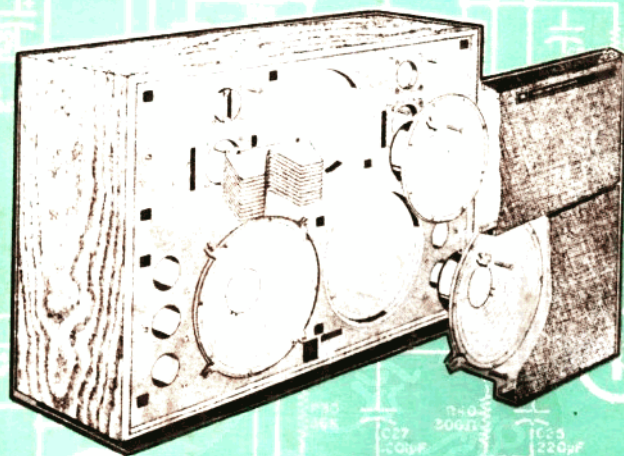


科技用書

音響設計技術

蘇聰敏 林廷勳 譯著
王廷勳



光明出版社印行

科 技 用 書

音響設計技術

蘇 聰 敏 林 廷 勳 編著
王 廷 勳

光 明 出 版 社 印 行

前言

本書依其性質分成八大部分：①音質控制②功率放大器③錄音與廣播④噪音問題⑤VU表⑥選購書架式揚聲器的要領⑦擴大機的測試⑧名廠線路設計及附錄。

第一章音質控制中介紹①活性帶通濾波器的設計②可變響度控制③固態聲頻觸式開關④立體聲等化器（Equalizer）這些都是針對較更進一步改進音響之技術設計而譯寫，尤其是固態聲頻觸式開關更拼棄了傳統上要用機械開關的毛病，完全用積體電路（IC）來做開關動能，此文是取自IEEE論文，其文字說明較簡略些，同時其理論亦較深些，讀者如十分理解本文，必須先具有邏輯電路基礎。

第二章功率放大器→介紹一新穎性能極佳功率放大器——AMPZILLA，並討論BTL電路特性更提出了一些擴大機設計的新觀念。

第三章錄音與廣播，包含①磁帶等化與偏壓②杜比噪音消除器的剖析，③看FM特性規格的要領。

第四章噪音問題：包含了①音頻放大器→噪音效應，②厚膜混成物的噪音效應。

音頻放大器一文，則較簡單，其讀者應可很容易了解，文中的論在線路設計中，要考慮噪音問題，故設計時要注意集極電流，電源電阻大小的問題，對於線路設計有興趣的讀者，不妨仔細研讀之。

至於厚膜混成物一文，雖是談噪音問題，但卻偏重於材料方面，其有關I、C材料等的名詞，如非研究I、C者可能不甚熟悉，此外對於基本電學的線路工作原理，讀者必須要十分了解，方能理解本文，當然，如有不了解者，亦不妨先參考一下，然後才閱讀本文。

第五章VU表，包含VU表基本之概念及介紹一種LED顯示的VU表。用LED顯示，這是一種技術最新的革新，因為LED有較快響應（response）而且易了解，因此比一般使用之電錶較佳，這種顯示方法在電子廠裝機中常見的，例如BOSE擴大機。

第六章是教你如何看喇叭特性及選擇書架式揚聲器時該注意那些事項，此文較淺是入門簡介。

第七章是介紹一些適合「業餘」測試擴大機的方法，測試的詳判擴大機性能是很重要的，同時它也是廠商們對它們的產品的一項保證。舉例中所列舉的儀器，也許非個人能力所能負擔，但是它都是很基本必需品，我們期待國內有像Hirsch - Houck lab 同樣性質機構替大家測試機器性能，則業餘者有福了。

第八章是列出一些名廠線路圖，供有志研究線路設計者參考。同時還附錄一些喇叭性能比較與調諧器性能價格，很值得諸位參考。

綜觀本書也許使諸位對音響不能滿足一個整體清楚的觀念，但本書的特點在於它提出了一些最新技術革新構想的概念，此為本書編譯之動機。諸位如欲對整體音響有個清晰入門觀念，則不妨先參考徐氏基金會出版之「高傳真度立體音響設備」一書後，再參閱本書比較有清晰概念與易於了解。

蘇聰敏

譯者 林廷勳

王建勳

謹識

譯 序

在目前日益進步的社會中，生活水準逐步提高，音響不再是奢侈品，而算是必需品了。愛好音樂是人的天性，欣賞逼真音樂更是人生一大享受，隨著國民所得的提高，音響逐漸為人所重視，而逐漸列為“家電”產品了。

國內電子工業以消費產品佔大多數，其中以電視、收音機最多，隨著音響風氣的影響，今後或多或少會朝著高級音響邁進，可惜，國內一直欠缺著這方面研究。

最近幾年有了「音樂與音響」雜誌及「音響雜誌」等出版發行，才大力推動大家對它的興趣與研究。

本書是收集最新年度許多美、日、等國外雜誌及國外技術期刊上之最新發表技術文章，稍加整理歸納分類編譯而成。其取材的原則：凡是國內雜誌已發表過，或是其他書籍已搜錄過，本書均從略，因此，本書之編譯過程是非常嚴格與審慎，也可以向諸位讀者保證，本書是絕對最新技術實用之書，絕無濫竽充數之嫌。

本書中有線路設計，分析與測試調整等，很適合大專院校、技術學院、工專、五專、工職等校作課外參考讀物，亦適合社會上各電子公司技術人員及對音響有愛好裝修朋友參考，本書將帶給您技術革新的觀念，與獲益無窮啓示之發明階梯，使您的技術之研究，隨著科學之進步而日新月异地邁進。

本書取材之下列雜誌：

- 1 Electronics
- 2 Electronics Engineering
- 3 Popular Electronics
- 4 Radio Electronics
- 5 Wireless World

- 6 IEEE transactions " Audio I Electroacouslics "
- 7 無線電實驗 (Sterco technique) (日本)
- 8 電波科學 (日本)
- 9 歡迎讀者來信賜教：
賜教處：鳳山郵政
第 28 號信箱

蘇聰敏
譯者 林廷勳
王建勳
謹識

音響設計技術／目錄

第一章 音質控制.....	1
第一節 帶通濾波器之簡易設計法.....	1
第二節 用OP AMP做響度控制.....	8
第三節 固態聲頻控制.....	11
第四節 立體聲等化器 (Equalizer)	27
第二章 功率放大器.....	34
第一節 怪獸擴大機——AMPZILLA	34
第二節 BTL 漫談.....	42
第三節 超品質功率放大器.....	46
第四節 實驗室用寬頻帶直接交連功率放大器.....	52
第三章 錄音與廣播.....	67
第一節 錄音機的等化與偏壓.....	67
第二節 杜比噪音消除器.....	72
第三節 閱讀FM調諧器的特性數據的要領.....	92
第四章 噪音問題.....	96
第一節 音頻放大器設計——噪音效應.....	96
第二節 厚膜混成物在低音頻的使用——噪音問題.....	1090
第五章 VU表.....	114
第一節 VU表簡介.....	114
第二節 LED顯示VU表.....	117
第六章 選購書架式揚聲器的要領.....	127
第七章 擴大機測試.....	150
第一節 後級擴大機測試.....	150
第二節 前置放大器測試.....	154

第 八 章	名廠線路圖.....	158
(附錄 A)	名廠喇叭擴散性質料.....	167
(附錄 B)	名廠喇叭特性及價錢比較.....	172
(附錄 C)	名廠調諧器價錢及特性比較.....	174

第一章 音質控制

第一節 帶通濾波器之簡易設計法

通常設計一個濾波器的過程是非常冗長，而且繁人，它需要很大毅力及對計算尺熟悉運用能力。但在這裏提供你一個省時、容易、按部就班的方法去設計一個2階活性（active）帶通濾波器。它不同於一般濾波器的設計方法。它同時同適用於高 Q 值與低 Q 值。一般要設計一個帶通濾波器至少有3種方法，他們是橋式 T 型（bridged - T ），學生子 T 型（Twin - T ）及多重回輸方式。（multiple - feedback）。前二者都只有一個回輸路徑，而第三者卻有2個。這個多出來的回輸路徑線路提供了下面2項優點：

①使用更少零件，然而其響應（response）曲線更接近一理想的2階帶通濾波器。因為它用了一個演算放大器（operational Amplifier），並且工作於幾乎無窮大增益處。②它的輸出阻抗，一般標準值是200～300歐姆，這值即所用演算放大器的輸出阻抗。這意味著我們可以用數級濾波器串接起來，而不會在級與級間有很嚴重的負荷問題（loading problem）。這是一大改進，因為以前兩種帶通濾波器一般輸出阻抗都大1K歐姆左右。

當我們要在頻率選擇與相移靈敏度方向做一折衷選擇時，則多重回輸網路尤其常用在相位敏感帶通系統中。但這個線路主要缺點是沒有辦法達到很高 Q 值。

它所能達到的最大 Q 值大約是20，因為當 Q 值要更高時，則其輸入端並聯電阻 R_2 值就要低，如此會對輸入信號衰減的很厲害，對放大級及回輸網路會負擔很重。

但是由於它在其他方面優點甚多，因此我們選擇這種多重回輸網路來設計。

首先第一步驟我們考慮它的電壓轉換函數 (voltage Transfer Function)。要想知道它的 -3 dB 點頻寬 (B Hz)，及中心頻率 (f_0 Hz)，中頻段電壓增益 A 。(這些都該是已知條件)，則對一二階帶通濾波器其轉換函數是

$$H(S) = \frac{E_2(S)}{E_1(S)} = \frac{H\omega_0 S}{S^2 + \alpha\omega_0 S + \omega_0^2} \quad (1)$$

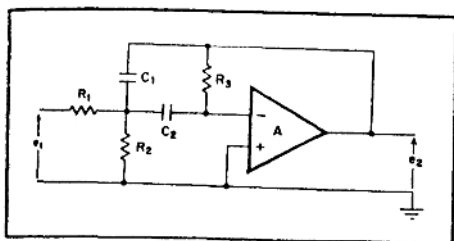
$$\text{而 } \omega_0 = 2\pi f_0 \quad (2)$$

$$Q = f_0 / B \quad (3)$$

$$\alpha = 1/Q \quad (4)$$

$$H = \alpha |A_0| \quad (5)$$

圖(1)是這種線路的電路圖。



圖(1)基本網路。這個活性節通濾波器經由 R_3 與 C_1 提供 2 條回輸路徑，當 R_2 與 R_1 比較為很大時，它甚至可以省略掉。

圖(2)為此濾波器之增益與相位特性對 ω/ω_0 之關係。其中我們是以 Q 為第三參數來作圖的。由圖可見頻率選擇性與相移敏感度隨 Q 值增加而增加。當頻寬未知而對某些中心頻率而言，頻率拒斥 (frequency rejection) 及相移是已知時，我們可由此圖求出 Q 值大小。

對於圖(1)這樣的線路轉換函數為

$$\frac{E_2(S)}{E_1(S)} = - (S / R_1 C_1) / \{ S^2 + [C_1 + C_2] / R_3 C_1 C_2 \} + [(R_1 + R_2) / R_1 R_2 R_3 C_1 C_2] \quad (6)$$

今我們有 5 個未知數要決定 (即 R_1, R_2, R_3, C_1, C_2) 而已知數只有 3 個。比較(1)・(6)兩式, 令對應係數相等, 則可以得 3 個方程式。所以我們要做些假設才能得解。

$$\text{令 } R_{eq} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2) \quad (7)$$

由比較(1)・(6)式之係數我們得下列三式

$$R_{eq} R_3 C_1 C_2 = 1 / \omega_0^2 \quad (8)$$

$$R_{eq} (C_1 + C_2) = \alpha / \omega_0 \quad (9)$$

$$R_{eq} R_3 C_2 / R_1 = H / \omega_0 \quad (10)$$

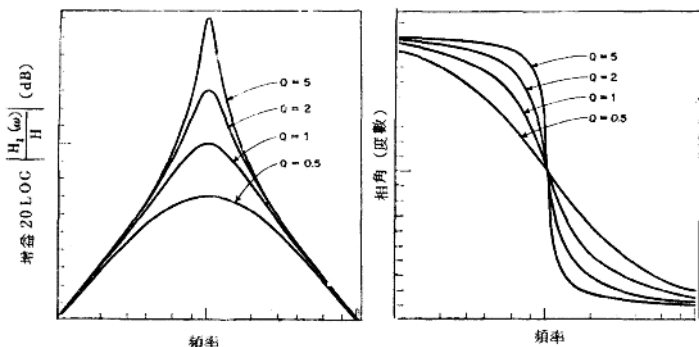


圖2)理想：帶通濾波器的增益與相位對頻率關係。顯示出 Q 值對特性曲線之影響。高 Q 值有較好的頻率選擇性, 但相角却較敏感, 低 Q 值意味著較大帶寬。

既然已知頻寬，中心頻率，及中頻增益為已知，則 Q 值可由公式(3)推算出來。今分 2 種情形討論。

(甲) $Q > \sqrt{|A_0|} / 2$ 時

令 $C_1 = C_2$ 並選擇適當 C_1 值，這個數值要是標準電容值。再由公式(2)，(4)及(5)求出 ω_0 ， α ， H 值。則 R_1 可以由(8)及(10)式求得

$$R_1 = 1 / H \omega_0 C_1 \quad (11)$$

R_{eq} 可由式(4)及(9)求得

$$R_{eq} = 1 / Q (C_1 + C_2) \omega_0 \quad (12)$$

再利用公式(7)，則可以很容易求出 R_2 值

$$R_2 = R_1 R_{eq} / (R_1 - R_{eq}) \quad (13)$$

R_3 可以由式(8)除以(9)再將式(4)代入而得

$$R_3 = \frac{Q (C_1 + C_2)}{C_1 C_2 \omega_0} = |A_0| R_1 \left(1 + \frac{C_1}{C_2} \right) \quad (14)$$

(乙) $Q < \sqrt{|A_0|} / 2$ 時

選擇適當 R_1 ， R_2 值 ($K\Omega$ 級) 再計算各電容值。其中 R_1 選擇要包含前一級的輸出阻抗。因為 R_1 ， R_2 選定則 R_{eq} 可由式(7)求出。為簡化起見，令 $R_2 = \infty$ 則 $R_{eq} = R_1$ 。

我們可以由式(4)，(8)，(9)及(10)求出 R_3

$$R_3 = H Q R_1 / (1 - Q R_{eq} / H R_1)$$

由式子(9)

$$C_2 = H R_1 / R_{eq} R_3 \omega_0$$

式(8)除以(10)可以得 $C_1 = C_2 = 1 / H R_1 \omega_0$

通常這樣求出後電容數值與標準電容值都有出入，這時我們可以選相近的標準電容值，然後再回頭利用式子(11)~(14)再算一次電阻值。因為電阻數值較多容易找之故。

若 Q 值滿足下式，則上兩種情形任一種皆可適用

$$\sqrt{\frac{C_1 |A_0|}{C_1 + C_2}} < Q < \sqrt{\frac{R_1 |A_0|}{R_{eq}}}$$

但第二種情形計算較不方便，雖然它用最少零件（因為可以省去 R_2 不用），下面將用幾個例子來說明此種設計步驟。

（例1）：已知中頻段電壓增益 50 倍（34 dB），中的頻率 160 Hz，3 dB 頻寬 16 Hz

$$\text{則 } Q = \frac{160}{16} = 10 \quad \because 10 > \sqrt{50/2} = 5 \quad \therefore \text{用第一種方法}$$

$$H = \alpha |A_0| = |A_0| / Q = 50 / 10 = 5, \\ \omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi(160) = 1000 \text{ rad/sec}$$

假設 $C_1 = C_2 = 0.1 \mu F$ 利用公式求得

$$R_1 = 1 / H C_1 \omega_0 = 2 \text{ K}\Omega$$

$$R_{eq} = 1 / Q (C_1 + C_2) \omega_0 = 500 \Omega$$

$$R_2 = R_1 R_{eq} / (R_1 - R_{eq}) = 667 \Omega$$

$$R_3 = |A_0| R_1 (1 + C_1 / C_2) = 200 \text{ K}\Omega \quad (\text{完全設計圖見圖三})$$

（例2）：已知中頻段電壓增益 100 倍（40 dB），中心頻率 100 Hz，要求此線路對中心頻率每 10 倍頻率則至少 20 dB 頻率拒斥力（frequency rejection），並且在中心頻率相移保持 $\pm 10^\circ$ （最大改變不可超過 10%）。

（解）：由圖二看出要滿足所欲條件則 $Q \approx 1$

$$\therefore H = |A_0|/Q = 100 \quad \omega_0 = 2\pi f_0 = 628 \text{ rad/sec}$$

但 $Q > \sqrt{|A_0|/2}$ 不滿足 $\because 1 < \sqrt{50}$

$\therefore$ 我們將用第二種方法計算，令 $R_1 = 1 \text{ K}\Omega$ ， $R_2 = \infty$

則 $\text{Req} = R_1 = 1 \text{ K}\Omega$

$$\text{則 } R_3 = \frac{HQ R_1}{1 - Q \text{Req}/HR_1} = \frac{HQ R_1}{1 - Q/H} = 101 \text{ K}\Omega$$

$$C_2 = \frac{HR_1}{\text{Req} R_3 \omega_0} = \frac{H}{R_3 \omega_0} = 1.58 \mu\text{F}$$

$$C_1 = 1/HR_1 \omega_0 = 0.0159 \mu\text{F}$$

C_1 用 $0.01 \mu\text{F}$ ， C_2 用 $1 \mu\text{F}$ 則再次修正電阻值

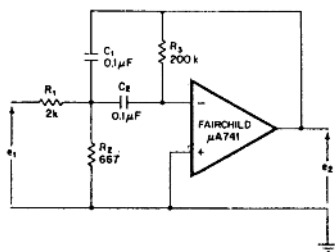
$$R_1 = 1/HC_1 \omega_0 = 1.59 \text{ K}\Omega$$

$$\text{Req} = 1/Q(C_1 + C_2) \omega_0 = 1.58 \text{ K}\Omega$$

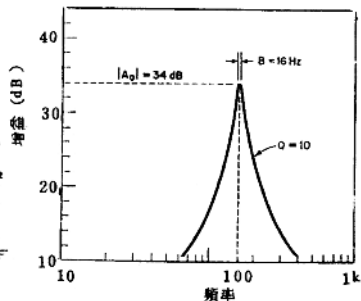
$$R_2 = R_1 \text{Req} / (R_1 - \text{Req}) = 250 \text{ K}\Omega \quad (\text{相對 } R_1 \text{ 而言爲無窮大})$$

$$R_3 = |A_0| R_1 (1 + C_1/C_2) = 161 \text{ K}\Omega$$

圖(三)及(四)即此二種設計之電路圖與增益-頻率響應曲線



圖(三)



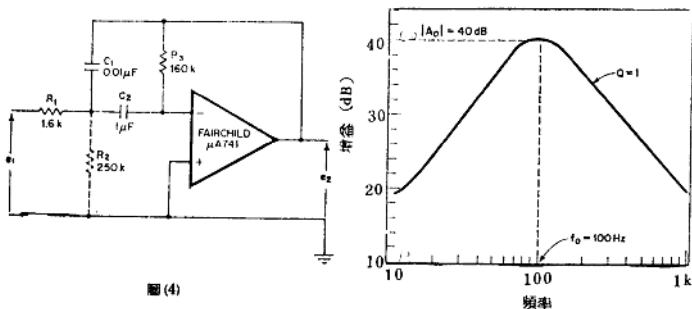


圖 (4)

(例 3)：已知中頻段增益 30 倍 (29.5 dB) 中的頻率 200 Hz, $Q = 5$

$\therefore \sqrt{|A_0|/2} < Q < \sqrt{|A_0|}$ 則用任一方法計算皆可

可，先用第一種方法，令 $C_1 = C_2 = 0.1 \mu F$ 則可求得

$R_1 = 1.33 K\Omega$, $R_{eq} = 797 \Omega$, $R_2 = 2 K\Omega$, $R_3 = 80 K\Omega$

(如圖(五)-A 所示)。再用第二種方法，令 $R_1 = 1 K\Omega$, $R_2 = \infty$

則求得 $R_3 = 180 K\Omega$, $C_1 = 0.133 \mu F$, $C_2 = 0.0266 \mu F$ 。

選用 $C_1 = 0.1 \mu F$, $C_2 = 0.022 \mu F$ ，再次修正電阻值 則

$R_1 = 1.33 K\Omega$, $R_{eq} = 1.31 K\Omega$, $R_3 = \infty$, $R_2 = 222 K\Omega$

(如圖(五)-B 所示)。

用二種方法求出雖然數值不同，但其增益頻率響應曲線則是相同的，如圖(四)-C 所示。

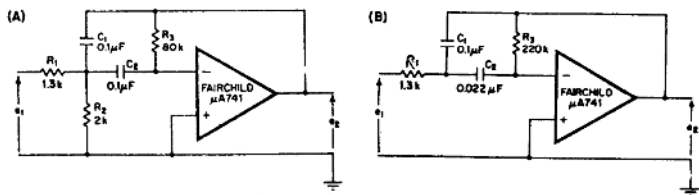
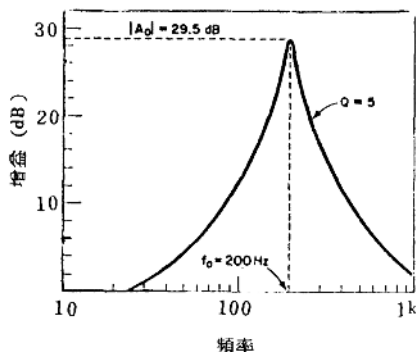


圖 (5)



第二節 用OP AMP做響度控制

【引言】 人耳對高、低頻響應在低音量時較中音為差，所以在音量低時要聆聽音樂就需將高、低音提升，以補償人耳對高、低音之不敏感。附有這種裝置的控制開關就稱做響度（LOUDNESS）控制。

【基本原理】

如圖(一)所示線路是一級具有音頻段增益，它有可變回輸。當特性曲線 R_5 減少時，則有更多中頻段負回輸（相對高頻、低頻回輸量而言）出現在演算放大器反相端。這樣形成了一個依頻率而度的增益。這種特性可以設計成來補償人耳對高、低頻不敏感的效應。若這種特性曲線控制旋鈕同軸連動，則當音量低時，可收自動對極端頻率補償之效。

【線路說明】

當 R_5 在最大值（ $100K\Omega$ ）時， R_2 ， C_2 ， R_3 ， C_3 相當於沒有作用，我們可以將它拿掉，所以等效於 R_4 與 R_5 並聯。在這情形下，此級工作就像一個音頻放大器，它具有 26 dB 增益（直到 70 KHz）。（看圖(二)第一條曲線）

當 R_5 在最小值 (0Ω) 時，此級增益爲

$$A_r = 1 + \frac{z_f}{z_{in}} \quad z_f \text{ 表示回輸阻抗 (feedback Impedance)}$$

z_{in} 表示反相輸入端到地的阻抗。若我們假設其增益大於 1，且 C_1 近似短路則

$$A_v = \frac{\frac{R_4 (j\omega C_2 R_2 + 1)}{j\omega C_2 (R_2 + R_4) + 1}}{\frac{R_6 (j\omega R_3 C_3 + 1)}{j\omega C_3 (R_6 + R_3) + 1}} \quad (1)$$

既然 $R_2 C_2 \gg R_3 R_3$ 爲設計目的我們可用 2 個近似式子。

$$\text{當 } R_2 C_2 \sim 1 \quad A_{vL} \approx \frac{R_4 (j\omega R_2 C_2 + 1)}{\frac{j\omega C_2 (R_2 + R_4) + 1}{R_6}} \quad (2)$$

$$\text{第2)式指出它有一個極點 (Pole) 在 } f_1 \approx \frac{1}{2\pi R_4 C_2} \quad (3)$$

$$\text{及一個零點 (zero) 在 } f_2 \approx \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad (4)$$

注意我們假設 f_1 與 f_2 至少相差 10 倍，且 f_2 至少有 f_H 的 $\frac{1}{10}$ 倍以下 (f_H 表高的 3 - dB 頻率)

$$\text{當 } R_3 C_3 \sim 1 \text{ 則 } A_{vH} \approx \frac{\frac{R_2}{R_6 (j\omega C_3 R_3 + 1)}}{j\omega C_3 (R_3 + R_6) + 1} \quad (5)$$

$$\text{第(5)式指出它有一個零點在 } f_3 \approx \frac{1}{2\pi R_6 C_3} \quad (6) \text{ 及有一個極點 (}$$