



(21)申請案號：099135582

(22)申請日：中華民國 99 (2010) 年 10 月 19 日

(51)Int. Cl.：

H04M9/08 (2006.01)

G10L21/02 (2006.01)

(71)申請人：國立交通大學(中華民國) NATIONAL CHIAO TUNG UNIVERSITY (TW)

新竹市大學路 1001 號

(72)發明人：胡竹生 HU, JWU SHENG (TW)；李明唐 LEE, MING TANG (TW)

(74)代理人：林火泉

申請實體審查：有 申請專利範圍項數：19 項 圖式數：6 共 23 頁

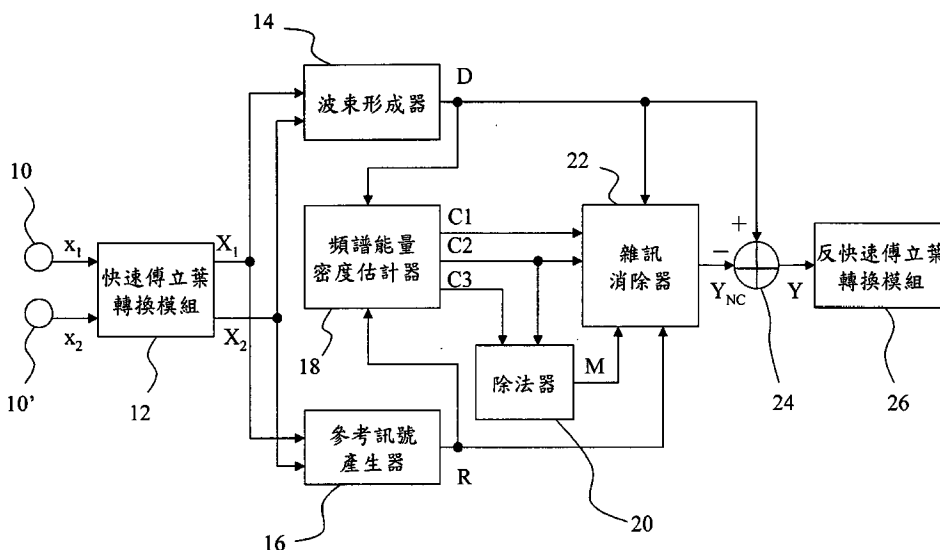
(54)名稱

空間前處理目標干擾比權衡之濾波裝置及其方法

A SPATIALLY PRE-PROCESSED TARGET-TO-JAMMER RATIO WEIGHTED FILTER AND METHOD THEREOF

(57)摘要

本發明提供一種空間前處理目標干擾比權衡之濾波裝置及其方法，其係利用二麥克風接收至少一目標聲源所發出之聲音訊號，利用快速傅立葉轉換將聲音訊號分割成複數正弦波；利用一波束形成器(beamformer)將正弦波形成波束訊號，並利用一參考訊號產生器產生至少一參考訊號；依據波束訊號及參考訊號計算出頻譜能量密度，再依據頻譜能量密度得到一目標干擾比；利用目標干擾比判斷目標聲源是否存在，並依此判斷一雜訊消除器之切換估測，以去除該波束訊號中之雜音部分，形成輸出訊號；最後將輸出訊號利用反快速傅立葉轉換重組後輸出。



10：麥克風

10'：麥克風

12：快速傅立葉轉換
模組

14：波束形成器

16：參考訊號產生器

18：頻譜能量密度估
計器

20：除法器

22：雜訊消除器

24：減法器

26：反快速傅立葉轉
換模組

發明專利說明書

(本說明書格式、順序，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※ 申請案號： 9913558 ✓

※ 申請日： 99.10.19

※IPC 分類：

H04M 9/08 (2006.01)

G10L 21/02 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

空間前處理目標干擾比權衡之濾波裝置及其方法 / A spatially pre-processed target-to-jammer ratio weighted filter and method thereof

二、中文發明摘要：

本發明提供一種空間前處理目標干擾比權衡之濾波裝置及其方法，其係利用二麥克風接收至少一目標聲源所發出之聲音訊號，利用快速傅立葉轉換將聲音訊號分割成複數正弦波；利用一波束形成器(beamformer)將正弦波形成波束訊號，並利用一參考訊號產生器產生至少一參考訊號；依據波束訊號及參考訊號計算出頻譜能量密度，再依據頻譜能量密度得到一目標干擾比；利用目標干擾比判斷目標聲源是否存在，並依此判斷一雜訊消除器之切換估測，以去除該波束訊號中之雜音部分，形成輸出訊號；最後將輸出訊號利用反快速傅立葉轉換重組後輸出。

三、英文發明摘要：

The present invention provides a spatially pre-processed target-to-jammer ratio weighted filter and method thereof, which uses two microphones received audio signals from at least one target sound source. The audio signals are divided into several sine waves by fast Fourier transform (FFT), and a beamformer uses sine waves to generate beam signals. A reference generator generates at least one reference signal. Power spectral densities are measured (PSD) according to the beam signals and reference signals, and a target-to-jammer ratio (TJR) is found out according to the power spectral densities. Using the TJR to determine whether the sound source exists, and then determining the switches and estimating for a noise estimator to eliminate the noise in beam signals and generate output signals. Using an inverse fast Fourier transform (IFFT) to re-combine the output signals and output.

四、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第(1)圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

- | | | | |
|--------|------------|----|-----------|
| 10、10' | 麥克風 | 12 | 快速傅立葉轉換模組 |
| 14 | 波束形成器 | 16 | 參考訊號產生器 |
| 18 | 頻譜能量密度估計器 | 20 | 除法器 |
| 22 | 雜訊消除器 | 24 | 減法器 |
| 26 | 反快速傅立葉轉換模組 | | |

五、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

六、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明係有關一種聲音濾波之技術，特別是指一種在通用型旁辦消除器(GSC)結構下空間前處理目標干擾比權衡之濾波裝置及其方法。

【先前技術】

近年來，利用兩顆麥克風的語音介面在消費性電子中越來越熱門。現今已經有許多文獻探討雙通道語音純化方法，其中一個廣為運用的方法是基於 GSC 結構的適應性濾波器。在雙通道語音強化方面，GSC 結構可針對特定使用方向建構一個波束(Beam)及零空間(Null)，以達到空間前處理之目的。此法可有效率地在短暫的期間內提供目標聲源以及雜訊的特性。GSC 結構通常被區分成三個部份：一固定的波束形成器(Beamformer)，一限制矩陣(blocking matrix) 或向量，和一(多通道)雜訊消除器(noise canceller)。

一般而言，雜訊消除器是利用被限制後的訊號並建議在不包含目標聲源的情況下進行估測，以避免目標聲源刪除(desired signal cancellation)的反效果。通常有兩種方式去開啟或停止估測。一種是利用語音活動偵測器(VAD)，另一種則是在特定假設下去估計輸入訊號間的自能量頻譜密度以及相互能量頻譜密度。前者依賴 VAD 的表現，後者則可能應非穩態同調(coherent)干擾出現而變糟。

因此，本發明即提出一種空間前處理目標干擾比權衡之濾波裝置及其方法，以克服上述該等問題，具體架構及其實施方式將詳述於下。

【發明內容】

本發明之主要目的在提供一種空間前處理目標干擾比權衡之濾波裝置，其係利用目標干擾比(TJR)權衡維納解來估測目標聲源，以避免估測時

目標聲源被刪減的現象。

本發明之另一目的在提供一種空間前處理目標干擾比權衡之濾波方法，其利用波束訊號及參考訊號之頻譜能量密度比來切換雜訊估測之方法應採用最佳化維納解或新維納解。

本發明之再一目的在提供一種空間前處理目標干擾比權衡之濾波方法，其利用波束訊號、參考訊號及兩者之混合訊號來估測雜訊。

為達上述之目的，本發明提供一種空間前處理目標干擾比權衡之濾波裝置，包括二麥克風、一快速傅立葉轉換模組、一波束形成器(beamformer)、一參考訊號產生器、一頻譜能量密度估計器、一雜訊消除器及一反快速傅立葉轉換模組，其中麥克風係接收至少一目標聲源之聲音訊號；快速傅立葉轉換模組將聲音訊號分割成多個不同之正弦波；波束形成器及參考訊號產生器依據正弦波分別形成波束訊號及參考訊號；頻譜能量密度估計器依據波束訊號及參考訊號計算出一頻譜能量密度，並依據頻譜能量密度得到一目標干擾比；雜訊消除器利用目標干擾比判斷目標聲源是否存在，並依此判斷雜訊消除器之切換估測，以去除波束訊號中之雜音部分形成輸出訊號；以及反快速傅立葉轉換模組將輸出訊號重組後輸出。

本發明另提供一種空間前處理目標干擾比權衡之濾波方法，包括下列步驟：利用二麥克風接收至少一目標聲源所發出之聲音訊號，利用快速傅立葉轉換將聲音訊號分割成複數正弦波及聲音訊號之頻譜；利用一波束形成器(beamformer)將正弦波形成波束訊號，並產生至少一參考訊號；依據波束訊號及參考訊號計算出頻譜能量密度，再依據頻譜能量密度得到一目標干擾比；利用目標干擾比判斷目標聲源是否存在，並依此判斷一雜訊消除

器之切換估測，以去除該波束訊號中之雜音部分，形成一輸出訊號；將輸出訊號利用反快速傅立葉轉換重組後輸出。

底下藉由具體實施例詳加說明，當更容易瞭解本發明之目的、技術內容、特點及其所達成之功效。

【實施方式】

本發明提供一種空間前處理目標干擾比權衡之濾波裝置及其方法，請參考本發明第 1 圖所示之實施例架構圖，本發明之濾波裝置包含二麥克風 10、10'、一快速傅立葉轉換模組 12、一波束形成器(beamformer) 14、一參考訊號產生器 16、一頻譜能量密度估計器 18、一雜訊消除器 22 及一反快速傅立葉轉換模組 26。

麥克風 10、10'係接收至少一目標聲源之聲音，分別得到二聲音訊號 x_1 及 x_2 ；快速傅立葉轉換模組 12 將聲音訊號 x_1 、 x_2 分別分割成多個不同正弦波之正弦波 X_1 、 X_2 ；波束形成器 14 及參考訊號產生器 16 依據正弦波 X_1 、 X_2 分別形成波束訊號 D 及參考訊號 R；頻譜能量密度估計器 18 依據波束訊號 D 及參考訊號 R 計算出一頻譜能量密度，並依據頻譜能量密度得到一目標干擾比；雜訊消除器 22 利用目標干擾比判斷目標聲源是否存在，並依此判斷雜訊消除器 22 之切換估測，以去除波束訊號 D 中之雜音部分，形成輸出訊號 Y_{NC} ；以及反快速傅立葉轉換模組 26 將輸出訊號重組後輸出。在本實施例中，快速傅立葉轉換模組 12 為雙通道。

本發明第 2 圖所示之流程圖，請同時參考第 1 圖。當麥克風接收到聲音後，如步驟 S10，濾波裝置啟動，所有的暫存器、指標及緩衝器皆被初始化，等待中斷，當麥克風資料準備完成後完成中斷，此時暫存器中已存有

複數稍後用於不同計算用途之參數，接著讀取麥克風資料，並將此麥克風資料分割成多個框架，如第 1 圖中麥克風 10、10' 輸出之 x_1 、 x_2 即為第一個框架的聲音訊號。

接著如步驟 S12，聲音訊號 x_1 、 x_2 經由快速傅立葉轉換模組 12 進行快速傅立葉轉換後，聲音訊號 x_1 、 x_2 被分割成複數正弦波，而這些正弦波又再分割成多個頻帶，再一一針對各頻帶重複進行計算，首先計算第一個頻帶之正弦波，輸出 X_1 、 X_2 便是第一個頻帶之 x_1 、 x_2 的正弦波。步驟 S12 之計算方式如下：

目前廣泛使用空間前處理目標干擾比權衡之維納濾波器(Wiener Filter)，以下為通用型旁瓣消除器(GSC)架構下的維納近似解。GSC 已被廣泛應用在語音強化，以雙通道為例，對目標聲源作簡單延遲模型假設，則進行完快速傅立葉轉換後的輸入訊號可被描述成如下式(1)：

$$\begin{aligned} X_1(k,l) &= S(k,l) + N_1(k,l) \\ X_2(k,l) &= e^{-j\omega\tau} S(k,l) + N_2(k,l) \end{aligned} \quad (1)$$

其中 k 和 l 分別為頻率索引及框架索引， $X_1(k,l)$ 及 $X_2(k,l)$ 為麥克風輸入之聲音訊號， $S(k,l)$ 為聲音訊號中之目標訊號， $N_1(k,l)$ 及 $N_2(k,l)$ 為聲音訊號中之雜訊， $\tau = d \sin \theta / c$ 為二麥克風相對於目標訊號之時間延遲， d 為二麥克風之間距，目標聲源之抵達角度為正面傾斜 θ 角。

步驟 S14 中，波束產生器 14 及參考訊號產生器 16 接收 X_1 、 X_2 後分別產生波束訊號 D 及參考訊號 R，請同時參考第 3 圖波束產生器 14 之方塊圖， X_1 、 X_2 分別輸入一乘法器 142、144 中，同時兩個暫存器參數 W_1 、 W_2 分別輸入乘法器 142、144，乘法器 142、144 之計算結果再經過一加法器 146 後

得到輸出之波束訊號 D 。再請參考第 4 圖參考訊號產生器 16 之方塊圖， X_1 、 X_2 分別輸入一乘法器 162、164 中，同時兩個暫存器參數 W_3 、 W_4 分別輸入乘法器 162、164，乘法器 162、164 之計算結果再經過一加法器 166 後得到輸出之參考訊號 R 。

在通用型旁瓣消除器(GSC)結構下之維納濾波器中，於頻率索引 k 下，假設波束形成器 14 中固定的波束形成向量為 $w_0(k)$ ，參考訊號產生器 16 中之限制向量為 $h(k)$ ，則 $w_0(k)$ 及 $h(k)$ 可被決定為下式(2)所示：

$$\begin{aligned} w_0(k) &= [1 \ e^{-j\omega\tau}]^T \\ h(k) &= [1 \ -e^{-j\omega\tau}]^T \end{aligned} \quad (2)$$

其中 ω 為頻率索引 k 所對應的角頻率(例如 $\omega = 2\pi k f_s / \text{NFFT}$ ，其中 f_s 代表取樣頻率，而 NFFT 代表快速傅立葉轉換之長度)。通用型旁瓣消除器的輸出訊號 $Y(k, l)$ 可由下式(3)得到：

$$\begin{aligned} Y(k, l) &= w_0^H(k) X(k, l) - G^*(k, l) \cdot h^H(k) X(k, l) \\ &= D(k, l) - G^*(k, l) U(k, l) = D(k, l) - Y_{\text{NC}}(k, l) \end{aligned} \quad (3)$$

其中 $X(k, l) = [X_1(k, l), X_2(k, l)]^T$ 為輸入陣列，* 為共軛(conjugation)，而 H 為共軛轉置(conjugation transpose)， $G(k, l)$ 是將被決定的權重。透過最小化輸出能量，最佳化的準則可被寫為下式(4)：

$$\min_G E[|Y(k, l)|^2] = \min_G E[|D(k, l) - G^*(k, l) U(k, l)|^2] \quad (4)$$

此最佳化問題的最佳化維納解可由下式獲得下式(5)：

$$\begin{aligned} G_{opt}(k, l) &= (E[U(k, l) U^*(k, l)])^{-1} E[U(k, l) D^*(k, l)] \\ &= P_{UU}^{-1}(k, l) P_{UD}(k, l) \end{aligned} \quad (5)$$

理論上，此最佳化維納解很難去實現，且此解並沒有能力追蹤變動的環境。因此，基於垂直原則(orthogonal principle)的適應性近似解被應用在許多研究中。相較於使用適應性的概念，本發明改為以近似那些空間前處理後的自能量頻譜密度與相互能量頻譜密度(auto- and cross-spectral densities)，再透過式(5)來求得近似的維納解。

如步驟 S16 所述，這些自能量頻譜密度與相互能量頻譜密度是利用過去訊號的能量進行遞迴平均(recursively averaging)求得，如下式(6)：

$$\begin{aligned}
 P_{UU}(k,l) &= \alpha \cdot P_{UU}(k,l-1) + (1-\alpha) \sum_{i=-w}^w b(i) U(k-i,l) U^*(k-i,l) \\
 P_{DD}(k,l) &= \alpha \cdot P_{DD}(k,l-1) + (1-\alpha) \sum_{i=-w}^w b(i) D(k-i,l) D^*(k-i,l) \\
 P_{DU}(k,l) &= \alpha \cdot P_{DU}(k,l-1) + (1-\alpha) \sum_{i=-w}^w b(i) D(k-i,l) U^*(k-i,l)
 \end{aligned} \tag{6}$$

其中 $P_{UU}(k,l)$ 為參考訊號之頻譜能量密度， $P_{DD}(k,l)$ 為波束訊號之頻譜能量密度， $P_{DU}(k,l)$ 為波束訊號及參考訊號之相互能量頻譜密度， α ($0 < \alpha < 1$) 為忽略因素(forgetting factor)，而 b 為一個正規化的視窗函數($\sum_{i=-w}^w b(i) = 1$)。此忽略因素不應使用太大以保持追蹤能力以及避免迴音似的效應。

頻譜能量密度估計器 18 之方塊圖請參考第 5 圖，包含二共軛計算模組 182 將訊號的複數部分變號為共軛訊號，因此乘法器 184a 會接收到波束訊號 D 及其共軛 D^* ，乘法器 184b 會接收到波束訊號 D 及參考訊號 R 之共軛 R^* ，乘法器 184c 會接收到參考訊號 R 及其共軛 R^* 。此三乘法器 184a、184b、184c 將訊號計算後分別傳送至平滑處理單元 186a、186b、186c 將訊號進行平滑處理，最後送出頻譜能量密度 $P_{DD}(k,l)$ 訊號 C_2 ， $P_{DU}(k,l)$ 訊號 C_1 ，

$P_{UU}(k,l)$ =訊號 C_3 ，如第 1 圖中所示之輸出訊號 C_1 、 C_2 、 C_3 。

接著進行步驟 S18，由於最佳化維納解之建議估測是在不包含目標聲源的情況下，以避免目標聲源刪除(desired signal cancellation)的反效果，因此需要一個軟式的語音活動偵測(VAD)機制來決定最佳化維納解的權重。本發明中引入了目標干擾比(TJR)來滿足此需求。在第 1 圖之除法器 20 接收訊號 C_2 、 C_3 ，將其中之頻譜能量密度 $P_{DD}(k,l)$ 與 $P_{UU}(k,l)$ 相除得到目標干擾比，以輸出訊號 M 從除法器 22 輸出，此目標干擾比之公式如下式(7)：

$$TJR(k,l) = \frac{E[D(k,l)D^*(k,l)]}{E[U(k,l)U^*(k,l)]} = \frac{P_{DD}(k,l)}{P_{UU}(k,l)} \quad (7)$$

請同時參考第 1 圖、第 2 圖及第 6 圖，其中第 6 圖為雜訊消除器 22 之方塊圖。

目標干擾比係用以測試目標聲源是否存在。在步驟 S20~S22 中，雜訊消除器 22 提出判別的前提條件並計算門檻值 Γ ，當目標干擾比大於設定的門檻值 Γ (一般設定 $\Gamma=5$ 分貝)時，目標聲源被視為存在。接著將目標干擾比當作一個比值，在目標聲源被偵測到的情況下用來減輕對目標聲源的刪除。利用目標干擾比做為除數，可將最佳化維納解修改為下式(8)之新維納解：

$$G_{TJR}(k,l) = \frac{G_{opt}(k,l)}{TJR(k,l)} = \frac{P_{UD}(k,l)}{P_{UU}(k,l)} \cdot \frac{P_{UU}(k,l)}{P_{DD}(k,l)} = \frac{P_{UD}(k,l)}{P_{DD}(k,l)} \quad (8)$$

此修改得到之新維納解係於除法器 222 中基於輸入訊號 C_1 、 C_2 而計算出。

因此，利用目標干擾比的測試為前提，可將維納解區分成如下式(9)：

$$G(k, l) = \begin{cases} G_{TJR}(k, l), & \text{if } TJR(k, l) > \Gamma \\ G_{opt}(k, l), & \text{otherwise} \end{cases} \quad (9)$$

亦即，若目標干擾比大於門檻值，則維納解取新維納解，反之，若目標干擾比小於等於門檻值，則維納解取最佳化維納解。

輸出訊號 M 進入雜訊消除器 22 後，結合一參數 $W6$ 在切換估測模組 226 中判斷以何種方式處理訊號。在各個頻率索引下 k 根據不同的目標干擾比值(亦即不同分貝)區分成三個部份： $(-\infty, 0]$ 、 $(0, \Gamma]$ 和 (Γ, ∞) 。當目標干擾比大於門檻值 Γ 時，雜訊消除器 22 的輸出 $Y_{NC}(k, l)$ 被目標干擾比權衡的新維納解所決定，用來保留更多目標聲源；當目標干擾比介於 0dB 與 Γ 之間時， $Y_{NC}(k, l)$ 由最佳化維納解決定；而在目標干擾比小於 0dB 時，目標聲源被視為未出現。

在此情況下，為了要進一步抑制雜訊，本發明在步驟 S24 中引進了一個簡單並近似於後濾波之方法，其類似頻譜增益底(spectral gain floor) G_{min} ，乃是利用波束形成器 14 輸出之波束訊號 $D(k, l)$ 以及利用門檻值計算模組 228 預設另一個門檻值，來決定 $Y_{NC}(k, l)$ 。門檻值計算模組 228 係利用目標干擾比、切換估測模組結果以及參數 $W6$ 來計算波束訊號 D 與新維納解之混合比例。將波束訊號 D 與一預設參數 $W5$ 以乘法器 224a 進行計算，得到之結果再與門檻值以乘法器 224c 計算；另一方面，除法器 222 輸出之新維納解 $G_{TJR}(k, l)$ 與參考訊號 R 以乘法器 224b 進行計算，得到之結果再與門檻值以乘法器 224d 計算；最終將乘法器 224c 及 224d 之結果以加法器 229 計算得到輸出訊號 $Y_{NC}(k, l)$ 。

$Y_{NC}(k, l)$ 從雜訊消除器 22 輸出後，透過減法器 24 使得輸出如下式(10)：

$$\begin{aligned}
 Y(k,l) &= D(k,l) - Y_{NC}(k,l) \\
 &= (1 - \gamma) \cdot D(k,l) = G_{\min} \cdot D(k,l)
 \end{aligned}
 \tag{10}$$

式(10)為當目標聲源不存在時之雜訊底(noise floor)，在目標干擾比小於 0dB 時，可利用目標干擾比來做軟性判定；若目標干擾比等於 1，則 $Y_{NC}(k,l)$ 將由最佳化維納解 $G_{opt}(k,l)$ 來決定。另一方面，若目標干擾比趨近於 0，則 $Y_{NC}(k,l)$ 降低至雜訊底。注意此時目標干擾比是以分貝的等級劇烈地變化，所以 $Y_{NC}(k,l)$ 很可能會在低目標干擾比的情況下降低至雜訊底。

在各頻帶下重複步驟 S14~S24，當各頻帶下之正弦波皆已完成上述步驟，則進行步驟 S26~S28 將各頻帶已經過減法器 24 抑制雜訊之輸出訊號 $Y(k,l)$ 傳送至反快速傅立葉轉換模組 26 重組輸出。接著，在下一個框架中重複步驟 S12~S28，將麥克風之輸入資料所被分割的複數框架全部進行計算。

綜上所述，本發明提供之空間前處理目標干擾比權衡之濾波裝置及其方法係利用兩顆麥克風於通用型旁瓣消除器(GSC)結構下消除雜訊，利用目標干擾比所權衡之維納解具有相當良好的目標聲源保留能力，並可增強雜訊抑制的效果。

唯以上所述者，僅為本發明之較佳實施例而已，並非用來限定本發明實施之範圍。故即凡依本發明申請範圍所述之特徵及精神所為之均等變化或修飾，均應包括於本發明之申請專利範圍內。

【圖式簡單說明】

第 1 圖為本發明空間前處理目標干擾比權衡之濾波裝置之方塊圖。

第 2 圖為本發明空間前處理目標干擾比權衡之濾波方法之流程圖。

第 3 圖為本發明濾波裝置中波束形成器之方塊圖。

第 4 圖為本發明濾波裝置中參考訊號產生器之方塊圖。

第 5 圖為本發明濾波裝置中頻譜能量密度估計器之方塊圖。

第 6 圖為本發明濾波裝置中雜訊消除器之方塊圖。

【主要元件符號說明】

- 10、10' 麥克風
- 12 快速傅立葉轉換模組
- 14 波束形成器
 - 142 乘法器
 - 144 乘法器
 - 146 加法器
- 16 參考訊號產生器
 - 162 乘法器
 - 164 乘法器
 - 166 加法器
- 18 頻譜能量密度估計器
 - 182 共軛計算模組
 - 184a、184b、184c 乘法器
 - 186a、186b、186c 平滑處理單元
- 20 除法器
- 22 雜訊消除器
 - 222 除法器
 - 224a、224b、224c、224d 乘法器

- 226 切換估測模組
- 228 門檻值計算模組
- 229 加法器
- 24 減法器
- 26 反快速傅立葉轉換模組

七、申請專利範圍：

1. 一種空間前處理目標干擾比權衡之濾波裝置，包括：
至少二麥克風，接收至少一目標聲源之聲音訊號；
一波束形成器(beamformer)及一參考訊號產生器，依據該聲音訊號分別形成複數波束訊號及複數參考訊號；
一頻譜能量密度估計器，依據該等波束訊號及該等參考訊號計算出一頻譜能量密度，並依據該頻譜能量密度得到一目標干擾比；以及
一雜訊消除器，利用該目標干擾比判斷至少一目標聲源是否存在，若存在則再判斷該雜訊消除器之切換估測，以去除該等波束訊號中之雜音部分而得到至少一輸出訊號。
2. 如申請專利範圍第 1 項所述之濾波裝置，更包括一快速傅立葉轉換模組，將該聲音訊號分割成多個不同之正弦波，該波束形成器及該參考訊號產生器再將該等正弦波分別形成該等波束訊號及該等參考訊號。
3. 如申請專利範圍第 1 項所述之濾波裝置，其中該目標聲源之聲音訊號係被分割成複數框架，再由該快速傅立葉轉換模組將每一該框架分割成複數正弦波。
4. 如申請專利範圍第 1 項所述之濾波裝置，更包括一反快速傅立葉轉換模組，將該輸出訊號重組後輸出。
5. 如申請專利範圍第 4 項所述之濾波裝置，更包含一減法器，將原始由該波束形成器所產生之該波束訊號與該雜訊消除器輸出之該輸出訊號相減，再送至該反快速傅立葉轉換模組以重組。
6. 如申請專利範圍第 1 項所述之濾波裝置，其中該頻譜能量密度估計器中

更包括至少一平滑處理單元，將該等波束訊號及該等參考訊號之至少一頻譜進行平滑處理。

7. 如申請專利範圍第 1 項所述之濾波裝置，其中該雜訊消除器中更包括一門檻值計算模組，其係用來計算該波束訊號與該新維納解之混合比以估測雜訊。
8. 一種空間前處理目標干擾比權衡之濾波方法，包括下列步驟：
 - (a)至少二麥克風接收至少一目標聲源所發出之聲音訊號，利用快速傅立葉轉換將該聲音訊號分割成複數正弦波；
 - (b)利用一波束形成器(beamformer)將該等正弦波形成複數波束訊號，及利用一參考訊號產生器來產生至少一參考訊號；
 - (c)依據該波束訊號及該參考訊號計算出至少二頻譜能量密度，並依據該頻譜能量密度得到一目標干擾比；
 - (d)利用該目標干擾比判斷至少一目標聲源是否存在，並依此判斷一雜訊消除器之切換估測，以去除該波束訊號中之雜音部分，得到一輸出訊號；以及
 - (e)將該輸出訊號利用反快速傅立葉轉換重組後輸出。
9. 如申請專利範圍第 8 項所述之濾波方法，其中該頻譜能量密度係利用一頻譜能量密度估計器(PSD Estimator)參考該聲音訊號之頻譜所計算得到。
10. 如申請專利範圍第 8 項所述之濾波方法，其中該快速傅立葉轉換後之聲音訊號為 $X_1(k,l)=S(k,l)+N_1(k,l)$ ， $X_2(k,l)=e^{-j\omega l}S(k,l)+N_2(k,l)$ ，其中 k 和 l 分別為一頻率索引及一框架索引， $X_1(k,l)$ 及 $X_2(k,l)$ 為該麥克風輸入之該聲

音訊號， $S(k,l)$ 為該目標聲源之目標訊號， $N_1(k,l)$ 及 $N_2(k,l)$ 為該聲音訊號中之雜訊， $\tau = d \sin \theta / c$ 為二該麥克風相對於該目標訊號之時間延遲， d 為二該麥克風之間距，該目標聲源之抵達角度為正面傾斜 θ 角。

11.如申請專利範圍第 10 項所述之濾波方法，其中該頻率索引為 k 時，該波束訊號 $w_0(k)=[1 e^{-j\omega\tau}]^T$ ，一限制訊號 $h(k)=[1 -e^{-j\omega\tau}]^T$ ，其中 ω 為頻率索引 k 所對應的角頻率，可得到該參考訊號 $U(k,l)=h^H(k)X(k,l)$ ， H 為共軛轉置 (conjugation transpose)。

12.如申請專利範圍第 8 項所述之濾波方法，其中該波束訊號之該頻譜能量密度 $E[D(k,l)D^*(k,l)]=P_{DD}(k,l)$

$$= \alpha \cdot P_{DD}(k, l-1) + (1-\alpha) \sum_{i=-w}^w b(i)D(k-i, l)D^*(k-i, l), \text{ 該參考訊號之該}$$

頻譜能量密度 $E[U(k,l)U^*(k,l)]=P_{UU}(k,l)=$

$$\alpha \cdot P_{UU}(k, l-1) + (1-\alpha) \sum_{i=-w}^w b(i)U(k-i, l)U^*(k-i, l), \text{ 其中 } k \text{ 和 } l \text{ 分別為一}$$

頻率索引及一框架索引， α ($0 < \alpha < 1$) 為忽略因素 (forgetting factor)，而 b 為

一個正規化的視窗函數 ($\sum_{i=-w}^w b(i) = 1$)。

13.如申請專利範圍第 12 項所述之濾波方法，其中該步驟(c)利用該波束訊號及該參考訊號可得到一最佳化維納解 (Wiener solution)

$$G_{opt}(k,l)=(E[U(k,l)U^*(k,l)])^{-1} E[U(k,l)D^*(k,l)]= P_{UU}^{-1}(k,l) P_{UD}(k,l), \text{ 其中 } P_{UD}$$

為該波束訊號及該參考訊號之一相互能量頻譜密度， $P_{DU}(k,l)=$

$$\alpha \cdot P_{DU}(k, l-1) + (1-\alpha) \sum_{i=-w}^w b(i)D(k-i, l)U^*(k-i, l)。$$

14.如申請專利範圍第 8 項所述之濾波方法，其中該目標干擾比為該波束訊

號之該頻譜能量密度除以該參考訊號之該頻譜能量密度。

- 15.如申請專利範圍第 13 項所述之濾波方法，其中該步驟(d)係將該最佳化維納解除以該目標干擾比，得到一新維納解

$$G_{TJR}(k,l) = \frac{G_{opt}(k,l)}{TJR(k,l)} = \frac{P_{UD}(k,l)}{P_{UU}(k,l)} \cdot \frac{P_{UU}(k,l)}{P_{DD}(k,l)} = \frac{P_{UD}(k,l)}{P_{DD}(k,l)}。$$

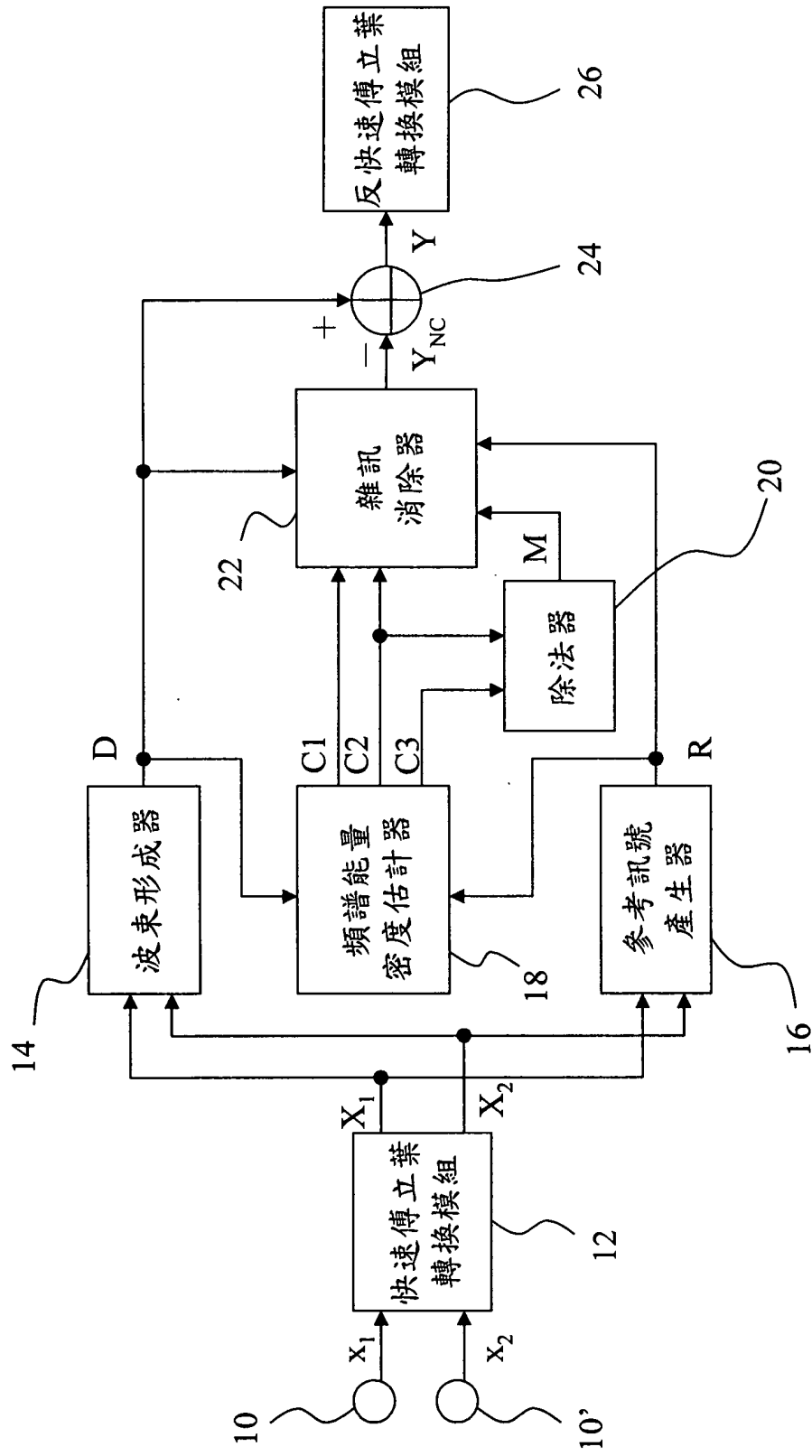
- 16.如申請專利範圍第 13 項所述之濾波方法，其中該步驟(d)係將該目標干擾比分成 $(-\infty, 0]$ 、 $(0, \Gamma]$ 和 (Γ, ∞) 三個部分來進行切換估測之判斷，其中 Γ 為一門檻值，當該目標干擾比大於 Γ 時，該雜訊消除器之輸出由該新維納解所決定，以保留更多之該目標聲源，當該目標干擾比大於 0 小於 Γ 時，該雜訊消除器之輸出由該最佳化維納解所決定，當該目標干擾比小於 0 時，視為該目標聲源未出現。

- 17.如申請專利範圍第 16 項所述之濾波方法，其中該步驟(d)中更包括設定該門檻值，用來計算該波束訊號與該新維納解之混合比以估測雜訊。

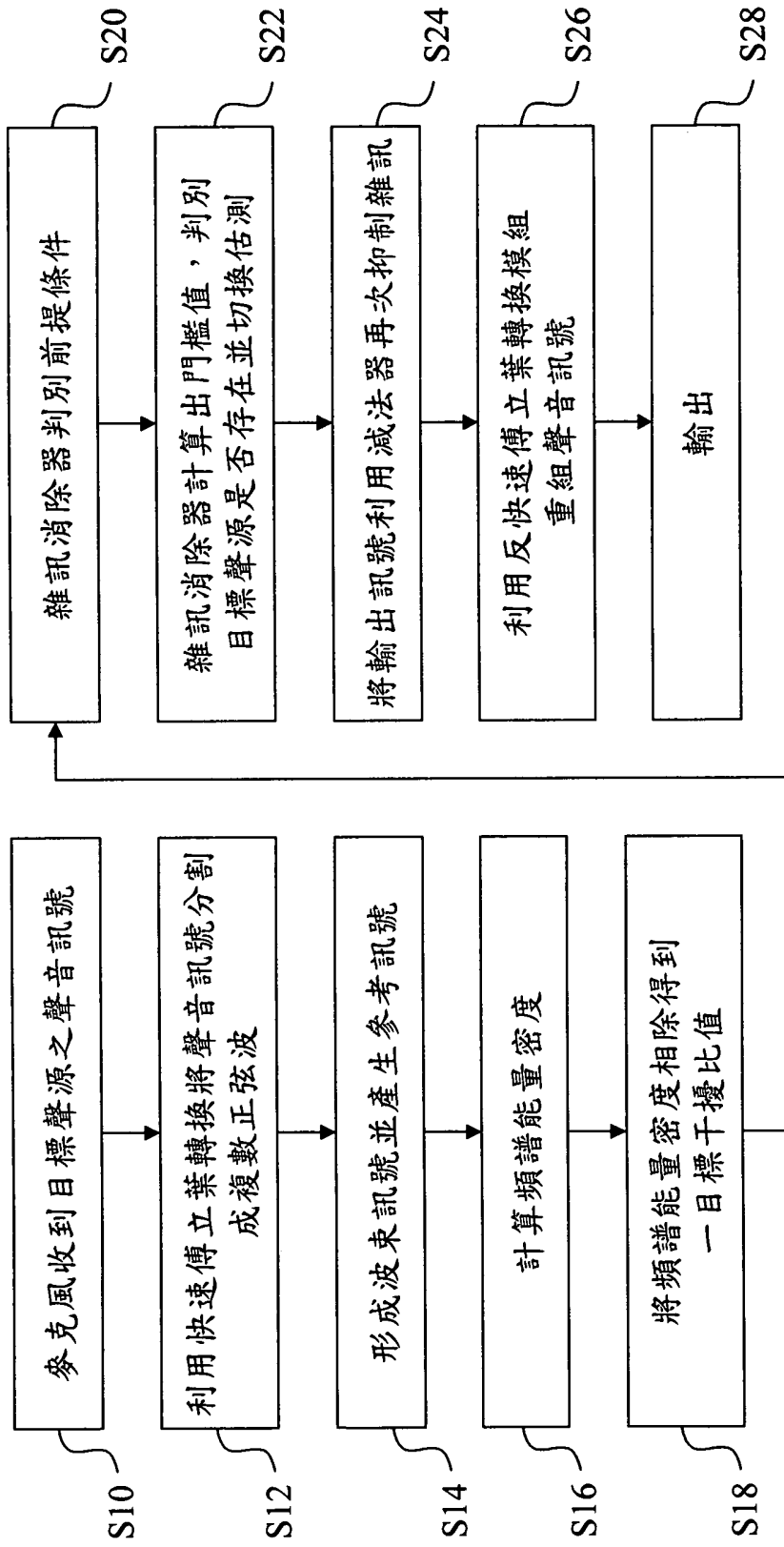
- 18.如申請專利範圍第 8 項所述之濾波方法，其中該步驟(e)更包括利用一減法器將原始之該波束訊號減掉該輸出訊號，再利用反快速傅立葉轉換重組後輸出。

- 19.如申請專利範圍第 18 項所述之濾波方法，其中該步驟(a)中該正弦波又分割成複數頻帶，並重複步驟(b)~(d)中對該等頻帶分別計算，當該等頻帶皆完成步驟(b)~(d)後，再進行步驟(e)。

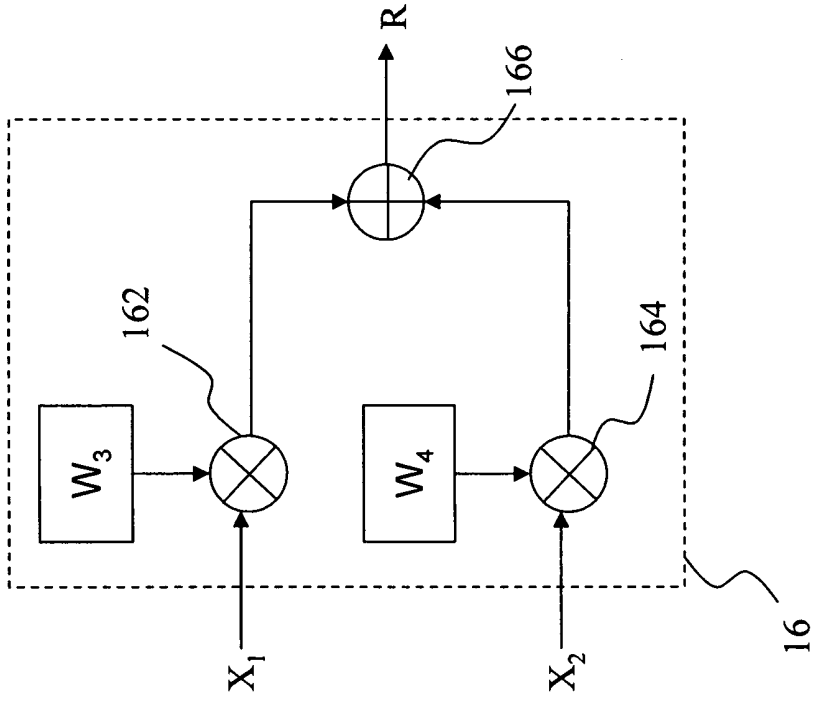
八、圖式：



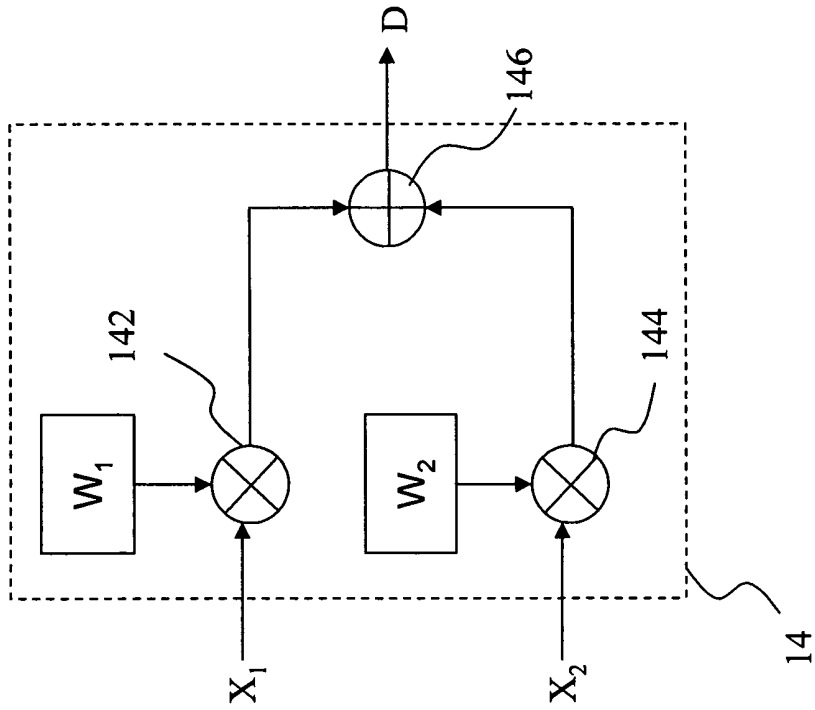
第 1 圖



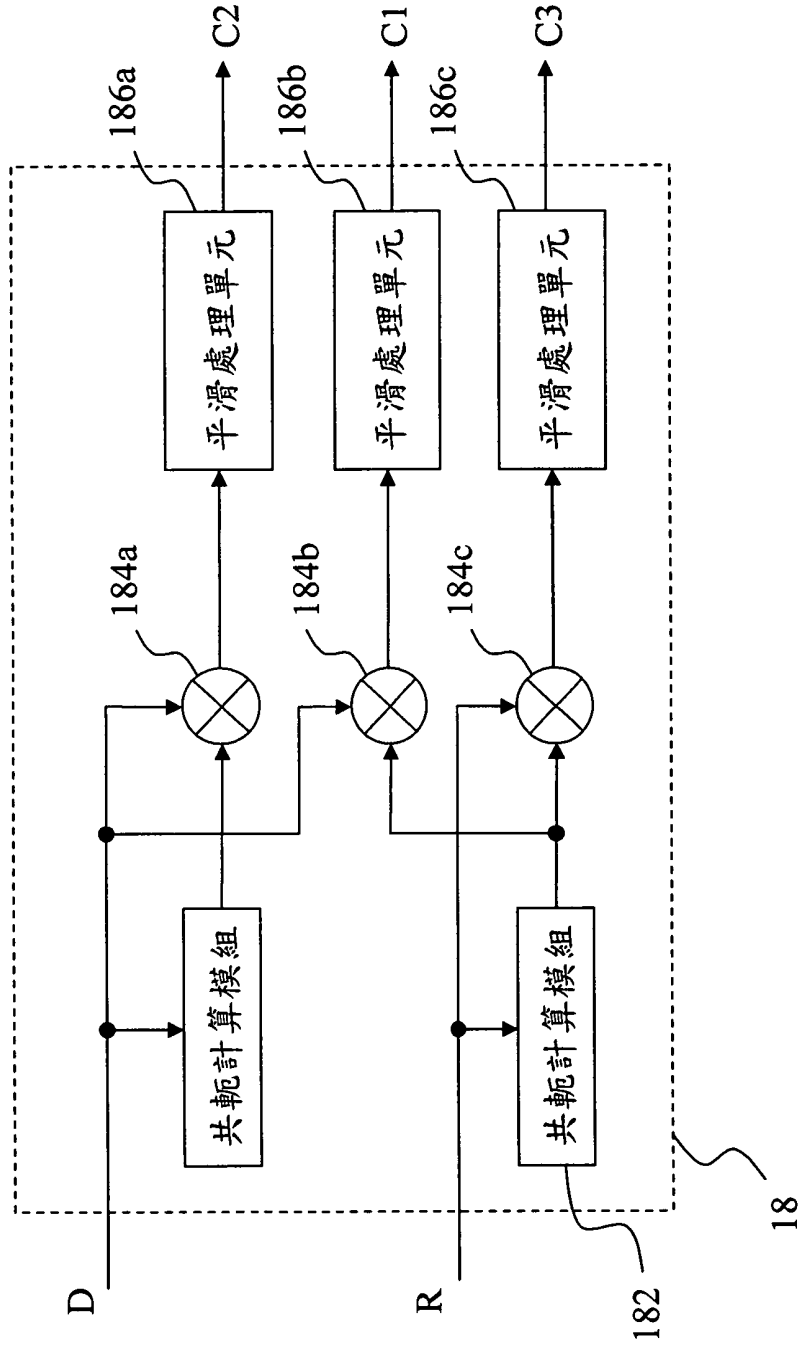
第 2 圖



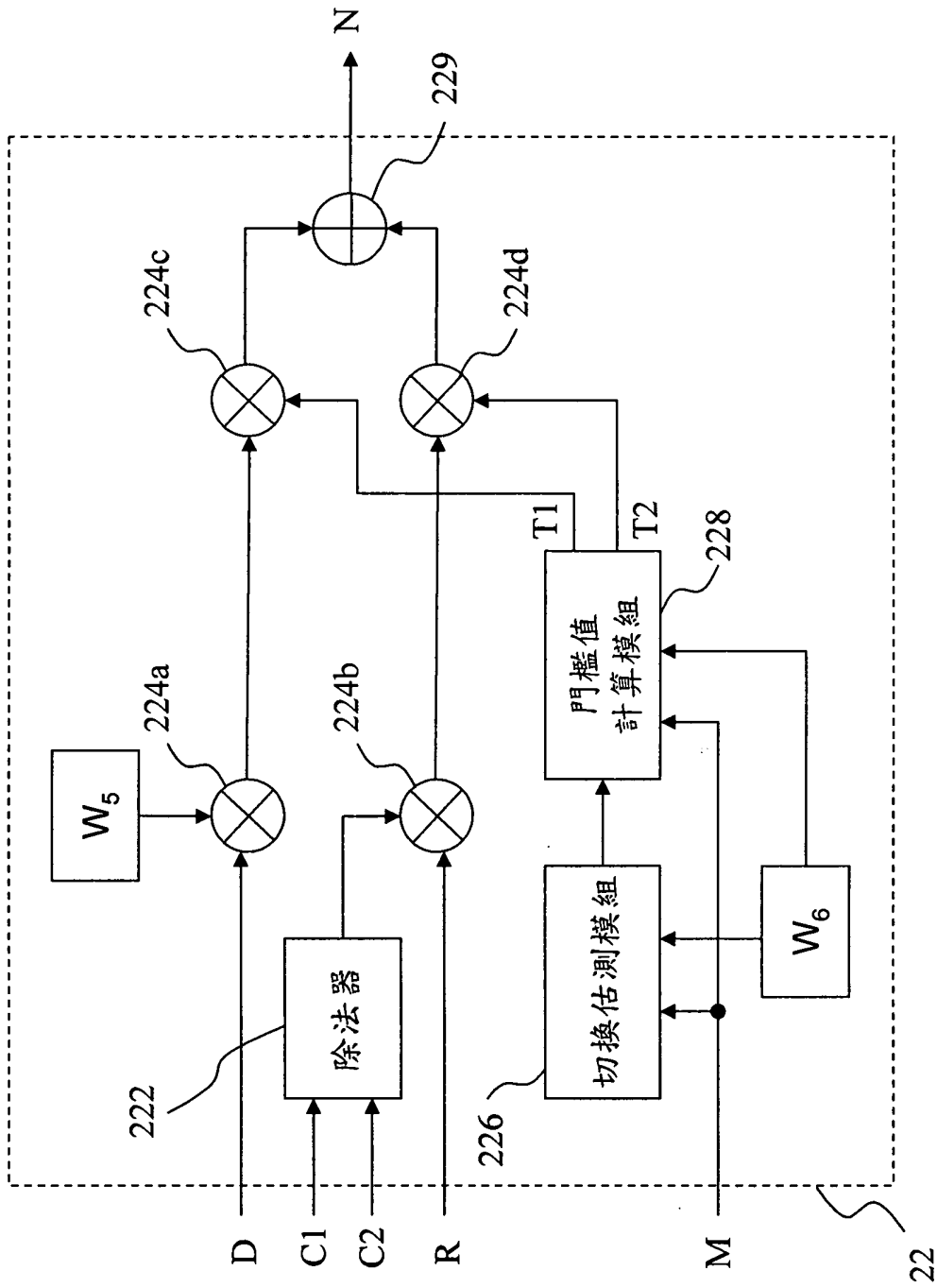
第 4 圖



第 3 圖



第 5 圖



第 6 圖