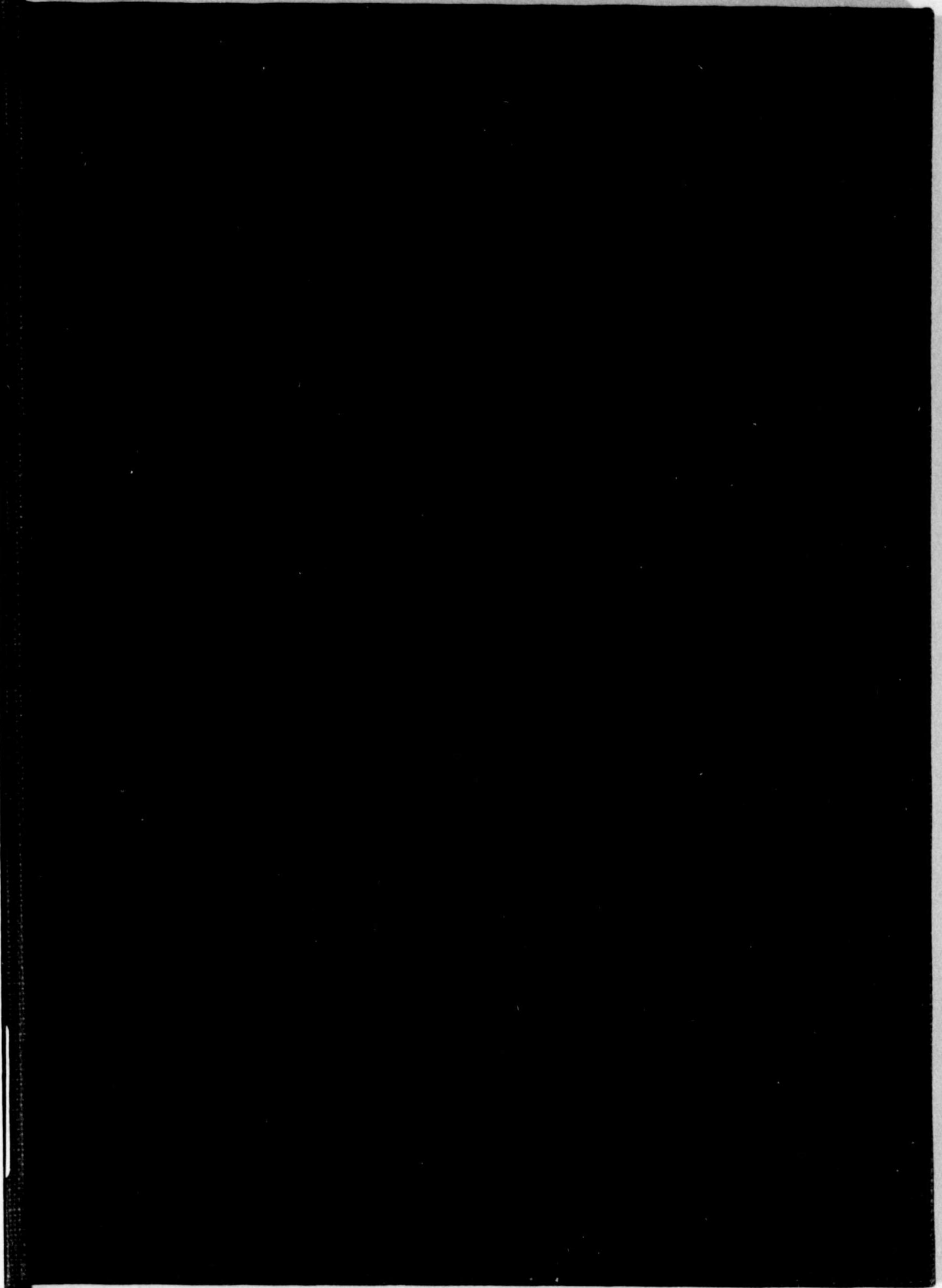


始



ト=7.T-26

標準ラジオ技術講義

中 卷

997
199

誠 文 堂 新 光 社

548
H99
⑦



標準ラジオ技術講義

中 卷

東京 誠文堂新光社 發行



997
199

標準ラジオ技術講義 中巻

目次

第七章 受信回路

- 第一節 主なる部品の動作.....1
- 第二節 受信回路の解析.....10

第八章 電力増幅回路

- 第一節 電圧増幅と電力増幅の異なる点.....111
- 第二節 可聴周波増幅方式.....115
- 第三節 増幅器の歪.....121
- 第四節 無歪最大出力の計算.....124
- 第五節 三極真空管を電力増幅に使用する場合の注意.....129
- 第六節 五極真空管を電力増幅に使用する場合の注意.....131
- 第七節 出力管とインピーダンス・マッチング.....132
- 第八節 A級・B級、A/B級増幅.....134
- 第九節 並列接続とプッシュ・プル接続.....138
- 第十節 A級プッシュ・プル接続図及び特徴と使用上の注意.....140
- 第十一節 4B級プッシュ・プル接続図及び特徴と使用上の注意.....142
- 第十二節 電力増幅管とスピーカーの関係.....145
- 第十三節 負帰還増幅.....146

第九章 交流受信機

第一節 直流受信機と交流受信機.....148

第二節 A 電源.....148

第三節 B 電源.....150

第四節 C 電源.....153

第五節 電源装置に使用する部分品.....154

第六節 トランス・レス受信機.....164

第十章 電池と充電器

第一節 蓄電池(鉛蓄電池).....167

第二節 乾電池及び空気乾電池.....175

第三節 充電器.....179

第十一章 擴聲装置

第一節 緒 言.....186

第二節 マイクロホン.....206

第三節 スピーカー(高聲器).....233

第四節 擴聲装置の實際.....246

第七章 受信回路

第一節 主なる部品の動作

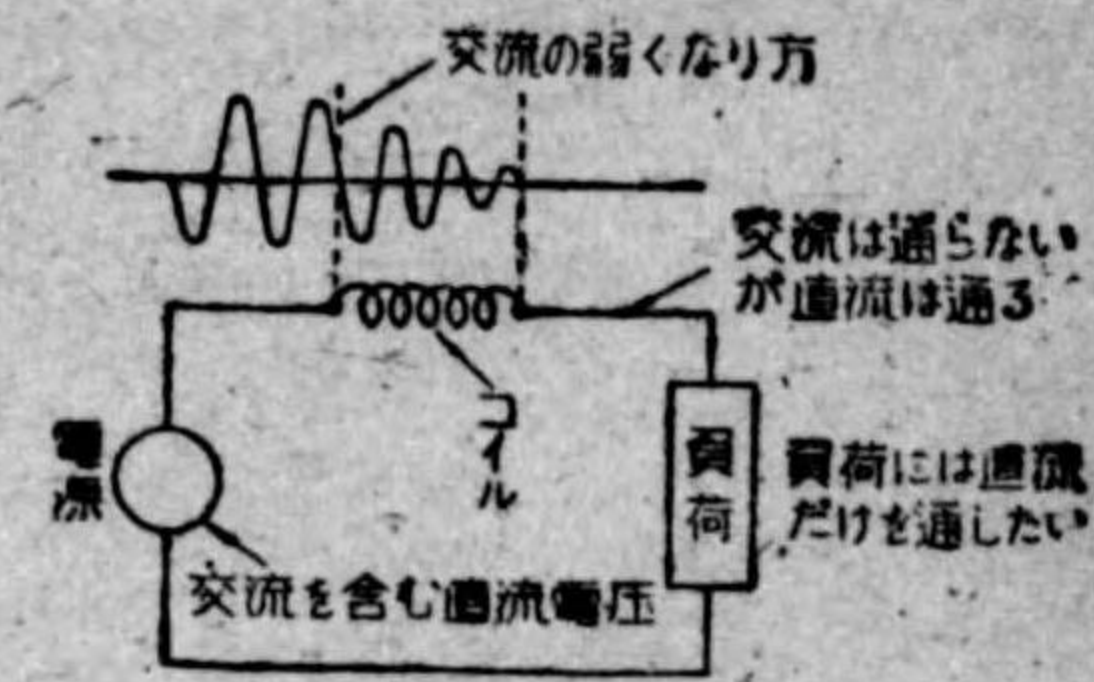
イ) チューク・コイル(塞流線輪)

f サイクルの周波数を有つてゐる電流が、L ヘンリのインダクタンスを有するコイルの中を通らうとすると、この電流は

$$2 \times \pi \times f \times L \text{ (オーム)}$$

の抵抗力をうける。そして電氣學ではこの抵抗力をコイルのリアクタンスといつてゐるが、リアクタンスの式から判るやうに、電流の周波数が高くなる程、益々リアクタンスは大きくなる。このやうな理由のために、コイルは交

番電流の流れるのを阻止するために用ひられることが多い。例へば第7-1圖に於て、電源から負荷の方に交番電流を流したくないといふやうな時には、電源と負荷との間にコイルをつなぐのである。このやうに交番電流の流れるのを防ぐために使ふコイルをチューク・



〔第7-1圖〕

コイルといつてゐるが、チューク・コイルはその性質の上から、直流電流の流通を止めることは絶體にできない。いひかへれば、チューク・コイルは直流電流は通すが、交番電流は通さない性質を有つてゐる。今負荷抵抗を R オームとし、コイルのインダクタンスを L ヘンリとすると、このコイルがチューク・コイルとしてよく役立つためには

$$R \ll 2 \times \pi \times f \times L$$

でなければならない。

コイルが阻止するところの電流の周波数によつて、一般に高周波チューク・

コイル及び低周波チョーク・コイルの區別をつけてゐる。ラジオで使ふ高周波チョーク・コイルといふのは、放送電波周波数即ち 550 キロ・サイクル乃至 1500 キロ・サイクルの電流の流通を阻止するために使ふチョーク・コイルで、50 サイクルまたはそれ以下の周波数から 10 キロ・サイクルくらゐまでの周波数を有する電流のところに使ふコイルが、低周波チョーク・コイルであると考へておて差支へない。

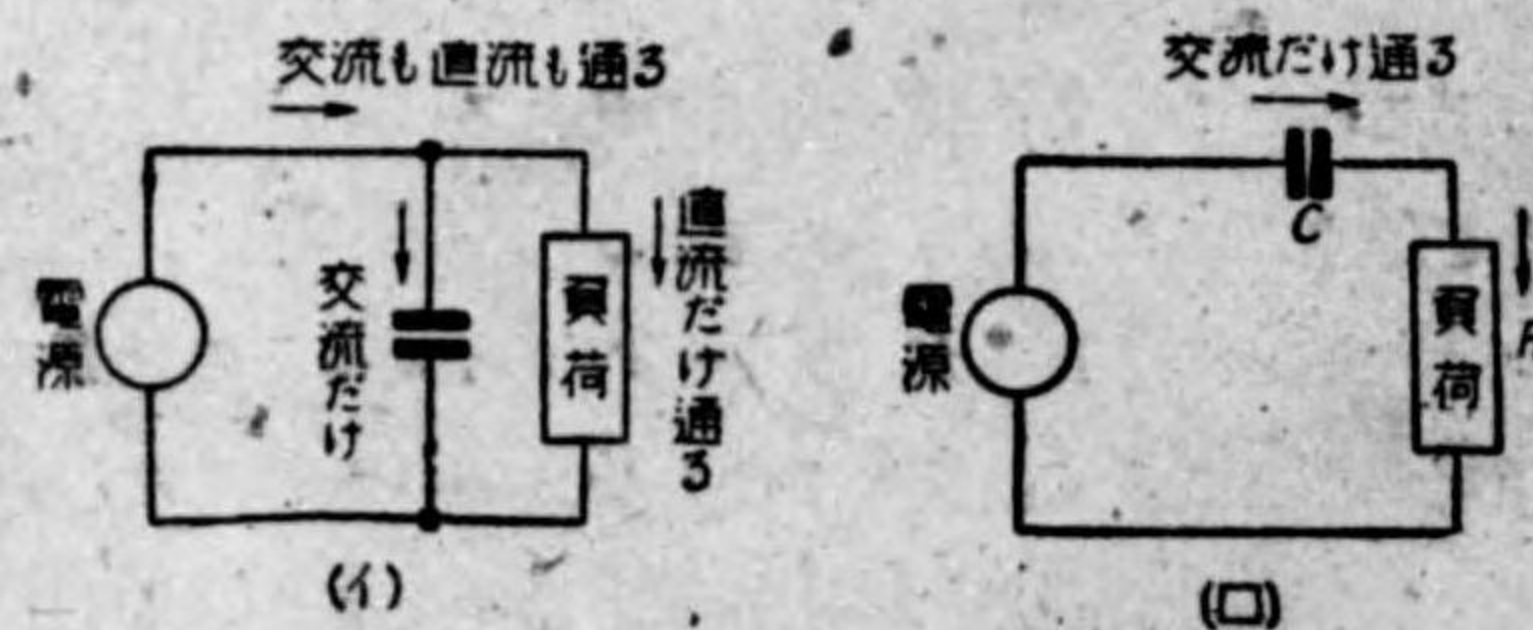
ロ) バイパス・コンデンサー (側路蓄電器)

C. フェラドの静電容量を有するコンデンサーの中を、周波数 f サイクルの電流が通らうとすると、このコンデンサーは電流の流通に對して

$$\frac{1}{2 \times \pi \times f \times C} \text{ (オーム)}$$

の抵抗力となるが、この抵抗力を通例コンデンサーのリアクタンスといつてゐる。コイルのリアクタンスは電流の周波数の高くなる程大きくなるが、コンデンサーのリアクタンスは電流の周波数の高くなる程小さくなるが、上の式から判る。コイルは交番電流を通さないために用ひたのであるが、コンデンサーは交番電流を通すために用ひられ、この用に供されるコンデンサーをバイパス・コンデンサーといつてゐる。而もコンデンサーはその構造上絶體に直流を通さないも

のであるから、例へば第 7-2 圖 (イ) のやうに、負荷には直流は通したいが、交流は通したくないといふやうな時には、同圖のやうに



[第 7-2 圖]

コンデンサーを接続するが、この場合負荷抵抗を R オームとするならば、コンデンサーがバイパス (側路) 用として有効に働くためには

$$R \gg \frac{1}{2 \times \pi \times f \times C}$$

(但し、 f は R の中を通したくない交番電流の周波数)

の式が成立しなければならない。

ところがコンデンサーの用途としては、それが直流を通さないで交流だけを通すといふ點を利用して、負荷に交流だけを通すために第 7-2 圖 (ロ) のやうな接続を行ふ。そしてこのやうにすれば、回路に流れる電流は交番電流だけとなる。この時できるならばコンデンサーが交番電流に對してもリアクタンスは零としたいものであるが、それにはコンデンサーの静電容量を無限に大きくしなければならぬ故、大體に於て、リアクタンスと負荷抵抗とが

$$\frac{1}{2 \times \pi \times C \times f} \ll R$$

のやうになれば實際上差支へがない。第 7-2 圖 (ロ) の回路はラジオでは普通に用ひられるのであつて、その場合には、電源の交番電圧及び直流電圧の中から交番電圧だけを、できるだけそのままの大きさに負荷から取出したいのである。今電源にある交番電圧を e ボルトとし、回路に流れる交番電流を I アンペアとすると、負荷の兩端に現はれる電圧は

$$e_R = I \times R \text{ ボルト}$$

で、コンデンサーの兩端の電圧は

$$e_C = I \times \frac{1}{2 \times \pi \times C \times f} \text{ ボルト}$$

となる。然るに、回路の方から

$$e = e_R + e_C$$

であるから、負荷の兩端にでてくる必要な電圧と、電源電圧との割合は

$$\begin{aligned} \frac{e_R}{e} &= \frac{e_R}{e_R + e_C} = \frac{I \times R}{(I \times R) + \left(I \times \frac{1}{2 \times \pi \times f \times C} \right)} \\ &= \frac{R}{R + \left(\frac{1}{2 \times \pi \times f \times C} \right)} \end{aligned}$$

で、これは勿論コンデンサーのリアクタンスが零の時最大になる。即ち電源

の交番電圧がそのままの大きさに負荷に現はれるが、コンデンサーのリアクタンスを零にすることは到底できないことであるから、負荷の抵抗に比べてできるだけ小さくするのである。

假に負荷抵抗とリアクタンスとの比が 10 であつたとすると、前の

$$\frac{eR}{e} = \frac{1}{1 + \frac{1}{10}} = \frac{1}{1.1} = 0.909$$

となつて、電源の交番電圧の 9 割くらゐが負荷抵抗に現はれることが判かる。もし比が 5 ならば

$$\frac{eR}{e} = \frac{1}{1 + \frac{1}{5}} = \frac{1}{1.2} = 0.835$$

となつて、8 割 3 分ばかりになつてしまふ故、負荷の両端の交番電圧を、できるだけ電源電圧と同じにするためには、コンデンサーのリアクタンスは、負荷抵抗に比べて餘程小さいことが必要である。

バイパス・コンデンサーにも高周波及び低周波の區別をつけることがあるが、ラジオ用としては 550 キロ・サイクルから 1500 キロ・サイクルまでの周波数の電流に用ひるものが高周波用バイパス・コンデンサーで、50 サイクルまたはそれ以下の周波数から、10 キロ・サイクルくらゐまでの周波数の電流を通すために用ひられるものが低周波用である。

ハ) 抵抗

周波数 f サイクルの交番電流が、 L ヘンリのインダクタンスを有するコイルの中を通らうとすると、このコイルは交番電流の流通に對して

$$2 \times \pi \times f \times L \text{ (オーム)}$$

のリアクタンスを呈し、また L ヘンリのコイルの代りに C ファラドのコンデンサーをおくと、このコンデンサーは

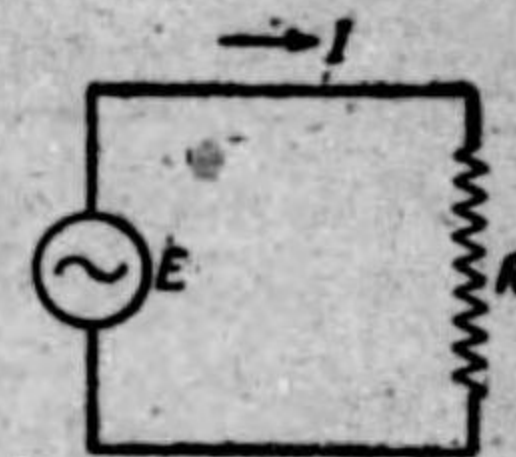
$$\frac{1}{2 \times \pi \times f \times C} \text{ (オーム)}$$

のリアクタンスを呈するのであるが、これ等リアクタンスはいづれも周波数

に關係のあるもので、どの周波数にも一様のリアクタンスを有たせるといふことはできない。

これに對して、抵抗は直流に對しても、それからまた交番電流に對しても、全く同じ値の抵抗力を呈する筈で、例へばここに R オームの抵抗があるならば、この抵抗は直流に對しては勿論のこと、どんなに高い周波数の交番電流に對してもやはり R オームの抵抗を呈する筈であるが、然し實際には仲々さうはゆかない。そしてこのことは極めて大切なことであつて、普通ラジオに用ひてゐるやうな所謂高抵抗と稱せられるものが、眞に抵抗だけとして動作することのできる交番電流の周波数は 10 キロ・サイクルくらゐまでであるとされてゐる。

即ち、ラジオに用ひられる高抵抗は、直流から 10 キロ・サイクルくらゐまでの周波数の交番電流に對しては抵抗として働くのであるが、10 キロ・サイクル以上の交番電流に對しては、抵抗としての役目をしてない。例へばここに第 7-3 圖のやうな一つの回路がある時、この回路に流れる電流が $I = \frac{E}{R}$ (アンペア) のオームの法則で表はされるのは、電圧 E の周波数が、0 から 10 キロ・サイクルくらゐの範圍にすぎないと考へられるからである。

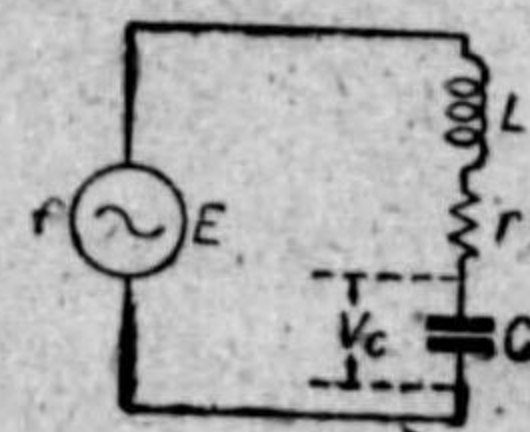


〔第 7-3 圖〕

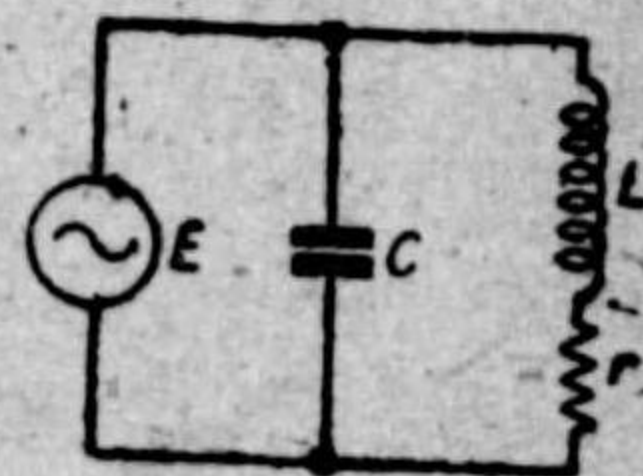
このやうなわけで、抵抗は低周波チョーク・コイルの代りに用ひられ、この外にも抵抗は様々の用に供されるが、多くは直流電圧降下用である。ただ周波数の高い時には、抵抗は抵抗として働かないことは注意すべき事實である。

ニ) 同調回路

同調回路はコイルとコンデンサーとの組合せから成立つてゐるが、この二つのものの組合せにより、第 7-4 圖のやうな直列同調回路と、第 7-5 圖のやうな並列



〔第 7-4 圖〕



〔第 7-5 圖〕

同調回路とがある。そしてラジオで用ひられるものは、殆ど全部が直列同調回路である。

さて第7-4圖に於てインダクタンス L ヘンリのコイルと、キャパシター C ファラドのコンデンサーとは直列につながれて居つて、これが更に電源に直列に接続されてゐるが、今電源の周波数が f サイクルである時に、同調回路の L 及び C が

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

といふ式を満足させたとすると、この時 L 及び C の同調回路は電源の周波数に同調したといふのであり、このやうな時には更に

$$2\pi f \times L = \frac{1}{2\pi f \times C}$$

といふ式が成立する。然る時この同調回路に流れる電流は、次のやうな式で示されることになる。

$$I = \frac{E}{r} \text{ アンペア}$$

E = 電源の電圧 (ボルト)

r = コイルの抵抗で、周波数 f に於けるもの (オーム)

この式から判るやうに、直列同調回路に流れる電流は、電源の周波数に對してコイルが有つてゐる抵抗 (普通高周波抵抗といつて、直流抵抗と區別してゐる) の小さい程大きくなる。

さてかういふ有様になつた時に、コンデンサー或はコイルの両端にできる電圧がどうなるかを調べてみると、 C ファラドのコンデンサーが f サイクルの交番電流に對してもつリアクタンスは

$$\frac{1}{2\pi f \times C} \text{ オーム}$$

であるから、このリアクタンスの中を I アンペアの電流が通つた時にできる電圧降下は、これを V_C ボルトとすると

$$V_C = I \times \frac{1}{2\pi f \times C} = \frac{E}{r} \times \frac{1}{2\pi f \times C} \text{ ボルト}$$

コイルの中にできる電圧降下は、リアクタンスが $2\pi f \times L$ オームであるから

$$V_L = I \times (2\pi f \times L) = \frac{E}{r} \times (2\pi f \times L) \text{ ボルト}$$

となる。而して L , C が電源の周波数 f サイクルに同調してゐる時には

$$2\pi f \times L = \frac{1}{2\pi f \times C}$$

であつたから、結局コンデンサーのリアクタンス電圧降下と、コイルのリアクタンス電圧降下とが等しいといふことになるのである。今コイルのリアクタンス電圧降下についてももう少し調べてみると

$$V_L = \frac{E}{r} \times 2\pi f \times L = E \times \frac{2\pi f \times L}{r} \text{ ボルト}$$

となる。そしてこの式中の $(2\pi f \times L)/r$ を **コイルのQ** といひ、 Q といふ小文字で表はしてゐるが、これは 50 とか 100 といふやうな数にもできるのであるから、假に 100 とすると、コイル或はコンデンサーの両端にできる電圧は

$$V_C = V_L = 100 E$$

となつて、第7-4圖の同調回路に電流を流すために加へた電圧 E の 100 倍の電圧が、コンデンサー或はコイルの両端にできることになる。而もこの電圧は、コイルの高周波抵抗の小さい程大きくなることは

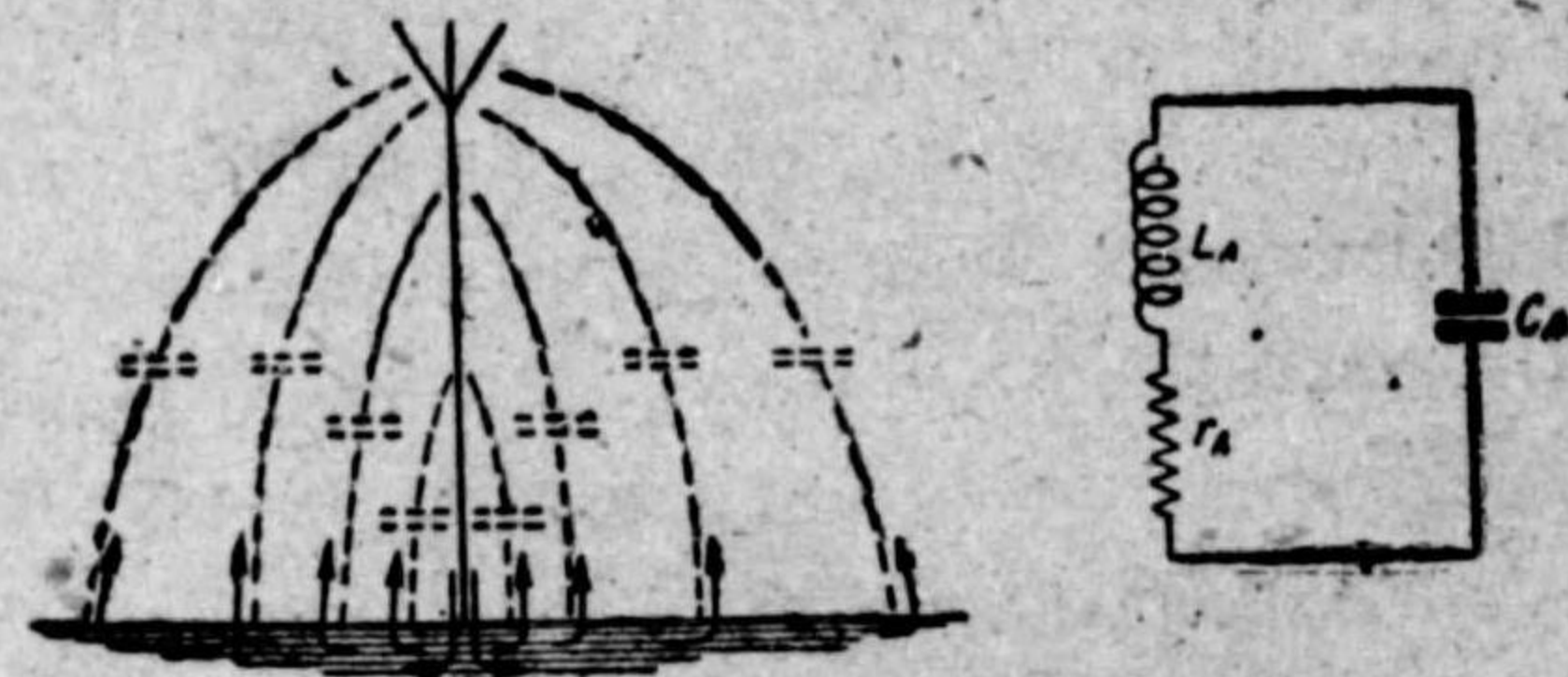
$$Q = \frac{2\pi f \times L}{r}$$

といふ式をみれば明らかであつて、受信機に於て、同調コンデンサーの両端の電圧を利用するのは、以上のやうなわけがあるからである。

ホ) アンテナ (空中線)

空中高く立ててあるアンテナに電流が流れるといふことに對しては、恐らく誰も不審を持たないであらうが、然しよく考へてみると、甚だ大きな疑問

が生れて来る。我々は電源から流れ出た電流は、必ずまた電源へ戻つて来なければならないと教はつてゐる。即ち電流の通路には、往きの路があれば必ず還りの路がなければならない。或はこれをいひ直すならば、電流が流れるためには電流の通る路が一廻りしてゐなければならないといふのである。そしてこのことは直流或は周波数の低い電流では必ず実行されてゐることであつて、我々の教はつたことに毛頭誤りはないが、それでは空中に1本立つてあるアンテナではどうか。電流が流れるのに一廻りの路があるとは考へられないであらう。それにも拘らずアンテナに電流が流れるといふのはどういふわけかといふに、それには色々むづかしい理窟はあるが、兎に角第7-6圖のやうに空中に立てた1本の電線は、同圖に示すやうに一つのインダクタンスと、一つの静電容量とそれから一つの抵抗との直列回路で示すことができ



【第7-6圖】

るのであつて、静電容量は地上に立てた電線とアースとの間の静電容量の總和であり、抵抗は電線から地中を通り、更に静電容量を通つてまた電線へとつながれてゐる一つの回路の全體の高周波抵抗となつてゐる。(第7-6圖参照)さてかういふ風に考へてみると、アンテナに電流が流れることに對しては別に不審も起らないであらう。一方アンテナの静電容量 C_A 、インダクタンス L_A は共にアンテナの大きさによつて決まるのであつて、例へば高さが30メートルくらゐの垂直アンテナの静電容量は大體200マイクロ・マイクロ・ファラド、そのインダクタンスは20マイクロ・ヘンリくらゐであり、また高さが15メートルの垂直アンテナの頂部に、長さ15メートルの水平部を取

附けたT型アンテナの C_A 及び L_A も大體上記くらゐのものである。そして高さをもつと高くなつたり、それからまた水平部が長くなつたりすれば、 C_A や L_A も勿論大きくなつて来る。次にアンテナの抵抗 r_A はアースの構造だけで定まるといつてもよろしく、ラジオを受信するために作つたアンテナの抵抗は、大體50オームから100オームくらゐであらうと思はれる。

アンテナが第7-6圖のやうな回路で示されるものとする、アンテナの同調周波数は、當然

$$\frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L_A \times C_A}} \text{ サイクル}$$

で示されるわけで、これをアンテナの固有周波数といつてゐる。今アンテナに直列にインダクタンス L ヘンリをつないでみると、この時アンテナの同調周波数は

$$\frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{(L_A + L) \times C_A}} \text{ サイクル}$$

となり、同調周波数は低くなる。

次にアンテナに直列に静電容量 C ファラドを接続すると、この時 C は第7-7圖から判るやうに、 C_A と直列につながれることになるから、アンテナ回路の全體のキャパシターは

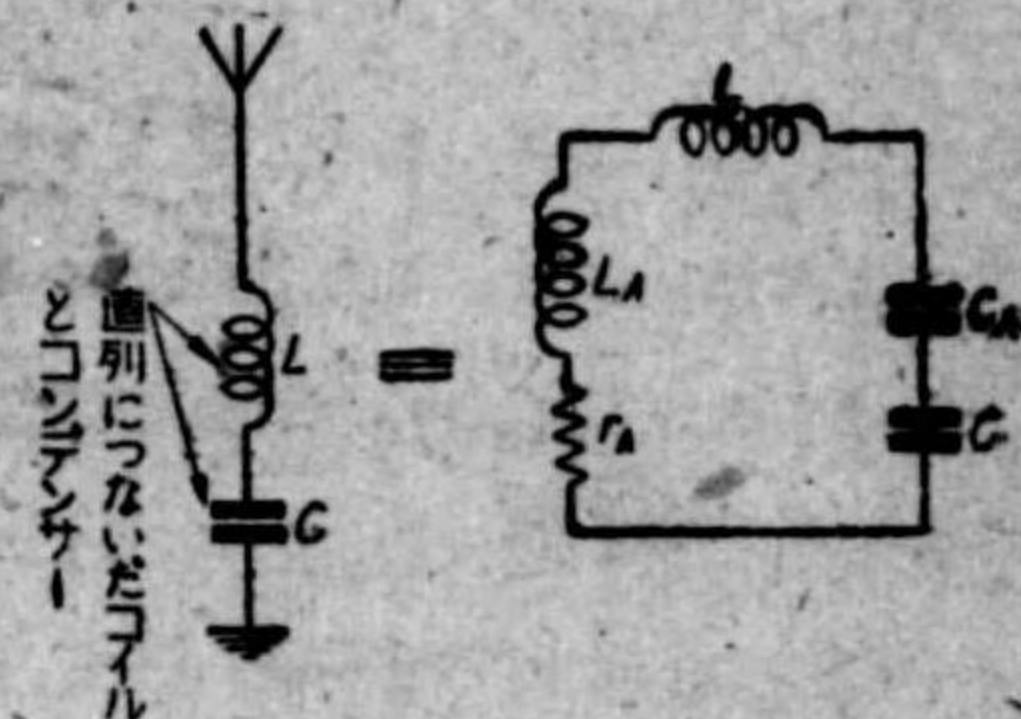
$$\frac{C \times C_A}{C_A + C}$$

となり、従つてアンテナの同調周波数は

$$2 \times \pi \times \sqrt{L_A \times \left(\frac{C_A \times C}{C_A + C} \right)} \text{ サイクル}$$

で示されることになるが

$$\frac{C_A \times C}{C_A + C} = \frac{C_A}{\frac{C_A}{C} + 1} < C_A$$



【第7-7圖】

となる故、この時の同調周波数は常にアンテナだけの時よりも高くなること
が判る。故に我々は以上のことから、アンテナに直列にインダクタンスを接
続すれば、その時の同調周波数は常にアンテナの周波数よりも低くなり、ま
たコンデンサーを直列に直接すれば必ず高くなることを知つた故、アンテナ
に直列に適当なインダクタンスとコンデンサーとをつなぐことによつて、そ
のアンテナを或る定まつた周波数に同調させることができるわけである。

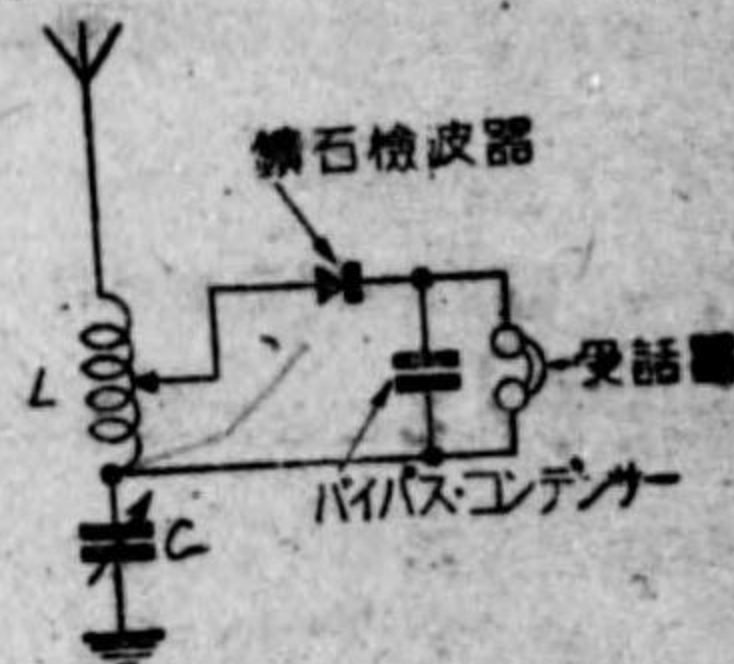
そしてアンテナの同調も直列同調であるから、アンテナが同調した時には
そのアンテナに直列につないだコイル或はコンデンサーの両端の電圧は、同
調しない時に比べて非常に大きくなる。

第二節 受信回路の解析

1) 鑛石検波器

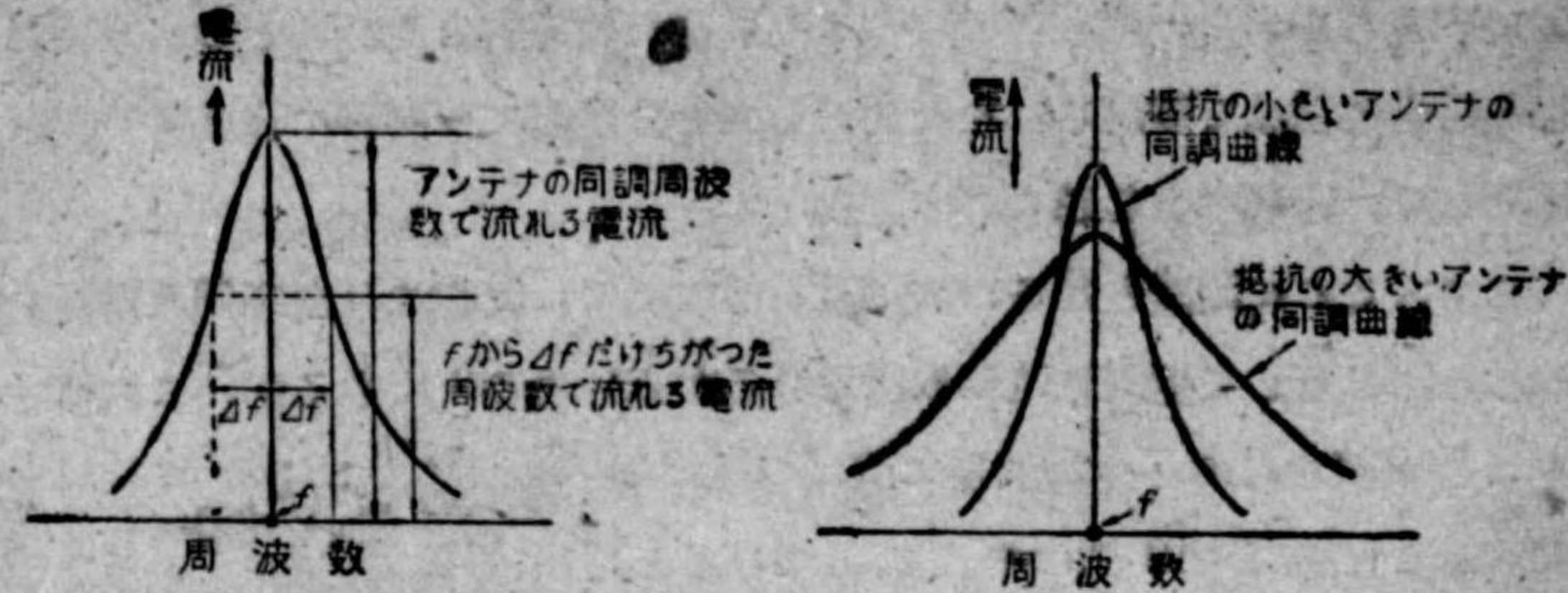
第 7-8 圖は最も簡単な鑛石検波器の回路であるが、元來鑛石検波器を用
ひた受信機は、真空管を用ひたものに比べて極めて感度が悪いので、次に述べるやうな理由により
アンテナを同調するのが普通である。

さて第 7-8 圖に於て、 L 及び C は受信アン
テナに特に直列につないだインダクタンス・コイ
ル及び可變コンデンサーで、受信周波数を f キロ・
サイクルとすると、先づアンテナに直列に接続し
た L によつてアンテナの同調周波数を f キロ・サイクル以下とし、次に直列
コンデンサー C を調整して、 L によつて低くなりすぎたアンテナの同調周
波数を高くして、丁度受信周波数 f キロ・サイクルに一致させる。さうする
と直列同調の原理によつて、アンテナに流れる電流は f キロ・サイクルの時
に最大となり、 f キロ・サイクル即ちアンテナの同調周波数以外の周波数の電
流は、必ず f キロ・サイクルのものよりも小さくなることは第 7-9 圖に示す



〔第 7-8 圖〕

如くである。



〔第 7-9 圖〕

そしてアンテナとしては、そのアンテナの同調周波数に於けるアンテナ電
流とその他の周波数、例へば同調周波数と 5 キロ・サイクルの差を有する周波
数に於けるアンテナ電流との差の大きい程、よいアンテナといふことができ
る。それは何故かといふに、アンテナの同調周波数の時にアンテナに流れる
電流が、この同調周波数と 5 キロ・サイクルの差を有する周波数に於て、ア
ンテナに流れる電流の 10 倍であつたならば、アンテナの同調周波数に於て
は、10 倍の音が聴えるからである。而して、第 7-9 圖のやうにアンテナに
流れる電流の周波数と、その強さとの関係を示す曲線を、アンテナの同調曲
線といふのであつて、同調曲線の山に相當した周波数即ちアンテナの同調周
波数に於けるアンテナ電流と、その他の周波数に於けるアンテナ電流との差
の大きい程、アンテナの同調が鋭敏であり、アンテナの選擇度が大きいとい
ふ。いひかへれば、アンテナの選擇度の大きい程、アンテナの同調周波数以
外の周波数の電波による混信が少くなるのである。

それではアンテナの同調が鋭敏であるかないかは、どうして決まるかとい
ふに、アンテナの抵抗（これは殆ど全部アースの抵抗であることは前に申述
べた）が大きい小さいかによるのであつて、抵抗の小さい程同調は鋭敏に
なる。

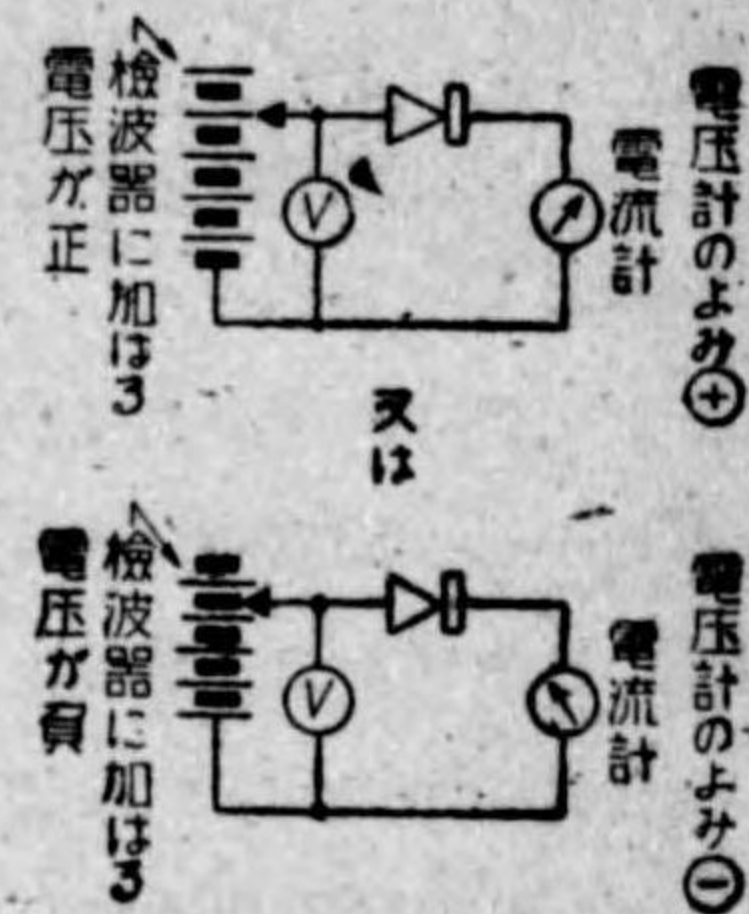
このやうなわけで、アンテナに最大の電流が流れると、これも直列同調の

時に述べたやうに、 L または C の両端間の電圧は最大となる故、これ等の電圧のどちらかを、第 7-8 圖のやうに鑄石検波器と受話器との直列回路に加へ、音聲電流で變調された高周波電流を分解して受話器に音聲電流だけを流通して、音楽や聲を聴くのである。

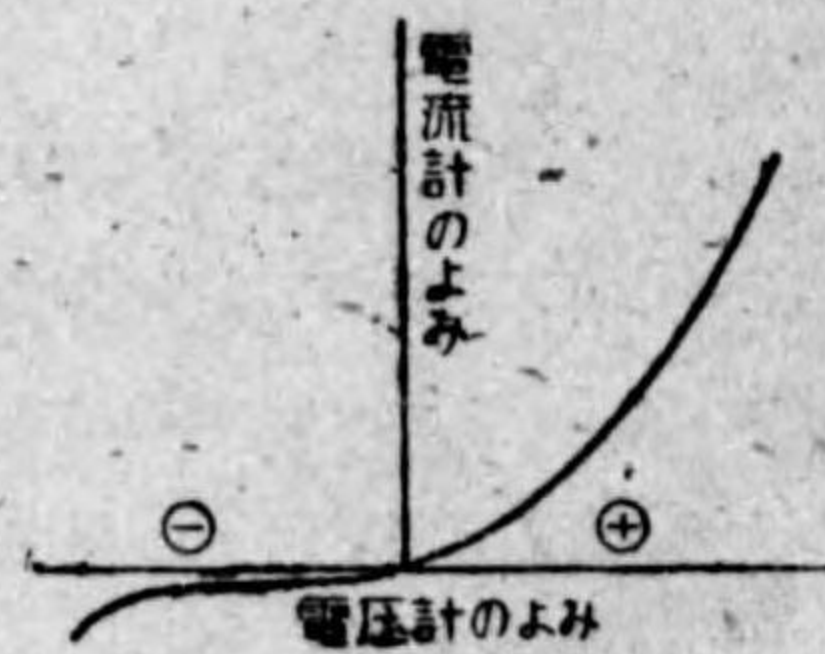
さて、ここに問題となるのは、鑄石検波器に、變調された高周波電圧を加へると、どうして變調電流が取出されるかといふことであるが、これは次のやうに説明される。今検波器に直流の電圧を加へること第 7-10 圖のやうにしてみると、直流電圧と鑄石検波器に流れる直流電流の関係は第 7-11 圖のやうになつて、電圧の加へ方によつて鑄石検波器に流れる電流が大變異つて来る。

ところで、我々が取扱ふ變調された高周波電圧または電流は、どんな風にしてできているかといふに、第 7-12 圖の (イ) は放送電波と同じ周波数の高周波電流で、(ロ) は變調電圧即ちスタジオに於ける様々の演奏が電圧に變つたものと考へる。そして我々がラジオ受信で最後に欲しいものは、この第 7-12 圖の (ロ) に相當した電圧及び電流であるが、實際に放送局から出てゐる電波或は電波のために我々のアンテナに流れる電流といふものは、第 7-12 圖の (ハ) のやうなもので、(イ) の電圧の強さが (ロ) の電圧で變つてゐると考へることのできる電流であるから、何か適當な方法を用ひて、(ハ) の中からもう一度 (ロ) を取出さなければ、音楽も話も聴くことができないのである。

そこで今鑄石検波器に加へる電圧と、それに流れる電流との関係が第 7-

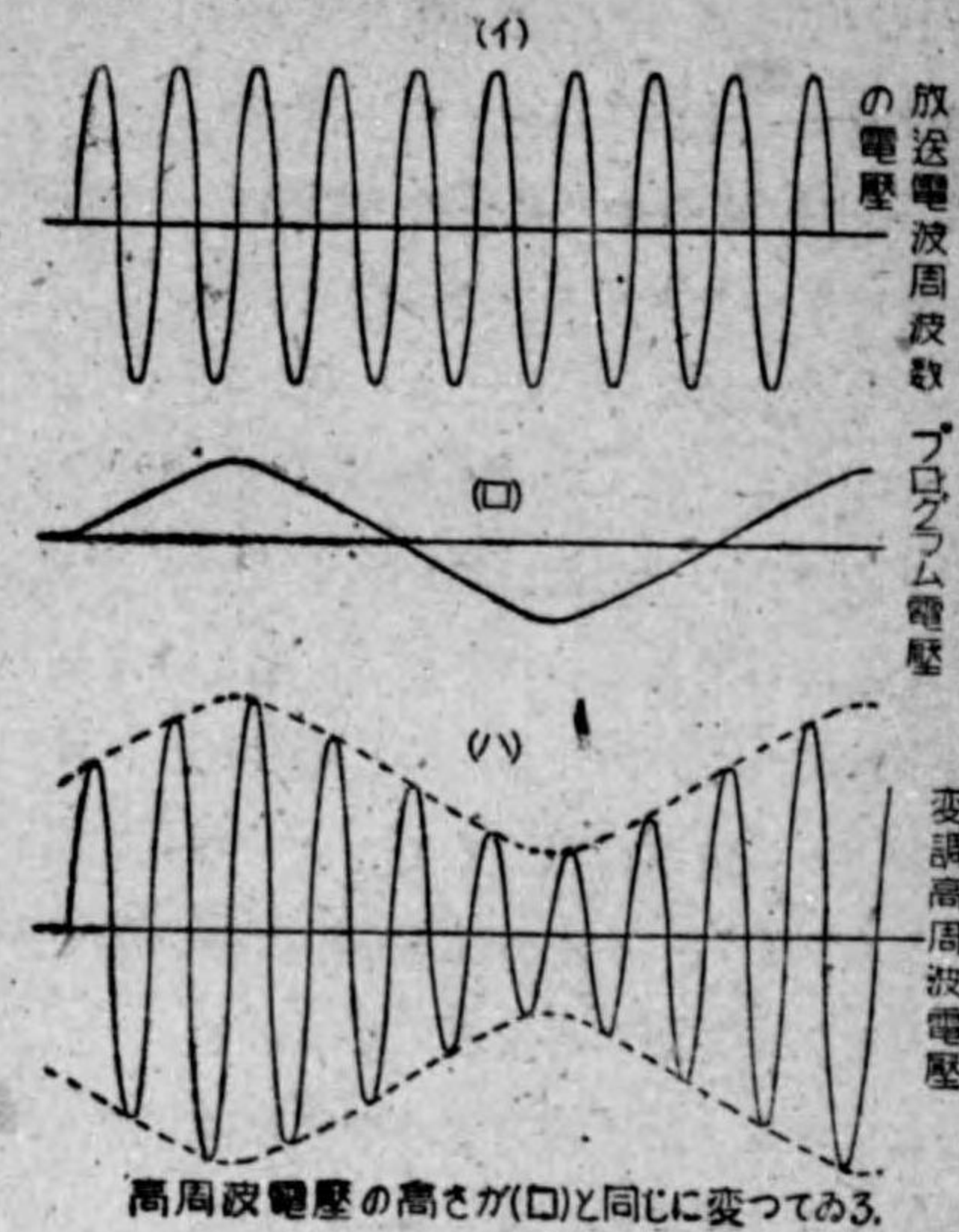


【第 7-10 圖】

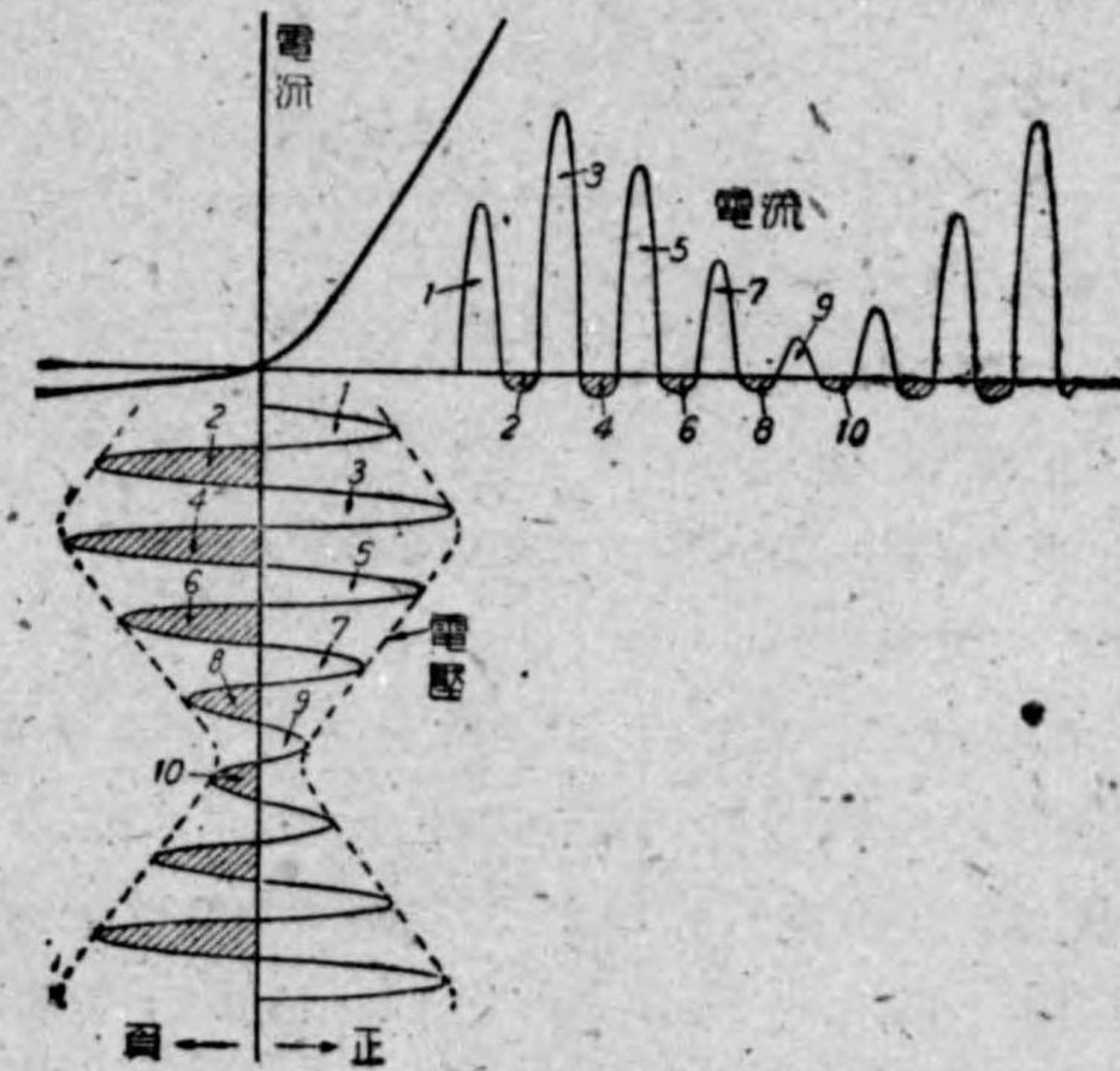


【第 7-11 圖】

11 圖のやうである時に、これに第 7-12 圖の (ハ) のやうな電圧を加へたとすると、影線を附けた部分の電圧のために流れる電流は、影線を附けない電圧のために流れる電流に比べると、甚だ少いことが判る。(第 7-13 圖参照) 即ち検波器には第 7-11 圖 (ハ) のやうな上下同じ形の電圧を加へたにも拘らず鑄石検波器には第 7-13 圖のやうに上下が同じ形でない、ちんばの電流が流れるが、この上下同じ



【第 7-12 圖】



【第 7-13 圖】

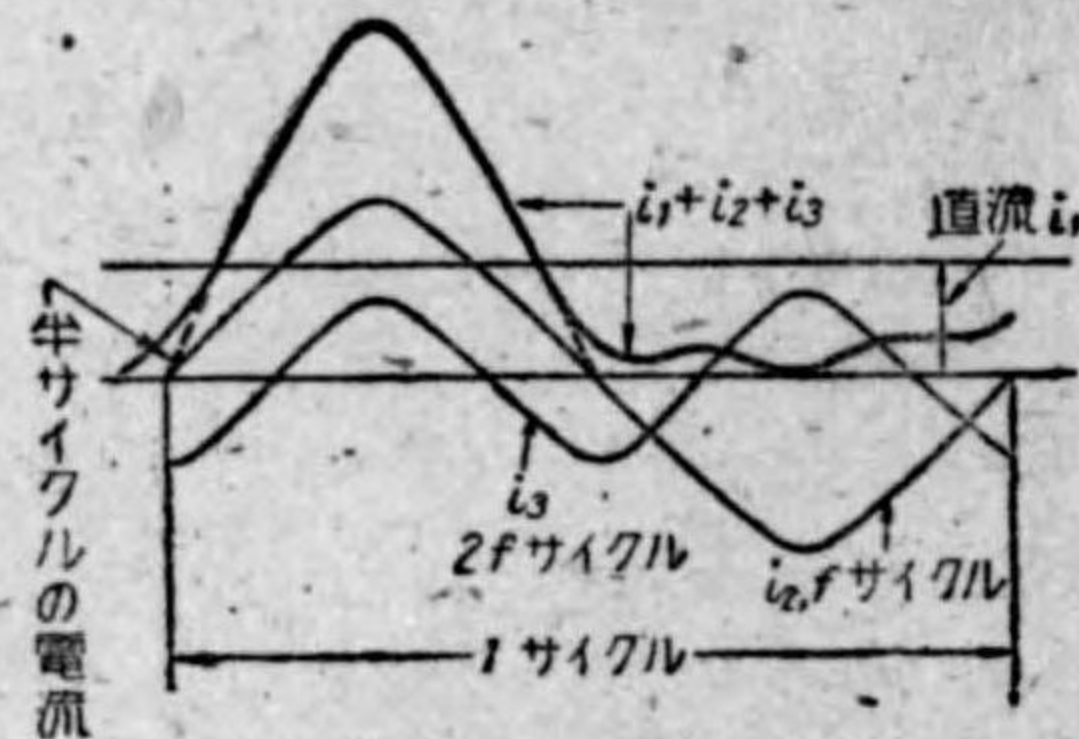
形の電圧でちんばの電流を流すといふことが検波といふことには必ず必要なことであつてこれは検波器がどんなものであつても、検波を行ふことのできるものは必ず、それに上下同型の電圧を加へてもそれに流れる電流は上下ちんばとなる。

今第7-12圖の(ハ)のやうな電圧
 でできる電流が、ひどくちんばで
 第7-14圖のやうに上の方の山
 だけであつたとする。然る時は、
 この電流は第7-13圖から判るや
 うに變調された高周波電壓の正の
 半サイクルの間にだけ流れたものであつて、負の半サイクルの電圧では電流
 は全く流れてゐない。それ故、第7-14圖のやうな半サイクル毎にしか流れ
 ない電流から、プログラム電流が出てくることが判れば、第7-13圖からも
 プログラム電流の出ることが考へられる。



【第7-14圖】

まづ第7-14圖の波形の中の一つを大きく第7-15圖に書いて、これが
 どんな形の電流からできてゐるかを
 調べてみると、大體同圖のやうに直
 流と、第7-15圖に畫いた一つの山
 の電流と同じ周波数 f 及びその2倍
 の周波数の電流との和であることが
 判る。そしてこのことは、第7-14
 圖の山のどれにもあてはまることは
 勿論であるが、ただ第7-14圖の山
 の高さが違へば、第7-15圖の三つの電流の強さもまた違つてくる。



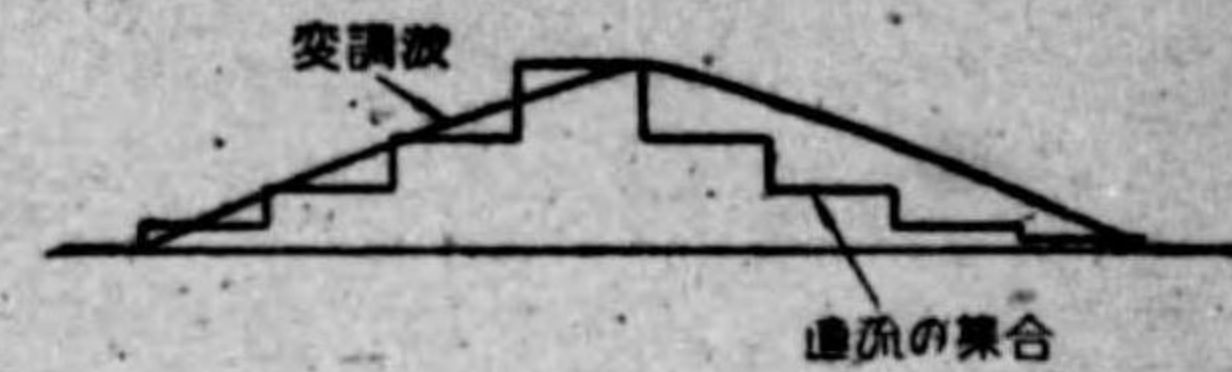
【第7-15圖】

よつて、第7-14圖の半サイクル毎に流れてゐる強さの違ふ電流は

- (1) 強さの違ふ直流
- (2) 強さの違ふ放送電波周波数の電流
- (3) 強さの違ふ放送電波周波数の2倍の周波数の電流

からできてゐることが判るであらう。然しこれ等三つの電流の中の(2)と(3)
 とはプログラムの電流には全く關係がないから考へないこととして、直流に
 注目してみると、第7-14圖のやうに半サイクル毎に流れるところの強

さの違ふ多くの電流は、大體第
 7-16圖のやうな直流電流の集
 りであるが、これを更に調べて
 みると、これ等からプログラム



【第7-16圖】

の電流が取出せることが第7-16圖から判る。以上は變調された高周波電流
 の正の半サイクルの時だけ電流が流れて、負の半サイクルの間は流れない時
 であるが、もしも鑛石檢波器の時のやうな負の半サイクルの時にも電流が流
 れて、電流の強さが上下ちんばになるやうな場合には、負の半サイクル毎の
 電流についても、また上述の如きことがあてはまるわけであるが、ただ負の
 半サイクル毎に電流が流れてゐる場合のプログラム電流は、結局として正の
 半サイクル毎に流れる時のプログラム電流と反対方向に流れるために、實際
 に受話器を通つて音を出す電流は、ちんばの電流のためにできるプログラム
 電流の差になるのである。即ち變調された高周波電壓のために檢波器に流れ
 る電流はできるだけ上下ちんばの方が宜しく、できるならば、電圧の正の半
 サイクルの時に電流が通つて負の半サイクルでは全く電流が流れないとか、
 または反対に電圧の負の半サイクルでは電流が流れるが、正の半サイクルで
 は全く電流が流れない方が、檢波には好都合なのである。そして檢波作用で
 出てくる電流は、直流、プログラム電流、放送電波の周波数またはその2倍
 の周波数の電流等ではあるが、兎に角受話器に流したいのは變調電流だけで
 あつて、高周波電流は流したくないのであるから、第7-8圖のやうに受話
 器に並列にバイパス・コンデンサーをつないで、高周波電流だけをそれに通
 すやうにする。

かうすると、アンテナに直列につないだコイル L の中にできた放送電波
 周波数の電圧が、鑛石檢波器と受話器との直列回路に加はり、鑛石檢波器の
 ために、受話器及び鑛石檢波器の回路には直流、變調電流、高周波電流等が
 流れる。然しながら、受話器に並列につないだバイパス・コンデンサーの作用
 により、受話器には變調電流と直流だけが流れるから、受話器にはスタジオ

で行はれてゐると同じプログラムを聴くことができるといふわけである。

2) 真空管検波器使用の単球式受信機

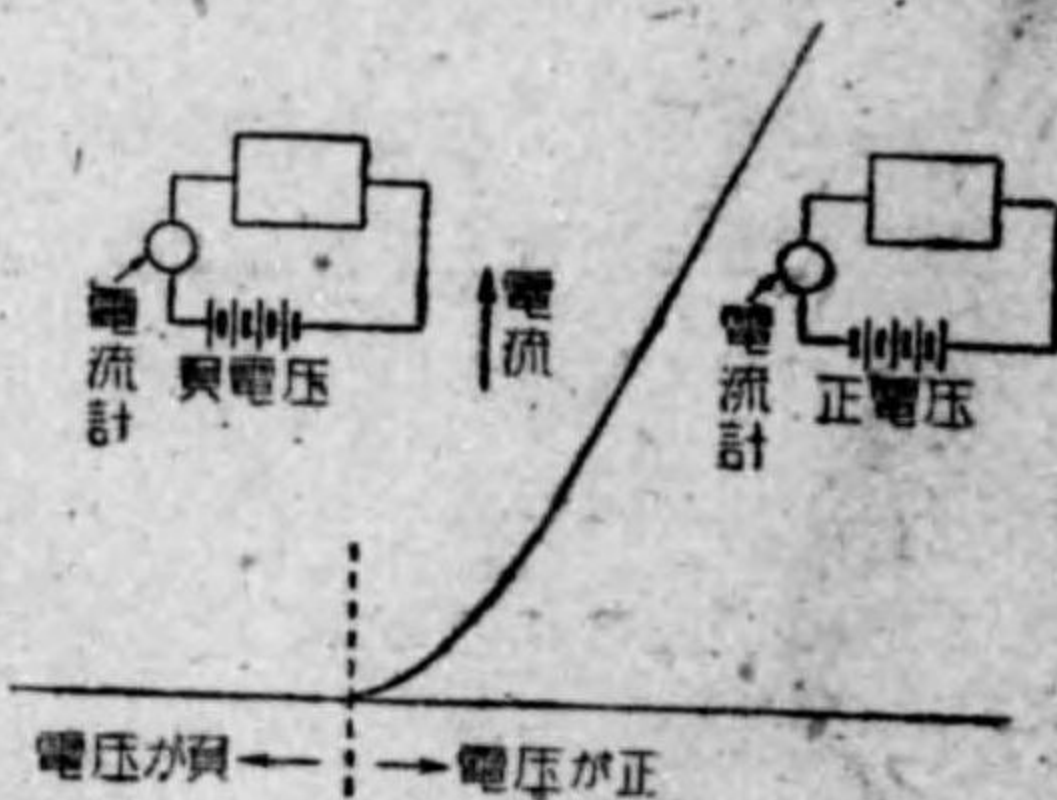
第7-12圖(ハ)のやうな形の電圧の中から、同圖の(ロ)のやうな電圧だけを取り出すこと、いひかへれば必要なプログラムの電圧だけを取り出すことを検波するといふのであるが(最近では検波といふ代りに復調といふ言葉が多く用ひられる。これは變調に対する言葉である)、前に述べた鑛石検波器はこの検波作用を行ふことができた。そして第7-13圖から判る如く或一つの装置に加へる電圧が反対になると、この電圧のためにその装置に流れる電流の値が違ふ時には、その装置は検波器として用ひることができるのであつて、電圧を逆にすることによつて生ずる電流の差の大きい程益々検波器として工合が宜しい。それであるから検波器としては、一方向の電圧では電流は

澤山流れるが、他の方向の電圧の時には電流が全く流れないやうなものが最も工合が宜しいのであつて、(第7-17圖参照)この目的に叶ふのが、真空管検波器である。

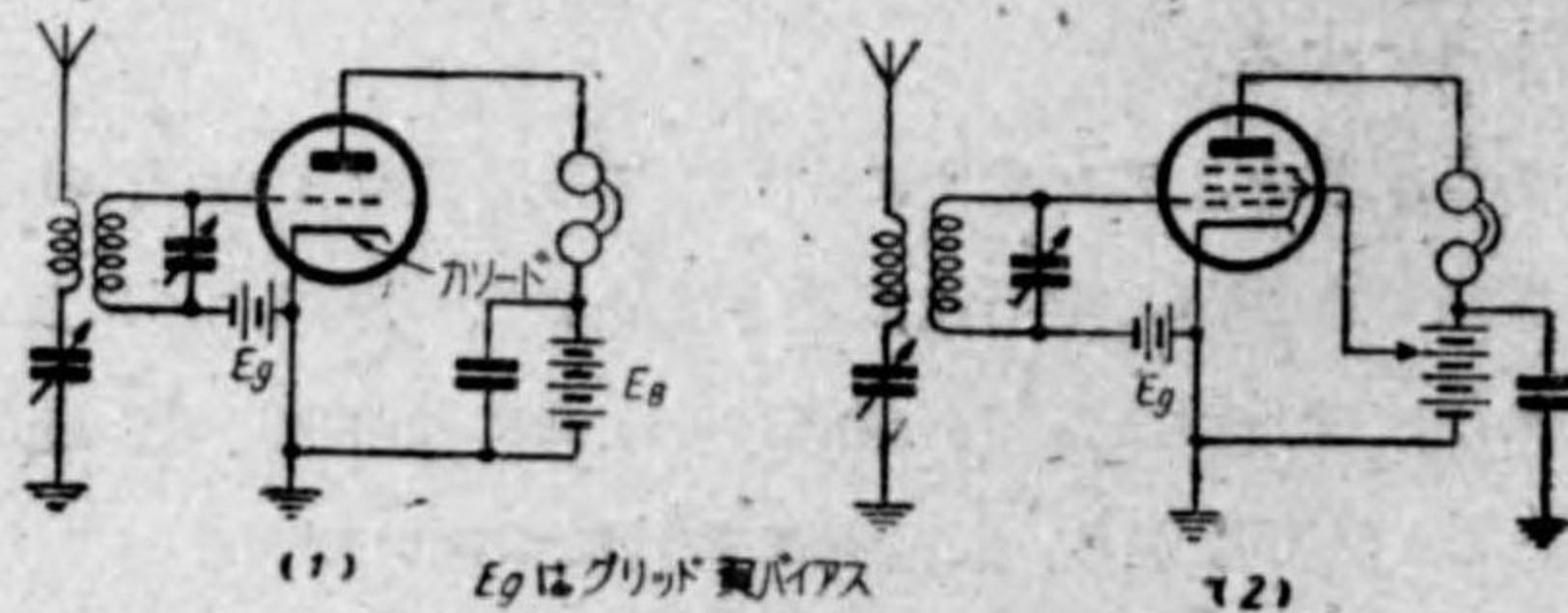
さて、真空管を検波器として使ふ方法には、プレート検波法とグリッド検波法の2種がある。

(イ) プレート検波方式: 第7-18圖はプレート検波方式を用ひた単球受信機の接続圖で、

(1)は三極真空管を用ひたもの、(2)は五極管を用ひたものである。さて三極真空管或は五極真空管のプレ-

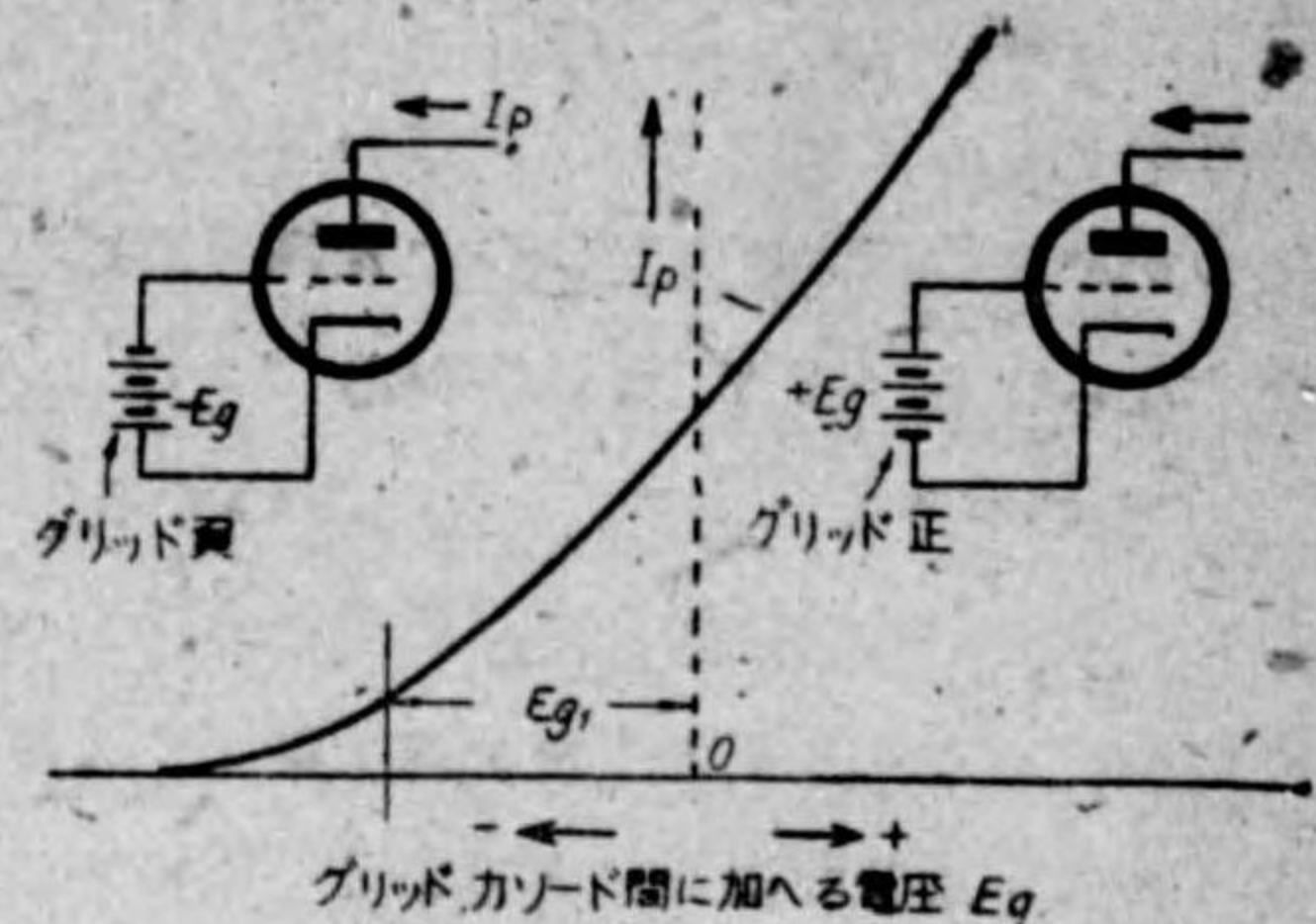


【第7-17圖】

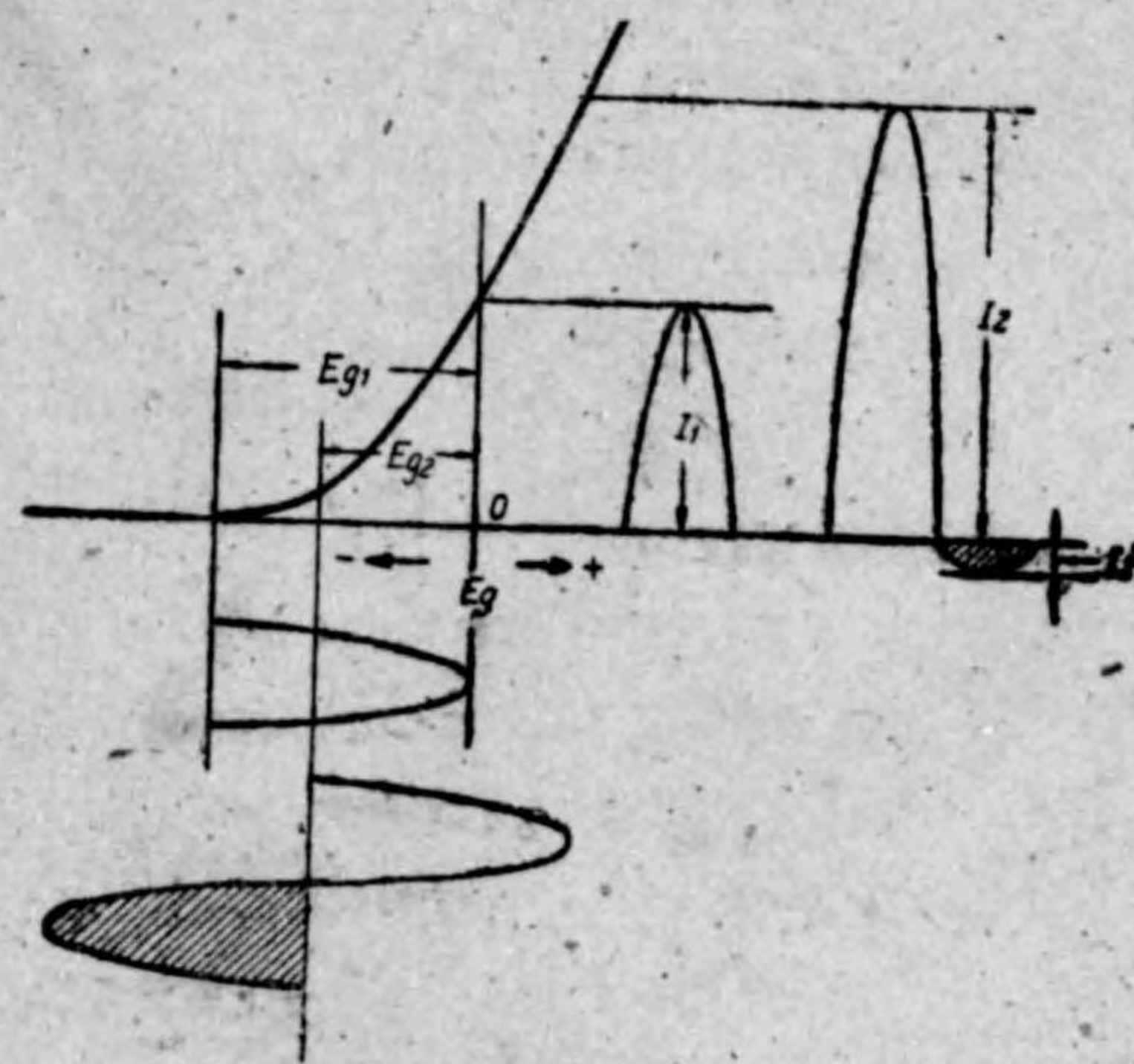


【第7-18圖】

ト、グリッド及びカソード電圧を夫々真空管に定められた値としておいて、制御グリッド電圧 E_g とプレート電流 I_p との關係を求めてみると、真空管の静電特性の中の E_g と I_p との關係を示すものとなるのであつて、例へば第7-19圖のやうになる。ここで第7-19圖をみると、この曲線の形



【第7-19圖】

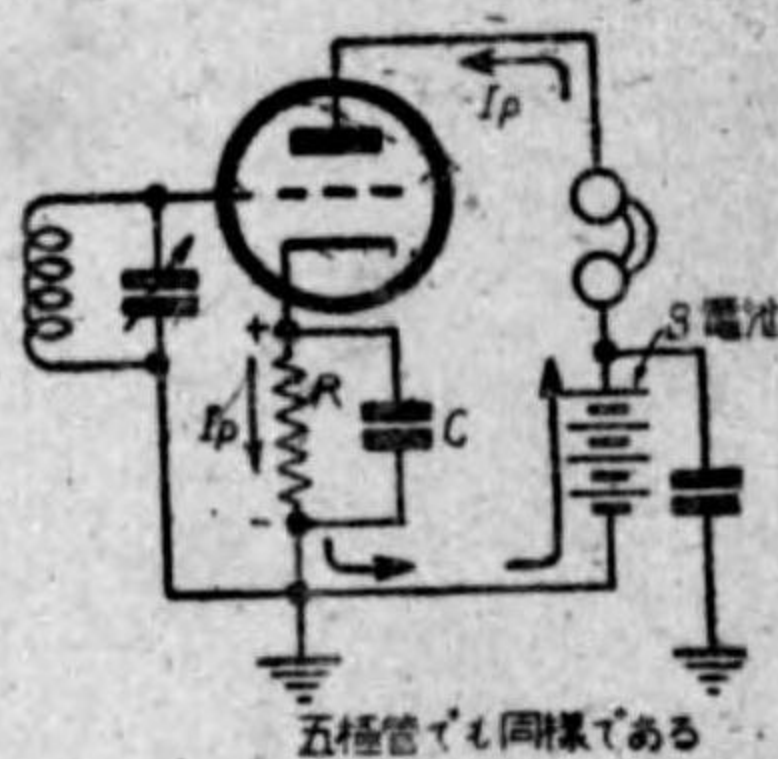


【第7-20圖】

バイアスが E_{g1} の時は電流は丁度0となるが、ここで I_1 の電流を流すには、 E_{g1} と同じ交流電圧を加へなければならぬ。ところがバイアスが E_{g2} になると、前と同じ交流電圧で、電流は大體 $I_2 - I_1'$ で、而もこれは明らかに I_1 よりも大きいことが判る。

は第7-13圖に示した鑛石検波器に加へる電圧と、それを流れる電流との關係を示した曲線とよく似てゐる故、第7-19圖に於て E_{g1} といふやうなバイアスを加へておいて、そしてこの真空管の制御グリッドとカソードとの間に變調された高周波電圧を加へるならば、プログラムの電圧を取り出すことができるわけである。この場合に、加へるバイアスは、丁

度プレート電流が零になるやうな値でも差支へはないが、実際の真空管の特性をみると、プレート電流が零になる邊りではプレート電流は非常に少く、そのために餘程大きな變調された高周波電圧を加へないとプレート電流が大きくならない(第7-20圖参照)といふ工合の悪いことがあるために、第7-19圖のやうなバイアスを加へるのである。然しながら、實際上の問題としてプレート検波の場合に、真空管の特性 E_p-I_p の最も曲り方の甚だしいところにバイアスをおくために、第7-18圖のやうにグリッドに電池をつなぐことはかなり面倒なことである。そこでこの面倒を取除くために第7-21圖のやうな回路を用ひることが多い。これはどういふ回路かといふに、カソードには抵抗 R が接続してあつて、ここにはプレート電流が流れるが、この場合、カソードにつないだ抵抗 R とそこに流れるプレート電流 I_p との積が、丁度プレート検波に必要な制御グリッドのバイアスになるやうに抵抗を決定するのであつて、第7-21圖に於てプレートから真空管の内部をカソードに流れ、それから R を通つて B 電池の方へ流れてゆくから、 R の中でできる I_p による電圧降下は、抵抗 R のカソードにつながれた方の端が正電位に、反對の方が負電位になる。それ故に、もしも制御グリッドを、第7-21圖のやうに、 R のカソードにつながれてゐる方と反對側につなぐならば制御グリッドはカソードに對して、抵抗 R の中でできるプレート電流の電圧降下だけ負の電位になる。即ち負のバイアスが加はることになるのである。ところでここに一寸心配なのは、検波の結果必ずプレート回路にプログラム電流と一緒に流れる直流電流もまたこの中を通るから、検波が行はれてゐる時には R の中を通る直流はプレート電流だけではなく、そのためにグリッドの負電圧が検波の行はれてゐない時と違つてくる心配があるが、然しながら、検波作用の結果流れる直流は、プレート電流に比べると、大變少いもの



〔第7-21圖〕

五極管でも同様である

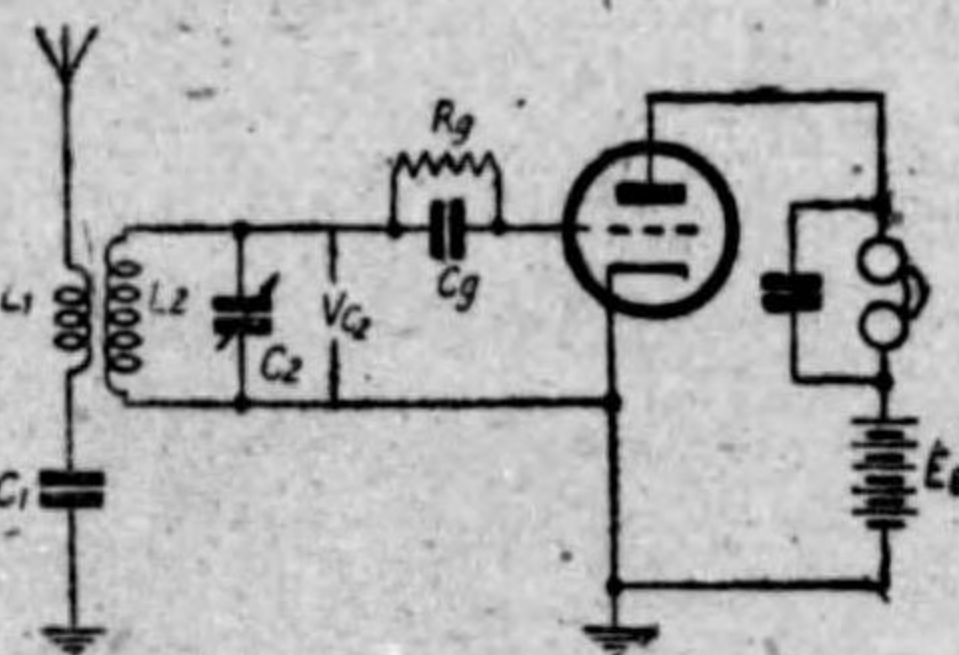
であるから、バイアスの變るといふ心配はまづない。

それからまた R の中にはプログラムの電流も流れるから、 R にはプログラムの電圧ができる筈であるが、グリッド・バイアスとして入用なものは直流電圧のみである故、 R には並列に大きなコンデンサーをつなぎ、プログラム電流の周波数の中の最も低いもの——大體 100 サイクル——に對するこの並列コンデンサーのリアクタンスが、 R に比して極く小さく

$$\frac{10^6}{2 \times \pi \times 100 \times C} \ll R$$

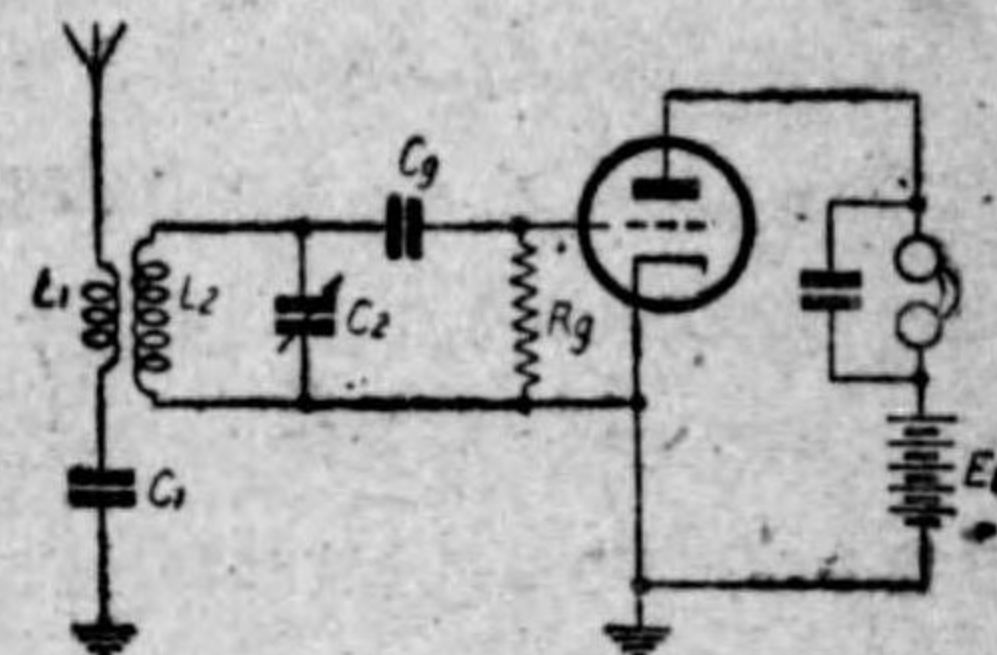
C は R と並列につないだコンデンサーの静電容量(マイクロ・ファラド)になるやうに、 C の値を決定すれば宜しい。かうしておけば検波の結果流れる放送電波周波に對してもまた C のリアクタンスは極く小さい故、好都合である。

(ロ) グリッド検波方式を用ひた單球受信機: 第7-22圖はグリッド検波方式(便宜上三極管を示す)を用ひた受信機の接続圖で、 C_g をグリッド・コンデンサーといひ、 R_g をグリッド・リークといつてゐる。



此の圖は右の圖と同様である

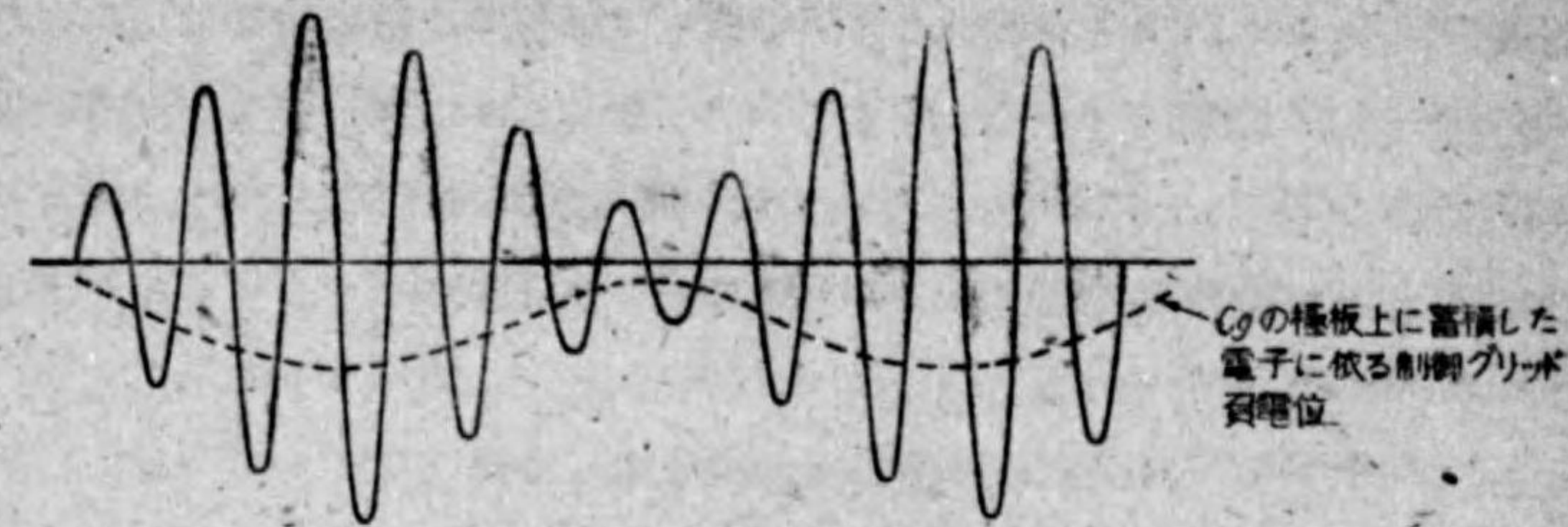
〔第7-22圖〕



〔第7-23圖〕

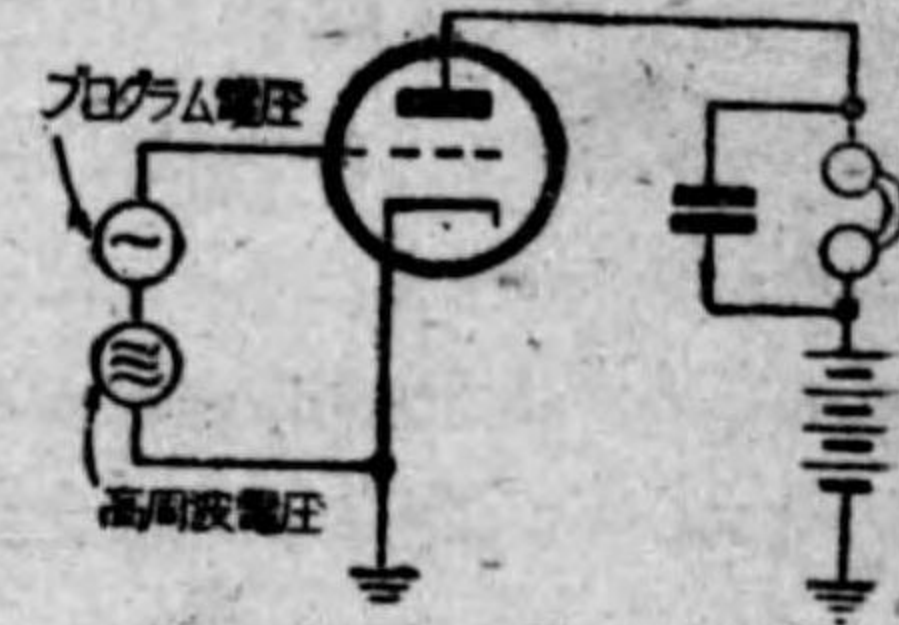
グリッド検波方式の原理を述べるに、制御グリッド電圧と制御グリッド電流との關係を求めてみると、それは丁度第7-24圖のやうになるのであつて、かういふ特性であるならば、これもまた鑛石検波器の特性と同様である故、もしも制御グリッドに適當な直流負電圧(第7-18圖参照)をつなぎ、そしてグリッド電極とカソードとの間に變調された高周波電圧を加へるならば、制御グ

直列につながれてゐるために、グリッドに吸引された電子は、 C_g のグリッドにつながれてゐる電極板上に蓄積され、この極板を負に充電する故、反対側の極板は正に充電される。そしてこの充電された電圧は、 V_{c2} の最大電圧にまで充電されるのではなく R_g といふ抵抗が常に放電の役目をしてゐるために、結局 C_g は V_{c2} の①の電圧で充電される一方、 R_g を通して放電されるわけであるが、この R_g の放電は、充電されるよりも、遙かに少ないために、 C_g は①の電圧の最大値近くまでは充電されることになる。そして①の電圧が最大値を通りすぎると、もう C_g は充電されることはなく、ただ R_g を通して少しづつ放電され、①の電圧の次の②といふ負の電圧の間中放電されるが、先程もいつたやうに R_g が大きいために、 C_g に蓄積された電子は全部は放電されず、 V_{c2} の始めの1サイクルの後には、 C_g には電子が少しは残るから、始めの1サイクルが終つた次の1サイクル即ち③の電圧は、第7-24圖の $E_g=0$ といふ電圧よりも少し負の電圧 $-\Delta E_g$ を中心として振動し始める。そしてここでもまた V_{c2} の電圧①及び②に於て行はれたと同じことが繰返されるから、2サイクルの終りには C_g の電子の数は、1サイクルの終りよりもまた少しく多くなり、3サイクル目の電圧は2サイクル目よりも更に E_g が負となつた電圧を中心として振動する。そして V_{c2} の正の電圧が加はつても、そのためにグリッドが正電位にならないくらゐ C_g に負の電氣(電子)が蓄積される。即ち蓄積されてできた負バイアスが、丁度 V_{c2} の電圧の最大値と等しくなれば、もう電子の吸引がなくなるから、そこを中心として高周波電圧が振動する。第7-24圖は以上のことを圖示したものであるが、 V_{c2} といふ電圧が一定の強さのものでなくて、第7-12圖の(ロ)のやうなプログラムの電圧で變調されたもの時には、 C_g のグリッドに接続されてゐる極板上の電子の数、即ちグリッドの負電位は第7-26圖の點線のやうに變化する。而もこの電位は必ずカソードに對して制御グリッドを負電位にする方向にできるのである。ところが第7-26圖の點線の電位の形は、プログラムの電位の形と同じであるから、結局第7-22圖のやうな回路にプログラ

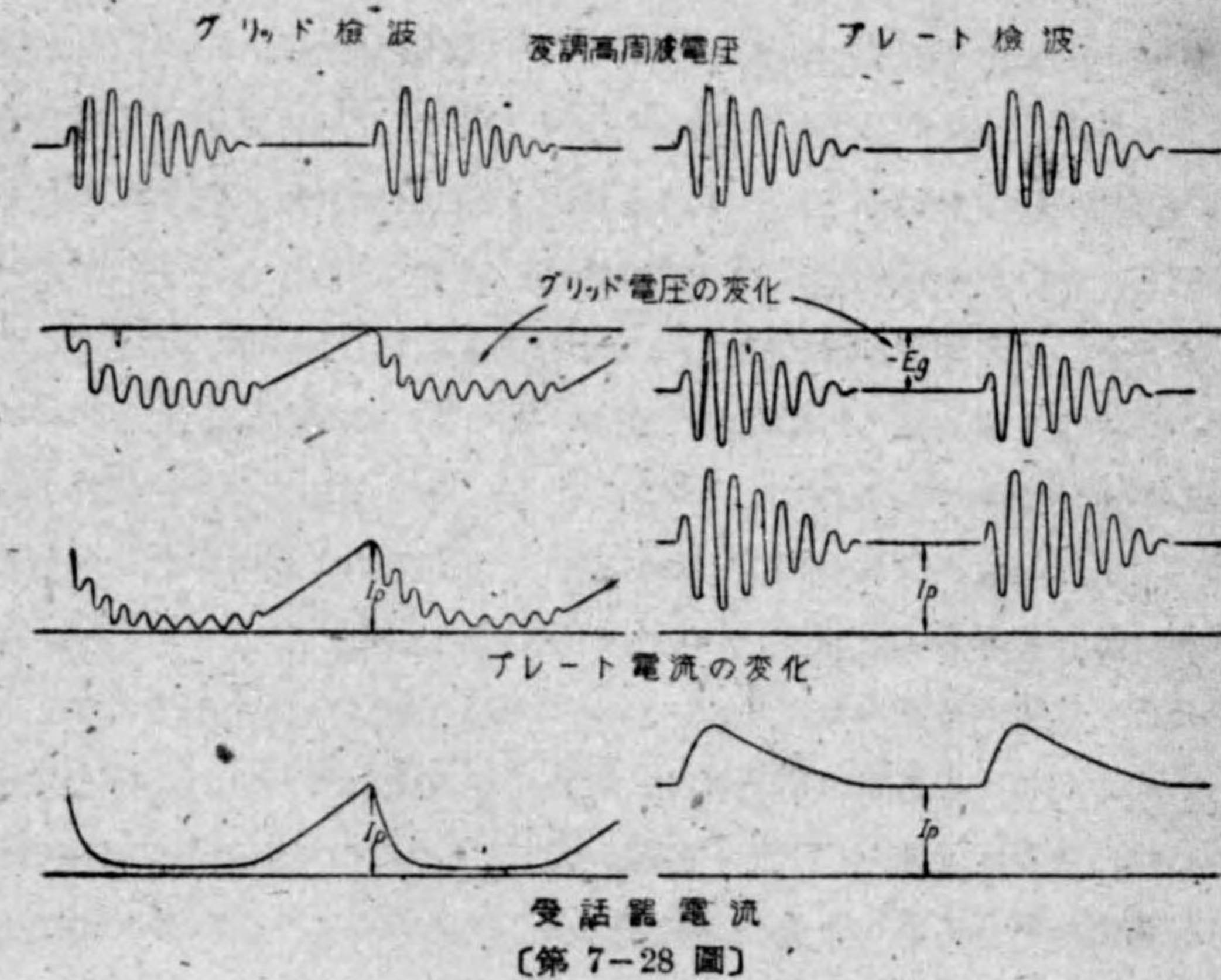


【第7-26圖】

Δ で變調された高周波電圧を加へるといふことは、真空管の制御グリッドとカソードとの間にその電圧を加へることになり、これはまた放送電波の周波数の電圧とプログラムの電圧とを同時に加へてゐるとも考へることができる。即ち第7-27圖のやう



【第7-27圖】



【第7-28圖】

にも考へることができるといふわけである。真空管は増幅作用を行ふ（後に説明する）故、制御グリッドとカソード間に加へられたプログラム電圧は更に大きくなつてプレート回路に現はれるから、従つて第7-22圖のやうな回路を用ひると、検波と増幅の二つの作用を一つの真空管で行はせることができる便利がある。

以上のやうに、真空管を用ひて行ふ検波作用には

(1) プレート検波

(2) グリッド検波

の二つがあるが、この兩検波作用の結果起る各部の電圧や電流の變化の有様を明らかにさせるために、第7-28圖を示しておく。この圖に於て最も興味あることは、受話器に聴える音が大きくなるのは

プレート検波の時にはプレート電流が大きくなる

グリッド検波の時にはプレート電流が小さくなる

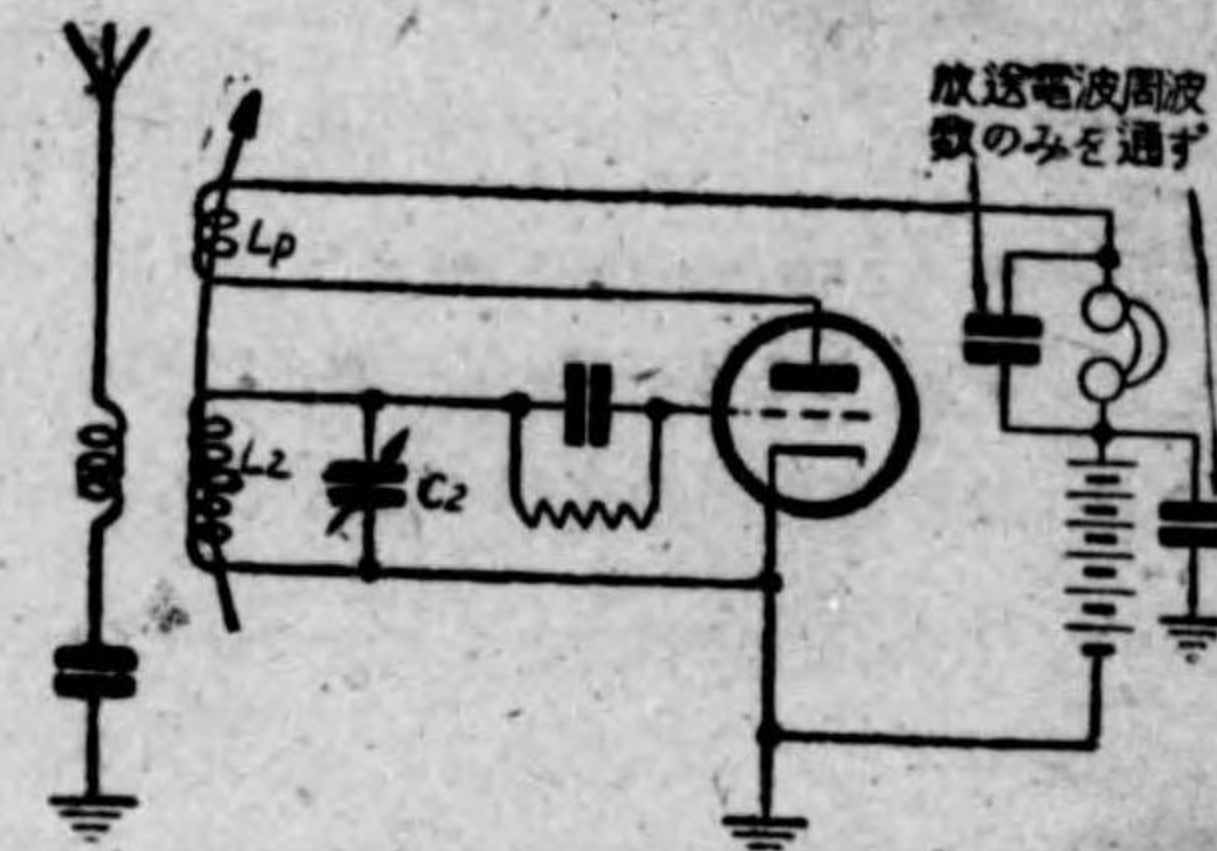
ためである。

(ハ) 再生検波方式を用ひた單球受信機：第7-26圖から、グリッド検波を行つてゐる真空管のグリッドとカソードとの間に、プログラムの電圧で變調された高周波電圧を加へるといふことはグリッド、カソード間にプログラムの電圧と、それから放送電波周波数の電圧とを加へることと同じであるといふことを知つてゐるが、これ等電圧はいづれも真空管の増幅作用により、プレート回路には大きくなつて現はれて来る。この時に必要なものは、プログラムの電圧だけであり、これにより受話器でプログラムを聴くことができるのであつて、放送電波周波数の電圧はできるだけ受話器に通らないやうに態々受話器にはバイパス・コンデンサーをつないでおいた。従つてプレート回路に出て來た高周波電圧を利用するといふことはなかつたが、これをうまく利用したものが再生である。即ち再生に於ては検波作用によつてプレート回路に出て來た高周波電流を、グリッド回路へ戻してやるのであるが、この際グリッド回路に始めからあつた高周波電圧と全く同じ方向に、いひかへれば全く重

なるやうに戻してやる。さうするとアンテナからこのグリッド回路に誘發した高周波電圧は再生のために大きくなり、またグリッド回路の L_2C_2 回路の抵抗も減少する。しかるに同調回路のところでは述べたやうに、第7-22圖に於てアンテナのコイル L_1 から L_2 の中に誘起された電圧のために C_2 の両端にできる高周波電圧は、 L_2C_2 回路の高周波抵抗 r に反比例する故、 C_2 の両端の電圧は益々大きくなるといふ利益が生ずる。

第7-29圖は三極管を用ひた再生検波受信機の一例で（多極管も同じ）、プ

レートにつながれてゐるコイル L_p の中には、検波作用のために出て來た放送電波周波数の電流も、プログラム電流も、それから直流も流れる。そして L_p はグリッド回路につながれてゐる同調回路のコイル L_2 に結合してゐるから、 L_p の中を通る放送



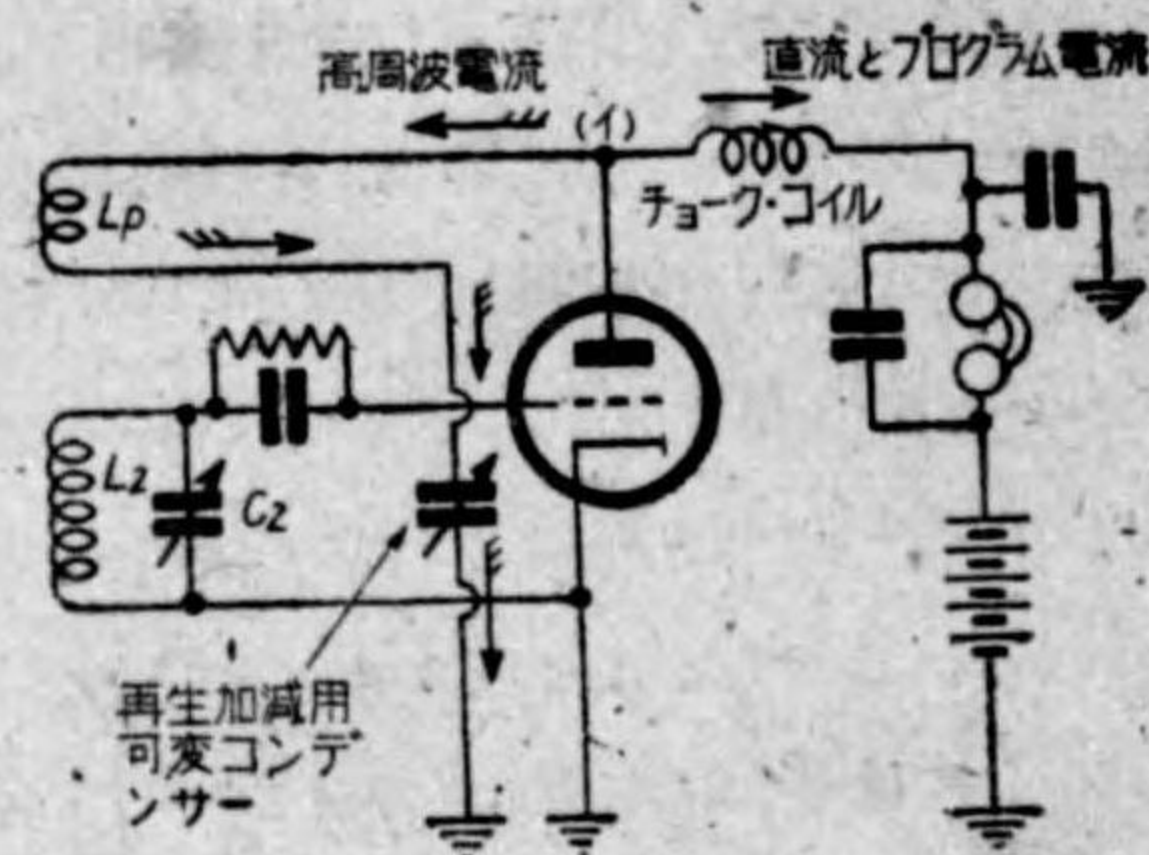
〔第7-29圖〕

電波周波数の電流のために、 L_2 の中には放送電波周波数の電圧ができるが、 L_p と L_2 とは前以つて L_p のために L_2 の中にできる電圧が、 L_2 の中に前からあつた放送電波周波数の電圧を大きくするやうに調節してあるから、グリッド、カソード間に加はる高周波電圧は L_p があるために大きくなり、 L_p と L_2 との結合が密になる程、いひかへれば L_p と L_2 との距離の近い程、高周波電圧は益々大きくなるのである。それ故に、第7-29圖のやうな再生受信機で再生を加減するには、 L_p と L_2 との距離またはお互の位置を換へることが最も簡単な方法であり、一般にもさういふ方法が用ひらるれてゐる。

前述の第7-22圖の受信機に於てもさうであるが、再生受信機に於てもまた受話器に通つて欲しいのはプログラムの電流だけで、放送電波周波数電流はできるだけ受話器には通さないやうにしたい。そのため受話器には並列に高周波電流のバイパス・コンデンサーが接続されてゐる。そしてこのバイパ

ス・コンデンサーは再生受信機に於ては特に大切で、プレート回路に流れる高周波電流を利用するといふ意味から、是非共使用しなければならない。

第7-30圖も再生検波を用いた受信機であるが、再生の方法が第7-29圖とは異つてゐる。第7-29圖では再生のための高周波電流はプレートから L_p を通り、それから受話器と並列のバイパス・コンデンサーを通つてカソードに到り、更に真空管の内部を通つてプレートに達するが、第7-30



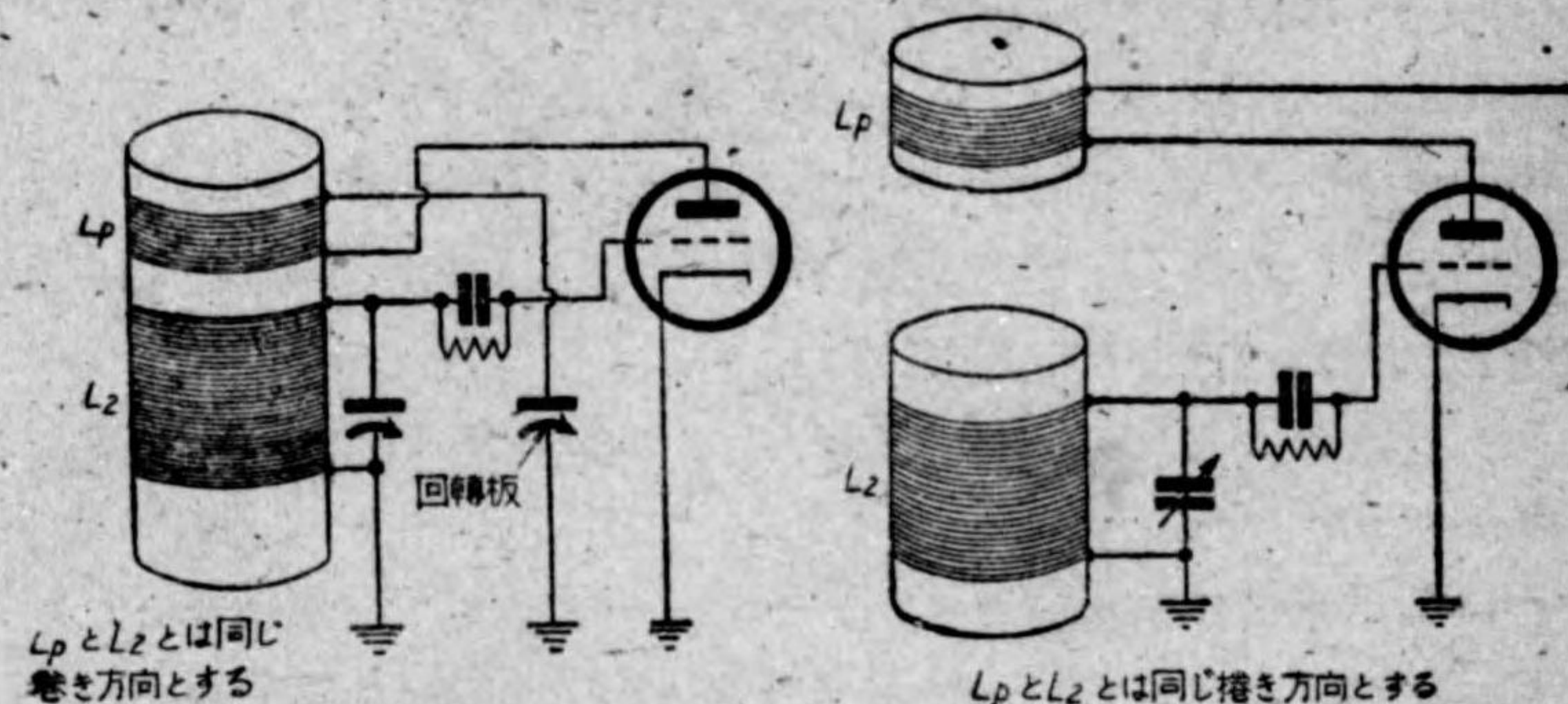
〔第7-30圖〕

圖の方式では再生用の高周波電流はプレートから再生用のコイル L_p を通り、それから再生加減用コンデンサーを通り、カソードに到り、更に真空管の内部を通つてプレートに到るもので、受話器のバイパス・コンデンサーの方にはできるだけ高周波電流を流さないやうにする。第7-30圖に於てプレートから出た高周波電流は L_p を通つてからは (イ) 點で二分して、一つは受話器の方へ、一つは再生加減用コンデンサーの方へ流れやうとするが、なるべく受話器の方へは流したくないのであるから、(イ) と受話器との間には放送電波周波数に對するチョーク・コイルをつないで、できるだけ高周波電流の流通を阻止し、萬一漏れたものはバイパスで直ぐカソードに持つてくるやうにする。いひかへれば、 L_p 及び再生加減用コンデンサーからできてゐる再生回路に、できるだけ澤山の高周波電流が通るやうにするのである。

そして第7-30圖の回路では、普通 L_p と L_2 との間の距離は一定であるから、コイル間の結合で再生を加減するといふことはなく、再生の加減はまう再生加減用のコンデンサーの調整によるもので、このコンデンサーを加減すると、再生回路のインピーダンスが變化して L_p を通る高周波電流が變化するから、従つて L_p を通る電流のために、 L_2 にできる再生用高周波電圧が

變つてくるといふわけである。

尙第7-30圖の回路に於て、 L_2 と L_p とはどよういふ方向の巻き方でないと再生ができないか、また再生加減用コンデンサーはどよういふつなぎ方になつてゐた方が宜しいか等といふことは、第7-31圖より直ちに判るが、この圖面から第7-29圖の回路で再生を加減するには、コイル L_2 と L_p とは



〔第7-31圖〕

〔第7-32圖〕

どよういふ巻き方向にある時、その距離が變ればよいか判る。即ち第7-32圖のやうにコイルをつなぎ、そしてこのつなぎ方のままで L_p と L_2 との間の距離が變れば宜しいのである。

3) 増幅器

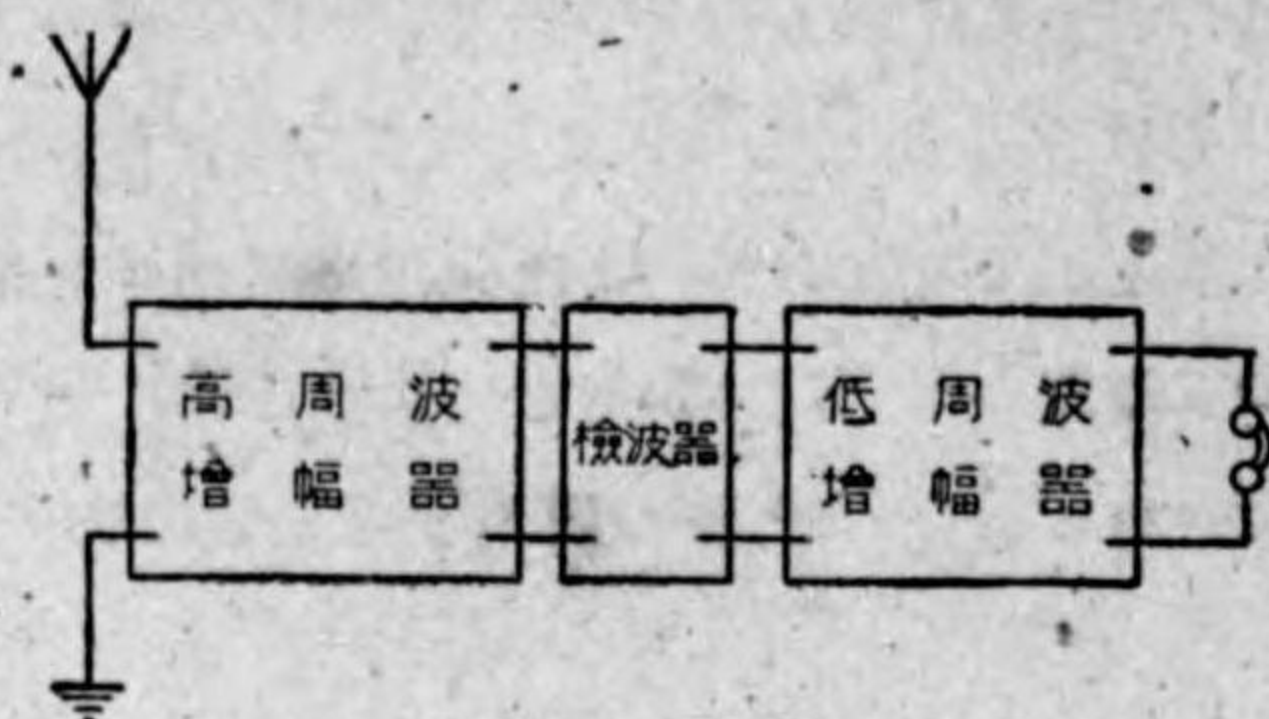
増幅器は、これを大體2種類に分けることができる。

- (1) 低周波(可聴周波)増幅器
- (2) 高周波増幅器

(1) は検波の結果現はれたプログラム電圧を大きくするために用ひるもので、普通は検波器と受話器またはスピーカーとの間につなぐ。

(2) は検波器に加へて、プログラム電圧を取出すところの電圧、いひかへればプログラム電圧で變調された放送電波の電圧を大きくするためのもので、従つてアンテナと検波器との間に用ひられる。第7-33圖は以上のこと

を圖示するものであるが、増幅器にはこの外に中間周波増幅器と稱される特別のものがある。然しながらこれもまた一種の高周波増幅器と考へることができるもので、ただ増幅する電圧の周波数が、アンテナで受信した電波の周波数よりも低い



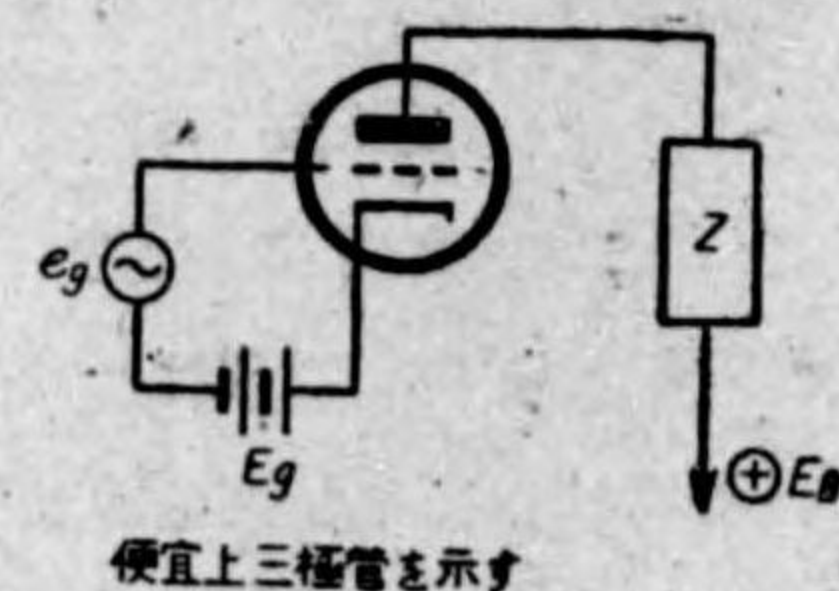
〔第 7-33 圖〕

が、然し可聴周波数（プログラム周波数）よりも高いといふだけである。而して、以上 3 種類の増幅器で取扱ふ電圧の周波数を示すと次のようになる。

- (1) 低周波増幅器はプログラム電圧だけを取扱ひ、周波数は 100~4000 サイクルくらゐ
- (2)-(a) 中間周波増幅器はプログラム電圧で變調された周波数の電圧を取扱ふが、その電圧の周波数は 450 キロ・サイクルから 465 キロ・サイクルの間のただ一つの周波数である。
- (2)-(b) 高周波増幅器はプログラムで變調された 550 キロ・サイクルから 1500 キロ・サイクルまでの周波数の中のただ一つの周波数の電圧だけを取扱ふが、またどれでも取扱ひ得る。

次にこれ等 3 種類の増幅器について解析を試みるが、その前に真空管の増幅作用について一寸説明しておく。

第 7-34 圖のやうに真空管（三極管でも多極管でも宜しい）のグリッドとカソード間に周波数が f サイクルの電圧 e_g ボルトを加へ、またプレートには Z オームのインピーダンス（ f サイクルに於けるインピーダンスを Z オームとする）を接続しておく、そして真空



〔第 7-34 圖〕

管の各電極には夫々真空管に於て定められた直流電圧を加へておくものとす

る。ここにグリッド・バイアス E_0 は、真空管の E_0-I_p 特性の直線部分に I_p があるやうに選んだものとし、又上述のやうな状態に於ける真空管の内部抵抗を r_p オーム、相互コンダクタンスを $g_m \mu \bar{v}$ 、増幅定数を μ とする。さうすると、 Z オームのインピーダンスの両端に現はれる f サイクルの電圧 e_p は

$$e_p = \frac{\mu \times e_g}{Z + r_p} + Z \text{ ボルト} = \frac{\frac{\mu}{r_p} \times e_g}{\frac{Z}{r_p} + 1} \times Z \text{ ボルト}$$

で示されるのであつて、もしも真空管の内部抵抗 r_p が、 Z オームに比べて非常に高い（數倍以上）時、即ち High μ （高増幅率）真空管（UZ-57 や UZ-58 等）に於ては

$$e_p = \frac{\frac{\mu}{r_p} \times e_g}{\frac{Z}{r_p} + 1} \times Z$$

に於て $Z/r_p \ll 1$ と考へることができるから、上の式は

$$e_p = \frac{\mu}{r_p} \times e_g \times Z = \frac{\mu}{r_p} \times Z \times e_g \text{ ボルト}$$

となるが、 $\mu/r_p = g_m$ であるから、結局

$$e_p = g_m \times Z \text{ ボルト}$$

として示される。即ち第 7-34 圖のやうな増幅回路 1 段當りの電圧増幅度は

$$e_p/e_g = \frac{\mu}{Z + r_p} \times Z$$

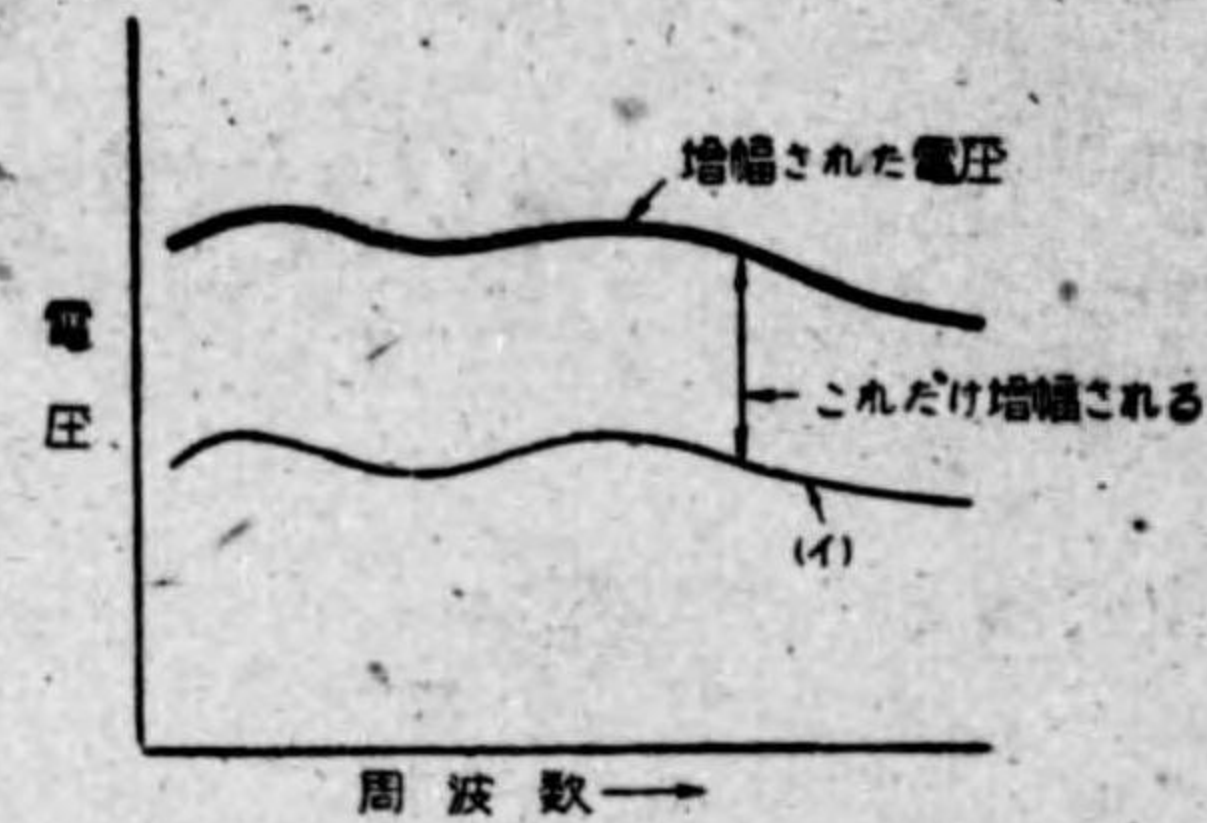
高増幅率真空管では、 $e_p/e_g = g_m \times Z$

といふ式から計算することができる。

(1) 低周波増幅器

低周波増幅器は檢波作用の結果得られたプログラムの電圧を増幅するものであり、而もプログラムの電圧の周波数は大體 100 サイクルから 4000 サ

イクルくらゐ(勿論その外にもあつて、30 サイクルから 10,000 サイクルくらゐともいはれてゐるが、最も大切な周波数は 100 乃至 4000 サイクルくらゐである)であるから、低周波増幅器としてはこの周波数全体を一様に増幅しなければならないといふ役目を持つてゐる。いひかへれば 100 サイクルから 4000 サイクルまでの周波数の中のどれか一つまたは二つの周波数だけを増幅すれば宜しいといふのではなく、例へば第 7-35 圖に於て、検波器から出て来るプログラム電圧が(イ)のやうであるならば、低周波増幅器はこれ等どの周波数の電圧も全く同じだけ増幅しなければならないといふ義務がある。そのためにといふよりも、100 サイクルから 4000 サイクルまでの周波数の電圧を一様に増幅するために、低周



〔第 7-35 圖〕

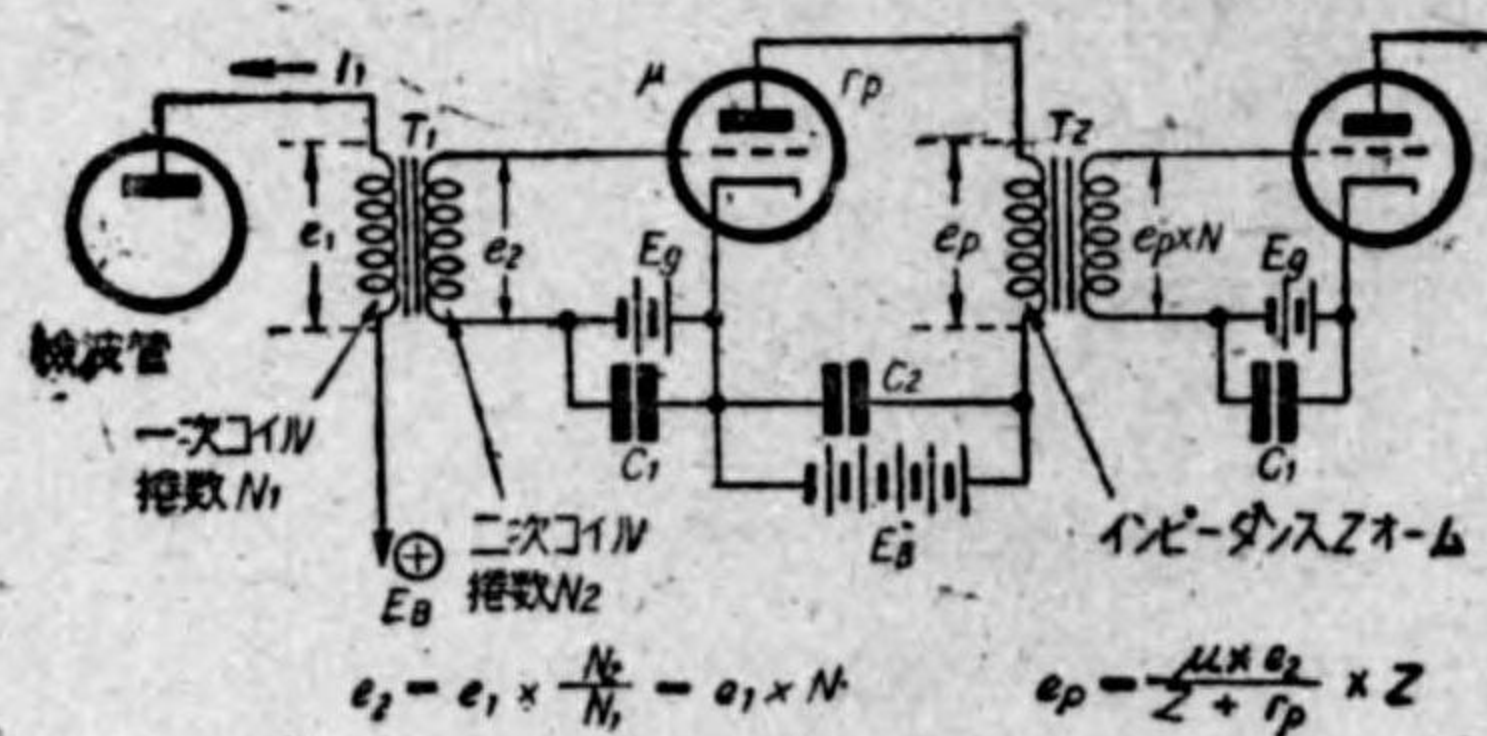
波増幅器には色々變つた回路が用ひられてゐるが、それは

- (A) トランス結合回路
- (B) チョーク・コイル-コンデンサー結合回路
- (C) 抵抗-コンデンサー結合回路

等である。

(A) トランス結合回路：第 7-36 圖はトランス結合を用ひた低周波増幅

回路の一例で、 T_1 、 T_2 等は隣り同志の真空管を結合するトランスで普通その巻線比即ち真空管のプレート回路に接続されてゐるコイルの巻数を N_1 回、グリッ



〔第 7-36 圖〕

ドに接続されてゐるコイルの巻数を N_2 とすると

$$N_2/N_1 = N \text{ (これを變壓比、巻線比または電壓比などといふ)}$$

は 3 くらゐである。

さて第 7-36 圖に於て、検波管のプレート回路を流れるプログラム電流を I_1 アンペアとし、それからまたそこに接続されてゐるトランスの一次コイルのインピーダンスを Z_1 オームとすれば、一次コイルの両端には

$$e_1 = I_1 \times Z_1 \text{ ボルト}$$

の電圧ができるから、従つてグリッドに接続されてゐる二次コイルの両端の電圧は

$$e_2 = e_1 \times N$$

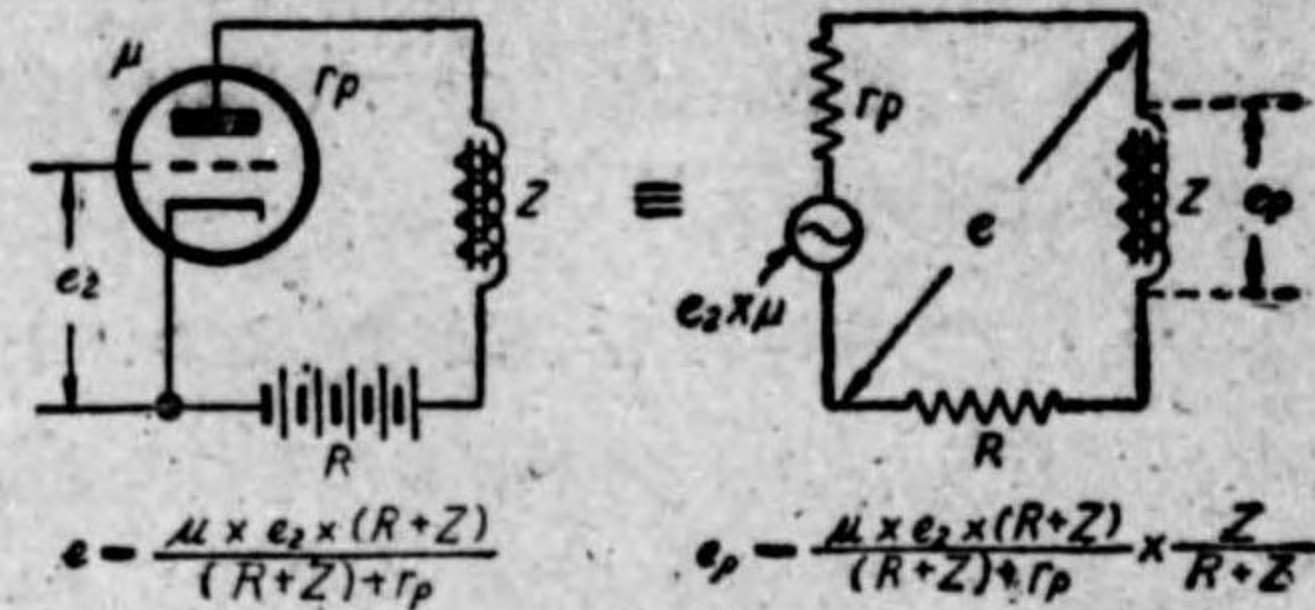
で示される。そしてこれが増幅管 V_1 のグリッドとカソード間に加はる電圧となるのであつて、 V_1 の内部抵抗を r_p オーム、増幅定数を μ 、プレートにつながれてゐるトランスの一次コイルのインピーダンスを Z オームとすれば前に示した増幅の原理により、増幅管 V_1 のプレートにある Z オームの両端の交番電圧 e_p は

$$e_p = \frac{\mu \times e_2}{Z + r_p} \times Z \text{ ボルト}$$

で示される。そしてもしもトランス T_2 の巻線比を N とすれば、増幅管 V_2 のグリッド、カソード間には、更にこの e_p の N 倍の電圧が現はれることになる。

第 7-36 圖に於て、 E_g は増幅管がその特性曲線の直線部分で動作するやうに定められたグリッド負バイアスで、 C_1 及び C_2 はいづれも低周波数に対するバイパス・コンデンサーである。然しながら、第 7-36 圖の例のやうに、電圧として電池を用ひる時にはバイパス・コンデンサーは殆ど不必要なのであつて、ただ電池が悪くなつて、その内部抵抗が大きくなつた時にのみ必要である。それは何故かといふに、今例へば V_1 真空管のプレート電池にバイパス・コンデンサーがなくて、その抵抗が R オームであつたとすると、結

局 V_1 のプレート回路には第7-37圖のやうに、 Z オーム及び R オームの二つの抵抗が直列に接続されたことになる故、 Z オームと R オームの直列インピーダンスの両端に現はれる低周波電圧 e は



〔第7-37圖〕

$$e = \frac{\mu \times e_2 \times (Z+R)}{(Z+R) + r_p}$$

となり、従つてトランス T_2 の一次側の電圧 e_p (これができるだけ大きくなつて欲しい) は

$$e_p = \frac{\mu \times e_2 \times (Z+R)}{(Z+R) + r_p} \times \frac{Z}{(Z+R)} = \frac{\mu \times e_2 \times Z}{(Z+R) + r_p}$$

となる。ところでもしも電池の抵抗が零ならば、この電圧は

$$e_p = \frac{\mu \times e_2 \times Z}{Z + r_p}$$

で、勿論電池の抵抗が零の方が、 V_1 のグリッドにつないだトランスの一次側電圧が大きくなる故、電池に抵抗のある時には、それにバイパス・コンデンサーをつないで、電池の抵抗の影響をできるだけ減らさうとするのである。但し、この場合バイパス・コンデンサーの静電容量 C_2 マイクロ・ファラドは、増幅器で取扱ふ最も低い周波数 f サイクルに對しても、なほ

$$\frac{10^6}{2 \times \pi \times f \times C} \ll R$$

でなければ、バイパス・コンデンサーは何の役目もしないといふことは、十分注意する必要がある。

ここにトランス結合を利用した増幅器では、プログラムの電圧を一様に増幅することができない不便がある。それは何故かといふに、グリッド、カソード間に加へられた電圧が、プレートにつないだインピーダンス Z オームの兩

端にどれだけになつて現はれるかを示す式

$$e_p = \frac{\mu \times e_0}{Z + r_p} \times Z$$

に於て、 Z オームはトランス結合に於ては一次巻線のインピーダンスである故、これは周波数で異り、従つて e_0 が一定でも e_p は周波数で變る。即ち増幅器1段當りの増幅度を示す式の値

$$e_p/e_0 = \frac{\mu \times Z}{Z + r_p}$$

は周波数で變つてくるといふことになつてゐるからである。然しながら、今もしも Z が r_p に比較して極めて大きいとすると、只今の増幅度を示す式は

$$e_p/e_0 = \frac{\mu \times Z}{Z + r_p} = \frac{\mu}{1 + \frac{r_p}{Z}}$$

但し、 $Z \gg r_p$ とすれば $r_p/Z \ll 1$ となる故

$$e_p/e_0 = \mu$$

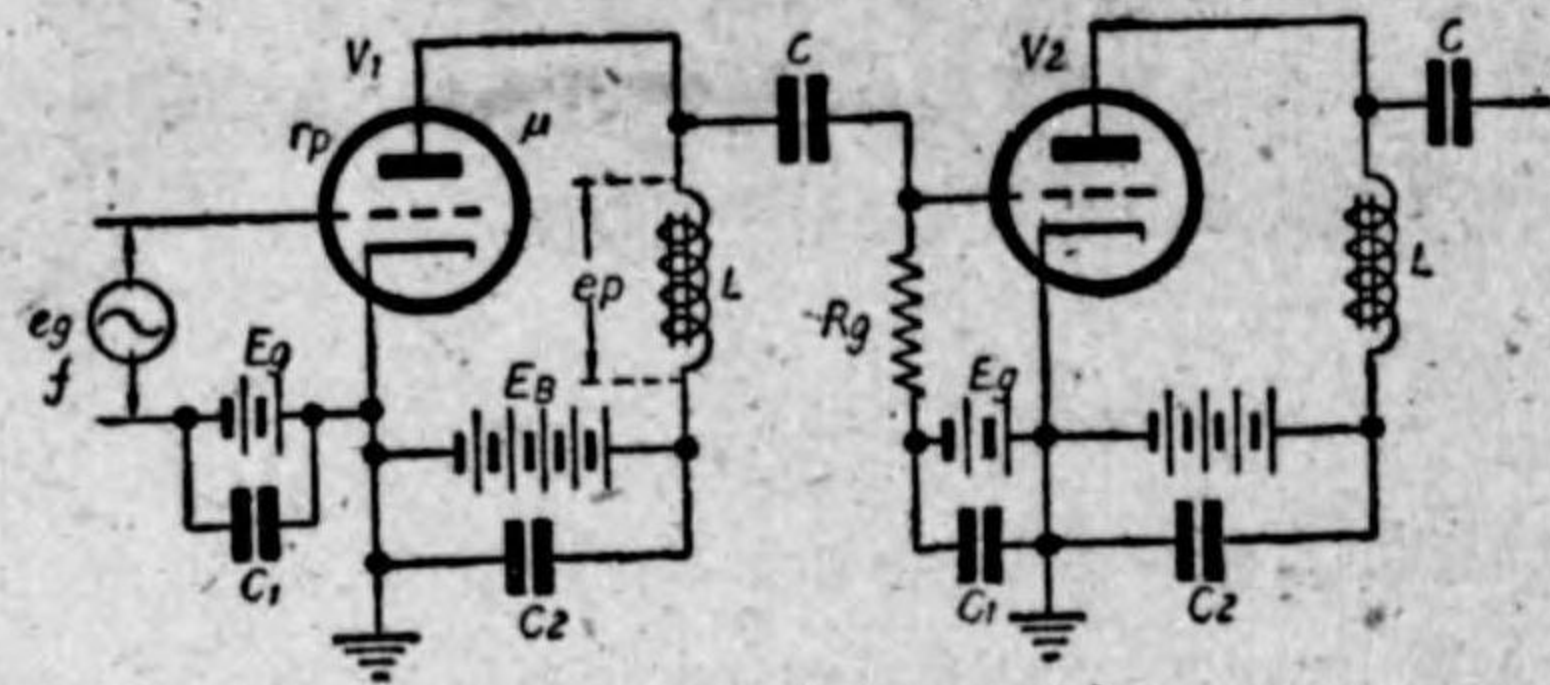
となつて、結局増幅度は周波数に關係がない。即ちプログラム電圧を一様に μ 倍だけ大きくすることになるが、これも先程示したやうに、 Z オームといふプレート回路のインピーダンスが真空管の内部抵抗 r_p に比べて大きい時に限るのであつて、かうするために態々トランスの一次コイルの巻数を非常に多くすることもあるが、さうするとコイルの分布容量のために、反つてインピーダンスが小さくなるやうな結果を來すことも珍しくない故、結局トランス結合を用いた低周波増幅器では、プログラム電圧を一様に増幅することはむつかしく、ただトランスの一次コイルの巻数を多くした時にだけ割合に一様に増幅することができるにすぎない。

(B) チョーク・コイル—静電容量結合回路

トランス結合を用いた可聴周波増幅器では、プログラム周波数の電圧を一様に増幅することができない。その理由は、増幅管のプレート回路に接続したトランスの一次コイルによるインピーダンスが、周波数によつて異なるため

であるが、実際は二次コイルのインピーダンスもまた周波数によつて異なるために、トランス結合の可聴周波増幅器は益々プログラム電圧を一樣に増幅できない。そこでせめてこのトランス結合に於ける二次コイルの悪影響だけでも除かうといふ目的

のために考へられた低周波増幅器が、ここに述べるチョーク・コイル-静電容量結合を用ひた増幅回路で、第7-38圖にそ



〔第7-38圖〕

の一例を示す。

圖に於て L は増幅管 (便宜上三極管で示すが五極管でも同様である) のプレートに接続したチョーク・コイル、 C は V_1 のプレートと V_2 のグリッドとを結合する役目を有するもので、これを結合コンデンサーといひ、 R_g を漏洩抵抗といふ。

圖に於て、 V_1 のプレート直流電流は勿論チョーク・コイル L の中を通る。そして L はまたプレート回路のインピーダンスともなつてゐる故、 V_1 のグリッド、カソード間に加へたプログラム電圧 e_g は、 Z の両端に増幅されて現はれる故、この電圧を C を通して V_2 のグリッド、カソード間に加へて、また V_2 で増幅してゆく。

さて第7-38圖についてみるに、この回路を組立てるに際してはプログラム電圧の最も高い周波数に對しても L のリアクタンスは R_g に比べて甚だ小さいやうにしてあるのが普通で、ここでもまた斯様になつてゐるものと考へる。さうすると結局第7-38圖は、第7-39圖のやうに考へられる。即ちプログラム電圧の總ての周波数に對して C 、 C_1 、 C_2 等はいづれも短絡されてゐるとみることができるのであるから、 μe_g といふ電圧のために流れる電流は r_p 及び L の中を流通し、而して L の中には

$$e_p = \frac{\mu e_g}{Z + r_p} \times Z \text{ ボルト}$$

の電圧ができるが、これが V_1 のプレートにできる f サイクルの電圧となる故、従つて V_1 の増幅度は

$$e_p / e_g = \frac{\mu \times Z}{Z + r_p}$$

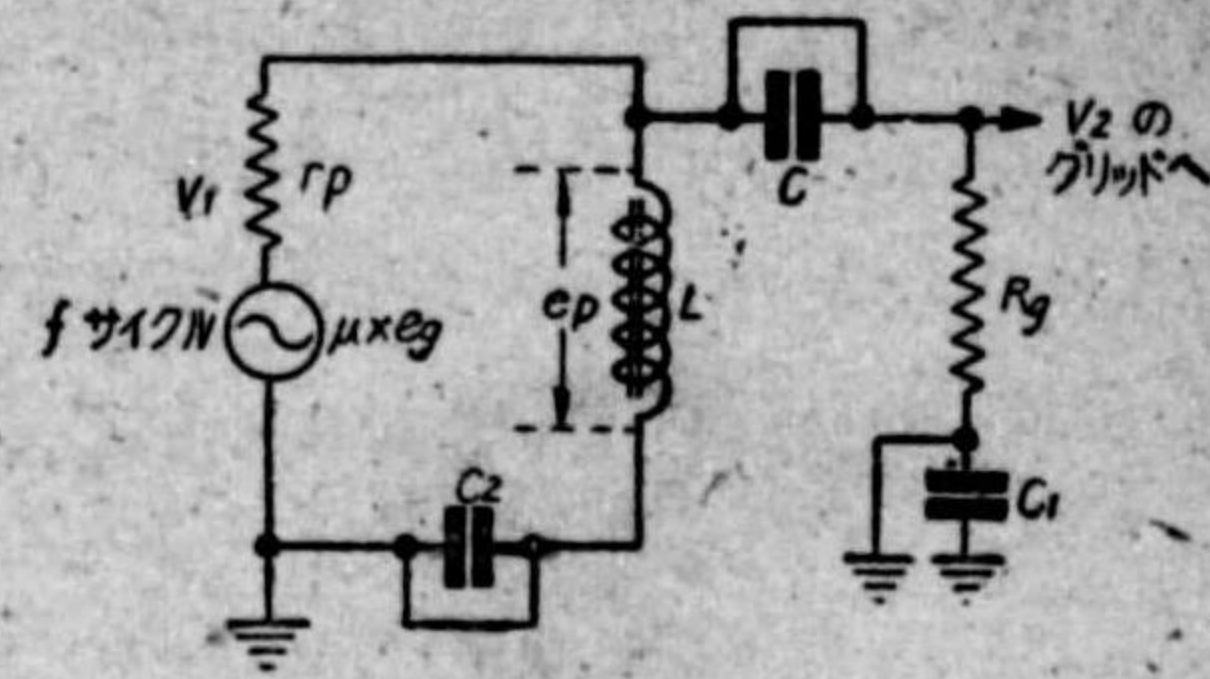
として求められる。

さて、第7-38圖或は第7-39圖に於て、 R_g は L のリアクタンスに比べて相當に大きいのであるから、プログラム周波数に於て C が短絡されてゐるといふことと共に考へ合せて、 R_g の両端にできる電圧は、 L にできた交流電圧そのままの大きさと考へることができる。何となれば第7-39圖に於ては、 L の中にできたプログラム電圧のために C 、 R_g 、 C_1 、アース及び C_2 の回路にプログラム電流が流れるが、 R_g は C 、 C_1 、 C_2 のリアクタンスに比べて極めて大きい故、 L にできた電圧 e_p は全部 R_g の中の電圧降下となるからである。

では第7-39圖に於て、もしもチョーク・コイル L のインピーダンス Z オームが R_g に比べて大きくないと、どういふことが起るかといふに、もともと V_1 のプレートには、 L と R_g とが並列につながれてゐるのであるから實際に V_1 のプレートに接続されてゐる負荷は

$$\frac{1}{\frac{1}{Z} + \frac{1}{R_g}} = \frac{Z \times R_g}{Z + R_g} = \frac{Z}{\frac{Z}{R_g} + 1}$$

と書かなければならない故、この場合に、もしも R_g が Z に比べて大きいならば、 V_1 のプレートには Z オームだけが接続されてゐると考へられるが、(Z/R_g は1に比べて極めて小さくなる。例へば、 R_g が Z の3倍ならば $Z/R_g = 1/3$ となるやうに) R_g が Z と等しいとすると、次式のやうになつて



〔第7-39圖〕

$$\frac{Z}{\frac{Z}{R_p} + 1} = \frac{Z}{1+1} = \frac{Z}{2}$$

V_1 のプレートには Z オームがつないであるにも拘らず、その半分のインピーダンスしか接続してないと同様になり、従つて V_1 による増幅度は

$$e_p/e_0 = \frac{\frac{Z}{2} \times \mu}{\frac{Z}{2} + r_p} = \frac{Z \times \mu}{Z + 2r_p} \quad (R_0 \text{ が } Z \text{ の数倍あれば})$$

$$e_p/e_0 = \frac{Z \times \mu}{Z + r_p} \text{ となる。}$$

なる式で示される故、 R_0 が Z に比べて大きい時よりも、小さくなつてしまふことが判る。それ故に、 R_0 はプレートにつなぐチョーク・コイルのインピーダンスに比べて相當に大きくして、増幅器の増幅度を大ならしむるやうに努める。然しこれには同時に L のインピーダンスの大きいことも是非必要なことは申すまでもないが、チョーク・コイルのインダクタンスを大きくすることは、結局電線を澤山巻くこととなり、悪い結果を來す。即ち増幅度の式の中には Z があり、これが周波数で變るもの故、この方式の増幅器もまた多くの周波数の電圧を一様に増幅するといふことは極めて困難である。

第 7-39 圖をみて、コンデンサー C は不要のもので、直接に R_0 を L につないでもよいではないかと思はれるだらうが、それはできない。何故かといふに、 L には V_1 のプレートに加はる正の高い電圧が加はつてゐるし、一方 R_0 は V_2 のグリッドにつながれてゐるから、もしも C がないと、 V_2 のグリッドにはプレートの正電圧が加はることになるからである。これは第 7-38 圖で C を短絡して考へると直ぐ判る。

それからまた R_0 が Z に比べて小さいと、 V_1 の増幅度が小さくなるが、 R_0 を取除いたならばどうなるであらうか。もしさういふ風にすると、コンデンサーは直流を切つてしまふものであるから、 V_2 にはバイアスが加はらなくなる。その上コンデンサーの極板の一方はプレート電圧につながれ、他方

は V_2 のグリッドにつながれてゐるために、グリッドに接続されてゐる電極板には、 V_2 真空管のカソードから出た電子が蓄積されて、その極板を負の高い電圧にするために、 V_2 にはプレート電流が流れなくなる。それ故に R_0 をつなぎ、これを通して常に C のグリッドに接続されてゐる電極板上の電子を逃がしてグリッドには E_0 だけが加はるやうにしておく。

即ち C は L にできてゐるプログラム電圧のみを V_2 のグリッドに導き、直流電圧は（この中には交流電圧も、それからまた L の中を流れるプレート直流電流によつて、 L の抵抗のためにできる直流電圧降下も含まれてゐる）導かないといふ役目を有して居り、 R_0 は C にできるカソードからの蓄積電子を逃がし、且つ E_0 をグリッドに加へ、更に L にできたプログラム電圧をできるだけそのままの大きさで V_2 のグリッド、カソード間に加へる役目を果すもので、いづれも是非必要なものである。尚リアクタンスに於て $2 \times \pi \times f \times L$ が R_0 の数分の 1 でなければならぬといつたことは、プログラム周波数の最高のものについても當てはまらなければならず

$$\text{また } \frac{10^6}{2 \times \pi \times f \times C} \ll R_0, \frac{10^6}{2 \times \pi \times f \times C_1} \ll R_0, \frac{10^6}{2 \times \pi \times f \times C_2} \ll R_0$$

但し C_1, C_2, C の單位はマイクロ・ファラドとする。

等に於ける周波数 f は、プログラム周波数の最も低いものでなければならぬことは注意すべきことである。

(C) 抵抗-静電容量結合回路：第 7-38 圖のやうな回路では、真空管のプレートに接続したチョーク・コイルのインピーダンス Z が、グリッド、カソード間に加へたプログラム電圧の周波数によつて異り、而も V_1 または V_2 真空管の増幅度は

$$e_p/e_0 = \frac{\mu \times Z}{Z + r_p} = \frac{\mu}{1 + \frac{r_p}{Z}}$$

となつて、真空管の内部抵抗 r_p が Z に比べて極めて小さいか、または Z が r_p に比べて極めて大きくない限りは、 e_p/e_0 は必ず Z の大小によつて一様で

はなくなる。即ち増幅度が周波数で違ってくるといふ不都合が起きる。この不都合を除くためにできた増幅回路が抵抗-静電容量結合を用いた回路で、第7-40圖はその一例

を示す。今この第7-40圖と第7-38圖とを比べてみると第7-38圖に於て、 L なるチョーク・コイルが抵抗 R_p に置換

へられたものが、第7-40圖となるのであつて、その動作の理論は第7-38圖に於けると全く同様である。

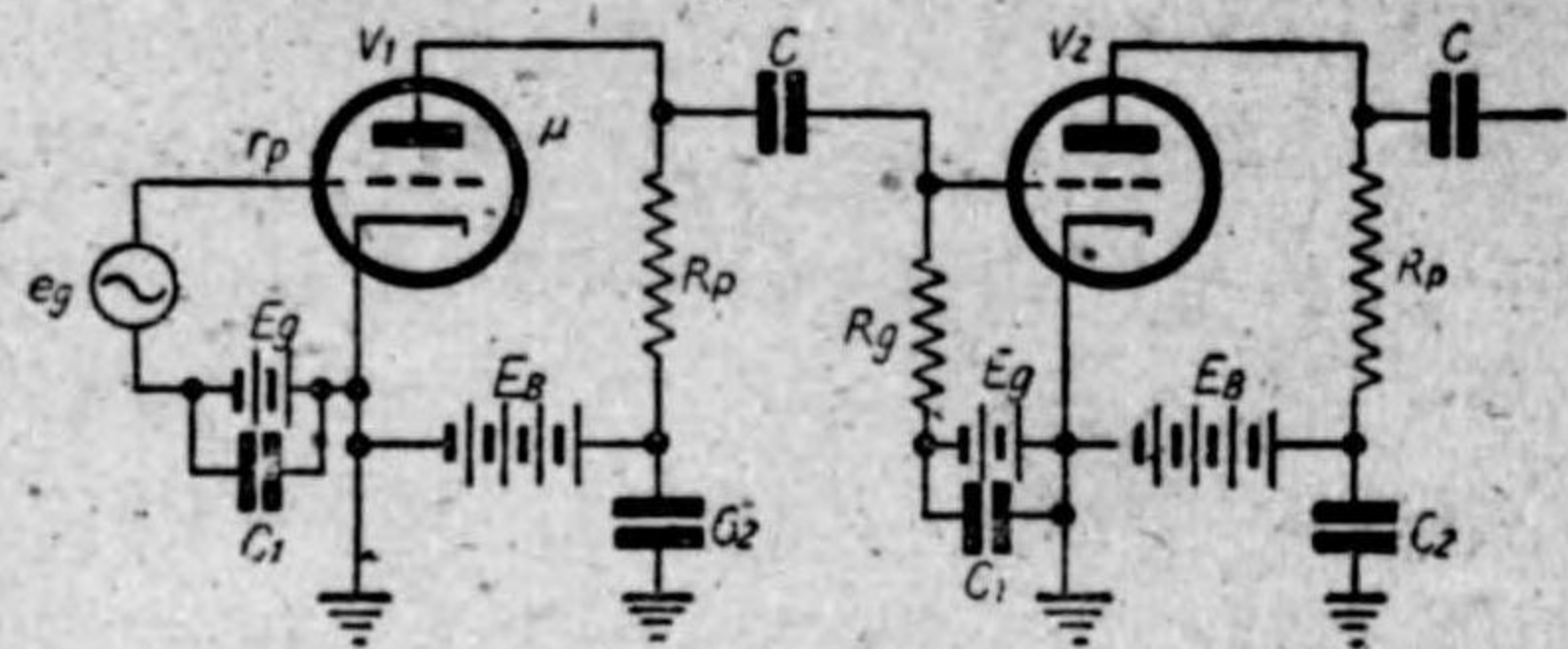
而して第7-40圖に於てもまた第7-38圖と同様に R_p が R_g の数分の1となり、またプログラム電圧の最低周波数の時にも C, C_1, C_2 等のリアクタンスは、 R_g 及び R_p に比べて大變小さいことが必要である。

ただ第7-40圖の回路では、 R_p といふ高い抵抗の中をプレート直流電流が流通するために、この中に於ける直流電圧降下が大きく、そのために真空管のプレートに定められた電圧を加へるには、電源電圧として極めて高いものを必要とする不便がある。

例へば R_p を100キロ・オームとし、プレート電流を5ミリ・アンペアとすると、 R_p の中の電圧降下は

$$\frac{5}{1000} \times 100,000 \text{ ボルト} = 500 \text{ ボルト}$$

となる。プレート電流を1ミリ・アンペアとしても、電圧降下は100ボルトとなる故、 $E_B = 250$ ボルトとしても、実際にプレートに加へられる電圧は僅かに150ボルトにすぎない。これに反して第7-38圖の回路では、チョーク・コイルの抵抗は大抵1000オーム以下であるから、これを1000オームとしても、この中を5ミリ・アンペアの電流が通る場合の電圧降下は5ボルトと



【第7-40圖】

なり、 E_B が殆どそのままプレートに加へられる。

即ち、抵抗-静電容量結合回路を用いた低周波増幅器では、プログラム電圧を一樣に増幅するといふ利益はあるが、この増幅を行はせるためには、極めて高いプレート直流電圧を用ひなければならない不便があることを忘れてはならない。

(2) 高周波増幅器

低周波増幅器は、プログラムの電圧が持つてゐる周波数即ち大體100サイクルから4000サイクルくらの範圍の電圧を總て一樣に増幅しなければならないのに比べて、高周波増幅器はできるだけただ一つの周波数だけを増幅する方が宜しく、廣い範圍の周波数の電圧を増幅するものほど工合が悪い。但し、これは放送電波周波数の電圧を増幅する場合であるが、後で述べる中間周波増幅器では、數キロ・サイクルの範圍の電圧は一樣に増幅しないと工合が悪い。

(2)-(a) 放送電波周波数を増幅する高周波増幅器：第7-41圖のやうな回路があつた時、 e といふ電圧の周波数を f サイクルとし、回路の静電容量を加減して、それとインダクタンス L と、電圧の周波数 f との間に

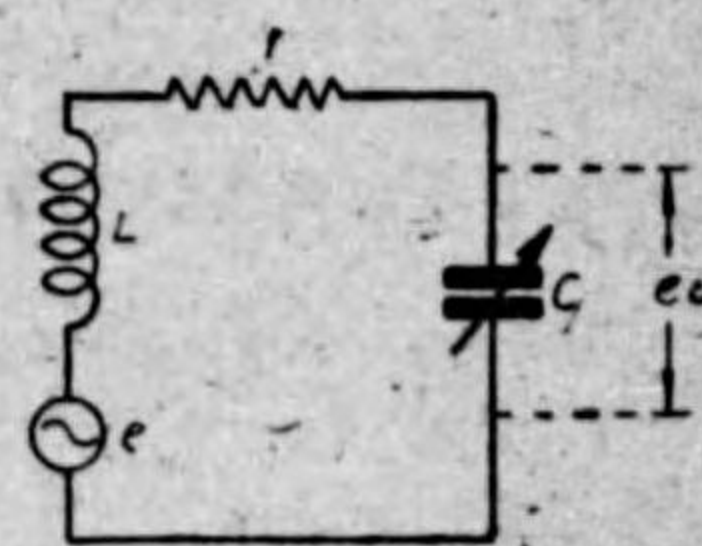
$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

L …ヘンリ、 C …ファラドまたは、もしも f がキロ・サイクル単位ならば

$$f = \frac{159}{\sqrt{L \times C}}$$

L …マイクロ・ヘンリ

C …マイクロ・ファラド



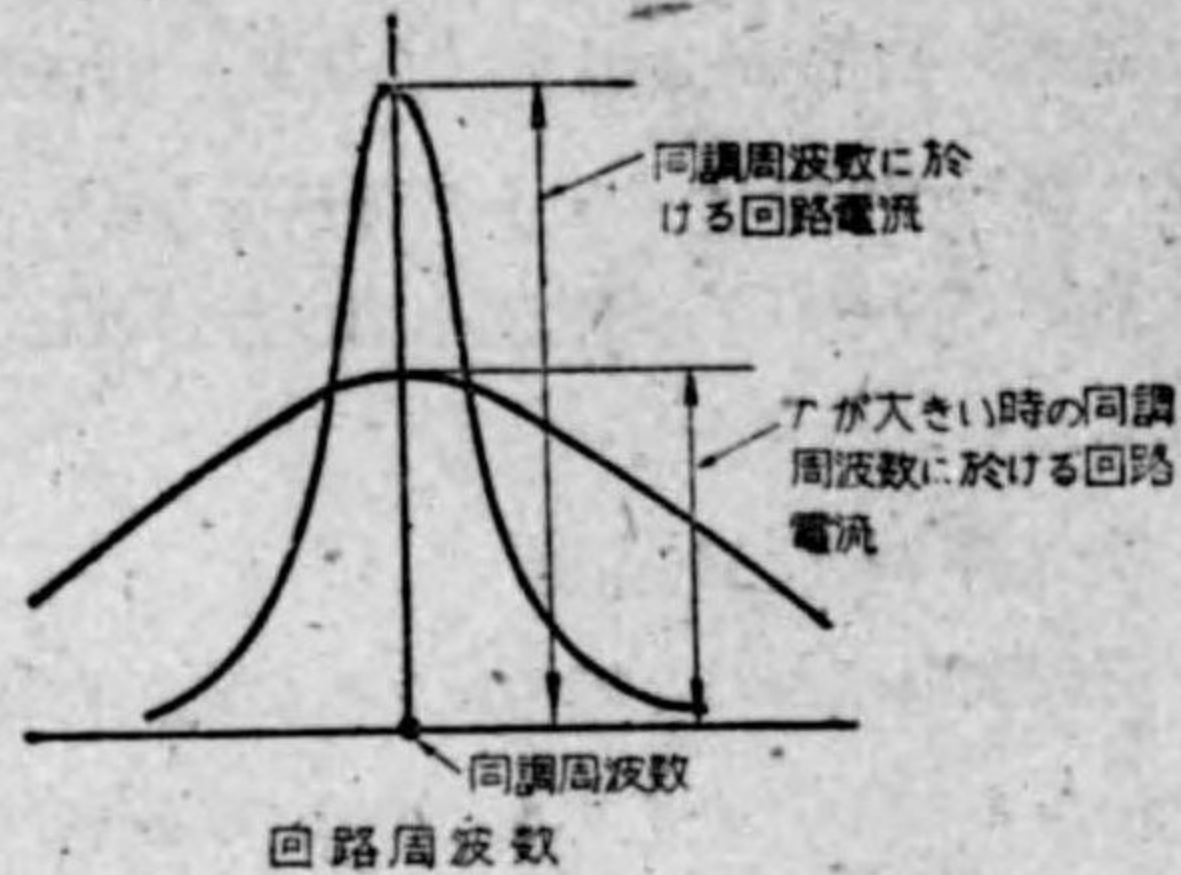
【第7-41圖】

といふ關係が成立したならば、この時回路は電圧の周波数に同調したといひ、回路に流れる電流は

$$I = \frac{e}{r}$$

r...周波数 f で測つた回路 (主にコイル) の抵抗

となつて、最大値に達する。即ち回路が周波数 f に同調するときの回路に流れる電流は周波数 f に於て最大となり、回路の周波数が f から離れる程小さくなること、第 7-42 圖のやうになる。そして同調周波数 f サイクルに於ける回路電流と、同調周波数と違つた周波数に於て回路に流れる電流との差



〔第 7-42 圖〕

は、回路の抵抗 r の小さい程大きくなるのであつて、且つ電圧 e が一定の時に、同調周波数に於て流れる回路電流も、回路の抵抗の大きい程小さくなるが、第 7-47 圖にはこれ等のことをも示す。

それからまた第 7-41 圖の回路が、この回路に加へた電圧 e の周波数に同調した時、回路に流れる電流 $\frac{e}{r}$ のためにコンデンサー C の両端に生ずる電圧 e_c は下のやうになる。

$$e_c = \frac{1}{2 \times \pi \times f \times C} \times \frac{e}{r} = \frac{e}{2 \times \pi \times f \times C \times r}$$

とところが回路が同調してゐる時には

$$2 \times \pi \times f \times L = \frac{1}{2 \times \pi \times f \times C}$$

となる故、 e_c は

$$e_c = \frac{1}{2 \times \pi \times f \times C} \times \frac{e}{r} = \frac{2 \times \pi \times f \times L}{r} \times e$$

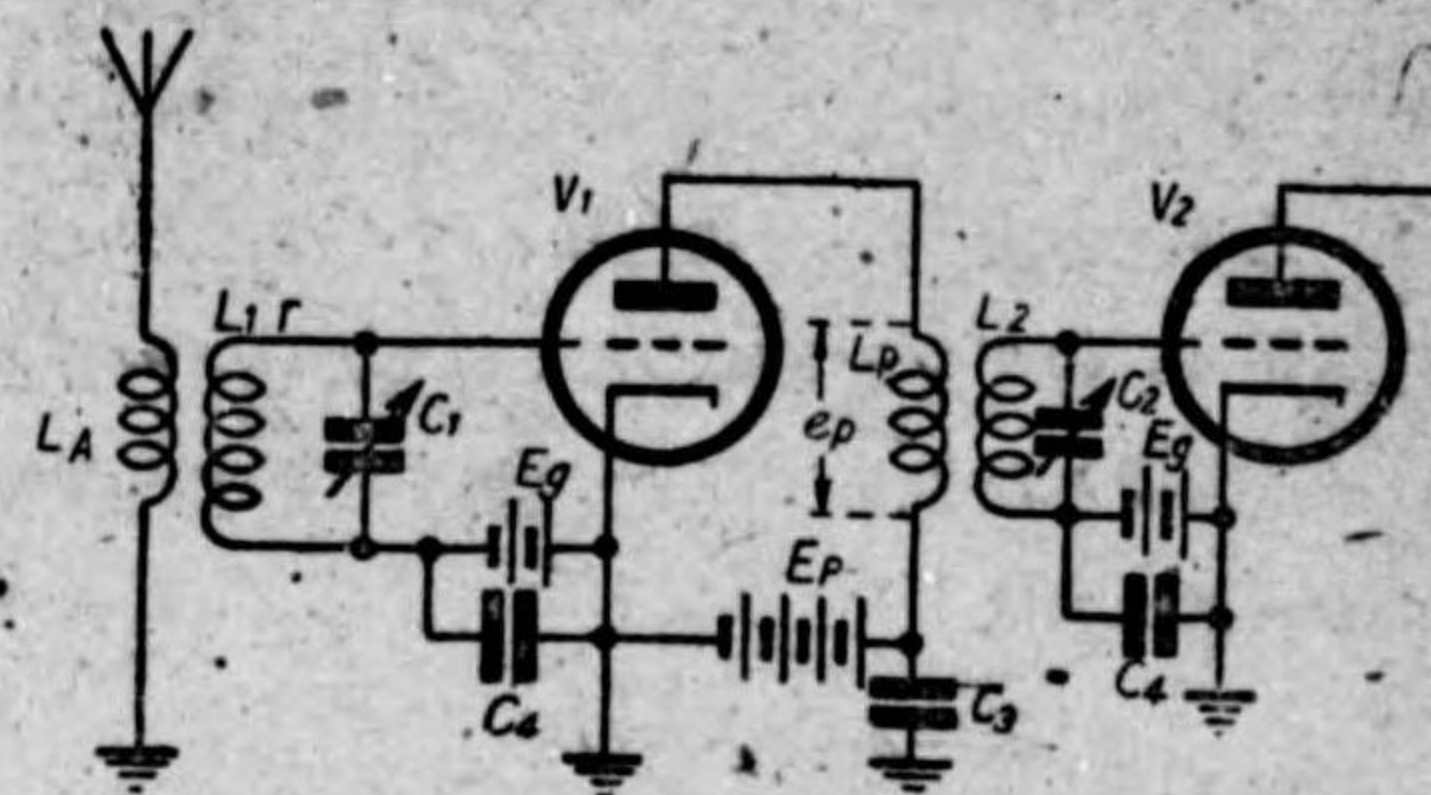
ともなり、結局コンデンサーの端子間にできる電圧は、回路の抵抗の小さい程大きいことが判る。また e_c と回路の周波数との関係も電流の時と同様に e_c が回路電流に比例することから第 7-42 圖のやうになることが判る。

故に、抵抗の小さい同調回路を用ひる時は、その回路の同調周波数の電圧

を大きくすることができるのであつて、回路の抵抗の小さい程、益々同調周波数の電圧だけを大きくすることができる。

それ故、ただ一つの周波数だけを増幅しなければならない放送電波周波数の増幅器では、同調回路を用ひれば宜しいわけで、圖は簡単のため三極管を用ひてゐるが、一般には五極管を用ひてゐる。

第 7-43 圖に於て、放送局から發射された電波により、アンテナには高周波電圧が誘發されるがこのために、アンテナ回路には高周波電流が流れアンテナに直列に接続し



〔第 7-43 圖〕

たコイル L_A の中を通る。然るに L_A と真空管 V_1 のグリッドにつないだ同調回路のコイル L_1 とはトランスを作つてゐるから、 L_A に高周波電流が流れると、これと同じ周波数で且つ同波形の電圧が L_1 の中にできる。この L_1 中に誘起された電圧が、第 7-41 圖の e に相當するのであつて、同調回路 $L_1 C_1$ は電波の周波数即ち L_A を流れる電流によつて L_1 の中に誘起される電圧の周波数が 550 キロ・サイクルから 1500 キロ・サイクルまで變つても、 $L_1 C_1$ の回路は常にそれに同調ができるやうになつてゐる。いひかへれば $L_1 C_1$ の回路は 550 キロ・サイクルから 1500 キロ・サイクルまでの、どの周波数にも同調することができるのである。さうすると C_1 の両端には、 L_1 の中に誘起された電圧の $2 \times \pi \times f \times L_1 / r$ 倍の電圧が生じ、大體そのままの大きさをもつて、真空管 V_1 のグリッド、カソード間に印加される。ここに E_0 は V_1 のグリッド負バイアスで、 C_1 の両端にできた高周波電圧が、 V_1 の $E_0 - I_p$ 特性の直線部分に加はるやうに適當な値を選ぶと同時に、 C_1 の両端にできる高周波電圧の最も大きい値の更に 1.4 倍が、 E_0 よりも大きくなら

ないやうにしなければならない。これは何故かといふに、もしも上のことが成立たないとグリッド、カソード間にはカソードから放射される電子が流れ、そのためにグリッド、カソード間には抵抗がつながれたこととなり、これがまた $L_1 C_1$ 回路に並列に接続されるために、 $L_1 C_1$ 回路の抵抗が増大するからである。それ故に、かういふ風に考へてくると、 E_g はできるだけ大きい方が宜しいわけであるが、然しあまり大きくなると、 C_1 の両端の電圧が V_1 の $E_g - I_p$ 特性の直線部分に加はらなくなるといふ不都合が生ずる。

真空管 V_1 のプレートにつながれてゐるインダクタンス L_p は、増幅管のプレート負荷となるもので、今増幅すべき電圧の周波数を f とすれば、 L_p のインピーダンスは

$$Z_p = 2 \times \pi \times f \times L_p$$

となる故、 V_1 の内部抵抗を r_p 、増幅定数を μ 、相互コンダクタンスを g_m とすれば、 V_1 の増幅度は

$$e_p/e_g = \frac{\mu \times Z_p}{Z + r_p}$$

但し、 e_g は V_1 のグリッド、カソード間に加へられる電圧で、殆ど同調回路のコンデンサー C_1 の両端の電圧に等しい。

となる。今ここで真空管として五極管を用ひるとすれば、(例へば UZ-57 或は UZ-58 等) その r_p は非常に大きく、これに對して Z はさう大きくできないために

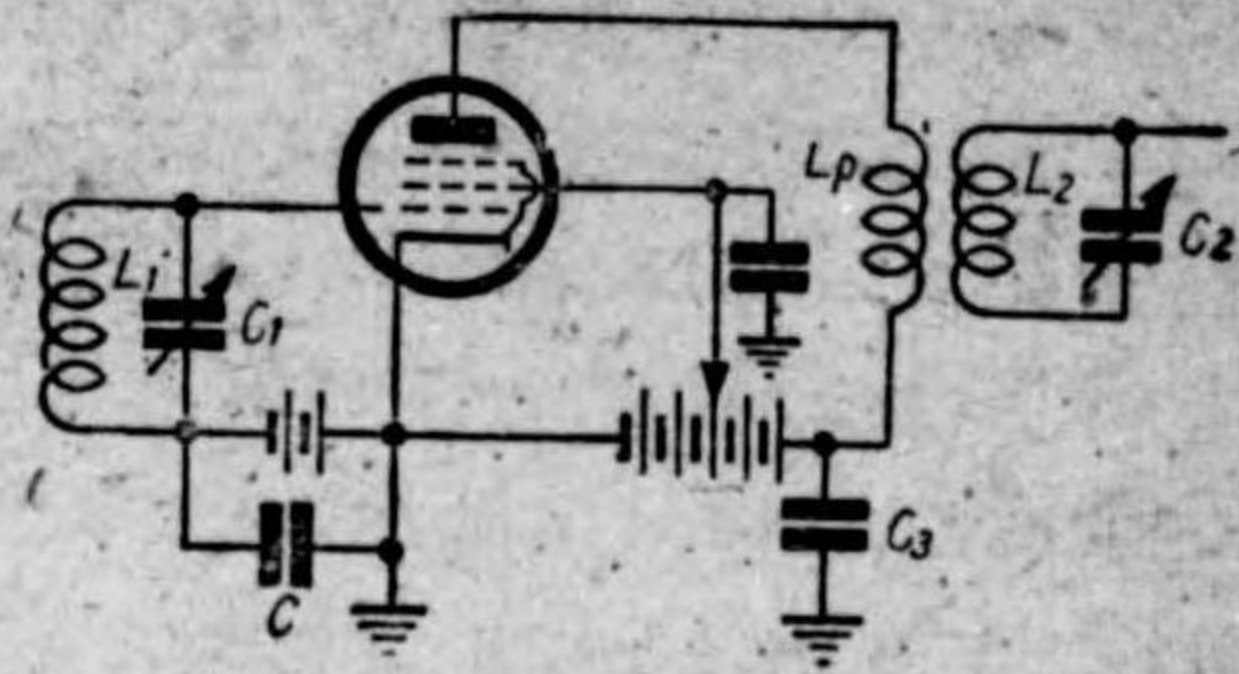
$$e_p/e_g = \frac{(\mu/r_p) \times Z}{\frac{Z}{r_p} + 1} = \frac{\mu}{r_p} \times Z_p = g_m \times Z_p$$

と考へられるやうになる。

V_1 のプレートにつないだインダクタンス・コイル L_p と V_2 のグリッド回路にある L_2 とはトランスになつてゐる故、 L_p の両端にできた高周波電圧 e_p のために、 L_2 の中にはまた高周波電圧が誘發され、これが V_2 に於けると同じやうにして増幅されてゆくのである。 C_3 及び C_4 は高周波數に對す

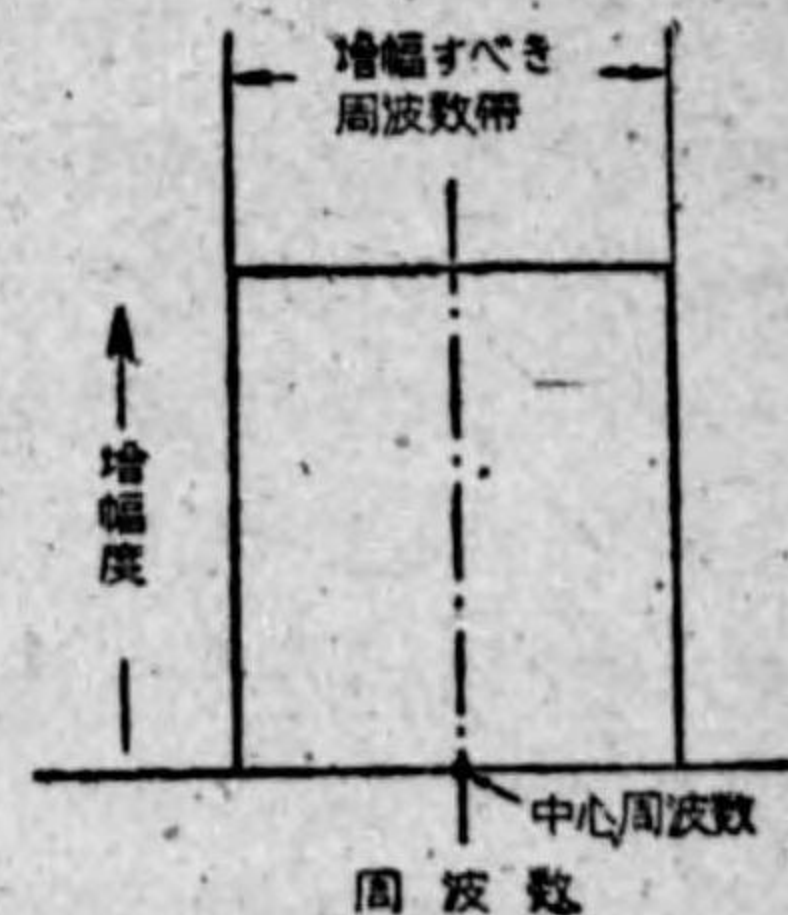
るバイパスである。

第7-44圖は五極管を用ひた高周波増幅回路の一例で、三極真空管を使用した第7-43圖と比べて、別に變つたことはないが、ただ五極管では遮蔽グリッドにバイパス・コンデンサーが接続してある。これは五極管の遮蔽グリッドが高周波の電圧を有すると、甚だ工合が悪いため、第7-44圖のやうにすることは、高周波數では遮蔽グリッドとカソードとの間を短絡したと全く同じに考へることができる。



〔第7-44圖〕

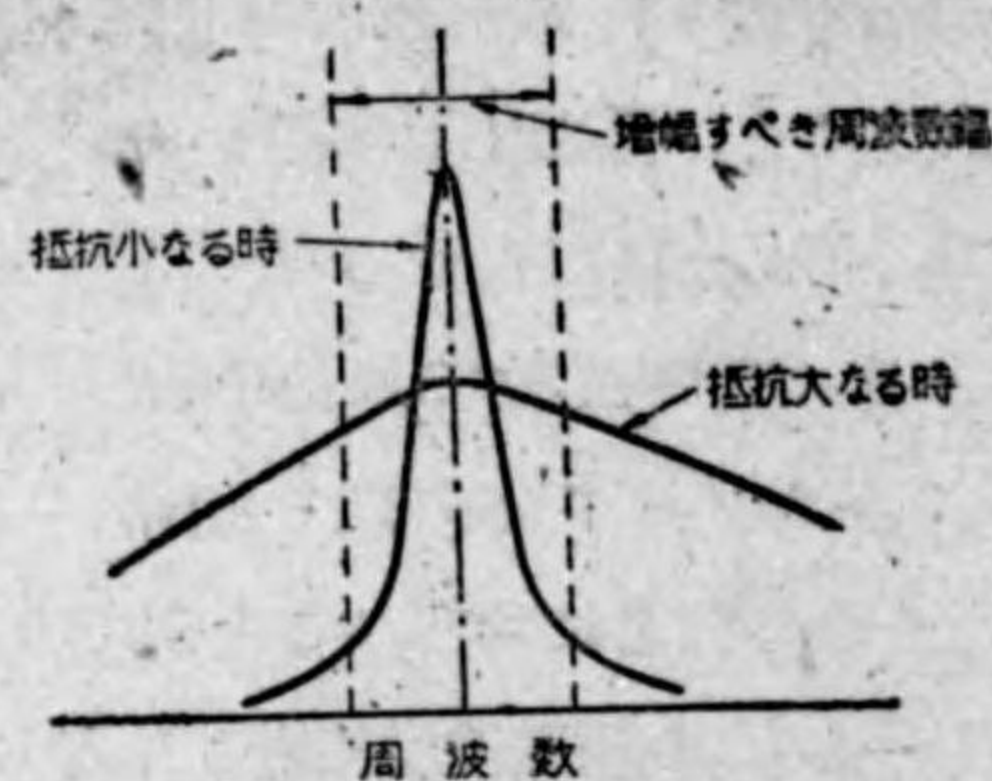
(2)-(b) 中間周波増幅器：中間周波増幅器は1種の高周波増幅器であるが、放送電波周波數の増幅器が550キロ・サイクルから1500キロ・サイクルまでのどの周波數をも、しかもどれかの周波數ただ一つだけをできるだけ増幅するの對して、この中間周波増幅器は、受信機で受信する放送電波の周波數の如何に係らず、ただ一つの周波數の上下極く僅かの間だけを増幅すれば宜しい。例へば465キロ・サイクルの上下3キロ・サイクル即ち $465-3=462$ キロ・サイクルから $465+3=468$ キロ・サイクルまでの $468-462=6$ キロ・サイクルの間の周波數の電壓だけを増幅すれば宜しいのであつて、この周波數の幅の中心になつてゐる周波數、この例では465キロ・サイクルを中間周波増幅器の中心周波數といつてゐる。そして中間周波増幅器としては、増幅すべき周波數の幅(これを周波數帯といふ)の中の電圧はできるだけ一樣に増幅し、それ以外の周波數の電圧はできるだけ増幅しないことが望ましく、増幅度と増幅すべ



〔第7-45圖〕

き電圧の周波数との関係が第 7-45 圖（これを中間周波増幅器の周波数特性といふ）のやうでありたいのである。

ではどうしたならば、第 7-45 圖のやうな周波数特性を得ることができるであらうか。先づ第一に考へられることは、同調回路を用ひることであるが、然し、同調回路ではその周波数と電圧との関係は第 7-46 圖のやうになり、回路の抵抗が小さければ曲線の山の傾斜が非常に急になつて、一樣に増幅すべき周波数の幅がなくなり、さうかといつて抵抗が大きくなれば、周波数の幅はできるが、不必要な周波数までも増幅するやうになつて工合が悪い。

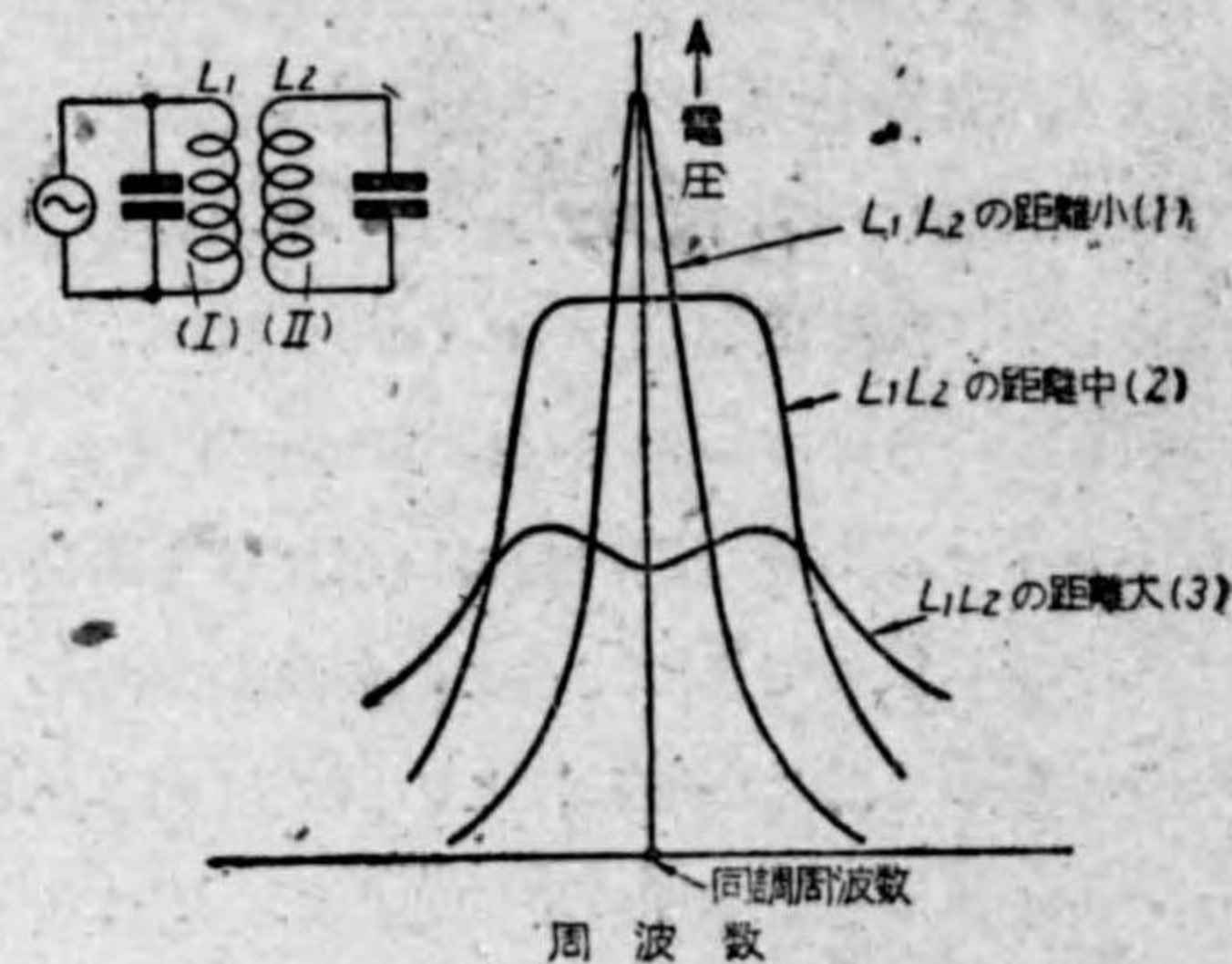


【第 7-46 圖】

ところがこのやうに工合の悪い同調回路も、これを上手に使ふと仲々工合

が宜しくなる。今第 7-47 圖

のやうに全く同じ周波数に同調してゐる二つの同調回路が結合してゐる時に、(I)の回路に同調周波数の電圧を加へ、そして、(I)の回路と(II)の回路との間のコイルの距離を變化しながら回路(II)のコンデンサーの両端にできる電圧を測つてみると、第 7-47



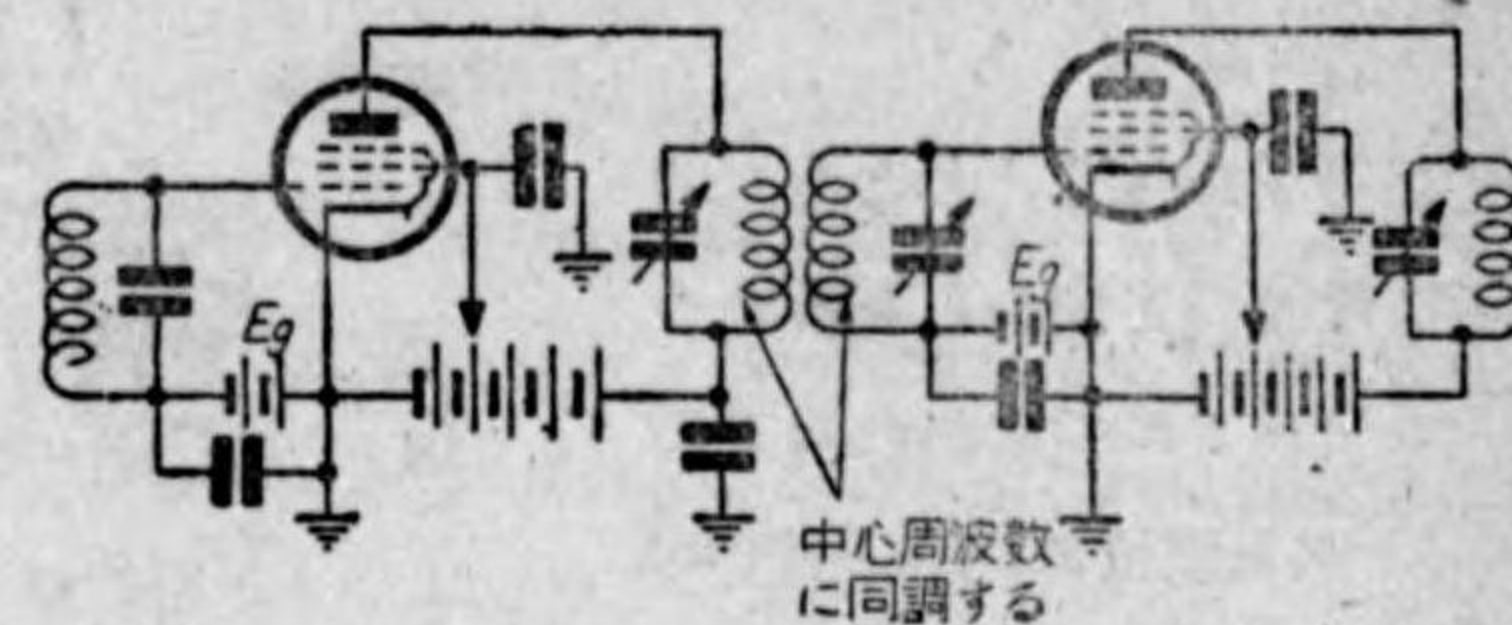
【第 7-47 圖】

圖の曲線のやうになるが、この中(2)の曲線を見ると、これは大體第 7-45 圖の周波数特性に近い形をしてゐる。

即ち、或る一つの周波数に同調してゐる二つの同調回路のコイルを適當な距離に近づけると、その同調周波数を中心として、適當な周波数の幅の中に

ある電圧を一樣に取出し、その幅以外の周波数の電圧はこれを取らさないやうにすることができるために、中間周波増幅器ではこのやうな方法を用ひた回路を使用してゐる。

第 7-48 圖は中間周波増幅回路の一例で、これを放送電波周波数を増幅する第 7-44 圖の高周波増幅回路と比較すると第 7-44 圖では、真空管のプレート回路に L_p といふインダクタンスコイルだけが接続されてゐるのに對して、第



【第 7-48 圖】

7-48 圖に於ては、同調回路が接続されてゐる點が違ふだけで、その他は第 7-44 圖と全く同様である。

ただ中間周波増幅器に於ては、前にもいつたやうに受信機の受信周波数が變つても、中間周波増幅回路の中心周波数即ち同調回路の同調周波数をかへる必要がない故、同調用のコンデンサーとしては可變コンデンサーを用ひる必要はなく、半固定のバリオデンサーといふものを用ひてゐる。

それから同調用のコイルも、その同調周波数が 460 キロ・サイクルまたはそれ以下であるために、ハネカム・コイルまたは鐵心入りのコイルを用ひてゐるが、ただお互に結合してゐる同調回路のコイル間の距離は、一度適當な値が求められたならば、その位置にしっかりと固定されて動かないやうな方法が採られてゐる。またこのやうにすることは是非共必要なことである。

4) 受信機回路の變更

(A) グリッド負バイアスの加へ方：今までに述べたグリッド負バイアスの説明は、いづれも第 7-49 圖(1)のやうにバイアス用の電池を接続するといふやり方であつたが、現今では殆どこの方法是用ひられないで、第 7-21 圖でも一寸申上げた第 7-49 圖の(2)の方法が用ひられてゐる。今第 7-49

圖(2)のやうにカソードの導線に抵抗をつなぐと、プレート直流電流 I_p はこの抵抗の中をも通る故、この抵抗の中には

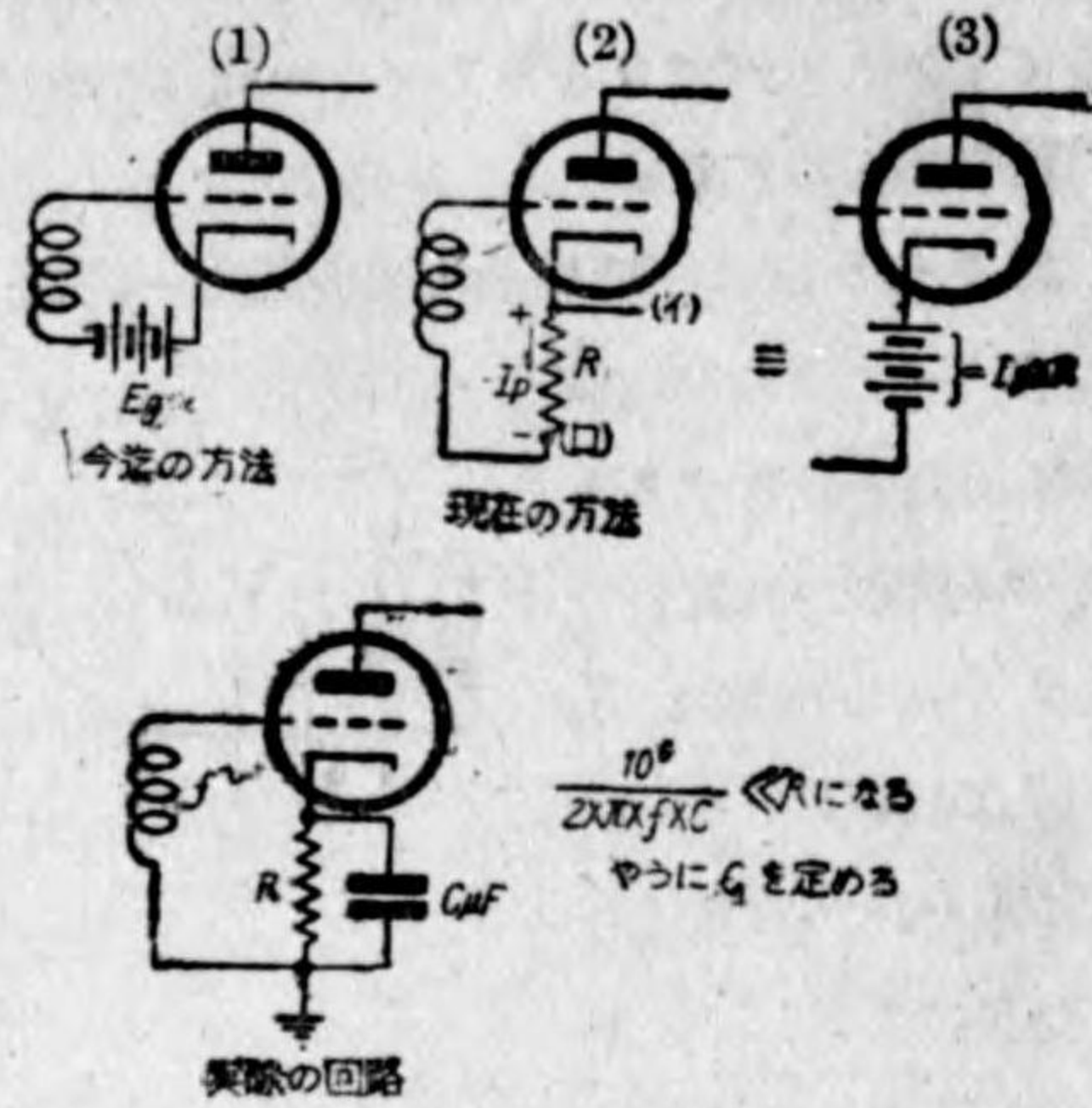
$$I_p \times R \text{ ボルト}$$

の電圧降下が生じ、しかもこの電圧は電流の方向から判るやうに、カソードにつながれた方の端(イ)が正電位に、他の端(ロ)が負電位になるから、この電圧降下を一つの電池でおき換へてみると、同圖(3)のやうになる。

それ故に、かういふ方法でもまたバイアスを加へることができるわけで、ただこの場合プレート電流 I_p と、抵抗 R との積が、丁度適當なグリッド負バイアスの電圧となるやうにしなければならぬ。然しながら、第7-49圖(2)のやうにカソードに抵抗をつなぐと、これは勿論プレート直流電流の通路内の抵抗となるために、もしも真空管の内部抵抗 r_p が大きくないと、プレート電流が定格電流(真空管に定められた値)以下となり、そのために真空管の動作を悪くすることがあるから、カソードに抵抗をつないで、その中のプレート直流電流による電圧降下をグリッド負バイアスに用ひる方法は、内部抵抗の大きい真空管に対してのみ有効なのであつて、もしもプレート電流が一定ならば、必要なバイアス E_g を得るための抵抗 R オームは

$$\frac{E_g}{I_p} = R$$

から求められる。例へば $E_g=3$ ボルトとし、 $I_p=2$ ミリ・アンペアとすれば、 R は



〔第7-49圖〕

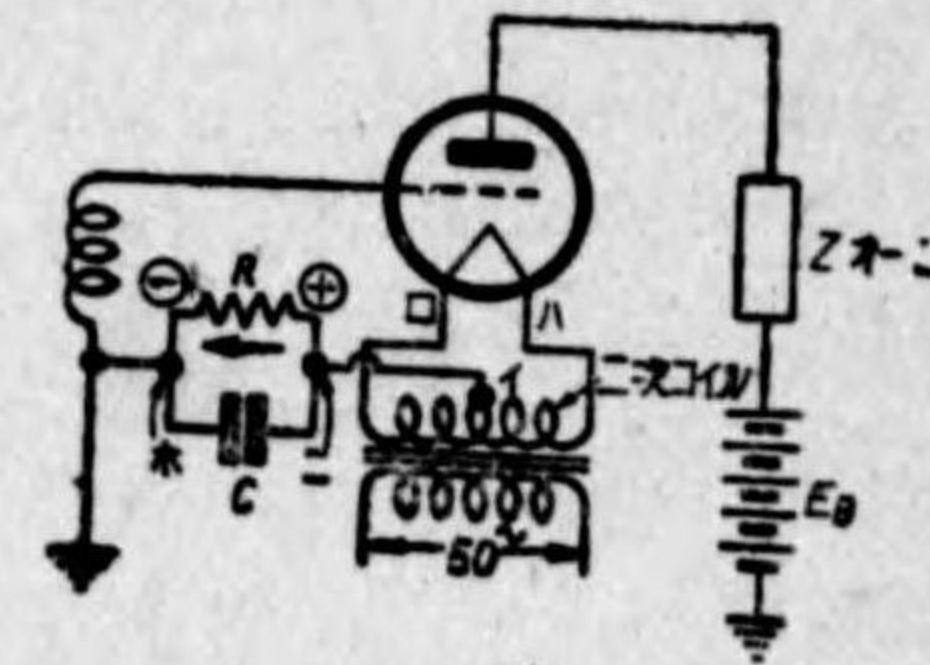
$$R = \frac{3}{\frac{2}{1000}} = \frac{3000}{2} = 1500 \text{ オーム}$$

として求められる。

然しながら、ここに注意すべきことは、抵抗 R の中にはプレート直流電流も流れるが、その外に、もしその真空管が低周波増幅器ならばプログラム周波数の電流も流れ、高周波増幅器ならば高周波電流が流れる故、 R の中には直流電圧のみならず、増幅器の種類に応じて低周波電圧或は高周波電圧ができて、これがグリッドに加へられることになる。ところがこれは甚だ迷惑なことで、グリッドにはできるだけ一定の電圧をバイアスとして加へてあることが望ましい故、何んとかして R の中にできる電圧降下を直流の電圧降下だけにしたい。そしてこれを行ふには抵抗に並列に適當な静電容量のコンデンサーを接続して、その増幅器が取扱ふ最低周波数に対するリアクタンスが R に比べて極く小さいやうにすれば宜しい。

何となれば抵抗 R を 1500 オームとし、それからこれに並列に接続されたコンデンサーのリアクタンスを 30 オームとすれば、直流と同じ強さの交流がプレートに流れたとしても、 R の両端にできる交流電圧は直流の 50 分の 1 になるからである。尙、一般に電池によるバイアスを固定バイアスといひ、抵抗の中の電圧降下で作つたバイアスを、自動バイアスと(自己バイアス)いつてゐる。

第7-50圖に於て、真空管は交流(50サイクル)で點火されてゐるが、フィラメント・トランスの二次コイルの丁度中央から1本線が出てゐて、これから抵抗とコンデンサー C との並列回路を経て、グリッド及びアースに接続されてゐる。

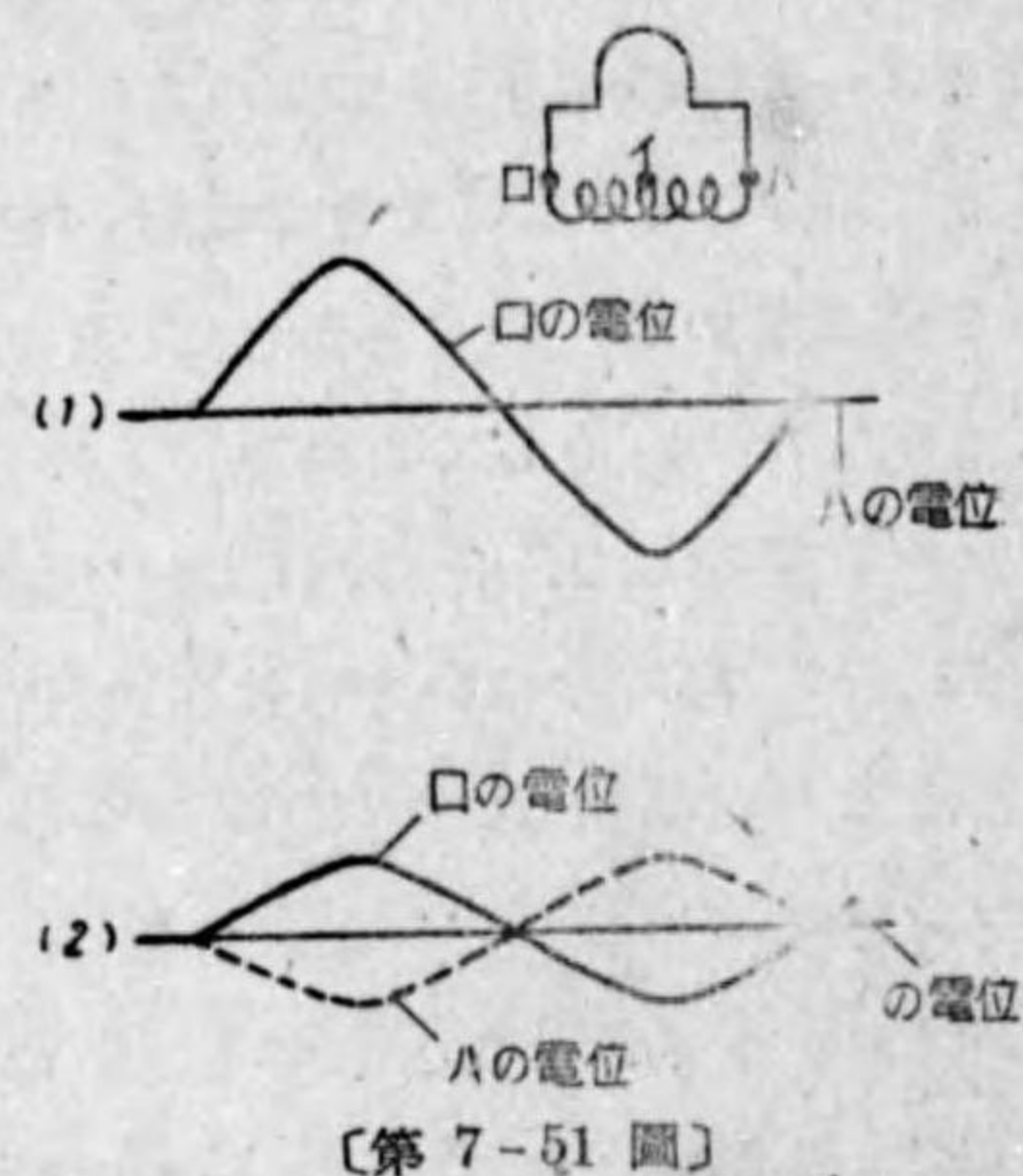


〔第7-50圖〕

さて圖に於て、プレート電圧 E_p の正電圧から流れ出た直流は Z を通つて真空管のプレートに到り、これから真空管の内部を通つてフィラメントに達

するが、一部分はフィラメントの一方の導線(ロ)からトランスの二次コイルを通つて(イ)に到り、他の部分(ハ)から、これまたトランスの二次コイルを通つて(イ)に到り、ここで合して R を流通し、アースからまた E_B に来るのである。それ故に抵抗 R の中には、その一端(ニ)が正電位に、他端(ホ)が負電位となるやうな直流電圧が生ずるにより、第 7-49 圖に於けると同様にして R の中のプレート直流電圧降下をグリッド負バイアスに用ひることができる。

ここにバイアス用抵抗の一端(ニ)を、フィラメント・トランスの二次コイルの巻線の丁度中央部分につないだことには次の理由がある。フィラメント・トランスの二次コイルの電圧を調べてみると、その一方の端を基準として考へるならば、他の端の電圧は第 7-51 圖(1)のやうに變化するが、これを二次コイルの中央を基準としてトランスの両端の電圧を調べてみると、

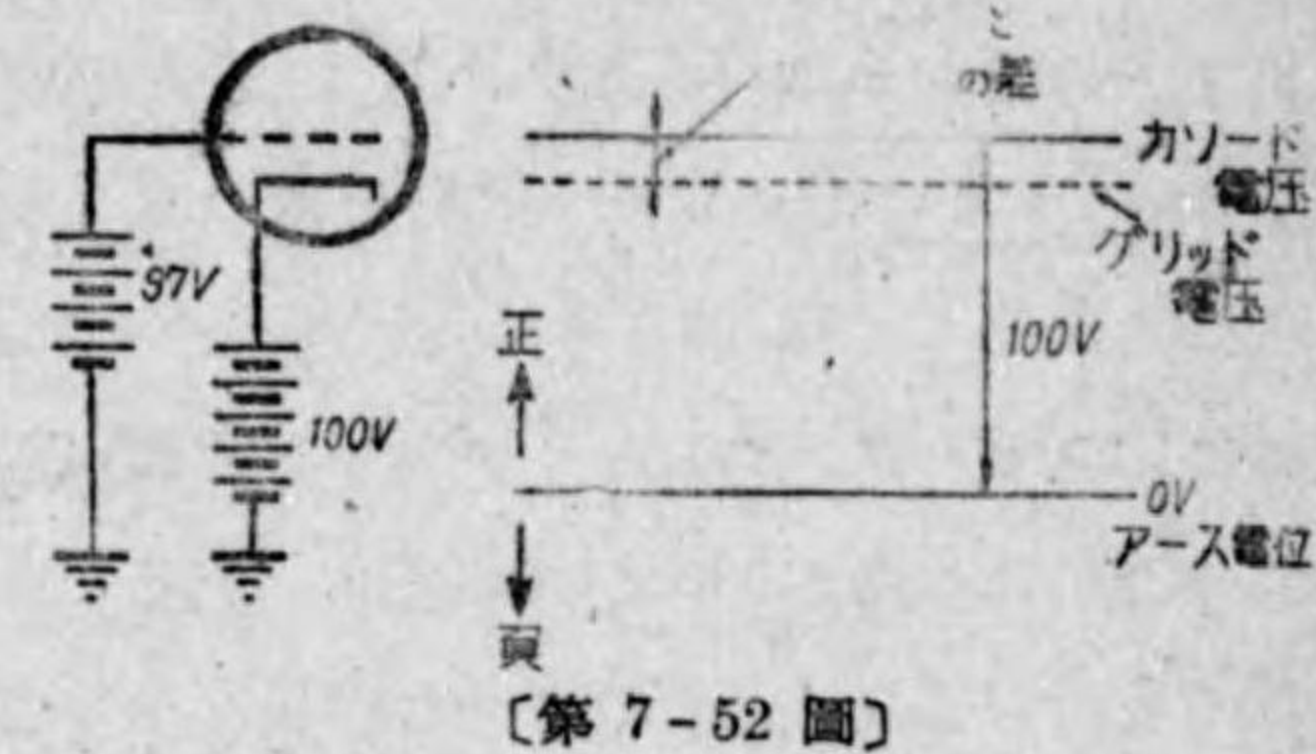


第 7-51 圖のやうなものであつて、普通トランスの電圧といふと、大抵は第 7-51 圖のやうな圖面を畫くが、これによるとトランスの一端の電圧(基準と考へる)が變らないで他の端の電圧だけが大きくなつたり、小さくなつたりするやうに考へられる。然し實際はさうではないのであつて、同じ電圧の變化するやうになつてゐる。即ちトランスの両端の電圧はお互に反對の方向に變化するやうなもので、一方の端が大きくなる時、他の端は同じだけ小さくなる。トランスの巻線の中央だけなのである。それ故に、もしも第 7-50 圖のやうに抵抗 R の一端(ニ)をトランスの一方の端につないだならば、グリッドの負バイアスは、フィラメント電圧と同じだけ大きくなつた

り小さくなつたりしてゐるが、第 7-50 圖のやうにグリッドにバイアスは R の中の電圧降下のみとなる。但し、 R には並列にバイアス用コンデンサーが接続してあることはいふまでもない。尙自動バイアスについてみるに、第 7-49 圖及び第 7-50 圖に於ては、いづれもグリッドに接続されてゐる方がアースされてゐるから、このままでバイアスの加はるといふことが變に思はれるであらうが、然しこれはのことより判る。

真空管のグリッド負バイアスはグリッド電圧とカソード電圧との差だけで定まるもので、例へばフィラメントがアース(アースは凡ゆる電圧の基準で、いつもその電圧は 0 ボルトと考へる)に對して正の 100 ボルトの電位を持つてゐても、もしグリッドの電位がアースに對して正 97 ボルトならば、結局グリッドはカソードに對して負 3 ボルトの電位にあることは第 7-52 圖から直ちに判る。

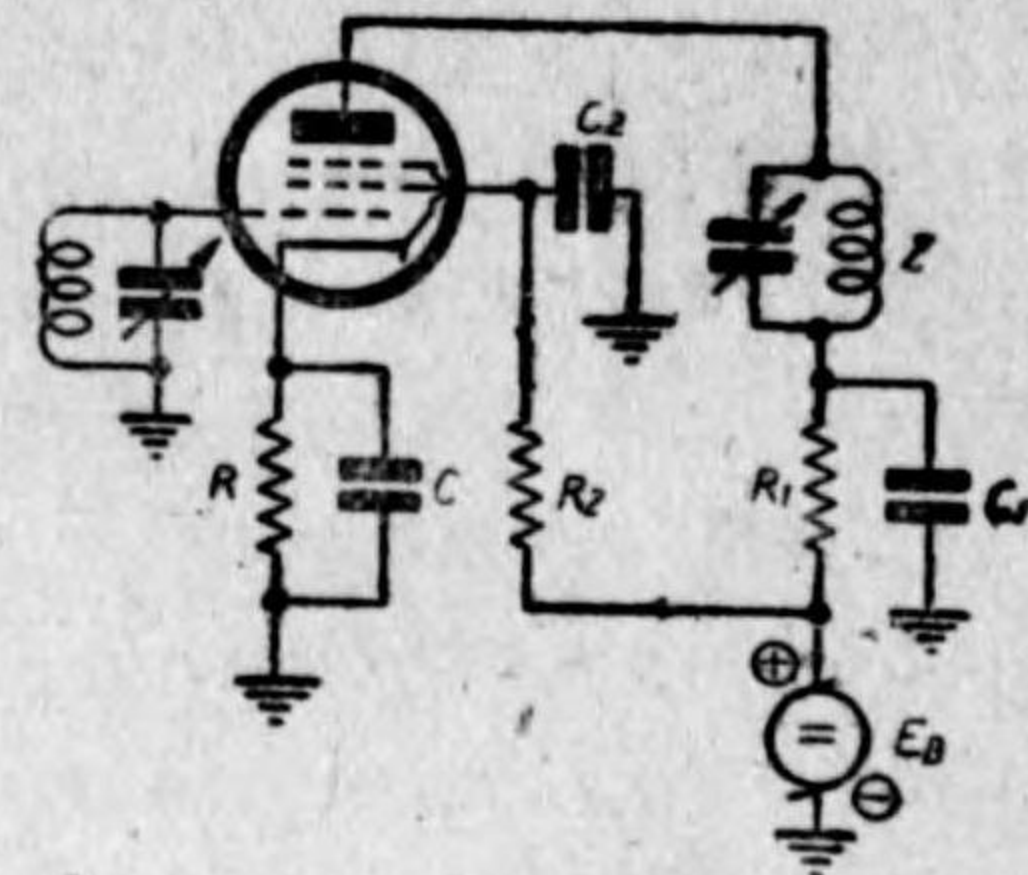
而して、今第 7-52 圖に於て 0 ボルトの横線から上の方に向ふ電圧は正電圧で、反對の方に向ふ電圧は負であると約



束すれば、カソード及びグリッドの電圧は正であるから 0 ボルトから上の方に向つて測るが、反對にカソード及びグリッドからアースの電圧を測ると、これは下の方向に測る故、負となる。これと同じやうにして、グリッドを基準としてグリッド、カソード間の電圧を測ると、これは上向きに測る故正電圧となるが、カソードを基準としてグリッド、カソード間の電圧を測るには、今度は下向きに測る故、これは負電位で、負バイアスとして使用できるわけである。

(B) 遮蔽グリッド及びプレート回路：五極管の回路に於ては遮蔽グリッド電圧は B 電圧の一部分から取つてゐるが、實際のものはさういふやうになつてゐなく、第 7-53 圖のやうにしてある。ここに遮蔽グリッドには高い抵

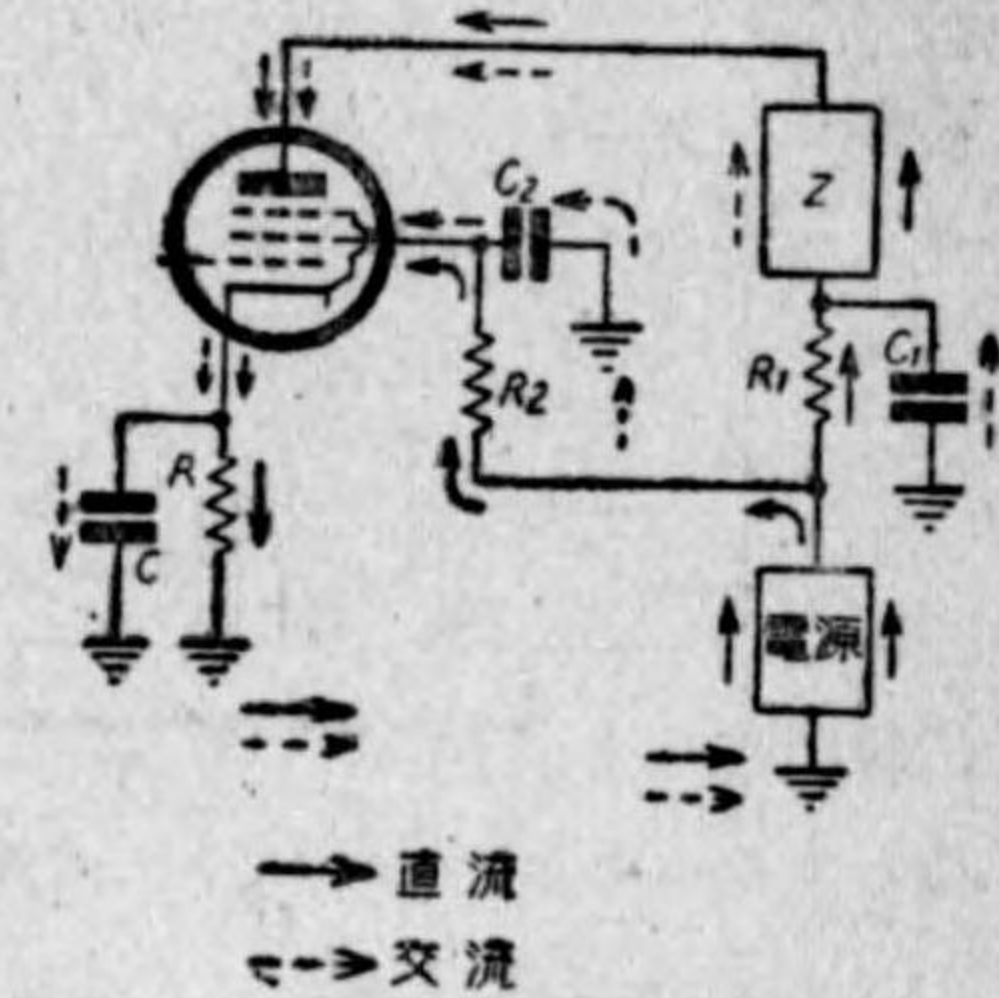
抗 R_2 が接続され、その抵抗の他の端はプレート電圧源につないである。元來五極真空管の遮蔽グリッド及びプレート等に、規定の電圧を加へておくと遮蔽グリッドには大抵1ミリ・アンペアから2ミリ・アンペア程度の電流が流れるものであるから、第7-53圖のやうに遮蔽グリッド回路に抵抗 R_2 をつなぐと、これを流れる遮蔽グリッド電流のために、 R_2 の中には電圧降下が生じ、 R_2 の一端がプレート電圧の正電位につながれてゐても、遮蔽グリッドにはプレート電圧 E_B と R_2 の中の電圧降下との差しか加はらないから、 R_2 を適当な抵抗値にすることによつて、遮蔽グリッドには定められた電圧を加へることができる。



〔第7-53圖〕

次にまた第7-53圖をみると、プレート回路につないである同調回路（一般にはインピーダンス）と、プレート電圧の正電位との間には R_1 といふ抵抗がつながれてゐるが、この抵抗は、遮蔽グリッド回路の抵抗のやうに電圧降下用のものではなく、次のやうな役目を有つてゐる。例へば第7-53圖の真空管が周波数 f サイクルの電圧の増幅用として使用されてゐる時には、プレート回路に流れる f サイクルの電流は、ただプレート回路のインピーダンスの中を通りさへすればよいのであつて、できるだけその他の部分に流れない方が宜しい。いひかへればカソードから出たプログラム電流を作る電子は真空管の内部を通つてプレートに到り、それからインピーダンスを通つた後はできるだけ抵抗力をうけないで、カソードに戻つた方が増幅器は働きがよくるのであるが、もしもさうならないでプレート電源を通つたり或はカソードにつないだ抵抗の中などを通ると、増幅器を發振させる（發振といふことがおきると全然増幅ができなくなる）恐れがある。また發振しなくとも様々の工合の悪いことが起つてくる。

それでプレート電源の中には、できるだけ増幅されたプレート電流が通らないやうにするために、電源には並列に C_1 といふバイパス・コンデンサーを接続しておくが、それでも尚電源の中を通らうとする交番電流をできるだけ弱めるためにその通路に抵抗をおく。これが圖の R_1 で、その外に電源としてエリミネータを用ひる時は、 C_1 では役に立たないやうな周波数の電流があつて、これは C_1 を通るよりも電源を通つた方が通り易いので、電源を通らうとする。そしてこれがもしも電源を通れば、前にも述べたやうに大變工合の悪い結果となるにより、この電流をできるだけ小さくするために、その通路に抵抗を接続しておくのである。即ちプレート回路につないだ R_1 及び C_1 は、電源を通ると工合の悪い周波数の電流に對して、真空管及びインピーダンスを電源から切離す役目をするもので、第7-54圖には各種電流の通り路を示す。このやうな役目をする $C_1 R_1$ の回路をプレート回路の減結合回路と稱するが、遮蔽グリッド回路につながれてゐる $R_2 C_2$ もまた減結合回路と考へることができる。

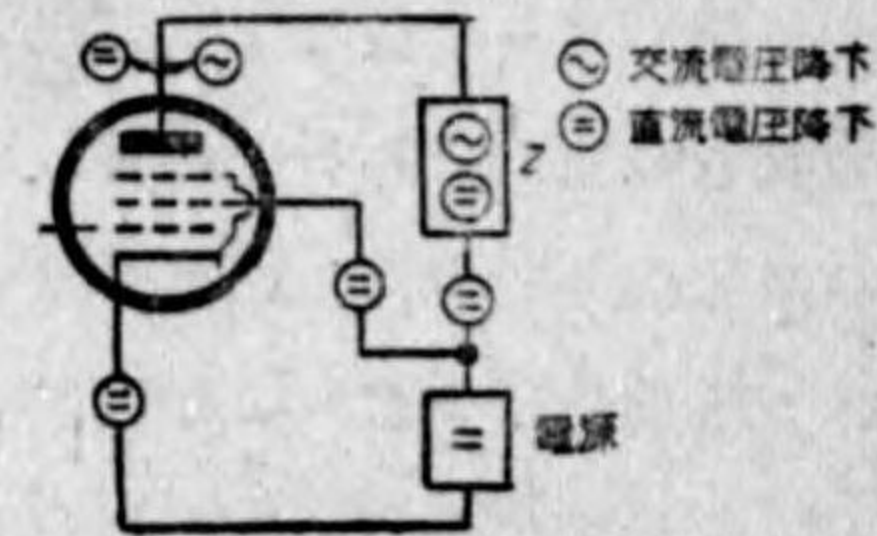


〔第7-54圖〕

而して、第7-51圖中に示すところのコンデンサーのリアクタンスは、増幅すべき電圧の周波數に對してはいづれも R, R_1 及び R_2 に比べて極めて小さいやうにしてある故、第7-54圖からその各部分にできる電圧を圖示すると、第7-55圖のやうになることが判る。

但し、ここに各コンデンサーに於ける交番電圧は、そのリアクタンスが小さい故零と考へてゐることは勿論である。

減結合の効果から考へるならば、プレート回路につなぐ抵抗 R_1 はできるだけ大きい方

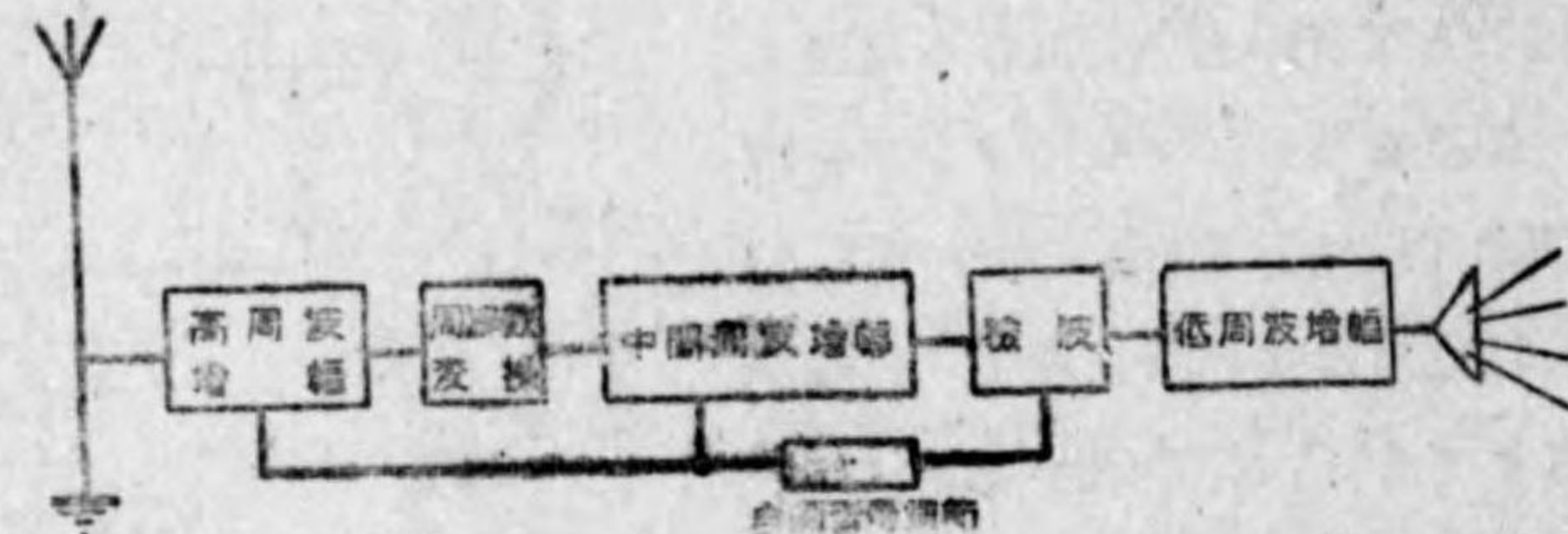


〔第7-55圖〕

が望ましいのであるが、この中にはプレート電流 I_p が通つて、電圧降下を生じ、そのためにプレートに加はる直流電圧が低下して真空管の動作を妨げるやうになるため、無暗に大きくはできない。

5) 周波数変換

スーパー・ヘテロダイン受信機は大體第7-56圖のやうな構成になつて居り、この中の高周波増幅回路、検波回路及び低周波増幅回路並に中間周波増幅回路については前述せる故、次に周波数変換回路及びスーパー・ヘテロダイン受信機に使用されてゐる検波回路、並に自動音量調節回路について述べる。



〔第7-56圖〕

先づ周波数変換回路について述べる前に、何故周波数の変換といふことを行はなければならないかといふに、増幅する周波数が高くなると、増幅は次第に困難になつて来るし、その上同調回路の抵抗は周波数の増加するに従ひ大きくなるから、結局増幅器1段當りの増幅度は増幅周波数の高くなるほど減少する。それからまた同調回路の抵抗が大きくなるから、同調回路の選擇度が悪くなり、従つて所要周波数の電波による信号の強さと、それから一寸周波数の違つてゐる不必要な電波(混信または妨害電波)による信号の強さとの差は極めて少く、必要もない信号が必要な信号と共に聴えて都合が悪いといふ現象を起すが、これは電波周波数の高くなる程益々甚しくなるものである。そこで、かういふ不都合を取除くために發明されたのがスーパー・ヘテロダイン受信方式で、スーパー・ヘテロダイン受信機では受信電波のために

できる電流の周波数 f_s を、一度 f_s よりも低い、増幅し易い周波数 f_i の電流に直してこれを必要の強さにまで増幅し、然る後に、 f_i の電流を検波してプログラム電流を取出すのである。

そして f_i の周波数を中間周波数と稱し、これを増幅する増幅器が前に述べた中間周波増幅器であるが、 f_s を、これよりも低い f_i に直すにどうするかといふと、ここに周波数変換といふことを用ひるのである。今周波数が f_s といふ電源をおき、そして f_s 、 f_i 及び f_o の三周波数の間に

$$f_o - f_s = f_i$$

といふ関係を有たせておく。 f_i といふ中間周波数は前にも一寸いつたやうに受信周波数の如何に係らず常に一定にしておくものであり、且つ受信周波数はラジオでは 550 キロ・サイクルから 1500 キロ・サイクルまで變る故、受信周波数 f_s が變る度に f_o を調節して

$$f_o = f_s + f_i$$

になるやうにしておく。

そして f_o を局部電圧周波数といふが、例へば 800 キロ・サイクルの電波を受信するのに中間周波増幅器の中心周波数を 465 キロ・サイクルとするには、局部電圧周波数をいくらにするかといふと

$$f_o = 800 + 465 = 1265 \text{ キロ・サイクル}$$

としておけば宜しい。

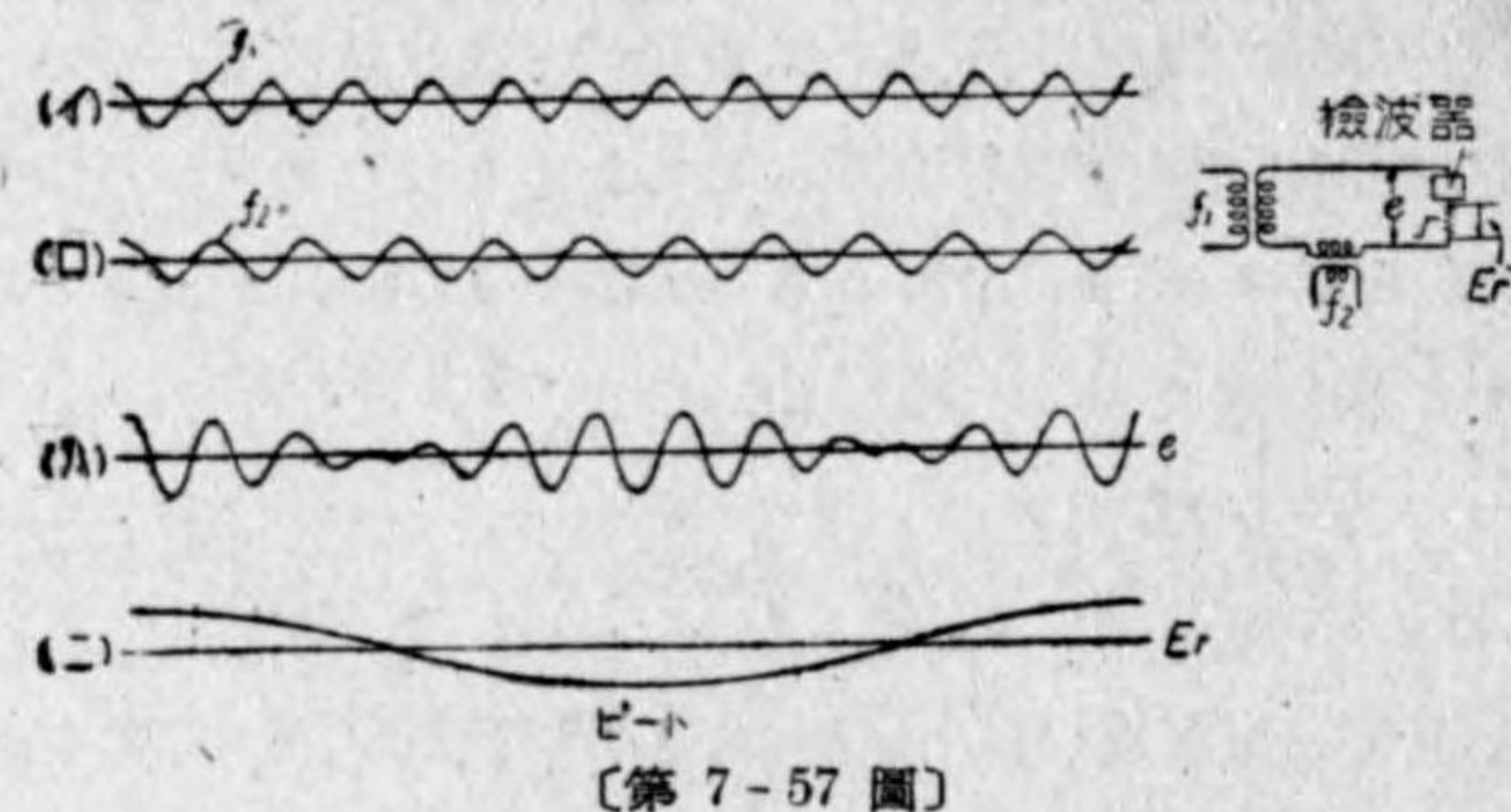
次にスーパー・ヘテロダイン方式にすると、どうして混信を除くことができるかといふに、今上述の例に於て、800 キロ・サイクルを受信するに際して、局部電圧の周波数を 1265 キロ・サイクルとして中心周波数を 465 キロ・サイクルに保つておいた時に、810 キロ・サイクルの混信電波が入つて來たとすると、この混信電波と局部電圧とで作る中間周波数は

$$f_i = 1265 \text{ キロ・サイクル} - 810 \text{ キロ・サイクル} = 455 \text{ キロ・サイクル}$$

となる。ところが中心周波数 465 キロ・サイクルの中間周波増幅器が一樣に増幅すべき周波数帯を 6 キロ・サイクル即ち 465 ± 3 キロ・サイクル = 462

キロ・サイクル から $465+3=468$ キロ・サイクルまでとすると、455 キロ・サイクルの周波数の電圧に対する増幅度は非常に小さくなつて、混信電波のためにできる混信信号の強さは、スーパー・ヘテロダイン方式を用ひることによつて非常に小さくすることができるのである。

さて、スーパー・ヘテロダイン方式はこのやうに大變工合のよいものであるが、これを実際に行ふには受信周波数を中心周波数まで低くしなければならぬ。即ち周波数變換といふことを行はなければならぬ。而してこの周波数を低くすることの原理は、ビート即ち唸音發生の原理と同一なのであ



【第 7-57 圖】

つて、ここに周波数が f_1 及び f_2 の電流、電圧がある時に、これ等を第 7-57 圖のやうにして組合せると、出力側には第 7-57 圖の (ハ) のやうな波形をもつた電圧が現はれるが、今この電圧を真空管検波器または鑛石検波器に加へると、第 7-57 圖 (ニ) のやうな波形の電圧、電流の出て来ることは、もう検波のとらで述べた通りであるが、この (ニ) の波形をよく調べてみると、その周波数は丁度 f_1 と f_2 との差になつてゐる。そしてこの (ニ) の電流を周波数 f_1 及び f_2 の兩電流のビートといふのであつて、即ちビート周波数はこれを作る二つの電流の周波数の差となる。

スーパー・ヘテロダイン受信機の間周波数は、局部電圧と受信電波周波数の電圧のビートとして求められるもので、次に中間周波増幅器の中心周波数を作る實際の方法について述べる。

(イ) 検波によつて中間周波数を得る方法：現今のやうな多極管のなかつた時には、三極真空管のみが用ひられてゐたが、その頃スーパー・ヘテロダイン方式に使用された周波数變換回路は、周波数 f_0 の局部電圧と、周波数 f_1 の受信電波（放送電波）による電圧から $f_0 - f_1$ の周波数の電圧を得るのにビートの原理を利用してゐた。而して、周波数が f_0 の局部電圧及び周波数が f_1 なる放送電波の電圧からそれ等の差の周波数を有する電圧即ちビート電圧を得るには、必ず検波作用が必要であつて、周波数變換が第一檢波といはれた理由はここにあつた。即ち何故に第一檢波と稱するかといふに、スーパー・ヘテロダイン方式では先づ始めに檢波して中間周波数を得、更にこれを檢波してプログラム電圧を得るといふやうに、檢波は 2 回これを行はなければならぬ。よつて始めに中間周波数の電圧を得るための檢波を第一檢波と稱したのである。

第 7-58 圖は三極真空管を用ひた周波数變換回路即ち第一檢波回路で、 V_1 が檢波管、 V_2 が局部電圧を作る局部發振器である。

先づ V_2 の回路から説明すると、圖に於て C_0 といふコンデンサー及びその導線を取除いて考へてみると、この回路は檢波のところの説明した第 7-29 圖の再生檢波方式と全く同様で、コイル L_1 と L_2 との距離を次第に近づけてゆくと、段々再生の度合が大きくなり、遂には發振といふ現象を起すといふ理論を用ひてゐるにすぎないもので、 R_0, C_2 の作用は再生檢波の時と全く同様である。そして V_2 真空管が發振すれば、 L_1, C_0 の同調回路から定まる周波数、即ち

$$\frac{159}{\sqrt{L_1 \times C_0}} \text{ キロ・サイクル } \quad L \dots \text{ マイクロ・ヘンリ } \quad C \dots \text{ マイクロ・ファラド}$$

の周波数を有する電圧が L_1, C_0 回路にできる故、今 L_1 を一定にして、 C_0 の静電容量を變へたならば、同調回路即ち發振電圧の周波数をかへることができるから直ちにこれを局部電圧として用ひて差支へない。 C_0 は發振周波数に對するバイパス・コンデンサーで、できるだけ再生用のコイル L_2 に強い發振周波数の電流を流すために用ひる。

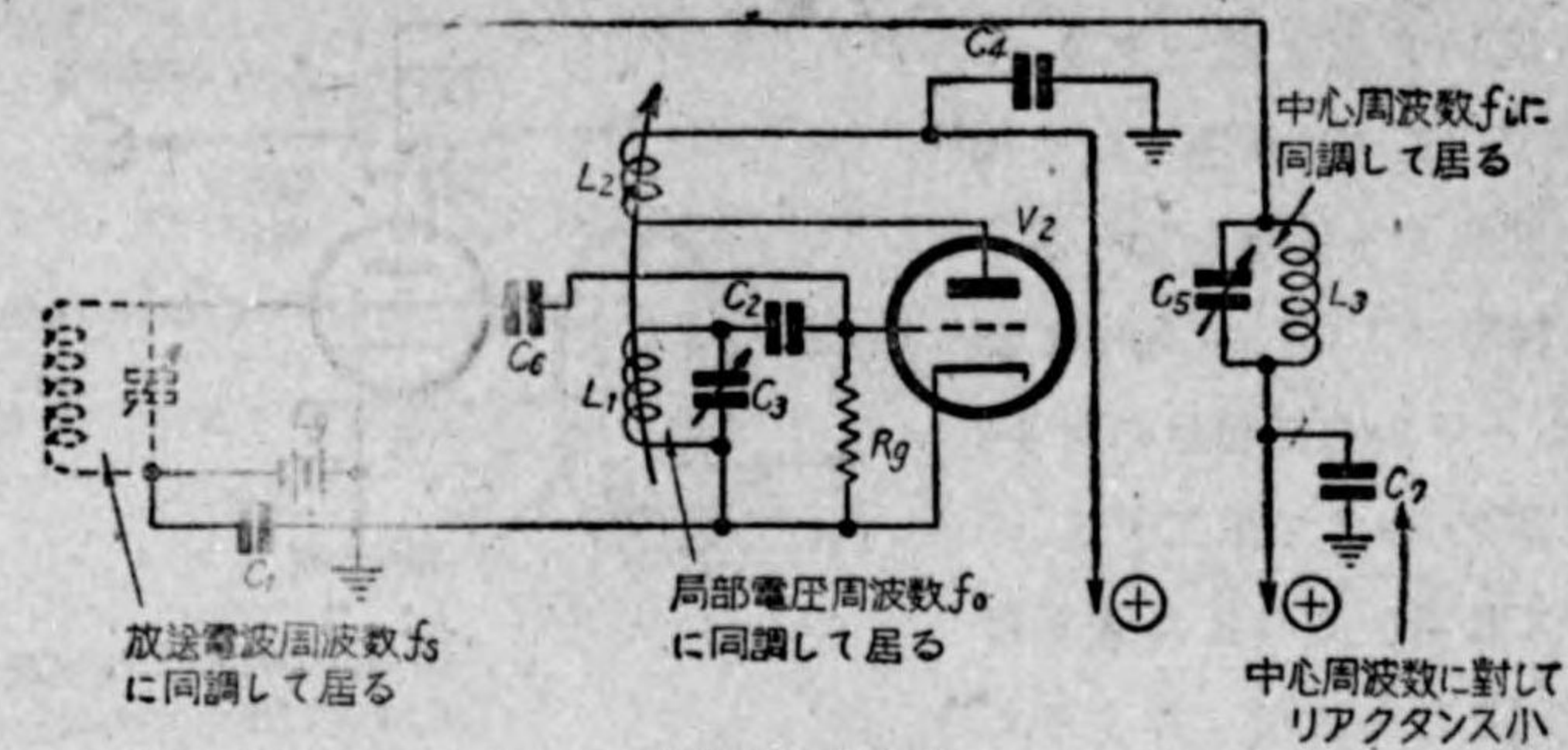
一方真空管 V_1 のグリッド、カソード間には、放送電波周波数 f_s に同調してある同調回路が接続してあつて、もし放送局からの發射電波があれば、 V_1 のグリッド、カソード間には放送電波周波数の電圧ができてゐる故、スーパーの中心周波数 f_i を作るには V_1 のグリッド、カソード間に

$$f_o = f_s + f_i$$

の周波数をもつてゐる電圧を加へれば宜しいが、幸ひ V_2 の發振電圧は、これを局部電圧として用ひることのできることを先に述べた故、今はただ V_2 のグリッド、カソード間につないである同調回路 $L_1 C_3$ にできてゐる高周波電圧を V_1 のグリッドに導けば宜しいわけである。而して V_1 のグリッドに加へる局部電圧は高周波電圧のみで宜しいのであるが、グリッド檢波に於ける説明からも判るやうに、 V_2 のグリッドには電子が集積して、そのために V_2 のグリッドは、そのカソードに対して常に必ず負の直流電位を有する故、この直流電圧を除かなければならぬ。そしてその一例として、は第 7-58 圖のやうにコンデンサー C_6 を通して、 V_2 のグリッド、カソード間にできてゐる高周波電圧を V_1 のグリッド、カソード間に加へる。かうすれば真空管 V_1 のグリッドとカソードとの間には周波数が f_s 及び f_o の二つの電圧が加はる故それ等が合成して第 7-57 圖の (ハ) のやうな波形の電圧となる。よつて V_1 のグリッドに E_0 なる負電圧を加へて V_1 がプレート檢波を行ふやうにしてやると、真空管 V_1 のプレート回路には第 7-57 圖 (ニ) のやうな

$$f_o - f_s = f_i$$

の周波数の電流が流れるから、そこに f_i に同調してゐる同調回路 $L_3 C_5$ を接続して、中心周波数の電圧を取出すのである。尚 V_1 のプレートにつないである同調回路と電源電圧との間に C_7 といふコンデンサーが接続してあつて、その一端はアースに接続されてゐるが、これは第 7-57 圖 (ハ) の中心周波数の波形の中に含まれてゐる高周波電流 (この周波数は f_s と f_o との和の半分に等しい) に対するバイパス・コンデンサーの役目をしてゐることはいふまでもない。



〔第 7-58 圖〕

第 7-58 圖に於ては、 V_2 で創つた周波数 f_o の電圧を真空管 V_1 のグリッドに加へるのに、 V_2 のグリッドにできてゐた直流電圧を除くためにコンデンサー C_6 を通して行つてゐるが、もしもコイルによる誘起電圧を用ひるならば、直流電圧を取出す恐れがない故、従つてコンデンサーを用ひる必要もないが、実際にはあまり用ひられてゐない故、詳しいことはここでは説明しないこととする。

以上の説明から判るやうに、放送電波周波数 f_s の電圧と、局部發振電圧 (その周波数を f_o とし、且つ f_o は f_s より大きいとする) とがあるならば、この二つの電圧を同時に、檢波作用を行ふものに加へることによつて、常に

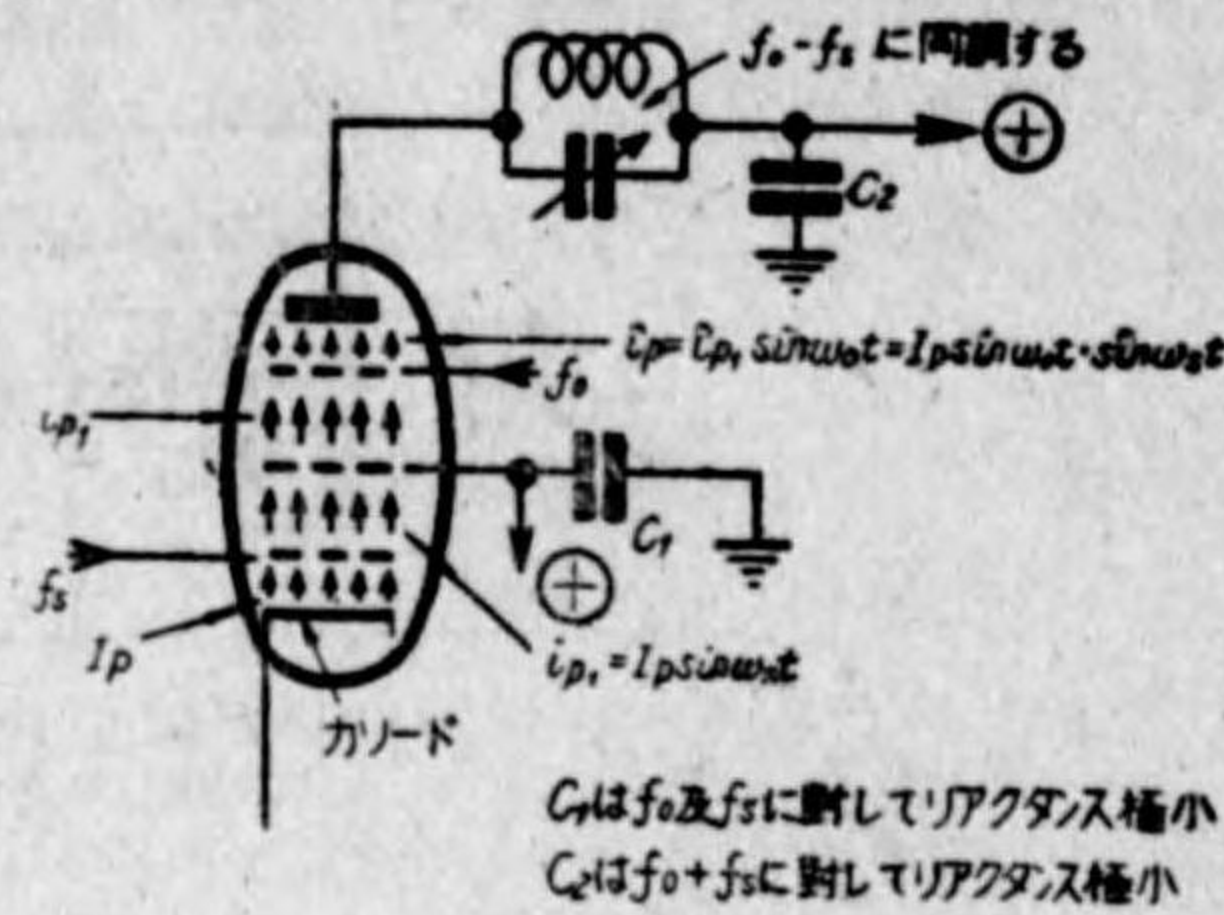
$$f_o - f_s$$

なる周波数を有する電圧を取出すことができるのであつて、これは五極真空管が發明される以前まで用ひられてゐたスーパー・ヘテロダインの周波數變換器 (第一檢波器) であつた。

(□) 五極管による周波數變換の理論：たとへ五極管でも、檢波作用を行ふことはできるが、第 7-57 圖のやうに、これを檢波作用を利用した周波數變換器として用ひることはいふまでもないが、然し五極管では更に別の理論によつて、用ひられる。

第 7-58 圖は、 V_2 のグリッドとカソードとの間にあつてゐる電極の位置を示したもので、カソード

に最も近い電極を第一グリッドといつて、ここに増幅または周波数を變換する電圧を加へる。即ち(制御グリッド)となつてゐる。カソードから二番目のグリッドが遮蔽グリッドで第二グリッドといつてゐる。これには適当な直流電圧を加へるが、できるだけ高周波電圧が加はらないやう



〔第 7-59 圖〕

にする。最もプレートに近いものが抑制グリッドで、第三グリッドといふ。

そこで今第一グリッドに放送電波の電圧を加へ、第三グリッドに局部電圧を加へたとすると、カソードから放射されてプレートに向ふ電子は、先づ第一番目に、カソードに最も近い第一グリッドの影響をうけ、その電圧が正の方向に大きくなればプレートに向ふ電子は多くなり、反対に負の方向に大きくなれば電子の数も少くなる。然るに第一グリッドには、放送電波周波数 f_s の電圧が加はつてゐるのであるから、その電圧を e_s とすると、第一グリッドに加はつてゐる高周波電圧は

$$e_s \sin 2\pi \times f_s \times t = e_s \sin \omega_s t \quad t \text{ は時間} \quad \omega_s = 2\pi \times f_s$$

で示されるから、従つてカソードから出て第一グリッドを通抜ける電子の数は f_s といふ周波数で多くなつたり少くなつたりして、その増加及び減少の量は e_s で支配される。よつて e_s が零の時に第一グリッドを通抜ける電子流(これは信号電波を受信してゐない時のプレート電流である)を I_p とすると、先程述べたやうな周波数 f_s なる電圧が、第一グリッドに加はつてゐる時のプレート電流 i_{p1} は

$$i_{p1} = I_p \sin \omega_s t$$

ところが第三グリッドにも、周波数が f_0 といふ電圧が加はつてゐる故、 i_{p1} が第三グリッドを通過すれば、第一グリッドの時と同様に、 i_{p1} は f_0 の周波数

で増減するから、結局プレートに達する電流 i_p は

$$i_p = i_{p1} \sin \omega_0 t \quad (\omega_0 = 2\pi \times f_0)$$

となる。然るに i_{p1} は前に求めてある故

$$i_p = i_{p1} \sin \omega_0 t = I_p \sin \omega_s t \cdot \sin \omega_0 t$$

となる。今これを書直してみると

$$\begin{aligned} i_p &= I_p \sin \omega_s t \cdot \sin \omega_0 t = \frac{1}{2} I_p \{ \sin (\omega_0 + \omega_s) t + \sin (\omega_0 - \omega_s) t \} \\ &= \frac{1}{2} I_p \sin (\omega_0 + \omega_s) t + \frac{1}{2} I_p \sin (\omega_0 - \omega_s) t \end{aligned}$$

となつて、プレートには周波数 f_0 と f_s との和及び差の電流が流れてゐることが判る。それ故に、もしもプレート回路に f_0 と f_s との差即ちスーパー・ヘテロダインの中心周波数に等しい周波数を有する同調回路をつないでおくならば、そこに中心周波数の電圧を取出すことができるわけである。一方 f_0 と f_s との和の周波数の電流は、第 7-58 圖のやうにして、バイパス・コンデンサーを通してしまへば問題を起さないやうになる。

以上の説明では、局部電圧は第三グリッドに加へるものとしたが、これは別に第三グリッドに限つたわけではなく、第二グリッドでも差支へない。この理由は第一グリッドを通抜けた電流

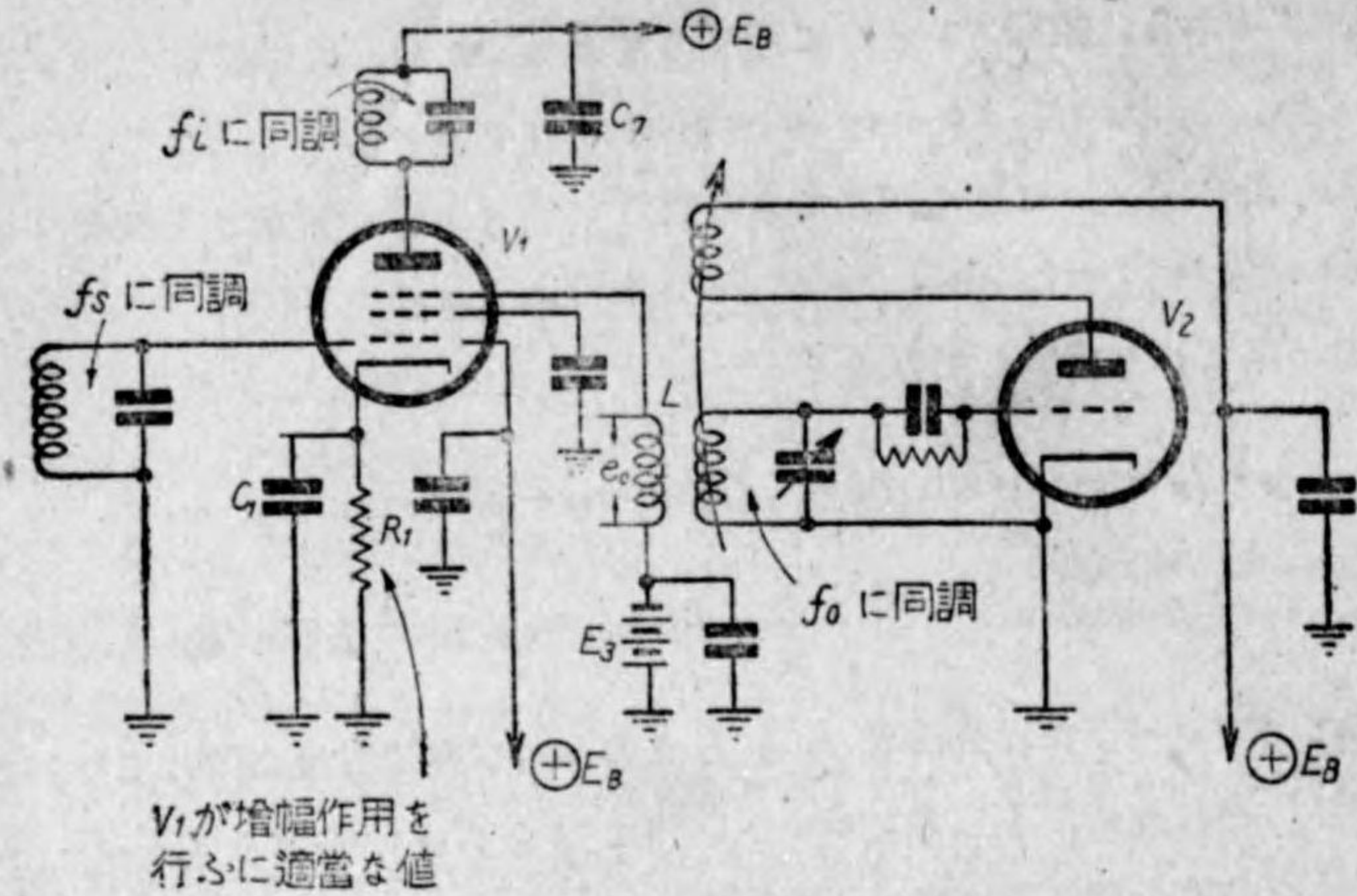
$$i_{p1} = I_p \sin \omega_s t$$

が、第二グリッドに達すると同時に、そこに加へてある周波数 f_0 の局部電圧のために、その強さが増減して、結局第二グリッドを通過した後では

$$i_p = i_{p1} \sin \omega_0 t = I_p \sin \omega_s t \times \sin \omega_0 t$$

となるが、かうなつてもまたやはり中心周波数として、 f_0 と f_s との差の周波数を有する電流が得られるからである。

第 7-60 圖は五極管 V_1 の第三グリッドに局部電圧を加へる方式で、局部電圧は發振器 V_2 のグリッド、カソード間につながれてゐる同調回路に結合(カップル)されてゐるコイル L の中に行ける。ここに E_3 は、第三グリッド



〔第7-60圖〕

に加えてある負のバイアスである。そしてこれは何のためにあるかといふと L にできた局部電圧のために第三グリッド電流が流れないようにするためで、今 L にできる局部電圧を e_0 とすると

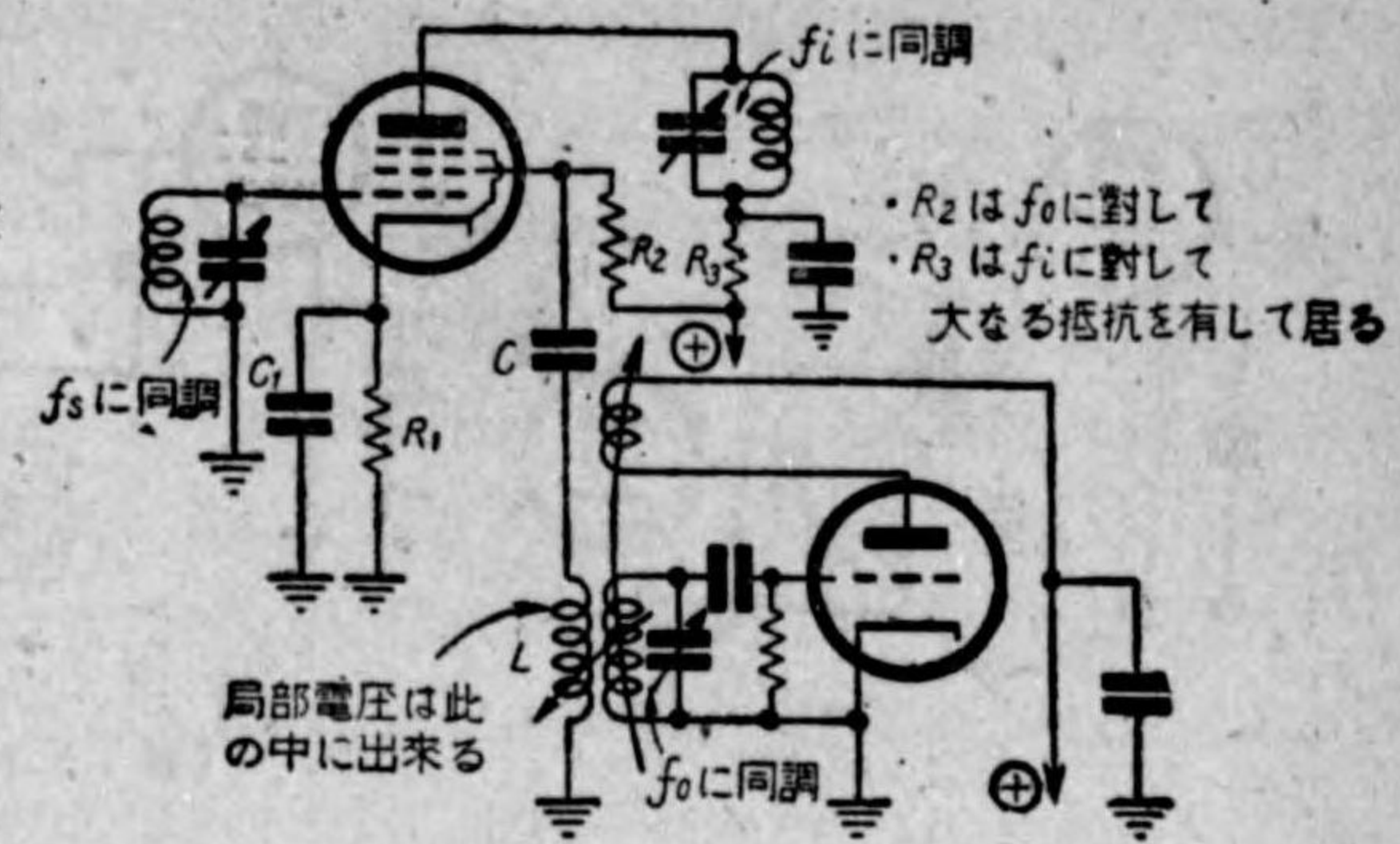
$$E_3 > 1.4 \times e_0$$

でも、 E_3 は第三グリッドを負の電位にするやうになつてゐなければならないことはいふまでもない。尚 V_1 なる真空管は周波数変換作用を行ふために検波作用をする必要はないから、 V_1 のカソードにつないだ自動バイアス用の抵抗 R_1 は、その中にできるプレート直流電圧による電圧降下即ち自動負バイアスが、 V_1 の増幅作用に都合のよい値であれば宜しい。

第7-61圖は五極管の第二グリッドに局部電圧を加へる方法で、 L の中にできた局部電圧は C を通して第二グリッドに印加されるが、その理由は第7-62圖から明瞭である。

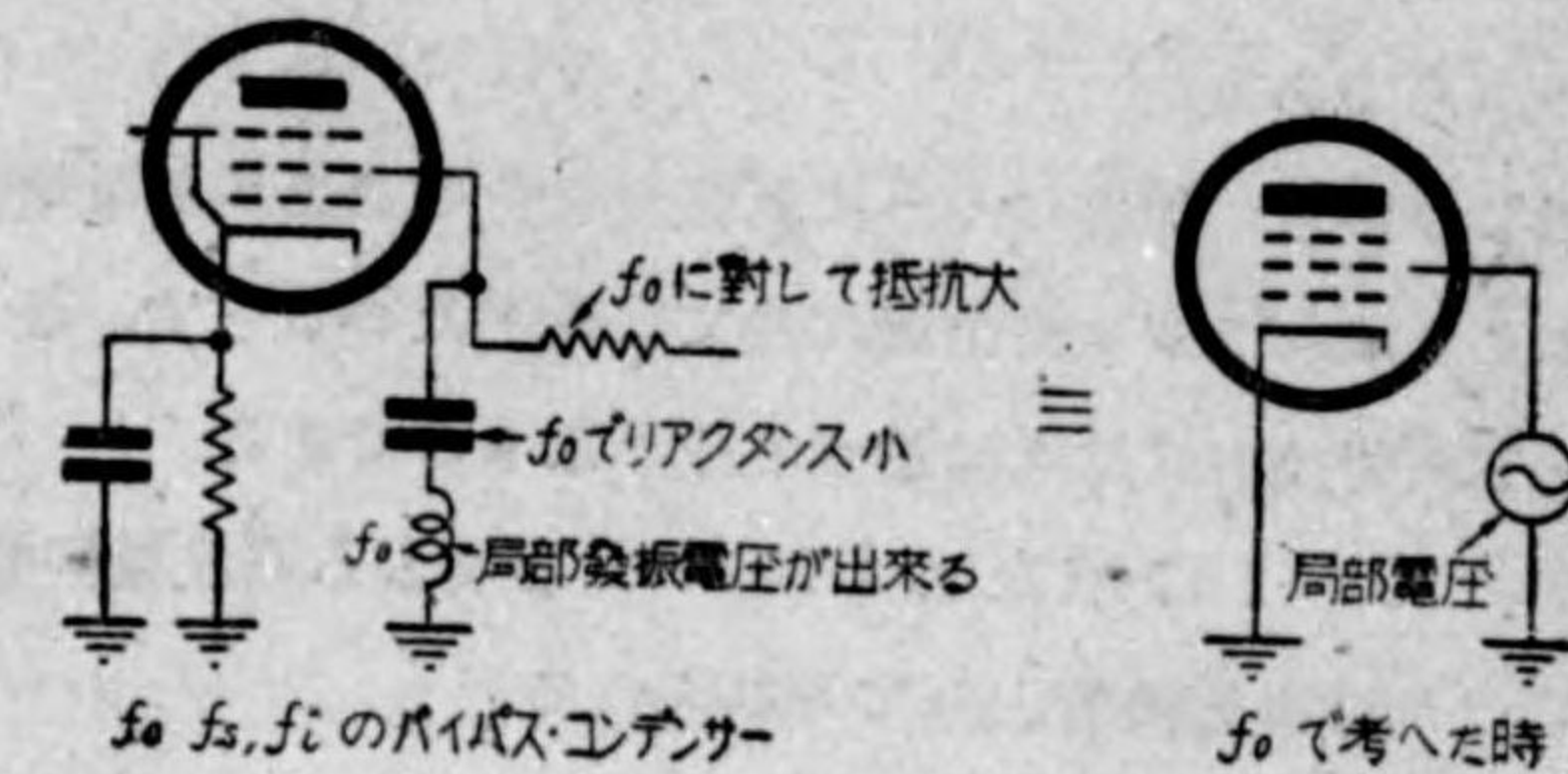
第7-60圖及び第7-61圖に於ては第二グリッド或は第三グリッドに加へられる局部電圧は、發振器のコイルに結合してゐるコイル L の中にできる

ものであつたが、これは第7-58圖のやうにして、發振器 V_1 のグリッドからコンデンサーを通して取出しても差支へないことはいふまでもない。



〔第7-61圖〕

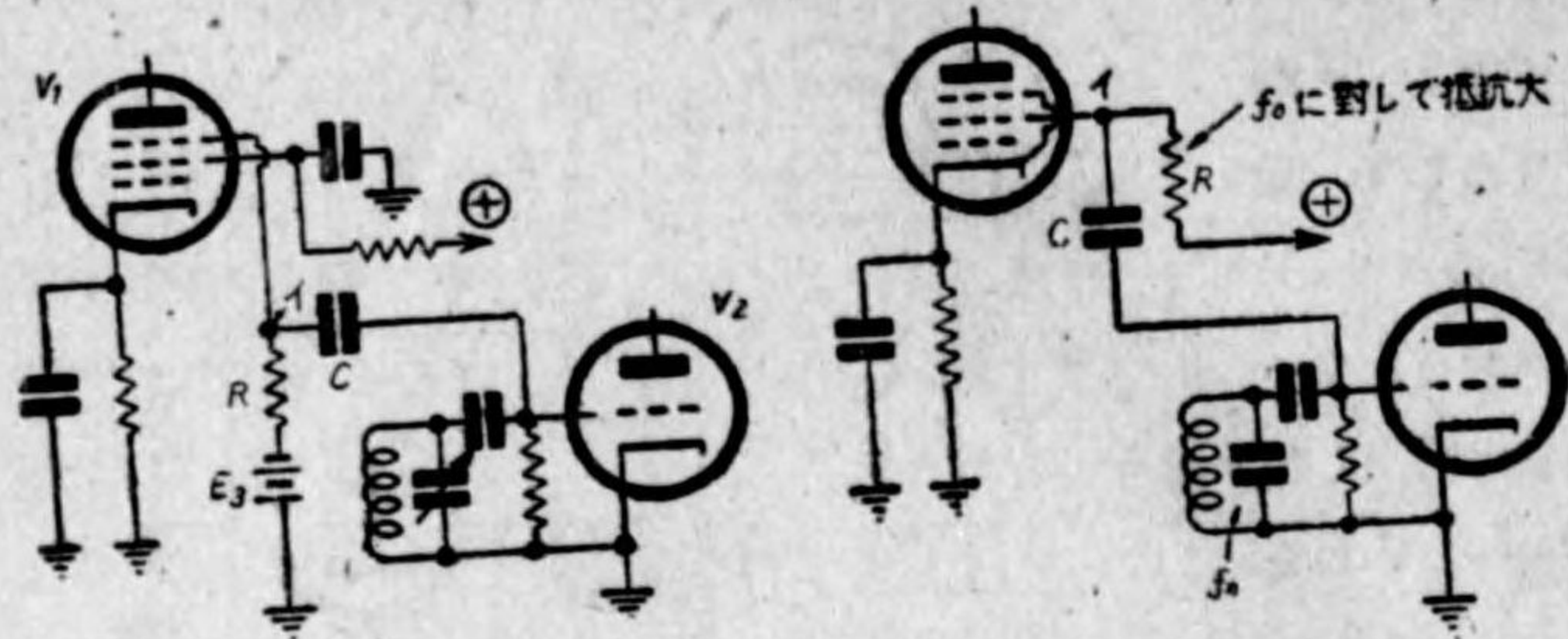
第7-63圖はコンデンサーのみを通して取出した局部電圧を第三グリッドに加へる方法の一例で、 V_2 のグリッドにできた局部電圧はコンデンサー C を通して



〔第7-62圖〕

V_1 の第三グリッドに加へられるが、第三グリッドの負バイアス E_3 は、高い抵抗を通して加へられなければならない。何故なれば、もしも R がないと E_3 の抵抗が非常に小さいために、折角 C を通して來た局部電圧も、アースへ逃げてしまふからで、理想をいふならば(イ)點とアースとの間は、局部電圧周波数に對しては全然接続してないと考へられる事が望ましいのである。

第7-64圖は第7-63圖同様に、コンデンサーを通して取出した局部電圧を、第二グリッドに加へる時の回路で、ここでもまた第二グリッドに加へる直流電圧は(イ)點と抵抗 R を通してアースに到る間とが、周波数 f_0 に對しては、斷線と考へて宜しいくらいに高い抵抗であることが望ましいことはい



【第 7-63 圖】

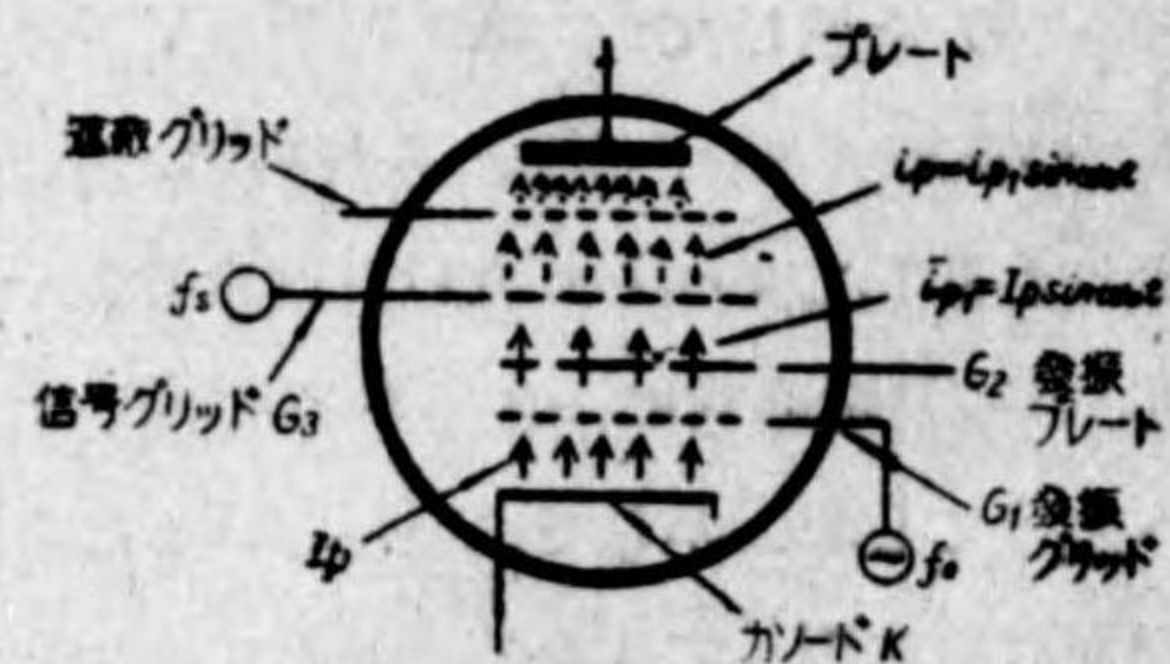
【第 7-64 圖】

ふまでもない。さもないと第二グリッドには必要な強さの局部電圧が加はらないからである。

然しながら、前述のやうに五極管をそのまま周波数変換のために用ひるといふことは、ラジオ受信機に於ては殆どないことで、最も廣く用ひられてゐる周波数変換方式は次に述べるやうなものである。

1) Ut-2A7 または Ut-6A7 を用ふる周波数変換方式：2A7 または 6A7 は周波数変換管として用ひられる。

この真空管の内部にはカソード及びプレートの外に四つのグリッドがあつて、これが第 7-65 圖のやうな順序に配列されてゐるが、これ等四つのグリッドには夫々次のやうな名稱が付けてある。即ちカソード K に最も近いグリッドを發振グリッド (G_1)、その次のものが發振プレート (G_2)、カソードから三番目にあるものが信號グリッドまたは制御グリッド (G_3) と稱せられ、プレートに最も近いものが遮蔽グリッド (G_4) と呼ばれてゐる。そしてこの真空管が他のものと異るところは、發振グリッド及び發振プレートの存在で、この二つの電



【第 7-65 圖】

極とカソード K とは一つの三極真空管を形作り、これで周波数 f_0 の局部電圧をつくる。他方信號グリッド G_3 とカソード K との間には放送電波周波数 f_s の電圧が加はり、遮蔽グリッドにはただ直流電圧のみが加はつてゐる。

さて、 K 、 G_1 及び G_2 は一つの三極管として f_0 なる周波数の電圧をつくるやうに動作してゐるから、電極 G_1 及び G_2 は當然周波数 f_0 の電圧を有する。然るに 2A7 または 6A7 ではその構造上、發振プレート G_2 に電圧を加へても、そのために、プレート電流は殆ど變化しないやうになつてゐるために、上記のやうにして G_2 が f_0 なる周波数の電圧を有つても、これによつてプレート電流が影響をうけることはないと考えられる。今各グリッド及びプレートが夫々定められた直流電圧を有つてゐる時に、プレートに流れる電流を I_p とする。いひかへれば、カソード K から放射されてプレートに向ふ電子流を I_p とする。この場合にももしも發振グリッド G_1 が、周波数 f_0 の電圧をもつならば、第 7-65 圖に於て G_1 及び G_2 を通抜けて G_3 に向ふ電子流の強さ i_{p1} は

$$i_{p1} = I_p \sin \omega_0 t \quad \omega_0 = 2 \times \pi \times f_0$$

で示される。ところがグリッド G_3 には周波数 f_s の電圧が加はつてゐる故、 G_3 に達してそこを通る電子流 i_p は

$$i_p = i_{p1} \times \sin \omega_s t \quad \omega_s = 2 \times \pi \times f_s$$

の式に従つてその強さが變る筈である。そしてこの i_p は遮蔽グリッド G_4 を通つてプレートに到り、これがプレート電流となるのであるが、 i_{p1} は已に前に求めた故

$$i_p = i_{p1} \times \sin \omega_s t = I_p \sin \omega_0 t \times \sin \omega_s t$$

となる。よつてこれを變形して

$$\begin{aligned} i_p &= I_p \sin \omega_0 t \times \sin \omega_s t = \frac{1}{2} I_p \{ \sin (\omega_0 + \omega_s) t + \sin (\omega_0 - \omega_s) t \} \\ &= \frac{1}{2} I_p \{ \sin 2 \times \pi \times (f_0 + f_s) t + \sin 2 \times \pi \times (f_0 - f_s) t \} \end{aligned}$$

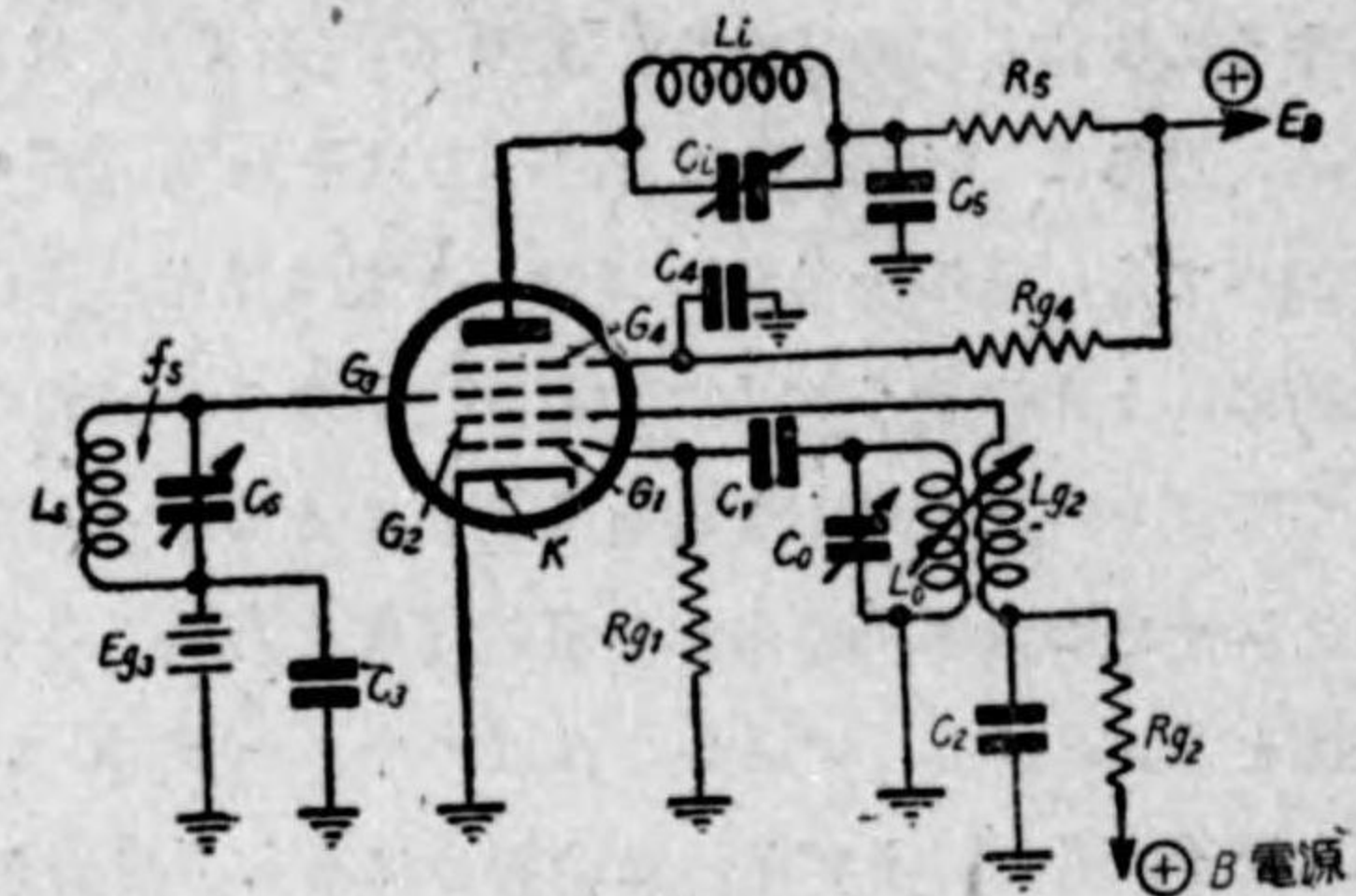
となり、ここに f_0 と f_s との差の周波数の電流を得ることができる。即ち 2A7 または 6A7 を以上説明したやうに使用するならば、真空管ただ1個で、周波数変換作用及び局部電圧発生作用を行はせ得ることが判る。

第 7-66 圖は 2A7 を周波数変換兼發振用とした時の回路で、一寸みると大變むつかしさうであるが、實は K, G_1 及び G_2 からなる三極管で作る發振器の部分が一寸面倒になつてゐるだけで、他は極めて簡單である。

圖に於て信號グリッド G_3 には放送電波周波数 f_s に同調してゐる同調回路 L_3C_3 がカソードとの間に接続され、且つ E_{g3} といふ負のバイアスが、 L_3 を通して G_3 に加へられてゐるが、これには f_s に対してリアクタンスが非常に小さくなるやうな静電容量を有するコンデンサー C_3 が並列に接続されてゐる。而して E_0 なるバイアスは、自動バイアスでも差支へないことはいふまでもない。

遮蔽グリッド G_4 にはただ直流電圧のみを加へるために、この真空管で取扱ふところの三つの周波数即ち f_0, f_s 及び f_i のいづれに対しても、そのリアクタンスが極く小さくなるやうな容量を有するコンデンサーが、バイパス・コンデンサーとしてつないであるが、これが圖の G_4 で、且つ直流電圧は抵抗 R_{g4} を通してプレート電源から得られる。

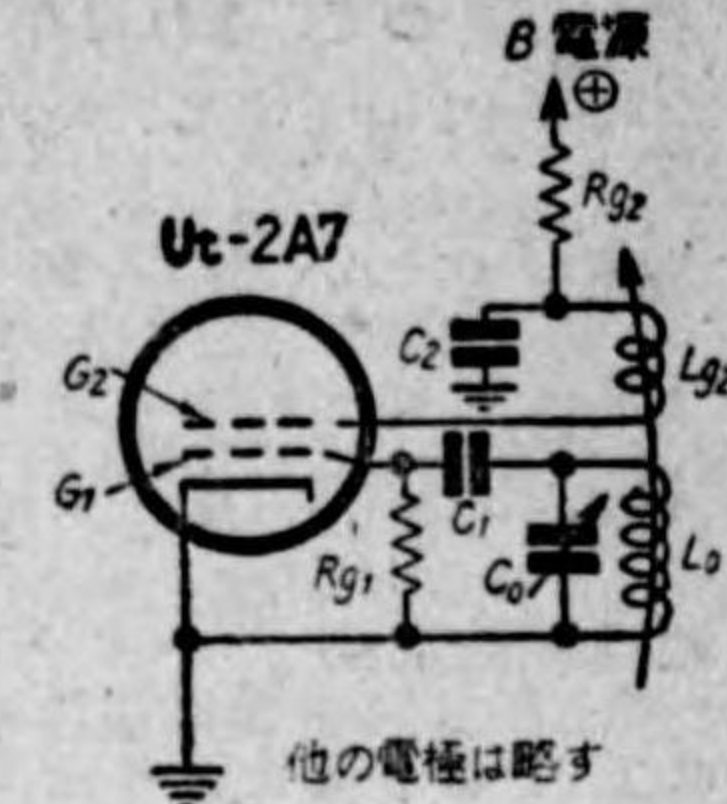
一方プレートにつながれてゐる L_1C_1 なる同調回路は f_0 と f_s との差の周波数 f_i に同調してゐるのであつて、 R_5C_5 はプレート及び同調回路 L_1C_1 を $f_0 - f_s = f_i$ に対して、プレート電源と全く無關係ならしむるための減結合回路である。



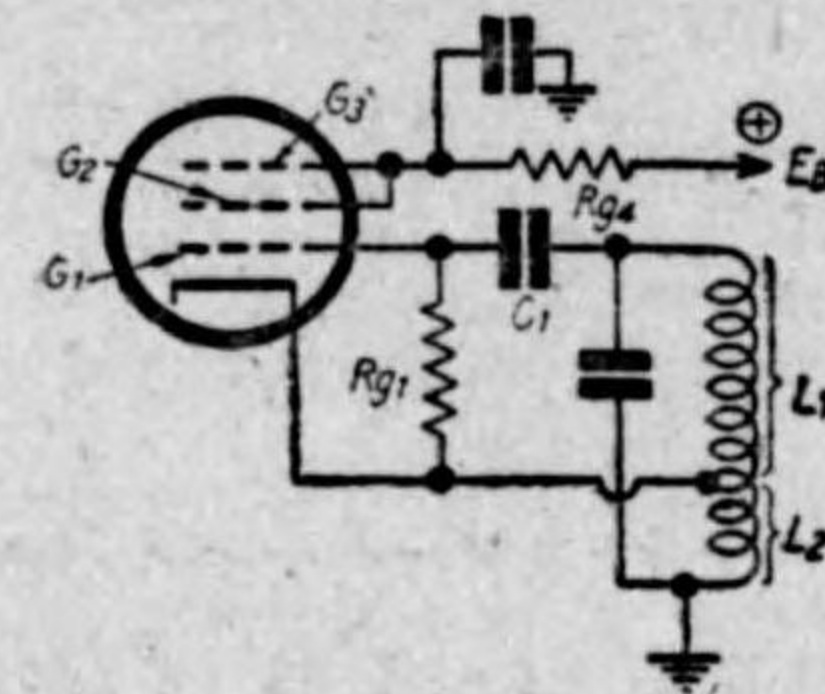
〔第 7-66 圖〕

さて最後に發振回路であるが、これは第 7-67 圖により、第 7-58 圖、第 7-60 圖或は第 7-61 圖に於ける局部電圧発生回路と全く同じであることが理解できる。

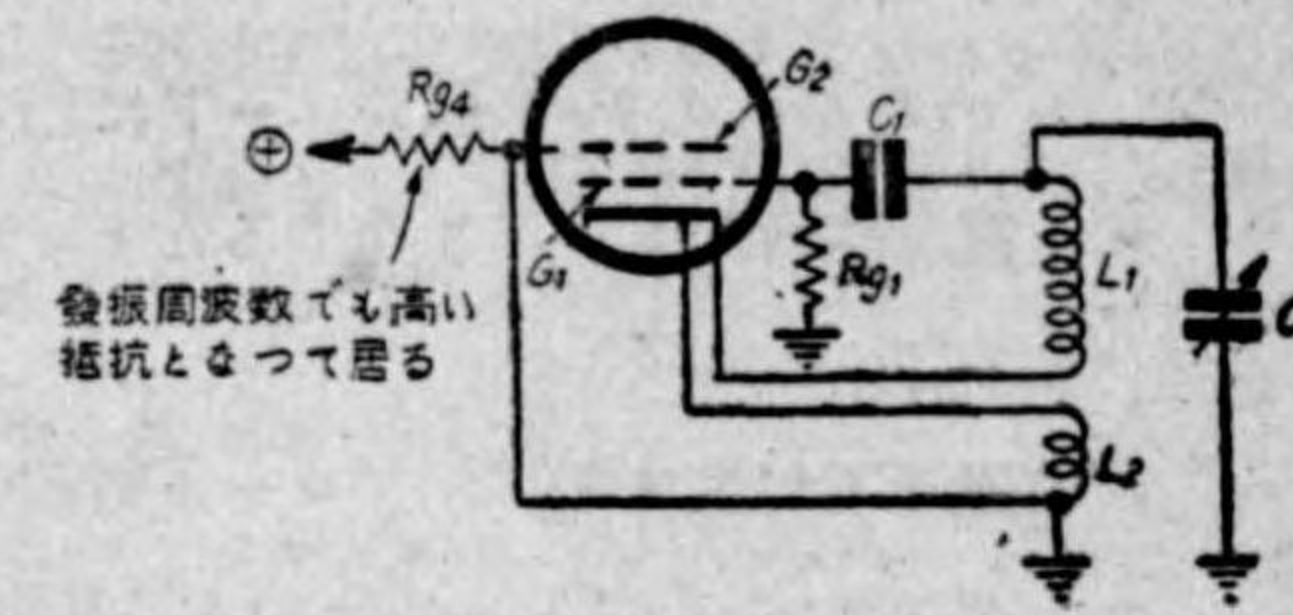
Ut-2A7 或は Ut-6A7 を用ひる周波数変換回路の一例を第 7-66 圖に示したが、この外にも澤山の回路がある。然しその各々について調査するに、異なる點はただ發振回路だけであつて、その周波数変換を行ふ原理には何等の差異も認められない。よつて、次に發振回路の二、三を示す。



〔第 7-67 圖〕



〔第 7-68 圖〕



〔第 7-69 圖〕

第 7-68 圖を見ると、局部電圧はカソード及び第一グリッド G_1 のみで得られるやうに考へられるが、決してそのやうなことはなく、真空管はどういふ回路に接続された時に發振するかといふことが判れば、この疑問は直ちに氷解するのである。ただ今までは發振器については、再生受信機と同様に動作するものといふくらの知識しかなかつたが、それだけでは不足故、ここでは發振器について述べる。

一體真空管が増幅作用を行つてゐる時には、グリッド、カソード間に加へられた増幅さるべき電圧と、これが増幅されてプレート、カソード間に現はれた電圧とは反對の位相を有つてゐる。いひかへれば、カソードに対してグリッドの電圧が高い時にはプレートはカソードに対して低い電圧を有してゐる。

るのであつて、これは第7-70圖から判る。即ち第7-70圖に於て（直流電圧は全部取去つて周波数 f についてのみ考へる） Z は周波数 f に於けるインピーダンスで、プレートとカソードとの間につないである。さうすると、プレート回路には周波数が f サイクルの電流が流れる故、これを I とすると、インピーダンス Z の中には、 I のために

$$I \times Z$$

なる電圧降下が生ずる。さて

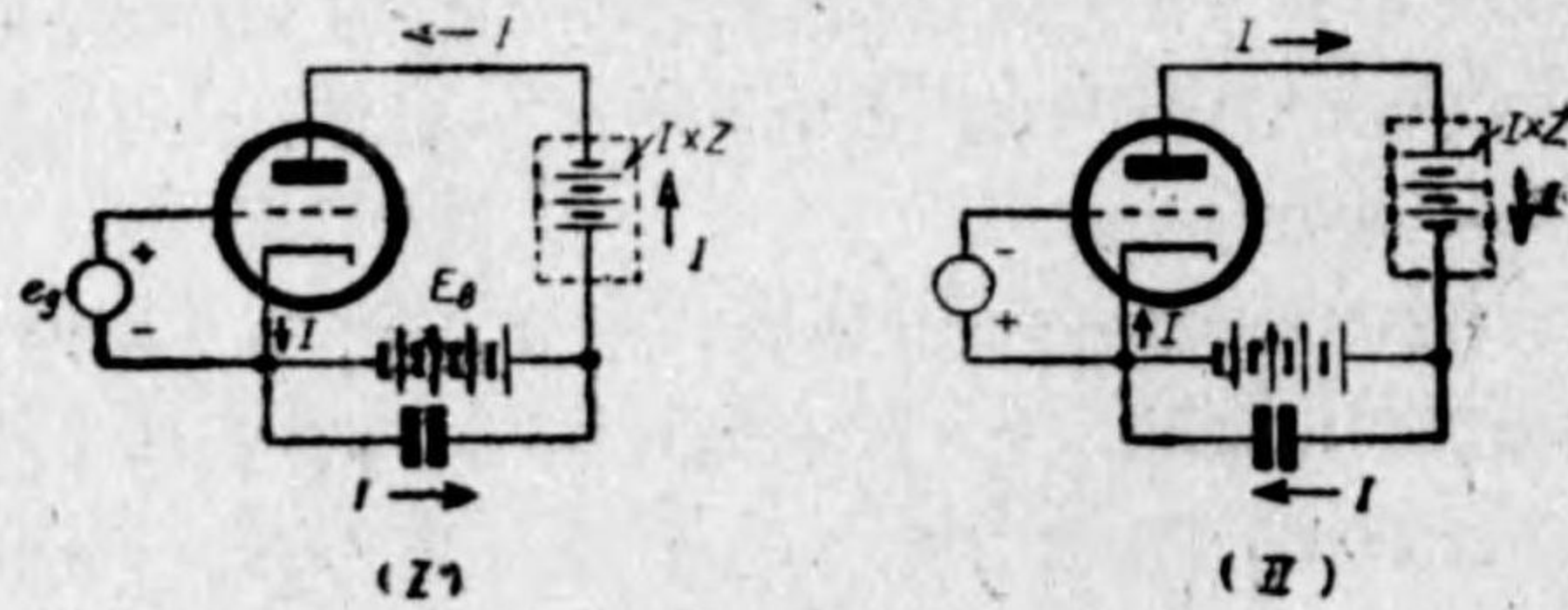
- (1) グリッド、カソード間に e_g のない時には、プレート電圧 e_p は電源電圧 E_B に等しい。
- (2) e_g のためにグリッドがカソードに対して正電位になつた時には、プレート電流は増加する。さうするとインピーダンス Z の中には

$$I \times Z$$

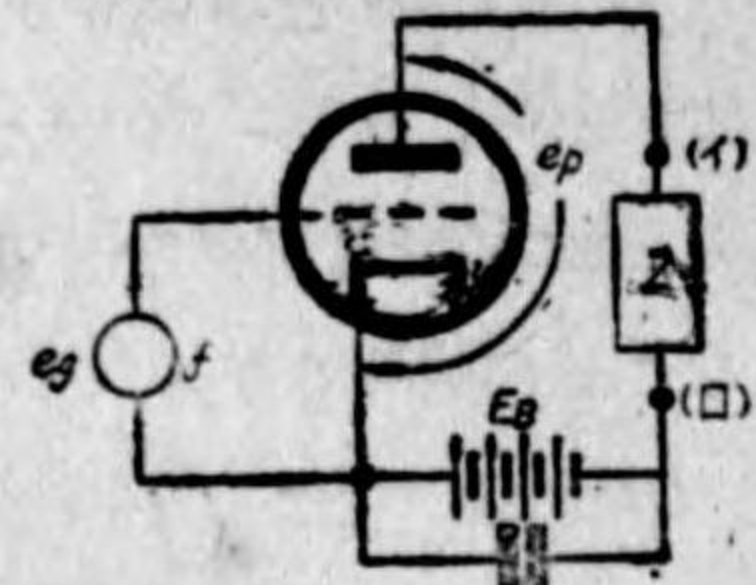
の電圧降下が生ずるが、プレート電流はプレート-カソード-バイパス-コンデンサー- Z -プレートといふ方向に流れる故、 $(I \times Z)$ は(イ)が負に(ロ)が正電位になるやうにできる。即ち第7-71圖の(イ)のやうに考へることができる故、プレート電圧 e_p は

$$e_p = E_B - (I \times Z) \dots\dots (\text{この時グリッドは正電位にある})$$

となつて、 E_B よりも低くなる。



〔第7-71圖〕



〔第7-70圖〕

(3) 次に e_g のためにグリッドがカソードよりも負になつた時を考へると、プレート電流は e_g が0の時よりも減少するといふことは、減少しただけの電流 I が、 e_g が0の時のプレート電流 I_p と反対方向に流れたと考へても差支へない(第7-107圖参照)。然る時は、この I による Z 中の電圧降下は(2)の時とは反対に第7-71圖の(II)のやうに(イ)が正に、(ロ)が負電位となる故、この時のプレート電圧 e_p は

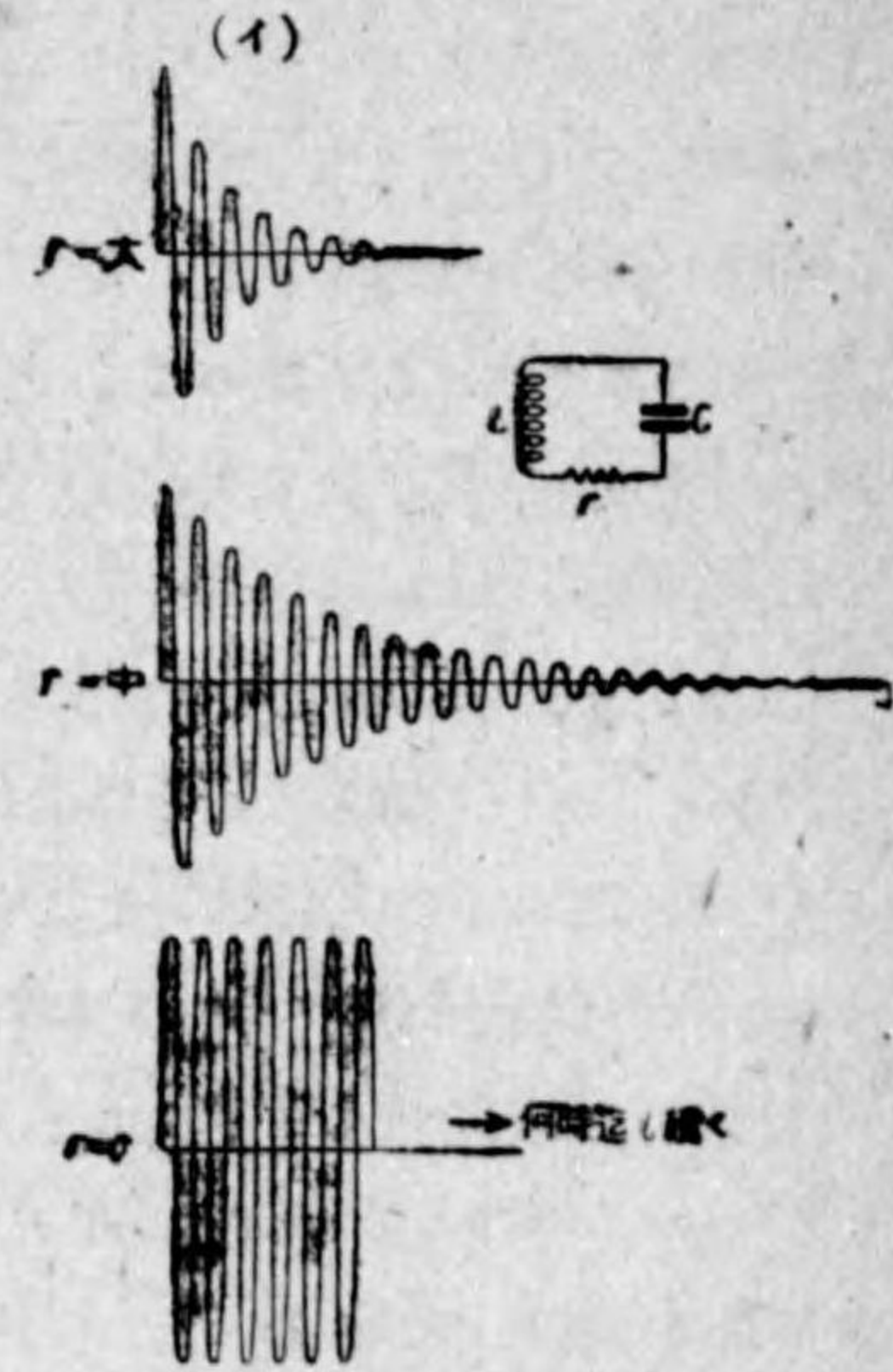
$$e_p = E_B + (I \times Z) \dots\dots \text{この時グリッドは負電位になる}$$

となつて、 E_B よりも高くなる。

故に、グリッド電圧とプレート電圧とは常に反対位相にあることが判る。

一方、回路が振動を続けるといふことはどういふことかといふに、第7-72圖に示すやうな一つの回路に、この回路の同調周波数に等しい電圧を、極く僅かの間加へて(一瞬間)直ぐに取去ると、回路内の電流は次第に減少し、その有様は第7-72圖の(イ)のやうになる。ところがこの回路の抵抗を段々小さくしてゆくと、電流の續く時間は次第に長くなり、且つ電流の強さの減り方も少くなること、同圖の(ロ)のやうになる。さてこのやうにして抵抗を減らし、遂に零になると、この振動回路には永久に同じ強さの電流が流れるのであつて、かういふ状態になつた時この回路は振動を持続してゐるといふ。

然し實際には、回路の抵抗が零といふことは決してないことであつて、必ず多少の抵抗がある。今これを r オームとすると、 r オームの中には電力損が起り、



〔第7-72圖〕

このために次第に電流が弱くなつてゆくのであるから、何か適当な方法で回路内に失はれる電力を償ふことができたならば、回路には電力損がないと同じ結果になつて（といふことは抵抗が零と考へられる）、振動を持続することができるわけである。これは丁度水槽に水を一杯にしておくのと同様で、水槽から汲み出す（電力損）と同じだけの水を入れてやる（電力を償ふ）ならば水槽にはいつも一杯水があることになる。

真空管で振動を持続させるには、この真空管につないである回路に、別の真空管からの電力を加へてやるといふ方法もあるが、然し真空管ただ一つで振動を持続させる（発振器）こともできる。スーパー・ヘテロダイン受信機の局部電圧を得るための発振器はこの例であるが、さて回路に振動を持続させるためには、先程もいつたやうに、回路で失はれるだけの電力を償つてやらなければならないが、幸ひ真空管は増幅作用を行ふことができ、プレートに現はれる交流電圧は、増幅される交流電圧よりも常に大きいのであるから、その中の一部分をグリッド回路に戻してやれば、これでグリッド回路の電力損を償ふことができる故、振動を持続し得ることになる。但しこの場合、グリッド回路内の電力損が小さく、てプレートから戻してやるもので十分に償ふことができなければならないことは勿論である故、振動を持続するには回路の抵抗の小さいことが最も大切なことである。

故に以上のことから、真空管ただ1個で振動を持続させるためには

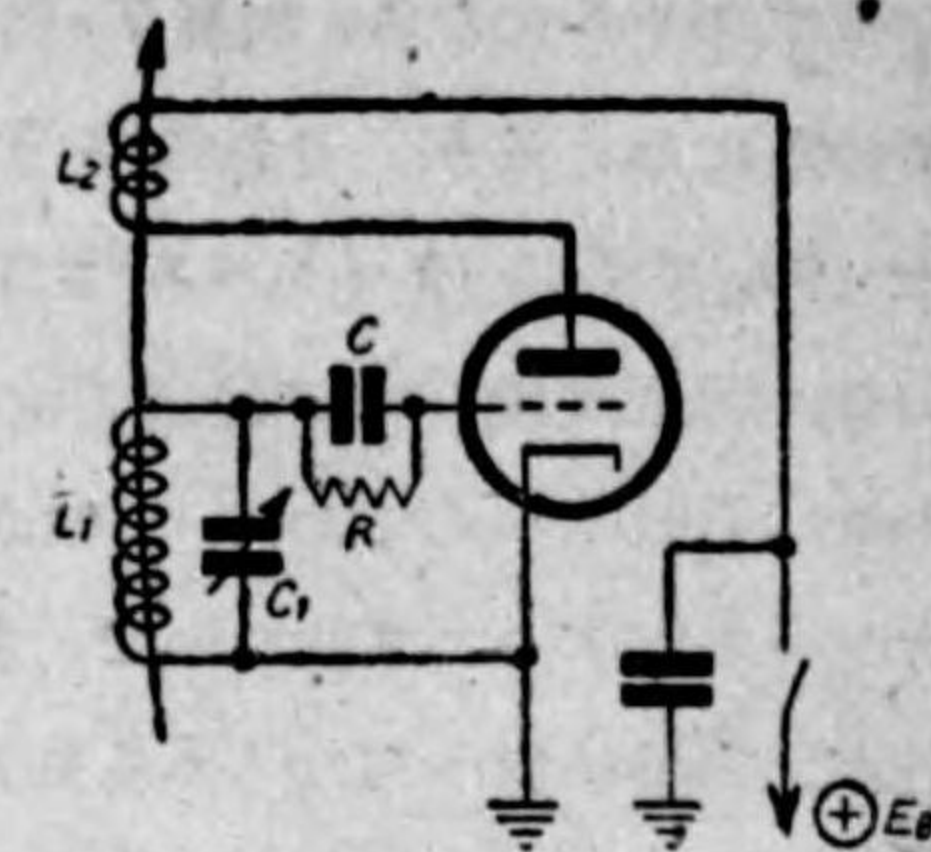
- (イ) 振動を持続しやうとする周波数の交流電圧に對して、グリッド電圧とプレート電圧とはその位相が反對になるやうにすること、いひかへれば真空管が増幅作用をなすこと。
- (ロ) 増幅されたプレート電圧の一部をグリッドに戻して、グリッド回路の電力損を償つてやること、即ちプレートからグリッドへ電力を饋還（フィードバック）すること。

が是非共必要なのである。

第7-73圖は發振回路の一例であるが、圖に於て L_1C_1 はグリッド、カソ

ード間に接続されてゐる同調回路で、 L_2 はプレートのインピーダンスを形作つてゐる。さてプレートのスイッチを閉ちると急にプレート電流が流れる。さうするとどんな周波数か判らないが兎に角 L_1C_1 回路には必ず電圧ができる。然る時はこの電圧のために L_1C_1 回路の中には

$$f = \frac{1}{2 \times \pi \sqrt{L_1 C_1}} \text{ サイクル}$$



〔第7-73圖〕

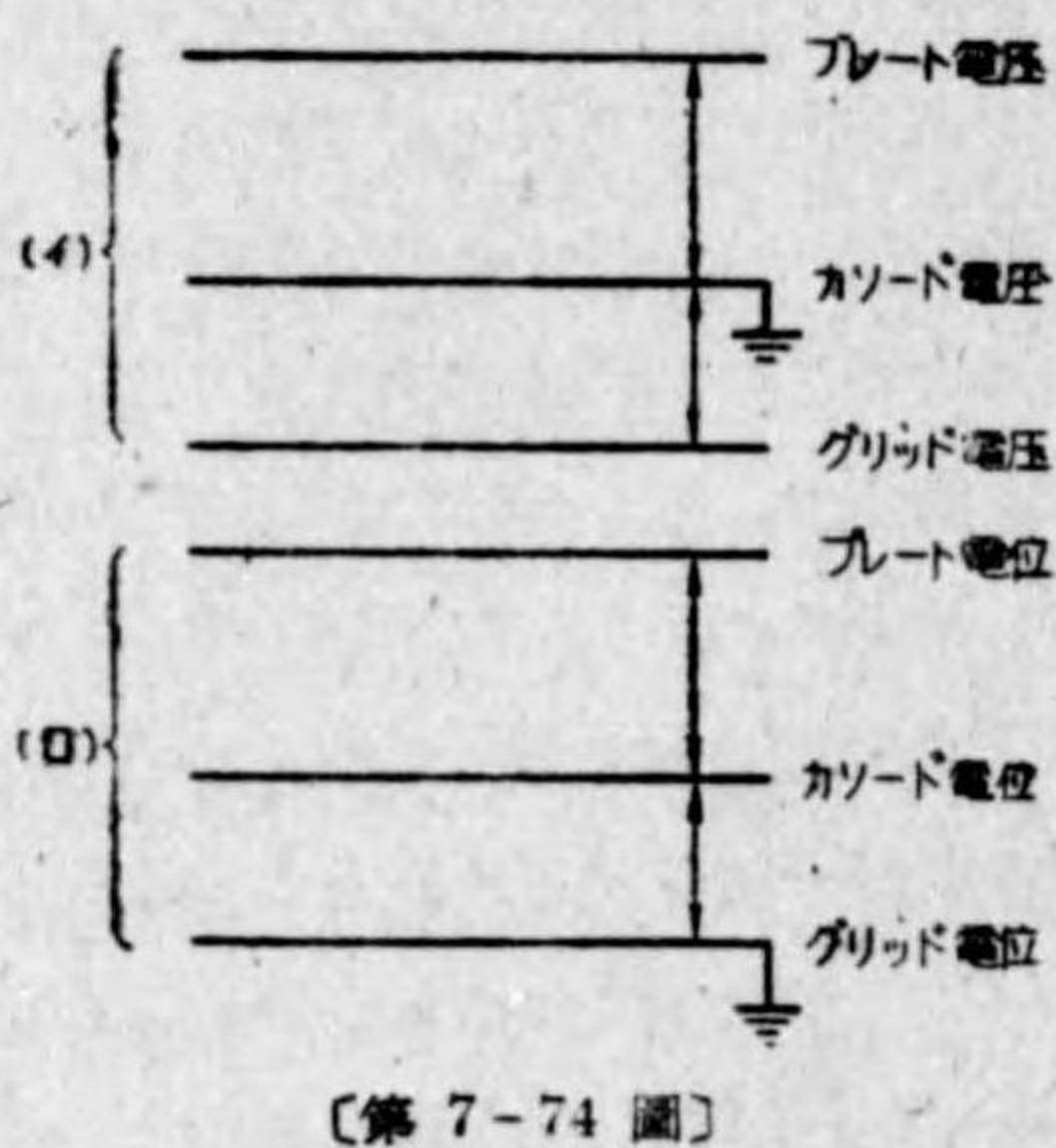
の周波数を有つた交番電流が流れ、従つてグリッド、カソード間にはその周波数の電圧ができる故、増幅作用のために L_2 には f サイクルの電圧ができるから、 L_2 と L_1 とを結合（カップル）してプレートにできた増幅された電圧をグリッド回路に饋還（フィードバック）してやれば、饋還された電力とグリッド回路内の電力損とが丁度同じくなつた時に振動を持続する。即ち第7-73圖の回路は發振するのである。ここに L_1 と L_2 の二つのコイルの方向は、再生檢波の時に述べたと全く同じである。それからまた C, R 回路についても同様で、グリッドは R 及び L_1 を通してアースに接続されてゐる故、發振し始めはグリッドには負のバイアスは加はつてゐないが、發振が強くなると C に蓄積される電子の数も多く、従つてグリッドには負のバイアスが加はり、振動が一定の強さになると、このバイアスもまた一定となる。

以上が發振器の大體の解析であるが、さてこれだけの知識を持つて、第7-68圖或は第7-69圖を見ると、第7-69圖に於て、グリッド、カソード間にはコイル L_1 が、プレート、カソード間にはコイル L_2 が接続されて居つて、且つ同調用コンデンサは L_1 及び L_2 の兩方に並列になつてゐる。今發振プレートに電圧を加へると、 L_1L_2C の回路の中に電流が流れる故、 L_2 の中にもまたその周波数の電圧ができる。然るに L_1 と L_2 とは、もともと一つのコイルからできてゐるのであるから、 L_2 の中の電圧は L_1 に饋還されて、

發振するやうになる。尙第7-69圖によると發振プレートがアースされてゐるやうに見えるが、これは第7-68圖の回路を發振周波數に對して書直すと、遮蔽グリッドのバイパス・コンデンサーはそのリアクタンスが極めて小さい故、發振周波數では發振プレートも遮蔽グリッドも共にアースされてゐると考へられるからである。それからもう一つ第7-68圖或は第7-69圖では、カソードがアースされないうで、發振プレートがアースの電位になつてゐることが、奇妙に考へられるかも知れないが、一體真空管が増幅作用を行つてゐる時は、プレート電壓とグリッド電壓とは反對位相にあるといつたが、これは「カソードの電位に對して」といふ言葉が略してあるのであつて、カソードの電位を基として考へると、プレートが正の電位にある時はグリッドは負の電位にあり、プレートが負の電位にある時は、グリッドは正の電位にあること、第7-74圖(イ)のやうなのである。そしてこのやうにプレートとグリッドとの電位が夫々カソードに對して反對の位相にあるといふことは、何もカソードがいつもアースの電位、即ち0ボルトでなければならないわけではなく、もしも假にグリッドの電位を0にする(グリッドをアースする)ならば、カソードの電位はグリッドよりも高く、プレートはカソードよりも更に電位が高くなつてゐるのである[第7-74圖(ロ)]。これと同様にして發振周

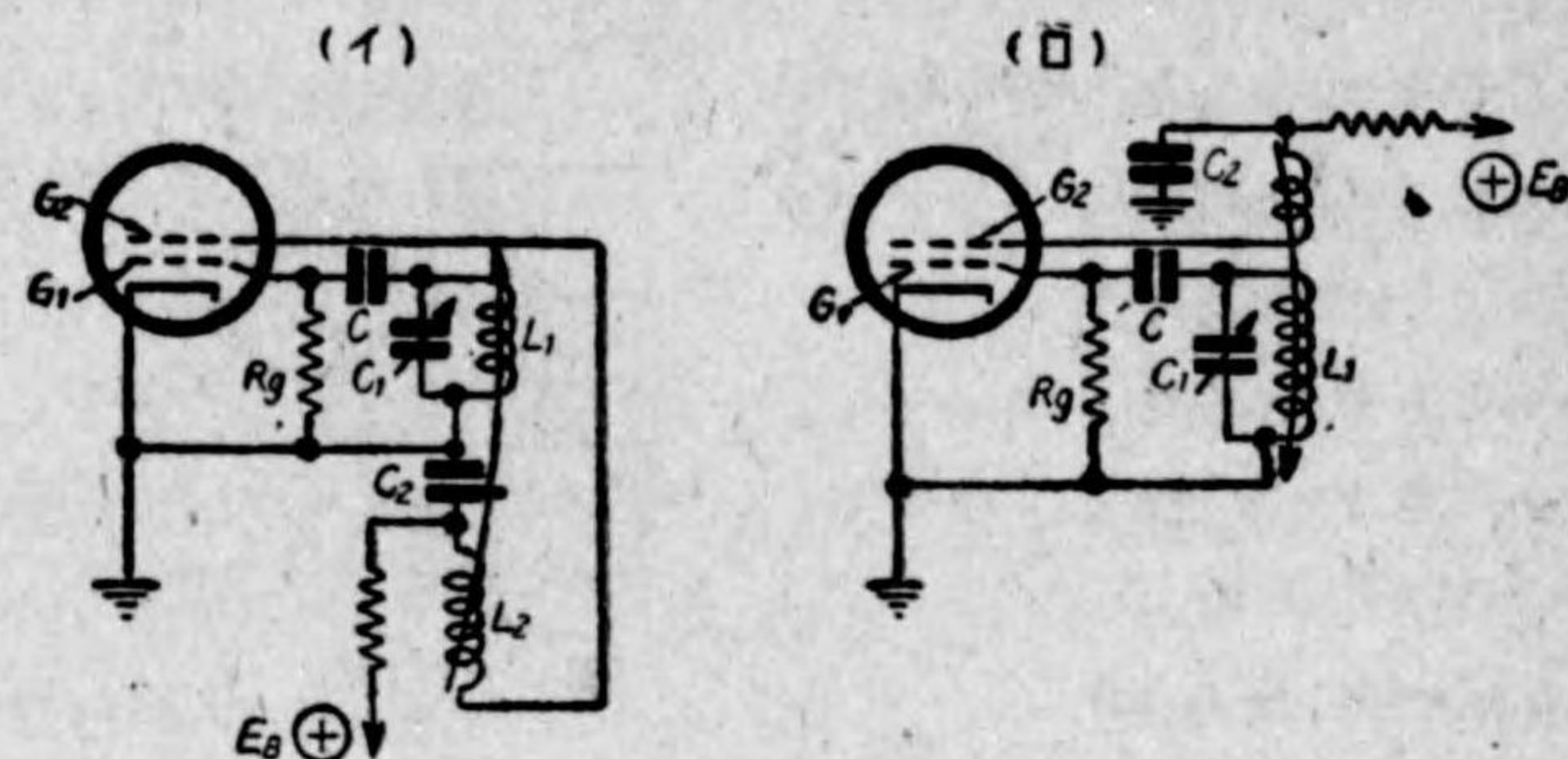
波數に對してプレートが零電壓となつても差支へないことはいふまでもない。而して第7-68圖に於て、發振プレート G_2 が發振周波數に對して零ボルトと考へられるやうな時にも、やはり發振することのできるのには以上の理由によるものである。

第7-75圖(イ)は、第7-67圖及び第7-68圖とはまた異つた回路の



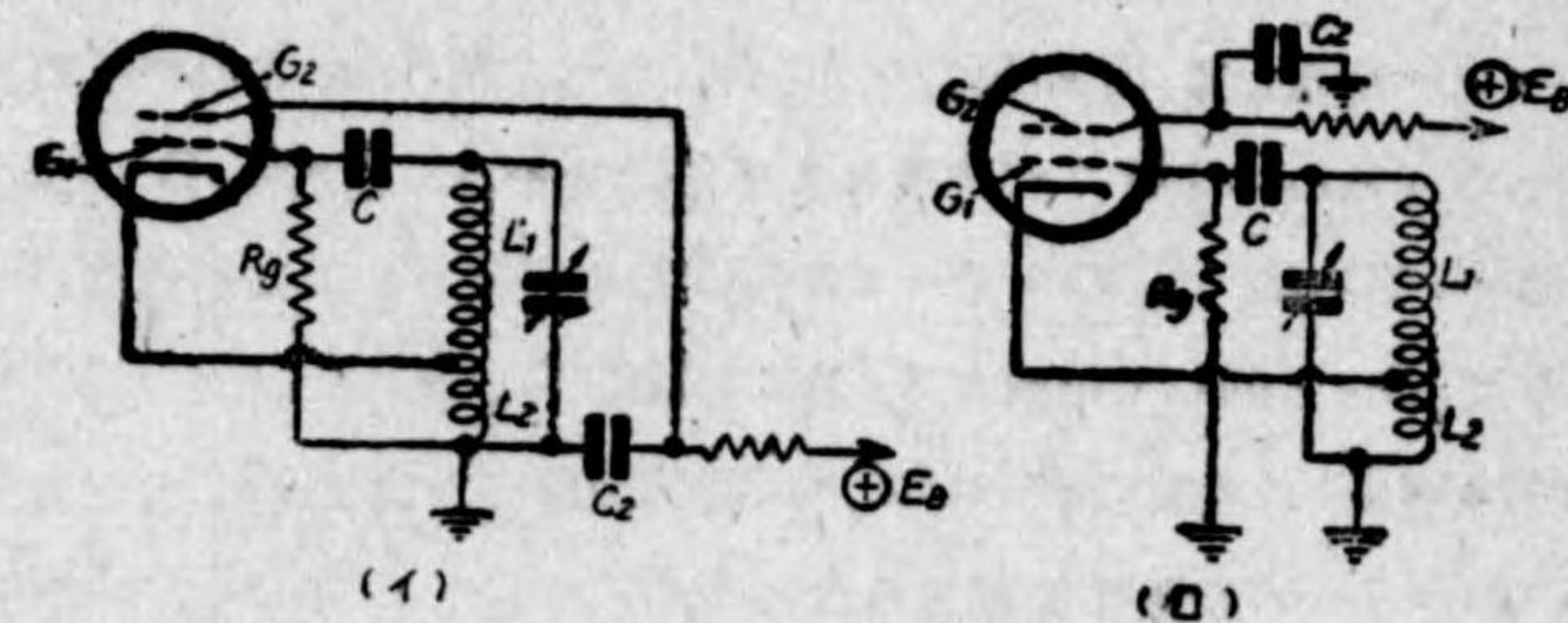
〔第7-74圖〕

發振器であるが、圖で C_2 といふコンデンサーのリアクタンスが發振周波數では零であるとしたならば、これは同圖の(ロ)のやうになつて、結局第7-67圖と全く同じになつてしまふ。 C_2 はバイパスの役目をしてゐる外に、發振プレートに加はつてゐる直流電壓が接地されることを防止するといふ役目をも果してゐる。



〔第7-75圖〕

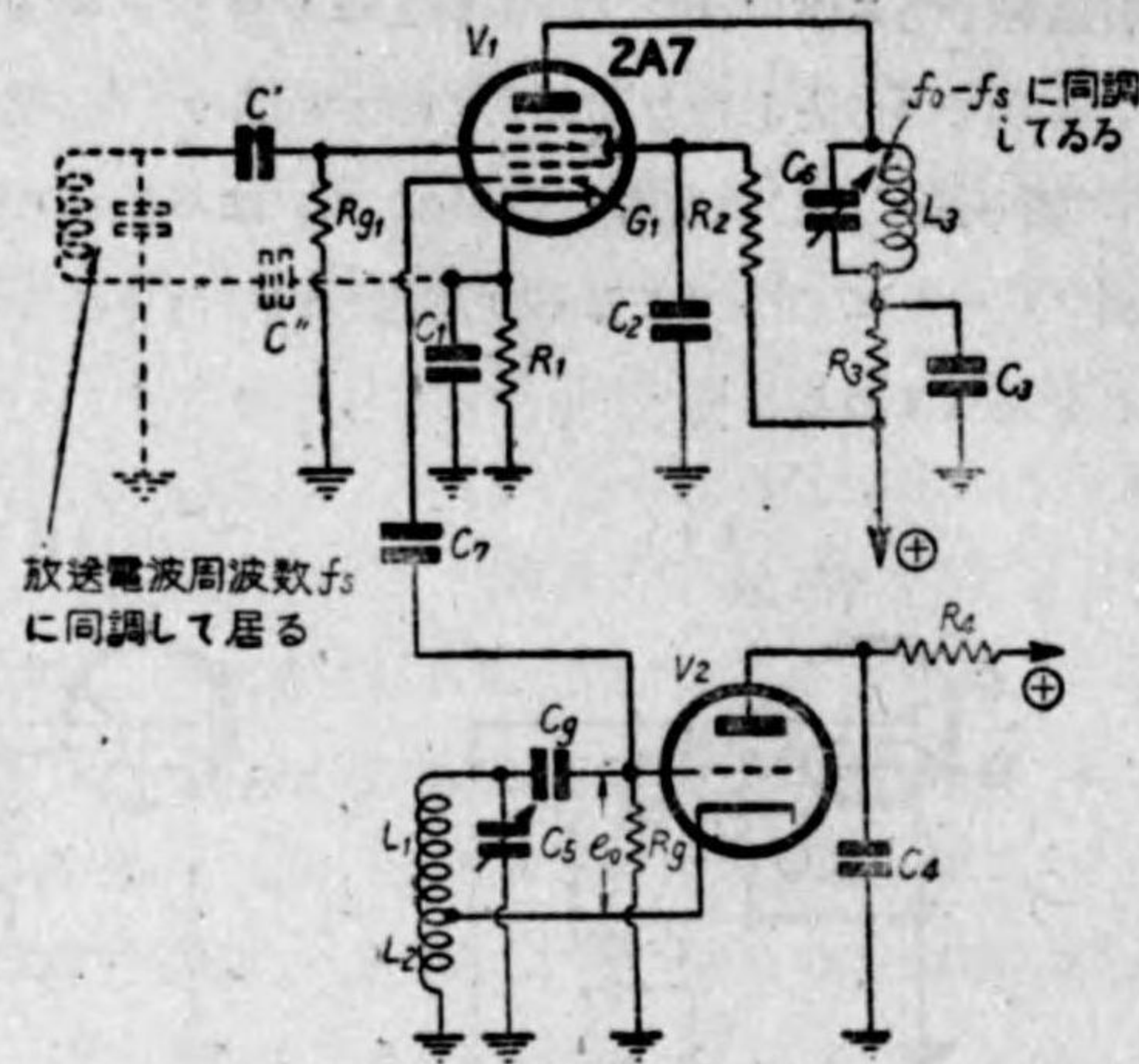
第7-76圖の發振回路も非常に混入つてゐるやうではあるが、ここでもまた C_2 といふコンデンサーのリアクタンスを零と考へると、第7-68圖と同様になることが、同圖の(ロ)から判る。



〔第7-76圖〕

以上説明した 2A7 或は 6A7 による周波數變換回路は、いづれも 2A7 または 6A7 自身で局部電壓を發振する方式であつたが、これ等真空管に發振

グリッド及び発振プレートがある以上は、必ず発振器としても動作させなければならないといふわけのものではなく、局部電圧は別の真空管発振器から得て、それを2A7または6A7の発振グリッドに加へても差支へないことはいふまでもない。第7-77圖はこのやうにした時の回路の一例で、 V_1 は周波

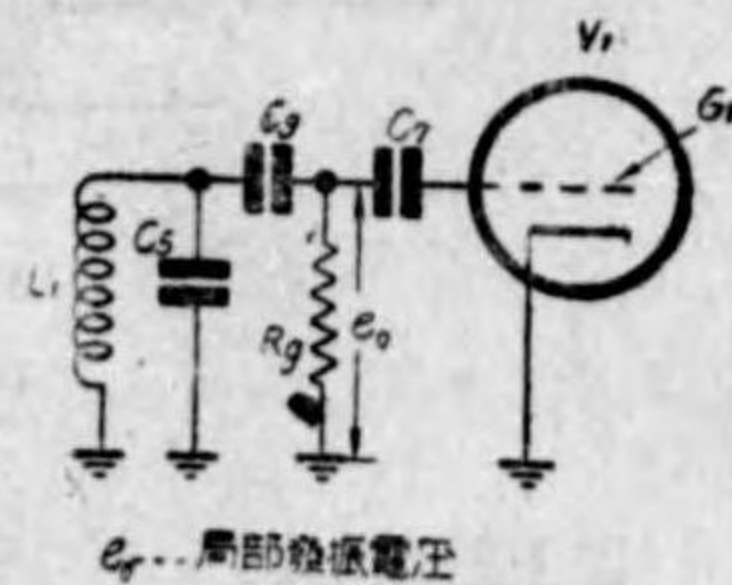


【第7-77圖】

數變換用の2A7または6A7で、 V_2 は局部電圧を作るための発振器である。

さて、第7-77圖に於て、 V_2 のプレートは発振周波數に於ては、0電位と考へて差支へないやうにバイパス・コンデンサーが接続してあるが、かういふ状態でも發振することのできる理由は、已に第7-74圖で説明した。そして真空管 V_2 のグリッド、アース間にできた周波數 f_0 の局部電壓は、コンデンサー C_7 を通して V_1 の發振グリッドに加へられるが、このやうに局部電壓の加へられるわけは第7-78圖から了解できやう。尙また V_1 の制御グリッド用負バイアスは、 V_1 のカソードに接続した抵抗 R_1 による自動バイアスで、これは R_1 を通して信號グリッドに加はる。

C' は信號グリッドに加はる負バイアスが同調回路(點線)のコイルのために短絡されないためにつないだもので、或はまた C' のやうに接続しても同様である。但し、 C' も C' も共に受信電波周波數に對しては、そのリアクタンスは零と考へら



【第7-78圖】

れるやうな静電容量をもつておかなければならないことは勿論である。

6) 自動音量調節 (A. V. C.)

(イ) 自動音量調節の原理：自動音量調節といふのは、スピーカーから出る音の大きさを、たとへ電波の強さが變つても、一定にしておく方法であつて、この目的を達するためには真空管の増幅度を變へるといふ方法を用ひる。いひかへれば電波が強くなつた時には、増幅度を下げてスピーカーからの音を小さくし、電波が弱くなつたならば、増幅度を上げて音を大きくする。しかもこのやうなことが、何も手を加へなくとも、自然に受信機の中で行はれるのが、自動音量調節なのである。

さて、それでは真空管の増幅度を自動的に變へるにはどうするか。それには真空管の増幅作用についてもう一度考へてみる必要がある。前に真空管の増幅作用を説明した時に、もしも真空管の内部抵抗が非常に大きく、プレート回路につないだインピーダンス Z に對して

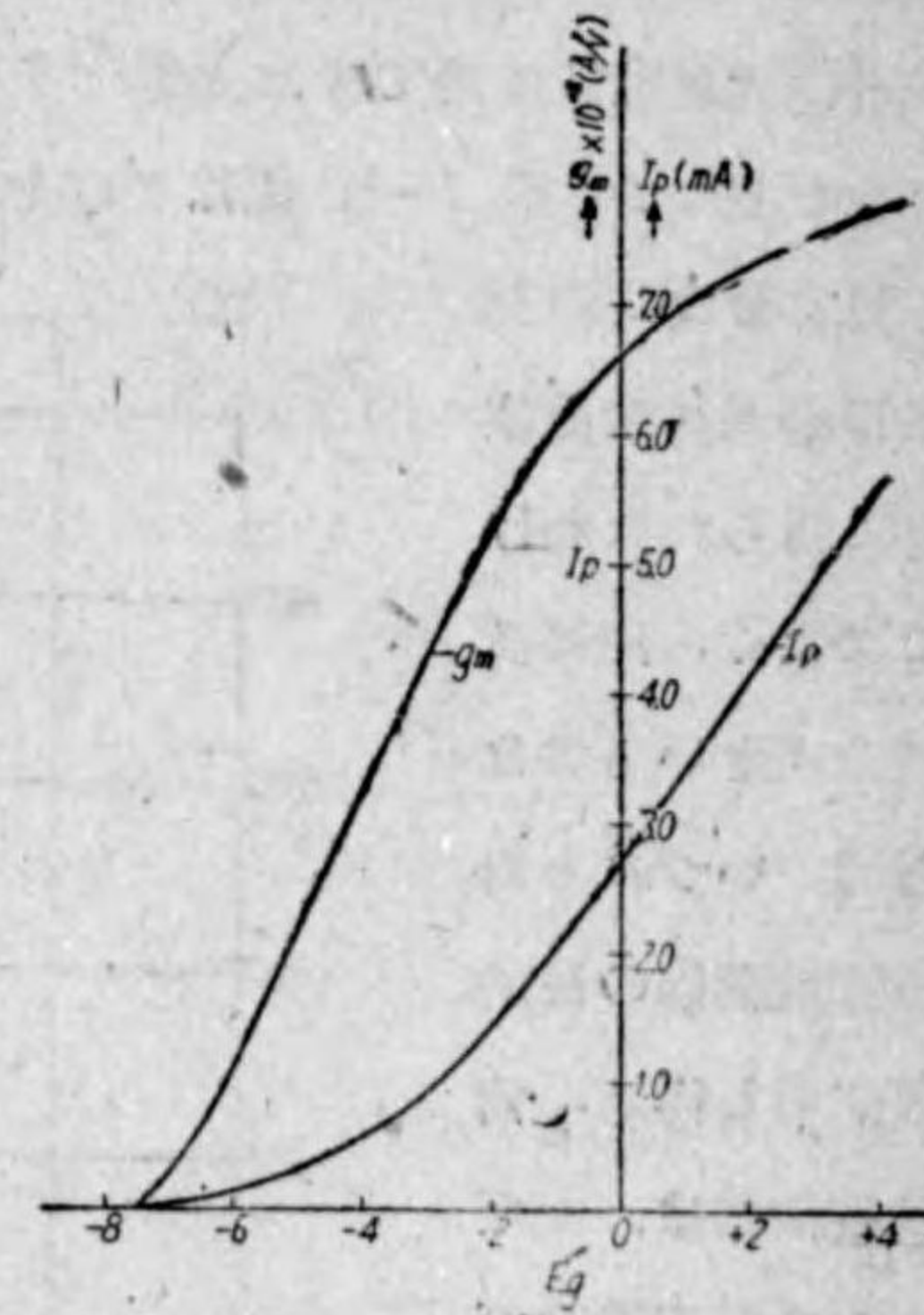
$$\frac{Z}{\text{内部抵抗}} \ll 1$$

と考へられることができる時には、増幅度は

$$g_m \times Z = \text{相互コンダクタンス} \times Z$$

になると述べた。それ故にもしも g_m を自動的に變へることができるならば、従つて増幅度も自動的に變つてくる筈である。では g_m を自動的に變へる方法があるか。否真空管の g_m といふものは、さう簡単に變はるものであらうか。先づこ

のことから先に考へてみるに、真空管の相互コンダクタンス g_m といふのは、真空管のグリッド電壓とプレート電流との關係を示す特性曲線(第7-79圖



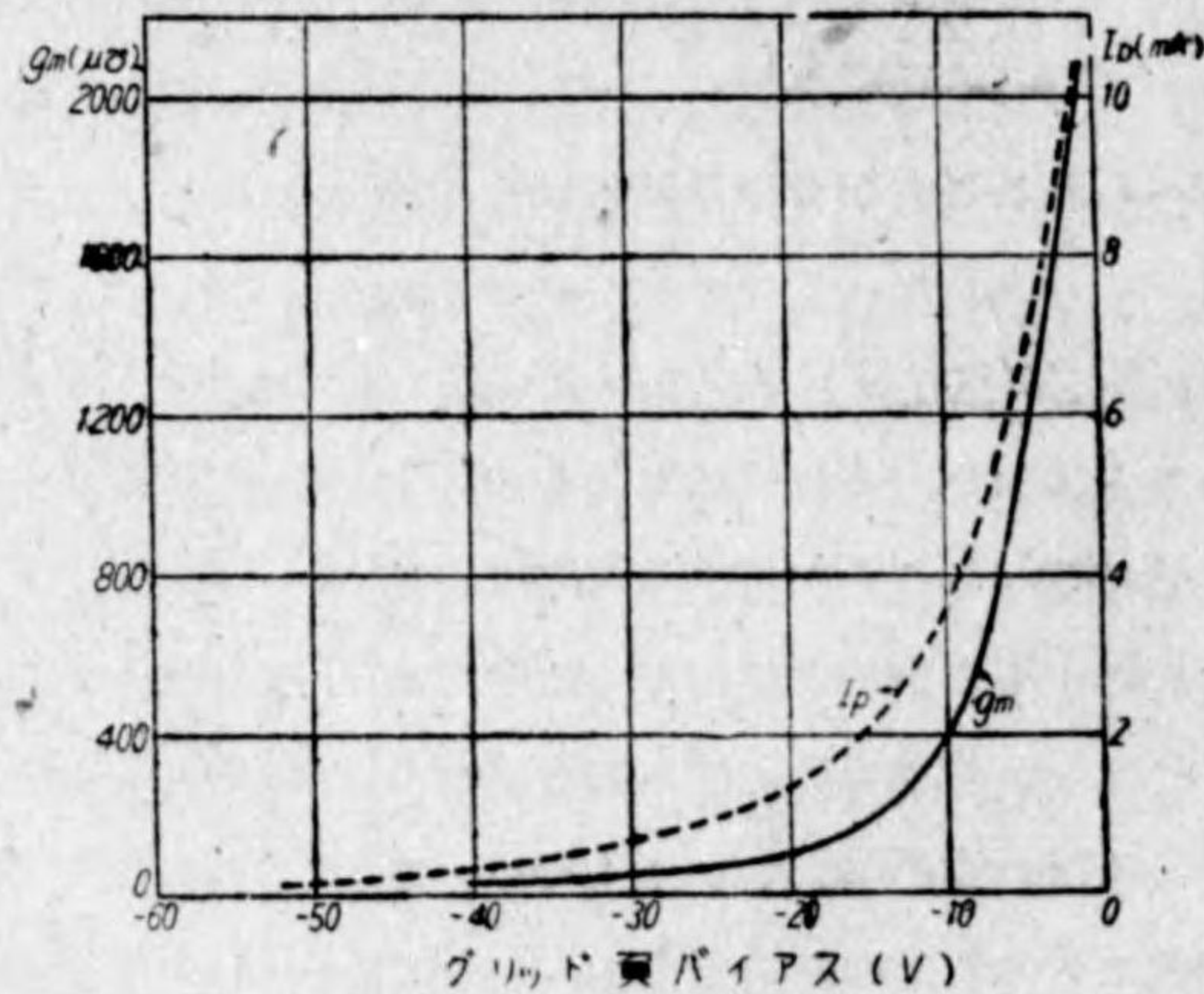
【第7-79圖】

参照)の傾斜であるから、このやうな特性曲線の下の方では傾斜は小さく、上の方では大きくなることは明瞭である。いひかへれば、真空管のグリッドに加へる負のバイアスによつて g_m が變り、負のバイアスの大きい程、即ち特性曲線の下の方ほど g_m が小さくなるのであつて、第 7-79 圖には、この特性曲線について求めた g_m を示す。

さてこれで真空管の g_m を變へる方法が判つた。それは真空管に加へるグリッド負バイアスを変へることで、もしも何かの方法で、真空管のグリッド負バイアスを自動的に變へることができるならば、そのために相互コンダクタンス g_m が變り、増幅度が自動的に變つて、ここに自動音量調節を行ふことができる。

可變増幅率(パリアブルミュ)真空管(UZ-58)といふのは特に自動音量調節用に製作されたもので、普通の真空管に比べて g_m は、グリッド負バイアスの大きな値に於てもなほ變化する。いひかへれば g_m の變化範囲が大きいのであつて、第 7-80 圖はこれを示すが、然し自動音量調節のために用ひ

る真空管は、決して可變増幅率真空管に限られたわけではなく、内部抵抗の大きいものならば、いづれも自動音量調節の目的に使用し得る。尙音量調節は、ただ一つの真空管でのみ行はずに、澤山の真空管例へばス



〔第 7-80 圖〕

ーパー・ヘテロダインの高周波増幅管でも、中間周波増幅管でも同時に行は

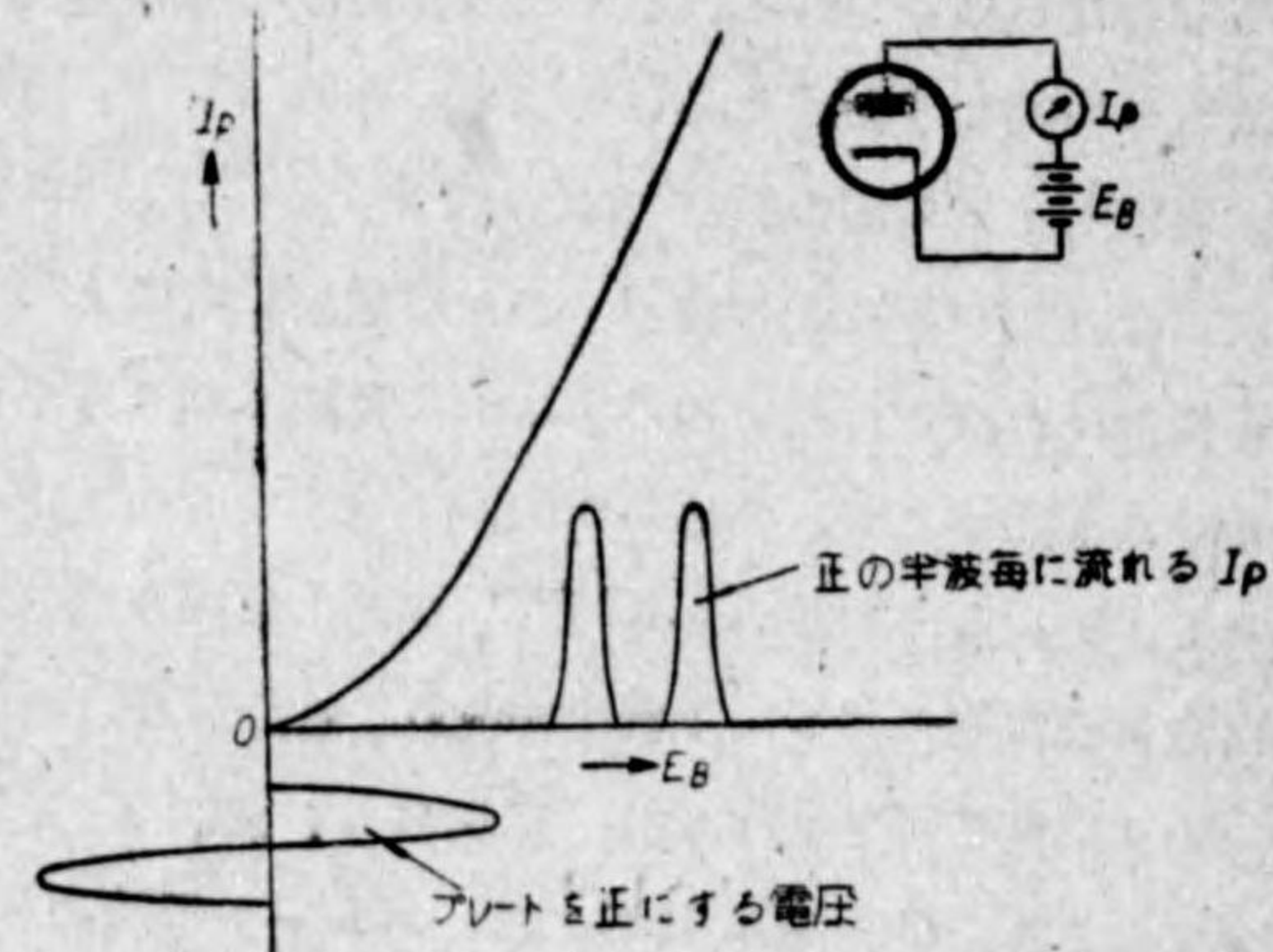
せることが多いが、それは音量調節が十分に行はれるやうにするため、もしも真空管 1 個當りの増幅度の變化が 10 倍ならば、このやうな真空管 3 個による増幅度の變化は $10 \times 10 \times 10 = 1000$ 倍となるからである。

真空管のグリッドに加へる負バイアスは、勿論直流電圧であるが、自動音量調節用真空管のバイアスには、放送電波の強さによつて變らない直流電壓と變る直流電壓とを直列に接続した合成の電壓を用ひる。而して、この場合電波の強さで變る直流電壓即ちグリッド負バイアスがたとへ零になつても、尙真空管には適當なプレート電流が流れてゐるやうに、變らないバイアス電壓を適當にしておくのであつて、これは非常に大切なことである。

真空管による検波作用に於ては、プログラム電圧で變調された高周波電壓は、検波の結果プログラム電流、放送電波周波数の電流及び直流に分けられるが、自動音量調節を行ふ真空管のグリッドに加へる變化するバイアスとしては、検波の結果現はれる直流電流を抵抗の中に通し、これによつてできる直流電壓を用ひるのが普通である。

スーパー・ヘテロダイン受信機に於ては、第二検波器即ち中間周波数の電壓を検波するものとしては $U1-2B7$, $U1-6B7$, $UZ-2A6$ 或は $UZ-75$ を用ひるのが普通で、

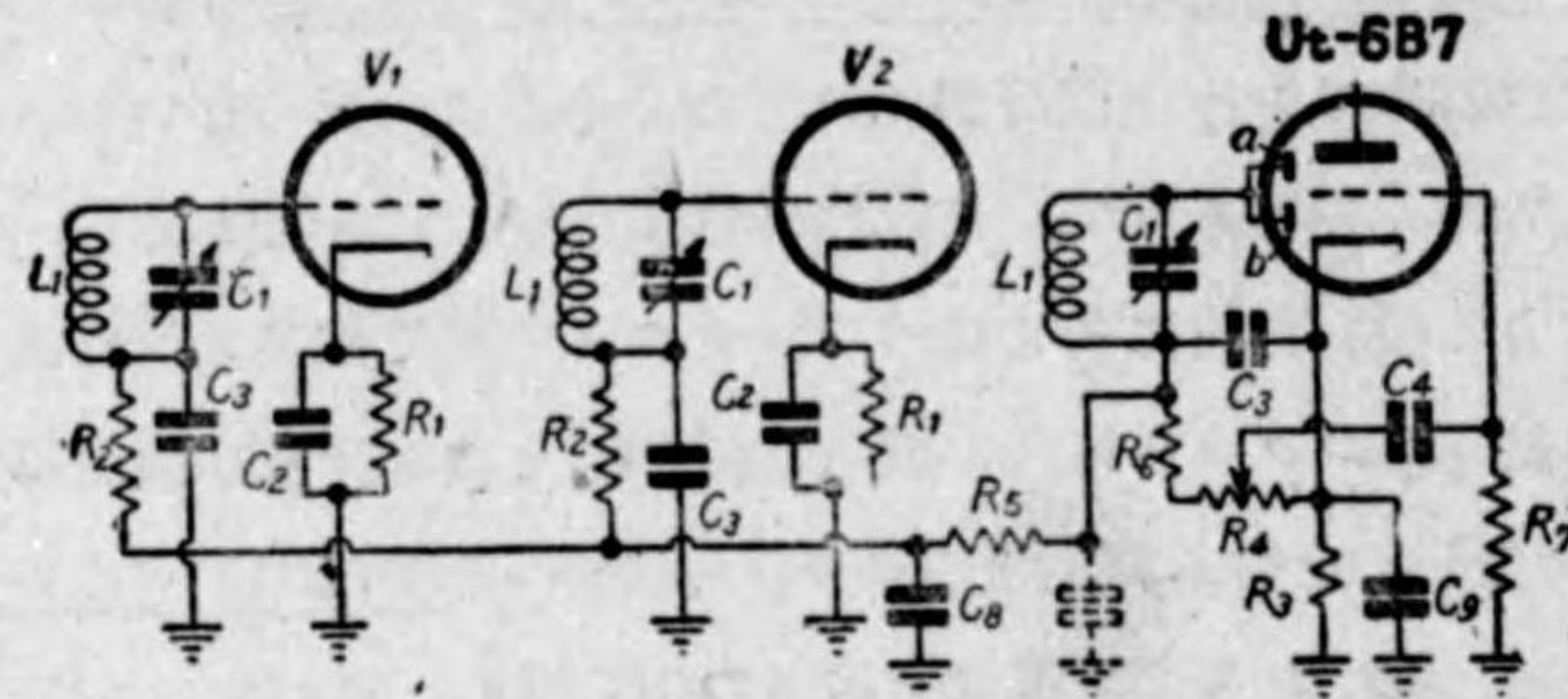
これは要するに検波管と増幅管とを一つの硝子球の中に入れて、その中の空気を取去つたやうなもので、検波用としては二極管部を用ひ増幅用には三極管或は五極管部を用ひてゐる。而して二極真空管が



〔第 7-81 圖〕

検波作用を行ふことは、その特性即ちプレートとカソードとの間に加へた電圧とプレートに流れる電流との関係が、第7-81圖のやうになることから明らかである。何となれば、もしも検波すべき電圧を加へるならば、このために流れる電流は、第7-81圖のやうに、正負同じ強さの電圧の變化に對して、正電圧の時にのみ電流が流れ、負の時には電流が流れないからである。

自動音量調節の實際回路：第7-82圖は V_1 及び V_2 といふ二つの真空

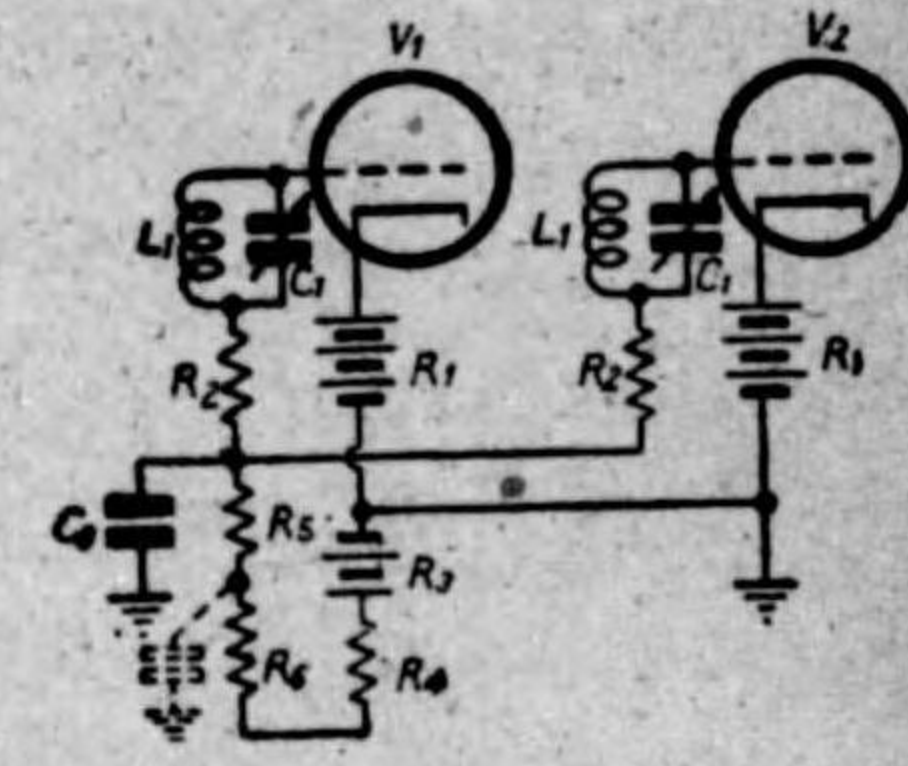


〔第7-82圖〕

管の増幅度を變へて自動音量調節を行ふ回路であるが、第二検波管としては $Ut-6B7$ が用ひてある(便宜上三極管で示す)。圖に於て L_1C_1 回路は、高周波増幅器ならばいづれも放送電波周波數に、中間周波増幅器ならば共に中心周波數に同調してゐることは勿論で、普通 V_1, V_2 は同種類の真空管である故、自動バイアス用の回路 R_1C_2 は V_1 及び V_2 共同じ値である。そしてこの R_1 及び C_2 による負バイアスは電波強度によつて値の變らない性質のものでなければならぬのであるが、實際にはさうなつてゐない。そしてこのことは後述するが、今は一定の値を有するものと考へておく。

さて、放送電波がないと各 L_1C_1 回路には高周波の電圧はなく、各真空管には夫々の規定のプレート電流が流れ、これが V_1 及び V_2 では R_1 を流れて、そこに電壓降下を作る故、これが V_1 及び V_2 のグリッド負バイアスとなつてゐるが、 $Ut-6B7$ に於ては、プレート電流はカソードにある抵抗 R_3 の中を通つて、そこにプレート電流と抵抗 R_3 で定まる電壓降下を生ずる。

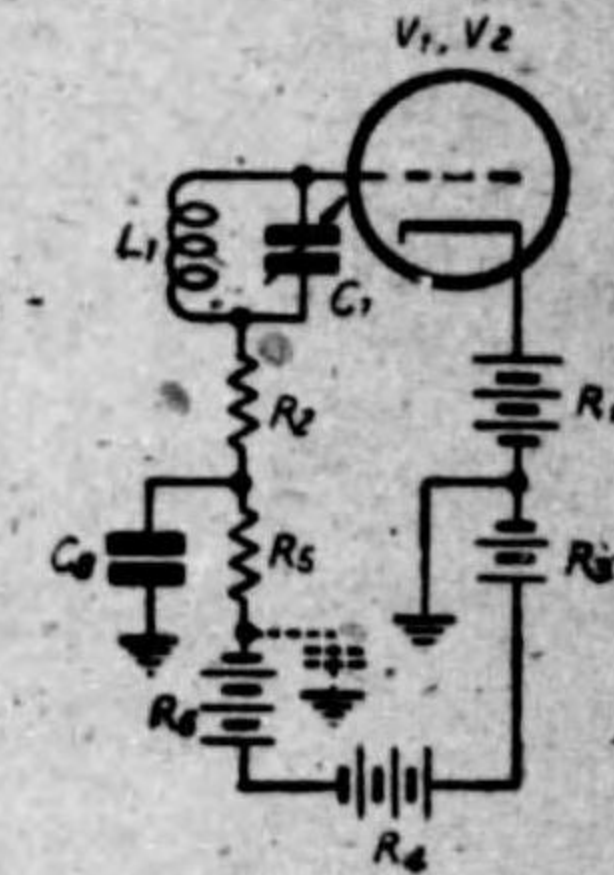
さうしてこれが $Ut-6B7$ の五極管部分のグリッド負バイアスになることはいふまでもないが、實際には R_3 の中の電壓降下が V_1 及び V_2 のカソードにある抵抗 R_1 内の電壓降下に影響を及ぼし、そのために放送電波を受信してゐない時には、 V_1 及び V_2 のグリッド負バイアスは R_1 の中の電壓降下であるべきにも拘らず、さうならないため第7-82圖は甚だ工合が悪い。さてそれでは何故に V_1 及び V_2 真空管の負バイアスは、プレート電流によつてできる R_1 の中の電壓降下だけにならないかといふに第7-82圖は信號電波のない時には、第7-83圖のやうになるからで、これによつて V_1 及び V_2 の負バイアスは、 R_1 の中の電壓降下及び R_3 の中の電壓降下の差になることが判るであらう。



(第7-83圖)

ところで放送電波を受信してゐる時はどうなるかといふに、この時は $Ut-6B7$ の L_1C_1 回路にも高周波電圧ができるから、従つて二つ並列につながれてゐる二極管部のプレート a 及び b とカソードとの間に検波作用が起り、その結果できる直流電流及び可聴周波電流は ab から真空管の内部をカソードへ流れ、それから R_3 へは行かずに R_4, R_5 及び L_1 を通つてプレート ab に来る。また高周波電流はカソードから、バイパス・コンデンサーを通つて、 L_1 からプレートに来るのである。

それ故に、 R_3 及び R_4 の中には直流電圧及び可聴周波電圧が現はれるが、この中の直流電圧についてみるに、それは上述の検波直流電流の方向から考へて第7-84圖のやうになり、しかも R_4 及び R_5 の中にできる電壓降下は放送電波を受信したためにできたもので、その中を通る直流電流の強い程、いひかへれば



〔第7-84圖〕

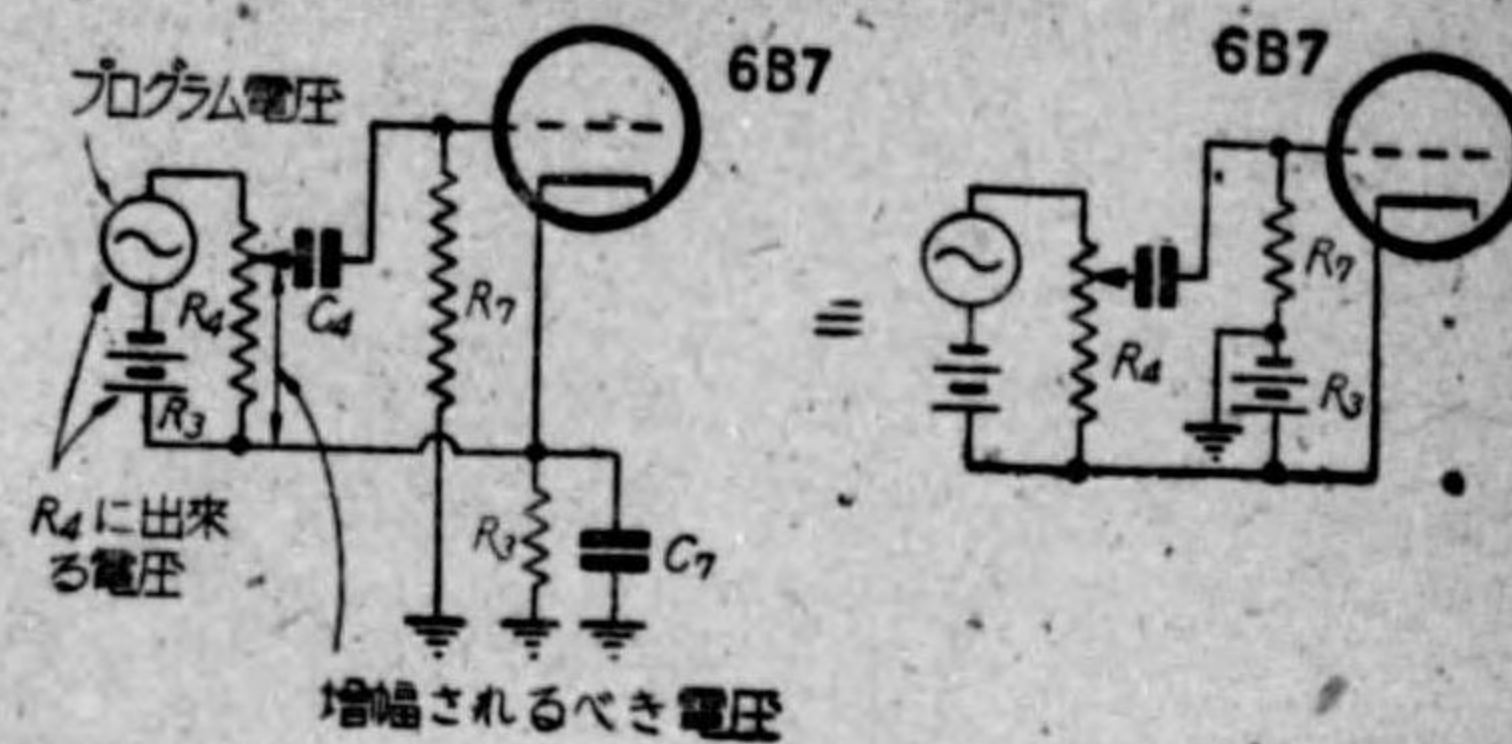
同調回路 L_1C_1 に現はれる高周波電圧の大なる程、即ち放送電波の強い程大きくなる故、 V_1 及び V_2 の増幅度を變へるためのグリッド負バイアスとして R_4 及び R_6 にできる直流電圧を使用することによつて、自動音量調節の目的を達することができる。

抵抗 R_4 及び R_6 には可聴周波電圧もまた現はれるが、真空管のグリッド負バイアスとしてはできるだけ電圧の變化しない直流電圧が望ましいのであるから、 R_4 及び R_6 にできる可聴周波電圧が、直流電圧と共にバイアスとなつたのでは甚だ困る。第 7-82 圖或は第 7-84 圖に於ける C_3 は可聴周波数の電流に對するバイパス・コンデンサーで、 R_5 は相當に高い抵抗である。そして共に抵抗 R_4 及び R_6 の中のプログラム電圧が V_1 及び V_2 の制御グリッドに達しないやうにする役目を果すもので、 C_3 はプログラム電圧を側へそらすために、 R_5 はプログラム電圧をできるだけ弱くする役目をつとめてゐる。ここに注意すべきは、 C_3 のつなぎ方で、もしもこれを點線のやうにつなぐと、これは抵抗 R_4 及び R_6 のバイパスとなる故、檢波により折角求めたプログラム電圧を失ふことになつてしまふ。

尙また抵抗 R_2 (第 7-82 圖) は、コンデンサー C_2 と共にグリッド回路の減結合回路を形作つてゐるもので、高周波同調回路から自動音量調節回路への高周波電流の流入を防止する。

次に檢波によつて出て來たプログラム電圧は、どうして増幅されるかについて述べる。抵抗 R_4 及び R_6 の中には直流電流のみならずプログラム電流もまた流れる故、それ等抵抗の中には勿論直流電圧(これが A. V. C. 用の電圧となる)もプログラム電圧もできるにより、第 7-82 圖では抵抗 R_6 の中のプログラム電圧の一部分を、 $Ut-6B7$ のグリッド、カソード間に加へて、五極管部分でこれを増幅するのであるが、然し R_4 には直流電圧もできてゐる故、この直流電圧が、 $Ut-6B7$ のグリッドに加はらないやうにするために第 7-82 圖のコンデンサー C_4 を用ひて、直流電圧を阻止しながら交流電圧のみを通すやうにする。第 7-85 圖はプログラム電圧が、どうして増幅さ

れるかを示すもので、これにより一つの抵抗増幅器となつてゐることが一見明瞭である。ただこの回路では $Ut-6B7$ のグリッド負バイアス (R_3 に於て五極管部のプレート電流で



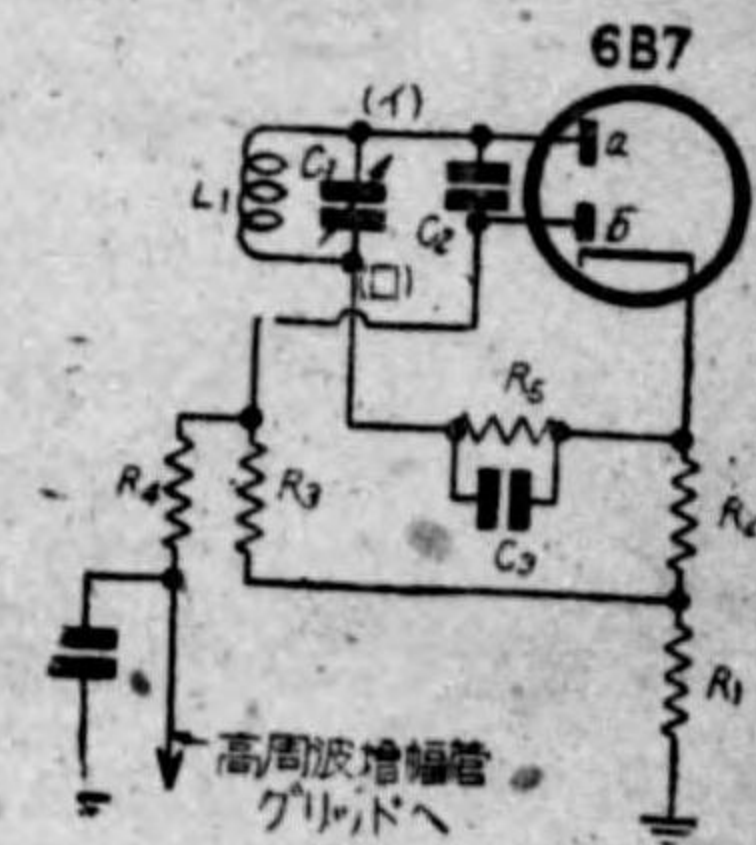
〔第 7-85 圖〕

生ずる電壓降下) が抵抗 R_7 と直列になつてゐるが、 R_3 といふ抵抗はプログラム周波数では C_3 によりリアクタンス零と考へられるやうにしてあるから、何の差支へも起らない。それからまた妙なところがアースしてあるが、これまた何の差支へもないことは第 7-85 圖の右圖から了解できやう。

ここに一寸不思議なことは、抵抗 R_6 及び R_4 の両方にプログラム電圧ができるにも拘らず、 R_4 の方のものだけを増幅することで、これは勿論両方の電圧を増幅しても宜しいのであるが、大抵は使用する部分品の如何により、また必要な A. V. C. の程度によつて R_6 と R_4 とを一まとめにしたり、それからまた第 7-82 圖のやうに分割したりするのであつて、回路解析の上には大した意味があるわけではなく、殆ど全部が設計者の意志によるものである。

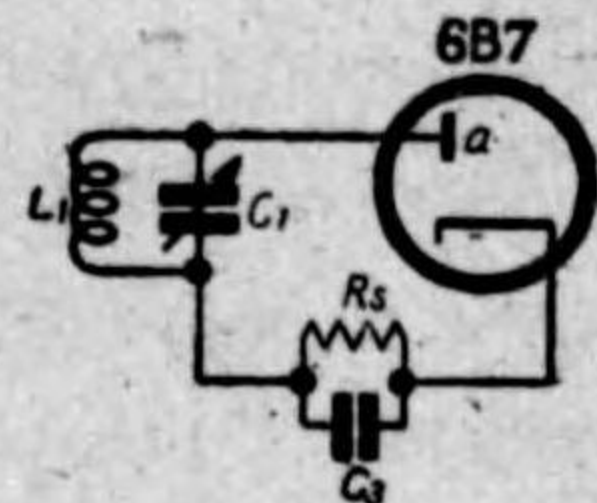
第 7-86 圖は、第 7-82 圖に示した A. V. C. 回路とはまた異なるもので、増幅回路及び可聴周波電圧増幅部分は第 7-82 圖と同様である故略した。

さて、第 7-86 圖に於て、 $Ut-6B7$ 二極管部の二つのプレート a 及び b は、夫々異なる目的に使用されてゐるのであつて、 a の方はプログラム電圧を得るために、 b の方は A. V. C. 電圧を得るのに用ひられてゐる。今それを説明すると、圖に於て高周波に同調してゐる回路 L_1 及



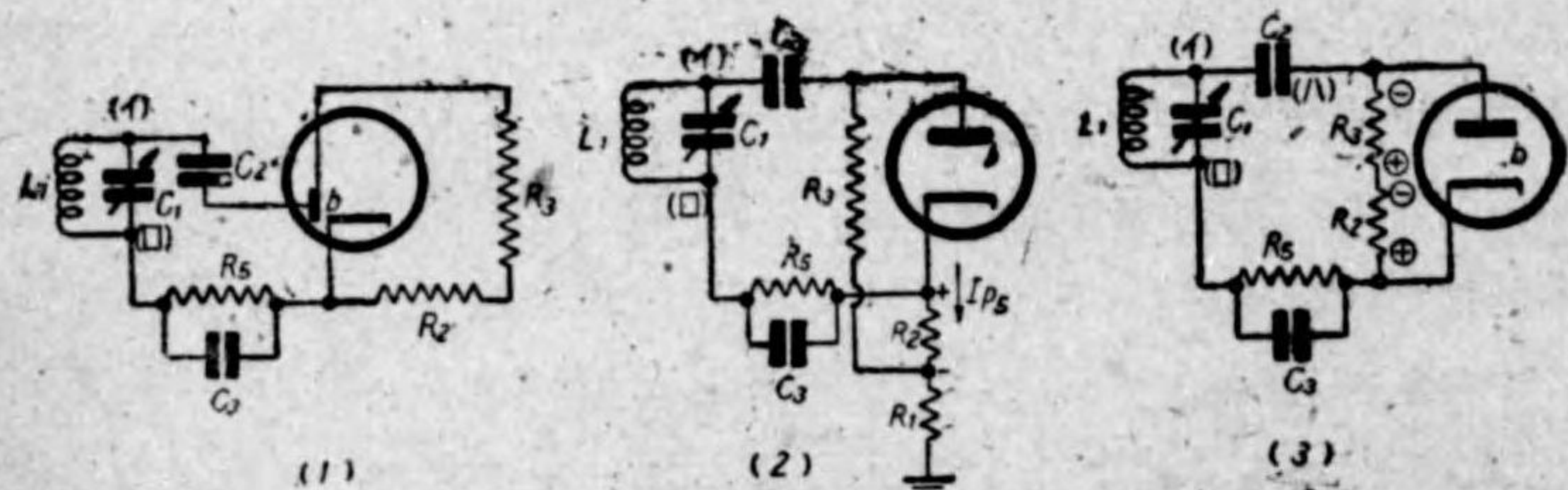
〔第 7-86 圖〕

び C_1 にできた電圧は、その同調回路の一端 (イ) から直接プレート (a) 及びコンデンサー C_2 を通して (b) に加はるが、今 (a) に加はる電圧について考へてみると、これはプレート (a) とカソードとの間で検波されて、第 7-87 圖のやうな回路に電流を流し、直流電流及びプログラム電流は抵抗 R_5 の中を流れ、高周波電流はコンデンサー C_3 を通つて、 R_5 の中には高周波電圧を作らないやうにする。これでまづ抵抗の中にプログラム電圧と直流電圧とが生ずることが判つた。



〔第 7-87 圖〕

次に $L_1 C_1$ 回路から C_2 を通して (b) プレートに加はつた高周波電圧について考へると、この時もまたプレート (b) とカソードとの間に検波作用が起るが、これはプレート (b) がカソードに対して正電位になつた時だけで、このことはプレート (a) とカソードとの間に起る検波作用についても同様である故、結局 $L_1 C_1$ といふ同調回路の一端 (イ) が他端 (ロ) に対して正電位になると、プレート (a) とカソード間及びプレート (b) とカソード間に於て同時に検波作用が生ずるのである。そしてプレート (b) とカソード間の検波作用は第 7-88 圖 (1) のやうな回路に於て行はれるが、



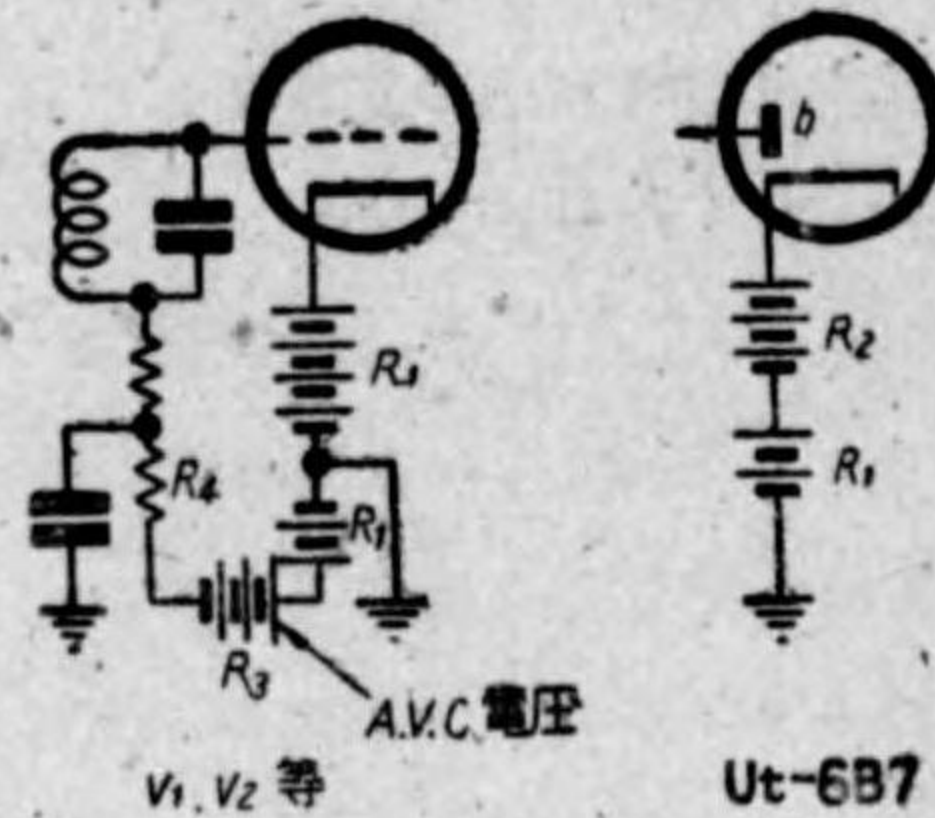
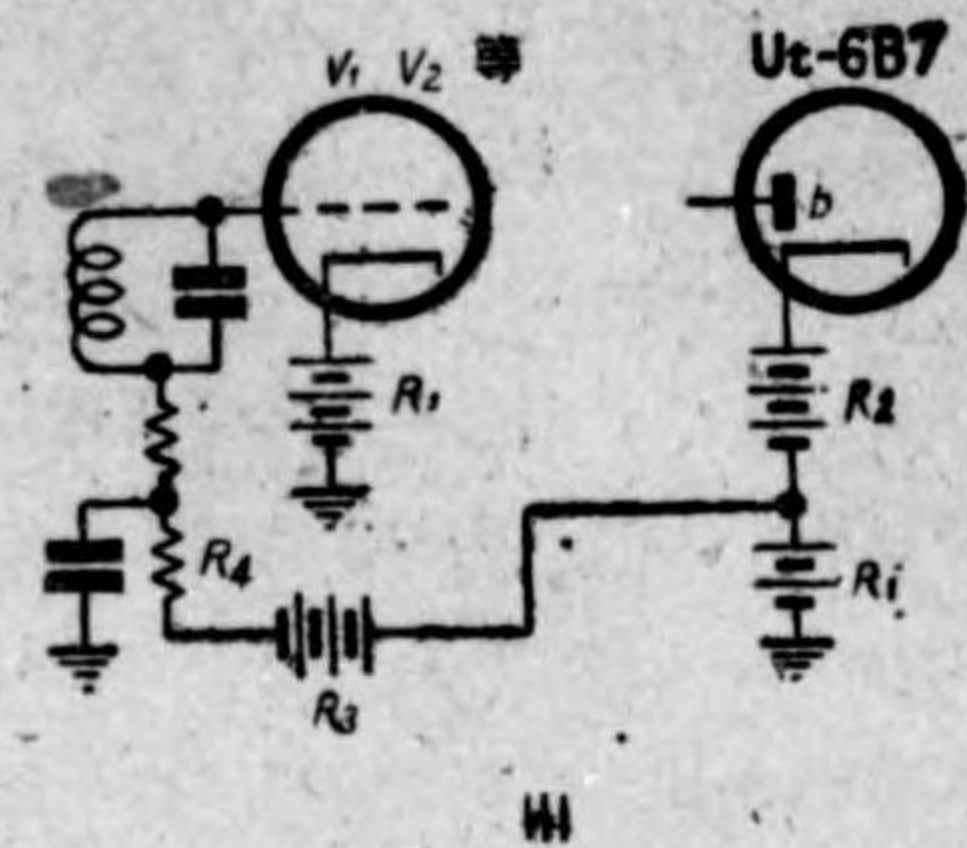
〔第 7-88 圖〕

今これを書直してみると同圖 (2) のやうになつて、これはまた (3) のやうにも書き直すことができる故、グリッド検波回路と同様になることが益々よく判る。今この回路を第 7-22 圖に示したグリッド検波回路と比較してみると、

第 7-88 圖に於ては $R_5 C_3$ といふ並列回路が一つ餘分にあるのみで、他は全く第 7-22 圖と同様のことが判る。さて第 7-88 圖の (3) の回路に於て、同調回路の一端 (イ) が (ロ) に対して正電位になると、これはつまりプレート (b) がカソードに対して正電位になつたことであるから、プレート (b) が正電位の間は (ほんとうは正電位にある半サイクルの時間のまた半分の時間だけ) カソードからの電子を吸引して、これがコンデンサー C_2 の極板 (ハ) に蓄積され、反対の極板には正電気が貯へられる。そしてプレート (b) が負電位の間は、この (ハ) 極板上の電子は R_3 , R_2 , R_5 及び L_1 を通して (ハ) と反対側の極板上の正電氣と中和するが、この場合の (ハ) 極板上の電子の動く方向と反対の方向が、検波によつて現はれた直流電流の流れる方向であるから、 R_3 及び R_2 には第 7-88 圖 (3) に示すやうな方向の直流電圧降下ができる。それからまた検波の結果現はれるプログラム電流及び高周波電流が、直流と同じ路を流れるか或はコンデンサー C_3 及び C_2 を流れるかはこれ等のリアクタンスと抵抗の値とによつて定まるが、いづれにしても R_5 といふ抵抗は非常に大きく、且つ C_2 及び C_3 のリアクタンスもまたプログラム周波数では非常に大きいので、この回路に流れるプログラム電流は極めて小さくなることが考へられる。さてこのやうにして、抵抗 R_2 及び R_3 には直流が流れる故、そこには直流電圧ができる。而して抵抗に流れる直流電流はプレートに加はる高周波電圧、即ち $L_1 C_1$ 回路にできる電圧、いひかへれば放送電波の強度の大なる程大となる故、もしもこれを A.V.C. の電圧に使ふことができれば、甚だ好都合である。

第 7-89 圖は R_5 にできる直流電圧降下が、自動音量調節に用ひられる理由を示したもので、この場合にもまた第 7-82 圖と同様に、高周波増幅管のグリッド負バイアスと、Ut-6B7 のカソード抵抗 R_1 にできる直流電圧降下との差が、高周波増幅器の實際の負バイアスとなつてゐる。一方 Ut-6B7 のグリッド負バイアスは、そのカソードとアースとの間につないである抵抗 R_1 及び R_2 の中に流れる五極管プレート電流による電圧降下であるが、先

程もいつたやうに〔第7-88圖(3)〕, R_2 の中には検波作用の結果現はれる直流電流が流れ, 而もこれは電波の強さで變る故, R_1 中の直流電壓降下は電波の強さで變ることとなる. さうすると, グリッド負バイアスができるだけ一定でありたいといふ希望と相容れないことが, $Ut-6B7$ に於て生ずるわけであるが, 實際上の問題としては, $Ut-6B7$ の五極管部のプレート電流は, 検波作用の結果 R_2 に流れる直流電流の強さに比べて極めて大きいものであるから, たとへ R_2 に流れる検波直流電流が信號強度で變つたとしても, $Ut-6B7$ のグリッド負バイアスは一定であると考へて何等の差支へも起きないやうになる.



〔第7-89圖〕

抵抗 R_3 の中にできる可聴周波電壓を, $Ut-6B7$ の五極管のグリッドに加へる方法は, 第7-82圖と全く同様である.

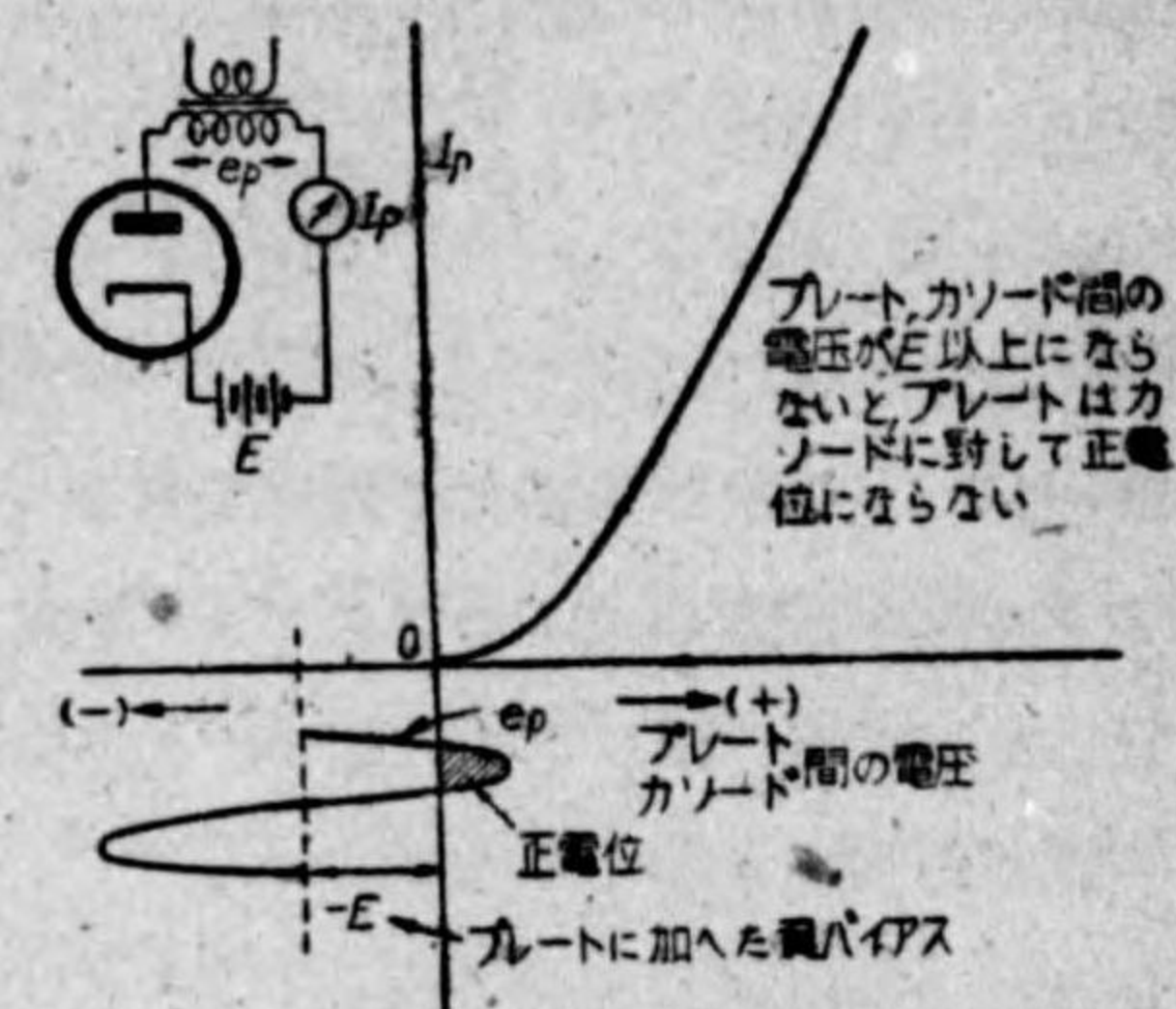
さて, 第7-88圖の $A. V. C.$ 電壓を得る回路と, 第7-82圖のそれとを比較してみると, 大變異つてゐることがある. それは信號電波のない時に, 第7-88圖では, 検波用のプレート (b) に抵抗 R_2 中の電壓降下 (これは五極管部のプレート電流によるもの) が, 負バイアスとして加はつてゐることで, これは第7-88圖(3)に於て, L_1C_1 回路に電壓がない時でも, R_2 には五極管部のプレート電流が流れ, 而もこれは第7-88圖(2)のやうに, R_2 の中を I_{p0} のやうな方向に流れることから了解できるが, これは一體何のための電壓であらうか. それには検波のことを, も一度勉強しなければならない. 検波作用といふものは検波作用を行ふプレートがカソードに對し

て, 極く僅かでも正電位になつたときのみ起る. ところで第7-88圖(2)のやうな $A. V. C.$ 電壓發生用の検波管に於ては, プレート (b) はそのカソードに對して R_2 中の電壓降下だけ負のバイアスにあるのであるから, このやうな検波管では, L_1C_1 の回路から C_2 を通して (b) に加はる高周波電壓の最大値が, R_2 中の直流電壓降下よりも大きくならない時は, 決して検波作用を行はない. 即ち高周波電壓が

$$Ut-6B7 \text{ の五極管部プレート電流による } R_2 \text{ 中の電壓降下} \\ 1.41$$

に達するまでは, 自動音量調節作用は起きないのである. (第7-90圖参照)

これは結局は, 電波が或る定まつた強さ以上に達するまで, 即ちスピーカーから出る音が或る定まつた大きさ以上になるまでは, 自動音量調節が行はれないことになるのであつて, この

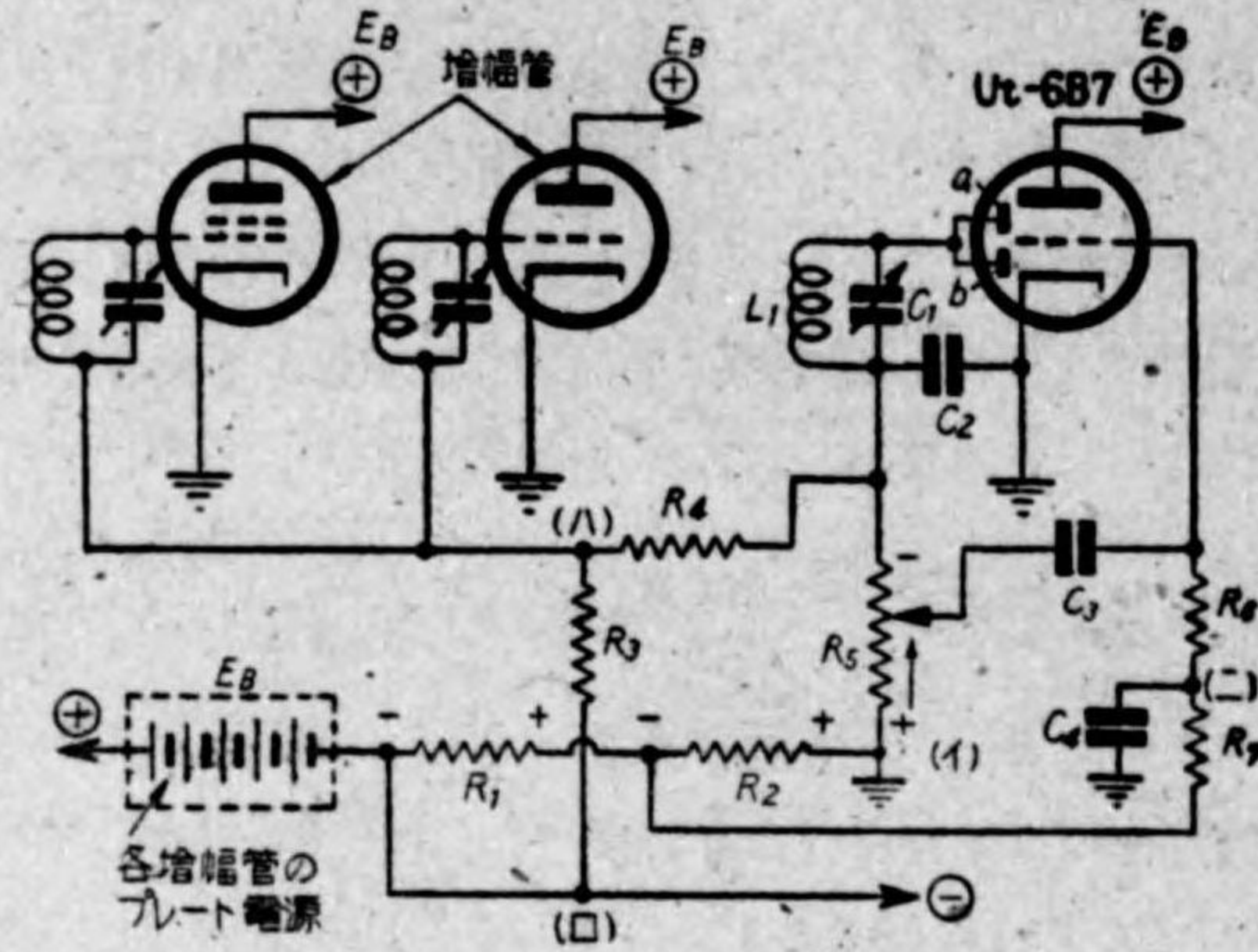


〔第7-90圖〕

やうな自動音量調節の回路を「運動音量制御(D.A.V.C.)回路」と稱してゐる.

第7-91圖は, 前に示した二つの回路とはまた多少異つた回路で, 圖に於て, 高周波, 可聴周波の各増幅真空管のカソードはいづれも直接アースされてゐて, 前に度々示したやうな自動バイアス用の抵抗は接続されて居らない. さうすると各増幅管のプレート電流は, E_B なるプレート電源から ⊕ の方に流出して, 各真空管のプレートに到り, それから真空管の内部を通つてカソードに來てアースに流れ込むが, アースは共通であるから, 各真空管のプレート電流はアースで合流して (イ) に到り, それから抵抗 R_2, R_1 を通つて再び E_B に達する. よつて R_2 及び R_1 の中には圖に示すやうな方向

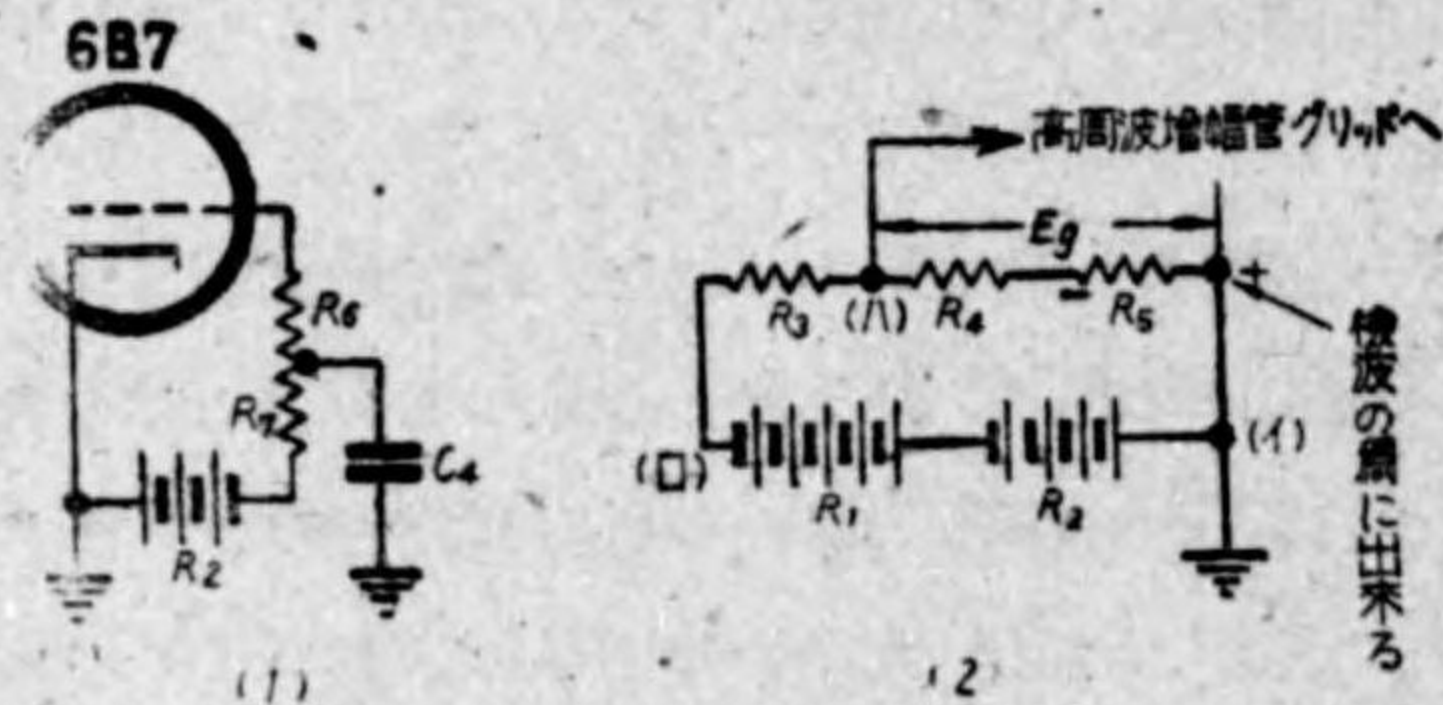
の電圧降下が生ずる故、先づ R_2 中の電圧降下を Ut-6B7 の負バイアスとして使ふことができる。それからまた R_2 及び R_1 中の電圧降下を全部負バイアスとする必要のある時には、圖の⊖をその真空管のグリッドに接続すれば宜しい。



〔第 7-91 圖〕

ここに 6B7 のグリッド回路につないである C_4 及び R_7 は可聴周波数の電流に対する減結合回路で、 C_4 はプログラム電流を側へそらす役目を果し、 R_7 は潰す役目を有する。而して C_4 と R_7 との接続点 (=) は、可聴周波数ではアース電圧と同と考へられる。

では高周波増幅管のグリッド負バイアスはどうするかといふに、これもまた抵抗 R_1 及び R_2 中の電圧降下から得られるが、そのわけは第 7-92 圖の (2) から了解できる。



〔第 7-92 圖〕

即ち E_0 が所要のバイアスで、それは次の式から求められる。

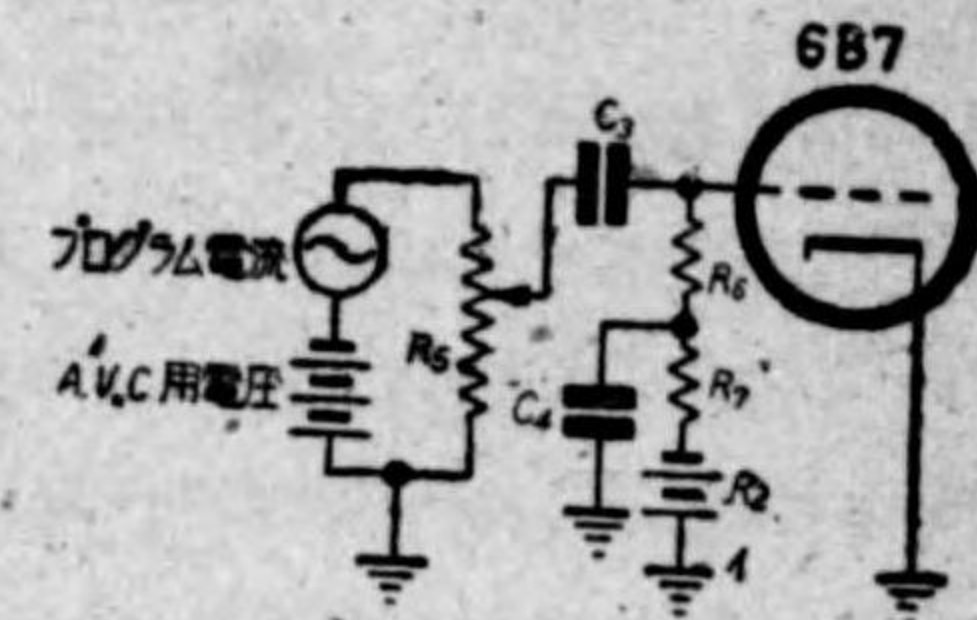
$$\left\{ (R_1 \text{ 中の電圧降下}) + (R_2 \text{ 中の電圧降下}) \right\} \times \frac{R_4 + R_5}{R_3 + R_4 + R_5}$$

故、接続抵抗の値により、必要なバイアスが得られることが判るだらう。

さて、この様にして各真空管に必要な負のグリッド・バイアスが定まつたが然し是は放送電波のない時のもので、自動音量調節のものは未だきまらない。

信號電波を受信して、高周波増幅管のグリッドに接続された同調回路 $L_1 C_1$ に高周波電圧ができると、6B7 に於ては、二つのプレート ab と、カソードとの間に検波作用が起り、その結果現はれた直流、プログラム電流は二極管部のプレート ab から真空管内部をカソードに到り、それからアース、 R_5 、 L_1 を通つて再びプレートに達するが、高周波電流はカソードから C_2 、 L_1 或は C_1 を通つてプレートに到る。それ故に抵抗 R_5 の中には直流電圧もできるが、プログラム電圧もできるから、この中の直流電圧を各高周波増幅管グリッド負バイアスに使用するなら、これは第 7-91 圖の R_5 に示したやうな電圧方向となり、このことはまた第 7-92 圖 (2) (ロ) に於て、 R_5 の中に直流電圧が生じたこととなる故、結局放送電波をうけてゐる時の高周波増幅管のバイアスは、前に示した第 7-92 圖 (2) による負バイアスと、 R_5 中のできる電圧との和となり、而も R_5 中の電圧は放送電波の強さで變る故、これが A. V. C. 電圧となる。

次に R_5 中のできたプログラム電圧を増幅するには、プログラム周波数でリアクタンスが、抵抗 R_5 に比べて極く小さくなるらゐるの静電容量を有するコンデンサー C_3 を通して 6B7 のグリッドに加へると、第 7-93 圖のやうな抵抗結合回路ができる故、これによつて増幅を行ふことができる。



〔第 7-93 圖〕

自動音量調節は、真空管のグリッド負バイアスを變化することによつて、その相互コンダクタンスを變へ、そして真空管の利得 (増幅度) を變へて行ふのであるが、真空管の相互コンダクタンスは、そのプレート直流電流を變へない限りは、簡単に變へられない。即ち増幅度を下げるにはプレート電流を少くしなければならぬのである。

ところがプレート直流電流は、自動バイアスを得るために用ひられることが多いが、かういふ真空管で自動音量調節を行ふ時は、甚だ工合の悪いことが生ずる。何となれば自動音量調節用電圧を加へてプレート電流が減少すると、自動バイアス用抵抗の電圧降下が減少して、バイアスが減少することになり、自動音量調節用電圧の増加と、自動バイアスの減少とがお互に相殺して、自動音量調節が豫想した程有効でないといふ結果を生ずるが、而もこれがラジオに用ひられてゐる自動音量調節の殆ど凡ての状態である。

7) 出力回路

受信機の出力回路としては様々のものが用ひられてゐるが、電流、電圧を音にかへる部分品即ちスピーカー（高聲器）のインピーダンスが高いか或は低いかによつて大體定まる。

スピーカーのインピーダンスの高いものは所謂マグネチック・スピーカーであるが、これは通例第7-94圖のやうに直接にまたはコンデンサーを通して

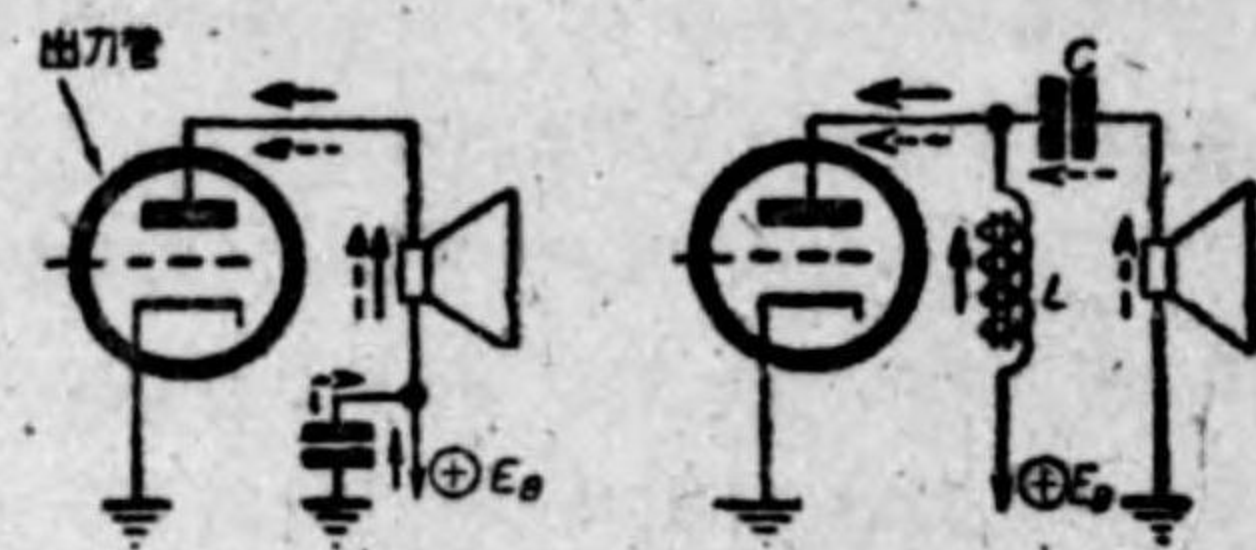
出力真空管のプレートにつながれる。コンデンサーを通す方はスピーカーにプレート直流電流を流さないため、この方法に於ては、直流はプレート回路に接続したチーク・コイルL或は抵抗を通つて流れる。但しこの

場合、プログラム周波数のいづれに對しても

$$2 \times \pi \times L \times (\text{プログラム周波数}) \gg \text{プログラム周波数に對するスピーカーのインピーダンス}$$

でなければならず、またLの代りに用ひる抵抗Rは

R ≫ プログラム周波数に對するスピーカーのインピーダンスであることが必要である。尚プログラム周波数の最低周波数（大體は100サイクル）に對して、プレート回路のチーク・コイル或は抵抗とスピーカーと



便宜上三極管を示し、直流電圧を除く
 ———— 直流
 - - - - - プログラム電流
 [第7-94圖]

をつないだコンデンサーの静電容量Cファラドのリアクタンスは

$$\frac{10^6}{2 \times \pi \times 1000 \times C} \ll 100 \text{ サイクルに對するスピーカーのインピーダンス}$$

の式を満足するものでなければならぬことはいふまでもない。

但し抵抗Rを用ひる時には、その中でプレート直流電流による電圧降下が生ずる故、それだけ電源電圧E_Bを高くする必要がある。

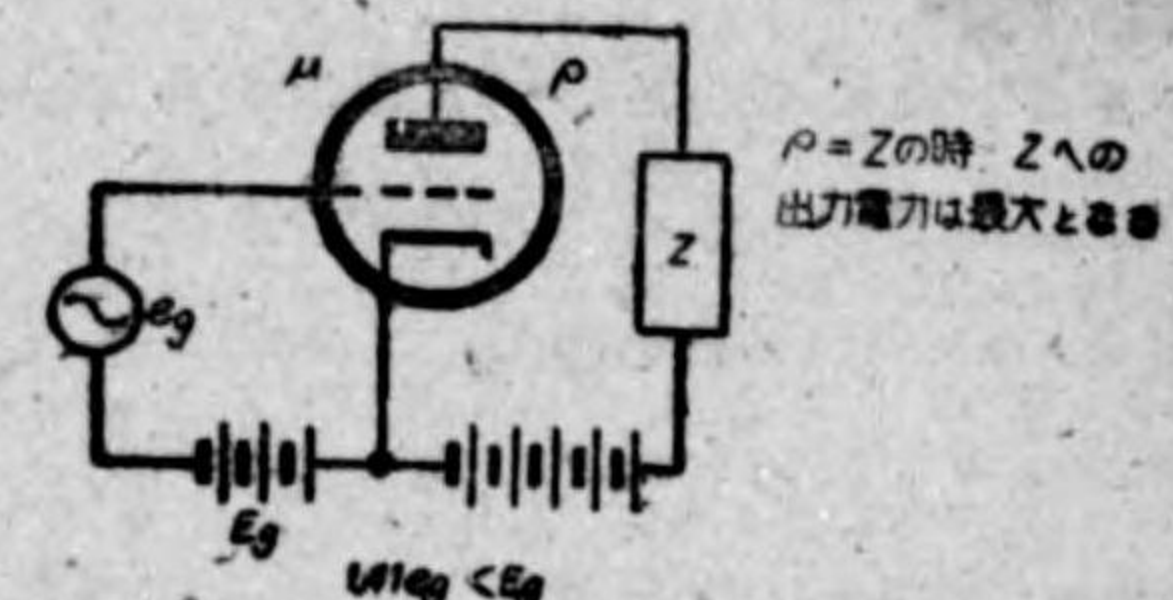
マグネチック・スピーカーのインピーダンスは、1000サイクルの周波數に對しては大體16,000オームくらゐであるのに對して、低インピーダンスのダイナミック・スピーカーは、10數オームくらゐのインピーダンスしか有つてゐない。それ故に、このやうな低いインピーダンスのものを出力真空管のプレートに接続しても、スピーカーへの出力は殆ど零である。何故なれば、

第7-95圖に於て、プレート回路につないだインピーダンスをZオームとし、また真空管のグリッド・カソード間に加へた電圧をe_gとする。但しグリッドには負のバイアス

$$1.41 \times e_g \ll \text{グリッド負バイアス}$$

が加へてあつてであるとするれば、第7-95圖に於て、Zに取出し得る最大電力は、真空管の内部抵抗がZに等しい時に得られるからである。それ故にインピーダンスが10數オームのダイナミック・スピーカーに出力を取出すには適當な方法が必要なのであつて、この點マグネチック・スピーカーでは、それに出力を取出すのが比較的容易なことが判る。

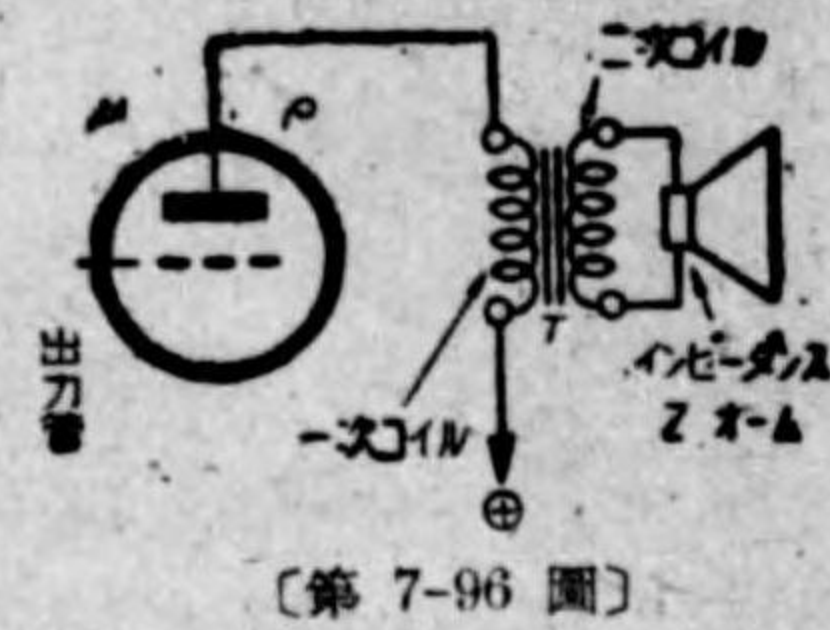
それでは低いインピーダンスに大きな出力を出すにはどうするかといふにこの場合には出力真空管と、出力を取出すインピーダンスとの間に、インピーダンス・マッチング（整合）といふことを行ふのであつて主にトランスによつてこれを行ふ。



[第7-95圖]

ρ = Zの時、Zへの出力電力は最大となる

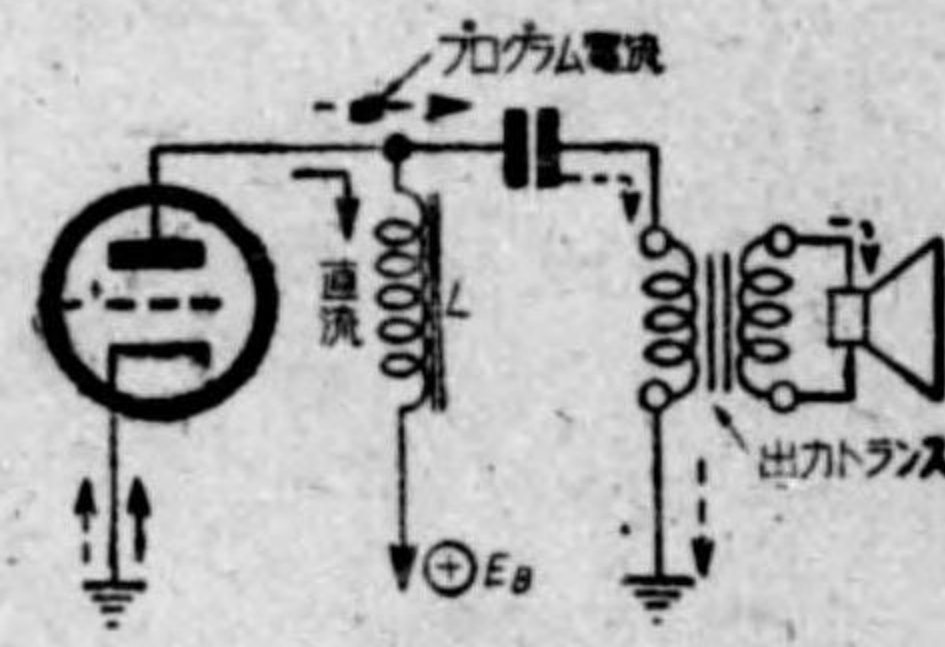
即ち第7-96圖のやうに一つの遅降トランスの一次側を出力真空管のプレートにつなぎ、二次端子にダイナミック・スピーカーをつなぐ。そして、かういふやうにして用ひたトランスは、その二次端子間に所要のインピーダンスのスピーカーをつないだ時、一次側



【第7-96圖】

のインピーダンスが丁度真空管に推稱されてゐる負荷抵抗に等しくなるやうなものであることを要する。それ故にマ・チング・トランス（これを出力トランスともいふ）は使用するダイナミック・スピーカー及びこれを接続する真空管により、夫々異なるべきは勿論で、普通ダイナミック・スピーカーにはこの出力トランスが附属してゐるのが例である。

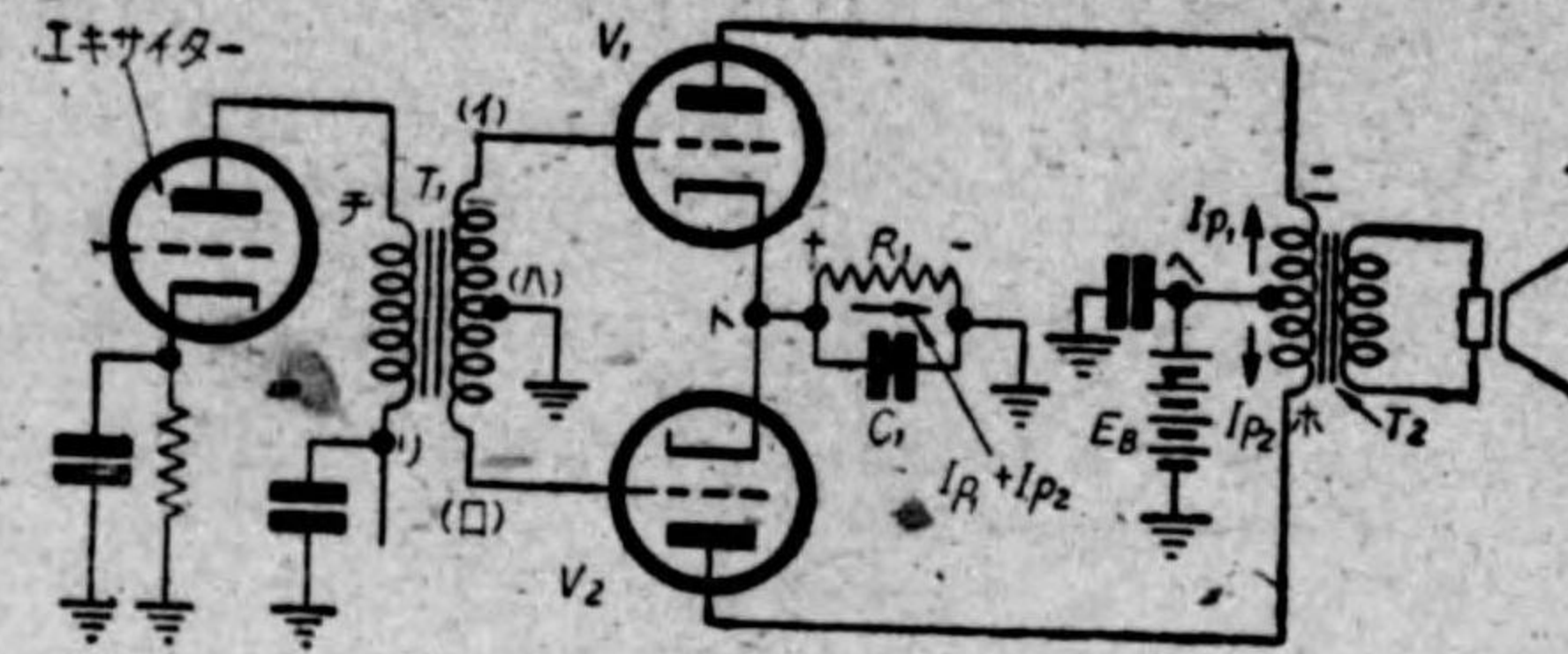
それからまた実際上の問題として、出力トランスの一次コイルに直流を通さないために、第7-97圖のやうな接続を用ひることもある。この場合直流はチョーク・コイルの中を通り、プログラム電流はプレートからコンデンサーC、出力トランスの一次コイルを流れてアースに行き、それからカソードに戻つて、真空管の内部からまたプレートに達する。



【第7-97圖】

さうすると、出力トランスの一次に流れたプログラム電流のために、その二次コイルにまたプログラム電圧を誘起し、これがダイナミック・スピーカーの可動コイルにプログラム電流を流してスピーカーからはプログラムと同じ音を出すといふ段取になるのである。

出力真空管をプッシュ・プルに接続することがある。これは真空管1個當りの出力の2倍の出力を得るために同一の真空管を2個用ひる方法である。然しまた真空管1個の時よりも大きな出力を得る方法として同一真空管の並列接続法があるが、受信機の出力回路では真空管を2個並列にして用ひるより



【第7-98圖】

も、プッシュ・プル接続にする方が多い。第7-98圖は出力真空管のプッシュ・プル接続回路で、これ等真空管のグリッド、カソード間に電圧を加へるための真空管を通例トライバ―またはエキサイターといつてゐるが、エキサイターのプレートから、プッシュ・プルに接続された真空管のグリッド、カソード間に電圧を加へるためには通例トランスを用ひてゐる。然しながら、ここに用ひるトランスは可聴周波増幅器で用ひたもののやうに一次巻線が一つと、二次巻線が一つあるものではなく、二次巻線が二つに分れてゐる。いひかへれば二次巻線の丁度中央からも端子が出てゐるもので、これを第7-98圖のやうに、T（入力トランス）の一次コイルをエキサイター・バルブ（勵振管）のプレート回路に、二次コイルの両端を、プッシュ・プルにつながれた真空管V₁及びV₂の制御グリッドに、中央端子はアースする。それからまたV₁及びV₂のカソードは圖のやうに並列につなぎ、これに一端をアースしたR₁及びC₁の並列回路の他の一端をつなぐ。これで制御グリッド回路はできた。

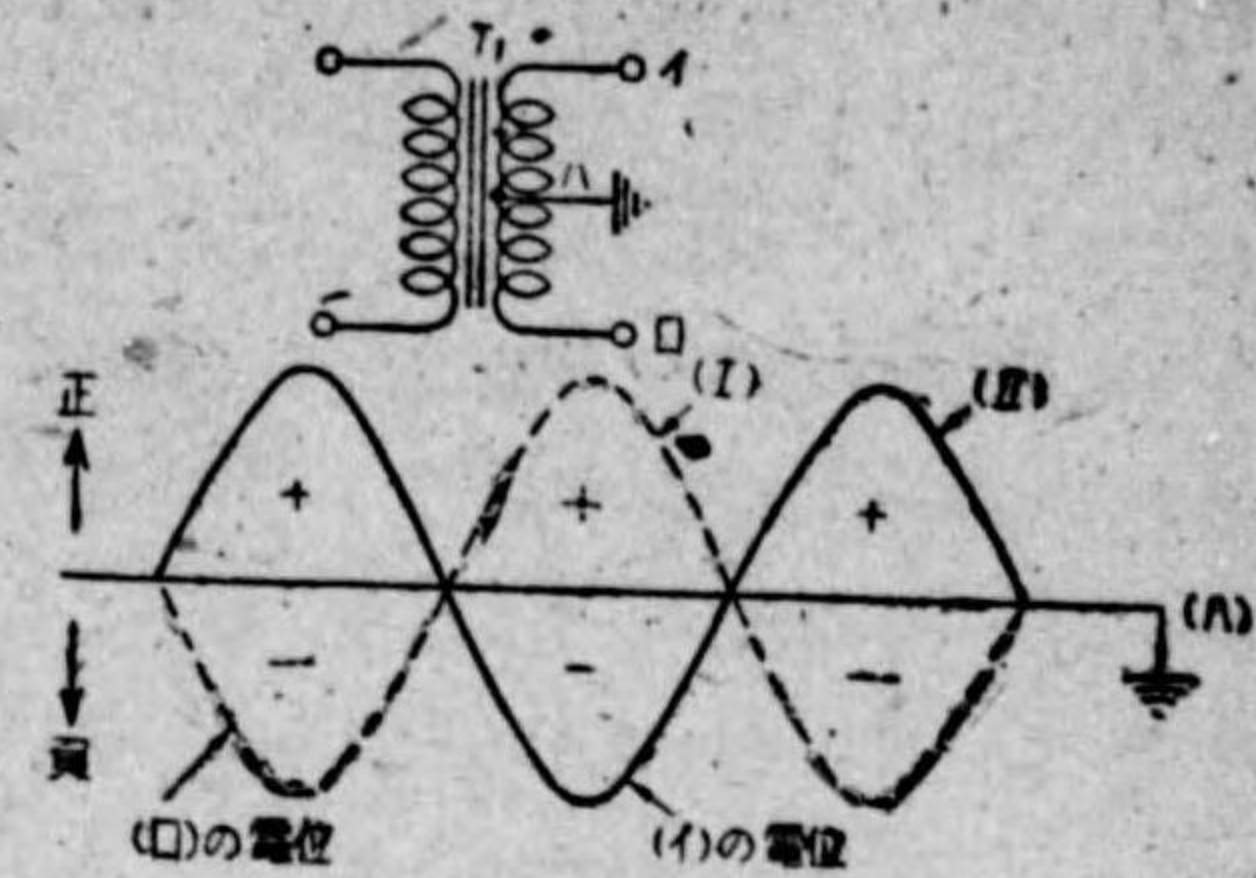
次にプレート回路には勿論出力トランスの一次巻線をつなぐわけであるが、この巻線の両端は夫々V₁及びV₂のプレートに接続されてゐる。而して、プッシュ・プル回路の出力トランスの一次巻線の中央にもまた一つの端子が出て居つて、これを陽極電圧E_Bの正電位につなぐことも第7-98圖から判るであらう。

さて、以上で大體プッシュ・プル回路の作り方の説明を終るが、プレートの

直流電流 I_{p1} 及び I_{p2} はどう流れるかといふと、先づ V_1 の方では、プレート電圧 E_B の正電位から、出力トランスの一次コイルの中点(へ)に、それから一次コイルの半分(へニ)を通り、 V_1 のプレートから真空管の中をカソードに到り、カソードの導線(ト)から R_1 へ、アースから E_B の負電位、更に E_B の中を正電位に流れるのである。これに対して V_2 の方では、 E_B の正電位から流出した電流は、出力トランスの半分(へホ)から V_2 のプレートに到り、それから真空管の中を通り(ト)から R_1 を流れ、アースから E_B の負電位へ、それから更に E_B の正電位に流れる。さうすると、 R_1 の中には V_1 及び V_2 のプレート電流が共に同方向に流れる故、圖のやうな電圧降下を生じグリッド負バイアスとして用ひられるに到る。

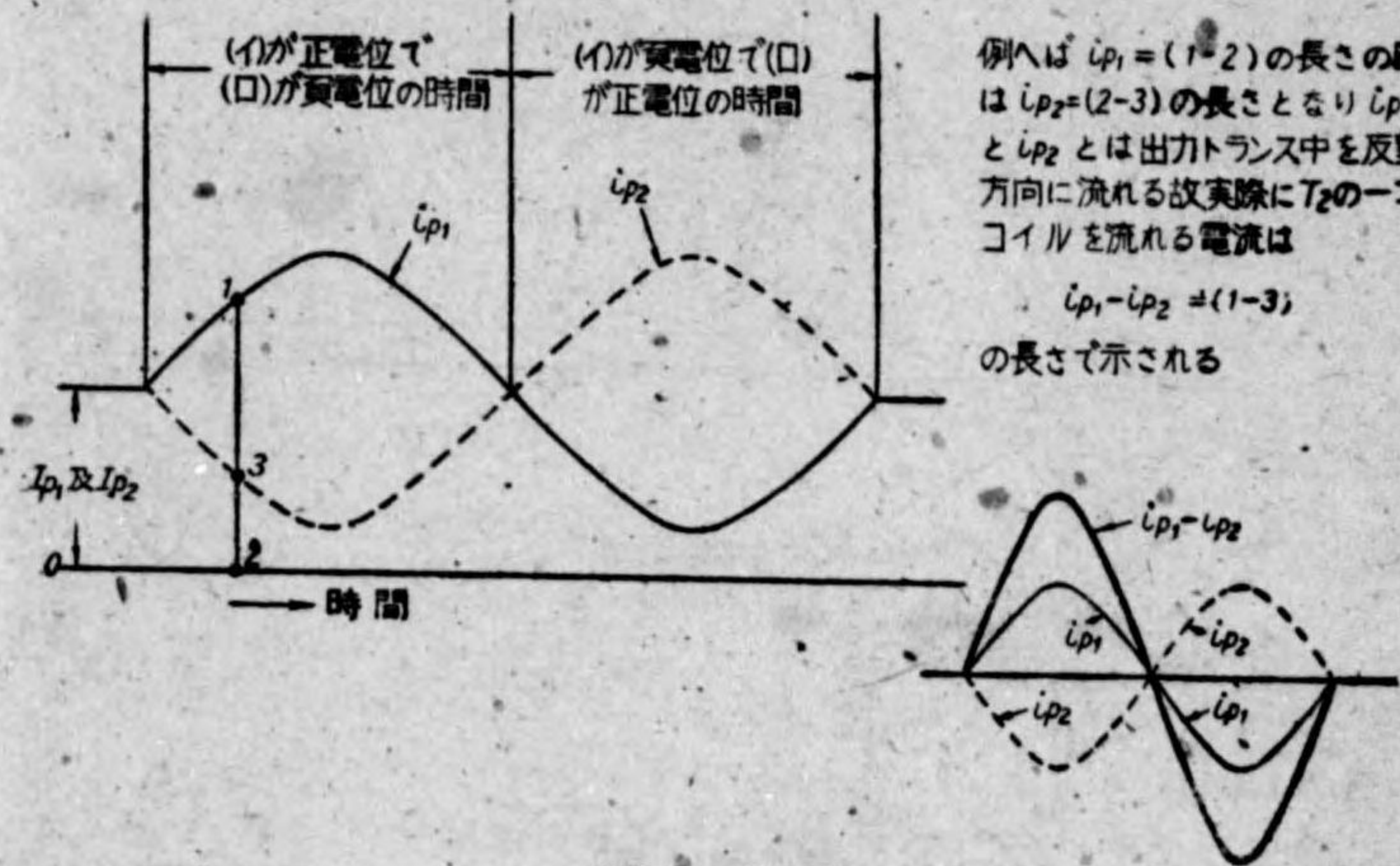
さて、以上申上げたやうに直流電流が流れてゐる時に、エキサイター真空管のグリッドにプログラム電圧が加はると、これが増幅されて、トランスの一次コイルの両端に現はれ、これは更に T_1 の作用によりその二次コイルの両端(イロ)に出て来る。而して、二次コイルの一端(イ)が正電位の時は、その他端(ロ)は負電位にあり、(ハ)は(イ)及び(ロ)の電位の中間の電位にある。然るに真空管 V_1 及び V_2 のカソードはコンデンサー C_1 の作用により、殆どアースの電位と考へられる故、真空管 V_1 のグリッドは、そのカソードに対して正電位にあり、 V_2 のグリッドは負電位にある。而も(ハ)は二次コイル巻線の中央にある故、 V_1 及び V_2 のグリッドが、それ等のカソードに対して正及び負にある電圧の大きさは全く等しい筈である。これはトランス T_1 の一次コイルにできたプログラム電圧のために、その二次コイルにできたプログラム電圧が、(イ)を正電位に、(ロ)を負電位にする場合であるが、次に T_1 の一次コイルのために二次コイルにできる電圧が(イ)を負電位に(ロ)を正電位にする場合には、 V_1 のグリッドはカソードに対して負電位に V_2 のグリッドは正電位となる。第7-99圖は入力トランスのために、二次コイルにできる電圧を示す。さうすると、アースの電位に対して V_1 のグリッドが正電位に、 V_2 のグリッドが負電位の時には、 V_1 のプレート電流はそれ

だけ増加し、 V_2 のプレート電流は減少する筈であるから、もしも V_1 及び V_2 が可聴周波増幅器に使用されてゐる真空管のやうに、特性曲線の直線部分で動作するやうになつてゐるならば、 V_1 及び V_2 のグリッドに第7-99圖(II)のやうな電圧が加はり、(イ)の電位が正に、(ロ)



〔第7-99圖〕

の電位が負になつた時を考へると、このために流れる V_1 のプレート電流は第7-100圖 i_{p1} のやうになり、 V_2 では同圖の i_{p2} のやうになる。ところが V_1 のプレート電流 i_{p1} は、そのグリッド電圧がアース電位に対して正になつた時に流れるものであり、 i_{p2} は V_2 のグリッド電圧がアース電位よりも減少した時に流れるのではあるが、而も i_{p1} も i_{p2} も共に真空管のプレート電流に外ならないのであるから、その流れる方向は常に第7-98圖の I_{p1} 及び i_{p2} の

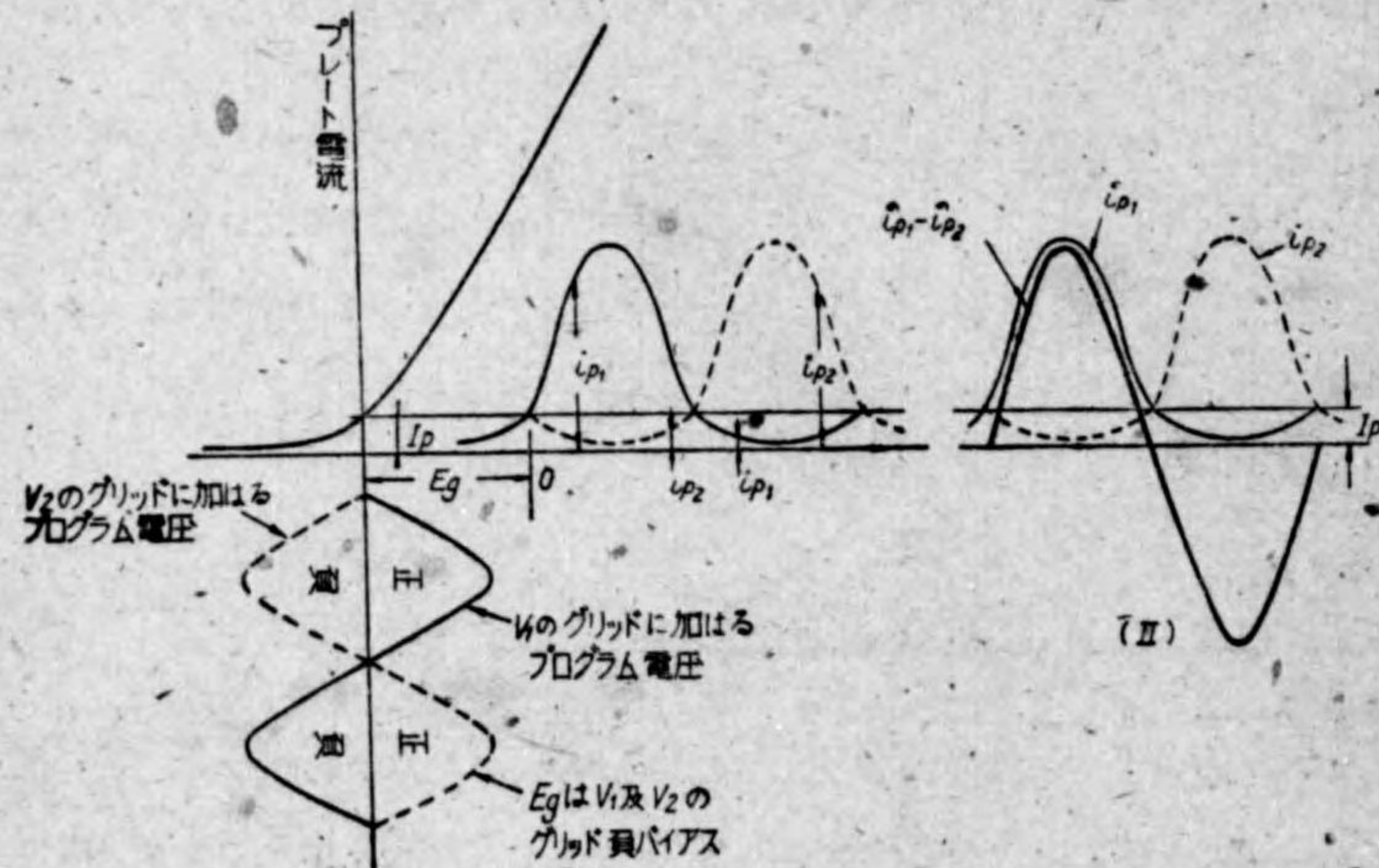


例へば $i_{p1} = (1-2)$ の長さの時は $i_{p2} = (2-3)$ の長さとなり i_{p1} と i_{p2} とは出力トランス中を反対方向に流れる故実際に T_2 の一次コイルを流れる電流は $i_{p1} - i_{p2} = (1-3)$ の長さで示される

〔第7-100圖〕

やうであることはいふまでもない。さうすると出力トランスの一次コイルに流れるところのプログラム電流の値は、第7-100圖の i_{p1} と i_{p2} との差になるわけであつて、これは結局第7-100圖に示してある正弦波形(Sine)(プログラム電圧電流の波形を正弦波波形と假定した)のやうになる。それ故に出力トランスの一次コイルには第7-100圖の右下のやうな波形の電流が流れてゐると考へることができるから、従つてこの波形に相當した音が、二次コイルにつないだスピーカーから出ることはいふまでもない。尙出力トランスの一次及び二次コイルは夫々スピーカー及び V_1 , V_2 に適當したプレート負荷抵抗の和に整合してゐなければならぬことはいふまでもないことである。

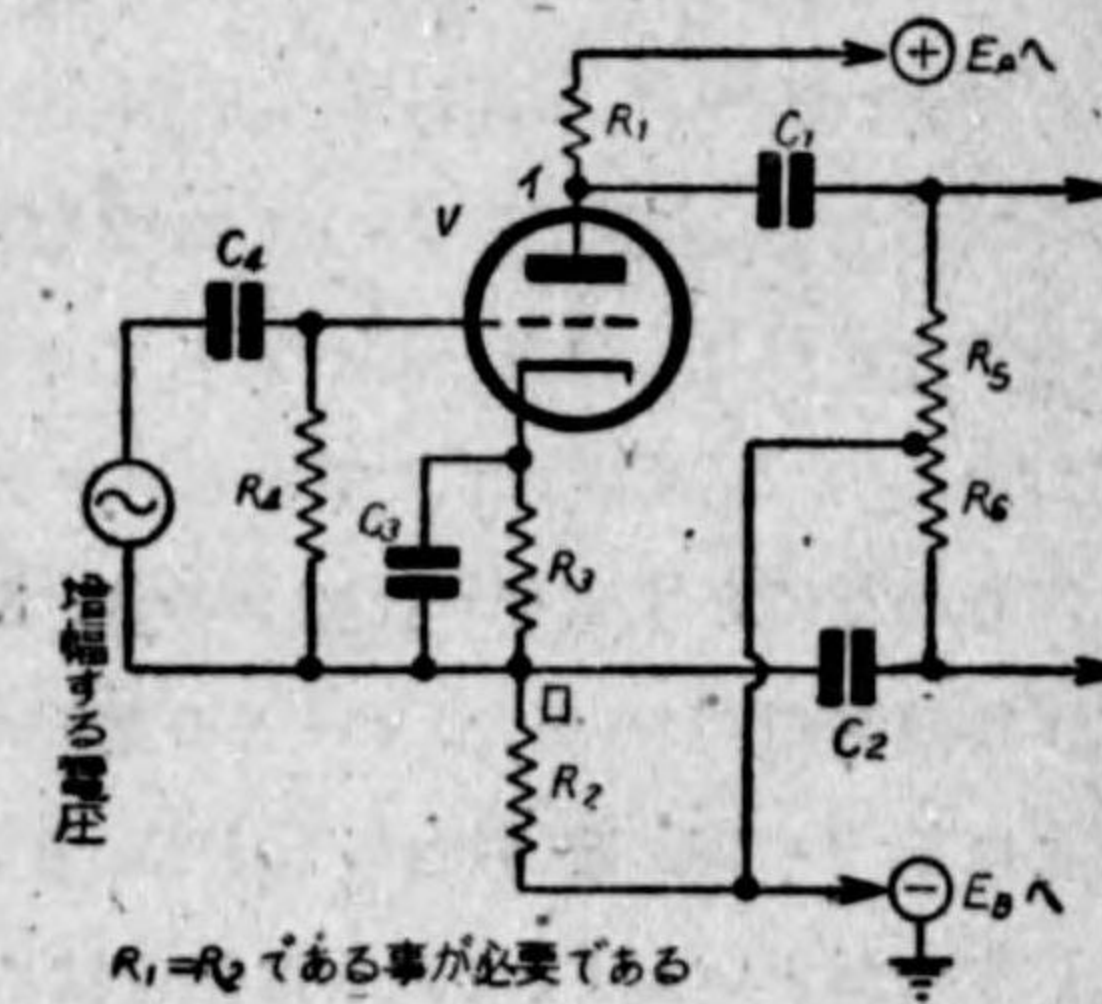
以上の説明では、各真空管のグリッド負バイアスは、そのバイアスを加へた時に流れる V_1 及び V_2 のプレート電流が $E_b - I_p$ 特性の直線部分にあるものとしてゐたが、必ずしもその必要はないのであつて、殆どプレート直流電流が流れないやうにバイアスを加へておいても差支へがない。何故なれば第7-101圖に於て、 V_1 及び V_2 のプレート直流電流を I_p (V_1, V_2 は同一



【第7-101圖】

真空管でこれに同じ電圧を加へるから、電流も等しくなる)とすると先づ V_1 のグリッドに加ふるプログラム電圧のためにプレートに流れる電流は、第7-101圖の實線をつけたやうな形となる(これを i_{p1} とする)。而して真空管 V_1 のグリッドに圖の太線のやうな電圧の加はつてゐる時は、 V_2 のグリッドには點線のやうな電圧が加はつてゐるのであるから、そのために V_2 のプレートに流れる電流は、 i_{p2} のやうな形となる。然るに出力トランスを通る電流は前と同様にして $i_{p1} - i_{p2}$ であるから、これは同圖のやうになり、結局 V_1 及び V_2 のグリッドに加ふる電圧と同じやうな波形の電流が得られることとなる。我々は、プッシュ・プル増幅器を B 級増幅器として動作させるといふことを聞かすが、それは第7-101圖のやうに、プレート電流が極く僅か (I_p) しか流れないやうなグリッド負バイアスの状態で動作させることで、第7-100圖のやうな動作状態を A 級増幅といつてゐる。そして A 級で動作させるか或は B 級にするかは、全くカソードにつないだ抵抗 R_1 の値によるものであることはいふまでもない。

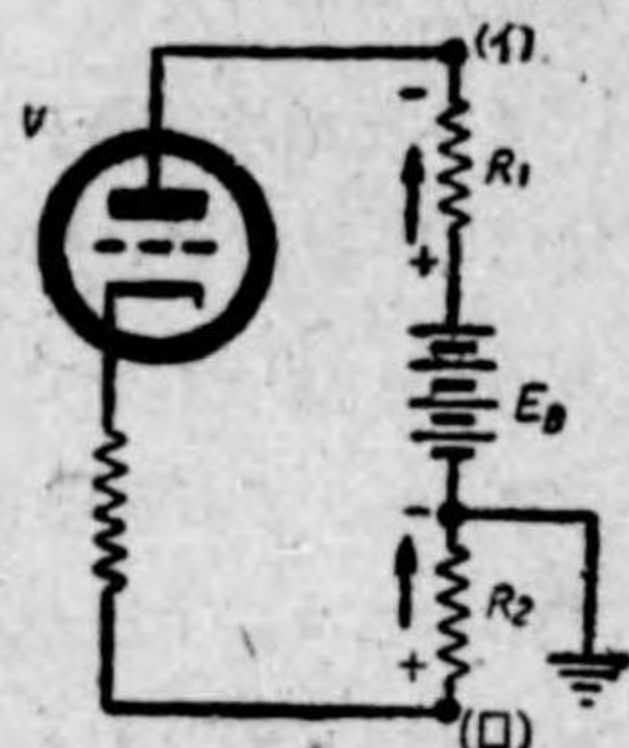
プッシュ・プル増幅回路に於ては、對稱に接続された真空管 V_1 及び V_2 のグリッド・カソードに加ふる電圧は、入力トランスから得るのが最も簡単ではあるが、然し入力トランスを用ひない方法もある。第7-102圖はその一例で真空管 V は第7-98圖のエキサイター真空管として動作するもので、そのプレート直流電流はプレート電源 E_b のプラスを出て抵抗 R_1 を通り、真空管のプレートから真空管の内部、カソード、抵抗 R_3 , R_2 を通つて、 E_b の負に到り、それからプレート電源内を E_b の正電位に到る。故にカソード抵抗 R_3 には、プレート回路につないだ抵抗 R_1 , R_2 と同



【第7-102圖】

様に電圧降下が生ずるが、 R_3 内の電圧降下のみをグリッド負バイアスとして用ひる。これは抵抗 R_4 を通してグリッドに加えられるが、この抵抗は抵抗増幅回路に於けるグリッド・カソード間の抵抗ともなつてゐる。一方増幅すべき電圧はコンデンサー C_4 を通して R_4 の両端即ちグリッド、カソード間に加えられる。さうするとプレート回路にはプレート直流電流が通ると、同じ路をプログラム電流が通る故、抵抗 R_1 及び R_2 、 R_3 の中にはプログラム電圧降下ができるであらう。この内の R_3 中のもはコンデンサー C_3 によりできるだけ短絡して、 R_3 の両端にはプログラム電圧のないやうにする。さて今 R_1 及び R_2 の中にできるプログラム電圧降下について考へてみると、 R_1 、 R_2 は第 7-103 圖のやうにつながれてゐるのであるから、プレート直流電流は

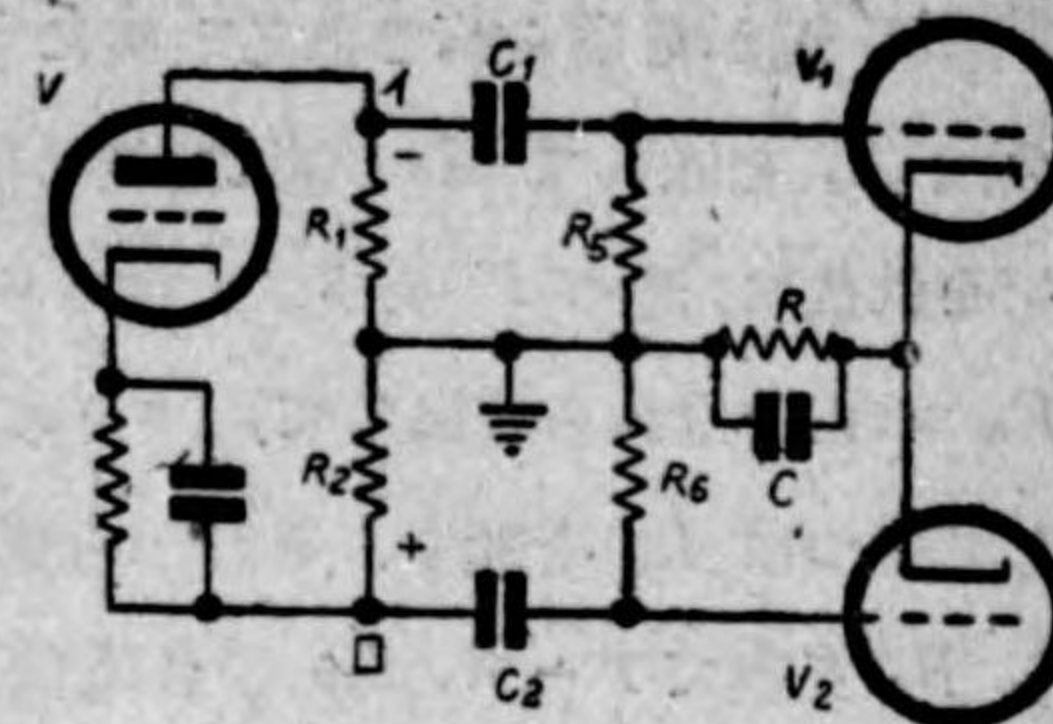
勿論同圖矢印の方向に流れるが、グリッドに加へてあるプログラム電圧のためにグリッドが正電位になればそれに應じてプレート電流は増加するから、これは第 7-103 圖の矢印の電流が増加することとなり、そのために R_1 及び R_2 の中には更に電圧降下が生ずるがその方向は第 7-103 圖の通り (イ) が負に、(ロ) が正となる。もしグリッドに加へたプログラム電圧のためにグリッドが負になると、グリッド電流は減少する。



〔第 7-103 圖〕

これは減つただけの電流が、第 7-103 圖の方向の電流と反対方向に流れたのと同様である故、(第 7-107 圖参照) このやうな時には (イ) が正に、(ロ) が負電位となる。即ちいづれにしてもグリッドに加はつてゐるプログラム電圧のために T_1 及び R_2 にできるプログラム電圧降下は、必ず (イ) 及び (ロ) を反対の電位とするやうにできる故、 R_1 及び R_2 にできた電圧を、プッシュプル増幅器のグリッド、カソードの電圧に利用することのできる理由が判る。ここに第 7-102 圖の抵抗 R_5 、 R_6 及びコンデンサー C_1 、 C_2 はどういふ役目をするかといふと、これ等は組合はされて抵抗結合回路となるのであつて、このことは第 7-104 圖から判る。圖に於て C 、 R はプッシュプルに接続さ

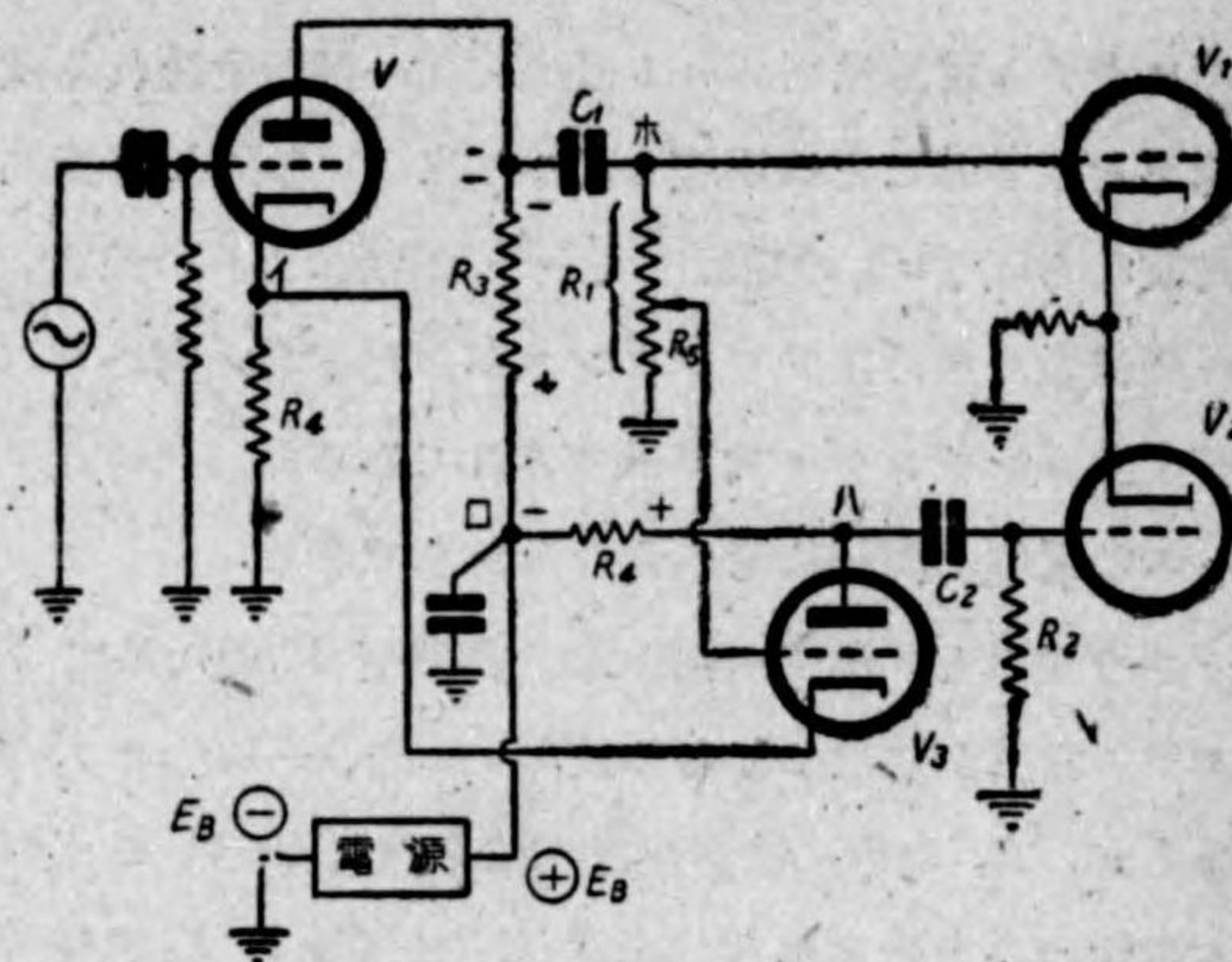
れてゐる真空管 V_1 及び V_2 の自動バイアス用の回路で、 R_1 及び R_2 がプログラム電圧源となる故、これが R_5 、 R_6 、 C_1 、 C_2 等からできる抵抗結合回路によつて増幅される。



〔第 7-104 圖〕

然しながら第 7-102 圖のやうな回路を用ひると、 V のプレートには、相當に高い二つの抵抗 R_1 、 R_2 が直列になつて接続されてゐるために、プレート直流電圧降下も大きく、従つて真空管 V に所要の直流電圧を加へるためには、この直流電圧降下だけ高い電圧を必要とするは勿論である。

このやうな不都合を取除くための回路が第 7-105 圖で、ここに V_1 及び V_2 のカソード回路及び真空管 V のグリッド並にカソード回路は前と同様である。 V_3 は V_1 と同様の真空管で、 R_3 と R_4 とはその抵抗値が等しく、また R_1 と R_2 とは等しい抵抗を有する。尚 C_1 と C_2 とが同一の静電容量を有することもこれまたいふまでもないことである。

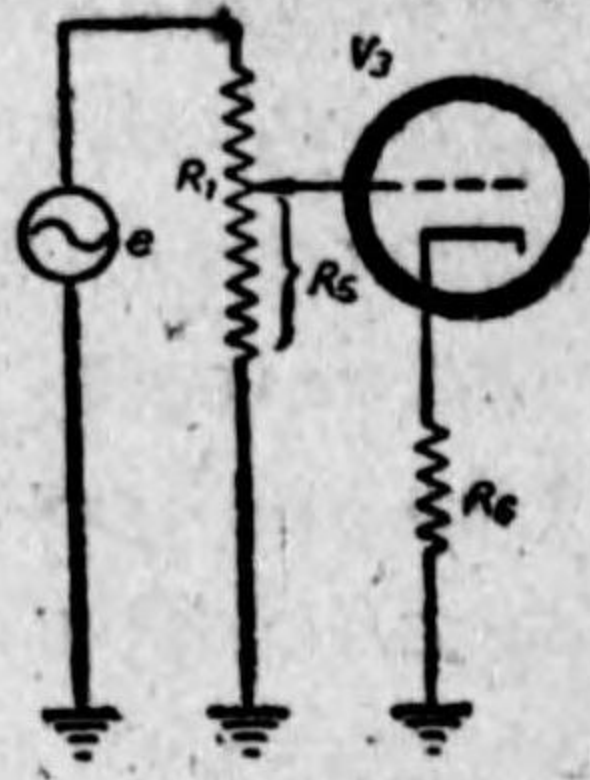


〔第 7-105 圖〕

さて、 V_3 のグリッド負バイアスは、どこから得るかといふに、これは真空管 V のカソード抵抗 R_6 の中のプレート電流による電圧降下であつて、いひかへれば V 及び V_3 のプレート電流はいづれも R_6 の中を通つてゐる。そしてこの電圧は R_1 の一部分 R_5 を通じて V_3 のグリッドに加はることは第

7-106 圖から明らかである。次に V_3 のプレート電源 E_B は V と共通で、抵抗 R_4 を通して E_B の正電位に接続されてゐる。

それ故に、先づ V 及び V_3 のプレート直流電流は、 E_B の正電位から流出して、(ロ) に到り、ここで二分して一つは R_3 を通り、それから真空管 V の内部から R_6 を経てアース、 E_B の負電位より電源 E_B を通過して再び E_B の正電位に到る。他方 (ロ) で分れた電流は $R_4 \rightarrow$ (ハ) $\rightarrow V_3$ のプレート $\rightarrow V_3$ の内部 $\rightarrow R_6$ から E_B の負電位に來て、それより E_B の中を通つてまた E_B の正電位に到るのである。



〔第 7-106 圖〕

次にプログラム電流であるが、これは相當に危介で、真空管 V に於てはプログラム電源はプレート直流と同一経路を流れる故、 R_3 にプログラム電壓降下を生ずることは明瞭で、これは C_1 を通して抵抗 R_1 の両端に加はる。何故ならば (ロ) の點はプレート電壓源 E_B の正電位點で、ここはプログラム周波數に於けるリアクタンスが、殆ど零と考へられるるやうな静電容量を有するコンデンサーでアースされてゐる故、プログラム周波數に於ては、アースの電位と同一に考へられるからである。

さうすると、 R_1 の両端には、真空管 V のために R_3 の両端にできたプログラム電壓が加はつてゐる故、その内の一部分を V_3 のグリッドに加へるのであるが、 R_1 の中には直流電壓は全然なく (C_1 で止められてゐる)、プログラム電壓のみであるから、抵抗 R_5 の電壓を V_3 のグリッドに導くのに、コンデンサーを通す必要はない。而して、この場合 V_3 のグリッド、カソード間に加へられるプログラム電壓は、 R_1 の両端にできた電壓を e とすると

$$e \times \frac{R_5}{R_1}$$

で示されるから、この電壓を適當にするために R_5 はポテンショメーターを用ひる方が便利である。第 7-106 圖は V_3 のグリッド、カソード間にプログ

ラム電壓の加はることも明らかにするもので、これによつて V_3 のプレート回路にもまたプログラム電流が流れる。而して、その通路は V_3 のプレート直流電流と全く同一である故に、プレート回路の抵抗 R_3 の中にはプログラム電壓降下を生ずる。

即ち真空管 V 及び V_3 のプレート回路につながれてゐる抵抗 R_3 及び R_4 の中には、プログラム電壓降下を生ずるによつて、もしもこれ等の電壓を第 7-105 圖の V_1 及び V_2 のグリッド電壓とすることができるならば、これでプッシュ・プル回路が成立するのであるが、そのためには V_1 及び V_2 のグリッドに加はるプログラム電壓は、お互に反對位相でなければならぬ。即ち、共通のカソード電位に對して V_1 のグリッドが高ければ V_2 のグリッドは低い (或はこの反對となる) ことが必要である。それでは第 7-105 圖に於ては、このことが成立してゐるであらうか。それを調べてみよう。

V のグリッドに加はるプログラム電壓が、そのグリッドを正電位にしたとすると、そのためにプレート電流は増加して、 R_3 の両端には (ニ) が負電位に、(ロ) が正電位となるやうなプログラム電壓降下を生ずる。一方 R_1 両端にできるプログラム電壓は R_3 の両端のものが、そのままの形で現はれるのであるから、 R_1 に於ては (ホ) が負電位に、アース端が正電位になる。いひかへれば (ホ) の電位はアースよりも低くなつてゐる。

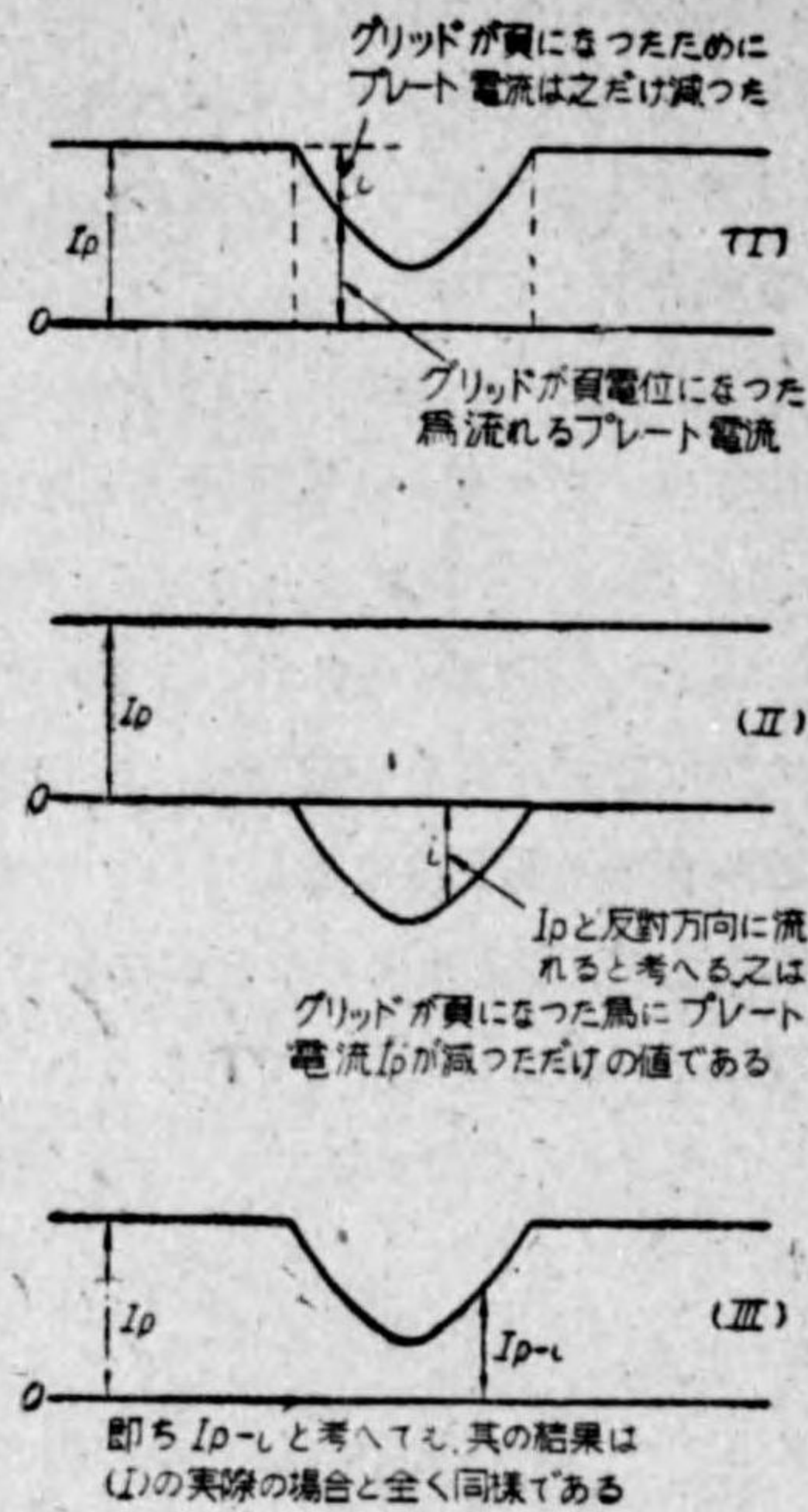
さうすれば第 7-106 圖に於て、 V_3 のグリッドに加はるプログラム電壓はアースの電位よりも低くなる。いひかへれば負の電位である (V とは反對) 故、そのためにプレート電流は減少するが、このことは第 7-107 圖から判るやうに、プログラム電流がプレート直流電流と反對方向に流れたと考へても差支へないのであるから、 R_4 の中にできるプログラム電壓降下は (ロ) を負電位に (ハ) を正電位とするやうになる。そしてこの抵抗 R_4 の中に現はれるプログラム電壓はコンデンサー C_2 を通して R_2 の両端に加はり、これが V_2 のグリッド、カソード間に加はるやうになるのであるが、このことは第 7-106 圖の回路からではつきりしない故、これを第 7-108 圖のやうに書直して

明瞭ならしめておく。

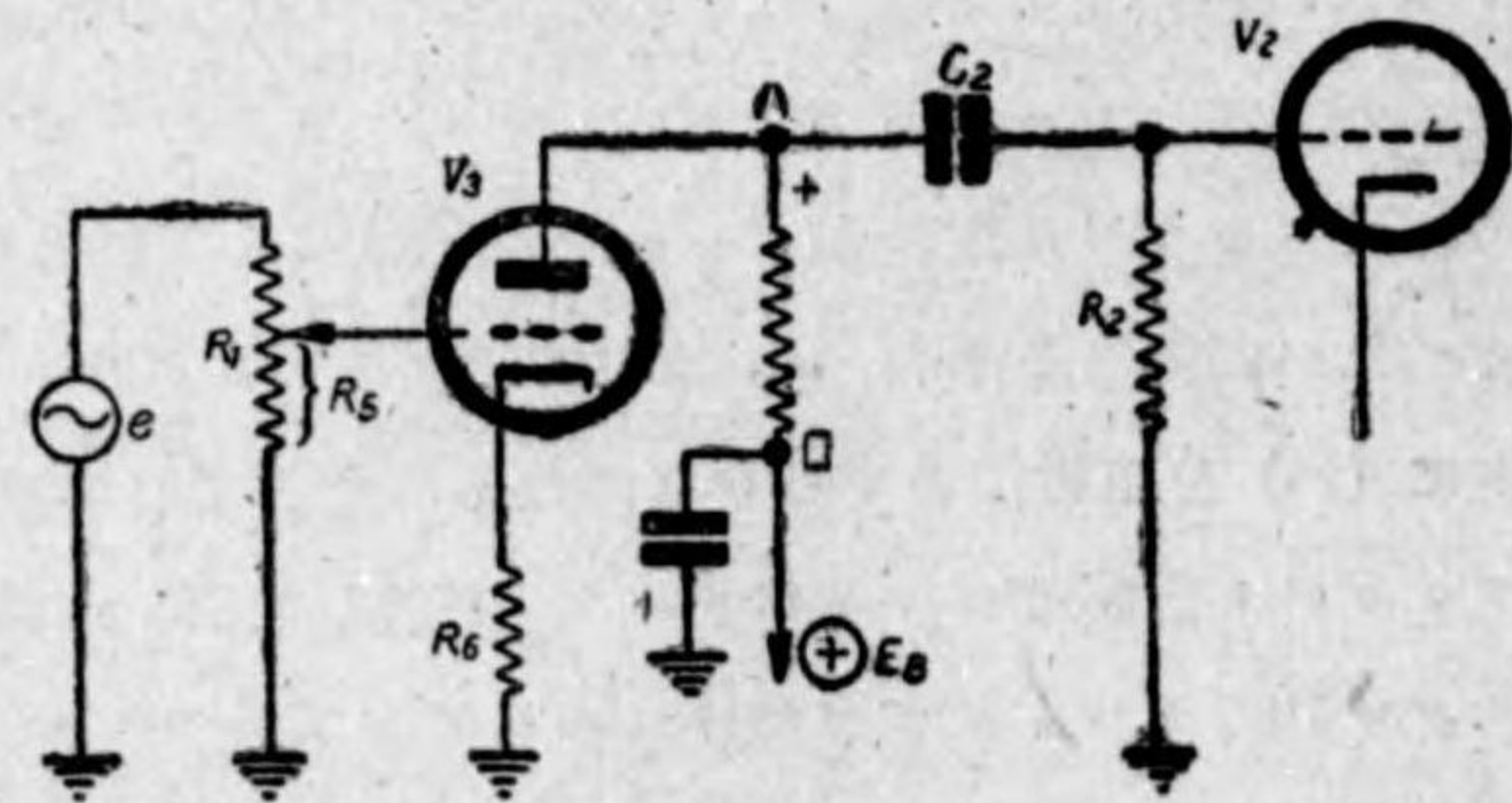
以上で、抵抗-静電容量結合の増幅回路を用いたプッシュプル回路の説明を大體終るのであるが、出力トランスの一次コイルにプレート直流電流を流さないやうにする場合には、

第 7-109 圖のやうな回路を用ふれば宜しい。然しこれについては、もう説明の要はないと思ふが、念のため一言しておく、(I) のやうな単球の場合には、直流電流は L 及び E_B を通るが、プログラム電流は C 及び出力トランスの一次コイルを通る。(II) の場合には V_1 のプレート電子流は L_1 から E_B の正電位へ、 V_2 では L_2 から同じく E_B の正電位へと流れるが、プログラム電子流は V_1 の方では、 C_1 から出力トランスの半分を通つてアースへ、 V_2 の方では C_2 から同じく出力トランスの半分を通つてアースへと流れる。

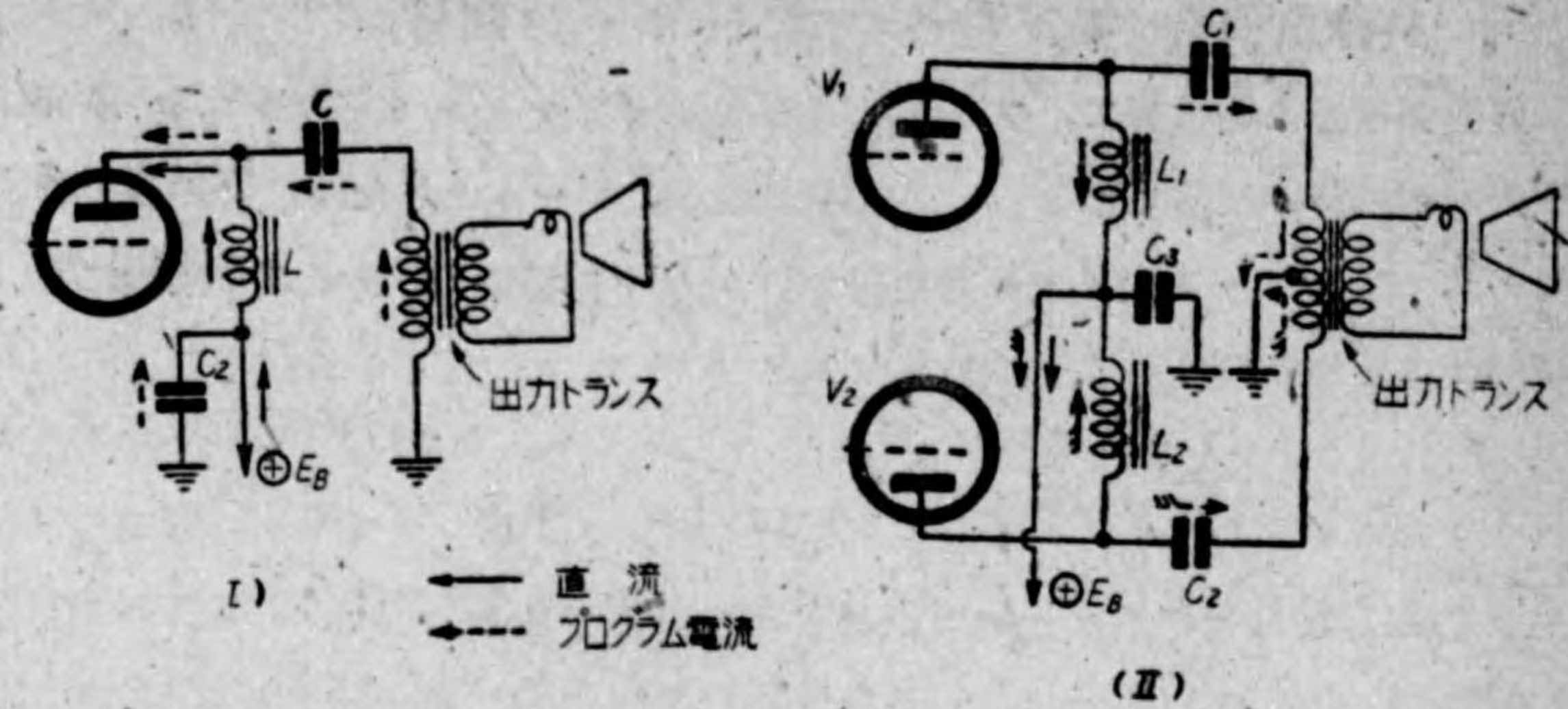
尙第 7-109 圖の (I) 或は (II) のやうな回路または出力トランスの一次コイルにプレート直流電流を通す回路に於て、例へば第 7-110 圖のやうにコンデンサーと可變高抵抗と



【第 7-107 圖】

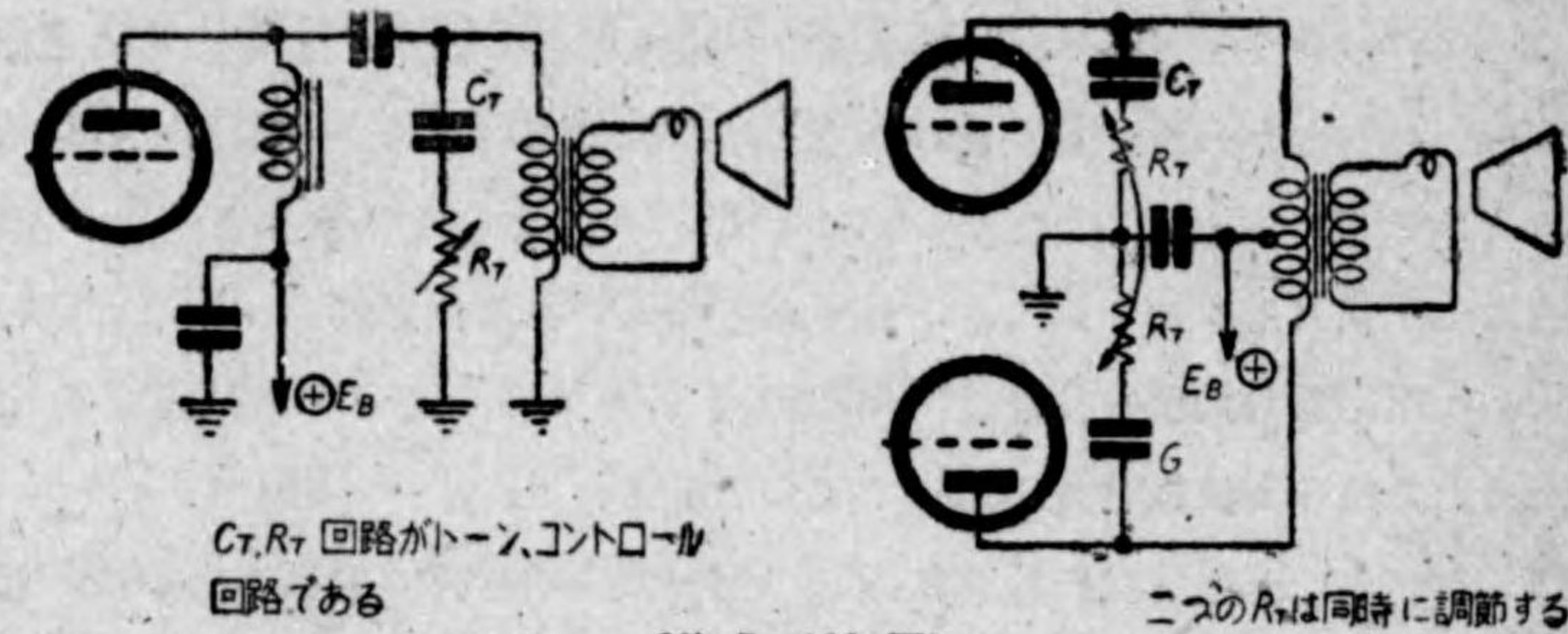


【第 7-108 圖】



【第 7-109 圖】

の直列回路を、出力トランスに並列に接続することがあるが、これは音質調節回路といふもので、出力トランスの一次コイルを流れるプログラム電流の周波数を適當に加減する役目をなす。例へば可變抵抗を零としておくと、コンデンサー C_T は高い周波数の電流程よく通す故、結局高い周波数の電流は



【第 7-110 圖】

皆 G_T を通つて出力トランスの一次コイルの中は通らず、従つてスピーカーからは低い音しか出ない。これに反して R_T を高い値にしておくと、これは周波数の高い電流も、低い電流も共に通さない故、スピーカーからはどの周波数の音も出るといふわけである。そして $C_T R_T$ の回路は通例音色制御 (トーン、コントロール) 回路と稱してゐる。

7) 負饋還回路 (ネガチーフ・フィードバック回路)

真空管増幅回路に於て、プレート回路に接続したインピーダンスを Z オーム、増幅管の増幅定数を μ 、内部抵抗を r_p オームとした時、この真空管のグリッド、カソード間に加へた電圧がプレート回路の Z オームの両端にどれだけ大きくなつて出てくるかといふと

$$\frac{\mu Z}{r_p + Z}$$

となるが、今 r_p が Z に比べて極めて小さいとすると

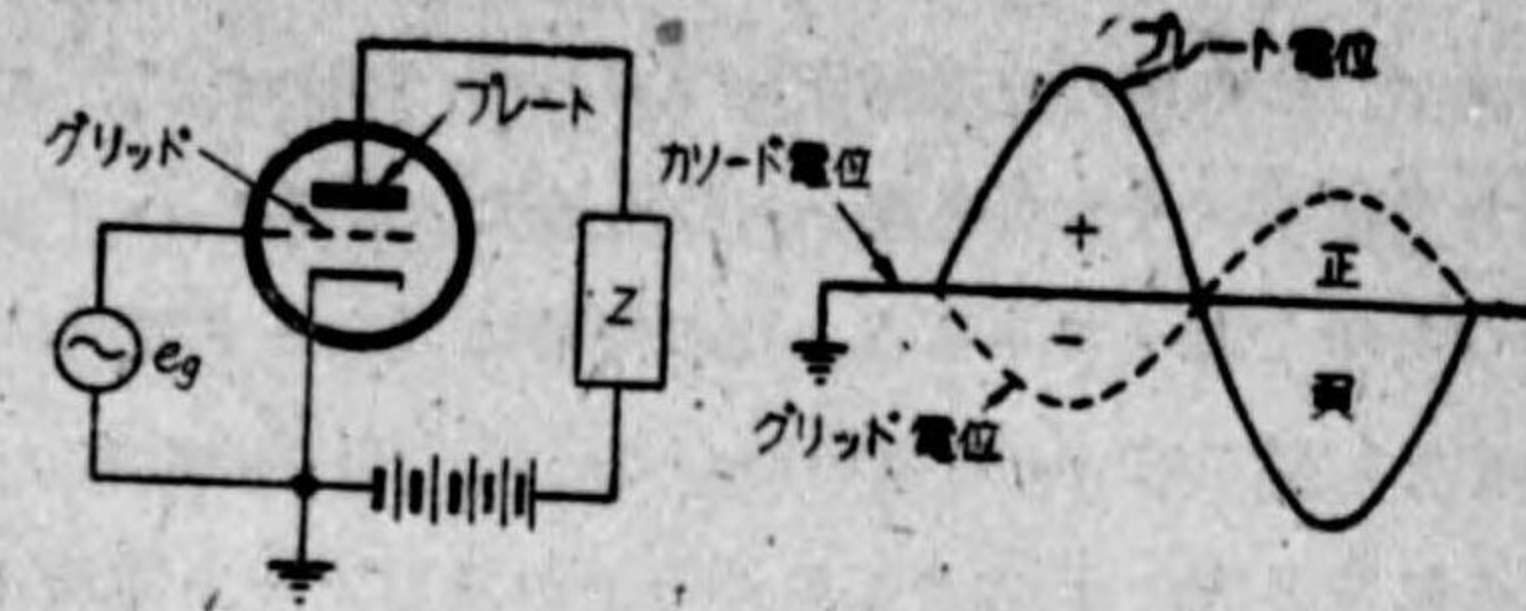
$$\mu Z / (r_p + Z) = \frac{\mu}{(r_p/Z) + 1} = \mu \quad \text{但し } \frac{r_p}{Z} \ll 1$$

となる。ところで Z は増幅する電圧の周波数によつて異なるものであるから、もしも真空管の内部抵抗が Z に比べて極めて小さくないと、色々の周波数の電圧を一樣に増幅することができない。即ち周波数特性が悪くなるが、もしも内部抵抗とインピーダンスとの比が1に比べて極めて小さいならば、増幅度は μ となつて、プログラム周波数を一樣に増幅することができるが判つた。然しながら五極真空管の内部抵抗は極めて大きく、数万オーム以上であるから、プレートにつなぐインピーダンス Z の値を、数万オームの10倍或は20倍にもするといふことは極めて困難であるために、一般に五極管を用いた増幅器の周波数特性は、内部抵抗2000オーム足らずの三極管を用いた出力回路の周波数特性に比べて劣つてゐる。

然しながら、五極管は三極管に比べて数々の長所を持つてゐるために、五極真空管を出力管に用ひて、而も周波数特性をよくしやうといふ目的を以て使はれ始めたのが、これから述べる負饋還方式である。この負饋還は出力回路に用ひる外に、増幅回路の途中にも用ひることができることはいふまでもないが、負饋還方式を用ひる場所により、その方式の異なることには注意しなければならない。

先づ順序として負饋還とはどんなことか、第7-111圖は一つの増幅回路で

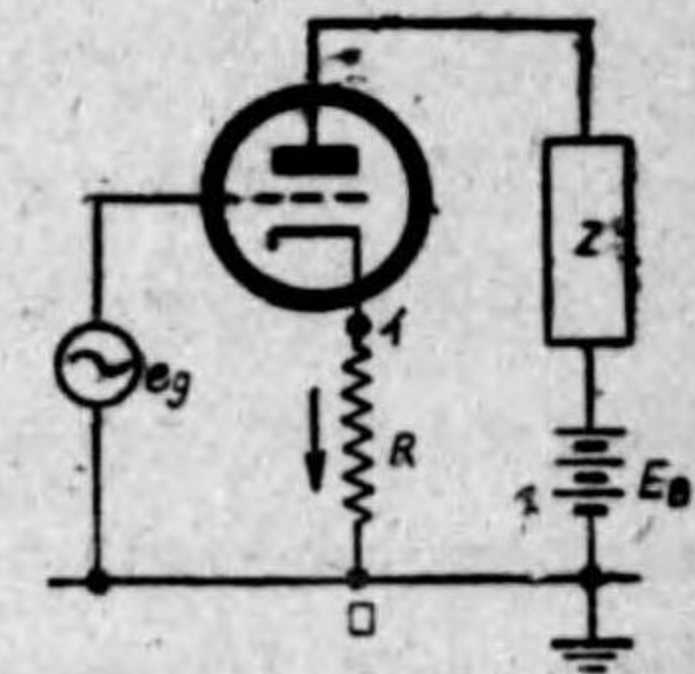
あるが、増幅すべき電圧について考へると、カソードに対してグリッドが負電位にある時は、プレートは正電位にあり、グリッド電位



〔第7-111圖〕

が反対になればプレート電位もまた反対になる。即ちグリッド及びプレート電位はお互に反対位相にある。斯様な状態にある時に、適當な方法で Z の両端に現はれてゐる電圧の一部分、またはその他の部分の電圧 e_g' を e_g に加へる。そしてこの時 e_g と e_g' とが丁度反対位相になるやうにすることを、負饋還を加へるといふのである。それ故に負饋還を加へられたグリッド、カソード間の電圧は、加へられない場合よりも小さくなるわけで、前に再生のところ述べたやうに、再生を加へるとグリッド、カソード間の高周波電圧は再生のない時より大きくなる、ことと比べて全く反対であることが判るであらう。

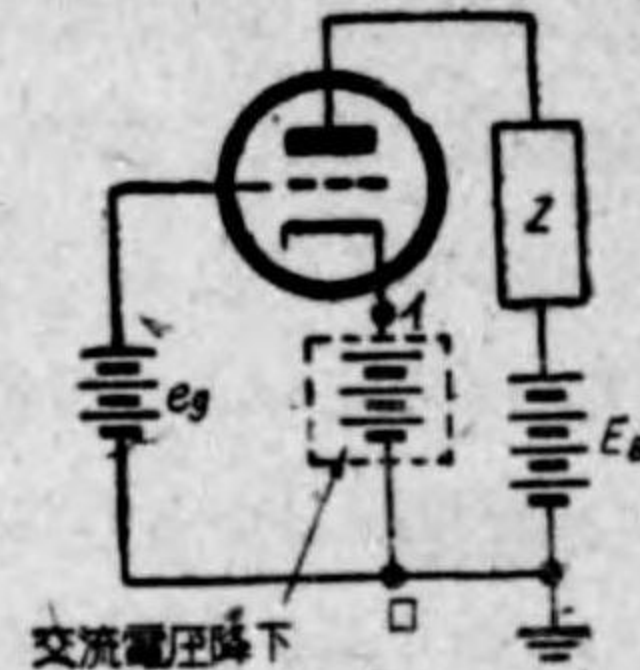
(イ) 増幅段階の途中に用ひる負饋還方式：第7-112圖は増幅回路の途中の段階に用ひられる負饋還方式の一例で、圖から判るやうに、これはただ自動バイアス回路のバイパス・コンデンサーを取除いたものにすぎない。圖に於てカソードとアース間につないだ抵抗 R の中にはプレート直流電流もプログラム電圧 (グリッド、カソード間の増幅すべき電圧で、これは如何なる方法でできたものでも差支へはない) によるプレート交番電流も流れる。そこで先づ直流電流について考へると、こ



〔第7-112圖〕

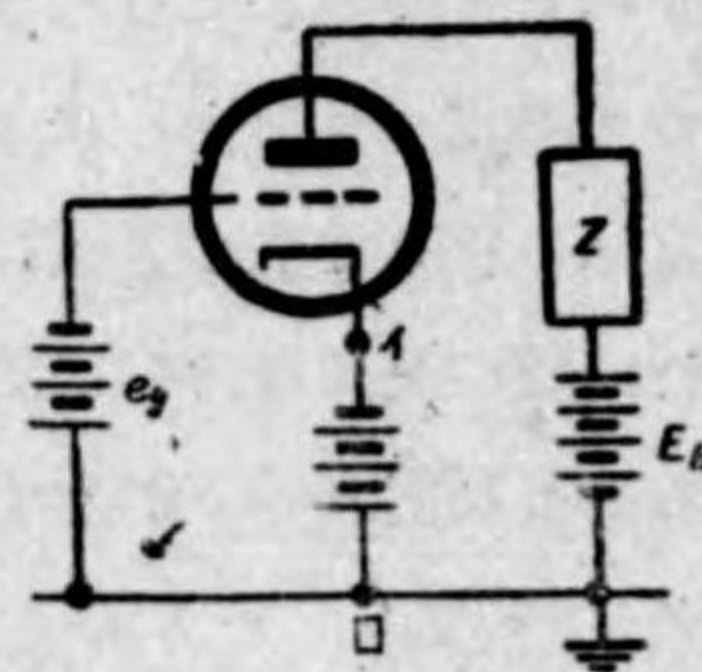
これは圖の矢印の方向に流れるから、抵抗の (イ) 端が正に、(ロ) 端が負となるやうな電圧降下が生ずる。故にもしもグリッド回路をアースに接続すればグリッドはカソード端 (イ) よりも、 R 中のプレート直流電圧降下だけ負電位になる故、これは負バイアスとして使用できる。

次に、 R の中の交番電圧降下について考へるに、グリッド、カソード間に加へた増幅すべき交番電圧 e_g のために、先づグリッドが正に、カソードが負になつた時を考へてみると、このためにプレート電流は、 e_g のない時よりも増加する。然るに e_g のない時のことは、もう前に考へた故、これは考へないことにすると、 e_g のためにのみ流れるプレート電流によつて R の中に生ずる交番電圧降下は勿論 (イ) 端を正に、(ロ) 端を負にすることになるから、今このやうな電圧降下及びこれを生ずる e_g を電池でおき換へてみると、第 7-113 圖のやうになる。さうするとこの時 e_g と R の中の交流電圧降下とは反対方向で、結局 R の中の電圧降下は e_g を減らすやうになつてゐる。故にカソード端 (イ) とグリッド間の電圧を考へるならば、第 7-112 圖の時には、それは e_g と R の中の電圧降下との差となることが判る。



【第 7-113 圖】

以上は e_g がグリッドを正に、カソードを負電位にする時のことであるが、 e_g のためにグリッドが負に、カソードが正電位になつた時はどうなるかといふに、グリッド電位がカソード電位よりも低くなるのであるから、プレート電流は e_g のない時よりも減少する。これは e_g のために減つただけのプレート電流が、 e_g のない時のプレート電流と反対方向に流れてゐると考へても差支へないことは、第 7-107 圖に於て説明した通りであるが、このやうに考へると、 e_g のためにグリッドが負に、プレートが正電位となつた時の e_g 及び R の中の電圧降下は、第 7-114 圖のやうに考へることができ、この場合にもまた R の中の電圧降下は e_g と反対方向になつてゐる故、グリッドとカソード端 (イ) との間の電圧はこの兩者の差となる。



【第 7-114 圖】

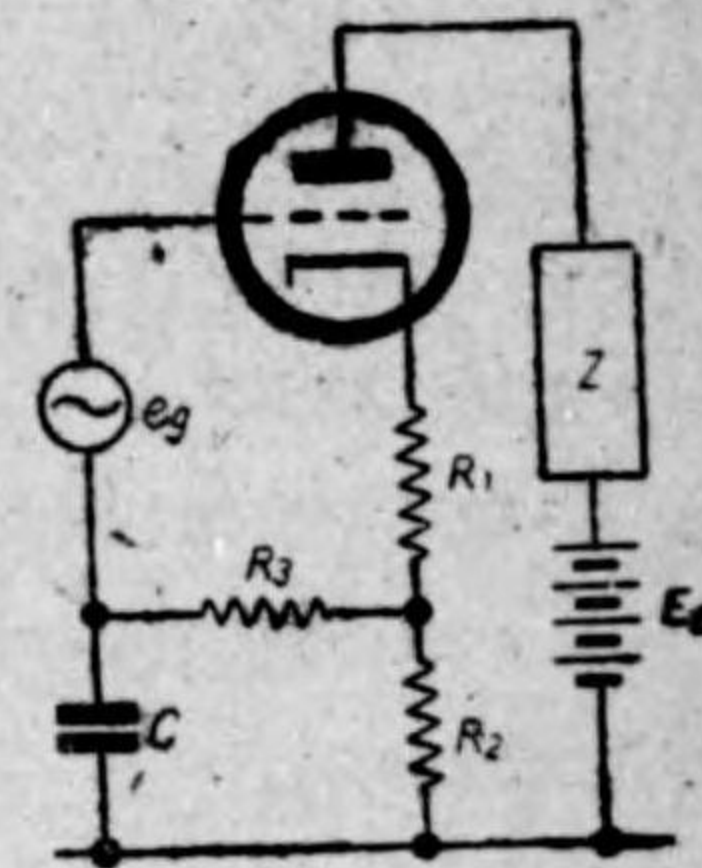
即ち第 7-112 圖のやうにすると e_g がカソードに対してグリッドを負電位にする時にも、正電位

にする時にも、 R の中の電圧降下は常に e_g と反対方向に加はる。いひかへれば常に負饋還が行はれるのである。そして負饋還を大きくすること、即ちカソード抵抗 R の中に生ずる交番電圧降下を大きくするためには、抵抗 R を大きくすれば宜しいが、一方 R は、その中に生ずるプレート直流電圧降下をグリッド負バイアスとするためにも用ひられてゐる故、無暗に大きくすることはできない。例へば真空管にきめられたプレート電流が 5 ミリ・アンペアで、グリッド負バイアスが 13.5 ボルトとすると、自動バイアス用の抵抗は

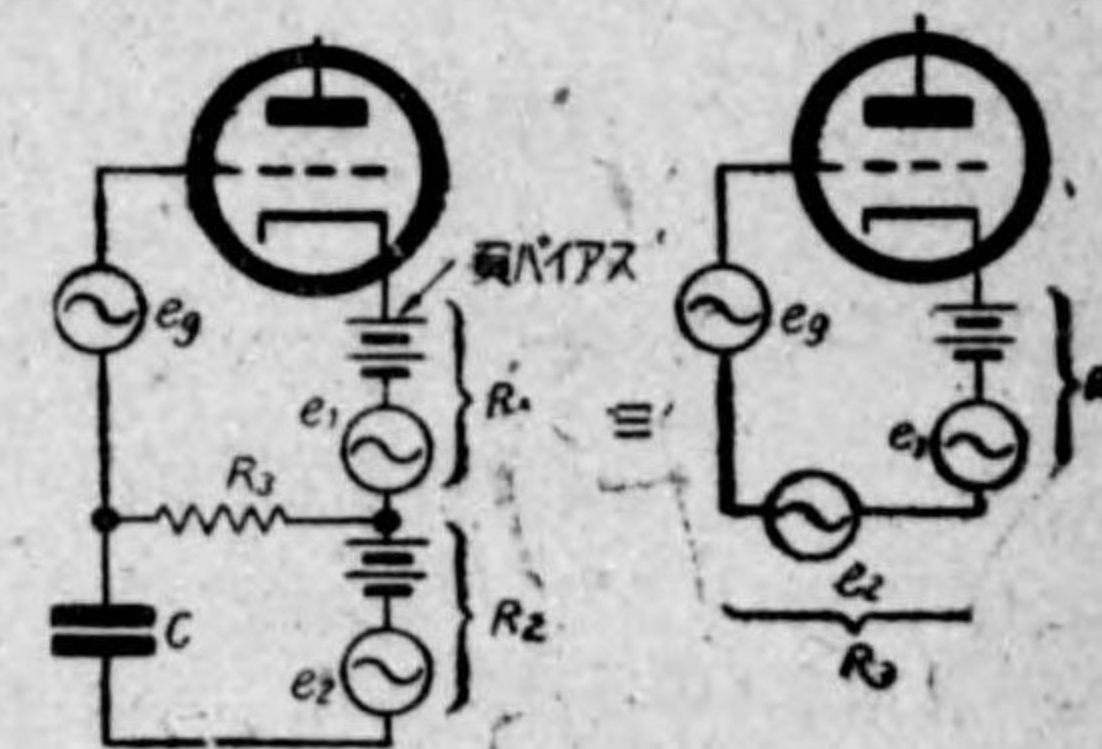
$$13.5 \div \frac{5}{1000} = \frac{13500}{5} = \frac{13500}{5} = 2700 \text{ オーム}$$

となる故、カソード抵抗 R をこれより大きくしても小さくしても、グリッド負バイアスが變つて甚だ工合が悪い。第 7-115 圖

は自動バイアス用の抵抗と負饋還用の抵抗とを全然別のものにした回路で、プレート回路に流れる直流及び e_g のために流れる交番電流は共に R_1 及び R_2 の中を流れるから、それ等の中には直流電圧降下と交流電圧降下が生ずるが、その中で R_1 の中の直流電圧降下は R_3 を通してグリッドに負バイアスとして加へられ、 R_1 及び R_2 の中の交番電圧降下は直列となつて e_g と反対位相に、 e_g に加へられる。このことは第 7-115 圖を書直した第 7-116 圖から明らかで、ここに C の静電容量は十分に大きくて、 e_g の周波数に於けるリアクタンスが R_3 に比べて極く小さいものとしてある。さうすると C は R_2 の中にできる直流電圧を阻止して交番電圧のみを通す役目を果し、



【第 7-115 圖】



e_1, e_2 は共に e_g と反対位相である

【第 7-116 圖】

また R_2 の両端の交番電圧はそのまま R_3 の両端に加はることになる。それ故にもしも負饋還の度を換へたいならば、負バイアスを決める抵抗 R_1 はそのままにしておいて、 R_2 を變化すれば宜しい。

そしてこのやうな負饋還の方法を用ひると、真空管の内部抵抗が大きくなつたことになるが、そのことは、次のやうな考へ方から判る。

一體真空管の内部抵抗といふものは、プレート電圧を少し増減した時に生ずる。プレート電流の増減と、プレート電圧の増減との比から求められるものである故、(この時は勿論 Z は 0 である) これに注目して考へてみるに、

(1) 第 7-102 圖に於てインピーダンス Z を短絡した状態で、プレート電圧を少し高くすると、必ずプレート電流が増す。この増加したプレート電流を i_{p1} (これは R が 0 のときのプレート電流の増加分である) とする。さうすると i_p はまた R の中を流れる故、この中には i_p のために電圧降下が生ずるが、これはグリッド負バイアスとして働くために、その結果としてプレート電流は減少する。この減少分を i_{p1}' とすると、始めに R を 0 としてプレート電圧を増加したために生じたプレート電流の増加分 i_{p1} は、 i_{p1}' による R の中の電圧降下の爲に i_{p1}' だけ減少して、結局のところは、プレート電流の増加分は

$$i_{p1} - i_{p1}'$$

となる故、この時のプレート真空管内部抵抗は

$$\frac{\text{陽極電圧の變化}}{i_{p1} - i_{p1}'}$$

となつて、この値は明らかに R のない時の値

$$\frac{\text{陽極電圧の變化}}{i_{p1}}$$

よりも大きくなる。

(2) インピーダンス Z を短絡して、プレート電圧を少し低くすると、今度はプレート電流は減少する。これを i_{p2} とする。さうするとプレート電流

が i_{p2} だけ減少したのに對應して、 R の中の電圧降下が減少する故、グリッドに加はる負バイアスもまた減り、従つてプレート電流は増加する。この電流の増加分を i_{p2}' とすれば、實際のプレート電流の減少分は i_{p2} と i_{p2}' との差となるから、この場合のプレート内部抵抗は

$$\frac{\text{プレート電圧の減少}}{i_{p2} - i_{p2}'}$$

となるが、これは明らかに R が無い時のプレート電流の減少分が i_{p2} のときのプレート内部抵抗

$$\frac{\text{プレート電圧の減少}}{i_{p2}}$$

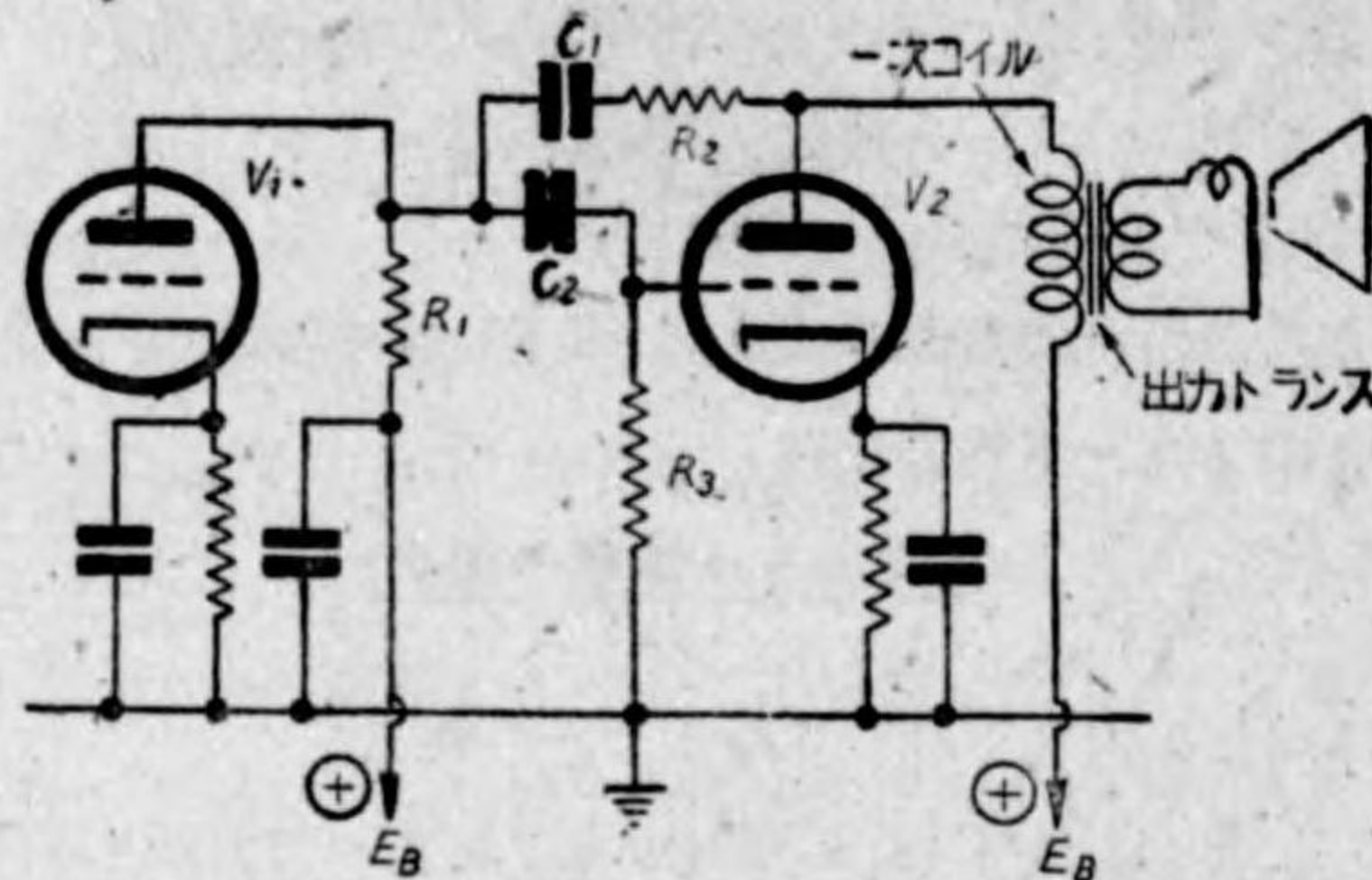
に比して大きくなつてゐることが判る。

以上 (1) 及び (2) の解析から、第 7-712 圖のやうな回路に於て、抵抗 R の中に交番電圧降下が生ずるやうにしておく時は、丁度真空管の内部抵抗が増大したと同じ結果となり、その増加の程度は全く負饋還用抵抗 R の大小によつて定まることが判る。

(ロ) 出力回路に用ひる負饋還方式：出回力路に於て、もしもダイナミックスピーカーを用ひるならば、出力真空管の内部抵抗との間に、インピーダンスの整合を行はなければならない。そして出力トランスは主にこのために用ひるものであるといふことは前に述べたが、このことだけから考へると内部抵抗がどれ程高くとも (大抵の五極出力管は數萬オームくらゐ) これとスピーカーとの間にインピーダンスの整合ができさうに考へられる。而して理論上はできるのであるが、實際に出力トランスを作る點から考へると、僅々 10 數オームのスピーカー・インピーダンスを、數萬オームに整合させるやうなトランスを作ることは殆ど不可能であつて、出力管の内部抵抗をもつと低くしないとすまなく整合ができない。いひかへれば整合をよくするには出力管の内部抵抗をもつと下げなければならない。然しながら、真空管の内部抵抗は真空管の構造及び各電極に加はる直流電圧が決まれば一定してしまふもので、さう簡単に變へることはできないが、もしもこの出力回路に、適當な負

饋還を加へると、丁度内部抵抗が減少したと同じ結果になるために、出力増幅回路の周波数特性をよくすると同時に、真空管の内部抵抗を低くして、スピーカーと真空管とのインピーダンス整合をよくする目的で負饋還を用ひることが度々ある。

第 7-117 圖は出力増幅回路に用ひる負饋還の 1 種で、 V_1 がエキサイター真空管、 V_2 が出力管である。圖に於てコンデンサー C_1 及び C_2 はプログラム周波数の最も低いものに



〔第 7-117 圖〕

ついてもそのリアクタンスは

$$\frac{10^6}{2 \times \pi \times 100 \times C_1} \ll R_2$$

• C_1, C_2 はマイクロ・ファラドが単位

$$\frac{10^6}{2 \times \pi \times 100 \times C_2} \ll R_3$$

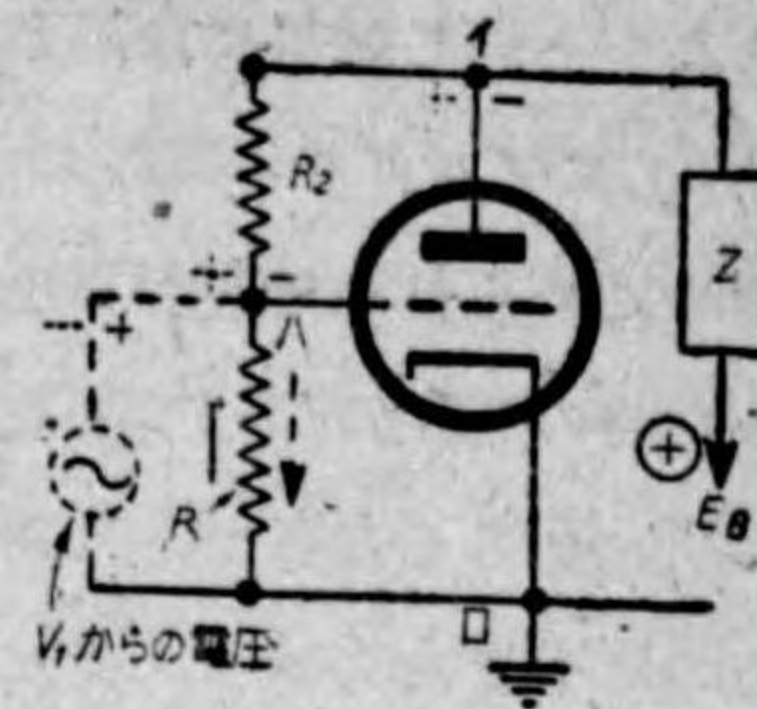
であると假定する。

かうしておいて、今 V_2 のグリッド、カソード間で考えると、プログラム周波数に対しては、抵抗 R_3, R_1 及び真空管 V_1 の内部抵抗が三つ並列に接続されてゐるから、これ等の三つの抵抗の和を R とすれば、 R は次の式から求められる。

$$R = \frac{1}{\frac{1}{V_1 \text{ の内部抵抗}} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3}}$$

よつて第 7-117 圖は第 7-118 圖のやうにも書直すことができる。さて、第 7-117 圖に於て、 $C_1 R_2$ といふ直列回路を取去つてみると、これは抵抗

静電容量結合の増幅回路である故、もし V_1 のグリッドにプログラム電圧（交番電圧）が加へられれば、 V_2 のプレート、カソード間には交番電圧が現はれる。即ち第 7-118 圖の（イロ）間には交番電圧が現はれる。然しながら、このことは $C_1 R_2$ の回路があつても同様である。今第 7-118 圖に於て（ニ）と



〔第 7-118 圖〕

アース間にできた交番電圧を e_p とすると、抵抗 R の両端の電圧は

$$e_p \times \frac{R}{R_2 + R}$$

となるが、 V_1 からの交番電圧のために V_2 のグリッドが正電位となつた時を考えると、これによつて（イロ）間に出る電圧は、（イ）が負に、（ロ）が正電位となるから、この電圧のために抵抗 $R_2 R$ の中に流れる交流はアースから（ハニ）の方向に流れ、 R の一端（ハ）はアースに対して負電位となる。

次に V_1 からの交流電圧が V_2 のグリッドを負電位とした時を考えると、これによつて（イロ）間にできる電圧は（イ）が正に（ロ）が負となる故、抵抗 $R_2 R$ の中には（ニ）から（ハ）、それからアースへと交流が流れ、従つて R の中の交流電圧降下は（ハ）を正にアースを負電位にする。

さうすると、抵抗 R に於て（ハ）にできる交流電圧は、常に V_1 から V_2 のグリッドに加へられる交流電圧と反対位相にあることが判る故、 R の両端の交番電圧を負饋還に用ひることができるわけである。以上で第 7-118 圖即ち第 7-117 圖の回路に於て、負饋還作用の起るわけが判つたが、この場合に行はれる饋還量は、前に第 7-118 圖に於て示した式

$$e_p \times \frac{R}{R + R_2}$$

から判るやうに、抵抗 R の大きい程、或は抵抗 R_2 の小さい程大きくなることはいふまでもない。

次に第 7-118 圖のやうな回路を用ひると、どうして内部抵抗が小さくな

つたことと同じ結果になるかを説明するが、これもプレートに加へる電圧がグリッドにプログラム電圧の加はつてゐない時の一定電圧、いひかへれば真空管に定められた電圧から極く少し高くなつた時の有様及び極く少しく低くなつた時の有様について解説し、このいづれの場合についても、もしプレート抵抗が小さくなるやうであるならば、結局プレートに交番電圧が加はつてゐる時にもまたプレート抵抗が小さくなるといふことができるわけである。

今第 7-117 圖に於て、 V_1 のグリッドにプログラム電圧の加はつてゐない時の V_2 の

プレート直流電圧 = E_p = プレート、カソード間の電圧

グリッド、カソード間の電圧 = $-E_p$

プレート直流電流 = I_p

とする。而して、出力トランスの一次コイルを短絡した状態で

(1) プレート電圧がカソード電位よりも e_p だけ高くなつた時を考えるともしも抵抗 R_2 がなければ、プレート回路を流れる電流 I_p は e_p のために i_p だけ増加するであらう。然るに抵抗 R_2 が接続されてゐると、 e_p のために $R_2 R$ の直列抵抗の中を (ニ) (ハ) からアースの方向に電流が流れ、これが R の中を通つて、そこに (ハ) 即ちグリッドを正電位に、アースを負電位とするやうなグリッド電圧を生ずる故、今これを $+e_g$ とすると、このためにプレート電流は i_p' だけ増加するが、回路を作る際には、 R_2 と R との和が、プレート回路に接続してある負荷抵抗 (今は短絡してあるから 零である) に比べて極めて大きくしてあるから、 $+e_g$ のために増加するプレート電流は大部分負荷抵抗の中を流れる。然るに負荷抵抗側の回路にはプレート電圧の増加分 e_p のために前から i_p だけの電流が増加してゐたのであるから、抵抗 R_2 をつないだために i_p は更に増加することになり、その値は結局は

$$i_p + i_p'$$

となつて、 R_2 のない時のプレート回路の抵抗

$$e_p / i_p$$

よりも、更に小なる抵抗が生じたこととなることが判らう。

(2) プレート電圧が e_p だけ低くなつたとすると、プレート電流は i_p だけ減少するが、プレート電圧の減少 e_p のために、抵抗 R の (ハ) 端には負の電位が生じて、これがグリッド負バイアスとなるために、プレート電流は更に i_p' だけ減少し、結局プレート電圧の減少 e_p のために、プレート電流は i_p だけ減少すればよいものを、抵抗 R_2 のためにいひかへれば負饋還のために

$$i_p + i_p'$$

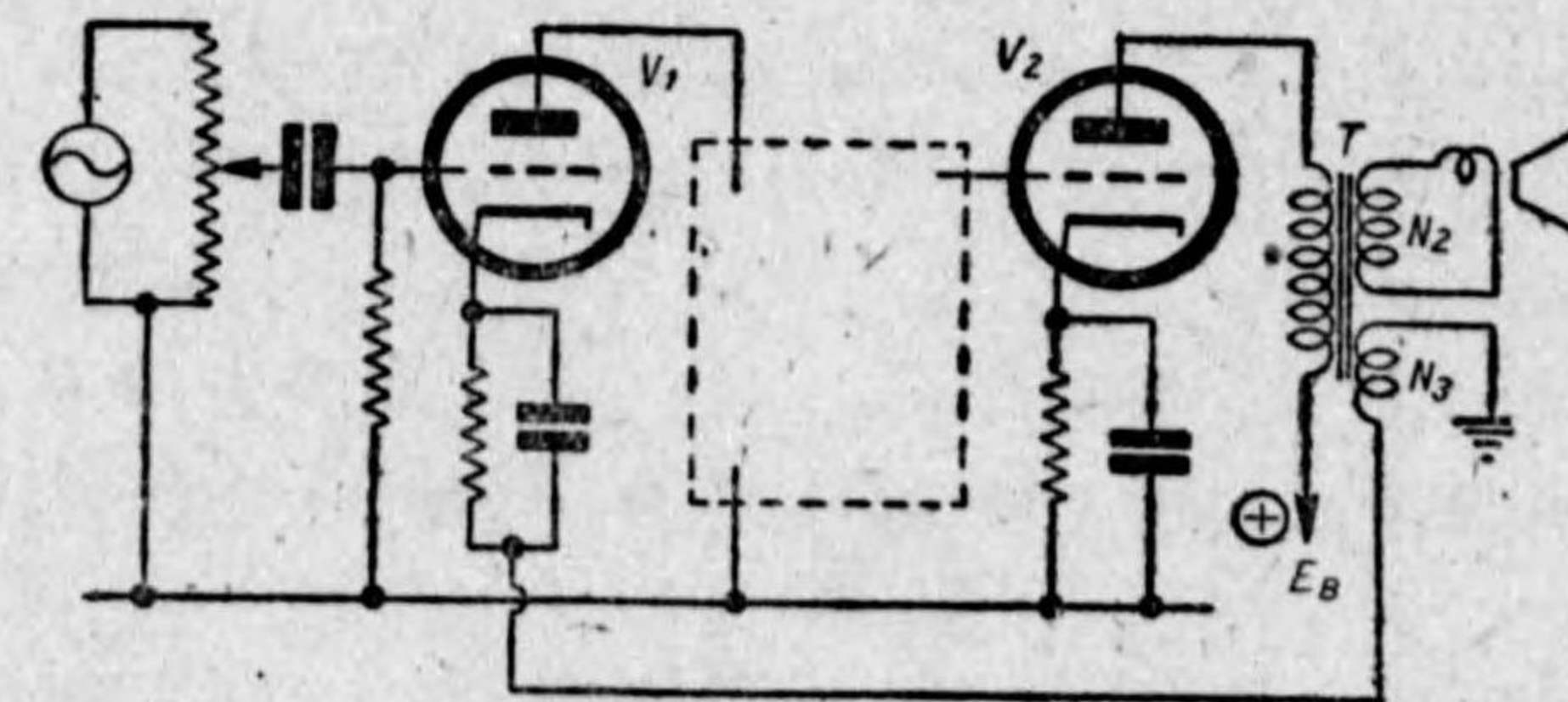
だけ減少することとなる故、従つてプレート抵抗は

$$e_p / i_p \text{ から } \frac{e_p}{i_p + i_p'}$$

まで減少する。而して i_p' の大なるほど換言すれば負饋還の大なる程プレート抵抗は小さくなる。

實際に受信機に應用されてゐる負饋還回路には、極めて様々のものがあつて、ここに一つ一つ解析を行ふことは到底できないが、以上申上げたことがはっきりお判りになれば、大抵の回路は理解できることと思ふ。

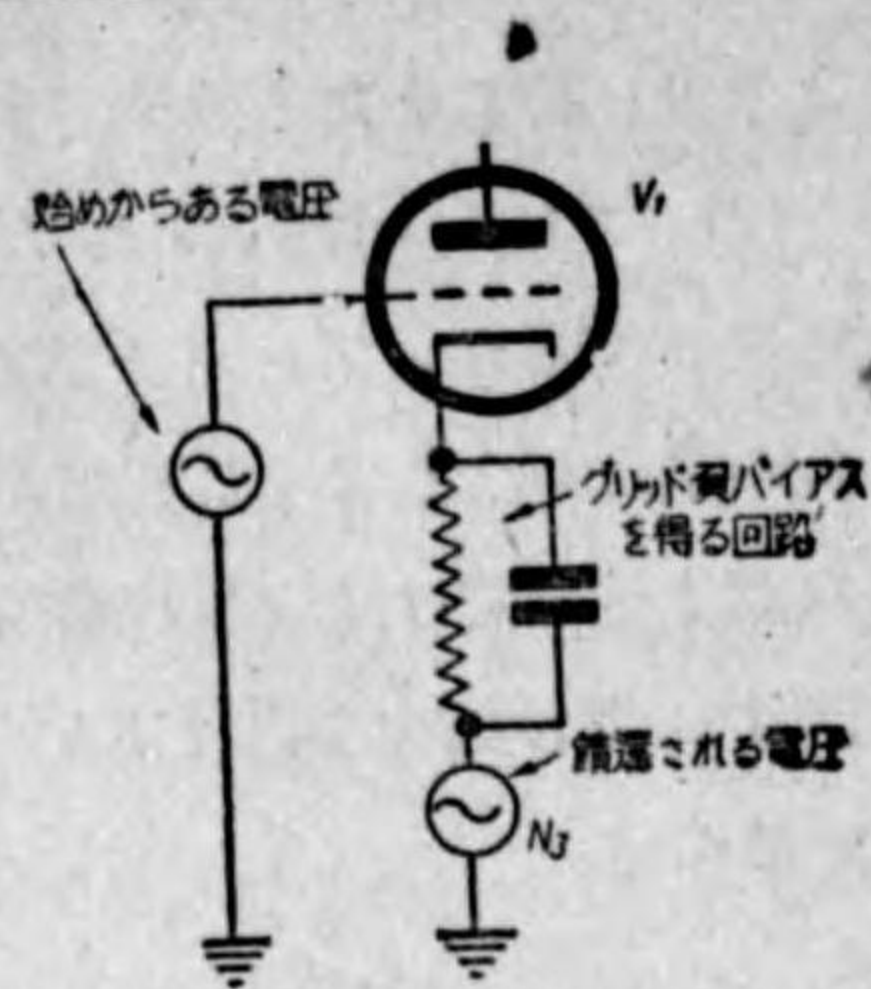
以上説明したやうな負饋還回路の外に、一寸珍しい回路がある。それは第 7-119 圖のやうなもので、出力トランスの二次側に二つのコイルを巻きその一つにスピーカーを接続し、他のコイルを増幅管のグリッド、カソード間



〔第 7-119 圖〕

に接続するもので、これは第 7-120 圖のやうに書直すことによつて一層はっきり判る。

即ち始めからグリッド、カソード間に加はつてゐたプログラム電圧と、出力側から饋還される電圧とは、グリッド、カソード間に於て直列に接続されるのであつて、饋還される電圧が負饋還になつてゐるかどうかは、もし饋還電圧を加へて増幅器の出力が減少するならばその饋還は負であるといふ風にしてきめる。



〔第 7-120 圖〕

第八章 電力増幅回路

第一節 電圧増幅と電力増幅の異なる点

一般に増幅器と稱せられるものは、主として真空管を使用したものである。またこの増幅器はその目的によつて、電圧を増幅する電圧増幅器と、電力を増幅する電力増幅器の二つがある。

電圧増幅器は数段の増幅回路に於て、最後の増幅を除いた増幅段が電圧増幅器である。即ち、次の真空管のグリッドに加へるための高い電圧を得るためのものであつて、電流は僅少でよいから小型の真空管でよいのである。例へば $UY-56$, $UZ-57$ 等である。

尙 $UZ-57$ の如く増幅定数の大きなものを使用すれば、高い能率を得られるのである。また電流の多きを必要としないから、負荷抵抗に用ひる抵抗器或は低周波チョーク・コイルの容量も小さくてよいのである。

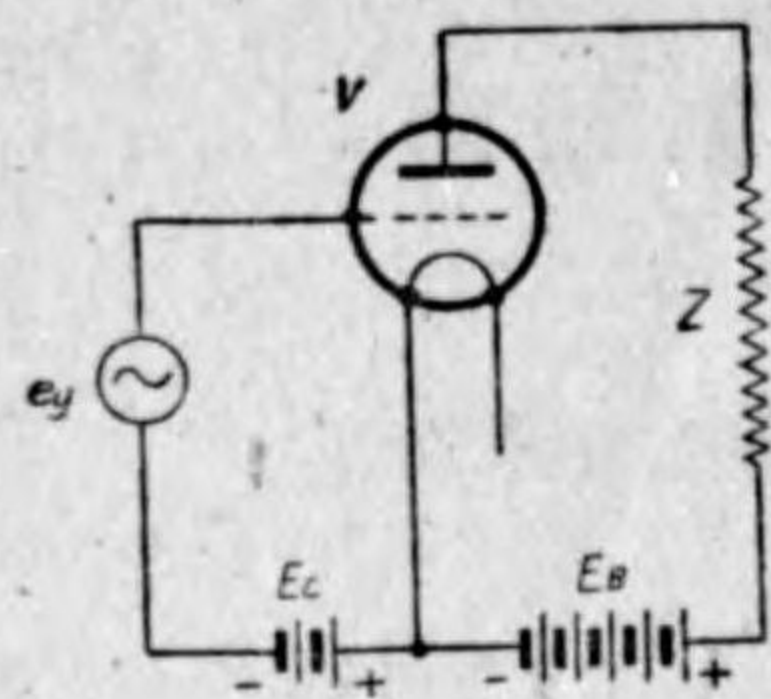
電力増幅器は終段増幅度を指していふもので、これは電圧も必要であるが、同時に電流の大なるを必要とする。即ちグリッド入力電圧によつて、負荷インピーダンス中に発生する交流電力を主眼とするものである。

真空管も出力の大なるものを必要とする。例へば $UY-47$, $UZ-2A5$, $UX-2A3$, $UX-250$ 等が一般に多く用ひられてゐる。これ等の真空管を電力増幅管といひ、相互コンダクタンスが大きく、また内部抵抗の低いものが適當である。

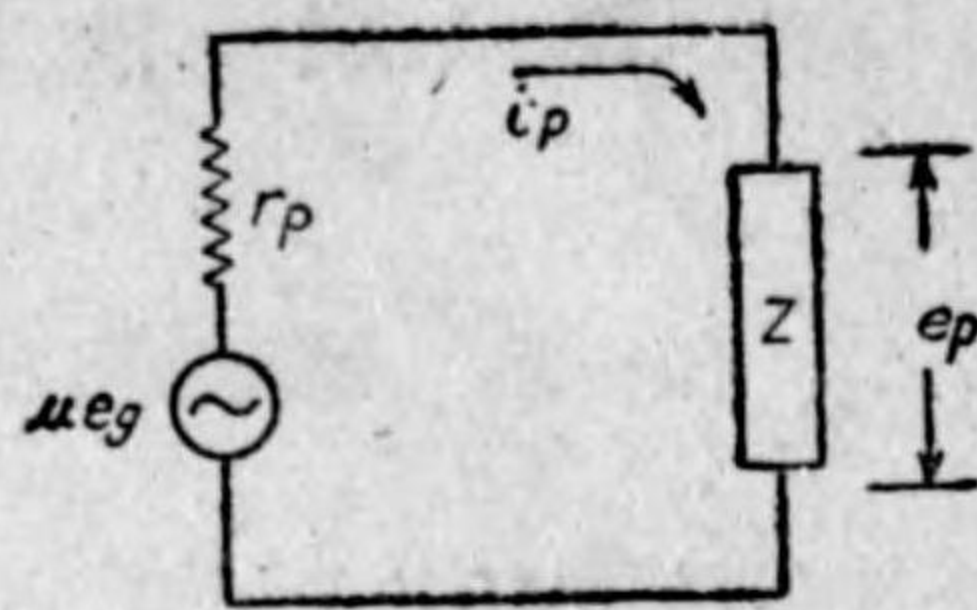
(1) 電圧増幅器

電圧増幅器の一例として、第 8-1 圖の回路を示す。この等価回路は第 8-2 圖の如くなる。

電圧増幅真空管 V の増幅定数を μ 、内部抵抗を r_p 、負荷を Z とすればプレート側にはグリッド入力交流電圧と、真空管の増幅定数の積である μe_0



〔第 8-1 圖〕



〔第 8-2 圖〕

が生ずる。その時のプレート交番電流 i_p は、次式の如く表はされる。

$$i_p = \frac{\mu e_g}{r_p + Z} \dots\dots\dots (1)$$

求める出力電圧 e_p は、このプレート交番電流 i_p と負荷 Z の積 $i_p Z$ である。

$$e_p = i_p Z = \frac{\mu e_g Z}{r_p + Z} \dots\dots\dots (2)$$

尚増幅器としての電圧増幅度は、入力電圧 e_g と出力電圧 e_p の比であるから

$$A_v = \frac{e_p}{e_g} = \frac{i_p Z}{e_g} = \frac{Z}{r_p + Z} \cdot \mu \dots\dots\dots (3)$$

となる。これを電圧増幅度 (ボルテージ・アンプリフィケーション) と稱し、(3) 式を書き直すと

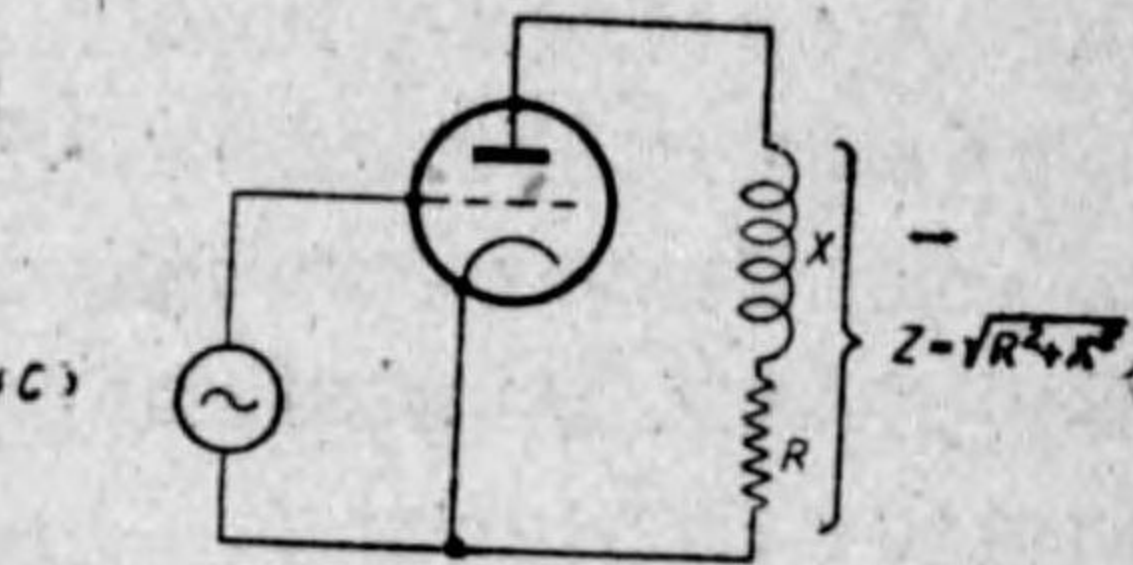
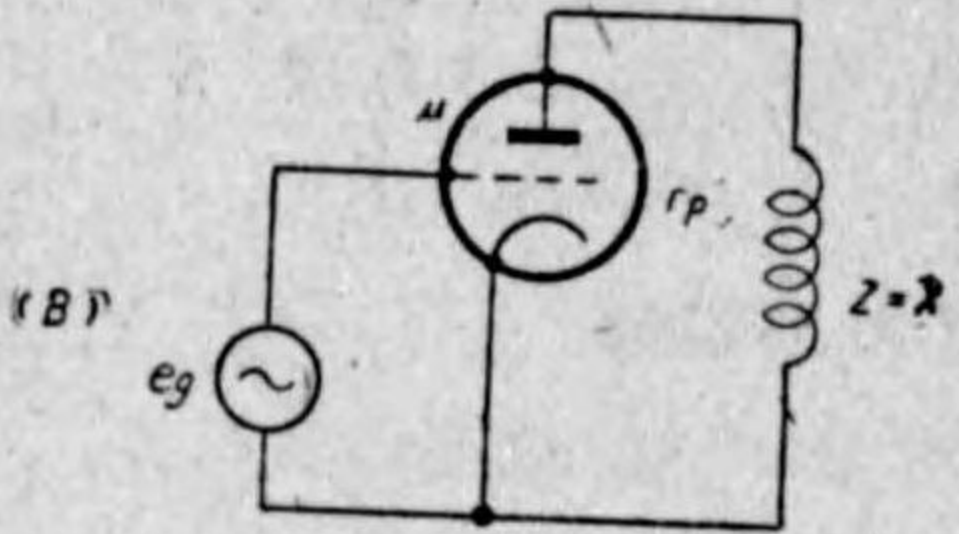
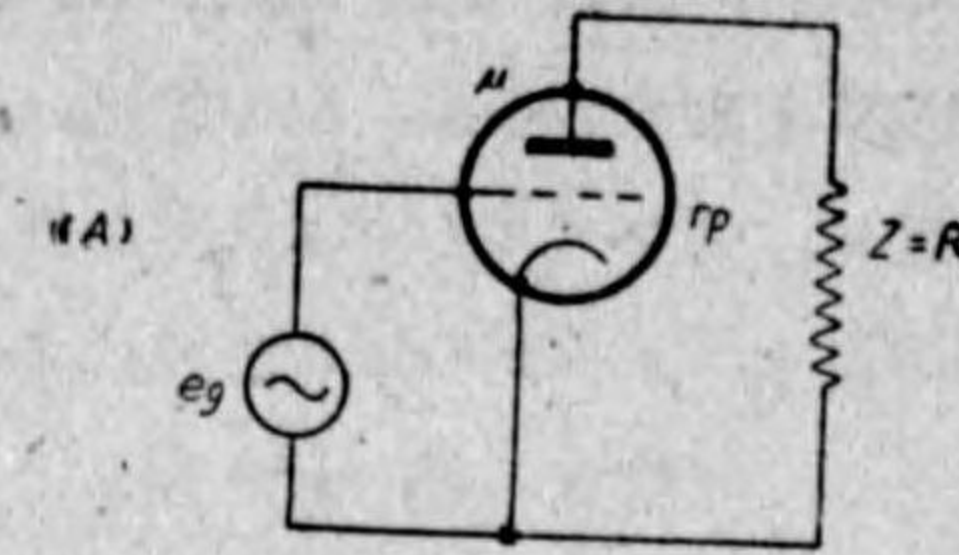
$$A_v = \frac{1}{1 + \frac{r_p}{Z}} \mu \dots\dots\dots (4)$$

式中増幅定数 μ は、真空管によつて定るものであるから、 r_p に比較して Z の大きい程電圧増幅度は増して μ の値に近づくことになる。

大きな増幅度を得るためには、真空管の内部抵抗 r_p より負荷 Z を非常に大きくすればよいのであるが、然し負荷 Z が大きければ、従つてそこに生ずる電圧降下も大となり、一定のプレート電流を流すには、プレート電源の電圧を高くしなければならないのである。特に抵抗結合の如く、負荷が純抵抗

なる場合はこの點に留意する必要がある。

真空管のプレート負荷としての Z は純抵抗とか、リアクタンス或はインピーダンスの場合があり、これ等はまた各々に増幅度が異つて居り、今それを第 8-3 圖について考へてみる。



〔第 8-3 圖〕

(A) 負荷が純抵抗のみの場合：

第 8-3 圖 (A) の如く、負荷が純抵抗 R のみであれば、増幅度 A_v は (3) 式から下部の如くなる。

$$A_v = \frac{R}{r_p + R} \cdot \mu \dots\dots\dots (5)$$

(B) 負荷がリアクタンスのみの場合：

第 8-3 圖 (B) の如く、負荷がリアクタンス X のみである場合、その電圧増幅度は

$$A_v = \frac{X}{\sqrt{r_p^2 + X^2}} \mu \dots\dots\dots (6)$$

となる。

(C) 負荷がインピーダンスの場合：また負荷が第 8-3 圖 (C) の如くに、インピーダンスであれば、この時の電圧増幅度は

$$A_v = \frac{\sqrt{R^2 + X^2}}{\sqrt{(r_p + R)^2 + X^2}} \cdot \mu \dots\dots\dots (7)$$

となる。

多極真空管を電圧増幅として使ふ時は、増幅定数 μ が非常に大きいから負

荷 Z を大きくすれば、電圧増幅度 A_v も非常に高いものが得られる。

電圧増幅度を表はすのに、出力電圧 e_p がグリッド入力電圧 e_g の何倍であるといふ他に、デシベルといふ言葉を使ふ。

電圧増幅度をデシベルの単位で表はすには、次の式で換算できる。

$$\text{増幅度 (db)} = 20 \log_{10} A_v \dots\dots\dots(8)$$

デシベルと電圧比との関係を圖で示すと、第 8-4 圖の如くである。

電圧増幅度を 100 とすれば、デシベルでは 40 デシベルとなる。

(2) 電力増幅器

電力増幅器は電圧増幅器の如く、負荷 Z を大としても発生する電力を増すことにはならないのである。負荷を大きくすれば電流 i_p は減少し、また負荷を少くすれば電圧降下によつて出力電圧が少く、従つて両者が歩み寄つた點、即ち適當なる負荷の値が必要となるわけである。

真空管の負荷インピーダンスに發生する出力を P とすれば

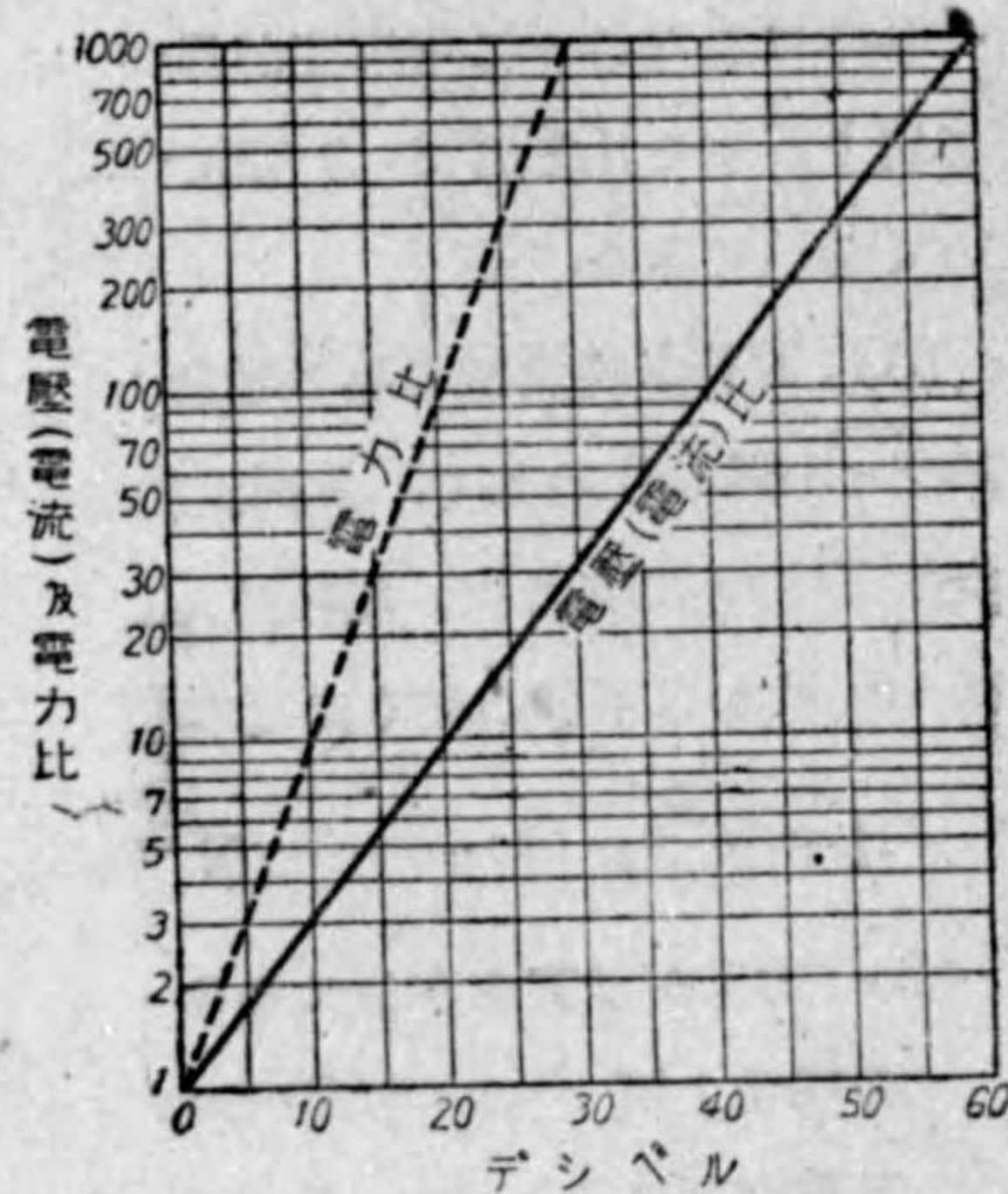
$$P = i_p e_p \cos \phi \dots\dots\dots(9)$$

但し、 ϕ は電流 i_p と電圧 e_p の位相角である。今 i_p 及び e_p の振幅最大値を夫々 i_{pm} 、 e_{pm} また e_{gm} とすれば

$$P = \frac{1}{2} i_{pm} e_{pm} \cos \phi \dots\dots\dots(10)$$

となり、更に i_{pm} 及び e_{pm} は次の如く考へられる。

$$i_{pm} = \frac{\mu e_{gm}}{r_p + Z} \cdot e_{gm} = \frac{\mu e_{gm} Z}{r_p + Z}$$



【第 8-4 圖】

これ等を (10) 式に代入して

$$P = \frac{\mu^2 \cdot e_{gm}^2 Z}{2(r_p + Z)^2} \cdot \cos \phi \dots\dots\dots(11)$$

電力 P を最大とする負荷 Z を求めるには、(11) 式の P を Z について微分したものを零とおけばよい。即ち

$$\frac{dP}{dZ} = \mu^2 \cdot e_{gm}^2 \cdot \frac{(r_p + Z) - 2Z}{2(r_p + Z)^3} = 0$$

$$\therefore r_p + Z - 2Z = 0$$

$$\therefore r_p = Z \dots\dots\dots(12)$$

上式の關係は、負荷が純抵抗でもまたリアクタンスを含む場合でも成立つのである。 $r_p = Z$ の場合、即ち最大出力 P_{max} は (11) 式中の Z を r_p におき換へて

$$P_{max} = \frac{\mu^2 e_{gm}^2}{8 r_p} \cos \phi$$

$$= \frac{1}{8} \frac{\mu^2 e_{gm}^2}{r_p} \cos \phi \dots\dots\dots(13)$$

尚、真空管の相互コンダクタンス g_m は $\frac{\mu}{r_p}$ であるから、(13) 式に代入して

$$P_{max} = \frac{1}{8} \mu g_m e_{gm}^2 \cdot \cos \phi \dots\dots\dots(14)$$

上式から考へられる如く、電力増幅に使ふ真空管は μ の大きいばかりでなく、相互コンダクタンス g_m の大きいものを必要とするのである。

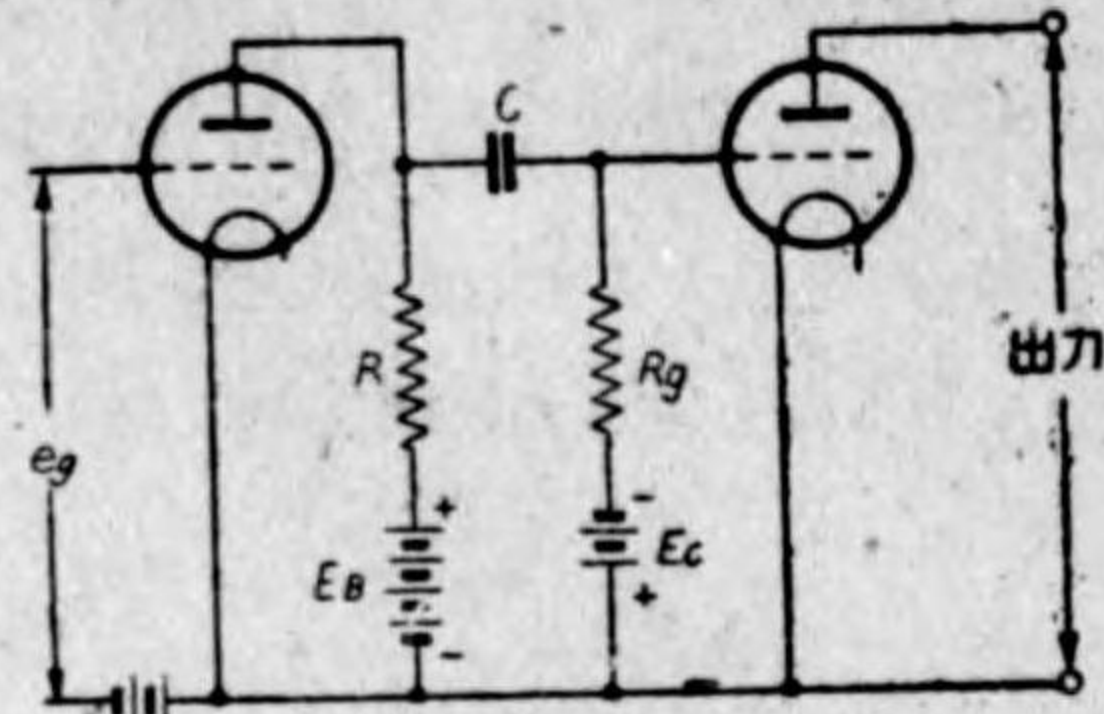
第二節 可聴周波増幅方式

(1) 抵抗結合増幅

第 8-5 圖に示す如く、プレート回路へ抵抗を用ひる方法を抵抗結合増幅といふ。この方法は廣い周波數帯に對して、増幅度が一様といふ特徴がある。また増幅器を製作する時、他の方法のものより容積を小さくできる利點がある。

然し、トランス結合増幅に比べて増幅度は小さいから、増幅定数 μ の大きな真空管を用ひるとか、また増幅段数を多くしなければならぬのである。

第 8-5 圖に於て結合コンデンサー C は、結合抵抗 R に生じた交流電圧を次の真空管のグリッドに供給し、なほ且つプレート電源の高圧が加はらぬやう直流を阻止するのである。

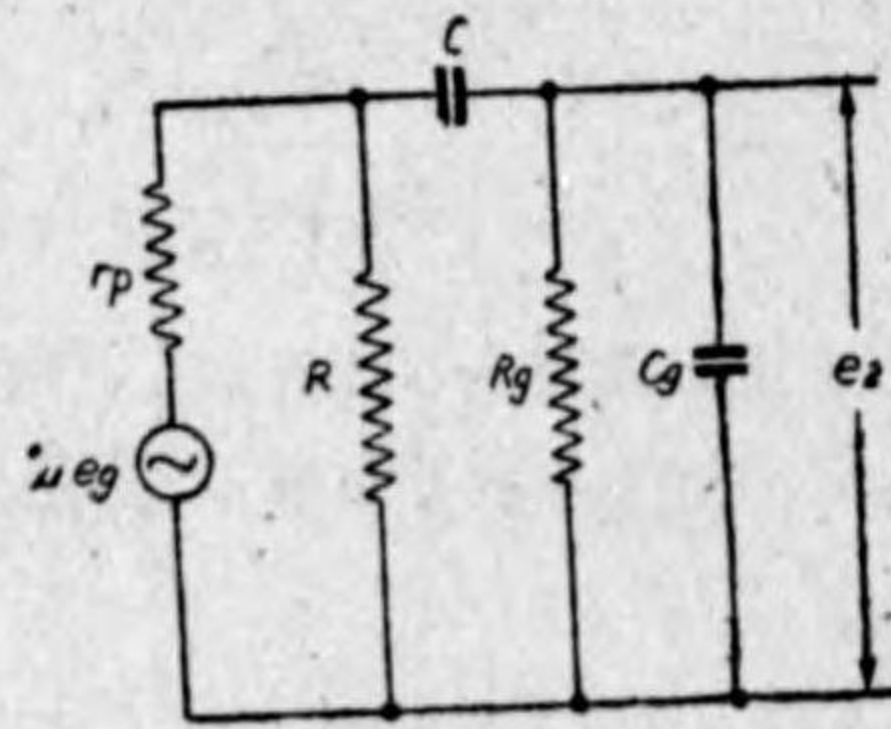


〔第 8-5 圖〕

R_g はグリッド・リーク(格子漏洩)で、一定のグリッド電位とするため負電位を E_c 與へるためと、またグリッドが負に充電されて真空管の動作が不確實になるを防ぐものである。

第 8-6 圖は第 8-5 圖の等價回路である。増幅度は(5)式の如くで、周波數に左右されるものがないから、極く低い周波數から非常に高い周波數まで一様に増幅することができるわけである。

然しながら、実際には結合コンデンサー C 及び第二真空管のグリッド、フィラメント間の容量 C_g が影響して來るので、極く低い周波數と高い數萬サイクルといふ周波數に於ては、その増幅度に異ひを生じて來るのである。



〔第 8-6 圖〕

即ち、低周波に對しては C が大きなリアクタンスとなつて増幅度を低下させ、また高い周波數には C_g が R_g を短絡するやうな状態となり、これまた増幅度を低下せしめるのである。

可聴周波數を大體三つに別けて低周波、中間周波、高周波とに考へれば、等價回路は第 8-7 圖の如くなり、これ等の増幅度は各々次のやうになる。

(A) 低い周波數の場合：

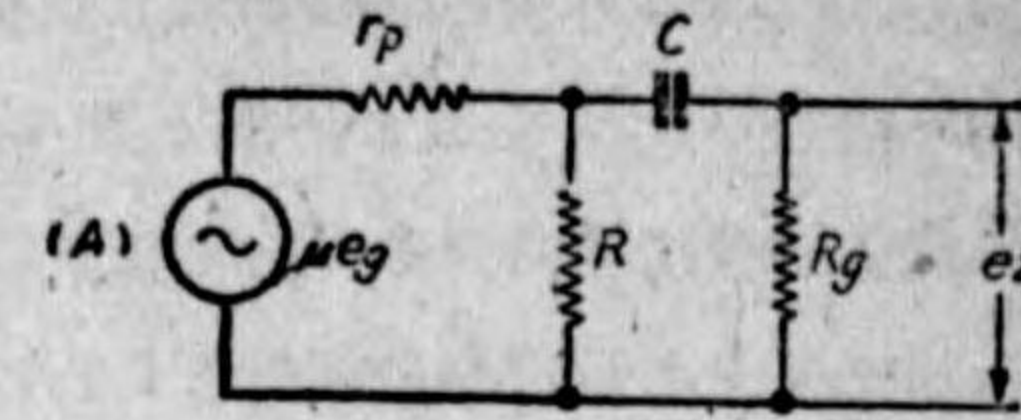
$$e_2 = \frac{\mu e_g R R_g}{r_p R + R R_g + R_g r_p - j \frac{r_p + R}{\omega C}} \dots (15)$$

(B) 中間の周波數の場合：

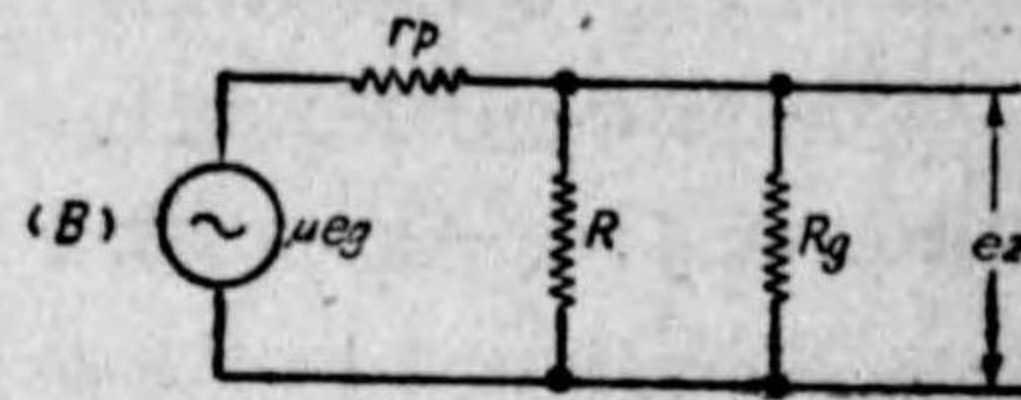
$$e_2 = \frac{\mu e_g}{1 + r_p \frac{R + R_g}{R R_g}} \dots (16)$$

(C) 高い周波數の場合：

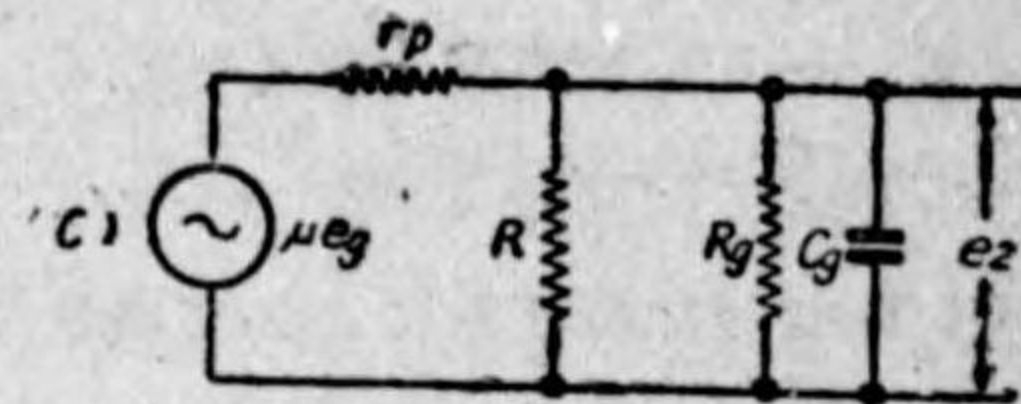
$$e_2 = \frac{\mu e_g}{1 + r_p \frac{R + R_g}{R R_g} + j \omega C_g r_p} \dots (17)$$



(A)



(B)



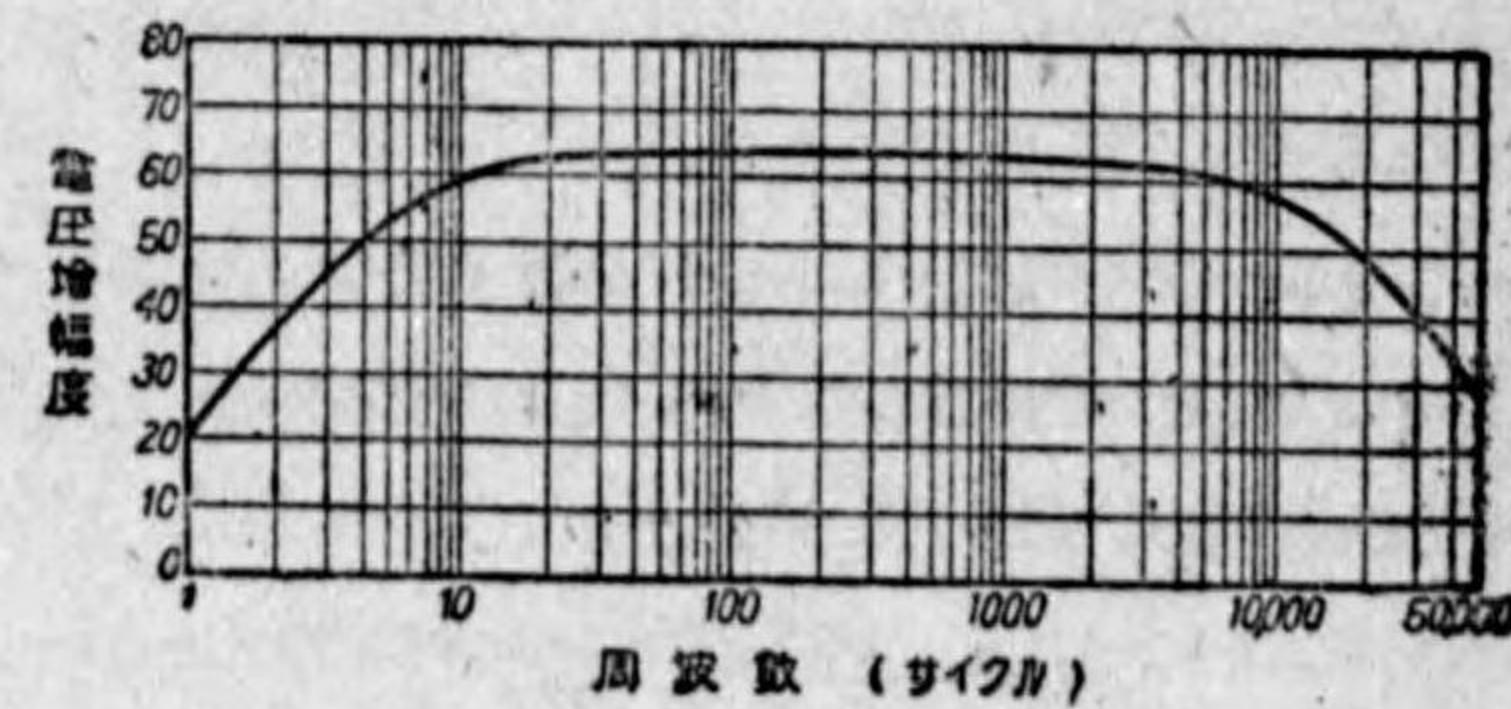
(C)

〔第 8-7 圖〕

抵抗増幅の設計については、先づ真空管はなるべく増幅定数 μ の大きなものを選ぶこと。また R 、 R_g 、 C の各定數は、次の式から求めることができるのである。

$$\left. \begin{aligned} R &= (1 \sim 5) r_p \\ R_g &= (1 \sim 10) R \\ C &= \frac{10}{\pi f R_g} \end{aligned} \right\} \dots (18)$$

結合コンデンサー C を大きくすれば、低い周波數の特性をよくすることができる。第 8-8 圖は抵抗増幅の特性を示したものである。なほ結合抵抗 R を大きくすれば増幅度を高められるけれども、プレート電圧が極度に降下するから、或る値で制限があるのである。



〔第 8-8 圖〕

このような理由から

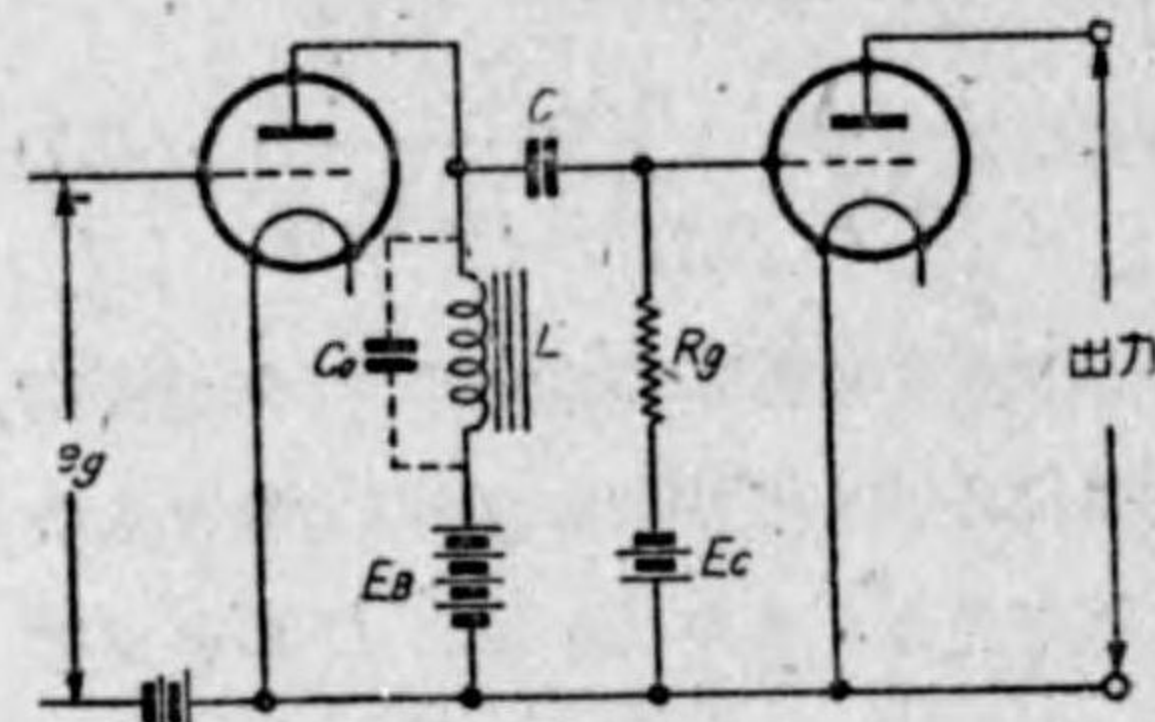
して抵抗増幅方式を数段連結した場合、周波数特性をよくするといふことは仲々困難で、2, 3 段といふところが止りである。

抵抗結合に於て生命である抵抗器は、すべて良品を選び、抵抗値の変動からして生ずる雑音等を絶無としなければならない。また結合コンデンサーも高圧に十分耐へ得るものでなければならぬ。

(2) インピーダンス結合増幅

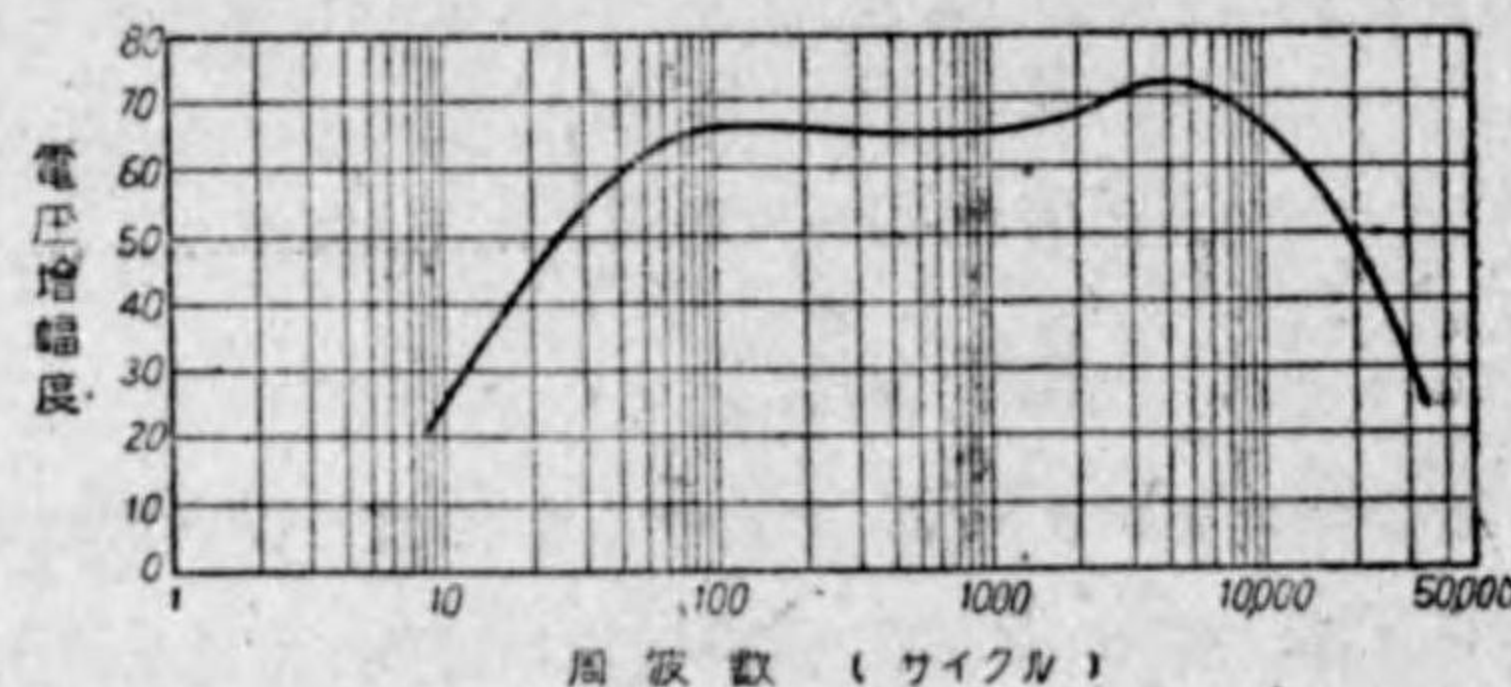
抵抗増幅器に於ける結合抵抗 R に代りインダクタンス・コイル L を用いたものをインピーダンス結合といふ。第8-9圖の如きものである。

インダクタンス・コイルの直流抵抗を少くすれば、抵抗増幅の如くプレート電源電圧を高くしなくともよいのである。然し、インピーダンスの値は周波数によつて異なる



〔第8-9圖〕

ものであるから、特性は抵抗増幅より劣るのである。第8-10圖の如く高い周波数のところで増幅度が上るのはコイルのインダクタンス L と分布容量 C_0 によつて丁度同調した點である。



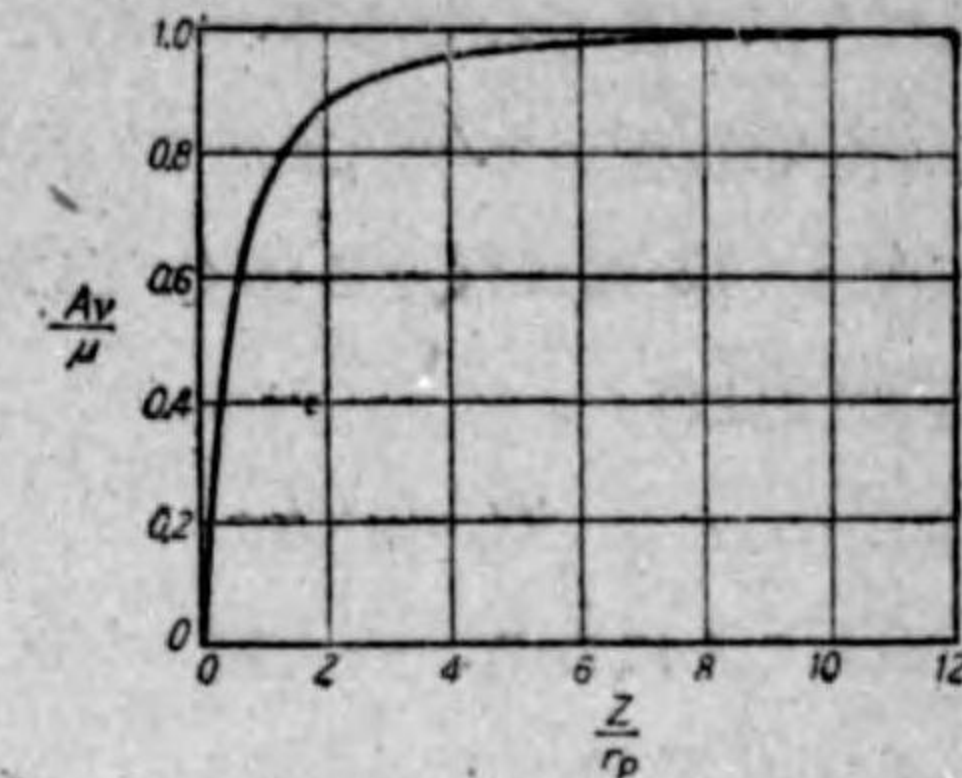
〔第8-10圖〕

インピーダンス結合もトランス結合ほどには増幅度が高くないから、真空管は μ の大きい内部抵抗の少ないものを選びねばならない。

電圧増幅度は (4) 式に示した如く

$$A_v = \frac{1}{1 + \frac{r_p}{Z}} \cdot \mu$$

といふ関係にある故に、インピーダンス結合に於ても $\frac{Z}{r_p}$ の値によつて増幅係数 $\frac{A_v}{\mu}$ が變つて來るのである。その関係を圖示すれば第8-11圖の如くである。



〔第8-11圖〕

圖に示してあるやうに、 $\frac{Z}{r_p}$ を10以上にすれば増幅度を高めることができる。

實用上 50 ヘンリのインダクタンス・コ

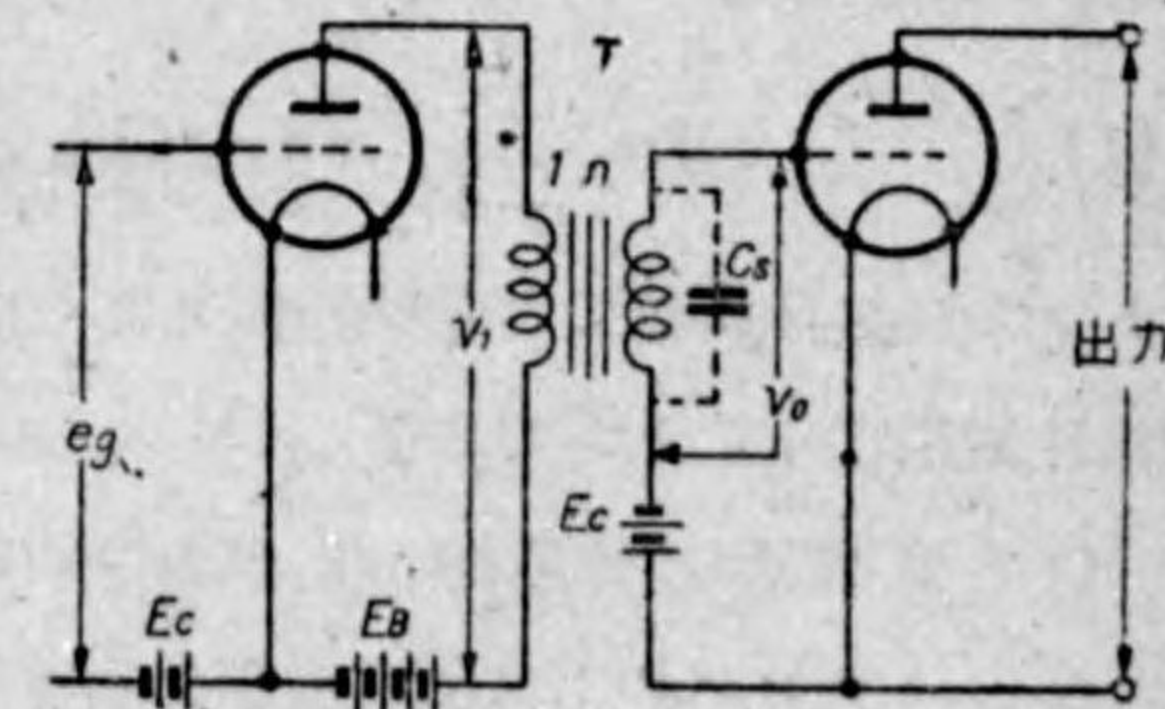
イルを用ふれば、50 サイクル以上が殆ど一定に増幅され、また真空管の増幅定数 μ に近づけることができるのである。なほ $\frac{Z}{r_p}$ は次の式で算出することができる。

$$\frac{Z}{r_p} = \frac{2\pi f(\text{サイクル}) L(\text{ヘンリ})}{r_p(\text{オーム})} \dots\dots\dots(19)$$

インピーダンス結合方式による時、高い周波数の低下を防ぐためには、分布容量 C_0 の少いインダクタンス・コイルを使はねばならないのである。結合コンデンサー C 及びグリッド抵抗 R_g は、抵抗増幅の場合と同じ定数を選ばよのである。

(3) トランス結合増幅

第8-12圖に示す如く、低周波トランス T を通じて間接結合を行つたものをトランス結合増幅といふ。この低周波トランス T は、鐵心を用ひてインダクタンスを大とし、また結合度を1に近づくやうにしたものである。



〔第8-12圖〕

低周波トランスは一次コイル及び二次コイルからなり、兩コイルの巻回比 n をもたせてある。この n は用途に應じて適當に選び、電圧を數倍に高め

ることができるのである。一般に一次コイルもまた巻回数の多い二次コイルにも分布容量があり、なほ次の段の入力側分布容量も考へられるが、これ等を第 8-12 圖に示せる如く、二次側に一括して C_s とする。これを一次側に換算すれば

$$C_p = n^2 C_s$$

といふことになる。一次側インダクタンスを L とすれば、プレート・インピーダンス Z は

$$Z = \frac{\frac{L}{C_p}}{j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_p}\right)} \dots\dots\dots(20)$$

故に、トランス結合の電圧増幅度 $\frac{v_o}{e_g}$ は (3) 式を用ひて

$$\begin{aligned} |A_v| &= n \frac{v_1}{e_g} = n \frac{\mu Z}{r_p + Z} \\ &= \frac{n\mu \frac{L}{C_p}}{\frac{L}{C_p} + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_p}\right)r_p} \\ &= \frac{n\mu}{1 + j r_p C_s n^2 \omega_0 \frac{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)\omega}{\omega_0}} = \frac{n\mu}{1 + j\alpha \frac{(1-x^2)}{x}} \dots\dots(21) \end{aligned}$$

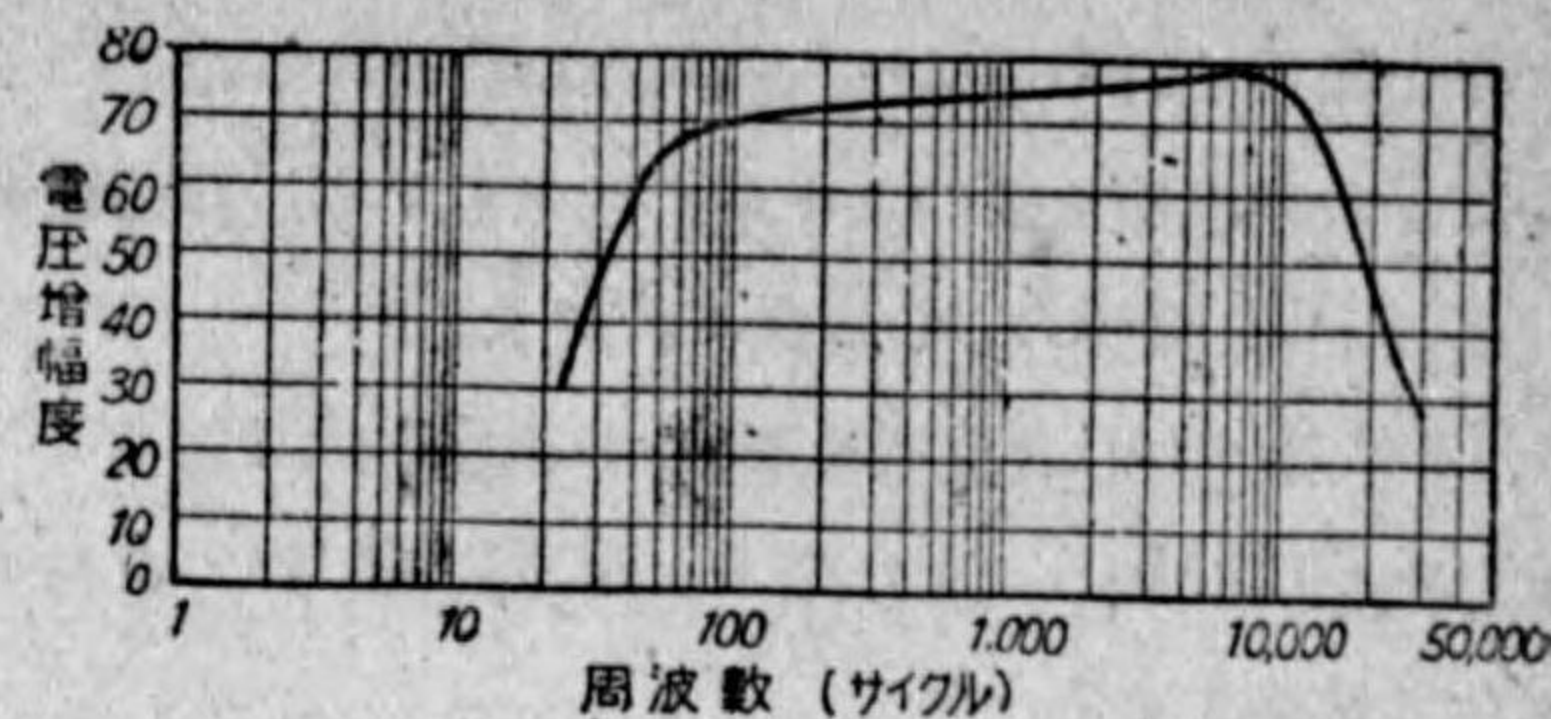
但し $\omega_0^2 = \frac{1}{LC_p}$, $\alpha = r_p C_s n^2 \omega_0$, $x = \frac{\omega}{\omega_0}$

トランス結合に於て周波数特性をよくするには、(21) 式から判る如く、次の条件を掲げることができる。

- (1) 真空管の内部抵抗 r_p が小さいこと。
- (2) トランスの二次側の巻線分布容量及び次の段の入力側容量が小さいこと。
- (3) トランスの巻回比の小さいこと。
- (4) トランスの固有周波数 $\omega_0 \left(\frac{1}{\sqrt{LC_p}}\right)$ の小さいことの一つとして、

一次側インダクタンスを大としなければならない。

トランス結合増幅の特性は第 8-13 圖の如くである。増幅度は抵抗またはインピーダンス結合のいづれより大であるが、周波数特性は劣るものである。



【第 8-13 圖】

第三節 増幅器の歪

低周波増幅器の最も大切な使命としては、入力として加へられた電圧または電流の波形を忠實にまた所要の値までに増幅して、出力側に取り出すことが理想である。然し、実際には仲々困難なことで、種々の歪を生じ易いのである。歪の種類を大別して、次の三つに分つことができる。

- (1) 振幅歪 (非直線歪或は高調波歪ともいふ)
- (2) 周波歪 (直線歪ともいふ)
- (3) 位相歪

(1) 振幅歪

真空管を使用した増幅器に於て、真空管の特性 $E_g - I_p$ の直線部分のみに於て動作させる時は、第 8-14 圖 (A) に示す如く、入力波形と出力波形とは同形であり、歪はないといふ。それと反対に、振幅歪とは入力波形に出力波形が不一致であること、即ち振幅の變化の割合が違ふことをいふのである。

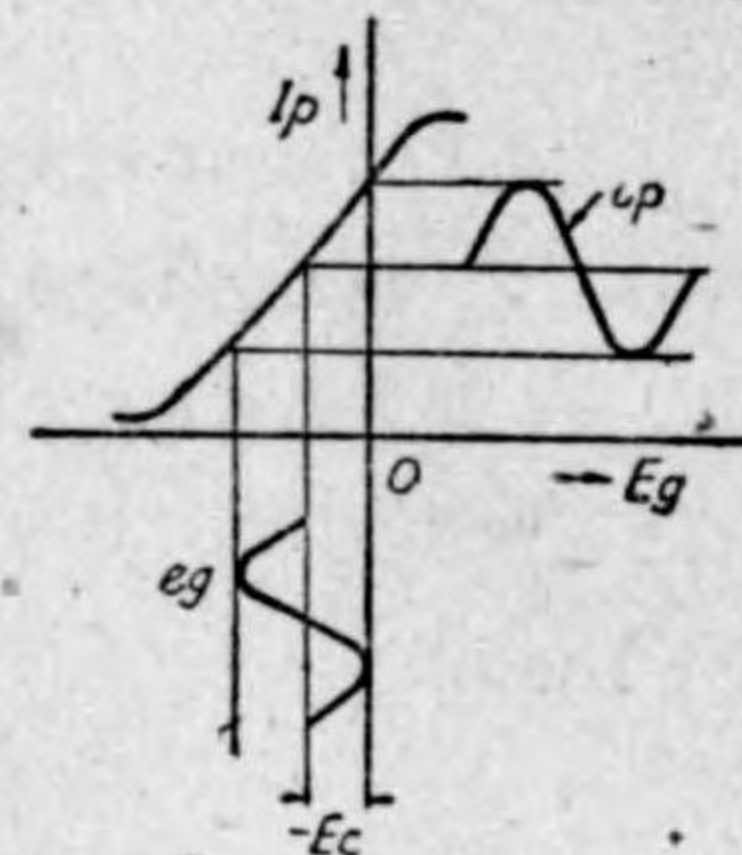
第 8-14 圖 (B) の如き場合は、グリッド・バイアスが高過ぎて、 $E_g - I_p$ 特性の彎曲部を使つたために、上部の山と下部の山が異つて歪を生じたものである。またこれと反対に、グリッド・バイアスが低く過ぎた時も同じく歪

を生ずるのである。

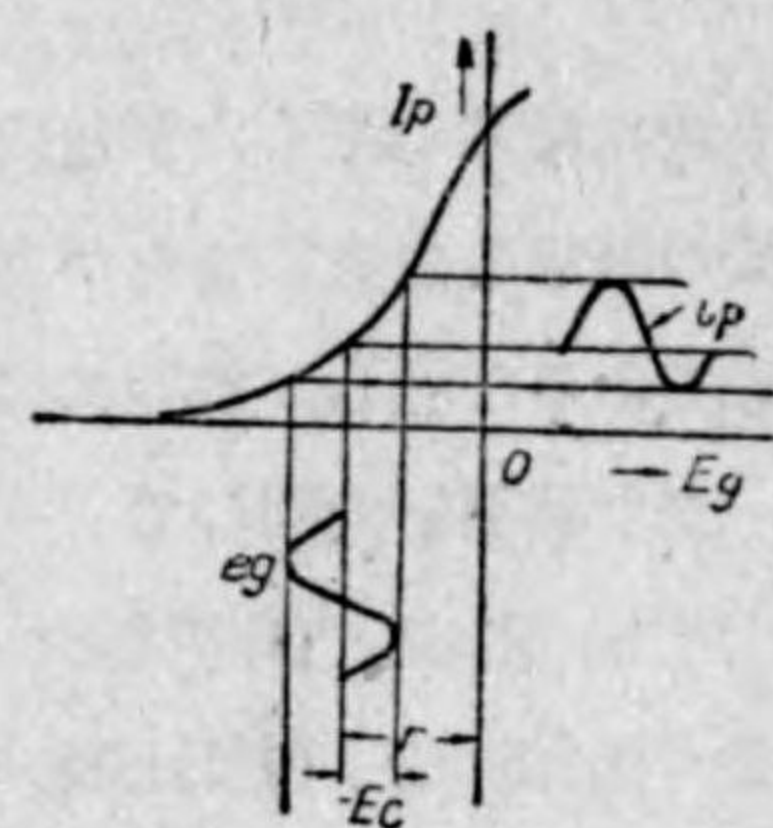
この出力波形の中には、高周波が含まれてゐるので高調波歪といひ、また真空管の非直線を使つたために生ずるから、非直線歪ともいつてゐる。

第 8-14 圖 (C) の場合は、グリッド・バイアス E_c は適當であるが、グリッドに加へられた交番電圧 e_g の振幅が大き過ぎたために、出力波形に歪を生じたものである。また第 8-14 圖 (D) は、負荷抵抗値が不適當なるために生じた歪である。

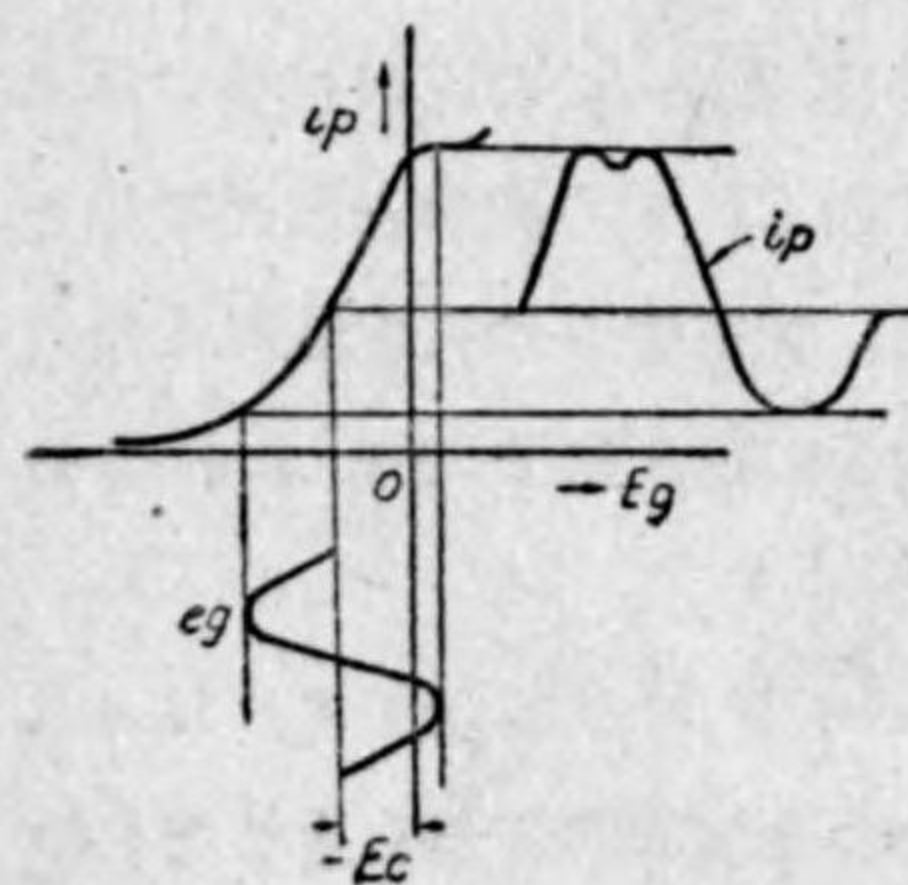
以上のやうな状態に於て振幅歪を生ずるから、真空管の動作点 ($-E_c$) の値を適當に選ぶこと、グリッド交番電圧 e_g が過大にならぬこと、負荷抵抗値を最適なるものとすれば振幅歪は除けられるのである。



【第 8-14 圖】(A)

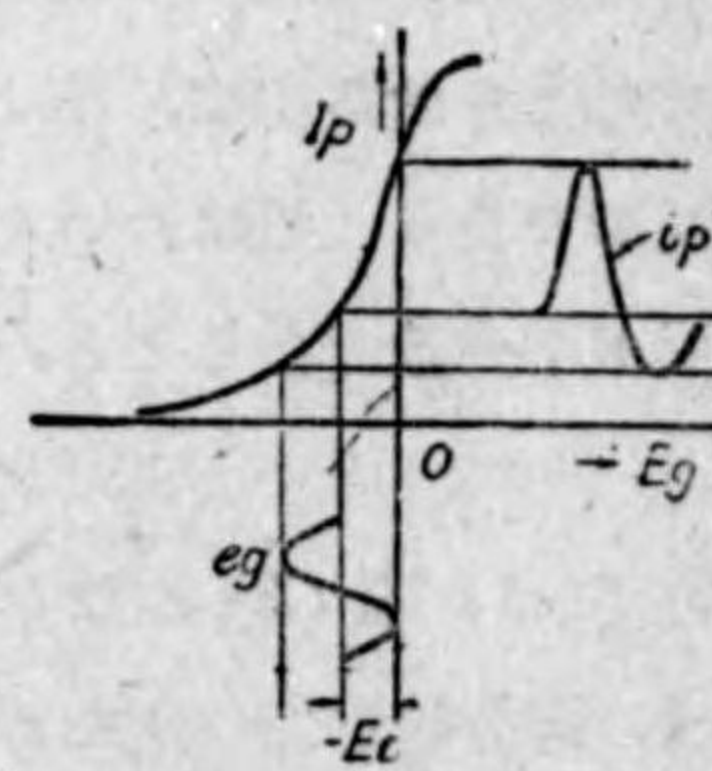


【第 8-14 圖】(B)



【第 8-14 圖】(C)

$\omega L > \frac{1}{\omega C}$ なる場合

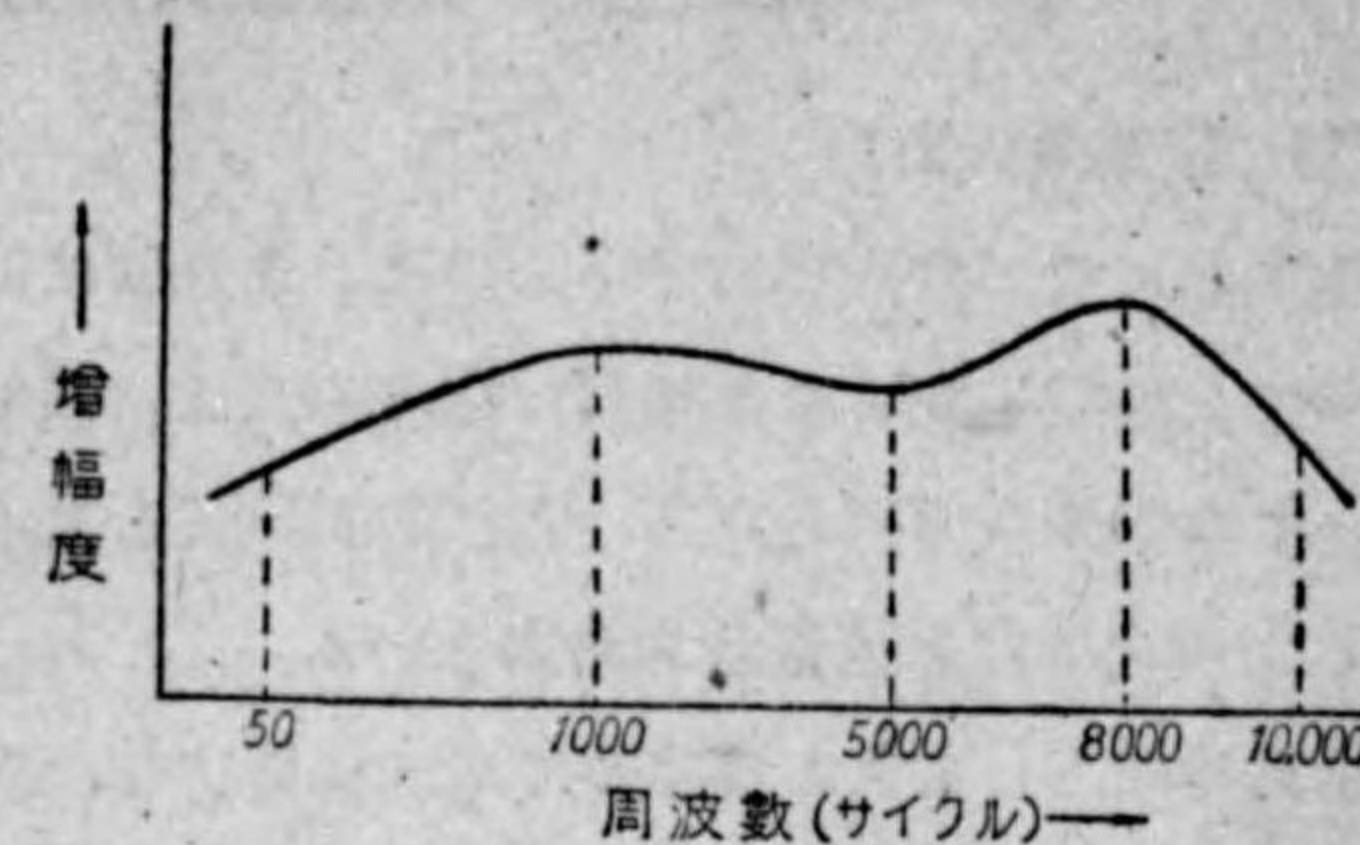


【第 8-14 圖】(D)

(2) 周波歪

低周波増幅器の各部に使用する回路定数のために、入力に加へられる周波

数によつて増幅度が違ひ、周波数特性が第 8-15 圖の如くなるものを周波歪といふ。完全に直線的なものを周波歪が零であるといふ。



【第 8-15 圖】

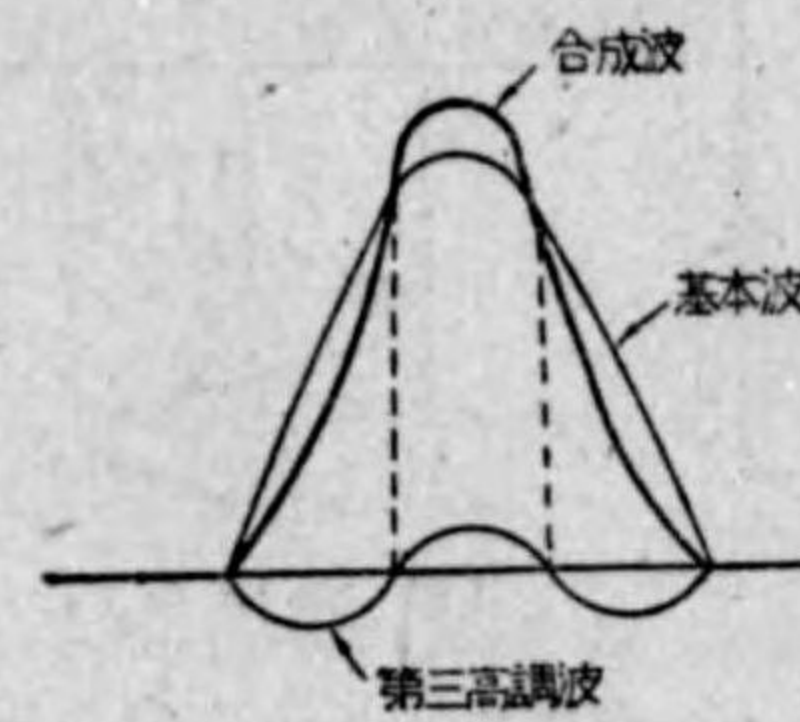
周波歪は振幅歪と異り真空管特性の直線性とは

全く関係はないので、周波歪をまた直線歪と稱してゐる。

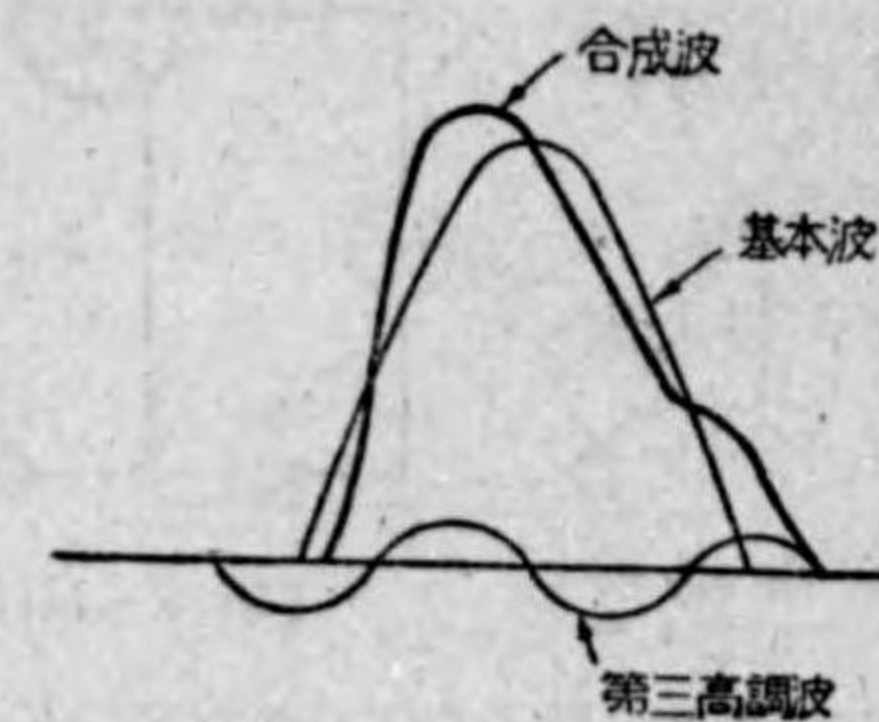
(3) 位相歪

増幅器の入力側に於ける或る周波数の位相と、出力側の位相とが異つてゐるやうな歪を位相歪といふ。

例へば第 8-16 圖 (A) に於ける如く、第 3 高調波を含んだ波形の合成波が入力側に加へられた場合、もし増幅器内に位相歪があつたならば、出力側の合成波は第 8-16 圖 (B) の如く、全くその形状を異にしてしまふのである。



【第 8-16 圖】(A)



【第 8-16 圖】(B)

我々の聴覚はこの位相歪を判断できる程鋭くないので、一般ラジオ受信機に於てはあまり問題とはされないけれども、寫真電送及びテレビジョン用増

幅にあつては重大なる影響がある。

第四節 無歪最大出力の計算

(1) 無歪最大出力

増幅器に於て最大出力といふのは、最終段に使用せる真空管の最大出力であつて、通常増幅された電圧、電流の波は、基本波の外高調波が含まれて居り、これが歪の原因となる。含れる高調波を基本波に對し5パーセント以内とした最大出力を無歪最大出力といふ。

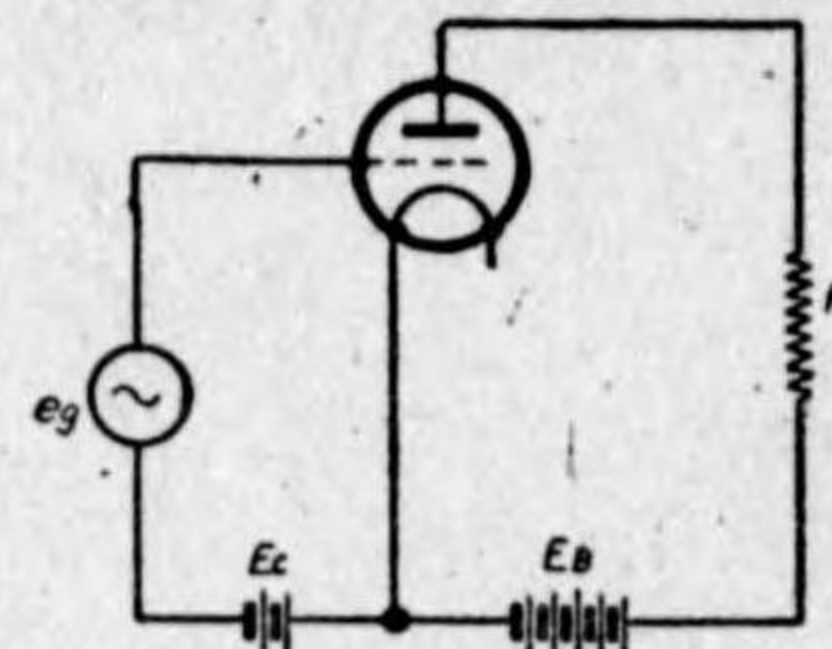
電力増幅として使ふ真空管には三極真空管、五極真空管及ビーム真空管等がある。これ等は夫々特性が違ふので、従つてその最大出力の算出も違ふのである。

(2) 無歪最大出力の數量的算出法

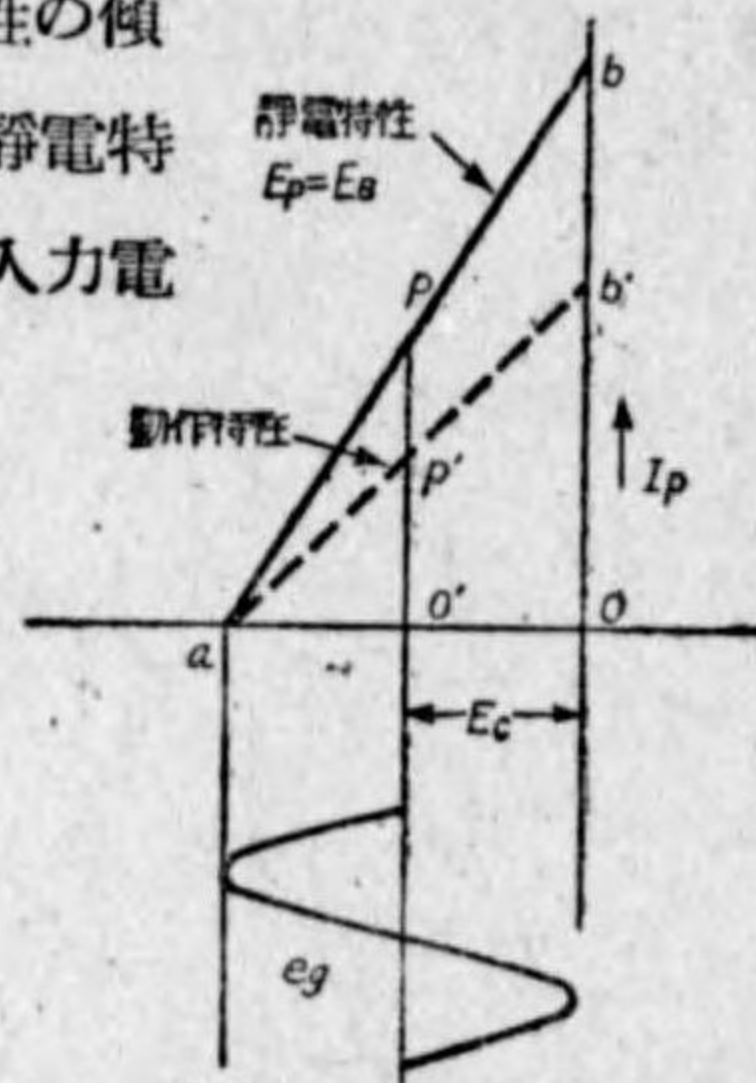
第8-17圖の如き接続を行つたものを直列饋電方式といひ、その動作特性は第8-18圖の點線 ab' の如くなる。動作特性の傾斜は負荷抵抗 R の値によつて異なるが、始動點は靜電特性 ab の始動點 a と一致してゐる。故にグリッド入力電圧の變る範圍は a

o となり、負荷抵抗如何に拘らず一定なのである。

従つて、最大出力を得るグリッド交番電圧 e_g は $\frac{1}{2}$



〔第8-17圖〕



〔第8-18圖〕

であつて、グリッド・バイアス電圧 E_c は $\frac{1}{2} oa$ の點に定めるのである。この場合最大出力を得る値は (12) 式の如く $r_p = R$ である。

この時の最大出力 P は、(14) 式から求めることができる。

但し $oa = \frac{1}{\mu} E_B \dots\dots\dots(22)$

$\therefore e_g = \frac{1}{2\mu} E_B \dots\dots\dots(23)$

であるから

$P = \frac{1}{8} \frac{1}{r_p} \mu \left(\frac{E_B}{2\mu} \right)^2$

$\therefore P = \frac{E_B^2}{32r_p} \dots\dots\dots(24)$

尚、この場合のグリッド・バイアス電圧は

$E_c = -e_g$ であるから

$E_c = -\frac{1}{2} \frac{E_B}{\mu} \dots\dots(25)$

である。

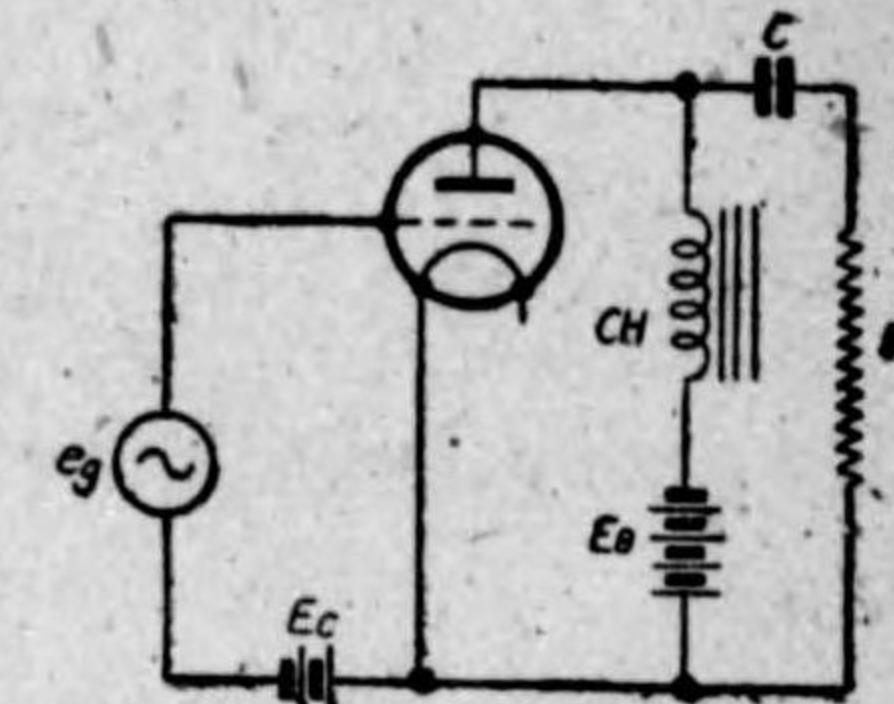
次に、第8-19圖の如き並列饋電方式について考へてみる。

CH は低周波チョーク・コイルで、直流に對しては抵抗なく $E_p = E_B$ と考へて差支へない。また交流分に對しては大なるレインピーダンスとして働くものである。 C は大容量のコンデンサーで、直流を阻止し交流分にはリアクタンスを無視し得るのである。

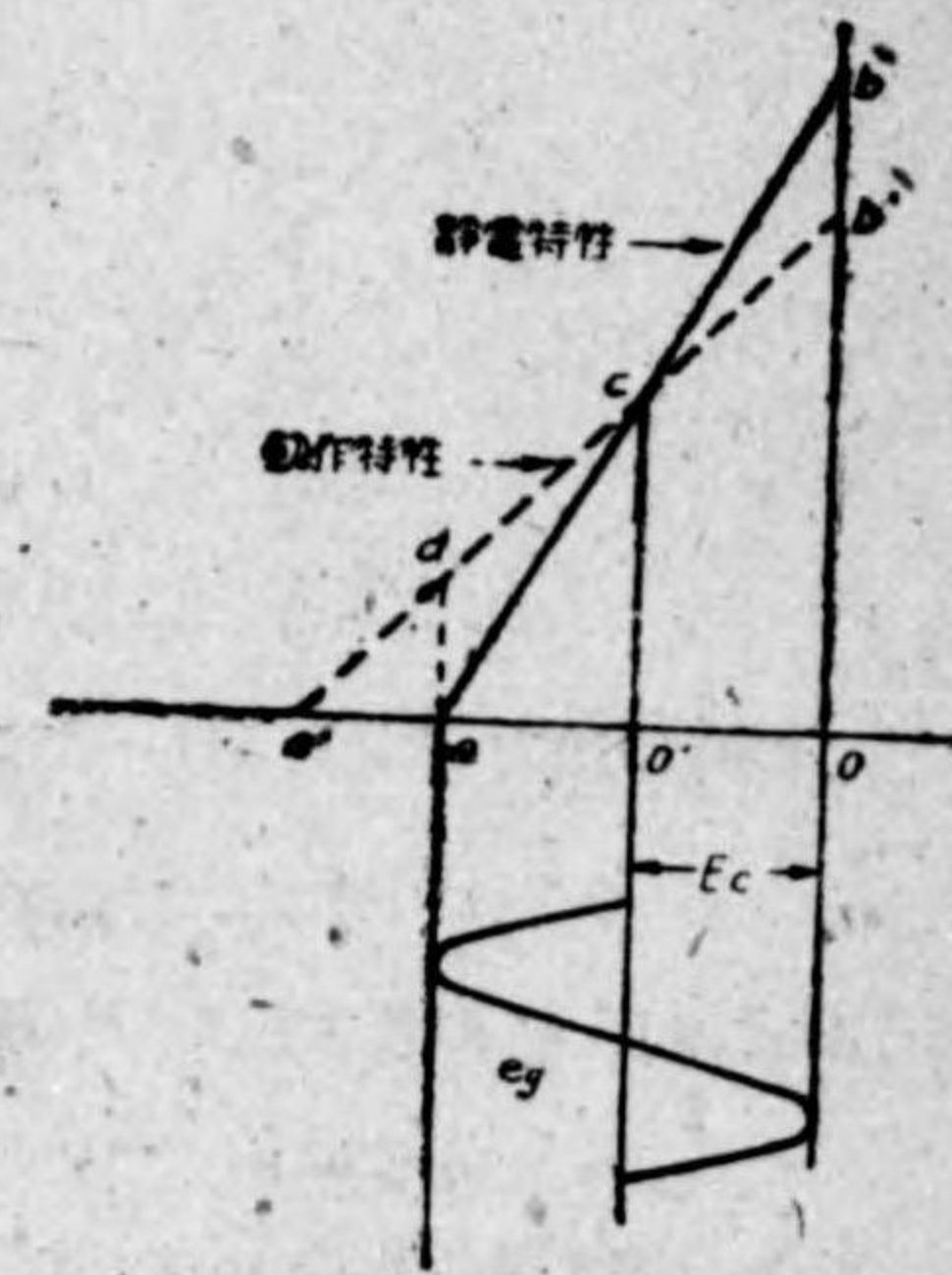
第8-20圖は動作特性で、點線に示す如く傾斜は R の値によつて定まるのである。

プレート電流は靜電特性(實線)の ab 上 c なる點を中心として $a'b'$ 上を變化するのである。またグリッド電圧は $a'o$ 上に變化するのである。

並列饋電方式の場合の動作特性曲線は



〔第8-19圖〕



〔第8-20圖〕

真空管の静電特性よりも aa' だけ増大されるので、グリッド・バイアス電圧を E_c より増大することができる。即ち動作点 C を移動して負荷抵抗 R を適当な値とすれば、グリッド交番電圧を更に増すことができ、従つて出力管の出力電力を増加させることができるのである。

並列饋電方式に於ける最大出力電力を求めるための負荷抵抗は、直列饋電方式と異つて $R=2r_p$ となるのである。

その証明は下記の如くである。

第 8-20 圖に於て

$$e_g = \frac{1}{2} oa' = \frac{1}{2} (oa + a'a) \dots\dots\dots(26)$$

a' の點に於けるプレート電圧を E_B (最大) とすれば

$$oa' = \frac{1}{\mu} E_B \text{ (最大)}$$

となり

$$\therefore aa' = \frac{1}{\mu} (E_B \text{ (最大)} - E_B) \dots\dots\dots(27)$$

然るに $[E_B \text{ (最大)} - E_B]$ は出力電圧の振幅に相當するから

$$aa' = \frac{1}{\mu} [E_B \text{ (最大)} - E_B] = \frac{1}{\mu} \cdot \frac{R}{r_p + R} \cdot \mu \cdot e_g = \frac{R}{r_p + R} \dots\dots\dots(28)$$

故に

$$e_g = \frac{1}{2} (oa + a'a) = \left(\frac{r_p + R}{2r_p + R} \right) \cdot \frac{E_B}{\mu} \dots\dots\dots(29)$$

この時の出力 P は、(11) 式に (29) 式を代入し

$$P = \frac{R}{(2r_p + R)^2} \cdot \frac{E_B^2}{2} \dots\dots\dots(30)$$

上式より P の最大出力 P (最大) を與へる R の値は

$$R = 2r_p \dots\dots\dots(31)$$

となる。即ち最大出力を得るには真空管の内部抵抗の 2 倍の抵抗を負荷として接続すべきである。

またこの時のグリッド・バイアス電圧 E_c は $E_c = -e_g$ なる故、(29) 式及び (31) 式より

$$E_c = -\frac{3}{4} \frac{E_B}{\mu} \dots\dots\dots(32)$$

となる。

最大出力は (30) 式及び (31) より

$$P \text{ (最大)} = \frac{E_B^2}{16r_p} \dots\dots\dots(33)$$

となり、前者の直列饋電方式に比べて 2 倍の出力が得られるのである。

(3) 無歪最大出力の作圖的算出法

無歪最大出力の求め方には前述の如き數量的の他に、 $I_p - E_p$ 特性曲線から作圖的に求める方法がある。

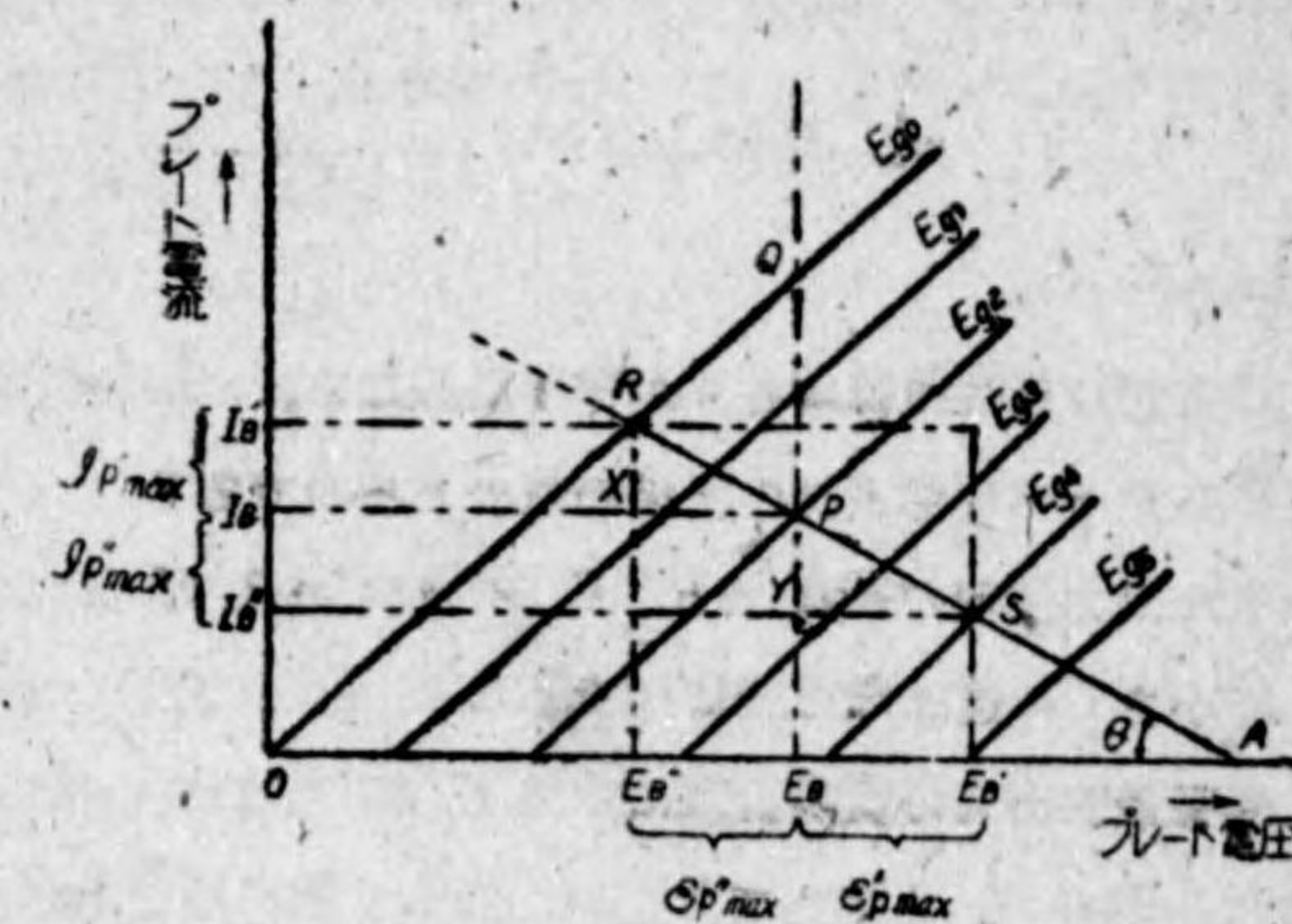
作圖算出は三極管に限らず五極管へも應用できる誠に便利なものである。

第 8-19 圖の如き並列饋電方式について考へてみよう。

第 8-21 圖の如く、プレート電流對プレート電圧の特性は、制御グリッド

に加へるグリッド・バイアス電圧の値に從つて、數本の曲線を描くことができるのである。

今プレート電源電圧を E_B とし、グリッド・バイアスを E_{G2} とすれば、 E_B 上に立てた直線と E_{G2} との交点 P が求められ、



〔第 8-21 圖〕

これが動作点となるのである。この時の直流プレート電流は $P \cdot E_B$ だけの大きさである。プレート回路に負荷抵抗 R を接続せずグリッドに交番電壓

e_0 を加へれば、プレート電流は直線 $E_B \cdot Q$ の上を變化するのみであるが、負荷に R を接続すると全く異つた RS 線上に變化する。この直線が動作特性である。この時のプレート電壓及びプレート電流の變化は横軸、縦軸に垂線を引けば求められる。

動作線 RS は $\frac{E_B A}{P E_B} = \cot \angle E_B A P$ の傾斜を有つて、 P 點を通る直線である。

而して、負荷抵抗は $\angle E_B A P (= \theta)$ であるから、 $\cot \theta = R$ となるやう選ぶのである。

グリッド交番電壓 e_0 によつてグリッド電位が E_{g0} から E_{g1} まで變化したとすれば、動作範囲は RS であり、負荷抵抗 R に生ずる最大交流出力電壓は $\varepsilon_p'_{最大}$ 及び $\varepsilon_p''_{最大}$ また最大交流出力電流は $j_p'_{最大}$ 及び $j_p''_{最大}$ である。

また負荷抵抗 R に得られる電力は

$$j_p'_{最大} \approx j_p''_{最大} = j_p_{最大}$$

$$\varepsilon_p'_{最大} \approx \varepsilon_p''_{最大} = \varepsilon_p_{最大}$$

として

$$P = \frac{j_p_{最大} \cdot \varepsilon_p_{最大}}{2} \dots \dots \dots (34)$$

である。

真空管の特性曲線の各々が平行斜線ならば、 R の値は數量的に求めたと同様、プレート内部抵抗の2倍の値にとるのである。

また出力波形の歪は $\Delta R \cdot X \cdot P$ 及び $\Delta P \cdot Y \cdot S$ の面積が全く等しい場合に小さく、違ふほど歪は大である。

無歪最大出力の實際計算には第8-21圖について $E_B' - E_B''$ 及び $I_B' - I_B''$ の積の $\frac{1}{8}$ と考へてもよい。即ち一般に用ひられる式の

$$P_0 = \frac{1}{8} (\text{プレート電流の最大値} - \text{プレート電流の最小値}) \times (\text{プレート電壓の最大値} - \text{プレート電壓の最小値}) \dots (35)$$

である。

第五節 三極真空管を電力増幅に使用する 場合の注意

一般電力増幅に用ひられる三極真空管の代表的なものは、第1表の如きものである。

〔第1表〕電力増幅用三極真空管

名稱	フィードバック電圧 (V)	プレート電圧 (V)	グリッド電圧 (V)	プレート電流 (mA)	負荷抵抗 (Ω)	出力 (W)	増幅定數	内部抵抗 (Ω)	相互コンダクタンス (mS)	
UX-12A	5	0.25	180	-15	-85	9650	0.27	7.5	4750	1800
UX-31	2	0.3	180	-30	125	5700	0.37	3.8	3600	1050
UX-71A	5	0.25	180	-40.5	20	4800	0.79	3	1750	1700
UX-45	25	0.5	250	-50	30	3900	1.6	3.5	1675	2100
UX-2A3	25	2.5	250	-45	60	2500	3.5	4.2	840	5250
UX-250	7.5	1.25	450	-84	55	4350	4.6	3.8	1800	2100

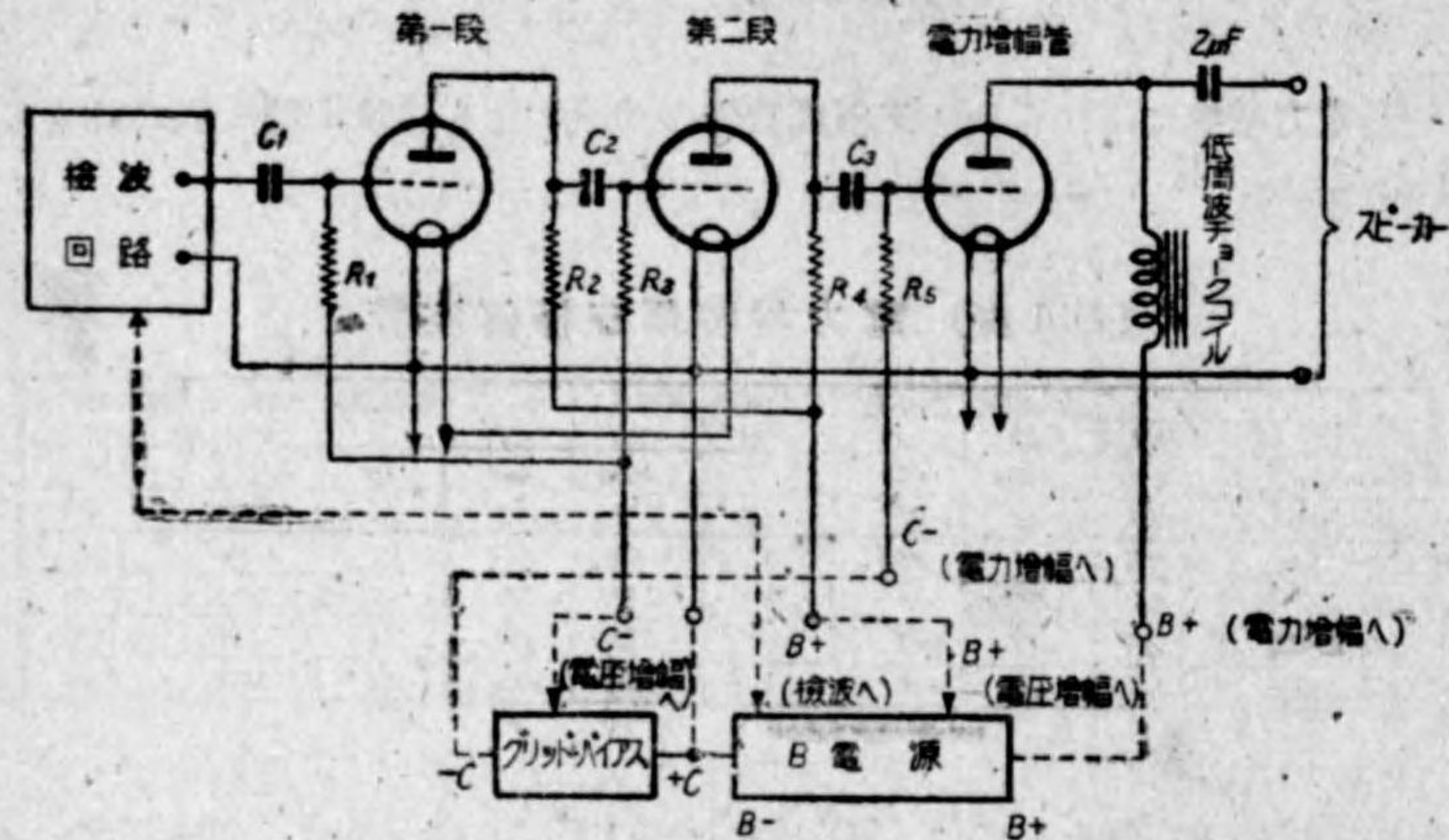
註 UX-31は通常用250

電力増幅用真空管としては(14)式によつて明らかなる如く、増幅定數 μ 及び相互コンダクタンス g_m の大なることが必要である。また(33)式にも示した如く、最大出力は真空管の内部抵抗が低い程大である。第1表中UX-2A3の如きは内部抵抗が非常に低いので、プレート電壓の低い割合に最大出力の大きなものが得られるのである。

三極真空管は五極真空管その他に比べて歪率が僅少であり、従つて特性の良好なるを望む場合に使はれる。然し、増幅器製作上不便なことは、五極真空管等に比べて一般に高いプレート電壓が必要であり、また最大無歪出力を得るのにグリッド入力電壓を相當大としなければならぬ。従つて、最終段を勵振させる電壓増幅用真空管は、増幅定數 μ の大なるものを使用するか或は段數を増さねばならない。段數が多くなれば結合回路の定數その他を餘程注意しなければ、折角三極管を使つてもよい周波數特性を得られることができないのである。

第8-22圖は抵抗結合式3段の低周波増幅器の結線圖である。真空管は全部三極管を使ひなほ抵抗結合方式を採用してゐるので、電壓増幅部を2段と

したものである。真空管配列の一例としては、第1, 第2段の電圧増幅に UY-56 型, 最終の電力増幅に UX-45 型といったのもよい。



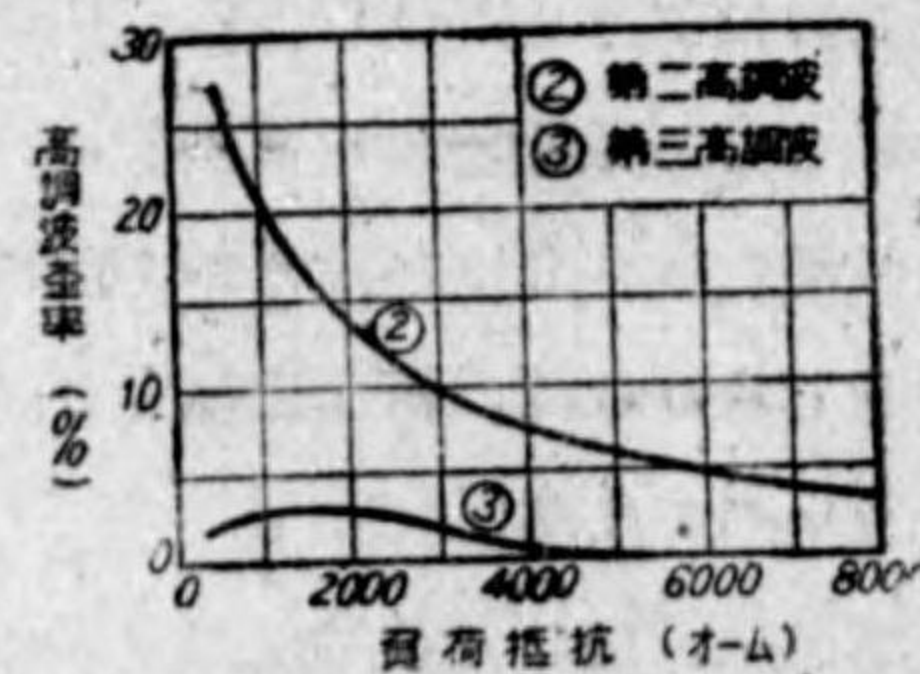
〔第 8-22 圖〕

歪の問題：三極真空管を電力増幅に使った時の振幅歪は、グリッド入力電圧の過大なる場合には勿論、グリッド・バイアスの値及び負荷抵抗に大いに支配されるのである。

グリッド・バイアスの値を正しく $I_p - E_g$ 特性曲線の直線部中点におくこと。またグリッド入力電圧 e_g の振幅が大きく、ためにグリッドの電圧が正となつてグリッド電流 I_g が流れ、そのためグリッド回路で電圧降下を生じて波形が崩れて振幅歪を生じるから、十分注意

すること、また基本波中に含有される高調波の率は負荷抵抗によつて異つて来る。第 8-23 圖は負荷抵抗値と高調波歪率を表したものである。

第 8-24 圖の曲線はプレート内部抵抗と負荷抵抗の比による真空管の全出力をデシ



〔第 8-23 圖〕

ベルにて表はしたものである。

負荷抵抗が真空管の内部抵抗の 2 倍なる時が高調波歪も比較的少く、且つ出力も大であることが明らかである。



〔第 8-24 圖〕

第六節 五極真空管を電力増幅に使用する 場合の注意

電力増幅用として一般に使はれる五極真空管は、第 2 表の如きものが代表的である。

〔第 2 表〕 電力増幅用五極管真空管

名 種	グリッド電圧 (V)	グリッド電流 (mA)	グリッド電圧 (V)	グリッド電流 (mA)	プレート電圧 (V)	プレート電流 (mA)	出力 (W)	増幅定数	内部抵抗 (Ω)	相対的効率 (%)	
UZ-2A5	25	1.75	250	-16.5	250	34	7000	3	140	60000	2350
UY-33	2	0.06	135	-13.5	135	145	7000	0.7	70	50000	1475
UY-38	6.3	0.3	250	-25	250	22.25	10000	2.5	120	100000	1200
UZ-43	25	0.3	95	-15	95	20	4500	0.9	90	45000	2000
UY-47	25	1.75	250	-16.5	250	32.5	7000	2.7	150	60000	2500
UY-47B	25	0.5	180	-19.5	180	20	6000	1.4	90	55000	1700
UZ-41	6.3	0.4	250	-16.5	250	34	7600	3.4	150	65000	2300
UZ-42	6.3	0.7	250	-16.5	250	34	7000	3	140	60000	2350
UT-59	25	2	250	-18	250	35	6000	3	100	40000	2500
UZ-89	6.3	0.4	250	-25	250	32	6750	3.4	125	70000	1800

五極真空管は増幅定数が大きいので、同じ出力を得るのに三極管より遙かに小さいグリッド入力電圧でよいのである。従つて電圧増幅部も段数が少くて済む。一般受信機の多くは検波管から直接電力増幅管に結合してゐる。

歪の問題：五極真空管は三極真空管に比較して $E_p - I_p$ 特性が大いに異り三極管が直線的なのに対し、彎曲部が多いので増幅波形に歪の含有率が多いのである。

特に、第 3 高調波は三極管より遙かに多いのである。

第 8-25 圖は UY-47 真空管の高調波歪と負抵抗の關係を示したもので、最大出力を得る負抵抗値 7000 オーム附近では第 2 高調波は最小點であり、第 3 高調波の方が多いたことが判る。

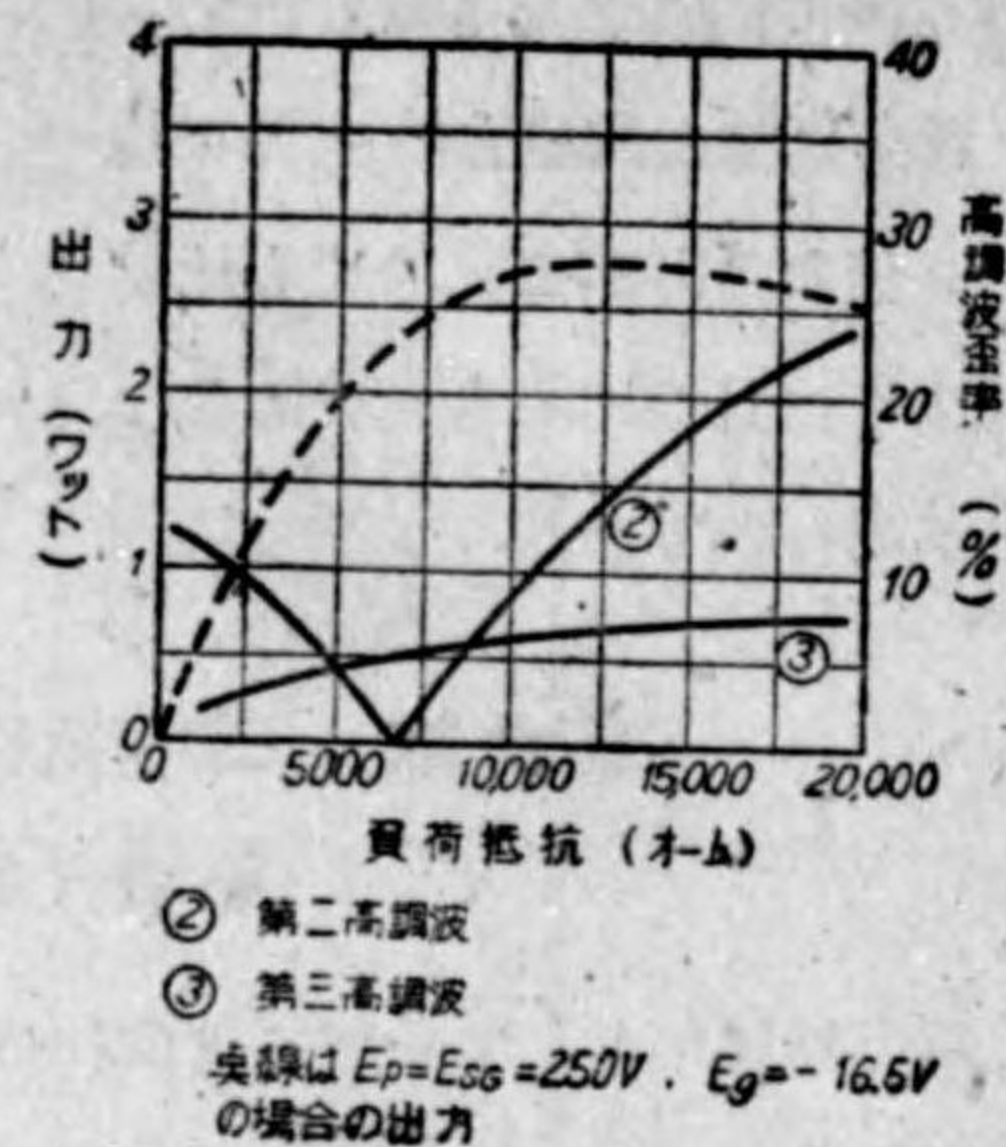
また真空管の内部抵抗値と負抵抗の關係も三極管とは大分違ひ、内部抵抗の約 $\frac{1}{9}$ の 7000 オームが最も適當な値である。

出力側に接続されるスピーカーは、リアクタンスの負荷であるから $X_L = 2\pi fL$

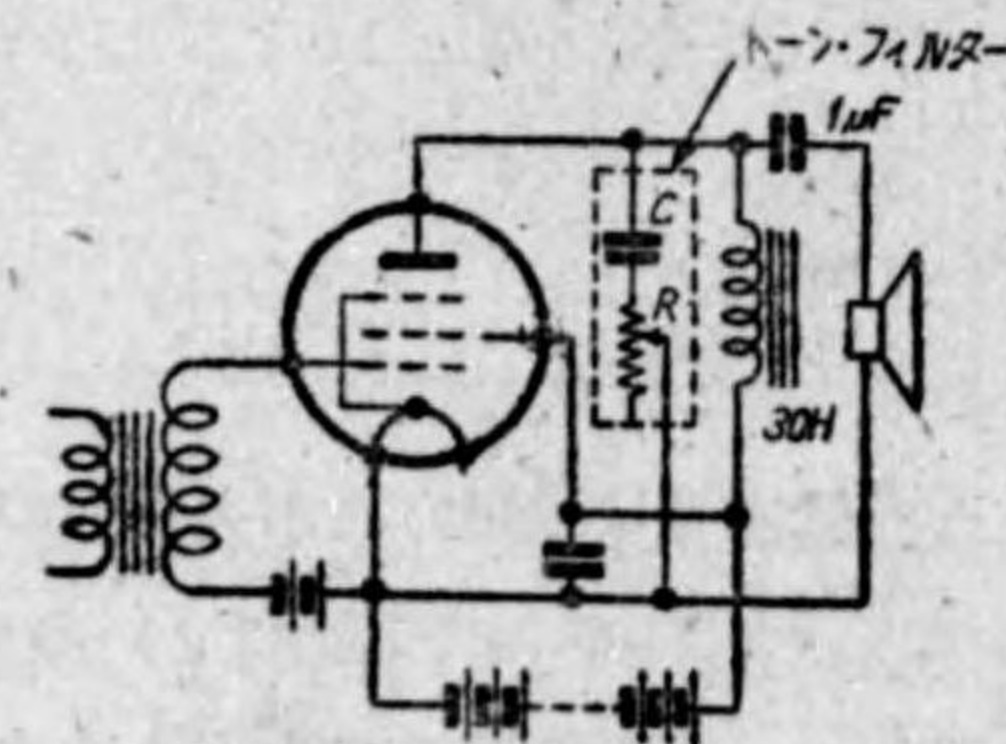
の關係にあり、周波数 f に應じて X_L は何時も變化する。従つて第 8-25 圖で判るやうに歪率も出力も周波數に應じて變化するといふ缺點がある。即ち周波數が低下しリアクタンス負荷 X_L が小さくなれば出力は急に減少し、反對に高い周波數の時は出過ぎるので周波數歪を生ずるのである。

この對策としては第 8-26 圖の如きトーン・フィルターを挿入すればよい。

トーン・フィルターは抵抗とコンデンサーの回路で、また抵抗を加減式とすれば音質調整(トーン・コントロール)ができる。即ち抵抗値を低くすれば高音がこの回路を通り、スピーカーへ行く量が少く、また抵抗を大とすれば、高音をスピーカーからよく出るやうにすることになる。



〔第 8-25 圖〕



$C = 0.03 \sim 0.05 \mu F$
 $R = 10,000 \sim 50,000 \Omega$
〔第 8-26 圖〕

第七節 出力管とインピーダンス・マッチング

出力真空管から最大出力を得るには、動作特性の直線性範圍を最も大きく

するために最適負荷抵抗が定められるのである。

UX-45 型真空管を例に掲げれば

- プレート電圧 250 ボルト
- グリッド電圧 -50 ボルト
- プレート電流 34 ミリ・アンペア
- 負荷抵抗 3900 オーム
- 最大出力 1.6 ワット

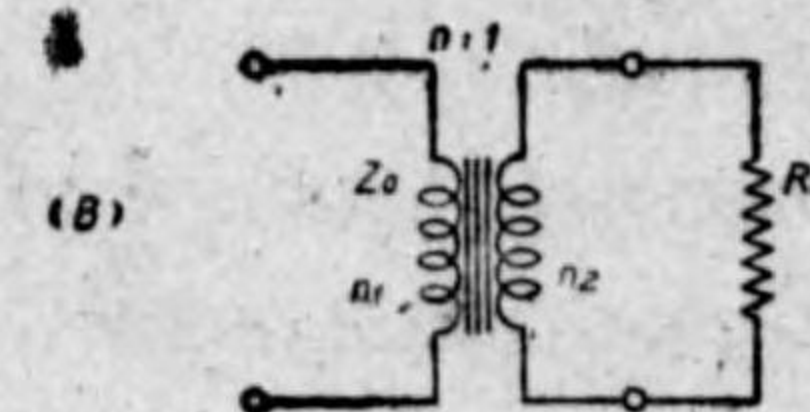
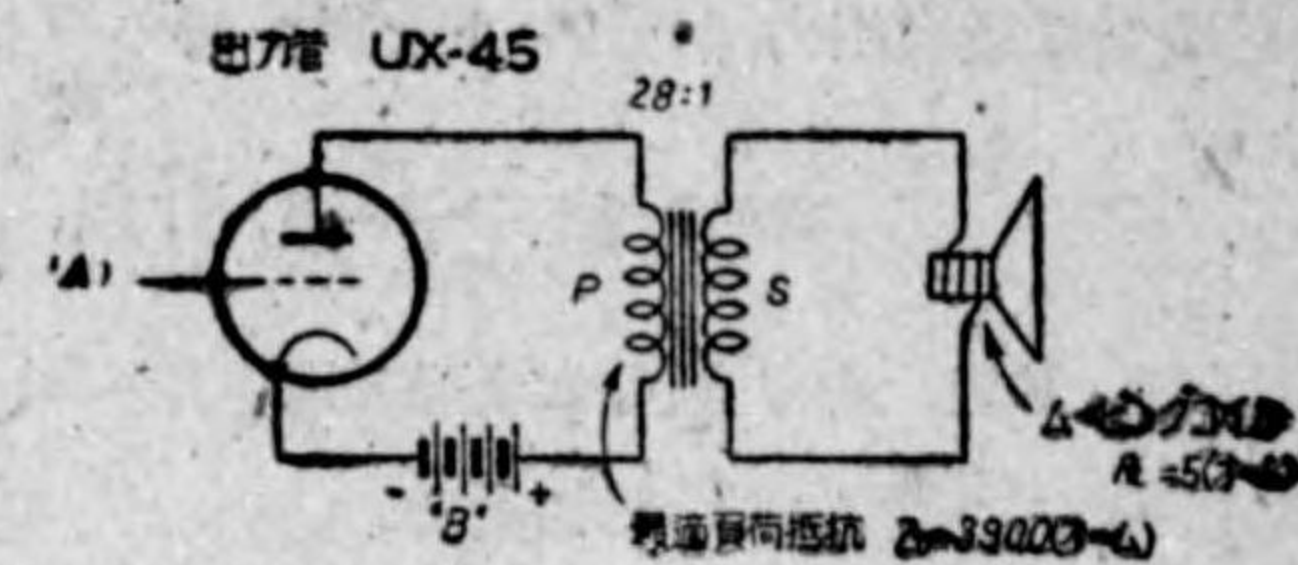
といふ關係にあるから、出力側に結合させる負荷抵抗としては 3900 オームとしなければならない。但し、實際に負荷としてはダイナミック・スピーカーのやうなムービング・コイルのインピーダンスが數オームといふ程度のものである。これを見掛上數千オームにし適合させることをインピーダンスマッチングといふ。

それには第 8-27 圖の如き整合用トランス(マッチング・トランス)が必要となるのである。

整合用トランスの構造は一般トランスと大差なく、第 8-27 圖(B)の如き一次側 n_1 回、二次側を n_2 回とすれば、一次對二次電壓比及び電流比は $n_1 : n_2$ 及び $n_2 : n_1$ となる。

今一次側の電壓、電流を各々 $E_1 \cdot I_1$ とし二次側の電壓、電流比を $E_2 \cdot I_2$ とし $\frac{n_1}{n_2} = n$ とすればそれ等は次の關係にある。

$$\left. \begin{aligned} E_2 &= \frac{1}{n} \cdot E_1 \text{ または } E_1 = n \cdot E_2 \\ I_2 &= n \cdot I_1 \text{ または } I_1 = \frac{1}{n} I_2 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(36)$$



〔第 8-27 圖〕

故に、一次側に於けるインピーダンスは

$$Z_0 = \frac{E_1}{I_1} = \frac{n \cdot E_2}{\frac{1}{n} \cdot I_2} = n^2 \frac{E_2}{I_2} = n^2 Z_L \dots\dots\dots(37)$$

上式中 Z_0 は真空管の最適負荷インピーダンス、また Z_L が現実の負荷である。

整合の条件は (37) 式から次の如くなる。

$$n = \frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{Z_0}{Z_L}} \dots\dots\dots(38)$$

出力真空管 UX-45 を使つたとして最適負荷 Z_0 は 3900 オームであり、ダイナミック・スピーカークのムービング・コイルのインピーダンス Z_L を 5 オームとすれば、(38) 式に代入して

$$\frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{3900}{5}} = 28$$

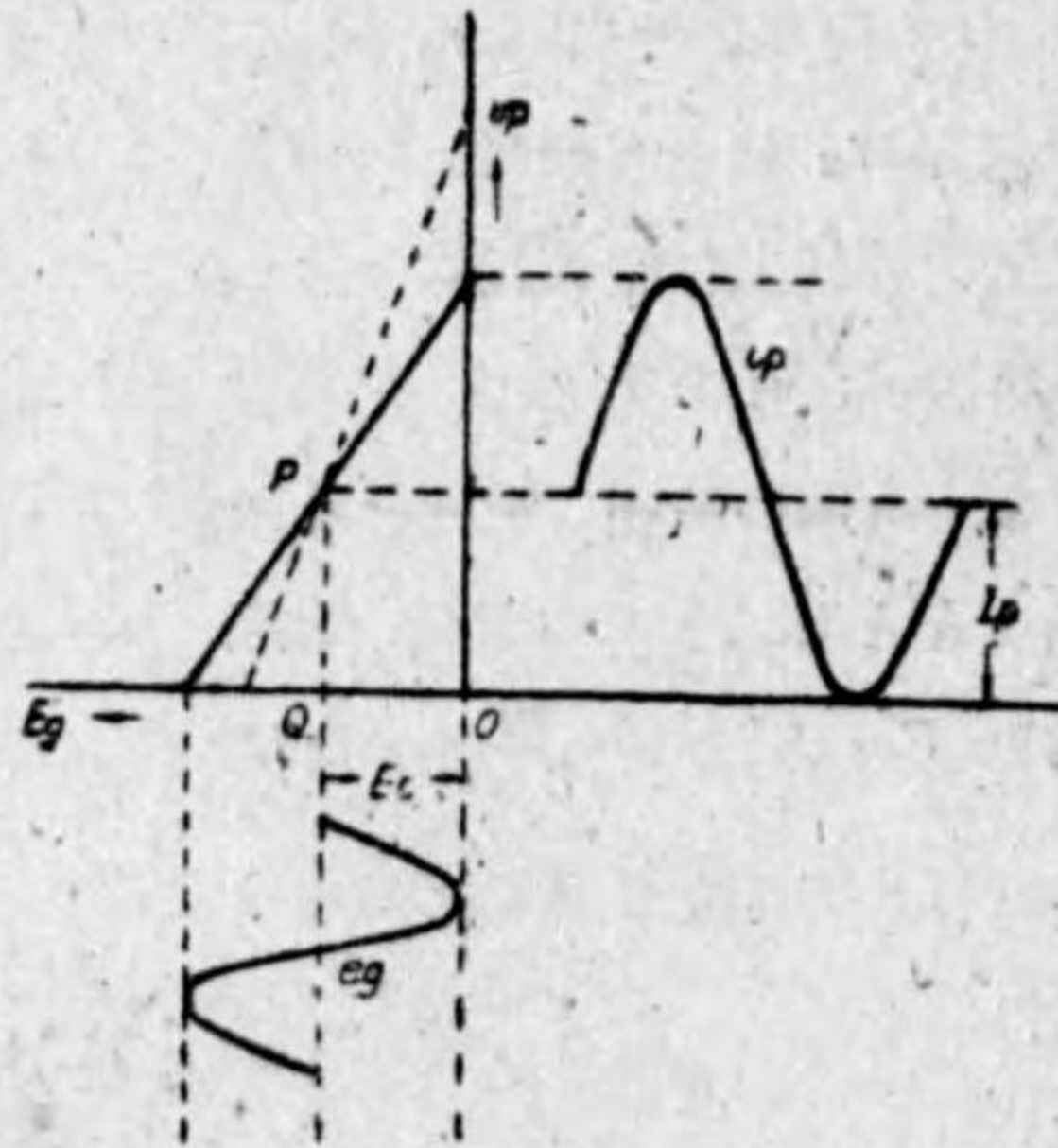
斯様な巻回比の整合用トランスを使ふことによつて、スピーカークに UX-45 の無歪最大出力 1.6 ワットを與へ得るのである。

第八節 A 級, B 級, A/B 級増幅

A 級, B 級, A/B 級増幅とは真空管を用ひて増幅作用を行ふ場合、 $I_p - E_0$ 特性曲線の如何なる部分を動作範囲とするかによつて分類されるのである。換言すればグリッド・バイアス E_c の點の定め方が各々異り、その特徴も異つて來るのである。

(1) A 級増幅

第 8-28 圖の如く真空管 $I_p - E_0$ 特性に於て、グリッド・バイアス E_c を特性曲線の直線部分の中央點 P に



[第 8-28 圖]

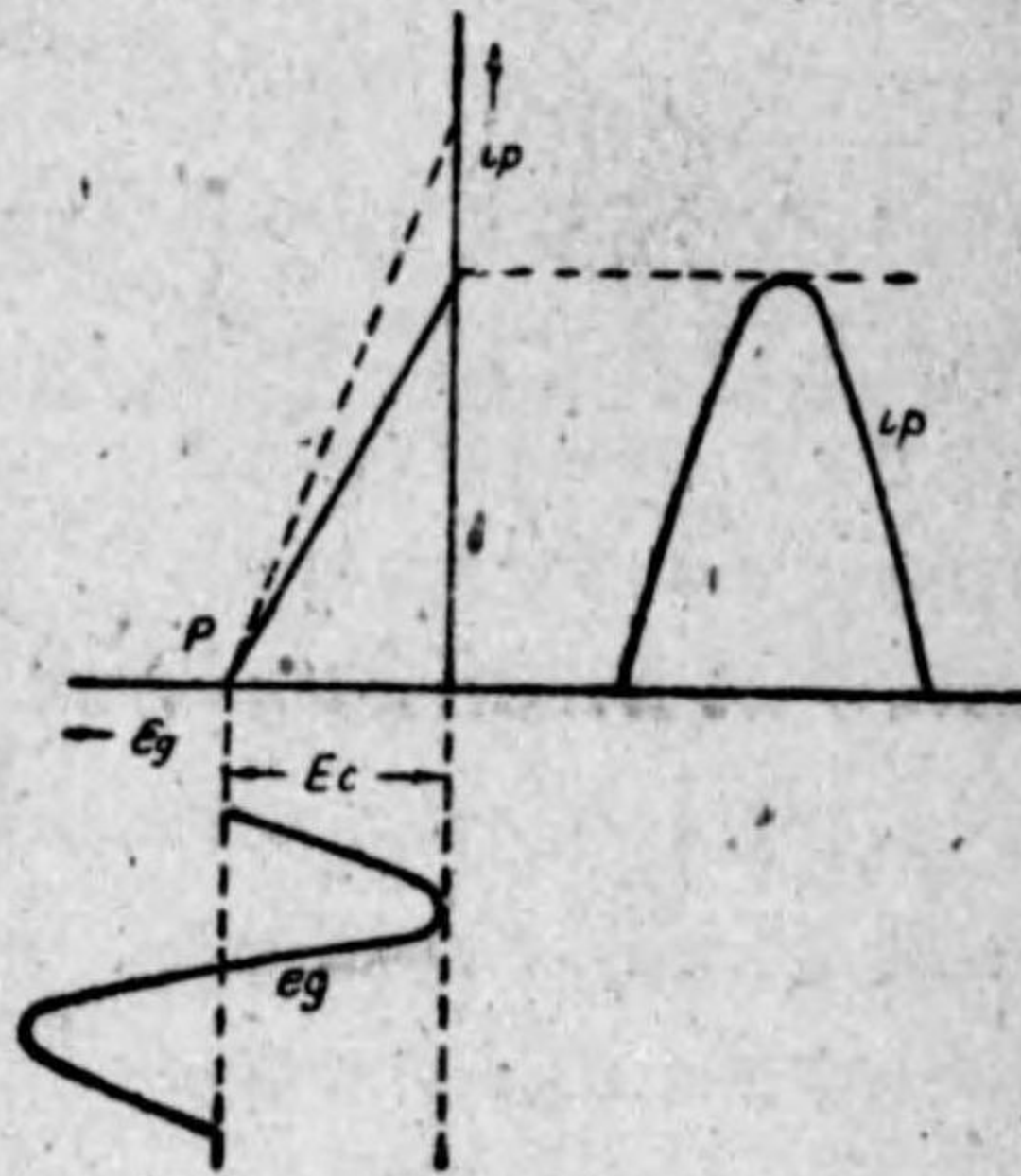
相當する値とし、グリッド入力電壓を直線部分を超えぬやうに、またグリッド電位が正の値にならぬやうにするのが A 級増幅である。

プレート電流 i_p の變化はグリッド電壓 e_g の變化に比例し、出力波形は入力電壓波形に一致するのである。但し、A 級増幅法はグリッドに入力電壓が加はらない時でも PQ だけの電流は常に流れてゐるのである。後述する B 級, A/B 級に比べてプレート損失は大きく不經濟であるが、振幅歪の小さいといふ點から一般に多く利用されてゐる。

(2) B 級増幅

B 級増幅は A 級の場合と違ひ、 E_c を直線部分の中點ではなくして、第 8-29 圖の如くグリッド・バイアス電壓を大きくして、真空管のプレート電流の殆ど零の點を動作點とする方法である。

A 級増幅の場合はグリッド電壓 e_g の波形全部即ち 360 度の變化に對し、プレート電流も 360 度の變化をするのであるが、B 級増幅の場合はプレート電流は 180 度だけ變化するのである。いひ換へれば、グリッド入力電壓 e_g の半周期のみプレート電流が流れ、その時



[第 8-29 圖]

増幅作用が行はれ、他の半周期の時はプレート電流は流れないのである。故に B 級増幅を低周波増幅に用ひる時は、真空管を 1 個單獨で使用することではなく、2 個使つて後述のプッシュ・プル接続を行ひ、全體として出力回路に完全な一周期を得るのである。

B 級増幅は A 級増幅に比べて約 2 倍の入力電壓を加へ得るから、従つて最大出力は真空管 1 個の A 級増幅より 4 倍である。

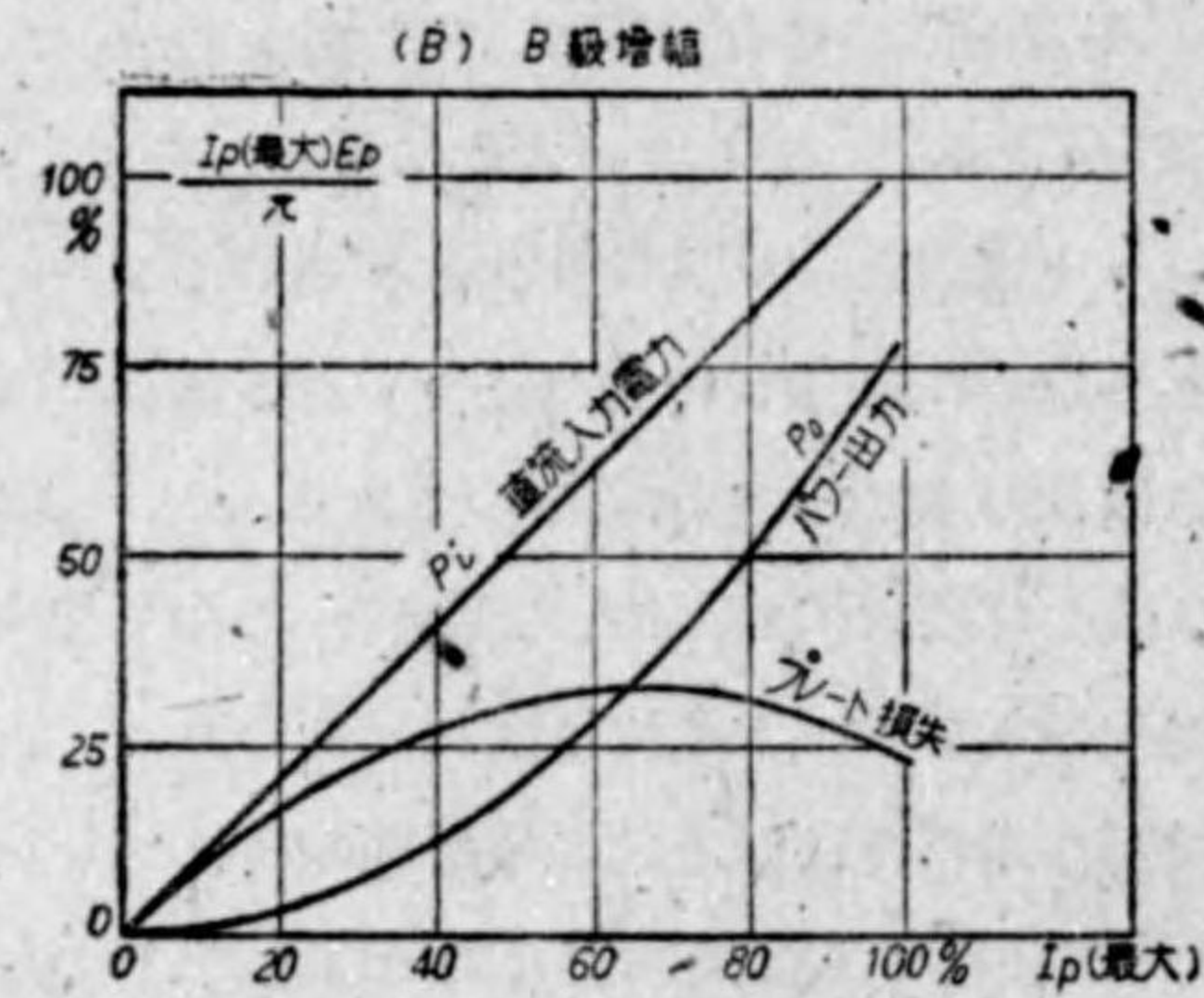
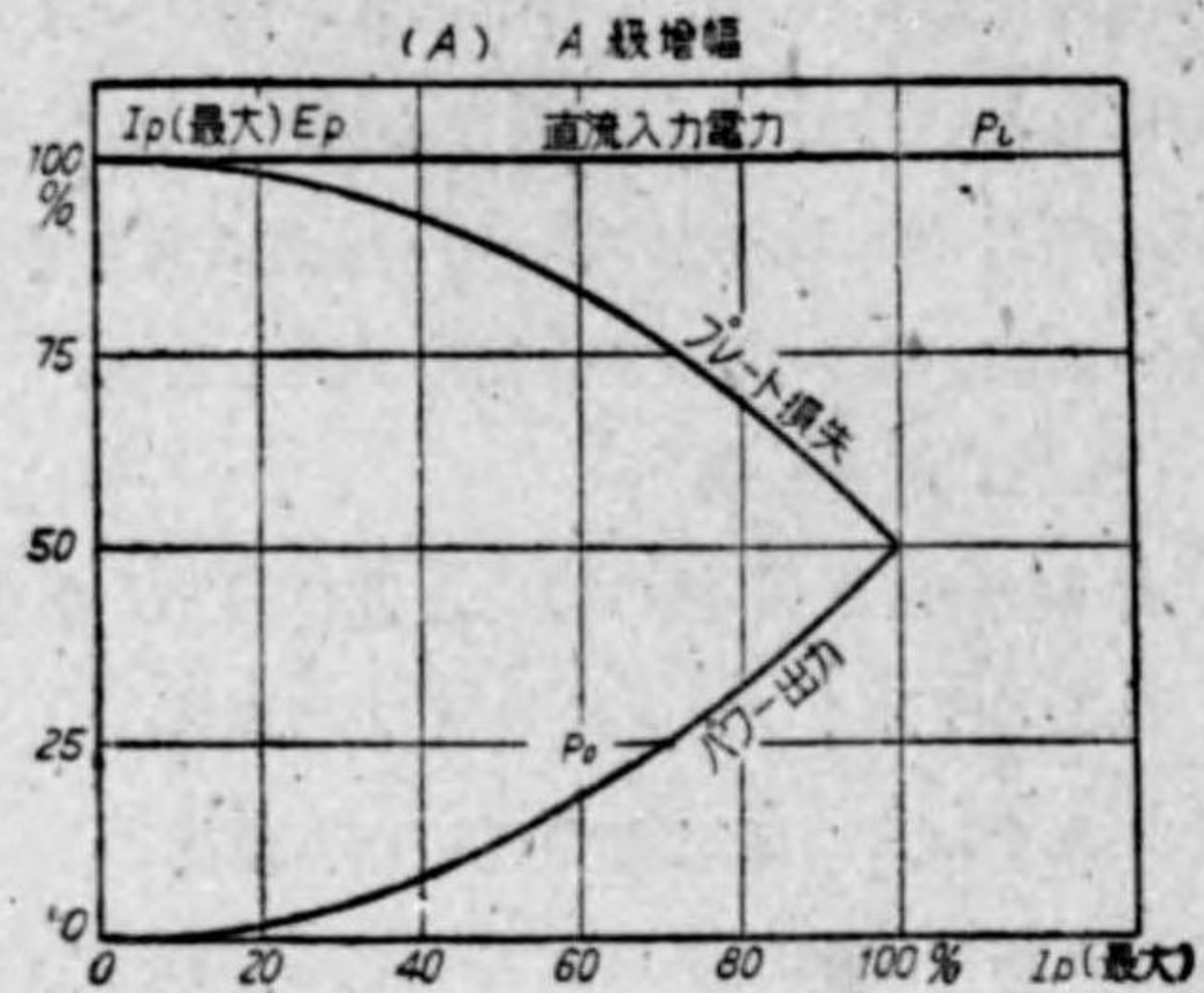
またグリッド入力電壓 e_g が加へられぬ時は、プレート電流が流れないから

プレート損失は起らず、真空管の能率は第 8-30 圖 (A), (B) に示す如く、直流電力 P_i と出力 P_o の比 $\frac{P_o}{P_i}$ であるから、A 級より遙かに高めることができるのである。

尚、B 級増幅を一般真空管に應用する時は、内部抵抗の低いものに對してはグリッド・バイアス E_c を相當大きくしなければならず、特に直流プレート電流はグリッド入力電圧 e_g の変化によつて増減する故、普通に行はれるフィラメント中點に抵抗を挿入する自己バイアス法は採用できず、別に小さい整流管を使つてグリッド電壓を得る固定バイアスを設けねばならないといふ不便がある。特に B 級増幅用としては、この缺點を除いた真空管に UY-46 型等がある。

これ等はプレート抵抗が高く作られて居り、規定のプレート電壓を加へても殆どプレート電流は流れず、丁度一般真空管のグリッド・バイアスを高くした時と同じ状態におかれるやう作られてゐるのである。

第 8-30 圖 (B) によつても明らかな如く、グリッド入力電圧 e_g の変化で



〔第 8-30 圖〕 パワー出力と入力電力及びプレート損失の関係

直流入力電力も急激に増減するから、プレート電圧変動率が小さいものでないと歪を生ずる。

故に B 級増幅用としての電源はチョーク・インプットとし、整流管も電圧変動率の少ない水銀整流管を使用することが望ましい。

B 級増幅用真空管の種類は第 3 表の如くである。

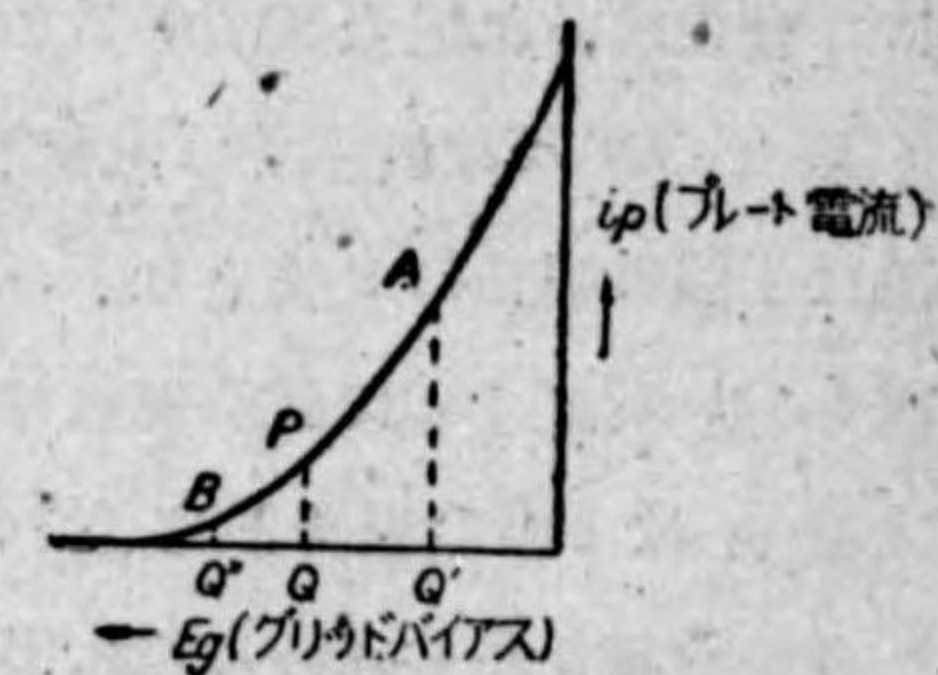
〔第 3 表〕 B 級増幅用真空管

名 稱	フィラメント		増 幅				定 数			
	電圧 (V)	電流 (A)	プレート電圧 (V)	グリッド電圧 (V)	プレート電流 (mA)	真内部抵抗 (Ω)	出力 (W)	増幅定数	内部抵抗 (Ω)	極工カス (μs)
UZ-19*	2.0	0.25	135	-0	5	10,000	21			
UY-46	25	1.75	400	-0	6	5,000	20			
UY-46C	25	0.5	300	-0	4	6,000	3			
UT-53*	25	2.0	300	-0	17.5	10,000	20			
UT-59	25	2.0	400	-0	13	6,000	20			
UT-6A6	6.3	0.8	300	-0	17.5	10,000	20			
UZ-79*	6.3	0.6	250	+2	2	14,000	8	65	67,500	1,250
UZ-89	6.3	0.4	180	-0	3	9,400	3.5			

* 双三極管 真内部抵抗はプレートからプレートに対する値

(2) A/B 級 増 幅

第 8-31 圖に於て A 點にグリッド・バイアス E_c をおいた時が A 級増幅で、B 點においた時が B 級増幅になることは前述した。A/B 級増幅とはその中間の P 點にグリッド・バイアスをおき動作點としたものである。B 級増幅よりもグリッド・バイアスを稍小さく選んである。グリッド入力電圧がない場合でも、プレート電流は P だけ流れてゐる。故にグリッド入力電圧の小さい時は、A 級増幅の如き働きをしプレート電流は 360 度だけ變化する。また入力電圧の大きな時のみ B 級増幅になる。従つて歪率が A 級より小さく最大出力も大きいのである。

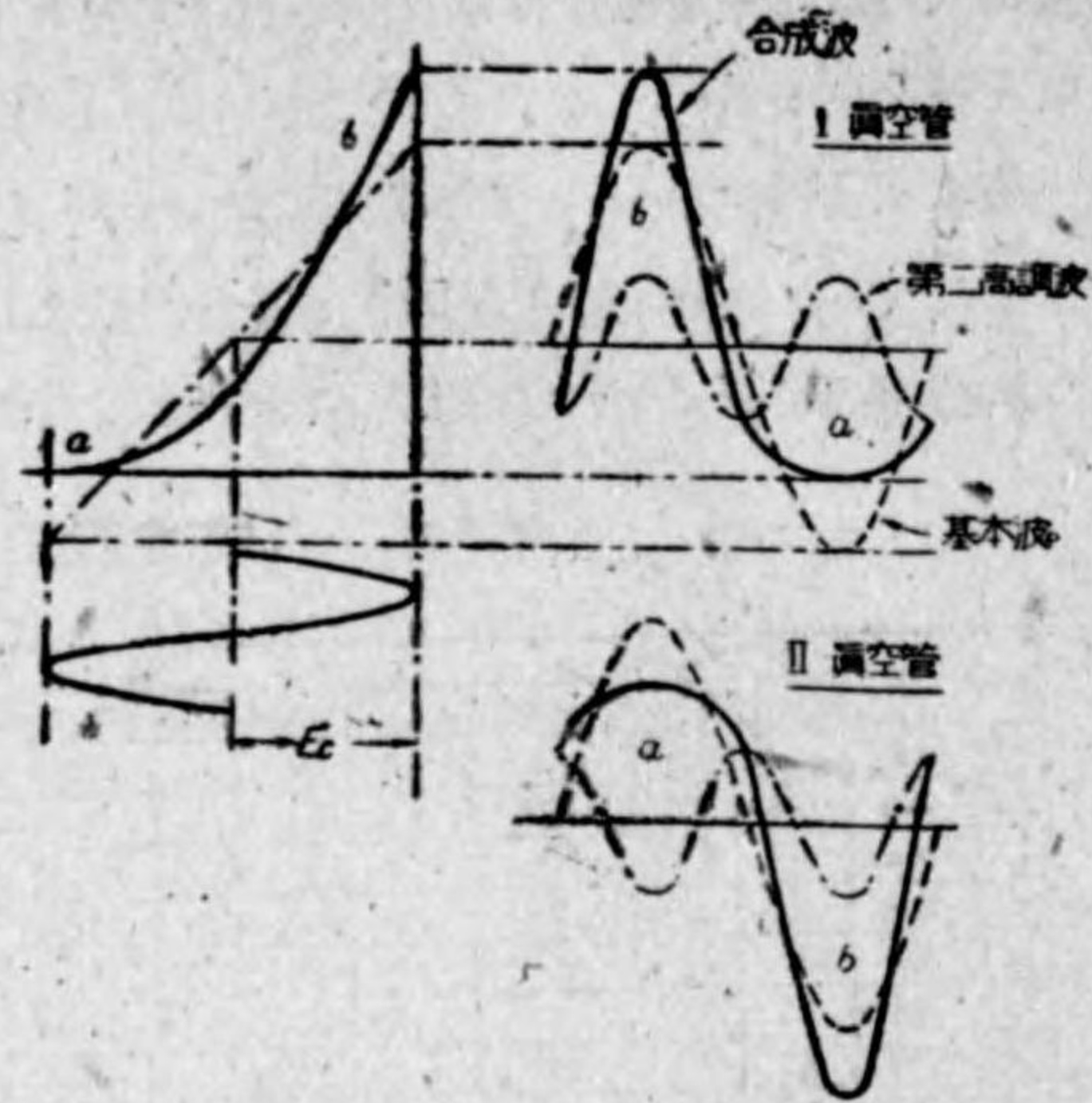


〔第 8-31 圖〕

A/B 級増幅も B 級増幅と同じく、プッシュ・プル接続を行はねばならぬ。第 8-32 圖はグリッド入力電圧とプレート電流の變化を示したもので、第

一真空管と第二真空管のプレート交流を180度位相を變へれば、兩者の半周期が合成され歪なき出力が得られるのである、

グリッド・バイアス電壓を變へる方法は固定バイアスが理想的である。然しB級と異つて自己バイアスも採用できるのである。



〔第8-32圖〕 A/B級増幅

第九節 並列接続と
プッシュ・プル接続

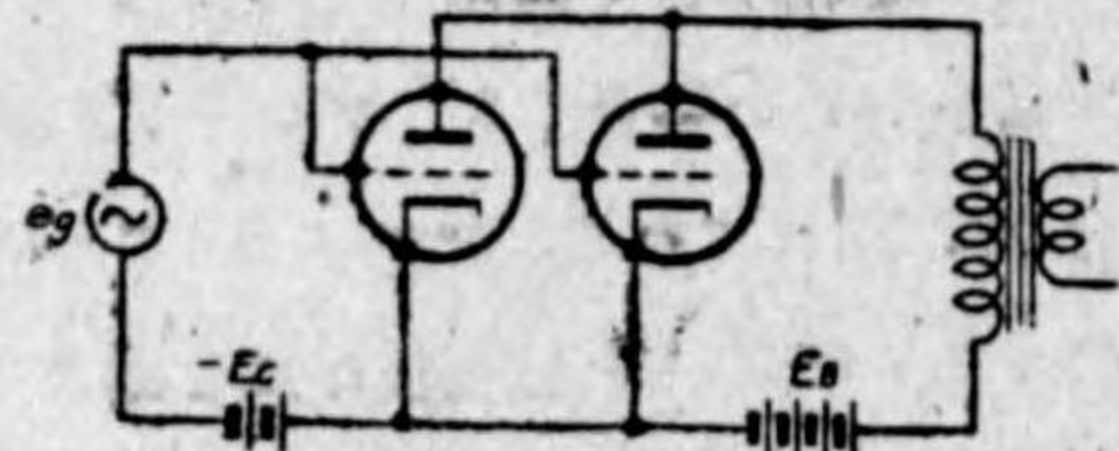
(1) 並列 (パラレル) 接続

1個の真空管で所要の出力が得られない時に、特性の等しい真空管を並列に2個或はそれ以上接続することがある。

第8-33圖は真空管2個を並列としたものである。この時のプレート電流は1個の場合の2倍となる。従つて、相互コンダクタンスも2倍となる。

即ち I_p 及び g_m は真空管数 n 倍に増大し、内部抵抗 r_p は $\frac{1}{n}$ 、また増幅定数 μ は1個の場合と同じである。

並列接続を行つた時の最大出力を得るには、負荷抵抗 R_L としては $\frac{1}{n}$ に考へる必要があり、整合用トランスの巻回比も真空管1個の場合とは變つて來るのである。



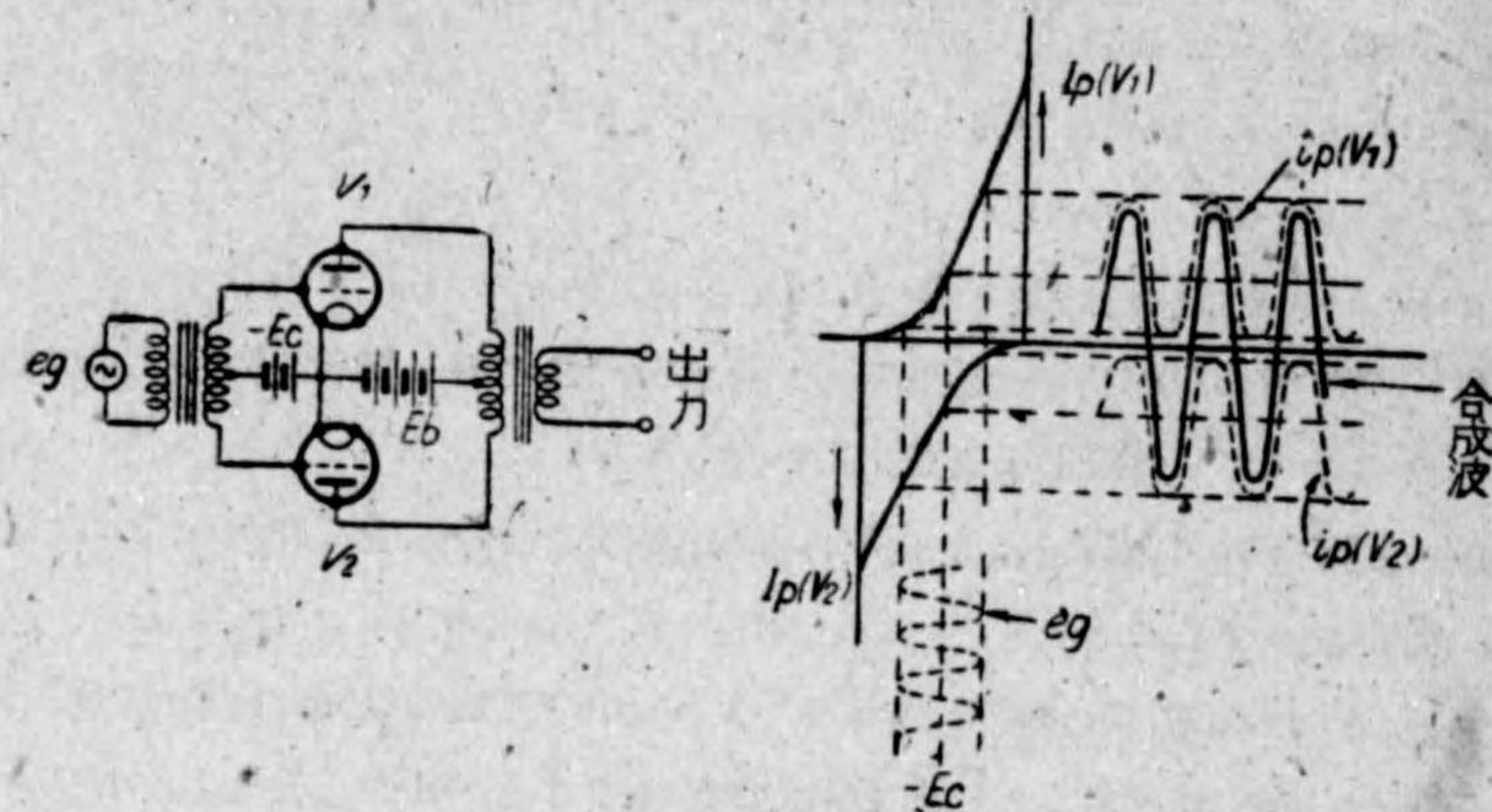
〔第8-33圖〕 並列接続

(2) プッシュ・プル接続

出力の非常に大きなものを要求する場合、終段増幅真空管は勢ひプレート

電壓の高いものといふことになる。實際上プレート電壓を高くするといふことは、不経済を伴ふことになる。斯様な缺點を補ふことができるので、廣く使はれてゐる方式がプッシュ・プル接続である。第8-34圖に示した如く、等しい特性の真空管2個を對稱的に接続したものをいふ。

即ち、2個の真空管は直流に對しては並列であり、また交流に對しては直列に直續されてゐることになる。



〔第8-34圖〕 A級プッシュ・プル接続圖及び出力波形

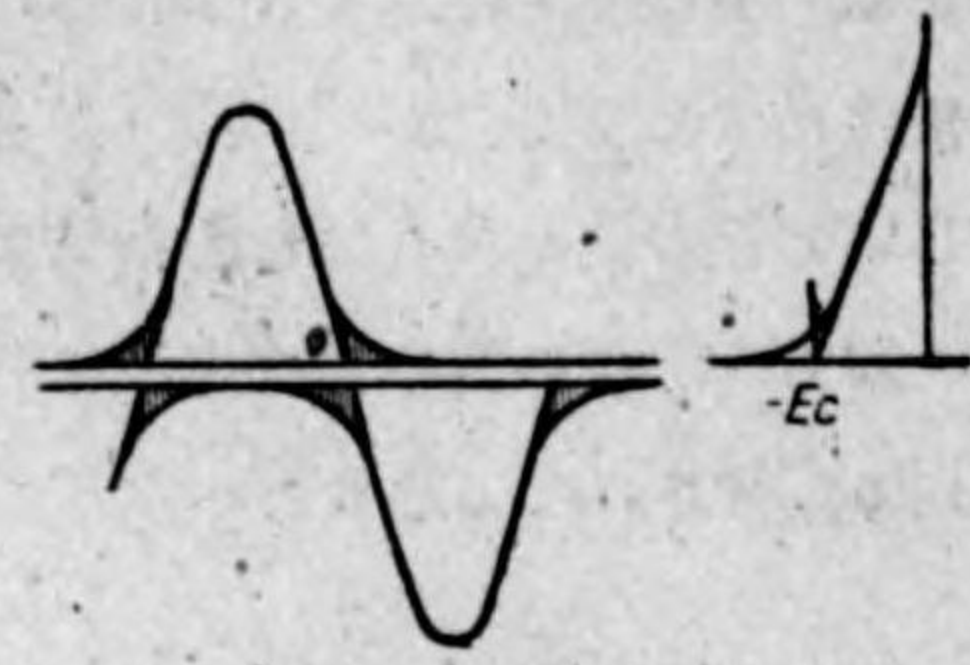
入力トランスの二次側は、その兩端を各々のグリッドへ接ぎ、中央はグリッドバイアスを通して陰極に接続されてゐる。また出力トランスの一次側は同じく3個のターミナルがあり、兩端が各々のプレートへ中央がプレート電源を通して陰極に接続されるのである。

斯様な接続を行つた場合、グリッドに加へられる交番電壓 e_g は互に180度の位相差を有し、 V_1 の真空管のプレート電流が増加する時、 V_2 の真空管のプレート電流は減少するのである。従つて、出力トランスには第8-34圖に示す如く、これ等兩電流の合成波が現はれることになる。

2個の真空管は交流に對して直列となつてゐるから内部抵抗は2倍となり、

従つて最大出力を得るには負荷抵抗も1個の時の2倍の値にしなければならぬ。

第8-35圖はB級増幅のプッシュ・プル接続によつて得られる合成波である。1個の真空管が完全に半周期を増幅するので最大出力も非常に大きく、UX-2A8型真空管を例にとれば、単球でA級増幅の時3.5ワットであるが、B級プッシュ・プルにすれば、15ワットまで最大出力を高めることができるのである。



〔第8-35圖〕
B級プッシュ・プル出力波形

プッシュ・プル接続の利点を挙げれば

- (1) 真空管の動作特性の直線部分が全部使へるので、単球A級増幅の場合に比べて2倍以上の無歪出力が得られる。
- (2) 真空管の非直線性による偶数高調波が出力回路に於て打消し合ふので歪が減少すること。
- (3) プレート電流の直流分が出力トランス中で互ひに反対方向に流れてゐるから磁化作用がなく、鐵心が飽和されることがない。従つて、トランスが小型に設計される。

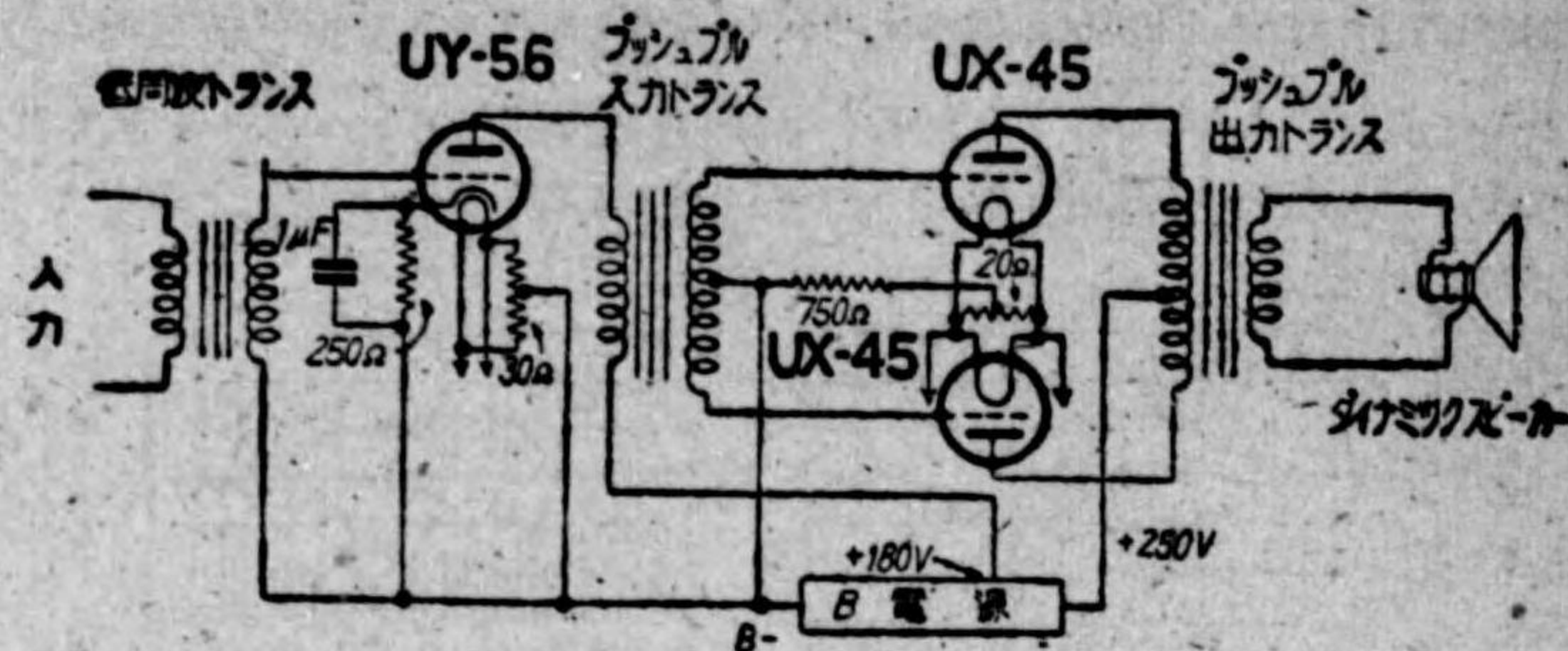
第十節 A級プッシュ・プル接続圖及び特徴と

使用上の注意

第8-36圖はA級プッシュ・プル接続の一例を示すものである。

使用真空管は電圧増幅としてUY-56型、電力増幅としてはUX-45型2個を使つたもので、最大無歪出力3.6ワットを得られるものである。

接続圖中にある低周波トランスは通常は對比1:3、入力トランスは1:2(二次側全巻数)、出力トランスの對比は下記の如き方法で設計ができる。



〔第8-36圖〕A級プッシュ・プル接続圖

$$\frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{2R_p}{R}} = \sqrt{\frac{4r_p}{R}} \dots \dots \dots (39)$$

但し

- n_1 = 一次側全巻数
- n_2 = 二次側全巻数
- R_p = 負荷抵抗
- r_p = 真空管の内部抵抗

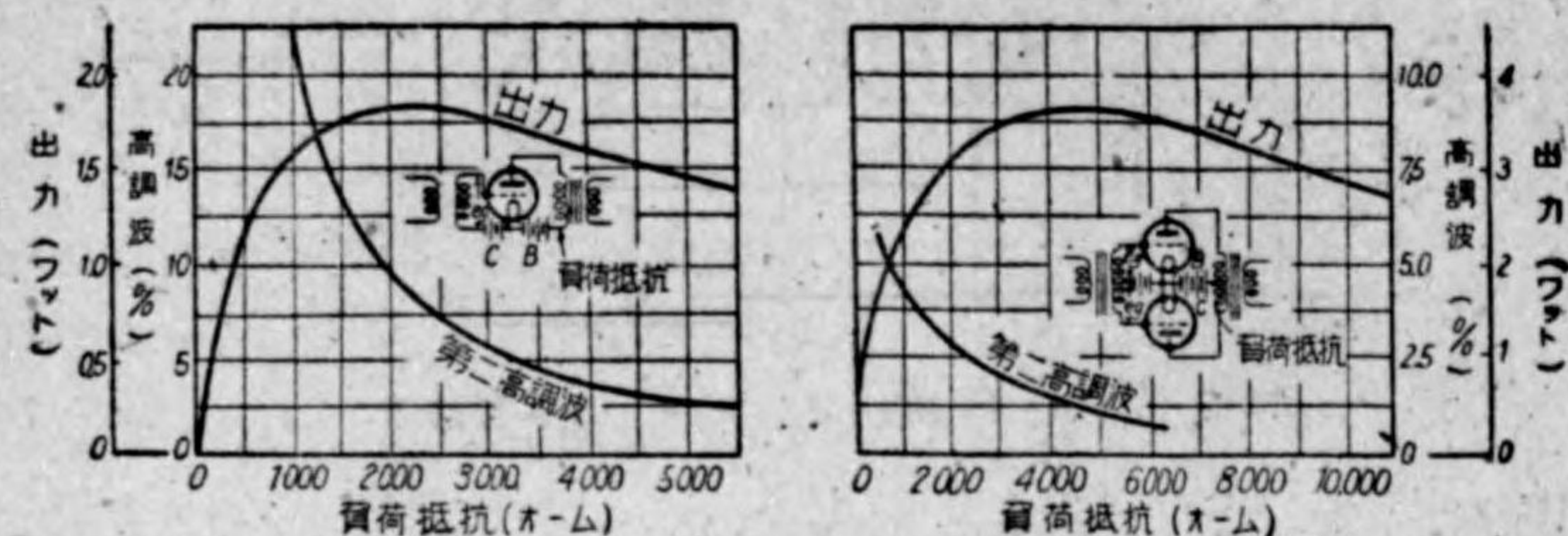
プッシュ・プル接続の特徴については前項に述べたが、先づ出力がパラレル接続より稍大である。UX-45型真空管が単球では1.6ワットであるが、プッシュ・プルでは3.6ワットになるのである。次に代表的な真空管について比較して見ると、次の如くである。

無歪出力ミリ・ワット数 (1ワット=1000ミリ・ワット)

型	単球	パラレル	プッシュ・プル
UX-12-A	260	520	585
UX-71-A	700	1400	1575
UX-45	1600	3200	3600
UY-47	2500	5000	5625
UX-250	4600	9200	10350

プッシュ・プル接続では第2高調波が打消されるから音質がよい。第8-37

圖は單球及びプッシュ・プル接続について、第2高調波の歪率を示したものである。これによれば1ワットを得る時單球では約10パーセントも含まれるのに、プッシュ・プル接続を行へば約2.5パーセントに減少するのである。



【第8-37圖】 單球及びプッシュ・プル接続に於ける出力、高周波、負荷抵抗の比較

尙この圖からして明らかな如く、プッシュ・プルで最大無歪出力を得るには、負荷を2倍としなければならぬ。またプレート電流も2倍であるから、自己バイアス用抵抗も單球の場合の $\frac{1}{2}$ であるべきである。

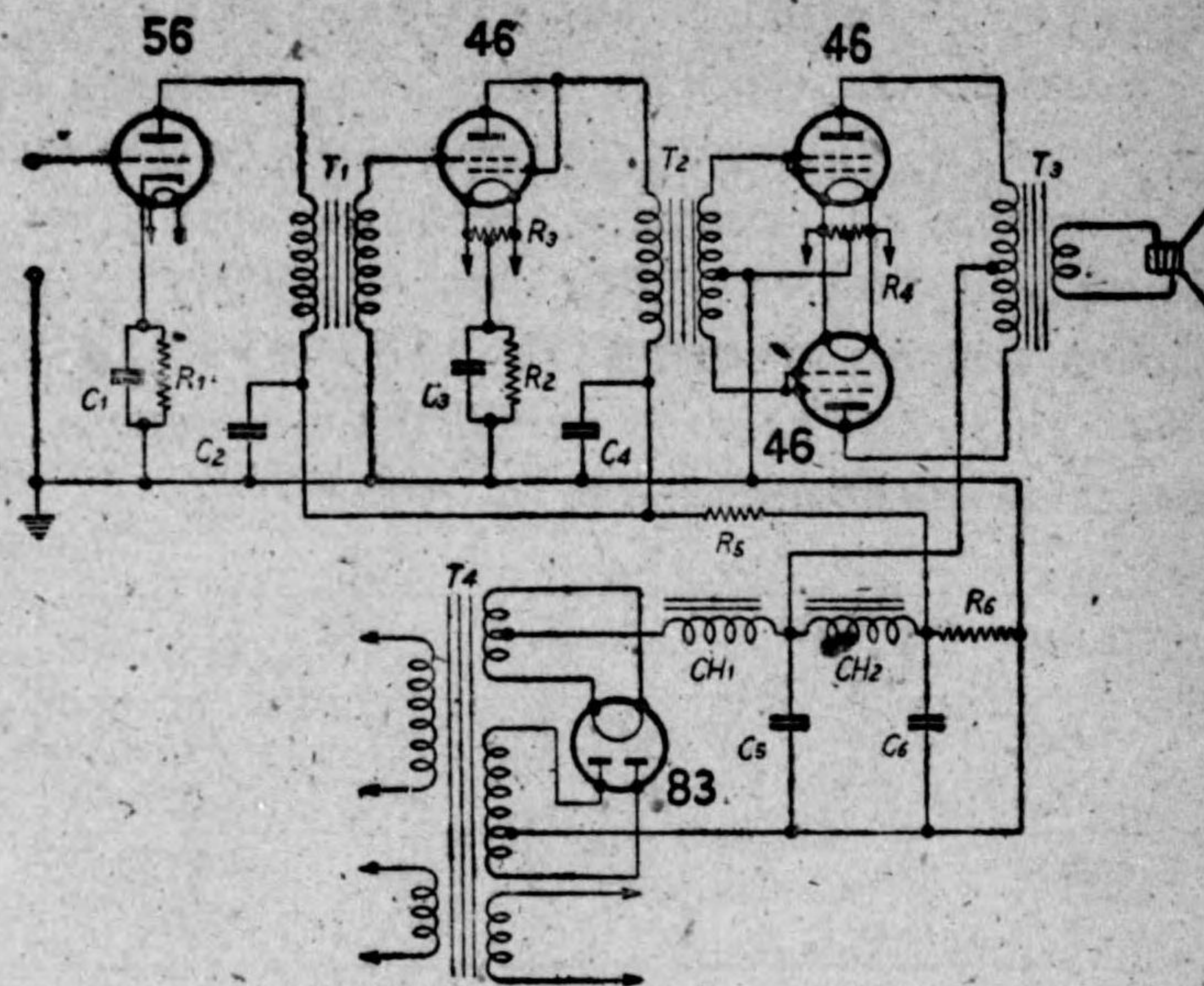
第十一節 46・B級プッシュ・プル接続圖及び

特徴と使用上の注意

第8-38圖はUY-46型真空管をB級プッシュ・プル接続とした増幅器の接続である。

圖の如くUY-46型真空管の2個のグリッドを互に接続した場合は、グリッドへ特別にバイアス電圧を加へずともプレート電流は殆ど流れず、B級増幅の作用をするのである。

B級増幅は大なる入力振幅を必要とし、グリッドを正の値にまでして動作せしめるのでグリッド電流が流れる。従つて、前段(これをドライバーといふ)におく増幅器はA級の場合とは異つて、電圧のみでなく電力を取り出すことのできるものでなければいけない。接続圖中ではUY-46型真空管の第



【第8-38圖】 UY-46 を使つた B 級増幅の接続圖

C_1, C_2, C_3, C_4	1 μF
C_5	16 μF
C_6	8 μF
R_1	2750 Ω (1 W 型)
R_2	1500 Ω (2 W 型)
R_3, R_4	20 Ω 中央タップ付
R_5	6000 Ω (50 mA)
R_6	4200 Ω (100 mA)
CH_1	15 H (250 mA)
CH_2	30 H (100 mA)
T_1	低周波トランス 3:1
T_2	B 級入力トランス
T_3	B 級出力トランス
T_4	電源トランス
		一次側 100 V
		二次側
		(450-450 V (250 mA)
		2.5 V (3.5 A)
		2.5 V (3 A)
		5 V (3 A)

2. グリッドをプレートに接続して、A 級増幅としたものを使用してゐる。

また入力トランスの二次側にはグリッド電流が流れるため、普通級 A に使つたやうなインピーダンスの高いものでは電圧降下が大きく使用は不可能である。その理由は、グリッドの電圧降下によつて入力電力の波形を崩し歪を生ずるからである。B 級用入力トランスは、特別に一次側巻回数より二次側巻回数の少いものを使ふ。即ち電圧昇降 (ステップダウン) 型トランスである。

次にドライバー真空管と入力トランスの代表的なものにつき掲げれば、次の如くである。尚表中の巻回比は一次對 $\frac{1}{2}$ 二次である。

B 級管	プレート電圧 (ボルト)	ドライバー管	プレート電圧 (ボルト)	巻回比
46	400	46	250	2.2 : 1
53	300	53	294	5 : 1
59	400	59	250	3 : 1
79	250	37	185.5	2.6 : 1

B 級増幅に用ひる電源は、プレート電流の急激な増減に對し十分餘裕のあるもの、即ち電圧變動率の少いものでなければならぬ。

この目的には、整流電流の大きな HX-82 型或は HX-83 等の水銀蒸氣整流管を使用せねばならぬ。また濾波装置も圖の如くチョーク・インプットとし、B 級増幅管のプレートへは CH1 の次から供給し、平滑回路の直流抵抗による電圧の變動を防止せねばならぬ。

また水銀整流真空管を使用する時は、高真空のものと同つてアークによるハムを受信機に混入し易いから、整流管を遮蔽 (シールド) を行ふかして特に注意せねばならぬ。

46 型真空管を B 級増幅に使用した場合の特徴は、グリッド・バイアス電圧の不用なこと、また入力電圧の尖頭に於ける最大出力は 16 ワット乃至 20 ワットといふ非常に大きなものが得られること等、B 級増幅の場合に於

ける共通の特徴であるが、電力の經濟な點である。

第十二節 電力増幅管とスピーカーの関係

スピーカーの種類はその用途に應じて大小種々あるが、これ等を働かせるためにはまたその大きさに應じた出力真空管を用ひなければならないのである。

次に、一般に使はれてゐる電力増幅管とスピーカーの關係を示せば次の如くである。

電力増幅管	出力 (ワット)	スピーカーの種類	用途
UX-12 A	0.27	マグネチック型 またはホーン型	一般家庭用
UX-31 (電池用)	0.37		
UY-33 (電池用)	0.7		
UX-71 A	0.79		
UY-47 B	1.4	マグネチック型 または小型ダイナミック型	一般家庭用
UX-71 A (プッシュ・プル)	1.6		
UX-45	1.6		
UY-47	2.7	ダイナミック型	大室用
UZ-2 A 5	3.0		
UX-45 (プッシュ・プル)	3.6		
UZ-2 A 5 (プッシュ・プル)	5.6-6		
UY-47		大型ダイナミック 1 個 或は數個を並列使用	公衆用
UX-50 (プッシュ・プル)	10.3		
UX-2 A 3 (A/B 級 プッシュ・プル)	15		
UY-46 (B 級 プッシュ・プル)	20		

電力増幅真空管の負荷として直接スピーカーを接続することは不適當であり、十分の出力が得られずまた歪を生じ易いから、マグネチック・スピーカー等の時は第 8-26 圖の如く、低周波チョーク・コイルと大容量のコンデンサーを用ひ並列饋電式を行ふ必要がある。

またダイナミック・スピーカーを用ひる時は第8-27圖の如く、整合用トランスを以て結合を行ふ。この整合用トランスの巻回比はダイナミック・スピーカーのムービング・コイルのインピーダンスと、出力真空管の種類及び接続法によつて違ひ様ではない。普通は三極管または五極管用として適當な巻回比を有つたトランスが附屬してゐる。

第十三節 負 饋 還 増 幅

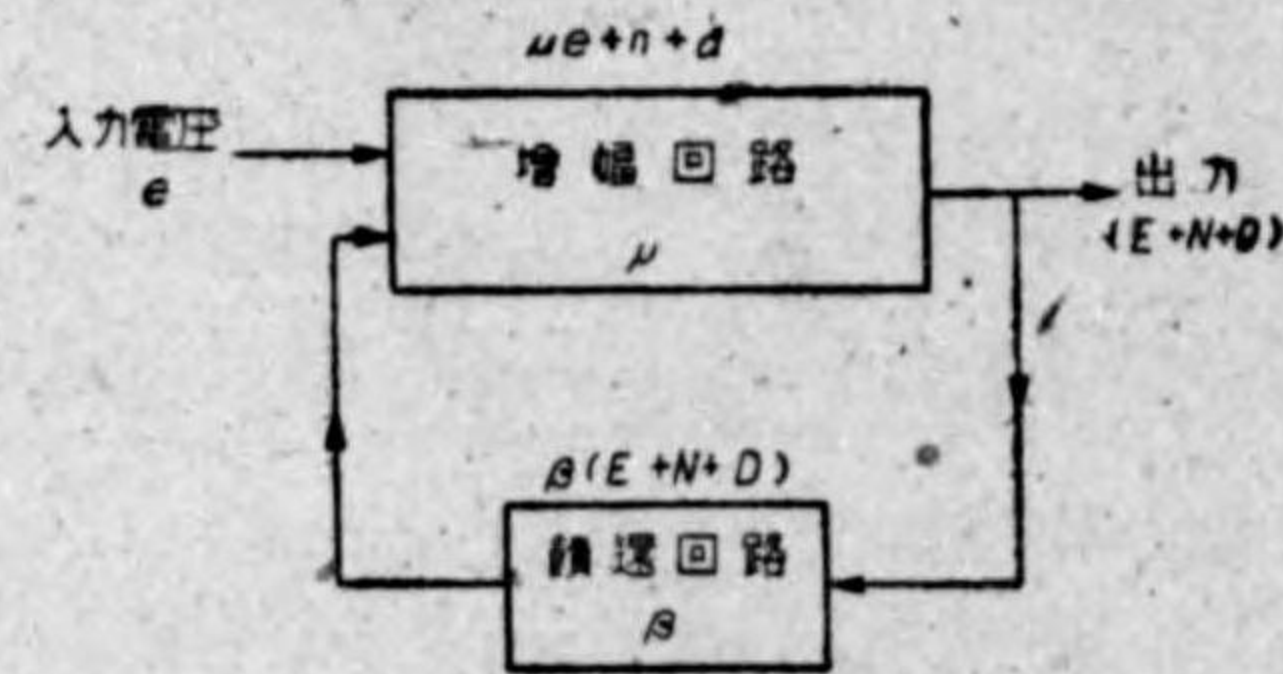
饋還増幅は一般受信機に應用されてゐる再生として古くから使はれてゐる方法であるが、この負饋還とは名の如く出力電圧の一部の勢力を逆位相として再び入力側へ戻すことをいふ。

この方法を採用することによつて、増幅器に次の如く數多くの特徴を有せしめる。

1. 周波數特性が改良される。
2. 振幅歪が減少される。
3. 増幅度の安定を増すことができる。
4. 位相のずれを改善するので位相歪を減少できる。
5. 増幅器内部の雑音及び電源装置から發生するハム音を減少できる。

第8-39圖は負饋還増幅の原理を示したもので圖中の

- e = 入力電圧
- E = 出力電圧
- N = 雑音
- D = 振幅歪
- μ = 増幅器回路の増幅度
- β = 饋還回路の出力對入力

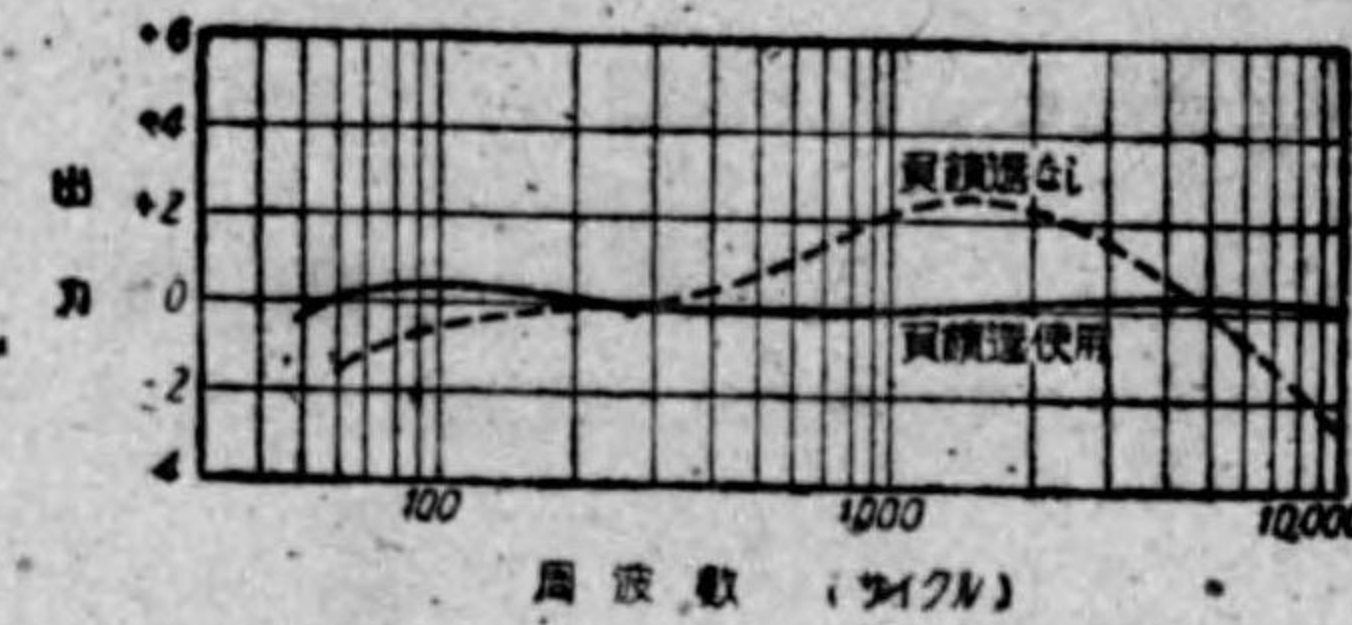


〔第8-39圖〕

負饋還を行はなない時の出力電壓、及び雑音、振幅歪を各々 $\mu \cdot e \cdot n \cdot d$ とす

れば、次の如き關係式が成立する。

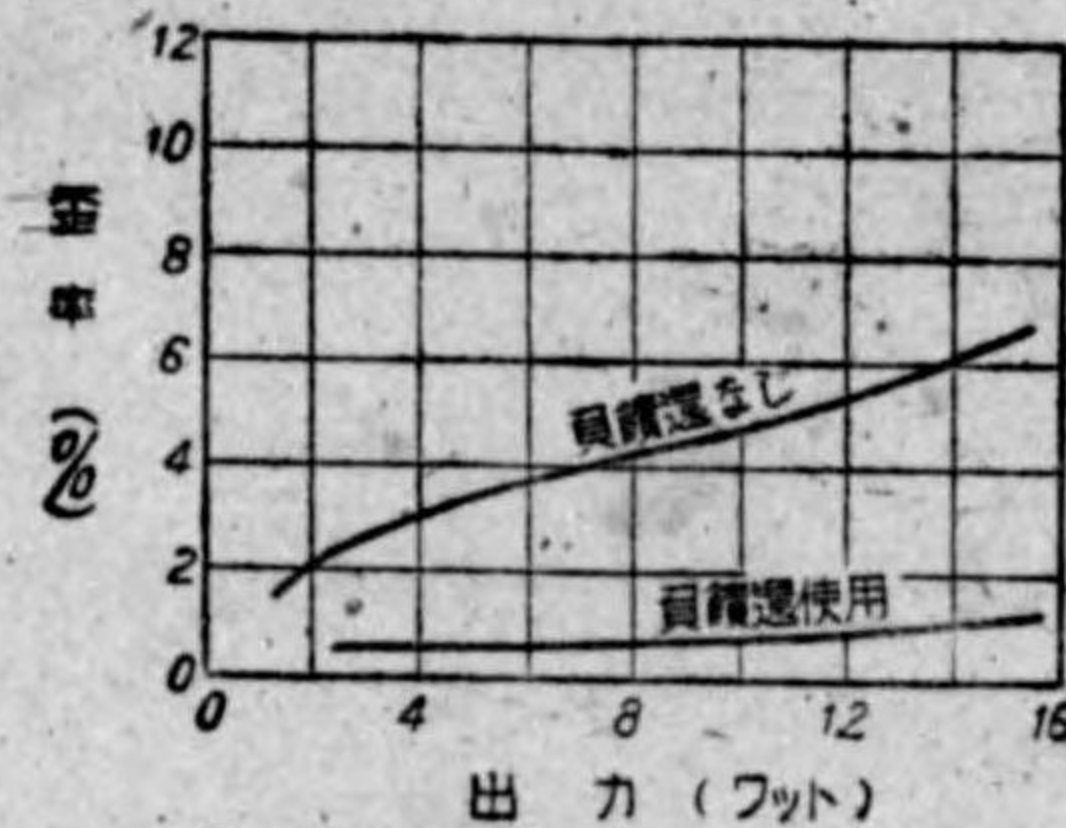
$$E+N+D = \frac{\mu e}{1-\mu\beta} + \frac{n}{1-\mu\beta} + \frac{d}{1-\mu\beta} \dots\dots\dots(40)$$



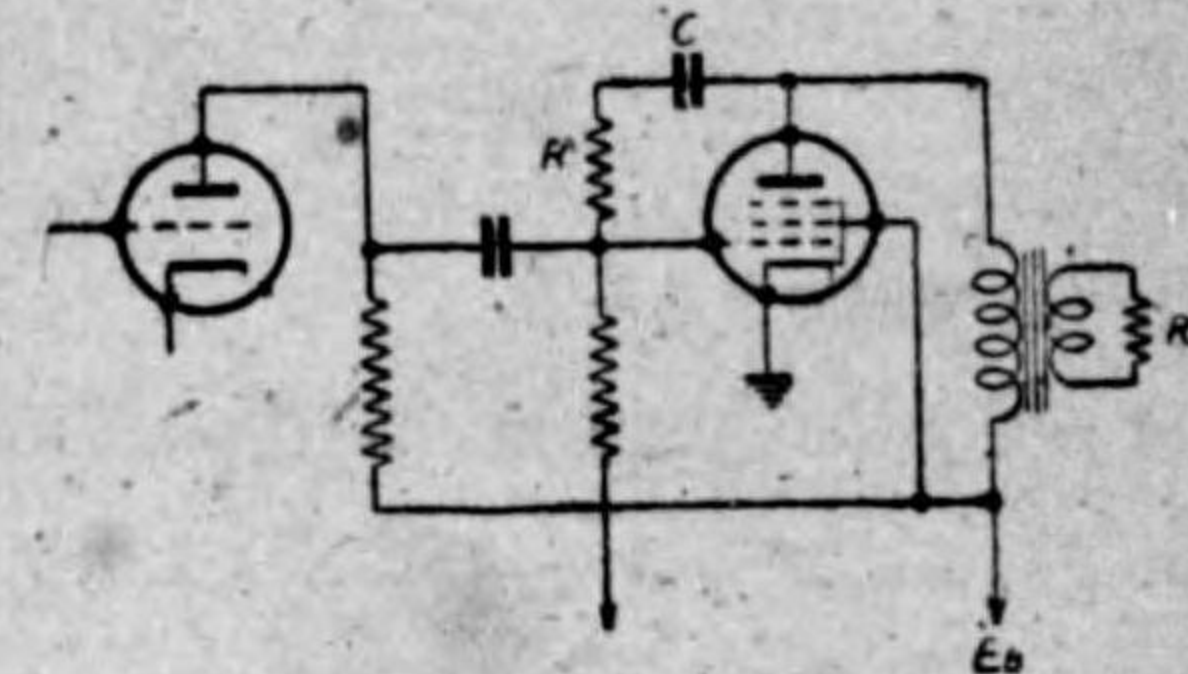
〔第8-40圖〕

上式は負饋還増幅を行つた時、出力電壓、雑音、振幅歪が $\frac{1}{1-\mu\beta}$ に減少することを示してゐる。

尙、負饋還法は五極管の如く第3高調波の含有率の大きいものに利用して好結果が得られる。出力電壓の減少も真空管の増幅定數が大きい故にその缺點も補はれることになる。



〔第8-41圖〕



〔第8-42圖〕

第8-40圖及び第8-41圖は負饋還装置を使用した場合の周波數歪と振幅歪の成績を示したものである。また第8-42圖は負饋還増幅回路の一例を示したものである。

第九章 交流受信機

第一節 直流受信機と交流受信機

受信機を動作させるために必要な A, B, C 電源に、電池その他の直流電源を用いるものを、**直流受信機**といひ、これ等に交流電源(電燈線の交流)を用ひてゐるものを**交流受信機**といふ。

交流受信機は、直流受信機と比較して、維持費が低廉なること、取扱いが簡単であること、出力の大なるものを容易に作り得ること等のために、現在広く用ひられてゐる。しかし、電燈線が架設されてゐない場所とか、停電のやうな場合には、使用することができないこといふ缺點がある。

第二節 A 電源

1. A 電源によるハム

交流受信機の A 電源は、電燈線の交流をそのまま変圧して使用するので、次の原因によつて、ハム(交流音)を生ずる。

1. 1. フィラメント温度の変化

フィラメントから放射される熱電子の量は、その温度によつて変化する。また温度は、フィラメントの加熱電流の自乗に比例する。このために、フィラメントを交流で加熱すれば、放射電流は交流の周波数の2倍の割合で変化する。もつとも、フィラメントには熱惰性があるから、温度は零とはならず、従つてプレート電流も零までは減少しないが、しかし幾分でも変化することは免れない。故に、交流の2倍の周波数を持つた変化がプレート電流上に現れて、これがハムとなるのである。

1. 2. フィラメント、グリッド間の電圧の変化によるハム

一般に、受信機のグリッド回路は、フィラメントの一端に接続されてゐるか

ら、フィラメントに交流を用ひれば、その方向や値の変化がグリッドに加へられることになる。

斯様な現象があると、プレート電流はこれによつて変化し、その結果交流の周波数に相當するハムを生ずることとなる。

1. 3. フィラメント電流によつて生ずる磁界の変化によるハム

フィラメントから出た熱電子は、プレートまで完全なる直線で進行するのではなく、フィラメント電流の作る磁界の影響を受けて彎曲する。従つて、フィラメントを交流で加熱すれば、各サイクル毎に電子の飛行すべき距離が変化するので、これによつてプレート電流が脈動してハムの原因となるのである。

然しこの影響は、前述のフィラメント、グリッド間の電圧の変化の影響とは重に相反して作用するから、或る點で作用が完全に打消し合つてハムを激減することになる。故に、これによつて生ずるハムは事實上無視することができる。

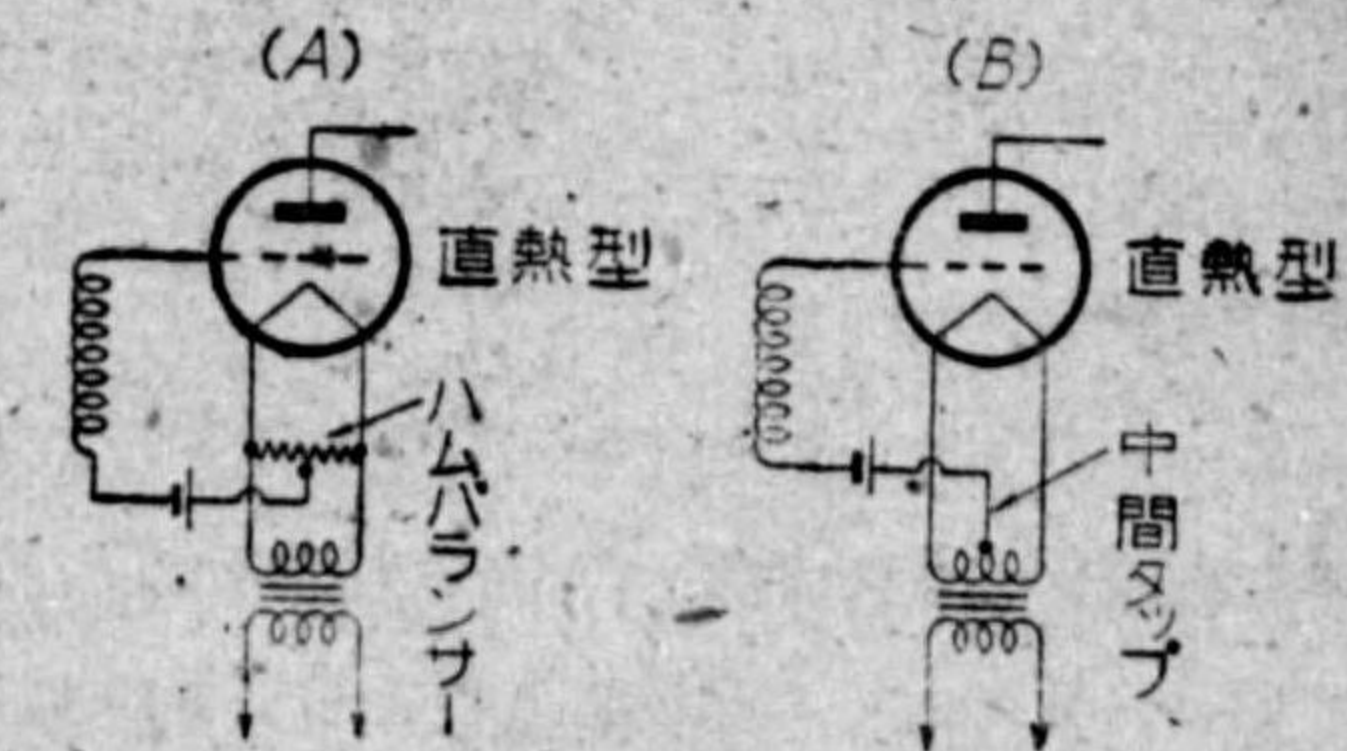
2. A 電源によるハムの除去

以上の如く、フィラメントを交流で加熱するために生ずるハムを除去するには、次のやうな工夫が施されてゐる。

2. 1. 直熱型真空管

これは(1. 1.)の項で述べた如く、フィラメント温度の変化を少なくするためには、フィラメントを太くして熱容量を増してゐる。また、(1. 2.)のフィラメント、グリッド間の電圧の

変化を除くためには、第9-1圖(A)の如く、ハム・バランスンサーを使用するか、もしくは、(B)の如く、電源トランスのフィラメント・コイルに中間タップを設けて、これ等



〔第9-1圖〕

の電気的中點にグリッドの歸路を接続してゐる。

尚、フィラメント電壓は低い程、フィラメント、グリッド間の電壓の變化によるハムは少なくなるのであるから、交流真空管のフィラメント電壓は、直流真空管よりも低くしてあるのが普通である。

2. 2. 傍熱型真空管

以上の工夫を施せば、低周波増幅回路に直熱型真空管を用ひても殆どハムを生ずるといふことはないが、これを検波管、または高周波管として使用した時は、相當のハムを生ずることになる。故に、この場合は第 9-2 圖の如く、傍熱型真空管を使用しなければならない。



〔第 9-2 圖〕

傍熱型真空管とは熱電子を放射するものと、これを加熱するものとを別にしたものであつて、斯様な真空管はフィラメント(この場合はカソード)の熱容量も大きく、且つ交流電壓が直接グリッドへ加へられないために、ハムを著しく減ずることができる。

第三節 B 電源

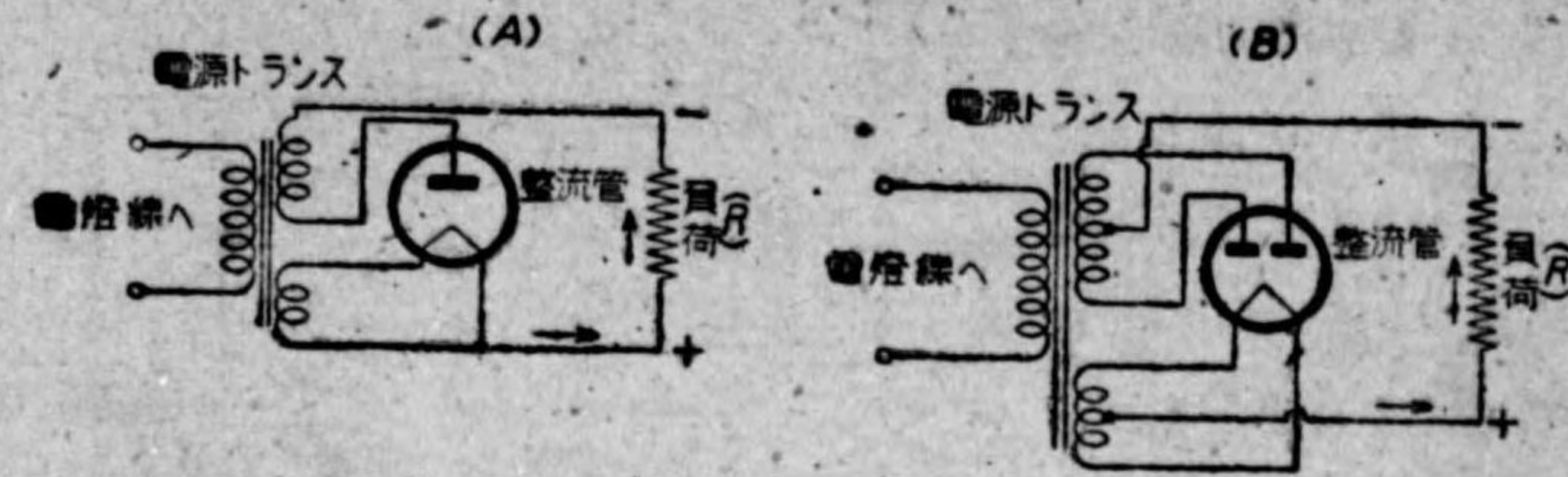
1. B 電源装置

A 電源は電燈の交流を變壓して、そのまま使用することができるが、B 電源は検波管、増幅管のプレートまたは遮蔽グリッドに與へる電源であるから、變化のない直流でなければならない。故に、先づ交流を整流して脈流とし、更にこの脈流を平滑にして直流に直すことが必要である。このために、B 電源には整流回路と平滑回路とが用ひられてゐる。

1. 1. 整流回路

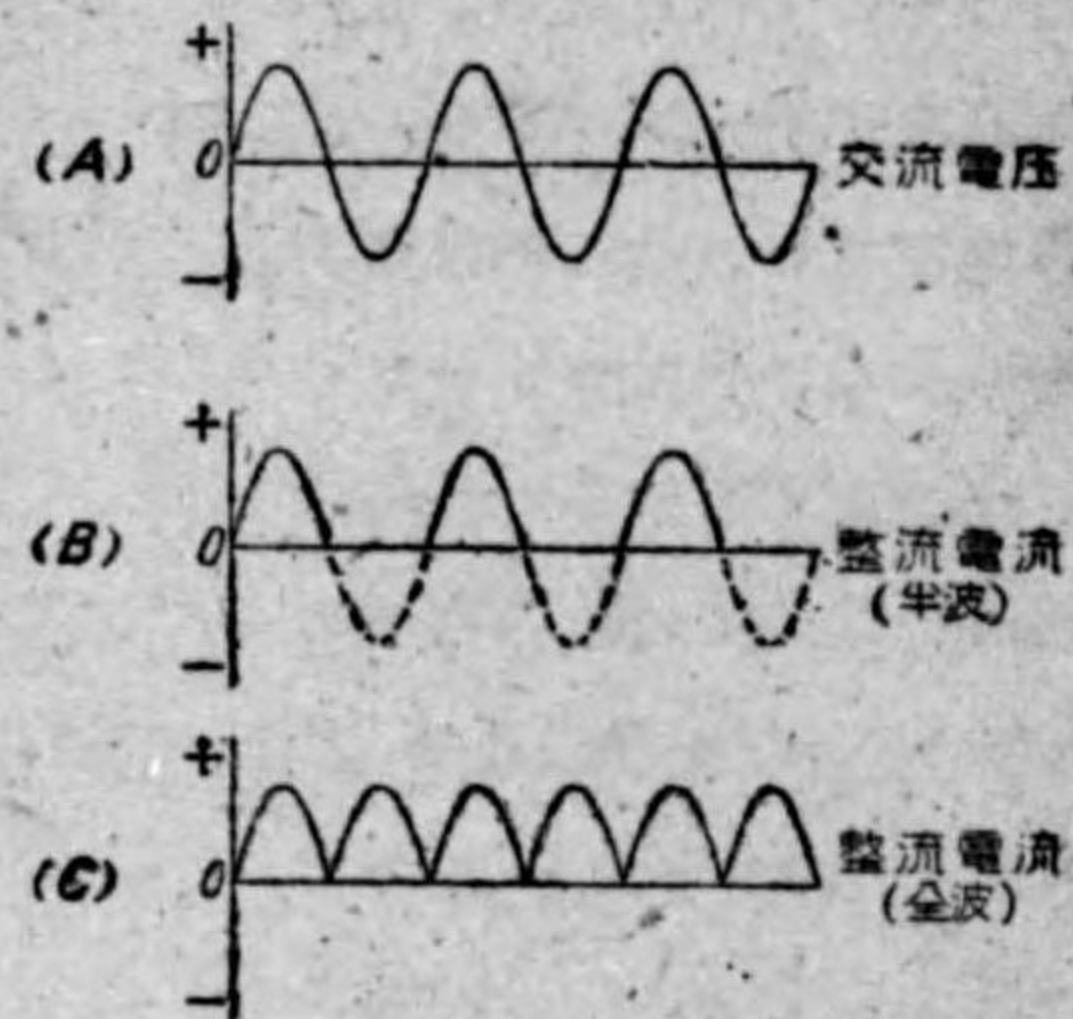
第 9-3 圖は、整流管を用ひて整流を行ふ場合の接続法であつて、(A) を半波整流回路といひ (B) を全波整流回路といふ。

第 9-4 圖はその整流の有様を示すものであつて、電燈線の電壓を電源トランスによつて適當に變壓して整流管のフィラメントを點火し、また同時に



〔第 9-3 圖〕

プレートへも交流電壓を加へると、プレートがフィラメントに対して (+) である間は、負荷 (R) 中に電流が流れるが (-) の間は流れない。この結果、(R) 中を通ずる電流は第 9-4 圖 (B) 及び (C) に示されるやうになる。この場合 (B) を半波整流、(C) を全波整流といふ。



〔第 9-4 圖〕

1. 2. 平滑回路

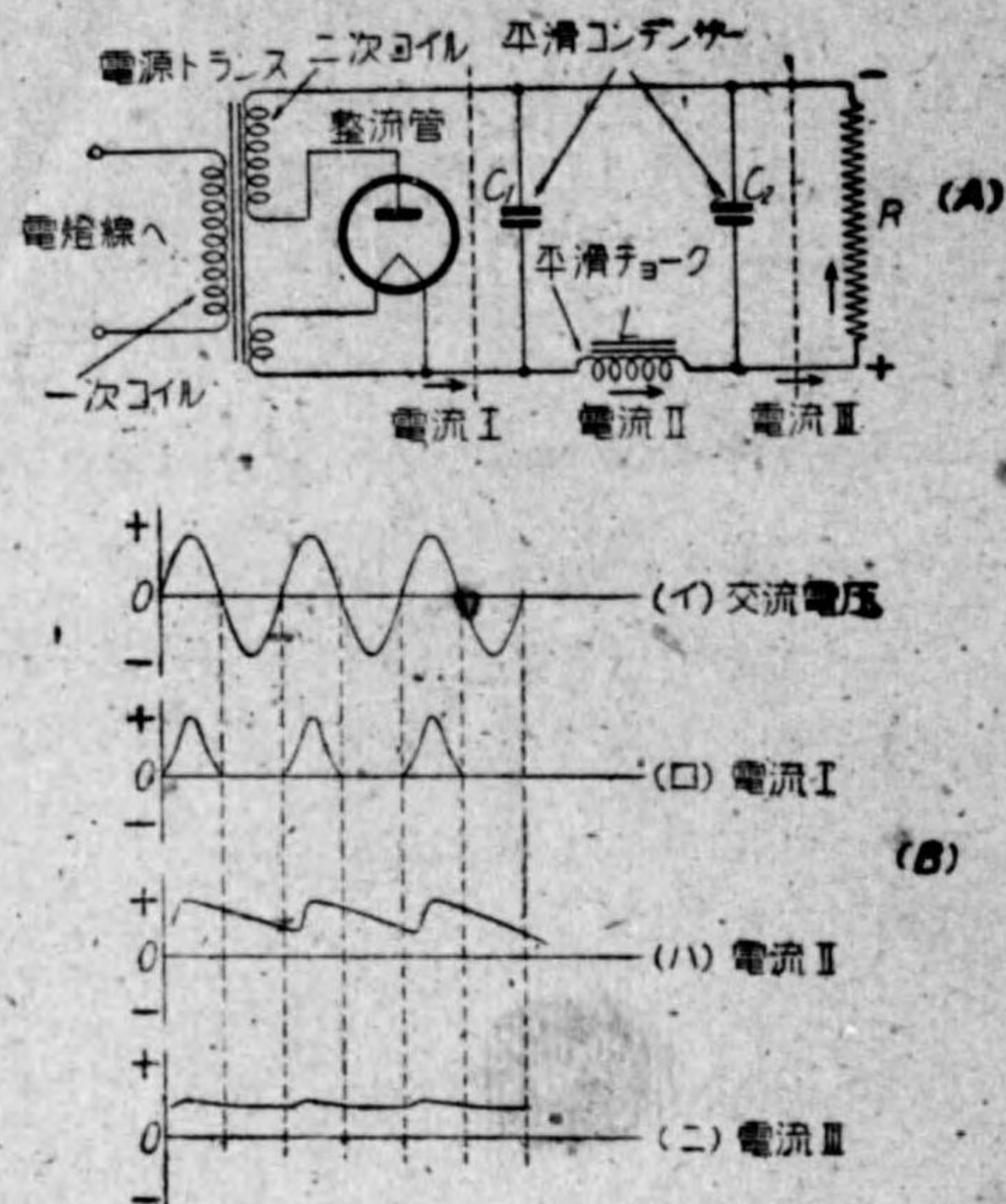
整流管で整流された脈流を直流に近

いやうに直すのが平滑回路であるが、これには平滑コンデンサーと平滑チョークを用ひる。この平滑コンデンサーはその両端の電壓が整流管に加はる交流電壓の値よりも小さい時には、整流電流がこれに流れこんで、即ち平滑コンデンサーは充電され、次に平滑コンデンサー両端の電壓の方が高くなれば放電を行ひ、斯様にしてコンデンサーの充電と放電が繰り返へされて、整流電流の脈流波形は或る程度まで平滑となるのである。

次に、平滑チョークの働きは、整流電流が増加する時にはこれを減少させるやうに、また逆に整流電流が減少する時には、これを増加させるやうに作用する。それで、これ等のコンデンサーとチョークとを夫々適當な値で組合せれば、かなりよく平滑の目的を達することができる。

現在多く用ひられてゐる半波整流回路は、第 9-5 圖 (A) の如きもので、

これを π 型平滑回路と稱してゐる。今、電源トランス二次コイルの電圧を、第 9-5 圖 (B) の (イ) の如きものと假定すれば、この場合整流電流は (ロ) で示すやうな形のものとなる。このために平滑コンデンサー C_1 は充電され、次に整流電流が流れない間はコンデンサーは放電するから、外部の回路に向つて流れる電流の形は (ハ) のやうになる。これが平滑チョークを通つて一層よく平滑されて、(ニ) に示すやうに直流に近い形となるのである。



【第 9-5 圖】

2. バイブレーター式 B 電源

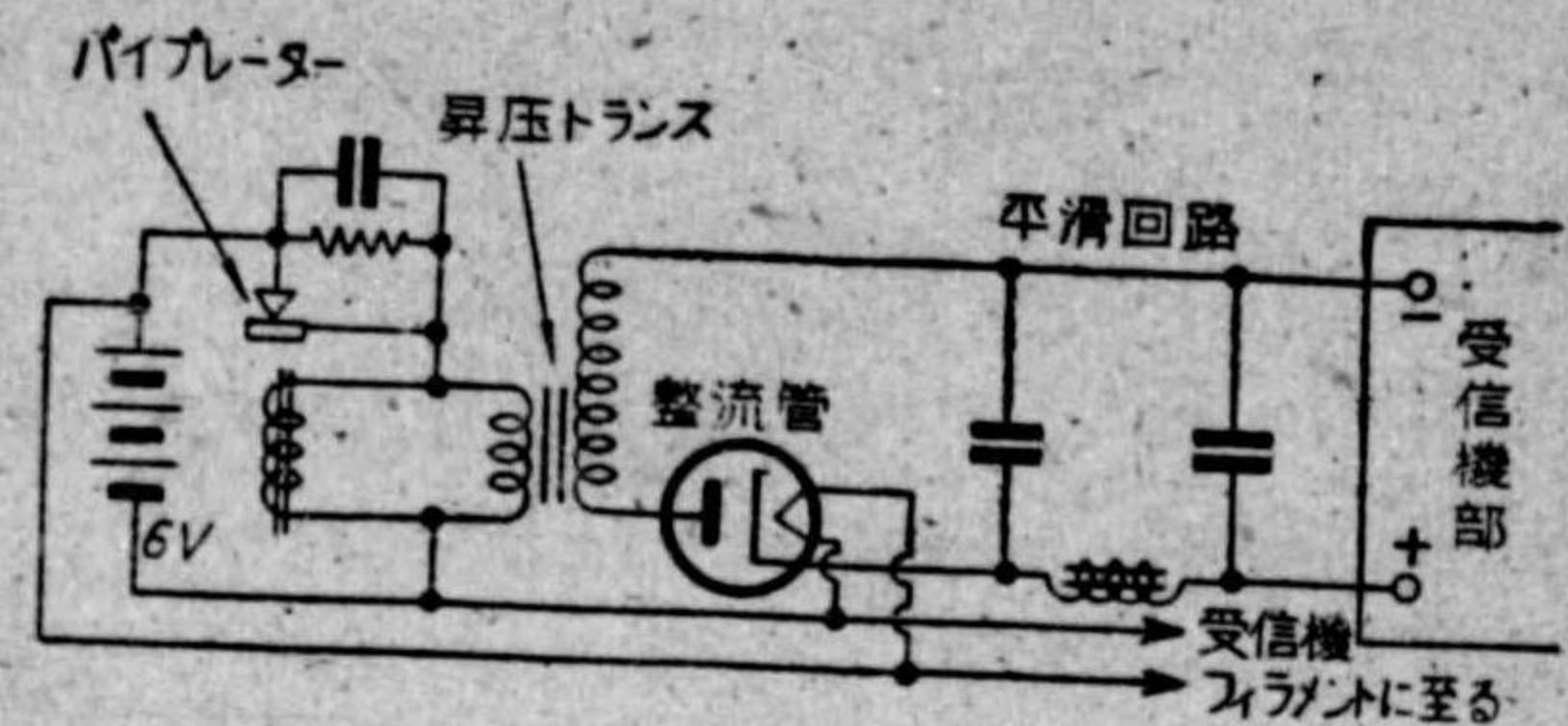
自動車用受信機の電源として發達したものに、バイブレーター式 B 電源なるものがある。これは電源トランスの一次線に交流を供給する代りに、6 ボルト程度の蓄電池より電流を通じ、これをバイブレーター（斷續器）によつて斷續し、二次線に高い一種の交流電圧を發生せしめるものである。そして、この交流電源を整流、平滑して真空管の B 電源とすることは、普通の受信機の場合と同様である。

第 9-6 圖は、このバイブレーター式電源の一例を示すものである。

尙、この B 電源は、斷續器を使用するから、遮蔽及び配線等には特に注意して雑音の原因とならぬやうにすることが肝要である。

斯様に、この方式は單に 6 ボルト程度の蓄電池 1 個があれば足りるのであ

るから、保守が簡單であるといふ特徴があるので、自動車用、船舶用受信機に適當してゐることは勿論、晝間停電のない地方に用ひられる受信機に利用し、蓄電池の充電装置を附加して、夜間充電を行へば甚だ便利である。



【第 9-6 圖】

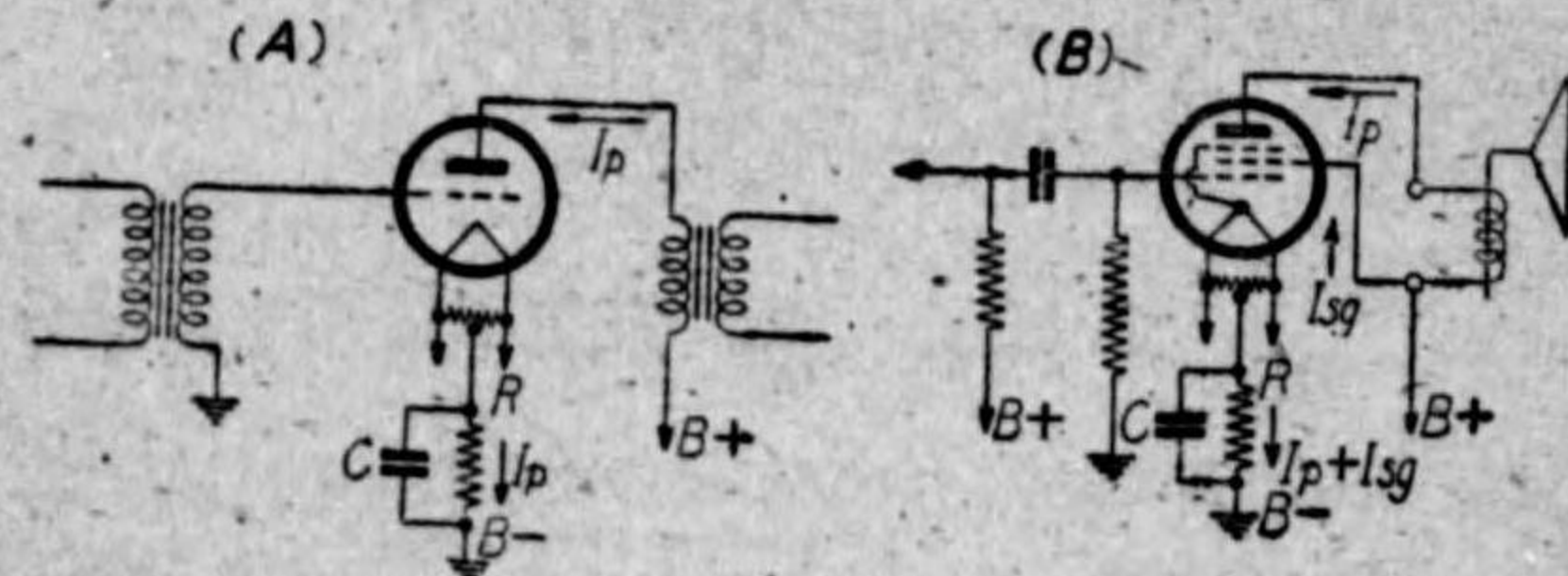
第四節 C 電源

1. C 電源

即ち、グリッド・バイアス電圧の取り方は種々あるが、一般には、次の方法が用ひられてゐる。

1.1. 自己バイアス法

第 9-7 圖の如く、真空管のフィラメントまたはカソードに挿入したハム・バランスの中點と、B-間に抵抗をつなぎ、この抵抗中を通ずるプレート電流、もしくは、カソード電流 ($I_p + I_{sg}$) によつ



【第 9-7 圖】

て生ずる電壓降下を利用して、適當なるグリッド・バイアス電壓を得る方法である。

この場合抵抗 (R) の値は、次の式より算出することができる。

第 9-3 圖 (A) の三極管の場合

$$[\text{抵抗}] = \frac{[\text{グリッド・バイアス}]}{[\text{プレート電流}]} \text{ オーム}$$

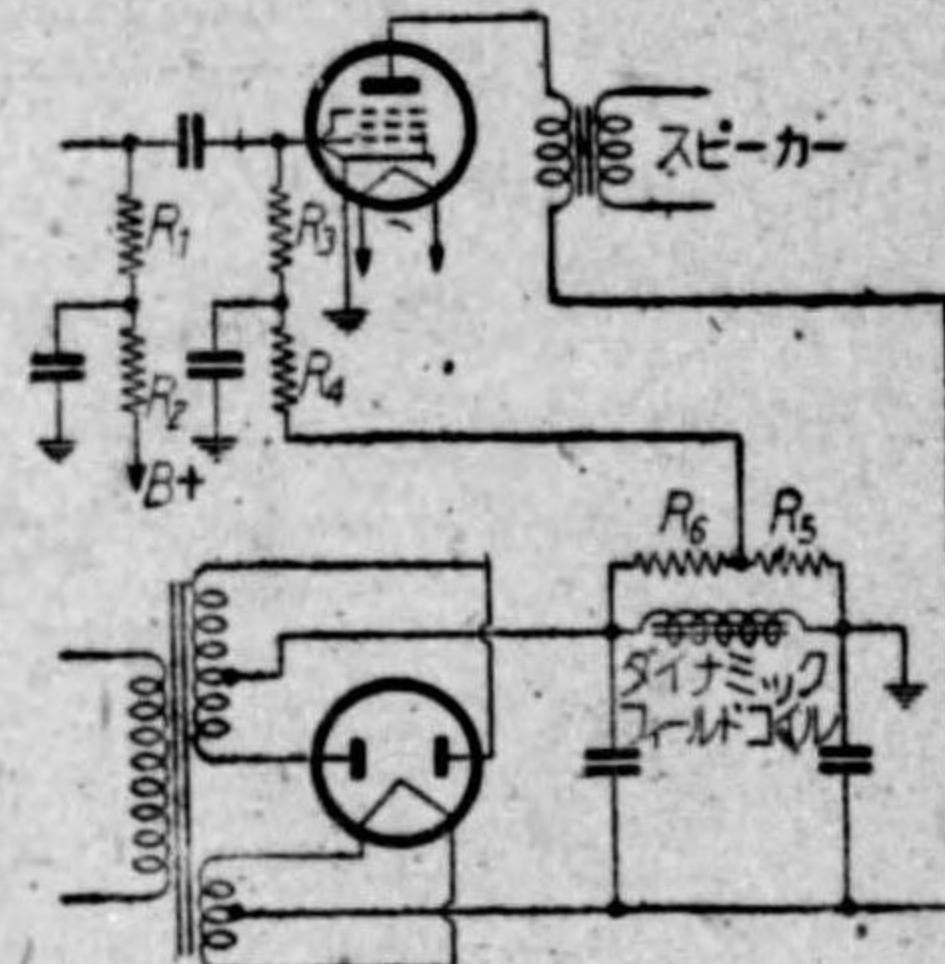
第 9-3 圖 (B) の五極管の場合

$$[\text{抵抗}] = \frac{[\text{グリッド・バイアス}]}{[\text{プレート電流} + \text{遮蔽グリッド電流}]} \text{ オーム}$$

1. 2. 半固定バイアス法

第 9-8 圖はダイナミック・スピーカ
のフィールド・コイルによる電圧降下を
利用して、適當なるグリッド・バイアス
を得る方法であつて、これを半固定バイ
アス法と稱してゐる。

尚、この外に、強力擴聲装置等には固
定バイアス法を採用することもある。



〔第 9-8〕

1. 3. バイパス・コンデンサー

以上いづれの方法を用ひても、電源用

の抵抗は、プレート回路に直列につながれてゐるため、プレート回路の抵抗
が増大したことになり、増幅度を減じ、周波数特性、特に低音部の特性が悪
くなり易いから、この影響を除くために、1 マイクロ・ファラド以上の大容量
のバイパス・コンデンサーを使用する。

第五節 電源装置に使用する部分品

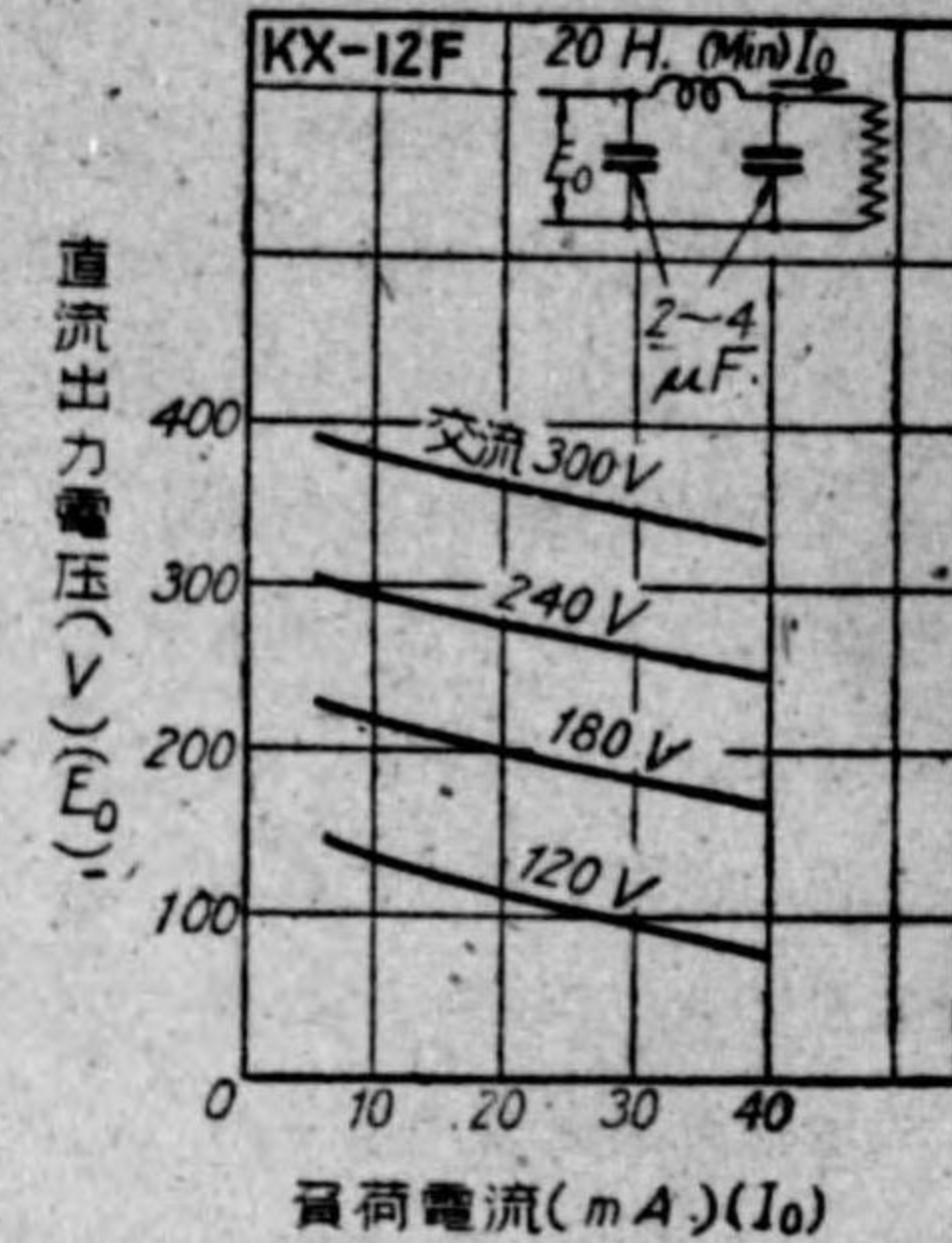
1. 電源装置に使用する部分品の主なるものは整流管、平滑チョーク、平滑
コンデンサー、電源トランス等であるが、次にこれ等の部分についての要點
を述べる。

1. 2. 整流管

KX-12F この整流管は、従來の **KX-12B** の更に強力なる小型半波
整流管で、小型ダイナミック・スピーカを使用できるやうに特に設計され
たものである。

第 9-9 圖は平滑回路として 20 ヘンリ
のチョークと 2 マイクロ・ファラドと 4 マ
イクロ・ファラドのコンデンサー 2 個を用
ひ、プレート入力交流電圧を種々變へた場
合の負荷電流 (出力直流) と出力電圧との
關係を示したものである。一般に、整流回
路の無負荷に於ける電圧は、最大入力電壓
の最大値に等しく、負荷電流の増加につれ
て低下するものである。

- 規格** フィラメント電圧… 5 ボルト
 フィラメント電流… 0.5 アンペア
 最大入力交流電圧… 300 ボルト
 最大出力直流 …………… 40 ミリ・アンペア



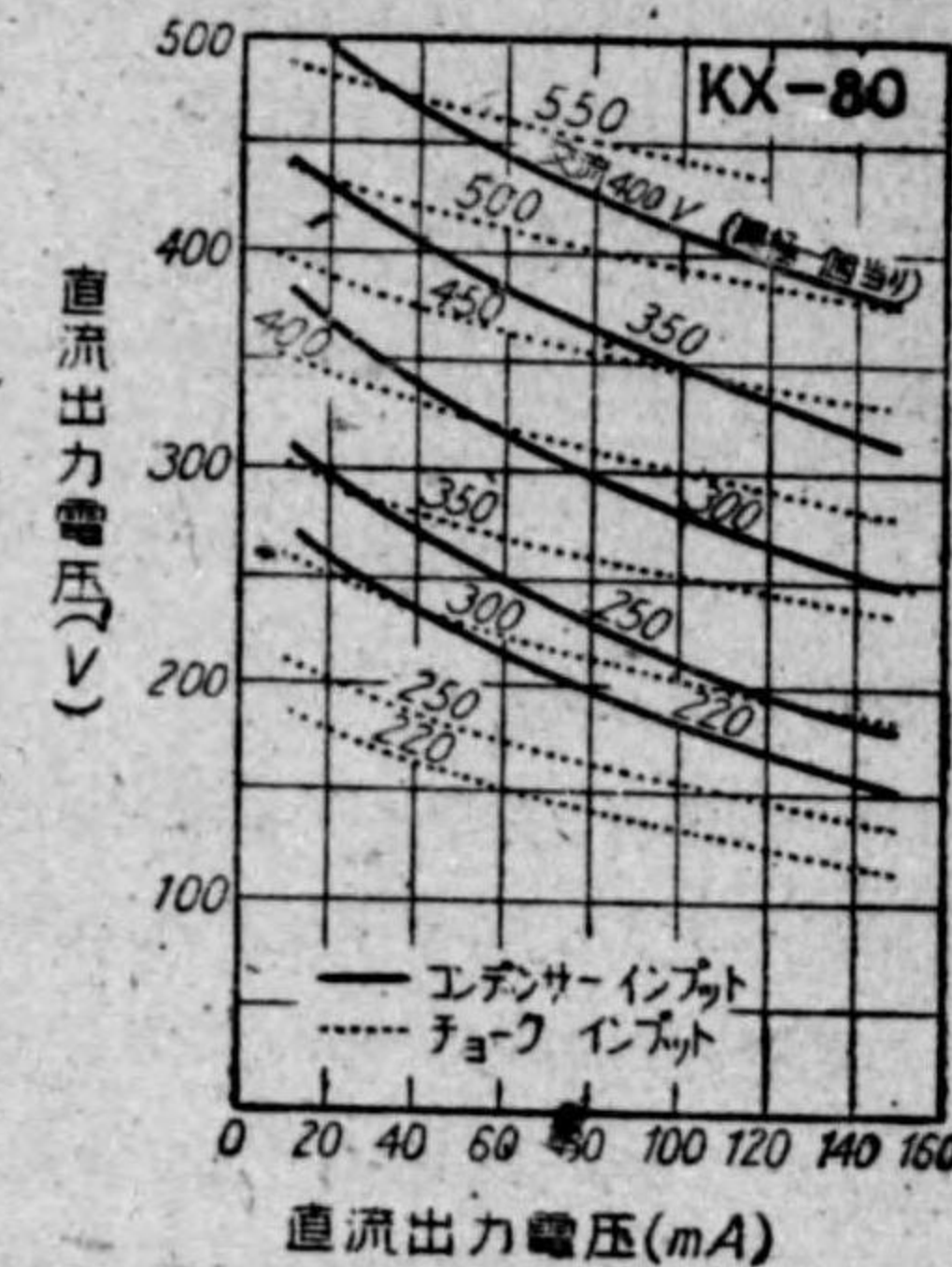
〔第 9-9 圖〕

KX-80 この整流管は全波整流型であつて、大型受信機には殆どこれが用
ひられてゐる。

第 9-10 圖は、その特性を示すもの
である。

- 規格** フィラメント電圧… 5 ボルト
 フィラメント電流… 2 アンペア
 最大入力交流電圧 (プレート
 1 個につき)
 コンデンサー・インプットの
 場合 …… 350~400 ボルト、
 チョーク・インプットの場合…
 …………… 550 ボルト

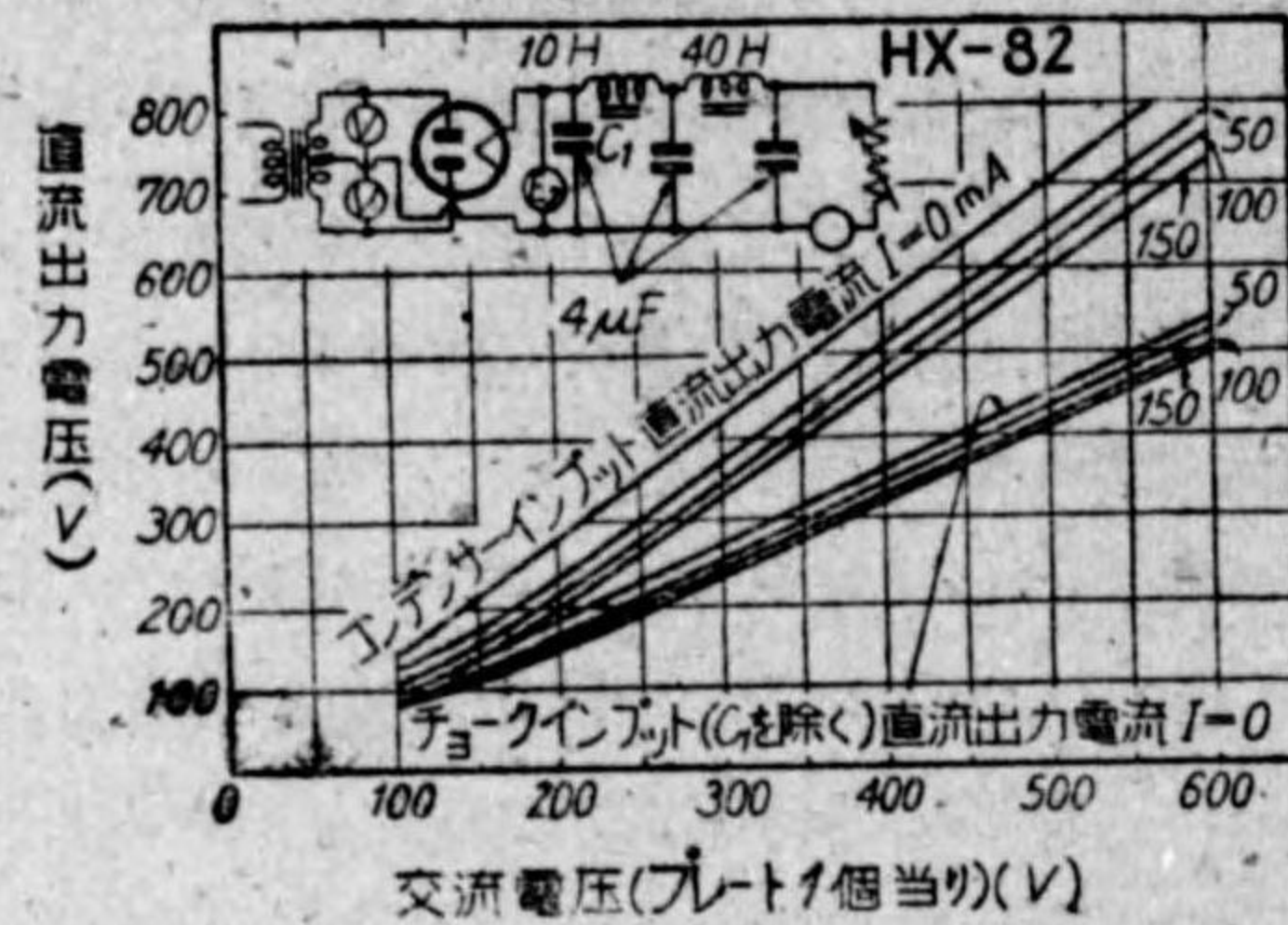
- 最大出力直流**
 コンデンサー・インプットの場
 合 …………… 125 ミリ・アンペア



〔第 9-10 圖〕

チョーク・インプット法の場合 135 ミリ・アンペア

HX-82: この整流管は、熱陰極水銀蒸気整流管と稱へられる特殊なもので、管内に極めて少量の水銀が封入されてゐる。この水銀はフィラメントが点火すると、その温度によつて蒸發され、管内に充滿するやうになる。そしてこれに電子が衝突すると、更に電離作用によつて、正と負のイオンに分解され、これが負の電氣を帯びてゐる電子を中和するやうに働く。このために管内降下の電壓は負荷の如何に拘らず、約 20 ボルトに過ぎず、大きな電流を整流するに適してゐる。



〔第 9-11 圖〕

第 9-11 圖は、その特性を示すものである。

- 規格
- フィラメント電圧 2.5 ボルト
 - フィラメント電流 3 アンペア
 - 最大入力交流電圧 500 ボルト
(プレート 1 個につき)
 - 最大出力直流 125 ミリ・アンペア

使用上の注意

- (1) 電流が定格値よりも過大となると管内の電壓降下が急激に増加し、水銀蒸氣の分子がフィラメントに衝突して短時間に酸化物質が破壊するから、この真空管では電流が過大にならぬやう注意しなければならない。
- (2) フィラメントが十分過熱するまでに、プレート電流を通すと内部電壓降下が規定より多くなつてフィラメントを破壊するから、フィラメントが十分加熱してから負荷がかかるやうにする。

(3) プレート電圧が或る一定値に達するまでは、プレート電流は殆ど流れず、然る後急激に高値に達するから、受信機に騒音を伴ひ易い。このため、通風のよい方法にて遮蔽を行ひ、各プレートに高周波コイルを接続すればよい。

(4) B 級回路の受信機に使用する如き場合は、負荷電流の變動が甚だしいから、出力電圧を一定にするためには平滑回路はチョーク・インプット方式とすること。

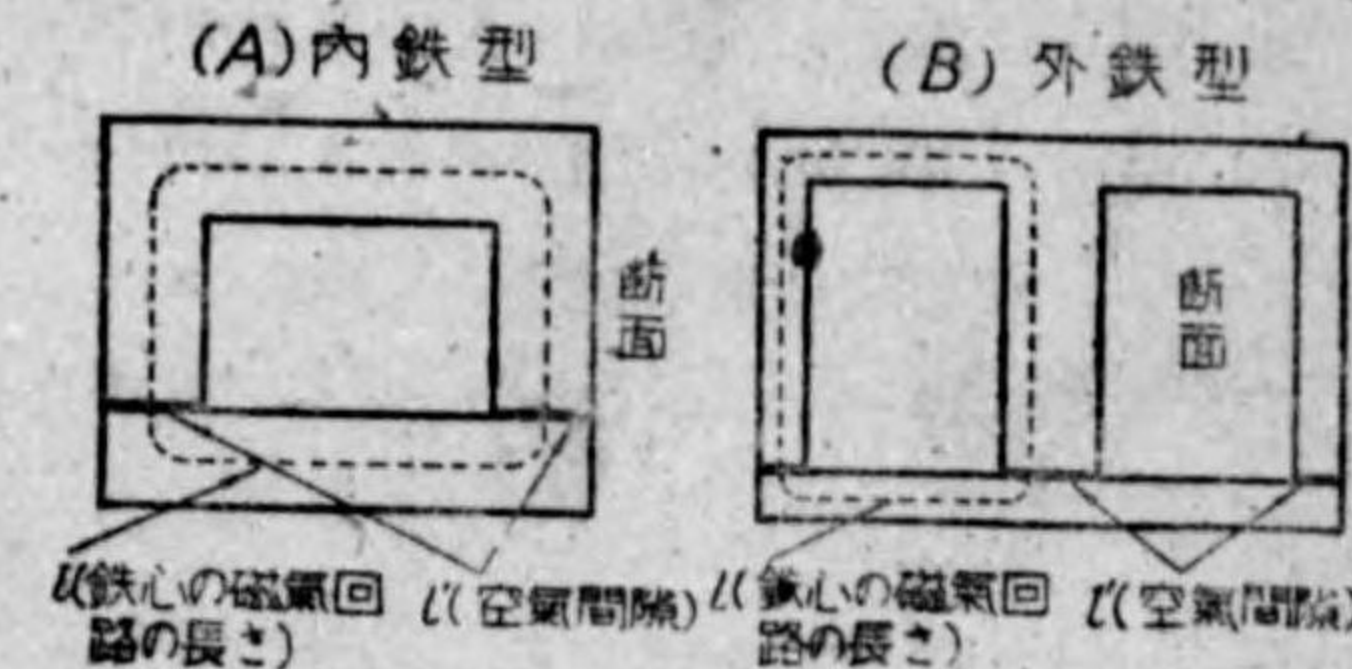
1. 2. 平滑チョーク (低周波チョーク)

平滑回路に使用する平滑チョーク (低周波チョーク) として必要な條件は、端子と鐵心または外函との間の絶縁がよいこと、コイルを流れる直流によつてインダクタンスがあまり變らぬことである。

これ等は製作の時に注意せねばならぬことであるが、これを選定する場合にも是非心得ておかなければならないことである。

一般に低周波 チョークの鐵心は、トランスと同様第 9-12 圖の如く、(甲)

を内鐵型 (コア型) といひ (乙) を外鐵型 (シェル型) といつて、トランスの鐵心と同様であるが、ただこの場合には適當なる空氣間隙 (エアー・ギャップ) が必要である。



〔第 9-12 圖〕

もし鐵心に空氣間隙がないと、コイルを流れる直流の値によつてインダクタンスが變つて來る。第 9-13 圖はその一例で、低周波チョークの直流値を變へた時のインダクタンスの變化を示したものである。

圖の (1) は、適當なる空氣間隙を持つものの例で、インダクタンスは負荷電流に關係なく殆ど一定であるが、(2) と (3) は空氣間隙が適當でなく、負荷電流の増加につれてインダクタンスが減少してゐることを示してゐる。

空気間隙の長さは、チョークの大小によつて異なるが、普通の小型チョークではパラフィン紙2,3枚を挟むくらいの程度でよい。低周波チョークを選ぶには、直流何ミリ・アンペアの時のインダクタンスが何ヘンリであるかといふことを考慮に入れて定めねばならぬ。

次に、低周波チョークのインダクタンスの基本式を擧げてみよう。

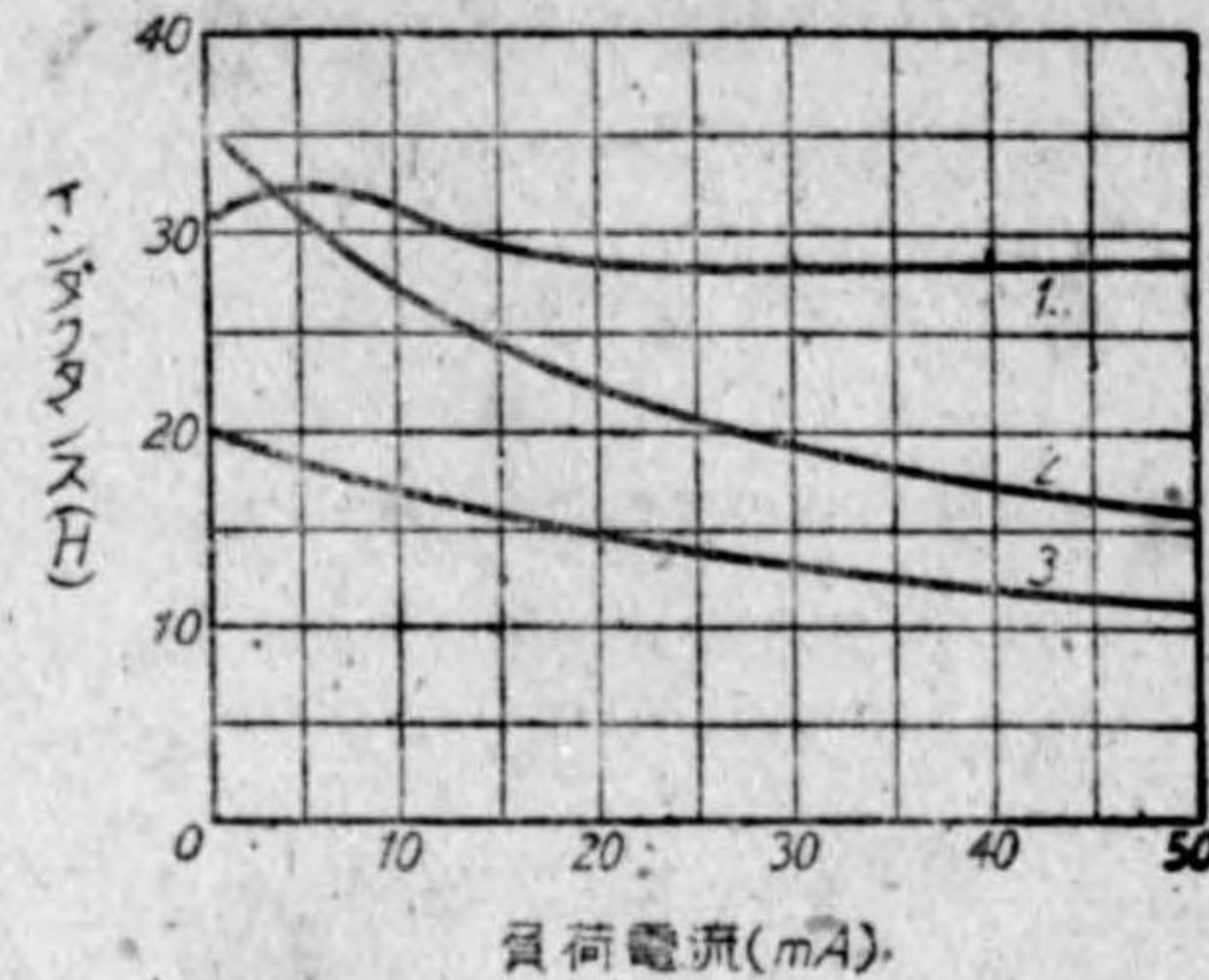
$$L = \frac{4\pi n^2}{\left(\frac{l}{\mu A} + \frac{l'}{\mu' A}\right)} \times 10^9$$

- n コイルの巻回数
- A 鉄心の断面積 (平方センチメートル)
- l 鉄心の磁気回路の長さ (センチメートル)
- l' 空気間隙の長さ (センチメートル)
- μ 鉄のパーミアビリティ (300 乃至 500)
- μ' 空気のパーミアビリティ (1)
- L インダクタンス (H)
- π 3.14

1. 3. 平滑コンデンサー

平滑コンデンサーとしては、従来紙コンデンサーが用ひられて来たが、キャパシターの大きなものは形が大きくなるばかりでなく、価格も需むやうになるので、最近では電解コンデンサーが多く用ひられてゐる。

この電解コンデンサーは、アルミニウムの板の表面に、電氣化學作用によつて生成された酸化アルミニウム薄膜を誘電體として作られたものである。



〔第 9-13 圖〕

この電解コンデンサーには乾式と漏式の2種類があるが、最近では殆ど前者が用ひられてゐる。

誘電體として使用されてゐる酸化アルミニウム薄膜は、アルミニウム極に正電壓が加へられてゐる間は良好なる絶縁抵抗を有してゐて、コンデンサーとして動くが、もしこの極性が反対であると酸化アルミニウム薄膜は破壊して、全然コンデンサーとしての働きをせぬばかりでなく、これに電流を通じて回路全般に亘つて損傷を與へることとなるから注意しなければならない。

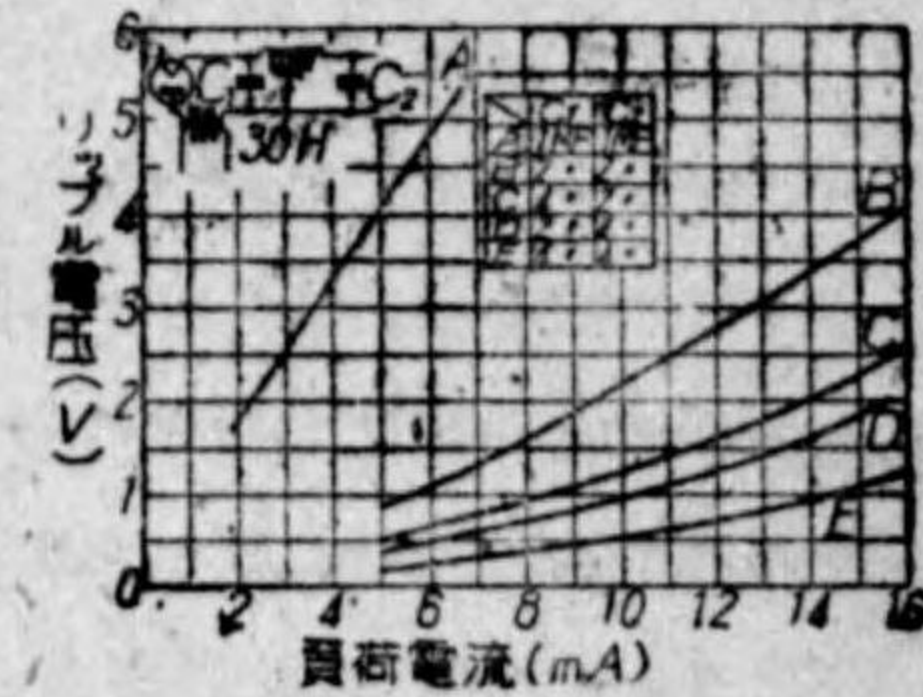
故に、電解コンデンサーを使用する場合は、次の注意が必要である。

- (1) 極性があるから、端子の接続を間違へぬこと。
- (2) 使用電壓の限度を守ること。
- (3) 取付け場所の温度に注意すること。
- (4) キャパシターは電壓及び温度に關係するから、規定キャパシターを過償せざること。
- (5) 僅小なる電流回路等に挿入する時は、漏洩電流を考慮に入れること。
- (6) 平滑回路やバイパス回路のやうな脈流回路に對してのみ使用すること。

1. 4. 平滑回路のチョークとコンデンサーの適當なる値

平滑回路のチョークとコンデンサーの値の適不適は、直ちにプレートから來るハムに關係する。これ等のチョークとコンデンサーの値は大きい程よいわけであるが、實際には經濟上や容積の上からできるだけ小さな値でその目的を達するやうに決定しなければならない。

第 9-14 圖は一般に用ひられた平滑回路で、そのチョークを 30ヘンリに保ち、コンデンサーの値を種々變へた場合のリップル電壓、即ちハムの原因になる交流電壓と負荷電流との關係を示す一例である。普通の場合、このリップル電壓が 3 ボルトくらゐに相當するハムであれば實用上差支へない程



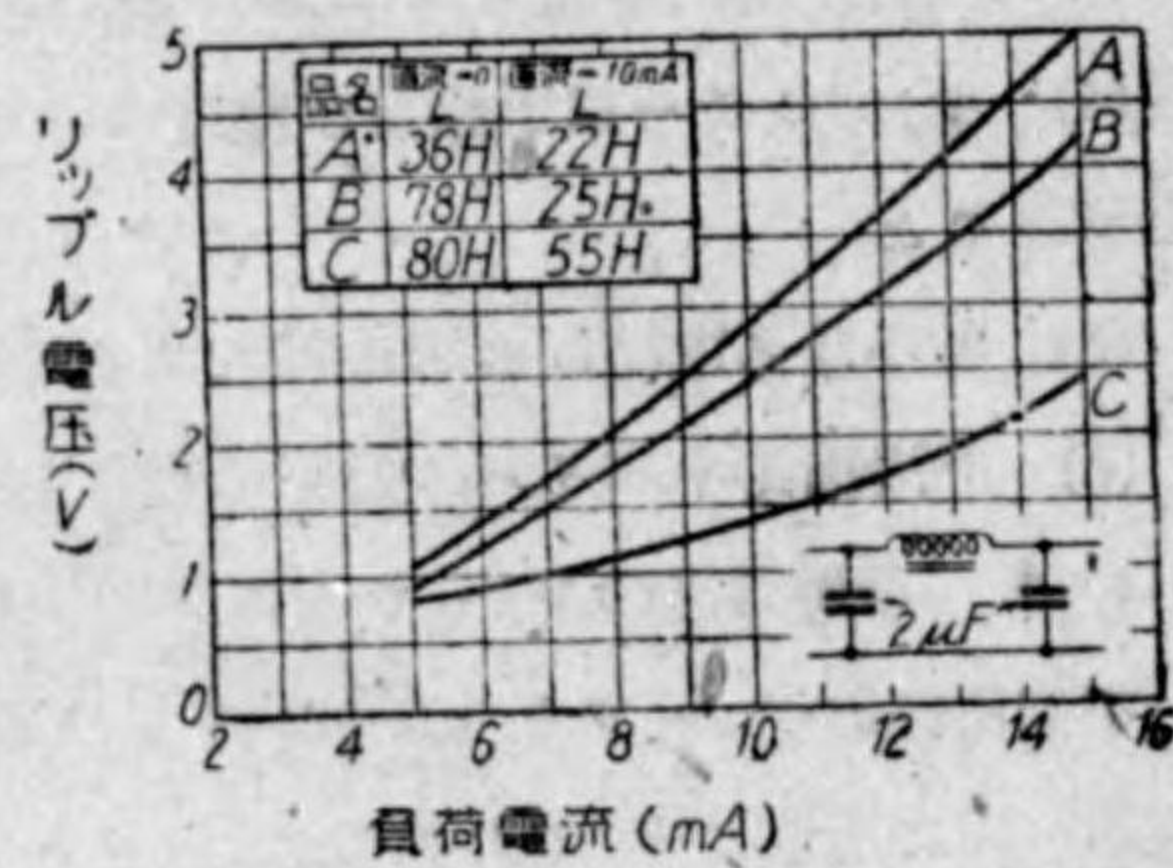
〔第 9-14 圖〕

度である。そして普通の3球程度の受信機では、その真空管のプレート電流の合計は10ミリ・アンペア乃至20ミリ・アンペア内外であるから、この場合には同図中のB、即ちコンデンサーは2マイクロ・ファラドくらゐづつで十分である。尙これよりハムを減ずるには、C、D、Eといふ順序となるが、 C_1 と C_2 との和が同じであると、CとDとを比較すれば C_2 、即ち負荷に近いコンデンサーの容量を増した方が、ハムを減少するのに有効である。

次に、チョークの影響であるが、この低周波チョークは構造が不完全であると、直流が流れてゐる時と流れてゐない時とで、インダクタンスの値がかなり違ふ。

第9-15図枠中のA、B、Cは市場にあるチョークを直流、即ち負荷電流が流れてない時と、負荷電流が10

ミリ・アンペアの時とのインダクタンスを測定した成績であつて、またこれ等を用ひてコンデンサーを各2マイクロ・ファラドづつとして、平滑回路を作つた時の負荷電流に対するリップル電圧の関係を求めた成績は、曲線A、B、Cの如くである。



同図を見ると、チョークとインダクタンスが大きい程、ハムは減ることが判る。また負荷電流が10ミリ・アンペア内外の場合は、リップル電圧を3ボルト以下に保つには、チョークは20ヘンリくらゐでよいことが判る。

以上は半波整流の場合で、全波整流では、ハムは當然少いわけであるが、然し全波整流は一般に大型受信機で、負荷電流も多い場合に使はれるから、チョークの値も大きくせねばならぬし、コンデンサーも大きなものが必要である。

殊にチョークは、直流の影響を少なくすることが肝要で、このために鉄心に空気間隙を作つたり、またユニチョークといつて、コイルの一部を逆に巻い

たものも用ひられてゐる。

1.5. 電源トランス

電源トランスとは電源の交流電圧を變へるもので、薄鐵板を組合せた鐵心に、一次コイルと二次コイルが巻かれてあり、一次コイルは電力を供給する側のコイル、二次コイルは電力を取出す側のコイルである。

交流受信機に用ひられる電源トランスの二次コイルは、普通プレートに供給するB電源用とフィラメントを點火するA電源用との2種類が巻かれてある。一次コイル及び二次コイルに用ひられる線はトランスの容量の大小によつて勿論違つて來るが、一次コイルは大體0.81ミリ・メートル (BS 20番くらゐ) 乃至0.3ミリ・メートル (BS 30番くらゐ) の銅線が用ひられ、B電源用二次コイルには0.127ミリ・メートル (BS 35番) 内外の細い線を、またA電源用二次コイルには、使用真空管に應じて1.29ミリ・メートル (BS 16番くらゐ) の太い線が用ひられてゐる。

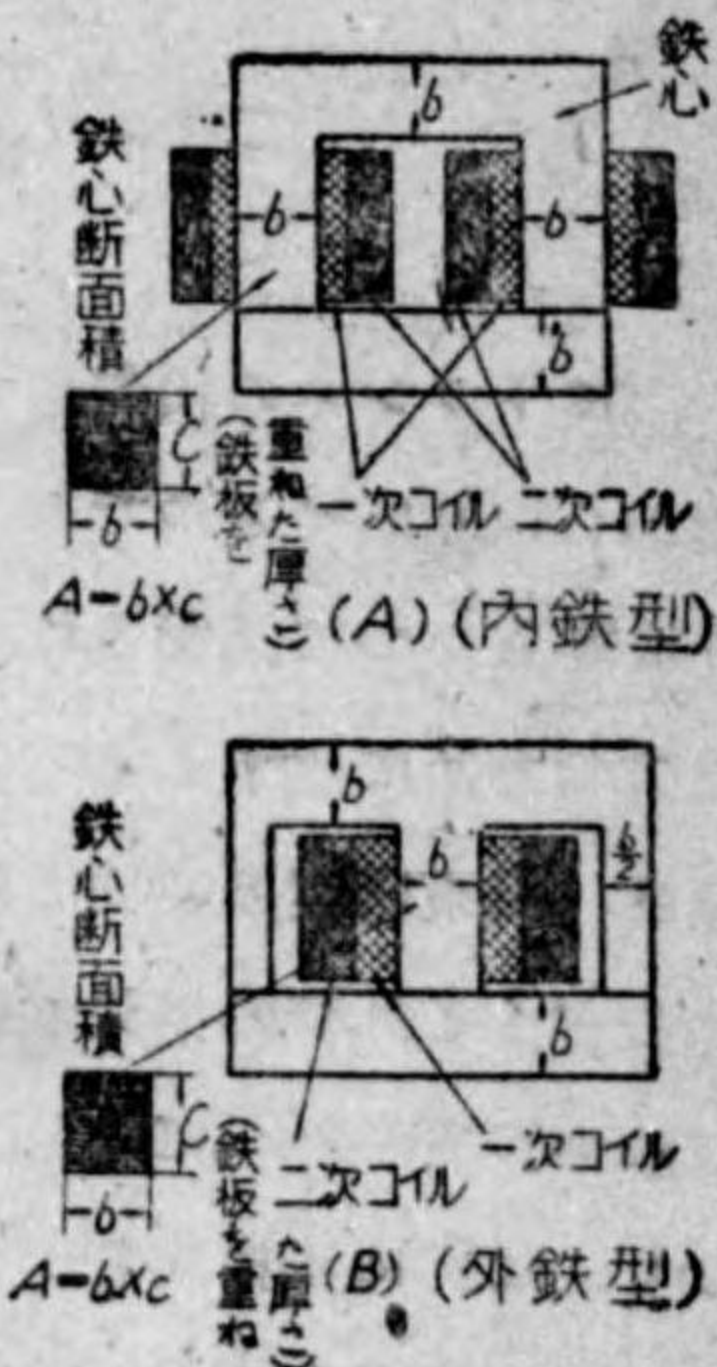
次に、鐵心は第9-16圖 (A) のやうに、内鐵型と (B) に示すやうな外鐵型とがあるが、電源トランスとしては、ハムを少なくするために後者が多く用ひられてゐる。

さて、一次コイルに電流を通ずると、鐵心中に磁力線を生ずる。その單位面積に於ける磁力線、即ち磁束を鐵心の磁束密度といひ一般にBを以て表はす。

Bの値は、鐵板の性質によつて違ふが、普通には一平方センチ・メートルにつき7000本乃至9000本である。

次に、Bと電圧及び鐵心の面積などの関係は、次のやうなトランスの基本式で表される。

$$N_1 = \frac{E_1 \times 10^8}{4.44 \times A \times B \times f}$$



〔第9-16圖〕

上式にて N_1 …… 一次コイルの巻回数

E_1 …… 一次電圧 (ボルト)

A …… 鐵心の断面積 (1 平方センチメートル)

B …… 磁束密度 (1 平方センチメートルにつき)

f …… 使用電流の周波数

また、一次コイルの電圧と二次コイルの電圧との比は、各コイルの巻数の比に略等しい。

即ち、 E_2 を二次コイルの電圧、 N_2 を二次コイルの巻数とすれば

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{N_2}{N_1}$$

で表はされる。

例へば、一次電圧を 100 ボルトとし、一次コイルの巻回数を 600 回とすれば、二次コイルの電圧を 140 ボルトとするには

$$\text{二次コイルの巻回数} = 600 \times \frac{140}{100} = 840 \text{ 回}$$

となる。

次にトランスの損失について述べてみよう。一次側に加へた電力は、二次側から取り出せるのであるが、その全部を取り出すことはできないで、一部分は熱となつて消費される。この電力の損失を銅損失といつて、各コイルの抵抗のために生ずるものと、鐵損失といつて、鐵心の性質、總容積、鐵板の厚さ、磁束密度及び周波数等に関係するものがある。トランスとしては、なるべくこれ等の損失の少いことが望ましいのであるが、兩者の間には兩立し難い性質を持つてゐる。即ち、銅損失を少くしやうとすると鐵損失が多くなり、反對に鐵損失を少くしやうとすると銅損失が多くなる。そこで、普通にはこの二つの損失が略等しくなるやうにトランスの設計を行ふ。

次に、電源トランスで注意すべき諸點を擧げてみると

(1) 能率 …… トランスの能率とは、その出力と入力との比で、前述の損失の多少によつて左右されるわけで、即ち

$$\text{能率} = \frac{\text{出力}}{\text{入力}} \times 100 = \frac{\text{出力}}{\text{出力} + \text{銅損失} + \text{鐵損失}} \times 100 \text{ パーセント}$$

といふことになる。

普通トランスでは、この能率は 90 パーセントである。

(2) 絶縁 各コイル間、コイルと鐵心 (外函) 間の絶縁のよいことは勿論必要であるが、特に、一次コイルは電燈線に直接つながれてゐるから、これと二次コイルや鐵心間との絶縁に注意しなければならない。

(3) 二次全負荷電圧 二次コイルに電流が通ずると、抵抗その他の影響で多少電圧が下るやうになる。電源トランスの銘板に記載されてゐる電圧や電流の値は負荷に供給する出力の最大の場合を示すもので、この値が使用真空管に應じ、 A 電源や B 電源用として適當なものでなければならぬと共に、實際の二次電圧が銘板に記載されたものと相違があつてはならぬ。

銘板記載の電圧と實際の電圧との偏差は A 電源用の二次コイルは (上下の差) 5 パーセント以下、また B 電源用は 10 パーセント以下であることが望ましい。

(4) 電圧變動率 二次コイルに電流が通じた場合電圧の降下程度を示すもので、降下電圧と全負荷電圧、即ち規定電流を通じた時の電圧との比を百分率で表はしたものである。

即ち

$$\text{電圧變動率} = \frac{[\text{無負荷電圧}] - [\text{全負荷電圧}]}{[\text{全負荷電圧}]} \times 100 \text{ パーセント}$$

B 電源用の二次コイルでは、この變動率は幾分大きくても差支なく、20 パーセントくらいまでは許される。 A 電源用の二次コイルでは變動率が大きいと受信機の感度が悪くなつたり、或は真空管の壽命を害ねる虞れがあるから、精々 10 パーセント以下に止めることが望ましい。

温度上昇 コイルに用ひられてゐる線が細過ぎたり、また鐵心が小さ過ぎたり、用ひた材料が悪いと、使つてゐる中に過熱を惹き起して絶縁を悪くし危険を生ずる虞れがある。受信機部分品の認定規格によれば、電源トランス

の温度上昇は、攝氏 40 度以下たることを規定されてゐる。

第六節 トランス・レス受信機

1. トランス・レス受信機とは

電源トランスを使用しない交流受信機をトランス・レス受信機といふ。

これには、ヒーター電流の少い傍熱型真空管を用ひ、直列ヒータとして、100 ボルト電源で直接点火し、プレート電源は 100 ボルトをそのまま整流するか、倍壓整流器によつて昇壓して供給する。これは受信機全體を小型にできるところから、外國製受信機に多く見受けられる方法であるが、最近我が國では、資材の節約といふ立前から、この種の受信機を製作するやうになつて來た。

2. トランス・レス用真空管

2. 1. 25 Z 5 整流管 この整流管は、プレート 2 個を有するもので、KX-80 と異るところは、カソードが傍熱型となつてゐるのと、ヒーター電圧が 25 ボルトといふ高い値になつてゐることである。

規格	ヒーター電圧	25 ボルト
	ヒーター電流	0.3 アンペア
	最大入力交流電圧	125 ボルト (各プレート 1 個につき)
	最大出力直流	50 ミリ・アンペア (同)

この整流管には、次の三つの用法がある。

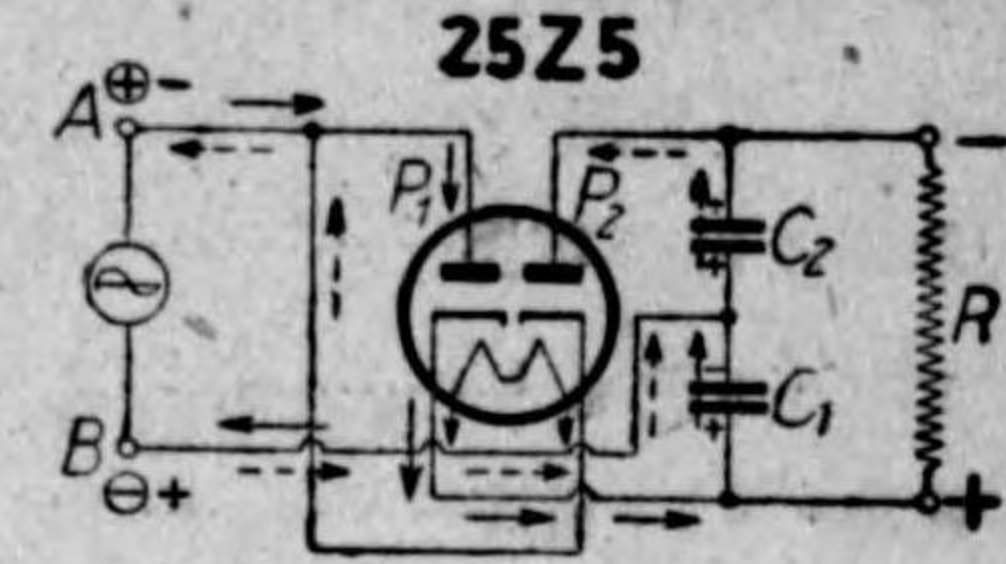
- (1) 二つの整流部分を並列にして用ひる場合
- (2) 各整流部分を別々の用途に用ひる場合
- (3) 倍壓接続として用ひる場合

以上のうち (3) の倍壓接続として用ひる時が最も多いから、この場合の作用を説明してみやう。

第 4-17 圖は、25 Z 5 整流管を倍壓接続とした一例である。

次に、この動作を説明すれば、今 A、B 間に 50 サイクル 100 ボルトの

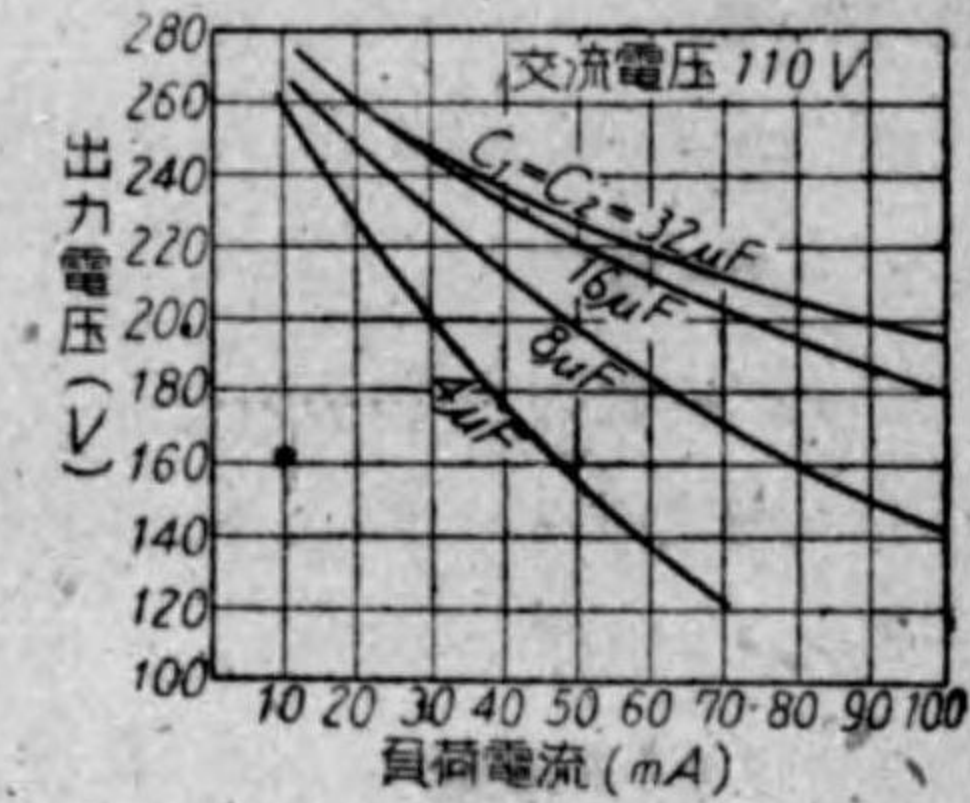
交流電圧が加へられたと假定し、先づ、A 端子が⊕となつた場合を考へてみると、 P_1 には正電圧が加へられるので整流作用が行はれ、圖の實線のやうな方向に整流電流が通じ、 C_1 は充電される次に、B 端子が⊕となつた瞬間は、



〔第 9-17 圖〕

P_2 に正電圧が加はるので、整流電流は圖の點線のやうな方向に流れ、 C_2 を充電する。斯様にし $C_1 C_2$ に充電された電圧はその方向が同一で、各々の端子電圧の値は、略交流の最大値に等しくなるから、これ等の値が相加へられて R 端の出力電圧は、最初加へられた交流電圧の 2 倍以上となつて現れるのである。

第 9-18 圖は、25 Z 5 を倍壓接続とした場合の整流特性である。



〔第 9-18 圖〕

倍壓接続とした場合の負荷電流と出力電圧との關係

2. 2. 新トランス・レス用真空管 従來外國に於て使用されて來たトランス・レス用真空管は、いづれもヒーター電流

300 ミリ・アンペアで、消費電力の關係上直ちにこれを採用し難い點があつた。それで種々研究の結果考案されたのが、12 Y-B1, 12 Y-V1, 12 Z-P1 等の新トランス・レス用真空管である。これ等の真空管は、いづれもヒーター電流 150 ミリ・アンペアで、前者と比較して遙かに消費電力の少いことを特徴とする。

次に、これ等の真空管中の主なるものの規格を記載しておく。

12 Y-R1

用途	高周波増幅、檢波、五極管
ヒーター電圧	12 ボルト
ヒーター電流	0.15 アンペア

—(増幅用)—

プレート電圧	100	180 ボルト
遮蔽グリッド電圧	100	100 ボルト
プレート電流	2	2 ミリ・アンペア
遮蔽グリッド電流	0.5	0.5 ミリ・アンペア
グリッド・バイアス	-3	-3, ボルト
相互コンダクタンス	1100	1100 マイクロモー
プレート抵抗	1	2 メグ・オーム

12 Y-V1

用途	高周波可変増幅用五極管
ヒーター電圧	12 ボルト
ヒーター電流	0.15 アンペア

—(増幅用)—

プレート電圧	90	180 ボルト
遮蔽グリッド電圧	90	75 ボルト
グリッド・バイアス	-3	-3 ボルト
プレート電流	5.5	4 ミリ・アンペア
遮蔽グリッド電流	1.5	1 ミリ・アンペア
相互コンダクタンス	1100	1000 マイクロモー
プレート抵抗	0.3	2 メグ・オーム

24Z-K2

用途	倍電圧用整流管
ヒーター電圧	24 ボルト
ヒーター電流	0.15 アンペア

—(倍電圧整流用)—

最大交流入力電圧	125 ボルト
最大直流出力電流	40 ミリ・アンペア

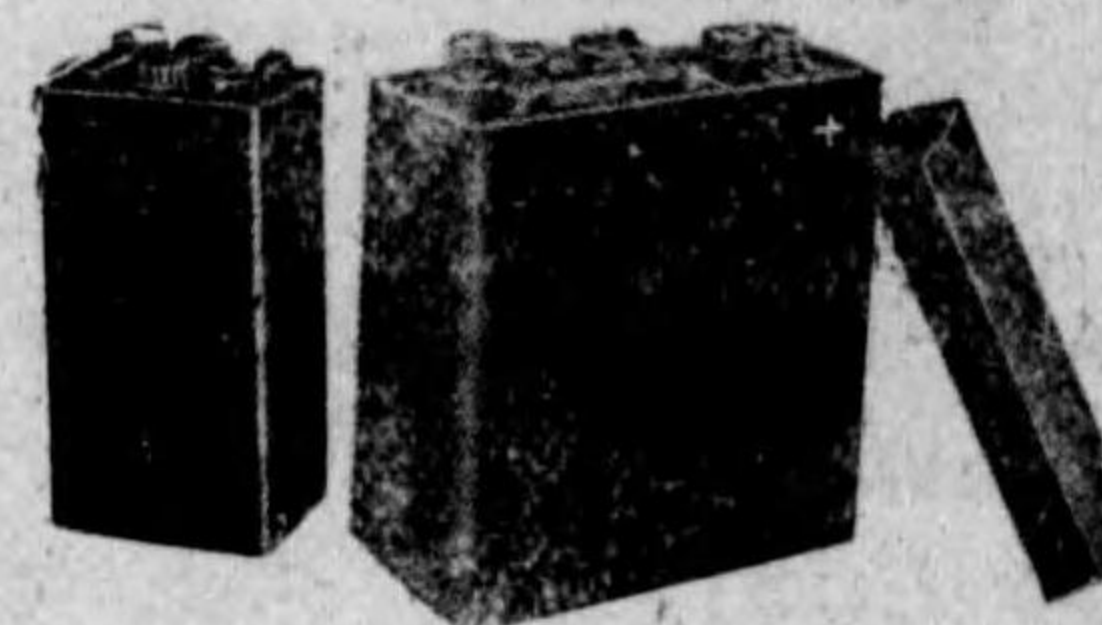
第十章 電池と充電器

第一節 蓄電池(鉛蓄電池)

1) 蓄電池

電池には、一次電池(乾電池等)と二次電池(鉛蓄電池等)の2種類があり、いづれもその内部に保有してある化学的エネルギーを電気的エネルギーに轉換する装置である。

ただ一次電池は、一定の電氣量を外部に取出した後は再び最初の状態に戻すことができないが、二次電池は一定の電氣量を外部に取り出した後にこれに直流電源を接続して、前と反対方向に電流を流



A 蓄電池

B 蓄電池

し込めば、再び最初の状態に戻し得るもので、鉛蓄電池及びアルカリ蓄電池の2種があるが、本節では前者についてのみ記述してある。

かやうに、電池から外部に電気的エネルギーを供給するのを放電といひ、電池が外部から電気的エネルギーの供給を受けて、これを化学的エネルギーに変へて貯へることを充電といふ。

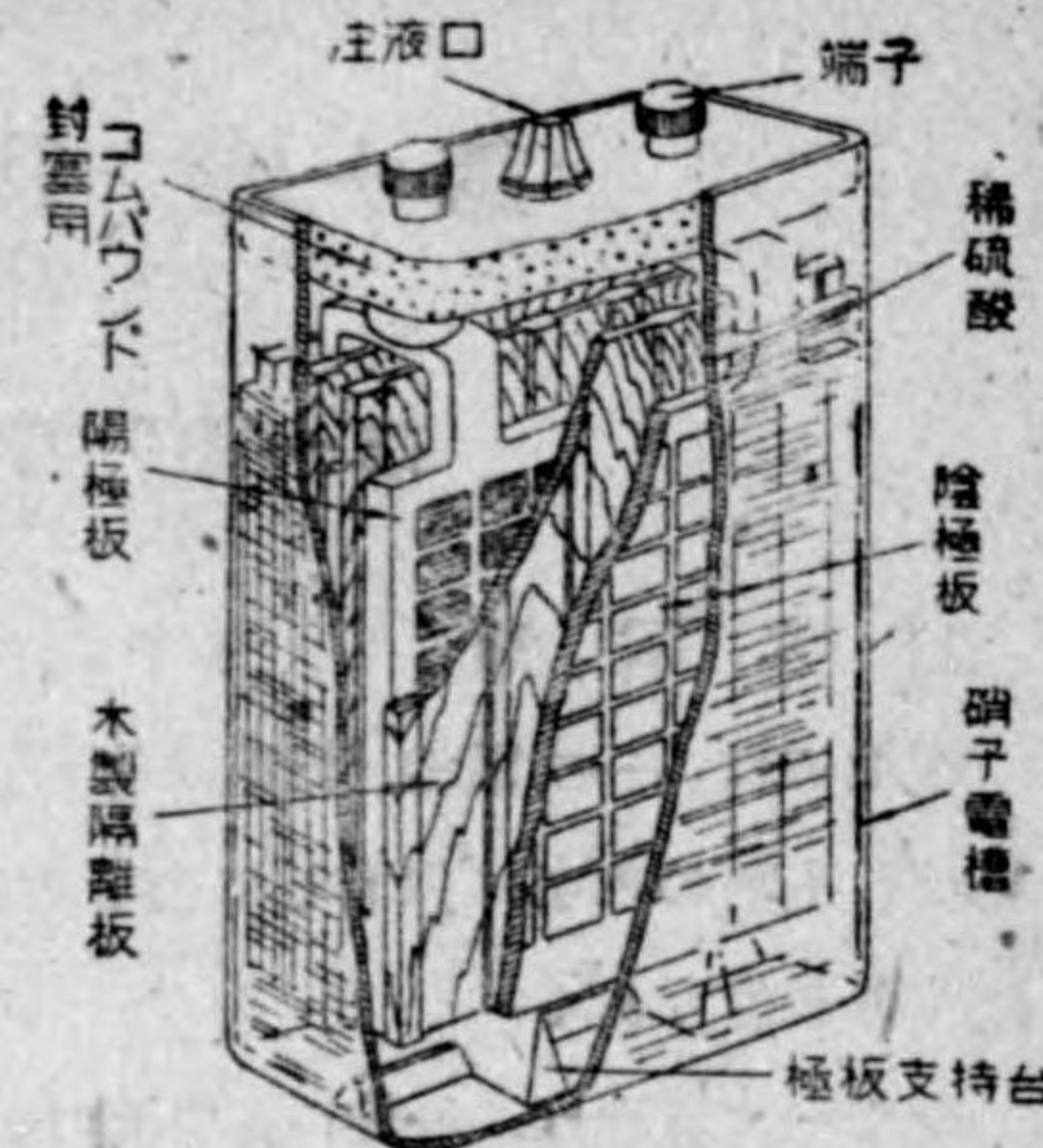
故に、一次電池は1回しか放電を行ふことができないが、二次電池は何回も充電及び放電を反覆することができる。

2) 蓄電池の構造

鉛蓄電池は、次の如き主要部分から構成されてある。即ち極板、電解液、隔離板(セパレーター)、電槽(第10-1圖参照)

(1) 極板 極板には陽極板(外觀は暗褐色)と陰極板(外觀は灰色)とあり、同極性板は各々鉛製の接續杆に溶接されて、陽極板群または陰極板として使

用される。同一の蓄電池に使用する陰極板群の極板数は、常に陽極板群のそれよりも1板多くなつてゐる。極板は鉛とアンチモニーとの合金で製作された外枠（格子またはグリッド）に活動物質を充填したもので、充電した場合には陽極板に過酸化鉛、陰極板に海綿状鉛が生成され、放電した場合には陽極板、陰極板の活動物質はいづれも硫酸鉛に変化する。



〔第 10-1 圖〕

(2) 電解液 鉛蓄電池に使用する電

解液は、稀硫酸で純粹の硫酸と蒸餾水の混合液で、極板はこの液に浸漬され、極板と電解液との化學作用により充電放電が行はれるのである。電解液の比重は用途により差違があるが、ラジオ用蓄電池には 1.250 (温度攝氏 15 度) 程度である。硫酸は化學用硫酸を使用すべきで、工業用硫酸は絶対使用してはならぬ。稀釋用水も蒸餾水が望ましいが、入手困難の際は良質の水道を用ひ、井水は用ひてはならない。これは蓄電池内に不純物が入ると、極板を害し蓄電池の壽命を短縮するからである。

(3) 隔離板 (セパレーター) 隔離板は陰極板と陽極板との中間に挿入され兩者の電氣的接觸 (短絡) を防止する役目を果しその材質により木製隔離板、エボナイト製隔離板、微孔性ゴム隔離板及び硝子綿隔離板等の種類があり、ラジオ用蓄電池には木製隔離板が使用されてゐる。木の材質は檜、スプルース、楡が多く用ひられ、これ等の木材をよく乾燥した後薄板に切断し、これに化學的處理を施して、木材中の樹脂、タンニン等を除去してある。隔離板は常に濕潤状態に保ち、乾燥させてはならない。

(4) 電槽 硝子製またはセルロイド製が使用されてゐる。ガラス製のものは内部が透視できる便宜があるが破損の虞れがある。

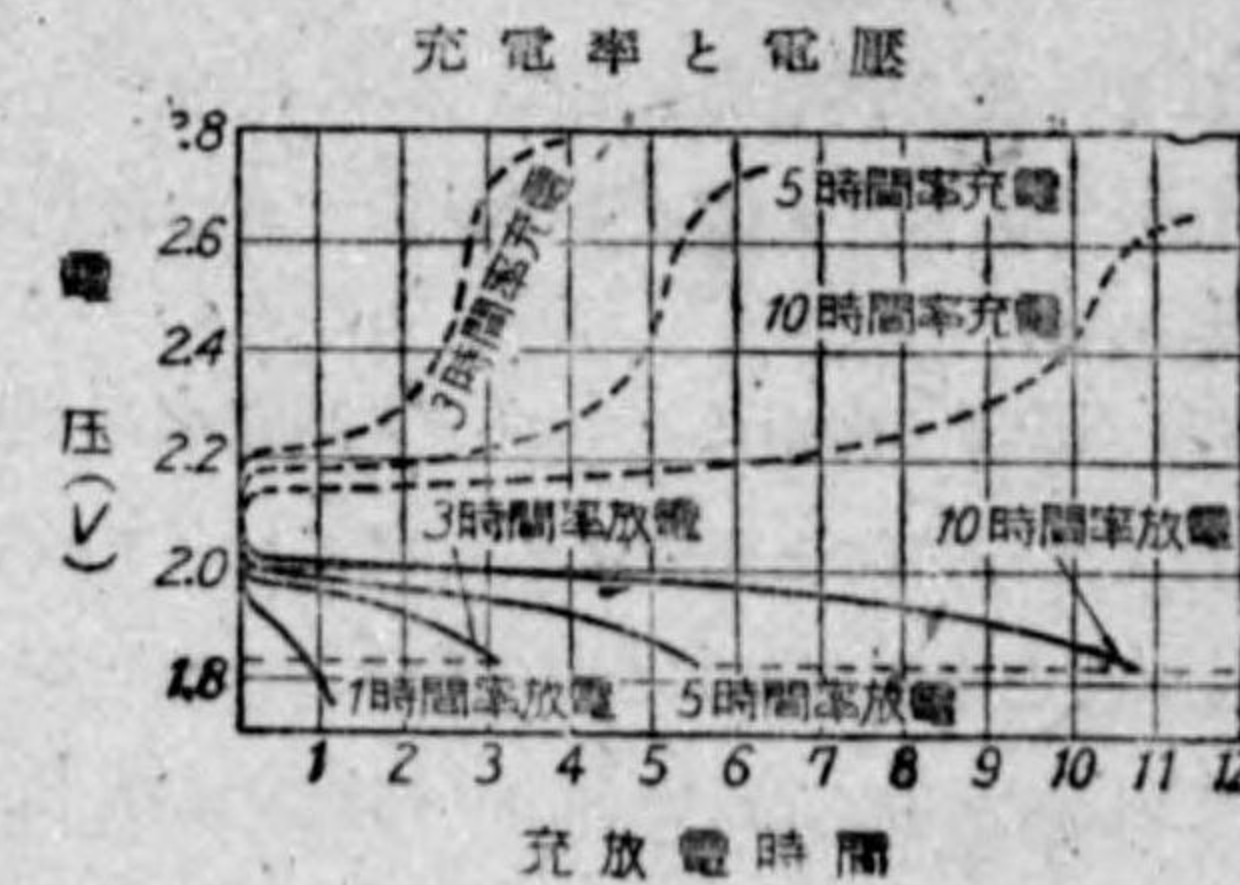
セルロイド製のものは輕量で破損の憂ひが少いが、引火し易く酸に弱い缺點がある。

3) 蓄電池の性質

(1) 電壓 蓄電池の電壓をいふ場合には、開路状態 (未使用の場合) の電壓をいふ場合と、閉路状態 (充電または放電の場合) の電壓をいふ場合がある。前者の場合の電壓を起電力と名付けて後者と區別してゐる。鉛蓄電池の起電力は形状の大小に關係なく 1 個で約 2 ボルトで、従つて 3 個を直列に接続すれば 6 ボルト、50 個ならば 100 ボルトになる。次に閉路状態の電池電壓は充電または放電によつて時間と共に變化する。充電前の電壓は約 2 ボルトであるが充電し始めると急激に 2.15 ボルト附近にまで上昇し、それから後は、電壓上昇は緩徐であるが、2.3 ボルト附近を過ぎると更に急昇し 2、3 時間を経過すると一定電壓に達し、それ以上増加しなくなる。この時電池は始めて完全に充電された状態に達したのである。但し、充電に要する時間は電池の放電状態の大小により伸縮される。充電終期の一定電壓を充電終止電壓と名付け、その値は製作會社によつて異なるが、一般に 2.5 ボルト乃至 2.8 ボルトの範圍である。

完全充電した電池を放電すると、電壓は急激に一時降下し、その後は一定の電壓が續き、その期間を過ぎると電壓は急激に零附近にまで降下する。電池を放電する場合に、かかる程度まで放電を行つてはならぬ。電壓が急激に降下し始めやうとする附近の電壓を選んでこれを放電終止電壓と名付け、この點を以て放電の終期と考へ、これ以下に放電せぬことになつてゐる。

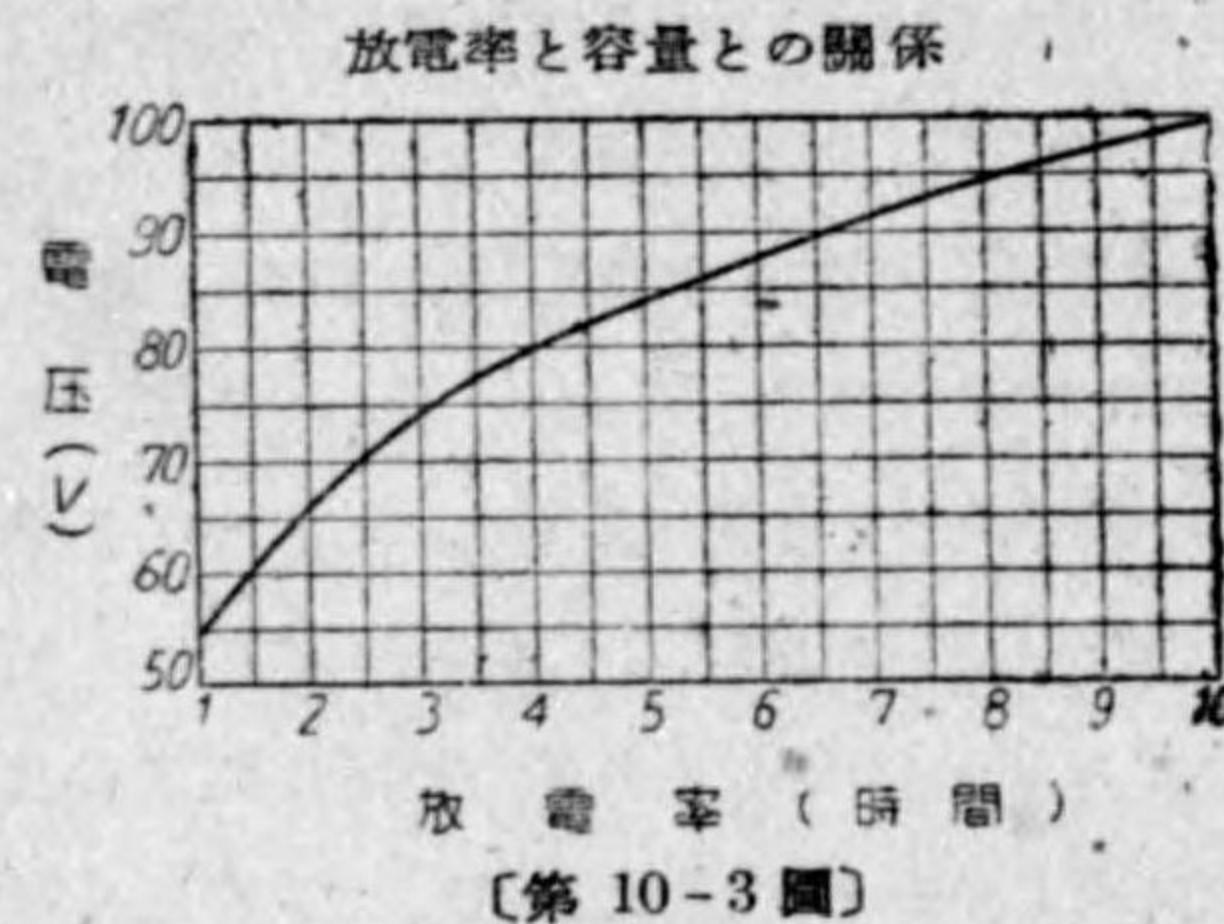
放電終止電壓の値は放電時間率により異り、放電電流の小さい場合には高く、大きい場合に



〔第 10-2 圖〕

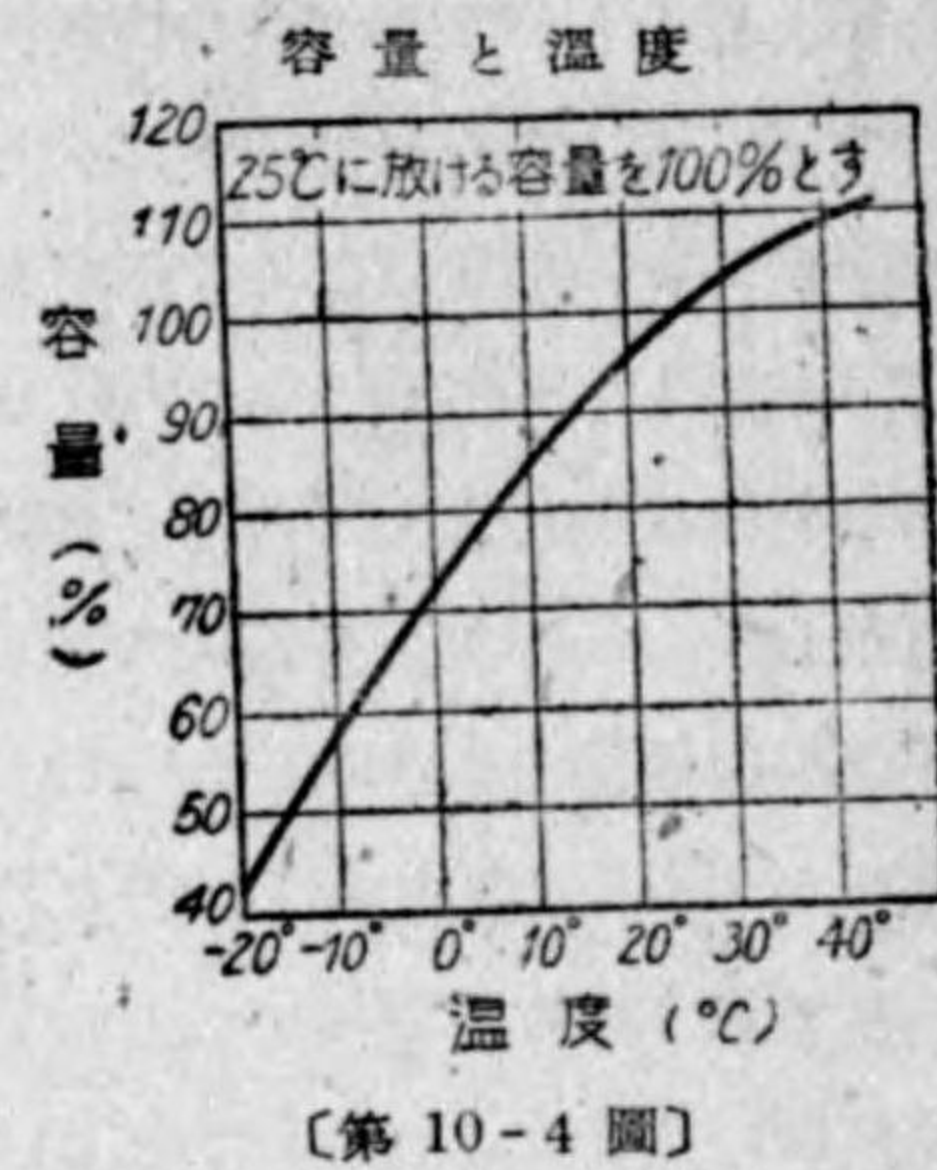
低く取つてゐるが一般に 1.80 ボルトと考へてよい。第 10-2 圖は充放電と電壓との關係を示したものである。

(2) 容量 電池の容量とは、充電した電池を放電して放電終止電壓に降下するまでに出し得る電氣量で、放電電流 (アンペア) と放電時間との積で表はされる。電池の容量は放電率 (放電電流密度を表はす術語で、例へば電池を或る電流



で放電した場合に、放電終止電壓まで降下するに 10 時間要した時、その電流を 10 時間放電率といふ) 及び温度によつて影響を受ける。第 10-3 圖に容量と放電率との關係を示してあるが、10 時間率で容量 100 パーセントあつたものが、5 時間率で 84 パーセント 1 時間率では 54 パーセントに減少する。即ち、放電電流の大きい程電池から取り出し得る電氣量は少くなる。容量はまた温度が増加するにつれて増加するもので、第 10-4 圖にその關係を示してある。大體に温度攝氏 1 度の増加につき、約 1 パーセントの容量増加がある。

(3) 能率 能率にはアンペア時能率とワット時能率とがある。前者は放電したアンペア時と充電に要したアンペア時の比で表はされ、後者は放電したワット時と充電に要したワット時の比を以て表はされる。10 時間放電率に於て良好な電池ではアンペア時能率は約 90 パーセント以上、ワット時能率は 75 パーセント以上になつてゐる。



(4) 壽命 電池の壽命はその容量が規定値の 80 パーセントに低下するまでに爲し得る充放電回数で表はされる。普通 300 回以上の使用に耐へ得る。

4) 蓄電池の取扱法

(1) 温度の制限 蓄電池の電解液の温度が高くなると自己放電 (電池を使用しない間でも電解液と極板間に化學反應を起し、容量を減少する現象) が増加し、極板の腐蝕が甚しくなり、反對に温度が低いと容量が減少する。従つて攝氏 20 度乃至 40 度が適當な使用温度で、特に 45 度以上に上昇させてはならない。

(2) 充電電流の制限 充電電流は整流器の容量に應じ最大 3 時間、最小 20 時間率の電流を使用する。充電電流が大に過ぐると、徒らに極板の表面にのみ電流が流れ内部までよく充電されず、且つ極板を損傷する。また小に過ぎても完全充電が不可能である。一般には 10 時間率の電流を標準にし、充電量は規格容量の 120 パーセントを行へばよい。もしそれが不可能の場合は、兩極板から盛んにガスが発生し、電池電壓を 15 分毎に測定し、2 回以上同一値を示したら完全充電ができたと見てよい。

(3) 初充電 製作後初めて行ふ充電または極板を乾燥した場合に行ふ充電で、初充電の良否は爾後の電池の性能に大きな影響を與へる大切な操作である。充電電源の陽極は電池の陽極に、陰極はその陰極へ接続した上で、比重 1.200 前後の稀硫酸を注入した後、なるべく速かに充電を始める。電解液の比重は充電開始後徐々に降下し、或る點に達してから漸次上昇し、充電終期近くなると殆ど不變の値に達する。初充電中の電壓變化は時間的に變化することは普通の充電の場合と同様で、ただ時間が長いだけの相違がある。初充電電流の強さは 10 時間率を使用し、約 50 時間を要する。充電を始めたならば、12 時間以内の途中で電流を中止しては絶対ならない。

(4) 過充電 過充電とは、電池を普通充電完了後になほ引續いて普通充電の $\frac{1}{2}$ の電流で 5 時間以内に行ふ充電である。過充電は次の如き場合に行へば、蓄電池の故障を防ぎ壽命を長くする。

- 毎日充放電を行ふものは月2回。
- 間歇的に充放電を行ふ電池は月に1回。
- 規定容量以上を放電した場合。
- 短絡を惹起した場合。
- 放電後速かに充電を行はなかつた場合。

(5) 稀硫酸の調合及び補充 比重 1.250 前後の稀硫酸が入手できればそのまま使用できるが、さもなければ濃硫酸と蒸留水とを混合して、適當の比重をもつ稀硫酸を作らねばならない。下表に混合割合と比重との関係を示してゐる。但し濃硫酸は比重 1.835 (攝氏 15 度に於て) のものである。

稀硫酸比重 (攝氏 15 度)	濃硫酸に対する水の割合	
	體積から	重量から
1.10	9.5	1.4
1.20	4.3	2.3
1.25	3.2	1.8
1.30	2.5	1.3

調合の際に注意すべきことは、濃硫酸を稀釋する時非常な熱を發生する。稀釋に當つては水の中へ濃硫酸を注ぎ、決して濃硫酸の中へ水を入れてはならない。もし反對に行へば、温度上昇が大となり、容器が破壊される虞れがある。

電解液の量は、常に極板の上縁約 10 ミリ・メートル以上に保つ必要がある。然し、充電終了期に發生するガス並びに蒸發等により水分が減少し電解液濃度が増加するから、時々蒸留水を補充して一定液面に保つ必要がある。それには充電の終期に於てガスの發生が盛んな時が最もよい。即ちガスが電解液を攪拌してよく混和するからである。比重の調整及び液の補充のために、稀硫酸を使用することが稀にある。それは長年月に互つて使用してゐると、充電中のガス發生のために稀硫酸が細霧となつて、電槽外に飛散するからである。もし特に比重の低いものがあり、その原因が短絡、充電不足等によるも

のでなかつたら、比重 1.30 前後の稀硫酸を補充し、規定の比重に調整するのである。この場合、決して濃硫酸を使用してはならない。電解液の比重は温度攝氏 15 度を標準としたもので、比重を測定する場合は常にこの標準温度に於ける比重に換算する必要がある。電解液の比重は攝氏 1 度上昇する毎に 0.0007 だけ減じ、1 度降下する毎に 0.0007 を増加する。

(6) 取扱上の注意

(イ) 放電した電池は直ちに完全充電すること。完全充電する餘裕がない時は、時間の許す範囲にて部分的充電を行ひ、電池を全放電状態におかないことが必要である。

(ロ) 充電中は裸火を電池附近に近付けてはならぬ。これは發生ガスが引火爆発性のものであるから、意外の故障が起ることがあるからである。

(ハ) 沈澱物が極板の下部及び側部に堆積し、短絡を起すことがあるから時々點檢する必要がある。

(ニ) 充電終了した時、時々電池の頭部及び附屬金物に附着した稀硫酸の飛沫を布片にて拭ひ錆付かないやうにすること。

(ホ) 電池に日光の直射することは有害であるから、絶対に避けねばならない。なほ塵埃、アンモニア、鹽素、ガス等が浸入すると電池の壽命を短縮する。

5) 蓄電池の故障及び處理法

(1) 極板の腐蝕

原因 鉛を溶解する酸 (鹽酸、硝酸) またはその鹽類が存在するためである。

處理法 電解液を新規に取換へねばならぬ。液の取換へは電池を放電して充電を始める前に行ふ。

(2) 極板の龜裂及び彎曲

原因 極板の設計が不適當のため各部不均一の場合、充放電電流の過大または過小の時、高温度で放電する時、日光または熱の直射を受けた時、極板

各部の電流密度が異なる時。

処理法 一度彎曲した極板は、使用回数が増加するにつれて益々甚しくなるから注意を要する。この場合は硝子管または隔離板で分離し、もしそれが不可能ならば、極板を取出して水平板の間に挿入し徐々に壓して矯正する。

(3) 活動物質の脱落

原因 充電電流の過大な時、過充電、過放電を度々行ふ時、電解液中に不純物を含む時。

処理法 活動物質は取扱ひが完全でも使用回数が進むと生ずる現象で、沈澱物の堆積が大となり極板の下部と短絡する程度になつたら、電解液を注水口から取り出し、清水を電槽内に急射して注入し、同時に吸水管で水を吸出し沈澱物が除去されるまで行ふ。その後稀硫酸を注入して完全充電を行ふ。

(4) 短絡

原因 極板の彎曲または隔離板の破損により兩極板が直接に接觸する時、沈澱物が堆積して極板の下部に達した時、組立、鉛付の際鐵が陰陽極板に附着した時。

処理法 短絡した電池は充電中は勿論放電中でも他の電池に比して電壓及び電解液比重が低く、充電終期のガス発生が遅れ、且つ電池の温度が高くなる等の徴候を示す。処理法としては、それ等の原因を除き過充電を行ふ必要がある。

(5) 漏洩現象

原因 B電池の如く、多数の蓄電池を直列に接続した場合に、電池間の絶縁が悪いと漏洩電流が電池を放置してある間にも流れ容量を減ずる。特に列の中央部に位する電池が最も甚しい。

処理法 個々の電池の絶縁を完全にすることは勿論、使用しない時は蓄電池列を幾つかの群に区分して置くと防止できる。

(6) サルフェーション

蓄電池を放電状態で長く放置すると、極板上に白色の結晶形硫酸鉛が生じ、

充電しても活動物質にならない。その現象をサルフェーションといふ。

原因 過度の放電をなす時、短絡を起した時、放電電流が過大または過小の時、放電後充電せずに長く放置した時、不十分な充電を反覆する時。

処理法 程度の小さな場合は、規定電流の $\frac{1}{2}$ で過充電を行ひ、程度の大な時は極板を刷毛で磨擦し表面に附着した白色部分を落し、その後上記の方法により充電を行ふ。

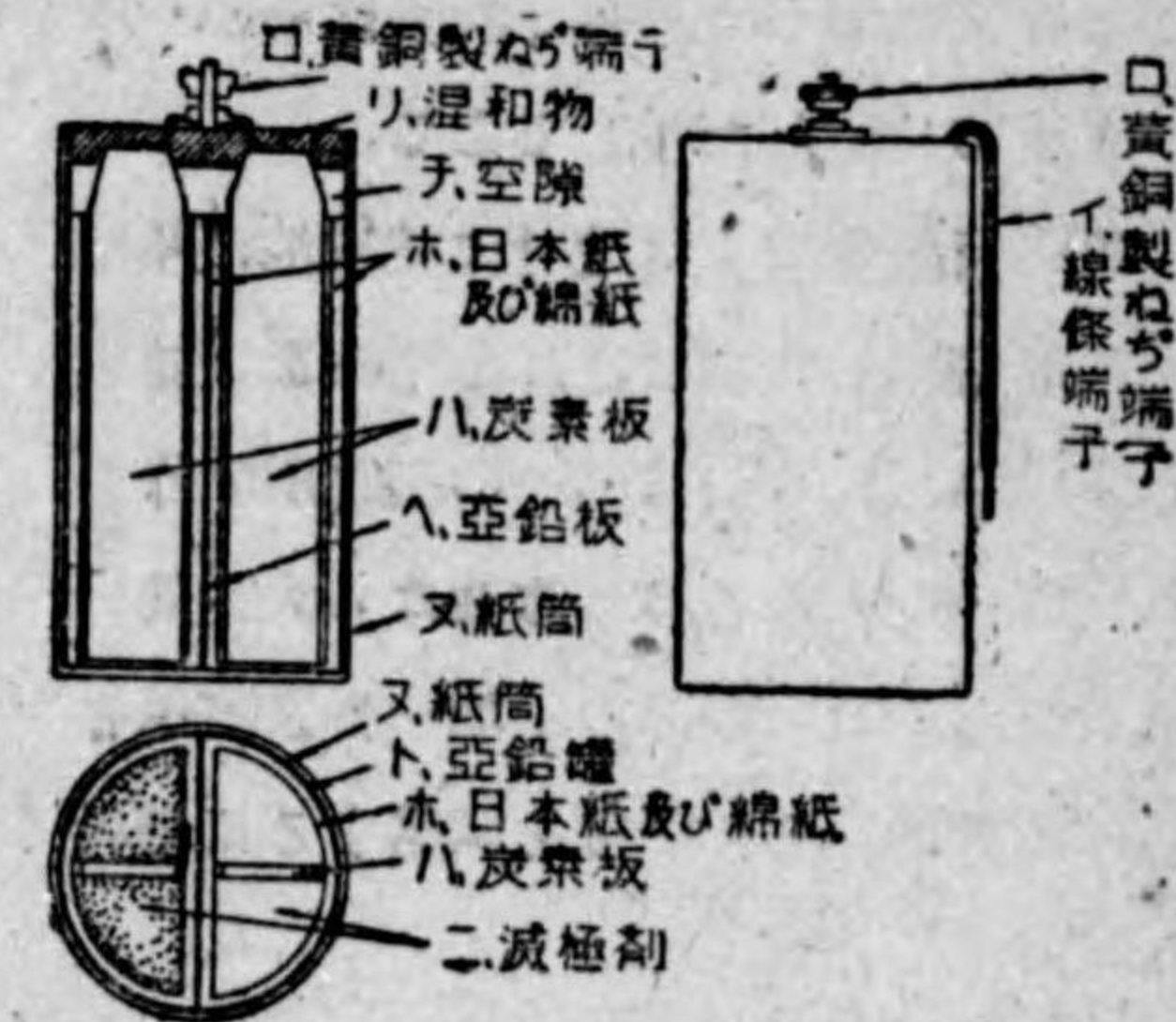
第二節 乾電池及び空気乾電池

1) 乾電池の構造

乾電池には、マンガン乾電池と空気乾電池との2種類があるが、前者のことを單に乾電池といつて後者と區別してゐる。乾電池にはその外形により丸型、角型、正角型、小型等の區別があるが内部の構成はどれも同一である。

第10-5圖は角型乾電池の内部

構造を示した。陽極は炭素極でその周囲の二酸化マンガ、黒鉛、鹽化亞鉛、鉛化アンモン及び水等の合劑からなり、陰極は亞鉛板で電槽そのものが陰極を形作り、陽極との間に電解液層として鹽化アンモンが入れてある。この鹽化アンモンが流れ出さぬやうにするため紙または綿



〔第10-5圖〕

に吸収させた紙式と、澱粉質と混ぜて糊状にした糊式との三様式があるが、ラジオ用 B, C 乾電池の如き小型には糊式が用ひられてゐる。上部はビッチを主材とする混和物で封口し陽極は端子、陰極は導線を備へてゐる。

2) 乾電池の性質

(1) 電壓 乾電池1個の開路電壓(起電力)は約 1.5 ボルトであるが、製

造後間もない電池では 1.6 ボルト以上を示すものがある。従つて 45 ボルトの B 乾電池は 30 個の乾電池を直列に接続し、6 ボルトの C 乾電池は 4 個を直列接続してあることが判る。

(2) 容量 乾電池から取出し得る電気量即ち容量試験を行ふのに、定抵抗放電試験と定電流放電試験との 2 種類がある。

前者は乾電池の両端に一定値の抵抗を接続して電流を流し、電圧が 0.75 ボルトまで降下するまでの時間と電流との積で表はし、後者は常に一定電流が流れるやうに抵抗を調整して、電圧が 0.75 ボルトまで降下するに要した時間と電流との積で表はしてゐる。故に、いづれも容量の単位はアンペア時で、例へば 1 アンペアの定電流で放電し 0.75 ボルトまで降下するに 30 時間かかつたとすれば、その乾電池の容量は 30 アンペア時である。乾電池の容量は同一の大きさのものでも、外部に接続した抵抗値や放電電流の大きさによつて非常に異つて来る。次表はその一例を示したもので、いづれも 0.75 ボルトまで放電した場合である。

(3) 短絡電流 電流計に乾電池の両端を瞬間接続した際に流れる電流を短絡電流といひ、この値は同一の製造所で作られた同一の大きさの乾電池なら大體同一値を採るから、製品の不均一性及び保存中の乾電池の悪化程度を試験するに便利な試験法である。

放電電流 アンペア	容量 アンペア時
4.0	8.0
1.0	30.0
0.25	50.0
0.06	75.0

(4) 自己放電 乾電池は使用せずに保存しておいても容量が減少し、その程度は優秀な電池程少く、劣等な電池程多い。この現象を自己放電といふ。乾電池が製作後数ヶ月以内で容量が著しく減少するのは陰極の亜鉛、電解液に鐵、鉛等の不純物が含有されてゐるためで、普通は小型の乾電池でも保存 6 ヶ月はでき、優秀な乾電池になると 1 ケ年の保存中に自己放電による容量損失は 10 パーセント以下である。従つて、市販の乾電池はできるだけ信用あ

る製造会社の製品を購入するのが得策である。

3) ラジオ用乾電池の種類

現在、無線用乾電池として日本標準規格に規定されてゐるのは B 電池 4 種 C 電池 3 種で、その種別及び特性は下表の如くである。

種別	細別	起電力 ボルト	2ヶ月放置 後の起電力 ボルト	放電持続 時間分	短絡電流 アンペア	外部抵抗 オーム
無線 用 乾 電池	B ₁	45.0 以上	45.0 以上	700×60以上	4 以上	10000
	B ₂	45.0 以上	45.0 以上	150×60以上	3 以上	10000
	B ₃	22.5 以上	22.5 以上	700×60以上	4 以上	5000
	B ₄	22.5 以上	22.5 以上	150×60以上	3 以上	5000
	C ₁	6.0 以上	6.0 以上			
	C ₂	4.5 以上	4.5 以上			
	C ₃	4.5 以上	4.5 以上			

(1) A 乾電池 A 電池としては、鉛蓄電池の方が特性上並びに經濟上有利であるが、フィラメント電圧 6.0 ボルト乃至 1.1 ボルト、フィラメント電流 0.26 アンペア乃至 0.06 アンペアの真空管には簡便なため乾電池を使用することがある。その場合には、市場にある大容量の乾電池で容量 50 アンペア時以上のものを購入するのが得策である。

(2) B 乾電池 一般に鉛蓄電池より有利であるが、小型の電池を多數直列に接続してあるため、部分的に劣悪なものがあるとそのために電池全體が使用に耐えなくなるから注意を要する。B 乾電池の電圧が最初の値の 3 割低下した場合、即ち 45 ボルトの乾電池が 30 ボルトになつたら壽命が終つたものとして新品と取換へるがよい。然らざれば、受信機の動作が悪くなり雑音を生ずる。B 電池の壽命を長くするには、流す電流を小さくする必要がある。即ち受信機の動作電流以上の電流を流さぬやうにすべきで、もしプレート電流が大なる時はグリッドに大きなバイアス電圧、即ち C 電池を使用すればプレ



B 乾電池の内部

ート電流が小さくなる。B乾電池は元來容量が小さいから、配線時に短絡すれば寿命が急激に短縮せられるから注意を要する。

(3) C乾電池 グリッド整流方式ではC電池を必要とせず、主に増幅器に使用し、真空管のグリッドを或る電位に保つために使用され、電圧を與へるだけで電流は流れない。従つて、C電池には小型のもので十分であるが、寿命は全く自己放電により定まるものであるから劣悪な電池を使用せず、優良な電池を用ふれば優に1ケ年は使用し得られる。

4) 取扱上の注意

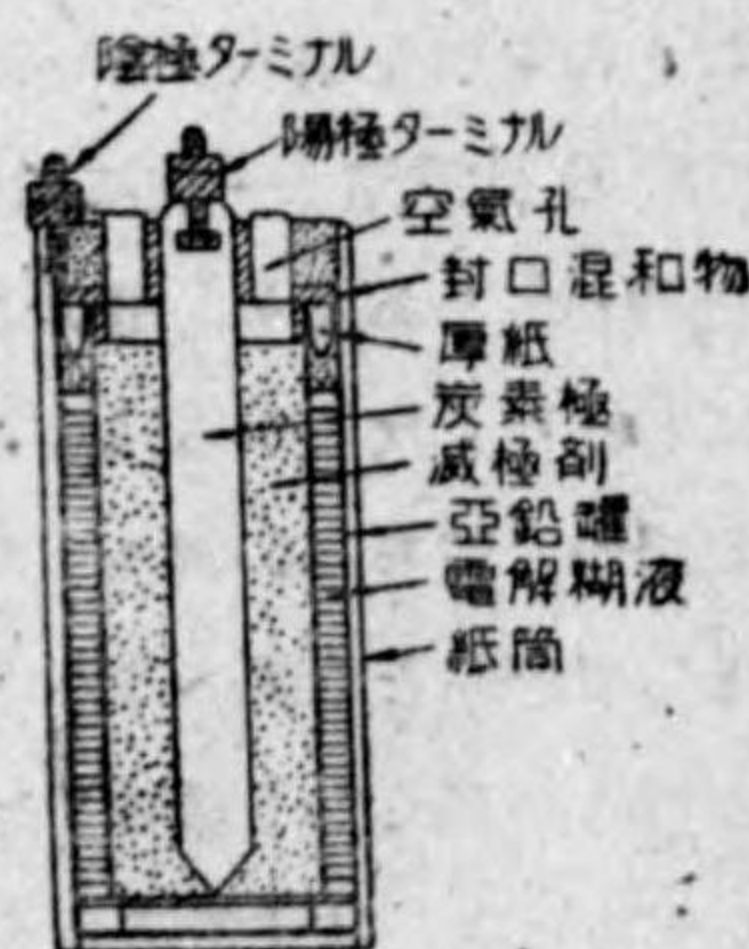
(1) 濕氣を避けること 乾電池はできるだけ乾燥した場處におくことが望ましい。濕氣があると漏洩電流が常時流れ寿命を著しく短縮する。

(2) 短絡させぬこと 端子の上部に金物をおいたり、乾電池の良否をみるため抵抗の少い電圧計で無暗に電圧を測定することを避くべきである。

(3) 休止時間を與へること 乾電池は連続使用するより、休止時間即ち電圧恢復時間を與へることが、寿命を永く保たせ容量を大にする効果がある。

5) 空氣乾電池

空氣乾電池は、最近我國に於て工業化された乾電池で、その外觀は全く普通の乾電池と同様で、ただ重量が同一の大きさのもので約 $\frac{1}{3}$ 程度で遙かに輕量である。空氣乾電池の陽極は炭素極、陰極は亞鉛極、電解液は鹽化アンモンであることは乾電池と同一であるが、乾電池の二酸化マンガンの代りに空氣中の酸素を滅極劑として利用したもので、陽極合劑として活性化した木炭粉末を主體とし、これに黒鉛及び約10パーセントの二酸化マンガンを使用し、上部に空氣孔を設けて空氣の出入に便にし、使用しない時は木栓で封塞し、使用時に始めて取除くやうにする。第10-6圖にその構造を示した。開路電壓(起電力)は約1.45ボルトで、乾電



〔第10-6圖〕

池より少し低い。

同一寸法を有する乾電池と空氣乾電池についての特性を示すと、次表の如くなる。

	重量 キロ・グラム	起電力 ボルト	容量アンペア時	
			100ミリ・アンペア 連続放電	100ミリ・アンペア 毎日3時間放電
空氣乾電池	0.84	1.475	95	48
乾電池	1.37	1.66	65	69

表によると、空氣乾電池は乾電池の重量約 $\frac{1}{3}$ で、連続放電した時の容量は遙かに大きく、間歇放電では逆に小さくなつてゐる。

空氣乾電池の用途は乾電池と全く同様で、將來性のある乾電池である。

第三節 充電器

1) 充電器としての必要條件

蓄電池の充電には、直流の電源が必要である。しかし特に充電器といふのは、一般に供給されてゐる交流を整流して、充電に適する電圧の直流を得る装置である。

充電器としての必要なことは

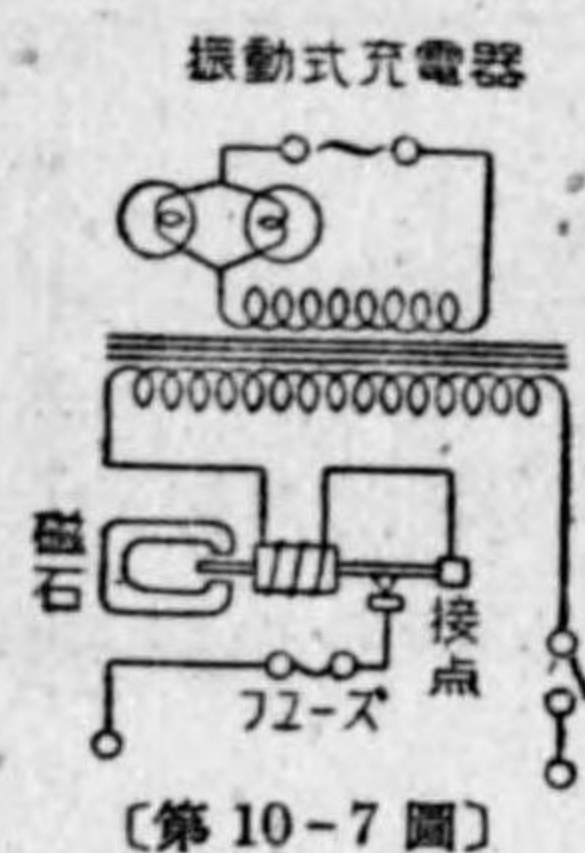
- (1) 價格低廉なること。
- (2) トランスを有するもの；單巻トランスまたはトランスのないものは好ましくない。これ等は危険でもあり、また雜音を發生してラジオ聴取の妨害を起すことが多い。全然トランスのないものは、更に電力が不經濟である。
- (3) 構造が堅牢で、動作が確實なこと。
- (4) なるべく可動部分がなく、騒音臭氣などを出さぬこと。
- (5) 能率よく、且つ寿命が長いこと。
- (6) 整流された直流は可及的平滑であるのが好ましい。直流電流計に現

はれる電流が実際に充電されるもので、整流された直流では交流電流計に現はれるものが常に直流より多いのであるが、この交直流の差の少い程蓄電池のためによい。これらの要件に或る程度まで叶つて實用されてゐるものについて説明する。

2) 振動式充電器

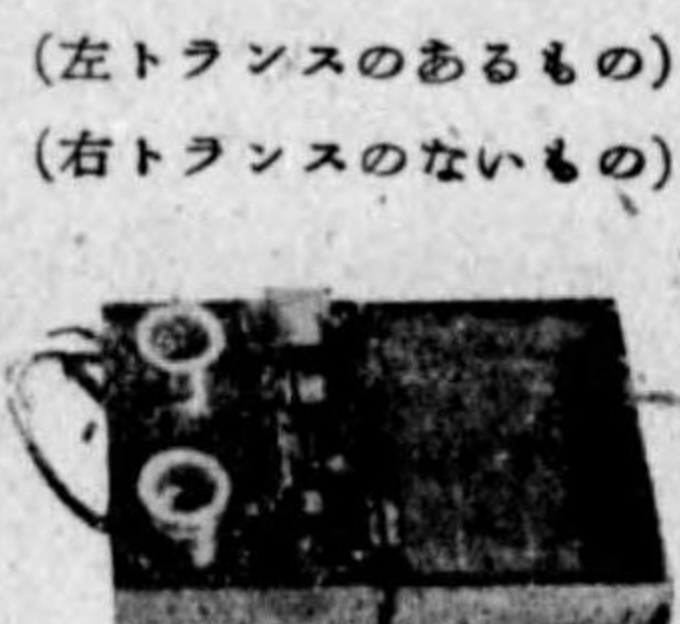
交流電源に應じて機械的に振動する振動片と、これに關聯した接觸片とがあつて、電圧の方向が充電するやうになつた瞬間にのみ、回路ができて電流を通するやうな構造である。従つて脈動直流が得られる。

第 10-7 圖に示したものは最も簡単なもので、接點は最初閉されてゐないと起動力が出ない。また停電の際蓄電池を短絡する虞れがあるから、必ずフ



〔第 10-7 圖〕

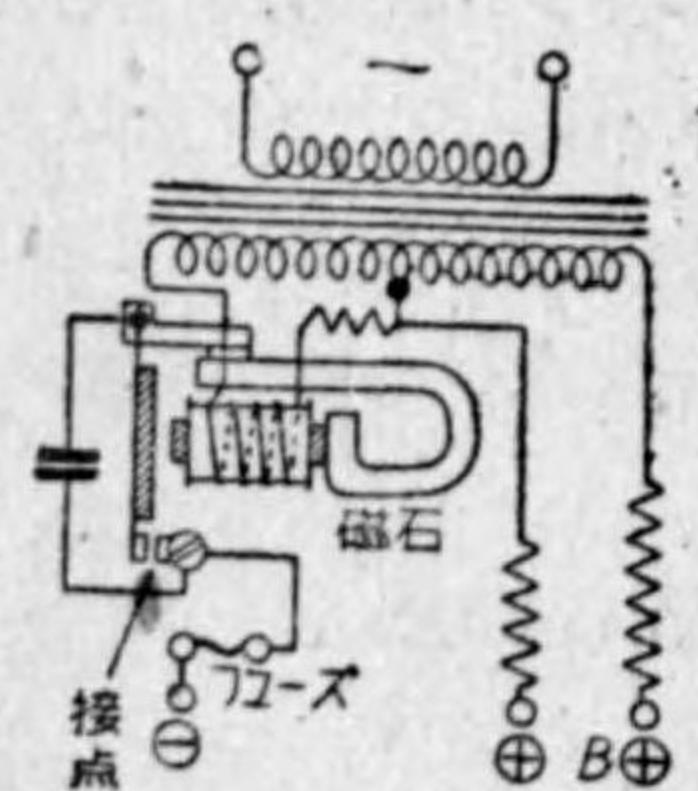
振動式充電器



(左トランスのあるもの)
(右トランスのないもの)

〔第 10-8 圖〕

振動式充電器

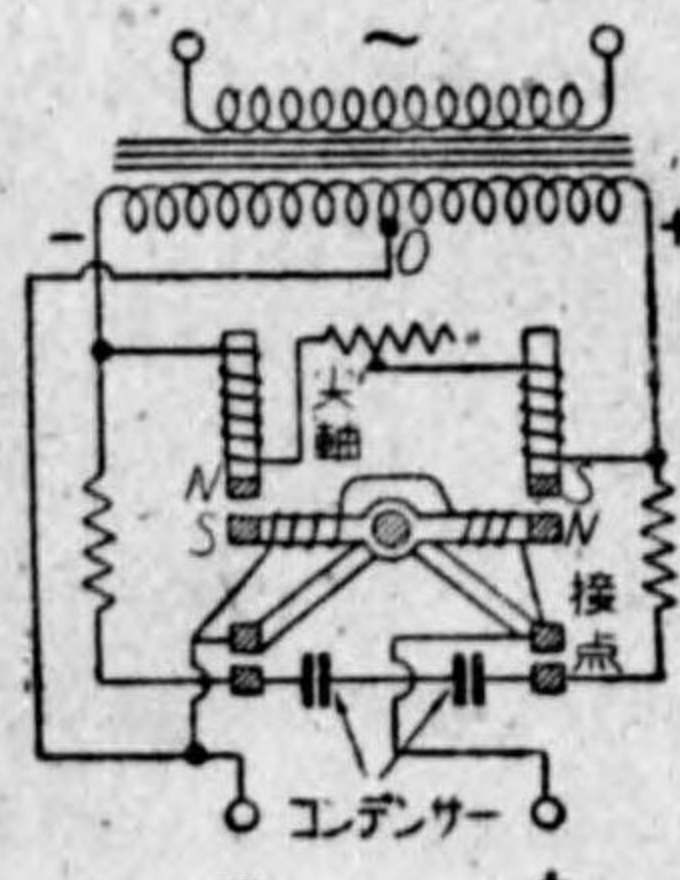


〔第 10-9 圖〕

(左圖の寫眞)



振動式充電器



〔第 10-10 圖〕

ーズを挿入しておかなければならない。(第 10-7 圖及び第 10-8 圖参照)

第 10-9 圖のものは、前述のものに比し稍複雑であつて、交流電源から振動片の起振動力を取るもので、停電の際にも短絡される憂ひがなく、動作がかなり確實である。

第 10-10 圖は、振動片はまづ蓄電池によつて勵磁せられ、更に交流電流に従つて附勢せられるので、その端子接續方向の正負に拘らず充電できる両波整流型である。便利であるが機構の複雑なのは免れない。

一般に振動式では、電源及び蓄電池の電圧變化或は接點の溫度上昇等で、充電の狀態が變りやすいので時々調整する必要がある。

3) 電解式充電器

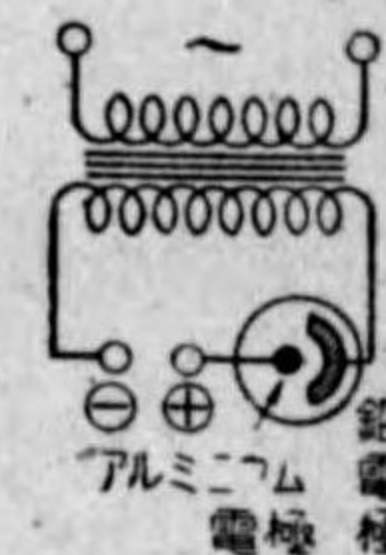
金属を適當な電解液に入れて、これを電極として電流を通じると、その方向で抵抗が異なることを應用したものである。この作用は、アルミニウムが著しいから一極にアルミニウム、他の極は鉛のものが普通用ひられる。(第 10-11 圖及び第 10-12 圖参照)

電解式充電器



〔第 10-11 圖〕

電解式充電器



〔第 10-12 圖〕

- (イ) 電解液…… 磷酸アンモニアの飽和液に、極く少量の枸櫞酸を混入したもの。
- (ロ) 破壊電壓……200 ボルト。
- (ハ) 臨界溫度……攝氏 47 度で、これ以下の溫度でないと整流しない。
- (ニ) 壽命……溶液 100 立方糎で、約 75 アンペア時である。
- (ホ) 電流密度……アルミニウム電極面積 1 平方糎につき 0.4 アンペア以下である。

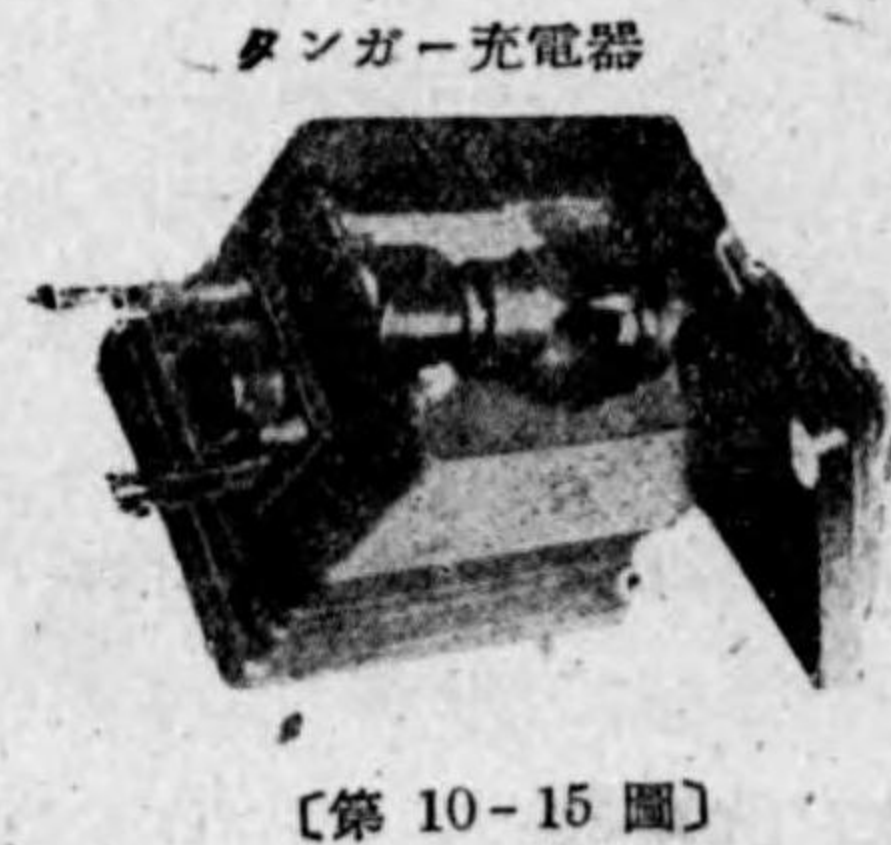
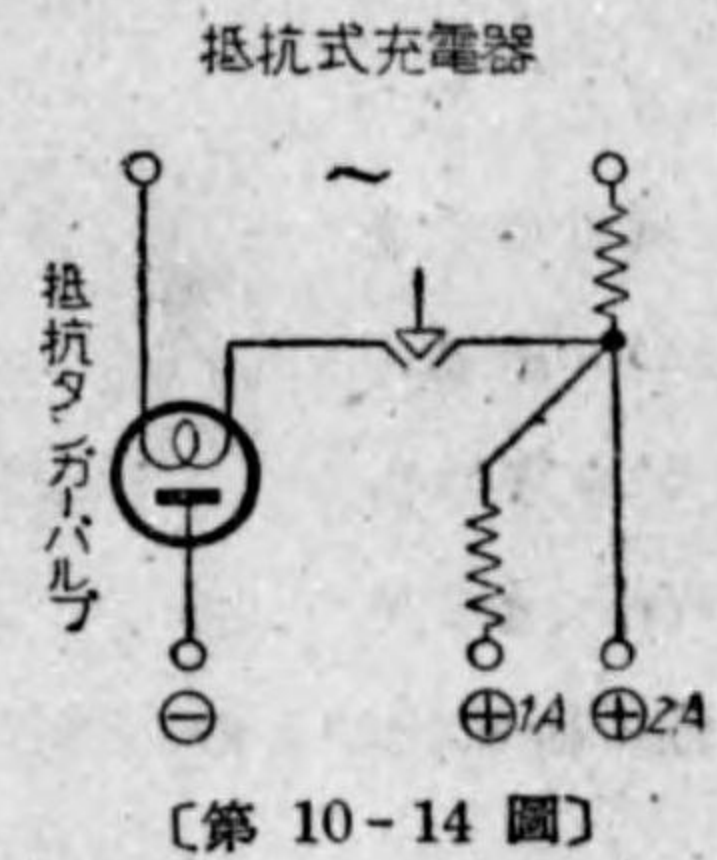
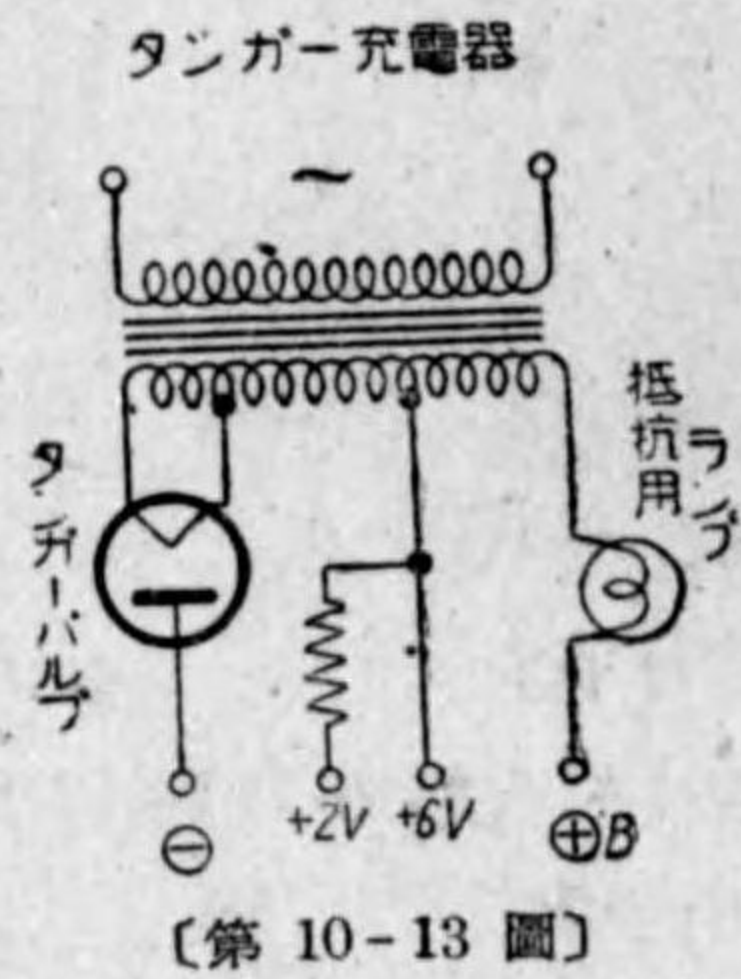
4) タンガー充電器 (或はレクチゴン充電器)

タングステンのフィラメントと黒鉛のプレートのある二極管に、低圧のアルゴン瓦斯を封入したもので、これをタンガーバルブと呼んでゐる。ケノトロンと異なり封入瓦斯の作用により、かなり到大電流を整流することができる。寿命は 1000 時間くらいである。

2 アンペア用タンガーバルブのフィラメント電圧及び電流は 2 ボルト、14 アンペアであるが、A 電池充電中の如く、相当量の電流を整流してゐる際は、フィラメント電流を切つても動作に差支へない。抵抗式タンガー充電器は、起動する際だけ補助回路によりフィラメントを赤熱するやうになつてゐる (第 10-13 圖及び第 10-14 圖, 第 10-15 圖参照)。

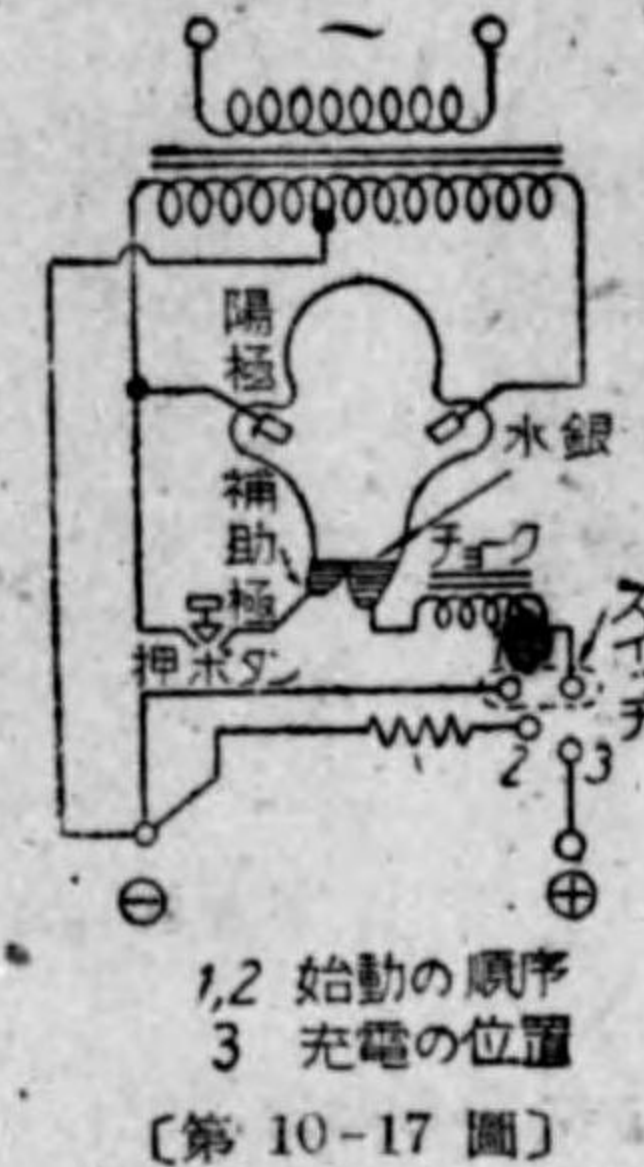
5) 水銀蒸氣式充電器

十分に排氣した硝子管に水銀を封入し、陰極と補助極とをその水銀で短絡

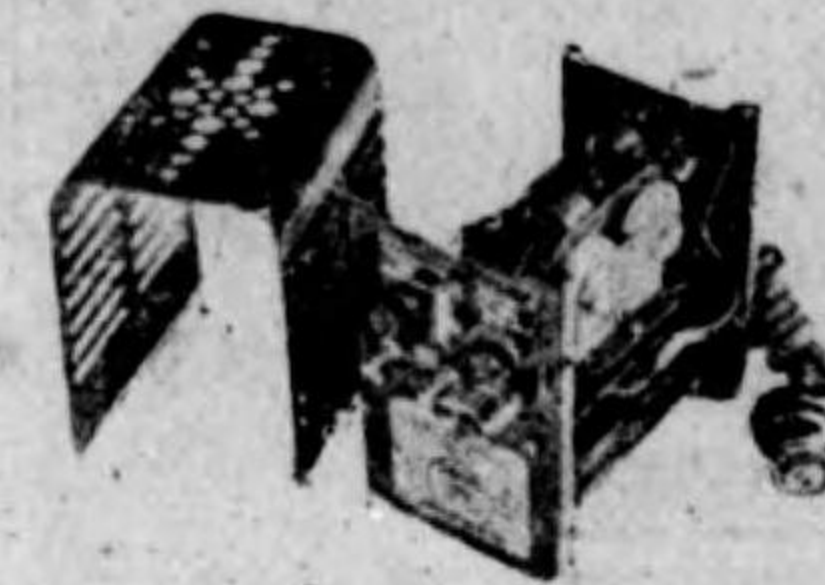


して、後切り放つ瞬間に電弧のために水銀蒸氣が生成せられて、陽極陰極間

水銀蒸氣式充電器



亜酸化銅乾式充電器



〔第 10-18 圖〕

に整流電流が通するのである。(第 10-16 圖及び第 10-17 圖参照)。

整流管内部の電圧降下は約 15 ボルトに一定してゐるので、高電圧に使用する時は能率良好である。この型では可動部分がないが、高價で小容量のものには適しない。寿命は機械的の破壊或は真空度の減退によつて盡きる。

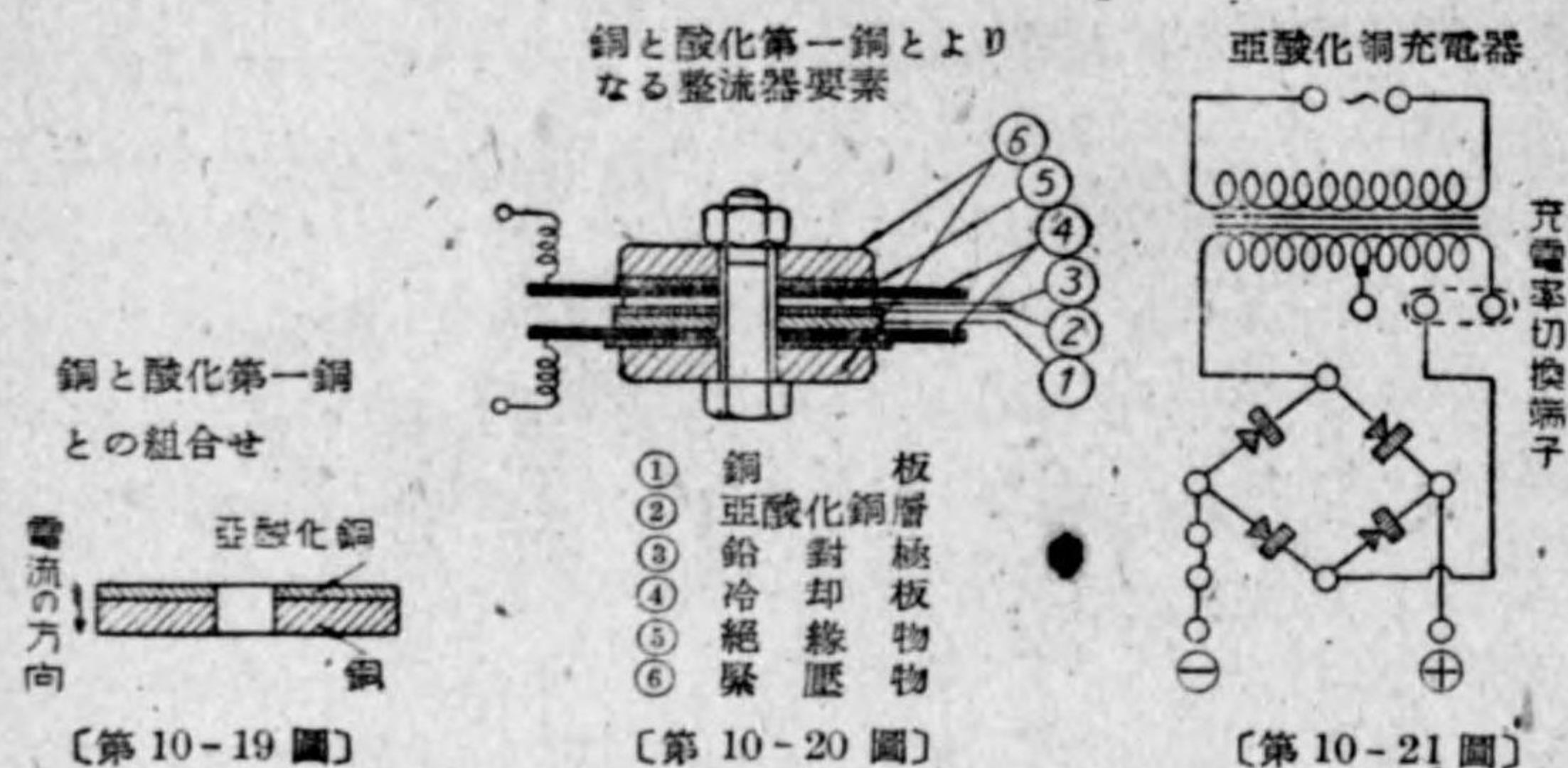
熱陰極水銀蒸氣整流管はタンガーバルブのアルゴン瓦斯の代りに水銀を封入したのに等しく、ケノトロンと水銀蒸氣整流器との兩特徴を併有してゐる。

6) 亜酸化銅乾式充電器

銅板の片面に亜酸化銅の層を作ると、これを通る電流は亜酸化銅から銅へと、その逆方向とで電気抵抗が著しく異なり、約 1 對 1000 程度の比となる。(第 10-18 圖及び第 10-19 圖参照)。

特性は電解式充電器に類似し、破壊電圧交流 11 ボルト以上を加へ、或は臨界温度が攝氏 75 度を超えると、自由にいづれの方にも電流が通る。この電圧が取去られ、または冷却されると、直ちに整流するやうになる。然し温度を上昇させると次第に能率が悪くなるから注意しなければならない。

電流密度は、1 平方吋につき 0.2 乃至 0.5 アンペアである。この作用は全く



金屬的で、導體の分解を起さず、また可動部分もないから壽命は著しく永い。かかる亜酸化銅板は、以上の臨界電壓及び許容電流密度の範圍で、直列或は並列に接続すれば、如何なる電壓及び電流のものでも得られるわけである。組立の際は、亜酸化銅面の接觸抵抗を減ずるために、鉛對極を入れて導線を引出し、前後より固く締付けられる(第 10-20 圖参照)。また亜酸化銅層の表面を還元して銅層を生成せしめ、或は銅を鍍金して導線を出すやうにしたものもある。

この式の充電器は第 10-21 圖に示すやうに總て兩波整流型であつて、充電器に於ては過負荷せぬやう、或は短絡した場合安全のために、電壓變動率の多いトランスを用ひるか、またはチョークなどが挿入される。整流要素のみの能率は 70 パーセントくらゐであるが、充電器としては 30 パーセント前後となる。

7) 各種充電器の比較

既に説明した各種充電器を比較して、次頁に掲げる。これは 6 ボルト、30 アンペア時、A 電池を充電する場合で、充電電流とは實際充電に役立つ電流である。所要電力は、同じく充電中の電源入力側に於ける交流電力ワット、また能率はこの出力と入力との比を百分率で表はしたものである。

各種充電器の比較

充電器の種類	6 ボルト蓄電池充電		能率 パーセント	壽命	動作	トランス	構造	聴取妨害	整流方式
	充電電流 アンペア	所要電力 ワット							
振動式	*トランスを使用せざるもの	1.30	158.5	5.7	長	なるべく使用せざるを可とする	なし	騒音あり	半波
	*トランスを使用せるもの	2.87	105.0	18.7	"	不確實、注意を要す	あり	"	少し
電解式	**アルミニウム整流器に磷酸アンモニウム飽和液と枸橼酸を用ひるもの	0.55	68.0	5.0	短	初め交流が通る	なし	臭気なし	"
	*アルミニウム整流器に電解液、重曹を用ひるもの	0.80	122.5	4.1	"	"	"	"	"
タンガ	抵抗式	1.83	210.0	6.2	長	起動の準備を要す	"	"	"
	和製 (A)	1.34	70.0	13.2	"	確實	あり	"	"
	和製 (B)	1.80	63.0	28.7	"	"	"	"	"
水銀蒸氣式	5.50	140.0	28.5	"	起動の準備を要す	單巻トランス	"	"	兩波
金屬	亜酸化銅乾式	0.67	15.5	27.9	"	確實	あり	堅牢なし	"
	コロイド	0.50	9.0	35.0	短	"	"	"	"
備考	* 50 燭光電球 2 個使用.		** 200 ワット電球使用						

第十一章 擴聲裝置

第一節 緒言

1) 音波の二、三の性質について

音波は弾性體中に生ずる粗密彈性波動の1種で、振動の方向と波動の進行方向とが一致せる所謂粗密波或は縱波である。音波の傳はる彈性物質の擴りを媒質と呼んでゐる。媒質の彈性率を E 、密度を ρ とすれば音波の傳播速度 c は次式によつて與へられる。

$$c = \sqrt{\frac{E}{\rho}} \dots \dots \dots (1)$$

媒質が空氣なる場合には、 E は體積彈性率 κ にして、(定壓比熱)/(定積比熱) ≈ 1.408 、 $0^\circ C$ に於ける壓力を $P_0 = 10^6$ ダイン/平方糎、密度を $\rho_0 = 0.00129$ グラム/立方糎 とすれば $\kappa = 1.408 \times 10^6$ なる故 $0^\circ C$ に於ける音波の傳播速度は $c_0 \approx 332$ 米/秒 となり、 $t^\circ C$ に於ける速度は

$$c_t = (332 + 0.61t) \text{ 米/秒} \dots \dots \dots (2)$$

となる。これを電磁波の傳播速度 $c = 3 \times 10^8$ 米/秒 に較べる時は非常に小さな値であるといへる。

音源より放出された音のエネルギーの擴つてゐる場所即ち音場に於て、音波の進行方向に垂直にとつた單位面積を通じて、單位時間内に流れて行くエネルギーの量をその點に於ける音の強さといひ、單位面積當りのエネルギー即ちエネルギー密度と傳播速度の積に等しい。音源の出力はエグル/秒或はワット(またはマイクロ・ワット)にて表はされ、音の強さは毎平方糎、エグル/秒、

(1) 傳播速度は運動の速度即ち粒子速度ではない。
 (2) ここにいふところの音の強さとは物理的の強さを意味するもので、感覺上の強さ即ち音の大きさを意味するものではない。

或はワット/平方糎(またはマイクロ・ワット/平方糎)で表はされる。今媒質の密度を ρ 、その壓力變化即ち音壓の實効値を P パールとすれば、音の強さ I は

$$\begin{aligned} I &= \frac{P^2}{\rho c} \quad \text{エグル/秒} \\ \text{或は} \quad I &= \frac{P^2}{10\rho c} \quad \text{マイクロ・ワット} \end{aligned} \dots \dots \dots (3)$$

で表はされる。また媒質の變位の速さ即ち媒質の粒子速度の實効値を v 糎/秒 とすれば $P = \rho cv$ なる關係があるから、音の強さは次式によつても表はされる。即ち

$$\begin{aligned} I &= \rho cv^2 \quad \text{エグル/秒} \\ \text{或は} \quad I &= \frac{1}{10} \rho cv^2 \quad \text{マイクロ・ワット} \end{aligned} \dots \dots \dots (4)$$

空氣の場合には ρc の値は大略 41.5 であるから、この値を (3) 式に入れると

$$I = \frac{P}{41.5} \quad \text{エグル/秒}$$

或は

$$I = \frac{P}{415} \quad \text{マイクロ・ワット}$$

となる。第1表は各種音源から數呎の距離において測定した音響エネルギーの一例を示す。(3) 本表によれば我々の話聲のエネルギーは頗る微弱なもので、100 萬人の人が絶え間なく大聲を發し、その音波のエネルギーが全部熱に變つたとしても白熱電球1個を點じ得るに過ぎず、一杯の茶を沸すにも數時間を要することになる。

(3) 式及び (4) 式の關係式は一見して明らかなる如く、電氣工學に於ける

(3) L.T. Sivian, Bell System Technical Journal 8 (1929)
 L.T. Sivian, H.K. Dnnn, & S.D. White, Journal of Acoustical Society of America. 2 (1931)

第 1 表

音 源	パ ワ ー (ワット)	
音 聲		
最 強	1000×10^{-6}	平均値
普通會話	10×10^{-6}	"
最 弱	0.1×10^{-6}	"
私 語	0.001×10^{-6}	"
太 鼓	24.6	最大値
トロンボーン	6.4	"
トランペット	0.314	"
フレンチホルン	0.053	"
クラリネット	0.050	"
ピッコロ	0.084	"
ピ ア ノ	0.267	"
管絃樂 (演奏者数 75)	13.8	"

電圧、電流、抵抗及び電力間の関係式と同一の形式のもので、圧力変化 P は電圧に、粒子速度 v は電流に、強さ I は電力に夫々相當してゐる。また pc の項は電気工學の場合の抵抗に該當してゐるから、これを音響インピーダンスまたは輻射抵抗と呼んでゐる。ここに注意すべきは、兩式に示す I は電流の場合に於ける如く熱損失を示すものではなく、傳播する音波のエネルギーを表はしてゐることで、即ち pc が輻射抵抗の名稱を以て呼ばれる所以である。

(4) 第 2 表は電気系、音響系及び機械系に於ける類似性を示す。

音響、機械、電気間の類似性

音の傳達に於ては、音響的傳達系、機械的傳達系及び電気音響的、電気機械的或は機械音響的傳達系の全部或はその一部の系に關聯するが、これ等を一貫して系統的に考察するに際し、電気音響方面に於ては通例音響回路或は機械回路の要素と、電気回路の要素との相似性を利用し電氣的に行はれる。

(4) H.F. Olson & F. Massa: Applied Acoustics, Chapter II.

音響回路にしても機械回路にしても、電気回路と同様その回路を解析するには或る原因による影響を知ることが必要である。通例その原因としては振動の原因即ち起動源を探る。電気系に於ける起動源は起電力であるが、音響系及び機械系に於ては夫々壓力及び機械力であるからこれ等を相對應せしめる。起電力、壓力及び機械力は一般に既知の時間函數として與へられ、その結果となるべき未知の函數は各々電流、速度流及び體積流 (或は速度を考へてもよい) となる。

電気抵抗、機械抵抗及び音響抵抗

電気系に於ける起電力 e と電流 i との間には周知の如く $e=ir_E$ なるオームの法則があり、 r_E は電気抵抗と呼ばれてゐる。機械系で電気抵抗と同様の性質を呈するものは摩擦で、これが機械抵抗として動作し、機械力 f_M 、速度 u_M との間 $f_M=u_M r_M$ なる關係がある。 r_M は機械抵抗で一定なる單位速度を維持するための力に相當する。音響系に於ては流體抵抗が音響抵抗として動作し、壓力 p 、體積流 u_A との間には $p=u_A r_A$ なる關係がある。 r_A は音響抵抗で單位速度を有する流體が管中に流れてゐる時、管に沿つての壓力降下で與へられる。

インダクタンス、慣性、イナータンス

電流の變化に抵抗するものはインダクタンスで、電気回路に於ける慣性要素である。機械系でこれに相當するものは質量であり、音響系に於てはイナータンスと呼ばれてゐる。今これらを對照的に示せば次の三式となる。

$$e = \frac{L di}{dt}$$

$$f_M = M \frac{du_M}{dt}$$

$$p = M \frac{du_A}{dt} = \frac{m_A}{S^2} \frac{du_A}{dt}$$

但し、 S = 質量の分布せる面積。

即ち質量は單位の速度變化、換言すれば單位の加速度を生ずるに必要な力に等しく、イナータンスは單位體積流變化を生ずるに必要な壓力に相當する。

キャパシタンス、コンプライアンス、音響キャパシタンス

キャパシタンスは電圧變化に抵抗し、電気回路の弾性要素と考へられる。これに對應するものは機械系にてはコンプライアンス、音響系にては音響キャパシタンスといひ、

次の三式がその類似関係を示す。

$$e = \frac{1}{c_K} \int i dt, \quad f_M = \frac{1}{c_M} \int u_M dt, \quad p = \frac{1}{c_A} \int u_A dt.$$

或は

$$e = \frac{q}{c_K}, \quad f_M = \frac{\xi_M}{c_M}, \quad p = \frac{\xi_A}{c_A}$$

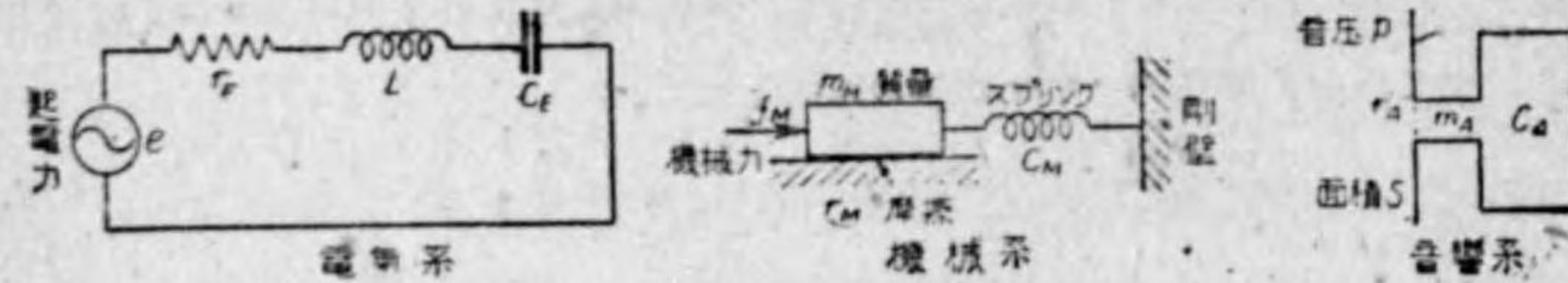
但し q は電荷, ξ_M は変位にして ξ_A は体積変位で

$$q = \int i dt, \quad \xi_M = \int u_M dt \quad \text{及び} \quad \xi_A = \int u_A dt$$

である。

コンプライアンス c_M の逆数をスティフネスといひ、コンプライアンスは弾性体中 M 単位の反抗力 f_M を生ぜしむるに必要な平衡の位置よりの変位で表はされ、スティフネスは平衡の位置より単位の變位を生ぜしむるに必要な力に相當する。

音響キャパシタンスは単位の壓力變化を生ぜしむるに必要な體積變位で表はされる。このやうな電氣、機械及び音響三系間に於ける要素の相似性を利用する時は、振動系の振動に關する問題を解く場合に、凡てこれを等價電氣回路に直し計算することができる。今圖の如き簡単な場合について考へてみる。



電気系 直列振動回路なる故、周知の通り

$$L \frac{d^2 q}{dt^2} + r_K \frac{dq}{dt} + \frac{q}{c_K} = E e^{j\omega t} \quad (\omega = 2\pi f)$$

にして、電流は

$$i = \frac{dq}{dt} = \frac{E e^{j\omega t}}{r_K + j\omega L + \frac{1}{j\omega c_K}} = \frac{e}{Z_K}$$

にして $Z_K = r_K + j\omega L + \frac{1}{j\omega c_K}$ は電氣回路に於けるインピーダンスである。この場合

$$\text{の共振周波数は } f_{0K} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L c_K}}$$

機械系 本系に於ける圖の如き場合は、丁度電氣系の直列共振回路の場合と同様で、運動を表はす式は變位を ξ_M とすれば

$$m_M \frac{d^2 \xi_M}{dt^2} + r_M \frac{d\xi_M}{dt} + \frac{\xi_M}{c_M} = f_M e^{j\omega t}$$

にして、質量 m_M なる物體の運動速度は

$$u_M = \frac{d\xi_M}{dt} = \frac{f_M}{r_M + j\left(\omega m_M - \frac{1}{\omega c_M}\right)} = \frac{f_M}{Z_M}$$

にして、 $Z_M = r_M + j\omega m_M + \frac{1}{j\omega c_M}$ はその機械インピーダンスで共振周波数は

$$f_{0M} = \frac{1}{2\pi \sqrt{m_M c_M}} \text{ となる。}$$

音響系 音響系の圖示の場合には所謂ヘルムホルツの共振子で矢張電氣回路の直列共振回路に相當し、體積變位を ξ_A とすれば

$$m_A \frac{d^2 \xi_A}{dt^2} + r_A \frac{d\xi_A}{dt} + C_A \xi_A = p = P e^{j\omega t}$$

にして、體積流 u_A は

$$u_A = \frac{p}{r_A + j m_A + \frac{1}{j\omega C_A}}$$

$Z_A = \frac{1}{r_A + j m_A + \frac{1}{j\omega C_A}}$ は音響インピーダンスで、この場合も共振周波数は

$f_{0A} = \frac{1}{2\pi \sqrt{m_A C_A}}$ で、圖の口の面積を S 、頸部の長さを l 、空洞部の面積を V とす

れば $f_{0A} = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\frac{S}{Vl}}$ 但し c は音の速度である。

音波もまた性質の異つた媒質の境界面に到達すれば、反射及び屈折の現象を呈する。但し、第2の媒質が剛體または真空の場合には、音のエネルギーはその中に傳はり得ないから音波は全部反射する。今第1及び第2の媒質中に於ける音波の速度を c_1 及び c_2 とすれば、境界の平面が波長に比べて十分大きい場合には、次の如き反射及び屈折の法則が成立つ。即ち入射音線 i 、反射音線 r 及び屈折音線 t は境界面の法線と同一の平面内にあり、且つ