

第一章 簡介

前級放大器是用於音響器材中控制音質及音量主要處理單元，前級放大器具有控制音量及音色的功能，一般音響系統在全體架構上，包含聲音來源，前級放大器、後級放大器及喇叭，是現代音響器材最基本的結構，目前聲音來源大多使用 CD 唱機播放，CD 唱片為主要音源，而前級放大器處於 CD 唱機及後級放大器之間的一個重要控制單元，在音響系統當中，後級放大器多半部具有音量開關，也就是說後級放大器無法控制音量大小，雖然 CD 的輸出電壓相當地高，約有兩伏大小的輸出，但是 CD 唱機也不具備有音量的開關，所以 CD 唱機並不能控制輸出音量的大小，我們如果在放大器的前端加上音量的開關，將會產生主抗改變的不良結果。因此，前級放大器迄到目前為止，仍是一般音響系統當中必須具備單元，前級放大器簡單來說，就是在控制音響的過程當中不會影響輸入主抗機 輸出主抗機之匹配關係，也就是說，從 CD 唱機所輸出之信號進入前級放大器的音量單元，並不會產生信號的流失或衰減，因前級放大器必須具備良好的匹配功能，因此前級放大器在線路設計上必須採用高阻抗輸入，低阻抗輸出，達到調整音量而不改變阻抗匹配的能力，因此在線路設計上，太多採用高阻抗輸入及低阻抗輸出線路。

目前在 CD 時代中，前級放大器可以不具備放大功能，但是為了減輕後級的增一量，再一般設計中仍採用過網放大十倍的基本規格來設計前級的增一量，本次專題製作，我們設計並製作一部真空管十倍放大前級放大器，因為在實務我們發覺前級放大器具備了控制功能及控制音量大小基本物理特性，但前級放大器卻強烈地影響整個音響系統的音質，這是因為前級放大器在後級放大器的前端，因此其輸出的音質好壞會經由後級放大器再加以放大表現，所以優良的前級放大器為高級的音響系統所必需，所以在本次專題製作過程中，選擇製作優良音質之前級放大器。

採用真空管作為放大元件的原因是真空管具有良好之音質，在現代半導體時代，IC 及電晶體充斥市面，如何選用真空管來作為主動元件呢？主要原因在於真空管具有低的高頻雜訊及無刺耳的噪音產生，這是真空管優於半導體的主要原因，加以真空管工作原理及結構完全不同於半導體元件，放大功能卻與半導體元件相同，所以在本次專題製作中，以音質為首要考慮，故嘗試製作真空管前級放大器。

真空管放大器製作成本較半導體放大器要高出許多，因為真管放大器其基本供應電壓約在 200 伏~~300 伏之高電壓，其使用零件多為高奈壓之電容器或碳膜電阻，此類元件單價高於一般低電壓元件，此外因真空管放大器工作於 200~~300 伏之高電壓使用下必然會引起電容器

的漏電及老化快速等結果，將不利於放大器的壽命及維修。

本次專題製作除了設計及製造真空管前級放大器之外，對於全體放大器製作技術提出基本原則及音質調整方法程序之重要結論，並且提出真空管放大器乃至一般之電晶體或半導體型前級放大器的製作及音質調整方法，希望對未來繼續改進放大器的同學能提出有效之改良建議。

在本次真空管前級放大器製作當中，我們完成了高音質的真空管前級放大器，電路設計採用總體回授線路，主要元件使用 6DJ8 真空管元件，本真空管放大器不具有唱機等化線路，使用 2 只 6DJ8 真空管，採用總體回授之目的為增高線路之反應特性，使真空管器件輸出入信號之間線性特性更完美，在早期真空管線路中大多採用全體回授之設計線路，在本機中則採較近代之單段回授之設計線路，因為 6DJ8 為較後期之真空管產品，所以其特性及轉換時間均較早期真空管為佳，但是後期真空管產品因材質及燈絲設計成本考慮因素，所以結構反不如更早期之真空管，但是 6DJ8 為目前常用之真空管，其數量較多，在一般市場上極易購得，直至 2002 年為止，仍有許多東歐國家、俄羅斯及中國生產真空管，但目前的日本及台灣市面上以 12AX7，12AU7 及 6DJ8 為最多，這也是製作此 6DJ8 真空管放大器之主因。本次專題製作，我們完成了線路版的焊接工作，並重新設計電源供應線

路，採用穩壓觀念點燃燈絲，在真空管線路中採用穩壓晶體點燃燈絲的觀念為較後期之線路，所以在本次專題製作當中，線路的設計及燈絲的點燃電源設計均為新的嘗試，在真空管放大器中雖然結構傳統，但採用的觀念卻較為新穎。

在本次製作中，對於變壓器的選擇亦投入相當的研究後才採用特別訂製之高壓變壓器，最主要是因為真空管放大器工作電壓比一般之電晶體式放大器要高出數倍，市場上規格品較少，此外真空管須具備低壓之燈絲電源所以在變壓器中必須有高壓線圈繞阻及低壓線圈繞組兩部分，因此電源變壓器亦請廠商特殊訂製，最後在接線及端子處理上採用獨立之接地線路，並用優質之信號端子使輸入信號不致衰減，總機組裝完成最後得到一非常高音質之真空管前級放大器。

第 2 章 放大器工作原理

一 古典等化補償放大器

晶體放大器在 1970 年代左右產生了一個飛躍改變。在那以前放大器，總是擺脫不聊真空管的影響，直至那時才脫穎而出，開闢了屬於晶體放大器自己的道路。因此，常把 1970 年以前的放大器，稱為古典放大器，來說明補償電路在 1960 ~ 1970 這 10 年間是怎樣改變的。

圖 3-1 表示全晶體式放大器，為用於 Trio 出品 TW-30 上的補償放大器部分，是日本最初的產品。在 1962 年還沒有矽晶體，使用的是 PNP 型之銻晶體。如你所知，它是由射極第 2 級放大電路構成。其間信號由第 2 級的集極，利用 R106, C104, C105, 以 NFB 回到初級的射極。

這個電路是把真空管的 P-K 回授型(圖 3-2)EQ 放大器，改接成電晶體電路而成！

稱它為「C-E 回授型」。與 P-K 回授型相比，有較多電阻和電容器，似乎有點土氣味。由於電路皆有 6 個和低頻特性有關的電解電容，且之間有相互作用存在，因此設計相當困難。

在性能和音質的進步上中更有歷史意義的是，此放大器中鏡連一個真空管也未用到。但電路本身還帶有真空管的動作方式，尚未

確立出電晶體的特色。

直至 1965 年起，開始大量供應矽電晶體以後，晶體式放大器才有了改進。圖 3-3 所示是稱之為“E-E 回授型”。這種類型是在第 2 張詞 2-57(a)的射極接地 2 級電路之後，又加接了射極隨耦器而成其間初級和第 2 級，第 2 級和第 3 級是接成直接連接，電容數也比圖 3-1 少。於是確立了利用 NFB,使所有電路工作點穩定起來。

在直流放大器領域，雖有這種做法，但在音頻放大器領域，藉由經過數級 NFB，使電路工作點縹於穩定的構想卻很少。因為真空管是放大器的工作點，無需經此手續就很穩定了。

通過 NFB 來穩定電路工作點，對於較易受溫度影響的電晶體而言，是不得不用之對策！

當時確實是這麼想，才因而使用了兩種 NFB 電路。其中的一個是為穩定電路工作點的 DC 回授,而另一個則未獲得 RIAA 特性的 AC 回授

由 Q2 射極回到 Q1 基極的 NFB 是 DC 回授,另由 Q3 射極回到 Q1 射極的 NFB 是 AC 回授，像這樣兼用 DC 和 AC 回授，的確是很技巧的技術。然而，雖說是 DC 回授，並不只對直流起作用，由於也能在超低頻狀態下工作，故產生 DC 回授和 AC 回授間的相互作用。因此，電容器雖是減少了還得在電路流接 4 個電解電容器。其狀況與

現在接線相比，在電解電容器容量的波動範圍上相當大，因此要使電路的超低頻特性收斂到所希範圍是極其困難。

故，這種 E-E 回授型在市場上也沒有持續很長時間。

於是為了克服上述缺點，又出現了圖 3-4 所示，屬於 MARANTZ 出頻的 T 型放大器，並由它首先確定了晶體放大器本身的動作方式

線先來看一下這種信號的流程圖。由圖形所見，馬上可以得知 Q1 與 Q2 是屬於射極接地電路。雖然在 Q2 集極接有大電阻，但因信號是由 Q2 基極傳至射極，以驅動 Q3 關係，所以可看出 Q2 是集極接地。另外 NFB 兼用了 DC 回授與 AC 回授兩種方式，可是兩者卻都由 Q3 集極回到射極。

也就是說。DC 回授電路與 AC 回授電路呈並聯接方式，這對於計算頻率特性很有利，接著在 Q1 射極上只接了一個電解電容。這樣基本上可消除在超低頻所生峰值波，或發生過度特性惡化的危險。

把 DC 回授電路和 AC 回授電路接成並聯連接，以穩定電路工作點的 DC 回授，也從電路最後級使接回到初級的這種構、不久將朝向 DC 回授和 AC 回授呈一體化之 DC 放大設計得方向發展。這種形式體現了電晶體放大器德獨特思考方向。

例如，我們可以舉出它的電路增益(只加 NFB 前增益)很大。由

於 Q1 的 V_{ce} 約為 2V 大小，因此在 3.9M 上所電流約為 10uA。令 Q2 上的基極電流要小於 1uA 因為如設 Q3 的 $V_{ce}=20V$ 時, $I_{c3} = 4Ma$, 且設且設 $h_{fe3}=100$, 則 $I_{b3} = 40uA$, 另外在連接於 Q3 基極和射極電阻之 47kO 上, 會流有 13uA 電流大小($V_{be3}=0.6V$)。因此得知 Q2 射極電流約為 50uA。如設 Q2 的 $h_{fe3.9MO}$ 為 300, 則其 I_b 大小約為 0.2uA。其間將所流 Q1 之 I_c , 看作與流過 3.9MO 阻抗上的 10uA 電流大小大致相等去處理。於是根據(1-5)式, 得 Q1 的 g_m 為;

$$g_{m1}=40I_c = 40X(10 \times 10^{-6})$$

$$= 0.4 \times 10^{-3}$$

亦即 g_{m1} 有 0.4ms 大小。

另一方面, 因為 Q2 的輸入阻抗是像 Q2 與 Q3 間所做達靈頓連接一樣,

$$Z_{in2} = (1+h_{fe3})(1+h_{fe2})R_{e3}$$

式中 $R_{e3}=47O$

設 $h_{fe3}=100$, $h_{fe2}=300$, 則

$$Z_{in2} = 300 \times 100 \times 47 = 1.5MO$$

於是初級電路的負載電阻 $R_{I'}$ 為;

$$R_{I'} = (3.9MO) // (1.5MO) = 1MO$$

且說, 由於 Q1 射極和接地間(交流部分)接有一個 470O 電阻, 這時

可應用前一章(2-77)式, 計算初級電路的電壓增益變為;

$$A_{v1} = -g_{m1} R_{E1} / (1 + g_{m1} R_{E1})$$

$$= -(0.4 \times 10^{-3}) \times (1 \times 10^6) / (1 + (0.4 \times 10^{-3}) \times (470))$$

$$= -340$$

設定 Q2 的電壓增益為 1。接著把 Q3 的電壓增益 A_{v3} ，按照穩壓驅動 Q3 作用去考慮(電路中，Q1 和 Q2 的相互作用，是建立在把 Q2 輸入阻抗看成是初級電路負載的一部份作考慮，且有關將 Q3 當作穩壓驅動的重要性，已在本書前面第 2 章第 9 節中說過了。還有，因 Q2 是集極接地，所以要穩壓驅動 Q3 時的輸入阻抗(即 Q3 的信號源阻抗)極小 [參見(2-55)式]，故可認為 Q2 是做穩壓驅動)，於是由(2-78)式得：

$$A_{v3} = -R_{c3} / R_{E3} = -4.7 \times 10^3 / 47 = -100$$

因而，

$$\text{全部純增益} = A_{v1} * A_{v2} * A_{v3}$$

$$= (-340) * 1 * (-100) = 3.4 * 10^4$$

即計算得結果為 91Db。」

所得的結果很理想。像這樣，因純電路增益非常大，所以 NFB 以後的頻率特性僅取決於回授電路的電子零件常數而已，而與 h_{fe} 的變動和溫度無關。

這樣一來會加入大量的 NFB 在純特性改善以後，適當加上 NFB 是屬於真空管式的想法。當然，晶體放大器也希望改善純特性 暗純特性的

提高，會導致電路復雜起來。

如在射極接電阻，使部分電流回授起作用的話，就不會帶來電路複雜化，並能減少尤電路後級回到初級的 NFB 了。

關於這些確實不容否定，尤其在 1960 年代，出現有不少不穩定情況，加上 TIM 失真，造成晶體放大器的音質很差。追究其原因與其認為所接追究其原因與其認為所接 NFB 過多，還不如說是因為？電晶體的高頻特性惡劣，？相位補償技術未成熟，？過於相信 NFB 會減少各種變形，而實際上增加上增加 NFB 也很難獲得改善。但是這些缺點，已經？通過使用矽質電晶體？應用各種巧妙的相位補償技術，？採取取 NFB 以外對策等，而得到完全解決了。

是 1970 年以後的是，在那之前，因不知道有所謂 TIM 失真，故當然不會採取將其進行有效對策才對。

但是即使「TIM 失真」話語未出現，但那種失真仍會發生，其不管怎樣還是逃不過一流技術人員的眼睛，因此在他們所設計的高回授型晶體放大器中，已採取了適當有效的改善措施。例如像 MARANTZ7T 型的 EQ 放大器，已進行巧妙的相位補償，而訪只了今日所說的 TIM 失真問題。請讀者看一下圖 3-4，在 Q2 和 Q3 的各集極間，所接的 $C=3.9\text{Pf}$ 電容器。

C 看起來好像沒有用，其實並非如此。由於此 $C=3.9\text{Pf}$ ，於是純

在於 Q3 輸出電壓中的超高頻成分，一旦被回授到 Q2 集極，就會進一步通過 Q2 的集基極間電容 C_{ob} ，而回授到 Q2 的基極。

直接在 Q3 的集極和 Q2 的基極間，接上相位補償電容不行嗎？

而不做如此接線，正是本電路的特色，這種迂迴相位補償方法，實際上是用來有效防止兩極相位補償所生的 TIM 失真。此外，在該放大器，還採用了許多先進技術，以致使它的 MARANTZ 品牌能達到世界最高領導地位，而於晶體放大器的歷史上，留下了永恆的足跡，進而其對於以後所出現的電晶體也發生很大影響。

這樣接法的最大優點是在初級和第 2 級上，使用了不同極性的電晶體。

2. SEPP OTL 電路

TR 電晶體式功率放大器也是由模仿真空式電路開始，但由於它比真空管較易於控制大電流，因此一開始就採用 OTL(無輸出變壓器：Output Transformerless)方式。

圖 3-7 是電晶體式的基本電路，俗稱為 SEPP(單端推挽：Single Ended push-pull)OTL 電路。這裡所說的單端，是紙漿信號線的一端接地而言。

圖 3 - 7 (b) 上側的電晶體，並非集極接地

電晶體 Q 1 的集極雖做交流式接地，但不屬於集極接地。請回憶 3

種電晶體接地名稱，都是以輸入和輸出之共用接典而命名的。圖 3 - 7 (b) Q 1 的輸入信號加在基射極間，另輸出信號由射集極間取出，且輸入和輸出的共用接點是射極，故 Q 1 是做射極接地。還有，電晶體的 Q 2，也做射極接地。因此可知，圖 3 - 7 的 O T L 電路，再幾何上非對稱。那麼下面再來看一下有關電路的工作情形。在此為了簡化解說麻煩，就設定 Q 1 和 Q 2 特性相同，且連兩者偏壓 V_{bias1} 和 V_{bias2} 也相等。

電路中驅動電壓是分別加在 Q 1 和 Q 2 的基射極間，而兩驅動信號的相位相反，也就是說，當 $V_s > 0$ 時， V_{be1} 增加， V_{be2} 減少； $V_s < 0$ 時， V_{be1} 減少， V_{be2} 增加。

期間毫無疑問的，在無信號 ($V_s = 0$) 時， $I_{c1} = I_{c2}$ ，無電流流於負載 (喇叭)

隨之打這種沒有信號時的集極電流叫做「靜態電流 I_{idle} 」

$$I_0 = I_{c1} - I_{c2} \dots \dots \dots (3-1)$$

這時如果驅動程式電壓 V_s 是正偏壓，則 $I_{c1} > I_{c2}$ ，上式的輸出電流 I_0 偏向正端；反之， V_s 是負偏向時， I_0 偏向負端 (參考圖 3 - 8)。

此時若設 Q 1 的集極電流變化量為 i_{c1} ，Q 2 的集極電流變化量為 i_{c2} ，則有：

$$\begin{cases} i_{c1} = g_{m1} V_{be1} = g_{m1} V_s \dots \dots \dots (3-2) \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_{c2} = g_{m2} V_{be2} = g_{m2} (-V_s) \dots \dots \dots (3-3) \end{cases}$$

因此，輸出電流 i_o 是：

$$\begin{aligned} i_o &= i_{c1} - i_{c2} = g_{m1} V_s - g_{m2} (-V_s) \\ &= (g_{m1} + g_{m2}) V_s \dots \dots \dots (3-4) \end{aligned}$$

如設負載阻抗為 R_L ，可得到輸出電壓 V_o 如下：

$$\begin{aligned} V_o &= R_L i_o \\ &= (g_{m1} + g_{m2}) R_L V_s \dots \dots \dots (3-5) \end{aligned}$$

由此根據上式，得小信號電壓增益 a_v 為：

$$a_v = V_o / V_s = (g_{m1} + g_{m2}) R_L \dots \dots \dots (3-6)$$

在(3-6)式的右邊，還可以 $(g_{m1} R_L) + (g_{m2} R_L)$ 表出。其中 $(g_{m1} R_L)$ 為 Q_1 增益。也就是說，於小信號工作狀態下， Q_1 與 Q_2 是呈並聯動作。

而大信號工作時，工作狀態則因工作點不同而異。

(A) B類動作情形：如圖 3 - 9 所示，電路工作點設在與 P1 相應，恰好是截斷 I_c 之位置上，這時隨驅動電壓 V_s 變化的 I_c 產生失真，得如圖 3 - 10 中(a)所示半波整流波形，而合成電流（即輸出電流）波形，大致出現與輸入波形相似。此時在信號的半周期間， Q_1 或 Q_2 中任有一晶體呈截流狀態，且另一晶體則處於活性狀態。像這樣，信號在一周期間，只有半週期的能動元件處於活性

狀態的工作情況稱之為 B 類動作。

(B) A 類動作情況：如依圖 3 - 9 中的 P2 所示規定電路工作點，則 Q₁ 和 Q₂ 經常處於活性狀態，絕不會被切斷。於是稱這種工作狀態為 A 類動作，此時的電流波形，和圖 3 - 8 的小信號工作波形相同，因此大信號電壓增益也可用(3-6)式表出。

(C) AB 類動作：若依圖 3 - 9 中的 P3 所示規定電路工作點，則 Q₁ 和 Q₂ 如 B 類動作所示，呈交替被切斷，且切斷期間（遮斷狀態期間），活性狀態將低於整個週期的 50%（參考圖 3 - 10 (b)），像這樣的動作，即稱為 AB 動作

一般說來，在最大無失真輸出或額定輸出之工作狀態下，稱 A 類工作的放大器叫 A 類放大器。同樣，AB 放大器或 B 類放大器的定義，也是以額定輸出時的電路工作情形加以設定。

上面所敘的動作等級（參考表 3 - 1），和靜態電流間有密切關係存在。

為了使電路呈 A 類動作，相對於最大輸出電流 (I_o)_{max} 而言，應將靜態電流 I_{idle} 做如下設定，即：

$$I_{idle} = (I_o)_{max}/2 \dots \dots \dots (3-7)$$

如 I_{idle} 滿足下式條件：

$$0 < I_{idle} < (I_o)_{max}/2 \dots \dots \dots (3-8)$$

極為 AB 類動作。

但如果 AB 類放大器的輸出電流 I_o ，滿足下式的小輸出工作，即

$$|I_o| \leq I_{idle}$$

$$I_{idle} \dots \dots \dots (3-9)$$

則仍為 A 類工作。例如，設 $I_{idle} = 100\text{mA}$ ，輸出電流低於 $\pm 100\text{mA}$ 範圍是屬於 A 類動作。假設負載阻抗為 8Ω ，則在輸出電壓低於 $\pm 0.8\text{V}$ 時極為 A 類動作。

(a) 最大輸出功率

已知 SEPP 電路的最大輸出電壓 $(V_o)_{max}$ 如下：

$$(V_o)_{max} = V_{cc} - V_{ce(sat)}$$

V_{cc} ：電壓電源

$V_{ce(sat)}$ ：集極 – 射極間飽和電壓

如對電晶體的品種加以適當選擇，可使 $V_{ce(sat)}$ 遠小於電源電壓 V_{cc} (參考第 1 章 11 節)，這時因輸出電壓有效與電源電壓接近，可近似認為：

$$(V_o)_{max} \approx V_{cc} \dots \dots \dots (3-10)$$

因此之最大輸出電壓 $(I_o)_{max}$ 為

$$(I_o)_{max} = (V_o)_{max} / R_L \approx V_{cc} / R_L \dots \dots \dots (3-11)$$

由於最大輸出功率 $(P_o)_{max}$ 是最大輸出電壓有效值何最大輸出電流

有效值之積，因此根據(3-10)式和(3-11)式，得：

$$(P_o)_{\max} = (V_{cc}/$$

亦即上式說明，SEPP 電路在使用了飽和電壓為零之理想 TR 電晶體時，其最大輸出功率僅取決於電源電壓何負載阻抗，而與(3-12)式之動作等級無關。

(b) 相位反轉電路問題

圖 3-7 的 SEPP 電路須以振幅相同，相位相反的電壓進行對偶元件驅動，並且，為使 Q1 陰極或射極不接地，而使用了特殊的反轉相位電路。於圖 3-11，是表示真空管或 SEPP 電路和它的驅動電路。

於此電路中，由於平即負載電阻 l 端(p1)，以交流刑式接在 Q1 陰極，因此在 Q1 的柵極和陰極間加有驅動電壓(-R_p · j_p)，且在 Q2 和 Q3 的驅動電壓為 PK 分割式(註 1)。在 TP 電晶體式 SEPP 電路方面，最初也曾試過使用模仿這種 PK 分割的『CE 分割式』反相位電路來驅動。但其間由於電路複雜(註 2)，並且存在靜態電流穩定性問題，而未能普及起來，以致一般所見較多的，當然還是如圖 3-12 中所示的變壓式反相位電路了。

這種變壓器方式，不易出現因自動驅動所引起對功率電晶體的

破壞，故很適宜使用到 PA 放大器。但存在因變化所引起的低頻或高頻特性惡化，不能加入大的 NFB 電壓，對印刷基板按裝困難，成本高，以及無法精確設定靜態電流等缺點，且又不適於應用到 Hi-Fi 放大器，以致很快就被淘汰了

3. 對稱射極隨耦器

由於還未研究出適宜驅動圖 3-7 上 SEPP 的反相位電路，因此連這種 SEPP 電路也被棄用，而代之取用無需反相位的 SEPP 電路，即叫做『互補對稱射極隨耦器 SEPP』的 OTL 電路。

我們曾於前面學過，有對電壓和電流方向呈互相相反的 NPN 型和 PNP 型之兩種 TR 電晶體，如將其特性(最大額定值、電器特性、外形等)大致相等的 NPN 型和 PNP 型元件加以組合，就稱為『互補電路對(Complementary)』。例如 2SC1815/2SA1015，2SD756/2SB716 等都是很有名的互補電路對元件。

相應地把所用互補電路對，接成對稱動作即叫做「互補對稱電路(Complementary Symmetry Circuit)」。

圖 3-7 的 SEPP 雖是屬於同極性電晶體的射極接地型，但如把它換成使用不同極性電晶體所組成之集極接地電路，就成為上敘的互補對稱射極隨耦器 SEPP 電路了(圖 3-13)。

圖 3-13 的互補對稱射極隨耦器之 Q1 與 Q2，是用同一個 V_s 驅動信

號來驅動，並可反相電路。這是因為互補電路本身極性相反，當然不需要反轉相位。此為電晶體的特色，不是真空管能做到之處。

在圖 3-13 的電路，是屬於集極接地型電器，其信號 V_s 已交流式加在基集極間，這時如把 V_s 與輸出電壓 V_o 之差看作 V_s' ，即：

$$V_s' = V_s - V_o \dots\dots\dots (3-13)$$

那麼顯然 V_s' 不是獨立信號，而是一種會隨 V_s 改變隻從屬信號(中間變量)。這樣一來，就可利用 V_s' ，把圖 3-13 電路表示成圖 3-14 所示情形。

其間無疑的，在沒有信號時的 $V_s = V_o = 0$ ，所以 $V_s' = 0$ ， $I_{c1} = I_{c2} = I_{idle}$ 。

此時，如果信號 V_s 變動， V_s' 也會跟著改變，現設 V_s' 朝正向變化，則 Q1 的 V_{be} 增加，而 Q2 的 $|V_{be}|$ 將減少。例如設 $V_{bias1} = V_{bias2} = 600mV$ ，於是當 $V_s = +1mV$ 時， $V_{be1} = 601mV$ ， $V_{be2} = -599mV$ ，結果是 I_{c1} 增加， I_{c2} 減少，輸出電流朝正變動；反之，當 V_s' 是向負像變化時，當然輸出電流變化也為負。

由於 V_s' 加在 Q1 和 Q2 的基射極間，因此

$$i_{c1} = g_{m1}V_{be1} = g_{m1}V_s' \dots\dots\dots (3-14)$$

$$-i_{c2} = g_{m2}V_{be2} = g_{m2}V_s' \dots\dots\dots (3-15)$$

另輸出電壓 V_o 為

$$\begin{aligned}
V_o &= i_o R_L = (i_{c1} - i_{c2}) R_L \\
&= (g_{m1} + g_{m2}) R_L V_{s'} \dots \dots \dots (3-16)
\end{aligned}$$

如把上式帶入(3-13)式,而消去中間變量 $V_{s'}$,那麼

$$\begin{aligned}
V_o &= (g_{m1} + g_{m2}) R_L (V_s - V_o) \\
\{ 1 + (g_{m1} + g_{m2}) R_L \} V_o &= (g_{m1} + g_{m2}) R_L V_s
\end{aligned}$$

於是根據上式,得小信號電壓增益和 A 類動作大信號的電壓增益為 :

$$A_v = V_o / V_s = (g_{m1} + g_{m2}) R_L / 1 + (g_{m1} + g_{m2}) R_L \dots \dots \dots (3-17)$$

互補對稱射極隨耦器的電壓增益,要比 3-7 圖上 SEPP 電路的增益來得小。

增益小的原因,是由於電路接有 NFB 關係。有關此電路的詳細內容,雖然以後才會提到,但如果研究一下(3-13)式的電路含意,是表示電路先檢出電壓(V_s)與輸出電壓(V_o)之誤差($V_{s'}$),然後給予回授作用,其情況正如圖 3-15 方塊所示的 NFB 系統。

於是結果表明互補對稱射極隨耦器,具有以下特色: ? 非直線失真小? 頻率特性良好? 輸出阻抗小? 雖無 NFB 效用,但易於調整靜態電流? 不易受電源電壓變化影響等。

互補對稱射極隨耦器有什麼缺點嗎?

電壓增益小(極集結第電路的功率增益約等於 h_{fe} 請參考第 2 張第 1 節說明),這是它的唯一缺點。但其可經由電路做達靈頓連接去

加以解決(請參考圖 3-16)

由於原因，在 1960 年代，電晶體是功率放大器的輸出級，都全部接成互補對稱涉及隨耦器連接。

於圖 3-17，是表示那時的標準功率放大器形態。圖中的 Q1 和 Q2 是作為電壓放大及，另由 Q3.Q4.Q5.Q6. ~ 等組成輸出級。

好像 Q5 與 Q6 的電路結構和圖 3-16 不一樣的樣子。

這種電路結構也是屬於達靈頓連接的一種，通稱為倒達靈頓連接線(參考圖 3-18)。這是因為當時還沒有矽的 PNP 型功率電晶體，所以才以倒達靈頓連接線來代替使用。而實際上，都把由圖 3-18 所接倒達靈頓連接線，和一般的達靈頓連接線所組成的組出的輸出級，叫做：『準互補對稱射極隨耦器 SEPP』或簡稱為『準互補對稱方法』，今又把圖 3-16 所示，呈完全互補對稱的接線電路，稱為『存互補對稱達靈頓射極隨耦器 SEPP』，或『純互補對稱方式』。與純互補對稱方法相比較，準互補對稱方式較易於出現大的非直線失真和易生振盪，因此在 PNP 型係電晶體出現以後，就已全部改變呈完全使用純互補對稱方式，且一直使用至今。

由於圖 3-17 的功率放大器，是屬於單一電源方式，所以 Q6 的直流集極電壓，剛好是 1/2 的電源電壓大小。

圖 3-17 中所接的 C2(33uF)作用，也如圖 3-11 上所接真空管是 SEPP

的 c_2 ，通稱為「靴帶式電路」，其本質和真管式 SEPP 中所接 C_c 相同，但使用目的則不一樣，有關其詳細內容，將於下一章在提出說明。

圖 3-17 所接準互補對稱是功率放大器的重線性很高，且物理特性也要比當時的真空管式放大器好，因此迅速的補及開來，在 1960 年代幾乎完全使用這種方式。互補對稱功率放大器也其有缺點，極必要在放大器和喇叭間連接輸出電容器，因其阻抗與頻率成反比作用，以致增加低頻輸出阻抗，而減低了喇叭的製動能力，接著為了防止制動能力下降，如增加輸出電容 C 容量。會因電路皆有與低頻特性有關之電解店容關係。而使電源開關在做 on.off 時。所產生的充放電電流流入喇叭。且又因電解電容器的容量誤差。難於控制低頻特性。以及過度特性惡化等。

於是出現有去掉輸出電容。同時連耦合電容(正確地說法應稱為級間耦合電容。例如圖 3-17 中的 c_1 4.7 uf 電容等)。也不接的情形。可是要實現其目的。應如何進行才好?就此出現有為省去輸出電容。應先把電路改接成使用正負 2 電源方式。另外為了不接耦合電容。需如圖 3-6. 所示把 Q1 接成 PNP 型電路較好。進而如要由電路後級。加直流 NFB 於 Q1 射極的話。即得圖 3-19 所示電路。

第三章 製作過程

為了增加製作放大器的經驗，我們先製作一部電晶體綜合放大器作為練習，然後再製作真空管前級放大器。

3-1 65W 電晶體綜合放大器製作過程

A. 使用之零件

1. 主線路版：

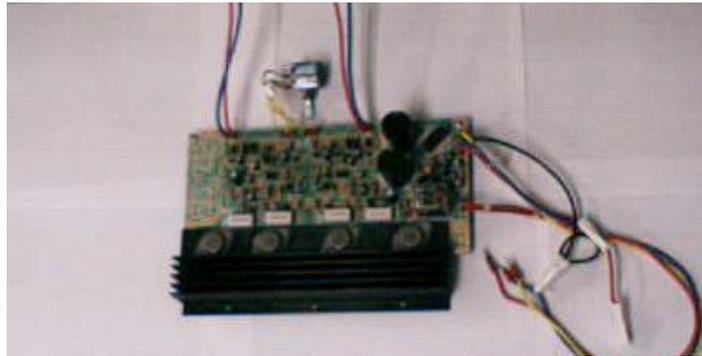


圖 3-1(a) 主線路板正面

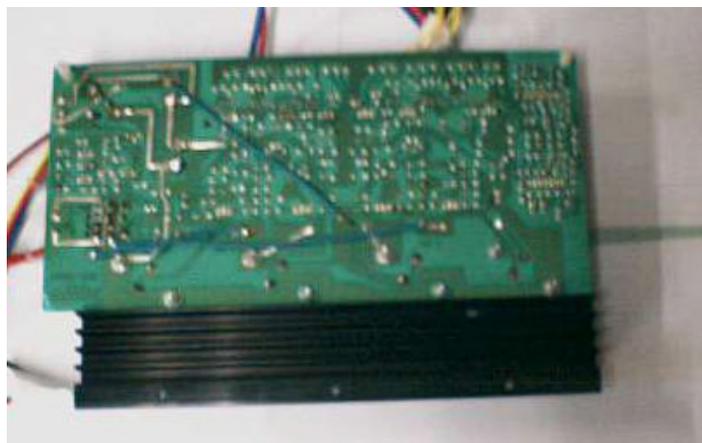


圖 3-2(b) 主線路板反面

5.電晶體：

使用額定功率為 200W 之 2N3055 為功率晶體如圖 3-5 所示。



圖 3-5 電晶體

6.機箱鑽孔及裝設端子：

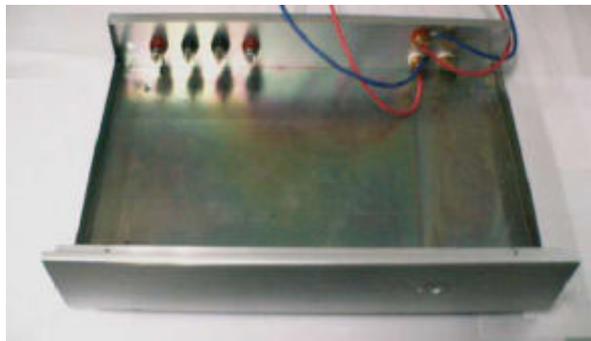


圖 3-6 機箱鑽孔及裝設端子

B.製作過程:

首先更換主電路之電解電容,將其更換為 ALNA 之 FOR AUDIO 級之低阻抗電解電容,然後準備熱縮套管及 U 型端子,將主電路板通電測試繼電器之導通正常,再開始進行安裝。

1.機箱加工

首先加工機箱及鑽孔如圖 3-7 所示,加工完畢後所上喇叭端子 及

輸入端子，並測試音量開關可否適合。一切完成後進行線路板安裝。

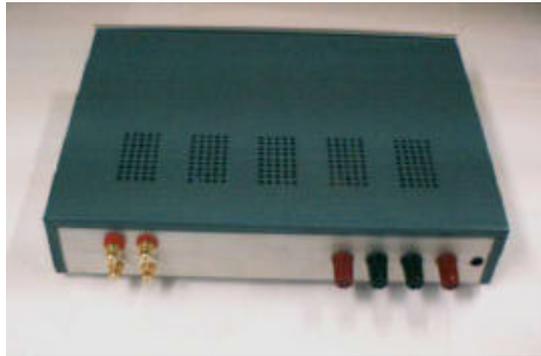


圖 3-7 機箱之圖形

2.線路板安裝及配線：

如圖 3-8 所示，線路板隻安裝位置要正確並在機箱中間之位置，端子均須以熱縮套管處理避免日後氧化及斷裂，喇叭端子必須徹底檢查不可短路，以避免機器故障。



圖 3-8 線路板安裝及配線

3.成品之圖形

如圖 3-9 所示

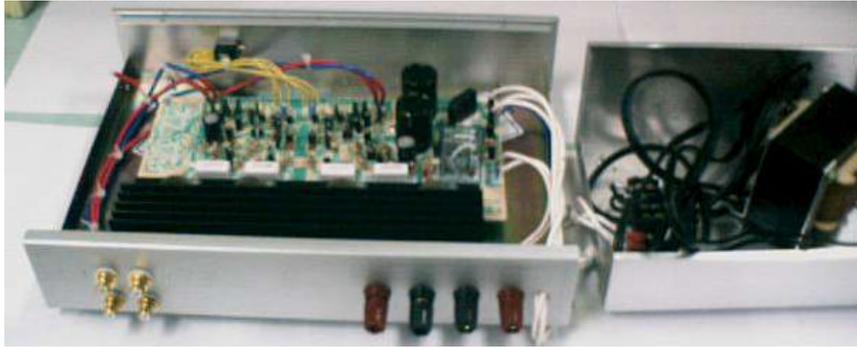


圖 3-9 完成品之外貌

3-2 真空管前級放大器製作

A. 使用之零件

1.主線路板



圖 3-10 主電路板

2.電容器：



圖 3-11 電容器

B.製作過程：

真空管放大器製作過程，首先先備妥材料與線材，本次專題製作之真空管主線路板老師在暑假期間已經先焊好管座以及電容器，所以主機板大致已經完成，我們所要完成的部份為變壓器還有電源的更換及電容器的安裝，2 極體的整流律率波部分我們也必須要去修改，我們將原來的真空管放大器主機板放置妥當，固定位置必須正確，在輸出路信號部分，老師在暑假期間已經焊著固定，我們必須要把主機板以外的部分重新安裝並測試，原機的電源設計為半波整流且經過 4 組電解電容器律波，但是，原機的電解電容是設計為 22000uF，所以如果改成 11000uF，實驗結果是聲音較差，我們實驗過了以後將電容器改為 22000uF，聲音改進了許多，在製作前極放大器時必須要注意高電壓的絕緣工作，因為真空管放大器的工作提供電壓約在 280 伏特左右，所以會造成危險，我們在所有的端子均以熱縮套管加以絕緣防止其氧化並避免短路觸電的危險，各五金及零件均需徹底檢查是否絕緣以避免短路的發生，此外，我們使用可靠的零件及五金材料使製作之精度能夠提升，我們的五金材料均採用美國製 CINCHI 廠牌之端子及開關保險司座等零件，均有高的可靠度，我們的電容器與電組採用飛利浦 PHILIPS 之製品，交聯電容採用美製 RELCAP 之廠牌高壓交聯電容器。耐壓可達 450 伏，使真空管放大器之可靠度有效的提升，經

過仔細的製作，真空管前級放大器順利完成，完成後我們必須經進行一系列了測試，將會在以下章節討論。

完成品之圖形：



圖 3-15 完成品之圖形

第四章 成品測試

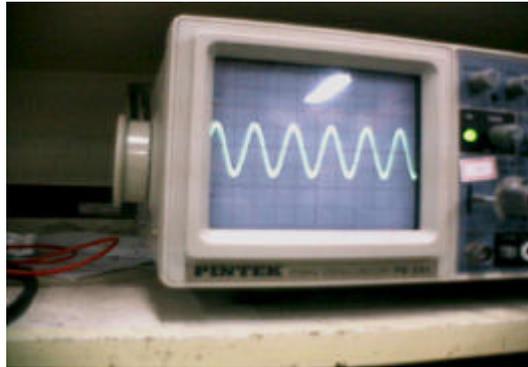
4.1 65W 綜合放大器成品測試

本次專題製作製造之電晶體綜合放大器之測試過程,首先我們接上負載之喇叭以 CD 隨身聽做為輸入,開機之後發生短路現象主要原因是由於喇叭端子短路所造成,而且喇叭端子中央之金屬導體會與機箱接觸造成正負端子短路現象,我們利用膠布將喇叭端子中央之導體纏繞絕緣重新裝組之後放大器可正常工作,但是有時重新接線後又會發生短路現象,原因是喇叭端子的金屬導體還是會與機殼邊緣偶爾發生接觸,我們再以熱縮套管將喇叭端子纏繞並絕緣再重新開機還是仍然有短路現象,最後電路板會產生雜音,因為短路次數很多造成橋式整流子損壞致使我們必須將主電路板重新更換並將舊電路板重新維修,更換過後再重新測試我們決定更換喇叭端子避免再發生短路現象造成損失,當端子更換就緒及電路板更換完成之後重新測試則功能正常,而且可得到較好的音質.

放大器製作最主要在電路製作時必須要完整而且謹慎,機殼及機箱部份因為為鋁製品所以為導體容易造成零件及導線端子不正常的短路現象必須避免.我們將電源變壓器獨立於機箱之外可以產生較好的音質效果,這在測試當中也可以得到證明.我們除了實際之外並利

用信號產生器產生正弦波進行測試,當輸入 1.86KHZ 正弦波時放大器輸出波形如圖 4.1-1 所示,此時是以喇叭為負載.

圖 4.1-1



4.2 真空管前級放大器成品測試

真空管前級放大器音質較好,價格也較高在市場上維修價格也比一般放大器高許多,所以我們製造真空管前級放大器最主要目的即是要學習如何組裝音質良好之真空管放大器及學習維修真空管放大器的基本技術,本次測試也以實際音樂試聽為重要的依據,實際音樂試聽可得良好之音質並且必須以正弦波輸入觀察輸出波形有無不正常之現象,輸出波形達到正常.試聽音質良好,放大器的測試即可告完成.

我們在組裝真空管前級放大器過程中首先在電源部份採用美製 MALLORY 11000 UF 電解電容器如圖 4.2-1 經測試聲音不佳,分析可能電容值太低所致,所以我們又將電解電容更換為 22000 UF 如圖 4.2-2 則測其聲音好了很多,故將機構裝組好,全機測試完成.

圖 4.2-1



圖 4.2-2



第五章 前級放大器製作結論

為了本次製作真空管前級放大器,我們首先製作了電晶體綜合放大器做為練習然後再製作了真空管前級放大器,經過實際的比較與試聽,真空管放大器可以得到良好的音質電晶體綜合放大器亦可得到良好的音質,但是電晶體放大器聲音不如真空管放大器優越但是成本較低,在製作時候必須要注意各端子之間的短路問題也必須將成品做完整測試才可得到良好的成果.專題製作中感謝黃正光老師提供電機實驗室之工具設備及耗材,使本專題製作得以完成.