

# 公告本

申請日期	90.10.26
案 號	90126573
類 別	H04B 1/02; 1/06

A4  
C4

525358

(以上各欄由本局填註)

## 發明 ~~新~~型 專利說明書

一、發明 名稱	中 文	電信系統中的方法和裝置
	英 文	"METHODS AND ARRANGEMENTS IN A TELECOMMUNICATIONS SYSTEM"
二、發明 人	姓 名	彼得 拉森 PETER LARSSON
	國 籍	瑞典
	住、居所	瑞典索納市保龍街2號1TR
三、申請人	姓 名 (名稱)	瑞典商LM艾瑞克生(PUBL)電話公司 TELEFONAKTIEBOLAGET L M ERICSSON (PUBL)
	國 籍	瑞典
	住、居所 (事務所)	瑞典斯德哥爾摩市S-126號
	代 表 人 姓 名	1. 克雷斯 諾林 KLAS NORIN 2. 哥倫 諾德路 GORAN NORDLUNDH

裝  
訂  
線

(由本局填寫)

承辦人代碼：
大類：
IPC分類：

A6

B6

本案已向：

國(地區) 申請專利，申請日期： 案號： ， 有 無主張優先權瑞典 2000年11月29日 0004403-2 有 無主張優先權

有關微生物已寄存於： 寄存日期： ，寄存號碼：

裝

訂

線

## 五、發明說明(1)

### 發明領域

本發明係有關於通信方面，並以無線電通訊為主。

### 相關技藝之說明

在一無線通訊系統中，一數元流或一字元流係透過無線電通道而從一發射器端發送到一接收器端。無線通道的實際限制，諸如頻寬限制、傳播損耗、干擾現象、多徑衰落、符號間干擾及時間變化，皆是對可靠的通信之所存有一重大挑戰。而進一步的挑戰則是來自於便攜式無線裝置中所採用之裝置的功率限制、尺寸、及速度。

熟習該技藝的人都習知多數的散佈環境中，天線分集，即使用多重式發射及/或接收天線，係減少多徑衰落效應之最實際的技術。分集技術係包括準備一些傳輸信號的複製品給接收器，而這些複製品係減弱衰落的效應。

在一傳統式的串列數據系統中，該符號可在一通道上連續傳輸，該每一數據符號的頻率光譜係佔據整個可用的頻寬。

在無線通訊系統中之串列傳輸法的問題之一係在於其多徑接收的係具有不同的延遲信號，由於不同的傳輸路徑所致，因而可能會導致發生"中間符號干擾現象"，ISI。當信號延遲時即發生此現象，由於接收到例如反射時，並具有一毫無用處的能量強度，即具有一相當於數據符號長度之時差或更長的時差。針對此項問題，最普通的解決方案為在該接收器端使用等化器。依據針對通道衰減，延遲及相位的估計結果，等化器即針對該接收信號所受到來自於

## 五、發明說明(2)

該通道的衝擊試著提供補償。在時域中，一通道之複雜的衰減及延遲說明現象係稱之為通道脈衝響應。通道脈衝響應也能藉由計算一延遲功率譜之方式來測量其散佈接收到的能量之狀況。當延遲功率譜之時間範圍在基本上為零時即稱為延遲散佈。而在一串列系統中之單一的載波則是存有一問題，也就是，當符號係以頭尾相連的方式一一傳輸時，即是針對一指定的延遲散佈，該中間符號干擾即出現在數組符號中，此時便需要設置比系統原有的還要更複雜的等化器，以便處理同時發送之符號。高複雜性的運算法則係需要處理能力更佳的接收器，並因此會具有高的電池耗電量，高時鐘頻率，以及較大的晶片面積等...。因此，最重要的因素即是維持低複雜性。

一平行數據傳輸系統可提供足以減緩串列系統中所遭遇到之各項問題的可能性。所謂一平行的系統即是指數組連續的數據流係同時傳輸的一系統，許多數據元皆可立即傳輸出去。在上述的系統中，一別數據元的頻譜通常只會佔用該可用頻寬的一小部分而已，此項功能常稱為多載波傳輸。

此外，瞬間短衝擊係產生持續的脈衝干擾，例如閃爍，事實上其係藉由複合通道來從事散佈的方式而減輕其干擾現象，此係由於其係降低在每一符號上的干擾現象。因此，若將整個通道頻寬分割成許多狹窄的子頻帶，因而在每一別的子頻帶上的頻率響應即相對平坦。由於每個子頻帶只佔用原有頻寬的一小部分，因此通道會非常平坦，故

### 五、發明說明(3)

一等化方法係潛在性單純化其中具有ISI之一串列系統。一簡單的等化運算法則及執行微分編碼係有可能完全避免執行等化作業。

本發明係指向一系統，其係使用正交分頻多工OFDM，其係簡單地定義成多重通道調制，其中它的通道空間係小心地選擇，因此每一子通道皆能正交至其他的子通道，因此平行的通道係稱之為多重式載波。

在正交分頻多工(OFDM)中，一通道係分割成許多狹窄的平行子通道，藉此增加一別符號的時間，並可減低或排除由於多徑環境所導致之中間符號干擾現象(ISI)。換句話說，既然無線通道之散佈特性係導致頻率選擇性衰落，因此當發生深度衰退時，則那些子通道即出現一較高的誤差機率。因此，必須採用像是誤差校正的編碼及分集技術以便能順利補償頻率之選擇性。

為了提供優良品質的通道估計，即必須採用一導頻信號，也就是，一訓練序列。於此，在下列的篇幅中將詳細闡述如何在一受到損害的通道上進行傳輸及修正可能的OFDM信號。

在此揭示內容中，係以大寫字母來代表頻域信號，而小寫字母則用以代表時域信號。此外，指數k及n則是分別用來當做頻率及時域指標。

首先，為了能執行連貫式檢波，必須傳輸一導頻信號。一導頻信號即是一符號序列，其係同時被發射器及接收器定義並且被其廣泛熟知。導頻信號係以 $P(k)$ 來代表而且係

## 五、發明說明(4)

複雜符號之一離散序列，其在頻率中係以參數k及從0到N-1之範圍來進行檢索。在傳輸之前，該導頻信號P(k)係藉由一反離散傅里葉變換IDFT而轉移至時域內，並導致，以p(n)來代表之，該時域中即產生一複合值的離散導頻序列，其中n係一時間指數，範圍從0到N-1。吾人應該注意的是，實際上，其係使用一(反)快速傅里葉變換來取代一(反)離散傅里葉變換，由於它具有較低的運算複雜性，所以只需要較不複雜的硬體。導頻序列係藉由離散的及複合的通道脈衝響應h(n)模式而在無線通道上發送，其係針對該序列p(n)執行一線性過濾功能。其所產生之接收序列是 $r_p(n)$ ，此係間斷式的及複合式的數值：

$$r_p(n) = p(n) * h(n) + v(n), \text{ 其中}$$

v(n)為從天線端輸入接收器的雜訊或其他的周圍雜訊。濾波程序是以位在在序列p(n)及離散的及複合通道脈衝響應h(n)間之符號\*來識別，此即是所謂的褶積。

在一OFDM系統中，該信號主要係在頻域中處理的。因此，其所接收到的N取樣序列即是離散傅里葉變換(及反離散傅里葉變換相反的)所導致的結果

$$R_p(k) = P(k) \cdot H(k) + V(k), \text{ 其中}$$

序列P(k)係一已知的序列，然而V(k)則是一隨機的序列而且最佳的模式為一隨機過程。H(k)係一通道傳輸函數，其在傳輸之前為未知。V(k)為雜訊，因此為隨機。

同時也該注意，褶積\*在離散傅里葉變換下係變換成一倍增狀態。由於執行結果之故(也就是複雜性)，因而很少

## 五、發明說明 ( 5 )

使用一離散傅里葉變換，但卻可獲得一相當低的複雜性，因此才會出現所謂的快速傅里葉變換。其係獲得及反離散傅里葉變換等價的結果，也就是，使用反快速傅里葉變換時。

針對函數 $H(k)$ 之一估計，必須找到一等化的步驟。依據接收到的信號 $R_p(k)$ ，以及有關序列 $P(k)$ 之先前技藝方面的知識，故可決定函數 $H(k)$ ，依照下列公式：

$$\hat{H}(k) = \frac{R_p(k)}{P(k)}$$

然而，吾人應該注意的是，由於有雜訊出現，因而只執行一估計作業。如果及該序列 $R_p(k)$ 所接收到的信號相比較時，該雜訊位準係低的，則該通道的估計即是精確的。換句話說，如果雜訊位準是很高時，則估計結果一定很差。

當通道已經估計時，即可從事數據傳輸。數據序列(離散的及複合數值)係以 $S(k)$ 來代表，其中 $k$ 為頻率指數，範圍係從0到 $N-1$ 。在開始執行數據傳輸之前，該序列 $S(k)$ 係反離散傅里葉變換，或最好是反快速傅里葉變換，其係以一時間 $s(n)$ 來代表，此即是離散的及複合的數值。此係假設通道估計之執行時間是非常短暫的，如此一來便不需要重視該通道的特性。

因此，當序列 $s(n)$ 傳輸時，它將會經歷如該導頻信號所遭遇過之相同通道特性。當然，雜訊在接收時是各不相同的，因此於此係以 $w$ 來代表，而非 $v$ 。

## 五、發明說明(6)

$$r_s(n) = s(n) * h(n) + w(n)$$

當接收到的信號係已經被離散傅里葉變換時，或最好是快速傅里葉變換，則下列的信號即能順利獲得

$$R_s(k) = S(k) \cdot H(k) + W(k)$$

此時若通道係已知的，序列S(k)即可估計為

$$\hat{S}(k) = \frac{R_s(k)}{\hat{H}(k)} = \frac{R_s(k) \cdot P(k)}{R_p(k)}$$

若需要的話，此刻亦可發送更多的數據符號。在每一立即時間，通道估計係用以補償通道損害，也就是等化。然而，通道特性係隨著時間而改變，因此即必須發送具有一固定時隔之新的導頻信號。

然而，熟習該技藝之人士應該了解，上述所揭示之內容係有關於一極端瑣細的狀況。在實際上，或許可能不需要執行等化。反而，該等化經常是屬於正向誤差校正解碼之一整數部分。此外，該通道有一特別的先前知識，諸如延遲散佈或統計上的特性，係用來改善通道估計的品質，其係進而改善估計數據S(k)的品質。

發射器分集，也就是，使用至少二組發射器裝置，像是發射天線，係一有效的技術，可用以對抗在移動式無線通信中的衰退現象，特別是當接收器分集時，也就是，使用至少二組接收器裝置，像是天線，其既昂貴或不實用。

具有理想的最大可能序列估計(MLSE)之分集的線性變換的效能增益，以及一任意數目之發射器天線係在J.H. Winters的論文中被加以調查及進行比較其接收器分集，

## 五、發明說明( 7 )

"具有 Rayleigh 衰退之無線系統之發射分集的分集增益"，  
Proc. 1994 IEEE Int Communications Conf, Chicago, IL, June  
1994, pages 1121-1125。

已公告的國際專利申請案 WO 99/14871 揭示一可供用在  
無線通信上之發射分集法。在一說明實施例中，係採用二  
組發射天線及一組單一的接收天線，其係及利用一組發射  
天線及二組接收天線之最大比率之接收器結合設計時，提  
供相同的分集增益。

最近的時空編碼技術係已開發使用在高資料率之無線通  
信系統中，時空編碼方案係基於同時進行時間及信號編  
碼，也就是，在多重式發射天線上。基本上，係採用 M 組  
數目的發射天線及 N 組數目的接收天線。在 G. Foschini 的  
論文中，"在一衰退環境中之無線電通信之階層式架構，  
當使用多重式天線時"，貝爾試驗室 1996 年秋季期刊，發  
明人係說明一多重式傳送及接收天線系統，其中該通道容  
量係及其所採用之發射及接收端之天線數目成線性關係。  
吾人應該注意的是，發射器分集有時會在時空編碼場中被  
加以分類，即使在接收端只採用一單一天的線時。在後面  
的內文中，可以清楚地見到，該時空編碼係替代性地以高  
通道容量來取代之並可約略增加其效能，在例如衰退的情  
況下，如同發射分集法之主要訴求。

在 D. Agarwal et. al. 的論文中"針對高資料率無線通信之  
寬頻通道之 OFDM 時空編碼技術"，Proc. 48th IEEE  
Vehicular Technology Conf.，渥太華，加拿大，1998 年，5

## 五、發明說明( 8 )

月，pp. 2232-2236，主要是研究OFDM之時空編碼。然而，時空解碼法係需要通道狀態的資訊，其通常難以獲得，尤其是具有散佈衰退之時變通道，該文件係假設能獲得完美的通道狀態資訊。

另一篇論文，也是研究OFDM系統中的時空編碼技術，其假設該已知的通道狀態係A. Van Zelst et al.登載在VTC 2000中的"OFDM系統之多重式空間分割法(SDM)"。

由JanJaap Van de Beek et al.在IEEE Vehicular Technology Conf. Vol. 2, July 1995, page 815-819,所刊載的論文，"OFDMA系統之通道估計法"，其所揭示之OFDMA系統之通道估計法，僅使用一發射器天線。其所開發之技術的最小均方值誤差(MMSE)及最小二乘方(LS)估計量係降低複雜性，其係假設採用有限長度之脈衝響應。他們同時也指出一議題，即在具有持續的路徑延遲之一通道中一離散時間通道脈衝響應係出現頻譜洩漏的現象。為了考量單一發射天線之通道估計的概念，上述所提議之各方法的缺點為，其雖然可降低運算上的複雜性，但是其應保留的效能卻降得更低。

針對可用來執行OFDM系統之時空編碼，二或多項不同的信號係從至少二組不同的天線端同時傳輸。其所接收到的信號即是這些信號的疊加，其通常係具有相同的平均功率。假使在一系統中相對應至每一發射器及接收器天線組之通道參數，係包括藉由上述之Y. Li et al.的論文中"具有快速散佈衰退通道之OFDM系統之健全通道估計法"，

## 五、發明說明(9)

IEEE Trans. Commun, Vol. 46, pp 902-915, July 1998, 所開發之方法來估計該至少二組發射天線及至少一組接收天線, 則來自於其他的發射器天線的信號將會造成干擾現象。信號-對-干擾比率總是非常差的, 且其估計值的MSE(最小平方誤差)係變得非常大。因此, 迫切需要新的參數估計法, 以便使用在時空編碼的發射器分集上。

一可在多重式發射天線上執行之簡單的通道估計法, 即是揭示在N. Seshadri et al.所揭示之"可用以在採用發射器天線分集之頻率選擇分割雙工傳輸系統中改善誤差效能之二項信號發送設計", 在國際無線資訊網路期刊中, Vol. 1, No. 1, 1994。那些發明人所提議之通道學習法中, 有一導頻序列係及時地多重發送並可在至少二組天線上執行。因此, 該導頻信號即先從天線1上發送, 然後再從天線2發送等等。此項方法之缺點是資源會發送的訓練序列所佔用而非數據。

在Ye (Geoffrey) Li et al.所揭示的論文中, "移動式無線通道中具有發射器分集功能之OFDM系統之通道估計法", IEEE選擇區域之通信期刊, Vol. 17, 1999年3月3版, 具有發射器分集功能之OFDM系統的參數估計法詳細說明如下。在該論文中我們能研讀到文件之發射器分集中係以時空編碼法來處理OFDM系統。因而便開發出通道參數估計法。通道參數估計對於時空編碼之解碼方面係具有決定性的因素, 並能獲得及這些估計方法有密切關係的MSE。因此, 針對具有發射器分集功能之OFDM系統, 係

## 五、發明說明 ( 10 )

採用時空編碼以便能在移動式無線通道上執行高效率的數據傳輸。然而，在上述的文章中所揭示之方法的缺陷即是其所提議採用之估計技術是非常複雜的。該發射器中架構及相關的信號將完全不做討論。

## 發明概述

在現行的時空編碼系統之現有的中所存有的一問題，即是該現有的方法係消耗大量頻寬，由於其必須將一訓練符號分別發送給各發射天線。

可供用以傳輸共同通道訓練序列之至少一先進方法之進一步的問題為，一較佳的估計技術非常複雜，包括從計算程序上及從硬體執行上的觀點來看皆然。

本發明係有關於一方法，可在一無線通訊系統之時空編碼場中提供多通道估計。時空編碼包括發射器分集，多路空間(-時間)及其他的複用時間及空間之信號編碼。

針對先前技藝的各項問題之新創的解決方案係以同時發送導頻信號來取代連續式地以便在OFDM執行多通道傳輸功能期間能藉此增高頻寬的效率並在執行時，在保證不會干擾通道估計的前題下，其發射器及接收器二端皆能以低的成本來進行處理。

本發明之一目的在提供一通道估計技術，其係擁有高效率的頻寬。

本發明之另一目的在提供一通道估計法，其係具有一低延遲及非常有效率的處理方式。

然而本發明之又一目的在確保正交及獨立通道估計可處

## 五、發明說明( 11 )

理高達N組的發射天線，該數目N即是接收器中所使用的取樣數值，而該N通道的頻率為平坦。

本發明之再一目的減低硬體的複雜性於提供在OFDM系統中的通道估計值時。

本發明的又一目的在減弱不需要的雜訊。

本發明之另一目的在除了比較通用的多重天線狀況之外，尚能提供一低複雜性的及健全的通道估計法來處理一單發射器式天線。

本發明之一效益在它的頻寬效率，由於它僅僅需要一同步符號時隙即可處理多通道傳輸之估計作業。

本發明之一效益在其潛伏性及能有效率地處理，由於該獨力通道於從事估計各天線時之主要的處理部份係同時執行。

然而本發明之另一效益在藉由使用不會造成通道延遲散佈之N次(反)快速傅里葉變換編碼方式來含蓄地確保可以處理高達N組的發射天線。此舉在實際進行訓練序列P(K)時，總是能真正地加以忽視，因此它係最佳化任何其他目的，例如，低峰值之平均比率。

本發明之再一效益即是硬體的複雜性非常低，由於其處理作業的主要部分係必須仰賴在一OFDM系統中所使用之一數據機固有的硬體功能。

然而本發明之又一效益係通道估計非常精確，由於其係以零來填補經常出現雜訊之處，因此可當作一雜訊衰減機構。

## 五、發明說明 ( 12 )

當本詳細說明內容中使用到專有名詞"包括/包含"時，係用來指明其係存有陳述的特徵，整體，步驟或組成等，但並不包括存有或增添一或多項其他的特徵、整數、步驟、組成或組群等。

本發明之應用範圍係藉由以下所提供的詳細說明內容而變得更加彰顯，然而，吾人應該了解的是，該詳細的說明內容及特定的範例，當代表本發明之較佳實施例時，皆僅能作為是說明用途而已，因為屬於本發明之精神及範圍之中的各種不同的變化及修飾，將可從本詳細說明內容中該項技藝之該些純熟技術而變得更加彰顯。

### 圖式簡單說明

於此，本發明將藉由參照以下的較佳實施範例並配合相關的參考附圖詳細說明如下，其中：

- 圖 1 係一示意圖，說明在目前最先進方法中導頻信號在基本上係各別發送。
- 圖 2 a 係一示意圖，說明導頻信號係同時發送的。
- 圖 2 b 係一示意圖，說明該導頻信號從不同的節點端同時發送的狀況。
- 圖 3 係一示意圖，說明本發明之循環式旋轉的使用狀況。
- 圖 4 係一說明圖式，說明藉由提供附加高斯雜訊方式估計複合通道脈衝響應。
- 圖 5 係一說明圖式，說明本發明之又一方法。
- 圖 6 係一示意圖，說明於接收天線端的處理程序。

## 五、發明說明 ( 13 )

## 較佳實施例之詳細說明

圖 1 係闡述一通訊系統，其中在一 OFDM 系統中連續傳輸之訓練序列係包括數組發射天線。該訓練序列之傳輸方式，係使得其彼此不會相互疊置在一起。該系統包含一發射器 110，其係提供天線  $x_1$ ， $x_2$ ， $x_3$ 。在圖 1 中，雖然只顯示出三組天線  $x_1$ ， $x_2$ ， $x_3$ ，但熟習技藝的人皆了解其係使用超過三組以上的天線。該系統也包括至少一接收器 130，可提供至少一接收天線  $y_1$ ， $y_2$ 。圖 1 係說明可供在 OFDM 中用以執行多通道估計之一最先進的方法。有一些訓練符號  $p_1$ ， $p_2$ ， $p_3$  係從不同的天線  $x_1$ ， $x_2$ ， $x_3$  端一接一地發送至位在通道 150，151，152 上的一接收天線  $y_1$  端。

圖 2 係說明本發明之一系統以及該技藝方法之一狀況。該系統可提供一大批能同時傳輸之多重訓練序列。圖 2a 中所示之 OFDM 系統係包括一發射器 210，可提供天線  $x_1$ ， $x_2$ ， $x_3$  及至少一接收器 230，例如一無線終端機，可提供至少一天線  $y_1$ 。訓練序列  $p_1$ ， $p_2$ ， $p_3$  可從該天線  $x_1$ ， $x_2$ ， $x_3$  端同時發送至位在通道 250，251，252 上的該接收天線  $y_1$  端。與該技藝方法之該狀況相反的，本發明所使用的訓練序列  $p_1$ ， $p_2$ ， $p_3$  彼此之間具有一數學關係，其係以一最佳的及簡易的方式進行明顯區別地估計。

在圖 2b 中說明本發明的一系統，該系統可提供一大批能同時傳輸之多重訓練序列。圖 2b 中的 OFDM 系統係包括

## 五、發明說明 ( 14 )

一發射器 610，可提供天線  $x_1$ ， $x_2$  及一發射器 610，可提供一天線  $x_3$ ，以及至少一接收器 230，例如一無線終端機，可提供至少一天線  $y_1$ ， $y_2$ 。訓練序列  $p_1$ ， $p_2$ ， $p_3$  係從該天線  $x_1$ ， $x_2$ ， $x_3$  端同時發送至位在通道 250，251，252 上的該接收天線  $y_1$  端。

圖 3 說明本發明之導頻信號的傳輸狀況，該頻域中有一習知的通道估計序列  $P(k)$  則是被提供至一區塊 308 中。在區塊 308 中，該序列  $P(k)$  反快速傅里葉變換成一序列  $p(n)$ 。序列  $p(n)$  則是饋入到一區塊 360，到一區塊 381 以及到一區塊 382 中。在區塊 360 中，有一循環的字首 CP 係插入到序列  $p(n)$  之前。在一進一步的實施例中，係夠使用一循環的字尾。該循環的字首 CP 係減緩符號間的干擾 (ISI) 效應。然後，該序列  $p(n)$  即提供到一數位-類比 (D/A) 轉換器 370，於此它係轉換成一類比信號。然後，該 D/A 轉換序列  $p(n)$  即提供到一第一天線  $x_1$  端。在區塊 381 中，序列  $p(n)$  係藉由一預設的步驟來執行循環式地旋轉，包括在該序列中一預設數目  $n'$  的位置並藉此而變換成一序列  $p(n-n')$ 。藉此，序列  $p(n-n')$  係提供到一區塊 361 中。在區塊 361 中，一循環的字首 CP 會插入在序列  $p(n-n')$  之前。其後，序列  $p(n-n')$  係提供到一數位-類比轉換器 371，於此其係從一數位的形式轉換成一類比形式。然後，由該 D/A 所轉換之序列  $p(n-n')$  提供到一第二天線  $x_2$  端。接著該二序列從該天線  $x_1$  及  $x_2$  端同時傳輸至一無線終端機 330，其係提供至少一天線  $y_1$ ， $y_2$ 。在一實施例

## 五、發明說明 ( 15 )

中，係包括三組天線，在區塊382中的訓練序列 $p(n)$ 係藉由一第二預設步驟來從事循環式地旋轉，其在該序列中係包含 $(n''-n')$ 位置並且因此而變換成一序列 $p(n'')$ 。該序列 $p(n-n'')$ 係因此而被提供到一區塊362中。在區塊362中，一循環的字首CP係插入到該序列 $p(n-n'')$ 之前。其後，循環式延伸序列 $p(n-n'')$ 係提供到一數位-類比轉換器(D/A)372端，於此它即從一數位的形式變換成一類比的形式。然後，該D/A轉換序列 $p(n-n'')$ 係提供到一第三天線x3端。該三組序列然後會從該至少一天線x1，x2及x3端同時傳輸至該無線終端機330端，其提供該天線y1。熟習該技藝者應該了解該新穎系統亨包含超過三組以上天線。

針對二發射天線及一接收天線，其所接收到的離散時間信號為：

$$r_1(n) = p(n) * h_{11}(n) + p(n-n') * h_{21}(n) + v_1(n), \text{ 其中}$$

$h_{11}$ 及 $h_{21}$ 係通道脈衝響應，及

$v_1$ 則是及該接收天線相關之一雜訊源。

獲得一類似於一循環褶積之結果，當從一OFDM符號中切割出一N點部分時，也就是，移除該循環的字首時，當代表該前述符號之最後一組信號已經抵達後。該整數N係定義在一傅里葉變換中之位置的數目。

然後，在離散頻域中，該序列 $r_1(n)$ 是藉由一快速傅里葉變換成

$$R_1(k) = P(k) \cdot H_{11}(k) + P(k) \cdot e^{(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot n' \cdot k)/N} \cdot H_{21}(k) + V_1(k)$$

此時該序列 $R_1(k)$ 係夠藉由已知的訓練序列 $P(k)$ 來加以分

## 五、發明說明 ( 16 )

割。該循環的延遲  $n'$  係保留其所依賴的相位期限且能與  $H_{21}(k)$  建立一算術上的關係。有一後續的反快速傅里葉變換係回復到一複合通道脈衝響應估計，

$$h_{\text{comp}}(n) = h_{11}(n) + h_{21}(n-n') + v_1(n)$$

此刻，通常用來抑制該 OFDM 中的一方法為該循環的字首長度應該要比一通道脈衝之最長的持續時間還要稍微長一些，也就是，延遲散佈。此外，該 OFDM 符號的持續時間時常會選擇，以便能在該循環的字首頭上最多增加 20-25%，但考量其所消耗的能量及效率，因此最好是能小於該數值。倘若在該二組天線路徑之間所循環移位之  $n'$  次位置數目係大於該循環字首 CP 的長度，則便能保證其係以從一複合通道脈衝響應估計  $h_{\text{comp}}$  個別地萃取出該通道脈衝響應  $h_{11}$  及  $h_{21}$ 。在圖 4 中係顯示一量級強度(或實數或虛數部份)之範例，其係以 dB 來表示一複合通道脈衝響應估計  $|H_{\text{comp}}|$ ，係具有一些添加的高斯雜訊。在圖 4 之說明範例中， $h_{11}$  及  $h_{21}$  分別為 4 及 3 點長，而  $N=32$ 。

該個別的通道脈衝響應係輕易地自接收到的信號中萃取出來，由於  $n'$  次的循環移位位置是已知的，而且該萃取作業係執行的，如在圖 4 及 5 中的說明範例中所示。該個別的通道脈衝響應之  $n'$  次的循環移位位置係必須先加以去除，才能被用來等化該通道。然後，相對應於  $h_{21}$  之通道脈衝響應即循環式地移位至  $n'$  次位置，朝著及原本已移位之相關的導頻序列相反的方向，此舉並不會褶疊包覆在該相對應的通道傳輸函數之中的相位，而其他的係循環移

## 五、發明說明 ( 17 )

位。有一循環移位係在一具有N位置之向量中執，其最後的位置，或最後二位置會設置在該向量之起始位置處，而其他的位係移位到右側，順時針方向。在一進一步的實施例中，該位置係依反時針方向移位。針對每一別的通道脈衝響應，若是其考慮的位置並不恰當時或其根本不具足夠的能量用零值來取代之話，或可選擇，利用一較平滑的衰減窗函數來使得該每一別的通道脈衝響應平滑地衰減，請參考圖4及5。熟習該技藝的人應該了解，若以零來取代該通道脈衝響應中僅會出現雜訊的部分時，將導致一大幅縮減雜訊並因此而提供良好的估計。針對每一通道估計，雜訊係大概會減少 $10 \cdot \log_{10} (N/\text{延遲散佈})$  dB。延遲散佈係表示來自於不同的多徑組成之能量散佈的幅度，也就是，延遲散佈愈大時，最後的多徑組成也會愈遲抵達。

可用以分割二通道脈衝響應之二方法，現在將配合參考圖4及5而加以說明。該通道脈衝響應係大約具有及該循環的字首一樣的長度。

第一方法係闡述在圖4中。依照該第一方法，有一複數的固定範圍係定義在該離散的時域中。該固定範圍的數目係等於該發射天線的數目而且其上限為下整數(N/CP持續時間)。下整數即一數學函數，係選自最接近該獨立變數之下整數的數值。從該各個範圍中，即可萃取一通道脈衝響應。舉例來說，在範圍1，許多位置所具有之該複合通道脈衝序列的振幅係比其他的位置還要強勢甚多。該強勢

## 五、發明說明 ( 18 )

的通道脈衝響應係有利於執行本發明方法。

當發射器及接收器二者皆已熟知該循環移位時，則該接收器即得知道其開始執行之範圍為何。當接收器也知道其循環的字首長度時，則它也會知道每一範圍的終點位置。範圍的跨距必須至少是該循環字首的長度，其係具有額外的延伸範圍以便能避免發生洩漏現象。我們假定在前述的定時同步步驟中係以定時同步的方式來開始執行該快速傅里葉變換窗的步驟。然而，在定時時出現的小誤差仍是可接受，由於事實上該誤差係調換至該複合通道脈衝響應中一小時間位移處並且因此該每一通道脈衝響應仍會保持在其個別的範圍內。在前述步驟中所出現之非常大的定時同步誤差可能需要較大的範圍，以便能針對該項不完美的狀況產生適用的防護功能。

吾人應該注意的是，該洩漏及重大的定時錯誤係轉入到該複合通道脈衝響應的末端位置處，此係由於該快速傅里葉變換的循環特性所致。洩漏現象係解釋為何範圍1能循環延伸至該複合通道脈衝響應的末端處。當在複合通道脈衝響應中產生能相對應於範圍1之通道脈衝響應時，範圍1的位置即複製，然而位在範圍1外側的位置係設定成0。範圍1外側的位置係沒有能力執行通道脈衝響應 $h_{11}$ ，可以將其設為零。

針對範圍2中的通道脈衝響應，其係一訓練序列 $p$ 旋轉 $n'$ 位置的結果，而其萃取方式則是依循該範圍1的相同程序執行。然而，範圍2之通道脈衝響應序列所產生的結果係

## 五、發明說明 ( 19 )

循環式地位移回到  $n'$  位置處，以致於能藉此而在該通道脈衝響應之開頭處聚集大部份能量。

針對一實施例，其係使用超過二組天線在該發射器端，必須執行相同的程序，但是其係具有不同的範圍數值以及後續的循環式旋轉。這些數值全視該循環移位係如何執行傳輸個別的循環式旋轉之訓練序列而定。

一進一步的方法係闡述在圖 5 中。此項方法係包括一額外的步驟。此項方法係採用一較機智的及適合的機構。針對每一範圍，係在該固定範圍中決定一第一位置，其係具有最大的量級強度。其後，係決定第二及第三位置，分別位在該範圍中最遠位置的二側並遠離該第一位置，其同時也位在在該第一位置之一預設的下限位置端。從該固定範圍中所做的適合選擇子集係複製，然而剩餘的位置係設定成零。此項步驟係在該各個固定的範圍中執行。圖中所示係該固定的範圍 2 的狀況。一循環式地旋轉係依照圖 4 所揭示之實施例的相同方式來執行。應該注意的是，如果全部的量級強度皆是在被預先定義之量級強度的差額之內，則整個範圍將停留在不變狀態中。

熟習該技藝的人應該了解，上述所揭示之方案係使用數目較多的發射天線。然而，針對多數的循環字首 CP，下整數 ( $N/CP$  持續時間)，不干擾通道傳輸功能，也就是，在具有最小干擾現象的通道上進行傳輸，即可保證能在每一接收天線端實現。此外，在個別的通道脈衝響應之間必須保留一些警戒位置，由於在非整點延遲時會出現洩漏之

## 五、發明說明 ( 20 )

故。

在本發明之又一實施例中，其係使用額外的視窗化以便最小化該快速傅里葉轉換洩漏之效應，當路徑延遲被放置在取樣點中間時。洩漏係(I)DFT處理程序之一固有的特性，當以真實的，也就是，連續執行時，世界來作為範例並會在附近一些取樣點處產生一些干擾性洩漏。該上述之真實世界中係有一效應，例如，該路徑延遲係設置在該取樣範例中間的位置處。在該視窗化之一實施例中，有一窗函數係應用在該頻域中，在利用該序列 $P(k)$ 來加以分割後，但在傳輸給IFFT，給該複合通道脈衝響應及後續的通道脈衝響應劃分等之前。在劃分每一通道估計之後，應藉由執行逆向視窗化的方式來執行補償該視窗化之執行效應。

一廣為人知的窗函數即漢寧窗，也稱為升餘弦窗。在一較佳實施例中，在頻域中的漢寧視窗化係由一對時域濾波器替代，其操作在該複合通道脈衝響應上，依照公式 $h_{\text{comp\_windowed}}(n) = h_{\text{comp}}(n)/2 - h_{\text{comp}}(n-1)/4 - h_{\text{comp}}(n+1)/4$ ，此延遲係對應至 $h_{\text{comp}}(n)$ 的循環移位位置，此信號處理詭計允許進行操作低複雜性的頻域漢寧窗。

在本發明之一實施例中包括四組發射天線，而該複合通道脈衝響應估計即變成

$$H_{\text{comp}}(n) = h_{11}(n-n_1') + h_{21}(n-n_2') + h_{31}(n-n_3') + h_{41}(n-n_4') + w_1(n)$$

$n$ 係定義該循環式地旋轉，其中 $n_1' \neq n_2' \neq n_3' \neq n_4'$ ，並且最好是 $n_1' = 0$ ， $n_2' \geq n_1' + \text{CP\_duration}$ ， $n_3' \geq n_2' + \text{CP\_duration}$

## 五、發明說明 ( 21 )

，  $n_4' \geq n_3' + CP\_duration$  並且  $n_4' < N - CP\_duration$  ，

應該注意的是，在圖6的區塊666中，僅需要二組快速傅里葉變換，也就是一反向的及一正常的快速傅里葉變換(FFT)。在一進一步的實施例中，該個別萃取的通道脈衝響應係快速傅里葉變換成其個別的頻域代表符號  $H_{xy}(k)$  ，此係假設在圖6中之區塊634係操作通道傳輸功能。

實際上，它係使用一完整的快速傅里葉變換(FFT)。然而，在一進一步的實施例中，針對每一別的通道脈衝響應，由於其主要的含量為零，所以最後的快速傅里葉變換係一降低的型式。有一傳統式的(反)快速傅里葉變換係免除一些操作項目，當該輸入信號的部分係包括零時，如同熟習該技藝之人士所習知。替代性的頻率響應係直接地從該DFT定義內容中產生，當  $h_{comp}(n)$  中非零組成之數目係一很小的數值時。

而且，如果該接收器係利用多重式接收天線，如圖3中所示，則該新創的程序即能單獨地在每一組天線上執行。

此時，一OFDM的接收器架構將配合參照圖6的方式而揭示。在圖6中，只有顯示一組天線而已。然而，熟習該技藝的人應該了解，其係使用複合式天線。信號係天線  $y_1, y_2 \dots y_J$  接收，於此J係一整數，範圍係從1開始並且其上限值僅需考量實際的狀況，例如空間，功率消耗，成本等。而在圖6中係只有顯示第一天線  $y_1$  而已。在天線  $y_1$  端所接收到的信號會提供到一區塊612中，於此它會放大成一適當的水平，以便能藉由一放大級來進行接收，其係

## 五、發明說明( 22 )

經常利用自動增益控制(AGC)。然後，放大的信號即提供到一區塊614中，作為一A/D轉換器，於此該信號係從一類比形式轉換成一數位形式，而且其係從接收到的該放大信號中連續地進行取樣。接著，數位信號即提供到一區塊616中，於此即執行頻率及OFDM定時同步化。該定時同步化時常藉由特別的訓練符號才能達成此特定的目的，但仍是可以用由熟習該技藝之人士所習知的其他方法。當執行定時同步化作業時，信號即提供到一區塊618，於此即移除該循環的字首。一數值離散的及複雜的序列 $r_{p,l}(n)$ 係包括訓練訊息，其係從區塊618端提供到一通道估計值區塊650中，詳細說明如下。有一信號 $r_{s,l}(n)$ ，係包括調制來自於多重發射天線的数据，並且係受到從區塊618提供至一區塊620中之通道的影響，於此係執行一快速傅里葉變換。該區塊620可提供一信號 $R_{s,l}(k)$ 至該每一接收天線 $y_1, y_2 \dots y_J$ 端，在每一OFDM符號間隔之中。信號 $R_{s,l}(k)$ 會提供到一解調/解碼區塊634中，於此係提供通道等化，去交錯，FEC解碼(正向誤差校正)及去擾頻等。

為了進行解碼將要發送的數據，必須進行估計該通道。通道估計係在該區塊650中執行。信號 $r_{p,l}(n)$ 則從區塊618端提供到一區塊660中，於此執行一快速傅里葉變換以便產生一信號 $R_{p,l}(k)$ 。信號 $R_{p,l}(k)$ 會提供到一區塊662，於此該信號 $R_{p,l}(k)$ 即一訓練符號 $P(k)$ 分割。從該區塊662中所產生的結果即提供到一區塊664中，於此係執

## 五、發明說明 ( 23 )

行一反快速傅里葉變換。當訓練符號序列抵達時，時域信號即轉換至通道估計階段，於此即萃取出一複合通道脈衝響應  $h'(n)$ 。接著該複合通道脈衝響應  $h'(n)$  即從區塊 664 端饋入到一區塊 666 中。在區塊 666 中，此特殊的接收天線  $y_1$  及所有發射天線之個別的通道脈衝響應接著即萃取並饋入到該解碼/解調區塊 634 中。解碼/解調區塊 634 使用該通道估計，當  $4$  信號  $R_{S,1}(k)$ ， $R_{S,2}(k)$ ， $\dots$ ， $R_{S,J}(k)$  處理時。在區塊 634 中被處理的信號，接著輸出到較高的階層 630。

視該解碼/解調區塊 634 中的操作時間或頻率而定，吾人應該注意，經常用來代表該通道之一頻域，可能是比以時域導向之該通道脈衝響應更加適當。例如，區塊 634 係在正向誤差校正解碼之前，使用一頻域等化器。或可選擇，區塊 634 係將頻域通道狀態訊息併入於 Viterbi 解碼器的路徑計量中，當採用褶積式的編碼時。因此，需要額外的 FFTs 來達成此項目的。此外，該操作之執行係與潛在的多重接收器天線平行進行的。同時也應該注意，在區塊 620，660 及額外的區塊中之該快速傅里葉變換函數，若具有一相同尺寸的 FFT 機構，係使用相同的硬體。吾人應該注意的是，本發明中除了揭示額外的通道估計能力外，同時也執行來自於一單一發射器天線之單一通道估計，該反快速傅里葉功能也能使用相同硬體並搭配小幅變更其中的乘法因數。

## 四、中文發明摘要(發明之名稱： 電信系統中的方法和裝置 )

本發明係關於一種方法，可在一無線通訊系統之時空編碼場中提供多通道估計。時空編碼包括發射器分集，空間(-時間)多工及其他的複用時間及空間之信號編碼。

針對先前技藝的各項問題之新創的解決方案係以同時發送導頻信號而非連續式地，以便在OFDM執行多通道傳輸功能期間能藉此增高頻寬的效率並在執行時，在保證不會干擾通道估計的前題下，其發射器及接收器二端皆能以低的成本來進行處理。

本發明之一目的在提供一通道估計技術，其具有高效率的頻寬。

## 英文發明摘要(發明之名稱： "METHODS AND ARRANGEMENTS IN A TELECOMMUNICATIONS SYSTEM" )

The present invention relates to a method for providing multiple channel estimation in the field of space time coding in a radio communication system. Space time coding includes transmitter diversity, space(-time) multiplexing and other complex use of signal coding in time and space.

The inventive solution of the problems is to send pilot signals concurrently instead of consecutively in order to increase bandwidth efficiency during a multitude of channel transfer functions in OFDM and doing so, guaranteeing non-interfering channel estimates at low processing cost for both transmitter and receiver side, in relation to prior art.

A purpose of the invention is to provide a channel estimation technique, which is very bandwidth efficient.

## 六、申請專利範圍

1. 一種無線通訊系統中的方法，該系統包括至少一備有至少一天線(x1, x2, x3)之發射器(210)及至少一備有至少一天線(y1, y2)之接收裝置(330)，其中訓練序列(p1, p2, p3)係從該至少一發射器(210)之該至少一天線(x1, x2, x3)端傳輸到該至少一移動式裝置之該至少一天線(y1, y2)端，其特徵在於
  - 第一，在傳輸之前，一訓練序列P(k)被反離散傅里葉變換成一序列p(n)；
  - 第二，每一支天線分支之反離散傅里葉變換序列p(n)係依數項預設的步驟(n<sub>1</sub>, n<sub>2</sub>)而從事循環式地旋轉，該各天線分支之預設的步驟則各不相同；
  - 第三，循環式旋轉之訓練序列p(n-n<sub>1</sub>), p(n-n<sub>2</sub>)同時從不同的天線端傳輸至該接收裝置；及
  - 第四，在接收裝置處，其所接收到的序列(s(n-n<sub>1</sub>), s(n-n<sub>2</sub>))係一已傳輸之訓練序列的疊加，每個序列分別受到該傳播媒介之影響，該等接收的序列係用以提供從個別的天線傳輸出去之通道脈衝響應估計。
2. 一種無線通訊系統中的方法，該系統包括至少一備有至少二天線(x1, x2, x3)之發射器(210)及至少一備有至少一天線(y1, y2)之接收裝置(330)，其中訓練序列(p1, p2, p3)係從該至少一發射器(210)之該至少二天線(x1, x2, x3)傳輸到該至少一移動式裝置之至少一天線(y1, y2)，其特徵在於
  - 第一，在傳輸之前，一訓練序列P(k)係反離散傅里葉

## 六、申請專利範圍

變換成一序列  $p(n)$ ；

- 第二，每一天線分支之反離散傅里葉變換序列  $p(n)$  係依數項預設的步驟 ( $n_1, n_2$ ) 而從事循環式地旋轉，該各天線分支之預設的步驟則各不相同；
  - 第三，該循環式旋轉之訓練序列  $p(n-n_1), p(n-n_2)$  可從不同的天線同時傳輸至接收裝置；及
  - 第四，在該接收裝置端，其所接收到的序列 ( $s(n-n_1), s(n-n_2)$ ) 係一已傳輸之訓練序列的疊加，分別受到該傳播媒介之影響，該等接收的序列係用以提供從個別的天線傳輸出去之通道脈衝響應估計。
3. 如申請專利範圍第2項之方法，其特徵在於執行一反快速傅里葉變換來取代一反離散傅里葉變換。
4. 如申請專利範圍第2或3項之方法，其特徵在於
- 在傳輸之前，係將具有一預設長度之一循環延伸添加至各個序列中，而該循環延伸係大於一延遲散佈。
5. 如申請專利範圍第2或3項之方法，其特徵在於該各步驟間的時間係大於延遲擴展(delay spread)。
6. 如申請專利範圍第2項之方法，其特徵在於該接收裝置之接收序列
- 在一第一步驟中，係經離散傅里葉變換並且由該訓練序列  $P(k)$  分割，
  - 在一第二步驟中，由該第一步驟所獲得之反離散傅里葉變換係導致產生一序列，其係具有明確分割的

## 六、申請專利範圍

時域區，該分割區域係含有該個別的通道脈衝響應估計。

7. 如申請專利範圍第3項之方法，其特徵在於該接收裝置之接收序列為
  - 在一第一步驟中，係快速傅里葉變換並且由該訓練序列 $P(k)$ 分割，
  - 在一第二步驟中，由該第一步驟所獲得之反快速傅里葉變換係導致產生一序列，其係具有明確分割的時域區，該分割區域係含有個別的通道脈衝響應估計。
8. 如申請專利範圍第6或7項之方法，其特徵在於
  - 固定的預設範圍係從該離散的時域中進行選擇，
  - 每一範圍係包括一個及只有一個該上述定義的區域，
  - 一通道脈衝響應係從該各個範圍中進行選擇。
9. 如申請專利範圍第8項之方法，其特徵在於
  - 在每一範圍中，只會使用到最強的位置，而其他的位置係設定成零，以及針對選擇的各通道脈衝響應，位在該範圍之外的位置則是以零來取代之。
10. 如申請專利範圍第8項之方法，其特徵在於該各個產生的通道脈衝響應係藉由一DFT或FFT操作而轉換至該頻域，全視主要的等化器及FEC解碼器的操作方法而定。
11. 如申請專利範圍第6或7項之方法，其特徵在執行該第二步驟之前，係應用一窗口函數，其中該第一步驟之先

## 六、申請專利範圍

前變換過程中所出現之固有的洩漏現象係藉此而減少。

12. 如申請專利範圍第6或7項之方法，其特徵在該第二步驟之後，係應用一濾波器函數，該第一步驟之前述的變換過程中所出現之固有的洩漏現象係藉此而減少。
13. 如申請專利範圍第11項之方法，其特徵在該窗函數係一漢寧窗口(Hanning window)或者該濾波器倒轉是係一IDFT變換的漢寧窗口。
14. 如申請專利範圍第8項之方法，其特徵於在完成選擇該通道脈衝響應之後，施加一相對應於該窗口函數之反脈衝響應，其中該相位及振幅值係藉由先前視窗之結果而獲得補償。
15. 如申請專利範圍第8項之方法，其特徵在藉由操作一DFT或FFT完成轉換之該頻域之後，施加一反函數，其中該相位及振幅值係因前述窗口之結果而獲得補償。
16. 一種無線通訊系統，包括至少一發射器(210)，其可提供至少二天線(x1, x2, x3)及至少一接收單元(330)，其可提供至少一天線(y1, y2)，其中訓練序列(p1, p2, p3)係從該至少一發射器(210)之該至少二天線(x1, x2, x3)端傳輸到該至少一接收單元之該至少一天線(y1, y2)端，其特徵在
  - 第一，在傳輸之前，一訓練序列P(k)係反離散傅里葉變換成一序列p(n)；
  - 第二，每一天線分支之反離散傅里葉變換序列p(n)係依循數項預設的步驟(n<sub>1</sub>, n<sub>2</sub>)循環式地旋轉，該各天

## 六、申請專利範圍

線分支之預設的步驟則各不相同；

- 第三，該循環式旋轉之訓練序列  $p(n-n_1)$ ， $p(n-n_2)$  可從不同的天線端同時傳輸至該接收單元端；及
  - 第四，在該接收單元端，其所接收到的序列 ( $s(n-n_1)$ ， $s(n-n_2)$ ) 即是已傳輸之訓練序列的一疊加，分別受到該傳播媒介之影響，其係用以提供能從個別的天線端輸出去之通道脈衝響應估計。
17. 如申請專利範圍第16項之系統，其特徵在於其係執行一反快速傅里葉變換而非一反離散傅里葉變換。
18. 如申請專利範圍第16或17項之系統，其特徵在於
- 在傳輸之前，係將具有一預設長度之一循環延伸添加至各個序列中，而該循環延伸係大於該延遲散佈。
19. 如申請專利範圍第16或17項之系統，其特徵在該各步驟間之間隔係大於延遲散佈。
20. 如申請專利範圍第16項之系統，其特徵在該接收裝置之接收序列為
- 在一第一步驟中，係離散傅里葉變換且其係該訓練序列  $P(k)$  分割，
  - 在一第二步驟中，由該第一步驟所獲得之反離散傅里葉變換係導致產生一序列，其係具有明確分割的時域區，該分割區域係含有該個別的通道脈衝響應估計。
21. 如申請專利範圍第17項之系統，其特徵在該接收置之

## 六、申請專利範圍

接收序列為

- 在一第一步驟中，係快速傅里葉變換及其係該訓練序列  $P(k)$  分割，
  - 在一第二步驟中，由該第一步驟所獲得之反快速傅里葉變換係導致產生一序列，其係具有明確分割的時域區，該分割區域係含有該個別的通道脈衝響應估計。
22. 如申請專利範圍第20或21項之系統，其特徵在於
- 固定的預設範圍係從該離散的時域中進行選擇，
  - 每一範圍係包括一及只有一該上述定義的區域，
  - 一通道脈衝響應係從該各個範圍中進行選擇。
23. 如申請專利範圍第22項之系統，其特徵在於
- 在每一範圍中，只使用到最強位置，而其他的位置係設定成零，針對其所選擇的各通道脈衝響應位置，若是位在該範圍之外的則以零來取代之。
24. 一種無線通訊系統中的裝置，包括至少一發射器(210)，可提供至少二天線( $x_1, x_2, x_3$ )及至少一接收裝置(330)，可提供至少一天線( $y_1, y_2$ )並且其中訓練序列( $p_1, p_2, p_3$ )係從該至少一發射器(210)之該至少二天線( $x_1, x_2, x_3$ )端傳輸到該至少一接收器裝置的該至少一天線( $y_1, y_2$ )端，其特徵在於
- 裝置，在傳輸之前，用以執行將一訓練序列  $P(k)$  反離散傅里葉變換成一序列  $p(n)$ ；
  - 裝置，針對每一線分支，係依循數項預設步驟

## 六、申請專利範圍

( $n_1, n_2$ ) 之反離散傅里葉變換序列  $p(n)$  來執行循環式地旋轉，該各天線分支之該步驟則各不相同；

- 一裝置，可從不同的天線端同時傳輸該循環式旋轉之訓練序列  $p(n-n_1)$ ， $p(n-n_2)$  至該接收裝置端；及
- 一裝置，在該接收裝置端，其所接收到的序列 ( $s(n-n_1)$ ， $s(n-n_2)$ ) 即是已傳輸之訓練序列的一疊加，分別受到該傳播媒介之影響，其係用以提供可從個別的天線端傳輸出去之通道脈衝響應估計。

25. 如申請專利範圍第 23 項之裝置，其特徵在於其係執行一反快速傅里葉變換而非一反離散傅里葉變換。
26. 如申請專利範圍第 24 或 25 項之裝置，其特徵在於傳輸之前，將具有一預設長度之一循環延伸添加至各個序列中，而該循環延伸係大於一延遲散佈。
27. 如申請專利範圍第 24 或 25 項之裝置，其特徵在於各步驟之間的間隔係大於延遲散佈。
28. 如申請專利範圍第 24 項之裝置，其特徵在於該接收裝置係包括一裝置，可用以
  - 在一第一步驟中執行一離散傅里葉變換及藉由該訓練序列  $P(k)$  分割接收序列，
  - 在一第二步驟中執行從該第一步驟所獲致之一反離散傅里葉變換，並產生一序列，其係具有明確分離的時域區，該分離的區域含有個別通道脈衝響應估計。
29. 如申請專利範圍第 25 項之裝置，其特徵在該接收裝置

## 六、申請專利範圍

係包括裝置，可用以

- 在一第一步驟中執行一快速傅里葉變換及藉由該訓練序列 $P(k)$ 分割接收序列，
- 在一第二步驟中執行從該第一步驟所獲致之一反快速傅里葉變換，並產生一序列，其係具有明確分割的時域區，該分割的區域含有個別通道脈衝響應估計。

30. 如申請專利範圍第28或29項之裝置，其特徵在於該接收裝置係包括

- 一裝置，可在該離散時域中進行選擇固定的預設範圍，每一範圍係包括一及只有一上述定義的區域，及
- 一裝置，可從該各範圍中進行選擇一通道脈衝響應。

31. 如申請專利範圍第30項之裝置，其特徵在於：

- 在每一範圍中，只會使用到最強勢的位置，而其他的位置係設定成零，針對其所選擇的各通道脈衝響應位置，若是位在該範圍之外的則會以零來取代之。

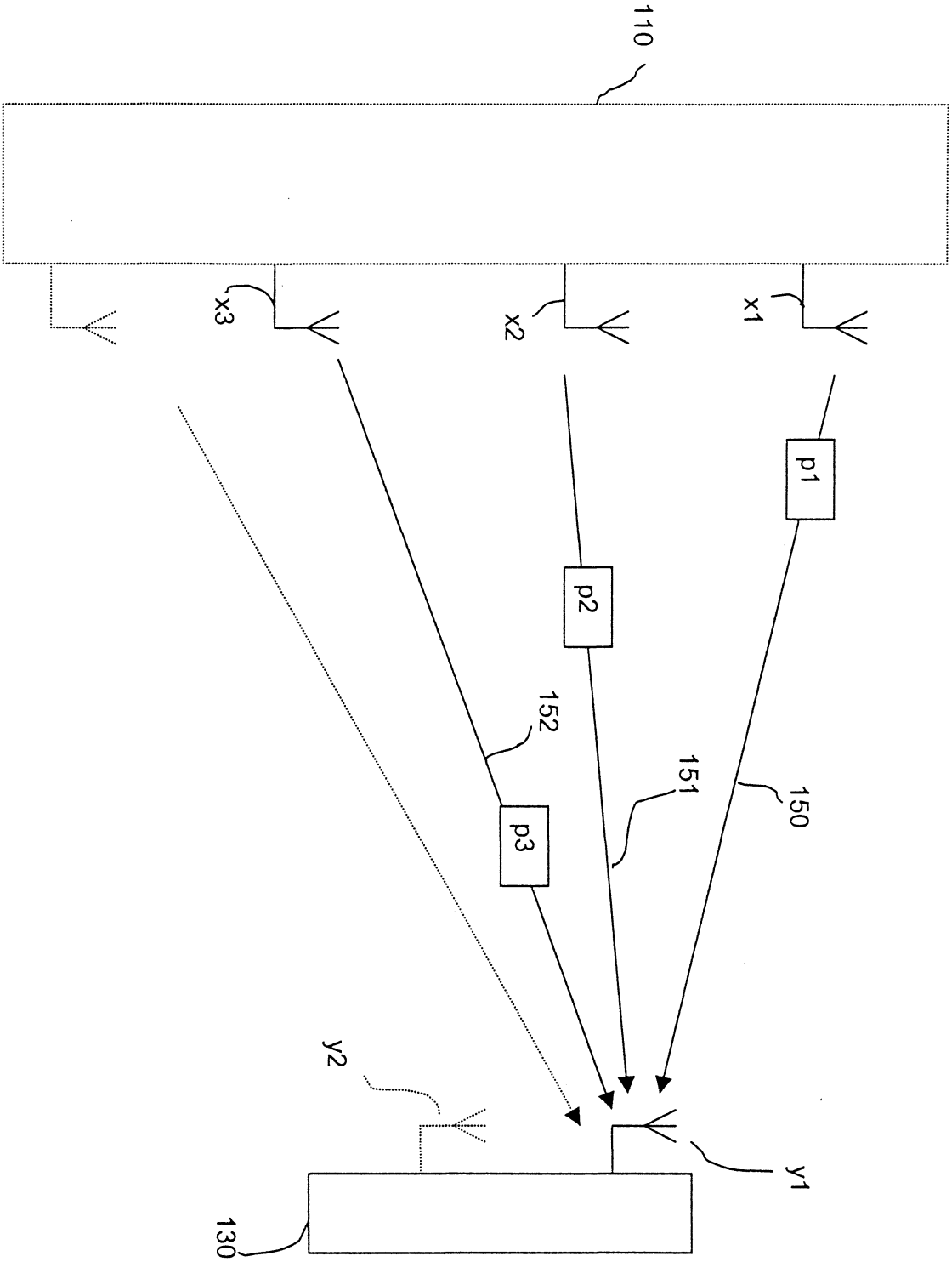


圖 1

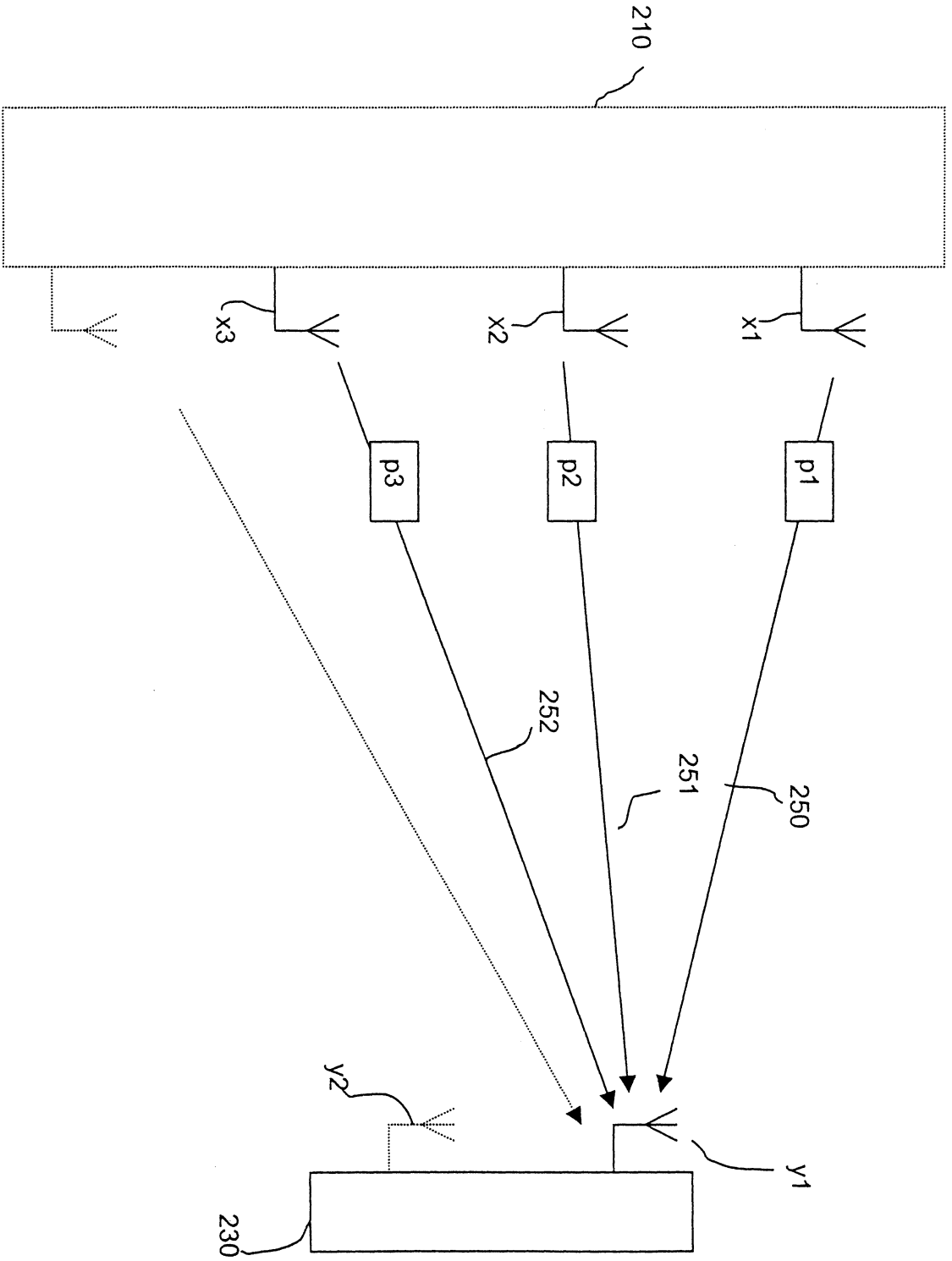


圖 2a

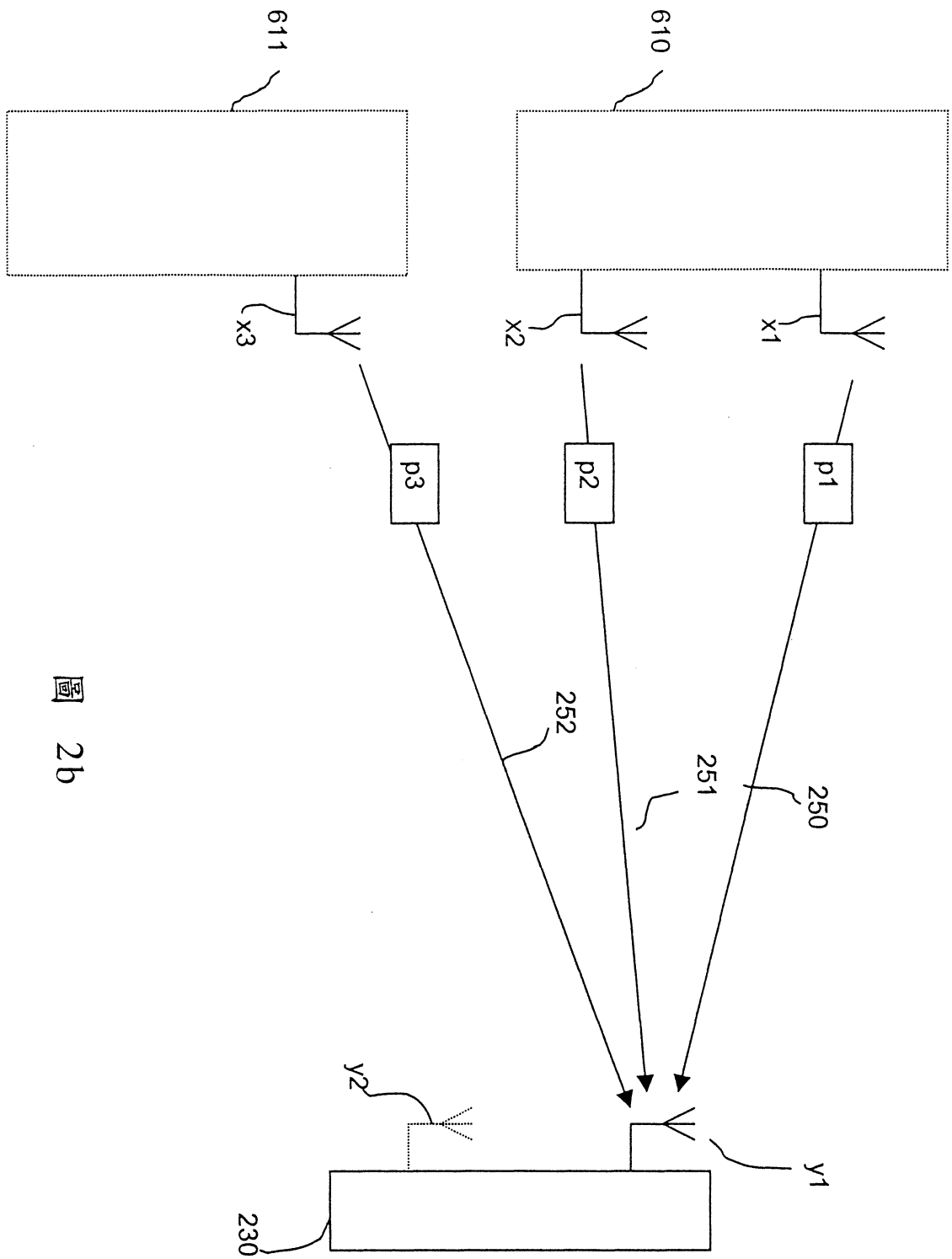


圖 2b

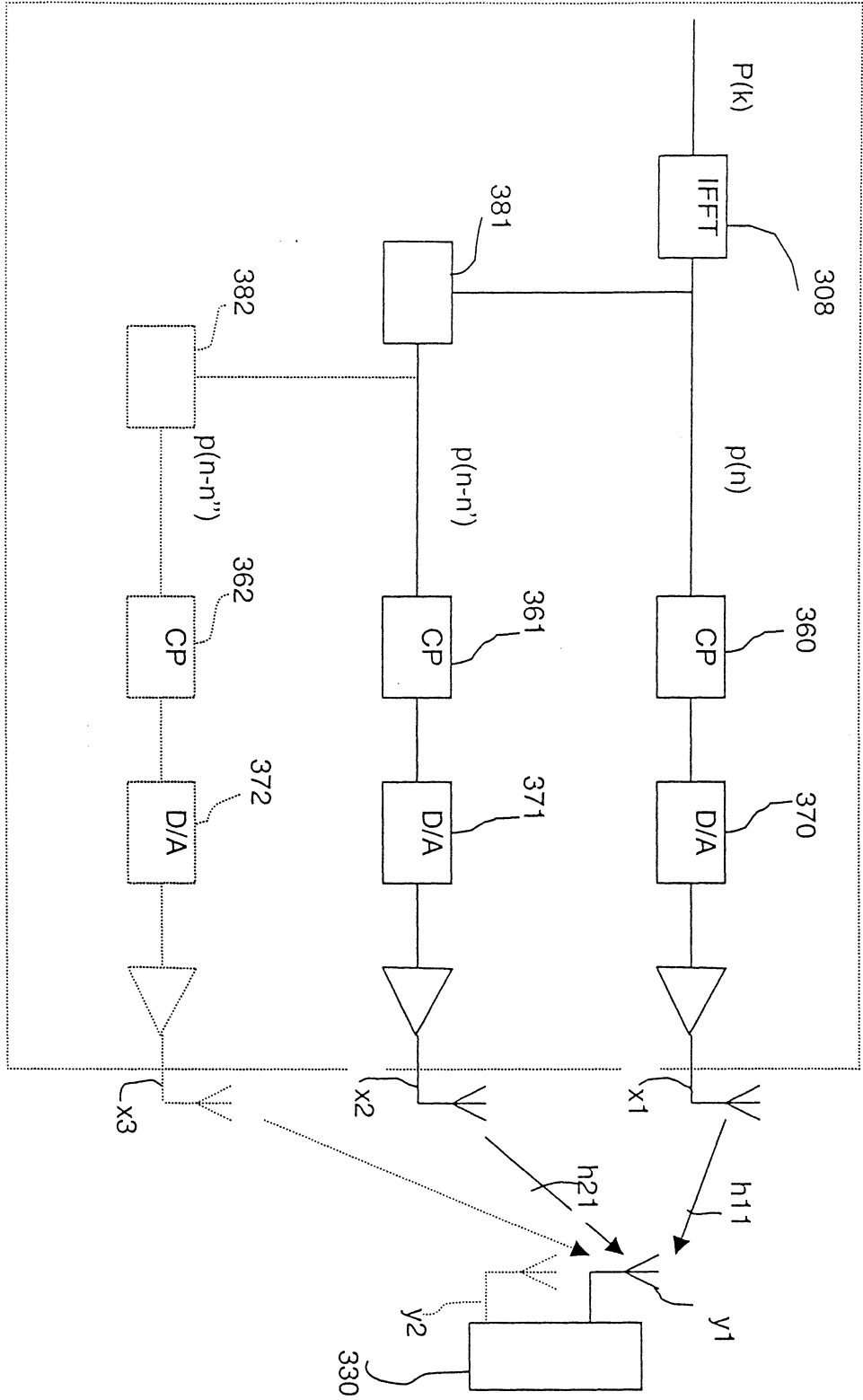


圖 3

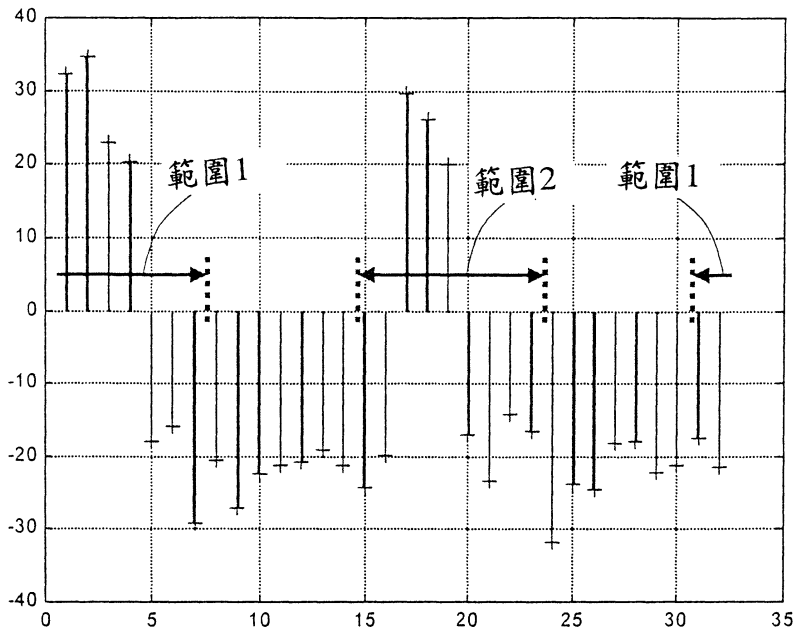


圖 4

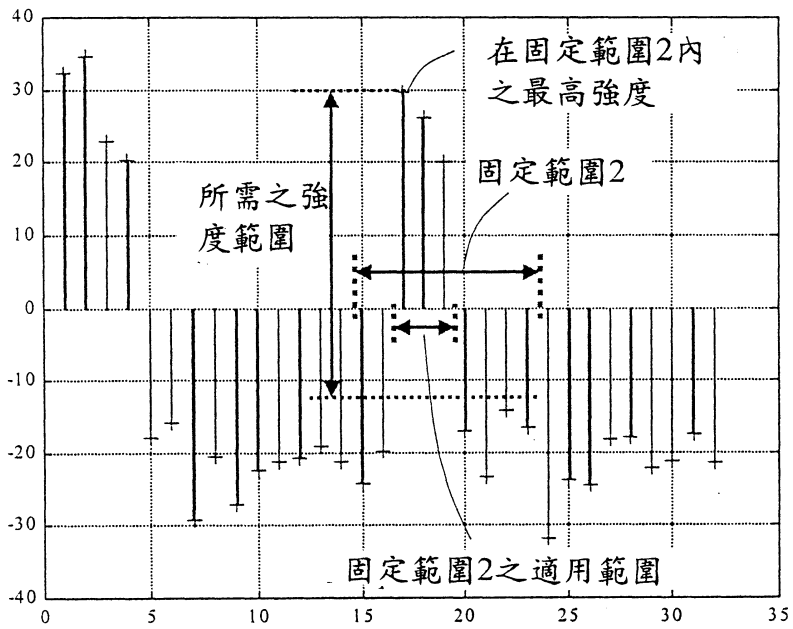


圖 5

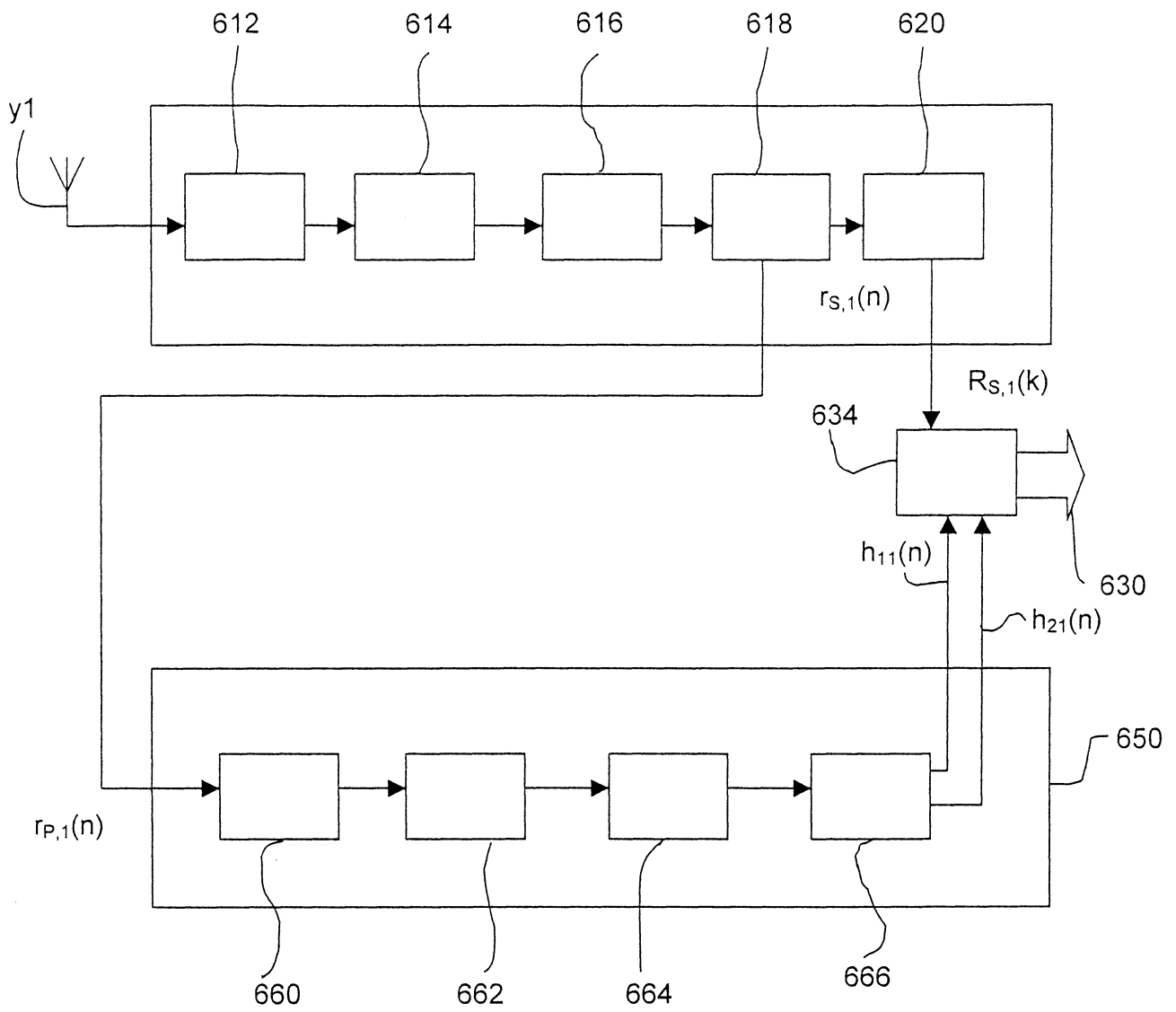


圖 6