

# 磁 場 電 流 穩 定 器\*

席 德 明    梅 鎮 岳

(中國科學院物理研究所)

## 提 要

論文中所敘述的磁場電流穩定器是 $\beta$ 譜儀的一部分。基本上它也能應用在其他需要穩定電流的儀器上。它能控制的電流最大可到 100 安。穩定的程度是在 10 分鐘內電流的變動不超過 0.02%。穩定器採用負反饋伺服控制原理。首先將通過標準電阻的直流電流的誤差訊號加以放大。為了避免直流電壓放大器的漂移效應，我們用橋式平衡調制器將直流訊號變成交變訊號後再用交流放大，然後用相靈敏解調器恢復直流訊號。在這一過程中需要的增益大約是  $2 \times 10^4$ ，我們要考慮到調制器輸出點在沒有訊號輸入時零電位的保持，調制器的載波成分輸出問題，和經過放大後調制輸出訊號的波形畸變。我們把放大後的訊號再加以功率放大來控制直流發電機的激勵磁場，這樣就能達到穩定電流的目的。因為在系統中存在着電容和電感，訊號在系統中傳遞時就有時間延遲，在閉環系統就會產生低頻振盪的不穩定現象。所以在系統中安裝抵消這種振盪的鎮定網絡也是一種必要的措施。論文的最後部分描述穩定器的部件，具體的安排，運轉結果和性能。

## 引 言

在許多研究原子核物理的儀器中都需要穩定的磁場。最簡單的辦法是用永久磁鐵，或是蓄電池供給激磁電流的電磁鐵來產生這種磁場。不過這僅適用於小型的儀器。較大型的 $\beta$ 譜儀，質譜儀和迴旋加速器等都需要直流發電機來供給強大的激磁電流。這就要外加穩定裝置使電流的穩定度合乎要求。因為最後所要穩定的是磁場，電流是否足夠穩定的差誤訊號可以直接從磁場的度量得到。另一方面，從通過標準電阻直流電流的電壓差也可以得到所要的訊號。把這些訊號經過一定程度的放大來控制直流發電機的勵磁綫圈就是穩定器的基本原理。這種系統本質上是屬於反饋伺服控制系統的一種。早在 1934 年，C. E. Wynn-Williams<sup>[1]</sup>曾設計一個電路使 10,000 高斯的磁場在幾小時內只變動 0.2 高斯。1951 年，Sommer, Weiss 和 Halpern<sup>[2]</sup>聲稱，他們所製成的磁場電流穩定器的穩定度在短時間內可以達到  $1/10^6$ 。其他研究原子核物理的論文中在談到實驗設備時也時常提到磁場電流穩定器的設備。

本文中所要論述的磁場電流穩定器是為一個雙磁鏡式 $\beta$ 譜儀設計的，要求可以控制最大到 100 安的電流，穩定的程度在 10 分鐘內為 0.02% 左右。顯然，基本上它也可以用在其他要求穩定激磁電流的儀器上。

在這篇論文裏我們首先想談一下穩定器的原理，然後就要討論直流電壓放大器。為

\* 1957 年 11 月 2 日收到。

了避免直接耦合放大器的漂移效應，我們將直流訊號用橋式平衡調制器變成交變訊號，再用交流放大。由此而引起的一系列問題將在那裏討論。由於穩定系統中存在着電容和電感，訊號在系統中傳遞時就會發生時間延遲，可是穩定器是一個閉環系統，因此在這類系統中就可能產生低頻振盪的不穩定現象。爲了鎮定這種振盪而採取的措施將是論文中討論的另一個項目。最後我們將描述穩定器各部分的具體裝置和綫路以及運轉時的性能。

### 穩定器的原理

正如一般的負反饋伺服控制系統一樣，穩定器包括調整對象，測量裝置（或測量裝置和調整機構）及放大器等部分。我們所採用的系統可用方框圖圖 1 來表示。其中  $I$ （通過

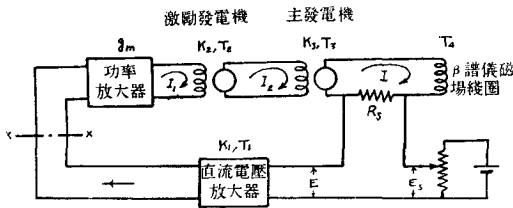


圖 1

$\beta$  譜儀磁場綫圈中電流) 是調整對象。標準電阻  $R_s$  和參考電壓  $E_s$  組成測量裝置和調整機構。

在正常工作情況時通過  $\beta$  譜儀磁場綫圈的電流是  $I$ ，這也是通過標準電阻  $R_s$  的電流。如果  $R_s$  和參考電壓  $E_s$  的數值都是穩定不變的，我們就可以比較  $IR_s$  和  $E_s$  得到一個訊號。這個訊號一般是很小的，先經過直流電壓放大器放大，再加功率放大給激勵發電機的激勵磁場以一定的激磁電流  $I_1$ 。這時激勵發電機給主發電機的激磁電流是  $I_2$ ，使主發電機的輸出電流恰好是  $I$ 。如果沒有外界擾動或系統內部的變動， $I$  應該是穩定不變的。

如果由於某種擾動使磁場綫圈的電流  $I$  增加了  $\Delta I$ ，這樣在  $R_s$  上的電壓降就增加  $R_s \Delta I$ 。假如參考電壓  $E_s$  沒有改變，此時輸入訊號  $E$  就增加  $R_s \Delta I$ ，放大器的輸出就相應的減少，結果使主發電機的激磁電流減小， $I$  就有恢復原狀的趨勢，一直到達平衡狀態為止。這就是負反饋的作用。

如果由於某種擾動使磁場綫圈的電流  $I$  增加了  $\Delta I$ ，這樣在  $R_s$  上的電壓降就增加  $R_s \Delta I$ 。假如參考電壓  $E_s$  沒有改變，此時輸入訊號  $E$  就增加  $R_s \Delta I$ ，放大器的輸出就相應的減少，結果使主發電機的激磁電流減小， $I$  就有恢復原狀的趨勢，一直到達平衡狀態為止。這就是負反饋的作用。

很明顯的，在這樣的一個系統內，除去穩定數值的標準電阻和標準電壓外，我們必須有放大係數足夠大、輸入水平能夠相當低、噪聲小、漂移少的直流電壓放大器。

### 直流電壓放大器

要使組成穩定器重要部分的直流電壓放大器符合要求，我們必須考慮到它輸入端的噪聲和漂移問題。按照負反饋原理，輸出端的噪聲和漂移經過負反饋後可以減少，可是對於直接從輸入端輸入的噪聲和漂移却是例外。這可以從圖 2 看出來。如果我們在系統中增益各為  $K_1$  和  $K_2$  兩部分中間引進一個不穩定因素  $\Delta E$ ，輸出端可以得到

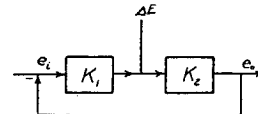


圖 2

$$e_0 = K_2(e_i K_1 + \Delta E) = K e_i + K_2 \Delta E, \quad (1)$$

這裏  $K = K_1 K_2$ ， $e_i$  是輸入訊號， $e_0$  是輸出訊號。如系統接成閉環

$$-e_i = e_0 = K e_i + K_2 \Delta E$$

或

$$e_0 = K_2 \Delta E / (1 + K), \quad (2)$$

當  $K \gg 1$  時,

$$e_0 \cong \Delta E / K_1; \quad (3)$$

如  $\Delta E$  是在輸入端引入的, 即  $K_1 = 1$ ,

$$e_0 \cong \Delta E. \quad (4)$$

如  $\Delta E$  是在輸出端引入的, 即  $K_1 = K$ ,

$$e_0 \cong \Delta E / K. \quad (5)$$

由此可見, 要使輸出端訊號起伏減小, 必須儘量減小輸入端的噪聲和漂移, 同時還必須有足夠的放大倍數  $K$ .

直流放大器的輸入端也就是整個系統的輸入端, 所以必須在這裏減少噪聲和漂移。

至於直流放大器必須有的增益我們可以作下列估計。

假定我們要穩定的磁場電流是  $I$ , 我們可以將它寫成:

$$I = F(E, \epsilon), \quad (6)$$

這裏  $E$  是直流電壓放大器輸入端的電壓,  $\epsilon$  是整個系統中的干擾。由 (6) 可以得到

$$dI = \frac{\partial F}{\partial E} dE + \frac{\partial F}{\partial \epsilon} d\epsilon. \quad (7)$$

因為

$$E = E_s - R_s I, \quad (8)$$

其中  $E_s$  是常數, 所以

$$dE = -R_s dI. \quad (9)$$

把 (9) 代入 (7) 稍加計算可以得到

$$\frac{dI}{I} = \frac{\frac{1}{I} \frac{\partial F}{\partial \epsilon} d\epsilon}{1 + R_s \frac{\partial F}{\partial E}}, \quad (10)$$

式中  $\frac{1}{I} \frac{\partial F}{\partial \epsilon} d\epsilon$  是系統沒有接成閉環時的電流改變率,  $1 / \left(1 + R_s \frac{\partial F}{\partial E}\right)$  是系統的穩定係數。

假設  $K_1$ ,  $K_2$  和  $K_3$  各為直流電壓放大器增益, 激磁發電機的電流增益和主發電機的電流增益,  $g_m$  是功率放大器的跨導,

$$\frac{\partial F}{\partial E} = K_1 K_2 K_3 g_m, \quad (11)$$

也就是

$$\frac{dI}{I} = \frac{\frac{1}{I} \frac{\partial F}{\partial \epsilon} d\epsilon}{1 + R_s K_1 K_2 K_3 g_m} = \frac{\frac{1}{I} \frac{\partial F}{\partial \epsilon} d\epsilon}{1 + K}, \quad (12)$$

這裏  $K$  是系統的增益,  $1/K$  是反饋伺服控制系統中的定位度。

在一般情形下  $K \gg 1$ , 所以

$$\frac{dI}{I} = \frac{1}{K} \frac{1}{I} \left( \frac{\partial F}{\partial \epsilon} \right) d\epsilon. \quad (13)$$

如果我們針對着設計的要求和設備的常數, 估計:  $R_s = 0.01 \Omega$ ,  $g_m \cong 7 \text{ mA/V}$ ,  $K_2 K_3 \cong 400$ ,

$\frac{1}{I} \left( \frac{\partial F}{\partial \epsilon} \right) d\epsilon \cong \frac{1}{10}$ ,  $\frac{dI}{I} = 2/10,000$ . 從 (13) 可以推出  $K_1$  的數值大約是  $2 \times 10^4$ ,

此外根據要求，10 分鐘內要穩定在  $2/10^4$ ，直流電壓放大器輸入端的漂移必須小於這個數值。在參考電壓是 0.5—1 伏時，輸入端漂移必須小於 10 微伏/分。同時，直流電壓放大器輸入端的噪聲必須小到一個程度至少不能妨礙放大器放大大於 100 微伏的輸入訊號。

一般直流電壓放大器的漂移是不小的，要非常小心的安排才能達到 30 分鐘漂移 100 微伏（顛值）<sup>[8]</sup>。避免或減少漂移的辦法之一是將輸入訊號轉換成交變訊號，經過交流放大後，再恢復直流訊號輸出。最好是利用精密機械變換器來轉換直流訊號成為交變訊號。我們限於當時的條件採用電子管的開關作用來進行這種轉換，用一對二極管作成橋式平衡調制器。

**橋式平衡調制器** 它的調制作用可用圖 3(a) 來說明。當矩形載波訊號為正顛值時管  $J_1$  通電，由於它的內阻很小，在  $R_2$  上的電壓降幾乎等於載波的顛值。由於載波的顛值比正輸入訊號的振幅大，這時管  $J_2$  不能通電，因此輸出端的電位將和輸入訊號大小一樣。當矩形載波訊號為零值時，正輸入訊號使管  $J_2$  通電。這時輸出端的電位將由  $R_1$ 、 $R_{d_2}$  和  $R_2$  的分壓作用決定。如果  $R_1$  比  $R_{d_2}$  和  $R_2$  大得多，輸出電位就接近於零，這樣電路就對正的輸入訊號起開關作用。

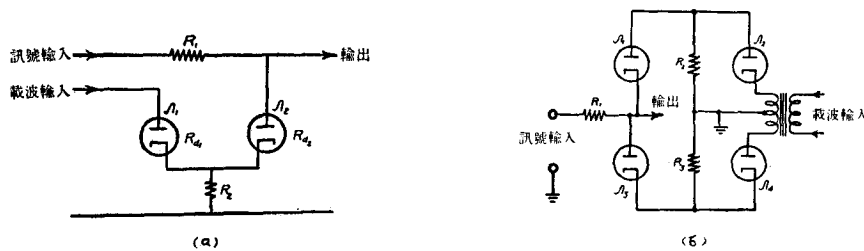


圖 3

如果將二極管倒接，如圖 3(b) 中的  $J_1$  和  $J_2$ ，同時載波訊號也反相，電路就能對負輸入訊號起開關作用。

把上面所說的兩個電路合併起來就形成圖 3(b) 所表示的全波平衡調制器。載波是由多諧振盪器產生的，經過倒相器再送到調制器的載波輸入端。

很明顯的，要放大器符合要求，在沒有訊號輸入的情況下調制器的輸出點必須有一個穩定的零電位。要達到這個目的必須要作出一些安排。

在圖 3(b) 上管  $J_2$  和  $J_4$  截止時，如要使輸出點是零電位，必須使電流通過管  $J_1$  和  $R_2$  以及通過管  $J_3$  和  $R_3$  的電位降各自等於零。如  $R_2 = R_3$ ，管  $J_1$  和  $J_3$  的特性曲綫必須在二極管直流電阻的負值等於  $R_2$  或  $R_3$  之點相交，即  $R_d = E_d/I = R_2 = R_3$ 。所謂二極管直流電阻負值的來源是由於電子管的熱電子發射。在燈絲燒熱以後，因為熱電子發射後的起始動能，即使在板壓為零或負值時，有些電子仍有足夠能量飛到板極上去形成電子流。這就是負值的來源。這種二極管的板壓和板流的特性曲綫，隨着真空管和燈絲溫度改變。

要使管  $J_1$  或  $J_3$  的特性曲綫移動以達到上面所說的要求，可以在一個二極管的燈絲電路中串入一個調節電阻來改變燈絲電流，這也就是改變燈絲的溫度使特性曲綫移動。因為電流改變對特性曲綫的影響相當靈敏，這個電阻的調節要比較精密。

零電位調整好以後還須在一定時間內保持這種平衡狀態，這主要是靠穩定二極管的燈絲電流。照實驗估計需要 1% 左右的穩定度才能使零電位的變化小於相當 2 毫伏的輸入訊號。曾試用穩流的交流電源來燒燈絲，可是在輸出端發現由它引起的 100 赫芝干擾。最後採用由蓄電池來供給調制管的燈絲電流。經過 20 分鐘加熱零電位就能穩定下來。

**調制器的載波成分輸出** 在輸入訊號為零時，並且已經調整使輸出端達到直流零電位，在輸出端還有尖端脈衝形狀的輸出。原因可能是所用的變壓器繞製得不够好，我們把載波用變壓器耦合輸入的方法改用平衡電容耦合輸入，情況就有所改良。可是尖端脈衝的振幅仍是不小，能使放大器過載。

這種尖端脈衝的產生可能是由於電路間及電子管的極間電容耦合所引起。另一方面由於真空管特性不同，管  $J_2$  和  $J_4$  具有不同的截止電位，而載波有上升時間和下降時間，加在管  $J_2$  和  $J_4$  上的載波波形就不可能完全一樣，管  $J_2$  和  $J_4$  的截止時間就不一樣。因此在一短時間內管  $J_2$  和  $J_4$  中有一個管在截止狀態而另一個處在通電狀態。但電壓在改變，這一段時間後兩管都截止。這樣就產生直流跳躍接着又迅速恢復平衡的情況。管  $J_1$  和管  $J_3$  也有同樣的情形。詳細的過程當然是很複雜的。

從上面所談的看來，使尖端脈衝減小的辦法是：使送到調制器去的載波振幅減小，波形合適，注意電路安排以減少耦合。要改變載波的上升或下降情況可以在適當地方加小電容。經過這類安排後可以使尖端脈衝的顛值小於 10 毫伏，這對於 100 微伏以上的輸入訊號的放大影響不大。

**調制器輸出訊號經過放大後的畸變** 將經過調制的訊號送入放大器放大後會發生相當嚴重的畸變。這是由於放大器電路對不同頻率的訊號具有不同的增益和不同的相移所引起的。由於我們所調制的訊號的頻率一般很低(甚至可能是直流)，而交流放大器在低頻時會引起相位畸變和振幅畸變是大家所熟悉的。從放大器本身來設法避免這些畸變是有困難的。但是我們觀察到畸變波形的低頻包綫形狀沒有變，只有一些相移。因此就可以從解調器的電路上來考慮如何按它的包綫解調。這就是我們所採用的辦法。可用圖 4 來表示。只要解調器的載波輸入和送到調制器去的載波同步，它的振幅足夠大，電阻電容的數值取得適當，在解調器輸出端就能得到相當好的輸出訊號。這種解調器是相靈敏的，它對正負訊號都能解調。

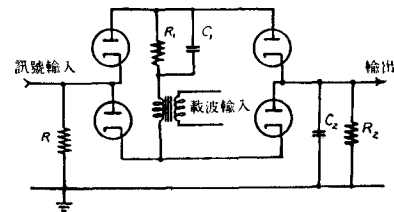


圖 4

### 閉環系統的不穩定性和反振盪電路

由於在系統中存在着電容和電感，訊號在系統中的傳遞就會延遲。如果系統中有二個以上的時間常數，而且系統放大係數足夠大，就有可能發生不穩定的現象。

**開環時判別閉環系統穩定性的方法** 我們的系統中有 4 個時間常數：

$T_1$ ——直流電壓放大器及解調電路所引入的時間常數；

$T_2$ ——激勵發電機勵磁綫圈的時間常數；

$T_3$ ——主發電機勵磁綫圈的時間常數；

$T_4$ —— $\beta$  譜儀磁場綫圈的時間常數。

所以開環系統的轉換函數是

$$F(S) = K/(1 + ST_1)(1 + ST_2)(1 + ST_3)(1 + ST_4), \quad (14)$$

它的特徵方程式是

$$(1 + ST_1)(1 + ST_2)(1 + ST_3)(1 + ST_4) + K = 0. \quad (15)$$

它的頻率特性是

$$F(j\omega) = K/(1 + j\omega T_1)(1 + j\omega T_2)(1 + j\omega T_3)(1 + j\omega T_4) = Re^{j\theta}. \quad (16)$$

要在開環時判別系統的穩定性我們可以利用 Bode 判據<sup>[4]</sup>，對於一般不太複雜的系統它還是正確的，因為只要知道振幅頻率特性就可以運用這種判據，比較用別的判據要方便些。

我們用實驗方法測定開環時系統的振幅頻率特性。由於系統的時間常數值比較大，頻率比較高的訊號都被很快地衰減掉。我們特別裝置了一個簡單的 RC 低頻相移振盪器<sup>[5]</sup>作這個測量用，它的頻率可以從 0.25 赫芝變到 100 多赫芝。

因為需要把振幅頻率特性測量到輸出訊號的振幅比輸入訊號的振幅要小的地方，要求輸入訊號愈大愈好。我們把輸入訊號加到功率放大器的柵極去，從直流電壓放大器輸出端取出輸出訊號（圖 1 的電路在 ×× 處斷開），這樣使輸入訊號先經過一些衰減再放大，可以避免輸入訊號太大使放大器飽和，也不至於有輸入訊號太小不易測量的困難。

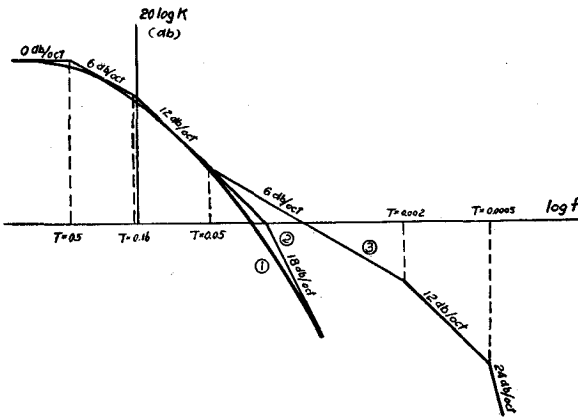


圖 5

測量的結果表示在圖 5 曲線 ①。從圖上可以看到在 0 db 時曲線的斜率差不多是 48 db/dec (或 14.5 db/oct)。根據 Bode 判據可以知道振幅頻率特性在 0 db 時斜率大於 40 db/dec (或 12 db/oct) 時閉環系統一定是不穩定的。這和實際情形相符合。

在這特性曲線上可以畫出它的漸近綫 (曲線 ②)。這些漸近綫的斜率是 6 db/oct (20 db/dec) 的倍數。

從漸近綫的彎折點可以估計出系統中的一些主要時間常數。

**反振盪電路** 要使閉環系統穩定，就必須設法改變系統的轉換函數。其中放大系數是由系統的靜態穩定度所決定的，無法任意改變。兩個主要時間常數—— $\beta$  譜儀磁場綫圈和主發電機激磁綫圈的時間常數都不能更動。減小激勵發電機勵磁綫圈電路的时间常數，以及減小直流電壓放大器去調制電路所引入的時間常數等都對整個系統穩定的影響不大。所以唯一的辦法是在系統中再加鎮定裝置。我們所採用的是超前網絡的鎮定裝置。

超前網絡單元如圖 6 所表示。它的轉換函數是大家所熟悉的：

$$F(S) = k(1 + ST)/(1 + SkT),$$

式中

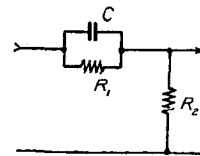


圖 6

$$k = R_2 / (R_1 + R_2), \quad T = R_1 C,$$

一般情形用  $0.1 < k < 0.5$ 。我們用三個這樣的單元組成鎮定網絡。它們的時間常數各為 0.05, 0.005 和 0.02 秒, 它們的放大係數都是 0.1。因為必須使系統的放大係數和未加鎮定網絡前一樣, 必須再加放大器。整個綫路見圖 7。

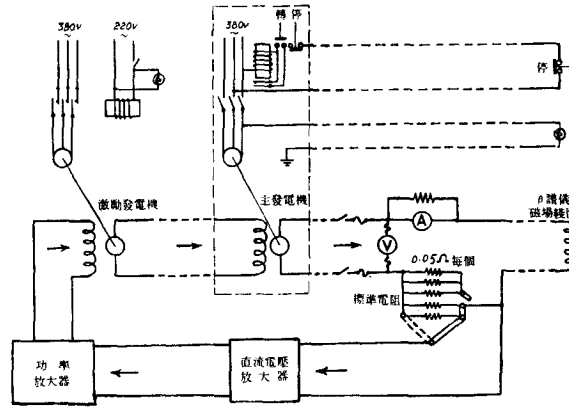


圖 7 (a)

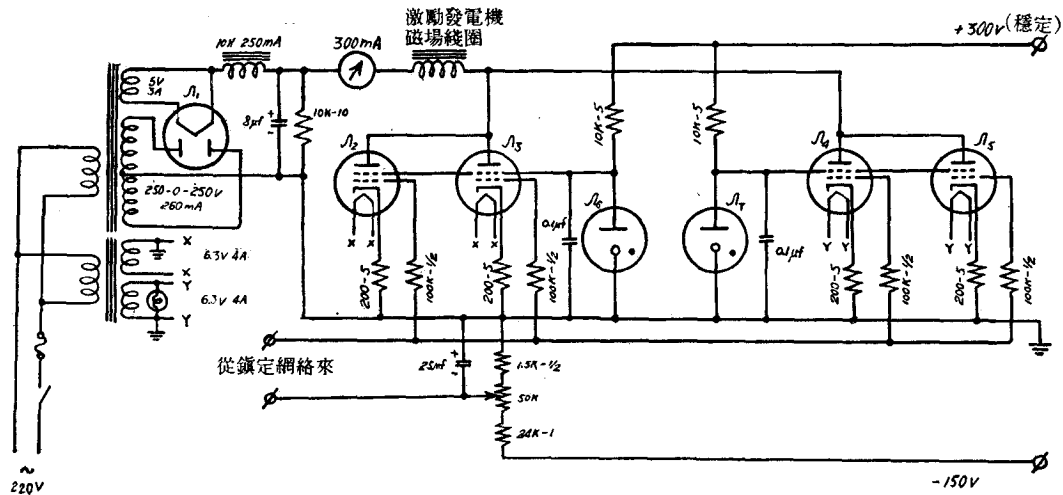


圖 7 (b)

$J_1$ —5U 4G  $J_2 J_3 J_4 J_5$ —6 Y 6  $J_6 J_7$ —VR 150

鎮定網絡是接在直流電壓放大器之後功率放大器之前。可以從圖 5 看到加上鎮定網絡後的開環頻率特性曲線的漸近綫 (曲綫③), 在 0 db 時它的斜率是 6 db/oct (20 db/dec)。這樣, 系統接成閉環時就不會發生振盪。

### 穩定器的整體結構和各部分的描述

整個系統的電路圖如圖 7 所表示。功率放大器, 直流電壓放大器, 鎮定綫路, 標準電阻, 參考電壓, 電源設備, 控制板和指示板都裝在一個鐵架上。激勵發電機放在鐵架上。鐵架放在  $\beta$  譜儀實驗室。主發電機放在發電機室。各個部分的特性說明如下。

**$\beta$  譜儀的磁場綫圈** 共有兩個磁場綫圈, 可以串聯或並聯。串聯時電阻約 4 歐姆, 並聯時約 1 歐姆。設計時準備每個綫圈能通過最大電流 50 安。兩綫圈分別放在黃銅盒內

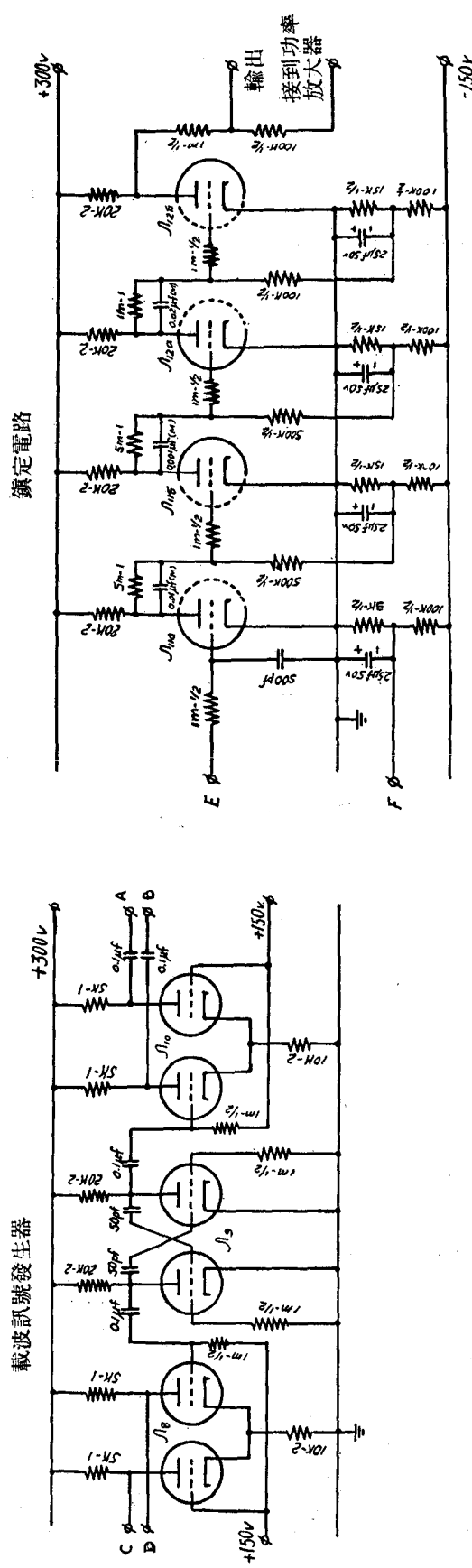
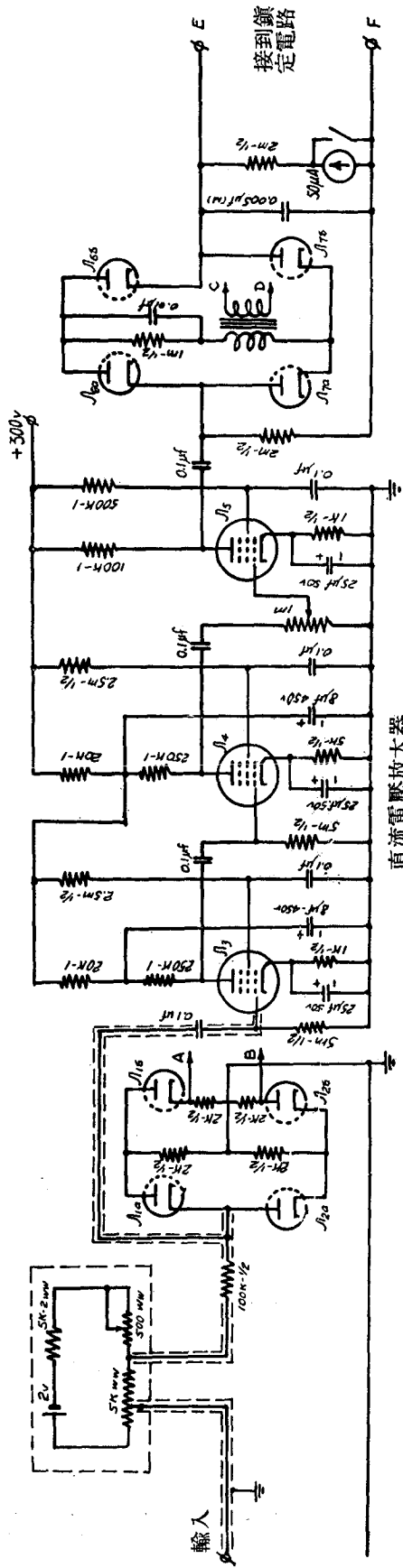


圖 7 (6) J<sub>1</sub>, J<sub>2</sub>, J<sub>6</sub>, J<sub>7</sub>—6 ALS J<sub>8</sub>, J<sub>9</sub>—6 AK 5 J<sub>5</sub>—6 SJ 7 J<sub>8</sub>, J<sub>9</sub>, J<sub>10</sub>, J<sub>11</sub>, J<sub>12</sub>—6 SN 7



用油冷卻。因為有巨大的黃銅盒和黃銅真空室存在，因此磁場電流中高頻部分(如發電機紋波等)所產生的磁場變化會衰減，而且頻率愈大衰減愈大<sup>[2]</sup>。

**主發電機** 它是一個現成的直流發電機，功率嫌太大一些，是 17.5 瓩，125 伏，140 安。由轉速是 1440 轉/分鐘的 23 瓩，380 伏三相繞轉子電動機拖動，電動機用鼓形啓動器(外接轉子三相電阻)啓動。主發電機勵磁繞圈接成分激式，激磁電流由激勵發電機供給，額定是 3.7 安，電阻約 20 歐。主發電機的剩磁電壓約 8 伏。供給最大的需要電流(100 安)時約須激磁電流 2 安。主發電機的電樞電阻約 0.1 歐。在工作段內放大係數大約是 40。

**激勵發電機** 它是一個 500 瓦，125 伏，4 安的直流發電機。由一個轉速 1420 轉/分鐘的 1 匹馬力三相感應電動機拖動。發電機的勵磁電流由功率放大器供給，額定電流為 0.4 安，電阻約 155 歐。電樞電阻約 2 歐。工作範圍內的放大係數約為 10。

**功率放大器** 功率放大器所需要供給的激磁電流是根據激勵發電機工作情況來決定的，最大電流應該是 250 毫安左右。用四個 6Y6 並聯作為功率放大管。每個 6Y6 的陰極電路中串一 200 歐電阻來防止 6Y6 中電流分配過分不均勻的毛病。柵極電路中串一 1 兆歐電阻來減小柵流。改變柵偏壓可使輸出電流從 0 變到 250 毫安。功率放大器電路表示在圖 7。它的  $g_m \cong 7000$  微安/伏。

**標準電阻** 標準電阻要求準確和穩定不變。由於流過的電流相當大，主要是在防止溫度改變引起它的電阻值改變。根據穩定度的要求，電阻值的變化應不大於 0.01%。我們採用一種直徑 3.3 毫米的冷阻綫，它的電阻每呎約 0.01845 歐。用 Kelvin 電橋測得它的溫度係數不大於萬分之一。通過電流 0 到 20 安時表面溫升不大於 10°C。用 5 根 0.05 歐的電阻綫(每根約長 32.5 吋)並聯組成 0.01 歐的標準電阻。爲了在不同大小的磁場電流時都可以和 1 伏左右的參考電壓比較，標準電阻安排成四檔[接法見圖 7(a)]。電阻綫銀焊在銅棍上，浸在油箱裏。

**參考電壓** 參考電壓由 2 伏的蓄電池及一組分壓設備組成。蓄電池的穩定度曾用標準電池來測定，在負載是 1 毫安時每分鐘漂移為 5 微伏左右。分壓設備中的電阻和蓄電池都應加以屏蔽，以免噪聲及 50 赫芝干擾，電阻值愈小愈好。

**直流電壓放大器及鎖定電路** 它們已在上面詳細地討論過。這裏要再說明的是需要很好的屏蔽。載波發生器，調制器和放大器要互相隔開以減少干擾。真空管罩(尤其是調製管的管罩)必須接地良好，不然會引進大的噪聲。輸入端的接綫用屏蔽綫。接地綫必須注意，最好各級接地點都接到一點，不然很可能引起直流電壓放大器本身振盪或引進 50 赫芝的干擾。電路中的板壓由 300 伏穩定電源供給。第一級第二級放大器燈絲由蓄電池供給，以減少 50 赫芝的干擾。調制器的燈絲也由蓄電池供給，這是因爲除了避免干擾外還要保持調制器輸出點零電位的關係，我們在上面已經詳細討論過。

## 結 論

經過調整以後直流電壓放大器的漂移約為 7 微伏/分鐘，雜聲小於 100 微伏，輸入訊號在 100 微伏到 10 毫伏之間可以很好放大。增益為  $2 \times 10^4$ 。加上電源 20 分鐘後系統開始穩定。載波發生器的振盪頻率約 1000 赫芝。

穩定度試驗結果表示在圖8。曲線(1)是 $\beta$ 譜儀磁場綫圈串聯時的情形,曲線(2)是並聯時的情形。由圖上可見每10分鐘的改變大約是0.02%,平均漂移在同一時間內小於0.02%。不過其中有幾次跳躍。

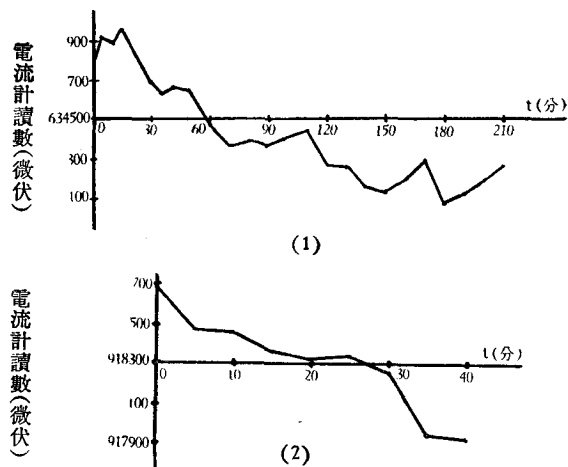


圖 8

總的說來,我們所採用的裝置能够大致符合要求。如果用機械變換器將直流訊號變成交變訊號,儀器能達到的穩定度還可以高一些。

### 參 考 文 獻

- [1] Wynn Williams, C. E., *Proc. Roy. Soc. A* **145** (1934), p. 250.
- [2] Sommer, H. S., Weiss, P. R. & Halpern, W., *R. S. I.* **22** (1951), No. 8, p. 612.
- [3] Nilson, S. O. 等, *J. S. I.* **31** (1954), No. 11, p. 401.
- [4] Bode, H. W., *Network Analysis and Feedback Amplifier Design*, 1945.
- [5] Ginzton, E. L. & Hollingsworth, L. M., *Proc. I. R. E.* **29** (1941), p. 43.

## A CURRENT STABILIZER FOR $\beta$ -RAY SPECTROMETER

HSI TEH-MING    MEI JENN-YUEH

*(Institute of Physics, Academia Sinica)*

### ABSTRACT

The current stabilizer, reported in this paper, is part of a  $\beta$ -ray spectrometer. Principally, it can also be used in other apparatus requiring stabilized current. The stabilizer can supply a maximum current of 100 A with a degree of stability of 0.02% in ten minutes.

We adopt the principle of negative feed back servo-control in designing the stabilizer. Firstly, the error signal of the DC current passing through a standard resistance is amplified. In order to avoid the drift effect of the usual DC amplifier, we use a bridge type balanced modulator to convert DC signal into AC signal. After AC amplification, the signal is demodulated by a phase sensitive demodulator. The amplification required is about  $2 \times 10^4$ . Concerning the amplifier, the following problems are considered in detail: to keep the output of the modulator in zero potential while there is no input signal, the effect of the carrier component of the modulator, and the distortion of the modulated signal after amplification. After power amplification, the amplified signal is used to control the field supply of the DC generator. As there are capacitance and inductance in the system, the transmission of the signal in the system has time delay. In closed system, there is the possibility of instability of the nature of low frequency oscillation, and it is necessary to insert proper network in the system to suppress the oscillation. Finally, the detailed arrangements of the different components of the stabilizer, its characteristics, and result of its operation are described.