

國立交通大學

電信工程研究所

碩士論文

LTE-A 系統中利用天線選擇之場域內
協調式多點傳送

An Antenna-Selection-Based Solution for Intra-Site
CoMP Transmission in LTE-A Systems

研究生：廖炳松

指導教授：吳文榕 博士

中華民國 100 年 6 月

LTE-A 系統中利用天線選擇之場域內
協調式多點傳送

An Antenna-Selection-Based Solution for Intra-Site
CoMP Transmission in LTE-A Systems

研 究 生：廖炳松

Student：Bin-Sung Liao

指導教授：吳文榕 博士

Advisor：Dr. Wen-Rong Wu



Submitted to Institute of Communications Engineering
College of Electrical and Computer Engineering
National Chiao Tung University
in partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of
Master
in
Communications Engineering

September 2010
Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國一百年六月

LTE-A 系統中利用天線選擇之場域內 協調式多點傳送

研究生：廖炳松

指導教授：吳文榕 博士

國立交通大學

電信工程研究所碩士論文

摘要

眾所周知，蜂巢式無線系統的細胞邊緣使用者會遭受到從干擾細胞來的干擾訊號。LTE/A 系統因此提出協調式多點(CoMP)處理來解決此問題。CoMP 將相鄰的細胞傳送/接收使用者的訊號聯合起來一起處理，這樣一來我們可以避免干擾或將干擾當作訊號來估計。在 CoMP 系統裡，基地台與使用者之間的天線可以形成一個很大的多輸入多輸出系統(MIMO)。這種系統的前置編碼需要很大維度的碼書，然而 LTE/A 並未支援大維度的碼書。在本篇論文中，我們提出一種方式來解決此問題，主要的想法是使用天線選擇技術在傳送端與接收端做天線選擇，這樣的話我們就可使用現有維度較小的碼書，同時也可提升前置編碼的效能以及可減少回授的資訊。我們推導出最大近似接收機基於 OFDM 系統的最佳選擇準則，結果顯示為在每個子載波中必須執行 SVD 或 QRD，而且選擇的候選量相當大，因此，所需要的計算複雜度非常高。我們因而提出多種不需要矩陣運算的選擇準則以及減少選擇候選量的方法。模擬結果顯示，我們提出來的演算法在細胞邊緣的使用者可以大大地提高連接的品質。

An Antenna-Selection-Based Solution for Intra-Site CoMP Transmission in LTE-A Systems

Student: Bin-Sung Liao

Advisor: Dr. Wen-Rong Wu

Institute of Communication Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

It is known that in cellular systems, the users in cell edge suffer from the interference from interfering cells. In LTE/A, coordinated multipoint (CoMP) processing has been proposed to solve the problem. In CoMP, the transmit/receive signals of users in neighbor cells can be jointly processed such that interference can be either avoided or estimated as desired signals. In CoMP, antennas between involved users and basestations can form a large multiple-input-multiple-output (MIMO) system. Precoding in such system will require a large codebook which is not supported by LTE/A. In this thesis, we propose a method to solve the problem. The idea is to use antenna selection to select transmit and receive antennas such that the existing codebooks can be used while the performance of the precoding can be enhanced and the feedback overhead can be reduced. We derive optimum selection criterion for OFDM-based systems with maximum likelihood receivers. It turns out that the SVD or QRD has to be conducted for each subcarrier and the number of the candidates for selection is large. Thus, the required computational complexity is very high. We then propose selection criteria without matrix operations and methods to reduce the number of selection candidates. Simulations show that the proposed algorithms can greatly enhance the link quality of the users in the cell edges.

誌謝

本論文得以順利完成，首先由衷的感謝我的指導教授-吳文榕老師，在研究的過程中老師從未間斷的辛勤指導，每當我面臨研究上的難題時，教導我許多專業上的知識與提供研究上的建議；當我對於未來規劃遇到困難時，老師也會適時的分享經驗與想法，使我從中獲益匪淺，永難忘懷。

在研究所期間，感謝 Lab720 的學長們，於研究上給予我非常多的協助與建議，也經常討論生活中的點滴並且給予我很多寶貴的意見。其中我特別想感謝的是弘道與鈞陶，每當我問他們問題時，總是不吝嗇地給予我理論上的專業知識，讓我受益匪淺。從他們身上中有很多值得我去學習的地方。感謝我的同儕，錫沅、愷珊、育朗、敏誠等同學，陪我一起度過在研究所的期間，彼此的互相鼓勵使我更有動力作研究。感謝實驗室的所有成員與朋友們以及幫助過我的人，你/妳們的陪伴使我這兩年的研究生活變得絢麗多彩。

感謝我的父母親與家人，感謝他們在我求學期間，無時無刻的給予我鼓勵，並且給予我精神上最大的安慰與支持，讓我能專注於課業研究中，願以此與家人共享。

最後，對於所有幫助過我、關懷過我的人，致上最誠摯的感謝。

目錄

摘要	i
Abstract	ii
誌謝	iii
目錄	iv
表目錄	vi
圖目錄	vi
第一章 簡介	1
第二章 LTE/LTE-A 介紹	3
2.1 LTE 介紹	3
2.1.1 LTE 設計目標	3
2.1.2 LTE 訊框結構	5
2.1.3 LTE 下行傳送方法	7
2.2 LTE-A 介紹	19
2.2.1 LTE-A 設計目標	19
2.2.2 LTE-A 技術	20
第三章 MIMO 系統的天線選擇方法	22
3.1 訊號系統模型	22
3.2 基於奇異值分解的方法(singular value decomposition ; SVD)	24
3.3 基於 QR 矩陣分解的方法(QR decomposition ; QRD)	25
3.4 基於行交換矩陣之 QR 分解的方法(permutation matrix QRD ; PQRD)	27
第四章 MIMO-OFDM 系統的天線選擇方法	29
4.1 場域內部協調式多點傳送(CoMP)的 MIMO-OFDM 系統	29
4.2 場域內 CoMP 的天線選擇方法(NJP-A)	34
4.2.1 訊號系統模型	34

4.2.2 天線選擇準則	35
4.2.3 簡化版的天線選擇方法(simplified antenna selection ; SA)	41
4.3 混合前置編碼的天線選擇方法	45
4.4 通道狀態資訊回報量的比較	49
4.5 複雜度分析	50
第五章 模擬結果	53
5.1 SCM 通道特性	54
5.2 模擬結果與分析	57
第六章 結論	68
參考資料	69



表目錄

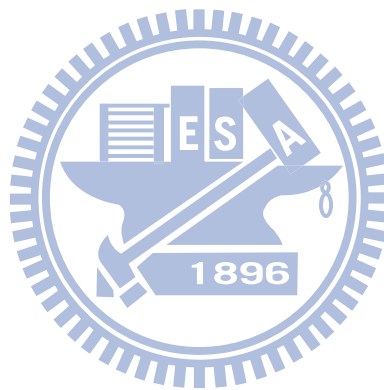
表 2-1：LTE 的 UE 吞吐量和頻譜效率的需求.....	5
表 2-2：實體層資源區塊參數.....	8
表 2-3：空間多工系統的字碼對應分層.....	10
表 2-4：傳送分集系統的字碼對應分層.....	11
表 4-1：兩根傳送天線的字碼.....	47
表 4-2：四根傳送天線的字碼.....	48
表 4-3：高延遲的循環延遲分集.....	48
表 4-4：NJP 和 CJP 在 3 個細胞下的回報資訊位元.....	49
表 4-5：NJP 和 CJP 在 2 個細胞下的回報資訊位元.....	49
表 4-6：NJP 和 CJP 的計算複雜度.....	50
表 4-7：基於不同準則的計算複雜度.....	51
表 4-8：NJP-APJ 和 CJP-PJ 在 3 個細胞下的計算複雜度.....	51
表 4-9：NJP-APJ 和 CJP-PJ 在 2 個細胞下的計算複雜度.....	51
表 4-10：NJP-API 和 CJP-PI 在 2 個細胞下的計算複雜度.....	52
表 5-1：場域內 CoMP 的系統模擬設定.....	53

圖目錄

圖 2-1：FDD 訊框結構.....	6
圖 2-2：TDD 訊框結構.....	6
圖 2-3：下行鏈路資源格.....	8
圖 2-4：下行鏈路架構.....	9
圖 2-5：LTE 閉迴路空間多工基本架構.....	12
圖 2-6：LTE 開迴路空間多工基本架構(LARGE-DELAY CDD).....	13
圖 2-7：兩根天線傳送分集—SFBC.....	14

圖 2-8：四根天線傳送分集—SFBC/FSTD 的組合	14
圖 2-9：PCFICH 程序	15
圖 2-10：CSRS 參考信號(NORMAL CP)	17
圖 2-11：CSRS 參考信號(EXTENDED CP)	17
圖 2-12：MBSFN 參考訊號	18
圖 2-13：UESRS 參考訊號	19
圖 2-14：LTE 的連續載波聚集	20
圖 2-15：LTE 的非連續載波聚集	21
圖 3-1：空間多工 MIMO 系統傳送端天線選擇的系統模型	24
圖 4-1：UE 在場域內收到的訊號	33
圖 4-2：UE 在場域內 CJP 中收到的訊號	33
圖 4-3：NJP-A MIMO-OFDM 系統示意圖	35
圖 4-4：NJP-AP MIMO-OFDM 系統示意圖	47
圖 5-1：基地台的天線場型強度	54
圖 5-2：場域內基地台的天線場型強度	55
圖 5-3：時速 3KM 的多路徑通道	55
圖 5-4：時速 3KM 的 1ST 路徑取樣 100 次的通道	56
圖 5-5：時速 30KM 的 1ST 路徑取樣 100 次的通道	56
圖 5-6：NJP 在 0.5 Λ 時的向量錯誤率	60
圖 5-7：NJP-QRD-BASED 在 0.5 Λ 時的位元錯誤率	60
圖 5-8：NJP-APJ vs CJP-PJ 在 0.5 Λ 時的位元錯誤率	61
圖 5-9：NJP-APJ vs CJP-PJ 在 10 Λ 時的位元錯誤率	61
圖 5-10：NJP-API vs CJP-PI 在 0.5 Λ 時的位元錯誤率	62
圖 5-11：NJP-API vs CJP-PI 在 10 Λ 時的位元錯誤率	62
圖 5-12：CJP-ALL CHANNEL vs CJP-CENTRAL CHANNEL 在 0.5 Λ 時的位元錯誤率	63
圖 5-13：CJP-ALL CHANNEL vs CJP-CENTRAL CHANNEL 在 10 Λ 時的位元錯誤率	63

圖 5-14：NJP-ALL CHANNEL VS NJP-CENTRAL CHANNEL 在 0.5λ 時的位元錯誤率	64
圖 5-15：NJP-ALL CHANNEL VS NJP-CENTRAL CHANNEL 在 10λ 時的位元錯誤率	64
圖 5-16：NJP-APJ/-SA vs CJP-PJ 在 0.5λ 時的位元錯誤率	65
圖 5-17：NJP-APJ/-SA vs CJP-PJ 在 10λ 時的位元錯誤率	65
圖 5-18：NJP-API vs CJP-PI 在 0.5λ 時的位元錯誤率	66
圖 5-19：NJP-A -w/o PRECODING 在 0.5λ 時的位元錯誤率	66
圖 5-20：NJP-API vs CJP-PI 在 10λ 時的位元錯誤率	67
圖 5-21：NJP-A -w/o PRECODING 在 10λ 時的位元錯誤率	67



第一章 簡介

由於網際網路的迅速發展以及對於可攜式裝置的資料傳輸量需求增加，行動無線通訊已經漸漸成為現今主要的潮流，長期演進技術(LTE：Long Term Evolution)系統/長期演進技術-進階版(LTE-A：Long Term Evolution-Advanced)系統除具有高傳輸資料率以及低封包延遲時間，同時還有很多新的系統功能，因此，LTE/LTE-A 系統被視為下世代行動通訊的主流，LTE/LTE-A 系統中使用了在多輸入多輸出(MIMO)空間多工技術，以提高的頻譜使用效率。

在傳統的通訊系統中，基地台之間是無法互相傳送接收的資料，所以在每個基地台涵蓋之場域(site)邊緣的手機使用者，比較容易受到鄰近場域訊號的干擾，為了解決此問題，協調式多點傳送與接收(coordinated multipoint; CoMP)之技術的概念在 LTE-A 協定中被提出來討論，CoMP 允許基地台之間可以互相傳送彼此接收到的訊號。CoMP 的技術可被區分為兩種，一種是場域內的 CoMP 技術(intra-site CoMP)-即把單一基地台負責通訊的範圍分成多個區段(sector)，每個區段之間互相做協調傳送與接收的動作；另一種是場域間的 CoMP 技術(inter-site CoMP)-即把多個基地台合成一個群組來看，在這個群組中，每個基地台之間互相做協調傳送與接收的動作。同一個群組的使用者與基地台可形成一個大型的多輸入多輸出(multiple-input-multiple-output; MIMO)系統，所有使用者的資料可以同時被偵測出，因此干擾就不復存在。

MIMO 空間多工系統中，其傳送端與接收端都會包含多根天線可以同時傳送多層資料流，藉此達到高通道容量、高傳送資料率。這種作法卻要很高的計算複雜度，這種情況在 CoMP 的應用中更是明顯，因為 MIMO 的維度可能變的很大。另一個問題是 LTE/LTE-A 系統使用了前置編碼(precoding)，碼書(code book)的設計並沒有考慮 CoMP 的應用(MIMO 的維度中的增加)，因而造成在 CoMP 的應用中無碼書可用的窘境。本論文提出一個做法來解決此問題，主要的想法是使用天線選擇(antenna selection)的技術，在傳送端眾多天線中只選擇少數的天線來傳送，使得現有之前置編碼的碼書可以直接應用。

我們在 CoMP 中提出天線選擇的方法不但系統效能比傳統 CoMP 的系統效能佳，而且所需要回報的資訊量也較少。

天線選擇技術的準則是根據於所選用接收端偵測器來決定。對於最大近似 (maximum likelihood; ML) 偵測器而言，其準則是使自由距離 (Free Distance) 最大化。不過，要找出自由距離需使用全面的搜尋法，需要的運算量將很可觀。為了避免使用此搜尋法，文獻[1]，[2]提出基於奇異值分解 (SVD) 的方法來計算其自由距離的下限。根據這個下限我們可以執行天線選擇的動作，經過天線選擇，我們可以將通道矩陣的最小奇異值最大化。文獻[4]，[5]所提出的另一種基於 QR 分解的方法來計算自由距離的下限，[5]同時也證明此法所得的下限比 SVD 法所得的更緊。不管 SVD 或 QR 都需要做矩陣的運算，這對使用 MIMO-OFDM 的 LTE/LTE-A 而言，所需的運算量將是很高。

如前所述，本論文旨在探討 LTE/LTE-A 場域內的 CoMP 系統中之天線選擇 (antenna selection) 的技術。MIMO-OFDM 系統中是包含多個載波通道，而每個子通道都會是一個 MIMO 系統，也因此都會有其自由距離，如何利用很多自由距離，選出一組最佳天線是本論文所要探討的第一個問題。我們經由理論證明利用平均的自由距離的下限值選取的天線組可以將錯誤率降到最低。另一方面，由於當細胞內部的天線數量越大時，天線選擇所需的候選量是非常高的。因此如何降低運算量以利於實作便是本論文所要探討的第二個問題，我們提出多種簡化版的天線選擇技術，例如我們可以將場域內的區段分開來做天線選擇，或者我們可以使用簡單選取準則。由於前置編碼的編碼矩陣為有限的選擇，我們可以將其選擇併入天線選擇一起處理，然而這會使得選擇的可能對象變的很多，讓計算複雜度變的很高，如何降低計算量也是我們考慮的問題。

本論文第二章主要在介紹 LTE/LTE-A 下行鏈路傳送系統，第三章在介紹 MIMO 系統中的天線選擇技術，第四章主要是 MIMO-OFDM 系統的天線選擇技術與我們提出的方法，第五章是模擬結果，最後，第六章是結論。

第二章 LTE/LTE-A介紹

第三代合作夥伴計畫(3GPP)是成立於1998年12月的標準化機構，是由以下所被認可的標準發展組織簽訂並生效執行，分別是ARIB(Japan)、CCSA(China)、ETSI(Europe)、ATIS(US)、TTA(Korea)以及TTC(Japan)。長期演進(LTE)的起點是位於2004年在加拿大多倫多舉辦的3GPP RAN 演進學術演討會，LTE是關於UTRAN和UTRA改進的項目，而長期演進又分為兩個階段，其一為「研究項目(study item)」是在決定LTE無線存取的基礎，主旨在於讓3GPP無線存取技術能降低每位元成本、以更低的成本提供更多的服務、彈性使用現有與新的頻寬、簡化的架構與開放介面、易於維護管理、在性能上減少數據傳輸延遲以及合理的終端電力消耗，其二為「工作項目(work item)」，主要是在進行技術規格的評估，最後在2007年於南韓舉辦的3GPP全體會議上獲得承認，結果顯示LTE能夠滿足下列目標：降低峰值資料率、增加蜂巢邊緣使用者傳輸量、改善頻譜效率、降低延遲時間和多媒體廣播多點服務(multimedia broadcast/multicast service；MBMS)的效能。而本論文是針對下行傳輸為主，所以焦點主要會放在介紹LTE/LTE-A下行傳送系統[8]-[12]。

2.1 LTE介紹

2.1.1 LTE設計目標

2.1.1.1 容量

LTE可用的頻寬分別是1.25、2.5、5、10和20MHz，而LTE操作在20MHz時的上行與下行最高傳送資料率分別是50M bit/s和100M bit/s，對於窄頻寬時，根據比例來看，則上行與下行的頻譜使用效率分別為2.5 bit/s/Hz和5 bit/s/Hz。LTE所支援的兩種上下行模式

一為分時多工(TDD)，其上行與下行傳送不能在相同的時間發生，另一方面為分頻多工(FDD)，可允許利用以上的最高傳送資料率同時傳送與接收。另外LTE在下行中，天線配置的許可分別為4x2、2x2、1x2以及1x1，而在上行中則為1x2以及1x1。接下來說明延遲與容量的部分：

- 控制面的延遲時間(C-plane latency)：從空閒狀態到活動狀態，控制面的傳輸延遲時間小於100 msec，而從睡眠狀態到活動狀態，控制面的傳輸延遲時間小於50 msec。
- 控制面容量：頻譜分配若是5MHz的情況下，每個細胞至少可支援200個用戶處於活動狀態。
- 用戶面的延遲時間(U-plane latency)：當在空載條件即單用戶單數據流情況下，對於小的IP封包傳輸時間延遲小於5 msec。
- 用戶面容量：與HSDPA的用戶面容量相比，每MHz的下行鏈路平均用戶流量要提升3到4倍，而每MHz的上行鏈路平均用戶流量要提升2到3倍。

2.1.1.2 系統效能

LTE系統效能設計目標為使用者的吞吐量、頻譜效率、移動性、覆蓋範圍以及支援多媒體廣播/多點廣播服務(MBMS)。其中吞吐量與頻譜效率跟R6-HSDPA(High-Speed Downlink Packet Access)的比較如下表2-1所示。移動性的需求重點是在行動終端用戶的速度，最佳化效能發生在行動終端用戶的速度在0-15 km/h，反之隨著速度升高，效能會漸漸衰減，當速度在15~120 km/h時，LTE系統提供高效能，在超過120~350 km/h時，LTE系統還是能夠維持橫跨細胞網路的連接。在LTE系統最大的速度可經營在350~500 km/h，此超高速度是使用其他頻段以維持其效能。LTE系統也有支援不同無線接取網路，如3GPP的GSM/WCDMA/HSPA、3GPP2的CDMA2000以及其他系統如WLAN和WiMAX。

表2-1：LTE的UE吞吐量和頻譜效率的需求

Performance measure	Downlink target relative to baseline	Uplink target relative to baseline
Average user throughput (per MHz)	$3\times - 4\times$	$2\times - 3\times$
Cell-edge user throughput (per MHz, 5th percentile)	$2\times - 3\times$	$2\times - 3\times$
Spectrum efficiency (bit/s/Hz/cell)	$3\times - 4\times$	$2\times - 3\times$

2.1.2 LTE訊框結構

根據LTE標準規格制定時域的時間單位為 $T_s = 1/(15000 \times 2048)$ seconds，上下行鏈路傳送都是以訊框(frame)為單位，其持續時間為 $T_{frame} = 307200 \times T_s = 10ms$ 。可以分成FDD與TDD兩種訊框結構，以下分別介紹：

- FDD模式：如圖2-1所示，一個完整的訊框長度為10ms，包含10個子訊框(subframe)，也就是20個時槽(slot)；經由換算每個子訊框為1ms，每個時槽為0.5ms。其中每個時槽又可以根據是一般CP(normal CP, NCP)種類或是延長CP(extended CP)種類而得到不同的OFDM符元個數。例如NCP包含7個OFDM符元，ECP包含6個OFDM符元。ECP特別是為廣播服務而設計的形式。
- TDD模式：如圖2-2所示，訊框長度一樣是10ms，其中包含10個子訊框，每個子訊框1ms，亦可換算為共有20時槽，每個時槽0.5ms。圖2-2中subframe-1與subframe-6稱為特別子訊框(special subframes)，其包含了三個部分：
 - DwPTS(downlink pilot time-slot)：可擺放下行信號。
 - GP(guard period)：讓DwPTS與UpPTS之間有轉換時間。
 - UpPTS(uplink pilot time-slot)：可擺放上行信號，如探測參考訊號(SRS：Sounding Reference Signal)信號。

這三個部分的時間長度可藉由配置來設定。由圖2.2中的特別子訊框週期為5ms，亦有特別子訊框週期為10ms出現一次的狀況，這設定要依據配置來決定。至於其餘的

8個子訊框也是依據配置來決定是作為上傳或下傳用。

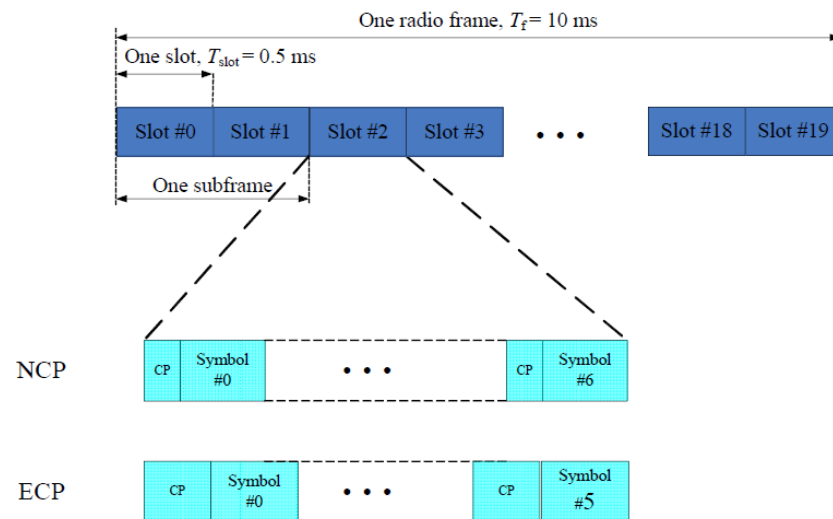


圖2-1：FDD訊框結構

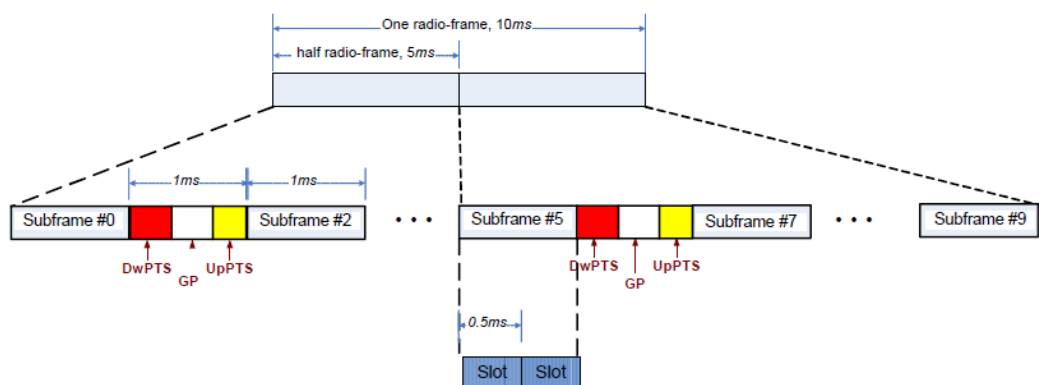


圖2-2：TDD訊框結構

2.1.3 LTE下行傳送方法

2.1.3.1 概要

LTE系統下行鏈路傳送時間-頻率最小的單位為資源元素(resource element; RE)，於

2.1.3.2會有更詳細的說明。

- 實體層通道：對於下行實體層通道分為傳送資料的實體下行共享通道(PDSCH)與傳送控制訊令的實體下行控制通道(PDCCH)
- 實體層訊號：對於下行實體層訊號分為參考訊號(Reference signal; RS)與同步訊號(Synchronization signal; SS)

2.1.3.2 位置架構及實體層的資源元素(Slot structure and physical resource elements)

每個時槽是由 $N_{RB}^{DL} N_{sc}^{RB}$ 子載波與 N_{symb}^{DL} 個OFDM符元組成的架構，如圖2-3所示，其中 N_{RB}^{DL} 表示為下行鏈路的資源區塊， N_{sc}^{RB} 表示每資源區塊的子載波個數，在此都是在頻域上表示，而 N_{RB}^{DL} 的數量是取決於單一細胞中下行鏈路傳送頻寬大小來決定且必須滿足如下式子

$$N_{RB}^{\min, DL} \leq N_{RB}^{DL} \leq N_{RB}^{\max, DL}$$

其中 $N_{RB}^{\min, DL} = 6$ 與 $N_{RB}^{\max, DL} = 110$ 分別是最小與最大的下行鏈路頻寬。對於天線埠 p 資源格的每個元素叫做資源元素且在一時槽裡所對應的座標為 (k, l) 於圖2-3所示，其中

$k = 0, \dots, N_{RB}^{DL} N_{sc}^{RB} - 1$ 和 $l = 0, \dots, N_{symb}^{DL} - 1$ 分別為頻域與時域的座標。

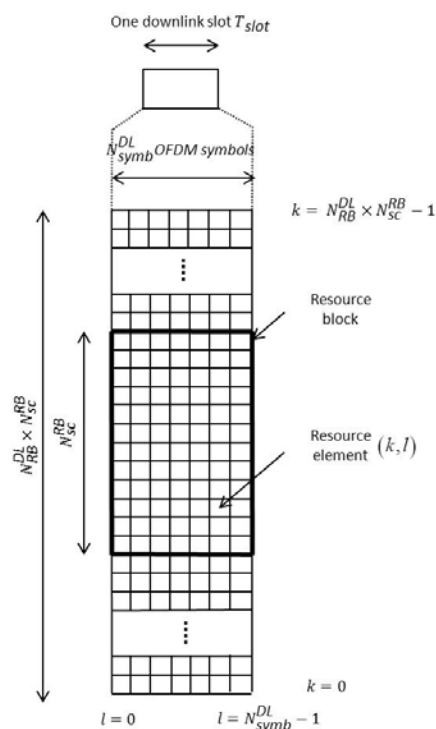


圖2-3：下行鏈路資源格

在一個時槽裡的OFDM符元數量是根據於CP長度和子載波間的頻寬配置，如下表2-2所示，

表2-2：實體層資源區塊參數

Configuration		N_{sc}^{RB}	N_{symb}^{DL}
Normal cyclic prefix	$\Delta f = 15 \text{ kHz}$	12	7
Extended cyclic prefix	$\Delta f = 15 \text{ kHz}$		6
	$\Delta f = 7.5 \text{ kHz}$	24	3

對於多根天線傳送下，每個天線埠(antenna port)都定義有一個資源格(resource grid)，每個天線埠都是有各自的參考訊號(reference signal)用以估計通道，這些依賴於參考訊號的天線埠集合於每個細胞裡支援功能如下：

- Cell-specific 參考訊號支援一根、兩根或四根的天線埠，天線埠數量以 p 表示分別為 $p = 0$ 、 $p \in \{0,1\}$ 以及 $p \in \{0,1,2,3\}$ 。
- MBSFN 參考訊號是被傳送在天線埠 $p = 4$ 。

- UE(user element ; UE)-specific 參考訊號被傳送在天線埠為 $p = 5$ 、 $p = 7$ 、 $p = 8$ 或 $p \in \{7,8\}$ 。
- Positioning 參考訊號則是被傳送在天線埠 $p = 6$

資源區塊映射方式是將要傳送的符元傳送在每個天線埠的資源元素上，在藉由上層的傳送區塊(transport block)排程傳給行動終端用戶，每個資源區塊是由84個資源元素所組成，不過，並不表示所有的資源元素都可以傳送資料，原因是有些資源元素是要用來傳送參考訊號以及控制訊令，至於要如何分配資源區塊給不同的行動終端用戶，則是利用傳送下行鏈路參考訊號給使用者來估計瞬間的通道狀態，再經由回報給基地台，因此，通道資訊變的是相當重要。眾所周知，平坦衰減通道所帶來的系統效能非常不穩定，而頻率可選擇衰減通道可以對系統效能有很大的幫助，基於此，一種有效的方法是操作在頻率可選擇性衰減通道，在下行鏈路傳送裏，藉由頻域上的分散式方法來達到頻率分集增益，又稱為分散式資源區塊配置(distributed resource-block allocation)；相反地，為局部式資源區塊配置(localized resource-block allocation)，這是使用一對一映射方式配置，更詳細的解釋請參考文獻[8]和[11]。

2.1.3.3 下行鏈路實體層通道一般架構(General structure for downlink physical channels)

這節所要描述的是一般下行鏈路架構，用以表示下行鏈路實體層通道的基頻信號被定義在如下圖2-4所示，對於每個區塊都有詳細說明如下：

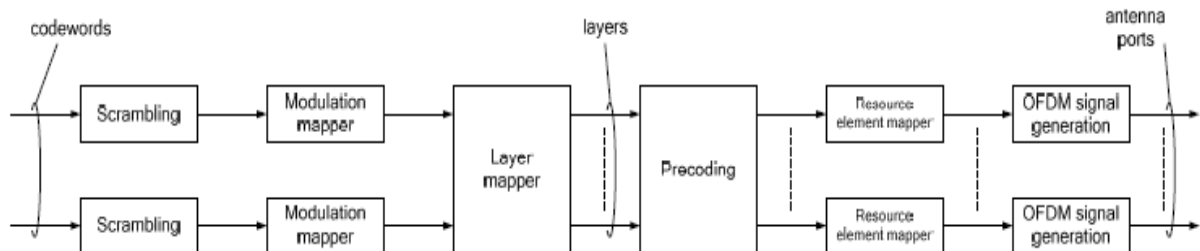


圖2-4：下行鏈路架構

- 打亂(scrambling)：一般而言，將編碼後的資料打亂是為了要幫助確保接收端解碼時能夠完全地利用通道編碼所提供的處理增益(processing gain)。
 - 調變(modulation)：LTE下行鏈路傳送的調變方法包括QPSK、16QAM以及64QAM，每個調變符元分別為2、4和6個位元，以上調變方式被使用在下行鏈路共享通道(DL-SCH)、傳呼通道(PCH)還有群播通道(MCH)。
 - 分層對應(layer mapping)：字碼(codeword)經過調變後，接著會被對應到一個或數個分層上傳送，例如：對於字碼 q 的調變符元 $d^{(q)}(0), \dots, d^{(q)}(M_{\text{symb}}^{(q)} - 1)$ 將被對應在分層 $x(i) = [x^{(0)}(i) \ \dots \ x^{(\nu-1)}(i)]^T, i = 0, 1, \dots, M_{\text{symb}}^{\text{layer}} - 1$ ，其中 ν 是分層的數量與 $M_{\text{symb}}^{\text{layer}}$ 是每個分層調變符元的數量。
- 單一天線埠傳送的分層對應(layer mapping for transmission on a single antenna port)：對 $\nu = 1$ 而言，對應方式定義為 $x^{(0)}(i) = d^{(0)}(i)$ ，其中 $M_{\text{symb}}^{\text{layer}} = M_{\text{symb}}^{(0)}$
 - 空間多工傳送的分層對應(layer mapping for spatial multiplexing)：必需滿足分層 ν 數量是小於或等於天線埠的總數量 P ，分層對應方式如表2-3所示。

表2-3：空間多工系統的字碼對應分層

Number of layers	Number of codewords	Codeword-to-layer mapping $i = 0, 1, \dots, M_{\text{symb}}^{\text{layer}} - 1$	
1	1	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(i)$	$M_{\text{symb}}^{\text{layer}} = M_{\text{symb}}^{(0)}$
2	2	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(1)}(i)$	$M_{\text{symb}}^{\text{layer}} = M_{\text{symb}}^{(0)} = M_{\text{symb}}^{(1)}$
2	1	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(2i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(0)}(2i+1)$	$M_{\text{symb}}^{\text{layer}} = M_{\text{symb}}^{(0)} / 2$
3	2	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(1)}(2i)$ $x^{(2)}(i) = d^{(1)}(2i+1)$	$M_{\text{symb}}^{\text{layer}} = M_{\text{symb}}^{(0)} = M_{\text{symb}}^{(1)} / 2$
4	2	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(2i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(0)}(2i+1)$ $x^{(2)}(i) = d^{(1)}(2i)$ $x^{(3)}(i) = d^{(1)}(2i+1)$	$M_{\text{symb}}^{\text{layer}} = M_{\text{symb}}^{(0)} / 2 = M_{\text{symb}}^{(1)} / 2$

- 傳送分集的分層對應(layer mapping for transmit diversity)：這邊只需要一組字碼

傳送，且必需滿足分層 ν 數量是等於天線埠的總數量 P ，分層對應方式如表2-4所示。

表2-4：傳送分集系統的字碼對應分層

Number of layers	Number of codewords	Codeword-to-layer mapping $i = 0, 1, \dots, M_{\text{symp}}^{\text{layer}} - 1$
2	1	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(2i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(0)}(2i+1)$ $M_{\text{symp}}^{\text{layer}} = M_{\text{symp}}^{(0)} / 2$
4	1	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(4i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(0)}(4i+1)$ $x^{(2)}(i) = d^{(0)}(4i+2)$ $x^{(3)}(i) = d^{(0)}(4i+3)$ $M_{\text{symp}}^{\text{layer}} = \begin{cases} M_{\text{symp}}^{(0)} / 4 & \text{if } M_{\text{symp}}^{(0)} \bmod 4 = 0 \\ (M_{\text{symp}}^{(0)} + 2) / 4 & \text{if } M_{\text{symp}}^{(0)} \bmod 4 \neq 0 \end{cases}$ If $M_{\text{symp}}^{(0)} \bmod 4 \neq 0$ two null symbols shall be appended to $d^{(0)}(M_{\text{symp}}^{(0)} - 1)$

- 前置編碼(precoding)：可用於兩種系統，一為空間多工系統的前置編碼，二為傳送分集系統的前置編碼。經過分層對應後為

$$x(i) = [x^{(0)}(i) \quad \dots \quad x^{(\nu-1)}(i)]^T, i = 0, 1, \dots, M_{\text{symp}}^{\text{layer}} - 1, \text{再經由預先編碼處理後，可得到}$$

$$y(i) = [\dots \quad y^{(p)}(i) \quad \dots]^T, i = 0, 1, \dots, M_{\text{symp}}^{\text{ap}} - 1, \text{其中 } y^{(p)}(i) \text{ 表示第 } p \text{ 個天線埠的訊號，}$$

$M_{\text{symp}}^{\text{ap}}$ 則表示為第 p 個天線埠的調變符元數量。

- 傳送在單一天線埠的預先編碼(Precoding for transmission on a single antenna port)：預先編碼定義為 $y^{(p)}(i) = x^{(0)}(i)$ ，這裡 $p \in \{0, 4, 5, 7, 8\}$ 是單一天線埠所使用的編號， $i = 0, 1, \dots, M_{\text{symp}}^{\text{ap}} - 1, M_{\text{symp}}^{\text{ap}} = M_{\text{symp}}^{\text{layer}}$ 。
- 空間多工系統的前置編碼(Precoding for spatial multiplexing using antenna ports with cell-specific reference signals)：空間多工是一種在已知的頻寬中提高資料傳送率方法，而此預先編碼是將分層對應後的符元經過組合的方式來得到比較好的效能，空間多工支援兩個或四個天線埠，分別使用在 $p \in \{0, 1\}$ 或

$p \in \{0,1,2,3\}$ 。在LTE系統中可操作在兩種模式下為閉迴路空間多工以及開迴路空間多工，以下分別介紹兩種模式：

閉迴路空間多工(closed-loop spatial multiplexing)：顧名思義就是要從行動終端用戶迴授資訊回去基地台形成閉迴路狀態，LTE閉迴路空間多工的架構於圖2-5，首先是由字碼經過分層對應到天線埠上， N_L 層數最小一層到天線埠的總數量為止，再經過線性預先編碼後將訊號傳送出去。當 $\mathbf{W}$ 為一向量時，則稱波束形成，被視為閉迴路空間多工的特例，當多根傳送天線時，LTE是支援兩根或四根天線埠，預先編碼矩陣定義為以下兩種：

- ◆ 兩根天線埠($N_A = 2$)且為一或二層的資料流時對應的預先編碼矩陣尺寸分別為 2×1 和 2×2 。
- ◆ 四根天線埠($N_A = 4$)且為一、二、三或四層的資料流時對應的預先編碼矩陣尺寸分別為 4×1 、 4×2 、 4×3 和 4×4 。

為了幫助網絡選擇合適的預先編碼矩陣於傳送，行動終端用戶可以回報建議適當的資料流數量，此稱為RI(Rank Indication)；以及建議合適的PCI(Pre-coder-Matrix Indication)，不過這是根據估計通道得到的資訊所選擇的，所以估計的準確度也是一項重要的考量因素。

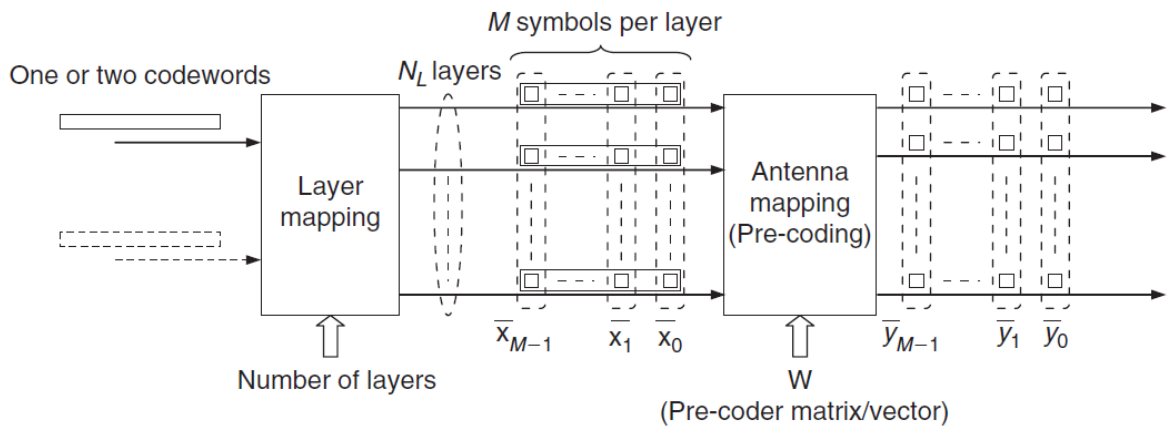


圖2-5：LTE閉迴路空間多工基本架構

開迴路空間多工(open-loop spatial multiplexing)：假如使用者於高移動性情況下，因為通道的變化速度太快，所以作回報的動作可能幫助不大，因此，有開迴路空間多工機制如圖2-6所示，開迴路空間多工不需要依賴使用者的前置編碼回報建議。此機制又可分成兩種模式，分別為低延遲的循環延遲分集(cyclic delay diversity)與高延遲的循環延遲分集，而循環延遲分集的目的是確保每個MIMO碼字被傳送在所有可用的MIMO分層上來達到分集增益。至於以上兩種模式的前置編碼表於第四章呈現或詳見參考文獻[11]。

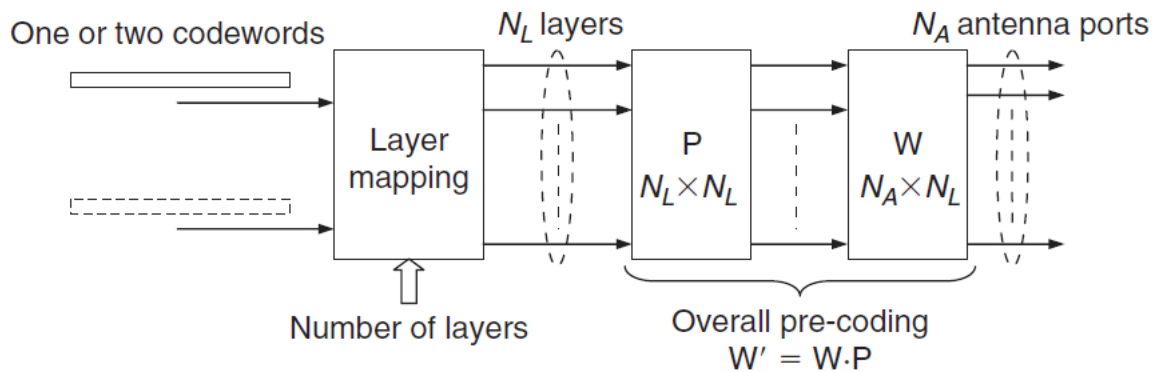


圖2-6：LTE開迴路空間多工基本架構(large-delay CDD)

- 傳送分集系統的前置編碼(Precoding for transmit diversity)：天線傳送分集主要是應用在一般無法根據通道狀況排程(channel-dependent scheduling)的下行通道上。然而，傳送分集的技術亦可以使用者服務層的傳輸上：例如VoIP，因為雖然VoIP服務在使用者資料所需的傳輸頻寬雖然相對較小，但卻無法彌補因通道品質有關的排程卻需額外增加的表頭(Overhead)，簡而言之，天線傳送分集技術能增加系統容量與細胞涵蓋。LTE的天線傳送分集技術是基於“空頻分組編碼(SFBC：Space-Frequency Block Coding)”的技術。如果分集的天線埠數到四根，則須搭配“頻移時間分集(FSTD：Frequency-Shift Time Diversity)”。分別如圖2-7和圖2-8所示。

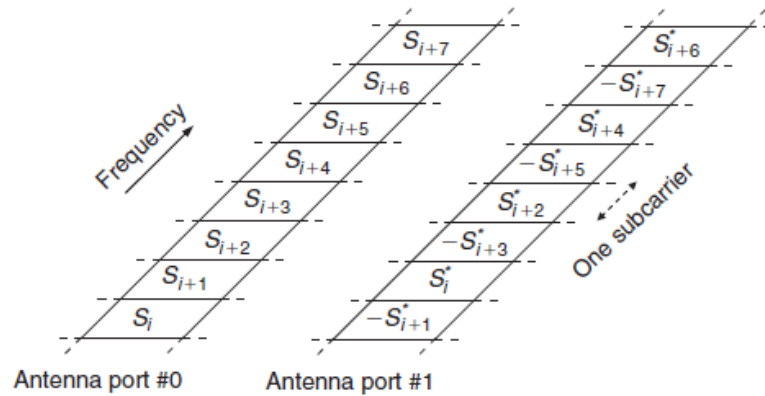


圖2-7：兩根天線傳送分集—SFBC

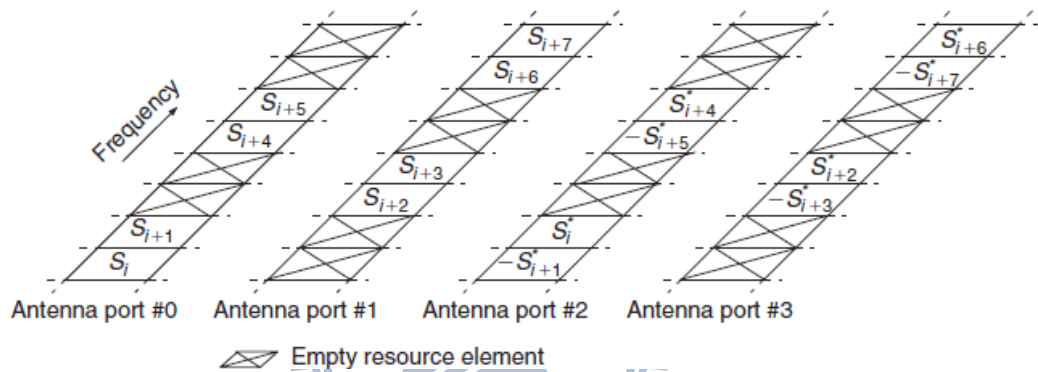


圖2-8：四根天線傳送分集—SFBC/FSTD的組合

2.1.3.4 實體下行鏈路共享通道(Physical downlink shared channel ; PDSCH)

PDSCH是針對短暫而密集的資料封包傳送且讓許多使用者共用一條實體上的通道，並使用同一個正交碼，以時間區分的方式去存取實體通道，藉此達到短時間傳輸大量資料的要求。

2.1.3.5 實體控制形式指標通道(Physical control format indicator channel ; PCFICH)

PCFICH是非常重要的部分，因為它所帶的資訊包含控制通道與資料區域起始位置，所以在做解碼的動作時是不能出現錯誤的，否則會影響而後接收的正確訊號與否。

PCFICH是由兩個資訊位元所組成，是決定控制區域尺寸的重要資訊，可表示目前的控制區域是一、二或三個OFDM符元。對於PCFICH處理程序如圖2-9所示，由於是相當重要的資訊，因而不能容許太高的錯誤率，初始為2位元經過編碼後為32位元，在將其打亂後，使細胞間的干擾源隨機化來降低干擾，最後在調變對應到16個資源元素。直到PCFICH被正確解碼後，我們才可知道控制區域的範圍，因此，PCFICH總是對應到每個子訊框的第一個OFDM符元。為了避免相鄰細胞間的PCFICH傳送發生碰撞，所以這四群資源元素在頻域上是依賴實體層細胞身份來分配位置。另一方面，PCFICH的傳送功率控制權是在基地台(eNodeB、eNB)，可以藉由增加PCFICH的功率來改善效能降低干擾。

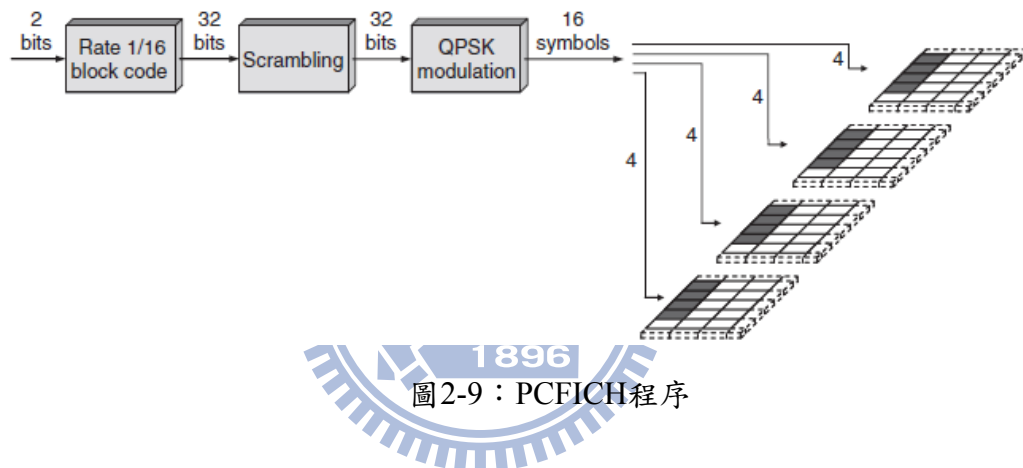


圖2-9：PCFICH程序

2.1.3.6 實體下行鏈路控制通道(Physical downlink control channel；PDCCH)

PDCCH主要是用來傳送下行控制資訊(DCI：Downlink Control Information)，DCI是包含以下資訊：

- 下行排程分配包含PDSCH資源指標(PDSCH resource indication)、傳送格式(transport format)、混合自動重傳機制資訊(hybrid-ARQ information)以及與空間多工有關的控制資訊(control information)。下行排程分配也包括實體上行鏈路控制通道(PUCCH)的功率控制命令。
- 經認證後的上行排程包含PUSCH資源指標(PUSCH resource indication)、傳送格式(transport format)和混合自動重傳機制資訊(hybrid-ARQ information)，經認證後的上

行排程還包括實體上行鏈路共享通道(PUSCH)的功率控制命令。

2.1.3.7 參考信號(Reference signals)

為了要執行不同的下行鏈路實體通道的同調解調，行動終端用戶需要估計下行鏈路通道。在OFDM系統下，行動終端則需要估計每個子載波的複數通道，一種通道估計的方法是將參考信號插入在OFDM的時間-頻率網格裡進行通道估計。下行鏈路參考信號可分為三種型態如下，並且針對各個參考信號依天線數、CP長度的不同介紹其時間/頻率域上之擺置規則，其中，所有的參考信號皆使用QPSK信號，而信號內容則依各自功能而有不同的產生規則：

- Cell-specific 參考信號
- MBSFN 參考信號
- UE-specific 參考信號

- Cell-specific參考信號(cell-specific reference signal；CSRS)：CSRS只使用於同一細胞中的參考信號，是在一個細胞裡所有的下行鏈路子訊框中被傳送，並且有支援於PDSCH傳送。CSRS可以傳送一根或多根的天線埠上，範圍是天線埠0到天線埠3。且CSRS只能被定義用於 $\Delta f = 15\text{kHz}$ 。RS序列 $r_{l,n_s}(m)$ 產生方式被定義在文獻[11]中，如下

$$r_{l,n_s}(m) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m)) + j \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m+1)), m = 0, 1, \dots, 2N_{\text{RB}}^{\text{max,DL}} - 1 \quad (2.1)$$

其中 n_s 是一訊框中的槽區號碼， l 是一槽區中的OFDM符元號碼， $c_{\text{CSRS}}(i)$ 是假隨機序列在文獻[3]有定義。CSRS參考信號對應到頻率/時間網格上為圖2-10與圖2-11所示，更詳細的內容請參考文獻[11]。

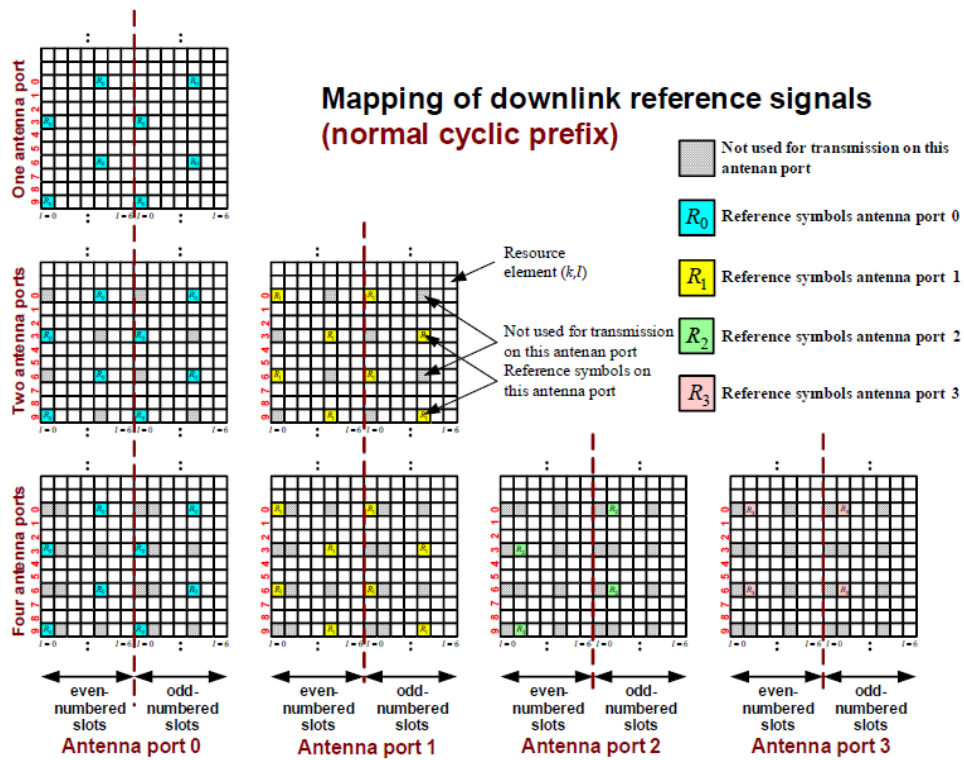


圖2-10：CSRS參考信號(Normal CP)

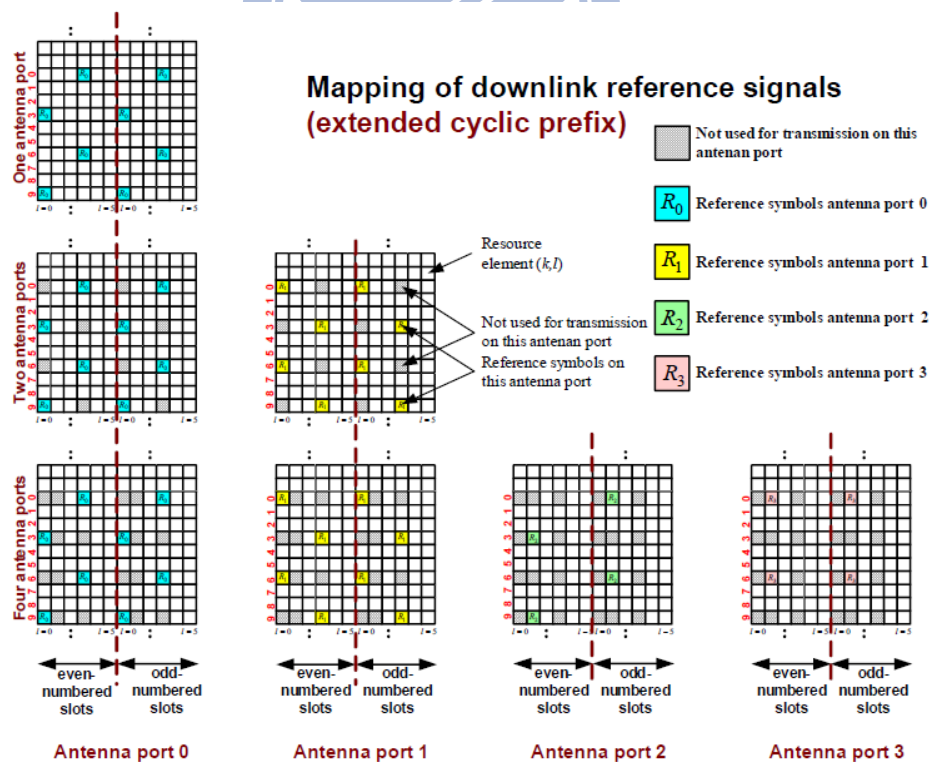


圖2-11：CSRS參考信號(Extended CP)

- MBSFN參考信號(MBSFN reference signal ; MBSFNRS)：MBSFNRS使用於群播/廣播單頻網路(MBSFN)中的參考訊號。MBSFNRS只被定義在擴長循環字首(Extended CP)上，且是被傳送在天線埠4。RS序列 $r_{l,n_s}(m)$ 產生方式被定義在文獻[11]中，如下

$$r_{l,n_s}(m) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(1 - 2 \cdot c(2m) \right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \left(1 - 2 \cdot c(2m+1) \right), m = 0, 1, \dots, 6N_{\text{RB}}^{\text{max,DL}} - 1 \quad (2.2)$$

其中 n_s 是一訊框中的槽區號碼， l 是一槽區中的OFDM符元號碼， $c_{\text{MBSFNRS}}(i)$ 是假隨機序列在文獻[11]有定義。MBSFNRS參考信號對應到頻率/時間網格上為圖2-12所示，更詳細的內容請參考文獻[11]。

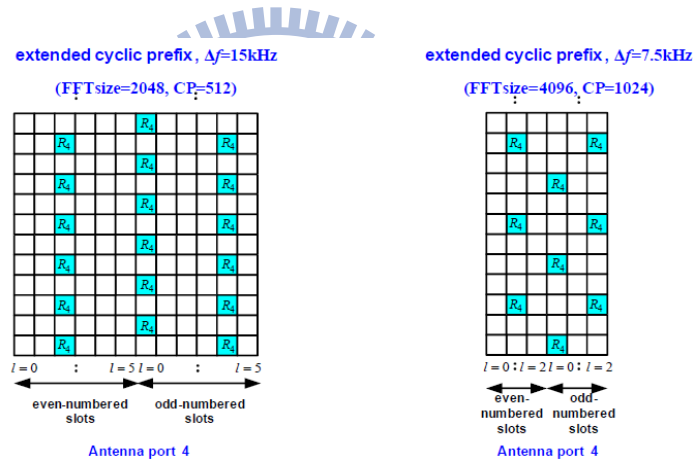


圖2-12：MBSFN參考訊號

- UE-specific參考信號(UE-specific reference signal ; UESRS)：UESRS是針對細胞中特定行動終端用戶所發出之參考信號以達到波束形成之目的。UESRS只在對應於PDSCH中的資源區塊上傳送，因此，UESRS不會在每個子訊框的控制訊令區域上傳送，且是被傳送在天線埠5、7或8。RS序列 $r_{l,n_s}(m)$ 產生方式被定義在文獻[11]中，如下

$$r_{l,n_s}(m) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m)) + j \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m+1)), m = 0, 1, \dots, 12N_{RB}^{PDSCH} - 1 \quad (2.3)$$

其中 n_s 是一訊框中的槽區號碼， l 是一槽區中的OFDM符元號碼， $c_{UESRS}(i)$ 是假隨機序列在文獻[11]有定義。UESRS參考信號對應到頻率-時間網格上為圖2-13所示，更詳細的內容請參考文獻[11]。

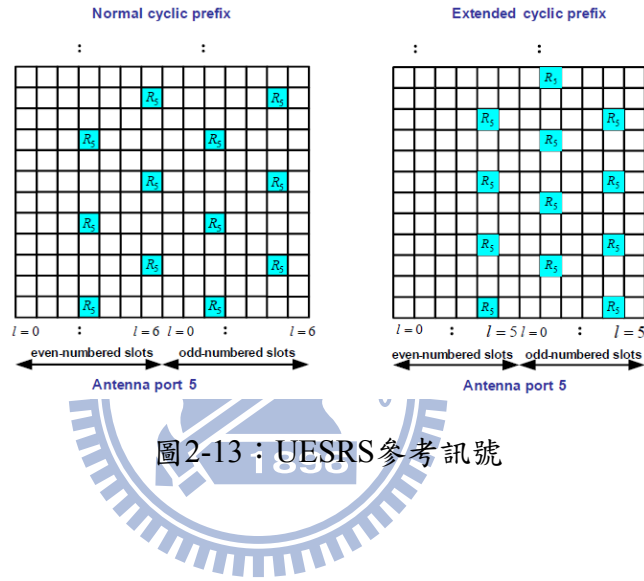


圖2-13：UESRS參考訊號

2.2 LTE-A介紹

[8]LTE-Advanced是基於LTE系統的延伸，是將原本LTE系統提升更高的系統效能與服務，以下會說明其增加的功能性。LTE-A提供高傳送資料率、高頻譜利用率、CoMP服務、分程傳遞(Relaying)服務以及向後相容性，其中的向後相容性也就是在LTE-A系統下所增加或改變的功能與效能，對於原本使用在LTE系統的行動終端用戶來說不會造成影響且可以使用於LTE-A的系統。另外，還有只需要低成本就能執行系統更新的優點。

2.2.1 LTE-A設計目標

LTE-A其設計的主要目標為

- 提供更高峰值資料傳送率，其中下行最高支援到1Gbps，上行最高可支援到500Mbps。
- 改善系統效能，例如使用者的吞吐量。
- 低成本基本結構調度和終端機的可行性。
- 高功率效率，例如行動終端用戶和基本設備都可滿足低功率消耗
- 有效的頻譜利用率，包含有效的分段式頻譜利用率。

2.2.2 LTE-A技術

LTE-A系統的高峰值資料率是藉由增加傳送頻寬，從LTE系統的最大傳送頻寬20MHz提升至100MHz或甚至更高。目前已被認可使得LTE-A得到更大頻寬的一種方式是載波聚集(carrier aggregation)，如圖2.14所示。此載波聚集的方式是利用多個窄頻所組成的。因為LTE-A系統的行動終端用戶可以存取多個載波聚集，因此，可提供更高的資料率。由圖2-14的載波聚集是假設載波之間為彼此相鄰的，不過，根據標準規格中，這種限制是不一定需要的。這表示我們可以同時使用非連續的頻譜分段來傳送或接收單一行動終端用戶的資料，如圖2-15所示。然而，這種非相鄰的載波聚集最主要的問題是會影響實際中行動終端用戶的硬體實現，因為會使系統變得相當複雜而難以處理。

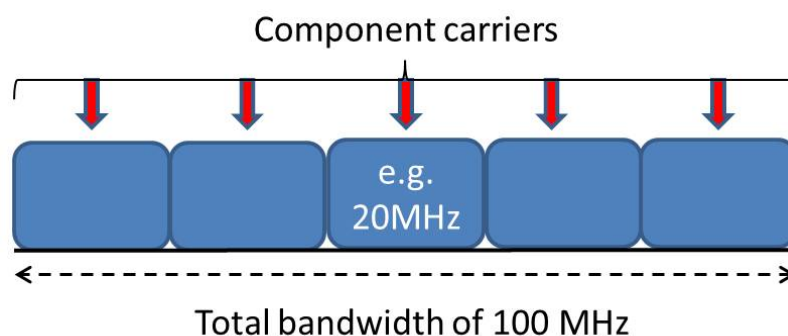


圖2-14：LTE的連續載波聚集

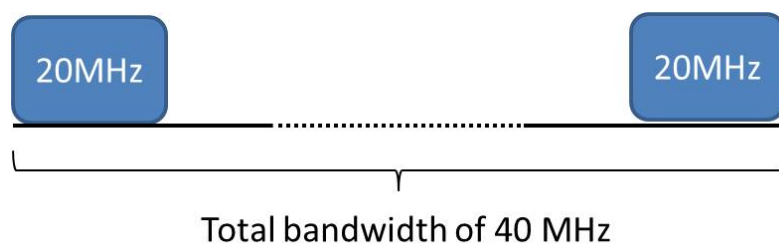


圖2-15：LTE的非連續載波聚集

3.9G的LTE系統已有支援多根天線傳送的技術，但是其天線數在下行傳送只支援到 4×4 MIMO系統，上行傳送則是支援64QAM SISO系統，到4G LTE-A系統可以達到下行傳送支援 8×8 MIMO系統，上行傳送支援到 4×4 MIMO，在4G LTE-A的資料吞吐量已大幅提升許多。對於多根天線技術的下行空間多工系統中，LTE最大傳送為4層資料流，LTE-A的優點則是最大傳送8層資料流，但這需要操作於高SINR的情況下。此外，LTE-A還有另一項優點是可在一個細胞內的三個區塊使用CoMP技術，主要是將來自多個區塊的多根天線共同合作傳送資料給行動終端用戶，其目的是可增加行動終端的SNR。另外還有一項功能是分程傳遞服務，使用方法是在一個細胞內架設多個中繼器即為小型基地台，其擺放位置是根據可容忍的距離範圍、SNR以及成本考量。分程傳遞服務可提供非常高的資料率。增設中繼器也不會影響原本使用於LTE標準協定的行動終端用戶，使其設立更容易。分程傳遞服務策略是行動終端用戶在中繼器可傳送的涵蓋範圍內，才將此中繼器進入啟動模式，反之則在睡眠模式。

第三章 MIMO系統的天線選擇方法

使用多根天線的傳輸系統，也就是眾所皆知的MIMO系統，可以幫助我們改善無線通訊環境下的通道容量與可靠度。然而，隨著天線數增加，無線射頻電路的複雜度也因此跟著增加，造成尺寸、功率以及硬體的成本提升非常高。而天線選擇是一種低成本和低複雜度同時又可以提高MIMO系統效能的方法[1]，[2]，[5]。要如何有效且使用低計算複雜度的選擇天線是本論文中最重要議題。天線選擇的準則是跟接收端所使用的接收機有很大的關係。本論文是討論效能最佳的非線性接收機即最大近似估測器(ML detector；MLD)。

3.1 訊號系統模型

本論文中考慮的系統模型為 N_t 傳送天線與 M_r 接收天線的空間多工MIMO系統，如圖3-1所示。令 $N_t > N$ ， $M_r \geq N$ 和 $\mathbf{H}$ 表示為 $M_r \times N_t$ 的通道矩陣。選擇傳送天線的技術是接收端先選擇 N 根傳送天線，這裡的 N 是指資料流總層數，再利用自己所設定的準則來選擇最佳的傳送天線。在此我們令每個傳送天線的子集合是由索引 p 表示，接收端經由迴授通道回傳最佳的天線子集合索引給傳送端，最後，傳送端利用接收端所選擇出來的天線子集合來傳送資料，我們假設迴授通道的資訊在傳送端為已知。因此我們總共有 $\binom{N_t}{N}$ 的天線組合，每一個都會對應到 $M_r \times N$ MIMO通道。令 s_i 為第 i 根天線傳送的符元，可表示成一向量符元 $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_N]^T$ ，其中 $[\cdot]^T$ 是代表行列對調運算。接收端部分，所收到的訊號向量可表示為：

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}_a \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (3.1)$$

其中 $\mathbf{H}_a$ 表示經過天線選擇後的 $M_r \times N$ 通道矩陣， $\mathbf{n}$ 是具有相互獨立與有相同分配的 (i.i.d) 特性且平均值為零，變異數為 σ_n^2 的 $M_r \times 1$ 高斯雜訊向量。MLD是先將所有可能傳送的符元向量經過已知的通道或估計出來的通道，本論文是假設已知的通道，再與接收到的訊號向量作最大近似估計，意謂找出兩向量間距離最小即是估計出來的資料向量，估計的資料向量可表示成：

$$\hat{\mathbf{s}} = \arg \min_{\mathbf{s} \in S^N} \|\mathbf{r} - \mathbf{H}_a \mathbf{s}\|^2 \quad (3.2)$$

其中 S^N 為所有可能傳送的符元向量。不過，由於MLD需要搜尋所有可能傳送的符元向量，因此所付出的計算複雜度相當地高。眾所周知，MLD在高訊號雜訊比的效能是與自由距離的關係特別明顯，自由距離定義如下[5]：

$$d_{free} = \min_{\mathbf{s}, \mathbf{s}' \in S^N, \mathbf{s} \neq \mathbf{s}'} \|\mathbf{H}_a(\mathbf{s} - \mathbf{s}')\|^2 \quad (3.3)$$

其中 $(\mathbf{s} - \mathbf{s}')$ 為非零向量且兩向量是不同向量。自由距離表示為任兩筆信號經過通道後但不考慮雜訊的最小距離。因此，ML接收機的天線選擇準則是在給定通道 $\mathbf{H}_a$ 下選出使得自由距離最大化的天線子集合。這種最佳的方法可以用地毯式搜尋找到最佳解。然而，當資料層數越高，卻要付出越高的計算複雜度來執行，對於實際應用中是比較不可行的。從過去到現在已經有許多學者根據自由距離的下限提出多種次佳方法取代地毯式搜尋自由距離的方法。本論文主要的重點是放在基於奇異值分解的方法以及基於QR分解的方法，以下會一一詳細介紹。

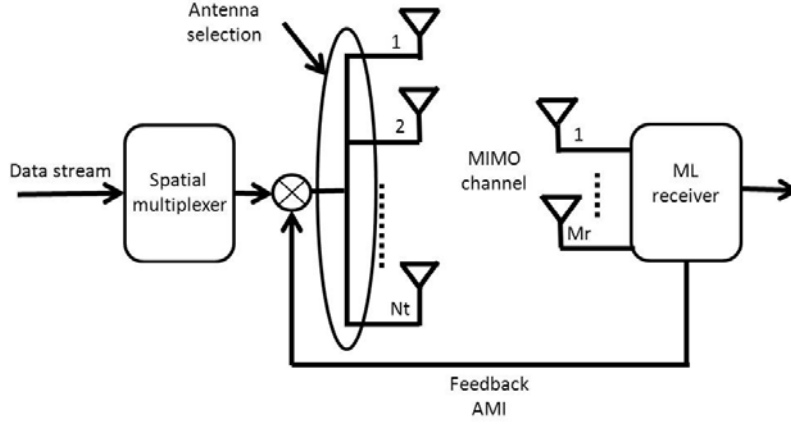


圖3-1：空間多工MIMO系統傳送端天線選擇的系統模型

3.2 基於奇異值分解的方法(singular value decomposition ; SVD)

每一次的天線選擇會使得通道 $\mathbf{H}_a$ 的維度變成 $M_r \times N$ ，透過奇異值分解可以得到 $\mathbf{H}_a = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^H$ ，其中 $\mathbf{U}$ 是 $M_r \times M_r$ 的單式矩陣(unitary matrix)， $\mathbf{V}$ 是 $N \times N$ 的單式矩陣以及 $\mathbf{\Lambda}$ 是 $M_r \times N$ 的對角矩陣。 $\mathbf{\Lambda}$ 對角線上的值表示為通道矩陣奇異值。接下來是說明自由距離與通道矩陣 $\mathbf{H}_a$ 最小奇異值之間的關係。首先，先定義 s_k 為星座圖上的任一符元和 S_k 表示符元的集合其最小距離為

$$d_{\min}(S_k) = \min_{s_k, s'_k \in S_k, s_k \neq s'_k} \|s_k - s'_k\|^2 \quad (3.4)$$

接著在定義符元向量星座圖即 S^N 的最小距離為

$$d_{\min}(S^N) = \min_{\mathbf{s}, \mathbf{s}' \in S^N, \mathbf{s} \neq \mathbf{s}'} \|\mathbf{s} - \mathbf{s}'\|^2 \quad (3.5)$$

在空間多工MIMO系統中， s_k 通常是沒有相關性。因此，由文獻[5]中我們可以得到

$$d_{\min}(S^N) = \min\{d_{\min}(S_1), d_{\min}(S_2), \dots, d_{\min}(S_N)\} \quad (3.6)$$

由(3.6)，根據QAM星座圖，我們可以計算出 $d_{\min}(S^N) = d_{\min}(S_1) = d_{\min}(S_2) = \dots = d_{\min}(S_N)$ 。

由此可知，符元向量星座圖的最小距離可以找到一個常數，爾後我們可以利用此結果來省略計算。根據參考文獻[1]，利用Rayleigh-Ritz理論，自由距離基於奇異值分解的下限值為

$$d_{\text{free}} \geq \lambda_N^2 d_{\min}(S^N) \quad (3.7)$$

其中 N 表示資料流的總層數， λ_N 是通道矩陣 $\mathbf{H}_a$ 的最小奇異值。由於 N 的大小不會影響最小距離的計算，所以並不會改變自由距離的值。(3.7)式的下限值指出自由距離可以被 λ_N 和 $d_{\min}(S^N)$ 所計算得到。由上面的結果可知，對於每個通道矩陣 $\mathbf{H}_a$ 的 $d_{\min}(S^N)$ 都是相同的，因此，可以很容易地直接忽略此項。唯一需要計算的則是每個通道矩陣 $\mathbf{H}_a$ 的最小奇異值 λ_N 。基於奇異值分解方法，使得計算複雜度大量的減少。不過，基於奇異值分解方法主要的問題是它的下限值可能不夠緊。一個解決的方案就是文獻[5]提出的基於QR分解方法來找出自由距離的下限值。本論文中，主要是利用此方法來做為天線選擇的準則。

3.3 基於 QR 矩陣分解的方法(QR decomposition ; QRD)

通道矩陣 $\mathbf{H}_a$ 可被分解成 $\mathbf{H}_a = \mathbf{QR}$ 的形式，其中 $\mathbf{Q}$ 是一個 $M_r \times N$ 以行為主的正交矩陣(column-wise orthonormal matrix)， $\mathbf{R}$ 則是一個 $N \times N$ 對角元素都是實數的上三角矩陣，如下

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_{1,1} & R_{1,2} & \cdots & R_{1,N} \\ 0 & R_{2,2} & \cdots & R_{2,N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & R_{N,N} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

以下是根據文獻[4]利用 QR 分解所推導的自由距離的下限值證明：

考慮兩個信號向量 $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_N]^T$ ， $\mathbf{s}' = [s'_1, s'_2, \dots, s'_N]^T$ ，假設 $\mathbf{s} \neq \mathbf{s}'$ ，

$$\|\mathbf{H}_a(\mathbf{s} - \mathbf{s}')\|^2 = \sum_{i=1}^N \left| \sum_{j=i}^N R_{i,j} \cdot (s_j - s'_j) \right|^2 \quad (3.9)$$

設 k 為整數，且當 $i > k$ 時， $s_i = s'_i$ ，但是 $s_k \neq s'_k$ ，因此，從(3.9)式中，利用 $\mathbf{R}$ 的上三角特性可得

$$\begin{aligned} \|\mathbf{H}_a(\mathbf{s} - \mathbf{s}')\|^2 &= \sum_{i=1}^k \left| \sum_{j=i}^k R_{i,j} \cdot (s_j - s'_j) \right|^2 \\ &\geq [\mathbf{R}]_k^2 |s_k - s'_k|^2 \\ &\geq [\mathbf{R}]_k^2 \cdot d_{\min}(S^N) \end{aligned} \quad (3.10)$$

將(3.10)的等式兩邊最小化，可整理成

$$\begin{aligned} d_{free} &\geq \left[\min_{1 \leq k \leq N} [\mathbf{R}]_k^2 \right] \cdot d_{\min}(S^N) \\ &= [\mathbf{R}]_{\min}^2 d_{\min}(S^N) \end{aligned} \quad (3.11)$$

其中 $[\mathbf{R}]_{\min}^2$ 表示為矩陣 $\mathbf{R}$ 最小的對角線上的元素。最後，我們得到 QR 矩陣分解的選擇準則於(3.11)式。由奇異值分解與正交與上三角矩陣分解的推導結果，根據參考文獻[5]，我們可得到兩者之間的關係如下

$$\prod_{k=1}^l \lambda_k^2 \geq \prod_{k=1}^l r_k^2, \quad l=1,2,\dots,N \quad (3.12)$$

其中 λ_k 是 $\mathbf{H}_a$ 的奇異值， r_k 為 $\mathbf{R}$ 的對角線上元素。當 $l=N$ ，則上式等式成立，並且由上式，我們可看出 $\lambda_N^2 \leq r_N^2$ ，這裡 $r_N = [\mathbf{R}]_{\min}$ 。因此，式子可再整理成 $\lambda_N \leq [\mathbf{R}]_{\min}$ 。由此證明可知，正交與上三角矩陣分解所得到的 $\mathbf{R}$ -factor 比奇異值分解所得到的 λ 還要來的更緊，所以我們藉由將最小的矩陣 $\mathbf{R}$ 對角線上元素最大化來取代最小的 $\mathbf{H}_a$ 奇異值最大化，在錯誤率效能上有顯著的改善，至於跟自由距離的效能差異大小之比較，在後面第五章節會有模擬的結果。

3.4 基於行交換矩陣之 QR 分解的方法(permutation matrix QRD ; PQRD)

文獻[5]提出行交換矩陣作為轉換矩陣。在已知 $M_r \times N$ 的通道矩陣 $\mathbf{H}_a$ 中，我們有 $N!$ 的不同行交換數量，讓 Φ_i 表示為行交換矩陣，對應到第 i 種的行交換形式，在這裡 $1 \leq i \leq N!$ 。將 Φ_i 帶入式子(3.3)可得

$$\begin{aligned} d_{free} &= \min_{\mathbf{s}, \mathbf{s}' \in S^N, \mathbf{s} \neq \mathbf{s}'} \left\| \mathbf{H}_a \Phi_i \Phi_i^{-1} (\mathbf{s} - \mathbf{s}') \right\|^2 \\ &= \min_{\mathbf{s}, \mathbf{s}' \in S^N, \mathbf{s} \neq \mathbf{s}'} \left\| \mathbf{H}_a \Phi_i \Phi_i^T (\mathbf{s} - \mathbf{s}') \right\|^2 \end{aligned} \quad (3.13)$$

這裡因為 Φ_i 是正交的矩陣，因此， $\Phi_i^T = \Phi_i^{-1}$ 。而對應不同的 Φ_i 與 $\mathbf{s}$ ，其 $\Phi_i^{-1}(\mathbf{s} - \mathbf{s}')$ 的任一組合仍然是 $(\mathbf{s} - \mathbf{s}')$ 的其中一種組合，這使我們可更進一步的化簡成

$$d_{free} = \min_{\mathbf{s}, \mathbf{s}' \in S^N, \mathbf{s} \neq \mathbf{s}'} \|\mathbf{H}_a \Phi_i(\mathbf{s} - \mathbf{s}')\|^2 \quad (3.14)$$

讓 $\mathbf{R}_i$ 表示為 $\mathbf{H}_a \Phi_i$ 的 R-factor。可得到下限值為

$$d_{free} \geq [\mathbf{R}_i]_{\min}^2 \cdot d_{\min}(S^N) \quad (3.15)$$

利用 $N!$ 行交換矩陣總共會有 $N!$ 不同的 R-factors。 $\mathbf{R}_{\text{per}}$ 表示為最大的最小對角元素，因

此， $\mathbf{R}_{\text{per}}$ 的最小對角元素可以被使用在(3.11)的下限值上。可表示成

$$d_{free} \geq [\mathbf{R}_{\text{per}}]_{\min}^2 \cdot d_{\min}(S^N) \quad (3.16)$$

這裡 $[\mathbf{R}_{\text{per}}]_{\min} = \max([\mathbf{R}_1]_{\min}, [\mathbf{R}_2]_{\min}, \dots, [\mathbf{R}_{N!}]_{\min})$ ，利用行交換矩陣可以使我們把下限值變

得更緊。可以得到不等式為 $[\mathbf{R}_{\text{per}}]_{\min} \geq [\mathbf{R}]_{\min}$ 。

第四章 MIMO-OFDM 系統的天線選擇方法

本章的重點在於加入 OFDM 技術於下行鏈路傳輸，傳統利用多個平行的子通道做資料傳輸的 OFDM 技術是構築在 LTE/LTE-A 下行射頻鏈路傳輸系統中的核心技術，由於相對窄頻的子通道搭配循環字首(cyclic prefix；CP)的使用，使得 OFDM 傳輸可以有效地對抗在射頻通道上時間離散(Time Dispersion)的效應，也能有效減低在接收端因通道等化(Channel Equalization)所造成的複雜度。在下行鏈路上，這是一項非常吸引人的特性，因為它能簡化接收機的基頻處理，降低終端設備的製造成本與功率耗損。這對使用大頻寬傳輸的 LTE/LTE-A 尤其重要，特別是配合多重串流傳輸使用時。在 OFDM 系統中，射頻資源可以透過二維的時域-頻域平面(Time-Frequency Grid)來描述。這個平面是對應到時域與頻域上及 OFDM 信號的符元及子載波。OFDM 技術可以運作在不同的頻帶上，對 LTE 來說其帶寬的範圍是從 1.25MHz 到 20MHz，而 LTE-A 可到 100MHz，使得頻譜配置變得更彈性。頻譜彈性(Spectrum Flexibility)是 LTE/LTE-A 射頻接取重要的關鍵特性之一，這使得 LTE/LTE-A 能在不同頻譜條件下順利運作。

4.1 場域內部協調式多點傳送(CoMP)的 MIMO-OFDM 系統

CoMP 被 3GPP 視為一改善涵蓋面積(Coverage)、細胞邊緣終端用戶的吞吐量(Cell-edge throughput)。首先，我們先介紹 CoMP 的概念，在下行傳送時，主要是當行動終端用戶在細胞邊緣區域時，可能會收到來自其他不同細胞傳送的信號，而上行傳送時則是多個基地台可能會收到行動終端用戶(user equipment；UE)的信號。基於此，如果我們利用多個基地台以協調方式傳送資料，下行傳送的效能就可以增加。CoMP 有多種作法，一種簡單的方式是利用改變波束的方向來降低干擾或在不同的細胞傳送相同的資料。在 LTE/LTE-A 系統下行 CoMP 中，可以分為協調式調度/波束成型(coordinated scheduling and /or beamforming；CS/CB)和聯合處理(joint processing；JP)兩種[15]，為了

區分我們所提的方法，我們把[15]中的 JP 稱為傳統的 JP(conventional JP；CJP)，在 CJP 中，又分為 CJP-PJ(CJP - Precoder - Joint selection)即場域內基地台的聯合前置編碼或 CJP-PI (CJP - Precoder - Independent selection)即場域內基地台的獨立前置編碼。對 CS/CB 而言，資料數據只能在所屬基地台上能獲取，即對終端的傳輸只來自所屬基地台，但相應的調度和發射權重等需要基地台間進行動態訊息交互與協調，以盡可能減少多個基地台之間的互干擾。而對 CJP 而言，資料數據在多個基地台上都能獲取，對終端的傳輸來自多個基地台，多基地台透過協調方式共同給終端服務，這種方式通常有很好的效能，但對骨幹的傳輸容量和時延會有更高要求。

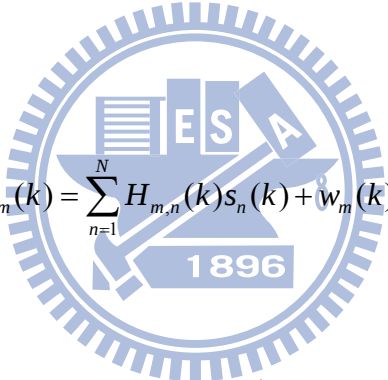
CS/CB 的方式是終端對多個基地台的通道進行測量與反饋，反饋的訊息既包括基地台的前置編碼向量，也包括鄰近的強干擾基地台的干擾前置編碼向量，多個基地台經過協調後在發射時波束會盡量不造成鄰近基地台的干擾，同時還盡可能保證本基地台的用戶的訊號強度。在 CJP 中，可以由多個基地台執行對終端的聯合前置編碼，也可以由每個基地台各自執行獨立的前置編碼、多個基地台聯合服務同一個終端。既可以多基地台共同服務某個單用戶，也可以服務來自不同基地台的多個用戶。上述的一個基地台所負責的區域在 LTE/LTE-A 系統中稱為一個細胞(cell)，而共用一個基站的三個細胞我們稱為一個場域(site)，這樣的 CoMP 我們稱為場域內(Intra-site)的 CoMP。

在 CoMP 的環境下，我們提出另一 JP 的處理的方法稱之為網狀型 MIMO 的 JP (Network-MIMO JP；NJP)，亦即將所有基地台的天線到使用者的天線之間視為一個大型的 MIMO 系統並使用前置編碼來提升效能，這跟 CJP 不同的地方在於 CJP 需回傳三組通道狀態資訊(channel state information；CSI)，每一組通道狀態資訊包括通道品質率指標(channel quality indication;CQI)、前置編碼指標 (precoding matrix indicator; PMI)，和通道矩陣的維度指標 (rank indication; RI)，CQI、PMI、RI 分別是用來選擇適合的調變和編碼組合，前置編碼矩陣，以及傳送的資料層數。但使用 NJP 的方式只需要回傳一組通道狀態資訊。不過，在 LTE/LTE-A 規格中碼書的設計並沒有考慮較大的 MIMO 應用，因而造成上述 CoMP 的情境中無碼書可用的窘境。因此，我們提出使用天線選擇來克服上述的問題，即 NJP-A(NJP-Antenna selection)的方法。在 NJP-A 中，可以使用現有的碼

書，而將碼書考慮進來的做法稱為 NJP-APJ(NJP-Antenna and Precoder Joint selection)或 NJP-API(NJP-Antenna and Precoder Independent selection)。

4.1.1 訊號系統模型

對於 MIMO-OFDM 系統模型如式(4.1)所示，其中有 N 根傳送天線，有 M 根接收天線且所有的傳送資料符元分配在 K 個子載波。(4.1)的表示式是在頻域上，其中 k 是 OFDM 子載波的變數指標， $k=1, \dots, K$ ， n 是傳送天線的指標， $n=1, \dots, N$ 。 m 是接收天線的指標， $m=1, \dots, M$ 。 $H_{m,n}(k)$ 是在第 k -th 子載波，第 n -th 傳送天線與第 m -th 接收天線的通道頻率響應。 $w_m(k)$ 是頻域裡平均值為零以及功率頻譜密度為 N_0 的相加型複數高斯雜訊向量。



$$y_m(k) = \sum_{n=1}^N H_{m,n}(k) s_n(k) + w_m(k) \quad (4.1)$$

第 k -th 子載波且在 N 根天線上傳送的訊號定義為 $\mathbf{s}(k) = [s_1(k), s_2(k), \dots, s_N(k)]^T$ ，這裡 $(\cdot)^T$ 表示為調換(Transpose)。第 k -th 子載波且在 M 根天線上所收到的訊號可表示為以下式子

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(k) &= [y_1(k), y_2(k), \dots, y_M(k)]^T \\ &= \begin{bmatrix} H_{1,1}(k) & H_{1,2}(k) & \cdots & H_{1,N}(k) \\ H_{2,1}(k) & H_{2,2}(k) & \cdots & H_{2,N}(k) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{M,1}(k) & H_{M,2}(k) & \cdots & H_{M,N}(k) \end{bmatrix} \mathbf{s}(k) + \begin{bmatrix} w_1(k) \\ w_2(k) \\ \vdots \\ w_M(k) \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{H}(k) \mathbf{s}(k) + \mathbf{w}(k) \end{aligned} \quad (4.2)$$

首先，先介紹 Non-CoMP 中的系統模型如式(4.3)，其示意圖如圖 4-1 所示，在一個場域裡共有三個細胞，坐落於一個場域裡的行動終端用戶可看到來自三個細胞基地台的通道， $\mathbf{H}_1(k)$ 表示來自服務的基地台的通道， $\hat{\mathbf{H}}_2(k)$ 和 $\check{\mathbf{H}}_3(k)$ 是來自於非服務且非 CoMP 的基地台的通道。UE1 所收到的訊號如下所示：

$$\mathbf{y}_{\text{Non-CoMP}}(k) = \mathbf{H}_1(k)\mathbf{P}_1(k)\mathbf{s}_1(k) + \hat{\mathbf{H}}_2(k)\hat{\mathbf{P}}_2(k)\mathbf{s}_2(k) + \check{\mathbf{H}}_3(k)\check{\mathbf{P}}_3(k)\mathbf{s}_3(k) + \mathbf{w}(k) \quad (4.3)$$

其中 $\mathbf{P}_1(k)$ 、 $\hat{\mathbf{P}}_2(k)$ 與 $\check{\mathbf{P}}_3(k)$ 分別為各自的前置編碼矩陣(precoding matrix；PM)即是非 CoMP 的形式。 $\mathbf{w}(k)$ 為相加型的複數高斯雜訊向量。

場域內的 CoMP 系統又可分為 CS/CB 以及 CJP。CS/CB 的系統模型如式(4.4)，其示意圖如圖 4-1 所示。CS/CB 的目的在於找到使干擾變小的前置編碼。UE1 所收到的訊號如下所示：

$$\mathbf{y}_{\text{CS/CB}}(k) = \mathbf{H}_1(k)\mathbf{P}_1(k)\mathbf{s}_1(k) + \hat{\mathbf{H}}_2(k)\bar{\mathbf{P}}_2(k)\mathbf{s}_2(k) + \check{\mathbf{H}}_3(k)\bar{\mathbf{P}}_3(k)\mathbf{s}_3(k) + \mathbf{w}(k) \quad (4.4)$$

其中 $\mathbf{P}_1(k)$ 、 $\bar{\mathbf{P}}_2(k)$ 與 $\bar{\mathbf{P}}_3(k)$ 為 CoMP 的前置編碼矩陣，值得注意的是 $\bar{\mathbf{P}}_2(k)$ 與 $\bar{\mathbf{P}}_3(k)$ 的目的在於降低非所屬基地台的其他干擾訊號。 $\mathbf{w}(k)$ 為相加型的複數高斯雜訊向量。由於 CS/CB 的目的是降低行動終端用戶之間彼此的干擾，無法進一步提升效能，因此，我們不探討在 CoMP 中的 CS/CB 模式。另本論文中只探討單一用戶的傳輸。

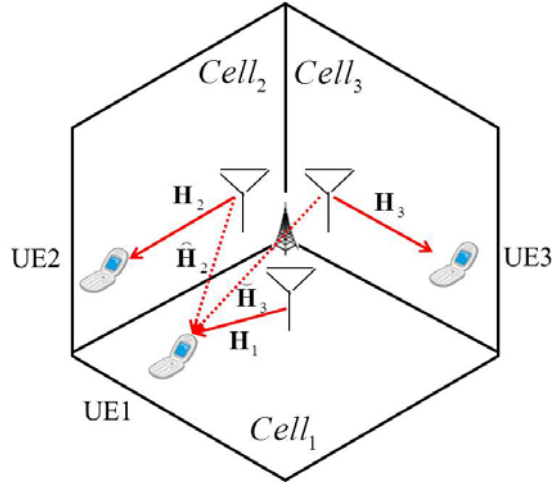


圖4-1：UE在場域內收到的訊號

場域內的 CoMP 系統中，另一種為 CJP 的系統模型如式(4.5)，其示意圖如圖 4-2 所示。因為三個基地台同時傳送相同的資料，其中的 $\mathbf{H}_1(k)$ 、 $\mathbf{H}_2(k)$ 和 $\mathbf{H}_3(k)$ 可表示 CoMP 的三個基地台的通道。

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{\text{CJP}}(k) &= \mathbf{H}_1(k)\mathbf{P}_1(k)\mathbf{s}(k) + \mathbf{H}_2(k)\mathbf{P}_2(k)\mathbf{s}(k) + \mathbf{H}_3(k)\mathbf{P}_3(k)\mathbf{s}(k) + \mathbf{w}(k) \\ &= (\mathbf{H}_1(k)\mathbf{P}_1(k) + \mathbf{H}_2(k)\mathbf{P}_2(k) + \mathbf{H}_3(k)\mathbf{P}_3(k))\mathbf{s}(k) + \mathbf{w}(k) \end{aligned} \quad (4.5)$$

其中 $\mathbf{P}_1(k)$ 、 $\mathbf{P}_2(k)$ 與 $\mathbf{P}_3(k)$ 為 CoMP 的前置編碼矩陣。 $\mathbf{w}(k)$ 為相加型的複數高斯雜訊向量。

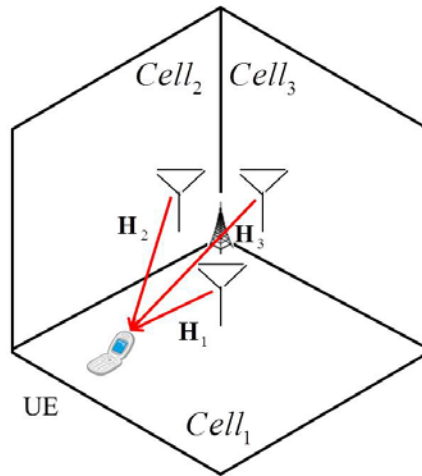


圖4-2：UE在場域內CJP中收到的訊號

4.2 場域內 CoMP 的天線選擇方法(NJP-A)

CJP 系統中，三個基地台同時傳送資料會有三個各自的通道，這些通道又有各自的前置編碼需要迴授至傳送端，不但迴授所付出的資訊量是相當可觀的，而且效能也不是最佳。在此我們提出一種簡單且有效的 NJP-A 方法。如前所述我們可以將所有基地台的天線到使用者的天線之間視為一個大型的 MIMO 系統並使用前置編碼來增加效能，這樣的做法可以得到最佳的效能，且只要回傳一個前置編碼，但在 LTE/ LTE-A 規格中並無規範大維度的碼書，因而造成上述 CoMP 的情境中無碼書可用的窘境，我們因此使用天線選擇方法來克服此問題。相較於 CJP 來說，天線選擇的技術會增加用戶端的計算複雜度，因此我們也提出簡化版的天線選擇方法來降低其複雜度，以下會詳細介紹各種方法。



4.2.1 訊號系統模型

NJP-A MIMO OFDM 系統如圖 4-3 所示，天線選擇是在頻域上執行的，使用此天線選取的方式使得現有的前置編碼可以使用。基站內部總共有 N_t 根傳送天線，經過天線選擇方法選出 N ($N \leq N_t$) 根傳送天線。對不同的子載波而言，經過天線選擇後所選擇的天線不一定會相同，這表示每根天線上不一定會利用全部子載波的訊號來傳送資料給 UE。因此，NJP-A 還有另外一個好處是可以將頻域上沒有利用到的子載波分配給其他的 UE 使用。NJP-A 系統模型如式(4.6)所示，其中的 $[\mathbf{H}_1(k) \mathbf{H}_2(k) \mathbf{H}_3(k)]$ 表示等效的通道矩陣， $\mathbf{s}(k)$ 是傳送訊號向量， $\mathbf{w}(k)$ 為相加型的複數高斯雜訊向量。

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{\text{NJP-A}}(k) &= [\mathbf{H}_1(k) \mathbf{H}_2(k) \mathbf{H}_3(k)] \mathbf{A}(k) \mathbf{s}(k) + \mathbf{w}(k) \\ &= \mathbf{H}_{\text{N-MIMO}}(k) \mathbf{A}(k) \mathbf{s}(k) + \mathbf{w}(k) \end{aligned} \quad (4.6)$$

這裡的 $\mathbf{A}(k)$ 表示為天線矩陣(antenna matrix; AM)，其總組合個數為 $C_T^{N_1+N_2+N_3}$ ，其中 N_1 、 N_2 與 N_3 分別是各基地台的總傳送天線數， T 是設計要選擇的傳送天線數量。在我們提出來的 NJP-A 中，我們只需要回報一組的通道狀態資訊。

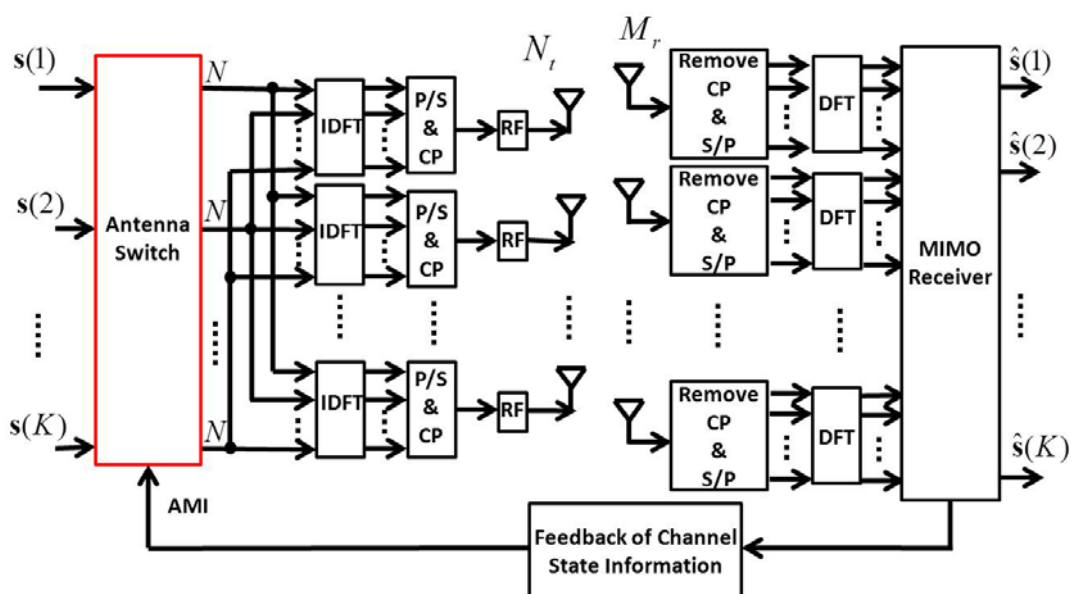


圖4-3：NJP-A MIMO-OFDM系統示意圖

4.2.2 天線選擇準則

由於我們的系統是在 MIMO-OFDM，共會有 K 個載波。如果每個子載波都回送一個天線矩陣指標(antenna matrix index; AMI)，則迴授量是非常可觀的。根據 LTE/LTE-A 規格中規範，資料迴授是以子頻帶(subband)為單位，其中每個子頻帶包含多個子載波，意即每個子頻帶可以回報一個 AMI。不過，子載波數量會隨者資源區塊的數量而有所變化，更詳細的說明請參考文獻[12]。首先，我們將第三章亦是文獻[5]和[7]提出的方法應用在本論文的系統 LTE/LTE-A MIMO-OFDM 中。對於接收端是 ML 接收機而言，如下所示：

$$\begin{aligned}\mathbf{y}(k) &= \mathbf{H}(k)\mathbf{F}(k)\mathbf{s}(k) + \mathbf{n}(k) \\ \hat{\mathbf{s}}(k) &= \arg \min_{\mathbf{s}'(k)} \|\mathbf{y}(k) - \mathbf{H}(k)\mathbf{F}(k)\mathbf{s}'(k)\|^2\end{aligned}\quad (4.7)$$

其中 $\hat{\mathbf{s}}(k)$ 是利用 ML 偵測器所估計得來的， $\mathbf{s}'(k)$ 則是 $\mathbf{s}(k)$ 所有可能的訊號組合候選向量，而這裡的 $\mathbf{F}(k)$ 可以是 AM 或者是 PM，又或者是 AM 混合 PM 的形式，以及 k 表示為子載波 ($k=1, \dots, K$)。接下來根據文獻[7]，我們可得到選擇的準則如下：

$$\mathbf{F} = \arg \max_{\mathbf{F}} \min_k \lambda_{\min}^2(k) d_{\min}(k) \quad (4.8)$$

由於文獻[7]沒有推導(4.8)式子的由來，因此，接下來利用我們的方式來推導出上式。首先，我們經由眾所周知的成對錯誤機率(pairwise error probability；PEP)，並且將其應用在 OFDM 上，由於在 LTE/LTE-A 中在回報通道資訊是以子頻代為單位，因此，我們於子頻帶中對 PEP 取平均可得到如下所示：

$$P_e = \sum_k \frac{1}{K_{\text{subband}}} \sum_{\mathbf{s}(k)} \sum_{\mathbf{s}(k) \neq \mathbf{s}'(k)} \underbrace{P(\mathbf{s}(k) \rightarrow \mathbf{s}'(k) | \mathbf{H}(k))}_{\text{PEP}} \quad (4.9)$$

其中 K_{subband} 表示為子頻代的總子載波個數 ($k=1, \dots, K_{\text{subband}}$)。然後我們再利用文獻[6]推導出 PEP。以下判斷式為當傳送訊號向量是 $\mathbf{s}(k)$ ，但是卻判斷成 $\mathbf{s}'(k)$ 的判斷式，

$$\begin{aligned}\|\mathbf{y}(k) - \mathbf{H}(k)\mathbf{F}(k)\mathbf{s}(k)\|^2 &> \|\mathbf{y}(k) - \mathbf{H}(k)\mathbf{F}(k)\mathbf{s}'(k)\|^2 \\ \Rightarrow \|\mathbf{H}(k)\mathbf{F}(k)[\mathbf{s}(k) - \mathbf{s}'(k)]\|^2 &+ 2\Re\{\mathbf{w}^H(k)\mathbf{H}(k)\mathbf{F}(k)[\mathbf{s}(k) - \mathbf{s}'(k)]\} < 0\end{aligned}\quad (4.10)$$

另外我們定義 $\zeta = \|\mathbf{H}(k)\mathbf{F}(k)[\mathbf{s}(k) - \mathbf{s}'(k)]\|^2$ 以及 $\eta = \mathbf{w}^H(k)\mathbf{H}(k)\mathbf{F}(k)[\mathbf{s}(k) - \mathbf{s}'(k)]$ 。因此，我們可以得到 $2\Re\{\eta\} < -\zeta$ 。而且從 η 中，可以看出它為 w 的線性組合，所以我們可以得到 $\sigma_\eta^2 = \sigma_w^2 \zeta$ 的特性。接下來我們將此結果帶入 PEP，可得到：

$$\begin{aligned} P(\mathbf{s}(k) \rightarrow \mathbf{s}'(k) | \mathbf{H}(k)) &= P(2\Re\{\eta\} < -\zeta | \mathbf{H}(k)) \\ &= \frac{1}{\sqrt{4\pi\sigma_\eta^2}} \int_{-\infty}^{-\zeta} e^{-x^2/4\sigma_\eta^2} dx = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\zeta}{4\sigma_w^2}}\right) \end{aligned} \quad (4.11)$$

再利用 Chernoff bound 的特性 $\operatorname{erfc}(x) \leq \exp(-x^2)$ ，因此可得到 PEP 的上限值為：

$$P(\mathbf{s}(k) \rightarrow \mathbf{s}'(k) | \mathbf{H}(k)) \leq \exp\left(-\frac{\zeta}{4\sigma_N^2}\right) \quad (4.12)$$

最後我們將推導出的 PEP 應用在 OFDM 系統上，意即為將每個子載波的 PEP 取平均，如下所示：

$$\begin{aligned} P_e &= \sum_k \frac{1}{K_{\text{subband}}} \sum_{\mathbf{s}(k)} \sum_{\mathbf{s}'(k) \neq \mathbf{s}(k)} P(\mathbf{s}(k) \rightarrow \mathbf{s}'(k) | \mathbf{H}(k)) \\ &\leq \sum_k \frac{1}{K_{\text{subband}}} \sum_{\mathbf{s}(k)} \sum_{\mathbf{s}'(k) \neq \mathbf{s}(k)} \exp\left[-\frac{\zeta}{4\sigma_w^2}\right] \\ &= \sum_k \frac{1}{K_{\text{subband}}} \sum_{\mathbf{s}(k)} \sum_{\mathbf{s}'(k) \neq \mathbf{s}(k)} \exp\left[-\frac{1}{4\sigma_w^2} \|\mathbf{H}(k)\mathbf{F}[\mathbf{s}(k) - \mathbf{s}'(k)]\|^2\right] \end{aligned} \quad (4.13)$$

根據(4.13)，我們可以找到一個 $\mathbf{F}$ 使得平均的 PEP 最小，其準則如下：

$$\begin{aligned}\mathbf{F} &= \arg \min_{\mathbf{F}} \left\{ \sum_k \frac{1}{K_{\text{subband}}} \sum_{\mathbf{s}(k)} \sum_{\mathbf{s}'(k) \neq \mathbf{s}(k)} \exp \left[-\frac{1}{4\sigma_w^2} \|\mathbf{H}(k)\mathbf{F}[\mathbf{s}(k) - \mathbf{s}'(k)]\|^2 \right] \right\} \\ &\cong \arg \min_{\mathbf{F}} \left\{ \sum_k \sum_{\mathbf{s}(k)} \sum_{\mathbf{s}'(k) \neq \mathbf{s}(k)} \exp \left[-\frac{1}{4\sigma_w^2} \|\mathbf{H}(k)\mathbf{F}[\mathbf{s}(k) - \mathbf{s}'(k)]\|^2 \right] \right\}\end{aligned}\quad (4.14)$$

我們在利用指數函數的上限值

$$\sum_k \exp[-X(k)] \leq K \exp[-\min_k X(k)] \quad (4.15)$$

因此，可將(4.14)在表示為

$$\mathbf{F} = \arg \min_{\mathbf{F}} \left\{ \exp \left[-\frac{1}{4\sigma_w^2} \min_k \min_{\mathbf{s}(k) \neq \mathbf{s}'(k)} \|\mathbf{H}(k)\mathbf{F}[\mathbf{s}(k) - \mathbf{s}'(k)]\|^2 \right] \right\} \quad (4.16)$$

在第三章中，我們已經定義過自由距離為 $d_{\text{free}} = \min_{\mathbf{s}(k) \neq \mathbf{s}'(k)} \|\mathbf{H}(k)\mathbf{F}[\mathbf{s}(k) - \mathbf{s}'(k)]\|^2$ 。因此，我們

們可得到自由距離的準則為

$$\mathbf{F} = \arg \max_{\mathbf{F}} \min_k d_{\text{free}}(k) \quad (4.17)$$

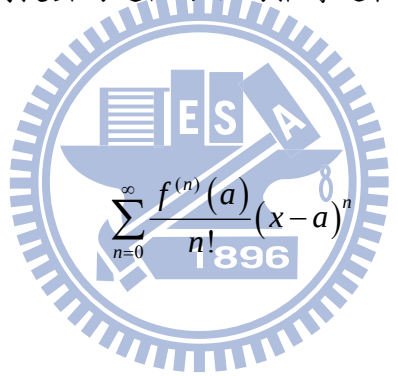
然而，自由距離的計算複雜度相當高，在實際應用中較為不可行，因此我們利用 SVD

來作為自由距離的下限值(即 $d_{\text{free}} \geq \lambda_N^2 d_{\min}(S^N)$)，基於 SVD 準則為：

$$\mathbf{F} = \arg \max_{\mathbf{F}} \min_k \lambda_{\min}^2(k) d_{\min}(k) \quad (4.18)$$

最後我們推導出選擇準則如(4.18)所示，與文獻[7]所提出的方法相同如式(4.8)，在我們的推導過程中，我們可以發現我們所使用的平均 PEP 的上限值以及自由距離的下限值來作為近似方法，但是這種邊界值是非常不緊的。因此，我們提出利用泰勒展開的一階線性來近似平均的 PEP 以及利用文獻[5]提出用 QRD 作為天線選擇準則應用在我們的 OFDM 系統上。從模擬中可看出，我們提出這兩種近似方法可使得效能變得更佳。

接下來要介紹的是我們提出的近似方法的推導過程，一開始我們根據泰勒展開式如下所示：



$$\sum_{n=0}^{\infty} \frac{f^{(n)}(a)}{n!} (x-a)^n \quad (4.19)$$

式(4.19)的一階線性近似為：

$$f(x) \approx f^{(0)}(a) + (x-a) f^{(1)}(a) \quad (4.20)$$

我們利用泰勒展開式對平均的 PEP 作展開，而我們定義展開點為

$$a = \frac{1}{4\sigma_w^2} d_{\text{free}, \mu} = \frac{1}{K} \frac{1}{4\sigma_w^2} \sum_k d_{\text{free}}(n)。$$

因此，對平均的 PEP 作泰勒一階線性近似展開可得到如下：

$$\begin{aligned}
\sum_k \exp\left[-\frac{1}{4\sigma_W^2} d_{\text{free}}(k)\right] &\cong \sum_k \left\{ \exp\left[-\frac{1}{4\sigma_W^2} d_{\text{free},\mu}\right] - \left(\frac{1}{4\sigma_W^2} d_{\text{free}}(k) - \frac{1}{4\sigma_W^2} d_{\text{free},\mu}\right) \exp\left[-\frac{1}{4\sigma_W^2} d_{\text{free},\mu}\right] \right\} \\
&\cong K \exp\left[-\frac{1}{4\sigma_W^2} d_{\text{free},\mu}\right] - \left(\sum_k \frac{1}{4\sigma_W^2} d_{\text{free}}(k) - K \frac{1}{4\sigma_W^2} d_{\text{free},\mu} \right) \exp\left[-\frac{1}{4\sigma_W^2} d_{\text{free},\mu}\right] \\
&\cong K \exp\left[-\frac{1}{4\sigma_W^2} d_{\text{free},\mu}\right]
\end{aligned} \tag{4.21}$$

從上式中，我們可以得到我們提出的近似方法與文獻[7]提出的方法之間的關係為：

$$\sum_k \exp\left[-\frac{1}{4\sigma_N^2} d_{\text{free}}(k)\right] \cong K \exp\left[-\frac{1}{K} \frac{1}{4\sigma_N^2} \sum_k d_{\text{free}}(k)\right] \leq K \cdot \exp\left[-\min_k \frac{1}{4\sigma_N^2} d_{\text{free}}(k)\right] \tag{4.22}$$

我們利用泰勒一階線性近似質會更接近平均的 PEP。最後，將上式帶入選擇的準則中，可以得到自由距離的準則為：

$$\begin{aligned}
\mathbf{F} &= \arg \min_{\hat{\mathbf{F}}} \left\{ K \exp\left[-\frac{1}{4\sigma_W^2} d_{\text{free},\mu}\right] \right\} \\
&\cong \arg \min_{\hat{\mathbf{F}}} \left\{ \exp\left[-\sum_k d_{\text{free}}(k)\right] \right\} \\
&= \arg \max_{\hat{\mathbf{F}}} \sum_k d_{\text{free}}(k)
\end{aligned} \tag{4.23}$$

並且根據文獻[5]中，推導出使用 QRD 的下限值是比 SVD 的還要更緊，關係式如下：

$$d_{\text{free}} \geq \left[\min_{1 \leq k \leq N} [\mathbf{R}]_k^2 \right] \cdot d_{\min}(S^N) \geq \lambda_N^2 d_{\min}(S^N) \tag{4.24}$$

因此(4.24)可整理成 QRD 的準則：

$$\mathbf{F} = \arg \max_{\mathbf{F}} \sum_k [\mathbf{R}]_{\min}^2(k) \quad (4.25)$$

以上所提及的是我們提出來改善效能的選取準則，然而，對於傳送天線的組合候選量並沒有因不同的準則而減少。選擇傳送天線的組合數量仍然是 $C_T^{N_1+N_2+N_3}$ 。因此，我們提出簡化版的天線選擇方法，目的是降低所需選取的天線組合個數。

使用簡化版的天線選擇方法雖然降低了選取的天線組個數，但每次運算所需的複雜度並沒有減少，因此，我們更進一步的提出三種簡單的選取準則來降低每次運算所需的計算複雜度，上述在 4.2.3 節中有詳細的介紹。

4.2.3 簡化版的天線選擇方法(simplified antenna selection ; SA)

由模擬結果可知，當行動終端用戶移動至兩個細胞中間時，其距離最遠的第三個細胞在 CoMP 的傳送下所獲得的增益是非常小的。而且使用兩個細胞作模擬其複雜度也比較低，因此，接下來的討論，在 CoMP 中我們利用兩個細胞來做介紹。SA 可分為簡化版的聯合天線選擇(SA-joint ; SAJ)與簡化版的獨立天線選擇(SA-independent ; SAI)兩種。接下來要介紹上述方法的演算法，由式(4.27)中，可看出兩個細胞可形成大型的 MIMO 通道矩陣。

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,N} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M,1} & h_{M,2} & \cdots & h_{M,N} \end{bmatrix} = [\mathbf{h}_1 \quad \mathbf{h}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{h}_N] \quad (4.26)$$

$$\mathbf{H}_{C1,C2} = \left[\underbrace{\mathbf{h}_{1,1} \ \mathbf{h}_{2,1} \ \cdots \ \mathbf{h}_{N_1,1}}_{Cell-1} \ \underbrace{\mathbf{h}_{1,2} \ \mathbf{h}_{2,2} \ \cdots \ \mathbf{h}_{N_2,2}}_{Cell-2} \right] = [\mathbf{H}_{Cell-1} \ \mathbf{H}_{Cell-2}] \quad (4.27)$$

由於在文獻[5]中，有證明出 QRD 的下限值會比 SVD 的下限值還要更緊，所以在本論文中是利用 QRD 方法。對於 SAJ 與 SAI 的演算法如下：

步驟一：

我們利用 QRD 將兩個細胞分別的通道矩陣作分解

$$\mathbf{Q}_{Cell-1} \mathbf{R}_{Cell-1} = \mathbf{H}_{Cell-1}$$

$$\mathbf{Q}_{Cell-2} \mathbf{R}_{Cell-2} = \mathbf{H}_{Cell-2}$$

其中各自 cell 的 $\mathbf{R}_{Cell-1,2}$ 矩陣如下所示

$$\mathbf{R}^1 = \begin{bmatrix} R_{1,1}^1 & R_{1,2}^1 & \cdots & R_{1,N}^1 \\ 0 & R_{2,2}^1 & \cdots & R_{2,N}^1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & R_{N,N}^1 \end{bmatrix}_{Cell-1}, \quad \mathbf{R}^2 = \begin{bmatrix} R_{1,1}^2 & R_{1,2}^2 & \cdots & R_{1,N}^2 \\ 0 & R_{2,2}^2 & \cdots & R_{2,N}^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & R_{N,N}^2 \end{bmatrix}_{Cell-2} \quad (4.28)$$

由於總共要選出 T 根傳送天線，因此我們從 $[R_{1,1}^1 \ R_{2,2}^1 \ \cdots \ R_{N,N}^1 \ R_{1,1}^2 \ R_{2,2}^2 \ \cdots \ R_{N,N}^2]^T$ 中選出 T 個最大的 R-factors， T 是 Cell-1 以及 Cell-2 中所選出來的最大的 R-factors，因此可表示成 $T = a + b$ ，其中 a 為在 Cell-1 中選出的 R-factors 數量即傳送天線數量， b 為在 Cell-2 中選出的 R-factors 數量即傳送天線數量。

步驟二：

對於 SAJ 中，我們是將 a 與 b 一起考慮選擇，如下所示：

$$\text{QR}([\mathbf{H}_a \ \mathbf{H}_b]) \quad (4.29)$$

對於 SAI 中，我們是將 a 與 b 分開考慮選擇，如下所示：

$$\begin{aligned} &\text{QR}(\mathbf{H}_a) \\ &\text{QR}(\mathbf{H}_b) \end{aligned} \quad (4.30)$$

因此，我們將原本非簡化版中的兩個細胞一起做天線選擇即 $C_T^{N_1+N_2}$ 的天線組合候選量降低到兩個細胞各別的天線選擇組合，SAJ 其天線組合的候選量為 $C_a^{N_1} \times C_b^{N_2}$ ，SAI 其天線組合的候選量則為 $C_a^{N_1} + C_b^{N_2}$ 。由 SAJ 或 SAI 的天線組合數量中可看出簡化版的天線選擇明顯降低許多的候選量。

不過，上述所提到的減少候選量的方法，每次的天線選擇中依然都要做矩陣的運算，其計算複雜度仍然過高。因此，我們提出三種簡單的天線選取準則來減少其計算複雜度。第一種是最大功率法(maximum power；Max P)，是直接將每根傳送天線所看到的通道中，找出其中有最大功率的 T 根天線來傳送，此方法有最低計算複雜度，且不用經過矩陣運算，但在某些情況下，效能是最差的。其演算法如下

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_{p1} &= \max_{H_n, n=1,2,\dots,N} \mathbf{h}_n^H \mathbf{h}_n \\ \mathbf{h}_{p2} &= \max_{H_n, n \neq p1} \mathbf{h}_n^H \mathbf{h}_n \\ &\vdots \\ \mathbf{h}_{pT} &= \max_{H_n, n \neq p1, p2, \dots, T-1} \mathbf{h}_n^H \mathbf{h}_n \end{aligned} \quad (4.31)$$

第二種是正交法(minimum correlation；Min C)，首先，先找出具有最大功率的一根傳送天線，接者是計算兩兩天線之間的內積得到其投影量後，在經過正規化後，找出兩根天線的相關性。我們希望找到的是相關性越低的通道，等同於是找最正交的傳送天線。演算法如下所示

步驟1

$$\mathbf{h}_{o1} = \max_{H_n, n=1,2,\dots,N} \mathbf{h}_n^H \mathbf{h}_n \quad (4.32)$$

步驟2

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_{o2} &= \min_{H_n, n \neq o1} \frac{\mathbf{h}_{o1}^H \mathbf{h}_n}{\|\mathbf{h}_{o1}\| \|\mathbf{h}_n\|} \\ \mathbf{h}_{o3} &= \min_{H_n, n \neq o1, o2} \frac{\mathbf{h}_{o1}^H \mathbf{h}_n}{\|\mathbf{h}_{o1}\| \|\mathbf{h}_n\|} + \frac{\mathbf{h}_{o2}^H \mathbf{h}_n}{\|\mathbf{h}_{o2}\| \|\mathbf{h}_n\|} \\ &\vdots \\ \mathbf{h}_{oT} &= \min_{H_n, n \neq o1, o2, \dots, T-1} \frac{\mathbf{h}_{o1}^H \mathbf{h}_n}{\|\mathbf{h}_{o1}\| \|\mathbf{h}_n\|} + \frac{\mathbf{h}_{o2}^H \mathbf{h}_n}{\|\mathbf{h}_{o2}\| \|\mathbf{h}_n\|} + \dots + \frac{\mathbf{h}_{o(T-1)}^H \mathbf{h}_n}{\|\mathbf{h}_{o(T-1)}\| \|\mathbf{h}_n\|} \end{aligned} \quad (4.33)$$

第三種是最大面積法(maximum area；Max A)。如同其他方法一樣，第一步先找出具有最大功率的一根傳送天線，第二步是計算兩兩天線之間的面積，等同於是找最正交且功率最大的通道。此法當維度增加時其計算量會變非常大。因此，我們利用二維面積來簡化此計算量，意即無論通道矩陣維度大小，只計算兩兩通道之間的面積並且使其最大化。此方法的演算法如下

步驟1

$$\mathbf{h}_{a1} = \max_{H_n, n=1,2,\dots,N} \mathbf{h}_n^H \mathbf{h}_n \quad (4.34)$$

步驟2

$$\begin{aligned}
\mathbf{h}_{a2} &= \max_{H_n, n \neq a1} \sqrt{\|\mathbf{h}_{a1}\|^2 \|\mathbf{h}_n\|^2 - \|\mathbf{h}_{a1}^H \mathbf{h}_n\|^2} \\
\mathbf{h}_{a3} &= \max_{H_n, n \neq a1, a2} \sqrt{\|\mathbf{h}_{a1}\|^2 \|\mathbf{h}_n\|^2 - \|\mathbf{h}_{a1}^H \mathbf{h}_n\|^2} + \sqrt{\|\mathbf{h}_{a2}\|^2 \|\mathbf{h}_n\|^2 - \|\mathbf{h}_{a2}^H \mathbf{h}_n\|^2} \\
&\vdots \\
\mathbf{h}_{aT} &= \max_{H_n, n \neq a1, a2, \dots, T-1} \sqrt{\|\mathbf{h}_{a1}\|^2 \|\mathbf{h}_n\|^2 - \|\mathbf{h}_{a1}^H \mathbf{h}_n\|^2} + \sqrt{\|\mathbf{h}_{a2}\|^2 \|\mathbf{h}_n\|^2 - \|\mathbf{h}_{a2}^H \mathbf{h}_n\|^2} \\
&\quad + \dots + \sqrt{\|\mathbf{h}_{a(T-1)}\|^2 \|\mathbf{h}_n\|^2 - \|\mathbf{h}_{a(T-1)}^H \mathbf{h}_n\|^2}
\end{aligned} \tag{4.35}$$

在本節中，我們提出了兩種演算法，第一種是 SAJ 與 SAI，其目的是用來減少天線組合個數的候選量，第二種是 Max P、Min C 以及 Max A，其目的是降低在每次的天線選擇中的計算複雜度。



4.3 混合前置編碼的天線選擇方法

我們提出NJP-A方法使得現有的前置編碼可以使用，因此本節介紹前置編碼如何搭配天線選擇之技術來使用。前置編碼是傳送端根據通道資訊來調整傳送訊號，因此藉由前置編碼技術可提高訊號品質與資料可靠性[3]。從模擬結果可知我們提出的Max P、Min C與Max A演算法的效能會比矩陣運算方法的效能差(例如：QRD)，尤其在通道相關性高時更是明顯，不過相對的簡單選取準則的計算複雜度較低。因此，在CoMP中，我們考慮使用天線選擇混合前置編碼(NJP antenna and precoder selection; NJP-AP)來做為效能的改善。NJP-AP(如圖4-4所示)又可分為聯合處理NJP-APJ(NJP-AP Joint)即天線選擇與前置編碼是聯合選擇的以及獨立處理NJP-API(NJP-AP Independent)即天線選擇與前置編碼是獨立選擇的。由於本論文的系統是應用在LTE/LTE-A下，因此我們使用3GPP TS 36.211標準中所規範前置編碼的碼書，將其用來改變經過天線選擇後的通道矩陣，以提升系統的效能。然而，NJP-AP技術卻要付出較高的計算複雜度。因此，我們利用4.2.3節中我們

提出的簡化版與簡單選取準則的天線選擇演算法來降低天線組合的候選量以及計算複雜度。首先會介紹在場域內的CoMP中前置編碼搭配天線選擇技術的系統模型。

4.3.1 LTE訊號系統模型

NJP-AP 系統示意圖如圖 4-4 所示，根據 LTE 標準規格所規範的前置編碼可分為閉迴路空間多工以及開迴路的空間多工，其中閉迴路空間多工在場域內的 CoMP 下，天線選擇技術搭配前置編碼技術的系統模型如下

$$\begin{aligned}\mathbf{y}_{\text{NJP-AP}}(k) &= [\mathbf{H}_1(k) \quad \mathbf{H}_2(k) \quad \mathbf{H}_3(k)] \mathbf{A}(k) \mathbf{P}(k) \mathbf{s}(k) + \mathbf{w}(k) \\ &= \mathbf{H}_{\text{N-MIMO}}(k) \mathbf{A}(k) \mathbf{P}(k) \mathbf{s}(k) + \mathbf{w}(k)\end{aligned}\quad (4.36)$$

其中 $\mathbf{P}(i)$ 是前置編碼矩陣如表 4-1、4-2 所示，矩陣大小為 $P \times \nu$ ， $i = 0, 1, \dots, M_{\text{symp}}^{\text{layer}} - 1$ 。

當傳送端是四根天線時，如表 4-2 所示，其中 $\mathbf{W}_n = \mathbf{I} - 2\mathbf{u}_n \mathbf{u}_n^H / \mathbf{u}_n^H \mathbf{u}_n$ 。前置編碼技術利用傳送訊號的組合形式，等同於將傳送訊號合成後在不同的方向送出去來增加系統效能。

另一種是開迴路空間多工，於 LTE/LTE-A 又可稱為高延遲的循環延遲分集(large delay CDD)，是應用在通道變化劇烈下。其空間多工的前置編碼技術混合天線選擇技術的系統模型如下

$$\begin{aligned}\mathbf{y}_{\text{NJP-AP}}(k) &= [\mathbf{H}_1(k) \quad \mathbf{H}_2(k) \quad \mathbf{H}_3(k)] \mathbf{A}(k) \mathbf{P}_i(k) \mathbf{D}_i(k) \mathbf{U} \cdot \mathbf{s}(k) + \mathbf{w}(k) \\ &= \mathbf{H}_{\text{N-MIMO}}(k) \mathbf{A}(k) \mathbf{P}_i(k) \mathbf{D}_i(k) \mathbf{U} \cdot \mathbf{s}(k) + \mathbf{w}(k)\end{aligned}\quad (4.37)$$

其中 $\mathbf{P}_i$ 是前置編碼矩陣，矩陣大小為 $P \times \nu$ ， $i = 0, 1, \dots, M_{\text{symp}}^{\text{layer}} - 1$ ， $\mathbf{D}_i$ 是提供循環延遲分集的對角矩陣，矩陣大小為 $\nu \times \nu$ ， $\mathbf{U}$ 為固定矩陣，矩陣大小是 $\nu \times \nu$ ， $\mathbf{D}_i$ 和 $\mathbf{U}$ 如表 4-3 所示。 $\mathbf{P}_i$ 在開迴路空間多工中是固定於傳送與接收端，可參考文獻[11]。

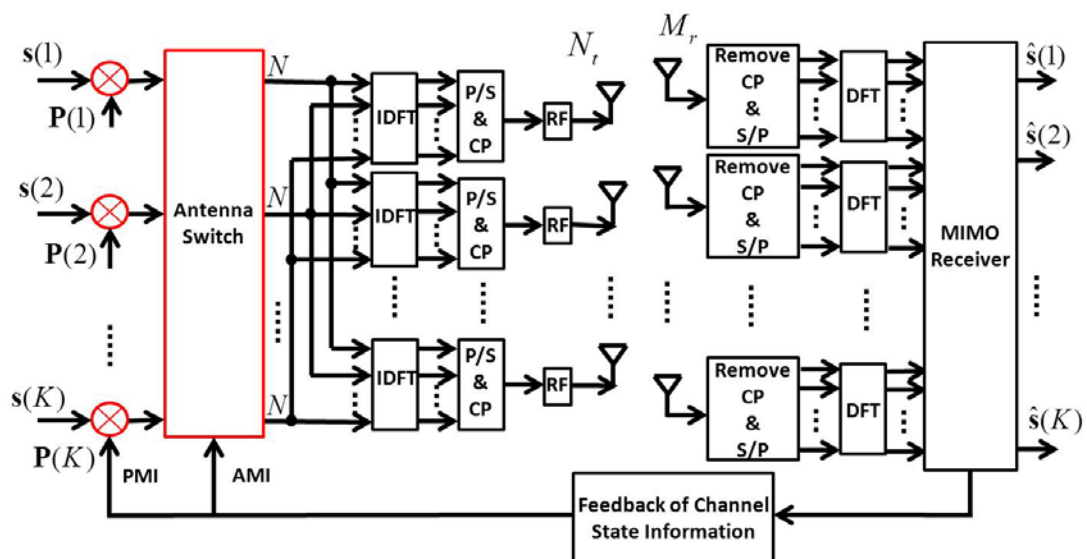


圖4-4：NJP-AP MIMO-OFDM系統示意圖



表4-1：兩根傳送天線的碼書

Codebook index	Number of layers ν	
	1	2
0	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
1	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$
2	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix}$
3	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix}$	-

表4-2：四根傳送天線的碼書

Codebook index	u_n	Number of layers v			
		1	2	3	4
0	$u_0 = [1 \ -1 \ -1 \ -1]^T$	$W_0^{(1)}$	$W_0^{(14)} / \sqrt{2}$	$W_0^{(124)} / \sqrt{3}$	$W_0^{(1234)} / 2$
1	$u_1 = [1 \ -j \ 1 \ j]^T$	$W_1^{(1)}$	$W_1^{(12)} / \sqrt{2}$	$W_1^{(123)} / \sqrt{3}$	$W_1^{(1234)} / 2$
2	$u_2 = [1 \ 1 \ -1 \ 1]^T$	$W_2^{(1)}$	$W_2^{(12)} / \sqrt{2}$	$W_2^{(123)} / \sqrt{3}$	$W_2^{(3214)} / 2$
3	$u_3 = [1 \ j \ 1 \ -j]^T$	$W_3^{(1)}$	$W_3^{(12)} / \sqrt{2}$	$W_3^{(123)} / \sqrt{3}$	$W_3^{(3214)} / 2$
4	$u_4 = [1 \ (-1-j)/\sqrt{2} \ -j \ (1-j)/\sqrt{2}]^T$	$W_4^{(1)}$	$W_4^{(14)} / \sqrt{2}$	$W_4^{(124)} / \sqrt{3}$	$W_4^{(1234)} / 2$
5	$u_5 = [1 \ (1-j)/\sqrt{2} \ j \ (-1-j)/\sqrt{2}]^T$	$W_5^{(1)}$	$W_5^{(14)} / \sqrt{2}$	$W_5^{(124)} / \sqrt{3}$	$W_5^{(1234)} / 2$
6	$u_6 = [1 \ (1+j)/\sqrt{2} \ -j \ (-1+j)/\sqrt{2}]^T$	$W_6^{(1)}$	$W_6^{(13)} / \sqrt{2}$	$W_6^{(134)} / \sqrt{3}$	$W_6^{(1324)} / 2$
7	$u_7 = [1 \ (-1+j)/\sqrt{2} \ j \ (1+j)/\sqrt{2}]^T$	$W_7^{(1)}$	$W_7^{(13)} / \sqrt{2}$	$W_7^{(134)} / \sqrt{3}$	$W_7^{(1324)} / 2$
8	$u_8 = [1 \ -1 \ 1 \ 1]^T$	$W_8^{(1)}$	$W_8^{(12)} / \sqrt{2}$	$W_8^{(124)} / \sqrt{3}$	$W_8^{(1234)} / 2$
9	$u_9 = [1 \ -j \ -1 \ -j]^T$	$W_9^{(1)}$	$W_9^{(14)} / \sqrt{2}$	$W_9^{(134)} / \sqrt{3}$	$W_9^{(1234)} / 2$
10	$u_{10} = [1 \ 1 \ 1 \ -1]^T$	$W_{10}^{(1)}$	$W_{10}^{(13)} / \sqrt{2}$	$W_{10}^{(123)} / \sqrt{3}$	$W_{10}^{(1324)} / 2$
11	$u_{11} = [1 \ j \ -1 \ j]^T$	$W_{11}^{(1)}$	$W_{11}^{(13)} / \sqrt{2}$	$W_{11}^{(134)} / \sqrt{3}$	$W_{11}^{(1324)} / 2$
12	$u_{12} = [1 \ -1 \ -1 \ 1]^T$	$W_{12}^{(1)}$	$W_{12}^{(12)} / \sqrt{2}$	$W_{12}^{(123)} / \sqrt{3}$	$W_{12}^{(1234)} / 2$
13	$u_{13} = [1 \ -1 \ 1 \ -1]^T$	$W_{13}^{(1)}$	$W_{13}^{(13)} / \sqrt{2}$	$W_{13}^{(123)} / \sqrt{3}$	$W_{13}^{(1324)} / 2$
14	$u_{14} = [1 \ 1 \ -1 \ -1]^T$	$W_{14}^{(1)}$	$W_{14}^{(13)} / \sqrt{2}$	$W_{14}^{(123)} / \sqrt{3}$	$W_{14}^{(3214)} / 2$
15	$u_{15} = [1 \ 1 \ 1 \ 1]^T$	$W_{15}^{(1)}$	$W_{15}^{(12)} / \sqrt{2}$	$W_{15}^{(123)} / \sqrt{3}$	$W_{15}^{(1234)} / 2$

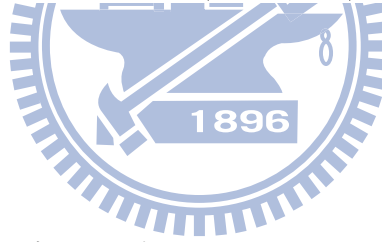


表4-3：高延遲的循環延遲分集

Number of layers v	U	$D(i)$
2	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi/2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-j2\pi/2} \end{bmatrix}$
3	$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi/3} & e^{-j4\pi/3} \\ 1 & e^{-j4\pi/3} & e^{-j8\pi/3} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j2\pi/3} & 0 \\ 0 & 0 & e^{-j4\pi/3} \end{bmatrix}$
4	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi/4} & e^{-j4\pi/4} & e^{-j6\pi/4} \\ 1 & e^{-j4\pi/4} & e^{-j8\pi/4} & e^{-j12\pi/4} \\ 1 & e^{-j6\pi/4} & e^{-j12\pi/4} & e^{-j18\pi/4} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j2\pi/4} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{-j4\pi/4} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-j6\pi/4} \end{bmatrix}$

4.4 通道狀態資訊回報量的比較

本節要探討 CJP 與 NJP 的通道狀態回報位元數量的比較，我們使用 3GPP TS 36.211 標準中所規範的回報機制。表 4-4 比較了使用 3 個細胞 CoMP 的回傳位元數，從此表可以看出，NJP 比 CJP 可減少 36.67% 的通道資訊回報量，同時效能又比 CJP 佳。表 4-5 比較了使用 2 個細胞 CoMP 的回傳位元數，從此表可以看出，NJP 比 CJP 可節省 15% 的回報量。當越多的細胞做 CoMP 時，我們提出的 NJP 方法可省下越多的回報量。

表4-4：NJP和CJP在3個細胞下的回報資訊位元

PUCCH/3-cell	CQI	PMI	RI	AMI	Total	%
CJP-P	3*4	3*4	3*2	X	30	100%
NJP-AP	4	4	2	9	19	63.33%
NJP-AP-SA	4	4	2	9	19	63.33%
NJP-AP- MaxP/A/MinC	4	4	2	9	19	63.33%

表4-5：NJP和CJP在2個細胞下的回報資訊位元

PUCCH/2-cell	CQI	PMI	RI	AMI	Total	%
CJP-P	2*4	2*4	2*2	X	20	100%
NJP-AP	4	4	2	7	17	85%
NJP-AP-SA	4	4	2	7	17	85%
NJP-AP- MaxP/A/MinC	4	4	2	7	17	85%

4.5 複雜度分析

本節要分析 CJP 與 NJP 的計算複雜度以及在 NJP 中的簡化版的天線選擇方法與不同的簡單選取準則的計算複雜度。本論文中所介紹的都是以乘法數量作為計算複雜度的基準。首先，表 4-6 所示為 CJP 與我們提出的 NJP 之複雜度比較，是於 3 個細胞或 2 個細胞所需的計算複雜度，並且 CJP 又可分為細胞之間聯合選擇前置編碼(CJP-PJ)或獨立選擇前置編碼(CJP-PI)，NJP 也可以分為聯合選擇天線與前置編碼(NJP-API)或獨立選擇天線與前置編碼(NJP-API)。

表4-6：NJP和CJP的計算複雜度

Intra-site CoMP	Total	Intra-site CoMP	Total
CJP-PJ ₃	$C_1^{16} \cdot C_1^{16} \cdot C_1^{16}$	CJP-PI ₃	$3 \cdot C_1^{16}$
CJP-PJ ₂	$C_1^{16} \cdot C_1^{16}$	CJP-PI ₂	$2 \cdot C_1^{16}$
NJP-API ₃	$C_T^{N_1+N_2+N_3} \cdot C_1^{16}$	NJP-API ₃	$C_T^{N_1+N_2+N_3} + C_1^{16}$
NJP-API ₂	$C_T^{N_1+N_2} \cdot C_1^{16}$	NJP-API ₂	$C_T^{N_1+N_2} + C_1^{16}$

表 4-7 所示，為基於不同準則的計算複雜度，其中 P 表示為星座圖上的符元總數量， S 表示為傳送的資料流層數即 $\mathbf{x} \in C^{S \times 1}$ ，令 $\mathbf{H}_e$ 表示通道矩陣經過天線選擇矩陣與前置編碼矩陣相乘後之矩陣，則 M 是 $\mathbf{H}_e$ 列的維度大小，而 N 是 $\mathbf{H}_e$ 行的維度大小，也就是說 $\mathbf{H}_e = \mathbf{H}_{\text{N-MIMO}}(k)\mathbf{A}(k)\mathbf{P}(k) \in C^{M \times N}$ 。ML-based 是一種非矩陣分解的方式，其效能是最佳的，但計算複雜度確需要付出相當高的代價。QRD-based 的計算複雜度比 SVD-based 的稍微低些[16]，且效能表現得更好。根據文獻[5]，相較於 SVD 與 QRD，PQRD-based 有更好的效能，但必須付出 $N!$ 倍的 QRD 計算複雜度。因此，在這種計算複雜度與效能的折衷下，選擇的前提是須視系統與效能改善的程度而定。

表4-7：基於不同準則的計算複雜度

	Flops
ML-based	$P^S \cdot (P^S - 1) \cdot (MS + M)$
PQRD-based	$(3MN^2 - N^3) \cdot N!$
QRD-based	$3MN^2 - N^3$
SVD-based	$4MN^2 - 4N^3 / 3$

表 4-8 與表 4-9 比較在 3 個與 2 個細胞情況下各種方法的複雜度。從表中可知 NJP-APJ-SAJ 與 NJP-APJ-SAI 的計算複雜度低於 NJP-APJ，由模擬結果顯示，效能非常接近非簡化版的天線選擇同時計算複雜度也降低很多。表 4-6 中的 $T = a + b + c$ 表示為傳送端所設定的天線選擇數量。表 4-7 中的 $T = a + b$ 表示為傳送端所設定的天線選擇數量。

表4-8：NJP-APJ和CJP-PJ在3個細胞下的計算複雜度

For 3-cell	QRD-based
CJP-PJ	$O(C_1^{16} \cdot C_1^{16} \cdot C_1^{16} \cdot (3MN^2 - N^3))$
NJP-APJ	$O((C_T^{N_1+N_2+N_3} \cdot C_1^{16}) \cdot (3MN^2 - N^3))$
NJP-APJ-SAJ	$O((C_a^{N_1} \cdot C_b^{N_2} \cdot C_c^{N_3} \cdot C_1^{16}) \cdot (3MN^2 - N^3))$
NJP-APJ-SAI	$O((C_a^{N_1} + C_b^{N_2} + C_c^{N_3}) \cdot C_1^{16} \cdot (3MN^2 - N^3))$

表4-9：NJP-APJ和CJP-PJ在2個細胞下的計算複雜度

For 2-cell	QRD-based
CJP-PJ	$O(C_1^{16} \cdot C_1^{16} \cdot (3MN^2 - N^3))$
NJP-APJ	$O((C_T^{N_1+N_2} \cdot C_1^{16}) \cdot (3MN^2 - N^3))$
NJP-APJ-SAJ	$O((C_a^{N_1} \cdot C_b^{N_2} \cdot C_1^{16}) \cdot (3MN^2 - N^3))$
NJP-APJ-SAI	$O((C_a^{N_1} + C_b^{N_2}) \cdot C_1^{16} \cdot (3MN^2 - N^3))$

表 4-10 比較了 NJP 與 CJP 的計算複雜度，其中 NJP 又可分為簡化版與非簡化版方法以及三種簡單選取準則在細胞之間獨立選擇下之計算複雜度比較。很明顯的不需要做矩陣運算的方法其計算複雜度較低，三種簡單選取準則的計算複雜度關係為 $\text{Max A} > \text{Min C} > \text{Max P}$ ，其效能是與計算複雜度成正比的。這裡的 $N_t = N_1 + N_2$ 為總傳送天線數量、 $T = a + b$ 表示為傳送端所設定的天線選擇數量。

表4-10：NJP-API和CJP-PI在2個細胞下的計算複雜度

For 2-cell	QRD-based
CJP-PI	$O\left(2 \cdot C_1^{16} \cdot (3MN^2 - N^3)\right)$
NJP-API	$O\left((C_T^{N_1+N_2} + C_1^{16}) \cdot (3MN^2 - N^3)\right)$
NJP-API-SAJ	$O\left((C_a^{N_1} \cdot C_b^{N_2} + C_1^{16}) \cdot (3MN^2 - N^3)\right)$
NJP-API-SAI	$O\left((C_a^{N_1} + C_b^{N_2} + C_1^{16}) \cdot (3MN^2 - N^3)\right)$
	Max P-based
NJP-API-MaxP	$O\left(N_t M + C_1^{16} \cdot (3MN^2 - N^3)\right)$
	Min C-based
NJP-API-MinC	$O\left(\left(N_t - (T-1)/2\right)TM + T + 2(T-1)N_t - T^2\right) + C_1^{16} \cdot (3MN^2 - N^3)$
	Max A-based
NJP-API-MaxA	$O\left(\left((2T-1)N_t + (1-T)T\right)M + 2(T-1)N_t + (1-T)T\right) + C_1^{16} \cdot (3MN^2 - N^3)$

第五章 模擬結果

在本章中，我們利用模擬來比較我們所提出來的NJP方法與傳統的CJP方法。我們首先會說明使用的通道模型，即SCM(Spatial Channel Model)模型[13]，[14]。接著我們比較NJP與CJP在此通道模型下之表現。最後，我們比較NJP中簡化版的天線選擇與不同的天線選擇準則的效能。在所有的模擬中都是以空間多工的形式傳送。模擬參數設定於表5-1所示，我們是採用LTE/LTE-A標準的下行傳送中的OFDM調變技術，且假設傳送端與接收端都是完美已知CSI，以及我們使用MLD來作為接收端的信號偵測。

表5-1：場域內CoMP的系統模擬設定

Parameters	value
Channel model	SCM (Urban macro)
System bandwidth	2MHz(FDD)
Transmission schemes	SU-MIMO with intra-site CoMP, 4X2 spatial multiplexing
Antenna configuration	eNB: 0.5λ and 10λ UE: 0.5λ
Antenna pattern	$A(\theta) = -\min \left[12 \left(\frac{\theta}{\theta_{3dB}} \right)^2, A_m \right]$ $\theta_{3dB} = 70^\circ, A_m = 20 \text{ dB}$
UE speed	3 Km/h
FFT size	128
CSI at Transmitter	Ideal
CSI at Receiver	Ideal
Modulation	QPSK
Precoder	3GPP TS 36.211

5.1 SCM 通道特性

根據 LTE/LTE-A 系統標準中所規範，基地台的天線場型強度如圖 5-1 所示，場域內三個基地台的天線場型強度如圖 5-2 所示，而手機使用者的天線則是假設為全向性天線。圖 5-3 是 SCM 通道在時速 3km 時的多路徑通道的一個範例，而圖 5-4 表示為 SCM 多路徑通道中的第一個路徑通道經過 100 次取樣，由此圖可知，在時速 3km 時，其通道變化的速度非常慢。圖 5-5 則是在時速 30km 時的 SCM 多路徑通道中的第一個路徑通道經過 100 次取樣，此時的變化就比較快。

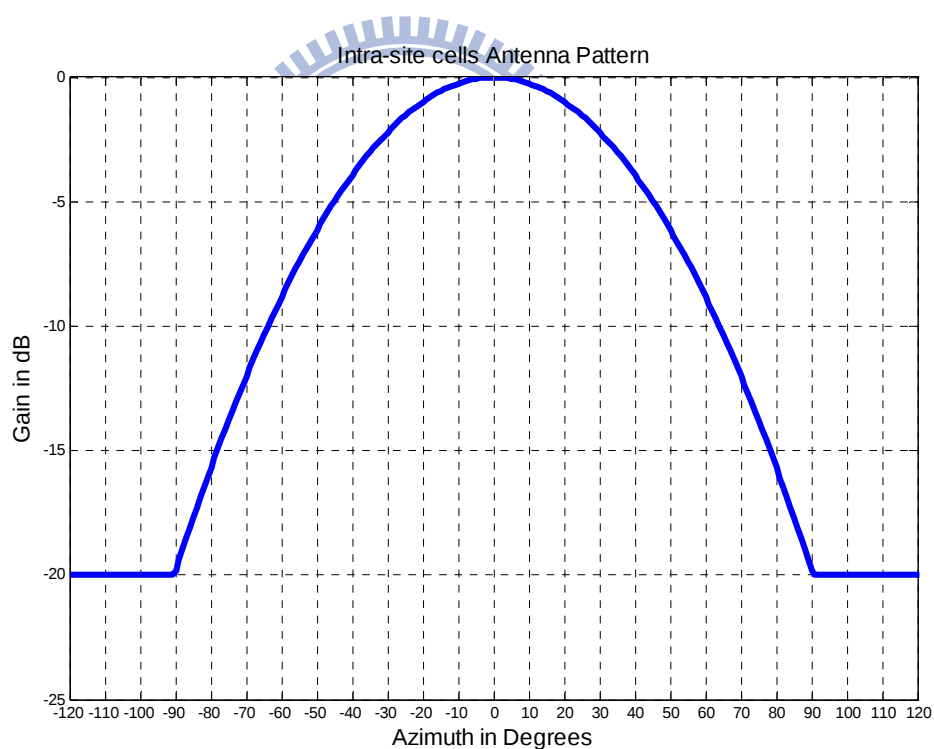


圖5-1：基地台的天線場型強度

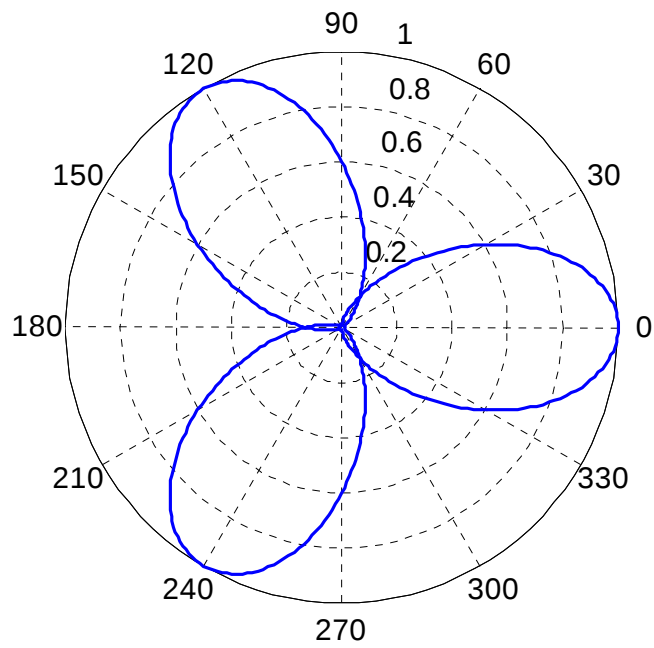


圖5-2：場域內基地台的天線場型強度

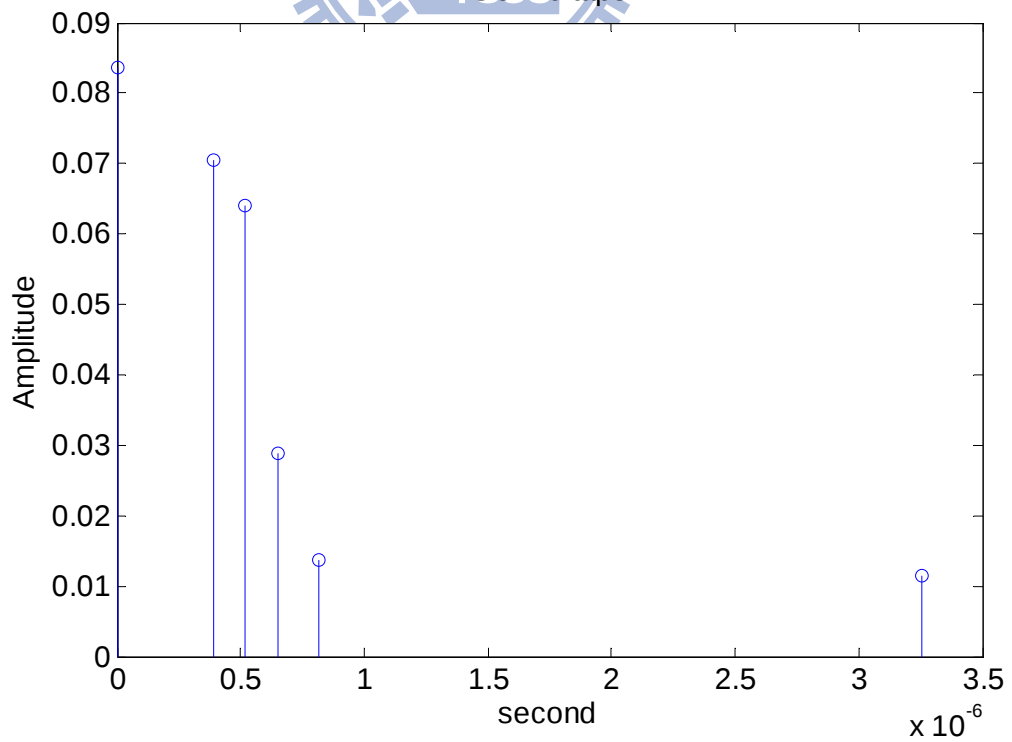


圖5-3：時速3km的多路徑通道

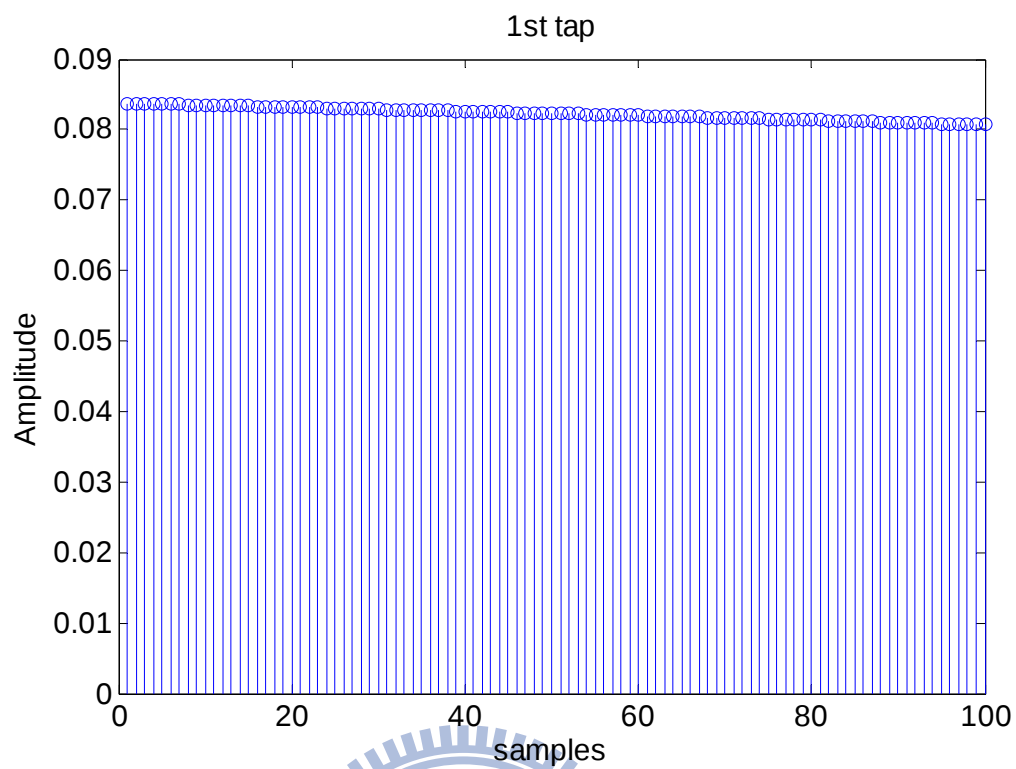


圖5-4：時速3km的1st路徑取樣100次的通道

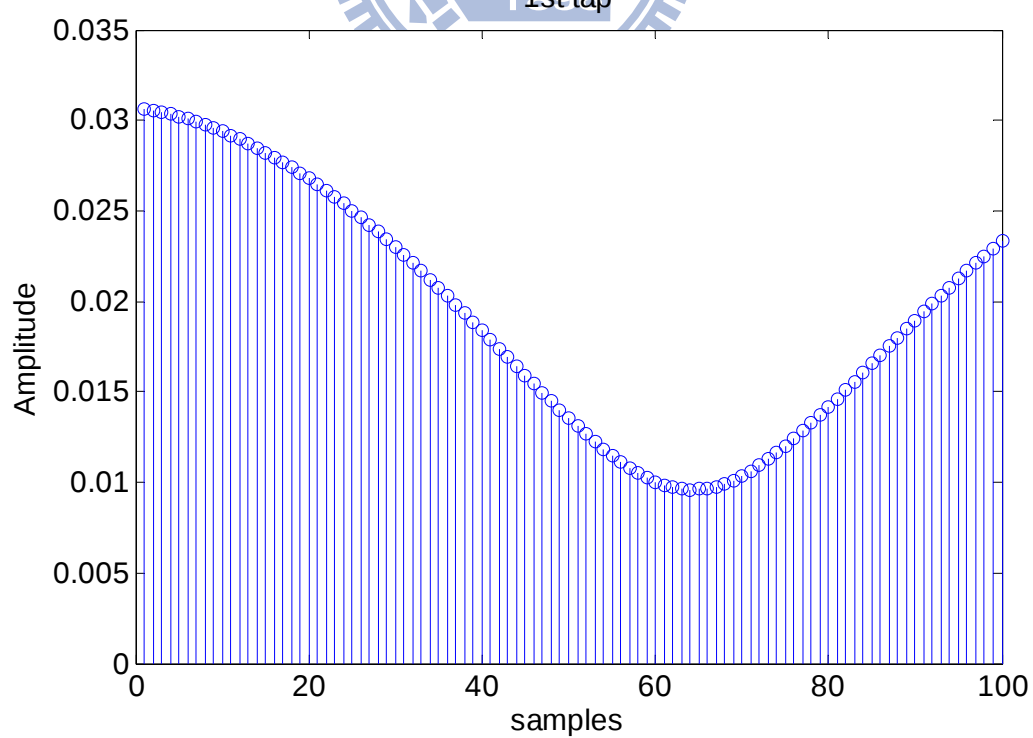


圖5-5：時速30km的1st路徑取樣100次的通道

5.2 模擬結果與分析

在本篇模擬中，我們設定傳送端天線間距分別為 0.5λ 與 10λ 兩種情況，接收端天線間距都為 0.5λ 。圖 5-6 為 NJP 在 0.5λ 時的向量錯誤率，其中 Min 表示取最小的自由距離下限值，Avg 表示為取平均的自由距離下限值。從圖中可明顯地看出使用平均的自由距離下限值有較佳的效能，另外，準則的優劣順序為 $PQRD > QRD > SVD$ ，作矩陣運算的三種準則中計算複雜度最低的是 QRD，其效能優於 SVD 且接近於 PQRD，因此接下來的模擬我們都使用 QRD 作為天線選擇的運算方法。不過從圖 5-6 中可以看出 Min 與 Avg 兩種方法在高 SNR 時有接近的趨勢，圖 5-7 所示為其位元錯誤率，我們可以看出兩種方法的效能交叉點發生在 25dB，這表示當 SNR 很高時，選取最小的自由距離下限值方法有較佳的效能，這是因為在高 SNR 時，受到雜訊干擾的子載波通道的出現機率比較低，因此我們只要改善最差的子載波通道即可。不過在現實通訊情況下，SNR 通常不會太高，因此在實際應用中，我們提出來的選取平均的自由距離下限值有較好效能。

圖 5-8 與圖 5-9 顯示傳送天線間距分別為 0.5λ 與 10λ 時 NJP-APJ 與 CJP-PJ 在 3 個細胞以及 2 個細胞中的效能比較，其中 NJP-APJ 表示為我們提出的 NJP 的聯合選擇天線與前置編碼，CJP-PJ 表示為傳統的 JP 的聯合選擇前置編碼。從模擬結果中可知，我們提出來的 NJP 方法會優越於 CJP。

圖 5-10 與圖 5-11 顯示傳送天線間距分別為 0.5λ 與 10λ 時 NJP-API 與 CJP-PI 在 3 個細胞以及 2 個細胞中的效能比較。由模擬結果中可得知，對於 NJP 的獨立天線與前置編碼選擇以及 CJP 的前置編碼獨立選擇，無論傳送天線間距為何我們提出 NJP 方法的效能會明顯勝過 CJP 方法。另一方面，圖 5-8 至圖 5-11 中也可看出基地台內部無論是分成 3 個細胞或 2 個細胞的基地台之間的 CoMP 其效能都會很接近，這是由於我們設定的手機使用者是位於 2 個細胞的正中間，因此收到來自附近的 2 個基地台的訊號功率是一樣的，而第 3 的細胞基地台的訊號就會很微弱。所以為了節省運算量，我們接下來的模擬條件都設為 2 個細胞的基地台內部的 CoMP 來簡化計算量。

在 MIMO-OFDM 系統裡，於頻域上會有很多子通道，LTE/LTE-A 將相臨的若干子通道合成一個子頻帶，然後對一子頻帶只給予一前置編碼矩陣。對天線選擇而言，如果對一子頻帶裡的每個子通道都計算自由距離下限值的話，其運算複雜度將相當可觀，為了降低複雜度，我們可以只對每一子頻帶中的中間子通道估計自由距離下限值，以此來代表整個子頻帶的平均。圖 5-12 與圖 5-13 所示為 CJP 模擬的結果，其中 all-H 表示對子頻帶內的全部子通道作處理，central-H 則為只針對子頻帶的中間子通道作處理。從圖中我們可知在傳送天線間距為 0.5λ 時，無論是 CJP-PJ 或 CJP-PI，對於上述兩種處理方式的效能都非常接近。當傳送天線間距在 10λ 時(表示通道相關性很低)，CJP-PJ 對於上述兩種處理方式中的差距較大，這是因為當通道相關性低時取中間通道來代表整個通道的誤差是較高的。而 CJP-PI 對於上述兩種處理方式的效能則很接近，我們推測有可能是因為細胞之間獨立前置編碼選擇時並未考慮細胞間彼此的干擾，使得我們看不出使用 all-H 處理方式的好處。不過為了減少計算量以及模擬時間，爾後的模擬我們都只使用 central-H 作為處理。

圖 5-14 與圖 5-15 顯示 NJP 模擬的結果，從圖中可看出我們提出來的 NJP 無論是 NJP-APJ 或 NJP-API 在使用上述兩種處理方式時，其效能的差距都比較大。但是如同上述中為了減少計算量並且要與 CJP 做公平的比較，因此接下來的模擬我們也是使用 central-H 作為處理。

圖 5-16 與圖 5-17 顯示傳送天線間距分別為 0.5λ 與 10λ NJP-APJ 與 CJP-PI 的效能比較，如前所述我們提出的 NJP 方法其計算複雜度是比 CJP 高很多，因此我們提出簡化版的天線選擇分別為 NJP-APJ-SAJ 以及 NJP-APJ-SAI。NJP-APJ-SAJ 代表聯合天線與前置編碼選擇，且基地台內所有細胞的天線是合起來聯合選擇的。NJP-APJ-SAI 代表天線與前置編碼是獨立選擇，且基地台內所有細胞的天線是獨立選擇的。從圖中所示 NJP-APJ-SAJ、NJP-APJ-SAI 的效能可以逼近於 NJP-APJ 並且都是優於 CJP。

接下來我們模擬的是計算量較低的獨立選擇方法為 NJP-API 即天線與前置編碼獨立選擇的模式與 CJP-PI 即基地台內部之間獨立選擇前置編碼的模式，並且在 NJP-API 的情況中，我們提出 Max A、Max P 以及 Min C 三種簡單的天線選取準則，其模擬結果

如圖 5-18 所示，其傳送天線間距為 0.5λ 時，簡單選取準則中的 Max A 與 NJP-API-SAJ、NJP-API-SAI 和 NJP-API 的效能幾乎相同，且我們提出的 Max A 的計算複雜度又比需做矩陣運算的準則還要來的低。其次的順序為 NJP-API-Min C > NJP-API-Max P > CJP-PI，顯然當通道相關性大時，必須同時考慮兩個因素，分別為通道的功率最大與通道間的相關性最低。接下來我們要觀察的是若沒有前置編碼的補償下各自的天線選取準則的效能，結果如圖 5-19 所示，我們可以發現計算複雜度最高的方法其效能是最佳的。當通道相關性很高時，前置編碼可以發揮它的最大效應來改善系統效能。

接續圖 5-18 與圖 5-19，但此時傳送天線間距更改為 10λ 如圖 5-20 所示，Max P 的效能是最佳的，這是因為當通道越不相關，考量通道間的正交性因素則不是那麼的重要，因此只需要計算出最大功率的通道就會是最佳的選擇。最後是觀察若沒有前置編碼的補償下各自的天線選取準則的效能，結果如圖 5-21 所示。依然是計算複雜度最高的方法其效能是最佳的。但是當通道相關性很低時，前置編碼的補償也較有限。從本論文的模擬中，我們可以得到一個結論，那就是 Max A 無論在通道非常相關與非常不相關時，都有較高平穩性的效能，尤其是在考慮前置編碼後，其效能可接近於矩陣運算準則，同時其計算複雜度也比矩陣運算準則低。

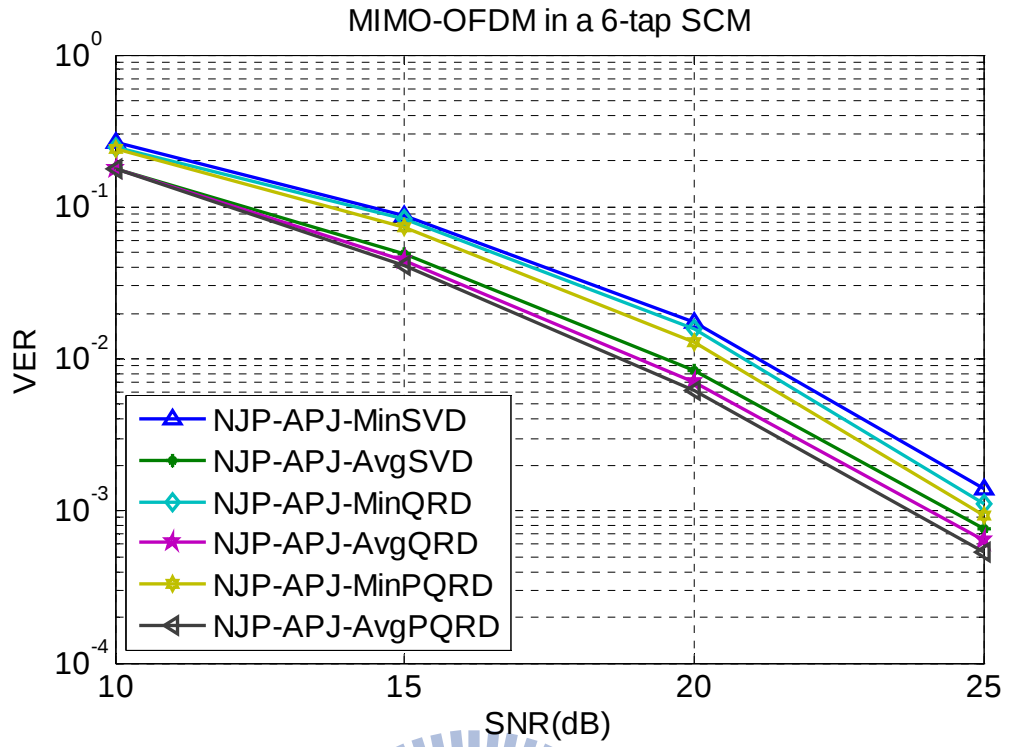


圖5-6：NJP在 0.5λ 時的向量錯誤率

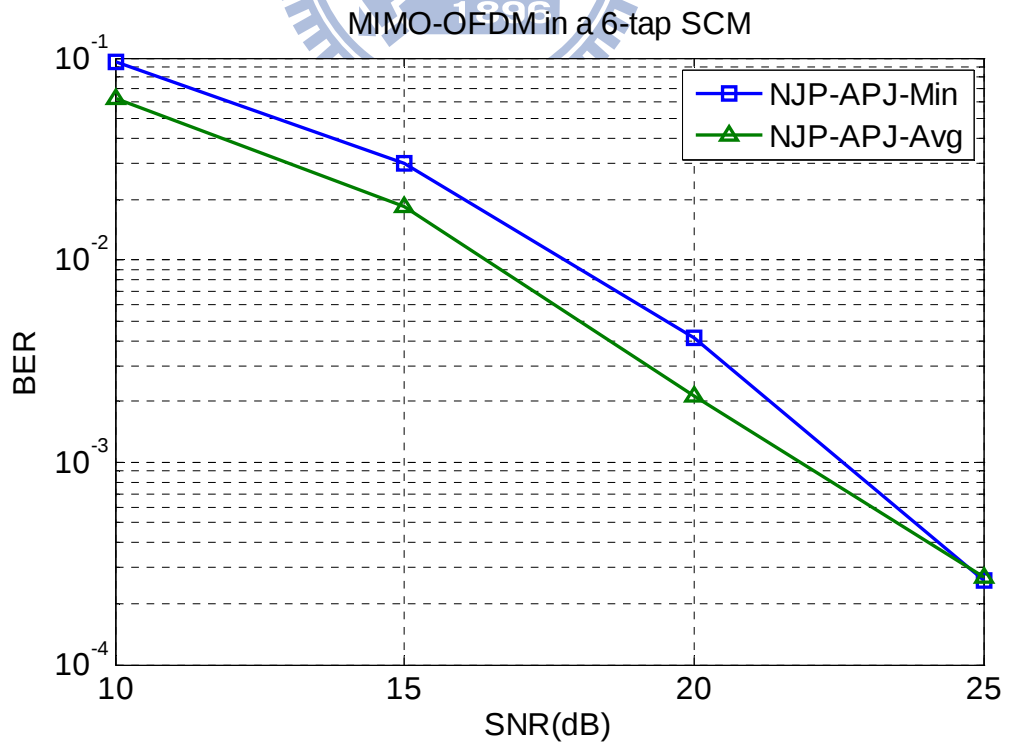


圖5-7：NJP-QRD-based在 0.5λ 時的位元錯誤率

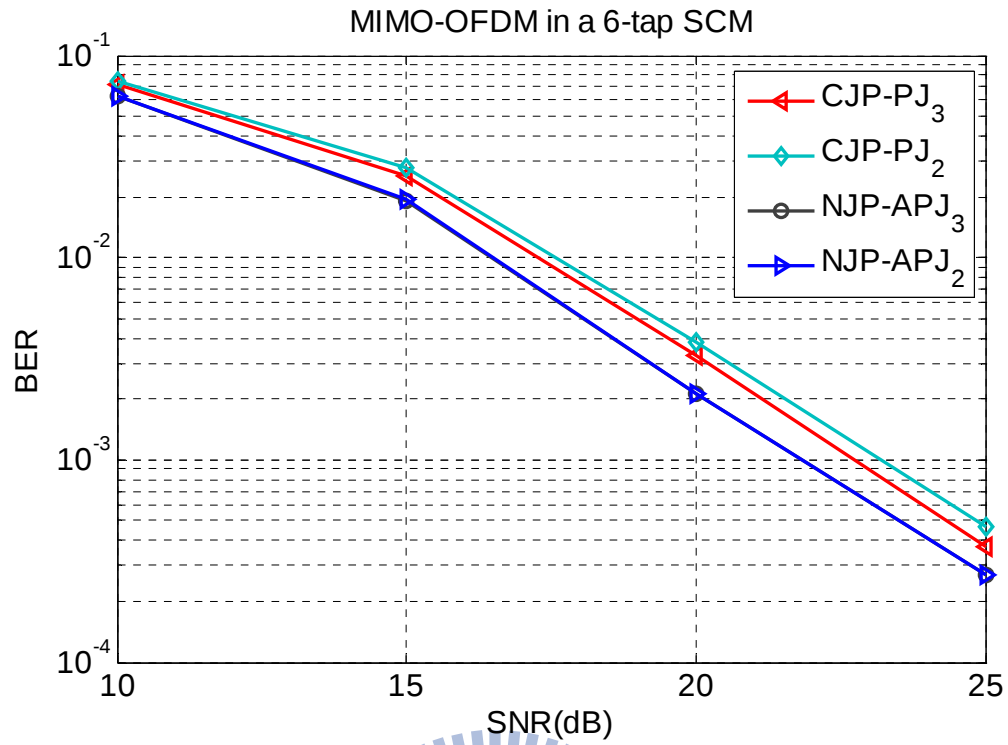


圖5-8：NJP-APJ vs CJP-PJ在 0.5λ 時的位元錯誤率

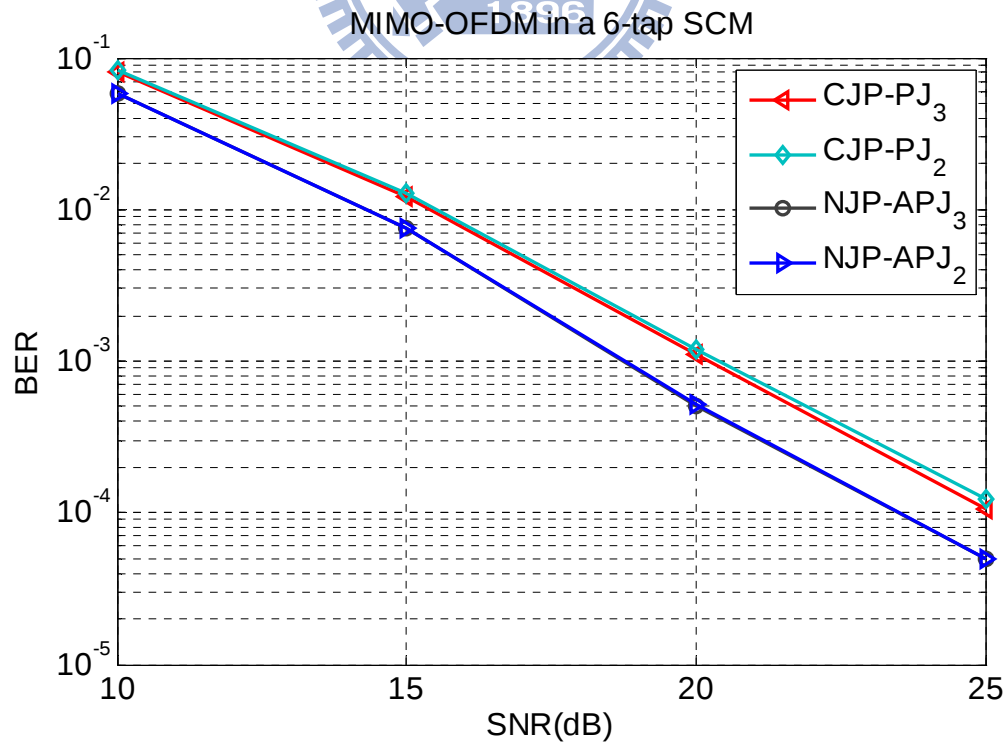


圖5-9：NJP-APJ vs CJP-PJ在 10λ 時的位元錯誤率

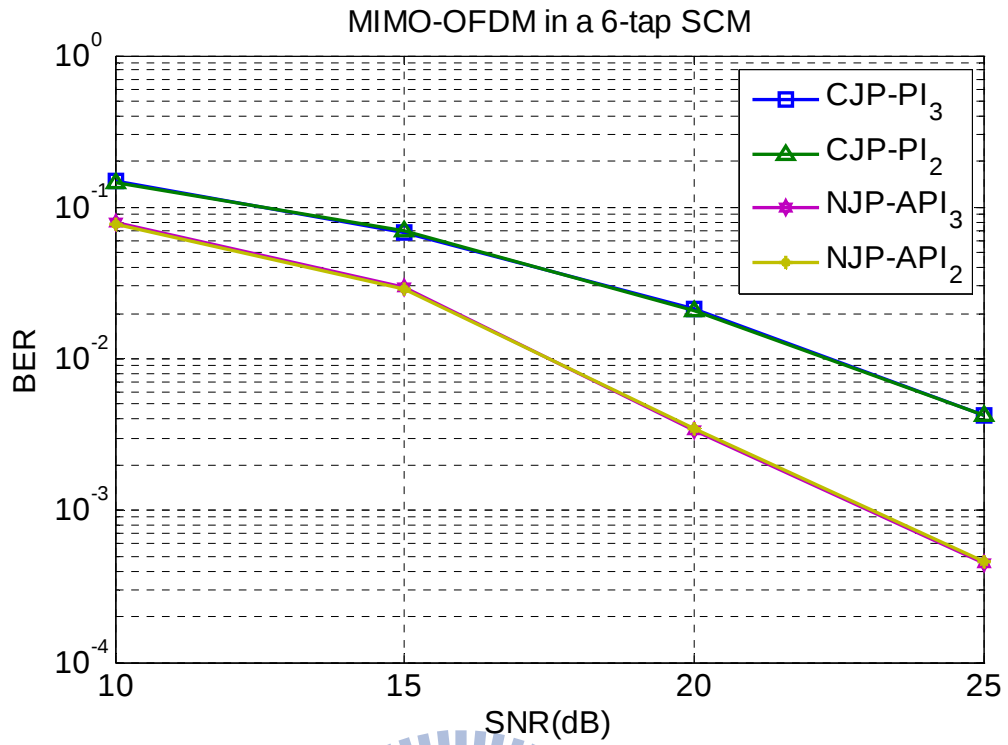


圖5-10：NJP-API vs CJP-PI在 0.5λ 時的位元錯誤率

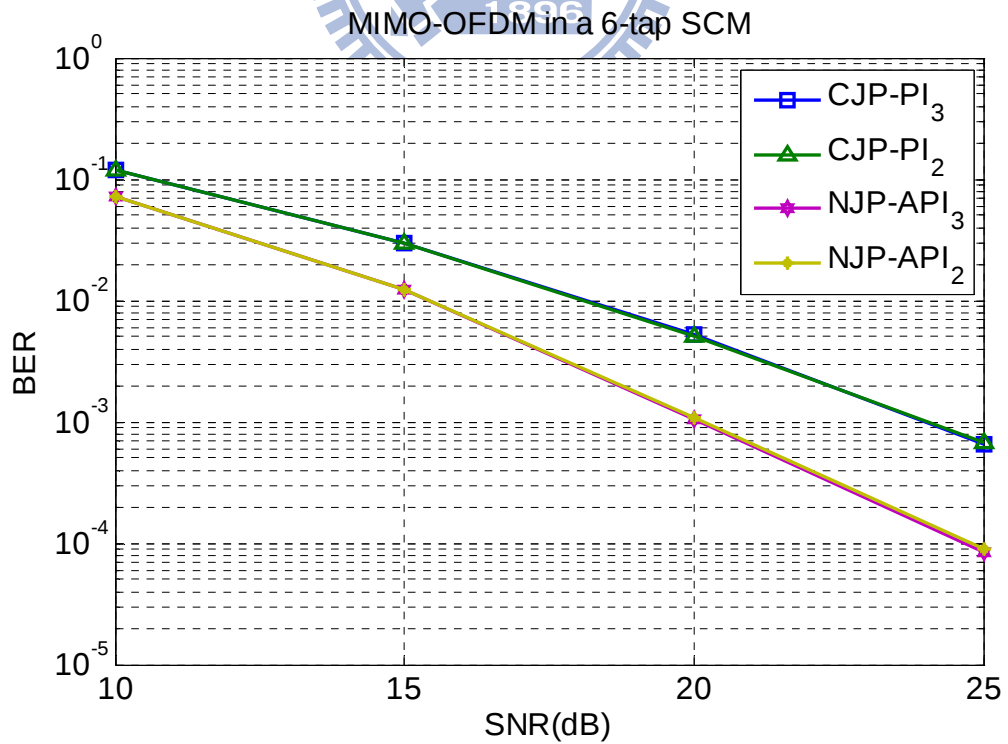


圖5-11：NJP-API vs CJP-PI在 10λ 時的位元錯誤率

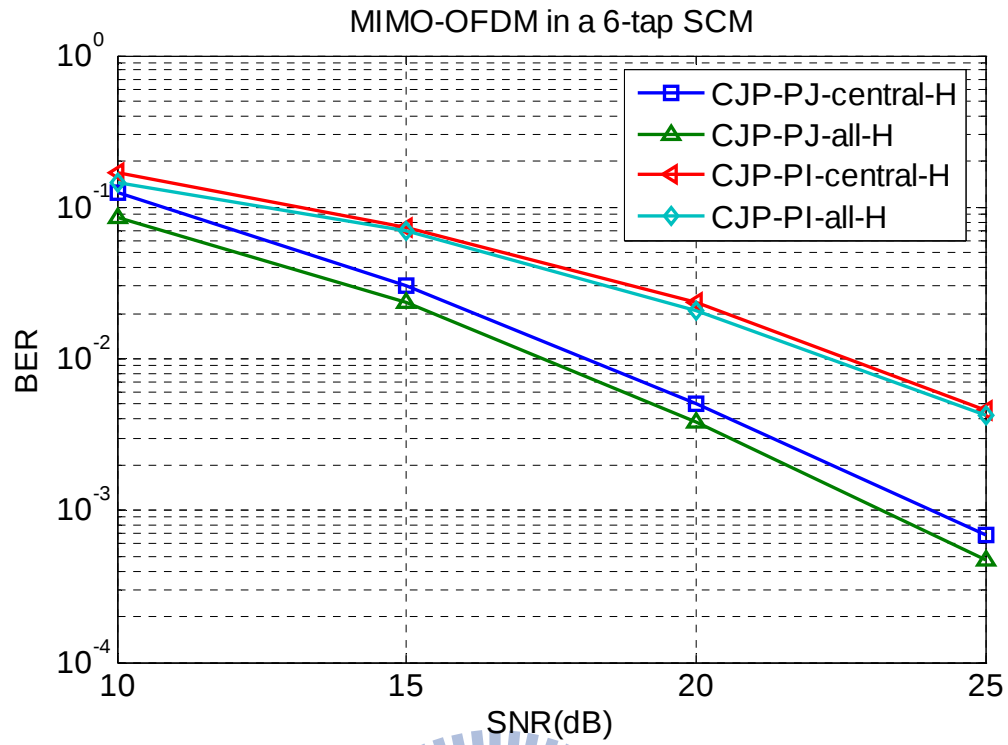


圖5-12：CJP-all channel vs CJP-central channel在 0.5λ 時的位元錯誤率

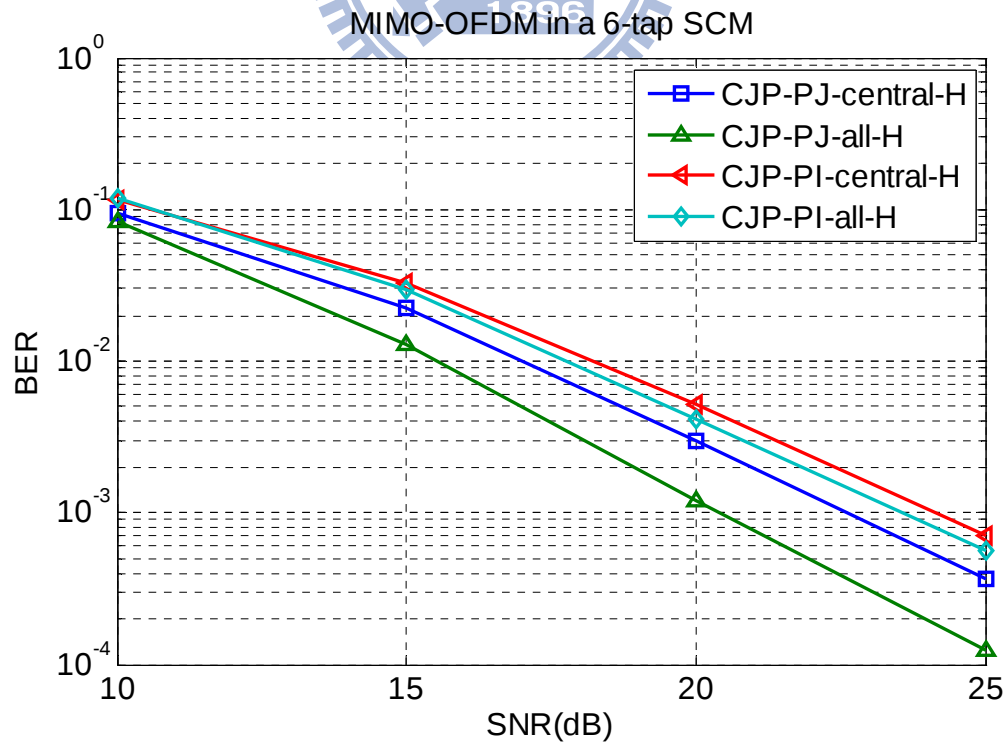


圖5-13：CJP-all channel vs CJP-central channel在 10λ 時的位元錯誤率

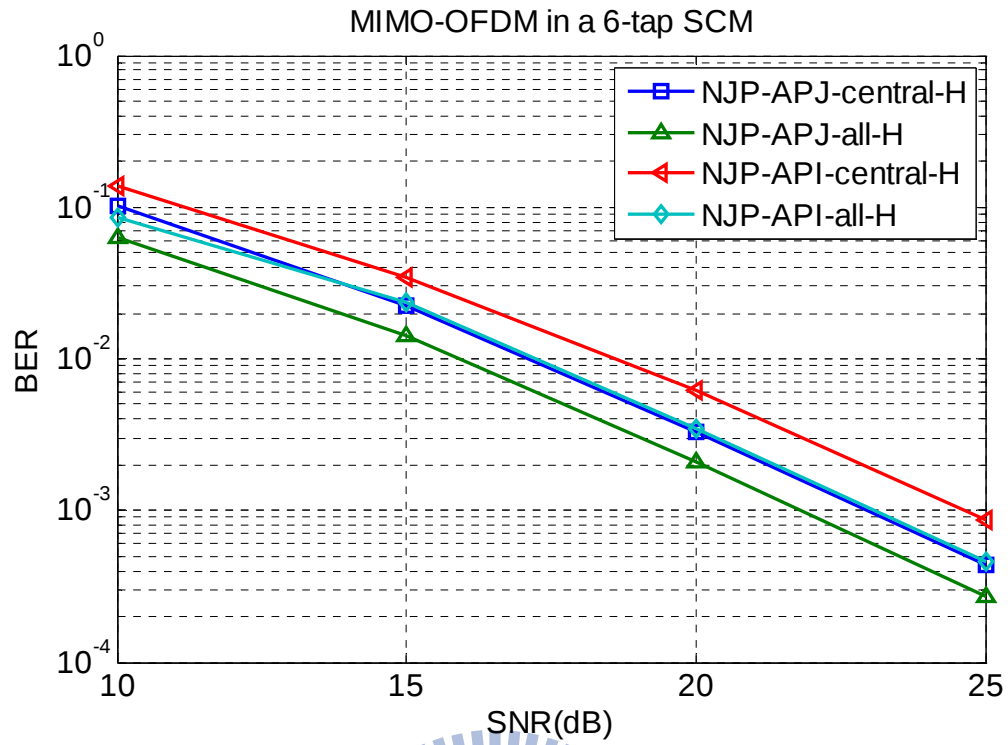


圖5-14：NJP-all channel vs NJP-central channel在 0.5λ 時的位元錯誤率

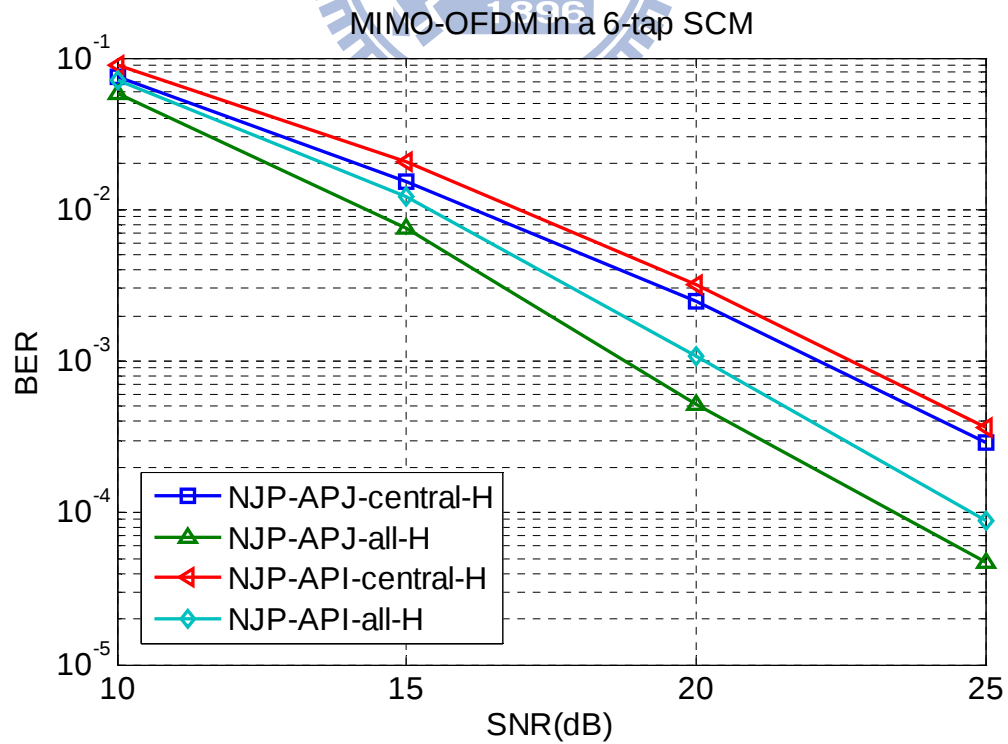


圖5-15：NJP-all channel vs NJP-central channel在 10λ 時的位元錯誤率

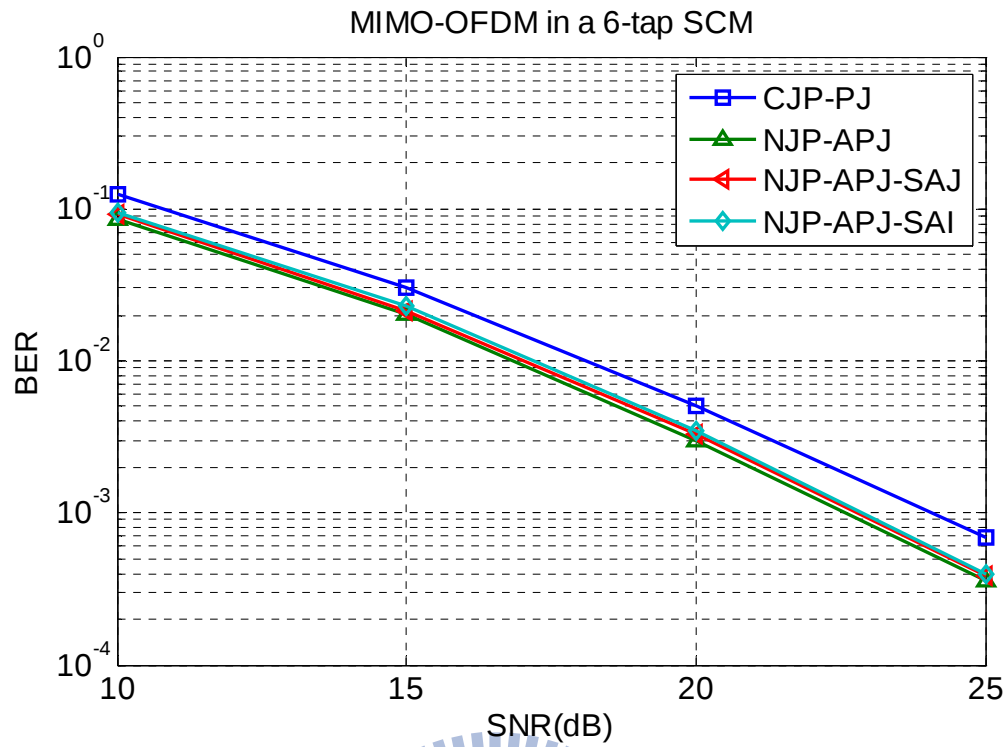


圖5-16：NJP-APJ/-SA vs CJP-PJ在 0.5λ 時的位元錯誤率

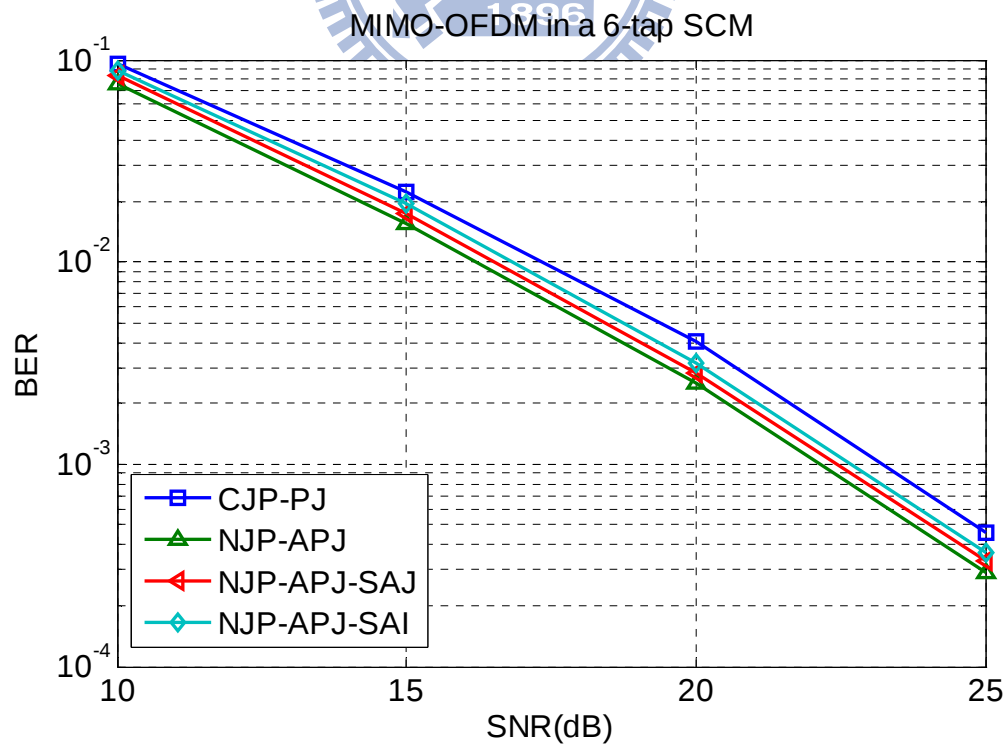


圖5-17：NJP-APJ/-SA vs CJP-PJ在 10λ 時的位元錯誤率

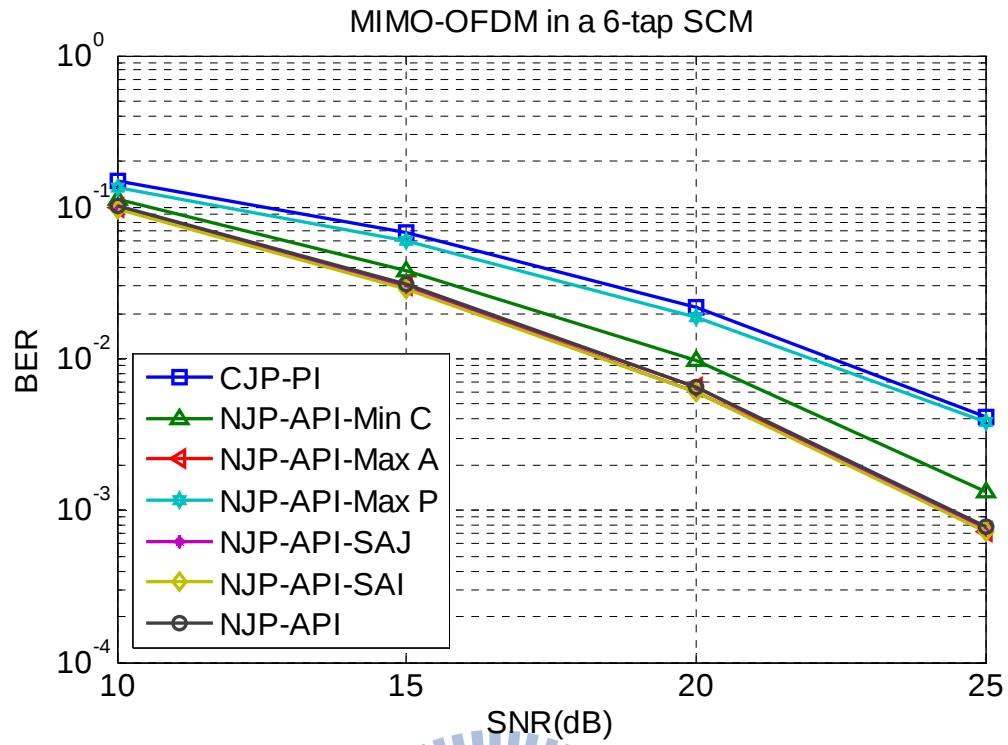


圖5-18：NJP-API vs CJP-PI在 0.5λ 時的位元錯誤率

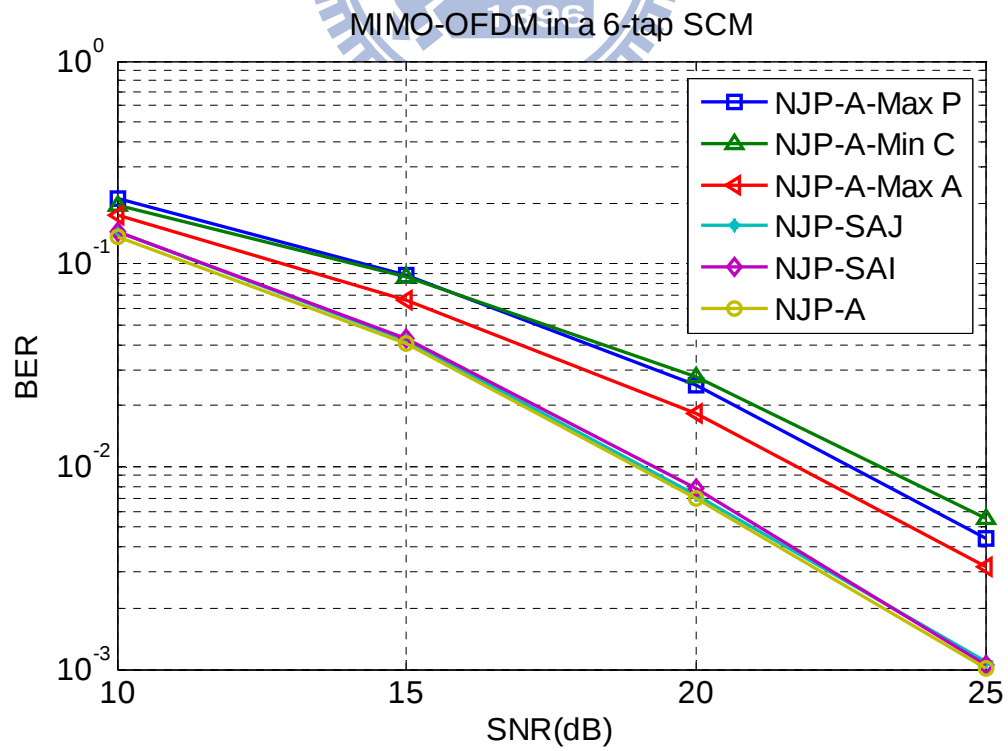


圖5-19：NJP-A -w/o precoding在 0.5λ 時的位元錯誤率

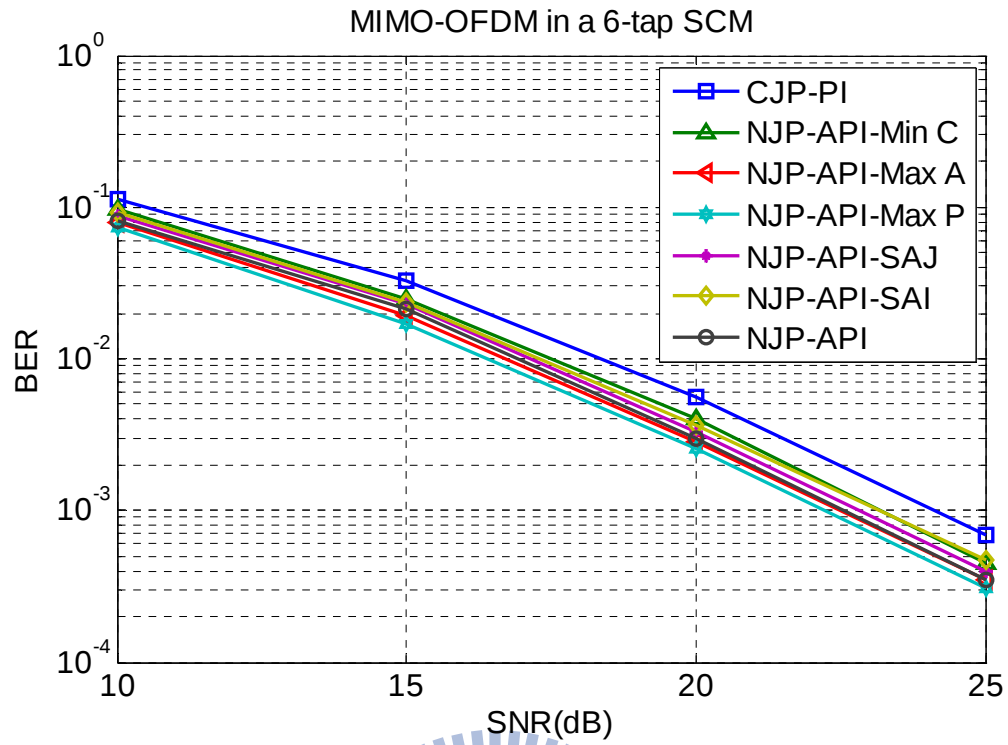


圖5-20：NJP-API vs CJP-PI在 10λ 時的位元錯誤率

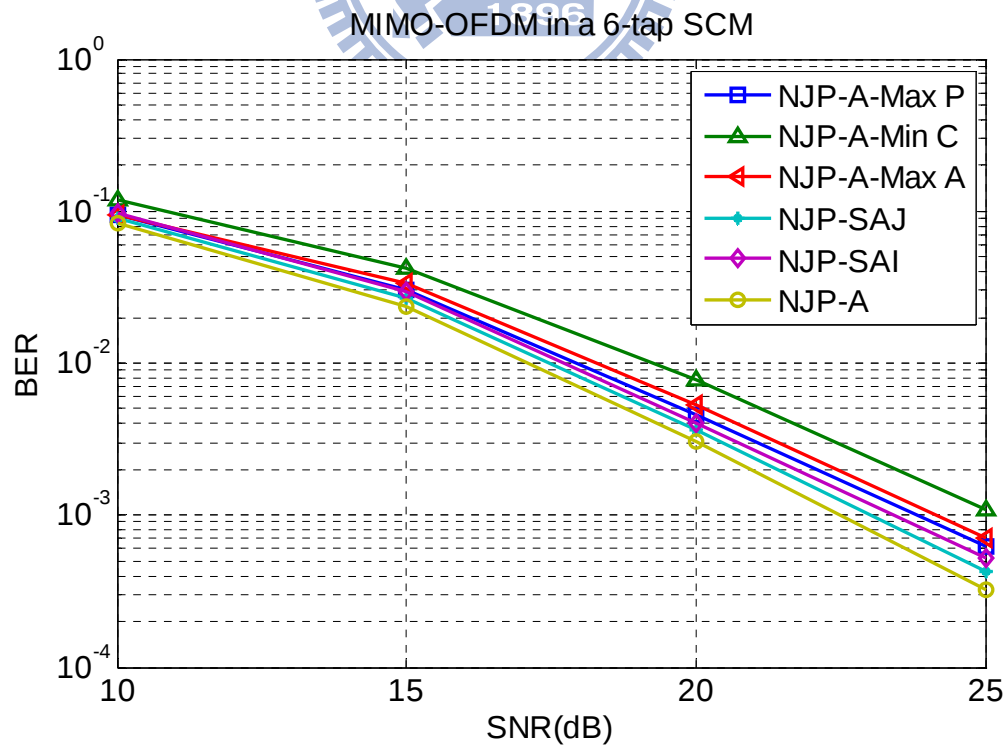


圖5-21：NJP-A -w/o precoding在 10λ 時的位元錯誤率

第六章 結論

在本篇論文中，我們研究 LTE/LTE-A Intra-site CoMP 下行傳送系統中天線選擇技術。在 CoMP 的環境下，我們可以將所有基地台的天線到使用者的天線之間視為一個大的 MIMO 系統並使用前置編碼來增加效能，但在 LTE/LTE-A 規格中碼書的設計並沒有考慮較大的 MIMO 應用，因而造成在此 CoMP 的情境中無碼書可用。

因此我們提出使用天線選擇來克服上述的問題。本論文所選用接收端為 ML 接收機，我們經由理論證明了利用平均的自由距離的下限值所選取的天線組可以將錯誤率降到最低。從模擬結果也可發現，平均的自由距離的下限值在實用的 SNR 範圍內可以有較好的效能。我們同時比較了不同的自由距離的下限值準則的效能，例如 PQRD、QRD 以及 SVD。為了減少天線組的候選量，我們提出了簡化版的天線選擇方法。另一方面，雖然簡化版的天線選擇方法可以降低候選量，不過上述的準則都必須作矩陣的運算，其運算量非常可觀，因此我們最後提出三種簡單的選取準則來降低計算複雜度。

對於簡化版的天線選擇方法中，經由模擬結果可知簡化版的天線選擇方法的效能非常接近於非簡化版的天線選擇方法，同時又可以有效地降低天線組的候選量。而對於簡單選取準則中，我們可以根據通道的相關性來動態取決於要使用哪一種的天線選擇準則。又或者可採取 Max A 準則作為固定使用的方式，因為無論通道相關性是高或低，Max A 準則都會有不錯的效能。

在本論文中，沒有探討介於最小的自由距離下限值或平均的自由距離下限值之間的選取法則，也就是說我們可以選取幾個最小的自由距離然後再加以平均，這也許可做為未來的研究議題。另一方面，我們探討了天線選擇與前置編碼一起混合選擇與各自獨立選擇，儘管一起選擇得到較好的效能但所要付出的計算量非常高，因此或許我們可以在獨立選擇中利用疊代的方式來得到更好的效能，而這就必須在效能與計算複雜度之間作權衡，此或許也可成為未來研究的議題。另外在本論文中並沒有考慮多個使用者的 CoMP，這也可以作為本篇論文延伸的研究議題。

參考資料

- [1] R. W. Heath, Jr., and A. Paulraj, "Antenna selection for spatial multiplexing systems based on minimum error rate, " in *Proc. IEEE Int. Conf. Communications*, Helsinki, Finland, Jun. 2001, pp. 2276-2280
- [2] R. W. Heath, Jr., S. Sandhu, A. Paulraj, "Antenna selection for Spatial multiplexing systems with linear receivers, " *IEEE Communications Letters*, vol. 5, no. 4, April 2001.
- [3] D. J. Love, R. W. Heath, and Jr., "Limited feedback unitary precoding for spatial multiplexing systems. " *IEEE Trans. on inform. Theory*, vol. 51, no. 8, August 2005.
- [4] J. K. Zhang, A. Kavčić, and K. M. Wong, "Equal-diagonal QR decomposition and its application to precoder design for successive-cancellation detection, " *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 51, no. 1, pp. 154-172, Jan. 2005.
- [5] C. T. Lin and W. R. Wu, "QRD-based Antenna Selection for Maximum-Likelihood Detection of Spatial Multiplexing MIMO Systems : Algorithms and Applications," to appear in *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, Apr. 2010.
- [6] B. Pitakdumrongkija, K. Fukawa, H. Suzuki, and T. Hagiwara, "MIMO-OFDM precoding technique for minimizing BER upper bound of MLD," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E91-B, no. 7, pp. 2287-2298, July. 2008
- [7] A. Wilzeck and T. Kaiser, "Antenna subset selection for cyclic prefix assisted MIMO wireless communications over frequency selective channels," *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2008, Article ID 716826, 2008.
- [8] E. Dahlman, S. Parkvall, J. Sköld, and P. Beming, *3G Evolution : HSPA and LTE for Mobile Broadband*, 2nd edition, Elsevier, UK 2008.
- [9] 3GPP TR 25.913 V8.0.0, "3rd Generation Partnership Project Technical Specification Group Radio Access Network Requirements for Evolved UTRA(E-UTRA) and Evolved UTRAN(E-UTRAN) Release 8," 3GPP, www.3gpp.org, Dec. 2008.
- [10] 3GPP TR 36.913 V8.0.1, "3rd Generation Partnership Project Technical Specification

Group Radio Access Network Requirements for further advancements for Evolved Universal Terrestrial Radio Access(E-UTRA)(LTE-Advanced) Release 8, ” 3GPP, www.3gpp.org, Apr. 2009.

[11] 3GPP TS 36.211 V9.1.0, “3rd Generation Partnership Project Technical Specification Group Radio Access Network Evolved Universal Terrestrial Radio Access(E-UTRA) Physical Channels and Modulation Release 9, ” 3GPP, www.3gpp.org, Apr. 2010.

[12] 3GPP TS 36.213 V9.2.0, “3rd Generation Partnership Project Technical Specification Group Radio Access Network Evolved Universal Terrestrial Radio Access(E-UTRA) Physical Layer Procedures Release 9, ” 3GPP, www.3gpp.org, Jun. 2010.

[13] 3GPP TR 25.996 V6.1.0, “3rd Generation Partnership Project Technical Specification Group Radio Access Network Spatial channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations Release 6, ” 3GPP, www.3gpp.org, Sep. 2003.

[14] 3GPP TR 36.814 V9.0.0, “3rd Generation Partnership Project Technical Specification Group Radio Access Network Evolved Universal Terrestrial Radio Access(E-UTRA) Further advancements for E-UTRA physical layer aspects Release 9, ” 3GPP, www.3gpp.org, Apr. 2010.

[15] Q. Wang, D. Jiang, G. Liu, Z. Yan, “Coordinated multiple points transmission for LTE-Advanced systems, ” 5th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing(WiCom’09), Sep. 2009.

[16] G. Golub and C. F. Van Loan, *Matrix Computations*. 3rd ed. Baltimore, MD : Johns Hopkins Univ. Press, 1996.