゐる様な高周波電圧はこの電壓計で測定する事は出来ない。

實際の構造は第 3.16 圖の如くである。圖の抵抗  $r_1, r_2$  に依り適當なるプレート電壓、グリッド偏倚電壓を與へ、且つ此等抵抗を同時にフィラメント回路の抵抗としてフィラメント電流を制限してゐる。それ故真空管のフィラメントの消耗に依り壽命の速く來る事は無い。プレート側の検波電流を見るには感度の良いマイクロ・アムメーター  $G$  が挿入してあり、且つこの計器  $G$  と抵抗  $r_1$  とを  $1 \mu F$ 、若くは其以上の値の大なるコンデンサー  $C$  で短絡してある。これは p. 165 に於て説明せる如くグリッドにかけた高周波電壓に對しプレート・イムピーダンスを低下せしめ検波作用を良好にする爲と、も一つは p. 17 の (1.22) で示されるプレート・グリッド間静電容量  $C_{pg}$  に依るインプット・イムピーダンスの減少をプレート・イムピーダンスを極めて小にする事に依り防止するに在る。更に真空管電壓計として使用さるゝ真空管はソケットに挿入せず且つ口金をも取除き電極間の静電容量をも少くする様に注意が施されてゐる。良く製作された真空管電壓計ではインプット側の等價静電容量は  $10 \mu F$  以下である。

第 3.16 圖で検波電流を見るに感度の良いメーター  $G$  を用ゐると大なる電流を通す譯に行かない。處がプレート電流の少い様な真空管特性でグリッド偏倚電位の多い個所は  $f''(E_g, E_p)$  が多くなく (3.4) で示さるゝ爲に検波特性は餘り良好でない。それ故グリッド偏倚電位をも少し減らしメーター  $G$  に流れる電流の不變部分を無くす様に更に 2 個の抵抗を用ゐる真空管と抵抗  $r_1$  とを用ゐる電橋接続とする事がある。(この様な真空管電壓計は p. 195 の第 3.21 圖に示してある。) 斯様にすればプレート電流の内、検波作用で變化する部分以外をメーター  $G$  に通さぬ様に出来るから鋭敏なるメーターを使用して感度を上昇せしむる事が出来る。なほ第 3.16 圖にてメーター  $G$  に直列に抵抗  $R_p$  を入れてあるが、斯うすると検波電流の増加と共にプレート電壓が低下しインプット高周波電壓對検波電流の關係がスケールの上の方でより直線的關係に近いものとなつて都合がよい。