

發明專利說明書 200417164



(填寫本書件時請先行詳閱申請書後之申請須知，作※記號部分請勿填寫)

※申請案號：92127594 (H04B1/00) IPC分類：H04B1/00

※申請日期：92-2-12

壹、發明名稱

(中文) 無線電信站之接收器及方法

(英文) RECEIVER FOR WIRELESS TELECOMMUNICATION STATIONS
AND METHOD

貳、發明人 (共 3 人)

發明人 1 (如發明人超過一人，請填說明書發明人續頁)

姓名：(中文) 唐納德 M. 格瑞可

(英文) DONALD M. GRIECO

住居所地址：(中文) 美國紐約州曼哈賽市岸邊路 18 號

(英文) 18 SHORE ROAD, MANHASSETT, NY 11030, U.S.A.

國籍：(中文) 美國

(英文) U.S.A.

參、申請人 (共 1 人)

申請人 1 (如申請人超過一人，請填說明書申請人續頁)

姓名或名稱：(中文) 美商數位際技術公司

(英文) INTERDIGITAL TECHNOLOGY CORPORATION

住居所或營業所地址：(中文) 美國德來懷州威明頓市德拉瓦大道 300 號

(英文) 300 DELAWARE AVENUE, SUITE 527,

WILMINGTON, DE 19801, U.S.A.

國籍：(中文) 美國

(英文) U.S.A.

代表人：(中文) 唐納德 M. 伯利斯

(英文) DONALD M. BOLES

發明人 2

姓名：(中文) 雲勝歐

(英文) HYUN SEOK OH

住居所地址：(中文) 韓國英肯市光奇洞聖歡 APT. 202-1004 號

(英文) 202-1004 SAMWHAN APT., KWANKYO-DONG, INCHEON
402-707, SOUTH KOREA

國籍：(中文) 南韓

(英文) KOREA

發明人 3

姓名：(中文) 亞歷山大 瑞茲尼克

(英文) ALEXANDER REZNIK

住居所地址：(中文) 美國紐澤西州普林斯頓市朗格爾路 109 號

(英文) 109 WRANGEL COURT, #5, PRINCETON, NJ 08540, U.S.A.

國籍：(中文) 美國

(英文) U.S.A.

捌、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：_____

☒ 本案已向下列國家（地區）申請專利，申請日期及案號資料如下：

【格式請依：申請國家（地區）；申請日期；申請案號 順序註記】

1. 美國；2002 年 02 月 12 日；60/356,231

2. 美國；2002 年 11 月 26 日；10/304,894

3. 美國；2002 年 11 月 26 日；10/304,403

☒ 主張專利法第二十四條第一項優先權：

【格式請依：受理國家（地區）；日期；案號 順序註記】

1. 美國；2002 年 02 月 12 日；60/356,231

2. 美國；2002 年 11 月 26 日；10/304,894

3. 美國；2002 年 11 月 26 日；10/304,403

4. _____

5. _____

6. _____

7. _____

8. _____

9. _____

10. _____

☐ 主張專利法第二十五條之一第一項優先權：

【格式請依：申請日；申請案號 順序註記】

1. _____

2. _____

3. _____

☐ 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】

1. _____

2. _____

3. _____

☐ 國外微生物 【格式請依：寄存國名；機構；日期；號碼 順序註記】

1. _____

2. _____

3. _____

☐ 熟習該項技術者易於獲得，不須寄存。

(1)

玖、發明說明

(發明說明應敘明：發明所屬之技術領域、先前技術、內容、實施方式及圖式簡單說明)

發明所屬之技術領域

本發明是有關於無線通信系統。更具體言之，本發明是有關於接收無線通信系統中的通信信號。

先前技術

在無線通信中，信號同步是重要的。在現代的系統中，有各種位準的同步，如載波、頻率、碼、符號、訊框訊框及網路同步。在每種位準，同步可分成二個相位：取得(初始同步)及追蹤(細微同步)。

典型的無線通信系統(如在第三代合夥關係計畫(3GPP)中所指定的)會從基地台送出下行線路通信到一個或多個使用者設備(UE)，並且會從UE送出上行線路通信至基地台。每個UE內的接收器之運作係藉由使接收到的下行線路信號與已知的碼序列相互聯繫或完全傳播。碼序列會與接收到的序列同步，以從相互聯繫中得到最大的輸出。

接收器會接收到已知為多路徑之傳送的通信信號之時間偏移的副本。在多路徑的時強時弱通道中，信號能量會由於不同的回音路徑及散射，而在某個時間量期間做分佈。為了改善效能，接收器會藉由組合多路徑副本的信號來評估通道。如果接收器具有關於通道輪廓的資訊，則增加信號能量的一種方式就是將許多相互關聯器分支指配為不同的回音路徑，並且結構上會結合其輸出。傳統上，這可使用已知為RAKE接收器的結構來達成。

傳統上，RAKE接收器具有許多「指針」，每個回音路徑會有一個。在每個指針中，有關於某些參考延遲的路徑延

遲(如直接或最早的接收路徑)會在所有的傳輸中做評估及追蹤。及時之路徑初始位置的評估可藉由使用多路徑的搜尋演算法來獲得。多路徑的搜尋演算法會經由相互關聯器來進行延伸搜尋，以找出具有想要的薄片精確度之路徑。RAKE接收器能利用多路徑傳播，而從傳送信號的路徑差異中受益。使用超過一種路徑，或射線會增加可用於接收器的信號功率。此外，因為許多路徑不像屬於同時地極度變弱，所以其可提供時強時弱的防護。使用適當的組合，這可改善接收到的信號至雜訊比、降低時強時弱及減輕功率控制問題。

在移動式UE的本文中，由於其在散射環境中的移動式移動及改變，所以用於搜尋演算法中的延遲及衰減因素也會改變。因此，每當延遲已改變明顯的量，會想要量測分接頭的延遲線輪廓及重新配置RAKE指針。

RAKE接收器的重要設計問題是如何精確地搜尋及找出多個信號路徑。對於接收器系統，有許多要最佳化的關鍵參數，如平均取得時間、最佳臨界值設定、偵測及錯誤警示的機率等。使用RAKE接收器的一個問題就是路徑會消失，或不能藉由RAKE位置選定程序來偵測。因此，存在改善接收器的需求。

RAKE接收器的另一個嚴重問題是由於不同的多路徑成分，所以不總是能將接收到的能量分離為成分。這會發生，例如，在各種抵達路徑的相對延遲與薄片的持續時間比較起來非常小的時候。這樣的情況時常會發生在室內及市區的通信通道中。此問題通常稱為「大量(Fat)指針效

應」。

雖然用來解調來自於大量指針(fat finger)中的資料之技術存在，但是為了使用這樣的技術，必須識別出屬於大量指針之接收到的能量。不幸的是，典型的RAKE相互關聯器會設計成搜尋多路徑通道中之不同單一路徑的成分，並且不能執行此識別。因此，存在能識別大量指針的接收器之需求。

發明內容

本發明係針對用以接收無線多路徑通信信號之改善的通信接收器。用以計算接收信號樣本的相對功率之新穎的RAKE接收器及時間差異集成系統係提供出來。較佳而言，接收器係具體實施於CDMA無線通信系統(如3GPP系統)的UE或基地台之中。

在本發明的一個觀點中，站台具有用以處理通信信號之接收器，其包括RAKE接收器，其具有達到預定數目的RAKE指針，用以指配及組合複數個不同信號路徑的接收通信信號。在一例中，RAKE指針的最大數目會達到5個，一個為大量指針。RAKE接收器的大量指針係用以實施大量指針解調演算法，其例如可為傳統的適應濾波器。

接收器具有RAKE尋位器，其會基於由數群連續信號樣本所定義的視窗而決定信號路徑。視窗會做定義，其中在一視窗中的樣本會超過第一功率臨界值。RAKE尋位器會基於在決定視窗內之樣本的相對功率，而將一些如此的視窗(其達到數目RAKE指針)指定為候選者視窗。

較佳而言，RAKE尋位器會基於藉由其群組的樣本之功

率位準的相加所決定之視窗功率位準，來定義視窗。當其功率位準超過第一功率臨界值時，視窗會定義出來。較佳而言，RAKE尋位器會基於具有最高功率位準的視窗，而將視窗指定為候選者視窗。然而，如果其接近另一個候選者視窗(亦即，如果較多的特定數目樣本包含於具有較高功率位準的另一視窗內)，則不會指定視窗。例如，每個視窗會包含一群的21個樣本，以及候選者視窗不會超過16個共同樣本，以致於候選者視窗會藉由至少5個連續樣本而互相分離。

視窗搜尋電路會分析候選者視窗，以判斷是否候選者視窗中的樣本功率超過第二臨界值。當候選者視窗中的至少一個具有選擇數目的候選者樣本，其超過該第二臨界值時，視窗搜尋電路會指定大量指針候選者視窗。較佳而言，視窗搜尋電路只會指定唯一一個大量指針候選者視窗，其具有最大功率位準的候選者視窗，其也具有選擇數目(較佳為4個)的候選者樣本，其具有超過第二臨界值的功率位準。候選者樣本為保持在刪除超過第二臨界值的連續樣本後的那些樣本。

RAKE指針配置器會指配候選者視窗，以處理第一型式的RAKE指針，或不同的第二型式的大量RAKE指針，以致於不指定為大量指針候選者視窗之候選者視窗中的每一個會指配給第一型式的不同RAKE指針。較佳而言，RAKE指針配置器會指配指定為大量指針候選者視窗的任意候選者視窗指配給大量RAKE指針。

所提出的是用以處理通信信號之方法係使用RAKE接

收器，其使用 RAKE接收器，其具有達到預定數目（例如 5 個）的 RAKE 指針，其會組合複數個不同信號係路徑的接收通信信號。基於由數群連續信號樣本所定義的視窗來決定信號路徑，其中在視窗中的樣本會超過第一功率臨界值。基於在決定視窗內之樣本的相對功率，而將達到預定數目 RAKE 指針的如此視窗指定為候選者視窗。分析候選者視窗，以判斷是否候選者視窗中的樣本功率超過第二臨界值。當候選者視窗中的至少一個具有第二預定數目的候選者樣本，其超過第二臨界值時，會指定大量指針候選者視窗。指配候選者視窗，以處理第一型式的 RAKE 指針，或不同第二型式的大量 RAKE 指針，以致於不指定為大量指針候選者視窗之候選者視窗中的每一個會指配給第一型式的不同 RAKE 指針。

較佳而言，所定義的視窗具有功率位準，係藉由其群組的樣本之功率位準的相加所決定，其會超過第一功率臨界值，以及會基於具有最高功率位準的視窗，而指定候選者視窗。然而，如果較多的特定數目樣本包含於具有較高功率位準的另一視窗內時，則不會指定為候選者視窗。例如，每個群組的樣本可包含 21 個樣本，以及特定數目為設定為 16，以致於僅藉由至少 5 個連續樣本而互相分離的視窗會指定為候選者視窗。

較佳而言，只會指定一個大量指針候選者視窗，其具有最大功率位準的候選者視窗，其也具有選擇數目的候選者樣本，其具有超過第二臨界值的功率位準。候選者樣本為保持在刪除超過第二臨界值的連續樣本後的那些樣本。

較佳而言，指定為大量指針候選者視窗的任意候選者視窗會指配給包括適應濾波器之大量RAKE指針。

在本發明的第二個觀點中，接收器係配置用以處理通信信號，其部分基於信號樣本的相對功率，其中相對功率係計算為對應時間差異信號樣本之值的函數。緩衝器係用以至少儲存值 $r(r)$ ，其對應於用以定義一組 R 的樣本之信號樣本 S_r 。 R 係 X 個連續接收信號樣本 S_0 到 S_{X-1} 的子集合，其對應值 $r(0)$ 到 $r(X-1)$ 。子集合 R 之元素的數目係低於 X ，以致於 R 包含連續樣本 $\{S_0$ 到 $S_i\}$ 及 $\{S_j$ 到 $S_{X-1}\}$ 之至少二個互斥子集合。因此， R 不包括樣本 S_{i+1} 或 S_{j-1} 。為了方便起見，緩衝器會儲存 $r(0)$ 到 $r(X-1)$ 的所有值，但是如果只儲存由樣本組 R 所表示的値之時間差異子集合，則實質上可使用較小的緩衝器。

處理器的運作係與緩衝器結合，用以計算相對樣本功率，其基於對應於 X 個連續接收信號樣本之選擇子集合 R 的信號樣本元素 S_r 之值 $r(r)$ 。分別對應於信號樣本元素 S_{i+1} 及 S_{j-1} 之不包含於 R 中的樣本之值(如值 $r(i+1)$ 或 $r(j-1)$)不會用於計算中。因此，相對功率會基於表示至少二個差異時間區間之樣本串來做計算。

較佳而言，處理器係配置用以計算相對功率，其利用基於由正整數的互斥子集合所組成的指標組 I 之函數，以致於對於 I 的每一子集合而言， R 的對應子集合係用於計算相對功率。

每對連續樣本係表示取樣時間區間 t ，其對應於用於取得接收信號的樣本之取樣率。較佳而言， X 個連續樣本中的

至少二個互斥子集合存在，其分別至少包含連續樣本 $\{S_{i+1}$ 到 $S_{i+51}\}$ 及 $\{S_{j-51}$ 到 $S_{j-1}\}$ ，以及不包含子集合R中的任何元素。在這樣的情況中，子集合R係由連續樣本中的至少三個互斥子集合所定義，其表示數個群組的連續樣本會藉由50倍t而適時地相互偏移。

較佳而言，處理器係配置用以計算在PN加密序列與接收信號之間的相互關聯功率 P_k^{PN} ，用於樣本 S_k ，其基於：

$$P_k^{PN} = \sum_{m \in I} \left| \sum_{n=0}^{N-1} r(Nm+n) c^*(Nm+n-k) \right|$$

其中N為預定常數，而 $c(\cdot)$ 係表示對應於PN加密序列的值。為了限制處理時間，較佳而言，指標組I係由不超過150個元素所定義。在一例中，指標組I與 $\{0-9, 50-69, 100-199\}$ 相等、N為256。這導致R係由連續樣本中的三個對應互斥子集合所定義，其表示數個群組的樣本會藉由超過5000倍t而適時地相互偏移。

較佳而言，RAKE指針配置方塊包括緩衝器及配置用於時間差異集成之相關的處理器，以致於樣本 S_k 的相互關聯功率會基於時間差異集成，而計算於配置方塊中。然而，時間差異集成的實施可類似地用於其他的元素，其中會計算相對的信號樣本功率。

本發明的其它目的及好處對於本技術之專業人士將可由以下的說明來更加瞭解。

實施方式

本發明係說明於底下之根據目前第三代合夥關係計畫(3GPP)規格書所實施的通信系統之本文中。在這樣的系統中，CDMA通信景像會以特定的薄片速率，在系統時間訊框

訊框內傳送。無線通信發生在已知為節點B之使用者設備(UE)與基地台之間。UE與節點B會同時傳送及接收無線通信信號。結合任一種型式的通信站台(亦即, UE或節點B)之接收設備, 根據本發明的教導之RAKE接收器會藉由有效處理接收到的多路徑通信信號, 而有助益於用來改善效能。除了在此不同的特定之外, 關於單元(cell)搜尋、碼取得以及同步的較佳程序係根據目前的3GPP規格書。

為了評估本發明的RAKE接收器之效能, 其效能會以各種模擬的觀點來作評估。這些包括增加的白高斯雜訊(AWGN)通道及如由3GPP工作群組4(WG4)所指定的二個不同通道, 在依據3GPP技術規格書的版本3.2之WG4情況1及WG4情況5的技術中是熟知的。

發明人已了解傳播通道脈衝回應會包括「大量」指針路徑與標準RAKE指針路徑結合。大量指針路徑係表示多個路徑係互相靠近, 而每個標準RAKE指針路徑係表示由至少一個薄片區間來區分單一路徑與其他路徑。通常, 通道回應不會具有超過一個「大量」指針路徑, 所在此所敘述的較佳具體實施例會專注於偵測唯一一個「大量」指針。然而, 本發明的教導同樣可用於偵測多個「大量」指針。

在本發明中, RAKE尋位器會持續尋找大量指針及RAKE指針路徑。大量指針路徑會指配給由可解調大量指針路徑的解調演算法/系統所組成的大量指針, 而每個個別的多路徑成分會分別指配給標準的RAKE指針, 與存在於這些指針中的每個之追蹤機制。由至少一個薄片寬度所分離的標準RAKE指針係表示習知技術中的RAKE接收器。可解調大量指

針路徑的解調演算法/系統之一例是適應濾波器(AF)。

RAKE尋位器(顯示於圖1中)係扮演搜尋機制(單元搜尋)與RAKE接收器之間的連接之重要角色。在碼相位取得已藉由單元搜尋程序而產生時,RAKE指針會與偵測到的碼相位結合偵測到的碼相位會對應於由於在接收無線通道中的多路徑所導致的時間延遲。因為通道多路徑的延遲通常是非固定的,所以必須持續尋找通道中的之新的多路徑成分。由於多路徑所產生的碼相位然後會配置給用於解調的RAKE接收器。關於每個RAKE指針的粗劣同步然後會藉由每個個別的RAKE指針中的碼追蹤機制,而細微的同步化。當移動式UE移動及接收通道的延遲輪廓改變時,配置給RAKE指針的碼相位會消失。這些指針然後會從RAKE接收器中離開配置,而新的碼相位會從RAKE尋位器中重新配置。此程序會在之後提及的RAKE重新配置系統中做說明。

圖1係顯示設計用於3GPP系統之RAKE尋位器的整個方塊圖,其包括初始大量指針及RAKE指針配置處理器。尋位器會與3GPP初始單元搜尋演算法一起運作,以加速解決多路徑的速度。

在同步期間,移動式站台(MS)會搜尋會接收最高信號功率的基地台(BS)。在一較佳具體實施例中,單元搜尋方塊會根據目前的3GPP規格書,來決定下行線路的加密(scrambling)碼及此基地台的訊框同步。在加密碼已識別出來之後,RAKE接收器會持續需要了解關於無線電廣播通道之大量指針的每個多路徑或多路徑群組之相對延遲或碼相位。

在單元搜尋程序的第一步驟期間，UE會使用主要同步通道(P-SCH)的碼來取得單元的軌跡同步。這通常可使用與P-SCH通道匹配的單一匹配濾波器來達成。P-SCH所使用的碼對於所有單元是共同的。單元的軌跡時序可藉由偵測匹配濾波器輸出中的波峰來獲得。

在單元搜尋程序的第二步驟期間，UE會使用次要同步通道(S-SCH)來找出訊框同步，並且會驗證在第一步驟中所找出之單元的碼群組。這可藉由使收到的信號與所有可能的次要同步碼序列相互聯繫，以及識別最大相互關聯值來達成。因為序列的週期移位是特有的，所以碼群組及訊框同步會決定出來。

在單元搜尋程序的第三及最後步驟期間，UE會決定出發現單元所使用的真正主要加密碼。主要加密碼通常是使用在第二步驟中所識別之碼群組內的所有碼，而經由共同導向通道(CPICH)上的逐個符號識別出來。在主要加密碼已識別出來之後，會解調主要共同控制實際通道(P-CCPCH)，並且系統及單元特地資訊會從在P-CCPCH上進行的廣播通道(BCH)中讀取。圖2為P-SCH、S-SCH及CPICH之時間訊框及軌跡結構的範例圖形。

單元搜尋演算法的效能對於RAKE尋位器有重要的影響。如果單元搜尋失去效用，錯誤的PN加密碼會指配給RAKE尋位器，於是RAKE尋位器會產生錯誤的路徑指示。因此，RAKE尋位器係用來驗證單元搜尋演算法，並且使錯誤的偵測去除。

圖3係顯示大量指針配置處理器的方塊圖。此處理器包

括三個主要方塊：臨界值比較方塊、視窗搜尋方塊及大量指針位置方塊。較佳而言，臨界值比較方塊包括具有臨界值 η_1 之根據目前的3GPP規格書之階層式Golay相互關聯器(HGC)，以抑制雜訊成分。視窗搜尋方塊會選擇預定數目(如五個(5))包含最大移動平均視窗功率之最佳視窗候選者。然後每個指定的視窗會變成用於RAKE指針中的一個之候選者。大量指針位置方塊會找出包含最大功率之視窗。

用於臨界值比較方塊中的第一臨界值 η_1 係與P-SCH中的平均雜訊功率成正比。用於大量指針位置方塊中的第二臨界值 η_2 係基於CPICH中的平均雜訊功率。二個臨界值(η_1 及 η_2)會決定接收器系統的偵測機率及錯誤警示。

使用臨界值比較，大量指針位置會指配給以開始時序指標 τ_w 來識別的視窗。此指標會送到適應濾波器(AF)，其包括用於進一步處理之RAKE接收器的「大量」指針。大量指針配置的角色係用來提供視窗位置及驗證大量指針路徑的功率。

圖4係繪示臨界值比較方塊的程序。臨界值比較方塊的工作就是預先偵測及搜尋P-SCH通道中的真實碼相位。單元搜尋步驟1會提供軌跡邊界，其為在0到5119範圍中的值(一個軌跡係每薄片二個樣本)。一旦軌跡邊界已知，在軌跡邊界附近之具有半個薄片取樣區間之 ± 200 個樣本的視窗會產生總共為401個樣本。因為無線電廣播通道的最大延遲展開係假設為 $\pm 100T_c$ ，所以 ± 200 的值是較佳的。

因為P-SCH對於所有的單元是共同的，所以臨界值比較方塊的輸入包含對應於來自於所有可偵測的基地台之路徑

能量的值。因此需要後偵測來驗證屬於想要的基地台之信號，並且用以抑制其他的信號。為了保持低機率的錯誤警示，需要決定適當的臨界值 η_1 。此臨界值應該與平均雜訊功率成正比。如果 η_1 太低，錯誤警示的機率會是地高。如果 η_1 太高，偵測機率會太低。這是選擇 η_1 的折衷。

臨界值比較方塊的輸入(亦即，單元搜尋步驟1中的集成HGC輸出)會與臨界值 η_1 比較，以使在臨界值之上及之下的樣本分離。臨界值比較方塊的輸出為

$$\tilde{P}_i^{HGC} = \max(P_i^{HGC} - \eta_1, 0), \quad -200 \leq i \leq 200. \quad (1)$$

其中 $i=0$ 係表示軌跡邊界。臨界值會藉由平均雜訊功率而是適應性地改變 σ_n^{HGC} ，以致於

$$\eta_1 = \alpha \sigma_n^{HGC}, \quad (2)$$

具有適當的比例函數 α 。

視窗搜尋方塊的主要工作是找出預定數目的候選視窗，其包含具有最大允許重疊之最大功率。候選視窗的數目係對應可用的RAKE指針之數目，在此例中為5個。視窗尺寸例如是21個樣本。移動平均(MA)滑動視窗的功率可計算為

$$P_i^{window} = \sum_{n=0}^{20} \tilde{P}_{i+n}^{HGC}, \quad -200 \leq i \leq 180, \quad (3)$$

其中功率 $\tilde{P}_i^{HGC}$ 係由(2.1)所給予。然後視窗功率會以下降次序來分級，以致於

$$P^{(1)} \geq P^{(2)} \geq P^{(3)} \geq \dots, \quad (4)$$

具有 $P^{(1)} = \max(P_i^{window})$ 。對於找出五個視窗而言，所給予的較佳需求係藉由

1. 視窗候選者 $P^{(1)} \rightarrow P^{(5)}$ 應該都超過為設計參數的最小

視窗功率 $P_{\min}$ ，亦即，

$$P^{(1)} \geq P^{(2)} \geq \dots \geq P^{(5)} \geq P_{\min}。 \quad (5)$$

2. 視窗候選者係由至少五個樣本來分離，亦即，對於第 j 個候選者 $P^{(j)} = P_k^{window}$ 及第 $(j+1)$ 個候選者 $P^{(j+1)} = P_l^{window}$ 應該滿足條件

$$\text{如果 } P_k^{window} \geq P_l^{window}，\text{ 則 } |k-l| \geq 5。 \quad (6)$$

如果需求 1 不滿足，會決定出少於五個視窗候選者，並且會指配少於五個指針之 RAKE 接收器，未指配的指針會保持閒置。如果需求 2 不滿足，會使用具有最高功率的候選視窗，並且不使用在 5 個或更少的樣本內之候選視窗。

圖 5 係繪示視窗搜尋程序。首先，會計算如在方程式 (3) 中的 P_i^{window} 。第二，會將 P_i^{window} 排序為下降次序。第三，會選擇由至少 5 個樣本所分離的五個候選者。為了便於繪示，只有最先的七個樣本會表示於以略圖顯示的每個視窗中。如以上所述，較佳的視窗尺寸為 21 個樣本。

如果視窗候選者互相覆蓋(例如，圖 5 中的 $\{P_{-193}^{window}, P_{-198}^{window}\}$ 及 $\{P_{-5}^{window}, P_1^{window}\}$)，則這些區域會儲存在緩衝器中。在大量指針配置區塊中，這可用來降低計算 PN 加密序列與接收信號之間的相互關聯功率 P_k^{PN} 之集成時間。例如，假設第一視窗候選者具有 5 的開始點，而第二視窗候選者具有開始點 11。關於 21 個樣本尺寸視窗的重疊樣本為 11 到 25 (16 個樣本)。在此區中，防止關於 P_k^{PN} 的雙重計算是較佳的。

大量指針位置區塊會利用 CPICH 通道，來執行後偵測程序。因為 CPICH 對於已知區域中的每個單元是特有的，所以在 CPICH 上的相互關聯會給予特定單元的真實碼相位。例

如，假設在無線電廣播通道中，三個基地台可用於UE。如果UE與BS1通信，則在CPICH上的相互關聯只會強調BS1的碼相位，而會抑制BS2及BS3的碼相位。在接收信號與PN加密序列之間的相互關聯之功率係計算為

$$P_k^{PN} = \sum_{m=0}^{J-1} \left| \sum_{n=0}^{N-1} r(Nm+n)c^*(Nm+n-k) \right|, \quad -100 \leq k \leq 100 \quad (7)$$

其中 $r(\cdot)$ 及 $c(\cdot)$ 的序列係分別表示接收信號與PN加密序列。J與N的典型值為 $J=50$ (5個軌跡)， $N=256$ (薄片中的一個符號長度)。如目前在3GPP中所指定的，接收信號與PN加密序列的取樣率是不同的。接收信號的取樣率是 $T_c/2$ 。然而，PN加密序列係以 T_c 區間來取樣。因此(7)可修改為

$$P_{2k}^{PN} = \sum_{m=0}^{J-1} \left| \sum_{n=0}^{N-1} r_{\text{even}}(Nm+n)c^*(Nm+n-k) \right|, \quad -200 \leq k \leq 200 \quad (8)$$

$$P_{2k+1}^{PN} = \sum_{m=0}^{J-1} \left| \sum_{n=0}^{N-1} r_{\text{odd}}(Nm+n)c^*(Nm+n-k) \right|,$$

其中 $r_{\text{even}}(\cdot)$ 與 $r_{\text{odd}}(\cdot)$ 係分別表示接收信號的偶數及奇數樣本。為了簡化方程式，讓

$$x(m) = \sum_{n=0}^{N-1} r(m,n)c^*(m,n) = a(m) + jb(m)。$$

絕對值運算可近似為

$$|x(m)| \approx \max(|a(m)|, |b(m)|) + 0.5 \min(|a(m)|, |b(m)|)。 \quad (9)$$

然後，方程式(7)係使用(9)的幫助來簡化，以致於

$$\begin{aligned} P_k^{PN} &= \sum_{m=0}^{J-1} \left| \sum_{n=0}^{N-1} r(Nm+n)c^*(Nm+n-k) \right| \\ &= \sum_{m=0}^{J-1} |x(m)| = \sum_{m=0}^{J-1} \sqrt{a(m)^2 + b(m)^2} \\ &\approx \sum_{m=0}^{J-1} [\max(|a(m)|, |b(m)|) + 0.5 \min(|a(m)|, |b(m)|)]。 \end{aligned} \quad (10)$$

(15)

再者，因為在接收信號與加密序列之間的不同取樣率必須考慮，所以(10)可表示為：

$$\begin{aligned}
 P_{2k}^{PN} &= \sum_{m=0}^{J-1} \left| \sum_{n=0}^{N-1} r_{\text{even}}(Nm+n) c^*(Nm+n-k) \right| \\
 \Rightarrow P_{2k}^{PN} &\approx \sum_{m=0}^{J-1} \max(|a_{\text{even}}(m), b_{\text{even}}(m)|) + 0.5 \min(|a_{\text{even}}(m), b_{\text{even}}(m)|), \\
 P_{2k+1}^{PN} &= \sum_{m=0}^{J-1} \left| \sum_{n=0}^{N-1} r_{\text{odd}}(Nm+n) c^*(Nm+n-k) \right| \\
 \Rightarrow P_{2k+1}^{PN} &\approx \sum_{m=0}^{J-1} \max(|a_{\text{odd}}(m), b_{\text{odd}}(m)|) + 0.5 \min(|a_{\text{odd}}(m), b_{\text{odd}}(m)|).
 \end{aligned} \tag{11}$$

如果相互關聯 P_k^{PN} 大於第二臨界值 η_2 ，則會接受碼相位為真實路徑。第二臨界值 η_2 係與平均雜訊功率成正比，亦即，

$$\eta_2 = \beta \sigma_n^{PN}, \tag{12}$$

其中 β 為比例因子，而 σ_n^{PN} 為所給予的平均雜訊功率，係藉由

$$\sigma_n^{PN} = \sum_{m=0}^{J-1} \left| \sum_{n=0}^{N-1} r_{\text{even}}(Nm+n) c_{\text{AUX}}^*(Nm+n) \right|. \tag{13}$$

在此， $c_{\text{AUX}}(\cdot)$ 係表示附屬的 PN 加密碼。方程式(13)也可簡化為使用修改的絕對值運算子之(10)。

如果大量指針係指配在點 τ_w ，則在(1)中的功率 $\tilde{P}_i^{HGC}$ 會重設為零，以進一步地在 RAKE 配置中做處理，以致於個別標準的 RAKE 指針不會指配在大量指針位置。

$$\tilde{P}_i^{HGC} = 0, \quad i = \tau_w, \tau_w + 1, \dots, \tau_w + 20. \tag{14}$$

圖 6 係顯示大量指針位置方塊程序。上部係顯示最佳五個視窗候選者的選擇。此程序為預先偵測部分。視窗指標會送到對應於下部的後偵測部分。下部會計算使用方程式

(11)的相互關聯功率。較佳而言，當選擇的視窗具有在第二臨界值之上之最小數目的非連續樣本時，會指配大量指針。

如果未指配大量指針，臨界值比較方塊的輸出為RAKE指針配置處理器的輸入。在此情況中，較佳而言，非連續量測會刪除，以確定由至少一個切片所分離的路徑。這可例如藉由以已知視窗中的最高樣本開始、移除相鄰的樣本、保留相鄰樣本的下一個、移除與剛才保持的樣本相鄰的樣本等來達成。

圖7係繪示較佳的大料指針配置方法之流程圖。在流程圖中的參數為：

$P_{\min}$ ：最小平均視窗功率。

N_c ：在第二臨界值 η_2 之上的取樣數目。

N_{low} ：在第二臨界值 η_2 之上之取樣的最低允許數目。

N_{req} ：在第二臨界值 η_2 之上之取樣的需求數目。

N'_c ：在刪除接近的成分後，在第二臨界值之上的取樣數目。

N_{acc} ：在刪除後，在第二臨界值之上之取樣的可接受數目。要注意的是，多路徑寬度 N_w 會做量測，並且會傳送到用以指配匹配數目的分接頭之大量指針。

在第二臨界值之上的取樣數目(N_c)及在刪除後之臨界值之上的取樣數目(N'_c)會計算出來。最後，最右的視窗會指定為FAT指針，因為其獨自滿足的最小值 N'_c 之標準，其較佳係設定為4。亦即，如果至少有4個樣本位於臨界值之上(每個係由選擇視窗中的至少一個薄片所分離)，則只會使用大量指針。

如圖 7 所繪示，大量指針位置程序 10 會藉由檢查視窗中的第一候選者，以了解是否總功率(步驟 1)超過最小可接受功率。如果否，位置方塊會嘗試下個候選者。如果沒有候選者滿足此條件，程序會回到步驟 6。然後，在輸入信號 $r(m, n)$ 與局部產生的 PN 加密碼 $c(m, n)$ 之間的逐步符號相互關聯會計算(步驟 2)如下：

$$P_{2k}^{PN} = \sum_{m=0}^{J-1} \left| \sum_{n=0}^{N-1} r_{\text{even}}(Nm+n) c^*(Nm+n-k) \right|, \quad (15)$$

$$P_{2k+1}^{PN} = \sum_{m=0}^{J-1} \left| \sum_{n=0}^{N-1} r_{\text{odd}}(Nm+n) c^*(Nm+n-k) \right|,$$

其中 J 為所累加的符號數目，而 N 為薄片中的符號長度。

然後會與第二臨界值 η_2 做比較。在臨界值 η_2 之上的樣本數目 N_c 會計算出來(步驟 3)，而在步驟 4，會排序成三種不同情況中的一個：

(a) 情況 1：如果 $N_c < N_{\text{low}}$ ，回到步驟 1 且嘗試下個候選者，若有的話。

(b) 情況 2：如果 $N_{\text{low}} \leq N_c \leq N_{\text{req}}$ ，

(i) 計算 N'_c ，在刪除樣本後之第二臨界值之上的樣本數目。

(ii) 檢查是否 N'_c 大於 N_{acc} ，在刪除後之樣本的可接受數目。如果是會指配大量指針且回到步驟 5。如果否，會回到步驟 1。

(c) 情況 3：如果 $N_c \geq N_{\text{req}}$ ，會指配大量指針且回到步驟 5。

為了防止將 RAKE 指針指配於大量指針區中，重設(1)的大量指針區中的 HGC 輸出會重設為 0，亦即，

(18)

$$\tilde{P}_i^{HGC} = 0, \quad i = \tau_w, \tau_w + 1, \dots, \tau_w + 20。$$

一旦所有的候選者已做處理，會進入RAKE指針配置程序(步驟6)。

RAKE指針配置處理器的方塊圖係顯示於圖8中。RAKE指針處理器包括第一級濾波器、RAKE指針偵測器、第二級濾波器及指配器。第一級濾波器會將來自於單元搜尋HGC的輸入 $\tilde{P}_i^{HGC}$ 以下降次序排列，並且會選擇M個最大樣本。這些樣本必須互相隔離至少2個樣本。如果沒有指配的大量指針，則臨界值比較方塊的輸出 $\tilde{P}_i^{HGC}$ 會直接送入第一級濾波器方塊。此方塊的輸入為在臨界值 η_1 之上的HGC輸出功率，如方程式(1)，亦即：

$$\tilde{P}_i^{HGC} = 0, \quad -200 \leq i \leq 200 \quad (16)$$

此方塊會將這些功率以下降次序排列，以致於：

$$P_{FRF}^{(1)} \geq P_{FRF}^{(2)} \geq \dots \geq P_{FRF}^{(M)}, \quad (17)$$

其中 $P_{FRF}^{(1)} = \max(\tilde{P}_i^{HGC})$ ，而下標符號FRF係表示第一級濾波器，以及M為設計參數。此方塊的輸出不是相互關聯功率，但是時間指標係對應其功率，亦即：

$$[I_1, I_2, \dots, I_M]。 \quad (18)$$

較佳而言，會檢查這些樣本，以確定其係藉由2個樣本所分離，以得到較佳的薄片持續多路徑解決方式，並且如果其不足以分離，會刪除。換句話說，如果以下的關係不滿足，則會刪除對應於 I_{j+1} 的樣本：

$$|I_j - I_{j+1}| \geq 2, \quad j=1, 2, \dots, M-1。 \quad (19)$$

圖9係顯示選擇8個最大相互關聯功率，不包含大量指

針區之一例。對應於這些位置的指標會送入RAKE指針偵測方塊。

RAKE指針偵測方塊會驗證對應於由方程式(17)所提供的指標之相互關聯功率是否大於CPICH功率中的第二臨界值 η_2 。相互關聯功率的獲得可藉由：

$$P_k^{PN} = \sum_{m=0}^{J-1} \left| \sum_{n=0}^{N-1} r(256m+n) c^*(256m+n-k) \right|, \quad k = I_1, I_2, \dots, I_M. \quad (20)$$

其中 $r(\cdot)$ 及 $c(\cdot)$ 的取樣率不同，方程式(20)會修改為：

$$P_{2k}^{PN} = \sum_{m=0}^{J-1} \left| \sum_{n=0}^{N-1} r_{\text{odd}}(Nm+n) c^*(Nm+n-k) \right|, \\ P_{2k+1}^{PN} = \sum_{m=0}^{J-1} \left| \sum_{n=0}^{N-1} r_{\text{even}}(Nm+n) c^*(Nm+n-k) \right|, \quad k = I_1, I_2, \dots, I_M. \quad (21)$$

如果方程式(20)中的相互關聯功率是大於第二臨界值 η_2 ，(亦即， $P_k^{PN} \geq \eta_2$)，則對應的碼相位會驗證為偵測單元的真實路徑；否則碼相位不會驗證為真實路徑。在後偵測的驗證模式中，來自於方程式(18)之已知指標的相鄰碼相位(左與右)也會做測試，以產生時脈漂移及傳播媒介移動。圖10係顯示RAKE指針偵測方塊程序。上部係繪示最大的M個樣本之選擇(例如8個)，及其指標 $[I_1, I_2, \dots, I_8]$ 。下部係繪示用以決定L個真實路徑的驗證程序。 $[I_1, I_2, \dots, I_8]$ 的相鄰指標為：

$$[(I_1-1, I_1, I_1+1), (I_2-1, I_2, I_2+1), \dots, (I_8-1, I_8, I_8+1)], \quad (22)$$

及其對應的功率為：

$$[(p_{I_1-1}^{PN}, p_{I_1}^{PN}, p_{I_1+1}^{PN}), (p_{I_2-1}^{PN}, p_{I_2}^{PN}, p_{I_2+1}^{PN}), \dots, (p_{I_8-1}^{PN}, p_{I_8}^{PN}, p_{I_8+1}^{PN})]. \quad (23)$$

較佳而言，在第二臨界值之上的最大功率，及其方程

式(22)及(23)中的每組之指標會選擇為真實路徑。圖10係繪示指標

$$[I_8 + 1, I_3, I_7 - 1, I_6 + 1] \quad (24)$$

會選擇為所繪示的例子中之驗證為真實路徑的每一個。在此情況中，所找出的L為5，因為方程式(22)及(23)中之八組中的三組沒有位於第二臨界值之上的功率。

第二級濾波器會從L個候選者中，選擇最大的K個樣本，其中K為RAKE指針或L(如果較小)的數目。此方塊的輸入為在臨界值之上的相互關聯功率及其指標。這些功率會已下降次序排列：

$$P_1^{RAKE} \geq P_2^{RAKE} \geq \dots \geq P_L^{RAKE} \quad (25)$$

而來自於(24)的指標之對應的指標會以方程式(25)而排序為：

$$[I_1^{RAKE} \geq I_2^{RAKE} \geq \dots \geq I_L^{RAKE}]。 \quad (26)$$

此方塊的輸出為方程式(26)中的K個最大樣本之指標，其對應於：

$$[I_1^{RAKE} \geq I_2^{RAKE} \geq \dots \geq I_K^{RAKE}]。 \quad (27)$$

圖11係繪示第二級濾波器方塊程序。相互關聯功率會以下降次序來排列，以致於：

$$P_{I_1}^{PN} \geq P_{I_8+1}^{PN} \geq P_{I_7-1}^{PN} \geq P_{I_6+1}^{PN} \geq P_{I_3}^{PN} \Rightarrow P_1^{RAKE} \geq P_2^{RAKE} \geq P_3^{RAKE} \geq P_4^{RAKE} \geq P_5^{RAKE}。$$

指標也會以會以此次序來排序，以致於

$$[I_1, I_8 + 1, I_7 - 1, I_6 + 1, I_3] \Rightarrow [I_1^{RAKE}, I_2^{RAKE}, I_3^{RAKE}, I_4^{RAKE}, I_5^{RAKE}]。 \quad (28)$$

最後，如果K個RAKE指針可用於接收器系統中，則方

程式 (28) 的 K 個指標會指配為 RAKE 指針，如底下所提及。少於 K 個指針會是可用的，其中已指配大量指針。

最大的 RAKE 指針路徑總是會指配給 RAKE 接收器指針，即使其不能滿足最小標準，除非有已指配的大量指針。如果 RAKE 指針係指配為標準或大量，較佳而言，每個額外的指針路徑在指配給 RAKE 接收器指針之前，必須通過額外的測試。

額外的測試會判斷增加的 SNR 是否會超過某些最小 Δ dB。如果在指配 k 個指針後的目前 SNR 為 SNR_k dB，則會指配額外的指針，如果：

$$\text{SNR}_{k+1} - \text{SNR}_k \geq \Delta \text{ dB} \quad (29)$$

這等效於將量測到的第 k+1 個成分的線性功率 P_{k+1} 與累積的功率做比較：

$$CP_k = \sum_{j=1}^k P_j \quad (30)$$

如果 $P_{k+1} \geq (\delta - 1)CP_k$ ，則會指配指針。在此， $\delta = 10^{0.1\Delta}$ 。例如，如果 $\delta = 1/16$ ，則 $\Delta = 0.26$ dB。在此例中，如果對於總 SNR，成分增加額外的 0.26 dB，則只會指配另一個 RAKE 接收器指針。

典型的無線電傳播通道會包含由建築物、山以及在傳播路徑中的移動式障礙物所產生的反射。這些多重路徑會使信號能量產生衰減及歪曲。雖然在某些情況中，具有顯著信號能量之只有 20 μ s 或更多的延遲已在山區中觀察出來，但是在市區及郊區中，延遲輪廓通常會增加 1 到 2 μ s。如果多路徑成分的時間差至少為 0.26 μ s (薄片持續時間)，則 CDMA RAKE 接收器會使那些多路徑成分分離，並且將其

協調地組合，以得到差異性。如果路徑長度中的差異至少為 260 ft，則會得到 0.26 μ s 的延遲。當多路徑反射的相位抵銷發生時，接收信號功率會明顯地降低。因為基本幾何會產生時強時弱及分散的景象，所以由於快速時強時弱所產生的信號變化會發生許多等級的強度，其會比平均多路徑延遲輪廓中的變化更為頻繁。

有許多技術可用來克服此時強時弱。第一技術係使用配置給顯著能量會送達之那些延遲位置的 RAKE 指針。第二技術為快速功率控制及差異接收。第三技術為編碼及插入。

大量指針配置及 RAKE 指針配置處理器的輸出係用來改善整個系統效能。例如，平均取得時間係取決於偵測機率、錯誤警示機率、存在時間、錯誤警示懲罰時間及單元的數目，來作搜尋。因為平均取得時間對於取得裝置的效能非常重要，所以想要使所有以上的參數最佳化。圖 12 係顯示用以獲得 PN 加密序列與訊框邊界鄰近中的接收信號之間的交叉相互關聯功率之後偵測架構。

在缺乏考慮真實碼相位位置的任何習知資訊中，在接收的 PN 碼與其之局部複製之間之未對準的不確定會與完全碼週期一樣多。因此，對於長的 PN 碼而言，要解決之對應的時間不確定通常會相當大。實際上，通常需要在交出細微同步追蹤系統的控制之前，將接收及局部的 PN 碼信號配置於一半薄片週期 $T_c/2$ 內。根據此需求，在離散步驟中，局部 PN 碼信號的時間延遲會降低或增加。因此，如果 $T_U = N_U T_c$ 為要解決的時間不確定，則 $q = 2N_U + 1$ 為可行碼對準的數目，其在連序搜尋說法中，係相關於經由未確定區，在每個搜

尋期間所檢查的單元。

碼取得的目的是使接收到的假雜訊 (PN) 碼 $r(m, n)$ 與局部產生碼 $c(m, n)$ 之間的粗略時間對準，以達成一個 PN 序列薄片之部分的精確性。碼取得的普遍方法是連續搜尋技術，其會與接收及局部產生的碼序列相互關聯，然後會基於臨界值的交叉或最大相互關聯，來測試同步。臨界值係取決於匹配濾波器輸出的信號至雜訊比而決定出來，並且其會根據雜訊功率或部分相互關聯而做調整。搜尋技術係使用最大標準及臨界值交叉標準。在此分析中的參數係如下：

P_D ：當測試正確箱 (bin) 時，偵測的機率

P_{FA} ：當測試不正確箱時，錯誤警示的機率

τ_d ：在每個單元中的存在時間 (集成時間)

K ：存在懲罰時間單元的數目

q ：要搜尋的單元總數

平均取得時間 $\bar{T}_{ACQ}$ 為：

$$\bar{T}_{ACQ} = \frac{2 + (2 - P_D)(q - 1)(1 + KP_{FA})}{2P_D} \tau_d \quad (31)$$

其中所給予的平均存在時間係藉由：

$$\tau_d = JT_s = 256 \times JT_c \quad (32)$$

如果使用 5 個軌跡 ($J=50$)，則 $\tau_d = 3.3 \text{ ms}$ 。在方程式 (31) 中之用於平均取得時間的公式為偵測的機率 P_D 、錯誤警示的機率 P_F 及存在時間 τ_d 的函數。對於高偵測的機率 P_D 及低錯誤警示的機率 P_F 而言：

$$\bar{T}_{ACQ} \approx \frac{(q-1)}{2} \tau_d \quad (33)$$

因為 $q-1=400$ ，我們找出 $\bar{T}_{ACQ} \approx 0.66$ 秒，其中由 (31) 中得到的 (33) 係近似如下： $P_{FA} \approx 0$ ， $P_D \approx 1$ ， q 大於 1。

在許多實際的碼取得系統中，關於已知整個取得時間之錯誤警示機率的降低會牽涉搜尋技術與驗證演算法結合的使用。驗證程序會隨著搜尋程序而變化，並且每當聲明取得時，會開始。然後在驗證演算法期間，搜尋會置於保持。使用搜尋及驗證的系統稱為雙重存在系統。當適當地使用時，雙重存在搜尋策略會使整個搜尋程序產生明顯的加速。3 的近似因子之加速已在模擬中觀察出來。

圖 13 係顯示有關各種 SNR 之 AWGN 通道中的單一路徑之偵測機率 P_D 。如果輸入 SNR 超過 4 dB，偵測機率幾乎為 1.0。為了得到多路徑時強時弱通道中的相同效能，輸入 SNR 必須增加到 15 dB 至 20 dB。

圖 14 係顯示用於 WG4 情況 1 之多路徑時強時弱通道中的第一路徑之偵測機率，其中有以 3 km/h 速度，具有 0 與 -10 dB 的 Rayleigh-時強時弱振幅之二種路徑。輸入 SNR 必須增加到 20 dB，以得到相較於圖 13 之相似的效能。對於第一路徑而言，偵測機率與第二臨界值 η_2 不會差異很大。

圖 15 係顯示多路徑時強時弱通道中的第二路徑之偵測機率。如果第二臨界值 η_2 低，則會有較佳的偵測機率。例如，如果輸入 SNR 為 10 dB，則當第二臨界值從 $\eta_2 = 1.2 \sigma_n^{PN}$ 變化到 $\eta_2 = 1.8 \sigma_n^{PN}$ 時，偵測機率的差為 0.23 (23%)。

圖 16 係顯示有關第二臨界值 η_2 之錯誤警示 (P_{FA}) 的機率。如果第二臨界值增加，錯誤警示的機率會降低是明顯

的。

在錯誤警示的機率與由第二臨界值所控制的偵測機率之間，會有折衷。如果第二臨界值降低，錯誤警示的機率與偵測機率會同時增加，特別對於第二路徑，而且反之亦然。圖 16 也顯示如果輸入 SNR 足夠高，則第二臨界值應該會調整為足夠高的值，以得到錯誤警示的低機率。

圖 17 係顯示具有各種 SNR 之第一路徑的偵測機率，以及用於情況 5 之多路徑時強時弱通道的第二臨界值 η_2 ，其中有以 50 km/h 速度，具有 0 與 -10 dB 的 Rayleigh-時強時弱振幅之二種路徑。與情況 1 比較 (圖 14)，以第二臨界值 $\eta_2 = 1.2\sigma_n$ 及 5 dB 輸入 SNR，偵測機率會從 0.44 增加到 0.83。要注意的是當速度從 3 km/h 增加到 50 km/h 時，偵測機率幾乎會加倍。當輸入 SNR 高於 10 dB 時，偵測機率會大於 90%。

圖 18 係顯示第二路徑 (-10 dB 振幅) 的偵測機率。與情況 1 比較 (圖 4.3)，以第二臨界值 $\eta_2 = 1.2\sigma_n$ 及 5 dB 輸入 SNR，偵測機率會從 0.04 增加到 0.27。一般而言，模擬結果係顯示偵測機率會隨著速度增加而增加。

為了在任何臨界值中，偵測超過 90% 的第二路徑，輸入 SNR 應該在 20 dB 附近。使用低的輸入 SNR，偵測機率會高度取決於第二臨界值。使用第二臨界值 $\eta_2 = 1.2\sigma_n$ 、 $\eta_2 = 1.5\sigma_n$ 及 $\eta_2 = 1.8\sigma_n$ ，偵測機率係分別為 0.27、0.13 及 0.04。

圖 19 係顯示有關第二臨界值 η_2 之錯誤警示的機率。與情況 1 (圖 16) 比較，整個錯誤警示率會增加。例如，使用第二臨界值 $\eta_2 = 1.2\sigma_n$ 及 20 dB 輸入 SNR，錯誤警示率會從 0.2250 改變為 0.3233。顯然第二臨界值 η_2 應該足夠高，以得到錯誤

警示的低機率。

當速度增加時，偵測的機率會改善。然而，以其他的相同條件，當速度增加時，錯誤警示的機率會增加。較佳而言，第二臨界值 η_2 會選擇為而使偵測機率最大且使錯誤警示的機率最小。在偵測的機率與錯誤警示的機率之間的適當策略係選擇為使接收器系統的效能最佳化。

為了減輕消失或未由以上的RAKE位置程序所偵測之路徑的問題，較佳而言，本發明會利用RAKE重新配置程序。然而，如果大量指針路徑消失或如果未指配大量指針，較佳而言，在選擇的時間區間後，RAKE位置程序會再次實施。

RAKE管理系統會實施重新配置程序，並且包括以下的處理器：路徑搜尋器、配置、重新配置、路徑選擇器及RAKE控制器。圖20係顯示整個RAKE管理系統架構。

圖21中所顯示的RAKE重新配置程序係用來重新選擇路徑候選者，並且會將路徑候選者與存在的路徑做比較。然後，如果候選者的功率大於存在軌跡的功率，則目前的路徑會離開配置，並且新路徑會重新配置給RAKE指針。

功率延遲輪廓可藉由使用來自於單元搜尋步驟1中的階層式Golay相互關聯器(HGC)輸出而找出來。臨界值比較方塊會移除HGC輸出的雜訊成分。目前的大量及RAKE指針位置會離開路徑搜尋程序。然後，除了目前的大量及RAKE指針位置外的HGC輸出會以下降次序來排列。最後，由至少2個樣本所分離的最大路徑會選擇為新的路徑候選者。

主要同步碼(PSC)為長度256個薄片的未調變Golay序

列，會以一段時間的一個軌跡而重複。藉由偵測PSC，使用者配備(UE)會取的與目標基地台的軌跡同步。

路徑搜尋程序係如下：

步驟1：重做單元搜尋步驟1

步驟2：偵測在第一臨界值之上的 $\tilde{P}_i^{HGC}$

步驟3：排除目前的RAKE位置

步驟4：排除目前的大量指針位置

步驟5：以下降次序來排列 $\tilde{P}_i^{HGC}$

步驟6：找出新的候選者清單

步驟7：藉由比較舊與新的RAKE位置而找出消失的路徑

步驟8：完成候選者清單(新的候選者清單及消失的路徑)

圖22係描述路徑搜尋程序。「星狀」及「鑽石狀」係分別表示目前及舊的RAKE位置。陰影區係表示目前的大量指針位置。在搜尋程序中，目前的大量及RAKE位置會排除用於新的路徑候選者。HGC輸出功率會以下降次序來排列，以及最大路徑會選擇為候選者。此外，消失路徑會藉由將舊與目前的路徑做比較而偵測出來。消失路徑也包含為路徑候選者，因為其可能存在。最後，在路徑搜尋程序中，會選擇五個候選者。

在搜尋程序中所選擇的路徑候選者應該要做驗證。為了驗證路徑，對應的碼相位之相互關聯功率會由接收信號與共同導向通道(CPICH)之間的逐步符號集成來獲得。如果相互關聯功率大於第二臨界值，則對應的碼相位會視為真實路徑。驗證程序係如下：

步驟1：量測使用CPICH之新候選者的相互關聯功率 P_i^{PN}

步驟 2：偵測在第二臨界值之上的 P_i^{PN}

步驟 3：以下降次序而將其排列

步驟 4：選擇最大路徑

路徑驗證程序係繪示於圖 23 中。頂部列係顯示搜尋程序，而底部列係顯示驗證程序。在底部圖中，有新的偵測路徑及舊的偵測路徑。功率及其指標會送到路徑選擇器，以將其按下降次序排列。最後，最大路徑會重新配置給 RAKE 指針。

在驗證程序中所計算的相互關聯功率會比 HGC 相互關聯輸出更為可靠，因為在一訊框中，前者係以 15 個符號集成來計算，但是後者係以 50 個符號集成來計算。

在比較目前路徑與新路徑候選者的功率之後，最大路徑會重新選擇，並且會重新配置給 RAKE 指針。路徑選擇器程序係揭露於圖 24 中。三個目前路徑會指配於第二、第三及第五 RAKE 指針。目前路徑中的第四及第五會離開配置。二個新路徑會指配於第一及第四 RAKE 指針。新路徑候選者中的第三、第四及第五不會使用。

考慮二個路徑指配給二個分離的 RAKE 指針之情況。假設在二個指針收斂到相同位置的某些時間之後。在這樣的情況中，RAKE 控制器需要放棄路徑中的一個、鬆開配置給此路徑的 RAKE 指針、使控制器得知新指針已鬆開以及指示路徑搜尋器找出要指配的新路徑。RAKE 控制器應該要察覺每個指針的動作，以及控制整個 RAKE 接收器，包括指針。

圖 25 係顯示使用輸入 SNR 的各種值之情況 1 (緩慢移動通道：3 km/h) 的偵測效能之機率。使用圓形的實線係表示

RAKE配置程序中之第一路徑的偵測效能。使用矩形的虛線係表示RAKE配置程序中之第二路徑的偵測效能。使用鑽石狀的虛線點狀線係表示在重新配置程序後之第二路徑的偵測效能。偵測效能會以3至9%來增加。這意含在事件中，第二路徑會在RAKE配置程序中遺失，RAKE重新配置程序通常能使其恢復。

圖26係顯示使用輸入SNR的各種值之情況5 (快速移動通道：50 km/h)的偵測效能之機率。使用圓形的實線係表示RAKE配置程序中之第一路徑的偵測效能。使用矩形的虛線係表示RAKE配置程序中之第二路徑的偵測效能。使用鑽石狀的虛線點狀線係表示在重新配置程序後之第二路徑的偵測效能。偵測效能會以8至12%來增加。模擬結果係顯示RAKE重新配置在快速移動通道中，會更佳的運作。這顯示RAKE重新配置可明顯地使快速移動通道中的遺失路徑恢復。

圖27係顯示使用輸入SNR的各種值之情況5的偵測效能之機率。在此，最小需求的 ΔSNR 為0.4 dB。第二路徑的偵測效能會增加。要注意的是，在此例中，錯誤警示的機率也會輕微地增加。

生死傳播的通道條件為具有二個路徑之非時強時弱的傳播通道。移動傳播條件具有二個路徑，其會在生與死之間做變化。會以相等機率而隨機地選擇路徑會出現的位置，並且顯示於圖28中。生死傳播條件係如下：

步驟1：二個路徑(路徑1及路徑2)會隨機地選自群組([-5, -4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4, 5] μs)。路徑具有相同的大小

及相同的相位。

步驟 2：在 191 ms 後，路徑 1 會消失，並且會立即重新出現於隨機地選自群組之新的位置上，但是排除路徑 2 的位置。路徑 1 及路徑 2 之分接頭係數的大小及相位應該保持不變。

步驟 3：在額外的 191 ms 後，路徑 2 會消失，並且會立即重新出現於隨機地選自群組之新的位置上，但是排除路徑 1 的位置。路徑 1 及路徑 2 之分接頭係數的大小及相位應該保持不變。

步驟 4：步驟 2 及步驟 3 中的序列會重複。

圖 29 係顯示 100 個訊框執行 (1 秒) 之 PSC 通道回應的模擬結果。在此，輸入 SNR 為 10 dB。在每個 191 ms，會轉態 (生與死)。因為此二個路徑具有顯著的峰值，所以容易偵測，而不會有時強時弱的干擾。在此圖中，最大路徑係時間對準於零相對延遲。偵測及錯誤警示效能會分別變成 $P_D=1.0$ 及 $P_{FA}=0.0017$ 。

圖 30 係顯示 100 個訊框執行 (1 秒) 之 CPICH 通道回應的模擬結果。在每個 191 ms，會轉態 (生與死)。二個路徑是顯著的，且容易偵測，而不會有時強時弱的干擾。最大路徑係時間對準於零相對延遲。在靜態通道 (AWGN) 中，如果所給予的 SNR 高於 5 dB，則會期望完美的偵測。偵測及錯誤警示效能會分別變成 $P_D=1.0$ 及 $P_{FA}=0.0017$ 。

1. 因為節省存在時間 (集成時間)，所以整個取得時間會明顯地降低。如果只有驗證程序，則存在時間會變成約 0.66 秒。如果 PSC 係用於初始路徑搜尋程序中，則存

在時間會降低成0.20秒。系統速度的改善會超過3倍。

2. 對於重新配置而言，重做路徑搜尋程序，以增加偵測效能是簡單的。其需要額外的0.20秒，但是仍然比無路徑搜尋程序的驗證程序快。

本發明的另一具體實施例係利用時間差異集成。為了克服緩慢的時強時弱效應，揭露於較佳具體實施例中的連續符號集成會修改為時間差異集成。得到PN相互關聯功率的傳統集成係藉由連續符號集成來達成。然而在緩慢的時強時弱通道中，在集成區中的深度時強時弱會產生低的偵測機率。為了解決此問題，會使用時間差異集成。如以上的方程式(7)所提及，在預定數目(例如50)的連續樣本上之傳統的PN相互關聯功率係計算為：

$$P_k^{PN} = \sum_{m=0}^{N-1} \left| \sum_{n=0}^{N-1} r(Nm+n)c^*(Nm+n-k) \right|, \quad m=0 \rightarrow 49. \quad (34)$$

時間差異集成例如可表示為：

$$P_k^{PN} = \sum_{m \in I} \left| \sum_{n=0}^{N-1} r(Nm+n)c^*(Nm+n-k) \right|, \quad (35)$$

其中 $|I| \leq 150$

I為選擇的指標組，較佳而言，其具有不超過150個元素，例如 $I = \{0, \dots, 9, 50, \dots, 69, 100, \dots, 199\}$ 。指標組I的選擇係用來評估在許多不同的時間區間期間之樣本的相互關聯功率，因此會產生時間差異。時間差異集成的計算也可以修改及簡化為有關於方程式8到11之以上所討論的傳統的集成。

一般而言，其中的通信信號會部分基於信號樣本的相對功率來做處理，時間差異可用來將相對功率計算為對應

時間差異信號樣本之值的函數。較佳而言，會提供緩衝器，其用以儲存對應於會定義一組 R 的樣本之信號樣本 S_r 的至少值 $r(r)$ 。 R 為對應於值之 $r(0)$ 到 $r(X-1)$ 之 X 個連續接收信號樣本 S_0 到 S_{X-1} 的子集合。子集合 R 之元素的數目係少於 X ，以致於 R 包含至少二個互斥子集合的連續樣本， $\{S_0$ 到 $S_i\}$ 及 $\{S_j$ 到 $S_{X-1}\}$ 。因此， R 不包括樣本 S_{i+1} 或 S_{j-1} 。為了方便起見，緩衝器會儲存 $r(0)$ 到 $r(X-1)$ 的所有值，但是如果只儲存由樣本組 R 所表示之值的時間差異子集合，實質上可使用較小的緩衝器。

處理器的運作會與緩衝器結合，用以計算相對的樣本功率，其基於對應 X 個連續接收信號樣本之選擇的子集合 R 之信號樣本元素 S_r 的值 $r(r)$ 。不包含於 R 中的樣本之值(如分別對應信號樣本元素 S_{i+1} 及 S_{j-1} 之值 $r(i+1)$ 或 $r(j-1)$)不會用於計算中。因此，相對功率會基於樣本串(其表示至少二個差異時間區間)來做計算。

連續樣本中的每對係表示取樣時間區間 t ，其對應於用以取得接收信號的樣本之取樣率。較佳而言， X 個連續樣本中的至少二個互斥子集合會存在，其分別包含至少連續的樣本 $\{S_{i+1}$ 到 $S_{i+51}\}$ 及 $\{S_{j-51}$ 到 $S_{j-1}\}$ ，並且不包含子集合 R 中的任何元素。在這樣的情況中，子集合 R 係由連續樣本中的至少三個互斥子集合而定義出來，其表示連續樣本的群組會因為至少 50 倍的 t 而適時地互相偏移。在方程式 35 的上例中，其中 N 為 256 (用於 CPICH 中的符號大小)，而 $I=\{0-9, 50-69, 100-199\}$ ， P_k^{PN} 會決定出來，用於來自於值之一小組的樣本 S_k ，其對應於較大組的 51200 個樣本 $\{S_0$ 到 $S_{51199}\}$ (其包含樣本

S_k)之時間差異樣本串 $\{S_0$ 到 $S_{2559}\}$ 、 $\{S_{12800}$ 到 $S_{17919}\}$ 及 $\{S_{25600}$ 到 $S_{51199}\}$ 。其中樣本會以每個薄片持續時間一個樣本的速率來產生，這表示在三個樣本串中的每個之間之超過7000個薄片的時間差異係基於功率計算。

時間差異集成對於偵測及錯誤警示效能的機率，會扮演重要的角色。圖31係顯示時間差異集成會以例如有關於連續的符號集成之5 dB SNR，而使偵測效能從44%增加到79%。在此例中，會增加35%的偵測效能。在10 dB SNR，會增加19%的偵測效能。

圖32係顯示時間差異集成會在5dB SNR，使偵測效能從4%增加到41%。在此例中，會增加37%的偵測效能。在10 dB SNR，會增加24%的偵測效能。RAKE重新配置係有助於使偵測效能增加。然而，其也會輕微地使錯誤警示增加。為了達成高的偵測機率， Δ SNR應該適當地做控制，特別在高SNR時。

圖33係顯示錯誤警示的機率。如果只有臨界值測試用於碼相位偵測，則錯誤警示機率會隨著SNR增加而增加。另一方面，錯誤警示機率會隨著用於RAKE指針配置之以上所提及之較佳額外的SNR測試而降低。

修改有助於提升偵測效能及減輕緩慢時強時弱效應，特別在低的SNR情況。額外的SNR測試有助於降低在高SNR情況時之錯誤警示。需要更多的研究，以得到最佳的系統效能。

使用固定的臨界值測試，我們期望固定的錯誤警示率(CFAR)。但是模擬結果(只在圖33中的臨界值測試)係顯示當

輸入 SNR 增加時，錯誤警示機率也會增加。在此例中，信號功率是固定的，但是雜訊功率會變化，以控制輸入 SNR，亦即，高輸入 SNR 係意謂具有固定信號功率的低雜訊功率。因此，當 SNR 增加時，估計的雜訊功率會降低。然後，當 SNR 增加時，臨界值會變低。如果臨界值設定太低，含混不清的相互關係數與臨界值交叉的機會會更多。這會產生更多具有高 SNR 的錯誤警示。

圖 34 係顯示用於多路徑時強時弱情況 5 中之第一路徑的偵測機率。其顯示在低 SNR 中，時間差異集成優於傳統的連續集成。

圖 35 係顯示時差差異集成所產生的偵測效能會高於連續集成。在 5 dB SNR 時，時間差異集成的偵測機率係高於連續集成 51%。再者，重新配置程序會使偵測機率增加更多。

圖 36 係顯示錯誤警示的機率。當使用額外的 SNR 測試時，錯誤警示的機率會降低。重新配置程序會產生輕微較高的錯誤警示機率。僅與臨界值測試比較，額外的 SNR 測試係有助於降低錯誤警示機率。

圖式簡單說明

圖 1 係根據本發明之教導的初始大量指針及 RAKE 指針配置處理器之方塊圖。

圖 2 係 3GPP 系統中的 P-SCH、S-SCH 及 CPICH 通道之訊框及軌跡架構的圖形。

圖 3 係大量指針配置處理器的方塊圖。

圖 4 係臨界值比較方塊程序的圖形顯示。

圖 5 係視窗搜尋方塊程序的圖形顯示。

圖 6 係大量指針位置方塊程序的圖形顯示。

圖 7 係大量指針配置的流程。

圖 8 係 RAKE 指針配置處理器的方塊圖。

圖 9 係第一級濾波器方塊程序的圖形顯示。

圖 10 係 RAKE 指針偵測方塊程序的圖形顯示。

圖 11 係第二級濾波器方塊程序的圖形顯示。

圖 12 係後偵測架構的圖形。

圖 13 係在具有各種 SNR 的 AWGN 通道中之單一路徑情況的偵測機率 (P_D) 之圖形。

圖 14 係在具有各種 SNR 及第二臨界值 η_2 的多路徑時強時弱通道 (情況 1) 中之第一路徑的偵測機率 (P_D) 之圖形。

圖 15 係在具有各種 SNR 及第二臨界值 η_2 的多路徑時強時弱通道 (情況 1) 中之第二路徑的偵測機率 (P_D) 之圖形。

圖 16 係有關於第二臨界值 η_2 之錯誤警示 (P_{FA}) 的機率之圖形。

圖 17 係在具有各種 SNR 及第二臨界值 η_2 的多路徑時強時弱通道 (情況 5) 中之第一路徑的偵測機率 (P_D) 之圖形。

圖 18 係在具有各種 SNR 及第二臨界值 η_2 的多路徑時強時弱通道 (情況 5) 中之第二路徑的偵測機率 (P_D) 之圖形。

圖 19 係有關於第二臨界值 η_2 之錯誤警示 (P_{FA}) 的機率之圖形。

圖 20 係 RAKE 管理架構的方塊圖。

圖 21 係 RAKE 改變位置的流程圖。

圖 22 係路徑搜尋程序的圖形顯示。

圖 23 係路徑驗證程序的圖形顯示。

圖 24 係路徑選擇器程序的圖形。

圖 25 係偵測多路徑時強時弱之機率的圖形(情況 1)。

圖 26 係偵測多路徑時強時弱之機率的圖形(情況 1)。

圖 27 係偵測多路徑時強時弱之機率的圖形(情況 1)。

圖 28 係生死傳播序列的圖形。

圖 29 係主要同步通道(PSC)回應的圖形。

圖 30 係共同導向通道(CPICH)回應的圖形。

圖 31 係第一路徑之偵測機率的圖形(情況 1)。

圖 32 係第二路徑之偵測機率的圖形(情況 1)。

圖 33 係錯誤警示機率的圖形(情況 1)。

圖 34 係第一路徑之偵測機率的圖形(情況 5)。

圖 35 係第二路徑之偵測機率的圖形(情況 5)。

圖 36 係錯誤警示機率的圖形(情況 5)。

縮寫字之表

3GPP	第三代合夥關係計畫
AF	適應濾波器
AWGN	增加的白高斯雜訊
BCH	廣播通道
CDMA	碼區分多重存取
CFAR	固定錯誤警示率
CPICH	共同導向通道
FRF	第一級濾波器
HGC	階層式 Golay 相互關聯器

MS	移 動 式 站 台
P-CCPCH	主 要 共 同 控 制 實 際 通 道
PN	假 雜 訊
PSC	主 要 同 步 碼
P-SCH	主 要 同 步 通 道
SSC	次 要 同 步 碼
S-SCH	次 要 同 步 通 道
SNR	信 號 至 雜 訊 比
UE	使 用 者 設 備
WG4	(3GPP中的)工 作 群 組 4

肆、中文發明摘要

本發明揭示用以接收無線多路徑通信信號之改善的通信接收器。其提供用以計算接收信號樣本的相對功率之新穎的RAKE接收器及時間差異集成系統。較佳而言，該接收器係具體實施於CDMA無線通信系統(如3GPP系統)的UE或基地台之中。

伍、英文發明摘要

The present invention is directed to an improved telecommunication receiver for receiving wireless multi-path communication signals. A novel RAKE receiver and a time diverse integration system for the calculation of the relative power of received signal samples are provided. Preferably, the receiver is embodied in a UE or base station of a CDMA wireless telecommunication system, such as a 3GPP system.

拾、申請專利範圍

1. 一種在部分基於信號樣本的相對功率用以處理通信信號的接收器，其中相對功率係計算為對應複數個信號樣本之值的一函數，其包括：

一緩衝器，用以至少儲存值 $r(r)$ ，其對應用以定義一組 R 的樣本之信號樣本 S_r ，其中：

R 係 X 個連續接收信號樣本 S_0 到 S_{X-1} 的一子集合，其對應值 $r(0)$ 到 $r(X-1)$ ，以及

子集合 R 之元素的數目係低於 X ，以致於 R 包含連續樣本 $\{S_0$ 到 $S_i\}$ 及 $\{S_j$ 到 $S_{X-1}\}$ 之至少二個互斥子集合，並且 R 不包括樣本 S_{i+1} 或 S_{j-1} ；以及

一處理器，其運作係與該緩衝器結合，用以計算相對樣本功率，其基於對應於 X 個連續接收信號樣本之選擇子集合 R 的信號樣本元素 S_r 之值 $r(r)$ ，而不基於分別對應於信號樣本元素 S_{i+1} 及 S_{j-1} 之值 $r(i+1)$ 或 $r(j-1)$ ，以致於相對功率係基於表示至少二個差異時間區間之樣本串來做計算。

2. 如申請專利範圍第1項之接收器，其中該處理器係配置用以計算相對功率，其利用基於由正整數的互斥子集合所組成的一指標組 I 之一函數，以致於對於 I 的每一子集合而言， R 的一對應子集合係用於計算相對功率。
3. 如申請專利範圍第2項之接收器，其中指標組 I 係由不超過150個元素所定義。

4. 如申請專利範圍第1項之接收器，其中每對連續樣本係表示一取樣時間區間 t 及 X 個連續樣本中的至少二個互斥子集合存在，其分別至少包含連續樣本 $\{S_{i+1}$ 到 $S_{i+51}\}$ 及 $\{S_{j-51}$ 到 $S_{j-1}\}$ ，以及不包含子集合 R 中的任何元素，藉此，子集合 R 係由連續樣本中的至少三個互斥子集合所定義，其表示數個群組的連續樣本會藉由50倍 t 而適時地相互偏移。
5. 如申請專利範圍第4項之接收器，其中該處理器係配置用以計算相對功率，其利用基於由正整數的互斥子集合所組成的一指標組 I 之一函數，以致於對於 I 的每一子集合而言， R 的一對應子集合係用於計算相對功率。
6. 如申請專利範圍第5項之接收器，其中該指標組 I 與 $\{0-9, 50-69, 100-199\}$ 相等，而子集合 R 係由連續樣本中的三個對應互斥子集合所定義。
7. 如申請專利範圍第4項之接收器，其中在一PN加密序列與一接收信號之間的相互關聯功率 P_k^{PN} 係計算用於一樣本 S_k ，以及該處理器係配置用以計算 P_k^{PN} ，其基於：

$$P_k^{PN} = \sum_{m \in I} \left| \sum_{n=0}^{N-1} r(Nm+n)c^*(Nm+n-k) \right|$$

其中 N 為一預定常數，而 $c(\cdot)$ 係表示對應於PN加密序列的值。

8. 如申請專利範圍第7項之接收器，其中該指標組 I 係由不超過150個元素所定義。
9. 如申請專利範圍第7項之接收器，其中該指標組 I 與 $\{0-9, 50-69, 100-199\}$ 相等、 N 為256，而子集合 R 係由連續樣本

中的三個對應互斥子集合所定義，其表示數個群組的樣本會藉由超過5000倍 t 而適時地相互偏移。

10. 如申請專利範圍第7項之接收器，其包括一RAKE接收器，其具有一RAKE指針配置方塊，其包括該緩衝器及該處理器，以致於樣本 S_k 的相互關聯功率會在該配置方塊中做計算。
11. 一種在部分基於信號樣本的相對功率用以處理通信信號的方法，其中相對功率係計算為對應複數個信號樣本之值的一函數，其包括：

至少將值 $r(r)$ 儲存於一緩衝器中，其對應用以定義一選擇組 R 的樣本之信號樣本 S_r ，其中：

R 係 X 個連續接收信號樣本 S_0 到 S_{X-1} 的一子集合，其對應值 $r(0)$ 到 $r(X-1)$ ，以及

子集合 R 之元素的數目係低於 X ，以致於 R 包含連續樣本 $\{S_0$ 到 $S_i\}$ 及 $\{S_j$ 到 $S_{X-1}\}$ 之至少二個互斥子集合，並且 R 不包括樣本 S_{i+1} 或 S_{j-1} ；以及

計算相對樣本功率，其基於對應於 X 個連續接收信號樣本之選擇子集合 R 的信號樣本元素 S_r 之值 $r(r)$ ，而不基於分別對應於信號樣本元素 S_{i+1} 及 S_{j-1} 之值 $r(i+1)$ 或 $r(j-1)$ ，以致於相對功率係基於表示至少二個差異時間區間之樣本串來做計算。

12. 如申請專利範圍第11項之方法，其中相對功率的計算係利用基於由正整數的互斥子集合所組成的一指標組 I 之一函數，以致於對於 I 的每一子集合而言， R 的一對應子

集合係用於計算相對功率。

13. 如申請專利範圍第12項之方法，其中指標組I係由不超過150個元素所定義。
14. 如申請專利範圍第11項之方法，其中每對連續樣本係表示一取樣時間區間t及X個連續樣本中的至少二個互斥子集合存在，其分別至少包含連續樣本 $\{S_{i+1}$ 到 $S_{i+51}\}$ 及 $\{S_{j-51}$ 到 $S_{j-1}\}$ ，以及不包含子集合R中的任何元素，藉此，子集合R係由連續樣本中的至少三個互斥子集合所定義，其表示數個群組的連續樣本會藉由50倍t而適時地相互偏移。
15. 如申請專利範圍第14項之方法，其中相對功率的計算係利用基於由正整數的互斥子集合所組成的一指標組I之一函數，以致於對於I的每一子集合而言，R的一對應子集合係用於計算相對功率。
16. 如申請專利範圍第15項之方法，其中該指標組I與 $\{0-9, 50-69, 100-199\}$ 相等，而子集合R係由連續樣本中的三個對應互斥子集合所定義。
17. 如申請專利範圍第14項之方法，其中在一PN加密序列與一接收信號之間的相互關聯功率 P_k^{PN} 係計算用於一樣本 S_k ，以及該處理器係配置用以計算 P_k^{PN} ，其基於：

$$P_k^{PN} = \sum_{m \in I} \left| \sum_{n=0}^{N-1} r(Nm+n) c^*(Nm+n-k) \right|$$

其中N為一預定常數，而 $c(\cdot)$ 係表示對應於PN加密序列的值。

18. 如申請專利範圍第17項之方法，其中指標組I係由不超過

150個元素所定義。

19. 如申請專利範圍第17項之方法，其中該指標組I與{0-9，50-69，100-199}相等、N為256，而子集合R係由連續樣本中的三個對應互斥子集合所定義，其表示數個群組的樣本會藉由超過5000倍t而適時地相互偏移。
20. 如申請專利範圍第17項之方法，進一步包括提供一具有一RAKE指針配置方塊之RAKE接收器，其包括一儲存值 $r(r)$ 之緩衝器，以及一運作上與該緩衝器結合之處理器，用以基於值 $r(r)$ 而計算相對樣本功率，以致於樣本 S_k 的相互關聯功率會在該配置方塊中做計算。
21. 一種用於一CDMA無線通信系統的使用者設備(UE)，其包括如申請專利範圍第10項中的該接收器。
22. 一種用於一CDMA無線通信系統的基地台，其包括如申請專利範圍第10項中的該接收器。
23. 一種包括使用者設備(UE)及一基地台的CDMA無線通信系統，每一個包括如申請專利範圍第33項中的該接收器。

拾壹、圖式

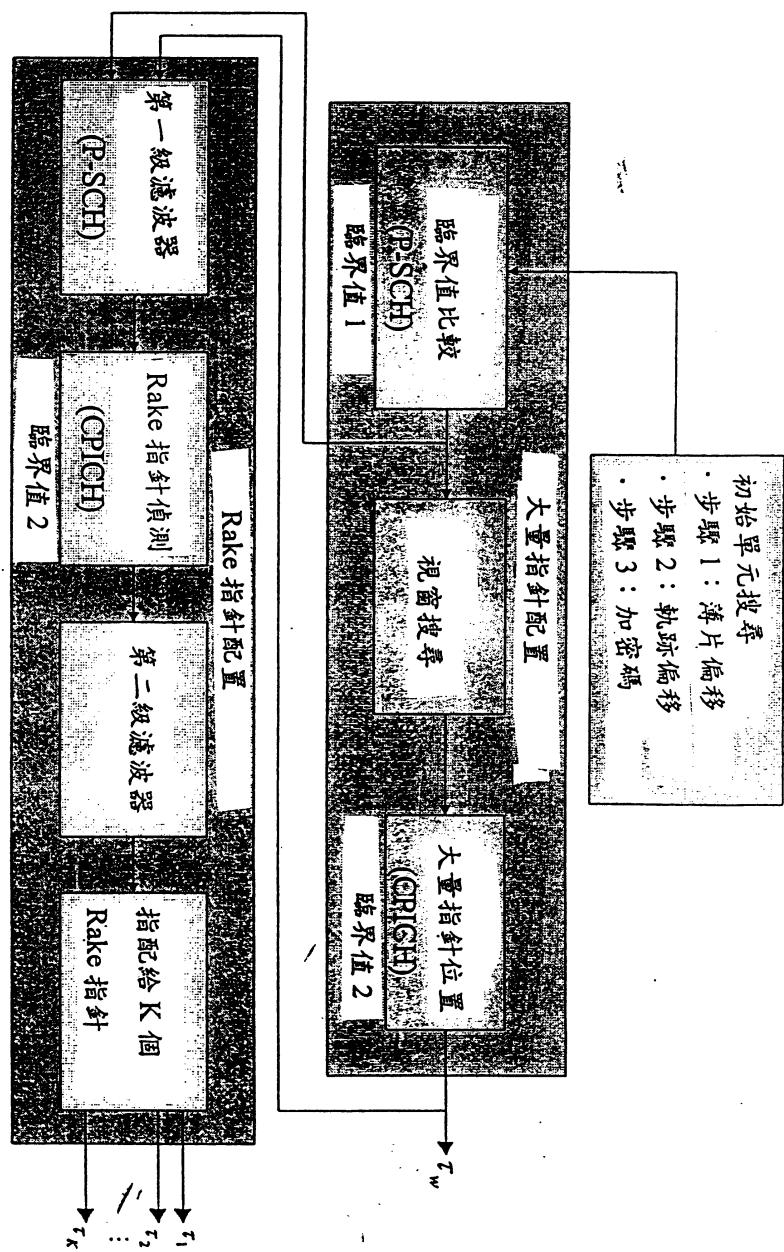


圖 1

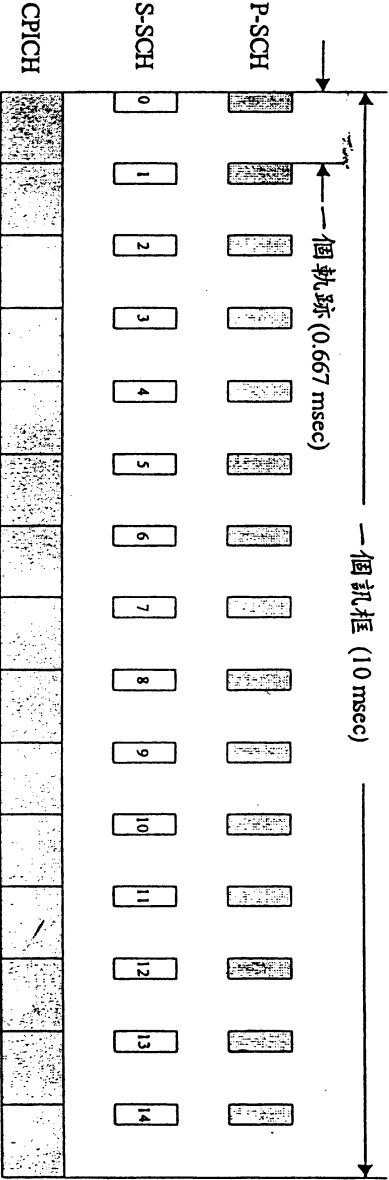


圖 2

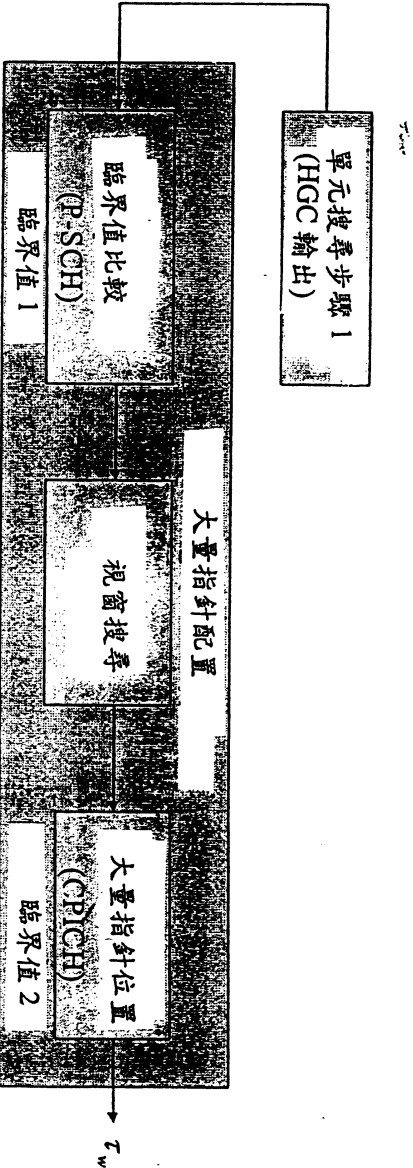


圖 3

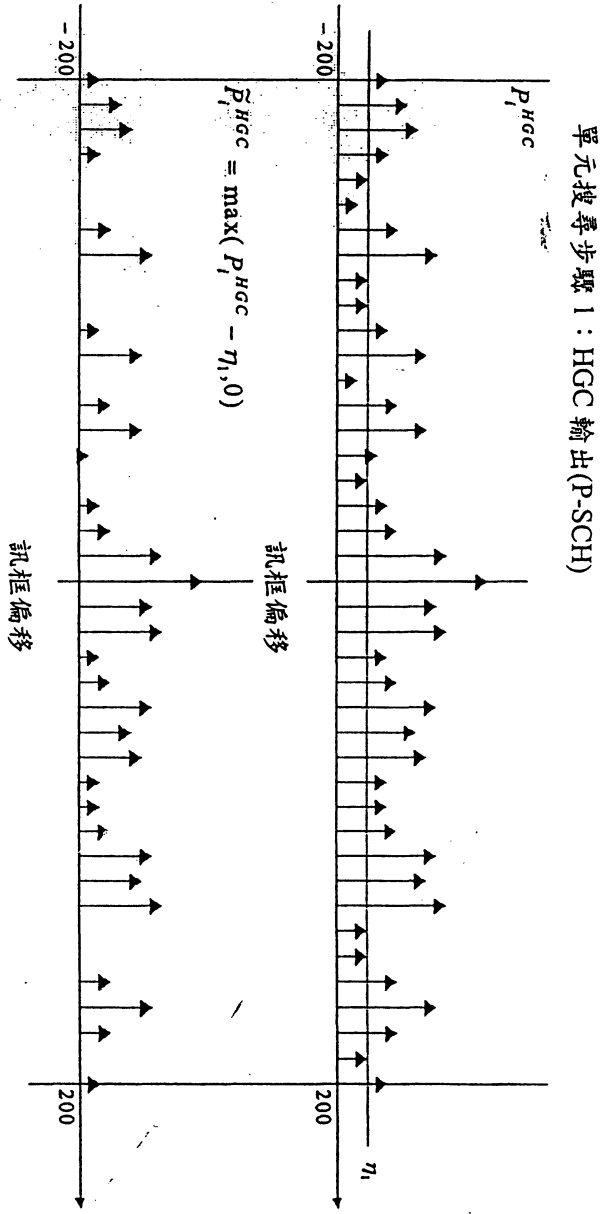


圖 4

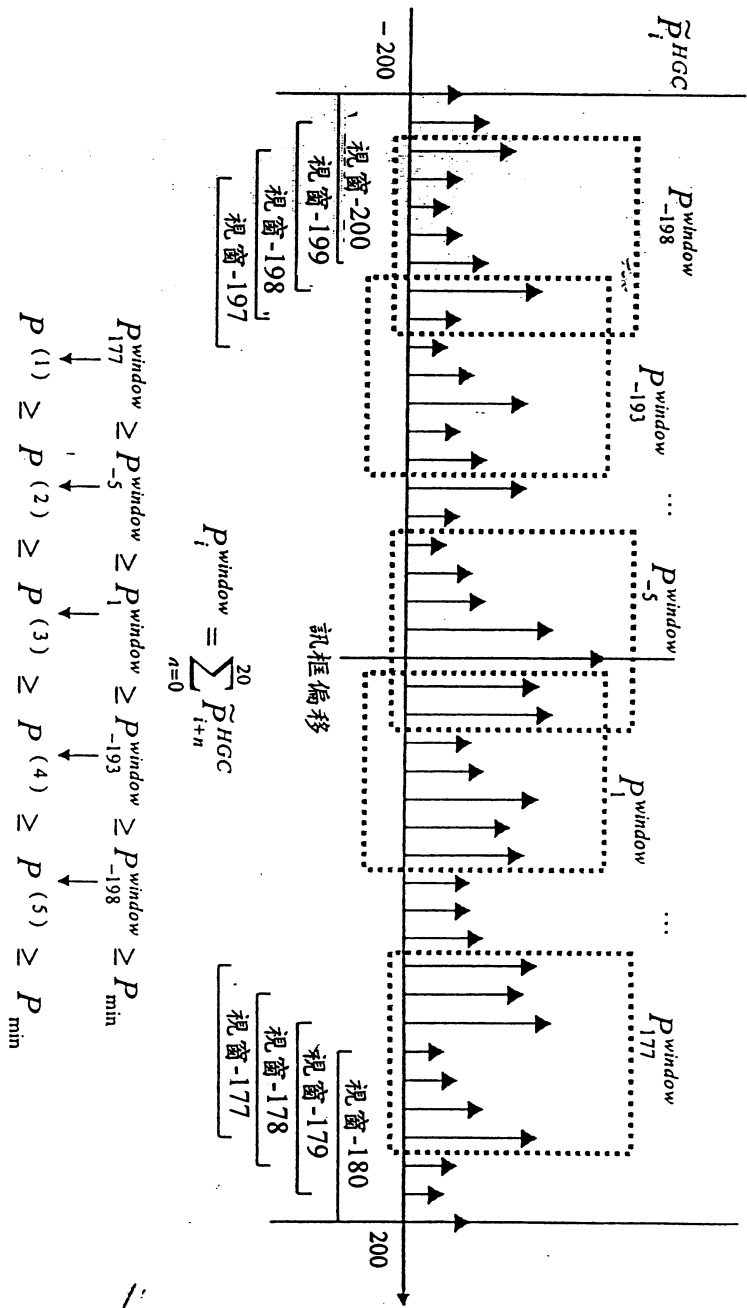
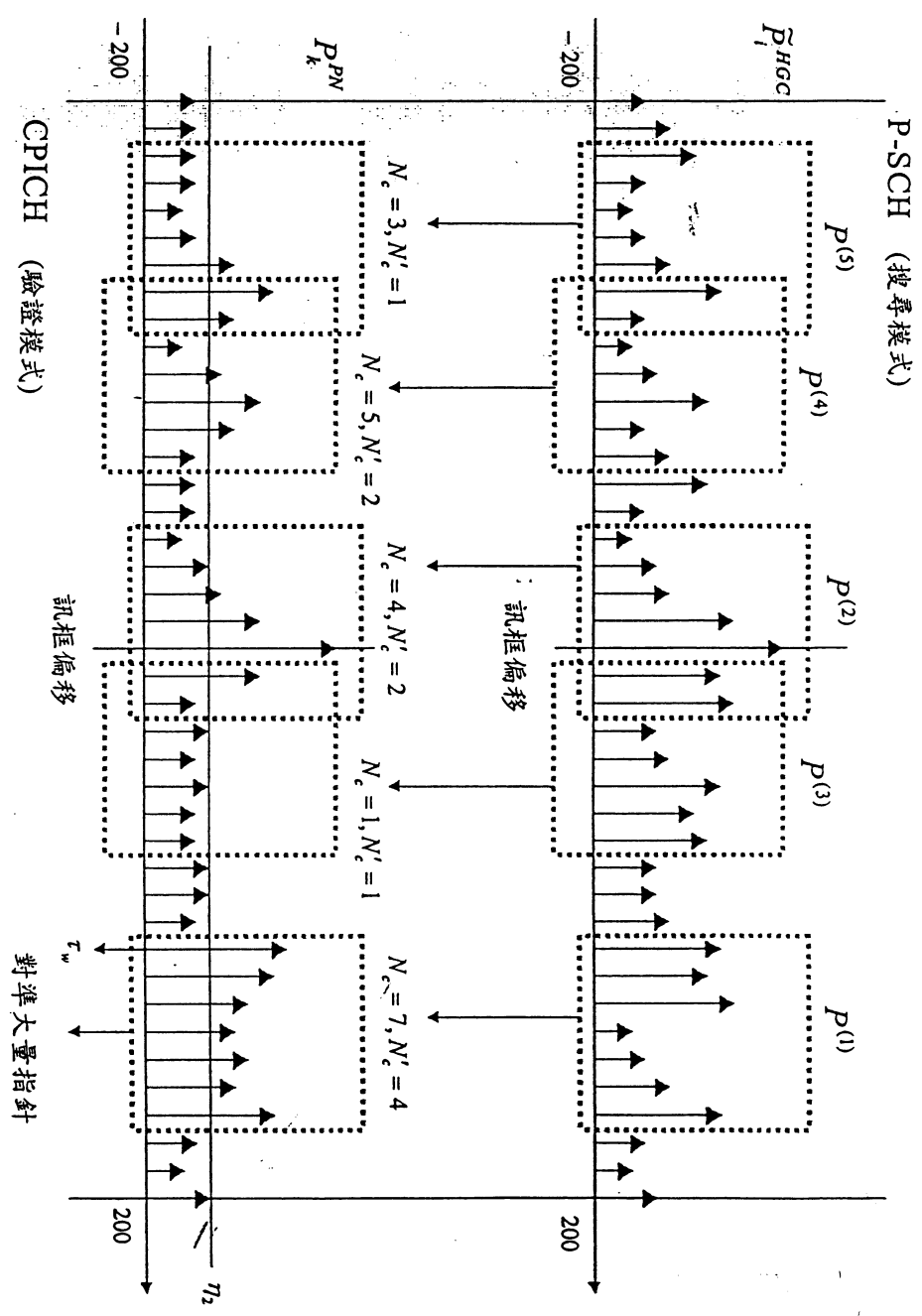


圖 5



CPICH (驗證模式)

圖 6

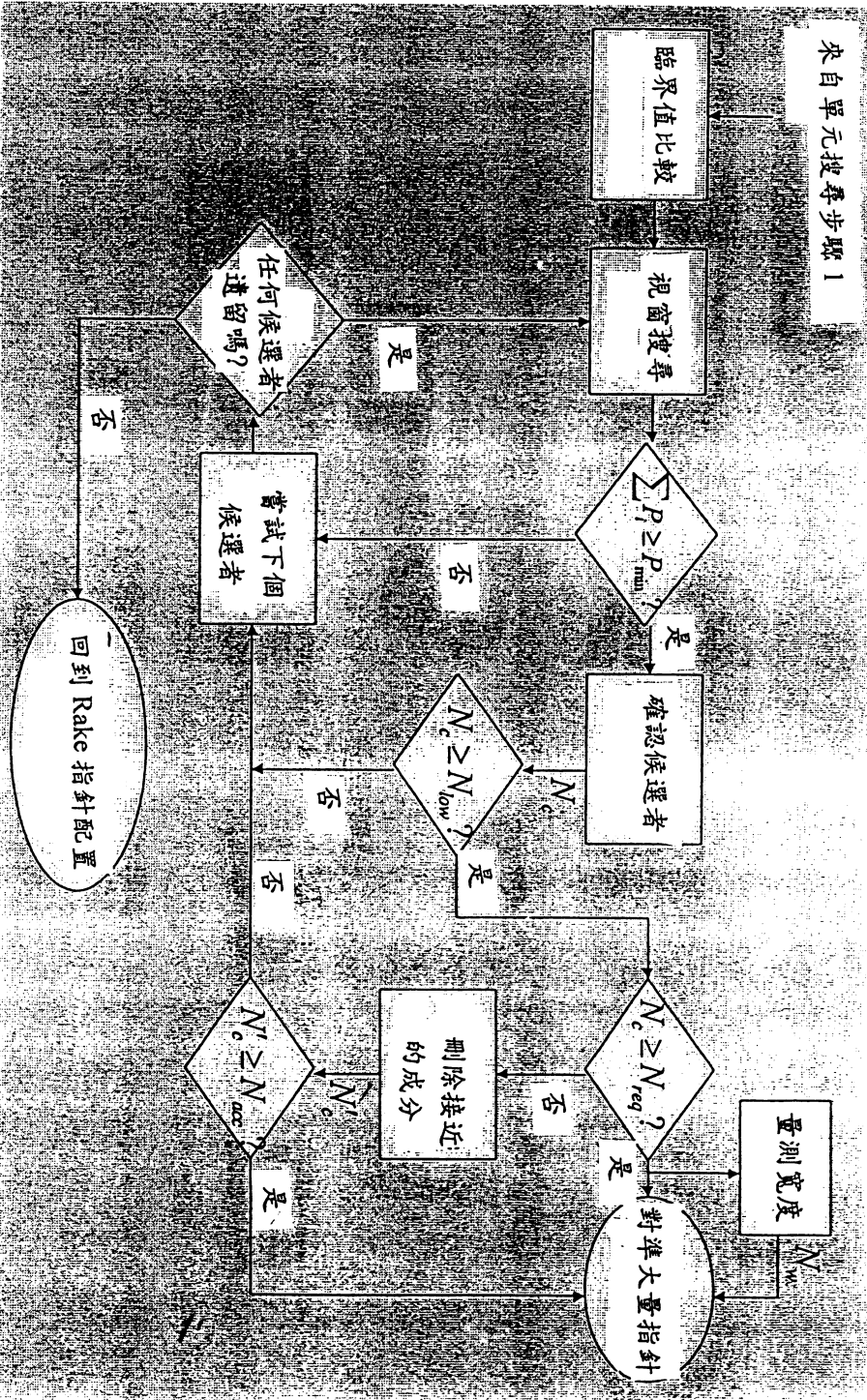


圖 7

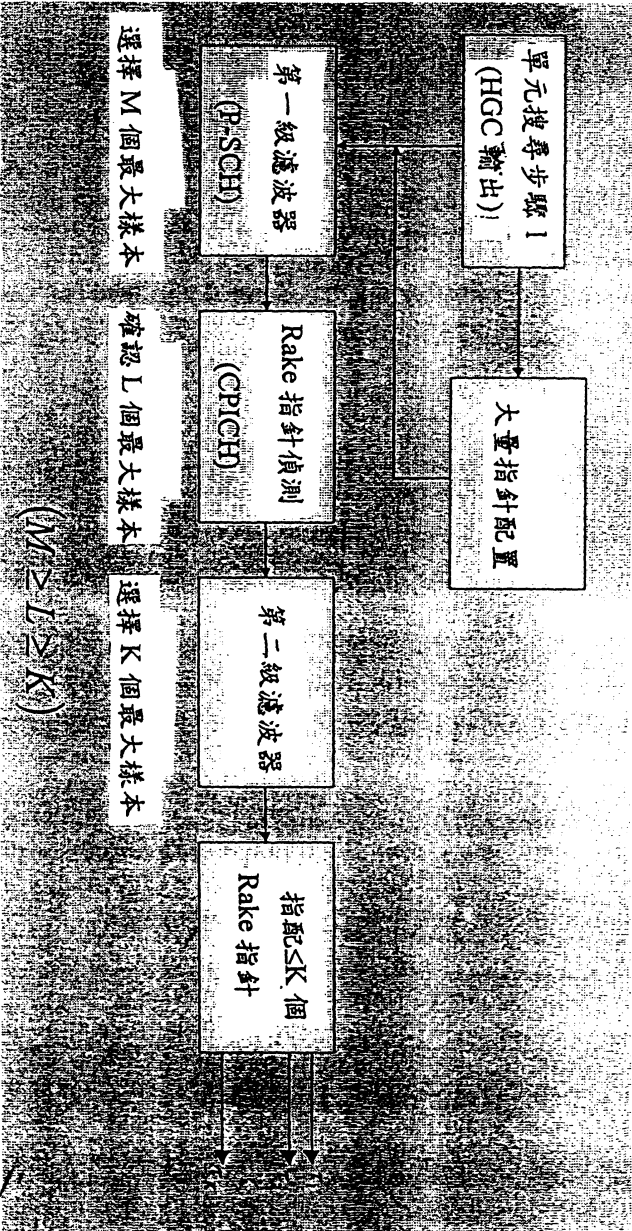


圖 8

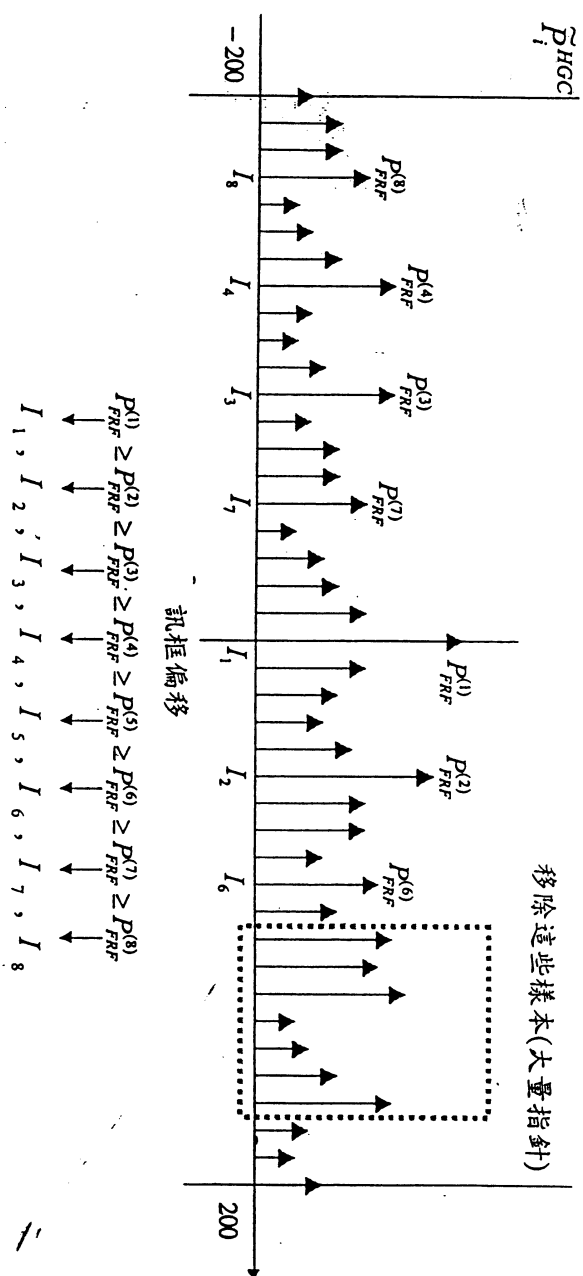


圖 9

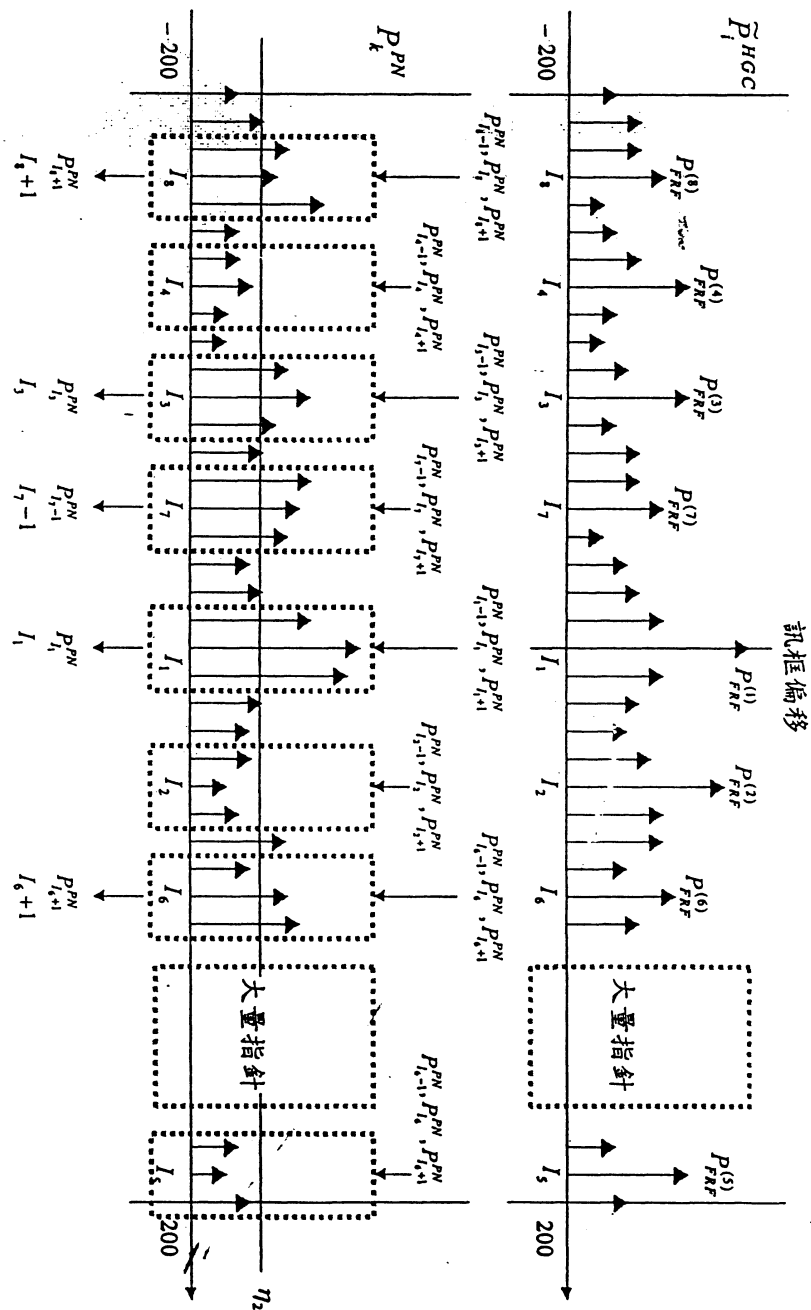


圖 10

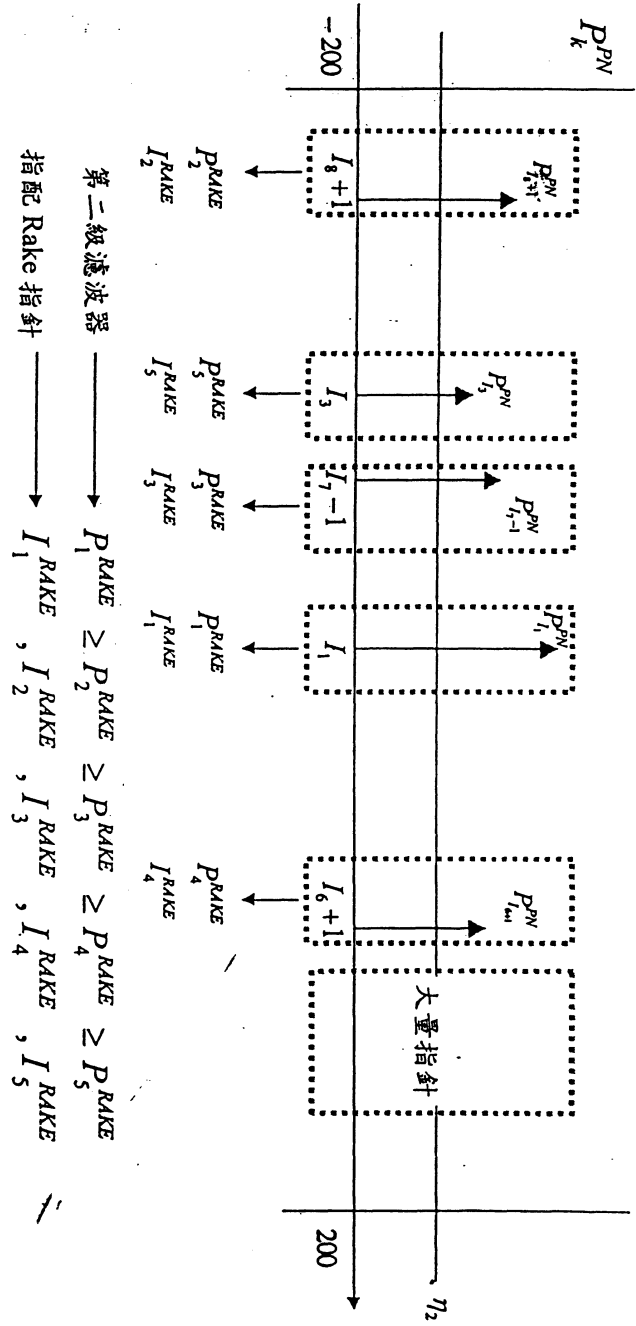


圖 11

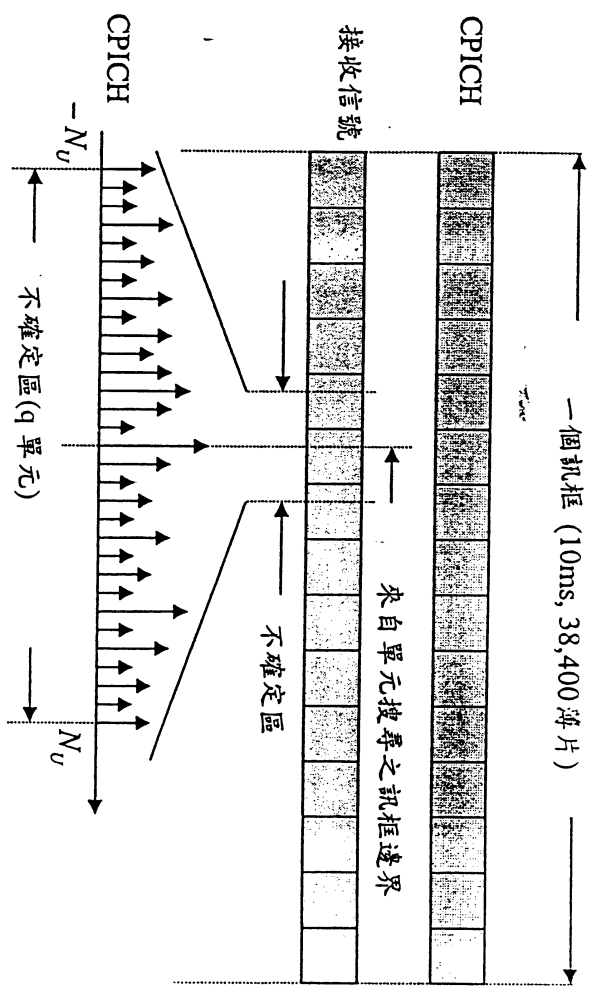


圖 12

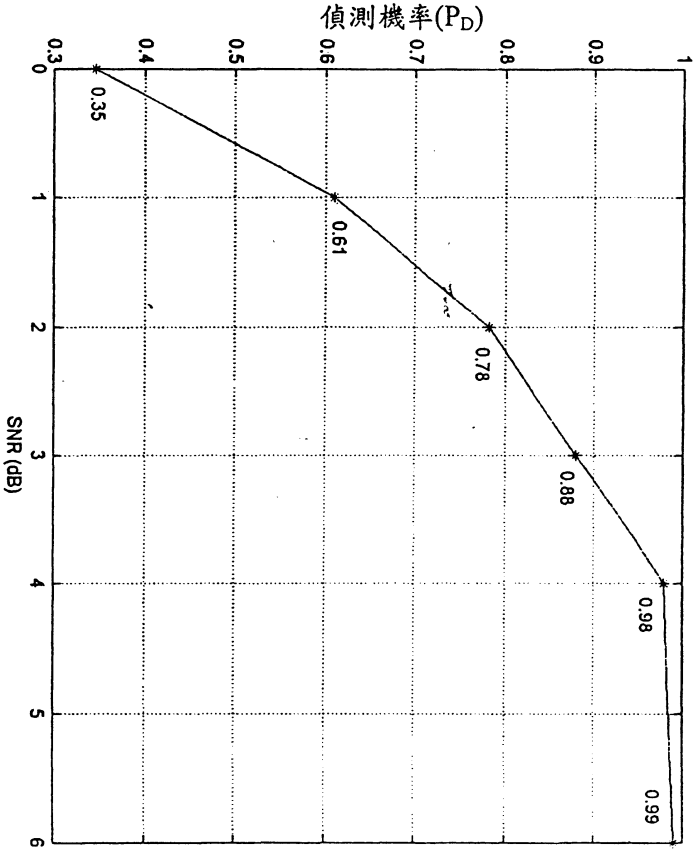


圖 13

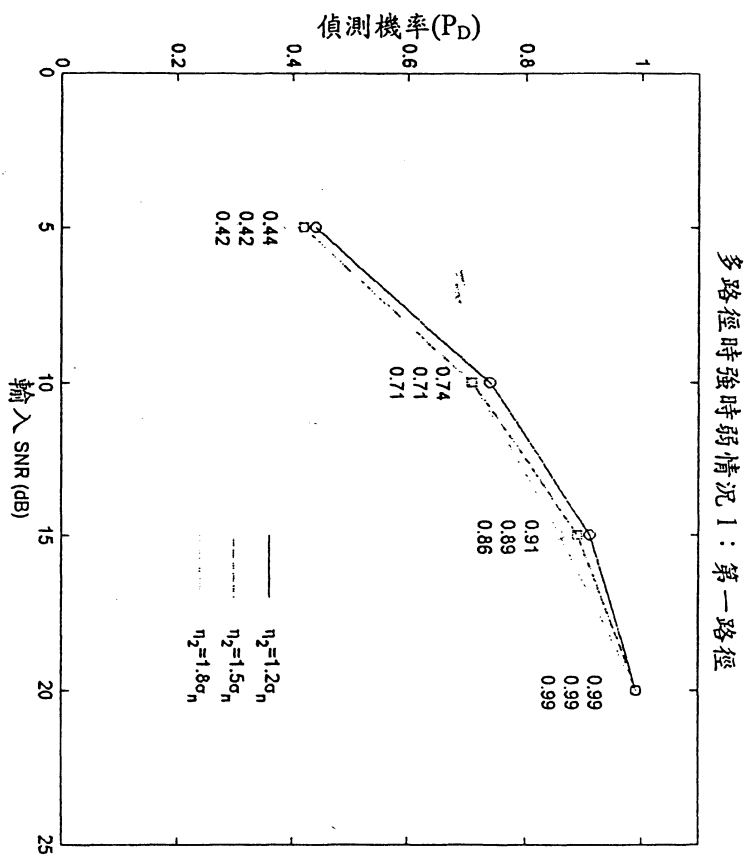


圖 14

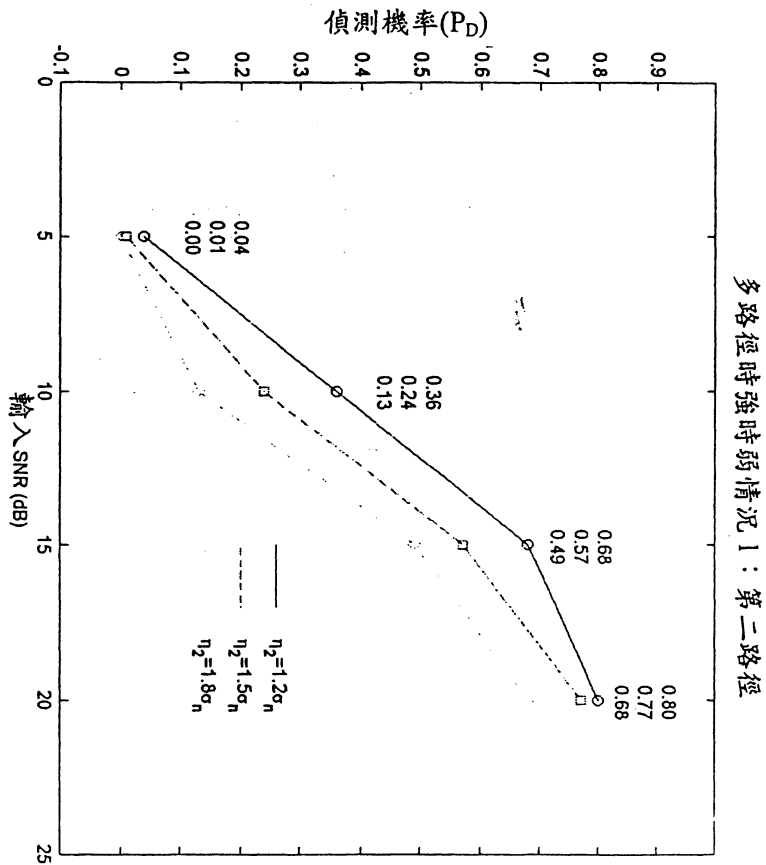


圖 15

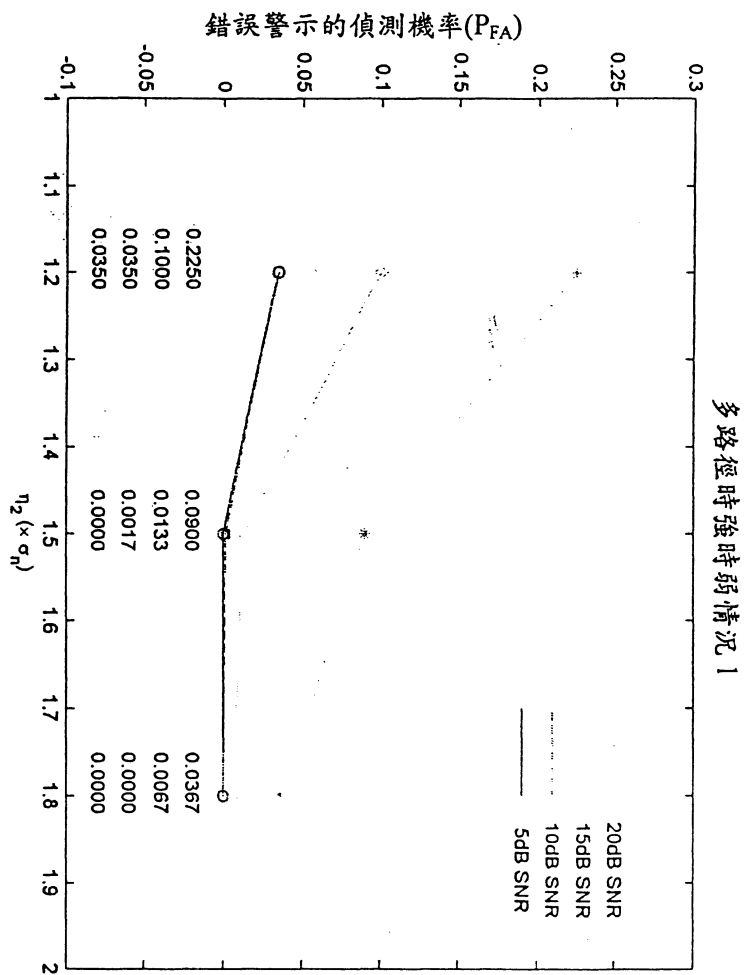


圖 16

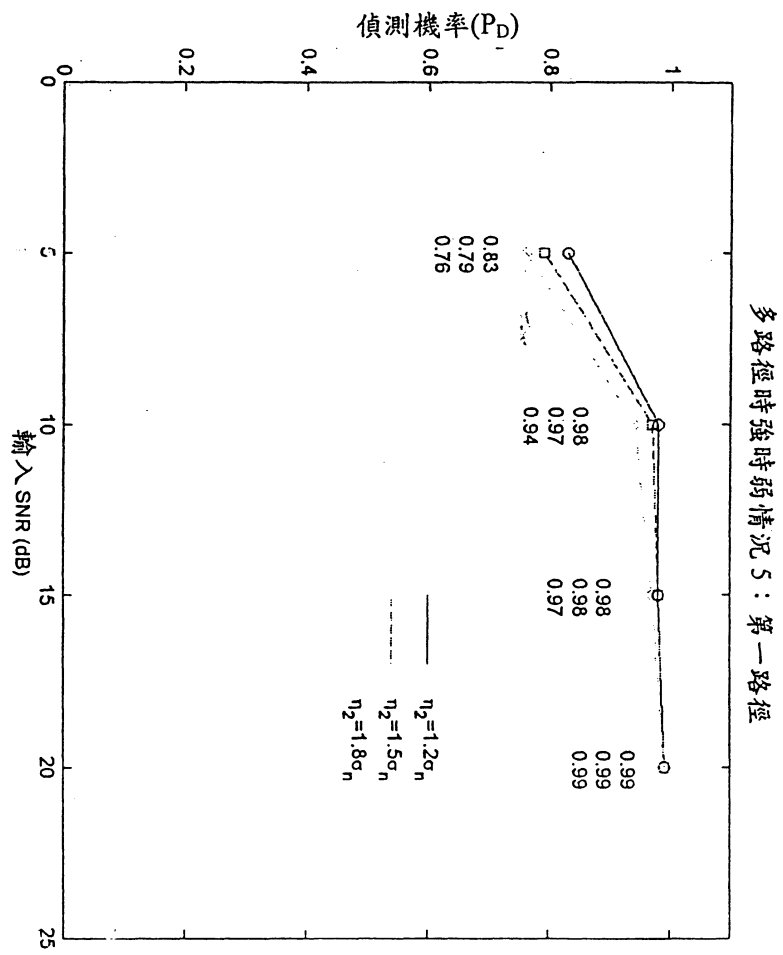


圖 17

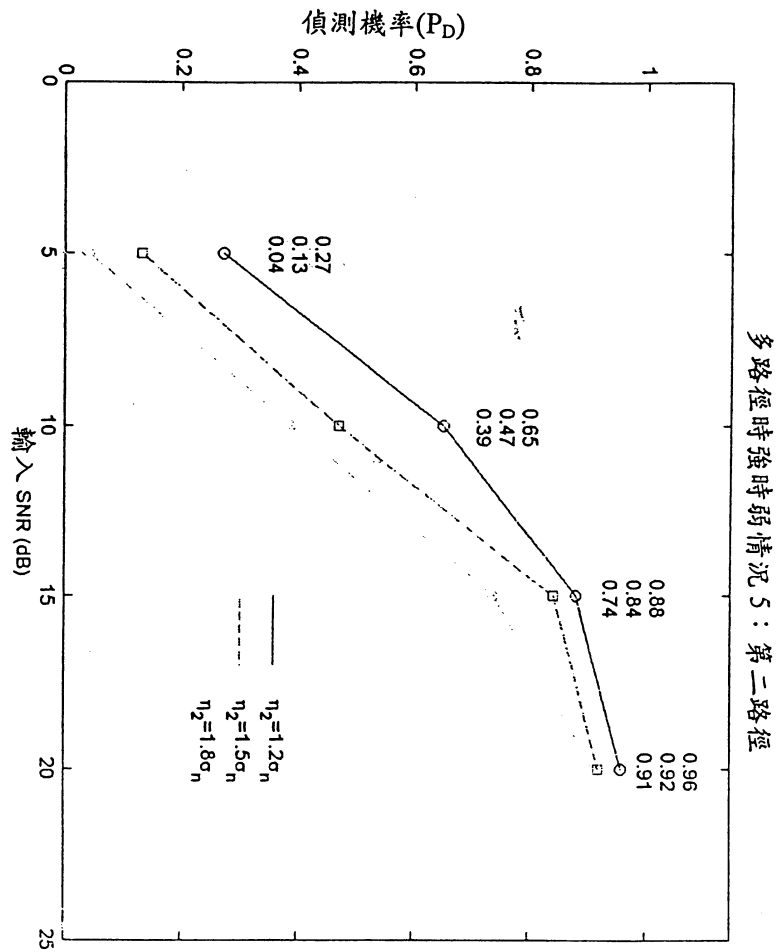


圖 18

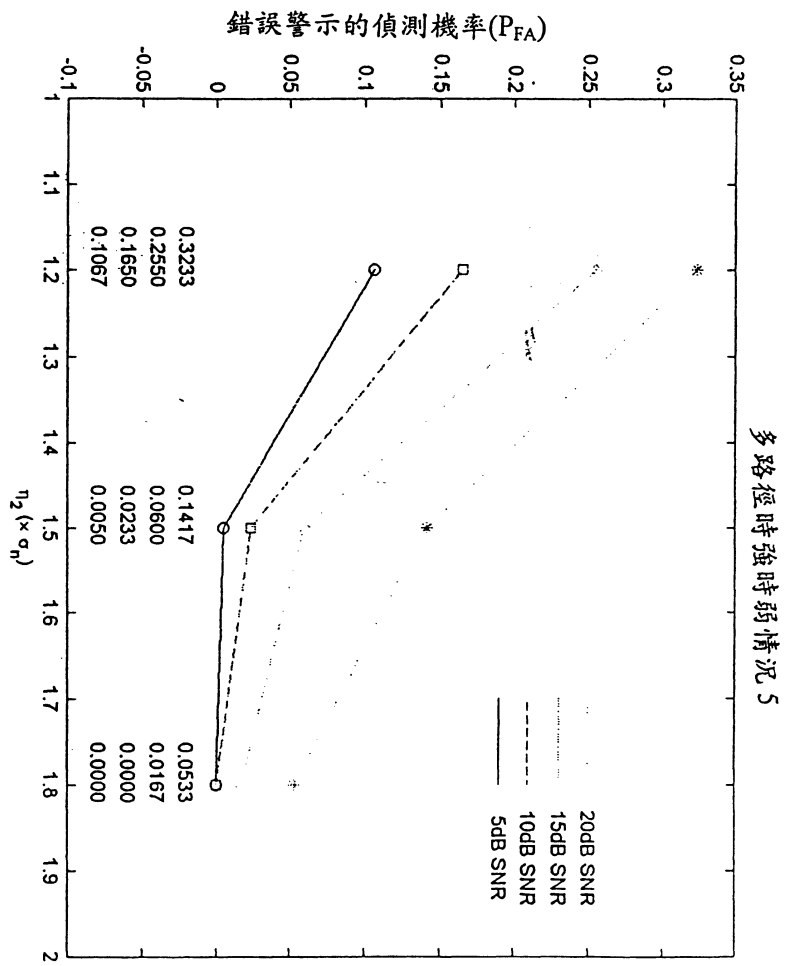


圖 19

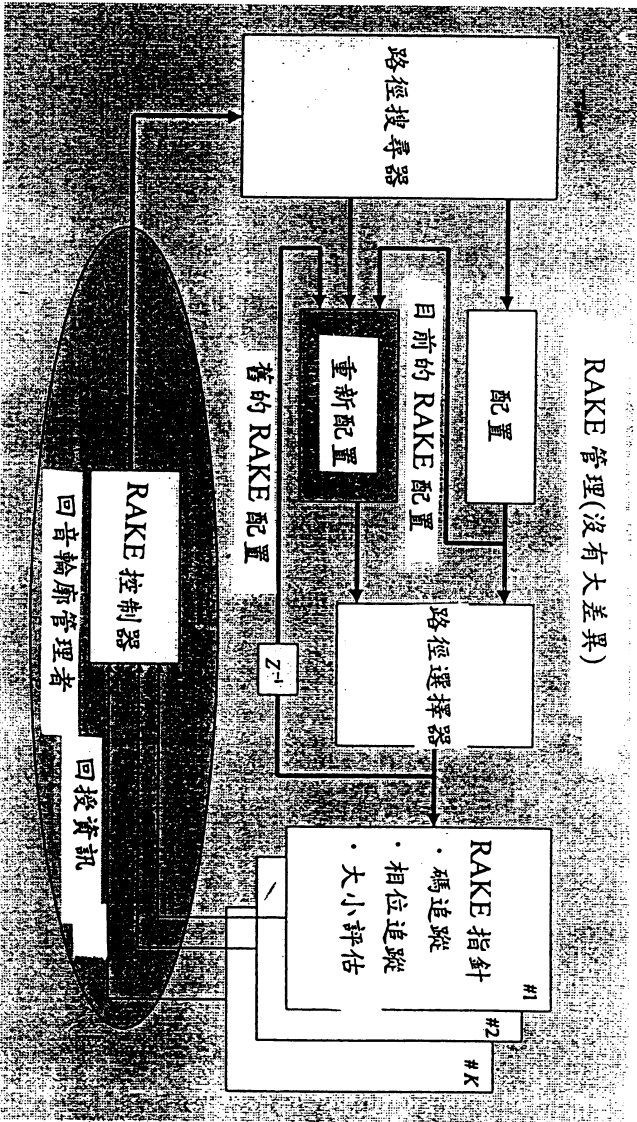


圖 20

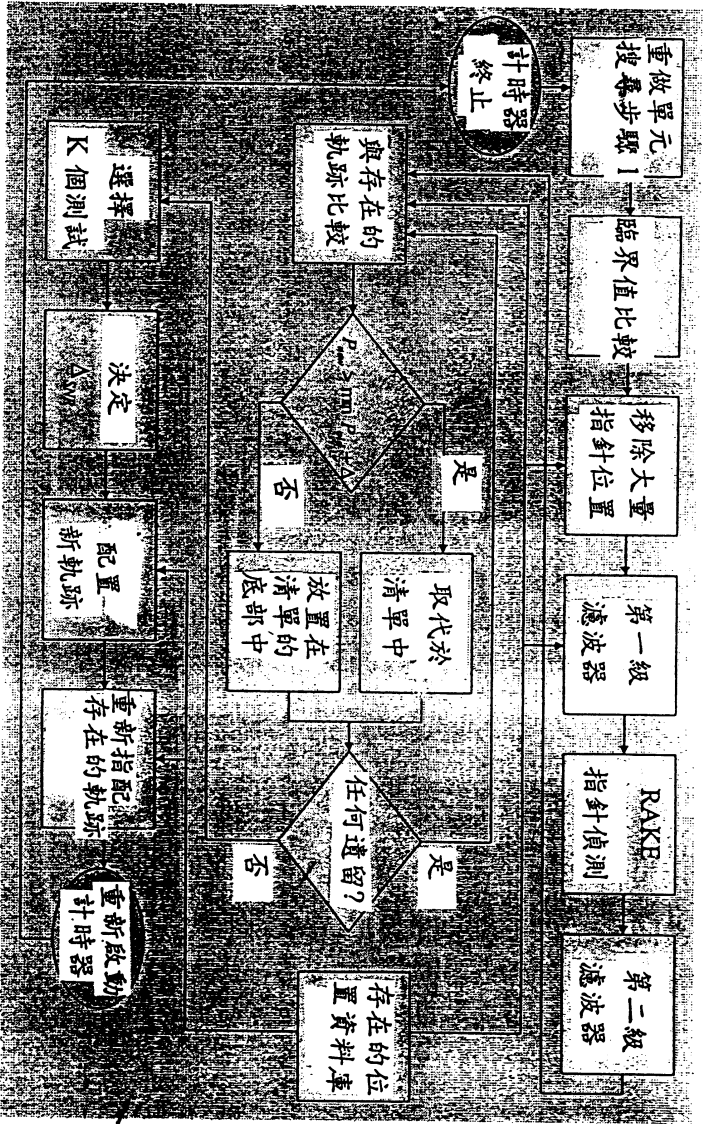


圖 21

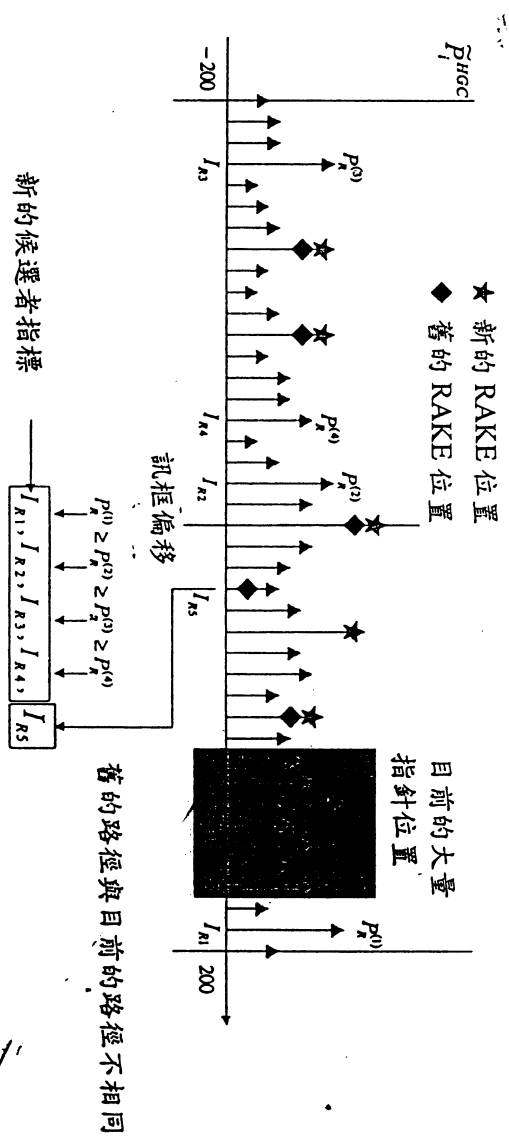
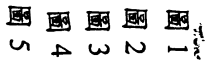


圖 22





24 圖

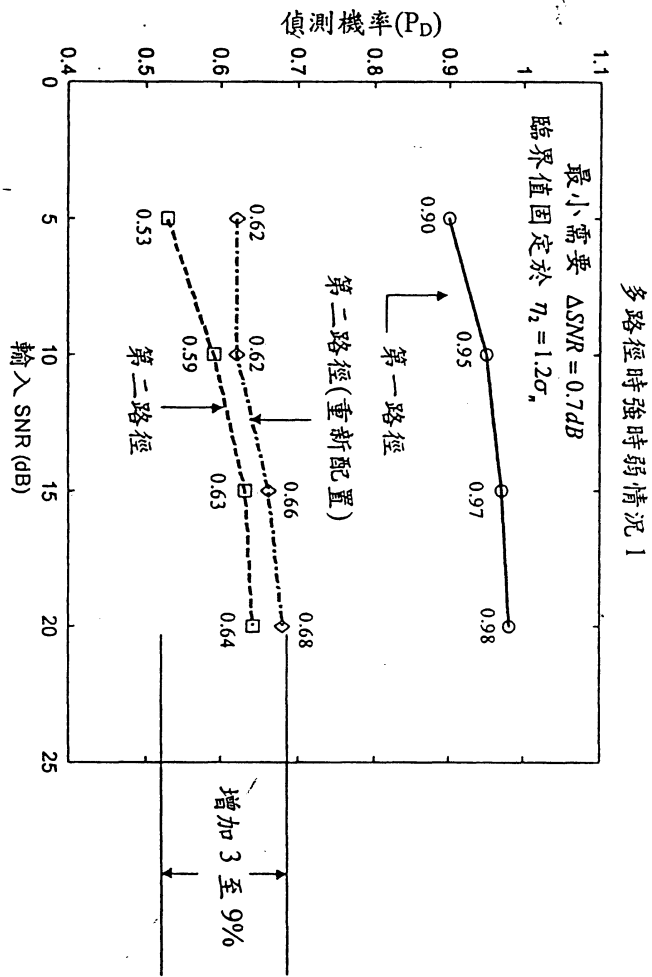


圖 25

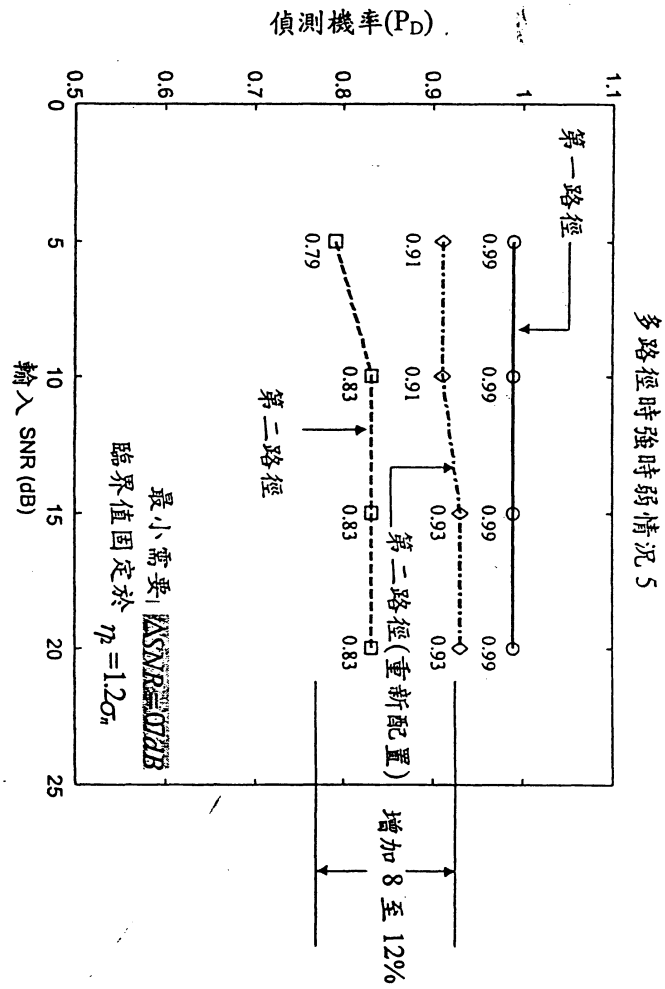


圖 26

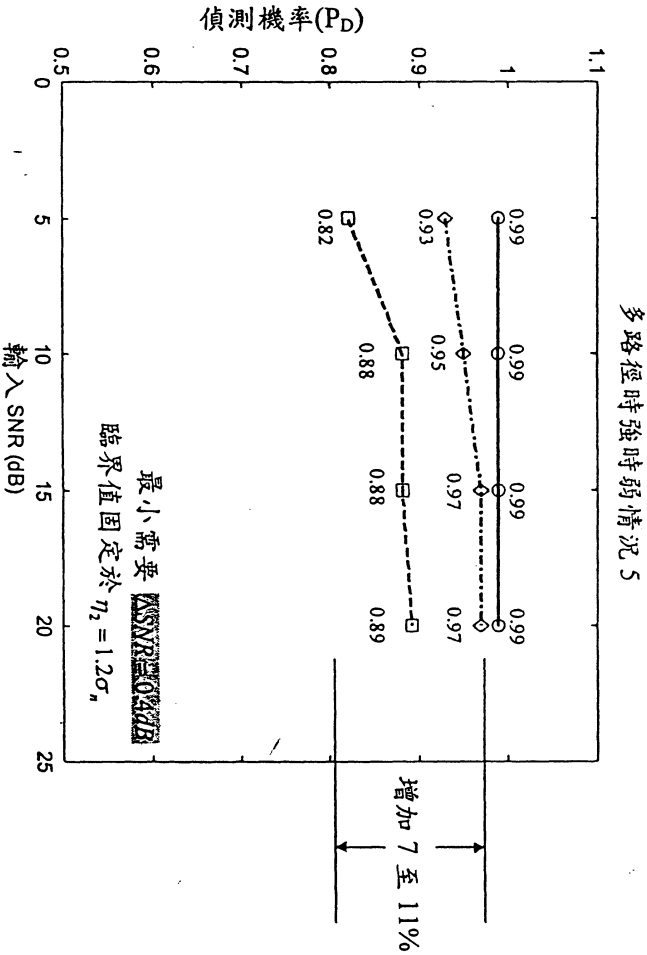


圖 27

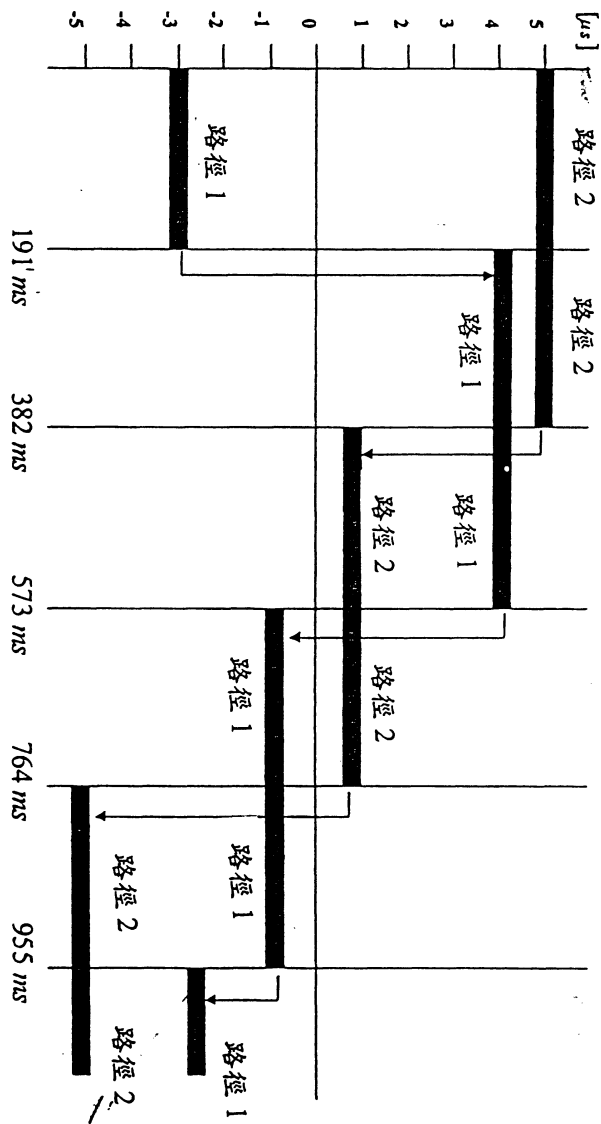


圖 28

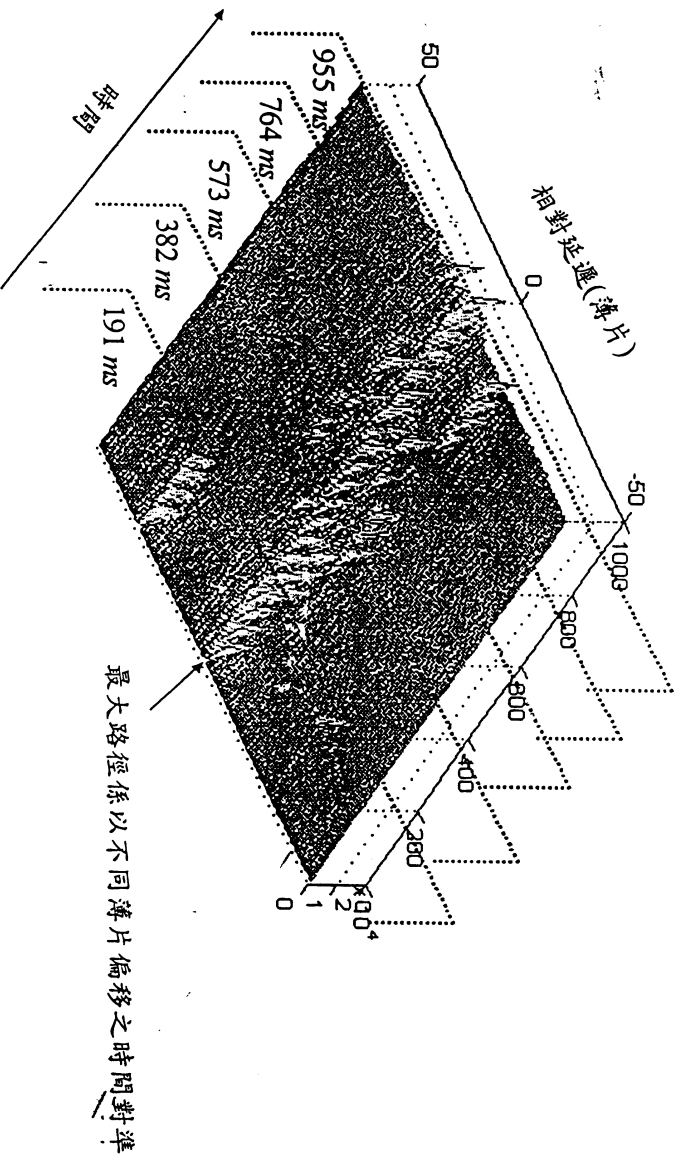


圖 29

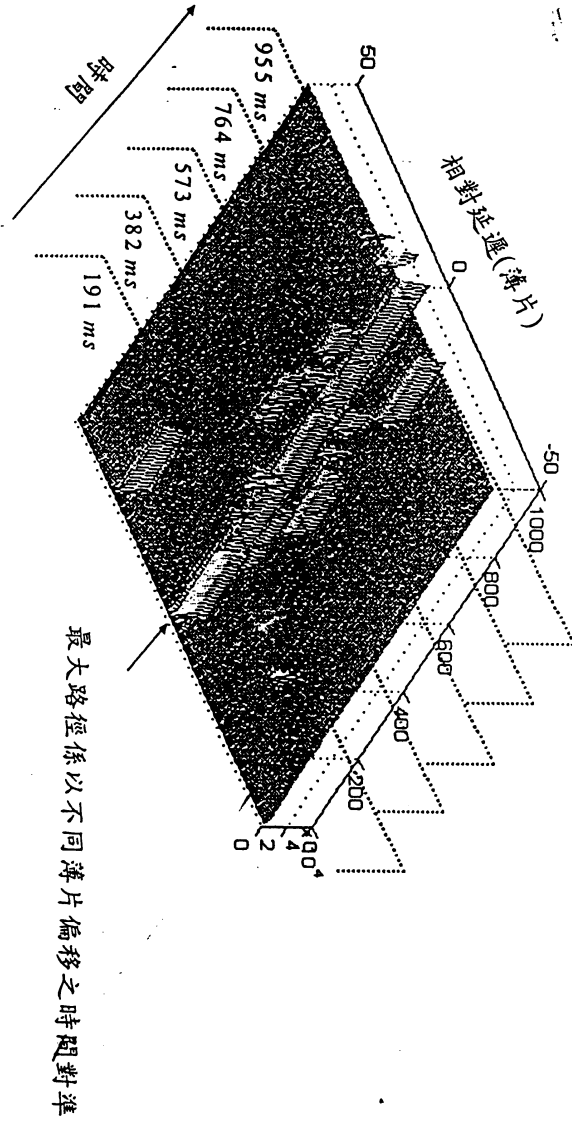


圖 30

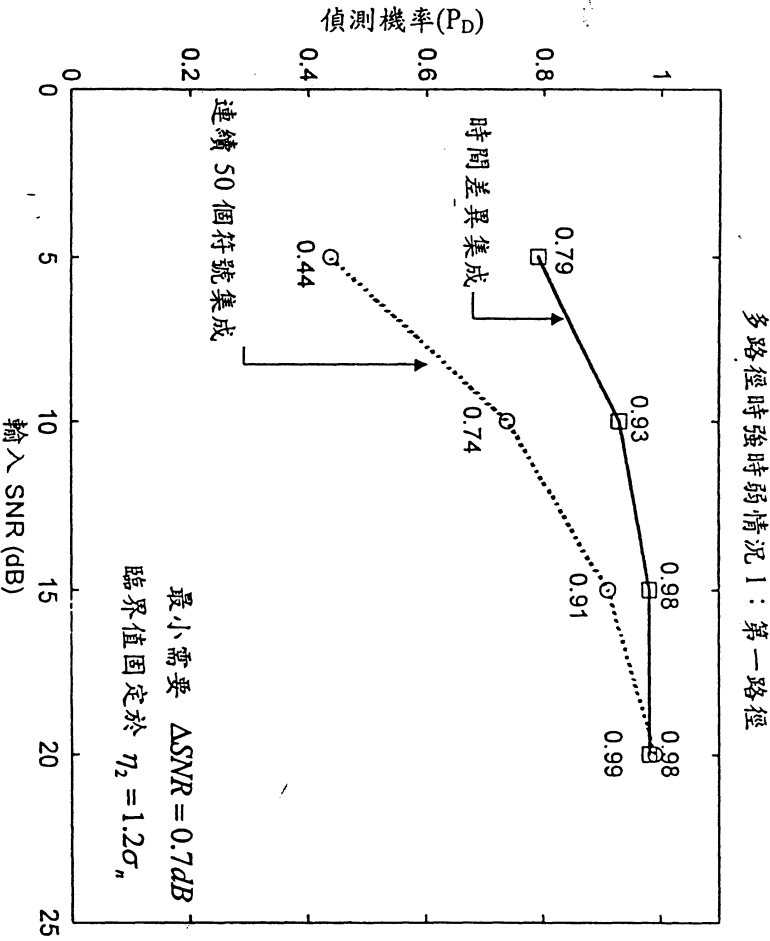


圖 31

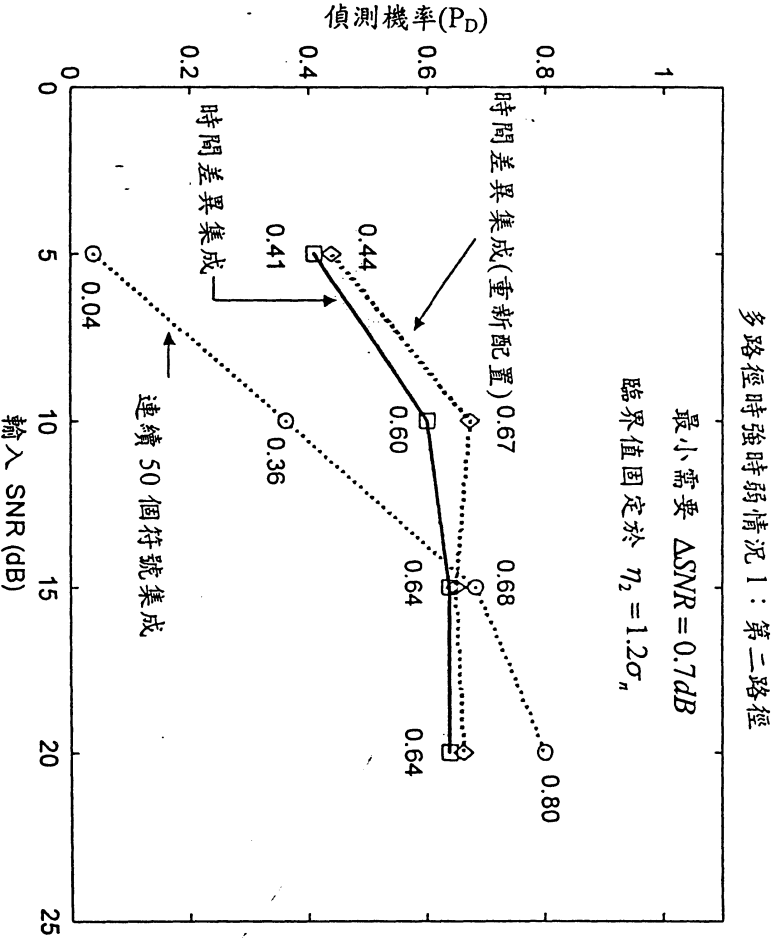


圖 32

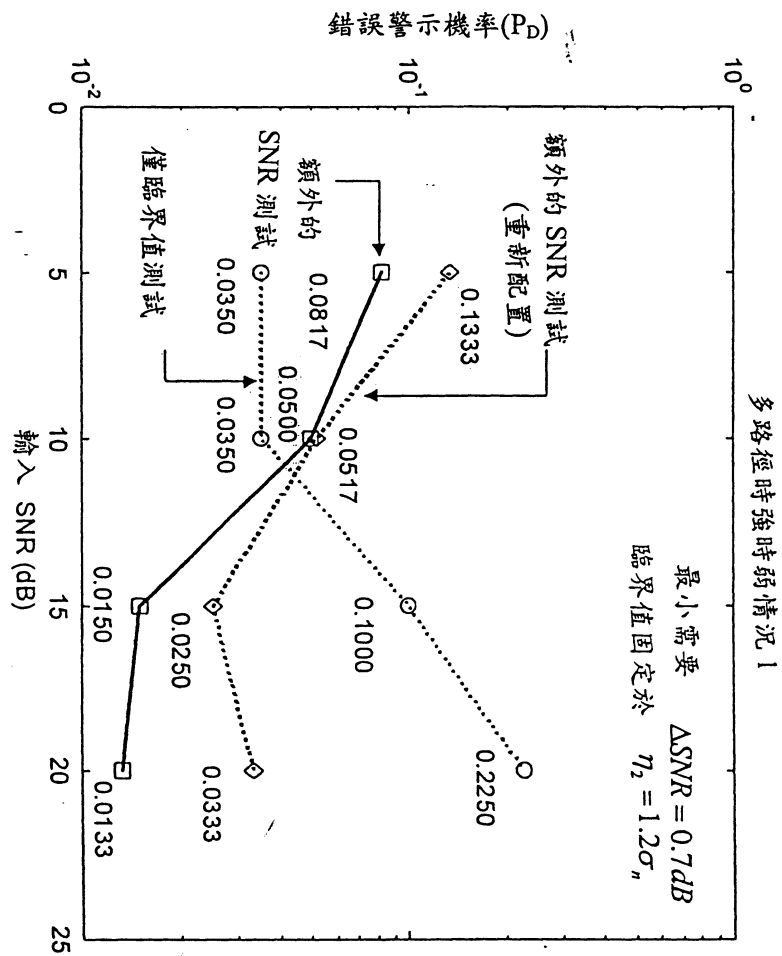


圖 33

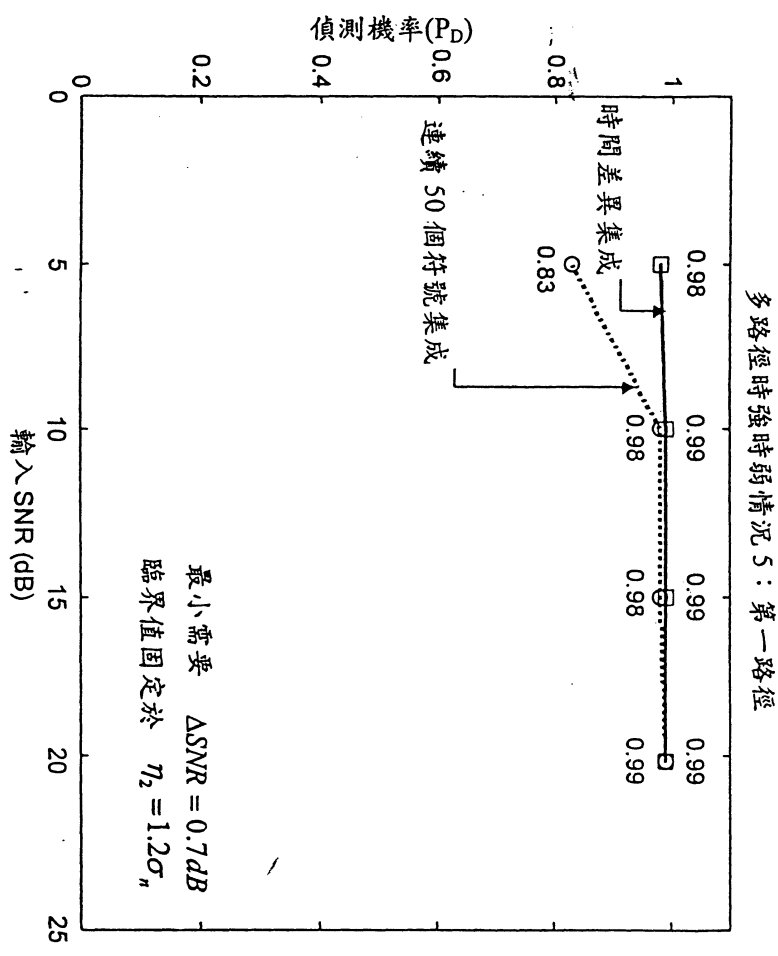


圖 34

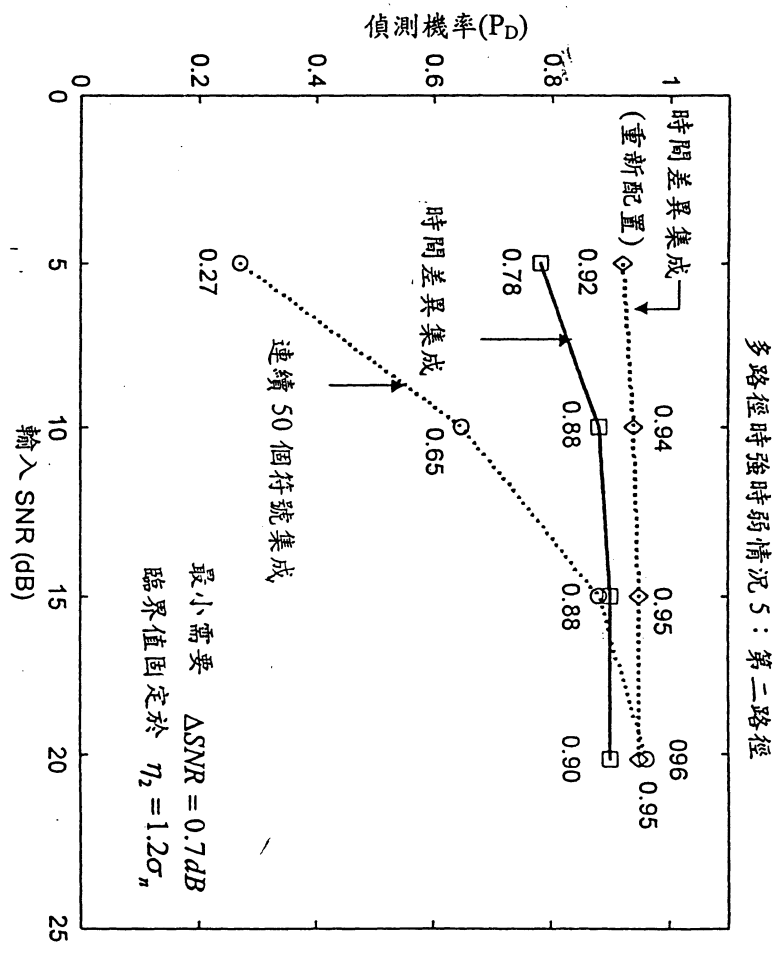


圖 35

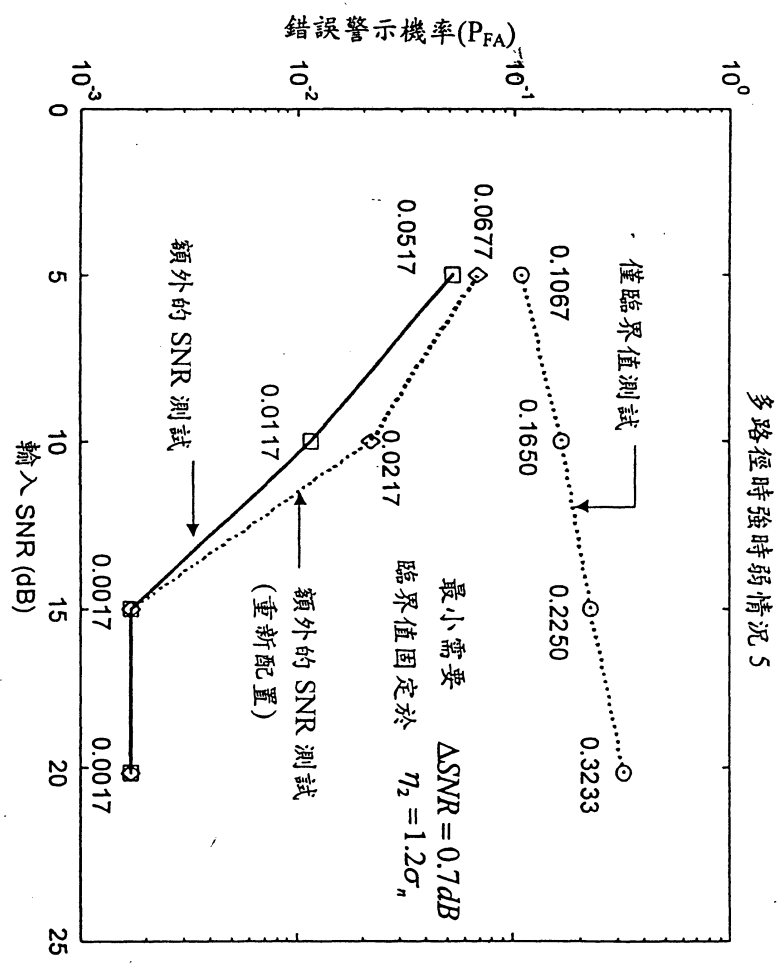


圖 36

陸、(一)、本案指定代表圖為：第1圖

(二)、本代表圖之元件代表符號簡單說明：

柒、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：