

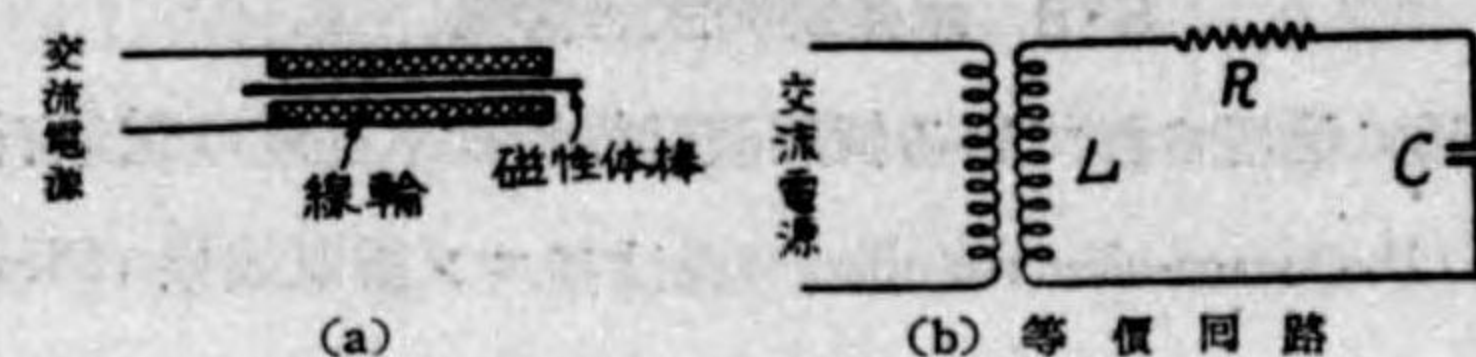
はこの陽極変化電流により磁力に変化を生じ音叉の振動を大にする。この音叉の振動により更に格子電圧を変化しそれにより陽極電流を変化する。かくして陽極回路の振動勢力の一部により音叉の振動を継続し真空管には振動電流が流れ発振を継続することとなる。音叉の共振周波数

$$f = k \frac{d}{l^2} \sqrt{\frac{E}{\rho}}$$

で表はされる。ここに k は定数、 d は厚さ、 l は振動部分の長さ、 ρ は密度、 E は弾性率である。併しこの音叉の共振周波数は上の式で確定されるものでなく温度、音叉と磁石との間の間隙、音叉共振器の陽極或はフィラメント電圧及び音叉の取付方等により変化する。この中最も問題となるものは温度の変化による共振周波数の変化であり、温度の上昇に従つて周波数は減少し攝氏一度に対する共振周波数の変化は $\frac{1}{8000}$ 程度である。音叉の材料は成可く温度により影響を受けぬ様特別な合金を使用して居るが、尚ほ恒温槽中に納めて使用する。音叉共振器はその得られる基本周波数が低く電波として發射するにはこれの含む高調波を取り出し周波数を選倍する必要あり、多段数の周波数選倍器を使用することが必要である。本共振器は長波送信機に使用される程度である。周波数選倍器に就いては後述することとする。

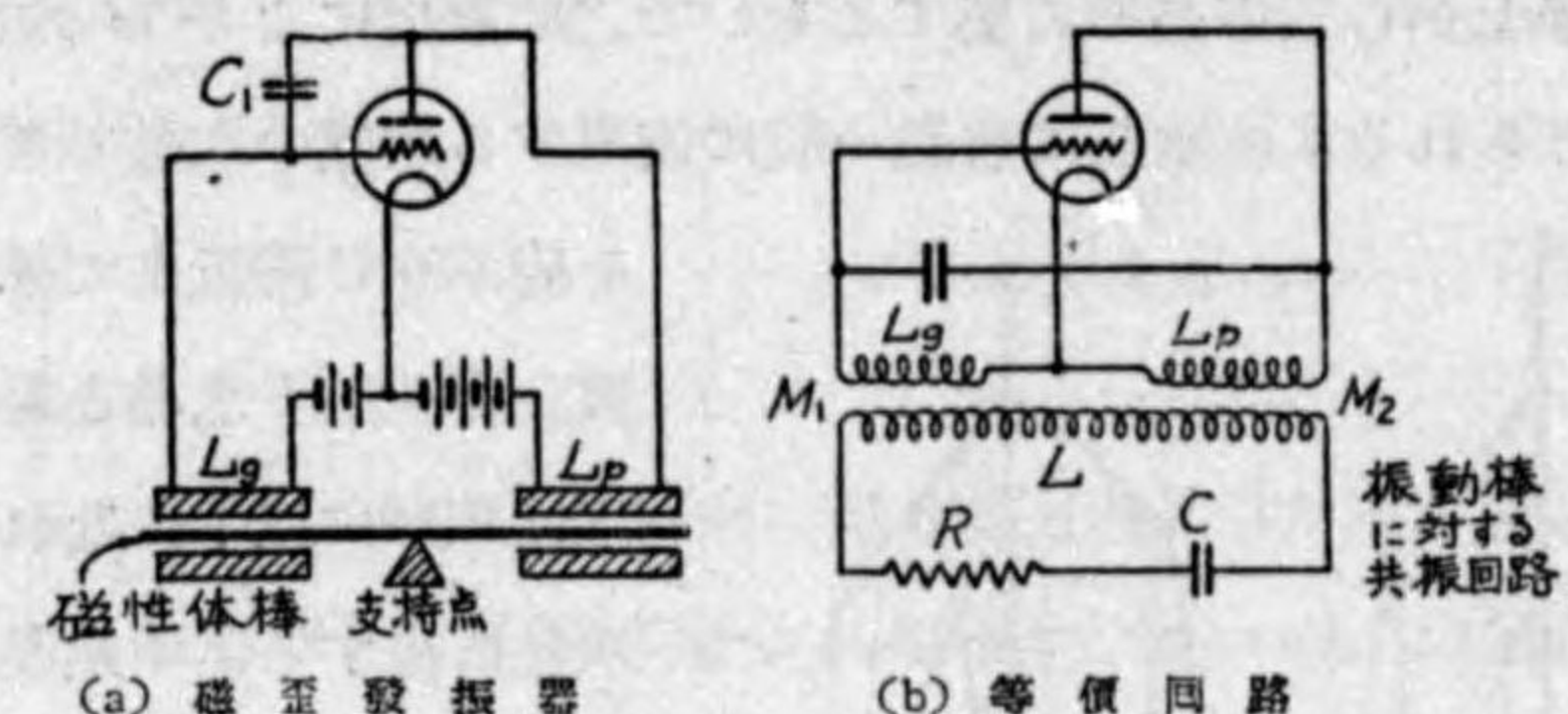
この音叉共振器の周波数が低く多段数の周波数選倍器を要する缺點を除くため磁性棒を利用した磁歪共振器がある。この共振器では 10000 サイクル位の周波数をも得ることが出来る。

磁性体を磁場の中に置くとその物體が歪を受け形の變化を生ずる現象があるがこれを磁歪 (Magnetostriction) といふ。これには逆効果がありこの磁歪性物體に歪を與へるとその磁化力が變化する。この磁歪性の棒を第 6-61 圖の如く交流電流により勵磁された線輪の磁界中に置いたならば棒は



第 6.61 圖

交流電流の周波数に従ひ縦方向に伸縮する。この場合永久磁石か或はコイルに直流電流を流すかして一定方向の磁界を同時に加へて居る。然してこの供給交流電源の周波数がこの棒の機械的固有振動数に一致した場合棒の振動は最大となる。圖 (b) は棒の機械的振動を電氣的の等價回路に置き替へたものである。この磁歪現象を利用した磁歪共振器 (Magnetostriction oscillator) は第 6-62 圖に示される。磁歪性棒は中央で固定され兩端は自



第 6.62 圖

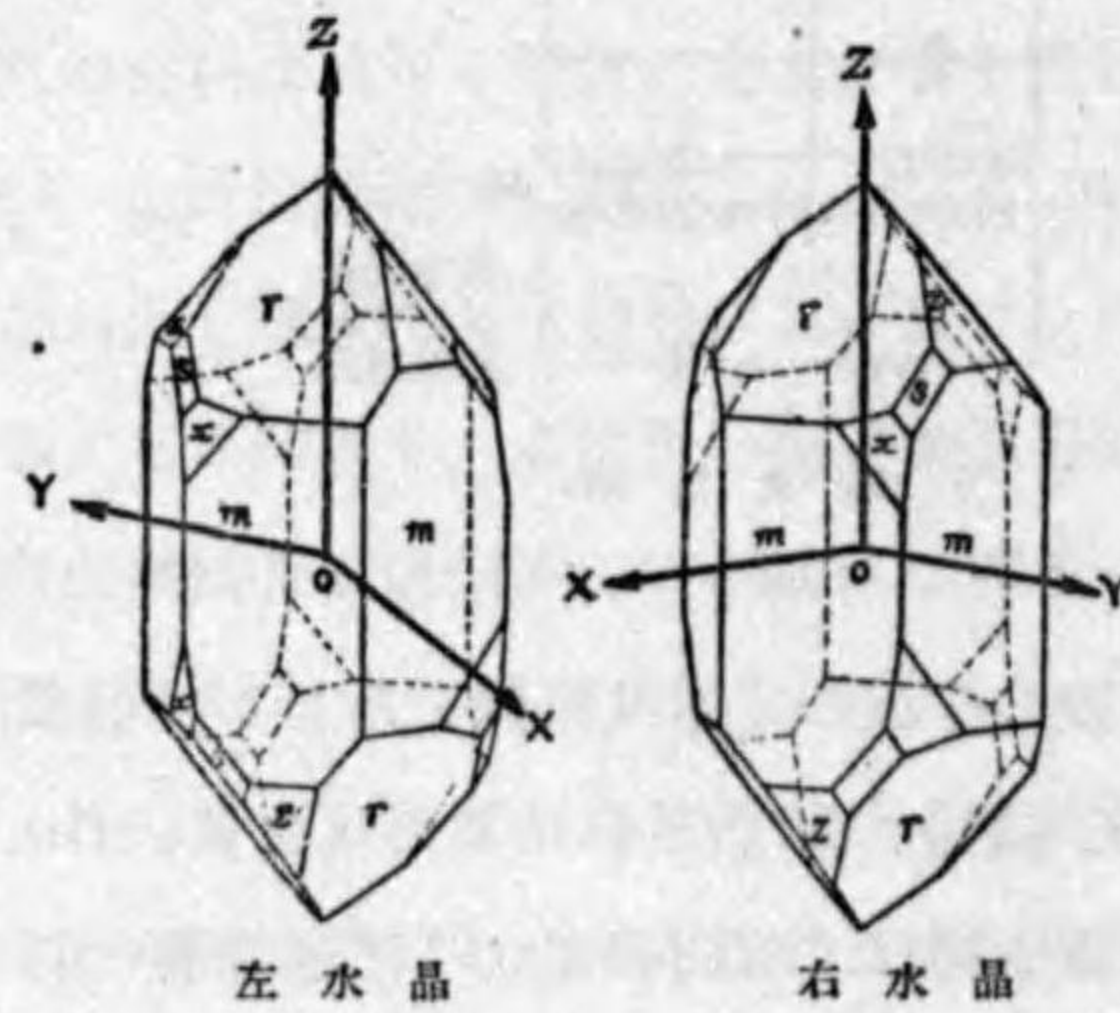
由になつて居り、中央が節で兩端が腹の半波の定常波振動をなしこの共振器は磁歪性棒を通して陽極線輪と格子線輪が結合されることとなる。(b) 圖はこの共振器の電氣的等價回路で磁歪棒は二次回路によつて置き替へられ陽極及び格子線輪は二次回路に対する相互誘導係数 M_1 及び M_2 を通して結合されることとなり C_1, L_p, L_g 回路の C_1 の値を變化し棒の振動数と等しい周波数に同調する様にすれば大なる發振を得ることが出来る。この共振器の周波数は棒の振動数により大體決定するが C_1 の變化により多少變化することが出来る。

6.9 水晶制御式送信機

現在最も普通に使用されて居る恒周波發振器は水晶或は電氣石の結晶體の壓電氣效果 (Pressure-electric effect) 或はピエゾ電氣效果 (Piezo-electric effect) を利用した發振器である。本項に於てはこの發振器のみについて述べることにする。その他の増幅回路、緩衝器或は周波數選倍器等については他項に述べられて居るから、こゝでは省略する。

(A) 壓電氣現象

水晶 (Quartz), 電氣石 (Turmaline) 或はロッセル鹽 (Rochelle salt) 等の結晶に或る方向の歪みを加へると電氣的偏極 (Electric polarization) を生じ電荷を發生する現象があり、これをピエゾ電氣或は壓電氣と云ふ。水晶は結晶學上から三方晶系に屬するもので之は溫度により α 水晶及び β 水晶に分けられる。α 水晶は普通一般に使用する狀態の水晶であるが之れ

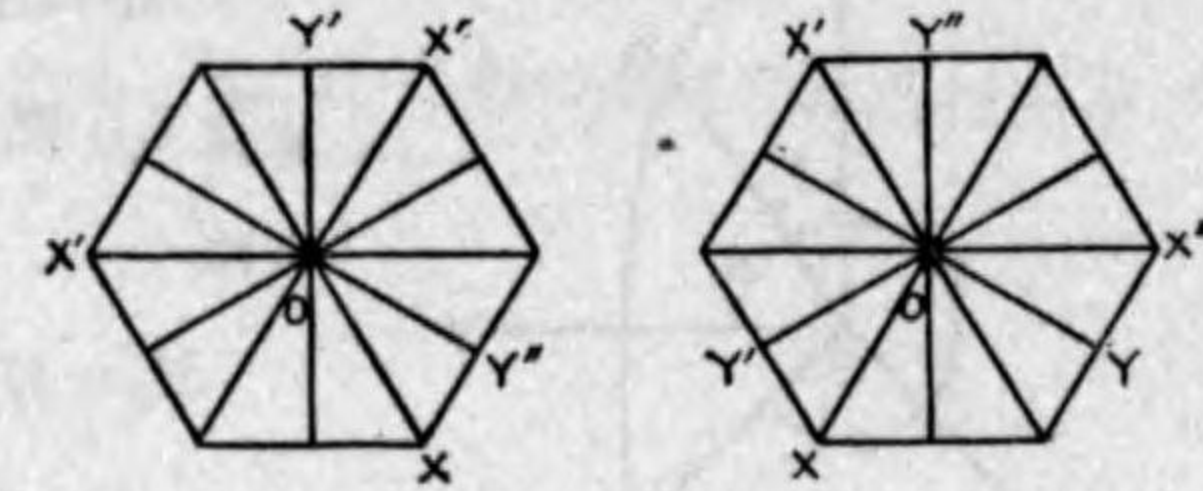


第 6.63 圖

を約 570°C 附近まで熱すると性質を變化し β 水晶となり溫度を下げ 370°C 以下になれば元の α 水晶に復する。α 水晶は壓電氣現象を現はすが β 水晶はその特性はない。尙ほ水晶はその結晶面の配列の有様より左水晶及び右水晶に分けられ、第 6.63 圖はこの結晶の標準形態を示して居る。この場合圖示の如く結晶軸の一つに Z 軸をとれば其の他は圖示の如く X 軸及び Y 軸で現される。左水晶と右水晶は圖示の如き結晶軸の方向關係を有し結晶面 xs は左水晶では左側に右水晶では右側に現はれ互に鏡の像の如き關係を有す。この Z 軸に偏光光線を通した場合は偏光面の

を約 570°C 附近まで熱すると性質を變化し β 水晶となり溫度を下げ 370°C 以下になれば元の α 水晶に復する。α 水晶は壓電氣現象を現はすが β 水晶はその特性はない。尙ほ水晶はその結晶面の配列の有様より左水晶及び右水晶に分けられ、第 6.63 圖はこの結晶の標準形態を示して居る。

廻轉が行はれ、左水晶では左に右水晶では右に廻轉する性質を有し Z 軸は光軸とも云ふ。この Z 軸に垂直に第 6.63 圖の位置の關係そのまゝにて截りこの場合の X 軸、Y 軸を求めれば第 6.64 圖となり X 及び Y 軸は 120° の角度にて同じ様な性質を持つ三つの軸が考へられる。



第 6.64 圖

今この水晶に於て X, Y 及び Z 軸に作用して居る壓縮歪力を P_x, P_y 及び P_z とし、剪斷歪力を S_x, S_y 及び S_z , 單位容積毎の電氣モーメントの各軸方向の値を M_x, M_y 及び M_z とすれば

$$\left. \begin{aligned} -M_x &= d_1 P_x - d_1 P_y + d_2 S_x \\ -M_y &= -d_2 S_y - 2 d_1 S_x \\ -M_z &= 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6.8)$$

となる。この場合 X 軸の正の方向に壓縮歪力が加つた場合その側に正電荷を發生する。今 X, Y, Z 軸に對し方向餘弦 l, m, n なる壓縮歪力 P が加つたとすれば

$$\left. \begin{aligned} P_x &= Pl^2 & S_x &= Pmn \\ P_y &= Pm^2 & S_y &= Pnl \\ P_z &= Pn^2 & S_z &= Plm \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6.9)$$

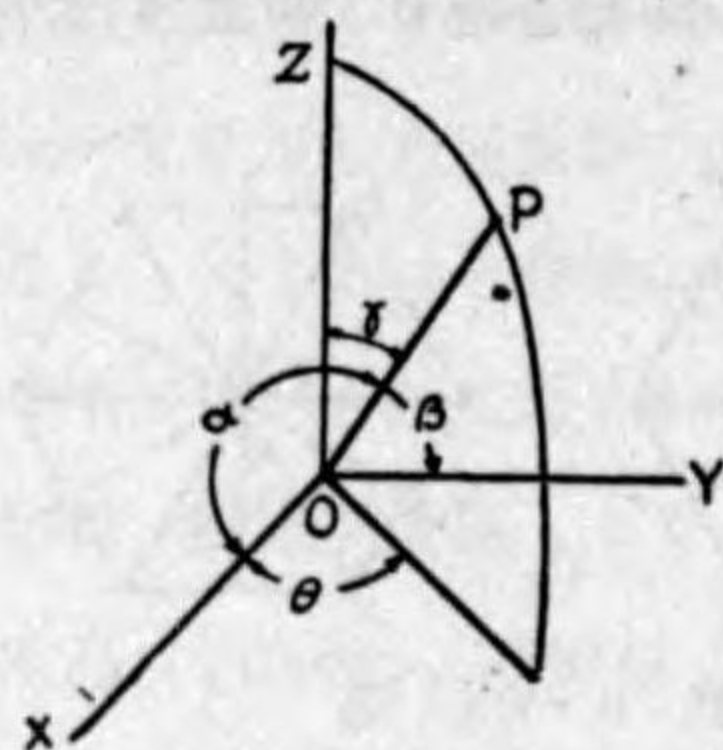
となる故

$$\left. \begin{aligned} -M_x &= d_1 Pl^2 - d_1 Pm^2 + d_2 Pmn \\ -M_y &= -d_2 Pnl - 2 d_1 Plm \\ -M_z &= 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6.10)$$

となる。こゝに P と X, Y, Z 軸とのなす角を夫々 α, β, γ とすれば

$$l = \cos \alpha, \quad m = \cos \beta, \quad n = \cos \gamma$$

又第6-65圖の如く P の XY 面への投影が X 軸となす角を θ とすれば



第 6.65 圖

$$l = \sin \gamma \cos \theta, \quad m = \sin \gamma \sin \theta, \\ n = \cos \gamma \dots\dots\dots (6-11)$$

となる。然して P の方向の電気モーメントは

$$M_p = M_x l + M_y m + M_z n \\ = (d_1 P l^2 - d_1 P m^2 + d_2 P m n) l \\ + (-d_2 P n l - 2 d_1 P l m) m + 0 \\ = \{d_1 P l^3 - 3 d_1 P l m^2\} = d_1 P (l^3 - 3 l m^2)$$

$$= d_1 P \sin^3 \gamma \cos 3 \theta \dots\dots\dots (6-12)$$

今 P が XY 面に存在する場合即ち $\gamma = 90^\circ$ の時は

$$M_p = d_1 P \cos 3 \theta$$

となり X 軸及び之れと 120° の角度を持つた X' 及び X'' 軸でも X 軸と同様な性質を示すことを知る。

P が Z 軸の方向をとる場合即ち $\alpha = 90^\circ, \beta = 90^\circ, \gamma = 0^\circ$ の時は

$$M_x = 0, \quad M_y = 0, \quad M_z = 0$$

何れの方向にも電気モーメントは零で電荷は発生せぬ。

P が Y 軸に一致する時即ち $\alpha = 90^\circ, \beta = 0^\circ, \gamma = 0^\circ$ の場合は

$$M_x = d_1 P, \quad M_y = 0, \quad M_z = 0$$

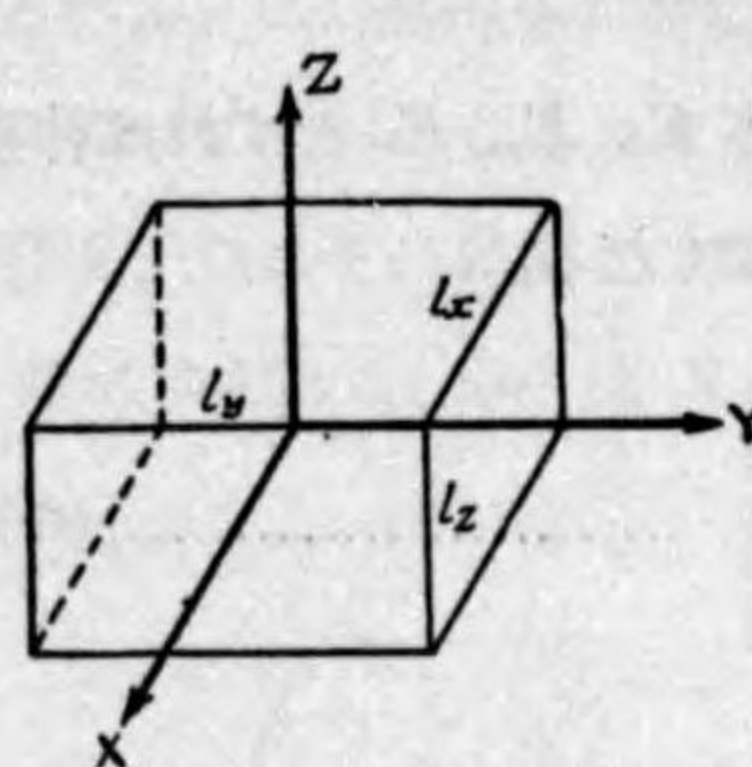
となる。この様に Y 軸に於ける歪力により X 軸に $M_x = d_1 P$ なる電気モーメントが発生する。この現象をピエゾ電気横効果といふ。

次に P が X 軸に一致した場合即ち $\alpha = 0^\circ, \beta = 90^\circ, \gamma = 90^\circ$ の時は

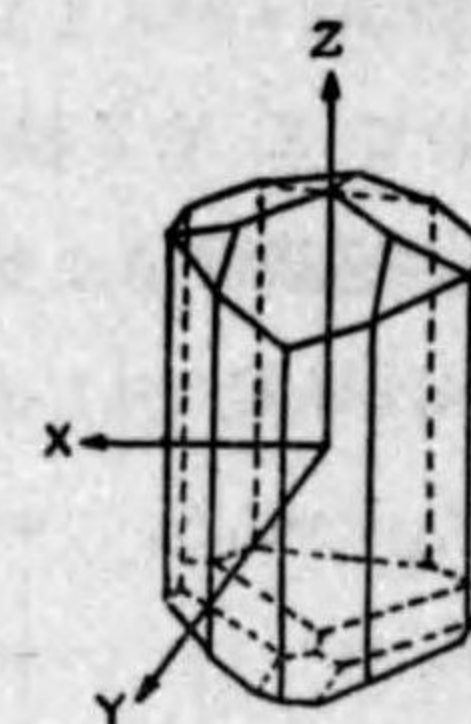
$$M_x = -d_1 P, \quad M_y = 0, \quad M_z = 0$$

となる。この様に X 軸の歪力により X 軸に電気モーメントの現はれる

ことをピエゾ電気縦効果といふ。尚ほ Y, Z 軸方向に剪断力が存在する場合は Y 軸方向に電気モーメントが現はれることも分る。第6-66圖に於て X, Y, Z 軸に対する各邊の長さを l_x, l_y, l_z とし、壓縮歪力を P_x, P_y, P_z とすれば $+l_y l_z$ 面に P_x, P_y, P_z により現はれる電荷 Q_{x1}, Q_{x2}, Q_{x3} は夫々 $-d_1 P_x l_y l_z, +d_1 P_y l_y l_z, 0$ となる。 X, Y, Z 軸の全歪力を p_x, p_y, p_z とすれば



第 6.66 圖



第 6.67 圖

$$Q_{x1} = -d_1 p_x, \quad Q_{x2} = d_1 \frac{p_y l_y l_z}{l_x} = d_1 p_y \frac{l_y}{l_x}$$

となる。 d_1 及び d_2 を実験的に求めた値は大體夫々 -6.45×10^{-8} 及び $+1.45 \times 10^{-8}$ (C.G.S.) である。

電気石に於ては第6-67圖の如く X, Y, Z 軸をとつたとすると

$$\left. \begin{aligned} M_x &= d_1' S_y - 2 d_2' S_z \\ M_y &= -d_2' (P_x - P_y) + d_1' S_x \\ M_z &= d_3' (P_x + P_y) + d_4' P_z \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6-13)$$

にて示され

$$d_1' = +11.0 \times 10^{-8}, \quad d_2' = -0.68 \times 10^{-8}, \quad d_3' = +0.74 \times 10^{-8}, \\ d_4' = +5.7 \times 10^{-8}$$

である。尚ほロッセル鹽は大きなピエゾ電気を現はすが強度が弱く電氣的

疲労性を有する故餘り實用的ではない。ロッセル鹽はピエゾ電氣は水晶よりも大であるが純粹の結晶が少い缺點があり、最も多く利用されるものは機械的にも強く又産出の大なる水晶である。以上の如く歪みによつて現はれるピエゾ電氣効果をピエゾ電氣直接効果 (Direct piezo-electric effect) と云ふ。併して尙ほ之等の結晶は逆に電壓を加へることにより各軸に電氣的歪みを與へる。この現象をピエゾ電氣逆効果 (Converse piezo-electric effect) といふ。

水晶に於て X, Y, Z 軸の電界の強さを E_x, E_y, E_z とすれば伸張歪 S_{lx}, S_{ly}, S_{lz} 及び剪斷歪 S_{sx}, S_{sy}, S_{sz} は次の如くなる。

$$\left. \begin{aligned} -S_{lx} &= d_1 E_x & -S_{sx} &= d_2 E_x \\ -S_{ly} &= -d_1 E_x & -S_{sy} &= -d_2 E_y \\ -S_{lz} &= 0 & -S_{sz} &= -2 d_1 E_y \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6.14)$$

電氣石鹽に於ては

$$\left. \begin{aligned} -S_{lx} &= -d_2' E_y + d_3' E_z & S_{sx} &= d_1' E_y \\ -S_{ly} &= d_2' E_y & S_{sy} &= d_1' E_x \\ -S_{lz} &= d_4' E_x & S_{sz} &= -2 d_2' E_x \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6.15)$$

となる。

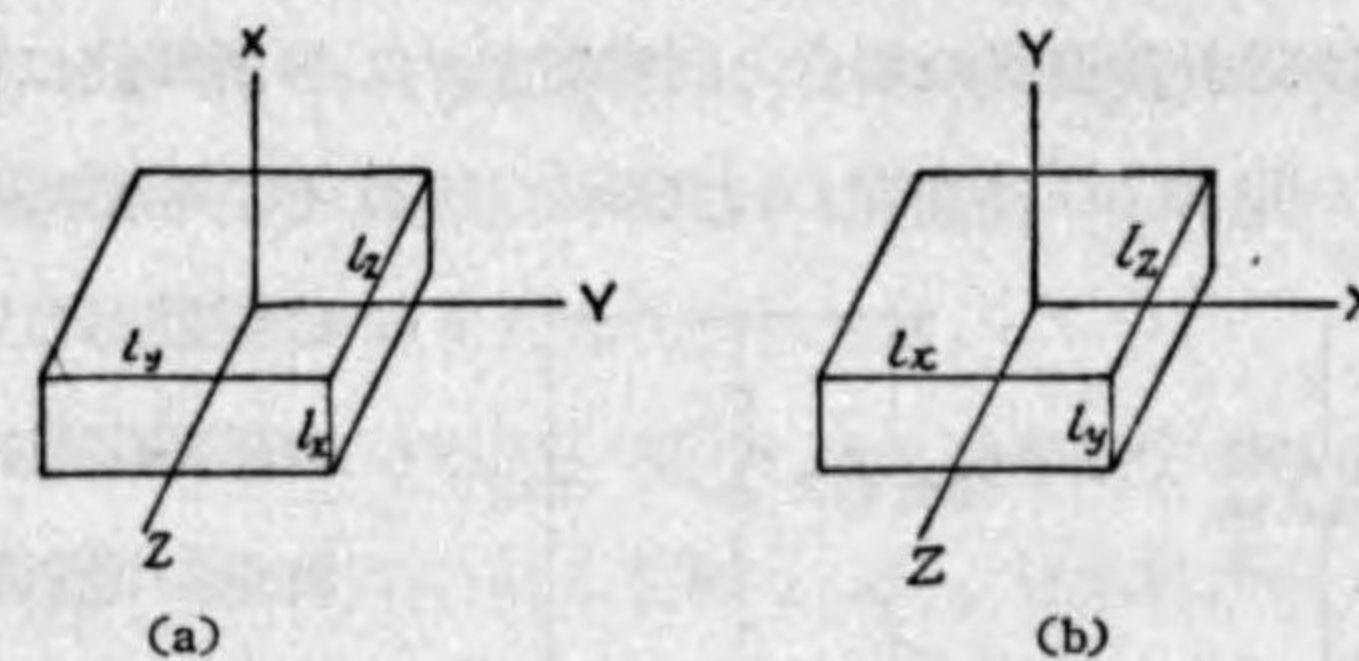
E_x, E_y, E_z が交流電界ならばそれに相當した歪みの振動をなし又その現象は可逆的なる故發振器として使用出来る。

(B) 水晶發振器 (Quartz oscillator)

以上の如く水晶或は電氣石はピエゾ電氣の可逆現象のあることから之れを發振器に利用出来ることは容易に考へられる。この結晶體から一箇の薄片を截出しこれに電極を置き交流電壓を加へれば歪みを受け加へる電壓が交流なる故歪の變化を生じ結晶片は振動をする。併してこの結晶片は一方彈性體と考へられ一度歪みを加へた後外力を取り去つた時は歪みの状態か

ら原形に復すことゝなるが惰性のため原位置を通り過ぎ逆の歪みを發生し或る歪みに達してから又逆の歪みに移る振動を起すが之は摩擦等のため振動は減衰する。この振動はその結晶片固有の振動周期を有するが他から加へる交流電壓の周波數がこの固有振動數に一致する時は結晶片は大なる振動を持続する。かゝる結晶片を發振管に利用すればこの周波數と一致した周波數で大なる出力を得ることが出来る。この發振に使用される結晶板を發振子といふ。この結晶板の振動數はその形狀により様々であるが一般的なものについて考へることゝする。

水晶發振子ではその發振子の截出方法には各種あるが代表的なるものは第 6.68 圖に示される。(a) は X 軸に垂直に截出されたもので YZ 平面に



第 6.68 圖

電極を當てゝ使用するもので X-cut 水晶といひ、(b) は Y 軸に垂直に截出されたもので XZ 平面に電極を加へて使用するもので Y-cut 水晶といふ。この形狀は普通矩形或は圓形の薄板である。

X-cut 水晶は YZ 面に電極を置けば X, Y 軸方向の縦振動を起す。X 軸の方向の如くその厚さにより振動數の決定される振動を厚味振動といふ。尙ほ Y 軸の振動の如く長さの方向の棒狀振動もある。併してその振動數は振動方向の邊の長さに逆比例する。この場合の周波數 f をキロサイクルで表し l_x, l_y, l_z を耗單位とすれば

$$\text{厚味振動 } f = (2860 \sim 2920) / l_x$$

棒状振動 $f = (2400 \sim 2730) / l_y$ ($l_y > l_x$)

Y-cut 水晶では

厚味振動 $f = (1960 \sim 2070) / l_y$

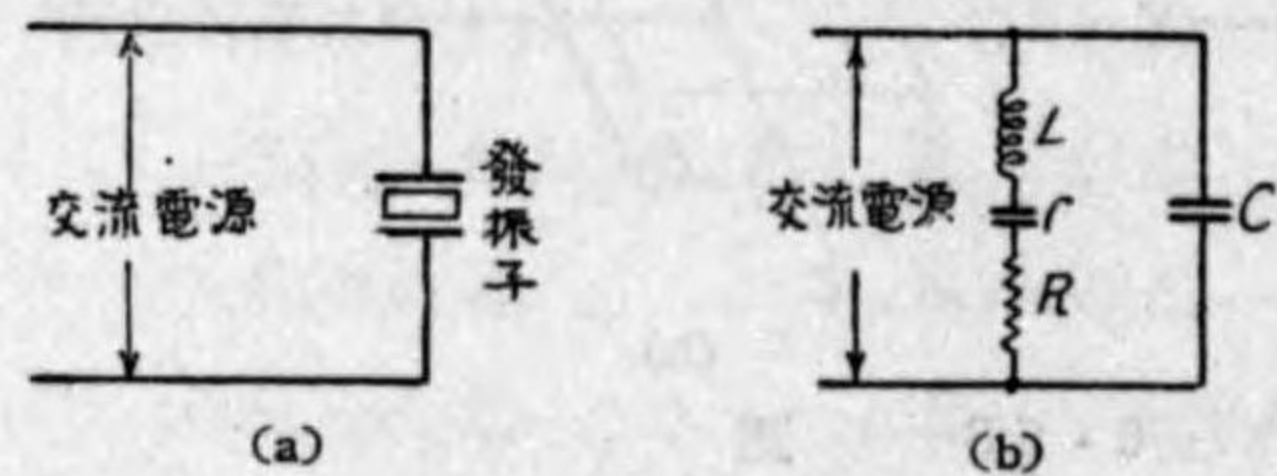
である。この Y-cut 水晶の厚味振動では二つ位の少し違ふ周波数の振動を起す缺點がある。以上の如く X-cut 水晶の方が同じ厚さでは大なる周波数を得られることが分る。

尚ほ X-cut 及び Y-cut 水晶の他に結晶面 r に平行に截出した R-cut 水晶がありこれは強い厚味振動を得ることが出来る。この場合の振動数は

$$f = 2420 / t$$

t は耗で表はした水晶板の厚さである。

水晶発振子は磁歪発振器の場合と同様電氣的の等價回路に變換することが出来る。第 6-69 圖 (a) は實際の回路圖を (b) はその等價回路を示す。 C_1

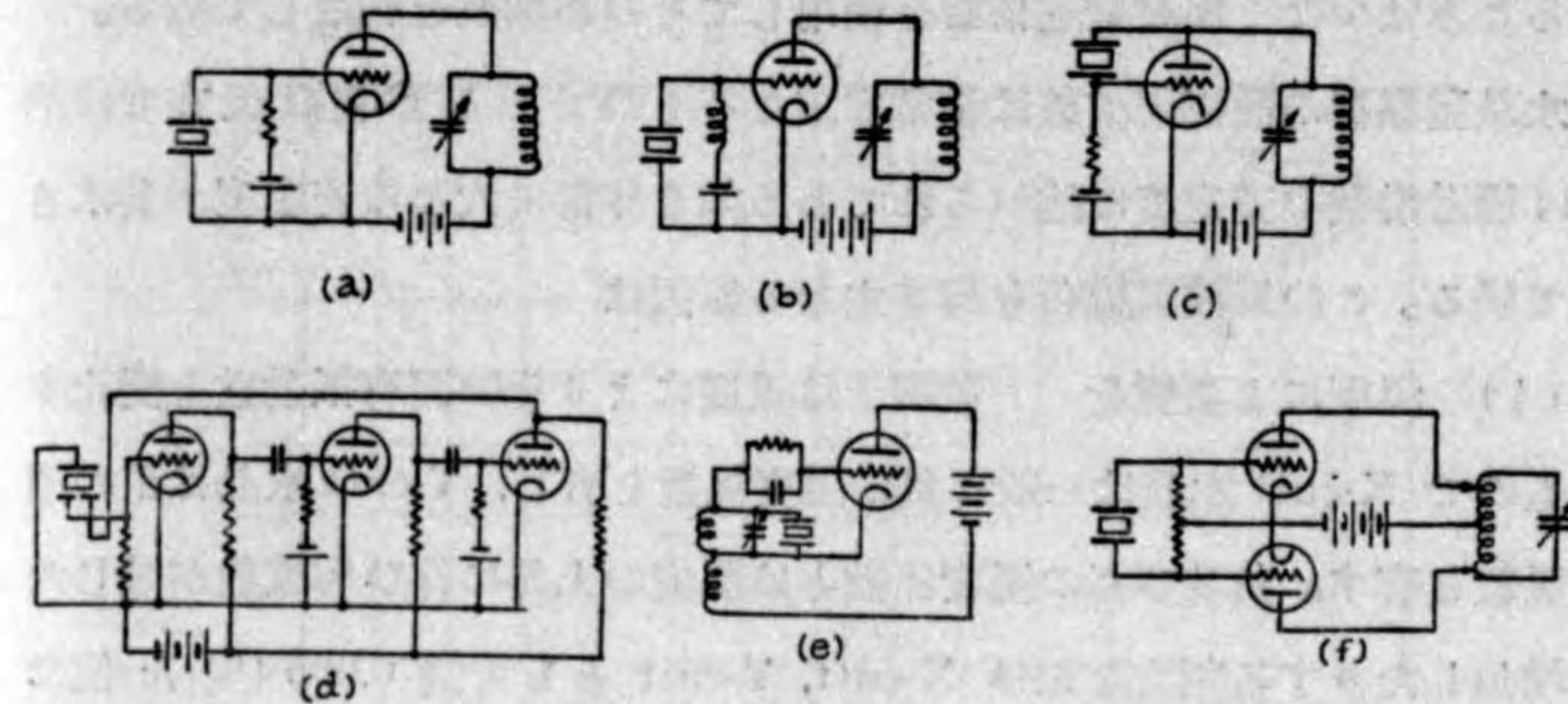


第 6-69 圖

は振動がない時の電極間の静電容量, L は水晶の質量の電氣的等價量, C は機械的の弾性的の電氣的等價量, R は摩擦係数の等價量を示す。 L と C の直列共振周波数は結晶板の固有振動数を示す。

之等發振子を使用して得られる發振器回路は種々あるがその主なるものは第 6-70 圖に示される。

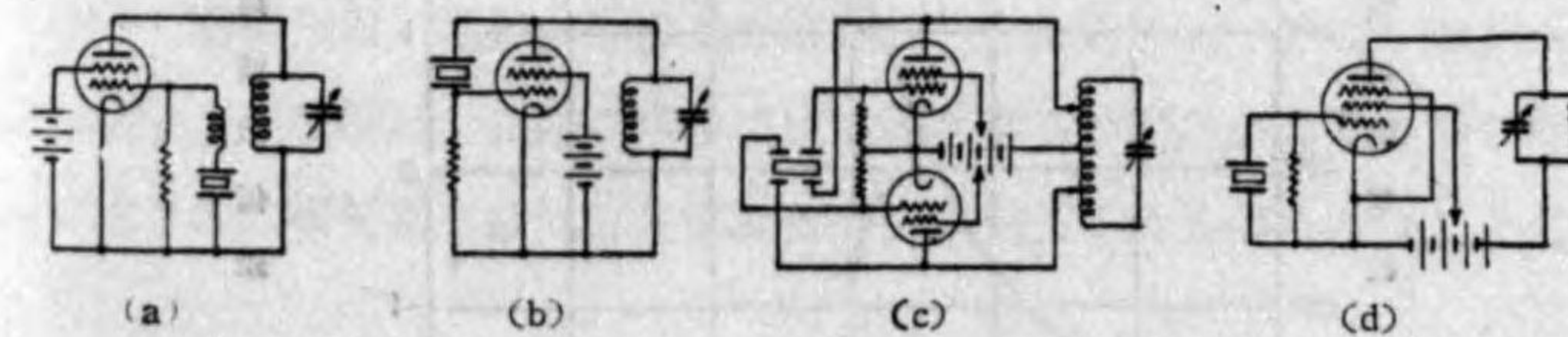
第 6-70 圖に示すものは三極管を使用した回路で (a), (b) は最もよく使用される回路である。(a) は格子側路に抵抗を用ひ格子電荷の逃げ道が作つてあり, (b) は抵抗の代りにチョークコイルを使用したものであるがこの場合このコイルにより水晶發振子に無關係なる自己發振をせざる様注意する必要がある。(c) は陽極格子間に共振回路を有するものである。(d)



第 6-70 圖

は二個の電極の間に一個の水晶を置きこの水晶を通して發振器の陽極格子を結合したものである。(c) は水晶發振子を共振回路に並列に置いたものでこの發振周波数は共振回路により變化を受けぬ。(f) はプッシュプル發振器で發振出力大で發振も容易なる利點がある。

尚ほこの他に四極管或は五極管を利用しその發振出力の増大を計つておるが最近五極管が専ら使用される様になつた。五極管の出力は三極管等に比し大であるから發振器自身でその陽極同調路を高調波に同調し基本波の高調波を直接取出す場合もある。第 6-71 圖は四極或は五極管の回路を示す。



第 6-71 圖

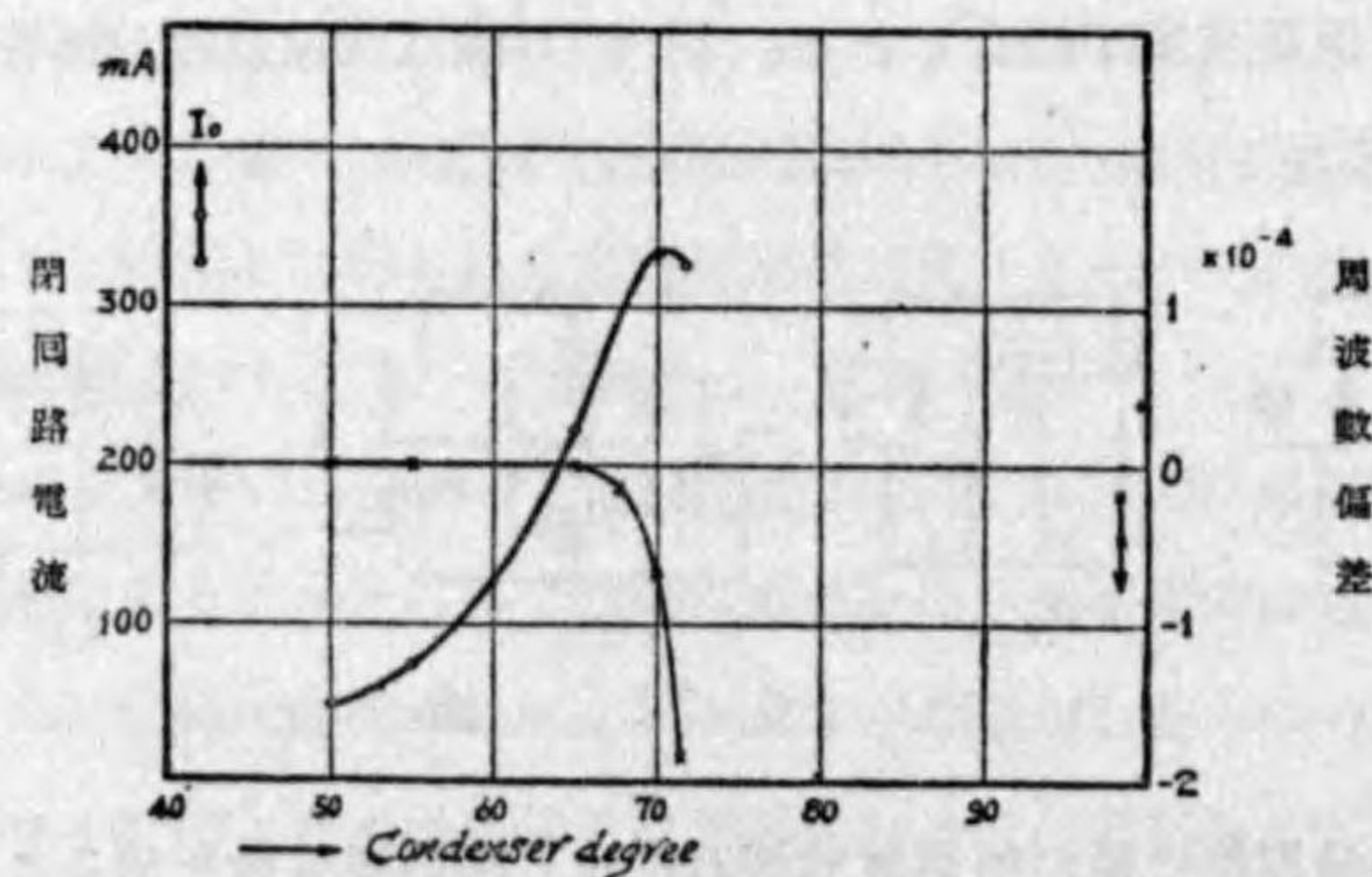
この水晶發振器は他の恒周波發振器に比し高い周波数を得ることが出来るがそれでも短波 7 メガサイクル以上位からは基本周波数そのままを利用

することは少なく周波数選倍器を使用してその高調波を利用して居る。

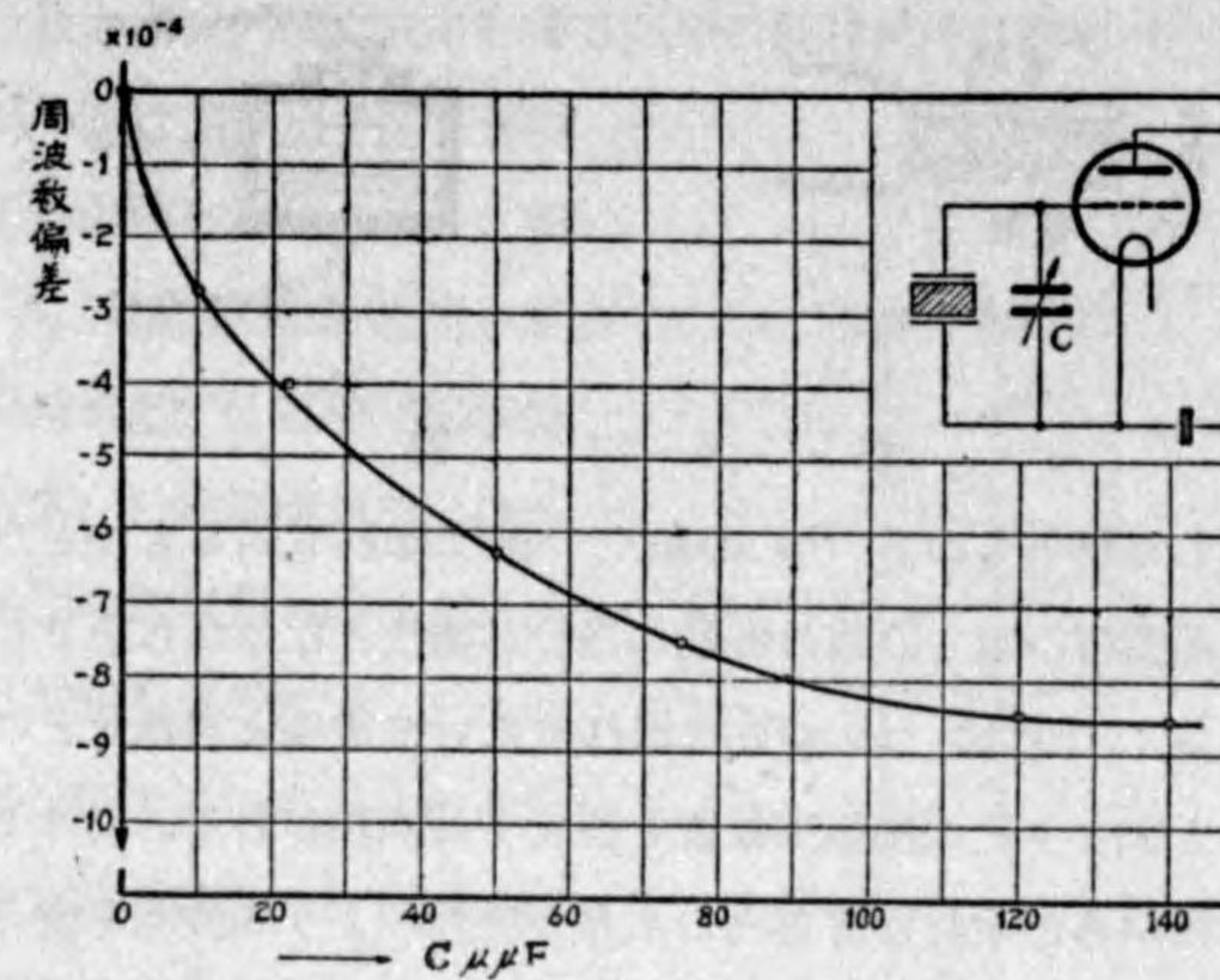
水晶発振器の発振周波数は相当安定なるものであるが尙ほ現在では第5-14節送信機の安定度に述べられてある如き非常に大なる安定度が要求されて居る。この周波数変化を起す主なる原因は

(1) 温度による変化 発振子は温度によりその固有振動数を變化するもので X-cutt 水晶は一般に負の温度係数を有し、Y-cutt 水晶は正の温度係数を有す。負及び正の温度係数とは温度の上昇に伴ひ周波数が減じたり増加したりする割合を云ひ X-cutt, Y-cutt とも大體 0.005 (%) / c 位である。この爲め水晶発振子は恒温槽中に入れて使用することが望ましい。尙ほ水晶発振子はその形状或は結晶軸に對する截方により温度係数零なる発振子を得ることが出来る。

(2) 同調回路による変化 水晶発振器の周波数は水晶発振子の固有周波数により大體一定されるが尙ほ真空管回路の同調度により變化する。陽極回路の同調蓄電器による周波数變化の一例を第6-72圖に示す。この曲線は發振の停止する蓄電器の位置で左右大體對稱の形態を示す。この様に



第 6.72 圖



第 6.73 圖

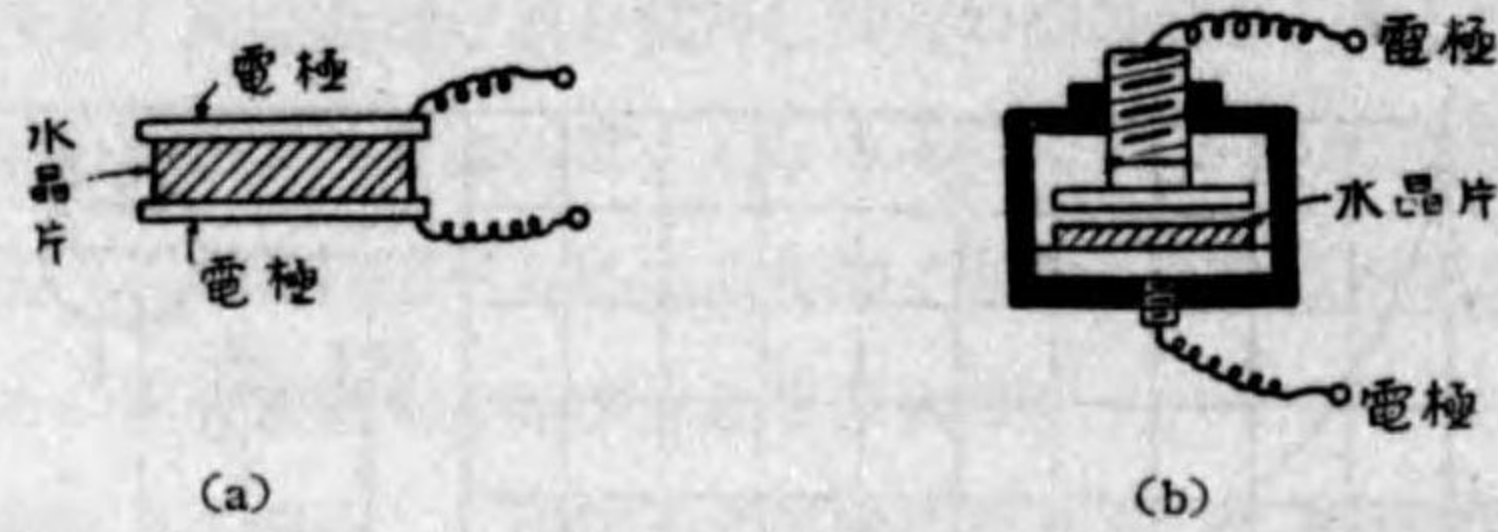
出力回路を調整し最大の出力を得る様に調整して置くと周波数の變化が大きく衝動等により發振が停止する場合がある。第6-73圖は格子回路で並列に發振子に入れた蓄電器を變化した場合の有様を示す。この他に温度の上昇等により回路の漂遊容量等が變化して周波数を變化することもある。又真空管の取替によつても起る。

(3) 電源による変化 之れは發振管の電源の變動によるもので發振器は他と別個に安定なる電源を有することが望ましい。

(4) 變調作用, 電鍵作用による変化 之は前に述べた如く變調や電鍵作用により發振器の負荷の變化或は電源電壓等の變化が生ずるからでこれを防ぐには緩衝器を使用し又電源は別個の獨立したものを持つことが望ましい。

(5) 氣壓による変化 之は發振子の周圍の氣壓が變化すると振動の抵抗が變化するためである。

(6) 支持器 發振子の支持器は兩電極が第6-74圖(a)の如く發振



第 6.74 圖

子に直接触して居るものと (b) の如く一極は離れて居るものがある。(a) では上部電極の重さの爲め振動が幾分か犠牲となるから重さに注意する必要がある。(b) は (a) の如き惧れはないが電極と發振子との間隙の變化することによりその發振周波數を變化する缺點がある。尙ほこの支持器は最近では斜めに取付け容器内の水晶の移動により周波數を變化することのない様にして居る。

6.10 周波數逡倍裝置

水晶發振器で發振周波數が高くなると水晶板の機械的構造の不安定性より發振が不安定となるから實際上 7000 kc 以上の高周波數には此の儘では使用困難である。それで是以上高い周波數を必要とする場合には水晶板の基本周波數 (Fundamental frequency) の幾番目かの高調波を利用する。例へば基本周波數 4000 kc の第 2 高調波は 8000 kc, 第 3 高調波は 12000 kc となる。基本周波數の第 2 高調波を利用する裝置を周波數逡倍器 (Frequency doubler) 又は二倍變周器と稱し, 第 3 高調波を利用する場合は三倍變周器 (Frequency tripler) と云ふ。周波數逡倍器では其の陽極回路は格子勵振周波數の 2 倍の周波數に同調され, 同様に三倍變周器では陽極振動回路を 3 倍の周波數に同調する。従つて陽極能率は普通の高周波增幅器に比し低く高次高調波程著しいものである。この爲に一般には第 2 高調波を利用する周波數逡倍器を使用して居る。

短波送信機では逡倍器として大型の遮蔽格子真空管を使用して居るから

此の場合最大出力, 最大能率を得るための最適動作條件について考へてみる。

第 6.75 圖は遮蔽格子真空管の I_p-E_g 特性曲線を示して居り, 圖に於て E_{gc} は遮斷偏倚電壓, E_g は格子偏倚電壓, ϵ_g は格子勵振電壓の最大値, θ は陽極電流の流れつゝある間の電氣角を表はして居る。茲に遮斷偏倚電壓 E_{gc} とは陽極電流を遮斷するに必要な格子偏倚電壓の意味ではなく, I_p-E_g 特性曲線の中央直線部分を其の儘下方に延長して横軸 E_g との交點に於て測定せる電壓を稱して居る。今電氣角 θ の 1/2 で格子勵振電壓が最大値 ϵ_g となるから, 其の瞬時値は $\epsilon_g \cos(\frac{\theta}{2})$ である。而して陽極電流 I_p の流れ始めるのは, 勵振電壓が丁度 $(E_g - E_{gc})$ に等しくなつた時であるから次式が成立する。

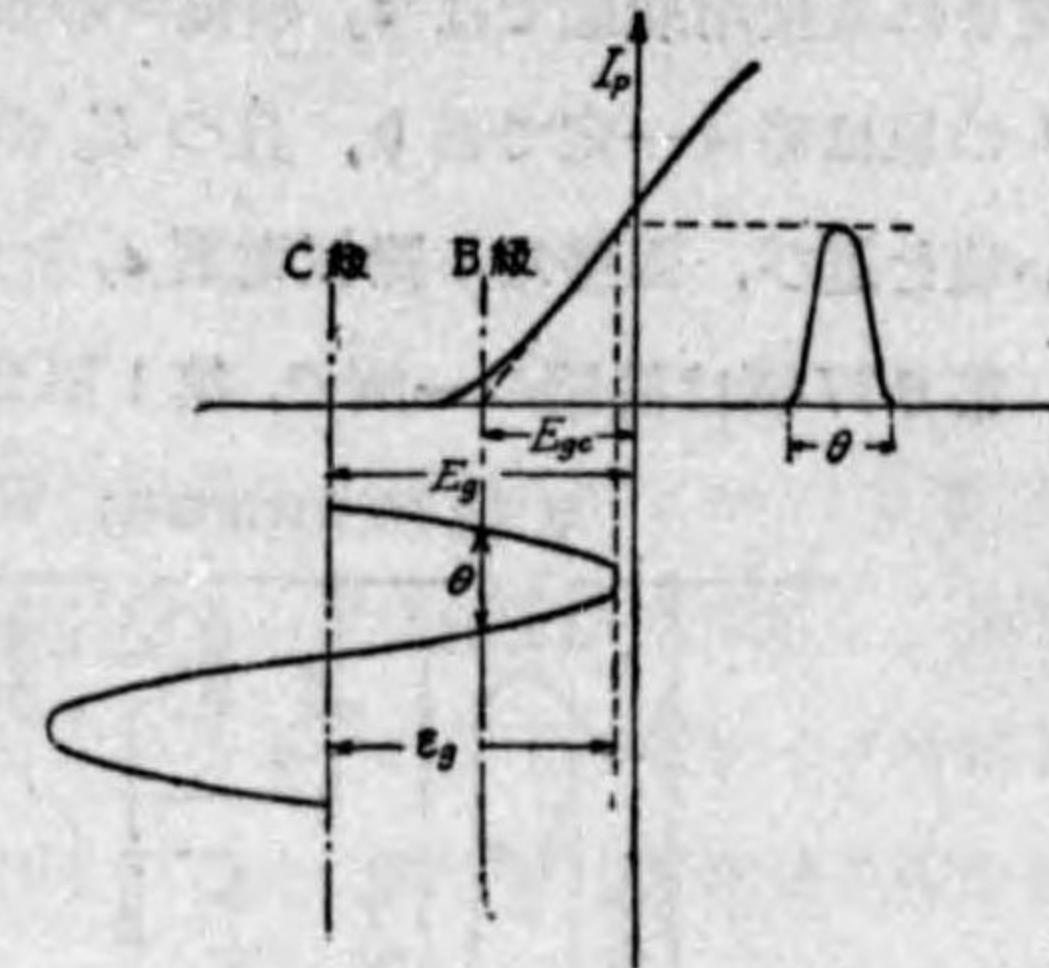
$$\cos\left(\frac{\theta}{2}\right) = -\frac{E_g - E_{gc}}{\epsilon_g}$$

真空管の使用狀態が決定すれば E_{gc} が定まるから, 此の動作狀態の下で

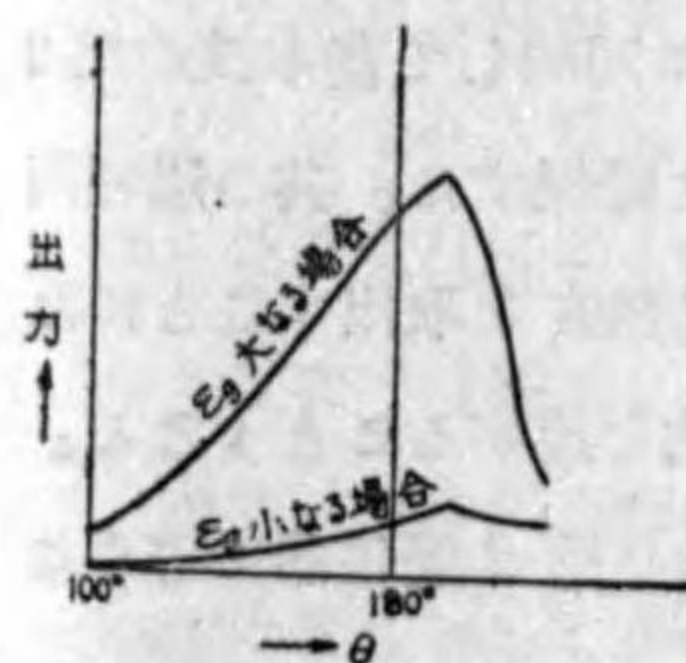
勵振電壓 ϵ_g をパラメーターとし電氣角 (θ) - 出力との關係を求めらるのである。 θ の變化は格子偏倚電壓 E_g によつて行はれる事は申すまでもない。

$\theta < 180^\circ$ ならば C 級增幅の範圍であり

$\theta = 180^\circ$ の時は $E_g = E_{gc}$ となり B 級增幅に屬す。



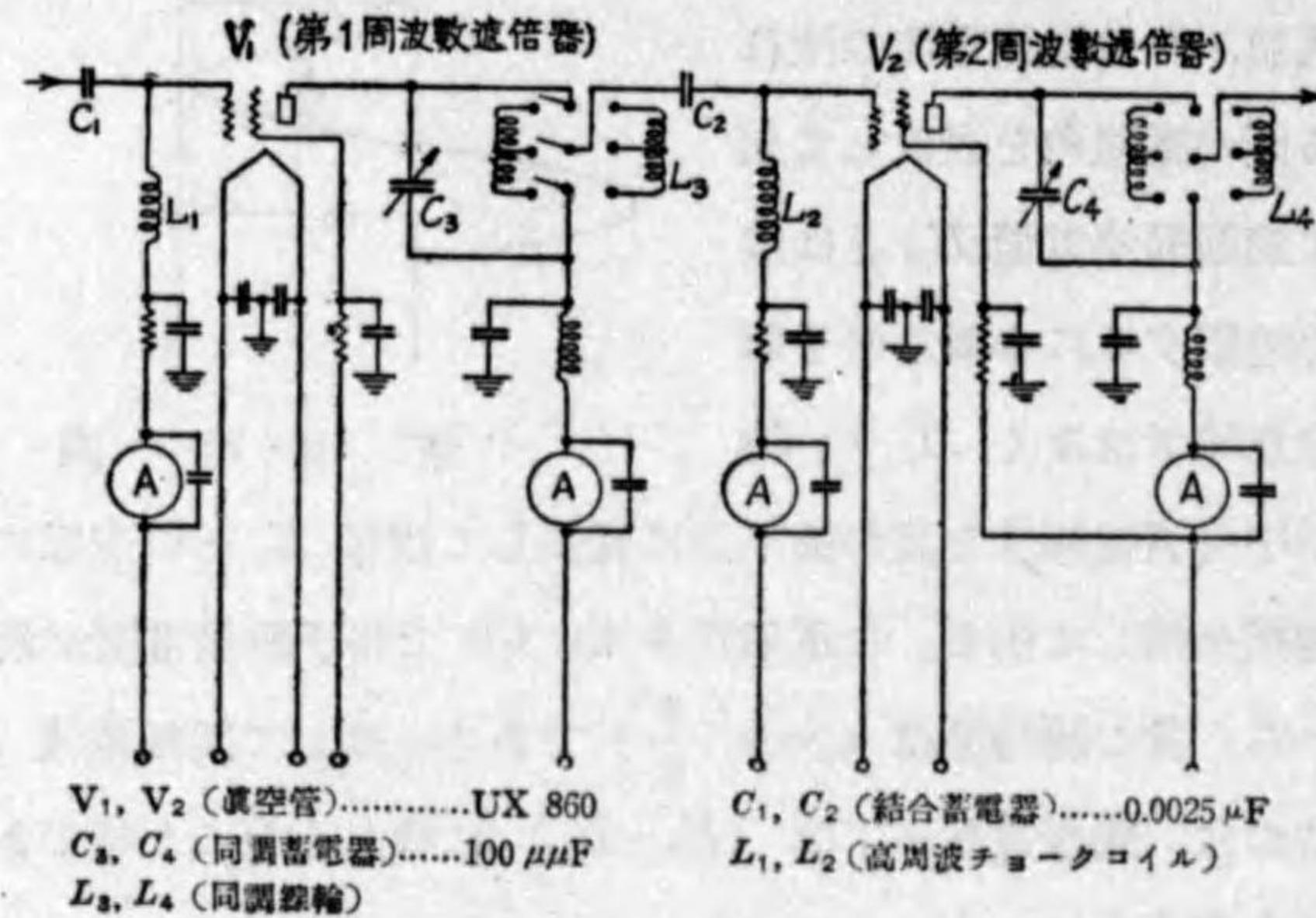
第 6.75 圖



第 6.76 圖

第6-76圖は電氣角 θ と出力との關係を示す一例で、これより真空管の定まれる使用状態では e_g の種々の値に對して最大出力を與ふべき電氣角 θ の値は略々一定であり、且つ E_g の値は遮斷偏倚電壓 E_{gc} より遙かに高い値を選び、強勢なる勵振電壓 e_g を加ふれば出力を大とする事が出来る。

第6-77圖は接続の一例で、第1第2周波數選倍器を有する場合である。



第 6・77 圖

同調コイル L_3, L_4 は各2組のコイルを設備し廣範圍の周波數を一舉動の切替で容易に変更出来る様になつて居る。今16mcの周波數を希望するとせば基本周波數4mcの水晶板にて發振し、之れを第1選倍器に導き格子側を勵振す。其の陽極振動回路 C_3L_3 を8mcに同調して基本波の第2高調波を取出し、之れを第2選倍器の格子側に導き勵振する。其の陽極回路 C_4L_4 を16mcに同調すれば、8mcの第2高調波を取出すことになり、結局水晶板基本波の第4高調波を取出して目的を達することとなる。8mcを發射する場合には第1選倍器で求めた出力を第2選倍器に導きこれを中間増幅器として動作させる。

6・11 真空管式送信機の電源

真空管送信機用電源には交流、直流何れも使用されて居るが之れを使用箇所により類別してみると次の様になる。

1. 織條用電源
2. 格子電壓用電源
3. 陽極電壓用電源

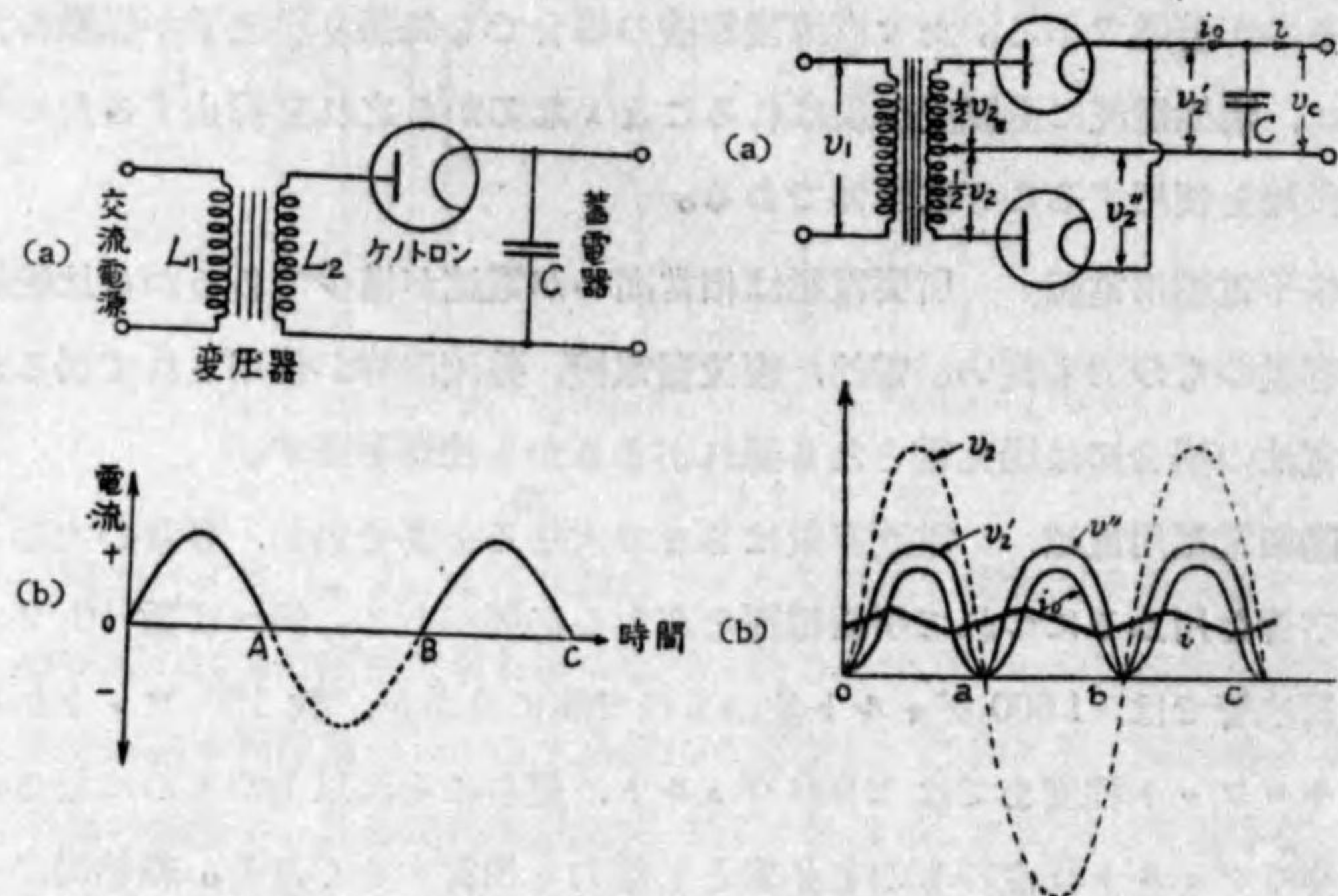
織條用電源 用途は單に真空管の織條を高熱すればよいのであるから、交流、直流何れでも差支へないが相當の電流値を要求する。しかし無線電話送信機では織條電源に交流を用ひると50乃至60サイクルによる交流音(ハム)が雑音となつて現はれるから此の場合には直流發電機を使用するのが普通である。たゞ直流發電機の場合でも矢張り整流子の脈動のために、陽極電流にも脈動が現はれることとなるから之れを抑止するため平滑回路を使用することは重要である。

格子電壓用電源 所要電壓は相當高いが電流が僅少であるから比較的小容量のものでも良い。電池、直流發電機、整流器等が使用されて居るが蓄電池の場合には過充電となる恐れがあるから注意を要す。

陽極電壓用電源 電流容量はさまで大なるを要せぬが、容量の大なる真空管を用ふるにつれて所要電壓を高むる必要がある。例へば數10ワット真空管では、1000ヴォルト位のもので間に合ふが、數100ワットから1キロワット程度までは2000ヴォルト、更らにそれ以上のものになると20000ヴォルト程度のもを必要とし電力も相當大きくなる。船舶局の一部に使用されて居る様な特別の場合を除いては直流を用ひる。數100ヴォルト位までは電池を、それ以上2000ヴォルト位までは直流發電機を使用出来るが更らに高壓になると發電機の構造と其の絶縁とに困難を來し、其の製作費も著しく高價になるから2000ヴォルト以上のものには交流發電機から電力をとり變壓器を用ひて所要高壓に昇壓し整流器(ケノトロン整

流器、水銀整流器、熱陰極水銀蒸気整流器等)及び平滑装置によつて直流に変換する方法をとつて居る。

其の方法の最も簡単な一例は整流管を變壓器に直列に挿入し、平滑装置を通して用途に導くものであつて、交流電源に正弦波形の電圧が與へられた時變壓器の二次側は整流せられて第 6-78 圖 (b) の様な電流が流れやうとする。然るに平滑装置 (此の場合は最も簡単なもので蓄電器 C のみを使用して居る) の蓄電器 C は \overline{OA} なる電流が流れて居る時間に其の部の電流により充電され、 \overline{AB} なる阻止時間 (電流の供給が阻止される時間) 内では蓄電器 C は放電を行ひ、従つて負荷に對しては常に電流を供給する様



第 6-78 圖

第 6-79 圖

に働くから多少の脈動はあつても單一方向の平滑な電流を求めることが出来る。第 6-79 (a) 圖は整流管を 2 箇使用した例であつて、此の場合には同圖 (b) の様に整流し、負荷電流 i は平滑装置を通じて負荷に供給される電流で i_0 に比し脈動が甚だしく削減されて居る。同圖 (a) の場合に電源の半周

波を徒らに棄て去るのを救済し、且つ平滑作用も容易になる利益がある。

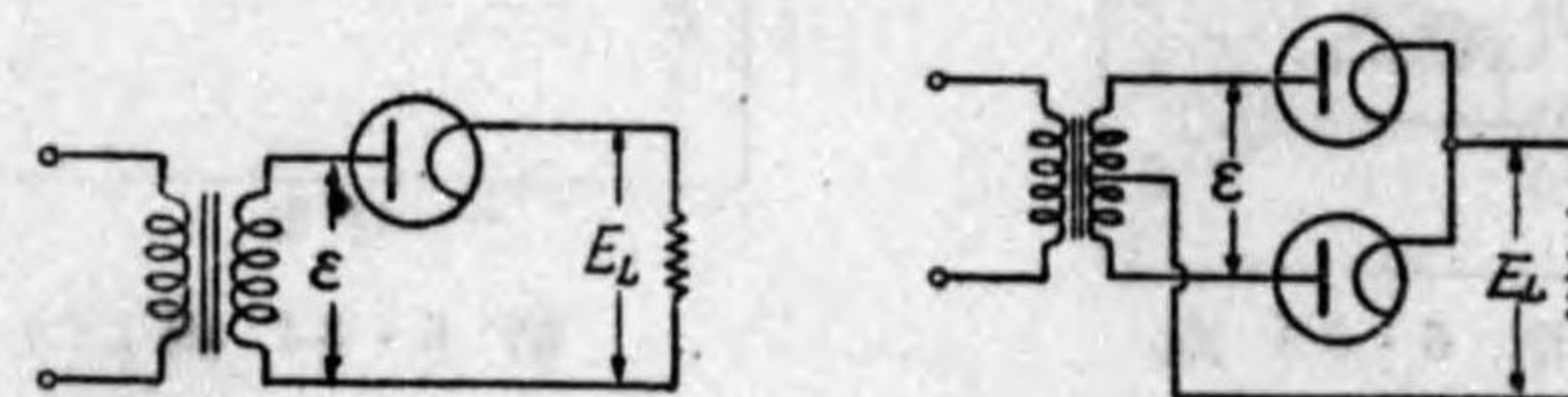
(A) 最も普通に使用される整流器

(a) 単相半波整流器 第 6-78 圖に示した様な接続を有する場合で第 6-80 圖の様に負荷端の平均電圧を E_L 、變壓器二次電圧振幅を ϵ 及び整流管に加へられる逆尖頭電圧を E_i とすれば

$$E_L = \frac{\epsilon}{\pi} = 0.318 \epsilon$$

$$E_i = \epsilon = \pi E_L$$

となる。



第 6-80 圖

第 6-81 圖

(b) 単相全波整流器 第 6-79 圖に示した様な接続を有する場合で第 6-81 圖に於ては

$$E_L = \epsilon / \pi = 0.318 \epsilon$$

となる。

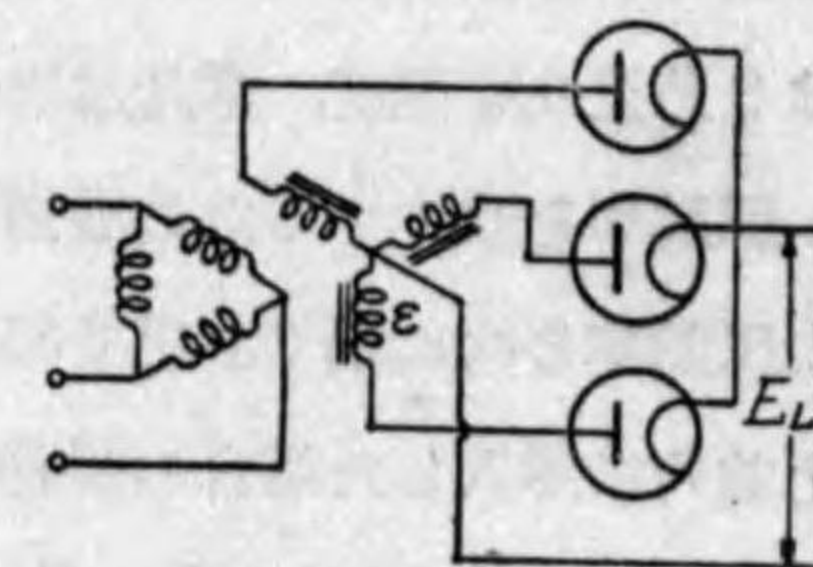
$$E_i = \epsilon = \pi E_L$$

(c) 三相半波整流器 第 6-82 圖に示す様な接続を有し

$$E_L = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \epsilon = 0.827 \epsilon$$

$$E_i = \sqrt{3} \epsilon = \frac{2\pi}{3} E_L$$

となる。



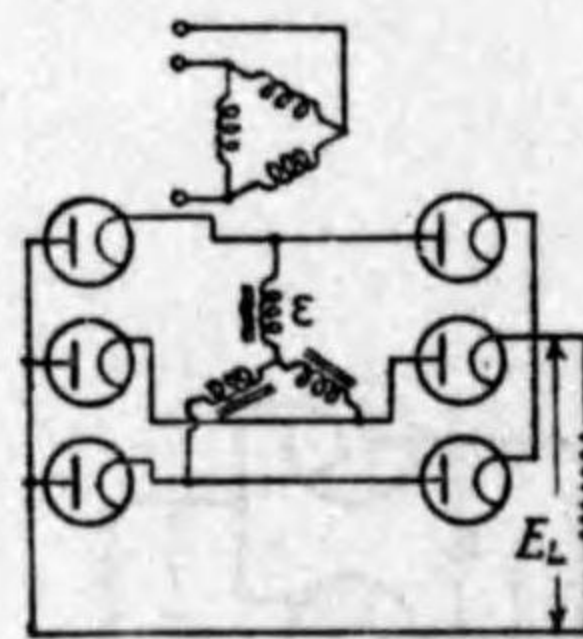
第 6-82 圖

(d) 三相全波整流器 第6-83圖に示す様な接続を有し

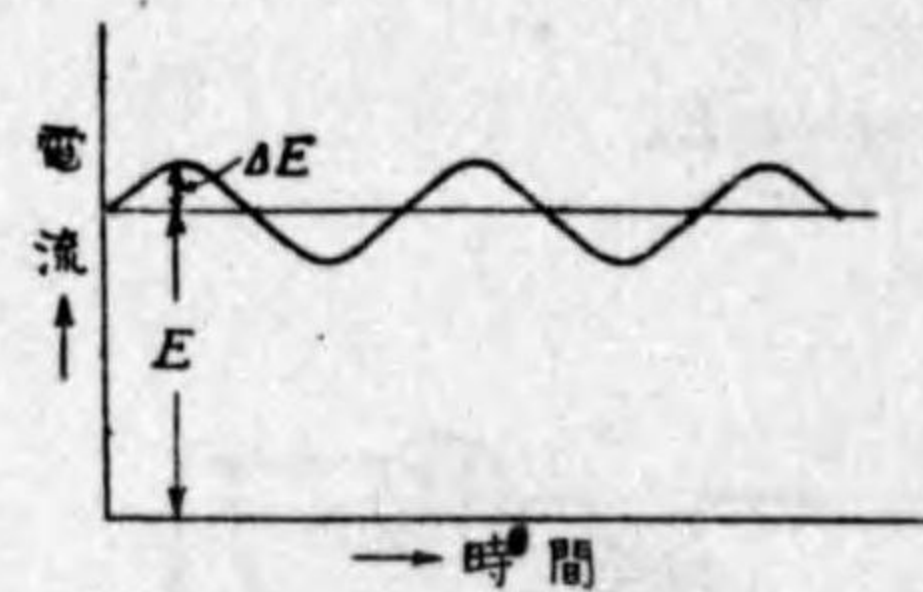
$$E_L = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \epsilon = 1.65 \epsilon$$

$$E_i = 2\sqrt{3} \epsilon = \frac{\pi}{3} E_L$$

となる。



第 6-83 圖



第 6-84 圖

(B) 平滑装置

直流電源の理想は電池出力の様に純粹のものであるが発電機又は整流器による場合には第6-84圖の様に多少の交流部分が直流に重疊して居る。

今脈動部分の電圧を ΔE , 平均直流電圧を E とすれば脈動率は

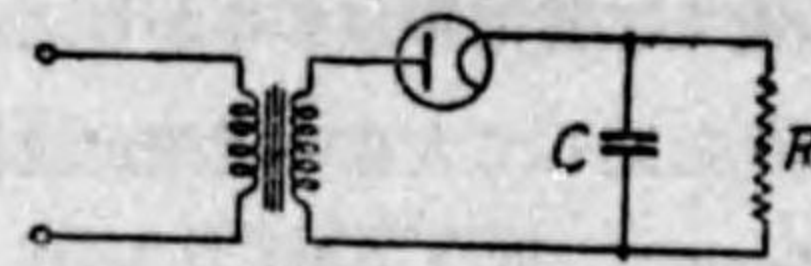
$$\text{脈動率} = \Delta E/E \times 100\%$$

となる。脈動率は其の使用目的によつて許容範囲は異なるも電信送信機では2乃至3%程度、電話送信機では0.1%程度のものである。

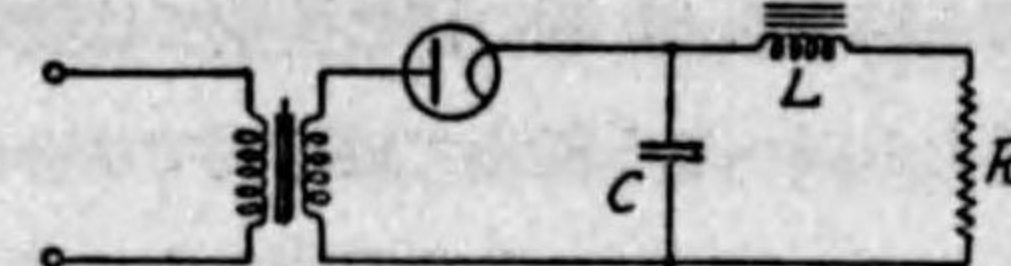
脈動率を減少するため普通平滑装置を使用して居るが其の一般的な回路の脈動率を次に掲ぐ。第6-85圖で整流器の負荷 R とし之れに蓄電器 C を並列に挿入した場合の脈動率は次式の如くである。

$$\Delta E/E = 2\pi/R\omega C$$

之れより脈動率を減少するには C を大にする程、 R を大にする程及び脈動の角速度 ω を高くする程有利となる。たゞ内部静電容量の大きな整



第 6-85 圖



第 6-86 圖

流管を使用すれば、 ω を餘り高くすると阻止サイクルに於て逆方向の電流が流れ之れにより妨害を受けるから高くする事が出来ない。又交流電源の周波数を其儘にしても半波を全波方式に変更すれば脈動の周波数が2倍となるから $\Delta E/E$ を半減出来る。即ち $\pi/R\omega C$ となる。

脈動率を更らに小となすには第6-86圖の如き平滑装置を用ふればよい。即ち平滑用蓄電器 C とインダクタンス・コイル L とを使用した場合、負荷端に於ける脈動率は次式の如くなる。

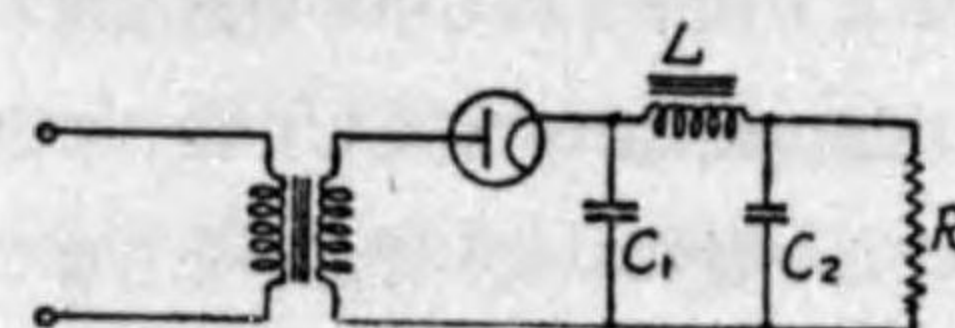
$$\Delta E/E = 2\pi/\omega C\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$$

前と同様な理由により全波整流方式の場合には同一交流電源周波数に對して角速度は 2ω となるから脈動率は $\pi/\omega C\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$ となり減少する。

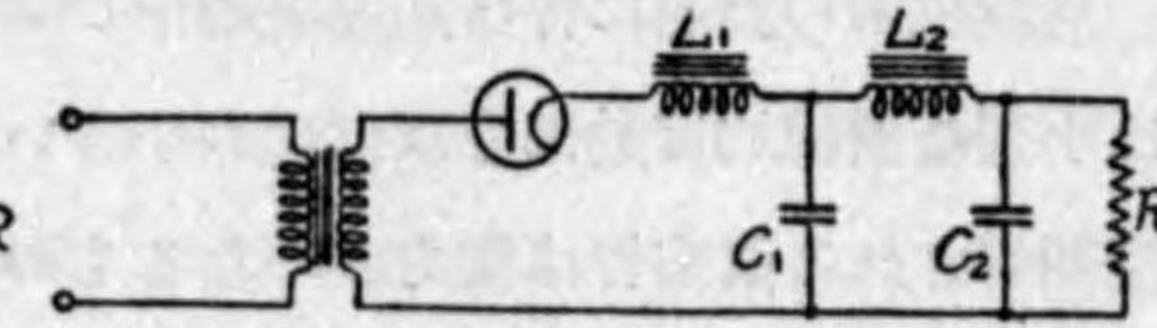
第6-87圖の場合では

$$\Delta E/E = 2\pi/\omega C_1\sqrt{R^2(1 - \omega^2 L C_2)^2 + (\omega L)^2}$$

となる。但し $C_1 = C_2$ とする。全波整流では上式の1/2となることは前と同様である。



第 6-87 圖



第 6-88 圖

第6-88圖の場合では

$$\Delta E/E = 2\pi/\omega C_1\sqrt{R^2(1 - L_1 C_2 \omega^2)^2 + (L_1 \omega + L_2 \omega - L_1 L_2 C_2 \omega^2)^2}$$

となり、全波整流では上式の1/2となる。

第 6-85, 86, 87 圖の様な接続では整流管の近くに蓄電器があるから之れに電力を與へると極めて短時間ではあるが C を通して大きい電流が流れるから R を流れる負荷電流を小にする必要がある。即ち負荷 R の代りに真空管を考へれば内部抵抗の高い場合に使用すべきで、さもないと整流管に過大電流を流通し破損する恐れがある。之れに反し第 6-88 圖の如く整流管に近く インダクタンス・コイルを有する場合には整流電流が略一定で前者に比し小であるから内部抵抗の小さい真空管を負荷としても整流管は安全で且つ脈動率は小である。現今の無線電信、電話送信機では多数の真空管を並列に使用するから整流管側からみた負荷抵抗 R は割合小であるため、第 6-88 圖の様な平滑装置を使用する場合が多い。

6-12 真空管式送信機の電鍵操作方式

現在の通信方式は之を電信通信及び電話通信に大分出来る。無線電信に於て使用される電信送信機はその發射電波を電信符號に順じて何等かの形式に変化せしめる必要がある。之れには電波の電信符號を傳へる形式より大體次の方式が行はれて居る。

- (A) 發射電波を電信符號により斷續する方法
- (B) 持續電波を電信符號に従ひ可聴周波で變調する方法
- (C) 發射電波の周波數を電信符號により變化する方法

無線技術の發達に伴ひ高速度通信の要求より使用される中介電鍵繼電器は小型な機械的可動部分は慣性の小さい高速度繼電器が望ましく従つて直接制御される真空管は電力の小なるものとなり數個の真空管が中介となつて電鍵作用がなされてゐる。

(A) 發射電波を電信符號により斷續する方法

本方式は第 6-89 圖に示す如く電波の發射を變化する方法で之は最も廣く使用されて居り、電鍵方式は之に就いて述べれば足るといふ程である。

(A), (B), (C) 何れの方式に限らず電鍵作用をなす部分は發射器、増幅器、空中線等何れでも可能であるが發振器に於てなす場合は直接發振の停止起動をなす爲め發振器は不安定となり周波數の變動が起き易い故發振器自身或は發振器にその負荷の變動が直接影響する様な發振器に接近した回路に於ける電鍵方法は成可くさけた方がよい。發振器自身に於て電鍵作用をなす場合は送信機が發振器のみよりなる様な小電力の場合である。空中線に於て電鍵作用をなす場合は稀れではあるが小電力の送信機の場合或は長波送信機に於てその電鍵の簡單さより使用される場合があるが一般に空中線回路では電力が大である不利あり、又電鍵作用により割合大なる損失を生じ安定且つ良好なる電鍵作用は望まれぬ。水晶制御送信機等に最も普通用ひられるのは増幅器に於ける電鍵操作であるがこの場合は成可く電力の小なる段で且つ電鍵作用により負荷の變動が直接發振器に影響し周波數の安定度を害しない様な段を選ぶことが必要である。



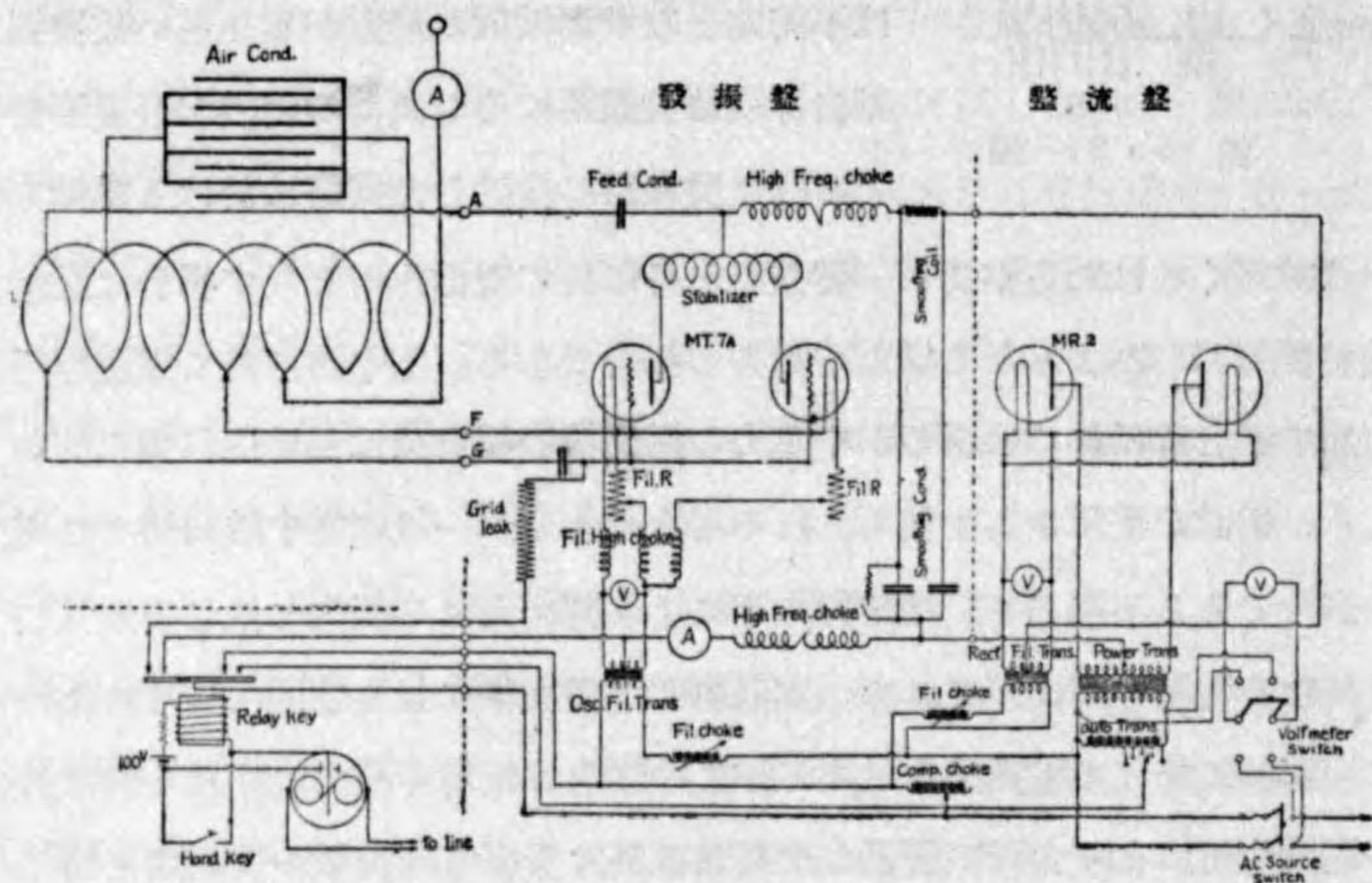
第 6-89 圖

更に微細に電鍵作用をなす回路について考へて見れば大體次の如くに大別出来る。

- (a) 電源回路を制御する方法
- (b) 空中線回路を制御する方法
- (c) 格子回路を制御する方法
- (d) 遮蔽格子回路を制御する方法
- (e) 陽極回路を制御する方法
- (f) 陰極接地回路を制御する方法

(a) の方法は自動式送信機或は真空管自動發振電力増幅式送信機に主に使用せられて居るが之は一般に陽極電源整流器電源變壓器の一次側の斷續

と同時に發振器の格子回路の斷續をも併用し電波の發射停止を確實ならしめたものであるが本方式では電源一次側では電壓は割合低いが電流が大なる爲め繼電器の接點を大となし又火花等を防ぐ爲め間隙を大とする必要あ

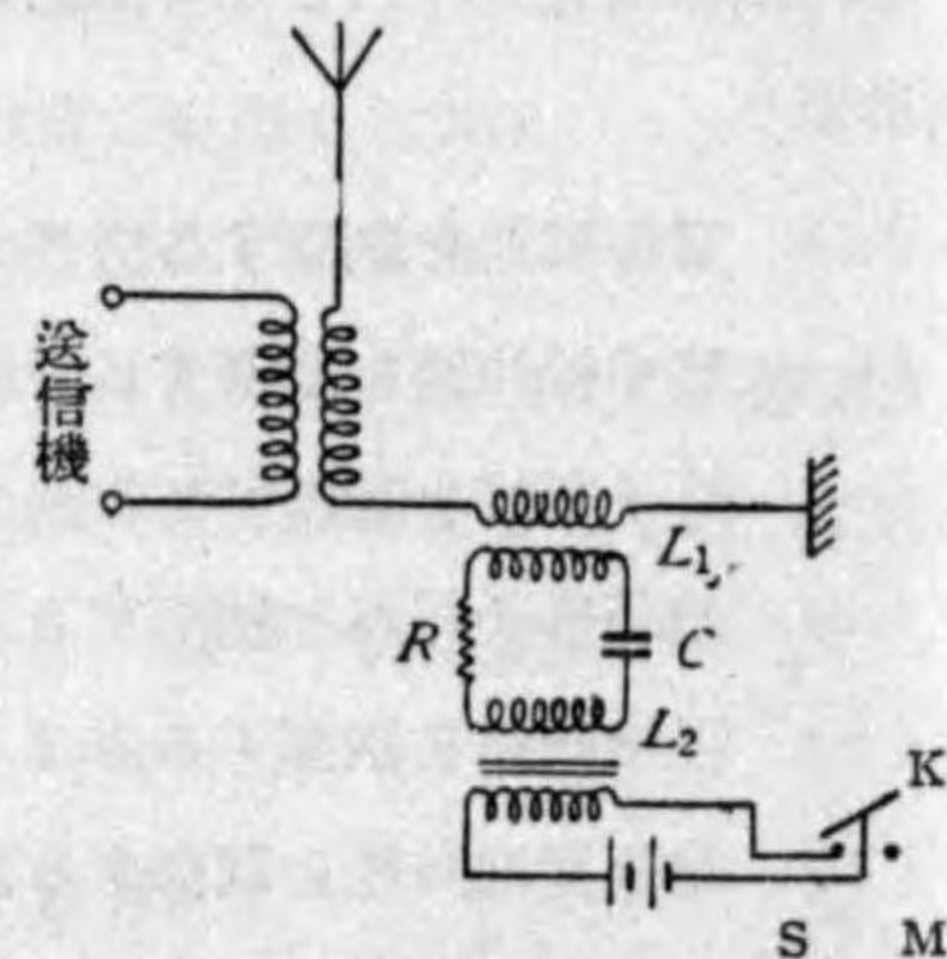


第 6.90 圖

り、従つて繼電器可動片の大きさとなり高速度通信には不適當である。第 6.90 圖はその回路の一例を示す。

(b) の電鍵方式は前述の如く電力の大なる部分に於ける電鍵作用なる爲め不利で一般には小電力の場合に稀れに用ひられる。之には電鍵を直接空中線回路に挿入し電鍵操作をなせばよい。尙ほ長波大電力送信機の様

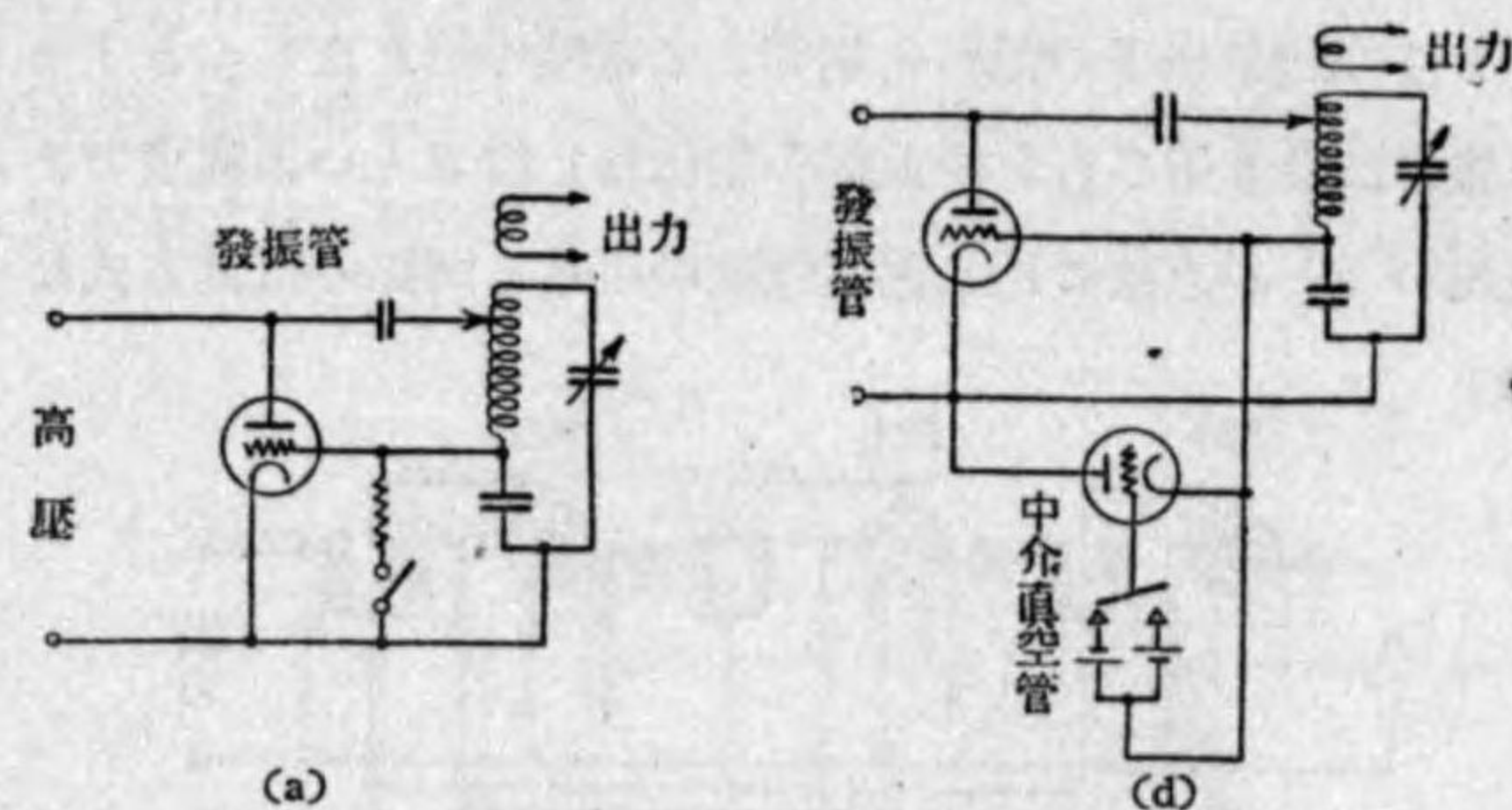
な場合には第 6.91 圖の如く間接的に電鍵操作をなすもので空中線回路



第 6.91 圖

に結合して發射周波數に同調せる回路をおきスペース中は電鍵 K を閉じ回路に直流を流し L_2 のインダクタンスを減少し L_1, C, L_2, R 回路を同調すれば空中線の勢力はこの回路に吸収され電波は發射されず K をマーク側に倒し直流をきれば同調破れ電波は空中線より發射されることになる。(c) の格子回路に於ける方法は格子回路は陽極回路に比し電壓電流も小にして従つて電鍵操作装置も簡単な小さなもので大電力の陽極回路電流を制御し得る特徴を有し自勵式、主發振式、水晶制御式等の割合簡單なる送信機には一般に廣く用ひられて居る。

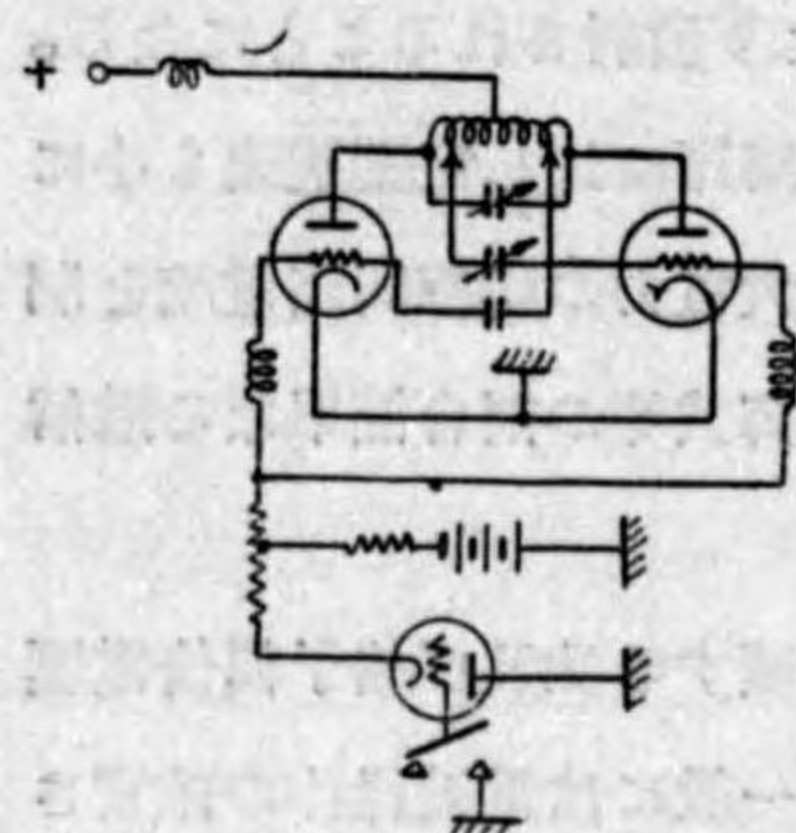
之には大體格子回路を斷續して陽極電流を斷續する法及び格子偏倚電壓を高く或は低くして行ふ方法とに分けられる。一般には電鍵操作の確實さから格子回路の斷續方式が使用される。小電力管の制御には普通第 6.92 (a) 圖の如く格子回路に直接電鍵繼電器を挿入し電鍵作用をなすが大電力管の場合は中介真空管を挿入しその格子を制御することにより中介真空管の陽極抵抗を變化し電鍵作用をなされる發振管の格子を斷續する。第 6.92



第 6.92 圖

(b) 圖はその原理圖の一例で中介真空管の格子に負電壓が加はつた場合は中介真空管の陽極抵抗は非常に大となり、發振管のグリッド回路は斷線の如き状態となり陽極電流は流れぬ。逆に正電壓を加へれば中介真空管の陽

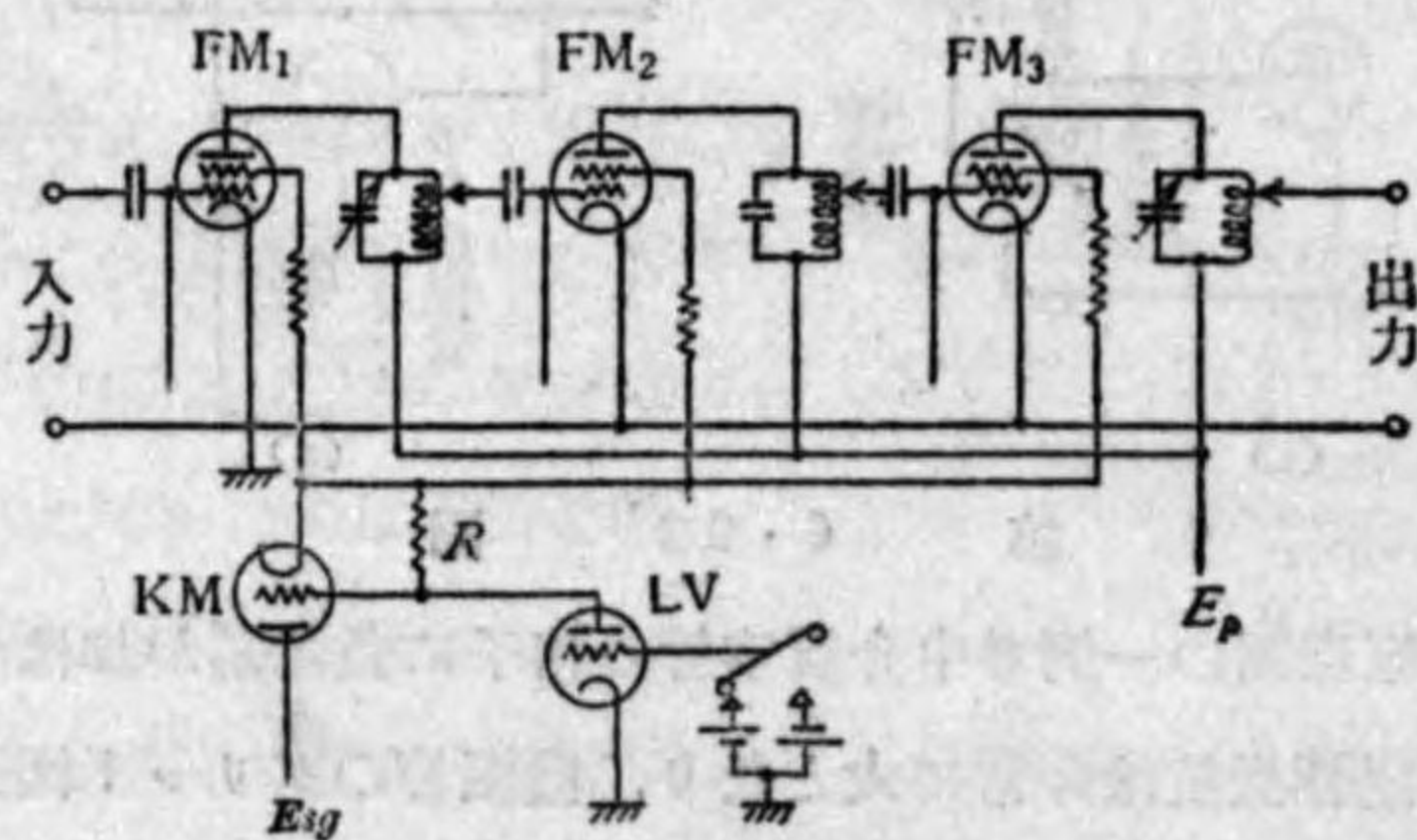
極抵抗は減じ發振管の格子回路は生き發振を起し電波を發射することゝなる。本方式は中介真空管の陰極は接地出來ず制御用の電源は接地に對し絶縁されねばならぬ不利がある。尙ほ數キロワットの割合電力の大なる自動



第 6.93 圖

式送信機の場合は前述の如く陽極電源變壓器の一次側の斷續及び格子回路の斷續にて電鍵作用をなして居るものが多い。真空管の格子電壓を變化する方法ではその發振を停止するに非常に大なる偏倚電壓を加へる必要あり電鍵作用の確實性が低い嫌ひがある。第 6.93 圖はその一例を示す。格子回路に於ける電鍵作用は電力が小で簡單であるが電鍵操作につれキークリックを生じ易く完全なる電鍵方式とは云ひ難い。

(d) は現在の水晶制御式送信機の増幅器には四極真空管を使用することが多いのでこの遮蔽格子の電壓を制御して電鍵作用をなさんとするものであるが一般には餘り用ひられず電鍵作用はなし得るといふ程度である。本方式は後述の (e) の方法に比し電壓電流の小なる回路の電鍵方式なる故割



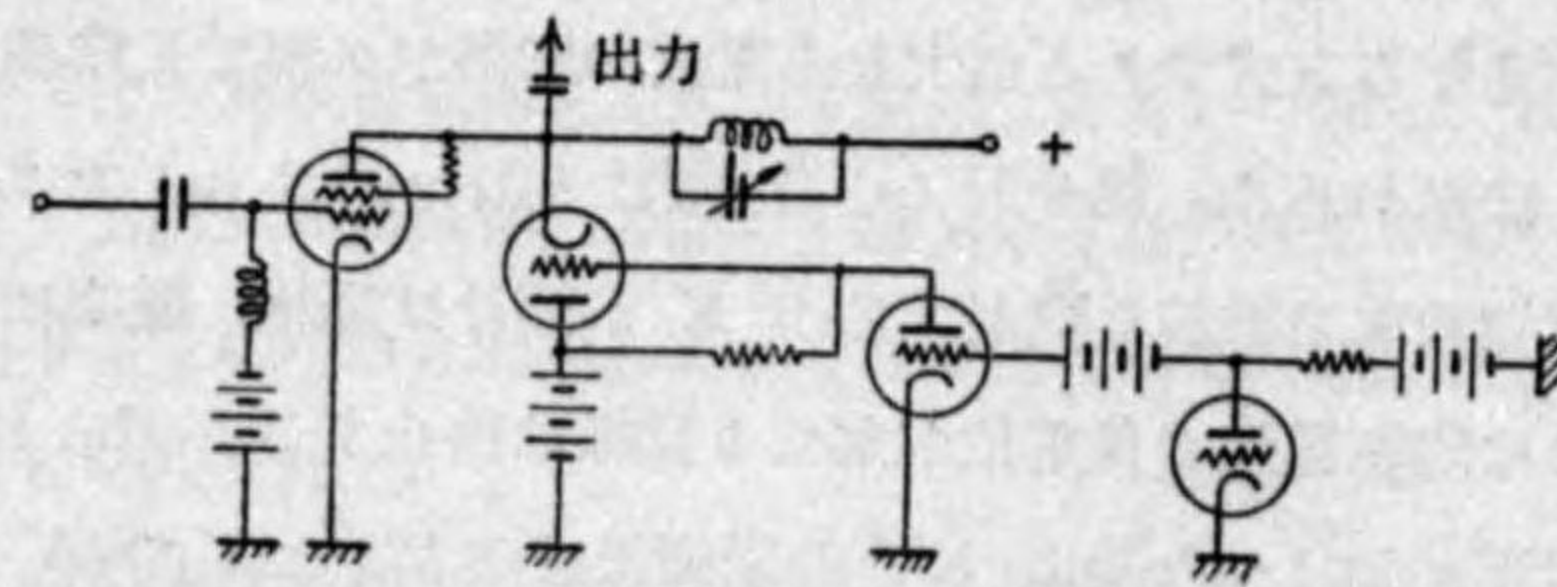
第 6.94 圖

合簡單なる利點はあるが唯一段の真空管の電鍵操作のみでは不充分で數段の増幅管の遮蔽格子を同時に制御する必要がある。第 6.94 圖はその一例であるが遮蔽格子回路に三極真空管 KM を挿入し更にその格子回路に LV 真空管を使用して居る。

この LV の格子に負電壓を加へれば LV は大なる抵抗を示し E_{1g} -KM-R-LV 回路の電流は減少し R 中の電壓降下は小さく KM の陽極抵抗は小となり E_{1g} の電壓は充分大なる値として遮蔽格子に加はり發振が起るが逆に LV に正電壓を加へれば LV のプレート抵抗は小となり E_{1g} -KM-R-LV には大なる電流が流れ R 中の電壓降下は大となり、KM の格子には大なる負電壓が加はり KM の陽極抵抗大となり FM₁, FM₂, FM₃ の遮蔽格子電壓は低下し發振を停止する。

(e) の陽極回路による方法は陽極回路を直接斷續する方法、直列真空管を挿入しその陽極抵抗を變化し陽極電壓を制御する方法及び吸収管を使用する方法に大別出来る。この陽極回路は普通大電流大電壓なる故電鍵装置も大電力となり困難なる缺點がある。

陽極回路を直接斷續する方法は小電力の簡單なる送信機以外には用ひられぬ。直列真空管を利用する方法は第 6.95 圖に一例を示すが中介真空管

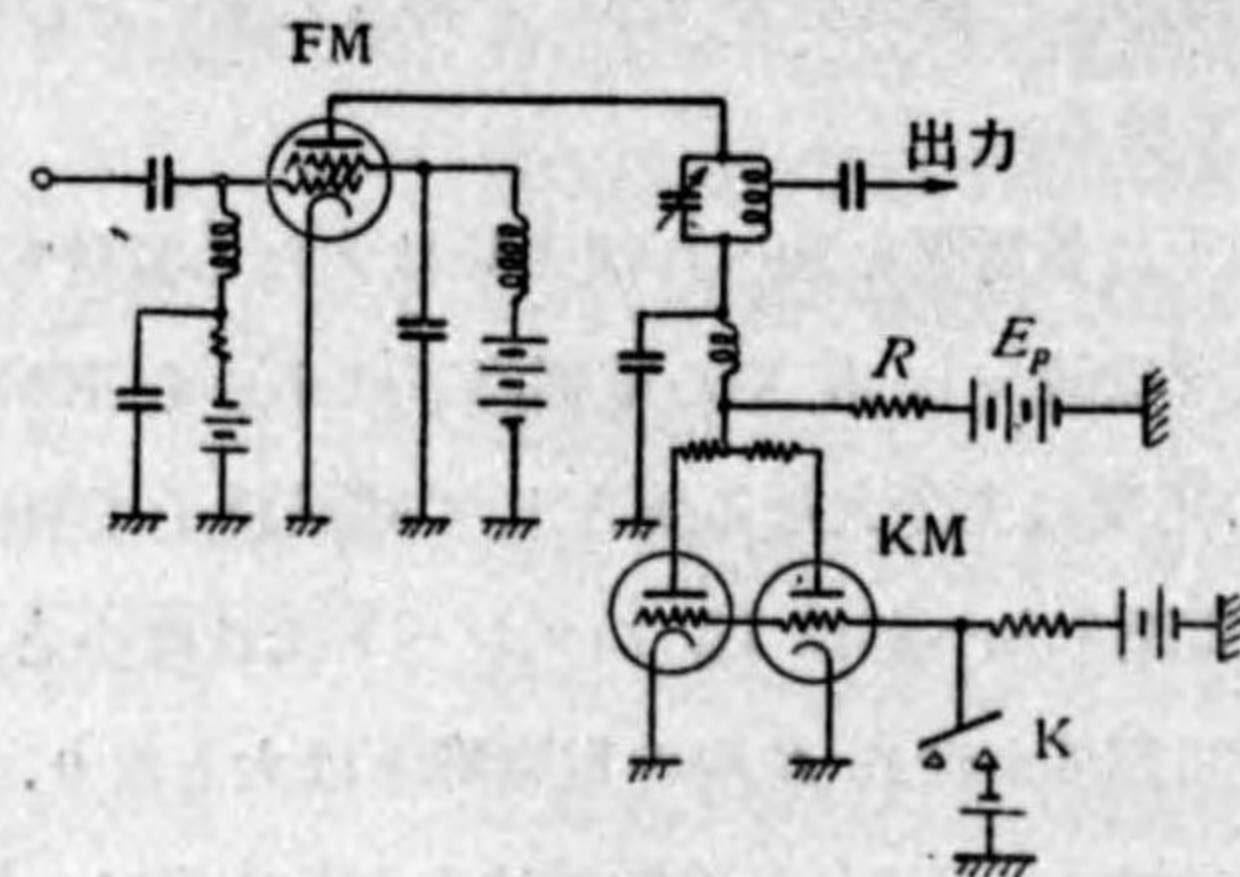


第 6.95 圖

は大容量なるを要し方式としては餘り優れたものではない。

吸収管を使用する方法はその電鍵作用のため割合大容量の真空管を使用

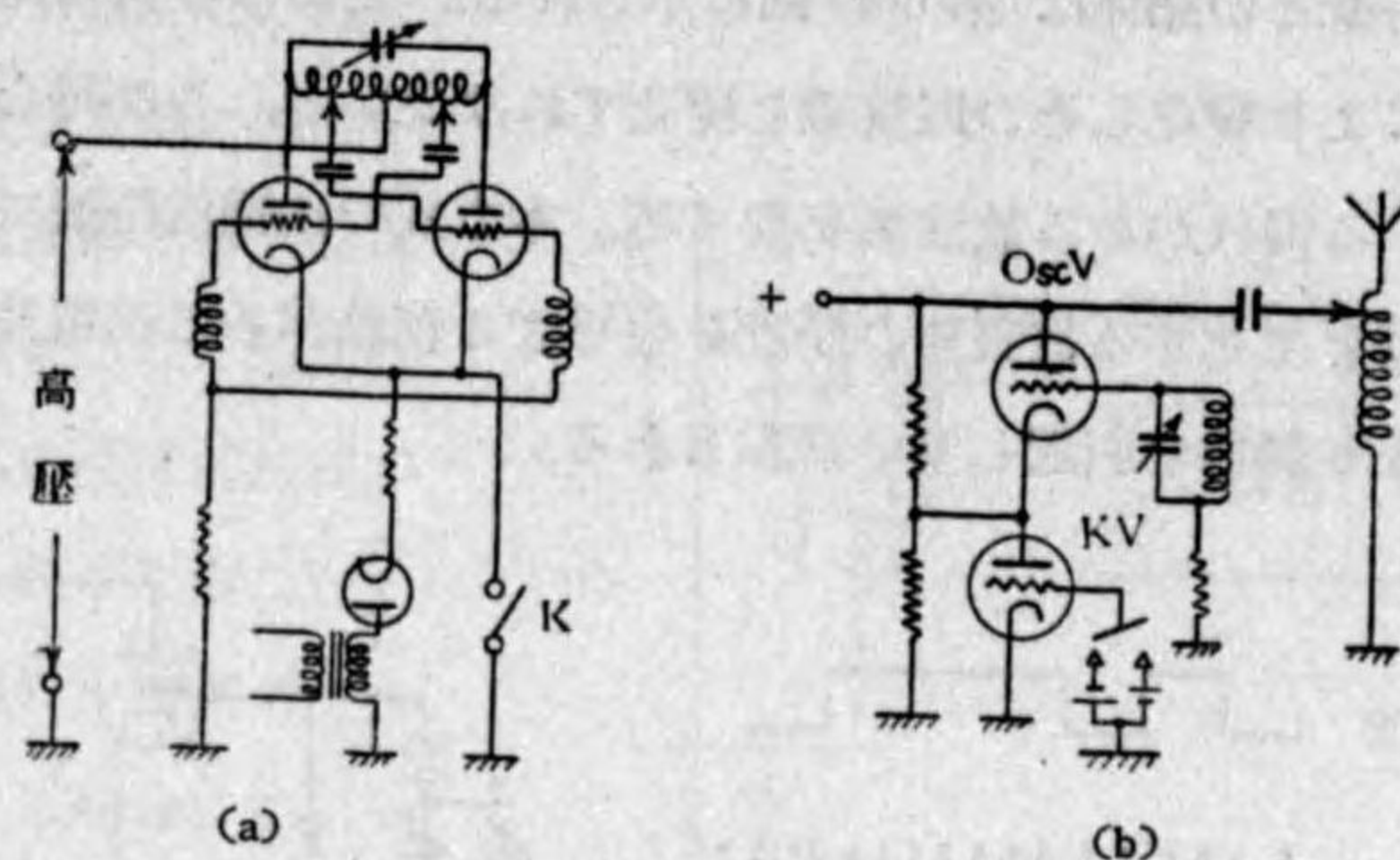
せねばならぬ不利があるが、高速度の正しい良好なる波形の電波の發射停止が可能で廣く用ひられて居る方式である。その原理圖は第 6.96 圖の如



第 6.96 圖

ものであるが、K が開いて居る時は KM の格子に正電圧が加はつて居りき E_p-R-KM を通じ電流が流れ R 中には大なる電壓降下を生じ FM の陽極電圧は低下し FM の陽極電流は流れぬ。即ち KM に FM の陽極電流が吸収される様な結果となり電波は發射せぬ。逆に KM に於て K を閉ぢ負電圧を加へれば E_p-R-KM には電流流れず FM には充分大なる電壓が加はり陽極電流流れ電波を發射する。

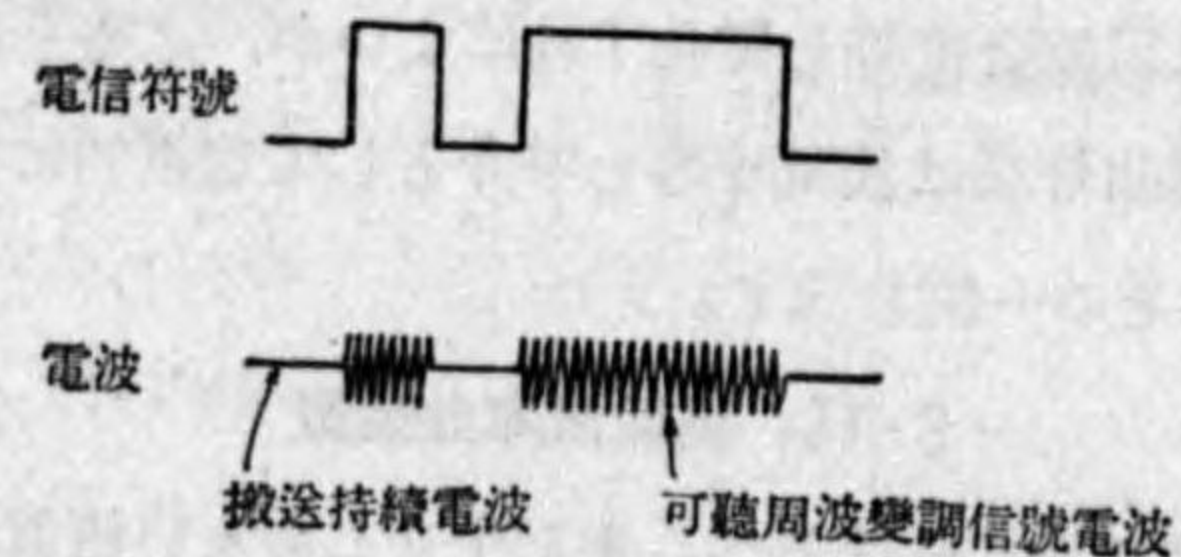
(f) の方法は格子及び陽極兩回路を制御し電信符號を送る方式で割合電鍵作用の確實なる方式であるが大なる電流の制御が必要で又陰極が接地に對して浮く缺點がある。第 6.97 (a) (b) 圖はその一例で (a) では電鍵を倒した時は發振状態で電波を發射するが K が開けば陽極、織條は同電位となり格子には陽極電源の負電位が加はり發振は停止する。(b) は KV の格子に負電圧が加はつた時に KV の陽極抵抗が大となり OscV の接地線が斷線の如くなり發振せぬが KV の格子に正電圧が加はれば KV は短絡状態となり OscV には陽極電圧が加はると共に 格子偏倚電壓も減少し發振を起す。



第 6.97 圖

(B) 持續電波を電信符號に従ひ可聴周波で變調する方法

本方式は第 6.98 圖の如く持續電波を電話送信の様に可聴周波數で變調



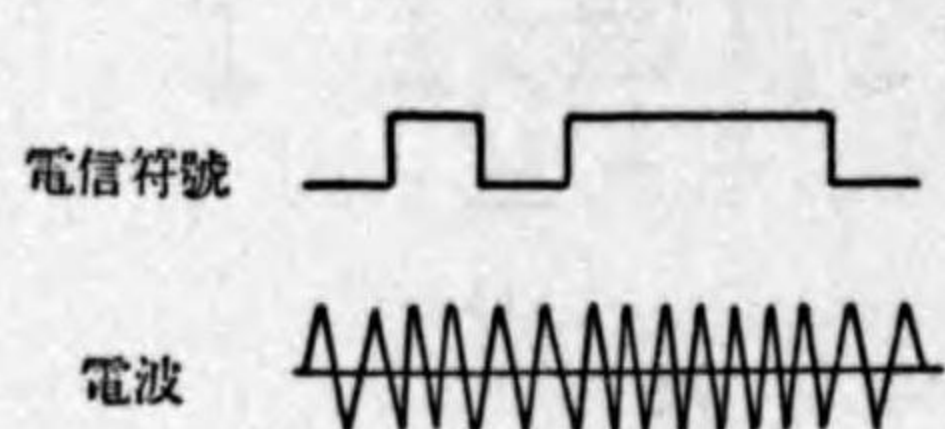
第 6.98 圖

するものでその變調を電信符號により斷續するものである。本方式は絶えず搬送波を發射し居る故電力の點で不經濟なる故、殆んど使用されぬが電話送信機等で電鍵回路を附屬しないもので臨時に電信通信をなさんとする場合などに利用される。

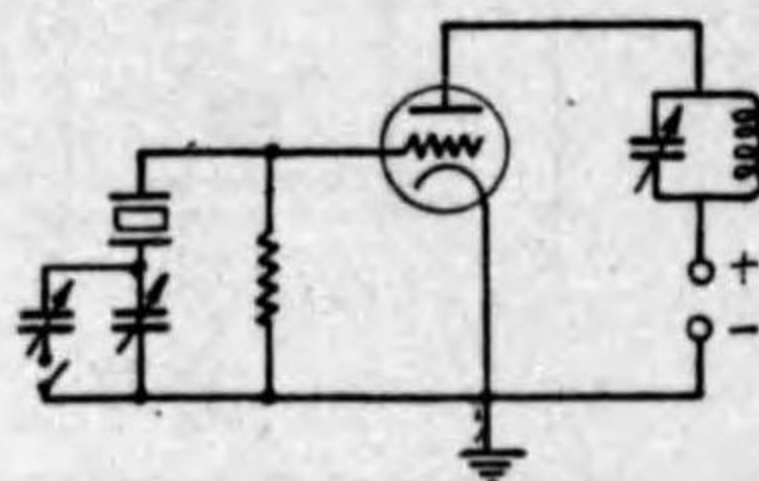
(C) 發射電波の周波數を電信符號により變化する方法

本方式は (B) 方式の如く絶えず持續電波を發射して居り、その周波數を電信符號に従つて變化する方式であるため電力の方より不經濟ともいへるが一方信號電波も非信號電波も同様に利用出来る便利がある。その發射電

波と電信符號との關係は第6-99圖に示される。之には發振回路の一部を電鍵操作により變化しその周波數を變化すればよいが、この場合電波の振幅が變化する惧れがある故注意を要する。本方式では電信信號により電波の振幅變動を生ぜざる故負荷の變動を生ぜざる利點があるが電波の周波數帯が大となり混信を引起し易い缺點もある。



第 6-99 圖



第 6-100 圖

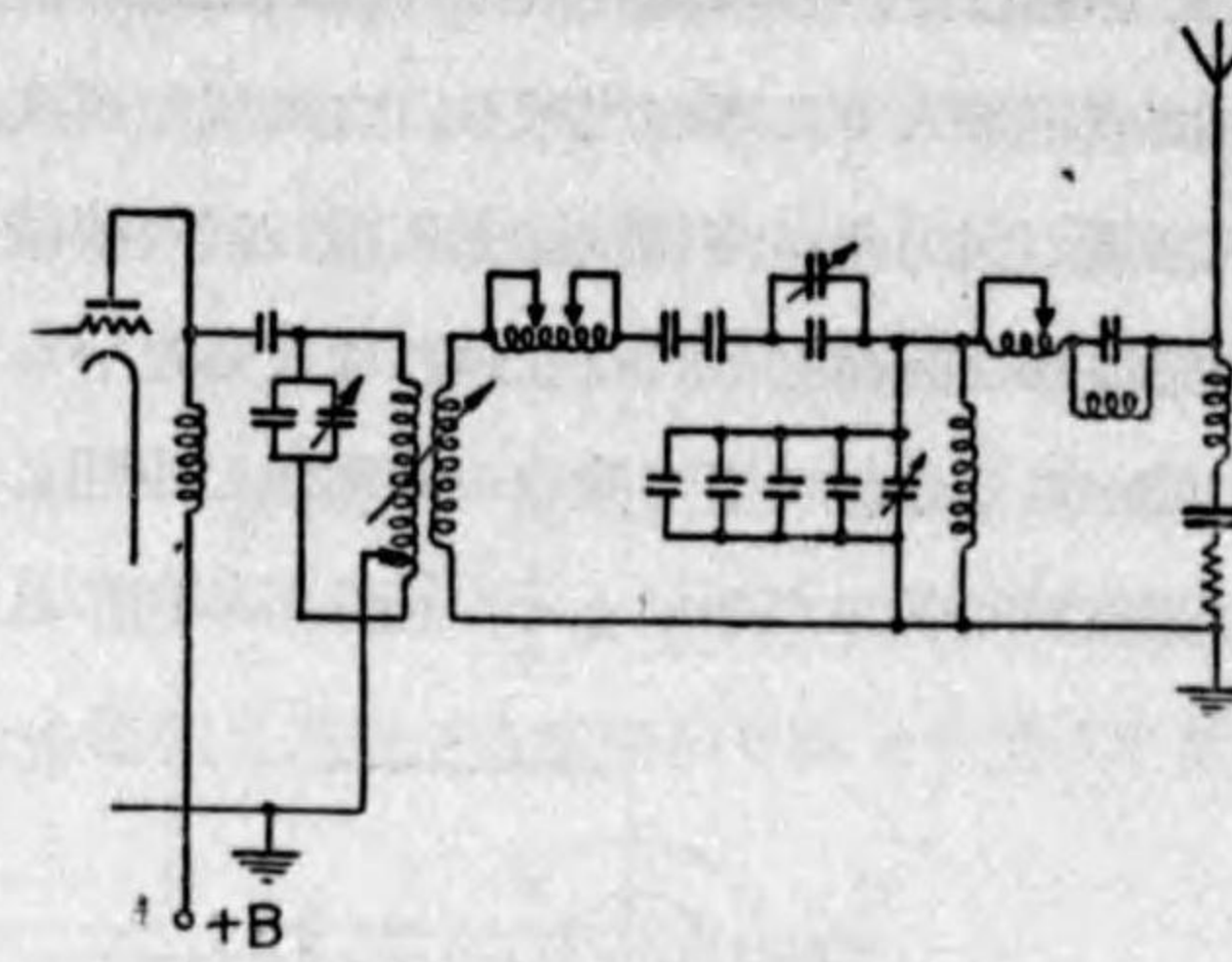
發射周波數を電信信號により變化するには發振回路の蓄電器、インダクタンス、抵抗或は反結合度等を變化すればよいが、之等を直接機械的に變化する場合或は真空管又は放電管等を中介として電氣的に行ふ方法とがある。第6-100圖はその一例を示す。

6-13 高調波除去装置

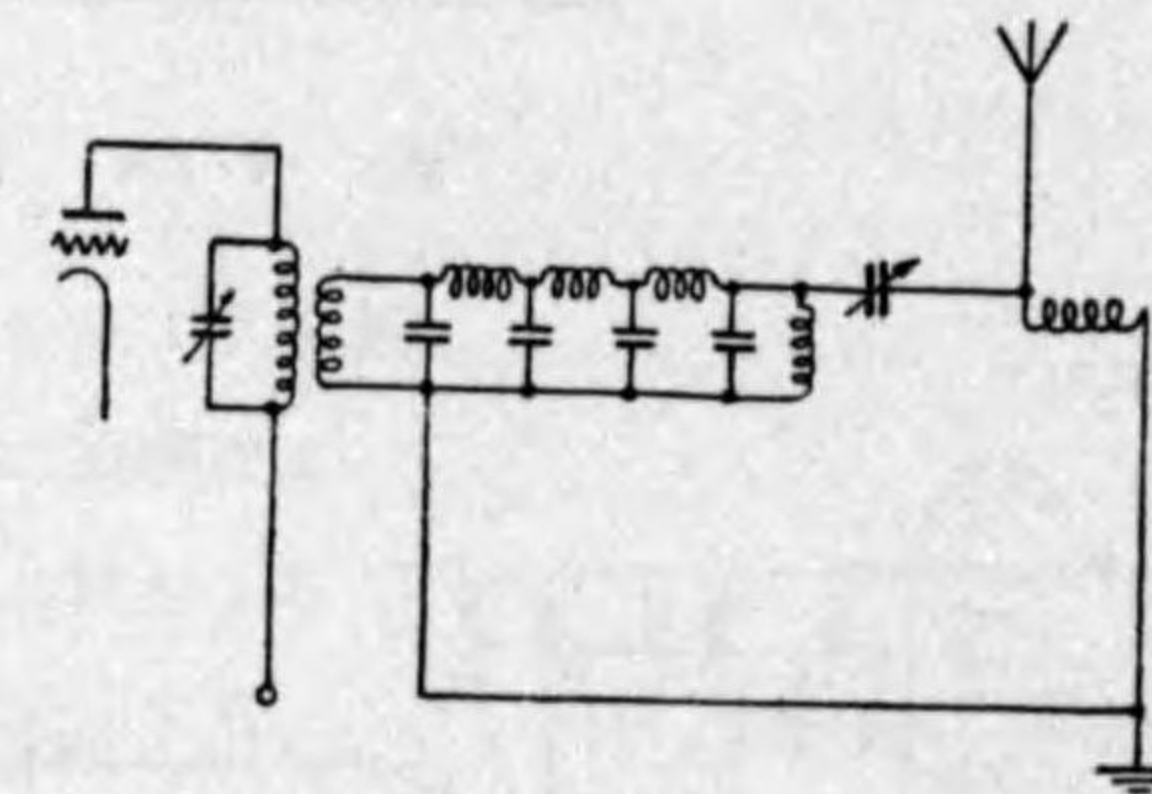
受信機の増幅器に於ては成るべく歪を生ぜしめない様真空管の E_p-I_p 特性の直線部分を使用する様考慮されてゐるが、送信機の増幅段に於ては真空管は可及的大なる出力を出す様に調整されるから動作範圍が真空管の特性の彎曲部分を含むも尙ほ辭せない方式が多く用ひられる。その爲め高調波の發生が相當に多い。送信機から高調波が發射される事は即ち他の周波數に對する混信妨害となる事は論を俟たないがその妨害は短波に於て特に甚しい。

送信機の出力側には通常發射周波數に同調したタンク回路を備へて居り増幅段中に發生した高調波は或程度抑制されるが、最終増幅段がブッシュブルになつてゐるものでは二本の饋電線に高調波が同位相に流れてゐる場

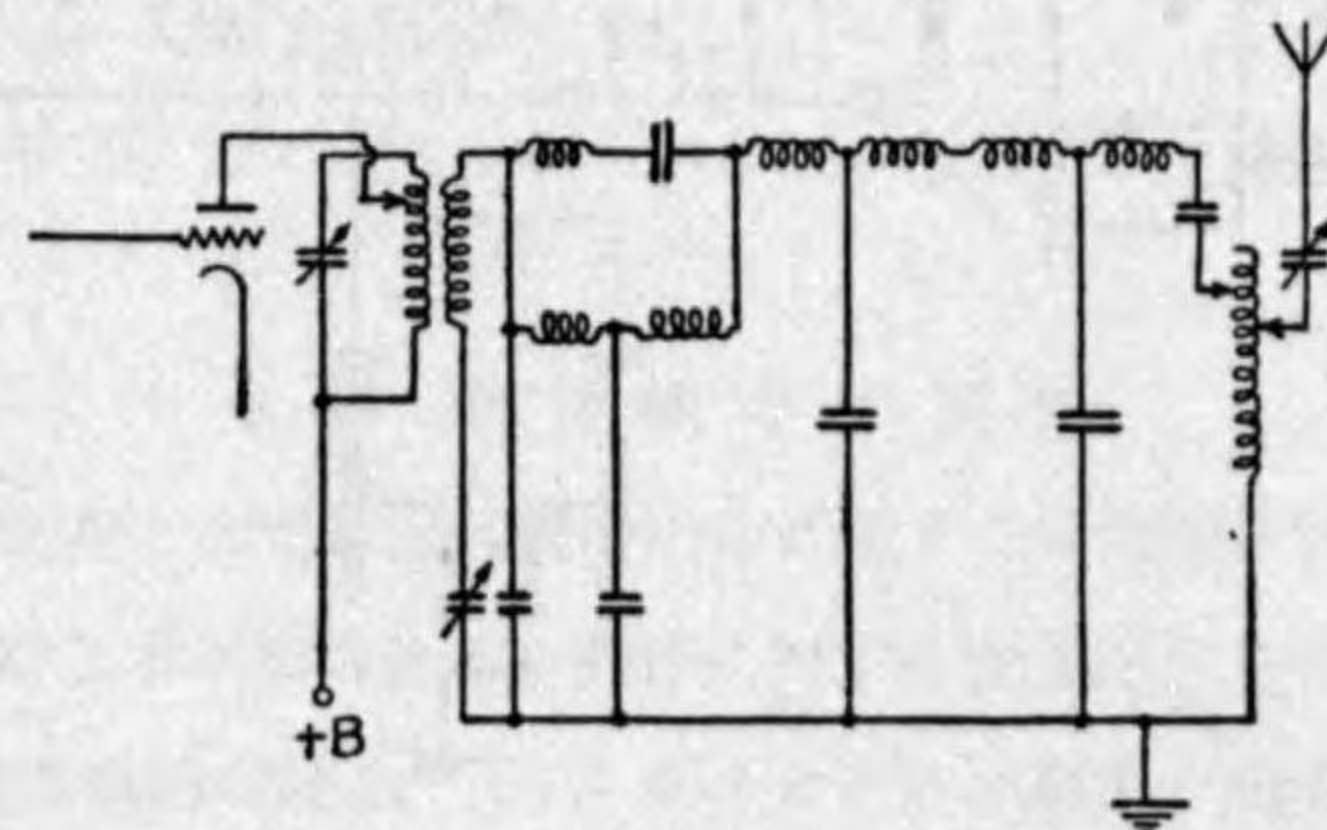
合が屢々ある。この様な場合には饋電線に四端子回路の濾波器を挿入したのでは効果がなく饋電線とアースの間に濾波器が挿入されねばならない。但饋電線の一方がアースされてゐる場合にはアースされてゐない一方とアースとの間に濾波器が挿入されればよい。第6-101圖乃至第6-105圖は中波放送用送信機の高調波除去装置の數例であるが放送機如く發射周波數が一個だけの場合には濾波器の調整は度々變更



第 6-101 圖

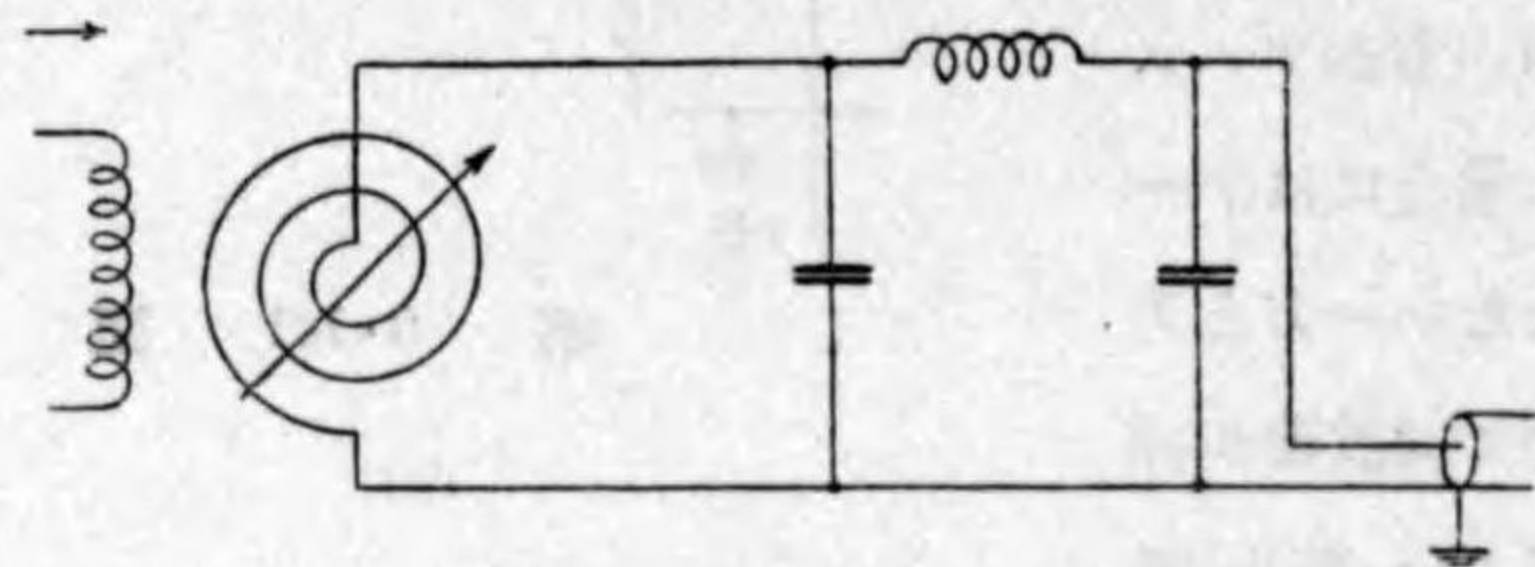


第 6-102 圖

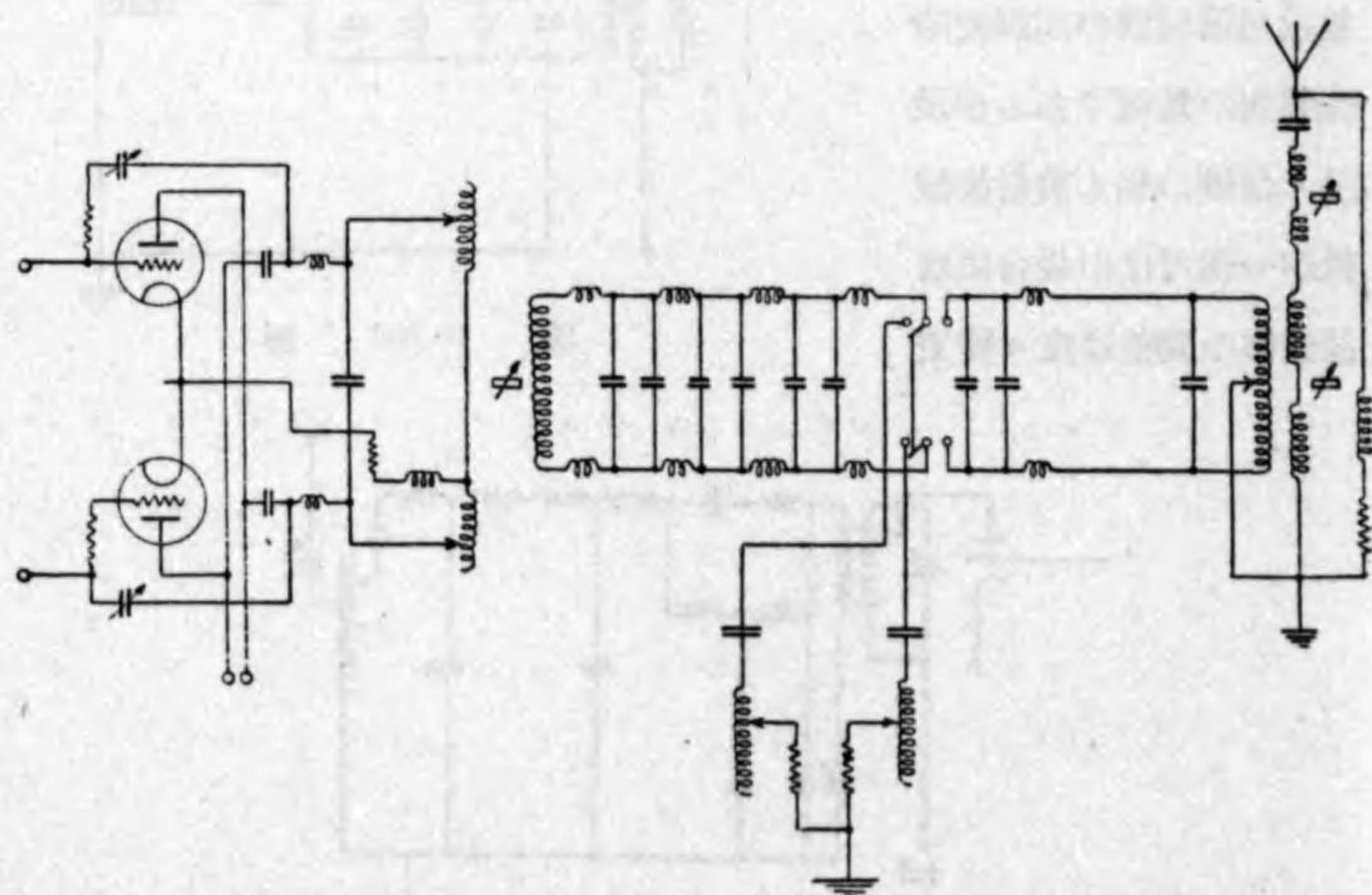


第 6-103 圖

する必要はないから濾波器は比較的複雑な構造となし得、且送信機の出力側に直接挿入する事が出来る。之に反し短波の國際通信用送信機に於ては送信機の出力側に高調波除去用濾波器を接続して置くと周波数の切替と共に濾波器の調整も行はなければならないから非常に不便で多くの場合送信機から空中線に至る途中の饋電線の中に挿入される。この様な場合には濾波器の長さが短いとその特性が如何に良好であつても濾波器の入力側

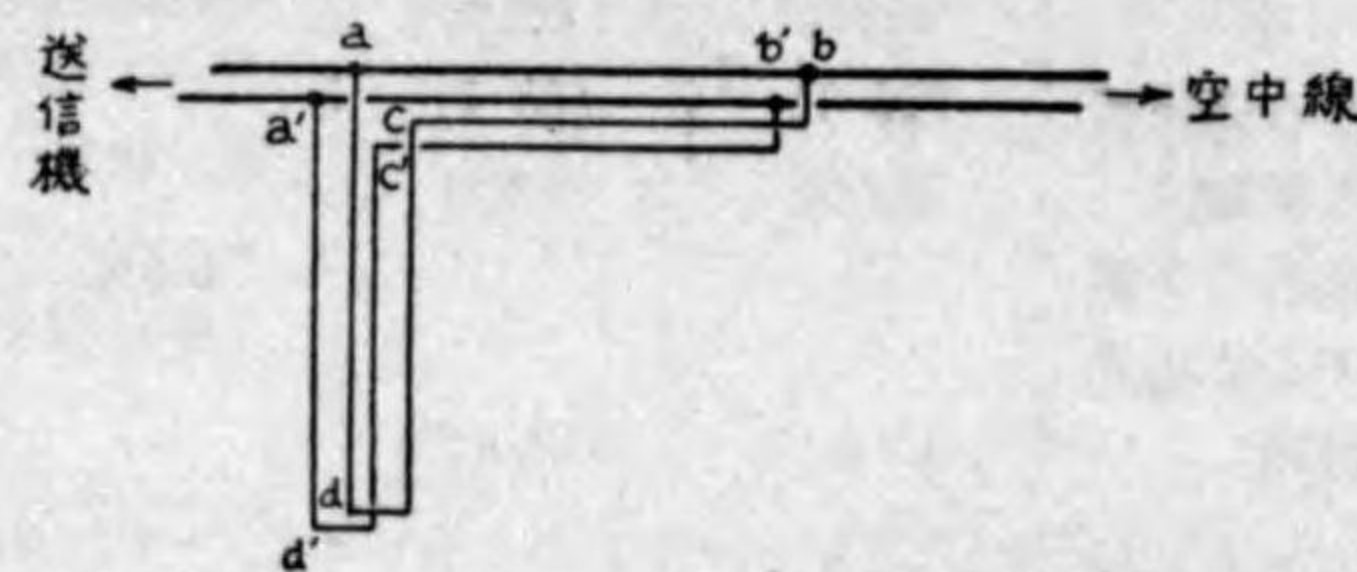


第 6.104 圖



第 6.105 圖

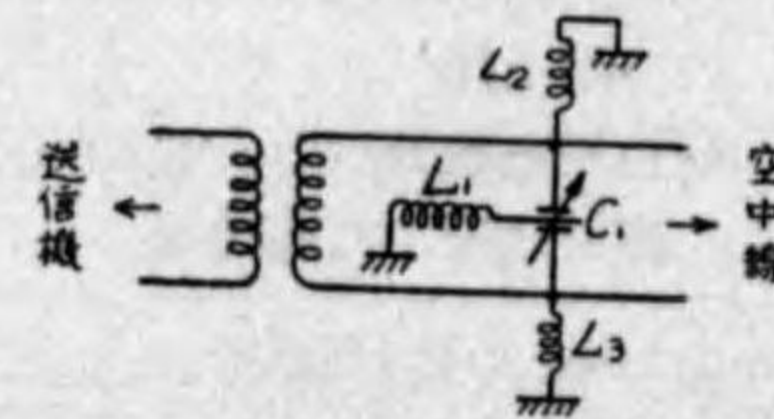
の饋電線から出力側の饋電線に直接誘導を生じて餘り効果が上らない。その爲め濾波器の寸法も相當長いものである事が望ましい。第6.106圖はこの條件を満足せしめた濾波器の一例である。圖に於て a d c b は饋電線の一方の線に対する濾波器 a' d' c' b' は他の一方に対する濾波器で全く同形のものである。又 $ad=dc=cb=ab=\frac{\lambda}{8}$ (但 λ =基調波長) の如く選ばれる。第二高調波に對しては $ad=dc=cb=ab=\frac{\lambda}{4}$ となり、ab 間を直接進行する電波に對し、a d c b なる路順で進行する電波が b 點で丁度反対位



第 6.106 圖

相になつて互に打消し合ふ故第二高調波は通過しない。然し基調波に對してはかかる關係に置かれぬから支障なく通過する。

第6.107圖も短波送信用高調波除去装置の一例で、 $C_1 L_1$ を以て高調波を吸収し、基調波に對する C_1 のアドミッタンスを L_2 及び L_3 で消去してゐるものである。



第 6.107 圖

6.14 送信機の安定度

送信機の安定度とは通常送信機の動作に對する安定度と發射周波數に對する安定度との二者が指される。動作に對する安定度として問題となる事項は、(i) 寄生振動の發生、(ii) ダイナトロン現象や饋還作用によつて生ずる増幅器の自動發振等であるが之等については6.7節に既述した所で

あるからこゝでは省略する。

發射周波數に對する安定度とは送信機の使用中に於ける周波數の變動の

第 6.1 表 周波數許容偏差及び不安定度

	1933年前に施設されたる發射機に對し許容せらるべき許容偏差	1933年後の新設發射機に對してのみ許容せらるべき許容偏差	1933年前に施設されたる發射機に對し、許容せらるべき不安定度	1933年後の新設發射機に對してのみ許容せらるべき不安定度
イ 10 乃至 550 kc/s (30000 乃至 545m)	+-	+-	+-	+-
(イ)固定局	0.1%	0.1%		
(ロ)陸上局	0.1%	0.1%		
(ハ)指定したる周波數を使用する移動局	(註 1)	(註 1)		
(ニ)周波數帯内の 1 電波を使用する移動局	0.5%	0.5%	0.5%	0.5%
(ホ)無線放送局	0.3 kc/s	0.05 kc/s		
ロ 550 乃至 1500 kc/s (545 乃至 200 m)				
(イ)無線放送局	0.3 kc/s	0.05 kc/s		
(ロ)陸上局	0.1%	0.1%		
(ハ)周波數帯内の 1 電波を使用する移動局			0.5%	0.5%
ハ 1500 乃至 6000 kc/s (200 乃至 50 m)				
(イ)固定局	0.05%	0.03%		
(ロ)陸上局	0.1 %	0.04%		
(ハ)指定したる周波數を使用する移動局	0.1 %	0.1 %		
(ニ)周波數帯内の 1 電波を使用する移動局			5 kc/s	3 kc/s
(ホ)固定及移動業務共用周波數帯内にて動作する小電力(空中線電力250ワット迄)の固定局及陸上局	(註 2)	(註 2)	5 kc/s	3 kc/s

ニ 6000 乃至 30000kc/s (50 乃至 10 m)				
(イ)固定局	0.05%	0.02%		
(ロ)陸上局	0.1 %	0.04%		
(ハ)指定したる周波數を使用する移動局	0.1 %	0.1 %		
(ニ)周波數帯内の 1 電波を使用する移動局			0.1%	0.05%
(ホ)無線放送局	0.03%	0.01%		
(ヘ)固定及移動業務共用周波數帯内に於て動作する小電力(空中線電力250ワット迄)の固定局及陸上局	(註 2)	(註 2)	0.1%	0.05%

(共用周波數帯内の周波數に付ては 0.04%)

註 1. 本業務には此の條件を充し得ざる火花式發射機及簡單なる自勵式發射機が多數存在する事を認む。

註 2. 許容せらるゝ許容偏差を示し居らざるを以て主管廳は出來得る限り縮小したる許容偏差を定むべし。

註 主管廳は周波數許容偏差及不安定度の範圍を漸次縮小する爲技術の進歩を利用することに努むべし。

少なさの程度を云ふ。如何なる種類の送信機に於ても使用中に於ける發射周波數の多少の變動は免れない。こゝで云ふ發射周波數とは送信機の搬送周波數を指すので變調や電鍵操作によつて生ずる側帯周波を含めないものである。發射周波數の變動の主なる原因は自勵式送信機にあつては電源電壓の變動や溫度の變化による發振回路定數の變動、主發振式送信機にあつては溫度の變化による發振子(水晶、音叉等)の物理的變化である。自勵式送信機に於て電源電壓の變動によつて發振周波數に變動を生ずるのは真空管の定數が變化する爲で、グリッド回路に適當なグリッドリーク及びグリッド蓄電器を接続しプレート回路に適當な抵抗又はインダクタンスを挿

入すれば或程度迄周波数を安定せしめる事が出来る。主発振式に於ては發振回路を恒温槽の中に入れ、増幅器から發振器への饋還がない様にすれば略一定の周波数を發振し得る。

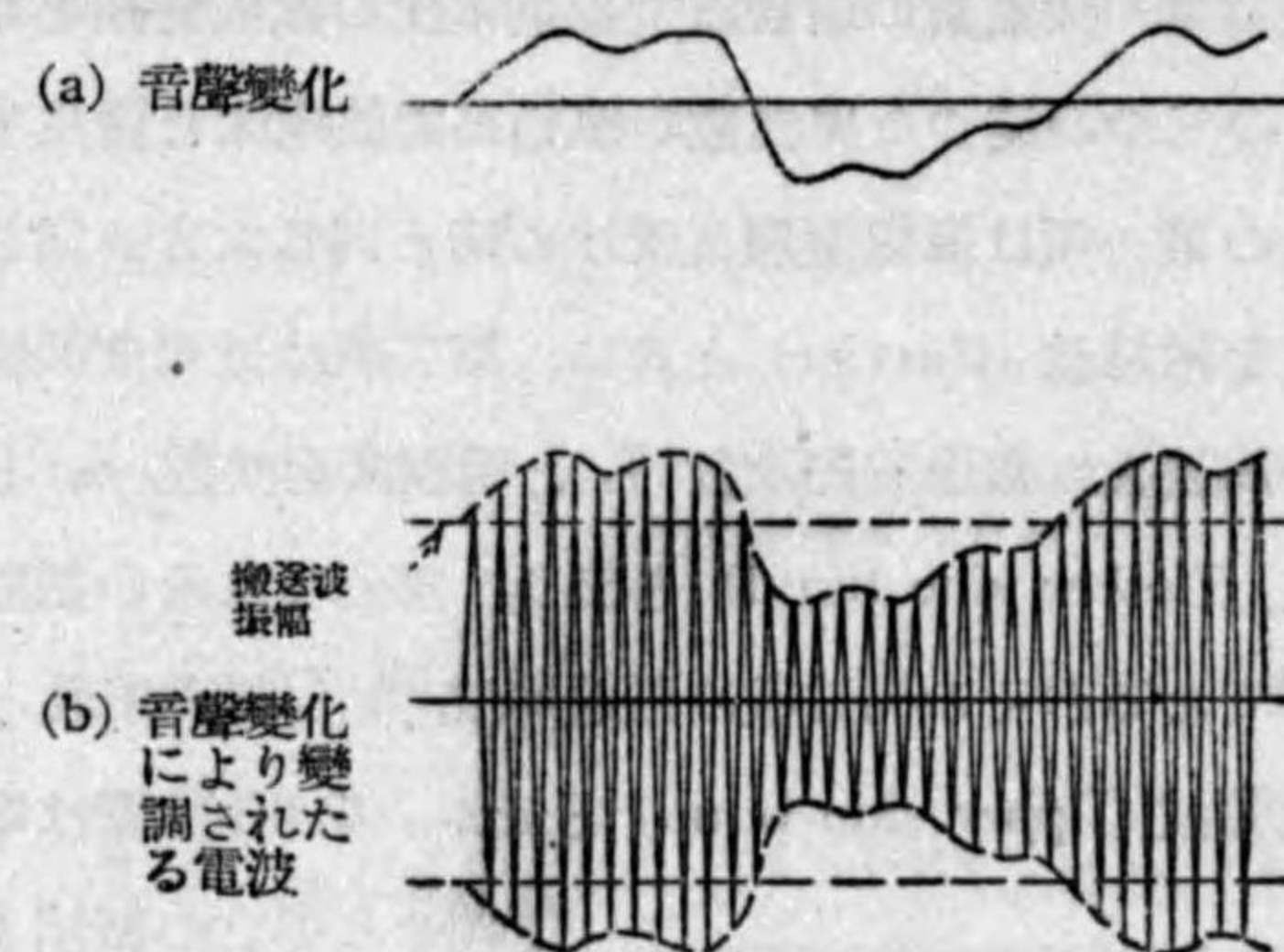
發射周波数の規定周波数からのずれは上記の周波数の變動の他に最初からのずれがある。之等を含めた周波数偏差の制限が國際電気通信條約(附屬一般無線通信規則第六條及び附錄第一號)に規定されてゐるが之は第6-1表の如くである。

6-15 變調の種別と側帶波

我々が相手に自己の意志等を傳へるには相手の耳目に訴へる必要がある。即ち音聲によるとか書畫によつてなされて居る。無線通信に於て之等のものを遠隔の地に傳へるには送信側に於て之等音或は光を電氣的變化に換へ受信側では之の電氣的變化を元の音或は光等に還元することによつて目的を達することが出来る。無線電信は言葉を傳へるに時間的長短のある記號によつて電波に變化を與へて通信をなす。一般に言葉音聲書畫等を傳へるため之等と一定の関係をもつて之等を傳へる媒介現象に變化を與へることを變調 (Modulation) といふ。無線通信に利用される振動電流はその振動の大きさ即ち振幅 (Amplitude)、或る時間内に於ける振動の周期的變化の數周波數 (Frequency)、及び振動の位置狀態位相 (Phase) の三つの振動電流の性質を決定する要素を含んで居ると考へられる。音聲書畫等を傳へるには之等三つの要素の何れを變化してもよくその何れを變化するかにより次の三つの變調法に大別出来る。

- (A) 振幅變調 (Amplitude modulation)
- (B) 周波數變調 (Frequency modulation)
- (C) 位相變調 (Phase modulation)
- (A) 振幅變調 (Amplitude modulation)

振幅變調は發射電波の振幅を音聲或は光度の強弱に從つて變化する方法で被變調電波の包絡線變化波形は第 6-108 圖の如く信號波形と同様である。今簡單のためこの變調をなす信號變化波形を單一正弦波として振動電流の振幅變調をなしたとする。この場合の振動電流の振幅は



第 6-108 圖

A = A_0 + A_m sin 2π f_m t (6-16)

となる。こゝに

A_0 = 振動電流振幅の平均値或は不變調時の振幅

f_m = 變調波 (音聲等の信號波) の周波數

A_m = 振幅變調による振動電流の包絡線の低周波變化の大きさ

とする。然してこの様に振幅變調された振動電流は

i = A sin 2π f_c t = (A_0 + A_m sin 2π f_m t) sin 2π f_c t (6-17)

となる。こゝに

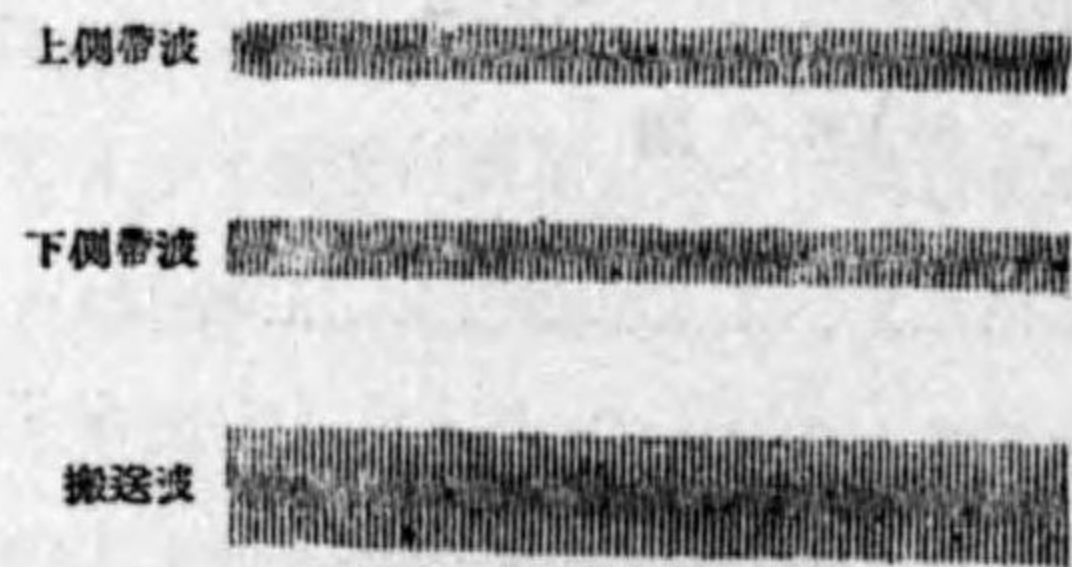
f_c = 振動電流の周波數

とする。今(6-17)式の右邊を展開すれば

i = A_0 sin 2π f_c t + A_m sin 2π f_m t sin 2π f_c t

$$= A_0 \sin 2\pi f_c t + \frac{A_m}{2} \cos 2\pi (f_c - f_m) t - \frac{A_m}{2} \cos 2\pi (f_c + f_m) t \dots\dots\dots (6-18)$$

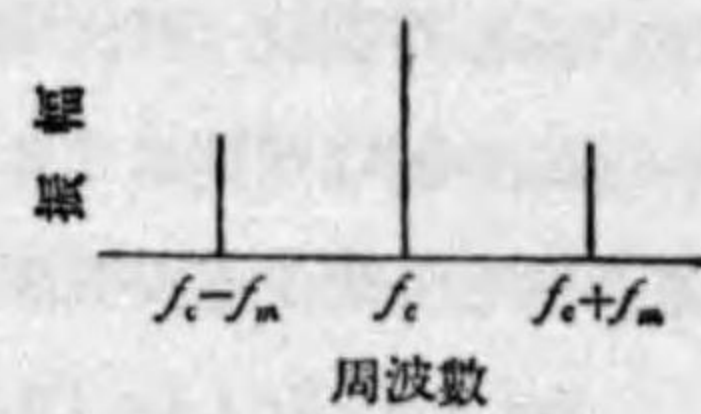
となる。即ち或る単一周波数の信号波で振動電流の振幅変調をなせば f_c , $f_c - f_m$, $f_c + f_m$ の三つの違つた周波数の振動高周波電流を発生することが分る。(6-18) 式の第一項は振幅変調を受けぬ時と同じ大きさ同じ周波数の電流を表はし之を搬送波 (Carrier) と云ひ、第二項は低周波振幅の半分の振幅を有しその周波数は搬送波周波数 f_c と変調低周波数 f_m との差で表はされ下側帯波 (Lower side band) と云ひ、第三項はその振幅は下側帯波のそれと同じであるがその周波数は搬送波周波数 f_c と変調周波 f_m との和となり之は上側帯波 (Upper side band) と云ふ。第 6-109 圖は単一周波で



變調せる場合の振幅被變調波 (Amplitude modulated wave) 上及び下側帯波、搬送波を示し 第 6-110 圖はこの場合の周波数スペクトルを示す。



第 6-109 圖



第 6-110 圖

一般には變調波は單一正弦波でなく複雑なる波形を呈し種々の正弦波を含有して居る故幾組もの側帯波を発生することとなる。併し搬送波の周波数及びその振幅は變調波の有無及びその含む各周波の如何に拘らず一定な

る値である。即ち振動電流の振幅波形包絡曲線は變調波に含まれる種々の周波数により次式に示され

$$A = A_0 + A_1 \sin (2\pi f_{m1} t + \phi_1) + A_2 \sin (2\pi f_{m2} t + \phi_2) + A_3 \sin (2\pi f_{m3} t + \phi_3) + \dots\dots\dots (6-19)$$

となり振動電流は

$$i = A \sin 2\pi f_c t = A_0 \sin 2\pi f_c t + \left\{ \frac{A_1}{2} \cos (2\pi f_c - f_{m1} t - \phi_1) - \frac{A_1}{2} \cos (2\pi f_c + f_{m1} t + \phi_1) \right\} + \left\{ \frac{A_2}{2} \cos (2\pi f_c - f_{m2} t - \phi_2) - \frac{A_2}{2} \cos (2\pi f_c + f_{m2} t + \phi_2) \right\} + \left\{ \frac{A_3}{2} \cos (2\pi f_c - f_{m3} t - \phi_3) - \frac{A_3}{2} \cos (2\pi f_c + f_{m3} t + \phi_3) \right\} \dots\dots\dots (6-20)$$

となる。こゝに

$f_{m1}, f_{m2}, f_{m3}, \dots\dots =$ 變調波に含まれる各正弦波の周波数

$A_1, A_2, A_3, \dots\dots =$ $f_{m1}, f_{m2}, f_{m3}, \dots\dots$ に対する低周波振幅

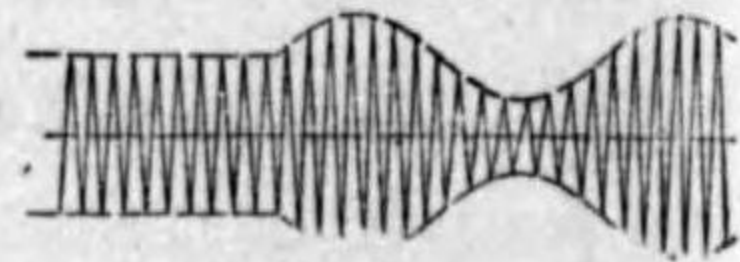
$\phi_1, \phi_2, \phi_3, \dots\dots =$ $f_{m1}, f_{m2}, f_{m3}, \dots\dots$ に対する位相角

とする。音聲電話音楽放送の場合では搬送波の上下に少くとも 5000 サイクルの周波数帯を必要とする。特に音楽の場合は 15000 サイクル或は 20000 サイクル迄の周波数をも含む故出来得るならば之等の周波数帯をも側帯波に含めることが必要である。音聲の傳送には大體 250~2700 サイクルの周波数帯を考へれば実用的である故側帯波の周波数帯域は搬送波の上下で 250~2700 サイクルの間を占有することとなる。又現在の如き高走査線数の寫眞電送或はテレビジョン放送の如き場合はその含む周波数は 1

メガサイクルもの高周波となり側帯波の占むる周波数帯域は搬送波の上下1メガサイクルとなり即ち2メガサイクルの広い範囲となつて居る。この振幅変調方式は電話送信には最も簡単に広く使用されて居り、實用回線に使用されて居る電話送信はほとんど總て本方式によつて居る。

(B) 周波数変調 (Frequency modulation)

發射電波の振幅を変化して信号を電送する代りにその振幅は一定に保ち周波数を信号に従つて変化しても通信は可能である。この方法は周波数変調で第6-111圖は振幅被變調電波と周波数被變調電波 (Frequency modulated wave) の有様を圖示して居る。一般に搬送波 $i = A_0 \sin \omega_0 t$ を變調せる場合の形態を可變成分と不變成分に分け數式で表はせば



(a) 振幅被變調電波



(b) 周波数被變調電波

第 6-111 圖

$$i = (A_0 + A') \sin(\omega_0 t + \varphi) \dots\dots\dots (6-21)$$

となる。こゝに

A_0 = 一定なる搬送波振幅

A' = 振幅變化量

$\omega_0 = 2\pi f_0$, f_0 = 搬送波周波数, 即ち ω_0 = 搬送周波の角速度

φ = ベクトル變化量

とする。振幅變調の場合は $\varphi = 0$, $A' = A_m \sin pt$ ($p = 2\pi f_m$) なる場合である。周波数變調では $A = 0$ としベクトル角速度の瞬時値が信号波に比例する場合即ち $\frac{d\varphi}{dt} = k A_m \sin pt$ である。こゝに

$$p = 2\pi f_m, f_m = \text{變調波の周波数即ち } p \text{ は變調周波の角速度}$$

$$\varphi = k \int A_m \sin pt dt = -k \frac{A_m}{p} \cos pt$$

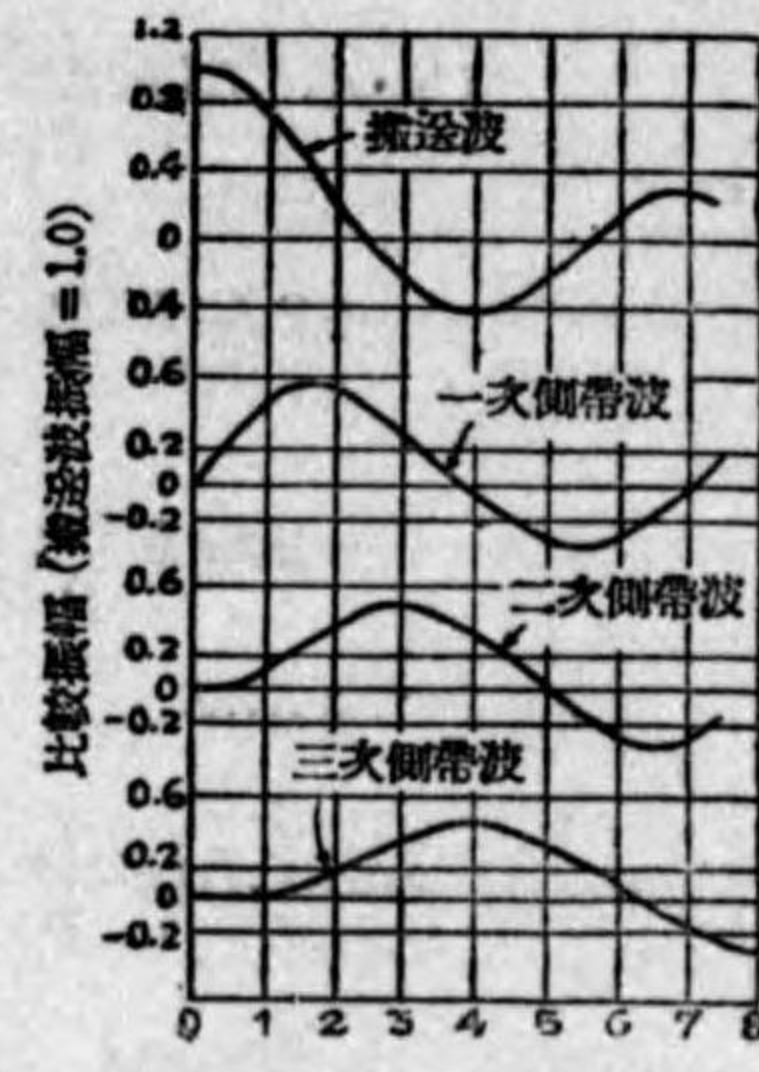
即ち周波数被變調波は次式で表はされる。

$$i = A_0 \sin(\omega_c t - k \frac{A_m}{p} \cos pt) \dots\dots (6-22)$$

今信号波のみについて $t = t + \frac{\pi}{2p}$ とすれば

(6-20) 式は次の如く表はされる。

$$\begin{aligned} i &= A_0 \sin \left\{ \omega_c t - k \frac{A_m}{p} \cos \left(t + \frac{\pi}{2p} \right) p \right\} \\ &= A_0 \sin \left\{ \omega_c t - k \frac{A_m}{p} \cos \left(pt + \frac{\pi}{2} \right) \right\} \\ &= A_0 \sin \left(\omega_c t + k \frac{A_m}{p} \sin pt \right) \\ &= A_0 \left\{ \sin \omega_c t \cos \left(k \frac{A_m}{p} \sin pt \right) + \cos \omega_c t \sin \left(k \frac{A_m}{p} \sin pt \right) \right\} \dots\dots\dots (6-23) \end{aligned}$$



第 6-112 圖

$J_n(x)$ を n 位第一種ベッセル函数とすれば

$$\begin{aligned} \cos \left(k \frac{A_m}{p} \sin pt \right) &= J_0 \left(k \frac{A_m}{p} \right) + 2J_2 \left(k \frac{A_m}{p} \right) \cos 2pt \\ &\quad + 2J_4 \left(k \frac{A_m}{p} \right) \cos 4pt + \dots\dots \\ \sin \left(k \frac{A_m}{p} \sin pt \right) &= 2J_1 \left(k \frac{A_m}{p} \right) \sin pt + 2J_3 \left(k \frac{A_m}{p} \right) \sin 3pt \\ &\quad + 2J_5 \left(k \frac{A_m}{p} \right) \sin 5pt + \dots\dots \end{aligned}$$

なる故 (6-23) 式は

$$\begin{aligned}
 i &= A_0 \left\{ J_0 \left(k \frac{A_m}{p} \right) \sin \omega_c t + 2 J_1 \left(k \frac{A_m}{p} \right) \cos \omega_c t \sin p t \right. \\
 &\quad + 2 J_2 \left(k \frac{A_m}{p} \right) \sin \omega_c t \cos 2 p t + 2 J_3 \left(k \frac{A_m}{p} \right) \cos \omega_c t \sin 3 p t \\
 &\quad + 2 J_4 \left(k \frac{A_m}{p} \right) \sin \omega_c t \cos 4 p t + 2 J_5 \left(k \frac{A_m}{p} \right) \cos \omega_c t \sin 5 p t \\
 &\quad + \dots \\
 &= A_0 \left[J_0 \left(k \frac{A_m}{p} \right) \sin \omega_c t + J_1 \left(k \frac{A_m}{p} \right) \left\{ \sin (\omega_c + p) t - \sin (\omega_c - p) t \right\} \right. \\
 &\quad + J_2 \left(k \frac{A_m}{p} \right) \left\{ \sin (\omega_c + 2 p) t + \sin (\omega_c - 2 p) t \right\} \\
 &\quad + J_3 \left(k \frac{A_m}{p} \right) \left\{ \sin (\omega_c + 3 p) t - \sin (\omega_c - 3 p) t \right\} \\
 &\quad + J_4 \left(k \frac{A_m}{p} \right) \left\{ \sin (\omega_c + 4 p) t + \sin (\omega_c - 4 p) t \right\} \\
 &\quad \left. + J_5 \left(k \frac{A_m}{p} \right) \left\{ \sin (\omega_c + 5 p) t - \sin (\omega_c - 5 p) t \right\} + \dots \right] \tag{6.24}
 \end{aligned}$$

この場合の $k \frac{A_m}{p}$ に対する $J_n \left(k \frac{A_m}{p} \right)$ の値を示せば第 6.2 表及び第 6.112 圖の如くなる。(6.24) 式に於て $k \frac{A_m}{p} \leq \frac{1}{2}$ ならば i は近似的に次式で表はされる。

$$i = A_0 \left[\sin \omega_0 t + \frac{1}{2} k \frac{A_m}{p} \sin (\omega_0 + p) t - \frac{1}{2} k \frac{A_m}{p} \sin (\omega_0 - p) t \right]$$

故に $k \frac{A_m}{p} \leq \frac{1}{2}$ の範囲内では振幅変調の場合と同様一組の側帯波のみで周波数帯域は同じであるが $k \frac{A_m}{p} > \frac{1}{2}$ の範囲では一次、二次、……等高次の側帯波を発生し至なき送信をなすためには広い周波数帯域を必要と

第 6.2 表

kA_m/p	$J_0(kA_m/p)$	$J_1(kA_m/p)$	$J_2(kA_m/p)$	$J_3(kA_m/p)$	$J_4(kA_m/p)$
0.0	1.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.1	0.9975	0.0499	0.0012		
0.2	0.9900	0.0995	0.005	0.0002	0.0000
0.3	0.9776	0.1483	0.0112		
0.4	0.9604	0.1960	0.0197	0.0013	0.0001
0.5	0.9385	0.2423	0.0306		
0.6	0.9120	0.2867	0.0437	0.0044	0.0003
0.7	0.8812	0.3290	0.0589		
0.8	0.8463	0.3688	0.0758	0.0102	0.0010
0.9	0.8075	0.4059	0.0946		
1.0	0.7652	0.4401	0.1149	0.0196	0.0025
1.2	0.6711	0.4983	0.1679	0.0329	0.0050
1.4	0.5669	0.5419	0.2073	0.0505	0.0091
1.6	0.4554	0.5699	0.2570	0.0725	0.015
2.0	0.2239	0.5767	0.3528	0.1289	0.034
2.4	0.0025	0.5202	0.4311	0.1981	0.0643
2.8	-0.2601	0.3392	0.4783	0.2728	0.1067

する。こゝに $k \frac{A_m}{p} = M_f$ は周波数変調度 (Index of frequency modulation) と云はれ周波数変調度は変調波の振幅に比例し且つその周波数に逆比例する故変調波の振幅が大なる程或はその周波数が小なる程高次の側帯波を発生することゝなる。本方式による通信では振幅一定にして普通の振幅変調通信に使用される受信機で検波しても通信電流を得ることは出来ぬ故秘密通信が可能である。尚ほ振幅変調に比し変調して得られる被変調電流は一定振幅なる爲め送信能率は大なるも受信能率悪く全體的には能率は大にならぬ。フェーディングに関しては振幅一定にして同期性フェーディング (Synchronous fading) は補整し得るが周波数帯域が広い爲め選択性フェーディング (Selective fading) は補償し得ず短波無線回路には不適當である。

(C) 位相變調 (Phase modulation)

位相變調は搬送波の位相を變調波で變化する方法であるがこの場合の位相被變調波 (Phase modulated wave) は (6-21) 式 $i = (A_c + A') \sin(\omega_c t + \varphi)$ に於て $A' = 0$, $\varphi = k' A_m \sin pt$ とすればよい。

$$i = A_0 (\sin \omega_c t + k' A_m \sin pt) \dots\dots\dots (6-25)$$

となり周波數被變調波の場合と同様な形式となる。

$$\begin{aligned} i = A_0 [& J_0(k' A_m) \sin \omega_c t + J_1(k' A_m) \{ \sin(\omega_c + p)t - \sin(\omega_c - p)t \} \\ & + J_2(k' A_m) \{ \sin(\omega_c + 2p)t + \sin(\omega_c - 2p)t \} \\ & + J_3(k' A_m) \{ \sin(\omega_c + 3p)t - \sin(\omega_c - 3p)t \} \\ & + J_4(k' A_m) \{ \sin(\omega_c + 4p)t + \sin(\omega_c - 4p)t \} \\ & + J_5(k' A_m) \{ \sin(\omega_c + 5p)t - \sin(\omega_c - 5p)t \} \\ & + \dots] \dots\dots\dots (6-26) \end{aligned}$$

となる。即ち周波數被變調波の場合の $k \frac{A_m}{p}$ の代りに $k' A_m$ を使用すれば位相被變調波の場合にもその儘適應出来る。然して同様に第6-2表及び第6-112圖は $k \frac{A_m}{p}$ を $k' A_m$ に置換へれば位相變調にも利用出来る。

$k' A_m \leq \frac{1}{2}$ の範圍では周波數變調の場合と同様近似的に

$$\begin{aligned} i = A_0 \sin \omega_0 t + \frac{1}{2} k' A_m \sin(\omega_0 t + p)t \\ - \frac{1}{2} k' A_m \sin(\omega_0 t - p)t \end{aligned}$$

となり振幅變調同様一組の側帯波のみを考へればよい。位相變調の場合發生する側帯波は $k' A_m$ に關係し周波數變調の場合と違ひ變調波の振幅のみに關係する。こゝに $k' A_m = M_p$ を位相變調度 (Index of phase modulation) といふ。其他通信の秘密性、フェーディングに對する特性等周波數變調の場合と同様である。

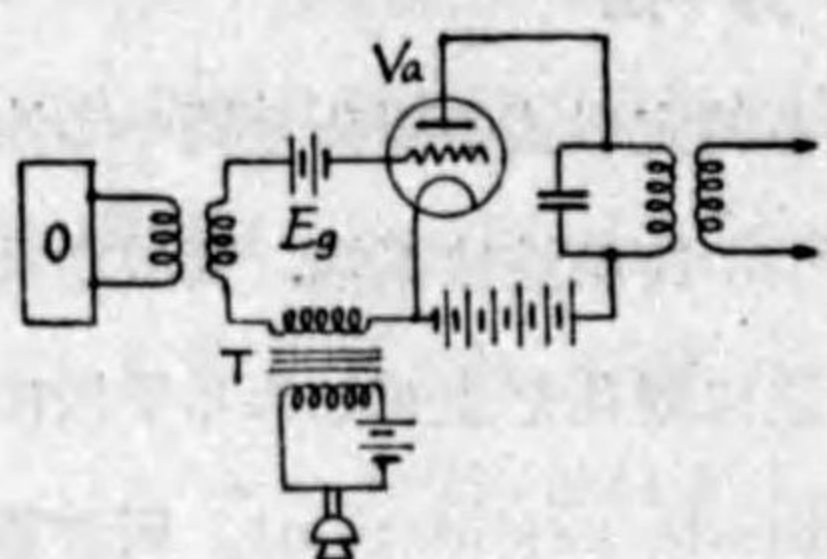
6-16 變調の方法

變調とは任意の信號波を以て持續波に或る特定形式の變化を與へる事である。第2-9節に於て述べたる如く或る一つの持續波は振幅、周波數及び位相の三要素に依つて決定せられるが故に之に變化を生ぜしめる手段に三通りあり、従つて變調法に振幅變調 (Amplitude modulation), 周波數變調 (Frequency modulation), 位相變調 (Phase modulation) の三種有ることも既に述べた。之等の中で現在盛んに實用されて居るのは振幅變調のみで、他の二者は殆んど利用されて居ない。従つて一般に單に變調と言へば振幅變調を意味する。之は送受信法共に容易で且つ一定強度の受信に必要な送信電力が著しく僅少な事が振幅變調の獨占的に利用されて居る所以である。

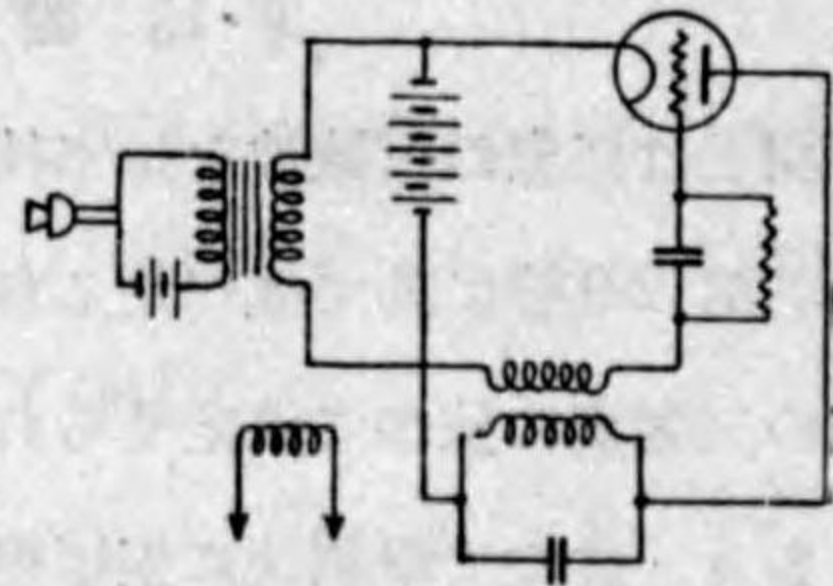
(A) 振幅變調 (Amplitude modulation)

一般に真空管が發振器として働いて居る場合でも増幅器として働いて居る場合でも振動電流の振幅はグリッド電壓や陽極電壓に依つて異なる事は第四章に於て述べた。従つて此のグリッド電壓又は陽極電壓を低周波で變化せしめれば被變調波が得られる。前者をグリッド變調 (Grid modulation) 後者を陽極變調 (Plate modulation) と言ふ。又電力増幅器或は發振器の主振動回路に電力消費回路を結合し、電力吸收の程度を加減して間接に發射電力を制御する事に依り變調の目的を遂行し得る。此の方法も亦振幅變調にして吸收法と呼ばれて居る。

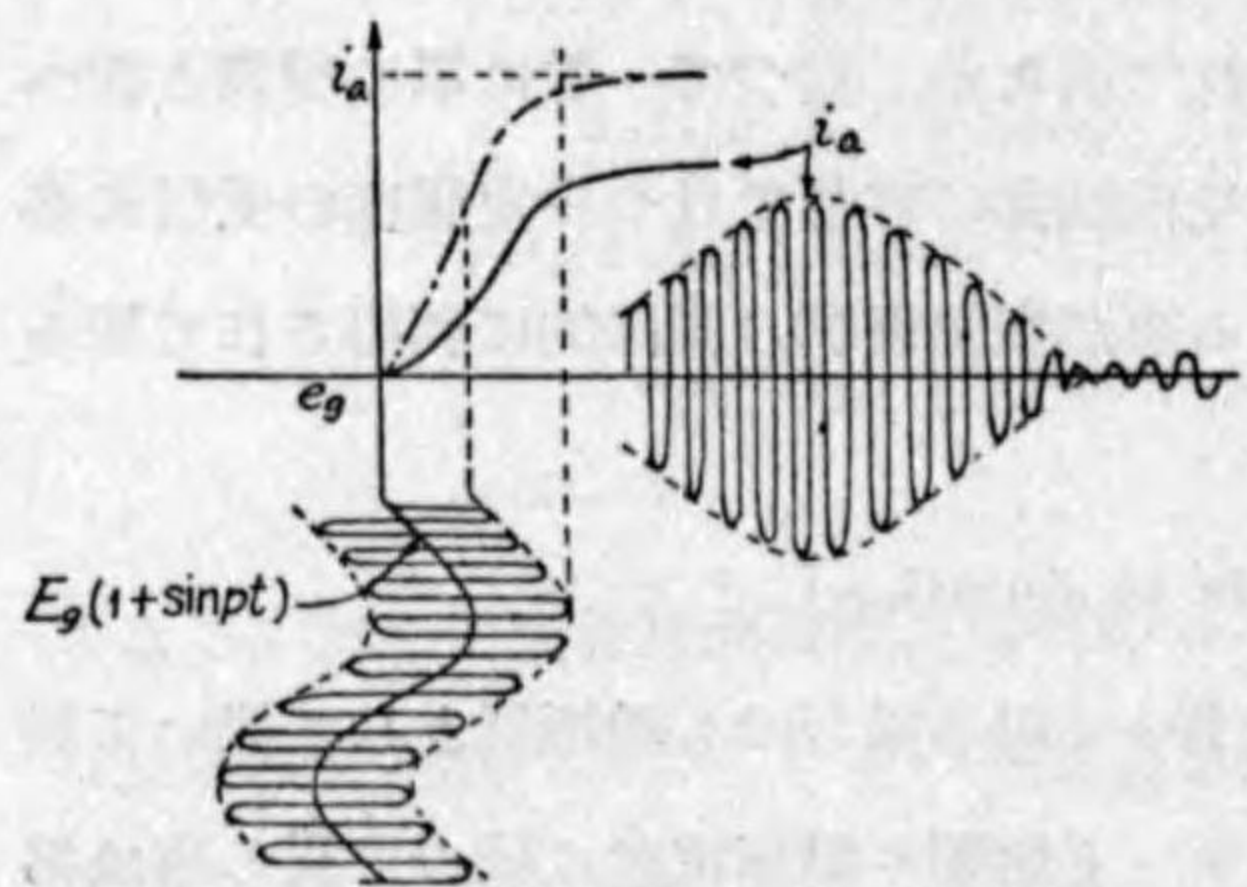
(a) グリッド變調 此の方法は變調管に比較的小形のものを使用出来其の方法が簡單なので賞用されて居る。第6-113圖(a)は之を電力増幅管に行つた場合、第6-113圖(b)は發振管に行つた場合の例を示す。何れの場合でもグリッド偏倚電壓を低周波にて變化すると、振動電流の振幅を



第 6-113 圖 (a)



第 6-113 圖 (b)



第 6-114 圖

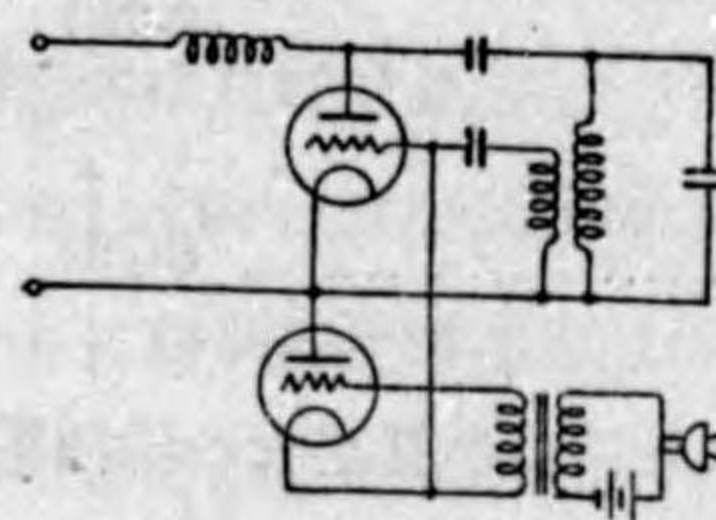
變化することが出来る。即ち發振管又は電力増幅管のグリッド偏倚電圧と振動電流の關係は、第6-114圖に示す如き關係を有するから、偏倚電圧が陽極電流曲線の直線部分に在る場合には、低周波に依り多少偏倚電圧が變化しても出力は振

動電流と低周波電流が重疊されて居るのみで、變調されないが、陽極電流曲線の彎曲部に在る場合、即ち陽極電流が

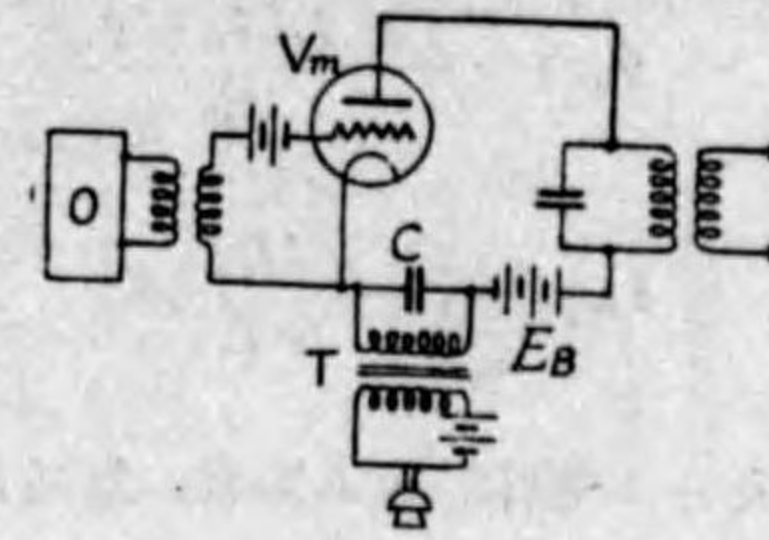
$$i_p = a_0 + a_1 e_g + a_2 e_g^2 + a_3 e_g^3 + \dots \dots \dots (6-27)$$

なる式にて表はされる時は陽極電流は低周波に應じて變調される。

グリッド偏倚電圧を變化するのに直接低周波電圧を加へず、發振管のグリッドリークの値を變化せしめて其の目的を達する方法がある。此の場合グリッドリークとしては、抵抗値が低周波に依つて急速に變化する必要上三極真空管の内部抵抗を利用するのが普通である。第6-115圖は此の補助真空管を用ひたグリッドリーク變調の例である。

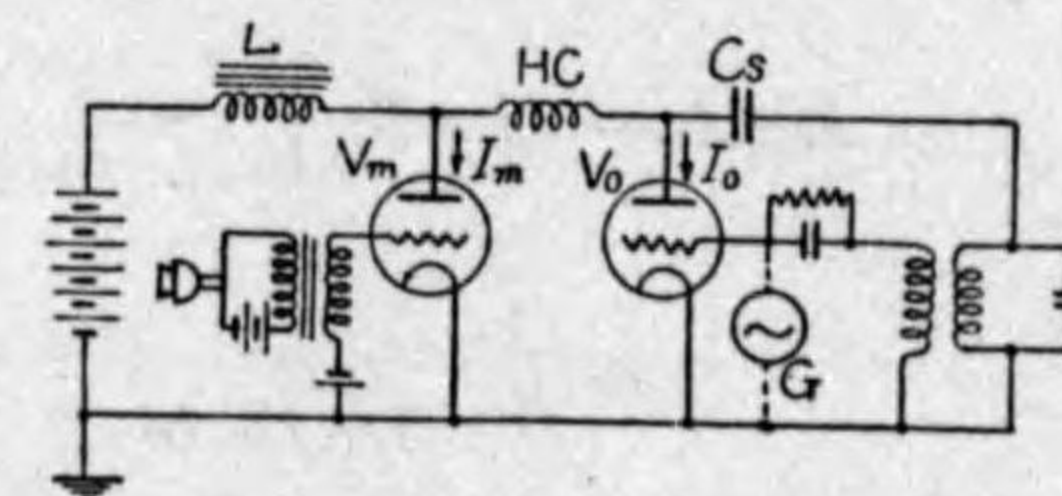


第 6-115 圖



第 6-116 圖

(b) 陽極變調 第6-116圖は原理を説明する接続圖である。三極真空管電力増幅器 V_m の陽極電源電壓 E_B の上に、變成器に依つて低周波電圧を重疊して増幅作用を制御するのである。圖中 C は高周波振動電流を變成器に通さない爲の所謂側路蓄電器 (By-pass condenser) である。増幅管 V_m のグリッド回路を陽極回路に反結合すれば發振器となるから、此の場合には發振回路の陽極變調となる。



第 6-117 圖

第6-117圖は最も廣く行はれて居る方法で塞流線輪變調 (Choke modulation) 又は Heising 變調とも言はれて居る。即ち發振管 V_0 に並列に變調管 V_m を接続し、陽極電流を共通の低周波塞流線輪 L を通して供給する様にすれば V_m のグリッド電圧に應じて其の陽極電流が變化し、従つて L の爲に陽極電圧が變化し、發振出力を變化するのである。今 V_m 及び V_0 の低周波陽極電流を夫々 I_m 及び I_0 とすると L を流れる電流は $(I_m + I_0)$ で、此の電流に依つて L に發生する電圧は $j\omega L(I_m + I_0)$ で表はされる。今 V_m 及び V_0 の陽極内部抵抗を夫々 R_m 及び R_0 とすると、

$$g_0 = -\frac{j\omega L(g_0 + g_m)}{R_0} \dots\dots\dots (6.28)$$

$$g_m = -\left(1 + \frac{jR_0}{\omega L}\right)g_0 \dots\dots\dots (6.29)$$

となる。一般に $\omega L \gg R_0$ なる故 $g_m \doteq -g_0$ 即ち二つの真空管の陽極電流の低周波部分は大いさ等しく、方向反対なる故其の和は略零である。従つて電源より供給される直流は殆んど一定で、此の變調法を一名定電流變調法とも言ふ。

V_m の増幅率を μ 、又之に加はるグリッド電圧を ϵ_g とすると

$$g_m = \frac{1}{R_m} \{-j\omega L(g_0 + g_m) + \mu\epsilon_g\} \dots\dots\dots (6.30)$$

これに (6.28) 式を加へると

$$\begin{aligned} g_0 + g_m &= -j\omega L\left(\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_m}\right)(g_0 + g_m) + \frac{1}{R_m}\mu\epsilon_g \\ &= \frac{1}{R_m} \frac{\mu\epsilon_g}{1 + j\omega L\left(\frac{1}{R_m} + \frac{1}{R_0}\right)} \dots\dots\dots (6.31) \end{aligned}$$

となる。此の式の兩邊に $j\omega L$ を乗ずると

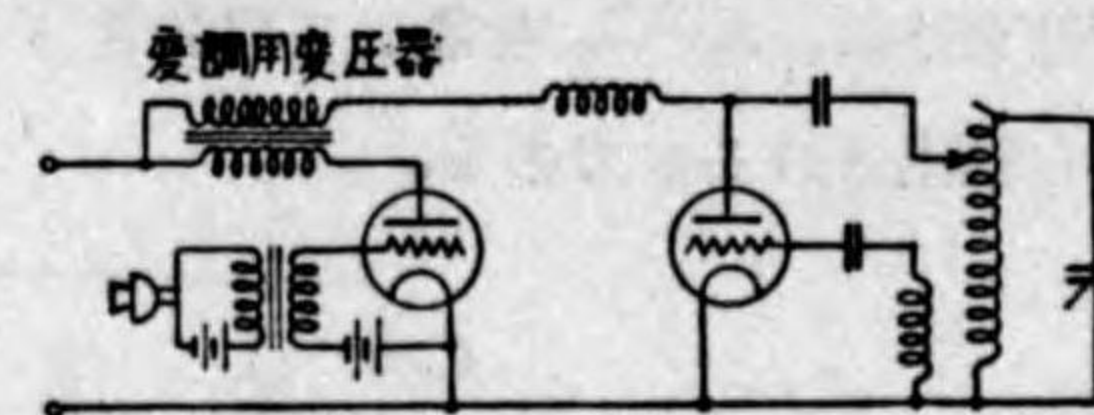
$$\frac{j\omega L(g_0 + g_m)}{\epsilon_g} = \frac{j\omega L \cdot \mu}{R_m\left\{1 + j\omega L\left(\frac{1}{R_m} + \frac{1}{R_0}\right)\right\}} \dots\dots\dots (6.32)$$

此の式の左邊は發振管 V_0 の低周波陽極電壓と變調管 V_m のグリッド電壓との比で、 $\omega L \gg R_m$ 又は R_0 なる條件を入れれば本式の右邊は

$$\frac{\mu}{\frac{R_m}{R_0} + 1} \dots\dots\dots (6.33)$$

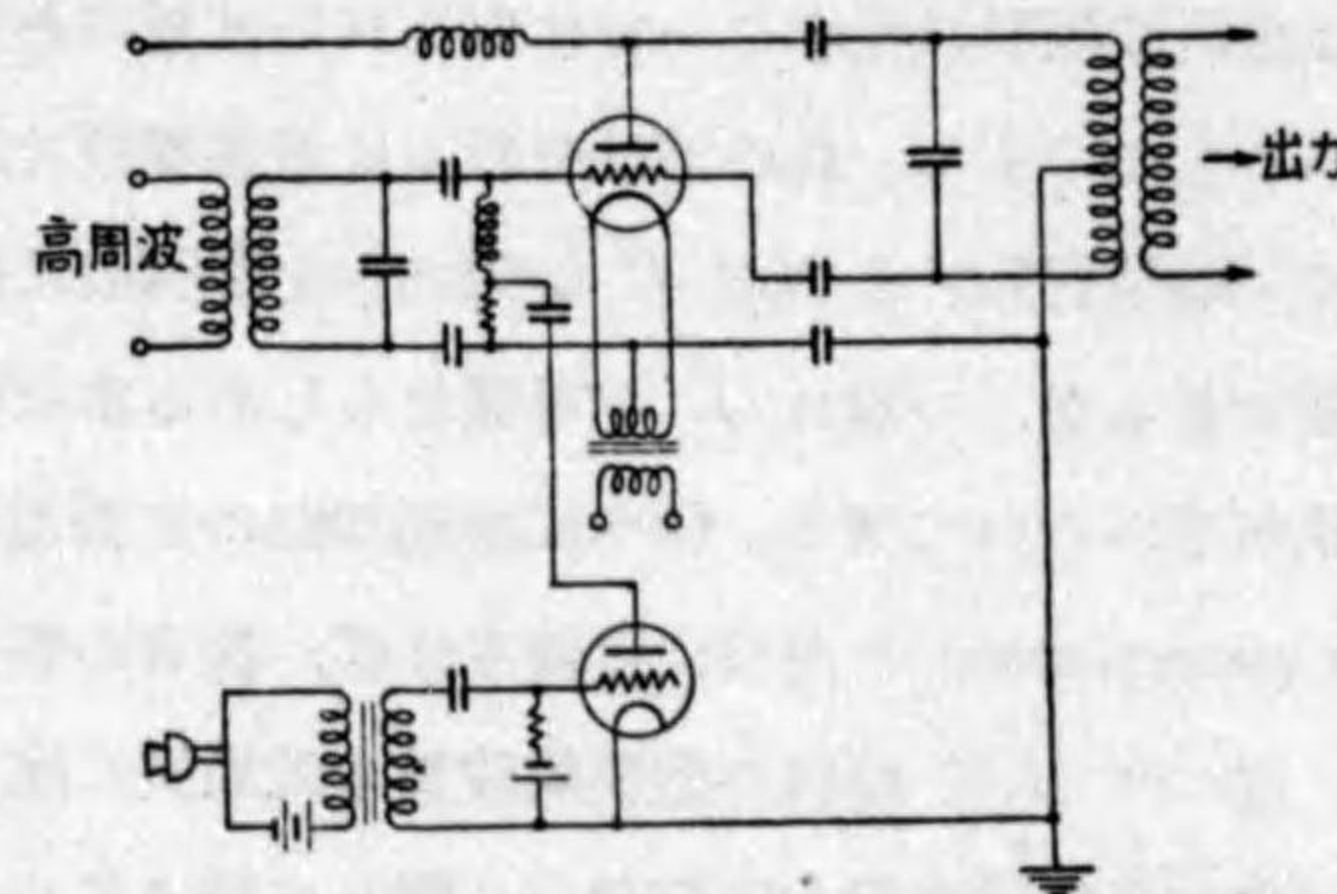
にて表はされる。(6.33) 式の値は R_0 が大になる程 μ に近づき、 $R_0 \rightarrow \infty$

の場合に μ になる故、普通 $R_m < R_0$ なる様變調管及び發振管を選ぶ方が變調能率は良好である。



第 6.118 圖

第 6.118 圖は低周波塞流線輪の代りに變調用變壓器を用いたものである。此の場合に於ては、變壓器の捲線に各真空管の陽極電流が流れた時、全體のアンペアターンを零、即ち變壓器鐵心の直流勵磁は零になる様にするのが普通であり、斯かる場合には直流勵磁が無い爲に變壓器が小型で済む。

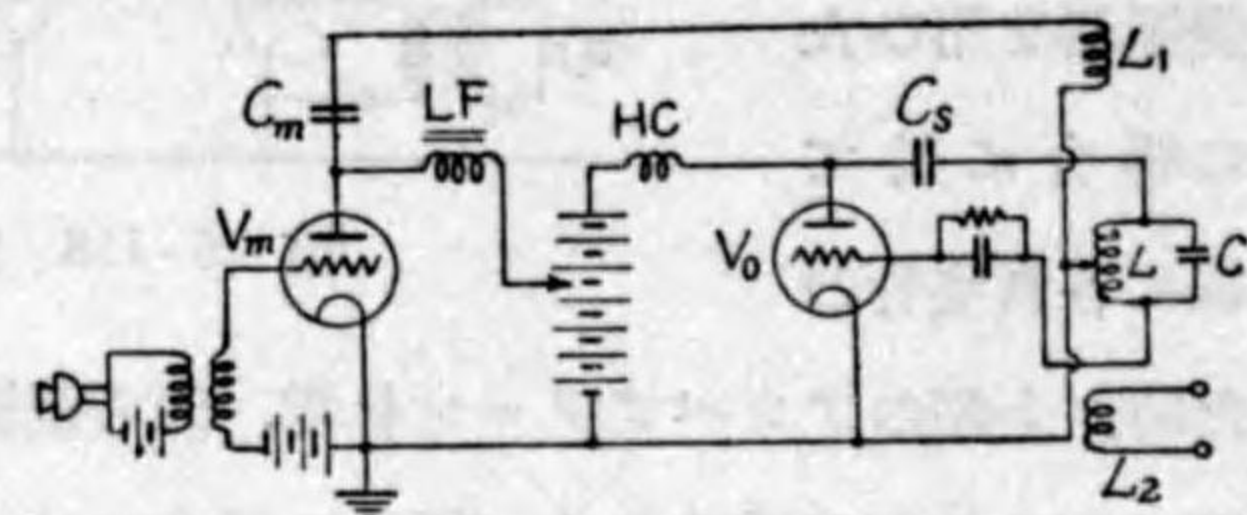


第 6.119 圖

第 6.119 圖に示す如く陽極電流を供給する回路に直列に真空管を挿入し、其のグリッドに低周波を加へて内部抵抗を變化し、従つて其の電壓降下を變化して陽極電壓を制御し、變調する事も出来る。此の變調法を直列變調 (Series modulation) と云ふ。

(c) 吸收法 本法は搬送波出力を低周波に従ひ、電力消費回路内にて消費する方式で電力の無駄な消費を伴ふ事は頗る遺憾であるが、電源に對する負荷が恒に一定である事は其の特長である。第 6.120 圖は其の一例

を示す。發振管 V_0 の主振動回路 LC に吸収線輪 L_1 と出力線輪 L_2 とが結合され、 L_1-C_m を通して變調管 V_m 内に吸収された残りの電力が L_2 から抽出されるのである。



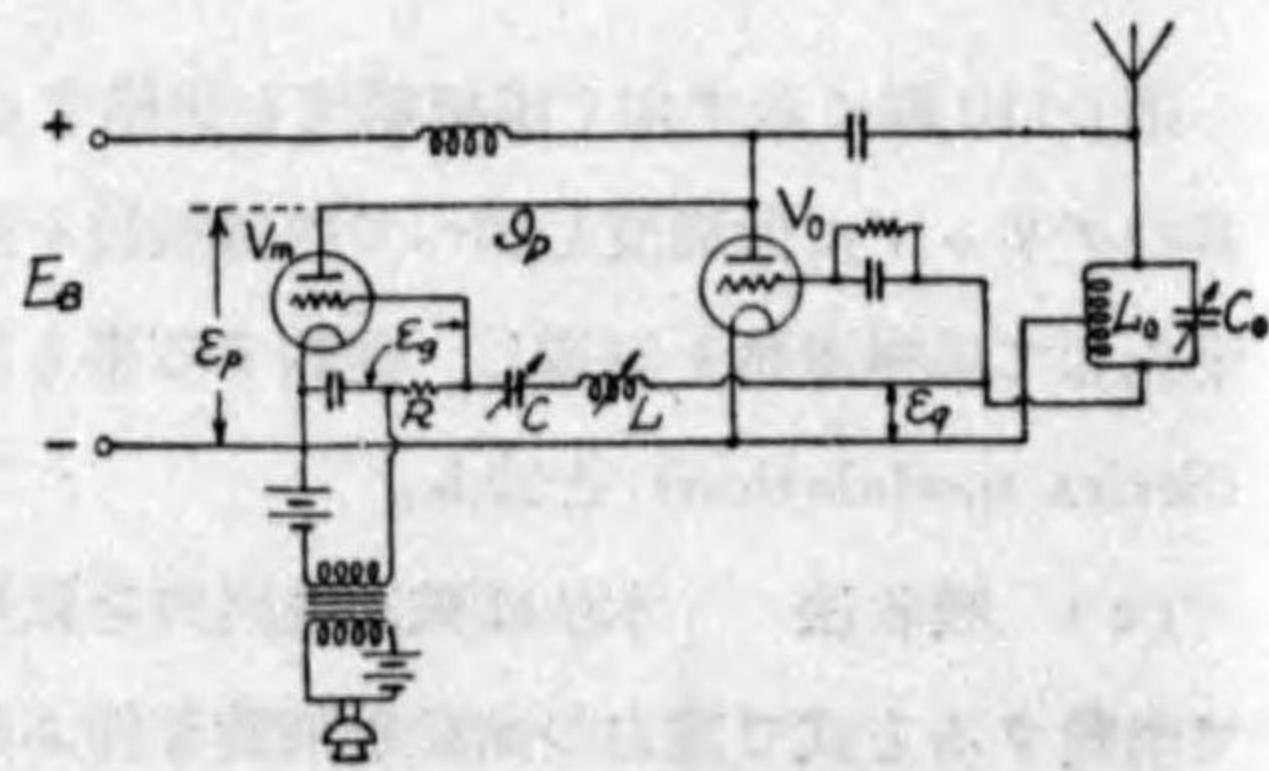
第 6.120 圖

(B) 周波數變調 (Frequency modulation)

周波數變調は高周波振動の振幅を一定に保ち只周波數のみを變調波に應じて變化せしめるものである。此の方法を行ふに至極簡單で基本的な考へ方としては LC 振動回路の L 又は C の何れかを變調波に應じて變調せしめれば良い譯であるが、一般に L を可變ならしめる事は困難で C を可變とする方法が用ひられて居る。例へば振動回路の主蓄電器に容量送話器 (Condenser microphone) を並列に接続すれば、後者の容量は低周波に應じて變化し、従つて LC 回路の振動周波數も低周波に應じて變調される。然し實際には容量の變化量が不變部分に對して餘りに小さい爲に此の方法は餘り用ひられて居ない。

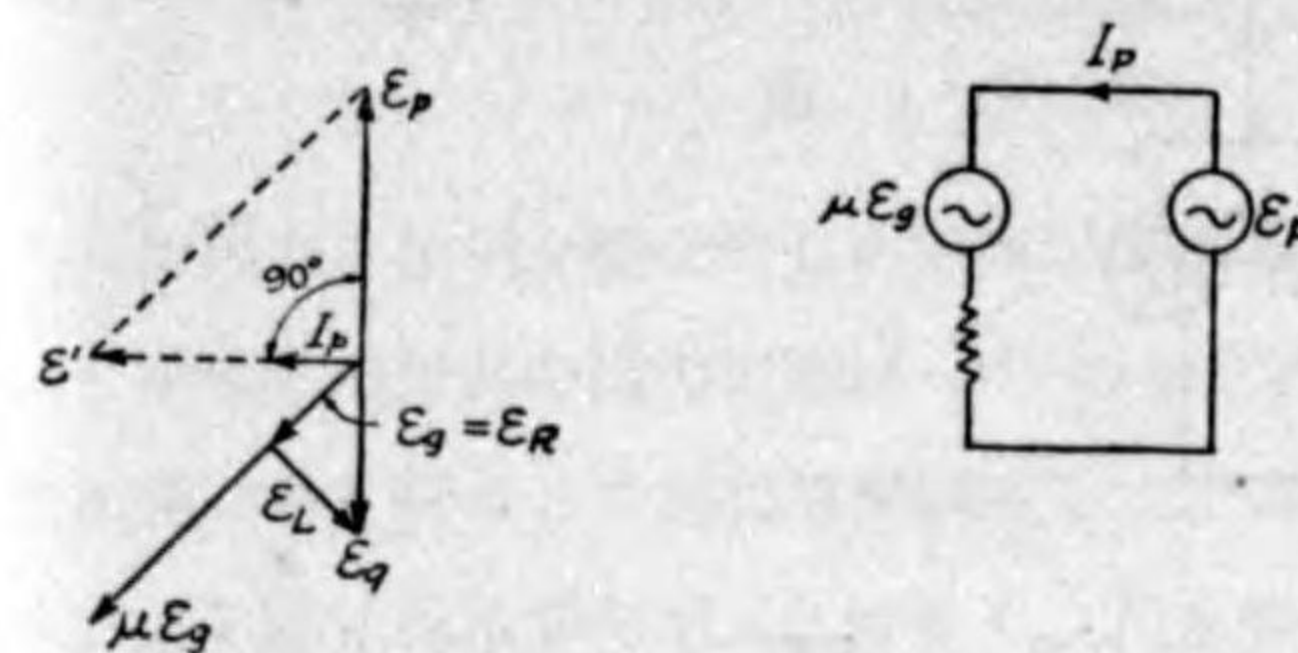
い。

第6.121圖は三極真空管發振器又は増幅器の主真空管に並列に接続した補助真空管の動作に依り、間接的電氣的に L 又は C を變化したと等價な回路方式の



第 6.121 圖

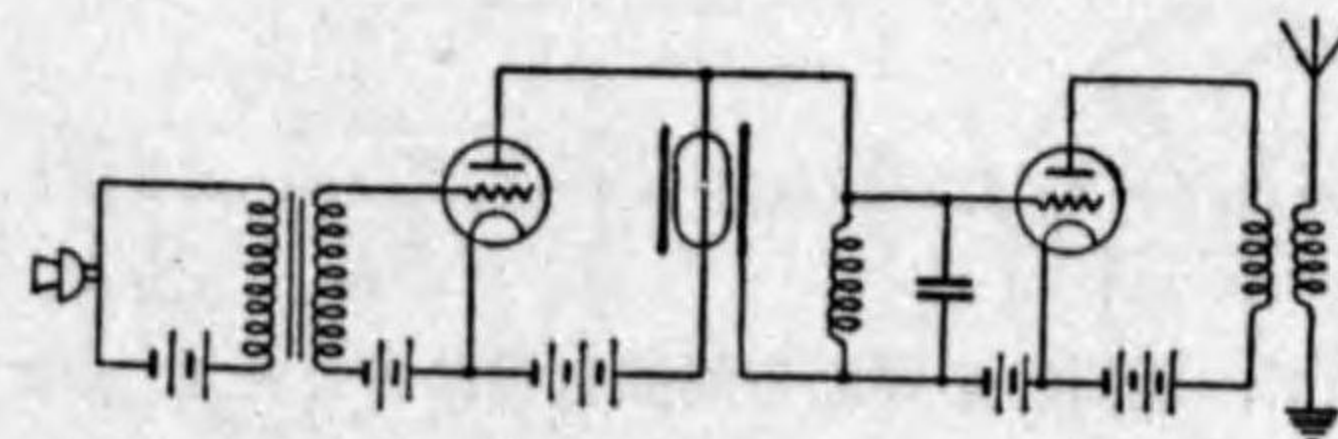
接続圖を示す。發振管 V_0 の陽極振動電流の一部分 I_p を變調管 V_m を通じて分流せしめるのであるが、其のグリッド勵振電壓 ϵ_g の位相を LC の調整に依つて變化し従つて I_p の位相を變化せしめ發振管主振動回路の回路定數を實效的に變化せしめて變調の目的を達する。第6.122圖は此のヴェクトル圖である。ヴェクトル圖でも解る通り特定の位相差を有する部分電流 I_p の大いさを變化せしめて種々の合成位相差を生ぜしめるのであるから位相變調と稱しても



第 6.122 圖

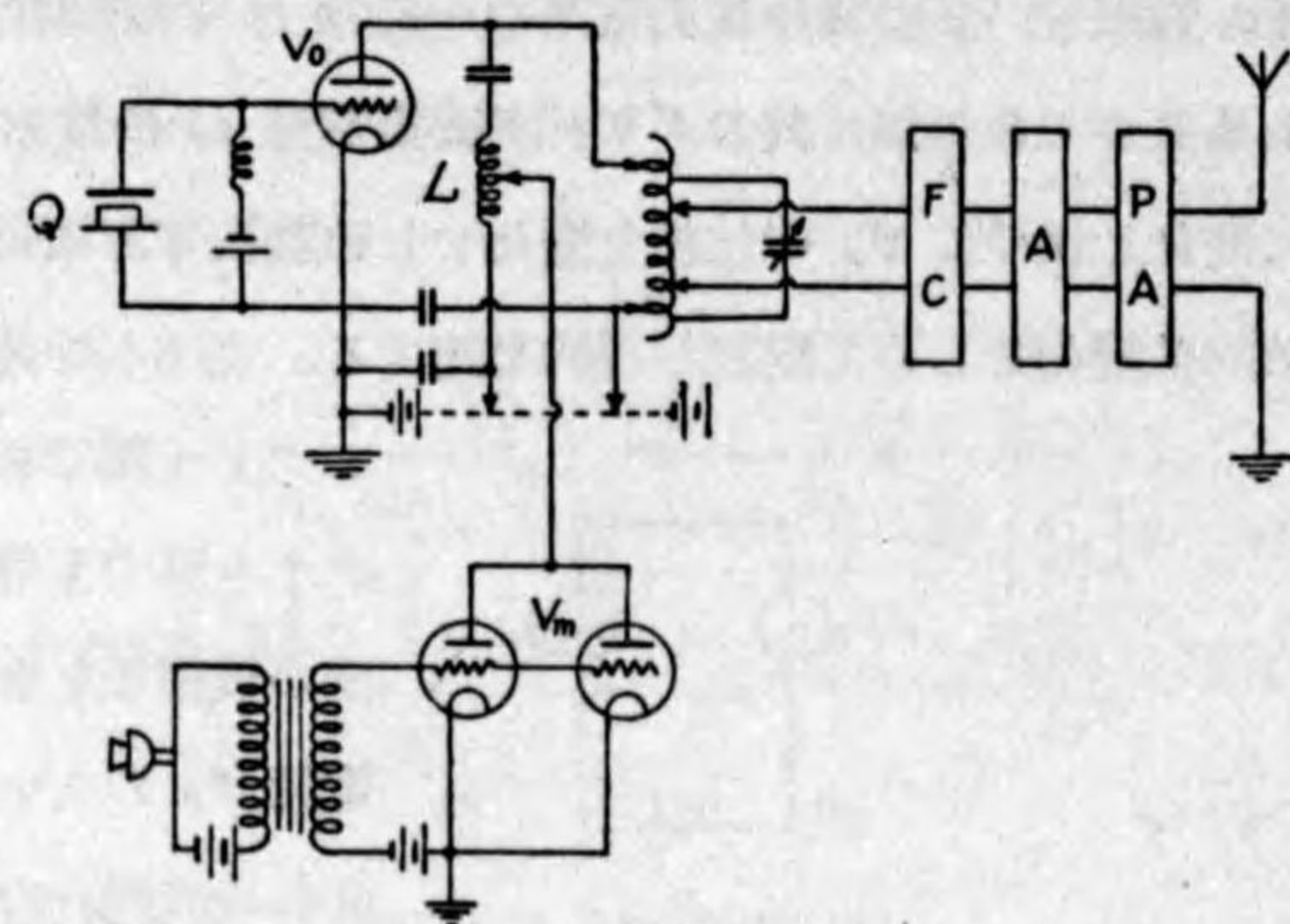
良い。猶此の際幾分の振幅變調を伴ふ。

第6.123圖は瓦斯放電管を利用した周波數變調法の接続圖である。瓦斯放電管の輝光部分は其の放電電流に從つて變化するから、管を取巻く外枠と放電電極とを以て形成する蓄電器の容量を變化せしめて周波數變調を行ふ事が出来る。



第 6.123 圖

第6.124圖は水晶制御主發振器のインダクタンス線輪に、變調管 V_m の陽極内部抵抗を分路し、 L の實效インダクタンスを送話器 M に依つて間接的に變化して周波數變調を行ふ。



第 6.124 圖

(C) 位相變調 (Phase modulation)

高周波電流が $i_0 = I_0 \sin(\omega_0 t + \varphi)$ にて表はされる時、 φ が變調波の周波数には全く無關係に單に其の振幅のみに依つて定まるものとすれば、位相被變調波は

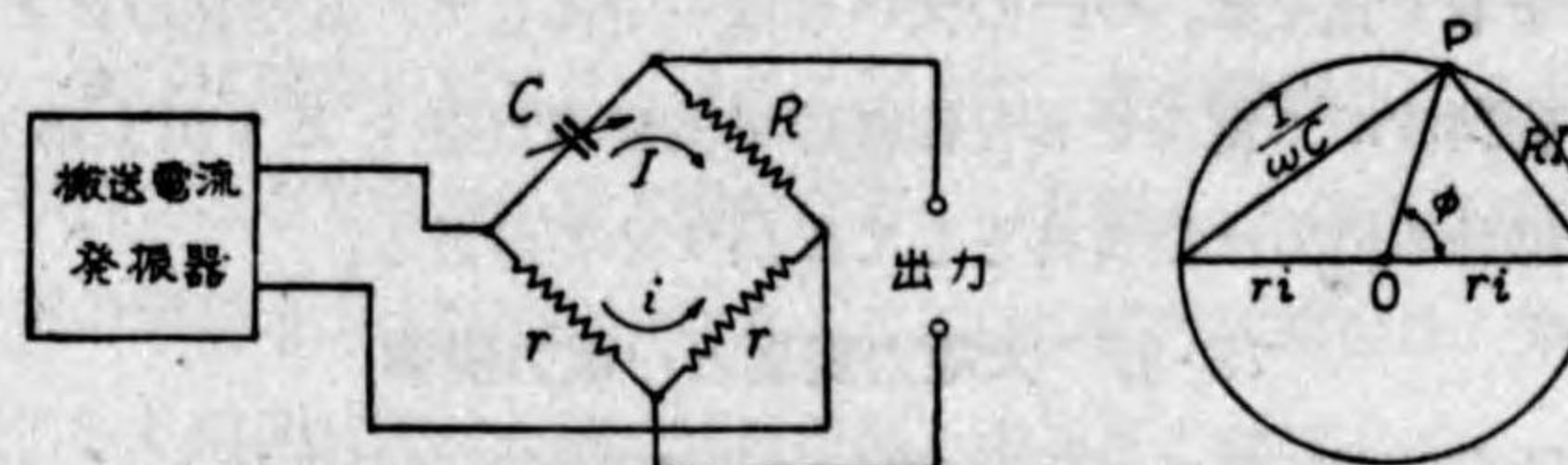
$$i_\varphi = I_0 \cos(\omega_0 t + \varphi \sin pt) \dots \dots \dots (6.34)$$

にて表はされる事は 2.9 節に於て述べた。若し $\varphi \leq 1/2$ ならば上式は近似的に

$$i_\varphi = I_0 \cos \omega_0 t + \frac{\varphi}{2} I_0 \cos(\omega_0 + p)t - \frac{\varphi}{2} I_0 \cos(\omega_0 - p)t \dots (6.35)$$

と書く事が出来て、通信に必要な周波数帯は少くとも p/π となる。且つ φ は變調周波数には全く無關係に只振幅のみに依つて定まるのであるから、周波数變調の場合よりも更に振幅變調に似て居り、只側帯波の何れか一つの位相が逆になつて居るのである。

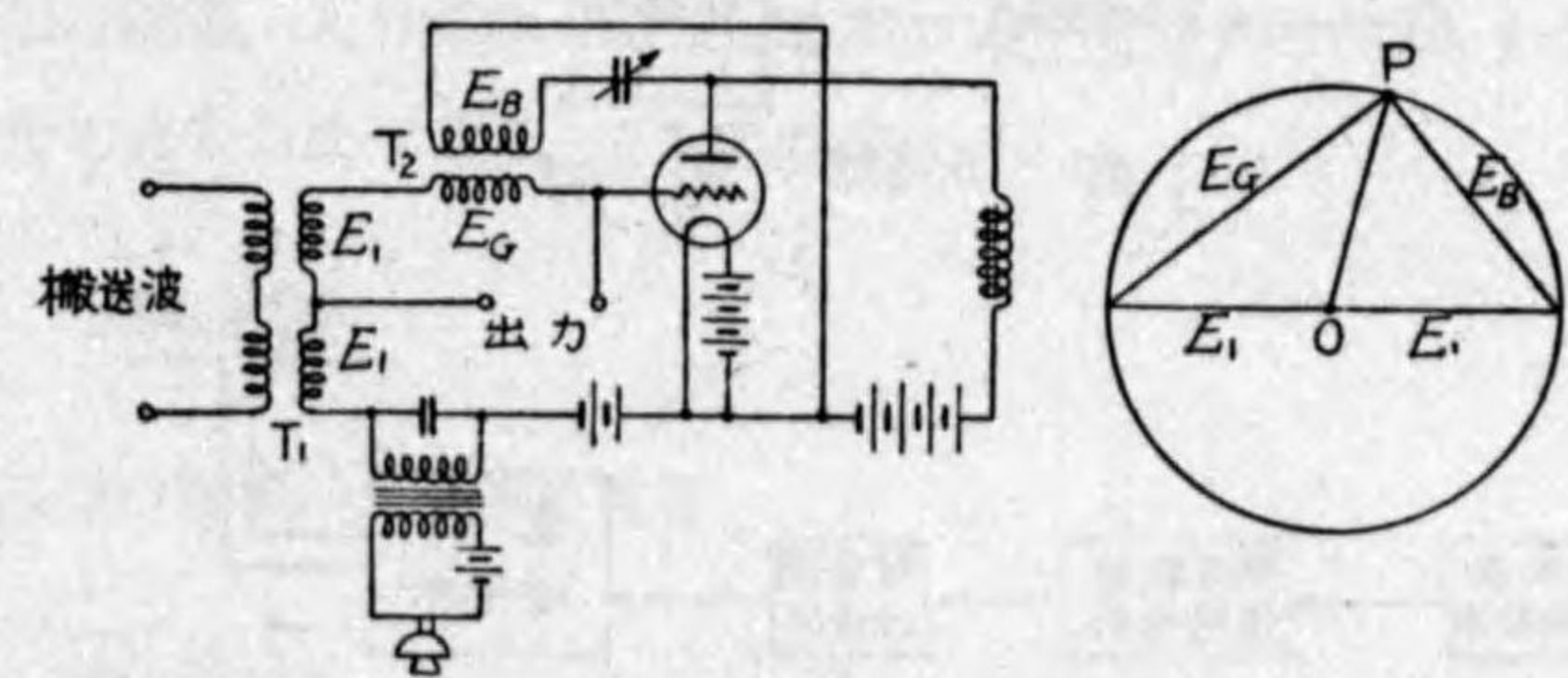
(a) ブリッジを利用せるもの 第 6.125 圖 は三個の抵抗器と蓄電器とに依つてブリッジを作り、圖に示す如く搬送波を加へて C 或は R を變



第 6.125 圖

へ其の出力の位相を變化せしめる事が出来る。ベクトル圖は此の位相關係を示すもので其の出力電壓は OP の如く其の軌跡は圓となり、 φ なる位相差のみを變化して位相被變調波を生ずるのである。 C を變化する場合は之を容量送話器を用ふれば良く、 R を變化する場合は炭素送話器を用ふれば其の目的を達する。本變調が位相變調のみで、振幅變調を伴はしめざる爲には OP の大いさが一定なる事を要する故、出力は必ず無負荷状態として電圧のみを取る様にしなければならない。

(b) 真空管に依るもの 之は真空管に依つて入力電壓と出力電壓とが 90° の位相差を有せしめて位相變調を行ふもので、第 6.126 圖は此の方法を示す。蓄電器 C を調整して E_G なる電壓がグリッドに加はつた時、



第 6.126 圖

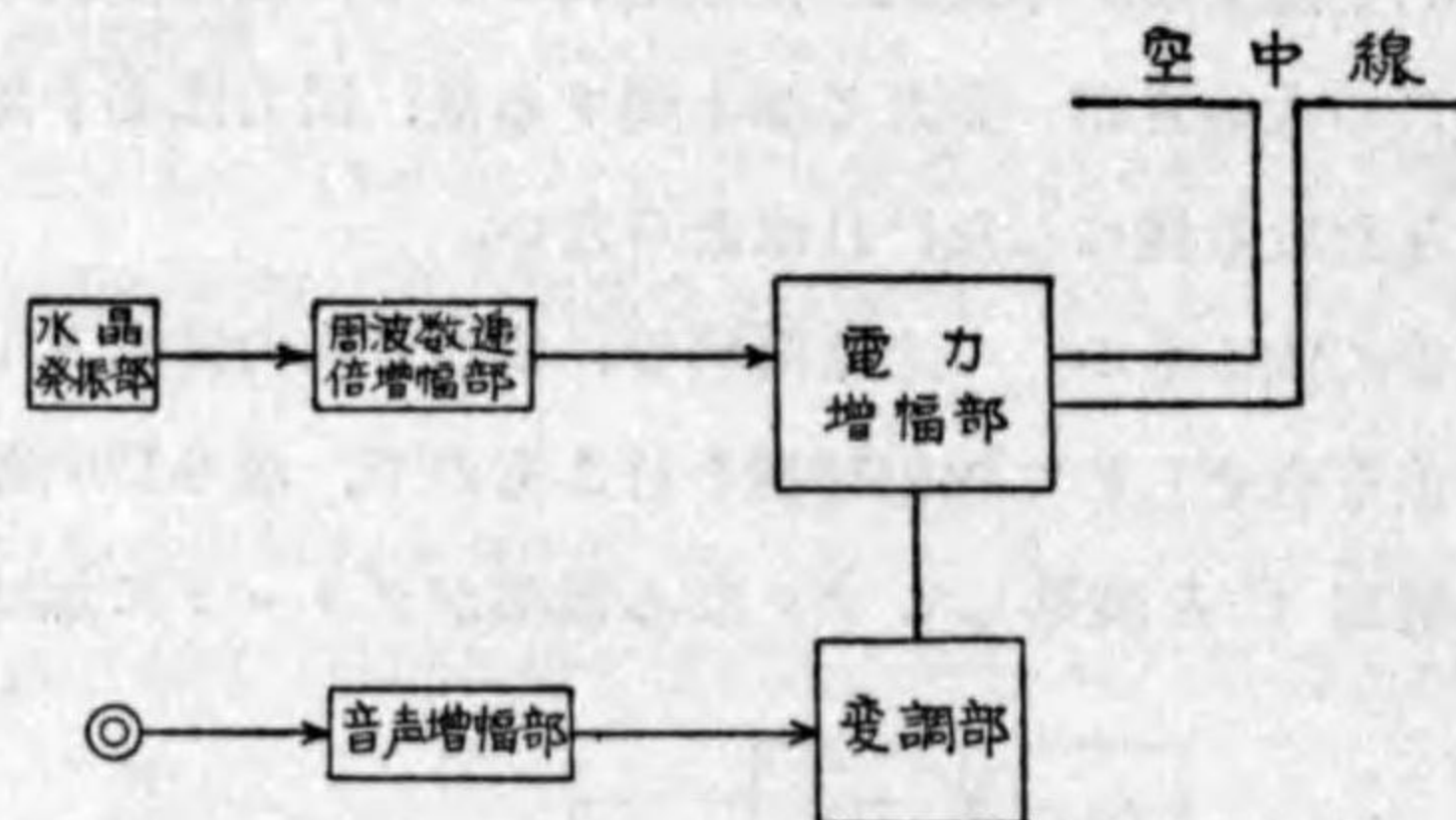
變壓器 T_2 の二次側に E_B なる E_G と 90° の位相差を有する電壓を生ずる様になし置き、搬送波の入力變壓器 T_1 の二次中點とグリッドとの間の

電圧 OP を取り出せば、OP の大いさは一定にして、真空管のグリッド偏倚電圧を變調波にて變化せしむれば位相被變調電圧を取り出す事が出来る。此の場合も出力は無負荷として採出す必要がある。

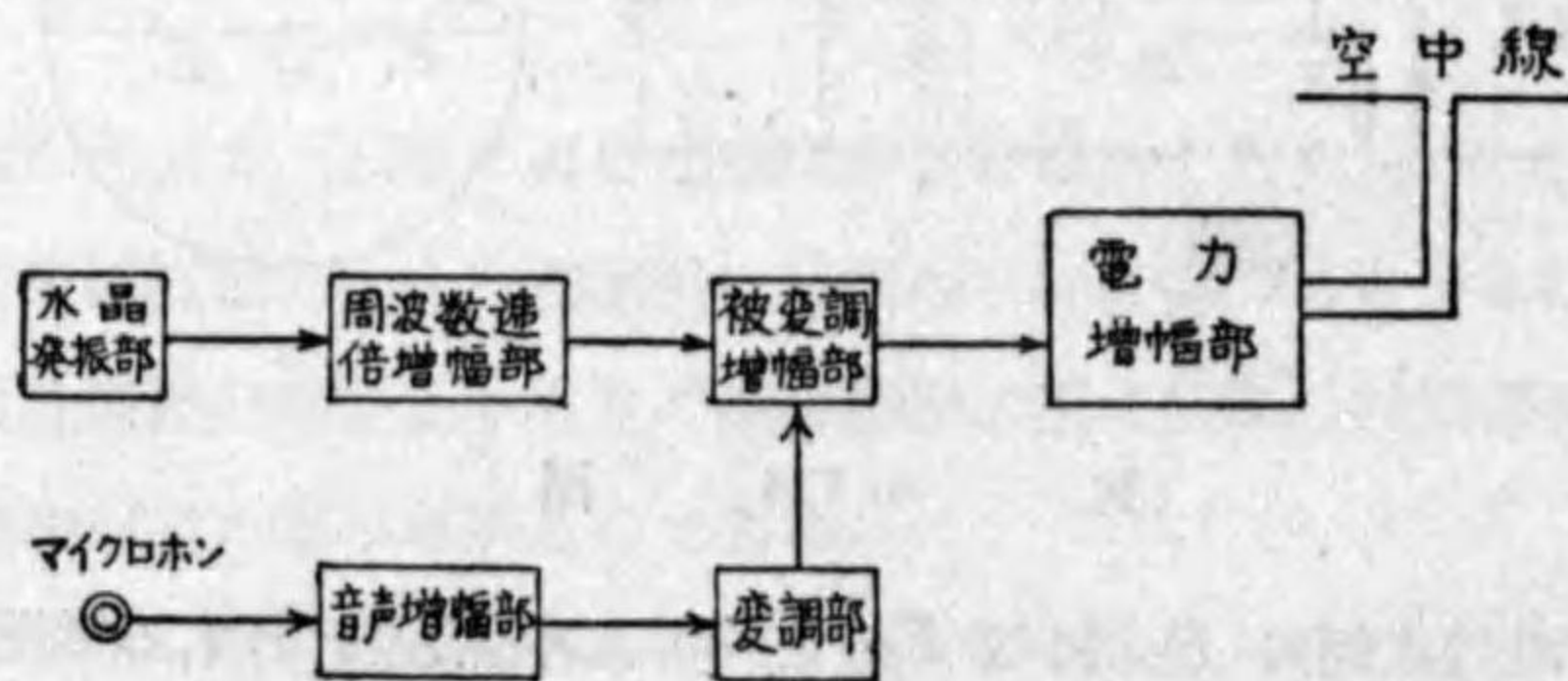
6.17 大電力變調と小電力變調

無線電話送信機に於て、變調作用を加へる増幅器の段階により、之を大電力變調 (High power modulation) 及び小電力變調 (Low power modulation) の二方法に分類することが出来る。

前者は第 6.127 圖 (a) の如く増幅器の最終段 (或は又自勵式送信機に於ては發振管自身) に陽極變調を行ひたるものであつて、後者は同圖 (b) の如く増幅器の低電力部に於て變調をなし、之を再び増幅する方法である。



第 6.127 圖 (a)



第 6.127 圖 (b)

さて、大電力變調方法に於ては、動作安定なること、周波数特性良好なること、並びに能率の點に於て優れて居るが、其の變調部は真空管、變調用變壓器及び之が電源等相當大容量なるものを要し、不經濟の嫌ひがある。次に小電力變調方法は經濟的ではあるが、此の終段増幅部は、搬送波の兩側帯波に對し同調回路が一樣で且低周波を歪みなく増幅すること並に音聲入力に比例せる送信機出力を得ること等が困難である。

大電力變調の場合は被變調増幅管の陽極電圧は變調の電圧に應じて變化するが、格子勵振電圧は一定である。小電力變調の場合は之と異り終段増幅器の陽極電圧は一定であるが、格子勵振電圧は變調の電圧に應じて變化する。

小電力變調に於て終段増幅管の陽極電流及び電圧の直流値を夫々 I_a 及び E_a とすれば平均入力は $E_a I_a$ である。搬送波のみの場合の高周波電流及び電圧を i_c 及び e_c とすれば、此の場合の能率 η_c は

$$\eta_c = \frac{e_c i_c}{E_a I_a}$$

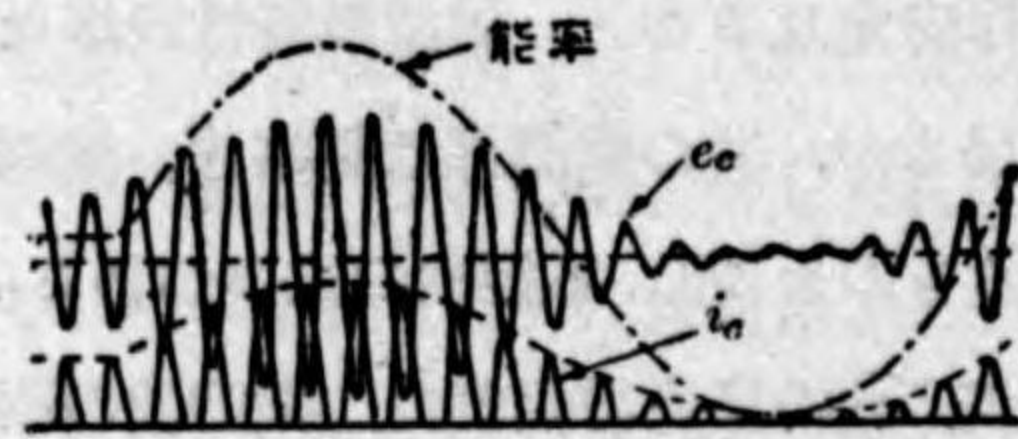
となる。次に之を 100% 變調を行つた瞬間には高周波出力は $4 e_c i_c$ となる。但この瞬間、入力側の E_a (電源電圧) は一定であるが I_a の瞬間値は 2 倍となる故入力は $2 E_a I_a$ となり能率は

$$\eta = \frac{4 e_c i_c}{2 E_a I_a}$$

上記二つの能率の比を求めると

$$\frac{\eta_c}{\eta} = \frac{1}{2}$$

となり終段増幅管に於ては搬送波のみの時の能率は瞬時最大電力の時の $\frac{1}{2}$ である。普通電話送信機の能率は 70% 程度であるから、その搬送波



第 6-128 圖

のみの時の能率は 35% 位となる。猶右の途中に於ける能率の變化は直線的であるから變調増幅管の電壓及び電流の關係は第 6-128 圖の如くなる。又小電力變調に於ては勵振の變調度が 100% 以下の場合でも第 6-129 圖の様に變調増幅管の格子偏倚電壓を適當に選べば、その陽極回路の變調度を 100% とすることが出来る。

上記の如く小電力變調は、一般に經濟、且簡易なる見地より從來多數使用せられて居たが、無線技術の進歩に従ひ今後は電氣的特性の點を重視し大電力變調方法が多く用ひられることとなるであらう。

6-18 變調の深さと搬送電力並に至

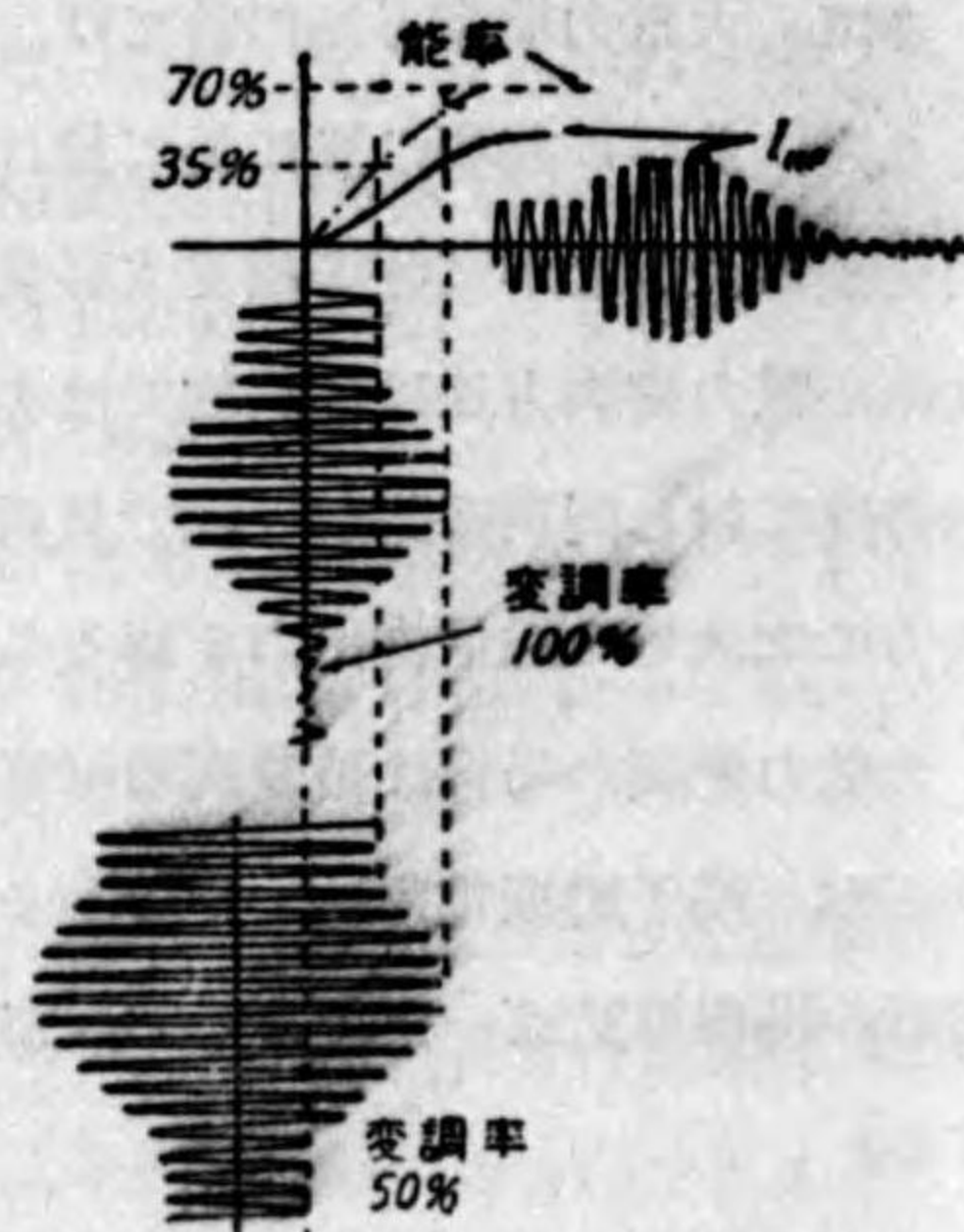
(A) 振幅變調法

振幅變調により得られる高周波被變調電流は

$$i = (A_0 + A_m \sin 2\pi f_m t) \sin 2\pi f_c t = A_0 (1 + M \sin 2\pi f_m t) \sin 2\pi f_c t \dots\dots\dots (6-36)$$

で現はされる。この場合の M は變調の深さを表はす量にて變調度といふ。

$$\text{變調度 } M = \frac{\text{最大振幅} - \text{最小振幅}}{2 \times \text{平均振幅}}$$

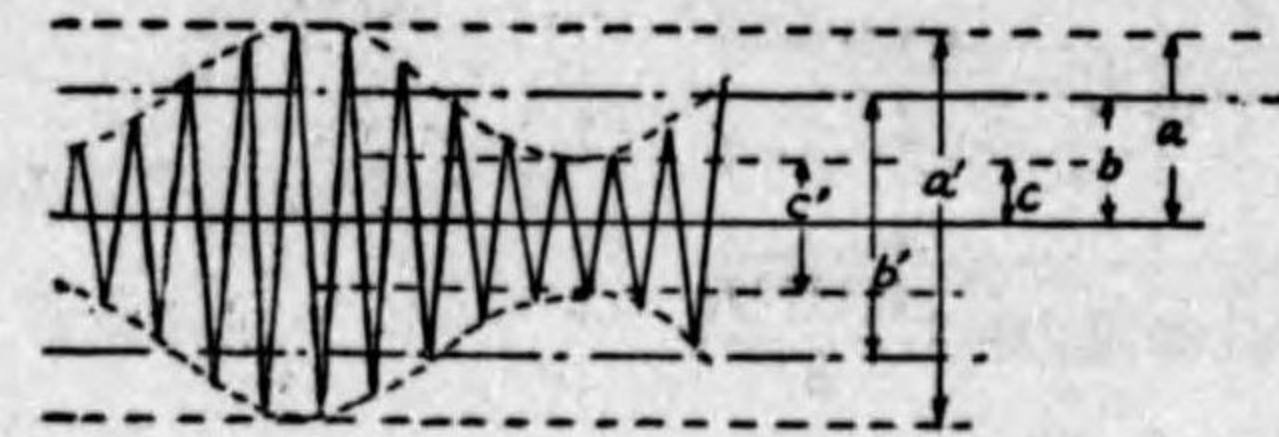


第 6-129 圖

のみの時の能率は 35% 位となる。猶右の途中に於ける能率の變化は直線的であるから變調増幅管の電壓及び電流の關係は第 6-128 圖の如くなる。又小電力變調に於ては勵振の變調度が 100% 以下の場合でも第 6-129 圖の様に變調増幅管の格子偏倚電壓を適當に選べば、その陽極回路の變調度を 100% とすることが出来る。

第 6-130 圖に於て

$$M = \frac{a-c}{2b} = \frac{a-b}{b} = \frac{b-c}{b} = \frac{a'-c'}{2b'} = \frac{a'-b'}{b'} = \frac{b'-c'}{b'} \dots\dots\dots (6-37)$$



第 6-130 圖

尚ほ一般に變調の深さは $M \times 100(\%)$ をもつて表はし之れを變調率といふ。

又

$$i = A_0 \sin 2\pi f_c t + \frac{M}{2} A_0 \cos 2\pi (f_c - f_m) t - \frac{M}{2} A_0 \cos 2\pi (f_c + f_m) t \dots\dots\dots (6-38)$$

搬送波の振幅は被變調波の平均値を有し側帯波は $\frac{MA_0}{2}$ の振幅を有する。今變調をせぬ場合の高周波電流 $i = A_0 \sin 2\pi f_c t$ を純抵抗 R 中に流した場合その平均電力

$$P = \frac{A_0^2 R}{2} \dots\dots\dots (6-39)$$

で示される。この高周波電流が變調され、 $i = A_0 (1 + M \sin 2\pi f_m t) \sin 2\pi f_c t$ として R 中に流れた場合の平均電力 P_m は $i^2 R$ として之れの適當な時間の平均値をとればよい。然して

$$i = A_0 \sin 2\pi f_c t + \frac{M}{2} A_0 \cos 2\pi (f_c - f_m) t - \frac{M}{2} A_0 \cos 2\pi (f_c + f_m) t$$

なる故この各周波数の電流により R 中に消費される電力の平均値の和を求めればよい。

$$P_m = \frac{A_0^2 R}{2} + \frac{A_0^2 M^2 R}{8} + \frac{A_0^2 M^2 R}{8} = \frac{A_0^2 R}{2} \left(1 + \frac{M^2}{2}\right) \dots (6.40)$$

この場合

$$\text{搬送波の電力} = \frac{A_0^2 R}{2}$$

$$\text{上側帯波の電力} = \frac{A_0^2 M^2 R}{8}$$

$$\text{下側帯波の電力} = \frac{A_0^2 M^2 R}{8}$$

で示される。即ち変調により高周波の電力は無変調の時より $\frac{A_0^2 M^2 R}{4}$ だけ増加する。然して M が増加し $M=1$ なる時最大の電力を表はす。 $(M > 1$ 場合は過変調 (Over modulation) といひ大なる歪を発生する故実際は $M \leq 1$ で使用する) 然してこの場合の搬送波、上、下側帯波の電力は夫々 $\frac{A^2 R}{2}$, $\frac{A^2 R}{8}$, $\frac{A^2 R}{8}$ となる。これを見るに音聲を傳へる上下側帯波の電力は全電力の三分の一で残りの三分の二は搬送波電力となる。この様に利用し得る電力は全電力の一部で大部分は搬送波なる故電力の不経済なることが分る。これを防ぐため後の単一側帯波通信或は搬送波除去通信が考へられて居る。尙ほ M を大とし変調を深くすることは受信音聲出力を増大することとなり一方音聲信號と共に存在する雑音に打ち勝ち良効なる通話を得るに必要である。

出力回路の電流計の読みを無変調の時を i , 変調された時のそれを i_m とすれば

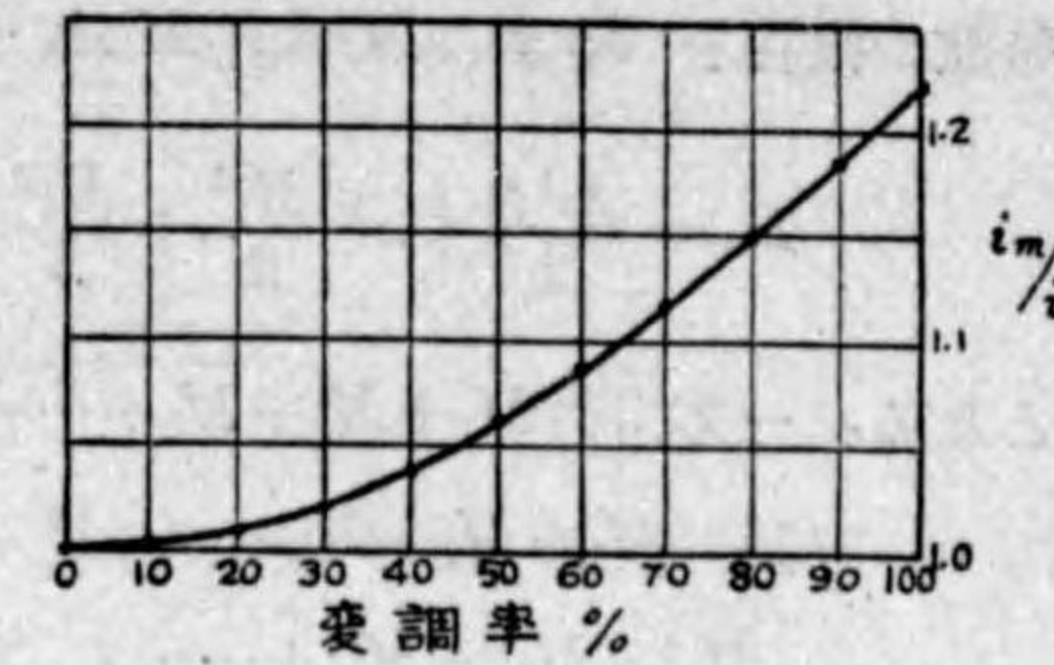
$$\frac{i_m}{i} = \sqrt{\frac{P_m}{P}} = \sqrt{1 + \frac{M^2}{2}} \dots (6.41)$$

となる。即ち空中線電流計の読みを無変調の時と変調の時にとれば変調度 M

を知ることが出来る。

$$M = \sqrt{\frac{2 i_m^2}{i^2} - 2}$$

$$\dots (6.42)$$



M と $\frac{i_m}{i}$ の関係を示せば第 6.131 圖の如くなる。

今

第 6.131 圖

$$i = A_0 (1 + M \sin 2\pi f_m t) \sin 2\pi f_c t$$

を R 中に流した場合搬送周波について平均電力を求めれば

$$P = \frac{R}{T_0} \int_0^{T_0} A^2 (1 + M \sin 2\pi f_m t)^2 \sin^2 2\pi f_c t \omega t dt$$

$$= \frac{A_0^2 R}{2} (1 + 2M \cos 2\pi f_m t + M^2 \cos^2 2\pi f_m t) \dots (6.43)$$

となる。この P が最大なる場合は $\cos 2\pi f_m t = 1$ なる時であり最小値は $\cos 2\pi f_m t = -1$ の時である。

$$P_{max} = \frac{A^2 R}{2} (1 + M)^2 \quad P_{min} = \frac{A^2 R}{2} (1 - M)^2$$

となり P_{max} は搬送波の $(1 + M)^2$ 倍となり、真空管は長時間平均電力 $\frac{A^2 R}{2} \left(1 + \frac{M^2}{2}\right)$ に耐えると共にその瞬時電力 $\frac{A^2 R}{2} (1 + M^2)$ に耐へる必要がある。然して $M=1$ なる時と $M=0$ なる時の瞬時最大電力の比は 4 となる。

以上は変調により搬送波が変動せず全然歪なく変調されたと假定したものであるが実際では変調により回路条件が変動し特性の彎曲、電源電圧の変動等のため以上の条件を満足せぬ場合もある。

一般に變調電流は各種の周波数の成分を含む故発生する側帯波は種々な

るものを生ずる。この場合の變調周波 $f_{m1}, f_{m2}, f_{m3}, \dots$ 等により生ずる側帯波の振幅を $M_1A_0, M_2A_0, M_3A_0, \dots$ とすれば全電力

$$P_m = \frac{A_0^2 R}{2} \left(1 + \frac{M_1^2}{2} + \frac{M_2^2}{2} + \frac{M_3^2}{2} + \dots \right)$$

となる。一方 $1 \geq M_1 + M_2 + M_3 + \dots$ なる故

$$1 \geq (M_1 + M_2 + M_3 + \dots)^2$$

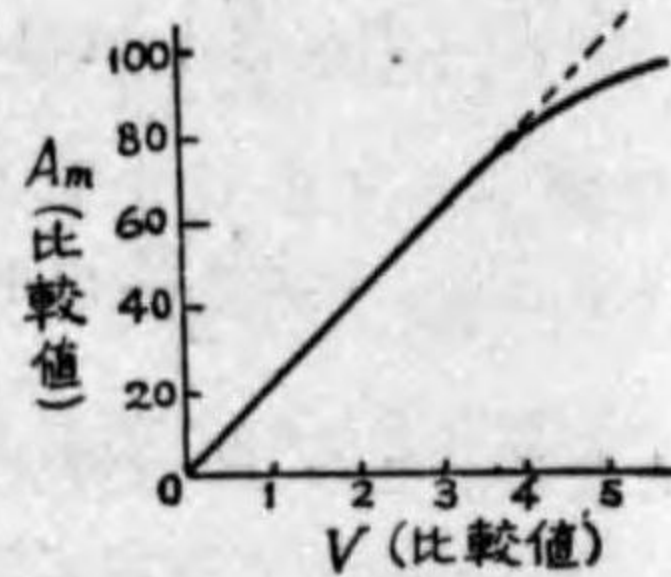
$$(M_1^2 + M_2^2 + M_3^2 + \dots) \leq (M_1 + M_2 + M_3 + \dots)^2 \leq 1$$

となり變調による電力の増加は搬送波の $\frac{1}{2}$ か或はそれ以下となる。

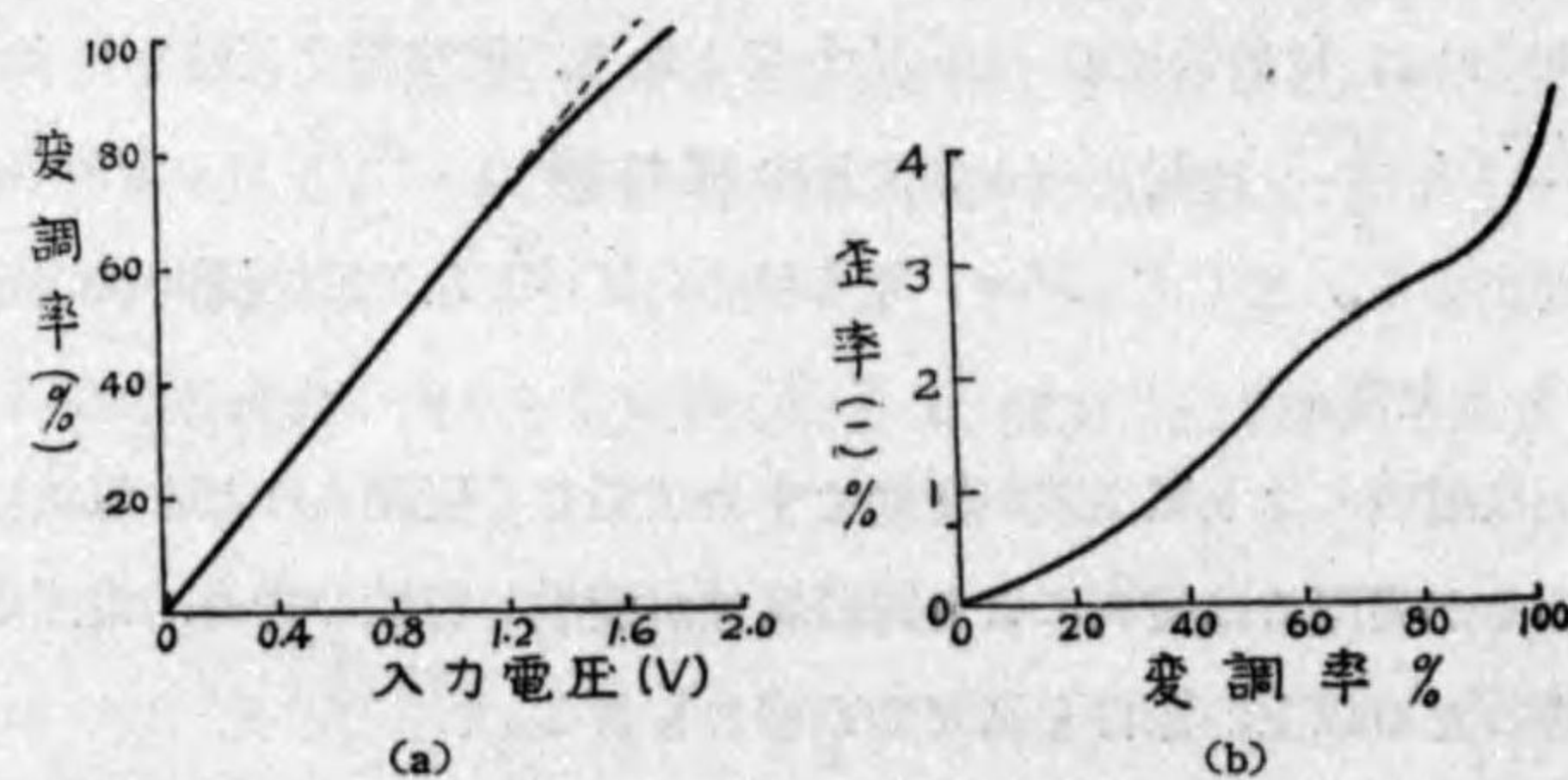
以上は真空管特性は直線と假定して居つたが一般には増幅器は下部及び上部の彎曲を有し又上及び下部彎曲特性が一致せず變調により電源の變動

を生ずる爲め歪みを發生する。一般に被變調管の變調波電圧 V_m と被變調波電流の振幅 A_m とは直線關係を示さず。第 6-132 圖の如く上部にて彎曲して居る。又空中線より發射される電波は被變調管の出力を増大して得られるがその間の増幅器に於ても直線性を有せざる爲め變調が

深くなると共に歪みを發生する。第 6-133 圖 (a) は變調管格子に加へら



第 6-132 圖



第 6-133 圖

れる低周波電壓とそれにより得られる變調率の關係を示し、(b) は變調率と歪率との關係を示す。歪率は變調によつて生ずる高調波の含有量を示すもので

$$\text{歪率 (KF)} = \sqrt{\frac{P_2^2 + P_3^2 + P_4^2 + \dots}{P_1^2}}$$

で示される。 P_1, P_2, P_3, P_4 は夫々基本周波、第二、第三、第四……高調波の振幅を示す。

(B) 周波數及び位相變調

周波數及位相變調法では 6-15 變調の種別と側帯波でその側帯波に就て述べた。又周波數變調度及位相變調度に就ても記した。一方周波數變調度

$$M_f = \frac{\text{平均周波數からの高調波周波數の變化量}}{\text{變調周波數}}$$

で示される。位相變調及び周波數變調では夫々の變調度により發生する側帯波が増加し又第 6-2 表の如き振幅を有する。被變調電流が抵抗 R 中に流れた時の平均電力は搬送波各側帯波の平均電力を求むれば知ることが出来る。尙ほ變調度を増加すれば搬送電力零にもなし得る。

尙ほ周波數及び位相變調法では變調度を深くすると多數の側帯波を發生する故、歪なき増幅をなすには之等各種の側帯波を忠實に増幅する必要がある。

6-19 特殊變調法

(A) 二重變調 (Double modulation)

一組の送信機を備用し、各々獨立した二組の通信を行ふ爲には、一組の通信は振幅被變調波を用ひ、他の一組の通信は該振幅と全く獨立した變調波に依り周波數變調又は位相變調を受けた同一の搬送波を用ひれば目的が達せられる。此の際周波數變調と位相變調の二重變調を用ひては如何と言

ふに、今迄屢々述べて来た様に、之等の二つは單獨に用ひる場合に於ても常に相附隨して生ずる故、一般には不可能である。今周波數被變調波が

$$i_f = A_0 \left[\cos \omega_0 t + \frac{1}{2} m_f \cos (\omega_0 + p_f) t - \frac{1}{2} m_f \cos (\omega_0 - p_f) t \right] \dots\dots\dots (6.44)$$

又位相被變調波が

$$i_p = A_0 \left[\cos \omega_0 t + \frac{1}{2} m_p \cos (\omega_0 + p_p) t - \frac{1}{2} m_p \cos (\omega_0 - p_p) t \right] \dots\dots\dots (6.45)$$

にて示されるものとすれば、此の二電流を合成して

$$\begin{aligned} i_c &= \frac{1}{2} (i_f + i_p) \\ &= \frac{1}{2} A_0 \left[2 \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} m_f \cos (\omega_0 + p_f) t - \frac{1}{2} m_f \cos (\omega_0 - p_f) t \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{2} m_p \cos (\omega_0 + p_p) t - \frac{1}{2} m_p \cos (\omega_0 - p_p) t \right] \dots\dots\dots (6.46) \end{aligned}$$

なる電流を得、之を送信し、受信側にて

$$\sqrt{2} A_0 \sin \left(\omega_0 t + \frac{3}{4} \pi \right)$$

なる搬送波電流を加へ、其の出力より檢波器を通じて低周波のみを取り出すと

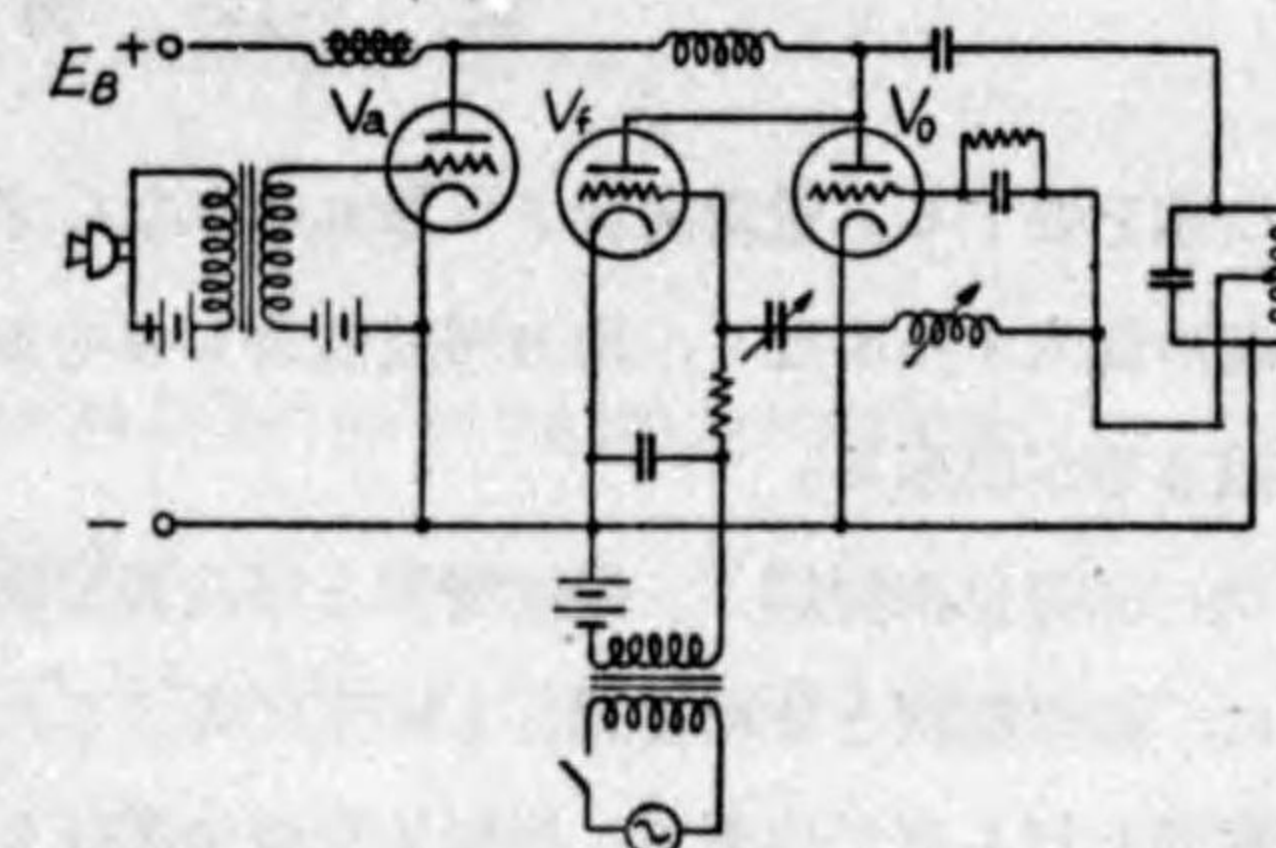
$$i_d = a \left[m_f \cos p_f t + m_p \cos p_p t \right] \dots\dots\dots (6.47)$$

にて表はされる電流を得る。此の中一つは變調波を其の儘再現するが、他方は變調波電流に逆比例せる歪を受けた電流となり、此の二つの電流を區別する事が出来ない爲め結局前者も受信出來ず、此の方法に依る二重變調

は不可能となるのである。

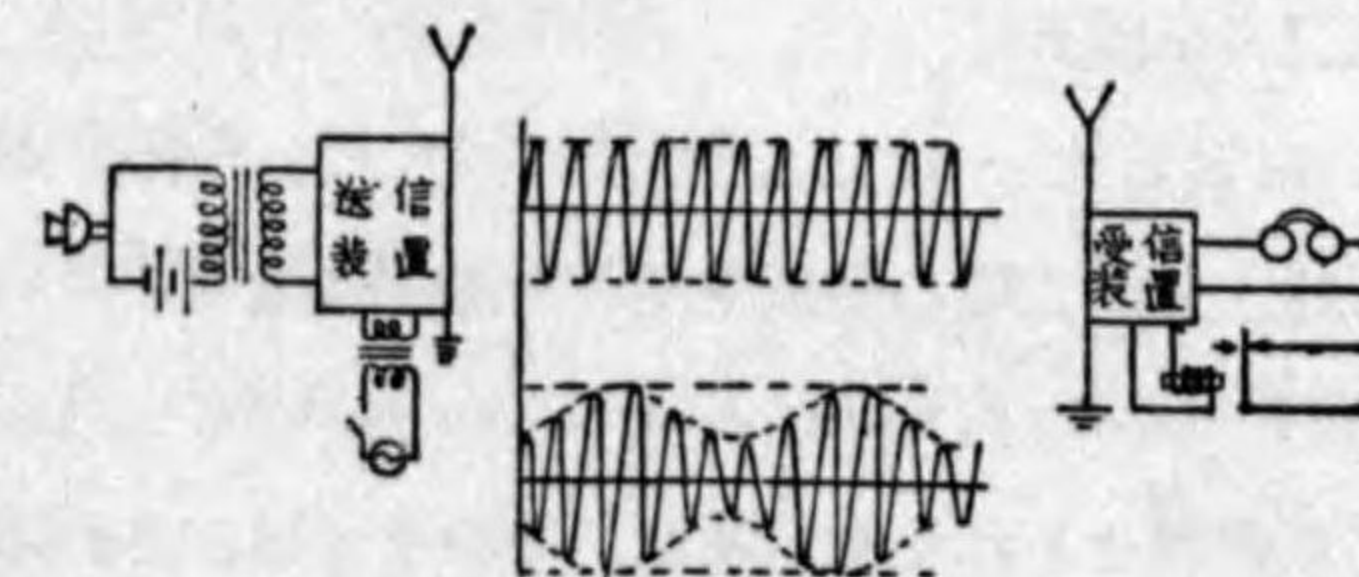
(a) 振幅周波數變調 振幅變調と周波數變調は互に獨立した變調方式なる故に、各別個の變調波を以て搬送波を變化すれば振幅周波數被變調波が得られる。此の受信には普通の檢波器を用ふれば振幅被變調波の部分を受信し得られ、搬送波の $\sqrt{2}$ 倍の振幅を有し、且 135° の位相差を有する搬送波を加へてヘテロダイン檢波するか、インダクタンス電壓降下を求めるかに依つて周波數被變調波の部分を受信する事が出来る。

第 6-134 圖は本法の一例である。即ち電話電流を W-Y 振幅變調を行ひ、電鍵操作に依つて單一低周波電源を斷續して得た電信電流にて周波數變調を行ふもので、振幅變調は定電流變調法に依つて居る。

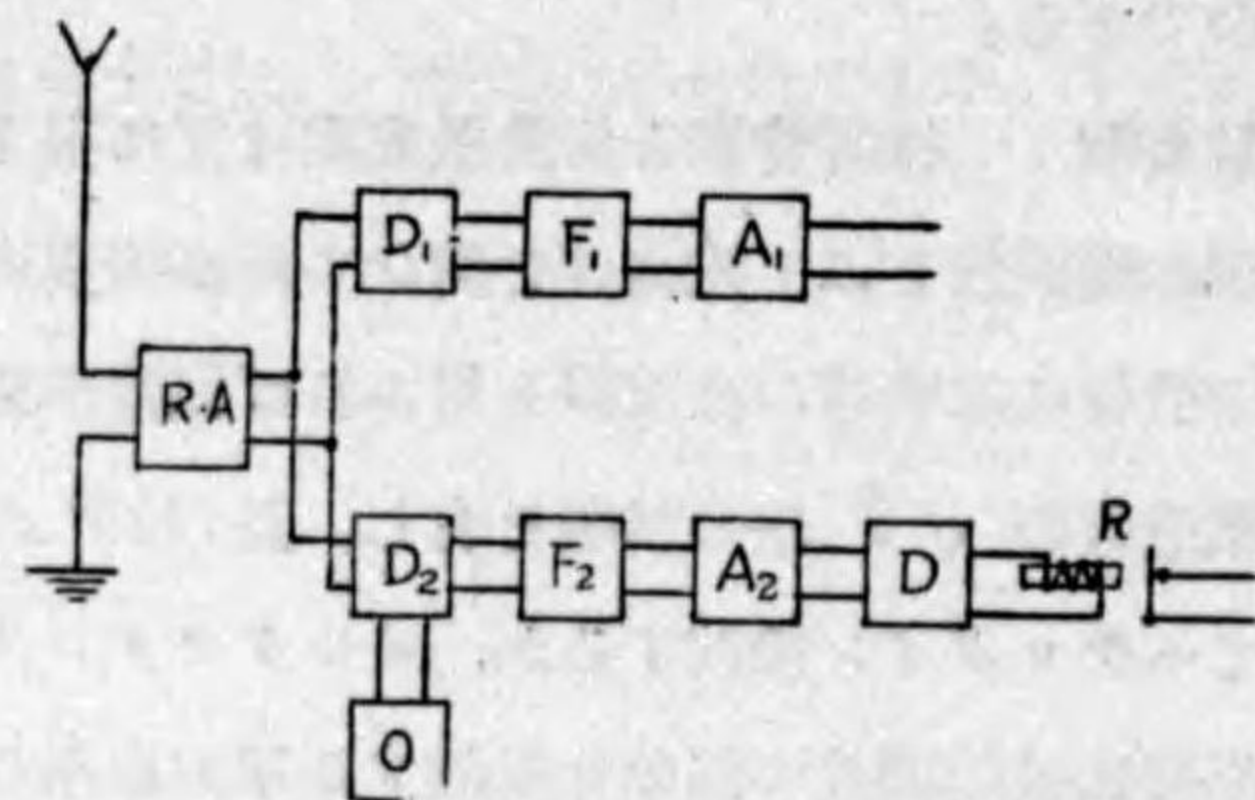


第 6.134 圖

第 6-135 圖は本法に依る二重通信の原理を示す。此の場合の受信装置は第 6-136 圖に示す如くで、R.A. は高周波增幅器、D, D₁, D₂ は檢波器、F₁, F₂ は濾波器、A₁, A₂ は增幅器、O は局部發振器を示す。O なる局部發振器の周波數は送信搬送波周波數との唸り周波數を F₂ の遮斷周波數に



第 6.135 圖



第 6-136 圖

保つ事を要する。電鍵速度さへ餘り速かならざる限り、電話電流中に電信電流の混入する事なく、出力周波数帯も亦増加する事なくして電信を同時に送る事が出来る。

(b) 振幅位相變調 振幅變調と周波數變調とが互に獨立して居ると同時に、振幅變調と位相變調とも亦互に獨立した方法なる故、前項と同様二重變調を行ふ事が出来る。振幅位相被變調波を受信するには、前項と同様振幅被變調波はそのまゝ檢波する事に依り、位相被變調波は、振幅が受信搬送波の夫れの $\sqrt{2}$ 倍で、位相差 135° を有する搬送波電流を加へて檢波し得る事は前項と同様である。

之を數式を以て取扱つて見る。今簡單の爲め變調波を何れも単一周波數と考へ、振幅變調波 A 、位相變調波 φ が夫々

$$A = m_a A_0 \sin p_1 t \dots\dots\dots (6-48)$$

$$\varphi = m_\phi \sin p_2 t \dots\dots\dots (6-49)$$

にて表はされる時、此の二種の變調を受けた搬送波は

$$C = A_0 (1 + m_a \sin p_1 t) \sin (\omega_0 t + m_\phi \sin p_2 t) \dots\dots\dots (6-50)$$

となる。此の二重變調せられた搬送波が、そのまゝ檢波されると、單に包絡線のみが檢出され出力電流は

$$C_1 = m_a A_0 \sin p_1 t \dots\dots\dots (6-51)$$

となる。即ち振幅被變調のみが受信出来る。又 (6-50) 式にて示される被變調搬送波に

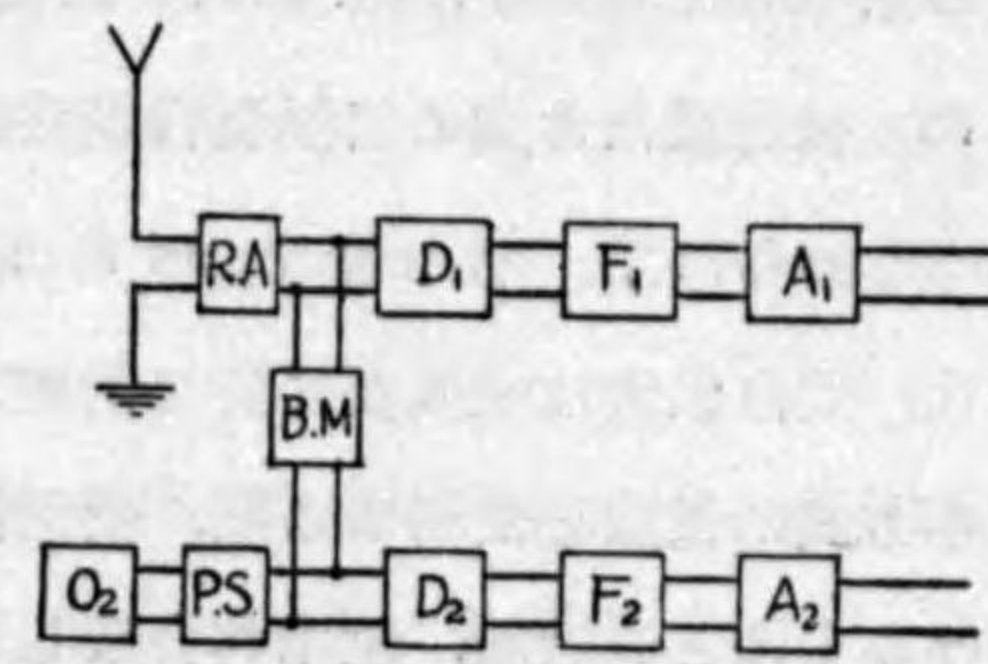
$$C_2 = \sqrt{2} A_0 \sin (\omega_0 t + \frac{3}{4} \pi) \dots\dots\dots (6-52)$$

なる搬送波を局部發振器より供給して合成すれば

$$\begin{aligned} C_3 &= C + C_2 \\ &= A_0 (1 + m_a \sin p_1 t) \sin (\omega_0 t + m_\phi \sin p_2 t) \\ &\quad + \sqrt{2} A_0 \sin (\omega_0 t + \frac{3}{4} \pi) \\ &\doteq A_0 [(1 + m_a \sin p_1 t) (\sin \omega_0 t + m_\phi \sin p_2 t \cos \omega_0 t) \\ &\quad - \sin \omega_0 t + \cos \omega_0 t] \\ &\doteq A_0 [\sin \omega_0 t + m_a \sin p_1 t \sin \omega_0 t + m_\phi \sin p_2 t \cos \omega_0 t \\ &\quad - \sin \omega_0 t + \cos \omega_0 t] \\ &= A_0 [(1 + m_\phi \sin p_2 t) \cos \omega_0 t + m_a \sin p_1 t \sin \omega_0 t] \dots (6-53) \end{aligned}$$

となり、式より明かな通り此の包絡線は $m_\phi \sin p_2 t$ に比例する爲め、之を檢波すれば位相變調に依る通信のみを受信し得、二重通信の目的が達せられる。

本法の受信装置は第 6-137 圖に示す如し。R.A は高周波幅増器、B.M は緩衝増幅器、O₂ は局部發振器、P.S. は位相調整器、D₁、D₂ は檢波器、F₁、F₂ は濾波器、A₁、A₂ は増幅器を示す。



第 6-137 圖

(B) 搬送除去 (Carrier suppression)

以上述べた方法は總て搬送波を傳送する方式であつた。然し通信電流を遠隔の地に傳送するには必ず搬送波を必要とするかと言ふに然らず、之を受信する際に何等かの方法で除去された搬送波を受信電流に補ひさへすれば受信可能にして、側帯波のみで差支へないのである。加之之を除去する事に依つて下記の如き利點を持つて居る。

(a) 搬送波を除去した後の装置に於て、搬送波に対する電力を要しない故電力量經濟となり、従つて装置も小さくて済み、又真空管の維持費も減少する。

(b) 同一側帯波が搬送波傳送方式送信機に比して倍加する故 Signal/noise ratio は約 6 db だけ良くなる。

(c) 搬送波の Selective fading に依つて受信電流が増減する事が無くなり、又 Cross modulation を伴ひ音質を低下せしめる事も搬送波電流を局部的に發生せしめる故考へる要は無くなる。

(d) 其の儘受信する事は出来ない故、簡単な秘密通信方式となる。

(e) 通信電流の無い時電波は發射しない。

然し又次の如き缺點も有する。

(a) 搬送波電流がない部分の送受信機内の真空管の陽極電流が變化し、その際 Intermodulation effect に依つて歪を生ずる原因となる。

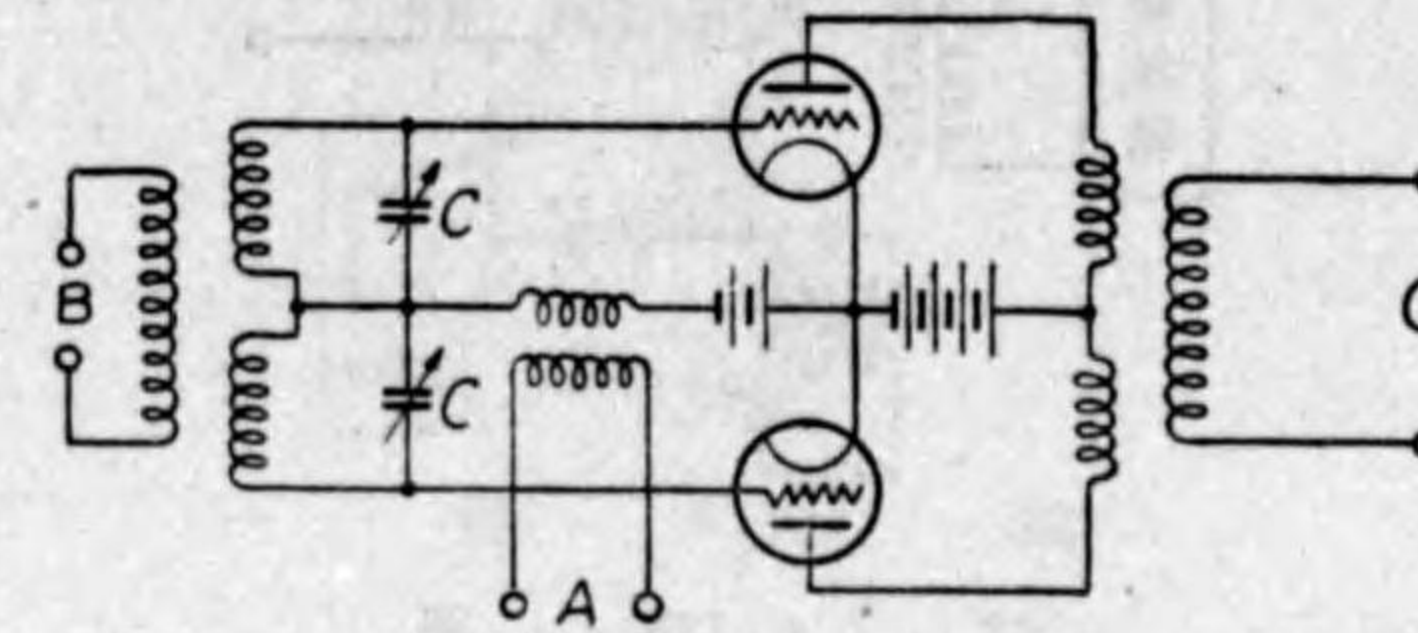
(b) 搬送波なき爲め自動利得調整装置 (Automatic gain control) は動作せしめられず、Synchronous fading は補正する事が出来ない。

(c) 受信装置は短波長に於て困難となる。

本方式の電波を受信する際、受信部にて補足する搬送波電流は送信部に於けるものと周波數、位相共合致しなければならない爲に短波長に於ては殆んど實用にならない。

次に變調方法を説明しよう。

(a) Push-pull method 之は同一方式の二つの變調器を、その出力側に於て搬送波出力を互に打消さしむる様接続するもので、振幅變調、位相變調、周波數變調の何れの場合にも同一原理を以て適用される。



第 6-138 圖

第6-138圖は平衡型振幅變調器に依る方法を示す。搬送波及び變調波を A, B 入力端子の何れに加へるかに依つて C 端子には第6-3表に示す如き

第 6-3 表

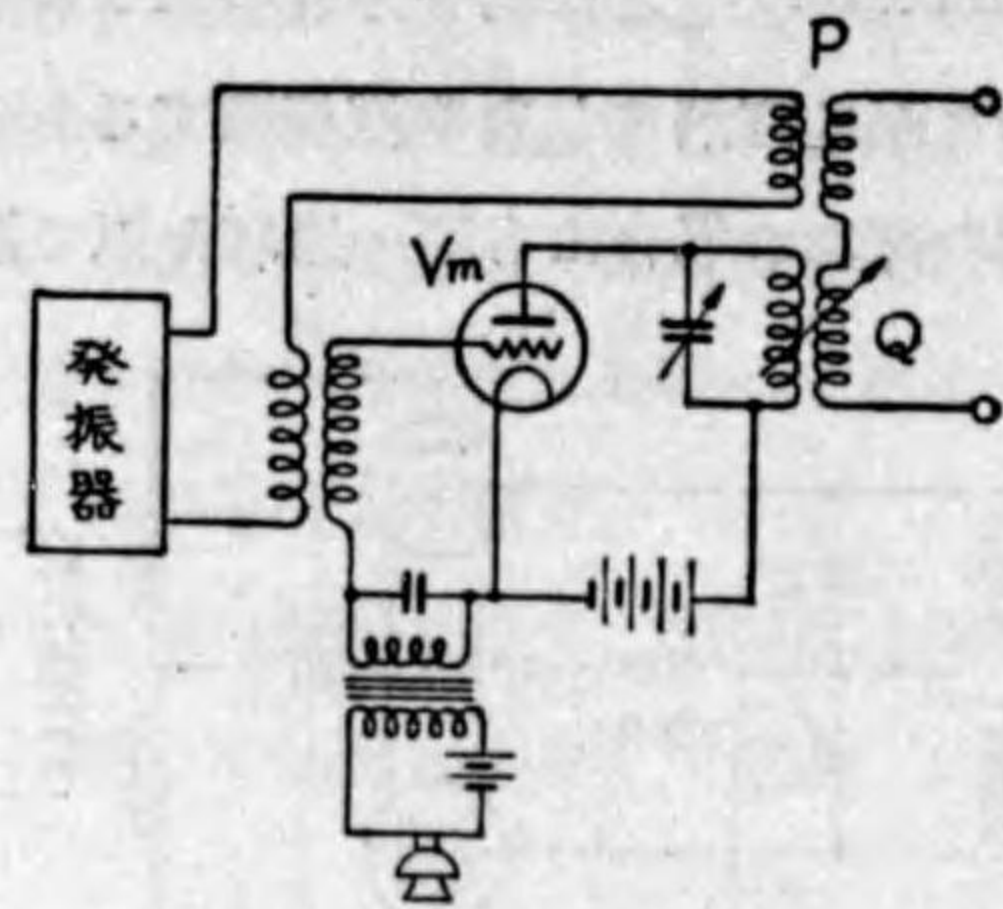
	搬 送 波	變 調 波	出 力 (c)
1	A	A	0
2	A	B	$\omega_0, \omega_0+p, \omega_0-p$
3	B	A	$p, \omega_0+p, \omega_0-p$
4	B	B	p, ω_0

出力が得られる。

表中 ω_0, p は夫々搬送波及び變調波の角周波數を示すもので、本法は3の場合に相當する。

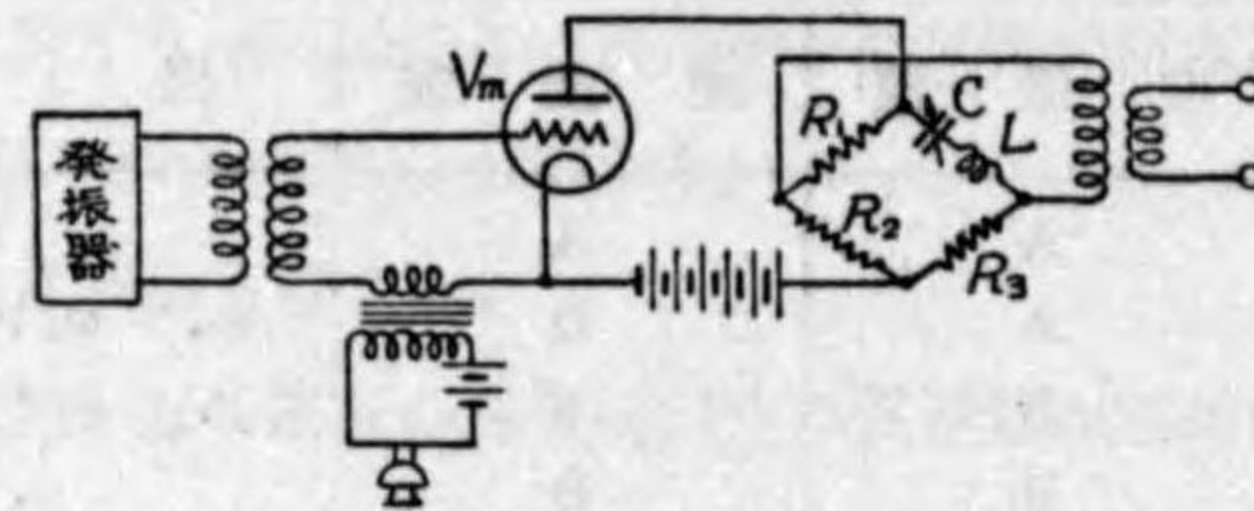
(b) Compensation method 第6-139圖は搬送波電流を變調器の入力側及び出力側に加へ、その位相並に振幅を適當に調整する事に依つて搬送波電流を消去せしめる方法である。

(c) Bridge method 第6-140圖は此の一例で、ブリッジのアー



第 6.139 圖

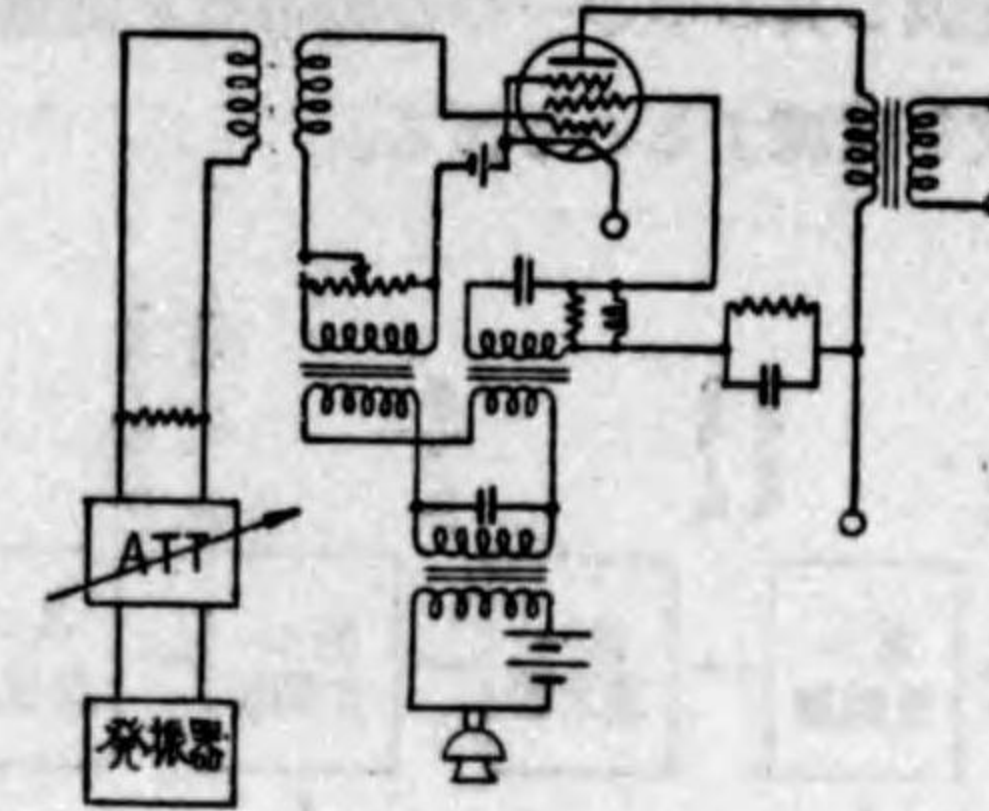
に LC 直列回路を挿入し、搬送波に対してブリッジが平衡する様 LC を調節し置けば、変調波に対しては平衡しない。故に之に振幅変調電流を加ふれば、ブリッジの他の端子より側帯波電流のみが得られる。



第 6.140 圖

(d) Multi-grid valve method 五極真空管の Control-grid に搬送波と変調波とを加へ、Screen grid に 180° の位相差を有する搬送波を加へて其の大きさを適宜に加減すれば、陽極回路には搬送波の除去された側帯波のみが得られる。

第6.141圖は本方式を示すもので、変調特性良く高調波も可成り少くして且つ簡単に被変調波電流が得られる特徴がある。



第 6.141 圖

(C) 単側帯波 (Single side band)

前節では搬送波のみを除去したのであるが、更に一步進めて搬送波と何れか一方の側帯波をも除去した単側帯波に依る通信も可能である。例へば下側帯波

$$B \cos(\omega_0 - p)t$$

のみが送られる場合、受信側に於て之に搬送波 $A \sin \omega_0 t$ を加へてヘテロダイン受信する時は

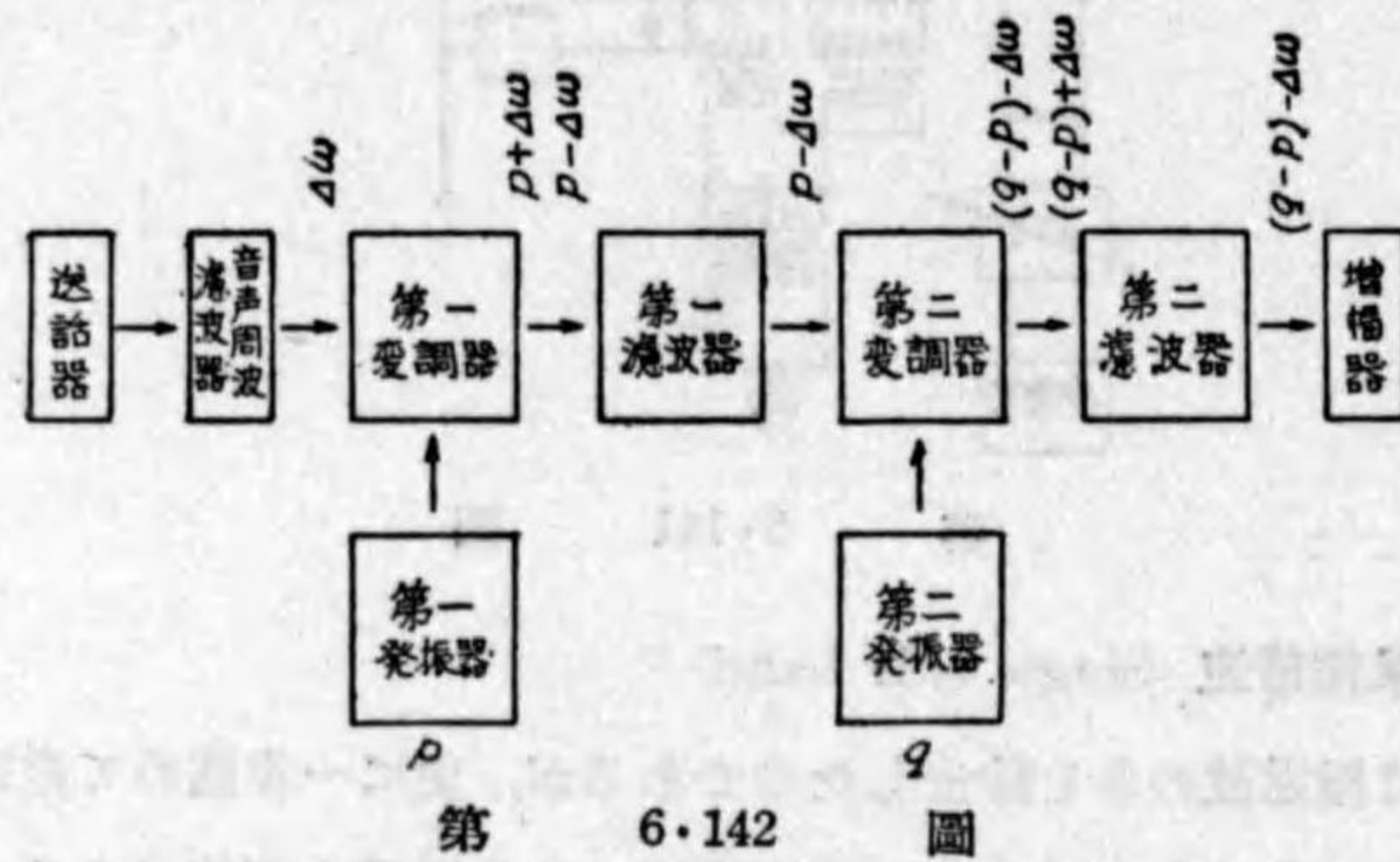
$$C \cos\{\omega_0 \pm (\omega_0 - p)\}t$$

なるビートを生じ、之より $C \cos p t$ なる変調波を再現する事が出来る。

此の方法に於ては周波数帯が半減し、電力は搬送波除去法より更に小さくて済む、従つて利用し得られる通信路数は増加する事が出来、周波数帯が狭い故高周波回路の選擇性を一層鋭いものにする事が出来る。此の缺點としては搬送波除去方式と同様である。

(a) Step by step method 前節に於て単一側帯波を以て通信を行へば所要周波数帯域が狭くなる利点を有する事は既に述べた通りであるが搬送周波数が著しく高いと、直接一つの側帯波を取り出す濾波器の設計が困難になり、却つて不便の原因となる。斯かる場合には変調周波数で一度

比較的低い搬送波を變調し其の中の一つの側帯波を濾波器にて取出し、之を以て再び高い搬送波を變調するのである。



第6.142圖は此の方法を用いた送信機の略圖である。

今變調周波數 ω 、第一搬送波を p 、第二搬送波を q とし、且 $p < q$ とすれば、第一變調器に於て先づ ω で p を變調し、

$$(A + M \sin \omega t) \sin pt$$

$$= A \sin pt + \frac{M}{2} \cos(p - \omega)t - \frac{M}{2} \cos(p + \omega)t$$

を得、此の中下側帯波のみを第一濾波器にて取出し、之に依つて更に第二搬送波 q を第二變調器に於て變調すれば

$$\left\{ B + \frac{M}{2} \cos(p - \omega)t \right\} \sin qt$$

$$= B \sin qt + \frac{M}{4} \sin\{(q + p) - \omega\}t + \frac{M}{4} \sin\{(q - p) + \omega\}t \dots (6.54)$$

となる。今變調周波數の占める帯域を $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ とすると之に依つて直接 $(p + q)$ なる高周波を變調する時は

$$(q + p) - \Delta\omega, (q + p), (q + p) + \Delta\omega$$

なる周波數を有する出力となり、之等の中の周波數偏差は ω_1 にして搬送波周波數 $(q + p)$ に比して甚だ小さく、此の出力より一側帯波、例へば $(q + p) - \Delta\omega$ を取出す爲には非常に尖鋭な切斷特性を有する濾波器を必要とし、設計が甚だ困難になる。

然るに前に述べた方法に依れば第一濾波器に於ては p なる周波數を比較的低い周波數にして置けば第一變調器の出力周波數は

$$p - \Delta\omega, p, p + \Delta\omega$$

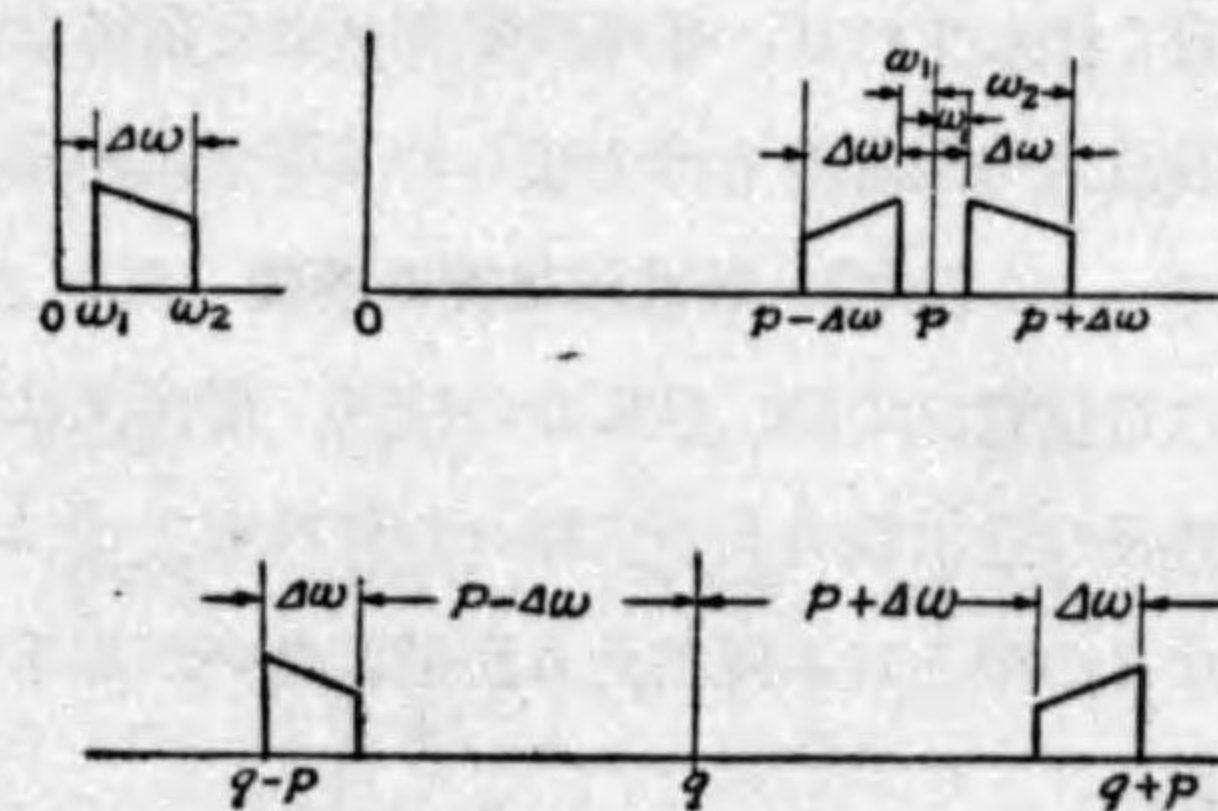
の三種となる。

此の中から $(p - \Delta\omega)$ のみを取り出す事は餘り困難ではない。又之に依り q を變調した出力

$$q - (p - \Delta\omega), q, q + (p - \Delta\omega)$$

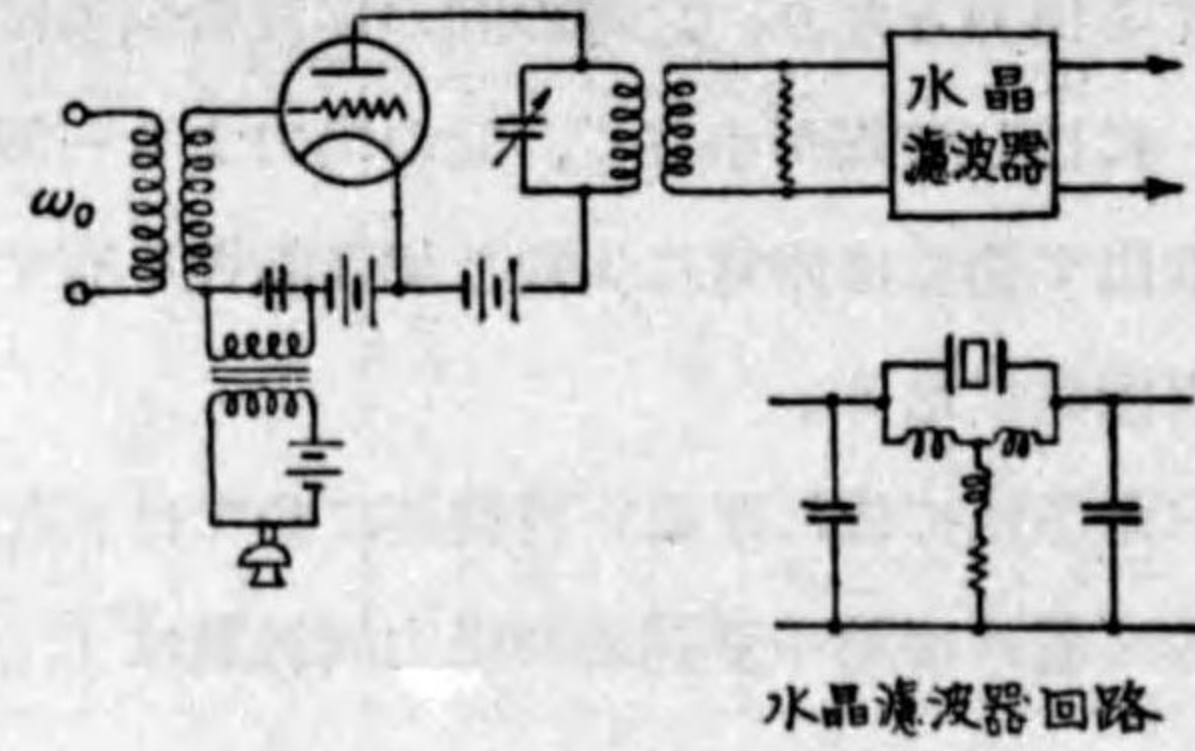
より $(q + p - \Delta\omega)$ のみを取り出す事も、之と搬送波 q との間には $(p - \Delta\omega)$ なる周波數偏差を有するを以て容易である。

以上は二段變調に就いて述べたのであるが、之と同様にして三段變調を行ふ場合に於ても同原理に依つて容易に了解する事が出来る。第6.143圖は變調波周波數と搬送波周波數との間の關係を示す。

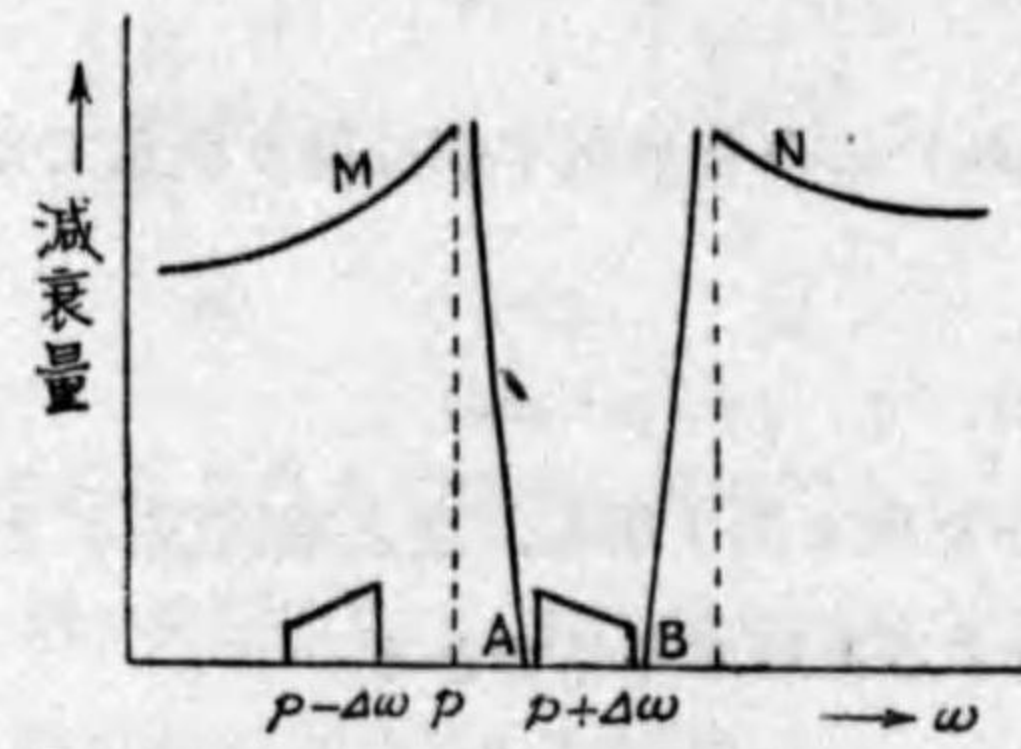


第 6.143 圖

(b) 水晶濾波器法 第6-144圖は其の一例を示す。



第 6.144 圖



第 6.145 圖

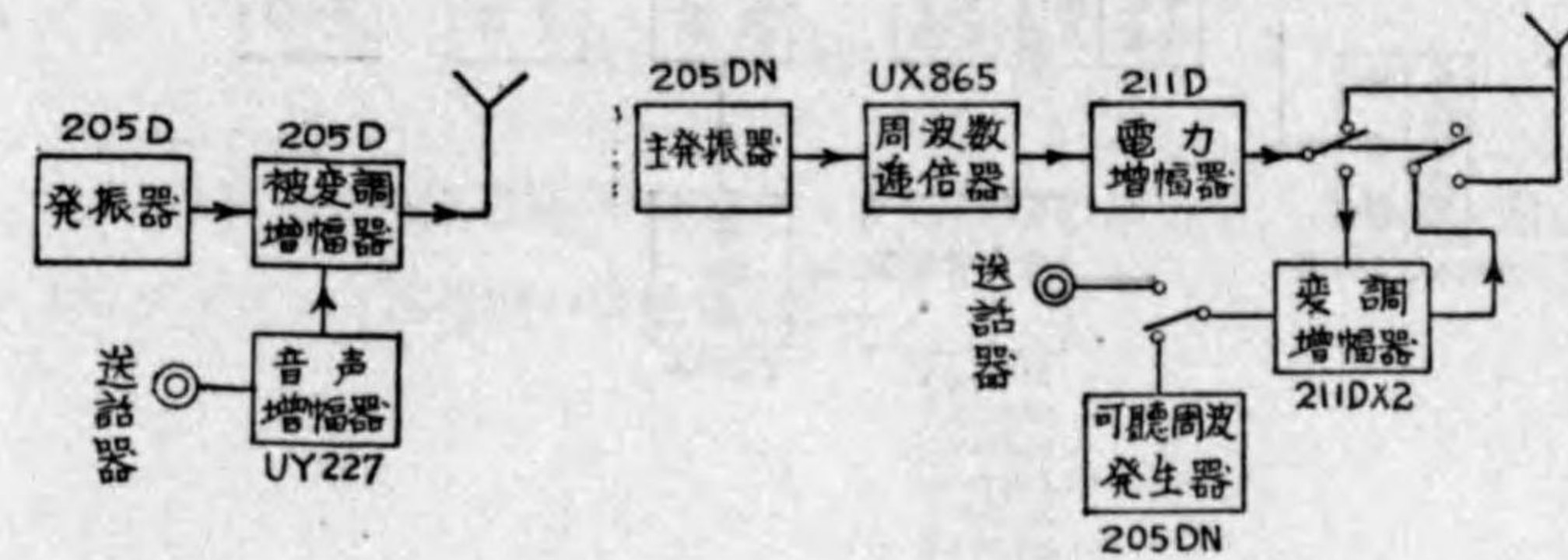
水晶濾波器の周波数特性を利用したもので、第6-145圖は此の特性を示す。搬送波及び一側帯波を曲線 AM にて示される側に置き、他の一側帯波を AB の側に置く様にすれば、振幅被變調出力を單に此の濾波器を通ずるのみにして搬送波も一側帯波も消去せしめる事が出来る。

6-20 無線送信機の構成

無線送信機には電信電話の別、發振器の種類、變調又は電鍵操作を行ふ階程、送信周波数及び送信電力其の他種々の條件によつて色々の型があり、どの用途にはどの型と云ふ確然たる區別はないが以下にその數例を示して見る事にする。

(1) 小電力携帯用短波送信機 携帯用なる故輕量で操作が簡單なる

事を要する。第6-146圖はその構成の一例で發振器は水晶制御式を用ひ、電信電話の何れにも使用可能であり、電話の場合には音聲増幅器を動作せしめて被變調増幅管にて變調を行ひ、電信の場合には電鍵操作により陽極電流を斷續する様になつてゐる。送信電力は電信にて5ワットである。

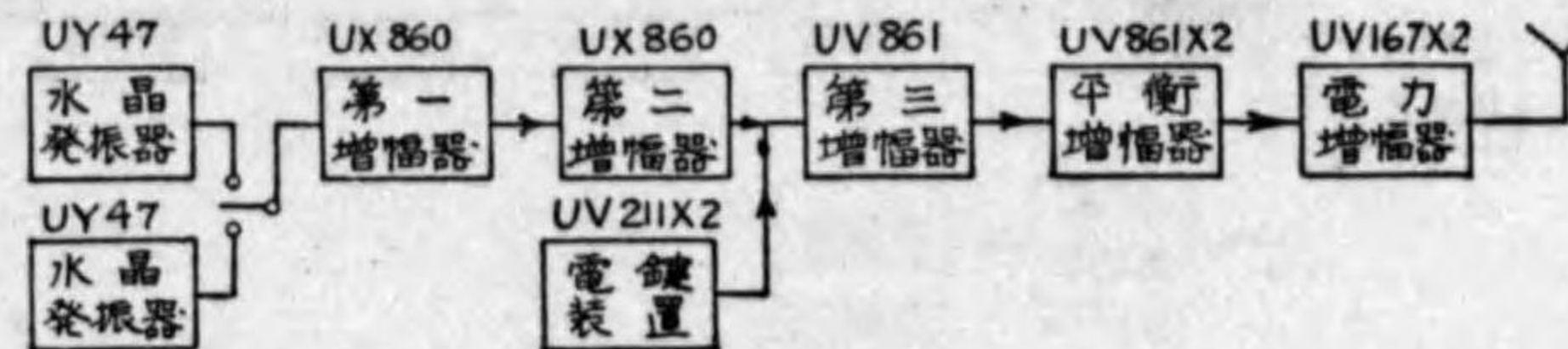


第 6.146 圖

第 6.147 圖

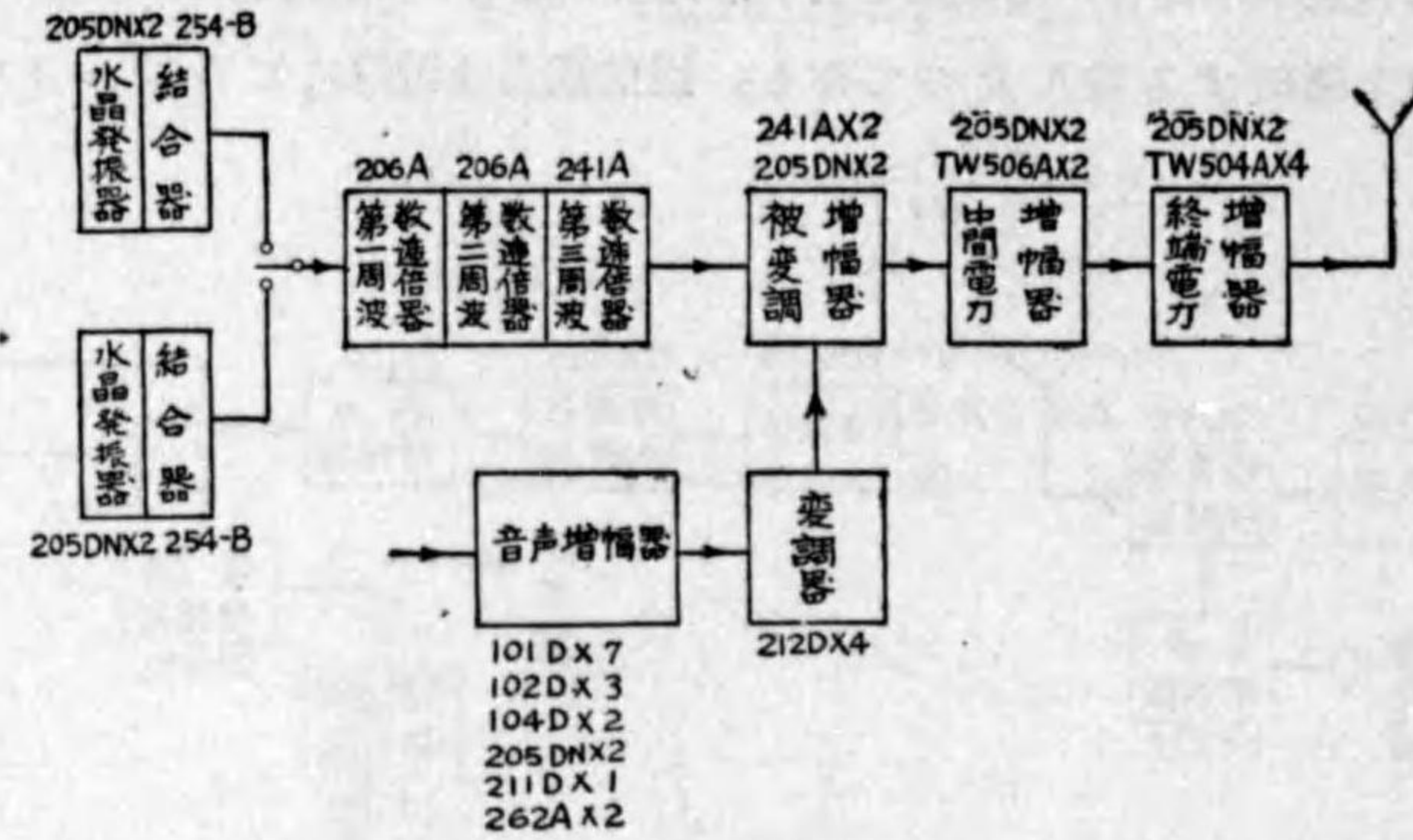
(2) 移動用短波送信機 携帯用程輕量たるを要しないが或程度輕量のものゝ望まれる。第6-147圖はその一例で發振器は水晶制御、自勵發振何れも可能であり電信電話兩用となつてゐる。A₁ 電波による電信の場合には電力増幅器より直ちに電波を發射し A₂ 電波の場合には可聴周波發生器及び變調増幅器を動作せしめ、電話の場合には送話器及び變調増幅器を動作せしめる。A₁ 電波に於ける出力 50 ワットである。

(3) 固定局用短波送信機 重量は全く問題とならず安定度の高いこと、電力の充分なる事、操作の簡單なる事が望まれる。第6-148圖は短波



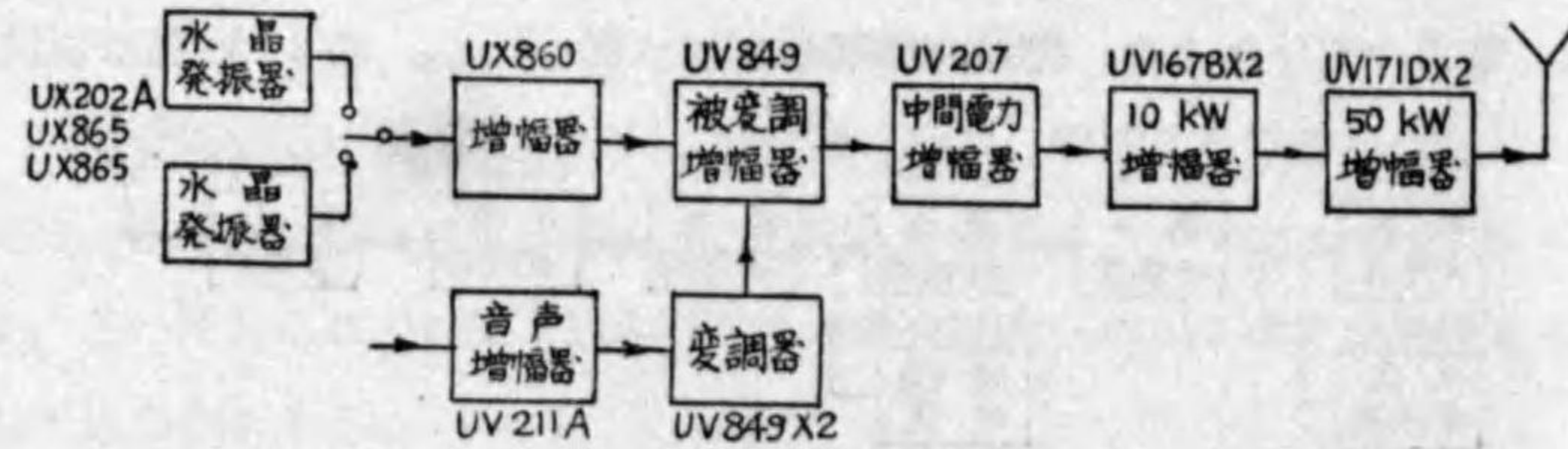
第 6.148 圖

電信送信機で出力1キロワットのものであり、第6-149圖は短波電話送信機で搬送波出力10キロワットのものである。

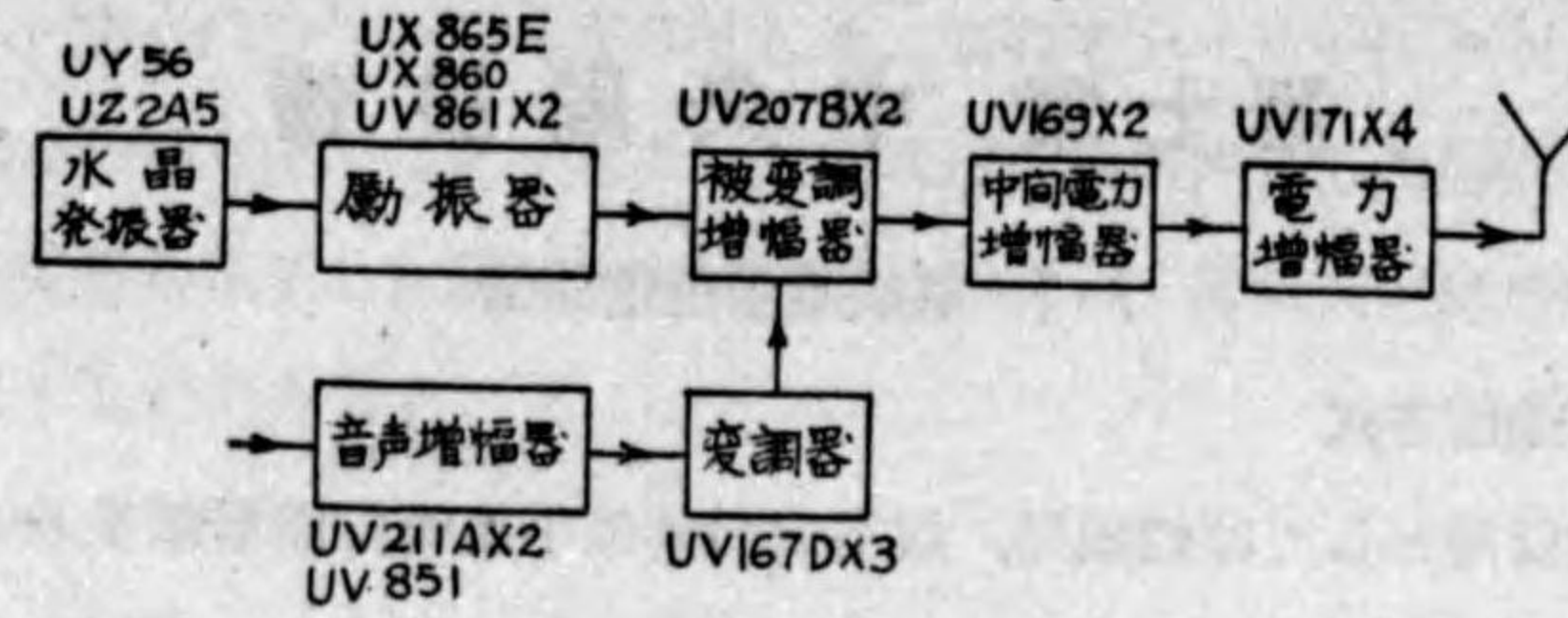


第 6-149 圖

(4) 中波放送用送信機 周波数の許容偏差が50サイクルであるから周波数の極めて安定なる事を要し、又變調の深さに制限があり(通常平均變調率30%以下にとられてゐる)變調管の最大と最小のレベル差が相當大であるから送信機のハム其他の雜音が極めて小なる事を要する。それが爲に電源部の濾波器に特に注意が拂はれる。又變調波に對する周波數特性の良好なる事及び増幅器に於ける波形歪の極小なる事が望まれる。



第 6-150 圖



第 6-151 圖

第6-150圖は京城放送局50キロワット送信機の構成を、第6-151圖は東京150キロワット送信機の構成を示す。

第七章 中央局設備

7.1 無線電信通信装置

(A) 通信方式

無線電信局としては船舶局、航空機局其他小規模の簡單なるものより各國重要都市間を連絡するが如き遠距離通信を行ふ固定局に至る迄、種々のものがあるが又其の採用する通信方式に於ても夫々規模の大小、業務の種別等に従ひ様々のものが用ひられる。現在用ひらるゝ通信方式を大別すれば次の如くである。

- (1) 單信方式 (Simplex transmission system)
- (2) ブレーク・イン方式 (Break-in system)
- (3) 二重通信方式 (Duplex operation system)
- (4) 中央集中方式 (Centralization system)

(B) 單信方式

同一局所内に送信機及び受信機を設備するときは送信中は常に送信機からの強力な電波により受信機が妨害を受け受信をなし得ざるのみならず、時には受信機を損傷することすら起る。かゝる場合には切替轉換器を用ひて送信中は受信機の動作せぬ様、受信中は送信機を停止せしむる様に切替へせねばならぬ。この爲に用ひらるゝ轉換器を**送受轉換器** (Change over switch) といひ又本方式は通信に際して非常に手数を要することゝなる爲、通信最も閑散なる固定局、海岸局又は局舎の構造上送受信機を分離することの不可能な移動局等の場合にのみ用ひられる。

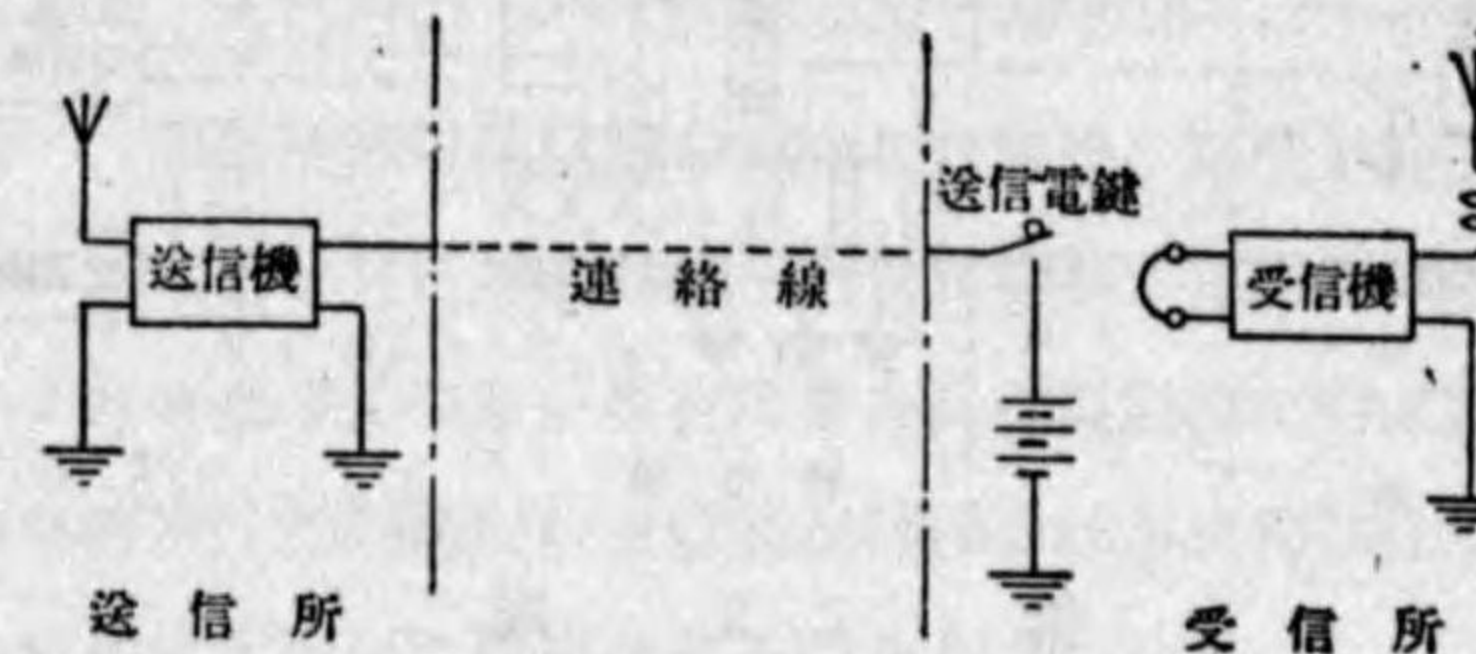
(C) ブレーク・イン方式

通信の都度送受轉換器によつて其の都度送受信状態の切替をなす不便を除く爲これを自動的に行ふ方法であつて、送信用電鍵を開閉することによ

つてブレーク・イン・リレーを動作せしめ、このブレーク・イン・リレーが送受轉換器の作用を果すことゝなる。平常は送信機は休止し受信機のみ動作し居り、電鍵を按下した瞬間のみ受信機は休止して送信機が働きかくして通信をなすものである。

(D) 二重通信方式

通信量の相當に多い場合又は同時に多數の送受信機を動作せしめて多方面と通信をする必要ある如き場合には送信機と受信機とが互に相接近してゐては妨害の爲通信を行ふことが出来ぬので送信機と受信機とを干涉せぬ程度に離隔せしむる必要がある。通常送信所を遠方に離隔せしめ連絡線を使用して受信所より送信機を制御する。第7.1圖に其の概要を示す。又局



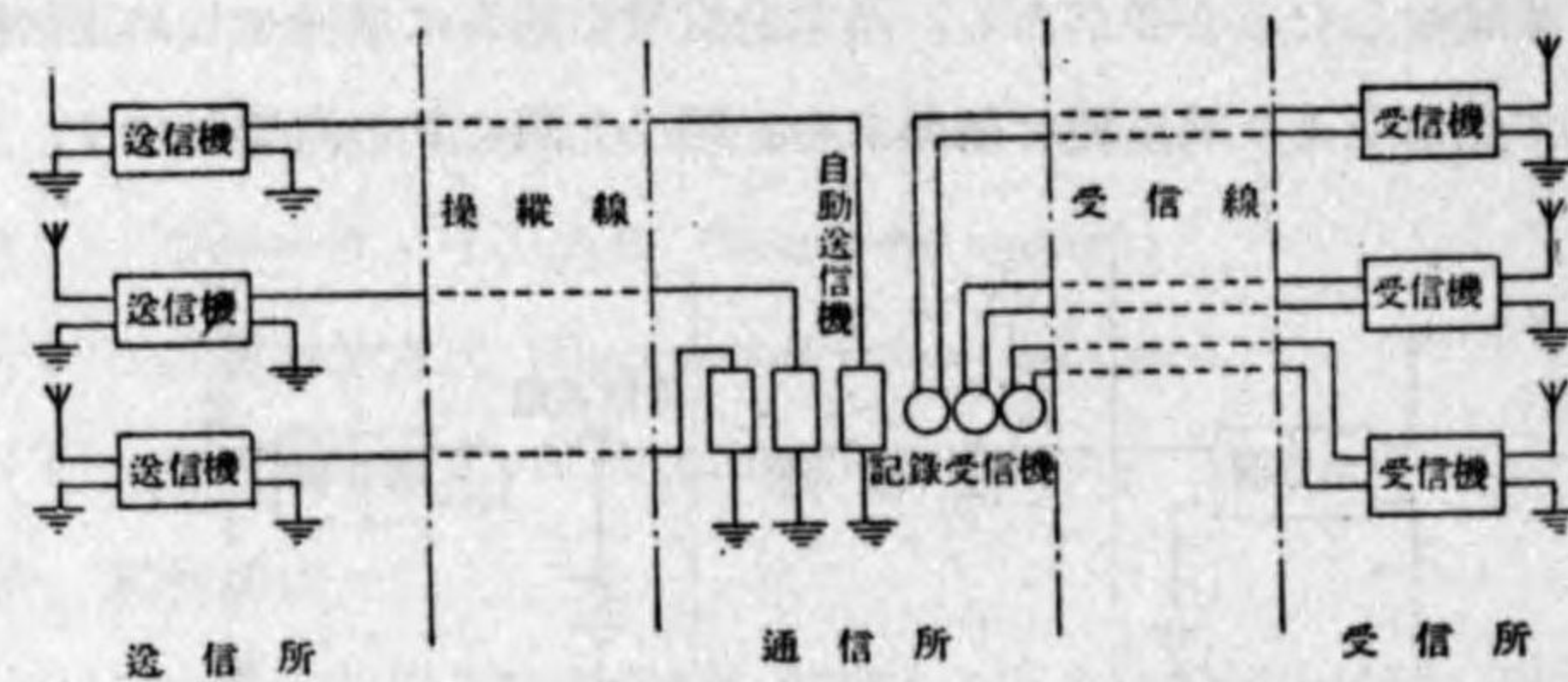
第 7.1 圖

舎等の關係上送受信機を充分に離隔せしむることを得ざる場合には受信空中線に濾波器又は電波吸收器 (Wave trap) 等を装置して妨害を除き二重通信を行ふ場合もある。

(E) 中央集中方式

國內及び國外の重要都市を連絡するが如き無線通信は最も敏活を要するもの故中繼に要する種々の所要時分を節約する爲には有線通信系統とは最も密接な關係を保持せしめねばならぬ。この爲には有線及び無線の中樞局は同一局舎内に設備するのが最も理想的である。又斯くの如き重要なる通

信は極めて安定なることを要する。この爲送信装置及び受信装置共大なる設備を要し、更に遠距離通信に於て使用さるゝ如き微弱なる受信電波を利用する爲には電力線、通信線又は其の他の電気設備より遠ざかる事を要し、従つて成るべく都會の中心を距ることが望ましい。是等の各要求を充す爲に設計されたものが中央集中方式であつて通信所、送信所、受信所の三要素を各獨立に設置し之等の間を有線連絡線を以て結び通信所に於て任意に操縦し得る如くになつてゐる。其の機構は第 7.2 圖に示す通りである。以下其の設備に就て詳細に述べよう。



第 7.2 圖

操縦線 (Control line) 送信所及び通信所間を結ぶ連絡線を操縦線といひ送信機の電鍵操作を通信所に於て行ふ爲のものである。一般に單線式回路に複流通信法を採用してゐる。従つて通信路數に相當する線條數丈があれば充分の理であるが實際には其の他若干の豫備線及び打合用電信並に電話線が必要である。回線數が相當多數に昇る如き場合には線路建設費を節約する爲に搬送電信方法を採用する場合もある。

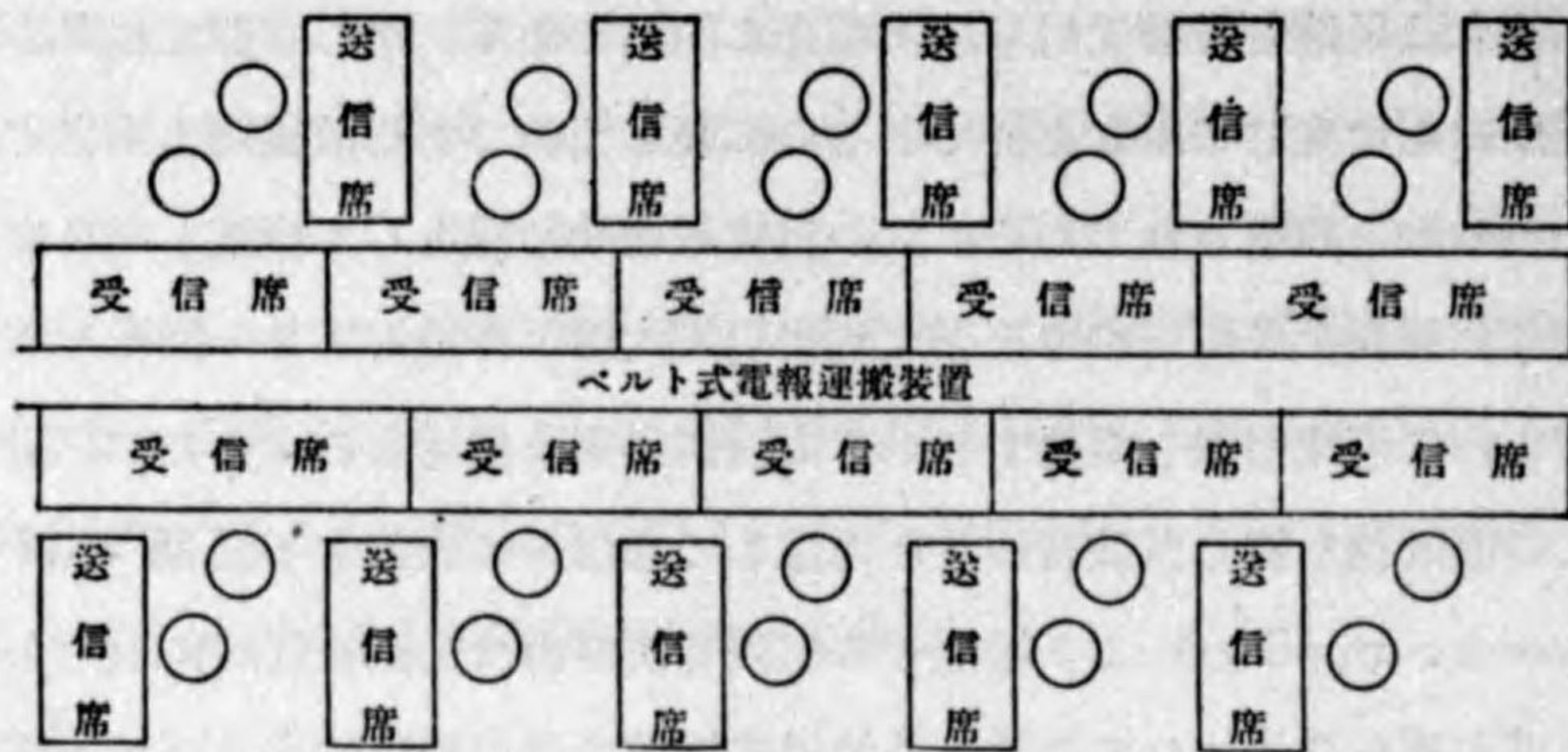
受信線 (Tone-channel) 受信所に於て受信せる信號電流を通信所に傳達する爲受信所、通信所間に設備されたる連絡線を受信線といひ受信所に於て整流したる直流信號電流を傳送する場合もあり、又信號音 (Tone)

を直接傳送する場合もある。前者は高速度記録受信を行ふ際に好便であり、後者は低速度音響受信をなす場合に便利である。然し實際には其の時の受信状態に應じて兩者を併用するのが最も便利である故線路も兩者を併用し得る如く設備されてゐる。其の爲従來は受信線として複線を用ひ複線間には信號音を又複線の中正點を利用して大地を歸路とする一回線を利用してこれに直流信號を重疊する如き方法が従來は使用されてゐたが、最近はこの直流線を廢し信號音のみを傳送して通信所に設備せる記録増幅器 (Recorder amplifier) より増幅せる信號音及び直流信號を同時に取出し得る方式が専ら採用されてゐる。是等操縦線並に受信線は障碍及び妨害電流に對する安定を保つ爲従來の裸線は漸次架空又は地下ケーブル等へと改良されつゝあり、大都市の中心に於ては總て地下ケーブルに変更された。

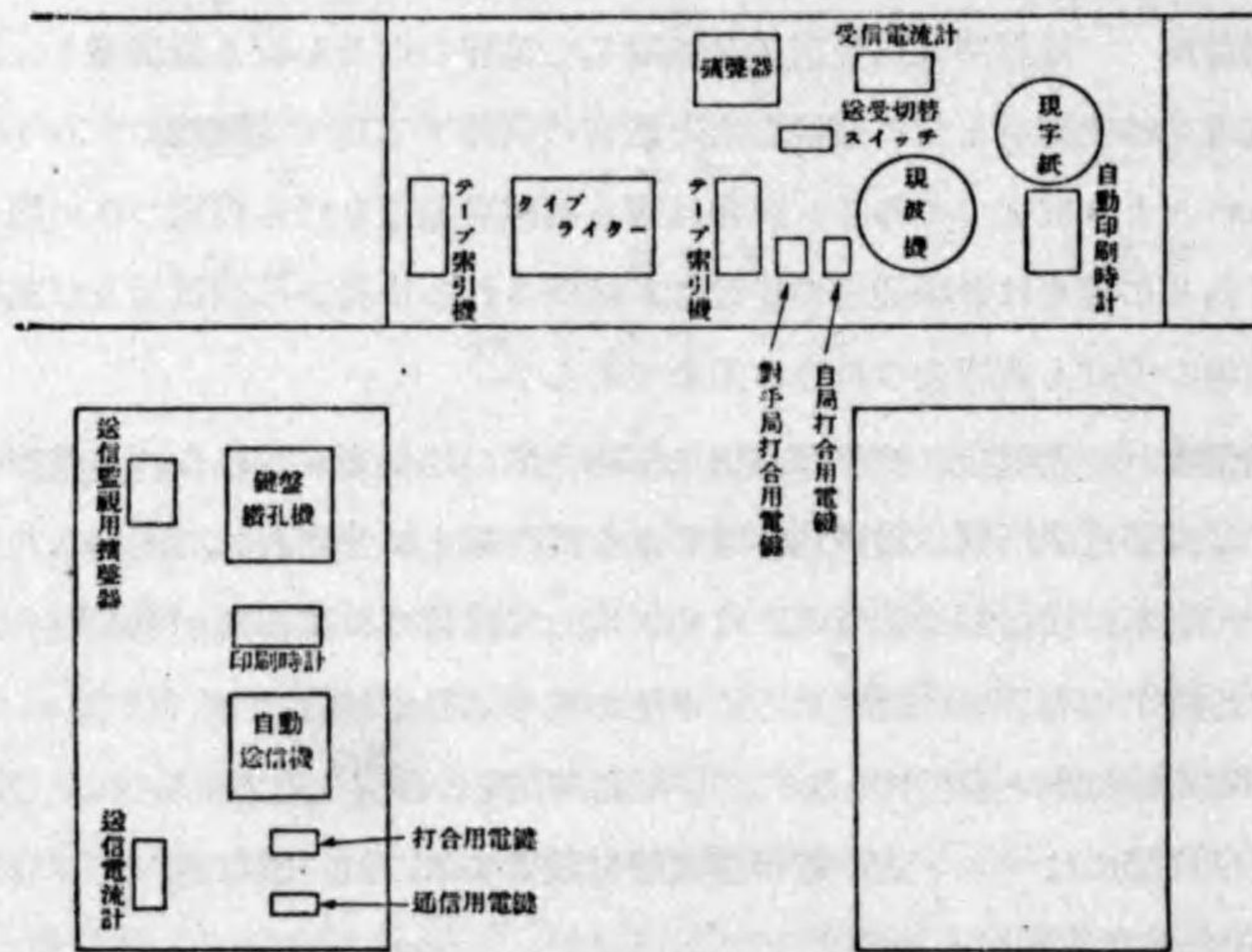
通信所 通信所は送受信機を操縦して電報の送受を行ふ通信室と、操縦電流又は受信音を常に監視し之を適當に調整する爲の調整室 (Control room) とより成立つてゐる。現在は専ら高速度通信を行ふ設備のみに限られてゐるが將來は無線通信の安定性が確保されるに従ひ印刷電信及び寫眞電信等の方式も實用化されるに至るであらう。

通信室 通信室には各回線毎に幅約 3 米の通信臺が設けられ、是等の上には高速度通信用の機械類が送信部と受信部とに分けられて配列されてゐる。従來は送信部と受信部とは相對向して設置されてゐたが閑散時一人にて操縦する場合等には甚だしく不便を感ずるので最近は第 7.3 圖に示すが如く送信席と受信席とを \perp 字形に配列し、斯くして配列された二連の受信席間にはベルト式の電報運搬機を設備するのが一般方式となりつゝある。

送信席及び受信席に配列される器械類は次に記す如きもので其の配列は第 7.4 圖に示す如くである。



第 7.3 圖



第 7.4 圖

送信部

- 鍵盤鑽孔器
- 自動送信機
- 送信監視用電流計
- 通信用電鍵
- 送信機監視用高聲器

受信部

- 現波機
- 受信用タイプライター
- 現字紙枠
- テープ索引器 (Puller)
- 自動印刷電気時計
- 受信所及び調整室間打合用電鍵
- 對手局打合用電鍵
- 受信監視用電流計
- 受信音高聲器

鍵盤鑽孔器及び自動送信機は有線電信用のものが使用される。自動通信に於ては一般にモールス符號 (Morse code) に相當した孔を鑽孔紙に鑽孔して用ふるもので、鑽孔をなす器械を鑽孔器と云ひ、鑽孔紙を用ひて高速度通信電流を作成する機械を自動送信機といふ。送信機監視用高聲器は調整室に備へられたる監視用受信機の出力によりて動作し自局の送信を監視する爲に用ひられ、通信用電鍵は對手局との手送通信又は打合用に用ひられる。受信部に於ける現波機は調整室に装置されたる記録用受信機の出力により動作即ち記録受信をなし同時に取出される信號音により受信音高聲器を動作せしめ、これによつて受信の監視又は對手局打合用電鍵と共に對

手局との打合せに用ひられる。自動印刷電気時計は受信中の現字紙に對し三十秒毎に自動的に受信時間を記録する。

クラインシュミット鍵盤鑽孔器(Kleinschmidt key-board perforator)

第7.5圖は鑽孔紙に鑽孔さ

れたるモールス符號を示

す。長點短點間隔等を杵に

よりに各別に穿つものを杵

鑽孔器(Mallet perforator)

といひ、タイプライターと

同様の鍵盤を有して一打毎

に一文字宛を鑽孔するもの

を鍵盤鑽孔器(Key-board

perforator)といふ。鍵盤鑽孔器としてはクリード型、クラインシュミット

型等種々の形のものがあるが我が國に於ては主としてクラインシュミット

型が使用される故、これに就て概要を述べることにする。第7.6圖は本機

動作の説明圖で、各鍵 K には

鑽孔すべき孔に應じて種々なる

形の齒に刻まれたる鍵槓杆が取

付けられ、其の下には 20 本の

選杆 S が装置されてゐる。従つ

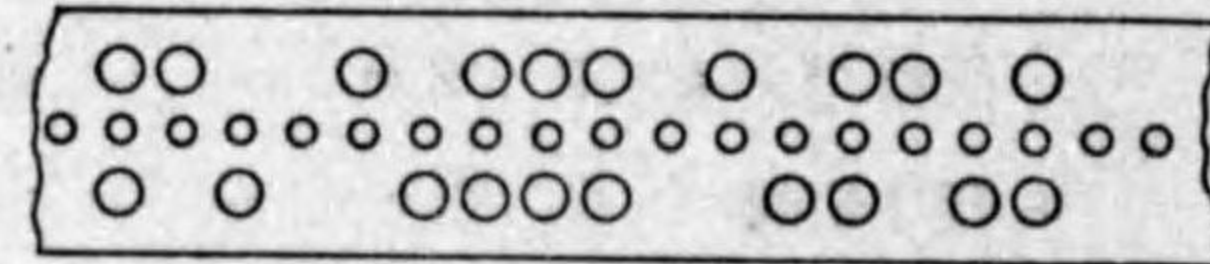
て K の降下に際しては其の下

部の突起部の下にある S のみが

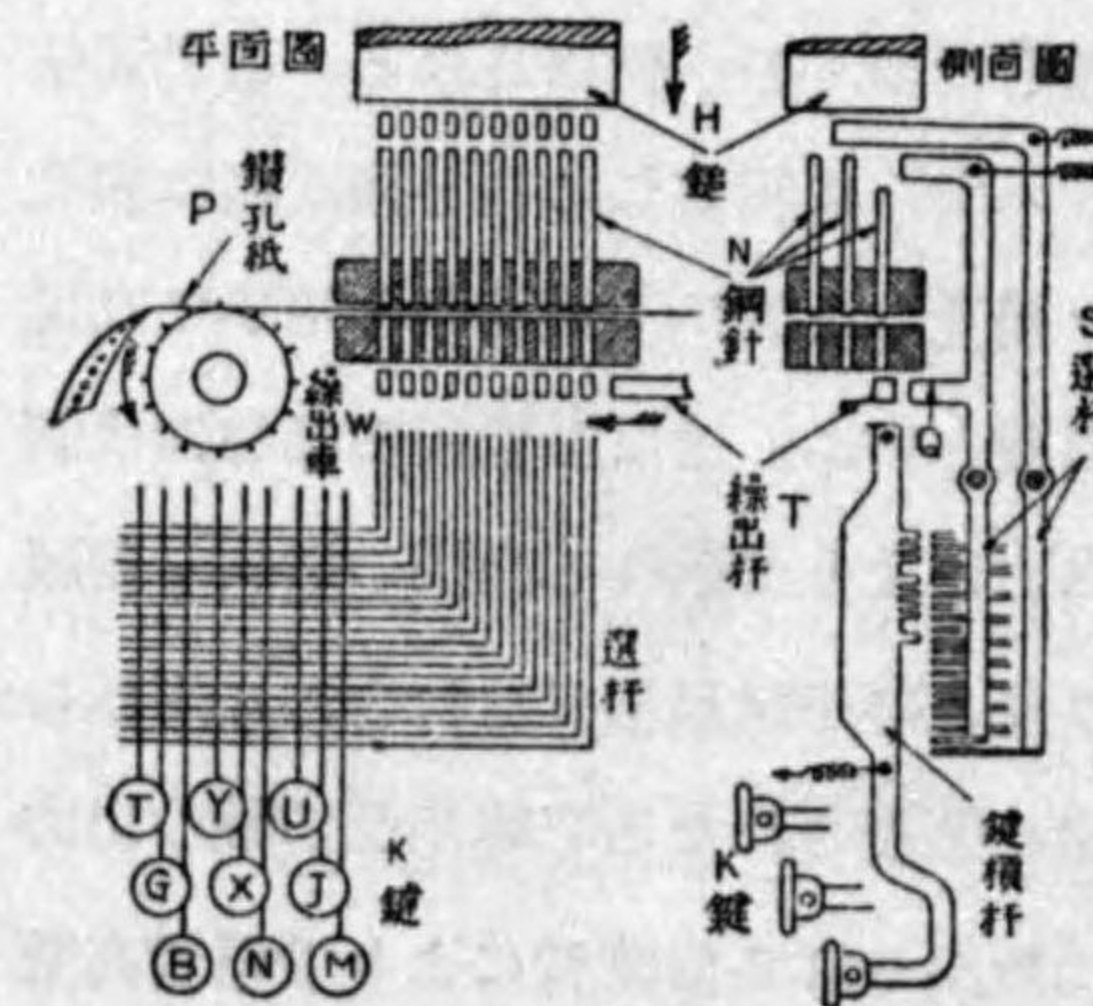
選擇押下され、この先端により

て鉗 H の力によりて所要の孔

を穿つ。鋼針 N は上下に 10



第 7.5 圖



第 7.6 圖

個宛中央に繰出孔用 11 個が配列されてゐる。モールス符號に於ては括弧

(---) が最長の符號でありこれは繰出孔 10 個より成立してゐるの

で以上の數量によつて總ての文字を鑽孔出来ることとなる。繰出孔の一個

餘分にあるは一文字毎に次の文字との間の間隔をも同時に鑽孔する爲であ

る。鑽孔が終れば紙は繰り出される。突起 Q は符號の長短に應じて紙の

繰出長さを制御する。即ち繰出の繰出杆 T に關聯し、紙の中心孔に嵌れ

る W によつて爲されるのであるが、選ばれた S 中末位の Q によつて T

の左進を停止せしめ、T の左進距離の小なる程大なる繰出をなす如き機構

を有し鑽孔されたる孔の數に相當する分のみ繰出される。H 及び T の原

動力は電磁石であつて、直流 110 V, 0.7 A にて動作する。

自動送信機 (Automatic transmitter) 第7.7圖はエリオット型自動

送信機の動作を示す。他に一般に使用さ

れるものに大北型があるが其の原理に於

ては殆んど同一である故省略する。鑽孔

紙 T は繰出車 W に依り矢の方向に繰出

される。鋼針 N, N' の上端は夫々 T の上、

下孔に、其の下端は槓杆 L を介して轉

換子 P の兩端に相對する。動搖子 R は

電動機の廻轉により W の廻轉と適當の

關係を維持しながら規則的な左右傾斜運

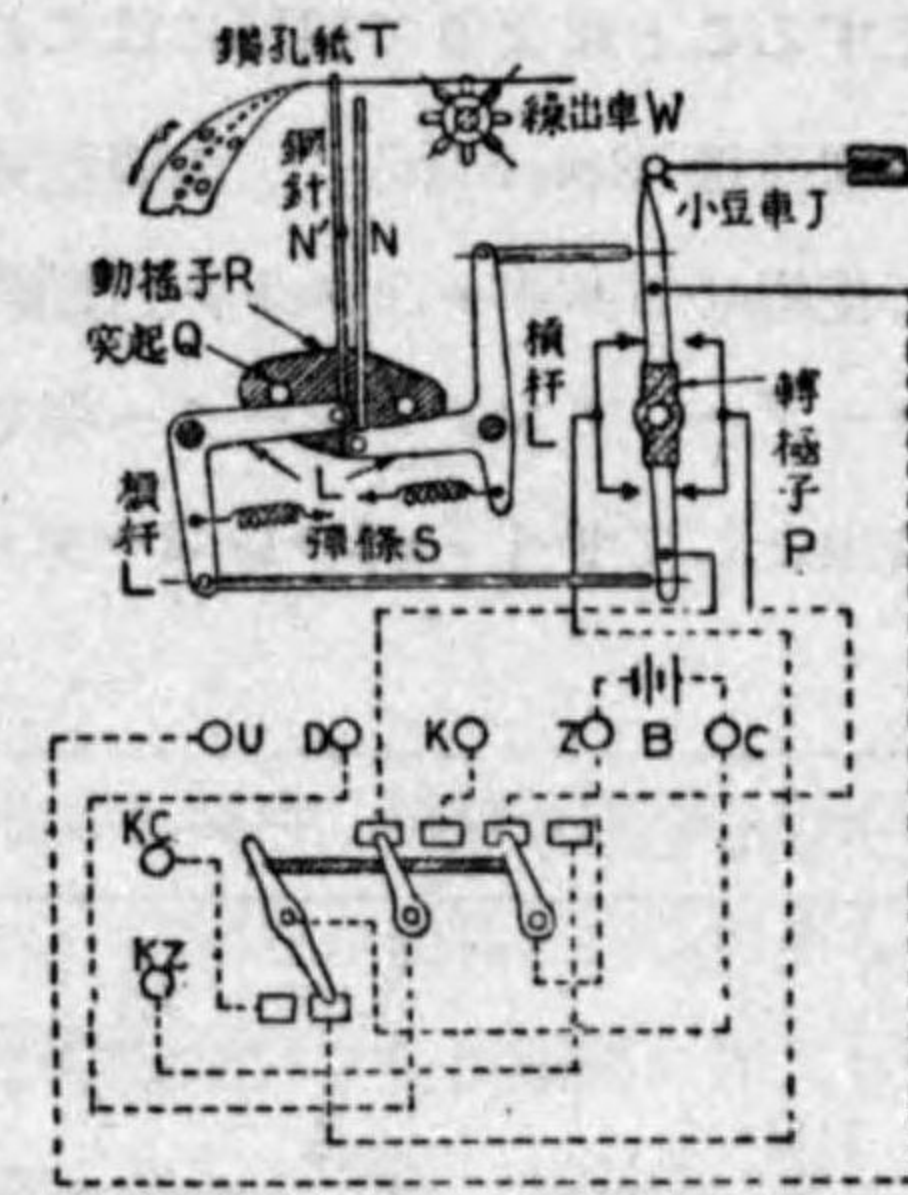
動をなして突起 Q を交互に上下せしめ、

彈條 S の力に抗して N, N' を交互に押

上げる。N, N' が其の上昇に際して T の孔に出逢ふ時には孔を貫いて上

昇し、其の運動を轉換子 D に傳へて、電池 B よりの電流方向を轉換する。

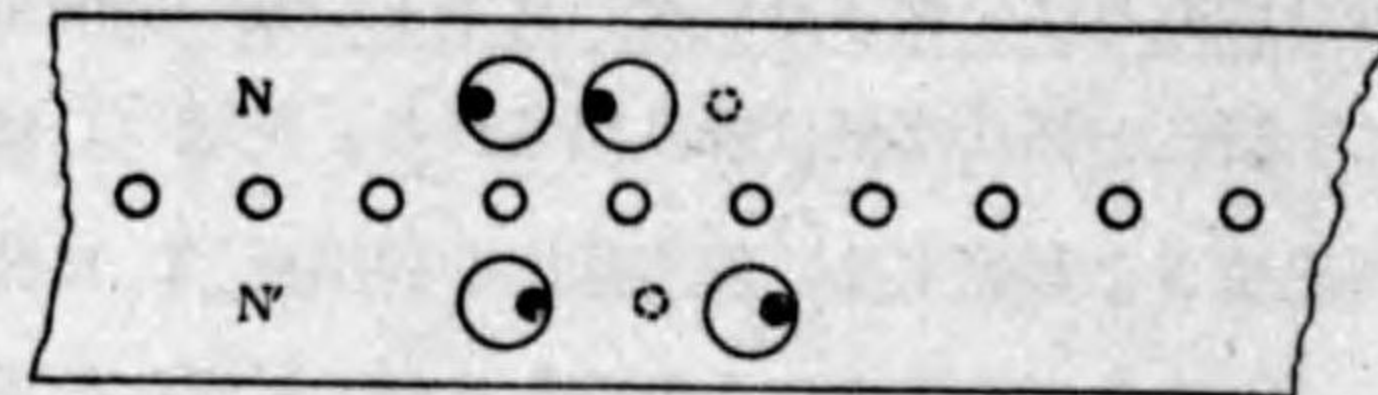
之に反し孔の無い部分に出逢ふ時には紙面に遮ぎられて上昇し得ず、従つ



第 7.7 圖

て P に何等の運動を與へない。線出孔の一個が進む間に動搖子 R が一往復運動をなし、最初に N が上部符號孔の左端を突き、次には N' が下部符號孔の右端を突くこととなる。今一なる符號を傳送するものとせば第 7.8 圖に示せるが如く

1 なる時間には N が押し上げられて P を右に倒し、次に 2 に於ては N' が押し上げられて P を左に倒し、3 にて再

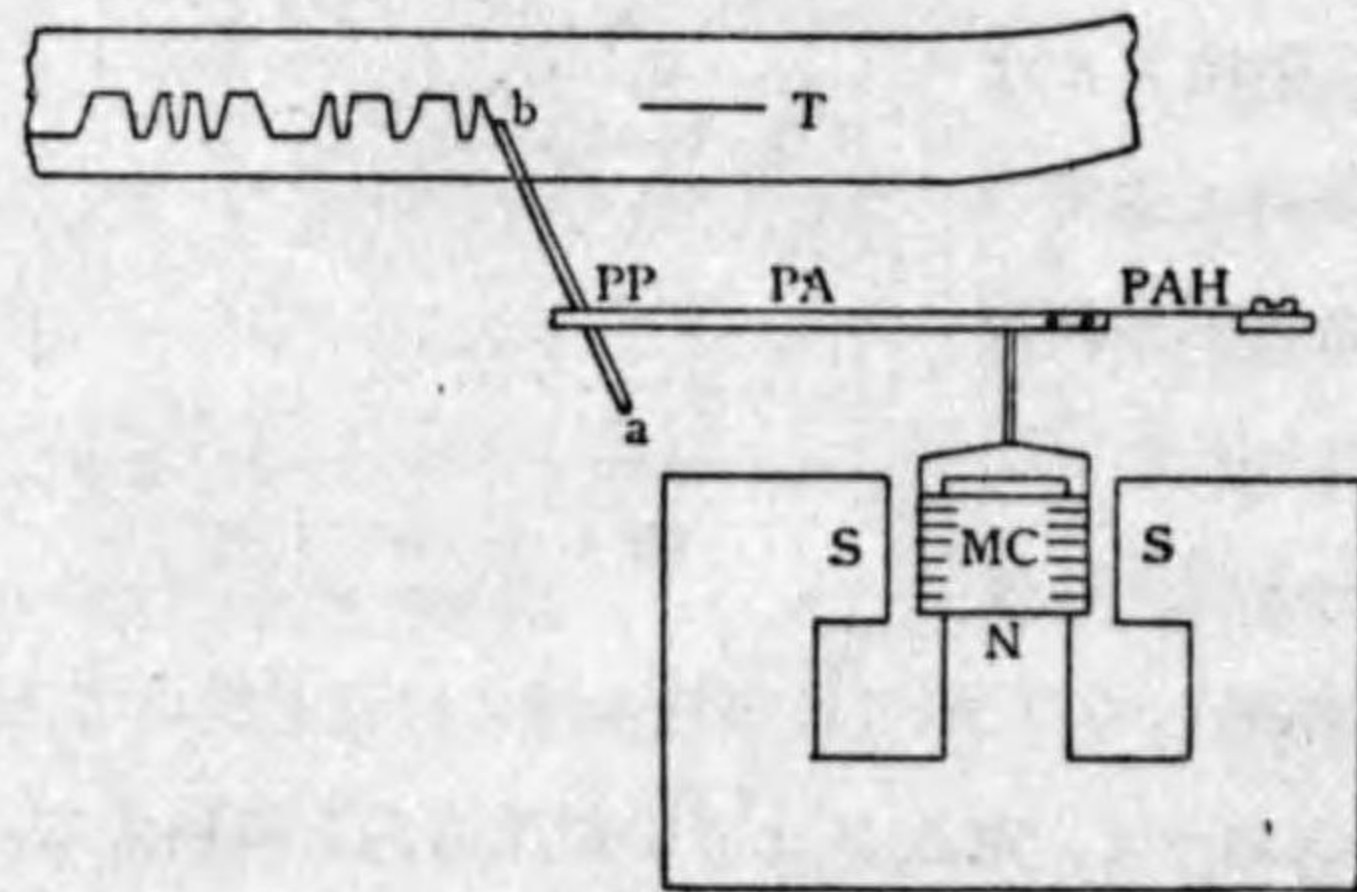


1 2 3 4 5 6

第 7.8 圖

び右に、4, 5 に於ては N, N' 共押し上げらるゝ事なきを以て P を運動せしむることなく、6 に至りて始めて N' によりて左に傾斜せしめられる。斯くすることによりて線路にはこれに相當する符號を送出することとなる。

現波機 (Recorder) 無線記録通信の最初には陸上電信又は海底電信用に使用せるホキートストーン自動受信機、クリード受信機、サイフォン・レコーダー、アンチュレーター等を其の儘使用したものであるが現在に於ては主として**サイフォン・レコーダー (Syphon recorder)** を無線通信に適する



第 7.9 圖

様改良したものが用ひられる。第 7.9 圖は其の原理を説明する圖面である。圓形の軽い可動線輪 (Moving coil) MC を強力なる電磁石 S, N の磁界中に吊し、MC に電流を通ずるときは MC は上方に押

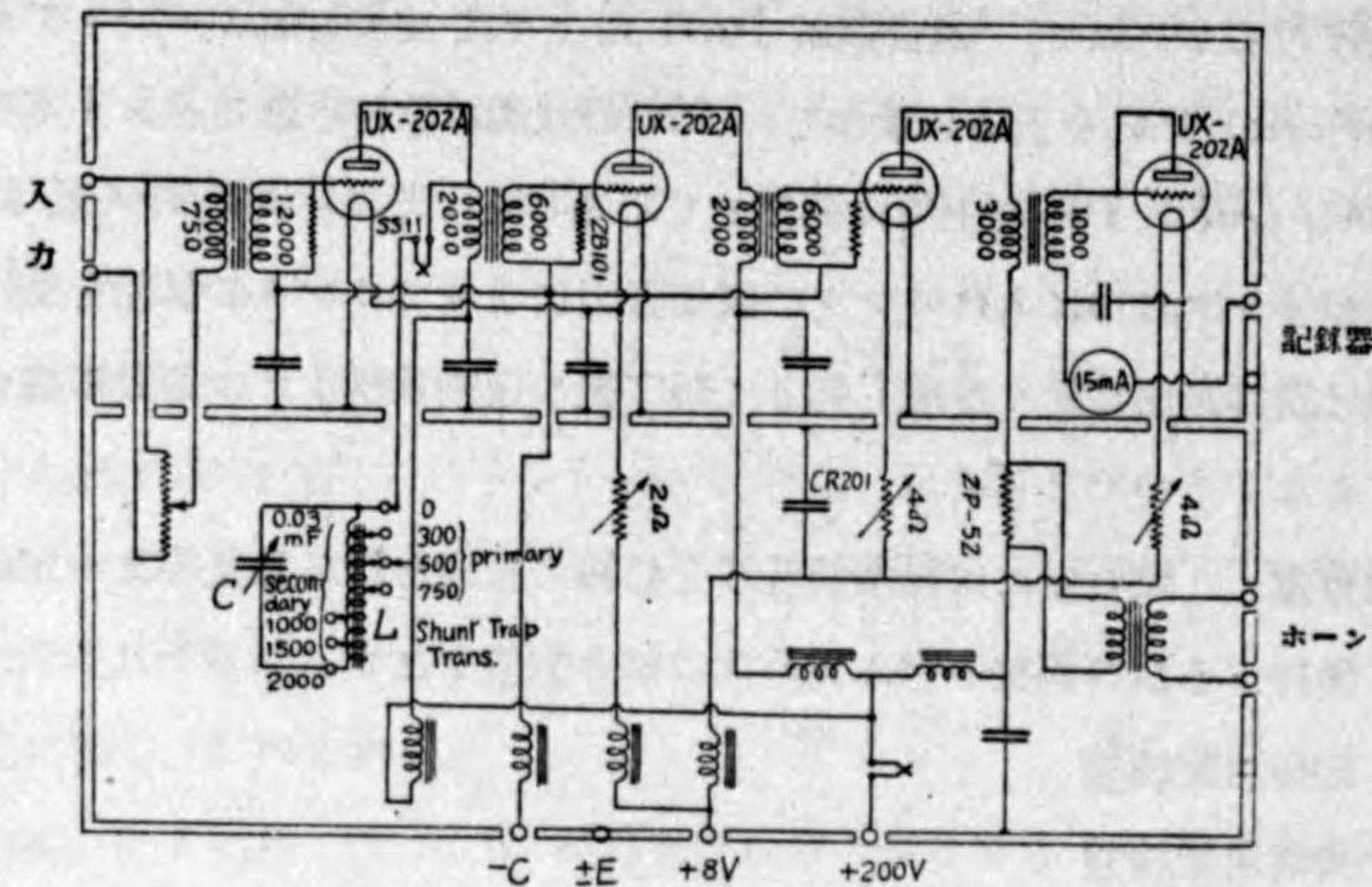
し上げらるゝを以て、鋼製彈條 PAH によりて支持さるゝペン・アーム (Pen arm) PA を上方に動かし、PA の左端に取付けあるペン・ポイント (Pen point) PP を上方に運動せしむることとなる。PP の一端 a は吸口型インク槽中に入れインクの表面張力によりてインクの供給を受け、他端は現字紙面に軽く接觸し居りて現字紙の運動及び PP の運動に従つて印字をなすものである。

調整室 調整室には操縦線及び受信線の監視を行ひ且是等を一定の状態に保持する爲の調整を行ふ爲め次の如き装置をなす。

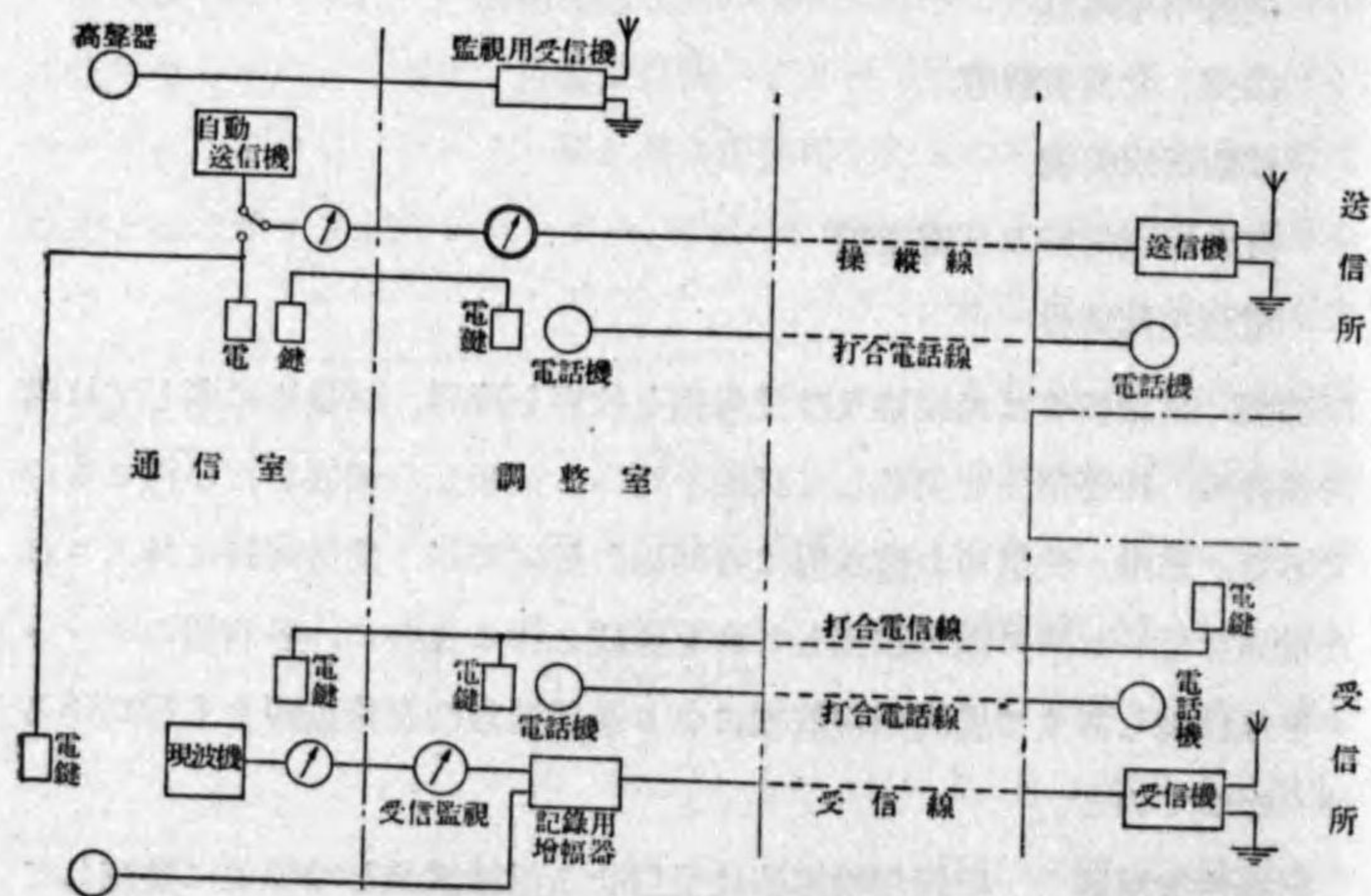
- 送信用配線盤
- 受信用配線盤
- 線路試験盤
- 送信機監視用受信機
- 記録用増幅器
- 送信、受信監視盤
- 監視用現波機
- 打合用電信機及び電話機
- 電源用配電盤

配線盤、試験盤等は操縦線及び受信線を收容し障碍、試験等に際しては隨時各機械、線路部分を切放して試験を行ひ、又相互の切替を行ひ得るものである。送信、受信用の監視盤は各回線の操縦回路、受信回路に挿入された電流計を一ヶ所に配列設備しこれを監視し得ると共に、各回線のジャックをも設備しありて監視用現波機により受信状態の記録監視をも行ひ得る如くなつてゐる。

記録用増幅器 記録用増幅器は受信せる信號電流を増幅並に整流して現波機を動作せしむるに適するが如き直流信號を得る装置であるが、又同



第 7.10 図



第 7.11 図

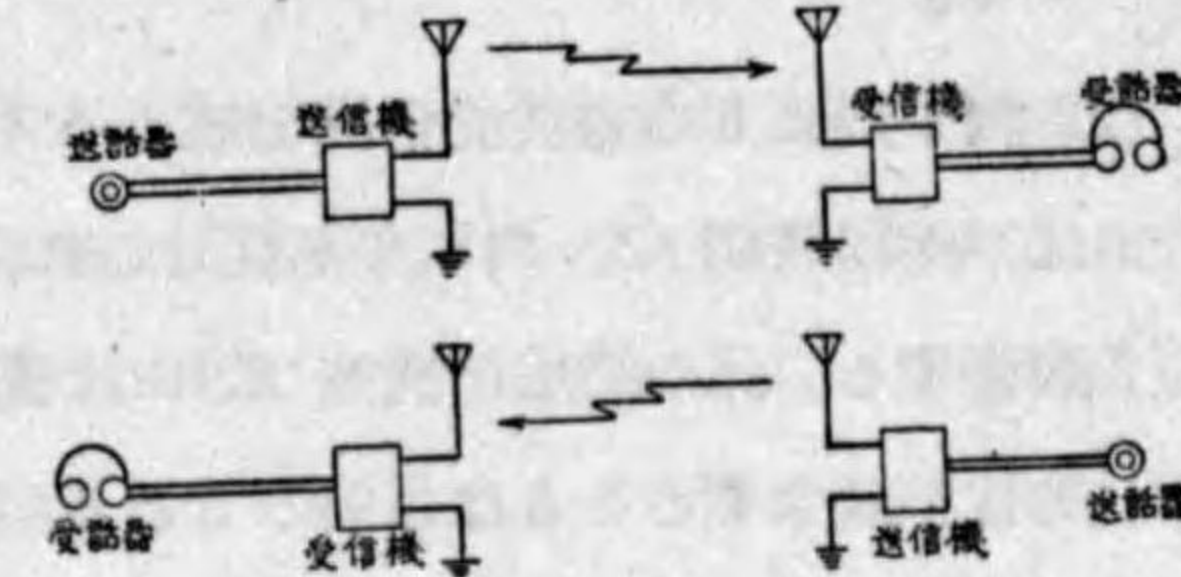
時に信号音をも取り出し得る如くなつてゐる。其の實際配線圖の一例を第 7.10 圖に示す。C, L は不用なる混信, 雑音等を除去する爲の Tone-filter である。

以上述べた種々の装置相互間の関係略圖を第 7.11 圖に示したがこれにより中央集中方式の概要を知ることを得るであらう。

7.2 有無線電話接続装置

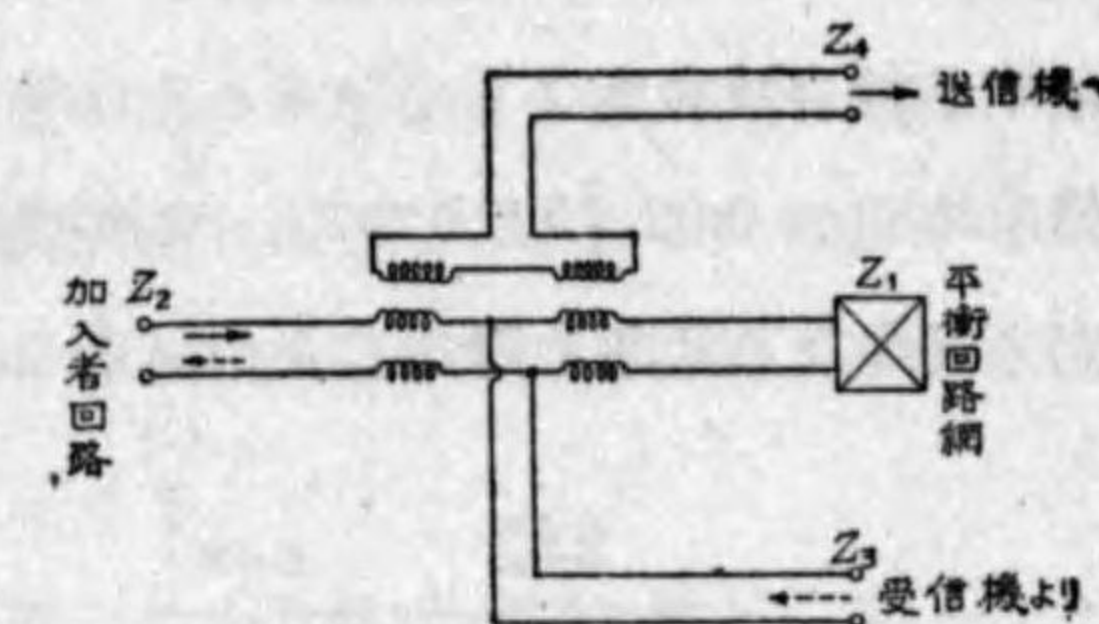
無線電話回路の最も簡單なるものは、第 7.12 圖に示す如く、其の回路の終端が、送信機及び受信機より夫々送話器及び受話器に至る全く別箇の二回線に終るものであるが、

無線電話回路を有線電話回路に接続し、之を加入者電話機に迄延長するためには、適當なる有無線兩回路の接続装置を以て前記送受話の二回線を



第 7.12 図

一箇の有線電話回線に取纏むることが必要である。此の目的のためには第 7.13 圖に示すが如き構造より成る三巻線變成器 (Three-winding transformer or hybrid coil) が主として用ひられて居る。而して前記の方法を四線式 (Four wire system), 又パイブリッド・コイルを使用せる方法を二線式 (Two wire system) 無線電話とも云ふ。



第 7.13 図

さてハイブリッド・コイルは、圖の如く三組の巻線を有する變成器であつて、各端子に接続せらるゝインピーダンス Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 が

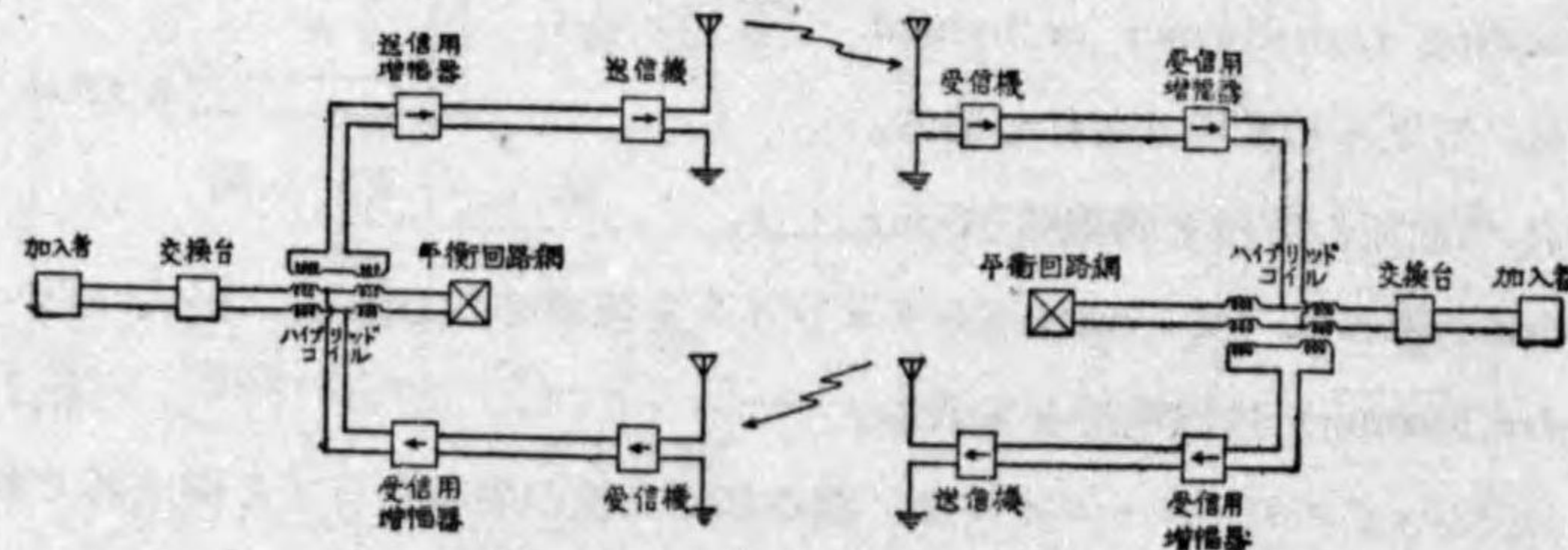
$$Z_1 = Z_2 = Z_0 \quad Z_3 = \frac{1}{2} Z_0 \quad Z_4 = 2n^2 Z_0$$

(但し n は変成比を示す)

の如き関係を有するときは、此の変成器は平衡を保つものであつて、次の様な特性を持つて居る。

- (1) 加入者回路 (Z_2) より来る送話電流は、平衡回路網 (Z_1) には流通せず、一部は受信機回路の出力側 (Z_3) にて消耗せられ、他の一部は送信機側 (Z_4) に誘發せられて、送信機に至り無線電波として對手局に到達する。
- (2) 對手局よりの電波受信機を経てハイブリッド・コイルに達し、一部は平衡回路網 (Z_1) 内にて消耗せられ、他の一部は加入者回路 (Z_2) に到達する。此の際送信機側 (Z_4) には電流誘發せらるること無く従つて鳴音を發生することはないのである。

實際にハイブリッド・コイルを使用した無線電話回路は第7.14圖に示す如く、長距離四線式電話回路と殆ど同様なる動作をなし、回路の総合増幅度が総合減衰度より小なるときは鳴音の發生無く、又回路の Over all 傳送時間が 0.02 秒より少く、交換機關の損失 5 db よりも大なるときは、充分良好なる通話を得ることが出来る。



第 7.14 圖

然るに無線回路に於ては、フェーディング、反響等の現象あると共に、雑音量が非常に大で、有線回路に比し傳送特性は可成り不安定である。

又之に接続せらるゝ有線回路も、加入者回路及び加入者電話機の状態などの差異に依り、ハイブリッド・コイルの平衡度は其の都度變更を要するもので甚しく繁雜である。

以上の如く夫々傳送上の弱點を有する有無線兩回路を接続し、全系統の通話を良好ならしむるためには、前記のハイブリッド・コイルのみでは不充分であつて、之外に特種の装置を附し、是等の弱點を抑制することが必要である。

即ち無線回路の雑音量を減少する一方法として無線送信機を高變調度にて動作せしむる必要がある。然るに加入者回路からの入力レベルは、加入者回線の差異及び話者の状態に依つて常に一定ではないから、接続装置に於て送信側の入力レベルを常に監視し之を適當なる一定値に保たなければならぬ。

次に無線回路のフェーディングに對しては、受信側の入力レベルを監視しつゝ加入者側への出力レベルを一定に保持するを要する。而して此の加入者側への出力レベルは全系統の通話状態を良好ならしむるため、ハイブリッド・コイルの鳴音限界點に近いレベルを保持せしめることが要求せられる。

従つて之等の利得調整は極めて困難であつて鳴音現象を誘起し易いのである。若し加入者回線の損失が大なる場合には、加入者電話機からの入力レベルは低くなると同時に、加入者側への出力レベルをより高くする必要があり其の結果ハイブリッド・コイルを鳴音點以上で動作せしむる必要が生じて來るのである。

次に無線回路の送受信電波の周波數が相近接して居る場合には、近端漏

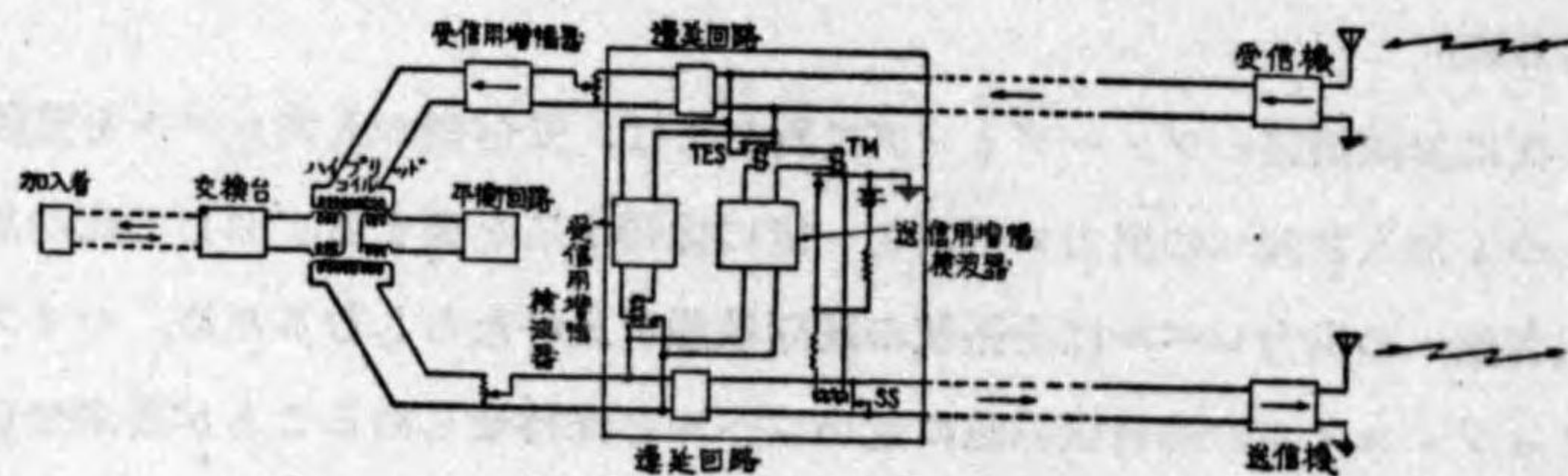
話が可成強勢となり無線回路を通じての局部鳴音現象を生ずる。

茲に於て有無線接続の回路を以て良好なる通話を行ふためには是非共上記の如き鳴音現象を阻止する必要がある。此の目的のために考案せられたる装置を Voice-operated device anti-singing 或は單に VODAS と云ふ。以下之に於て簡単に説明を試みることにする。

7-3 VODAS

VODAS 装置は、何れも通話電流により動作し、無通話状態では、鳴音回路を断ち居り、受信中は送信回路を断ち、送信中は受信回路を阻み鳴音及び反響を阻止する様動作するものであるが、其の構造は大別して二種類がある。其の一は上記の動作を繼電器によりて行ふもので、他は全く電氣的、即ち真空管又はサイラトロン等を使用せるものである。以下主なる各方式に就て簡單なる説明をしやう。

(A) A.T.T. 式



第 7.15 圖

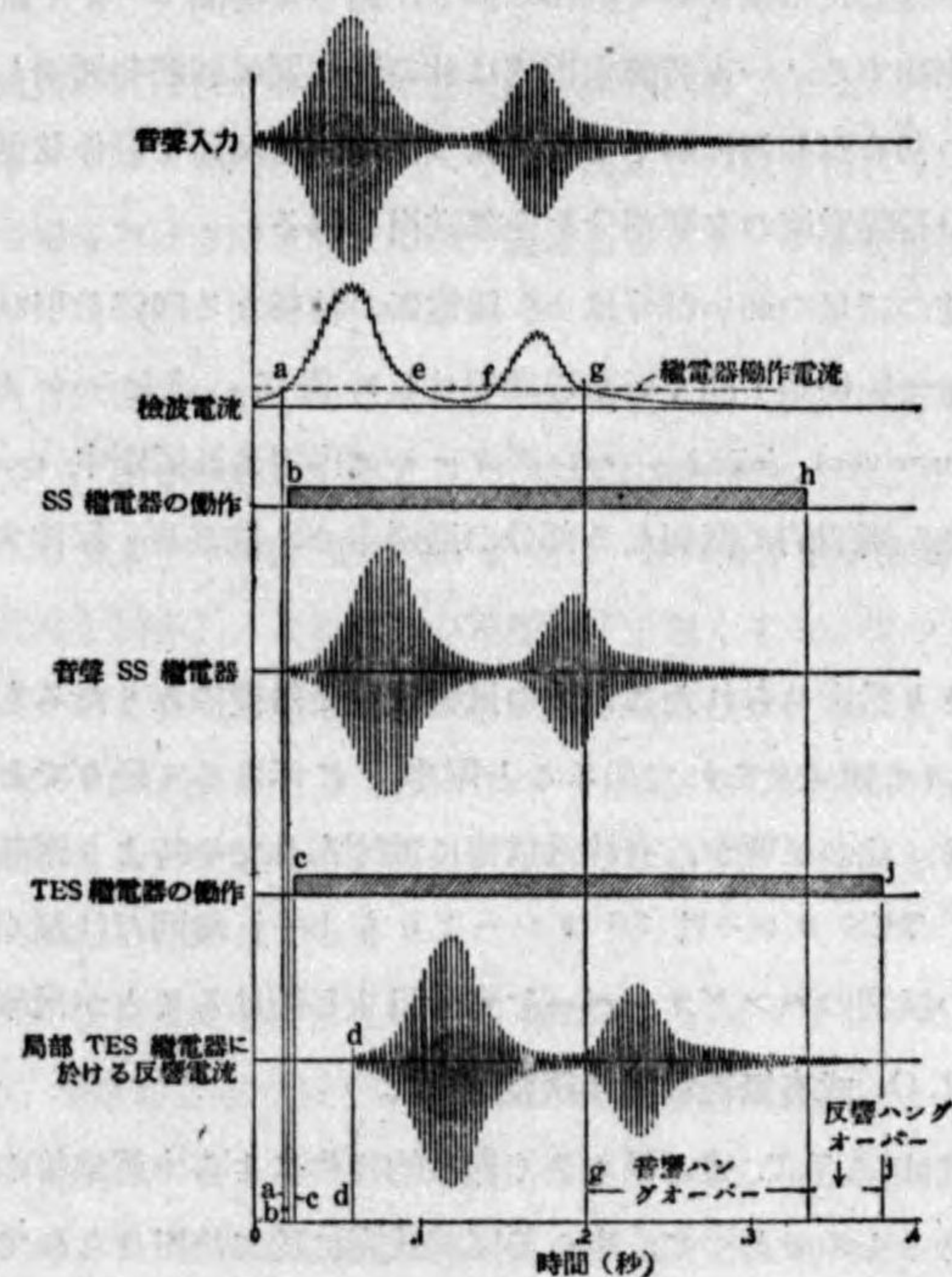
第 7.15 圖は本方式の略圖である。

(イ) 通話が行はれて居ない場合は、受信回路は動作状態にあるも、送信回路は、SS 繼電器により閉塞せられ、全回路又は局部無線回路に於て鳴音を起し得ない状態となつて居る。

(ロ) 今加入者が通話を開始すると、其の送話電流の一部分は、送信用増幅檢波器に流入し、繼電器 TM 及び TSE を動作せしめる。TM 繼電

器の動作は SS 及び CS 繼電器の動作を起さしめ、従つて送信側回路を開放し動作状態に保持する。又 TES 繼電器の動作により、受信側回路を短絡する。

一方送話電流の大部分は、遅延回路によつて前記繼電器が動作を完了する迄遅延せられたる後、送信機に入り電波となりて對手側に到達する。従つて此の際反響又は鳴音は起らないのである。而して加入者が送話を中止すれば、各繼電器は動作を休止し平常状態となる。



第 7.16 圖

(ハ) 次に若し相手局加入者が送話し、受信機に電波が到達すれば受信電流の一部は其の主部分が遅延回路にて進行を阻まれて居る間に、受信用増幅検波器を経て RES 継電器を動作せしめ送信側回路を短絡し鳴音発生を防ぐ。

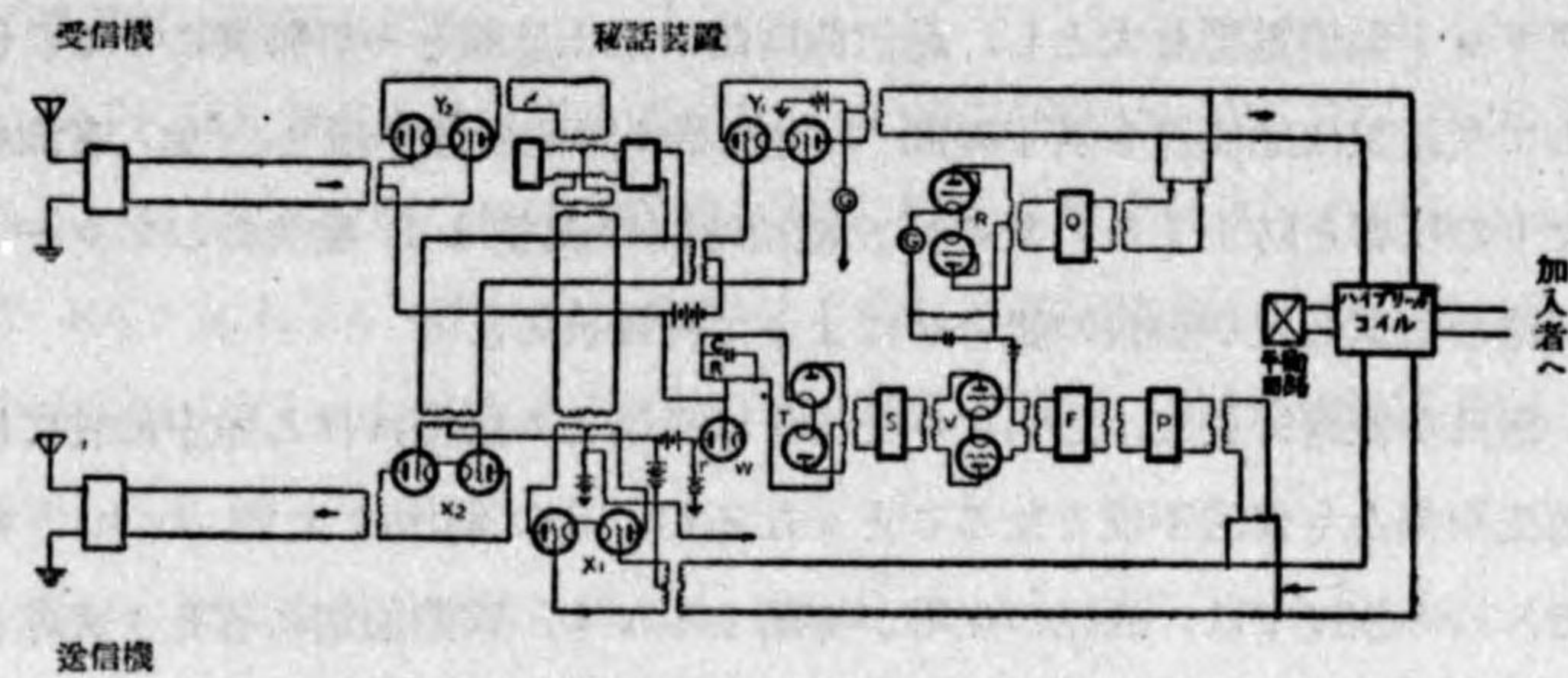
以上は本方式の動作の概要を述べたものであるが、送信側の継電器動作状態を時間的に圖示すれば第 7-16 圖の如くである。即ち継電器 SS は加入者の送話開始と丁度同時には動作せず、圖中 a に見ゆる通り音波が或る一定振幅に達したる後初めて動作に移り、猶一定時間 a-b を経過して其の動作を完結する。一方音聲主電流は此の間に遅延回路を通過して居るから、音聲の初めが如何に弱くても、先づ継電器は回路を動作状態に保ちたる上、其の音聲電流の必要部分を全部送出し得る。

音聲電流の語尾の弱い部分は SS 継電器の特種なる回路を用いた緩放作用により g-h に示す如く容易に通過せしめ得る。之を ハングオーバー (Voice hangover) と云ふ。ハングオーバー作用は又同圖中 e-f にて示されたる様な瞬間的に微弱なる部分の通過中 SS 継電器を保持する役目をなす。

送信機より送出せられたる電流の反響は、受信機に入りたるも、リレー TES によりて阻止せられて居ること圖中 c に示さるゝ通りである。而して o-d は、此の反響が、有線送信側に電流入りたる時より遅延せる時間を表はす。TES リレーは SS リレーよりも h-j 時間だけ遅く開放するから、此の反響のハングオーバーを充分阻止し続けることが出来る。

(B) P. O. 式有無線電話接続装置

此の方式は A.T.T. 式と異り全く機械的操作によらず真空管の電気的特性を利用せるものであつて、専ら英國郵政廳に於て使用せられてゐる。第 7-17 圖は其の動作原理圖であるが、



第 7-17 圖

(イ) 通話の行はれざる場合に於ては、送話側の X_1, X_2 なる増幅器には過大なるグリッド偏倚電圧が加へられ傳送阻止の状態にあり、受信側の Y_1, Y_2 なる増幅器は受信可能なる様、適當なるグリッド偏倚電圧が掛けてある。

(ロ) 加入者が通話を初めたる場合は、送話電流の一部は制御回路に分流し、P 及び V なる増幅器を経て T なる整流器回路に至る。T 整流管の動作に従ひ R 及び C 回路に電壓降下を生じ、此の降下電圧は真空管 W のプレート電流を制御し r なる抵抗の電壓降下を無くする。従つて X_1, X_2 増幅器のグリッド偏倚電圧を減じ送話電流を通過せしむることとなる。一方 T のプレート回路に於ける電壓降下は Y_1, Y_2 なる受信側増幅器にグリッド偏倚電圧を加へ受信回路を阻止するのであつて、あたかも A.T.T. 式の場合と同様なる結果となる。

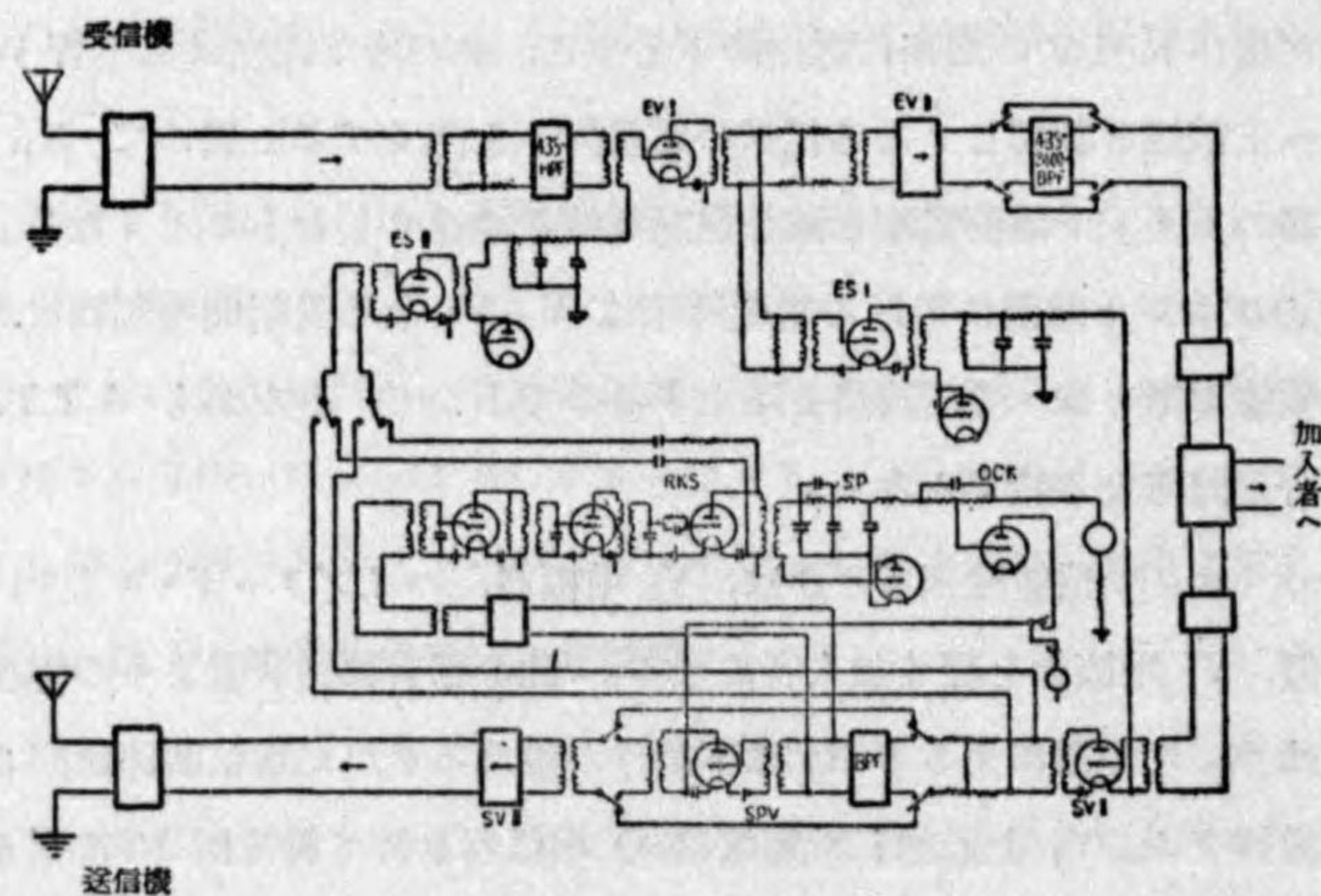
(ハ) 次に受信電流來るときは、 Y_2 増幅器、ハイブリッド・コイル、秘話装置、 Y_1 増幅器を経て加入者に至る。此の場合秘話装置よりの電流の一部は X_2 増幅器に至るも X_2 は不動作の儘なるを以て送信回路は阻止状態を維持する。 Y_1 を通過した電流は Q 増幅器を経て整流器 R に至り、そのプレート回路の抵抗に電壓降下を生ぜしむ。これは V 送信増幅器の

グリッド偏倚電圧を大とし、送信側回路の阻止状態を一層確實にする。而して受話電流通過後も若干時間 V 増幅器の阻止状態が続き、加入者回線よりの反響を防止する。此の阻止継続時間の調整は R 整流器のプレート回路の蓄電器及び抵抗の組合せによりて行はれる。

猶此の装置に於て、送信より受信又は受信より送信に移る途中に於ては送受両側とも傳送不能となることとなるが、其の動作は大體 3×10^{-3} 秒で、この程度では、通話の先端が剪断されるも、實際通話に著しき支障を來さざるため、本装置には遅延回路は使用されて居らぬ。

(C) シーメンス式有無線電話接続装置

第 7-18 圖は獨逸に於て考案せられたる方式の略圖であるが此の装置も全く真空管のみを使用し、機械的方法を用ひざるものである。これは有線側の損失が僅少な場合は反響阻止装置として動作せしめ、其の損失が大なる場合には鳴音阻止装置として動作せしめることが出来る。此の圖は反響阻止装置として使用せる場合を示すが、各開閉器を反対側に切替へれ



第 7-18 圖

ば鳴音阻止装置となる。

(イ) 加入者が通話を開始すると、其の通話電流は SVI 及び BPF を通り、こゝにて分岐して通話電流の 250 乃至 400 サイクルの電流の一部は RKS に入る。RKS は受信側の ES II の整流電流を増加して、受信側増幅器 EVI に過大なるグリッド偏倚電圧を與へ、受信側回路を阻止する。

(ロ) 次に受信の状態に於ては、HPF により 435 サイクル以上の通話電流のみを通過せしめ、EVI を經て其の一部は ESI なる整流装置に入り、SVI に過大グリッド偏倚電圧を與へ送信側回路を阻止する。

此の装置に於ては、送信側及び受信側増幅整流器の共振周波数を一方は 250 乃至 400 サイクル、他方は 435 サイクル以上として動作の安定を期して居ることが特長とされて居る。

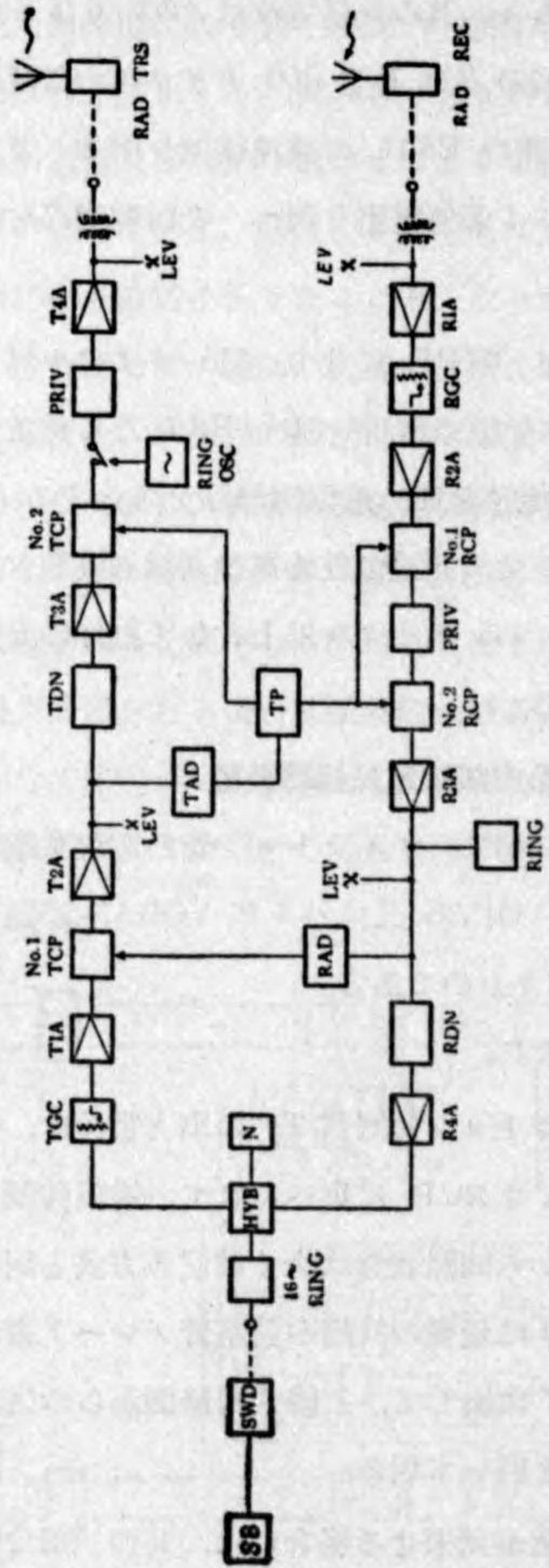
(D) 最近我國に於て採用せる有無線電話接続装置

此の方式は送受信回路の傳送制御に、サイラトロン管の電流飛躍特性を利用せるもので、前記のリレー VOPAS 又はバルブ VODAS に對し、サイラトロン VODAS とも稱すべきものである。

第 7-19 圖は其の動作概要を示す。

(イ) 無通話状態では、サイラトロン管回路 TP の出力電流は、受信側制御回路 No. 1 RCP 及び No. 2 RCP に與へられて、送信側制御回路 No. 2 TCP には與へられないから回路状態は全く前記各方式と同様である。又受信側の増幅檢波器 RAD は最後の段階の真空管プレート電流を送信側の制御回路 No. 1 TCP に供給して、二線式回路側からの送話電流が送信側増幅檢波器へ行く通路を開いて居る。

(ロ) 加入者回路より送話電流が到來せる場合には、其の一部分は送信側増幅檢波器を經て、サイラトロン管回路 TP を制御し其の出力電流を受

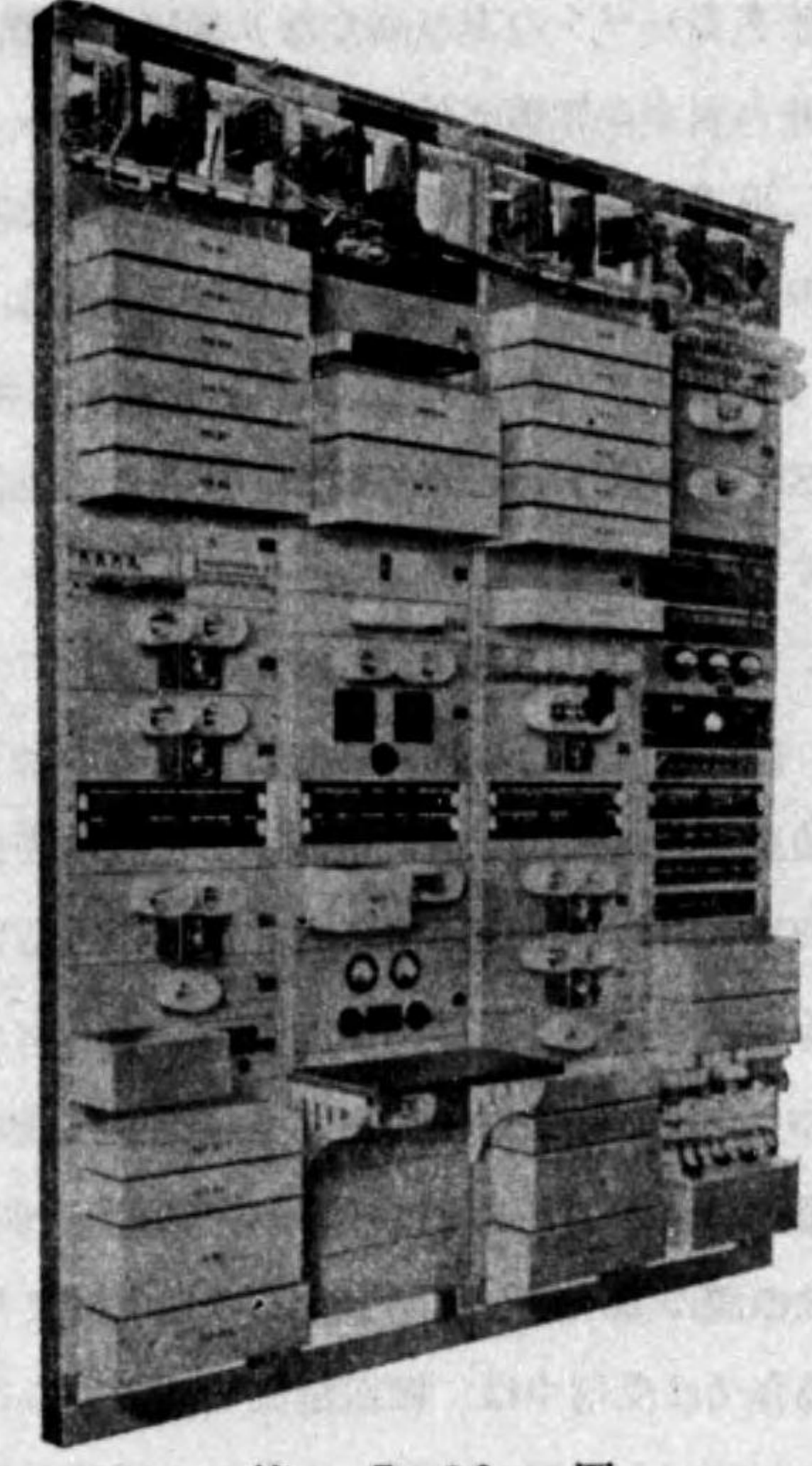


- | | | | |
|--------------------|-----------|----------|------------|
| T1A, T2A, T3A, T4A | 送信側の各増幅器 | PRIV | 私話装置 |
| TDN | 送信側の遅延回路 | SB | 交換盤 |
| TCP No. 1, No. 2 | 送信側の各制御回路 | HYB | 三極管整流回路 |
| TAD | 送信側の増幅器 | N | 平衡結線網 |
| TP | サイラトロン管回路 | TGC | 受信利得調整回路 |
| RGC | 受信利得調整回路 | 16V RING | 16V 周波信号回路 |
| R1A, R2A, R3A, R4A | 受信側の各増幅器 | RING OSC | 信管用発振器 |
| RDN | 受信側の遅延回路 | RING | 信管受信器 |
| RCP No. 1, No. 2 | 受信側の各制御回路 | LEV | 通話レベル調整器 |
| RAD | 受信側の増幅器 | | |

第 7・19 図

信側から送信側へ切替へ、送信側制御回路 No. 2 TCP へ直流を與へて、送信側回路を動作状態に置くと共に受信側制御回路 No. 1 及び No. 2 RCP への直流を断ちて受信側回路を閉塞する。一方送話主電流は送信側遅延回路を通過し其の話頭の切断せらるゝことを防ぎ、又サイラトロン管回路 TP に適當なるハングオーバー・タイムを持たせて通話を良好ならしめて居る。猶送話中は受信回路が閉塞されて居るから受信側増幅検波器 RAD への入力なく、従つて其の出力直流は常に送信側制御回路 No. 1 TCP に與へられて居て送話電流には何等支障を生ぜしめないのである。

(ハ) 次に受信回路より通話電流を受入れた場合には、其の一部は受信側増幅検波器 RAD に入り最後の真空管のグリッドに過大なる偏倚電圧を與へて其のプレート電流を零とし、送信側制御回路 No. 1 TCP によりて送信側回路を阻止し、反響電流によるサイラトロン管回路 TP の誤動作を防止し、受信中は受信回路を確保すると共に送信回路を常に閉塞する。受信側遅延回路 RDN の呈する遅延時間及び受信側増幅検波器 RAD の有するハングオーバー・タイムに依つて此の機能は一層完全となる。



第 7・20 図

第 7-20 圖は本装置の寫眞であつて向つて左から、受信架、操縦架、送信架、電流供給架である。

VODAS 装置は無線電話回路の両端に設備せらるゝことが最も望ましいことであるが、經濟的又は其の他の理由により、其の一端にのみ VODAS を設け他端を、ハイブリッド・コイルのみを装置する場合があるが、此の場合にはハイブリッド・コイル側に於て受信電流が送信側に回流することに依つて其の無線送信機からは兩方向の通話が送出せられ通信の秘密を低下し、更に若し此の側の加入者からの送話電流のレベルが低いときには回流するレベルの方が高くなり無線送信機を過負荷状態にする。猶受信側より入來する無線回路の雑音がハイブリッド・コイルを経て送信側へ回流し二線式有線回路の雑音と共に送信側へ送出せられ、VODAS を装置せる側の受信雑レベルを著しく高めることとなる。

此の如く一端が VODAS を省略せる場合は、VODAS を有する側の通話をさへ低下せしめるので、優秀なる通話回路を構成するためには好ましくないことである。

(E) CODAN 装置

船舶に設備せられたる無線電話等の如く、送受信設備が極めて近接して装置せられ且送受信に使用する電波の周波数差が僅少なる場合には、前記 VODAS のみを使用するも、自局の送信電波による受信妨害のため完全なる通話を行ふことは困難である。

今無線電話送信機に高速度無線電信機の場合と同様に吸収管並に高速度繼電器を附加し之を VODAS 電流の一部を以て動作せしむるときは、此の側の加入者が通話中のみは送信機より搬送電波を發射し、通話せざる場合又は受信中は、搬送電波を停止することが出来る。此の装置の使用により前記の困難を克服し完全なる通話を行ふことが出来る。之を Carrier-

off device anti-noise 或は單に CODAN と云ふ。

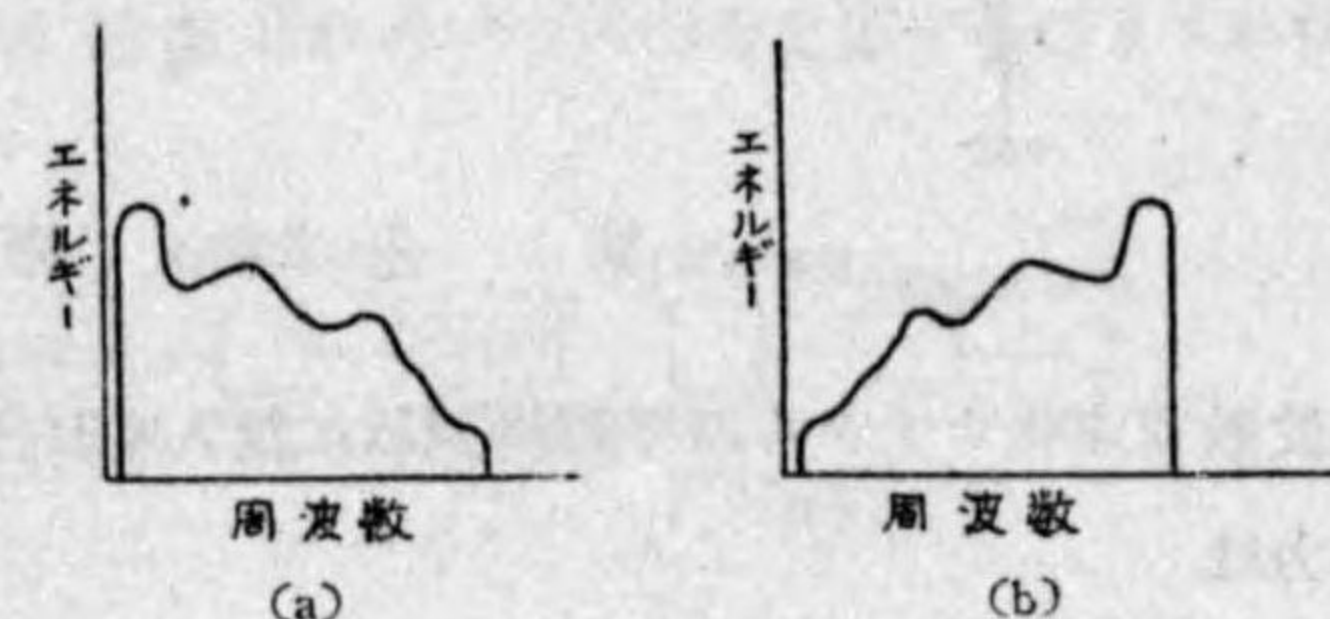
7-4 無線電話秘密通話装置

無線電話を公衆通話の用に供する場合に最も不便を感じることは、其の通話の内容が容易に第三者に漏洩することである。此の缺陷を除去するためには、種々なる秘密通話方式が考案せられて居るが、其の内單側帶波方式又は特殊變調方式等は別章に於て詳述せられて居るから、茲には現在最も普通に公衆無線電話回路に實用せられて居る方式のみに就て記することとする。

此の方法は音聲電流其の物に直接技巧を加へて秘密となし、之に依つて高周波を變調するものであるから、長波或は短波何れにも適用出來且前節の VODAS と組合せて使用し得る利點がある。

さて音聲は大體に於て、比較的低い周波数の所にエネルギーが多く、高い周波数の所程之が少い、丁度第 7-21 圖 (a) の如き周波数スペクトラムを

有するものであつて、今此のエネルギーの分布を反轉して同圖 (b) の如きものとすれば、原音と全く異つたものとなり、従つて談話の總ての音をか



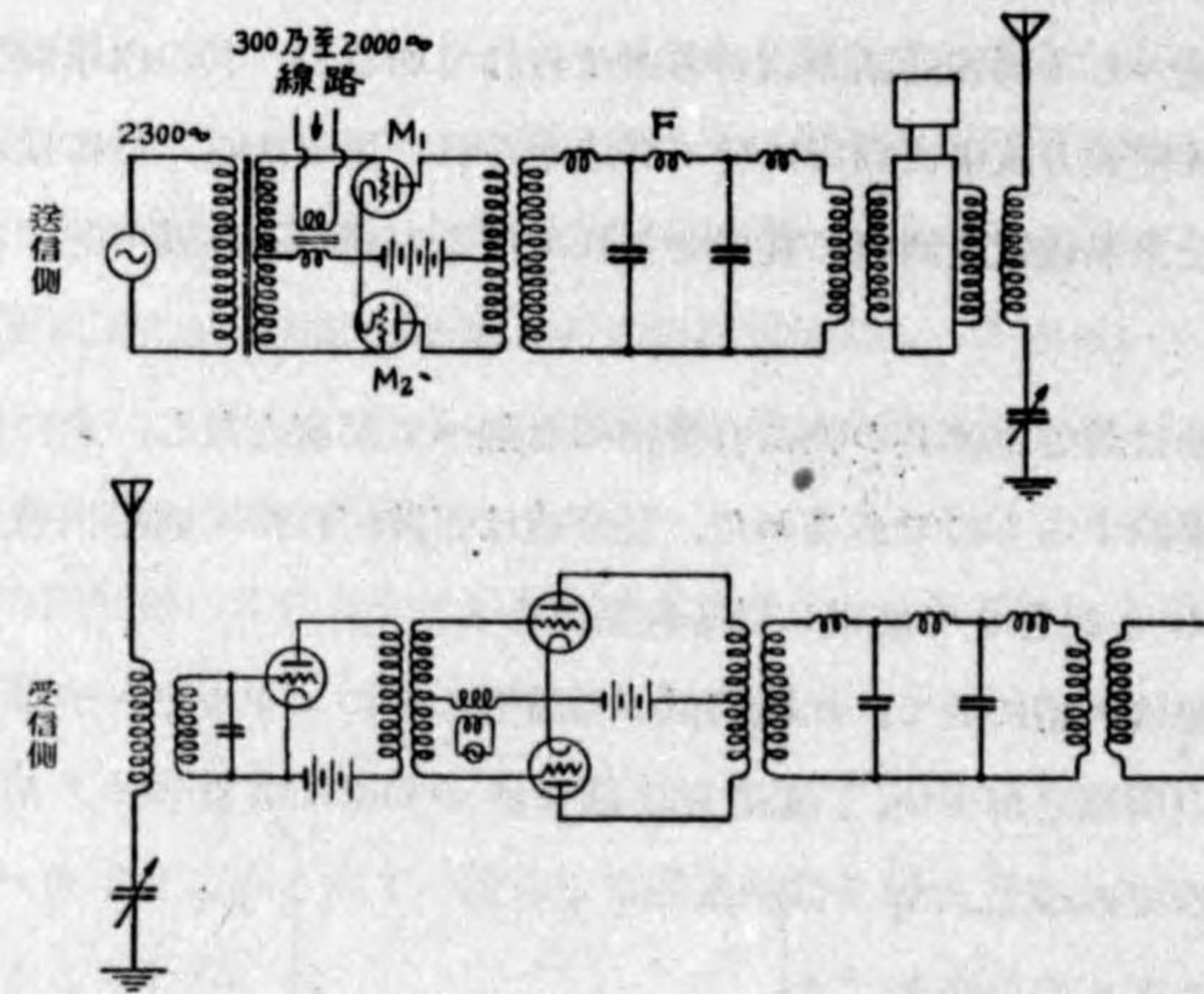
第 7-21 圖

く反轉すれば、全然了解の出來ざる音聲となるものである。此の方式をインヴァージョン (Inversion) と稱す。之が實施の方法は大分して、平衡變調器を用いたものと、交流ブリッジを用いたものと二種類となる。尙ほ之を受信するには、受信側に於て今一度之を反轉し元の周波数分布に還元すればよいのである。

(A) 平衡變調器を用ふる方式

(1) R. Bown の方式

最初のインバージョンの方式であつて、第 7-22 圖に見る様な構成を有する。今音聲周波数を大體 300 乃至 2000 サイクルと考へ、之を搬送



第 7.22 圖

周波数 2300 サイクルの平衡變調器に導入すれば、此の平衡變調器からの出力は、

$$2300 - (300 \sim 2000) = 2000 \sim 300 \text{ サイクル}$$

$$2300 + (300 \sim 2000) = 2600 \sim 4300 \text{ サイクル}$$

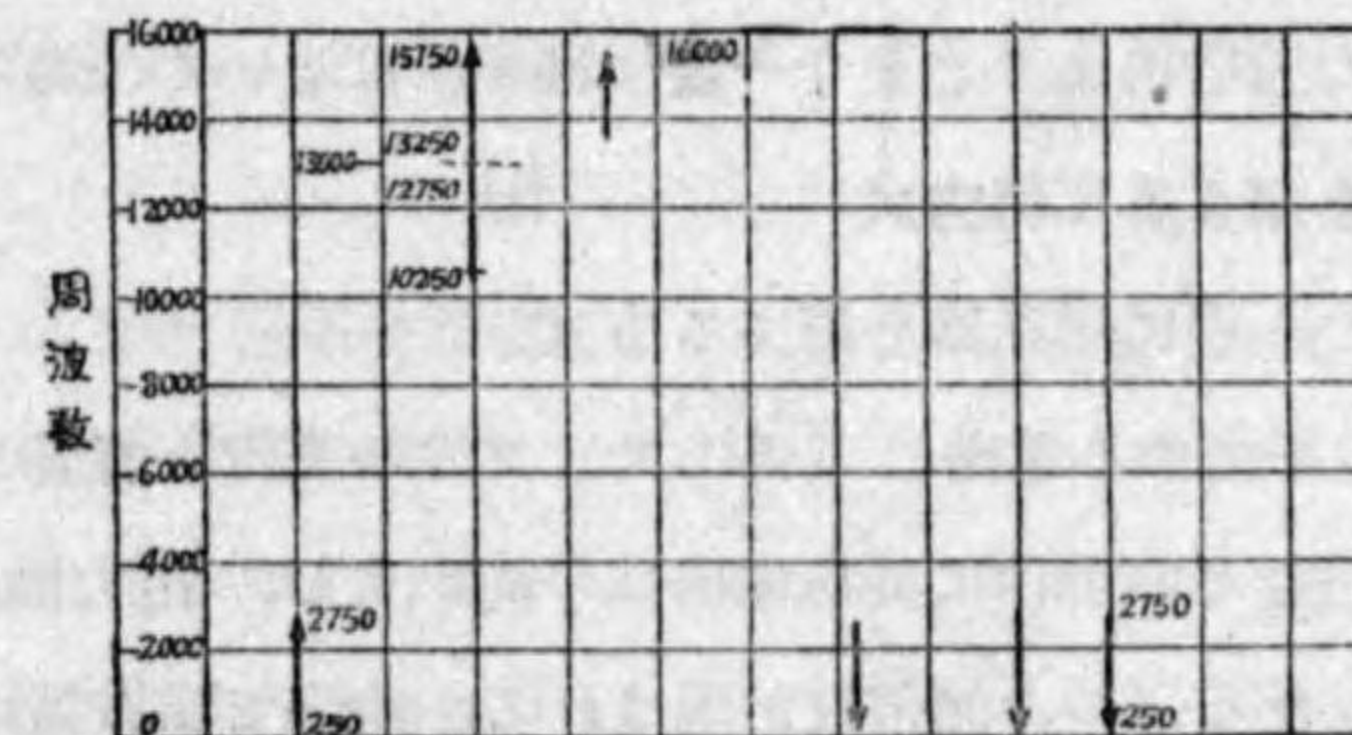
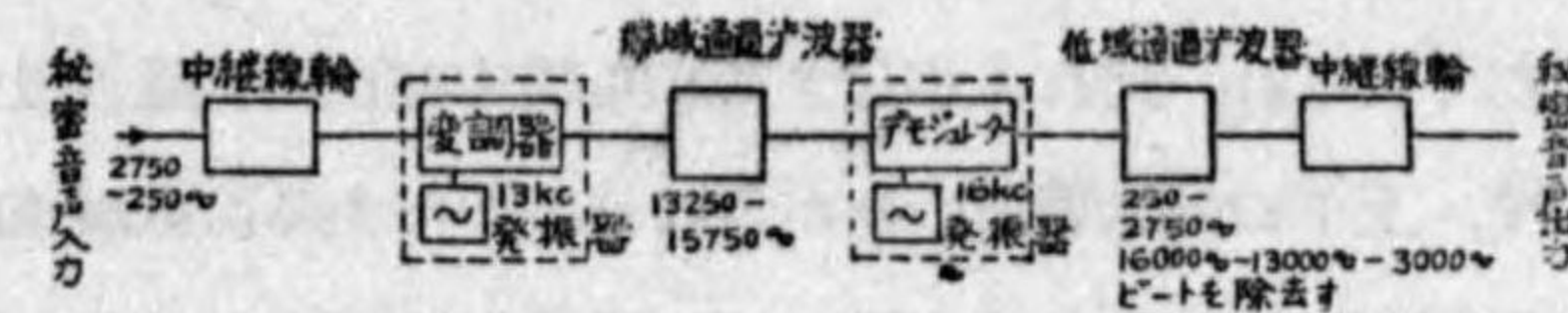
なる帯域の上下の側帯波となり、之を出力側に接続した切斷周波数 2000 サイクルの低域濾波器 F を通過せしむれば上側帯波は切斷せられ、2000 乃至 300 サイクルの下側帯波のみ残り、之は丁度周波数の反轉したものであつて、此の反轉した周波数を以て無線送信機を變調するのである。

受信側に於ては此の電波を検波して得るものは、2000 乃至 300 サイク

ルの反轉スペクトラムであるから、之を局部發振周波数 2300 サイクルと共に平衡變調器に導き、濾波器を以て下側帯波のみを採れば原音のスペクトラムを再現し得るのである。

(2) Speech Inverter Privacy System

此の方式に於ては、兩端局には只一個の反轉装置を有し、通話の方向に應じ VODAS の動作により送受何れの側に対しても働く様に出て居る。今第 7-23 圖に於て 13 kc の局部發振周波数を有する平衡變調器に、250 乃至 2750 サイクルの帯域を持つ音聲電流を導入すれば、其の出力側には 250 乃至 2750, 10250 乃至 12750 及び 13250 乃至 15750 サイクルの三帯域を生ずるから、此の内より帯域濾波器を以て上側帯波 13250 乃至 15750 サイクルのみを抽出する。次に之を更にデモデュレーター(平衡變調器)に入れて 16 kc を變調せしめ、依つて得る三つの帯域 13250 乃至 15750, 2750 乃至 250, 及び 29250 乃至 31750 サイクルの内、低域濾波器を用ひて 2750 乃至 250 サイクルのみを通すものとすれば、



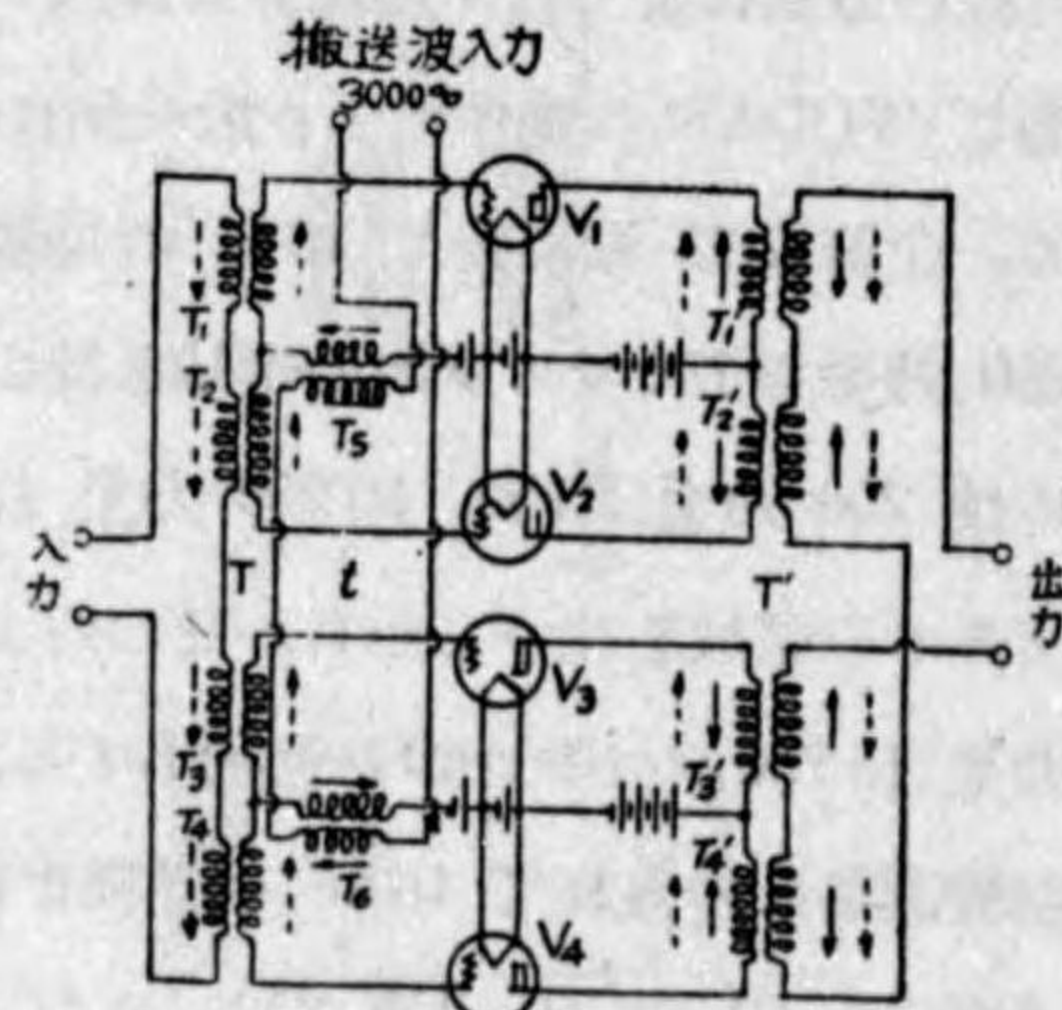
第 7.23 圖

之は丁度原音の周波数を反轉したものであるから、之を以て送信機を變調するのである。

(3) 日本電氣會社の方式

第 7.24 圖の如く二組の平衡變調器を使用し局部發振周波數 3000 サイクルと音聲との電流を適當なる相

関係で組合せ、搬送波並に原音の残留せるものを相殺せしめ、音聲周波帯内で反轉を行つて反轉スペクトラムを得る方法である。T 及び T' は變壓比の正確に一致した四線輪變成器である。今 t なる變成器に實線の矢で示した如き搬送電壓が加はり、T なる變成器に點線の矢の如き音聲電壓が加はつた



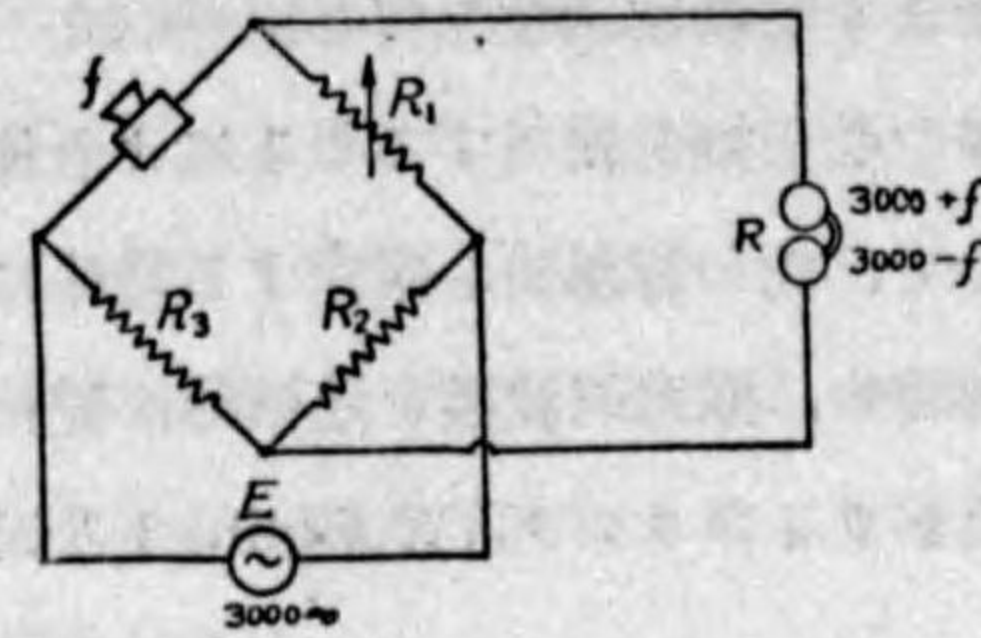
第 7.24 圖

瞬間を考へれば、之等は T' なる出力變成器の二次側に夫々實線及び點線の矢に示す如く現はれ、何れも相殺するから出力側には搬送波及び原音は現はれずして、上下の兩側帯波のみが現はれるのである。低域濾波器を用ひて、此の内下側帯波のみを導き出せば、反轉スペクトルを得る。受信の場合には同様の装置により之を今一度反轉すればよいのである。

(B) 電橋を用ふる反轉方式

(1) 電橋の一側に送話器を用ふる方式

第 7.25 圖の平衡せる電橋に 3000 サイクルの交流と音聲 (f) とを同時に加ふれば、送話器の動作に従ひ電橋は平衡を失し、出力側に $3000+f$ 乃至 $3000-f$ なる二つの側帯波が現はれる。依つて濾波器により下側帯波のみを採り出せば反轉スペクトラムを得ること前記の場合と同様であ



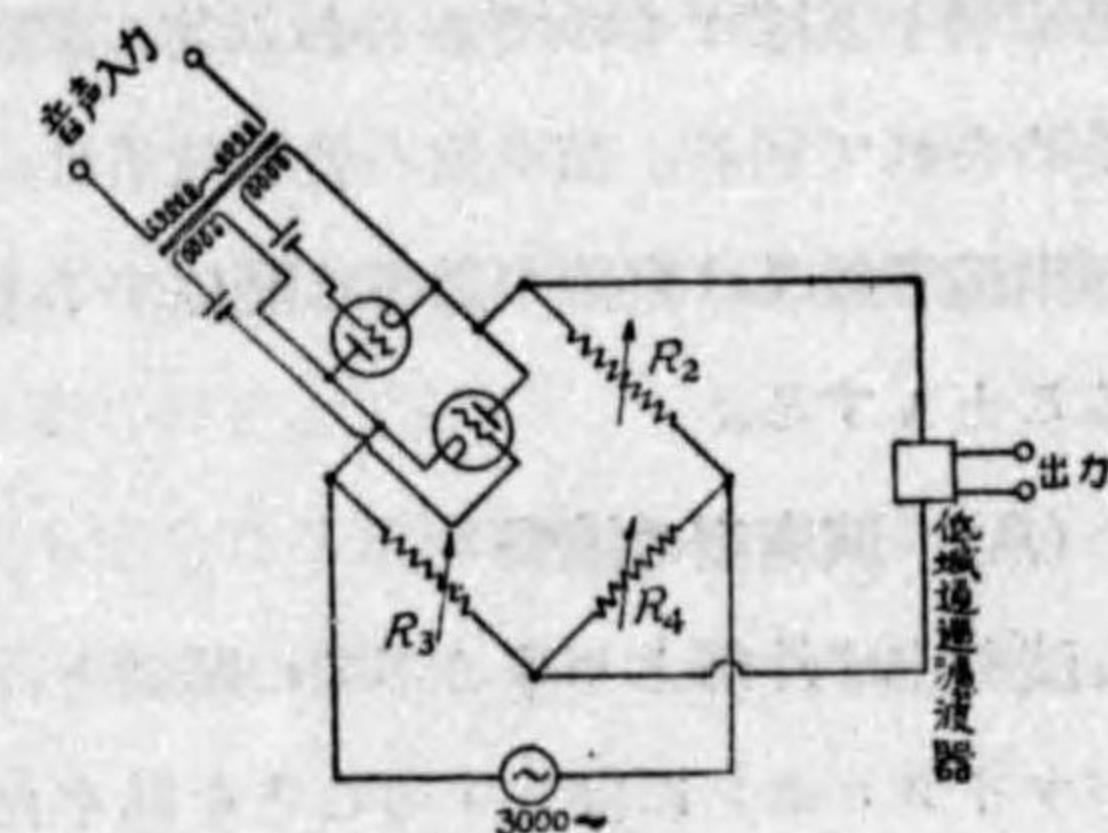
第 7.25 圖

る。受信の場合にも同様の装置を用ひ、電源 E の代りに反轉したスペクトラムを加へ平衡を取つた後、送話器に 3000 サイクルの音波を當れば、出力側に再生原音を聞くことが出来る。但し此の方式は送話器と電橋とは不離の関係にあり、實際の電

話回線に應用困難であるが之を改良したものは次例の如きものがある。

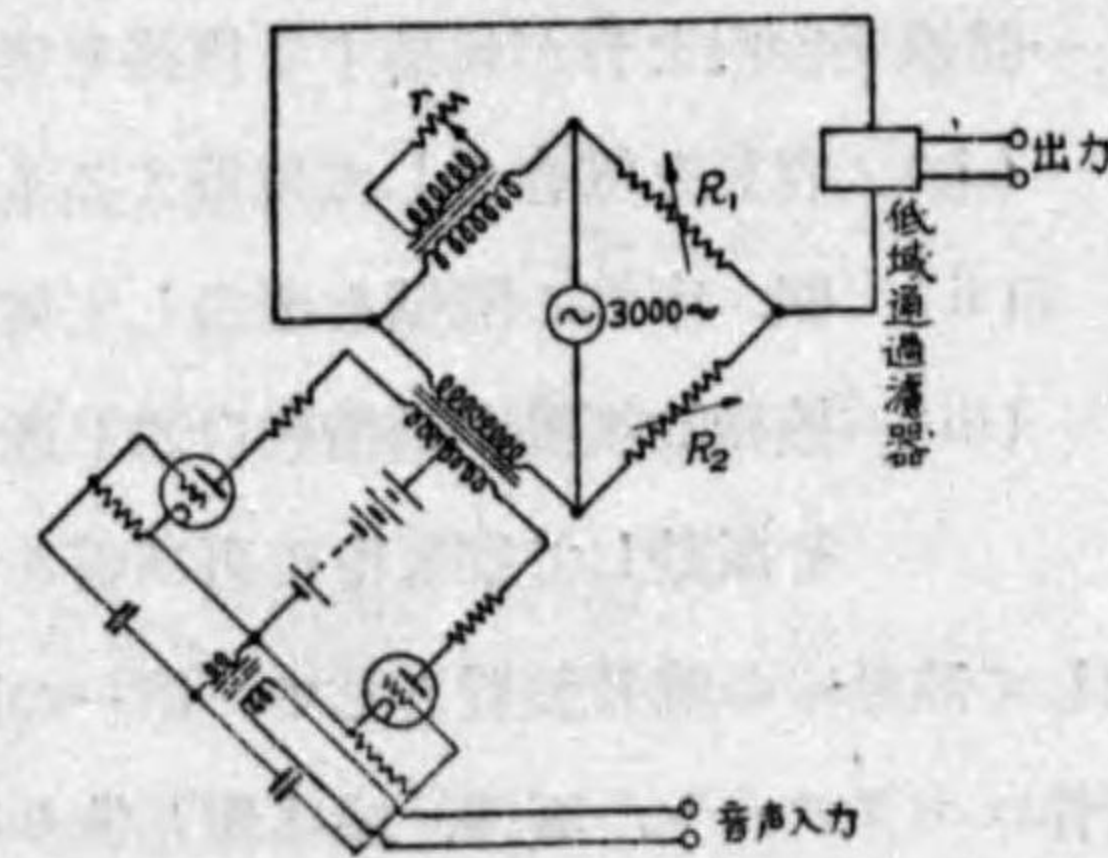
(2) 電橋の一側に真空管を使用せる方式

第 7.26 圖の如く互に逆方向に接続せられたる二個の三極真空管を電橋の一邊とし、各々のグリッドに同相の音聲電壓を加へ、三極真空管の内部抵抗を變化せしめ電橋の平衡を破る如くしたもので、極く簡単に實際回路に應用し得る特徴を有する。



第 7.26 圖

又第 7.27 圖は真空管の内部抵抗を直接電橋のアームとして用ふる代りに、プッシュプル變成器を使用し、之を電壓を變成する如く働かしめず單に抵抗の變化を變成せしめる如くしたものである。此の電橋の平衡は、プッシュプル變成器と相對する



第 7.27 圖

邊に挿入せる變成器の二次側の抵抗 r によりて精密調整を得る。

上記の周波数反轉方式も、オートゲイン受信機を使用することにより比較的容易に原音を再生し得る虞があるので、尙一層秘密を確保する意味に於て、可變蓄電器を電動機に依つて回轉させ、搬送周波数を連続的に變化する方法が併用せられる場合がある。之をウォブリング(Wobbling)と云ふ。

7.5 放送用演奏室

放送無線電話用マイクロホンを装置し、之に音楽、音聲等を吸収せしむる室を演奏室(Studio)と云ふ。演奏室の音響効果は直接放送効果に重大なる影響を及ぼすものであるから其の設計に關しては、最近種々なる研究が進められて居る。演奏室の音響効果は、主として室の形状、構造、容積及び出演者数又は樂器の數等に關係するものであるが、以下是等に就て記することとする。

(A) 演奏室の遮音

演奏室は外部より來る不要の騒音と、建物の内部に起る種々なる雑音等がマイクロホンに侵入することを防ぐため、完全なる遮音装置を必要とする。

一體建築物内を音が傳播する徑路を考へると大體次の三種となる。

- (i) 容氣を媒介として傳導するもの、
- (ii) 壁、床等の隔壁を透過して傳達するもの、
- (iii) 機械的振動が構造物自體を通じて傳導し、遠い場所の壁、床等を振動して空氣中に再び音となりて發散されるもの、

而して演奏室の遮音装置として、第一の問題は其の建物の構造であつて、鐵骨コンクリート、石造、或は煉瓦造り等を以つてすべきで、木造は臨時施設等以外には殆ど論外である。

次に隔壁等を通過して傳達する音に對しては、演奏室の天井、壁等を出來得る限り厚くし、場合によりては之を二重壁とし、其の間に吸収率の大なる物質を充填して遮音するのであるが、此の場合に於ける音の傳達は隔壁等を透過する部分のみならず猶大部分は隔壁全體が一つの隔膜の様な作用をなして傳達するから従つて隔壁の周邊の固定方法は音の透過に大なる關係がある。

又演奏室は他の室と壁一重で隣接することを避け、合の室、廊下等を隔て、設けることが必要である。然し上記(iii)に掲げた音を全く遮斷するためには、演奏室を全く別箇の室として獨立さすか、或は又浮游式と呼ばれて居る方法で、同一建築物の中に於て、演奏室のみを彈條その他を以て絶縁しなければ完全とは云ひ難い。

演奏室の内部の構造も亦遮音装置の一部と見做し得るが、是は殘響問題と關聯して、音響効果の方面から決定される。

演奏室は如何なる方法を以てしても完全なる遮音を期することは困難である。實際問題として必要なる音聲と雑音との比を 50 デシベル以下に保ち得れば支障無いものとされて居る。

隔壁の遮音の度合を表はす方法に色々あつて一定して居ないが列記して見やう。

$$\text{透過係數(Coefficient of transmission)} \tau = \frac{\text{透過エネルギー}}{\text{投射エネルギー}}$$

$$\text{減音度(Reduction factor)} R = \frac{1}{\tau} \text{ (Bureau of standards)}$$

$$\text{減音度(Reduction factor)} R' = \frac{\text{音源側の音の強さ}}{\text{透過後の音の強さ}} \text{ (Sabine)}$$

$$\text{傳達損失(Transmission loss)} = 10 \log_{10} R \text{ (デシベル)}$$

$$\text{絶縁度(Scholl-isolation)} = 10 \log_{10} R' \text{ (フォン)}$$

最後に (i) の空気を媒介として傳導する音に対しては、窓、出入口、通風口、冷房装置等に対して充分の考慮を拂ひ特別の構造とすることを要する。

(B) 演奏室の大きさと形状

演奏の種類、演奏者数により、演奏室の大きさ、形状等が定まることは明かであるが、其の大きさに關しては

$$\text{幅} = \frac{3}{2}h$$

$$\text{長} = \frac{5}{2}h$$

但し h は室の高さとす

なる關係を有せしめたる場合に音響的に最も良好なる結果を得るものと云はれて居る。今演奏室の容積を V 、收容人員を N とすれば

$$V \propto N \quad V = KN$$

茲に K は常數で經驗上 $K=750$ であるから

$$V = 750N = \frac{15}{4}h^3$$

$$\therefore h = 5.8\sqrt[3]{N}$$

演奏室の高さの最小限は 8 呎であるから

$$h_0 = 8 \quad N_0 = 2.5$$

従つて高さの式として

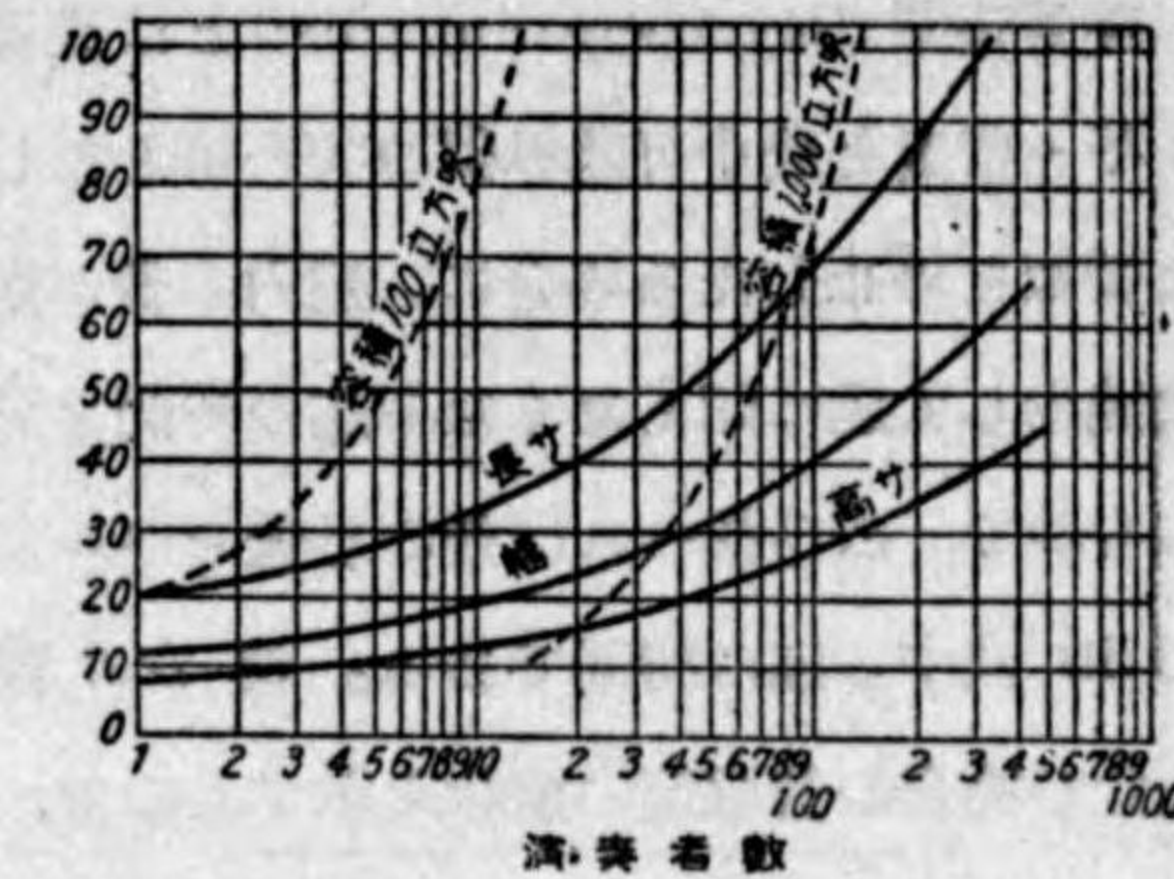
$$h = 5.8\sqrt[3]{N+2.5}$$

此の式より出演者の數に對する演奏室の高さを知ることが出來従つて、其の幅及び長さを求むることが出来る。第 7-28 圖は此の式によりて求めたる演奏室の大きさを示したものである。

其の他、演奏室の幅と高さとの關係は

$$\text{幅} > \frac{1}{2} \times \text{長} \quad \text{高さ} = \left(\frac{2}{3} \sim \frac{1}{2}\right) \times \text{幅}$$

が適當なりと述ぶるもの、或は又之等の間には一定なる比例があるものとは認められざるも、一般に長さを幅よりも 25 パーセント乃至 75 パーセント位長くし、天井も相當に高くする方法が良いと述ぶるものもあり、今日未だ定論には達して居ない



第 7-28 圖

が、前記の式により大體の設計を行つて居る。

又演奏室の形状は普通矩形のものが多いが、不必要なる反響を除去するため、梯形となしたるもの、或は一方の壁をジグザグ形となしたるものもある。

(C) 反響及び残響

演奏室内に於て起り得る音響的問題は主として次の二種類であつて、其の一つは反響 (Echo) で、室内で發せられた音が明瞭に繰返へされることであり、他は残響 (Reverberation) 現象で、混亂した不明瞭な響の連続である。

反響は建築物の丸天井或は曲面の壁等に起因するものであるから、建物設計の際其の形状等を十分に吟味して之を除くべきである。

之に反し残響は、演奏室の大きさ、吸音の程度等に關係されるものであるが、残響時間が長過ぎるものは、反射のため音の明瞭を缺き、又短きに失するものは餘韻なく、自然音とは可成り異なる音となり味が無くなるのである。

吾人が平素耳にする自然音は概ね多少の残響を伴つて居るものであるか

ら、演奏室には適當なる残響を與へることが必要である。

残響時間 (Reverberation time) とは或る室内に於て音を發し、音のエネルギー密度を最小可聴界限の 10⁶ 倍となし定常状態に達せしめたる後、急に音源を停止したる場合に、室内の音が漸次減少して遂に聞えなくなる迄の時間を云ふもので、云ひ換へれば音の感覺レベルが 60 db 減する迄の時間である。第 7-29 圖は此の場合の音強度の變化を示すもので、之を残響曲線と稱す。而して残響時間 T は

$$T = \frac{0.05 V}{aS}$$

茲に a = 吸収率

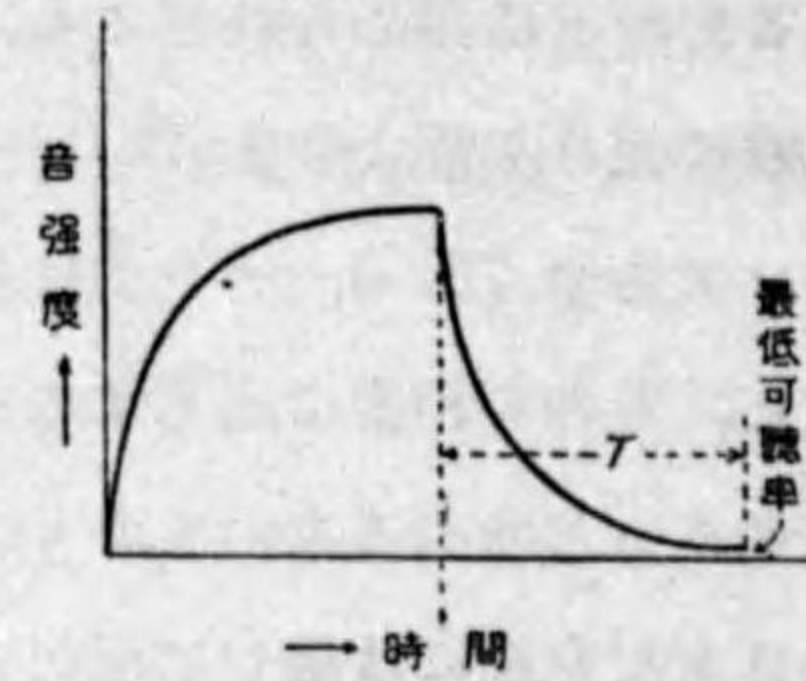
V = 演奏室の容積(立方呎)

S = 演奏室の表面積(平方呎)

で表はされる。即ち残響時間は室の吸収率と、表面積に反比例し、室の容積に正比例するものであるから、吸収率が一定の場合には演奏室の容積に依つて定まり、容積の大なる程残響時間が長くなる。

演奏室の残響時間は演奏の種目により、夫々適當なる値があるものであつて、講演等に於ては之を比較的短かくし、音聲の明瞭を計り、音樂特にオーケストラ等に於ては、之を相當長くし餘音を持たすのがよいのである。

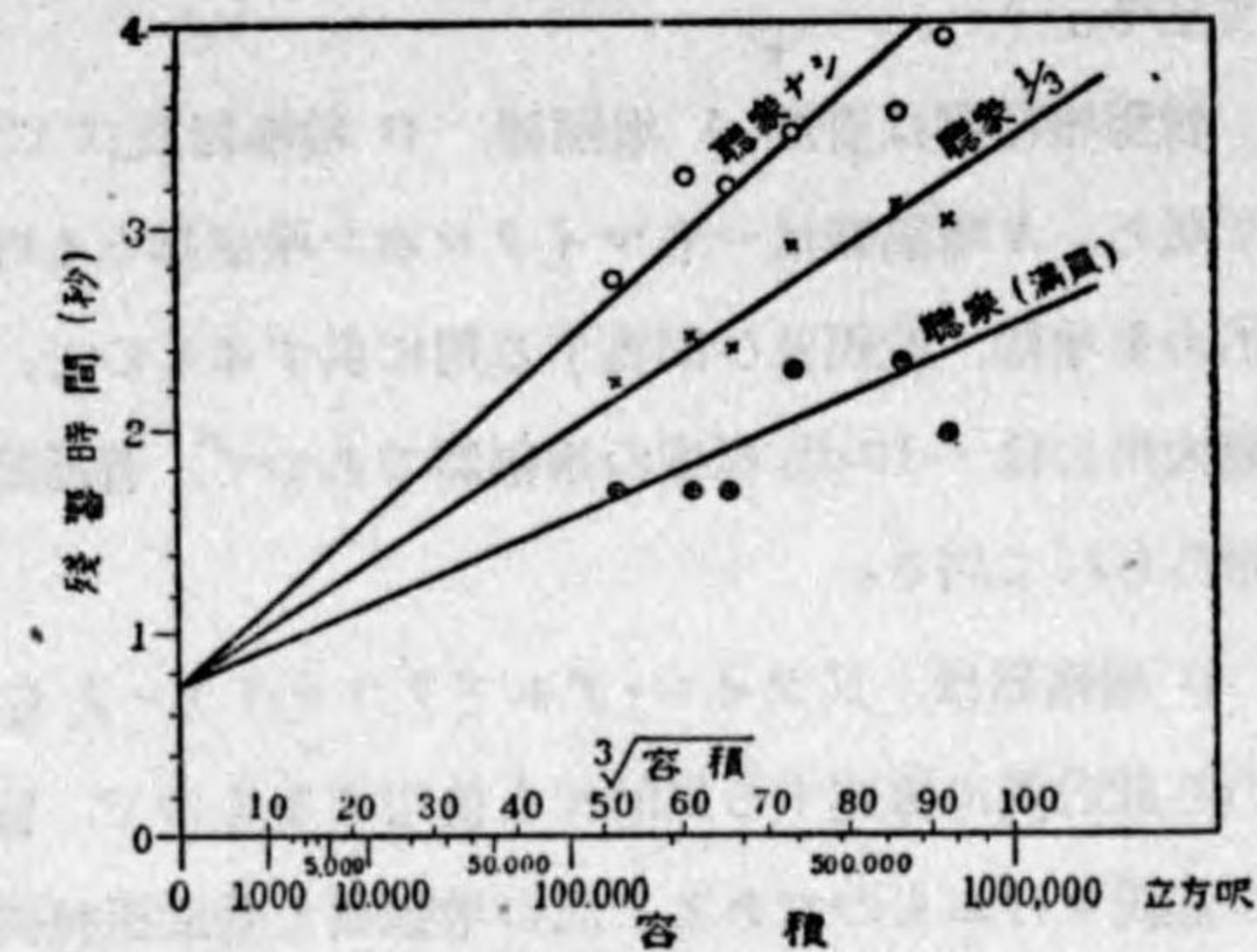
演奏室の残響時間の最適量に關しても種々の意見あり未だ定説はないが第 7-30 圖はワットソンの研究による残響時間と演奏室の容積との關係を示す曲線である。室内の聴衆(又は演奏者)も圖に見る通り大いに音を吸収



第 7-29 圖

するから其の多少も最適残響時間に大いに關係がある。

實際問題として、各演奏種目に應じ一々異つた演奏室を設けることは甚しく不經濟であるから、同一の演奏室で之を行ひ、残響時間は演奏の種類に應じ適



第 7-30 圖

宜に調整し得る方法を講じて居る。其の最も容易なる手段は室の天井、壁面等に沿つて、布類の吸収カーテンを張り、必要に應じて此の幕を開閉して、直接音に接する壁の面積を調節する方法であるが、布類の音の吸収率は其の周波數に對し一様でなく、高周波部に於ける吸収が大で理想的でない。現在多く用ひられる方法は、一面が堅い木板、他面がセロテックスの如き吸収特性良好なる材料 (Acoustic material) を張つた多數の小板よりなるシャッターを壁面に設け置き必要に應じ適當數だけ其の表裏を向けかへ残響の調整をなすものである。

(D) 調整室装置

調整室は放送無線電話の神經中樞とも稱すべき所で、演奏室マイクロホンの出力電流を適當なるレベルに増幅制御し放送機に送り込み、或は又中繼放送のため之を他局に向け送出し、逆に他局よりの中繼放送を受入れ之を自局放送機に導入する等の諸操作をなす處である。

之がため調整室には各方面向の連絡線及び中繼線が集中せられ、音聲増幅器、中繼線操縦盤、打合電話、及び演奏室との信號装置等が設備せられ

て居る。

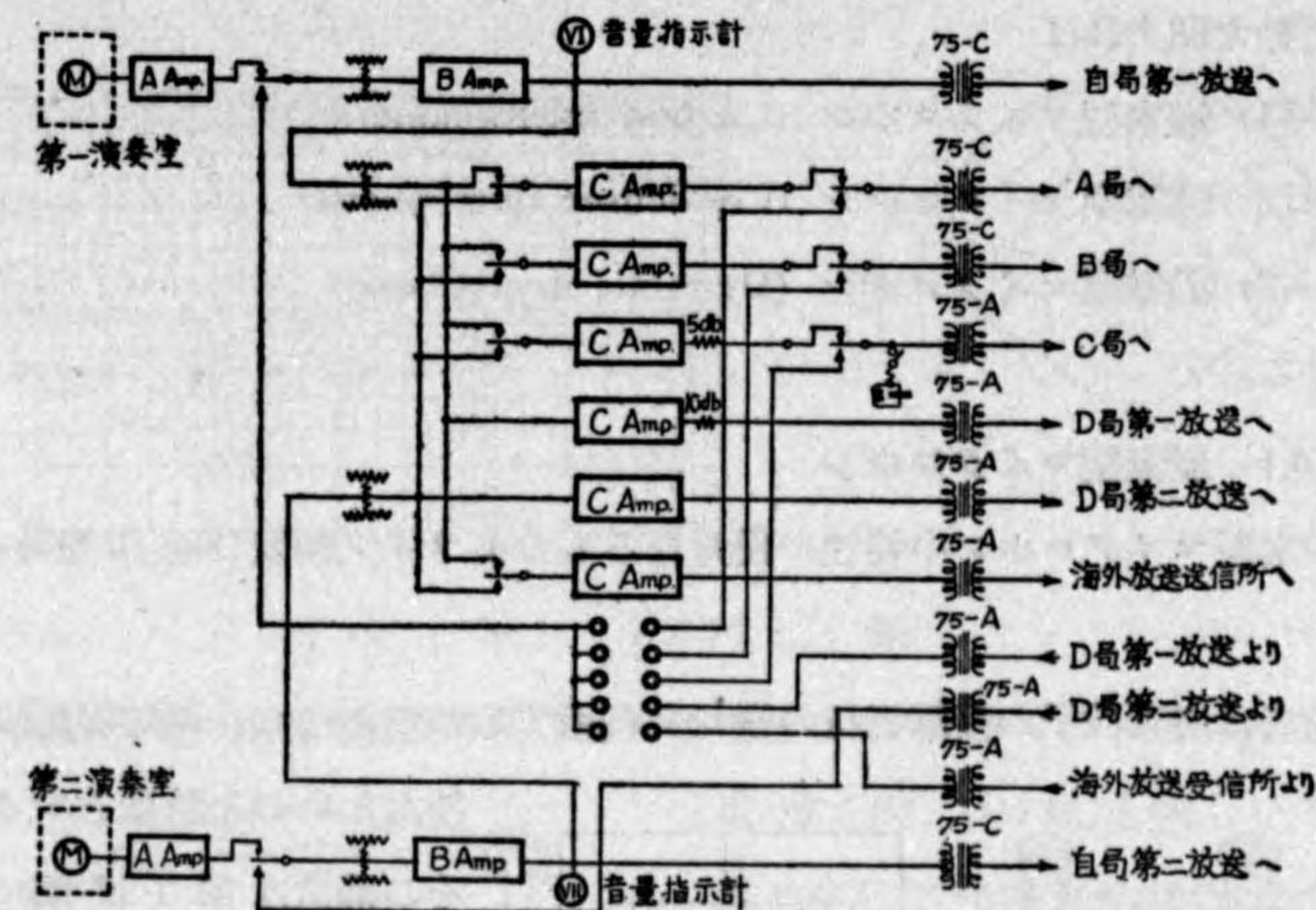
音聲増幅器は普通 A 増幅器, B 増幅器及び C 増幅器の三種より成つて居る。A 増幅器は一名マイクロホン増幅器とも呼ばれ, マイクロホンの出力を増幅, 監視及び制御する用に供するもので, 最大増幅度は約 60 db, 最大出力は -10 db 程度の増幅器であつて, 普通抵抗結合三段増幅が多く用ひられて居る。

B 増幅器は, 又ライン・アンプライヤーとも云はれ, A 増幅器の出力を放送機に傳達する目的にも使用するもので, 音量の調整と, 演奏状態の監視を行ふものである。此の増幅器も普通抵抗結合三段より成り最大増幅度約 30 db で 1 db 宛加減することが出来る。出力は 20 db 程度であるから, 中継放送の場合他局に送出する目的にも使用することも可能である。此の増幅器の出力側には音量指示計を接続し, その出力レベルを測定する様になつて居る。

C 増幅器は他局に中継する場合各中継線の線路損失に應じ送出音量を夫々別々に調整するためと, 線路障害の場合その影響を他線に及ぼさない様分離の目的と, それから又スタジオ外中継等の場合のライン・アンプライヤーとして用ひられる。従つて C 増幅器は全く B 増幅器と同様な性能を有すればよいものであるが, 只他局へ中継放送を送出する場合には, 其の入力側に 20 db 位の加減減衰器を挿入して真空管の過負荷を防止すると共に音量調整範囲を拡大する。

第 7-31 圖は調整室装置の接続系統を表はす圖面であるが, 之により各種増幅器, 音量指示計其の他の使用方法が了解せられることと思ふ。

上記の増幅器の外, 放送状態を監視するため高聲器を動かす試験用増幅器, 放送前の試演に使用するテスト用増幅器, 局内各室に設備する高聲器を鳴らす高聲器用増幅器等も併せて設備せられて居る。



第 7-31 圖

前記 B 増幅器又は C 増幅器の出力音量を測定する音量指示計 (Volume indicator) は普通真空管整流器型のものが使用せられ, -10 db から +30 db 迄の間を 1 db 毎に読み得られる様になつて居る。

調整室には以上の外中継線路の周波数特性を更正する等化装置 (Equalizer), 自局電波を試聴する監視用受信機, 遭難信號及び時報用受信機, 中継線障害時の無線中継用受信機, クロノメーター等が設備せられて居る外必要に應じては移動中継用送信装置が用意せられて居ることもある。

7-6 マイクロホン

マイクロホンは音波のエネルギーを同波形の電氣的エネルギーに変換する装置である。放送用として要求せられるマイクロホンの特性は, 音波の強度に正しく比例した音聲電流が得られること, 音波に含まれたる各周波数に對し一様な電流の變化をなすこと, 且雑音の發生が無いことが主なるものである。此の條件に適する様考案せられたマイクロホンは種々ある

が之を大別すれば

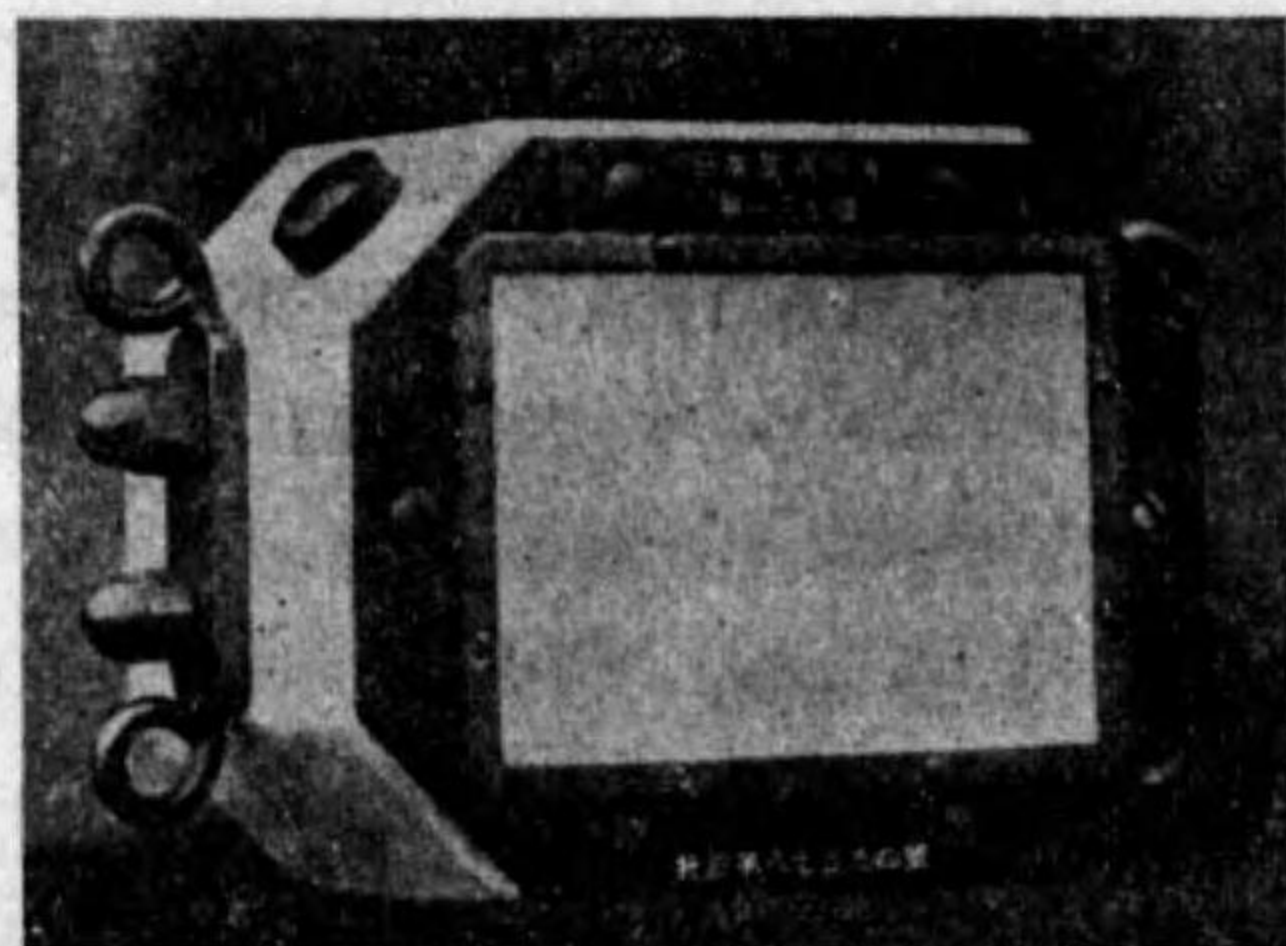
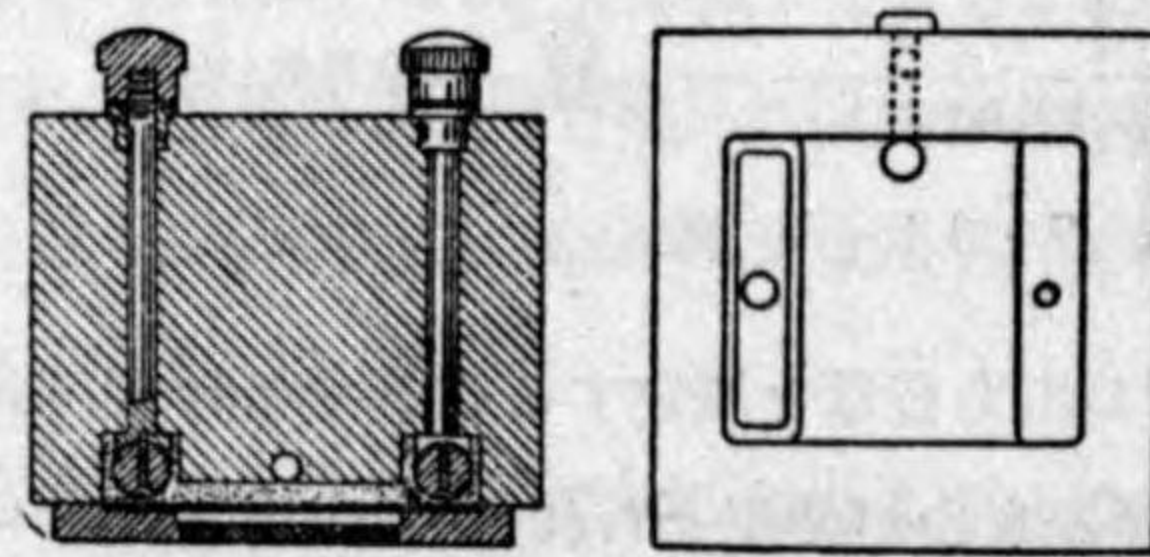
- (1) 炭素型マイクロホン (Carbon microphone)
- (2) 静電型マイクロホン (Condenser microphone)
- (3) 動電型マイクロホン (Dynamic microphone)

となる。

(A) 炭素型マイクロホン

炭素型マイクロホン中特性の優秀なるものにライツ型及び両卸型がある。

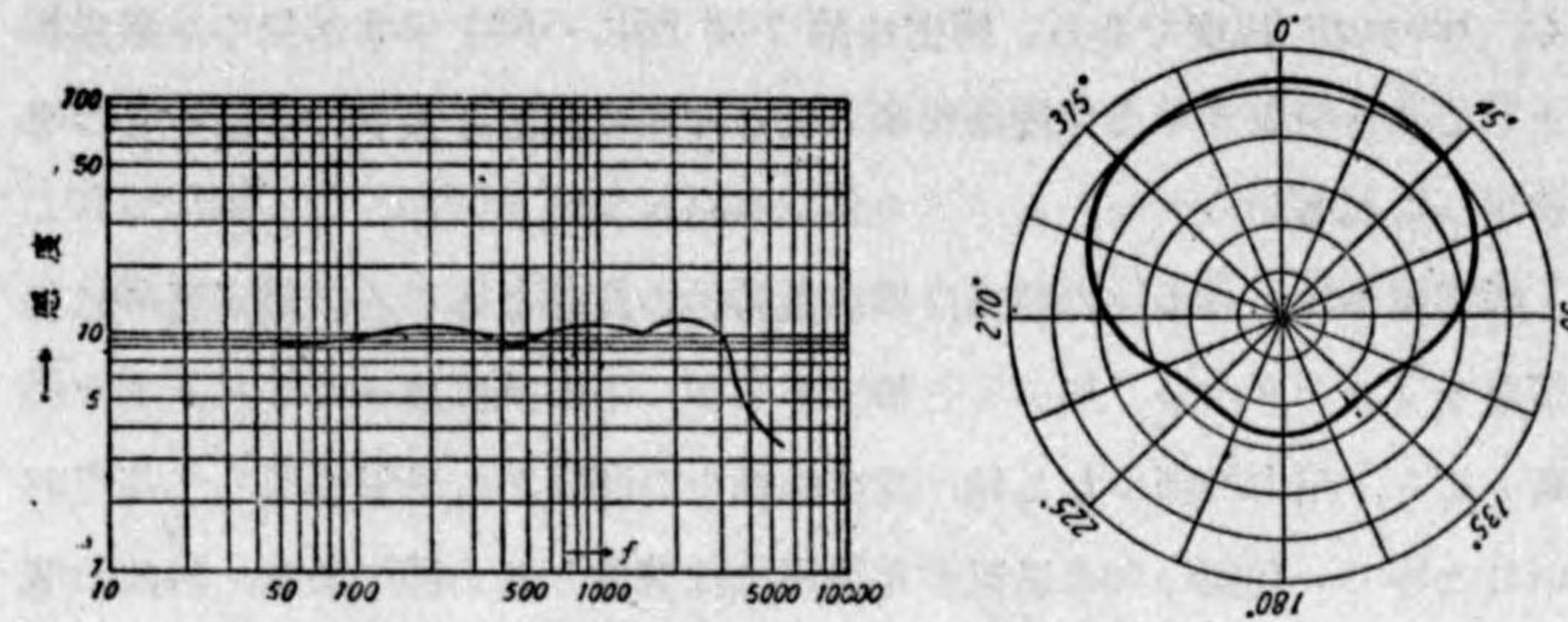
前者は炭素粒子の接觸抵抗の變化を利用するのであつて、何等振動膜を持たないのを特徴とする。



第 7.32 圖

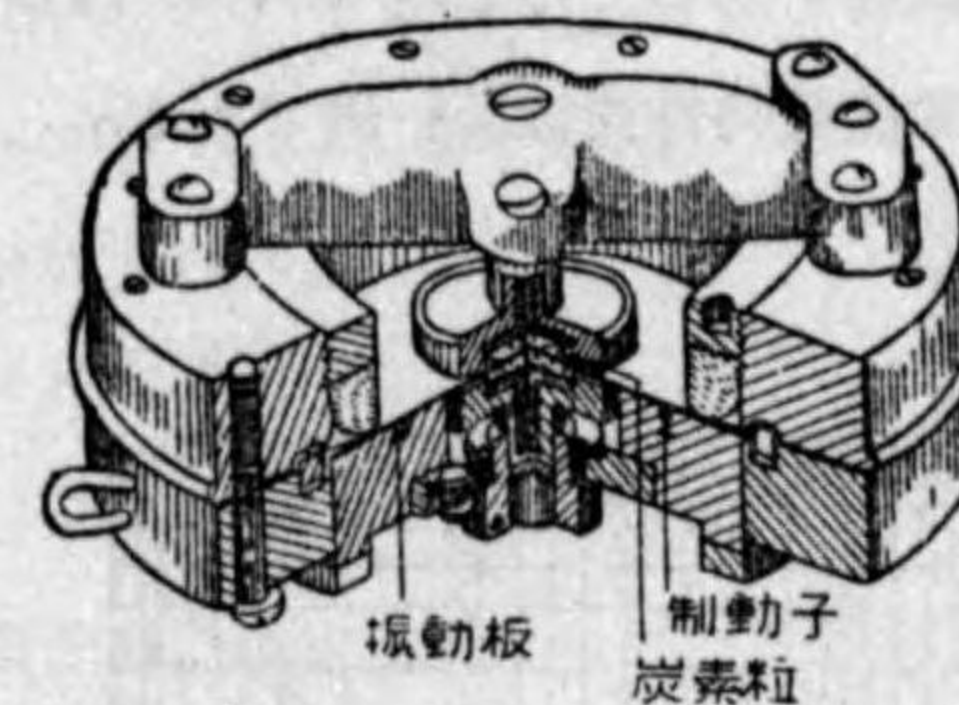
その構造は第 7.32 圖に示す如き約 10 厘角の大理石塊の側面に廣さ 10 平方厘、深さ 3 耗許りの窪みを作り是れに特殊の製法に依る炭素粒子を詰め、其の兩端に炭素棒電極を挿入したものである。炭素粒の脱落並に濕氣の侵入を防ぐため炭素粒層の外側には極めて薄いゴム膜、絹布、或はマイカ板にて蔽はれて居る。

その周波數特性は炭素粒子の詰め方等によりて大いに異なるが第 7.33 圖は周波數特性曲線並に方向性曲線の一例である。



第 7.33 圖

次に後者の兩卸型は第 7.34 圖に示す如きもので、デュラルミン製の振動板(厚さ約 0.004 厘)を挟んで二個の炭素匣を設け(容積約 0.06 立方厘)恰もプッシュ・ブルの如く動作する。



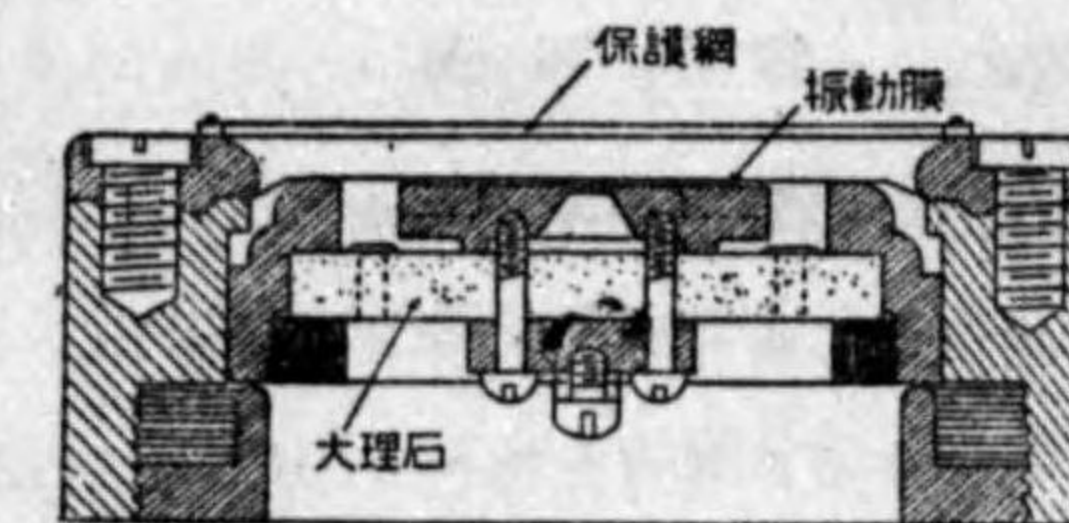
第 7.34 圖

炭素型マイクロホンは濕氣、氣温、氣壓等の變化による影響を受けることは殆ど皆無であり且運搬、移動等の場合取扱が容易である等の利點がある

ので今日猶廣く用ひられて居る。缺點としては、マイクロホン・ヒッピングと稱する雜音を伴ふこと、感度が變化すること等を挙げ得る。

(B) 静電型マイクロホン

此のマイクロホンは振動板と其の對極とを以て一つの蓄電器を構成せしめ、振動板の變化による静電容量の變化を利用したものである。此の型のマイクロホンが有する静電容量は一般に極めて小



第 7.35 圖

く、 $100\ \mu\mu\text{F}$ 程度である。構造は第 7-35 圖に一例を示すが如く、振動板としては、デュラルミン或はマイカ板の片面に金箔を張り付けたるもの等が用ひられる。

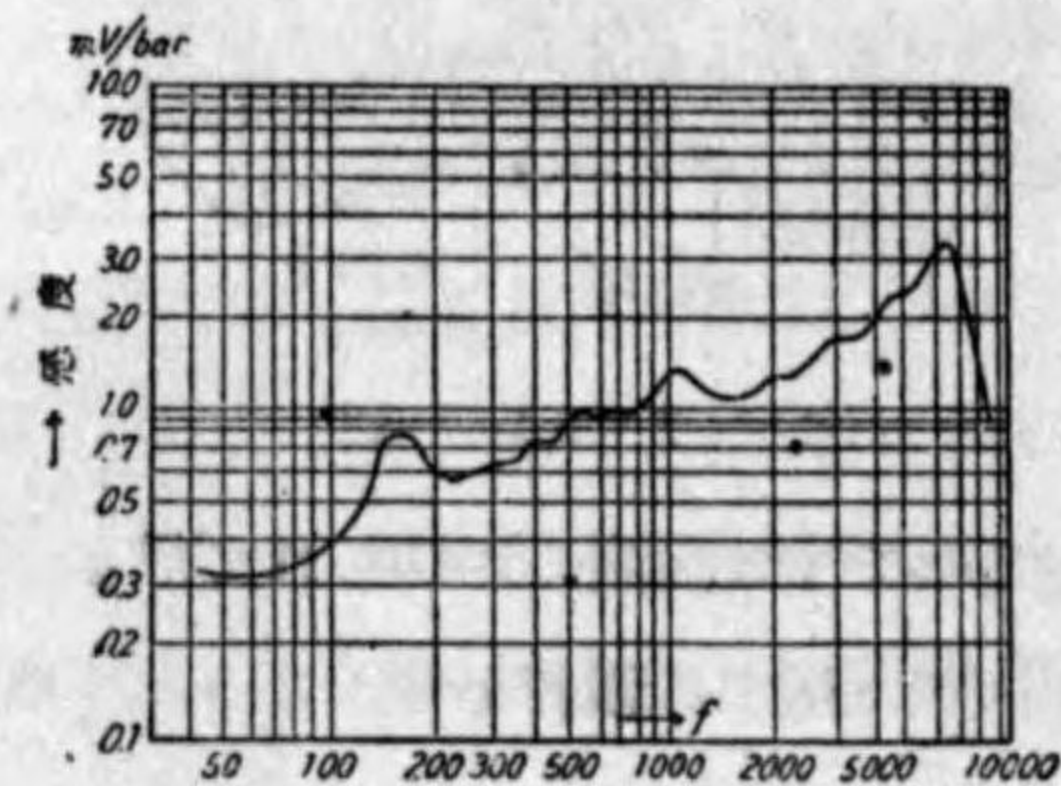
静電型マイクロホンの特徴は周波数特性の良好なること、炭素型に見る様なヒッキングが全く無いこと等であるが、その缺點はインピーダンスの高いこと、出力の僅少な点、及び絶縁上の問題から湿氣に對して甚だ弱いこと等で、我國の如き湿氣多き場所には適當しない様である。猶此の型は動作上、増幅器とマイクロホン間の接続コードの長さが制限せられることで、最近では、マイクロホンスタンド中に増幅器を仕込み第 7-36 圖に示す様な小型簡便なる構造となし、右の缺點を防いでゐる。第 7-37 圖はマイクロホン及び上記増幅器を含みたる周波数特性曲線の一例である。



第 7-36 圖

(C) 動電型マイクロホン

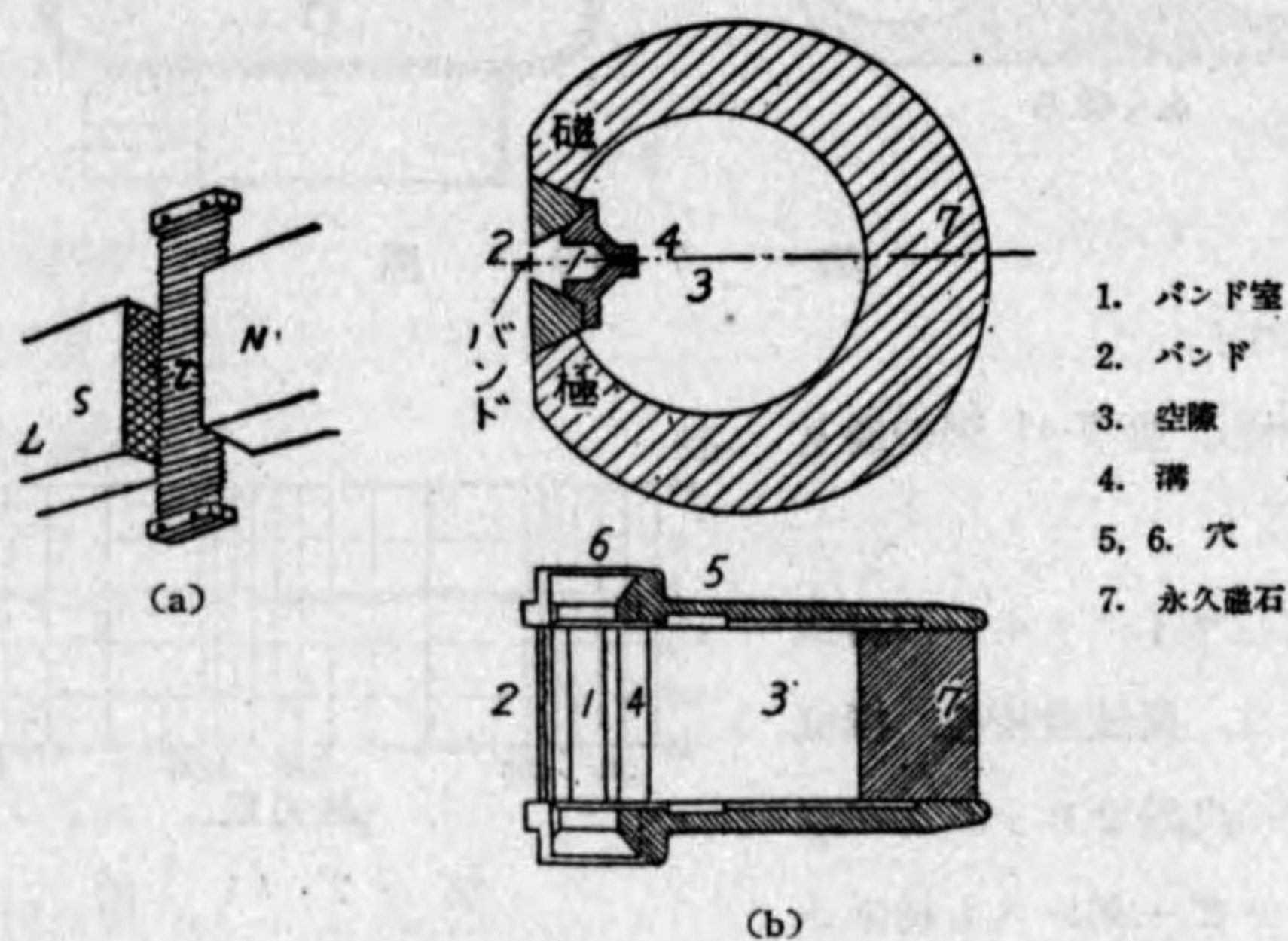
此の型にはバンド・マイクロホン、リボン・マイクロホン、ヴェロシティー・マイクロホン等色々の種類があるが、其の動作原理は、磁場内にある電気導体を音響によりて振動せしめ、其の導体内に誘起される電流を利



第 7-37 圖

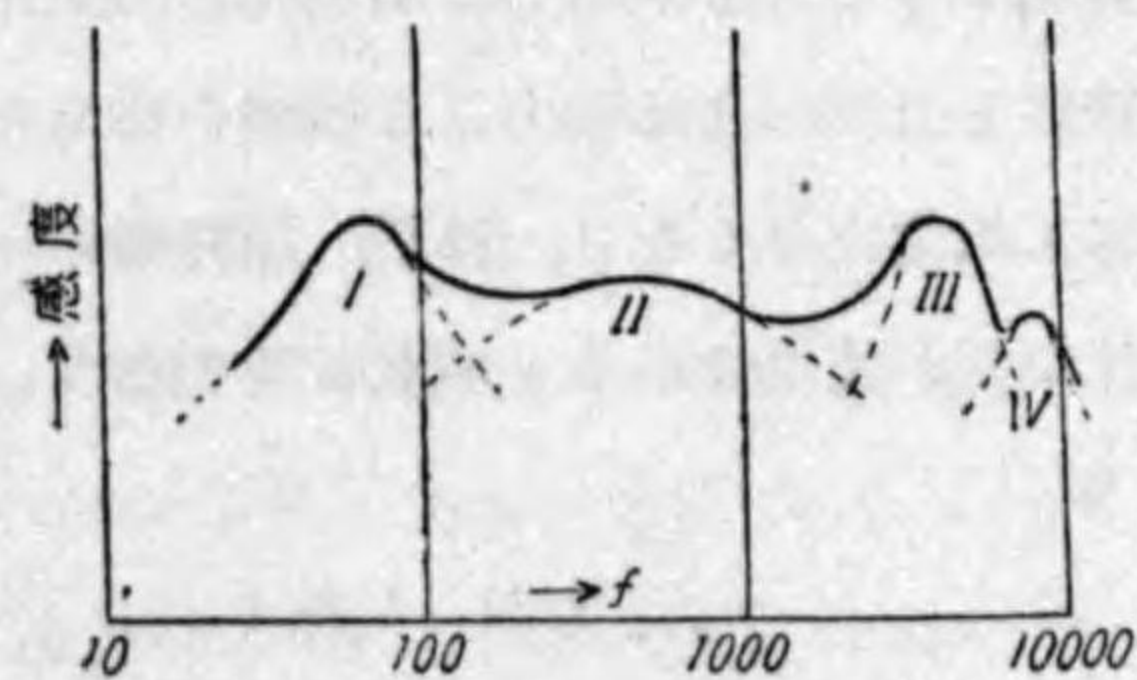
用するものである。

第 7-38 圖はバンド・マイクロホンの構造略圖である。此の方式に於ては電気導体として鍍装を施せる極めて薄きアルミニウム箔即ちバンドを永久磁石の磁場内に軽く緊張してあり、此の内に誘起される電流を取出す様に作られて居る。



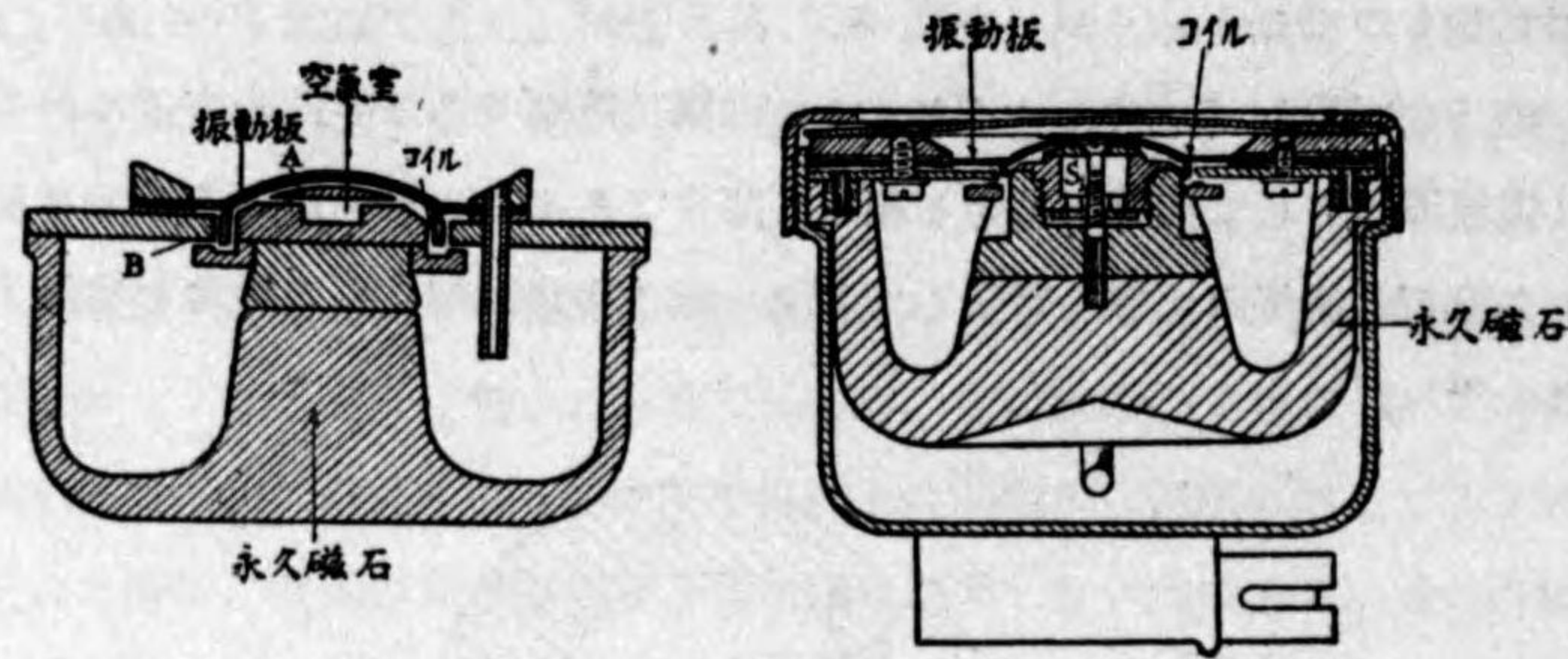
第 7-38 圖

此のマイクロホンは圖に見る如くバンドの後方にある小室、溝等の共鳴作用を利用し周波数特性を著しく良好に導きたるもので、其の一例は第 7-39 圖に示す。



第 7-39 圖

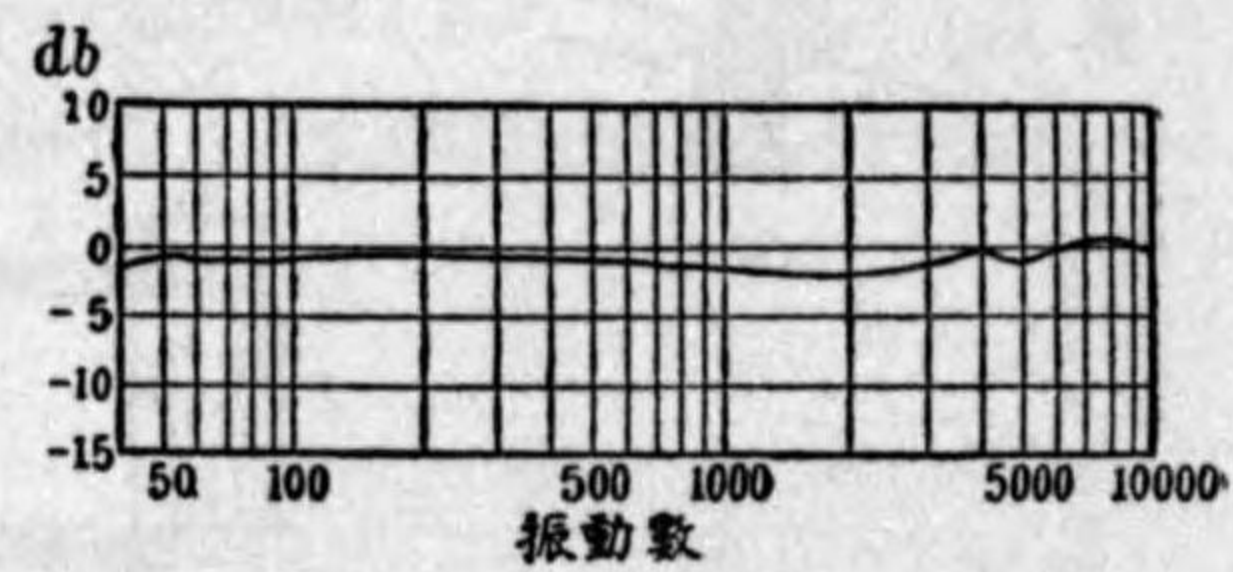
次に第 7-40 圖はムーヴィング・コイル・マイクロホンの構造例で、振動板は剛性を増すために中央部を球状にし、これにアルミニウムの薄片を捲いた単層コイルが取付けられて居る。



第 7.40 圖

其の特性は第 7.41 圖の通りである。

動電型マイクロホンの特徴としては、周波数特性、振幅特性共に良好でヒッシング無く、インピーダンスも極低い



第 7.41 圖

ので、炭素型、静電型の缺點を除き得たる型と云ふことが出来る。猶此の型は微弱なる音聲によりても忠實に動作するので音楽等の繊細な音の變化をなすものにも好適である。其の他鋭い方向性あること、濕氣、氣温等の影響を受くることも少く、感度の變化少きことも長所と云ふべく、測定用等にも大いに使用せられて居る。缺點と云ふべきは強力なる磁場を得るため大なる磁石を要し、重量、體積等が相當大きくなり、移動、運搬等に少々不便な點であるが、今後は益々此の型が使用せらるゝに至るであらう。

索引

ア

圧電氣現象186
 R-cut 水晶.....192
 Acoustic material291

イ

一次同調型17
 位相變調.....218, 234
 位相變調度226
 インバージョン281

ウ

ウォブリング286

エ

影像周波数 81
 A₁ 電波の受信法 5
 A₂ 電波の受信法..... 6
 A₃ 及び A₄ 電波の受信法..... 7
 A 級増幅器171
 X-cut191
 演奏室286
 演奏室の遮音286

オ

オートゲイン検波 55
 音叉發振器183

音量指示計293

カ

下側帯波220

可動線輪266

可動線輪型高聲器128

可動鐵板型高聲器127

可動鐵片型高聲器128

可變増幅率真空管の格子偏倚電壓を制御する方法 99

可變蓄電器122

紙蓄電器120

キ

機械的方法108

杵鑽孔器264

局部發振器の自動周波數制御108

記録増幅器261

Carrier-off device anti-noise281

ク

空間ダイバシチー 8

組蓄電器123

クラインシュミット鍵盤鑽孔器264

グリッド檢波.....35, 46

グリッド變調227

ケ

繼電器によつて受信機を選択する方法 14

ケノトロン整流器199

減音度287

現波機266

檢波の概念 22

檢波法の比較 45

減幅電波 22

減幅電波の受信法 4

鍵盤鑽孔器264

コ

高周波コイル116

高周波増幅器 15

高聲器127

高抵抗124

格子中和法177

鑛石檢波器.....23, 45

固定蓄電器120

五極管檢波.....44, 46

CODAN281

サ

再生檢波 55

サイフォン・レコーダー266

サイラトロン VODAS277

三相全波整流器202

三相半波整流器201

三倍變成器161

三巻線變成器269

残響	289
残響時間	290
シ	
C 級増幅器	171
シーメンス式有線電話接続装置	276
四線式無線電話	269
自動音量制御(AVC)	99
自動音量制御を各受信機に共通に行ふ方法	12
自動選擇度制御	103
自動送信機	265
自動式送信機	166
遮断偏倚電圧	197
周波数變調又は位相變調の持續電波	23
周波数遅倍器	196
周波数變調.....	218, 232
周波数變調度	225
周波ダイバッチャー	11
主發振器	170
主發振式送信機	170
受信の原理	1
受信装置	1
受信機の選擇度	84
受信機の雑音	89
受信の増幅度	83
受信機の忠實度	86

受信線	260
受話器	127
瞬減周波数	57
瞬滅火花間隙	142
純電氣的方法	109
上側帯波	220
磁歪發振器	184
真空管送信機	164
振幅位相變調	246
振幅周波数變調	245
振幅變調.....	218, 227
振幅變調の持續電波	22
ス	
水銀整流器	200
ストレート受信機	78
Speech Inverter Privacy System	283
セ	
靜電型マイクロホン	294
絶縁度	287
線輪中和回路	176
ソ	
操縦線	260
送受轉換器	258
塞流線輪變調	229
阻止時間	200

タ	
第一種電弧振動	149
第二種電弧振動	149
第三種電弧振動	149
ダイナトロン振動	179
単信方式	258
単側帯波	251
単相全波整流器	201
単相半波整流器	201
炭素型マイクロホン	294
短波受信機	77
チ	
蓄電器型高聲器	128
運動音量制御	100
直列變調	231
チューブラー蓄電器	121
中央集中方式	258
中間周波増幅器	59
中間周波帯域濾波器	61
チョーク結合増幅	70
超再生検波	56
超再生受信機	82
超短波及び極超短波受信機	77
超ヘテロダイン受信機	80
長波及び短波受信機	76

調整室	261
直流増幅器	75
テ	
抵抗増幅	71
低周波増幅器	65
低周波チョークコイル	126
低周波變壓器	124
テスラコイル	138
テレフンケン型レコーダー	130
電解蓄電器	121
電氣音響的忠實度	86
電氣的忠實度	86
電橋式中和法	177
電橋を用ふる反轉方式	284
電鍵作用	204
電波吸収器	259
傳達損失	287
Discriminator	110
ト	
透過係數	287
同調式無線電信	137
動電型マイクロホン	294
トリマー蓄電器	123
ニ	
二極管検波	25, 45

二線式無線電話	269
二重變調	243
二重通信方式	258
二次同調型	18
二倍變成器	161
日本電氣會社の方式	284
・ニュートロドン	22
ニュートロダイ増幅	20
ネ	
熱陰極水銀蒸氣整流器	200
ハ	
パウルゼン式電弧	151
波長による受信機方式の相異	76
發振子	191
原口式噴射型レコーダー	130
パワー檢波	39
反響	289
ハングオーバー	274
搬送除去	247
搬送波	220
ヒ	
B級増幅器	171
P.O. 式有無線電話接續装置	274
ビエゾ電氣逆効果	190
ビエゾ電氣縱効果	188

ビエゾ電氣直接効果	190
ビエゾ電氣横効果	188
非同調型	15
火花周波數	144
フ	
プッシュプル接續	179
部分品及び附屬品	116
ブレーク・イン方式	258
ブレーク・イン・リレー	259
プレート檢波	31, 46
プレート電壓を變化して利得を制御する方法	102
ブレセクター及び電波トラップ	113
へ	
平滑回路	199
平衡型振幅變調器	249
ヘテロダイン檢波及び周波數變換器	47
ヘテロダイン受信機	79
變壓器結合増幅器	65
變 調	218
偏波ダイバッチャー	12
ペン・アーム	267
ペン・ポイント	267
ホ	
VODAS	272
Voice-operated device anti-singing	272

Bown, R. の方式	282
マ	
マイカ蓄電器	120
マルコニ型レコーダー	130
マルコニ・ブレン・アンテナ	136
ニ	
脈動率	202
ム	
無線電信のダイバッチー受信法	8
無線電話のダイバッチー受信法	12
ヨ	
陽極変調	227, 229
陽極中和法	177
容量中和回路	177
リ	
リミッター及びトーン・キヤー	94
レ	
レコーダー	129
レフレックス受信機	79
ワ	
ワインベルゲル型レコーダー	130
Y-cut	191

最新電気通信工学講座

第8回配本附録

最新電気通信工学講座完了に際して

昨年中に刊行を了る予定でありました處、北支事變の勃發は更に支那事變と擴大して内外多端となり、その他御執筆各位のうちに、色々御事情があつたりしまして、焦慮に焦慮を重ねるうち、本講座完了迄に早くも半歳の遅延を見るに至りましたことを深くお詫び申し上げます。

併し、御多忙の著者に非常な御無理をお願いしました結果、既に本月初めまでに7回配本を終り、今茲に最後の配本が出来る様になりましたことは、洵に筆紙に盡しがたい感激であります。そのため内容に萬全を期し得られなかつた方も多し、恐縮に存じてゐますが、それは何れ補足訂正して完璧のものとして頂く機会が必ずあることと思つてゐます。遮莫、本講座が今日の時勢に對して如何に重要性を有し、江湖の要望をみたし、電気通信工学の普及に多大の貢献を齎すかは疑を容れないところと信ずる者であります。

以上深甚の謝意とお詫びとを申し上げます。

昭和 13 年 5 月下旬

發行者謹白



最新電氣通信工學講座第五卷
無線電信電話(その二)
機械装置

不許複製

昭和十三年五月二十五日 印刷

昭和十三年六月一日 發行

●著者 中 上 豊 吉
小 野 孝

●發行兼印刷人 株式会社 オーム社
代表者 古賀 廣 治
東京市神田區錦町三ノ三ノ二

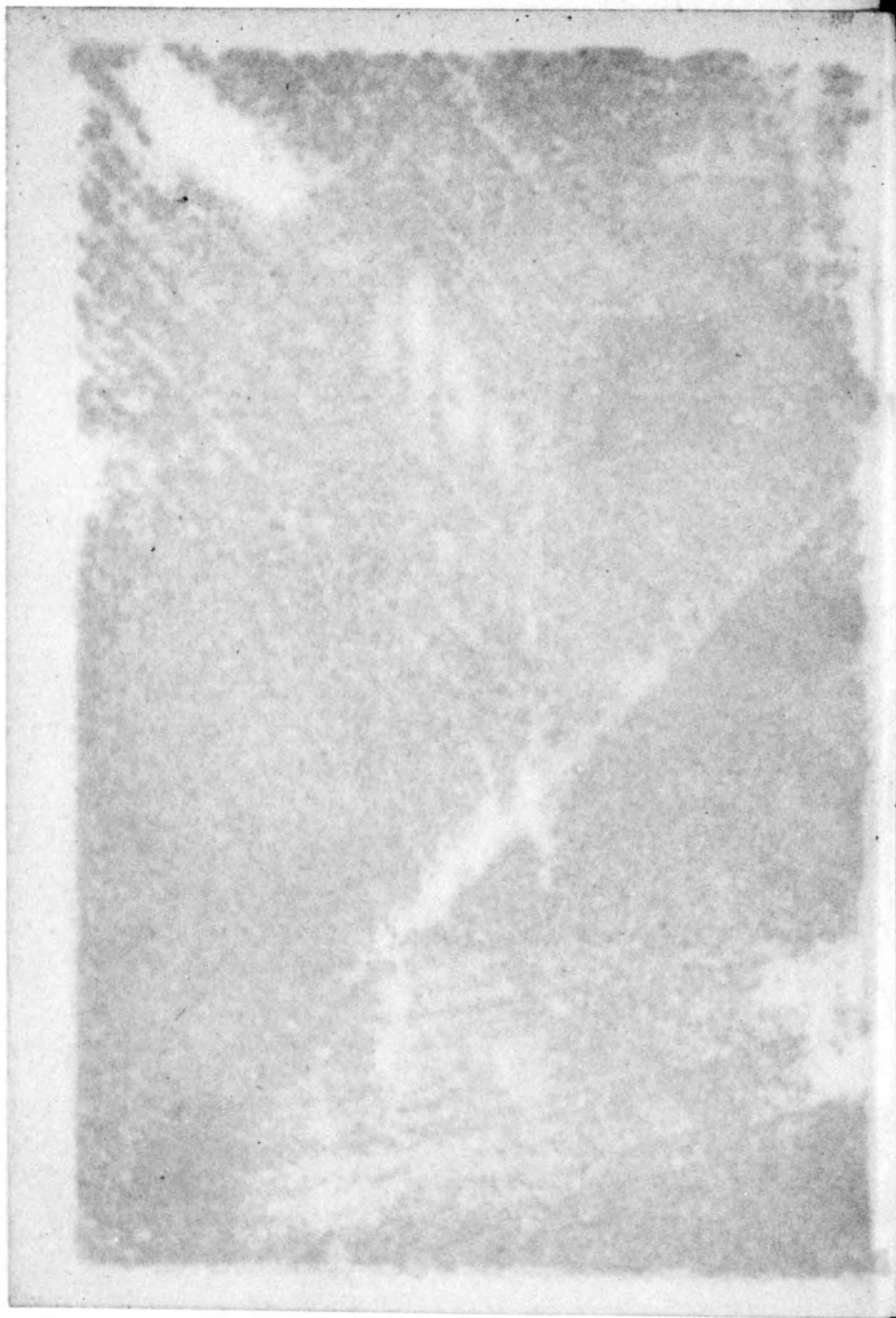
●印刷所 オーム社印刷部
東京市神田區錦町三ノ三ノ二

●發行所 株式会社 オーム社
東京市神田區錦町三ノ三ノ二
振替 東京 20018

大阪 オーム社
大阪市北區堂ビル 404
振替 大阪 69205

THE UNIVERSITY OF CHICAGO
LIBRARY
540 EAST 57TH STREET
CHICAGO, ILL. 60637
TEL: 773-936-3700
WWW.CHICAGO.EDU

Blank page with faint bleed-through from the reverse side.



特205-124



1200800279514



終