I685222

(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 I685222 B**

(45)公告日： 中華民國 109 (2020) 年 02 月 11 日

(21)申請案號：106114789 (22)申請日： 中華民國 102 (2013) 年 05 月 06 日

(51)Int. Cl.： ***H04B7/04 (2017.01)*** ***H04L29/02 (2006.01)***

(30)優先權：2012/05/04 美國 13/464,648

(71)申請人：美商李爾登公司 (美國) REARDEN, LLC (US)
美國加州山景市威斯曼南路 211 號 D 室

(72)發明人：佛倫沙安東尼奧 FORENZA,ANTONIO (IT)；波爾曼史蒂芬 G
PERLMAN,STEPHEN G. (US)

(74)代理人：陳長文

(56)參考文獻：

US 6920192B1 US 8041362B2

US 2011/0135308A1 US 2012/0093078A1

審查人員：李炳昌

申請專利範圍項數：41 項 圖式數：62 共 170 頁

(54)名稱

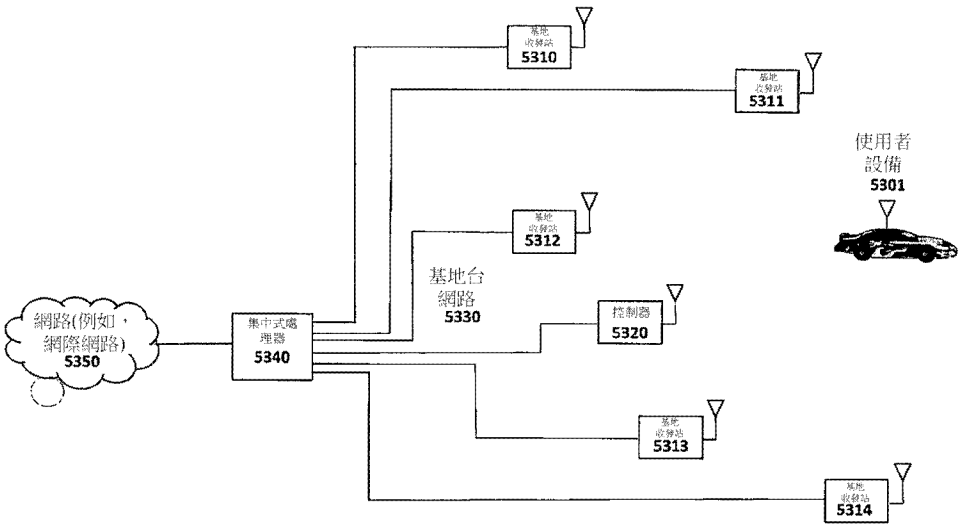
用於處理分散式輸入分散式輸出之無線系統中之都卜勒效應之系統及方法

(57)摘要

本發明描述補償對 DIDO 系統之效能的不利都卜勒效應之系統及方法。此系統之一實施例使用不同選擇演算法來藉由追蹤變化之頻道條件而適應性地調整作用中 BTS 以適應於不同 UE。另一實施例利用頻道預測來估計將來之 CSI 或 DIDO 預編碼權重，藉此消除歸因於過時 CSI 之誤差。

A system and methods are described which compensate for the adverse effect of Doppler on the performance of DIDO systems. One embodiment of such a system employs different selection algorithms to adaptively adjust the active BTSs to different UEs based by tracking the changing channel conditions. Another embodiment utilizes channel prediction to estimate the future CSI or DIDO precoding weights, thereby eliminating errors due to outdated CSI.

指定代表圖：



【圖53】

符號簡單說明：

5301・・・使用者設備(UE)

5310・・・基地收發站(BTS)

5311・・・基地收發站(BTS)

5312・・・基地收發站(BTS)

5313・・・基地收發站(BTS)

5314・・・基地收發站(BTS)

5320・・・控制器(CTR)

5330・・・基地台網路(BSN)

5340・・・集中式處理器(CP)

5350・・・外部網路

【發明說明書】

【中文發明名稱】

用於處理分散式輸入分散式輸出之無線系統中之都卜勒效應之系統及方法

【英文發明名稱】

SYSTEM AND METHODS FOR COPING WITH DOPPLER EFFECTS IN DISTRIBUTED-INPUT DISTRIBUTED-OUTPUT WIRELESS SYSTEMS

【技術領域】

【先前技術】

先前技術多使用者無線系統可包括僅一單一基地台或若干基地台。

一在一沒有其他WiFi存取點(例如，附接至農村家中之DSL的WiFi存取點)之區域中附接至寬頻有線網際網路連接的單一WiFi基地台(例如，利用2.4 GHz 802.11b、g或n協定)係為一由在其傳輸範圍內之一或多個使用者共用的單一基地台的相對簡單之多使用者無線系統的一實例。若一使用者在與無線存取點相同之房間中，則該使用者通常將經歷一很少有傳輸中斷的高速鏈路(例如，可由於2.4 GHz干擾器(例如，微波爐)而存在封包丟失，但不會由於與其他WiFi器件之頻譜共用而存在封包丟失)，若使用者為中等距離遠或在使用者與WiFi存取點之間的路徑中有幾處障礙，則使用者將可能經歷中速鏈路。若一使用者接近WiFi存取點之範圍的邊緣，則該使用者將可能經歷低速鏈路，且若頻道之變化導致信號SNR降至低於可用位準則使用者可經受週期性脫落。且最終，若使用者在WiFi基地台之範圍之外，則使用者將完全沒有鏈路。

當多個使用者同時存取WiFi基地台時，則在其間共用可用資料吞吐量(throughput)。不同使用者通常將在給定時間對WiFi基地台提出不同吞吐量需求，但有時當聚集吞吐量需求超過自WiFi基地台至使用者之可用吞吐量時，則一些或所有使用者將接收比其正尋求的資料吞吐量少的資料吞吐量。在WiFi存取點在非常大量之使用者之間共用的極端情形中。至每一使用者之吞吐量可減慢至蠕動速度，且更糟地，至每一使用者之資料吞吐量可按由完全沒有資料吞吐量之長週期分開的短叢發到達，在該長週期時間期間伺服其他使用者。此「斷斷續續之」資料傳遞可損害類似媒體串流之特定應用。

在具有大量使用者之情形中添加額外WiFi基地台將僅在一定程度上有幫助。在美國之2.4 GHz ISM頻帶內，存在可用於WiFi之3個非干擾頻道，且若在相同涵蓋區域中之3個WiFi基地台經組態以各自使用一不同的非干擾頻道，則在多個使用者之間的涵蓋區域之聚集吞吐量將增加達3倍。但除此之外，在相同涵蓋區域中添加更多WiFi基地台將不增加聚集吞吐量，因為其將開始在其間共用相同可用頻譜，從而藉由「輪流」使用頻譜而有效地利用分時多工存取(TDMA)。此情形常見於具有高人口密度之涵蓋區域中(諸如，多住宅單元中)。舉例而言，在具有WiFi配接器之大公寓建築物中之使用者可歸因於伺服同一涵蓋區域中之其他使用者的許多其他干擾WiFi網路(例如，在其他公寓中)而充分地經歷非常差之吞吐量，即使使用者之存取點在與存取基地台之用戶端器件相同的房間中亦然。雖然鏈路品質可能在該情形中係良好的，但使用者將接收來自操作於同一頻帶中之相鄰WiFi配接器的干擾，從而減少至使用者之有效吞吐量。

當前的多使用者無線系統(包括無執照頻譜(諸如，WiFi)及有執照頻

譜兩者)遭受若干限制。此等限制包括涵蓋區域、下行鏈路(DL)資料速率及上行鏈路(UL)資料速率。下一代無線系統(諸如，WiMAX及LTE)之關鍵目標係經由多輸入多輸出(MIMO)技術改良涵蓋區域以及DL及UL資料速率。MIMO在無線鏈路之傳輸及接收側使用多個天線以改良鏈路品質(導致較寬涵蓋)或資料速率(藉由建立至每一使用者之多個非干擾空間頻道)。然而，若足夠之資料速率可用於每一使用者(注意，在本文中術語「使用者」及「用戶端」可互換地使用)，則可需要根據多使用者MIMO(MU-MIMO)技術利用頻道空間分集來建立至多個使用者(而非單一使用者)之非干擾頻道。參見(例如)以下參考文獻：

2003年7月，IEEE Trans. Info. Th.，第49卷，第1691頁至1706頁，G. Caire 及 S. Shamai 之「On the achievable throughput of a multiantenna Gaussian broadcast channel」。

2003年8月，IEEE Trans. Info. Th.，第49卷，第1912頁至1921頁，P. Viswanath及D. Tse之「Sum capacity of the vector Gaussian broadcast channel and uplink-downlink duality」。

2003年10月，IEEE Trans. Info. Th.，第49卷，第2658頁至2668頁，S. Vishwanath, N. Jindal及A. Goldsmith之「Duality, achievable rates, and sum-rate capacity of Gaussian MIMO broadcast channels」。

2004年9月，IEEE Trans. Info. Th.，第50卷，第1875頁至1892頁，W. Yu 及 J. Cioffi 之「Sum capacity of Gaussian vector broadcast channels」。

1983年5月，IEEE Transaction on Information Theory，第29卷，第439頁至441頁，M. Costa之「Writing on dirty paper」。

2002年8月，感測器陣列及多頻道信號處理研討會之論文集，第130頁至134頁，M. Bengtsson之「A pragmatic approach to multi-user spatial multiplexing」。

2002年12月，IEEE Trans. Comm.，第50卷，第1960頁至1970頁，K.-K. Wong, R. D. Murch及K. B. Letaief之「Performance enhancement of multiuser MIMO wireless communication systems」。

2005年2月，IEEE Trans. Info. Th.，第51卷，第506頁至522頁，M. Sharif及B. Hassibi之「On the capacity of MIMO broadcast channel with partial side information」。

舉例而言，在10 MHz頻寬、16-QAM調變及具有3/4速率之前向錯誤校正(FEC)編碼(產生3 bps/Hz之頻譜效率)的MIMO 4×4系統(亦即，四個傳輸天線及四個接收天線)中，對於每一使用者在實體層處可達成之理想峰值資料速率為4×30 Mbps=120 Mbps，其比傳遞高清晰度視訊內容(其可僅需要~10 Mbps)所需的速率高得多。在具有四個傳輸天線、四個使用者及每一使用者單一天線之MU-MIMO系統中，在理想情形(亦即，獨立且相同分佈(i.i.d.)頻道)中，下行鏈路資料速率可在四個使用者中共用且可利用頻道空間分集以建立至使用者之四個平行30 Mbps資料鏈路。

已提議不同MU-MIMO方案作為LTE標準之部分，如(例如)2007年3月，3GPP，「Multiple Input Multiple Output in UTRA」，3GPP TR 25.876 V7.0.0；2009年5月，3GPP,「Base Physical channels and modulation」, TS 36.211, V8.7.0；及2009年5月，3GPP,「Multiplexing and channel coding」, TS 36.212, V8.7.0中所描述。然而，此等方案僅可藉由四個傳輸天線提供DL資料速率方面之多達2倍(2×)改良。由類似

ArrayComm之公司在標準及專屬蜂巢式系統中對MU-MIMO技術之實際實施(參見(例如)ArrayComm，「Field-proven results」，http://www.arraycomm.com/serve.php?page= proof)已經由分域多重存取(SDMA)產生DL資料速率方面的多達~3倍的增加(藉由四個傳輸天線)。蜂巢式網路中之MU-MIMO方案之關鍵限制係在傳輸側處缺乏空間分集。空間分集隨無線鏈路中之天線間距及多路徑角展度而變。在使用MU-MIMO技術之蜂巢式系統中，基地台處之傳輸天線通常歸因於天線支撐結構(本文中稱為「塔」，不論實體上係高還是不高)上之有限面積並歸因於塔可位於何處之限制而叢集在一起並僅相隔一或兩個波長而置放。此外，因為小區塔通常置放在障礙物之上很高處(10公尺或更多)以產生較寬涵蓋，所以多路徑角展度為低的。

蜂巢式系統部署之其他實際問題包括蜂巢式天線位置的過多成本及位置之有限可用性(例如，歸因於對天線置放之市政限制、不動產之成本、實體障礙物等)及至傳輸器之網路連接性的成本及/或可用性(本文中稱為「回載」)。此外，蜂巢式系統常歸因於由於牆壁、天花板、地板、傢俱及其他阻礙的損失而難以達到位於建築物深處之用戶端。

的確，廣域無線網路之蜂巢式結構的整個概念預先假定了蜂巢式塔之相當死板的置放、相鄰小區之間的頻率之交替及頻繁地扇區化，以便避免使用同一頻率之傳輸器(基地台或使用者)之間的干擾。結果，給定小區之給定扇區最終成為該小區扇區中之所有使用者之間的DL及UL頻譜之共用區塊，接著主要僅在時域中在此等使用者之間共用該DL及UL頻譜。舉例而言，基於分時多重存取(TDMA)及分碼多重存取(CDMA)之蜂巢式系統皆在時域中在使用者之間共用頻譜。藉由用扇區化覆蓋此等蜂巢式系

統，也許可達成2-3倍的空間域效益(spatial domain benefit)。且，接著藉由用MU-MIMO系統(諸如先前描述之彼等)覆蓋此等蜂巢式系統，也許可達成另外的2-3倍空間-時間域益處。但是，考慮到蜂巢式系統之小區及扇區通常在固定位置(常由可置放塔之處指定)中，若在給定時間使用者密度(或資料速率需求)不與塔/扇區安排很好地匹配，則甚至此等有限益處亦難以利用。蜂巢式智慧電話使用者常經歷該結果：今天使用者可能完全無任何問題地在電話中交談或下載網頁，且接著在行駛(或甚至步行)至一新位置之後將突然發現語音品質降低或網頁減緩至蠕動速度，或甚至完全丟失連接。但，在不同日子，使用者可在每一位置中遭遇完全相反之情況。假定環境條件相同，使用者可能經歷的情況係使用者密度(或資料速率需求)為高度變化的，但待在給定位置處在使用者之間共用的可用總頻譜(及藉此總資料速率，使用先前技術之技術)很大程度上固定的事實。

此外，先前技術蜂巢式系統依賴在不同相鄰小區中使用不同頻率，通常3個不同頻率。對於給定頻譜量，此將可用資料速率減少到三分之一。

所以，總而言之，先前技術蜂巢式系統可歸因於蜂巢化而丟失也許3倍的頻譜利用，且可藉由扇區化改良頻譜利用也許3倍並經由MU-MIMO技術再改良也許3倍，從而導致淨3*3/3=3倍的可能頻譜利用。接著，該頻寬通常基於使用者在給定時間屬於何小區之何扇區而在時域中在使用者之間分割。甚至進一步存在歸因於給定使用者之資料速率需求通常無關於使用者之位置但可用資料速率視使用者與基地台之間的鏈路品質而變化的事實而導致的低效率。舉例而言，距蜂巢式基地台較遠之使用者通常將比較接近基地台之使用者有更小之可用資料速率。因為資料速率通常在給定蜂

巢式扇區中之所有使用者之間共用，所以此之結果係所有使用者皆受來自具有差鏈路品質之遠方使用者(例如，在小區之邊緣)的高資料速率需求影響，因為此等使用者仍將需求相同量之資料速率，然而他們將消耗更多之共用頻譜以得到該資料速率。

其他提議之頻譜共用系統(諸如，由WiFi使用之頻譜共用系統(例如，802.11b、g及n)及由白空間聯盟(White Spaces Coalition)提議之彼等系統)非常低效地共用頻譜，因為由在使用者之範圍內的基地台進行之同時傳輸導致干擾，且因而系統利用衝突避免及共用協定。此等頻譜共用協定係在時域中，且因此當存在大量干擾基地台及使用者時，不論每一基地台自身在頻譜利用方面效率如何，基地台集體地受限於彼此之間的頻譜之時域共用。其他先前技術頻譜共用系統類似地依賴類似方法以減輕基地台(無論是具有在塔上的天線之蜂巢式基地台或是小規模基地台，諸如WiFi存取點(AP))之間的干擾。此等方法包括：限制來自基地台之傳輸功率以便限制干擾之範圍；波束成形(經由合成或實體方式)以使干擾之區域變窄；頻譜之時域多工；及/或在使用者器件、基地台或兩者上具有多個叢集天線的MU-MIMO技術。且，在現今已就緒或在規劃中的進階蜂巢式網路之狀況下，經常同時使用此等技術中之許多技術。

但是，由與單一使用者利用頻譜相比甚至進階蜂巢式系統亦僅可達成頻譜利用之約3倍增加的事實可瞭解：所有此等技術對增加給定涵蓋區域中之共用使用者之間的聚集資料速率成效不彰。詳言之，當給定涵蓋區域在使用者方面縮放時，變得愈加難以在給定頻譜量內縮放可用資料速率以跟上使用者之增長。舉例而言，在使用蜂巢式系統之情況下，為增加給定區域內之聚集資料速率，小區通常經再分成較小小區(通常稱為微型小

區或超微型小區)。考慮到對塔可置放於何處的限制，及對塔必須以適當結構化樣式置放以便提供具有最小「死區」之涵蓋，然而避免使用同一頻率之鄰近小區之間的干擾的要求，此等小小區可變得極端昂貴。實質上，涵蓋區域必須被繪出，用於置放塔或基地台之可用位置必須經識別，且接著考慮到此等約束條件，蜂巢式系統之設計者必須盡其最大努力設法完成。且，當然，若使用者資料速率需求隨時間而增長，則蜂巢式系統之設計者必須再一次重新繪製涵蓋區域，設法找到塔或基地台之位置，並再次在環境之約束條件內工作。且，常常根本沒有好的解決方案，從而導致涵蓋區域中之死區或不充足之聚集資料速率容量。換言之，為了避免利用同一頻率之塔或基地台之間的干擾的對蜂巢式系統之死板實體置放要求導致蜂巢式系統設計中的顯著困難及約束條件，且常常不能滿足使用者資料速率及涵蓋要求。

所謂之先前技術「協作式」及「認知式」無線電系統設法藉由在無線電內使用智慧演算法以使得無線電可最小化彼此之間的干擾及/或使得無線電可潛在地「傾聽」其他頻譜使用以便等到頻道無干擾為止來增加給定區域中之頻譜利用。此等系統被提議以尤其用於無執照頻譜中以便增加對此頻譜之頻譜利用。

行動特用網路(MANET)(參見http://en.wikipedia.org/wiki/Mobile_ad_hoc_network)為用以提供同級間通信之協作式自組態網路的一實例，且可用以在沒有蜂巢式基礎架構的情況下在無線電之間建立通信，且在具有充分低功率通信之情況下可潛在地減輕在彼此範圍之外的同時傳輸之間的干擾。大量路由協定已被提議並實施用於MANET系統(對於各種類別之許多路由協定之清單，參見

http://en.wikipedia.org/wiki/List_of_ad-hoc_routing_protocols)，但它們之間的共同主題係它們皆係為了達到特定效率或可靠性典範之目標的用於路由(例如，重複)傳輸以使得最小化在可用頻譜內之傳輸器干擾之技術。

所有先前技術多使用者無線系統設法藉由利用允許在基地台與多個使用者之間的同時頻譜利用之技術而改良給定涵蓋區域內之頻譜利用。注意，在所有此等狀況下，用於在基地台與多個使用者之間的同時頻譜利用之技術藉由減輕至多個使用者之波形之間的干擾而達成多個使用者的同時頻譜使用。舉例而言，在3個基地台各自使用一不同頻率來傳輸至3個使用者中之一者的狀況下，因為3個傳輸係在3個不同頻率下，所以其中干擾被減輕。在自基地台至3個不同使用者之扇區化(相對於基地台，每一者分隔180度)狀況下，因為波束成形防止3個傳輸在任一使用者處重疊，所以干擾被減輕。

當此等技術藉由MU-MIMO強化，且(例如)每一基地台具有4個天線時，則此藉由在給定涵蓋區域中建立至使用者之四個非干擾空間頻道而具有將下行鏈路吞吐量增加4倍的潛力。但其仍係必須利用一些技術以減輕至不同涵蓋區域中的多個使用者之多個同時傳輸之間的干擾的狀況。

且，如先前所論述，此等先前技術之技術(例如，蜂巢化、扇區化)不僅通常因增加多使用者無線系統之成本及/或部署之靈活性而受損，而且其通常會遇上給定涵蓋區域中對聚集吞吐量之實體或實際限制。舉例而言，在蜂巢式系統中，可能沒有足夠可用位置來安裝更多基地台以建立較小小區。且，在MU-MIMO系統中，考慮到在每一基地台位置處的叢集天線間距，隨著更多天線被添加至基地台，有限之空間分集導致漸近遞減的吞吐量回報。

且進一步，在使用者位置及密度不可預測之多使用者無線系統的狀況下，其導致不可預測的吞吐量(具有頻繁急劇變化)，此對於使用者係不方便的且致使一些應用(例如，要求可預測吞吐量之服務的遞送)不切實際或低品質。因此，先前技術多使用者無線系統在其為使用者提供可預測及/或高品質服務的能力方面仍有許多待改進之處。

儘管隨時間經過先前技術多使用者無線系統已變得非常精密及複雜，但存在共同主題：將傳輸分散於不同基地台(或特用收發器)之間且結構化及/或控制傳輸，以便避免來自不同基地台及/或不同特用收發器之RF波形傳輸在給定使用者之接收器處彼此干擾。

或者，換言之，被認為是已知的事實是若使用者碰巧同時接收到來自一個以上基地台或特用收發器之傳輸，則來自多個同時傳輸之干擾將導致至使用者的信號之SNR及/或頻寬的減小，其(若足夠嚴重)將導致原本會由使用者接收到之潛在資料(或類比資訊)中之所有或一些丟失。

因此，在多使用者無線系統中，必需利用一或多個頻譜共用方法或另一方法來避免或減輕來自同時以同一頻率傳輸之多個基地台或特用收發器的對使用者之此干擾。存在避免此干擾之大量先前技術方法，包括控制基地台之實體位置(例如，蜂巢化)，限制基地台及/或特用收發器之功率輸出(例如，限制傳輸範圍)，波束成形/扇區化，及時域多工。簡言之，所有此等頻譜共用系統皆設法處理多使用者無線系統之限制，即：在同時以同一頻率傳輸之多個基地台及/或特用收發器由同一使用者接收時，所得干擾減少或破壞至受影響使用者之資料吞吐量。若多使用者無線系統中之使用者中的大百分比(或所有)經受來自多個基地台及/或特用收發器之干擾(例如，在多使用者無線系統之組件發生故障之情況下)，則其可導致多使

用者無線系統之聚集吞吐量急劇減少或甚至喪失功能的情形。

先前技術多使用者無線系統增加複雜度並對無線網路引入限制，且頻繁地導致一給定使用者之體驗(例如，可用頻寬、潛時、可預測性、可靠性)受區域中之其他使用者對頻譜之利用影響的情形。考慮到對於由多個使用者共用之無線頻譜內的聚集頻寬之漸增的需求，及可依賴用於給定使用者之多使用者無線網路的可靠性、可預測性及低潛時的應用之不斷增長，顯然先前技術多使用者無線技術遭受許多限制。實際上，由於適用於特定類型之無線通信(例如，在可有效穿透建築物牆壁的波長下)的頻譜之有限可用性，可能的情況為先前技術無線技術將不足以滿足對於可靠、可預測及低潛時之頻寬的漸增之需求。

關於本發明之先前技術描述用於在多使用者情形中零控(null-steering)的波束成形系統及方法。最初構想波束成形以藉由動態地調整饋送至陣列之天線的信號之相位及/或振幅(亦即，波束成形權重)來最大化所接收之信雜比(SNR)，藉此朝使用者之方向集中能量。在多使用者情形中，波束成形可用以抑制干擾源並最大化信號對干擾加雜訊比(SINR)。舉例而言，當在無線鏈路之接收器處使用波束成形時，計算權重以在干擾源之方向上建立零點(null)。當在多使用者下行鏈路情形中在傳輸器處使用波束成形時，計算權重以預先消除使用者間干擾並最大化至每一使用者之SINR。用於多使用者系統之替代技術(諸如BD預編碼)計算預編碼權重以最大化下行鏈路廣播頻道中之吞吐量。同在申請中之申請案(其以引用之方式併入本文中)描述前述技術(參見同在申請中之申請案以獲得特定引用內容)。

【發明內容】

【圖式簡單說明】

可結合圖式自以下詳細描述獲得對本發明之較好理解，其中：

圖1說明本發明之一實施例中之由相鄰DIDO叢集環繞的主DIDO叢集。

圖2說明用於本發明之一實施例中的分頻多重存取(FDMA)技術。

圖3說明用於本發明之一實施例中的分時多重存取(TDMA)技術。

圖4說明本發明之一實施例中處理的不同類型之干擾區域。

圖5說明用於本發明之一實施例中的構架。

圖6說明展示作為SNR之函數的SER的曲線圖，對於干擾區域中之目標用戶端假定SIR=10 dB。

圖7說明展示自兩種IDCI預編碼技術導出之SER的曲線圖。

圖8說明目標用戶端自主DIDO叢集移動至干擾叢集的例示性情形。

圖9說明作為距離(D)之函數的信號對干擾加雜訊比(SINR)。

圖10說明在平坦衰落窄帶頻道中對於4-QAM調變之三種情形的符號錯誤率(SER)效能。

圖11說明根據本發明之一實施例的用於IDCI預編碼之方法。

圖12說明在一實施例中作為用戶端距主DIDO叢集之中心的距離之函數的SINR變化。

圖13說明其中針對4-QAM調變導出了SER之一實施例。

圖14說明其中有限狀態機實施一交遞演算法的本發明之一實施例。

圖15說明(描繪)在存在遮蔽之情況下一交遞策略之一實施例。

圖16說明當在圖13中之任何兩種狀態之間切換時的滯後迴路機制。

圖17說明具有功率控制之DIDO系統之一實施例。

圖18說明在不同情形中假定四個DIDO傳輸天線及四個用戶端的情況下的SER對SNR。

圖19說明根據本發明之一實施例的針對不同傳輸功率值的作為距RF輻射源的距離之函數的MPE功率密度。

圖20a至**圖20b**說明低功率及高功率DIDO分散式天線之不同分佈。

圖21a至圖**21b**分別說明對應於圖20a及圖20b中之組態的兩個功率分佈。

圖22a至圖**22b**分別說明圖20a及圖20b中所示之兩種情形的速率分佈。

圖23說明具有功率控制之DIDO系統之一實施例。

圖24說明根據用於傳輸資料之循環排程原則的在所有天線群組上重複的方法之一實施例。

圖25說明具有天線分群之功率控制之未編碼SER效能與美國專利第7,636,381號中之習知本徵模式選擇的比較。

圖26a至**圖26c**說明其中BD預編碼動態地調整預編碼權重以考慮在DIDO天線與用戶端之間的無線鏈路上之不同功率位準的三種情形。

圖27說明DIDO 2×2系統之在延遲域或瞬時PDP(上部曲線)及頻域(下部曲線)上的低頻率選擇性頻道(假定$\beta=1$)之振幅。

圖28說明對於DIDO 2×2之頻道矩陣頻率回應的一實施例，其中每一用戶端一單一天線。

圖29說明對於DIDO 2×2之頻道矩陣頻率回應的一實施例，其中對於由高頻選擇性表徵之頻道(例如，其中$\beta=0.1$)，每一用戶端一單一天線。

圖30說明不同QAM方案(亦即，4-QAM、16-QAM、64-QAM)之例

示性SER。

圖31說明一用於實施鏈路調適(LA)技術之方法的一實施例。

圖32說明鏈路調適(LA)技術之一實施例的SER效能。

圖33說明在$N_{FFT}=64$及$L_0=8$的情況下DIDO 2×2系統的作為OFDM載頻調索引之函數的方程式(28)中之矩陣的輸入項。

圖34說明對於L_0=8，M=N_t=2傳輸天線及一可變數P的SER對SNR。

圖35說明對於不同DIDO階數及L_0=16之內插方法之一實施例的SER效能。

圖36說明使用超級叢集、DIDO叢集及使用者叢集之系統的一實施例。

圖37說明根據本發明之一實施例的具有使用者叢集之系統。

圖38a至**圖38b**說明用於本發明之一實施例中的鏈路品質量度臨限。

圖39至**圖41**說明用於建立使用者叢集之鏈路品質矩陣之實例。

圖42說明用戶端跨越不同DIDO叢集移動的一實施例。

圖43至**圖46**說明本發明之一實施例中的球形陣列之解析度與其面積A之間的關係。

圖47說明在實際室內及室外傳播情形中的MIMO系統之自由度。

圖48說明作為陣列直徑之函數的DIDO系統中之自由度。

圖49說明包括經由有線或無線連接而通信的多個集中式處理器(CP)及分散節點(DN)之一個實施例。

圖50說明CP與無執照DN交換控制資訊並將DN重新組態以關閉用於有執照使用之頻帶的一實施例。

圖51說明整個頻譜被分配給新的服務且控制資訊由CP使用以關閉所

有無執照DN以避免干擾有執照DN之一個實施例。

圖52說明包括多個CP、分散式節點及將CP互連至DN之網路的雲端無線系統之一實施例。

圖53至圖**59**說明適應性地重新組態參數以補償歸因於使用者行動性或傳播環境之變化的都卜勒效應之多使用者(MU)多天線系統(MAS)的實施例。

圖60說明複數個BTS，其中之一些具有良好SNR且其中之一些具有相對於UE之低都卜勒。

圖61說明含有由CP針對複數個BTS-UE鏈路記錄的SNR及都卜勒之值的矩陣之一實施例。

圖62說明根據本發明之一實施例的在不同時間處的頻道增益(或CSI)。

【實施方式】

本申請案係以下同在申請中之美國專利申請案的部分接續案：

2010年11月1日申請之名為「Systems And Methods To Coordinate Transmissions In Distributed Wireless Systems Via User Clustering」的美國申請案第12/917,257號；2010年6月16日申請之名為「Interference Management, Handoff, Power Control And Link Adaptation In Distributed-Input Distributed-Output (DIDO) Communication Systems」的美國申請案第12/802,988號；2010年6月16日申請之名為「System And Method For Adjusting DIDO Interference Cancellation Based On Signal Strength Measurements」的美國申請案第12/802,976號，其現在為2012年5月1日頒予之美國頒予專利8,170,081；2010年6月16日申請之名為

「System And Method For Managing Inter-Cluster Handoff Of Clients Which Traverse Multiple DIDO Clusters」的美國申請案第12/802,974號；2010年6月16日申請之名為「System And Method For Managing Handoff Of A Client Between Different Distributed-Input-Distributed-Output (DIDO) Networks Based On Detected Velocity Of The Client」的美國申請案第12/802,989號；2010年6月16日申請之名為「System And Method For Power Control And Antenna Grouping In A Distributed-Input-Distributed-Output (DIDO) Network」的美國申請案第12/802,958號；2010年6月16日申請之名為「System And Method For Link adaptation In DIDO Multicarrier Systems」的美國申請案第12/802,975號；2010年6月16日申請之名為「System And Method For DIDO Precoding Interpolation In Multicarrier Systems」的美國申請案第12/802,938號；2009年12月3日申請之名為「System and Method For Distributed Antenna Wireless Communications」的美國申請案第12/630,627號；2008年6月20日申請之名為「System and Method For Distributed Input-Distributed Output Wireless Communications」的美國申請案第12/143,503號，其現在為2009年4月17日頒予之美國頒予專利8,160,121；2007年8月20日申請之名為「System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communications」的美國申請案第11/894,394號，其現在為2009年10月6日頒予之美國頒予專利7,599,420；2007年8月20日申請之名為「System and method for Distributed Input-Distributed Wireless Communications」的美國申請案第11/894,362號，其現在為2009年12月15日頒予之美國頒予專利

7,633,994；2007年8月20日申請之名為「System and Method For Distributed Input-Distributed Output Wireless Communications」的美國申請案第11/894,540號，其現在為2009年12月22日頒予之美國頒予專利第7,633,381號；2005年10月21日申請之名為「System and Method For Spatial-Multiplexed Tropospheric Scatter Communications」的美國申請案第11/256,478號，其現在為2010年5月4日頒予之美國頒予專利7,711,030；2004年4月2日申請之名為「System and Method For Enhancing Near Vertical Incidence Skywave (「NVIS」) Communication Using Space-Time Coding」的美國申請案第10/817,731號，其現在為2011年2月28日頒予之美國頒予專利第7,885,354號。

克服上述先前技術限制中之許多限制的一解決方案係分散式輸入分散式輸出(DIDO)技術之一實施例。DIDO技術在以下專利及專利申請案中加以描述，該等專利及專利申請案全部讓與給本專利之受讓人並以引用之方式併入本文。本申請案為此等專利申請案之部分接續案(CIP)。此等專利及申請案有時在本文中統稱為「相關專利及申請案」。

2011年9月14日申請之名為「Systems And Methods To Exploit Areas of Coherence in Wirless Systems」的美國申請案第13/232,996號

2011年9月14日申請之名為「Systems and Methods for Planned Evoluation and Obsolescence of Multiuser Spectrum」的美國申請案第13/233,006號

2010年11月1日申請之名為「Systems And Methods To Coordinate Transmissions In Distributed Wireless Systems Via User Clustering」的美國申請案第12/917,257號

2010年6月16日申請之名為「Interference Management, Handoff, Power Control And Link Adaptation In Distributed-Input Distributed-Output (DIDO) Communication Systems」的美國申請案第12/802,988號

2010年6月16日申請之名為「System And Method For Adjusting DIDO Interference Cancellation Based On Signal Strength Measurements」的美國申請案第12/802,976號

2010年6月16日申請之名為「System And Method For Managing Inter-Cluster Handoff Of Clients Which Traverse Multiple DIDO Clusters」的美國申請案第12/802,974號

2010年6月16日申請之名為「System And Method For Managing Handoff Of A Client Between Different Distributed-Input-Distributed-Output (DIDO) Networks Based On Detected Velocity Of The Client」的美國申請案第12/802,989號

2010年6月16日申請之名為「System And Method For Power Control And Antenna Grouping In A Distributed-Input-Distributed-Output (DIDO) Network」的美國申請案第12/802,958號

2010年6月16日申請之名為「System And Method For Link adaptation In DIDO Multicarrier Systems」的美國申請案第12/802,975號

2010年6月16日申請之名為「System And Method For DIDO Precoding Interpolation In Multicarrier Systems」的美國申請案第12/802,938號

2009年12月2日申請之名為「System and Method For Distributed Antenna Wireless Communications」的美國申請案第12/630,627號

2007年8月20日申請之2009年10月6日頒予的名為「System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication」的美國專利第7,599,420號

2007年8月20日申請之2009年12月15日頒予的名為「System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication」的美國專利第7,633,994號

2007年8月20日申請之2009年12月22日頒予的名為「System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication」的美國專利第7,636,381號

2008年6月20日申請之名為「System and Method For Distributed Input-Distributed Output Wireless Communications」的美國申請案第12/143,503號

2005年10月21日申請之名為「System and Method For Spatial-Multiplexed Tropospheric Scatter Communications」的美國申請案第11/256,478號

2004年7月30日申請之2008年8月26日頒予的名為「System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication」的美國專利第7,418,053號

2004年4月2日申請之名為「System and Method For Enhancing Near Vertical Incidence Skywave (「NVIS」) Communication Using Space-Time Coding」的美國申請案第10/817,731號。

為了減少本專利申請案之大小及複雜度，下文不明確地闡述相關專利及申請案中之一些的揭示內容。為獲得該揭示內容之完整詳細描述，請

參看相關專利及申請案。

注意以下章節I(來自相關申請案第12/802,988號之揭示內容)利用其自身之參考先前技術參考文獻及讓與給本申請案之受讓人的先前申請案的尾註集合。該等尾註引用係列出於章節I之結尾處(恰好在章節II之標頭之前)。章節II中使用之引用的數字表示可與用於章節I中之彼等數字表示重疊，即使此等數字表示識別不同參考文獻(在章節II之結尾處列出)。因此，可在使用特定數字表示的章節中識別由該數字表示識別之參考文獻。

I. 來自相關申請案第12/802,988號之揭示內容

1. 移除叢集間干擾之方法

下文描述的係使用複數個分散式傳輸天線來在空間中建立具有零RF能量之位置的無線射頻(RF)通信系統及方法。當使用M個傳輸天線時，可在預定義位置中建立多達(M-1)個零RF能量點。在本發明之一實施例中，零RF能量點為無線器件且傳輸天線知曉傳輸器與接收器之間的頻道狀態資訊(CSI)。在一實施例中，CSI係在接收器處計算並回饋至傳輸器。在另一實施例中，假定利用頻道互易性，經由來自接收器之訓練而在傳輸器處計算CSI。傳輸器可利用CSI來判定將被同時傳輸之干擾信號。在一實施例中，在傳輸天線處使用區塊對角化(BD)預編碼以產生零RF能量點。

本文中描述之系統及方法不同於上文描述之習知接收/傳輸波束成形技術。實際上，接收波束成形計算權重以抑制接收側之干擾(經由零控)，而本文中描述的本發明之一些實施例在傳輸側應用權重以建立在空間中導致具有「零RF能量」之一或多個位置之干擾樣式。不同於分別經設計以最大化至每一使用者之信號品質(或SINR)或下行鏈路吞吐量的習知傳輸波束成形或BD預編碼，本文中描述之系統及方法最小化在特定條件下及/

或來自特定傳輸器之信號品質，藉此在用戶端器件(本文中有時稱為「使用者」)處建立零RF能量點。此外，在分散式輸入分散式輸出(DIDO)系統(在吾人之相關專利及申請案中所描述)之內容脈絡下，分散於空間中之傳輸天線提供可用於建立多個零RF能量點及/或至不同使用者之最大SINR的較高自由度(亦即，較高頻道空間分集)。舉例而言，藉由M個傳輸天線，可建立多達(M-1)個RF能量點。對比而言，實際波束成形或BD多使用者系統通常經設計為在傳輸側具有密集的天線，從而針對傳輸天線之任一數目M限制了可在無線鏈路上伺服的同時使用者之數目。

考慮一具有M個傳輸天線及K個使用者之系統，其中K<M。吾人假定傳輸器知曉M個傳輸天線與K個使用者之間的CSI($\mathrm{H}\in\mathrm{C}^{\mathrm{K}\times\mathrm{M}}$)。為簡單起見，假定每一使用者皆裝備有單一天線，但相同方法可擴展至每一使用者有多個接收天線。計算在K個使用者之位置處建立零RF能量之預編碼權重($\mathrm{w}\in\mathrm{C}^{\mathrm{M}\times 1}$)以滿足以下條件

$$\mathrm{Hw}=0^{\mathrm{K}\times 1}$$

其中 $0^{\mathrm{K}\times 1}$ 為具有全零輸入項之向量且**H**為藉由將自M個傳輸天線至K個使用者之頻道向量($\mathrm{h}_k\in\mathrm{C}^{1\times\mathrm{M}}$)組合而獲得之頻道矩陣如下

$$\mathrm{H}=\begin{bmatrix}\mathrm{h}_1\\ \vdots\\ \mathrm{h}_k\\ \vdots\\ \mathrm{h}_K\end{bmatrix}。$$

在一實施例中，計算頻道矩陣**H**之奇異值分解(SVD)且將預編碼權重**w**定義為對應於**H**之零子空間(由零奇異值識別)的右奇異向量。

傳輸天線使用上文定義之權重向量來傳輸RF能量，同時在K個使用者之位置處建立K個零RF能量點，使得在第k個使用者處接收之信號由下

式給出

$$r_k = h_k w s_k + n_k = 0 + n_k$$

其中 $n_k \in C^{1\times 1}$ 為第k個使用者處之加成性白高斯雜訊(AWGN)。在一實施例中，計算頻道矩陣**H**之奇異值分解(SVD)且將預編碼權重**w**定義為對應於**H**之零子空間(由零奇異值識別)的右奇異向量。

在另一實施例中，無線系統為一DIDO系統且建立零RF能量點以預先消除對在不同DIDO涵蓋區域之間的用戶端之干擾。在美國申請案第12/630,627號中，描述一DIDO系統，其包括：

- IDO用戶端
- IDO分散式天線
- IDO基地收發站(BTS)
- IDO基地台網路(BSN)

每一BTS經由BSN連接至多個分散式天線，該等分散式天線提供服務至稱為DIDO叢集之給定涵蓋區域。在本專利申請案中，吾人描述一用於移除相鄰DIDO叢集之間的干擾之系統及方法。如**圖1**中所說明，吾人假定主DIDO叢集代管受來自相鄰叢集之干擾(或目標用戶端)影響的用戶端(亦即，由多使用者DIDO系統伺服之使用者器件)。

在一實施例中，相鄰叢集類似於習知蜂巢式系統根據分頻多重存取(FDMA)技術在不同頻率下操作。舉例而言，在頻率重新使用因子為3之情況下，如**圖2**中所說明每隔三個DIDO叢集重新使用相同載波頻率。在**圖2**中，不同載波頻率被識別為F_1、F_2及F_3。雖然此實施例可用於一些實施中，但此解決方案產生頻譜效率之損失，因為可用頻譜被分成多個子頻帶且僅DIDO叢集之一子集在相同子頻帶中操作。此外，需要複雜小區規

劃來將不同DIDO叢集與不同頻率相關聯，藉此防止干擾。類似於先前技術蜂巢式系統，此蜂巢式規劃要求天線之特定置放及限制傳輸功率以便避免使用同一頻率之叢集之間的干擾。

在另一實施例中，相鄰叢集根據分時多重存取(TDMA)技術在相同頻帶中但在不同時槽處操作。舉例而言，如**圖3**中所說明，僅針對特定叢集允許在時槽T_1、T_2及T_3中的DIDO傳輸，如所說明。時槽可被均等地指派給不同叢集，使得根據循環原則來排程不同叢集。若不同叢集以不同資料速率要求(亦即，在擁擠之城市環境中的叢集與每涵蓋區域具有較少數目用戶端的鄉村區域中之叢集相對比)來表徵，則將不同優先級指派給不同叢集，使得較多時槽被指派給具有較大資料速率要求之叢集。雖然如上文描述之TDMA可用於本發明之一實施例中，但TDMA方法可要求跨越不同叢集之時間同步且可導致較低頻譜效率，因為干擾叢集無法同時使用相同頻率。

在一個實施例中，所有相鄰叢集同時在同一頻帶中傳輸且使用跨越叢集的空間處理以避免干擾。在此實施例中，多叢集DIDO系統：(i)在主叢集內使用習知DIDO預編碼以在同一頻率頻帶內傳輸同時非干擾資料串流至多個用戶端(諸如，相關專利及申請案中所描述，包括7,599,420；7,633,994；7,636,381及申請案第12/143,503號)；(ii)在相鄰叢集中使用具有干擾消除的DIDO預編碼以藉由在目標用戶端之位置處建立零射頻(RF)能量點來避免對位於**圖4**中的干擾區域410中之用戶端產生干擾。若目標用戶端在一干擾區域410中，則其將接收含有來自主叢集411之資料串流的RF與來自干擾叢集412至413之零RF能量之總和，其將簡單地為含有來自主叢集之資料串流的RF。因此，相鄰叢集可同時利用相同頻率而

在干擾區域中之目標用戶端不會遭受干擾。

在實際系統中，DIDO預編碼之效能可受不同因素影響，諸如：頻道估計誤差或都卜勒(Doppler)效應(在DIDO分散式天線處產生過時頻道狀態資訊)；多載波DIDO系統中之互調變失真(IMD)；時間或頻率偏移。由於此等效應，達成零RF能量點可為不切實際的。然而，只要在目標用戶端處來自干擾叢集之RF能量與來自主叢集之RF能量相比可忽略，在目標用戶端處之鏈路效能就不受干擾影響。舉例而言，假定用戶端要求20 dB信雜比(SNR)以使用前向錯誤校正(FEC)編碼來解調變4-QAM群集以達成10^{-6}之目標位元錯誤率(BER)。若在目標用戶端處之自干擾叢集接收的RF能量比自主叢集接收的RF能量低20 dB，則干擾可忽略且用戶端可成功地在預定義BER目標內解調變資料。因此，如本文中所使用之術語「零RF能量」不一定意謂來自干擾RF信號之RF能量為零。確切而言，其意謂該RF能量相對於所要RF信號之RF能量充分低，使得所要RF信號可在接收器處被接收。此外，雖然描述了干擾RF能量相對於所要RF能量的特定所要臨限，但本發明之基本原理不限於任何特定臨限值。

存在如**圖4**中所示之不同類型的干擾區域410。舉例而言，「類型A」區域(如由圖4中之字母「A」所指示)僅受來自一個相鄰叢集之干擾影響，而「類型B」區域(如由字母「B」所指示)說明來自兩個或多個相鄰叢集之干擾。

圖5描繪一用於本發明之一實施例中的構架。點表示DIDO分散式天線，十字指代DIDO用戶端且箭頭指示RF能量之傳播方向。在主叢集中之DIDO天線傳輸預編碼之資料信號至該叢集中之用戶端MC 501。同樣，干擾叢集中之DIDO天線經由習知DIDO預編碼來伺服該叢集中之用戶端IC

502。綠色十字503表示干擾區域中之目標用戶端TC 503。主叢集511中之DIDO天線經由習知DIDO預編碼傳輸預編碼之資料信號至目標用戶端(黑色箭頭)。干擾叢集512中之DIDO天線使用預編碼來建立朝目標用戶端503之方向(綠色箭頭)的零RF能量。

圖4中之任何干擾區域410A、410B中的目標用戶端k處的所接收信號由下式給出

$$\mathrm{r}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \mathrm{s}_k + \mathbf{H}_k \sum_{\substack{u=1 \\ u \neq k}}^{U} \mathbf{W}_u s_u + \sum_{c=1}^{C} \mathbf{H}_{c,k} \sum_{i=1}^{Ic} \mathbf{W}_{c,i} \mathrm{s}_{c,i} + \mathrm{n}_k \qquad (1)$$

其中$k=1,\ldots,K$，其中K為干擾區域8010A、8010B中之用戶端的數目，U為主DIDO叢集中之用戶端的數目，C為干擾DIDO叢集412至413之數目且I_c為干擾叢集c中之用戶端的數目。此外，$\mathrm{r}_k \in \mathrm{C}^{N\times M}$為含有在用戶端$k$處之接收資料串流的向量，假定在用戶端器件處有$M$個傳輸DIDO天線及$N$個接收天線；$\mathrm{s}_k \in \mathrm{C}^{N\times 1}$為至主DIDO叢集中之用戶端$k$的傳輸資料串流之向量；$\mathrm{s}_u \in \mathrm{C}^{N\times 1}$為至主DIDO叢集中之用戶端$u$的傳輸資料串流之向量；$\mathrm{s}_{c,i} \in \mathrm{C}^{N\times 1}$為至第$c$個干擾DIDO叢集中之用戶端$i$的傳輸資料串流之向量；$\mathrm{n}_k \in \mathrm{C}^{N\times 1}$為用戶端$k$之N個接收天線處的加成性白高斯雜訊(AWGN)之向量；$\mathbf{H}_k \in \mathrm{C}^{N\times M}$為主DIDO叢集中之用戶端$k$處的自$M$個傳輸DIDO天線至$N$個接收天線的DIDO頻道矩陣；$\mathbf{H}_{c,k} \in \mathrm{C}^{N\times M}$為第$c$個干擾DIDO叢集中之用戶端$k$處的自$M$個傳輸DIDO天線至$N$個接收天線的DIDO頻道矩陣；$\mathbf{W}_k \in \mathrm{C}^{N\times M}$為至主DIDO叢集中之用戶端$k$的DIDO預編碼權重之矩陣；$\mathbf{W}_u \in \mathrm{C}^{N\times M}$為至主DIDO叢集中之用戶端$u$的DIDO預編碼權重之矩陣；$\mathbf{W}_{c,i} \in \mathrm{C}^{N\times M}$為至第$c$個干擾DIDO叢集中之用戶端$i$的DIDO預編碼權重之矩陣。

為簡化記法且不失一般性，吾人假定所有用戶端皆裝備N個接收天線且在每一DIDO叢集中存在M個DIDO分散式天線，其中$M \geq (N \cdot U)$且

$M \geq (N \cdot I_c), \forall c = 1,\ldots,C$。若M大於叢集中之接收天線之總數，則將額外傳輸天線用以預先消除對干擾區域中之目標用戶端的干擾或經由相關專利及申請案(包括7,599,420；7,633,994；7,636,381及申請案第12/143,503號)中描述之分集方案改良至同一叢集中之用戶端的鏈路穩健性。

計算DIDO預編碼權重以預先消除同一DIDO叢集內之用戶端間干擾。舉例而言，相關專利及申請案(包括7,599,420；7,633,994；7,636,381及申請案第12/143,503號以及[7])中描述之區塊對角化(BD)預編碼可用以移除用戶端間干擾，使得在主叢集中滿足以下條件

$$\mathbf{H}_k \mathbf{W}_u = 0^{N \times N}; \quad \forall u = 1,\ldots,U; \text{其中} u \neq k \text{。} \tag{2}$$

相鄰DIDO叢集中之預編碼權重矩陣經設計，使得滿足以下條件

$$\mathbf{H}_{c,k} \mathbf{W}_{c,i} = 0^{N \times N}; \quad \forall c = 1,\ldots,C \text{且} \forall i = 1,\ldots,I_c \text{。} \tag{3}$$

為了計算預編碼矩陣$\mathbf{W}_{c,i}$，估計自M個傳輸天線至干擾叢集中之I_c個用戶端以及至干擾區域中之用戶端k的下行鏈路頻道，且藉由干擾叢集中之DIDO BTS計算預編碼矩陣。若將BD方法用以計算干擾叢集中之預編碼矩陣，則建置以下有效頻道矩陣以計算至相鄰叢集中之第i個用戶端的權重

$$\overline{\mathbf{H}}_{c,i} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{c,k} \\ \tilde{\mathbf{H}}_{c,i} \end{bmatrix} \tag{4}$$

其中$\tilde{\mathbf{H}}_{c,i}$為自用於干擾叢集c之頻道矩陣$\mathbf{H}_c \in \mathbf{C}^{(N \cdot I_c) \times M}$獲得的矩陣，其中對應於第$i$個用戶端的列被移除。

將條件(2)及(3)代入(1)中，吾人獲得用於目標用戶端k之所接收資料串流，其中叢集內及叢集間干擾被移除

$$\mathbf{r}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k \text{。} \tag{5}$$

在相鄰叢集中計算出的(1)中之預編碼權重$\mathbf{W}_{c,i}$經設計以傳輸預編碼資

料串流至彼等叢集中之所有用戶端，同時預先消除對干擾區域中之目標用戶端的干擾。目標用戶端僅自其主叢集接收預編碼資料。在不同實施例中，自主叢集及相鄰叢集兩者將相同資料串流發送至目標用戶端以獲得分集增益。在此狀況下，(5)中之信號模型經表示為

$$\mathrm{r}_k = \left(\mathrm{H}_k \mathrm{W}_k + \sum_{c=1}^{C} \mathrm{H}_{c,k} \mathrm{W}_{c,k}\right) \mathrm{s}_k + \mathrm{n}_k \quad (6)$$

其中$\mathrm{W}_{c,k}$為自第*c*個叢集中之DIDO傳輸器至干擾區域中之目標用戶端*k*的DIDO預編碼矩陣。注意(6)中之方法要求跨越相鄰叢集的時間同步，此要在大系統中達成可係複雜的，但雖然如此，若分集增益益處證明實施成本為正當的，則此係非常可行的。

吾人藉由依據作為信雜比(SNR)的函數的符號錯誤率(SER)評估所提議方法之效能來開始。在不失一般性之情況下，吾人假定每一用戶端有單一天線而定義以下信號模型並將(1)重新公式化為

$$r_k = \sqrt{\mathrm{SNR}}\,\mathrm{h}_k \mathrm{w}_k \mathrm{s}_k + \sqrt{\mathrm{INR}}\,\mathrm{h}_{c,k} \sum_{i=1}^{I} \mathrm{w}_{c,i} \mathrm{s}_{c,i} + n_k \quad (7)$$

其中INR為經定義為INR=SNR/SIR之干擾對雜訊比且SIR為信號對干擾比。

圖6展示作為SNR之函數的SER，假定干擾區域中之目標用戶端的SIR=10 dB。在不失一般性之情況下，吾人量測沒有前向錯誤校正(FEC)編碼之4-QAM及16-QAM之SER。對於未編碼系統，吾人將目標SER固定為1%。取決於調變階數，此目標對應於SNR之不同值(亦即，對於4-QAM，SNR=20 dB，且對於16-QAM，SNR=28 dB)。當使用FEC編碼時，歸因於編碼增益，針對相同SNR值可滿足較低SER目標。吾人考慮每一叢集具有兩個DIDO天線及兩個用戶端(各自裝備有單一天線)的兩個叢集(一個主叢集及一個干擾叢集)之情形。主叢集中之用戶端中之一者位於

干擾區域中。吾人假定平坦衰落窄帶頻道，但以下結果可擴展至頻率選擇性多載波(OFDM)系統，其中每一副載波經歷平坦衰落。吾人考慮兩種情形：(i)一種具有*DIDO*叢集間干擾(IDCI)之情形，其中在不考慮干擾區域中之目標用戶端的情況下計算預編碼權重$w_{c,i}$；及(ii)另一種情形，其中藉由計算權重$w_{c,i}$而移除IDCI以消除對目標用戶端之IDCI。吾人觀察到在存在IDCI之情況下SER為高的且高於預定義目標。藉由在相鄰叢集處之IDCI預編碼，移除了對目標用戶端之干擾且對於SNR>20 dB達到SER目標。

圖6中之結果假定如(5)中之IDCI預編碼。若在相鄰叢集處之IDCI預編碼亦用以如(6)中預編碼至干擾區域中的目標用戶端之資料串流，則獲得額外分集增益。**圖7**比較自兩種技術導出之SER：(i)使用(5)中之IDCI預編碼的「方法1」；(ii)使用(6)中之IDCI預編碼的「方法2」，其中相鄰叢集亦傳輸預編碼資料串流至目標用戶端。與習知IDCI預編碼相比，歸因於由相鄰叢集中之用以傳輸預編碼資料串流至目標用戶端的DIDO天線所提供的額外陣列增益，方法2產生~3 dB增益。更一般而言，方法2相對於方法1之陣列增益與10*log10(C+1)成正比，其中C為相鄰叢集之數目且因子「1」指代主叢集。

接下來，吾人評估隨目標用戶端相對於干擾區域之位置而變的上述方法之效能。吾人考慮一簡單情形，其中目標用戶端8401自主DIDO叢集802移動至干擾叢集803，如**圖8**中所描繪。吾人假定主叢集802內之所有DIDO天線812使用BD預編碼來消除叢集內干擾以滿足條件(2)。吾人假定單一干擾DIDO叢集，用戶端器件801處之單一接收器天線及自主叢集或干擾叢集中之所有DIDO天線(亦即，按圓形環繞用戶端置放的DIDO天線)

至用戶端之相等路徑損失。吾人使用一具有路徑損失指數4(如在典型城市環境中)的簡化路徑損失模型[11]。

下文中之分析係基於擴展(7)以考慮路徑損失之以下簡化信號模型

$$r_k=\sqrt{\frac{\mathrm{SNR}\cdot \mathrm{D_o^4}}{\mathrm{D^4}}}\mathrm{h}_k\mathrm{w}_k\mathrm{s}_k+\sqrt{\frac{\mathrm{SNR}\cdot \mathrm{D_o^4}}{(1-\mathrm{D})^4}}\mathrm{h}_{c,k}\sum_{i=1}^{I}\mathrm{w}_{c,i}\mathrm{s}_{c,i}+n_k \quad (8)$$

其中信號對干擾比(SIR)經導出為SIR=((1-D)/D)^4。在模型化IDCI中，吾人考慮三種情形：i)沒有IDCI之理想狀況；ii)在干擾叢集中經由BD預編碼預先消除IDCI以滿足條件(3)；iii)具有未由相鄰叢集預先消除之IDCI。

圖9展示作為D之函數(亦即，當目標用戶端自主叢集802朝干擾叢集8403中之DIDO天線813移動時)的信號對干擾加雜訊比(SINR)。SINR係使用(8)中之信號模型而導出為信號功率與干擾加雜訊功率之比。吾人假定對於$D=D_0$，D_0=0.1且SNR=50 dB。在沒有IDCI之情況下，無線鏈路效能僅受雜訊影響且SINR歸因於路徑損失而減少。在存在IDCI(亦即，沒有IDCI預編碼)之情況下，來自相鄰叢集中之DIDO天線的干擾有助於減少SINR。

圖10展示針對平坦衰落窄帶頻道中之4-QAM調變的上述三種情形之符號錯誤率(SER)效能。此等SER結果對應於**圖9**中之SINR。吾人假定用於未編碼系統(亦即，沒有FEC)之1%之SER臨限對應於**圖9**中之SINR臨限$\mathrm{SINR_T}$=20 dB。SINR臨限取決於用於資料傳輸之調變階數。較高調變階數通常由較高$\mathrm{SINR_T}$表徵以達成相同目標錯誤率。藉由FEC，歸因於編碼增益，對於相同SINR值可達成較低目標SER。在沒有預編碼之IDCI的狀況下，僅在D<0.25的範圍內達成目標SER。藉由相鄰叢集處之IDCI預編碼，滿足目標SER之範圍擴展達到D<0.6。在該範圍外，SINR歸因於路徑

損失而增加且SER目標未被滿足。

用於IDCI預編碼之方法的一實施例展示於**圖11**中且由以下步驟組成：

- **SIR估計1101**：用戶端估計來自主DIDO叢集之信號功率(亦即，基於所接收之預編碼資料)及來自相鄰DIDO叢集之干擾加雜訊信號功率。在單載波DIDO系統中，訊框結構可經設計有短的靜寂週期。舉例而言，靜寂週期可經定義於用於頻道估計之訓練與頻道狀態資訊(CSI)回饋期間的預編碼資料傳輸之間。在一實施例中，來自相鄰叢集之干擾加雜訊信號功率係在靜寂週期期間自主叢集中之DIDO天線量測。在實際DIDO多載波(OFDM)系統中，通常將零載頻調用以防止直流(DC)偏移及歸因於傳輸及接收側之濾波的在頻帶邊緣處之衰減。在使用多載波系統之另一實施例中，干擾加雜訊信號功率係根據零載頻調估計。校正因子可用以補償頻帶邊緣處之傳輸/接收濾波器衰減。一旦估計了來自主叢集之信號加干擾及雜訊功率(P_S)及來自相鄰叢集之干擾加雜訊功率(P_{IN})，用戶端便將SINR計算為

$$\mathrm{SINR}=\frac{P_S-P_{IN}}{P_{IN}}。\qquad(9)$$

或者，SINR估計係根據用於典型無線通信系統中以量測無線電信號功率的接收信號強度指示(RSSI)導出。

吾人觀察到(9)中之量度無法區別雜訊與干擾功率位準。舉例而言，在無干擾環境中受遮蔽(亦即，在衰減來自主叢集中之所有DIDO分散式天線之信號功率的障礙物後)影響的用戶端可估計低SINR，即使其未受叢集間干擾影響亦然。

用於所提議方法之更可靠量度為SIR，其經計算為

$$SIR = \frac{P_S - P_{IN}}{P_{IN} - P_N} \quad (10)$$

其中P_N為雜訊功率。在實際多載波OFDM系統中，(10)中之雜訊功率P_N係根據零載頻調估計，假定來自主叢集及相鄰叢集之所有DIDO天線使用零載頻調之相同集合。干擾加雜訊功率(P_{IN})係根據如上文提及之靜寂週期而估計。最後，信號加干擾及雜訊功率(P_S)係根據資料載頻調而導出。根據此等估計，用戶端計算(10)中之SIR。

- **在相鄰叢集處之頻道估計1102至1103**：若在圖11中之1102處判定，(10)中之估計之SIR在預定義臨限(SIR_T)之下，則用戶端開始傾聽來自相鄰叢集之訓練信號。注意SIR_T視用於資料傳輸之調變及FEC編碼方案(MCS)而定。視用戶端之MCS而定義不同SIR目標。當來自不同叢集之DIDO分散式天線經時間同步(亦即，鎖定至相同之每秒脈波數(PPS)時間參考)時，在1103處用戶端利用訓練序列以遞送其頻道估計至相鄰叢集中之DIDO天線。用於相鄰叢集中之頻道估計之訓練序列經設計為正交於來自主叢集的訓練。或者，當不同叢集中之DIDO天線未經時間同步時，將正交序列(具有良好互相關性質)用於不同DIDO叢集中之時間同步。一旦用戶端鎖定至相鄰叢集之時間/頻率參考，便在1103處執行頻道估計。

- **IDCI預編碼1104**：一旦頻道估計在相鄰叢集中之DIDO BTS處可用，便計算IDCI預編碼以滿足(3)中之條件。相鄰叢集中之DIDO天線僅傳輸預編碼之資料串流至其叢集中之用戶端，同時預先消除對**圖4**中之干擾區域410中的用戶端之干擾。吾人觀察到若用戶端位於**圖4**中之B型干擾區域410中，則對用戶端之干擾係由多個叢集產生且IDCI預編碼係由所有相鄰叢集同時執行。

用於交遞之方法

下文中，吾人描述用於跨越DIDO叢集移動的用戶端之不同交遞方法，該等DIDO叢集由位於分離區域中或提供不同種類服務(亦即，低或高行動性服務)之分散式天線填充。

a. 相鄰DIDO叢集之間的交遞

在一實施例中，用以移除上文描述之叢集間干擾的IDCI預編碼器用作DIDO系統中之交遞方法的基線。將蜂巢式系統中之習知交遞設想為用戶端跨越由不同基地台伺服之小區無縫地切換。在DIDO系統中，交遞允許用戶端在不損失連接之情況下自一叢集移動至另一叢集。

為說明DIDO系統之交遞策略的一實施例，吾人再次考慮**圖8**中之僅具有兩個叢集802及803之實例。當用戶端801自主叢集(C1)802移動至相鄰叢集(C2)803時，交遞方法之一實施例動態地計算不同叢集中之信號品質並選擇對於用戶端產生最低錯誤率效能之叢集。

圖12展示作為用戶端距叢集C1之中心的距離的函數的SINR變化。對於沒有FEC編碼之4-QAM調變，吾人考慮目標SINR=20 dB。當C1及C2皆使用沒有干擾消除之DIDO預編碼時，由圓識別之線表示由C1中之DIDO天線伺服之目標用戶端的SINR。SINR歸因於路徑損失及來自相鄰叢集之干擾而按D之函數關係減少。當IDCI預編碼實施於相鄰叢集處時，SINR損失僅歸因於路徑損失(如由具有三角形之線所展示)，因為干擾被完全移除。當自相鄰叢集伺服用戶端時，經歷對稱行為(Symmetric behavior)。交遞策略之一實施例經定義，使得當用戶端自C1移動至C2時，演算法在不同DIDO方案之間切換以使SINR維持在預定義目標之上。

自**圖12**中之曲線，吾人導出**圖13**中之針對4-QAM調變之SER。吾人觀察到，藉由在不同預編碼策略之間切換，將SER維持於預定義目標內。

交遞策略之一實施例如下。

• **C1-DIDO及C2-DIDO預編碼**：當用戶端位於C1內，遠離干擾區域時，叢集C1及C2皆獨立地藉由習知DIDO預編碼操作。

• **C1-DIDO及C2-IDCI預編碼**：當用戶端朝干擾區域移動時，其SIR或SINR降級。當達到目標$SINR_{T1}$時，目標用戶端開始估計來自C2中的所有DIDO天線之頻道並提供CSI至C2之BTS。C2中之BTS計算IDCI預編碼並傳輸至C2中之所有用戶端同時防止對目標用戶端之干擾。只要目標用戶端在干擾區域中，其將繼續提供其CSI至C1及C2兩者。

• **C1-IDCI及C2-DIDO預編碼**：當用戶端朝C2移動時，其SIR或SINR不斷降低直至其再次達到一目標。此時，用戶端決定切換至相鄰叢集。在此狀況下，C1開始使用來自目標用戶端之CSI以藉由IDCI預編碼建立朝其方向的零干擾，而相鄰叢集使用CSI以進行習知DIDO預編碼。在一實施例中，當SIR估計接近目標時，叢集C1及C2交替地嘗試DIDO預編碼方案及IDCI預編碼方案兩者以允許用戶端估計在兩者狀況下的SIR。接著用戶端選擇最佳方案以最大化特定錯誤率效能量度。當應用此方法時，用於交遞策略之交叉點出現於**圖12**中的具有三角形及菱形之曲線的交叉點處。一實施例使用(6)中所描述的經修改之IDCI預編碼方法，其中相鄰叢集亦傳輸預編碼之資料串流至目標用戶端以提供陣列增益。藉由此方法，簡化交遞策略，因為用戶端無需估計在交叉點處兩種策略之SINR。

• **C1-DIDO及C2-DIDO預編碼**：當用戶端朝C2移出干擾區域外時，主叢集C1停止經由IDCI預編碼預先消除朝該目標用戶端之干擾並對於保留於C1中之所有用戶端切換回至習知DIDO預編碼。吾人之交遞策略中的此最終交叉點可用於避免自目標用戶端至C1之不必要的CSI回饋，藉

此減少回饋頻道上之額外負擔。在一實施例中，定義一第二目標$SINR_{T2}$。當SINR(或SIR)增加到此目標之上時，策略經切換至C1-DIDO及C2-DIDO。在一實施例中，叢集C1持續在DIDO預編碼與IDCI預編碼之間交替以允許用戶端估計SINR。接著用戶端選擇自上方更緊密接近目標$SINR_{T1}$的用於C1之方法。

上文描述之方法即時計算用於不同方案之SINR或SIR估計且使用其來選擇最佳化方案。在一實施例中，交遞演算法係基於**圖14**中說明之有限狀態機而設計。當SINR或SIR降至在**圖12**中說明之預定義臨限之下或之上時，用戶端記住其當前狀態並切換至下一狀態。如上文所論述，在狀態1201中，叢集C1及C2皆獨立地藉由習知DIDO預編碼而操作且用戶端係由叢集C1伺服；在狀態1202中，用戶端係由叢集C1來伺服，C2中之BTS計算IDCI預編碼且叢集C1使用習知DIDO預編碼來操作；在狀態1203中，用戶端係由叢集C2來伺服，C1中之BTS計算IDCI預編碼且叢集C2使用習知DIDO預編碼來操作；及在狀態1204中，用戶端係由叢集C2來伺服，且叢集C1及C2皆獨立地藉由習知DIDO預編碼而操作。

在存在遮蔽效應之情況下，信號品質或SIR可如**圖15**中所示在臨限周圍波動，從而引起在**圖14**中之連續狀態之間重複切換。重複變化之狀態為一非所要之效應，因為其導致用戶端與BTS之間的控制頻道上之用以允許實現在傳輸方案之間切換的顯著額外負擔。**圖15**描繪在存在遮蔽之情況下的交遞策略之一實例。在一實施例中，遮蔽係數係根據具有方差3之對數正態分佈來模擬[3]。下文中，吾人定義一些用以防止在DIDO交遞期間之重複切換效應的方法。

本發明之一實施例使用一滯後迴路來解決狀態切換效應。舉例而

言，當在**圖14**中之「C1-DIDO、C2-IDCI」9302與「C1-IDCI、C2-DIDO」9303狀態(或反之)之間切換時，可調整臨限$SINR_{T1}$為在範圍A_1內。此方法在信號品質在$SINR_{T1}$周圍振盪時避免在狀態之間的重複切換。舉例而言，**圖16**展示在**圖14**中之任何兩個狀態之間切換時的滯後迴路機制。為了自狀態B切換至狀態A，SIR必須大於$(SIR_{T1}+A_1/2)$，但為了自A切換回至B，SIR必須降至$(SIR_{T1}-A_1/2)$之下。

在不同實施例中，調整臨限$SINR_{T2}$以避免在**圖14**中之有限狀態機之第一狀態與第二狀態(或第三狀態與第四狀態)之間的重複切換。舉例而言，可定義值A_2的範圍，使得視頻道條件及遮蔽效應而在該範圍內挑選臨限$SINR_{T2}$。

在一實施例中，視無線鏈路上預期之遮蔽的方差而定，在範圍$[SINR_{T2}、SINR_{T2}+A_2]$內動態地調整SINR臨限。當用戶端自其當前叢集移動至相鄰叢集時，可根據所接收之信號強度(或RSSI)的方差而估計對數正態分佈之方差。

上述方法假定用戶端觸發交遞策略。在一實施例中，假定啟用跨越多個BTS之通信，延期至DIDO BTS的交遞決策。

為簡單起見，假定無FEC編碼及4-QAM而導出上述方法。更一般而言，針對不同調變編碼方案(MCS)而導出SINR或SIR臨限且結合鏈路調適(例如，參見美國專利第7,636,381號)而設計交遞策略以最佳化至干擾區域中的每一用戶端之下行鏈路資料速率。

b. 在低都卜勒與高都卜勒DIDO網路之間的交遞

DIDO系統使用封閉迴路傳輸方案來預編碼下行鏈路頻道上之資料串流。封閉迴路方案固有地受回饋頻道上之潛時約束。在實際DIDO系統

中，當將CSI及基頻預編碼資料自BTS遞送至分散式天線時，計算時間可藉由具有高處理能力之收發器減少且預期大多數潛時係由DIDO BSN引入。BSN可包含各種網路技術，包括(但不限於)數位用戶線(DSL)、電纜數據機、光纖環(fiber ring)、T1線、光纖同軸混合(HFC)網路及/或固定無線(例如，WiFi)。專用光纖通常具有非常大頻寬及低潛時(在局部區域中可能小於毫秒)，但其部署範圍不及DSL及電纜數據機廣泛。現今，在美國DSL及電纜數據機連接通常具有在10 ms至25 ms之間的最後一英里(last-mile)潛時，但其被非常廣泛地部署。

BSN上之最大潛時判定在無DIDO預編碼之效能降級的情況下在DIDO無線鏈路上可容許的最大都卜勒頻率。舉例而言，在[1]中吾人展示在400 MHz之載波頻率下，具有約10毫秒之潛時的網路(亦即，DSL)可容許用戶端之速度高達8 mph(奔跑速度)，而具有1毫秒潛時之網路(亦即，光纖環)可支援高達70 mph之速度(亦即，高速公路交通)。

吾人視BSN上可容許之最大都卜勒頻率而定義兩個或多個DIDO子網路。舉例而言，具有DIDO BTS與分散式天線之間的高潛時DSL連接之BSN可僅遞送低行動性或固定無線服務(亦即，低都卜勒網路)，而低潛時光纖環上之低潛時BSN可容許高行動性(亦即，高都卜勒網路)。吾人觀察到大多數寬頻使用者在其使用寬頻時不移動，且進一步大多數人不太可能位於許多高速物件移動經過之區域附近(例如，靠近高速公路)，因為此等位置通常係不太理想的居住或辦公地點。然而，存在將在高速下(例如，當在一行駛在高速公路上之汽車中時)使用寬頻或將在高速物件附近(例如，在位於高速公路附近之商店中)的寬頻使用者。為處理此等兩種不同使用者的都卜勒情形，在一實施例中，低都卜勒DIDO網路由散佈在廣大

區域上的具有相對低功率(亦即，對於室內或屋頂安裝，1 W至100 W)的通常較大數目之DIDO天線組成，而高都卜勒網路由具有高功率傳輸(亦即，對於屋頂或塔安裝，100 W)的通常較低數目之DIDO天線組成。低都卜勒DIDO網路伺服通常較大數目之低都卜勒使用者且可使用便宜之高潛時寬頻連接(諸如，DSL及電纜數據機)而以通常較低連接性成本執行之。高都卜勒DIDO網路伺服通常較少數目之高都卜勒使用者且可使用較昂貴之低潛時寬頻連接(諸如，光纖)而以通常較高連接性成本執行之。

為了避免跨越不同類型DIDO網路(例如，低都卜勒及高都卜勒)之干擾，可使用不同多重存取技術，諸如：分時多重存取(TDMA)、分頻多重存取(FDMA)或分碼多重存取(CDMA)。

下文中，吾人提議用以將用戶端指派給不同類型DIDO網路並允許實現其間的交遞的方法。網路選擇係基於每一用戶端之行動性的類型。根據以下方程式，用戶端之速度(v)與最大都卜勒頻移成正比[6]

$$f_d = \frac{v}{\lambda}\sin\theta \quad (11)$$

其中f_d為最大都卜勒頻移，λ為對應於載波頻率之波長且θ為指示傳輸器-用戶端之方向的向量與速度向量之間的角。

在一實施例中，每一用戶端之都卜勒頻移係經由盲估計技術來計算。舉例而言，類似於都卜勒雷達系統，可藉由發送RF能量至用戶端及分析反射之信號來估計都卜勒頻移。

在另一實施例中，一或多個DIDO天線發送訓練信號至用戶端。基於彼等訓練信號，用戶端使用諸如計數頻道增益之零交叉率或執行頻譜分析的技術來估計都卜勒頻移。吾人觀察到對於固定速度v及用戶端之軌跡，(11)中之角速度$v\sin\theta$可視用戶端距每一DIDO天線之相對距離而定。舉例

而言，在移動用戶端附近之DIDO天線產生比遙遠天線大的角速度及都卜勒頻移。在一實施例中，都卜勒速度係根據在距用戶端不同距離處的多個DIDO天線估計，且將平均、加權平均或標準偏差用作用戶端行動性之指示器。基於所估計之都卜勒指示器，DIDO BTS決定是否指派用戶端給低或高都卜勒網路。

針對所有用戶端週期地監視都卜勒指示器且將其發送回至BTS。當一或多個用戶端改變其都卜勒速度(亦即，用戶端乘坐公共汽車對比用戶端步行或坐著)時，彼等用戶端被動態地重新指派給可容許其行動性等級之不同DIDO網路。

儘管低速用戶端之都卜勒可因在高速物件附近(例如，靠近高速公路)而受影響，但該都卜勒通常遠小於自身在運動中的用戶端之都卜勒。因而，在一實施例中，估計用戶端之速度(例如，藉由使用一諸如使用GPS監視用戶端位置之方式)，且若速度為低，則用戶端經指派給一低都卜勒網路，且若速度為高，則用戶端經指派給一高都卜勒網路。

用於功率控制及天線分群之方法

在**圖17**中描繪具有功率控制之DIDO系統的方塊圖。首先將每一用戶端$(1,\ldots,U)$之一或多個資料串流(s_k)乘以由DIDO預編碼單元產生之權重。將預編碼之資料串流乘以由功率控制單元基於輸入頻道品質資訊(CQI)而計算的功率縮放因子。CQI係自用戶端回饋至DIDO BTS或假定上行鏈路-下行鏈路頻道互易性而根據上行鏈路頻道導出。不同用戶端之U個預編碼之串流接著經組合及多工成M個資料串流(t_m)，一資料串流針對M個傳輸天線中之每一者。最後，將串流t_m發送至數位/類比轉換器(DAC)單元、射頻(RF)單元、功率放大器(PA)單元並最終至天線。

功率控制單元量測用於所有用戶端之CQI。在一實施例中，CQI為平均SNR或RSSI。視路徑損失或遮蔽而定，CQI對於不同用戶端變化。吾人之功率控制方法調整用於不同用戶端之傳輸功率縮放因子P_k且將其乘以經產生用於不同用戶端之預編碼之資料串流。注意，可針對每一用戶端產生一或多個資料串流，此視用戶端之接收天線的數目而定。

為了評估所提議方法之效能，吾人基於(5)來定義包括路徑損失及功率控制參數的以下信號模型

$$r_k = \sqrt{SNR\ P_k\ \alpha_k} H_k W_k s_k + n_k \quad (12)$$

其中$k=1,\ldots,U$，U為用戶端之數目，SNR=P_o/N_o，其中P_o為平均傳輸功率，N_o為雜訊功率且α_k為路徑損失/遮蔽係數。為了模型化路徑損失/遮蔽，吾人使用以下簡化模型

$$\alpha_k = e^{-a\frac{k-1}{U}} \quad (13)$$

其中a=4為路徑損失指數且吾人假定路徑損失隨用戶端索引(亦即，用戶端位於距DIDO天線之漸增距離處)而增加。

圖18展示在不同情形中之假定四個DIDO傳輸天線及四個用戶端的情況下的SER對SNR。理想狀況假定所有用戶端具有相同路徑損失(亦即，a=0)，從而針對所有用戶端產生$P_k=1$。具有正方形之曲線指代用戶端具有不同路徑損失係數且無功率控制之狀況。具有點之曲線係根據功率控制係數經選擇使得$P_k = 1/\alpha_k$之相同情形(具有路徑損失)導出。藉由功率控制方法，將較多功率指派給意欲至經歷較高路徑損失/遮蔽之用戶端的資料串流，從而與沒有功率控制之狀況相比導致9 dB SNR增益(對於此特定情形)。

聯邦通信委員會(FCC)(及其他國際管理機構)定義對於可自無線器件

傳輸的最大功率之約束條件以限制人體在電磁(EM)輻射下的曝露。存在兩種類型限制[2]：i)「職業/受控」限制，其中經由柵欄、警告或標記使人完全知曉射頻源；ii)「一般人群/不受控」限制，其中對曝露沒有控制。

將不同發射等級定義用於不同類型無線器件。大體而言，用於室內/室外應用之DIDO分散式天線合乎FCC之「行動」器件種類之要求，其經定義為[2]：「經設計成不在固定位置使用、通常在輻射結構保持在距使用者或附近人員身體20公分或以上距離處的情況下使用之傳輸裝置」。

「行動」器件之EM發射係依據最大允許曝露量(MPE)(以mW/cm^2表示)來量測。**圖19**展示在700 MHz載波頻率下針對傳輸功率之不同值的作為距RF輻射源之距離的函數的MPE功率密度。用以滿足通常在距人體20 cm外操作的器件之FCC「不受控制之」限制的最大允許傳輸功率為1 W。

針對安裝於遠離「一般人群」之屋頂或建築物上的傳輸器定義了較少限制性的功率發射約束條件。對於此等「屋頂傳輸器」，FCC定義依據有效輻射功率(ERP)量測的1000 W之較寬鬆發射限制。

基於上述FCC約束條件，在一實施例中，吾人定義用於實際系統之兩種類型之DIDO分散式天線：

- **低功率(LP)**傳輸器：位於任何高度之任何地方(亦即，室內或室外)，具有**1 W**之最大傳輸功率及5 Mbps消費者級寬頻(例如，DSL、電纜數據機、光纖到家(FTTH))回載連接性。
- **高功率(HP)**傳輸器：在約10公尺高度之屋頂或建築物安裝之天線，具有**100 W**之傳輸功率及商業級寬頻(例如，光纖環)回載(與DIDO無線鏈路上可用之吞吐量相比，具有實際上「無限」資料速率)。

注意，具有DSL或電纜數據機連接性之LP傳輸器為低都卜勒DIDO網路(如先前章節中所描述)之良好候選者，因為其用戶端大部分為固定的或具有低行動性。具有商業光纖連接性之HP傳輸器可容許較高用戶端行動性且可用於高都卜勒DIDO網路中。

為了得到對具有不同類型LP/HP傳輸器之DIDO系統的效能之實際直觀感覺，吾人考慮在Palo Alto市區(CA)中的DIDO天線安裝之實際狀況。**圖20a**展示Palo Alto中的N_{LP}=100個低功率DIDO分散式天線之隨機分佈。在**圖20b**中，50個LP天線以N_{HP}=50個高功率傳輸器來替代。

基於**圖20a至圖20b**中之DIDO天線分佈，吾人得到使用DIDO技術之系統的在Palo Alto中之涵蓋圖。**圖21a**及**圖21b**分別展示對應於**圖20a**及**圖20b**中之組態的兩個功率分佈。假定在700 MHz之載波頻率下由3GPP標準[3]定義的用於城市環境之路徑損失/遮蔽模型而導出所接收之功率分佈(以dBm表示)。吾人觀察到使用50%之HP傳輸器產生對所選區域之較好涵蓋。

圖22a至圖22b描繪上述兩種情形之速率分佈。吞吐量(以Mbps表示)係基於[4,5]中3GPP長期演進(LTE)標準中所定義的不同調變編碼方案之功率臨限而導出。在700 MHz載波頻率下，總可用頻寬固定至10 MHz。考慮兩個不同頻率分配計劃：i)僅分配5 MHz頻譜至LP台；ii)分配9 MHz至HP傳輸器及分配1 MHz至LP傳輸器。注意，較低頻寬通常歸因於其具有有限吞吐量之DSL回載連接性而分配至LP台。**圖22a至圖22b**展示當使用50%之HP傳輸器時可顯著增加速率分佈，從而將平均每用戶端資料速率自**圖22a**中之2.4 Mbps提高至**圖22b**中之38 Mbps。

接下來，吾人定義演算法以控制LP台之功率傳輸，使得在任一給定

時間允許較高功率，藉此增加**圖22b**中之DIDO系統的下行鏈路頻道上之吞吐量。吾人觀察到對於功率密度之FCC限制係基於時間平均而定義為[2]

$$S=\frac{\Sigma_{n=1}^{N}s_n t_n}{T_{MPE}} \quad (14)$$

其中$T_{MPE}=\Sigma_{n=1}^{N}t_n$為MPE平均時間，$t_n$為曝露至具有功率密度$S_n$的輻射的時間週期。對於「受控」曝露，平均時間為6分鐘，而對於「不受控」曝露，其增加達30分鐘。接著，允許任一功率源以大於MPE限制之功率位準傳輸，只要(14)中之平均功率密度滿足FCC的對於「不受控」曝露之30分鐘平均限制便可。

基於此分析，吾人定義適應性功率控制方法以增加瞬時每天線傳輸功率，同時將每DIDO天線之平均功率維持在MPE限制之下。吾人考慮具有比作用中用戶端多之傳輸天線的DIDO系統。考慮到DIDO天線可被設想為便宜的無線器件(類似於WiFi存取點)且可置放於存在DSL、電纜數據機、光纖或其他網際網路連接性的任何地點，此係一合理假定。

具有適應性每天線功率控制之DIDO系統的構架在**圖23**中加以描繪。在被發送至DAC單元235之前，由多工器234產生的數位信號之振幅被用功率縮放因子$S_1,\ldots,S_M$動態地調整。功率縮放因子係由功率控制單元232基於CQI 233來計算。

在一實施例中，定義N_g個DIDO天線群組。每一群組含有至少與作用中用戶端之數目(K)一樣多的DIDO天線。在任一給定時間，僅一個群組具有以大於MPE限制($\overline{MPE}$)之功率位準(S_o)傳輸至用戶端的$N_a>K$個作用中DIDO天線。一方法根據**圖24**中描繪之循環排程原則跨越所有天線群組重複。在另一實施例中，將不同排程技術(亦即，比例公平排程[8])用於叢集

選擇以最佳化錯誤率或吞吐量效能。

假定循環功率分配，自(14)吾人將每一DIDO天線之平均傳輸功率導出為

$$S = S_O \frac{t_o}{T_{MPE}} \le \overline{MPE} \quad (15)$$

其中t_o為天線群組為作用中的時間週期且T_{MPE}=30 min為由FCC準則[2]定義的平均時間。(15)中之比為該等群組之工作因數(DF)，其經定義使得來自每一DIDO天線之平均傳輸功率滿足MPE限制($\overline{MPE}$)。根據以下定義，工作因數視作用中用戶端之數目、群組之數目及每一群組之作用中天線而定

$$DF \triangleq \frac{K}{N_g N_a} = \frac{t_o}{T_{MPE}} 。 \quad (16)$$

在具有功率控制及天線分群的DIDO系統中獲得之SNR增益(以dB計)被如下表示為工作因數之函數

$$G_{dB} = 10 \log_{10}\left(\frac{1}{DF}\right) 。 (17)$$

吾人觀察到(17)中之增益係以所有DIDO天線上之G_{dB}額外傳輸功率為代價而達成。

大體而言，來自所有N_g個群組之所有N_a的總傳輸功率經定義為

$$\overline{P} = \sum_{j=1}^{N_g} \sum_{i=1}^{N_a} P_{ij} \quad (18)$$

其中P_{ij}為平均每天線傳輸功率，其由下式給出

$$P_{ij} = \frac{1}{T_{MPE}} \int_0^{T_{MPE}} S_{ij}(t) dt \le \overline{MPE} \quad (19)$$

且$S_{ij}(t)$為第j個群組中之第i個傳輸天線的功率譜密度。在一實施例中，針對每一天線設計(19)中之功率譜密度以最佳化錯誤率或吞吐量效能。

為了獲得對於所提議方法之效能的某種直觀感覺，考慮在給定涵蓋

區域中之400個DIDO分散式天線及訂用經由DIDO系統提供之無線網際網路服務的400個用戶端。不可能每一網際網路連接皆一直被完全地利用。假定用戶端中之10%將在任一給定時間有效地使用無線網際網路連接。接著，400個DIDO天線可分成各自有N_a=40個天線之N_g=10個群組，每一群以工作因數DF=0.1在任一給定時間伺服K=40個作用中用戶端。由此傳輸方案產生的SNR增益為$G_{dB}=10\log_{10}(1/DF)=10$ dB，由來自所有DIDO天線之10 dB額外傳輸功率提供。然而，吾人觀察到平均每天線傳輸功率為恆定的且在MPE限制內。

圖25比較具有天線分群之上述功率控制與美國專利第7,636,381號中之習知本徵模式選擇的(未編碼之)SER效能。所有方案使用BD預編碼，具有四個用戶端，每一用戶端裝備有單一天線。SNR指代每傳輸天線功率與雜訊功率之比(亦即，每天線傳輸SNR)。以DIDO 4×4表示之曲線假定四個傳輸天線及BD預編碼。具有正方形之曲線表示具有本徵模式選擇的具有兩個額外傳輸天線及BD的SER效能，從而產生相對於習知BD預編碼之10 dB SNR增益(在1% SER目標處)。具有天線分群及DF=1/10之功率控制亦在相同SER目標處產生10 dB增益。吾人觀察到歸因於分集增益，本徵模式選擇改變SER曲線之斜率，而吾人之功率控制方法歸因於增加之平均傳輸功率而將SER曲線向左位移(維持相同斜率)。為了比較，展示具有較大工作因數DF=1/50之SER而提供與DF=1/10相比的額外7 dB增益。

注意，吾人之功率控制可具有比習知本徵模式選擇方法低的複雜度。實際上，每一群組之天線ID可被預先計算並經由查找表在DIDO天線與用戶端之間共用，使得在任一給定時間僅要求K個頻道估計。對於本徵模式選擇，計算(K+2)個頻道估計且需要額外計算處理以選擇在任一給定

時間最小化所有用戶端之SER的本徵模式。

接下來，吾人描述用以在一些特殊情形中減少CSI回饋額外負擔的涉及DIDO天線分群之另一方法。**圖26a**展示其中用戶端(點)隨機散佈於由多個DIDO分散式天線(十字)涵蓋之一區域中的一種情形。每一傳輸接收無線鏈路上之平均功率可經計算為

$$A = \left\{ |H|^2 \right\}。 \quad (20)$$

其中H為可用於DIDO BTS處之頻道估計矩陣。

藉由在1000個例項上平均頻道矩陣而在數值上獲得圖**26a至圖26c**中之矩陣**A**。**圖26b**及**圖26c**中分別描繪兩種替代情形，其中環繞DIDO天線之子集而將用戶端分群在一起且用戶端接收來自位於遙遠地方之DIDO天線的可忽略功率。舉例而言，**圖26b**展示產生區塊對角矩陣**A**之兩個天線群組。一極端情形為當每一用戶端僅非常接近一個傳輸器且傳輸器彼此遠離，使得來自所有其他DIDO天線之功率可忽略時。在此狀況下，DIDO鏈路在多個SISO鏈路中退化且**A**為如**圖26c**中之對角矩陣。

在上述所有三種情形中，BD預編碼動態地調整預編碼權重以考慮DIDO天線與用戶端之間的無線鏈路上之不同功率位準。然而，識別DIDO叢集中之多個群組並僅在每一群組內操作DIDO預編碼係方便的。吾人提議之分群方法產生以下優點：

- **計算增益**：僅在叢集中之每一群組內計算DIDO預編碼。舉例而言，若使用BD預編碼，則奇異值分解(SVD)具有複雜度$O(n^3)$，其中n為頻道矩陣**H**之最小維數。若**H**可縮減為一區塊對角矩陣，則以減少之複雜度計算每一區塊之SVD。實際上，若頻道矩陣經分成具有維數n_1及n_2之兩個區塊矩陣，使得$n=n_1+n_2$，則SVD之複雜度僅為$O(n_1^3)+O(n_2^3)<O(n^3)$。

在極端狀況下，若**H**為對角矩陣，則DIDO鏈路縮減至多個SISO鏈路且無需SVD計算。

- **減少之CSI回饋額外負擔**：當DIDO天線及用戶端被分成群組時，在一實施例中，僅在同一群組內計算自用戶端至天線的CSI。在TDD系統中，假定頻道互易性，天線分群減少用以計算頻道矩陣**H**的頻道估計之數目。在其中CSI係在無線鏈路上回饋的FDD系統中，天線分群進一步產生DIDO天線與用戶端之間的無線鏈路上的CSI回饋額外負擔之減少。

用於DIDO上行鏈路頻道之多重存取技術

在本發明之一實施例中，不同多重存取技術經定義用於DIDO上行鏈路頻道。此等技術可用以在上行鏈路上自用戶端至DIDO天線地回饋CSI或傳輸資料串流。下文中，吾人將回饋CSI及資料串流稱為上行鏈路串流。

- **多輸入多輸出(MIMO)**：上行鏈路串流係經由開放迴路MIMO多工方案自用戶端傳輸至DIDO天線。此方法假定所有用戶端經時間/頻率同步。在一實施例中，用戶端之間的同步係經由來自下行鏈路之訓練而達成且所有DIDO天線經假定為鎖定至同一時間/頻率參考時脈。注意在不同用戶端處之延遲擴展的變化可產生在不同用戶端之時脈之間的可影響MIMO上行鏈路方案之效能的抖動。在用戶端經由MIMO多工方案發送上行鏈路串流後，接收DIDO天線可使用非線性(亦即，最大似然，ML)或線性(亦即，逼零最小均方差)接收器來消除同頻道干擾並個別地解調變上行鏈路串流。

- **分時多重存取(TDMA)**：不同用戶端經指派給不同時槽。每一用戶端在其時槽可用時發送其上行鏈路串流。

• **分頻多重存取(FDMA)**：不同用戶端經指派給不同載波頻率。在多載波(OFDM)系統中，載頻調之子集經指派給同時傳輸上行鏈路串流之不同用戶端，藉此減少潛時。

• **分碼多重存取(CDMA)**：每一用戶端經指派給一不同偽隨機序列且在碼域中達成跨用戶端之正交性。

在本發明之一實施例中，用戶端為以比DIDO天線低得多之功率傳輸的無線器件。在此狀況下，DIDO BTS基於上行鏈路SNR資訊定義用戶端子群，使得跨越子群之干擾經最小化。在每一子群中，將上述多重存取技術用以建立在時域、頻域、空間域或碼域中之正交頻道，藉此避免跨越不同用戶端之上行鏈路干擾。

在另一實施例中，結合先前章節中提出的天線分群方法使用上文描述之上行鏈路多重存取技術以定義DIDO叢集內之不同用戶端群組。

用於DIDO多載波系統中之鏈路調適之系統及方法

在美國專利第7,636,381號中定義利用無線頻道之時間、頻率及空間選擇性的DIDO系統之鏈路調適方法。下文所描述的係用於利用無線頻道之時間/頻率選擇性的多載波(OFDM)DIDO系統中之鏈路調適的本發明之實施例。

吾人根據[9]中之按指數規律衰減功率延遲概況(PDP)或Saleh-Valenzuela模型來模擬瑞雷衰落頻道。為簡單起見，吾人假定具有多路徑PDP之單一叢集頻道經定義為

$$P_n = e^{-\beta n} \quad (21)$$

其中n=0,...,L-1為頻道分接頭之索引，L為頻道分接頭之數目且$\beta = 1/\sigma_{DS}$係為頻道相干性頻寬之指示器、與頻道延遲擴展(σ_{DS})成反比的

PDP指數。β之低值產生頻率平坦頻道，而β之高值產生頻率選擇性頻道。(21)中之PDP經正規化，使得所有L頻道分接頭之總平均功率為一

$$\overline{P}_n = \frac{P_n}{\Sigma_{i=0}^{L-1} P_i} \text{。} \qquad (22)$$

圖27描繪DIDO 2×2系統之在延遲域或瞬時PDP(上部曲線)及頻域(下部曲線)上的低頻率選擇性頻道(假定$\beta=1$)之振幅。第一下標指示用戶端，第二下標指示傳輸天線。高頻率選擇性頻道(其中$\beta=0.1$)展示於**圖28**中。

接下來，吾人研究在頻率選擇性頻道中DIDO預編碼的效能。假定(1)中之信號模型滿足(2)中之條件，吾人經由BD計算DIDO預編碼權重。吾人藉由(2)中之條件將(5)中之DIDO接收信號模型重新公式化為

$$\mathrm{r}_k = \mathrm{H}_{ek}\mathrm{s}_k + \mathrm{n}_k \text{。} \quad (23)$$

其中$\mathrm{H}_{ek} = \mathrm{H}_k\mathrm{W}_k$為使用者$k$之有效頻道矩陣。對於每一用戶端一單一天線的DIDO 2×2，有效頻道矩陣減少至具有**圖29**中所示之頻率回應並用於由**圖28**中之高頻率選擇性(例如，其中β=0.1)表徵之頻道的一值。**圖29**中之實線指代用戶端1，而具有點之線指代用戶端2。基於**圖29**中之頻道品質量度，吾人定義視變化之頻道條件而動態地調整MCS之時間/頻率域鏈路調適(LA)方法。

吾人以評估AWGN及瑞雷衰落SISO頻道中之不同MCS之效能開始。為簡單起見，吾人假定無FEC編碼，但以下LA方法可擴展至包括FEC之系統。

圖30展示不同QAM方案(亦即，4-QAM、16-QAM、64-QAM)之SER。在不失一般性的情況下，吾人對於未編碼之系統假定1%之目標SER。用以在AWGN頻道中滿足該目標SER之SNR臨限對於三個調變方案分別為8 dB、15.5 dB及22 dB。在瑞雷衰落頻道中，熟知上述調變方案之

SER效能比AWGN差[13]且SNR臨限分別為：18.6 dB、27.3 dB及34.1 dB。吾人觀察到DIDO預編碼將多使用者下行鏈路頻道變換成平行SISO鏈路之集合。因此，在逐用戶端基礎上，用於SISO系統之與**圖30**中相同之SNR臨限適用於DIDO系統。此外，若執行瞬時LA，則使用AWGN頻道中之臨限。

用於DIDO系統的所提議LA方法之關鍵想法係當頻道經歷時域或頻域中之深衰落(**圖28**中所描繪)時使用低MCS階數以提供鏈路穩健性。相反，當頻道由大增益表徵時，LA方法切換至較高MCS階數以增加頻譜效率。與美國專利第7,636,381號相比，本申請案之一貢獻係使用(23)中及**圖29**中之有效頻道矩陣作為一量度以允許實現調適。

LA方法之總構架在**圖31**中加以描繪並經定義如下：

- **CSI估計**：在3171處，DIDO BTS計算來自所有使用者之CSI。使用者可裝備有單一或多個接收天線。

- **DIDO預編碼**：在3172處，BTS計算用於所有使用者之DIDO預編碼權重。在一實施例中，將BD用以計算此等權重。預編碼權重係逐載頻調地計算。

- **鏈路品質量度計算**：在3173處，BTS計算頻域鏈路品質量度。在OFDM系統中，根據CSI及用於每一載頻調之DIDO預編碼權重而計算量度。在本發明之一實施例中，鏈路品質量度為所有OFDM載頻調上之平均SNR。吾人將此方法定義為**LA1**(基於平均SNR效能)。在另一實施例中，鏈路品質量度為(23)中之有效頻道之頻率回應。吾人將此方法定義為**LA2**(基於逐載頻調效能以利用頻率分集)。若每一用戶端具有單一天線，則頻域有效頻道描繪於**圖29**中。若用戶端具有多個接收天線，則鏈路品質

量度經定義為用於每一載頻調之有效頻道矩陣的Frobenius範數。或者，對於每一用戶端定義多個鏈路品質量度作為(23)中之有效頻道矩陣的奇異值。

- **位元載入演算法**：在3174處，基於鏈路品質量度，BTS判定用於不同用戶端及不同OFDM載頻調之MCS。對於LA1方法，基於**圖30**中之瑞雷衰落頻道的SNR臨限而將相同MCS用於所有用戶端及所有OFDM載頻調。對於LA2，將不同MCS指派給不同OFDM載頻調以利用頻道頻率分集。

- **預編碼資料傳輸**：在3175處，BTS使用自位元載入演算法導出之MCS將預編碼之資料串流自DIDO分散式天線傳輸至用戶端。將一標頭附接至預編碼資料以將用於不同載頻調之MCS傳達至用戶端。舉例而言，若八個MCS可用且OFDM符號係以N=64個載頻調定義，則需要$\log_2(8)*N=192$個位元來將當前MCS傳達至每一用戶端。假定將4-QAM(2位元/符號頻譜效率)用以將彼等位元映射至符號中，僅需要192/2/N=1.5個OFDM符號來映射MCS資訊。在另一實施例中，多個副載波(或OFDM載頻調)被分群成子頻帶，且相同MCS被指派給相同子頻帶中之所有載頻調以減少歸因於控制資訊之額外負擔。此外，基於頻道增益之時間變化(與相干時間成正比)調整MCS。在固定無線頻道(由低都卜勒效應表徵)中，每隔頻道相干時間之一部分重新計算MCS，藉此減少控制資訊所需之額外負擔。

圖32展示上文描述之LA方法的SER效能。為了比較，針對所使用之三個QAM方案中之每一者繪製瑞雷衰落頻道中之SER效能。LA2方法調適MCS以適應有效頻道在頻域中之波動，藉此與LA1相比提供用於低

SNR(亦即，SNR=20dB)之頻譜效率的1.8 bps/Hz增益及SNR(對於SNR>35 dB)中之15 dB增益。

用於多載波系統中之DIDO預編碼內插的系統及方法

DIDO系統之計算複雜度主要侷限於中央處理器或BTS。計算上代價最大之運算為根據所有用戶端之CSI計算所有用戶端的預編碼權重。當使用BD預編碼時，BTS必須執行與系統中之用戶端的數目一樣多的奇異值分解(SVD)運算。減少複雜度之一方式為經由平行處理，其中SVD係在用於每一用戶端之個別處理器上計算。

在多載波DIDO系統中，每一副載波經歷平坦衰落頻道且在每一副載波上針對每一用戶端執行SVD。顯然，系統之複雜度隨副載波之數目而線性地增加。舉例而言，在具有1 MHz信號頻寬之OFDM系統中，循環首碼(L_0)必須具有至少八個頻道分接頭(亦即，8微秒之持續時間)以避免在具有大延遲擴展之室外城市巨型小區環境中的符號間干擾[3]。用以產生OFDM符號的快速傅立葉變換(FFT)之大小(N_{FFT})通常經設定為L_0之倍數以減少資料速率之損失。若N_{FFT}=64，則系統之有效頻譜效率由因子$N_{FFT}/(N_{FFT}+L_0)$ =89%限制。N_{FFT}之較大值以DIDO預編碼器處之較高計算複雜度為代價產生較高頻譜效率。

減少DIDO預編碼器處之計算複雜度之一方式係在載頻調之一子集(吾人稱為導頻載頻調)上執行SVD運算並經由內插導出用於剩餘載頻調之預編碼權重。權重內插為導致用戶端間干擾的一誤差源。在一實施例中，將最佳化權重內插技術用以減少用戶端間干擾，從而在多載波系統中產生改良之錯誤率效能及較低計算複雜度。在具有*M*個傳輸天線、U個用戶端及每用戶端N個接收天線之DIDO系統中，保證對其他用戶端*u*的零干擾的

第k個用戶端之預編碼權重($\mathbf{W}_k$)的條件係自(2)導出為

$$\mathbf{H}_u\mathbf{W}_k = 0^{N\times N};\quad \forall u = 1,\ldots,U; \text{其中} u \neq k \qquad (24)$$

其中$\mathbf{H}_u$為對應於系統中之其他DIDO用戶端的頻道矩陣。

在本發明之一實施例中，權重內插方法之目標函數經定義為

$$f(\theta_k) = \Sigma_{\substack{u=1\\u\neq k}}^{U} \left\| \mathbf{H}_u \hat{\mathbf{W}}_k(\theta_k) \right\|_F \qquad (25)$$

其中θ_k為待針對使用者k最佳化之參數之集合，$\hat{\mathbf{W}}_k(\theta_k)$為權重內插矩陣且$\|\|_F$表示矩陣之Frobenius範數。最佳化問題經公式化為

$$\theta_{k,\text{opt}} = \arg\min_{\theta_k\in\Theta_k} f(\theta_k) \qquad (26)$$

其中Θ_k為最佳化問題之可行集合且$\theta_{k,\text{opt}}$為最佳解。

(25)中之目標函數經定義用於一OFDM載頻調。在本發明之另一實施例中，目標函數經定義為待內插之所有OFDM載頻調的矩陣之(25)中之Frobenius範數的線性組合。在另一實施例中，將OFDM頻譜分成載頻調之子集且最佳解由下式給出

$$\theta_{k,\text{opt}} = \arg\min_{\theta_k\in\Theta_k} \max_{n\in A} f(n,\theta_k) \qquad (27)$$

其中n為OFDM載頻調索引且A為載頻調之子集。

(25)中之權重內插矩陣$\mathbf{W}_k(\theta_k)$經表示為參數θ_k之集合的函數。一旦根據(26)或(27)判定最佳化集合，便計算最佳化權重矩陣。在本發明之一實施例中，給定OFDM載頻調n之權重內插矩陣經定義為導頻載頻調之權重矩陣的線性組合。用於具有單一用戶端之波束成形系統之權重內插函數的一實例定義於[11]中。在DIDO多用戶端系統中，吾人將權重內插矩陣寫成

$$\hat{\mathbf{W}}_k(lN_0+n,\theta_k) = (1-c_n)\cdot \mathbf{W}(l) + c_n e^{j\theta_k}\cdot \mathbf{W}(l+1) \qquad (28)$$

其中$0\leq l\leq (L_0-1)$，L_0為導頻載頻調之數目且$c_n = (n-1)/N_0$，其中

$N_0 = N_{FFT}/L_0$。接著正規化(28)中之權重矩陣，使得$\|\hat{W}_k\|_F = \sqrt{NM}$以保證自每一天線之單一功率傳輸。若$N$=1(每一用戶端單一接收天線)，則(28)中之矩陣變成一關於其範數而正規化的向量。在本發明之一實施例中，在OFDM載頻調之範圍內均勻地挑選導頻載頻調。在另一實施例中，基於CSI適應性地挑選導頻載頻調以最小化內插誤差。

吾人觀察到[11]中之系統及方法與本專利申請案中所提議之系統及方法的一關鍵差異為目標函數。詳言之，[11]中之系統假定多個傳輸天線及單一用戶端，因而相關方法經設計以最大化預編碼權重乘頻道之積以最大化用戶端之接收SNR。然而，此方法在多用戶端情形中不起作用，因為其歸因於內插誤差而產生用戶端間干擾。相反，吾人之方法經設計以最小化用戶端間干擾，藉此對於所有用戶端改良錯誤率效能。

圖33展示對於其中$N_{FFT}=64$及$L_0=8$之DIDO 2×2系統的作為OFDM載頻調索引之函數的(28)中之矩陣的輸入項。頻道PDP係根據(21)中之模型(其中$\beta=1$)而產生，且該頻道由僅八個頻道分接頭組成。吾人觀察到L_0必須經挑選為大於頻道分接頭之數目。**圖33**中之實線表示理想函數，而虛線為內插函數。根據(28)中之定義，對於導頻載頻調，內插權重匹配理想函數。在剩餘載頻調上計算的權重歸因於估計誤差而僅近似於理想狀況。

實施權重內插方法之一方式為經由對(26)中之可行集合Θ_k的竭盡式搜尋。為了減少搜尋之複雜度，吾人將可行集合量化成均勻地在範圍[0，2π]內之P值。**圖34**展示對於$L_0=8$、M=N_t=2個傳輸天線及P之可變數目的SER對SNR。當量化等級之數目增加時，SER效能改良。吾人觀察到由於歸因於減少的搜尋數目之低得多的計算複雜度，P=10的狀況接近P=100之效能。

圖35展示針對不同DIDO階數及$L_0=16$的內插方法之SER效能。吾人假定用戶端之數目與傳輸天線之數目相同且每一用戶端裝備有單一天線。當用戶端之數目增加時，SER效能歸因於由權重內插誤差產生的用戶端間干擾增加而降級。

在本發明之另一實施例中，使用不同於(28)中之彼等權重內插函數的權重內插函數。舉例而言，可將線性預測自我回歸模型[12]用以基於對頻道頻率相關性之估計而跨越不同OFDM載頻調內插權重。

參考文獻

[1] 2009年12月2日申請之名為「System and Method For Distributed Antenna Wireless Communications」的美國申請案第12/630,627號，A. Forenza及S. G. Perlman之「System and method for distributed antenna wireless communications」。

[2] 1997年8月，OET Bulletin 65(Ed. 97-01)，FCC之「Evaluating compliance with FCC guidelines for human exposure to radiofrequency electromagnetic fields」。

[3] 2003年4月22日，SCM Text V6.0，3GPP之「Spatial Channel Model AHG (Combined ad-hoc from 3GPP & 3GPP2)」。

[4] 3GPP TR 25.912之「Feasibility Study for Evolved UTRA and UTRAN」，V9.0.0 (2009年10月)。

[5] 3GPP TR 25.913之「Requirements for Evolved UTRA (E-UTRA) and Evolved UTRAN (E-UTRAN)」，V8.0.0 (2009年01月)。

[6] 1974年，W. C. Jakes，Microwave Mobile Communications, IEEE Press。

[7] 2003年7月，IEEE Trans. Wireless Comm.，第2卷，第773至786頁，K. K. Wong等人之「A joint channel diagonalization for multiuser MIMO antenna systems」。

[8] 2002年6月，IEEE Trans. On Inform. Theory，第48卷，第1277至1294頁，P. Viswanath等人之「Opportunistic beamforming using dump antennas」。

[9] 1987年2月，IEEE Jour. Select. Areas in Comm.，第195卷SAC-5, no. 2, 第128頁至137頁，A. A. M. Saleh等人之「A statistical model for indoor multipath propagation」。

[10] 2003年，A. Paulraj等人，*Introduction to Space-Time Wireless Communications*，劍橋大學出版社，40 West 20th Street, New York, NY, USA。

[11] 2005年11月，IEEE Trans. on Signal Processing，第53卷，第11號，第4125頁至4135頁，J. Choi等人之「Interpolation Based Transmit Beamforming for MIMO-OFDM with Limited Feedback」。

[12] 2004年11月7日至10日，Proc. of the IEEE Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers，第1卷，第723頁至736頁，Pacific Grove, CA, USA，I. Wong等人之「Long Range Channel Prediction for Adaptive OFDM Systems」。

[13] 1994年，J. G. Proakis之*Communication System Engineering*，Prentice Hall。

[14] 1988年4月，IEEE ASSP Magazine，B.D.Van Veen等人之「Beamforming: a versatile approach to spatial filtering」。

[15] 1988年11月，IEEE *Trans. On Vehic. Tech.*，第37卷，第4號，第181頁至188頁，R.G. Vaughan之「On optimum combining at the mobile」。

[16] 1995年2月，IEEE *Trans. On Sign. Proc.*，第43卷，第2號，第506頁至515頁，F.Qian之「Partially adaptive beamforming for correlated interference rejection」。

[17] 1996年7月，IEEE *Signal Proc. Magazine*，第67頁至94頁，H.Krim等人之「Two decades of array signal processing research」。

[19] 1977年1月，美國專利第4,003,016號，W.R. Remley之「Digital beamforming system」。

[18] 1988年9月，美國專利第4,771,289號，R.J. Masak之「Beamforming/null-steering adaptive array」。

[20] 1997年2月，美國專利5,600,326，K.-B.Yu等人「Adaptive digital beamforming architecture and algorithm for nulling mainlobe and multiple sidelobe radar jammers while preserving monopulse ratio angle estimation accuracy」。

[21] 2003年4月，IEEE Vehic. Tech. Conf.，第1卷 H.Boche等人之「Analysis of different precoding/decoding strategies for multiuser beamforming」。

[22] 2002年12月，第2卷，第536頁至540頁，M.Schubert等人之「Joint 'dirty paper' pre-coding and downlink beamforming」。

[23] 2002年12月，第1卷，第87頁至91頁，H.Boche等人之「A general duality theory for uplink and downlink beamformingc」。

[24] 2003年7月，IEEE Trans. Wireless Comm.，第2卷，第773頁至786頁，K. K. Wong, R. D. Murch，及K. B. Letaief之「A joint channel diagonalization for multiuser MIMO antenna systems」。

[25] 2004年2月，IEEE Trans. Sig. Proc.，第52卷，第461頁至471頁，Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst，及M. Haardt之「Zero forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels」。

II. 來自相關申請案第12/917,257號之揭示內容

下文描述使用協作地操作以建立至給定使用者之無線鏈路同時抑制對其他使用者之干擾的複數個分散式傳輸天線的無線射頻(RF)通信系統及方法。經由使用者叢集而允許實現跨越不同傳輸天線之協調。使用者叢集為其信號可由給定使用者可靠地偵測(亦即，所接收信號強度在雜訊或干擾位準之上)的傳輸天線之子集。系統中之每一使用者定義其自身使用者叢集(user-cluter)。由同一使用者叢集中之傳輸天線發送的波形相干地組合以在目標使用者之位置處建立RF能量，並在可由彼等天線達到之任何其他使用者之位置處建立零RF干擾點。

考慮在一使用者叢集內具有M個傳輸天線及具有可由彼等M個天線達到之K個使用者的系統，其中$K \leq M$。吾人假定傳輸器知曉M個傳輸天線與K個使用者之間的CSI（$\mathrm{H} \in \mathrm{C}^{K \times M}$）。為簡單起見，假定每一使用者裝備有一單一天線，但相同方法可擴展至每一使用者多個接收天線。考慮藉由將自M個傳輸天線至K個使用者的頻道向量（$\mathrm{h}_k \in \mathrm{C}^{1 \times M}$）組合而獲得之如下頻道矩陣**H**

$$\mathbf{H}=\begin{bmatrix}\mathbf{h}_1\\ \vdots\\ \mathbf{h}_k\\ \vdots\\ \mathbf{h}_K\end{bmatrix}。$$

計算建立至使用者k之RF能量及至所有其他K-1個使用者的零RF能量的預編碼權重($\mathbf{w}_k \in \mathbf{C}^{M\times 1}$)以滿足以下條件

$$\tilde{\mathbf{H}}_k \mathbf{w}_k = 0^{K\times 1}$$

其中$\tilde{\mathbf{H}}_k$為藉由移除矩陣**H**之第k列而獲得的使用者k之有效頻道矩陣，且$0^{K\times 1}$為具有全零輸入項之向量。

在一實施例中，無線系統為一DIDO系統且使用使用者叢集以建立至目標使用者之無線通信鏈路，同時預先消除對可由位於使用者叢集內之天線達到的任何其他使用者之干擾。在美國申請案第12/630,627號中，描述一DIDO系統，其包括：

- **DIDO用戶端**：裝備有一或多個天線之使用者終端機；
- **DIDO分散式天線**：收發站，其協作地操作以傳輸預編碼之資料串流至多個使用者，藉此抑制使用者間干擾；
- **DIDO基地收發站(BTS)**：集中式處理器，其產生至DIDO分散式天線的預編碼之波形；
- **DIDO基地台網路(BSN)**：有線回載，其連接BTS與DIDO分散式天線或其他BTS。

DIDO分散式天線視其相對於BTS或DIDO用戶端之位置的空間分佈而被分群成不同子集。吾人定義三種類型的叢集，如**圖36**中所描繪：

- **超級叢集3640**：為連接至一或多個BTS之DIDO分散式天線之集合，使得所有BTS與各別使用者之間的往返潛時係在DIDO預編碼迴路之

約束條件內；

• **DIDO叢集3641**：為連接至同一BTS之DIDO分散式天線之集合。當超級叢集僅含有一個BTS時，其定義與DIDO叢集一致；

• **使用者叢集3642**：為協作地傳輸預編碼資料至給定使用者的DIDO分散式天線之集合。

舉例而言，BTS為經由BSN連接至其他BTS及DIDO分散式天線的本端集線器。BSN可包含各種網路技術，包括(但不限於)數位用戶線(DSL)、ADSL、VDSL [6]、電纜數據機、光纖環、T1線、光纖同軸混合(HFC)網路及/或固定無線(例如，WiFi)。同一超級叢集內之所有BTS經由BSN共用關於DIDO預編碼之資訊，使得往返潛時在DIDO預編碼迴路內。

在**圖37**中，分別地，點表示DIDO分散式天線，十字為使用者且虛線指示使用者U1及U8之使用者叢集。下文中描述之方法經設計以建立一至目標使用者U1之通信鏈路，同時建立對於使用者叢集內部或外部之任何其他使用者(U2至U8)的零RF能量點。

吾人提議[5]中之類似方法，其中建立零RF能量點以移除DIDO叢集之間的重疊區域中之干擾。需要額外天線來傳輸信號至DIDO叢集內之用戶端同時抑制叢集間干擾。本申請案中所提議之方法的一實施例不試圖移除DIDO叢集間干擾；而是其假定叢集繫結於用戶端(亦即，使用者-叢集)並保證不對在該鄰域中之任何其他用戶端產生干擾(或干擾可忽略)。

與所提議方法相關聯之一想法係距使用者-叢集足夠遠的使用者歸因於大的路徑損失而不受來自傳輸天線之輻射影響。靠近或在使用者-叢集內之使用者歸因於預編碼而接收無干擾信號。此外，可添加額外傳輸天線

至使用者-叢集(如**圖37**中所示)，使得滿足條件 $K \leq M$ 。

使用使用者叢集之方法的一實施例由以下步驟組成：

a.鏈路品質量測：將每一DIDO分散式天線與每一使用者之間的鏈路品質報告至BTS。鏈路品質量度由信雜比(SNR)或信號對干擾加雜訊比(SINR)組成。

在一實施例中，DIDO分散式天線傳輸訓練信號且使用者基於該訓練來估計所接收信號品質。訓練信號經設計以在時域、頻域或碼域中正交，使得使用者可區別不同傳輸器。或者，DIDO天線以一特定頻率(亦即，信標頻道)傳輸窄帶信號(亦即，單一載頻調)，且使用者基於該信標信號估計鏈路品質。一臨限經定義為用以成功地解調變資料的在雜訊位準之上的最小信號振幅(或功率)，如**圖38a**中所示。在此臨限之下的任一鏈路品質量度值皆被假定為零。在有限數目之位元上量化鏈路品質量度，且將其回饋至傳輸器。

在不同實施例中，訓練信號或信標係自使用者發送且鏈路品質係在DIDO傳輸天線處被估計(如**圖38b**中)，假定上行鏈路(UL)路徑損失與下行鏈路(DL)路徑損失之間的互易性。注意，當UL及DL頻率頻帶相對接近時，路徑損失互易性為分時雙工(TDD)系統(具有在同一頻率下之UL及DL頻道)及分頻雙工(FDD)系統中的實際假設。

如**圖37**中所描繪，經由BSN跨越不同BTS共用關於鏈路品質量度之資訊，使得所有BTS知曉跨越不同DIDO叢集的每一天線/使用者耦合之間的鏈路品質。

b.使用者-叢集之定義：DIDO叢集中的所有無線鏈路之鏈路品質量度為經由BSN跨越所有BTS共用之鏈路品質矩陣之輸入項。**圖37**中之情形

的鏈路品質矩陣之一實例描繪於**圖39**中。

將鏈路品質矩陣用以定義使用者叢集。舉例而言，**圖39**展示用於使用者U8的使用者叢集之選擇。首先識別至使用者U8之具有非零鏈路品質量度之傳輸器的子集(亦即，作用中傳輸器)。此等傳輸器填充用於使用者U8之使用者-叢集。接著選擇含有自該使用者-叢集內之傳輸器至其他使用者之非零輸入項的子矩陣。注意因為鏈路品質量度僅用以選擇使用者叢集，所以其可僅藉由兩個位元來量化(亦即，以識別在**圖38**中之臨限之上或之下的狀態)，藉此減少回饋額外負擔。

在**圖40**中描繪用於使用者U1之另一實例。在此狀況下，作用中傳輸器之數目低於子矩陣中之使用者的數目，藉此違犯條件 $K \le M$ 。因此，將一或多行添加至子矩陣以滿足該條件。若傳輸器之數目超過使用者之數目，則可將額外天線用於分集方案(亦即，天線或本徵模式選擇)。

在**圖41**中展示用於使用者U4之又一實例。吾人觀察到該子矩陣可作為兩個子矩陣之組合來獲得。

c.至BTS之CSI報告：一旦選擇使用者叢集，就使自使用者-叢集內之所有傳輸器至由彼等傳輸器達到之每一使用者的CSI可用於所有BTS。經由BSN跨越所有BTS共用CSI資訊。在TDD系統中，可利用UL/DL頻道互易性以自UL頻道上之訓練導出CSI。在FDD系統中，需要自所有使用者至BTS之回饋頻道。為了減少回饋量，僅回饋對應於鏈路品質矩陣之非零輸入項的CSI。

d.DIDO預編碼：最終，將DIDO預編碼應用於對應於不同使用者叢集的每一CSI子矩陣(例如，如相關美國專利申請案中所描述)。

在一實施例中，計算有效頻道矩陣 $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 之奇異值分解(SVD)且將用於

使用者k之預編碼權重w_k定義為對應於$\tilde{\mathbf{H}}_k$之零子空間的右奇異向量。或者，若$M>K$且SVD將有效頻道矩陣分解為$\tilde{\mathbf{H}}_k=\mathrm{V}_k\Sigma_k U_k^H$，則用於使用者$k$之DIDO預編碼權重由下式給出

$$\mathrm{w}_k=\mathrm{U}_O\left(\mathrm{U}_O{}^H\cdot\mathrm{h}_k{}^T\right)$$

其中U_O係行為$\tilde{\mathbf{H}}_k$的零子空間之奇異向量的矩陣。

根據基本線性代數考慮，吾人觀察到矩陣$\tilde{\mathbf{H}}$之零子空間中的右奇異向量等於對應於零本徵值的C之本徵向量

$$\mathrm{C}=\tilde{\mathrm{H}}^H\tilde{\mathrm{H}}=\left(\mathrm{V}\Sigma\mathrm{U}^H\right)^H\left(\mathrm{V}\Sigma\mathrm{U}^H\right)=U\Sigma^2\mathrm{U}^H$$

其中根據SVD而將有效頻道矩陣分解為$\tilde{\mathrm{H}}=\mathrm{V}\Sigma\mathrm{U}^H$。接著，計算$\tilde{\mathrm{H}}_k$之SVD的一替代方法為計算**C**之本徵值分解。存在計算本徵值分解之若干方法，諸如冪方法。因為吾人僅對對應於**C**之零子空間的本徵向量感興趣，所以吾人使用由迭代描述之逆冪法

$$\mathrm{u}_{i+1}=\frac{(\mathrm{C}-\lambda\mathrm{I})^{-1}\mathrm{u}_i}{\left\|(\mathrm{C}-\lambda\mathrm{I})^{-1}\mathrm{u}_i\right\|}$$

其中首先迭代之向量(u_i)為隨機向量。

考慮到零子空間之本徵值(λ)已知(亦即，零)，該逆冪法僅要求一次迭代以收斂，從而減少了計算複雜度。接著，吾人將預編碼權重向量寫為

$$\mathrm{w}=\mathrm{C}^{-1}\mathrm{u}_1$$

其中u_1為具有等於1之實輸入項的向量(亦即，預編碼權重向量為C^{-1}之行的總和)。

DIDO預編碼計算要求一次矩陣反轉。存在若干數值解決方案來減少矩陣反轉之複雜度，諸如Strassen之演算法[1]或Coppersmith-Winograd之演算法[2,3]。因為**C**在定義上為Hermitian矩陣，所以替代解決方案為將**C**分解成其實部及虛部，且根據[4，章節11.4]中之方法計算實矩陣之矩陣

反轉。

所提議方法及系統之另一特徵為其可重組態性。當如**圖42**所示用戶端跨越不同DIDO叢集移動時，使用者-叢集跟隨其移動。換言之，當用戶端改變其位置時，傳輸天線之子集不斷地更新且有效頻道矩陣(及相應預編碼權重)被重新計算。

本文中所提議之方法在**圖36**中之超級叢集內起作用，因為經由BSN之BTS之間的鏈路必須為低潛時的。為了抑制不同超級叢集之重疊區域中的干擾，可使用[5]中之吾人之方法，其使用額外天線在DIDO叢集之間的干擾區域中建立零RF能量點。

應注意術語「使用者」及「用戶端」在本文中可互換地使用。

參考文獻

[1] 2005年11月，SIAM News，第38卷，第9號，S. Robinson之「Toward an Optimal Algorithm for Matrix Multiplication」。

[2] 1990年，J. Symb. Comp.，第9卷，第251頁至280頁，D. Coppersmith及S. Winograd之「Matrix Multiplication via Arithmetic Progression」。

[3] 2005年11月，第379頁至388頁，H. Cohn, R. Kleinberg, B. Szegedy, C. Umans之「Group-theoretic Algorithms for Matrix Multiplication」。

[4] 1992年，劍橋大學出版社，W.H. Press, S.A. Teukolsky, W. T. Vetterling, B.P. Flannery之「NUMERICAL RECIPES IN C: THE ART OF SCIENTIFIC COMPUTING」。

[5] 2010年6月16日申請之專利申請案第12/802,988號，A. Forenza

及 S.G.Perlman 之「 INTERFERENCE MANAGEMENT, HANDOFF, POWER CONTROL AND LINK ADAPTATION IN DISTRIBUTED-INPUT DISTRIBUTED-OUTPUT (DIDO) COMMUNICATION SYSTEMS」。

[6] 2006年，Ericsson Review，第1號，Per-Erik Eriksson及Björn Odenhammar之「VDSL2: Next important broadband technology」。

III. 在無線系統中利用同調性區域之系統及方法

實際傳播環境中之多天線系統(MAS)的容量隨無線鏈路上可用的空間分集而變。空間分集係由無線頻道中之散射物件的分佈以及傳輸及接收天線陣列之幾何形狀來判定。

MAS頻道之一通用模型為所謂之叢集頻道模型，其將散射體之群組定義為定位於傳輸器及接收器周圍的叢集。一般而言，叢集愈多且其角展度愈大，則無線鏈路上可達成的空間分集及容量愈高。叢集頻道模型已藉由實際量測[1-2]驗證，且彼等模型之變體已由不同室內(亦即，針對WLAN之IEEE 802.11n技術組[3])及室外(針對3G蜂巢式系統之3GPP技術規格組[4])無線標準採用。

判定無線頻道中之空間分集的其他因子為天線陣列之特性，包括：天線元件間距[5-7]，天線之數目[8-9]，陣列孔徑[10-11]，陣列幾何形狀[5,12,13]，極化及天線場型(antenna pattern)[14-28]。

[29]中提出一描述天線陣列設計以及傳播頻道之特性對無線鏈路之空間分集(或自由度)的影響之統一模型。[29]中之所接收信號模型由下式給出

$$y(q)=\int C(q,p)\times(p)dp+z(q)$$

其中 $x(p)\in C^3$ 為描述傳輸信號之極化向量， $p,q\in R^3$ 為分別描述傳輸及接收陣列之極化向量位置，且 $C(\cdot,\cdot)\in C^{3\times3}$ 為描述傳輸向量位置與接收向量位置之間的系統回應之矩陣，其由下式給出

$$C(q,p)=\iint A_r(q,\hat{m})H(\hat{m},\hat{n})A_t(\hat{n},p)d\hat{n}d\hat{m}$$

其中 $A_t(\cdot,\cdot),A_r(\cdot,\cdot)\in C^{3\times3}$ 分別為傳輸陣列回應及接收陣列回應且 $H(\hat{m},\hat{n})\in C^{3\times3}$ 為頻道回應矩陣，其中輸入項為傳輸方向 $\hat{n}$ 與接收方向 $\hat{m}$ 之間的複數增益。在DIDO系統中，使用者器件可具有單個或多個天線。為簡單起見，吾人假定具有理想各向同性場型之單天線接收器且將系統回應矩陣重寫為下式

$$C(q,p)=\int H(q,\hat{n})A(\hat{n},p)d\hat{n}$$

其中僅考慮傳輸天線場型 $A(\hat{n},p)$。

自麥克斯韋方程組及格林函數之遠場項，可將陣列回應近似為[29]

$$A(\hat{n},p)=\frac{j\eta e^{j2\pi d_o}}{2\lambda^2 d_o}(I-\hat{n}\hat{n}^H)a(\hat{n},p)$$

其中 $p\in P$ ，P為定義天線陣列之空間且其中

$$a(\hat{n},p)=\exp(-j2\pi\hat{n}^H p)$$

其中 $(\hat{n},p)\in\Omega\times P$。對於未極化天線，研究陣列回應等效於研究上文之積分核。下文中，吾人展示對於不同類型陣列之積分核的陳述式的閉合。

未極化之線性陣列

對於長度為L(由波長正規化)之未極化線性陣列及沿z軸定向並以原點為中心的天線元件，積分核由[29]給出

$$a(\cos\theta,p_z)=\exp(-j2\pi p_z\cos\theta)$$

將上述等式擴展成一系列移位並矢，吾人獲得正弦函數具有1/L之解析度，且陣列有限及大致波向量有限之子空間的維數(亦即，自由度)為

$$D_F = L|\Omega_\theta|$$

其中，$\Omega_\theta = \{\cos\theta : \theta \in \Theta\}$。吾人觀察到對於垂射陣列$|\Omega_\theta| = |\Theta|$，而對於端射陣列$|\Omega_\theta| \approx |\Theta|^2/2$。

未極化之球形陣列

半徑為R(由波長正規化)之球形陣列的積分核係由[29]給出

$$a(\hat{n}, p) = \exp\{-j2\pi R[\sin\theta \sin\theta' \cos(\phi - \phi') + \cos\theta \cos\theta']\}。$$

以第一類球形貝塞爾函數之總和分解上述函數，吾人獲得球形陣列之解析度為$1/(\pi R^2)$，且自由度由下式給出

$$D_F = A|\Omega| = \pi R^2 |\Omega|$$

其中A為球形陣列之面積且$|\Omega| \subset [0,\pi) \times [0,2\pi)$。

無線頻道中之同調性區域

圖43中描繪球形陣列之解析度與其面積A之間的關係。中間的球為面積A之球形陣列。頻道叢集在單位球上之投影定義了大小與叢集之角展度成正比之不同散射區域。每一叢集內之大小為$1/A$之區域(吾人稱其為「同調性區域」)表示陣列之輻射場的基本函數之投影且定義在波向量域中陣列之解析度。

比較**圖43**與**圖44**，吾人觀察到同調性區域之大小隨陣列之大小的倒數而減少。實際上，較大陣列可將能量集中於較小區域中，從而產生較大數目之自由度D_F。注意自由度之總數亦視叢集之角展度而定，如上文定義中所示。

圖45描繪與**圖44**相比其中陣列大小涵蓋甚至更大區域從而產生額外自由度之另一實例。在DIDO系統中，陣列孔徑可由由所有DIDO傳輸器涵蓋之總面積來近似(假定天線按波長的分數間隔開)。因而**圖45**展示

DIDO系統可藉由在空間中分散天線來達成增加數目之自由度，藉此減少同調性區域之大小。注意，在假定理想球形陣列的情況下產生此等圖。在實際情形中，DIDO天線隨機散佈在廣大區域上且同調性區域之所得形狀可能不像圖中一樣規則。

圖46展示隨著陣列大小增加，當無線電波由在DIDO傳輸器之間增多數目之物件散射時更多的叢集包括於無線頻道中。因此，可激勵增加數目之基本函數(跨越輻射場)，從而按照上文定義產生額外自由度。

本專利申請案中描述的多使用者(MU)多天線系統(MAS)利用無線頻道之同調性區域來建立至不同使用者的多個同時獨立非干擾資料串流。對於給定頻道條件及使用者分佈，選擇輻射場之基本函數以建立至不同使用者的獨立且同時之無線鏈路以使得每一使用者體驗無干擾之鏈路。當MU-MAS知曉每一傳輸器與每一使用者之間的頻道時，基於該資訊來調整預編碼傳輸以建立至不同使用者之個別同調性區域。

在本發明之一實施例中，MU-MAS使用非線性預編碼，諸如髒紙編碼(DPC)[30-31]或湯姆林森-哈拉希瑪(Tomlinson-Harashima)(TH)[32-33]預編碼。在本發明之另一實施例中，MU-MAS使用非線性預編碼，諸如如吾人先前之專利申請案[0003-0009]中之區塊對角化(BD)或迫零波束成形(ZF-BF) [34]。

為了允許實現預編碼，MU-MAS需要瞭解頻道狀態資訊(CSI)。經由反饋頻道，CSI可用於MU-MAS，或在上行鏈路頻道上估計CSI (假定在分時雙工(TDD)系統中上行鏈路/下行鏈路頻道互易性係可能的)。一種減少CSI所需反饋量之方式為使用有限反饋技術[35-37]。在一實施例中，MU-MAS使用有限反饋技術來減少控制頻道之CSI額外負擔。碼本設計係

有限反饋技術中之關鍵。一實施例自跨越傳輸陣列之輻射場之基本函數定義碼本。

當使用者在空間中移動或傳播環境歸因於行動物件(諸如人或車)而隨時間變化時，同調性區域改變其位置及形狀。此係歸因於無線通信中熟知的都卜勒效應。當環境歸因於都卜勒效應而改變時，本專利申請案中描述的MU-MAS調整預編碼以針對每一使用者不斷地調適同調性區域。同調性區域之此調適係為了建立至不同使用者之同時非干擾頻道。

本發明之另一實施例適應性地選擇MU-MAS系統之天線子集以建立不同大小之同調性區域。舉例而言，若使用者稀疏地分散於空間(亦即，具有無線資源之低使用率的鄉村區域或時刻)中，則僅選擇天線之小子集且同調性區域之大小相對於如**圖43**中之陣列大小而言係大的。或者，在人口稠密區域(亦即，具有無線服務之峰值使用率的市區或時刻)中，選擇較多天線以為彼此緊鄰之使用者建立小的同調性區域。

在本發明之一實施例中，MU-MAS為如先前專利申請案[0003-0009]中描述的DIDO系統。DIDO系統使用線性或非線性預編碼及/或有限反饋技術來建立至不同使用者之同調性區域。

數值結果

吾人藉由根據陣列大小計算習知多輸入多輸出(MIMO)系統中的自由度之數目而開始。吾人考慮未極化線性陣列及兩種類型之頻道模型：如用於WiFi系統之IEEE 802.11n標準中之室內模型及如用於蜂巢式系統之3GPP-LTE標準中之室外模型。[3]中之室內頻道模型定義在範圍[2,6]中的叢集之數目及在範圍[15^o,40^o]中之角展度。用於市區微型小區(urban micro)之室外頻道模型定義約6個叢集及基地台處的約20^o之角展度。

圖47展示實際室內及室外傳播情形中的MIMO系統之自由度。舉例而言，考慮具有間隔一個波長之十個天線的線性陣列，無線鏈路上可用的最大自由度(或空間頻道之數目)對於室外情形限於約3及對於室內情形限於7。當然，室內頻道歸因於較大角展度而提供更多自由度。

接下來，吾人計算DIDO系統中之自由度。吾人考慮天線在3D空間上分散之狀況，諸如DIDO存取點可分散於相鄰建築物之不同樓層上的城市中心情形。因而，吾人將DIDO傳輸天線(皆經由光纖或DSL骨幹彼此連接)模型化為球形陣列。又，吾人假定叢集均勻地分散於立體角上。

圖48展示DIDO系統中之作為陣列直徑之函數的自由度。吾人觀察到對於等於十個波長之直徑，約1000個自由度可用於DIDO系統中。理論上，有可能建立多達1000個至使用者的非干擾頻道。歸因於空間中之分散天線的增加之空間分集係DIDO相對於習知MIMO系統而提供的多工增益的關鍵。

作為比較，吾人展示可藉由DIDO系統在郊區環境中達成之自由度。吾人假定叢集分散於仰角$[\alpha, \pi-\alpha]$中，且將叢集之立體角定義為$|\Omega| = 4\pi\cos\alpha$。舉例而言，在具有兩層建築物之郊區情形中，散射體之仰角可為$\alpha = 60°$。在該狀況下，**圖48**中展示作為波長之函數的自由度之數目。

參考文獻

[1] 1987年2月，IEEE Jour. Select. Areas in Comm.，第195卷SAC-5，no. 2，第128頁至137頁，A. A. M. Saleh及R. A. Valenzuela之「A statistical model for indoor multipath propagation」。

[2] 2001年10月，Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.，第2卷，no. 7-11，第1078頁至1082頁，J. W. Wallace及M. A. Jensen之「Statistical

characteristics of measured MIMO wireless channel data and comparison to conventional models」。

[3] 2004年5月，IEEE 802.11-03/940r4，V. Erceg等人之「TGn channel models」。

[4] 2003年4月，空間頻道模型AHG(來自3GPP及3GPP2之組合式特用)，3GPP技術規格組，「Spatial channel model, SCM-134 text V6.0」。

[5] 2000年3月，IEEE Trans. Comm.，第48卷, no. 3，第502頁至第513頁，D.-S. Shiu, G. J. Foschini, M. J. Gans及J. M. Kahn之「Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems」。

[6] 2002年5月，Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.，第2卷, 第749頁至第753頁，V. Pohl, V. Jungnickel, T. Haustein及C. von Helmolt之「Antenna spacing in MIMO indoor channels」。

[7] 2001年7月，Proc. IEEE Antennas及Prop. Symp.，第3卷，第708頁至第711頁，M. Stoytchev, H. Safar, A. L. Moustakas及S. Simon之「Compact antenna arrays for MIMO applications」。

[8] 2003年6月，IEEE Jour. Select. Areas in Comm.，第21卷，第703頁至第712頁，K. Sulonen, P. Suvikunnas, L. Vuokko, J. Kivinen及P. Vainikainen之「Comparison of MIMO antenna configurations in picocell and microcell environments」。

[9] 2003年，Proc. IEEE Int. Conf. on Comm.，第4卷，第2633頁至第2637頁，Shuangqing Wei, D. L. Goeckel及R. Janaswamy之「On the asymptoticcapacity of MIMO systems with fixed length linear antenna

arrays」。

[10] 2003年5月，Proc. IEEE Int. Conf. on Comm., 192，第4卷，第2301頁至第2305頁，T. S. Pollock, T. D. Abhayapala及R. A. Kennedy之「Antenna saturation effects on MIMO capacity」。

[11] 2002年6月，Proc. IEEE Antennas及Prop. Symp.，第3卷，第214頁至第217頁，M. L. Morris及M. A. Jensen之「The impact of array configuration on MIMO wireless channel capacity」。

[12] 2002年11月，IEEE ICCS'02，第1卷，第431頁至第435頁，Liang Xiao, Lin Dal, Hairuo Zhuang, Shidong Zhou及Yan Yao之「A comparative study of MIMO capacity with different antenna topologies」。

[13] 2004年6月，Proc. IEEE Antennas及Prop. Symp.，第2卷，第1700頁至第1703頁，A. Forenza及R. W. Heath Jr. 之「Impact of antenna geometry on MIMO communication in indoor clustered channels」。

[14] 2001年1月，自然，第409卷，第316頁至第318頁，M. R. Andrews, P. P. Mitra及R. deCarvalho之「Tripling the capacity of wireless communications using electromagnetic polarization」。

[15] 2002年7月，Electronics Letters，第38卷，第746頁至第747頁，D.D. Stancil, A. Berson, J.P. Van't Hof, R. Negi, S. Sheth及P. Patel之「Doubling wireless channel capacity using co-polarised, co-located electric and magnetic dipoles」。

[16] 2002年6月，Proc. IEEE Antennas and Prop. Symp.，第3卷，第202頁至第205頁，T. Svantesson之「On capacity and correlation of

multi-antenna systems employing multiple polarizations」。

[17] 2003年2月，Proc. IEEE Int. Conf. on Telecommun.，第2卷，第1520頁至第1525頁，C. Degen及W. Keusgen之「Performance evaluation of MIMO systems using dual-polarized antennas」。

[18] 1999年2月, IEEE Trans. Antennas Propagat.，第47卷,第399頁至第405頁，R. Vaughan之「Switched parasitic elements for antenna diversity」。

[19] 2004年7月, IEEE Trans. on Veh. Technol.，第53卷，第1035頁至第1042頁，P. Mattheijssen, M. H. A. J. Herben, G. Dolmans及L. Leyten之「Antenna-pattern diversity versus space diversity for use at handhelds」。

[20] 2002年11月, Proc. IEEE Glob. Telecom. Conf.，第1卷，第997頁至第1001頁，L. Dong, H. Ling及R. W. Heath Jr. 之「Multiple-input multiple-output wireless communication systems using antenna pattern diversity」。

[21] 2002年10月, IEEE Proc. of Wireless Personal Multimedia Communications Int. Symp.，第1卷，第112頁至第114頁，J. B. Andersen及B. N. Getu之「The MIMO cube-a compact MIMO antenna」。

[22] 2003年6月，Proc. IEEE Antennas and Prop. Symp.，第2卷，第499頁至第502頁，C. Waldschmidt, C. Kuhnert, S. Schulteis及W. Wiesbeck之「Compact MIMO-arrays based on polarisation-diversity」。

[23] 2001年9月，Proc. IEEE Antennas and Prop. Symp.，第49卷,第

1271頁至第1281頁，C. B. Dietrich Jr, K. Dietze, J. R. Nealy及W. L. Stutzman之「Spatial, polarization, and pattern diversity for wireless handheld terminals」。

[24] 2002年8月，Proc. of Sensor Array and Multichannel Sign. Proc. Workshop，第580頁至第584頁，S. Visuri及D. T. Slock之「Colocated antenna arrays: design desiderata for wireless communications」。

[25] 2006年5月，IEEE Trans. on Communications，第54卷，no. 5，第943頁至第954頁，A. Forenza及R. W. Heath Jr. 之「Benefit of pattern diversity via 2-element array of circular patch antennas in indoor clustered MIMO channel」。

[26] 2008年10月，IEEE Trans. on Communications，第56卷，no. 10，第1748頁至第1759頁，A. Forenza及R. W. Heath, Jr.之「Optimization Methodology for Designing 2-CPAs Exploiting Pattern Diversity in Clustered MIMO Channels」。

[27] 2008年3月，IEEE Transactions on Antennas and Propagation，第56卷，no. 3，第869頁至第881頁，D. Piazza, N. J. Kirsch, A. Forenza, R. W. Heath, Jr.及K. R. Dandekar之「Design and Evaluation of a Reconfigurable Antenna Array for MIMO Systems」。

[28] 2008年12月，IEEE Vehicular Technology Magazine，第3卷，no. 4，第31頁至第38頁，R. Bhagavatula, R. W. Heath, Jr., A. Forenza及S. Vishwanath之「Sizing up MIMO Arrays」。

[29] 2005年2月，IEEE Transactions on Information Theory，第

51(2)卷，第523頁至第536頁，Ada Poon, R. Brodersen及D. Tse之「Degrees of Freedom in Multiple Antenna Channels: A Signal Space Approach」。

[30] 1983年5月，IEEE Transactions on Information Theory，第29卷，No. 3，第439頁至第441頁，M. Costa之「Writing on dirty paper」。

[31] 2000年11月，Proceedings of International Symposium on Information Theory，Honolulu, Hawaii，U. Erez, S. Shamai (Shitz)及R. Zamir之「Capacity and lattice-strategies for cancelling known interference」。

[32] 1971年3月，Electronics Letters，第138頁至第139頁，M. Tomlinson之「New automatic equalizer employing modulo arithmetic」。

[33] Transactions of the Institute of Electronic，H. Miyakawa及H. Harashima之「A method of code conversion for digital communication channels with intersymbol interference」。

[34] 1980年，紐約：Wiley，R. A. Monziano及T. W. Miller，適應性陣列之介紹。

[35] 2007年7月，IEEE Journal on Sel. Areas in Communications，第25卷，第1478頁至第1491頁，T. Yoo, N. Jindal及A. Goldsmith之「Multi-antenna broadcast channels with limited feedback and user selection」。

[36] 2005年11月，in Proc., IEEE Globecom，第5卷，第2699頁至第2703頁，P. Ding, D. J. Love及M. D. Zoltowski之「On the sum rate of

channel subspace feedback for multi-antenna broadcast channels」。

[37] 2006年11月，IEEE Trans. on Info. Theory，第52卷，第5045頁至第5060頁，N. Jindal之「MIMO broadcast channels with finite-rate feedback」。

IV. 用於多使用者頻譜之計劃演進及過時的系統及方法

對高速無線服務及增加數目之蜂巢式電話用戶的不斷增長之需求已在過去三十年中在無線工業中產生自最初類比語音服務(AMPS [1-2])至支援數位語音(GSM [3-4]、IS-95 CDMA [5])、資料訊務(EDGE [6]、EV-DO [7])及網際網路瀏覽(WiFi [8-9]、WiMAX [10-11]、3G [12-13]、4G [14-15])之標準的根本技術革命。歷經這些年的此無線技術成長由於以下兩項主要工作而得以實現：

i) 聯邦通信委員會(FCC) [16]一直在分配新頻譜以支援新出現之標準。舉例而言，在第一代AMPS系統中，由FCC分配之頻道的數目自1983年最初的333個增長至二十世紀八十年代後期的416個，以支援增加數目之蜂巢式用戶端。最近，藉由使用由FCC早在1985年分配之無執照ISM頻帶[17]，類似Wi-Fi、藍芽及ZigBee之技術的商業化才變得可能。

ii) 無線工業一直在產生更有效地利用有限可用頻譜以支援較高資料率鏈路及增加數目之用戶的新技術。無線領域中的一次重大革命係二十世紀九十年代自類比AMPS系統至數位D-AMPS及GSM的遷移，數位D-AMPS及GSM歸因於改良之頻譜效率而允許實現針對給定頻帶之高得多的通話數。在二十一世紀早期，諸如多輸入多輸出(MIMO)之空間處理技術產生另一根本改變，從而產生相對於先前無線網路之在資料率方面的4倍(4×)改良並由不同標準(亦即，針對Wi-Fi之IEEE 802.11n，針對WiMAX

之IEEE 802.16，針對4G-LTE之3GPP)採用。

儘管努力提供用於高速無線連接性之解決方案，但無線工業正面臨新的挑戰：提供高清晰度(HD)視訊串流以滿足對於類似遊戲之服務的增長需求及在任何地方(包括鄉村區域，在那裡建設有線骨幹係成本高且不切實際的)提供無線涵蓋。當前，尤其在網路由於大量併發鏈路而過載時，最先進的無線標準系統(亦即，4G-LTE)不能提供用以支援HD串流服務的資料率需求及潛時約束條件。再一次，主要缺陷為有限的頻譜可用性及缺乏可真正增強資料率並提供完全涵蓋的具頻譜效率的技術。

近年來已出現一種稱為分散式輸入分散式輸出(DIDO) [18-21]並在吾人先前專利申請案[0002-0009]中描述的新技術。DIDO技術承諾在頻譜效率方面的數量級增加，從而使HD無線串流服務在過載網路中成為可能。

同時，美國政府一直在藉由著手進行將在接下來10年內釋放500 MHz頻譜的計劃來解決頻譜缺乏之問題。此計劃在2010年6月28日發佈，其目標為允許新出現的無線技術在新頻帶中操作以及在市區及鄉村區域中提供高速無線涵蓋[22]。作為此計劃之一部分，2010年9月23日FCC開放了用於無執照使用之VHF及UHF頻譜之約200 MHz，其稱為「白空間」[23]。在彼等頻帶中操作的一限制為：不得產生對於在相同頻帶中操作之現有無線麥克風器件的有害干擾。因而，在2011年7月22日，IEEE 802.22工作組最終化了使用認知式無線電技術(或頻譜感測)之新無線系統之標準，其具有動態地監視頻譜並在可用頻帶中操作之關鍵特徵，藉此避免對同時存在之無線器件的有害干擾[24]。僅在最近才有將白空間之一部分分配給有執照使用並將其開放用於頻譜拍賣的爭論[25]。

多年來，在相同頻帶中之無執照器件的同時存在，及無執照使用對有執照使用之頻譜爭用已成為FCC頻譜分配計劃之兩個主要問題。舉例而言，在白空間中，已經由認知式無線電技術允許實現無線麥克風與無線通信器件之間的同時存在。然而，認知式無線電僅可提供使用類似DIDO之空間處理的其他技術之頻譜效率的一部分。類似地，在過去十年內，Wi-Fi系統之效能已歸因於增加數目之存取點及在相同無執照ISM頻帶中操作並產生不受控制之干擾的藍芽/ZigBee器件的使用而顯著地降級。無執照頻譜之一缺點為對RF器件之不受管制的使用，此將在未來幾年內繼續污染頻譜。RF污染亦阻止無執照頻譜被用於將來的有執照操作，從而限制無線寬頻商用服務及頻譜拍賣之重要市場機會。

吾人提議一允許動態分配無線頻譜以允許實現不同服務及標準的共存及演進的新系統及方法。吾人方法之一實施例動態地指派權限給RF收發器以在頻譜之某些部分中操作並允許實現相同RF器件之過時，以便提供：

i) 頻譜可重新組態性，以啟用新型無線操作(亦即，有執照對無執照)及/或滿足新RF功率發射限制。此特徵在必要時允許頻譜拍賣，而無需針對相對於無執照頻譜的有執照頻譜的使用進行預先計劃。其亦允許調整傳輸功率位準以滿足由FCC強制實施的新功率發射位準。

ii) 在相同頻帶中操作的不同技術(亦即，白空間及無線麥克風，WiFi及藍芽/ZigBee)之共存，使得當建立新技術時頻帶可被動態地重新分配，同時避免干擾現有技術。

iii) 當系統遷移至可提供較高頻譜效率、較佳涵蓋及改良之效能以支援要求較高QoS之新型服務(亦即，HD視訊串流)的更先進技術時，無線

基礎架構之無縫演進。

下文中，吾人描述一用於多使用者頻譜之計劃演進及過時的系統及方法。系統之一實施例由一或多個集中式處理器(CP) 4901至4904及一或多個分散節點(DN) 4911至4913組成，該等集中式處理器及分散節點經由如**圖49**中描繪之有線或無線連接而通信。舉例而言，在4G-LTE網路[26]之內容脈絡中，集中式處理器為連接至若干節點B收發器之存取核心閘道器(ACGW)。在Wi-Fi之內容脈絡中，集中式處理器為網際網路服務提供者(ISP)且分散節點為經由數據機或至纜線或DSL之直接連接而連接至ISP的Wi-Fi存取點。在本發明之另一實施例中，系統為一具有一集中式處理器(或BTS)及為DIDO存取點(或經由BSN連接至BTS之DIDO分散天線)之分散節點的分散式輸入分散式輸出(DIDO)系統[0002-0009]。

DN 4911至4913與CP 4901至4904通信。自DN交換至CP之資訊用以將節點之組態動態地調整至網路架構之演進設計。在一實施例中，DN 4911至4913與CP共用其識別號。CP將經由網路連接的所有DN之識別號儲存於查找表或共用資料庫中。彼等查找表或資料庫可與其他CP共用且該資訊經同步，使得所有CP總是能夠存取關於網路上所有DN之最新資訊。

舉例而言，FCC可決定分配頻譜之某一部分給無執照使用且所提議系統可經設計以在該頻譜中操作。歸因於頻譜之缺乏，FCC可能隨後需要分配該頻譜之一部分給有執照使用以用於商用電訊廠商(亦即，AT&T、Verizon或Sprint)、國防或公共安全。在習知無線系統中，此共存將係不可能的，因為操作於無執照頻帶中之現有無線器件將對有執照RF收發器產生有害干擾。在吾人提議之系統中，分散節點與CP 4901至4903交換控

制資訊以調適其RF傳輸以適應演進之頻帶計劃。在一實施例中，DN 4911至4913最初經設計以在可用頻譜內之不同頻帶上操作。當FCC分配該頻譜之一或多個部分給有執照操作時，CP與無執照DN交換控制資訊並將DN重新組態以關閉用於有執照使用之頻帶，使得無執照DN不干擾有執照DN。**圖50**中描繪此情形，其中無執照節點(例如，5002)係以實心圓指示，且有執照節點(例如，5001)係以空心圓指示。在另一實施例中，整個頻譜可被分配給新的有執照服務且控制資訊由CP使用以關閉所有無執照DN以避免干擾有執照DN。**圖51**中展示此情形，其中過時無執照節點被十字覆蓋。

藉由另一實例，可能必需限制在給定頻帶下操作之某些器件的功率發射以滿足FCC曝露限制[27]。舉例而言，無線系統最初可經設計用於固定無線鏈路，其中DN 4911至4913連接至室外屋頂收發器天線。隨後，相同系統可經更新以支援具有室內攜帶型天線之DN以提供較佳室內涵蓋。歸因於可能更接近人體，攜帶型器件之FCC曝露限制比屋頂傳輸器更有限制。在此狀況下，只要調整傳輸功率設定，經設計用於室外應用之舊的DN便可重新用於室內應用。在本發明之一實施例中，DN經設計有預定義的傳輸功率位準集合，且當系統升級時CP 4901至4903發送控制資訊至DN 4911至4913以選擇新功率位準，藉此滿足FCC曝露限制。在另一實施例中，DN經製造而僅具有一個功率發射設定，且超過新功率發射位準之彼等DN會被CP遠端地關閉。

在一實施例中，CP 4901至4903週期地監視網路中之所有DN 4911至4913以定義其根據某一標準作為RF收發器操作的權限。並非最新之彼等DN可被標記為過時並自網路移除。舉例而言，在當前功率限制及頻帶中

操作之DN在網路中保持在作用中，且所有其他DN被關閉。注意由CP控制之DN參數不限於功率發射及頻帶；其可為定義DN與用戶端器件之間的無線鏈路的任何參數。

在本發明之另一實施例中，DN 4911至4913可經重新組態以允許實現在相同頻譜內不同標準系統之共存。舉例而言，可調整在WLAN之內容脈絡中操作的某些DN之功率發射、頻帶或其他組態參數以適應採用經設計用於WPAN應用之新DN，同時避免有害干擾。

當開發新無線標準以增強無線網路中之資料率及涵蓋時，可更新DN 4911至4913以支援彼等標準。在一實施例中，DN為配備可程式化計算能力的軟體定義之無線電(SDR)，諸如執行用於基頻信號處理之演算法的FPGA、DSP、CPU、GPU及/或GPGPU。若升級標準，則可自CP遠端地上載新基頻演算法至DN以反映新標準。舉例而言，在一實施例中，第一標準為基於CDMA之標準且隨後其由OFDM技術替代以支援不同類型之系統。類似地，取樣率、功率及其他參數可被遠端地更新至DN。當開發了新技術以改良整體系統效能時，DN之此SDR特徵允許對網路之連續升級。

在另一實施例中，本文中描述之系統為一由多個CP、分散節點及將CP與DN互連之網路組成的雲端無線系統。**圖52**展示雲端無線系統之一實例，其中全部經由網路5201，以實心圓識別之節點(例如，5203)與CP 5206通信，以空心圓識別之節點與CP 5205通信且CP 5205至5206彼此之間通信。在本發明之一實施例中，雲端無線系統為DIDO系統且DN連接至CP並交換資訊以週期地或立即地重新組態系統參數，並動態地適應於無線架構之變化條件。在DIDO系統中，CP為DIDO BTS，分散節點為

DIDO分散天線，網路為BSN，且多個BTS經由如吾人先前專利申請案[0002-0009]中描述的DIDO集中式處理器彼此互連。

雲端無線系統內之所有DN 5202至5203可分組於不同集合中。DN之此等集合可同時建立至許多用戶端器件之非干擾無線鏈路，同時每一集合支援不同多重存取技術(例如，TDMA、FDMA、CDMA、OFDMA及/或SDMA)、不同調變(例如，QAM、OFDM)及/或編碼方案(例如，卷積編碼、LDPC、渦輪碼)。類似地，每一用戶端可用不同多重存取技術及/或不同調變/編碼方案來伺服。基於系統中之作用中用戶端及其針對其無線鏈路採用的標準，CP 5205至5206動態地選擇可支援彼等標準且在用戶端器件之範圍內的DN之子集。

參考文獻

[1] Wikipedia之「Advanced Mobile Phone System」

http://en.wikipedia.org/wiki/Advanced_Mobile_Phone_System

[2] AT&T之「1946: First Mobile Telephone Call」

http://www.corp.att.com/attlabs/reputation/timeline/46mobile.html

[3] GSMA之「GSM technology」

http://www.gsmworld.com/technology/index.htm

[4] ETSI之「Mobile technologies GSM」

http://www.etsi.org/WebSite/Technologies/gsm.aspx

[5] Wikipedia之「IS-95」

http://en.wikipedia.org/wiki/IS-95

[6] Ericsson之「The evolution of EDGE」

http://www.ericsson.com/res/docs/whitepapers/evolution_to_edge.p

df

[7] Q. Bi (2004年3月)之「A Forward Link Performance Study of the 1xEV-DO Rel. 0 System Using Field Measurements and Simulations」(PDF)。朗訊技術。

http://www.cdg.org/resources/white_papers/files/Lucent%201xEV-DO%20Rev%20O%20Mar%2004.pdf

[8] Wi-Fi聯盟，http://www.wi-fi.org/

[9] Wi-Fi聯盟之「Wi-Fi certified makes it Wi-Fi」

http://www.wi-fi.org/files/WFA_Certification_Overview_WP_en.pdf

[10] WiMAX論壇，http://www.wimaxforum.org/

[11] C. Eklund, R. B. Marks, K. L. Stanwood及S. Wang之「IEEE Standard 802.16: A Technical Overview of the WirelessMAN™Air Interface for Broadband Wireless Access」

http://ieee802.org/16/docs/02/C80216-02_05.pdf

[12] 3GPP之「UMTS」，http://www.3gpp.org/article/umts

[13] 2006年3月，IEEE通信雜誌，第38頁至45頁，H. Ekström, A. Furuskär, J. Karlsson, M. Meyer, S. Parkvall, J. Torsner及M. Wahlqvist之「Technical Solutions for the 3G Long-Term Evolution」

[14] 3GPP之「LTE」，http://www.3gpp.org/LTE

[15] Motorola之「Long Term Evolution (LTE): A Technical Overview」，http://business.motorola.com/experiencelte/pdf/LTETechnicalOverview.pdf

[16] 1985年6月，聯邦通信委員會之「Authorization of Spread Spectrum Systems Under Parts 15 and 90 of the FCC Rules and Regulations」

[17] ITU之「ISM band」，http://www.itu.int/ITU-R/terrestrial/faq/index.html#g013

[18] 2011年8月，S. Perlman及A. Forenza之「Distributed-input distributed-output (DIDO) wireless technology: a new approach to multiuser wireless」

http://www.rearden.com/DIDO/DIDO_White_Paper_110727.pdf

[19] 2011年7月27日，Bloomberg Businessweek之「Steve Perlman's Wireless Fix」

http://www.businessweek.com/magazine/the-edison-of-silicon-valley-07272011.html

[20] 2011年6月30日，Wired之「Has OnLive's Steve Perlman Discovered Holy Grail of Wireless?」

http://www.wired.com/epicenter/2011/06/perlman-holy-grail-wireless/

[21] 2011年7月28日，華爾街日報之「Silicon Valley Inventor's Radical Rewrite of Wireless」

http://blogs.wsj.com/digits/2011/07/28/silicon-valley-inventors-radical-rewrite-of-wireless/

[22] 2010年6月28日，白宮之「Presidential Memorandum: Unleashing the Wireless Broadband Revolution」

http://www.whitehouse.gov/the-press-office/presidential-memorandum-unleashing-wireless-broadband-revolution

[23] 2010年9月23日，FCC之「Open commission meeting」http://reboot.fcc.gov/open-meetings/2010/september

[24] IEEE 802.22之「IEEE 802.22 Working Group on Wireless Regional Area Networks」，http://www.ieee802.org/22/

[25] 2011年7月12日，第112屆國會第1次會議之「A bill」http://republicans.energycommerce.house.gov/Media/file/Hearings/Telecom/071511/DiscussionDraft.pdf

[26] 2006年3月，IEEE通信雜誌，第38頁至45頁，H. Ekström, A. Furuskär, J. Karlsson, M. Meyer, S. Parkvall, J. Torsner及M. Wahlqvist之「Technical Solutions for the 3G Long-Term Evolution」

[27] 1997年8月，OET公告65，版本97至01，FCC之「Evaluating compliance with FCC guidelines for human exposure to radiofrequency electromagnetic fields」

V. 補償分散式輸入分散式輸出無線系統中之都卜勒效應的系統及方法

在[實施方式]之此部分中，吾人描述用於多使用者無線傳輸之多使用者(MU)多天線系統(MAS)，其適應性地重新組態其參數以補償歸因於使用者行動性或傳播環境之變化的都卜勒效應。在一個實施例中，MAS為如同在申請中之專利申請案[0002-0016]所描述及**圖53**中描繪的分散式輸入分散式輸出(DIDO)系統。一個實施例之DIDO系統包括以下組件：

- **使用者設備(UE)**：一個實施例之UE 5301包括供固定或行動用戶端經由下行鏈路(DL)頻道接收來自DIDO回載之資料串流及經由上行鏈路

(UL)頻道傳輸資料至DIDO回載的RF收發器

- **基地收發站(BTS)**：一個實施例之BTS 5310至5314將DIDO回載與無線頻道建立介面。BTS 5310至5314為由DAC/ADC及將基頻信號轉換成RF之射頻(RF)鏈組成的存取點。在一些狀況下，BTS為簡單之配備功率放大器/天線的RF收發器，且RF信號經由如吾人專利申請案[0010]中描述之射頻光纖(RF-over-fiber)技術而攜載至BTS。

- **控制器(CTR)**：一個實施例中之CTR 5320為經設計用於某些專用特徵(諸如，傳輸用於BTS及/或UE之時間/頻率同步的訓練信號，接收來自UE之控制資訊/傳輸控制資訊至UE，接收來自UE之頻道狀態資訊(CSI)或頻道品質資訊)的一特定類型之BTS。

- **集中式處理器(CP)**：一個實施例之CP 5340為建立網際網路或其他類型的外部網路5350與DIDO回載之介面的DIDO伺服器。CP計算DIDO基頻處理並發送波形至分散式BTS以用於DL傳輸

- **基地台網路(BSN)**：一個實施例之BSN 5330為將CP連接至攜載用於DL抑或UL頻道之資訊之分散式BTS的網路。BSN為有線或無線網路或兩者之組合。舉例而言，BSN為DSL、纜線、光纖網路，或視線或非視線無線鏈路。此外，BSN為專有網路，或區域網路，或網際網路。

如同在申請中之申請案中所描述，DIDO系統建立至多個使用者之獨立頻道，使得每一使用者接收無干擾頻道。在DIDO系統中，此係藉由使用分散式天線或BTS來利用空間分集而達成。在一個實施例中，DIDO系統利用空間、極化及/或場型分集來增加每一頻道內之自由度。將無線鏈路之增加的自由度用以傳輸獨立資料串流至增加數目之UE(亦即，多工增益)及/或改良涵蓋範圍(亦即，分集增益)。

BTS 5310至5314經置放於可存取網際網路或BSN的任何方便的地方。在本發明之一個實施例中，UE 5301至5305被隨機地置放於BTS或分散式天線之間，在BTS或分散式天線周圍及/或由BTS或分散式天線環繞，如**圖54**中描繪。

在一個實施例中，BTS 5310至5314經由DL頻道發送一訓練信號及/或獨立資料串流至UE 5301，如**圖55**中描繪。該訓練信號由UE用於不同用途，諸如時間/頻率同步、頻道估計及/或頻道狀態資訊(CSI)之估計。在本發明之一個實施例中，MU-MAS DL使用非線性預編碼，諸如髒紙編碼(DPC)[1-2]或湯姆林森-哈拉希瑪(Tomlinson-Harashima)(TH)[3-4]預編碼。在本發明之另一實施例中，MU-MAS DL使用非線性預編碼，諸如如同在申請中之專利申請案[0003-0009]中描述之區塊對角化(BD)或迫零波束成形(ZF-BF)[5]。若BTS之數目大於UE，則將額外BTS用以經由分集方案(諸如，[0002-0016]中描述的天線選擇或本徵模式選擇)增加至每一UE之鏈路品質。若BTS之數目小於UE，則額外UE經由習知多工技術(例如，TDMA、FDMA、CDMA、OFDMA)而與其他UE共用無線鏈路。

將UL頻道用以傳輸自UE 5301至CP 5340之資料及/或由DIDO預編碼器使用之CSI(或頻道品質資訊)。在一個實施例中，經由習知多工技術(例如，TDMA、FDMA、CDMA、OFDMA)將來自UE之UL頻道多工至CTR(如**圖56**中描繪)或至最近的BTS。在本發明之另一實施例中，將空間處理技術用於將自UE 5301至分散式BTS 5310至5314之UL頻道(如**圖57**中描繪)分開。舉例而言，UL串流係經由多輸入多輸出(MIMO)多工方案自用戶端傳輸至DIDO天線。MIMO多工方案包括傳輸來自用戶端之獨立資料串流及使用在DIDO天線處之線性或非線性接收器來移除同頻道干擾。

在另一實施例中，假定UL/DL頻道互易性成立且頻道不會歸因於都卜勒效應而在DL與UL傳輸之間顯著變化，在上行鏈路上使用下行鏈路權重以解調變上行鏈路串流。在另一實施例中，在UL頻道上使用最大比率組合(MRC)接收器以增加DIDO天線處的來自每一用戶端之信號品質。

經由BSN 5330在CP 5340與BTS 5310至5314之間共用經由DL/UL頻道發送的資料、控制資訊及CSI。用於DL頻道之已知訓練信號可儲存於BTS 5310至5314處的記憶體中，以減少BSN 5330上之額外負擔。視網路之類型(亦即，無線對有線，DSL對纜線或光纖)而定，可能在BSN 5330上不存在可用以在CP 5340與BTS 5310至5314之間交換資訊的充足資料速率，尤其在基頻信號被遞送至BTS時。舉例而言，假定BTS在5 MHz頻寬(取決於在無線鏈路上使用之數位調變及FEC寫碼方案)上傳輸10 Mbps獨立資料串流至每一UE。若將量化之16個位元用於實部且將16個位元用於虛部，則基頻信號需要在BSN上自CP至BTS的160 Mbps之資料吞吐量。在一個實施例中，CP及BTS配備有編碼器及解碼器以壓縮及解壓縮在BSN上發送之資訊。在前向鏈路中，自CP發送至BTS之預編碼基頻資料經壓縮以減少在BSN上發送的位元及額外負擔的量。類似地，在反向鏈路中，CSI以及資料(在自UE至BTS之上行鏈路頻道上發送)在自BTS經由BSN傳輸至CP之前被壓縮。將不同壓縮演算法用以減少在BSN上發送的位元及額外負擔的量，包括但不限於無損及/或有損技術[6]。

用於一個實施例中的DIDO系統之一特徵使CP 5340知曉所有BTS 5310至5314與UE 5301之間的CSI或頻道品質資訊以允許實現預編碼。如[0006]中所解釋，DIDO之效能取決於相對於無線鏈路之變化速率的將CSI遞送至CP的速率。眾所周知，頻道複數增益之變化係歸因於引起都卜

勒效應的UE行動性及/或傳播環境之變化。頻道之變化率係依據與最大都卜勒偏移成反比的頻道同調性時間(T_c)來量測。為了使DIDO傳輸可靠地執行，歸因於CSI反饋之潛時必須為頻道同調性時間之分數(例如，1/10或更少)。在一個實施例中，在CSI反饋迴路上之潛時被量測為在發送CSI訓練之時間與在UE側解調變預編碼資料的時間之間的時間，如**圖58**中所描繪。

在分頻雙工(FDD)DIDO系統中，BTS 5310至5314發送CSI訓練至UE 5301，該等UE估計CSI並將其反饋至BTS。接著，BTS經由BSN發送CSI至CP 5340，CP 5340計算DIDO預編碼資料串流並經由BSN 5330將彼等串流發送回至BTS。最後，BTS發送預編碼串流至UE，UE解調變該資料。參看**圖58**，DIDO反饋迴路之總潛時係由下式給出

$$2*T_{DL} + T_{UL} + T_{BSN} + T_{CP}$$

其中T_{DL}及T_{UL}分別包括建置、發送及處理下行鏈路及上行鏈路訊框之時間，T_{BSN}為在BSN上之往返延遲，且T_{CP}為CP處理CSI，產生用於UE之預編碼資料串流及排程用於當前傳輸之不同UE所花費之時間。在此狀況下，T_{DL}乘以2以考慮到訓練信號時間(自BTS至UE)及反饋信號時間(自UE至BTS)。在分時雙工(TDD)中，若可利用頻道互易性，則當UE發送CSI訓練至計算CSI並將其發送至CP的BTS時，跳過第一步驟(亦即，將CSI訓練信號自BTS傳輸至UE)。因此，在此實施例中，DIDO反饋迴路之總潛時為

$$T_{DL} + T_{UL} + T_{BSN} + T_{CP}$$

潛時T_{BSN}取決於BSN之類型係專用纜線、DSL、光纖連接抑或一般網際網路。典型值可在1毫秒之分數與50毫秒之間變化。若DIDO處理係

在CP處在專用處理器(諸如，ASIC、FPGA、DSP、CPU、GPU及/或GPGPU)上實施，則CP處的計算時間可減少。此外，若BTS 5310至5314之數目超過UE 5301之數目，則可同時伺服所有UE，藉此移除歸因於多使用者排程之潛時。因此，潛時T_{CP}與T_{BSN}相比可忽略。最後，用於DL及UL之傳輸及接收處理通常實施於ASIC、FPGA或DSP上，具有可忽略之計算時間，且若信號頻寬相對較大(例如，超過1 MHz)，則訊框持續時間可非常小(亦即，小於1毫秒)。因此，與T_{BSN}相比，T_{DL}及T_{UL}亦可忽略。

在本發明之一個實施例中，CP 5340追蹤所有UE 5301之都卜勒速度，並動態地將具有最低T_{BSN}之BTS 5310至5314指派給具有較高都卜勒之UE。此調適係基於以下不同準則：

- BSN之類型：舉例而言，專用光纖鏈路通常比纜線數據機或DSL經歷更低之潛時。因而將較低潛時BSN用於高行動性UE(例如，高速公路上之汽車，火車)，而將較高潛時BSN用於固定無線或低行動性UE(例如，家用設備、行人、住宅區中之汽車)

- QoS之類型：舉例而言，BSN可支援不同類型之DIDO或非DIDO訊務。可能針對不同訊務類型界定具有不同優先權之服務品質(QoS)。舉例而言，BSN指派高優先權給DIDO訊務且指派低優先權給非DIDO訊務。或者，高優先權QoS經指派給高行動性UE之訊務，且低優先權QoS經指派給具有低行動性之UE。

- 長期統計資料：舉例而言，在BSN上之訊務可視一天中之時間而顯著改變(例如，對於家庭為夜晚使用且對於辦公室為白天使用)。較高訊務負載可導致較高潛時。接著，在一天中之不同時間，具有較高訊務(在其導致較高潛時的情況下)之BSN被用於低行動性UE，而具有較低訊務

(在其導致較低潛時的情況下)之BSN被用於高行動性UE

• 短期統計資料：舉例而言，任一BSN可受可導致較高潛時之暫時網路擁塞影響。接著，CP可自擁塞之BSN(在擁塞引起較高潛時的情況下)中適應性地選擇BTS用於低行動性UE，且選擇剩餘BSN(在其為較低潛時的情況下)用於高行動性UE。

在本發明之另一實施例中，BTS 5310至5314係基於在每一個別BTS-UE鏈路上所經歷之都卜勒來加以選擇。舉例而言，在**圖59**中之視線(LOS)鏈路B中，最大都卜勒偏移係根據以下熟知方程式的BTS-UE鏈路之間的角(ϕ)與車輛速度(v)的函數

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cdot \cos\phi$$

其中λ為對應於載波頻率之波長。因此，在**圖59**中，在LOS頻道中，都卜勒偏移對於鏈路A係最大且對於鏈路C接近為零。在非LOS(NLOS)中，最大都卜勒偏移取決於在UE周圍之多路徑之方向，但大體而言由於DIDO系統中之BTS的分散式性質，一些BTS對於一給定UE將經歷較高都卜勒(例如，BTS 5312)，而其他BTS對於該給定UE將經歷較低都卜勒(例如，BTS 5314)。

在一實施例中，CP追蹤在每一BTS-UE鏈路上之都卜勒速度，且對於每一UE僅選擇具有最低都卜勒偏移之鏈路。類似於[0002]中描述之技術，CP 5340定義用於每一UE 5301之「使用者叢集」。如**圖60**中所描繪，使用者叢集為具有至UE之良好鏈路品質(基於某一信雜比(SNR)臨限而定義)及低都卜勒(例如，基於一預定義都卜勒臨限而定義)的BTS之集合。在**圖60**中，BTS 5至10皆具有至UE1之良好SNR，但僅BTS 6至9經歷低都卜勒效應(例如，在指定臨限之下)。

此實施例之CP將每一BTS-UE鏈路之SNR及都卜勒的所有值記錄於一矩陣中，且對於每一UE，其選擇滿足SNR及都卜勒臨限之子矩陣。在**圖61**中描繪之實例中，子矩陣係由環繞$C_{2,6}$、$C_{2,7}$、$C_{3,9}$、$C_{4,7}$、$C_{4,8}$、$C_{4,9}$,及$C_{5,6}$之綠色虛線識別。基於該子矩陣而計算用於該UE的DIDO預編碼權重。注意，如**圖61**中之表中所示，BTS 5及10可由UE 2、3、4、5及7達到。接著，為了在傳輸至彼等其他UE時避免干擾UE1，BTS 5及10必須被關閉抑或基於習知多工技術(諸如，TDMA、FDMA、CDMA或OFDMA)指派至不同正交頻道。

在另一實施例中，經由線性預測而減少對DIDO預編碼系統之效能的不利都卜勒效應，線性預測為基於過去頻道估計來估計將來的複數頻道係數的一種技術。藉由實例且非限制，在[7-11]中提議用於單輸入單輸出(SISO)及OFDM無線系統之不同預測演算法。在已知將來的頻道複數係數時，有可能減少歸因於過時CSI之誤差。舉例而言，**圖62**展示在不同時間處之頻道增益(或CSI)：i)t_{CTR}為**圖58**中之CTR接收來自FDD系統中的UE之CSI(或等效地，BTS利用TDD系統中之DL/UL互易性根據UL頻道估計CSI)的時間；ii)t_{CP}為經由BSN將CSI遞送至CP的時間；iii)t_{BTS}為將CSI用於在無線鏈路上進行預編碼的時間。在**圖62**中，吾人觀察到歸因於延遲T_{BSN}(**圖58中亦描繪**)，到用於在時間t_{BTS}處在DL頻道上無線傳輸時，在時間t_{CTR}處估計之CSI將過時(亦即，複數頻道增益已改變)。避免歸因於都卜勒之此效應的一種方式係在CP處執行預測方法。在時間t_{CTR}在CP處可用的CSI估計歸因於CTR至CP潛時而延遲$T_{BSN}/2$，且對應於**圖62**中的時間t_0之頻道增益。接著，CP使用在時間t_0之前估計並儲存於記憶體中之CSI中的全部或部分來預測時間$t_0+T_{BSN}=t_{CP}$時的將來頻道係數。若預測演算法具

有最小誤差傳播，則在時間t_{CP}處之經預測CSI可靠地再生將來之頻道增益。經預測CSI與當前CSI之間的時間差稱為預測期距(prediction horizon)，且在SISO系統中通常隨頻道同調性時間而縮放。

在DIDO系統中，預測演算法更複雜，因為其估計時域及空間域兩者中之將來頻道係數。在[12-13]中描述了利用MIMO無線頻道之空間-時間特性的線性預測演算法。在[13]中，展示了預測演算法在MIMO系統中之效能(依據均方誤差或MSE量測)在較高頻道同調性時間(亦即，減少都卜勒效應)及較低頻道同調性距離(歸因於較低空間相關)的情況下改良。因此，空間-時間方法之預測期距(以秒表達)與頻道同調性時間成正比且與頻道同調性距離成反比。在DIDO系統中，歸因於由分散式天線產生的高空間選擇性，同調性距離為低的。

本文中描述利用DIDO系統之時間及空間分集來預測將來之向量頻道(亦即，自BTS至UE之CSI)的預測技術。此等實施例利用在無線頻道中可用之空間分集來獲得相較於任何現有SISO及MIMO預測演算法的可忽略之CSI預測誤差及擴展的預測期距。此等技術之一重要特徵為在已知分散式天線接收來自分散式UE之不相關複數頻道係數的情況下，利用分散式天線。

在本發明之一實施例中，在頻域中將空間及時間預測器與估計器組合以允許對系統(諸如OFDM系統)中之所有可用副載波進行CSI預測。在本發明之另一實施例中，基於DIDO權重之先前估計來預測DIDO預編碼權重(而非CSI)。

參考文獻

[1] 1983年5月，*IEEE Transactions on Information Theory*，第29

卷，No. 3，第439頁至第441頁，M. Costa之「Writing on dirty paper」。

[2] 2000年11月，*Proceedings of International Symposium on Information Theory*，Honolulu, Hawaii，U. Erez, S. Shamai (Shitz)及R. Zamir之「Capacity and lattice-strategies for cancelling known interference」。

[3] 1971年3月，*Electronics Letters*，第138頁至第139頁，M. Tomlinson之「New automatic equalizer employing modulo arithmetic」。

[4] *Transactions of the Institute of Electronic*，H. Miyakawa及H. Harashima之「A method of code conversion for digital communication channels with intersymbol interference」。

[5] 1980年，紐約：Wiley，R. A. Monziano及T. W. Miller，適應性陣列之介紹

[6] 2010年9月，Carnegie Mellon University Tech. Report，Guy E. Blelloch之「Introduction to Data Compression」。

[7] 2000年5月，*IEEE Signal Processing Mag.*，第17卷，no. 3，第62頁至第75頁，A. Duel-Hallen, S. Hu及H. Hallen之「Long-Range Prediction of Fading Signals」。

[8] 2002年8月，in *Proc. IEEE Midwest Symp. on Circuits and Sys.*，第211頁至第214頁，A. Forenza及R. W. Heath, Jr之「Link Adaptation and Channel Prediction in Wireless OFDM Systems」。

[9] 2003年10月，in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference*，第2卷，第1283頁至第1287頁，M. Sternad及D. Aronsson之「Channel

estimation and prediction for adaptive OFDM downlinks [vehicular applications]」。

[10] 2005年3月，*IEEE Trans. Wireless Commun.*，第4卷，no. 2，第593頁至第602頁，D. Schafhuber及G. Matz之「MMSE and Adaptive Prediction of Time-Varying Channels for OFDM Systems」。

[11] 2005年12月，in *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference*，St. Louis，MO, I. C. Wong及B. L. Evans之「Joint Channel Estimation and Prediction for OFDM Systems」。

[12] 2004年7月，*Proc. IEEE Signal Processing Advances in Wireless Communications* 第59至63頁，M. Guillaud及D. Slock之「A specular approach to MIMO frequencyselective channel tracking and prediction」。

[13] 2006年12月，IEEE Globecom Conf.第1至5頁，Wong, I.C. Evans, B.L.之「Exploiting Spatio-Temporal Correlations in MIMO Wireless Channel Prediction」

本發明之實施例可包括如上文闡述之各種步驟。該等步驟可體現於使通用或專用處理器執行特定步驟之機器可執行指令中。舉例而言，上文描述之基地台/AP及用戶端器件中的各種組件可實施為在一通用或專用處理器上執行之軟體。為了避免使本發明之有關態樣模糊不清，諸圖中已省去諸如電腦記憶體、硬碟機、輸入器件等之各種熟知個人電腦組件。

或者，在一實施例中，本文中說明之各種功能模組及相關聯步驟可由含有用於執行該等步驟之固線式邏輯之特定硬體組件(諸如，特殊應用積體電路(「ASIC」))或由程式化電腦組件與定製硬體組件之任一組合來

執行。

在一實施例中，諸如上文描述之編碼、調變及信號處理邏輯903之特定模組可實施於一可程式化數位信號處理器(「DSP」)(或DSP之群組)(諸如，使用Texas Instruments之TMS320x架構(例如，TMS320C6000、TMS320C5000，...等)之DSP)上。此實施例中之DSP可嵌入於個人電腦之附加卡(諸如，PCI卡)內。當然，在仍遵守本發明之基本原理的同時，可使用各種不同DSP架構。

本發明之元件亦可經提供為一用於儲存機器可執行指令的機器可讀媒體。機器可讀媒體可包括(但不限於)快閃記憶體、光碟、CD-ROM、DVD ROM、RAM、EPROM、EEPROM、磁性或光學卡、傳播媒體或適於儲存電子指令的其它類型之機器可讀媒體。舉例而言，本發明可作為一可藉由體現於載波或其他傳播媒體中之資料信號經由一通信鏈路(例如，數據機或網路連接)自遠端電腦(例如，伺服器)傳送至請求電腦(例如，用戶端)的電腦程式而下載。

貫穿前述描述，為解釋之目的，闡述了眾多特定細節以便提供對本發明之系統及方法之澈底理解。然而，熟習此項技術者將顯而易見可在無此等特定細節中之一些的情況下實踐系統及方法。因此，應依據以下申請專利範圍來判斷本發明之範疇及精神。

此外，貫穿前述描述，引用了眾多公開案以提供對本發明之更澈底理解。所有此等引用之參考文獻皆以引用之方式併入本申請案中。

【符號說明】

231　DIDO預編碼單元

232　功率控制單元

233 頻道品質資訊(CQI)

234 多工器

235 DAC(數位/類比轉換器)單元

410 干擾區域

411 主叢集

412 干擾叢集/干擾DIDO叢集

413 干擾叢集/干擾DIDO叢集

501 用戶端MC

502 用戶端IC

503 綠十字/目標用戶端TC

510 干擾區域

511 主叢集

512 干擾叢集

801 用戶端器件/用戶端/目標用戶端

802 主DIDO叢集/主DIDO叢集(C1)

803 干擾叢集/相鄰叢集(C2)

812 DIDO天線

813 DIDO天線

1701 DIDO預編碼單元

1702 功率控制單元

1703 頻道品質資訊(CQI)

1710 多工器

1711 DAC(數位/類比轉換器)單元

3640a 相鄰超級叢集

3640b 超級叢集

3640c 相鄰超級叢集

3641 DIDO叢集

3642 使用者叢集

4901 集中式處理器(CP)

4902 集中式處理器(CP)

4903 集中式處理器(CP)

4904 集中式處理器(CP)

4911 分散節點

4912 分散節點

4913 分散節點

5001 有執照節點

5002 無執照節點

5201 網路

5202 DN或分散節點

5203 DN或分散節點

5205 集中式處理器(CP)

5206 集中式處理器(CP)

5301 使用者設備(UE)

5302 使用者設備(UE)

5303 使用者設備(UE)

5304 使用者設備(UE)

5305	使用者設備(UE)
5310	基地收發站(BTS)
5311	基地收發站(BTS)
5312	基地收發站(BTS)
5313	基地收發站(BTS)
5314	基地收發站(BTS)
5320	控制器(CTR)
5330	基地台網路(BSN)
5340	集中式處理器(CP)
5350	外部網路
F_1	載波頻率
F_2	載波頻率
F_3	載波頻率
T_1	時槽
t_1	資料串流
T_2	時槽
t_2	資料串流
T_3	時槽
t_M	資料串流

專利案號：106114789
原申請案號：102116145
公告本
申請日：
IPC分類：
I685222

【發明摘要】

【中文發明名稱】

用於處理分散式輸入分散式輸出之無線系統中之都卜勒效應之系統及方法

【英文發明名稱】

SYSTEM AND METHODS FOR COPING WITH DOPPLER EFFECTS IN DISTRIBUTED-INPUT DISTRIBUTED-OUTPUT WIRELESS SYSTEMS

【中文】

本發明描述補償對DIDO系統之效能的不利都卜勒效應之系統及方法。此系統之一實施例使用不同選擇演算法來藉由追蹤變化之頻道條件而適應性地調整作用中BTS以適應於不同UE。另一實施例利用頻道預測來估計將來之CSI或DIDO預編碼權重，藉此消除歸因於過時CSI之誤差。

【英文】

A system and methods are described which compensate for the adverse effect of Doppler on the performance of DIDO systems. One embodiment of such a system employs different selection algorithms to adaptively adjust the active BTSs to different UEs based by tracking the changing channel conditions. Another embodiment utilizes channel prediction to estimate the future CSI or DIDO precoding weights, thereby eliminating errors due to outdated CSI.

【指定代表圖】

圖53

【代表圖之符號簡單說明】

5301 使用者設備(UE)

5310 基地收發站(BTS)

5311 基地收發站(BTS)

5312 基地收發站(BTS)

5313 基地收發站(BTS)

5314 基地收發站(BTS)

5320 控制器(CTR)

5330 基地台網路(BSN)

5340 集中式處理器(CP)

5350 外部網路

【發明申請專利範圍】

【第1項】

一種分散式收發站(distributed transceiver station)或分散式天線之系統，其包含：

分散式收發站或天線之複數個子集；

一或多個集中式單元，其經由一網路以與該複數個分散式收發站或天線通信地(communicatively)耦接；

該一或多個集中式單元(centralized units)使用線性預測(linear prediction)在時域、頻域或空間域以估計複數個將來上行鏈路或下行鏈路頻道係數(channel coefficients)，且使用該等頻道係數以預寫碼(precoding)以補償歸因於使用者行動性(user mobility)或傳播環境(propagation environment)中的變化之都卜勒展度(Doppler spread)。

【第2項】

如請求項1之系統，其中該都卜勒展度係歸因於使用者行動性(user mobility)或傳播環境中的變化。

【第3項】

如請求項1之系統，其中複數個分散式收發站或天線之該複數個子集基於相對於該複數個分散式收發站或天線之使用者的該都卜勒展度與使用者之複數個子集通信。

【第4項】

如請求項3之系統，其中使用者之該複數個子集等於該等使用者之全部。

【第5項】

如請求項1之系統，其中該等分散式收發站或天線之一者或複數個子集等於該等分散式收發站或天線之全部。

【第6項】

如請求項3之系統，其中伺服(serving)第一複數個使用者之分散式收發站或天線的一第一子集包括伺服第二複數個使用者之分散式收發站或天線的一第二子集。

【第7項】

如請求項3之系統，其中伺服第一複數個使用者之分散式收發站或天線的一第一子集不包括伺服第二複數個使用者之分散式收發站或天線的一第二子集。

【第8項】

如請求項3之系統，其中分散式收發站或天線之該複數個子集在不同時間與該複數個使用者通信。

【第9項】

如請求項3之系統，其中分散式收發站或天線之該複數個子集以不同頻率與該複數個使用者通信。

【第10項】

如請求項3之系統，其中分散式收發站或天線之該複數個子集在不同的空間位置與該複數個使用者通信。

【第11項】

如請求項3之系統，其中分配不同的服務品質量度(quality of service metrics)，例如資料速率、可靠性或潛時(latency)，給分散式收發站或天

線之不同的子集。

【第12項】

如請求項1之系統，其中該分散式收發站或天線系統重新組態該等分散式收發站或天線與該等使用者之間的通信，以補償歸因於使用者行動性或傳播環境中的變化的都卜勒效應。

【第13項】

如請求項1之系統，其採用利用空間、極化(polarization)及/或場型分集(pattern diversity)之分散式收發站或天線來增強無線系統中之一或多個使用者之資料速率及/或涵蓋範圍。

【第14項】

如請求項1之系統，其中使用者位於該等分散式收發站或天線周圍或位於該等分散式收發站或天線之間或由該等分散式天線環繞。

【第15項】

如請求項1之系統，其中該分散式收發站或天線系統在上行鏈路頻道之接收器處使用複數權重(complex weights)以解調變來自使用者之獨立串流(例如，資料或頻道狀態資訊(channel state information,CSI))。

【第16項】

一種多使用者(MU)多天線系統(MAS)，其包含：

複數個使用者；

經由複數個無線鏈路通信地耦接至該等使用者之複數個分散式收發站或天線；

一或多個集中式單元，其經由一網路以與該複數個分散式收發站或天線通信地耦接；

該網路包含有線或無線鏈路或兩者之一組合，其用作一回載(backhaul)通信頻道；

該一或多個集中式單元使用線性預測在時域、頻域或空間域以估計複數個將來上行鏈路或下行鏈路頻道係數，且使用該等頻道係數以預寫碼以補償歸因於使用者行動性或傳播環境之變化的都卜勒效應。

【第17項】

如請求項16之系統，其中該等分散式收發站或天線與該等使用者之間之該等通信包含經由該等無線鏈路發送之複數個預寫碼(precoded)資料串流。

【第18項】

如請求項17之系統，其中該等預寫碼資料串流是從頻道狀態資訊(CSI)所計算的預寫碼權重所獲得。

【第19項】

一種實施於一分散式收發站或天線系統內的方法，該方法包含：

將一或多個集中式單元經由一網路與該複數個分散式收發站通信地耦接；

該一或多個集中式單元使用線性預測在時域、頻域或空間域以估計複數個將來上行鏈路或下行鏈路頻道係數，且使用該等頻道係數以預寫碼以補償歸因於使用者行動性或傳播環境中的變化之都卜勒展度。

【第20項】

如請求項19之方法，其中該都卜勒展度係歸因於使用者行動性或傳

播環境中的變化。

【第21項】

如請求項19之方法，其中複數個分散式收發站或天線之該複數個子集基於相對於該複數個分散式收發站或天線之使用者的該都卜勒展度與使用者之複數個子集通信。

【第22項】

如請求項21之方法，其中使用者之該複數個子集等於該等使用者之全部。

【第23項】

如請求項19之方法，其中該等分散式收發站或天線之一者或複數個子集等於該等分散式收發站或天線之全部。

【第24項】

如請求項21之方法，其中伺服第一複數個使用者之分散式收發站或天線的一第一子集包括伺服第二複數個使用者之分散式收發站或天線的一第二子集。

【第25項】

如請求項21之方法，其中伺服第一複數個使用者之分散式收發站或天線的一第一子集不包括伺服第二複數個使用者之分散式收發站或天線的一第二子集。

【第26項】

如請求項21之方法，其中分散式收發站或天線之該複數個子集在不同時間與該複數個使用者通信。

【第27項】

如請求項21之方法，其中分散式收發站或天線之該複數個子集以不同頻率與該複數個使用者通信。

【第28項】

如請求項21之方法，其中分散式收發站或天線之該複數個子集在不同的空間位置與該複數個使用者通信。

【第29項】

如請求項19之方法，其中分配不同的服務品質量度，例如資料速率、可靠性或潛時，給分散式收發站或天線之不同的子集。

【第30項】

如請求項19之方法，其中該分散式收發站或天線系統重新組態該等分散式收發站或天線與該等使用者之間的通信，以補償歸因於使用者行動性或傳播環境中的變化的都卜勒效應。

【第31項】

如請求項19之方法，其採用利用空間、極化及/或場型分集之分散式收發站或天線來增強無線系統中之一或多個使用者之資料速率及/或涵蓋範圍。

【第32項】

如請求項19之方法，其中使用者位於該等分散式天線周圍或位於該等分散式收發站或天線之間或由該等分散式收發站或天線環繞。

【第33項】

如請求項19之方法，其中該分散式收發站或天線系統在上行鏈路頻道之接收器處使用複數權重以解調變來自使用者之獨立串流(例如，資料或頻道狀態資訊(CSI))。

【第34項】

一種實施於一多使用者(MU)多天線系統(MAS)內的方法，該系統包含：

複數個使用者；

經由複數個無線鏈路通信地耦接至該等使用者之複數個分散式收發站或天線；

一或多個集中式單元，其經由一網路以與該複數個分散式收發站或天線通信地耦接；

該網路包含有線或無線鏈路或兩者之一組合，其用作一回載通信頻道；

該方法包含該一或多個集中式單元使用線性預測在時域、頻域或空間域以估計複數個將來上行鏈路或下行鏈路頻道係數，且使用該等頻道係數以預寫碼以補償歸因於使用者行動性或傳播環境之變化的都卜勒效應。

【第35項】

如請求項34之方法，其中該集中式單元係一集中式處理器(CP)，該網路係一基地台網路(BSN)且該等分散式收發站係分散式基地收發站(BTS)。

【第36項】

如請求項35之方法，其中該CP及該等BTS配備有編碼器/解碼器以壓縮/解壓縮在其之間經由該BSN交換的資訊。

【第37項】

如請求項35之方法，其中該CP基於該BSN上之潛時而適應性地選擇

該等BTS以用於低或高行動性使用者設備UE。

【第38項】

如請求項37之方法，其中該調適係基於高資料速率對低資料速率BSN之類型，或服務品質(QoS)，或平均訊務統計資料(例如，不同網路之白天或夜晚使用)，或該BSN上的瞬時訊務統計資料(例如，暫時網路擁塞)。

【第39項】

如請求項35之方法，其中該CP基於該等BTS-UE鏈路之都卜勒展度而適應性地選擇該等BTS以用於低或高行動性使用者。

【第40項】

如請求項34之方法，其中該等分散式收發站或天線與該等使用者之間之該等通信包含經由該等無線鏈路發送之複數個預寫碼資料串流。

【第41項】

如請求項40之方法，其中該等預寫碼資料串流是從頻道狀態資訊(CSI)所計算的預寫碼權重所獲得。