



(19)中華民國智慧財產局

(12)發明說明書公告本

(11)證書號數：TW I474655 B

(45)公告日：中華民國 104 (2015) 年 02 月 21 日

(21)申請案號：102114744

(22)申請日：中華民國 95 (2006) 年 03 月 07 日

(51)Int. Cl. : H04J1/00 (2006.01)

H04L27/26 (2006.01)

(30)優先權：2005/03/07 美國

60/659,526

2005/07/05 美國

11/175,607

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

美國

(72)發明人：瑞米 派拉其 RAVI, PALANKI (IN)；亞摩德 肯卡爾 AAMOD, KHANDEKAR (IN)

(74)代理人：陳長文

(56)參考文獻：

EP 1445873A2

US 2002/0181509A1

US 2004/0047284A1

US 2005/0036481A1

審查人員：賴慶仁

申請專利範圍項數：11 項 圖式數：13 共 49 頁

(54)名稱

用於利用分頻多工之通訊系統的導頻傳輸與頻道估測

PILOT TRANSMISSION AND CHANNEL ESTIMATION FOR A COMMUNICATION SYSTEM
UTILIZING FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING

(57)摘要

一傳輸器基於一多相序列產生一具有一恆定時域包絡及一平坦頻譜之導頻。為了產生一導頻 IFDMA 符號，基於該多相序列形成一第一序列導頻符號且將其複製多次以獲得一第二序列導頻符號。將一相位斜坡(phase ramp)施加至該第二導頻符號序列以獲得一第三序列輸出符號。將一循環首碼附加至該第三序列輸出符號以獲得一 IFDMA 符號，該 IFDMA 符號係經由一通訊頻道在時域中予以傳輸。藉由使用 TDM 及/或 CDM，該等導頻符號可與資料符號一起被多工。亦可使用一多相序列來產生一導頻 LFDMA 符號且藉由使用 TDM 或 CDM 而將其多工。一接收器基於接收之導頻符號且使用最小均方誤差、最小平方或一些其他頻道估測技術而導出一頻道估測。

A transmitter generates a pilot having a constant time-domain envelope and a flat frequency spectrum based on a polyphase sequence. To generate a pilot IFDMA symbol, a first sequence of pilot symbols is formed based on the polyphase sequence and replicated multiple times to obtain a second sequence of pilot symbols. A phase ramp is applied to the second pilot symbol sequence to obtain a third sequence of output symbols. A cyclic prefix is appended to the third sequence of output symbols to obtain an IFDMA symbol, which is transmitted in the time domain via a communication channel. The pilot symbols may be multiplexed with data symbols using TDM and/or CDM. A pilot LFDMA symbol may also be generated with a polyphase sequence and multiplexed using TDM or CDM. A receiver derives a channel estimate based on received pilot symbols and using minimum mean-square error, least-squares, or some other channel estimation technique.

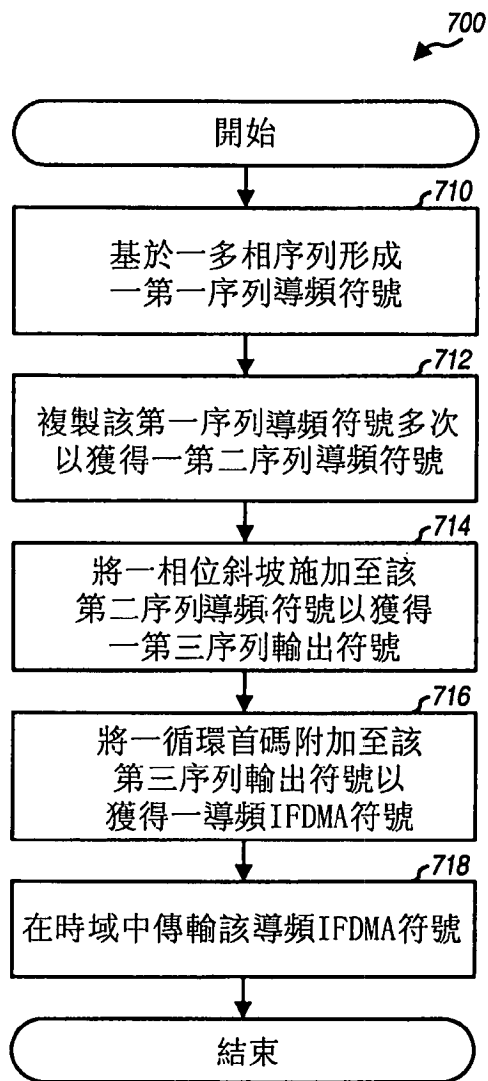


圖7A

發明專利說明書

(本說明書格式、順序，請勿任意更動)

【發明名稱】

用於利用分頻多工之通訊系統的導頻傳輸與頻道估測

PILOT TRANSMISSION AND CHANNEL ESTIMATION FOR A
COMMUNICATION SYSTEM UTILIZING FREQUENCY
DIVISION MULTIPLEXING

【技術領域】

本發明大體上係關於通訊，且更特定言之，係關於用於一通訊系統之導頻傳輸與頻道估測。

【先前技術】

正交分頻多工(OFDM)係一將整個系統頻寬分割成多個(K個)正交子頻帶之多載波調變技術。此等子頻帶亦被稱為音調、副載波、頻率槽。使用OFDM，每一子頻帶與可由資料調變之個別副載波關聯。

OFDM具有某些理想特徵，諸如高頻譜效率及抗多徑效應穩健性。然而，OFDM之主要缺點在於一高峰均功率比(PAPR)，其意謂著OFDM波形之峰值功率對平均功率之比值可為較高的。OFDM波形之高PAPR的原因在於當由資料獨立調變所有副載波時其可能被同相(相干)疊加。實務上，可看出OFDM之峰值功率可比平均功率大高達K倍。

OFDM波形之高PAPR為不良的且可使效能降級。舉例而言，OFDM波形中之大峰值可使得功率放大器在高度非線性區域中運作或可能削波，此將接著引起互調變失真及可使訊號品質降級之其他結果。降級之訊號品質可不利地影響頻道估測、資料偵測等之效能。

因此，此項技術需要可減輕多載波調變中之高PAPR之有害作用的技術。

【發明內容】

本文描述可避免高PAPR之導頻傳輸技術及頻道估測技術。可基於一多相序列且使用單載波分頻多向近接(SC-FDMA)來產生一導頻。一多相序列為一具有良好瞬時特性(例如恆定時域包絡)及良好頻譜特徵(例如一平坦頻譜)之序列。SC-FDMA包括(1)交錯式FDMA(IFDMA)，其於在總共K個子頻帶上均勻間隔的子頻帶上傳輸資料及/或導頻，及(2)局部式FDMA(LFDMA)，其通常於總共K個子頻帶之中的相鄰子頻帶上傳輸資料及/或導頻。IFDMA亦稱為分散式FDMA，且LFDMA亦稱為窄頻FDMA。

在使用IFDMA之導頻傳輸之實施例中，一第一序列導頻符號係基於一多相序列予以形成且被複製多次以獲得一第二序列導頻符號。可將一相位斜坡(phase ramp)施加至該第二序列導頻符號以獲得一第三序列輸出符號。可將一循環首碼附加至該第三序列輸出符號以形成一經由一通訊頻道在時域中傳輸之IFDMA符號。藉由使用分時多工(TDM)、分碼多工(CDM)及/或一些其他多工機制，導頻符號可與資料符號一起被多工。

在使用LFDMA之導頻傳輸之實施例中，一第一序列導頻符號係基於一多相序列予以形成且被轉換至頻域以獲得一第二序列頻域符號。藉由將該第二序列頻域符號映射於用於導頻傳輸之一群子頻帶上且將零符號映射於剩餘子頻帶上而形成一第三序列符號。將該第三序列符號轉換至時域以獲得一第四序列輸出符號。可將一循環首碼附加至該第四序列輸出符號以形成一經由一通訊頻道在時域中傳輸之LFDMA符號。

在頻道估測之一實施例中，至少一SC-FDMA符號係經由通訊頻道予以接收且處理(例如，對一TDM導頻進行解多工，對一CDM導頻進行解頻道化(dechannelize))以獲得接收之導頻符號。一SC-FDMA符號

可為一IFDMA符號或一LFDMA符號。一頻道估測係基於接收之導頻符號且藉由使用一最小均方誤差(MMSE)技術、最小平方(LS)技術或一些其他頻道估測技術而導出。可執行篩選、定限、截斷及/或子取樣(tap)選擇以獲得一改良頻道估測。該頻道估測亦可藉由執行迭代頻道估測或資料輔助頻道估測而得以改良。

下文將進一步詳細描述本發明之各種態樣及實施例。

【圖式簡單說明】

圖1展示一用於一通訊系統之交錯子頻帶。

圖2展示一用於一組N個子頻帶之IFDMA符號之產生。

圖3展示一窄頻子頻帶結構。

圖4展示一用於一群N個子頻帶之LFDMA符號之產生。

圖5A及圖5B展示兩種TDM導頻機制，其分別在符號週期及在樣本週期上多工導頻及資料。

圖5C及圖5D展示兩種CDM導頻機制，其分別在符號週期及在樣本週期上組合導頻及資料。

圖6展示一與資料一起被分時多工之寬頻導頻。

圖7A展示一產生一導頻IFDMA符號之過程。

圖7B展示一產生一導頻LFDMA符號之過程。

圖8展示一用於執行頻道估測之方法。

圖9展示一傳輸器及一接收器之方塊圖。

圖10A及圖10B分別展示用於TDM導頻機制及用於CDM導頻機制之傳輸(TX)資料及導頻處理器。

圖11A及圖11B分別展示IFDMA與LFDMA調變器。

圖12A及圖12B分別展示用於TDM及用於CDM導頻之IFDMA解調變器。

圖13A及圖13B分別展示用於TDM及用於CDM導頻之LFDMA解

調變器。

【實施方式】

"例示性"一詞用於本文意指"充當一實例、例子或說明"。本文描述為"例示性"之任何實施例或設計並非必須理解為較佳的或優於其他實施例或設計。

本文描述之導頻傳輸及頻道估測技術可用於各種利用多載波調變或執行分頻多工之通訊系統。舉例而言，此等技術可用於一分頻多向近接(FDMA)系統、正交分頻多向近接(OFDMA)系統、SC-FDMA系統、IFDMA系統、LFDMA系統、基於OFDM之系統等。此等技術亦可用於前向鏈路(或下行鏈路)及反向鏈路(或上行鏈路)。

圖1展示可用於一通訊系統之例示性子頻帶結構100。該系統具有BW MHz之總頻寬，其分割為K個正交子頻帶(給定指數1至K)。相鄰子頻帶之間的間隔為BW/K MHz。在一頻譜成形系統(spectrally shaped system)中，系統頻寬之兩端上之一些子頻帶不用於資料/導頻傳輸，而是充當保護子頻帶以允許系統滿足頻譜遮罩要求。或者，可於系統頻寬之可用部分上界定K個子頻帶。為簡便起見，下文描述假設總共K個子頻帶皆可用於資料/導頻傳輸。

對於子頻帶結構100而言，總共K個子頻帶排列為S個不相交子頻帶組(其亦稱為交錯)。該等S個組不相交或不重疊之原因在於該等K個子頻帶中之每一者僅屬於一個組。每一組含有N個子頻帶，其均勻分散於總共K個子頻帶上使得該組中之連續子頻帶間隔S個子頻帶，其中 $K=S \cdot N$ 。因此，組 u 含有子頻帶 u 、 $S+u$ 、 $2S+u$ 、.....、 $(N-1) \cdot S+u$ ，其中 u 為組指數且 $u \in \{1, \dots, S\}$ 。指數 u 亦為一表示該組中之第一子頻帶的子頻帶偏移。每一組中之N個子頻帶與其他 $S-1$ 個組中之每一者中之N個子頻帶交錯。

圖1展示一特定子頻帶結構。一般而言，一子頻帶結構可包括任

何數目之子頻帶組，且每一組可包括任何數目之子頻帶。該等組可包括相同或不同數目之子頻帶。舉例而言，一些組可包括 N 個子頻帶，而其他組可包括 $2N$ 、 $4N$ 或其他一些數目之子頻帶。每一組中之子頻帶均勻分散於總共 K 個子頻帶上以達成下文描述之益處。為使簡便起見，以下描述假設使用圖1中之子頻帶結構100。

S 個子頻帶組可視作為可用於資料及導頻傳輸之 S 個頻道。舉例而言，每一使用者可被指派一子頻帶組，且每一使用者之資料及導頻可於指派之子頻帶組上發送。 S 個使用者可同時經由反向鏈路在 S 個子頻帶組上將資料/導頻傳輸至一基地台。該基地台亦可同時經由前向鏈路在 S 個子頻帶組上將資料/導頻傳輸至 S 個使用者。對於每一鏈路而言，可於每一符號週期(以時間或頻率計)中在每一組中之 N 個子頻帶上發送多達 N 個調變符號而不會造成對其他子頻帶組之干擾。調變符號為訊號分佈中之一點(例如M-PSK、M-QAM等)之複合值。

對於OFDM而言，調變符號係在頻域中傳輸。對於每一子頻帶組而言， N 個調變符號可在每一符號週期中於 N 個子頻帶上傳輸。在以下描述中，一符號週期為一OFDM符號、一IFDMA符號或一LFDMA符號之持續時間。一調變符號映射至用於傳輸之 N 個子頻帶中之每一者，且一零符號(其係一為0之訊號值)映射至 $K-N$ 個未使用之子頻帶中之每一者。藉由對 K 個調變符號及零符號執行一 K 點反轉快速傅立葉轉換，將 K 個調變符號及零符號自頻域轉換至時域以獲得 K 個時域樣本。該等時域樣本可具有高PAPR。

圖2展示一用於一組 N 個子頻帶之IFDMA符號的產生。將在一符號週期中於組 u 中之 N 個子頻帶上傳輸之一原始序列之 N 個調變符號表示為 $\{d_1, d_2, d_3, \dots, d_N\}$ (方塊210)。將該原始序列之 N 個調變符號複製 S 次以獲得一延伸序列之 K 個調變符號(方塊212)。 N 個調變符號在時域中發送且共佔據頻域中之 N 個子頻帶。原始序列之 S 個複本導致 N 個被佔據之

子頻帶間隔S個子頻帶，其中具有零功率之S-1個子頻帶將相鄰被佔據之子頻帶分開。該延伸序列具有佔據圖1中之子頻帶組1之梳狀頻譜。

該延伸序列與一相位斜坡相乘以獲得一頻率轉譯序列之輸出符號(方塊214)。該頻率轉譯序列中之每一輸出符號可如下產生：

$$x_n = d_n \cdot e^{-j2\pi \cdot (n-1) \cdot (u-1)/K}, \text{ 其中 } n = 1, \dots, K, \text{ 等式(1)}$$

其中， d_n 為該延伸序列中之第 n 個調變符號且 x_n 為該頻率轉譯序列中之第 n 個輸出符號。相位斜坡 $e^{-j2\pi(n-1)(u-1)/K}$ 具有 $2\pi \cdot (u-1)/K$ 之相位斜率，其由組 u 中之第一子頻帶決定。相位斜坡之指數中之項" $n-1$ "及" $u-1$ "歸因於指數 n 及 u 以" 1 "開始而並非以" 0 "開始。在時域中與相位斜坡之相乘使延伸序列之梳狀頻譜在頻率上轉變得更高，以使得該頻率轉譯序列佔據頻域中之子頻帶組 u 。

將頻率轉譯序列之最後C個輸出符號複製至頻率轉譯序列之開始以形成一含有K+C個輸出符號之IFDMA符號(方塊216)。C個複製輸出符號通常被稱為一循環首碼或一保護間隔，且C為循環首碼之長度。該循環首碼用於對抗由頻率選擇性衰落而造成之符際干擾(ISI)，頻率選擇性衰落為一頻率響應，其在整個系統頻寬上變化。IFDMA符號中之K+C個輸出符號在K+C個樣本週期中傳輸，每一樣本週期中傳輸一個輸出符號。IFDMA之一符號週期為一個IFDMA符號之持續時間且等於K+C個樣本週期。一樣本週期通常亦被稱為一碼片週期。

由於IFDMA符號在時域中為週期性的(除相位斜坡以外)，所以IFDMA符號佔據以子頻帶 u 開始之一組N個間隔相等之子頻帶。具有不同子頻帶偏移之使用者佔據不同子頻帶組且彼此正交(類似於OFDMA)。

圖3展示一可用於一通訊系統之例示性窄頻子頻帶結構300。對於子頻帶結構300而言，總共K個子頻帶經排列為S個非重疊群。每一群

含有 N 個彼此相鄰之子頻帶。一般而言， $N > 1$ 、 $S > 1$ ，且 $K = S \cdot N$ ，其中窄頻子頻帶結構300之 N 及 S 可與圖1中之交錯式子頻帶結構100之 N 及 S 相同或不同。群 v 含有子頻帶 $(v-1) \cdot N + 1$ 、 $(v-1) \cdot N + 2$ 、...、 $v \cdot N$ ，其中 v 為群指數且 $v \in \{1, \dots, S\}$ 。一般而言，子頻帶結構可包括任何數目之群，每一群可含有任何數目之子頻帶，且該等群可含有相同或不同數目之子頻帶。

圖4展示一用於一群 N 個子頻帶之LFDMA符號的產生。將在一個符號週期中於該子頻帶群上傳輸之一原始序列之 N 個調變符號被表示為 $\{d_1, d_2, d_3, \dots, d_N\}$ (方塊410)。該原始序列之 N 個調變符號由 N 點快速傅立葉轉換(FFT)而變換至頻域以獲得一序列之 N 個頻域符號(方塊412)。 N 個頻域符號映射於用於傳輸之 N 個子頻帶上且 $K-N$ 個零符號映射於剩餘 $K-N$ 個子頻帶上以產生一序列之 K 個符號(方塊414)。該等用於傳輸之 N 個子頻帶具有指數 $k+1$ 至 $k+N$ ，其中 $1 \leq k \leq (K-N)$ 。接著該序列之 K 個符號由 K 點IFFT轉換至時域以獲得一序列之 K 個時域輸出符號(方塊416)。將該序列之最後 C 個輸出符號複製至序列之開始以形成一含有 $K+C$ 個輸出符號之LFDMA符號(方塊418)。

產生LFDMA符號使得其佔據以子頻帶 $k+1$ 開始之一群 N 個相鄰子頻帶。使用者可被指派不同之非重疊子頻帶群且接著彼此正交(類似於OFDMA)。每一使用者可在不同符號週期中被指派不同子頻帶群以獲得頻率分集。可(例如)基於一跳頻樣式而選擇用於每一使用者之子頻帶群。

類似於OFDMA，SC-FDMA具有某些理想特徵，諸如高頻譜效率及抗多徑效應之穩健性。此外，由於調變符號在時域中發送，故SC-FDMA不具有高PAPR。SC-FDMA波形之PAPR由訊號分佈中選擇使用之訊號點(例如M-PSK、M-QAM等等)決定。然而，由於一非平坦通訊頻道，SC-FDMA中之時域調變符號易遭受符際干擾。可對接收之調

變符號可執行等化以減輕符際干擾之有害作用。該等化需要對通訊頻道進行一相當精確之頻道估測，其可藉由使用本文所述之技術來獲得。

傳輸器可傳輸一導頻以利於接收器之頻道估測。一導頻為由傳輸器及接收器兩者先驗得知之符號之傳輸。如本文中所用，資料符號為用於資料之調變符號，且導頻符號為用於導頻之調變符號。資料符號及導頻符號可自相同或不同之訊號分佈得到。如以下描述，導頻可以各種方式進行傳輸。

圖5A展示一TDM導頻機制500，其中在符號週期上多工導頻及資料。舉例而言，資料可在 D_1 符號週期中發送，接著導頻可在下一 P_1 符號週期中發送，接著資料可在下一 D_1 符號週期中發送，等等。一般而言， $D_1 \geq 1$ 且 $P_1 \geq 1$ 。對於圖5A展示之實例而言， $D_1 > 1$ 且 $P_1 = 1$ 。一序列之 N 個資料符號可在用於資料傳輸之每一符號週期中於一子頻帶組/群上發送。一序列之 N 個導頻符號可在用於導頻傳輸之每一符號週期中於一子頻帶組/群上發送。對於每一符號週期而言，一序列之 N 個資料或導頻符號可分別如以上關於圖2及圖4之描述轉換為一IFDMA符號或一LFDMA符號。一SC-FDMA符號為一IFDMA符號或一LFDMA符號。僅含有導頻之SC-FDMA符號被稱為一導頻SC-FDMA符號，其可為一導頻IFDMA符號或一導頻LFDMA符號。僅含有資料之SC-FDMA符號被稱為一資料SC-FDMA符號，其可為一資料IFDMA符號或一資料LFDMA符號。

圖5B展示一TDM導頻機制510，其中在樣本週期上多工導頻及資料。對於此實施例而言，資料及導頻在相同SC-FDMA符號內被多工。舉例而言，資料符號可在 D_2 樣本週期中發送，接著導頻符號可在下一 P_2 樣本週期中發送，接著資料符號可在 D_2 樣本週期中發送，等等。一般 $D_2 \geq 1$ 且 $P_2 \geq 1$ 。對於圖5B中所展示之實例而言， $D_2 = 1$ 且 $P_2 = 1$ 。一序列之 N 個資料及導頻符號可在每一符號週期中於一子頻帶組/群上發送且

可如以上關於圖2及圖4之描述轉換為一SC-FDMA符號。

TDM導頻機制亦可在符號週期及樣本週期兩者上多工導頻及資料。舉例而言，資料及導頻符號可在一些符號週期中發送，僅資料符號可在其他一些符號週期中發送，且僅導頻符號可在特定符號週期中發送。

圖5C展示一CDM導頻機制530，其中在符號週期上組合導頻及資料。對於此實施例而言，一序列之 N 個資料符號與一第一 M 碼片正交序列 $\{w_d\}$ 相乘以獲得 M 個序列之按比例調整(scaled)資料符號，其中 $M>1$ 。藉由將該原始序列之資料符號與一碼片之正交序列 $\{w_d\}$ 相乘而獲得每一序列之按比例調整之資料符號。類似地，一序列之 N 個導頻符號與一第二 M 碼片正交序列 $\{w_p\}$ 相乘以獲得 M 個序列之按比例調整之導頻符號。接著每一序列之按比例調整之資料符號與一相應序列之按比例調整之導頻符號相加以獲得一序列之組合符號。藉由將 M 個序列之按比例調整之資料符號與 M 個序列之按比例調整之導頻符號相加而獲得 M 個序列之組合符號。每一序列之組合符號轉換成一SC-FDMA符號。

正交序列可為Walsh序列、OVSF序列等。對於圖5C中展示之實例而言， $M=2$ ，第一正交序列為 $\{w_d\}=\{+1+1\}$ ，且第二正交序列為 $\{w_p\}=\{+1-1\}$ 。 N 個資料符號在符號週期 t 中與 $+1$ 相乘，且在符號週期 $t+1$ 中與亦與 $+1$ 相乘。 N 個導頻符號在符號週期 t 中與 $+1$ 相乘，且在符號週期 $t+1$ 使與 -1 相乘。對於每一符號週期而言， N 個按比例調整之資料符號與 N 個按比例調整之導頻符號相加以獲得彼符號週期之 N 個組合符號。

圖5D展示一CDM導頻機制540，其中在樣本週期上組合導頻及資料。對於此實施例而言，一序列之 N/M 個資料符號與 M 碼片正交序列 $\{w_d\}$ 相乘以獲得一序列之 N 個按比例調整之資料符號。詳言之，正交

序列中之第一資料符號 $d_1(t)$ 與正交序列 $\{w_d\}$ 相乘以獲得第一 M 個按比例調整之資料符號，下一資料符號 $d_2(t)$ 與正交序列 $\{w_d\}$ 相乘以獲得接下來 M 個按比例調整之資料符號，等等，且正交序列中之最後資料符號 $d_{N/M}(t)$ 與正交序列 $\{w_d\}$ 相乘以獲得最後 M 個按比例調整之資料符號。類似地，一序列之 N/M 個導頻符號與 M 碼片正交序列 $\{w_p\}$ 相乘以獲得一序列之 N 個按比例調整之導頻符號。該序列之 N 個按比例調整之資料符號與該序列之 N 個按比例調整之導頻符號相加以獲得一序列之 N 個組合符號，該序列之 N 個組合符號被轉換成一 SC-FDMA 符號。

對於圖 5D 展示之實例而言， $M=2$ ，資料之正交序列為 $\{W_d\}=\{+1 +1\}$ ，且導頻之正交序列為 $\{w_p\}=\{+1 -1\}$ 。一序列之 $N/2$ 個資料符號與正交序列 $\{+1 +1\}$ 相乘以獲得一序列之 N 個按比例調整之資料符號。類似地，一序列之 $N/2$ 個導頻符號與正交序列 $\{+1 -1\}$ 相乘以獲得一序列之 N 個按比例調整之導頻符號。對於每一符號週期， N 個按比例調整之資料符號與 N 個按比例調整之導頻符號相加以獲得彼符號週期之 N 個組合符號。

如圖 5C 及圖 5D 所示，CDM 導頻可在每一符號週期中發送。CDM 導頻亦可僅在特定符號週期中發送。導頻機制亦可使用 TDM 與 CDM 之組合。舉例而言，CDM 導頻可在一些符號週期中發送，且 TDM 導頻可在其他符號週期中發送。分頻多工 (FDM) 之導頻亦可於指定組之子頻帶上發送(例如，對於下行鏈路而言)。

對於圖 5A 至圖 5D 所示之實施例而言，TDM 或 CDM 導頻於用於資料傳輸之 N 個子頻帶上發送。一般而言，用於導頻傳輸之子頻帶(或簡言之，導頻子頻帶)可與用於資料傳輸之子頻帶(或簡言之，資料子頻帶)相同或不同。與資料相比，導頻亦可於更少或更多之子頻帶上發送。資料子頻帶及導頻子頻帶可對於整個傳輸而言為靜態的。或者，資料子頻帶及導頻子頻帶可於不同時槽中之頻率上跳躍以獲得頻率分

集。舉例而言，實體頻道可與跳頻(FH)樣式相關，跳頻模式在每一時槽中指示一或多個特定子頻帶組或群用於實體頻道。一時槽可持續一或多個符號週期。

圖6展示一寬頻導頻機制600，其可更適用於反向鏈路。對於此實施例而言，每一使用者傳輸一寬頻導頻，其為於總共K個子頻帶之所有或大部分上(例如可用於傳輸之所有子頻帶)發送之導頻。寬頻導頻可在時域中(例如，使用一偽隨機數(PN)序列)或在頻域中(例如，使用OFDM)產生。每一使用者之寬頻導頻可與自彼使用者之資料傳輸一起被分時多工，該資料傳輸可藉由使用LFDMA(如圖6所示)或IFDMA(圖6中未圖示)而產生。來自所有使用者之寬頻導頻可在相同符號週期中傳輸，此可避免資料對導頻之干擾以進行頻道估測。來自每一使用者之寬頻導頻可相對於來自其他使用者之寬頻導頻來被分碼多工(例如，偽隨機)。此可藉由為每一使用者指派一不同PN序列而達成。每一使用者之寬頻導頻具有低峰均功率比(PAPR)且跨越整個系統頻寬，此允許接收器導出使用者之一寬頻頻道估測。對於圖6中展示之實施例而言，資料子頻帶在不同時槽中之頻率上跳躍。對於每一時槽，可基於寬頻導頻而導出一用於資料子頻帶之頻道估測。

圖5A至圖6展示例示性導頻及資料傳輸機制。亦可藉由使用TDM、CDM及/或其他一些多工機制之任何組合以其他方式來傳輸導頻及資料。

TDM及CDM導頻可以多種方式產生。在一實施例中，用以產生TDM及CDM導頻之導頻符號為來自一熟知訊號分佈(諸如QPSK)的調變符號。一序列之N個調變符號可用於圖5A所示之TDM導頻機制及圖5C所示之CDM導頻機制。一序列之N/M個調變符號可用於圖5B中展示之TDM導頻機制及圖5D中展示之CDM導頻機制。該序列之N個調變符號及該序列之N/M個調變符號每一者可經選擇以具有(1)一盡可能平坦

之頻譜及(2)一變化盡可能小之瞬時包絡。平坦頻譜確保用於導頻傳輸之所有子頻帶具有足夠功率來允許接收器正確估測此等子頻帶之頻道增益。恆定包絡避免了電路塊(諸如功率放大器)引起之失真。

在另一實施例中，用於產生TDM及CDM導頻之導頻符號係基於具有良好瞬時特性及頻譜特徵之多相序列而形成。舉例而言，導頻符號可如下產生：

$$P_n = e^{j\varphi_n}, \quad \text{其中 } n=1, \dots, N, \quad \text{等式(2)}$$

其中，可基於下列任一者得到相位 φ_n ：

$$\varphi_n = \pi \cdot (n-1) \cdot n \quad \text{等式(3)}$$

$$\varphi_n = \pi \cdot (n-1)^2, \quad \text{等式(4)}$$

$$\varphi_n = \pi \cdot [(n-1) \cdot (n-N-1)] \quad \text{等式(5)}$$

$$\varphi_n = \begin{cases} \pi \cdot (n-1)^2 \cdot Q/N & N \text{ 為偶數時,} \\ \pi \cdot (n-1)^2 \cdot n \cdot Q/N & N \text{ 為奇數時.} \end{cases} \quad \text{等式(6)}$$

在等式(6)中，Q與N互質。等式(3)係用於Golomb序列，等式(4)用於P3序列，等式(5)用於P4序列，且等式(6)用於Chu序列。P3、P4及Chu序列可具有任意長度。

導頻符號亦可如下產生：

$$P_{(\ell-1)T+m} = P_{\ell,m} = e^{j\varphi_{\ell,m}}, \quad \text{其中 } \ell=1, \dots, T \text{ 且 } m=1, \dots, T \quad \text{等式(7)}$$

其中，可基於下列任一者得到相位 $\varphi_{\ell,m}$ ：

$$\varphi_{\ell,m} = 2\pi \cdot (\ell-1) \cdot (m-1)/T, \quad \text{等式(8)}$$

$$\varphi_{\ell,m} = -(\pi/T) \cdot (T-2\ell+1) \cdot [(\ell-1) \cdot T + (m-1)] \quad \text{等式(9)}$$

$$\varphi_{\ell,m} = \begin{cases} (\pi/T) \cdot (T-2\ell+1) \cdot [(T-1)/2 - (m-1)] & T \text{ 為偶數時,} \\ (\pi/T) \cdot (T-2\ell+1) \cdot [(T-1)/2 - (m-1)] & T \text{ 為奇數時,} \end{cases} \quad \text{等式(10)}$$

等式(8)用於Frank序列，等式(9)用於P1序列，且等式(10)用於Px序列。Frank、P1及Px序列之長度限定為 $N = T^2$ ，其中T為正整數。

基於上述多相序列之任一者而產生之一序列導頻符號具有平坦頻譜及恆定時域包絡。亦可使用其他具有良好頻譜特徵(例如平坦或已知頻譜)及良好瞬時特性(例如恆定或已知時域包絡)之多相序列。使用此導頻符號產生之TDM或CDM導頻將具有(1)一低PAPR，其避免了由電路元件(諸如，功率放大器)引起之失真，及(2)一平坦頻譜，其允許接收器精確估測用於導頻傳輸之所有子頻帶之頻道增益。

圖7A展示產生一導頻IFDMA符號之過程700。基於一多相序列形成一第一序列導頻符號，其中該多相序列可為上述多相序列或其他一些多相序列中之任一者(方塊710)。複製該第一序列導頻符號多次以獲得一第二序列導頻符號(方塊712)。將一相位斜坡施加至該第二序列導頻符號以獲得一第三序列輸出符號(方塊714)。該相位斜坡可以數位方式施加至導頻符號上或由增頻轉換過程完成。將一循環首碼附加至該第三序列輸出符號以獲得一第四序列輸出符號，其中該第四序列輸出符號為一導頻IFDMA符號(方塊716)。該導頻IFDMA符號經由一通訊頻道在時域中傳輸(方塊718)。雖然為了使簡便起見而未於圖7A中展示，但是藉由使用TDM及/或CDM，導頻符號可與資料符號一起被多工，例如以上關於圖5A至圖5D之描述。

圖7B展示一用以產生一導頻LFDMA符號之過程750。基於一多相序列而形成一第一序列導頻符號，其中該多相序列可為上述多相序列或其他一些多相序列中之任一者(方塊760)。使用一N點FFT將第一序列之N個導頻符號轉換至頻域以獲得一第二序列之N個頻域符號(方塊762)。接著將N個頻域符號映射於用於導頻傳輸之N個子頻帶上，且將零符號映射於剩餘K-N個子頻帶上以獲得一第三序列之K個符號(方塊764)。使用一K點IFFT將該第三序列之K個符號轉換至時域以獲得一第

四序列之K個時域輸出符號(方塊766)。將一循環首碼附加至該第四序列輸出符號以獲得一第五序列之K+C個輸出符號，其中該第五序列之K+C個輸出符號為一導頻LFDMA符號(方塊768)。導頻LFDMA符號經由一通訊頻道在時域中傳輸(方塊770)。雖然為了簡便起見而未於圖7B中展示，但藉由使用TDM及/或CDM，導頻符號可與資料符號一起被多工，例如以上關於圖5A至圖5D之描述。

對於IFDMA及LFDMA兩者而言，用於導頻傳輸之子頻帶之數目可與用於資料傳輸之子頻帶之數目相同或不同。舉例而言，一使用者可被指派16個用於資料傳輸之子頻帶及8個用於導頻傳輸之子頻帶。可將其他8個子頻帶指派至另一使用者以用於資料/導頻傳輸。多個使用者可共用圖1中之用於交錯子頻帶結構100之相同子頻帶組或圖3中之用於窄頻子頻帶結構300之相同子頻帶群。

對於圖1中之交錯子頻帶結構100而言，一FDM導頻可於一或多個子頻帶組上傳輸，以允許接收器執行各種功能，諸如頻道估測、頻率追蹤、時間追蹤等。在一第一參差FDM導頻中，導頻IFDMA符號在一些符號週期中於子頻帶組 p 上傳輸且在其他符號週期中於子頻帶組 $p+S/2$ 上傳輸。舉例而言，若 $S=8$ ，則導頻IFDMA符號可藉由使用 $\{3, 7\}$ 之參差樣式而傳輸，以使得導頻IFDMA符號於子頻帶組3上，接著於子頻帶組7上，接著於子頻帶組3等上發送。在一第二參差FDM中，導頻IFDMA符號在符號週期 t 中於子頻帶組 $p(t)=[p(t-1)+\Delta p] \bmod S+1$ 上傳輸，其中 Δp 為兩個連續符號週期之子頻帶組指數之差值，且+1用於以1開始而並非以0開始之指數機制。舉例而言，若 $S=8$ 且 $\Delta p=3$ ，則導頻IFDMA符號可藉由使用 $\{1, 4, 7, 2, 5, 8, 3, 6\}$ 之參差樣式而傳輸，以使得導頻IFDMA符號於子頻帶1上，接著於子頻帶組4，接著於子頻帶組7上等發送。亦可使用其他參差樣式。參差FDM導頻允許接收器獲得更多子頻帶之頻道增益估測，此可改良頻道估測及偵測效能。

圖8展示一接收器基於傳輸器發送之TDM導頻或CDM導頻來估測通訊頻道之響應所執行之過程800。接收器獲得每一符號週期之SC-FDMA符號且移除接收之SC-FDMA符號中之循環首碼(方塊810)。對於IFDMA而言，接收器移除接收之SC-FDMA符號中之相位斜坡。對於IFDMA及LFDMA而言，接收器獲得SC-FDMA 符號之K個接收之資料/導頻符號。

接著接收器取消對導頻執行之TDM或CDM(方塊812)。對於圖5A所示之TDM導頻機制，K個接收之導頻符號 $r_p(n)$ (其中 $n=1, \dots, K$)係為每一導頻SC-FDMA符號而獲得。對於圖5B所示之TDM導頻機制，多個接收之導頻符號係為含有TDM導頻之每一SC-FDMA符號而獲得。

對於圖5C所示之CDM導頻機制，含有CDM導頻之M個接收之SC-FDMA符號經處理以恢復導頻符號，如下所示：

$$r_p(n) = \sum_{i=1}^M w_{p,i} \cdot r(t_i, n), \quad \text{其中 } n = 1, \dots, K, \quad \text{等式(11)}$$

其中， $r(t_i, n)$ 為符號週期 t_i 中樣本週期 n 之接收樣本；

$w_{p,i}$ 為用於導頻之正交序列之第 i 個碼片；且

$r_p(n)$ 為樣本週期 n 之接收導頻符號。

等式(11)假設CDM導頻在符號週期 t_1 至 t_M 中傳輸，其中M為正交序列之長度。K個接收之導頻符號係為CDM導頻而自等式(11)獲得。

對於圖5D所示之CDM導頻機制，每一含有CDM導頻之接收之SC-FDMA 符號經處理以恢復導頻符號，如下所示：

$$r_p(n) = \sum_{i=1}^M w_{p,i} \cdot r((n-1) \cdot M + i), \quad \text{其中 } n = 1, \dots, K/M, \quad \text{等式(12)}$$

其中， $r((n-1) \cdot M + i)$ 為具有CDM導頻的接收SC-FDMA符號中樣本週期 $(n-1) \cdot M + i$ 的接收樣本。K/M個接收之導頻符號係為CDM導頻而自等式(12)獲得。

頻率選擇性通訊頻道引起符際干擾(ISI)。然而，ISI由於循環首碼而限制於單個SC-FDMA符號內。此外，因為循環首碼，歸因於頻道脈衝響應之線形卷積運算變成一圓形卷積(類似於OFDMA)。因此，當導頻符號及資料符號不在相同SC-FDMA符號中發送時可在頻域中執行頻道估測、等化及其他操作。

對於圖5A所示之TDM機制及圖5C所示之CDM機制而言，接收器為每一導頻傳輸獲得K個接收之導頻符號。可對K個接收之導頻符號 $r_p(n)$ (其中 $n=1, \dots, K$)執行一K點FFT以獲得頻域中K個接收之導頻值 $R_p(k)$ ，其中 $k=1, \dots, K$ (方塊814)。接收之導頻值可如下給定：

$$R_p(k) = H(k) \cdot P(k) + N(k), \quad \text{其中 } k = 1, \dots, K, \quad \text{等式(13)}$$

其中， $P(k)$ 為子頻帶 k 之傳輸導頻值；

$H(k)$ 為子頻帶 k 之通訊頻道之複合增益；

$R_p(k)$ 為子頻帶 k 之接收導頻值；且

$N(k)$ 為子頻帶 k 之雜訊。

K點FFT為總共K個子頻帶提供K個接收之導頻值。僅保留用於導頻傳輸之N個子頻帶(稱為導頻子頻帶)之N個接收導頻值，且廢棄剩餘 $K-N$ 個接收導頻值(方塊816)。不同導頻子頻帶用於IFDMA及LFDMA，因此為IFDMA及LFDMA保留不同接收導頻值。保留之導頻值表示為 $R_p(k)$ (其中 $k=1, \dots, N$)。為簡便起見，假設雜訊為具有零均數及變數 N_0 之加成性白高斯雜訊(AWGN)。

接收器可藉由使用諸如MMSE技術、最小平方(LS)技術等各種頻道估測技術來估測頻道頻率響應。接收器基於N個接收之導頻值且使用MMSE或LS技術而導出N個導頻子頻帶之頻道增益估測。對於MMSE技術而言，可基於接收之導頻值而導出通訊頻道之一初始頻率響應估測，如下所示：

$$\hat{H}_{mmse}(k) = \frac{R_p(k) \cdot P^*(k)}{|P(k)|^2 + N_0}, \text{ 其中 } k = 1, \dots, N, \quad \text{等式(14)}$$

其中， $\hat{H}_{mmse}(k)$ 為子頻帶K之頻道增益估測且 "*" 表示複合共軛。該初始頻率響應估測含有N個導頻子頻帶之N個頻道增益。導頻符號序列可基於一具有一平坦頻率響應之多相序列而產生。在此情況下， $|P(k)| = 1$ 用於所有k值，且等式(14)可表示為：

$$\hat{H}_{mmse}(k) = \frac{R_p(k) \cdot P^*(k)}{1 + N_0}, \text{ 其中 } k = 1, \dots, N. \quad \text{等式(15)}$$

可移除常數因子 $1/(1+N_0)$ 以提供一無偏MMSE頻率響應估測，其可

表示如下：

$$\hat{H}_{mmse}(k) = R_p(k) \cdot P^*(k), \text{ 其中 } k = 1, \dots, N. \quad \text{等式(16)}$$

對於LS技術而言，可基於接收之導頻值而導出一初始頻率響應估測，如下所示：

$$\hat{H}_{ls}(k) = \frac{R_p(k)}{P(k)}, \text{ 其中 } k = 1, \dots, N. \quad \text{等式(17)}$$

通訊頻道之脈衝響應之特點在於L個子取樣，其中L可遠小於N。意即，若由傳輸器將一脈衝施加至通訊頻道，則L個時域樣本(為BW MHz之樣本速率)足以基於此脈衝刺激而表現通訊頻道之響應之特點。用於頻道脈衝響應之子取樣之數目(L)取決於系統之延遲擴展，延遲擴展為接收器處之具有足夠能量之訊號最早到達時刻與最晚到達時刻之間的時間差。一較長延遲擴展對應於一較大L值，反之亦然。

可基於N個頻道增益估測且使用LS或MMSE技術而導出一頻道脈衝響應估測(方塊820)。具有L個子取樣之最小平方頻道脈衝響應估測 $\hat{h}_{ls}(n)$ (其中 $n=1, \dots, L$) 可基於初始頻率響應估測而導出，如下所示：

$$\hat{\underline{h}}_{L \times 1}^{ls} = (\underline{W}_{N \times L}^H \underline{W}_{N \times L})^{-1} \underline{W}_{N \times L}^H \hat{\underline{H}}_{N \times 1}^{init}, \quad \text{等式(18)}$$

其中， $\hat{\underline{H}}_{N \times 1}^{init}$ 為一含有 $\hat{H}_{ls}(k)$ 或 $\hat{H}_{mmse}(k)$ (其中 $k=1, \dots, N$) 之 $N \times 1$ 向量；

$\underline{W}_{N \times L}$ 為一傅立葉矩陣 $\underline{W}_{K \times K}$ 之子矩陣；

$\hat{\underline{h}}_{L \times 1}^{ls}$ 為含有 $\hat{h}_{ls}(n)$ (其中 $n = 1, \dots, L$) 之 $L \times 1$ 向量；且

" H " 表示一共軛轉置。

定義傅立葉矩陣 $\underline{W}_{K \times K}$ 使得第 (u, v) 個輸入項 $f_{u, v}$ 如下給定：

$$f_{u, v} = e^{-j2\pi \frac{(u-1)(v-1)}{K}}, \text{ 其中 } u=1, \dots, K \text{ 且 } v=1, \dots, K, \quad \text{等式(19)}$$

其中， u 為列指數且 v 為行指數。 $\underline{W}_{N \times L}$ 含有對應於 N 個導頻子頻帶之 N 列 $\underline{W}_{K \times K}$ 。每一列 $\underline{W}_{N \times L}$ 均含有相應列 $\underline{W}_{K \times K}$ 之前 L 個元素。 $\hat{\underline{h}}_{L \times 1}^{ls}$ 含有最小平方頻道脈衝響應估測之 L 個子取樣。

可基於初始頻率響應估測而導出具有 L 個子取樣之 MMSE 頻道脈衝響應估測 $\hat{h}_{mmse}(n)$ (其中 $n=1, \dots, L$)，如下所示：

$$\hat{\underline{h}}_{L \times 1}^{mmse} = \left(\underline{W}_{N \times L}^H \underline{W}_{N \times L} + \underline{N}_{L \times L} \right)^{-1} \underline{W}_{N \times L}^H \hat{\underline{H}}_{N \times 1}^{init}, \quad \text{等式(20)}$$

其中， $\underline{N}_{L \times L}$ 為雜訊與干擾之 $L \times L$ 自我共變數矩陣。對於加成性白高斯雜訊(AWGN)而言，自我共變數矩陣可給定為 $\underline{N}_{L \times L} = \sigma_n^2 \cdot \underline{I}$ ，其中 σ_n^2 為雜訊變數。亦可對初始頻率響應估測執行一 N 點 IFFT，以獲得一具有 N 個子取樣之頻道脈衝響應估測。

如下文描述，可對初始頻率響應估測及/或頻道脈衝響應估測執行篩選及/或後處理以改良頻道估測之品質(方塊822)。可藉由以下方法獲得對所有 k 個子頻帶之最終頻率響應估測：(1)對 L -子取樣或 N -子取樣頻道脈衝響應估測墊零至長度 K ，及(2)對延伸脈衝響應估測執行 K 點 FFT(方塊824)。亦可由以下方法獲得對所有 k 個子頻帶之最終頻率響應估測：(1)內插 N 個頻道增益估測，(2)對 N 個頻道增益估測執行最小平方近似法，或(3)使用其他近似技術。

接收器可基於一參差 FDM 導頻而導出一較長頻道脈衝響應估

測。一般而言，具有 L_T 個子取樣之頻道脈衝響應估測可基於在一或多個符號週期中於 L_T 個不同子頻帶上發送之導頻IFDMA符號而獲得。舉例而言，若 $L_T=2N$ ，則具有 $2N$ 個子取樣之脈衝響應估測可基於在兩個或兩個以上符號週期中於兩個或兩個以上子頻帶組上發送之兩個或兩個以上導頻IFDMA符號而獲得。若使用一完整參差樣式於所有 S 個子頻帶組上傳輸導頻，則可獲得具有 K 個子取樣之全長脈衝響應估測。

藉由對足夠數目個不同子頻帶組篩選長度為 N 之初始脈衝響應估測，接收器可導出一長度為 L_T 之較長脈衝響應估測。可基於一用於一個子頻帶組之導頻IFDMA符號導出每一初始脈衝響應估測。若導頻在每一符號週期中於不同子頻帶組上傳輸，則可在足夠數目個符號週期內執行篩選以獲得該較長脈衝響應估測。

對於SC-FDMA而言，可對為不同符號週期獲得之初始頻率響應估測、最小平方或MMSE頻道脈衝響應估測、及/或最終頻率響應估測執行篩選以改良頻道估測之品質。篩選可基於一有限脈衝響應(FIR)篩選器、無限脈衝響應(IIR)篩選器、或其他一些類型之篩選器。篩選係數可經選擇以獲得所要篩選量，其可基於在諸如所要頻道估測品質、追蹤頻道中快速變化之能力、篩選複雜性等之各種因素之間的權衡而選擇。

亦可使用其他頻道估測技術以其他方式獲得通訊頻道之頻率響應估測及/或頻道脈衝響應估測。

可執行各種後處理操作以改良頻道估測之品質。在特定操作環境(諸如，多路徑衰落環境)中，通訊頻道通常僅具有時域中之一較小數目之子取樣。但是歸因於雜訊，上述頻道估測可提供一具有一較大數目之子取樣之頻道脈衝響應估測。後處理試圖移除由雜訊造成之子取樣並保留由實際頻道造成之子取樣。

在一後處理機制(稱為截斷)中，僅保留頻道脈衝響應估測之前 L

個子取樣，且由零替代剩餘子取樣。在另一後處理機制(稱為定限)中，具有低能量之子取樣由零替代。在一實施例中，定限如下執行：

$$\hat{h}(n) = \begin{cases} 0 & \text{其中 } |\hat{h}(n)|^2 < h_{th}, \text{ 其中 } n=1, \dots, K, \\ \hat{h}(n) & \text{其中,} \end{cases} \quad \text{等式(21)}$$

其中， $\hat{h}(n)$ 為頻道脈衝響應估測之第 n 個子取樣，其可等於 $\hat{h}_{mmse}(n)$ 或 $\hat{h}_s(n)$ ；且

h_{th} 為用於將低能量子取樣歸零之臨限值。

可基於頻道脈衝響應估測之所有 K 個子取樣或僅前 L 個子取樣來計算臨限值 h_{th} 。相同臨限值可用於所有子取樣。或者，不同臨限值可用於不同子取樣。舉例而言，一第一臨限值可用於前 L 個子取樣，且一第二臨限值(可低於第一臨限值)可用於剩餘子取樣。

在另一後處理機制(被稱為子取樣選擇)中，保留頻道脈衝響應估測之 $B(B \geq 1)$ 個最好子取樣，且將剩餘子取樣設定為零。待保留之子取樣之數目(表示為 B)可為一固定值或可變值。可基於導頻/資料傳輸之接收之訊雜干擾比(SNR)、使用頻道估測之資料封包之頻譜效率及/或其他一些參數來選擇 B 。舉例而言，若接收之SNR在第一範圍(例如自0分貝至5分貝(dB))內，則可保留兩個最好子取樣；若接收之SNR在第二範圍(例如自5 dB至10 dB)內，則可保留三個最好子取樣；若接收之SNR在第三範圍(例如自10 dB至15 dB)內，則可保留四個最好子取樣，等等。

對於圖5B所示之TDM導頻機制、圖5D所示之CDM導頻機制、及資料符號及導頻符號在相同SC-FDMA符號中發送之其他導頻機制可在時域中執行頻道估測。一斜度估測器(rake estimator)可用於識別強訊號路徑，例如藉由(1)以不同時間偏移將接收符號與傳輸導頻符號序列相關聯，及(2)識別提供高關聯結果之時間偏移。時域頻道估測提供用於通訊頻道之頻道脈衝響應估測之一組子取樣。

對於所有導頻機制，頻道估測均提供可用於等化接收之資料符號之一頻道脈衝響應估測及/或一頻率響應估測。一序列之K個接收之資料符號係為圖5A所示之TDM導頻機制之每一資料SC-FDMA符號而獲得，且為圖5C所示之CDM導頻機制的每一組M個接收之SC-FDMA符號而獲得。該序列之K個接收之資料符號可在時域或頻域中予以等化。

可如下執行頻域等化。首先對K個接收之資料符號 $r_d(n)$ (其中 $n=1,\dots,K$)執行一K點FFT，以獲得K個頻域接收之資料值 $R_d(k)$ (其中 $k=1,\dots,K$)。僅保留用於資料傳輸之N個子頻帶之N個接收之資料值，且廢棄剩餘K-N個接收之資料值。該等保留之資料值表示為 $R_d(k)$ (其中 $k=1,\dots,N$)。

可藉由使用MMSE技術在頻域中對N個接收之資料值執行等化，如下所示：

$$Z_d(k) = \frac{R_d(k) \cdot \hat{H}^*(k)}{|\hat{H}(k)|^2 + N_0}, \text{ 其中 } k=1,\dots,N, \quad \text{等式(22)}$$

其中， $R_d(k)$ 為子頻帶 k 之接收資料值；

$\hat{H}(k)$ 為子頻帶 k 之頻道增益估測，其可等於 $\hat{H}_{mmse}(k)$ 或 $\hat{H}_{ls}(k)$ ；且

$Z_d(k)$ 為子頻帶 k 之等化資料值。

亦可藉由使用逼零技術在頻域中對N個接收之資料值執行等化，如下所示：

$$Z_d(k) = \frac{R_d(k)}{\hat{H}(k)}, \text{ 其中 } k=1,\dots,N. \quad \text{等式(23)}$$

對於MMSE及逼零等化而言，N個等化資料值 $Z_d(k)$ (其中 $k=1,\dots,N$)可轉換回至時域以獲得一序列之N個資料符號估測 $\hat{d}(n)$ (其中 $n=1,\dots,N$)，其為正交序列中之N個資料符號之估測。

亦可在時域中對該序列之K個接收資料符號執行等化，如下所示：

$$z_d(n) = r_d(n) \otimes g(n), \quad \text{等式(24)}$$

其中， $r_d(n)$ 表示該序列之K個接收資料符號；

$g(n)$ 表示一時域等化器之脈衝響應；

$z_d(n)$ 表示一序列之K個等化資料符號；且

$\otimes$ 表示一圓形卷積運算。

可基於 MMSE 技術得出等化器之頻率響應： $G(k) = \hat{H}^*(k) / (\left| \hat{H}(k) \right|^2 + N_0)$ ，其中 $k = 1, \dots, N$ 。亦可基於逼零技術得出等化器之頻率響應： $G(k) = 1 / \hat{H}(k)$ ，其中 $k = 1, \dots, N$ 。等化器頻率響應可轉換至時域以獲得等化器脈衝響應 $g(n)$ (其中 $n = 1, \dots, N$)，其用於等式(24)中之時域等化。

來自等式(24)之該序列之K個等化資料符號含有傳輸資料符號之S個複本。可在一資料符號接一資料符號之基礎上累加該等S個複本以獲得N個資料符號估測，如下所示：

$$\hat{d}(n) = \sum_{i=0}^{S-1} z_d(i \cdot N + n), \quad \text{其中 } n = 1, \dots, N. \quad \text{等式(25)}$$

或者，不執行累加，而提供僅用於傳輸資料之一個複本之N個等化資料符號作為N個資料符號估測。

接收器亦可基於接收之導頻值及頻道估測來估測干擾。舉例而言，每一子頻帶之干擾可如下進行估測：

$$I(k) = \left| \hat{H}(k) \cdot P(k) - R_p(k) \right|^2, \quad \text{其中 } k = 1, \dots, N, \quad \text{等式(26)}$$

其中， $I(k)$ 為子頻帶k之干擾估測。可求每一SC-FDMA符號之所有N個子頻帶之干擾估測 $I(k)$ 的平均值，以獲得一短期干擾估測，其可用於資料解調變及/或其他目的。可求多個SC-FDMA符號之短期干擾估測之平均值，以獲得一長期干擾估測，其可用於估測運作條件及/或用於其他目的。

亦可使用其他技術來改良自一TDM導頻或一CDM導頻導出之頻道估測之品質。此等技術包括迭代頻道估測技術及資料輔助頻道估測技術。

對於迭代頻道估測技術而言，首先基於接收之導頻符號(例如使用MMSE或最小平方技術)導出該通訊頻道之初始估測。如上所述，初始頻道估測用於導出資料符號估測。在一實施例中，基於資料符號估測 $\hat{d}(n)$ 及初始頻道估測 $\hat{h}(n)$ 而估測由資料符號造成之對導頻符號之干擾，例如 $\hat{i}(n) = \hat{d}(n) \otimes \hat{h}(n)$ ，其中 $\hat{i}(n)$ 表示干擾估測。在另一實施例中，對資料符號估測進行處理以獲得解碼資料。接著以與在傳輸器處執行之相同方式處理解碼資料以獲得再調變資料符號，該等調變資料符號與初始頻道估計卷積以獲得干擾估測。對於兩個實施例而言，將干擾估測自接收之導頻符號中減除以獲得干擾消除之導頻符號 $r_p^{ic}(n) = r_p(n) - \hat{i}(n)$ ，其接著可用於導出一經改良之頻道估測。該處理可經重複任意數目之迭代以獲得愈來愈好之頻道估測。迭代頻道估測技術更適於圖5B所示之TDM導頻機制、圖5C及圖5D所示之CDM導頻機制及其中資料符號可對導頻符號造成符際干擾之其他導頻機制。

對於資料輔助頻道估測技術而言，接收之資料符號與接收之導頻符號一起用於頻道估測。基於該等接收之導頻符號而導出一第一頻道估測且將其用於獲得資料符號估測。接著基於接收之資料符號及資料符號估測而導出一第二頻道估測。在一實施例中，接收之資料符號 $r_d(n)$ 轉換為頻域接收資料值 $R_d(k)$ ，且資料符號估測 $\hat{d}(n)$ 轉換為頻域資料值 $\hat{D}(k)$ 。可藉由在等式(14)至等式(18)中以 $R_d(k)$ 取代 $R_p(k)$ 且以 $\hat{D}(k)$ 取代 $P(k)$ 來獲得該第二頻道估測。在另一實施例中，資料符號估測經處理以獲得解碼資料，且解碼資料經處理以獲得經再調變之資料符號 $D_{rm}(k)$ 。可藉由在等式(14)至等式(18)中以 $R_d(k)$ 取代 $R_p(k)$ 且以 $D_{rm}(k)$ 取代 $P(k)$ 來獲得第二頻道估測。

使用接收之導頻符號及使用接收之資料符號而獲得之兩個頻道估測經組合以獲得一改良總頻道估測。此組合可如下執行：

$$\hat{H}_{overall}(k) = \hat{H}_{pilot}(k) \cdot C_p(k) + \hat{H}_{data}(k) \cdot C_d(k), \text{ 其中 } k = 1, \dots, N, \text{ 等式(27)}$$

其中， $\hat{H}_{pilot}(k)$ 為基於接收之導頻符號而獲得之頻道估測；

$\hat{H}_{data}(k)$ 為基於接收之資料符號而獲得之頻道估測；

$C_p(k)$ 及 $C_d(k)$ 分別為用於導頻及資料之加權因數；且

$\hat{H}_{overall}(k)$ 為總頻道估測。

一般而言， $\hat{H}_{overall}(k)$ 可基於 $\hat{H}_{pilot}(k)$ 、 $\hat{H}_{data}(k)$ 、資料符號估測之可靠性之可信度及/或其他因數之任何函數而導出。上述處理可以迭代方式執行。對於每一迭代而言，基於自資料符號估測獲得之頻道估測而更新 $\hat{H}_{overall}(k)$ ，且該更新之 $\hat{H}_{overall}(k)$ 用於導出新資料符號估測。資料輔助頻道估測技術可用於所有導頻機制(包括圖 5A 至圖 5D 所示之 TDM 及 CDM 導頻機制)。

圖 9 展示一傳輸器 910 及一接收器 950 之方塊圖。對於一前向鏈路而言，傳輸器 910 為基地台之一部分且接收器 950 為無線設備之一部分。對於反向鏈路而言，傳輸器 910 為無線設備之一部分且接收器 950 為基地台之一部分。基地台一般為一固定台且亦可被稱為一基地收發系統(BTS)、存取點或其他一些術語。無線設備可為固定或行動的且亦可被稱為一使用者終端、行動台或其他一些術語。

在傳輸器 910 處，一 TX 資料及導頻處理器 920 處理訊務資料以獲得資料符號，產生導頻符號，且提供資料符號及導頻符號。一 SC-FDMA 調變器 930 藉由使用 TDM 及/或 CDM 來多工資料符號及導頻符號，且執行 SC-FDMA 調變(例如，對於 IFDMA、LFDMA 等)以產生 SC-FDMA 符號。一傳輸單元(TMTR) 932 處理(例如轉換為類比、放大、篩選及增頻轉換)該等 SC-FDMA 符號，且產生一射頻(RF)調變訊號，其經由一天線

934傳輸。

在接收器950處，一天線952接收傳輸訊號且提供接收訊號。一接收單元(RCVR)954調節(例如篩選、放大、降頻轉換及數位化)接收訊號以產生一接收樣本流。一SC-FDMA解調變器960處理該等接收樣本且獲得接收資料符號及接收導頻符號。一頻道估測器/處理器980基於該等接收導頻符號而導出一頻道估測。SC-FDMA解調變器960使用頻道估測而對接收資料符號執行等化，且提供資料符號估測。一接收(RX)資料處理器970符號解映射、解交錯且解碼資料符號估測，且提供解碼資料。一般而言，由SC-FDMA解調變器960及RX資料處理器970進行之處理分別與在傳輸器910處由SC-FDMA調變器930及TX資料及導頻處理器920進行之處理互補。

控制器940及990分別指導傳輸器910及接收器950處之各種處理單元之運作。記憶體單元942及992分別儲存由控制器940及990使用之程式碼及資料。

圖10A展示一TX資料及導頻處理器920a之方塊圖，其為圖9之處理器920之一實施例且可用於TDM導頻機制。在處理器920a內，訊務資料由一編碼器1012編碼，由一交錯器1014交錯，且由一符號映射器1016映射至資料符號。一導頻產生器1020(例如)基於一多相序列而產生導頻符號。一多工器(Mux)1022基於一TDM控制而接收並多工資料符號與導頻符號，且提供一經多工之資料及導頻符號流。

圖10B展示一TX資料及導頻處理器920b之方塊圖，其為圖9之處理器920之另一實施例且可用於CDM導頻機制。在處理器920b內，訊務資料係由編碼器1012予以編碼、由交錯器1014予以交錯且由符號映射器1016予以映射至資料符號。一乘法器1024a將每一資料符號與用於資料之M個碼片之正交序列 $\{w_d\}$ 相乘，且提供M個按比例調整之資料符號。類似地，一乘法器1024b將每一導頻符號與用於導頻之M個碼片之

正交序列 $\{w_p\}$ 相乘，且提供 M 個按比例調整之導頻符號。加法器1026將按比例調整之資料符號與按比例調整之導頻符號相加(如圖5C或圖5D所示)，且提供組合符號。

圖11A展示一用於IFDMA之SC-FDMA調變器930a，其為圖9之SC-FDMA調變器930之一實施例。在調變器930a內，重複單元1112重複原始序列之資料/導頻符號 S 次以獲得一延伸序列之 K 個符號。相位斜坡單元1114將一相位斜坡施加至該延伸符號序列，以產生一頻率轉譯序列之輸出符號。該相位斜坡係藉由用於傳輸之子頻帶組 u 予以判定。一循環首碼產生器1116將一循環首碼附加至頻率轉譯之符號序列以產生一IFDMA符號。

圖11B展示一用於LFDMA之SC-FDMA調變器930b，其為圖9之SC-FDMA調變器930之另一實施例。在調變器930b內，一FFT單元1122對一原始序列之資料/導頻符號執行一 N 點FFT，以獲得一序列之 N 個頻域符號。一符號至子頻帶映射器1124將 N 個頻域符號映射至用於傳輸之 N 個子頻帶上，且將 $K-N$ 個零符號映射至剩餘 $K-N$ 個子頻帶上。一IFFT單元1126對來自映射器1124之 K 個符號執行一 K 點IFFT，且提供一序列之 K 個時域輸出符號。一循環首碼產生器1128將一循環首碼附加至該輸出符號序列，以產生一LFDMA符號。

圖12A展示一SC-FDMA解調變器960a之方塊圖，該SC-FDMA解調變器960a為圖9之解調變器960之一實施例且可用於TDM IFDMA導頻機制。在SC-FDMA解調變器960a內，一循環首碼移除單元1212移除每一接收之IFDMA符號的循環首碼。一相位斜坡移除單元1214移除每一接收之IFDMA符號中之相位斜坡。亦可藉由自RF至基頻之降頻轉換而執行相位斜坡移除。一解多工器(Demux)1220接收單元1214之輸出，且將接收之資料符號提供至一等化器1230，且將接收之導頻符號提供至頻道估測器980。頻道估測器980基於接收之導頻符號(例如使用MMSE

或最小平方技術)而導出一頻道估測。等化器1230使用頻道估測在時域或頻域中對接收之資料符號執行等化，且提供等化之資料符號。一累加器1232累加對應於相同傳輸資料符號之多個複本的等化之資料符號，且提供資料符號估測。

圖12B展示一SC-FDMA解調變器960b之方塊圖，該SC-FDMA解調變器960b為圖9之解調變器960之另一實施例且可用於CDM IFDMA導頻機制。SC-FDMA 解調變器960b包括一恢復該等傳輸資料符號之資料頻道化器(channelizer)及一恢復該等傳輸導頻符號之導頻頻道化器。對於資料頻道化器而言，一乘法器1224a將單元1214之輸出與M個碼片之資料正交序列 $\{w_d\}$ 相乘，且提供按比例調整之資料符號。一累加器1226a累加每一傳輸資料符號之M個按比例調整之資料符號，且提供一接收資料符號。對於導頻頻道化器而言，一乘法器1224b將單元1214之輸出與M個碼片之導頻正交序列 $\{w_p\}$ 相乘，且提供每一傳輸導頻符號之M個按比例調整之導頻符號，其由一累加器1226b累加以獲得傳輸導頻符號之一接收導頻符號。由SC-FDMA解調變器960b內之後續單元執行之處理如以上關於SC-FDMA解調變器960a之描述。

圖13A展示一SC-FDMA解調變器960c之方塊圖，該SC-FDMA解調變器960c為圖9之解調變器960之又一實施例且可用於TDM LFDMA導頻機制。在SC-FDMA解調變器960c內，一循環首碼移除單元1312為每一接收之LFDMA符號移除循環首碼。一FFT單元1314在移除循環首碼之後對LFDMA符號執行一K點FFT且提供K個頻域值。一子頻帶至符號解映射器1316接收K個頻域值，為用於傳輸之N個子頻帶提供N個頻域值，且廢棄剩餘頻域值。IFFT單元1318對來自解映射器1316之N個頻域值執行一N點FFT且提供N個接收符號。一解多工器1320接收單元1318之輸出，將接收之資料符號提供至一等化器1330，且將接收之導頻符號提供至頻道估測器980。等化器1330使用一來自頻道估測器980

之頻道估測對時域或頻域中之接收之資料符號執行等化，且提供資料符號估測。

圖13B展示一SC-FDMA解調變器960d之方塊圖，該SC-FDMA解調變器960d為圖9之解調變器960之再一實施例且可用於CDM LFDMA導頻機制。SC-FDMA解調變器960d包括一恢復傳輸資料符號之資料頻道化器及一恢復傳輸導頻符號之導頻頻道化器。對於資料頻道化器而言，一乘法器1324a將IFFT單元1318之輸出與M個碼片之資料正交序列 $\{w_d\}$ 相乘，且提供按比例調整之資料符號。一累加器1326a累加每一傳輸資料符號之M個按比例調整之資料符號，且提供一接收資料符號。對於導頻頻道化器而言，一乘法器1324b將IFFT單元1318之輸出與M個碼片之導頻正交序列 $\{w_p\}$ 相乘，且提供每一傳輸導頻符號之M個按比例調整之導頻符號，其由累加器1326b累加以獲得傳輸導頻符號之一接收導頻符號。SC-FDMA解調變器960d內之後續單元進行之處理如以上關於SC-FDMA解調變器960c之描述。

本文描述之導頻傳輸及頻道估測技術可以各種方式實施。舉例而言，此等技術可實施於硬體、軟體或其組合中。對於硬體實施而言，用以在傳輸器處產生及傳輸一導頻之處理單元(例如，圖9至圖13B中展示之處理單元中之每一者)可在一或多個特殊應用積體電路(ASIC)、數位訊號處理器(DSP)、數位訊號處理設備(DSPD)、可程式化邏輯設備(PLD)、場可程式化閘極陣列(FPGA)、處理器、控制器、微控制器、微處理器、電子設備、經設計以執行本文所述功能之其他電子單元、或其組合內實施。用以在接收器處執行頻道估測之處理單元亦可在一個或多個ASIC、DSP、電子設備等內實施。

對於一軟體實施而言，該等技術可與執行本文所述功能之模組(例如程序、函數等)一起實施。軟體碼可儲存於一記憶體單元中(例如圖9之記憶體單元942或992)且由一處理器(例如，控制器940或990)執行。

記憶體單元可實施於處理器內部或處理器外部。

提供所揭示之實施例之先前描述以使得熟習此項技術者能製作或使用本發明。熟習此項技術者將易瞭解此等實施例之各種修改，且在不背離本發明之精神及範疇的情況下，本文界定之通用原則可應用於其他實施例。因此，惟本發明不限制於本文所示之實施例，而涵蓋與本文揭示之原則及新穎特徵相一致之最廣範疇。

【符號說明】

500、510	TDM導頻機制
530、540	CDM導頻機制
600	寬頻導頻機制
910	傳輸器
920、920a、920b	TX資料及導頻處理器
930、930a、930b	SC-FDMA調變器
932	傳輸單元
934、952	天線
940、990	控制器
942、992	記憶體單元
950	接收器
954	接收單元
960、960a、960b、960c	SC-FDMA解調變器
970	接收(RX)資料處理器
980	頻道估測器
1012	編碼器
1014	交錯器
1016	符號映射器
1020	導頻產生器

1022	多工器
1024a、1024b、1224a、 1224b、1324a、1324b	乘法器
1026	加法器
1112	重複單元
1114	相位斜坡單元
1116、1128	循環首碼產生器
1122、1314	FFT單元
1124	符號至子頻帶映射器
1126、1318	IFFT單元
1212、1312	循環首碼移除單元
1214	相位斜坡移除單元
1220、1320	解多工器
1226a、1226b、1232、 1326a、1326b	累加器
1230、1330	等化器
1316	子頻帶至符號解映射器

發明摘要

※ 申請案號：102/14744 (由95107670分割)

※ 申請日：95.7.7 ※IPC 分類：H04J 1/00 (2006.01)
H04L 27/26 (2006.01)

【發明名稱】

用於利用分頻多工之通訊系統的導頻傳輸與頻道估測

PILOT TRANSMISSION AND CHANNEL ESTIMATION FOR A
COMMUNICATION SYSTEM UTILIZING FREQUENCY

DIVISION MULTIPLEXING

【中文】

一傳輸器基於一多相序列產生一具有一恆定時域包絡及一平坦頻譜之導頻。爲了產生一導頻IFDMA符號，基於該多相序列形成一第一序列導頻符號且將其複製多次以獲得一第二序列導頻符號。將一相位斜坡(phase ramp)施加至該第二導頻符號序列以獲得一第三序列輸出符號。將一循環首碼附加至該第三序列輸出符號以獲得一IFDMA符號，該IFDMA符號係經由一通訊頻道在時域中予以傳輸。藉由使用TDM及/或CDM，該等導頻符號可與資料符號一起被多工。亦可使用一多相序列來產生一導頻LFDMA符號且藉由使用TDM或CDM而將其多工。一接收器基於接收之導頻符號且使用最小均方誤差、最小平方或一些其他頻道估測技術而導出一頻道估測。

【英文】

A transmitter generates a pilot having a constant time-domain envelope and a flat frequency spectrum based on a polyphase sequence. To generate a pilot IFDMA symbol, a first sequence of pilot symbols is formed based on the polyphase sequence and replicated multiple times to obtain a second sequence of pilot symbols. A phase ramp is applied to the second pilot symbol sequence to obtain a third sequence of output symbols. A cyclic prefix is appended to the third sequence of output symbols to obtain an IFDMA symbol, which is transmitted in the time domain via a communication channel. The pilot symbols may be multiplexed with data symbols using TDM and/or CDM. A pilot LFDMA symbol may also be generated with a polyphase sequence and multiplexed using TDM or CDM. A receiver derives a channel estimate based on received pilot symbols and using minimum mean-square error, least-squares, or some other channel estimation technique.

申請專利範圍

1. 一種在一裝置中實施用於在一通訊系統中產生一導頻之方法，該方法包含：
經由該裝置基於一多相序列以形成一第一序列導頻符號；
經由該裝置基於映射至經指派用於導頻傳輸的一組子頻帶之該第一序列導頻符號以獲得一第二序列導頻符號；及
經由該裝置基於該第二序列導頻符號以產生一序列輸出符號，該序列輸出符號包含一循環首碼及可適於經由一通訊頻道進行傳輸。
2. 如請求項1之方法，其進一步包含：
將一相位斜坡施加至該第二序列導頻符號。
3. 如請求項1之方法，其進一步包含：
在至少兩個不同符號週期中在至少兩組不同子頻帶上傳輸該第一序列導頻符號。
4. 如請求項1之方法，其進一步包含：
經由該通訊頻道在時域中傳輸該序列輸出符號。
5. 如請求項1之方法，其中該多相序列具有時域中之一恆定包絡及頻域中之一平坦頻譜響應。
6. 一種用於無線通訊之裝置，其包含：
用於基於一多相序列來形成一第一序列導頻符號之構件；
用於基於映射至經指派用於導頻傳輸的一組子頻帶之該第一序列導頻符號以獲得一第二序列導頻符號之構件；及
用於基於該第二序列導頻符號以產生一序列輸出符號之構件，該序列輸出符號包含一循環首碼及可適於經由一通訊頻道進行傳輸。

7. 如請求項6之裝置，其進一步包含：
用於將一相位斜坡施加至該第二序列導頻符號之構件。
8. 如請求項7之裝置，其進一步包含：
用於在至少兩個不同符號週期中在至少兩組不同子頻帶上傳輸該第一序列導頻符號之構件。
9. 如請求項6之裝置，其進一步包含：
用於經由該通訊頻道在時域中傳輸該序列輸出符號之構件。
10. 如請求項6之裝置，其中該多相序列具有時域中之一恆定包絡及頻域中之一平坦頻譜響應。
11. 一種用於執行如請求項1~5中之任一項之方法的電腦程式。

圖式

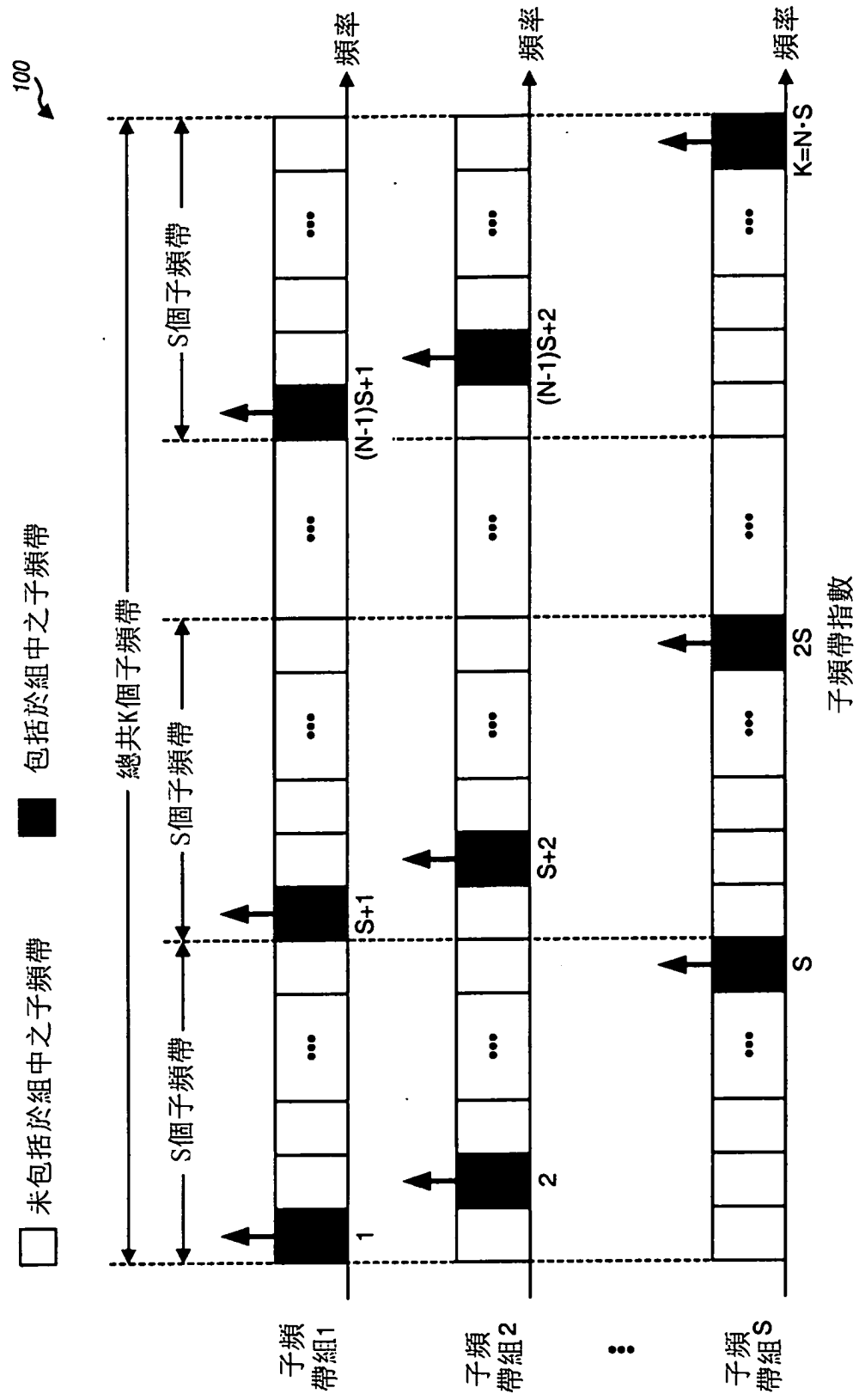


圖1

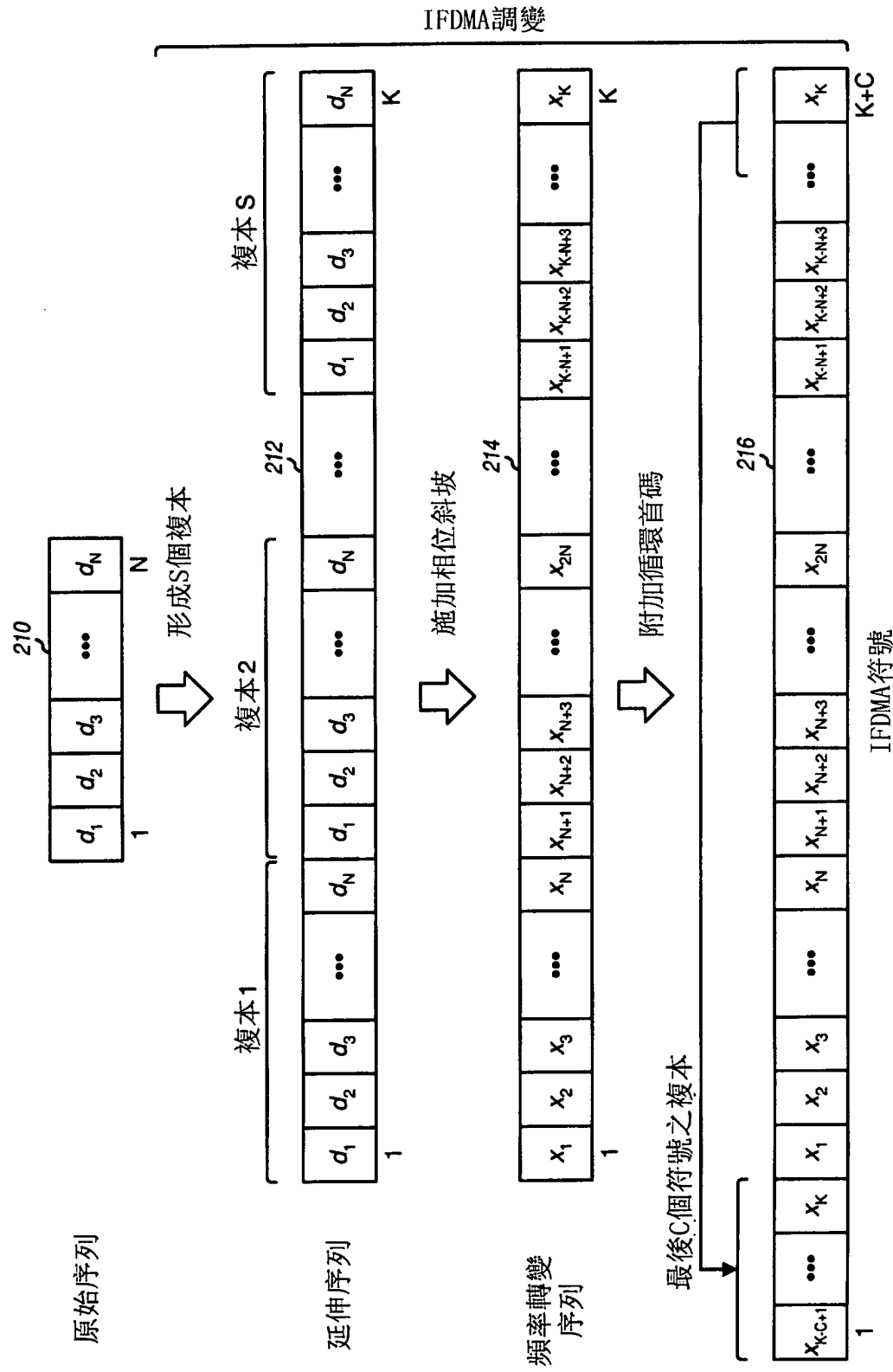


圖2

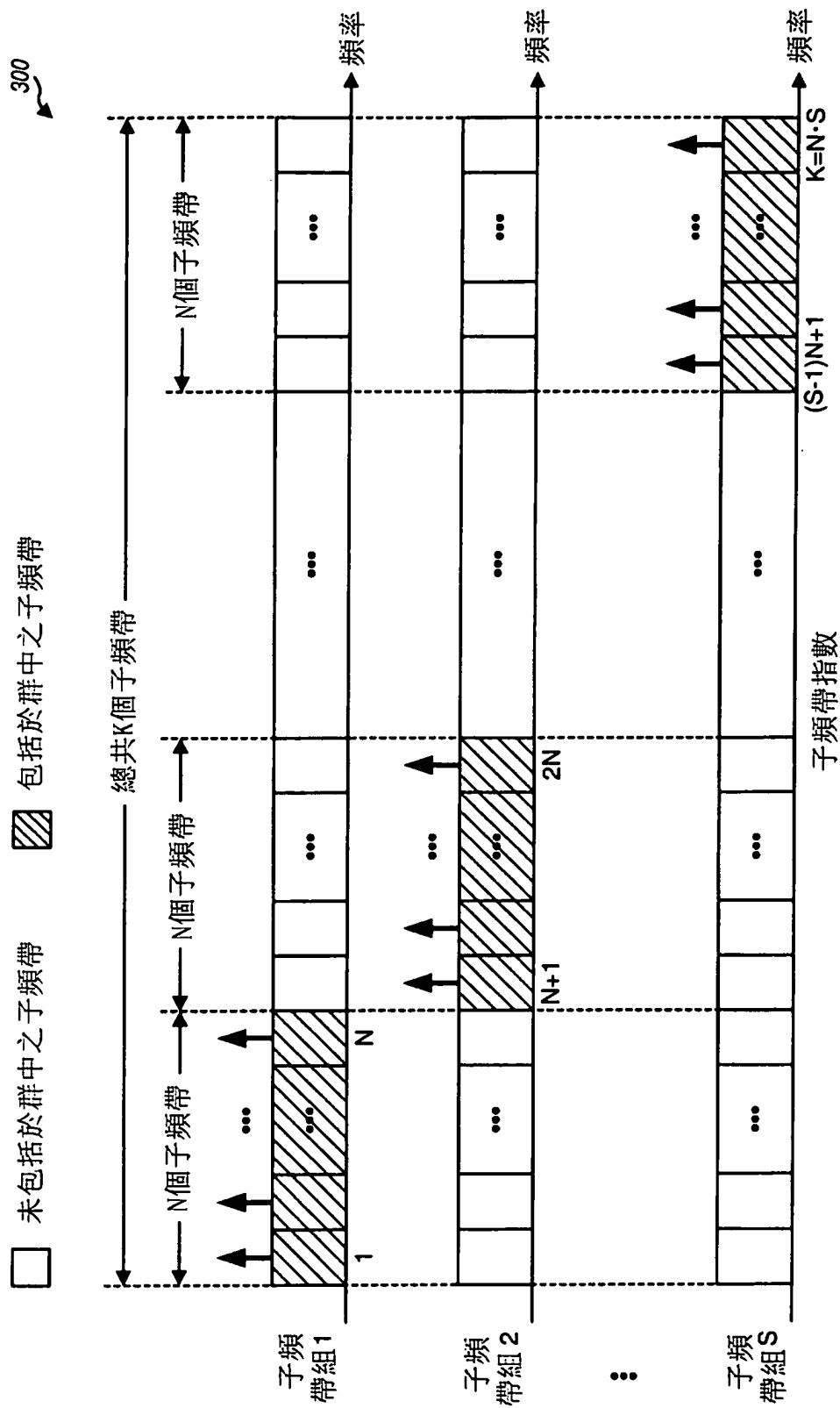


圖3

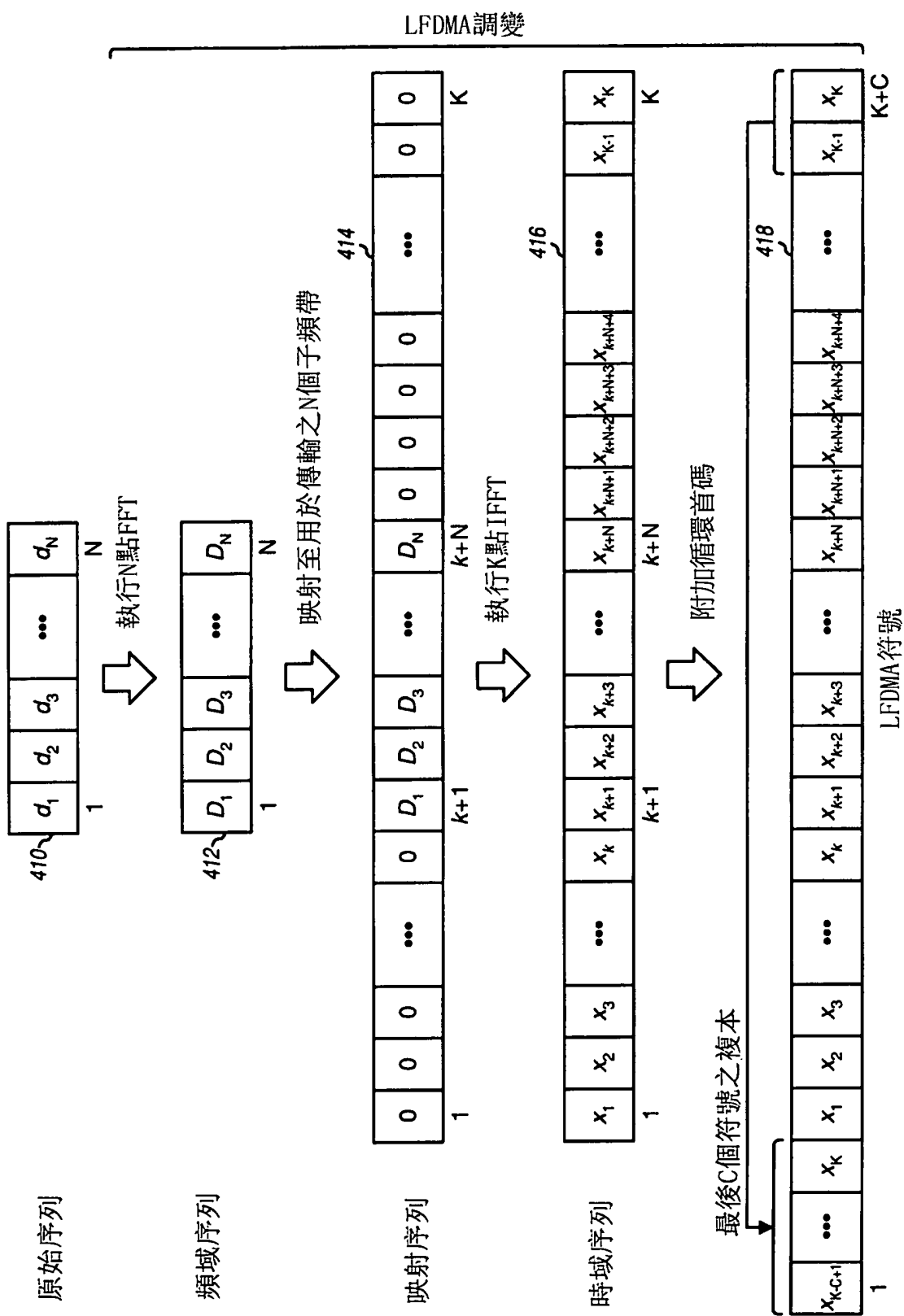


圖4

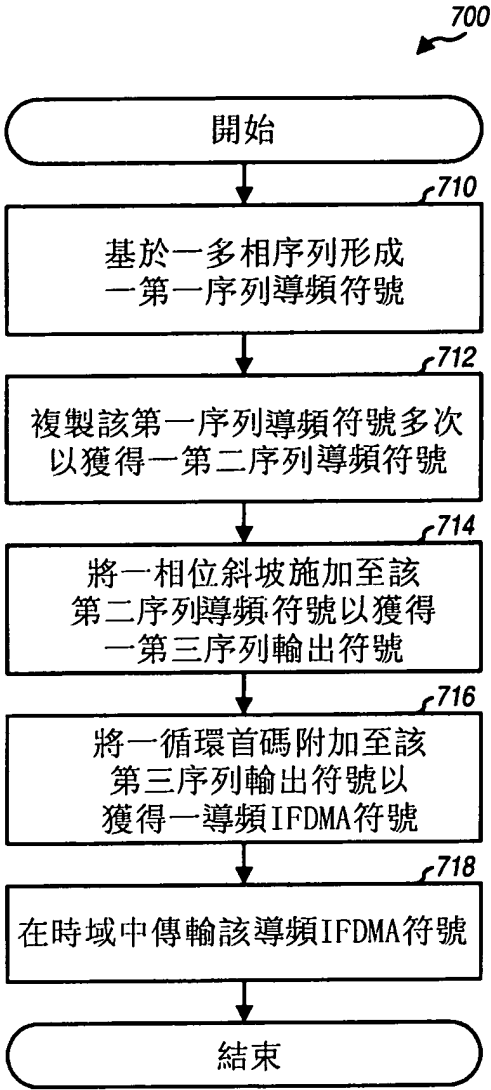


圖7A

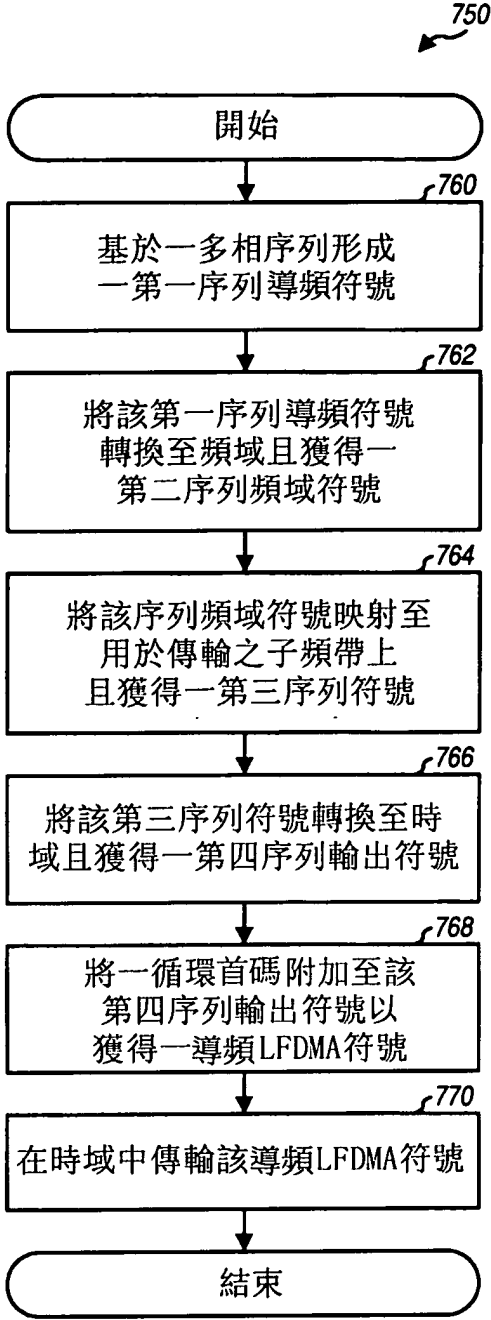


圖7B

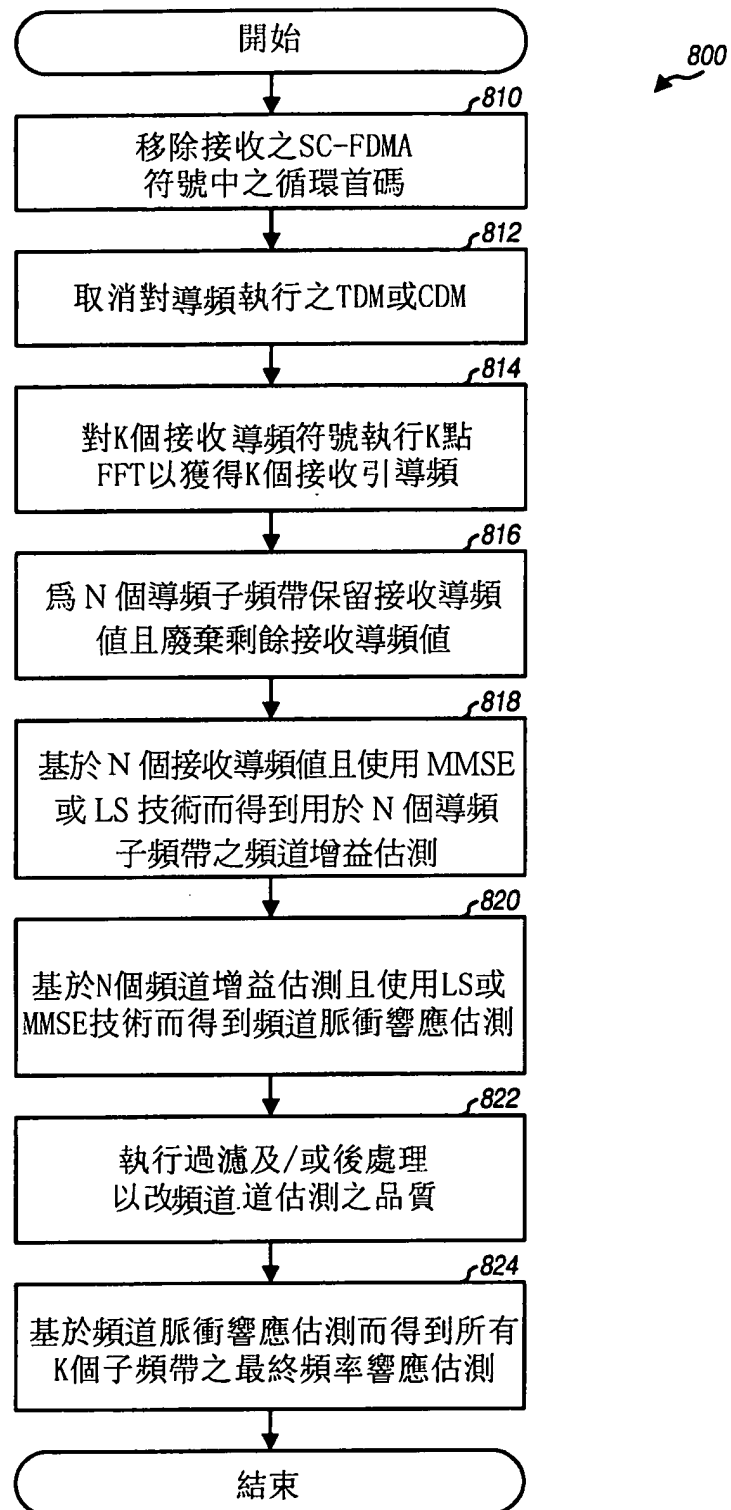


圖8

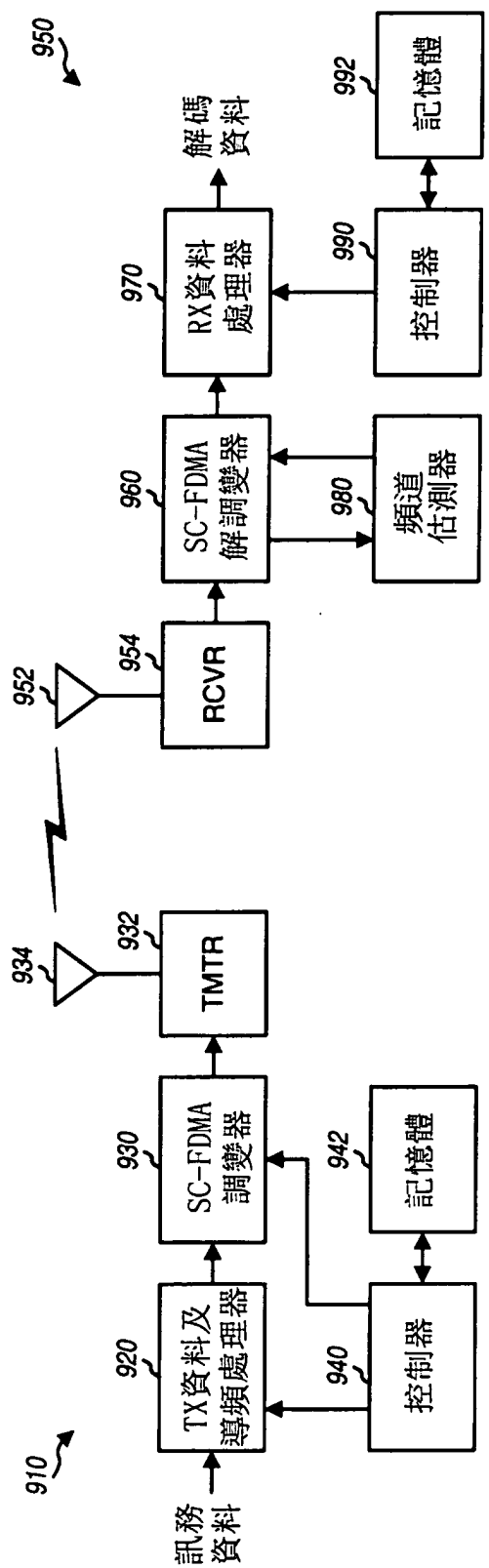


圖9

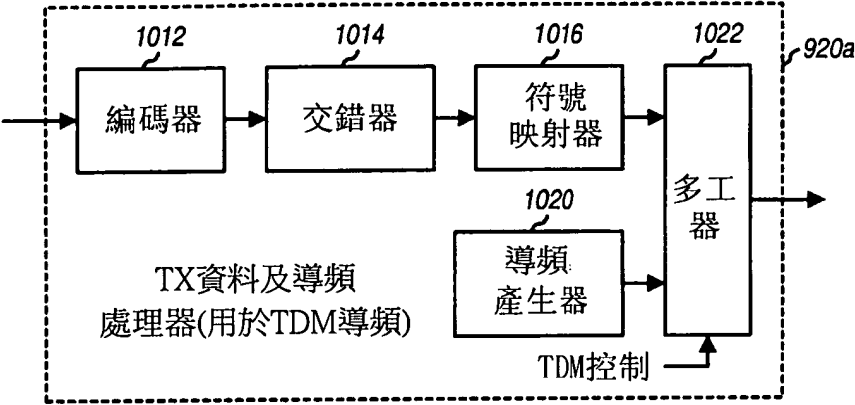


圖10A

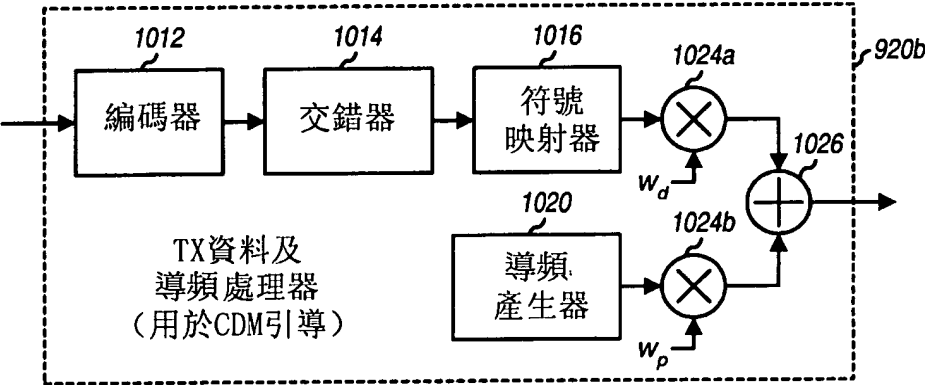


圖10B

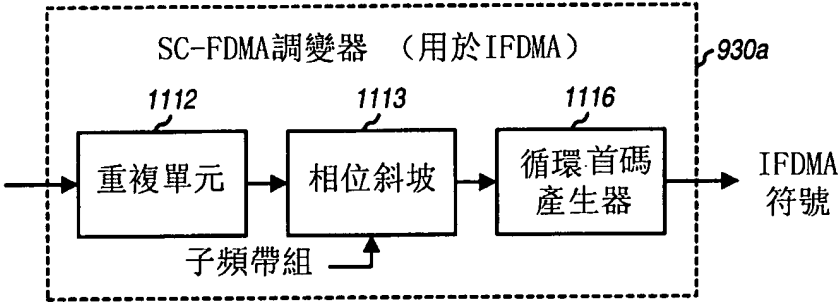


圖11A

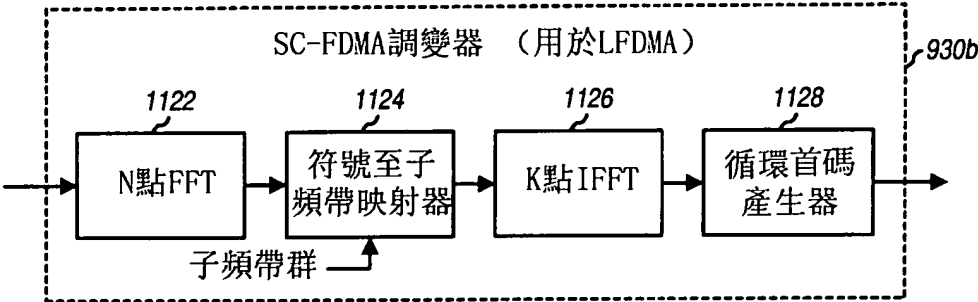
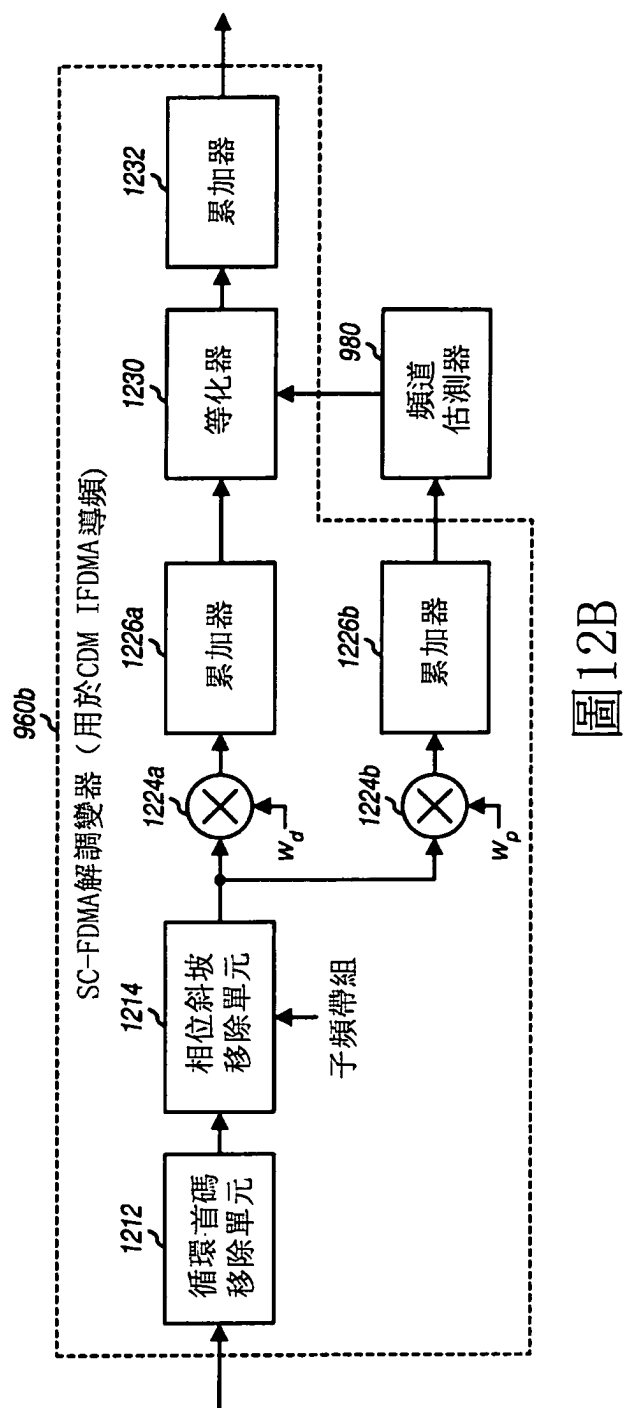
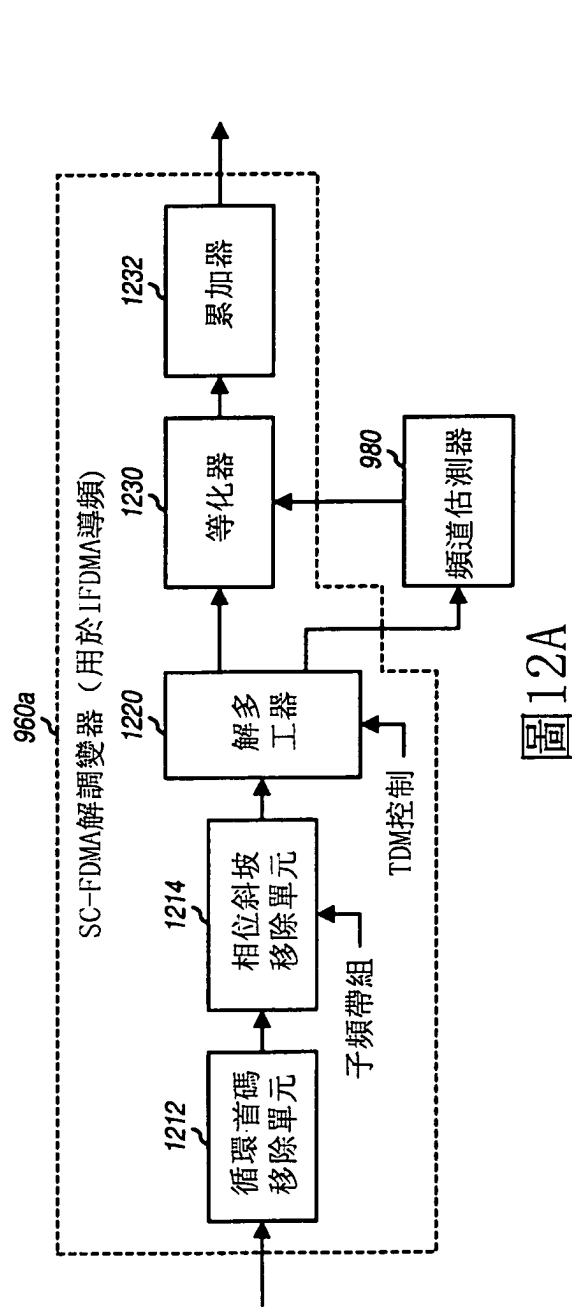


圖11B



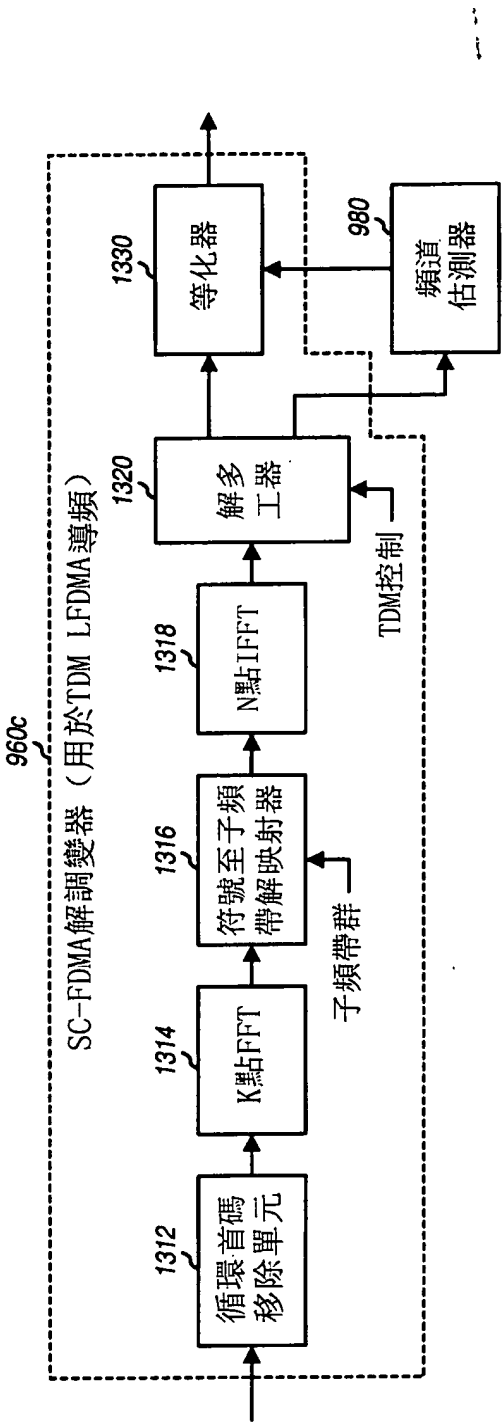


圖13A

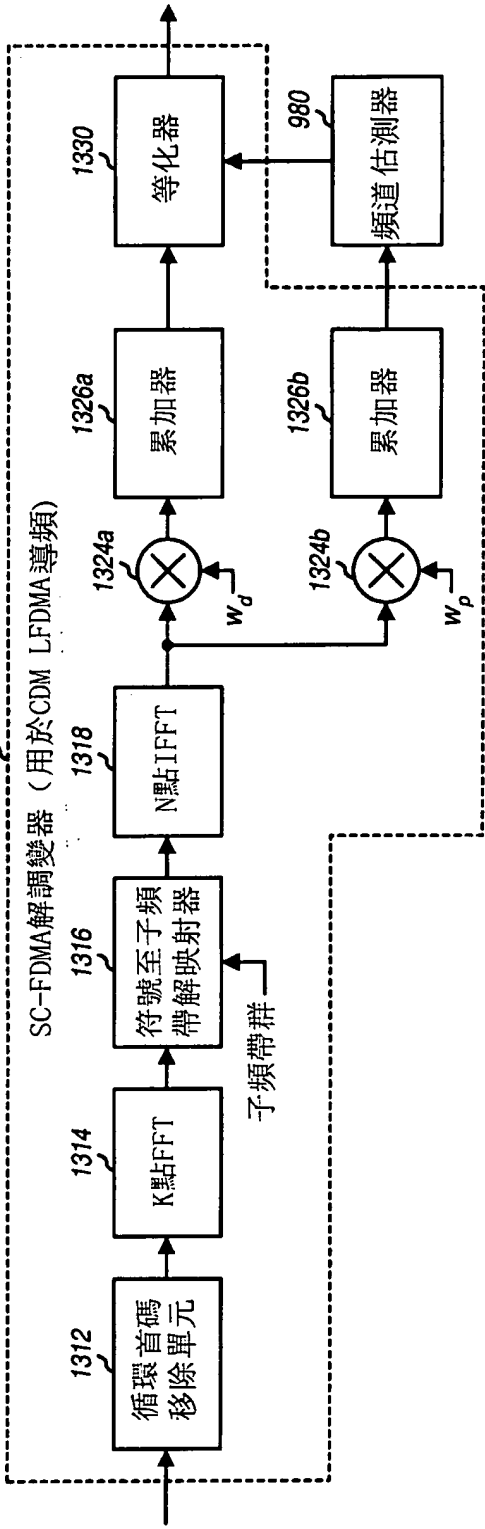


圖13B

【代表圖】

【本案指定代表圖】：第（7A）圖。

【本代表圖之符號簡單說明】：

（無元件符號說明）

●【本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式】：

（無）