

年

卷

14

第

期

1

第

Vol. 14 No. 1

December 1945

# JOURNAL OF ELECTRICAL ENGINEERING

CHINA



# 電工

中國電機工程師學會合作刊物

第十四卷 第一號  
民國三十四年十二月

Published By

The Chinese Institute of Electrical Engineers

# 電 工

## 第十四卷 第一號

民國卅四年十二月號

電網瞬變穩定之計算法.....	章名濤.....	1
變速回力式電動吸油機.....	王平洋.....	10
三相機械參考軸線之變換.....	吳大榕.....	20
An Analysis on Link Coupled Circuits	蔡金濤 丁 渝.....	24
A Note on Heaviside Distortionless Condition	孫仁琦.....	30
無線電調頻.....	馬大猷.....	34
真空管式高頻電熱器.....	陳俊雷.....	38
編後餘言.....	編 者.....	41
第九屆年會須知.....		42

(民國三十五年十二月在上海出版)

印 刷 所 中 國 科 學 圖 書 儀 器 公 司

上海中正中路 649 號

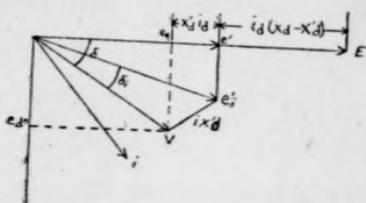
# 電網瞬變穩定之計算法

章 名 濤

摘要。本文提出一新計算法並證明此方法在用電容器之線路上有應用之必要。有此方法後可以考察電容器對於瞬變穩定極限之關係。在結論中將本文所述各點綜合之而加以討論。

電網瞬變穩定問題之由來係因電路上之一點突然短接，負荷改變或線路更換，使原來電網上之電機（同步機）突然失去平衡狀態。電機之速度隨之增加或減少，直至覓得新平衡狀態而止。但若終不能獲新平衡狀態時，電機即失却同步，則電網在此情形之下亦即無瞬變穩定。

在某種電路及負荷情形之下，吾人欲計算此電網是否穩定，此為電機之瞬變問題。在電路突然短接之時電機之電流除基波之外尚有諧波。若短接為不對稱者如雙線相接，雙線接地及單線接地等尚引起倒序 (negative sequence) 電流及零序電流而諧波亦為一無窮之級數。一大電網中往往有多數發電機，每機中之諧波固不能與旋轉子磁極發生同步旋力，即倒序及零序之基波亦不能產生同步旋力。現瞬變穩定完全為一旋力問題，故吾人所需要者亦僅順序之基波電流，因此其計算方法亦較簡單。(見附錄甲)。其在平常有負荷時之矢量圖如第一圖所示。



第一圖

一般之計算法為求更簡單起見係根據  $e'_i =$  恆數並假設同步機之電抗為  $x'_d$ ，故亦無所謂二軸作用 (two-reaction theory)。本文之目的在述明根據  $e' =$  恆數而計算其瞬變穩定之方法並證明此種方法在用電容器之輸電線上確有需要，同時附帶正式證明  $e' =$  恆數而非  $e'_i =$  恆數 (見附錄乙)

## 二軸作用理論之應用

以往之瞬變穩定之計算法係根據  $e'_i =$  恆數，因此可以視同步機中之電抗為  $x'_d$  而無區別兩軸上電抗之必要。設吾人欲嚴格以  $e' =$  恆數則電抗有  $x'_d$  及  $x'_q$  之分別，而電流亦須分為  $i_d$  及  $i_q$ 。然  $i_d$  及  $i_q$  不能自成一系統而有相互之作用。各機之磁極均不相同，可能其角差甚遠，吾人必須選擇一機之  $d, q$  軸作為標準，他機之  $i_d, i_q$  必須依照標準軸

變換。變改後之  $i_d, i_q$  方能自成一系統。 $e_d$  及  $e_q$  亦如此。變改之公式如下。

設  $B$  機在  $A$  機後  $\delta$  角度而以  $A$  機之二軸為標準，則  $B$  機之電流對本機而言為  $i'_d, i'_q$  然對  $A$  機而言為  $i_d$  及  $i_q$ ，其關係即（見附錄丙），

$$\begin{aligned} i_d &= i'_d \cos \delta + i'_q \sin \delta \\ i_q &= -i'_d \sin \delta + i'_q \cos \delta \end{aligned} \quad (1)$$

設吾人引用附錄甲，丙中之公式，可獲下列之關係，

$$e'_d = x_q i'_q \quad e'_q = E - x'_d i'_d$$

如對標準機而言則

$$\begin{aligned} e_d &= x_q i'_q \cos \delta + (E - x'_d i'_d) \sin \delta \\ e_q &= -x_q i'_q \sin \delta + (E - x'_d i'_d) \cos \delta \\ \text{即} \quad e_d &= E \sin \delta - x'_d \sin \delta (i_d \cos \delta - i_q \sin \delta) \\ &\quad + x_q \cos \delta (i_d \sin \delta + i_q \cos \delta) \\ &= E \sin \delta - i_d (x'_d - x_q) \frac{1}{2} \sin 2\delta \\ &\quad + i_q (x_q \cos^2 \delta + x'_d \sin^2 \delta) \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} e_q &= E \cos \delta - x'_d \cos \delta (i_d \cos \delta - i_q \sin \delta) \\ &\quad - x_q \sin \delta (i_d \sin \delta + i_q \cos \delta) \\ &= E \cos \delta - i_d (x'_d \cos^2 \delta + x_q \sin^2 \delta) + i_q (x'_d - x_q) \frac{1}{2} \sin 2\delta \end{aligned} \quad (3)$$

(2)及(3)假定發電機，即電流向外，如係電動機則其公式應為

$$\begin{aligned} e_d &= E \sin \delta + i_d (x'_d - x_q) \frac{1}{2} \sin 2\delta \\ &\quad - i_q (x_q \cos^2 \delta + x'_d \sin^2 \delta) \end{aligned} \quad (4)$$

$$e_q = E \cos \delta + i_d (x'_d \cos^2 \delta + x_q \sin^2 \delta) - i_q (x'_d - x_q) \frac{1}{2} \sin 2\delta \quad (5)$$

設僅係一電抗，則在(4)公式中將  $E=0, x'_d=x_q=x$ ，而得

$$\begin{aligned} e_d &= -i_q x \\ e_q &= i_d x \end{aligned} \quad (6)$$

如吾人應用以上各公式，則所獲之電壓電流均係對標準軸而言故可直接用 Kirchhoff's 定律。各機之旋力為<sup>(1)</sup>

$$P = e_d i_d + e_q i_q \quad (7)$$

且根據以上公式(2),(3),(4),(5),(6)可用直流計算台計算交流問題，且可將電阻計入（此處與一般簡單之計算台不同）。惟計算台上所用之電壓及電阻當逐步計算時每次更動。

## 不對稱短接

設線路上之障礙係一不對稱之短接而用筆算時吾人祇需將倒序或零序之電路按短接之種類接於順序之電路中。此後即可應用上節之公式，本無重述之必要。吾人若用計算台則須將  $i_d, i_q, e_d, e_q$  等改為  $i_1$  及  $e_1$  (順序量) 其方法如下。

自公式(4)，吾人為簡單起見先改寫為

$$\begin{aligned} e_d &= -C i_d - B i_q \\ e_q &= D i_d + C i_q \end{aligned} \quad (8)$$

此中  $C = -\frac{1}{2}(x'_d - x_q) \sin 2\delta$

$$\begin{aligned} B &= x_q \cos^2\delta + x'_d \sin^2\delta \\ D &= x'_d \cos^2\delta + x_q \sin^2\delta \end{aligned} \quad (9)$$

而  $e_1 = e_q - j e_d$

$$i_1 = i_q - j i_d \quad (10)$$

或  $i_d = j \frac{i_1 - \hat{i}_1}{2} \quad i_q = \frac{i_1 + \hat{i}_1}{2} \quad (11)$

則  $e_1 = D i_d + C i_q + j e_d + j B i_q$

$$\begin{aligned} &= j D \frac{i_1 - \hat{i}_1}{2} + C \frac{i_1 + \hat{i}_1}{2} - C \frac{i_1 - \hat{i}_1}{2} + j B \frac{i_1 + \hat{i}_1}{2} \\ &= C \hat{i}_1 + \frac{1}{2} j (B + D) i_1 + \frac{1}{2} j (B - D) \hat{i}_1 \end{aligned}$$

即  $e_1 = \frac{1}{2} j (x'_d + x_q) i_1 + j [\frac{1}{2} (x_q - x'_d) \cos 2\delta - j \frac{1}{2} (x_q - x'_d) \sin 2\delta] \hat{i}_1$

$$= \frac{1}{2} j (x_q + x'_d) i_1 + j \frac{1}{2} (x_q - x'_d) (\cos 2\delta - j \sin 2\delta) \hat{i}_1$$

但  $\hat{i}_1 = \frac{i_q + j i_d}{i_q - j i_d} i_1 = \frac{i_q^2 - i_d^2 + 2j i_d i_q}{i_1^2} i_1$

$$\begin{aligned} &= [\cos^2\varphi - \sin^2\varphi + j \sin 2\varphi] i_1 \\ &= (\cos 2\varphi + j \sin 2\varphi) i_1 \end{aligned}$$

此中  $\cos \varphi = \frac{i_q}{i_1} \quad \sin \varphi = \frac{i_d}{i_1}$

故  $e_1 = \frac{1}{2} j (x_q + x'_d) i_1 + j \frac{1}{2} (x_q - x'_d) (\cos 2\delta - j \sin 2\delta)$

$$(\cos 2\varphi + j \sin 2\varphi) i_1$$

$$= \{ +\frac{1}{2} (x_q - x'_d) \sin 2(\delta - \varphi) +$$

$$j \frac{1}{2} [(x_q + x'_d) + (x_q - x'_d) \cos 2(\delta - \varphi)] \} i_1 \quad (12)$$

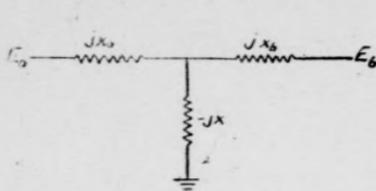
根據公式(12)，同步電動機之電阻除原來之真電阻外尚有  $-\frac{1}{2} (x_q - x'_d) \sin 2(\delta - \varphi)$ ，其

電抗為  $(x_q + x'_d) + (x_q - x'_d) \cos 2(\delta - \varphi)$ ，因吾人係用逐步計算法，故  $(\delta + \varphi)$  可用前一步之數字。設其為同步發電機，

$$e_1 = E' \cos \delta - j E' \sin \delta - \left\{ \left[ r + \frac{1}{2}(x_q - x'_d) \sin 2(\delta - \varphi) \right] + j \frac{1}{2} [(x'_d + x_q) + (x_q - x'_d) \cos 2(\delta - \varphi)] \right\} i_1 \quad (13)$$

### 輸電線電容器

在輸電線上用串連電容器以減少平時之電壓降落及增加恆常穩定之極限固為吾人所



第二圖

稔悉。計算突然短接電流仍可用派克氏之基本公式，惟須略加更改<sup>(3)</sup>。對於瞬變穩定而言，因吾人祇需知其順序之基波電流，故仍可按普通電路方法計算，即電容之電抗為  $-jx_0$ 。用電容器後如不小心配合可能引起種種困難<sup>(4)</sup>，惟對於瞬變穩定之關係則尚未

發表。吾人暫討論第二圖之簡單線路。

$$x_{aa} = x_a - \frac{x x_b}{x_b - x} > 0, \text{ 因普通 } x \text{ 極小。}$$

$$\frac{1}{x_{ab}} = \frac{1}{x_{aa}} \frac{-x}{x_b - x} = \frac{-x}{x_a x_b - x(x_a + x_b)}$$

此往往為一負數，因此在有短接之時，發電機非但突然減少輸出之電力，反而變為一電動機。設繼電器及油開關不能得到極快之速度時，電容器之作用反減少其瞬變穩定之極限（見附錄丁）。故如欲用電容器此點亦應注意也。

### 本文之結論

第一點。普通瞬變穩定計算法在感抗之線路上相當準確。附錄丁所示之例題甲及丙係同一問題，惟用兩種方法計算。前者之答案為 0.750，後者之答案為 0.758，錯誤僅約 1%。然在容抗之線路上其錯誤太大，普通方法不能適用，例題乙及丁係同一問題，前者之答案為 0.587 而後者為 0.320，其錯誤為 83.5%，

第二點即電容器不利於瞬變穩定。以例題丙及丁比較之，用電容器後降半數以下。此數雖不能代表一切之電網，然其趨勢及影響則甚顯然。

第三點。在短接除去後，丙題之最大電力為 1.27 單位，丁題則為 5.5 單位。故短接時間對於容抗線路有莫大之關係。如將此時間縮短，可能其極限仍大於感抗線路者，惟究能大至若何程度，必須根據實際情形計算方有價值。

第四點。在突然短接時，短接電流在本例題中之容抗線路上約三四倍於感抗線路者，故

開關等設備價昂，應用電容器時亦應注意。

第五點。如係對稱擾動(三相短接，電路改變，負荷突變等)，用此方法即直流計算台亦能將電阻括入，祇需將  $-ri_d$  添入公式(2)， $-ri_q$  添入公式(3)。

第六點。如有交流計算台，僅將電機之有效阻抗按公式(13)逐步按照  $\delta-\varphi$  之角度更換，即可獲得準確之結果。如此並可將飽和關係包括在內。

本文中例題係由西南聯合大學電機系陸誼明，楊幼聰，廖厚福，丁壽永四君計算，特此聲明。

### 附錄甲 基本公式。

派克氏<sup>(1)</sup>之同步機公式為

$$e_d = \frac{d\psi_d}{dt} - ri_d - \psi_q \frac{d\theta}{dt} = p\psi_d - ri_d - \psi_q p\theta$$

$$e_q = \frac{d\psi_q}{dt} - ri_q + \psi_d \frac{d\theta}{dt} = p\psi_q - ri_q + \psi_d p\theta \quad (1a)$$

$$e_o = \frac{d\psi_o}{dt} - ri_o = p\psi_o - ri_o$$

$$\psi_d = G(p)E - x_d(p)i_d$$

$$\psi_q = -x_q(p)i_q$$

$$\psi_o = -x_o i_o \quad (2a)$$

假設吾人僅欲求基波順序瞬變電流(因副瞬變電流迅速消失故不必計算)，可置  $p\psi_d$  及  $p\psi_q$  等於零。如所有之電阻不大亦作為零，則  $r=0$ ， $x_d(p) = x'_d$ ， $x_q(p) = x_q$  自第(1a)，(2a)公式可獲得

$$i_d = \frac{e_{qo}}{x'_d} \quad i_q = -\frac{e_{do}}{x_q} \quad (3a)$$

此中  $e_{qo}$  及  $e_{do}$  為在短接處當尚未短接時之電壓。簡單言之即每同步機在  $d$  軸上之電抗為  $x'_d$ ，在  $q$  軸上為  $x_q$ 。

### 附錄乙 $e' = \text{恆數}$ 。

吾人引用 Waring and Crary<sup>(2)</sup> 之公式，即勵磁線捲之磁鏈為

$$\Delta\psi_{fd} = x_{ff}\Delta i_f - x_{fad}\Delta i_d \quad (1b)$$

電樞外端磁鏈為

$$\Delta\psi_d = x_{afd}\Delta i_f - x_d\Delta i_d$$

用 Doherty 之磁鏈不變之理論(即  $R_f=0$ )可獲下列之結果

$$\begin{aligned}\Delta\psi_d &= -\left(x_d - \frac{x_d^2 \omega f_d}{x_{ff}}\right)\Delta i_d \\ &= -x'_d \Delta i_d\end{aligned}\quad (2b)$$

自(1a)及其附帶之假定,  $e_q = \psi_d p \theta = \psi_d$  今因短接之故  $e_q$  突然降落  $\Delta\psi_d$  而電流增加  $\Delta i_d$ , 故自第一圖顯然可見  $e' =$  恆數, 此處吾人應注意者此結果完全根據磁場線捲之電阻  $R_f = 0$ 。然正在短接之時即  $R_f$  不等於零亦如此。但在短接以後, 可能有兩種看法, 第一種根據  $R_f = 0$ ,  $\Delta i_d$  必引起相當之  $\Delta i_f = (x_d = x'_d) \Delta i_d$  故  $e'$  仍為一恆數,  $d$  軸上之有效電抗為  $x_d$ 。第二種根據實際之  $i_f$ , 其量正可代替  $E$  (第一圖) 而  $d$  軸上之電抗為  $x_d$ 。第二種方法適用於有電壓調整器時或擬將電抗飽和關係計入時之計算, 否則吾人仍可用第一種方法。本文例題之計算係根據第一種方法計算。

### 附錄丙

對本機而言,

$$\begin{aligned}i'_d &= \frac{2}{3}[i_a \cos \theta + i_b \cos(\theta - 120) + i_c \cos(\theta + 120)] \\ i'_q &= -\frac{2}{3}[i_b \sin \theta + i_c \sin(\theta - 120) + i_a \sin(\theta + 120)]\end{aligned}$$

對標準機而言,

$$\begin{aligned}i_d &= \frac{2}{3}[i_a \cos(\theta + \delta) + i_b \cos(\theta + \delta - 120) + i_c \cos(\theta + \delta + 120)] \\ i_q &= -\frac{2}{3}[i_a \sin(\theta + \delta) + i_b \sin(\theta + \delta - 120) + i_c \sin(\theta + \delta + 120)]\end{aligned}$$

故

$$\begin{aligned}i_d &= i'_d \cos \delta + i'_q \sin \delta \\ i_q &= -i'_d \sin \delta + i'_q \cos \delta\end{aligned}\quad (1c)$$

同理,

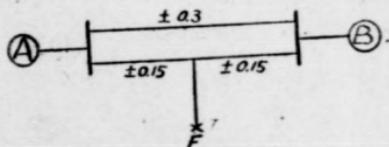
$$\begin{aligned}e_d &= e'_d \cos \delta + e'_q \sin \delta \\ e_q &= -e'_d \sin \delta + e'_q \cos \delta\end{aligned}\quad (2c)$$

且,

$$\begin{aligned}i'_d &= i_d \cos \delta - i_q \sin \delta \\ i'_q &= i_d \sin \delta + i_q \cos \delta\end{aligned}\quad (3c)$$

及

$$\begin{aligned}e'_d &= e_d \cos \delta - e_q \sin \delta \\ e'_q &= e_d \sin \delta + e_q \cos \delta\end{aligned}\quad (4c)$$



第 三 圖

### 附錄丁 例題。

同步發電機 A 與同步電動機 B 之數據如下,

容量 10,000 瓩, 轉動慣量  $= 7 \times 10^{-4}$  電力單位/電度/秒<sup>2</sup>  $x'_d = 0.3$   $x_q = 0.75$   $x'_d = 1.10$

在未短接之前，輸電線之中點(F點)之電壓為  $E_f = 1.0$ ，以上數據均係用單位制 (per unit system)，線路之設計有二，其一為未用電容器故每路之電抗為  $+0.3$ 。其二為已用電容器者除將原來之感抗抵消後尚能將電機中一部份感抗抵消故為一負數，此處假定為  $-0.3$  本例題之主要目的在比較兩種計算方法之結果及比較電容器之影響，故電路儘量使之簡化。本例題尚未將飽和關係計入。短接時間  $0.2$  秒，短接種類均係三相短接(在 F 點發生)。所求之項目有四：

甲. 用普通方法求在線路電抗為感抗時之瞬變穩定極限。

乙. 用普通方法求在線路電抗為容抗時之瞬變穩定極限。

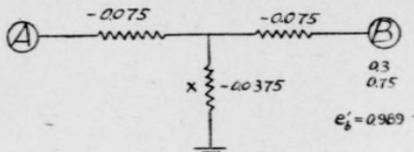
丙. 用本文所提出之方法求在線路電抗為感抗時之瞬變穩定極限。

丁. 用本文所提出之方法求在線路電抗為容抗時之瞬變穩定極限。

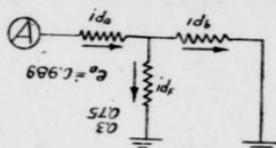
以上甲乙兩題均係普通方法<sup>(5)</sup>，故不贅述。茲僅將本文所提出之方法演出，以資參考。

假定輸電線每路電抗為  $-0.3$ ， $E_f = 1.0$ ， $E_a = E_b = E_c$  在  $E_c$  前  $\delta_0$  電度， $\delta_0 = 30^\circ$ 。在無短接時吾人算出  $i_q = 0.384$   $i_d = 0.1029$   $e_q = 0.966$   $e_d = 0.259$   $e' = 0.989$   $P_f = 0.3975$

以上代表運用情形。此時在 F 點突然有三相短接。用 Y- $\Delta$  變換法，得第四圖。



第四圖



第五圖 ( $i_{qa}$ 等之分佈亦如此)

下列公式中之  $x'_d$  及  $x_q$  均包括線路上之電抗，故

$$x'_d = 0.225, \quad x_q = 0.675 \quad x = -0.0375$$

$$e'_b = 0, \text{ 吾人得}$$

$$e_q = e'_a - i_{da} x'_d$$

$$= i_{d0}(x'_d \cos^2 \delta - x_q \sin^2 \delta) - i_{q0}(x'_d - x_q) \frac{1}{2} \sin 2\delta$$

$$= x i_{dF}$$

(1d)

$$e_d = i_{qa} x_q$$

$$= i_{d0}(x'_d - x_q) \frac{1}{2} \sin 2\delta - i_{q0}(x_q \cos^2 \delta + x'_d \sin^2 \delta)$$

$$= -x i_{qF}$$

(2d)

$$i_{da} = i_{d0} + i_{dF}$$

(3d)

$$i_{qa} = i_{q0} + i_{qF}$$

(4d)

自上列四公式可以求得  $i_{da}$ ,  $i_{qa}$ ,  $i_{db}$  及  $i_{qb}$

設

$$e_a = 0$$

$$\begin{aligned} e_q &= e'_b \cos \delta - i_{db} (x'_d \cos^2 \delta + x_q \sin^2 \delta) + i_{qb} (x'_d - x_q) \frac{1}{2} \sin 2\delta \\ &= i_{da} x'_d \\ &= i_{dF} x \end{aligned} \quad (5d)$$

$$\begin{aligned} e_d &= e'_b \sin \delta - i_{db} (x'_d - x_q) \frac{1}{2} \sin 2\delta + i_{qb} (x_q \cos^2 \delta + x'_d \sin^2 \delta) \\ &= -i_{qa} x_q = -i_{qF} x \end{aligned} \quad (6d)$$

$$i_{db} = i_{da} + i_{dF} \quad (7d)$$

$$i_{qb} = i_{qa} + i_{qF} \quad (8d)$$

自上列四公式可以求得  $i_{da}$ ,  $i_{qa}$ ,  $i_{db}$  及  $i_{qb}$  將後者自前

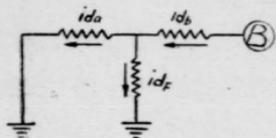
者之中減去，代入實際數字得

$$i_{da} = (0.1125 + 0.0152 \cos \delta + 0.000635 \cos^2 \delta) e'$$

$$i_{db} = (-0.1672 - 0.1125 \cos \delta + 0.152 \cos^2 \delta) e'$$

$$i_{qa} = (-0.000632 \cos \delta - 0.00443) \sin \delta e' \quad (9d)$$

$$i_{qb} = (0.01138 \cos \delta + 0.0751) \sin \delta e'$$



第六圖 ( $i_{qa}$  等之分佈亦如此)

且

$$e_{da} = i_{qa} x_q \quad (10d)$$

$$e_{qa} = e' - i_{da} x'_d$$

$$P_a = e_{da} i_{da} + e_{qa} i_{qa} \quad (11d)$$

以上為有短接時所用之公式。吾人用此公式，及逐步計算法求得  $\delta_c = 139.9^\circ$

短接除去後，輸電線僅餘一路，兩機用同一標準軸之電流相等。其公式為

$$\begin{aligned} e_q &= e' - i_d x'_d \\ &= e' \cos \delta + i_d (x'_d \cos^2 \delta + x_q \sin^2 \delta) \\ &\quad - i_q (x'_d - x_q) \frac{1}{2} \sin 2\delta \end{aligned} \quad (12d)$$

$$\begin{aligned} e_d &= i_q x_q \\ &= e' \sin \delta + i_d (x'_d - x_q) \frac{1}{2} \sin 2\delta - i_q (x_q \cos^2 \delta + x'_d \sin^2 \delta) \end{aligned} \quad (13d)$$

自公式 (12d), (13d) 求  $i_d$  及  $i_q$

$$P = e_d i_d + e_q i_q \quad (14d)$$

最後等面積方法以示其是否穩定。結果上邊面積大於下邊面積。故當  $\delta_0 = 30^\circ$  時並無瞬變穩定。因此再假  $\delta_0 = 20^\circ$ ,  $\delta_0 = 10^\circ$  將面積之和與  $P$  (未短接時之電力) 畫成曲線，而獲

瞬變穩定極限 = 0.320 單位, 丁題與此相仿, 惟輸電線每路之電抗為 0.3。茲將此四題之結果列後,

甲. 瞬變穩定極限 = 0.750 電力單位

乙. 瞬變穩定極限 = 0.587 電力單位

丙. 瞬變穩定極限 = 0.758 電力單位

丁. 瞬變穩定極限 = 0.320 電力單位

### 參 考 資 料

1. Two-Reaction Theory of Synchronous Machines, R.H. Park, Trans. AIEE 1929 pp. 717-727 Part I, Trans. AIEE 1933 p. 352 Part II.
2. The Operational Impedances of a Synchronous Machine, Waring and Crary, G. E. Review 1932 p. 578.
3. Two-Reaction Theory of Synchronous Machines, S. B. Crary, Trans. AIEE 1937 pp. 27-31.
4. Analysis of Series Capacitor Application Problems, Butler and Con cordia, Trans. AIEE 1937 pp. 975-988.
5. Electric Power Circuits, Vol. II (a book) O.G.C. Dahl, 1938 McGraw Hill Co.

# 變速回力式電動汲滷機

(Variable Speed Regenerative Hoisting Gear)

王 平 洋

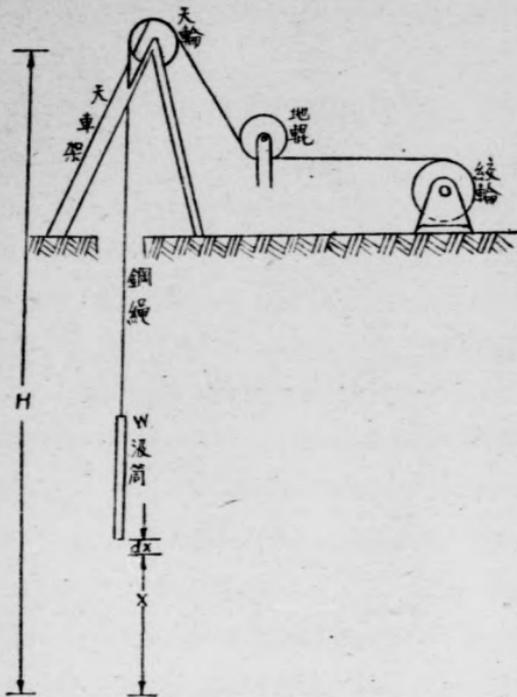
## 1. 提要

自流井之鹽業在抗戰中占重要之地位，自實行增產以來，當局曾一再提倡電化，資源委員會與川康鹽務管理局合辦自流井電廠亦以電化鹽井為目的，現有鹽井汲滷之動力分牛力及汽機兩種，電化牛井以需力不大故較為簡單，至於汽機井則容量恆在一百匹馬力以上電化條件較為複雜，主要問題有二(1)為起動及變速問題(2)為回力問題自流井電廠與久大機器廠合作製造之「變速回力式電動汲滷機」以電化汽機井為對象，利用汲筒下落之力以減電動機之起動電流，並利用電力制動之原理收回汲筒及鋼繩之勢能，加以自動開關等設備，管理簡單電力經濟，現正試用之中，本文敘述此機之原理與構造大要并附述現在自流井汲滷之概況。

## 2. 自流井汲滷工業之電化問題

四川之鹽業對於抗戰後方之貢獻至大，自貢市東西兩大鹽場實為川鹽主力之所在，是以自貢市之鹽業謂為後方最重要工業之一可以當之而無愧，但以川省僻處內地一切工業俱較落後，汲滷技術亦然，故已感不足以應付增產之需要，實有改進之必要。

自貢市鹽井汲取鹽滷之方法大致如第一圖所示，汲滷之汲筒藉鋼繩(或竹篾)懸入井腔落至井底盛滿滷水後，即轉動絞盤收起鋼繩使汲筒升出井腔之上，然後將滷水洩入滷地之內，全部工作如此而已，汲滷機之動力設備分汽機及牛力兩種，汽機井之容量，約在一百餘匹馬力左右，普通用一個火管式鍋爐發生蒸汽驅動一架有二個汽缸之引擎，當其將汲筒漸漸上昇之時，汽機全力互作隆隆有聲宛似鐵路機車，故本地人稱此種汽機為「火車」汽機汲滷上昇之速度端賴蒸汽之壓力，為求增產之故，恆將壓力儘量提高甚至超出於 Safety valve 之限度以上，為避免 Safety valve 之抗議起見直截將其壓住，於是毫無顧忌可以儘量提高汽壓，自鳴掩耳盜鈴之得計而不知危險實甚，不久以前曾有鍋爐爆炸肇禍一次，今年又曾發生一次，故當地有一種意見認為在此等鍋爐附近比在敵人轟炸機之下，更為危險，而其燃煤之不經濟，猶餘事耳，當汲筒下井之時，為求快捷之故任其無限的加速降落，以致全部絞輪震撼若狂，鋼繩騰躍飛舞其不即斷損者幾希，無怪其鋼繩消耗率之驚人也。此



第一圖

等汽機井之工作方法若善加改良，當有不少進步，但最簡單而確切之辦法則莫如電化。

牛井之產量恆較汽機井為少，其容量自一匹馬力以致數十匹馬力不等，牛井之較大者需要六頭水牛驅動一個大木車，每頭水牛有工人一名執鞭驅策於後，負荷既重牛力幾不勝任則鞭撻頻至，為求增產之故逼其快走則又鞭撻頻至，故工作於牛井之水牛求其有完膚者不可得也，每一班水牛絞起一筒滿水後，即換第二班工作，如此輪流不息夜以繼日，每日工作達廿四小時，故每井之規模較大者恆畜水牛數十頭以至一二百頭，如許水牛集中於一處食於斯而寢於斯，任意便溺

臭氣橫溢可謂慘無牛道，及春秋二季，牛瘟襲至，死者無數，更促成牛力缺乏之絕大恐慌，加以近來食料騰貴牛力亦不合經濟矣，此等設備倘善加改良，當不無可求進步之處，但最簡單而確切之辦法則莫如電化。

電化鹽井之技術似頗簡單，置電動機一具以替代汽機或水牛似已盡其事矣，在容量不大電動機較小之處誠能簡單若此，但設容量大至一百匹馬力左右便有兩個主要問題須加以研究，(1)起動及變速問題 (Starting and Speed Control) (2)回力問題 (Regeneration)，電動機之起動電流 (Starting Current) 恆須在滿盛負荷 (Full load) 之 200% 以上，即使用種種方法限制之其無載負荷之起動電流或可減至 100% 左右但若在滿載情形之下，起動則斷難使起動電流限至 200% 以下，此項巨大之電流，在電廠容量小至 500 瓩者 (自流井電廠第一期容量為 500 瓩) 定受嚴重打擊，吾人於警報燈火管制之時已有不少此種經驗，此外在線路上受到此種強大電流即發生強大之電壓降，護燈綫與電力綫並不分開則電燈之燈光即難穩定，在電廠方面有不少困難，故以電廠之立場言，限制起動電流，實屬必要，第一步必須使電動機只在無載情形之下起動而設法限制其起動電流，第二步再以

負荷漸漸加之於電動機，便無電流之劇烈波動欲將負荷漸漸加於電動機之上，即需要汲滿機速度之管制機構。

就用戶之立場言，則回力一事最感興趣，蓋每一次汲滿工作之中，其實在應用電動機之時間僅占一小部份，為欲避免滿載時起重起見，須使電動機常轉不息；汲筒開始上昇時為滿載而洩滿及汲筒下落時為空載，以100匹馬力之電動機空轉達一半時間以上實屬不經濟之至，而鋼繩及汲筒之重量，更為全部負荷之大部份其势能任其廢棄更為可惜故吾人所求之機構，在使電動機勿在不必要時空轉而鋼繩與汲筒之势能更須設法收回之。

當局之提倡電化遠在抗戰以前川康鹽務管理局已有籌設電廠之計劃，廿八年春季資源委員會與川康鹽務管理局決定在自流井籌設電廠，亦以推行電化鹽井為目的，經營一年電廠完成即行發電，於是計議已久之電化鹽井問題竟屆實際推行之期，但推行一件新事業每有不少困難須用不斷的努力以克服之。自流井鹽業技術之進步，久大公司實有不少之貢獻，其平底鍋條枝架晒油台以及壓鹽磚機器俱已著有成績而對於電化鹽井亦著先鞭，久大鹽業公司與金城銀行等合作經營之利成井，首先應用汽車引擎以為動力，可以替代牛力由久大機器廠製造，成績頗佳，迨自流井之高壓綫路擴展至該井之時即改用電動機為動力，容量為15匹馬力，應用簡單之齒輪，管理簡單工作平穩而費用節省數倍，為一般鹽井所羨羨遂樹立電化之信用，作者在自流井電廠任工務長之職，奉命研究電化汲滿之問題在開始籌建電廠之初即已着手研究當時設計及繪圖工作得機務股長朱天吏君之協助甚多，研究結果採用 Epicyclic Gear Train 為變速之工具，關於回力之方法亦曾舉行若干試驗，至三十年代決與久大機器廠合作試造此項汲滿機器，擬即以利成井為試驗，深信以兩廠當局推行之努力，加以機器廠彭廠長九生等製造汲滿機之經驗，對於電化前途定有重要之貢獻。

### 3. 變速回力式電動汲滿機之原理工作法

變速回力式電動汲滿機之主要特性即在解決電動汲滿之二大問題(1)起動及變速問題及(2)回力問題，交流電動機起動之時恆有強大之電流，以電廠之立場言此項電流必須限制已如上述，普通所用限制電流之方法有用單捲變壓器 (Auto Transformer) 以減起動時電壓者，有用三叉及三角接法 (Star and delta Starter) 以減起動時電壓者，亦有用捲繞轉子式電動機 (Wound-rotor Type Induction Motor) 者但終不能將起動電流全部減去，吾人倘藉汲筒下落入井時之動力以拖動電動機使達到同期速度 (Synchronous Speed) 而在彼時使電動機接通電源則所需電流為數之小，幾等於零不過一些激勵電流 (Exciting Current) 而已，實為最理想之起動方法，倘用變速回力式電動汲滿機即可達

到此種方法，下文更將詳釋之。

汲筒既至井底盛滿滴水以後，即須收起鋼繩使筒升出井口，此項推動汲筒之力量甚大，約略估計之為汲筒滴水以及鋼繩之總重量加其加速度 (Acceleration) 之力量，為避免鋼繩驟然受到過大之力量起見，最好將汲筒漸漸加速上升，是以希望電動機能有可變之速度或電動機與絞盤間有一管制速度之設備 (Speed Control Device) 在應用交流電動機之處，似以應用阻力齧子 (Friction Clutch) 或水力齧子 (Hydraulic Clutch) 或電磁齧子 (Electro-magnetic Clutch) 等一類之設備為恰當，但齧子須要特製金屬方能耐授磨損，故吾人決應用“Epicyclic”齒輪 (Epicyclic, Gear Train) 之方法，不但可以使汲筒上升之速度操縱自如，且可使回力之設備至為簡單。

## (2) 回力問題

汲筒之重量恆達數百磅，鋼繩之重量更達千餘磅，故汲筒鋼繩之勢能 (Potential Energy) 實占全部工作半數以下誠有利用之必要，若用電動機汲筒，則可以設法使勢能變為電力感應電動機 (Induction Motor) 之回力尤為簡單，蓋感應電動機無同步 (Synchronizing) 之困難也，感應電動機之速度在同期 (Synchronism) 以下則有電動作用 (Motor Action) 速度在同期以上則有發電作用，(Generator Action) 而其旋轉之方向則一，故感應電動機用力及回力之際，其旋轉之方向相同，但汲筒上升與下降之時，絞盤旋轉之方向勢必隨筒之上下而變換，故汲筒機回力問題之要點，在如何當絞盤改變方向之時使電動機仍依同一方向而旋轉，欲達到此項目的可用多種不同之辦法，然吾人用“Epicyclic”齒輪以變速度加一個單向之顎狀齧子 (Jaw Clutch) 則回力問題，便得到一個最簡單之解決方法，亦將於下文詳釋之。

欲敘述(1)如何避免大量之起動電流(2)如何變化速度而操縱自如，及(3)如何使電動機回力及用力維持同一旋轉之方向請先解釋“Epicyclic”齒輪 (Epicyclic Gear Train 簡寫 E.G.T.) 之原理。

E.G.T. 之原理見諸機制學 (Mechanism) 之書籍約述如下，(參照第二圖) E.G.T. 全組包括四個齒輪 B、C、F 及 G。B 與 C 相合 (Mesh)，F 與 G 相合 (Mesh) C 與 F 同在一個軸上，但互相連接只能依同一的速度旋轉於其本軸 Q 上，B 與 G 則雖在同一個軸上，然各不相連可以用不同之速度繞中心 O 點而旋轉甚或取相反之方向而旋轉，C 與 F 之中心 Q 及 B 與 G 之中心 O 互相連繫，使 Q 可以帶同 C 與 F 繞 O 點而轉，此項連繫 QO 之機構謂之“Epicyclic Arm”齒輪 B 謂之第一輪 (First Gear) 齒輪 G 謂之最後輪 (Last

Gear), C 與 F 謂之行星輪 (Planet Gears)。此四個齒輪之運動關係可分兩部說明之, 第一步假設 “Epicyclic Arm” 固定不動即 Q 點不能繞 O 點而轉, 則 BCFG 形成一串普通之齒輪, B 輪推動 C 輪 F 輪隨 C 輪而轉同時推動 G 輪, 如以  $T_B, T_C, T_F, T_G$ , 代表各輪上之齒數, 則第一輪 B 與最後一輪 G 速度之比較如下:

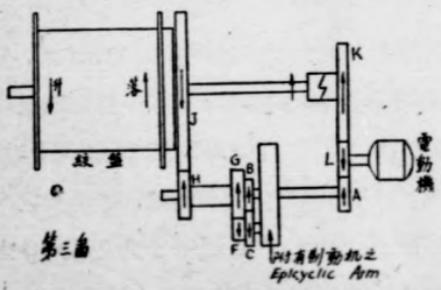
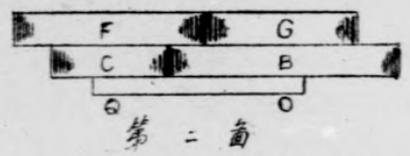
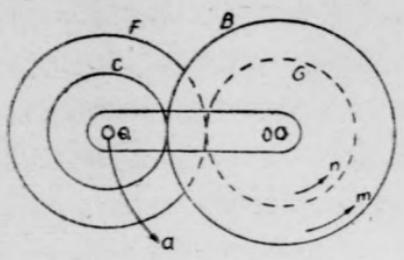
$$\frac{n(\text{G 之轉速})}{m(\text{B 之轉速})} = \frac{T_B}{T_C} \times \frac{T_F}{T_G} = e \quad (1)$$

第二步假設 “Epicyclic Arm” 可以自由活動, 即 Q 點可以繞 O 點而旋轉, 則 Epicyclic Arm 之轉速 “a”, 第一輪 B 之轉速 m, 及最後輪 G 之轉速 n, 應有下述之關係 (參普通機械學)

$$n = em + a(1 - e) \quad (2)$$

E.G.T. 之構造不止上述一種, 凡可以調節 Epicyclic Arm 之轉速 (a) 以變更最後輪之轉速 (n) 之一切 E.G.T. 機構均可擇便應用,

吾人倘以第一輪接電動機, 即以 m 代表電動機之轉速又以最後輪接絞盤, 即以 n 代表絞盤之轉速則操縱絞盤速度之方法, 至為明顯, 當吾人一任 Epicyclic Arm 自由旋轉之時 (即 a 可以有任何數值之時) n (即絞盤轉速) 亦可以有任何數值, 當吾人將 Epicyclic Arm 之速度漸漸加以限制, 則 n 即漸漸減小直至 Epicyclic Arm 完全不動 (即 a = 0) 則  $n = em$  即與等式 (1) 無異, 是故第一輪與最後輪間互相傳遞力量之方法 (即電動機與絞盤間傳遞力量之方法) 乃完全在制止 Epicyclic Arm 之行動, 倘 Epicyclic Arm 之行動不加制止, 則電動機與絞盤間完全不發生力量之關係, 等於鬮子 (Clutch) 放鬆之時, 倘 Epicyclic Arm 之行動完全制止, 則電動機與絞盤間經齒輪而傳遞力量與普通齒輪無異, 亦等於鬮子緊合之時, 故 E.G.T. 之功用, 實與普通鬮子相類。



吾人利用上述 E.G.T. 之原理佈置全部汲油設備如第三圖, 圖中 B.C.F.G 之意義與第二圖同, 即 B 為第一輪, G 為最後輪 C 及 F 為行星輪是也, 惟 Epicyclic Arm 之機構上附帶有一個制動機 (Brake) 用以制止

Epicyclic Arm 之行動，絞盤與電動機間傳力之路綫有二條一條為經過齧子 K 輪 L 輪以達 A 輪，此路綫在汲筒下落時應用之，倘汲筒在反對方向旋轉時（即依升之方向旋轉時）齧子滑脫無可傳力，第二條路綫為經過 J.H 兩輪及於 G.F.C.B 四個 E.G.T. 齒輪而達 A 輪此綫在 Epicyclic Arm 被制止不能動作時即能傳遞能力，若基任 Epicyclic Arm 自由旋轉則無力可傳。

此套機件工作之步驟先自汲筒在井口下落之時說起，汲筒下落之時絞盤依落後之方向旋轉，此時一任 Epicyclic Arm 自由旋轉故汲筒之動力依齧子 K 輪 L 輪之路綫傳至 A 輪而驅動電動機逐漸加速，以至同期之速度 (Synchronous Speed)，於是將電動機接上電源，迨繼續加速後即開始回力 (Regenerative Braking)，使汲筒下落之速度不能無限制的加速，亦為汲筒機工作上極重要之優點，如此下落直至汲筒到井底沉入滴水水面以下其下落之動力即告消失，無復有回力作用而電動機之速度，亦降至同期以下，但仍繼續以無負載之狀態依同一方向而旋轉，此時齧子即行滑脫。

迨汲筒裝滿滴水，吾人仍漸漸將 Epicyclic Arm 上之制動機收緊，能力即依 ABC FGHJ 之路綫而自電動機傳至絞盤，絞盤即依“升”之方面而徐徐轉動汲筒即行上升，直至 Epicyclic Arm 完全不能轉動時汲筒即以全速度上升，汲筒升出井口以後，即將電源啓斷，而使電動機停止行動。

上文已說明全部設計之主要特點，尚有若干構造上之要點分述如下：

#### 機構上若干特點

(1) Epicyclic Arm 之制動設備 Epicyclic Arm 之制動設備，既能以使汲筒徐徐加速者，其制動之工作，必須漸漸進行，以免急劇加速之弊，為保證緩慢之動作起見，制動槓桿之動作係藉一手盤轉動螺絲使螺絲下壓彈簧利用彈簧之彈力與被壓距離成正比之原理使制動機漸漸收緊無突然收緊之可能。

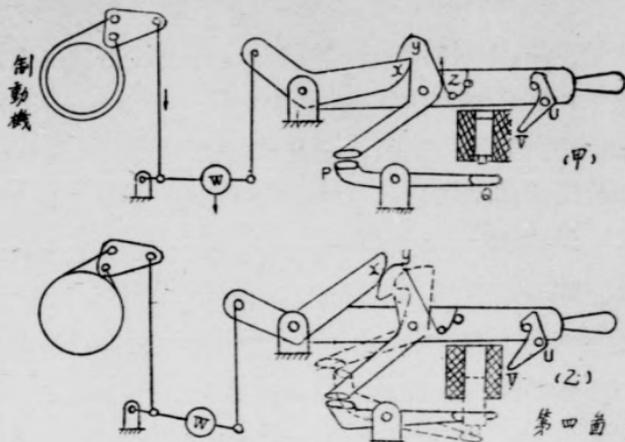
(2) 絞盤制動設備（像形圖之 T 更詳釋如第四圖）萬一汲筒機有何意外，必須將絞盤立即制動，如電源偶而中斷或在汲筒已升至適當高度而將電動機停止時均須將絞盤立即制動，此項制動設備佈置如第四圖，圖中 W 為重物恆欲使制動機依箭頭之方向動作而收緊但當 x 及 y 互相鉤結如圖之甲。此項動作無法實現，故絞盤可以自由轉動以隨汲筒之下落，但一旦電源突然中斷時線圈之吸力消失鐵心 V 墮下打擊槓桿 QP 如第四圖乙之虛線所示，P 端復打擊 y 鈎之尾使與 x 脫卸，遂使制動機隨 W 之力而收緊，吾人倘隨時欲制動機動作可以隨時將 QP 槓桿之 Q 端下按，亦可得同樣結果，彈簧 z 所以使 y 鈎不致與 x 鈎

脫卸，除非另有其他壓力。

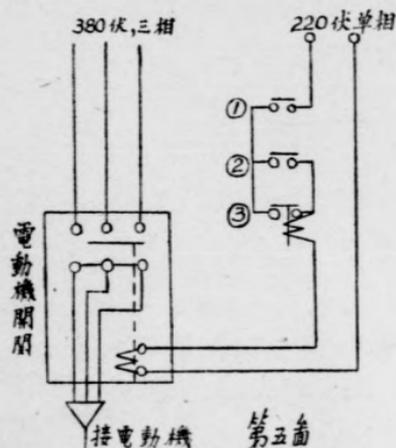
自動開關設備 (Automatic Closing and Opening Device) 爲使管理便利起見，電源之開關應用自動設備其接線圖如第五圖。

圖中(1)及(2)爲自動開關 (1) 爲汲筒極限開關 (Limit Switch) 當汲筒

到達井口之上已有適當之高度，則此極限開關即被拉動而將電源開斷當汲筒下落之時，極限開關先被推動而關閉 (2) 爲電源開關 (Starting Switch)，當汲筒落至相當速度時，此開關即被推動而關閉，汲筒上升回至同一地點時，此開關即被拉開 (3) 爲 Holding Coil 及開關，其作用在使電源開關之被拉開時電源不至中斷。



第四圖



第五圖

各開關工作之程序總述如下：汲筒開始下落之時，極限開關(1)先被關閉，下落至相當速度時電源開關(2)亦被關閉，於是電流即行流通一面使 Holding Coil 發生磁力而將 Holding Contact (3) 關閉，同時使電動機開關之線圈亦發生吸力而將電動機，開關關閉，電動機乃開始工作。迨汲筒上升而回至原來關閉電源開關(2)之地位時，電源開關(2)即被拉開，但因 Holding Coil 繼續有電流通過，Holding Contact 繼續關閉故電流仍不致中斷。直至汲筒升出井

口達到應有高度，將極限開關(1)拉開，電流乃告中斷，電動機開關及 Holding Contact 俱自行開斷回復至汲筒下落以前之狀態。

#### 4. 自來井汲油設備之概述

汲油機所需動力之計算最簡單之方式可參照上文第一圖，假定滑輪及井腔內之磨阻力空氣阻力以及絞輪惰性等俱行不計以

H代表井深(英尺)

W代表滿水及汲筒之總重量(磅)

w代表鋼繩每英尺之重量(磅)

X代表汲筒離井底水面之距離(英尺)

$V_c$ 代表汲筒最後之不變速度(每分鐘英尺數)

F代表使汲筒下降之力

a代表汲筒之加速

於是

$$I = \int F dx \quad \text{工率} = d(I)/dt$$

在加速過程之中

$$F = \frac{[W + w(H-x)]}{g} (g+a) = [W + w(H-x)] \left(1 + \frac{a}{g}\right) \quad (1)$$

在汲筒達到不變速度  $V_c$  以後即繼續以等速上升

$$F = W + w(H-x) \quad (2)$$

其任何時間所需工率之等式如下

$$P = [W + w(H-x)] \left(1 + \frac{a}{g}\right) dx/dt \quad (3)$$

作者在民國廿九年曾搜集關於各井之資料,所得結果概述如下:

A, 汽機鹽岩井  $W = 2000$  磅,  $w = 0.5$  磅/呎,  $H = 2500$  呎,  $V_c = 800 - 1000$  呎/分鐘, 以此代入等式(3), 即得

$$P = \left(3250 - \frac{x}{2}\right) \left(1 + \frac{a}{g}\right) \frac{dx}{dt}$$

假定絞輪惰性及磨阻力等不計並假定用滑圈式電動機以代汽機而起動偶力約為130%, 且令電動機之全荷偶力等於 F 則代入等式(1)而加以簡單化以後即得下式

$$a = \frac{d^2x}{dt^2} = \frac{0.3(W + wH) + wx}{\left[\frac{W + wH - wx}{g}\right]} = \frac{975 + .5x}{3250 - .5x} \times 32.2$$

在上列微分方程式中,  $0.5x$  一項可以略去甚為明顯, 蓋加速時期決不超出數秒鐘之數也, 於是上列微分方程式即可大形簡單而求得 a 之約數為  $9.65 \text{ft/sec}^2$  此數既非精確者是以更可簡單化為  $10 \text{ft/sec}^2$ , 假定此項加速維持不變(實際上滑圈電阻變化之時偶力及加速均有變化, x 變化之時, 加速依之亦有變化惟均不太大)則加速時期不過 1.67 秒鐘左右 x 約

為 14 呎，以此代入第(3)式則即得  $P = 54,100 \text{ ft-lbs/sec.}$  或 98.5 H.P.

此數應為在絞輪上淨得工率，電動機之容量當較此為大。當汲筒漸漸上升鋼繩次第收上，絞輪電動機所需工率漸減及其『接近井口速度將開始降低之時(電動機停止工作之頃)其汲筒速度可仍假定為  $V_c = 1000 \text{ ft/min}$ ，而  $x$  直不過數呎而已，引用等式(3)以估計  $P$  之數值可假定  $x = H$ ,  $a = 0$ ,  $dx/dt = V_c = 1000 \text{ ft/min}$

$$P = 2000 \times 1000 = 2,000,000 \text{ ft-lbs/min 或 } 60.5 \text{ H.P.}$$

此為在汲筒到頂時在絞輪上最後淨得之工率。

B.C.D. 其他各種鹽井電化後所需之工率，引用同樣算法，就調查所得紀錄可以算得其數，連同 A 類鹽岩井之數據合併列表如第一表

第 一 表

	鹽岩井 (汽機)	黑油井 (汽機)	黑油井 (牛井)	黃油井 (牛井)
汲筒及滴水總重(W磅)	2000	1450	400	300
鋼繩或竹繩每呎重量(W磅)	0.50	0.30	0.27	0.20
井深(H呎)	2500	2700	3000	1400
上升平均速度(呎/分)	1000	1000	600	187
開始上升時所需工率(馬力)	98.5	68.5	21.9	3.3
上升到頂時所需工率(馬力)	60.5	45.7	1.6	1.8

關於汲筒工作所需時間之分配亦曾加以調查，所得結果即據為設計「變速回力式電動汲筒機」之參考資料茲列第二表

第 二 表

	鹽岩井 (汽機)	黑油井 (汽機)	黑油井 (鴛鴦牛井)	黃油井 (牛井)
汲筒下降	1'10"	1'15"	11'30"	2'5"
井底停留	5"	5"	30"	10"
汲筒上升	2'40"	2'50"	11'30"	7'30"
放洩滴水	30"	30"	30"	20"
全部時間	4'25"	4'40"	24'0"	10'5"
井深(呎)	2500	2700	3000	1400

由上表之時間觀之，鹽岩井汲筒下落之速度竟較上升快一倍有餘平均速度為 2140 ft/min. 據作者測記所得最高速度恆達 3700ft/min 左右。汲筒以如此高速下降極不平

穩，鋼繩騰躍飛舞損傷當屬不輕。吾人用電動機後不但其下降之速度，平穩且可任意定其應有之速度以保工作之美善。吾人可令下降之速度至少為上升之兩倍，假定汲滿機之機械效率為80%，電動機滿荷之效率為96%（汲滿或發電全程中平均負荷甚低，故平均效率當遠低於此），而鋼繩及汲筒之全重為滿盛滴水後總重之65%，則假定，

電動機容量為  $100\%$

汲筒，鋼繩，滴水總負荷應為  $100 \times 96 \times 8\% = 76.7\%$

汲筒，鋼繩無滴水時總負荷為  $76.7 \times 65\% = 50\%$

設下降速度加一倍則驅動工率應為  $50 \times 2\% = 100\%$

發電機輸出電力或電流約為  $100 \times .96 \times .8 = 76.7\%$

依此推算倘吾人許發電機（即電動機）短時間過載50%則下降速度應可達上升之四倍但速度快至4000ft/min. 機械有無困難及所省時間（約半分鐘）是否值得考慮，尚待試驗時，注意研究之。今假定下降速度為上升之一倍，則用以替代汽機鹽岩井之電動汲滿設備應有下列時間之分配：

汲筒下降	1'15"
井底停留	5"
汲筒上升，(加速部份)	2"
汲筒上升，(等速部份)	2"30"
放洩滴水	30"
全部時間	4'22"

##### 5. 結論：

本文所述之電動汲滿機正由久大機器廠製造準備在利成井試用，在本文繕寫之時已製造完竣開始，在利成井裝置，不日可以試車，關於該機之理論方面已略述如上，可稱十分簡單，但其製造經過與試車結果，吾人認為實係最重要之經驗，頗足以報告。可惜已不及附入本文之內，但深信以久大同人之經驗與努力，他日定有滿意之結果另文報告也。

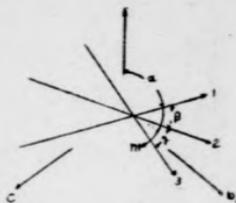
# 三相機械參考軸線之變換

吳 大 榕

三相機械之最通用而又最自然之參考軸線，即為其端點軸線 ( $a, b, c$ )。三相電壓包含端點電壓  $e_a, e_b, e_c$ ；三相電流包含端點電流  $i_a, i_b, i_c$ 。此種端點數值，用普通電表易於量度，故應用時較為便利，且亦易於瞭解。但對於某種特殊情形之計算，有時端點數值未必最為合用。吾人遂不得不尋求新的參考軸線。電流及電壓，用新的軸線來量度及表示。求得最後結果以後，仍可按一定的已知之關係，歸算至端點數值。如此則繁複或甚至不可能之計算，有時可化簡或使其可能。

任何物理數值，不單繫於數量之本身，且亦與觀察者有關，如其所處之相對地位，所用量度方法，及所用儀器等等。設想有一三相電樞，一端接有電刷，另一端接有滑環；則吾人由電刷間量得之電壓，及由滑環間所量得之電壓，當屬截然不同。但在一定的已知條件之下，(例如電樞之旋轉速率為已知)，仍可由一者推知其另一者。設另有一套電刷，以不同於電樞速率之速率旋轉，則在此電刷間所量得之電壓，又可有另一數值。設有一特殊構造之伏計，使所量得之電壓不為其每相數值，而為其順序，逆序，或零序各對稱部分，亦屬可能。改變量度方法，普遍化說來，亦即相當於坐標之變換。參考軸線之變換，為坐標變換之一種。對於坐標之普遍化變換，不一定需有直接之量度方法。

參考軸線之變換，為坐標變換之一簡單特殊情形。在附圖中，設  $a, b, c$ ，為通用之端點軸線。設令此三軸線各旋轉一不同之角度。但為簡單起見，設令此三軸線依相同之比率伸長或縮短，又設令此三軸線對於原先之端點軸線，各以一相同之速率  $n$  旋轉。上述變換之唯一限制條件，即為任何二軸線不能時時相合。於是，如把沿端點軸線  $a, b, c$  之數量，移算至新軸線  $1, 2, 3$ ，則得下列轉換公式。(吾人僅舉電流為例，但此種轉換，同樣可應用至其他數量，如電壓，磁流匝連等。)



$$\left. \begin{aligned} i_1 &= k \{ i_a \cos(\alpha + nt) + i_b \cos(\alpha + nt - 120) + i_c \cos(\alpha + nt + 120) \} \\ i_2 &= k \{ i_a \cos(\alpha + \beta + nt) + i_b \cos(\alpha + \beta + nt - 120) + i_c \cos(\alpha + \beta + nt + 120) \} \\ i_3 &= k \{ i_a \cos(\alpha + \beta + \gamma + nt) + i_b \cos(\alpha + \beta + \gamma + nt - 120) + i_c \cos(\alpha + \beta + \gamma + nt + 120) \} \end{aligned} \right\} \text{--- (1)}$$

上式中  $k$  為一比例常數，依新軸線與舊軸線間之相對尺度而定。

特例一。 被  $\alpha=0$ ,  $\beta=+120^\circ$ ,  $\gamma=+120^\circ$ ,

代入方程式(1),則得,

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= k\{i_a \cos nt + i_b \cos(nt-120) + i_c \cos(nt+120)\} \\ i_2 &= k\{i_a \cos(nt+120) + i_b \cos nt + i_c \cos(nt-120)\} \\ i_3 &= k\{i_a \cos(nt-120) + i_b \cos(nt+120) + i_c \cos nt\} \end{aligned} \right\} \text{--- (2)}$$

在平衡運用狀況之下,

$$\left. \begin{aligned} i_a &= i \cos wt \\ i_b &= i \cos(wt-120^\circ) \\ i_c &= i \cos(wt+120^\circ) \end{aligned} \right\} \text{--- (3)}$$

將(3)代入(2),則得,

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= \frac{3}{2} k i \cos(w-n)t \\ i_2 &= \frac{3}{2} k i \cos[(w-n)t-120^\circ] \\ i_3 &= \frac{3}{2} k i \cos[(w-n)t+120^\circ] \end{aligned} \right\} \text{--- (4)}$$

設吾人選擇  $k$  之數值,使在平衡運用情形之下,由新舊電流所產生之旋轉磁場,可為同一尺度所量度,則,

$$k = \frac{2}{3},$$

於是方程式(4)化爲,

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= i \cos Swt \\ i_2 &= i \cos(Swt-120^\circ) \\ i_3 &= i \cos(Swt+120^\circ) \end{aligned} \right\} \text{--- (5)}$$

新電流仍為一平衡三相電流,但其週率已不復為同步週率而為轉差率週率。上述特例之實際情形,即繞線式轉子感應電動機。由滑環間所量得之電壓之週率,為轉差率週率。 $i_1, i_2, i_3$  間之相序關係,依三軸線之相對位置而定。(如  $\beta = \gamma = -120$ , 則相序即與式(5)所示者相反。)

特例二。 設  $\alpha=\alpha$ ,  $\beta=+120^\circ$ ,  $\gamma=+120^\circ$ ,  $n=0$ ,

代入方程式(1),則得,

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= k\{i_a \cos \alpha + i_b \cos(\alpha-120) + i_c \cos(\alpha+120)\} \\ i_2 &= k\{i_a \cos(\alpha+120) + i_b \cos \alpha + i_c \cos(\alpha-120)\} \\ i_3 &= k\{i_a \cos(\alpha-120) + i_b \cos(\alpha+120) + i_c \cos \alpha\} \end{aligned} \right\} \text{--- (6)}$$

在平衡運用情況之，將(3)代入(6)，並使  $k = \frac{1}{3}$ ，則化為，

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= i \cos(\omega t - \alpha) \\ i_2 &= i \cos(\omega t - \alpha - 120) \\ i_3 &= i \cos(\omega t - \alpha + 120) \end{aligned} \right\} \text{---(7)}$$

如位移角  $\alpha$  係順着旋轉方向，則歸算至 1, 2, 3 軸線之電流，將較歸算至  $a, b, c$  軸線之電流，滯後一角度  $\alpha$ 。反之，如位移角  $\alpha$  係逆着旋轉方向，則歸算至 1, 2, 3 軸線之電流，將較歸算至  $a, b, c$  軸線之電流，移前一角度  $\alpha$ 。

此一特例之實際情形，即多相串激電動機。移動電刷之位移角，即可移動電樞電流之相對相角。

特例三。 設  $\alpha = 0$ ,  $\beta = 90^\circ$   $\gamma = 90^\circ$

代入方程式(1)，則得，

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= k\{i_a \cos nt + i_b \cos(nt - 120) + i_c \cos(nt + 120)\} \\ i_2 &= k\{i_a \cos(nt + 90) + i_b \cos(nt - 30) + i_c \cos(nt - 150)\} \\ i_3 &= k\{i_a \cos(nt + 180) + i_b \cos(nt + 60) + i_c \cos(nt - 60)\} = -i_1 \end{aligned} \right\} \text{---(8)}$$

在此一情形，軸線 3 實際上與軸線 1 為同一軸線。吾人僅假定二者之方向適相反。如欲表示三相電流，實有尋覓另一條件之必要。設此機並無中線連接，則此所求之條件應為，

$$i_a + i_b + i_c = 0$$

設此機具有中線連接，則如中線電流為已知，此另一條件便為，

$$i_a + i_b + i_c = i_n$$

如將此中線電流平均分配至三相，則得，

$$i_b = i_n/3 = \frac{1}{3}(i_a + i_b + i_c) \text{---(9)}$$

方程式(8)與(9)聯合，即為由新軸線所表示之電流，與由舊軸線所表示之電流間之相互關係。吾人所採用之新軸線，不復為 1, 2, 3 而為 1, 2, 0。

設  $\alpha = \alpha_0$  為新軸線 1 較舊軸線  $a$  當  $t = 0$  時之前移角，則如  $\theta$  為在任何瞬間  $t$  新軸線 1 較舊軸線  $a$  之前移角，可得，  $\theta = \alpha_0 + nt$

於是方程式(8)與(9)便可寫作，令  $k = \frac{1}{3}$ ，

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= \frac{1}{3}\{i_a \cos \theta + i_b \cos(\theta - 120) + i_c \cos(\theta + 120)\} = i_d \\ i_2 &= -\frac{1}{3}\{i_a \sin \theta + i_b \sin(\theta - 120) + i_c \sin(\theta + 120)\} = i_e \\ i_3 &= \frac{1}{3}\{i_a + i_b + i_c\} \end{aligned} \right\} \text{---(10)}$$

方程式(10)即凸機式同步電機根據雙反應理論所得之變換公式。此種變換亦可應用至具有二套互相垂直之電刷之電機。

在平衡運用狀況之下， $i_b = 0, n = w$ ，再以(3)代入(10)，則得，

$$\left. \begin{aligned} i_d &= i \cos \alpha_0 \\ i_q &= -i \sin \alpha_0 \end{aligned} \right\} \text{-----(11)}$$

$\alpha_0$  為軸線 1 與軸線  $\alpha$  當  $t=0$  時之位移角，亦即轉子正軸線較合成旋轉磁場軸線在空間之前移角。

在式(10)中所用之軸線 0，與其他二軸線不同，無法由幾何作圖表示其位置。普遍化之軸線變換或稱坐標變換，固不必需能作圖表示也。對稱部分法之應用，即為一顯著之例子。能由作圖表示之軸線變換，不過為坐標變換之一簡單情形而已。

# AN ANALYSIS ON LINK COUPLED CIRCUITS

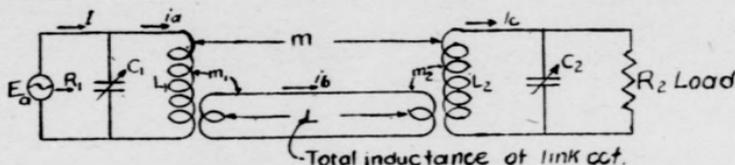
CHIN-TAO TSAI 蔡金濤

YU TING 丁 渝

中央無線電器材廠

## Abstract

Though link couplings are much used in transmitters, their exact behavior has not been thoroughly known. In this paper an attempt is made to fulfil this gap. From an analysis of the link coupled circuit shown in the accompanying diagram, following results have been obtained. On account of the omission of the coil resistances, these results are not exact. However as they represent what might be expected from an ideal case, they will serve well as a useful guide in link-circuit applications.



(1). The input resistance of the link coupled network, when  $C_1$  is tuned to eliminate the reactive component of the input current  $I$ , is

$$R_i = \frac{\omega L_1}{\eta} \cdot \frac{\{\eta^2(1 - \alpha^2)^2 + [S - \epsilon(1 - \alpha^2)]^2\}}{(\alpha\beta - \gamma)^2}$$

$$= \frac{\omega^2 L_1 L_2}{R_2(\alpha\beta - \gamma)^2} \cdot \left\{ S^2 \left( 1 + \frac{(\omega^2 L_2 C_2)^2}{\left(\frac{\omega L_2}{R_2}\right)^2} \right) + \frac{S}{\left(\frac{\omega L_2}{R_2}\right)^2} (1-2) \left( \frac{1-\alpha^2}{S} - \omega^2 L_2 C_2 \right) \right\}$$

where  $\alpha = \frac{m_1}{\sqrt{L_1 L_2}}$ ,  $\beta = \frac{m_2}{\sqrt{L_1 L_2}}$ ,  $\gamma = \frac{m}{\sqrt{L_1 L_2}}$ ,  $S = 1 - \alpha^2 - \beta^2 - \gamma^2 + 2\alpha\beta\gamma$ ,

$$\eta = \frac{R_2}{\omega L_2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{(\omega^2 L_2 C_2)^2}{(\omega L_2 / R_2)^2}}, \quad \epsilon = \omega C_2 R_2 \eta = \frac{\omega^2 L_2 C_2}{\left(\frac{\omega L_2}{R_2}\right)} \eta.$$

This has a minimum with respect to  $C_2$ . Its minimum value is

$$R_{1m} = \frac{\omega^2 L_1 L_2}{R_2} \cdot \left( \frac{S}{\alpha\beta - \gamma} \right)^2 = \omega L_1 \cdot \left( \frac{\omega L_2}{R_2} \right) \left( \frac{S}{\alpha\beta - \gamma} \right)^2$$

which agrees with the expression given by W. van B. Roberts.

(2)  $\alpha$  and  $\beta$  enter symmetrically in  $R_{1m}$ , but not in  $R_1$ . Consequently a variation of  $\alpha$  will affect  $R_1$  differently than the same variation of  $\beta$ . From the expression for  $R_1$  we get:

$$\frac{dR_1}{d\alpha} - \frac{dR_1}{d\beta} = \frac{-4\alpha S}{(\alpha\beta - \gamma)^2} \cdot \frac{\omega L_1}{(\omega L_2/R_2)} \cdot \left( \frac{1 - \alpha^2}{S} - \omega^2 L_2 C_2 \right) \quad \text{for } \alpha = \beta;$$

$$\frac{dR_{1m}}{d\alpha} = \frac{dR_m}{d\beta} = - \frac{2S\omega^2 L_2 C_2}{R(\alpha\beta - \gamma)^2} \left\{ 2(\alpha\beta - \gamma)(\alpha - \beta\gamma) + \beta S \right\};$$

$$\begin{aligned} \left( \frac{dR_1}{d\alpha} - \frac{dR_1}{d\beta} \right) \alpha = \beta &= \frac{\alpha(\alpha\beta - \gamma)}{(\omega L_2/R_2)^2} \cdot \frac{\frac{1 - \alpha^2}{S} - \omega^2 L_2 C_2}{(\alpha\beta - \gamma)(\alpha - \beta\gamma) + \frac{\beta S}{2}} \\ &= \frac{1}{(\omega L_2/R_2)^2} \cdot \frac{\frac{1 - \alpha^2}{S} - \omega^2 L_2 C_2}{1 + \frac{1 - \alpha^2 - \beta^2}{2\alpha^2}} \quad \text{if } \gamma = 0; \end{aligned}$$

$$R_1 \left( \frac{\alpha = \beta}{\beta = b} \right) - R_1 \left( \frac{\alpha = \beta}{\beta = \gamma} \right) = \frac{\omega L_1}{(\omega L_2/R_2)} \cdot \frac{a^2 - b^2}{a^2 b^2} \cdot 2S \left[ \omega^2 L_2 C_2 - \frac{1+S}{2S} \right] \text{ if } \gamma = 0.$$

From these equations a number of conclusions may be drawn at once:

(a). When  $\omega^2 L_2 C_2 = \frac{1 - \alpha^2}{S}$  (condition for minimum  $R_1$ ),  $\frac{dR_1}{d\alpha} = \frac{dR_1}{d\beta}$ , (for  $\alpha = \beta$ ) as it should be.

(b).  $dR_m/d\alpha$  or  $dR_{1m}/d\beta$  is a negative quantity in case  $\gamma = 0$ .

(c). In case  $\gamma = 0$ ,

$$\left| \frac{dR_1}{d\alpha} \right|_{\alpha = \beta} < \left| \frac{dR_1}{d\beta} \right|_{\beta = \alpha} \quad \text{if } \omega^2 L_2 C_2 > \frac{1 - \alpha^2}{S}.$$

This means that if  $\omega^2 L_2 C_2 < (1 - \alpha^2)/S$ , the effect of varying  $\alpha$  on  $R_1$  will be greater than that of varying  $\beta$ , and vice versa. Such has been observed in practice.

(d) The difference  $\frac{dR_1}{d\alpha} - \frac{dR_1}{d\beta}$ , expressed as the percentage of  $\frac{dR_{1m}}{d\alpha}$  increases as  $\frac{1 - \alpha^2}{S} - \omega^2 L_2 C_2$ ,  $1/(\omega L_2/R_2)$ ,  $\alpha$  or  $\beta$  increases.

(e) The difference,  $R_1 \left( \frac{\alpha = a}{\beta = b} \right) - R_1 \left( \frac{\alpha = a}{\beta = \gamma} \right)$ , depends on the value of  $\omega^2 L_2 C_2$  in comparison with  $\frac{1+S}{2S}$ , ( $\gamma = 0$ ). For a given set of values for  $a$  and  $b$ , the larger the deviation of  $\omega^2 L_2 C_2$  from  $(1+S)/2S$ , the larger the said difference will be. The sign of the difference reverses at the point where  $\omega^2 L_2 C_2 = \frac{1+S}{2S}$ .

Calculated results illustrating this point are tabulated below:—

$$\frac{\omega L_2}{R_2} = 0.5, \quad \gamma \leq 0$$

Values of  $R_1$  for

$\omega L_2 C_2$	1.00	1.125 = $\frac{1 - \alpha^2}{S}$	1.25
$\alpha^2 = 0.1$ $\beta^2 = 0.1$	34( $\omega L_1$ )	32( $\omega L_1$ )	31( $\omega L_1$ )
$\alpha^2 = 0.2$ $\beta^2 = 0.1$	13.25( $\omega L_1$ )	12.25( $\omega L_1$ )	12.8125( $\omega L_1$ )
$\alpha^2 = 0.1$ $\beta^2 = 0.2$	16.25( $\omega L_1$ )	12.25( $\omega L_1$ )	12.3125( $\omega L_1$ )

It is interesting to note that  $R_1 \left( \begin{smallmatrix} \alpha=a \\ \beta=b \end{smallmatrix} \right) - R_1 \left( \begin{smallmatrix} \alpha=b \\ \beta=a \end{smallmatrix} \right)$  does not change its sign at the same point as  $\left( \frac{dR_1}{d\alpha} - \frac{dR_1}{d\beta} \right)_{\alpha=\beta}$ .

(3) To get the minimum input resistance, both tank circuits  $L_1 C_1$  and  $L_2 C_2$  have to be detuned from their respective natural frequencies. The expressions for  $\omega^2 L_1 C_1$  and  $\omega^2 L_2 C_2$  are given below:

$$\omega^2 L_1 C_1 = \frac{1 - \beta^2}{S},$$

$$\omega^2 L_2 C_2 = \frac{1 - \alpha^2}{S}.$$

$$\begin{aligned} \text{As } S = 1 - \alpha^2 - \beta^2 - \gamma^2 + 2\alpha\beta\gamma &= (1 - \beta)^2 - [(\alpha - \gamma)^2 + 2\alpha\gamma(1 - \beta)] \\ &= (1 - \alpha)^2 - [(\beta - \gamma)^2 + 2\beta\gamma(1 - \alpha)] \end{aligned}$$

is less than 1 if  $\alpha$  and  $\beta$  are of the sign as  $\gamma$ , or if  $\gamma=0$ , both  $\omega^2 L_1 C_1$  and  $\omega^2 L_2 C_2$  will be greater than 1; i.e., both tank circuits should be tuned below their respective natural frequencies.

This detuning may reduce the efficiency for harmonic suppression of the given network otherwise possible. But as  $\omega^2 L_1 C_1$  and  $\omega^2 L_2 C_2$  are independent of the load  $R_2$ , the tuning will not fluctuate with the load and, once accomplished, needs not be touched with any loading adjustment. Obviously such is a very desirable characteristic.

(4) The link coupled is equivalent to one with the same two tank circuits inductively coupled together through a simple mutual inductance such that its coefficient of coupling is

$$\gamma_{\text{eq}} = -\frac{1}{2} \frac{S}{|\alpha\beta - \gamma|} + \sqrt{\left| \frac{1}{2} \cdot \frac{S}{\alpha\beta - \gamma} \right|^2 - 1}$$

$\gamma_{eq}$  increases as  $\left| \frac{S}{\alpha\beta - \gamma} \right|$  decreases. Beyond a certain limit, this may exceed the critical coupling, giving rise to the double-peak phenomenon. As the two tank circuits are differently loaded and tuned, the heights of the two peaks will not, in general, be the same.

(5) The value of  $R_1$  as given above is less than the input resistance of the same network with both of its tank circuits tuned exactly to the operating frequency. The reduction factor is  $(1 - \gamma_{eq})^2$  if  $(\omega^2 L_2 C_2 (\omega L_2 / R_2)^2) \gg 1$ .

(6) The total inductance of the link circuit affects the values of  $\alpha$  and  $\beta$  to the same degree, but is not directly involved in the expression for  $R_1$ . This suggests that a variable inductor may be inserted in the link to control  $\alpha$  and  $\beta$  and thus  $R_1$ , without interfering with either tank circuit, electrically or mechanically. Such coupling control has been put in use.

(7) When the network is tuned for minimum input resistance, the coil currents  $i_a$ ,  $i_b$ , and  $i_c$ , are complicated functions of  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$  and  $\omega L_2 R_2$  as given below:

$$\left| \frac{i_a}{i_a} \right| = \frac{e_a}{\omega L_1} \cdot \sqrt{\frac{(1 - \beta^2 - \theta)^2 + \eta^2}{\eta^2 (1 - \alpha^2)^2 + [S - \theta(1 - \alpha^2)]^2}},$$

$$\left| \frac{i_b}{i_a} \right| = \alpha \sqrt{\frac{L_1}{L}} \cdot \sqrt{\frac{\left(1 - \frac{\beta\gamma}{\alpha} - \theta\right)^2 + \eta^2}{(1 - \beta^2 - \theta)^2 + \eta^2}},$$

$$\left| \frac{i_c}{i_a} \right| = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \cdot \frac{\alpha\beta - \gamma}{\sqrt{(1 - \beta^2 - \theta)^2 + \eta^2}}$$

where

$$S = 1 - \alpha^2 - \beta^2 - \gamma^2 + 2\beta\alpha\gamma \quad \text{as before.}$$

$$\eta = \frac{\left(\frac{\omega L_2}{R_2}\right)}{\left(\frac{\omega L_2}{R_2}\right)^2 + \left(\frac{1 - \alpha^2}{S}\right)^2},$$

and

$$\theta = \frac{\left(\frac{1 - \alpha^2}{S}\right)}{\left(\frac{\omega L_2}{R_2}\right)^2 + \left(\frac{1 - \alpha^2}{S}\right)^2}$$

As  $\left(\frac{\omega L_2}{R_2}\right)$  varies from 0 to  $\infty$ , the corresponding current variations are:

$$i_a, \text{ from } \infty \quad \text{to} \quad \frac{1 - \beta^2}{S} \cdot \frac{e_a}{\omega L_1};$$

$$\left| \frac{i_b}{i_a} \right|, \text{ " } \frac{1 - \frac{\beta\gamma}{\alpha} - \frac{S}{1 - \alpha^2}}{1 - \beta^2 - \frac{S}{1 - \alpha^2}} \cdot \alpha \sqrt{\frac{L_1}{L}} \quad \text{" } \frac{1 - \beta\gamma}{1 - \beta^2} \cdot \alpha \sqrt{\frac{L_1}{L}};$$

$$\left| \frac{i_c}{i_a} \right|, \text{ " } \frac{\alpha\beta - \gamma}{1 - \beta^2 - \frac{S}{1 - \alpha^2}} \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad \text{" } \frac{\alpha\beta - \gamma}{1 - \beta^2} \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}.$$

In a practical case with  $\alpha^2 = \beta^2 = 0.1$ ,  $\gamma = 0$ ,  $L_1 = L_2$ , and  $L_1 = 12.5 L$ , the coil currents come out as:

$$\left| i_a \right| = 1.111 \frac{e_a}{\omega L}, \quad \left| \frac{i_b}{i_a} \right| = 1.21, \quad \left| \frac{i_c}{i_a} \right| = 0.274$$

when  $\frac{\omega L_2}{R^2} = 0.5$ ; and

$$\left| i_a \right| = 15.6 \frac{e_a}{\omega L_1}, \quad \left| \frac{i_b}{i_a} \right| = 10.5, \quad \left| \frac{i_c}{i_a} \right| = 9$$

when  $\frac{\omega L_2}{R_2} = 0.001$ .

This illustration shows that if the given network is connected to a constant voltage generator (with very low internal impedance), the coil currents, especially those flowing in the link circuit and the output tank circuit, may rise more than hundred times when a fairly heavy loading is removed. Care should, therefore, be taken in choosing the wire sizes for the coil windings.

Though in the foregoing example, under loading condition the link current appears to be the greatest among the three coil currents, it may become smaller than the primary current  $i_a$  if the coupling coefficient  $\alpha$  is made smaller. For example, if an inductance, equal to  $L$ , is inserted in the link circuit to reduce the coefficients of coupling to  $\alpha^2 = \beta^2 = 0.05$  while all other constants remain unchanged, we get:

for  $\frac{\omega L_2}{R_2} = 0.5$ ,

$$\left| i_a \right| = 1.055 \frac{e_a}{\omega L_1}, \quad \left| \frac{i_b}{i_a} \right| = 0.593, \quad \left| \frac{i_c}{i_a} \right| = 0.123;$$

for  $\frac{\omega L_2}{R_2} = 0.001$ ,

$$\left| i_a \right| = 3.67 \frac{e_a}{\omega L_1}, \quad \left| \frac{i_b}{i_a} \right| = 11.2, \quad \left| \frac{i_c}{i_a} \right| = 19.$$

Thus, the link current reduces to about 60 % of the primary current  $i_a$  under heavy load while it remains more than 10 times of  $i_a$  under light load. This unexpected reduction of the link current tends to make the input tank coil hot before the link and output tank coils during loading. Such has been often observed in practice.

(8) The voltage gain of the link coupled network is

$$\left| \frac{e_{\text{output}}}{e_{\text{input}}} \right| = \left| \frac{e_o}{e_a} \right| = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}$$

This follows directly from the assumption of zero resistance in the whole network except the load resistance  $R_2$ . This relation shows that in order to make

$R_2$  much smaller than  $R_1$  as is necessary in the driving circuit for a linear amplifier or a grid-bias modulated amplifier, the output voltage will be sacrificed proportionately unless the input voltage is increased at the same time by raising the plate voltage of the driver or by any other means.

(9) Expressions for  $R_1$  or  $i_c$  show that the presence of the inductive coupling directly between the two tank coils tends either to boost or to reduce the effect of the link, depending on the relative polarity of the mutual inductances. If  $\alpha\beta = \gamma$ , the net coupling between the two tank coils becomes zero. This use of a link circuit to act as a metallic screen is well known.

# A NOTE ON HEAVISIDE DISTORTIONLESS CONDITION

J. C. SUN 孫仁琦

**Synopsis:**— This note gives a method which bases on the distortionless definition to find out Heaviside distortionless condition of transmission lines.

## Introduction

Heaviside distortionless condition is well known to electrical engineers. It was pointed out by O. Heaviside in view of equalizing electric and magnetic time constants<sup>1</sup>. Many authors have worked out the same result with different methods. Some one used the method based upon the minimum attenuation<sup>2</sup> and the other based upon the phase angle.<sup>3</sup> Now, the writer offers another method based upon the distortionless definition to find out Heaviside distortionless condition of transmission lines.

The condition is  $LG=CR$ .

Where  $R$ =Series resistance in ohms per loop mile.

$L$ =Series inductance in henrys per loop mile.

$G$ =Shunt leakage conductance in mhos per loop mile.

$C$ =Shunt capacitance in farads per loop mile.

Under this condition:

(A) The waves are attenuated at the same rate; or the attenuation constant is independent of frequency.

(B) The waves travel along the transmission line with the same velocity; or The phase velocity is equal to the group velocity (the velocity of envelope).

## Part A

The attenuation constant  $\alpha$  is defined by well known formula:

$$\alpha^2 = \frac{1}{2} \left[ (RG - LC\omega^2) + \sqrt{(R^2 + L^2\omega^2)(G^2 + C^2\omega^2)} \right] \quad (1)$$

where

$$\omega = 2\pi f.$$

We expand it in Taylor's series form in the following:

$$\begin{aligned} \alpha &= f(\omega) \\ &= f(0) + f'(0) \frac{\omega}{1} + f''(0) \frac{\omega^2}{2} + f'''(0) \frac{\omega^3}{3} + \dots + f^n \frac{\omega^n}{n} + \dots \end{aligned} \quad (2)$$

The first term of the polynomial is a constant. When  $\omega = 0$ , from (1),  $f(0)$  is determined.

Thus

$$\alpha = f(0) = \sqrt{RG} \quad (3)$$

The coefficient  $f'(0)$ ,  $f''(0) \dots f^n(0) \dots$  represent the derivatives of attenuation constant with respect to  $\omega$ . These constants can also be determined from (1).

$$\left. \frac{d\alpha}{d\omega} \right|_{\omega=0} = 0$$

$$\left. \frac{d^2\alpha}{d\omega^2} \right|_{\omega=0} = \frac{1}{4(RG)^{\frac{3}{2}}} (LG - CR)^2$$

$$\left. \frac{d^3\alpha}{d\omega^3} \right|_{\omega=0} = 0$$

$$\left. \frac{d^4\alpha}{d\omega^4} \right|_{\omega=0} = \frac{1}{4(RG)^{\frac{5}{2}}} \left[ K_1 (LG - CR)^2 + K_2 (LG - CR)^4 \right]$$

$$\left. \frac{d^5\alpha}{d\omega^5} \right|_{\omega=0} = 0$$

$$\left. \frac{d^6\alpha}{d\omega^6} \right|_{\omega=0} = \frac{1}{4(RG)^{\frac{11}{2}}} \left[ K_3 (LG - CR)^2 + K_4 (LG - CR)^4 \right. \\ \left. + K_5 (LG - CR)^6 \right]$$

...

$$\left. \frac{d^{n-1}\alpha}{d\omega^{n-1}} \right|_{\omega=0} = 0$$

$$\left. \frac{d^n\alpha}{d\omega^n} \right|_{\omega=0} = \frac{1}{4(RG)^{\frac{2n-1}{2}}} \left[ K_6 (LG - CR)^2 + K_7 (LG - CR)^4 \right. \\ \left. + K_8 (LG - CR)^6 + K_9 (LG - CR)^8 \right. \\ \left. + \dots + K_{10} (LG - CR)^n \right] \quad (4)$$

Where  $n$  is an even number

And  $k_1, k_2, k_3, \dots$  are numeric constants.

Then equation (2) becomes (5)

$$\alpha = f(\omega) = \sqrt{RG} + \frac{1}{4(RG)^{\frac{3}{2}}} (LG - CR)^2 \frac{\omega^2}{2} \\ + \frac{1}{4(RG)^{\frac{5}{2}}} \left[ K_1 (LG - CR)^2 + K_2 (LG - CR)^4 \right] \frac{\omega^4}{4}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{1}{4(RG)^{\frac{11}{2}}} \left[ K_3(LG - CR)^2 + K_4(LG - CR)^4 + K_5(LG - CR)^6 \right] \frac{\omega^6}{6} \\
& + \dots \\
& + \frac{1}{4(RG)^{\frac{2n-1}{2}}} \left[ K_6(LG - CR)^2 + K_7(LG - CR)^4 + K_8(LG - CR)^6 \right. \\
& \quad \left. + K_9(LG - CR)^8 + \dots + K_{10}(LG - CR)^n \right] \frac{\omega^n}{n} \\
& + \dots \tag{5}
\end{aligned}$$

These coefficients of frequency terms contain the common factor  $(LG - CR)$ . By means of distortionless definition, attenuation must be independent of frequency. Therefore the common factor should be zero. That is

$$LG = CR = 0$$

Then  $LG = CR$ .

This is distortionless condition.

#### Part B

The phase difference constant  $\beta$  is defined by well known formula:

$$\beta^2 = \frac{1}{2} \left[ LC\omega^2 - RG + \sqrt{(R^2 + L^2\omega^2)(G^2 + C^2\omega^2)} \right] \tag{6}$$

And the phase velocity and group velocity are defined as:

$$\text{phase velocity} \quad v_p = \frac{\omega}{\beta} \tag{7}$$

$$\text{group velocity} \quad v_g = \frac{d\omega}{d\beta} \tag{8}$$

By means of distortionless definition  $v_p = v_g$

$$\text{That is} \quad \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\frac{d\beta}{d\omega}} \tag{9}$$

$\frac{d\beta}{d\omega}$  can be determined from (6)

$$\begin{aligned}
\frac{d\beta}{d\omega} &= \frac{\omega}{4\beta} \left[ 2LC + \frac{L^2G^2 + C^2R^2 + 2L^2C^2\omega^2}{\sqrt{(R^2 + L^2\omega^2)(G^2 + C^2\omega^2)}} \right] \\
&= \frac{\omega}{4\beta} \left[ 2LC + \frac{2LC \left[ LC\omega^2 + \frac{RG}{2} \left( \frac{LG}{CR} + \frac{CR}{LG} \right) \right]}{\sqrt{(RG + LC\omega^2)^2 + (LG - CR)^2\omega^2}} \right] \tag{10}
\end{aligned}$$

From (9)

$$\frac{\omega}{\beta} \cdot \frac{d\beta}{d\omega} = 1 \quad (9a)$$

Put (10) in (9), then

$$\frac{\omega}{\beta} \cdot \frac{\omega}{4\beta} \left[ 2LC + \frac{2LC \left[ LC\omega^2 + \frac{RG}{2} \left( \frac{LG}{CR} + \frac{CR}{LG} \right) \right]}{\sqrt{(RG + LC\omega^2)^2 + (LG - CR)^2 \omega^2}} \right] = 1$$

$$\omega^2 \left[ 2LC + \frac{2LC \left[ LC\omega^2 + \frac{RG}{2} \left( \frac{LG}{CR} + \frac{CR}{LG} \right) \right]}{\sqrt{(RG + LC\omega^2)^2 + (LG - CR)^2 \omega^2}} \right] = 4\beta^2 \quad (9b)$$

From (6)  $\beta^2 = \frac{1}{2} \left[ LC\omega^2 - RG + \sqrt{(RG + LC\omega^2)^2 + (LG - CR)^2 \omega^2} \right] \quad (6a)$

Put (6a) in (9b)

$$\omega^2 \left[ 2LC + \frac{2LC \left[ LC\omega^2 + \frac{RG}{2} \left( \frac{LG}{CR} + \frac{CR}{LG} \right) \right]}{\sqrt{(RG + LC\omega^2)^2 + (LG - CR)^2 \omega^2}} \right]$$

$$= 2 \left[ (LC\omega^2 - RG) + \sqrt{(RG + LC\omega^2)^2 + (LG - CR)^2 \omega^2} \right] \quad (9c)$$

If  $LG - CR = 0$ , (9c) becomes

$$4LC\omega^2 = 4LC\omega^2 \quad (9d)$$

And (9), (9a), (9b), (9c), (9d) can exist.

Then  $v_p = v_g = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (10)$

This expression  $LG = CR$  is the Heaviside distortionless condition of transmission lines.

#### Acknowledgment

Acknowledgment is made of the direction of Prof. H. M. Lin.

1. Oliver Heaviside: Electromagnetic Theory Vol. I, Chap. 4. p. 436-437.
2. E. I. Green: The Transmission Characteristics of Open Wire Telephone Lines. Trans. A.I.E.E. Oct. 1930.
3. W. L. Everitt: Communication Engineering p. 116. Second edition. 1937.

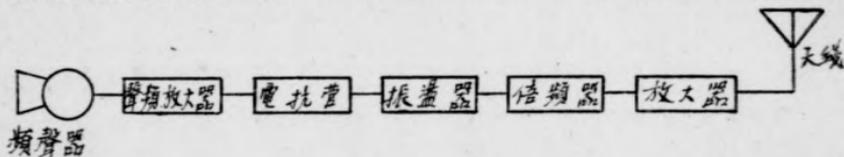
# 無線電調頻問題

馬 大 猷

二十年前多數專家咸認無線電學術及應用已發展至極高程度，以後縱有進步亦不過較小之改良，基本變化為不可想像之事。時至今日，經過二十年之發展，吾人之觀點反不能如是肯定。事實上吾人之看法恰與二十年前相反，無線電中之基本改變恐為以後數年中不可避免之事，改變無線電之前程使吾人發生無限之期望者，厥為十年前美國哥倫比亞大學教授 Armstrong 少校對調頻之實驗。

欲將任何訊號附於無線電波上傳出時可有三法，改變電波的波幅，頻率或相角使與訊號之變化相當，此即調幅，調頻及調相三法也。此三種調變方法早即為吾人知悉，其歷史之久遠不下於電磁波本身。但最值吾人詫異者即在 Armstrong 氏之實驗前，一般無線電專家咸認調幅為唯一有用之調變方法，“調頻(或調相)不適於訊號之傳送，”此為某著名專家於1932年所作結論。曾幾何時，情勢早已大變。吾人此時預料戰後五年內大部電台將採取調頻方法，調幅之應用早晚必歸汰淘。茲對調頻作一簡單之介紹以供將來復興時無線電廣播及通訊上大規模建設時之參考。

查 Armstrong 氏之成功主要係由於使用較高之頻率及頻偏。在1935年之實驗中，發送機中共用電子管七十三隻，極盡繁複之能事，欲獲得較高之載波頻率(約40兆赫)及甚大之頻率變化(約達75仟赫)亦不得不爾也。此類綫路經十年之研究現已大為簡化，發送50仟瓦之機器中所用電子管不過二十餘隻而已，且其中大部為接收管。第一圖為現代

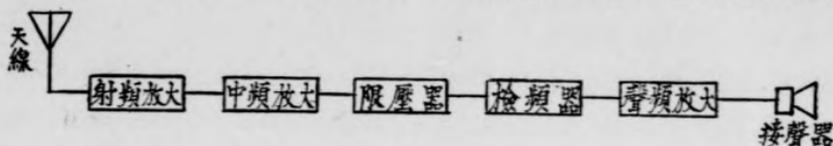


第一圖發送機

調頻發送機之方塊圖。其構造及設計均較普通之調幅發送機為簡。機中主要部份仍為振盪器，與普通振盪器不同之點即其共振線路之一部係由電抗管形成。電抗管即普通之電子管，但用特別方法聯結使其板路對外成一抗量，抗量之值可由其柵極偏壓改變之。吾人如將訊號電壓引入電抗管之柵極，振盪器之振盪頻率即因其共振線路中抗量之變化(亦即有效電容量或電感量之變化)隨聲頻訊號作週期性之變化，此即吾人所需之調頻也。振

盪器之輸出可經倍頻器將射頻率及其變化乘以相當倍數以適合工作之需要，以後再可用丙類放大器將其功率放大至最後價值。除功率放大器外其他線路中所用之電子管均為接收式者故裝置費用及電力消耗均極小。電波之幅並無變化，故吾人可使用效率極高之丙類放大器將其放大至任何強度，無慮工作效率之減低，或任何畸變之發生。

接收器之構造亦大致與普通者相似，其中之檢頻器係將頻率變化轉變為聲頻訊號者，與普通之檢波器不同。第二圖為調頻接收器之方塊圖。其中射頻及中頻放大與普通接收機中者完全相似，在設計時二者之總放大倍數（常達萬倍至百萬倍以上）為唯一之要求，至



第二圖 調頻接收器

如何分配則無關重要。故常有將射頻放大略去而祇用效率較佳之中頻放大器。常用之限壓器實即飽和放大器，係用以除去因噪聲或其他原因而生之調幅作用者。檢頻器可分為二部即甄別器（將頻調電波變為幅調電波，最簡單者可利用共振曲線之一邊）及檢波器（將幅調電波變為聲頻訊號，與普通之檢波器無別）。以後之聲頻放大等均係用普通方法。接收器中之限壓器為頻調系統中最重要之一部，用之可將噪聲（即吾人所不欲收聽之訊號）大為減少，在調頻接收中，干擾訊號之小於欲收訊號強度之半者皆可藉限壓器將之除去，使頻調系統之優良遠超過普通之幅調系統（在後者中二訊號之強度至少須差百倍方能避免干擾）。

由以上之簡單敘述，吾人即可發現在經濟上及特性上，頻調系統均見有幅調系統不可企及之優點。由於效率優良之丙類放大器之使用，使調頻發送機之價格低於幅調者約百分之二十五至五十，同時尚具有可隨時增加功率之便利。2 仟瓦電台加一相當之放大器立可將發送功率增高至 10 或 50 仟瓦。此為幅調系統中不可想像之事，蓋若是則全系統之效率即將減低至不可原諒之程度也。由於干擾之減少，發送功率之利用可更有效。據估計，使用同大之顛值功率時，頻調系統之服務面積可達幅調者之十至三十倍。在二點間通訊時頻調系統可節省功率十至百倍。即使經濟問題暫不討論，自干擾之觀點上，頻調系統亦有其替代幅調系統之價值。例如在陰雨時，普通接收器中之劈拍聲使吾人不得不暫時犧牲喜愛之節目將其關掉，使用調頻接收器時則絕無此困難，極近處之響雷，在器中所引起者亦不過輕微之噠噠聲，有時竟全無影響。

頻調系統之另一優點即高度存真性之可能實現。在普通系統中，存真至一萬或一萬五千赫為不可能之事。其原因有三。第一為所佔頻帶問題，吾人知傳送高頻率時，在幅調系統中所需頻帶即較闊，在二萬赫之標準波帶內傳送一萬赫以上之頻率絕無可能，在頻調系統中，頻帶之寬度係與訊號之強弱成正比，與其頻率無關，故不受此限制，第二為噪聲問題，在幅調系統中，高度存真所用頻帶過寬，接收器中所收得之噪聲即較多。因其無壓抑噪聲之本領，噪聲過多可使收聽情形極為困難。第三則為諧頻畸變問題，在電子管中電流電壓間之直線關係僅為近似的，低頻訊號之非直線關係常引起失真而發生高頻率。演回頻率較低時此項高頻在聲頻系統中即被斷去，不生影響。演回頻率較高時（在五仟赫以上）吾人即覺其聲刺耳，事實上此非高頻之缺點，諧頻畸變實有以致之。頻調系統中電波之大小並無變化，欲設計對應與頻率變化成直線關係之線路則為輕而易舉之事，故無慮諧頻畸變之發生。此最後之因子較其他尤為重要，普通系統中之高度存真性不受歡迎，此為最重要原因之一。

現行之頻調系統所佔之頻帶約為標準（幅調）系統者之二至五倍（調頻廣播所用頻帶為 200 仟赫，通訊約 30 至 50 仟赫），似易使頻譜中發生擁擠現象，但超高頻（40 兆赫左右）之使用已令此事不成問題。且由於干擾之減低，吾人在相當距離（例如三四百公里）之外即可使用同一頻率作調頻廣播而不虞其互相干擾，蓋調頻訊號之干擾區域（即二者強度比不及二時）極小，而在此區域內吾人反有使用定向天線任收其一之便利也。此最後之特性使吾人有極經濟的使用頻譜之便，據估計三十五波帶已足供全世界調頻廣播之用而不虞其互相干擾。現在之標準方式實遠不可及。

由以上之討論吾人無論在經濟上或性能上，標準系統均不及頻調系統遠甚，後者之驚人發展固無足怪也。下表為十年前 Armstrong 氏一篇論文所引起調頻在美國之進展，由

時 間	1939年11月	1944年6月	戰後五年(估計)
標準電台數	850	912	750
調頻電台數	5	53	500—2000
調頻接收器數	2000—5000	500,000	2,000,000以上

於表中估計數字，吾人可見調頻之發展，正方興未艾。據一般專家之意見，以後之發展傾向係在大城市中調幅方式先為調頻逐漸替代而內地之小城市中則以經濟因素（新電台之設立，新接收器之購買等）暫將維持調幅之使用，最後（可能數十年後）幅調系統將成希物則無疑問也。

一般人士對頻調系統之最大反對，即接收器之價格問題。依現時情形而言，調頻接收器約較普通接收器貴二倍以上，超出一般市民之負擔力。吾人對此處之看法為：第一調頻接收器之價格因製造經驗及銷路增加必將逐漸減低。二十年前超外差式接收器初於市場上出現時，售價為三百五十美元，曾幾何時現在已有十元之機器應市矣。調頻接收器之價格變化或難如是懸殊，但減低兩三倍為極可能之事。第二現時調頻接收器之所以昂貴，全因高度存真之聲頻系統（放大器，揚聲器等）致之，事實上吾人現在亦可犧牲存真性而製十元之調頻接收器，其音質與普通之十元接收器無相上下，但抑壓噪聲之本領則為後者遠不可及。

我國之廣播事業方在萌芽時期，戰前之發達已極迅速，在民國廿三年十二月之調查中吾人已具有廣播電台六十八所及接收器13,389具。數年之戰事使此新興事業大受挫折，在卅三年十二月中吾人所有之電台已減至九所而全國之接收器亦不過五千具左右而已。戰後之展望全視吾人之努力而定。如政府允許並鼓勵私人設立商營電台，以引起強烈之競爭與進步，在戰後五年內電台增至百所，接收器增至十萬具，殆為保守之估計，十年內完成電台三千所及接收器千八百萬具之計劃亦非難事。在此迅速之發展中吾人如不預為之計，全聽其自然發展，則情形紊亂，物資浪費，絕不可免。依據經濟及需要情形吾人似應定一標準：在較大之城市及人口稠密之區域中，新設備皆以調頻電台為主，而調幅電台則應遍設全國以服務於經濟負擔力較弱之居民。如人口在十萬以上之城市及人口密度在每方公里百人以上之區域內皆設調頻電台，其數目依人口遞增則全國共設調頻電台一百三十座已足供相當時期內之應用，此數目內至少包括三十政府電台遍佈全國，其餘則為地方電台由政府私人及教育機關分別經營之。我國人口集中之程度不若一般工業化之國家。不少區域中人口密度常不達每方公里十人。在此廣大區域中人民對廣播之享受必須由政府供給之，功率強大之低頻區域電台及高頻中央電台（利用天波以供應廣大區域），似為唯一之方法。在此項區域內噪聲之干擾甚少，幅調系統仍可使用至相當時期，且人口不密，一時亦難負擔較新之設備故仍以使用幅調系統為原則。

頻調系統在其他範圍內之應用，當以飛機中之絕對高度計為最先，隨之無線電傳真等工作中亦立即採用。現代之警車，航空、氣象及軍事通訊上頻調系統已不可或缺矣。通訊中，經濟可靠為最主要之條件。頻調系統則兼而有之，現行之幅調系統之逐漸為其替代固不待言，即普通之有線電話電報亦遭受莫大之威脅，來日之競爭，吾人可拭目待之。

# 真空管式高頻電熱器

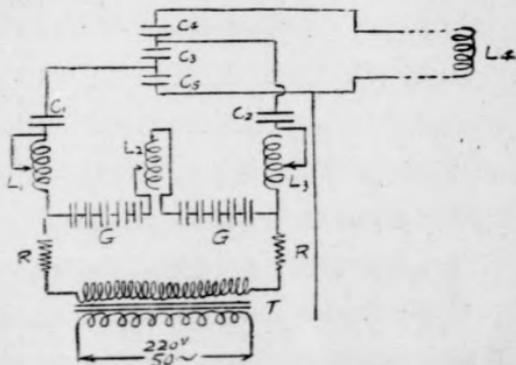
(Vacuum-Tube Type H.F. Bombarder)

陳 俊 雷

高頻電熱器一名高頻感應爐 (H.F. Induction Furnace) 係利用高頻電流感應至金屬物體上使其產生渦流而發熱者也。在外國冶金學上多用之，以其具有潔淨，經濟有效諸優點；在真空管製造工廠中更爲不可或缺之設備。蓋普通欲在一真空中獲得並維持一高度之真空，決非在抽氣過程中僅將空氣自管內抽去，所謂抽氣 (Pumping) 即可，而必須更將管內各部份之附着或吸入 (adsorbed or absorbed) 之氣體儘行逐出，所謂逐氣 (Degassing) 不可。其法卽爲將管內各部份之溫度次第升高，使其附着或吸入之氣體分子之運動能增加始能脫離物體本質而由抽氣機抽去。在真空管構成各部份中，玻壳可用烘熱法 (Baking) 以逐氣；絲極可用燃點法 (Lighting)，卽通以超過尋常工作之電流行之；屏極與柵極等固亦可用電子衝擊法 (Electron Bombardment) 利用高速度電子打擊屏極等由運動能而消耗之熱能使其溫度升高而逐氣；然用此法時屏柵極等因此而逐出之多量氣體卽被空間電流所遊離，所生正離子打擊於陰極時，常使電子放射層破壞，或竟致根本卽無空間電流；故所謂電子衝擊法亦必須待屏柵極等已用其他逐氣法而已得到相當潔淨時再行之，始見其效。最有效之高頻屏極逐氣法爲何，卽高頻電熱法是也。

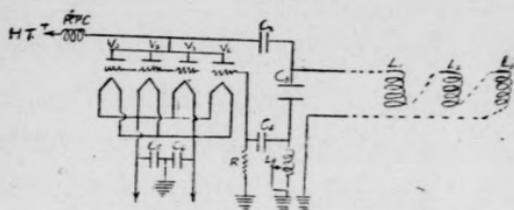
高頻電熱法之應用係將一通有高頻電流之線圈，稱熱線圈 (Heating coil or Bombarding coil) 套於在抽氣中之真空管外圍，如此則管內之屏極對熱線圈卽爲一短路之次級電路，因感應而有渦流產生，遂將屏極溫度升高。其構造通常有火花間隙式 (Spark-Gap Type) 與真空管式 (Vacuum-Tube Type) 二種；前者之構造與老式火花發射機同，其最普通之綫路如下：

如圖變壓器 T 將 220 伏 50 週波電源變成高壓，約數一萬至數萬伏，此高壓低頻之電源加諸串連之火花間隙



圖(1) 火花間隙式高頻電熱器線路圖

G, 即產生連續減幅波, (電阻 R 係限制變壓器因火花通過而產生之短路電流者), 其頻率即由  $L_1, L_2, L_3$  與  $C_3$  決定, ( $C_1$  與  $C_2$  為漸路電容器, 以免低頻高壓逕至負載方), 然後由電容器  $C_4$  與  $C_5$  交連至熱線圈  $L_4$ , 此式之優點在乎結實耐用, 各國真空管製造工廠多採用之; 然在戰時我國則高壓變壓器與火花間隙俱或價值昂貴或補充非易, 作者爰利用中央電工器材廠出品之電子牌發信管試作真空管式高頻電熱器, 其最簡單之線路如圖(2)。振盪



圖(2) 最簡單之真空管式高頻電熱器線路圖

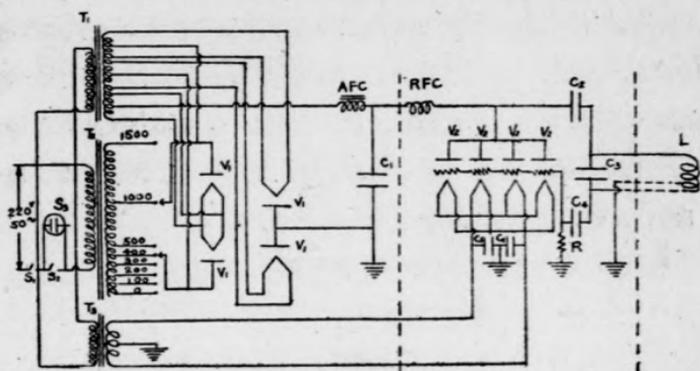
管四只 805 號並聯, 使其最大高頻輸出可達 800 瓦。線路為普通哈脫來式, 儲蓄線圈 (Tank coil) 即用作熱線圈, 故與儲蓄電容器 (Tank Condenser) 相距數尺, 須用極粗之編織電纜 (Litz cable) 連接, 以便熱線圈易於移動而適合工作需要。整流部份用四只 866 號接成橋路, 其唯一目的為使電熱器應用於各種不同之屏極而須變更高頻輸出之方便, 蓋變更屏壓時但須變更屏極變壓器次級之一個接線頭子即可; 同時次級抽頭之設計又能使屏壓之變更極大而所需抽頭數目極少也。此器頻率一般言之為固定 (約 300 千週波), 由電容器  $C_3$  及熱線圈  $L$  之大小決定; 惟負載後常有少量變更, 好在哈脫來式仍起振盪, 故不需調諧, 使用時亦較火花間隙式為簡單。又圖中  $S_1$  係一插座與高壓開關  $S_2$  並聯, 普通電熱器應用時多用腳踏開關, 即可將其用插頭接至插座處, 使用甚為方便。茲將該器所用之零件列下:

- $S_1, S_2$  ..... 單刀單擲開關
- $S_3$  ..... 電源用插座
- $T_1$  ..... 絲極變壓器, 初級 220V 次級 2.5V.C.T. 5A, 2.5V.C.T. 5A, 2.5V.C.T. 10A.
- $T_2$  ..... 屏極變壓器, 初級 220V 次級 0-1500V 抽頭如圖。
- $T_3$  ..... 絲極變壓器, 初級 220V 次級 10V.C.T. 13A.
- $V_1$  ..... 電子牌 866 號整流管四只
- $V_2$  ..... 電子牌 805 號發信管四只
- A.F.C. .... 低頻扼流圈 10H. 1A.
- R.F.C. .... 高頻扼流圈 10mh. 1A.
- $C_1$  ..... 4 $\mu$ f. 1500V 濾波電容器

- $C_2$  ..... 0.02 $\mu$ f 雲母電容器  
 $C_3$  ..... 0.003 $\mu$ f 空氣介電容器  
 $C_4$  ..... 0.002 $\mu$ f 雲母電容器  
 $C_5C_6$  ..... 0.05 $\mu$ f 雲母電容器  
 $R$  ..... 650 $\Omega$  25W 綫繞電阻  
 $L$  ..... 熱綫圈, 其大小視抽氣中之真空管而定。

上述最簡單之真空管式電熱器固已可應用於小規模之真空管製造, 即抽氣步驟係由一個接續一個施行者; 然在大量生產時勢必有若干真空管須同時施行屏極逐氣, 換言之即須有若干熱綫圈串連; 如此則熱綫圈若即用哈脫來振盪器之儲蓄綫圈之全部須有接地抽頭者殆不可能。此處可用另一接法, 即仍用哈脫來綫路而將儲蓄綫圈使接地抽頭分為屏極綫圈, 柵極綫圈, 柵極綫圈置於電熱器本身機內, 諸熱綫圈串連即為屏極綫圈, 綫路佈置略如圖(3)。普通哈脫來式之回授係賴綫圈之互感者, 今則屏極與柵極綫圈分開, 根本已無感應作用, 而惟有賴儲蓄綫路(Tank cct)中之川流電流(Circulating current)耳。

高頻電熱法之效率與熱綫圈之構造, 屏極之構造, 及頻率有關。熱綫圈之直徑大小為謀與屏極之感應接近計, 當以玻壳之直徑大小為極限, 其長短則視屏極之長短而定; 普通多為單



圖(3) 真空管高頻電熱器應用哈脫來線路之變化

層直圓筒形綫圈, 亦有因屏極形狀特殊用特殊形式之綫圈, 電力小者可用銅扁帶繞製, 電力大者則須用紫銅管通水冷之。其次屏極之表面狀況 (Surface Condition) 與熱至逐氣溫度 (Degassing Temperature, 普通約 900°C, 左右) 所需高頻輸出電力最有關係, 大抵表面光亮者 (Bright surface) 所需電力小, 打砂者 (Sand-blasted) 大; 表面若經炭化 (Carbonized surface), 則因較近全黑體 (Black body) 亦須電力較大。至於頻率一般言之太高則輻射大, 太低則感應少; 在某種綫圈應用於某種屏極時亦可用數學方法約略求出一最佳之頻率, 惟實算上為使電熱器零件構造方便計, 普通多用 300 千周波, 其效率亦相

瑣也。

附言 本文之作蒙 馮家鏞劉卓鈞二先生之指導並中央電工器材廠第二廠同事之協助，謹此誌謝。

## 編 後 餘 言

本會所主編之電工，刊印歷有多年，抗戰時期，物力益艱，仍在桂渝繼續出版，雖期數不多，然仍能維持此僅有學術性之電工刊物，至為不易，吾人不能不感佩歷任主編與經理者之熱誠與毅力。最近一期為第十三卷第一號，係三十三年九月在渝出版為重慶區會專號，專載第一屆重慶區會學術討論及報告文字。以後即未再出。故本期應為第十四卷第一號以補足三十四年應出之一期。在本年年底擬再出一期以補足本年應出之一期。自明年起，至少應出三期或四期，以至於後年改為雙月刊甚至月刊。此雖為本會負責同人與編者之熱望，但處此物價畸形上漲，經濟局勢嚴重之今日，是否能夠實現，殊難預料，尚望本會會員及愛護本刊同人盡量協助與指示，俾得有成。

本刊積有稿件尚多，大都係前兩次年會論文，玲瓏滿目美不勝收，內中十九係學術性文字，故均有永久價值而不致有明日黃花之感。本期所載，均屬此類。執筆者多為我國電工學術界，有名之士，似不必由編者一一介紹。惟地域性略偏於當時在西南者，但事勢所然，亦非得已。自下期起，尚望各方人士多多賜稿，不論創作性之佳構，或有價值之報導均所歡迎。如對於本刊各方面不論文字內容編排方法，發行次序等等如有高見，尚希源源賜教為幸。來稿或賜教請寄南京中央大學電機工程系陳章先生收可也。

編 者

# 中國電機工程師學會第九屆年會須知

(一)年會日期 卅五年十二月十四日(星期六)十五日(星期日)

(二)地點 上海交通大學

(三)會序 十四日上午九時起開幕典禮及會務報告 午餐

下午二時起專題討論二組

下午五時公開通俗演講(朱其清、趙會珏兩先生)

下午六時起晚宴,放映電影

十五日上午九時起專題討論兩組,午餐。

上午十時公開學術演講(薩本棟博士)

下午二時起宣讀論文,專題討論一組,會務討論,及閉幕式。

下午六時半起年會宴,餐舞,游藝,抽彩。

十六日自由參觀,由本會代為接洽。

(四)會費 年會會費伍仟元,年會宴每客壹萬伍仟元。

(五)報到 十二月十三日下午二時至六時在上海九江路五十號一〇六室,十四日上午九時前在交通大學。繳納年會費,領取紀念章,入座證,年會手冊,同時預定年會宴席次。

(六)專題討論	題	目	主講人
(一)	如何分配水力及火力發電以發展中國之電力網		陳中熙
(二)	如何完成中國之電訊網		朱一成 侯德原
(三)	如何扶植中國之電機製造事業	莊仲文	沈良驊 胡汝鼎
(四)	上海之電力問題	趙會珏	李開第 汪經銘
(五)	鐵道電力化問題		章名濤

(七)會員如有關於提案論文及專題討論之意見書請於十一月三十一日以前寄交下列彙集

人:	論文題目及摘要	朱物華	上海徐家匯交通大學
	提案	莊仲文	上海漢口路外灘交通銀行總管理處
	專題討論意見書	毛啓爽	上海九江路五十號一〇六室

(八)請各地分會轉達會員踴躍參加,分會至少有正式代表一人。如事實上不便,請指定京滬會員代表提出會務報告,并請與本會電台聯絡組進行空中聯絡。

(九)外埠到會會員住宿問題如須本會協助,請事先通知本會。分免費住宿及代洽旅社兩種,視會員需要代為接洽。

(十)年會籌備委員會秘書處設上海九江路五十號一〇六室。

# 電世界月刊

是

中國電機工程師學會上海分會主辦

由

電世界出版社 ● 中國科學圖書儀器公司發行

的

## 大眾化電學刊物

定價大眾化      內容大眾化      服務大眾化

每冊售六百元

說理淺近·材料新穎

答覆讀者詢問

敬請諸位會員：批評·訂閱·賜稿·介紹