

直流伺服環路的設計

由於伺服環路能够解決某些直接交連擴大機先天所具有的問題，因此伺服環路便逐漸廣泛地用在一般前置擴大機及功率擴大機上。本文主要係介紹這種電路的工作原理、及如何利用這種電路來消除因電容器所產生的失真問題。同時，我們也介紹四種主要的直流伺服環路 (DC servo Loop) 及其設計方程式，利用這些公式，讀者可以很容易地計算環路在頻率響應及輸出入阻抗方面的特性。而且可以舉一反三，把它用到你自己的前置擴大機及功率擴大機上，甚至用到你自己的電路設計上。

直流伺服環路的目的

目前許多前置擴大機及功率擴大機的電路，都是採用直接交連的設計。這種電路的優點，不僅只是能够提供可低到 0Hz 的平坦響應；而且除掉了所有可能導致音質惡化的交連電容。不過，把擴大機的響應延伸到直流也有一些缺點，就是擴大機輸入的補償電壓，或者來自信號源的一些不必要的直流電壓，也會和音頻信號一齊放大。

要想降低擴大機的輸入補償電壓，通常是很難的。配對良好的輸入電晶體、雙極或 FET，都可以減少擴大機輸入級因電晶體特性的差異及熱效應，而需要的補償電壓。可是由於電晶體無法配對到天衣無縫，零件老化及其它許多理由，都使得我們無法完全藉着選擇零件來解決補償的這個問題。你還是得經常

調整補償電壓；配對良好的零件通常也比較昂貴，不容易購得。

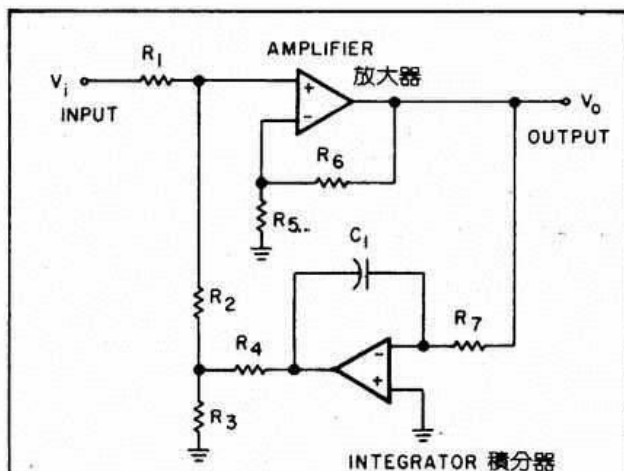
我們所需要的是一種構造簡單、價格低廉的電路，它能够隨着擴大機輸入補償電壓（及任何不必要的直流輸入信號）的改變，而自動予以補償；同時在消除那些不必要的電壓之時，不會對擴大機的音頻響應產生可以察覺出來的影響。直流伺服電路就是在這種需求之下，所發展出來的設計。

圖一至圖四所示的，是四種主要的直流伺服環路電路，相關的計算式則列在表一至表四中。四種電路的一些可資比較的特性都列了出來，只要再加上少許的其它零件，即使採用反相積分器的線路，在使用上也不會太困難。

直流伺服環路的原理

所有這些電路的核心，都是以運算放大器為骨幹，加上其它一些附屬零件，構成主擴大機的一個附加負回授環路。這個環路只在極低頻及直流時，才對擴大機有所影響，在音頻範圍內，它是沒什麼作用的。

通常我們以系統之時間響應的觀點來探討積分器的運作情形，換句話說，我們把積分器的輸出電壓 $V_o(t)$ 視為輸入電壓 $V_i(t)$ 的一個函數。此時，我們把注意力放在頻率為 f 的正弦波響應上，這樣子比較簡單，也較實用些。參見圖五，對這種輸入信號而



圖一：非反相放大器與反相積分器

註：R1包括信號源的輸出阻抗

表一

VOLTAGE GAIN: $A_v(f) = \frac{V_o}{V_i} = \left[\frac{R_2 + R_3 R_4}{R_3 + R_4} \right] \left(\frac{1 + R_6/R_5}{1 - j f_0/f} \right)$

電壓增益

$A_v(DC) = 0$

$A_v(AF) = \left[\frac{R_2 + R_3 R_4}{R_3 + R_4} \right] (1 + R_6/R_5)$

LOWER CORNER FREQUENCY: $f(-3dB) = f_0 =$
低轉折頻率

$\frac{1}{2\pi R_7 C_1} \left[\frac{(1 + R_6/R_5) (R_1 R_3)}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + R_3 R_4} \right]$

INPUT IMPEDANCE: $Z_i(f) =$

輸入阻抗

$R_1 \left\{ \frac{1 + R_2 + R_3 R_4}{R_3 + R_4} \right. \\ \left. \frac{R_1 - j \left[\frac{f_0}{f} \right] \left(\frac{R_1 + R_2 + R_3 R_4}{R_3 + R_4} \right)}{(1 + R_6/R_5)^2} \right\}$

$Z_i(DC) = R_1$

$Z_i(AF) = R_1 + R_2 + \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}$

OFFSET VOLTAGE: $V_{offset}(@AMPLIFIER OUTPUT) =$

補償電壓

$V_{offset}(@INTEGRATOR INPUT)$

INTEGRATOR OUTPUT VOLTAGE: $V_o =$

積分器輸出

$\frac{R_3 + R_4}{R_3 R_1} \left[\left(\frac{R_2 + R_3 R_4}{R_3 + R_4} \right) V_s + \left(\frac{R_1 + R_2 + R_3 R_4}{R_3 + R_4} \right) V_a \right]$

言，積分器的電壓增益——輸出電壓 $V_o(f)$ 對輸入電壓 $V_i(f)$ 的比率——就是： $A_v(f) = 1/j2\pi f R_7 C_1$ 。

主擴大機的輸出是接到積分器的輸入上；積分器的輸出則經由一個電阻分壓器，接到主擴大機的輸入之一（至於究竟是反相輸入、抑或非反相輸入，則端視你所使用四種型式電路的那種而定）。在極低頻及直流時，積分器的電壓增益相當的高，從主擴大機的輸入端便有大量地信號進入伺服環路。回授電壓便會抵消所有出現在主擴大機輸入上的低頻或直流信號（包括擴大機的有效輸入補償電壓在內）。因此大幅度地削減了加在主擴大機輸入端的低頻及直流信號，出現在主擴大機輸出端的補償電壓，就僅剩下積分電路的有效輸入補償電壓了。在音頻範圍內，積分器的增益則相當地低，伺服環路的回授電壓幾乎等於零。所以在音頻範圍內時，直流伺服環路對擴大機沒有作用，就好像不存在似的。

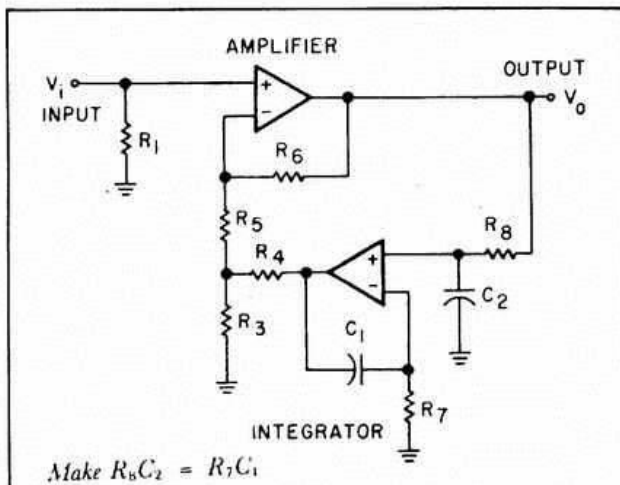
四款直流伺服環路

表一至表四內的特性，是依據理想的運算放大器（無限大的開環路增益及輸入阻抗，零輸出阻抗）所求得的。主擴大機的任何不及理想放大器特性之處，在實際放大器設計之時，都會稍微影響直流伺服環路的特性。所有適於此處的 IC 運算放大器，都具有高的開環路增益及輸入阻抗，所以表一至表四所列出的那些公式，還不致有顯著的出入。

圖一和表一所示之電路，伺服環路回授電壓係加在主放大器的非反相輸入上。R1 與 R2 的接點是一個匯合點，和反相回授運算放大器的反相輸入匯合點相當。因此，此電路的直流及極低頻之輸入阻抗便相當 R1 之值；R1 在電路裏係防止在極低頻及直流時，輸入電壓源的對地短路。通常 R1 約在 1~10KΩ 間，以獲得合理的最小輸入阻抗，而不致受主擴大機的輸入分路電容，導致犧牲電路的高頻特性。R2 值則依普通沒有伺服環路時之情況而設計（通常 R2 近似 20 倍的 R1）。

主擴大機不需要再添加運算放大器，伺服環路對任何直接交連非反相擴大機均相當優秀。此時，在表一內，可以擴大機的閉環路增益取代式中的 $1 + (R_6/R_5)$ ，以計算電路的電壓增益、低折角頻率及輸入阻抗。

圖二所示之電路，係使用一個非反相積分器，再加上一對電阻及電容，R8 和 C2。由於回授電壓是接到主擴大機的反相輸入端，所以伺服環路不影響原電



圖二：非反相放大器及非反相積分器

表二

$$\text{VOLTAGE GAIN } A_v(f) \equiv \frac{V_o}{V_i} = \left[\frac{1 + R_6}{\left(\frac{R_5 + R_3 R_4}{R_3 + R_4} \right)} \right] \frac{1}{1 - j f_0 / f}$$

$$A_v(\text{DC}) = 0$$

$$A_v(\text{AF}) = 1 + \frac{R_6}{\left(\frac{R_5 + R_3 R_4}{R_3 + R_4} \right)}$$

$$\text{LOWER CORNER FREQUENCY: } f(-3\text{dB}) \equiv f_0 =$$

$$\frac{1}{2\pi R_7 C_1} \left[\left(\frac{R_6}{R_5 + R_3 R_4} \right) \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) \right]$$

$$\text{INPUT IMPEDANCE: } Z_i(f) = R_1 \text{ 與頻率無關}$$

$$\text{OFFSET VOLTAGE: } V_{\text{offset}}(\text{@ AMPLIFIER OUTPUT}) = V_{\text{offset}}(\text{@ INTEGRATOR INPUT})$$

$$\text{INTEGRATOR OUTPUT VOLTAGE: } V_o^I =$$

$$\left(\frac{R_3 + R_4}{R_3 R_6} \right) \left(\frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} + R_5 + R_6 \right) (V_s + V_a)$$

式中： V_s 代表信號源的補償電壓
 V_a 代表放大器的輸入補償電壓

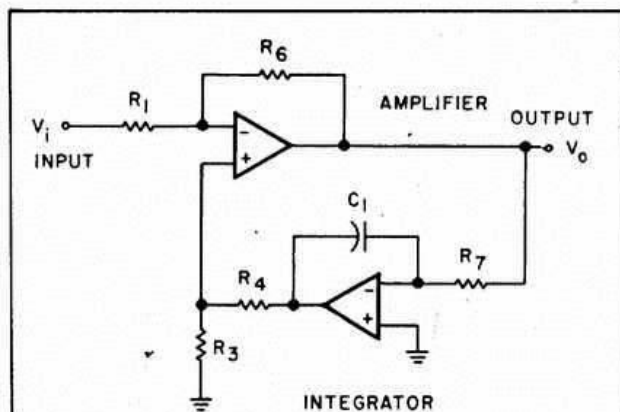
路的輸入阻抗。

圖三及表三所示的電路，是 Dynaco PAT-5 前級再改良時所採用的電路（參閱音響技術第63期，第64~74頁），主擴大機及積分器均為反相型式的，因為直流伺服環路不影響輸入阻抗，所以我們可以不考慮主擴大機電路的輸入部分。在非伺服環路設計時， R_1 與 R_6 之值相同。

圖四及表四，也是採用非反相積分器，所以需要 R_8 及 C_2 。此時，因為受伺服環路的回授電壓之影響所致，在極低頻及直流時，輸入阻抗會增加一些。讓 R_2 約等於 20 倍 R_1 ，使音頻時之主擴大機的負回授最大。

和圖一是一樣，也不需要替主擴大機添加運算放大器，伺服環路可以直接交連到反相擴大機上。此時，在表四內，可用主擴大機的閉環路增益值（為正值）來取代式中的 R_6/R_1 ，以計算電路的電壓增益、低折角頻率及輸入阻抗。

圖六比較了一個典型的直流伺服環路分別用在不



圖三：反相放大器與反相積分器

表三

$$\text{VOLTAGE GAIN: } A_v(f) \equiv \frac{V_o}{V_i} = \frac{-R_6/R_1}{1 - j f_0 / f}$$

$$A_v(\text{DC}) = 0$$

$$A_v(\text{AF}) = -R_6/R_1$$

$$\text{LOWER CORNER FREQUENCY: } f(-3\text{dB}) \equiv f_0 =$$

$$\frac{1}{2\pi R_7 C_1} \left[\left(\frac{1 + R_6/R_1}{\left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} \right)} \right) \right]$$

$$\text{INPUT IMPEDANCE: } Z_i(f) = (R_1 + R_6) \left(1 + \frac{f_0^2}{f^2} \right)$$

$$\frac{1}{(1 + R_6/R_1 + f_0^2/f^2) + j \left(\frac{R_6 f_0}{R_1 f} \right)}$$

$$Z_i(\text{DC}) = R_1 + R_6$$

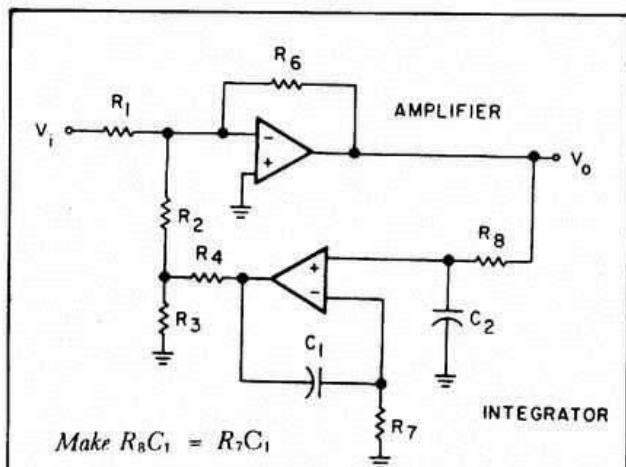
$$Z_i(\text{AF}) = R_1$$

$$\text{OFFSET VOLTAGE: } V_{\text{offset}}(\text{@ AMPLIFIER OUTPUT}) =$$

$$V_{\text{offset}}(\text{@ INTEGRATOR INPUT})$$

$$\text{INTEGRATOR OUTPUT VOLTAGE: } V_o^I =$$

$$\left(\frac{R_3 + R_4}{R_3} \right) \left[\left(\frac{R_6}{R_1 + R_6} \right) V_s + V_a \right]$$



圖四：反相放大器及非反相積分器

表四

VOLTAGE GAIN: $A_v(f) \approx \frac{V_o}{V_i} = \frac{-R_6/R_1}{1 - jf_0/f}$

$A_v(\text{DC}) = 0$

$A_v(\text{AF}) = -R_6/R_1$

LOWER CORNER FREQUENCY: $f(-3\text{dB}) \approx f_0 =$

$$\frac{1}{2\pi R_7 C_1} \left[\frac{(R_6/R_1) \left(\frac{R_1 R_3}{R_2(R_3 + R_4) + R_3 R_4} \right) \right]$$

INPUT IMPEDANCE: $Z_i(f) = R_1$

(INDEPENDENT OF FREQUENCY)

OFFSET VOLTAGE: $V_{\text{offset}}(\text{@ AMPLIFIER OUTPUT}) =$

$V_{\text{offset}}(\text{@ INTEGRATOR INPUT})$

INTEGRATOR OUTPUT VOLTAGE: $V_o^I =$

$$\left(\frac{R_3 + R_4}{R_3} \right) \left\{ \left(\frac{R_2 + R_3 R_4}{R_3 + R_4} \right) \frac{V_s}{R_1} + \left[1 + \left(\frac{R_1 + R_6}{R_6} \right) \left(\frac{R_2 + R_3 R_4}{R_3 + R_4} \right) \right] \frac{V_o}{R_1} \right\}$$

同設計。但類似的放大器上之特性變化，這些放大器之不同在於或者使用輸入交連電容、或在放大器的回授網路上裝有低頻滑落電容。結果顯示，伺服環路的設計，能够只利用相當小的高品質電容（1μF，聚丙烯或多苯乙烯），就能獲得相當延伸的低頻響應。圖六的線路A中，交連電容阻隔了信號中的直流電壓成分，但並不影響放大器的輸入補償電壓，這個電壓便



PICKERING

唱頭

XV-150/140E

XV-150/625E

ortofon
accuracy in sound

唱頭

FF-15X

FF-15XE

買唱頭 換唱針 找全一

您要買一只高級唱頭嗎？
您要買一只適合您要求的唱頭嗎？
請找我們：
我們會將各種唱頭的特色告訴您。
讓您在瞭解各種特性情況下選擇
如此才不會浪費您的金錢。

我們也準備了各國名牌唱針
當您的唱針被磨損時
別地方找不到的
我們都會有

我們也修理唱針
修好的唱針，與原廠一樣好
節省您金錢，得到同樣的享受。

全府音響器材公司

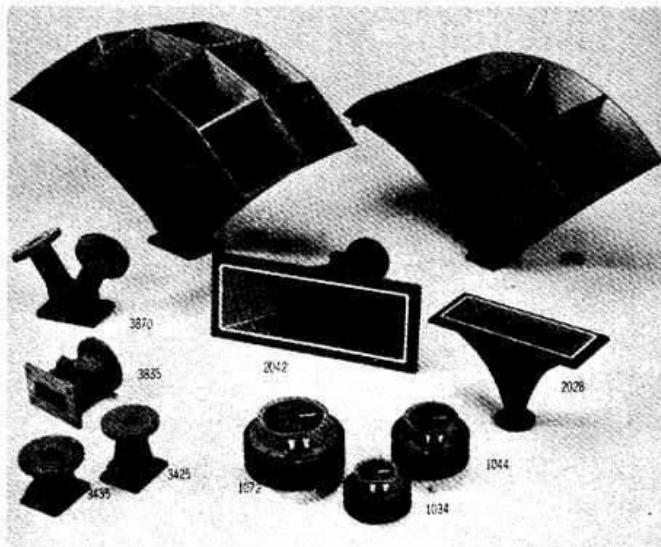
台北市開封街1段111號
電話：381-5460

全一電業行

台北市中華商場忠段18~20號
電話：381-3309



高功率・高效率・低失真・等向性



- ※所有號角均為鋁合金製品，輕便、堅固耐用。
- ※扁平鋁線音圈，提高實際功率。
- ※特製分頻等化器，音壓可調，可配合任何高級低音單位使用。

中高音號角系列

型號	截止頻率	調音之滑動器	尺寸	重量
2026	等向性號角	1200Hz	12.0H×28.0W×18.5D(cm)	0.95kg
2042	等向性號角	800Hz	17.0H×40.2W×19.5D(cm)	2.0kg
2050	分頻式號角	500Hz	26.5H×60.0W×39.5D(cm)	7.4kg
2070	分頻式號角	500Hz	38.35H×38.70W	16.4kg

分音器系列

分頻點	阻抗	承受功率	衰減控制
4012	1200Hz	8~16Ω	125W
4008	800Hz	8~16Ω	125W
4005	500Hz	8~16Ω	250W

中高音驅動器系列

型號	承受功率	頻率響應	效率	阻抗	音圈直徑	重量
1034	75W	800~20000Hz	102dB	8Ω	34mm	1.7kg
1044	100W	500~18000Hz	104dB	8Ω	44mm	3.6kg
1072	200W	300~12000Hz	106dB	16Ω	72mm	7.0kg

AUDAX
Goodmans
KEF
BECKER
Deerless
PHILIPS
ALPHA
magphon

零件單體供應



雅風企業有限公司

台北市中華商場孝棟二樓27號

TEL: 3811685 • 3817277

高雄市長明街177號 TEL: (07) 2510747

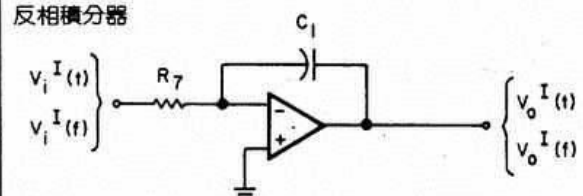
也隨着音頻信號一齊放大。線路B中的回授電容，則使電路的直流電壓增益減小為一，所以放大器的輸入補償電壓並不會被放大。回授電容通常需要採用電解質電容器，所以這個電路會因電解電容器產生可察覺的失真。

圖六的線路C，則是採用特性絕佳的直流伺服環路之設計。它的輸出補償電壓可以相當地小——約1mV或更少。我們可以使用高品質的電容，使用電容器而產生的失真減到可以忽略的程度。在音頻範圍內，直流伺服環路等於沒有作用，所以並不影響主放大器的音頻特性。伺服環路雖然比電路A或B使用更多的零件，不過這些零件並不會體積特別龐大、特別昂貴、或不易購得。

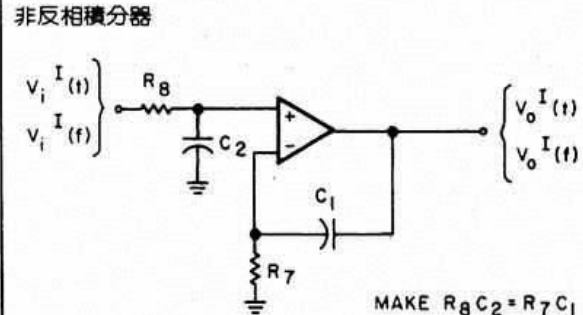
一些設計時的注意事項

圖七是實際的非反相及反相積分電路圖，圖上的零件數值如表五所示。積分器的設計，具有相當大的

反相積分器



非反相積分器



積分器的時間響應

$$V_o I(t) = \pm \frac{1}{2\pi R_7 C_1} \int_0^t V_i I(t') dt'$$

(非反相時為+，反相時為-)

積分器的頻率響應

$$\frac{V_o I(f)}{V_i I(f)} = \pm \frac{1}{j 2\pi f R_7 C_1}$$

(非反相時為+，反相時為-)

圖五：反相及非反相積分器

一個設計的例子

表一～四中所列出的那些公式，雖然看起來頗嚇唬人，實際應用起來倒是頗簡單的。直流伺服環路電路之設計的第一步，便是先要曉得三件事：

① $f(-3dB)$ ：擴大機加上直流伺服環路電路後，所需要的低折角頻率（由設計者決定）。

② V_i ：信號源的輸出補償電壓（視情況而定）。

③ V_o ：擴大機待修正的輸入補償電壓。整個設計的過程最好以例子來說明，下面便是以 Hafler DH-200 功率擴大機之直流伺服環路電路的設計為例說明之。

假如你想要的電路是用在功率擴大機上，而且這個功率擴大機的前置擴大機是沒有直流伺服環路的直接交連前置擴大機。首先，你要決定 V_i 及 V_o 。這兩個補償電壓值（這兩個電壓值分別為前置擴大機的輸出及功率擴大機的輸入補償電壓）。

①在前置擴大機的左聲道輸出上，接上一個可讀至 10mV 直流電壓的伏特計。把前置擴大機的電源打開，但不接上音頻信號，量出現在前置擴大機輸出的直流電壓。調整音量及平衡控制旋鈕，看看是否對此補償電壓有所影響。記下所量到的最大電壓值，此即左聲道之 V_i 值。依樣畫葫蘆，再量右聲道。如果輸出電壓低於 10mV 的話，通常你可以忽略它。為了保險起見，既使你量到的補償電壓低於 10mV，仍取 $V_i=10mV$ 來計算。

②量功率擴大機時，也依法泡製。首先，拆掉電路中所有的輸入交連電容及低頻滑落電容——這些以後在伺服電路中都用不上。輸入交連電容就是圖十A中，標明為 C_i 的那個電容；低頻滑落電容則是圖十A中，標明為 C_o 的電容。大多數的功率擴大機都有這個電容器，可以用跳線取代原有的電容器。此時，功率擴大機便成為輸入到輸出都是直接交連的，直流的增益和音頻範圍的增益一樣。如果你的擴大機和圖十A一樣，包括電阻 R_i ，則把它一併拆掉（但不能用跳線連接原來裝電阻的地方！）。

接下來量電壓。不接任何輸入電壓，功率擴大機的輸入也不短路，量左右聲道輸出的直流電壓。量出的這個電壓值，除以功率擴大機的電壓增益，分別就是左右聲道的輸入補償電壓 V_o 。功率擴大機的電壓增益，可以從回授電阻值計算出來（參閱圖十A）：
電壓增益 $= (R_5 + R_6) / R_5$ 。

對 Hafler 之 DH200 而言，在這種情況下量到的直流電壓分別是 +1.5V 及 +2.0V。因為 Hafler 的電壓增益為 21，輸入補償電壓 V_o 就是 +70mV 及 +95mV；這一步工作就到此結束。

由於反相積分器一般用起來較簡單，這個例子裏我們就採用它，假如功率擴大機是非反相的型式（最

常見的情形），此時可選用的直流伺服環路電路，便是表一及圖一的電路。R5 及 R6 係功率擴大機的原回授電阻，所以功率擴大機的增益就是 $(R_6 + R_5) / R_5$ 。接下來要決定的就是 R1～R4、R7 及 C1 這些零件的數值了。

①先決定 R1 及 R2。原功率擴大機通常有一個電阻從輸入接地。拆掉這個電阻，換成一個同樣大小的電阻當 R2。改裝後的功率擴大機之輸入阻抗，就和原擴大機一樣了。然後選擇 $R_1 = R_2 / 10$ ，R1 是改裝後之線路在直流時的輸入阻抗。

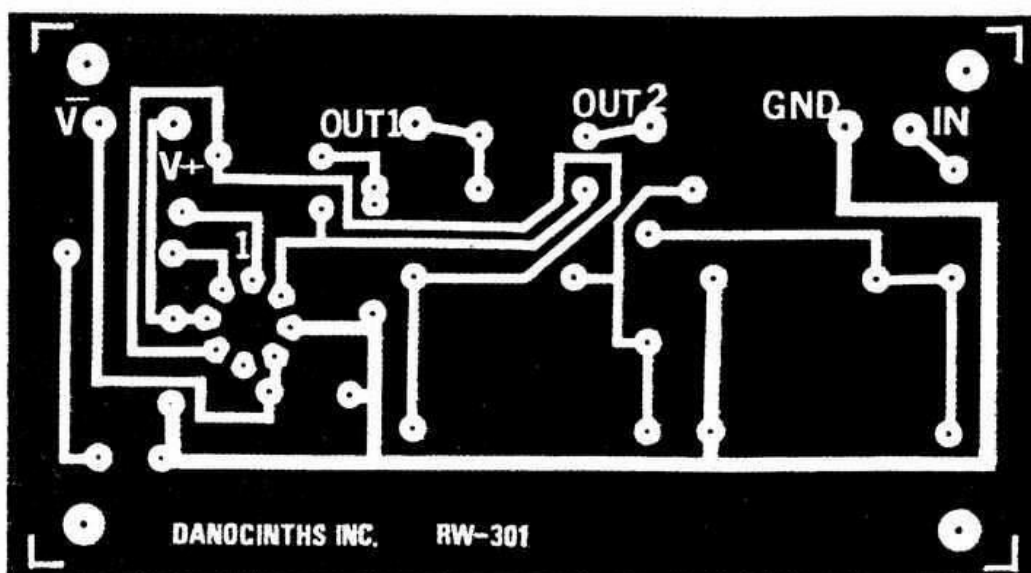
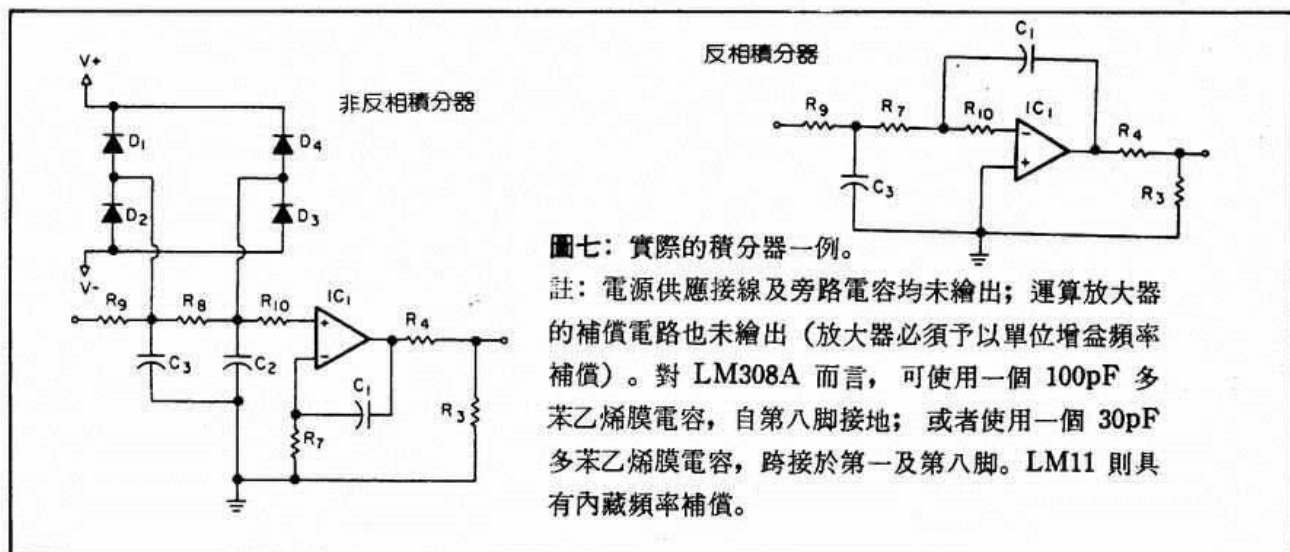
②接着計算 R3 及 R4 之值。假如 IC1 是採用 LM 301 或者 LM11，由於 IC 輸出電流能力的限制、及過小的負載阻抗下特性受限，R3+R4 約為 5～10K Ω 。R3 及 R4 的比值，和 R1 及 R2 之比值，決定 IC1 要抑制之補償電壓 V_o 及 V_i 所需的輸出電壓之程度。IC1 的電源供應如果是 $\pm 15V$ ，那麼 IC1 最大可能輸出電壓約 12V。為謹慎起見，通常在設計直流伺服環路時，使 IC1 的名義輸出電壓大約是這個數值的一半 (6V)。

利用表一的最後一個公式，來計算 R3 及 R4。由於在大多數的直流伺服環路設計裏，R3 遠小於 R4，因此這個公式可減化成： $(R_4 / R_3) (1 / R_1) \{ [R_2 + R_3] V_o + [R_1 + R_2 + R_3] V_i \} = 6V$ 。

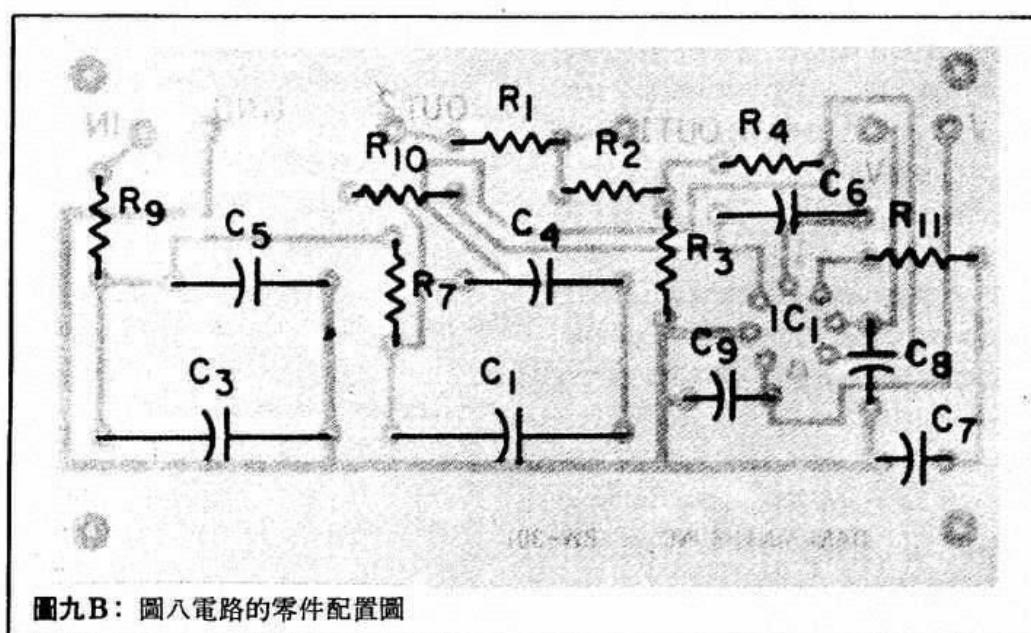
前面我們已決定了 R1 及 R2 值， V_i 及 V_o 也量出來了。在這個方程式中，只剩下 R3 和 R4 未知。最妥善的辦法是替 R3 決定一個合理的值——1K Ω ，然後用這個方程式計算 R4 之值： $R_4 = 6R_1R_3 / \{ [R_2 + R_3] V_o + [R_1 + R_2 + R_3] V_i \}$ 。式中所有的電壓單位都是伏特，所有的電阻單位是歐姆。以此處的 Hafler DH-200 直流伺服環路為例： $R_1 = 2,000$ ， $R_2 = 20,000$ ， $V_i = 0.01$ ， $V_o = 0.095$ ，若 R3 之值選擇 1000，則 $R_4 = (6)(2,000)(1,000) / \{ [21,000](0.01) + [23,000](0.095) \} = 5.01K\Omega$ 。挑一個與這個數值最接近的標準阻值電阻做為 R4。

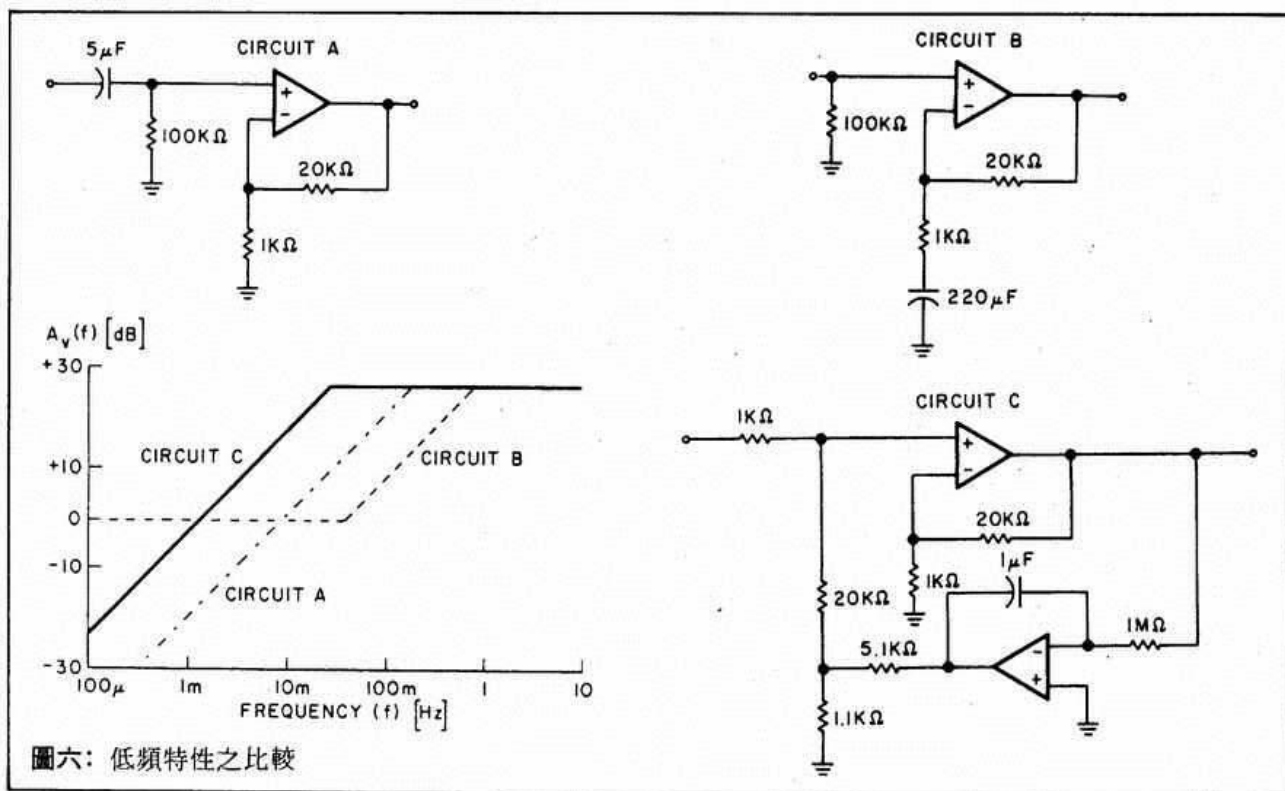
③下面利用所需的低折角頻率 $[f(-3dB)]$ ，來選擇 C1 及 R7。由於可使用的高品質電容有限，通常選擇 C1 是依有何種電容可用來決定（圖八上所列出的 0.47 μF 聚丙烯膜電容，就是一個價格適中、性質不錯的選擇）。R7 即由所需要的 $f(-3dB)$ 值計算而得。以 Hafler 之 DH-200 為例，利用表一中的公式，計算如下：由於 $f(-3dB)$ 值很罕見要求非常精確，因此我們可將公式簡化。若 $R_1 \ll R_2$ ， $R_3 \ll R_4$ ，而 $R_5 \ll R_6$ ，則 $R_7 = R_1R_3R_6 / [6.3(R_2 + R_3)R_4R_5f(-3dB)C_1]$ ，然後挑一個與這個計算值最接近的標準阻值電阻。

到此可算告一個段落了。一個實際積分電路所需的其餘零件值，可參見表五及圖八。



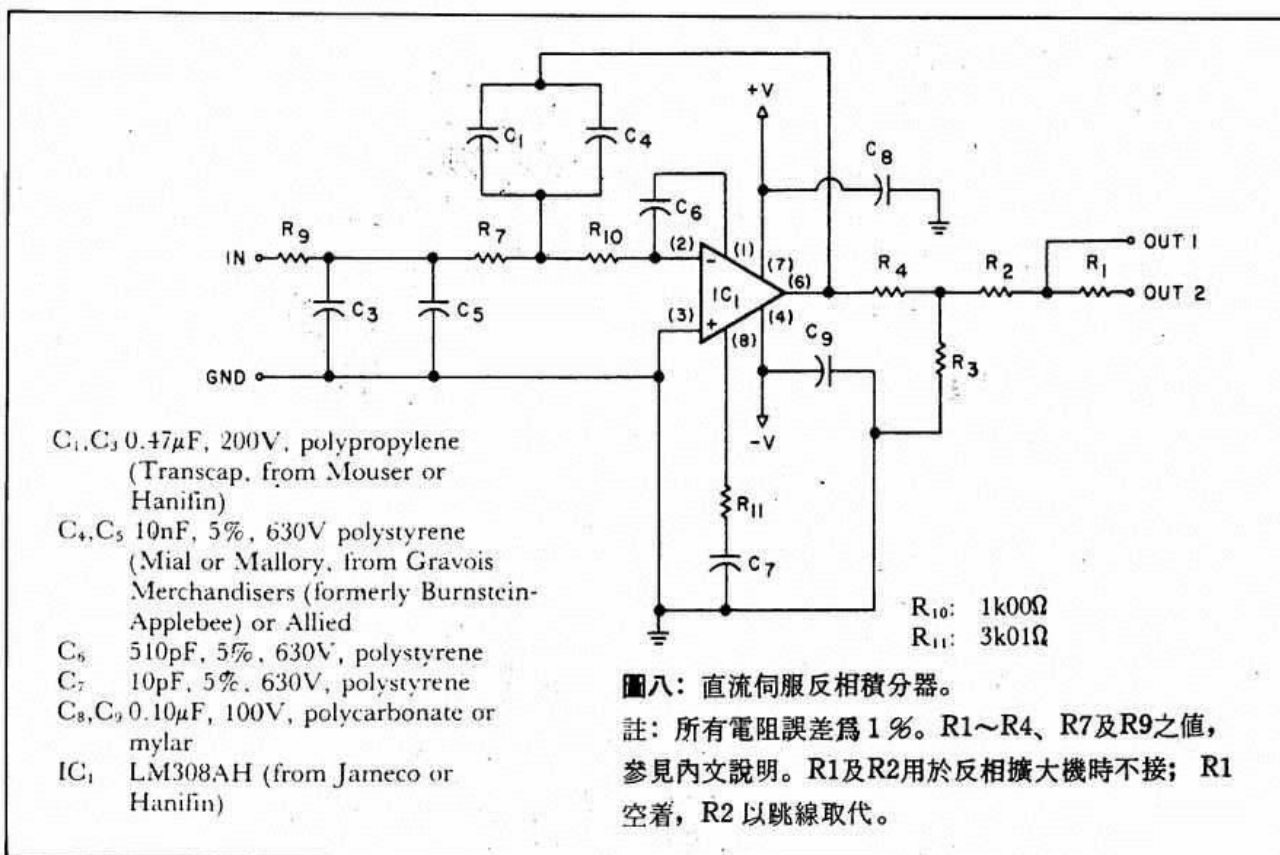
圖九A：圖八電路的電路板圖





彈性，在某種程度內，某些零件的數值之選擇，有相當的彈性。例如：你可以藉着增加電阻 $R_7 \sim R_9$ 的阻值，及減少電容 $C_1 \sim C_3$ 的電容值；犧牲較大的輸出補償電壓，以降低電容性失真。

表五提供的 R_3 及 R_4 建議值，可使直流伺服環路具有補償 120mV 以下的輸入補償電壓之能力。倘若主放大器的補償電壓（包括它本身的補償電壓、及任何對信號源的補償電壓在內）大於或小於 120mV，



C ₁ -C ₃	0.47-5.0μF, polypropylene or polystyrene
D ₁ , D ₂	1N4148 or equivalent (see text)
D ₃ , D ₄	PAD 1 (Siliconix) (see text)
IC ₁	LM 308A or LM 11
R ₃	51Ω, ¼W, metal film for the circuits in Figs. 2 and 3; 1kΩ, ¼W metal film for the circuits in Figs. 1 and 4.
R ₄	5k1Ω, ¼W metal film
R ₇ , R ₈	1MΩ, ¼W metal film (for LM308A); 10MΩ, ¼W metal film (for LM11)
R ₉	R ₇ /R ₁₀ , ¼W metal film
R ₁₀	1k0Ω ¼W metal film

註：保護二極體 (D1~D4) 並非都需要的 (詳見內文)。如果要採用的話，只需用到D1及D2，或者D3及D4其中一組。不需要四個二極體都用到。

表五：積分器之零件表

可以利用R3的增減來調整。

如果你把非反相積分器用在一個輸出峰值電壓可超過±15V的主擴大機上，那麼就需要使用圖七上所示的二極體來保護IC₁，使非反相輸入驅動電壓不致超過它的電源電壓 (通常是±15V)。要是你用的是洩漏電流非常低的二極體 (如 Siliconix 公司的 PAD-1)，就可以直接把它們接到IC₁的非反相輸入端，而不犧牲補償電壓。這時候就可以不需要 C3、D1、D2 及 R9。如果你使用一般的保護二極體 (如 1N 4148)，就需要R9及C3，而不需要D3及D4。同時，由於R9=R7/10，二極體有低阻值的通路，可將洩漏電流導地，因此降低了IC₁的有效輸入補償電壓。而且，R9C3≥0.1S，頻率超過 6Hz 以上時，主擴大機

	V _{offset}	I _{bias}	I _{offset}
LM11C	≤0.8mV	≤150pA	≤20pA
LM11CL	≤6mV	≤300pA	≤50pA
LM308A-1	≤0.54mV	≤10nA	≤1.5nA
LM308A	≤0.73mV	≤10nA	≤1.5nA
LM308	≤10mV	≤10nA	≤1.5nA
LF351A	≤4mV	≤4nA	≤2nA
LF351	≤13mV	≤8nA	≤4nA

Temperature Range: 0-70°C

註：上列IC的接腳都一樣，可互換。LM11及 LF351系列屬內藏頻率補償；LM308系列則屬外部補償 (見圖七)。

表六：運算放大器之特性比較

的輸出在 40V_{rms} 以下，保護二極體都沒有順向偏置。

倘若反相積分器所使用的運算放大器IC₁之輸入，具有內藏差動電壓保護二極體，如 LM308A 或 LM 11，就不需要外加什麼保護措施了。此時，推薦讀者使用R9及C3。這樣可以補償反相積分器由於IC₁的輸出阻抗，在增益低時引起的特性不佳。

對音頻擴大機而言，IC₁的標準頗不一致。迴轉率及單位增益頻率 (unity gain frequency) 並不重要，低輸入偏置電流、補償電流、補償電壓及高的直流增益和高輸入阻抗則較重要。

在應用上，LM308A (WJ-1A所採用的 IC) 就相當地理想。新的LM11當然更好，它的補償電流幾乎量不到，而偏置電流只有LM308A的百分之一。這種直流特性的獲得，是稍稍犧牲放大器的雜音而換取到的。不論你需要的是極低的低折角頻率 (f_o)，或者是需要 C1~C3 的電容值盡可能地小，筆者都推薦使用 LM11C。表六比較了一些諸如 LM11C、LM 308A 及 BI-FET 系列之 LF351 運算放大器的一些重要直流特性。

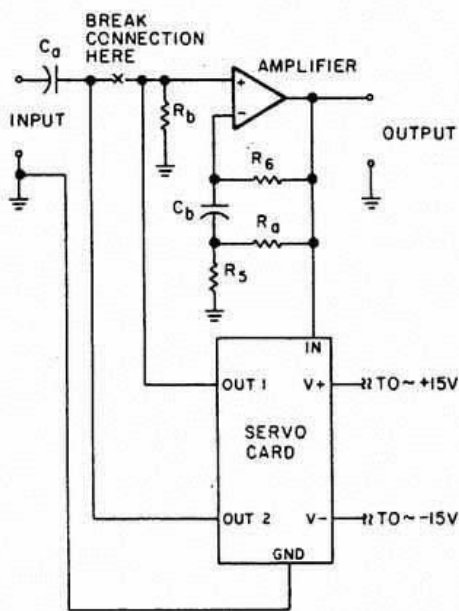
四種直流伺服電路對新擴大機之設計或改良，都能提供良好的特性。在功率擴大機設計時，因為不需要保護二極體的緣故，反相積分器型式的伺服電路所需的零件較少。對前置擴大機而言，四種伺服電路則不分軒輊，優點一樣。

圖一及圖四所示的電路，在設計之時，會稍微複雜些，因為低折角頻率 f_o 及允許最大輸入補償電壓不單單由R3及R4決定，同時也受R1及R2所控制。一般的設計裏，表中的建議零件值通常都具有良好的特性。表一至表四中的資料，都足夠設計一個可控制合理的有效輸入補償電壓之直流伺服環路電路之用。

組裝時的一些注意事項

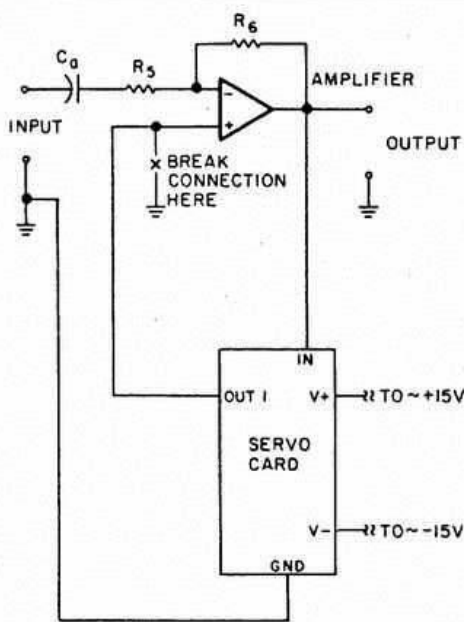
在一部前置擴大機或功率擴大機上，加裝一個直流伺服環路，並不困難。IC₁ 需要一個濾波良好、經過穩壓的±15V電源。如果伺服環路是要加裝在一個IC化的前置擴大機上，那麼這個前置擴大機的電源便能同時供給IC₁。倘若你要在一部功率擴大機上加裝伺服環路的話，一般的功率擴大機很可能沒有低電壓電源供應設置，這時候可能就還得加裝一個分離的電源部分，專供伺服環路之用。

改裝擴大機時，先拆掉輸入交連電容器 (如果有話) 及擴大機負回授網路上的低頻滑落電容 (如果



圖十A：反相積分直流伺服電路用在非反相擴大機上之接線。拆掉並用跳線跨接 C_a 、 C_b ；拆掉 R_6 （需要的話，連同 R_5 一齊拆掉），但不用跳線跨接！圖上標有「×」記號處，予以切開。

有的話），輸入交連電容器就是圖十A及圖十B上標明為 C_a 的電容器。即使不拆掉交連電容器，整個電路依然能够運作正常；不過別忘了，裝伺服環路的目



圖十B：反相積分直流伺服電路用在反相擴大機上之接線。拆掉並用跳線跨接 C_a 。切開標有「×」記號處。伺服電路板上省略 R_1 ，以跳線取代 R_2 。如果哼聲過大，儘可能地把伺服電路板靠近擴大機安裝，從伺服電路板上拆掉 R_3 ，再裝在主擴大機的電路板上。

的之一，就是要除掉可能使音質惡化的交連電容。如果不拆掉 C_a ，或者音源擴大機的輸出具有交連電容器，那麼交連電容會增加低頻響應的滑落，使得低折角頻率異於表一～四所給的 $f(-3\text{dB})$ 值。不過如果音源擴大機是一部帶有輸出交連電容器的真空管型擴大機，那就千萬別動這個交連電容器！伺服電路所能控制的只是小補償電壓，不是高達200V的補償電壓。

低頻滑落電容就是圖十A上標明的 C_b 。電容倒是不須拆掉，用根跳線跨接兩端即可。倘若擴大機還有像圖十A上的電阻 R_6 ，就得一併把它拆掉，此處就不能用跨接的跳線取代了。在輸入輸出均直接交連的擴大機上，直流伺服環路只有在輸入及輸出都對同一個地電位之下，才能適當地工作。

圖八是一個直流伺服環路電路採用反相積分器，

可以用在非反相型擴大機（參見圖一及表一）和反相型擴大機（參見圖三及表三）上。這個電路已經被 Hafler 的 DH-200 和 Dynaco 的 SF416 功率擴大機（二者均屬非反相擴大機），以及 Dynaco 的 PAT-5/WJ-1A改良前級擴大機（反相放大器部分）採用，效果十分良好。

如何把這個電路裝到擴大機上，如圖十所示。圖八上的 R_1 及 R_2 ，只用於非反相擴大機上。要把這個電路裝在反相擴大機上時，就得把 R_3 裝在主放大器的PC板上，以防止哼聲的拾取（PAT-5/WJ-1A 就是這樣做的）。

要檢查直流伺服環路是否正常地運作，只須在改裝妥當之後，量量擴大機的輸出直流電壓。這個直流電壓應該只有幾個毫伏。如果量出來的電壓太高，就表示伺服環路不正常。重新檢查電路，看看有沒有裝錯的地方。量量IC1的輸出電壓，如果低於12V（假設IC1所用的電源是 $\pm 15\text{V}$ ），表示伺服電路部分正常。假使IC1的輸出電壓非常接近或大於12V，表示因為過大的補償電壓 V_c 或 V_r ，使電路工作不正常，解決之道便是增加 R_3 之值。

有時候接地不良也會導致 V_c 產生異常大的電壓值。此時則須仔細地檢查音源擴大機及主放大器，確信其間的接線。（取材自 The Audio Amateur 3/1982，原作者為 Mr. Brian Clark）