



(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 201014283 A1

(43)公開日：中華民國 99 (2010) 年 04 月 01 日

(21)申請案號：098109420 (22)申請日：中華民國 98 (2009) 年 03 月 23 日

(51)Int. Cl. : *H04L25/02 (2006.01)* *H04B1/76 (2006.01)*

(30)優先權：2008/03/28 美國 61/040,449
2009/03/16 美國 12/405,082

(71)申請人：高通公司(美國) QUALCOMM INCORPORATED (US)
美國

(72)發明人：普丁努佩楚克利斯汀 BUDIANU, PETRU CRISTIAN (RO)；查德胡瑞亞盧納法
CHAUDHURI, ARUNAVA (IN)；洽拉雷烏 N CHALLA, RAGHU N. (US)

(74)代理人：李世章

申請實體審查：有 申請專利範圍項數：24 項 圖式數：13 共 49 頁

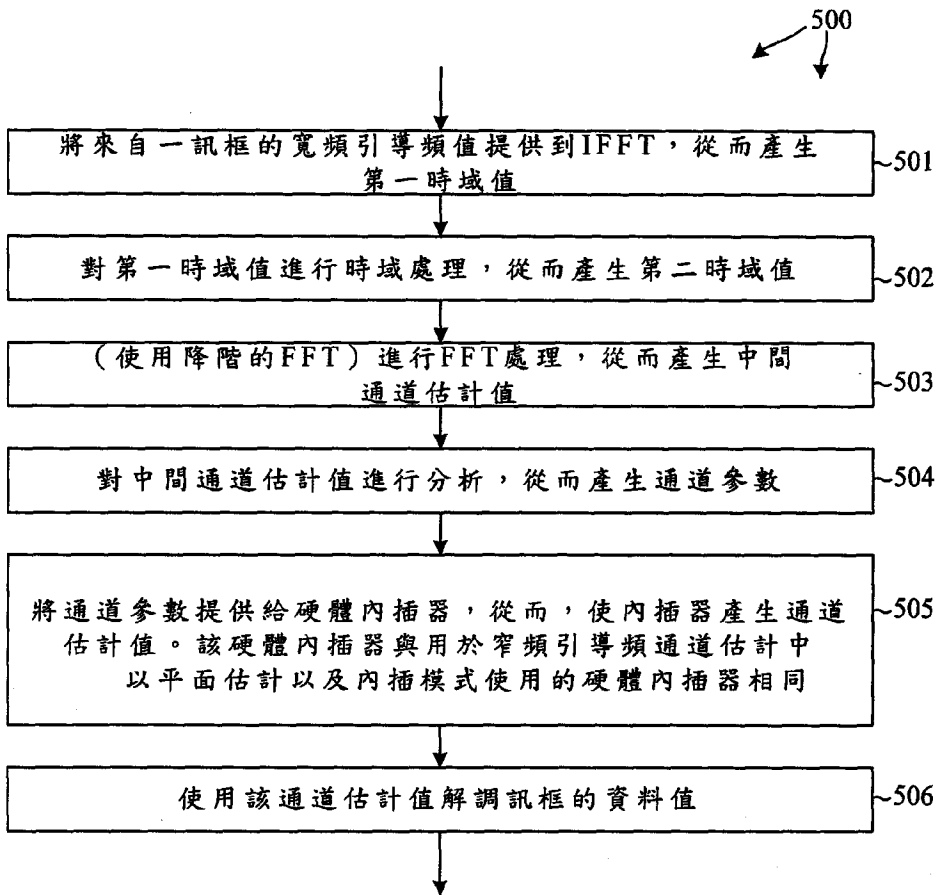
(54)名稱

使用降階的 F F T 和硬體內插器的寬頻引導頻通道估計

BROADBAND PILOT CHANNEL ESTIMATION USING A REDUCED ORDER FFT AND A
HARDWARE INTERPOLATOR

(57)摘要

在接收器中，一種通道估計機制包括硬體內插器。在第一模式中，對窄頻引導頻值進行分析，以產生通道參數，通道參數提供給內插器，以便內插器產生通道估計值。該通道估計值用於解調訊框的片元(tile)。在第二模式中，將寬頻引導頻值提供到 IFFT，從而產生時域值。在時域處理之後，使用 FFT 產生中間通道估計值。對這些中間值進行分析，以便確定通道參數，將通道參數提供給硬體內插器，以便內插器產生大量通道估計值。在相位調整之後，使用通道估計值進行解調。在寬頻模式中使用內插器使得所使用的 FFT 具有較小的階數，並消耗較少的功率及/或處理資源。



使用降階的FFT和硬體內插器的寬頻通道估計

(圖11的混合模式操作)



(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 201014283 A1

(43)公開日：中華民國 99 (2010) 年 04 月 01 日

(21)申請案號：098109420 (22)申請日：中華民國 98 (2009) 年 03 月 23 日

(51)Int. Cl. : *H04L25/02 (2006.01)* *H04B1/76 (2006.01)*

(30)優先權：2008/03/28 美國 61/040,449

2009/03/16 美國 12/405,082

(71)申請人：高通公司(美國) QUALCOMM INCORPORATED (US)

美國

(72)發明人：普丁努佩楚克利斯汀 BUDIANU, PETRU CRISTIAN (RO)；查德胡瑞亞盧納法

CHAUDHURI, ARUNAVA (IN)；洽拉雷烏 N CHALLA, RAGHU N. (US)

(74)代理人：李世章

申請實體審查：有 申請專利範圍項數：24 項 圖式數：13 共 49 頁

(54)名稱

使用降階的 F F T 和硬體內插器的寬頻引導頻通道估計

BROADBAND PILOT CHANNEL ESTIMATION USING A REDUCED ORDER FFT AND A
HARDWARE INTERPOLATOR

(57)摘要

在接收器中，一種通道估計機制包括硬體內插器。在第一模式中，對窄頻引導頻值進行分析，以產生通道參數，通道參數提供給內插器，以便內插器產生通道估計值。該通道估計值用於解調訊框的片元(tile)。在第二模式中，將寬頻引導頻值提供到 IFFT，從而產生時域值。在時域處理之後，使用 FFT 產生中間通道估計值。對這些中間值進行分析，以便確定通道參數，將通道參數提供給硬體內插器，以便內插器產生大量通道估計值。在相位調整之後，使用通道估計值進行解調。在寬頻模式中使用內插器使得所使用的 FFT 具有較小的階數，並消耗較少的功率及/或處理資源。

六、發明說明：

相關申請的交叉引用

本申請根據專利法規定，要求 2008 年 3 月 28 日提出申請的序列號為 61/040,449 的臨時申請的權益，所述臨時申請以引用方式明確地併入本文。

【發明所屬之技術領域】

本公開涉及通訊系統中的通道估計。

【先前技術】

在無線通訊系統中，發射器通常對訊務資料進行編碼、交錯和調制（即，符號映射），以便獲得資料符號。對於相干系統，發射器將引導頻符號與資料符號進行多工，處理經多工的引導頻和資料符號以便產生調制信號，並通過無線通道發送該信號。通道的通道回應使發射信號失真，並且，通道中的雜訊和干擾進一步使信號惡化。發射信號通過多個傳輸路徑到達接收器。傳播路徑的特性通常會由於多種因素而隨著時間變化。用於通訊的不同頻率的子帶會經歷不同的通道條件，並具有不同的信噪比（SNR）。從而，為了有效地傳輸資料，通常需要精確估計發射器和接收器之間的通道回應。

接收器接收引導頻調制符號，並處理接收的引導頻調制符號，以便獲得通道回應估計。由於引導頻調制符號具有接收器知道的一些值，所以接收器能夠基於所接收引導頻符號值以及發送了接收器知道的引導頻符號值來估計通道回

應。一旦估計了通道，接收器就使用通道估計從接收的資料調制符號中確定最初發送的資料調制符號是什麼。隨後，接收器按照用於訊務資料的編碼和調制方案，對恢復的資料調制符號進行符號解映射、解交錯和解碼。

存在幾種不同的執行通道估計的方法。在一種方法中，僅僅對調制符號值的整個頻率-時間訊框的一個小片元 (tile) 進行解調。這個片元僅包括數量相對小的引導頻調制符號值。將這些引導頻值稱為「窄頻」或「專用」引導頻值。接收器使用內插技術在由引導頻值給出的已知通道特性的點之間內插通道特性。得出的通道估計用於從接收的資料符號值中確定最初發送的資料符號值是什麼。

在第二種方法中，更多的所謂「寬頻」或「公共」引導頻調制符號值分布在整個頻率-時間訊框中。使用快速傅立葉反變換 (IFFT) 功能將接收的引導頻值轉換到時域。在時域中識別出最强的引導頻，並且，隨後對這些最强的引導頻進行墊零。通過快速傅立葉變換 (FFT) 功能將經墊零的時域結果轉換到頻域，以便產生較大一組通道估計，每個通道估計對應頻率-時間訊框中的每個調制符號值。在一些環境和應用中，由接收器進行的通道估計操作會消耗大量處理功率，會要求接收器中包括大量的專用硬體，及/或使接收器消耗大量的功率，這些都是不期望的。

【發明內容】

在接收器中，一種通道估計機制包括硬體內插器。在第一模式中，對窄頻引導頻調制符號值進行分析，以產生通道參數，並將通道參數提供給硬體內插器，以便硬體內插器產生在解調時使用的通道估計值。例如，該通道估計值可以用於解調訊框的片元，其中片元包括窄頻引導頻值。

在第二模式中，將寬頻引導頻調制符號值提供給快速傅立葉反變換（IFFT）功能方塊，從而產生時域值。在諸如閾值和接點（tap）選擇以及墊零（zero padding）的時域處理之後，使用快速傅立葉變換（FFT）功能產生中間通道估計值。對這些中間值進行分析，以確定通道參數，將通道參數提供給硬體內插器，使得硬體內插器產生用於對訊框進行解調的大量通道估計值。這樣使用硬體內插器會引進時間偏移，該時間偏移對於多個值的每個頻率均不相同。因此，對每個頻率計算相位調整係數，並且硬體內插器使用相位調整係數通過將每個後 FFT（post-FFT）頻帶乘以各自的相位調整係數，在頻域中執行時間偏移校正，從而有效地將時域中的信號轉換回到它在沒有時間偏移發生時所應該處於的情況。在寬頻引導頻通道估計模式中使用硬體內插器使得在這一模式中使用的 FFT 具有相對較小的階數，並因此使得整個通道估計機制消耗更低的功率及/或消耗更少的處理資源。

上文是發明內容的概要，因此必然地包括對細節的簡化、概括和省略；因此，本領域的技藝人士應認識到該概括

僅僅是說明性的，並且不意欲以任何方式進行限制。在本文的非限制性詳細描述中，僅由申請專利範圍限定的、本文所描述的設備及/或過程的其他態樣、發明特徵和優點將變得顯而易見。

【實施方式】

圖 1 是無線通訊設備 100 的一個例子的簡化高階方塊圖。無線通訊設備 100 除了未示出的其他元件之外，包括天線 101、射頻(RF)積體電路 102 以及數位基頻積體電路 103。

圖 2 為圖 1 中的天線 101 和 RF 收發器積體電路 102 的更詳細方塊圖。RF 收發器積體電路 102 包括接收鏈 104 和發射鏈 105。輸入傳輸 106 在天線 101 接收，並通過雙工器 107 和匹配網路 108 進入接收鏈 104。在接收鏈 104 中進行降頻轉換之後，接收信號傳送到數位基頻積體電路 103 中的類比數位轉換器 (ADC) 109。ADC 109 將信號轉換成數位取樣，以便進行進一步處理。如果無線通訊設備 100 要進行發送，則由數位基頻積體電路 103 中的數位類比轉換器 (DAC) 110 將數位資訊轉換為類比形式。隨後，由 RF 收發器積體電路 102 的發射鏈 105 對得到的類比信號進行升頻轉換，並由功率放大器 PA 111 對得到的 RF 信號進行放大。經放大的信號經雙工器 107 傳送到天線 101，以便作為輸出傳輸 112 發射。

圖 3 為圖 2 的數位基頻積體電路 103 的更詳細方塊圖。數位基頻積體電路 103 包括：ADC 109、接收通道 113、發射通道 114、DAC 110、處理電路 115、多個記憶體 116、多

個高速記憶體 117、資料移動器引擎 (data mover engine) 118、第一匯流排 119、第二匯流排 120 以及經過時間計時器 121。接收通道 113 依次包括一組處理模組 122-125，本文中稱為無線通訊系統數據機子電路 (WCSMSC)，其並入鏈中，以便處理輸入資料流。這些 WCSMSC 包括前端 WCSMSC 122、快速傅立葉變換 (FFT) WCSMSC 123、解調 (DEMOD) WCSMSC 124 以及解映射/解交錯/解碼 (DDE) WCSMSC 125。DDE WCSMSC 125 依次包括解映射器部分、LLR 緩衝器 129 和解碼器模組。穿過接收通道 113 的各個 WCSMSC 的資料流由緩衝器 126-130 進行緩衝，緩衝器 126-130 包括取樣緩衝器 126、符號緩衝器 127、片元緩衝器 128、LLR 緩衝器 129 以及解碼輸出緩衝器 130。接收通道資料的一般路徑是在圖 3 中從左至右經過電路 109、122、126、123、127、124、128、125、130 到第二匯流排 120。同樣的，發射通道 114 包括對應的一組 WCSMSC 131-134 和緩衝器 135-138。發射通道資料的一般路徑在圖 3 中從右到左為從第二匯流排 120 到 135、131、136、132、137、133、138、134 以及 110。

在這個例子中，處理電路 115 包括多個處理器，其中包括數位信號處理器 (DSP) 以及通用處理器。DSP 能夠以軟體來執行快速傅立葉變換 (FFT) 和快速傅立葉反變換 (IFFT) 操作以及其他信號處理功能。處理電路 115 執行儲存在記憶體 116 中的處理器可執行指令的程式 139。高速記憶體 117、第一匯流排 119 以及處理電路 115 共同形成緊密耦合記憶體 (TCM) 系統。處理電路 115 能夠經第一匯流排

119 從高速記憶體 117 中讀取或向高速記憶體 117 寫入。在下文中的論述中，DSP 和通用處理器並稱為處理電路 115。

在圖 3 的例子中，處理電路 115 使用所謂的「任務列表」控制接收和發射通道的各個子電路 122-125 以及 131-134。任務列表包括一個或多個任務指令。在圖示中，示出了儲存在記憶體 117 中的四個任務列表 TL1、TL2、TL3 以及 TL4。任務列表 TL1 包括發射通道 114 的任務指令。任務列表 TL2 包括 FFT WCSMSC 123 的任務指令。任務列表 TL3 包括 DEMOD WCSMSC 124 的任務指令。任務列表 TL4 包括 DDE WCSMSC 125 的任務指令。每個任務列表包括一個任務指令序列，由一個相關聯的子電路來執行。子電路包括與第二匯流排 120 相關聯的任務管理器電路，還包括多個專用功能電路，用於執行該電路的資料處理操作。任務管理器從其相關聯的任務列表中讀取任務指令，並解譯任務指令的操作碼和各種欄位，隨後，控制專用功能電路的相關聯硬體執行任務指令所指示的操作。通過將適當的任務指令放入特定子電路的任務列表中，處理電路 115 能够使特定子電路的專用功能電路執行由處理電路指定的特定操作。處理電路 115 能够按照期望通過第一匯流排 119 將任務指令寫入這些任務列表，修改這些任務列表，刪除任務列表以及維護任務列表。每個任務列表都保存在循環緩衝器中的記憶體 117 中。圖 3 中的 DEMOD WCSMSC 124 的任務管理器由附圖標記 140 標識。由任務管理器 140 控制的相關聯的專用功能電路包括最小均方誤差估計 (MMSE) 解調器 204A、最大比合

並 (MRC) 解調器 204B 以及通道估計 (CE) 電路 257。

圖 4 爲示出了從 ADC 109 接收的輸入時域取樣的示意圖。這些時域取樣通過前端 122 並傳入取樣緩衝器 126。圖 4 中示出的水平方向延伸的圓點流上方的數位 1、2、3 等等是取樣的輸入流中的相應取樣的索引。圓點表示取樣自身。每個取樣包括一個 I 值和一個 Q 值。在所示的示例中，接收了一個具有 1024 個時域取樣的序列，後面是迴圈字首的多個取樣。之後，在迴圈字首之後，接收另一組 1024 個時域取樣，等等。圖 4 的取樣是對應於一訊框的一部分的取樣。FFT WCSMSC 123 (參見圖 3) 處理每個連續的具有 1024 個取樣的取樣組，並產生對應的一組 1024 個值，這一組 1024 個值共同表示一個 OFDM 符號。迴圈字首取樣並不由 FFT WCSMSC 123 進行處理，而是將其忽略。箭頭 200 指示符號緩衝器 127 中的取樣值 0-1023 構成單個 OFDM 符號。

圖 5 是示出了在符號緩衝器 127 中處理的取樣值的二維訊框 201 的示意圖。將圖 5 中的豎直維度視爲頻率軸。從而，不同行中的值具有不同的頻率。本領域中也將不同的頻率稱爲不同的「音調」。將整數索引「f」定義爲頻率索引，指示多個頻率行中的一個。例如，值爲「0」的「f」指示圖 5 中的最下一行。例如，值爲「1」的「f」指示圖 5 中第二高的行，等等。

將圖 5 中的水平維度視爲時間軸，時間從左到右延伸。在圖 5 的例子中，示出的一個訊框中有 8 個 OFDM 符號，並且該訊框的每個 OFDM 符號均包括 1024 個取樣值，其中每

個取樣值依次包括一個 I 值部分和一個 Q 值部分。1024 個取樣值中的一個也稱為調制符號值。

訊框 201 包括兩種取樣值，「引導頻」取樣值和「資料」取樣值。在圖 5 中，引導頻取樣值由圓點符號表示，而資料取樣值由「X」符號表示。在本文中描述的無線通訊系統類型中，一個基地台與多個行動通訊設備進行通訊。基地台可以周期性地發射具有圖 5 中所示的訊框結構的一種類型的傳輸，其中每個行動通訊設備接收並解調該訊框的全部取樣值。該訊框稱為廣播訊框。廣播訊框中填充有控制資料值和引導頻值。稱為「公共引導頻」或「寬頻引導頻」的引導頻值之間散布著資料值，這些資料值以常規已知的模式分布在訊框的大部分頻率範圍中。基地台中的發射器發射引導頻，引導頻在圖 5 的訊框中的頻率-時間位置是接收行動通訊設備所已知的。引導頻的值對於接收行動通訊設備也是已知的。接收行動通訊設備中的接收器接收訊框的取樣值，並識別已知頻率-時間位置處的引導頻值。引導頻被發射基地台和接收行動通訊設備之間的無線通道以及雜訊和干擾所加擾。接收器估計這種加擾對圖 5 的頻率-時間柵格中的每個資料值的影響，並且這一處理通常稱為通道估計。通過將通道估計值應用到所接收的相應資料值，解調器能夠消除通道對發射資料值的不良影響。在圖 5 的訊框中，存在遍及柵格中的大部分區域所分布的多個寬頻引導頻。第一種通道估計方法在文中稱為「寬頻引導頻通道估計和解調」法，如下文中所詳細描述的那樣，該方法用於對具有多個這種寬頻引導頻

的訊框進行通道估計。

圖 6 為示出了另一類型訊框 202 的示意圖。不同於圖 5 的廣播訊框 201，圖 6 的訊框 202 僅在相對較小的頻率-時間「片元」203 中包括引導頻。這一片元 203 包括要發往一個行動通訊設備的用戶資料。這個片元 203 中的引導頻通常被稱為「專用引導頻」或「窄頻引導頻」。它們是窄頻的，因為它們不覆蓋訊框的頻率範圍。行動通訊設備中的接收器不需要試圖解調並使用位於該片元以外的值，因為那些值不會傳送到特定的行動通訊設備。由於與訊框 201 中的大量寬頻引導頻相比，片元 203 中具有較少數量的窄頻引導頻，所以，無法使用第一種通道估計方法。第二種通道估計方法在本文中稱為「平面估計和內插」法，如下文中所詳細描述的那樣，該方法用於對圖 6 的包括較小數量的窄頻引導頻的片元執行通道估計。

圖 7 是示出了「公共引導頻通道估計和解調」法的示意圖。圖 7 左下方的 FFT 模組 123 和符號緩衝器模組 127 表示圖 3 的 FFT WCSMSC 123 和符號緩衝器 127。如圖 5 示例中的符號的 1024 個值從符號緩衝器 127 向右傳到 MMSE 或 MRC 解調器模組 204。圖 3 中所畫的 MMSE 解調器 204A 以及 MRC 解調器 204B 位於圖 7 的 MMSE 或 MRC 解調器模組 204 中。從符號緩衝器 127 傳入 MMSE 或 MRC 解調器模組 204 的每個符號值 (I, Q) 乘以不同的「通道估計值」，以產生解調符號值 (I, Q) 以及信噪比 (SNR) 值，隨後將解調符號值 (I, Q) 以及信噪比 (SNR) 值寫入片元緩衝器 128。

圖 7 右下部的片元緩衝器 128 是圖 3 的片元緩衝器 128。

由於訊框儲存到符號緩衝器 127 中，所以處理電路 115（見圖 3）獲知訊框中的寬頻引導頻的位置。處理電路 115 以韌體或軟體的方式實現模組 206、207、209、210 和 211 的通道估計功能。從而，處理電路 115 將符號緩衝器推送（push）任務指令放置於圖 3 中解調器 WCSMSC 124 的任務列表 TL3 中。解調器 WCSMSC 124 的任務管理器 140 經由第二匯流排 120 取回符號緩衝器推送任務指令並解釋該任務指令。符號緩衝器推送任務指令包括對符號緩衝器 127 內訊框中的所有寬頻引導頻值的所有位置進行指示的欄位。解調推送任務指令的執行使這些寬頻引導頻值被推送到高速記憶體 117 中，用於由處理電路 115 進行進一步處理。

圖 8 是符號緩衝器推送任務指令的示意圖。在圖 7 中，由線 205 表示寬頻引導頻的推送。如果引導頻經過加擾，則首先執行解擾操作。隨後，解擾的 256 個寬頻引導頻值穿過 256 點快速傅立葉反變換（IFFT）功能方塊 206，以產生 256 個時域取樣值，這 256 個時域取樣值表示通道的脈衝回應。這些 256 個時域取樣值中的每一個包括 I 部分和 Q 部分。由功能方塊 207 對由 IFFT 功能方塊 206 輸出的 256 個時域取樣值進行閾值調整，以便識別出 16 個最强的引導頻。這是通過一次一個接點地向上在整個 256 個時域取樣中移動 16-接點高窗（tall window）（或「滑動」該窗）以找到對應於最大輸出能量的窗位置來實現的。在一個示例中，通過檢測干擾功率和實際接點值的分布來執行自適應接點閾值處

理，以便確定要通過的所識別時域接點取樣的數量。在圖 7 的例子中，隨後，將使用上述滑動窗和閾值處理所識別的 16 個時域接點取樣值 208 提供到墊零功能方塊 208。k_{START} 值是用於標識當滑動窗的最後位置確定時該滑動窗的底部接點位置的整數索引。k_C 值是用於標識窗中的接點位置中的一個的索引，該接點位置標識當滑動窗在其最後的位置時，滑動窗中全部接點值的平均結合能量的中心位置。墊零功能方塊 208 為 16 個時域接點取樣值添加零值，以便產生一組完整的 1024 個墊零的時域取樣。1024 點 FFT 功能方塊 109 將這些時域接點取樣變換回頻域，以便產生 1024 個「通道估計」值。線 213 表示將 1024 個通道估計值提供給 MMSE 或 MCR 解調器模組 204。返回參照圖 7，雜訊估計器功能方塊 211 使用該 16 個時域接點取樣值 208 產生訊框的單個雜訊估計值。MMSE 或 MRC 解調模組 204 使用通道估計和雜訊估計值將訊框的資料符號值 (I, Q) 解調為寫入片元緩衝器 128 的解調符號值 (I, Q 和 SNR)。

圖 10 是示出了「平面估計和內插」法的示意圖。處理電路 115 實現功能模組 300 和 301 的通道估計功能。然而，模組 302、303 和 204 是以硬體方式實現的。模組 302 和 303 的硬體位於圖 3 的 DEMOD WCSMSC 124 的通道估計 (CE) 模組 257 中。

處理電路 115 由於窄頻引導頻值儲存到符號緩衝器 127 中，而獲知了窄頻引導頻值的位置。從而，處理電路 115 將符號緩衝器推送任務指令放入圖 3 的解調器 WCSMSC 124

的任務列表 TL3 中。解調器 WCSMSC 124 的任務管理器 140 通過第二匯流排 120 取回該符號緩衝器推送任務指令，解釋該任務指令並將專用引導頻值推送到高速記憶體 117 中（參見圖 3）。在圖 9 中，由線 304 表示窄頻引導頻的推送。由收集引導頻和通道參數估計功能方塊 300 對窄頻引導頻進行分析，以確定三個通道參數值 305：1) 通道平均 (CA) 值，2) 表示通道隨時間變化的斜率的時間係數或時間斜率 (Delta T)，以及 3) 表示通道隨頻率變化的斜率的頻率係數或頻率斜率 (Delta F)。在一個例子中，CA 值是通過對片元中的全部窄頻引導頻值進行平均並隨後應用比例因數確定的。在一個例子中，Delta T 值是通過如下方式確定的：分別對每個符號時間的引導頻值（圖 6 中的八列的每一列中的值）取平均，隨後通過對一個平均值與下一個平均值進行比較來比較這些平均值，以便確定平均值如何隨時間增長而變化的斜率值。每個用戶片元都有一個這樣的 Delta T 值。同樣的，在一個例子中，Delta F 值是通過在所有 8 個符號時間中對一個音調（一個頻率）的引導頻值進行平均來確定的。當為每個音調計算這樣的平均時，通過對一個平均值與下一個平均值進行比較來比較這些平均值，以便確定平均值如何隨頻率增加而變化的斜率值。對於每個用戶片元都有一個這樣的 Delta F 值。文中關於如何獲得這三個值的討論被簡化了，並且，在實際中，這些值也可以按比例縮放。處理電路 115 將三個確定出的參數通道值 305 提供給平面內插器硬體 302。

圖 9 是 DEMOD MMSE 任務指令的示意圖，如果使用

MMSE 解調器時，DEMOM MMSE 任務指令用於將通道參數值 305 從處理電路 115 提供到 MMSE 解調器（在 DEMOD WCSMSC 124 中）。如果使用 MRC 解調器，則使用相似的 DEMOD MRC 任務指令（未示出）。硬體平面內插器硬體 302 計算 $CA+y*(\Delta F)+x*(\Delta T)$ ，以便確定位於訊框座標 (x, y) 處的音調的通道估計值，其中 x 是符號數（時間偏移量），並且其中 y 是音調數（索引「f」）。從而，片元的左下角的通道估計值是 CA 。從而，片元中沿著該片元的左側邊緣向上的下一個位置的通道估計值是 $CA+(1*\Delta F)$ 。沿著該片元的左側邊緣向上的下一個位置的通道估計值是 $CA+(2*\Delta F)$ 。同樣的，沿時間維度（水平維度），該片元的左下角的通道估計值是 CA 。沿該片元的底部邊緣向右的下一個位置的通道估計值是 $CA+(1*\Delta T)$ 。沿該片元的底部邊緣向右的下一個位置的通道估計值是 $CA+(2*\Delta T)$ 。從而，可以認為三個通道參數 305 限定了三維空間中的一個平面。該平面具有頻率維度上的斜率，並且該平面具有時間維度上的斜率。

在圖 10 中，得出的 1024 個確定的通道估計值由附圖標記 306 標識。這些值 306 的八個組緩存在緩衝器 303 中。這些通道估計值 306 作為 1024 個通道估計值 307 的多個組提供到 MMSE 或 MRC 解調器模組 204。線 308 表示 1024 個通道估計值 307 提供到 MMSE 或 MRC 解調器模組 204。在這個例子中，模組 302、303 和 204 由圖 3 的 DEMOD WCSMSC 124 中的硬體實現，並且，各個值從這些模組中的一個到下

一個的傳送通過 DEMOD WCSMSC 124 中的專用信號導線來實現。雜訊估計器功能方塊 301 實現為韌體。雜訊估計器功能方塊 301 使用窄頻引導頻確定該訊框的估計雜訊值，並且，將這一估計雜訊值提供到 MMSE 或 MRC 解調器模組 204。隨後，由 MMSE 或 MRC 解調器 204 將用戶片元（參見圖 6 的用戶片元 203）中的資料符號值（I，Q）解調為寫入片元緩衝器 128 的經解調的符號值（I，Q）和 SNR 值。

圖 11A-11B 共同組成圖 11。圖 11 為示出了新穎性方法以及解調器 WCSMSC 124 的示意圖，其中該新穎性方法以及解調器 WCSMSC 124 能夠執行圖 5 所示的「寬頻引導頻」情況下的通道估計以及圖 6 所示的「窄頻引導頻」情況下的通道估計，但是不包括圖 7 中的不期望的較大 1024 點 FFT 210。解調器 WCSMSC 124 可按照圖 9 的新穎性混合模式（寬頻引導頻模式）以及平面估計和內插模式（窄頻引導頻）運行。圖 7 和圖 9 的功能沒有以數位基頻積體電路 103 實現，而新的圖 11 的功能以數位基頻積體電路 103 實現。

圖 11 的解調器以平面估計和內插模式的運行與上文結合圖 9 描述的平面估計和內插方法及電路的運行相似。如線 400 所示，用戶片元的窄頻引導頻值推送到處理電路 115。圖 11 的模組 300、301、302、303 和 204 是與圖 9 的模組 300、301、303 和 204 相同的模組。對多工器功能方塊 401 進行控制，以便將 CA 值、時間係數或時間斜率值（Delta T）以及由功能模組 300 產生的頻率係數或頻率斜率值（Delta F）提供到平面內插器硬體 302。對多工器功能方塊 402 進行控制，

以便將來自雜訊估計器 301 的雜訊估計提供到 MMSE 或 MRC 解調器 204。

然而，圖 11 的解調器也可以運行於新穎性「混合模式」。以混合模式運行使用上文中結合圖 7 描述的寬頻引導頻通道估計和解調方法及電路的功能處理的大部分，除了使用了平面內插器硬體 302 之外，從而不需要圖 7 中的 1024 點大的以處理能力強的 FFT 功能方塊 210。在圖 11 中，如線 403 所示，寬頻引導頻值推送到處理電路 115。這包括使用如上文結合圖 7 所述的 DEMOD 推送任務指令。圖 11 的功能模組 206、207 以及 211 的處理與上文所述的圖 7 的功能模組 206、207 和 211 的處理相同。從時域處理 207 輸出的值 k_{START} 指示當滑動窗在其最終位置時 16-接點滑動窗的底部的位置。如上文結合圖 7 的描述，從時域處理 207 輸出的值 k_C 指示滑動窗中的能量中心位置。然而，墊零功能模組 404 延拓多個零值，以便將 16 個時域接點取樣值 208 擴展為較小的一組 64 個時域值，而不是擴展為圖 7 情況中的較大一組 1024 個時域值。隨後，較小的 64 點 FFT 功能方塊 405 對該組 64 個時域接點取樣值進行操作，以便產生 64 個中間通道估計值 406。然而，MMSE 或 MCR 解調器 204 需要 1024 個通道估計值。

使用現有的平面內插器硬體 302 將由 64 點 FFT 405 輸出的 64 個中間通道估計值擴展為 1024 個通道估計值。將中間通道估計值 406 儲存到在文中稱為通道估計緩衝器的緩衝器 407 中。不同於在平面估計模式和內插模式中功能模組 300

收集引導頻並對從符號緩衝器 127 提取的引導頻進行通道參數估計，在混合模式中，功能模組 408 收集引導頻，對它們進行分析，並確定由平面內插器硬體 302 使用的通道參數，以便得出二維內插結果。在這個例子中，功能模組 408 分析來自通道估計緩衝器 407 的中間通道估計值，並計算三個通道參數值 305（通道平均值（CA）、時間係數或時間斜率值（Delta T）以及頻率係數或頻率斜率值（Delta F））。所述三個通道參數值 305 由本文中功能模組 408 所表示的處理確定。與從功能模組 300 提供通道參數相反，多工功能模組 401 表示將確定的三個參數提供到硬體平面內插器 302。通過將計算的參數放置到 DEMOD MMSE 任務指令中、使 DEMOD WCSMSC 124 的任務管理器 140 讀取該任務指令並將該通道參數提供到硬體內插器 302，來傳送參數。同樣的，在混合模式中，對多工器功能方塊 402 進行控制，以便使來自雜訊估計器 301 的雜訊估計耦合到 MMSE 或 MRC 解調器 204 的雜訊輸入端。

此外，如圖 11B 中箭頭 409 所示，處理電路 115 確定相位斜坡參數 k_C 和 k_{START} 。這些參數可用於定義用於補償 OFDM 資料的給定塊的時間偏移量的相位斜坡。為 OFDM 資訊的每塊確定該時間偏移量（表示為 τ_d ），並根據公式（1）為 OFDM 模組中的每個頻率計算各自的相位調整係數（相位修正係數），

$$D_k = \exp(-j 2\pi f_k \tau_d) \quad \text{公式 (1)}$$

其中 f_k 可以是 OFDM 信號中的任意頻率的子載波。隨後，通

過將後 FFT 信號的每個頻帶乘以 D_k^{-1} ，即上述相位調整係數的倒數，在頻域進行時間偏移量的校正，以便有效地將時域中的信號轉換回沒有產生偏移時所應該具有的情況。詳細內容參見下面的公式 (13)。

基於公式的混合模式描述：

通道的頻率脈衝回應 N_{FFT} 由 1024 點 FFT 根據下面的公式 (2) 給出：

$$H_l^a = FFT_{1024} \{h_k^a\} \quad \text{公式 (2)}$$

文中所使用的符號， N_{FFT} 是前序信號中的音調數。這些音調的索引為 $0, 1, \dots, N_{FFT}-1$ 。 $\{h_k^a\}$ 值是時域通道估計值，其中 $k=0, 1, \dots, N_p-1$ 。「a」值是天線索引。如果如本例所示僅有一個天線，則索引「a」僅有一個值，並且可以忽略。 N_p 是每個 F-PPICH OFDM 符號中的引導頻數。由於 FFT 窗位置，時域通道估計值具有未說明的相位斜坡。實際的經相位調整的通道估計是通過將 $\{h_k^a\}$ 值乘以以下量得到的：

$$\exp\left(\frac{j2\pi(I_s + I_p)k}{N_{FFT}}\right) \quad \text{公式 (3)}$$

在公式 (3) 中， I_p 是第一前序信號音調的絕對索引。對於這一音調，引導頻音調索引是零。「p」不是用數位表示的索引，不同於 I_s 中的「s」。 I_s 是由 F-PPICH OFDM 符號 s ($s=0, 1$) 中 F-PPICH (以 N_{FFT} 索引的方式) 所占用的最小前序信號音調。因此，F-PPICH OFDM 符號 s 中的 F-PPICH 占用索引為 $k\Delta + I_s$ 的音調， $k=0, 1, \dots, N_p-1$ 。注意

到 I_s 的取值為 $0, 1, \dots, \Delta-1$ ，並且 $I_1 = (I_0 + (\Delta/2)) \bmod \Delta$ 。符號 Δ 是音調中的引導頻間距，並且等於 N_{FFT} / N_p ，並且本例中取值 2。

如果 $N_{TILE} = N_{FFT} / N_W = 16$ ，則可將頻率脈衝回應 N_{FFT} 表示為下面的公式 (4) - (6)，其中 N_{TILE} 是片元中的音調的數量。

$$H_l^a = \frac{1}{\sqrt{N_{FFT}}} \sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} h_k^a \exp\left(-j \frac{2kl\pi}{N_{FFT}}\right)$$

公式 (4)

$$H_l^a = \frac{1}{\sqrt{N_{FFT}}} \sum_{k=k_{START}}^{(k_{START}+N_W-1) \bmod N_{FFT}} h_k^a \exp\left(-j \frac{2(k-k_{START})l\pi}{N_{FFT}}\right) \exp\left(-j \frac{2k_{START}l\pi}{N_{FFT}}\right) \quad \text{公式 (5)}$$

$$H_l^a = \frac{1}{\sqrt{N_{FFT}}} \exp\left(-j \frac{2k_{START}l\pi}{N_{FFT}}\right) \sum_{k=0}^{N_W-1} h_{(k+k_{START}) \bmod N_{FFT}}^a \exp\left(-j \frac{2kl\pi}{N_W N_{TILE}}\right) \quad \text{公 式}$$

(6)

如果 $m = l / N_{TILE}$ ，則給出以下公式 (7) - (8)：

$$H_m^a = \frac{1}{\sqrt{N_{FFT}}} \exp\left(-j \frac{2k_{START}m\pi}{N_W}\right) \sum_{k=0}^{N_W-1} h_{k+k_{START}}^a \exp\left(-j \frac{2km\pi}{N_W}\right) \quad \text{公}$$

式 (7)

$$H_m^a = \frac{1}{\sqrt{N_{TILE}}} \exp\left(-j \frac{2k_{START}m\pi}{N_W}\right) FFT_{N_W} \{h_{k+k_{START}}^a\}$$

公式 (8)

從而，由下面的公式 (9) 給出圖 11 的 64 點 FFT 405 輸出的 64 個通道估計值 406，其中「m」值的取值範圍是 0 到 63。

$$\tilde{H}_m^a = FFT_{N_W} h_{k+k_{START}}^a \quad \text{公}$$

式 (9)

這 64 個通道估計值 406 用於獲得頻率係數（或頻率斜率或 Delta F）以及時間係數（或時間斜率或 Delta T），其

中 $H_0^a = H_{N_w}^a$ 用於計算最後的斜率。 k_c 值是如上所述的整數索引，並且 k_c 值是這樣的一個數位，理想地，其是較小的 (N_w) FFT 窗中的 (相對於當前的 k_{START} 值給出 k_c) DC 分量的中心位置，確定該中心位置以使由通道的頻率表示的線性內插引入的誤差最小化，通道的頻率表示在時間中由後閾值處理的接點表示。將由時間中的偏移引入的相位旋轉與線性內插分離開。

根據下面的公式 (10)、(11) 和 (12) 確定出第 m 個 16-音調的片元 (即，音調索引從 $16m$ 到 $16m+15$ 的片元， $m=0, \dots, N_w$) 的三個通道參數值 305。公式 (10) 描述如何計算通道平均 (CA) 分量。公式 (11) 描述如何計算頻率係數 (或頻率斜率或 Delta F)。公式 (12) 表示如何計算時間係數 (或時間斜率或 Delta T)。「 m 」是標識訊框中的片元的整數索引。因此，為由「 m 」索引值指示的每個片元計算一組不同的三個參數值。在本例中，將時間係數設置為零，但是在其他實施例中，以與在公式 (11) 中確定頻率係數相似的方式，確定時間係數，從而，在時間 (圖 5 和圖 6 的圖示中的水平維度) 以及頻率 (圖 5 和圖 6 的圖示中的豎直維度) 兩個維度中進行內插。

$$H_c^a = \frac{1}{\sqrt{N_{TILE}}} \exp\left(-j \frac{2k_{START} m \pi}{N_w}\right) \tilde{H}_m^a / \tilde{\sigma}_a \quad \text{公式 (10)}$$

$$H_{\Delta f}^a = \frac{1}{\sqrt{N_{TILE}}} \left(\exp\left(j \frac{2k_c \pi}{N_w}\right) \exp\left(-j \frac{2k_{START} m \pi}{N_w}\right) \tilde{H}_{m+1}^a - \exp\left(-j \frac{2k_{START} m \pi}{N_w}\right) \tilde{H}_m^a \right) / N_{TILE} / \tilde{\sigma}_a \quad \text{公式 (11)}$$

$$H_{\Delta t}^a = 0 \quad \text{公式 (12)}$$

在上述的公式 (10)、(11) 和 (12) 中，計算的三個通道參數值是經相位調整的。在公式 (10) 中，指數值是相位調整係數。在公式 (11) 中，第一個指數值是相位調整係數。

$$\Phi[f] = \exp\left(-j \frac{2\pi(k_C + k_{START})f}{N_{FFT}}\right), \text{ 其中 } f = 0, \dots, N_{TILE} - 1 \quad \text{公式 (13)}$$

上述的公式 (13) 是用於計算相位調整係數 $\Phi(f)$ 的公式。在公式中，「 f 」值是指示相位調整係數 $\Phi(f)$ 所針對計算的那個片元中的頻率（音調）的整數頻率（音調）索引。 N_{TILE} 值是由線性內插器所針對計算通道值的音調數。也就是說，存在 $(N_{TILE} - 1)$ 個音調，針對這些音調的通道值未知並由內插器進行計算。在圖 11 的例子中， N_{TILE} 是 16，因為有 64 個值提供到平面內插器 302，並且該內插器輸出 1024 個值。例如，為了確定音調 0 和 16 處的已知通道值之間的第三個音調（資料值）的相位調整係數 $\Phi(f)$ ，「 f 」值是 3，並且 N_{FFT} 值是 1024。

在概念上，圖 3 的處理電路 115 執行處理器可執行指令 139 的程式（參見圖 3），從而，執行公式 (10)、(11)、(12) 和 (13) 的計算。隨後，處理電路 115 使用 DEMOD MMSE 任務指令或 DEMOD MRC 任務指令將得出的三個通道參數值 305 提供到 DEMOD WCSMSC 124 中的平面內插器硬體 302。平面內插器 302 使用三個參數 305 執行內插功能的最後一步，以產生通道估計值的二維陣列。陣列的豎直維度表示頻率，而水平維度表示時間。除了計算三個參數 305 以外，處

理電路 115 還使用公式 (13) 計算一組相位調整係數，其中隨著「f」從 0 開始增加，針對每個頻率索引值「f」計算一個相位調整係數 $\Phi(f)$ 。處理電路 115 通過直接經過第二匯流排 120 (參見圖 3) 將計算的相位調整係數 $\Phi(f)$ (針對每個「f」值有一個 $\Phi(f)$) 寫入硬體平面內插器 302 的暫存器中 (如圖 11 的箭頭 410 所示)，將這些相位調整係數提供到平面內插器 302。隨後，平面內插器 302 使用相位調整係數，將二維陣列中對應於頻率索引值「f」的行的所有通道估計值乘以同一相位調整係數。同樣的，在該二維陣列中向上對應於第二高頻率索引值「f」下一行的全部通道估計值乘以相同的下一個相位調整係數。對通道估計值的二維陣列的每行乘以相應的相位調整係數的結果是一個經相位調整的通道估計值的二維陣列。這一陣列的經相位調整的通道估計值從平面內插器 302 輸出，並緩衝，並提供到解調器 204 用於解調。經相位調整的通道估計值從平面內插器 302 到緩衝器 303 以及 MMSE 或 MRC 解調器 204 的流向是通過 DEMOD WCSMSC 124 中的專用硬體導線實現的。

圖 12 是圖 11 的混合模式操作 500 的流程圖。將寬頻引導頻值提供到 IFFT，從而產生第一時域值 (步驟 501)。對第一時域值進行時域處理，從而產生第二時域值 (步驟 502)。在一個例子中，時域處理包括圖 11 的功能 207 和 404。執行 FFT 處理，從而產生中間通道估計值 (步驟 503)。在一個例子中，將這些中間通道估計值進行緩衝 407。對中間通道估計值進行分析，從而產生通道參數 (步驟 504)。在

一個例子中，由功能模組 408 表示分析，並且通道參數包括通道平均值 (CA)、頻率係數 (Delta F) 以及時間係數 (Delta T)。將通道參數提供給硬體內插器，以便硬體內插器產生通道估計值 (步驟 505)。在一個例子中，將由處理電路 115 根據滑動窗值 k_C 和 k_{START} 確定的附加相位調整係數 $\Phi(f)$ 提供到硬體內插器，從而硬體內插器也對通道估計進行相位調整。使用得出的經相位調整的通道估計值對訊框的資料符號值 (I, Q) 進行解調 (步驟 506)。通道參數在一個訊框的片元到片元之間變化，但是相位調整係數僅僅在訊框與訊框之間變化。在圖 11 中，來自符號緩衝器 127 的資料符號值由標記為「I 和 Q 符號」的箭頭標識。進入片元緩衝器 128 的經解調資料符號值由標記為「I 和 Q 解調符號 SNR 值」的箭頭標識。

圖 13 是圖 11 的平面估計模式操作 600 的流程圖。分析窄頻引導頻值，從而產生通道參數 (步驟 601)。在一個例子中，這一分析由圖 11 中的功能模組 300 表示，並且通道參數包括通道平均值 (CA)、頻率係數 (Delta F) 以及時間係數 (Delta T)。將通道參數提供到硬體內插器，並且硬體內插器據此產生通道估計值 (步驟 602)。通道估計值用於對訊框的資料符號值 (I, Q) 進行解調 (步驟 603)。在圖 11 中，來自符號緩衝器 127 的資料符號值由標記為「I 和 Q 符號」的箭頭標識。進入片元緩衝器 128 的經解調的資料符號值由標記為「I 和 Q 解調符號 SNR 值」的箭頭標識。

本文描述的各种技術可以由多種方式實現。在一個或

多個示例性實施例中，描述的功能可以實現為硬體、軟體、韌體或它們的任意結合。當以軟體實現時，該功能可以作為電腦可讀取媒體上的一個或多個指令或代碼進行儲存或者通過電腦可讀取媒體上的一個或多個指令或代碼進行傳輸。電腦可讀取媒體包括電腦儲存媒體和通訊媒體，通訊媒體包括任何便於將電腦程式從一個地方轉移到另一個地方的媒體。儲存媒體可以是電腦能夠存取的任何可用媒體。舉例但非限制地來說，這樣的電腦可讀取媒體可以包括 RAM、ROM、EEPROM、CD-ROM 或其他光碟記憶體、磁碟儲存器或其他磁碟儲存裝置，或者能夠用於以指令或資料結構的形式攜帶或儲存所需程式碼並能夠由電腦存取的任何其他媒體。而且，任何連接都可以適當地稱為電腦可讀取媒體。例如，如果用同軸電纜、纖維光纜、雙絞線、數位用戶線路(DSL)或諸如紅外、無線電和微波之類的無線技術，從網站、伺服器或其他遠端源傳輸軟體，則該同軸電纜、纖維光纜、雙絞線、DSL 或諸如紅外、無線電和微波之類的無線技術也包含在媒體的定義中。本申請所用的磁片和盤，包括壓縮光碟(CD)、鐳射光碟、光碟、數位多用途光碟(DVD)、軟碟和藍光碟，其中磁片通常通過磁性再現資料，而光碟通過鐳射光學地再現資料。上述的組合也應該包括在電腦可讀取媒體的範圍內。

儘管上文中描述的特定實施例是為了指導目的，但是本專利文獻的教導仍具有普遍應用性，並且不局限於上述的特定實施例。在一些例子中，硬體內插器可以進行線性內

插，在其他例子中，硬體內插器可以進行非線性內插。在上述的特定實施例中，儘管一些由功能模組表示的功能由韌體/軟體方式實現，而其他功能由專用硬體實現，但是哪些功能由硬體實現與哪些功能由韌體/軟體實現的劃分方式在不同的實施例中可以是不同的。因此，在不脫離以下提出的申請專利範圍的範圍的情況下，可以對描述的特定實施例的各種特徵做出各種修改、調整和組合。

【圖式簡單說明】

圖 1 為根據一個新穎性態樣的行動通訊設備 100 的簡化高階方塊圖。

圖 2 為圖 1 的行動通訊設備的 RF 收發器積體電路 102 的更詳細方塊圖。

圖 3 為圖 1 的行動通訊設備的數位基頻積體電路 103 的更詳細示意圖。

圖 4 為示出了由圖 3 的 FFT WCSMSC 140 產生 OFDM 符號的示意圖。

圖 5 為示出了包括「寬頻」引導頻調制符號值的訊框的示意圖。

圖 6 為示出了包括「窄頻」引導頻調制符號值的訊框的示意圖。

圖 7 為「寬頻引導頻通道估計和解調」方法和電路的示意圖。

圖 8 為符號緩衝器推送任務指令的示意圖。

圖 9 為 DEMOD MMSE 任務指令的示意圖。

圖 10 為「平面估計和內插」方法和電路的示意圖。

圖 11A 和 11B 共同形成了圖示一個新穎性方法和新穎性解調器 WCSMSC 124 的示意圖，其中該方法和解調器 WCSMSC 124 能夠執行圖 5 中所示的「寬頻引導頻」情況下的通道估計，以及圖 6 中所示的「窄頻引導頻」情況下的通道估計，但是不需要圖 7 中的較大的 1024 點 FFT 210。

圖 12 為示出了圖 11 的混合模式操作的簡化流程圖。

圖 13 為示出了圖 11 中的平面估計和內插模式操作的簡化流程圖。

【主要元件符號說明】

101 天線	111 功率放大器
102 RF收發器積體電路	112 輸出傳輸
103 數位基頻積體電路	113 RX通道
104 接收鏈	114 TX通道
105 發射鏈	115 處理器
106 輸入傳輸	116 記憶體
107 雙工器	117 高速記憶體
108 匹配網路	118 資料移動器
109 類比數位轉換器	119 第一匯流排
110 數位類比轉換器	120 第二匯流排

121	經過時間計時器	131	編碼器模組
122	前端	132	調制器
123	FFT	133	IFFT
124	解調	134	窗和添加
125	DDE	135	緩衝器
126	取樣緩衝器	136	緩衝器
127	符號緩衝器	137	緩衝器
128	片元緩衝器	138	緩衝器
129	LLR緩衝器	139	程式
130	解碼輸出緩衝器	140	任務管理器

發明專利說明書

(本說明書格式、順序，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫；惟已有申請案號者請填寫)

※申請案號：98109420

※申請日期：2009年3月23日 ※IPC分類：H04L 25/02 (2006.01)
H04B 1/76 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

使用降階的 FFT 和硬體內插器的寬頻引導頻通道估計

BROADBAND PILOT CHANNEL ESTIMATION USING A REDUCED
ORDER FFT AND A HARDWARE INTERPOLATOR

二、中文發明摘要：

在接收器中，一種通道估計機制包括硬體內插器。在第一模式中，對窄頻引導頻值進行分析，以產生通道參數，通道參數提供給內插器，以便內插器產生通道估計值。該通道估計值用於解調訊框的片元(tile)。在第二模式中，將寬頻引導頻值提供到 IFFT，從而產生時域值。在時域處理之後，使用 FFT 產生中間通道估計值。對這些中間值進行分析，以便確定通道參數，將通道參數提供給硬體內插器，以便內插器產生大量通道估計值。在相位調整之後，使用通道估計值進行解調。在寬頻模式中使用內插器使得所使用的 FFT 具有較小的階數，並消耗較少的功率及/或處理資源。

三、英文發明摘要：

Within a receiver, a channel estimation mechanism involves a hardware interpolator. In a first mode, narrowband pilot values are analyzed to generate

channel parameters that are supplied to the interpolator such that the interpolator generates channel estimate values. The channel estimate values are used to demodulate a tile of a frame. In a second mode, broadband pilot values are supplied to an IFFT, thereby generating time domain values. After time domain processing, an FFT is employed to generate intermediate channel estimate values. These intermediate values are analyzed to determine channel parameters, which in turn are supplied to the hardware interpolator so that the interpolator generates a larger number of channel estimate values. After phase adjustment, the channel estimate values are used in demodulation. Use of the interpolator in the broadband mode allows the FFT employed to be of a smaller order, and to consume less power and/or processing resources.

七、申請專利範圍：

1、一種方法，包括以下步驟：

(a) 使用硬體內插器執行寬頻引導頻通道估計。

2、根據請求項 1 之方法，還包括：

(b) 使用該硬體內插器執行窄頻引導頻通道估計。

3、根據請求項 1 之方法，其中 (a) 包括：

將多個寬頻引導頻值當作爲輸入而提供到一快速傅立葉反變換 (IFFT) 功能方塊，以便產生第一時域值；

在該等第一時域值上進行時域處理，以便產生第二時域值；

將該等第二時域值提供到一快速傅立葉變換 (FFT) 功能方塊，以便產生一第一數量個通道估計值；

根據該第一數量個通道估計值確定頻率斜率值；以及

將該頻率斜率值提供到該硬體內插器，以便該硬體內插器產生一第二數量個通道估計值，其中該第二數量明顯大於該第一數量。

4、根據請求項 3 之方法，其中除了該頻率斜率值，一通道平均值也是根據該第一數量個通道估計值確定的；並且其中將該通道平均值與該頻率斜率值一起提供到該硬體內插器，以便該硬體內插器產生該第二數量個通道估計值。

5、根據請求項 3 之方法，其中 (a) 還包括：

產生一相位調整係數，並將該相位調整係數提供到該硬體內插器。

6、根據請求項 1 之方法，其中該硬體內插器在執行 (a) 的該寬頻引導頻通道估計時執行二維內插。

7、根據請求項 1 之方法，其中 (a) 包括：

使用多個寬頻引導頻值產生一第一數量個通道估計值；

根據該第一數量個通道估計值確定通道參數；以及

將該通道參數提供到該硬體內插器，以便該硬體內插器產生一第二數量個通道估計值，其中該第二數量明顯大於該第一數量。

8、一種方法，包括以下步驟：

1 (a) 接收多個窄頻引導頻值，並據此產生一第一多個通道參數；

(b) 將 (a) 的該第一多個通道參數提供給硬體內插器，以便該硬體內插器產生多個窄頻通道估計值；

(c) 接收多個寬頻引導頻值，並據此產生一第二多個通道參數；以及

(d) 將步驟 (c) 中的該第二多個通道參數提供給該硬體內插器，以便該硬體內插器產生多個寬頻通道估計值。

9、根據請求項 8 之方法，其中 (c) 的該產生包括：

(c1) 執行快速傅立葉變換 (FFT) 操作，以產生多個通道估計值；以及

(c2) 分析由該 FFT 操作產生的該等多個通道估計值，以確定該等多個通道參數。

10、根據請求項 9 之方法，其中在步驟 (d) 中由該硬體內插器產生的該多個通道估計值的數量明顯大於在步驟(c1) 中由該 FFT 操作產生的該等多個通道估計值的數量。

11、根據請求項 8 之方法，其中產生一相位調整係數，並將該相位調整係數與 (c) 的該第二多個通道參數一起提供給 (d) 中的該硬體內插器。

12、根據請求項 8 之方法，還包括：

(e) 使用該等多個窄頻通道估計值解調一片元的值，而不解調整個訊框，該片元是該訊框的一部分，其中該等窄頻引導頻值是該片元的部分。

13、根據請求項 8 之方法，還包括：

(e) 使用該等多個寬頻通道估計值解調整個訊框，其中該等寬頻引導頻值是該訊框的部分。

14、根據請求項 8 之方法，其中步驟 (a) 中的該等窄頻引導頻值的頻率不跨越包括該等窄頻引導頻值的一第一訊框的大部分頻率範圍；並且，其中步驟 (c) 中的該等寬頻引導頻值的頻率跨越包括該等寬頻引導頻值的一第二訊框的大部分頻率範圍。

15、一種裝置，包括：

一硬體內插器；以及

一處理電路，該處理電路控制該硬體內插器，使得該硬體內插器能被用於一寬頻引導頻通道估計操作及用於一窄頻引導頻通道估計操作兩者之中。

16、根據請求項 15 之裝置，其中該處理電路是一處理器，其可執行多個處理器可執行指令之程式，該等處理器可執行指令儲存在該裝置中的記憶體中。

17、根據請求項 16 之裝置，其中該裝置是一積體電路；並且，其中該裝置還包括一接收通道和一發射通道。

18、根據請求項 17 之裝置，其中該處理電路計算多個通道參數，並將該等多個通道參數提供到該硬體內插器。

19、一種裝置，包括：

一硬體內插器；以及

控制構件，其用於控制該硬體內插器，使得該硬體內插器能被用於寬頻引導頻通道估計操作及用於窄頻引導頻通道估計操作兩者之中。

20、根據請求項 19 之裝置，其中該等控制構件能用於執行一快速傅立葉變換（FFT）操作，以便在該寬頻引導頻通道估計操作中產生多個中間通道估計值；並且，該等控制構件能用於分析該多個中間通道估計值，以便產生多個通道參數；以及，該等控制模組能用於將該等多個通道參數提供到該硬體內插器，以便該硬體內插器能輸出寬頻引導頻通道估計值。

21、根據請求項 19 之裝置，其中該等控制構件還用於產生多個相位調整係數，並用於將該等相位調整係數提供到該硬體內插器，以便對該等寬頻引導頻通道估計值進行相位調整。

22、一種電腦程式產品，包括：

電腦可讀取媒體，包括：

使一電腦使用一硬體內插器執行內插程序以作為寬頻引導頻通道估計操作一部分的代碼。

23、根據請求項 22 之電腦程式產品，其中該代碼使電腦接收寬頻引導頻值，以便

在該等寬頻引導頻值上執行一快速傅立葉反變換 (IFFT) 操作，以便產生第一時域取樣，

對該第一時域取樣進行時域處理，以便產生第二時域取樣，

在該等第二時域取樣上執行一快速傅立葉變換 (FFT) 操作，以便產生中間通道估計值，

對該等中間通道估計值進行分析，以便確定通道參數，以及

將該等通道參數提供到該硬體內插器。

24、根據請求項 23 之電腦程式產品，其中該電腦可讀取媒體還包括：

用於使該電腦使用該硬體內插器執行內插程序以作為窄頻引導頻通道估計操作一部分的代碼。

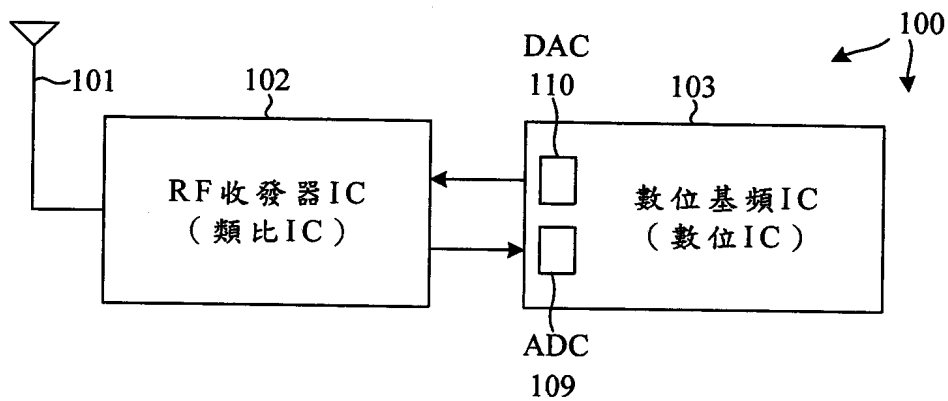


圖 1

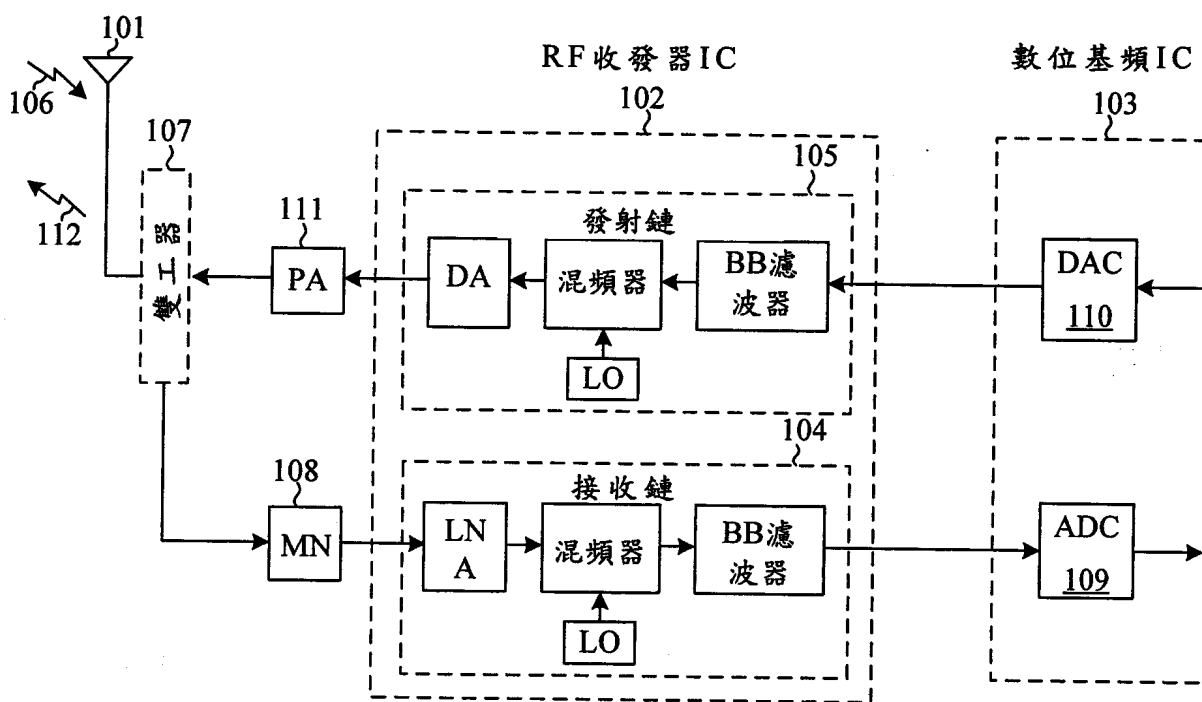


圖 2

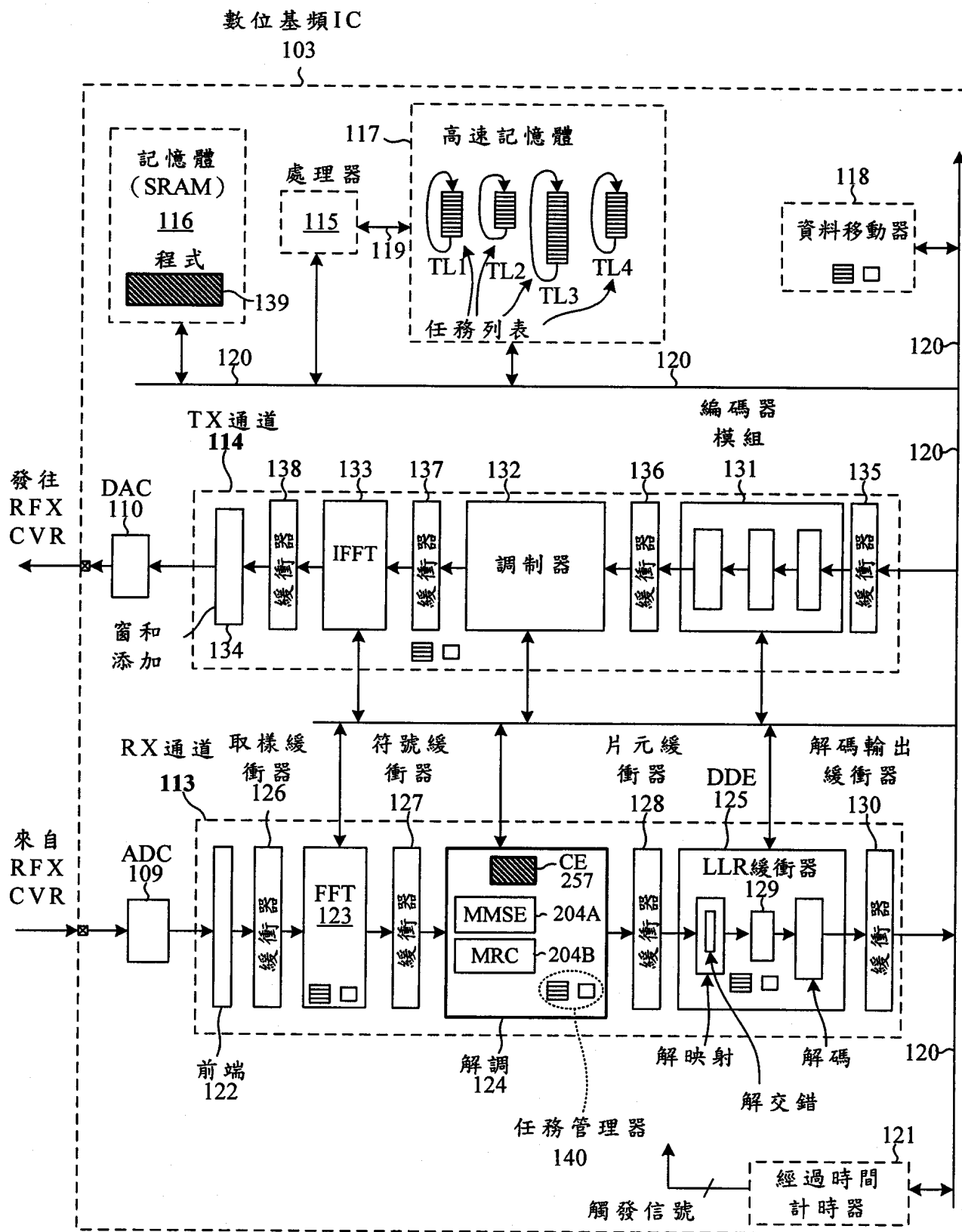


圖3

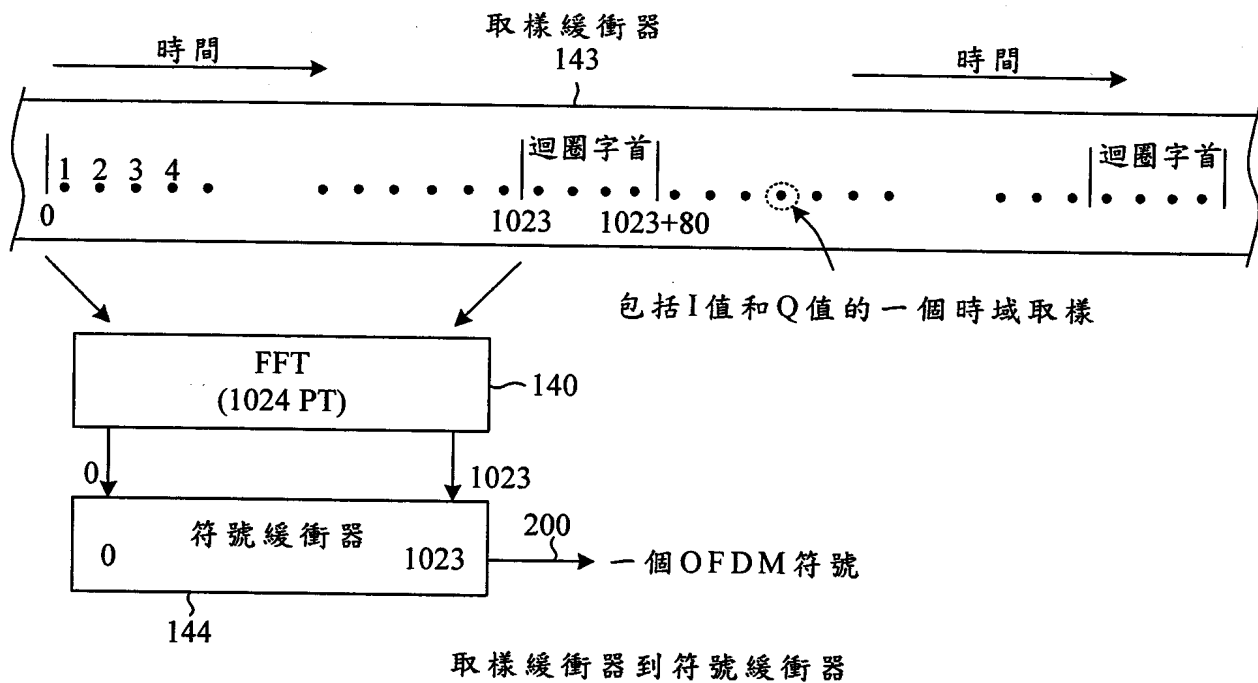
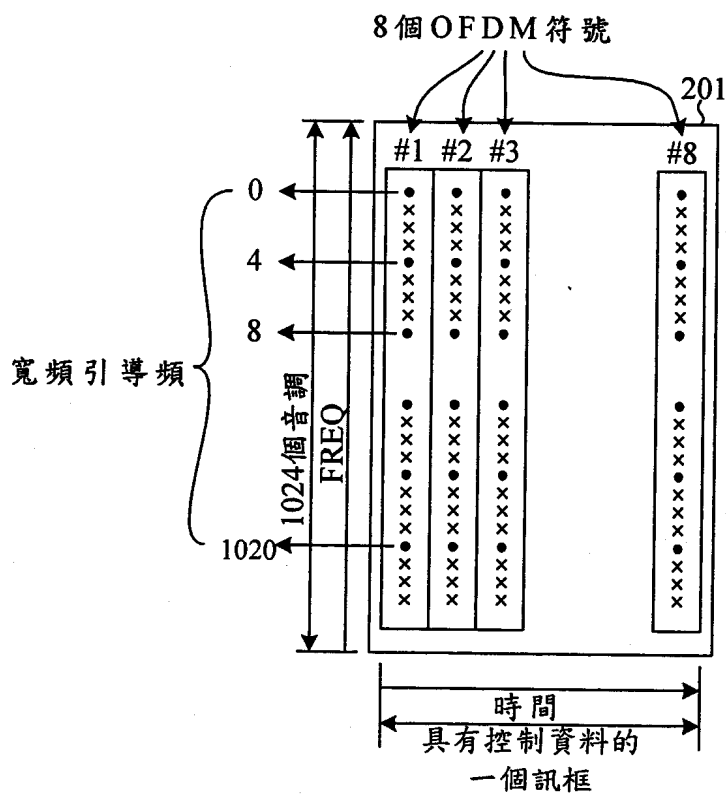
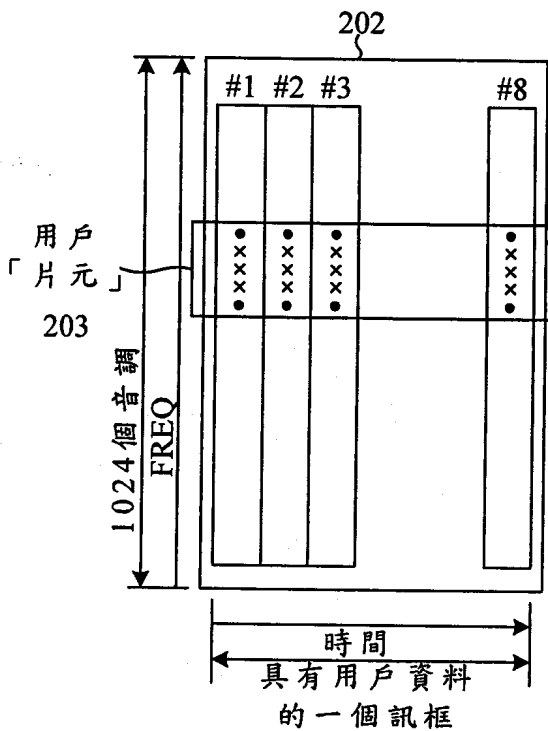


圖 4



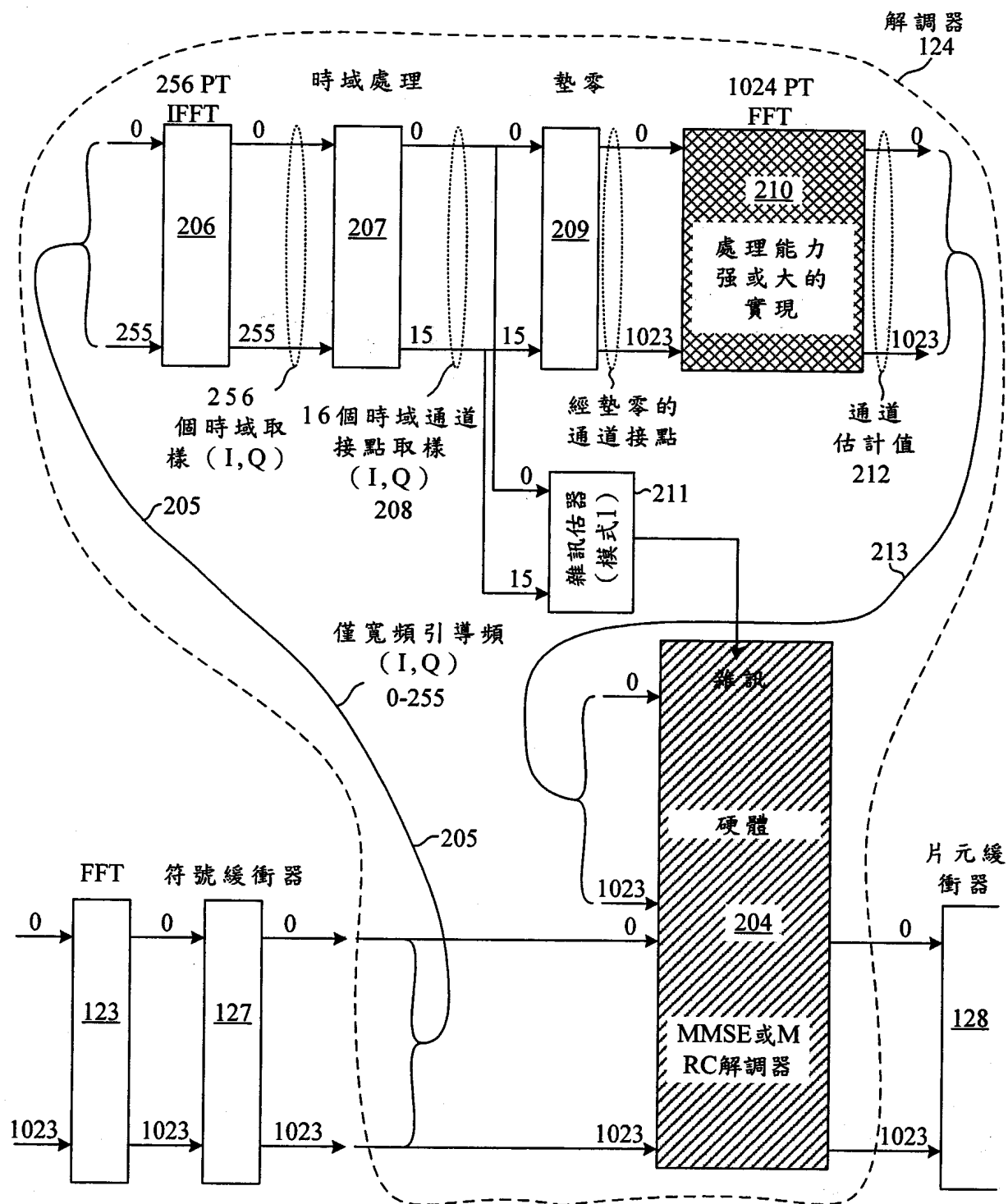
寬頻引導頻

圖 5



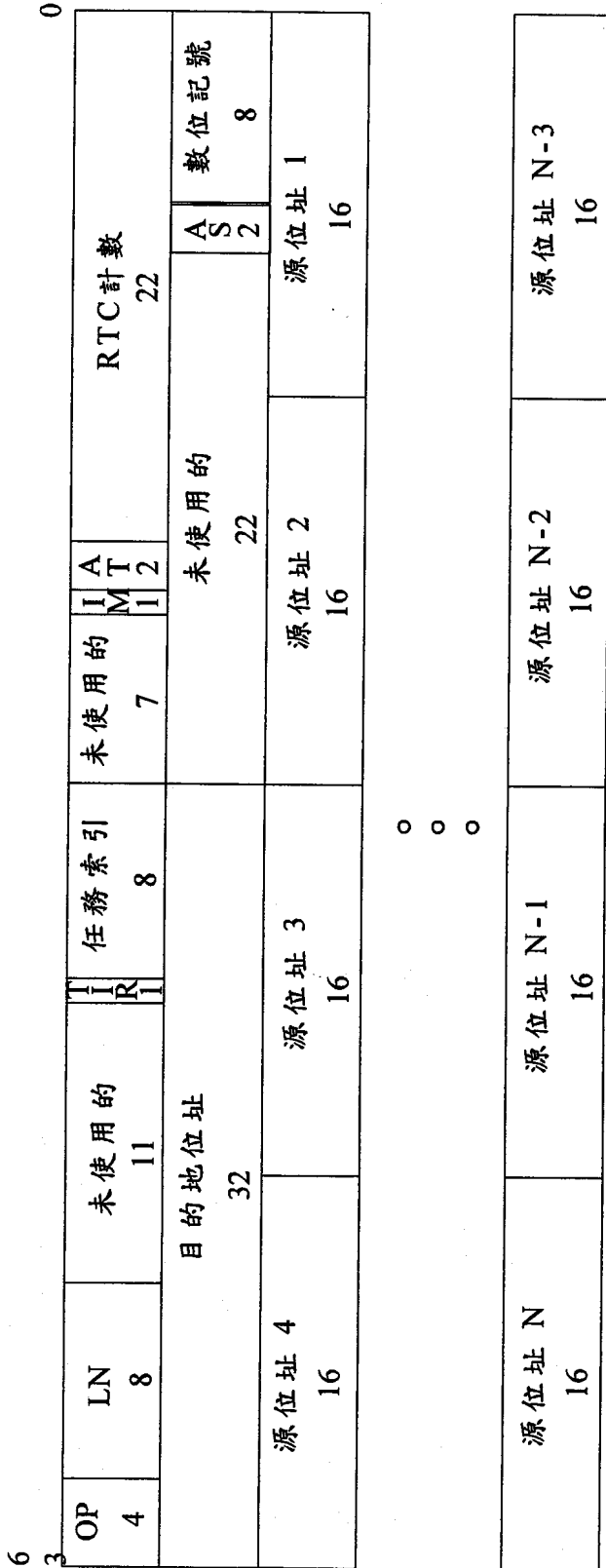
窄頻引導頻

圖 6



寬頻引導頻通道估計和解調

圖 7



符號緩衝器推送任務指令

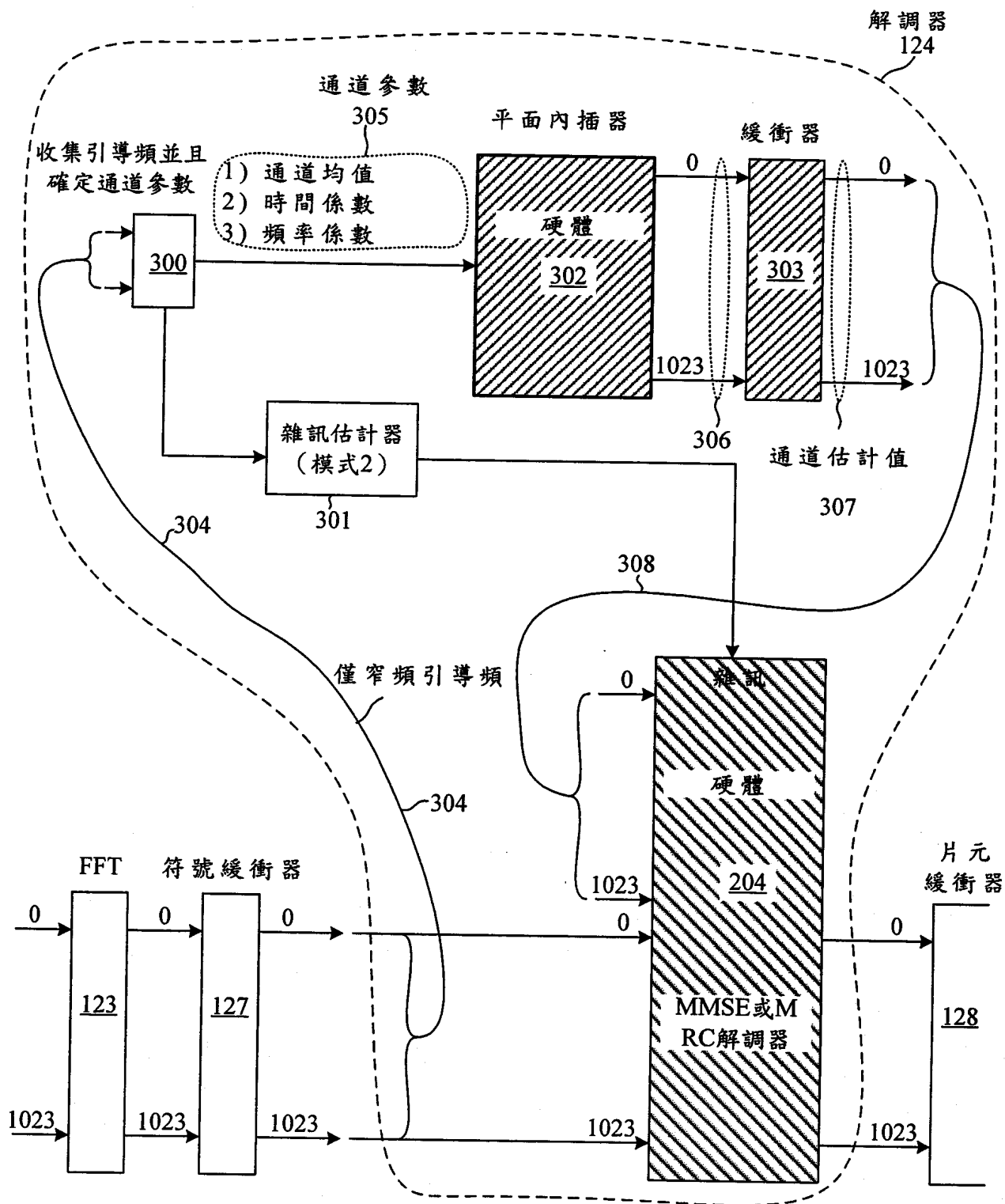
圖 8

63		未使用的 11		任務索引 8		未使用的 7		RTC 計數 22	
OP 4	LN 8	未使用的 28		SIMO TSEL 2		片元緩衝器目的地位址 16		符號緩衝器源位址 16	
UU 2	S0 W12 虛部	UU 2	S0 W12 實部	UU 2	S0 W22 實部	UU 2	S0 W11 實部	UU 2	S0 W21 實部
UU 1	未使用的 29	UU 2	S0 BETA SQ 9	UU 2	S0 W21 虛部	UU 2	S0 W21 實部	UU 2	S0 W21 實部
UU 1	S0 CI_DC21 虛部	UU 1	S0 CI_DC21 實部	UU 1	S0 CI_DC11 實部	UU 1	S0 CI_DC11 實部	UU 1	S0 CI_DC11 實部
UU 1	S0 CI_DC22 虛部	UU 1	S0 CI_DC22 實部	UU 1	S0 CI_DC12 實部	UU 1	S0 CI_DC12 實部	UU 1	S0 CI_DC12 實部
UU 1	S0 CI_DF21 虛部	UU 1	S0 CI_DF21 實部	UU 1	S0 CI_DF11 實部	UU 1	S0 CI_DF11 實部	UU 1	S0 CI_DF11 實部
UU 1	S0 CI_DF22 虛部	UU 1	S0 CI_DF22 實部	UU 1	S0 CI_DF12 實部	UU 1	S0 CI_DF12 實部	UU 1	S0 CI_DF12 實部
UU 1	S0 CI_DT21 虛部	UU 1	S0 CI_DT21 實部	UU 1	S0 CI_DT11 實部	UU 1	S0 CI_DT11 實部	UU 1	S0 CI_DT11 實部
UU 1	S0 CI_DT22 虛部	UU 1	S0 CI_DT22 實部	UU 1	S0 CI_DT12 實部	UU 1	S0 CI_DT12 實部	UU 1	S0 CI_DT12 實部

多達5個子片為S0, S1...
S4的重複

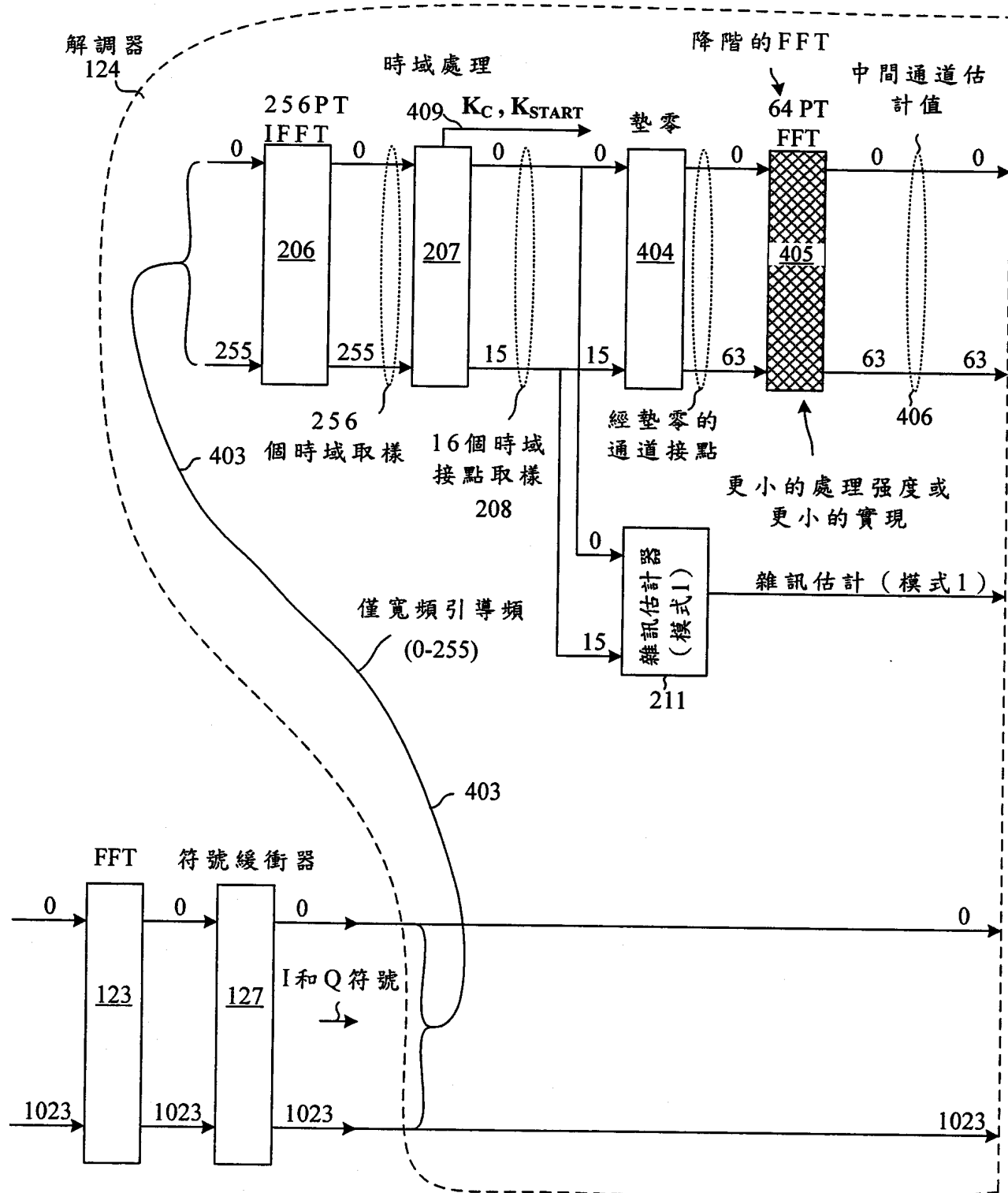
解調器MMSE任務指令

圖9



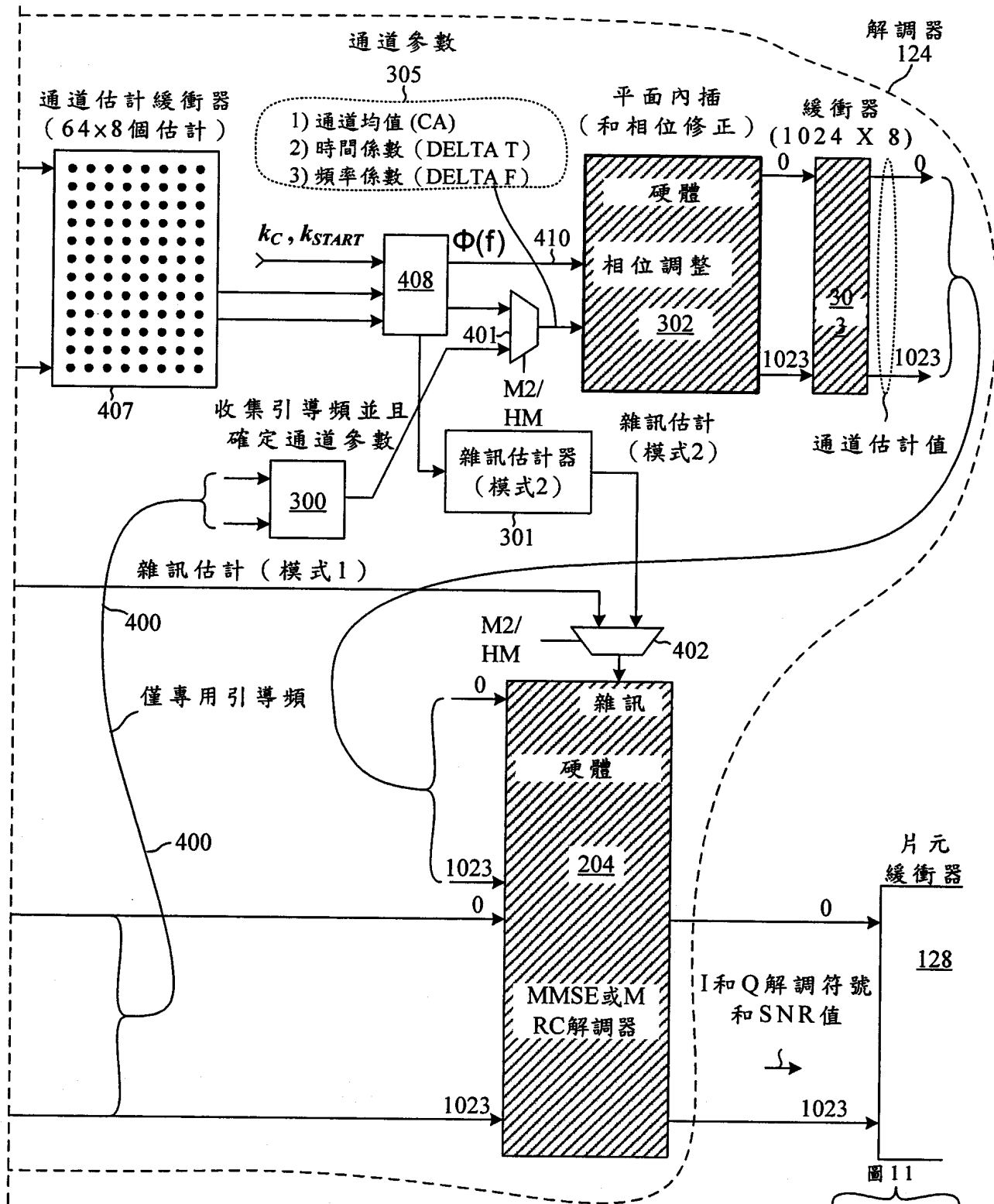
平面估計和內插

圖 10



混合模式和平面估計模式

圖 11A



混合模式和平面估計模式

圖 11B

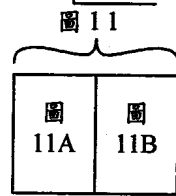
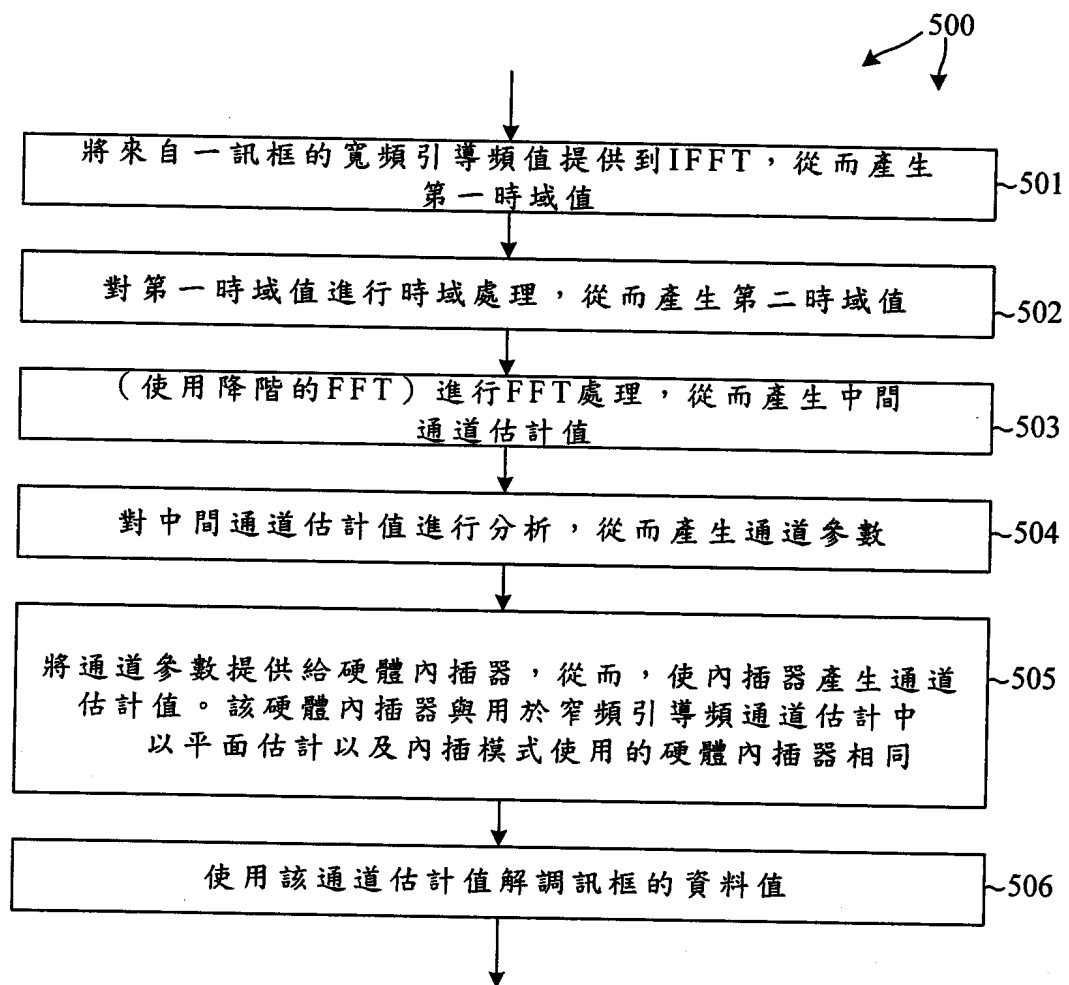


圖 11 的要素



使用降階的FFT和硬體內插器的寬頻通道估計

(圖11的混合模式操作)

圖 12

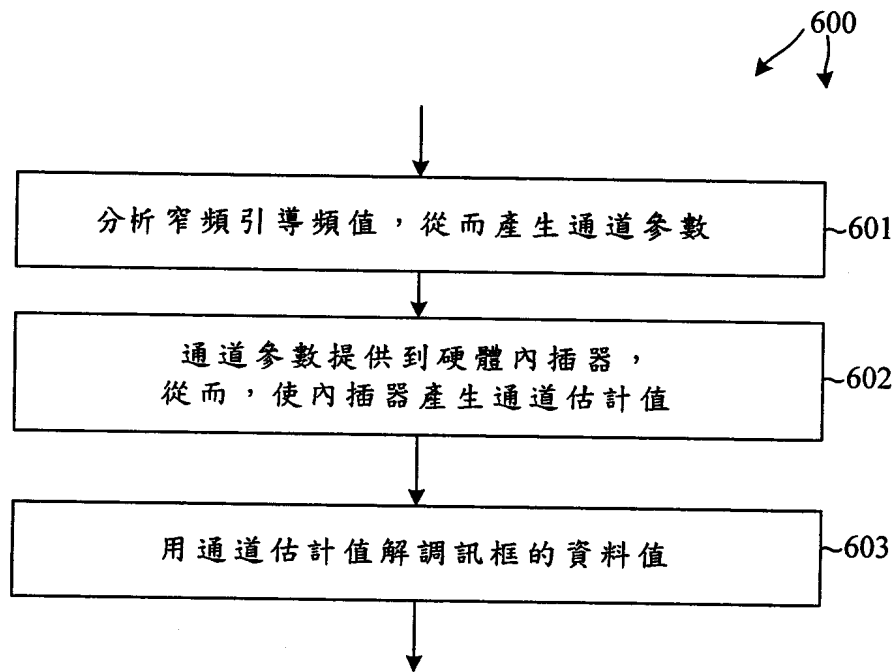


圖11的平面估計模式操作

圖 13

四、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第 (12) 圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

無

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