

發明專利說明書

公告本

(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：97100464

※ 申請日期：97-1-4

※IPC 分類：

H04L 27/00 (2006.01)
H04B 7/64 (2006.01)
H04L 27/18 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

高功效站台

HIGH PERFORMANCE STATION

二、申請人：(共 1 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

美商高通公司

QUALCOMM INCORPORATED

代表人：(中文/英文)

湯瑪仕 R 勞斯

ROUSE, THOMAS R.

住居所或營業所地址：(中文/英文)

美國加州聖地牙哥市摩豪斯大道5775號

5775 MOREHOUSE DRIVE SAN DIEGO, CA 92121-1714, U. S. A.

國 籍：(中文/英文)

美國 U.S.A.

三、發明人：(共 2 人)

姓 名：(中文/英文)

1. 葛瑞格 C 史提爾
STEELE, GREGORY C.
2. DJ 理查 凡 尼
VAN NEE, D.J. RICHARD

國 籍：(中文/英文)

1. 美國 U.S.A.
2. 荷蘭 THE NETHERLANDS

四、聲明事項：

☐ 主張專利法第二十二條第二項☐第一款或☐第二款規定之事實，其事實發生日期為： 年 月 日。

☒ 申請前已向下列國家(地區)申請專利：

【格式請依：受理國家(地區)、申請日、申請案號 順序註記】

☒ 有主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

1. 美國；2007年01月05日；60/883,733

2. 美國；2007年12月28日；11/966,651

☐ 無主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

1.

2.

☐ 主張專利法第二十九條第一項國內優先權：

【格式請依：申請日、申請案號 順序註記】

☐ 主張專利法第三十條生物材料：

☐ 須寄存生物材料者：

國內生物材料 【格式請依：寄存機構、日期、號碼 順序註記】

國外生物材料 【格式請依：寄存國家、機構、日期、號碼 順序註記】

☐ 不須寄存生物材料者：

所屬技術領域中具有通常知識者易於獲得時，不須寄存。

五、中文發明摘要：

本發明描述用於在一無線通信系統中操作之一器件處處理資訊之系統及方法。本文中提供用於同相與正交(I/Q)校準、干擾取消、通道估計及信雜比(SNR)與等級量度計算之技術。如本文中所提供，該等所描述技術中之一或多者可用於在存在對一無線站台及/或由該無線站台所使用之一通信鏈路之損害的情況下調整該無線站台之功效。

六、英文發明摘要：

Systems and methodologies are described for processing information at a device operating in a wireless communication system. Techniques for in-phase and quadrature (I/Q) calibration, interference cancellation, channel estimation, and signal-to-noise ratio (SNR) and rank metric calculation are provided herein. As provided herein, one or more of the described techniques can be used to adjust the performance of a wireless station in the presence of impairments to the wireless station and/or a communication link used by the wireless station.

七、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第(2)圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

200	站 台
210	取 樣 器
220	參 數 計 算 模 組
222	I/Q 修 正 因 數
224	干 擾 取 消 係 數
226	通 道 估 計 截 止 點
228	星 象 SNR 量 度
230	MIMO 等 級 量 度
240	站 台 調 整 模 組
252	記 憶 體
254	處 理 器

八、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

(無)

九、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本揭示案大體係關於無線通信，且更具體言之，係關於用於在無線通信系統中操作之器件的信號處理技術。

本申請案主張2007年1月5日申請之名為"高功效接收器(HIGH PERFORMANCE RECEIVER)"美國專利臨時申請案第60/883,733號之權利，其全文以引用之方式併入本文中。

【先前技術】

無線通信系統經廣泛地布署以提供各種通信服務，例如，語音、視訊、封包資料、廣播，且訊息傳遞服務可經由此等無線通信系統來提供。此等系統可為能夠藉由共用可用系統資源來支援多個終端機之通信的多重存取系統。此等多重存取系統之實例包括分碼多重存取(CDMA)系統、分時多重存取(TDMA)系統、分頻多重存取(FDMA)系統，及正交分頻多重存取(OFDMA)系統。

無線通信系統之風行度正逐漸增長，且結果，對此等系統之功效正作出更高需求。舉例而言，目前存在對無線器件之顯著需求，其可自遠距離且在存在增加之頻譜干擾及雜訊的情況下接收高資料速率。通常，隨著無線通信系統中之最大資料速率增加，用於在此系統中通信之無線電鏈路變得愈加易受損害，諸如，同相與正交(I/Q)不平衡、通道估計誤差，及干擾。結果，此項技術中需要在存在此等損害之情況下改良無線器件之功效的技術。

【發明內容】

下文呈現所主張標的物之各種態樣的簡化概述，以便提供對此等態樣之基本理解。此概述不為所有預期態樣之廣泛綜述，且意欲既不識別關鍵或決定性元素，亦不描繪此等態樣之範疇。其唯一目的為以簡化形式來呈現所揭示態樣之一些概念作為稍後被呈現之更詳細描述的序部。

根據一態樣，本文中描述一種用於在無線站台處處理資料之方法。該方法可包含：獲得與由無線站台用於通信之無線電鏈路有關的樣本；自所獲得樣本識別一或多個損害；至少部分地基於所獲得樣本及所識別損害來計算一或多個參數，該等參數包含選自一清單之一或多個項目，該清單包括同相與正交(I/Q)不平衡修正因數、干擾取消係數、通道估計截斷點、星象信雜比(SNR)量度，及多輸入多輸出(MIMO)通道等級量度；及基於一或多個所計算參數來調整無線站台。

另一態樣係關於一種無線通信裝置，其可包含一記憶體，該記憶體儲存與由無線通信裝置用於通信之無線電鏈路有關的資料及與該資料有關的一或多個樣本。無線通信裝置可進一步包括一處理器，其經組態以：基於一或多個樣本來識別待在無線通信裝置處執行之調整；自一清單選擇用於調整之一或多個參數，該清單包含I/Q修正係數、干擾取消因數、通道估計截止點，及通道品質指示符；及執行所識別調整。

又一態樣係關於一種在無線通信系統中促進信號處理之裝置。該裝置可包含：用於獲得與裝置之操作特性有關之資料的構件；用於基於所獲得資料來識別待在裝置處執行

之一或多個調整的構件；用於計算選自待結合所識別調整而使用之群之參數的構件，該群包含I/Q修正因數、干擾取消係數、通道估計截止點、星象SNR量度，及MIMO等級量度；及用於基於所計算參數而在站台處執行所識別調整的構件。

一額外態樣係關於一種電腦可讀媒體，其可包含用於引起電腦獲取與用於通信之無線電鏈路有關之資訊的程式碼，該資訊指示一或多個損害；用於引起電腦基於損害來判定待計算之參數集合的程式碼，該參數集合選自一清單，該清單包含I/Q校準係數、干擾取消加權、通道截斷值，及通道品質指示符；及用於引起電腦基於所獲取資訊來計算參數集合以基於參數集合來致能對損害之調整的程式碼。

再一態樣係關於一種積體電路，其可執行電腦可執行指令。該等指令可包含：識別待在無線站台處進行之一或多個調整；自一清單選擇用於調整之一或多個調整參數，該清單包含I/Q修正係數、干擾取消因數、通道估計截止點、星象SNR，及MIMO等級量度；計算所選調整參數；及基於所計算調整參數來執行所識別調整。

為了完成前述及相關目的，所主張標的物之一或多個態樣包含在下文中充分地描述且在申請專利範圍中特別地指出之特徵。以下描述及隨附圖式詳細地陳述所主張標的物之某些說明性態樣。然而，此等態樣僅指示可使用所主張標的物之原理所採取之各種方式中的少數幾種。另外，所揭示態樣意欲包括所有此等態樣及其均等物。

【實施方式】

現在參看圖式來描述所主張標的物之各種態樣，其中在整個圖式中，相似參考數字用於指代相似元件。在以下描述中，為瞭解釋之目的，陳述許多特定細節，以便提供對一或多個態樣之徹底理解。然而，可能明顯的是，可在無此等特定細節的情況下實踐此(此等)態樣。在其他情況下，以方塊圖形式來展示熟知結構及器件，以便促進描述一或多個態樣。

如本申請案中所使用，術語"組件"、"模組"、"系統"及其類似者意欲指代電腦相關實體：硬體、軟體、硬體與軟體之組合、軟體，或執行中之軟體。舉例而言，組件可為(但不限於)在處理器上執行之過程、積體電路、物件、可執行體、執行線緒、程式，及/或電腦。經由說明，在計算器件上執行之應用程式與計算器件兩者皆可為組件。一或多個組件可駐存於一過程及/或執行線緒內，且一組件可區域化於一電腦上及/或分散於兩個或兩個以上之組件之間。另外，此等組件可自上面儲存有各種資料結構之各種電腦可讀媒體執行。組件可經由(諸如)根據一具有一或多個資料封包之信號(例如，在區域系統、分散式系統中及/或跨越具有其他系統之網路(諸如，網際網路)來自一經由信號而與另一組件互動之組件的資料)的區域及/或遠端過程而通信。

此外，本文中結合無線終端機及/或基地台而描述各種態樣。無線終端機可指代將語音及/或資料連接性提供至使用者之器件。無線終端機可連接至諸如膝上型電腦或桌

上型電腦之計算器件，或其可為諸如個人數位助理(PDA)之自含式器件。無線終端機亦可被稱為系統、用戶單元、用戶台、行動台、行動體、遠端台、存取點、遠端終端機、存取終端機、使用者終端機、使用者代理、使用者器件，或使用者設備。無線終端機可為用戶台、無線器件、蜂巢式電話、PCS電話、無線電話、會話起始協定(SIP)電話、無線區域迴路(WLL)台、個人數位助理(PDA)、具有無線連接能力之掌上型器件，或連接至無線數據機之其他處理器件。基地台(例如，存取點)可指代存取網路中經由一或多個扇區而在空中介面上與無線終端機通信之器件。基地台可藉由將所接收空中介面訊框轉換為IP封包來充當無線終端機與存取網路之其餘部分(其可包括網際網路協定(IP)網路)之間的路由器。基地台亦協調空中介面之屬性的管理。

此外，本文中所描述之各種態樣或特徵可被實施為使用標準程式化及/或工程技術之方法、裝置或製品。本文中所使用之術語"製品"意欲涵蓋可自任何電腦可讀器件、載體或媒體存取之電腦程式。舉例而言，電腦可讀媒體可包括(但不限於)磁性儲存器件(例如，硬碟、軟碟、磁條，等等)、光碟(例如，緊密光碟(CD)、數位化通用光碟(DVD)，等等)、智慧卡，及快閃記憶體器件(例如，卡、棒、鍵驅動器，等等)。

將依據可包括許多器件、組件、模組及其類似者之系統而呈現各種態樣。應理解且瞭解，各種系統可包括額外器

件、組件、模組，等等，及/或可能並非包括結合諸圖所論述之所有器件、組件、模組，等等。亦可使用此等方法之組合。

現參看圖式，圖1為根據各種態樣之無線多重存取通信系統的說明。在一實例中，存取點100(AP)包括多個天線群。如圖1中所說明，一天線群可包括天線104及106，另一者可包括天線108及110，且另一者可包括天線112及114。雖然在圖1中僅展示每一天線群之兩個天線，但應瞭解，更多或更少之天線可用於每一天線群。在另一實例中，存取終端機116(AT)可與天線112及114通信，其中天線112及114經由前向鏈路120而將資訊傳輸至存取終端機116且經由反向鏈路118而自存取終端機116接收資訊。另外及/或其他，存取終端機122可與天線106及108通信，其中天線106及108經由前向鏈路126而將資訊傳輸至存取終端機122且經由反向鏈路124而自存取終端機122接收資訊。在分頻雙工(FDD)系統中，通信鏈路118、120、124及126可將不同頻率用於通信。舉例而言，前向鏈路120可使用不同於由反向鏈路118所使用之頻率的頻率。

每一天線群及/或天線經設計以通信所在之區域可被稱為存取點之扇區。根據一態樣，天線群可經設計以傳達至由存取點100所覆蓋之區域之扇區中的存取終端機。在經由前向鏈路120及126之通信中，存取點100之傳輸天線可利用波束形成，以便改良不同存取終端機116及122之前向鏈路的信雜比。又，使用波束形成以傳輸至隨機地散布於

其覆蓋區域之存取終端機的存取點與經由單天線而傳輸至所有其存取終端機之存取點相比引起對鄰近小區中之存取終端機的更小干擾。

存取點(例如，存取點100)可為用於與終端機通信之固定台且亦可被稱為基地台、節點B、存取網路，及/或其他適當術語。另外，存取終端機(例如，存取終端機116或122)可為用於與存取點通信之固定或行動台且可被稱為行動終端機、使用者設備(UE)、無線通信器件、終端機、無線終端機，及/或其他適當術語。

圖2為根據各種態樣之可在無線通信系統中操作之實例站台200的方塊圖。站台200可為(例如)基地台(例如，存取點100)、無線站台(例如，存取終端機116及/或122)，及/或可在無線通信系統中操作之任何其他適當器件。在一實例中，站台200可使用經由諸如分頻多工(FDM)、正交分頻多工(OFDM)、分時多工(TDM)、分碼多工(CDM)及其類似者之一或多種技術而以通道之形式所產生之資源來通信。另外，站台200可根據單輸入單輸出(SISO)、多輸入單輸出(MISO)、多輸入多輸出(MIMO)及/或另一適當通信機制來使用一或多個天線以利用通信通道。

根據一態樣，由站台200用於通信之通信鏈路或無線電鏈路可經受站台200及/或鏈路自身之損害，其可不利地影響站台200之功效。舉例而言，在利用同相與正交(I/Q)調變器及/或解調變器之站台處，I/Q調變器及/或解調變器之I分量與Q分量之間的不平衡可導致站台200與所欲之方式

不同地解譯信號。又，此可引起傳輸器及/或接收器星象點被分散，從而導致通信誤差。

另外，在站台200試圖接收信號的情況下，其他信號可干擾經接收之信號。此干擾可由(例如)電腦及/或其他電子器件引起。因為此等電子器件可接近於諸如站台200之無線器件而被使用，所以此干擾可不利地影響站台200之功效。

作為另一實例，站台200可經由通道估計來判定對由通信通道所引入之信號之效應的值。隨著通道估計之準確度增加，可更好地修正所估計通道之效應。然而，另一方面，通道估計之誤差可不利地影響無線站台修正通信通道之效應的能力。

另外，在利用多個模式用於不同資料速率之站台處，可基於資料速率之鏈路上之誤差機率來選擇資料速率。在此實例中，選擇將在給定無線鏈路上具有可接受誤差機率之適當資料速率可藉由考慮鏈路之信雜比(SNR)及MIMO等級來進行。基於SNR及等級量度，站台可預測空間流之最大可能資料速率及數目以達成所要最大封包誤差機率。因此，由站台所利用之SNR及/或MIMO等級量度之不準確度將不利地影響站台之速率及/或誤差功效。

因此，為了最小化此等及/或其他損害對站台200之功效的影響，站台200可利用促進站台200之調整以解決此等損害之一或多個機構。舉例而言，如由圖2所說明，站台200可利用取樣器210以獲得與站台200及/或由站台200用於通

信之無線鏈路有關的資料。可由取樣器210所獲得之資料包括由I/Q調變器/解調變器在站台200處所產生之信號的樣本、與站台200相關聯之一或多個天線處之所接收信號、所估計通道資訊、關於星象點之所接收符號，及/或其他適當資訊。

根據一態樣，由取樣器210所獲得之資料接著可被提供至參數計算模組220。在一實例中，參數計算模組220可自由取樣器210所提供之資料識別可影響站台200之功效的因數。基於此等資料，參數計算模組220可計算一或多個參數以最小化所識別因數對站台200之功效的影響。可由參數計算模組220所計算之參數可包括(例如)I/Q修正因數222、干擾取消係數224、通道估計截止點226、星象SNR量度228、MIMO等級量度230，及/或其他適當參數。下文更詳細地提供可用於計算此等參數之技術。

由於參數計算模組220計算各種參數，所以參數可被提供至站台調整模組240及/或站台200之另一適當組件。站台調整模組240接著可基於所計算參數來調整站台200。在一實例中，由站台調整模組240所執行之調整可修正由參數計算模組220所識別之對站台200之功效的損害。下文提供可基於由參數計算模組220所計算之參數而由站台調整模組240所應用之修正的實例。根據另一態樣，參數計算模組220及/或站台調整模組240另外可與處理器254互動，處理器254又可利用記憶體252。

根據各種態樣，在以下描述中更詳細地描述可由站台

200處之取樣器210、參數計算模組220及站台調整模組240所利用之技術。然而，應瞭解，經由實例而非限制來提供以下技術。因此，熟習此項技術者可瞭解，額外及/或替代技術亦可由站台200執行。另外，本文中所描述之各種技術或者可以不同於所提供描述之方式來執行。

根據一態樣，站台200可如下藉由使用短有限脈衝回應(FIR)濾波器來計算及應用I/Q修正因數222而執行I/Q不平衡校準及修正。信號 $x(n)$ 最初可被傳輸至站台200，其可包含形式 $\cos(\omega_k t) + j\sin(\omega_k t)$ 之副載波信號。然而，在存在I/Q相位不平衡(本文中被表示為 φ_k)之情況下，在副載波 k 處在站台200處實際上所接收之信號可被表達為如下：

$$x(n) = \cos(\omega_k t - \varphi_k) + j\sin(\omega_k t + \varphi_k) \quad (1)$$

藉由使用三角恆等式，可以方程式(2)中所示之形式來重寫方程式(1)：

$$\begin{aligned} x(n) &= \cos(\varphi_k)\cos(\omega_k t) + \sin(\varphi_k)\sin(\omega_k t) + j[\cos(\varphi_k)\sin(\omega_k t) + \sin(\varphi_k)\cos(\omega_k t)] \\ &= \cos(\varphi_k)[\cos(\omega_k t) + j\sin(\omega_k t)] + \sin(\varphi_k)[\sin(\omega_k t) + j\cos(\omega_k t)] \\ &= \cos(\varphi_k)[\cos(\omega_k t) + j\sin(\omega_k t)] + \sin(\varphi_k)[\cos(\omega_k t - \pi/2) - j\sin(\omega_k t - \pi/2)] \end{aligned} \quad (2)$$

由方程式(2)所提供之表達式的第一項對應於在頻率 k 下之所要副載波。如由方程式(2)所說明，此項之振幅被減少 $\cos(\varphi_k)$ 。另一方面，由方程式(2)所提供之表達式的第二項對應於在鏡頻 $-k$ 下之副載波且具有 $\sin(\varphi_k)$ 之振幅。

在頻域中，類似於由方程式(1)及(2)所提供之表達式的表達式為可用的。舉例而言， $X(k)$ 可被界定為用於副載波 k 之快速傅立葉變換(FFT)輸出。基於 $X(k)$ 及已知I/Q相位不平衡 φ_k ，本文中被表示為 $X_c(k)$ 之相位不平衡經修正信號可

如下被導出：

$$X_c(k) = X(k) \cos(\varphi_k) + j X^*(-k) \sin(\varphi_k) \quad (3)$$

自此表達式，可為以上所提供之一副載波的實例驗證到，關於方程式(1)及(2)所提到之修正可用於恢復原始傳輸信號。舉例而言，對於給定信號 $x(n)$ ，可如下表達用於副載波 k 及 $-k$ 之未經修正FFT輸出：

$$\begin{aligned} X(k) &= \cos(\varphi_k) \\ X(-k) &= \sin(\varphi_k) e^{-j\pi/2} = -j \sin(\varphi_k) \end{aligned} \quad (4)$$

自此等未經修正FFT輸出，可應用修正以如下獲得經修正FFT輸出：

$$\begin{aligned} X_c(k) &= \cos(\varphi_k) \cos(\varphi_k) + j \sin(\varphi_k) e^{-j\pi/2} \sin(\varphi_k) = \cos^2(\varphi_k) + \sin^2(\varphi_k) = 1 \\ X_c(-k) &= \sin(\varphi_k) e^{-j\pi/2} \cos(\varphi_k) + j \cos(\varphi_k) \sin(\varphi_k) = 0 \end{aligned} \quad (5)$$

因此，可瞭解，I/Q修正可由站台200用於消除副載波 k 與 $-k$ 之間的串擾。

在一實例中，站台200亦可藉由如下執行方程式(3)之反向傅立葉變換而在時域中應用相位不平衡修正：

$$x_c(n) = x(n) F^{-1}(\cos(\varphi_k)) + j x^*(n) F^{-1}(\sin(\varphi_k)) \quad (6)$$

如方程式(6)中所使用， $x(n)$ 為一系列時域樣本(諸如，由取樣器210所收集之樣本)，且 F^{-1} 表示反向傅立葉變換。根據一態樣，不平衡修正可在時域中由站台200藉由將 $F^{-1}(\sin(\varphi_k))$ 近似為小FIR來進行。藉由如此進行，與以上所描述之頻域方法相比，可減小不平衡之總複雜性，因為小FIR每樣本可需要更少的倍增。

在一實例中，三抽頭(three-tap)FIR近似可由站台200使

用。經由非限制性實例，由站台200所利用之三抽頭FIR近似可利用被表示為 c_{pm} 及 c_{ps} 之I/Q修正因數222，其可由參數計算模組220及/或與站台200相關聯之另一適當模組判定。如以下方程式中所示，可進一步界定三抽頭FIR近似。

$$\begin{aligned} F^{-1}(\cos(\varphi_k)) &\cong \{0, 1, 0\} \\ F^{-1}(\sin(\varphi_k)) &\cong \{-jc_{ps}, c_{pm}, jc_{ps}\} \end{aligned} \quad (7)$$

根據一態樣，藉由利用此三抽頭FIR，可在站台200處有效地修正跨越頻率而近似線性地改變之相位不平衡。線性相位不平衡變化可(例如)由與站台200相關聯的I/Q調變器及/或解調變器之I及Q軌道(rail)中濾波器之截止頻率之小差異引起。此等差異可引起I分量與Q分量之間的群延遲差異，其又可引起隨著頻率而近似線性地增加之相位不平衡。平均相位不平衡可(例如)由本機振盪器信號之間的90度差異之不完全性引起，該等信號用於將具有中頻(IF)之信號降頻轉換至基頻I/Q及/或將I/Q增頻轉換至IF。應瞭解，I/Q相位不平衡亦可由額外及/或替代因數引起，且本文中所描述之技術另外亦可修正可歸因於此等原因之不平衡。

在由方程式(7)所提供之FIR係數中， c_{pm} 表示跨越所有副載波之平均相位不平衡，而 c_{ps} 表示跨越頻率之相位修正的斜率。因此，在給定頻率 f 下，所應用之相位修正的量可由 $2c_{ps} \sin(2\pi f / f_s) + c_{pm}$ 表示，其中 f_s 為取樣速率。因此，為了近似線性相位不平衡修正，與站台200相關聯的修正電路可

經組態成以超取樣速率來執行。在一實例中，I/Q不平衡修正可被應用於接收器之類比至數位轉換器(ADC)輸出處及/或傳輸器之FIR輸出處。

圖3A至圖3B為說明可用於I/Q相位及振幅不平衡修正之實例修正機制的圖示310及320。應瞭解，圖示310及/或320可使用電路、邏輯模組及/或任何其他適當構件來實施。另外，由圖示310及320所說明之修正機制可與站台調整模組240及/或與站台200相關聯的任何適當模組相關聯。根據一態樣，圖示310說明對接收器之I/Q相位及振幅不平衡修正，而圖示320說明對傳輸器之I/Q相位及振幅不平衡修正。可自圖示310及320觀測到，可在具有針對振幅不平衡修正之位置差異的情況下對接收器及傳輸器類似地執行I/Q不平衡修正。舉例而言，如圖示310所說明，可在ADC輸出處之相位不平衡修正及/或另一適當初始處理階段之前執行對接收器之振幅不平衡修正。相反地，如圖示320所說明，可在樣本被提供至數位至類比轉換器(DAC)及/或另一適當信號處理階段之前執行對傳輸器之振幅不平衡修正作為最終處理步驟。

在一實例中，站台200可如下估計接收器I/Q相位及振幅不平衡。首先，可在副載波 k 處產生載頻調，且可由取樣器210獲得及儲存合成所接收信號 x 之預定數目的樣本(例如，64個)以用作用於估計I/Q不平衡之測試信號。在一實例中，可同時產生及利用多個載頻調，其限制條件為不存在與零副載波具有相等距離之載頻調(例如，無在副載波 k

與 $-k$ 兩者處之載頻調)。因此，可利用在(例如) $\{-8, -4, +2, +6\}$ 之副載波集合處所產生的多個載頻調。

緊接著，可如方程式(8)中所示由參數計算模組220將振幅不平衡修正因數 c_a 估計為 x 之實數部分的均方根(RMS)值除以 x 之正交部分的 RMS 值：

$$c_a = \frac{\sqrt{\sum_n |\text{Re}\{x(n)\}|^2}}{\sqrt{\sum_n |\text{Im}\{x(n)\}|^2}} \quad (8)$$

基於振幅不平衡修正因數 c_a ，站台調整模組240接著可對 x 執行振幅不平衡修正。

在執行振幅不平衡修正後，即可執行 $x(n)$ 之 FFT 以獲得頻域信號 X_k 。自此信號，參數計算模組220可如方程式(9)中所示估計相位不平衡：

$$\varphi(k) = \tan^{-1} \left(\frac{-\text{Im}\{X_{-k} X_k\}}{X_k X_k^*} \right) \quad (9)$$

自由方程式(9)所提供之相位不平衡，參數計算模組220可判定相位不平衡修正係數 c_{pm} 及 c_{ps} ，其中 c_{pm} 為在所有所量測載頻調上被求平均值之相位不平衡 $\varphi(k)$ 的平均值，且 c_{ps} 經選擇以提供在平均值 c_{pm} 周圍跨越頻率而在相位修正 $2c_{ps} \sin(2\pi f/f_s)$ 與實際所量測相位變化之間的適當匹配。在一實例中，可如方程式(10)及(11)中所說明來估計此等參數，其中 N_i 表示用於校準之載頻調的數目：

$$c_{pm} = \frac{1}{N_i} \sum_k \varphi(k) \quad (10)$$

$$c_{ps} = 0.77 \frac{32}{N_i} \sum_{k=0}^{N_i} \frac{\varphi(k_n) - \varphi(k_p)}{k_p - k_n} \quad (11)$$

如由方程式(11)所說明， c_{ps} 之計算可藉由對正載頻調(在方程式(11)中被表示為 k_p)與負載頻調(在方程式(11)中被表示為 k_n)之對的相位差求平均值來進行。舉例而言，對於位於 $\{-30, -20, +18, +28\}$ 處之載頻調集合，可在 $[\varphi(-30)-\varphi(18)]/48$ 及 $[\varphi(-20)-\varphi(28)]/48$ 上進行求平均值。另外，0.77之修正因數可用於匹配正弦不平衡修正之斜率。在一實例中，短FIR不平衡修正可表示跨越頻率之正弦I/Q相位不平衡，而假定實際相位不平衡跨越頻率而線性地改變。因此，所估計線性相位斜率可如方程式(11)中所示乘以修正因數，使得其匹配正弦不平衡修正之斜率。根據一態樣，所利用之修正因數可視用於關聯短FIR修正電路中之超取樣的量而定。應瞭解，隨著超取樣比率接近無限大，修正因數可接近 $2/\pi$ ，其近似地等於0.637。

在另一實例中，站台200另外及/或其他可如下估計傳輸器I/Q相位及振幅不平衡。傳輸器I/Q校準可藉由首先執行接收器I/Q校準而開始，藉此允許剩餘接收器I/Q不平衡在傳輸器I/Q校準期間為可忽略之假定。緊接著，可僅使用傳輸器之I分量來傳輸單載頻調，使得 $Q=0$ ，且可由取樣器210量測及儲存第一合成信號 $x_i(n)$ 。緊接著，可僅使用傳輸器之Q分量來傳輸單載頻調，使得 $I=0$ ，且可由取樣器210量測及儲存第二合成信號 $x_q(n)$ 。基於此等合成信號，接著可由參數計算模組220如下將傳輸器振幅修正因數 c_a 估計為 x_i 之RMS值除以 x_q 之RMS值：

$$c_a = \frac{\sqrt{\sum_n |x_i(n)|^2}}{\sqrt{\sum_n |x_q(n)|^2}} \quad (12)$$

接著可由站台調整模組240將傳輸器不平衡修正因數 c_a 依據其估計來設定，使得振幅不平衡不會影響相位不平衡校準。

在執行振幅不平衡校準之後，可藉由首先在副載波 k 處產生載頻調來執行相位不平衡校準，自此情形，可由取樣器210儲存所接收信號 x 之預定數目的樣本(例如，64個)。如以上針對接收器校準所描述，可同時產生及利用多個載頻調，其限制條件為不存在與零副載波具有相等距離之載頻調對。接著可執行 $x(n)$ 之FFT以獲得頻域信號 X_k 。參數計算模組220接著可如下自 X_k 估計相位不平衡：

$$\varphi(k) = \tan^{-1} \left(\frac{-\text{Im}\{X_{-k} X_k\}}{X_k X_k^*} \right) \quad (13)$$

自此相位不平衡，參數計算模組220可判定相位不平衡修正係數 c_{pm} 及 c_{ps} ，其中 c_{pm} 為在所有所量測載頻調上被求平均值之相位不平衡 $\varphi(k)$ 的平均值，且 c_{ps} 經選擇以提供在平均值 c_{pm} 周圍跨越頻率而在相位修正 $2c_{ps} \sin(2\pi f/f_s)$ 與實際所量測相位變化之間的精密匹配。類似於用於以上所提供之接收器I/Q校準的程序，可如下估計此等參數，其中 N_i 表示用於校準之載頻調的數目：

$$c_{pm} = \frac{1}{N_i} \sum_k \varphi(k) \quad (14)$$

$$c_{ps} = 0.68 \frac{64}{N_i} \sum_{k=0}^{N_i} \frac{\varphi(k_n) - \varphi(k_p)}{k_p - k_n} \quad (15)$$

在一實例中，由方程式(15)所說明之 c_{ps} 的計算可以類似於方程式(11)之方式而藉由對正載頻調 k_p 與負載頻調 k_n 之對的相位差求平均值來執行。在另一實例中，在方程式(15)中應用於傳輸器I/Q校準之常數(例如， $0.68 * 64$)可不同於如由方程式(11)所提供之用於接收器I/Q校準的常數。應用於方程式(11)與(15)中之常數之間的差異可歸因於(例如)用於接收器及傳輸器之超取樣速率之差異。舉例而言，提供於方程式(11)中之常數可結合2X超取樣而加以使用，而提供於方程式(15)中之常數可結合4X超取樣而加以使用。類似地，相應修正因數可用於其他取樣速率。另外，可瞭解，應用於方程式(15)中之常數導致比由方程式(11)所提供之修正斜率低兩倍的修正斜率。結果，基於方程式(15)之正弦波修正可導致所關注頻率區域中之接近線性近似。

總之，以上描述提供可由站台200用於傳輸器及/或接收器之I/Q不平衡校準及修正的技術。然而，應瞭解，以上描述係藉由實例而非限制被提供。舉例而言，應瞭解，不需要傳輸器不平衡校準來改良接收器不平衡校準功效。另外，可省略及/或以不同於所描述之次序的次序來執行以上技術之一些步驟。

根據另一態樣，站台200可如下藉由計算及應用干擾取消係數224來執行干擾取消。以下干擾取消技術可在存在由附近計算器件所引起之干擾的情況下用於(例如)改良無線區域網路(無線LAN或WLAN)鏈路之功效。在一實例

中，此干擾可為寬頻及時間變化的。舉例而言，此干擾可以脈衝雜訊之形式，其中存在具有比熱雜訊位準高大於20 dB之振幅的規則脈衝叢發。作為另一實例，電腦感應干擾可以頻擾(chirp interference)之形式，其中電腦在近似10微秒之時期內產生掃過整個通道之頻擾。如同脈衝雜訊，頻擾振幅可比熱雜訊底部高大於20 dB。作為額外實例，此干擾可為具有比熱雜訊底部高若干分貝之位準的如同加成性高斯白雜訊(AWGN)之寬頻帶雜訊，但其跨越接收天線而強烈地相關。

因此，為了在具有顯著量之此等及/或其他類型之干擾的環境中最大化功效，站台200可藉由執行以下功能中之一或多者來提供干擾取消。首先，參數計算模組220可估計交叉相關值及取消係數。緊接著，站台調整模組240可用於在所接收信號進入站台200處之自動增益控制(AGC)系統及/或一或多個接收器(本文中被表示為RXA及/或RXB)之前取消對所接收信號之所識別干擾。此可藉由(例如)基於所估計交叉相關值及取消係數來判定取消信號且將取消信號注入至AGC、RXA及/或RXB區塊之前的接收器鏈中來完成。站台調整模組240接著另外可用於確保自各別天線進入站台200處之各別封包偵測器中的信號具有相等功率位準。根據一態樣，此功能可用於在不能完全取消干擾及在天線之間可見到大雜訊或干擾差的狀況下改良偵測功效。舉例而言，在不執行天線加權之封包偵測器中，若天線經歷顯著不同的干擾位準，則偵測功效可降級。因此，

可在封包偵測之前使天線功率位準等化以最小化此功效降級。

根據一態樣，由站台200所執行之干擾取消技術可利用接收器鏈之間的交叉相關值。在以下描述中，假定存在三個天線輸入信號，其被表示為 x_0 、 x_1 、 x_2 。然而，熟習此項技術者可瞭解，所描述技術可容易地擴展至具有更多或更少天線之站台。

在一實例中，由(例如)取樣器210所獲得之信號 x_0 、 x_1 、 x_2 的樣本可如方程式(16)中所示由參數計算模組220用於估計接收器鏈之間的交叉相關：

$$\begin{aligned} c_{01} &= \frac{\sum_{N_t} x_0 x_1^*}{\sqrt{\sum_{N_t} x_0 x_0^* \sum_{N_t} x_1 x_1^*}} \\ c_{02} &= \frac{\sum_{N_t} x_0 x_2^*}{\sqrt{\sum_{N_t} x_0 x_0^* \sum_{N_t} x_2 x_2^*}} \\ c_{12} &= \frac{\sum_{N_t} x_1 x_2^*}{\sqrt{\sum_{N_t} x_1 x_1^* \sum_{N_t} x_2 x_2^*}} \end{aligned} \quad (16)$$

如方程式(16)中所使用， N_t 表示樣本之數目(在其上進行移動平均值)，且 c_{ij} 表示天線 i 與天線 j 之間的交叉相關值。在一實例中，此交叉相關減小雜訊平均增益。舉例而言，添加具有相同所要信號但不相關雜訊之三個信號可導致所添加信號之SNR增加因數3(例如，5 dB)。另一方面，若雜訊在所有天線上大體上類似，則添加該等信號可能不導致平均增益。

當站台200在相關狀態中時，參數計算模組220及/或站

台 200 處之另一適當模組可連續地估計交叉相關值且留意在先前 T_{ic} 秒內所量測之最壞狀況交叉相關。在偵測到封包之情況下，接著可廢除在偵測到封包之前小於 T_{di} 時間所出現之所有交叉相關值。另外，若由參數計算模組 220 所估計之最壞狀況交叉相關超過一臨限值，則可啟動站台 200 之取消。

在一實例中，由方程式(16)所提供之移動平均值的計算可藉由分離在固定最小數目之樣本上之"積丟" (integrate-and-dump)操作與可在較低速率下操作之可程式化移動平均值模組之間的計算來簡化。經由特定非限制性實例，可需要 64 個樣本之最小值用於估計相關值。基於此最小間隔，干擾取消估計可如以下方程式中所示由參數計算模組來執行。舉例而言，可如下執行相關值之估計：

$$\begin{aligned}
 c_{01} &= \frac{\sum_{N_{ic}} \sum_{32} x_0 x_1^*}{\sqrt{\sum_{N_{ic}} \sum_{32} x_0 x_0^* \sum_{N_{ic}} \sum_{32} x_1 x_1^*}} \\
 c_{02} &= \frac{\sum_{N_{ic}} \sum_{32} x_0 x_2^*}{\sqrt{\sum_{N_{ic}} \sum_{32} x_0 x_0^* \sum_{N_{ic}} \sum_{32} x_2 x_2^*}} \\
 c_{12} &= \frac{\sum_{N_{ic}} \sum_{32} x_1 x_2^*}{\sqrt{\sum_{N_{ic}} \sum_{32} x_1 x_1^* \sum_{N_{ic}} \sum_{32} x_2 x_2^*}}
 \end{aligned} \tag{17}$$

另外，可如方程式(18)中所示執行取消係數之估計：

$$\begin{aligned}
 w_{01} &= w_0 \frac{\sum_{N_{ic}} \sum_{64} x_0 x_1^*}{\sum_{N_{ic}} \sum_{64} x_1 x_1^*} \\
 w_{02} &= (1 - w_0) \frac{\sum_{N_{ic}} \sum_{64} x_0 x_2^*}{\sum_{N_{ic}} \sum_{64} x_2 x_2^*} \\
 w_{10} &= w_1 \frac{\sum_{N_{ic}} \sum_{64} x_1 x_0^*}{\sum_{N_{ic}} \sum_{64} x_0 x_0^*} \\
 w_{12} &= (1 - w_1) \frac{\sum_{N_{ic}} \sum_{64} x_1 x_2^*}{\sum_{N_{ic}} \sum_{64} x_2 x_2^*} \\
 w_{20} &= w_2 \frac{\sum_{N_{ic}} \sum_{64} x_2 x_0^*}{\sum_{N_{ic}} \sum_{64} x_0 x_0^*} \\
 w_{21} &= (1 - w_2) \frac{\sum_{N_{ic}} \sum_{64} x_2 x_1^*}{\sum_{N_{ic}} \sum_{64} x_1 x_1^*}
 \end{aligned} \tag{18}$$

在一實例中，在方程式(17)及(18)中所執行之樣本集合上的求和可使用"積丟"求和器來實施，其可對(例如)20 MHz或40 MHz輸入樣本操作。另外，可在樣本集合之和的最後 N_{ic} 個輸出上執行移動和。因此，在64個樣本上之求和的特定實例中，每隔64個樣本可將移動和及相關係數更新一次。在另一實例中，數目 N_{ic} 可以1至8之範圍來程式化。另外，係數 w_0 、 w_1 、 w_2 可以0至1之範圍及/或0.5之預設值來程式化。然而，應瞭解，或者可利用 N_{ic} 及/或 w_0 、 w_1 、 w_2 之其他數目的樣本及/或範圍。

複合取消係數 w_{01} 至 w_{21} 可為固定或可改變的。在一實例中，另外可以用於實施計算之軟體來設定取消係數。此可(例如)為了除錯之目的及/或為了實施各種取消技術而進

行，該等技術基於所觀測估計 c_{01} 、 c_{02} 、 c_{12} 、 w_{01} 、 w_{02} 、 w_{12} 、 w_{13} 、 w_{20} 、 w_{21} 等等而將軟體碼用於計算取消係數。

以下描述提供一實施之特定非限制性實例，其如上文所描述可由站台 200 用於干擾取消。站台 200 首先可留意在過去 T_{ic} 秒內所量測之最壞狀況交叉相關值。若偵測到封包，則可廢除在偵測到封包之前小於 T_{di} 秒所出現之交叉相關值。另外，若由站台 200 所發現之最壞狀況交叉相關超過一臨限值，則可啟動取消。為了選擇用於取消之干擾取消係數 224，參數計算模組 220 可利用如下文所詳述之演算法。首先，在起動站台 200 及 / 或站台 200 處之通道改變後，即可如以下在表 1 中所示來初始化用於演算法之變數：

變數名稱	描述
$n = 0$	樣本計數器
$k = 0$	用於相關之數目之計數器
$\text{buf}[k] = 0, k = 0, 1, \dots, 31$	含有先前 32 個最大相關值以及 c_{01} 、 c_{02} 、 c_{12} 、 w_{01} 、 w_{02} 、 w_{12} 、 w_{13} 、 w_{20} 及 w_{21} 之相應值及接收器鏈 0 之所接收信號強度指示(RSSI)的緩衝器

表 1：實例干擾取消演算法之變數初始化。

在初始化後，接著即可藉由使用以下在表 2 中用於每一所接收樣本的被詳述為偽碼之程序來選擇取消係數：

```
1   For every sample do:
2    $n = (n + 1) \% 64$ 
3   If  $n = 0$  do:
4        $k = (k + 1) \% 32$ 
5       if  $\max(|c_{01}|, |c_{02}|, |c_{12}|) > c_{max}$  then
6           store new  $c_{max}$  together with its corresponding cancellation weights
               $w_{01}$  to  $w_{21}$  in  $\text{buf}[k]$ 
7       else
```

```

8         buf[k] = buf[(k + 31)%32]
9         if AGC-state > 3 (Correlation state) then
10             make buf[i] = buf[(k + 32 - Tdi)%32] for last Tdi values,
                so for i = k, (k + 31)%32, (k + 30)%32, ..., (k + 32 - (Tdi - 1))%32
11             if k = 0 then
12                 if cmax,k+1 > cth & RSSIk+1 < RSSIth then
13                     store maximum correlation coefficients c01m, c12m, c02m and update
                        cancellation coefficients using values in buf[(k + 31)%32]
14                 else
15                     bypass cancellation
16                 cmax = 0
17                 reset counter to 32

```

表 2：實例干擾取消演算法之偽碼。

經由特定非限制性實例， N_{ic} 可被設定為4秒之持續時間， T_{di} 可被設定為8秒之持續時間， c_{max} 可被設定為0.7之值，且 $RSSI_{th}$ 可被設定為-70 dBm之值。然而，應瞭解，或者可使用其他值。另外，雖然以上所描述之演算法可利用32個或64個相關之集合，但應瞭解，亦可利用其他數目之相關。

參看圖4，提供示意圖410、420及430，其說明可由(例如)利用三個天線之實例站台200之站台調整模組240所實施的實例取消階段。在一實例中，由圖示410至430所說明之取消階段可基於由參數計算模組220所計算之干擾取消係數224。

根據一態樣，用於以上所描述之干擾取消的技術可與用於調整所判定取消加權之技術組合以最大化所接收信號之信號對干擾加雜訊比(SINR)。此可(例如)藉由考慮所要信號之相關性質來完成。

在一此實例中，在無線LAN網路中操作之接收站台可缺

乏對網路中之哪一節點將傳輸下一封包的提前知識。在此實例中，用於接收站台之加權可基於一特定通信鏈路來設定。舉例而言，用戶端器件可設定其取消加權以最大化自所識別源(諸如，特定存取點)所接收之封包的SINR。此可被執行之一方式如下。首先，站台處之軟體及/或邏輯模組可以被啟動及停用持續一時間段之干擾取消來分析所接收信標之SNR量度。基於此等SNR量度，站台可決定是否保持啟動或停用干擾取消。

為了進一步改良站台200之干擾取消功效，可除了在封包之間以外在封包期間進行干擾估計。在一實例中，此係藉由允許站台200處之干擾取消機構在封包接收期間執行來達成。在所接收封包結束時，相關估計 c_{01} 、 c_{02} 、 c_{12} 、 w_{01} 、 w_{02} 、 w_{12} 、 w_{13} 、 w_{20} 、 w_{21} 等等可儲存於獨立暫存器中以使所要信號估計與干擾估計分開。在一實例中，此等操作可以硬體、軟體或硬體與軟體之組合來實施。

根據另一態樣，參數 w_{00} 、 w_{11} 及 w_{22} 可用作數位預AGC以確保所有封包偵測器輸入具有近似相等的雜訊加干擾位準。在一實例中，歸因於可能不會提前已知每鏈之SNR的事實，封包偵測器可能不執行SNR加權。因此，若鏈不具有近似相等的干擾位準，則站台200之功效可降級。舉例而言，具有最多雜訊及最大功率之接收器輸入可在可藉由向此輸入給出一較低加權來改良功效時在封包偵測器處獲得最高加權。為了修正此效應，可執行以下過程。首先，可使用方程式 $P_{min} = \min(z'_{00}, z'_{11}, z'_{22})$ 來估計最小輸出功率 P_{min} 。圖

5A至圖5B說明根據一態樣之階段的圖示510至590，其可由(例如)參數計算模組220用於計算諸如為估計 P_{min} 所必要之相關參數的相關參數。緊接著，可使用方程式 $w_{ii} = \sqrt{P_{min}/z'_{ii}}$ (對於 $i = 0, 1, 2$)來計算數位AGC修正因數 w_{ii} 。

圖6中之示意圖600及圖7中之示意圖700說明可由(例如)參數計算模組220用於獲得相關係數 c_{ij} 及取消係數 w_{ij} 之計算。雖然在示意圖600及700中僅說明一計算，但應瞭解，類似計算可用於獲得任何天線 i 及 j 之相關係數及取消係數 w_{ij} 。另外，應瞭解，示意圖600及700可使用在器件內所執行之軟體或另外使用韌體、可程式化電路、硬體及/或任何其他適當實施來實施。

基於由圖5A、圖5B、圖6及/或圖7所說明之計算，所接收信號之雜訊加權因數可如圖8中之圖示800所說明來計算。在一實例中，用於計算由圖示800所說明之雜訊加權因數的階段可由與站台200相關聯的接收器鏈(例如，RXA及/或RXB)用於將更準確的替代物提供至接收器鏈之內部的雜訊定標因數。

根據額外態樣，站台200可如下藉由計算及應用通道估計截止點226來執行通道估計。在一實例中，本文中所陳述之通道估計技術考慮跨越副載波之通道估計的相關。藉由如此進行，可改良原始通道估計 $H_m(k)$ ，其為接收器 m 之副載波 k 的通道估計且不考慮跨越副載波之通道估計的相關。

應瞭解，下文描述可由站台200用於通道估計之特定非

限制性實例實施。舉例而言，以下實施可用於20 MHz通信模式。在一實例中，所描述實施可藉由利用128點FFT/IFFT而非64點FFT/IFFT且藉由將頻帶邊緣載頻調數目調整至40 MHz通信模式之頻帶邊緣載頻調而擴充至40 MHz通信模式。以下實施可進一步擴充至MIMO通信模式，其藉由將該實施獨立地應用於每一空間流之通道估計來利用每空間流之不同原始通道估計 $H_m(k)$ 。

根據一態樣，可由站台200用於通道估計之技術可藉由在(例如)取樣器210處獲得一或多個原始通道估計 $H_m(k)$ 且如下使原始通道估計 $H_m(k)$ 乘以開視窗函數 $W(k)$ 而開始：

$$S_{m0}(k) = W(k)H_m(k) \quad (19)$$

其中 $k = 0, \dots, 63$ 。在一實例中，開視窗函數可由參數計算模組220實施且可藉由移除頻譜中之大不連續性來最小化針對原始通道估計而存在之Gibb效應。在另一實例中，開視窗函數 $W(k)$ 對於除了32個頻帶邊緣載頻調以外的所有載頻調等於1。另外， $W(k)$ 之最初16個元素可由{0.0096, 0.0381, 0.0843, 0.1464, 0.2222, 0.3087, 0.4025, 0.5000, 0.5975, 0.6913, 0.7778, 0.8536, 0.9157, 0.9619, 0.9904, 1.0000}給出。此等值可應用於頻帶邊緣載頻調 $k = \{-28, -27, \dots, -13\}$ 及 $\{28, 27, \dots, 13\}$ 。對於所有其他載頻調，開視窗函數 $W(k)$ 可等於1。在一實例中，通道估計 $S_m(k)$ 可含有未用載頻調。在此實例中，可使未用載頻調為空值，或者，可將未用載頻調處理為僅雜訊值。

緊接著，可自所有內插頻譜 $S_{m0}(k)$ 中獲取64點IFFT，其

可如下導致每一接收器之通道脈衝回應估計：

$$\hat{h}_{m0}(i) = \sum_{k=0}^{63} S_{m0}(k) \exp\left(j \frac{2\pi i k}{64}\right) \quad (20)$$

基於脈衝回應估計，接著可藉由在16個樣本上對脈衝回應之尾部求平均值來估計DC偏移：

$$\hat{x}_m = \frac{1}{16} \sum_{i=32}^{47} \hat{h}_{m0}(i) \quad (21)$$

接著可修正在方程式(21)中所估計之DC偏移，如下自脈衝回應中減去各別估計：

$$\hat{h}_{m0}(i) = h_{m0}(i) - \hat{x}_m \quad (22)$$

在一實例中，可用於計算MIMO通道之通道回應之DC部分的頻域內插可如下使用內插函數來計算：

$$c(k) = \begin{cases} \frac{1}{16} \sum_{i=32}^{47} \exp(j2\pi n k / 64) & k \neq 0 \\ 0 & k = 0 \end{cases} \quad (23)$$

接著可在方程式(20)中獲取IFFT之前將此內插應用於頻域中：

$$\hat{x}_m = \sum_{k=0}^{63} c(k) S_{m0}(k) \quad (24)$$

在另一實例中，在由方程式(22)所說明之DC偏移修正之後，可對通道脈衝回應進行平方及求和以獲得可用於通道截斷之單組合功率延遲分布：

$$P_h(k) = \sum_{i=0}^7 \sum_{n=0}^{n_r} \left\| \hat{h}_{n0}((i+k) \bmod 64) \right\|^2 \quad (25)$$

根據一態樣，為了增加由站台200所進行之通道估計的SNR，可在通道估計之信號對雜訊加截斷功率比被最大化

之點處截止相應脈衝回應。在一實例中，參數計算模組 220 可藉由估計正及負通道估計截止點 226 來完成此情形。負截止點可用於(例如)捕獲前驅通道貢獻，其可由晚叢發時序成本函數(BTCF)時序、大負循環移位之使用及/或其他因數引起。在一實例中，截止點 c_p 及 c_n 可如下由參數計算模組 220 計算：

$$c_p = \min_{k=10..47} \{k : P_h(k) < \sigma_{th} \cdot \sigma_n^2\} \quad (26)$$

$$c_n = \min_{k=48..63} \{k-1 : P_h(k) > \sigma_{th} \cdot \sigma_n^2\} \quad (27)$$

如方程式(26)及(27)中所使用，雜訊估計 σ_n^2 可被獲得為存在於由站台 200 所接收之封包中之長訓練符號之兩個 3.2 微秒重複的被減樣本之功率。在一實例中， σ_t 可為具有解析度 1/16 之具有 1 至 4 之範圍的可程式化臨限值。在另一實例中，若未發現 $P_h(k)$ 低於雜訊臨限值所針對的 k 值，則 c_p 可被設定為 64 以防止截斷。

在一實例中，截斷長度值 c_p 及 c_n 如下可被可程式化值 MAX-TRUNC-LEN 及 MIN-TRUNC-LEN 超過。首先，若針對 c_p 所獲得之值小於 MIN_TRUNC_LEN，則 c_p 可改為被設定為等於 MIN_TRUNC_LEN。另外，若 $c_p + N - c_n$ 大於 MAX_TRUNC_LEN，其中 N 等於通道估計中之載頻調的數目，則 c_p 及 c_n 皆可被設定為 64 以去能截斷。

在已計算通道估計截止點 226 c_p 及 c_n 之後，站台調整模組 240 可用於 c_p 與 c_n 之間的所有樣本且計算經截斷脈衝回應之 64 點 FFT。在一實例中，FFT 輸出為所要通道估計 $\hat{H}_{m0}(k)$ ，其可被表達為如下：

$$\hat{H}_{m0}(k) = \frac{1}{64} \sum_{i=0}^{63} \hat{h}_{n0}(i) \exp\left(-j \frac{2\pi i k}{64}\right) \quad (28)$$

一旦獲得所要通道估計 $\hat{H}_{m0}(k)$ ，其接著就可乘以頻率開視窗函數之倒數或 $W(k)^{-1}$ 。在一實例中，可省略用於以上所指定之頻帶邊緣載頻調的反向開視窗。

最終，以上所指定之頻帶邊緣載頻調可以最初原始通道估計來替換。在一實例中，歸因於接近頻帶邊緣之Gibb漣波的量可隨著SNR減小而減小的事實，經替換之頻帶邊緣載頻調的數目可視SNR而定。經由特定實例，可程式化值 σ_{snr} 如下用於設定SNR臨限值。對於對應於具有副載波 $\{-28, -27, \dots, 27, 28\}$ 之頻帶的所要通道估計 $\hat{H}_m^0(k)$ ，所要通道估計 $\hat{H}_m^0(k)$ 可被設定為等於原始通道估計 $H_{raw}(k)$ 所針對之副載波 k 可基於雜訊估計 σ_n^2 與雜訊臨限值 σ_{snr} 之間的關係來選擇。舉例而言，若 $\{\max(P_h(k)) > \sigma_{snr} \cdot \sigma_n^2\}$ ，則可使用原始通道估計所針對之副載波 k 可包括 -28、-27、-26、-25、25、26、27及28。否則，可使用原始通道估計所針對之副載波 k 可包括 -28、-27、27及28。

總之，上文包含可由站台200用於通道估計之實例技術。然而，應瞭解，經由實例而非限制來提供以上描述，且可省略及/或以不同於所描述之次序的次序來執行以上所描述之一些動作。

根據又一態樣，站台200如下可計算及利用星象SNR量度228。以下技術可(例如)由使用基於鏈路之品質來設定或選擇資料速率之無線鏈路的器件利用。舉例而言，對於較低品質鏈路，較低資料速率可用於確保傳輸為更穩固的。

或者，對於較高品質鏈路，較高資料速率可經選擇以增加頻寬。在一實例中，可選擇為可用且對特定無線鏈路導致足夠低之誤差機率的最高速率。另外，可(例如)自通道之SNR判定誤差機率之量測。藉由使用SNR量度，有可能預測給定最大封包誤差機率之最大可能資料速率。

因此，站台200處之參數計算模組220可計算星象SNR量度228以幫助速率選擇。然而，應瞭解，除了星象SNR量度228以外或代替星象SNR量度228，可使用其他信號品質量度。在一實例中，歸因於星象SNR併有諸如雜訊、干擾及RF非線性之損害而傳統指示符不會併有該等損害的事實，星象SNR與諸如RSSI或輸入SNR之傳統信號品質指示符相比為鏈路品質的更好預測符。

在一實例中，以下程序可由參數計算模組220用於計算站台200之星象SNR 228。首先，對於 N_s 個資料副載波之一系列符號，可對對應於該等符號之 N_s 個經平方所接收星象點求和以獲得信號估計 S 。與符號有關之資料可由(例如)取樣器210及/或與站台200相關聯的另一適當模組提供至參數計算模組220。緊接著，可對自所接收星象點至對應於符號之最近切片星象點的 N_s 個經平方距離求和以獲得雜訊估計 N 。

在獲得信號及雜訊功率估計之後，接著可在多個符號上對信號及雜訊功率求平均值。作為一特定實例，此可藉由使用可如下運算之單極低通濾波器來進行：

$$S_k = (1 - \alpha)S_{k-1} + \alpha S \quad (29)$$

$$N_k = (1 - \alpha)N_{k-1} + \alpha N \quad (30)$$

其中 α 為可程式化平均常數。在一實例中， α 可以選自群 $\{1/64, 1/32, 1/16, 1/8, 1/4, 1/2, 1\}$ 之值來組態。其他濾波器可能具有類似功效或其他所需特徵。基於平均信號及雜訊功率，參數計算模組 220 可計算比率 S_k/N_k 以獲得星象 SNR 量度 228。經由特定實例，另外可執行所計算比率之對數以獲得以分貝為單位之星象 SNR 量度 228 的表示。

根據一態樣，使用低 α 值 (例如， $1/64$) 可導致在一系列調變符號上被求平均值之準確星象 SNR 估計。另外及/或其他，較高值可用作除錯特徵以偵測封包之最後符號之星象 SNR 是否近似地等於平均星象 SNR。舉例而言，若存在時變效應 (諸如，在封包開始時振鈴之電壓受控振盪器 (VCO)、在封包內之短干擾叢發，或在封包期間之通道改變)，則此等效應可引起所計算星象 SNR 量度 228 針對不同 α 值而改變。

根據另一態樣，站台 200 如下可計算及利用 MIMO 等級量度 230。類似於以上所描述之用於計算及利用星象 SNR 量度 228 的技術，用於計算本文中所描述之 MIMO 等級量度 230 的技術可由使用基於鏈路品質來選擇資料速率之無線鏈路的器件利用。在一實例中，對應於 MIMO 通道之無線鏈路的誤差機率之量測可自通道之等級或條件數目的量度來判定。舉例而言，MIMO 等級量度 230 可用於判定是否一個以上之空間流可基於預定最大封包誤差機率而經由給定無線鏈路來傳輸。

在一實例中，MIMO通道之近似MIMO等級量度230可如下由參數計算模組220計算。在以下描述中，矩陣 H 用於表示給定副載波之所估計MIMO通道。關於矩陣 H 之資料可由(例如)取樣器210提供。基於通道矩陣 H ， N_{ss} 乘 N_{ss} 矩陣 G 可根據以下表示來計算：

$$G = HH^H \quad (31)$$

自 N_{ss} 乘 N_{ss} 矩陣 G ，可如下計算等級量度 C ：

$$C = \frac{\prod_{i=0}^{N_M-1} G_{ii}}{\sum_{i=0}^{N_M-1} \sum_{j=0}^{N_M-1} |G_{ij}|} \quad (32)$$

由方程式(32)所提供之量度可在所有副載波上被求平均值以獲得每封包之單一平均MIMO等級量度230。基於所計算MIMO等級量度230，站台調整模組240及/或另一適當模組可用於判定待利用之空間流之數目，以便獲得最佳資料速率。

在另一實例中，參數計算模組220可根據 $H = QR$ 而對每一所估計MIMO通道執行QR分解，其中 R 為 N_{ss} 乘 N_{ss} 上三角矩陣。基於此情形，參數計算模組220或者可如下計算等級量度 C ：

$$C = \frac{\prod_{j=0}^{N_M-1} R_{jj}^2}{\sum_{i=0}^{N_M-1} \sum_{j=i}^{N_M-1} |R_{ij}|^2} \quad (33)$$

接著可在所有副載波上對使用方程式(33)所獲得之等級量度求平均值，以便以類似於關於方程式(32)所描述之方式的方式來獲得每封包之單一平均MIMO等級量度230。

在 $N_{ss} = 2$ 之實例中，應瞭解，直至定標因數， C 為通道矩陣之非零奇異值的調和平均值。因此，當奇異值為相等時，等級量度等於奇異值。相反地，當一奇異值顯著地大於其他者時，等級量度可近似地等於較小奇異值。

參看圖 9 至圖 14，說明可根據本文中所描述之各種態樣而執行的方法。雖然為了解釋簡單性起見而將方法展示及描述為一系列動作，但應理解且瞭解，方法不由動作次序限制，因為根據一或多個態樣，一些動作可以不同次序出現及/或與本文中所展示及所描述之動作不同的其他動作同時出現。舉例而言，熟習此項技術者將理解且瞭解，方法或者可被表示為一系列相關狀態或事件(諸如，在狀態圖中)。此外，可能並不需要所有所說明動作來實施根據一或多個態樣之方法。

參看圖 9，說明用於在無線通信系統(例如，系統 100)中之站台(例如，存取點 100 及/或存取終端機 116 或 122)處處理信號的方法 900。方法 900 在區塊 902 處開始，其中獲得與由站台用於通信之無線電鏈路有關的樣本(例如，藉由取樣器 210)。在區塊 902 處所獲得之樣本可對應於(例如)在與執行方法 900 所針對之站台相關聯的一或多個天線處所接收之信號、通道資訊及/或其他適當資訊。

緊接著，在區塊 904 處，自在區塊 902 處所獲得之樣本識別與無線電鏈路及/或站台有關的一或多個損害。在一實例中，在區塊 904 處所識別之損害可包括在站台處之 I/Q 相位及/或振幅不平衡、通道估計誤差、干擾，及其類似

者。基於在區塊904處所識別之損害，接著可在區塊906處判定待計算之參數集合(例如，藉由參數計算模組220)。可在區塊906處所選擇之參數包括I/Q校準係數(例如，I/Q修正因數222)、干擾取消加權(例如，干擾取消係數224)、通道截斷值(例如，通道估計截止點)、通道品質指示符(例如，星象SNR量度228及/或MIMO等級量度230)，及/或其他適當參數。

在識別待在區塊906處計算之參數集合後，即可在區塊908處基於在區塊902處所獲得之樣本來計算參數集合(例如，藉由參數計算模組220)。可在區塊908處(例如)使用以上關於圖2至圖8所描述之一或多種技術及/或一或多種其他適當技術來計算參數。方法900接著可在區塊910處結束，其中根據在區塊908處所計算之參數來調整站台(例如，藉由站台調整模組240)。藉由在區塊910處執行調整，可在執行方法900所針對之站台處產生對在區塊904處所識別之損害及/或一或多種其他效應的修正。舉例而言，在區塊908處所計算之I/Q修正因數可在區塊910處應用於修正在區塊904處所識別之I/Q不平衡。作為另一實例，在區塊908處所計算之通道品質指示符可在區塊910處用於選擇將由站台用於通信之空間流的資料速率及/或數目。

圖10說明用於在無線站台(例如，站台200)處執行I/Q校準之方法1000。方法1000在區塊1002處開始，其中產生一或多個載頻調且取樣第一合成信號(例如，藉由取樣器

210)。緊接著，在區塊1004處，至少部分地藉由判定在區塊1002處所取樣之第一合成信號之同相部分與正交部分之間的不平衡來估計振幅修正係數(例如，藉由參數計算模組220)。

方法1000接著可進行至區塊1006，其中使用在區塊1004處所估計之振幅修正因數而在所選副載波集合處產生載頻調且取樣第二合成信號(例如，藉由取樣器210)。在區塊1008處，接著可估計第二合成信號之相位不平衡。根據一態樣，存在於執行方法1000所針對之無線站台處的相位不平衡可使用有限脈衝回應(FIR)來近似。此FIR可為(例如)具有對應於各別抽頭之修正係數的3抽頭FIR。因此，方法1000可在區塊1010處結束，其中基於在區塊1008處所估計之相位不平衡來計算平均相位不平衡修正係數及對差異相位不平衡修正係數(例如，藉由參數計算模組220)。

圖11說明用於在無線站台處執行干擾取消之方法1100。方法1100在區塊1102處開始，其中取樣由一或多個天線所接收之輸入信號(例如，藉由取樣器210)。方法1100接著進行至1104，其中基於在區塊1102處所取樣之輸入信號來估計交叉相關值及取消係數(例如，藉由參數計算模組220)。方法1100接著可藉由基於在區塊1104處所估計之交叉相關值及取消係數來取消針對所接收信號而存在之干擾(例如，經由站台調整模組240)而在區塊1106處結束。

圖12說明用於在無線站台處執行通道估計之方法1200。方法1200在區塊1202處開始，其中獲得原始通道估計(例

如，在取樣器210處)。緊接著，在區塊1204處，使在區塊1202處所獲得之原始通道估計乘以開視窗函數(例如，藉由參數計算模組220)。在區塊1206處，接著自在區塊1204處所產生之經開視窗通道估計獲得脈衝回應估計。方法1200接著進行至區塊1208，其中識別存在於經開視窗通道估計中之DC偏移。接著在區塊1210處藉由調整在區塊1206處所獲得之脈衝回應估計來修正此DC偏移。緊接著，在區塊1212處，自在區塊1210處所獲得之經修正脈衝回應估計判定功率延遲分布。在區塊1214處，基於在區塊1212處所判定之功率延遲分布來截斷經修正脈衝回應估計。最終，方法1200可在區塊1216處結束，其中將在區塊1214處所產生之經截斷脈衝回應估計轉換為所調整通道估計。

圖13說明用於計算星象信雜比(例如，在無線站台200處)之方法1300。方法1300可在區塊1302處開始，其中對各別符號之星象點求和以獲得各別信號功率估計。緊接著，在區塊1304處，對至各別符號之最近星象點的距離求和以獲得各別雜訊功率估計。在區塊1306處，接著在各別符號上對在區塊1302及1304處所獲得之信號及雜訊功率估計求平均值。方法1300接著可在區塊1308處結束，其中將星象SNR判定為平均信號功率與平均雜訊功率之比率。

圖14說明用於計算多輸入多輸出(MIMO)等級量度(例如，在無線站台200處)之方法1400。方法1400可在區塊1402處開始，其中估計各別副載波之MIMO通道矩陣。方

法 1400 接著可進行至區塊 1404，其中使在區塊 1402 處所獲得之 MIMO 通道矩陣乘以其各別厄米特 (Hermitian) 以獲得各別中間正方矩陣。在一實例中，各別 MIMO 通道矩陣之厄米特可藉由對各別 MIMO 通道矩陣執行厄米特運算以獲得厄米特矩陣來獲得。緊接著，在區塊 1406 處，基於在區塊 1404 處所獲得之中間正方矩陣來計算各別副載波之等級量度。在一實例中，在區塊 1406 處之計算可包括對各別中間正方矩陣執行 QR 分解以獲得中間上三角矩陣，及基於中間上三角矩陣來計算等級矩陣。方法 1400 接著可在區塊 1408 處結束，其中在各別副載波上對在區塊 1406 處所計算之等級矩陣求平均值以獲得平均 MIMO 等級量度。

現參看圖 15，提供說明本文中所描述之一或多個實施例可起作用所在之實例無線通信系統 1500 的方塊圖。在一實例中，系統 1500 為多輸入多輸出 (MIMO) 系統，其包括傳輸器系統 1510 及接收器系統 1550。然而，應瞭解，傳輸器系統 1510 及 / 或接收器系統 1550 亦可應用於多輸入單輸出 (MISO) 系統，其中 (例如) 多個傳輸天線 (例如，在基地台上) 可將一或多個符號流傳輸至單一天線器件 (例如，行動台)。另外，應瞭解，本文中所描述之傳輸器系統 1510 及 / 或接收器系統 1550 的態樣可結合單輸出單輸入 (SISO) 天線系統而加以利用。

根據一態樣，在傳輸器系統 1510 處將許多資料流之訊務資料自資料源 1512 提供至傳輸 (TX) 資料處理器 1514。在一實例中，每一資料流接著可經由各別傳輸天線 1524 而傳

輸。另外，TX資料處理器1514可基於經選擇用於每一各別資料流之特定編碼機制來格式化、編碼及交錯每一資料流之訊務資料，以便提供經編碼資料。在一實例中，每一資料流之經編碼資料接著可使用OFDM技術而以引示資料來多工。引示資料可為(例如)以已知方式而處理之已知資料型樣。另外，引示資料可在接收器系統1550處用於估計通道回應。回到傳輸器系統1510處，可基於經選擇用於每一各別資料流之特定調變機制(例如，BPSK、QSPK、M-PSK或M-QAM)來調變(亦即，符號映射)每一資料流之經多工引示及經編碼資料，以便提供調變符號。在一實例中，每一資料流之資料速率、編碼及調變可由在處理器1530上所執行及/或由處理器1530所提供之指令判定。

緊接著，所有資料流之調變符號可被提供至TX處理器1520，其可進一步處理調變符號(例如，對於正交分頻多工或OFDM)。TX MIMO處理器1520接著可將 N_T 個調變符號流提供至 N_T 個收發器1522a至1522t。在一實例中，每一收發器1522可接收及處理各別符號流以提供一或多個類比信號。每一收發器1522接著可進一步調節(例如，放大、濾波及增頻轉換)類比信號以提供適合於經由MIMO通道而傳輸之經調變信號。因此，來自收發器1522a至1522t之 N_T 個經調變信號接著可分別自 N_T 個天線1524a至1524t傳輸。

根據另一態樣，所傳輸之經調變信號可在接收器系統1550處由 N_R 個天線1552a至1552r接收。來自每一線1552之所接收信號接著可被提供至各別收發器1554。在一實例

中，每一收發器 1554 可調節(例如，濾波、放大及降頻轉換)各別所接收信號、數位化所調節信號以提供樣本，且接著處理樣本以提供相應"所接收"符號流。RX MIMO/資料處理器 1560 接著可基於特定接收器處理技術來接收及處理來自 N_R 個收發器 1554 之 N_R 個所接收符號流以提供 N_T 個"所偵測"符號流。在一實例中，每一所偵測符號流可包括為經傳輸用於相應資料流之調變符號之估計的符號。RX 處理器 1560 接著可至少部分地藉由解調變、解交錯及解碼每一所偵測符號流來處理每一符號流以恢復相應資料流之訊務資料。因此，由 RX 處理器 1560 所進行之處理可互補於由傳輸器系統 1510 處之 TX MIMO 處理器 1520 及 TX 資料處理器 1514 所執行之處理。RX 處理器 1560 另外可將所處理符號流提供至資料儲集器 1564。

根據一態樣，由 RX 處理器 1560 所產生之通道回應估計可用於在接收器處執行空間/時間處理、調整功率位準、改變調變速率或機制及/或其他適當動作。另外，RX 處理器 1560 可進一步估計諸如(例如)所偵測符號流之信號對雜訊干擾比(SNR)的通道特性。RX 處理器 1560 接著可將所估計通道特性提供至處理器 1570。在一實例中，RX 處理器 1560 及/或處理器 1570 可進一步導出系統之"運算" SNR 的估計。處理器 1570 接著可提供通道狀態資訊(CSI)，其可包含關於通信鏈路及/或所接收資料流之資訊。此資訊可包括(例如)運算 SNR。CSI 接著可由 TX 資料處理器 1518 處理、由調變器 1580 調變、由收發器 1554a 至 1554r 調節且傳

輸回至傳輸器系統1510。另外，接收器系統1550處之資料源1516可提供待由TX資料處理器1518所處理之額外資料。

回到傳輸器系統1510處，來自接收器系統1550之經調變信號接著可由天線1524接收、由收發器1522調節、由解調變器1540解調變且由RX資料處理器1542處理以恢復由接收器系統1550所報告之CSI。在一實例中，所報告CSI接著可被提供至處理器1530且用於判定資料速率以及待用於一或多個資料流之編碼及調變機制。所判定編碼及調變機制接著可被提供至收發器1522以用於稍後傳輸至接收器系統1500中之量化及/或使用。另外及/或其他，所報告CSI可由處理器1530用於產生對TX資料處理器1514及TX MIMO處理器1520之各種控制。在另一實例中，由RX資料處理器1542所處理之CSI及/或其他資訊可被提供至資料儲集器1544。

在一實例中，傳輸器系統1510處之處理器1530及接收器系統1550處之處理器1570指導其各別系統處之操作。另外，傳輸器系統1510處之記憶體1532及接收器系統1550處之記憶體1572可分別為由處理器1530及1570所使用之程式碼及資料提供儲存。另外，在接收器系統1550處，各種處理技術可用於處理 N_R 個所接收信號以偵測 N_T 個所傳輸符號流。此等接收器處理技術可包括：空間及空間時間接收器處理技術，其亦可被稱為等化技術；及/或"連續空值/等化及干擾取消"接收器處理技術，其亦可被稱為"連續干擾取

消"或"連續取消"接收器處理技術。

圖 16 說明促進在無線通信系統(例如，系統 100)中操作之器件(例如，存取點 100 及/或存取終端機 116 或 122)之調整的裝置 1600。應瞭解，裝置 1600 被表示為包括功能區塊，其可為表示由處理器、軟體或其組合(例如，韌體)所實施之功能的功能區塊。裝置 1600 可包括用於獲得與關聯站台之操作特性有關之資料的模組 1602、用於基於所獲得資料來識別待在站台處所執行之一或多個調整的模組 1604、用於計算待結合所識別調整而使用之參數的模組 1606，及用於基於所計算參數而在站台處執行所識別調整的模組 1608。

應理解，可藉由硬體、軟體、韌體、中間體、微碼或其任何組合來實施本文中所描述之態樣。當系統及/或方法係以軟體、韌體、中間體或微碼、程式碼或碼段來實施時，其可儲存於諸如儲存組件之機器可讀媒體中。碼段可表示程序、函數、子程式、程式、常式、子常式、模組、軟體套件、類別，或指令、資料結構或程式敘述之任何組合。可藉由傳遞及/或接收資訊、資料、引數、參數或記憶體內容而將一碼段耦接至另一碼段或硬體電路。可使用任何適當手段(包括記憶體共用、訊息傳遞、符記傳遞、網路傳輸，等等)來傳遞、轉發或傳輸資訊、引數、參數、資料，等等。

對於軟體實施，本文中所描述之技術可藉由執行本文中所描述之功能的模組(例如，程序、函數，等等)來實施。

軟體碼可儲存於記憶體單元中且由處理器執行。記憶體單元可被實施於處理器之內部或處理器之外部，在後者狀況下，記憶體單元可經由此項技術中已知之各種構件而通信性地耦接至處理器。

上文所描述之內容包括一或多個態樣之實例。當然，不可能為了描述上述態樣之目的而描述組件或方法之每一可能組合，但一般熟習此項技術者可認識到，各種態樣之許多其他組合及排列為可能的。因此，所描述態樣意欲涵蓋屬於隨附申請專利範圍之精神及範疇的所有此等變更、修改及變化。此外，就術語"包括"用於詳細描述或申請專利範圍的程度而言，此術語意欲以類似於術語"包含"之方式(如"包含"在用作申請專利範圍中之過渡詞時所解譯)而為包括性的。此外，如用於詳細描述或申請專利範圍中之術語"或"意指"非獨占式或"。

【圖式簡單說明】

圖1說明根據本文中所陳述之各種態樣的無線多重存取通信系統。

圖2為根據各種態樣之可在無線通信系統中操作之實例站台的方塊圖。

圖3A至圖3B為根據各種態樣之實例I/Q相位及振幅修正的示意圖。

圖4包含根據各種態樣之實例干擾取消階段的示意圖。

圖5A至圖5B包含根據各種態樣之實例相關計算的示意圖。

圖 6 為說明根據各種態樣之實例相關係數計算的示意圖。

圖 7 為說明根據各種態樣之實例取消係數計算的示意圖。

圖 8 為說明根據各種態樣之實例雜訊加權因數計算的示意圖。

圖 9 為用於在無線通信系統中之站台處處理信號之方法的流程圖。

圖 10 為用於在無線站台處執行 I/Q 校準之方法的流程圖。

圖 11 為用於在無線站台處執行干擾取消之方法的流程圖。

圖 12 為用於在無線站台處執行通道估計之方法的流程圖。

圖 13 為用於計算星象信雜比之方法的流程圖。

圖 14 為用於計算 MIMO 等級量度之方法的流程圖。

圖 15 為說明本文中所描述之一或多個態樣可起作用所在之實例無線通信系統的方塊圖。

圖 16 為促進在無線通信系統中操作之器件之調整之裝置的方塊圖。

【主要元件符號說明】

100	存取點
104	天線
106	天線

108	天線
110	天線
112	天線
114	天線
116	存取終端機
118	反向鏈路
120	前向鏈路
122	存取終端機
124	反向鏈路
126	前向鏈路
200	站台
210	取樣器
220	參數計算模組
222	I/Q修正因數
224	干擾取消係數
226	通道估計截止點
228	星象SNR量度
230	MIMO等級量度
240	站台調整模組
252	記憶體
254	處理器
310	圖示
320	圖示
410	示意圖

420	示 意 圖
430	示 意 圖
510	圖 示
520	圖 示
530	圖 示
540	圖 示
550	圖 示
560	圖 示
570	圖 示
580	圖 示
590	圖 示
600	示 意 圖
700	示 意 圖
800	圖 示
1500	無 線 通 信 系 統
1510	傳 輸 器 系 統
1512	資 料 源
1514	TX 資 料 處 理 器
1516	資 料 源
1518	TX 資 料 處 理 器
1520	TX MIMO 處 理 器
1522a、1522t	收 發 器
1524a、1524t	天 線
1530	處 理 器

1532	記憶體
1540	解調變器
1542	RX資料處理器
1544	資料儲集器
1550	接收器系統
1552a、1552r	天線
1554a、1554r	收發器
1560	RX處理器
1564	資料儲集器
1570	處理器
1572	記憶體
1580	調變器
1600	裝置
1602	用於獲得與關聯站台之操作特性有關之資料的模組
1604	用於基於所獲得資料來識別待在站台處所執行之一或多個調整的模組
1606	用於計算待結合所識別調整而使用之參數的模組
1608	用於基於所計算參數而在站台處執行所識別調整的模組

十、申請專利範圍：

P.1-12

1. 一種用於在一無線站台處處理資料之方法，包含：

獲得與由一無線站台用於通信之一無線電鏈路有關的樣本；

自該等所獲得樣本識別一或多個損害；

至少部分地基於該等所獲得樣本及該等所識別損害來計算一或多個參數，該等參數包含選自一多項目之清單之一或多個項目，該清單包括一同相與正交(I/Q)不平衡修正因數、一干擾取消係數、一通道估計截斷點及一星象信雜比(SNR)量度；

計算一多輸入多輸出(MIMO)通道等級量度；及

基於該或該等所計算參數及該MIMO通道等級量度來調整該無線站台。

2. 如請求項1之方法，其中該獲得樣本包含在一所選副載波處產生一載頻調及取樣一合成信號，該識別包含識別該合成信號之一I分量與一Q分量之間的一振幅不平衡，其中該I/Q不平衡修正因數包含一I/Q振幅不平衡修正因數，且該計算包含至少部分地藉由使該合成信號之該I分量之一均方根(RMS)值的一實數部分除以該合成信號之該Q分量之一RMS值來估計該I/Q振幅不平衡修正因數。

3. 如請求項1之方法，其中：

該獲得樣本包含傳輸具有以一I分量及一靜止Q分量之一載頻調的一第一信號、量測該第一信號之一合成信號、傳輸具有以一Q分量及一靜止I分量之一載頻調的一

第二信號，及量測該第二信號之一合成信號；

該識別包含識別該第一信號之該合成信號與該第二信號之該合成信號之間的一振幅不平衡，其中該I/Q不平衡修正因數包含一I/Q振幅不平衡修正因數；及

該計算包含至少部分地藉由使該第一信號之該合成信號的一均方根(RMS)值除以該第二信號之該合成信號的一RMS值來估計該I/Q振幅不平衡修正因數。

4. 如請求項1之方法，其中：

該識別包含識別與該無線站台相關聯的I/Q相位不平衡；

該計算包含：使用一有限脈衝回應(FIR)濾波器來近似該I/Q相位不平衡，該FIR濾波器具有關聯FIR係數；及計算該等關聯FIR係數；且

該調整包含將該等FIR係數應用於與該無線站台相關聯的一I/Q調變器或一I/Q解調變器。

5. 如請求項4之方法，其中該等FIR係數包含一平均相位不平衡FIR係數及一斜率相位不平衡FIR係數，且該計算進一步包含藉由計算跨越頻率之該I/Q相位不平衡的一平均值來判定該平均相位不平衡FIR係數，及選擇該斜率相位不平衡FIR係數以表示在該I/Q相位不平衡之該平均值周圍跨越頻率而在該I/Q相位不平衡中的一近似線性變化。

6. 如請求項5之方法，其中該識別進一步包含選擇一副載波集合以使得在該副載波集合中無兩個副載波為與一零

副載波相距之一相等距離，及識別該副載波集合中之正與負副載波對的I/Q相位不平衡，且該選擇該斜率相位不平衡FIR係數包含至少部分地藉由計算該副載波集合中之該等正與負副載波對之該等I/Q相位不平衡的平均值來選擇該斜率相位不平衡FIR係數。

7. 如請求項1之方法，其中該獲得樣本包含自一或多個天線取樣各別輸入信號，該識別包含識別存在於該等各別輸入信號中之干擾，且該計算包含基於該等各別輸入信號來估計一或多個交叉相關值及一或多個取消係數。
8. 如請求項7之方法，其中該調整包含基於該等所估計交叉相關值及取消係數來取消該所識別干擾。
9. 如請求項8之方法，其中該計算進一步包含比較該等交叉相關值與一臨限值，且該基於該等所估計交叉相關值及取消係數來取消該所識別干擾係在一或多個交叉相關值超過該臨限值時被執行。
10. 如請求項8之方法，其中該調整進一步包含判定一取消信號，及將該取消信號注入至在一自動增益控制區塊或一接收器區塊之前的一接收器鏈。
11. 如請求項1之方法，其中該計算進一步包含估計一最小輸出功率位準，及基於該等各別輸入信號之組合雜訊與干擾位準及該最小輸出功率位準來計算功率修正因數，且該調整進一步包含至少部分地基於該等功率修正因數來平衡該等各別輸入信號之該等功率位準。
12. 如請求項7之方法，其中該計算進一步包含維持自該等

各別輸入信號所獲得之樣本的各別移動平均值，及基於該等各別移動平均值來計算交叉相關值及取消係數。

13. 如請求項7之方法，其中該計算進一步包含估計該或該等取消係數以最大化自一所識別源所接收之封包的一信號對干擾加雜訊比(SINR)。
14. 如請求項1之方法，其中該獲得樣本包含獲得原始通道估計，且該計算包含使該等原始通道估計乘以一開視窗函數以獲得經開視窗通道估計、產生該等經開視窗通道估計之一反向FFT(IFFT)以獲得通道脈衝回應估計、藉由對該等通道脈衝回應估計開平方且在一或多個接收器上對該等經平方估計求和而自該等通道脈衝回應估計判定一功率延遲分布、基於該功率延遲分布來計算一正截止點及一負截止點、使用該正截止點及該負截止點來截斷該等通道脈衝回應估計，及將該等經截斷脈衝回應估計轉換為所調整通道估計。
15. 如請求項14之方法，其中該計算進一步包含估計存在於該等通道脈衝回應估計中之一DC偏移，及藉由調整該等通道脈衝回應估計來修正該DC偏移。
16. 如請求項14之方法，進一步包含比較該正截止點與該負截止點之間的一長度與一最大截斷長度，且該截斷該等通道脈衝回應估計係在該正截止點與該負截止點之間的該長度小於或等於該最大截斷長度時被執行。
17. 如請求項14之方法，進一步包含比較該正截止點與該負截止點之間的一長度與一最小截斷長度，及在該正截止

點與該負截止點之間的該長度小於該最小截斷長度時調整該正截止點及該負截止點中之至少一者。

18. 如請求項14之方法，其中該計算進一步包含利用該等原始通道估計中之頻帶邊緣載頻調來替換該等所調整通道估計中之頻帶邊緣載頻調。
19. 如請求項1之方法，其中該獲得樣本包含取樣與所接收星象點及自該等所接收星象點至對應於一或多個符號之最近切片星象點之距離有關的資料，且該計算包含對各別符號之該等所接收星象點求和以獲得各別信號功率估計、對自該等所接收星象點至該等各別符號之該等最近切片星象點的該等距離求和以獲得各別雜訊功率估計、在該等各別符號上對該等信號功率估計及該等雜訊功率估計求平均值，及將一星象信雜比(SNR)判定為該平均信號功率與該平均雜訊功率之一比率。
20. 如請求項19之方法，其中該求平均值包含使用一單極低通濾波器及一可程式化平均常數而對該等信號功率估計及該等雜訊功率估計求平均值。
21. 如請求項19之方法，其中該識別包含識別一最大封包誤差機率，且該調整包含基於該最大封包誤差機率及該星象SNR來選擇用於通信之一資料速率。
22. 如請求項1之方法，其中該獲得樣本包含估計各別副載波之多輸入多輸出(MIMO)通道矩陣，且該計算包含使該等各別MIMO通道矩陣乘以其各別厄米特以獲得各別中間正方矩陣、基於該等中間正方矩陣來計算該等各別副

載波之等級量度，及在該等各別副載波上對該等所計算等級量度求平均值以獲得一平均MIMO等級量度。

23. 如請求項22之方法，其中該計算進一步包含對該等各別MIMO通道矩陣執行QR分解以獲得相應中間上三角矩陣，及基於該等中間上三角矩陣來計算該等各別副載波之該等等級量度。

24. 如請求項22之方法，其中該識別包含識別一最大封包誤差機率，且該調整包含基於該最大封包誤差機率及該平均MIMO等級量度來選擇用於通信之許多空間流。

25. 一種無線通信裝置，包含：

一記憶體，其儲存與由該無線通信裝置用於通信之一無線電鏈路有關的資料及與該資料有關的一或多個樣本；及

一處理器，其經組態以：基於該或該等樣本來識別待在該無線通信裝置處執行之調整；自一多項目之清單選擇用於該等調整之一或多個參數，該清單包含一I/Q修正係數、一干擾取消因數、一通道估計截止點，及一通道品質指示符；計算一多輸入多輸出(MIMO)通道等級量度；及執行該等所識別調整。

26. 如請求項25之無線通信裝置，其中該記憶體進一步儲存與由在一預定副載波處一載頻調之產生所引起的一信號有關之資料，且該處理器進一步經組態以識別該信號之一I分量與一Q分量之間的一振幅不平衡，其中該I/Q修正係數包含一振幅修正因數，且該處理器進一步經組態以

至少部分地藉由使該信號之該I分量之一均方根(RMS)值除以該信號之該Q分量之一RMS值來計算該振幅修正因數。

27. 如請求項25之無線通信裝置，其中該記憶體進一步儲存與由使用一I分量載頻調所產生之一信號所引起之一I信號及由使用一Q分量載頻調所產生之一信號所引起之一Q信號有關的資料，且該處理器進一步經組態以識別該I信號與該Q信號之間的一振幅不平衡，其中該I/Q修正係數包含一振幅修正因數，且該處理器進一步經組態以至少部分地藉由使該I信號之一均方根(RMS)值除以該Q信號之一RMS值來計算該振幅修正因數。

28. 如請求項25之無線通信裝置，其中該記憶體進一步儲存與由在經選擇以使得一副載波群中無副載波共用與一零副載波相距之一共同距離的該副載波群處載頻調之產生所引起之一信號有關的資料，且該處理器進一步經組態以識別該信號之一I分量與一Q分量之間的一相位不平衡且使用具有關聯FIR係數的一FIR濾波器來近似該相位不平衡。

29. 如請求項28之無線通信裝置，其中該等FIR係數包含一平均相位不平衡FIR係數及一斜率相位不平衡FIR係數，且其中該處理器進一步經組態以將該平均相位不平衡FIR係數判定為跨越頻率之該相位不平衡的一平均值且將該斜率相位不平衡FIR係數選擇為相對於頻率之一線性相位不平衡變化的一近似。

30. 如請求項29之無線通信裝置，其中該處理器進一步經組態以至少部分地藉由計算該副載波群中之正與負副載波對之相位不平衡的各別平均值來選擇該斜率相位不平衡FIR係數。
31. 如請求項25之無線通信裝置，其中該記憶體進一步儲存與在一或多個天線處所接收之信號有關的資料，且該處理器進一步經組態以識別該等各別信號中之干擾且基於該等各別信號來估計交叉相關值及取消係數。
32. 如請求項31之無線通信裝置，其中該處理器進一步經組態以將該等取消係數應用於該等信號以取消該所識別干擾。
33. 如請求項32之無線通信裝置，其中該處理器進一步經組態以監測關於一臨限值之該等交叉相關值且在判定一交叉相關值超過該臨限值後即將該等取消係數應用於該信號。
34. 如請求項31之無線通信裝置，其中該處理器進一步經組態以藉由產生一或多個取消信號且將該等取消信號注入至對應於該等信號之各別接收器鏈中而將該等取消係數應用於該等信號。
35. 如請求項31之無線通信裝置，其中該處理器進一步經組態以平衡該等信號之各別功率位準。
36. 如請求項35之無線通信裝置，其中該處理器進一步經組態以估計一最小功率輸出位準、基於該等各別信號之組合雜訊與干擾位準及該最小功率輸出位準來計算功率修

正因數，且基於該等功率修正因數來平衡該等各別信號之該等功率位準。

37. 如請求項31之無線通信裝置，其中該處理器進一步經組態以維持自該等輸入信號所獲得之樣本的移動平均值，及至少部分地基於該等所維持移動平均值來計算該等交叉相關值及取消係數。
38. 如請求項25之無線通信裝置，其中該記憶體進一步儲存與一或多個原始通道估計有關之資料，且該處理器進一步經組態以基於一開視窗函數而對該等原始通道估計開視窗、對經開視窗通道估計執行一IFFT以獲得通道脈衝回應估計、藉由對該等通道脈衝回應估計開平方且在一或多個接收器上對該等經開平方之估計求和而自該等通道脈衝回應估計判定一功率延遲分布、基於該功率延遲分布來截斷該等通道回應估計，且將該等經截斷脈衝回應估計轉換為所調整通道估計。
39. 如請求項38之無線通信裝置，其中該處理器進一步經組態以估計及修正存在於該等通道脈衝回應估計中之一DC偏移。
40. 如請求項38之無線通信裝置，其中該處理器進一步經組態以使該等原始通道估計中之未用載頻調為空值。
41. 如請求項38之無線通信裝置，其中該記憶體進一步儲存與一正截斷值及一負截斷值有關之資料，且該處理器進一步經組態以截斷在該正截斷值及該負截斷值處之該等通道脈衝回應估計。

42. 如請求項25之無線通信裝置，其中該記憶體進一步儲存與對應於一或多個符號之所接收星象點及自該等所接收星象點至各別最近切片星象點之距離有關的資料，且該處理器進一步經組態以對該或該等符號之該等所接收星象點求和以獲得各別信號功率估計、對自該等所接收星象點至該等各別最近切片星象點的該等距離求和以獲得各別雜訊功率估計、在該或該等符號上獲得一平均信號功率估計及一平均雜訊功率估計，及使該平均信號功率估計除以該平均雜訊功率估計以獲得一星象SNR量度。
43. 如請求項42之無線通信裝置，其中該處理器進一步經組態以使用一單極低通濾波器來獲得該平均信號功率估計及該平均雜訊功率估計。
44. 如請求項42之無線通信裝置，其中該記憶體進一步儲存與一最大封包誤差機率有關之資料，且該處理器進一步經組態以基於該最大封包誤差機率及該星象SNR量度來設定一資料速率。
45. 如請求項25之無線通信裝置，其中該記憶體進一步儲存與各別副載波之MIMO通道矩陣有關的資料，且該處理器進一步經組態以獲得各別MIMO通道矩陣之厄米特矩陣、使該等各別MIMO矩陣乘以其各別厄米特矩陣以獲得中間矩陣及基於該等中間矩陣來計算各別副載波之量度，其中計算該MIMO通道等級量度包含在該等副載波上對經計算用於該等各別副載波之通道等級量度求平均值。

46. 如請求項45之無線通信裝置，其中該處理器進一步經組態以對該等各別MIMO通道矩陣執行QR分解以獲得相應中間上三角矩陣，且基於該等中間上三角矩陣來計算該等各別副載波之該等等級量度。
47. 如請求項45之無線通信裝置，其中該記憶體進一步儲存與一最大封包誤差機率有關之資料，且該處理器進一步經組態以基於該最大封包誤差機率及該MIMO通道等級量度來設定待用於通信之許多空間流。
48. 一種在一無線通信系統中促進信號處理之裝置，包含：
 - 用於獲得與該裝置之操作特性有關之資料的構件；
 - 用於基於該所獲得資料來識別待在該裝置處執行之一或多個調整的構件；
 - 用於計算選自待結合該等所識別調整而使用之一群之參數的構件，該群包含I/Q修正因數、干擾取消係數、通道估計截止點及星象SNR量度；
 - 用於計算一多輸入多輸出(MIMO)通道等級量度之構件；及
 - 用於基於該等所計算參數及該MIMO通道等級量度而在站台處執行該等所識別調整的構件。
49. 一種電腦可讀媒體，包含：
 - 用於引起一電腦獲取與用於通信之一無線電鏈路有關之資訊的程式碼，該資訊指示一或多個損害；
 - 用於引起該電腦基於該等損害來判定待計算之一參數集合的程式碼，該參數集合選自一清單，該清單包含I/Q

校準係數、干擾取消加權、通道截斷值，及通道品質指示符；及

用於引起該電腦計算一多輸入多輸出(MIMO)通道等級量度的程式碼；

用於引起該電腦基於該所獲取資訊來計算該參數集合的程式碼；

用於引起該電腦基於該參數集合及該MIMO通道等級量度來調整該等損害的程式碼。

50. 一種執行電腦可執行指令之積體電路，該等指令包含：

識別待在一無線站台處進行之一個或多個調整；

自一清單選擇用於該等調整之一或多個調整參數，該清單包含一I/Q修正係數、一干擾取消因數、一通道估計截斷點、一星象SNR；

計算該等所選調整參數；

計算一多輸入多輸出(MIMO)通道等級量度；及

基於該等所計算調整參數及該MIMO通道等級量度來執行該等所識別調整。

十一、圖式：

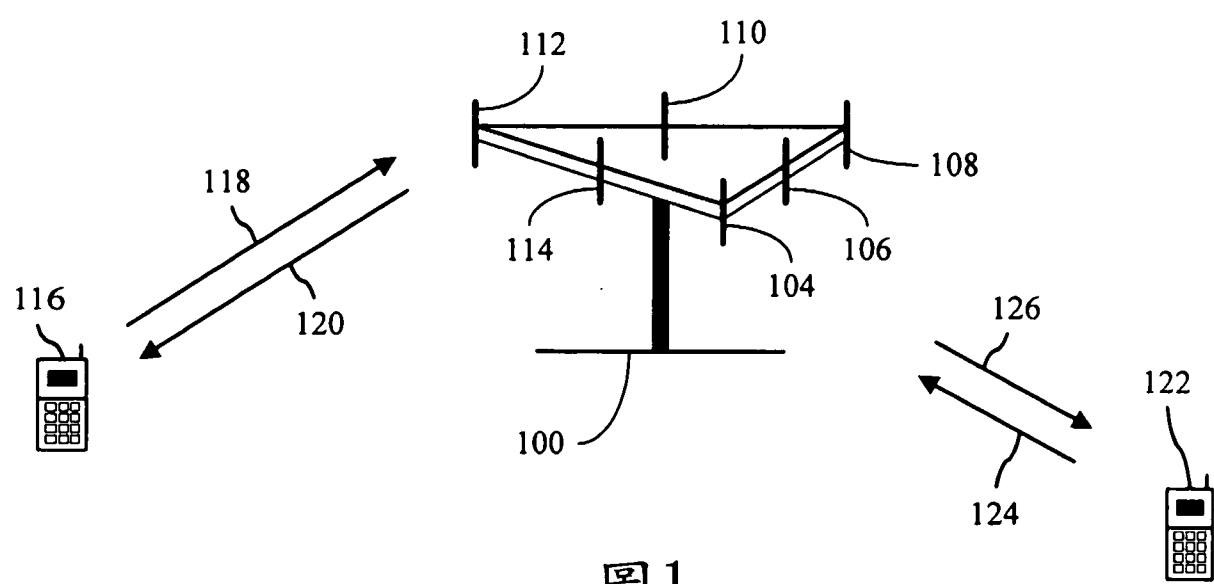
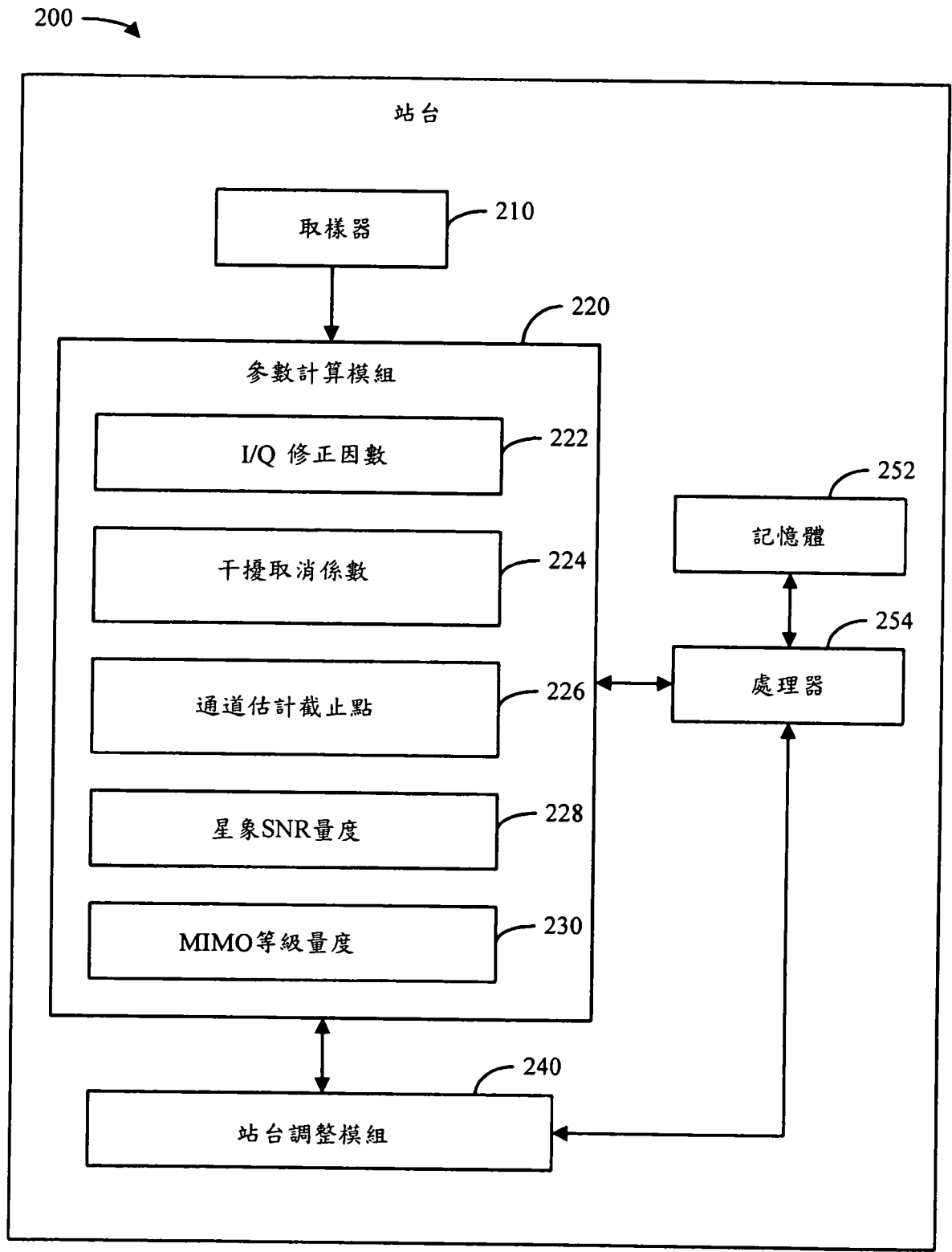


圖 1



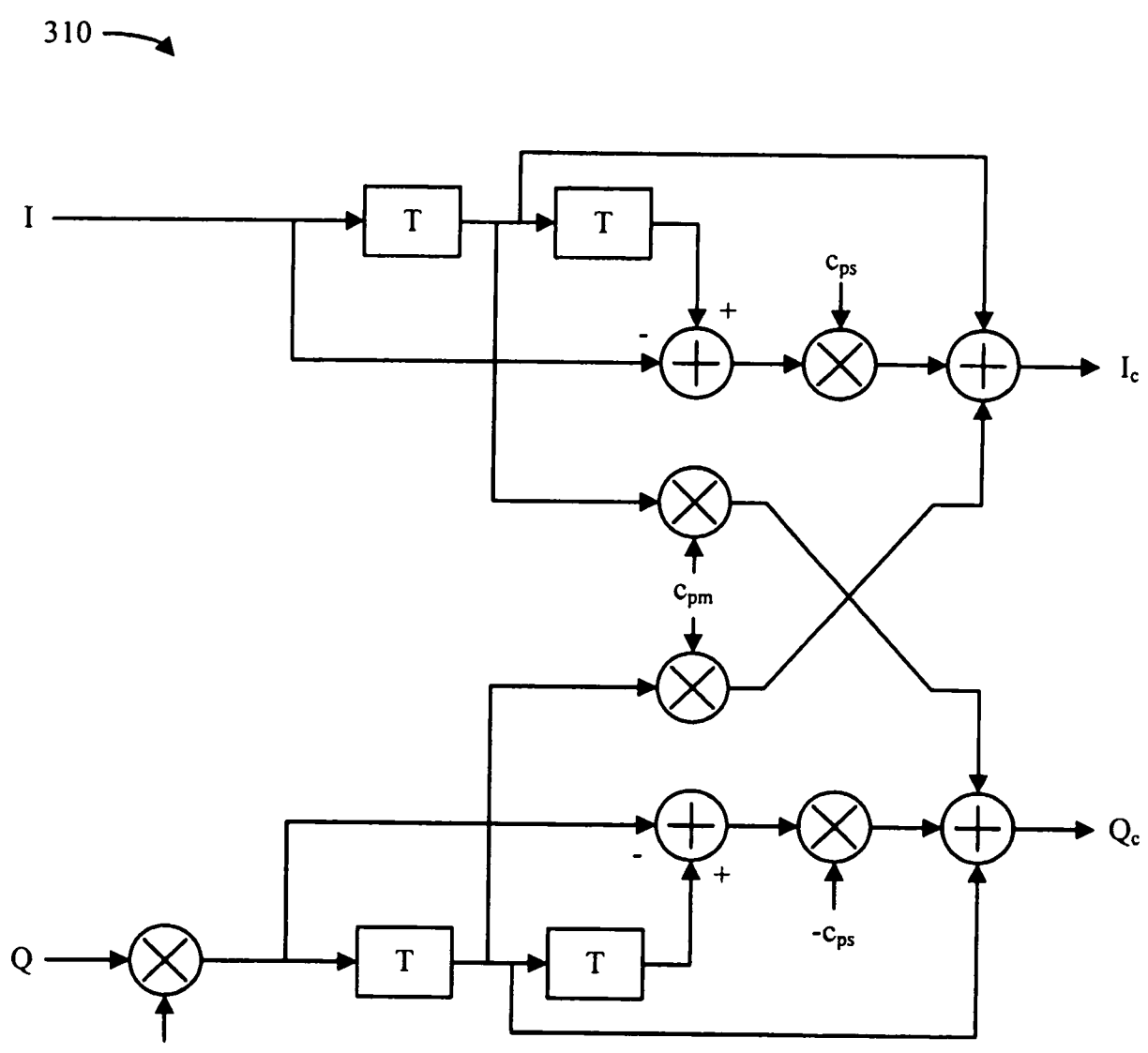


圖 3A

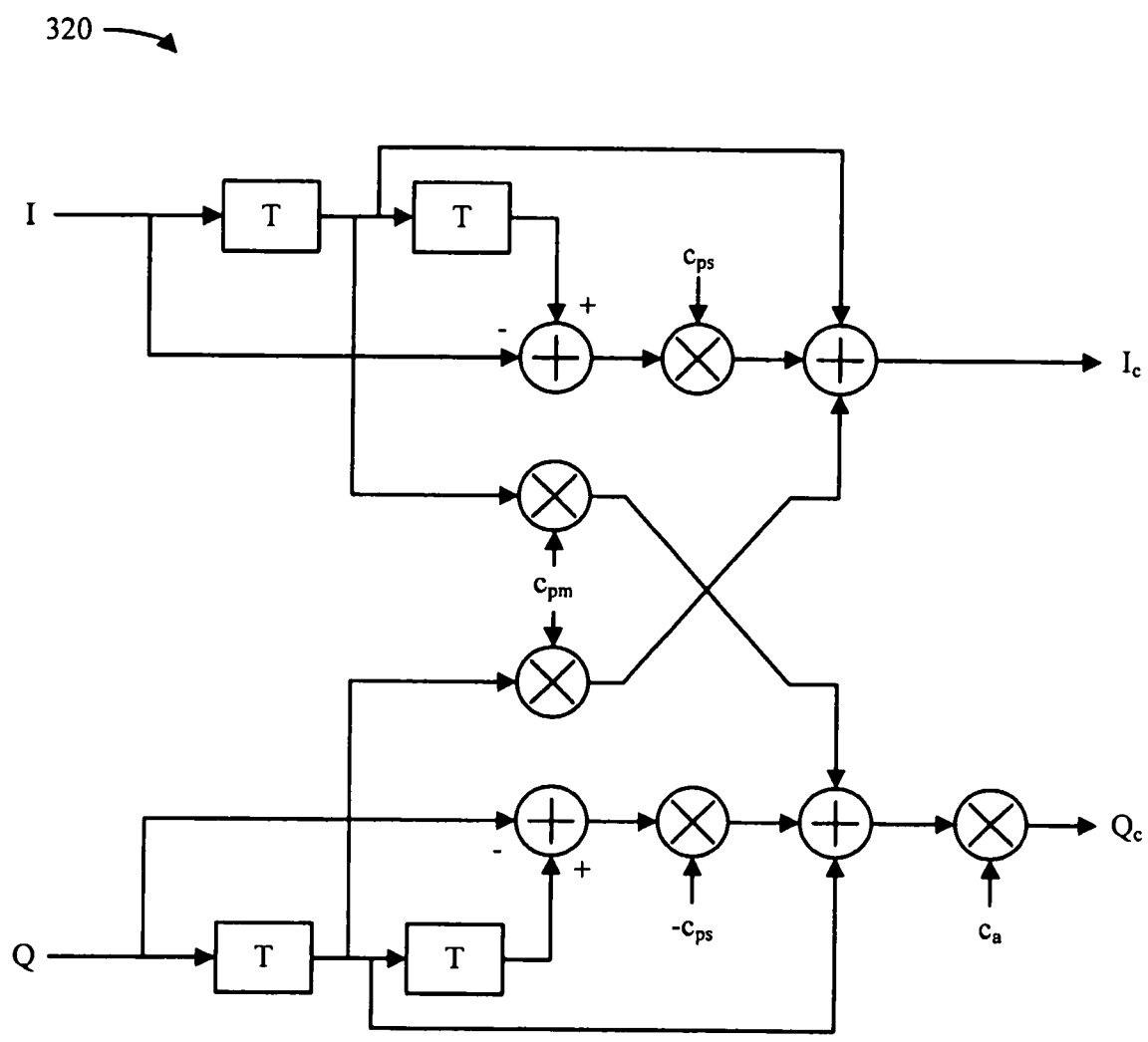


圖 3B

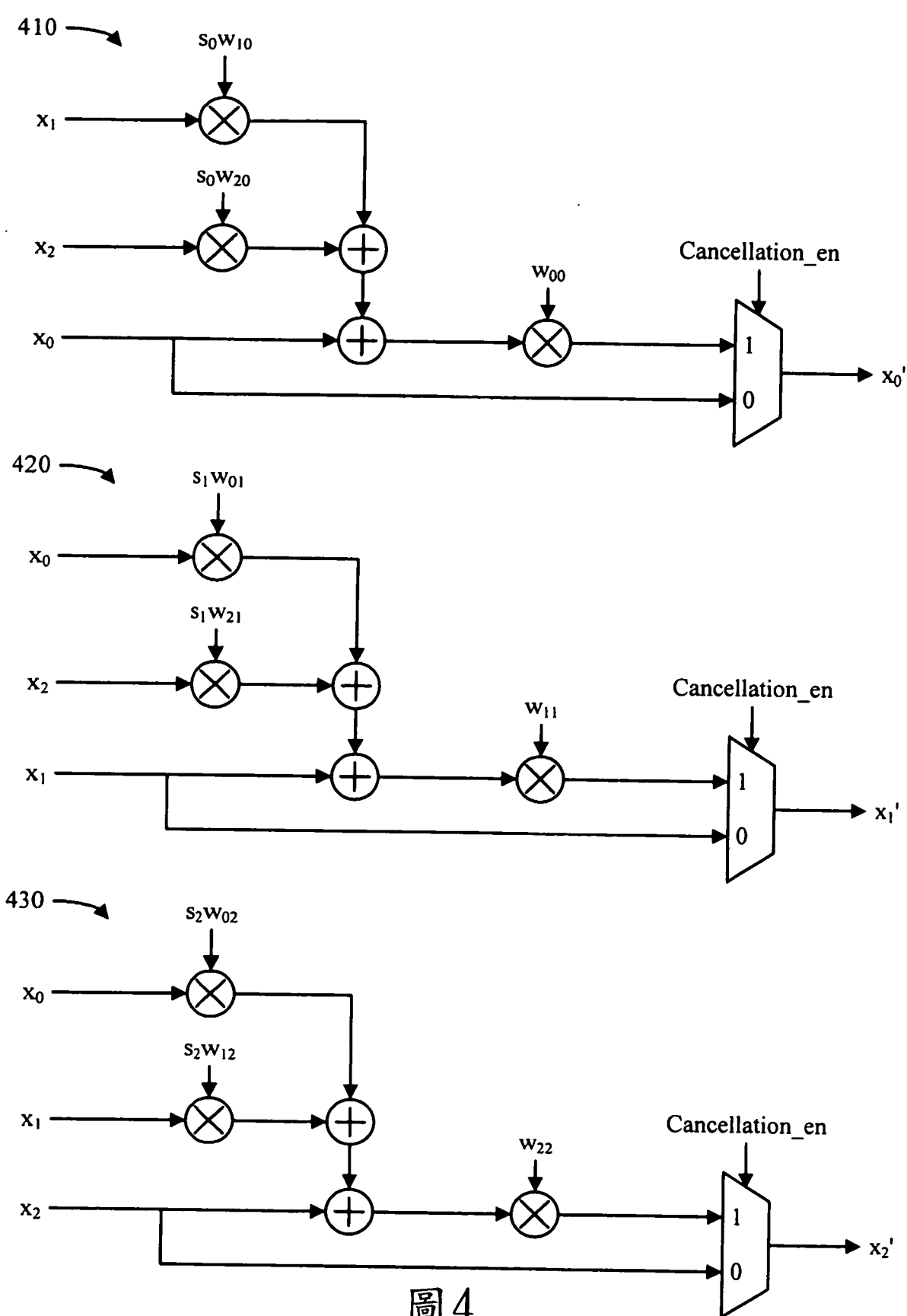


圖 4

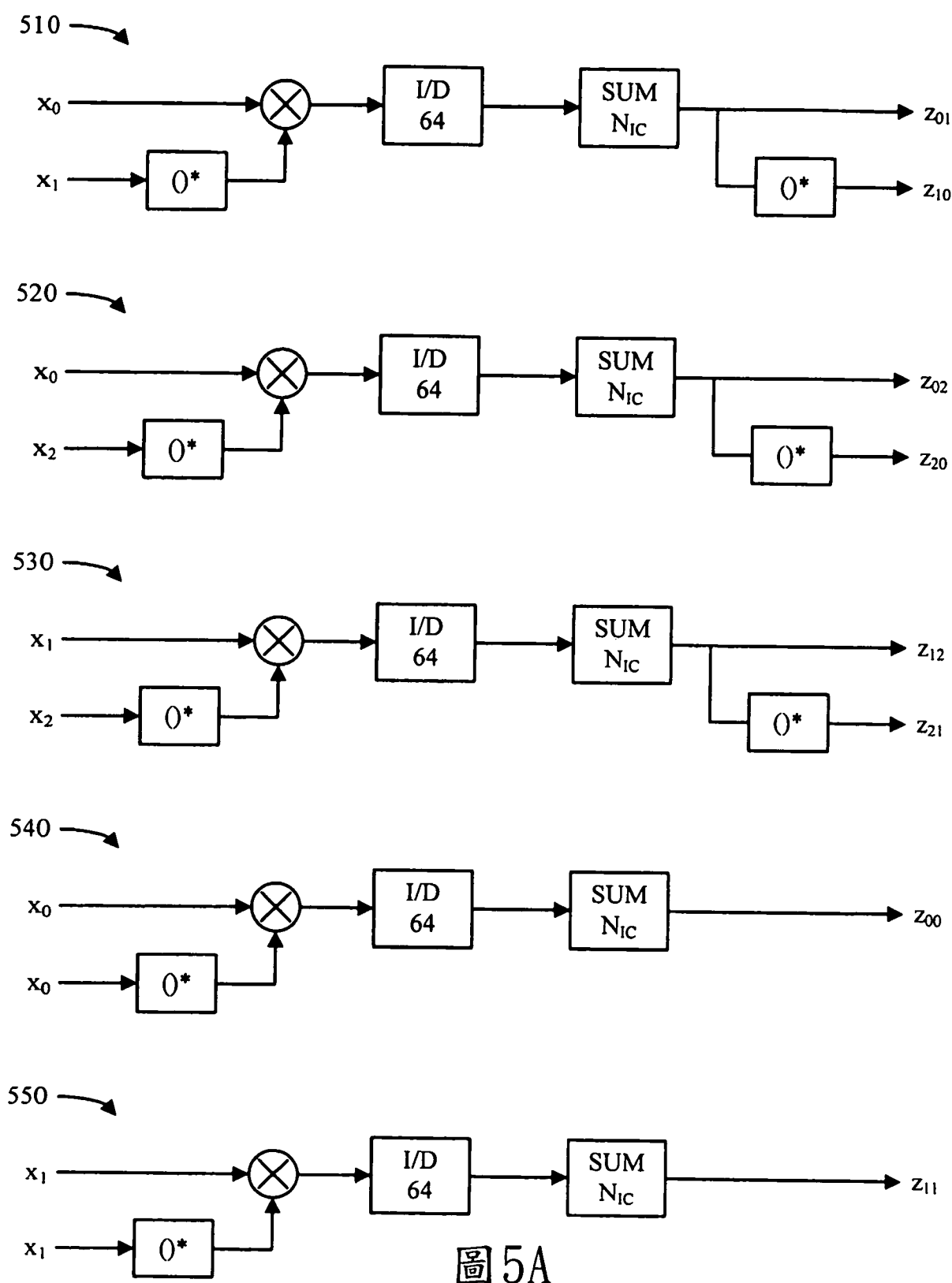


圖 5A

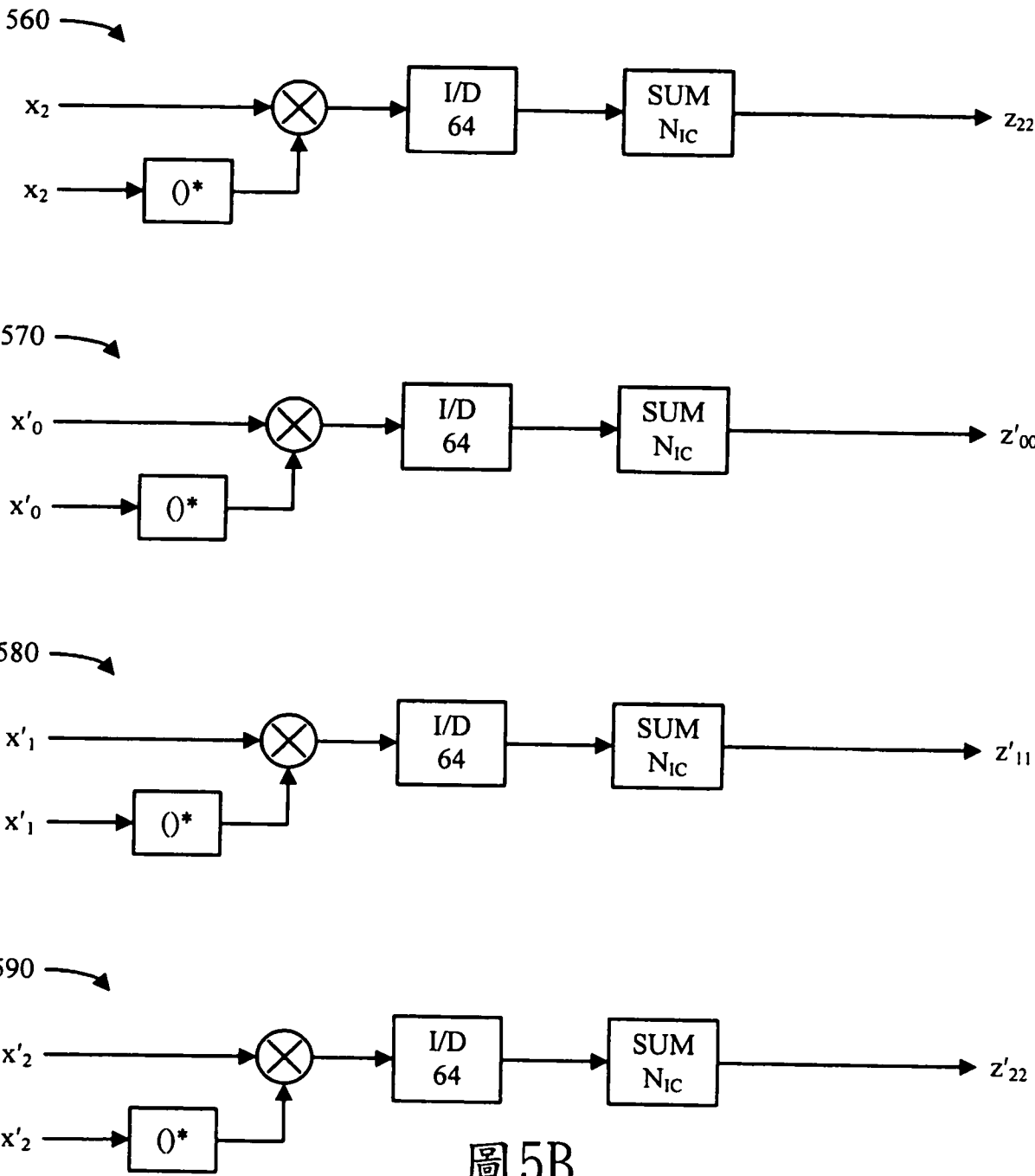
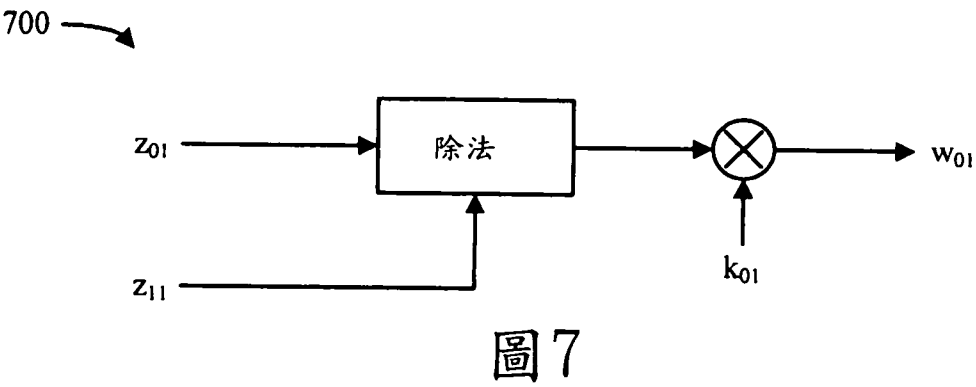
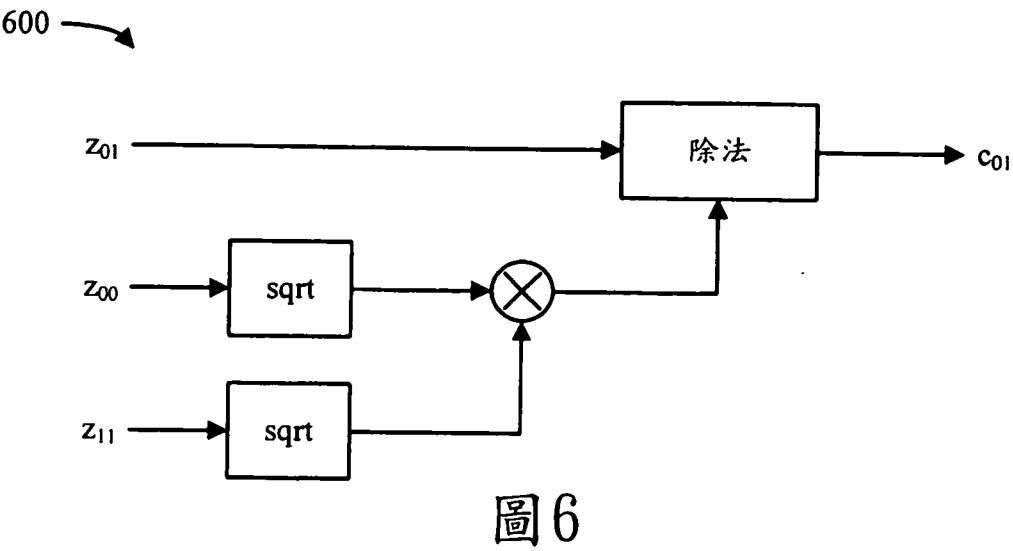


圖 5B



800

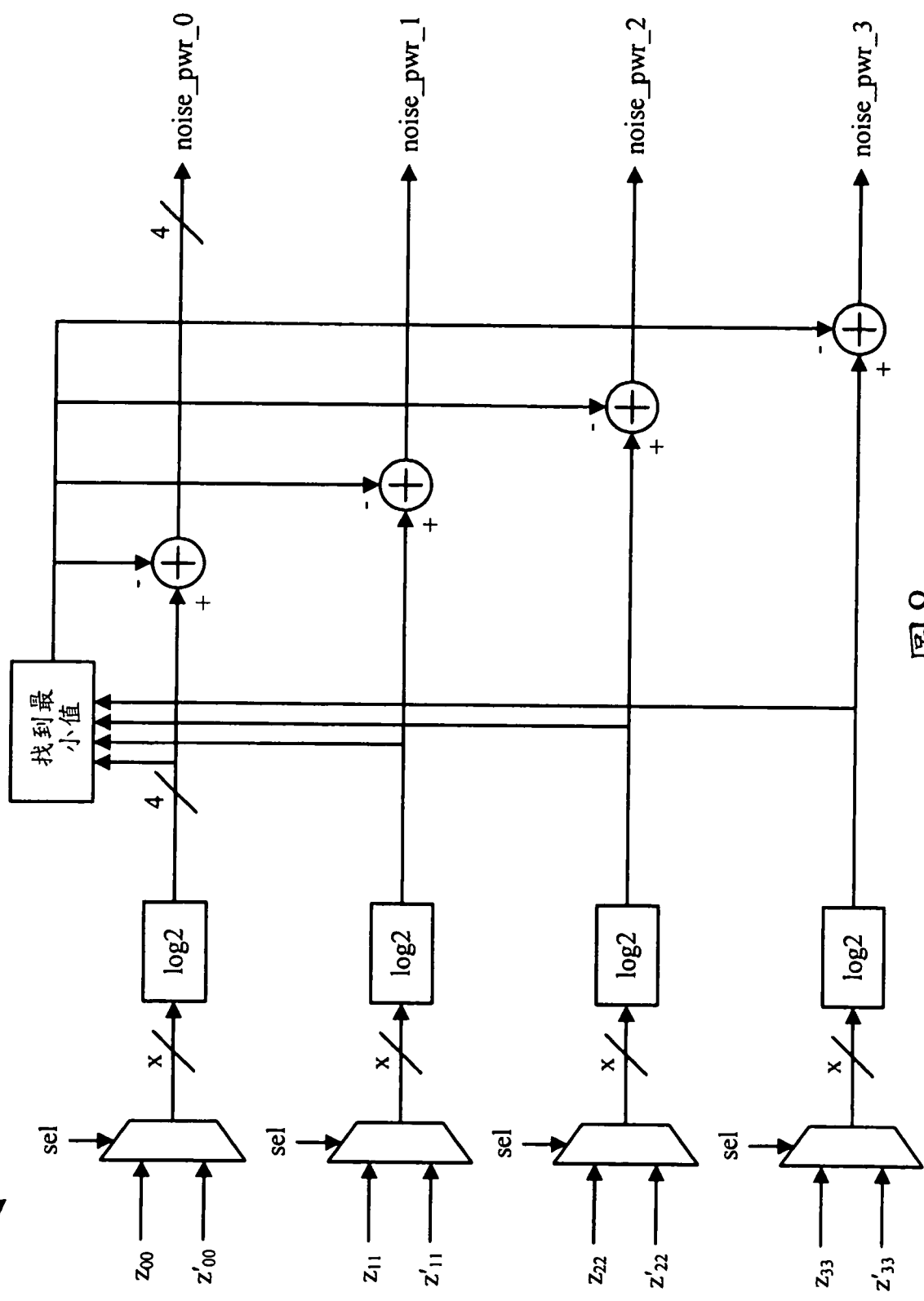


圖8

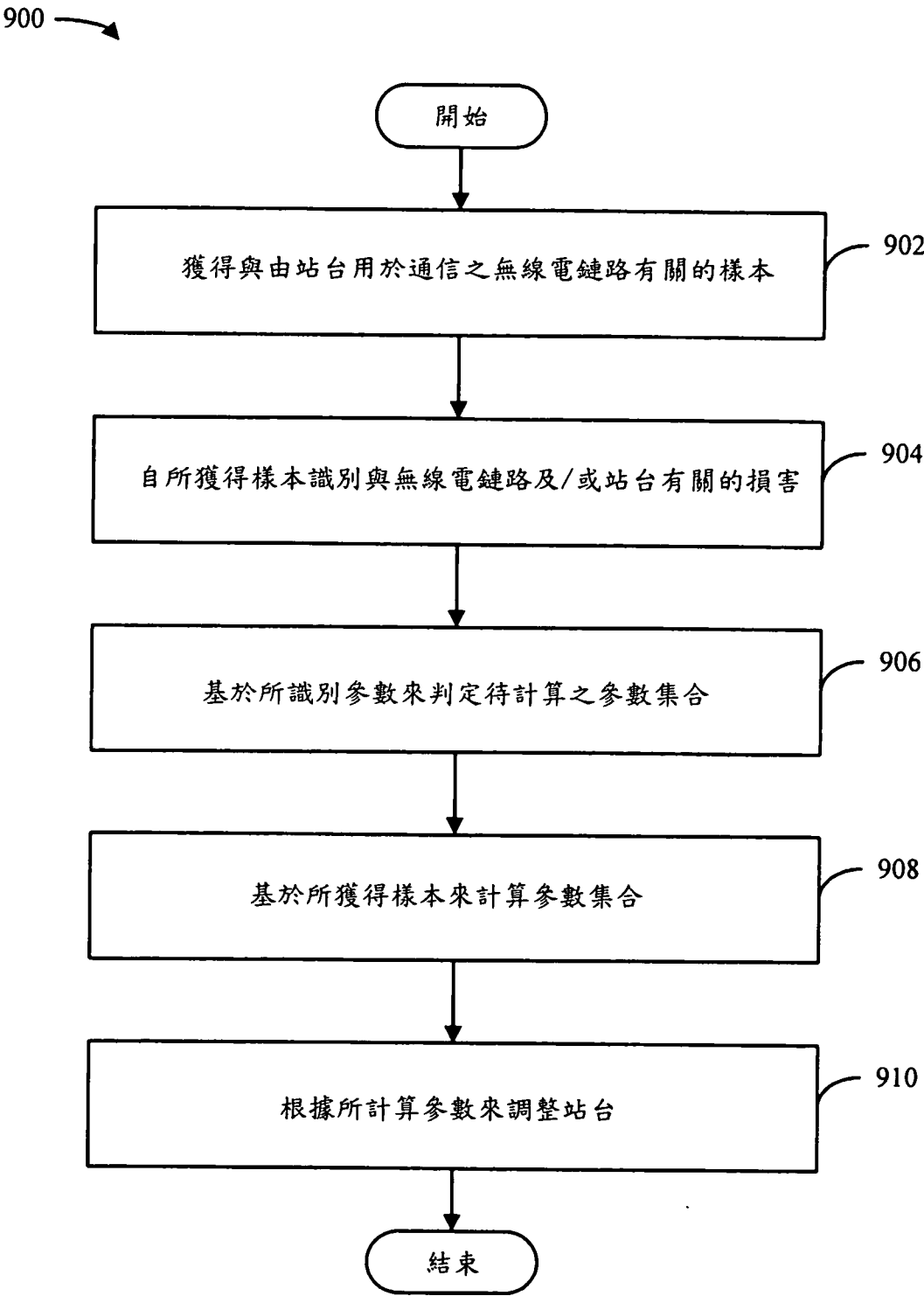


圖9

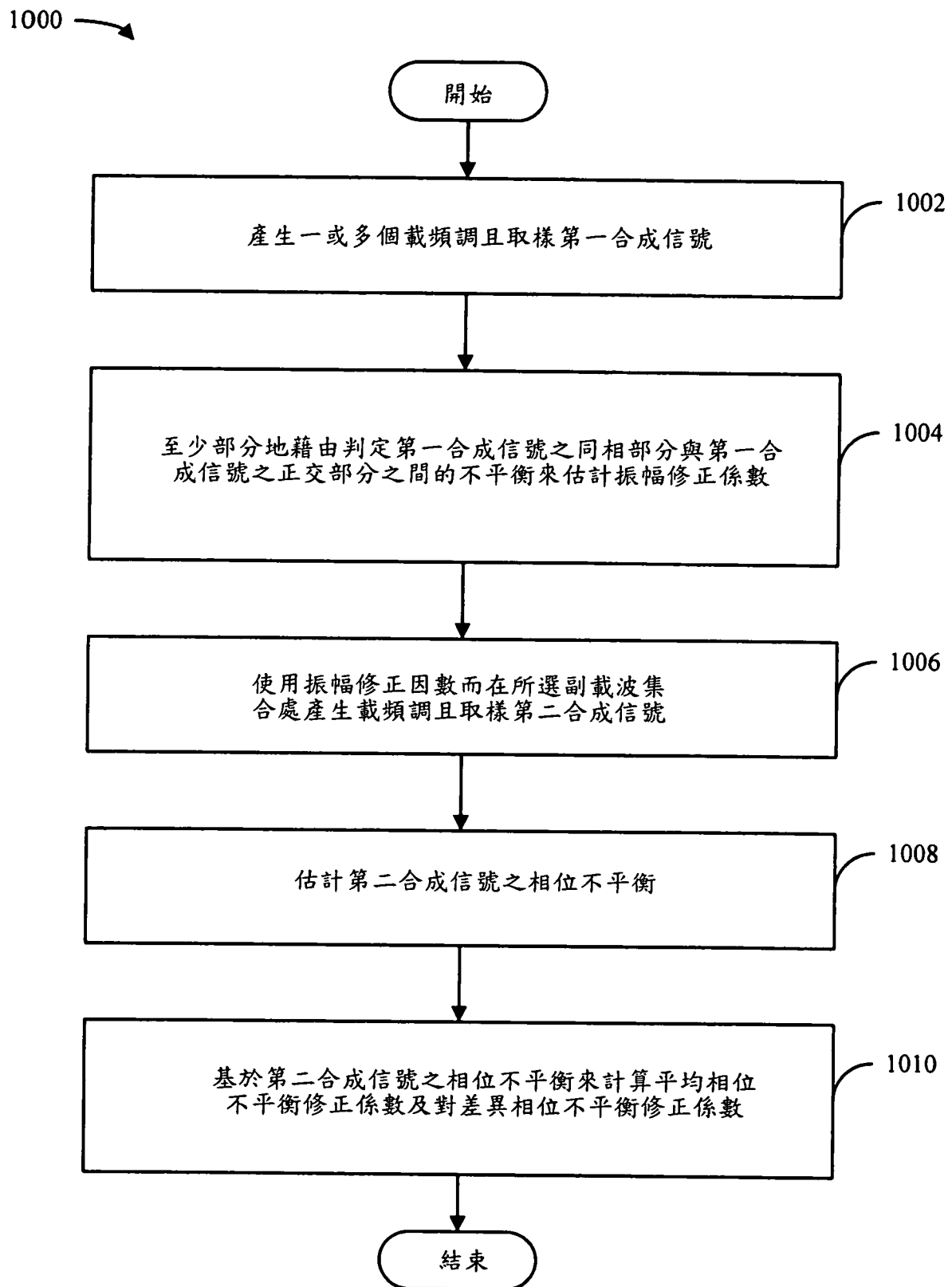


圖 10

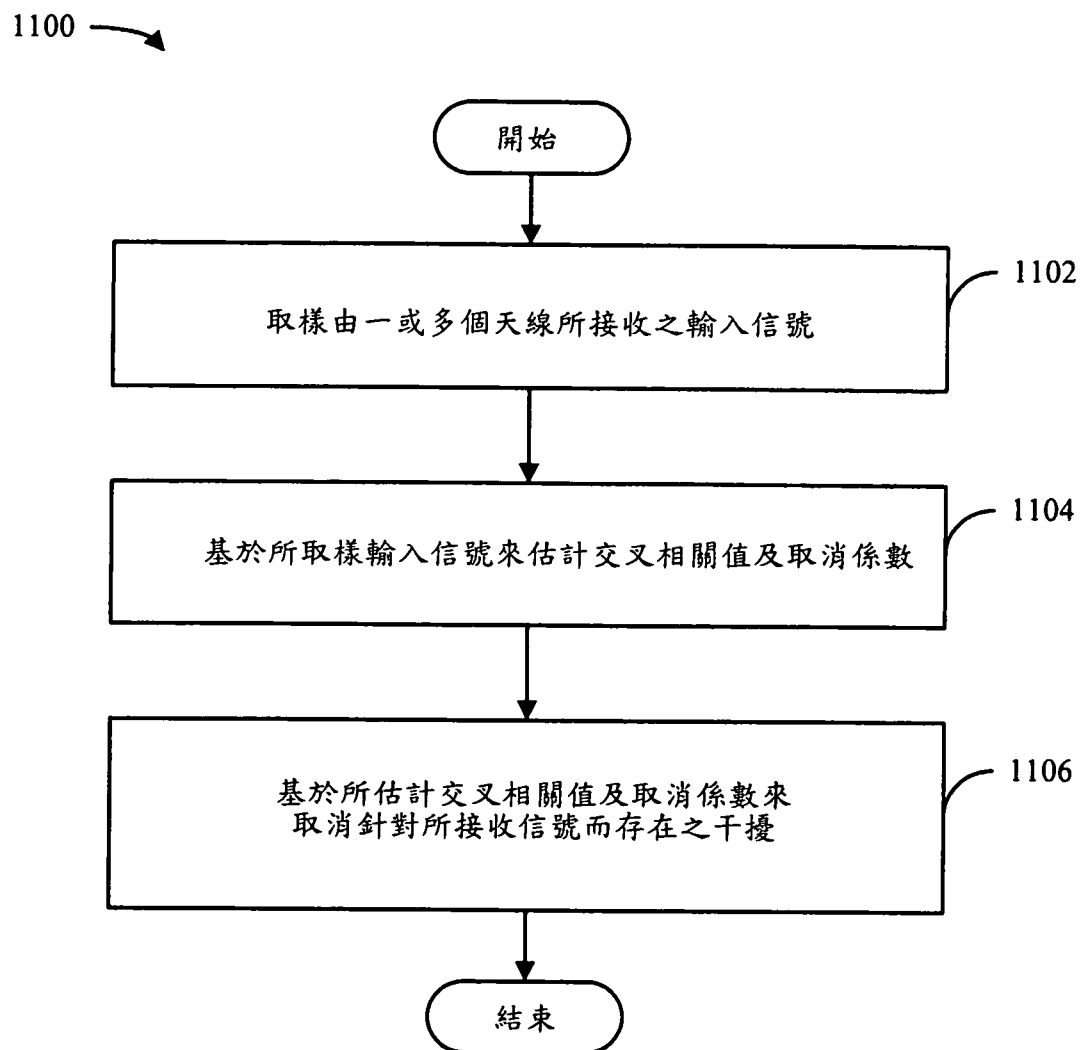


圖 11

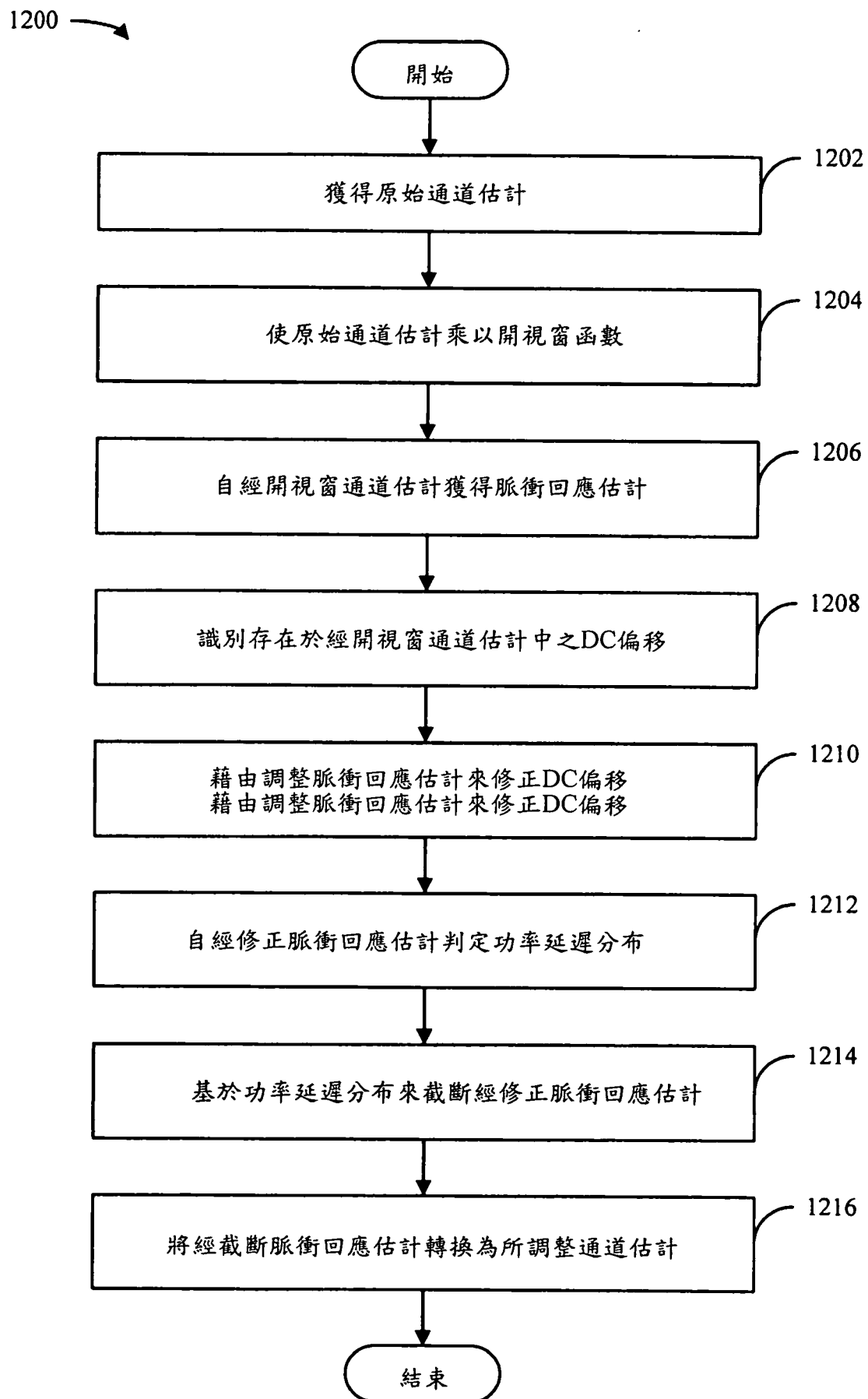


圖 12

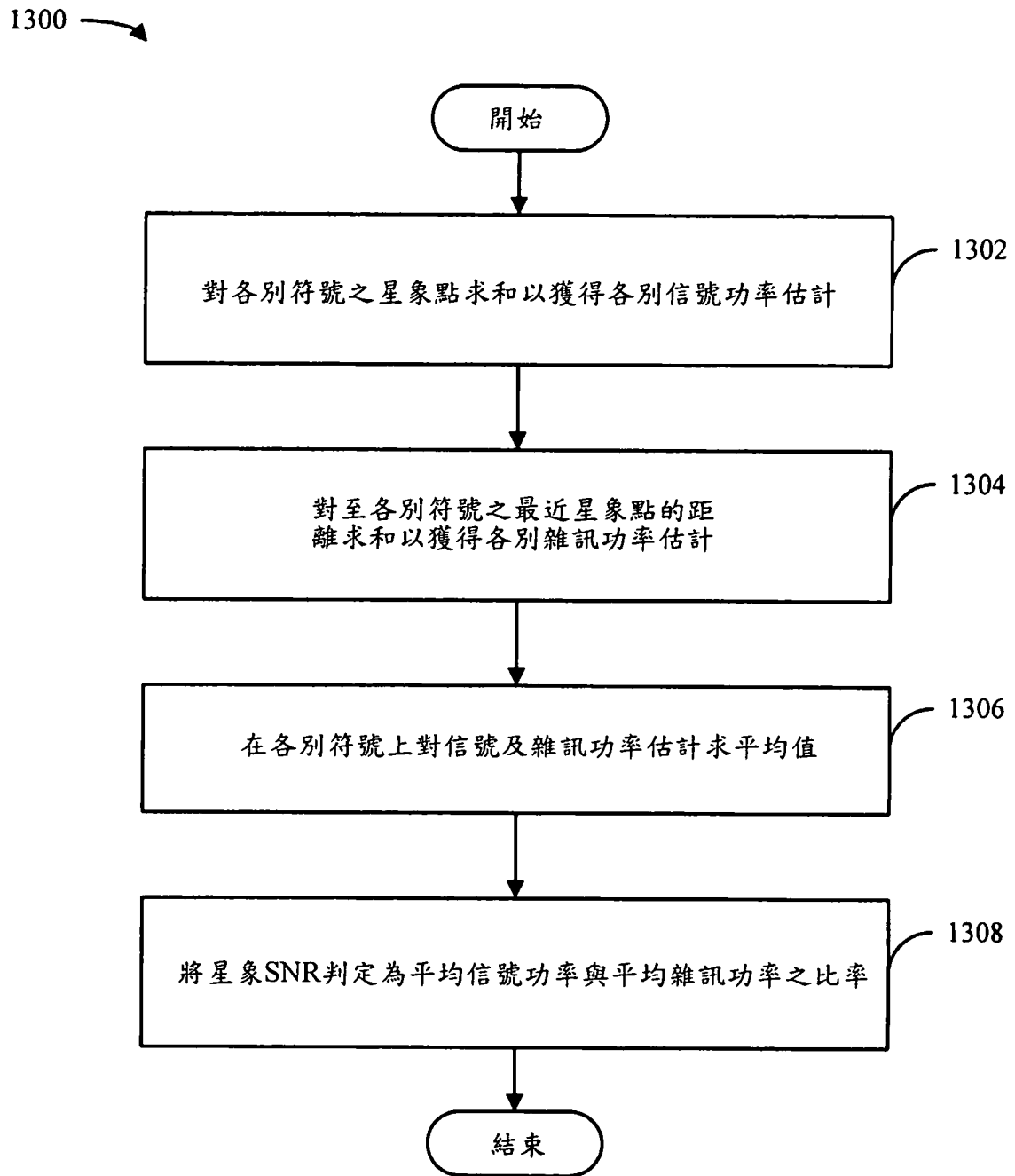


圖 13

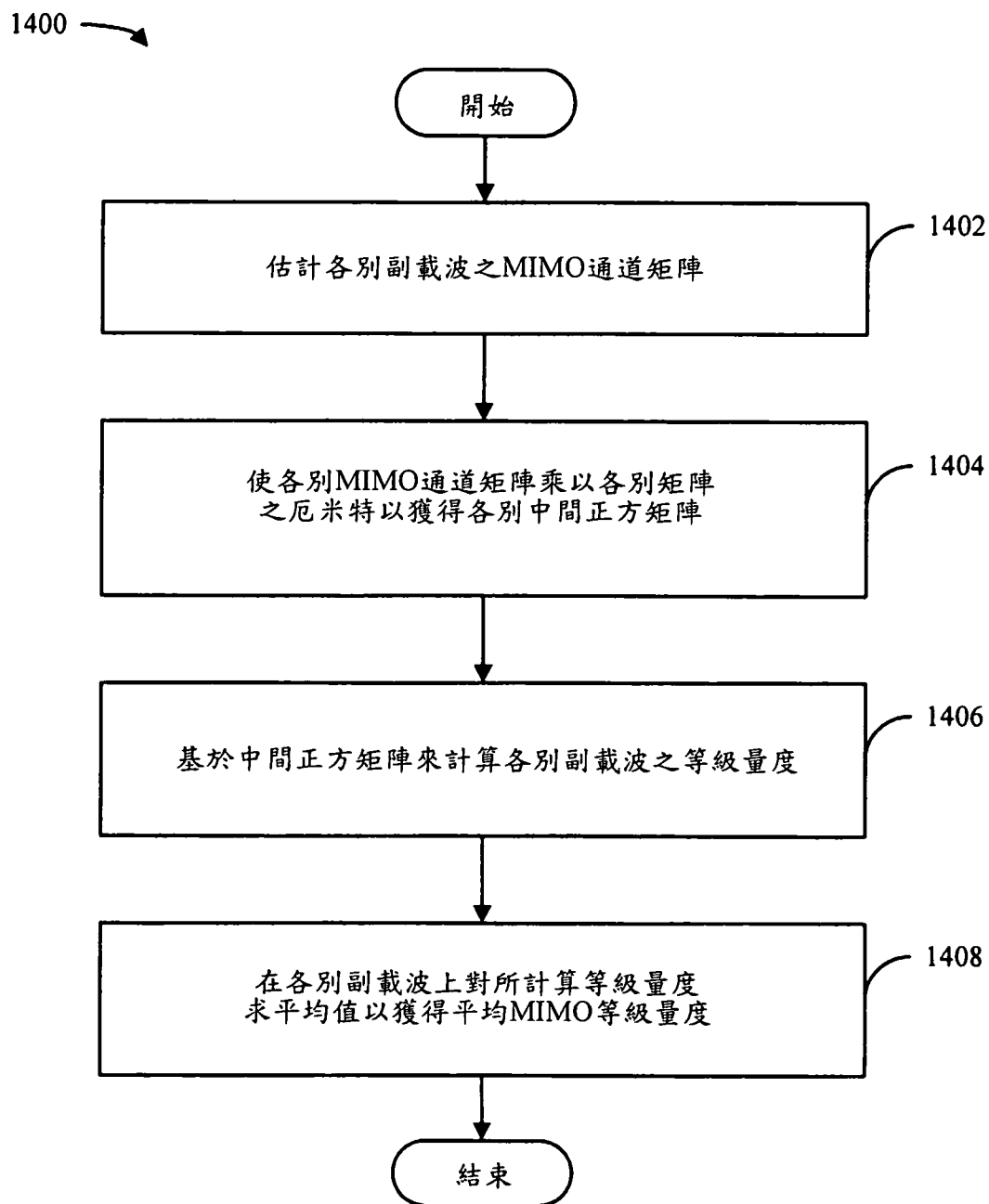


圖14

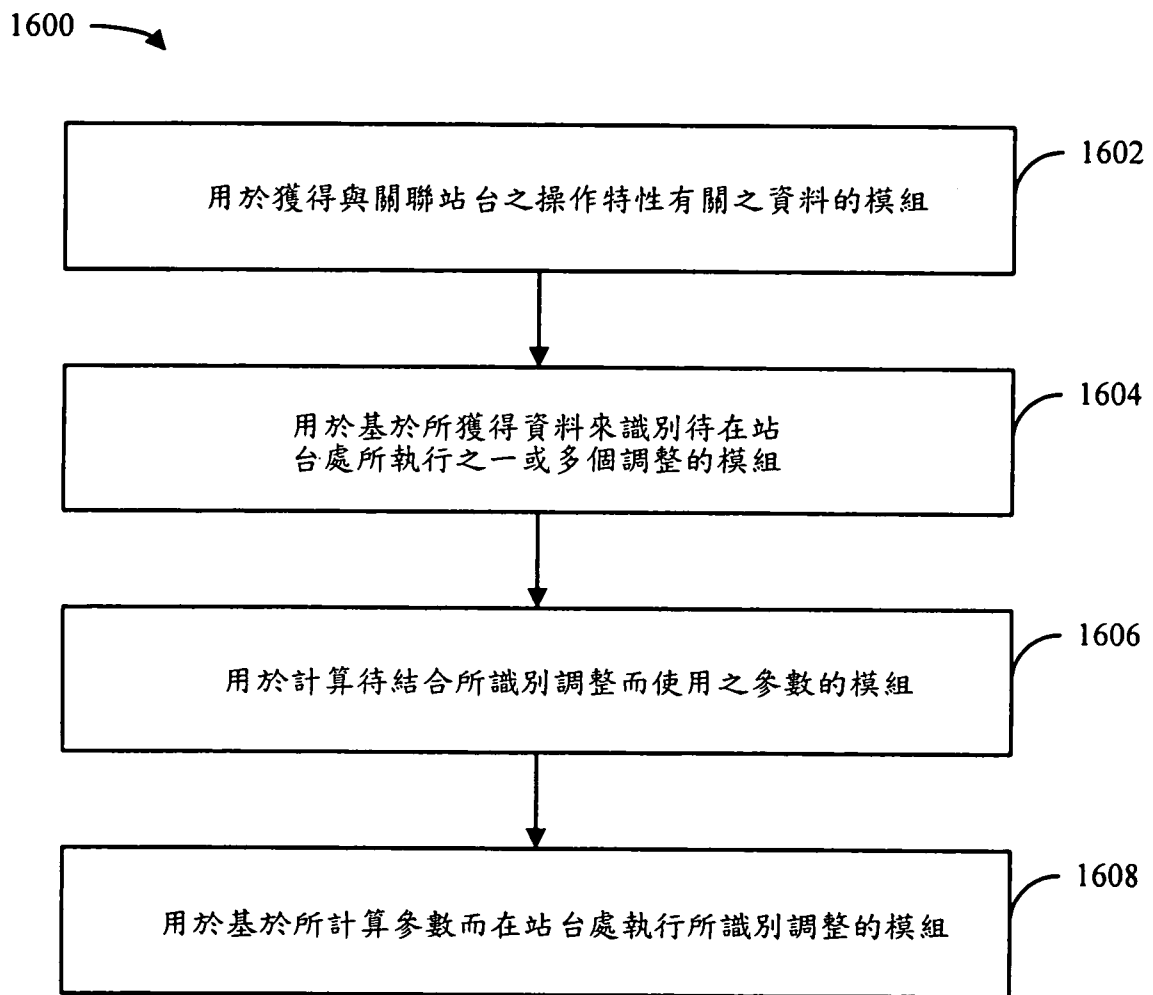


圖 16