



(19)中華民國智慧財產局

(12)發明說明書公開本

(11)公開編號：TW 201201564 A1

(43)公開日：中華民國 101 (2012) 年 01 月 01 日

(21)申請案號：100100695

(22)申請日：中華民國 100 (2011) 年 01 月 07 日

(51)Int. Cl. : **H04M9/08 (2006.01)**

(30)優先權：2010/01/08 美國 12/684,829

(71)申請人：康乃克薩特系統公司 (美國) CONEXANT SYSTEMS, INC. (US)
美國

(72)發明人：強森 拉格納 H JONSSON, RAGNAR H. (IS) ; 多孟森 特勞斯帝
THORMUNDSSON, TRAUSTI (IS) ; 柯納 亞爾 KERNER, YAIR (IL) ; 盧佑宏 LU,
YOUHONG (US)

(74)代理人：陳長文

申請實體審查：有 申請專利範圍項數：33 項 圖式數：16 共 53 頁

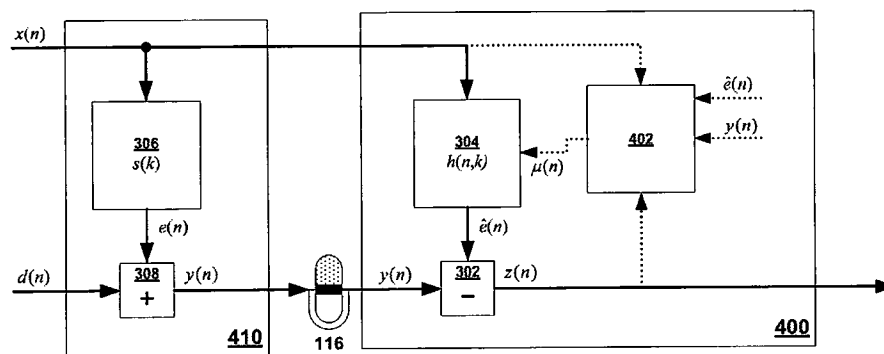
(54)名稱

用於回音消除及回音抑制之系統及方法

SYSTEMS AND METHODS FOR ECHO CANCELLATION AND ECHO SUPPRESSION

(57)摘要

傳統上，回音消除已採用線性適應性濾波器以消除一雙向通信系統中的回音。適應性速率通常為動態且隨時間而變化。本文揭示在存在背景雜訊時、雙邊談話期間及回音路徑改變時表現良好的新穎適應性速率。此外，可進一步以使用聯合時頻域處理執行之非線性處理抑制回音或殘餘回音。



116：麥克風

302：減法器

304：回音近似器

306：回音轉移函數

308：加法器

400：回音消除系統

402：適應性係數產生器

410：虛線框

d(n)：近端信號

e(n)：回音

$\hat{e}$ ：近似回音

h(n,k)：脈衝響應

s(k)：脈衝響應

x(n)：遠端信號

y(n)：信號

z(n)：信號

$\mu(n)$ ：適應性係數



(19)中華民國智慧財產局

(12)發明說明書公開本

(11)公開編號：TW 201201564 A1

(43)公開日：中華民國 101 (2012) 年 01 月 01 日

(21)申請案號：100100695

(22)申請日：中華民國 100 (2011) 年 01 月 07 日

(51)Int. Cl. : **H04M9/08 (2006.01)**

(30)優先權：2010/01/08 美國 12/684,829

(71)申請人：康乃克薩特系統公司 (美國) CONEXANT SYSTEMS, INC. (US)
美國

(72)發明人：強森 拉格納 H JONSSON, RAGNAR H. (IS) ; 多孟森 特勞斯帝
THORMUNDSSON, TRAUSTI (IS) ; 柯納 亞爾 KERNER, YAIR (IL) ; 盧佑宏 LU,
YOUHONG (US)

(74)代理人：陳長文

申請實體審查：有 申請專利範圍項數：33 項 圖式數：16 共 53 頁

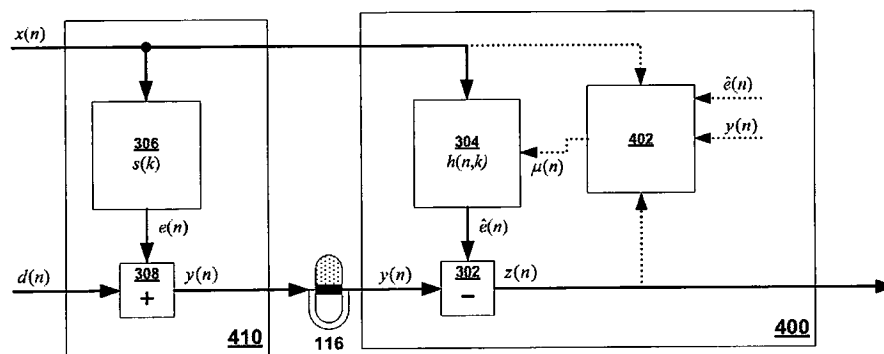
(54)名稱

用於回音消除及回音抑制之系統及方法

SYSTEMS AND METHODS FOR ECHO CANCELLATION AND ECHO SUPPRESSION

(57)摘要

傳統上，回音消除已採用線性適應性濾波器以消除一雙向通信系統中的回音。適應性速率通常為動態且隨時間而變化。本文揭示在存在背景雜訊時、雙邊談話期間及回音路徑改變時表現良好的新穎適應性速率。此外，可進一步以使用聯合時頻域處理執行之非線性處理抑制回音或殘餘回音。



116：麥克風

302：減法器

304：回音近似器

306：回音轉移函數

308：加法器

400：回音消除系統

402：適應性係數產生器

410：虛線框

d(n)：近端信號

e(n)：回音

$\hat{e}$ ：近似回音

h(n,k)：脈衝響應

s(k)：脈衝響應

x(n)：遠端信號

y(n)：信號

z(n)：信號

$\mu(n)$ ：適應性係數

六、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明大致係關於雙向通信系統，且具體言之係關於雙向通信系統中之回音抑制及消除。

【先前技術】

在一雙向通信系統諸如一電話系統中，回音係干擾且不需要。兩種常見類型之回音為混合回音，其通常由局端中所部署的混合電路中的阻抗失配所導致；及聲學回音，其中一揚聲器所產生之一聲音被麥克風拾取。

圖1圖解說明本文描繪為基於固網或行動之一典型電話系統中之回音。在電話102與電話112之間之一呼叫期間，電話102發射信號104且接收信號106。此外，電話112之麥克風116拾取揚聲器114所產生之信號104並將其加至信號106中。這繪示為聲學回音118。揚聲器114及麥克風116或可為另一類型之通信裝置之一部分，諸如附接至提供網際網路語音協定(VoIP)通信之一個人電腦之一外部揚聲器及麥克風。

回音消除係藉由產生回音之一估計值並將其從所接收的信號中減去而將回音從一系統中移除之過程。圖2圖解說明可用於執行回音消除之一聲學回音之模型。從電話112之角度看，信號104為一遠端信號且信號106為一近端信號。揚聲器114發射遠端信號104給使用者，該遠端信號104作為一聲學回音返回至麥克風116。回音消除器300包括回音近似器304及減法器302。回音近似器304接收遠端

信號104並大致估計加至信號106中之回音118。從近端信號106中減去近似回音306以產生近端信號308。若回音近似器304精確地大致估計回音118，則從近端信號106中減去近似回音306可產生大致估計聲學信號202而無回音之一信號308。

在圖3所示之信號處理圖中更詳細地描述圖2之回音消除。所繪示之信號為數位信號。回音 $e(n)$ 係建模為回音轉移函數306之結果，脈衝響應 $s(k)$ 係施加至遠端信號 $x(n)$ 並用加法器308加至近端信號 $d(n)$ ，產生一複合信號 $y(n)$ 。一般而言，索引 n 係為一離散時間變數之一時間索引且索引 k 係一脈衝響應之取樣時間索引。具有脈衝響應 $h(k)$ 之適應性濾波器304大致估計繪示為近似回音 $\hat{e}(n)$ 之遠端信號 $x(n)$ 之回音。減法器302從信號 $y(n)$ 中減去近似回音 $\hat{e}(n)$ 以產生作為近端信號 $d(n)$ 之一近似項之信號 $z(n)$ 。

數學上，麥克風上所接收的總信號為

$$y(n) = e(n) + d(n) \quad (1)$$

其中回音係藉由

$$e(n) = \sum_{k=0}^{L-1} s^*(k)x(n-k), \quad (2)$$

而建模，其中 $s(k)$ 為 $L-1$ 階之一有限脈衝響應。作為藉由電話而發射至遠端之信號之回音消除器之輸出係藉由

$$z(n) = y(n) - \hat{e}(n) \quad (3)$$

而給定，其中 $\hat{e}(n)$ 為一估計回音且使用 $L-1$ 階之一適應性線性濾波器而大致估計，其係藉由

$$\hat{e}(n) = \sum_{k=0}^{L-1} h^*(n, k)x(n-k), \quad (4)$$

而給定，其中 $h(n, k)$ 係時間樣本 n 時適應性濾波器的脈衝響應。應注意由於濾波器係適應性，其隨時間而改變，故此脈衝響應亦為如所示之一時間函數。

回音消除器之輸出亦可表示為

$$z(n) = d(n) + \varepsilon(n) \quad (5)$$

其中 $\varepsilon(n) = e(n) - \hat{e}(n)$ 為殘餘回音。由於所要信號，輸出信號 $z(n)$ 係近端信號 $d(n)$ ，故回音消除器之目的係盡可能多地減少殘餘回音。

適應性濾波器之一適應性方法係使殘餘誤差 $\varepsilon(n)$ 之均方誤差最小化。被稱為最小均方(LMS)之一適應性方法得出下列適應性方程式

$$h(n+1, k) = h(n, k) + \mu(n) z^*(n)x(n-k), \quad (6)$$

其中 $\mu(n)$ 為一非負數且為適應性係數且 $0 \leq k < L$ 。雖然LMS通常達成一最小值，但是藉由適應性係數所定義之適應性速率未確定。合適的適應性速率控制可使得回音近似器快速收斂至回音。

若適應性係數隨時間而變化，則適應性濾波器演算法被稱作變步長最小均方(LMS)適應性濾波演算法。此等間著名的係正規化LMS(NLMS)演算法，其使用適應性係數：

$$\mu(n) = \frac{\mu}{LP_{xx}^L(n)}, \quad (7)$$

其中 $LP_{xx}^L(n)$ 係近端信號 $x(n)$ 在 L 樣本之一窗內之一短期能量，其中 L 為適應性濾波器。為方便起見，短期能量係以窗內

之平均能量表示。算術平均能量等於

$$P_{xx}^L(n) = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |x(n-l)|^2 \quad (8)$$

且其中 μ 為介於 0 與 2 之間之一常數。NLMS 適應性濾波演算法對於 $x(n)$ 之比例調整不敏感，這使得更易於藉由適應性係數之一合適選擇而控制其適應性速率。但是，當所接收的信號中存在背景雜訊及雙邊談話時，NLMS 適應性濾波演算法表現不佳。

Hansler 等人(「Signal Channel Acoustic Echo Cancellation」, 第三章 Adaptive Signal Processing, Springer, 2003)藉由

$$\mu(n) = \frac{E\{z(n)\epsilon(n)\}}{LP_{xx}^L(n)E\{|z(n)|^2\}}, \quad (9)$$

而大致估計一最佳適應性係數，其中 $E\{x\}$ 為 x 之期望值。Hansler 揭示無 $P_{xx}^L(n)$ 項之一「NLMS」適應性係數。在本揭示內容中統一添加 $P_{xx}^L(n)$ 項。期望值須瞭解信號之統計資料且不適用於改變的環境。舉例而言，若回音路徑改變，則期望值可能改變。為了使用方程式(9)，適應性濾波器須瞭解改變的統計資料。

數種情況會使適應更加困難，包含雙邊談話、回音路徑改變及背景雜訊。雙邊談話係雙方皆在說話之一情況，故在遠端及近端信號兩者中存在大量能量。當電話移入另一環境時可能發生回音路徑之改變。這相當於回音轉移函數 204 中之改變。為了解決背景雜訊，典型回音消除器估計背景雜訊並取決於現有雜訊量調整適應性速率(例如，當雜訊相對於信號位準較低時適應性較高且當雜訊相對於信

號位準較高時適應性較慢)。對於雙邊談話，典型回音消除器估計雙邊談話週期並在雙邊談話週期期間暫停適應。

已成功運用線性適應性回音消除解決電子環境中的回音。聲學回音具有額外、通常大量的由背景所引入之偽訊諸如雜訊及導致殘餘誤差之動態回音路徑。除線性適應性濾波外或取代線性適應性濾波，可使用非線性處理(NLP)。在一傳統系統中，NLP在單邊談話週期期間移除或抑制殘餘回音且其可在該週期期間內插入柔和雜訊。一般而言，NLP在雙邊談話週期期間不作用。由於殘餘回音在單邊及雙邊談話週期期間仍很大，故NLP須在線性回音消除中加入回音抑制。

一NLP系統可在維持接聽者之近端信號品質的同時移除殘餘回音。一NLP系統中所使用之一技術為用於移除處於或低於中心削波(central clipping)臨限之低音量信號(包含殘餘回音)之一中心削波法。中心削波之不足在於處於或低於臨限之近端信號亦被移除及仍可能存在高於中心削波之臨限之殘餘回音。另一方法係柔和雜訊插入，其移除或衰減線性回音消除器輸出並視需要在遠端信號高於輸出達一預定臨限及/或在輸出低於近端信號達一不同預定臨限時插入柔和雜訊。當殘餘回音較小且線性回音消除器收斂良好時，本方法的表現較好。但是，在多數聲學情況中，即使使用具有良好雙邊談話偵測器之一良好線性回音消除器，殘餘回音仍並不小。另一已知方法切換損耗，在近端及遠端信號兩者皆高時減小遠端信號音量。藉由這樣做，

有效減少回音，亦減小嘯聲的可能性。傳統NLP之主要缺陷在於其在維持全雙工通信時無法抑制殘餘回音。

業內需要一種經改良之回音消除及/或抑制系統，其在存在背景雜訊時、在雙邊談話週期期間及回音路徑改變期間表現良好，同時維持全雙工通信。

【發明內容】

全雙工回音消除及抑制系統解決先前技術中的缺陷。一回音消除系統之一實施例包括一回音近似器、一減法器及一適應性係數產生器。該回音近似器係一適應性線性濾波器且其適應性係藉由該適應性係數產生器所提供之一適應性係數而控制。該適應性係數產生器產生大致估計最佳適應性係數之一適應性係數。該適應性係數產生器將一估計函數之結果除以一短期遠端功率與一預定值之總和以防止零作除數。該估計函數可採用數種形式，但是一般而言為增至預定乘冪之平均值之一比率。該比率取得輸出信號與該回音近似器所產生之近似回音之複數共軛之乘積之平均值並將其除以輸出信號之量級之一平均值與所接收之信號功率之量級之一平均值之乘積，其中所接收的信號為與回音混合之近端信號。在一實施例中，平均值為標準算術平均值。在另一實施例中，平均值為均方根平均值。在又一實施例中，平均值為平滑平均值。在又一實施例中，平均值為平方後之量級之平滑平均值之平方根。一對應方法使用上述相同方程式產生一回音消除器之一適應性係數。

在一回音抑制系統之一實施例中，一濾波器組係應用至

遠端信號以將信號分為諸副頻帶，形成一聯合時頻域信號。一第二濾波器組將一輸入信號分為諸輸入副頻帶信號。輸入信號可為一麥克風上所接收之信號或可為一線性回音消除系統之輸出。與各副頻帶相關聯的係一非線性處理單元，其使用遠端信號對輸入信號執行非線性處理以按副頻帶逐個抑制回音。

在另一實施例中，在各副頻帶內亦關聯一線性回音消除器以部分消除回音。在本實施例中，該非線性處理單元抑制殘餘回音。

非線性處理單元之一實施例採用中心削波以抑制回音。在另一實施例中，採用柔和雜訊插入。在又一實施例中，採用切換損耗。在又一實施例中，所接收之信號係藉由一估計器單元所決定之一比例因數衰減。在又一實施例中，所接收的信號係透過一線性濾波器用藉由一估計器單元而決定之係數處理。在又一實施例中，該估計器單元回饋估計值至該回音消除器以完善該回音消除器之適應性係數。

熟習此項技術者在查閱下列圖式及詳細描述時可瞭解本揭示內容之其他系統、方法、特徵及優點。所有此等額外系統、方法、特徵及優點旨在包含在本描述中、處於本揭示內容之範圍內且受到隨附申請專利範圍之保護。

【實施方式】

參考下列圖式可更好地瞭解本揭示內容之許多態樣。圖式中的組件不一定按比例縮放，而是將重點放在明確闡釋本揭示內容之原理上。此外，在圖式中，全部幾個圖中相

同元件符號表示對應的零件。

下文提供本發明之實施例之詳細描述。雖然將參考這些圖式描述本揭示內容，但是不旨在將其限於本文所揭示之實施例或諸實施例。相反地，旨在涵蓋本揭示內容之精神及範圍內所包含之所有替代、修改及等效物。

圖4圖解說明一回音消除系統之一例示性實施例。回音消除系統400包括回音近似器302及減法器304，其等發揮如上所述之功能。具體言之，回音近似器302產生隨後從麥克風116上之所接收信號 $y(n)$ 中減去之一近似回音並產生一回音被消除之輸出信號 $z(n)$ 。其進一步包括適應性係數產生器402，其可使用所接收的信號 $y(n)$ 、輸出信號 $z(n)$ 、遠端信號 $x(n)$ 及近似回音 $\hat{e}(n)$ 以產生各時間索引 n 之一適應性係數 $\mu(n)$ 。適應性係數可與方程式(6)一起使用以控制回音近似器302之適應性速率。

虛線框410表示環境形成之回音產生，其係建模為具有脈衝響應 $s(k)$ 之回音轉移函數306及加法器308。這些元件並非回音消除系統之零件，而是繪示一電話之信號處理環境。

回音近似器、減法器及適應性係數產生器可駐留在軟體、韌體中或實施為硬體或其等之一些組合。一此實施方案可為在一數位信號處理器(DSP)上執行軟體或韌體，其中所描述之各組件可實施為數位信號處理器之一組指令。在另一實施例中，功能之一些可實施為執行在一DSP上之軟體或韌體，一些部分用應用專用邏輯執行。

適應性係數產生器402大致估計最佳適應性係數，其可藉由

$$\mu(n) = \frac{z^*(n)\epsilon(n) + z(n)\epsilon^*(n)}{2|z(n)|^2LP_{xx}^L(n)} = \frac{\text{Re}\{z(n)\epsilon^*(n)\}}{|z(n)|^2LP_{xx}^L(n)} \quad (10)$$

表示，其中 $||$ 為絕對值之標準記述法， $\text{Re}\{\}$ 為一複數之實數部分之標準記述法，且 $*$ 為一複數之複數共軛之標準記述法。

當所有信號為實數時，則 $z^*(n)=z(n)$ 及 $\epsilon^*(n)=\epsilon(n)$ 及方程式(10)變為

$$\mu(n) = \frac{|z(n)\epsilon(n)|}{|z(n)|^2LP_{xx}^L(n)} \quad (11)。$$

方程式(11)優於先前技術中的方程式(9)。第一，方程式(11)為一最佳適應性係數而方程式(9)為一最佳適應性係數之一近似項。第二，方程式(9)在背景雜訊存在時、雙邊談話期間或回音路徑改變時表現不佳，而方程式(10)及(11)在該等情況下皆最佳。最後，方程式(10)及(11)無需任何信號之統計資料且僅使用任何信號之一短期平均值。

遺憾的是，殘餘回音 $\epsilon(n)$ 不可直接獲得。原則上，估計殘餘回音係一難題。但是，藉由使用一觀察窗內之平均值而非一給定時間下的值可使方程式(10)及(11)之適應性係數更易處理。因此，方程式(10)可藉由使用

$$\mu(n) = \frac{\text{Re}\{P_{ze}^N(n)\}}{P_{zz}^N(n)LP_{xx}^L(n)} \quad (12)$$

而估計，其中， P_{ze}^N 為 $z(n)\epsilon^*(n)$ 在一給定時間週期內之一算術平均值且係定義為：

$$P_{ze}^N(n) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} z(n-l)\epsilon^*(n-l). \quad (13)$$

其中 N 為平滑觀察窗之長度。方程式(12)比方程式(10)更便於使用，因為估計一時間窗內之值諸如殘餘回音比各時間點容易。此外，時間平均值之使用使適應性係數變得平滑，使得適應性濾波器之適應性之突變被消除且適應性濾波器維持一平滑函數。

可藉由一通用平均值使方程式(12)以及方程式(10)及(11)中之算術平均值廣義化。應注意本揭示內容中所使用之運算子 $A\{\}$ 及相關運算子 $A_1\{\}$ 、 $A_2\{\}$ 旨在傳達通用意義之平均值。在相同方程式內，若運算元不同，則 $A\{\}$ 運算子可傳達一不同平均值。舉例而言，在相同方程式內， $A\{a(n)\}$ 可為 $a(n)$ 在大小為 M 之一觀察窗內之一算術平均值且 $A\{b(n)\}$ 可為 $b(n)$ 在大小為 N 之一觀察窗內之一均方根平均值。下標的使用係用於表示即使使用相同運算元，兩個平均值仍可能為不同類型，舉例而言，若 $A\{a(n)\}$ 在一方程式中出現兩次，則旨在使用相同平均值。但是，若為 $A_1\{a(n)\}$ 及 $A_2\{a(n)\}$ ，則不得將其等假設為相同平均值。此外，取決於上下文及所要實施方案， $A\{\}$ 可從多種平均值中選擇，包含但不限於算術平均值、均方根平均值、調和平均值、下文所述之光滑平均值或其等之加權變體以及其他較不常用的平均值，諸如在一觀察窗內之中值、最大值或模式。

為便於揭示起見介紹下列記述法，

$$\tilde{P}_{xy}^a(n) = \alpha x(n)y^*(n) + (1 - \alpha) \tilde{P}_{xy}^a(n-1) \quad (14)$$

及

$$\tilde{P}_x^a(n) = \alpha |x(n)| + (1 - \alpha) \tilde{P}_x^a(n-1), \quad (15)$$

其中 $0 < \alpha < 1$ 。方程式(14)及(15)係大致估計針對 a 之合適選擇之一算術平均值之平滑平均值。通常， a 與 N 成反比，

$$\bar{P}_{xy}^{\alpha}(n) \approx P_{xy}^N(n). \quad (16)$$

與儲存舊的信號值相比，結合方程式(12)使用方程式(14)中給定的近似值在計算適應性係數時需要較少記憶體。雖然簡化，但 $P_{ze}^N(n)$ 仍難以估計。

適應性係數須為回音消除器可獲得之一信號函數且大致估計方程式(10)或(11)之最佳適應性係數或方程式(12)之時間平均適應性係數。回音消除器易取得之信號包含遠端信號 $x(n)$ 、麥克風上所接收之信號 $y(n)$ 、回音消除器輸出信號 $z(n)$ 、及近似回音 $\hat{e}(n)$ 。這得出一適應性係數之廣義形式，其係藉由

$$\mu(n) = \frac{f(x, y, \hat{e}, z, n)}{LP_{xx}^L(n) + \Delta}. \quad (17)$$

而給定。在方程式(17)中， P_{xx}^L 可廣義化為 $|x(n)|^2$ 之任何平均值，得到

$$\mu(n) = \frac{f(x, y, \hat{e}, z, n)}{LA\{|x(n)|^2\} + \Delta}. \quad (18)$$

一重要實例係當 $A\{|x(n)|^2\} = \tilde{P}_{xx}^{\alpha}(n)$ 。由於 $x(n)$ 為作為揚聲器(諸如一電話中)所產生之信號之遠端信號、 $y(n)$ 為麥克風所接收之信號、 $\hat{e}(n)$ 為回音消除器所產生之近似回音且 $z(n)$ 為回音消除器之輸出，所有數量皆可由回音消除器獲得，故可完全決定方程式(17)及(18)中的適應性係數。常數 Δ 係設計為防止 μ 在遠端信號中的靜默週期期間即當 P_{xx} 等於零或接近零時變大。大致上常數 Δ 係用於防止除數為零。通常，須將適應性係數維持低於一給定最大值 $\mu_{\max}$ 以維持適應性的

界限。為達此目的，可將一限制函數 $L_u(x) = \max(\mu_{\max}, \min(0, x))$ 應用至方程式(17)及/或(18)之結果以將適應性係數之值維持在0與 $\mu_{\max}$ 之間。在方程式(17)及(18)中， f 為一估計函數，其為針對背景雜訊、雙邊談話及回音路徑改變之近似最佳之一非負函數且 P_{xx}^L 根據遠端功率將其正規化。

此一估計值之一實例係藉由廣義方程式

$$f(x, y, \hat{e}, z, n) = \left[\frac{|\mathcal{A}\{z(n)\hat{e}^*(n)\}|^2}{\mathcal{A}\{|z(n)|^2\}\mathcal{A}\{|y(n)|^2\}} \right]^v \quad (19)$$

而給定，其中 v 為一非負值。若 v 等於 $\frac{1}{2}$ ，則估計值與輸出功率成反比。在高背景雜訊或近端談話期間，回音消除器之輸出功率 $z(n)$ 增大。根據方程式(19)，估計值係回應於高背景雜訊及雙邊談話之週期且在此等週期期間適應性變緩。當回音路徑改變時，交叉相關平均值 $|\mathcal{A}\{z(n)\hat{e}^*(n)\}|^2$ 增大，導致適應性濾波器更快地適應回音路徑的改變。

在一實施例中使用算術平均值，故方程式(19)變為

$$f(x, y, \hat{e}, z, n) = \left[\frac{|P_{z\hat{e}}^{N_1}(n)|^2}{P_{zz}^{N_2}(n)P_{yy}^{N_3}(n)} \right]^v, \quad (20)$$

其中任意觀察窗大小已給定至方程式(20)中之平均值之各者。但是，可使用相同觀察窗(即， $N_1=N_2=N_3$)。

在另一實施例中使用平滑平均值，故方程式(19)變為

$$f(x, y, \hat{e}, z, n) = \left[\frac{|\bar{P}_{z\hat{e}}^{\beta_1}(n)|^2}{\bar{P}_{zz}^{\beta_2}(n)\bar{P}_{yy}^{\beta_3}(n)} \right]^v \quad (21)$$

再次，任意觀察窗大小已給定至方程式(21)中之平均值之各者。再次，可使用相同觀察窗(即， $\beta_1=\beta_2=\beta_3$)。

在另一實施例中，估計函數係藉由方程式

$$f(x, y, \hat{e}, z, n) = \left[\frac{|\mathcal{A}\{z(n)\hat{e}^*(n)\}|}{\mathcal{A}\{|z(n)|\}\mathcal{A}\{|y(n)|\}} \right]^{2\nu}, \quad (22)$$

而給定。除在分母中使用 $|z(n)|$ 與 $|y(n)|$ 而非 $|z(n)|^2$ 與 $|y(n)|^2$ 之平均值外，方程式(22)類似於方程式(19)。實際上，方程式(22)為方程式(19)之廣義化。特定言之，若分母中使用均方根(RMS)平均值，則 $A\{z(n)\} = \sqrt{P_{zz}^{N_2}(n)}$ 且 $A\{y(n)\} = \sqrt{P_{yy}^{N_3}(n)}$ 且若分子中使用一算術平均值，則方程式(22)簡化為方程式(20)。若使用 $|z(n)|^2$ 與 $|y(n)|^2$ 之平滑平均值之平方根，即 $A\{z(n)\} = \sqrt{\tilde{P}_{zz}^{\beta_2}(n)}$ 且 $A\{y(n)\} = \sqrt{\tilde{P}_{yy}^{\beta_3}(n)}$ ，則方程式(22)簡化為方程式(21)。可使用之另一重要平均值係藉由方程式(23)

$$\mathcal{A}\{|z(n)|\} = \sqrt[\gamma]{\frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} |z(n-l)|^\gamma}. \quad (23)$$

而給定。特定言之，當 $\gamma=1$ 時，方程式(23)之平均值變為 $|z(n)|$ 之一算術平均值；且當 $\gamma=2$ 時，變為 $|z(n)|$ 之一 RMS 平均值。此外，當 $\gamma=\infty$ 時， $A\{z(n)\} = \max\{z(n) \text{ over the observation window}\}$ 。

其他實施例使用方程式(23)之平滑平均值變體，特定言之 $A\{z(n)\} = \sqrt[\gamma]{\hat{P}_z^{\gamma, \beta_2}(n)}$ ，其中一般而言，

$$\hat{P}_x^{\gamma, \alpha}(n) = \alpha |x(n)|^\gamma + (1 - \alpha) \hat{P}_x^{\gamma, \alpha}(n-1). \quad (24)$$

在實施例中，當 $\gamma=1$ 時，方程式(22)變為，

$$f(x, y, \hat{e}, z, n) = \left[\frac{|\tilde{P}_{z\hat{e}}^{\beta_1}(n)|}{\tilde{P}_z^{\beta_2}(n) \tilde{P}_y^{\beta_3}(n)} \right]^{2\nu}. \quad (25)$$

由於平滑平均值可藉由使用 $|z(n)|$ 及 $|y(n)|$ 而非 $|z(n)|^2$ 及 $|y(n)|^2$ 而更新，避免額外的乘法及平方根運算，故方程式(25)為計算效率更高之估計函數。實驗已證實即使存在雙邊談話、背

景雜訊及回音路徑改變，這些估計器仍可很好地運行。

可相對於適應性係數使

$$\Delta h(n, k) = s(k) - h(n, k), \quad (26)$$

最小化而衍生出方程式(10)及(11)之最佳值。

理想情況下，適應性濾波器之脈衝響應 $h(n, k)$ 與回音輸送函數 $s(k)$ 之脈衝響應應相同。但是，原則上它們不匹配。

誤差係兩者間之差異且藉由方程式(26)特徵化。

在代入適應性方程式(6)後，方程式(26)變為

$$\Delta h(n+1, k) = \Delta h(n, k) - \mu(n)z^*(n)x(n-k) \quad (27)$$

。為了使 Δh 最小化，至少採用平方法，即成本函數

$$E_{\Delta h}(n) = \sum_{k=0}^{L-1} |\Delta h(n, k)|^2 \quad (28)$$

被最小化。藉由將方程式(27)代入方程式(28)及展開運算式，成本函數可重寫為

$$E_{\Delta h}(n+1) = E_{\Delta h}(n) - \mu(n)z^*(n)\epsilon(n) - \mu(n)z(n)\epsilon^*(n) + \quad (29)$$

$$\mu^2(n)|z(n)|^2 \sum_{k=0}^{L-1} |x(n-k)|^2.$$

找到一最佳值係藉由在相對於適應性係數的成本函數之導數中找到一零值而達成。具體言之，導數係表示為

$$\frac{\partial}{\partial \mu} E_{\Delta h}(n+1) = -z^*(n)\epsilon(n) - z(n)\epsilon^*(n) + 2\mu(n)|z(n)|^2 LP_{xx}^L(n). \quad (30)$$

藉由將導數設定為零並求解 $\mu(n)$ ，找到方程式(10)中所給定之最佳適應性係數。

一附加說明係適應性濾波器之初始條件無法設定為零，因為這樣會導致估計回音 $\hat{e}(n)$ 為零，導致估計函數值為

零。此外，應監測適應性係數以確保其不為零-舉例而言，當適應性係數為零時，可用一小的數值代替它。

圖5圖解說明使用具有一合成回音之一適應性系統之一線性適應性回音消除器之一實施例。與適應性回音消除器400相同，回音消除器500包括回音近似器302、減法器304及適應性係數產生器402。該線性適應性回音消除器500包括回音合成器502及加法器504，該加法器504將合成回音 $\bar{e}(n)$ 與麥克風上所接收的信號 $\bar{y}(n)$ 混合以產生 $y(n)$ 。信號 $\bar{y}(n)$ 及 $y(n)$ 之命名法與參考圖4所描述之系統之命名法稍有不同。特定言之，麥克風上所接收之信號係標注為 $\bar{y}(n)$ 而非 $y(n)$ 。這是為了保持上文所揭示之適應性係數公式之記述法。合成回音 $\bar{e}(n)$ 為一輸送函數與施加至遠端信號 $x(n)$ 之 $L-1$ 階之脈衝響應 $\bar{s}(k)$ 之乘積，具體而言，

$$\bar{e}(n) = \sum_{k=0}^{L-1} \bar{s}^*(k)x(n-k). \quad (31)$$

由於回音合成器之脈衝響應已知，故適應性濾波器係數可初始化為合成回音之脈衝響應，即 $\bar{s}(k)=h(0,k)$ 。以此方式，初始消除合成回音。添加一合成回音分量保證近似誤差 $\hat{e}$ 不恆為零，因此防止適應性係數達到適應性係數一直為零之一狀態。由於合成回音係人工創造，故脈衝響應已知，因此線性適應性濾波器將消除合成回音。

在上述實施例中，已揭示線性適應性回音消除。除線性適應性回音消除外，亦可使用非線性處理抑制從一適應性回音消除系統留下的殘餘回音或甚至完全抑制回音。以前的非線性處理系統係非所要，其導致電話表現得像一直在

全雙工與半雙工操作間切換。

圖6圖解說明一全雙工副頻帶非線性處理系統。系統600接收遠端信號 $x(n)$ 以及在麥克風上所接收之包括與任何回音組合之近端信號之信號 $y(n)$ 。在一聯合時頻域情況中應用非線性處理。為達此目的，濾波器組602將遠端信號分為 M 個副頻帶即各信號 $x_i(n)$ 係形成自屬於第 i 個頻帶內之遠端信號之頻率分量。同樣地，濾波器組604將信號 $y(n)$ 細分為 M 個副頻帶。非線性處理單元610包括 M 個子單元612a、612b至612m，其等針對各副頻帶分量執行非線性處理。下文更詳細地描述非線性處理子單元。最後，合成濾波器組620將各副頻帶之經濾波之輸出信號 $z_i(n)$ 組合為一組合輸出信號 $z(n)$ 。在一實施例中，濾波器組係根據Y. Lu及J. M. Morris在IEEE Signal Processing Magazine第16卷第2期1999年3月所述之「Gabor Expansion for Adaptive Echo Cancellation」而構建。

圖7圖解說明除線性回音消除係藉由回音估計器304及減法器302執行外類似於圖6所述之非線性處理系統之一替代實施例。亦可存在為簡潔起見而未繪示之一適應性係數產生器。濾波器組702執行與濾波器組602相同之功能，且濾波器組704將線性回音消除器信號 $\tilde{z}(n)$ 之輸出細分為 M 個副頻帶分量 $\tilde{z}_i(n)$ 。非線性處理單元710包括 M 個子單元712a、712b至712m，其等針對各副頻帶分量執行非線性處理。最後，合成濾波器組720將各副頻帶之經濾波之輸出信號 $\tilde{z}_i(n)$ 組合為一組合輸出信號 $\tilde{z}(n)$ 。與非線性處理單元610不同，

本實施例中的非線性處理單元710係用於抑制殘餘回音而非完整回音。藉由非線性處理子單元針對各副頻帶執行非線性處理。

在一實施例中，使用柔和雜訊插入使得若遠端信號大於線性回音消除器之輸出達一預定臨限且/或輸出低於麥克風上所接收之信號達一不同預定臨限，則移除輸出。最常見情況下，柔和雜訊插入係表示為

$$z_i(n) = \begin{cases} g_1 \tilde{z}_i(n) + g_2 nc_i(n) & \text{if } \text{dist}\{d(n), \tilde{z}_i(n)\} > T_1 \text{ and/or } \text{dist}\{y_i(n), \tilde{z}_i(n)\} > T_2, \\ \tilde{z}_i(n) & \text{otherwise} \end{cases} \quad (32)$$

其中 $\text{dist}\{a(n), b(n)\}$ 係時間索引 n 下兩序列 $a(n)$ 與 $b(n)$ 之間之距離之量測值； T_1 與 T_2 為預定臨限且 $nc_i(n)$ 為柔和雜訊。兩序列間存在許多有用的距離量測值。一有用實例係現有信號值之間之距離（即， $\text{dist}\{a(n), b(n)\} = |a(n) - b(n)|$ ）。另一有用實例選取各樣本之最近 N 個樣本並諸如在方程式(33)及(34)中應用一向量距離運算：

$$\text{dist}\{a(n), b(n)\} = \sum_{l=0}^{N-1} |a(n-l) - b(n-l)| \quad (33)$$

$$\text{dist}\{a(n), b(n)\} = \sqrt{\sum_{l=0}^{N-1} |a(n-l) - b(n-l)|^2}. \quad (34)$$

與傳統柔和雜訊插入NLP方法不同，此柔和雜訊插入係按副頻帶逐個執行。衰減項 g_1 及 g_2 通常為0與1之間（包含0與1）之預定數值。在一實施例中， $g_1=0$ 及 $g_2=1$ 對應於一種柔和雜訊取代NLP方法，其中回音消除器之輸出完全被柔和雜訊取代。在另一實施例中，當 $g_1>0$ 時，回音消除器之輸出衰減但未移除且對應於傳統NLP中所使用之一「柔和」NLP方法。在又一實施例中，針對一些或所有副頻帶

$nc_i(n)=0$ ，即引入靜默而非柔和雜訊。

作為一實例，若與近端使用者相比，遠端使用者具有較低音調之語音，他們倆皆可說話，但是負責低頻之非線性處理子單元可取代所接收之麥克風信號，因為近端揚聲器之語音不會因具有較高音調而受影響。此外，來自遠端揚聲器之回音會被取代，因為回音通常在相同頻率範圍內。因此，殘餘回音被抑制且兩個使用者皆可談話。在未使用副頻帶NLP的情況下，在此雙邊談話期限期間任一使用者會被抑制或允許保留殘餘回音。此技術亦可應用於藉由非線性處理單元610而執行之NLP。

圖8係一基於副頻帶之回音消除系統之另一實施例。系統800與之前實施例之不同在於線性回音消除係根據副頻帶執行。濾波器組802將遠端信號 $x(n)$ 分為 M 個副頻帶分量。濾波器組804將信號 $y(n)$ 分為 M 個副頻帶分量。線性回音消除器810包括回音近似器812a、812b至812m及減法器814a、814b至814m，其等之各者在其等各自之副頻帶內執行線性回音消除。各者亦可包含一適應性係數產生器(未繪示)。非線性處理單元820包括 M 個子單元822a、822b至822m，其等針對各副頻帶分量執行非線性處理。最後，合成濾波器組830將各副頻帶之經濾波之輸出信號 $z_i(n)$ 組合為一組合輸出信號 $z(n)$ 。在各副頻帶內為具有一線性回音消除器及一NLP回音抑制器之一完整回音消除系統。

在另一實施例中，使用中心削波使得若在麥克風上針對特定副頻帶所接收之信號 $y_i(n)$ 低於一中心削波臨限，則簡

單將該信號移除。這在數學上可簡單表示為

$$z(n) = \begin{cases} \tilde{z}_i(n) & \text{if } \text{dist}\{y_i(n), 0\} > T, \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (35)$$

其中 T 為一預定臨限。按副頻帶逐個執行抑制，其允許在全雙工設定中之操作。

在另一實施例中，連同一合成濾波器組使用遠端衰減以重組特定頻率根據傳統遠端衰減 NLP 被衰減之遠端信號分量。

圖 9 圖解說明一副頻帶線性回音消除系統之另一實施例。除其無非線性處理單元 820 外，系統 900 類似於系統 800。由於各副頻帶係獨立之一線性回音消除系統，故可根據副頻帶獨立應用上文所衍生之最佳適應性係數，即各副頻帶可使用其自己的 $\mu_i(n)$ 。在各副頻帶中，可在一副頻帶內進行無法在全頻帶環境(下文將進一步討論)中進行之特定統計假設且因此一些平均值諸如 $P_{z_i, \varepsilon_i}^N(n)$ 更易於估計。

圖 10 繪示可與系統 600、700 及/或 800 一起使用之一副頻帶非線性處理單元。副頻帶非線性處理單元 1000 包括估計器單元 1002，其接收繪示為 $x_i(n)$ 之遠端信號之第 i 個副頻帶分量及在系統 600 之情況中繪示為 $y_i(n)$ 之所接收信號之第 i 個副頻帶分量或在系統 700 或 800 之情況中繪示為 $\tilde{z}_i(n)$ 之一線性回音消除器之輸出之第 i 個副頻帶分量。估計器單元 1002 計算一權重 $w_i(n)$ ，其係藉由比例調整器 1004 而應用至 $y_i(n)$ 或 $\tilde{z}_i(n)$ ，系統係取決於此而用於產生一輸出。數學上，

$$\begin{aligned} z_i(n) &= w_i(n)y_i(n) \\ &\text{或} \\ z_i(n) &= w_i(n)\tilde{z}_i(n) \end{aligned} \quad (36)$$

為簡化起見，在本實例中， $\tilde{y}_i(n)$ 係用於表示副頻帶非線性處理單元之輸入，其在系統600中等於 $y_i(n)$ 且在系統700或800中等於 $\tilde{z}_i(n)$ 。用於調整權重之一適應性方法係藉由下列方程式

$$w_i(n) = f(u_i(n)), \quad (37)$$

而決定，其中

$$u_i(n) = \mathcal{L} \left(\frac{\mathcal{A}_1\{|\tilde{y}_i(n)|^2\} - q_i^*(n, M) \mathcal{A}_1\{|x_i(n-M)|^2\}}{\mathcal{A}_2\{|\tilde{y}_i(n)|^2\} + \Delta_i} \right) \quad (38)$$

其中 Δ_i 為當時時間窗內 $\tilde{y}_i$ 為零時防止除數為零之情況之一常數。函數 f 通常為一非負單調遞增函數， $f(1)=1$ 。具體言之，可使用 $f(x)=x^\nu$ ，其中 ν 為一分數值。舉例而言， ν 可選擇為具有 $\frac{1}{2}$ 之一值，故 $f(x)=\sqrt{x}$ ，但是取決於應用亦可使用 ν 之其他值。函數 L 將結果限制為介於0與1之間(包含0與1)，更具體言之，

$$\mathcal{L}(x) = \max(0, \min(1, x)). \quad (39)$$

有關平均值， $\mathcal{A}_1\{|\tilde{y}_i(n)|^2\}$ 及 $\mathcal{A}_2\{|\tilde{y}_i(n)|^2\}$ 為 $|\tilde{y}_i(n)|^2$ 在兩個觀察窗內之平均值，雖然這些平均值可為不同觀察窗內之不同類型之平均值，但是它們通常被選擇為相同觀察窗內之相同類型之平均值。此外， $\mathcal{A}_1\{|x_i(n)|^2\}$ 為 $|x_i(n)|^2$ 在可能與 $|\tilde{y}_i(n)|^2$ 之觀察窗截然不同之另一觀察窗內之一平均值。數值 K 為得到 $|q_i(n, K)|$ 之最大值之數值。數量 $q_i(n, k)$ 係藉由

$$q_i(n, k) = \left| \frac{\mathcal{A}\{\tilde{y}_i(n)x(n-k)\}}{\mathcal{A}_2\{|x_i(n-k)|^2\}} \right| \quad (40)$$

而給定，其中 $\mathcal{A}_2\{|x_i(n)|^2\}$ 為 $|x_i(n)|^2$ 在一觀察窗內之一平均值。雖然通常將相同類型之平均值用於 $\mathcal{A}_1\{|x_i(n)|^2\}$ 及 $\mathcal{A}_2\{|x_i(n)|^2\}$ ，但是

用於 $A_1\{|x_i(n)|^2\}$ 之觀察窗通常小於用於 $A_2\{|x_i(n)|^2\}$ 之觀察窗。當使用算術平均值時，方程式(38)及(40)變為

$$u_i(n) = \mathcal{L} \left(\frac{P_{\tilde{y}_i \tilde{y}_i}^{N_1}(n) - q_i^*(n, K) P_{x_i x_i}^{N_2}(n - K)}{P_{\tilde{y}_i \tilde{y}_i}^{N_3}(n) + \Delta_i} \right) \quad (41)$$

及

$$q_i(n, k) = \left| \frac{P_{\tilde{y}_i x_i}^{N_4}(n, k)}{P_{x_i x_i}^{N_5}(n - k)} \right|, \quad (42),$$

其中 N_1 、 N_2 、 N_3 、 N_4 及 N_5 為觀察窗大小且

$$P_{xy}^N(n, k) = \sum_{l=0}^{N-1} x(n-l) y^*(n-l-k). \quad (43).$$

同樣地，若採用平滑平均值，則方程式(38)及(40)變為

$$u_i(n) = \mathcal{L} \left(\frac{\tilde{P}_{\tilde{y}_i \tilde{y}_i}^{\beta_1}(n) - q_i^*(n, K) \tilde{P}_{x_i x_i}^{\beta_2}(n - K)}{\tilde{P}_{\tilde{y}_i \tilde{y}_i}^{\beta_3}(n) + \Delta_i} \right) \quad (44)$$

及

$$q_i(n, k) = \left| \frac{\tilde{P}_{\tilde{y}_i x_i}^{\beta_4}(n, k)}{\tilde{P}_{x_i x_i}^{\beta_5}(n - k)} \right| \quad (45)$$

其中 β_1 、 β_2 、 β_3 、 β_4 及 β_5 與觀察窗大小成反比且

$$\tilde{P}_{xy}^a(n, k) = (1 - a) \tilde{P}_{xy}^a(n - 1, k) + a x_i(n) y_i^*(n - k). \quad (46)$$

方程式(38)實際為下列方程式之一近似項

$$u_i(n) = \mathcal{L} \left(\frac{\mathcal{A}_1\{|\tilde{y}_i(n)|^2\} - \mathcal{A}_1\{|e_i(n)|^2\}}{\mathcal{A}_2\{|\tilde{y}_i(n)|^2\} + \Delta_i} \right) \quad (47)$$

由於 $e_i(n)$ 無法直接獲得，故必須估計 $A_1\{|e_i(n)|^2\}$ 。本文所採用之方法找到在 k 之一範圍內使 $q_i(n, k)$ 最大化之一 K ，最大值係用於藉由方程式(48)決定 $A_1\{|e_i(n)|^2\}$ ，

$$\mathcal{A}_1\{|e_i(n)|^2\} \approx q_i^*(n, K) \mathcal{A}_1\{|x_i(n - K)|^2\}. \quad (48)$$

通常，範圍 k 為一小的數值， $q_i(n, k)$ 之最大值可藉由蠻力計算而決定。或者，針對 k 而選擇之範圍亦可基於可用於一

蠻力計算之資源而選擇。因此，可將方程式(37)之評估值視為首先使用方程式(47)估計平均回音乘冪 $A\{|e_i(n)|^2\}$ 及隨後應用函數 f 。

圖 11 繪示可與系統 600、700 及 / 或 800 一起使用之一副頻帶非線性處理單元之另一實施例。副頻帶非線性處理單元 1100 延伸處理超出一簡單權重至具有濾波係數 $w_i(n, k)$ 之一濾波器中。估計器單元 1102 估計這些權重且濾波器 1104 取決於所使用之系統將它們應用至信號 $\tilde{y}_i$ (y_i 或 $\tilde{z}_i$)。輸出信號係藉由

$$z_i(n) = \sum_{k=0}^K \tilde{y}_i(n - k - N) w_i(n, k). \quad (49)$$

而定義。

圖 12 繪示一回音消除器諸如系統 800 中所示之回音消除器之一副頻帶之一實施例。包括回音近似器 1202 及減法器 1204 之一線性回音消除器係連同包括估計器單元 1206 及比例調整器 1208 之一非線性處理單元一起繪示。除估計器單元 1206 具有可用於決定權重之合成回音 $\hat{e}(n)$ 外，估計器單元 1206 發揮與估計器單元 1002 類似之功能。比例調整器 1208 將權重應用至回音被消除之信號 $y_i(n)$ 。在本實施例中，權重仍藉由方程式(37)適應性地決定。但是， $\mu_i(n)$ 係藉由方程式(50)給定為：

$$u_i(n) = \mathcal{L} \left(\frac{\mathcal{A}_1\{|\tilde{y}_i(n)|^2\} - q_i^*(n) \mathcal{A}_1\{|x_i(n)|^2\}}{\mathcal{A}_2\{|\tilde{y}_i(n)|^2\} + \Delta_i} \right), \quad (50)$$

其中 $\mathcal{A}_1\{|\tilde{y}_i(n)|^2\}$ 及 $\mathcal{A}_2\{|\tilde{y}_i(n)|^2\}$ 為 $|\tilde{y}_i(n)|^2$ 在兩個觀察窗內之平均值，雖然這些平均值可為不同觀察窗內之不同類型之平均值，

但是它們通常被選擇為相同觀察窗內之相同類型之平均值。此外， $A\{|x_i(n)|^2\}$ 為 $A\{|x_i(n)|^2\}$ 在可能與 $|\tilde{y}_i(n)|^2$ 之觀察窗截然不同之另一觀察窗內之一平均值。此外， $q_i(n)$ 係藉由

$$q_i(n) = \frac{|\mathcal{A}\{y_i(n)\hat{e}_i^*(n)\}|^2}{\mathcal{A}_2\{|x_i(n)|^2\}\mathcal{A}\{|\hat{e}_i(n)|^2\}}, \quad (51)$$

而給定，其中 $A_2\{|x_i(n)|^2\}$ 為 $|x_i(n)|^2$ 在一觀察窗內之一平均值。雖然通常將相同類型之平均值用於 $A\{|x_i(n)|^2\}$ 及 $A_2\{|x_i(n)|^2\}$ ，但是用於 $A\{|x_i(n)|^2\}$ 之觀察窗通常小於用於 $A_2\{|x_i(n)|^2\}$ 之觀察窗。此外， $A\{y_i(n)\hat{e}_i^*(n)\}$ 及 $A\{|\hat{e}_i(n)|^2\}$ 為 $y_i(n)\hat{e}_i^*(n)$ 及 $|\hat{e}_i(n)|^2$ 各在可能與方程式(50)及(51)中之其他平均值相同或截然不同之一觀察窗內之一平均值。

當使用算術平均值時，方程式(50)及(51)變為

$$u_i(n) = \mathcal{L} \left(\frac{P_{\tilde{y}_i \tilde{y}_i}^{N_1}(n) - q_i^*(n) P_{x_i x_i}^{N_2}(n)}{P_{\tilde{y}_i \tilde{y}_i}^{N_3}(n) + \Delta_i} \right), \quad (52)$$

及

$$q_i(n) = \frac{|P_{y_i \hat{e}_i}^{N_4}(n)|^2}{P_{x_i x_i}^{N_5}(n) P_{\hat{e}_i \hat{e}_i}^{N_6}(n)}, \quad (53)$$

其中 N_1 、 N_2 、 N_3 、 N_4 、 N_5 及 N_6 皆為觀察窗大小。

同樣地，若採用平滑平均值，則方程式(50)及(51)變為

$$u_i(n) = \mathcal{L} \left(\frac{\tilde{P}_{\tilde{y}_i \tilde{y}_i}^{\beta_1}(n) - q_i^*(n) \tilde{P}_{x_i x_i}^{\beta_2}(n)}{\tilde{P}_{\tilde{y}_i \tilde{y}_i}^{\beta_3}(n) + \Delta_i} \right), \quad (54)$$

及

$$q_i(n) = \frac{|\tilde{P}_{y_i \hat{e}_i}^{\beta_4}(n)|^2}{\tilde{P}_{x_i x_i}^{\beta_5}(n) \tilde{P}_{\hat{e}_i \hat{e}_i}^{\beta_6}(n)}, \quad (55)$$

其中 β_1 、 β_2 、 β_3 、 β_4 、 β_5 及 β_6 與觀察窗大小成反比。

方程式(50)亦為一近似。特定言之，其為

$$u_i(n) = \mathcal{L} \left(\frac{\mathcal{A}_1\{|\tilde{y}_i(n)|^2\} - \mathcal{A}\{|\epsilon_i(n)|^2\}}{\mathcal{A}_2\{|\tilde{y}_i(n)|^2\} + \Delta_i} \right) \quad (56)$$

之一近似項，其中 $\mathcal{A}_1\{|\epsilon_i(n)|^2\}$ 為殘餘回音在一觀察窗內之平均乘冪。藉由使用下列近似項

$$\mathcal{A}\{|\epsilon_i(n)|^2\} \approx q_i^*(n) \mathcal{A}_1\{|x_i(n)|^2\}, \quad (57)$$

而得到方程式(50)。再次，決定權重之過程可視作首先大致估計殘餘回音之平均乘冪，隨後使用方程式(56)並應用函數 f 。

應注意，近似項(48)及(57)之數學依據係依靠簡化假設，即在一特定副頻帶內，信號具有白色雜訊性質，即它們的頻率回應實質平坦。雖然跨所有頻率之一信號的情況並非如此，但是若選擇的副頻帶夠窄，則各信號將大致展現白色雜訊性質。在一特定副頻帶之情況中使估計這些數量變得困難之一些交叉相關項可假設為零，簡化回音及殘餘回音之估計值。

由於如今在一副頻帶內可以估計回音功率及殘餘回音功率，故無法針對一全時域信號簡單估計之數量以及基於殘餘回音或回音之其他平均值諸如 $P_{z,\epsilon_i}^N(n)$ 或更通用地 $\mathcal{A}\{|z_i(n)\epsilon_i^*(n)|^2\}$ 亦可在各副頻帶中更方便地估計，其隨後可供應至任何附接之線性回音消除器。

圖 13 繪示一回音消除器諸如系統 800 中所示之回音消除器之一副頻帶之另一實施例。包括回音近似器 1302、減法器 1304 及適應性係數產生器 1310 之一線性回音消除器係連同包括估計器單元 1306 及比例調整器 1308 之一非線性處理單元一起繪示。除估計器單元 1306 可提供資訊至回音近似

器 1302，舉例而言，其可供應 $P_{\hat{\varepsilon}_i}^N$ 或 $A\{\hat{\varepsilon}_i(n)\varepsilon_i^*(n)\}^2$ 之一近似項至可用於調整回音估計器 1302 之適應性係數之適應性係數產生器 1310 外，估計器單元 1306 發揮與估計器單元 1206 類似之功能。

如使用回音消除器 400 及 500 之特定實施方案，回音消除/抑制系統 600、700、800、及 900 之各種組件包含任何柔和雜訊插入模組、中心削波模組、比例調整器及/或估計器單元可實施為硬體或藉由一處理器諸如一 DSP 執行之軟體或韌體指令。其亦可為軟體或韌體及專用電路之一組合。

圖 14 繪示包含一混合電路之一電話通信系統。在電話中，回音亦可藉由一混合電路而產生。在電話 102 與電話 112 之間之一呼叫期間，電話 102 發射信號 104 且接收信號 106。信號 104 及 106 穿過作為電話網路之一部分之至少一混合電路 1402。該混合電路 1402 反射回一版本之信號 104 (其係繪示為混合回音 1404) 至信號 106。多個回音源之存在導致上述回音消除及抑制系統之數個替代實施方案。雖然回音消除/抑制係繪示在一電話通信系統 (其中回音消除系統係併入電話中以解決聲學回音) 中，但是可採用與上述相同之系統以解決電子混合回音或可解決兩種類型之回音。

圖 15 繪示一種電話通信系統，其中一回音消除器內建於或附接至混合電路。回音消除器 1502 係經設計以移除混合電路 108 所導致之混合回音。本方法之優點及不足係回音消除器僅解決混合電路 108 所導致之回音。由於解決一種

類型之回音，故其更簡單，但是其亦留下聲學回音118。

圖16繪示一種電話通信系統，其中一回音消除器係內建於一電話中。在本實例中，從電話1602的角度看，信號104為近端信號且信號106為遠端信號。與電話102不同，電話1602中的回音消除器1604消除電話112所導致之聲學回音。其亦可消除混合回音。實際上，單一個電話可採用如本文所示之一「內傳」回音消除器及一「外傳」回音消除器，其中內傳回音消除器解決遠端電話及/或混合電路所導致之回音且外傳回音消除器解決本端聲學回音。

應注意上述實施例僅為可行實施方案之實例。在不脫離本揭示內容之原理的情況下可對上述實施例進行許多變化及修改。舉例而言，雖然本揭示內容係參考一電話通信系統而陳述，但是本文所揭示之回音消除系統及抑制系統可應用至任何雙向通信系統且特定言之任何展現聲學回音之系統，尤其是具有帶一鄰近揚聲器之一麥克風之裝置。作為一實例，其可應用至一個人電腦中所採用之通信軟體或系統以驅動一VoIP系統。在本揭示內容內之所有此等修改及變化旨在包含於本文中且受下列申請專利範圍的保護。

【圖式簡單說明】

圖1圖解說明一典型電話系統；

圖2圖解說明一典型回音消除系統；

圖3係一典型回音消除系統之一信號處理圖；

圖4圖解說明一回音消除系統之一例示性實施例；

圖5圖解說明使用使用一合成回音之適應性系統之一線

性適應性回音消除器；

圖6圖解說明一全雙工副頻帶非線性處理系統；

圖7圖解說明具有一線性回音消除器之一全雙工副頻帶非線性處理系統；

圖8圖解說明具有諸副頻帶線性回音消除器之一全雙工副頻帶非線性處理系統；

圖9圖解說明具有諸副頻帶線性回音消除器之一回音消除系統；

圖10繪示一副頻帶非線性處理單元之一例示性實施例；

圖11繪示一副頻帶非線性處理單元之另一實施例；

圖12繪示具有一副頻帶線性回音消除器之一副頻帶非線性處理單元之一實施例；

圖13繪示具有一副頻帶線性回音消除器之一副頻帶非線性處理單元之另一實施例；

圖14繪示包含一混合電路之一電話通信系統；

圖15繪示一回音消除器係內建於或附接至混合電路之一電話通信系統；及

圖16繪示一回音消除器係內建於一電話中之另一電話通信系統。

【主要元件符號說明】

102	電話
104	信號
106	信號
112	電話

114	揚聲器
116	麥克風
118	電話
202	聲學信號
300	回音消除器
302	減法器
304	回音近似器
306	回音轉移函數
308	加法器
400	回音消除系統
402	適應性係數產生器
410	虛線框
500	回音消除器
502	回音合成器
504	加法器
602	濾波器組
604	濾波器組
610	非線性處理單元
612a-612m	子單元
620	合成濾波器組
702	濾波器組
704	濾波器組
710	非線性處理單元
712a-712m	子單元

720	合成濾波器組
802	濾波器組
804	濾波器組
810	線性回音消除器
812a-812m	回音近似器
814a-814m	減法器
822a-822m	子單元
820	非線性處理單元
830	合成濾波器組
900	系統
1000	副頻帶非線性處理單元
1002	估計器單元
1004	比例調整器
1100	副頻帶非線性處理單元
1102	估計器單元
1104	濾波器
1202	回音近似器
1204	減法器
1206	估計器單元
1208	比例調整器
1302	回音近似器
1304	減法器
1306	估計器單元
1308	比例調整器

1402	混合電路
1404	混合回音
1502	回音消除器
1602	電話
1604	回音消除器
$d(n)$	近端信號
$e(n)$	回音
$\bar{e}(n)$	回音
$\hat{e}(n)$	近似回音
$h(n,k)$	脈衝響應
$s(k)$	脈衝響應
$\bar{s}(k)$	脈衝響應
$\mu(n)$	適應性係數
$w_i(n)$	濾波係數
$w_i(n,k)$	濾波係數
$x(n)$	遠端信號
$x_i(n)$	信號
$y(n)$	信號
$y_i(n)$	副頻帶分量
$\bar{y}(n)$	信號
$z(n)$	信號
$z_i(n)$	信號
$\tilde{z}(n)$	信號
$\tilde{z}_i(n)$	副頻帶分量

發明專利說明書

(本說明書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※申請案號：100100695

※申請日：100.1.7

※IPC 分類：H04M 9/08 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

用於回音消除及回音抑制之系統及方法

SYSTEMS AND METHODS FOR ECHO CANCELLATION AND
ECHO SUPPRESSION

二、中文發明摘要：

傳統上，回音消除已採用線性適應性濾波器以消除一雙向通信系統中的回音。適應性速率通常為動態且隨時間而變化。本文揭示在存在背景雜訊時、雙邊談話期間及回音路徑改變時表現良好的新穎適應性速率。此外，可進一步以使用聯合時頻域處理執行之非線性處理抑制回音或殘餘回音。

三、英文發明摘要：

Traditionally, echo cancellation has employed linear adaptive filters to cancel echoes in a two way communication system. The rate of adaptation is often dynamic and varies over time. Disclosed are novel rates of adaptation that perform well in the presence of background noise, during double talk and with echo path changes. Additionally, the echo or residual echo can further be suppressed with non-linear processing performed using joint frequency-time domain processing.

七、申請專利範圍：

1. 一種在一雙向通信系統中消除一遠端信號之一回音之方法，其包括：

藉由應用一轉移函數至該遠端信號以產生一近似回音而大致估計該回音，該轉移函數具有一脈衝回應及一階；

從包括一近端信號及該回音之一所接收信號中減去該近似回音以產生一輸出信號；

產生一適應性係數；

藉由基於該適應性係數修改該脈衝回應而調適該轉移函數；

該適應性係數係藉由將一估計函數所產生之一值除以該遠端信號在一第一觀察窗內之一總能量與一預定常數之一總和而產生；

該估計函數基於該所接收信號、該輸出信號、該遠端信號及/或該近似回音而產生一值。

2. 如請求項1之方法，其中該總能量為 $|x(n)|^2$ 在該第一觀察窗內之一平均值乘以該轉移函數之該階，其中該平均值為一算術平均值或一平滑平均值，其中該第一觀察窗具有等於該轉移函數之該階之一大小，且其中 $|x(n)|$ 為該遠端信號，且 n 為一取樣時間索引。

3. 如請求項1之方法，其進一步包括：

合成一合成回音；及

將該合成回音加至該所接收信號。

4. 如請求項1之方法，其中該估計函數所產生之該值為具有一分母及一分子之一比率，其係增至一預定乘冪，其中該分子為 $z(n)\hat{e}^*(n)$ 在一第二觀察窗內之一平均值之實數部分或絕對值，且該分母為 $|z(n)|$ 在一第三觀察窗內之一平均值與 $|y(n)|$ 在一第四觀察窗內之一平均值之乘積，其中 $z(n)$ 為該輸出信號， $\hat{e}^*(n)$ 為該近似回音之複數共軛， $y(n)$ 為該所接收信號，及 n 為一取樣時間索引。

5. 如請求項4之方法，該第二觀察窗、該第三觀察窗及該第四觀察窗具有相同大小。

6. 如請求項5之方法，其中 $z(n)\hat{e}^*(n)$ 之該平均值為一平滑平均值或一算術平均值；

其中 $|z(n)|$ 之該平均值為 $|z(n)|$ 之一平滑平均值、 $|z(n)|^2$ 之平滑平均值之平方根、 $|z(n)|$ 之一算術平均值或 $|z(n)|$ 之一均方根平均值；及

其中 $|y(n)|$ 之該平均值為 $|y(n)|$ 之一平滑平均值、 $|y(n)|^2$ 之平滑平均值之平方根、 $|y(n)|$ 之一算術平均值或 $|y(n)|$ 之一均方根平均值。

7. 如請求項1之方法，其進一步包括：

將該遠端信號分為諸遠端副頻帶信號；

將該所接收信號分為諸所接收副頻帶信號；及

從諸輸出副頻帶信號中合成該輸出信號；

其中對至少一副頻帶執行大致估計一回音、減去該近似回音、產生一適應性係數及調適該轉移函數之該等步驟。

8. 一種回音消除系統，其包括：

一回音近似器，其係可操作以應用具有一脈衝回應及一階之一轉移函數至一遠端信號並產生一近似回音；

一減法器，其係可操作以從包括一近端信號及該遠端信號之一回音之一所接收信號中減去該近似回音以產生一輸出信號；

用於產生一適應性係數之一構件；

其中該轉移函數之該脈衝回應係基於該適應性係數而修改。

9. 如請求項8之回音消除系統，其中用於產生該適應性係數之該構件包括一適應性係數產生器，其藉由將一估計函數所產生之一值除以該遠端信號在一第一觀察窗內之一總能量與一預定常數之一總和而產生該適應性係數；

該估計函數基於該所接收信號、該輸出信號、該遠端信號及/或該近似回音而產生一值。

10. 如請求項8之回音消除系統，其進一步包括：

一回音合成器，其係可操作以從該遠端信號中產生一合成回音；及

一加法器，其係可操作以將該合成回音加至該所接收信號。

11. 如請求項9之回音消除系統，其中該估計函數所產生之該值為具有一分母及一分子之一比率，其係增至一預定乘冪，其中該分子為 $z(n)\hat{e}^*(n)$ 在一第二觀察窗內之一平均值之實數部分或絕對值，且該分母為 $|z(n)|$ 在一第三觀察

窗內之一平均值與 $|y(n)|$ 在一第四觀察窗內之一平均值之乘積，其中 $z(n)$ 為該輸出信號， $\hat{e}^*(n)$ 為該近似回音之複數共軛， $y(n)$ 為該所接收信號，及 n 為一取樣時間索引。

12. 如請求項 11 之回音消除系統，其中 $z(n)\hat{e}^*(n)$ 之該平均值為一平滑平均值或一算術平均值；

其中 $|z(n)|$ 之該平均值為 $|z(n)|$ 之一平滑平均值、 $|z(n)|^2$ 之平滑平均值之平方根、 $|z(n)|$ 之一算術平均值或 $|z(n)|$ 之一均方根平均值；

其中 $|y(n)|$ 之該平均值為 $|y(n)|$ 之一平滑平均值、 $|y(n)|^2$ 之平滑平均值之平方根、 $|y(n)|$ 之一算術平均值或 $|y(n)|$ 之一均方根平均值；及

其中該總能量為 $|x(n)|^2$ 在該第一觀察窗內之一平均值乘以該轉移函數之該階，其中該第一觀察窗具有等於該轉移函數之該階之一大小，且其中該平均值為一算術平均值或一平滑平均值。

13. 一種回音抑制器，其包括：

一第一濾波器組，其係用於將一遠端信號分為複數個遠端副頻帶信號；

一第二濾波器組，其係用於將一輸入信號分為複數個輸入副頻帶信號；

複數個非線性處理單元，其中各非線性處理單元接收該複數個遠端副頻帶信號之一者及該複數個輸入副頻帶信號之一者並產生回音被抑制之一輸出副頻帶信號；及

一第三濾波器組，其係用於從所有該等輸出副頻帶信

號中合成一組合輸出信號。

14. 如請求項13之回音抑制器，其中該輸入信號係接收自一線性回音消除信號。
15. 如請求項13之回音抑制器，其中各非線性處理單元應用中心削波(central clipping)。
16. 如請求項13之回音抑制器，其進一步包括複數個線性回音消除系統，各線性回音消除系統係耦合至該等非線性處理單元之各者，且各線性回音消除系統包括可操作以大致估計來自該遠端副頻帶信號之一近似回音之一回音近似器及可操作以從該輸入副頻帶信號中減去該近似回音之一減法器。
17. 如請求項16之回音抑制器，其中各非線性處理單元應用柔和雜訊插入。
18. 如請求項16之回音抑制器，其中各非線性處理單元包括可操作以接收該輸入副頻帶信號與該遠端副頻帶信號之一估計器單元及一比例調整器，其中該估計器決定一比例因數以應用至該輸入副頻帶信號且該比例調整器藉由該比例因數而按比例調整該輸入副頻帶信號。
19. 如請求項13之回音抑制器，其中各非線性處理單元包括一估計器單元及具有諸濾波係數之一濾波器，其中該估計器決定該等濾波係數且該濾波器係應用至該輸入副頻帶信號。
20. 如請求項13之回音抑制器，其中各非線性處理單元包括可操作以接收該輸入副頻帶信號、該近似回音及該遠端

副頻帶信號之一估計器單元及一比例調整器，其中該估計器決定一比例因數以應用至該輸入副頻帶信號且該比例調整器藉由該比例因數而按比例調整該輸入副頻帶信號。

21. 一種在一雙向通信系統中之回音抑制方法，其包括：

將一遠端信號分為對應於一預定組之副頻帶之複數個遠端副頻帶信號；

將一輸入信號分為複數個輸入副頻帶信號；

針對各輸入副頻帶信號，使用來自該複數個遠端副頻帶信號之一對應遠端副頻帶而應用非線性處理至該輸入副頻帶信號以產生回音被抑制之一輸出副頻帶信號；及

從該等輸出副頻帶信號中合成一組合輸出信號。

22. 如請求項21之方法，其進一步包括：

用一回音消除系統消除一接收信號中之一回音以產生該輸入信號。

23. 如請求項21之方法，其中應用非線性處理包括應用中心削波。

24. 如請求項21之方法，其進一步包括：

針對輸入副頻帶信號，大致估計來自該對應遠端副頻帶信號之一近似回音並從該輸入副頻帶信號中減去該近似回音。

25. 如請求項24之方法，其中應用非線性處理包括應用柔和雜訊插入。

26. 如請求項21之方法，其中應用非線性處理包括：

決定一比例因數；及

藉由該比例因數而按比例調整該輸入副頻帶信號。

27. 如請求項26之方法，其中決定一比例因數包括：

大致估計該輸入副頻帶信號中之一回音之一平均乘
 冪；

計算

$$\frac{\mathcal{A}_1\{|\tilde{y}_i(n)|^2\} - \mathcal{A}\{|e_i(n)|^2\}}{\mathcal{A}_2\{|\tilde{y}_i(n)|^2\} + \Delta_i},$$

以產生一第一計算值，其中 $\mathcal{A}\{|e_i(n)|^2\}$ 為回音在一第一觀察窗內之一平均乘冪， $\mathcal{A}_1\{|\tilde{y}_i(n)|^2\}$ 為 $|\tilde{y}_i(n)|^2$ 在一第二觀察窗內之一第一平均值， $\mathcal{A}_2\{|\tilde{y}_i(n)|^2\}$ 為 $|\tilde{y}_i(n)|^2$ 在一第三觀察窗內之一第二平均值， Δ_i 為一預定數，且 $\tilde{y}_i(n)$ 為該輸入副頻帶信號；

將該第一計算值限於0、1或其間之一數值並應用一單調遞增函數至該第一計算值以產生該比例因數。

28. 如請求項27之方法，其中 $\mathcal{A}_1\{|\tilde{y}_i(n)|^2\} = \mathcal{A}_2\{|\tilde{y}_i(n)|^2\}$ 。

29. 如請求項27之方法，其中大致估計進一步包括：

決定一值 K ，其得出 $q_i(n, k)$ 在 k 之一預定範圍內之一最大值，其中 k 為一整數；及

將 $q_i(n, k)$ 乘以 $\mathcal{A}_1\{x_i(n-K)^2\}$ 以產生該平均乘冪，其中

$$q_i(n, k) = \left| \frac{\mathcal{A}\{\tilde{y}_i(n)x(n)\}}{\mathcal{A}_2\{|x_i(n-k)|^2\}} \right|,$$

且 $\mathcal{A}_1\{x_i(n)^2\}$ 為 $|x_i(n)|^2$ 在一第四觀察窗內一第一平均值，

$\mathcal{A}_2\{x_i(n)^2\}$ 為 $|x_i(n)|^2$ 在一第五觀察窗內之一第二平均值，及

$\mathcal{A}\{\tilde{y}_i(n)x(n)\}$ 為 $\tilde{y}_i(n)x(n)$ 在一第六觀察窗內之一平均值。

30. 如請求項29之方法，其中

$A_1\{|\tilde{y}_i(n)|^2\}$ 為 $|\tilde{y}_i(n)|^2$ 在該第二觀察窗內之一算術平均值或 $|\tilde{y}_i(n)|^2$ 在該第二觀察窗內之一平滑平均值，

$A_2\{|\tilde{y}_i(n)|^2\}$ 為 $|\tilde{y}_i(n)|^2$ 在該第三觀察窗內之一算術平均值或 $|\tilde{y}_i(n)|^2$ 在該第三觀察窗內之一平滑平均值，

$A_1\{|x_i(n)|^2\}$ 為 $|x_i(n)|^2$ 在該第四觀察窗內之一算術平均值或 $|x_i(n)|^2$ 在該第四觀察窗內之一平滑平均值，

$A_2\{|x_i(n)|^2\}$ 為 $|x_i(n)|^2$ 在該第五觀察窗內之一算術平均值或 $|x_i(n)|^2$ 在該第五觀察窗內之一平滑平均值，

$A\{\tilde{y}_i(n)x(n)\}$ 為 $\tilde{y}_i(n)x(n)$ 在該第六觀察窗內之一算術平均值或 $\tilde{y}_i(n)x(n)$ 在該第六觀察窗內之一平滑平均值。

31. 如請求項24之方法，其中應用非線性處理包括：

決定一比例因數；及

藉由該比例因數按比例調整該輸入副頻帶信號；

該決定一比例因數包括：

大致估計該輸入副頻帶信號中之一殘餘回音之一平均乘冪；

計算

$$\frac{\mathcal{A}_1\{|\tilde{y}_i(n)|^2\} - \mathcal{A}\{|\epsilon_i(n)|^2\}}{\mathcal{A}_2\{|\tilde{y}_i(n)|^2\} + \Delta_i}$$

以產生一第一計算值，

其中 $\mathcal{A}\{|\epsilon_i(n)|^2\}$ 為該殘餘回音在一第一觀察窗內之一平均乘冪， $\mathcal{A}_1\{|\tilde{y}_i(n)|^2\}$ 為 $|\tilde{y}_i(n)|^2$ 在一第二觀察窗內之一第一平均值， $\mathcal{A}_2\{|\tilde{y}_i(n)|^2\}$ 為 $|\tilde{y}_i(n)|^2$ 在一第三觀察窗內之一第二平均值， Δ_i 為一預定數，及 $\tilde{y}_i(n)$ 為該輸入副頻帶信號；

將該第一計算值限於0、1或其間之一數值並應用一單

調遞增函數至該第一計算值以產生該比例因數。

32. 如請求項31之方法，大致估計進一步包括：

將 $q_i(n)$ 乘以 $A\{|x_i(n)|^2\}$ 以產生該平均乘冪，其中

$$q_i(n) = \frac{|\mathcal{A}\{y_i(n)\hat{e}_i^*(n)\}|^2}{\mathcal{A}_2\{|x_i(n)|^2\}\mathcal{A}\{|\hat{e}_i(n)|^2\}}$$

且 $A\{|x_i(n)|^2\}$ 為 $|x_i(n)|^2$ 在一第四觀察窗內之一第一平均值，
 $A_2\{|x_i(n)|^2\}$ 為 $|x_i(n)|^2$ 在一第五觀察窗內之一第二平均值，及
 $A\{y_i(n)\hat{e}_i^*(n)\}$ 為 $y_i(n)\hat{e}_i^*(n)$ 在一第六觀察窗內之一平均值。

33. 如請求項32之方法，其中

$A\{|\tilde{y}_i(n)|^2\}$ 為 $|\tilde{y}_i(n)|^2$ 在該第二觀察窗內之一算術平均值或
 $|\tilde{y}_i(n)|^2$ 在該第二觀察窗內之一平滑平均值，

$A_2\{|\tilde{y}_i(n)|^2\}$ 為 $|\tilde{y}_i(n)|^2$ 在該第三觀察窗內之一算術平均值或
 $|\tilde{y}_i(n)|^2$ 在該第三觀察窗內之一平滑平均值，

$A\{|x_i(n)|^2\}$ 為 $|x_i(n)|^2$ 在該第四觀察窗內之一算術平均值或
 $|x_i(n)|^2$ 在該第四觀察窗內之一平滑平均值，

$A_2\{|x_i(n)|^2\}$ 為 $|x_i(n)|^2$ 在該第五觀察窗內之一算術平均值或
 $|x_i(n)|^2$ 在該第五觀察窗內之一平滑平均值，及

$A\{y_i(n)\hat{e}_i^*(n)\}$ 為 $y_i(n)\hat{e}_i^*(n)$ 在該第六觀察窗內之一算術平均值
或 $y_i(n)\hat{e}_i^*(n)$ 在該第六觀察窗內之一平滑平均值。

八、圖式：

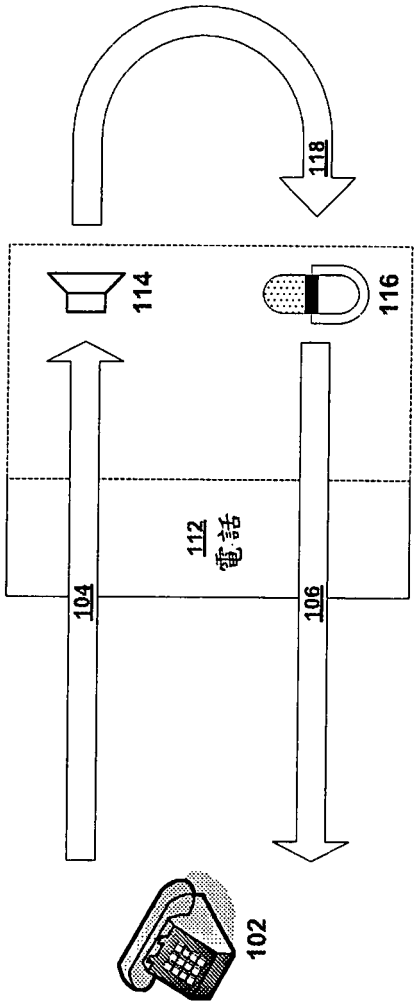


圖 1

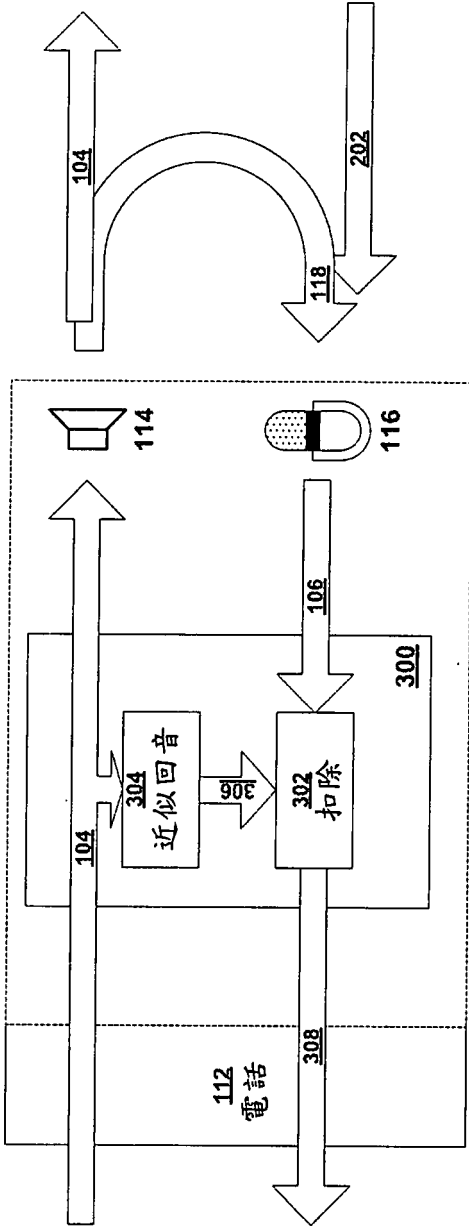


圖 2

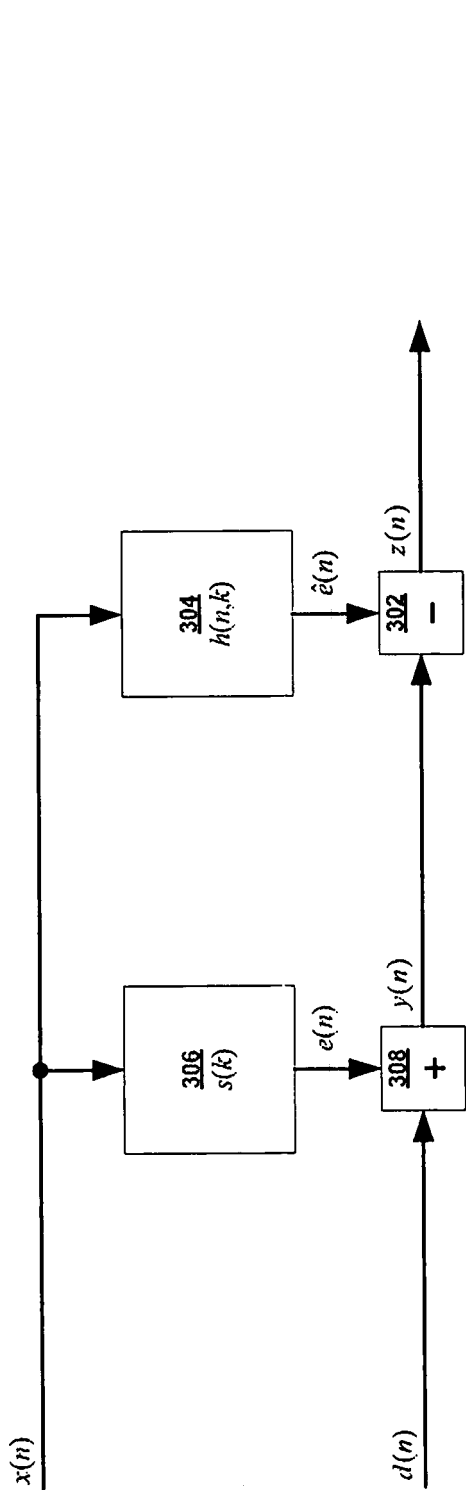


圖 3

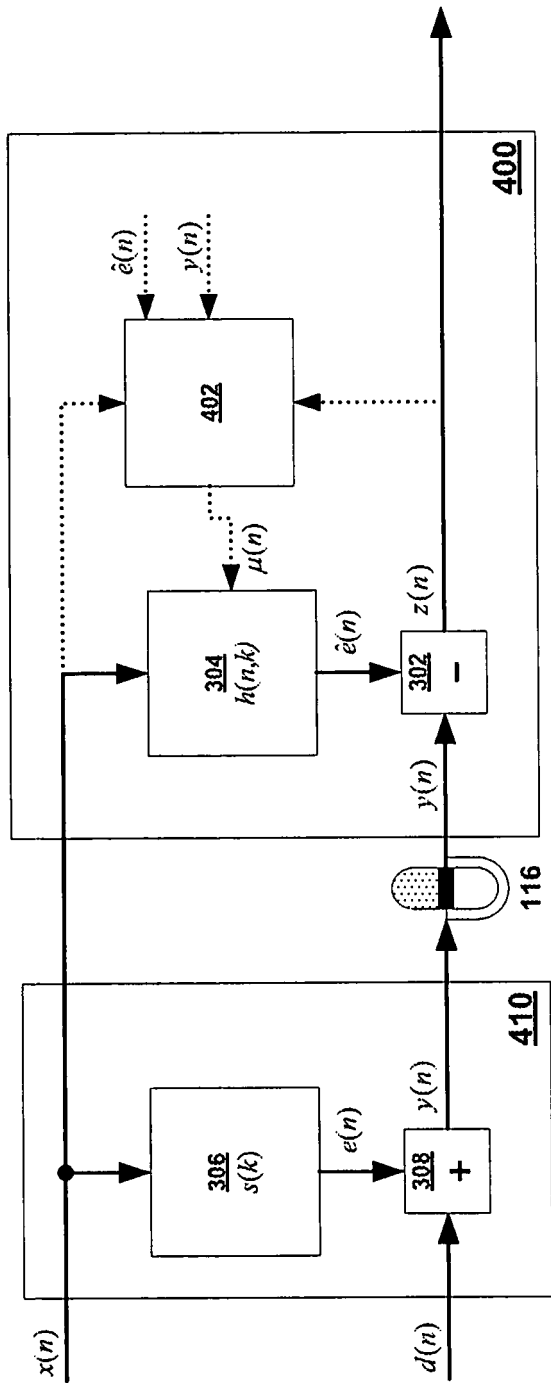


圖 4

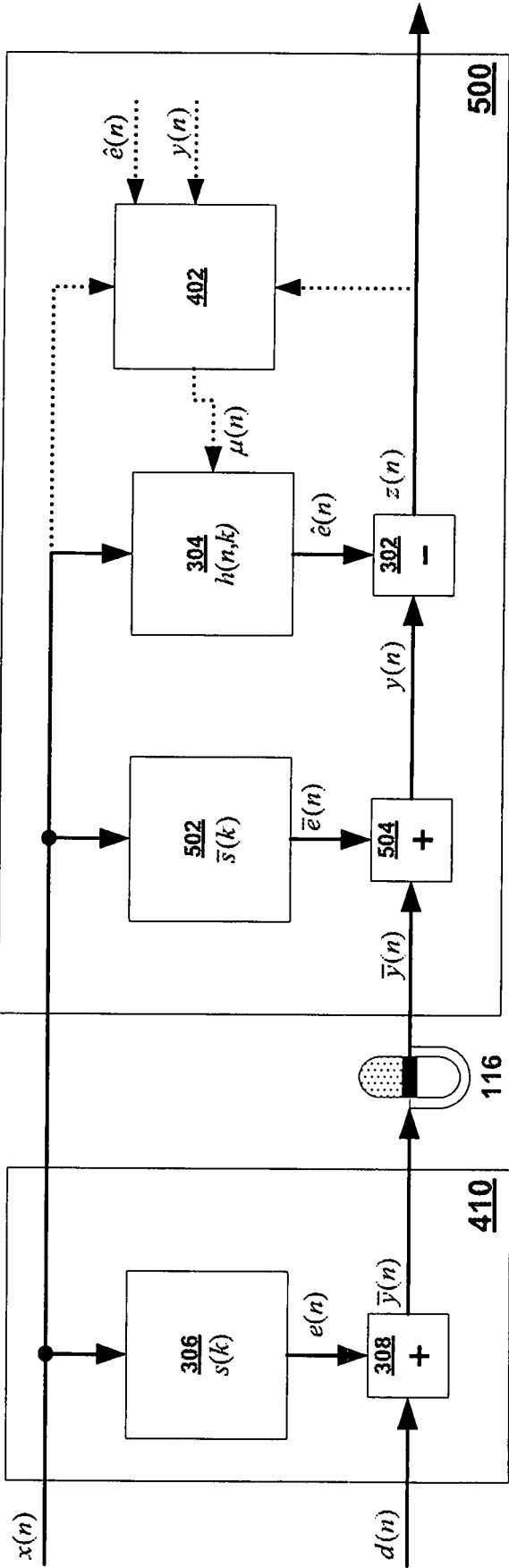


圖 5

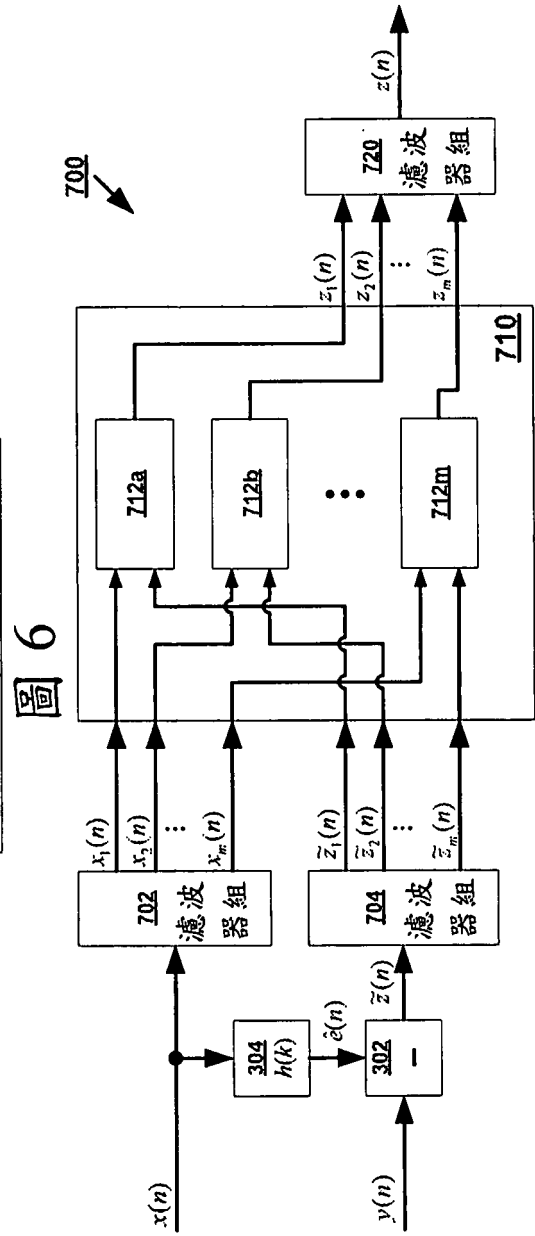
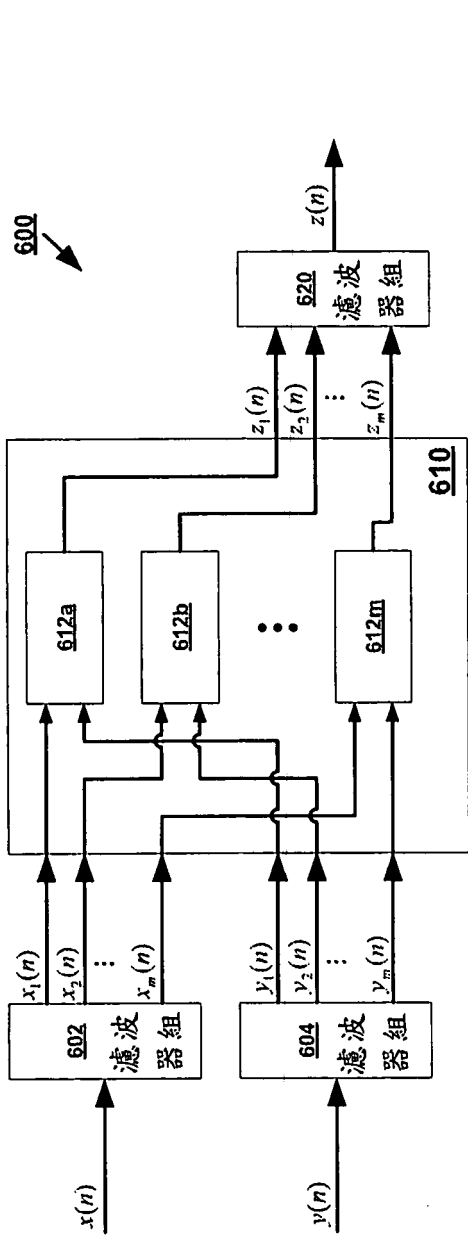


圖 7

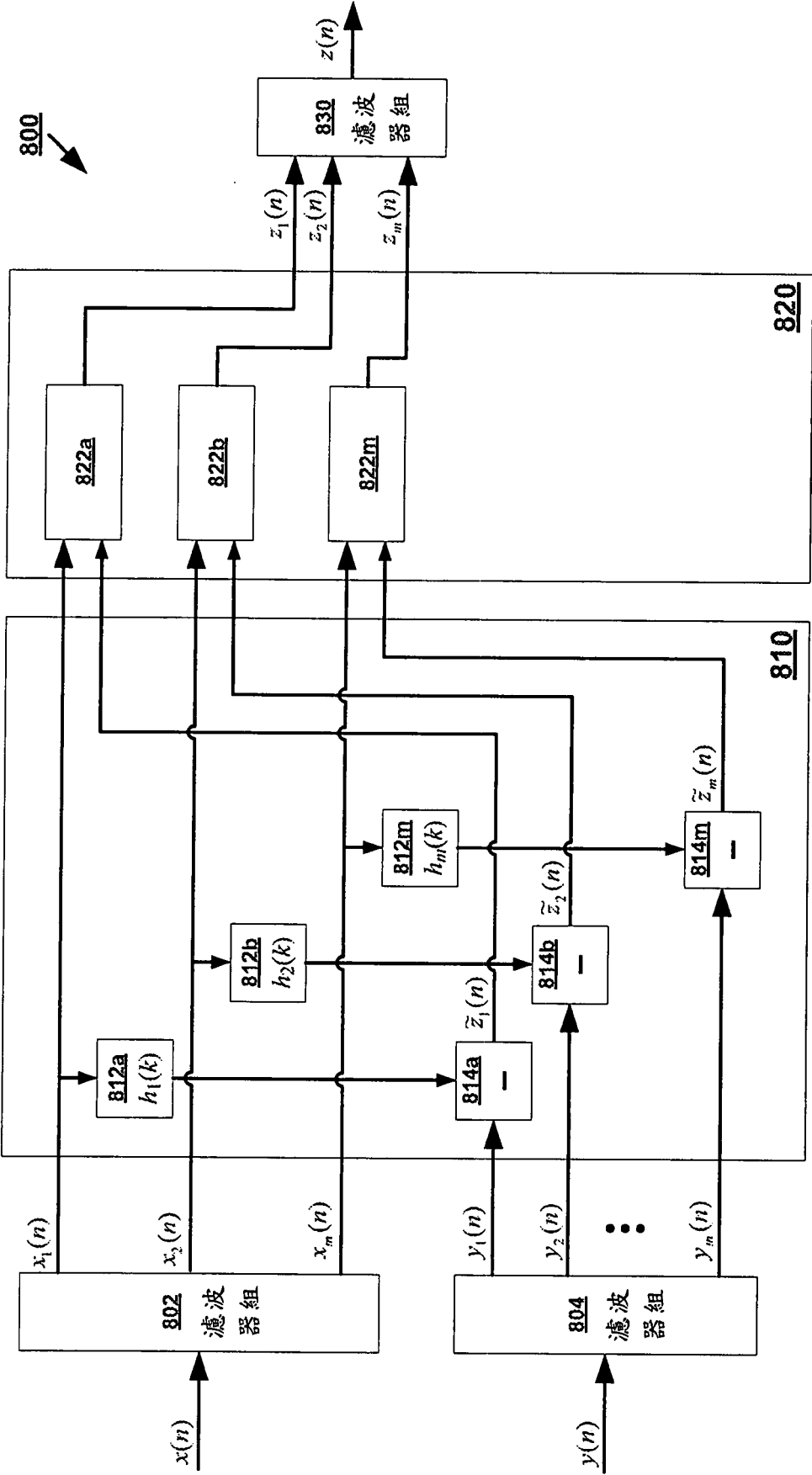


圖 8

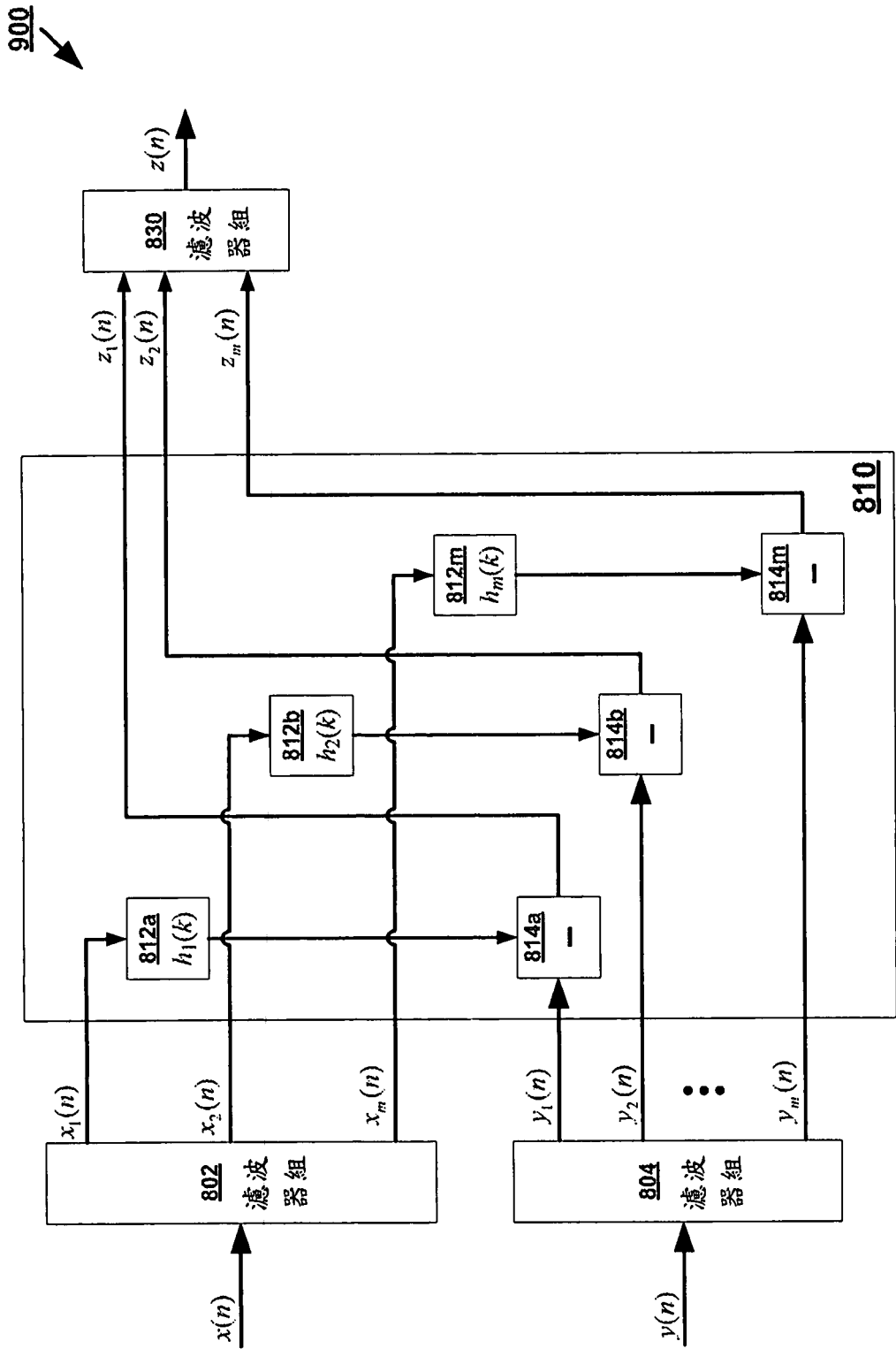


圖 9

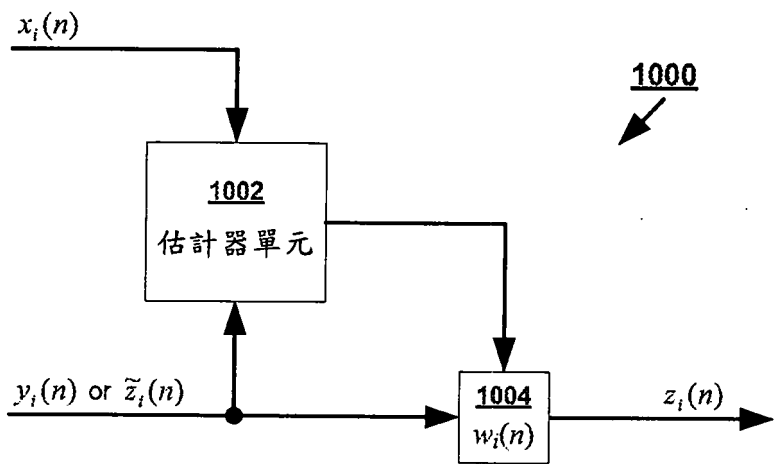


圖 10

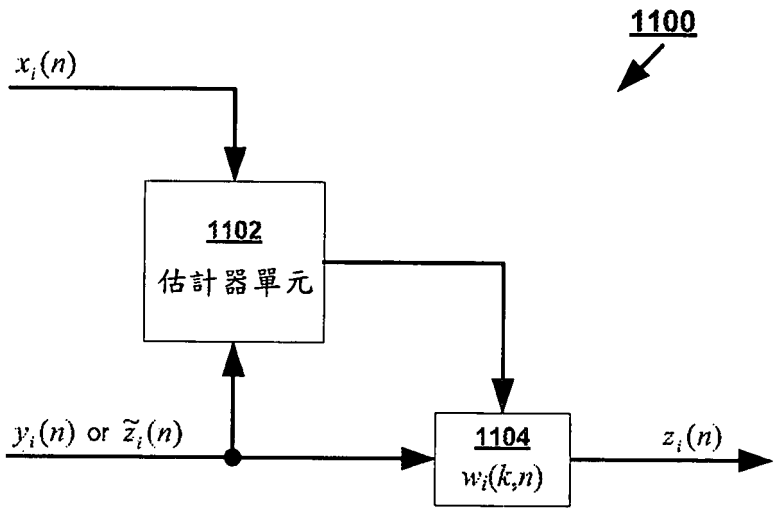


圖 11

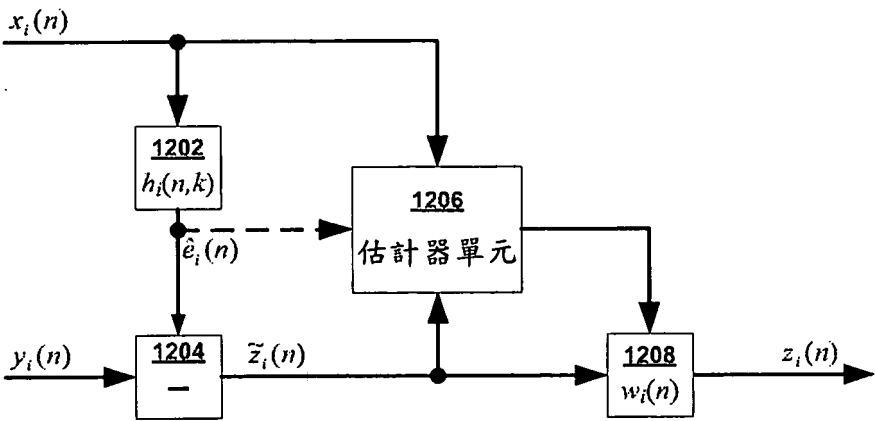


圖 12

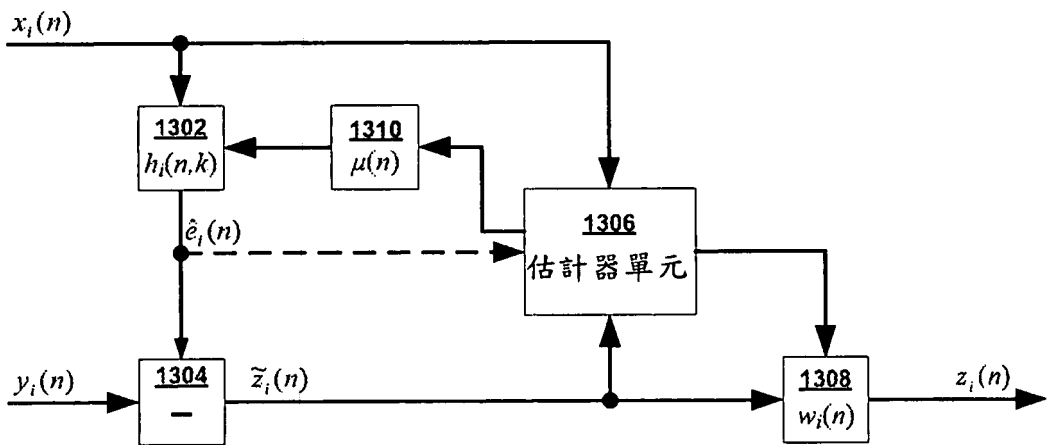


圖 13

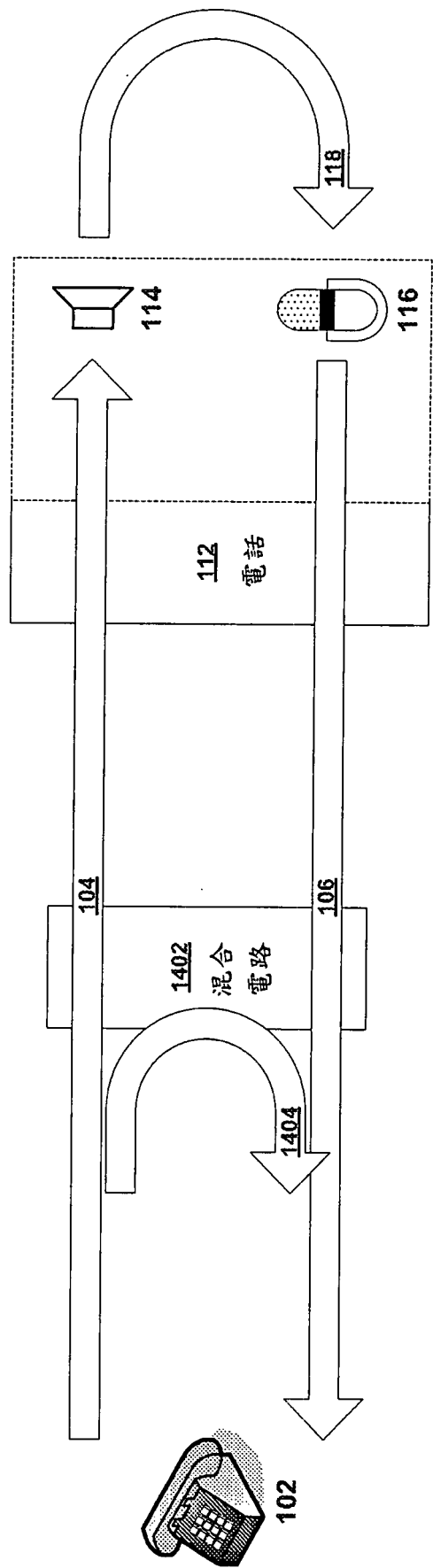


圖 14

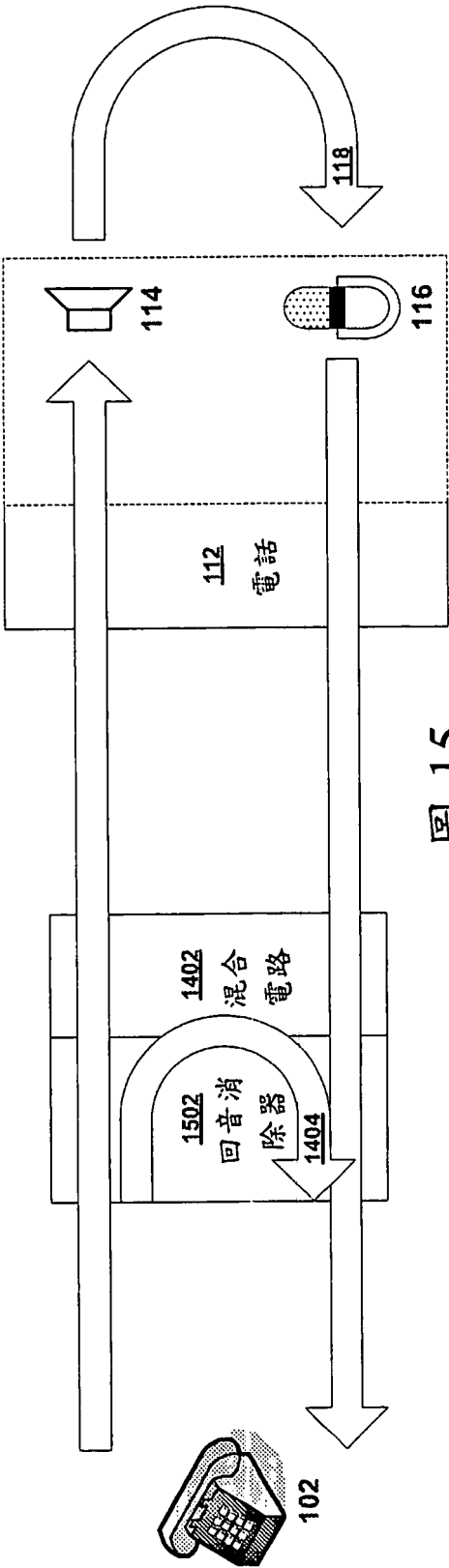


圖 15

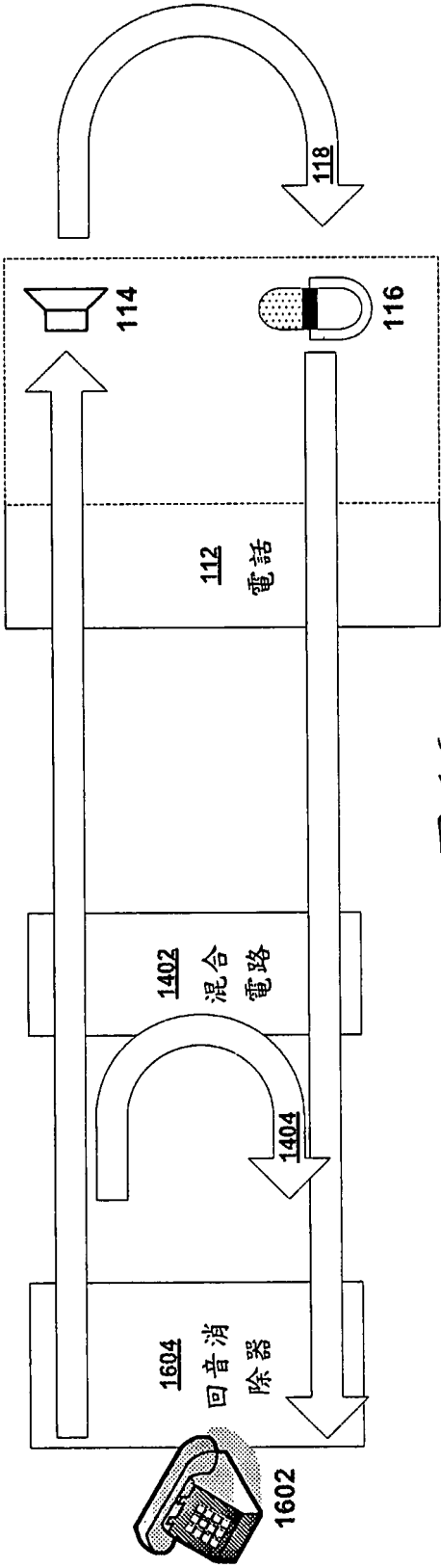


圖 16

四、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第 (4) 圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

116	麥克風
302	減法器
304	回音近似器
306	回音轉移函數
308	加法器
400	回音消除系統
402	適應性係數產生器
410	虛線框
$d(n)$	近端信號
$e(n)$	回音
$\hat{e}(n)$	近似回音
$h(n,k)$	脈衝響應
$s(k)$	脈衝響應
$\mu(n)$	適應性係數
$x(n)$	遠端信號
$y(n)$	信號
$z(n)$	信號

五、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

(無)