

發明專利說明書 200400706

(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：92105638 ※IPC分類：H04B15/00

※申請日期：92.3.14

壹、發明名稱

(中文) 在一無線通訊系統中減少干擾之方法及裝置

(英文) METHOD AND APPARATUS FOR REDUCING INTERFERENCE
IN A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM

貳、發明人 (共 6 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) 瑟吉 D. 威倫艾格

(英文) SERGE D. WILLENEGGER

住居所地址：(中文) 瑞士歐尼恩市維格尼斯-迪索斯區

(英文) VIGNES-DESSOUS, 1425 ONNENS,
SWITZERLAND

國籍：(中文) 瑞士 (英文) SWITZERLAND

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) 美商奎康公司

(英文) QUALCOMM INCORPORATED

住居所或營業所地址：(中文) 美國加州聖地牙哥市摩豪斯大道 5775 號

(英文) 5775 MOREHOUSE DRIVE, SAN
DIEGO, CALIFORNIA 92121-1714, U.S.A.

國籍：(中文) 美國 (英文) U.S.A.

代表人：(中文) 菲力普 R. 華德渥斯

(英文) PHILIP R. WADSWORTH

發明人 2

姓名：(中文) 德蓋 P. 麥拉迪

(英文) DURGA P. MALLADI

住居所地址：(中文) 美國加州聖地牙哥市布萊爾利芙街 11983 號

(英文) 11983 BRIARLEAF WAY, SAN DIEGO,

CALIFORNIA 92128, U.S.A.

國籍：(中文) 印度

(英文) INDIA

發明人 3

姓名：(中文) 法蘭西斯柯 葛瑞利

(英文) FRANCESCO GRILLI

住居所地址：(中文) 美國加州聖地牙哥市托斯卡納街 53503 號 402 室

(英文) 5350 TOSCANA WAY, #402 SAN DIEGO,

CALIFORNIA 92122-5663, U.S.A.

國籍：(中文) 義大利

(英文) ITALY

發明人 4

姓名：(中文) 艾爾金諾斯 荷克特 瓦亞諾

(英文) ALKINOOS HECTOR VAYANOS

住居所地址：(中文) 美國加州聖地牙哥市鑽石街 1037 號

(英文) 1037 DIAMOND STREET, SAN DIEGO,

CALIFORNIA 92109, U.S.A.

國籍：(中文) 希臘

(英文) GREECE

發明人 5

姓名：(中文) 艾得華 G. 泰狄曼二世

(英文) EDWARD G. TIEDEMANN, JR.

住居所地址：(中文) 美國麻州康柯德市巴瑞茲米爾街 656 號

(英文) 656 BARRETTS MILL ROAD, CONCORD,

MASSACHUSETTS 01742, U.S.A.

國籍：(中文) 美國

(英文) U.S.A.

發明人 6

姓名：(中文) 約瑟夫 J. 布蘭茲

(英文) JOSEF J. BLANZ

住居所地址：(中文) 德國慕恩契市威爾翰-雷伯街 14 號

(英文) WILHELM-LEIBL-STRASSE 14, 81479

MUENCHEN, GERMANY

國籍：(中文) 德國

(英文) GERMANY

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 03 月 14 日；60/364,442

2. 美國；2002 年 04 月 08 日；10/118,691

3. _____

☒ 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 03 月 14 日；60/364,442

2. 美國；2002 年 04 月 08 日；10/118,691

3. _____

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)

依據 35 U.S.C. § 119(e) 主張優先權

本專利申請主張 2002 年 3 月 14 日申請之美國臨時專利申請案號 60/364,442 之優先權，該案已讓渡給本專利申請受讓人並且以引用方式明確併入本文中。

發明背景

技術領域

本發明係關於無線通訊系統，廣泛且具體而言，本發明係關於在一無線通訊系統中減少干擾之方法及裝置。

先前技術

無線通訊系統對封包化資料服務的需求日益增加。在如寬頻分碼多向近接 (Wideband Code Division Multiple Access; WCDMA) 之類的系統中，會在一單一實體頻道上一起多工處理及傳輸各種頻道。以平行方式，會透過一共有空氣鏈路傳輸各種其他頻道，例如，同步頻道。在既定狀況下，該等頻道會互相干擾。例如，由於同步頻道不受限於與其他實體頻道正交，所以同步頻道會干擾其他頻道。

因此，需要一種用以減少無線通訊系統中之頻道間干擾的方法。

發明內容

本發明揭示在一無線通訊系統中當干擾來源是系統的決定論成分時減少干擾之方法及裝置。在一項具體實施例中，接收器依據當傳輸干擾來源時加權發射器。另外，發射器可採用功率升高法來克服干擾來源。在一項具體實施例

中，W-CDMA系統連同實體頻道同時傳輸一同步頻道，其中該同步頻道非正交於該等實體頻道。當接收器接收到控制或資料資訊時可取消該同步頻道。同樣地，接收器可加權來自多個發射器的傳輸。

實施方式

本文中專用的術語「示範」係表示「當作實例、例子或解說」。本文中當作「示範」說明的任何具體實施例不一定被視為較佳具體實施例或優於其他具體實施例。雖然會在附圖中呈現具體實施例的各種觀點，但是不一定會按比例繪制圖式，除非有明確標示之外。

請注意，示範性具體實施例係被提供為整份討論中的範例；然而，替代具體實施例可併入各種觀點，而不會脫離本發明的範疇。具體而言，本發明適用於資料處理系統、無線通訊系統、行動IP網路及想要高效率使用及管理資源的任何其他系統。

示範性具體實施例採用一種運用寬頻分碼多向近接(Wideband Code Division Multiple Access; WCDMA)的展頻無線通訊系統。無線通訊系統被廣泛部署以提供諸如語音、資料等等的各種通訊類型。這些系統可能係依據分碼多向近接(Code Division Multiple Access; CDMA)、分時多向近接(Time Division Multiple Access; TDMA)或其他調變技術為基礎。CDMA系統具有優於其他類型系統的優點，包括增加系統容量。

系統可被設計以支援一項或一項以上標準，如「寬頻展頻蜂巢式系統的TIA/EIA/IS-95-B行動台-基地台相容性標準」

(TIA/EIA/IS-95-B Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Wideband Spread Spectrum Cellular System)，本文中稱為 IS-95 標準；由名為「第三代合夥專案」(3rd Generation Partnership Project; 3GPP)的聯合組織所提供的標準，本文中稱為 3GPP 標準，並且是在一組文件中具體化的標準，包括文件案號 3G TS 25.211、3G TS 25.212、3G TS 25.213 和 3G TS 25.214，本文中稱為 W-CDMA 標準)；由名為「第三代合夥專案 2」(3rd Generation Partnership Project 2; 3GPP2)的聯合組織所提供的標準，本文中稱為 3GPP2 標準；以及 TR-45.5，本文中稱為 cdma2000 標準，以前稱為 IS-2000 MC。前面列舉的標準以引用方式併入本文中。

每種標準都具體定義用於從基地台傳輸至行動台的資料處理，反之亦然。舉示範性具體實施例為例而言，下列討論考慮符合 cdma2000 通訊協定標準的展頻通訊系統。替代具體實施例可併入其他標準。

在 3GPP 所定義的一組規格文件中說明一種 W-CDMA 系統，3GPP 地址為 ETSI Mobile Competence Centre, 650, Route des Lucioles, 06921 Sophia-Antipolis Cedex, France。

圖 1 顯示通訊系統 100 的示範圖式，該通訊系統支援數名使用者且能夠實施本文討論之具體實施例的至少某些觀點。各種演算法及方法都可被用來在系統 100 中排程傳輸。系統 100 為數個細胞 102A 至 102G 提供通訊，其中每個細胞都是由對應的基地台 104A 至 104G 提供服務。在示範性具體實施例中，某些基地台 104 具有多個接收天線，而其他基地台只具有一個接收天線。同樣地，某些基地台 104 具有多個發射天

線，而其他基地台只具有單一發射天線。沒有發射天線與接收天線之組合方面的限制。因此，基地台 104 可能具有多個發射天線及單一接收天線，或可能具有多個接收天線及單一發射天線，或可利用單一天線供接收及發射之用，或可利用多個發射天線和接收天線。

覆蓋範圍中的終端機 106 可能是固接式終端機（即，固定）或行動終端機。如圖 1 所示，各種終端機 106 安置在整個系統的不同地點。每台終端機 106 都可能在任何特定時刻在下行鏈路及上行鏈路上與至少一或可能多個基地台 104 通訊，例如，這取決於是否採用軟交遞，或終端機是否被設計且操作以（同時或連續）接收來自多個基地台的多個傳輸。CDMA 通訊系統中的軟交遞已為吾人所熟知，並且詳細說明於美國專利案號 5,101,501 標題為「METHOD AND SYSTEM FOR PROVIDING A SOFT HANDOFF IN COMMUNICATIONS IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM」中，這份專利已讓渡給本發明受讓人。

所提供的 W-CDMA 系統係作為本份說明書的示範實例。請注意，在 W-CDMA 系統中，基地台也稱為節點 B，並且行動台也稱為使用者設備 (User Equipment; UE)。替代具體實施例可採用替代通訊系統，其中系統中的各種頻道會干擾其他頻道。具體而言，在 W-CDMA 系統中，頻道被編碼並且係透過相同的空氣介面傳輸，其中該等頻道中至少一頻道非正交於其他頻道。在展頻系統中，呈現正交 (orthogonality) 的頻道避免頻道間干擾。因此，非正交頻道存在會遇到頻道間干擾的潛在問題。然而，本發明適用於其他系統，其中有一

個或多個頻道會干擾其他頻道。

請參考圖 1，下行鏈路代表從基地台 104 至終端機 106 的傳輸，而上行鏈路代表從終端機 106 至基地台 104 的傳輸。在示範性具體實施例中，某些終端機 106 具有多個接收天線，而其他終端機只具有一個接收天線。在圖 1 中，在下行鏈路上，基地台 104A 將資料傳輸至終端機 106A 和 106J，基地台 104B 將資料傳輸至終端機 106B 和 106J，基地台 104C 將資料傳輸至終端機 106C 等等。

圖 2 顯示在 W-CDMA 系統中的下行鏈路專用實體頻道 (Downlink Dedicated Physical Channel; 下行鏈路 DPCH)。多個邏輯頻道 (稱為傳輸頻道 (Transport Channel; TrCH) 被多工處理以構成一實體頻道，即，DPCH。換言之，在一個下行鏈路 DPCH 內，會一起多工處理在較高層產生的專用資料。專用傳輸頻道 (dedicated transport channel; DCH) 係連同控制資訊 (例如，已知的前導位元、傳輸功率控制 (Transmit Power Control; TPC) 命令及可隨意選擇的傳輸格式組合指示器 (Transport Format Combination Indicator; TFCI)) 一起以時間多工方式傳輸。因此，下行鏈路 DPCH 可被視為下行鏈路專用實體資料頻道 (DPDCH) 與下行鏈路專用實體控制頻道 (DPCCH) 的時間多工傳輸。

圖 2 顯示下行鏈路 DPCH 的訊框結構。每個長度 10 毫秒的訊框被分割成 15 個時槽，每個時槽長度為 $T_{\text{SLOT}} = 2560$ 晶片，相對應於一個功率控制週期。如圖所示，DPDCH 部份與 DPCCH 部份交替。在實例中，一個時槽包含 N_{DATA1} 位元之 DATA1 的第一 DPDCH 部份，接著是一具有 N_{TPC} 位元之 TPC 及 N_{TFCI} 位元

元之 TFCI 的 DPDCH 部份。下一部份是具有 N_{DATA2} 位位元之 DATA2 的 DPDCH 部份。最後部份是具有 N_{PILOT} 位位元之 PILOT 的 DPDCH 部份。

參數 k 決定每下行鏈路 DPCH 時槽的總位元數。參數 k 係相對於實體頻道的擴展因數 (Spreading Factor; SF)，其中 $\text{SF} = 512/2^k$ 。因此，擴展因數的範圍為從 512 至 4。

在 W-CDMA 系統內還會在一同步頻道 (Synchronization Channel; SCH) 上傳輸一同步序列。請注意，同步序列可被稱為同步訊息。如同 3GPP TS 25.211 第 5.3.3.5 章節中的詳細說明所述，SCH 被具體指定為非正交於其他頻道及 DPCH。SCH 是 UE 搜尋細胞時所使用的一下行鏈路信號。SCH 係由兩個子頻道所組成，主要 SCH (Primary SCH) 和次要 SCH (Secondary SCH)。10 毫秒無線電訊框的“主要 SCH”(Primary SCH) 和“次要 SCH”(Secondary SCH) 都被分成 15 個時槽，每個時槽的長度為 2560 個晶片。圖 3 顯示下 SCH 無線電訊框的結構。“主要 SCH”(Primary SCH) 係由一長度為 256 個晶片的已調變編碼所組成，這是每個時槽都會傳輸一次的主要同步碼 (Primary Synchronization Code; PSC)，標示為 c_p 。系統中每個細胞的 PSC 皆相同。

“次要 SCH”(Secondary SCH) 係由重複傳輸之一長度為 256 個晶片之已調變編碼的 15 個連續序列所組成，這是以平行方式與“主要 SCH”(Primary SCH) 一起傳輸的次要同步碼 (Secondary Synchronization Code; SSC)。圖 3 中將 SSC 標示為 $c_s^{i,k}$ ；其中 $i=0, 1, \dots, 63$ 並且代表擾亂碼群組的號碼；以及其中 $k=0, 1, \dots, 14$ 並且代表時槽號碼。每個 SSC 皆是選自一組長度為 256 的 16 個不同編

碼。“次要 SCH”(Secondary SCH)上的該序列指示細胞之下行鏈路擾亂碼所屬的編碼群組。請注意，會在每個時槽內的一預先決定位址上傳輸該同步訊息。在此方法中，該同步訊息具有一已知的事件。

下文中說明 WCDMA 系統的各方面，當組合時會導致如上文所述的問題。具體而言，下列的說明內容涵蓋 SCH 與 DPCH 之間的互動、交插和頻道對應、參考組態、功率控制及第 2 層 (Layer 2; L2) 認可 (ACKnowledge; ACK) 訊息中的特定缺點。請注意，其他的頻道也會造成類似的頻道間干擾，但是說明內容中以 SCH 為實例。

DPCH 與 SCH 互動

就 DPCH 與 SCH 互動而言，SCH 是一包含兩個 256 晶片序列的特殊信號：主要 SCH (primary SCH; PSCH) 和次要 SCH (secondary SCH; SSCH)。在下行鏈路傳輸的每個時槽期間會以平行方式傳輸該等兩個序列。SCH 係使用每個時槽內的 10% 工作週期 (duty cycle) 傳輸。SCH 主要係被終端機或 UE 使用，用以獲得系統時序且協助識別 UE 可獲得的細胞。換言之，SCH 減少 UE 在細胞識別期間所作的假設次數。

雖然如 3GPP TS 25.213 中所說明的主要同步碼及次主要同步碼 (PSC, SSC) 結構非正交，然是已經過設計以提供同步頻道與其他下行鏈路頻道之間的最大隔離。該隔離取於所考慮之 DPCH 擴展因數及涵蓋特殊待號之擾亂碼區段。

圖 4 以 dB 為單位顯示由於 SCH 干擾所導致之最壞情況下所編碼位元的訊雜比 (Signal-to-Noise Ratio; SNR)。圖 4 所示的結果假

設傳輸 SCH 和 DPCH 的功率相等 (不同的功率值會反出不同的 SSC 和 DPCH OVSF 碼索引)。左欄標示 DPCH 擴展因數 (Spreading Factor; SF)。左欄標示由於 SCH 干擾 DPCH 所導致的最壞情況 SNR。請注意，由於 SNR 干擾係決定論且完全互相關聯 (即，不是平均白高斯雜訊 (Average White Gaussian Noise; AWGN))，所以當考慮多路徑或傳輸散佈技術時通常不會改良 SNR 界限。非正交狀況的中間 SNR (大約是產生 SCH 相對於 DPCH 正交之組合的 50%) 通常比最壞情況 SNR 高 5 dB。

當考慮高幾何學時，SNR 界限可能變成限制因數。高幾何學表示從目標細胞所接收之總功率對從所有細胞所接收之總功率的比率。總功率包含因環境或因其他傳輸頻道所造成的干擾。UE 愈接近節點 B，則幾何學愈高。請注意，在一細胞內的頻道通常會正交 (如 SCH 之類的特殊頻道例外)；然而，細胞之間的頻道不一定會正交。在此方法中，就高幾何學位置而言，當 UE 接近節點 B 時才發現到正交頻道。因非正交頻道 (例如，SCH) 所造成的干擾非常顯著。反之，就低幾何學位置而言，當 UE 遠離節點 B 時會大量非正交干擾。處於低幾何學的 SCH 頻道不如將 SCH 功率加入稍有不同之其他干擾顯著。在同時考慮到經常以相同功率傳輸 SCH，但是會依據 UE 位置傳輸專用頻道的情況下，幾何學愈高，則 SCH 造成的影響也愈大。

在 3GPP TS 25.212 中說明了通用行動式電信系統 (Universal Mobile Telecommunications System; UMTS) 多工處理及交插機制。各種傳輸頻道先被編碼，並且以按傳輸時間間隔 (Transmission Time Interval,

TTI) 為基礎個別交插。接著，該等頻道係以按無線電訊框為基礎在一無線電訊框多工處理、交插並且對應至實體頻道封包承載 (payload)。傳輸頻道對應可能係依據固定或彈性定位規則。

圖 5 顯示將多個邏輯頻道對應至一共有實體頻道的圖式。圖中將邏輯頻道描繪為傳輸頻道 1 204A、傳輸頻道 2 204B 及傳輸頻道 3 204C。該等三個傳輸頻道 204A、204B、204C 被對應至一實體頻道 202。每個頻道的位址都被個別交插。請注意，在 W-CDMA 系統中，每個訊框都包含 15 個時槽，其中每個時槽都包含 2560 個晶片。資料資訊係與控制資訊 (在已知時間間隔提供) 一起被時間多工處理。

交插涉及考慮第一交插器及第二交插器的兩個步驟。例如，當第一交插器的結構 (如下文中的詳細說明所述) 是會導致在 TTI 中重複每個無線電訊框的問題時，就會有潛在問題存在。另外，第二交插器的結構及相關週期間類似於實體頻道的時槽週期性，因此，SCH 週期性是導致 SCH 干擾問題的另一項潛在因數。

圖 6 顯示具有採用 40 毫秒 TTI 之無線電訊框區段的第一交插程序 300。第一交插程序實質上確保會橫跨多個無線電訊框來展開 TTI 位元。然而，第一交插程序不會影響每個無線電訊框內位元的相對位置 (比較傳輸區塊中的相對位置)，如圖 6 中的灰色區域位置所示。如圖所示，一 40 毫秒的 TTI 包含四的訊框，每個訊框都是 10 毫秒。TTI 被識別為 TTI 302。訊框被識別為 304A、304B、304C 和 304D。接著，將每個訊

框分割成四個部份。訊框分割區與每 TTI 的訊框數量一致。接著，一起交插處理該等訊框的該等部份，以構成無線電訊框流 306。色彩較暗的部份識別一 TTI 訊框 304A 之處理。交插程序 300 涉及逐列寫入 TTI 訊框，接著逐行讀取訊框部份。交插部份的順序被預先決定且可預測。

圖 7 顯示三個傳輸頻道的第二交插器之交插程序 350。交插器係以 30 行矩陣為基礎，其中行數與每訊框之時槽數一致。從無線電訊框 352 開始，每個訊框都被分割成 30 個部份以構成一矩陣 354。接著，交插處理該等部份，以構成最終已交插資料流 356。第二交插器確保來自每個傳輸頻道的某資訊會出現在每個時槽中。然而，第二交插器不會變更每個時槽內每個傳輸頻道資訊的相對位置，除了每個傳輸頻道出現的週期性 (3000 Hz) 是時槽週期性 (1500 Hz) 的兩倍以外。然而，如果諸如 SCH 所產生的週期性干擾的長度和一既定時槽中一既定傳輸頻道的傳輸時間間隔一樣長或更長，則干擾會影響特殊傳輸頻道之符號的二分之一。

將傳輸頻道對應至實體頻道的順序會影響每個傳輸頻道的絕對位置，但是不會影響來自永達 3000 Hz 之每個傳輸頻道之資料出現週期性。另外，對應順序不會影響一永遠出現在時槽內相同位置中的特殊傳輸頻道資訊。

可變位置對應法會導致一特殊傳輸頻道資訊出現在每個傳輸頻道資訊元素組合 (傳輸格式組合 (Transport Format Combination; TFC)) 的不同位置中，而固定位置確保傳輸頻道資訊永遠出現在一時槽內相同位置，而與 TFC 無關。據此，對應位置不

會減輕週期性 SCH 干擾問題。

DCCH 參考組態

在模擬結果中，按照一既定傳輸頻道在傳輸頻道多工結構中之位置的函數，該傳輸頻道可能會被 SCH 干擾影響。在一既定傳輸頻道中最多有二分之一符號會被 SCH 干擾影響。這項最狀況發生在，當該傳輸頻道的速度低於一起多工處理的其他傳輸頻道時。具體而言，如果該傳輸頻道的相對大小低於 10%，並且該傳輸頻道是一末端頻道(即，所要多工處理的第一頻道或最後頻道)，則該傳輸頻道符號的特定訊框偏移二分之一會受到 SCH 影響。

請注意，就在每個時槽內的不同位置提供資料的交插處理程序而言，頻道間干擾的問題不會如此嚴重。不同位置的資料意謂著不會所有出現的資料都會干擾非正交頻道。然而，在 W-CDMA 中，不會在一時槽的相同位置上一貫地傳輸資料。因此，頻道干擾會造成非常明顯的問題。頻道間干擾會變成替代類型系統中的問題，尤其，在每個時槽中的一致位置期間提供資料或控制資訊的系統中。

請考慮 3GPP TS 34.108 中說明的參考頻道組態，在大部份組態中，專用控制頻道(Dedicated Control Channel; DCCH)似乎是最低速率頻道，因此是受到 SCH 干擾最多的頻道。下列的表格 1 以每無線電訊框為基礎來呈現各種組態之 DCCH 的相對大小。

表格 1

參考組態	相對 DCCH 封包承載佔用率
DL 12.2 + 3.4 (kbps)	~20.0%

DL 64 + 3.4 (kbp)	~ 5.0%
DL 384 + 3.4 (kbp)	~ 0.9%

參考組態包含資料的第一傳輸率，接著是 DCCH 的第二傳輸率。例如，在第一列中，下行鏈路 (Down Link; DL) 定義 12.2 kbps 之 DCH 資料速率及 3.4 kbps 之 DCCH 資料速率。第一列表示語音頻道；第二列表示視訊；及第三列表示封包資料通訊。計算相對 DCCH 封包承載佔用率的計算方式為，DCCH 速率除組合之資料加 DCCH 的速度。舉例而言，就第一列中定義的語音通訊而言，決定佔用率的方式為：

$$\text{佔用率} = \text{DCCH 速率} / (\text{資料速率} + \text{DCCH 速率})$$

或者：

$$20\% = 3.4 / (12.2 + 3.4)$$

相對 DCCH 封包承載佔用率係被 TFCS 中最高要求的 TFC 所驅動，而不是被瞬間 TFC 所驅動。例如，就 384+3.4 案例而言，即使瞬間 DTCH 速率為 0 kbps，DCCH 封包承載仍然是總封包承載的 0.9%，其中不會傳輸其他封包承載，即，斷續傳輸模式 (Discontinuous Transmission Mode 或 DTX)。

在非正交頻道上傳輸 SCH 訊息會干擾其他頻道 (例如，DPCH)。DPCH 載送資料及控制資訊，因此，當 SCH 干擾控制資訊時，會造成各種問題。如下文所述，當 SCH 干擾 PILOT 位元傳輸時，就會造成特殊問題。

頻道間干擾發生係由於資料 (或控制資訊) 的週期性相同於同步化資訊的週期性所致。在系統內傳輸的任何非正交頻道都會形成問題。該問題會造成資料及控制資訊損失、

系統功率控制錯誤及/或在系統使用遞增功率傳輸。下本中解決各項問題。請注意，許多這些問題會互斥。例如，當干擾影響資料時，由於會在不同時間傳輸控制，所以很可能不會影響控制。

問題不限定於SCH，而是任何非正交頻道都會造成問題。下文中說明的各種解決方案都假設干擾方頻道屬於干擾的決定成分，並且具有一已知傳輸週期。在示範性具體實施例中，SCH傳輸週期是時槽週期性的倍數。另外，在示範性具體實施例中，每訊框傳輸一次干擾方頻道，或每時槽傳輸一次干擾方頻道，並且接收器可識別是否出現干擾方頻道。實際上，任何頻道會顯著覆蓋其他頻道。

各種解決方案會在下文說明，並且包括(但不限於)以下觀念：

1. 以最弱鏈路為基礎的外部迴路目標；
2. 資料擾亂(改良編碼健全性)；
3. 避免訊框偏移，這會導致SCH對準於DCCH位元；
4. 非週期性交插器；
5. 降低被SCH影響之符號的權值；
6. SCH抑制/相消；以及
7. 功率升高。

就如下文所述的特殊問題而言，1)和2)極有助於確保UE可使用所期望錯誤率來接收DCCH。然而，1)和2)無法解決SCH干擾所造成的問題。

具有最高服務品質的外部迴路功率控制

與 SCH 干擾相關的最終結果是無線電鏈路損失，即，通話中斷。如果網路的組態方式為，當設定 DL DPCH 功率時不會考慮到 DCCH 錯誤率時，就很可能會發生通話中斷。在此類組態之下，當 DCCH 受到 SCH 干擾影響並且遇到高錯誤率時，網路不會調整功率配置。於是，高錯誤率狀況繼續存在，較高層通訊協定無法以必要可靠度交換訊息，並且最後使無線電鏈路中斷。

一項具體實施例企圖藉由以 DCCH 品質為基礎的外部迴路功率控制機制，來解決與頻道干擾相關的問題。請注意，每個傳輸頻道都具有服務品質 (QOS) 準則。在此實例中，服務品質 (QOS) 係按 BLER 定義。這促使可決定所有傳輸頻道的最嚴謹服務品質 (QOS)，並且確認每個頻道都符合最嚴謹的需求，而不管個別需求。實際上，最嚴謹的需求適用於所有傳輸頻道。

請注意，雖然每個傳輸頻道通常都具有不同的服務品質 (QOS) 目標 (通常係以資料區塊錯誤率表示)，但是在一既定無線電狀況下會遇到相同的符號錯誤率。然而，當將 SCH 加入至其他頻道時，可能會影響 DCCH 符號，並且 DCCH 符號錯誤率可能高於其他傳輸頻道的符號錯誤率。當在時槽中的相同位置上與控制資訊一起傳輸同步訊息時確實如此。這會導致 DCCH 的較高錯誤率。

在 W-CDMA 中，即使所有傳輸頻道的基礎實體頻道符號錯誤皆相同，系統仍然可達到每個傳輸頻道的不同服務品質 (QOS)，其方式為調整每個傳輸頻道的權值，以便達到其各

自選擇的傳輸頻道區塊錯誤率。

為了減少因 DCCH 遇到高錯誤率狀況而導致無線電鏈路中斷的可能性，網路的可能組態方式為，在功率控制程序中考慮錯誤率。具體而言，網路可設定 DCCH 的 BLER 目標；無線電網路控制器 (Radio Network Controller; RNC) 可透過如 3GPP TS 25.331 中所說明的無線電資源控制 (Radio Resource Control; RRC) 傳訊來設定一特定傳輸頻道的 DCCH 區塊錯誤率 (Block Error Rate; BLER) 目標。按照 3GPP 規格，UE 功率控制程序確保符合針對每個相對應傳輸頻道所設定的每個 BLER 目標，包括 DCCH 的 BLER 目標。假設網路具有足夠功率可遵守從 UE 所接收的功率控制命令，則藉由外部迴路功率控制來使用 DCCH 將避免如上文所述的頻道間干擾效應。一般而言，為了設定一特定傳輸頻道的 BLER 目標，網路確保會按照 3GPP TS 5.215 中的指定，符合所有狀況以實現對一傳輸頻道進行 BLER 量測。就 DCCH 的特殊案例而言，會將循環冗餘檢查 (Cyclic Redundancy Check; CRC) 附加至所有的 DCCH 傳輸區丟，包含沒有傳輸資料時 (即，為 DCCH 定義 0 位元區塊)。

請注意，雖然使用 DCCH 或受到干擾方頻道影響的其他傳輸頻道，然而在克服干擾結果的功率控制決定處理程序中，此類解決方案會浪費傳輸功率。節點 B 或發射器可使用多於所需的功率進行傳輸。增加的功率會減少系統容量。

SCH 時間偏移

當一特定頻道或一組頻道所受到的 SCH 干擾影響多於一起多工處理的其他傳輸頻道所受到的 SCH 干擾影響，則系統

可調整 SCH 以覆蓋一所選傳輸頻道，該傳輸頻道被認為不會受到干擾影響或影響最少。實施此一減少 SCH 覆蓋的方法有許多可能方式。每種方式都使用所知的訊框偏移，這是在一細胞中介於 DPCH 無線電訊框邊界與共有前導頻道無線電訊框邊界之間的相對時序。

在一項具體實施例中，系統選擇一 DPCH 訊框偏移，以使 SCH 不會干擾到可能易受到 SCH 干擾影響的傳輸頻道，尤其是 DCCH。訊框偏移選擇發生在每個下行鏈路的 RNC 中。

一項替代具體實施例會變更要對應至實體頻道的傳輸頻道對應順序，這可適用於 RNC 具有選擇訊框偏移方面的限制時(例如，由於想要以時間為單元來分配 DPCH 傳輸)。這再次係被 RNC 在中的 RRC 所控制。

這些具體實施例都企圖移動傳輸頻道的位置，以便協調干擾方頻道出現次數與一所預測最不會受到干擾方頻道影響的頻道。請注意，節點 B 建立專用頻道，因此控制該等專用頻道的時序，即，時間偏移。請注意，當在軟交遞中時，這需要協調多個節點 B。節點 B 依據干擾方頻道的時序來移動專用頻道的偏移，在此情況下，干擾方頻道是同步訊息頻道 SCH。

通常涵蓋訊框較大部份的傳輸頻道較不會受到干擾方頻道影響。由於 SCH 只使用，所以一使用少於或等於訊框之 10% 的傳輸頻道可完全覆蓋 SCH 傳輸。在此情況下，整個傳輸頻道(即，在該傳輸頻道上傳輸的資訊)會被 SCH 覆蓋。這項資訊處於由於 SCH 干擾而損失的風險。

進一步可能方案是變更訊框內之傳輸頻道的順序。由於會在每個訊框中的相同位置來傳輸 SCH，所以變更多個訊框上其他傳輸頻道的傳輸順序將確保其他傳輸頻道不會重覆所有出現的 SCH。

圖 16 顯示用於減少如本文所述之頻道干擾的各種解決方案。原始組態維持傳輸頻道的一預先決定順序，並且將交插部份應用為每訊框時槽數的倍數。干擾機制被識別為 SCH。第一實例解說訊框偏移變更，其中在 SCH 出現期間，會傳輸與服務 B 相關的傳輸頻道 B。在此方法中，SCH 較不會影響傳輸頻道 B。在第二實例中，會用不同方式對應傳輸頻道 (TrCH)，以減少 SCH 的影響。在第三實例中，會以時槽為基礎來對應傳輸頻道。

非週期性交插器

如上文所述，就既定下行鏈路組態而言，SCH 干擾似乎會一貫地影響相同的傳輸頻道。這主要係由於交插器結構會導致完全週期性傳輸該等傳輸頻道，其中週期性等於 SCH 週期性。

例如，在如上文所述的系統中，傳輸被定義為每訊框 15 個時槽。請參考圖 2 及其說明內容。圖 7 所示的第二交插器將行數定義為每訊框時槽數的倍數。具體而言，行數是 30，這是 15 的倍數。請注意，建構之傳輸頻道的交插順序固定。因此，已交插之頻道的週期性相同於傳輸的週期性。因此，如果一既定傳輸頻道具有與 SCH 同時傳輸之資訊的一部份 (來自一行交插器)，則每個發生 SCH 時就會同時發生

該資訊。

去除或減少一致週期間的交插器結構會顯著減少 SCH 干擾對一特定傳輸頻道的影響。結果是，在相同實體頻道上多工處理的所有傳輸頻道會均分 SCH 的影響。請注意，這是假設將多個傳輸頻道對應至一共有實體頻道(這是典型的案例)。會減少 SCH 干擾之訊框間週期間的部份交插器實例包括：

- 位元反轉型交插器。
- 具有行數不是 15 之倍數的區塊交插器。
- 任何非週期性交插器。

加權所接收的傳輸

在解碼之前，所接收的符號通常會經過按比例換算處理並且與其他多路徑成分組合在一起。按比例換算因數 (scaling factor) 通常是共有前導 (CPICH) 訊雜比的函數。由於 SCH 會以決定論方式遞增雜訊，所以 UE 可以利用這項資訊以不同方式來加權受到 SCH 影響的解碼器輸入符號。

請考慮一包含一每隔 0.666... 毫秒時槽重複之 PSC 及一每隔 10 毫秒無線電訊框重複之 SSC 的 SCH。不同於其他下行鏈路頻道，不會使用下行鏈路擾亂碼將 PSC 和 SSC 經過擾亂處理。

因此，在 UE 處，在使用複共軛的下行鏈路擾亂碼解擴展所傳入的信號及使用 OVVSF 碼解覆蓋符號之後，在解碼器輸入端處之每個符號的 SNR 已知為：

$$\text{SNR} = \frac{|\alpha|^2 \cdot E_{\text{ct}}}{|\alpha|^2 \cdot E_{\text{csch}} \cdot \beta + I_{\text{oc}}} \cdot \text{SF}$$

其中 α = 複衰落係數

(19)

β = 非正交因數

SF = 擴展因數

E_{ct} = 每傳輸頻道晶片的能量

E_{sch} = 每 SCH 晶片的能量

I_{oc} = 熱雜訊加其他細胞干擾 (Thermal Noise plus Other Cell Interference) 功率光譜密度

非正交因數會隨時間及下行鏈路中所利用之頻道化碼的函數而改變。

一旦 UE 已獲得系統時序，即，“已知”SCH 值及時間位置（即，發生時間），UE 就能夠決定各發射器的權值。請注意，已知 SCH 值及發生時間意謂著已知作為每個頻道化碼之時間函數的 β 值。具體而言，當 β 值遞增時，該符號的 SNR 會進一步降級。

在解碼器輸入符號與來自其他多路徑成分的符號組合在一起之前，通常會按共有前導強度來按比例調整解碼器輸入符號。接著，UE 可將來自每個指部 (finger) 的共有前導強度解譯為被應用至符號的時間變化權值。由於 UE 也已知 β 值，所以有多種方式減輕來自 SCH 之額外干擾的影響。例如，UE 可用與 β 值成比例的方式來減少每個符號的權值。這假設：

- a. 來自不同節點 B 之不同多路徑成分的相同符號之 β 值不同。
- b. 來自相同節點 B 之相同多路徑成分的不同符號之 β 值不同。

在較簡單的實施中，如果 β 大於一預先決定值，則權值等於零，否則權值等於預設值(前導強度)。這相當於當 β 大於一預先決定值時就會採取一拭除。

在軟交遞(SHO)模式中，符號會受到來自某節點B(假設，節點B-1)之SCH影響，並且不會受到來自其他節點B(假設，節點B-2)之SCH影響。在此情況下，在組合來自這兩個節點B的符號之前，UE可將一零權值指派給受到來自節點B-1之符號所影響的符號，以及將預設權值指派給來自節點B-2的符號。

抑制干擾頻道

UE接收器將處理所接收信號，其中所接收信號通常係由從一個或多個伺服方節點B所接收的一個或多個合成信號與從網路中其他節點B所接收之干擾和來自其他干擾來源(如熱雜訊)的干擾所組成。每個伺服方節點B都會傳輸一包含所有被伺服UE之UE特定信號的合成信號，以及諸如共有前導頻道(Common Pilot Channel; CPICH)之類的某些共用信號及添加信號(overhead)。透過一無線電頻道在UE接收器接收一特定節點B的合成信號，其中無線電頻道通常會導致信號相位和振幅變更。如果節點B與UE之間有多個無線電傳播路徑存在，則可能會接收到所傳輸合成信號的多個反射信號(echo)，並且每個反射信號(echo)有不同的相位和振幅變化。這項效能通常被稱為多路徑接收。多路徑無線電頻道中的每個傳播路徑都可藉由一複頻道係數及一延遲來描繪其特徵。頻道係數針對經由該特定傳播路徑所接收的一信號成

分，以相對於傳輸信號的方式來定義相位和振幅變化。該延遲定義一必須沿著該特定傳播路徑傳播之信號的傳播延遲。不同傳播路徑的不同傳播延遲也被稱為頻道分接 (channel tap) 或延遲分接 (delay tap)。在 UE 接收器中，針對該 UE 接收器預定用於相干 (coherent) 解調變之所有無線電頻道的所有相關傳播路徑，必須產生延遲 (或頻道分接) 及頻道係數的估計值—或足以描繪無線電頻道特徵的任何其他等效資訊，例如，無線電頻道的複合頻率響應—才能執行相干解調變。一般而言，CDMA 系統中的 UE 接收器使用一耙式 (RAKE) 接收器來執行透過相關傳播路徑接收之信號的相干解調變。耙式接收器使用每個相關傳播路徑的相位、振幅和延遲估計，以便在將透過不同傳播路徑所接收之信號組合成一個信號之後，先對該等所接收之信號進行對時、適當相移及加權處理。除了相干解調變功能以外，耙式接收器也執行 UE 特有的 CDMA 信號之解擴展。如等化器之類的其他接收器架構也適用於在 CDMA 系統中執行相干解調變。

SCH 抑制 / 相消是用於解決干擾問題 (例如，SCH 干擾 PC 位元，而影響 UL 功率控制) 的方法之一。在一項具體實施例中，在 UE 處解決該問題的方式為，識別 SCH 訊息的位置，及在傳輸 SCH 訊息之該等時槽期間消去 SCH 訊息對其他 DL 頻道造成的干擾。

具體而言，在第三代 CDMA 系統中，有可能會傳輸非正交信號成分，其中從相同發射器所發射的其他信號成分會遇到遞增的干擾。例如，當在通用行動式電信系統地面通訊

無線接達網路 (Universal Mobile Telecommunications System Terrestrial Radio Access; UTRA) 分頻雙工 (Frequency Division Duplex; FDD) 系統的下行鏈路中傳輸時間多工型同步頻道 (Synchronization Channel; SCH) 時或使用次要擾亂碼 (Secondary Scrambling code) 來傳輸資料時，則會造成不同信號成分之間互相干擾。如上文所述，在某些狀況下，這些非正交信號成分會造成嚴重干擾從相同發射器以平行方式傳輸的使用者或控制資料。此類干擾的影響可能是接收器的解碼效能降級。甚至在最適合的無線電狀況下也可能會導致解碼效能降級 (例如，當實際上沒有多路徑接收 (即，單路徑接收)，及當只有少許或沒有衰落發生時)。

具體而言，當在接近或相同於非正交信號成分的時間間隔期間傳輸要在接收器中解碼的使用者或控制資料時，解碼效能可能會急遽降級。當有干擾方信號以逐時間方式覆蓋足夠的資訊時，則干擾似乎非常顯著。

藉由消去干擾成分 (即，非正交成分) 可減少干擾的影響。圖 9 顯示用於抑制 SCH 之裝置 400 的具體實施例。在這個具體實施例中，裝置 400 包括一含有一類比轉數位轉換器的接收器前端 402，其中 UE 會先在該接收器前端 402 中處理一接收到之信號。該接收器前端 402 被耦合至一搜尋器 404、一頻道評估器 406 及一用於評估非正交傳輸信號所造成之干擾成分的評估器 408。該搜尋器 404 使用瞬間得知傳輸信號成分 (例如，共有前導頻道 (Common Pilot Channel; CPICH))，以便將有關顯著延遲分接的資訊提供給該頻道評估器 406。例如，藉由使用一滑動關聯性 (sliding correlation) 與瞬間得知的 CPICH 符號

來達成。

該頻道評估器 406 持續輸出已導出的該等顯著延遲分接及相對應的頻道分接係數，例如，藉由與既定延遲分接之瞬間得知之 CPICH 符號的關聯性而導出。該頻道評估器 406 被耦合到一解調變器 410，該解調變器 410 進一步被耦合到一解碼器 412。該評估器 408 的輸出是一所評估的干擾成分，接著會從該接收器前端 402 的輸出減該所評估之干擾成分。在此方式中，從所接收之信號減該干擾成分（即，干擾方頻道的功率）。這會在解調變之前進行。請注意，圖 9 所示的裝置相當於耙式接收器，即，散佈型接收器 (diversity receiver)。

在運作過程中，所接收之信號被視為有一部份容易遭受因非正交傳輸信號或“干擾成分”所造成的干擾。干擾成分被評估。當在發射器端之干擾成分的相對強度足夠高時，可完成足夠精確度的干擾成分評估。就 UTRA FDD 系統中的 SCH 而言，通常會符合這項條件，其中與總傳輸功率相比，-12 dB 通常是典型的功率位準。另外，當在接收器端已知所傳輸的資料具有干擾成分時，接收器端就可利用已知的資訊來改良所評估之干擾成分的品質。

在評估干擾成分之後，會修改總接收之信號，以減少干擾成分的影響。在理想情況下，會消去這項干擾成分。接著，使用已修改的接收信號來解碼所傳輸之使用者及/或控制資料，如同在傳統接收器中的未修改之接收信號。由於減少了所接收之信號中的干擾，所以可改良對使用者及/或控制資料的解碼效能。具體而言，就以平行方式與非正交

信號成分一起傳輸傳輸區塊中所包含的使用者及/或控制資料之情況下，就可能希望改良解碼效能。可實施各種具體實施例以減輕干擾成分的影響。

第一具體實施例在一耙式接收器之每個耙式指部 (RAKE finger) 之輸入端上減去所評估干擾成分的一適當數位表示。

第二具體實施例在一耙式接收器之每個耙式指部 (RAKE finger) 之輸出端上減去所評估干擾成分的一適當數位表示。

第三具體實施例在一數位接收器之輸入端處將已 A/D 轉換之接收信號減數位領域中干擾成分的一合成數位表示。第三具體實施例在耙式接收器之每個耙式指部組合器 (RAKE finger combiner) 的輸出端減去所評估干擾成分的一適當數位表示。

從前面提出的四項具體實施例中選擇相消問題的最有效解決方案係取決於設計因數，例如，類比轉數位轉換器之輸出端的取樣率、耙式指部 (RAKE finger) 之輸入端的取樣率、耙式指部 (RAKE finger) 之輸入端的位元分辨率、耙式指部 (RAKE finger) 之輸出端的位元分辨率等等。例如，如果在類比轉數位轉換器之輸出端消去干擾成分，則所評估之干擾成分的位元分辨率通常相當低，即，不需要非常高的所評估干擾成分之精確度。然而，在類比轉數位轉換器之輸出端的取樣率通常極高於耙式指部 (RAKE finger) 之輸入端的取樣率。

如上文所述，當在 UTRA FDD 系統的下行鏈路中傳輸時間多工型同步頻道 (Synchronization Channel; SCH) 時，會造成不同所傳輸之信號成分之間互相干擾。具體而言，預定當做相位

參考的信號(例如，UTRA FDD系統中的共有前導頻道(Common Pilot Channel; CPICH))會遇到由於非正交傳輸其他下行鏈路信號(例如，SCH)而導致干擾遞增。請考慮接收器瞬間得知的前導信號(例如，CPICH)，用於產生頻道係數的相位及/或振幅估計，以便實現相干解調變。當以平行於相位參考信號方式傳輸非正交信號成分時，相位及/或振幅估計可能會降級。頻道係數的相位及/或振幅估計降級會導致接收器的解調變及解碼效能降級。

為了配合頻道係數隨時間的變化，採用相干解調變的接收器會持續更新頻道係數的相位及/或振幅估計。由於頻道係數的時間變化受限於最大Doppler偏移，所以先進的頻道評估器使用低通濾波的連續頻道估計，以便藉由在合理的時間週期期間的“平均值”來改良估計品質。這項濾波處理也被稱為“前導濾波”。所預期的最大Doppler偏移愈大，則所選擇之“平均”時間間隔愈短。就以時間多工方式傳輸非正交信號成分而言(如同UTRA FDD系統中的SCH)，頻道係數的相位及/或振幅估計之品質會因非正交信號成分之存在及相對功率位準而改變。在傳統先前接收器中，前導濾波程序不會考慮不同等級的頻道係數估計之估計品質，並且會以相同方式來使用所有產生的頻道係數估計，假設，連續估計之估計品質不變。

如果已瞬間得知傳輸非正交信號成分的時間間隔，則可考慮這項資訊以降低該時間間隔期間產生的相關頻道係數估計。達成這項做法的方式為，導入頻道係數估計的加權

因數，該等加權因數與其各自的估計品質成正比，例如，就頻道估計之訊雜干擾比 (Signal-to-Noise and Interference Ratio; SNIR) 而言。在最極端的情況下，可選擇加權以便根本不使用遇到非正交傳輸信號干擾的估值(加權因數為零)。由於遇到此類干擾增加的頻道係數估計在前導濾波處理程序不具重要性，所以可藉此改良產生的頻道估計品質。即使不使用前導濾波，仍然可以使用有關是否有由於非正交傳輸信號所導致之干擾存在的資訊，以忽略在該等時間間隔期間產生的頻道係數估計，並且重複使用較舊的頻道係數估計。

如同前一段落中的說明所述，可用不同方式來利用有關傳輸非正交信號成分之時間間隔的資訊，以減少頻道估計錯誤。各種具體實施例及實施包括：

- 忽略遇到由於非正交傳輸信號而導致干擾增加的頻道係數估計，並且重複使用上一次的頻道係數估計。
- 使用前一次與目前頻道係數估計的平均值來取代遇到由於非正交傳輸信號而導致干擾增加的頻道係數估計。
- 忽略遇到由於非正交傳輸信號而導致干擾增加的頻道係數估計，並且使用前一次與下一次頻道係數估計的平均值來取代該等所忽略的頻道係數估計。
- 在前導濾波器的輸入端，使用一與相關頻道係數估計之 SNIR 成正比的因數來加權每個頻道係數估計。
- 在前導濾波器的輸入端，使用一與相關頻道係數估計之 SNIR 的成正比的單調遞增函數來加權每個頻道係數

估計。

請注意，前面所列出的具體實施例及實施並且預計視為完整清單，而是解說可用於解決干擾影響的各種方法。具體而言，該等實施提供用於利用瞬間得知之干擾時序的方法。就 UTRA FDD 或 WCDMA 系統中的 SCH 而言，在終端機已成功獲得時槽時序後就會得知 SCH 時間間隔。因此，在所說明之改良頻道評估的方法適用於此類系統。

圖 10 顯示的裝置 500 包括一含有一類比轉數位轉換器的接收器前端 502，該接收器前端 502 被耦合至一搜尋器 504、一頻道係數評估器 506 及一解調變和解碼單元 512。該搜尋器元件 504 使用瞬間得知傳輸信號成分（例如，共有前導頻道 (Common Pilot Channel; CPICH)），以便將有關顯著延遲分接的資訊提供給該頻道係數評估器 506。例如，藉由使用一滑動關聯性 (sliding correlation) 與瞬間得知的 CPICH 符號來達成。頻道係數評估器 506 將重要頻道分接的頻道係數估計序列提供給一前導濾波器 510。一加權因數產生器 508 將每個頻道係數估計所特有的加權因數序列提供給該前導濾波器 510。權值應表示每個頻道係數估計的品質。CPICH 前導符號 SNIR 的估計可被當做頻道估計品質的公制 (metric)。前導濾波器使用加權因數來產生經過濾波處理版本的頻道係數估計。該前導濾波器被進一步耦合至該解調變和解碼單元 512，由該解調變和解碼單元 512 執行所傳輸之資料的相干解調變及解碼。為了執行相干解調變，需要所有重要延遲標記的頻道係數估計。

也可以組合及/或反覆執行所說明用於消去干擾成分及減

輕干擾成分對頻道估計的影響。例如：在第一步驟，從所接收之信號的一數位表示減去所評估之干擾成分，如上文所述。接著在第二步驟，可以再次執行頻道係數估計，但是此時係以減去所評估之干擾成分的信號為基礎。由於減去所評估之干擾成分，所以某些頻道估計的品質更佳。在推導出在前導濾波器中所過濾之頻道係數估計的加權因素過程中，可考慮這些增加的頻道估計品質，如上文所述。現在，可以執行第二回遞歸干擾相消。在干擾評估器中可以使用前導濾波器的輸出來推導出新的且增強的干擾成分估計。可以從所接收之信號的原始數位表示減去該新的且增強的干擾成分估計。可以開始第二回遞歸以改良頻道估計。以此類推...直到進一步遞歸不再遞增前導加權因數。接著，使用最新的頻道係數估計及最新已消除干擾之所接收信號，以執行相干解調變。

在發射器之功率升高

在 3GPP FDD 下行鏈路中，會以非正交方式傳輸 SCH (Synchronization Channel；同步頻道)。如 UE 所知，這意味著從相同細胞/節點 B 所傳輸的信號會遭遇到來自 SCH 的額外干擾。這項干擾本質上是決定論、每隔 10 毫秒無線電訊框重複，因此會使終端機處所接收之 SNR 降級。在 SCH 存在的持續時間期間，節點 B 可以藉由遞增所有頻道的傳輸功率來減輕這項影響。這項做法廣泛適用於節點 B 意識到干擾具有一決定論成分的任何情況。

SCH 係由一每隔 0.666... 毫秒時槽重複之 PSC (Primary Scrambling

Code；主要擾亂碼)－每隔 10 毫秒無線電訊框重複之 SSC (Secondary Scrambling Code；次要擾亂碼)群組所組成。不同於其他下行鏈路頻道，不會使用下行鏈路擾亂碼(DSC)將 PSC 和 SSC 經過擾亂處理。因此，在 UE，在使用複共軛的下行鏈路擾亂碼解擴展所傳入的信號及使用 OVSF (Orthogonal Variable Spreading Factor；直角變數擴展因數)編碼執行解覆蓋之後，每個符號的 SNR 可被表達為如下列所示：

$$\text{SNR} = \frac{|\alpha|^2 \cdot E_{\text{ct}}}{|\alpha|^2 \cdot E_{\text{csch}} \cdot \beta + I_{\text{oc}}} \cdot \text{SF}$$

其中 α = 複衰落係數

β = 非正交因數

SF = 擴展因數

E_{ct} = 每傳輸頻道晶片的能量

E_{csch} = 每 SCH 晶片的能量

I_{oc} = 熱雜訊加其他細胞干擾 (Thermal Noise plus Other Cell Interference) 功率光譜密度

實質上，SCH (當存在時)會使所接收之符號的 SNR 降級。接近節點 B 的終端機不會接收到來自鄰近節點 B 的符號。因此，附近的終端機通常無法使用散佈 (diversity) 技術。非正交因數是頻道化碼 (OVSF 碼)、DSC、SSC 和時間 (以 10 毫秒為模數) 的函數。因此，當 SCH 存在時，節點 B 可單方式地遞增其他頻道 (例如，DPCH) 的傳輸功率。傳輸功率的遞增量可被儲存在一查詢表中，這是使用前面所列的參數預先計算得出的遞增量。

另外，功率遞增可能是終端機幾何學的函數，這是下行

鏈路 C/I 的度量法。如果終端機幾何學屬於小型，則 SCH 所建構的干擾比例愈小且對所接收之符號 SNR 的影響微不足道，傳輸功率遞增量應愈低，反之亦然。非正交因數會隨時間及下行鏈路中所利用之頻道化碼的函數而改變。

在一項具體實施例中，DPCCH 包含專用前導位元、上行鏈路傳輸功率控制 (Transmit Power Control; TPC) 位元及傳輸格式組合指示 (Transport Format Combination Index; TFCI) 位元。該等專用前導位元係用來計算下行鏈路 SNR。在 DLPC (DL Power Control; 下行鏈路功率控制) 的內部迴路中，將 SNR 比較於外部迴路所設定的目標 SNR。如果所計算的 SNR 小於該目標 SNR，則 UE 會向節點 B 發出信號以遞增傳輸功率。在該等位元位置上出現的 SCH 會使 SNR 估計降級。因此，如果該等位置上之所計算的 SNR 總是較低，導致 UE 向節點 B 發出信號以遞增傳輸功率。

為了減輕這項問題，建議在 UE 處使用下列功率控制演算法。

- 從該等專用前導位元計算 SNR。
- 計算所評估之 SNR 與該目標 SNR 之間的差值。
- 如果差值大於零 (所評估之 SNR 大於該目標 SNR，則發出信號給節點 B 以減少傳輸功率。
- 如果差值小於零且小於一臨限值，則發出信號給節點 B 以遞增傳輸功率。
- 如果差值小於零但大於一臨限值，則發出信號給節點 B 以減少傳輸功率。

其中，該臨限值應是UE幾何學的函數。在較簡單的具體實施例中，臨限值可以是一常數。

該等TPC位元係用來計算上行鏈路傳輸功率。在評估位元之正負號(sign)過程中所發生的錯誤都會導致上行鏈路效能損失。典型的TPC位元正負號評估演算法不採用干擾中的決定論成分。如果在該等TPC位元之位置上SCH存在，則用於決定該等TPC位元之正負號的臨限值必須是SCH、頻道化(OVSF)碼及下行鏈路擾亂碼的函數。TFCI位元係用來以逐一時槽為基礎來計算傳輸格式組合。該等TFCI位元已被編碼。如需TFCI編碼法的詳細說明，請參閱TS 25.211、25.212和25.213。

一旦UE已獲得系統時序，即，“已知”SCH值及時間位置(即，發生時間)，UE就能夠得知用於當做每個頻道化碼時間函數的 β 值。隨著 β 值遞增，會使符號SNR降級。

在符號與來自一耙式接收器之其他多路徑成分的符號組合在一起之前，通常會按共有前導強度來按比例調整符號。接著，UE可將來自每個指部(finger)的共有前導強度解譯為被應用至符號的時間變化權值。由於UE也已知用於當做每個頻道化碼時間函數的 β 值，所以有多種方式減輕來自SCH之額外干擾的影響。請注意，來自不同節點B之不同多路徑成分的相同符號之 β 值不同；來自相同節點B之相同多路徑成分的不同符號之 β 值不同。

干擾：L2實例

實際上，服務提供者已注意到，當以高度幾何學運作時

，在下行鏈路上傳送之 L2 ACK/NACK 訊息會有傳輸可靠度方面的問題。就這項狀況而言，SCH 傳輸會導致經常損失 L2 (第 2 層) 中的 ACK/NACK 訊息。由於 ACK/NACK 係用來確定傳輸，所以損失這項訊息會導致一既定通訊中斷，並且會導致通話斷線。因此，干擾 L2 ACK 是不能接受的問題。

依據有關導致 L2 ACK 訊息失損之可能狀況的調查及模擬，問題似乎是起因於數項同時存在的狀況。當同時符合該等狀況時，SCH 頻道會顯著影響傳輸的 L2 ACK/NACK 訊息。該項影響似乎會阻擾成功且可靠傳輸該訊息；接下來的內容將說明損失 L2 ACK/NACK 訊息的影響。請注意，頻道間干擾會影響其他訊息或 W-CDMA 程序。

就一組既定的情勢而言，訊息尤其會受到 SCH 干擾而影響。這已經過模擬結果實證。有數種技術及組態可以減輕 SCH 干擾或其他頻道間干擾的影響。

在 UMTS 中，可以用三種不同方式來組態 L2 實體 (無線電鏈路控制；Radio Link Control (RLC)) 實體所作的決定：

- RLC 通透模式 (Transparent Mode)，大部份用於語音服務。
- RLC 未認可模式 (Unacknowledged Mode)，用於即收即播 (streaming) 服務及某些傳訊訊息。
- RLC 認可模式 (Acknowledged Mode)，用於封包服務及大部份的傳訊訊息。

頻道間干擾會影響 L2 的認可模式，這是因為認可模式會使用 L2 ACK/NACK 訊息。SCH 傳輸會造成干擾在 L2 中傳輸的 ACK/NACK 訊息。損失這些系統會導致系統運作錯誤。在某

些情況中，L2 ACK/NACK損失被限制在一特定組態的“測量報告”(MEASUREMENT REPORT)訊息，其中“測量報告”訊息組態(事件1B，相關說明請參閱TS 25.331第14.1.2.2章節)係用來報告“一主要的CPICH已離開報告範圍”，即，報告應從有效集移除一無線電鏈路。以下重新建構可能會損失該訊息的可能情況：

1. “測量報告”訊息係在上行鏈路上傳輸並且網路未正確接收到該訊息。如果所有後續的下行鏈路ACK/NACK訊息皆損失，則會觸發一RLC重置程序。由於RLC重置，所以在UE和網路兩方上的重新傳輸緩衝區爆滿，導致依然未成功傳輸所有損失的訊息。
2. “測量報告”訊息位於正等待第一時間在上行鏈路傳送的RLC傳輸緩衝區中，並且相對應於先前傳送之訊息的下行鏈路ACK/NACK訊息已損失。這會觸發RLC重置程序，期間在UE和網路兩方上的傳輸緩衝區爆滿，導致依然未成功傳輸所有損失的訊息。

一旦損失事件1B的“測量報告”，網路再也無法從有效集移除觸發1B的無線電鏈路。網路必須透過該無線電鏈路來維持與該UE的通訊。於是，網路的因應方式為遞增無線電鏈路的發射功率，直到同步化損失(可能是因為上行鏈路接收損失所致)。這會導致傳輸無線電鏈路的細胞/扇區的容量減少。

損失L2 ACK/NACK的影響比如上文所述之特定問題更廣泛。例如，無線電資源控制(Radio Resource Control; RRC)通訊協定

極度依賴成功傳遞 L2 訊息。舉例而言，當將相對應 RRC 訊息傳遞至較低層以進行傳輸時，在 UE 中可考慮終止許多 RRC 程序。這些包括：

“RRC 連接建立完成”(RRC CONNECTION SETUP COMPLETE)

“RRC 狀態”(RRC STATUS)

“發出連接釋出指示訊息”(SIGNALLING CONNECTION RELEASE INDICATION)

“計數器檢查回應”(COUNTER CHECK RESPONSE)

“無線電承載頻道建立完成”(RADIO BEARER SETUP COMPLETE)

“無線電承載頻道重新建構完成”(RADIO BEARER RECONFIGURATION COMPLETE)

“無線電承載頻道釋出完成”(RADIO BEARER RELEASE COMPLETE)

“傳輸頻道重新建構完成”(TRANSPORT CHANNEL RECONFIGURATION COMPLETE)

“實體頻道重新建構完成”(PHYSICAL CHANNEL RECONFIGURATION COMPLETE)

“無線電承載頻道建立失敗”(RADIO BEARER SETUP FAILURE)

“無線電承載頻道重新建構失敗”(RADIO BEARER RECONFIGURATION FAILURE)

“無線電承載頻道釋出失敗”(RADIO BEARER RELEASE FAILURE)

“傳輸格式組合控制失敗”(TRANSPORT FORMAT COMBINATION CONTROL FAILURE)

“實體頻道重新建構失敗”(PHYSICAL CHANNEL RECONFIGURATION FAILURE)

“UTRAN 遷移率資訊失敗”(UTRAN MOBILITY INFORMATION FAILURE)

“有效集更新失敗”(ACTIVE SET UPDATE FAILURE)

“從 UTRAN 交遞失敗”(HANDOVER FROM UTRAN FAILURE)

“來自 UTRAN 的細胞變更順序失敗”(CELL CHANGE ORDER FROM UTRAN FAILURE)

“測量報告”(MEASUREMENT REPORT)。

如果無法可靠傳輸 L2 ACK/NACK，則可能會損失該訊息，導致損失 UE 與網路狀態之間的同步。在許多情況下，同步損失可能無法補救，這是由於大部份 RRC 訊息都是差別型訊息，即，只運送有關相對於前一狀態變更的資訊，而不是運送最後狀態的快照。舉例而言，“有效集更新”(ACTIVE SET UPDATE)係用來加入無線電鏈路至有效集或從有效集移除無線電鏈路，而不包含有效集的現行狀態。同樣地，“測量控制”(MEASUREMENT CONTROL)訊息只指示鄰居清單的變更，而不會指示鄰居清單的最後狀態。

每當重置 RRC (RB2、RB3 或 RB4)所使用的 L2 實體時，就可能會損失 RRC。如果導致重置 L2 實體的狀況不屬暫時性，則會發生多個 L2 重置程序，直到 L2 產生無法補救的錯誤。接著，L2 通知 RRC 狀態機器，並且 UE 會將一要求釋出連接的訊息傳送給網路。請注意，這是假設對 RRC 所使用之 L2 實體的最大接收重置次數為壹，雖然可以設定較高的值。這意謂著，單次重置 RRC 所使用之 L2 實體會產生 RRC 所使用之 L2 實體。

假設可以將 L2 組態為(RLC 認可模式)當做一用於傳輸 RRC

訊息之損失較少的資料傳輸層，這是整個 RRC 架構基礎的建構基柱之一。事實上，依據 RRC 通訊協定，每當行動台發出“RB2、B3 或 RB4 中無法補救的錯誤”信號時，網路應“起始 RRC 連接釋放程序”。如果依據 RRC 程序中目前指定的事項來實施網路，則每當發生問題時，必須中斷呼叫或封包會期。

由於在 UMTS 中 RLC 認可模式也會用於傳輸封包服務的使用者資料，所以 L2 ACK/NACK 損失對 RRC 通訊協定所造成的問題會導致使用者資料損失。持續損失 L2 ACK/NACK 會導致連續重置所使用的 L2 實體，於是持續損失資料。由於連接斷線（即，資料速率下降至 0 kb/s），所以會被較高層察覺到，最後被使用者察覺到。

即使由於 ACK/NACK 損失而導致只會發生一些 L2 重置，L2 處發生的資料損失會造成許多 L3 重新傳輸係以大幅減少的資料速率進行，如應用程式或使用者所察覺。具體而言，每當較低層損失某些資料時，TCP/IP 所使用的流程控制機制（慢速開始）會急遽降低資料速率。接著，服務品質會降級，並且由於逾時導致應用程式終止封包會期。

在 W-CDMA 中，AM（認可模式）L2（第 2 層）控制通訊協定資料單元（Protocol Data Unit; PDU）具有如圖 8A 所示的結構。PDU 360 包含數個欄位。1 位元 D/C 欄位指定 PDU 是否有載送“控制”（Control）（“0”值）或“資料資訊”（“1”值）。如果將該 D/C 欄位設定為“0”，則接下來的欄位是 3 位元“PDU 類型”欄位。此欄位指定該 PDU 載送哪一種控制資訊。就版本 99 而言，此欄位可採

用三個可能值 000、001 和 010，分別用於指示 PDU 是“狀態 PDU”(STATUS PDU)、“重置 PDU”(RESET PDU) 或“重置 ACK PDU”(RESET ACK PDU)。預期只有在非常極端的情況下才需要“重置 PDU”和“重置 ACK PDU”，然而“狀態 PDU”是基本 RLC 通訊協定作用的必要項。圖 8B 顯示“狀態 PDU”的基本格式。在本圖式中，每個 SUFI (Super-Field；超級欄位) 都會載送 RLC 通訊協定狀態資訊。

AM (認可模式) RLC 通訊協定的設定係以利用認可的“選擇重複”(Selective Repeat) 機制為主。在此類機制中，可靠傳輸認可(否定及肯定)極為重要，以便維持接收視窗和傳輸視窗同步，並且避免遲滯(stalling)。這些認可的傳送格式為 SUFI，這屬於“狀態 PDU”的一部份。在最簡單的形式中，一認可訊息將在傳輸視窗中指示所有 PDU 的肯定認可，直到一特定序號。組成這項訊息的 SUFI 係由三個欄位所組成：

1. 一個四位元欄位，用於指示狀態超級欄位 (Super Field, SUFI) 的類型，就認可直到一特定序列的所有 PDU 而言，採用的值為：0010
2. 一個二十位元欄位 370，用於指示肯定認可之所有 PDU 的最高序號。這可採用不同的值，雖然永遠表示一計數器的值，當建立 RRC 連接時，這個欄位從 0 值開始。
3. 填補欄位 372：用於填補 PDU 360 的其餘部份。填補值不是按標準指定，並且會被“狀態 PDU”的接收器丟棄。然而，一般性假設為，大部份的 L2 實施會依據預設將填補設定為全部 0。

請注意，典型的 PDU 大小是 150 位元位的等級。因此，在如上文所述的訊息中，平均而言有 7 位元位設定為 1 且 143 位元位設定為 0 (其中至少有 130 位元位為連續 0)。也請注意，當使用加密時，加密會擾亂資料，因此減輕問題發生。但是，加密不適用於“狀態 PDU”。

擾亂處理

頻道間干擾的影響取決於傳輸位元的序列。某些序列比其他序列更難達成。W-CDMA 指定的方式為，甚至當設定加密時，仍然會在傳輸及重新傳輸同一組資料期間，在實體層上傳送相同的位元序列。為了最小化問題的影響，系統廣泛地想要：(1) 避免傳送經常比其他序列更多位元的序列 (例如，所有皆為 0 序列)；及 (2) 在重新傳輸同一組位元期間，變更在實體層上傳送的模式。

下文中提供嘗試達成 (1) 和 (2) 的一組解決方案。L2 ACK 可靠度問題會因填補長序列零而明確地更加惡化。可以在下行鏈路上傳輸的資料 PDU 來支援“狀態 PDU”。這會導致在封包承載中導入額外 (隨機) 位元，減少發現到所有皆為 0 之長序列的可能性，因此避免在實體層上重複特定的位元序列。這項解決方案的主要問題為，不會總是有與“狀態 PDU”一起使用的下行鏈路資料。

只有使用網路及行動台都知道的一特定擾亂序列 (可能在建立連接期間已協商)，才能達成在 RLC 層級明確擾亂。這種方法只會使用另一位元序列來取代某位元序列，因此不建議使用此方法，儘管事實上這種方法相當容易實施。就

MAC 中的擾亂處理而言，擾亂處理可能是時間特有的處理（例如，以 CFN 為基礎）。這將排除資料關聯的錯誤，確保任何資料序列成功完成一特定重新傳輸次數皆相同的可能性。就長遠來看這會是最佳的解決方案，並且就 ACK/NACK 訊息及資料 PDU 而言皆可達成前面的 (1) 和 (2)。

由於通訊協定會忽略填補值，所以對等實體不需要將該訊息中的填補欄位設定為任何特定值。因此，可指示填補值將位元設定為某非零值（就網路端而言，這不需要任何標準變更）。

在會產生這項填補處理的方式中再次有兩種可能性。第一種可能性是重複使用一特定非零八位元組。第二種可能性是會產生用於填補處理的偽隨機位元。由於至少就 ACK/NACK 訊息而言，這項方法允許達成前面的 (1) 和 (2)，所以第二種可能性是最佳解決方案。然而，特定較高層資料序列仍然會有問題。

這項解決方案屬於非侵入式；從標準及從實施觀點而言皆是如此，雖然從使用者資料觀點而言並不理想，但是就眼前來看這是較佳的解決方案。

干擾：功率控制

W-CDMA 支援快速下行鏈路功率控制。原則上，如果 DCCH 受到特定干擾的影響，則功率控制機制應能夠適應環境，並且調整功率控制迴路參數，以便符合目標 DCCH 區塊錯誤率。然而，這是假設功率控制迴路的建立方式會考慮到實際的 DCCH 效能。

按照 W-CDMA 規格，系統可建立功率控制程序，其方式為只監視單一傳輸頻道的效能(甚至當一起多工處理多個傳輸頻道時)。在速率匹配/多工處理程序中，會透過傳輸頻道的相對權值來控制其他傳輸頻道的效能。在 3GPP TS 34.108 中，所有的參考組態都可被組態為具有或不具有明確功率控制 DCCH 的可能性。

當僅僅藉由資料頻道的效能來驅動功率控制程序時，功率控制還路程序不會修正 DCCH 的任何異常效能。具體而言，如果 DCCH 所遇到的干擾不會影響(會影響的程序極微)導引頻道(例如，DTCH)，則功率控制外部迴路不會遞增內部迴路的設定點，並且問題繼續存在。在某情況下，系統不會執行有關 DCCH 的明確功率控制外部迴路。這是最嚴重的情況，並且會導致 DCCH 效能始終降級。

當功率控制程序考慮 DCCH 錯誤率時，系統應能夠適應環境，並且透過空間可靠地載送傳訊訊息。然而，克服 SCH 干擾所需的功率可能會(例如)變成無法實際實施，或所需的功率高於節點 B 中之一特定 RL 所容許的功率最高限額。請注意，這項組態應視為一種用於解決本文中所說明之特定問題的相關發明。

當同時發生數種狀況時有可能會導致顯著影響鏈路效能及穩定度；問題的主要來源是與非正交 SCH 頻道相關的干擾。SCH 干擾總是存在，然而，數項因素使頻道間干擾更加惡化。第一，高幾何學會影響頻道間干擾的效應。如上文所述，當 UE 接近節點 B 時會隔離干擾，因此，會導致資

訊損失。第二，當外部功率控制機制係以不受SCH影響的傳輸頻道為基礎時。在此情況下，功率控制不會調整來克服SCH的影響。第三，散佈(包括多路徑、傳輸散佈)會擴大影響。另外，當沒有有關SCH干擾的散佈增益時，由於除STTD外100%關聯。如果且當功率控制外部迴路係以得益於散佈的頻道為基礎時，只有一個降級因數。第四，當連同較高速率傳輸頻道一起多工處理低速率傳輸頻道時。第五，具有相同極性之長位元序列的訊息會導致容易受到頻道間干擾影響。

L2 ACK案例包含所有嚴重化的因數。L2 ACK是長零序列，對應到較高速率封包組態內的DCCH。SCH涵蓋DCCH位元。功率控制設定點係藉由高幾何學的DCH品質所驅動。

干擾：AMR語音服務

在W-CDMA中，頻道間干擾會造成關於可調式多速率(Adaptive Multi-Rate; AMR)語音服務的問題，進而對DCCH(或無線電信號承載頻道)造成無法接受的高錯誤率。請注意，AMR語音服務係當做實例提供；然而，頻道間干擾會影響各種其他服務。高錯誤率會導致傳訊延遲，包括與交遞程序相關的傳訊。在某些情況下，這會顯著增加中斷的呼叫數量。AMR DTCH的SNR需求取決於所使用的傳輸格式。無聲訊框所需的基地台DPCH傳輸功率低於全速率訊框許多。因此，將下行鏈路上的長無聲週期會造成基地台DPCH傳輸功率顯著降低。下降的傳輸功率不足以透過DCCH傳訊頻道可靠通訊。由於DCCH頻道的所有傳輸格式都不會載送一CRC，因

此無法進行功率控制。發射器無法用任何方式來得知傳訊頻道上的錯誤率高到無法接受。因此，發射器不知道要採取修正動作。

一種局部解決方案為，在 DCCH 上永遠傳輸具有零位元的至少一傳輸區塊 (1x0 格式)，而不是傳輸無資料區塊 (0x148 格式)。1x0 格式包含 CRC 位元 (與導致無傳輸或 DTX 的 0x148 格式相反)，用於允許 DCCH 受到功率控制。DCCH 上的 CRC 錯誤會強制基地台增加傳輸功率，並且未來的重新傳輸更加可能會成功。

請注意，由於接在長無聲週期之後的傳訊訊息很可能會由於重新傳輸而導致延遲，所以這是一種局部解決方案。這也不解決使用“未認可模式”(Unacknowledged Mode)之訊息的問題。這項問題的較佳解決方案為，針對 DPCH 上的每種傳輸格式組合使用不同的 DPDCH/DPCCH 偏移。

在 W-CDMA 系統中，會使用可調式多速率 (Adaptive Multi-Rate; AMR) 語音服務來提供語音服務。AMR 來源編碼器每隔 20 毫秒 (即，TTI=20 毫秒) 產生全速率訊框、SID 訊框或無資料 (NULL 訊框)。在任何無聲週期期間通常會每隔 160 毫秒傳送一次 SID 訊框。

AMR 編碼解碼器有許多模式，但是最廣泛使用的模式是具有非相等錯誤保護 (unequal error protection; UEP) 的 12.20 kbps。每個每 TTI 之 244 位位元都被分割成 81 位 A 級位元；103 位 B 級位元；及 60 位 C 級位元。運作重點是，全速率 A 級位元最多 10^{-4} BER 或 8.1×10^{-3} BLER。

連同 AMR 頻道，會在相同 CCTrCH 上多工處理或無線電信號承載頻道的 DCCH。標準中未定義速率匹配的精確等級。然而，依據某發行資訊，產生公認的指導方針是使用如圖 11 所示之表格中標示的速率匹配屬性，表格中標示有關 AMR/DCCH 傳輸頻道的典型編碼法。

依據針對不同傳播狀況的封閉迴路功率控制的模式為基礎，當全速率 A 級位元以 0.7% BLER 運作時，DCCH BLER 為從 2% 到 8%。這似乎很合理。當 SID 和 NULL 訊框都維持相同 RM 屬性時就會引發問題。由於 SID 和 NULL 訊框所包含的位元數量比全速率訊框的 81 位位元少許多，所以 SNR 需求低於此類 A 級訊框許多。圖 12 的表格呈現 A 級與 DCCH 頻道之各種傳輸格式之必要 SNR 的模擬結果。

請注意，外部迴路功率控制無法送出 DCCH，這是因為 DCCH 上有 0x148 位元傳輸格式，而沒有 CRC。所以在無聲週期期間，當只有由多數 NULL 訊框所組成的 A 級訊框才會驅動外部迴路時，則會以約 $3.3 - 0.5 = 2.8$ dB (低於 1% BLER 所需) 在 DCCH 上接收一個 1x148 訊框。在實驗室中，模擬已觀察到以該低 SNR 之 DCCH 的實際 BLER 可能最高達 60%。

此外，選擇不佳的 SCH 相對於資料頻道之偏移可能會導致“碰撞”，進而增加 DCCH SNR 需求，而使問題更加惡化。

請注意，此處的基礎問題為，A 級 NULL 訊框相對於 DCCH 傳訊訊框的 SNR 需求原本就不同。此類 SNR 需求是傳輸區塊長度、編碼法及傳播狀況的函數。由於 UE 無法控制這些參數，所以適合的解決方案可能必須從基地台方進行。(請注

意，針對 UE 的一項做法是永遠為最弱的頻道要求必要的功率，例如，DCCH 1x148。所以，總是會優於 1% BLER 來接收 A 級訊框。然而，這會使功率控制的整體目的受挫，並且不被視為可接受的解決方案。)

可以調整速率匹配屬性，以等化 A 級 NULL 訊框及 DCCH 1x148 訊框的 SNR 需求。在此情況下，系統會想要增加 DCCH 的重複，同時增加 A、B 和 C 級位元的擊穿 (puncturing)，以維持相對的保護等級。

這項做法實質上會犧牲傳輸功率，這是因為由於為了 DCCH 1x148 訊框進行擊穿 (puncturing)，導致 A、B 和 C 級的 SNR 需求全部上升。這似乎不會理想的交換，因為與 A、B 和 C 級相比，DCCH 的工作週期 (duty cycle) 相對低，所以很可能大部份時間都會浪費功率。

另一項替代方案是，允許 UE 執行有關 DCCH 的外部迴路功率控制，做法是在 DCCH 上使用 1x0 傳輸格式，而不是使用 0x148 格式。使用 DCCH 外部迴路，一旦 UE 偵測到 DCCH 有區塊錯誤，UE 就會要求更多功率，最終有足夠功率傳輸整個 1x148。

傳輸 1x0 而不是傳輸 0x148 意謂著，DCCH 上一定有某傳輸功率添加信號 (overhead)。另外，運用這項機制，在“趕上”外部迴路目標之前的時間，DCCH 上一連串 1x148 訊框中的第一個訊框總是會比後續訊框遇到更高的錯誤率。如果 DCCH 上有某種認可/重新傳輸機制，則可能可以接受此狀況。

在本文中，所提供的機制非常適用且不會傳輸高於所需

之功率，並且也不需要外部迴路“趕上”延遲。這是以讓基地台依據瞬間傳輸的 TFC（傳輸格式組合）來應用一可變 DPDCH-DPCCH 功率偏移的構想為基礎。

假設，會將如表格 2 所示之所有傳輸格式之 SNR 需求的表格提供給基地台。則就所有可能的 TFC 而言，基地台可以按照所有個別 SNR 需求的最大值來計算整體 SNR 需求，如圖 13 所示。每個訊框，接著，基地台可依據即將傳送的 TFC 來自動調整傳輸功率，而不需要等待 UE 的功率控制命令。

概念上，這會將傳輸功率分割成兩個成分，一是基地台利用 TFC 表格（依據傳輸格式、編碼法等等）所調整的成分，而另一成分是 UE 透過內部功率控制（依據瞬間頻道狀況）所調整的成分。

例如，假設有一無聲週期，並且基地台正在傳輸 NULL 訊框（A 級的 1x0），而且沒有傳訊（DCCH 的 0x148）。按照表格 3，這相當於 0.5 dB 的 SNR。一會兒之後，會使用按照表格 3 的相對應 3.3 dB 需求，連同 NULL 訊框一起多工處理一傳輸訊息 1x148。基地台會自動應用一 2.8 dB 額外功率，這個功率高出無傳訊訊息時使用的功率許多，以補償不同的 SNR 需求。

在這項機制中，如果 UE 的內部迴路偵測到所接收功率已突然變更，而且 UE 不需要傳送任何相對應的功率控制命令，則 UE 將假設頻道狀況已有所變化，並且會嘗試採取基地台所提供之功率調整的反向動作。這是因為 UE 必須等待直到接收到一訊框而得知訊框的 TFC 之後，因此得知由於新的傳輸格式而導致所接收之功率有變化，並且頻道狀況並沒

有改變。

為了解決這項問題，依據一項具體實施例，只會按 TF 來調整 DPDCH 傳輸功率，並且跨 TF 的 DPCCH 功率維持不變。換言之，基地台會以參考功率位準來傳輸 DPCCH，並且會依據傳輸格式以相對於 DPCCH 的方式來調整 DPDCH 功率位準。同時，照例會依據如內部迴路功率控制所決定的一般調高/調降命令來調整 DPDCH 參考功率位準。

在節點 B 儲存一表格，用於將 TF 組合對應至一功率偏移值。圖 14 顯示此一表格的實例。圖 15 顯示使用一用於將 TF 組合對應至一功率偏移值的表格來進行功率控制的處理程序。處理程序從步驟 600 開始，在步驟 602 接收來自 UE 的功率控制反饋。功率控制反饋的格式可能是調高/調降命令。在一項具體實施例中，命令是依據所測量之雜訊干擾比 (signal-to-interference ratio; SIR) 與目標 SIR 的比較結果。在步驟 604，基地台 B 依據來自 UE 的功率控制反饋來調整 DPCCH 的傳輸功率。接著，在步驟 606，藉由將功率偏移套用至 DPCCH 的功率以計算 DPDCH 的傳輸功率。在步驟 608 傳輸頻道。

請注意，這項做法可以很容易廣泛運用在針對每種傳輸格式支援不同的 BLER 目標。在推導出與傳輸格式相關之功率偏移的過程中，基地台僅僅考每個個別的 BLER 目標。

實施這項做法的關鍵需求是，基地台能夠依據 TFC 來設定 DPDCH-DPCCH 功率比。再者，可依據實施或傳播狀況來改變表格 2 中提供的精確 SNR 需求。就傳輸功率而論，需求愈精確，系統效率愈高。請注意，假設將所有 SNR 需求相等地

設定為 0 dB，則這項機制完全變成無傳輸功率偏移的原始機制。

熟習此項技術者應明白，可使用各種不同術語或技術的任一種來代表資訊及信號。例如，資料、指令、命令、資訊、信號、位元、符號及晶片有利於以電壓、電流、電磁波、磁場或粒子、光場或粒子、或其任何組合來表示。

熟習此項技術者應進一步明白，配合本文所發表之具體實施例說明的各種圖解邏輯方塊、模組、電路及演算法步驟可實施為電子硬體、電腦軟體或其組合。為了清楚解說硬體與軟體的互換性，前文中已就功能而論作廣泛說明各種圖解的組件、區塊、模組、電路及步驟。視特定應用及影響整個系統的設計限制條件而定，將功能實施成硬體或軟體。熟悉本技藝者可以用每種特別應用的不同方法來實施所述的功能，但這種實施決定不能視為背離本發明之範圍。

可使用一般用途處理器、數位信號處理器 (DSP)、專用積體電路 (ASIC)、場可程式規劃閘極陣列 (FPGA) 或其他可程式規劃邏輯裝置 (PLD)、離散閘極或電晶體邏輯、離散硬體組件或其任何的組合以執行本文所說明的功能，以實施或執行配合本文所發表之具體實施例說明的各種圖解邏輯方塊、模組及電路。一般用途處理器可能是微處理器，但是在替代方案中，處理器可能是任何傳統處理器、控制器、微控制器或狀態機器。處理器可實施為電腦裝置的組合，例如 DSP 和微處理器的組合、複數個微處理器、連接 DSP 核心

的一個或一個以上微處理器或任何其他此類的組態。

配合本文中揭示之具體實施例中說明的方法或演算法步驟可直接用硬體、處理器執行的軟體模組或軟硬體組合具體化。軟體模組可駐存於RAM記憶體、快閃記憶體、ROM記憶體、EPROM記憶體、EEPROM記憶體、暫存器、硬碟、可抽取磁碟、CD-ROM、或此技藝中所熟知之任何其他形式的儲存媒體中。一種示範性儲存媒體係耦合處理器，以致於處理器可自儲存媒體中讀取資訊，以及寫入資訊到儲存媒體。在替代方案中，儲存媒體可被整合至處理器中。處理器和儲存媒體可駐存在ASIC中。該ASIC可存在於一使用者終端機中。在替代方案中，處理器和儲存媒體可當作分散離組件駐存在使用者終端機中。

前文中提供所揭示具體實施例的說明，讓熟習此項技術者可運用或利用本發明。熟習此項技術者應明白這些具體實施例的各種修改，並且本文中定義的一般原理可適用於其他具體實施例，而不會脫離本發明的精神或範疇。因此，本發明不受限於本文中提出的具體實施例，而是符合與本文中所說明的原理及新穎功能一致的最廣泛的範疇。

圖式簡單說明

圖1顯示一種無線通訊系統。

圖2顯示在採用W-CDMA之無線通訊系統中下行鏈路專用實體頻道的訊框結構。

圖3顯示在採用W-CDMA之無線通訊系統中下行鏈路專用實體控制頻道的訊框結構。

圖 4 顯示在採用 W-CDMA 之無線通訊系統中同步頻道 (Synchronization Channel; SCH) 的結構。

圖 5 顯示由於 SCH 干擾所導致與各種編碼法相關的訊雜比 (Signal-to-Noise Ratio; SNR)。

圖 6 及 7 顯示 W-CDMA 系統中的交插處理。

圖 8A 和圖 8B 顯示 W-CDMA 系統中的通訊協定資料單元 (Protocol Data Unit; PDU) 格式。

圖 9 及 10 顯示用於減少干擾的無線裝置。

圖 11 顯示可調式多速率 / 專用控制頻道 (Adaptive Multi-Rate/ Dedicated Control Channel; AMR/DCCH) 傳輸頻道的編碼法。

圖 12 顯示各種傳輸格式所需的模擬 SNR 值。

圖 13 顯示各種傳輸格式組合 (Transport Format Combination; TFC) 的 SNR 需求。

圖 14 顯示相對應於 TFC 之功率偏移值的表格。

圖 15 顯示用於將 TFC 對應至功率偏移值之處理程序的流程圖。

圖 16 顯示用於在一共有實體頻道上傳輸多個傳輸頻道 (Transport Channel; TrCH) 之各種狀況的時序圖。

圖式代表符號說明

100	通訊系統
102A-102G	細胞
104A-104G	基地台
106	終端機
1 204A, 2 204B, 3 204C	傳輸頻道

202	實體頻道
400, 500	裝置
402, 502	接收器前端
404, 504	搜尋器
406	頻道評估器
408	評估器
410	解調變器
412	解碼器
506	頻道係數評估器
508	加權因數產生器
510	前導濾波器
512	解調變和解碼單元

肆、中文發明摘要

本發明揭示在一無線通訊系統中當干擾來源是系統的決定論成分時減少干擾之方法及裝置。在一項具體實施例中，接收器依據當傳輸干擾來源時加權發射器。另外，發射器可採用功率升高法來克服干擾來源。在一項具體實施例中，W-CDMA系統連同實體頻道同時傳輸一同步頻道，其中該同步頻道非正交於該等實體頻道。當接收器接收到控制或資料資訊時可取消該同步頻道。同樣地，接收器可加權來自多個發射器的傳輸。

伍、英文發明摘要

Method and apparatus for reducing interference in a wireless communication system when the source of interference is a deterministic component of the system. In one embodiment, the receiver weights the transmitters according to when the source of interference is transmitted. Further, the transmitter may employ power boosting to overcome the source of interference. In one embodiment, a W-CDMA system transmits a sync channel concurrently with physical channels, wherein the sync channel is not orthogonal to the physical channels. The receiver may cancel the sync channel when receiving control or data information. Similarly, the receiver may weight the transmissions from multiple transmitters.

拾、申請專利範圍

1. 一種在一無線通訊系統中的方法，包括：

接收複數個頻道上的傳輸，該等複數個頻道之每個頻道都與一錯誤率相關；

依據該等錯誤率選擇一要應用外部迴路控制的頻道；以及

依據該所選頻道來執行外部迴路控制。

2. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該等複數個頻道包含邏輯頻道。

3. 如申請專利範圍第2項之方法，其中該等複數個頻道包括一專用控制頻道，並且其中該專用控制頻道是該所選頻道。

4. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該外部迴路控制包括：

按照該所選頻道之所接收能量的函數，來決定功率控制的一能量臨限值。

5. 如申請專利範圍第4項之方法，其中該等錯誤率係由一中央控制器所設定的區塊錯誤率。

6. 如申請專利範圍第5項之方法，其中該所選擇之區塊錯誤率是該等區塊錯誤率中最嚴重的區塊錯誤率。

7. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該無線通訊系統是一寬頻分碼多向近接 (Wideband-Code Division-Multiple Access; W-CDMA) 系統。

8. 一種在一無線通訊系統中的裝置，包括：

接收構件，用於接收複數個頻道上的傳輸，該等複數個頻道之每個頻道都與一錯誤率相關；

選擇構件，用於依據該等錯誤率選擇一要應用外部迴路控制的頻道；以及

執行構件，用於依據該所選頻道來執行外部迴路控制。

9. 一種在一支援寬頻分碼多向近接 (Wideband-Code Division-Multiple Access; W-CDMA) 之無線通訊系統中的使用者設備，包括：

一接收器，用於接收複數個頻道上的傳輸，該等複數個頻道之每個頻道都與一錯誤率相關；以及

一處理單元，其被調整以依據該等錯誤率選擇一要應用外部迴路控制的頻道，以及依據該所選頻道來執行外部迴路控制。

10. 如申請專利範圍第9項之裝置，其中該所選頻道是一專用控制頻道。

11. 一種在一支援寬頻分碼多向近接 (Wideband-Code Division-Multiple Access; W-CDMA) 之無線通訊系統中的方法，包括：

準備一要傳輸的訊息；

決定該訊息的填補量；以及

產生一用於填滿的異質位元序列。

12. 如申請專利範圍第11項之方法，其中該異質位元序列係由一中央控制器所設定的預先決定序列。

13. 如申請專利範圍第11項之方法，其中該異質位元序列是

- 一按照時間函數調整的動態序列。
14. 如申請專利範圍第11項之方法，其中該異質位元序列是一偽隨機序列。
15. 一種在一支援寬頻分碼多向近接 (Wideband-Code Division-Multiple Access; W-CDMA) 之無線通訊系統中的裝置，包括：
- 準備構件，用於準備一要傳輸的訊息；
 - 決定構件，用於決定該訊息的填補量；以及
 - 產生構件，用於產生一用於填滿的異質位元序列。
16. 一種在一支援寬頻分碼多向近接 (Wideband-Code Division-Multiple Access; W-CDMA) 之無線通訊系統中的使用者設備，包括：
- 一接收器，用以接收傳輸；以及
 - 一處理器，其被調整以執行以下步驟：
 - 決定該所接收之傳輸的填補量；以及
 - 辨識一用於填滿的異質位元序列。
17. 一種在一支援寬頻分碼多向近接 (Wideband-Code Division-Multiple Access; W-CDMA) 之無線通訊系統中的節點B，包括：
- 一發射器，用以準備及傳送傳輸；以及
 - 一處理器，其被調整以執行以下步驟：
 - 準備一要傳輸的訊息；
 - 決定該訊息的填補量；以及
 - 應用一用於填滿的異質位元序列。
18. 如申請專利範圍第17項之節點B，其中該填補係在一媒體存取控制層應用。

19. 如申請專利範圍第17項之節點B，其中該填補係被一位於無線電鏈路控制層的應用中央控制器所應用。
20. 如申請專利範圍第17項之節點B，其中該異質位元序列是一偽隨機序列。
21. 一種在一無線通訊系統中的方法，包括：
決定一非正交頻道的第一時序；以及
依據該第一時序來調整一第二頻道的第二時序。
22. 如申請專利範圍第21項之方法，其中該無線通訊系統是一寬頻分碼多向近接 (Wideband-Code Division-Multiple Access; W-CDMA) 系統。
23. 如申請專利範圍第22項之方法，其中該非正交頻道是一同步頻道。
24. 如申請專利範圍第21項之方法，其中該第二頻道是一包含複數個傳輸頻道的實體頻道，以及其他調整該第二時序包含變更該等複數個傳輸頻道至該第二頻道的對應。
25. 一種在一無線通訊系統中的裝置，包括：
決定構件，用於決定一非正交頻道的第一時序；以及
調整構件，用於依據該第一時序來調整一第二頻道的第二時序。
26. 一種在無線多頻道通訊系統中的方法，該無線通訊系統支援透過一共有實體頻道傳輸複數個傳輸頻道，該方法包括：

準備一包含透過複數個訊框所組合之複數個傳輸頻道的傳輸，其中該等傳輸頻道之每個傳輸頻道對一訊框的相關百分比而言皆處於啟用狀態；

決定該等傳輸頻道中至少一傳輸頻道，與該等傳輸頻道中其他的傳輸頻道相比，該至少一傳輸頻道處於高百分比啟用狀態；

決定一非正交頻道的傳輸時序，其中該非正交頻道係非正交於該傳輸；

調整該等傳輸頻道中至少一傳輸頻道的傳輸，以與該非正交頻道的時序一致。

27. 如申請專利範圍第26項之方法，其中該非正交頻道是一同步頻道。

28. 如申請專利範圍第27項之裝置，其中該共有實體頻道是一專用實體頻道。

29. 如申請專利範圍第26項之方法，其中調整該傳輸包括設定該等傳輸頻道中至少一傳輸頻道的偏移。

30. 如申請專利範圍第26項之方法，其中調整該傳輸包括變更該等複數個傳輸頻道至該實體頻道的對應。

31. 一種在一無線通訊系統中的方法，包括：

將一第一頻道識別為會對其他頻道造成頻道間干擾；

決定在該第一頻道上之傳輸的一時槽位置；以及

在該時槽位置期間，遞增該等其他頻道中至少一頻道的傳輸功率。

32. 如申請專利範圍第31項之方法，其中該無線通訊系統是

一寬頻分碼多向近接 (Wideband-Code Division-Multiple Access; W-CDMA) 系統。

33. 如申請專利範圍第32項之方法，其中該第一頻道是一同步頻道，並且會透過該時槽位置傳輸一同步訊息。
34. 如申請專利範圍第31項之方法，其中該等其他頻道中至少一頻道包含一專用實體頻道。
35. 如申請專利範圍第31項之方法，其中該等其他頻道中至少一頻道包含一控制頻道。
36. 如申請專利範圍第31項之方法，其中遞增傳輸功率包括從一查詢表來決定一遞增功率位準。
37. 如申請專利範圍第31項之方法，其中遞增傳輸功率包括依據終端機幾何學來決定一遞增功率位準。
38. 一種在一無線通訊系統中的裝置，包括：
 - 識別構件，用於將一第一頻道識別為會對其他頻道造成頻道間干擾；
 - 決定構件，用於決定在該第一頻道上之傳輸的一時槽位置；以及
 - 遞增構件，用於在該時槽位置期間，遞增該等其他頻道中至少一頻道的傳輸功率。
39. 如申請專利範圍第38項之裝置，其中該無線通訊系統是一寬頻分碼多向近接 (Wideband-Code Division-Multiple Access; W-CDMA) 系統，並且該裝置是一節點B。
40. 一種在一無線通訊系統中的裝置，包括：
 - 記憶體儲存單元，用於儲存功率調整值；

處理器，其被調整以執行以下步驟：

將一第一頻道識別為可能會對其他頻道造成頻道間干擾；

決定在該第一頻道上之傳輸的一時槽位置；以及

在該時槽位置期間，遞增該等其他頻道中至少一頻道的傳輸功率。

拾壹、圖式

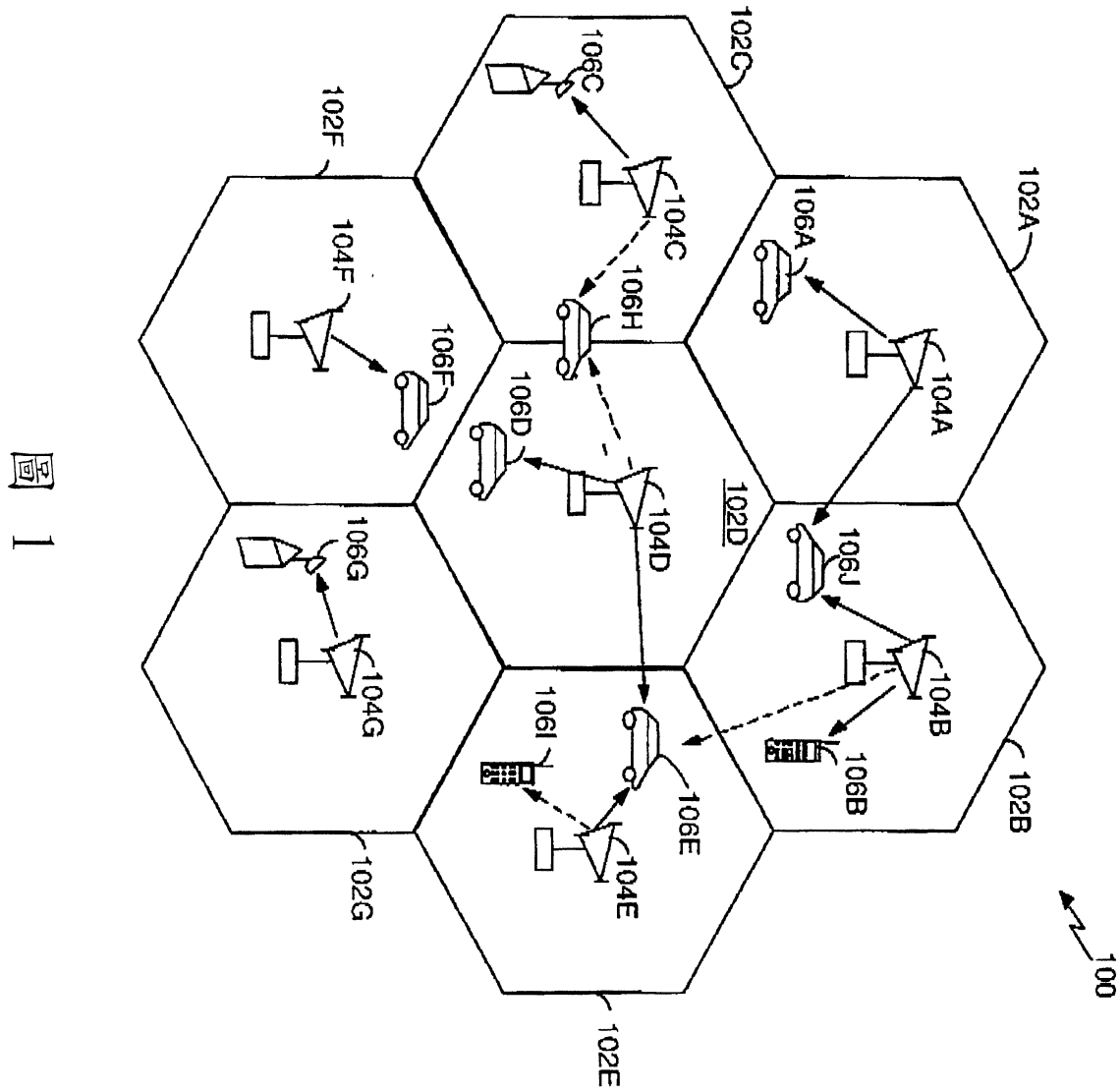


圖 1

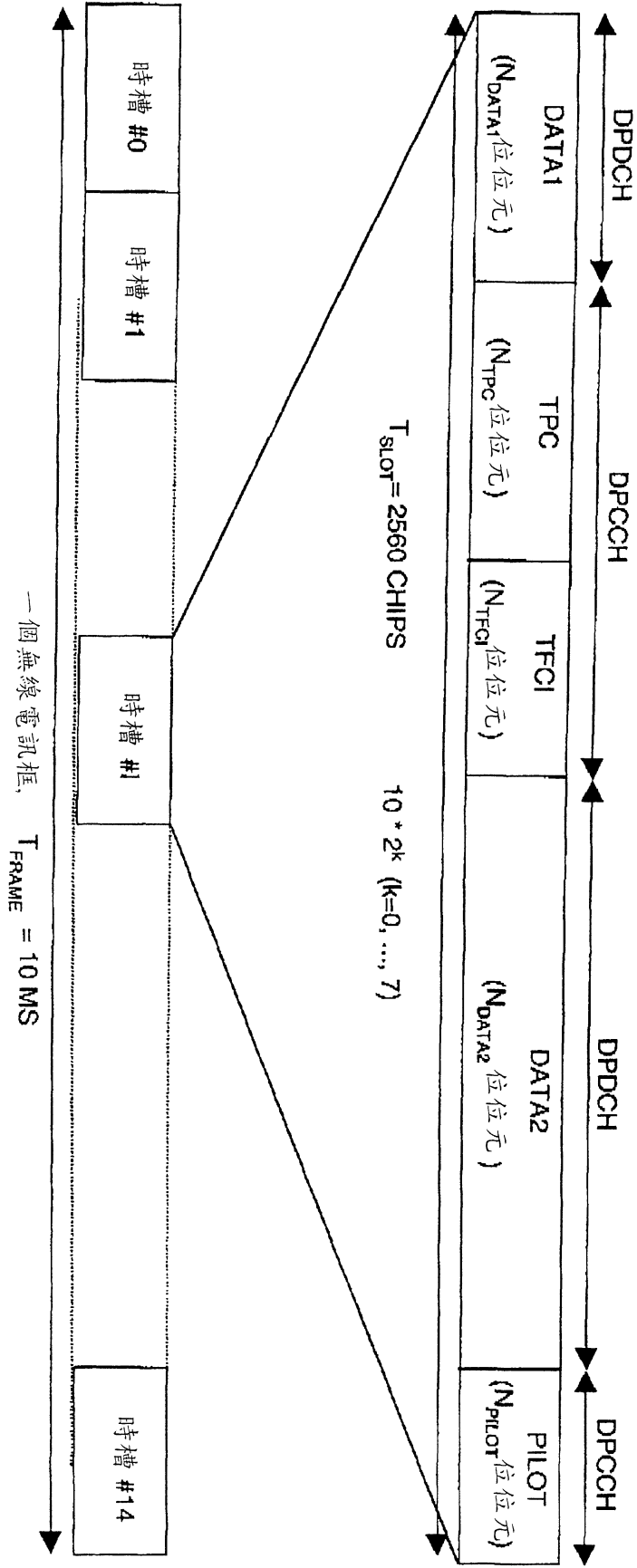


圖 2

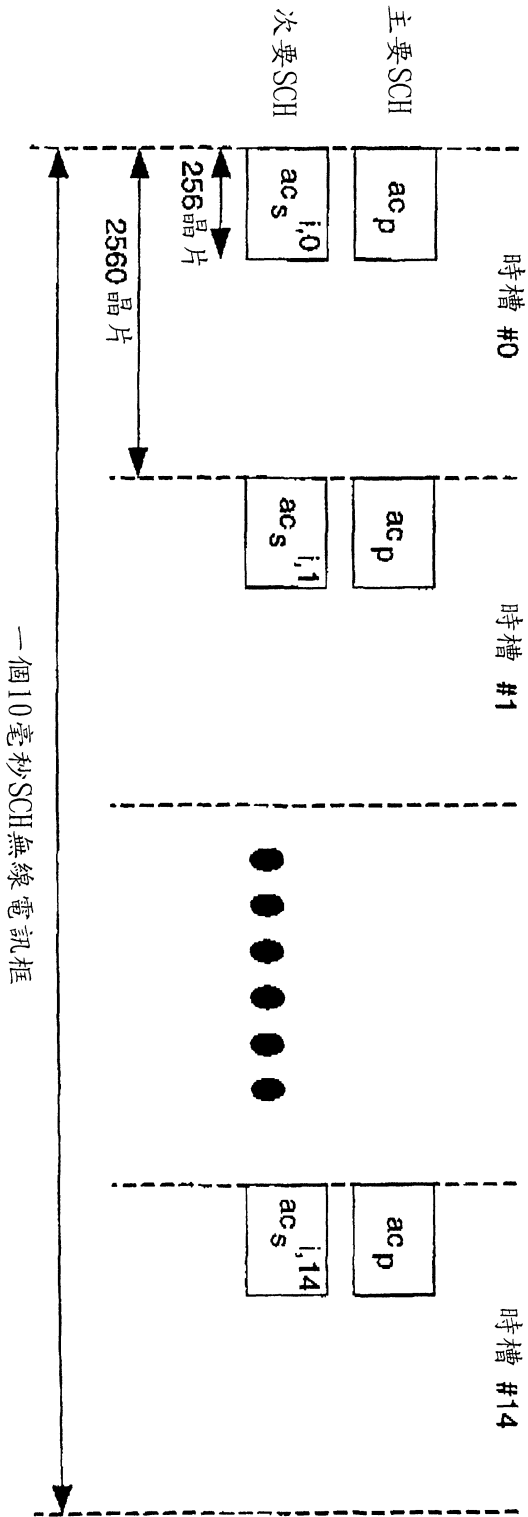


圖 3

DPCH SF	由於SCH干擾所導致之典型的最槽案狀況SNR ES/N _{sch} [dB]
256	9.5 dB
128	7.5 dB
64	6.5 dB
32	5 dB
16	3.5 dB
8	0.5 dB
4	0 dB

圖 4

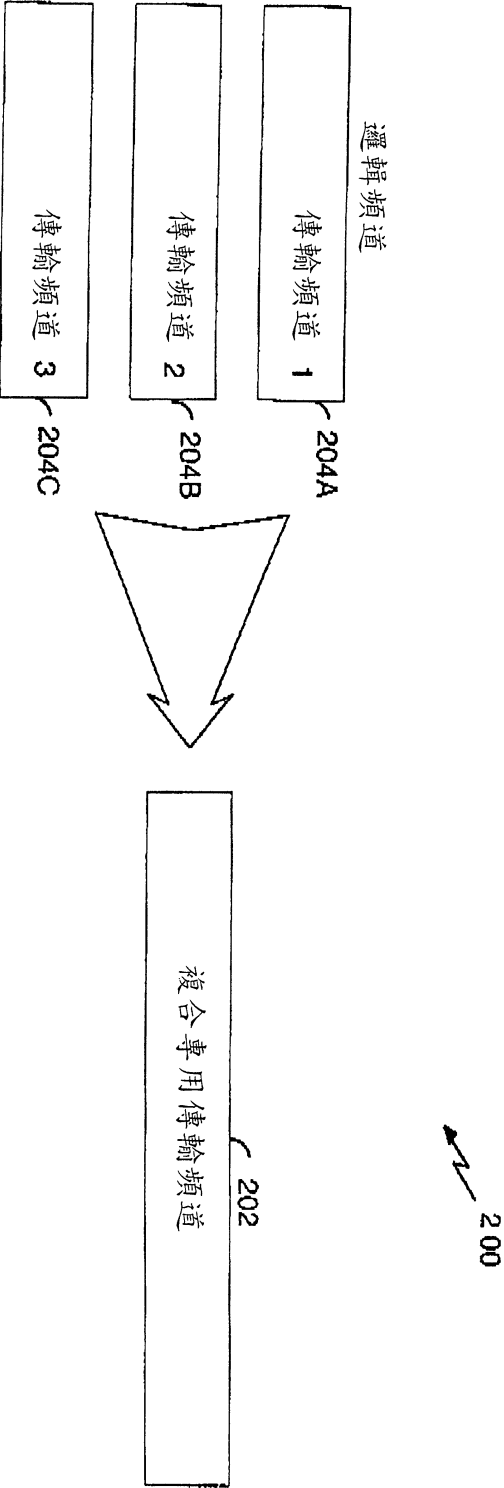


圖 5

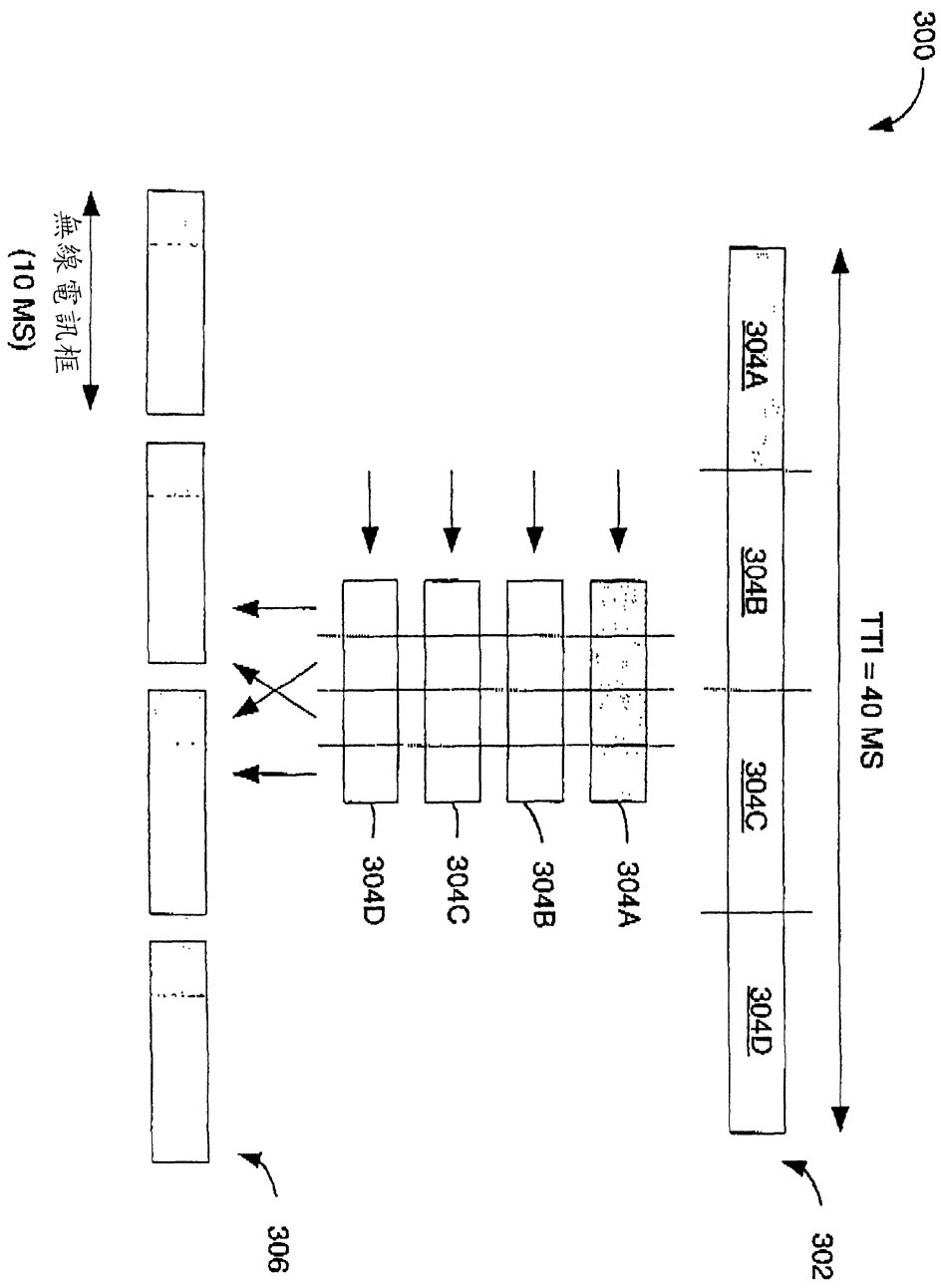


圖 6

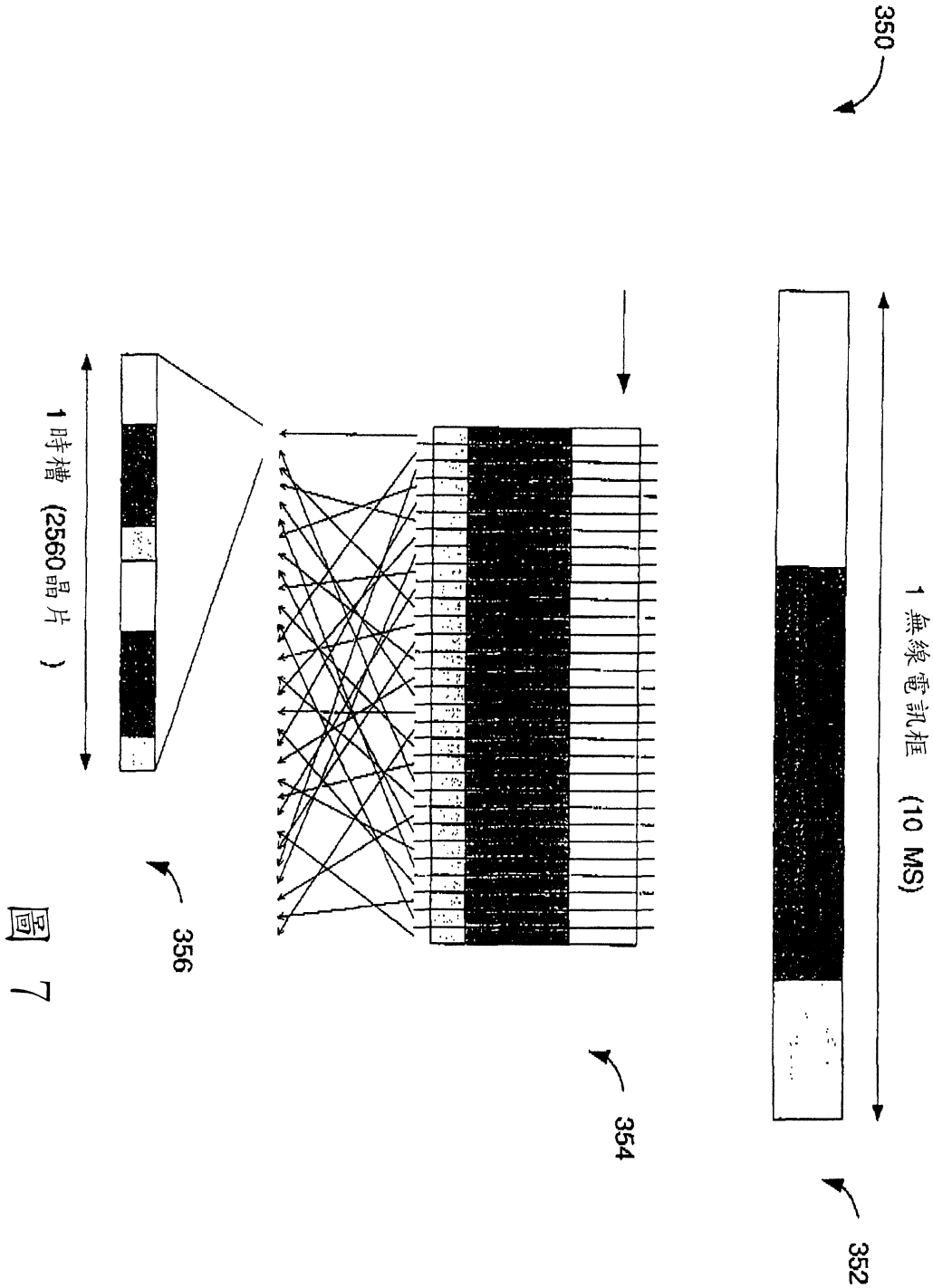


圖 7

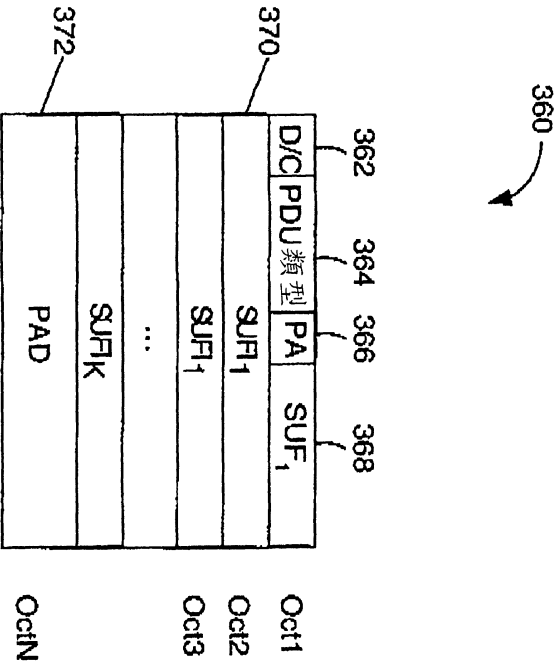


圖 8A

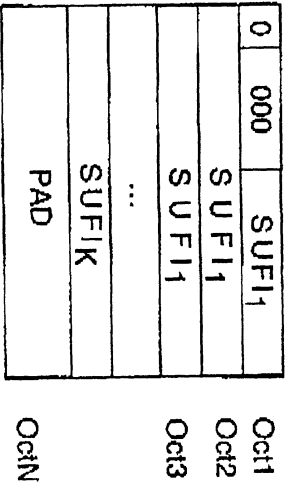


圖 8B

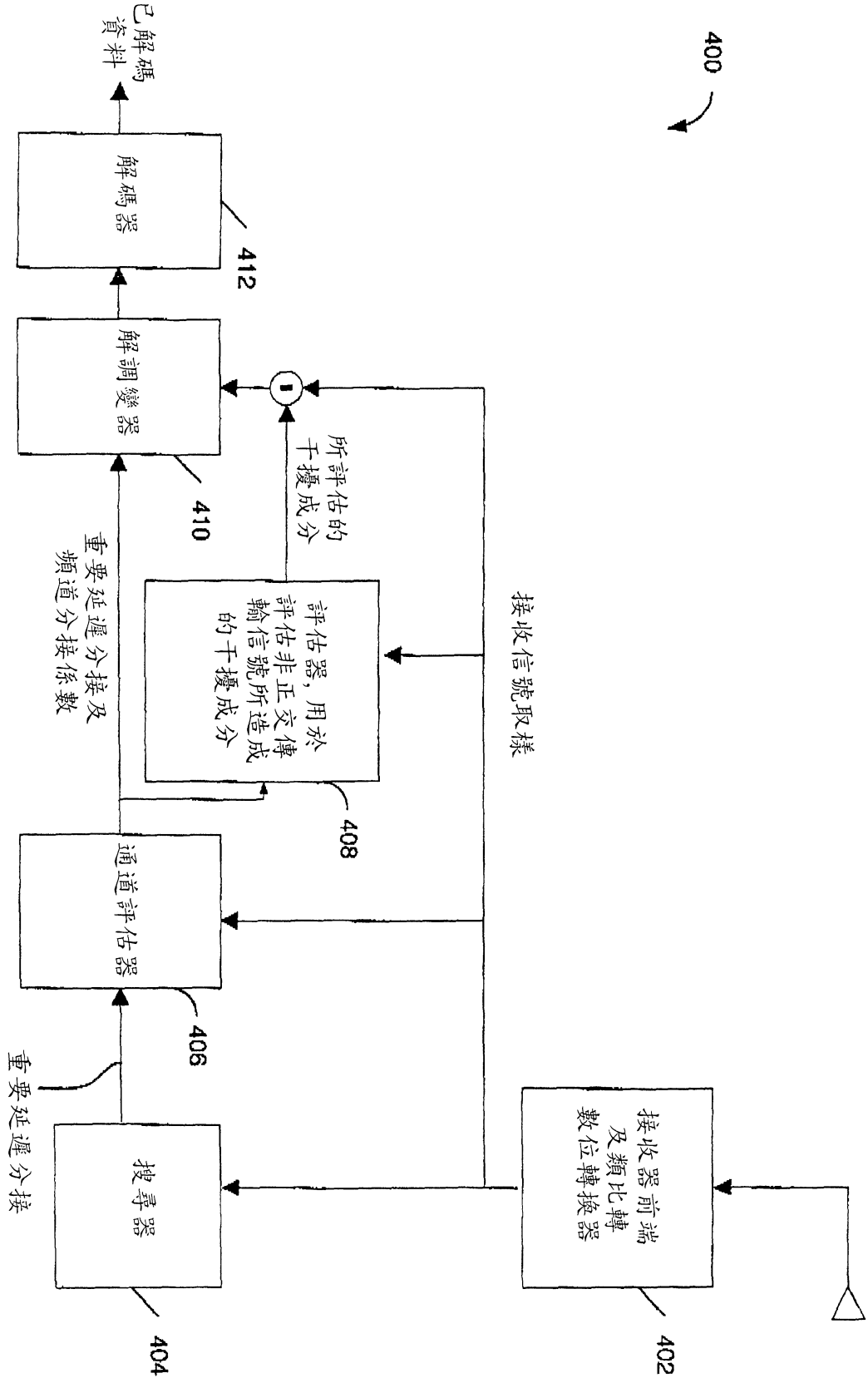


圖 9

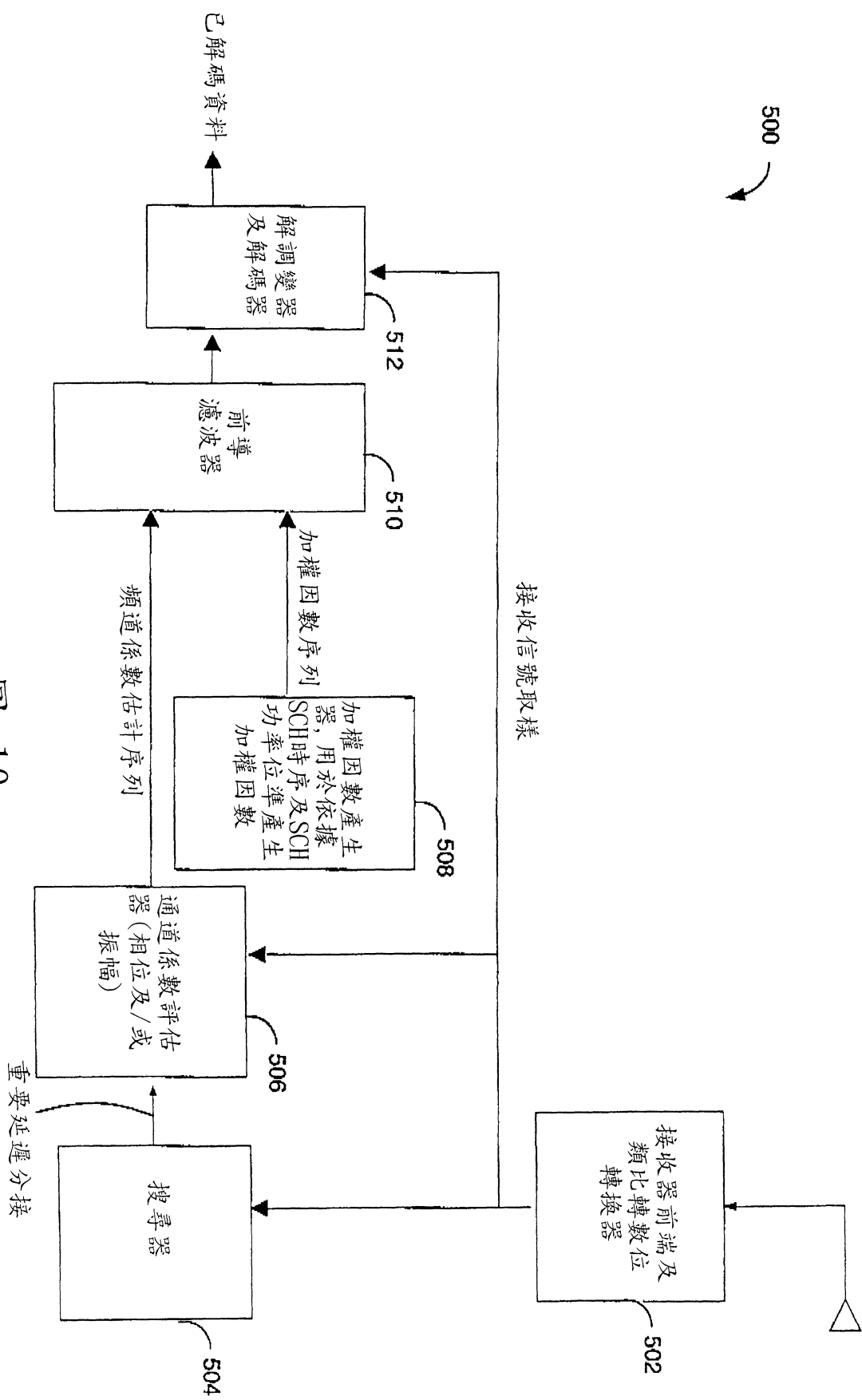


圖 10

	A級	B級	C級	DCCH
位元	81	103	60	148
編碼率	1/3	1/3	1/2	1/3
CRC	12	0	0	16
RM屬性	200	190	235	160
高效率編碼率	0.323718	0.338415	0.4096386	0.401869

圖 11

傳輸頻道類型/TF	1%BLER之SNR
A級 / 1 x 81 位位元 (全速率)	2.9 dB
A級 / 1 x 39 位位元 (SID)	1.5 dB
A級 / 1 x 0 位位元 (NULL)	0.5 dB
DCCH/1 x 148 位位元	3.3 dB

圖 12

傳輸格式組合	A級需求	DCCH需求	整體需求: 最大值 (A級, DCCH)
A級: 1 x 81 DCCH: 0 x 148	20 dB	-	2.0 dB
A級: 1 x 39 DCCH: 0 x 148	1.5 dB	-	1.5 dB
A級: 1 x 0 DCCH: 0 x 148	0.5 dB	-	0.5 dB
A級: ANY DCCH: 1 x 148	2.0, 1.5, 或 0.5 dB	3.3 dB	3.3 dB

圖 13

傳輸格式組合	功率偏移
1	Δ_1
2	Δ_2
3	Δ_3
4	Δ_4

圖 14

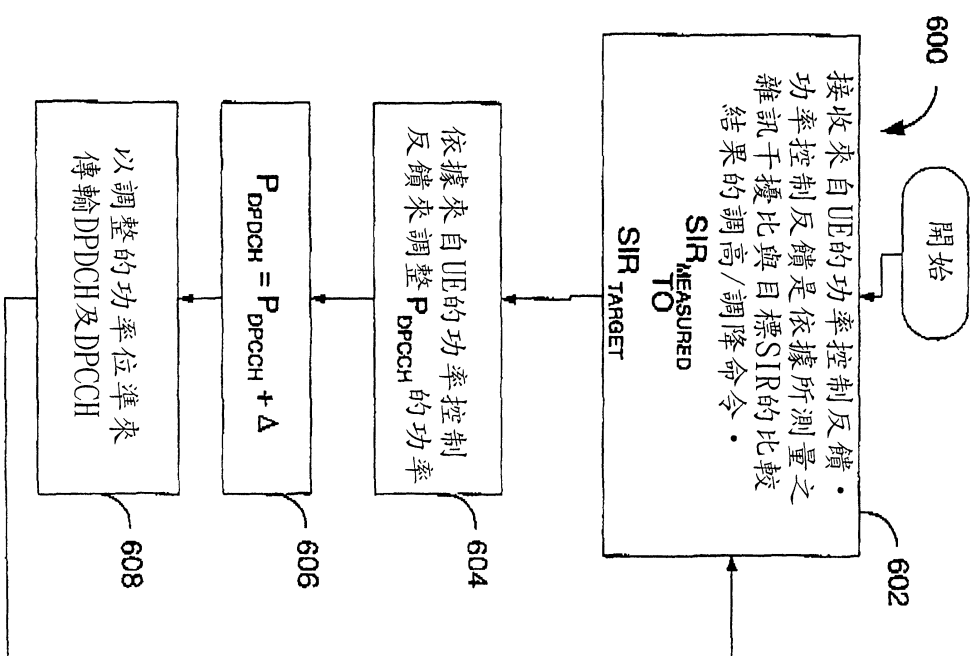


圖 15

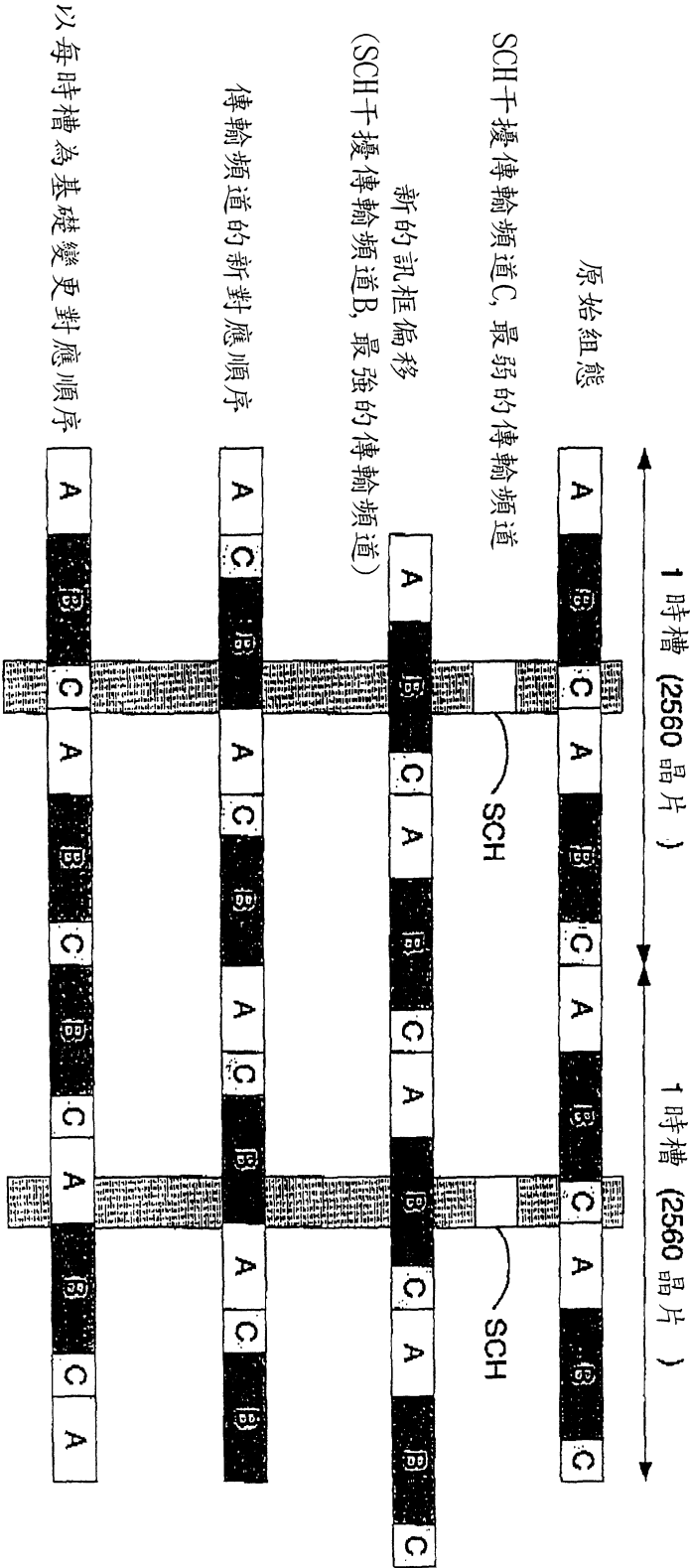


圖 16

陸、(一)、本案指定代表圖為：第 7 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：