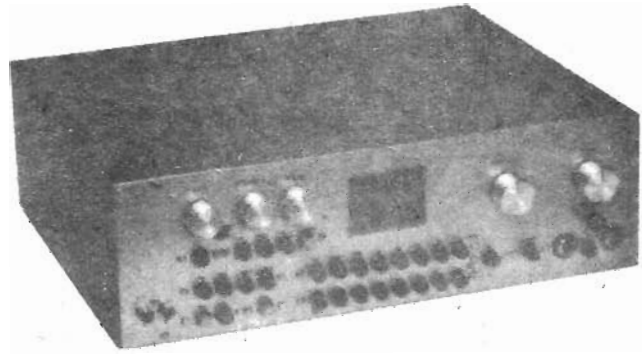


模式前置放大器



自從介紹過 80-100W 音頻功率放大器後，筆者一直考慮用什麼類型的前級能與此後級互相配搭呢？良思已久，明顯地看到一個模式前置放大器會受許多讀者的歡迎，所謂模式就是組件化的意思。電路裏是分成無數個組件，讀者可按著個別需要而選用合適的組件，或放棄不合用的組件。故此製作方面豐儉由人，隨你喜歡而度身定造。

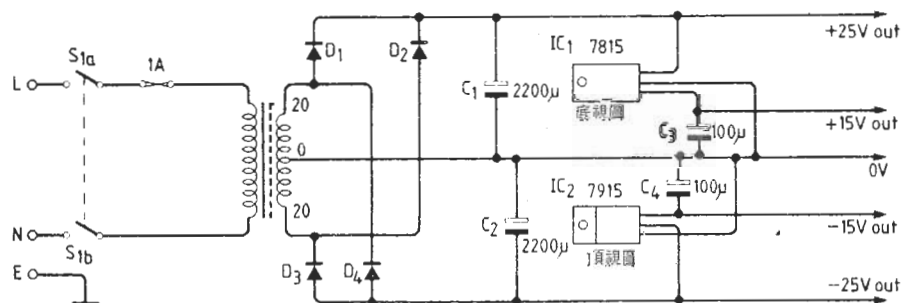
在前置放大電路中，肩擔重任者是具有低噪聲、低失真性能集成電路運算放大器之“TL071-TL072”系列元件，亦可以用“LF351-LF353”代替，只要使用得恰當，在 10V RMS 輸出下的整個有效音頻帶寬中就可以得到約 0.01% 之總諧波失真 (THD)，兼且還有約 2KΩ 左右的有效輸入噪聲電阻。採用這種運放增益設計，顯明要把前置放大器之工作正視於 0dB 電平上 (參考於 0.774V RMS)，才能

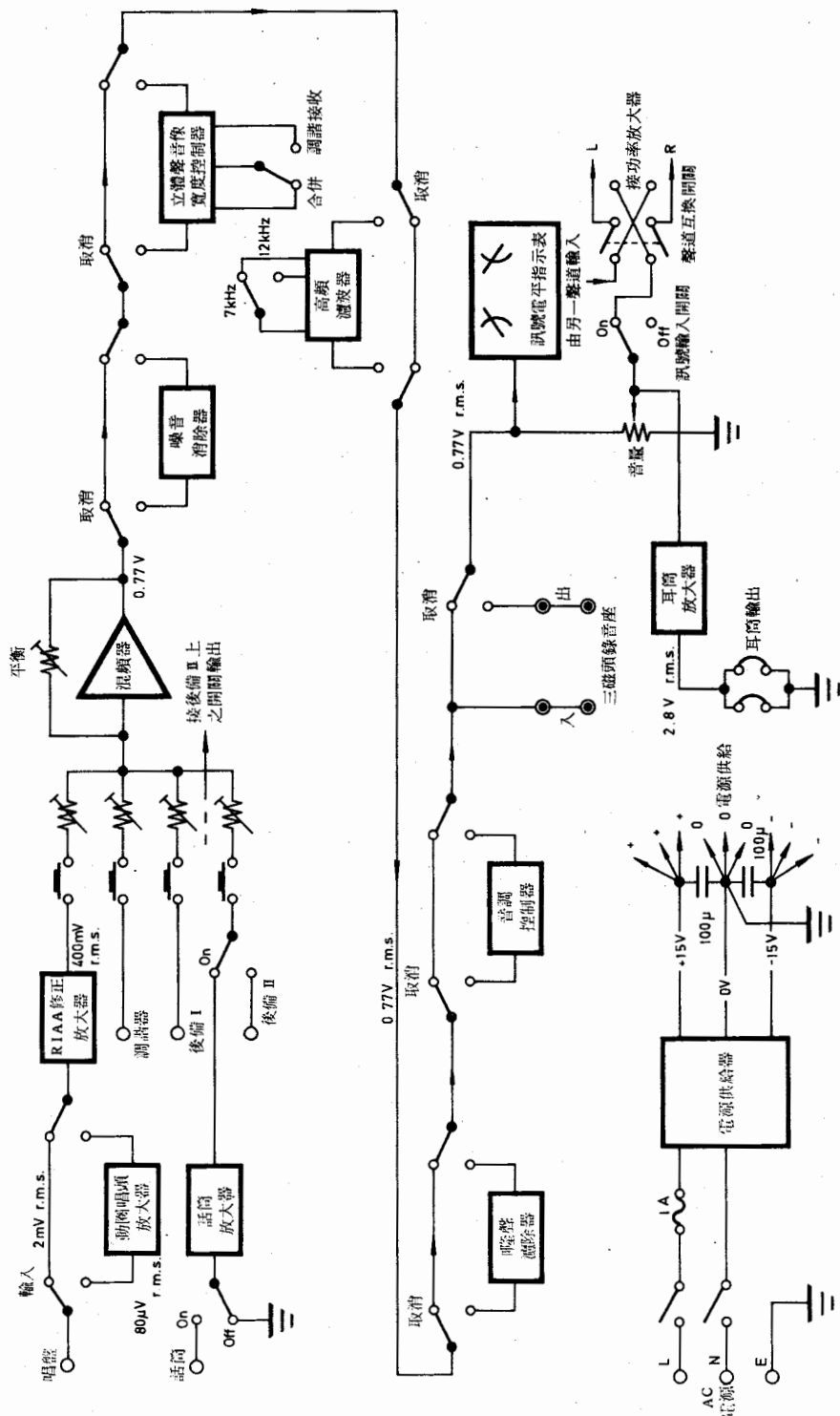
夠同時有適量的過荷容限和有可忽略總電路噪聲與失真。(後級功率放大器之增益特性是選定於 0.774V RMS 輸入時產生最大輸出)。

基本設計原理

電路設計之目的是在輸入訊號放大後，在各級中對訊號處理，變成一低阻抗輸出，約是 600Ω 左右，及經過一連串的選擇，單一增益、非反相之模式組件使峰值訊號電平不會遠超過 0.774V RMS (這裏有一點例外，容後再述)。這些組件可按需要而定，將之包括入或者省略去，在本設計機樣而言，事實上是用多個開關來作選擇。組件中包括有一個話筒放大器、一個特別為動圈唱頭而設的低噪聲、低阻抗的唱頭放大器、一個兩級串並式的 RIAA 特性輸入放大器和一個有

明
豪





圖(1)：前置放大器之組件分配圖

四組輸入端之虛地混頻級。這混頻級輸出訊號電平是在 0.774 V 600Ω 阻抗的額定值，及跟着之數級都是工作於此電平上，分別是一個噪音消除器去消除唱片上產生之刮擦聲；一個立體聲“音像寬度”控制級；一個雙頻可變陡度之高音濾波器；一個 $8/$ 倍頻程 $\pm 3\text{dB}$ 補助提升或削減音調控制器；一個備有低於 30Hz 陡峭削減（大約 -22dB/倍頻倍 ）之隆聲濾波器和訊號強度指示電表。

在錄音當中，需用到話筒放大器，為了操作上之方便，前置放大器亦設置一個分立的雙輸出耳筒放大器，並接在輸往主放大器之開關上，令前置放大器當作一個品質優良的監聽系統，供私人耳筒收聽。

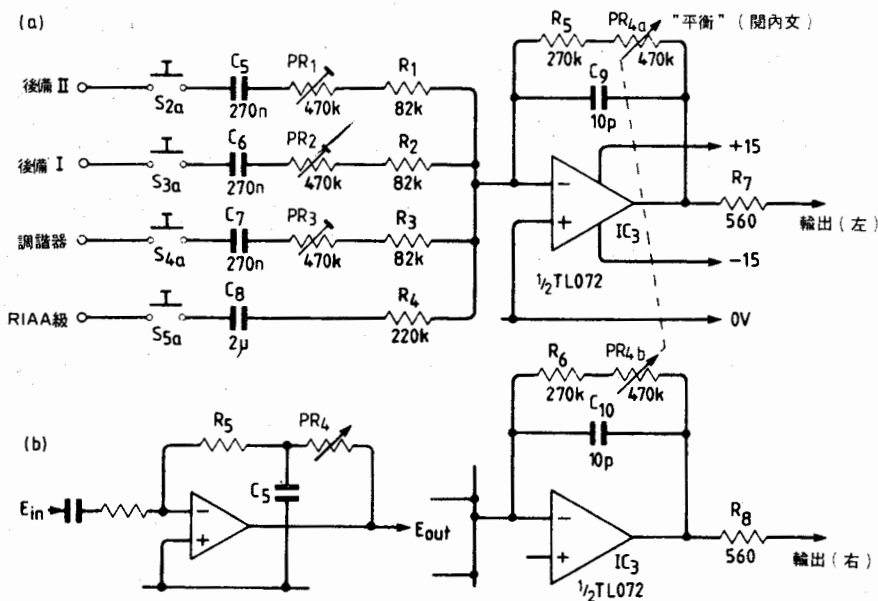
各級中都是以採用雙 FET 輸入端的低噪音運算放大器 (TL 072 或代用 IC) 為根據，並由士 15V DC 供電線操作，這是取自一個傳統橋式整流的電源供給，然後經過一對正與負的穩壓器 (7815 與 7915 系列)。使到訊號綫正常是有 15mV 之間的剩餘，及消除卡搭聲（當某一級接通或者切斷電路時）。

本機樣之方框結構圖如圖(1)所示，筆者僅希望各位從這些組件中以較簡單之組合來試製，成功之後，再嘗試其他組件。

電源供給器 (圖2)

這是一個簡單而又傳統的電源，採用一個小型 10VA $20-0-20\text{V}$ 電源變壓器，一個橋式整流器和一對集成電路穩壓器，因而得到一平滑又無紋波的士 15V 供電綫，還有另外一對的 25V 綫是供耳筒放大器使用，以避免大電流訊號侵入到用來供給小訊號級之供電綫上。

雖然從價格上小型環狀變壓



圖(3)：(a)為輸入混頻兼緩衝級。應小心平衡控制之佈線，可能會產生雜散電容，則需(b)圖那樣之高頻提升電路。

器比起“E”與“I”鐵芯變壓器顯著的高昂，但這些環狀鐵芯的磁漏卻非常小，而且又容易安裝在底板上，更沒有哼聲問題干擾。不過，在佈線時也應與話筒放大器、RIAA級和特別是動圈唱頭放大器之輸入線隔離開，總括來講，環狀變壓器價格高昂也是有其合理之處。

混頻級 (圖3)

在一般用途上，任何前置放大器均無需要任何形式的訊號混合，盡管如此，若要把訊號通過前置放大其餘各級中加以處理成0.77V RMS及額定600Ω綫綫阻抗，那就可能需要對外路訊號源作出輸入放大與阻抗轉換等形式。這樣混合法，不單沒有任何損失，而且簡單經濟，輸入緩衝放大器若接成一個“虛地”式的混頻器，在效果上是完全等效於單個輸入的。

不過，稍為有點麻煩的，筆者猜想是對輸出訊號之DIN特性。例如是調諧器或者錄音機之輸出訊號，規定一個輸出必須有

效地成爲一個恒流源，令1KΩ負載電阻有1mV輸出電壓。這樣在負載阻抗遠低於100KΩ時有嚴格的訊噪比，如比此值更高時，則應要留意去避免因靜電感應到50Hz紋波。爲了要迎合這種形式的輸入，被迫要把這電路中之電阻值比起所預定的還要高。如各位試製時只採用電路是有10KΩ或更低的輸出阻抗的訊號源，則電路中的所有電阻值可減少，最好是用10倍的數字來減低，會大大地削減檢拾到“哼聲”的可能性，如真的要如此這般做法，除了C₉與C₁₀外，各電容器也相應照比例增加。

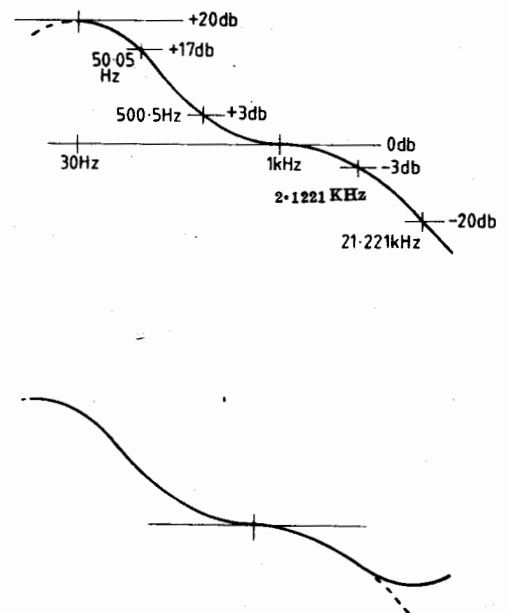
圖(3)中只畫出一個聲道的完整綫路，也是與另一聲道相同，但是“平衡”電位器(PR_{4a}與PR_{4b})則例外，是倒轉形式接的，使到一半是增加數值，而另一半則減少。在接電位器時有一點應要留意，非不得已時才好用屏蔽綫，因爲屏蔽綫會形成雜散電容，對高頻削減，圖(3)(b)是一個高頻提升電路，在圖中之小電容器(即C₉與C₁₀)約有5-10pF，目的是要排除這種雜散電容所造

成的不穩定現象。最爲理想的具體化電路是連同平衡電位器一併安裝在一個金屬盒子內，外殼要接地，此時無需用屏蔽綫，用短的導綫接電位器就可以。

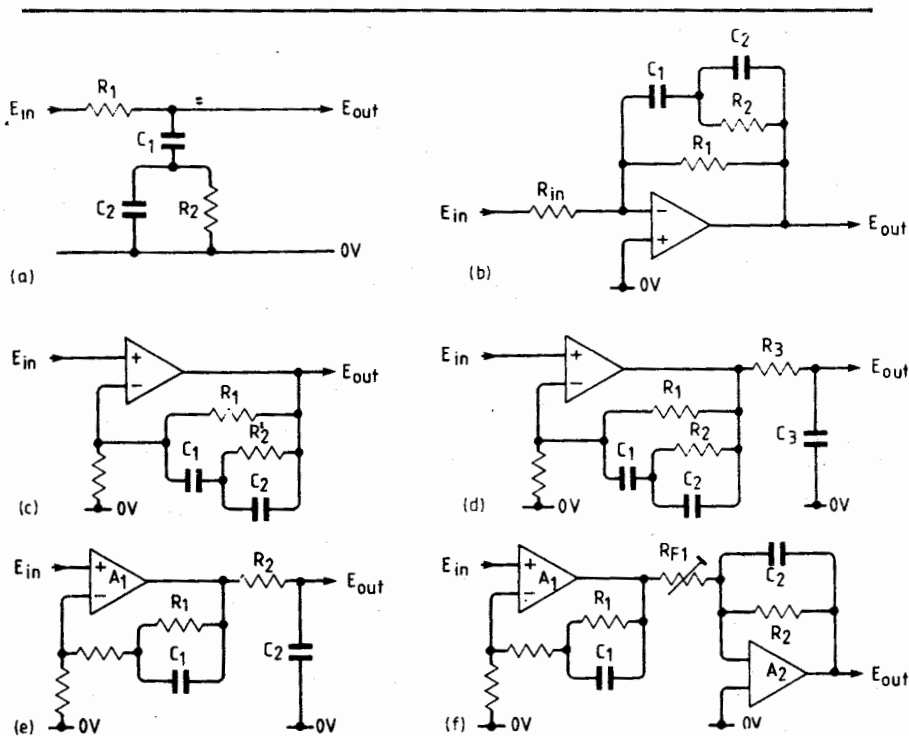
在調整時，輸入端上各電位器(連同RIAA級的增益電位器在內)都要作調整，使到輸入訊號電平之峰值約有1V(0dB+3dB)。

串並式RIAA均衡器 (圖6)

重播RIAA標準唱片，是需要對頻率響應作出適當的修正。基本RIAA重播特性規定之響應曲線是由三個時間常數產生——3180·318和75μS，遂造成如圖(4)所示的著名RIAA特性曲線，其中之3dB轉折點分別出現在：50.05Hz、500.5Hz和2122.1Hz，又其中響應於21.221KHz和低於20Hz的低頻漸近點分別爲-20dB和+20dB，這些數字是相對於1KHz而言，現時著名



圖(4)：(a)爲RIAA均衡特性曲線。(b)爲由圖(5)(c)之串聯回輸電路所產生之響應曲線。



圖(5)：幾種可能之 RIAA 修正電路形式：

- (a)無源電路；(b)並聯回輸；(c)串聯回輸；(d)連有高频修正 RC 之串聯回輸；(e)串聯加無源網路；(f)串並聯回輸。

而有權威性之商業前置放大器，普遍採用圖(5)(c)之串聯回輸均衡器來修正頻率，其優點在輸入短路量度下有較低的表面輸入噪音，不過，接入唱頭時這個優點會減低。電路的實際弊端是在高频時增益趨向於單一狀態，如圖(4)(b)所示，形成瞬態響應與理想需求有顯著差別，及這差別可用耳朵監聽出來。

圖(5)中所示是用於 RIAA 特性補償的幾種可能性的電路形式。最完善的途徑是採用無源網路(a)及並聯回輸系統(b)。在(a)種情況之難處是需要某種形式的輸入緩衝放大器，但因在非理想的高频高電平訊號下亦能工作，會導致過載容限問題。基於此理由，一般商業產品均甚少採用。(b)種的電路方式的整個噪音數字顯得稍差，縱使它是有簡單精確的頻率與瞬變響應，也為商業設計所

忽略。在(c)種的高频特性中本來的單一增益也出現設計上的問題，因當中無用的高频轉折點是取決於回輸環因數。若是採用一個低的合環增益，為了讓負回輸(NFB)增加電路之綫性和恒定輸入阻抗，較上的一個轉折點會出現於較低的頻譜位置上。另一方面，一個高合環增益亦不可以給予適當的電路性能。

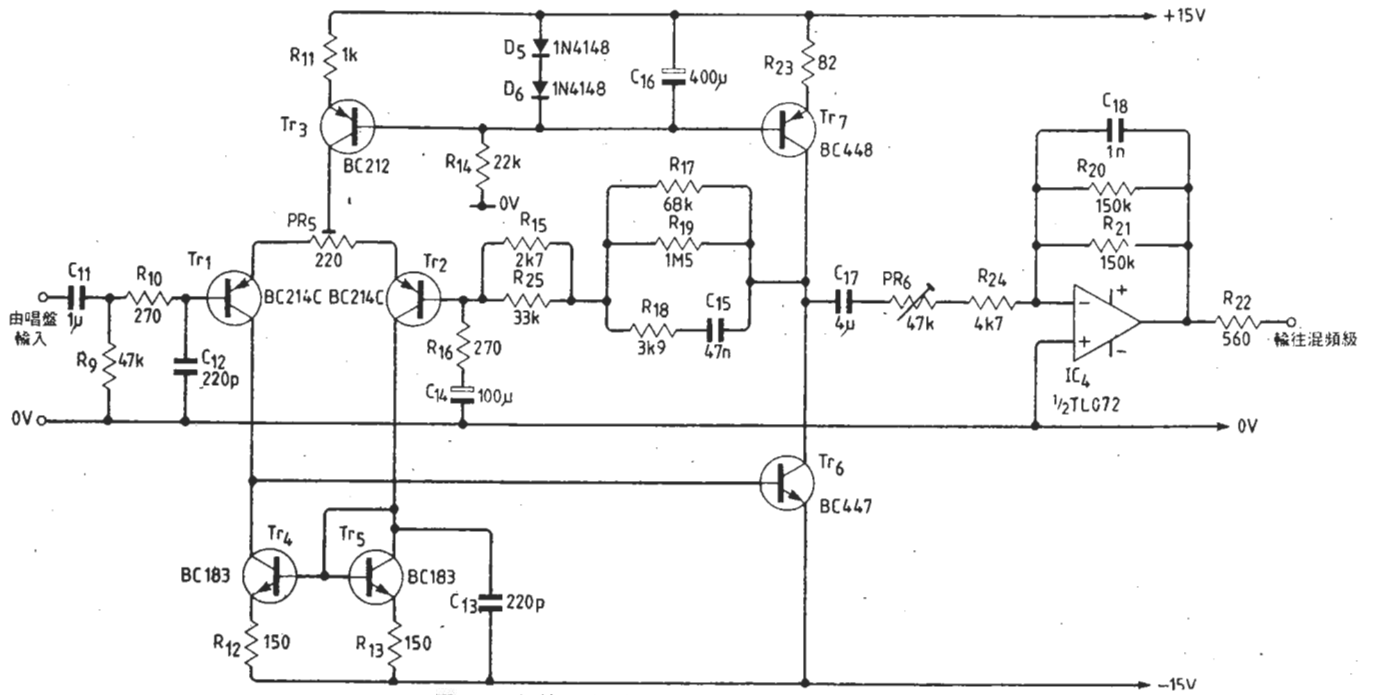
解決這個進退兩難的方法是補充一個 CR 常數上去，如(d)種電路所示，來矯正因放大器倒轉單一增益而形成的無用轉折點。不過，這裏又留下一個疑點，若是完全採用一個無源高频積分時間常數，就設法令 RIAA 曲線有 $75\mu\text{s}$ 的特性響應，因而演變成(e)種電路系統，這種電路已為一兩間著名的製造廠所採用。電路是有近乎理想的頻率和瞬態響應，而唯一之缺點是輸出端的積分

網路本身對訊號有衰減作用，故放大器 A_1 之輸出必須有豐富的高频，減輕系統過載容限的可能性。

這種劣境是可以除去的，用一個有源電路來代替無源積分網路，如(f)種電路中所示，對於各种不同的衝突需求中都有令人滿意的效果。又鑒於採用品質高噪音低的 IC 作為這個第二級，故此，基本上價格不會比(e)種的電路高。此外，整個性能方面是獨立的，但增益則除外，關於 R_{f1} 之值是用來調整整個 RIAA 級之增益。由於此種電路有許多優點，故筆者決定採用“串並”式兩級電路作為在基本設計中的 RIAA 輸入級。因為指標中噪音電阻參考於輸入端為 500Ω ，這個數字比起一般由 IC 運算放大器所得之數字還要低，故此，輸入級要採用分立元件設計。這個 RIAA 均衡電路如圖(6)所示。

這電路一個傳統方式的設計，輸入級採用長尾對（或稱差對）之低噪音 PNP 晶體管 (Tr_1 與 Tr_2) 來推動一個電流鏡影負載 (Tr_4 與 Tr_5)。晶體管 Tr_3 與 Tr_7 分別為輸入級長尾對與輸出級 A 類放大器 (Tr_6) 之恒流源。RC 網路 $C_{14} \cdot C_{15} \cdot R_{15} \cdot R_{16} \cdot R_{17} \cdot R_{18}$ 和 R_{25} 供給所需之頻率響應，是調整 RIAA 曲線之 10Hz-1KHz 部份，而網路 $C_{18} \cdot R_{20}$ 和 R_{21} 則得到所需之 $75\mu\text{s}$ 去加強，這就是產生曲線中從 1KHz 以上之部份。

輸入端之積分網路 R_{10} 與 C_{12} 削減射頻訊號入侵之可能性。如要求放大器工作於一個完全直接交連方式來減低甚低频段之相移的話，則要把電位器 PR_5 調整，使輸出訊號電壓相當接近於 0V 電平。從 RIAA 級中標示之各元件值經計算後的頻率響應數字如表(一)中所示。這個表中是假設兩個放大器的開環增益是 100,000 (相當於預定值)，及也假設 $PR_6 + R_{24}$ 之總值是 $10\text{K}\Omega$ 這



圖(6)：本前置放大器中之串並聯 RIAA 均衡器。

只會影響到增益，並不會影響頻率響應)。採用能購置值電阻與電容，參照於 RIAA 標準曲線而作出之頻率響應是相差 0.2dB 之間，由於元件的可能誤差，似是不可能與這個標準完全吻合。電

路的另一特性如表 (二) 中所示。

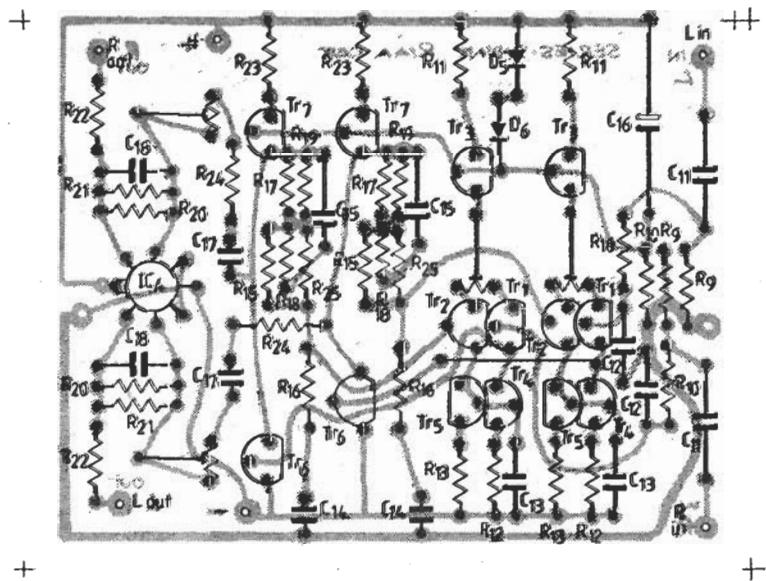
由於電路元件之配置會限制到其性能，故最好是採用圖(7)中所示之印刷綫路板圖樣去試製。從這個量度性能中顯示出與計算結果相符，而其中有 0.5dB 電平是與測試儀器和訊號源之準確性有關。

要解明各種不同的 RIAA 均衡級產生之瞬態響應差別，從圖(8)中分別指示當有 1KHz 正方形輸入時各系統所產生之輸出波形，圖(8)(a)為一個無源 RC 均衡網路分積分曲綫，圖(8)(b)是當採用傳統式的串聯回輸系統時之輸出曲綫；及圖(8)(c)是採用圖(6)中之

表 (一)

RIAA 級之增益與訊號頻率之關係

Fin(Hz)	增益 (dB)
10	60.33 (由於輸入交連電容與回輸隔斷電容 C_{11}, C_{114})
20	61.25
30	60.64
50	58.95
100	55.05
500.5	44.47
1K	41.68
2122.1	38.81
3K	36.89
5K	33.41
10K	27.89
21.22K	21.67



圖(7)：RIAA 級之印刷板圖形與元件排列。

串並回輸系統之輸出曲綫，外形上是非常相似於無源網路的波形。

過載容限

無論任何輸入級中都有一個重要的設計特性，是比任何控制訊號電平還緊要的，那就是其避免輸入過載之能力。典型的動磁

和可變磁阻唱頭在 0.5-2mV / cm/S 錄音速度範圍內都有輸出訊號，現時最優良唱頭中，其最高循跡之調制電平能力約有 40cm / S，但是，照一般來講，最高槽紋速度都比這個數字低許多，這些異常高之調制電平也只會出現高過 1KHz 之頻率中——因為在較為低之頻率中要冒突破槽紋

之重大危險。第一級增益在 1KHz 時是 28.58 dB (即 26.85 倍)，使到在 Tr_6 的集極的最差可能輸出電壓是 2.15V。在此輸出點之限制電平是 10.2V RMS，故對避免過載中是有足夠的容限。第二級之增益可利用 PR_6 之調整而得到更低的需求量，這裏建議用 47K Ω 微調電阻是因為蓋括了所有實際唱頭之需求。

實際前置放大系統

完整之前置放大器雖是有許多組件，但上述所介紹的，包括 RIAA 輸入級，混頻級與 ±15V DC 電源供給，再加在混頻組件輸出端接一個雙連的 10K Ω 對數型電位器 (音量控制) 直接輸送到功率放大級 (如圖(1)所示)，亦可成爲一部比較簡單的前置放大器，在一般情況之下，都有令人滿意的效果。

致於餘下之組件及一些製作要點將繼續在下期刊出。

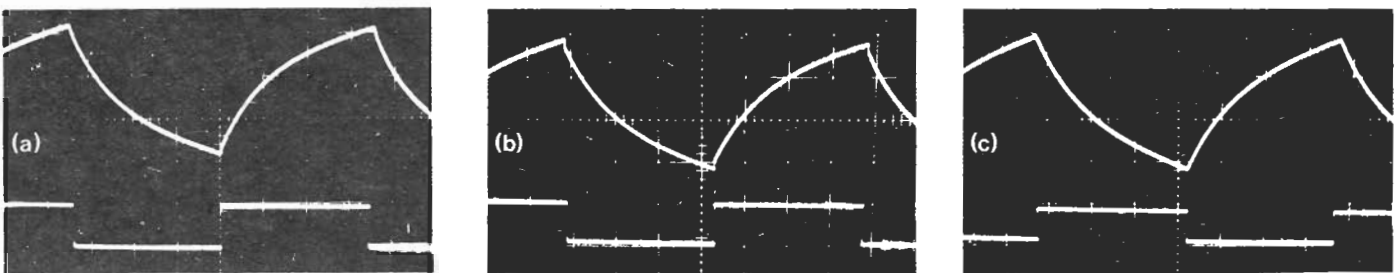
表 (二)

最大輸出電壓	10V RMS
在 10V 與 1KHz 時之失真	0.01%
在 10V 與 20KHz 時之失真	0.018%
電流損耗 (兩聲道)	17mA
在 0.774V RMS 與 1KHz 之失真	0.003%
輸入噪音電阻	450 Ω

(以上各數據是只用第一級測量，回輸網路調校至有一平坦響應之 100 倍增益，輸入短路，量度頻寬 250 KHz，溫度 20°C)。

如採用本文建議之電源供給，則電源哼聲成份 (50Hz 與 100Hz)

——100dB 參考於 0.774V。



圖(8)：均衡電路對正方形輸入之響應。(a)是圖(5A)之無源電路產生曲綫；(b)是採用傳統串聯回輸均衡器之輸出曲綫；(c)是採用圖(6)串並聯電路之曲綫。

