

(此處由本局於收
文時黏貼條碼)

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：

923235

※ 申請日期：

92.11.18

※IPC 分類：

H04B1/00

壹、發明名稱：(中文/英文)

接收方法及接收器

RECEIVING METHOD AND RECEIVER

貳、申請人：(共1人)

姓名或名稱：(中文/英文)

三洋電機股份有限公司

SANYO ELECTRIC CO., LTD.

代表人：(中文/英文) 桑野幸德 / KUWANO, YUKINORI

住居所或營業所地址：(中文/英文)

日本國大阪府守口市京阪本通2丁目5番5號

5-5, 2-chome, Keihan-Hondori Moriguchi-City, Osaka, Japan

國籍：(中文/英文) 日本國 / JAPAN

參、發明人：(共1人)

姓名：(中文/英文)

土居義晴 / DOI, YOSHIHARU

住居所地址：(中文/英文)

日本國岐阜縣岐阜市江添 3-1-9-202

3-1-9-202 Ezoe, Gifu-shi, Gifu, Japan

國籍：(中文/英文)

日本國 / JAPAN

肆、聲明事項：

☐ 本案係符合專利法第二十條第一項 ☐ 第一款但書或 ☐ 第二款但書規定之期間，其日期為： 年 月 日。

◎本案申請前已向下列國家（地區）申請專利 ☒ 主張國際優先權：

【格式請依：受理國家（地區）；申請日；申請案號數 順序註記】

1. 日本國；2002 年 11 月 20 日；特願 2002-337307 (主張優先權)

2.

3.

4.

5.

☐ 主張國內優先權(專利法第二十五條之一)：

【格式請依：申請日；申請案號數 順序註記】

1.

2.

☐ 主張專利法第二十六條微生物：

☐ 國內微生物 【格式請依：寄存機構；日期；號碼 順序註記】

☐ 國外微生物 【格式請依：寄存國名；機構；日期；號碼 順序註記】

☐ 熟習該項技術者易於獲得，不須寄存。

玖、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明係關於一種接收技術。特別關於可控制用以合成多數個天線所接收的無線電信號之加權係數(weighting coefficient)的接收方法及接收裝置。

【先前技術】

在無線通訊中，一般均需要有效地利用有限的頻率資源。為了有效地使用頻率資源，可例如在短距離內儘量重覆利用相同頻率的無線電波。然而，在此情況下，會因為使用相同頻率之無線電基地台或行動終端太靠近所導致的同頻干擾(cochannel interference)而使通訊的品質降低。避免源自於同頻干擾而造成此類通訊品質降低的技術，有稱為自適應陣列天線技術(adaptive array antenna technology)者。

在自適應陣列天線技術中，分別以不同的加權係數加權及合成被多數個天線所接收的信號。由於此加權係數被自適應地更新(adaptively updated)，因而可使要傳送之信號和合成後之信號之間的誤差信號很小。此處，要傳送之信號取決於合成後的信號。為了自適應地更新加權係數，利用遞迴式最小平方差(RLS；Recursive Least Squares)演算法、最小均方差(LMS；Least Mean Squares)演算法、或類似方法。RLS 演算法通常可快速收斂。然而，由於 RLS 演算法的執行計算非常複雜，故需要快速或巨大的計算電路。LMS 演算法則可利用較 RLS 演算法為小的計算電路。

然而，其收斂速度非常緩慢。

相關技術之列舉

1. 日本專利申請公開案號 2002-26788

利用自適應陣列天線於無線電行動終端時，由於所需的計算電路較小，故適合利用 LMS 演算法來更新加權係數。然而，LMS 演算法的收斂速度一般極為緩慢。因此，若在 LMS 演算法收斂之前需延遲將合成的接收信號時，因需較長的處理延遲時間故無法在例如只允許有限延遲時間之視訊會議系統(TV conference system)之實時應用上使用自適應陣列天線。另一方面，在 LMS 演算法的加權係數演算未收斂的時點，一般會降低回應特性(response characteristic)以減少處理的延遲。

【發明內容】

本發明之發明人有鑑於上述的情況而完成本發明，其目的在提供一種具有極小處理延遲之演算電路簡單的接收器。本發明之目的亦在提供一種即使在加權係數未收斂之情況下仍能保持其回應特性之的接收器。此外，本發明之目的還在提供一種可切換多種類型之加權係數的接收器。

根據本發明之較佳實施例係關於一種接收器。此接收器包括：輸入單元，其輸入將接受處理的多數個信號；切換單元，其在多數個將暫時利用的第一加權係數和多數個具有較高適應性的第二加權係數之間切換用以與該多數個輸入信號相乘之多數個加權係數；控制器，其指示該切換單元在該多數個第一加權係數和該多數個第二加權係數之

間切換加權係數；以及合成器，其將該多數個輸入信號和該多數個加權係數相乘的相乘結果予以合成。

多數個加權係數包含其項數等於多數個信號之項數的(A、B、C、D)，其和(X1、Y1)、(X2、Y2)之間相乘的結果為(AX1、BY1)和(CX2、DY2)。此多數個加權係數亦包含其項數不等於多數個信號之項數的(A、B)，其相乘的結果為(AX1、BY1)和(AX2、BY2)。

如上所述之接收器藉由切換具有不同特性之加權係數可獲得適合各時候的反應特性。

本發明另一較佳實施例亦係關於一種接收器。此接收器包括：輸入單元，其輸入將接受處理的多數個信號；切換單元，其在多數個第一加權係數和多數個第二加權係數之間切換用以與該多數個輸入信號相乘之多數個加權係數；控制器，其指示該切換單元在預定區間內在該多數個第一加權係數和該多數個第二加權係數之間切換加權係數，該多數個信號在該區間內以連續的方式被輸入；以及合成器，其將該多數個輸入信號和該多數個加權係數相乘的相乘結果予以合成。

“連續的方式”僅意指已知之接收信號為連續的。只要信號為連續地輸入即可，時間長度並不一定要很長，亦可為很短。此外，此處連續的方式可包括以不連續方式根據某種裝置可辨認之規則輸入信號的例子。換句話說，此處“連續的方式”包括可被接收器辨認為“連續”信號之輸入方式的所有例子。

該多數個第一加權係數可以與該多數個輸入信號相乘的結果中只有與該多數個輸入信號中的一個信號相乘之結果為有效的之方式設定。該多數個輸入信號中的一個信號可為該多數個輸入信號中具有最大值的信號。該多數個第一加權係數可利用已經設定之該多數個第二加權係數而設定。

該接收器可進一步包括：加權係數更新單元，其根據該多數個輸入信號而自適應地更新多數個第三加權係數；間隙估計器，其藉由執行該多數個輸入信號中至少一個信號和一已知信號間的相關處理而估計該多數個第一加權係數和該多數個第三加權係數間的間隙；以及間隙補償器，其根據該估計的間隙而藉由補償該多數個第三加權係數而產生該多數個第二加權係數。

以連續方式於指定區間內輸入的信號可包含具有不同特性的信號，並且該控制器在偵測到信號特性改變之偏移點(shift point)時下指示使加權係數在該第一加權係數和該第二加權係數之間切換。該控制器可連續地輸入經該加權係數更新單元更新的該多數個第三加權係數，並且在該多數個第三加權係數的波動收斂至預定的範圍內時指示該切換單元在該多數個第一加權係數和該多數個第二加權係數之間切換加權係數。

上述接收器藉由在區間內切換具有不同特性之加權係數可獲得適合各時候的反應特性。

又，根據本發明另一較佳實施例係關於一種接收方

法。此方法包括：輸入將接受處理的多數個信號；在多數個將暫時利用的第一加權係數和多數個具有較高適應性的第二加權係數之間切換用以與該多數個輸入信號相乘之多數個加權係數；給予在該多數個第一加權係數和該多數個第二加權係數之間切換加權係數的指示；以及將該多數個輸入信號和該多數個加權係數相乘的相乘結果予以合成。

根據本發明又另一較佳實施例係關於一種接收方法。此方法包括：輸入將接受處理的多數個信號；在多數個第一加權係數和多數個第二加權係數之間切換用以與該多數個輸入信號相乘之多數個加權係數；給予在預定區間內在該多數個第一加權係數和該多數個第二加權係數之間切換加權係數的指示，該多數個信號在該區間內以連續的方式被輸入；以及將該多數個輸入信號和該多數個加權係數相乘的相乘結果予以合成。

該多數個第一加權係數可以與該多數個輸入信號相乘的結果中只有與該多數個輸入信號中的一個信號相乘之結果為有效的之方式設定。該多數個輸入信號中的一個信號可為該多數個輸入信號中具有最大值的信號。該多數個第一加權係數可利用已經設定之該多數個第二加權係數而設定。

此接收方法可進一步包括：根據該多數個輸入信號而自適應地更新多數個第三加權係數；藉由執行該多數個輸入信號中至少一個信號和一已知信號間的相關處理而估計該多數個第一加權係數和該多數個第三加權係數間的間

隙；以及根據該估計的間隙而藉由補償該多數個第三加權係數而產生該多數個第二加權係數。

以連續方式於指定區間內輸入的信號可包含具有不同特性的信號。前述給予在該多數個第一加權係數和該多數個第二加權係數之間切換加權係數的指示之步驟中，該指示係在偵測到信號特性改變之偏移點時給予。前述給予在該多數個第一加權係數和該多數個第二加權係數之間切換加權係數的指示之步驟中，經更新的該多數個第三加權係數係連續地輸入，並且該指示係在該多數個第三加權係數的波動收斂至預定的範圍內時給予。

根據本發明之再一較佳實施例係關於一種程式。此程式包括：輸入將接受處理的多數個信號；在多數個將暫時利用的第一加權係數和多數個具有較高適應性的第二加權係數之間切換用以與該多數個輸入信號相乘之多數個加權係數；給予在該多數個第一加權係數和該多數個第二加權係數之間切換加權係數的指示；以及將該多數個輸入信號和該多數個加權係數相乘的相乘結果予以合成。

根據本發明又再一較佳實施例係關於一種程式。此程式包括：輸入將接受處理的多數個信號；在多數個第一加權係數和多數個第二加權係數之間切換用以與該多數個輸入信號相乘之多數個加權係數；給予在預定區間內在該多數個第一加權係數和該多數個第二加權係數之間切換加權係數的指示，該多數個信號在該區間內以連續的方式被輸入；以及將該多數個輸入信號和該多數個加權係數相乘的

相乘結果予以合成。

該多數個第一加權係數可以與該多數個輸入信號相乘的結果中只有與該多數個輸入信號中的一個信號相乘之結果為有效的之方式設定。該多數個輸入信號中的一個信號可為該多數個輸入信號中具有最大值的信號。該多數個第一加權係數可利用已經設定之該多數個第二加權係數而設定。

該程式可進一步包括：根據該多數個輸入信號而自適應地更新多數個第三加權係數；藉由執行該多數個輸入信號中至少一個信號和一已知信號間的相關處理而估計該多數個第一加權係數和該多數個第三加權係數間的間隙；以及根據該估計的間隙而藉由補償該多數個第三加權係數而產生該多數個第二加權係數。

以連續方式於指定區間內輸入的信號可包含具有不同特性的信號。前述給予在該多數個第一加權係數和該多數個第二加權係數之間切換加權係數的指示之步驟中，該指示係在偵測到信號特性改變之偏移點時給予。前述給予在該多數個第一加權係數和該多數個第二加權係數之間切換加權係數的指示之步驟中，經更新的該多數個第三加權係數係連續地輸入，並且該指示係在該多數個第三加權係數的波動收斂至預定的範圍內時給予。

應注意上述構造元件、步驟的任何隨意取代或置換，方法、裝置及其附屬構成之部分或全部之表現上的代替或取代，異於電腦程式之記憶媒體或類似物的表現均屬於本

發明實施例之等效和涵蓋的範圍內。

此外，本發明之概述並未說明全部所需的特性，故本發明亦可為所述特性之次組合。

【實施方式】

現在將根據較佳實施例說明本發明，該較佳實施例並非為限制本發明的範圍，而是做為本發明之舉例性說明的用途。實施例中說明的全部特性和其之組合並非必然為本發明所必需。

第一實施例

本發明第一實施例係關於一種具有自適應陣列天線的接收器，其以多數個天線接收叢發信號(burst signal)形態之無線電信號並且以不同加權係數分別加權之方式將接收到的信號合成。叢發信號由置於前端之已知的訓練信號(training signal)和資料信號(data signal)所組成。接收器為了減少處理上的延遲，故在幾乎無延遲下以加權係數加權之方式將接收到的信號合成。以 LMS 演算法逐一更新加權係數。然而，因為訓練信號區間的最初期間加權係數通常仍未收斂，故訓練信號區間內的加權係數係使用預先準備的一種全向性天線模式(omni antenna pattern)之加權係數。經 LMS 演算法更新過的自適應陣列天線模式的加權係數則利用做為資料信號區間內的加權係數。

第 1 圖顯示根據本發明第一實施例之具有發射器 100 和接收器 106 的通訊系統。發射器 100 包括調變器 102、射頻單元 104，以及天線 132。接收器 106 包括第一天線

134a、第二天線 134b、… 第 n 天線 134n、射頻單元 108、信號處理單元 110，以及解調器 112。此處第一天線 134a、第二天線 134b、… 第 n 天線 134n 通稱為天線 134。

調變器 102 調變要傳送的資訊信號以及產生傳送信號 (爾後要傳送信號內的一個信號稱為一個“符元 (symbol)”)。可利用任何調變技術，例如：四相移相鍵控 (QPSK；Quadri Phase Shift Keying)、16 正交振幅調變 (16QAM；16 Quadrature Amplitude Modulation)、高斯濾波最小頻移鍵控 (GMSK；Gaussian filtered Minimum Shift Keying)。在以下實施例中，說明利用 QPSK 的實施例。此外，在多載波通訊 (multi carrier communication) 的例子中，發射器 100 具有多數個調變器 102 或反富氏變換 (inverse Fourier transform) 單元。在展頻 (spectrum spreading) 通訊的例子中，調變器 102 具有一個展頻 (spreading) 單元。

射頻單元 104 將傳輸信號轉變成射頻信號。其內含頻率變換單元、功率放大器、頻率振盪器等等。

發射器 100 的天線 132 傳送射頻信號。此天線可具有任意的方向性以及任意的天線數目。

接收器 106 的天線 134 接收射頻信號。在本實施例中，天線 134 的數目為 n 。當提到接收器具有 n 個元件時其天線的數目為 n ，亦即設於接收器 106 中的元件數目和天線 134 的數目相同，而其第一、第二、… 第 n 個元件基本上平行執行相同的作業。

射頻單元 108 將射頻信號轉變成基頻接收信號 300。射頻單元 108 具有頻率振盪器等。在多載波通訊的例子中，射頻單元 108 具有一個富氏變換(Fourier transform)單元。在展頻通訊的例子中，其射頻單元 108 具有一個解展頻(despreading)單元。

信號處理單元 110 將經各加權係數加權之基頻接收信號 300 予以合成，以及自適應地控制各加權係數。

解調器 112 解調合成的信號以及就傳輸來的資訊信號進行判斷。解調器 112 亦可具有一個延遲偵測電路或一個載頻恢復電路(carrier recovery circuit)以進行同調偵測(coherent detection)。

第 2 圖和第 3 圖分別顯示利用於與第 1 圖所示通訊系統對應之不同通訊系統的其他叢發信號格式(burst format)。此兩圖內亦顯示叢發信號內包括訓練信號及資料信號。第 2 圖顯示一種利用於個人手機系統(PHS)之交通頻道(traffic channel)的叢發信號格式。前導碼(preamble)置於叢發信號的最初四個符元內，用於使時序同步。前導碼和獨特字碼(unique word)的信號係做為信號處理單元 110 的已知信號，因此信號處理單元 110 可利用前導碼和獨特字碼做為訓練信號。前導碼和獨特字碼之後的資料和循環冗餘校驗碼(CRC)對信號處理單元 110 而言為未知碼且與資料信號對應。

第 3 圖顯示一種利用於 IEEE 802.11a 之無線區域網路(wireless LAN)之交通頻道的叢發信號格式。此 IEEE

802.11a 為應用正交分頻多工(OFDM; Orthogonal Frequency Division Multiplexing)的調變技術。在此 OFDM 調變技術中，富氏變換的大小以及保護區間(guard interval)之符元的數目被加總，並且其總和形成一個單位。應注意此一個單位在本實施例中稱為一個 OFDM 符元。前導碼置於叢發信號之最初 4 個 OFDM 符元中，主要用於時序同步和載頻恢復。前導碼的信號可做為信號處理單元 110 的一個已知信號，因此信號處理單元 110 可利用此前導碼做為其訓練信號。前導碼之後的標頭(header)對信號處理單元 110 而言為未知碼且與資料信號對應。

第 4 圖顯示第 1 圖中所示之接收器 106 的構造。射頻單元 108 包括：第一個預處理單元 114a、第二個預處理單元 114b、... 以及第 n 個預處理單元 114n，通稱為預處理單元 114。信號處理單元 110 包括：第一個基頻(BB)輸入單元 116a、第二個基頻輸入單元 116b、... 以及第 n 個基頻輸入單元 116n，通稱為基頻輸入單元 116；一個合成單元 118；第一個權重計算單元 120a、第二個權重計算單元 120b、... 以及第 n 個權重計算單元 120n，通稱為權重計算單元 120；一個上升緣偵測單元 122；一個控制單元 124；一個訓練信號記憶體 126；一個天線決定單元 10；一個起始權重資料設定單元 12；一個間隙測量單元 14；一個間隙補償單元 16；一個權重切換單元 18。解調器 112 包括一個同步偵測單元 20、一個決定單元 128 以及一個加法單元 130。

此外，用於接收器 106 內的信號包括：第一個基頻接收信號 300a、第二個基頻接收信號 300b、... 第 n 個基頻接收信號 300n，通稱為基頻接收信號 300；一個訓練信號 302；一個控制信號 306；一個誤差信號 308；第一個控制加權係數 310a、第二個控制加權係數 310b、... 以及第 n 個控制加權係數 310n，通稱為控制加權係數 310；一個天線選擇信號 314；一個間隙誤差信號 316；第一個更新加權係數 318a、第二個更新加權係數 318b、... 以及第 n 個更新加權係數 318n，通稱為更新加權係數 318；第一個起始加權係數 320a、第二個起始加權係數 320b、... 以及第 n 個起始加權係數 320n，通稱為起始加權係數 320；以及第一加權係數 322a、第二加權係數 322b、... 以及第 n 個加權係數 322n，通稱為加權係數 322。

預處理單元 114 將射頻信號轉譯成基頻接收信號 300。

上升緣偵測單元 122 從基頻接收信號 300 偵測叢發信號的起始(start)，此起始可觸發信號處理單元 110 的作業。叢發信號之被偵測到的起始的時間被通知至控制單元 124。控制單元 124 根據叢發信號的起始時間計算訓練信號 302 的區間結束時間。這些時間依需要被通知至各單元以做為控制信號 306。

天線決定單元 10 在訓練信號 302 的區間起始之後測量各基頻接收信號 300 的功率以選擇有效用於訓練信號 302 之區間內的天線 134，然後決定一個功率最大的基頻接收

信號 300。此外，天線決定單元 10 輸出此資訊以做為天線選擇信號 314。

起始權重資料設定單元 12 設定用於訓練信號 302 區間的加權係數 322 做為起始加權係數 320。此起始權重資料設定單元 12 藉由設定一個起始加權係數 320 之值為 1 以及藉由設定其他起始加權係數 320 之值為 0 的方法而僅產生一個有效的起始加權係數 320。根據天線選擇信號 314 決定將成為有效的一個起始加權係數 320。

訓練信號記憶體 126 儲存訓練信號 302 並依需要輸出訓練信號。

權重計算單元 120 根據基頻接收信號 300 而以 LMS 演算法更新控制加權係數 310 及後述的誤差信號 308。

間隙測量單元 14 根據基頻接收信號 300 和訓練信號 302 估計後述的合成單元 118 所執行的合成處理的結果之間的間隙，其中一個結果係藉由執行起始加權係數 320 和基頻接收信號 300 的合成處理而獲得，另一個結果係藉由執行控制加權係數 310 和基頻接收信號 300 的合成處理而獲得。藉由利用起始加權係數 320 而獲得的合成結果實際上即為與一個天線 134 對應的基頻接收信號 300。因此可獲得下列的計算式(1)。此處，假設該一個天線 134 為第 i 個天線 134。

$$X_i(t) = h_i S(t) \exp(j\Delta\omega t) + n_i t \text{ ----- (1)}$$

此處， h_i 為無線電區間的回應特性， $S(t)$ 為傳輸信號， $\Delta\omega$ 為發射器 100 和接收器 106 之頻率振盪器之間的頻率偏

差量 (frequency offset)，以及 $n_i(t)$ 為噪訊。在另一方面，從叢發信號之標頭區域更新的控制加權係數 310 w_i 為：

$$\sum h_i w_i = 1 \text{ ----- (2)}$$

此處，假定控制加權係數已充份地收斂。

根據上述計算式(2)進行合成處理，可得到下列合成處理的結果。

$$y(t) = S(t) \exp(j\Delta\omega t) + n(t) \text{ ----- (3)}$$

比較計算式(1)和(3)之合成結果，可得到間隙誤差信號 316C：

$$C = h_i \text{ ----- (4)}$$

間隙補償單元 16 以間隙誤差信號 316 補償控制加權係數 310，以及將補償的結果輸出作為更新加權係數 318。

權重切換單元 18 根據控制信號 306 的指示選擇訓練信號 302 之區間內的起始加權係數 320 以及選擇資料信號之區間內的更新加權係數 318。然後，權重切換單元 18 將其輸出做為加權係數 322。

合成單元 118 以加權係數 322 加權基頻接收信號 300，然後將其加總。

同步偵測單元 20 在經合成的信號上執行同步偵測以及亦執行同步偵測所需的載頻恢復。

決定單元 128 藉比較加總所得到的信號與預定的閾值而決定傳送的資訊信號。此決定可採硬體方式或軟體方式進行。

加法單元 130 根據同步偵測信號和決定信號之間的差

異值產生誤差信號 308，其將被用於權重計算單元 120 的 LMS 演算法中。在理想狀況下該誤差信號為零，由於 LMS 演算法控制加權係數 310，故誤差信號 308 應為很小。

第 5 圖至第 7 圖顯示第一個預處理單元 114a 的各種構造。接收器 106 內的第一個預處理單元 114a 可於例如第 2 圖或第 3 圖內所示的不同通訊系統內接受和處理各種的信號，因此其後之信號處理單元 110 可忽略通訊系統的不同而進行操作。第 5 圖之第一個預處理單元 114a 可用於第 2 圖所示之單載波通信系統，例如個人手機系統、行動電話系統或類似系統。第 5 圖內之第一個預處理單元 114a 包括一個頻率變換單元 136、一個準同步偵測器 138、一個自動增益控制器 (AGC) 140、一個類比數位 (AD) 轉換器 142 以及一個時序偵測單元 144。第 6 圖所示之第一個預處理單元 114a 為使用於展頻通信系統，例如基頻-分碼多重進接 (W-CDMA) 或利用於依循 IEEE 802.11b 的無線區域網路。第 6 圖中所示者係在第 5 圖所示者外更進一步包括一個解展頻單元 172。第一個預處理單元 114a 亦可用於第 3 圖所示之多載波通信系統，例如 IEEE 802.11a 或 Hiper LAN/2。第 7 圖中所示者係在第 6 圖所示者外更進一步包括一個富氏變換單元 174。

頻率變換單元 136 將射頻信號轉變成一個中頻信號、多數個中頻信號或其他信號。準同步偵測器 138 利用頻率振盪器於中頻信號上執行正交 (quadrature) 偵測，以及產生一個基頻類比信號。由於準同步偵測器 138 內的頻率振盪

器和發射器 100 的頻率振盪器為分別獨立作業，故此兩個振盪器之間分別具有不同的頻率。

自動增益控制器 140 可自動控制增益，故基頻類比信號的振幅可成為類比數位轉換器 142 之動態範圍內的振幅。

類比數位轉換器 142 將基頻類比信號轉變成數位信號。為了限制信號的劣化，將基頻類比信號切換成數位信號的取樣間隔通常設定為較符元間隔(symbol interval)為短。此處，取樣間隔係設定為符元間隔的一半(爾後，以此取樣間隔數位化的信號稱之為“高速數位化信號”)。

時序偵測單元 144 從高速數位信號選擇一個最適取樣時序的基頻接收信號 300。或者，時序偵測單元 144 藉由高速數位信號的合成處理或類似處理產生具有最適取樣時序的基頻接收信號 300。

第 6 圖中所示之解展頻單元 172 根據預定的碼序列(code series)於基頻接收信號 300 上執行相關處理。第 7 圖中之富氏變換單元 174 於基頻接收信號 300 上執行富氏變換。

第 8 圖顯示時序偵測單元 144 的構造。此時序偵測單元 144 包括：第一個延遲單元 146a、第二個延遲單元 146b、…以及第(n-1)個延遲單元 146n-1，通稱為延遲單元 146；第一個乘法單元 150a、第二個乘法單元 150b、第(n-1)個乘法單元 150n-1、…以及第 n 個乘法單元 150n，通稱為乘法單元 150；第一個資料記憶體 152a、第二個資料記憶

體 152b、第(n-1)個資料記憶體 152n-1、…以及第 n 個資料記憶體 152n，通稱為資料記憶體 152；一個加法單元 154；一個決定單元 156；一個主要信號延遲單元 158；以及一個選擇單元 160。

延遲單元 146 使輸入的高速數位信號延遲以進行相關處理。高速數位信號的取樣間隔設定為符元間隔的一半。然而延遲單元 146 的延遲量被設定為符元間隔，因此高速數位信號從每隔一個延遲單元 146 被輸出至乘法單元 150。

資料記憶體 152 儲存各前導碼信號之 1 符元以達到時序同步性。

乘法單元 150 執行高速數位信號和前導碼信號的相乘，其結果由加法單元 154 加總。

決定單元 156 根據加總結果選擇最適的取樣時序。高速數位信號的取樣間隔為符元信號的一半，用於加總中的高速數位信號的區間等於符元間隔，因此與每一移位取樣時序對應之每隔一個高速數位信號有兩種類型的加總結果。決定單元 156 比較此兩種類型的加總結果，並且決定以和較大加總結果對應的時序做為最適取樣時序。該決定並不一定要在比較一次兩種類型的加總結果之後即做出，亦可在數次比較後才做決定。

主要信號延遲單元 158 使高速數位信號延遲直至決定單元 156 決定出最適取樣時序為止。

選擇單元 160 從高速數位信號中選擇和最適取樣時序

對應的基頻接收信號 300。此處係從兩個連續的高速數位信號依序地選擇一個高速數位信號。

第 9 圖顯示信號處理單元 110 內之上升緣偵測單元 122 的構造。上升緣偵測單元 122 包括一個功率計算單元 162 和一個決定單元 164。此功率計算單元 162 計算各基頻接收信號 300 的接收功率，然後加總各基頻接收信號的接收功率以獲得全部天線 134 所接收之信號的全部功率。

決定單元 164 以信號的全部接收功率和預設條件相比較，並且當條件符合時作出已偵測出叢發信號的起始之決定。

第 10 圖顯示上升緣偵測單元 122 的操作程序。決定單元 164 將內部計數單元 T 設定為 0(S10)。功率計算單元 162 計算來自基頻接收信號 300 的接收功率(S12)。決定單元 164 以接收功率和閾值相比較。當接收功率大於閾值時(S14 中為是)，決定單元 164 使 T 值加 1(S16)。當 T 值變成大於預設值 τ 時(S18 中為是)，及作出已偵測出叢發信號的起始之決定。重覆進行上述的處理程序(S14 中為否，S18 中為否)直至偵測出叢發信號的起始為止。

第 11 圖顯示天線決定單元 10 的構造。此天線決定單元 10 包括：第一個電平測量單元 22a、第二個電平測量單元 22b、... 以及第 n 個電平測量單元 22n，通稱為電平測量單元 22；以及一個選擇單元 24。

電平測量單元 22 根據控制信號 306 偵測叢發信號的起始時間，以及測量從起始時間起之預定區間的期間各基頻

接收信號 300 的功率。

選擇單元 24 藉比較各基頻接收信號 300 的功率而選擇具有最大功率的基頻接收信號 300，並且輸出一個結果做為天線選擇信號 314。

第 12 圖顯示第一個權重計算單元 120a 的構造。第一個權重計算單元 120a 包括一個切換單元 48、一個複數共軛單元 50、一個主要信號延遲單元 52、一個乘法單元 54、一個步幅參數記憶體 56、一個乘法單元 58、一個加法單元 60，以及一個延遲單元 62。

切換單元 48 根據控制信號 306 而藉由偵測叢發信號的起始時間和訓練信號 302 之區間的結束時間而選擇訓練信號 302 之區間內的訓練信號 302，然後於資料信號之區間內選擇誤差信號 308。

主要信號延遲單元 52 使第一個基頻接收信號 300a 延遲，而使第一個基頻接收信號 300a 可和上升緣偵測單元 122 所偵測的時間同步。

乘法單元 54 將經複數共軛單元 50 加以複數共軛轉換過之相位誤差 308 和經主要信號延遲單元 52 延遲過之第一個基頻接收信號 300a 相乘而產生第一個相乘結果。

乘法單元 58 將第一個相乘結果和儲存於步幅參數記憶體 56 內之步幅參數相乘而產生第二個相乘結果。第二個相乘結果係經由延遲單元 62 及加法單元 60 而反饋並加上一個新的第二個乘法結果。然後利用 LMS 演算法依序更新此加法的結果。輸出此加法結果做為第一個加權係數

310a。

第 13 圖顯示間隙測量單元 14 的構造。此間隙測量單元 14 包括一個複數共軛單元 44、一個選擇單元 64、一個緩衝單元 66，以及一個乘法單元 68。

選擇單元 64 根據天線選擇信號 314 而選擇和一個已被設成於訓練信號 302 之區間內有效之起始加權係數 320 相對應的基頻接收信號 300。

緩衝單元 66 根據控制信號 306 而偵測叢發信號的起始時間，以及於該起始時間輸出基頻接收信號 300。

乘法單元 68 將經複數共軛單元 44 加以複數共軛處理過的訓練信號 302 和輸出自緩衝單元 66 的一個基頻接收信號 300 相乘，然後輸出間隙誤差信號 316。此處，假設訓練信號 302 和基頻接收信號 300 均為叢發信號的開頭信號。

第 14 圖顯示間隙補償單元 16 的構造。此間隙補償單元 16 包括第一個乘法單元 70a、第二個乘法單元 70b、... 以及第 n 個乘法單元 70n，通稱為乘法單元 70。

乘法單元 70 根據控制信號 306 而偵測訓練信號 302 之區間的結束時間。然後，乘法單元 70 將控制加權係數 310 和間隙誤差信號 316 相乘，以及輸出更新的加權係數 318。

第 15 圖顯示信號處理單元 110 內之合成單元 118 的構造。此合成單元 118 包括：第一個延遲單元 166a、第二個延遲單元 166b、... 以及第 n 個延遲單元 166n，通稱為延遲

單元 166；第一個乘法單元 168a、第二個乘法單元 168b、... 以及第 n 個乘法單元 168n，通稱為乘法單元 168；以及一個加法單元 170。

由於延遲單元 166 的延遲時間為從上升緣偵測單元 122 偵測到叢發信號的開頭直至起始權重資料設定單元 12 經由權重切換單元 18 設定加權係數 322，故一般可忽略延遲單元 166 的處理延遲時間。因此，在實際上合成處理中僅佔極少的處理延遲時間。

乘法單元 168 將經延遲單元 166 延遲之基頻接收信號 300 和加權係數 322 相乘。加法單元 170 加總乘法單元 168 的全部相乘結果。

下文中將說明具有上述構造之接收器 106 的操作。多數個天線 134 所接收的信號藉由正交偵測等方法轉變成基頻接收信號 300。當上升緣偵測單元 122 從基頻接收信號 300 偵測到叢發信號的起始時，訓練信號 302 之區間即開始。在訓練信號 302 之區間的起始時間，天線決定單元 10 選擇一個基頻接收信號 300。然後由起始權重資料設定單元 12 設定起始加權係數 320，其中只有和被選擇之基頻接收信號 300 對應的起始加權係數 320 被設成有效。

在訓練信號 302 的區間中，權重切換單元 18 輸出起始加權係數 320 做為加權係數 322，以及合成單元 118 將經加權係數 322 加權之基頻接收信號 300 加總。同時，權重計算單元 120 藉由 LMS 演算法更新控制加權係數 310。在資料信號的區間內，間隙補償單元 16 以間隙測量單元 14

內所計算出的間隙誤差信號 316 補償控制加權係數 310，然後將其輸出做為更新的加權係數 318。此外，權重切換單元 18 輸出此更新的加權係數 318 做為加權係數 322，以及合成單元 118 以加權係數 322 加權基頻接收信號 300 並予以加總。

根據第一實施例，由於可在訓練信號的區間內進行合成處理而不需顧及加權係數的收斂性，故可減少處理的延遲時間。並且，由於利用全向性天線模式做為訓練信號之區間內的加權係數，故可實際上和附近的周圍無線電台相互通訊。且加權係數可順暢地切換於全向性天線模式和自適應陣列天線模式之間。

第二實施例

在第二實施例中，和第一實施例相同，以加權係數加權接收信號並予以合成。由於在事先準備之全向性天線模式和藉 LMS 演算法更新之自適應陣列天線模式間進行切換，故不易發生處理時間的延遲。在第一實施例中，加權係數的切換係統一在叢發信號內之訓練信號結束時於兩種類型之間進行。而在第二實施例中，加權係數的切換係自適應地(adaptively)在 LMS 演算法收斂至預設範圍內時於兩種類型之間進行。

第 16 圖顯示根據第二實施例之接收器 106 的構造。其構造幾乎和第 4 圖中所示之接收器 106 的構造相同。然而，第 16 圖中所示的接收器 106 包括第一個收斂資訊 324a、第二個收斂資訊 324b、…以及第 n 個收斂資訊 324n，通稱

為收斂資訊 324。

第 4 圖中所示之權重切換單元 18 係以在訓練信號 302 之區間內選擇起始加權係數 320 以及在資料信號之區間內選擇更新加權係數的方式進行切換作業，其中係以起始加權係數 320 之區間的結束時間做為權重切換單元 18 的觸發器。另一方面，權重切換單元 18 利用控制加權係數 310 在權重計算單元 120 中收斂的時間(爾後此時間稱之為“收斂時間”)。收斂時間係由控制單元 124 在控制加權係數 310 之因更新所致之波動收斂至一預先決定的範圍內時產生。或者，該收斂時間由控制單元 124 在更新的誤差信號 308 收斂至一預先針對誤差信號 308 而決定的範圍內時產生。控制單元 124 依需要將收斂時間通知各單元，而各單元則根據收斂時間執行其指定的處理。

第 17 圖顯示天線決定單元 10 的構造。此天線決定單元 10 包括一個切換單元 72、一個電平測量單元 74、一個儲存器 76，以及一個選擇單元 24。

切換單元 72 在預設的時間切換多數個基頻接收信號 300，以及輸出一個基頻接收信號 300。此切換可於多數個叢發信號上進行。

電平測量單元 74 測量切換單元 72 所選擇之基頻接收信號 300 的功率。由於其不同於第 11 圖中所示的天線決定單元 10，多數個基頻接收信號 300 之功率的測量並非集中於一次而是依序測量每一個基頻接收信號 300，因此可減小電平測量單元 74 之計算電路的規模。

儲存器 76 可儲存算出之基頻接收信號 300 的功率。

第 18 圖顯示間隙測量單元 14 的構造。第 18 圖中所示之間隙測量單元 14 係在第 13 圖中所示之間隙測量單元 14 中再增加一個頻率誤差估計單元 78、一個區間測量單元 80、一個乘法單元 82、一個複數轉換單元 84、一個複數共軛單元 86，以及一個乘法單元 88。

在第二實施例中，與第一實施例不同，權重計算單元 120 開始更新控制加權係數 310 的時間為在第 3 圖中所示叢發信號格式之長前導碼的開頭。從長前導碼之開頭更新的控制加權係數 $310w_i$ 可由下列計算式(5)獲得。此處，假設控制加權係數 310 已充份地收斂。

$$\sum h_i w_i \exp(j\Delta\omega sT) = 1 \text{ ----- (5)}$$

此處， sT 為短前導碼區間的時間長度。根據計算式(5)執行合成處理，可得到下列的合成結果：

$$y(t) = S(t) \exp(j\Delta\omega t) \exp(-j\Delta\omega sT) + n(t) \text{ --- (6)}$$

藉比較上述的計算式，其間隙誤差信號 316C 可表示如下：

$$C = h_i \exp(-j\Delta\omega sT) \text{ ----- (7)}$$

頻率誤差估計單元 78 根據基頻接收信號 300 估計頻率誤差 $\Delta\omega$ 。區間測量單元 80 根據訓練信號 302 測量短前導碼區間的時間 sT 。

乘法單元 82 將短前導碼區間的時間和頻率誤差相乘而獲得短前導碼之區間內的相位誤差。此相位誤差被複數轉換單元 84 轉變成複數，以及藉複數共軛單元 86 對其實

施複數共軛處理。

乘法單元 88 將對一個基頻接收信號 300 和複數共軛訓練信號 302 進行乘法處理的結果與上述的相位誤差相乘，然後產生間隙誤差信號 316。

第 19 圖顯示頻率誤差估計單元 78 的構造。此頻率誤差估計單元 78 包括：第一個主要信號延遲單元 26a、第二個主要信號延遲單元 26b、…以及第 n 個主要信號延遲單元 26n，通稱為主要信號延遲單元 26；第一個乘法單元 28a、第二個乘法單元 28b、…以及第 n 個乘法單元 28n，通稱為乘法單元 28；第一個延遲單元 30a、第二個延遲單元 30b、…以及第 n 個延遲單元 30n，通稱為延遲單元 30；第一個複數共軛單元 32a、第二個複數共軛單元 32b、…以及第 n 個複數共軛單元 32n，通稱為複數共軛單元 32；第一個乘法單元 34a、第二個乘法單元 34b、…以及第 n 個乘法單元 34n，通稱為乘法單元 34；一個平均單元 36；一個相位變換單元 38；以及一個訓練信號記憶體 42。

乘法單元 28 係將經主要信號延遲單元 26 延遲之基頻接收信號 300 與經複數共軛轉換後之訓練信號 302 相乘而獲得不含傳輸信號成分的信號 $Z_i(t)$ 。此接收信號 $Z_i(t)$ 可計算如下：

$$\begin{aligned} Z_i(t) &= x_i(t) S^*(t) \\ &= h_i \exp(j\Delta\omega t) \text{ ----- (8)} \end{aligned}$$

此處，假設噪訊相當小而因此可忽略噪訊之存在。

延遲單元 30 和複數共軛單元 32 延遲接收信號 $Z_i(t)$ 以

及然後將 $Z_i(t)$ 轉變成共軛複數。轉變成共軛複數的 $Z_i(t)$ 為在乘法單元 34 內與原始的 $Z_i(t)$ 相乘。相乘的結果 A_i 可計算如下：

$$\begin{aligned} A_i(t) &= Z_i(t) Z_i^*(t-T) \\ &= \exp(j\Delta\omega t) \end{aligned} \quad (9)$$

此處，延遲單元 30 的延遲時間設定為符元間隔 T 。平均單元 36 將與各天線對應的相乘結果加以平均。亦可利用時間已偏移時間的相乘結果。

相位變換單元 38 藉利用反正切唯讀記憶體 (arc tangent ROM) 將平均的相乘結果 A 轉變成相位信號 B 。

$$B = \Delta\omega T \quad (10)$$

第 20 圖顯示間隙測量單元 14 的構造，其不同於第 18 圖中所示的間隙測量單元 14。第 20 圖中所示之間隙測量單元 14 係在第 18 圖中所示之間隙測量單元 14 上另外增加一個計數單元 90、一個乘法單元 92、一個複數轉換單元 94、一個加法單元 96、一個加法單元 98，以及一個除法單元 40。在第 18 圖所示的間隙測量單元 14 中，基頻接收信號 300 和訓練信號 302 的相乘僅於叢發信號之標頭信號上進行。而在第 20 圖所示的間隙測量單元 14 中，相乘係在預設時間內進行並且將其結果予以平均。

加法單元 98 為了之後之基頻接收信號 300 和訓練信號 302 之相乘結果的平均，而在預設的時間區間內 (爾後稱之為“平均時間”) 將乘法單元 68 所得之乘法結果加總。

計數單元 90 為了從頻率誤差估計單元 78 所輸出之頻

率誤差求出與平均時間對應的相位誤差而向上計數符元間隔。乘法單元 92 藉由分別以各個計數值乘上頻率誤差而獲得和各個計數值對應的相位誤差。相位誤差在複數轉換單元 94 內轉變成複數且在平均時間內由加法單元 96 予以加總。

除法單元 40 將藉由加法單元 98 加總之乘法結果除以藉由加法單元 96 加總之相位誤差。後續的處理和第 18 圖中所示之間隙測量單元 14 相同。

下文中將說明具有上述構造之接收器 106 的操作。多數個天線 134 所接收的信號藉由正交偵測等方法轉變成基頻接收信號 300。當上升緣偵測單元 122 從基頻接收信號 300 偵測到叢發信號的起始時間時，訓練信號 302 之區間即開始。在訓練信號 302 之區間的開始時間，天線決定單元 10 選擇一個基頻接收信號 300，然後由起始權重資料設定單元 12 設定起始加權係數 320，其中只有與被選擇之基頻接收信號 300 對應的起始加權係數 320 被設成有效。之後，權重切換單元 18 輸出此起始加權係數 320 做為加權係數 322，以及合成單元 118 以加權係數 322 加權基頻接收信號 300 並予以加總。

同時，權重計算單元 120 藉由 LMS 演算法更新控制加權係數 310。當控制加權係數 310 收斂至預設的範圍內時，間隙補償單元 16 即根據來自控制單元 124 之指令而以補償間隙測量單元 14 所計算出的間隙誤差信號 316 補償控制加權係數 310，然後將其輸出做為更新的加權係數 318。此

外，權重切換單元 18 輸出此更新的加權係數 318 做為加權係數 322，以及合成單元 118 以加權係數 322 加權基頻接收信號 300 並予以加總。

根據第二實施例，可在訓練信號的區間內進行合成處理而不需顧及加權係數的收斂與否。因此，可減少處理的延遲。此外，在自適應演算法於訓練信號區間內收斂的例子中，可藉由將之反映至加權係數而改善回應特性。其原因為兩種模式間之加權係數的切換可根據自適應演算法的收斂時間而進行之故。

雖然本發明已藉由舉例性之實施例進行說明如上，但是應瞭解熟習此項技術者可在未偏離本發明之申請專利範圍的精神和範圍內進行改變或替代。

在上述實施例中，起始權重資料設定單元 12 設定天線決定單元 10 所選擇之具有最大功率之基頻接收信號 300 之起始加權係數 320 的有效值，以及起始權重資料設定單元 12 設定使其他起始加權係數 320 無效的值。然而，該起始加權係數 320 之設定並不一定要根據功率。例如，可設定一個固定起始加權係數 320 為有效值，以及設定其他起始加權係數 320 為無效值。在此例子中，則不需天線決定單元 10。

在上述實施例中，起始權重資料設定單元 12 設定天線決定單元 10 所選擇之具有最大功率之基頻接收信號 300 之起始加權係數 320 的有效值，以及起始權重資料設定單元 12 設定使其他起始加權係數 320 無效的值。然而，並不

一定要針對起始加權係數 320 而設定全向性天線模式。例如，可針對用於接收到的叢發信號中的更新的加權係數 318 或控制加權係數 310 進行設定。無線電傳輸環境的波動很小時，可假設此種設定不會導致回應特性的嚴重惡化。

在上述實施例中，權重計算單元 120 利用 LMS 演算法做為自適應演算法。然而，亦可利用其他演算法，例如 RLS 演算法，而可不用更新加權係數。亦即，可根據預估的無線電傳輸環境、計算電路的規模等而選擇自適應演算法。

在第一實施例中，上升緣偵測單元 122 計算基頻接收信號 300 的功率，以及根據其計算結果偵測叢發信號的上升緣。然而，可利用其他的構造偵測叢發信號的上升緣。例如，可利用如時序偵測單元 144 所示之構造的匹配濾波器(matched filter)偵測上升緣信號。亦即，只要可準確地偵測出叢發信號的上升緣即可。

在第一實施例中，訓練信號的區間為起始加權係數 320 被轉變成加權係數 322 的時間。然而，並不一定要將該時間限制成訓練信號區間。例如，時間可較訓練信號之區間為短。亦即，可根據訓練信號區間的長度以及根據所要求的估計準確度來設定該時間。

在第二實施例中，頻率誤差估計單元 78 內之延遲單元 30 的延遲時間設定為 1 符元。然而，此延遲時間並不限於 1 符元。例如，訓練信號之起始和結束間之區間內的延遲時間可為 2 符元或數符元。亦即，只要根據頻率振盪器之

穩定性以及所要求的頻率偏差量的準確度來決定延遲單元 30 的最適延遲時間即可。

【圖式簡單說明】

第 1 圖顯示根據本發明第一實施例之通訊系統的構造。

第 2 圖顯示根據本發明第一實施例的叢發信號格式。

第 3 圖顯示根據本發明第一實施例的叢發信號格式。

第 4 圖顯示根據本發明第一實施例之接收器的構造。

第 5 圖顯示第 4 圖中所示之第一預處理設備的構造。

第 6 圖顯示第 4 圖中所示之第一預處理設備的構造。

第 7 圖顯示第 4 圖中所示之第一預處理設備的構造。

第 8 圖顯示第 5、6 及 7 圖中所示之時序偵測單元的構造。

第 9 圖顯示第 4 圖中所示之上升緣(rising edge)偵測單元的構造。

第 10 圖顯示第 9 圖中所示之上升緣偵測單元的操作程序。

第 11 圖顯示第 4 圖中所示之天線決定單元的構造。

第 12 圖顯示第 4 圖中所示之第一權重計算單元的構造。

第 13 圖顯示第 4 圖中所示之間隙測量單元的構造。

第 14 圖顯示第 4 圖中所示之間隙補償單元的構造。

第 15 圖顯示第 4 圖中所示之合成單元的構造。

第 16 圖顯示根據本發明第二實施例之接收器的構造。

造。

第 17 圖顯示第 16 圖中所示之天線決定單元的構造。

第 18 圖顯示第 16 圖中所示之間隙測量單元的構造。

第 19 圖顯示第 18 圖中所示之頻率誤差估計單元的構造。

第 20 圖顯示第 16 圖中所示之間隙測量單元的構造。

10	天線決定單元	12	起始權重資料設定單元
14	間隙測量單元	16	間隙補償單元
18	權重切換單元	20	同步偵測單元
22	電平測量單元	22a	第一個電平測量單元
22b	第二個電平測量單元	22n	第 n 個電平測量單元
24	選擇單元	26	主要信號延遲單元
26a	第一個主要信號延遲單元		
26b	第二個主要信號延遲單元		
26n	第 n 個主要信號延遲單元		
28	乘法單元	28a	第一個乘法單元
28b	第二個乘法單元	28n	第 n 個乘法單元
30	延遲單元	30a	第一個延遲單元
30b	第二個延遲單元	30n	第 n 個延遲單元
32	複數共軛單元	32a	第一個複數共軛單元
32b	第二個複數共軛單元	32n	第 n 個複數共軛單元
34	乘法單元	34a	第一個乘法單元
34b	第二個乘法單元	34n	第 n 個乘法單元

36	平均單元	38	相位變換單元
40	除法單元	42	訓練信號記憶體
44	複數共軛單元	48	切換單元
50	複數共軛單元	52	主要信號延遲單元
54	乘法單元	56	步幅參數記憶體
58	乘法單元	60	加法單元
62	延遲單元	64	選擇單元
66	緩衝單元	68	乘法單元
70	乘法單元	70a	第一個乘法單元
70b	第二個乘法單元	70n	第 n 個乘法單元
72	切換單元	74	電平測量單元
76	儲存器	78	頻率誤差估計單元
80	區間測量單元	82	乘法單元
84	複數轉換單元	86	複數共軛單元
88	乘法單元	90	計數單元
92	乘法單元	94	複數轉換單元
96	加法單元	98	加法單元
100	發射器	102	調變器
104	射頻單元	106	接收器
108	射頻單元	110	信號處理單元
112	解調器	114	預處理單元
114a	第一個預處理單元	114b	第二個預處理單元
114n	第 n 個預處理單元	116	基頻輸入單元
116a	第一個基頻輸入單元	116b	第二個基頻輸入單元

116n	第 n 個基頻輸入單元	118	合成單元
120	權重計算單元	120a	第一個權重計算單元
120b	第二個權重計算單元	120n	第 n 個權重計算單元
122	上升緣偵測單元	124	控制單元
126	訓練信號記憶體	128	決定單元
130	加法單元	132	天線
134	天線	134a	第一天線
134b	第二天線	134n	第 n 天線
136	頻率變換單元	138	準同步偵測器
140	自動增益控制器 (AGC)	142	類比數位 (AD) 轉換器
144	時序偵測單元	146	延遲單元
146a	第一個延遲單元	146b	第二個延遲單元
146n-1	第 (n-1) 個延遲單元	150	乘法單元
150a	第一個乘法單元	150b	第二個乘法單元
150n-1	第 (n-1) 個乘法單元	150n	第 n 個乘法單元
152	資料記憶體	152a	第一個資料記憶體
152b	第二個資料記憶體	152n-1	第 (n-1) 個資料記憶體
152n	第 n 個資料記憶體	154	加法單元
156	決定單元	158	主要信號延遲單元
160	選擇單元	162	功率計算單元
164	決定單元	166	延遲單元
166a	第一個延遲單元	166b	第二個延遲單元
166n	第 n 個延遲單元	168	乘法單元
168a	第一個乘法單元	168b	第二個乘法單元

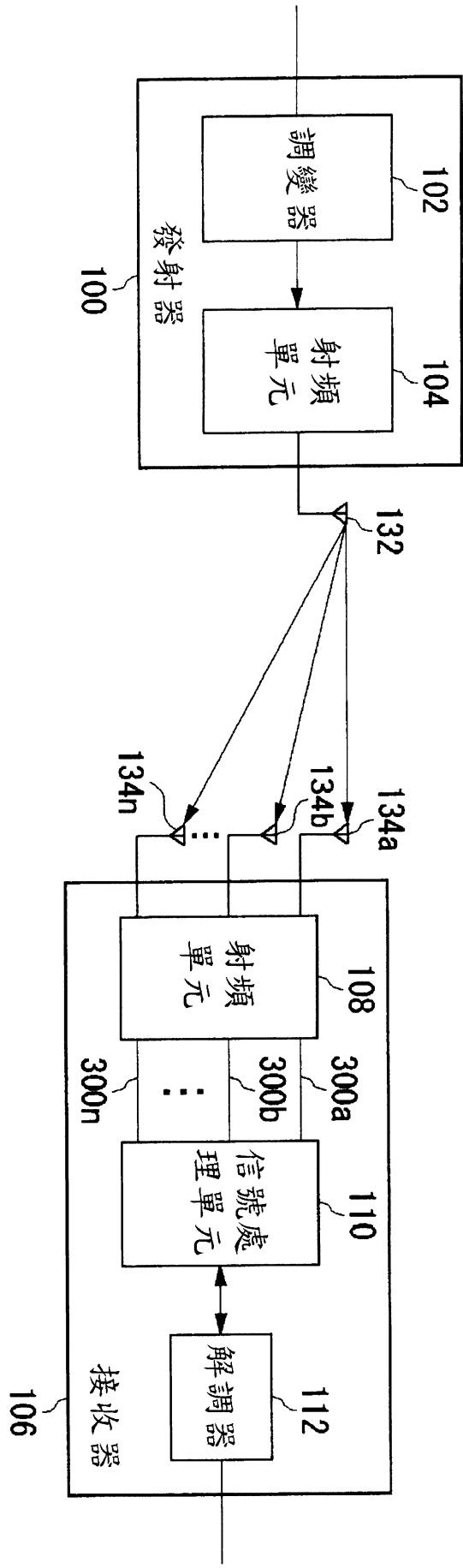
168n	第 n 個乘法單元	170	加法單元
172	解展頻單元	174	富氏變換單元
300	基頻接收信號	300a	第一個基頻接收信號
300b	第二個基頻接收信號	300n	第 n 個基頻接收信號
302	訓練信號	306	控制信號
308	誤差信號	310	控制加權係數
310a	第一個控制加權係數	310b	第二個控制加權係數
310n	第 n 個控制加權係數	314	天線選擇信號
316	間隙誤差信號	316C	間隙誤差信號
318	更新加權係數	318a	第一個更新加權係數
318b	第二個更新加權係數	318n	第 n 個更新加權係數
320	起始加權係數	320a	第一個起始加權係數
320b	第二個起始加權係數	320n	第 n 個起始加權係數
322	加權係數	322a	第一加權係數
322b	第二加權係數	322n	第 n 個加權係數
324	收斂資訊	324a	第一個收斂資訊
324b	第二個收斂資訊	324n	第 n 個收斂資訊
330	基頻接收信號	$Z_i(t)$	接收信號
$\Delta\omega$	頻率誤差		

伍、中文發明摘要：

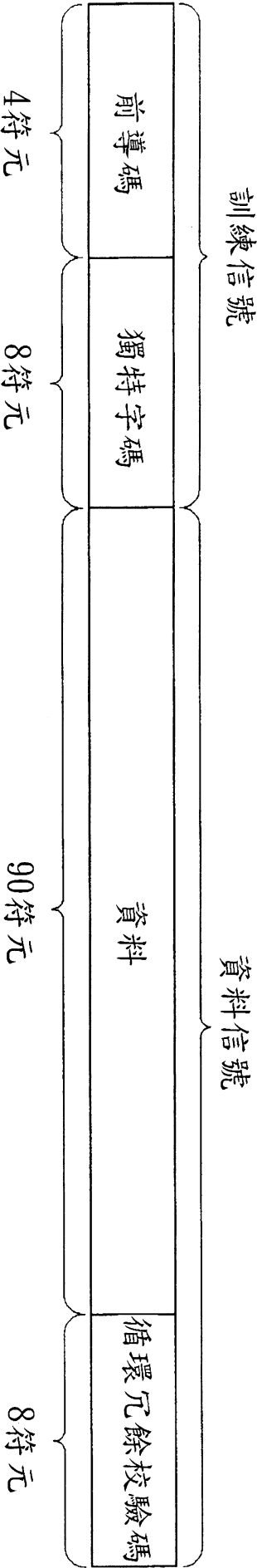
基頻輸入單元輸入基頻接收信號。起始權重資料設定單元設定將用於訓練信號區間內的加權係數做為起始加權係數。間隙補償單元以間隙誤差信號補償控制加權係數，以及輸出所得的更新加權係數做為補償的結果。權重切換單元選擇訓練信號之區間內的起始加權係數，以及選擇資料信號之區間內的更新加權係數。然後，權重切換單元輸出經選擇之起始加權係數，以及更新加權係數做為加權係數。合成單元以加權係數加權基頻接收信號，然後將其加總。

陸、英文發明摘要：

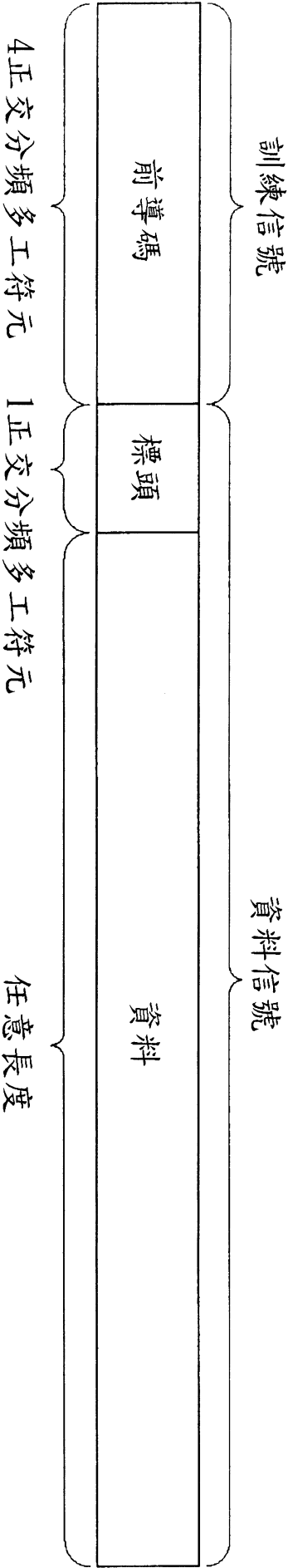
BB input units input baseband received signals. An initial weight data setting unit sets weighting coefficients to be utilized in the interval of a training signal as initial weighting coefficients. A gap compensating unit compensates control weighting coefficients with a gap error signal and outputs the updated weighting coefficients acquired as a result of the compensation. A weight switching unit selects the initial weighting coefficients in the interval of the training signal and selects the updated weighting coefficients in the interval of the data signal. Then the weight switching unit outputs the selected initial weighting coefficients and updated weighting coefficients as the weighting coefficients. A synthesizing unit weights the baseband received signals with the weighting coefficients and then sums them up.



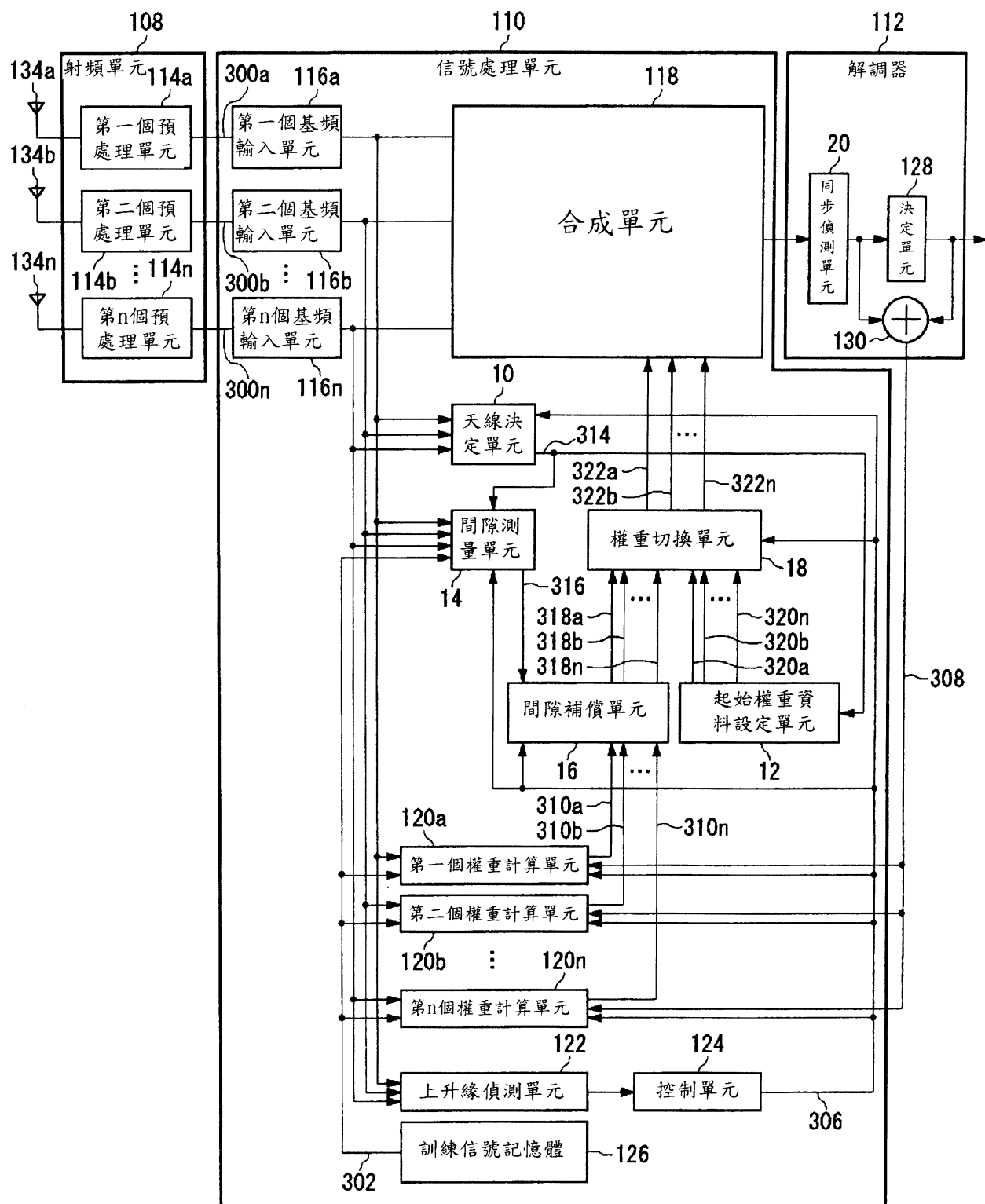
第1圖

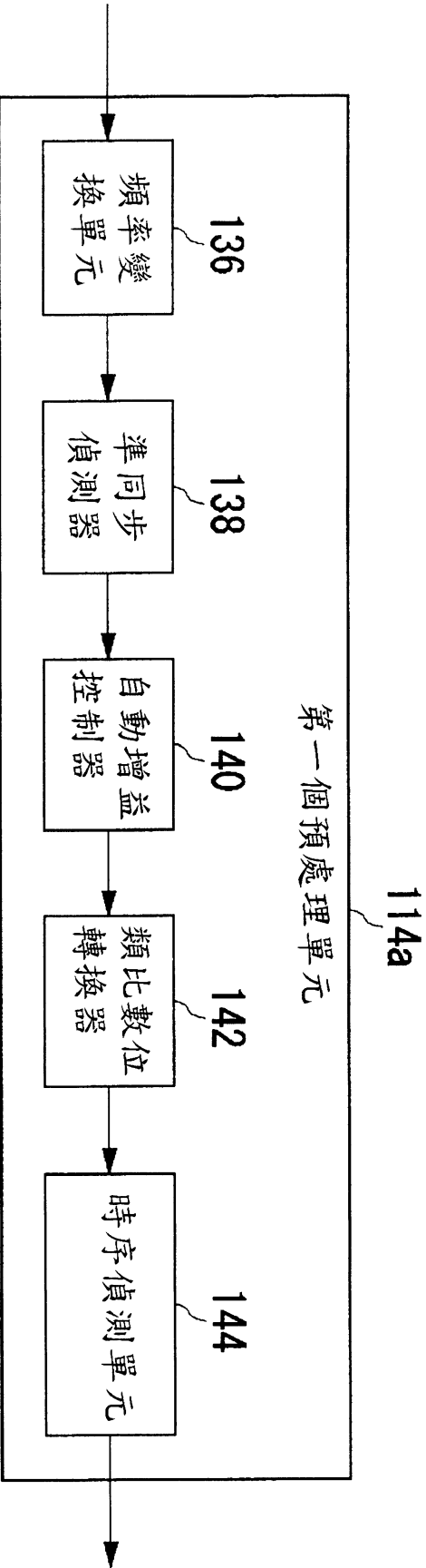


第2圖

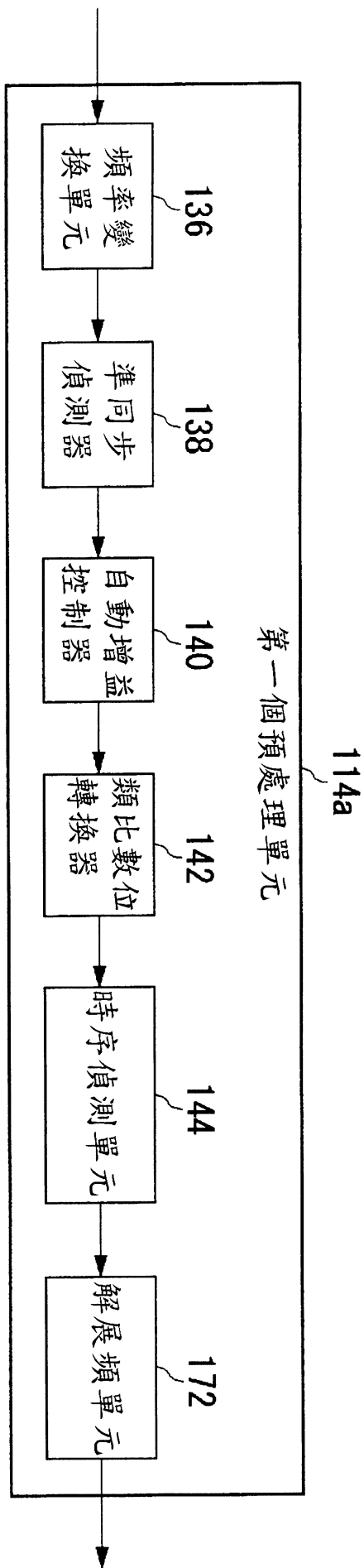


第3圖

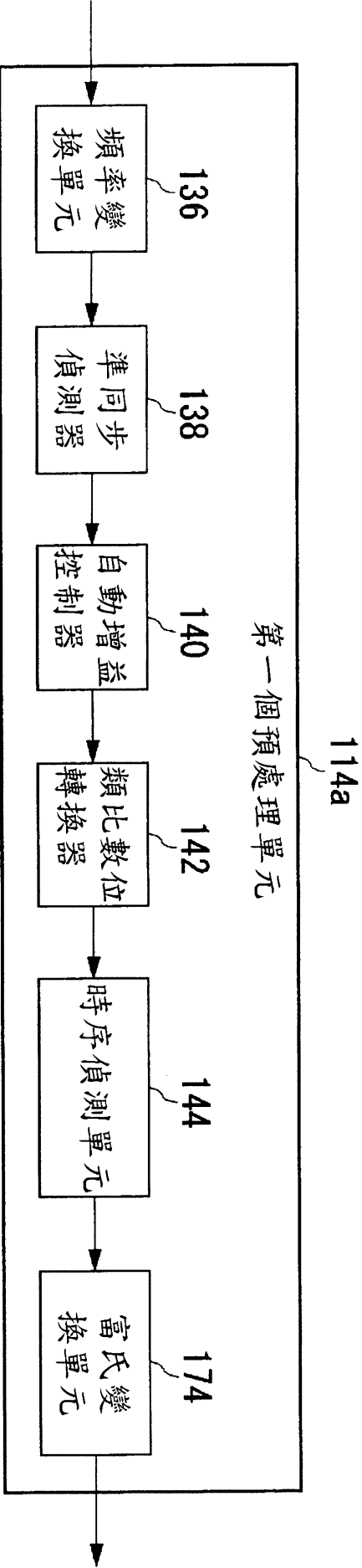




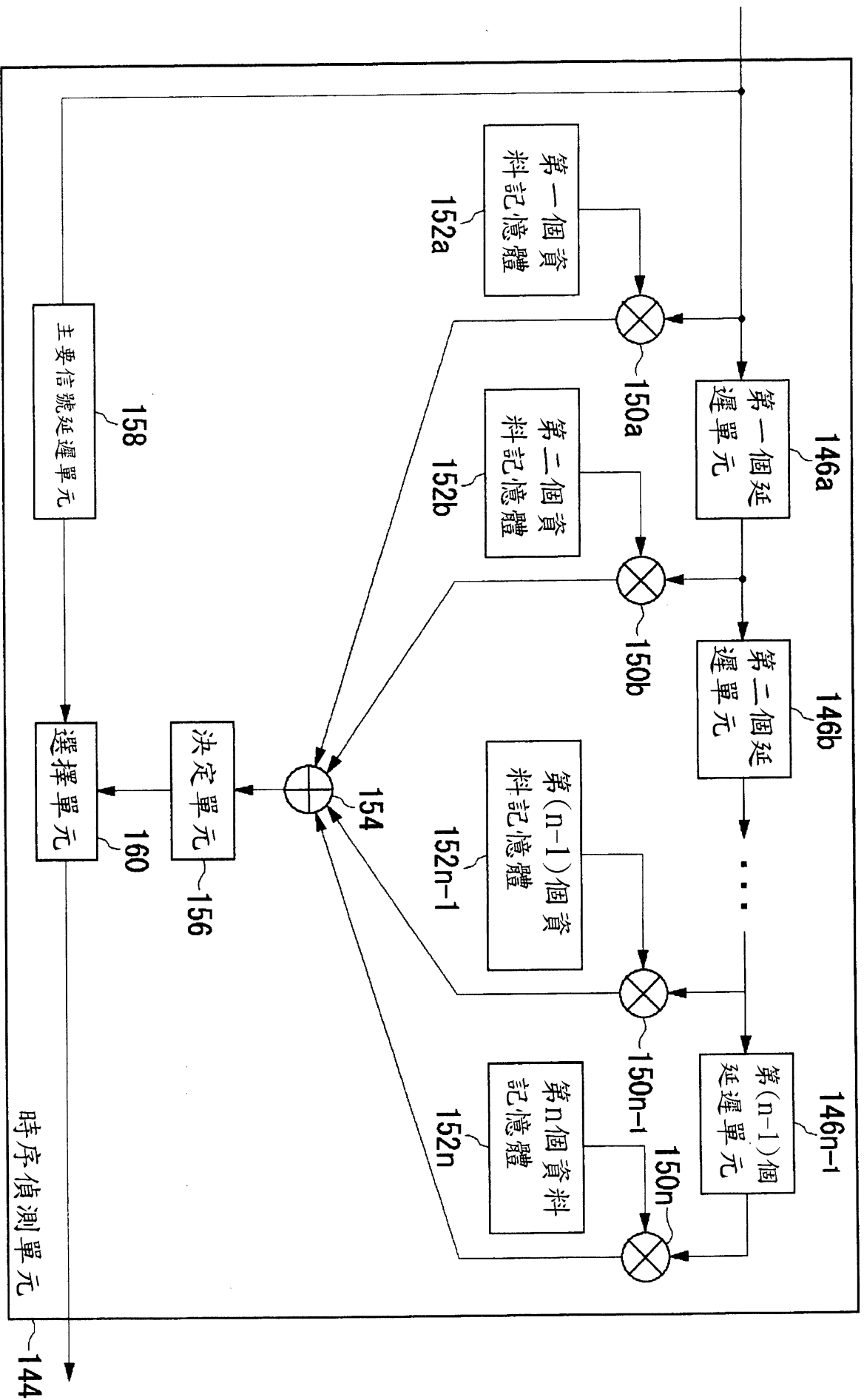
第5圖



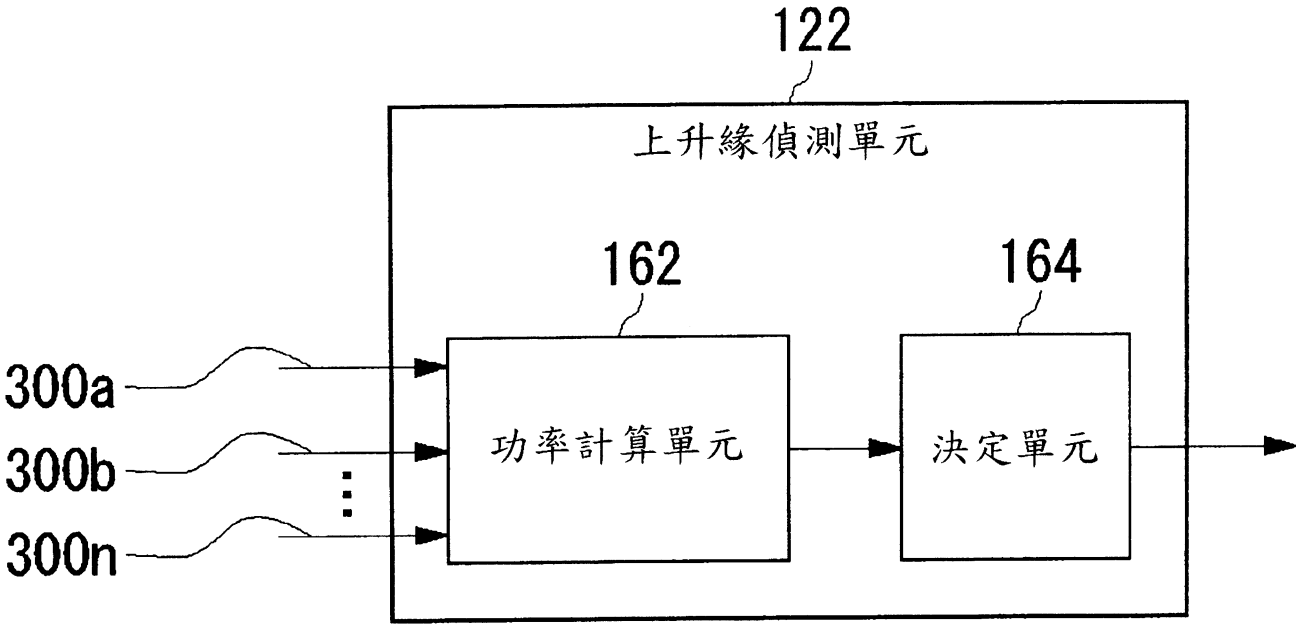
第6圖



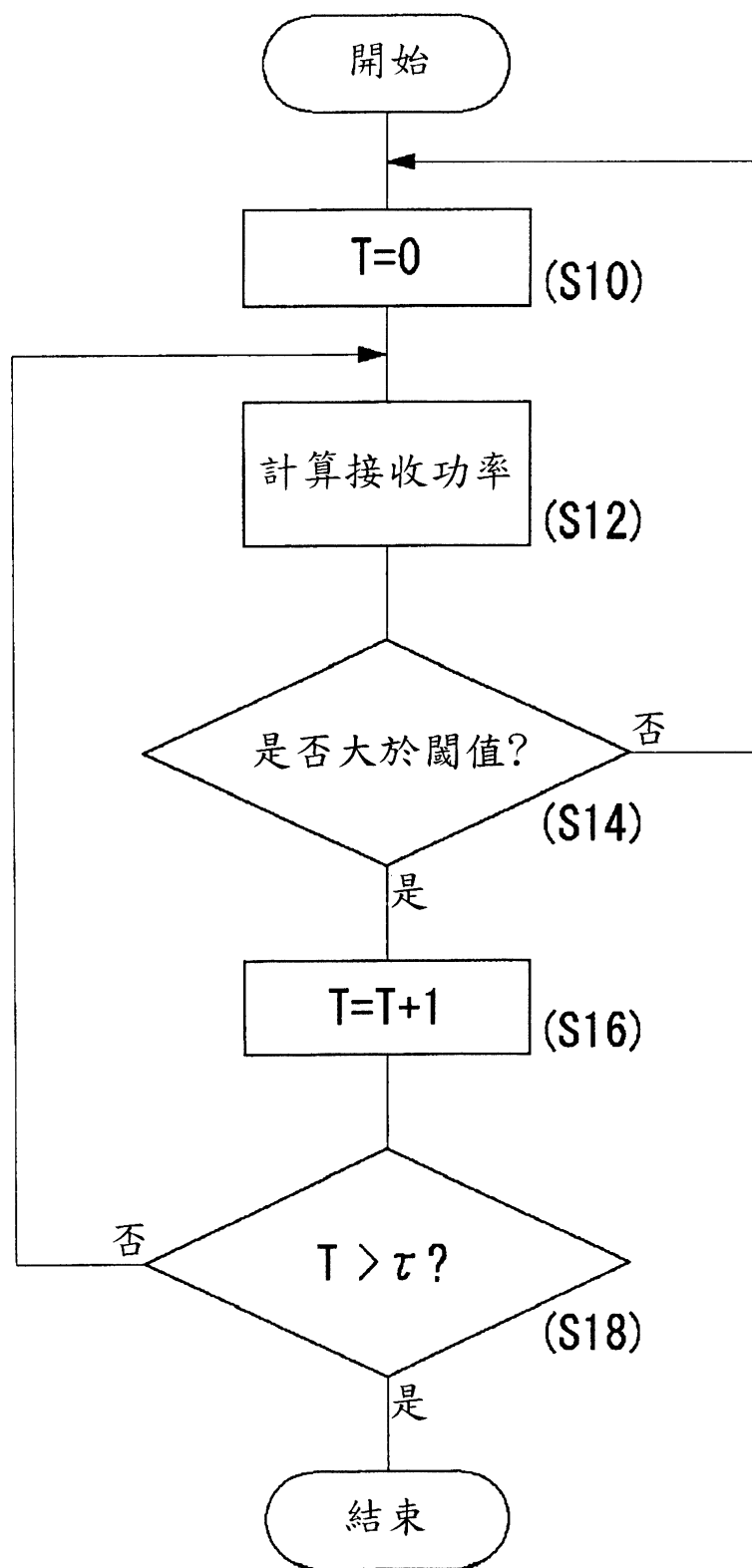
第7圖



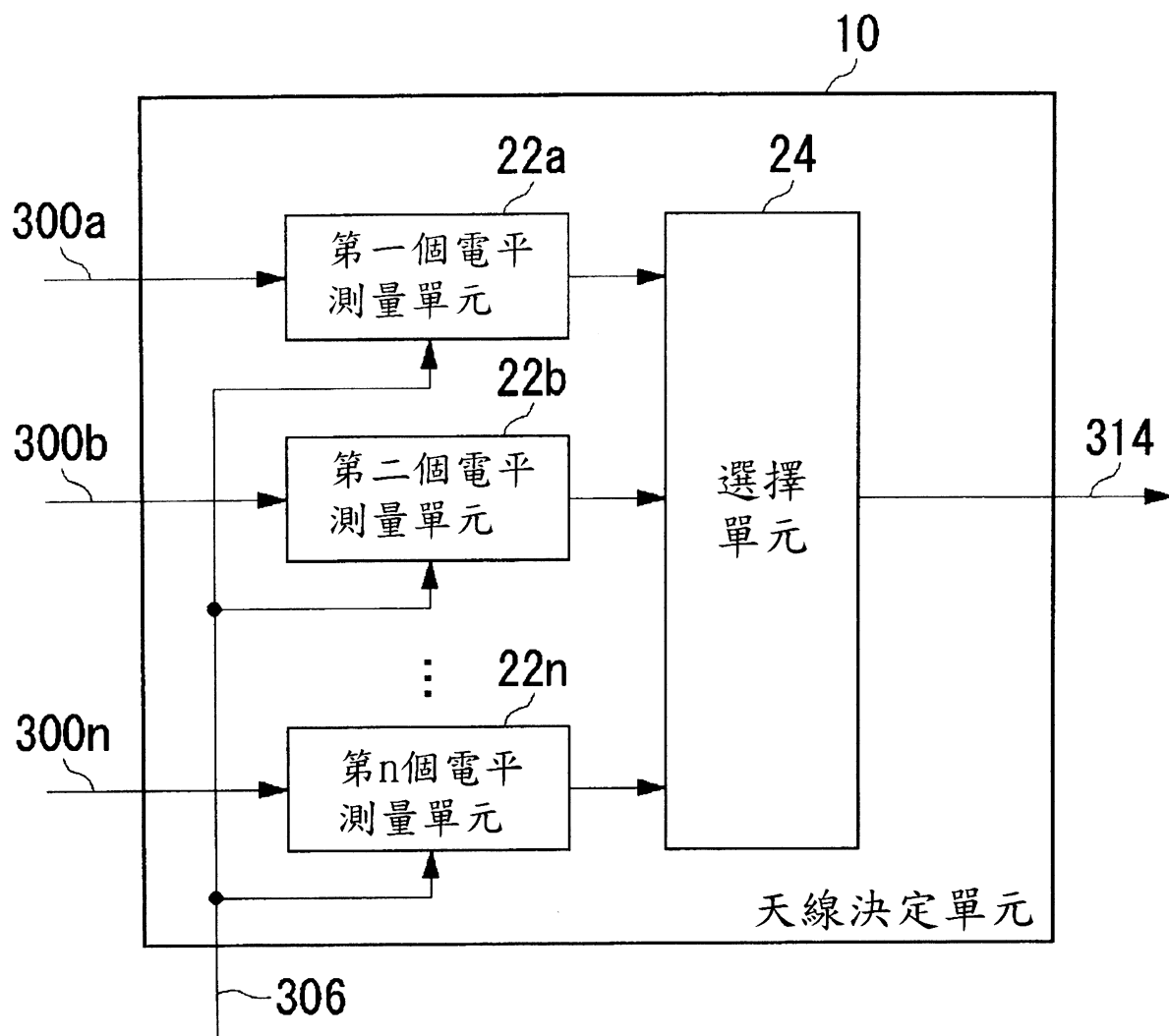
第8圖



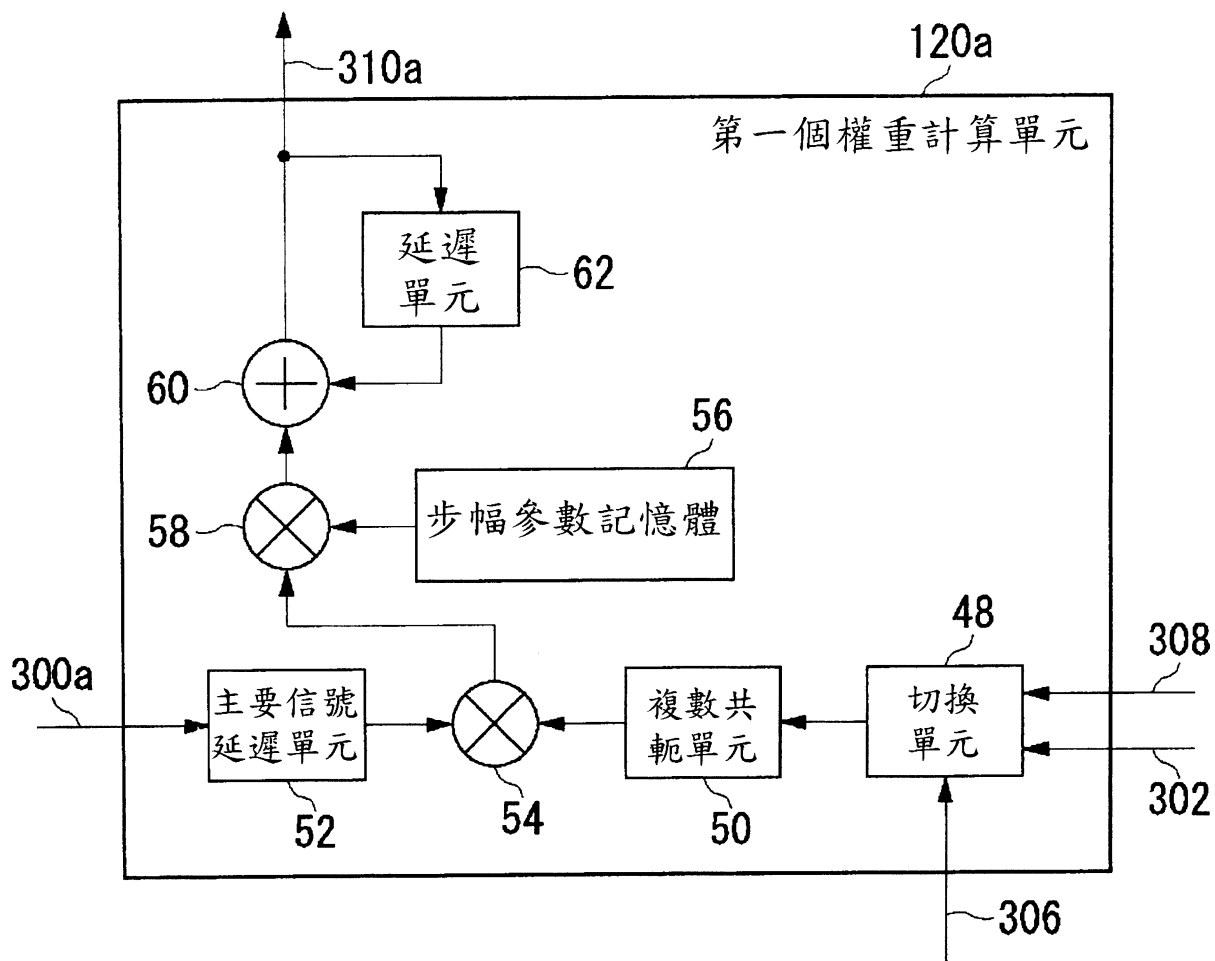
第9圖



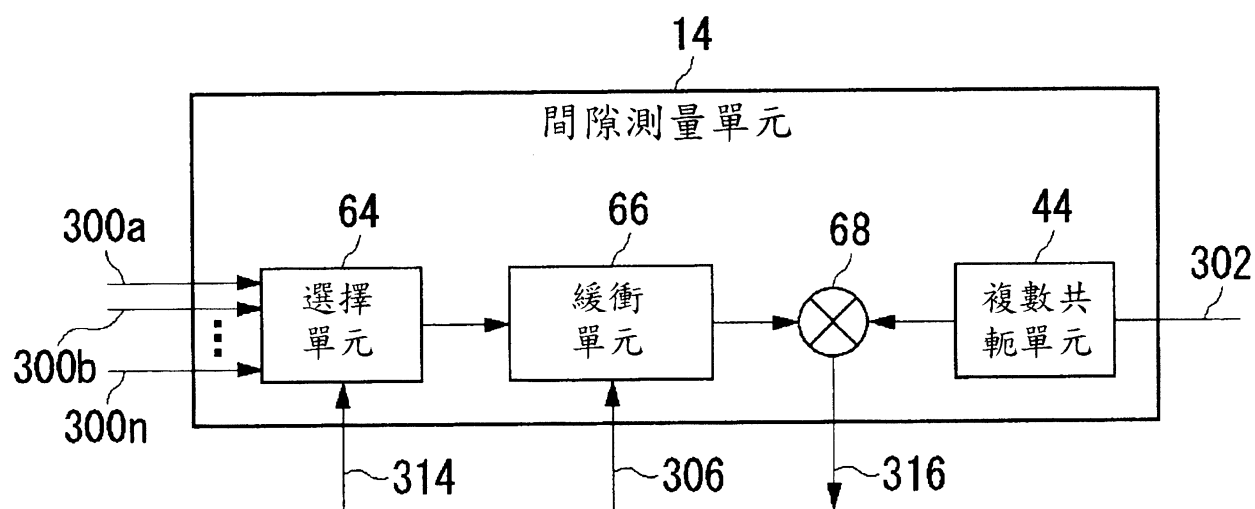
第10圖



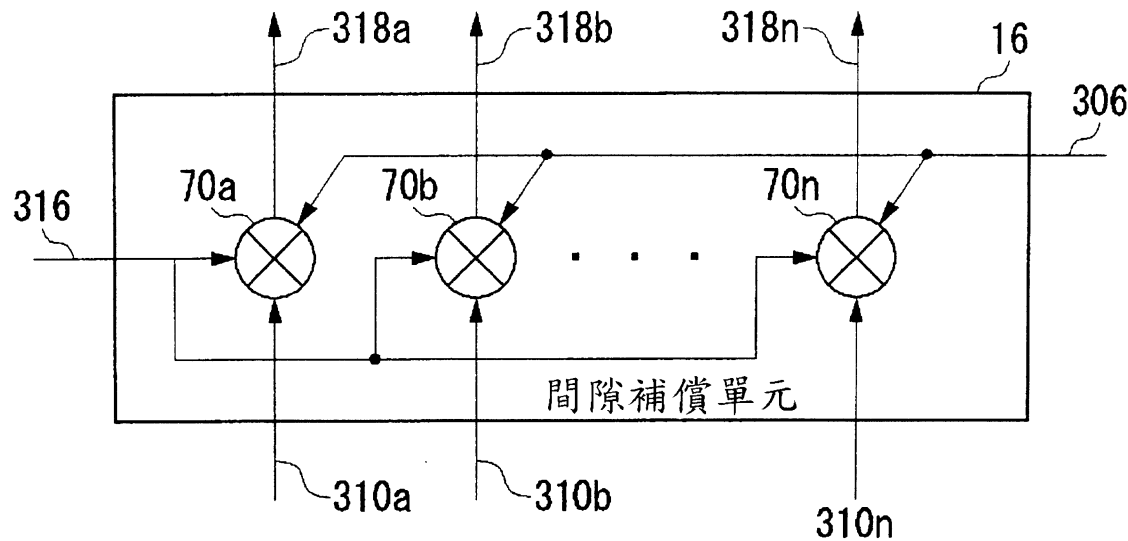
第11圖



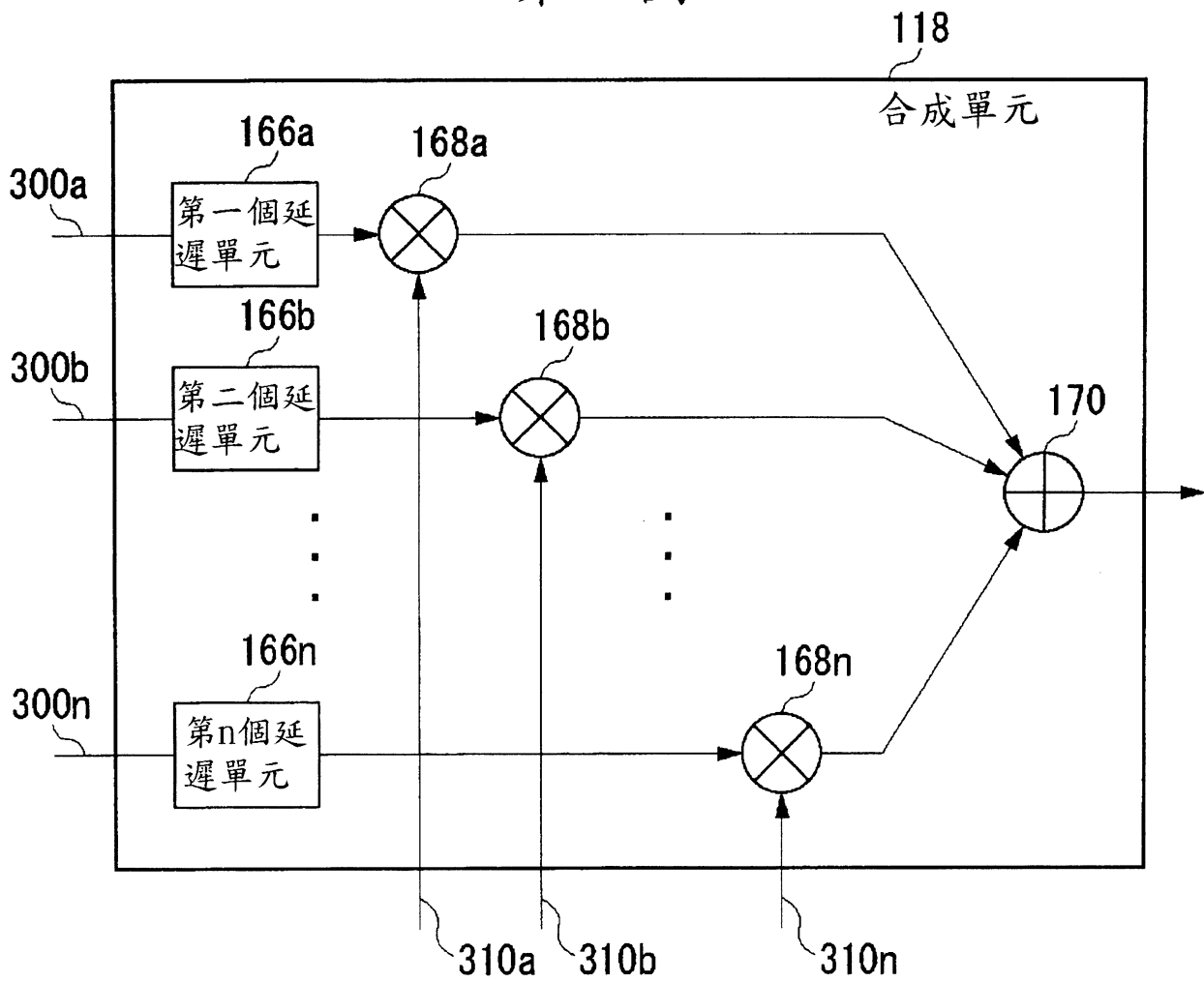
第12圖



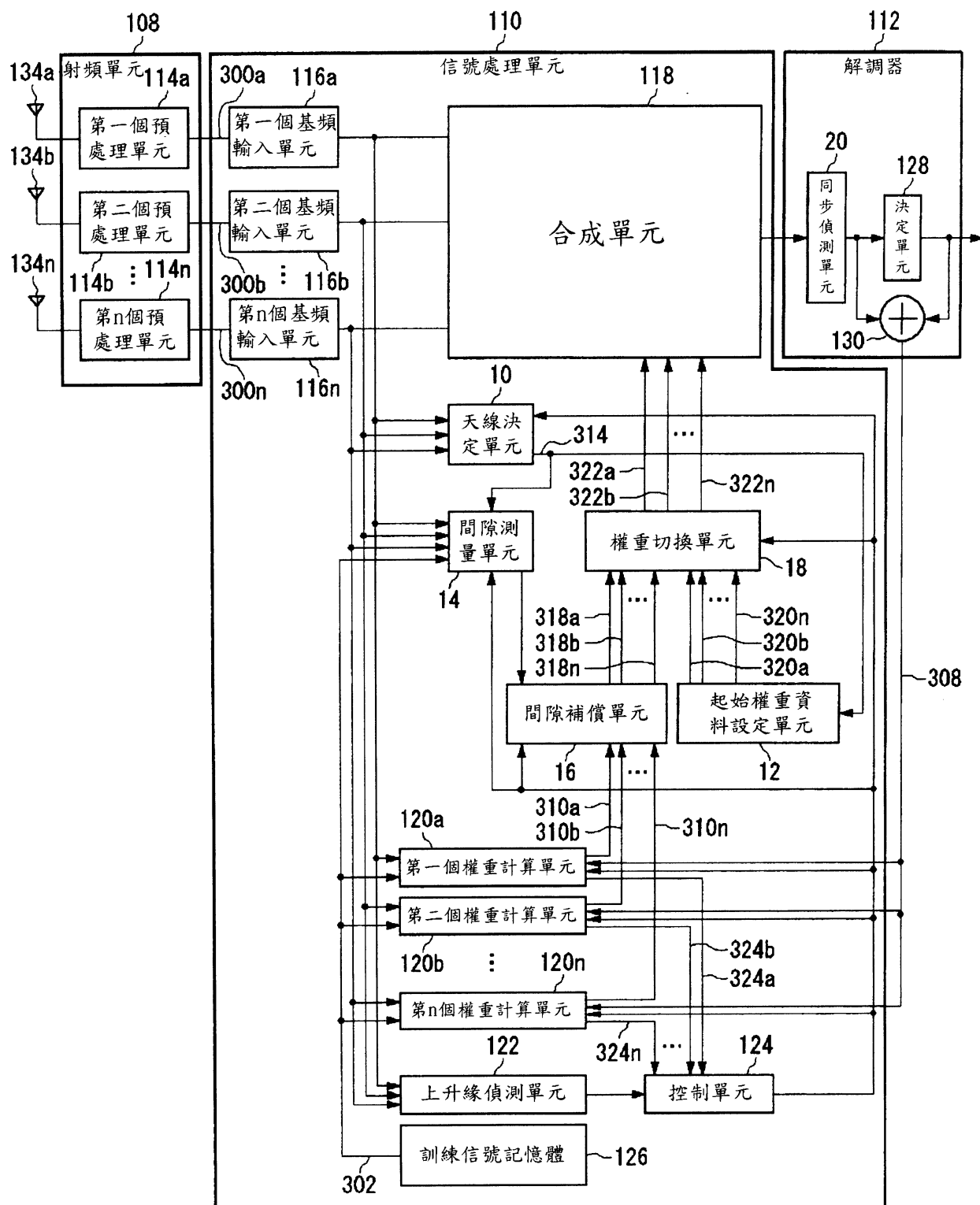
第13圖



第14圖

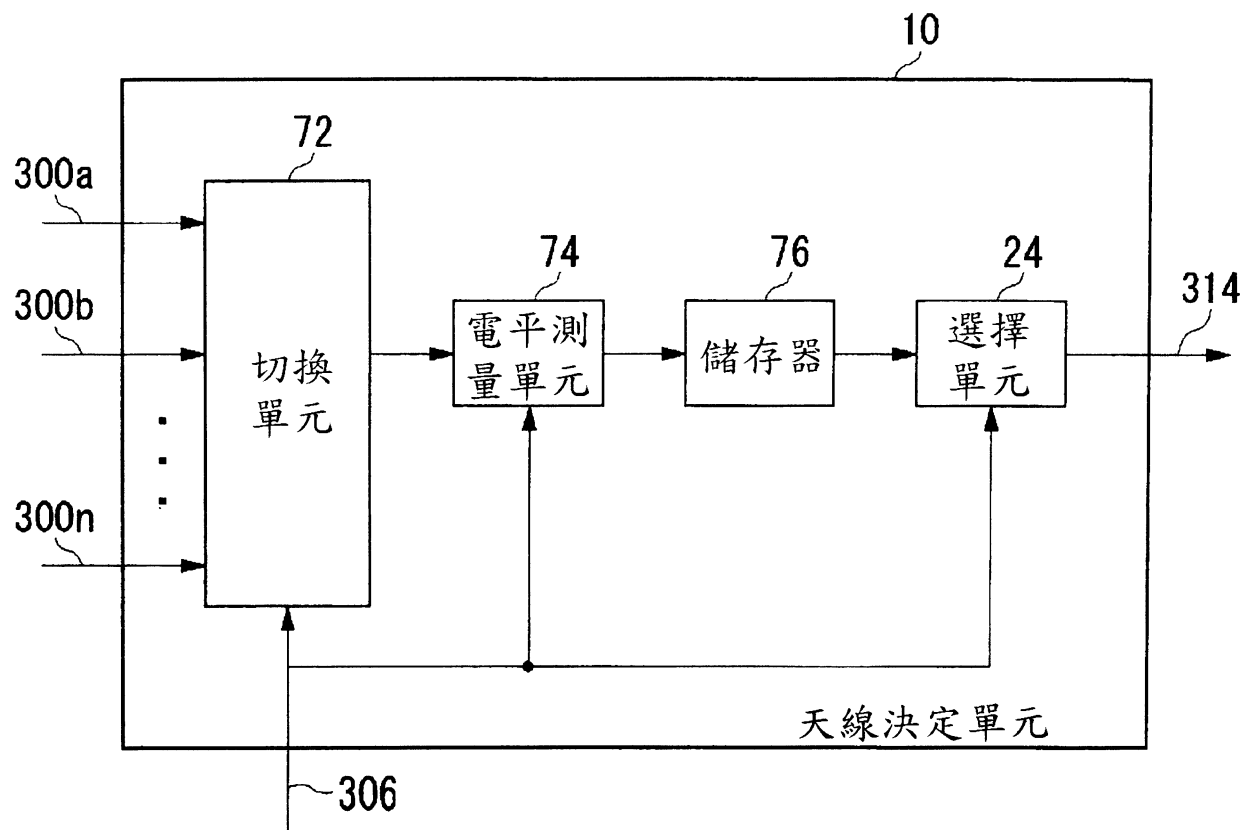


第15圖

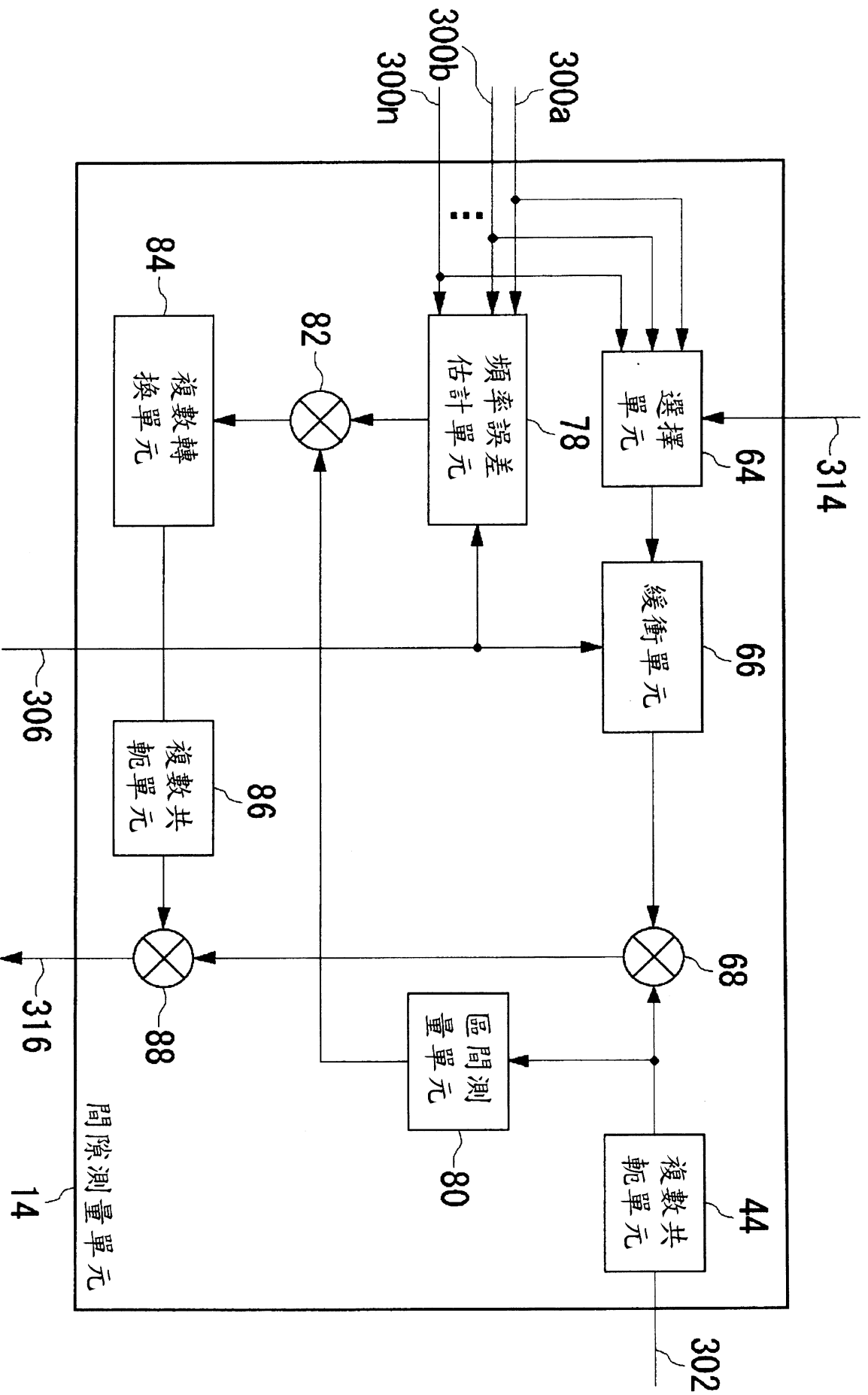


106

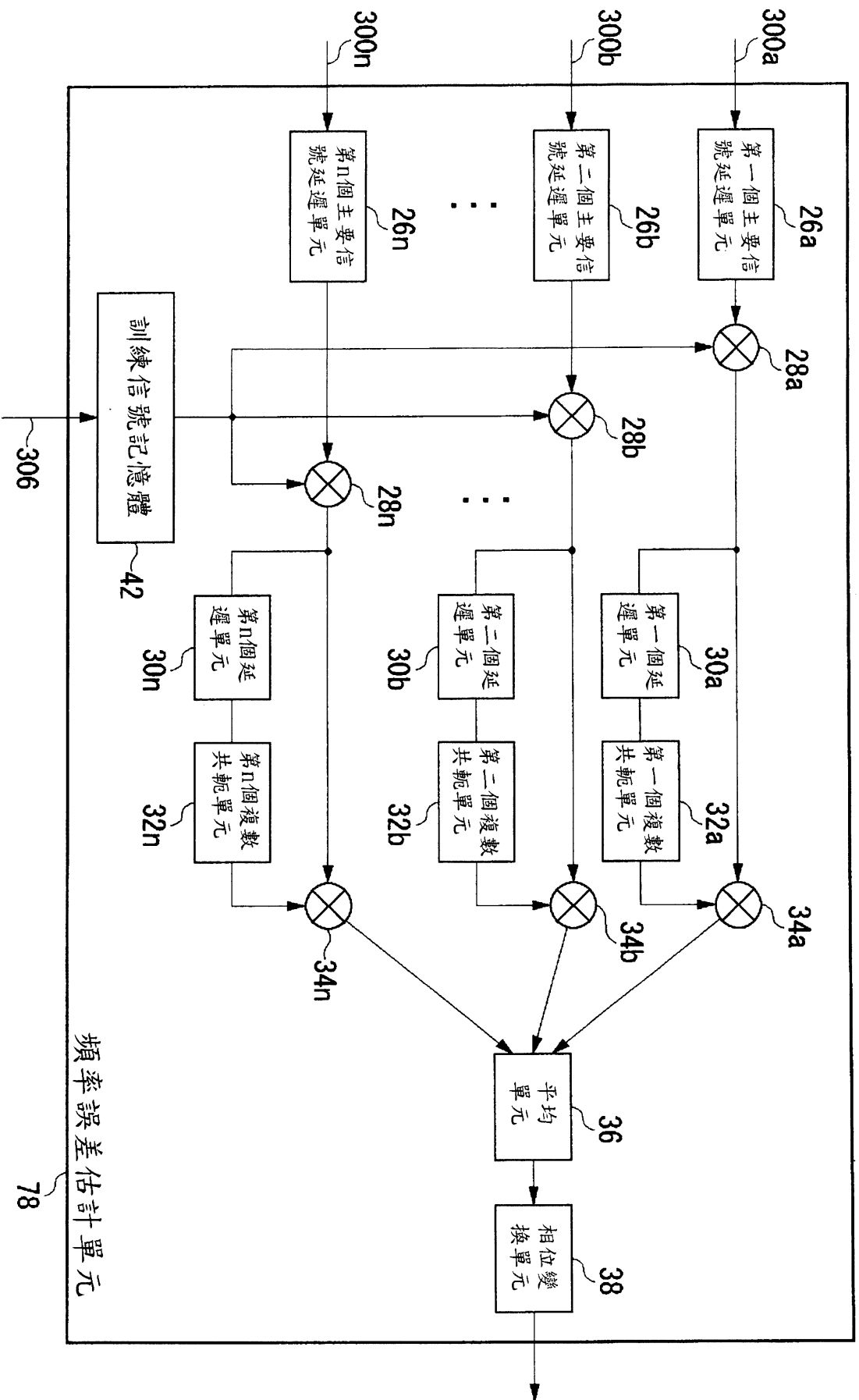
第16圖



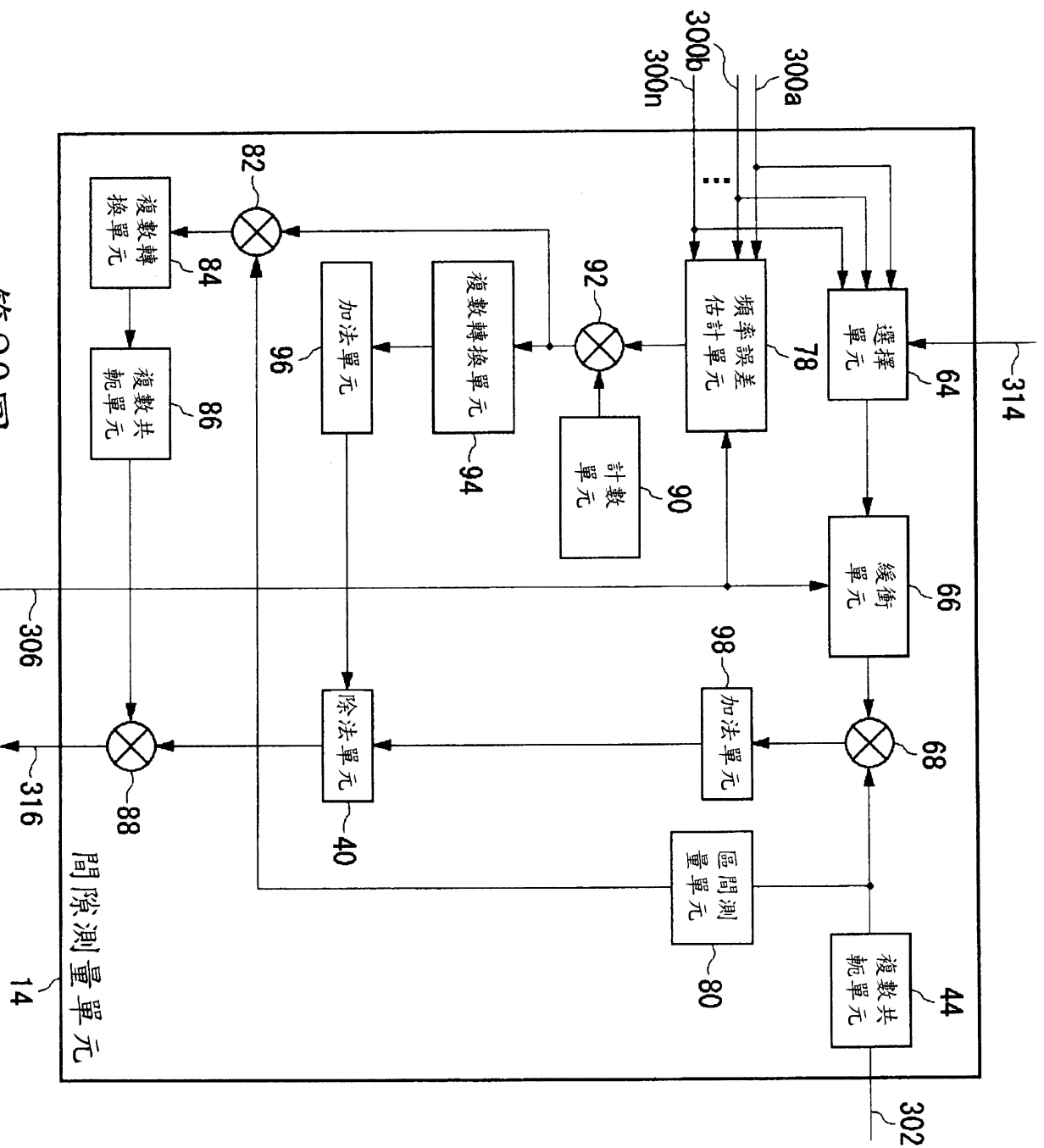
第17圖



第18圖



第19圖



第20圖

柒、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第 (4) 圖。

(二)本代表圖之元件代表符號簡單說明：

10	天線決定單元		
12	起始權重資料設定單元		
14	間隙測量單元	16	間隙補償單元
18	權重切換單元	20	同步偵測單元
106	接收器	108	射頻單元
110	信號處理單元	112	解調器
114a	第一個預處理單元	114b	第二個預處理單元
114n	第 n 個預處理單元	116a	第一個基頻輸入單元
116b	第二個基頻輸入單元	116n	第 n 個基頻輸入單元
118	合成單元	120a	第一個權重計算單元
120b	第二個權重計算單元	120n	第 n 個權重計算單元
122	上升緣偵測單元	124	控制單元
126	訓練信號記憶體	128	決定單元
130	加法單元	134a	第一天線
134b	第二天線	134n	第 n 天線
300a	第一個基頻接收信號	300b	第二個基頻接收信號
300n	第 n 個基頻接收信號	302	訓練信號
306	控制信號	308	誤差信號
310a	第一個控制加權係數	310b	第二個控制加權係數
310n	第 n 個控制加權係數	314	天線選擇信號
316	間隙誤差信號	318a	第一個更新加權係數
318b	第二個更新加權係數	318n	第 n 個更新加權係數
320a	第一個起始加權係數	320b	第二個起始加權係數
320n	第 n 個起始加權係數	322a	第一加權係數
322b	第二加權係數	322n	第 n 個加權係數

捌、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

第 92132235 號專利申請案

申請專利範圍修正本

(94 年 4 月 15 日)

1. 一種接收器，包括：

輸入單元，其輸入將接受處理的多數個信號；

切換單元，其在多數個將暫時利用的第一加權係數和多數個具有較高適應性的第二加權係數之間切換用以與該多數個輸入信號相乘之多數個加權係數；

控制器，其指示該切換單元在該多數個第一加權係數和該多數個第二加權係數之間切換加權係數；以及

合成器，其將該多數個輸入信號和該多數個加權係數相乘的相乘結果予以合成。

2. 一種接收器，包括：

輸入單元，其輸入將接受處理的多數個信號；

切換單元，其在多數個第一加權係數和多數個第二加權係數之間切換用以與該多數個輸入信號相乘之多數個加權係數；

控制器，其指示該切換單元在預定區間內在該多數個第一加權係數和該多數個第二加權係數之間切換加權係數，該多數個信號在該區間內以連續的方式被輸入；以及

合成器，其將該多數個輸入信號和該多數個加權係數相乘的相乘結果予以合成。

3. 如申請專利範圍第 2 項之接收器，其中該多數個第一加權係數係以與該多數個輸入信號相乘的結果中只有與

該多數個輸入信號中的一個信號相乘之結果為有效的之方式設定。

4. 如申請專利範圍第 3 項之接收器，其中該多數個輸入信號中的一個信號為該多數個輸入信號中具有最大值的信號。
5. 如申請專利範圍第 2 項之接收器，其中該多數個第一加權係數係利用已經設定之該多數個第二加權係數而設定。
6. 如申請專利範圍第 2 項之接收器，其進一步包括：
加權係數更新單元，其根據該多數個輸入信號而自適應地更新多數個第三加權係數；
間隙估計器，其藉由執行該多數個輸入信號中至少一個信號和一已知信號間的相關處理而估計該多數個第一加權係數和該多數個第三加權係數間的間隙；以及
間隙補償器，其根據該估計的間隙而藉由補償該多數個第三加權係數而產生該多數個第二加權係數。
7. 如申請專利範圍第 2 項之接收器，其中於該預定區間內以連續方式被輸入的信號包含具有不同特性的信號，並且該控制器在偵測到信號特性改變之偏移點時下指示使加權係數在該第一加權係數和該第二加權係數之間切換。
8. 如申請專利範圍第 6 項之接收器，其中該控制器可連續地輸入經該加權係數更新單元更新的該多數個第三加權係數，並且在該多數個第三加權係數的波動收斂至預定的範圍內時指示該切換單元在該多數個第一加權係

數和該多數個第二加權係數之間切換加權係數。

9. 一種接收方法，包括：

輸入將接受處理的多數個信號；

在多數個將暫時利用的第一加權係數和多數個具有較高適應性的第二加權係數之間切換用以與該多數個輸入信號相乘之多數個加權係數；

給予在該多數個第一加權係數和該多數個第二加權係數之間切換加權係數的指示；以及

將該多數個輸入信號和該多數個加權係數相乘的相乘結果予以合成。

10. 一種接收方法，包括：

輸入將接受處理的多數個信號；

在多數個第一加權係數和多數個第二加權係數之間切換用以與該多數個輸入信號相乘之多數個加權係數；

給予在預定區間內在該多數個第一加權係數和該多數個第二加權係數之間切換加權係數之指示，該多數個信號在該區間內以連續的方式被輸入；以及

將該多數個輸入信號和該多數個加權係數相乘的相乘結果予以合成。

11. 如申請專利範圍第 10 項之接收方法，其中該多數個第一加權係數係以與該多數個輸入信號相乘的結果中只有與該多數個輸入信號中的一個信號相乘之結果為有效的之方式設定。

- 12.如申請專利範圍第 11 項之接收方法，其中該多數個輸入信號中的一個信號為該多數個輸入信號中具有最大值的信號。
- 13.如申請專利範圍第 10 項之接收方法，其中該多數個第一加權係數係利用已經設定之該多數個第二加權係數而設定。
- 14.如申請專利範圍第 10 項之接收方法，其進一步包括：
根據該多數個輸入信號而自適應地更新多數個第三加權係數；
藉由執行該多數個輸入信號中至少一個信號和一已知信號間的相關處理而估計該多數個第一加權係數和該多數個第三加權係數間的間隙；以及
根據該估計的間隙而藉由補償該多數個第三加權係數而產生該多數個第二加權係數。
- 15.如申請專利範圍第 10 項之接收方法，其中於該預定區間內以連續方式被輸入的信號包含具有不同特性的信號，並且前述給予在該多數個第一加權係數和該多數個第二加權係數之間切換加權係數之指示之步驟中，該指示係在偵測到信號特性改變之偏移點時給予。
- 16.如申請專利範圍第 14 項之接收方法，其中前述給予在該多數個第一加權係數和該多數個第二加權係數之間切換加權係數之指示之步驟中，經更新的該多數個第三加權係數係連續地輸入，並且該指示係在該多數個第三加權係數的波動收斂至預定的範圍內時給予。