

反結合可變周波真空管發振器の出力に関する一考察*

富士通信機 技術部 水 尾 政 實

内 容 梗 概

可變周波真空管發振器に就き具備すべき條件を述べ、周波數による真空管發振器の出力の變化する状態を示し、之より出力一様とする爲の一方法を述べ此の實驗結果を示してゐる。

I 緒 言

通信工學に於て真空管發振器は必要不可缺のものであり、夫丈多くの人により種々取上げられたる問題である。扱此の真空發振器に對し要求せられる條件は次に示す如きものである。而して其の使用する目的に應じ夫等の中何れかに主力を置き、其の條件を満足せしめる如く作られねばならぬ。

1. 發振周波數の安定なること。
2. 高調波渺きこと。
3. 能率善きこと。
4. 全發振周波數帶に亘り出力一様なること。

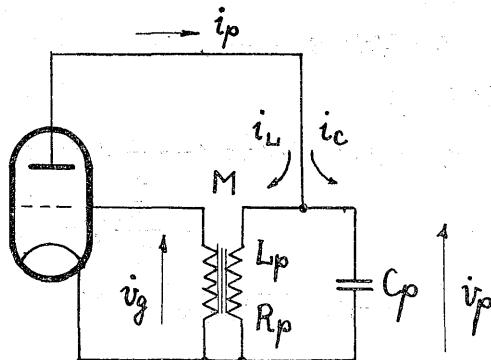
此等の要求を同時に満足せしむることは困難なことである。併し乍ら工業的製品として考へられる發振器としては、この四者の要求を同時に或程度まで満足せしめなければならぬ。此爲に適當な妥協點を求めねばならぬのであるが、夫には各條件に就き一々考究する必要があると思ふ。本稿に於ては此の妥協の一方法として反結合可變周波發振器に就き振動電流並に出力の一定化の一方式を述べんとする。定周波數の發振器に關しては、既に多くの人により考究された如く⁽¹⁾⁽²⁾、或特殊の條件を満足せしむることにより、或は水晶共振子を用ふることにより前述の要求を比較的容易に満足せしめ得らるゝも、周波數を變化するときは斯の如く容易には行はれぬのである。

II 可變周波真空管發振器の振動電流

真空管發振器の振動電流の振幅を示す理論式は、既にB. van der Pol, 薄井、黒川等の諸氏に依り詳細に發表せられてゐるが、何れも或假定の下に於て求められたる式であつて、且つ甚だ繁雑である。故に茲には振

動電流の大體の傾向を知る爲に最も簡単な場合に就いて述べる。詳細は上記文献を参照せられ度い。

圖に示す如くプレート同調回路を使用せる反結合發振器に就き考へる。電流、電圧は總て交流部分のみに就き考へる事とする。



第一圖

r_p 真空管の内部抵抗。

g_m 真空管の相互コンダクタンス。

R_p プレートタンク回路の誘導線輪の直流抵抗と損失抵抗との和。

L_p 上記誘導線輪の自己誘導量。

M 相互誘導量。

C_p 静電容量。

i_p, i_L, i_c, v_p, v_g は圖に示す如し。

$$i_p = g_m v_p + \frac{1}{r_p} v_p \quad \dots \dots \dots (1)$$

今グリット電流を無視して考へると

$$v_p = - \left(R_p i_L + L_p \frac{di_L}{dt} \right) \dots \dots \dots (2)$$

$$v_g = - M \frac{di_L}{dt} \dots \dots \dots \dots \dots (3)$$

* On the Output of Variable Frequency Feed-back Oscillator

$$i_c = -C_p \frac{dv_p}{dt} = C_p \left(R_p \frac{di_L}{dt} + L_p \frac{d^2 i_L}{dt^2} \right) \quad (4)$$

(1), (2), (3), (4) 式より

$$L_p C_p \frac{d^2 i_L}{dt^2} + \left(C_p R_p + \frac{L_p}{r_p} + g_m M \right) \frac{di_L}{dt} + \left(1 + \frac{R_p}{r_p} \right) i_L = 0 \quad (5)$$

これより振動の発生条件を求める

$$\left(C_p R_p + \frac{L_p}{r_p} + g_m M \right) \leq 4 L_p C_p \left(1 + \frac{R_p}{r_p} \right) \quad (6)$$

$$i_p = i_L + i_c$$

に於て、今

$$i_L = I_L' \sin \omega t \quad (7)$$

と置くときは

$$\begin{aligned} i_p &= -g_m \omega M I_L' \cos \omega t - \frac{R_p}{r_p} I_L' \sin \omega t \\ &\quad - \frac{\omega L_p}{r_p} I_L' \cos \omega t \\ &= \frac{1}{r} \sqrt{R_p^2 + \omega^2 (L_p + \mu_0 M)^2} \cdot \\ &\quad I_L' \sin (\omega t + \frac{\pi}{2} + \beta) \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{cases} \beta = \tan^{-1} \frac{R_p}{\omega (L_p + \mu_0 M)} \\ \mu_0 = \frac{g_m}{r_p}, \quad \omega^2 = \frac{1}{L_p C_p} \end{cases}$$

故に i_p の最大値 I_p' は

$$I_p' = \frac{1}{r} \sqrt{R_p^2 + \omega^2 (L_p + \mu_0 M)^2} I_L' \quad (9)$$

依て、

$$I_L' = \frac{I_p'}{\frac{1}{r} \sqrt{R_p^2 + \omega^2 (L_p + \mu_0 M)^2}} \quad (10)$$

非減衰振動の條件として (6) 式より

$$M \leq -\frac{C_p R_p + \frac{1}{r_p} L_p}{g_m} \quad (11)$$

振動が定状態に達したる最終條件として等號を取り、

これを (10) 式に代入して、

$$I_L' = \frac{I_p'}{R_p \sqrt{\frac{C_p}{L_p} + \left(\frac{1}{r_p} \right)^2}} \quad (12)$$

$$\left(\frac{1}{r_p} \right)^2 \ll \frac{C_p}{L_p}$$

なるときは、

$$I_L' \approx \frac{I_p'}{R_p} \sqrt{\frac{L_p}{C_p}} \quad (13)$$

即ち振動電流振幅は、共振回路のステイフネス、抵抗、及び陽極全變化電流に依て定められる。以上は陽極電流より求めたのであるが、全く別な立場より、即ち陽極電圧の変化部分より求めることが出来る。即ち、

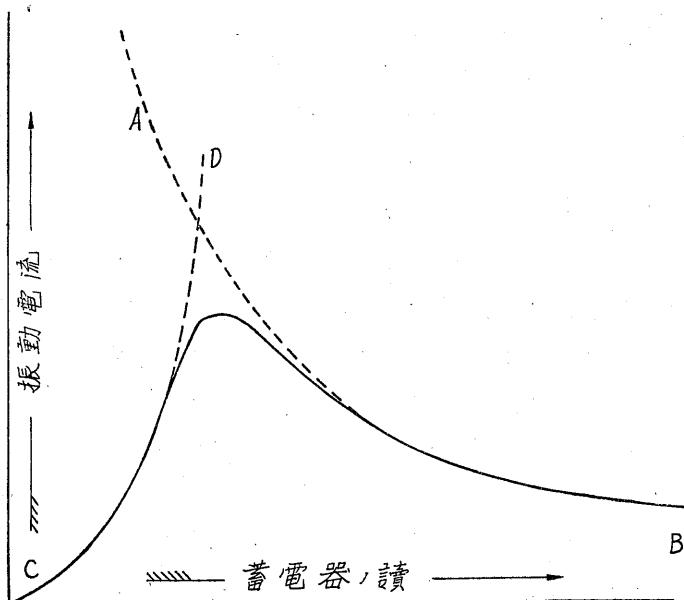
$$I_L' = \frac{V_p'}{\sqrt{R_p^2 + \omega^2 L_p^2}} \quad (14)$$

$$R_p \ll \omega L_p$$

とするときは、

$$I_L' \approx V_p \sqrt{\frac{C_p}{L_p}} \quad (15)$$

即ち振動電流の振幅は (13), (15) 式に依り示すことが出来る。これを圖示すると第二圖の通りである。

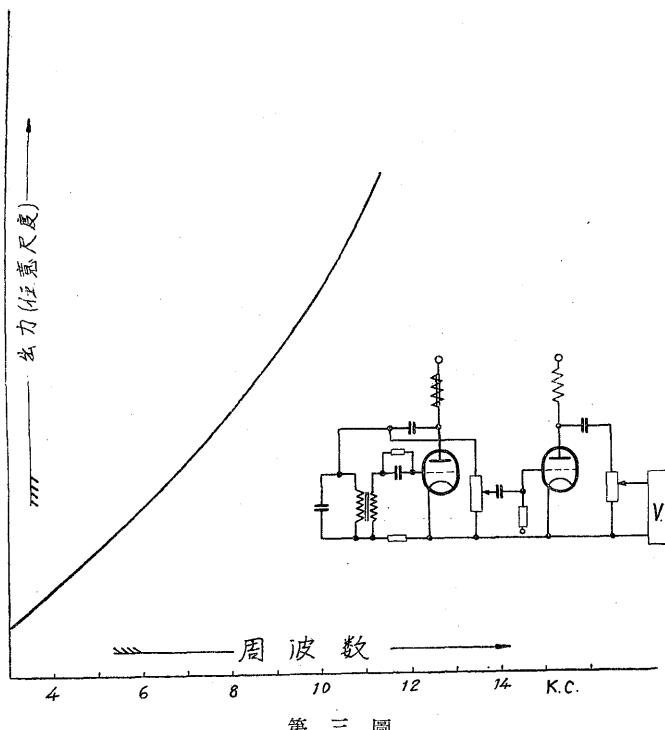


第二圖

A B 曲線は (13) 式を示し、C D 曲線は (15) 式を示す。實際の場合に就いては I_L' は此等 I_p', V_p' の二者の中何れが最も電流を制限するかに依つて定まるも

のにして、實線に示す如き結果となる。

甚だ粗雑な計算であるが、以上に依つて振動電流の周波數 (L_p 一定とせるときは C_p) の變化に對して如何様に變化するかの大要を知り得ると思ふ。實驗の結果を比較して見ると大體以上の式と近い價を示すことを知つた。されど實測せる方は周波數が高まると同時に大となる爲に、傾度が少となつてゐる。又安定度等の點により L_p/C_p を小とする様 L_p, C_p を定めるを以て、多くの場合は A B 曲線の如くなる。この範圍では振幅は周波數に對し略々直線的に比例して増加する（第三圖参照）。



第三圖

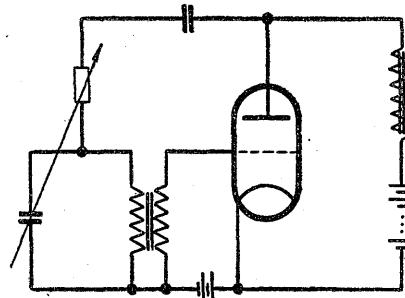
III 出力一定化の方式

以上の理論及び實驗より明かなる如く、周波數を變化する爲に L_p を一定として置き C_p を變化するときは振動電流の振幅も之に應じて變化することは免かれぬ。これは交流電源として使用する發振器には望ましくないことである。故に周波數に無關係に出力を一定とすることが望ましい。この爲には次の如き方式が行はれてゐる。

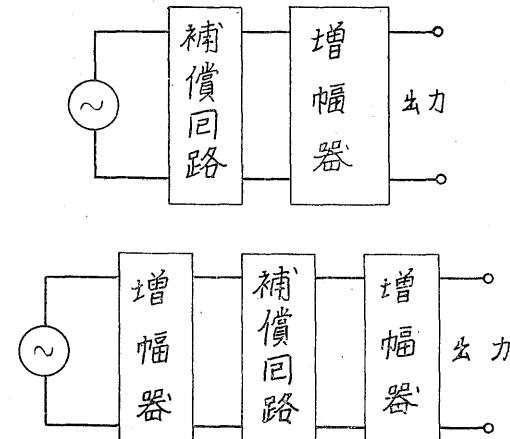
- (1) 靜電容量を變化するとき、之と同時に饋還抵抗を切換へる（第四圖参照）。

(2) 增幅器に周波特性を有せしむる（第五圖参照）。

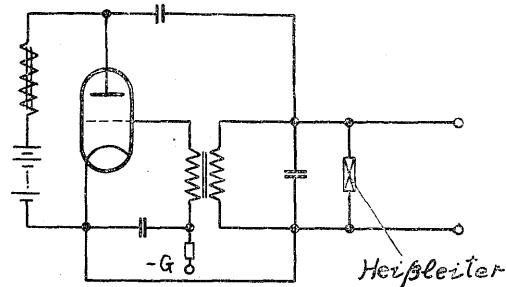
(3) 特殊の負性抵抗體を共振回路に並列に接續する（第六圖参照）。



第四圖

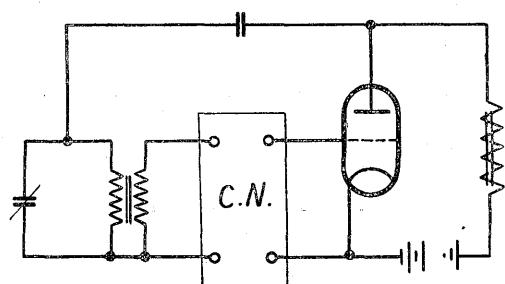


第五圖

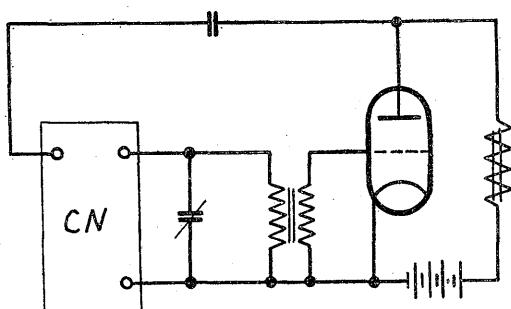


第六圖

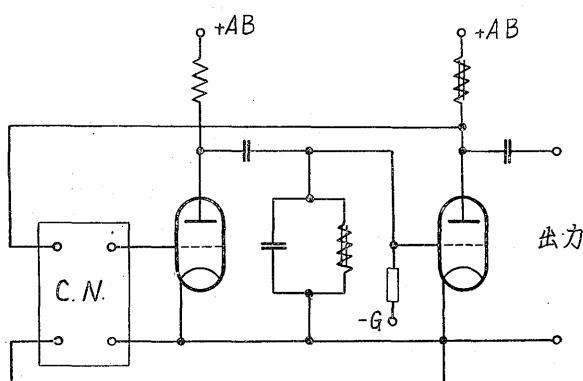
(1) の方式に依るときは幾分出力に段階を生じ、且つ機構が複雑化する缺點を有す。(2) の方式による時は大體圓滑な出力を得るも、發振管より出る出力は一樣とならず、振動電流の最大のときは格子に Over Swing が懸り、從つて高調波を發生する。これを少くする爲に出力を抑制すると、他の低周波數發振の際



(i)



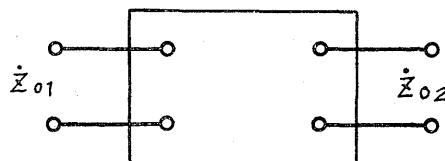
(ii)



(iii)

第七圖

に出力は小となり、能率が低下する。(3) の方式は最近シーメンスハルスケに於て行はれた方式であるが、詳細な實驗の結果は未だ發表せられて居らぬ様である。併し甚だ興味ある一方式の様に思はれる。此等の諸點を考慮し新たに改良したる一方式として此所に提倡する方式は、發振回路自體の中に周波數特性を有する回路網を挿入するものである。即ち第七圖に示す如き方式である。此所に用ひられる一種の補償回路網は使用周波數範圍に於て、次の條件を満足しなければならぬ(第八圖参照)。



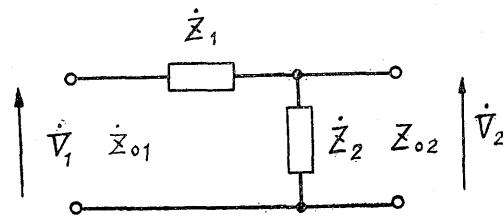
第八圖

(1) \dot{Z}_{01} は高インピーダンスにして成る可く定數となること。

(2) \dot{Z}_{02} は高インピーダンスなること。

(3) 入力電壓と出力電壓との間の位相差小なること。

この回路網の最も簡単なものとして L-回路網が考へられる(第九圖参照)。



第九圖

今格子、陰極間のインピーダンスを \dot{Z}_{gf} とすれば

$$\frac{\dot{V}_2}{\dot{V}_1} = \frac{\dot{Z}_2 \cdot \dot{Z}_{gf}}{\dot{Z}_1 \cdot \dot{Z}_2 + \dot{Z}_2 \cdot \dot{Z}_{gf} + \dot{Z}_{gf} \cdot \dot{Z}_1} \quad \dots(16)$$

$$\frac{\dot{V}_2}{\dot{V}_1} = \frac{\dot{Z}_2 \cdot \dot{Z}_{gf} \cdot \dot{V}_1}{\dot{Z}_1 \cdot \dot{Z}_2 + \dot{Z}_2 \cdot \dot{Z}_{gf} + \dot{Z}_{gf} \cdot \dot{Z}_1} \quad \dots(17)$$

今 $\dot{Z}_{gf} = \infty$ とせば

$$\frac{\dot{V}_2}{\dot{V}_1} = \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2} \cdot \dot{V}_1 \quad \dots(18)$$

今第二圖 A B 曲線に示される出力なるときは簡単に

$$\dot{Z}_1 = R, \quad \dot{Z}_2 = -j \frac{1}{\omega C}$$

として補償することが出来る。

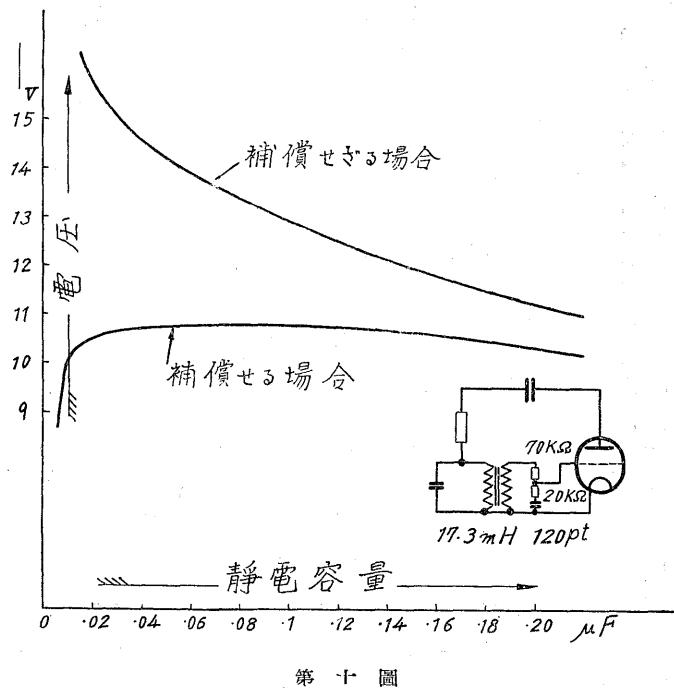
$$\frac{\dot{V}_2}{\dot{V}_1} = \frac{-j \frac{1}{\omega C}}{R - j \frac{1}{\omega C}} = \frac{1}{\omega} \cdot \frac{-j \frac{1}{CR}}{\frac{1}{\omega} - j \frac{1}{CR}} \quad \dots(19)$$

$$\text{今 } \frac{i}{\omega} \ll \frac{1}{CR}$$

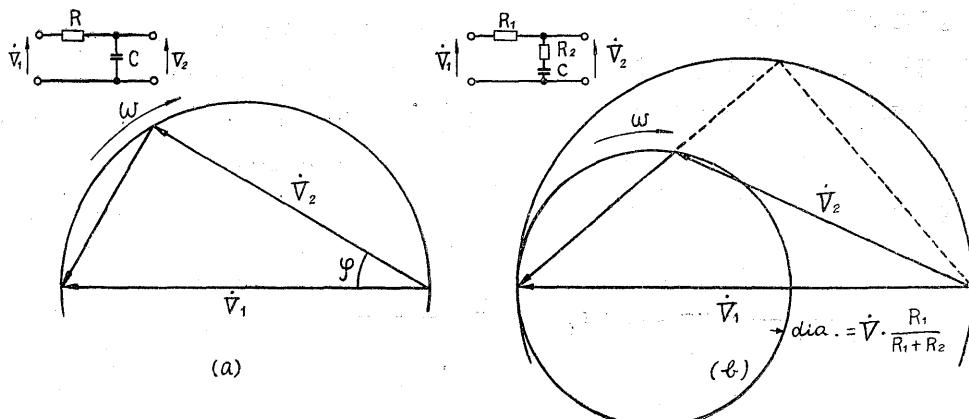
なるときは近似的に

$$\frac{\dot{V}_2}{\dot{V}_1} = \frac{1}{\omega} \dots\dots\dots(20)$$

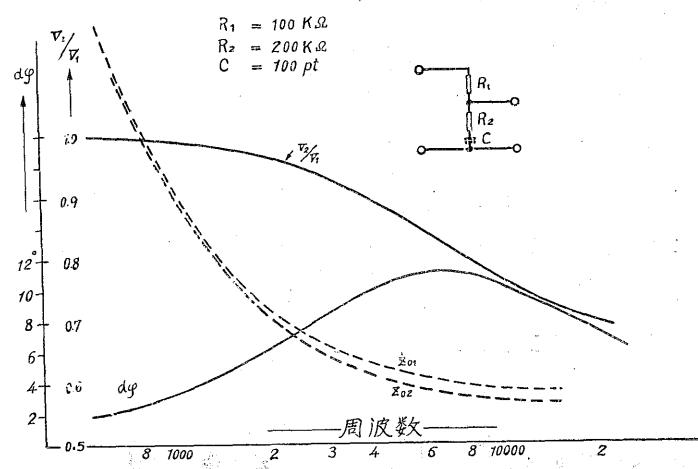
となり目的を達することが出来る。又實際的には使用せる補償回路と發振回路とは相互作用をなし最後に定状態となるのであるから以上のように簡単に計算出来ぬけれども、上式により大體の見當をつけることが出来る。それより \dot{Z}_1, \dot{Z}_2 の素子を適當に選擇することにより補償をすることが出來



第十一圖



第十一圖



第十二圖

る。吾々の實驗に於ては、

$$\dot{Z}_1 = R_1, \quad \dot{Z}_2 = R_2 - j \frac{1}{\alpha C}$$

として R_1, R_2, C を適當に選擇することにより所期の目的を達することが出來た（第十圖参照）。

こゝに述べた L-回路網の簡単な場合の位相関係並に周波特性は次のベクトル圖より容易に知ることが出来る（第十一圖参照）。

\dot{V}_1 と \dot{V}_2 との位相差は第十一圖につき
a の場合 $\varphi = \tan^{-1} \alpha CR \dots\dots(21)$

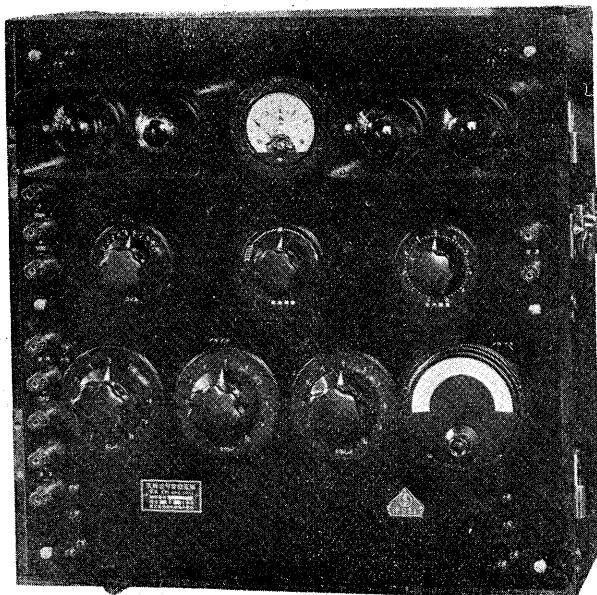
$$\begin{aligned} \text{b の場合 } \varphi &= \tan^{-1} \frac{1}{\alpha C(R_1 + R_2)} \\ &\quad - \tan^{-1} \frac{1}{\alpha CR_2} \dots\dots(22) \end{aligned}$$

實際に使用せるものにつき計算を行つて見ると第十二圖に示す如くなる。

第十圖に於ては以上の補償回路使用した場合と使用せざる場合とを示してゐ

る。出力が補償回路により大いに改善せられてゐる。

猶この方式の缺點とするところはプレート同調發振器の場合格子側の線輪に靜電容量が入る爲に共振する恐れがあることである。併しこれは靜電容量の値を非常に小と爲し、此と直列に入る抵抗の値を大とすることにより避けることが出来る。又他の缺點は格子にかかる電圧と陽極電圧との位相差が正確に 180° とならずだけずれることである。然し此も陽極側の線輪と



第十三圖 F型反結合可變發振器

格子側の線輪との結合が一般に Unity ではなく幾分漏洩誘導量がある爲に V_1 は陽極電圧よりも位相が遅れる傾向を有するから、結果としては大なる影響はない。安定度に關しても他の之を用ひざる場合と比較して同程度の値を得たが、理論的に考へるときは、上記回路網をプレート同調の發振器の場合格子側に用ひるときは格子よりの反作用を少くし得るから更に安定度を増し得るであらうと信する。

IV 結 言

反結合可變發振器に就き振動電流振幅の大體の傾向を求め、之を廣い周波數範圍に亘つて振幅一定とする一方式を示し、其の計算並に實驗の結果を示した。依つて抵抗と靜電容量を組合せたる L-回路網により廣い周波數範圍に亘つて略々一定の出力を得ることが出来た。

第十三圖は最近の當社製作に係る F型反結合可變發振器である。本器は發振周波範圍 100 乃至 50,000 サイクル、其の出力は全周波帶に亘つて約 1 ワットを有するものである。上記の理論的根據に基き、之を具體的に實際の發振器製作に應用し、この成果を收むるを得たことを茲に併せて報告し、本稿を終ることとする。

參 考 文 獻

- (1) R. Gunn : A New Frequency-Stabilized Oscillator System, Proc. of I.R.E. Vol. 18, Sept. 1930
- (2) F.B. Llewellyn : Constant Frequency Oscillator, Proc. of I.R.E. Vol. 19, Dec. 1931
B.S.T.J. Vol. 11, Jan. 1932
- (3) B. van der Pol : The Nonlinear Theory of Electrical Oscillations, Proc. of I.R.E. Vol. 22, Sept. 1934
- (4) 薄井廉介：彎曲並に垂下特性を中心とする三極發振管の自効度、振幅、出力及び能率の問題
電氣學會雜誌第56卷 昭和10年4月
- (5) 黒川兼三郎、早川幸吉：三極發振器の振幅並に最大出力の L,C,M の決定に就いて、電氣學會雜誌第48卷 昭和3年8月
- (6) 渡邊寧：三極真空管發振器に依る振動の周波數の變化に就いて、電氣學會雜誌第46卷 大正14年7月
- (7) K. Reche : Über die Entwicklungsarbeit und die Forschung der Siemens & Halske AG. Veröff. aus D.G.N.T. 7-Jahrg. 2-Folge, 1937, S. 238

製鋼用同期電動機に就て*

(1) 連續定格

之は交直何れの電動機たるを問はず同様の方法で決定される。即製鋼用機の場合には壓延計画の中で最も電動機に掛かる廣き幅にて薄き厚さの製品に對する各輥子通路に於ける所要馬力の Schedule を作り、壓延作業中此 Schedule の重複して電動機に負荷の掛るものは其等の總計所要負荷と時間との曲線を作り、此曲線の R.M.S. 値を算出すれば此値が電動機の所要連續定格である。誘導電動機は普通蓄勢輪と聯結され、自働滑調整器の補助に依り尖端負荷の一部分は蓄勢輪に吸收せしめらる故に實際の負荷曲線は上記の Schedule よりも餘程平滑に又所要連續定格も前算出値よりは幾分少くなり、負荷平均値の 10~15% 位増加で治る場合が多い。同期電動機が使用される場合には回轉子自身の慣性以外に尖端負荷の吸收裝置なき故に電力は時々刻々殆んど負荷の掛る儘に増減し、且壓延機所要馬力は材料の加熱状態に左右される事大きく、又馬力數算出公式も種々ありて何れも確實なる數値を出し難きに依り之等の餘裕を見込んで其連續定格は決定るべきである。

(2) 最大出力と連續定格の關係

壓延用原動機の最大出力、即最大廻轉力は製品及壓延方式に依りて甚だ差異を生ずるも、若し原動装置が誘導電動機と蓄勢輪の組み合せなる場合には、一般に或時間置きに 100% 位の過負荷が電動機規格に要求されるのが常である。此の如き場合に蓄勢輪よりは尖端負荷の半分が補給される筈に設計されるを普通とす。例へば 300% の負荷が要求されたる場合電動機の滑調整をなされる間に蓄勢輪より 150% の負荷が補給され電動機の過負荷は 50% にて済む。従つてかかる装置の場合、電動機に 100% の過負荷が要求されるれば其最大廻轉力は 200% で、此負荷の掛る間に蓄勢輪よりも 200% の廻轉力が支出され、裝置全體としては 400% の最大回轉力になる。今若し此の如き裝置にて充分作業に耐え得たものが同期電動機に置換される場合には同一連續定格の外に少くとも 300% の過負荷即 400% の最大廻轉力が必要である。蓄勢輪は其性質として稀に 200% を越る如き急激なる尖端負荷に對しては極めて有効に働く物なる故に同期電動機にて誘導電動機の置換をなす場合には最大廻轉力は製鋼負荷の特性を充分考究して決定るべきである。

(3) 起動特性

同期電動機は特殊な場合の外は其極面に裝置されたる籠型捲線に依り、先づ劣等なる籠型誘導電動機として起動され、輕負荷なれば凸極現像 (Salient pole effect) にて自働的に同期化され、負荷の相當重き場合には自働同期化は困難なるに依り、廻轉速度が 95~98% 位上昇した時に適量の勵磁電流を送り、同期速度に牽入せしむ。かかる場合の同期化は頗る複雜なる現象で、聯結負荷の廻轉反作用、慣性、勵磁の時機及其

電流値に左右せらるゝ最も重大なる影響を有するものは電動機自身の牽入廻轉力である。

同期電動機が單獨に全電圧で起動する場合、最初に突入する電流、此電力に依りて誘起せしめらる起動廻轉力及將に同期化されんとする時の牽入廻轉力を起動の要素と稱す。併し牽入廻轉力は實際の測定困難なる故に普通は 95% 加速時の籠型誘導電動機の廻轉力で表す。起動廻轉力と牽入廻轉力とは相互關連され、單鋼の増減は許されない。之は同期電動機の特性ではなく、誘導電動機の滑、廻轉力及二次側抵抗値の關係で、或る範圍内にては其抵抗値の調整に依り一方は池の犠牲にのみ依りて増減せしめらる。若し籠型捲線が割合に高抵抗の材質なれば起動回轉力が増加して牽入廻轉力は減少され、低抵抗材質が使用されたる場合には此等の廻轉力の相互關係は逆になり、牽入廻轉力が増加して起動廻轉力は減少する。

製鋼用機の場合には壓延機は聯結の儘で起動され、起動初期には滑済の循環不充分なるのみならず、長く停止されたる場合には滑済は更結する事多き故に初期に大なる廻轉力を出し得る高抵抗線が用ひられる。

(4) 最大廻轉力又は脱落廻轉力

誘導電動機が適量の蓄勢輪と聯結せられたる場合には 175~200% 位の間歇過負荷に對しては其効果は極めて著しく、稀に尖端過負荷が 200% 以上急激に上昇を見る如き場合も蓄勢輪は適宜に必要な廻轉力の補給をなし、別に此の如き極く稀なる瞬時尖端負荷の爲めに電動機の容量を増加する必要はない。從つて此組み合せの原動装置は如何なる型の製鋼用定速度原動機として用ひて差支へなく、此爲めに製鋼用誘導電動機には標準化が可能である。

同期電動機には尖端負荷の吸收裝置の利用不可能なるに依り電動機の所要出力は負荷される儘に増減し、電動機の規格は聯結製鋼機負荷の特性に應じて一々考究決定されなければならず問題が相當複雑になり、又何れの型の製鋼用機に聯結されても經濟的に運轉出来る同期電動機は存在せず、従つて其標準化も不可能である。

(5) 脱落廻轉力と勵磁との關係

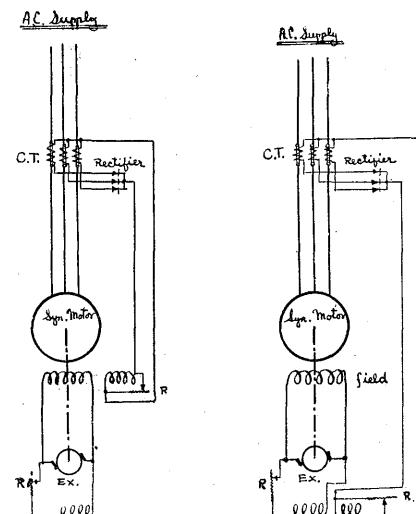
同期電動機の廻轉力も他の電動機と同様に磁束と之を單位時間に切る電流の相乘積なる故に有効なる勵磁電流の調節に依りて増減出来る。若し極く稀に餘程大なる廻轉力が要求される場合に、此尖端負荷のみに應する爲めに大容量の機械を常に運轉するは甚不經濟となるに依り、此の如き場合には適當なる勵磁電流調整方法に依り一時勵磁を強制的に増加して此過大なる尖端負荷に應すれば、別に此の稀なる過大負荷のみの爲めに大型の電動機を選ぶ必要はなくなる。此の如き用途の勵磁捲線は特に低電壓に設計され、常時は直列抵抗挿入にて之を補ひ、負荷の激増した場合には負荷電流繼電器か又は力率繼電器に依りて必要量だけの直列抵抗が短絡される。

* Synchronous Motors for Steel Mills

ば良い。通常歯延機の負荷は0.25秒位の間に全負荷迄上昇する故に、之等繼電器の動作時間はこれ以内が望ましい。過渡現象に依り勵磁電流の増減には相當の時間を要すると同様に過大なる負荷の激増にて突入した大なる負荷電流の反作用に起因する Demagnetizing 効果も一瞬にして表るものではない。從て此大なる突入負荷電流と Demagnetizing 効果に依り將に減少されんとする磁束との結合に依り一時的なれども大なる過渡回転力が発生される。此現象は何分の一秒かに消滅せんとするものなるも其大きさは高速度機にては60%、大型低速度機にても20~40%位の回転力の増加である。尖端負荷に應する勵磁電流の増加も此過渡回転力の消滅しない間に有効な値まで増加する高速度の勵磁調整装置が必要である。若し専用の勵磁機が附屬して居る場合には特殊な構造の高速度調整勵磁機の外は勵磁電流調整用の直列抵抗は勵磁機の勵磁回路ではなくて主極の回路に挿入すべきである。勵磁機の勵磁調整が主極に有効なる影響を及ぼすには普通0.5~1.0秒位の時間を要するので、過大なる負荷回転力發生の爲めに此回路を調整したのでは、調整時間中に主機の過渡回転力も消失して、主極に有効なる勵磁電流の増加を見る前に電動機は停止されるか、或は非常に不安定な運轉を漸く續け得る事になる。

(6) 同期電動發電機及複捲同期電動機

電動發電機の原動機として同期電動機が使用される場合には相當高速度が採用されるので其極數は少なく、捲線の Reactance も少き爲めに起動に際しては最初より全電圧が加へられる事なく、必ず適當の起動装置が採用せらる。若し發電機の容量の大部分が單一の直流電動機に使用されるならば發電機及同期電動機の耐過負荷容量は其電動機と同一なるを要するも、數臺の電動機に支給する電源なる場合には普通200%の最大負荷にて足る。但し之は帶鐵、型鋼、棒鋼、工場等にて直流電源として使用される場合で、逆轉用歯延機の電源として使用される場合には少くとも300%の最大回転力が必要である。



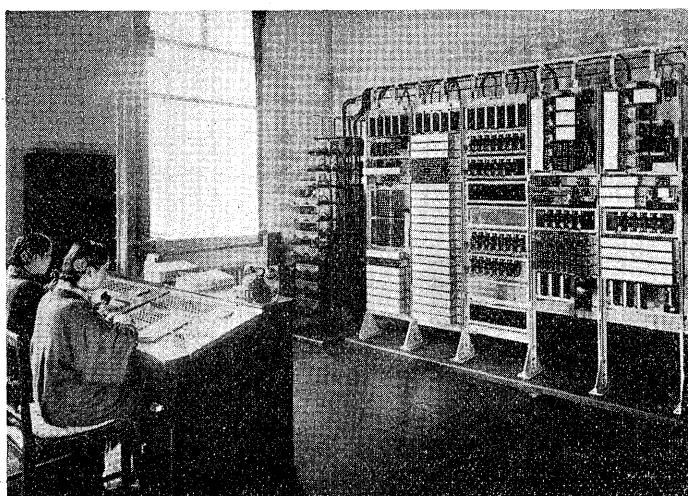
第一圖

電動發電機用同期電動機の磁極を複捲に裝置し、普通の勵磁線輪には無負荷或は定負荷時に必要な勵磁電流を送り、負荷回転力發生に必要な勵磁は複捲線輪に發電機の直流負荷電流或は其一部を通じて行へば、繼電器等に依る勵磁調整時間の遅れもなく、負荷の掛る儘に自働的に主極の勵磁調整が出来る。此式の複捲同期電動機は勵磁方法幾分複雑なるも300%以上の負荷の瞬時激變にも容易に應ずる事が出来る。

此式の複捲同期電動機の缺點は必ず直流發電機を伴ふ必要がある事である。今第1圖右に示された如く複捲線輪の勵磁電源を主回路の負荷電流を變流及整流したものに依れば上述の複捲同期機の如く直流發電機と組合す必要はなくなり、何處如何なる目的にも利用出来る複捲同期電動機が得られる。若し第1圖左に示された如く同期電動機の負荷電流を變流及整流した直流にて特殊な高速度感應勵磁機の複捲線を勵磁すれば主極を複捲にする必要なく割合に簡単なる裝置にて前述の複捲同期電動機と同一性質の同期電動機が期待される。

〔註〕 筆者特許出願中（徳山鐵板株式會社 吉松光）

古河合名會社大阪支店納入 自動電話交換装置



自動交換機 24ボルト、コールファ

インダー式

容量 100 實裝 60

局線中繼臺 ネハ式無紐式 二座席

局線 容量 15 實裝 14

私設 容量 100 實裝 60

向つて右より自動交換機、局線セ

レクター架、局線中繼臺繼電器架、本

配線盤、手前は局線中繼臺操作臺。



*本誌に記載されている会社名および製品名は、それぞれの会社が所有する商標または登録商標である場合があります。