

公告本

86年1月9日修正/更正/補充

申請日期	84.06.30
案號	84106768
類別	H04J 5/00 Int.(C)

A4
C4

312889

(以上各欄由本局填註)

發明專利說明書

一、發明名稱	中文	用以空間式加強立體音及單音信號之方法及裝置(一)
	英文	Method and Apparatus for Spatially Enhancing Stereo and Monophonic Signals (I)
二、發明人	姓名	提摩西 J · 霍克
	國籍	美國
	住、居所	美國加州帕洛亞爾托市森林街542號
三、申請人	姓名 (名稱)	美商 · 尚費爾德股份有限公司
	國籍	美國
	住、居所 (事務所)	美國加州聖大克魯茲市橡樹路23號
	代表人 姓名	吉姆 · 尤葉達

裝訂線

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

312889

(由本局填寫)

承辦人代碼：
大類：
IPC分類：

A6
B6

本案已向：

美國(地區) 申請專利，申請日期： 案號： ， 有 無主張優先權
 1995.6.15 08/491,138

有關微生物已寄存於： 寄存日期： 寄存號碼：

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄)

裝

訂

線

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

五、發明說明 (1)

本發明係與音響信號有關，特別是與增強單音與立體音音響信號之方法與系統有關。

在可能具有一對耳機的典型的雙揚聲器立體音響系統中不可能達到相同程度的聲道分離。在此種音響系統中，從同相的左右揚聲器中抵達收聽者耳朵的音響信號傾向於相加，而相位不重合者則傾向於彼此抵消。此種稱為揚聲器串擾的現象降低所感受到之聲像的空間與方向品質。此外，由於揚聲器串擾為左右音響信號之交錯所引發之干涉波前之幾何形狀之函數，因此揚聲器串擾的效應取決於收聽者之位置與左右揚聲器之位置的關係。亦即，在一個位置中所感受到的串擾效應可能與另一個位置所感受到的串擾效應不同。這種串擾的位置相依性引起所謂的“收聽盲區”與“悅耳區”，當收聽者移動橫越收聽區域時會有所感受。

在理論上可能透過將立體音信號當作揚聲器之特定位置與收聽者之動態位置的函數而予以增強以消除串擾。然而，在實際上，此種抵消是不可能達成的，因為收聽者之揚聲器與收聽者的動態位置的特殊排列無法預測。最近已有許多種立體音增強系統被揭露，它們嘗試透過增強立體音之 $(L - R)$ (或差異)成分，或 $(L + R)$ (或加總)成分以補償串擾之位置相依性。然而，這些系統的實施相當複雜且昂貴。

此外，許多傳統的立體音增強系統無法有效地提出立體音信號的單音觀點。例如，吾人期望立體音增強系統可

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (2)

保持與單音接收器，亦即僅能接收經修改之立體音的加總 (L + R) 成分的接收器，的相容性。僅接收經修正之加總成分而不具分離編碼於差信號中之空間效果的能力會導致吾人所不欲見到的原始單音聲像的退化。

此外，由於許多現有的廣播與錄音聲像包括立體音與單音源，因此吾人亦期望立體音增強系統不僅有空間式地增強聲像，亦有能力在立體音信號增強與單音信號增加之間平順而自動地進行轉換。

本發明揭露一種方法與裝置，其可空間式地增強立體音信號而不必犧牲與單音接收器的相容性。根據本發明的一個實施例，一立體音增強系統僅利用兩個運算放大器與兩個電容予以實現，並可在空間增強模式與旁通模式中切換。在其他實施例中，可透過將輸出聲道中的一個建構為其他輸出聲道與輸入聲道的總和而實現簡化的立體音增加系統。在其他的實施例中，一偽立體音信號被合成，並根據立體音揚聲器串擾抵消原理予以空間式地增強。在其他實施例中，個別的單音信號與立體音信號增強被整體組合於可以連續方式混合兩種增強的單一系統中。

第 1a 圖為傳統格柵信號流拓樸結構之方塊圖；

第 1b 圖為傳統混合信號流拓樸結構之方塊圖；

第 2a 圖為傳統總和不變信號流拓樸結構之方塊圖；

第 2b 圖為根據本發明之立體音增強系統之總和不變之拓樸結構之方塊圖；

第 3a 與 3b 圖為本發明之其他總和不變之拓樸結構之方

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

泉

五、發明說明 (3)

塊圖；

第4圖為本發明的一個實施例的示意圖；

第5a、5b、6、7圖為本發明其他實施例之立體音增強系統之示意圖；

第8a、8b圖為傳統偽立體音拓樸結構之方塊圖；

第9a、9b圖為本發明之偽立體音增強拓樸結構之方塊圖；

第10a、10b、11a、11b、12、13、14圖為本發明之立體音／單音增強拓樸結構之方塊圖；

第15圖為本發明某些實施例中全通濾波器之示意圖；

第16-19圖為本發明之立體音／單音增強系統之示意圖；

第20圖為一種拓樸結構的方塊圖，用以在數位處理器中實施本發明的某些立體音／單音拓樸結構。

吾人可由以下討論更詳盡地瞭解本發明，不同實施例與圖式中的相同元件以相同的標號作適當的標示。

在詳細地討論本發明的觀點之前，吾人必需說明數個重要的基本原理。首先，聲頻增強系統必需為聲道對稱，以使原始的立體音中置。亦即，聲頻信號之左右聲道必需經過相同的處理，而使聲頻增強系統之輸入的逆向不會影響系統的操作。

聲道對稱的聲頻增強系統典型地利用格柵拓樸結構或混合拓樸結構。第1a圖顯示格柵拓樸結構中的信號流程，其中L與R分別代表左右輸入信號，L'與R'分別代表左右輸

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (4)

出信號。在此種格柵拓樸結構中，各個輸出信號為其個別的輸入信號乘以線性轉換函數 $S(s)$ 與相反的輸入信號乘上線性轉換函數 $A(s)$ 之總和。亦即：

$$L' = S(s)L + A(s)R$$

$$R' = S(s)R + A(s)L$$

為了保持聲道的對稱性，濾波器 1 與 4 之轉換函數 $S(s)$ 必須相同，而濾波器 2 與 3 的轉換函數 $A(s)$ 必須相同。

第 1B 圖顯示混合拓樸結構中的信號流程，其中輸出信號 L' 與 R' 以下式決定：

$$L' = P(s)(L + R) + N(s)(L - R)$$

$$R' = P(s)(L + R) - N(s)(L - R)$$

(1)

因此，輸入信號 L 與 R 的總和，即 $(L + R)$ ，在加總元件 11 構成，並通過具有轉換函數 $P(s)$ 的濾波器 14 而被處理。輸入信號 L 與 R 的差，即 $(L - R)$ ，在加總元件 10 構成，並通過具有轉換函數 $N(s)$ 的濾波器 13 而被處理。所產生的差值信號在反相器 17 被反相，並與所產生的加總信號在加總元件 15、16 中被加總，以形成輸出聲道 L' 與 R' 。

與第 1a 與 1b 圖之格柵與混合拓樸結構結合之轉換函數分別與另一個函數有以下關連：

$$S(s) = P(s) + N(s)$$

$$A(s) = P(s) - N(s)$$

這種關係容許以一種拓樸結構實施的聲頻增強系統輕易地轉換為另外一種拓樸結構。

五、發明說明 (5)

此外，吾人期望聲頻增強系統為總和不變，而使其與單音接收器相容。總和不變之拓樸結構為，立體聲信號之成分總和，即 $(L + R)$ ，不會改變，而使左右輸入信號 L 、 R 之總和等於左右輸出信號 L' 、 R' 之總和，此如下式所示：

$$L' + R' = L + R \quad (2)$$

第1a圖之格柵拓樸結構為總和不變，其中轉換函數 S (s) 與 A (s) 之關係如下：

$$S(s) + A(s) = 1$$

第1b圖之混合拓樸結構可透過限制轉換函數如下而為總和不變：

$$P(s) = 1 / 2$$

申請人已發現在某些例子中，如第2a圖中所示的加總不變拓樸結構可提供更有效率的立體音增強系統。參考第2a圖，右信號 R 在反相器21中被反相，並在加總元件20中與左輸入信號 L 組合在一起，以形成差值信號 $(L - R)$ ，該信號隨後通過具有轉換函數 $B(S)$ 的濾波器22而被處理。經處理的差值信號 $(L - R)$ 與原始的左輸入信號 L 在加總元件23中被加總，以形成左輸出信號 L' 。經處理的差值信號 $(L - R)$ 在反相器24中被反相，並與原始的右輸入信號 R 在加總元件25中被加總，以形成右輸出信號 R' 。輸入信號 L 、 R 與輸出信號 L' 、 R' 的關係如下：

$$\begin{aligned} L' &= L + B(s)(L - R) \\ R' &= R - B(s)(L - R) \end{aligned} \quad (3)$$

五、發明說明 (6)

轉換函數 $B(s)$ 與用於第1a圖之格柵拓樸結構中之轉換函數 $A(s)$ 有以下關係：

$$B(s) = -A(s) \quad (4)$$

參考前述方程式(2)中所表示的總和不變關係可得：

$$R' = L + R - L' \quad (5)$$

此種關係導引申請人修改總和不變拓樸結構，如第2b圖所示，其中右輸出信號 R' 透過從輸入信號之總和 $(L+R)$ 中減去左輸出 L' 而得。因此，右輸入信號 R 在反相器31中被反相，並與左輸入信號 L 在加總元件30中被加總。所得之差值信號 $(L-R)$ 在具有轉換函數 $B(s)$ 的濾波器32中被處理，並與原始左輸入信號 L 在加總元件33中復合。左輸出信號 L' 在反相器34中被反相，並與原始右輸入信號 R 以及左輸入信號 L 在加總元件35中被加總，以形成右輸出信號 R' 。由第2b圖之總和不變之拓樸結構所得之利益明顯可見。

吾人應注意，聲道對稱並非特殊增強系統的必要條件，例如由單音信號構成偽立體音信號時，第2a、2b圖之拓樸結構可分別推廣為第3a、3b圖之結構。利用第3a圖之拓樸結構，左右信號 L 、 R 被組合並在線性或非線性的函數區塊40中被處理。經處理的信號與左輸入信號 L 在加總元件41被加總以形成左輸出信號 L' ，並經由反相器43與加總元件42而從右輸入信號 R 中被減去以形成右輸出信號 R' 。由濾波器40所執行之步驟可為輸入信號 L 、 R 之一或二者的所有適當的信號形狀函數。

參考第3b圖，濾波器45之處理函數可為輸入信號 L 、

五、發明說明 (7)

R 之一或二者的所有適當的信號形狀函數。濾波器 45 之輸出信號當作左輸出信號 L'，而右輸出信號 R' 可透過從輸入信號之總和 (L + R) 中減去左輸出信號 L' 而得。

混合拓樸結構 (第 1b 圖) 通常優於格柵拓樸結構 (第 1a 圖)，因為混合拓樸結構僅需要兩個濾波器 13、14，而格柵拓樸結構需要四個濾波器 1-4。然而，申請人發現，格柵拓樸結構可容許電路實施較簡單的立體音增強系統。

第 4 圖為根據本發明的一個實施例的立體音增強系統 50。發源自第 1a 圖之格柵拓樸結構設計的增強系統 50 僅需要兩個運算放大器 51、52。左輸入信號 L 被送至運算放大器 51 的同相輸入端，並經由電阻 R3 而送至運算放大器 52 的反相輸入端，而右輸入信號 R 送至運算放大器 52 的同相輸入端，並經由電阻 R1 送至運算放大器 51 的反相輸入端。當作洩漏積分器的運算放大器 51 與 52 分別與左右輸入信號組合如下：

$$L' = \left(1 + \frac{A_0}{1 + s\tau_p}\right) L - \frac{A_0}{1 + s\tau_p} R$$

$$R' = \left(1 + \frac{A_0}{1 + s\tau_p}\right) R - \frac{A_0}{1 + s\tau_p} L$$

其中 A_0 為低頻放大增益，而 τ_p 為決定放大之衰減頻率之轉換函數之時間常數。在較佳實施例中，約為 3.125 與 600 微秒 (對應於 265Hz 的頻率) 的 A_0 與 τ_p 之值可分別根據下列加以設定：

$$A_0 = R_2 / R_1 = R_4 / R_3 \quad \text{且}$$

$$\tau_p = R_2 \times C_1 = R_4 \times C_2$$

五、發明說明 (8)

由於增強系統的頂半部與底半部為對稱，因此電阻器 R1、R2與電容器 C1在某些實施例中可分別等於 R3、R4、C2 之值。如此技術中所熟知者，前述電阻器與電容器之值在實際實施例中可隨著所選擇之運算放大器、噪訊與輸入阻抗之考量以及離散電容器 C1與 C2之成本及尺寸限制的特性而改變。在較佳實施例中，運算放大器 51與 52為低噪訊聲頻等級的運算放大器，例如可由德州儀器取得之 TL704。

相對於某些傳統的聲頻增強系統，第 4 圖之增強系統 50並不放大或改變差值信號 (L - R) 的高頻部分，亦即，在大約 1100Hz 以上的部分。因此，第 4 圖之實施例可在來源信號中的居中與未居中之聲像之間獲得優於可提供更多功率至差值 (L - R) 信號之高頻部分之傳統系統的平衡性。吾人亦應注意到，第 4 圖之實施例並不改變總和 (L + R) 信號，藉以保存單音聲像，並保持與單音接收器的相容性。雖然，與無數種建議修改加總元件之串擾抵消的習知教示相反，申請人感覺到，總和不變性，亦即維持單音相容性的利益，比由於修改總和信號而獲得的極小的音響效益重要。

第 4 圖之增強系統的操作亦可以第 1b 圖之混合拓樸結構以及以第 2a、2b 圖之拓樸結構為基礎之總和不變性依次加以說明。在混合拓樸結構中，轉換函數 N(s) 與 P(s) 為以下形式：

$$N(s) = 0.5 \frac{N_0 + s\tau_p}{1 + s\tau_p} \quad \text{且} \quad P(s) = 0.5$$

五、發明說明 (9)

其中 N_0 為低頻放大增益，而 τ_p 為決定放大衰減頻率之時間常數。在較佳實施例中， N_0 與 τ_p 之對應值應分別約為 7.25 與 600 微秒。將 $P(s)$ 設定為 0.5 可確保總和不變性，如前所述。

運算放大器 51 與 52 之間的虛短路使個別運算放大器 51、52 之反相輸入端經由電阻器 R_{11} 連接在一起，如第 5a 圖所示，而省略了一個電阻器。第 5a 圖之增強系統 60a 以類似於第 4 圖之系統的方式操作，因而與第 4 圖及第 5a 圖之實施例相同的元件具有相似的標號。增強系統 60a 的簡化設計亦容許左右輸入信號分別直接耦接至運算放大器 51 與 52 的同相輸入端。因此，增強系統如所期望地具有高輸入阻抗。電阻器 R_2 與 R_4 必須相等，而電容器 C_1 與 C_2 必須相等。 A_0 與 τ_p 之值決定如下：

$$A_0 = R_2 / R_{11}, \text{ 而 } \tau_p = R_2 \times C_1$$

應注意到參數 A_0 與 τ_p 可透過改變電阻器 R_{11} 之電阻值而簡易地加以改變，在某些實施例中， R_{11} 為電位計。

在本發明的另一個實施例中，開關 SW_1 可串接於電阻器 R_{11} ，如第 5b 圖所示。所形成之增強系統 60b 因而可在增強模式與旁通模式中切換，在增強模式中，左右輸入信號 L 、 R 如前所述地被增強以形成增強的左右輸出信號 L' 與 R' ，而在旁通模式中，左右輸入信號 L 、 R 未經改變地通過增強系統 60 並呈現為左右輸出信號 L' 與 R' 。開關 SW_1 可為任何適當的切換裝置。運算放大器 51 與 52 的低通特性如所期望地防止輸入信號與輸出信號之間的瞬間電壓變化。

五、發明說明 (10)

因此，在兩種模式之間切換時，左右輸出信號L'與R'將以時間常數 τ_p 之函數而呈指數型地收斂至其個別的輸入信號L、R，使得模式間的切換轉換平順。因此，可使切換噪訊最小化的複雜的切換技術，例如零點交叉切換技術，並非必須。

如前所述，第2a、2b圖所示之總和不變拓樸結構可容許根據本發明之立體音增強系統之電路改良的實施。參考第6圖，增強系統70之設計係以第2b圖所示之總和4不變拓樸結構為根據。左輸出信號L'由左右輸入信號(L + R)之總和通過運算放大器71以及作用有如洩漏積分器的相關回授元件R21及C20而產生。右輸出信號R'根據方程式(5)而產生，亦即，運算放大器72將左輸出信號L'與輸入信號總和(L + R)加總，以形成右輸出信號R'。為了確保在運算放大器72中的正確加總，電阻器R23與R24應等值，而電阻器R22與R25應等值。注意到相對於第4、5圖之實施例需要兩個電容器的設計，增強系統70之總和不變設計僅需要一個電容器C20。開關SW2容許增強系統70如第5圖之所述地在增強與旁通模式之間切換。

增強系統70根據前述B(s)轉換函數而操作：

$$B(s) = B_0 / (1 + s\tau_p) \quad (7)$$

其中：

$$B_0 = 0.5(N_0 - 1) \quad (8)$$

B_0 與 τ_p 參數決定如下：

$$B_0 = R_{21} / R_{20}, \text{ 而 } \tau_p = R_{21} \times C_{20}$$

五、發明說明 (1)

B_0 與 τ_p 之值最好分別約為3.125與600微秒。除了前述限制之外，增強系統70中所包含之電阻器之值可隨著所需的操作特性加以改變。注意到電容器C20阻止運算放大器71之反相輸入端的電壓瞬間改變，而在透過開關SW2而在模式之間切換時而保持左輸出信號L'之電壓連續性。之後，在增強系統70由增強模式切換至旁通模式時，運算放大器之作用有如電壓隨耦器，而輸出電壓偏移橫跨C20的電壓量。電容器C20經由電阻器R20與R21的並接組合而逐漸放電。當開關SW2由旁通模式切換至增強模式時，電容器C20指數式地充電，而保持輸出電壓的連續性，並使切換脈衝能量極小化。電阻器R20、R21與電容器C20決定在模式之間切換之所導致之指數形暫態的時間常數。線路74主要當作旁路，以防止線路73與75之間的寄生耦合而在旁通模式中產生不要的殘留效應。若非需要，則線路74可省略而使電容器C20僅由R21放電。

前述第4-6圖之實施例採用最少的運算放大器以使實施成本最低。增強系統70之失真度與逼真度可透過修改增強系統70為採用僅能在反相模式中操作的運算放大器而獲得改善。此種修改如第7圖中之立體音增強系統所示。運算放大器81與電阻器R30、R31將左輸入信號L反相，而運算放大器83與電阻器R38、R39將R輸入信號反相，其 $R30 = R31$ 而 $R38 = R39$ 。運算放大器84與相關的電阻器R40-R43根據方程式(5)之總和不變的限制形成右輸出信號R'。電阻器R40-R43應該相等，以確保在運算放大器84中的正確

五、發明說明 (12)

加總。運算放大器 82 與相關的電容器 C30 以及電阻器 R32 - R37 根據方程式 (3) 與 (7) 而形成左輸出信號 L'，其中分別最好為 3.125 與 600 微秒的 B0 與 τ_p 參數控制其他元件之選擇如下：

$$8 \tau_p B_0 = R_{37} \times C_{30}$$

$$R_{32} = R_{33} = R_{37} / 2 B_0$$

$$R_{36} = R_{37} / 4 B_0$$

$$R_{35} = R_{37}$$

如稍早的實施例中所述，用於增強系統 80 之元件的精確值可隨著所需要的操作特性而改變。電阻器 R32、R33 及 R36 與 R37 輻射相關。開關 SW3 將增強系統 80 在增強與旁通模式中切換。當 SW3 連接至線路 85 與 86 時，增強系統 80 進入增強模式，並操作如上。當開關 SW3 連接至線路 85 而經由電阻器 R34 而接地時，增強系統 80 進入旁通模式。在此模式中，運算放大器 82 作為反相器操作，並提供與左輸入信號 L 相等之左輸出信號 L'。接著，L' 信號與經反相之 L 信號在運算放大器 84 中抵消，而使右輸出信號 R' 與右輸入信號 R 相等。電容器 C30 如前所述地協助確保模式間的電壓連續性。在從增強模式切換至旁通模式時，C30 經由電阻器 R36 與 R34 之並接組合完全放電至地面。在不需要系統 80 操作時，經由電阻器 34 至地面的路徑協助排除寄生耦合。在從旁通模式切換至空間模式，C30 在一般操作狀態下逐漸充電。

前述第 4 - 7 圖之實施例優於根據混合拓樸結構之習知

五、發明說明 (13)

技術，其中第4-7圖之實施例之內部節點的電壓不超過最大輸入電壓或最大輸出電壓。相反地，在以混合拓樸結構為基礎之增強系統中，內部產生之總和(L+R)與差值(L-R)信號電壓可為最大輸入信號的兩倍，而需要(1)將輸入信號之電壓範圍減半或者(2)將總和(L+R)與差值(L-R)信號除以一箇因數2。前一種選擇不受歡迎地限制了相容輸入信號準位之範圍，而後一種選擇不受歡迎地降低訊噪比(6 dB)。

前述實施例可以數位信號處理器簡單地加以實施。用於前述轉換函數之極點與零點頻率為典型聲頻取樣頻率的一小部分。因此，雙線性轉換可用以推衍出離散時間型式。如數位信號處理之技術中所熟知者，雙線性轉換為有用的近似法，其使拉普拉斯轉換之S平面對離散時間Z平面具有以下關係：

$$s = (2/T) [(1-z^{-1}) / (1+z^{-1})]$$

其中T為信號取樣頻率之倒數。例如，這可應用於用於總和不變拓樸結構之B(s)轉換函數如下：

$$B(z) = [B_0 / (1+2\tau_p/T)] (1+z^{-1}) / \{1 + [(1-2\tau_p/T) / (1+2\tau_p/T)] z^{-1}\}$$

利用44.1 kHz的取樣頻率以及前述參數值，前述算式可簡化為：

$$B(z) = 0.057956 (1+z^{-1}) / (1-0.962908z^{-1})$$

一種計算空間增強資料樣本的有效方法可利用第2a圖之拓樸結構中所示之信號流程結合前述B(z)而獲得。吾

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (1A)

人應瞭解，可在類比裝置中提供最佳效率的特定拓樸結構並不一定可提供最有效率的數位裝置。例如，在類比裝置中，反相與加總操作的數量大幅影響裝置的成本、而在一特定操作中加總或反相的信號數量對裝置成本僅有極小的影響。另一方面，在數位裝置中，加總操作之總數為以此方式加總之信號的總數減去加總操作數量之函數。此外，求反運算典型地不負擔額外的輔助操作。因此，第2a圖之總和不變之拓樸結構可能優於第2b圖之根據本發明之立體音增強系統之數位裝置。吾人應進一步注意到，最經濟的DSP裝置可能取決於所用之特殊數位信號處理器的架構。然而，總和不變基礎之DSP裝置通常優於以格柵或混合拓樸結構為基礎之裝置。然而，吾人應瞭解，以前述拓樸結構為基礎之電路設計可輕易地由類比領域映射至離散時間數位領域。

根據本發明的其他實施例揭露一種系統，其不僅可空間式地增強立體音信號，亦可以類似於前述方式的方式增強單音信號。要完全瞭解其他實施例必需先瞭解用於單音信號對偽立體音信號之轉換的某些基本原理。

吾人瞭解，偽立體音信號可透過選擇的方式根據單音輸入信號之頻率而將聲音空間式地朝向左或右聲道而“安置”聲音而以單音信號(例如，左右聲道相同的信號)合成。此種合成可首先修改輸入信號並隨後分別從原始輸入信號加上或減去此經修改之信號而產生不同的左右聲道。

例如，第8a與8b圖顯示兩種用於此種合成的常用拓樸

五、發明說明 (15)

結構。首先參考第8a圖，單音輸入信號M通過具有轉換函數C(s)的全通濾波器90。濾波器90之輸出選擇性地經由加總元件92而被加總至原始輸入信號M之衰減的複製信號上，或者經由反相器91以及加總元件93從原始輸入信號M之衰減的複製信號中減去，以分別形成左L'與右R'偽立體音信號。輸出信號L'、R'與輸入信號M之間的關係可以下式表達：

$$L' = M(0.5 + C(s))$$

$$R' = M(0.5 - C(s))$$

其中C(s)為下列形式之全通轉換函數：

$$C(s) = C_0 \frac{(1-s\tau_1^*)(1-s\tau_2^*) \dots \dots (1-s\tau_n^*)}{(1+s\tau_1)(1+s\tau_2) \dots \dots (1+s\tau_n)}$$

典型地，在實際裝置中，時間常數 $\tau_1 - \tau_n$ 通常都產生於複數共軛對。常數 C_0 決定偽立體效應的“深度”。此效應在 C_0 等於0.5或-0.5時最大。在這些 C_0 值中，某些頻率將單獨出現在一個輸入聲道中。 C_0 之標記有些武斷，因為將標記逆轉僅相當於交換第8a圖之L'與R'聲道輸出。交叉點的數量，亦即在左右聲道中之能量相等之特殊頻率的數量由C(s)之階數所決定。注意到第8a圖之增益元件94並非必要的，但已被包括以協助瞭解以下之本發明實施例。這亦使第8a圖之拓樸結構滿足以下標準：

$$L' + R' = M$$

這暗示倘若M輸入信號係經由加總左L與右R輸入信號而得，則拓樸結構將為總和不變。

五、發明說明 (13)

第8b圖所示之拓樸結構之操作方式與第8a圖之拓樸結構相同，其可在某些例子中提供更經濟的裝置。

第8a、8b圖中所示之偽立體音結構遭遇兩個缺點。倘若 C_0 選為可達到最大深度，亦即等於0.5或-0.5，則在左右聲道之間的對比可能過度而導致“一耳消音”的現象。這種不受歡迎的效應可透過提高全通濾波器轉換函數 $C(s)$ 的階數而降至最小。然而，此種補救方法會導致裝置成本增加。此種一耳消音的現象可簡單地透過降低 C_0 之值以使輸入信號之音響分布更合理化而降至最低。然而，降低 C_0 將導致左右聲道之間的相位差減少，因而損及所感受之聲像的空間感。易言之，降低 C_0 不受歡迎地容許揚聲器串擾抵消低頻中的相位不重合的能量。

根據本發明，申請人發現一耳消音的現象可以兩種方式中的一種予以最小化，而不致嚴重影響空間感。在第一種方法中，經修正的 $C(s)$ 轉換函數可被實施，其中 $C(s)$ 重新定義為：

$$C'(s) = C_0 \frac{(1-s\tau_z)(1-s\tau_{1*})(1-s\tau_{2*}) \dots (1-s\tau_{n*})}{(1-s\tau_p)(1+s\tau_1)(1+s\tau_2) \dots (1+s\tau_n)}$$

而使得

$$|C_0| \frac{\tau_z}{\tau_p} > \frac{1}{2} \quad \text{且} \quad \tau_p > \tau_z$$

其中 τ_p 與 τ_z 為正實數，且其範圍與於前述立體音增加系統中所用之 τ_p 所在之範圍相同。經修正之轉換函數 $C'(s)$ 具有低頻放大，且透過控制輸出而使低頻聲道之間的分佈優於高頻聲道之間的分佈。雖然已達到令人滿意的

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

原

五、發明說明 (17)

結果，但此種方法不受歡迎地導致單音輸入信號 M 與偽立體音信號 L'、R' 之間的龐大功率準位差異。吾人注意到預先訂定單音輸入信號 M 之比例無法提供有效的解決方法，其原因將在下文中呈現。

在第二種，也是較佳的方法中，第 8a、8b 圖中所示的一種偽立體音合成拓樸結構可與前述根據本發明之立體音增強系統串聯。在此立體音／單音增強拓樸結構中，濾波器 100 在線路 103 上產生偽立體音左聲道，而反相器 101 與加總元件 102 在線路 104 上產生偽立體音右聲道。立體音增強系統增強這些偽立體音聲道信號，以分別在線路 105、106 上產生左右輸出信號 L'、R'。系統 107 可為前述根據本發明之任何一種適合的立體音增強系統。注意到由於前述實施例的各種立體音增強系統為聲道對稱，將特定的聲道指定給系統 107 會顯得武斷。吾人應瞭解，雖然第 9a 圖之拓樸結構之偽立體音部分係以第 8b 圖之拓樸結構為根據，但在其他實施例中可以第 8a 圖之拓樸結構為根據。

利用總和不變的關係 $R' = L + R - L'$ ，第 9a 圖之立體音／單音增強拓樸結構可被簡化為第 9b 圖之型式，其中轉換函數 $D(s)$ 代表由第 9a 圖之拓樸結構中之系統 107 所執行之增強函數。輸出 L' 與 R' 與輸入 M 之關係如下：

$$L' = M(0.5 + C(s)D(s))$$

$$R' = M(0.5 - C(s)D(s))$$

其中 $D(s)$ 定義如下：

$$D(s) = \frac{D_0 + s\tau_p}{1 + s\tau_p} \quad (9)$$

五、發明說明 (18)

其中 D_0 為 $D(s)$ 之 DC 增益。 $D(s)$ 轉換函數與用於前述實施例中之 $B(s)$ 轉換函數的關係如下：

$$D(s) = 1 + 2B(s)$$

且因而

$$D_0 = 1 + 2B_0$$

接著，單音輸入信號 M 與左 L' 及右 R' 輸出信號之關係如下：

$$L' = M(0.5 + C(s)(1 + 2B(s)))$$

$$R' = M(0.5 - C(s)(1 + 2B(s)))$$

由於偽立體音 $(L-R)$ 差值信號對過度的低頻放大的敏感度比傳統立體音 $(L-R)$ 差值信號為高，因此偽立體音增強系統之放大應比前述之純粹立體音增強系統之放大略低。申請人選擇 D_0 恰好大於 $2B_0+1$ 的一半，亦即 4.5。如前所述，時間常數 τ_P 約為 600 微秒。轉換函數 $C(s)$ 的特殊階數涉及較佳之聲音品質（階數較高）與裝置成本（階數較低）之間的交換。在將要簡述的一個較佳實施例中， $C(s)$ 可以具有三個極點與零點的方式加以實施，這是申請人相信可在聲音增強與裝置成本之間的達到折衷的階數。三個極點與零點的較佳時間常數分別為 46 微秒、67 微秒、與 254 微秒，這些都是實數。申請人發現， C_0 之值為 0.2 可在深層分布以及淺層敏感度之間獲得最適的交換。

在典型的聲頻應用中，所接收之信號的特性（亦即，立體音或單音）通常為未知。在某些例子中，例如 FM 無線電波傳輸，所接收之信號可在立體音與單音特性間改變

五、發明說明 (19)

。因此，吾人期望提供一種機構，其不僅可增強立體與單音信號，亦可平順地在兩種模式之間切換。根據本發明，偽立體音合成系統131可與第10a圖中之立體音增強系統126串聯。吾人瞭解，立體音增強系統126可為前述立體音增強系統中的任何一種。在輸入信號為單音特性的情況下，例如，左輸入信號L與右輸入信號R相同，第10a圖之拓樸結構之操作方式將與第9a圖之拓樸結構之操作方式相同。可變增益元件121之增益可響應於外部控制信號（未顯示）而在零與一之間變化，例如，該外部控制信號為接收自FM立體音混合解碼器或立體音來源檢測電路之立體音混合信號，或由使用者所控制。當增益設定為零增益時，偽立體音合成部131被有效地停止，而使第10a圖之拓樸結構之操作由立體音增強系統126單獨決定。因此，可變增益元件121容許偽立體音合成效果之深度的動態控制。應注意在適當的參數選擇下，將可變增益元件121之增益對所有的信號源都固定為一單位是可能的。

實際上，大部分的立體音源都包含足夠的相位不重合的聲道資訊，以有效地遮蔽偽立體音效果，而所有的單音成分表現都由偽立體音效果受益。因此，若立體音信號包括非常少的空間化資料，亦即最小的差值(L - R)信號，則偽立體音成分將主宰立體音成分。因此，對此種立體音信號而言，偽立體音效果將空間式地增強對應的聲像。在可變增益元件121具有單位增益時，第10a圖之拓樸結構之輸入與輸出可彼此具有以下關係：

五、發明說明 (20)

$$\begin{aligned}
 L' &= L + B(s)(L - R) + \\
 &\quad C(s)(1 + 2B(s))(L + R) \\
 R' &= R - B(s)(L - R) - \\
 &\quad C(s)(1 + 2B(s))(L + R)
 \end{aligned}
 \tag{10}$$

若可變增益元件121用於模式之間，亦即，在啓動與停止偽立體音合成部131之間，的動態切換，則需要採行某些方法以確保低切換噪訊。例如，可變增益元件121之增益應以某種頻率切換，而不致在音響信號中感應龐大的高頻能量。

在第10a圖之拓樸結構中，偽立體音輸入信號(經由部分131而從單音輸入信號合成)與立體音輸入信號經由立體音增強系統126加以濾波，且因而以相同於前述與轉換函數 $B(s)$ 相關之參數加以處理。然而，由於由單音信號所產生之偽立體音信號與純立體音信號不同，因此針對各個信號根據不同的參數作空間式地增強並同時使兩種增強效果混合是有利的。

因此，根據本發明的另一個實施例，偽立體音合成系統140串聯於第10b圖所示之立體音增強系統126之線路143、144。在此拓樸結構中，立體音增強參數以及立體音增強電路126之增強效果將僅影響在輸入線路141、142所接收之立體音信號(因為單音信號不包含 $(L - R)$ 差值成分，在線路141、142所接收之單音輸入信號未經修正地通過立體音增強系統126)。這些未經修正之單音輸入信號在

五、發明說明 (2)

偽立體音合成系統 140 中由具有 $C(s)D(s)$ 之轉換函數的濾波器 147 加以處理，其中 $C(s)$ 與 $D(s)$ 分別合成及空間式地增強偽立體音信號。在其他各方面，第 10b 圖之拓樸結構之操作方式與第 10a 圖之結構的操作方式相同。在可變增益元件設定為單位增益時，第 10b 圖之拓樸結構之輸入與輸出可具有以下之關係：

$$\begin{aligned} L' &= L + B(s)(L - R) + C(s)D(s)(L + R) \\ R' &= R - B(s)(L - R) - C(s)D(s)(L + R) \end{aligned} \quad (11)$$

在較佳實施例中， $D(s)$ 為方程式 (9) 中所揭露之形式，其中 D_0 與 τ_p 分別約為 4.5 與 600 微秒。

第 10a 與 10b 圖中之拓樸結構可加以修改而可分別根據第 11a 與 11b 圖中之混合型式之拓樸結構予以操作。第 11a 圖之拓樸結構以具有轉換函數 $N(s)$ 的相同增強濾波器 167 處理立體音與偽立體音信號。亦即，與第 10a 圖之拓樸結構相似，第 11a 圖之拓樸結構採用相同的參數以空間式地增強立體音與偽音體音信號。函數 $N(s)$ 為前述第 1b 圖中之型式。偽立體音濾波器 164 根據乘以 2 之後的前述轉換函數 $C(s)$ 加以操作。假設方程式 (8) 仍然有效，則第 11a 圖之拓樸結構之輸入與輸出之間的關係可根據方程式 (10) 加以表達。利用與第 10a 與 10b 圖相似之方式，可變增益元件 121 可為手動控制或自動控制，以調節許多種型式的輸入信號，或設定為單位增益並仍然處理大部分的單音及立體音信號。

第 11b 圖之拓樸結構為第 11a 圖之拓樸結構的修正型式

五、發明說明 (22)

，其以類似於第10b圖之拓樸結構的方式而針對立體音與偽立體音信號採用不同的空間增強參數。不像第11a圖之結構，在第11b圖之拓樸結構中，偽立體音信號根據轉換函數 $C(s)$ 及 $D(s)$ 而利用濾波器147分別予以合成並空間式地增強，並與由濾波器167根據轉換函數 $N(s)$ 產生之經增強的立體音信號加總。同樣地，轉換函數 $C(s)$ 、 $D(s)$ 與 $N(s)$ 分別為先前所述之型式。

注意到儘管偽立體音轉換函數 $C(s)$ 具有對稱特性，這些拓樸結構具有有利的總和不變性。吾人亦應注意，由於單音輸入信號不包括 $(L - R)$ 差值成分，因此當此種單音信號當作第11a、11b圖之拓樸結構之輸入時， $(L - R)$ 差值信號路徑(由加總元件160所產生)將不包含信號。因此， $(L + R)$ 總和信號經由濾波器164與加總元件166對差值信號路徑之耦合在左輸出信號 L' 之建構中具有關鍵性。

由於前述拓樸結構為總和不變，因此它們可被修改為根據第3a與3b圖之總和不變拓樸結構加以操作，而使裝置更簡化並更具有成本效益。此外，申請人發現，透過將 $D(s)$ 轉換函數之極點時間常數設定為與 $B(s)$ 轉換函數之極點時間常數相同可使其更為簡化。如此一來， $D(s)$ 轉換函數不需要明確地實施而可有利地針對立體音與偽立體音信號提供不同的增強參數。因此，實施其他 $C(s)D(s)$ 的濾波器現在僅需實施 $C(s)$ ，而排除一個極點決定電容。注意到此簡化可排除數位裝置中的一個延遲元件。

由第11a、11b圖所衍生之簡化的拓樸結構分別示於第

五、發明說明 (23)

12與13圖中。在第12圖之拓樸結構中，加總元件208與209以及反相器210複製第3a圖之總和不變拓樸結構之型態。加總元件200、可變增益元件210、具有轉換函數 $C(s)$ 之濾波器202、與增益元件205產生偽立體音信號。由濾波器202輸出之信號的大小對於在遠大於轉換函數 $B(s)$ 之極點的頻率(亦即遠大於265Hz)上之偽立體音合成的大小的決定具有重大的影響。由增益元件205輸出之信號的大小將決定偽立體音合成在DC下的大小。因此，前述轉換函數 $D(s)$ 之效果可透過在加總元件204、207加入信號而加以模擬。模擬之轉換函數 $D(s)$ 之常數 D_0 最好大約等於4.5，且可設定如下：

$$G_{205} = (D_0 - 1) / B_0$$

其中 G_{205} 為增益元件205之增益。其中可變增益元件201被設定為單位增益，而第12圖之拓樸結構之左 L' 、右 R' 輸出信號相對於左 L 、右 R 輸入信號有方程式(11)的關係。

應注意在第12圖之拓樸結構中，在給定的信號路徑上的任何點上控制增益，並達到相同的結果是可能的。就典型的類比裝置而言，加總網路之輸入通常乘上某種增益因數。因此，有數種方法可確保由濾波器202送至加總元件204與207之信號的大小可獨立地加以調整；而利用增益元件205僅是此類方法中的一種。第12圖拓樸結構之立體音增強部分的操作方式，與第2a圖之拓樸結構的操作方式類似。因此，轉移函數 $B(s)$ 與 $C(s)$ 的型式以及參數值最好如前述。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

裝

五、發明說明 (24)

第13圖之拓樸結構之操作與第12圖之結構幾乎相同，而有一個顯著的不同。反相器229與加總元件227、228被建構成第3b圖之總和不變型式之拓樸結構的複製品。因此，除了加總元件227之功能外，第13圖之拓樸結構之區塊45中的元件之操作方式與所執行之功能與第12圖之拓樸結構之區塊40中的元件相同。

在吾人期望各偽立體音合成與信號增強函數具有不同的增強極點時間常數的部分，第12與13圖之拓樸結構可透過剔除通過增益元件205之信號路徑並將濾波器202改成為具有轉移函數 $C(S)D(S)$ 而加以修改。

第12與13圖之拓樸結構可透過犧牲偽立體音信號之空間屬性而進一步簡化，並因而降低成本。此種簡化的拓樸結構示於第14圖，其中濾波器246、247與加總元件248之任務可在類比裝置中透過用來當作洩漏積分器之運算放大器加以執行，該運算放大器之實例包括第4圖之增強系統50之運算放大器51。第14圖之拓樸結構中之左L'與右R'輸出信號以及左L與右R輸入信號彼此具有方程式(11)所表達之關係，其中增益元件241設定為單位增益。然而，模擬之 $D(S)$ 轉換函數之形式如下：

$$D(s) = 1 + B(s)(1 - G_{243})$$

其中 G_{243} ，即增益元件243之增益必需小於單位增益。因此， D_0 之範圍限制如下：

$$B_0 + 1 \geq D_0 \geq 1$$

其中 G_{243} 為零， D_0 將可達到最大的低頻增強。因

五、發明說明 (25)

此，當 G_{243} 為單位增益時，將不具有低頻增強。 G_{243} 可選擇如下：

$$G_{243} = (B_0 + 1 - D_0) / B_0$$

雖然不同的應用可能需要稍微不同的參數值， G_{243} 應最好為零，以影響最大深度的可能性，而這暗示 D_0 應大約為 4.125。

轉換函數 $B(s)$ 與 $C(s)$ 之較佳形式與相關參數值如前述。利用與第 12、13 圖之拓樸結構相同的方式，送至加總元件 244、245 之信號可單獨地加以換算。

在實際實施例中，前述立體音／單音增強拓樸結構將需要諸如第 15 圖中所示之傳統三極點全通濾波器 250 之類的全通濾波器。全通濾波器 15 包括三個串聯的信號極點全通濾波器 251、252、253。將各極點隔離於分開級中使相對於元件變化的敏感度最小。應注意第一濾波器 251 應設計為 $R_{50} = R_{51}$ 。濾波器 251 將具有轉換函數 $H(s)$ 以及相關的極點時間常數 τ ：

$$H(s) = (1 - s\tau) / (1 + s\tau)$$

$$\text{其中 } \tau = R_{52} \times C_{40}$$

濾波器 252 與 253 亦根據前述轉換函數 $H(s)$ 加以操作，其中相關的時間常數 τ 以類似的方式加以決定。

在以下的立體音／單音增強系統的實施例中，個別的單極點濾波器 251-253 將根據熟知之技術加以建構，而使所形成的三極點濾波器 250 之極點時間常數為 46 微秒、67 微秒與 254 微秒。吾人應瞭解，使用二階或更高階數部分

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (28)

的濾波器可被採用，以降低所需之運算放大器的數量。此外，二階濾波器部分容許複雜的極點共軛對。然而，此種二階或更高階數的濾波器部分對元件變化更為敏感。

本發明之較佳實施例示於第16圖中。立體音／單音增強系統260之操作係以第13圖之拓樸結構為根據，因此，第13圖之拓樸結構的討論可應用於系統260。應注意除了全通濾波器250之運算放大器256之外，第16圖之系統260中的各個運算放大器基於前述理由而操作於反相模式。左輸入信號L由運算放大器270與相關之電阻器R60與R61予以反相，而右輸入信號R由運算放大器272與相關電阻器R70與R71予以反相。這兩個反相信號在運算放大器273中被換算，以分離單音信號成分，該信號成分隨後由全通濾波器250加以延遲，以形成偽立體音信號。當開關SW5將濾波器250之輸出連接至線路278時，偽立體音信號與反相左輸入信號L及非反相右輸入信號R在電阻器R62-R64之共同節點上被加總。當開關SW4連接至線路276、277時，此加總信號由電容器C50根據 $B(s)$ 轉換函數進行低通濾波。此濾波信號與反相左輸入信號L與偽立體音信號（由濾波器250合成）在運算放大器271加總，以形成左輸出信號L'之輸出。運算放大器275由左L與右R輸入信號中減去左輸出信號L'。

開關SW4與SW5容許系統260在三種可能模式中操作。若開關SW4經由電阻器R65而將線路277接地，則立體音增強濾波器，例如 $B(s)$ 函數會被停止。當開關SW5將線路278

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (2)

接地，藉以使濾波器 250 之偽立體音合成函數，例如函數 $C(s)$ 停止，則系統 260 將在旁通模式中操作。在此模式中，左 L 與右 R 輸入信號顯示出未被修正為左 L' 與右 R' 輸出信號。另一方面，若開關 SW4 將線路 277 連接至線路 276，則立體音增強濾波器 $B(s)$ 被啟動。系統 260 之操作模式現在將取決於開關 SW5 之位置。若開關 SW5 現在將線路 278 接地，藉以停止偽立體音合成函數 $C(s)$ ，則系統 260 操作於僅有立體音之模式。然而，若開關 SW5 將濾波器 250 連接至線路 278，藉以啟動偽立體音合成函數 $C(s)$ ，則系統 260 操作於雙重立體音 / 單音模式，且將空間式地增強輸入信號的兩種模式。

如第 7 圖之系統 80 之說明，經由開關 SW4 而完成之旁通與立體音 / 單音增強模式之間的切換由於電阻器 C50 之低通過濾功能而具有相當低的切換噪訊。開關 SW5 之切換可能導致輸出信號不連續。然而，此種不連續性在大部分的應用中是可容許的誤差，因為線路 278 中之偽立體音信號的增益與立體音信號之增益相較非常小。在不連續性無法被接受的應用中，此種不連續性可利用熟知之零點交叉切換技術或利用由切換斜坡信號加以控制的可變增益元件來替代開關 SW5 而降至最低。

包含於系統 260 中之元件之最適值的選擇可根據特定應用、所需之操作特性以及所用之元件的形式而改變。然而，應注意，以下的限制應該要被滿足，以實現系統 260 之利益。第一，與加總 / 反相運算放大器 270、272 以及輸

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (28)

出運算放大器 271 相關之電阻器應選擇如下：

$$R_{60} = R_{61}$$

$$R_{70} = R_{71}$$

$$R_{75} = R_{76} = R_{77} = R_{78}$$

其次，電阻器 R69 與電容器 C50 應選擇為其值之乘積如下：

$$4\tau P(2B_0 + K_1 D_0) = R_{69} \times C_{50}$$

在選定適當的電阻器 R69 之值後，其他與運算放大器 271 有關之電阻值決定如下：

$$R_{62} = R_{63} = R_{69} / 2B_0$$

$$R_{64} = R_{69} / 2K_1 D_0$$

$$R_{67} = R_{69} / 2(2B_0 + K_1 D_0)$$

$$R_{69} / R_{68} = K_1$$

$$R_{66} = R_{69}$$

與運算放大器 273 相關之電阻器應滿足以下比例：

$$R_{72} = R_{73}$$

$$R_{74} / R_{72} = C_0 / K_1$$

其中 K_1 應選定為使 $K_1 \geq 2C_0$ 。在較佳實施例中， K_1 等於 0.4。如同在大部分的多級類比電路中，給定信號路徑之增益可在各級中單獨加以控制。因此，在何處發生何種增益通常具有相當的彈性。 K_1 係數具有相當的自由度而可依方便加以選擇。 K_1 之前述限制係基於動態信號範圍的原因而被提出，以防止運算放大器 273 之輸出與兩輸入聲道中的最大輸入信號形成飽和。

五、發明說明 (29)

在另一個實施例中，一種立體音／單音系統280被揭露，並示於第17圖中，而其操作係以第14圖之拓樸結構為根據。因此，以上有關第14圖之拓樸結構的討論可等效應於立體音／單音系統280中，其中左L'及右R'輸出信號與左L及右R輸入信號具有方程式(11)的關係。模擬之 $D(s)$ 轉換函數之形式可參考前述第14圖之拓樸結構之說明，其中 D_0 固定於最大值，而使得

$$D_0 = B_0 + 1$$

系統280之立體音增強部分係由運算放大器293、294以及其個別的相關電容器C60與電阻器R86-R91加以執行，並因而以與第6圖之立體音增強系統70之方法相同的方式實施 $B(s)$ 轉換函數。如下所述，偽立體音增強與立體音增強之組合係透過在立體音增強執行之前將偽立體音信號與左輸入信號L加總在一起而得。

運算放大器290與相關電阻器R80-R81加總左L與右R輸入信號，並隨後將其換算為一半。應注意電阻器R80與R81應等值。此加總信號由濾波器250根據 $C(s)$ 轉換函數加以濾波以合成偽立體音信號。此偽立體音信號與左輸入信號L隨後由運算放大器292與相關之電阻器R82-R85加總。通過運算放大器292之左輸入信號之增益為單位增益，而通過運算放大器292之合成偽立體音信號之增益可根據所需之偽立體音效果之深度而加以調節。因此，R82-R85之值應選擇如下：

$$2C_0 = R_{83} / R_{82} = R_{84} / R_{85}$$

五、發明說明 (30)

系統 280 包括兩個開關 SW4 與 SW5，它們容許系統 280 以相當於第 16 圖之系統 260 的方法在旁通、僅有立體音增強以及立體音／單音增強模式之間切換。因此，當開關 SW5 將線路 295 接地時，系統 280 之操作模式由開關 SW4 之位置決定。若開關 SW4 連接線路 296 與 297，則系統 280 操作於僅有立體音之模式。若開關 SW4 連接線路 296 與 298，則系統 280 操作於旁通模式。當開關 SW4 連接線路 296、297 且開關 SW5 將線路 295 連接至濾波器 250 之輸出時，系統 280 操作於立體音／單音模式。如先前之實施例中所說明，包含於系統 280 中之元件值可根據設計、元件以及性能要求加以改變。然而，應滿足以下限制以便實現第 17 圖之實施例的利益：

$$R_{80} = R_{81}$$

$$\tau_p = R_{87} \times C_{60}$$

$$B_0 = R_{87} / R_{86}$$

$$R_{88} = R_{89}$$

$$R_{90} = R_{91}$$

與系統 260 相較，系統 280 之簡化設計以及低裝置成本可利用其中之運算放大器之反相與非反相模式加以達成。雖然如此運用運算放大器的兩種模式可能對聲音品質產生不利的影響，然而，任何此種音響品質的退化在許多應用的性能需求中都將是輕微而良好的。

第 14 圖之拓樸結構可以更簡化的設計加以實施而容許輸入信號的衰減。根據本發明的另一個實施例，立體音／

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (3)

單音增強系統300a揭露如下並顯示於第18圖中，其中該系統僅需四個運算放大器。輸入信號L與R以因數 K_2 加以換算。適當之 K_2 值的選擇涉及兩個將在以下簡要說明的因素。

系統300a之偽立體音部分由運算放大器310、311及其相關之電阻器R100-R108以及電容器C70-C72所組成。運算放大器310首先加總左L與右R輸入信號，以分離單音成分，接著以單極點全通濾波器過濾此加總信號。運算放大器311形成二階全通濾波器之核心，該濾波器以因數 $1+K_3$ 除此加總信號。雖然 K_3 之值或多或少以極點頻率為根據，但通常應該接近單位增益，以使對元件變化的敏感度為最小。運算放大器312與313形成系統300a之立體音增強部分，且其操作方式與第6圖之立體音增強系統70相似。電阻器R109-R113容許 D_0 在 B_0+1 與1之間改變。電阻器R119使加總信號路徑之衰減與電路的其他部分匹配。

系統300a包括兩個開關SW4與SW5，它們容許系統300a如同前述之系統260與280在旁通、僅有立體音增強或立體音/單音增強模式中操作。

系統300a之元件值的選擇由應用之需求以及元件之形式加以決定。因數 K_2 與 K_3 可選擇為使二階全通濾波器之元件敏感度最小，並調節整體信號衰減準位。這兩個因數之限制如下：

$$C_0 = \frac{1}{2(1+K_3)} \left[\frac{1}{K_2} - 1 \right]$$

在較佳實施例中， K_2 與 K_3 分別等於0.667與0.25。

用於偽立體音部分之元件值應滿足以下限制：

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

錄

五、發明說明 (32)

$$R100=R102=\frac{1}{2} R101$$

$$R103=R104$$

$$\tau_1 = \frac{1}{2} R103 \cdot C70$$

$$R106 \cdot C71 = 2(\tau_2 + \tau_3) / K_3$$

$$R106 \cdot C72 = \tau_2 \tau_3 (\tau_2 + \tau_3) / [(2 - K_3/2) \tau_2 \tau_3 + \tau_2^2 + \tau_3^2]$$

$$R105/R106 = (K_3/2) \{1 - (K_3/2) [\tau_2 \tau_3 / (\tau_2 + \tau_3)^2]\}$$

$$R107/R108 = K_3$$

時間常數 τ_1 、 τ_2 與 τ_3 可為所建議之 $C(s)$ 函數極點之時間常數的任何替代值。用於立體音增強部分之元件值應滿足以下限制：

$$\tau_4 = R114 \cdot C73$$

$$R109/R110 = (1/K_2) - 1$$

$$R114/R111 = (B_0 + 1 - D_0) (1 - K_2)$$

五、發明說明 (38)

$$R_{114}/R_{112}=K_2 B_0$$

$$R_{114}/R_{113}=(D_0-1)(1-K_2)$$

$$R_{115}=R_{116}$$

$$R_{117}=R_{118}$$

$$R_{117}/R_{119}=2[(1/K_2)-1]$$

電阻器 R110 - R113 提供大於一組給定參數所需之彈性。例如，若需要 D_0 的最大值，R111 應省略。另一方面，若希望 D_0 等於 1，則 R113 應省略。完整的組合基於一般性的原因而顯示出來。吾人應注意，系統 300a 削弱所有模式中的輸入信號，包括旁通模式。因此，輸出信號 L' 與 R' 之總和將為輸入信號 L 與 R 乘上某個常數因數。

吾人應注意，前述的大部分系統與拓樸結構可透過確保 L 與 R 信號路徑具有相等的衰減或增益而被修改為具有非為單位增益的增益。對熟習此技術之人士而言，在閱讀此說明之後，此等修改將是顯而易見的。

第 18 圖之系統 300 可透過立體音增強轉換函數 $B(s)$ 的折衷而被修改為不具有信號衰減。所形成的結構，例如立體音 / 單音增強系統 300b，顯示於第 19 圖中。系統 300b 之結構及操作方式與第 18 圖之系統 300a 相同，只是刪除了

五、發明說明 (34)

電阻器 R119 並增加了電阻器 R120 與 R121。為了確保在旁通模式中具有單位增益且在僅有立體音與立體音／單音增強模式中沒有衰減，以下條件必須被滿足：

$$R109 / R110 = R120 / R121$$

系統 300b 將根據修正過的轉換函數 B'(s) 加以操作，該函數與先前所界定之 B(s) 轉換函數之關係如下：

$$B'(s) = B(s) + \{ [(1/R111) + (1/R112) + (1/R113)] / [(1/R120) + (1/R121)] \} = B(s) + K_4$$

其中 K₄ 之值為：

$$K_4 [(1/R120) + (1/R121)] = (1/R111) + (1/R112) + (1/R113)$$

雖然吾人期望誤差因數 K₄ 儘可能的小，而最小的 K₄ 必須與最大電阻器 R111 - R113 或最小電阻器 R120 - R121 的實物平衡。申請人發現，0.1 的 K₄ 值是相當容易實現的，其並可由系統的操作中形成實際上無法區別的聲音品質而不需要此種誤差因素。此一結果可透過以下考量而客觀地加以分辨：誤差因素 K₄ 僅在較高的頻率中包括 B'(s) 轉換函數，且甚至於僅構成輸出信號功率的一小部分。

所有的前述立體音／單音系統可映射至利用前述之雙線性轉換的離散時間數位信號處理領域中。數位裝置對允許使用者動態性地調整參數值是非常有用的。第 20 圖顯示根據第 12 圖之拓樸結構之 DSP 裝置之完整資料流程圖。區塊 320 形成三階全通濾波器，其與被一般化為具有單位增益之 C(s) 轉換函數等效。區塊 321 執行 B(s) 轉換函數。乘數因數 g₅ 作為未出現在全通濾波器區塊 320 中的因數。

五、發明說明 (35)

同樣地，乘數 g_4 以 C_0 加以換算。應注意增益乘數可在信號流中被重新安排而不影響函數性。在較佳裝置中，乘數因數應選擇如下：

$$g_1 = -0.991495$$

$$g_2 = 0.894378$$

$$g_3 = -0.392830$$

$$g_4 = 1.440000$$

$$g_5 = 0.200000$$

$$g_6 = 0.057956$$

$$g_7 = 0.962908$$

因此此裝置僅需七個乘數係數以及五個延遲儲存元件。應注意所採用之特殊 DSP 之架構可能需要修改為第 20 圖之信號流程圖。例如，若 DSP 採用具有小字元規格的定點架構，則可能需要換算以避免在諸如區塊 321 之輸出與加法器 322 之輸出的節點上形成飽和。在乘法累加操作與簡單的加法與乘法操作同樣經濟的架構中，將乘法操作重行安排而使其與加法操作成對可能是有利的。此種結果與本發明之特殊實施例之 DSP 裝置在此技術中是為人所熟知的。

雖然本發明之特定實施例已經揭露並加以說明，然而，對熟習此技術之人士而言，可在不悖離本發明較廣泛之觀點的情況下進行改變與修正，因此，附呈之申請專利範圍將這些改變與修正包含於其中，而使其位於本發明實際的精神與範疇之中。

五、發明說明 (36)

元 件 標 號 對 照 表

1~4、13、14、32、45、100、147、202、246~247、 250~253	濾波器
10、11、15、16、20、23、25、30、33、35、41、42、 102、180、200、204、207~209、227~228、 244~245、248	加總元件
17、21、24、31、34、43、101、210、229	反相器
51、52、71、72、81~84、256、270~273、275、290、 292~294、310~313	運算放大器
73~75、85、86、103~106、141~144、276~278、 295~298	線路
60a、60b、70、80	增強系統
94、121、205、241、243	增益元件
280、300a、300b	立體音 / 單音增強系統
40 函數區塊 (濾波器)	167 增強濾波器
50 立體音增強系統	201 可變增益元件
107、126 立體音增強系統	280 立體音 / 單音系統
131 偽立體音合成系統	320、321 區塊
140 偽立體音增強系統	322 加法器
164 偽立體音濾波器	

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

四、中文發明摘要 (發明之名稱：用以空間式加強立體音及單音信號之方法及裝置(-))

揭露一種可空間式地增強立體音信號而不致犧牲與單音接收器之相容性的方法與裝置。在本發明的較佳實施例中，一立體音增強系統可僅以兩個運算放大器與兩個電容器加以實施，並可在空間增強模式與旁通模式中切換。在其他實施例中，可透過將輸出聲道中的一個建構為其他輸出聲道與輸入聲道之總和而實現簡化的立體音增強系統。在其他實施例中，一偽立體音信號被合成，並根據立體音揚聲器串擾抵消原理而空間式地增強。在其他實施例中，單音信號與立體音信號之個別空間增強被整體組合於可以連續方式混合此二者之增強效果的單一系統中。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄)

裝

英文發明摘要 (發明之名稱： Method and Apparatus for Spatially Enhancing Stereo and Monophonic Signals (I))

A method and apparatus is disclosed which spatially enhances stereo signals without sacrificing compatibility with monophonic receivers. In accordance with one embodiment of the present invention, a stereo enhancement system is implemented using only two op-amps and two capacitors and may be switched between a special enhancement mode and a bypass mode. In other embodiments, simplified stereo enhancement systems are realized by constructing one of the output channels as the sum of the other output channel and the input channels. In other embodiments, a pseudo-stereo signal is synthesized and spatially enhanced according to stereo speaker crosstalk cancellation principles. In yet other embodiments, the respective special enhancements of monophonic signals and stereo signals are integrally combined into a single system capable of blending, in a continuous manner, the enhancement effects of both.

訂

線

六、申請專利範圍

1. 一種聲像增強系統，包含：

第一與第二輸入節點，分別用以接收立體音像之第一與第二信號；

第一與第二輸出節點，分別用以操作經增強之立體音像之第一與第二信號；

第一運算放大器，其具有一耦接於該第一輸入節點之非反相端、一反相端、以及一輸出端，該輸出端耦接於該第一輸出節點；

耦接於該第一運算放大器之該反相輸入端與該輸出端間之第一電阻器－電容器網路；

第二運算放大器，其具有一耦接於該第二輸入節點之非反相端、一反相端、以及一輸出端，該輸出端耦接於該第二輸出節點；

耦接於該第二運算放大器之該反相輸入端與該輸出端間之第二電阻器－電容器網路；

耦接於該第一運算放大器該反相輸入端與該第二運算放大器該反相輸入端間之第一電阻性元件；以及

與該第一電阻性元件串聯的一切換裝置，該切換裝置具有開啓與閉合狀態，其中，該系統在該切換裝置位於該開啓狀態時為增強模式，而在該切換裝置位於該閉合狀態時為旁通模式。

2. 一種增強聲像系統，包含第一與第二信號，以產生包含第一與第二增強信號之增強音像，該系統包含：

第一與第二輸入端，分別用以接收該第一與第二

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

六、申請專利範圍

信號；

第一與第二輸出端，分別用以提供該第一與第二增強信號；

連接於該第一與第二輸入端之第一合成裝置，該合成裝置合成該第一與第二輸入信號，以產生一合成信號；

增強裝置連至該第一合成裝置且連至該第一輸出端，該增強裝置增強該合成信號以產生該第一增強信號；以及

連接於該第一與第二輸入端及該第一輸出端之第二合成裝置，該第二合成裝置合成該第一與該第二輸入信號及該第一增強信號，以產生該第二增強信號。

3. 如申請專利範圍第2項之系統，進一步包括連接於該第二輸入端與該增強裝置間之切換裝置，該系統在該切換裝置位於開啓狀態時操作於增強模式，該系統在該切換裝置位於關閉狀態時操作於旁通模式。

4. 一種增強包括第一與第二信號之聲像的系統，該系統包含：

第一與第二輸入端，用以分別接收該第一與第二信號；

具有第一與第二輸入端以及一輸出端的第一運算放大器，該第一運算放大器之該第一輸入端耦接於該系統之第一輸入端，該運算放大器之該輸出端耦接於該系統之該第一輸出端，該第一運算放大器之該第二

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

六、申請專利範圍

輸入端經由一電阻性元件，耦接於該系統之第二輸入端；

耦接於該第一運算放大器之該輸出與第二輸入端點間之回授網路；以及

具有第一與第二輸入端及一輸出端之第二運算放大器，該第二運算放大器之該第一輸入端耦接於該系統之該第二輸入端，該第二運算放大器之該第二輸入端耦接於該系統之該第一輸出端，該第二運算放大器之該輸出端耦接於該系統之該第二輸出端。

5. 如申請專利範圍第4項之系統，進一步包含：

連接於該第二運算放大器之該第二輸入端點與該系統之該第二輸出端點間之第二電阻性元件；

連接於該第二運算放大器之該第二輸入端點與該系統之該第一輸出端點間之第三電阻性元件。

6. 如申請專利範圍第5項之系統，進一步包括連接於該第一運算放大器之該第二輸入端與該系統之該第二輸入端間之切換裝置。

7. 一種增強聲像的方法，包含第一與第二輸入信號以產生一增強聲像，該方法包括以下步驟：

處理該第一與第二輸入信號以產生一第一輸出信號；以及

合成該第一輸出信號及該第一與第二輸入信號，以產生一第二輸出信號，該第一與第二輸出信號包含該增強聲像之第一與第二聲道。

六、申請專利範圍

8. 如申請專利範圍第7項之方法，其中該處理步驟更包含一體地合成與過濾該第一及第二輸入信號的步驟，以產生該第一輸出信號。
9. 如申請專利範圍第7項之方法，其中以該第一與第二輸入信號合成該第一輸出信號之步驟，包含由該第一與第二輸入信號之總和中扣除該第一輸出信號，以產生該第二輸出信號。
10. 如申請專利範圍第8項之方法，其中該一體過濾步驟係使用一低通濾波器。
11. 如申請專利範圍第7項之方法，進一步包含下列步驟：

在該處理步驟前，先將該第一與第二輸入信號反相；

其中以該第一與第二輸入信號合成該第一輸出信號之步驟，包含將該第一輸出信號與該第一及第二輸入信號之總和加總，以產生該第二輸出信號。
12. 一種聲像增強系統，包含第一與第二輸入信號，該系統包含：

處理該第一與第二輸入信號，以產生一第一輸出信號之裝置；以及

合成該第一輸出信號與該第一及第二輸入信號，以產生一第二輸出信號之裝置，該第一與第二輸出信號包含該增強聲像之第一與第二聲道。
13. 如申請專利範圍第12項之系統，其中該處理裝置包含一積分器。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

六、申請專利範圍

14. 如申請專利範圍第12項之系統，其中該合成裝置包含一加總線路，該加總線路可由該第一與第二輸入信號之總和中扣除該第一輸出信號，以產生該第二輸出信號。
15. 一種空間式地增強一兩聲道信號之方法，該輸入信號可為一單音信號或一立體音信號，該方法包含下列步驟：
- 由該輸入信號產生一總和信號；
 - 用一全通濾波器使該總和信號之相位偏移，以產生一增強總和信號；
 - 結合該增強總和信號與該輸入信號，以產生一增強之中間信號；以及
 - 用一總和不變的立體增強線路，增強該增強中間信號，以產生一增強輸出信號。
16. 如申請專利範圍第15項之方法，其中該結合步驟更包含結合該增強總和信號與該輸入信號之該第一聲道，以產生該增強中間信號。
17. 如申請專利範圍第15項之方法，其中該結合步驟更包含結合該增強總和信號與該輸入信號之該第一聲道，且結合該增強總和信號與該輸入信號之該第二聲道，以產生該增強中間信號。
18. 如申請專利範圍第17項之方法，其中該輸入信號之該第一聲道與該增強總和信號相加，且該輸入信號之該第二聲道扣除該增強總和信號，以產生該增強中間信

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

六、申請專利範圍

號。

19. 如申請專利範圍第15項之方法，其中更包含由該輸入信號產生一差值信號之步驟，其中該加強總和信號係與該差值信號結合，以產生該增強中間信號。

20. 一種用來空間式地增強一個可能為一單音信號或一立體音信號之兩聲道輸入信號的方法，該方法包含下列步驟：

用一總和不變的立體增強線路增強該輸入信號，以產生一兩聲道立體增強信號；

由該輸入信號產生一加總信號；

使該總和信號之相位偏移，以產生一增強總和信號；以及

結合該增強總和信號與該兩聲道立體增強信號，以產生一兩聲道輸出信號。

21. 如申請專利範圍第20項之方法，其中該結合步驟更包含結合該增強總和信號與該立體增強信號之該第一聲道，以產生該輸出信號之第一聲道，且自該立體增強信號之該第二聲道扣除該增強總和信號，以產生該輸出信號之第二聲道。

22. 如申請專利範圍第20項之方法，其中該增強步驟更包含由該輸入信號產生一差值信號，該兩聲道增強立體信號係用該總和不變的立體增強線路，由該差值信號產生。

23. 一種用以增強一輸入信號以產生一空間式增強輸出信

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

六、申請專利範圍

號的方法，其中該輸入信號包含第一與第二輸入聲道，該輸出信號包含第一與第二輸出聲道，該方法包含下列步驟：

響應於該第一與第二輸入信號產生一加總信號；

響應於該第一與第二輸入信號產生一差值信號；

利用一第一濾波器增強該總和信號以產生一增強總和信號，其中該第一濾波器包含一全通濾波器；

利用一第二濾波器增強該差值信號以產生一增強差值信號；

加總該增強總和信號與該增強差值信號以產生一中間信號；

加總該中間信號與該總和信號以產生該第一輸出聲道；以及

由該總和信號扣除該中間信號，以產生該第二輸出聲道。

24. 一種用以增強一輸入信號以產生一空間式增強輸出信號的方法，其中該輸入信號包含第一與第二輸入聲道，該輸出信號包含第一與第二輸出聲道，該方法包含下列步驟：

響應於該第一與第二輸入信號產生一總和信號；

響應於該第一與第二輸入信號產生一差值信號；

利用一第一濾波器增強該加總信號以形成增強總和信號，其中該第一濾波器包含一全通濾波器；

加總該增強總和信號與該差值信號以產生一第一

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

六、申請專利範圍

中間信號；

利用一第二濾波器增強該第一中間信號以產生一第二中間信號；

加總該第二中間信號與該總和信號以形成該第一輸出信號；以及

由該總和信號扣除該第二中間信號，以產生該第二輸出聲道。

25. 一種供空間式地增強指示一輸入聲像的一輸入信號以產生一指示空間式增強聲像的第一與第二輸出聲道的系統，其中該輸入信號包含第一與第二輸入聲道，該系統包括：

一第一運算放大器，其具有反相與非反相端點，以分別耦合接收該第一與第二輸入聲道，該第一運算放大器在其輸出端提供一增強總和信號；

一第二運算放大器，其具有反相與非反相端點，耦合至該第一運算放大器之該輸出端，該第二運算放大器在其輸出端提供一第二增強總和信號；

一第三運算放大器，其具有一非反相端點，以耦合接收該第一輸入聲道與第二增強總和信號，且有一反相端，以耦合接收該第二輸入聲道，該第三運算放大器在其一輸出端提供該第一輸出聲道；以及

一第四運算放大器，其具有一非反相端點，以耦合接收該第一與第二輸入聲道，且有一反相端，以耦合接收該第一輸出聲道，該第四運算放大器在其一輸

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

六、申請專利範圍

出端提供該第二輸出聲道。

26. 如申請專利範圍第25項之系統，更包含一第一電容器，其具有一耦接至該第一運算放大器之非反相端的第一平板，且有一耦接至一第一節點之第二平板，該第一電容器促成一第一級全通濾波器。

27. 如申請專利範圍第25項之系統，更包含一回授網路，其耦接於該第二運算放大器該反相端與該輸出端間，該回授網路可以一全通濾波器實施。

28. 如申請專利範圍第27項之系統，其中該回授網路係以一第二級之全通濾波器實施。

29. 如申請專利範圍第27項之系統，其中該回授網路更包含：

一電阻器，其有一第一端耦接於該第二運算放大器該非反相端；

一第一電容器，其具有一第一平板，耦接至該第一電阻器該第一端；以及

一第二電容器，其具有一第一平板，耦接至該第一電容器該第二端，且有一第二平板，耦接至該電阻器該第二端以及該第二運算放大器該輸出端。

30. 如申請專利範圍第25項之系統，其中該回授網路更包含：

一第一電阻器，其耦接於該第三運算放大器之該非反相端與該輸出端間；以及

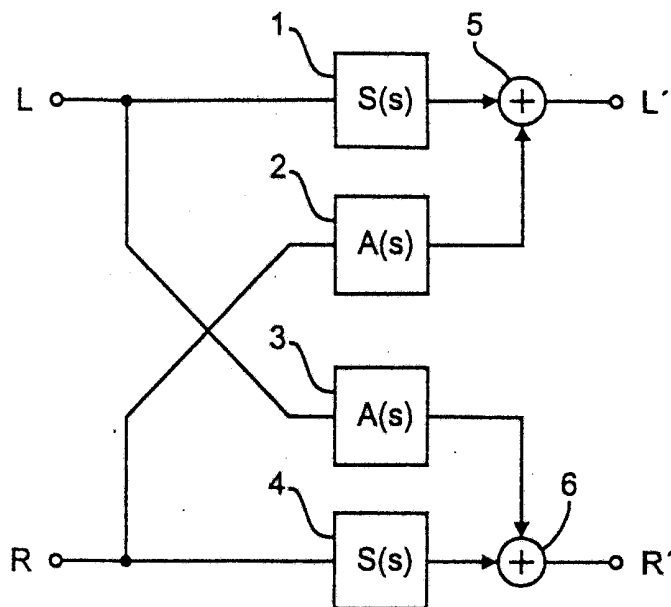
一電容器，耦接成並聯於該第一電阻器。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

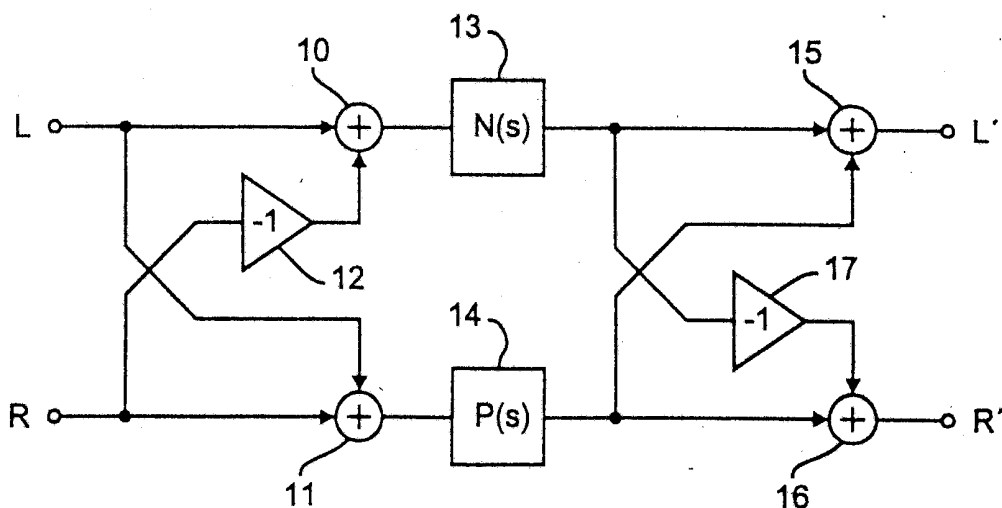
裝

訂

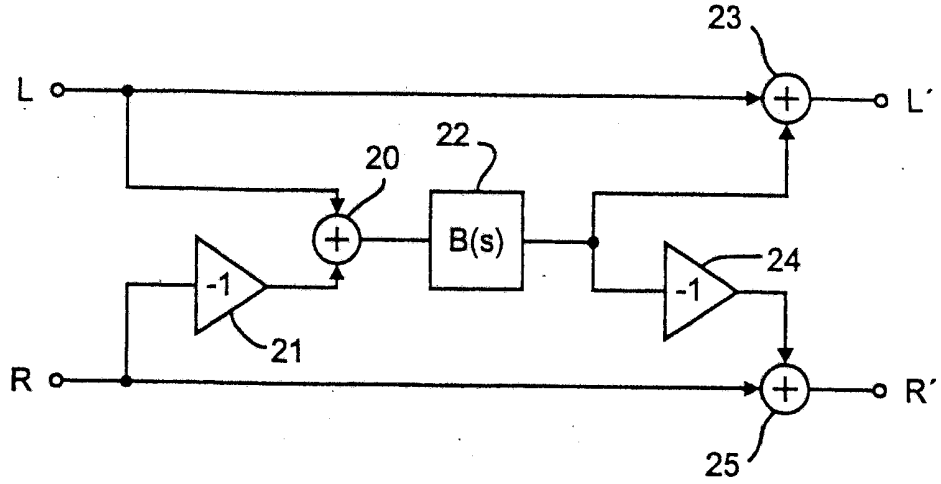
中譯圖



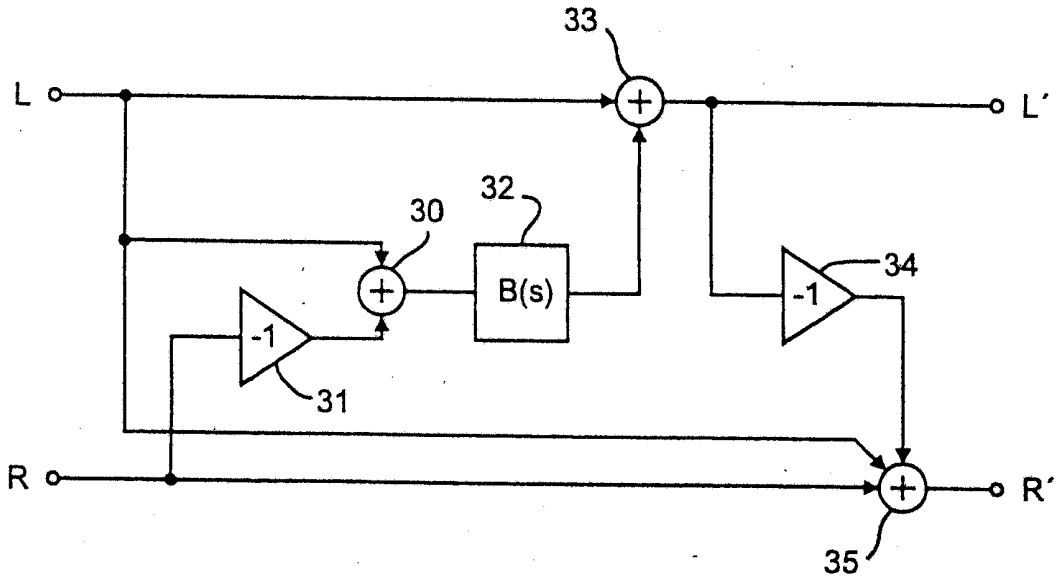
第 1a 圖 (習知技術)



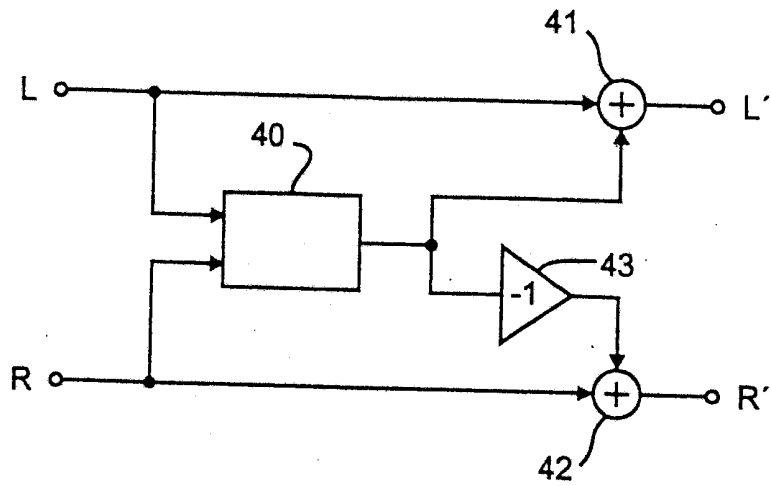
第 1b 圖 (習知技術)



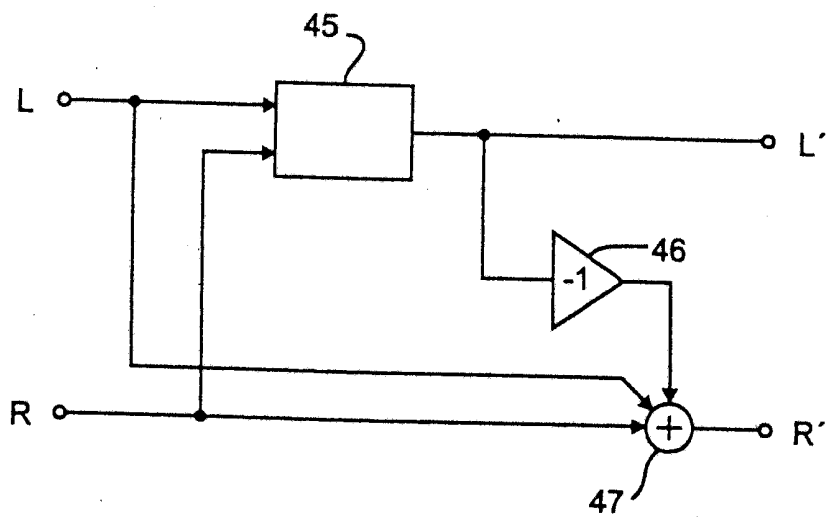
第 2a 圖



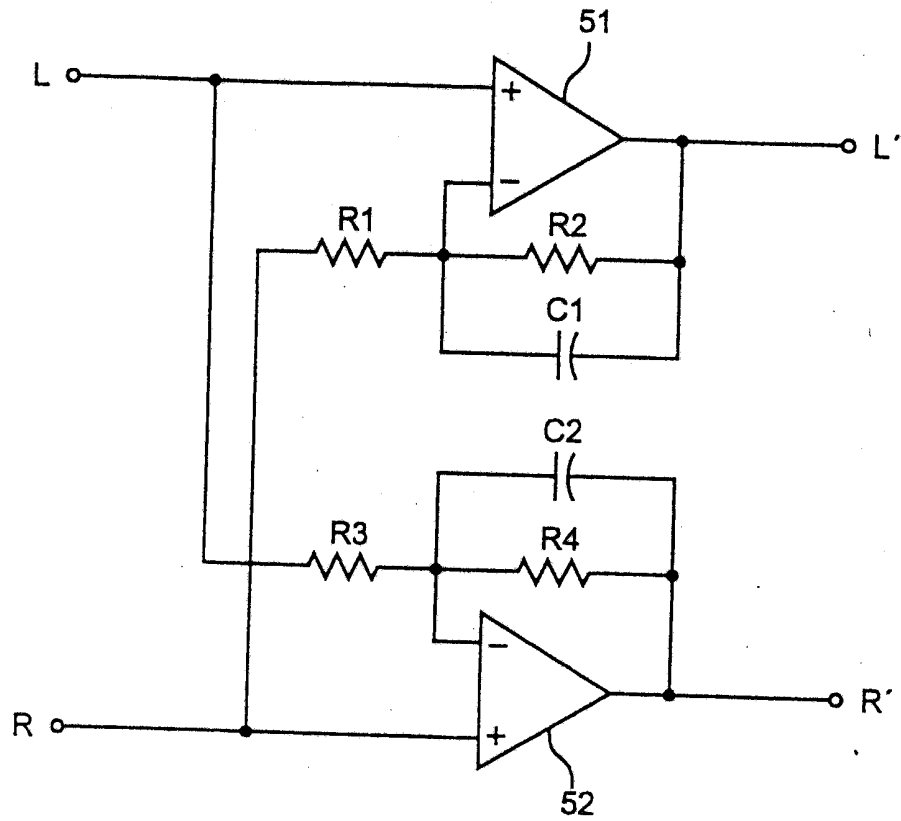
第 2b 圖



第 3a 圖

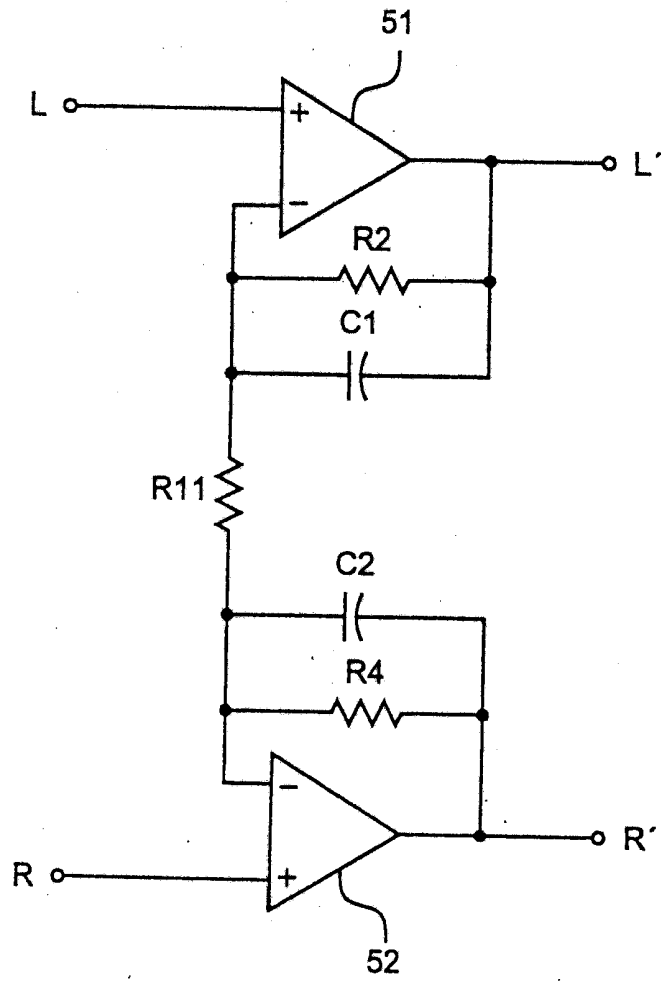


第 3b 圖

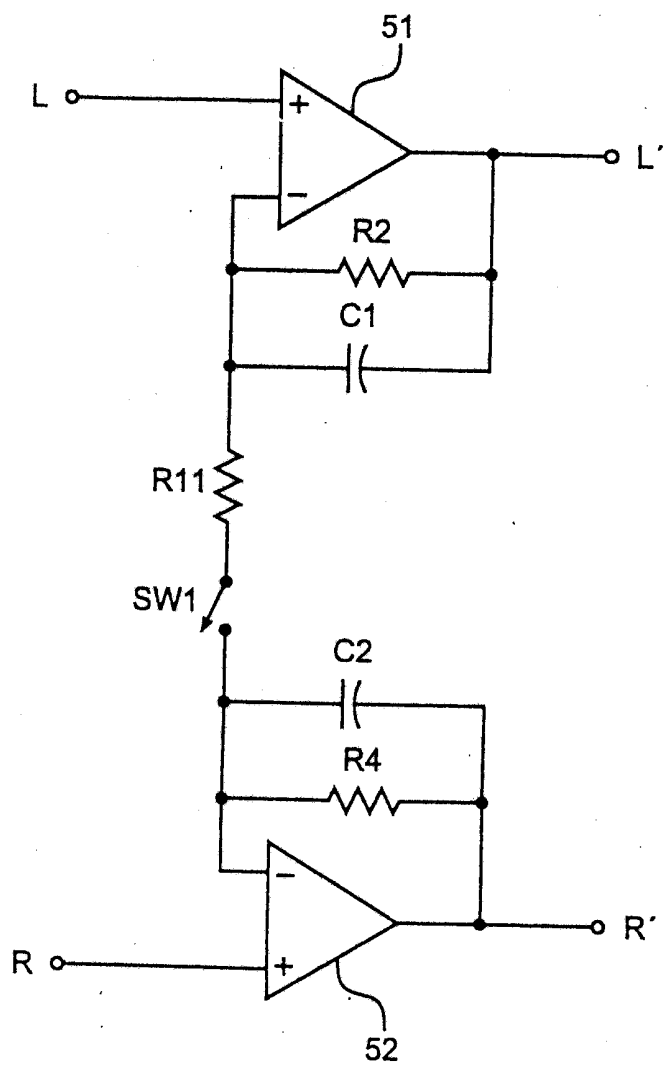


第 4 圖

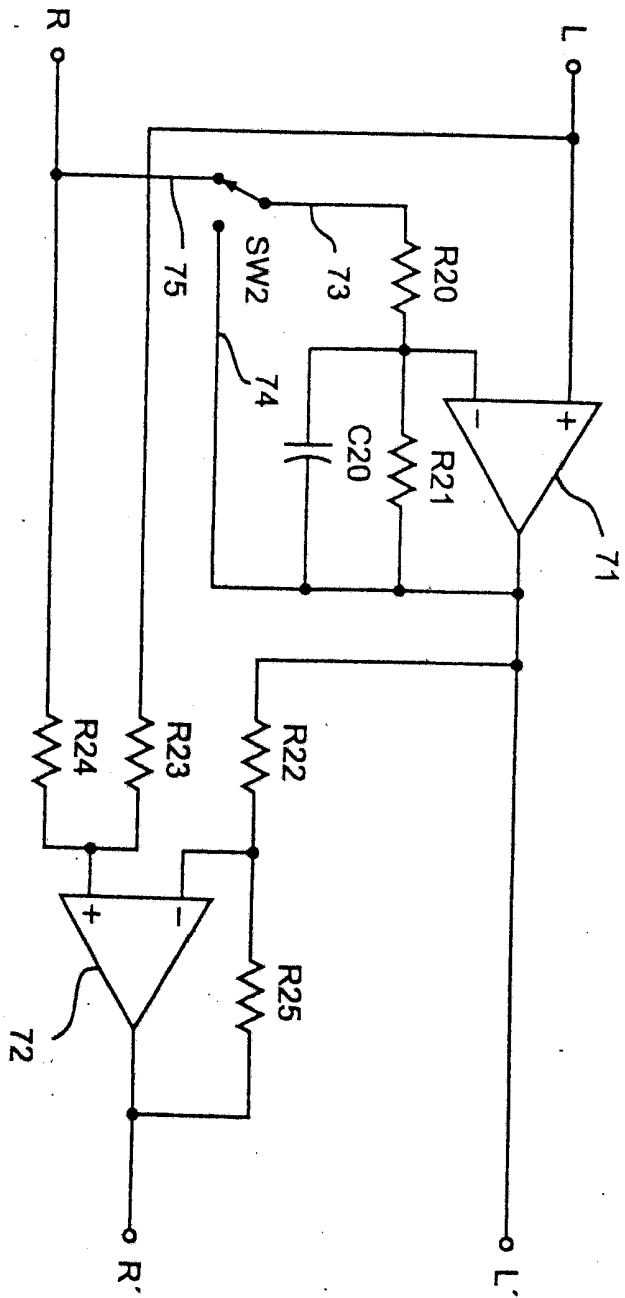
60a



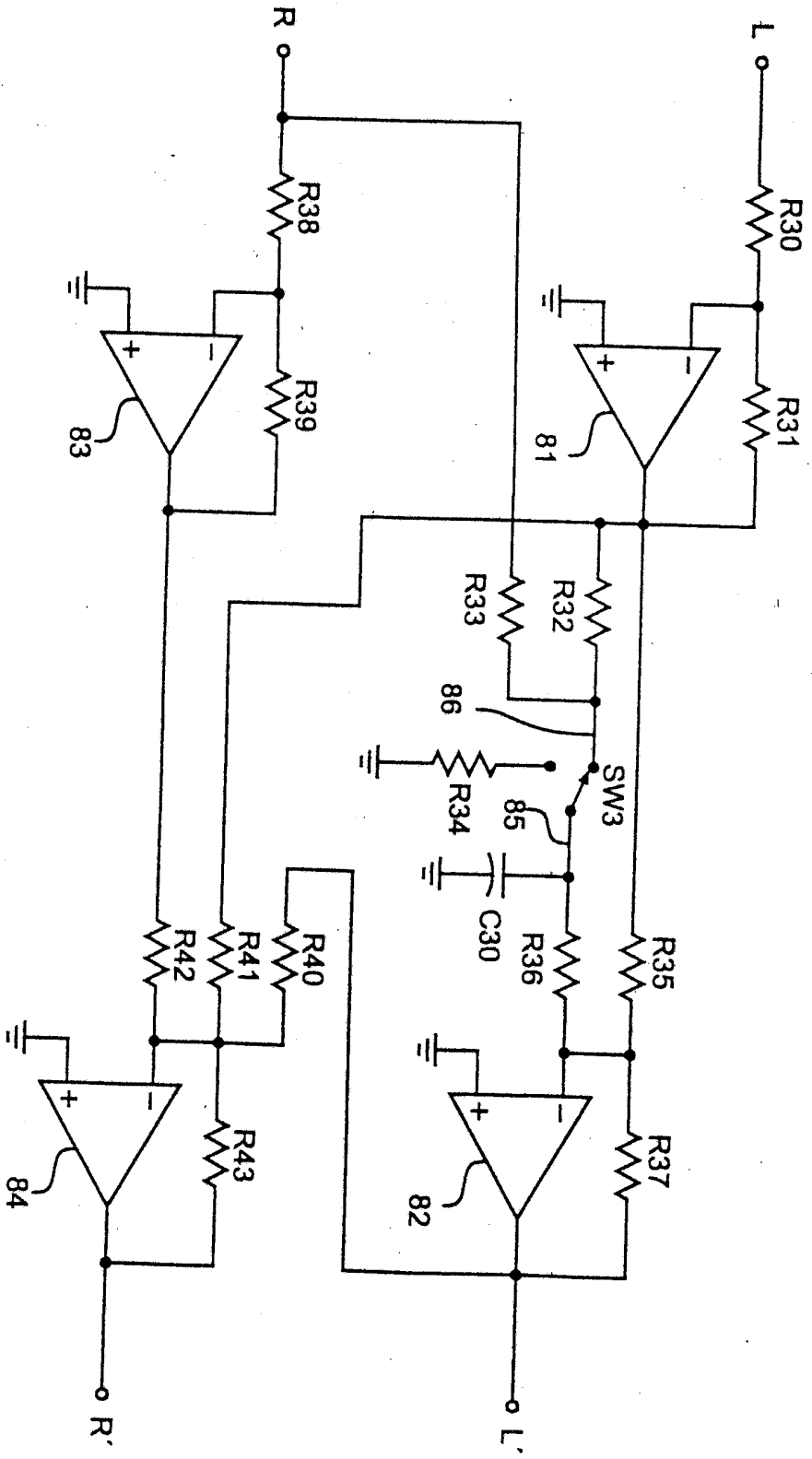
第 5a 圖



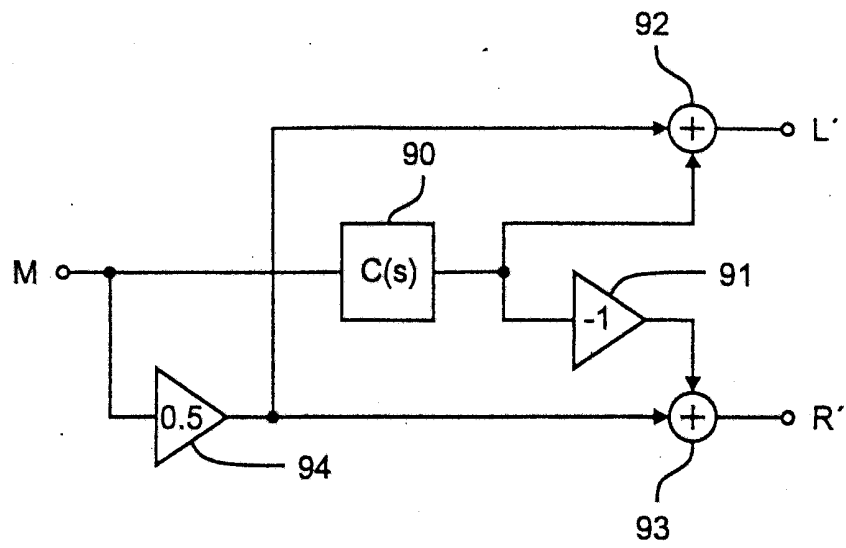
第 5b 圖



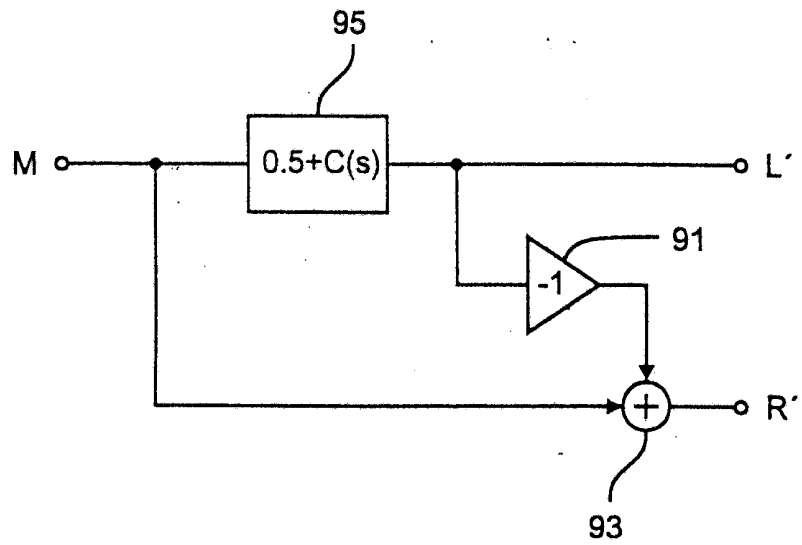
第 6 圖



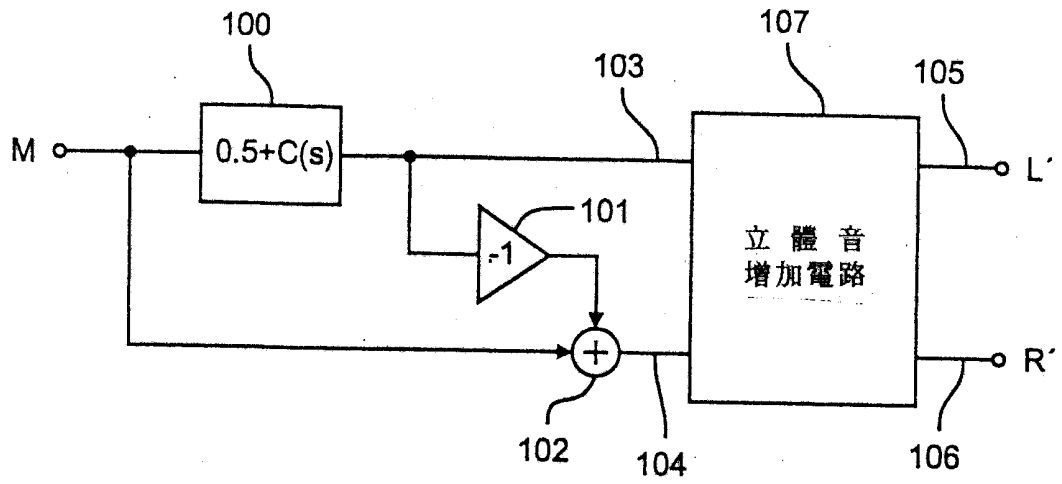
第 7 圖



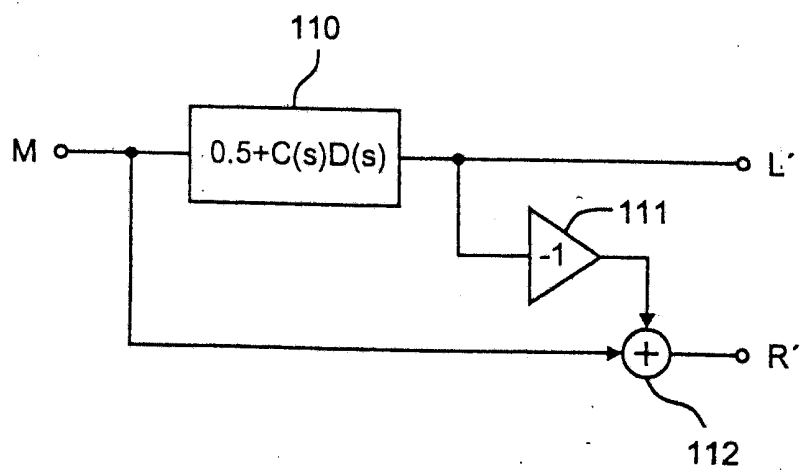
第 8a 圖 (習知技術)



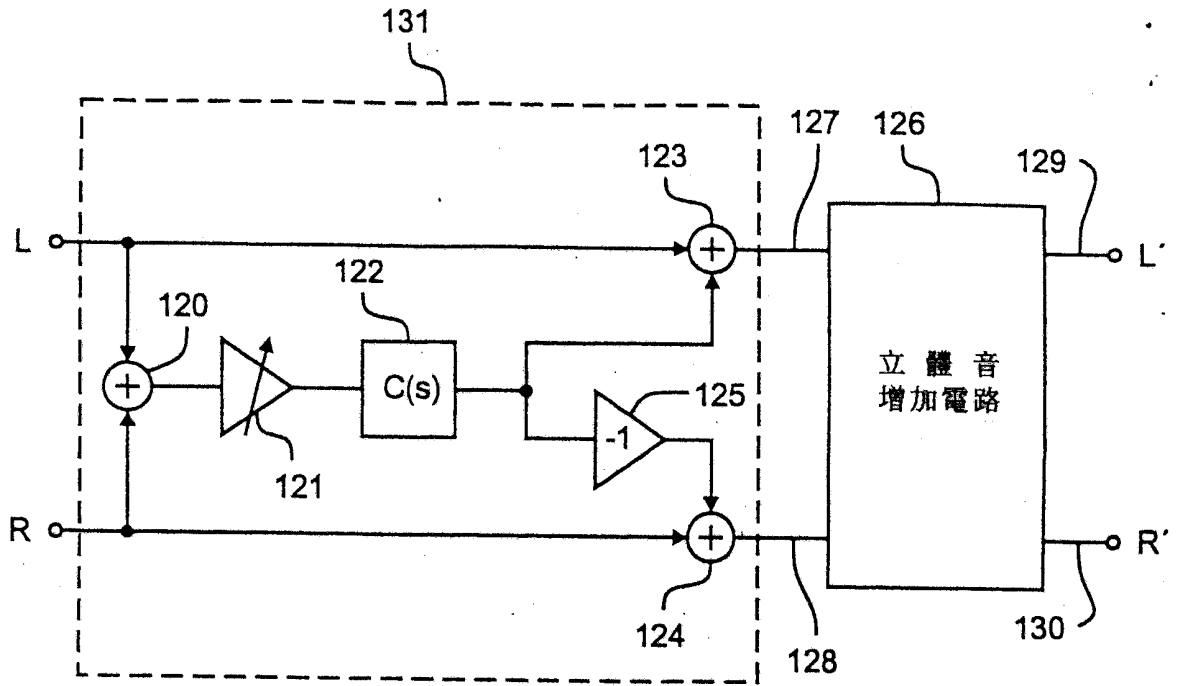
第 8b 圖 (習知技術)



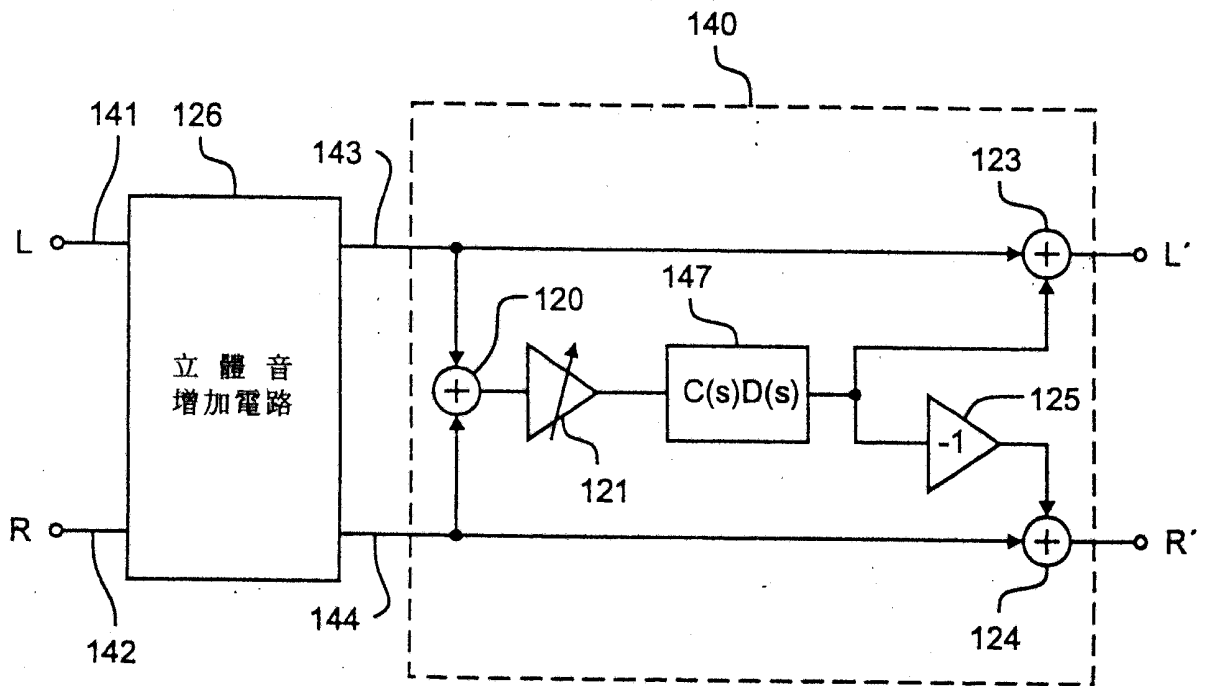
第 9a 圖



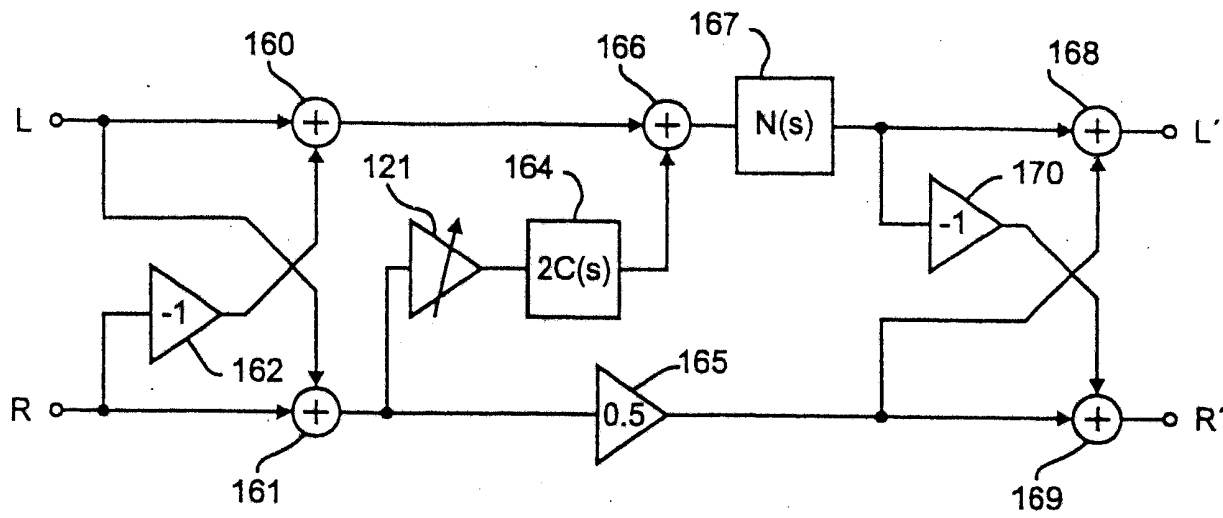
第 9b 圖



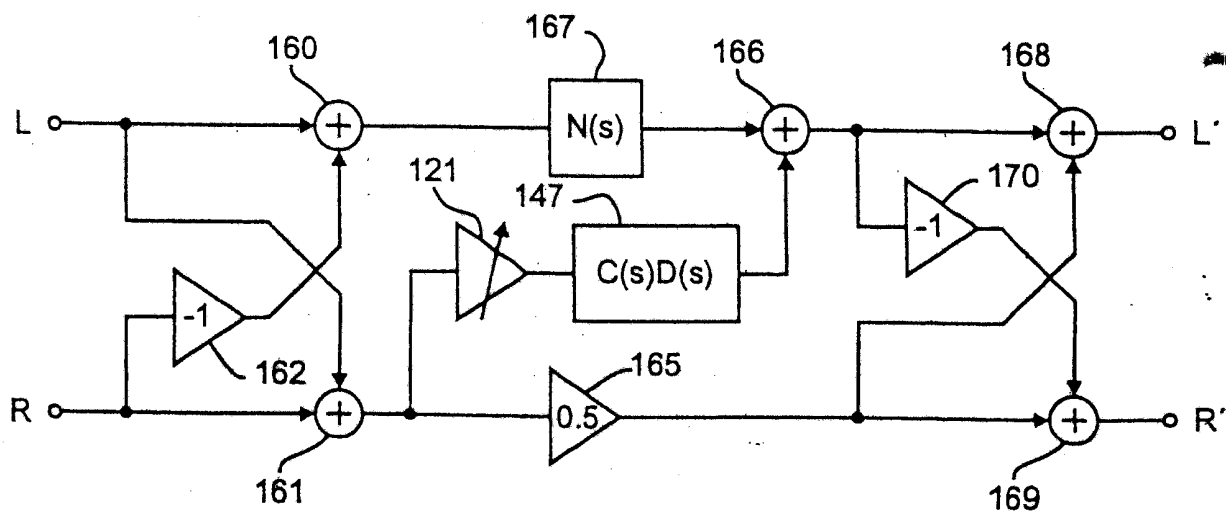
第 10a 圖



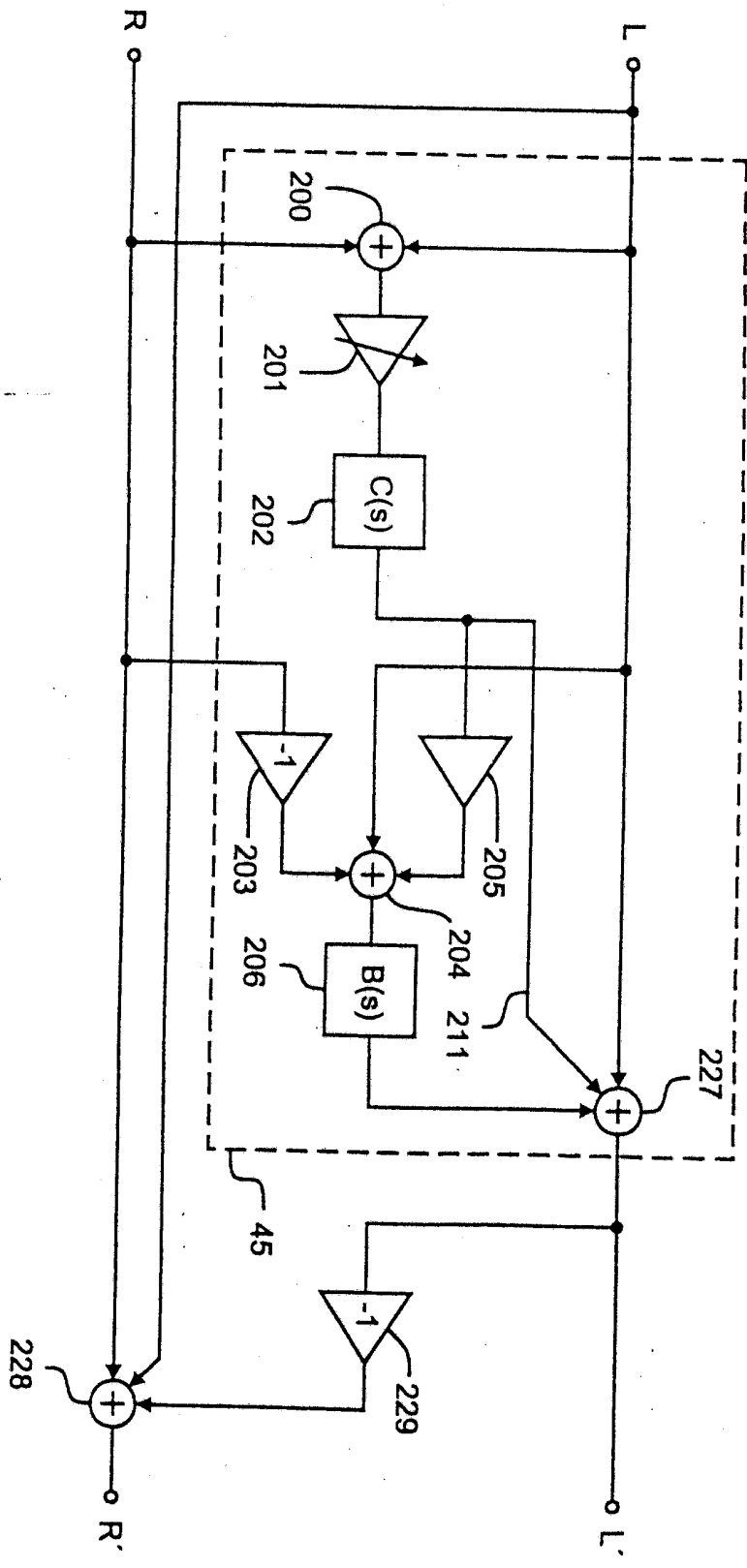
第 10b 圖



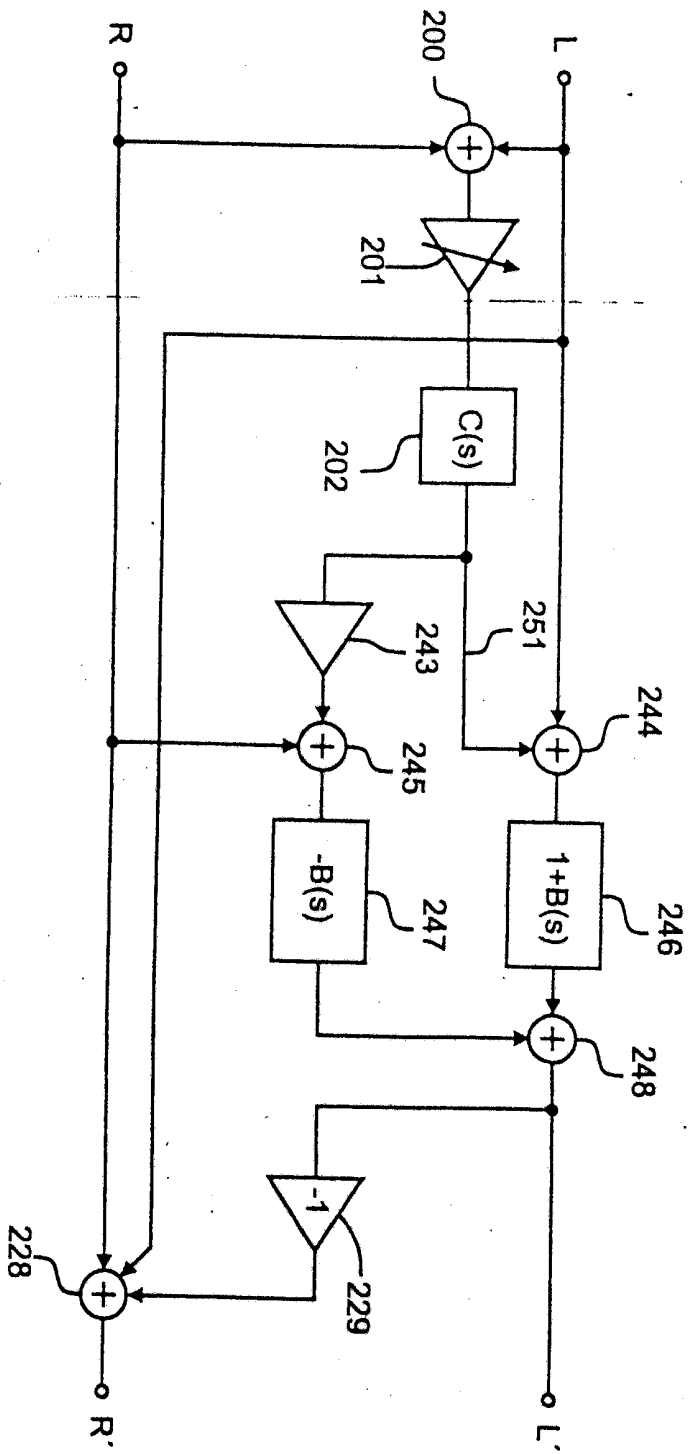
第 11a 圖



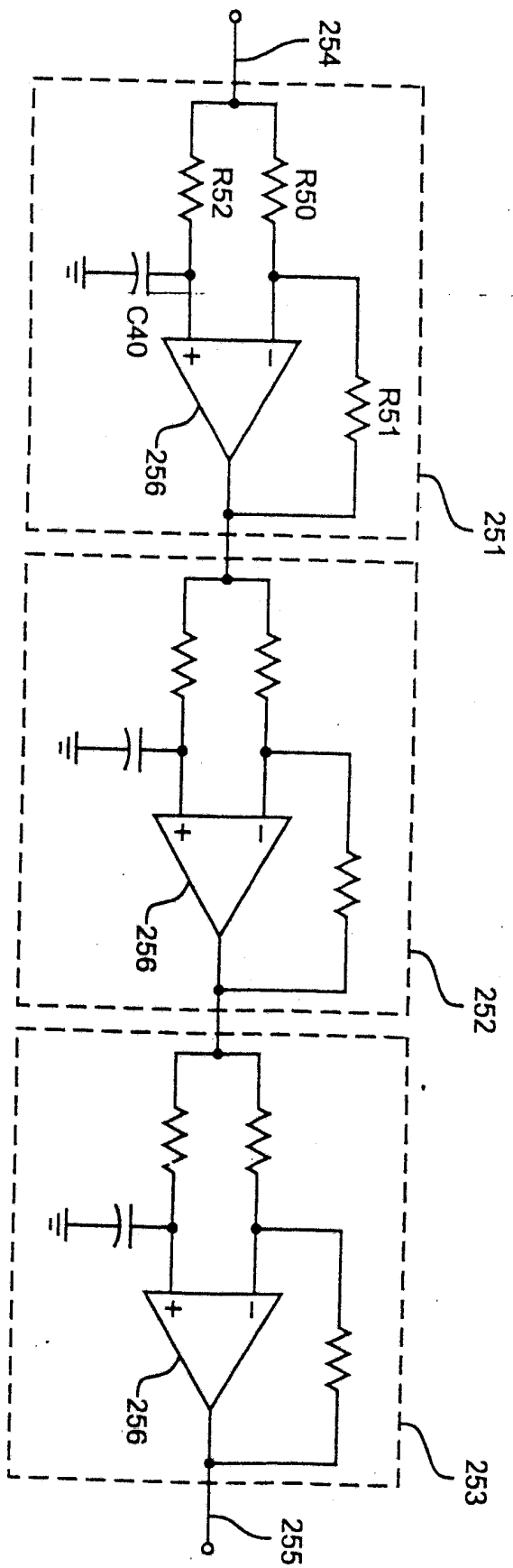
第 11b 圖



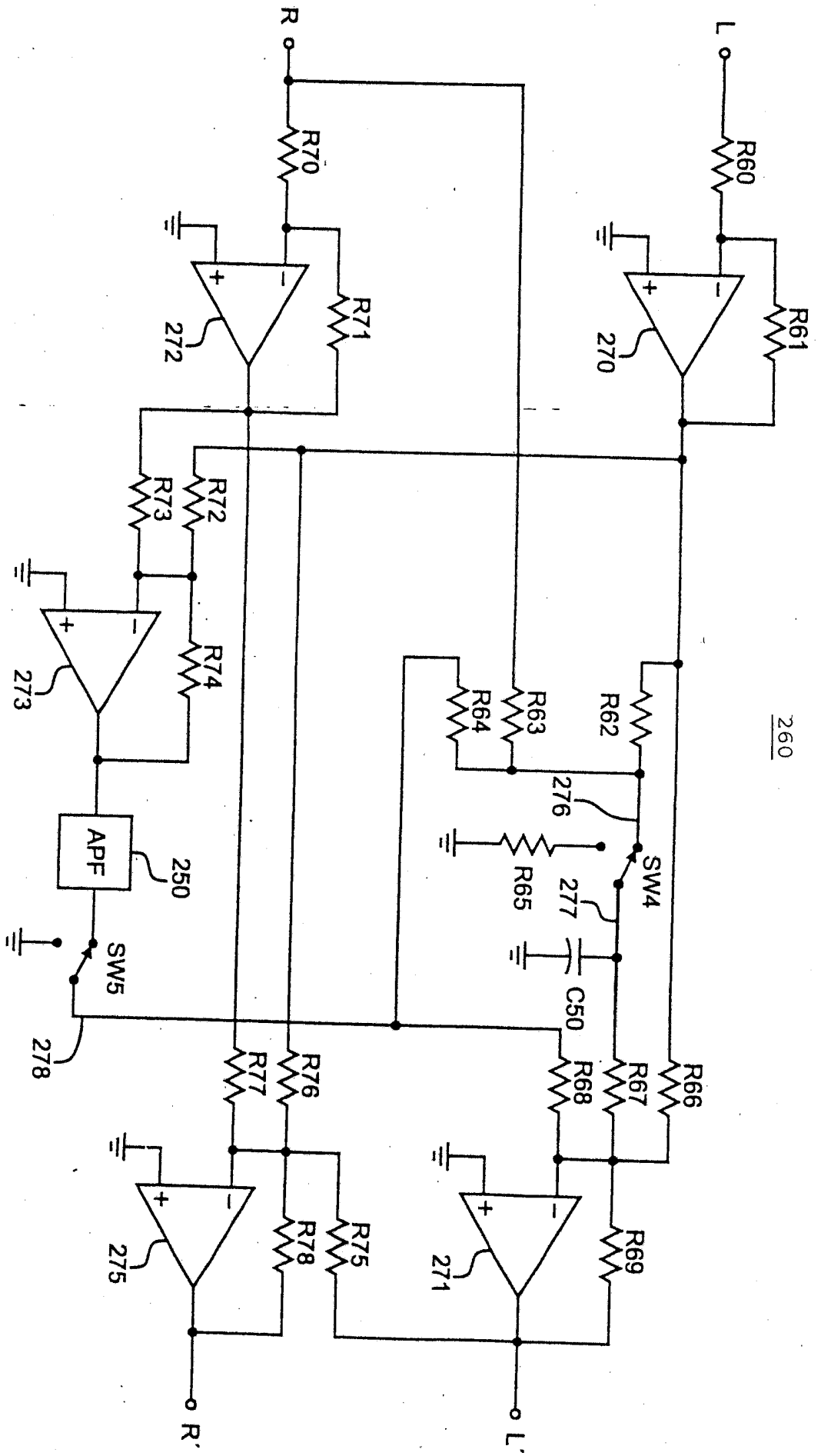
第 13 圖



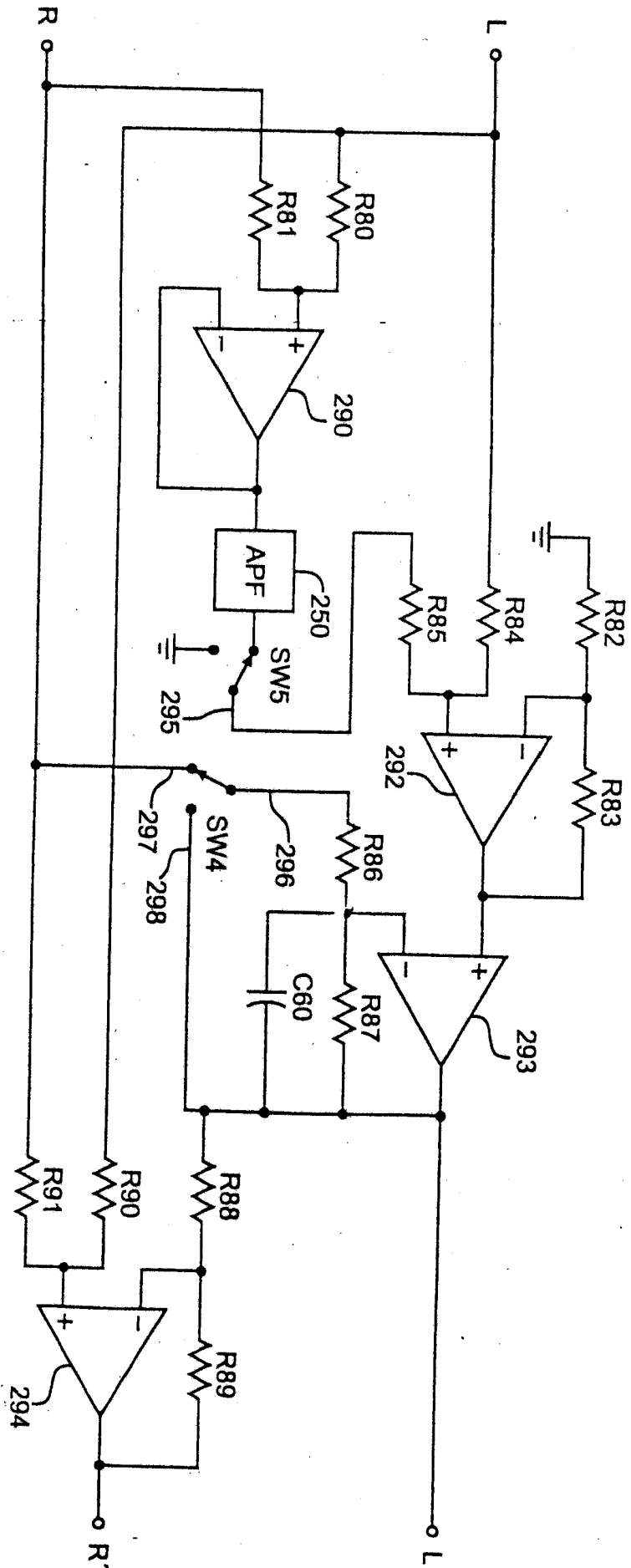
第 14 圖



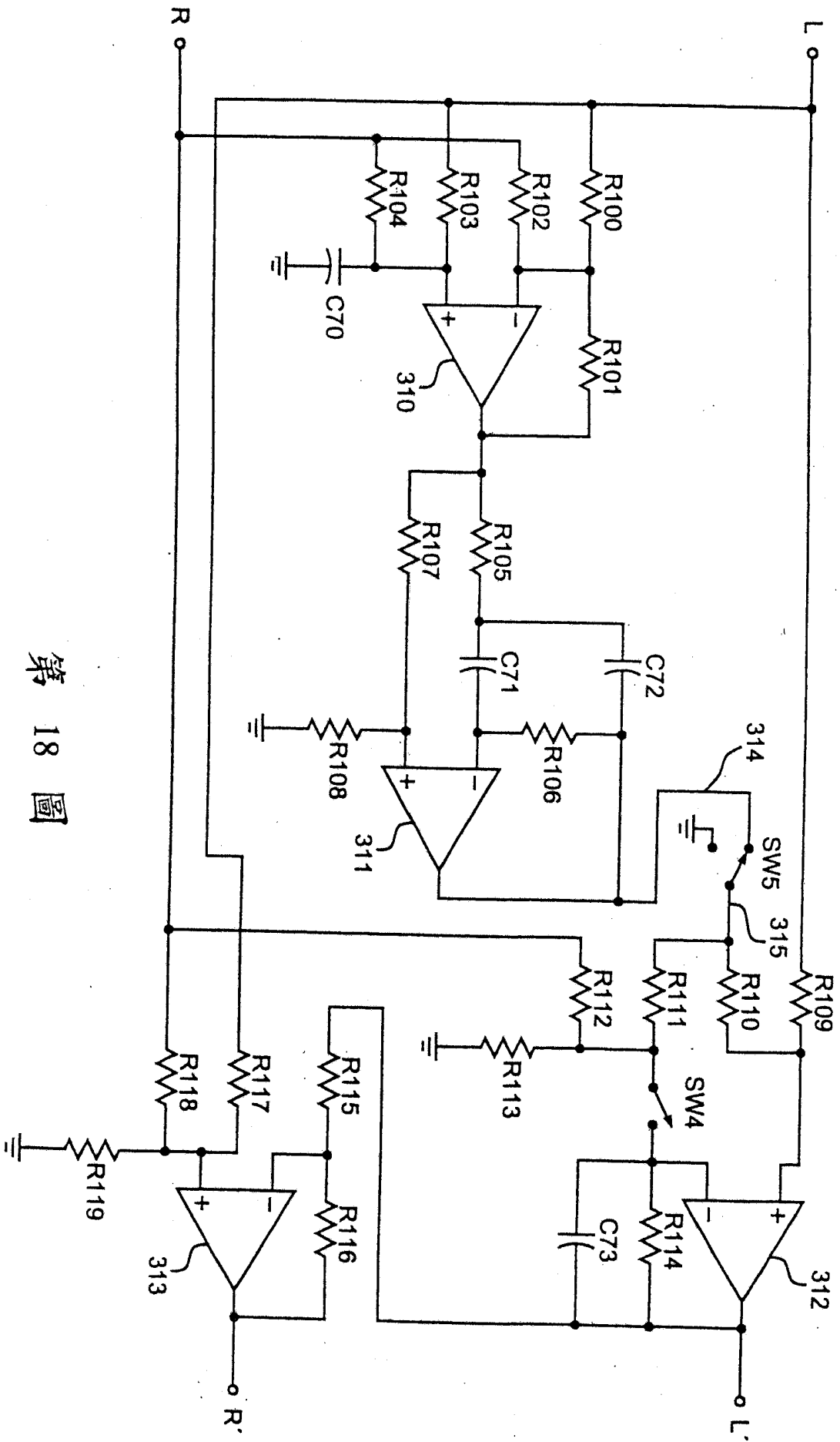
第 15 圖



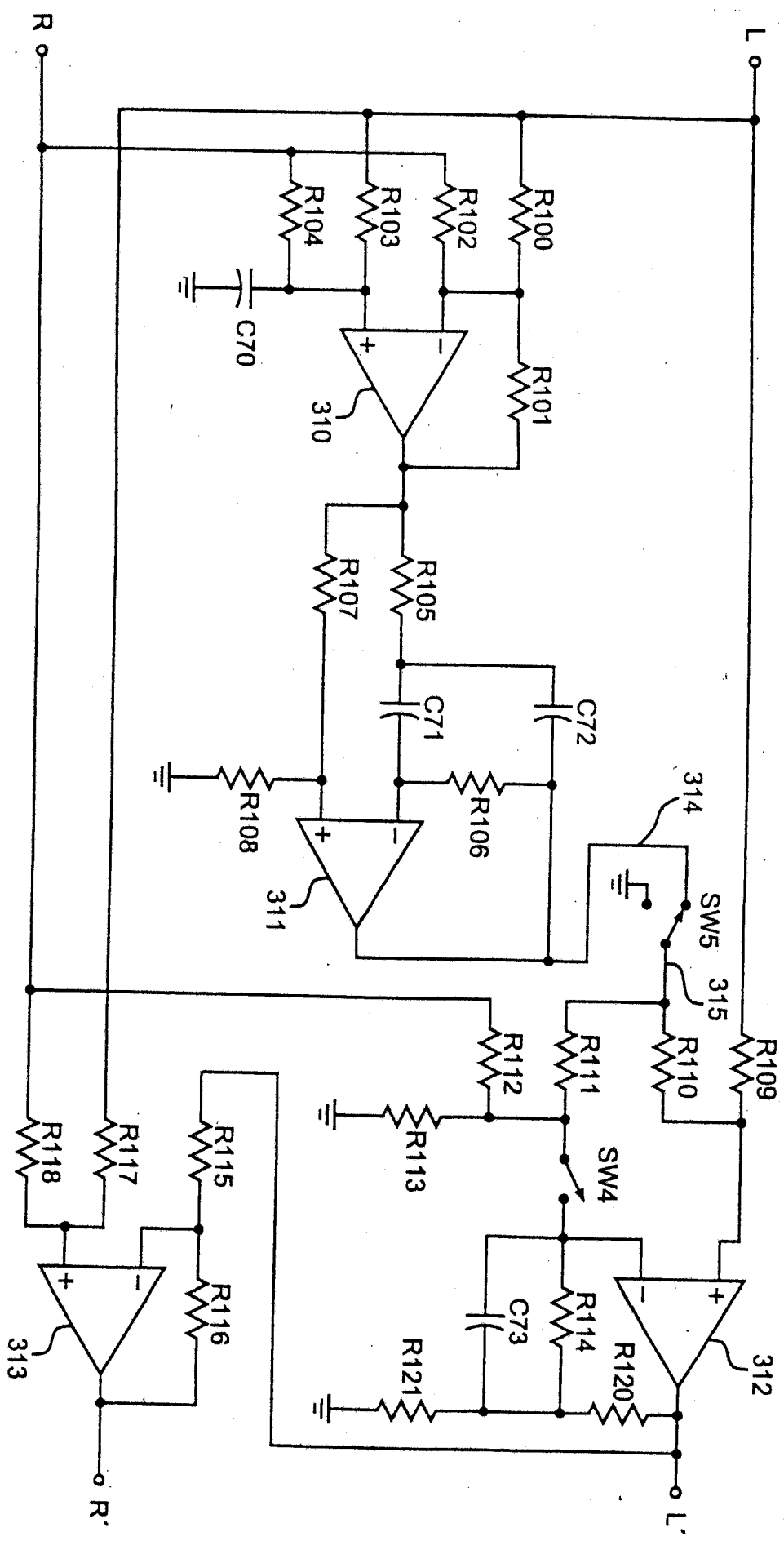
第 16 圖



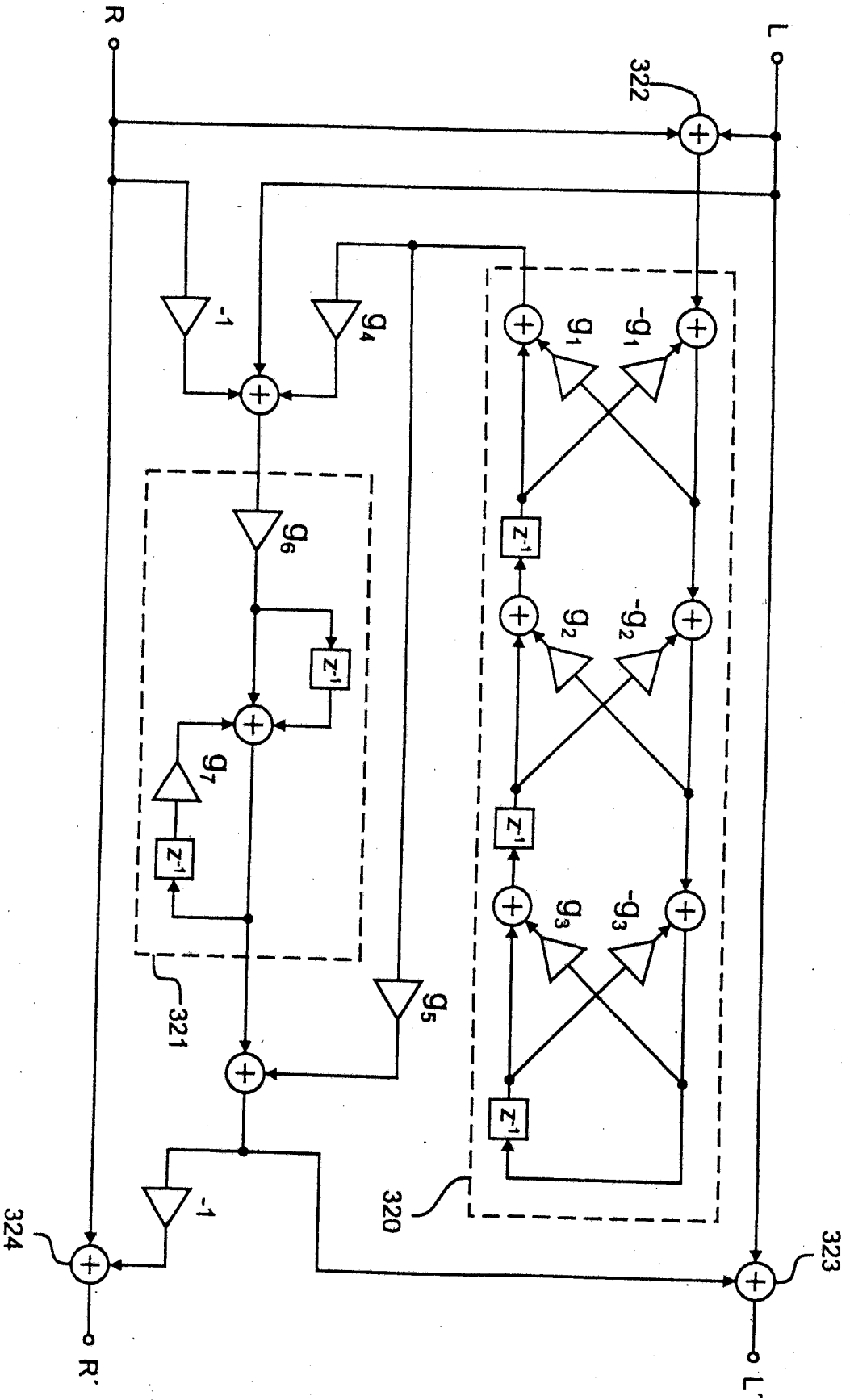
第 17 圖



第 18 圖



第 19 圖



第 20 圖