

電容反饋積分電路掃描電壓產生器 的進一步直線性補償*

何鶴方 陳芳允

(中國科學院地球物理研究所) (中國科學院物理研究所)

衆所週知，簡單地由電容器，電阻和開關（一般為閘流管或電子開關）所組成的掃描電路（圖 1）所產生的鋸齒形電壓的線性程度在幅度比較大時即不能令人滿意。利用

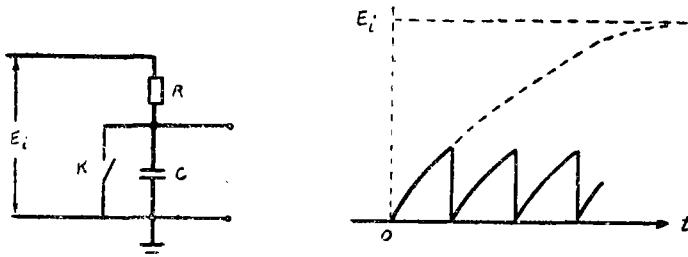


圖 1

電容反饋積分電路的掃描電壓產生器（圖 2）是一個很大的改進。這一類掃描電路的

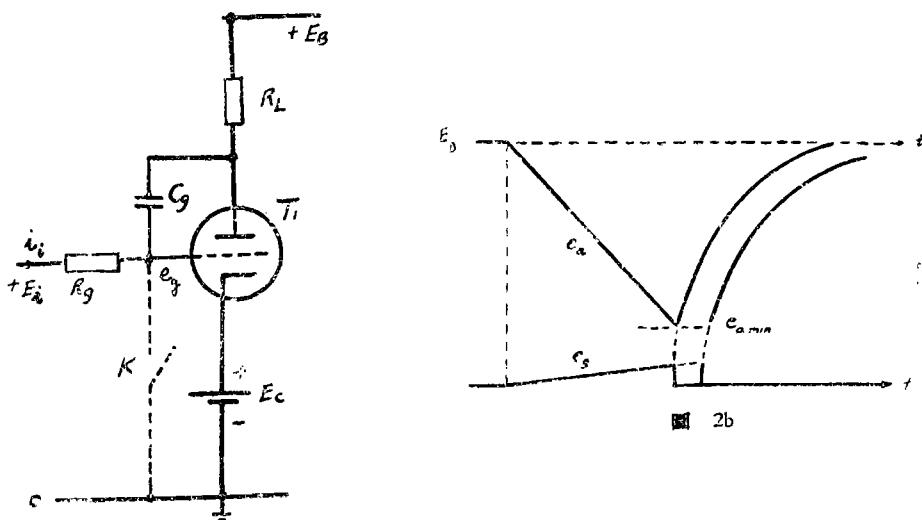


圖 2a

線性特別好的原因是由於跨接於放大管柵極與板極間的充電電容器 C 的很大的負回授作用迫使柵壓 e_g 在掃描期間祇有很小的變化而通過 R 的充電電流得在很大的程度上保持常數。從另一角度來看，即所謂密勒氏效應^[1] 被利用，故在柵極電路中為充電電壓 E_i 所見之有效充電電容為 C 之 $(A + 1)$ 倍 (A 為放大管之增益) 而有效充電時間常數亦增加了這個倍數，因此在不太長的掃描時間之內， e_g 的變化甚為微小。在放大管板極所得到的掃描電壓則為 E_i 對有效的充電電容的充電電壓，即 e_g 的放大，其幅度則由板極電源電壓 E_B 與可能達到的最低值 $e_{a\min}$ 而定(如果我們任由充電進行到真空管板流不能再行增大為止)。這一掃描電壓和在簡單電路中以 A 倍於 E_i 的充電電壓對 $(A + 1)$ 倍於 RC 的時間常數充電所得到的一樣。它的線性程度比起簡單地以 E_i 對 RC 常數充電所得到的掃描電壓自然要好很多倍。

以電容反饋積分電路為基礎，已經發展了多種多樣的實際使用的掃描電壓產生器。其中有些是用外加的方形波來代替充電電壓 E_i 和開關 K ，有些是用多極管來做到自己供給充電電壓和開關作用^[2-5]。它們多數是由於無線電測位術和有關測量技術上的要求而設計的，一般都祇考慮到快速掃描的要求。

利用同一電路，如果我們略為犧牲一些線性程度，還可以達到以不大的電容得到相當低速的掃描電壓的目的。最簡單的辦法是在圖 2 電路中減低充電電壓 E_i ； e_g 和 e_a 的變化速率都自必相應減低而板極降壓到 $e_{a\min}$ 為止的時間，即掃描時間，自必相應加長。利用此法甚易以 0.1 微法拉的電容器得到重複頻率為數秒鐘一次的掃描電壓(相當於每秒數十伏特的低速掃描)而線性程度還不太壞。雖然如此，如果我們需要特別慢的掃描，如數分鐘一次甚至十餘分鐘一次的掃描而不欲過分增大電容器，則這一電路還必須進一步加以補償才能得到很好的線性。本文目的即為提出一種補償的辦法和一些實際的電路。

電容反饋積分電路的特點可以簡單的計算證實之。我們並可由此而尋求進一步線性補償的辦法。為了說明便利起見，我們可在圖 2 中放大管的陰極迴路中接一電池，令其電壓大小 E_c 剛好使該管之板流截止，因而可以假定當 e_g 為正值時，電子管導電，而當其為負值時，電子管即無板流。當開關 K 成一開路，掃描波即行開始。 C 原曾由 E_B 所充電，掃描期間內它一方面被 E_i 所充電而另一方面則經由電子管放電。在沒有柵流的情況下，放電電流與充電電流相等：

$$\frac{E_i - e_g}{R} = C \frac{d}{dt} (e_g - e_a). \quad (1)$$

以 $e_g = (E_B - e_a)/A$ 代入，得到

$$\frac{de_a}{dt} + \frac{e_a}{(A+1)CR} + \frac{AE_i - E_B}{(A+1)CR} = 0. \quad (2)$$

該式之解為：

$$e_a = E_B - AE_i [1 - e^{-\frac{t}{(A+1)CR}}]. \quad (3)$$

由此可得

$$e_g = E_0 [1 - e^{-\frac{t}{(A+1)CR}}]; \quad (4)$$

而流經 R 之充電電流為

$$i_i = \frac{E_i - e_g}{R} = \frac{E_i}{R} e^{-\frac{t}{(A+1)CR}}. \quad (5)$$

展開此式，可得

$$i_i = \frac{E_i}{R} \left[1 - \frac{t}{(A+1)CR} + \frac{t^2}{2(A+1)^2 C^2 R^2} + \dots \right]. \quad (6)$$

在一般情況下放大管之增益 A 很大，該式中 t^2 和以下各高次項在計算 i_i 之變化時可以略去，故如掃描時間為 t_1 ，則在 $t = t_1$ 時，

$$\begin{cases} i_i \text{ 之降落百分數為 } \frac{t_1}{(A+1)CR} \times 100\%, \\ e_g \text{ 升高 } \frac{E_i t_1}{(A+1)CR} \text{ 伏, 其升高速率為 } \frac{E_i}{(A+1)CR} \text{ 伏/秒,} \\ e_a \text{ 降落 } \frac{AE_i t_1}{(A+1)CR} \text{ 伏, 其降落速率為 } \frac{AE_i}{(A+1)CR} \text{ 伏/秒,} \end{cases}$$

由此可見板極電壓降落之初速幾與由 E_i 以時間常數 CR 充電所得之初速相等，而其線性程度則由小 $(A+1)$ 倍的 i_i 降落百分數所決定。因此掃描的位移誤差^[6] 要比用簡單電路所得到的小得很多很多。如果 $E_B - e_{a\min}$ 為一定值，則改變 E_i 的大小可控制 e_a 的降速(掃速)，亦即可以控制掃描時間 t_1 。不過在 t_1 很長， t_1 與 CR 時間常數之比很大時， i_i 降落百分數必然增大，至使線性較差而位移誤差較大。

從計算不難得到進一步直線性補償的方法。在式(1)中，如果 E_i 不是一個常數而是 e_g 的直線性函數，即

$$E_i = E_i' + A'e_g, \quad (7)$$

則將此式與 $e_g = (E_B - e_a)/A$ 代入式(1)後，可得

$$\frac{de_a}{dt} + \frac{1-A'}{(A+1)CR} e_a + \frac{AE_i' - (1-A')E_B}{(A+1)CR} = 0; \quad (8)$$

解之，得

$$e_a = E_B - \frac{AE_i'}{1-A'} [1 - e^{-\frac{-(1-A')t}{(A+1)CR}}] =$$

$$= E_B - \frac{AE'_i}{(A+1)CR} t + \frac{1}{2!} \frac{A(1-A')}{(A+1)^2 C^2 R^2} E'_i t^2 - \frac{1}{3!} \frac{A(1-A')}{(A+1)^3 C^3 R^3} E'_i t^3 + \dots, \quad (9)$$

$$e_a = \frac{E'_i}{(A+1)CR} t - \frac{1}{2!} \frac{(1-A')}{(A+1)^2 C^2 R^2} E'_i + \dots. \quad (10)$$

從 (9) 和 (10) 二式我們很容易看到：如 $A' = +1$ ，則從 t^2 項起往後的高次項都等於零而 e_a 和 t 的關係即變為純粹的線性關係。由此我們看到了一個糾正電容反饋掃描電路的非線性的辦法，即：把一個和 e_a 大小相同，相位相同的電壓從輸出回授到充電電壓 E'_i 上去便可使輸出掃描波形成為一條真正的直線。切合實際的辦法是將積分管的板極輸出經放大 A'' 倍後再回授給 E'_i 。如此則 $AA'' = A'$ ，要達到完全的補償，我們必須做到

$$AA'' = A' = 1, \text{ 或 } A'' = \frac{1}{A}, \quad (11)$$

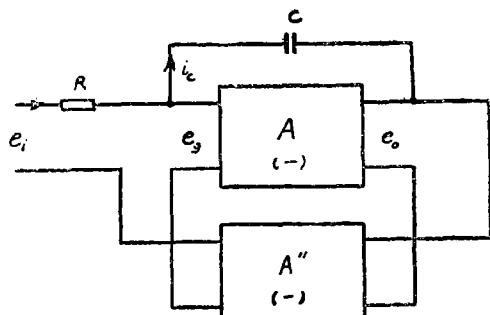


圖 3

換句話說，祇要把積分管之板極輸出電壓的相位顛倒過來，並“放大” $1/A$ 倍（即縮小至 $1/A$ ），再引到柵極電路中，加到充電電壓上便可達到目的。

在上述補償方法中，我們應用的是正反饋。當 $A' < 1$ 時，補償不足；但如 $A' > 1$ ，則為過份補償。可以指出：按此法設計之電路，在低頻時祇包含一個有效的時遲（圖 3），而在高頻時則因積分管有很大的反饋電容而有效增益大大減低，故即使在過份補償的情況下亦不致有不穩定或自振現象而僅使輸出掃描電壓的斜率隨時間之增長而增加。

根據上面所提出的線性補償辦法，我們設計了圖 4 的實際電路。圖中 T_1 是積分管， T_2 為一般電容反饋掃描電路中常見的增加飛回速率的陰極輸出器^[7]， C 相當於簡單的電容反饋積分電路中跨接於柵極與板極之間之電容，而充電電源來自 T_3 的板極。這一電路的工作由手控制，將 T_1 扼制柵極電路中的開關閉路，即可使正電壓輸至該極（兩極管 T_4 係維持該極電位不超過零）而使 T_1 通電，掃描波開始。因 T_3 的柵極接受了輸出鋸齒形電波的一部分，故其板極除直流電壓以外，還附加有和 T_1 柜極電壓變化相位相同的鋸齒形波。調整 T_3 板極電路中的 5,000 歐姆和 25,000 歐姆兩個電阻可以分別得到所需要的充電電壓和相應的補償，使輸出點的掃描波形達到我們所要求的速率和良好的線性。因為 T_3 工作在直線部分，故直線性調節一次調好後在不同

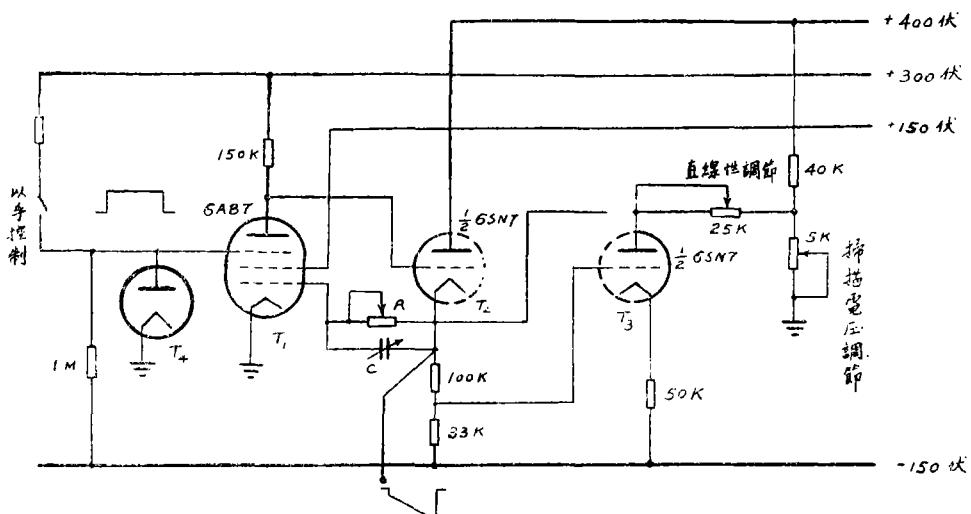


圖 4

的掃描速率下 (改變 R 或 C 之值) 可不必再行調節。 T_1 可用一般的五極管，我們用的是 6AB7，這個級的增益為 51 (按柵極鋸齒形波和板極鋸齒形波的大小比例計算)。當 R 為 4.8 兆歐姆， C 為 0.638 微法拉而充電電壓 E'_i 為 9.2 伏時我們可以得到每秒約 3 伏的低掃速。圖 5 是我們所得到的輸出掃描電波的降壓曲線。其中 (I) 是未經補償的曲線，(II) 是在適當補償時所得到的而 (III) 則是在過分補償時所得到的。它們的充電電壓分別為：

$$(I): E_i = 9.2 \text{ 伏} + 0,$$

$$(II): E_i = 9.2 \text{ 伏} + e_a,$$

$$(III): E_i = 9.2 \text{ 伏} + 1.75 e_a.$$

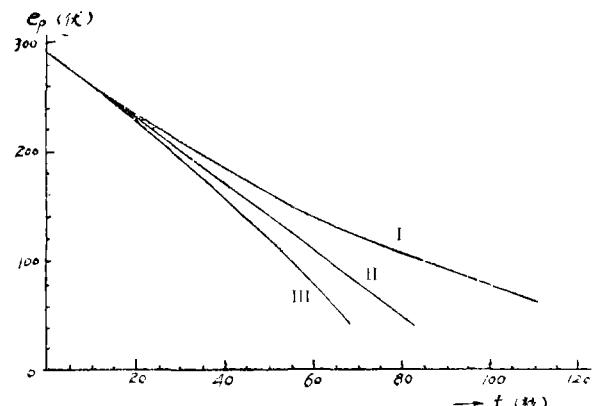


圖 5

我們還可以繪出這些曲線的斜度 de_a/dt 和掃描電壓或時間的關係 (圖 6 係斜率和掃描電壓間的關係)，可以見到曲線 (II) 的斜率是常數。這兩個圖中的 e_a 和 de_a/dt 都和計算結果相符合，其中曲線 (I)，(II) 的誤差且小於 5 %。

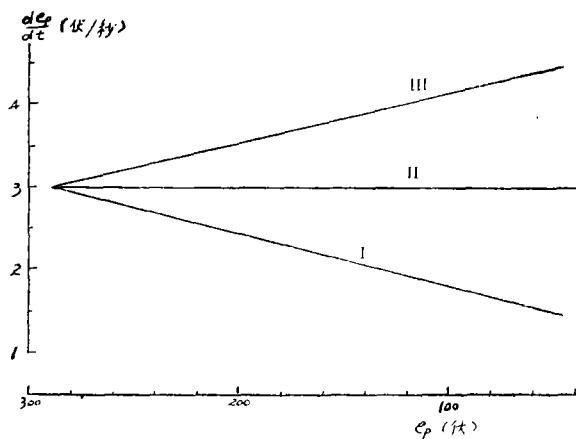


圖 6

從上述抑制柵極控制的電路中，當掃描電波尚未開始以前，積分管板流為抑制柵極上的負電壓所切斷，所有的空間電荷將全部被屏柵極所吸收。即在連續掃描時，每一

次掃描的前一階段都是板流小而屏柵極流大。因此，屏柵極有可能因流過大量電流而遭損壞。為了避免這一缺點，我們另行設計了一個屏柵極控制的掃描電路（圖 7）。它的撥動方法和原來的一樣。圖中 T_1 是一個強力集射管 6K6。我們利用了這一類管子的一個特點，即當屏柵極電壓下降到零或者到相當負的電壓時，

板流仍不被截斷而且仍然能够產生很好的掃描電波。我們以 -150 伏加到屏柵極來截斷板流，祇要有一正電壓輸入該極而維持該極於零電位，掃描即行開始。電路中 6K6 管的板極負載電阻是 1 兆歐姆，增益約為 100 倍。實驗結果和五極管一樣好，但輸出掃描電壓的幅度略小些。

必須提起：利用五極管或強力集射管作為電容反饋積分電路而以扼制柵或屏柵極來控制，都不可避免地得到“起始電壓降落”^[8]。我們所提出的電路仍然有此缺點，但在極慢掃波時這個起始降壓在實際工作中影響甚微。

現在我們對電路中幾個問題加以討論：

（一）積分管的增益。積分管的增益 A 係與所用五極管之互導 S 成正比。但

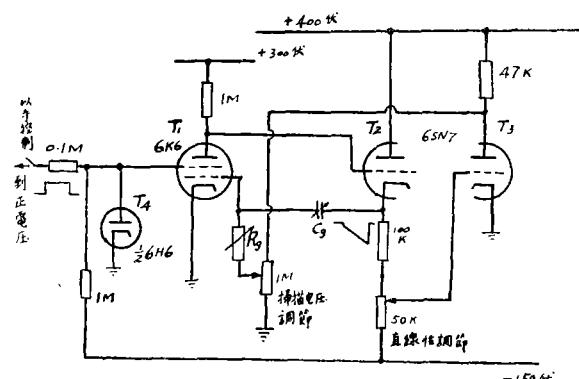


圖 7

是 S 並非是常數，它在不同的工作電壓下有不同的數值。當柵極電位接近其截止值時， S 值將比在適當偏壓時要小得多。在掃描電路中，在開始掃描時期管的柵極電壓接近於截止值，故 S 低而管的增益也低；在掃描的後一階段則因柵壓升高， S 加大，放大倍數也增高。因此，在補償電路中不可能做到每一點的 AA'' 都等於 1，而掃描的直線性也難以達到完全理想的程度。雖然如此，實驗證明由於 S 不是常數而引起的誤差不大，經過補償所得到的掃描波形，如圖 5, 6 中的曲線 (II) 所示，均能令人滿意。

(二) 柵極電流，電容器之漏電以及電子管極間之漏電問題。在計算電容反饋掃描電路時，一般均假定它的柵極電流等於零。

此一假定在 A 之值甚大時更為正確。在此等情況下，電容 C 在掃描時的放電電流為 $i = (E_i - e_g)/R$ 。但如電子管的柵極電流不等於零，或者在柵極與地之間有一些漏電，又假如電容 C 也存在着一些漏電，那麼 C 的放電電流和電壓的關係便不會這樣的簡單。上面提到過的一般計算結果也就必須加以修改。

設柵極電流與柵壓成線性關係，則按圖 8 中的符號可將 i_g 寫成：

$$i_g = i_{g_0} + \frac{e_g - e_a}{R_g} \quad (13)$$

其中 i_{g_0} 為一常數，表示柵流之起始值， R_g 表

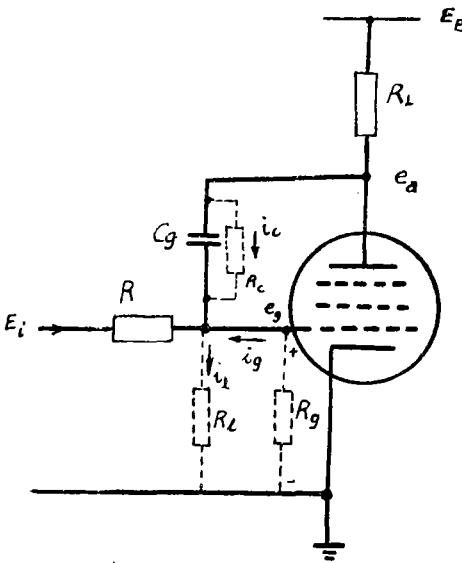


圖 8

示柵極輸入電阻。又設柵極與地之間的漏電電阻為 R_l ，電容 C 之漏電電阻為 R_c ，則式 (1) 應修改如下：

$$\frac{E_i - e_g}{R} + \left(i_{g_0} + \frac{e_g - e_a}{R_g} \right) - \frac{e_g}{R_l} = C \frac{d}{dt} (e_g - e_a) - \frac{e_a - e_g}{R_c} \quad (14)$$

以 $e_g = (E_B - e_a)/A$ 代入，則可得

$$\begin{aligned} \frac{de_a}{dt} + \frac{1}{(A+1)CR} \left[1 - \frac{R}{R_g} + \frac{R}{R_l} + \frac{(A+1)R}{R_c} \right] e_a + \\ + \frac{1}{(A+1)CR} \left[A(E_i + R_i g_0) - \left(1 - \frac{R}{R_g} + \frac{R}{R_l} + \frac{R}{R_c} \right) E_B \right] = 0. \quad (15) \end{aligned}$$

1) 這個假定在柵極較負時是大致準確的，但在柵壓接近於漂浮點或比漂浮點電壓更正時這個式子便不能應用。在電容反饋電路中，掃描開始時，柵壓接近於截止值，此後掃描的大部分也都是在柵壓比較負的情況下完成的，故柵流可以此式代表。

這個式子的解是：

$$e_a = \frac{1}{1 - \frac{R}{R_g} + \frac{R}{R_l} + \frac{(A+1)R}{R_c}} \left\{ \left(1 - \frac{R}{R_g} + \frac{R}{R_l} + \frac{R}{R_c} \right) E_B - A(E_i + Ri_{g_0}) + A \left(E_i + \frac{R}{R_c} E_B + Ri_{g_0} \right) e^{-\frac{1 - \frac{R}{R_g} + \frac{R}{R_l} + \frac{(A+1)R}{R_c}}{(A+1)CR} t} \right\}. \quad (16)$$

e_a 的降壓速率是：

$$\frac{de_a}{dt} = -\frac{A}{(A+1)CR} \left(E_i + \frac{R}{R_c} E_B + Ri_{g_0} \right) e^{-\frac{1 - \frac{R}{R_g} + \frac{R}{R_l} + \frac{(A+1)R}{R_c}}{(A+1)CR} t}. \quad (17)$$

從這些計算可以看出：直流柵極電流，柵極到地的漏電電阻與電容器 C 的漏電電阻的存在都將使掃描速率加快，特別是電容器的漏電還可使掃描波形的直線性大大變壞。柵極輸入電阻的存在能使直線性略為變好，但因一般 R_g 很大，它的影響甚微。 C 的漏電對結果的影響，在應用我們的補償電路後，可以消除，輸出仍可得為直線波形。但在電路中回授給柵極輸入的補償電壓必須加大。這一點在實驗中得到了證實。

附帶地可以指出：當電容器 C 大於 0.1 微法拉時，一般都選用油質電容器，但市上所購得之油質電容器有時因油中含有雜質，可使放電過程完全不合乎指數律。因雜質的存在所引起的“剩餘放電”現象一般使放電過程的後一階段的速率減低，而使未經補償之掃描電波的線性程度變得更壞。應用我們所提出的補償辦法，在增大回授電壓後，也多半可以得到直線的掃描電波輸出。

(三) 最慢的掃速。要使掃描速率慢，必須使 E'_i 甚小而 RC 甚大。從式 (9) 得知，當 $A' = 1$ 時， e_a 的降速約為 $E'_i/(A+1)CR$ ，如果 E'_i 是 5 伏， $CR = 1$ ，則降速為 5 伏/秒。 E'_i 不能取得太低，否則電源電壓的變動，電子管開始工作時間之久暫等等影響將相對地變得顯著，而使掃描速率在掃描過程中發生變化而呈不穩定現象。一般應視實際情況至少令 E'_i 大於 5 伏或最好是大於 10 伏。

電子管用於一般放大電路中柵漏電阻不能用得太大。但是電容反饋掃描電路中，由於 C 之不斷放電，柵極不至於因電阻太大，累積電荷而產生不穩定的情況，故 R 之值可以用得很大。其最大限度為何雖尚難斷言，但作者曾用 22 兆歐姆之電阻與 0.64 微法拉的電容，依圖 4 的電路，得到 8 分 20 秒之穩定直線掃描電波輸出。如電容器之值增至 2 微法拉，則可得到慢至 25 分鐘左右的掃描週期。這是我們所知道的最慢的直線掃描電波。

結語：電容反饋積分電路掃描電壓產生器所產生的波形比起用相同時間常數的電

阻電容在一般閘流管掃描電路中所得到的波形要好得多，特別是前者的直線性遠較後者為佳。電容反饋電路還可以利用一個相當小的電容值得到較慢的掃描速率。但當掃速特別低時，輸出波形的直線性逐漸變壞。我們在本文中提出了一種補償辦法，將一部分輸出電壓回授到積分管的輸入端，使輸出掃描電波在極慢的掃速下也能接近於真正的直線。這種補償辦法也適用於較高的掃描速率。

此種電路有下列優點：

- (一) 利用一較小的電容器可以得到很慢的直線性掃描電壓。
- (二) 補償的調整和 RC 常數無關。換言之，它和掃描速率無關。故極易調節，且一旦調節妥善，即可應用於一個很大範圍的掃速。
- (三) 輸出電壓幅度大，如用在 3 至 5 吋的陰極射線管上一般可不必再將掃描電波加以放大。

這種電路還可以作為慢的。準確度高的時延電路來使用。

在地球物理學，生理學以及其他科學研究中用陰極射線管以觀察或紀錄慢的波動時，要求有良好直線性的慢掃描電波，都可利用本文所提出的電路。這一種電路係在兩年多以前試驗完成，已在兩種儀器中應用並可靠地工作。

參 考 文 獻

- [1] Puckle, O. S., *Time Bases*, 158 頁。
- [2] Chance, B., *Wave Forms*, 195—204 頁。
- [3] Dell, H. A., *Electronic Eng.* 1953 年三月份, 94 頁。
- [4] Димитриев, В. А. и Санин А. А., *Вестник Московского университета* 1953 年第 6 期, 95 頁。
- [5] Puckle, O. S., *Time Bases*, 第九章。
- [6] —————, *ibid.* 112—113 頁。
- [7] Attree, V. *Electronic Eng.* **20** (1948), 97 頁。
- [8] Puckle, O. S., *Time Bases*, 169—170 頁。

FURTHER COMPENSATION FOR LINEARITY OF SWEEP-VOLTAGE GENERATOR OF THE CAPACITY- FEEDBACK INTEGRATOR TYPE

HAO H. F.

(*Institute of Geophysics, Academia Sinica*)

and

CHEN F. Y.

(*Institute of Physics, Academia Sinica*)

ABSTRACT

Two versions of very slow sweep voltage generator based on the capacity-feedback integrating circuit (the Miller integrator) are described. The usual capacity-feedback time base circuit can be used for low speed work but the linearity becomes poorer with increased sweep period. It is shown that perfect compensation can be achieved by applying suitable positive feedback to the circuit. Both mathematical derivations of the method and practical circuits are given. By using a 2 μ F capacitor in the circuit a quite linear sweep of period as long as 25 minutes has been obtained.