

國立交通大學

電信工程研究所

碩士論文

LTE-A 系統之場域內多使用者協調式多點傳送

：一個基於天線選擇的方法

Intra-Site Multiuser CoMP for LTE-A Systems: An

Antenna Selection Approach

研究生：莊宗義

指導教授：吳文榕 博士

中華民國 101 年 7 月

LTE-A 系統之場域內多使用者協調式多點傳送

: 一個基於天線選擇的方法

Intra-Site Multiuser CoMP for LTE-A Systems

: An Antenna Selection Approach

研究生：莊宗義

Student : Tsung-Hsi Chuang

指導教授：吳文榕 博士

Adivsor : Dr. Wen-Rong Wu



A Thesis

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 of Science

In

Communications Engineering

July 2012

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國 101 年 7 月

# LTE-A 系統之場域內多使用者協調式多點傳送


## ：一個基於天線選擇的方法

研究生：莊宗義

指導教授：吳文榕 教授

國立交通大學電信工程學系碩士班

### 摘要



在傳統蜂巢式網路的系統中，細胞邊緣的使用者容易受到鄰近細胞的干擾，為了解決這個問題，LTE-A 系統提出協調式多點傳送與接收(CoMP)的技術來盡量減少細胞之間的干擾。另外，近年來多使用者系統多輸入多輸出(MU-MIMO)技術已發展成熟，此技術可以讓多個使用者在同一時間以及同一頻率上傳輸資料，有效地提高系統的效能。有鑑於此，LTE-A 系統試著將 MU-MIMO 與 CoMP 這兩項技術作整合，期望能夠達到更好的峰值速率以及頻譜使用效率。本論文旨在探討場域內 CoMP 的多使用者聯合處理技術，我們提出了基於天線選擇的新的聯合處理方法，由於多了天線選擇這個自由度，使得系統資源可以更有效的運用，除此之外，天線選擇可以幫助我們將多傳送點的問題簡化為一個虛擬的單傳送點問題，因此使得現有單傳送點多使用者的技術可以直接應用。模擬結果顯示，我們所提出的方法可能比傳統的作法在更少的資訊回報量之下，提供更好的系統吞吐量。

# Intra-Site Multiuser CoMP for LTE-A Systems

## : An Antenna Selection Approach

Student : Tsung-Hsi Chuang

Advisor : Dr. Wen-Rong Wu

Department of Communication Engineering  
National Chiao Tung University

### Abstract

In conventional cellular network systems, the cell edge users are vulnerable to interference from neighboring cells. In order to deal with this problem, coordinate multipoint transmission/reception (CoMP) has been proposed in LTE-A system. Yet, in recent years, multiuser multiple-input-multiple-output (MU-MIMO) has been well developed. The MU-MIMO technique allows the simultaneous transmission of multiple user signals in the same time at the same frequency band, and hence enhances the system performance effectively. Thus, LTE-A tries to integrate MU-MIMO and CoMP hoping for better peak data rate and higher spectrum efficiency. This thesis aims to investigate intra-site MU CoMP joint processing (JP) techniques. We propose a new antenna-selection-based JP method that can better use the system resource and reduce the feedback overhead. Thanks to the antenna selection technique, we can translate a multipoint CoMP problem to a virtual single-point CoMP problem such that the existing single-point MU-MIMO technique can be directly applied. Numerical results show that the proposed method outperforms the conventional approach and at the same time requires less feedback overhead.

## 誌謝

本篇論文得以順利完成，特別感謝我的指導教授吳文榕 博士，當我在研究上碰到問題時，老師總是不厭其煩地回答我的問題，給予我適當的方向。

另外，我要感謝寬頻通訊及訊號處理實驗室的所有同儕 鈞陶、其翰、勝隆、汀華、錫沅、嫻珮、彥廷、婉綺、家彰、運凱、偉豪、侑君、家妤，在研究上以及生活上給予我許多的幫助，有你/妳們的陪伴讓我的碩士生涯十分幸福。

最後感謝我的家人，給予我在精神上最大的鼓勵與支持，使得我可以順利地完成碩士學位。



# 目錄

摘要.....	i
Abstract.....	ii
誌謝.....	iii
目錄.....	iv
表目錄.....	v
圖目錄.....	vi
第一章 簡介.....	1
第二章 LTE/LTE-A、CoMP 規格標準介紹.....	4
2.1 LTE/LTE-A 介紹.....	4
2.1.1 LTE/LTE-A 設計目標.....	4
2.1.2 LTE/LTE-A 訊框結構.....	6
2.1.3 LTE/LTE-A 下行傳輸.....	8
2.2 下行 CoMP 介紹.....	15
2.2.1 CoMP 方案.....	15
2.2.2 CoMP 類別.....	17
2.2.3 CoMP 集合.....	18
2.2.4 下行 CoMP 的通道資訊回報方式.....	19
2.2.5 CoMP 集合的決定方式.....	20
2.2.6 場域間/場域內網路幹線的支援.....	20
第三章 多使用者協調式多點傳送與接收.....	22
3.1 多使用者多輸入多輸出系統.....	22
3.1.1 訊號系統模型.....	23
3.1.2 PU2RC.....	24
3.1.3 基於二次回報的 PU2RC(PU2RC-T).....	28

3.2 傳統多使用者聯合處理系統(MU CJP) .....	29
3.2.1 CoMP 系統環境.....	29
3.2.2 訊號系統模型 .....	32
3.2.3 基於最差情況回報的傳統多使用者聯合處理系統(CJP-W).....	33
3.2.4 基於二次回報的傳統多使用者聯合處理系統(CJP-T) .....	35
3.3 新版多使用者聯合處理系統(MU NJP) .....	36
3.3.1 訊號系統模型 .....	36
3.3.2 基於最差情況回報的新版多使用者聯合處理系統(NJP-W).....	37
3.3.3 基於簡化天線選擇回報的新版多使用者聯合處理系統(NJP-R).....	40
3.3.4 基於二次回報的新版多使用者聯合處理系統(NJP-T).....	43
3.4 綜合比較.....	43
第四章 模擬結果.....	49
4.1 PU2RC 與 PU2RC-T .....	49
4.2 多使用者聯合處理系統.....	53
第五章 結論.....	68
References.....	69



## 表目錄

表 2-1：頻寬與資源區塊對應表 .....	9
表 2-2：實體層資源區塊參數 .....	10
表 2-3：下行實體通道調變方法 .....	10
表 2-4：空間多工傳輸層對應 .....	11
表 2-5：傳送多樣性傳輸層對應 .....	12
表 2-6：兩個天線阜的空間多工碼書 .....	12
表 2-7：四個天線阜的空間多工碼書 .....	13
表 2-8：CoMP 各種類別比較.....	18

表 3-1：4 個位元組的 CQI 對應表 .....	31
表 3-2：天線分組表 .....	39
表 3-3：各種方法所需回報的資訊 .....	44
表 3-4：各種方法所需之回報量 .....	45
表 3-5：前置編碼器選取方法 .....	48
表 4-1：場域內 CoMP 模擬環境設定 .....	53

## 圖目錄

圖 2-1：FDD 訊框結構 .....	7
圖 2-2：TDD 訊框結構 .....	7
圖 2-3：下行鏈路資源網格 .....	9
圖 2-4：下行實體通道架構 .....	10
圖 2-5：CoMP 方案一：場域內 CoMP，同質性網路 .....	15
圖 2-6：CoMP 方案二：場域間 CoMP，同質性網路 .....	16
圖 2-7：CoMP 方案三、四，大功率的基地台搭配低功率的 RRH，異質性網路 .....	16
圖 3-1：多使用者多輸入多輸出系統 .....	22
圖 3-2：通道方向與量化過後通道方向 .....	25
圖 3-3：CoMP 方案一：場域內 CoMP .....	29
圖 3-4：傳統多使用者聯合處理系統 .....	32
圖 3-5：天線選擇之多使用者多輸入多輸出系統 .....	36
圖 3-6：CJP-W 使用者安排示意圖 .....	46
圖 3-7：CJP-T 使用者安排示意圖 .....	46
圖 3-8：NJP-W 使用者安排示意圖 .....	47
圖 3-9：NJR-W 使用者安排示意圖 .....	47
圖 3-10：NJP-T 使用者安排示意圖 .....	47
圖 4-1：PU2RC，較少的使用者人數 .....	50



圖 4-2：PU2RC，較多的使用者人數.....	50
圖 4-3：PU2RC 與 ZF-SUS 效能比較 .....	51
圖 4-4：PU2RC 與 ZF-SUS 平均使用者安排的數量 .....	51
圖 4-5：PU2RC 與 PU2RC-T 回報開銷量與效能的關係.....	52
圖 4-6：PU2RC 與 PU2RC-T 使用者人數與效能的關係.....	52
圖 4-7：基地台天線場型強度 .....	57
圖 4-8：場域內基地台天線場型強度 .....	57
圖 4-9：多路徑通道，時速 3km/hr.....	58
圖 4-10：第一個路徑取樣 100 次，時速 3km/hr.....	58
圖 4-11：CoMP 與非 CoMP 使用者，門檻值=6dB .....	59
圖 4-12：CoMP 與非 CoMP 使用者，門檻值=9dB .....	59
圖 4-13：CJP-W, 2、4 位元 PMI 時的系統吞吐量.....	60
圖 4-14：CJP-W, 2、4 位元 PMI 時的平均使用者安排人數.....	60
圖 4-15：NJP-W, 不同天線組別個數時的系統吞吐量 .....	61
圖 4-16：NJP-W, 2、4 位元 PMI 時的系統吞吐量 .....	61
圖 4-17：NJP-W, 2、4 位元 PMI 時的平均使用者安排人數 .....	62
圖 4-18：NJP-R, 4 位元 PMI 與不同位元 AMI 時的系統吞吐量.....	62
圖 4-19：NJP-R, 4 位元 PMI 與不同位元 AMI 時的平均使用者安排人數.....	63
圖 4-20：NJP-R, 2 位元 PMI 與不同位元 AMI 時的系統吞吐量.....	63
圖 4-21：NJP-R, 2 位元 PMI 與不同位元 AMI 時的平均使用者安排人數.....	64
圖 4-22：CJP-T&NJP-T, 4+2 位元 PMI 與不同位元 AMI 時的系統吞吐量 .....	64
圖 4-23：CJP-W/CJP-T/NJP-W/NJP-R/NJP-T，使用四個子碼書 .....	65
圖 4-24：CJP-W/NJP-W/NJP-R，使用一個子碼書 .....	65
圖 4-25：CJP-W/CJP-T/NJP-W/NJP-R/NJP-T，4 個使用者的環境.....	66
圖 4-26：CJP-W/CJP-T/NJP-W/NJP-R/NJP-T，8 個使用者的環境.....	66
圖 4-27：CJP-W/CJP-T/NJP-W/NJP-R/NJP-T，12 個使用者的環境.....	67

# 第一章 簡介

近年來，人們對於手持設備、行動裝置的傳輸品質及資料量需求不斷地增加，行動無線通訊技術已經成為目前主要的潮流。為了因應快速發展的無線通訊環境，3GPP 長期演進技術與其進階版(3GPP LTE/LTE-A)使用了多輸入多輸出-正交分頻系統(Multiple-Input-Multiple Output Orthogonal Frequency Division Multiplexing, MIMO-OFDM)使其具有高傳輸資料率和高頻譜使用效率等優點，並包涵了許多新的技術以因應日趨複雜的網路環境。

LTE/LTE-A 系統定義了多種傳輸模式，其中傳輸模式 5 使用多使用者-多輸入多輸出系統(Multiuser MIMO, MU-MIMO)。最近幾年 MU-MIMO 已引起廣泛地研究與討論，此技術運用了空間上的自由度可以在同一時間以及同一頻率上讓多個使用者傳輸資料，除了能夠提高通道的容量之外，相較於單使用者-多輸入多輸出系統(SU-MIMO)，更能有效地增加頻譜的使用效率。

然而，使用者之間會有相互的干擾(co-channel interference, CCI)，此干擾是影響 MU-MIMO 系統好壞最主要的因素，欲抑制 CCI 傳送端需要知道適當的通道資訊(channel state information, CSI)，而完整的通道資訊取得不易，在實際上，使用者是透過低速率的回報通道將部份的通道資訊回報給基地台，這些通道資訊通常包涵了：前置編碼矩陣指標(Precoder Matrix Indicator, PMI)、通道品質指標(Channel Quality Indicator, CQI)以及通道矩陣秩指標(Rank Indicator, RI)，基地台在收到各個使用者回報的資訊之後，便可以根據這些資訊作適當的處理以盡量減少干擾。

MU-MIMO 的最佳設計方法是藉由髒紙編碼(Dirty Paper Coding, DPC)的技術來達成，其主要的概念是傳送端在傳送資料給多個使用者之前，利用預先編碼的方式將干擾消除，理論已證明 DPC 為 MU-MIMO 最佳的處理方法[1]，然而，使用此方法傳送端需要完整的通道資訊，在實作上是幾乎不可能的。其它的作法

如 Tomlinson-Harashima 的預先編碼(THP)、向量擾動(Vector Perturbation, VP)，雖然效能上能接近最佳，但卻較易受到通道資訊的準確性而影響效能，所以也不適合運用在實際系統上。

比較實際的作法是透過整合有效的回報機制、安排適當的使用者以及傳送波束成型來達成，譬如每個使用者單一速率控制(Per User Unitary and Rate Control, PU2RC)[2]、強制歸零半正交使用者選擇(Zero-Forcing with Semi-orthogonal User Selection, ZF-SUS)[3]，上述兩種方法皆是考慮了有限資料的回報(limited feedback)，意即基地台僅能夠從使用者端得到部份的通道資訊，並利用這些僅有的資訊進一步的作使用者的安排及傳送的波束成型。

傳統蜂巢式網路系統，使用者通常由其服務的基地台來傳輸資料，當使用者在靠近基地台的時後通常可以保持不錯的通訊品質，然而當使用者移動到細胞邊緣時，此時除了因遠離基地台訊號會減弱之外，還會受到來自鄰近細胞訊號的干擾(inter-cell interference, ICI)，造成訊號雜訊比(signal-to-noise ratio, SNR)會大幅的下降，通訊品質變差。為了解決這個問題，LTE-A 系統提出協調式多點傳送與接收(coordinated multipoint transmission and reception, CoMP)的技術，CoMP 主要的概念是相鄰的基地台以彼此互相協調合作的方式來傳送/接收使用者的資料，其協調的模式大致可分為兩大類：聯合處理(Joint Processing, JP)以及協調式排程及波束合成(Coordinated Scheduling/ Coordinated Beamforming, CS/CB)，前者是利用基地台間資料一起處理的方式來避免 ICI 的發生，後者則是透過安排使用者的資料傳送時段或決定傳送波束成型的方向來減少 ICI。

本篇論文旨在研究如何將 MU-MIMO 技術整合到場域內 CoMP JP (Intra-Site CoMP JP) 的系統中。目前 MU-MIMO 技術大多都是考慮單一細胞的處理為主，為了提升效率我們將之拓展到 CoMP 這樣一個多細胞的系統中。我們藉由 PU2RC 的概念設計了一個多使用者傳統 JP 的系統(MU-CJP)。除此之外，有別於傳統的 JP(CJP)，同時我們也提出一個新的 JP (New JP, NJP)處理方法，主要是利用天線選擇(antenna selection, AS)的技術，讓使用者自行選擇所要傳輸的天線，與 PU2RC

結合後形成基於天線選擇的多使用者 JP 系統(MU-NJP)。在 NJP 中，因為多了天線選擇這個自由度，使得系統效能可以變得更好，除此之外，適當地調整天線選擇的候選數，可將 CoMP 這樣的一個多細胞系統簡化為一個虛擬的單細胞系統，讓 PU2RC 可以完全地應用在此系統。MU-CJP 以及 MU-NJP 皆是結合 PU2RC 的概念，而 PU2RC 會有使用者安排不足的窘境，為了解決這個問題，我們也提出二次的回報的機制，讓尚未被安排到的使用者可以作第二次的回報。

本論文其他章節的安排如下：第二章介紹 CoMP 在 LTE-A 系統的背景環境以及相關規格的介紹，第三章介紹目前現有的 MU-MIMO 技術以及我們如何將其整合到 CoMP 的系統中，第四章是模擬結果，第五章是結論，最後則是參考文獻。



## 第二章 LTE、LTE-A、CoMP 規格標準介紹

### 2.1 LTE/LTE-A 介紹

3GPP 長期演進技術 (3GPP Long Term Evolution, LTE)，為第三代合作夥伴計劃標準，使用正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)的射頻接收技術，以及多輸入多輸出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)的分集天線技術規格，同時支援分頻多工(FDD)以及分時多工(TDD)系統，是 GSM 超越 3G(beyond 3G)與 HSDPA 階段邁向 4G 的進階版本。LTE 在 2010 年 12 月 6 日正式被國際電信聯盟認定為 4G 的標準。

3GPP 長期演進技術進階版 (3GPP Long Term Evolution-Advanced, LTE-A)，是 LTE 系統的演進版本，其目的是為了滿足未來無線通訊市場更高的需求及應用，同時保持對 LTE 系統的向後兼容性(backward compatibility)。LTE-A 採用載波聚合(carrier aggregation)、上下行天線增強技術(Enhanced UL/DL MIMO)、協調式多點傳送與接收(coordinate multipoint transmission/reception, CoMP)、中繼技術(Relay)與異質性網路干擾協調增強(Enhanced Inter-Cell Interference Coordination for Heterogeneous Network)等關鍵技術，能大幅提高無線通訊系統的峰值速率、頻譜效率以及細胞邊緣使用者的效能，因此 LTE-A 系統成為未來無線通訊發展的主流之一。以下就 LTE/LTE-A 的設計目標、訊框結構、下行傳輸作簡單的介紹。

#### 2.1.1 LTE/LTE-A 設計目標

##### LTE 設計目標

- 支援多種上行及下行頻寬傳輸
  - 1.4, 3, 5, 10, 15, 20 MHz
- 增加上行及下行的尖峰速率

- 下行：100Mbps
- 上行：50Mbps
- 支援多種天線設定
  - 下行：4x2, 2x2, 1x2, 1x1
  - 上行：1x2, 1x1
- 支援高速移動環境
  - 時速小於 15km/hr 可達最佳系統效能
  - 時速 120km/hr 可維持高系統效能
  - 最高時速可支援到 350km/hr
- 更好的頻譜使用效率
  - 下行：3 to 4 x HSDPA Rel. 6
  - 上行：2 to 3 x HSUPA Rel. 6
- 覆蓋範圍
  - 5km 內可維持最佳效能
  - 5km-30km 部份效能減損
  - 標準制定上需考慮至少須達 100km 之覆蓋範圍
- 可和 GSM/HSPA/WCDMA 同時存在並且是 All IP 網路系統

## **LTE-A 設計目標**

- 峰值資料傳輸率
  - 下行：1Gbps
  - 上行：500Mbps
- 頻譜使用效率
  - 頻譜使用效率須達 LTE 系統的 3 倍
- 峰值頻譜使用效率

- 下行：30bps/Hz
- 上行：15bps/Hz
- 延遲
  - 從待機到連線時間須少於 50ms
- 細胞邊緣使用者的吞吐量
  - 須為 LTE 系統的兩倍
- 使用者平均的吞吐量
  - 須為 LTE 系統的三倍
- 移動速度
  - 同 LTE 系統
- 兼容性
  - LTE-A 需要能夠和 LTE 及其他 3G 系統共存

### 2.1.2 LTE/LTE-A 訊框結構

LTE/LTE-A 標準制定基本的時間長度為  $T_s=1/15000/2048$  秒，上下行傳輸皆是以訊框(frame)為單位，單一訊框共  $T_f=307200 \times T_s=10$  毫秒。目前支援兩種訊框結構：

#### 類型一：應用在 FDD 系統的訊框結構

第一種類型的訊框可應用在半雙工(half-duplex)以及全雙工(full-duplex)的 FDD 系統中。一個訊框長度為 10ms，包涵 10 個子訊框(subframe)，共 20 個時槽(slot)，因此每個子訊框為 1ms，每個時槽為 0.5ms，完整的結構如下圖所示：

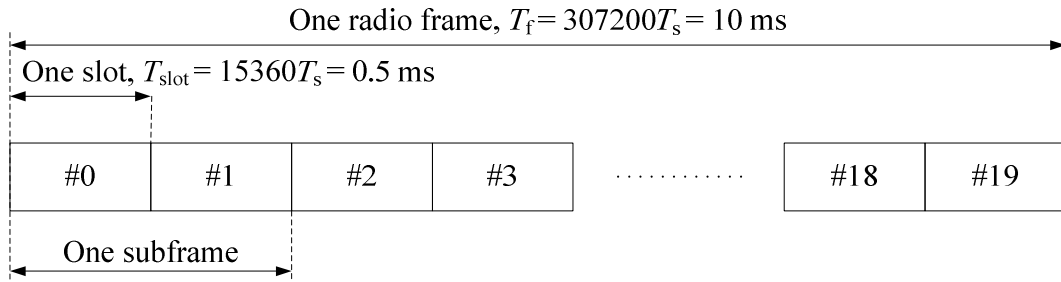


圖 2-1：FDD 訊框結構

### 類型二：應用在 TDD 系統的訊框結構

訊框長度同類型一為 10ms，包涵 10 個子訊框，每個子訊框 1ms，其中子訊框-1 及子訊框-6 稱為特別子訊框，包涵了三個部份：

- DwPTS (downlink pilot time-slot)
- GP(Guard period)
- UpPTS(Uplink pilot time-slot)

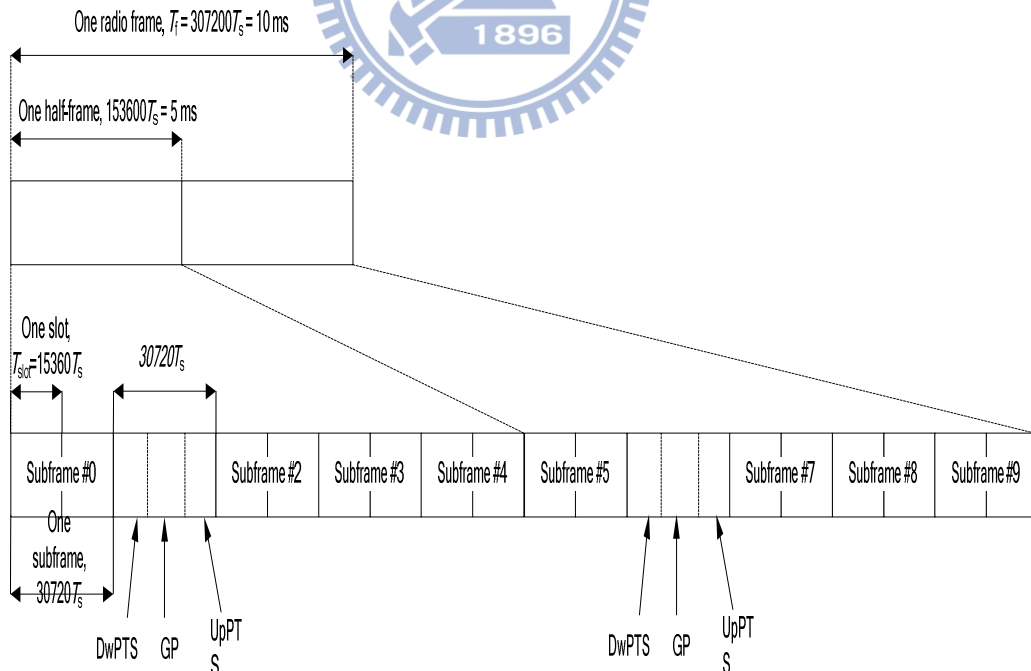


圖 2-2：TDD 訊框結構



### 2.1.3 LTE/LTE-A 下行傳輸

#### 實體通道及實體層訊號：

LTE/LTE-A 系統定義了下列的下行實體通道：

- 實體層分享通道(Physical Downlink Shared Channel, PDSCH)
- 實體層廣播通道(Physical Broadcast Channel, PBCH)
- 實體層多點傳送通道(Physical Multicast Channel, PMCH)
- 實體層控制格式指標通道(Physical Control Format Indicator Channel, PCFICH)
- 實體層控制通道(Physical Downlink Control Channel, PDCCH)
- 實體層混合式自動重送通道(Physical Hybrid ARQ Indicator Channel, PHICH)

LTE/LTE-A 系統定義了下列的下行實體訊號：

- 參考訊號(Reference Signal, RS)
- 同步訊號(Synchronization Signal, SS)



#### 時槽結構與實體資源單元

LTE/LTE-A 資源網格結構如圖 2-3 所示，其中最小的時間-頻率單元為一個資源元素(resource element, RE)，多個資源元素可組合成一個資源區塊(resource block, RB)，資源區塊是 LTE/LTE-A 系統裡最小的資源分配單位，其大小由

$N_{RB}^{DL} N_{sc}^{RB}$  個子載波以及  $N_{symb}^{DL}$  個 OFDM 符元所決定，依照不同的應用， $N_{symb}^{DL}$ 、 $N_{sc}^{RB}$

以及  $N_{RB}^{DL}$  會有不同的設定(表 2-1、表 2-2)。

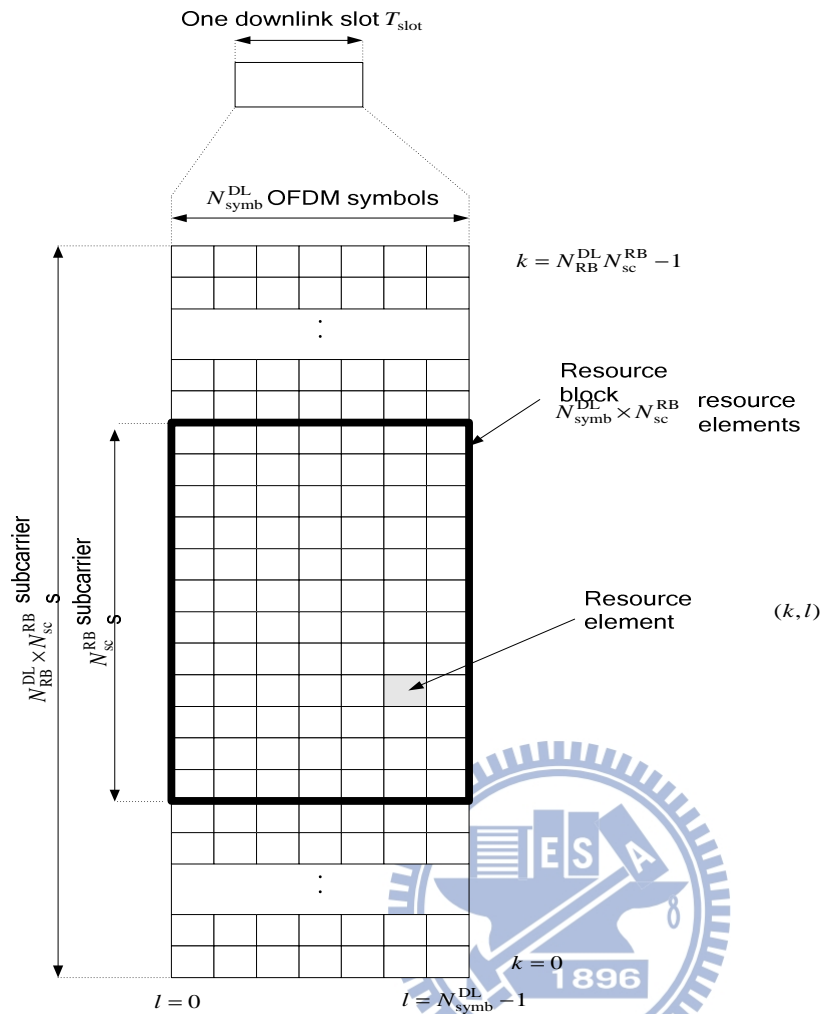


圖 2-3：下行鏈路資源網格

Bandwidth (MHz)	1.4	3	5.0	10.0	15.0	20.0
Number of available physical resource blocks	6	15	25	50	75	100
Number of occupied subcarriers	72	180	300	600	900	1200
IDFT(Tx)/DFT(Rx) size	128	256	512	1024	1536	2048
Sampling rate [MHz]	1.92	3.84	7.68	15.36	23.04	30.72
Samples per slot	960	1920	3840	7680	11520	15360

表 2-1：頻寬與資源區塊對應表

Configuration		$N_{sc}^{RB}$	$N_{symbol}^{DL}$
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

表 2-2：實體層資源區塊參數

## 下行實體通道一般結構

如下圖所示，用以表示下行實體通道的基頻訊號由以下幾項步驟所產生：

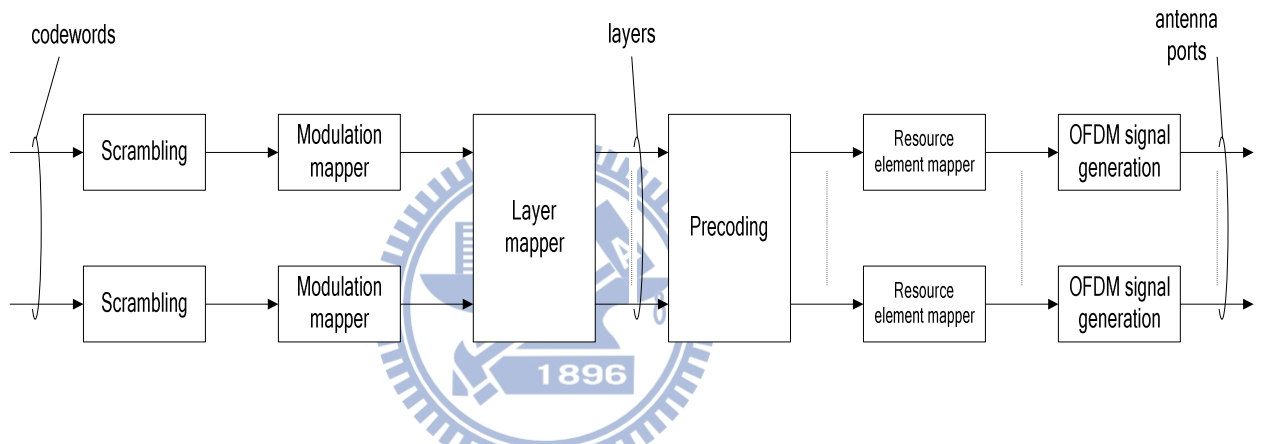


圖 2-4：下行實體通道架構

- 打亂(scrambling)
- 調變(modulation)

Physical channel	Modulation schemes
PDSCH	QPSK, 16QAM, 64QAM
PMCH	QPSK, 16QAM, 64QAM

表 2-3：下行實體通道調變方法

- 傳輸層對應(layer mapping)

傳輸層對應大致可分為兩種，一種是為了達到空間上的多工(spatial multiplexing)所作的層對應，另一種則是為了達到傳送的多樣性(transmit diversity)，對應方式如表 2-3、表 2-4：

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	1	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(2i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(0)}(2i+1)$ $M_{\text{symb}}^{\text{layer}} = M_{\text{symb}}^{(0)} / 2$
2	2	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(1)}(i)$ $M_{\text{symb}}^{\text{layer}} = M_{\text{symb}}^{(0)} = M_{\text{symb}}^{(1)}$
3	1	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(3i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(0)}(3i+1)$ $x^{(2)}(i) = d^{(0)}(3i+2)$ $M_{\text{symb}}^{\text{layer}} = M_{\text{symb}}^{(0)} / 3$
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	1	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(4i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(0)}(4i+1)$ $x^{(2)}(i) = d^{(0)}(4i+2)$ $x^{(3)}(i) = d^{(0)}(4i+3)$ $M_{\text{symb}}^{\text{layer}} = M_{\text{symb}}^{(0)} / 4$
4	2	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(2i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(0)}(2i+1)$ <hr/> $x^{(2)}(i) = d^{(1)}(2i)$ $x^{(3)}(i) = d^{(1)}(2i+1)$
		$x^{(2)}(i) = d^{(1)}(3i)$ $x^{(3)}(i) = d^{(1)}(3i+1)$ $x^{(4)}(i) = d^{(1)}(3i+2)$
		$x^{(4)}(i) = d^{(1)}(4i)$ $x^{(5)}(i) = d^{(1)}(4i+1)$ $x^{(6)}(i) = d^{(1)}(4i+2)$ $x^{(7)}(i) = d^{(1)}(4i+3)$

表 2-4：空間多工傳輸層對應

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

表 2-5：傳送多樣性傳輸層對應

■ 前置編碼(precoding)

可分為空間多工的前置編碼以及傳送多樣性的前置編碼：

➤ 空間多工的前置編碼：

工作在 MIMO 天線配置下，能夠在不增加頻寬的條件下，相比 SISO 系統成倍地提升資訊傳輸速率，從而極大地提高了頻譜利用率，由下列關係所定義：

$$\begin{bmatrix} y^{(0)}(i) \\ \vdots \\ y^{(P-1)}(i) \end{bmatrix} = W(i) \begin{bmatrix} x^{(0)}(i) \\ \vdots \\ x^{(v-1)}(i) \end{bmatrix}$$

，其中  $x$  代表分層對應後的符元向量， $W$  是前置編碼器， $y$  則是經過編碼之後的符元向量。而前置編碼器  $W$  通常透過碼書(codebook)來選擇，LTE 分別對兩個天線阜及四個天線阜的系統提出了相對應的碼書：

Codebook index	Number of layers $v$	
	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 2-6：兩個天線阜的空間多工碼書

Codebook index	$u_n$	Number of layers $\nu$			
		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 2-7：四個天線阜的空間多工碼書

$$W_n = I - 2u_n u_n^H / u_n^H u_n.$$

➤ 傳送多樣性的前置編碼：

傳送多樣性是利用發射或接收端的多根天線所提供的多重傳輸途徑發送相同的資料，以增強資料的傳輸品質。LTE/LTE-A 支援兩個及四個天線阜的傳送多樣性的前置編碼：

✓ 兩個傳送天線阜的傳送多樣性的前置編碼：

$$\begin{bmatrix} y^{(0)}(2i) \\ y^{(1)}(2i) \\ y^{(0)}(2i+1) \\ y^{(1)}(2i+1) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & j & 0 \\ 0 & -1 & 0 & j \\ 0 & 1 & 0 & j \\ 1 & 0 & -j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{Re}\{x^{(0)}(i)\} \\ \text{Re}\{x^{(1)}(i)\} \\ \text{Im}\{x^{(0)}(i)\} \\ \text{Im}\{x^{(1)}(i)\} \end{bmatrix}$$

， for  $i=0,1,\dots,M_{\text{symp}}^{\text{layer}}-1$  with  $M_{\text{symp}}^{\text{ap}} = 2M_{\text{symp}}^{\text{layer}}$ .

✓ 四個傳送天線阜的傳送多樣性的前置編碼：

$$\begin{bmatrix} y^{(0)}(4i) \\ y^{(1)}(4i) \\ y^{(2)}(4i) \\ y^{(3)}(4i) \\ y^{(0)}(4i+1) \\ y^{(1)}(4i+1) \\ y^{(2)}(4i+1) \\ y^{(3)}(4i+1) \\ y^{(0)}(4i+2) \\ y^{(1)}(4i+2) \\ y^{(2)}(4i+2) \\ y^{(3)}(4i+2) \\ y^{(0)}(4i+3) \\ y^{(1)}(4i+3) \\ y^{(2)}(4i+3) \\ y^{(3)}(4i+3) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & j \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{Re}\{x^{(0)}(i)\} \\ \text{Re}\{x^{(1)}(i)\} \\ \text{Re}\{x^{(2)}(i)\} \\ \text{Re}\{x^{(3)}(i)\} \\ \text{Im}\{x^{(0)}(i)\} \\ \text{Im}\{x^{(1)}(i)\} \\ \text{Im}\{x^{(2)}(i)\} \\ \text{Im}\{x^{(3)}(i)\} \end{bmatrix}$$

， for  $i=0,1,\dots,M_{\text{symp}}^{\text{layer}}-1$  with  $M_{\text{symp}}^{\text{ap}} = \begin{cases} 4M_{\text{symp}}^{\text{layer}} & \text{if } M_{\text{symp}}^{(0)} \bmod 4 = 0 \\ (4M_{\text{symp}}^{\text{layer}})-2 & \text{if } M_{\text{symp}}^{(0)} \bmod 4 \neq 0 \end{cases}$

- 資源元素對應(resource element mapping)
- 產生 OFDM 訊號(OFDM signal generation)

## 2.2 CoMP 介紹

LTE/LTE-A 系統其中一項重要的訴求為高資料傳輸率，當使用者距離基地台不遠時，通常可以達到此項訴求，然而當使用者距離基地台越來越遠時，效能就很難維持，特別是位於細胞邊緣的使用者，除了接收到來自服務基地台的訊號強度減弱，且容易受到臨近細胞基地台的干擾。對此 LTE-A 提出了 CoMP 這項重要技術，CoMP 是指多個在地裡位置上分開的基地台，彼此透過動態的協調傳送與接收，以增強訊號並減少干擾的發生，使得整個系統的效能變好且資源的使用更有效率，讓使用者享有更好的服務品質，CoMP 的實現有四種方案(scenario)，如下所述。

### 2.2.1 CoMP 方案

#### ■ 方案一：

場域內的 CoMP(intra-site CoMP)，應用在同質性網路(homogeneous network)。

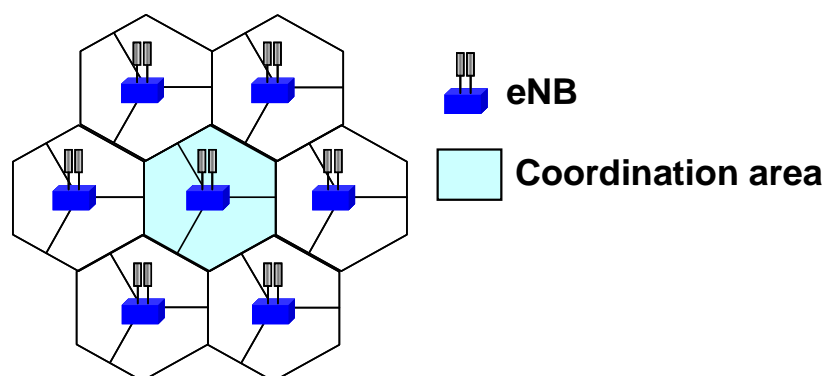


圖 2-5：CoMP 方案一：場域內 CoMP，同質性網路



■ 方案二：

場域間的 CoMP(inter-site CoMP)，應用在同質性網路(homogeneous network)。

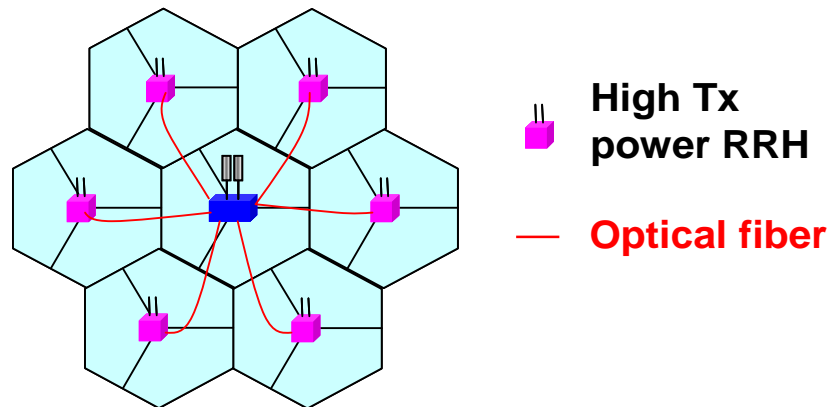


圖 2-6：CoMP 方案二：場域間 CoMP，同質性網路

■ 方案三、方案四：

方案三、方案四皆是在大細胞(macro cell)的範圍內，大功率的基地台搭配多個低功率的遠方無線電傳送端(remote radio head; RRH)，RRH 之間則是以光纖連接，應用在異質性網路(heterogeneous network)。兩個方案的區別在於大功率的基地台與 RRH 是否使用相同的細胞身份(cell id)，在方案三中採用相同的細胞身份，而方案四則是使用不同的細胞身份。

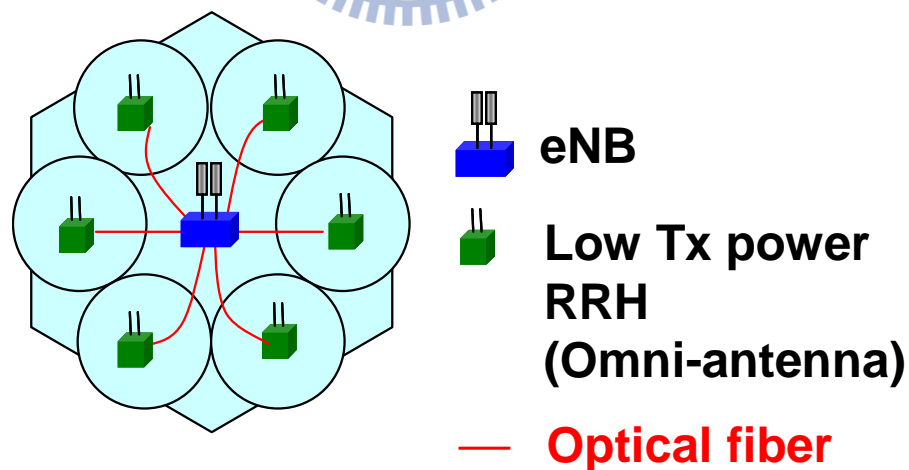


圖 2-7：CoMP 方案三、四，大功率的基地台搭配低功率的 RRH，異質性網路

## 2.2.2 CoMP 類別

### 聯合處理(Joint Processing, JP):

資料由 CoMP 合作集(CoMP cooperating set)裡的一個或多個傳送點傳送給使用者，傳送點間資料透過共同處理的方式來處理訊號，以避免干擾的發生，JP 主要有下列幾種模式：

#### ■ 聯合傳輸(Joint Transmission, JT)：

在一時間-頻率的資源裡，資料由多個傳送點(部份或整個 CoMP 合作集)共同傳送給一個或多個使用者，如此一來，不但接收到的訊號增強了，而且原本鄰近細胞基地台的干擾訊號也消失了，因此能有效地提昇使用者的效能。接收端在收到不同基地台傳送的訊號時，有下列兩種處理方法：

- 同調(Coherent)-JT：使用者以同調的方式結合各個基地台傳送的訊號，使用同調-JT 需要額外知道基地台間相位的資訊才能夠將訊號有效地結合。同調-JT 在目前 CoMP 所有方案皆能夠提供不錯的效果。
- 非同調(Non Coherent)-JT：使用者以非同調的方式結合各個基地台傳送的訊號，不需要知道基地台間相位的資訊，因此可以減少回報的開銷。

#### ■ 動態傳送點選擇(Dynamic Point Selection; DPS)：

在一時間-頻率的資源裡，資料由 CoMP 合作集裡的單一傳送點傳送資料給使用者，這意味著使用者可從 CoMP 合作集裡的任一個傳送點得到資料，DPS 即是動態的選擇傳送點，而傳送點的選擇可由當前的通道狀況決定，目前有兩種決定的模式：

- 使用者先決(UE Centric)：使用者根據其通道狀況自行決定對其最佳的傳送點，並將此資訊回報給基地台。
- 網路先決(Network Centric)：使用者回報相關的通道資訊給基地台，基地台整合各個使用者回報的資訊之後再分配不同的傳送點給不同的使

用者。

目前由各家公司模擬出來的結果，DPS 能夠在方案 3、方案 4 這種異質性的網路上會有不錯的效能，但是在方案 1、方案 2 這類同質性的網路上效果有限。

## 協調式排程及波束合成(Coordinated Scheduling/Beamforming,

### CS/CB)

資料由 CoMP 合作集裡的單一傳送點傳送給使用者，傳送點間經由協調合作的方式來安排使用者的資料傳送時段或決定傳送波束成型的方向，以盡量減少干擾。CS/CB 能夠提供不錯的系統效能，且其對於網路幹線(backhaul)的要求沒有像 JT 或 DPS 那麼高。

表 2-8 整理 JT、DPS、CS/CB 效能表現以及應用需求的比較表：

	JT	DPS	CS/CB
效能	高	低	中
回報開銷	高	高	高
對於時間或頻率上同步的要求	高	高	低
網路幹線的需求	高	高	中
適合應用的方案	1, 2, 3, 4	3, 4	1, 2, 3, 4
相關的相位資訊	需要	不需要	不需要

表 2-8：CoMP 各種類別比較

### 2.2.3 CoMP 集合

#### ■ CoMP 合作集(CoMP Cooperating Set)

CoMP 合作集是指在一時間-頻率的資源裡，地理位置上分開的傳送點集合，可直接/非直接的參與傳送資料給使用者。

- 直接參與：確實傳送訊號的傳送點。
- 非直接參與：候選的傳送點並不傳送資料，而是協助整個合作集合作使用者的安排或傳送波束成型的決斷。

#### ■ CoMP 傳送點(CoMP transmission points)

傳送資料給使用者的一個或多個的傳送點，因此 CoMP 傳送點在定義上為 CoMP 合作集的一個子集合。

- 對於 JT：CoMP 傳送點可能包涵了 CoMP 合作集裡的多個傳送點。
- 對於 CS/CB、DPS：CoMP 傳送點僅是 CoMP 合作集裡的某單一傳送點。

#### ■ CoMP 測量集合(CoMP Measurement Set)

使用者必須回報、測量通道資訊(channel state information, CSI)的傳送點集合。

### 2.2.4 下行 CoMP 的通道資訊回報方式

CoMP 回報機制大致可分為兩大類：

#### ■ 外顯式的通道資訊/通道統計特性的回報(explicit channel state/statistical information feedback)

在假設沒有傳送/接收處理之下，接收機對於每一個在 CoMP 量測集合裡的傳送點，回報其通道的特性。通道特性包涵通道矩陣、通道共變異數…等資訊。

#### ■ 隱含式的通道資訊/通道統計特性的回報(implicit channel state/statistical information feedback)

基於不同的假設之下，接收機對於每一個在 CoMP 量測集合裡的傳送點，回報各種不同的傳輸格式(譬如：PMI,CQI,RI)。使用者應基於下列一種或多種假設的組合作適當的回報：

- 單使用者或多使用者多輸入多輸出系統

- 單細胞/單傳送點或合作式傳輸
  - 單點傳輸(CS/CB、DPS)或多點傳輸(JT)
- 前置編碼器
  - JT：多個單傳送點的 PMI 以及傳送點間的振幅/相位資訊或多點聚合(multi-point aggregated)的 PMI 回報以攫取不同傳送點間同調或不同調的資訊
  - CS/CB 與 DPS：多個單傳送點或多個傳送點的 PMI 的回報
- CQI 回報

## 2.2.5 CoMP 集合的決定方式

CoMP 測量集的管理可基於上行 SRS/DMRS/PUCCH 傳送或下行 RRM 的測量(譬如 RSRP/RSRQ 資訊)，其他基於 CRS 或 CSI-RS 的測量也可以納入考慮。

## 2.2.6 場域間/場域內網路幹線的支援

CoMP 各種方法，基地台間需要交換資訊，根據不同的傳送方法或方案，對於網路幹線的容量以及延遲的要求有不同的限制。CoMP 方案 1 是場域內的 CoMP，其對於幹線的需求較小，而其他 CoMP 方案對於幹線的需求則有比較大的限制。以下為網路幹線主要的考量：

### ■ 延遲的需求

- CoMP 必需要和混和式自動重傳機制(HARQ)作整合，因此幹線的延遲長度會對其有很大的影響，一般會希望最大的延遲時間為 1ms。
- 若幹線的延遲過大，會造成基地台間所交換的資訊容易過時。譬如考慮 X2 幹線 6ms 的延遲就會造成部份的效能減損。另外如在下行 CoMP JT 模式之下，5ms 的延遲就會造成 20%的系統容量減損。

■ 容量的需求

- 不同的 CoMP 方法對於幹線容量的需求差異極大，從幾個 Mbps 到 4Gbps 的需求都有。
- 通常 JP(包涵 JT 以及 DPS)對於幹線的需求較大，而 CS/CB 對於幹線的要求比較沒有那麼嚴格。

■ 線路類型

- 點對點的光纖線路能夠提供零延遲、高容量的優點
- 現有佈設的 X2 線路亦可以考慮使用



### 第三章 多使用者協調式多點傳送與接收(Multiuser CoMP)

在多天線廣播通道的環境之下，多個使用者可以利用空間上的自由度同時在同頻帶傳輸資料。理論上最佳的多使用者系統可以藉由髒紙編碼(Dirty Paper Coding, DPC)的方法來達成，但是欲實現 DPC 傳送端需要知道完整的通道資訊，因此在現實環境中並不適用。比較可行的作法是透過整合有效的回報機制、安排適當的使用者以及傳送端的波束成型來達成，譬如 PU2RC、ZF-SUS 等，皆能在有限的回報的環境之下提供不錯的效果。本篇論文將 PU2RC 的概念整合到場域內 CoMP JP 的系統中，提出了一些多使用者處理方法，以下就這些方法作討論與介紹。

#### 3.1 多使用者多輸入多輸出系統

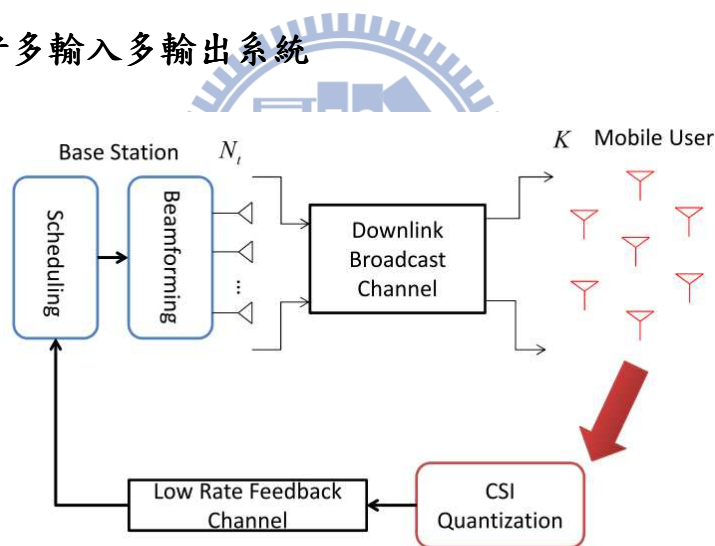


圖 3-1：多使用者多輸入多輸出系統

圖 3-1 為 MU-MIMO 的基本架構，基地台將多使用者的資料作預先編碼後傳送出去，因此每一個使用者會收到自己的資料以及其它使用者的資料，然而其它使用者的資料並不是自己所想要收到的資訊，因此這些多餘的資訊即稱為使用者間的干擾(CCI)，為了要將干擾控制在可接受的範圍，使用者利用基地台所傳送的參考信號(reference signal, RS)來估計當前的通道狀況，將量化過後的通道資訊利用低速率的回報通道回傳給基地台，基地台再利用這些資訊作相對應的處理以抑制干擾。

通道資訊通常包涵了前置編碼矩陣指標(PMI)、通道品質指標(CQI)以及通道矩陣秩指標(RI)，PMI 可以提供方向性，讓基地台可以盡量將訊號轉向使用者的方向；CQI 則是用來表示使用者目前的通道品質，使用者根據其所估計的 SINR 來回報 CQI，基地台根據不同的 CQI 會使用不同的調變以及編碼方式；而 RI 是用來指示基地台使用多少個資料傳輸層傳遞資料較為適當。

在收到各個使用者回報的資訊以後，基地台必需要能夠利用這些有限的通道資訊作最有效率的處理。有效的回報機制、安排適當的使用者以及其相對應前置編碼器是在設計多使用者系統需要關心的重點。在以下的章節中將會介紹基於有限資料回報之下所設計的多使用者系統，並且進一步地將多使用者系統整合到場域內 CoMP JP 的環境中。

### 3.1.1 訊號系統模型

如圖 3-1 所示，假設基地台設置  $N_t$  根傳送天線，而接收端均為單根天線的行動裝置，基地台從  $K$  個單天線的使用者中挑選出最多  $N_r$  個使用者來做資料的傳送。基地台利用傳送波束成型的技術，分配波束成型向量給與傳輸資料的使用者，而波束成型向量  $\{\mathbf{w}_n\}_{n=1}^{N_r}$  是從多個正交向量的集合所挑選出來，因此使用者的資料皆是載在彼此正交的通道上做資料的傳送。假設每一個使用者都分配相同的傳送能量，則第  $k$  個使用者所接收到的訊號可以表示為：

$$\begin{aligned} y_k &= \sqrt{\frac{P}{N_t}} \mathbf{h}_k^\dagger \sum_{n \in S} \mathbf{w}_n s_n + n_k \\ &= \sqrt{\frac{P}{N_t}} \left( \mathbf{h}_k^\dagger \mathbf{w}_k s_k + \sum_{i \neq k} \mathbf{h}_k^\dagger \mathbf{w}_i s_i \right) + n_k. \end{aligned} \quad (3.1)$$

上式所用到的符號定義如下：



$N_t$ : 傳送天線數，亦為最大可安排使用者的數目

$\mathbf{h}_k$ : 使用者下行通道， $\mathbf{h}_k \in C^{N_t \times 1}$

$s_k$ : 傳送訊號， $E[|s_k|^2] = 1$

$y_k$ : 接收訊號.

$\dagger$ : 共軛轉置符號

$\mathbf{w}_k$ : 波束成型向量， $|\mathbf{w}_k|^2 = 1$ ， $\mathbf{w}_k \in C^{N_t \times 1}$

$S$ : 安排傳送資料的使用者集合

$n_k$ : 相加性白色高斯雜訊 (AWGN)， $n_k \sim CN(0,1)$

$P$ : 總傳送能量

由式子(3.1)可以知道，對於使用者  $k$  而言， $\mathbf{h}_k^\dagger \mathbf{w}_k x_k$  是所欲收到的訊號，而

$\sum_{i \neq k} \mathbf{h}_i^\dagger \mathbf{w}_i x_i$  則是來自其他使用者的干擾，因此利用訊號對干擾加上雜訊的比值

(Signal to Interference Plus Noise Ratio, SINR) 即可衡量使用者  $k$  所收到的訊號品質。

### 3.1.2 PU2RC (Per User Unitary and Rate Control)[2] [10]

PU2RC 這項多使用者處理的方法在 2006 年 3GPP-LTE 標準的會議上提出，其主要的特點為有限資料的回報，支援多使用者資料的傳輸，以及能夠有效的運用使用者的多樣性。PU2RC 使用正交波束成型的技術，讓使用者從多個正交基底集合所建構的碼書選擇一個最佳的波束成型向量。基於以上特點，PU2RC 已成為 3GPP-LTE 高速下行通道有可能的解決方案之一。

為了方便分析 PU2RC，以下僅針對第  $k$  個使用者作討論，相同分析亦可套用到其他使用者。假設第  $k$  個使用者可以完美地估計其通道  $\mathbf{h}_k$ ，我們可以將通道  $\mathbf{h}_k$  分解成兩個部份： $\mathbf{h}_k = g_k \mathbf{d}_k$ ，其中  $g_k = \|\mathbf{h}_k\|$  代表通道增益的大小，而  $\mathbf{d}_k = \frac{\mathbf{h}_k}{\|\mathbf{h}_k\|}$  則代表通道的方向，而使用者將其量化過後的通道回報給基地台，回報的資訊包涵了通道方向  $\mathbf{d}_k$  (作為 PMI) 以及 SINR (作為 CQI)。

通道方向  $\mathbf{d}_k$  是藉由碼書來做量化，碼書是由多個正交基底的集合所組成。

假設  $F$  代表碼書， $V^{(m)} \in \mathcal{C}^{N_t \times N_t}$  代表碼書的第  $m$  個正交基底， $M$  代表正交基底集合的個數(也就是說碼書可以由  $M$  個正交子碼書組成)， $\mathbf{v}_n^{(m)}$  代表在第  $m$  組正交基底的第  $n$  個波束成型向量， $N = |F| = M \times N_t$  代表碼書的大小，因此碼書可以表示為：

$$\begin{aligned} F &= \bigcup_{m=1}^M V^{(m)} \\ &= \{V^{(1)}, \dots, V^{(m)}, \dots, V^{(M)}\} \\ &= \left\{ \left[ \mathbf{v}_1^{(1)} \dots \mathbf{v}_{N_t}^{(1)} \right], \dots, \left[ \mathbf{v}_1^{(m)} \dots \mathbf{v}_{N_t}^{(m)} \right], \dots, \left[ \mathbf{v}_1^{(M)} \dots \mathbf{v}_{N_t}^{(M)} \right] \right\}. \end{aligned} \quad (3.2)$$

使用者從碼書裡挑選一個和自己通道方向最為接近的波束成型向量，用以當作量化過後的結果，挑選的準則可以由下列的數學式子表示：

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{d}}_k &= \arg \min_{\mathbf{v} \in F} d(\mathbf{v}, \mathbf{d}_k) \\ d(\mathbf{v}, \mathbf{d}_k) &= 1 - |\mathbf{v}^\dagger \mathbf{d}_k|^2 = \sin^2(\angle(\mathbf{v}, \mathbf{d}_k)) = \sin^2 \theta_k. \end{aligned} \quad (3.3)$$

所以我們是從碼書裡挑選一個與  $\mathbf{d}_k$  夾角最小的波束成型向量  $\mathbf{v}$ ，如此一來量化過後的通道方向  $\hat{\mathbf{d}}_k$  會與原本的通道方向最為接近，失真最小。由(3.3)式可知，量化誤差的大小為  $\varepsilon_k = \sin^2(\angle(\hat{\mathbf{d}}_k, \mathbf{d}_k))$ ，若  $\mathbf{d}_k$  和  $\hat{\mathbf{d}}_k$  完全平行則  $\varepsilon = 0$ ，代表完全沒有誤差；反之，若  $\mathbf{d}_k$  和  $\hat{\mathbf{d}}_k$  完全正交則  $\varepsilon = 1$ ，此時量化誤差最大。使用者將量化過後的通道方向  $\hat{\mathbf{d}}_k$ ，透過低速率的回報通道回傳給基地台。碼書是基地台與使用者事前就已規範好的一組正交基底集合，因此我們只需要回報  $\hat{\mathbf{d}}_k$  的指標即可，對於每一個使用者，回報  $\hat{\mathbf{d}}_k$  所需要的位元數為  $\log_2 N$ 。

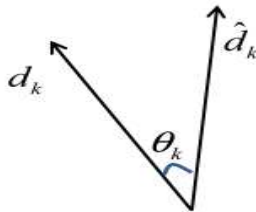


圖 3-2：通道方向與量化過後通道方向

除了通道方向的量化之外，使用者還必須要回報 SINR 這項資訊給基地台，讓基地台知道目前的通道品質為何。對於正交波束成型而言，SINR 值可以經由下列式子準確地計算出來：

$$SINR_k = \frac{\|\mathbf{h}_k\|^2 \rho_k}{\|\mathbf{h}_k\|^2 (1 - \rho_k) + \frac{N_t}{P}}, \rho_k = \left| \frac{\mathbf{h}_k^\dagger \mathbf{w}_k}{\|\mathbf{h}_k\|} \right|^2. \quad (3.4)$$

證明：

假設使用者可以完美地估計其通道  $\mathbf{h}_k$ ，由(3.1)式可知第  $k$  個使用者所接收到的訊號可以表示為： $y_k = \sqrt{\frac{P}{N_t}} \left( \mathbf{h}_k^\dagger \mathbf{w}_k x_k + \sum_{i \neq k} \mathbf{h}_k^\dagger \mathbf{w}_i x_i \right) + n_k$ ，因此訊號對干擾加上雜

訊的比值可以寫成，

$$SINR_k = \frac{\frac{P}{N_t} |\mathbf{h}_k^\dagger \mathbf{w}_k|^2}{\frac{P}{N_t} \sum_{i \neq k} |\mathbf{h}_k^\dagger \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_n^2} \quad (3.5)$$

$$= \frac{\frac{P}{N_t} \|\mathbf{h}_k\|^2 \left| \frac{\mathbf{h}_k^\dagger \mathbf{w}_k}{\|\mathbf{h}_k\|} \right|^2}{\frac{P}{N_t} \left\{ \mathbf{h}_k^\dagger \mathbf{W} \mathbf{W}^\dagger \mathbf{h}_k - |\mathbf{h}_k^\dagger \mathbf{w}_k|^2 \right\} + \sigma_n^2}, \mathbf{W} \triangleq [\mathbf{w}_1 \dots \mathbf{w}_{N_t}] \quad (3.6)$$

$$= \frac{\frac{P}{N_t} \|\mathbf{h}_k\|^2 \left| \frac{\mathbf{h}_k^\dagger \mathbf{w}_k}{\|\mathbf{h}_k\|} \right|^2}{\frac{P}{N_t} \left\{ \|\mathbf{h}_k\|^2 - \|\mathbf{h}_k\|^2 \times \left| \frac{\mathbf{h}_k^\dagger \mathbf{w}_k}{\|\mathbf{h}_k\|} \right|^2 \right\} + \sigma_n^2}, \mathbf{W} \mathbf{W}^\dagger = \mathbf{I} \quad (3.7)$$

$$= \frac{\frac{P}{N_t} \|\mathbf{h}_k\|^2 \rho_k}{\frac{P}{N_t} \|\mathbf{h}_k\|^2 (1 - \rho_k) + \sigma_n^2}, \rho_k \triangleq \left| \frac{\mathbf{h}_k^\dagger \mathbf{w}_k}{\|\mathbf{h}_k\|} \right|^2 = \cos^2 \left( \angle \left( \mathbf{w}_k, \frac{\mathbf{h}_k^\dagger}{\|\mathbf{h}_k\|} \right) \right) \quad (3.8)$$

$$= \frac{\frac{P}{N_t} \|\mathbf{h}_k\|^2 \rho_k}{\frac{P}{N_t} \|\mathbf{h}_k\|^2 (1 - \rho_k) + 1} = \frac{\|\mathbf{h}_k\|^2 \rho_k}{\|\mathbf{h}_k\|^2 (1 - \rho_k) + \frac{N_t}{P}}, \sigma_n^2 = 1. \quad (3.9)$$

其中  $\rho_k \triangleq |\mathbf{d}_k^\dagger \mathbf{w}_k|^2$  代表原本的通道與量化過後的通道之間的相關性，所以

$0 \leq \rho_k \leq 1$ ，當相關性越高，通道量化誤差也就越小，基地台越能夠將資料打向使用者的方向，使用者才能擁有較好的 SINR 值。

根據上述的回報方法，各個使用者回報量化過後的通道資訊給基地台，基地台在收集到使用者回報的資訊以後，便可以安排欲傳送的使用者以及計算其對應的波束成型向量。為了要達到最好的系統效能，基地台需要透過完整搜尋的方式來尋找一組最佳的使用者，然而，當系統使用者人數非常多的時候，完整搜尋是非常耗時且沒有效率的。對此，PU2RC 提出一個簡單的演算法來完成使用者的安排與前置編碼的選擇。

演算法第一個步驟是波束成型向量的分配。考慮碼書內的任一個波束成型向量  $\mathbf{v}_n^{(m)} \in F$ ，此向量有可能是多個使用者量化過後的結果，將使用此向量的使用者集合表示為，

$$\begin{aligned} I_n^{(m)} &= \{1 \leq k \leq K \mid \widehat{\mathbf{d}}_k = \mathbf{v}_n^{(m)}\} \\ &= \left\{1 \leq k \leq K \mid d(\mathbf{v}_n^{(m)}, \mathbf{d}_k) < d(\mathbf{v}, \mathbf{d}_k), \forall \mathbf{v} \in F, \mathbf{v} \neq \mathbf{v}_n^{(m)}\right\}. \end{aligned} \quad (3.10)$$

而波束成型向量  $\mathbf{v}_n^{(m)}$  是分配給使用者集合  $I_n^{(m)}$  中擁有最大 SINR 的使用者，意即，

$$i_n^{(m)} = \arg \max_{k \in I_n^{(m)}} \text{SINR}_k \quad (3.11)$$

$$\gamma_n^{(m)} = \max_{k \in I_n^{(m)}} \text{SINR}_k \quad (3.12)$$

若  $I_n^{(m)} = \emptyset$ ，則  $\mathbf{v}_n^{(m)}$  將不分配給任一個使用者，且  $\gamma_n^{(m)} = 0$ 。

演算法第二個步驟是前置編碼器的選擇，基地台從  $\{V^{(1)}, \dots, V^{(m)}, \dots, V^{(M)}\}$  中挑選一個能夠讓系統容量最大的正交基底來當作前置編碼器，即

$$\bar{m} = \arg \max_{1 \leq m \leq M} \sum_{n=1}^{N_t} \log_2(1 + \gamma_n^{(m)}). \quad (3.13)$$

當前置編碼器決定了以後，同時間也就完成了使用者的安排，即安排集合

$\{i_n^{(\bar{m})} | 1 \leq n \leq N_t\}$  的使用者使用  $V^{(\bar{m})}$  這組正交基底，做同時間同頻率資料的傳送。

根據上述之演算法，PU2RC 的平均系統吞吐量可由下列式子求得：

$$\begin{aligned} R &= E \left\{ \max_{1 \leq m \leq M} \sum_{n=1}^{N_t} \log_2 (1 + \max_{k \in I_n^{(m)}} \text{SINR}_k) \right\} \\ &= E \left\{ \max_{1 \leq m \leq M} \sum_{n=1}^{N_t} \log_2 \left[ 1 + \max_{k \in I_n^{(m)}} \left( \frac{\|h_k\|^2 \left| \frac{h_k^\dagger}{\|h_k\|} w_k \right|^2}{\|h_k\|^2 \left( 1 - \left| \frac{h_k^\dagger}{\|h_k\|} w_k \right|^2 \right) + \frac{N_f}{P}} \right) \right] \right\}. \end{aligned} \quad (3.14)$$

### 3.1.3 基於二次回報的 PU2RC (PU2RC-T)

如前一個章節所述，PU2RC 具有支援有限的回報、準確的 SINR 計算、有效使用使用者多樣性等優點，然而，PU2RC 的演算法卻會有使用者安排不足的窘境。為了解決這個問題，我們假設基地台在做完第一次的使用者安排以後，將前置編碼器內尚未被使用到的波束成型向量，藉由廣播的方式，通知尚未被安排到的使用者作第二次的回報，由於第二次的回報是針對特定的波束成型向量作回報，因此能夠使得大部分的字碼都能夠分配給使用者，所以在作使用者安排時會更有效率。

假設  $\{i_n^{(\bar{m})} | 1 \leq n \leq N_t\}$  與  $V^{(\bar{m})}$  分別代表第一次安排之使用者集合與所選擇之前置編碼器，定義  $I_n \triangleq \{1 \leq n \leq N_t | i_n^{(\bar{m})} = \emptyset\}$  為尚未被使用之波束成型向量指標集，則基地台需要廣播使用者作第二次回報的條件為：

$$\begin{cases} I_n \neq \emptyset. \\ S - \{i_n^{(\bar{m})} | 1 \leq n \leq N_t\} \neq \emptyset, S = \{1 \leq k \leq K\}. \end{cases} \quad (3.15)$$

意即當仍有未被使用的波束成型向量可供其它使用者使用時，基地台便將尚未被使用的波束成型向量廣播出去，讓尚未被安排到的使用者作第二次的選擇與回報，即是使用者集合  $\{S - \{i_n^{(\bar{m})} | 1 \leq n \leq N_t\}\}$  對波束成型向量  $\{v_n^{(\bar{m})} | n \in I_n\}$  作第二

次的回報。

在經過使用者第二次的回報以後，基地台將同樣將  $\{v_n^{(m)} | n \in I_n\}$  分配給擁有最大 SINR 的使用者，並同樣使用  $V^{(m)}$  這組正交基底作為前置編碼器。藉由二次回報，基地台便能盡可能地將波束成型向量分配給使用者使用，因此能更有效率地安排使用者。

### 3.2 傳統多使用者聯合處理系統(MU CJP)

如第二章所介紹，CoMP 共有四種方案、兩個大類別，在 3GPP LTE/LTE-A 會議的討論中，MU-CoMP JP 系統已被認定為能夠在 CoMP 各種方案中提供不錯的效果，然而目前最終的處理方法仍未確定。因此在本篇論文中將討論在場域內 CoMP 的環境之下，多使用者 CoMP JP 系統的處理方法。

#### 3.2.1 CoMP 系統環境

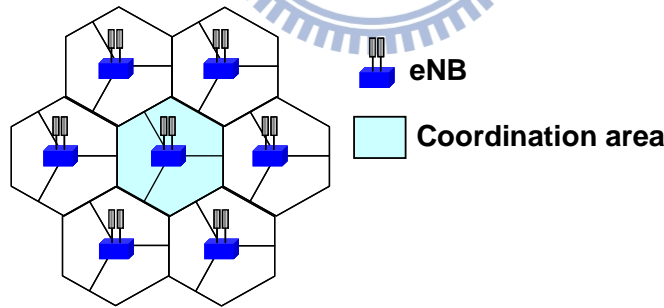


圖 3-3：CoMP 方案一：場域內 CoMP

如圖 3-3 所示，場域內 CoMP 的合作區域為由三個細胞(cell)組成的區塊，一個細胞有一個傳送點，每一個傳送點可設置四根方向性天線。使用者根據其所量測的參考信號強度(reference signal receive power, RSRP)，來決定是否要不要加入 CoMP，一旦決定要加入 CoMP，則使用者必須決定其 CoMP 合作集，以及 CoMP 測量集回報相關的通道資訊，為了分析方便，在此假設 CoMP 合作集與 CoMP 測量集為相同的集合。對於使用者  $k$  而言，若第  $i$  個細胞屬於其 CoMP 合作集/

測量集，則必須滿足下列條件：

$$RSRP_{cell\_serving} - RSRP_{cell\_i} < threshold. \quad (3.16)$$

上式所透露的訊息是，如果第*i*個細胞和原本服務基地台的參考信號強度差異小於某個門檻值，則在沒有合作的情況之下，使用者很容易會受到來自第*i*個細胞的干擾，為了避免這樣的情形發生，將第*i*個細胞納入其 CoMP 合作集/測量集是合理的作法，如此一來可以有效的避免干擾。門檻值在不同的環境之下有不同的設定方法，對於場域內 CoMP，6dB、9dB 皆是可以考慮的門檻值[11]。由(3.16)式我們可以定義使用者的 CoMP 合作集/測量集：

$$T = \{cell_i | RSRP_{cell\_serving} - RSRP_{cell\_i} < threshold\}. \quad (3.17)$$

另外，由(3.17)式，我們可以定義 CoMP 與非 CoMP 的使用者。以 $|T|$ 代表 CoMP 合作集/測量集內細胞個數。若 $|T|=1$ ，則代表使用者僅由其所服務的傳送點傳遞資料，並沒有加入 CoMP，因此使用者是一個非 CoMP 使用者，若 $|T|>1$ ，則代表多個傳送點彼此協調合作傳送資料給使用者，因此使用者是一個 CoMP 使用者。在一般的情況之下，CoMP 使用者通常都是那些較靠近細胞邊緣的使用者，因此容易受到鄰近細胞的干擾，而藉由 CoMP 的機制，可以改善其訊號品質。

在 PMI 的回報上，我們使用 LTE Rel.8 的單一傳送層的字碼作為多使用者 CoMP JP 系統的碼書，其中藉由觀察可以發現，每四個字碼間彼此有正交關係，因此我們可以設定四組正交基底：

$$\begin{aligned} V^{(1)} &= \{W_0^{\{1\}} W_1^{\{1\}} W_2^{\{1\}} W_3^{\{1\}}\} \\ V^{(2)} &= \{W_4^{\{1\}} W_5^{\{1\}} W_6^{\{1\}} W_7^{\{1\}}\} \\ V^{(3)} &= \{W_8^{\{1\}} W_9^{\{1\}} W_{10}^{\{1\}} W_{11}^{\{1\}}\} \\ V^{(4)} &= \{W_{12}^{\{1\}} W_{13}^{\{1\}} W_{14}^{\{1\}} W_{15}^{\{1\}}\}. \end{aligned} \quad (3.18)$$

在 CQI 的回報上，LTE 共制定 16 種調變以及編碼的方法，使用者將根據其所估計的 SINR，挑選一個最適合的 CQI 指標回報給基地台，如表 3-1 所示：

CQI index	modulation	code rate x 1024	efficiency
0	out of range		
1	QPSK	78	0.1523
2	QPSK	120	0.2344
3	QPSK	193	0.3770
4	QPSK	308	0.6016
5	QPSK	449	0.8770
6	QPSK	602	1.1758
7	16QAM	378	1.4766
8	16QAM	490	1.9141
9	16QAM	616	2.4063
10	64QAM	466	2.7305
11	64QAM	567	3.3223
12	64QAM	666	3.9023
13	64QAM	772	4.5234
14	64QAM	873	5.1152
15	64QAM	948	5.5547

表 3-1：4 個位元組的 CQI 對應表



### 3.2.2 訊號系統模型

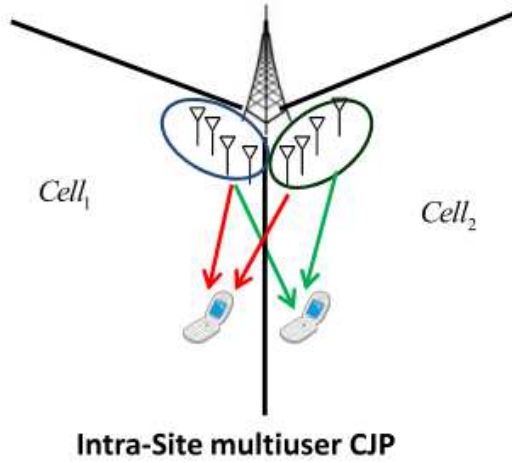


圖 3-4：傳統多使用者聯合處理系統

如圖 3-4 所示，MU CJP 是透過多個傳送點以資料共同處理的方式，在同一時間以及同一頻率上讓多個使用者傳輸資料，由於鄰近傳送點的資料在 CoMP 的機制之下變成了有用的訊號，因此細胞間干擾的問題就得以解決了，所以我們接下來要處理的問題便是多使用者之間的干擾。

假設各傳送點均設有四根方向性天線，而使用者都是單天線的行動裝置，且使用者之間沒有合作關係，則第  $k$  個使用者所收到的訊號可以表示為：

$$y_{k,MU-CJP} = \sum_{j=1}^{N_c} \sqrt{\frac{P_j}{N_t}} \sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{h}_{k,j}^\dagger \mathbf{w}_{i,j} s_i + n_k. \quad (3.19)$$

上式中符號的定義如下：

$N_t$ : 傳送天線數，亦為最大可安排使用者的數目

$N_c$ : CoMP 合作集 / 測量集內傳送點個數

$\mathbf{h}_{k,j}$ : 傳送點  $j$  到使用者  $k$  的下行通道

$\mathbf{w}_{i,j}$ : 傳送點  $j$  到使用者  $i$  的波束成型向量， $\|\mathbf{w}_{i,j}\|^2 = 1$ ， $\mathbf{w}_{i,j} \in \mathcal{C}^{N_t \times 1}$

$\dagger$ : 共軛轉置符號

$P_j$ : 來自第  $j$  個傳送點的能量

在場域內 CoMP 的環境下，天線方向偏離使用者較遠的傳送點對於使用者幫助並不大，因此在本篇論文中均假設兩個傳送點的協調合作，即  $N_c = 2$ 。

### 3.2.3 基於最差情況回報的傳統多使用者聯合處理系統(MU CJP-W)

使用者必須向其 CoMP 測量集回報相關的通道資訊，因此除了原本服務的傳送點之外，亦必須回報其它合作點的通道資訊，各個傳送點在彙整所有資訊之後上傳到 eNB 中央處理單元，作統籌性的協調處理。如 2.2.4 節所述，使用者大致上需要回報通道方向(PMI)以及 SINR(CQI)這兩項通道資訊。

利用 3.1.2 節所描述的方法，為服務的傳送點以及合作的傳送點各挑選一個波束成型方向。對於使用者  $k$ ，其需要回報的 PMI 可以寫成：

$$\text{PMI}_k = \left\{ \mathbf{w}_{k, \text{serving}}, \mathbf{w}_{k, \text{coordination}} \right\}$$

$$\mathbf{w}_{k, \text{serving}} = \arg \min_{\mathbf{v} \in F} d\left(\mathbf{v}, \frac{\mathbf{h}_{k, \text{serving}}}{\|\mathbf{h}_{k, \text{serving}}\|}\right)$$

$$\mathbf{w}_{k, \text{coordination}} = \arg \min_{\mathbf{v} \in F} d\left(\mathbf{v}, \frac{\mathbf{h}_{k, \text{coordination}}}{\|\mathbf{h}_{k, \text{coordination}}\|}\right)$$
(3.20)

CQI 必須要根據使用者所估計的 SINR 來作回報，SINR 的估計方法如下：

由(3.19)式可知第  $k$  個使用者所收到的訊號為，

$$y_{k, \text{MU-CJP}} = \sum_{j=1}^{N_c} \sqrt{\frac{P_j}{N_t}} \sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{h}_{k,j}^\dagger \mathbf{w}_{i,j} s_i + n_k$$

$$= \sum_{j=1}^2 \sqrt{\frac{P_j}{N_t}} \sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{h}_{k,j}^\dagger \mathbf{w}_{i,j} s_i + n_k$$

$$= \sqrt{\frac{P_1}{N_t}} \sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{h}_{k,1}^\dagger \mathbf{w}_{i,1} s_i + \sqrt{\frac{P_2}{N_t}} \sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{h}_{k,2}^\dagger \mathbf{w}_{i,2} s_i + n_k$$

$$= \left( \sqrt{\frac{P_1}{N_t}} \mathbf{h}_{k,1}^\dagger \mathbf{w}_{k,1} + \sqrt{\frac{P_2}{N_t}} \mathbf{h}_{k,2}^\dagger \mathbf{w}_{k,2} \right) s_k + \left( \sqrt{\frac{P_1}{N_t}} \sum_{i \neq k} \mathbf{h}_{k,1}^\dagger \mathbf{w}_{i,1} + \sqrt{\frac{P_2}{N_t}} \sum_{i \neq k} \mathbf{h}_{k,2}^\dagger \mathbf{w}_{i,2} \right) s_i + n_k$$
(3.21)

因此，SINR 可以由下列式子來計算：

$$\text{SINR}_{k, \text{MU-CJP}} = \frac{\left| \sqrt{\frac{P_1}{N_t}} \mathbf{h}_{k,1}^\dagger \mathbf{w}_{k,1} + \sqrt{\frac{P_2}{N_t}} \mathbf{h}_{k,2}^\dagger \mathbf{w}_{k,2} \right|^2}{\sum_{i \neq k} \left| \sqrt{\frac{P_1}{N_t}} \mathbf{h}_{k,1}^\dagger \mathbf{w}_{i,1} + \sqrt{\frac{P_2}{N_t}} \mathbf{h}_{k,2}^\dagger \mathbf{w}_{i,2} \right|^2 + \sigma_n^2}$$
(3.22)

其中， $\mathbf{w}_{i,1}$ 、 $\mathbf{w}_{i,2}$  是未知變數，因此干擾項  $\sum_{i \neq k} \left| \sqrt{\frac{P_1}{N_t}} \mathbf{h}_{k,1}^\dagger \mathbf{w}_{i,1} + \sqrt{\frac{P_2}{N_t}} \mathbf{h}_{k,2}^\dagger \mathbf{w}_{i,2} \right|^2$  並沒

有辦法化簡為一容易計算的形式，然而，因為被安排傳輸的使用者都是使用同一組正交基底，因此我們可以利用最差情況估計法來計算使用者的 SINR，方法如下：假設  $V^{(m_1)} = [\mathbf{v}_1^{(m_1)} \ \mathbf{v}_2^{(m_1)} \ \mathbf{v}_3^{(m_1)} \ \mathbf{v}_4^{(m_1)}]$ 、 $V^{(m_2)} = [\mathbf{v}_1^{(m_2)} \ \mathbf{v}_2^{(m_2)} \ \mathbf{v}_3^{(m_2)} \ \mathbf{v}_4^{(m_2)}]$  分別代表第一、二個傳送點所使用的前置編碼器，且  $\mathbf{w}_{k,1} \in V^{(m_1)}$ ， $\mathbf{w}_{k,2} \in V^{(m_2)}$ ，則其他使用者可能會使用的波束成型向量存在於下列集合中，

$$V_i^{(m_1)} = V^{(m_1)} - \mathbf{w}_{k,1}, \quad V_i^{(m_2)} = V^{(m_2)} - \mathbf{w}_{k,2} \quad (3.23)$$

，因此最差情況之下的干擾以及 SINR 可以估計為：

$$I_{k,MU-CJP} = \arg \max_{\substack{\mathbf{w}_{i,1} \in V_i^{(m_1)} \\ \mathbf{w}_{i,2} \in V_i^{(m_2)}}} \left| \sqrt{\frac{P_1}{N_t}} \mathbf{h}_{k,1}^\dagger \mathbf{w}_{i,1} + \sqrt{\frac{P_2}{N_t}} \mathbf{h}_{k,2}^\dagger \mathbf{w}_{i,2} \right|^2. \quad (3.24)$$

$$SINR_{k,MU-CJP} = \frac{\left| \sqrt{\frac{P_1}{N_t}} \mathbf{h}_{k,1}^\dagger \mathbf{w}_{k,1} + \sqrt{\frac{P_2}{N_t}} \mathbf{h}_{k,2}^\dagger \mathbf{w}_{k,2} \right|^2}{I_{k,MU-CJP} + \sigma_n^2}$$

在收到各個使用者回報的資訊後，eNB 的中央處理單元負責安排使用者以及選擇適合的前置編碼器。利用 PU2RC 的概念，從各個傳送點的正交基底中，尋找一組兩個傳送點可以共同傳送，且能夠讓系統效能最佳的使用者。由(3.10)式，使用波束成型向量  $\mathbf{v}_n^{(m)}$  的使用者集合為：

$$I_n^{(m)} = \left\{ 1 \leq k \leq K \mid d(\mathbf{v}_n^{(m)}, \mathbf{d}_k) < d(\mathbf{v}, \mathbf{d}_k), \forall \mathbf{v} \in F, \mathbf{v} \neq \mathbf{v}_n^{(m)} \right\}.$$

定義在第  $p$  個傳送點中，使用第  $m$  組正交基底  $V^{(m)}$  的使用者集合為：

$$J^{(m_p)} = \bigcup_{n=1}^{N_t} I_n^{(m_p)}. \quad (3.25)$$

所以，由兩個傳送點共同傳送的使用者集合為：

$$J_{m_1, m_2} = J^{(m_1)} \cap J^{(m_2)}, 1 \leq m_1, m_2 \leq M. \quad (3.26)$$

最後，尋找可以使得系統吞吐量最大的一組正交基底組合，

$$[\bar{m}_1, \bar{m}_2] = \arg \max_{m_1, m_2} \sum_{k \in J_{m_1, m_2}} \log_2(1 + \text{SINR}_k). \quad (3.27)$$

當前置編碼器決定了以後，同時間也就完成了使用者的安排，即安排集合  $J_{\bar{m}_1, \bar{m}_2}$  的使用者，在兩個傳送點分別使用  $V^{(\bar{m}_1)}$  以及  $V^{(\bar{m}_2)}$  這兩個前置編碼器，做同時間同頻率資料的傳送。

### 3.2.4 基於二次回報的傳統多使用者聯合處理系統(MU CJP-T)

為了能夠讓大部分的波束成型向量能夠分配給使用者使用，基地台藉由廣播的方式，通知尚未被安排到的使用者作第二次的回報。假設  $J_{\bar{m}_1, \bar{m}_2}$  代表第一次安排的使用者， $V^{(\bar{m}_1)}$ 、 $V^{(\bar{m}_2)}$  分別代表兩個傳送點所選擇的前置編碼器，定義  $I_{n_1} \triangleq \{1 \leq n \leq N_t \mid i_n^{(\bar{m}_1)} = \emptyset\}$ 、 $I_{n_2} \triangleq \{1 \leq n \leq N_t \mid i_n^{(\bar{m}_2)} = \emptyset\}$  分別代表兩個傳送點尚未被使用之波束成型向量指標集，則基地台需要廣播使用者作第二次回報的條件為：

$$\begin{cases} I_{n_1} \neq \emptyset. \\ I_{n_2} \neq \emptyset. \\ S - J_{m_1^{opt}, m_2^{opt}} \neq \emptyset, S = \{1 \leq k \leq K\}. \end{cases} \quad (3.28)$$

意即當仍有空置的波束成型向量以及閒置的使用者時，基地台便將尚未被使用的波束成型向量廣播出去，讓尚未被安排到的使用者作第二次的選擇與回報，即是使用者集合  $\{S - J_{\bar{m}_1, \bar{m}_2}\}$  對波束成型向量  $\{\mathbf{v}_n^{(\bar{m}_1)}, \mathbf{v}_n^{(\bar{m}_2)} \mid n_1 \in I_{n_1}, n_2 \in I_{n_2}\}$  作第二次的回報。在經過使用者第二次的回報以後，基地台同樣再做一次使用者的安排，藉由二次回報，基地台便能盡可能地將波束成型向量分配給使用者使用，因此能更有效率地安排使用者。

### 3.3 新版多使用者聯合處理系統(MU NJP)

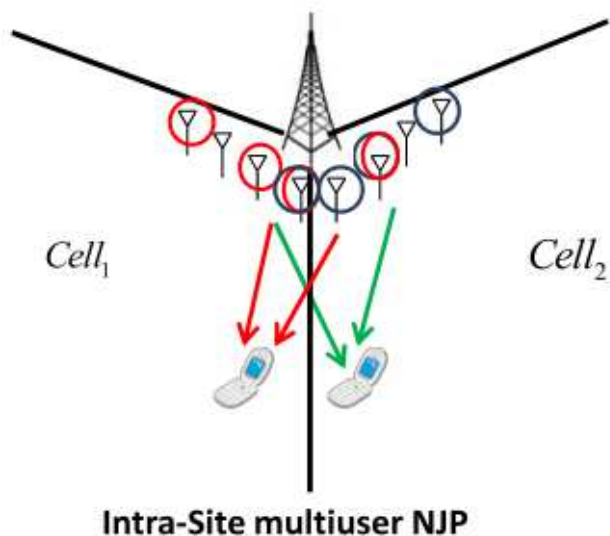


圖 3-5：天線選擇之多使用者多輸入多輸出系統

圖 3-5 為新版多使用者聯合處理系統(MU NJP)的基本架構，MU NJP 使用天線選擇的技術，讓使用者自由選擇所欲傳送資料的天線，因此和 MU CJP 不同的地方在於使用者必須額外回報天線選擇矩陣指標(AMI)這項資訊，提供基地台安排使用者以及調配天線。由於 MU NJP 多了天線選擇這個自由度，使得使用者有機會能夠選擇較好的通道作傳輸，讓效果更好，除此之外，適當的限制天線的候選量，可以將多傳送點多使用者的問題簡化為一虛擬的單傳送點多使用者的問題，因此 3.1.2 節所介紹的 PU2RC 將可以直接套用進來，應用在 CoMP JP 的系統中。

#### 3.3.1 訊號系統模型

假設各傳送點均設有四根方向性天線，而使用者都是單天線的行動裝置，且使用者之間沒有合作關係，定義使用者  $k$  在 CoMP 合作集內的複合通道及其所收到的訊號可以表示為：

$$\mathbf{h}_{k,NJP}^\dagger = [\mathbf{h}_{k,I}^\dagger \cdots \cdots \mathbf{h}_{k,N_c}^\dagger]. \quad (3.29)$$

$$y_{k,MU-NJP} = \sqrt{\frac{P}{N_t}} \sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{h}_{k,NJP}^\dagger A_i \mathbf{w}_i s_i + n_k.$$

上式中符號定義如下：

$N_i$  : 傳送天線數，亦為最大可安排使用者的數目

$N_c$  : CoMP合作集/測量集內傳送點個數

$\mathbf{h}_{k,j}$  : 傳送點 $j$ 到使用者 $k$ 的下行通道

$\mathbf{h}_{k,NJP}$  : CoMP合作集下行複合通道， $\mathbf{h}_{k,NJP} \in \mathcal{C}^{(N_c N_i) \times 1}$

$A_i$  : 天線選擇矩陣， $A_i \in R^{(N_c N_i) \times N_i}$

$\mathbf{w}_i$  : 波束成型向量， $\|\mathbf{w}_i\|^2 = 1$ ， $\mathbf{w}_i \in \mathcal{C}^{N_i \times 1}$

$\dagger$  : 共軛轉置符號

$P$  : 總傳送能量

而天線選擇矩陣  $A_i$  的作用即是從 CoMP 合作集下行複合通道  $\mathbf{h}_{k,NJP}$  選出其中

$N_i$  個行向量，譬如：

$$\mathbf{h}_{k,NJP}^\dagger = \begin{bmatrix} a & b & c & d \\ e & f & g & h \end{bmatrix}, A_i = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \text{ 則 } \mathbf{h}_{k,NJP}^\dagger A_i = \begin{bmatrix} a & c \\ e & g \end{bmatrix}.$$

，意即將  $\mathbf{h}_{k,NJP}^\dagger$  第 1 及第 3 行的元素挑選出來，以傳送天線的觀點來說，就是選擇第一根以及第三根天線。

### 3.3.2 基於最差情況回報的新版多使用者聯合處理系統(MU NJP-W)

在 NJP 裡我們使用天線選擇的技術，讓使用者自由地選擇喜愛的天線組合。根據不同的接收機設計，亦有不同的天線選擇準則，對於線性接收機(linear receiver)來說，常見的準則有：最大事後處理 SNR 選準則(maximum post-processing SNR)、最小奇異值最大化準則(maximum minimum singular value)、最大容量準則(maximum capacity)...等[17] [18]，然而若是 ML 接收機(maximum likelihood receiver)，則需要以自由距離(free distance)作為設計天線選擇的原則[19]。在本篇論文所提到的各種方法中，我們皆是利用所估計出來的 SINR 值，作為天線選擇的準則，因此，

$$A_k = \arg \max_{\Lambda_i \in \Delta} \text{SINR}(\Lambda_i). \quad (3.30)$$

，其中  $\Delta$  代表所有  $C_{N_t}^{N_c \times N_t}$  種可能的天線組合矩陣集合。

經過天線選擇以後，使用者  $k$  的等效通道為  $\mathbf{h}_{k,eff}^\dagger = \mathbf{h}_{k,NJP}^\dagger A_k$ ，接著利用 3.1.2

節所描述的方法從碼書裡挑選一個與  $\mathbf{h}_{k,eff}$  最為接近的波束成型向量，當作 PMI

回報，因此有別於 CJP，NJP 僅需要回報一份 PMI 就可以了，即

$$\begin{aligned} \text{PMI}_k &= \{\mathbf{w}_{k,eff}\}, k=1,2,\dots,K \\ \mathbf{w}_{k,eff} &= \arg \min_{\mathbf{v} \in F} d(\mathbf{v}, \frac{\mathbf{h}_{k,eff}}{\|\mathbf{h}_{k,eff}\|}) \end{aligned} \quad (3.31)$$

而 CQI 必須要根據使用者所估計的 SINR 來作回報，SINR 的估計方法如下：

因為  $N_c = 2$ ，由(3.29)式可知使用者  $k$  在合作集內的複合通道及其所收到的訊號

可以表示為：

$$\mathbf{h}_{k,NJP}^\dagger = [\mathbf{h}_{k,1}^\dagger \ \mathbf{h}_{k,2}^\dagger].$$

$$\begin{aligned} y_{k,MU-NJP} &= \sqrt{\frac{P}{N_t}} \sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{h}_{k,NJP}^\dagger A_i \mathbf{w}_i s_i + \mathbf{n}_k \\ &= \sqrt{\frac{P}{N_t}} \mathbf{h}_{k,NJP}^\dagger A_k \mathbf{w}_k s_k + \sqrt{\frac{P}{N_t}} \sum_{i \neq k} \mathbf{h}_{k,NJP}^\dagger A_i \mathbf{w}_i s_i + \mathbf{n}_k. \end{aligned} \quad (3.32)$$

所以訊號對干擾加上雜訊的比值為，

$$\text{SINR}_k = \frac{\left| \sqrt{\frac{P}{N_t}} \mathbf{h}_{k,NJP}^\dagger A_k \mathbf{w}_k \right|^2}{\sum_{i \neq k} \left| \sqrt{\frac{P}{N_t}} \mathbf{h}_{k,NJP}^\dagger A_i \mathbf{w}_i \right|^2 + \sigma_n^2}. \quad (3.33)$$

其中， $A_i$  及  $\mathbf{w}_i$  是未知變數，使用者並無從得知其它人所使用的天線選擇矩陣

與波束成型向量，因此干擾項  $\sum_{i \neq k} \left| \sqrt{\frac{P}{N_t}} \mathbf{h}_{k,NJP}^\dagger A_i \mathbf{w}_i \right|^2$  並沒有辦法化簡為一容易計算的

形式，對此我們利用對天線作分組的方式來估計 SINR，因為  $N_c = 2$ ，合作集內共有八根天線，每位使用者可選擇其中四根天線傳送，所以總共有  $C_4^8 = 70$  種天線組合，現將這 70 種天線組合作預先分為  $G$  個集合，故每個集合內共有  $\frac{70}{G}$  種天線組合，如表 3-2 所示：

Group-1	Group-2	...	...	Group-G
$A_1^{(1)}$	$A_1^{(2)}$	...	...	$A_1^{(G)}$
$A_2^{(1)}$	$A_2^{(2)}$	...	...	$A_2^{(G)}$
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
$A_{\frac{70}{G}}^{(1)}$	$A_{\frac{70}{G}}^{(2)}$	...	...	$A_{\frac{70}{G}}^{(G)}$

表 3-2：天線分組表

最後 eNB 僅會選擇其中一組最佳的天線集合以及前置編碼器，因此可以藉由最差情況估計法來計算使用者的 SINR：假設 eNB 使用  $A^{(g)} = \left\{ A_1^{(g)} \dots \dots A_{\frac{70}{G}}^{(g)} \right\}$  這組天線集合，並選擇  $V^{(m)} = \left\{ \mathbf{v}_1^{(m)} \dots \dots \mathbf{v}_{N_t}^{(m)} \right\}$  作為前置編碼器，且  $A_k \in A^{(g)}$ 、

$\mathbf{w}_k \in V^{(m)}$ ，則其他使用者可能會使用的天線組合以及波束成型向量會存在於下列集合中：

$$A_i^{(g)} = A^{(g)} - A_k, V_i^{(m)} = V^{(m)} - \mathbf{w}_k. \quad (3.34)$$

所以最差情況的干擾以及 SINR 可以估計為：

$$I_{k,MU-NJP} = \arg \max_{\substack{A_i \in A_i^{(g)} \\ \mathbf{w}_i \in V_i^{(m)}}} \left| \sqrt{\frac{P}{N_t}} \mathbf{h}_{k,NJP}^\dagger A_i \mathbf{w}_i \right|^2. \quad (3.35)$$

$$SINR_{k,MU-NJP} = \frac{\left| \sqrt{\frac{P}{N_t}} \mathbf{h}_{k,NJP}^\dagger A_k \mathbf{w}_k \right|^2}{I_{k,MU-NJP} + \sigma_n^2}.$$

在收到各個使用者回報的資訊後，eNB 的中央處理單元負責安排使用者以及



選擇適合的前置編碼器，方法如下：

定義使用  $\mathcal{A}^{(g)}$  這組天線集合的使用者為，

$$\Pi^{(g)} = \{1 \leq k \leq K \mid A_k \in \mathcal{A}^{(g)}\}. \quad (3.36)$$

集合  $\Pi^{(g)}$  內的使用者使用波束成型向量  $\mathbf{v}_n^{(m)}$  的集合為，

$$I_n^{(m,g)} = \{1 \leq k \leq K \mid d(\mathbf{v}_n^{(m)}, \mathbf{d}_k) < d(\mathbf{v}, \mathbf{d}_k), \forall \mathbf{v} \in F, \mathbf{v} \neq \mathbf{v}_n^{(m)}, k \in \Pi^{(g)}\}. \quad (3.37)$$

將  $\mathbf{v}_n^{(m)}$  分配給擁有最大 SINR 的使用者：

$$i_n^{(m,g)} = \arg \max_{k \in I_n^{(m,g)}} \text{SINR}_k \quad (3.38)$$

$$\gamma_n^{(m,g)} = \max_{k \in I_n^{(m,g)}} \text{SINR}_k \quad (3.39)$$

最後選擇能夠讓系統吞吐量最大的天線集合  $\Pi^{(g)}$  以及正交基底  $V^{(m)}$ ：

$$[\bar{m}, \bar{g}] = \arg \max_{m,g} \sum_{n=1}^{N_t} \log_2(1 + \gamma_n^{(m,g)}). \quad (3.40)$$

當天線集合與前置編碼器決定了以後，同時間也就完成了使用者的安排，即安排集合  $\{i_n^{(\bar{m}, \bar{g})} \mid 1 \leq n \leq N_t\}$  的使用者，使用  $\Pi^{(\bar{g})}$  這組天線集合並選擇  $V^{(\bar{m})}$  當作前置編碼器，做同時間同頻率資料的傳送。

### 3.3.3 基於簡化天線選擇回報的新版多使用者聯合處理系統(MU

#### NJP-R)

前一章節所使用的方法需要預先對天線組合做分組，不僅複雜度高，且所估計的 SINR 亦過於悲觀，除此之外，由於過多的天線組合對於在安排使用者時會有安排不到使用者的窘境，造成系統效能有限。因此本章節將天線組合的數量適當的縮減，使得在使用者安排上更有效率，並且可以將原本多傳送點的問題簡化為一虛擬單傳送點的問題，所以單細胞多使用者技術如 PU2RC 就可以直接地套用進來。

由於  $N_c = 2$ ，則合作集內總共有  $C_4^8 = 70$  種天線組合可供使用者選擇，需要的回傳資料量為 7 位元，如上文所述，過多的選擇使得在安排使用者上有困難。有鑑於此，本章節將天線的回傳資料量減少至 2~5 位元，天線組合的候選量因此減少了許多，天線選擇的多樣性也跟著變小了，然而，較少的天線組合卻能夠幫助我們在安排使用者上更有效率。假設我們使用  $a$  位元的回傳量，則候選的天線組合集合為， $\mathcal{A} = \{A_1 \dots A_{2^a}\}$ 。同樣地，使用者根據其所估計的 SINR 選擇一組最佳的天線回報，

$$A_k = \arg \max_{A_i \in \mathcal{A}} \text{SINR}(A_i). \quad (3.41)$$

經過天線選擇以後，使用者  $k$  的等效通道為  $\mathbf{h}_{k,\text{eff}}^\dagger = \mathbf{h}_{k,\text{NJP}}^\dagger A_k$ ，接著利用 3.1.2 節所描述的方法從碼書裡挑選一個與  $\mathbf{h}_{k,\text{eff}}^\dagger$  最為接近的波束成型向量，當作 PMI 回報，因此，有別於 CJP，NJP 僅需要回報一份 PMI 即可，即

$$\begin{aligned} \text{PMI}_k &= \{\mathbf{w}_{k,\text{eff}}\}, k=1, 2, \dots, K \\ \mathbf{w}_{k,\text{eff}} &= \arg \min_{\mathbf{v} \in \mathcal{F}} d(\mathbf{v}, \mathbf{d}_{k,\text{eff}}) \end{aligned} \quad (3.42)$$

由於在這裡我們僅提供少數天線組合可供選擇，且基地台最後僅選擇某組天線作傳送，因此選到同一組天線的使用者可以視為知道其他使用者所選擇的天線組合，由(3.32)式可知，CoMP 合作集下行通道及使用收到的訊號便可以表示為：

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_{k,\text{NJP}}^\dagger &= [\mathbf{h}_{k,1}^\dagger \ \mathbf{h}_{k,2}^\dagger]. \\ y_{k,\text{MU-NJP}} &= \sqrt{\frac{P}{N_t}} \sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{h}_{k,\text{NJP}}^\dagger A_k \mathbf{w}_i s_i + \mathbf{n}_k \\ &= \sqrt{\frac{P}{N_t}} \mathbf{h}_{k,\text{NJP}}^\dagger A_k \mathbf{w}_k s_k + \sqrt{\frac{P}{N_t}} \sum_{i \neq k} \mathbf{h}_{k,\text{NJP}}^\dagger A_k \mathbf{w}_i s_i + \mathbf{n}_k \\ &= \sqrt{\frac{P}{N_t}} \mathbf{h}_{k,\text{eff}}^\dagger \mathbf{w}_k s_k + \sqrt{\frac{P}{N_t}} \sum_{i \neq k} \mathbf{h}_{k,\text{eff}}^\dagger \mathbf{w}_i s_i + \mathbf{n}_k, \quad \mathbf{h}_{k,\text{eff}}^\dagger \triangleq \mathbf{h}_{k,\text{NJP}}^\dagger A_k. \end{aligned} \quad (3.43)$$

因此(3.43)式僅剩  $\mathbf{w}_i$  是未知變數，並且由於 eNB 是使用正交基底作為前置編碼器，由 3.1.2 節的證明可知，對於正交波束成型，SINR 有一個簡單可計算的形

式：

$$\begin{aligned}
SINR_k &= \frac{\left| \sqrt{\frac{P}{N_t}} \mathbf{h}_{k,eff}^\dagger \mathbf{w}_k \right|^2}{\sum_{i \neq k} \left| \sqrt{\frac{P}{N_t}} \mathbf{h}_{k,eff}^\dagger \mathbf{w}_i \right|^2 + \sigma_n^2} \\
&= \frac{\frac{P}{N_t} \|\mathbf{h}_{k,eff}\|^2 \rho_k}{\frac{P}{N_t} \|\mathbf{h}_{k,eff}\|^2 (1 - \rho_k) + \sigma_n^2}, \\
\rho_k &\triangleq \frac{\left| \mathbf{w}_k^\dagger \mathbf{h}_{k,eff} \right|^2}{\|\mathbf{h}_{k,eff}\|^2} = \cos^2 \left( \angle \left( \mathbf{w}_k, \frac{\mathbf{h}_{k,eff}}{\|\mathbf{h}_{k,eff}\|} \right) \right).
\end{aligned} \tag{3.44}$$

在收到各個使用者回報的資訊後，eNB 的中央處理單元負責安排使用者以及選擇適合的前置編碼器，方法如下：

定義使用  $\mathcal{A}_a$  這組天線的使用者集合為，

$$\Omega^{(a)} = \{1 \leq k \leq K \mid A_k \in \mathcal{A}_a\}. \tag{3.45}$$

使用者集合  $\Omega^{(a)}$  內使用波束成型向量  $\mathbf{v}_n^{(m)}$  的集合為，

$$I_n^{(m,a)} = \left\{ 1 \leq k \leq K \mid d(\mathbf{v}_n^{(m)}, \mathbf{d}_k) < d(\mathbf{v}, \mathbf{d}_k), \forall \mathbf{v} \in F, \mathbf{v} \neq \mathbf{v}_n^{(m)}, k \in \Omega^{(a)} \right\}. \tag{3.46}$$

將  $\mathbf{v}_n^{(m)}$  分配給擁有最大 SINR 的使用者：

$$i_n^{(m,a)} = \arg \max_{k \in I_n^{(m,a)}} SINR_k \tag{3.47}$$

$$\gamma_n^{(m,a)} = \max_{k \in I_n^{(m,a)}} SINR_k \tag{3.48}$$

最後選擇能夠讓系統吞吐量最大的天線組合  $\mathcal{A}_a$  以及正交基底  $V^{(m)}$ ，

$$[\bar{m}, \bar{a}] = \arg \max_{m,a} \sum_{n=1}^{N_t} \log_2(1 + \gamma_n^{(m,a)}). \tag{3.49}$$

當天線集合與前置編碼器決定了以後，同時間也就完成了使用者的安排，即安排集合  $\{i_n^{(\bar{m}, \bar{a})} \mid 1 \leq n \leq N_t\}$  的使用者，使用  $\Omega^{(\bar{a})}$  這組天線並選擇  $V^{(\bar{m})}$  當作前置編碼器，做同時間同頻率資料的傳送。

### 3.3.4 基於二次回報的新版多使用者聯合處理系統 (MU NJP-T)

3.3.3、3.3.4 節所介紹的基於天線選擇的新版多使用者 JP 系統，在使用者的安排上皆是先對天線作第一次分組，然後再對所屬的正交基底作一次分組，使用者根據其正交性被分散到不同的組別中，由於做了兩次分組的動作，在使用者的安排上會變得沒有效率，因此在本章節中，利用使用者的二次回報，讓基地台可以更有彈性地為使用者作分組，使得在安排使用者上會更有效率。

基地台收到使用者回報的資訊  $CSI = \{PMI_k, CQI_k, AMI_k\}_{k=1}^K$  以後，先安排一個效能最佳的使用者  $k_1$ ：

$$k_1 = \arg \max_{1 \leq k \leq K} CQI_k. \quad (3.50)$$

假設  $PMI_{k_1} \in V^{(m)}$ ，此時基地台將  $AMI_{k_1}$  以及  $V_i^{(m)} = V^{(m)} - PMI_{k_1}$  廣播給尚未被安排的使用者作第二次的回報，作第二次回報的使用者將根據  $AMI_{k_1}$  這組天線以及  $V_i^{(m)}$  內的波束成型向量作回報。

由於所有的使用者皆使用同一組天線，因此系統可以簡化為一虛擬的單細胞多使用者正交波束成型系統，由前面的章節可知，此時 SINR 可以藉由(3.44)準確地計算出來，除此之外，因為在第二次回報時僅對特定波束成型向量作回報，因此使用者在安排上會變得較有效率。

## 3.4 綜合比較

在 PMI 的回報上，由於 CJP 是由合作的所有傳送點一起共同服務使用者，因此對於每一個傳送點我們都需要回報一個 PMI，當合作的傳送點越多，所需要的回報量就會變得很大；然而，在 NJP 中，我們僅從合作傳送點裡挑選出幾根好的天線組合來傳送資料，因此只需要回報一個 PMI 即可，但是卻需要額外回報 AMI 這項資訊給基地台，所以在 NJP 的回報裡，我們是用 AMI 來去換取多個

PMI 的回報量。

而在 SINR 的估計上，我們所設計的方法中 CJP-W、CJP-T 以及 NJP-W 皆是以最差情況之下所作的估計，由於估計方法過於悲觀，因此可以預見其效能有限。而對於 NJP-R 以及 NJP-T，我們藉由天線選擇，將多傳送點的問題簡化為虛擬的單傳送點的問題，並直接套用 PU2RC 的演算法，由於 PU2RC 是使用正交波束成型的技術，因此 SINR 可以準確地估計出來，所以可以預期效果會比前面幾種悲觀估計的方法來的好。表 3-3 與表 3-4 整理各種方法所需要回報的資訊以及相對應的回報量。

	PMI	CQI	AMI
CJP-W	$w_{k,1}, w_{k,2}$	$\frac{\left  \sqrt{\frac{P_1}{N_t}} \mathbf{h}_{k,1}^\dagger \mathbf{w}_{k,1} + \sqrt{\frac{P_2}{N_t}} \mathbf{h}_{k,2}^\dagger \mathbf{w}_{k,2} \right ^2}{I_{k,MU-CJP} + \sigma_n^2}$	-
CJP-T	$\{w_{k,1}, w_{k,2}\}_{1st}$ + $\{w_{k,1}, w_{k,2}\}_{2nd}$	$\frac{\left  \sqrt{\frac{P_1}{N_t}} \mathbf{h}_{k,1}^\dagger \mathbf{w}_{k,1} + \sqrt{\frac{P_2}{N_t}} \mathbf{h}_{k,2}^\dagger \mathbf{w}_{k,2} \right ^2}{I_{k,MU-CJP} + \sigma_n^2}$	-
NJP-W	$w_k$	$\frac{\left  \sqrt{\frac{P}{N_t}} \mathbf{h}_{k,NJP}^\dagger A_k \mathbf{w}_k \right ^2}{I_{k,MU-NJP} + \sigma_n^2}$	$A_k$
NJP-R	$w_k$	$\frac{\frac{P}{N_t} \ \mathbf{h}_{k,eff}^\dagger\ ^2 \rho_k}{\frac{P}{N_t} \ \mathbf{h}_{k,eff}^\dagger\ ^2 (1 - \rho_k) + \sigma_n^2}$	$A_k$
NJP-T	$\{w_k\}_{1st}$ + $\{w_k\}_{2nd}$	$\frac{\frac{P}{N_t} \ \mathbf{h}_{k,eff}^\dagger\ ^2 \rho_k}{\frac{P}{N_t} \ \mathbf{h}_{k,eff}^\dagger\ ^2 (1 - \rho_k) + \sigma_n^2}$	$A_k$

$$\begin{aligned}
\checkmark \quad I_{k,MU-CJP} &= \arg \max_{\substack{\mathbf{w}_{i,1} \in V_i^{(m_1)} \\ \mathbf{w}_{i,2} \in V_i^{(m_2)}}} \left| \sqrt{\frac{P_1}{N_t}} \mathbf{h}_{k,1}^\dagger \mathbf{w}_{i,1} + \sqrt{\frac{P_2}{N_t}} \mathbf{h}_{k,2}^\dagger \mathbf{w}_{i,2} \right|^2. \\
\checkmark \quad I_{k,MU-NJP} &= \arg \max_{\substack{A_i \in \Lambda_i^{(g)} \\ \mathbf{w}_i \in V_i^{(m)}}} \left| \sqrt{\frac{P}{N_t}} \mathbf{h}_{k,NJP}^\dagger A_i \mathbf{w}_i \right|^2. \\
\checkmark \quad \rho_k &\triangleq \frac{\left| \mathbf{w}_k^\dagger \mathbf{h}_{k,eff} \right|^2}{\left\| \mathbf{h}_{k,eff} \right\|^2} = \cos^2 \left( \angle \left( \mathbf{w}_k, \frac{\mathbf{h}_{k,eff}}{\left\| \mathbf{h}_{k,eff} \right\|} \right) \right). \\
\checkmark \quad \mathbf{h}_{k,NJP}^\dagger &= \left[ \mathbf{h}_{k,1}^\dagger \quad \mathbf{h}_{k,2}^\dagger \right], \quad \mathbf{h}_{k,eff}^\dagger \triangleq \mathbf{h}_{k,NJP}^\dagger A_k.
\end{aligned}$$

表 3-3：各種方法所需回報的資訊

	PMI	CQI	AMI	Total
CJP-W	8	4	-	12
CJP-T	8+4	4+4	-	20
NJP-W	4	4	7	15
NJP-R	4	4	a	8+a
NJP-T	4+2	4+4	b	14+b

註 1：假設兩個傳送點的合作。  
 註 2：回報一份 PMI 以及 CQI 各需要 4 位元。  
 註 3：AMI 的回報位元數需視合作傳送點的數量來決定，對於兩個傳送點的合作，使用所有的天線組合需要 7 位元。

表 3-4：各種方法所需之回報量

另外，我們對使用者作分組，為的是希望能夠找出一組彼此干擾最小的使用者，對此我們將 LTE 的碼書分成了四組正交基底  $V^{(1)}$ 、 $V^{(2)}$ 、 $V^{(3)}$ 、 $V^{(4)}$ ，被分到同一組的使用者彼此通道會接近正交，因此可以減少干擾。而對於 NJP 而言，因為多了天線組合這個設計參數，我們必需要先將使用者藉由不同的天線組合做分類，然後再把使用者分配到不同的正交基底組合中，以期能夠控制干擾。以下整理各種方法在使用者安排上的流程。

對於 CJP-W 來說，各個傳送點先各自對使用者做分組，然後再尋找傳送點間可以共同服務的使用者，如圖 3-6 所示。而對於 CJP-T，第一次使用者安排和

CJP-W 相同，在第二次回報時，空間的使用者對第一次所選擇的前置編碼器內，尚未被使用的波束成型向量做回報，最後再一次地尋找傳送點間可以共同服務的使用者，如圖 3-7 所示。

對於 NJP-W 來說，我們先將使用者分到各個不同的天線組別中，再將各個天線組別的使用者依據其通道的方向性分配到各個不同的正交基底中，如圖 3-8 所示。在 NJP-R 中，我們僅用少量的天線組合，以 2 位元回報量的 AMI 為例，天線組合(縱軸)共有四種，碼書(橫軸)亦有四組正交基底，因此先將使用者分配到其中一個天線組合，再分配到不同的正交基底中，如圖 3-9 所示。最後，對於 NJP-T，基地台第一次使用者安排先選擇一個最佳的使用者，而在第二次的安排中，所有的使用者皆使用同樣的天線組合，並且將使用者分配到最佳使用者所選的正交基底內，如圖 3-10 所示。

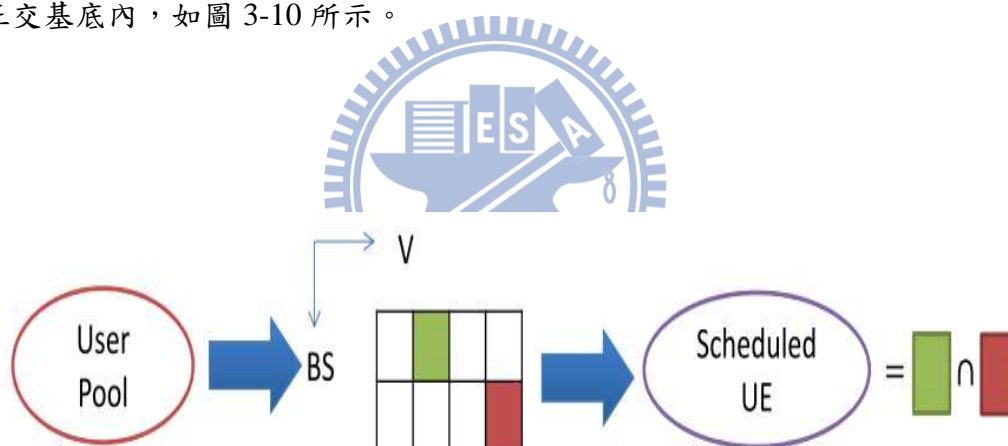


圖 3-6：CJP-W 使用者安排示意圖

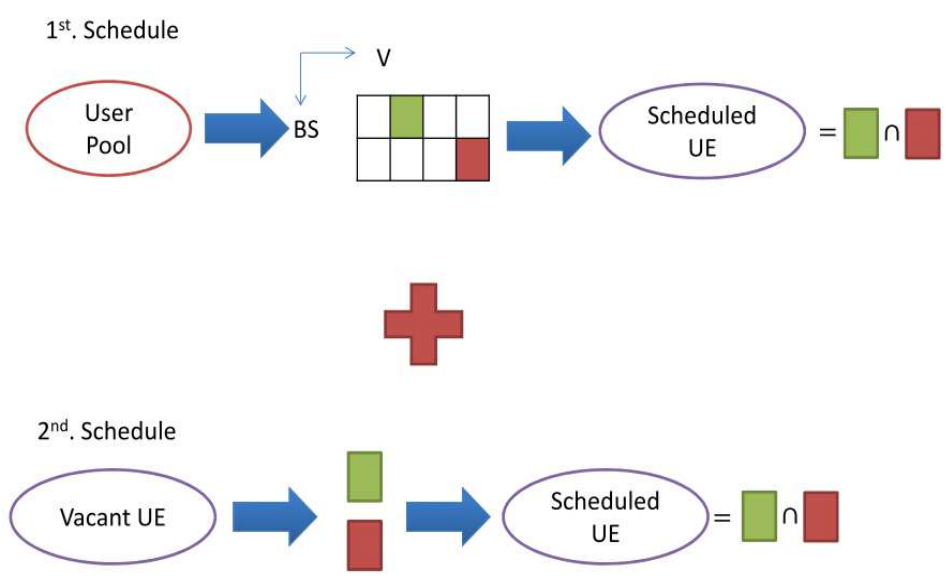


圖 3-7：CJP-T 使用者安排示意圖

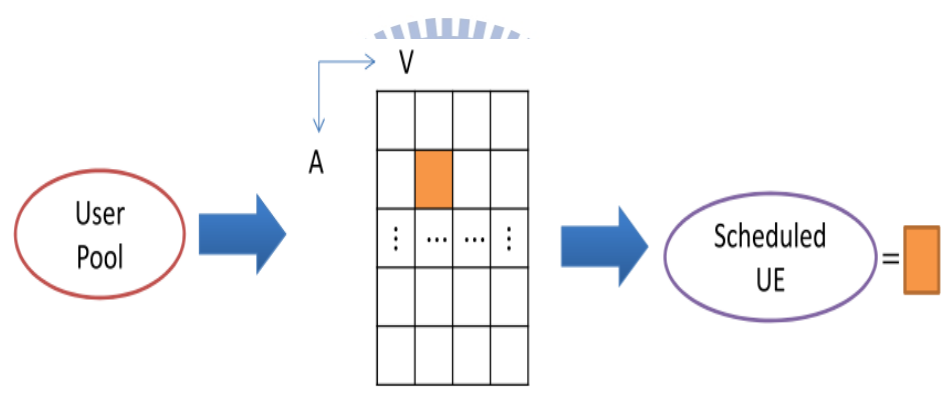


圖 3-8：NJP-W 使用者安排示意圖

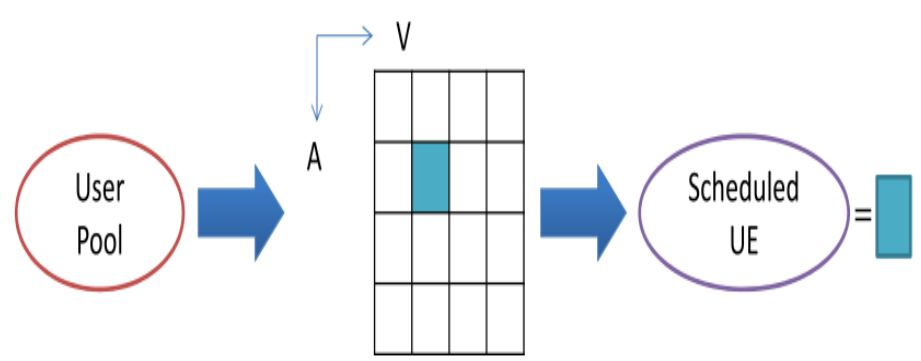


圖 3-9：NJR-W 使用者安排示意圖



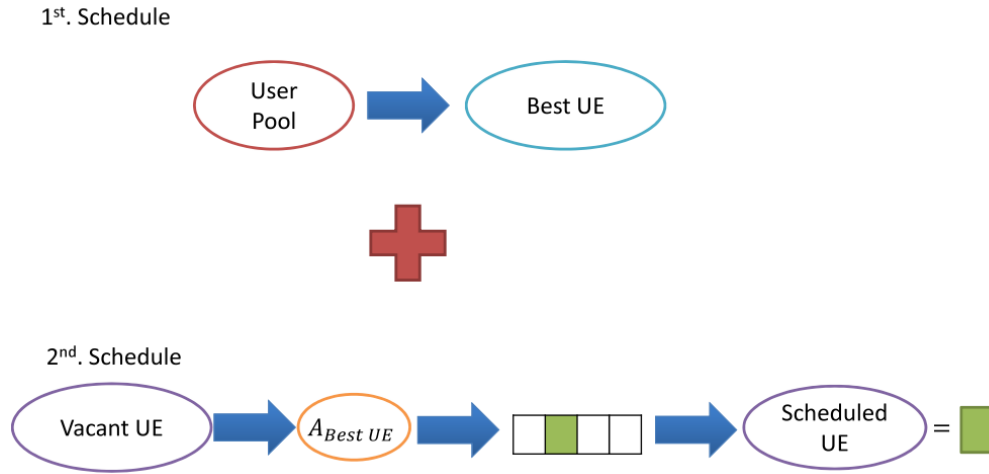


圖 3-10：NJP-T 使用者安排示意圖

在前置編碼器的選擇上，各種方法皆是以能夠讓系統吞吐量最佳作為選擇前置編碼器的準則，如表 3-5 所示。

CJP-W	$[\bar{m}_1, \bar{m}_2] = \arg \max_{m_1, m_2} \sum_{k \in J_{m_1, m_2}} \log_2(1 + SINR_k).$ $J_{m_1, m_2} = J^{(m_1)} \cap J^{(m_2)}, 1 \leq m_1, m_2 \leq M.$ $J^{(m_p)} = \bigcup_{n=1}^{N_t} I_n^{(m_p)}.$
CJP-T	$I_n^{(m)} = \{1 \leq k \leq K \mid d(\mathbf{v}_n^{(m)}, \mathbf{d}_k) < d(\mathbf{v}, \mathbf{d}_k), \forall \mathbf{v} \in F, \mathbf{v} \neq \mathbf{v}_n^{(m)}\}.$
NJP-W	$[\bar{m}, \bar{g}] = \arg \max_{m, g} \sum_{n=1}^{N_t} \log_2(1 + \gamma_n^{(m, g)}).$
NJP-R	$\gamma_n^{(m, g)} = \max_{k \in I_n^{(m, g)}} SINR_k.$ $I_n^{(m, g)} = \{1 \leq k \leq K \mid d(\mathbf{v}_n^{(m)}, \mathbf{d}_k) < d(\mathbf{v}, \mathbf{d}_k), \forall \mathbf{v} \in F, \mathbf{v} \neq \mathbf{v}_n^{(m)}, k \in \Pi^{(g)}\}.$
NJP-T	$\Pi^{(g)} = \{1 \leq k \leq K \mid A_k \in \Lambda^{(g)}\}.$

表 3-5：前置編碼器選取方法

## 第四章 模擬結果

本章節利用模擬來比較各種多使用者處理方法的效能，包括非 CoMP 的多使用者處理方法(PU2RC/PU2RC-T)以及 CoMP 的多使用者處理方法(CJP-W/CJP-T/NJP-W/NJP-R/NJP-T)。

### 4.1 PU2RC 與 PU2RC-T

在 PU2RC/PU2RC-T 的模擬中，我們假設使用者下行通道  $h_k$  為獨立且等向性分佈的向量，其係數為複數高斯分佈，利用蒙地卡羅的模擬方法來評估 PU2RC 以及 PU2RC-T 的效能。圖 4-1 與圖 4-2 分別為 PU2RC 在不同使用者數量時的效能模擬圖，從圖中可以發現對於 PU2RC 來說，使用者人數在  $4 \leq K \leq 25$  時，增加 PMI 的回報量系統的吞吐量反而降低了，這是由於使用者僅由碼書內選擇一個特定的波束成型向量，而較大的碼書較容易將使用者分散到不同的正交基底組別中，因此不容易安排到好的使用者。然而，當使用者人數非常多的時候，各個正交基底較容易被使用者佔滿，因此上述的現象便不復存在，如圖 4-2 所示，在使用者人數  $K > 70$  時，PMI 的回報量增加系統的吞吐量也會跟著提高。

圖 4-3 為模擬 PMI 回報量為 4bits 以及 6bits 時 PU2RC 與 ZF-SUS[2] 的效能比較圖，在使用者人數  $K > 70$  時，可以發現當回報量由 6bits 降至 4bits 時，ZF-SUS 約下降 2bps/Hz 而 PU2RC 僅下降約 0.5bps/Hz，由此可以推論使用正交波束成型的 PU2RC 對於對抗通道量化誤差的能力較 ZF-SUS 來的強。圖 4-4 為 PU2RC 與 ZF-SUS 平均使用者安排數量圖，可以發現 PU2RC 在使用者安排上較 ZF-SUS 來的有效率。

圖 4-5 與圖 4-6 為 PU2RC 與 PU2RC-T 兩者的效能比較，可以發現 PU2RC-T 的效能皆比 PU2RC 來的好，這是因為在 PU2RC-T 中使用者多做了第二次的回報，比起 PU2RC 更能夠有效地安排出好的使用者做傳送，除此之外，PU2RC-T 在使用者人數較少時能夠提供更大的效能增益，並且和 PU2RC 不同的是，PU2RC-T 增加 PMI 的回報量系統的吞吐量亦會跟著增加。

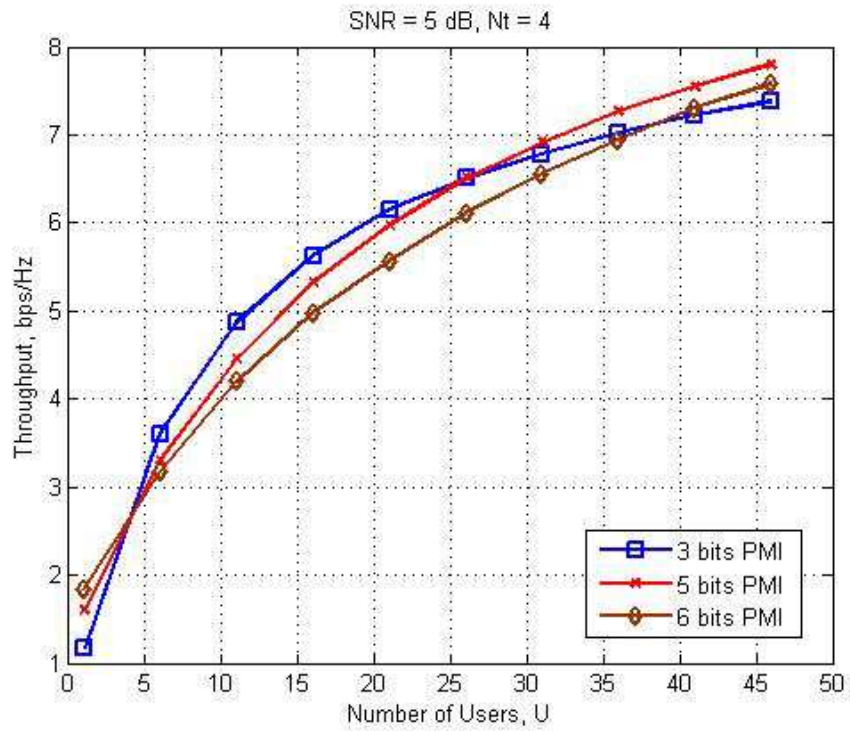


圖 4-1：PU2RC，較少的使用者人數

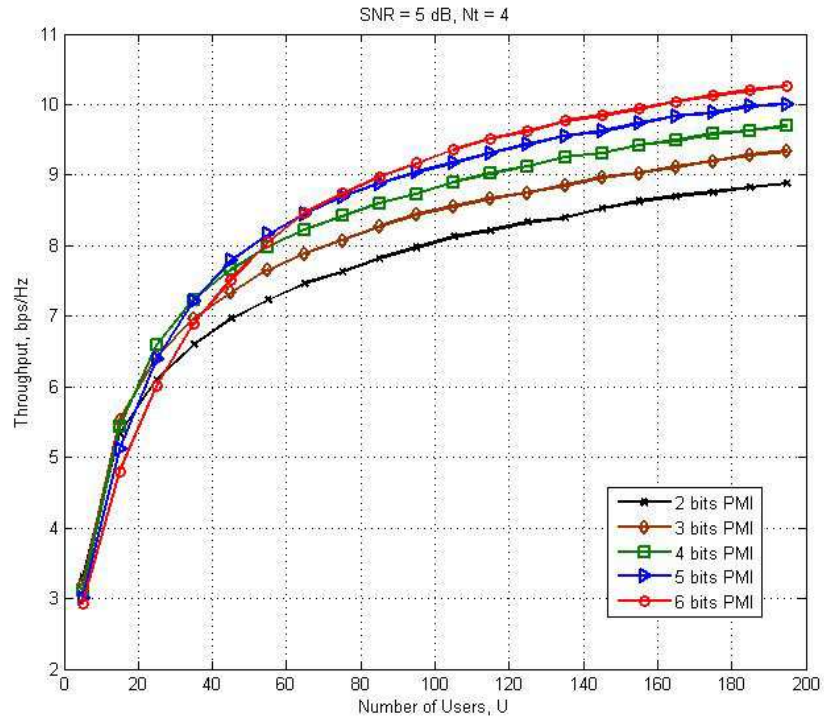


圖 4-2：PU2RC，較多的使用者人數

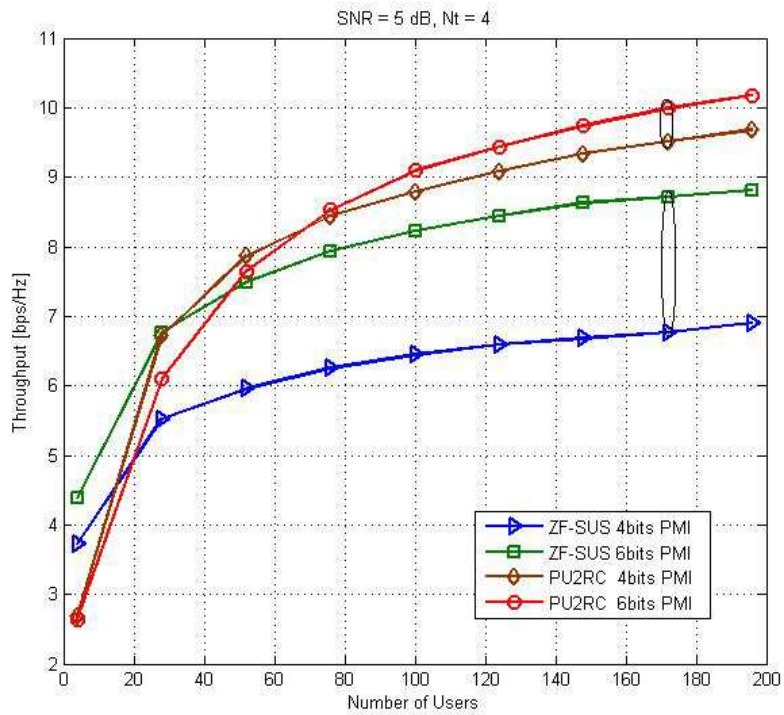


圖 4-3：PU2RC 與 ZF-SUS 效能比較

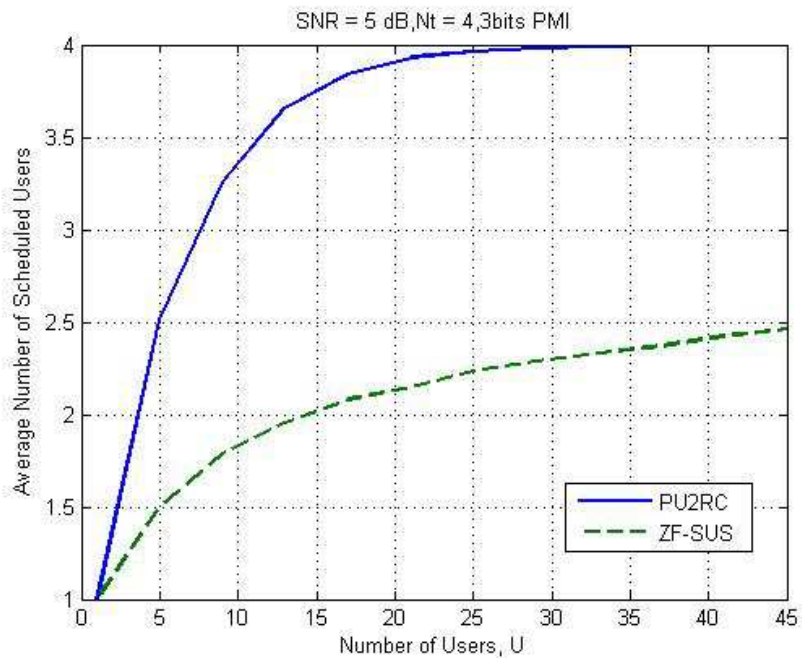


圖 4-4：PU2RC 與 ZF-SUS 平均使用者安排的數量

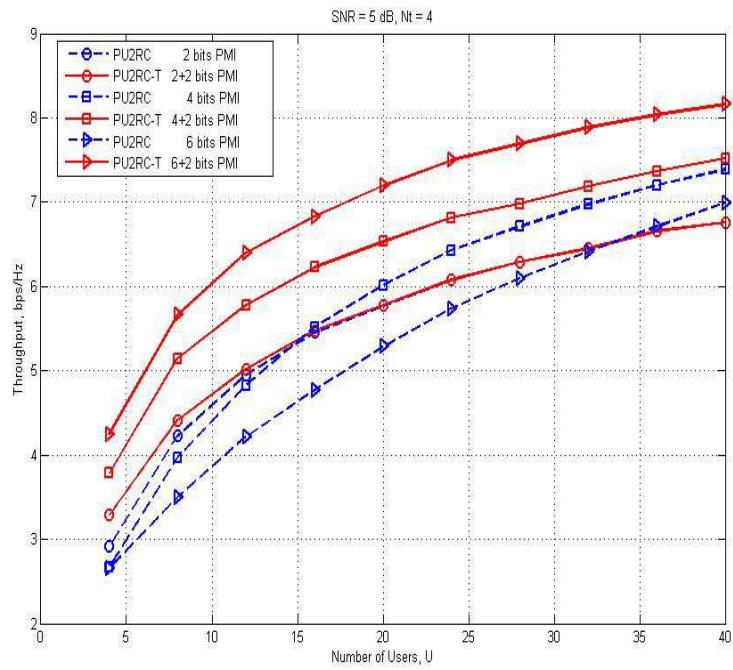


圖 4-5：PU2RC 與 PU2RC-T 回報開銷量與效能的關係

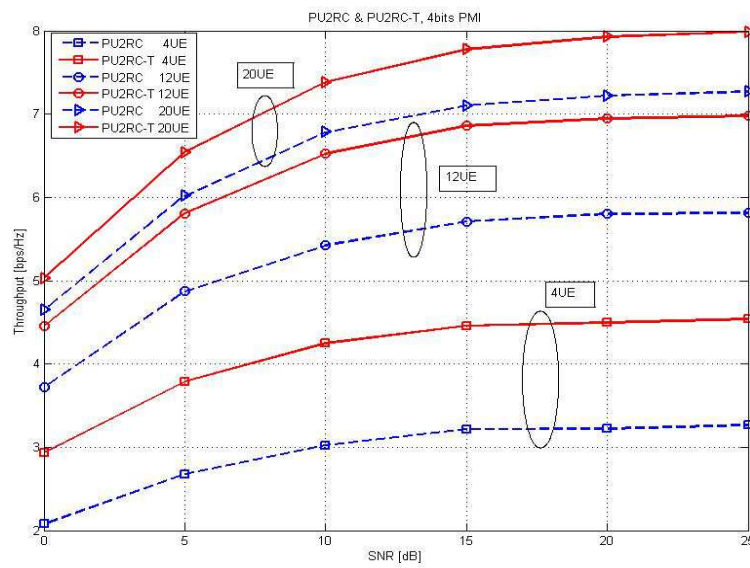


圖 4-6：PU2RC 與 PU2RC-T 使用者人數與效能的關係

## 4.2 多使用者聯合處理系統

在模擬場域內 CoMP 的系統中，我們使用 3GPP TR25.996[13] 的 SCM(Spatial Channel Model)通道模型以及根據 3GPP TR36.814[12] 、TR36.819[14] 所建議的環境設定來模擬各種在場域內 CoMP 的多使用者系統，詳細設定如表 4-1 所示：

Parameter	Value(s)
Transmission Scheme	Multiuser Beamforming with Intra-Site CoMP
Number of Tx Antennas	4
Number of Rx Antennas	1
Channel Model	SCM - Urban Macro
Bandwidth	10MHz(FDD)
Carrier Frequency	2GHz
UE speed	3km/hr
FFT size	1024
eNB Antenna spacing	$10\lambda$
Codebook	3GPP TS 36.211
Pathloss Model	3GPP TR 36.814
Scheduler	MU Scheduling & Frequency domain Proportional Fair
CSI at Transmitter	Partial CSI
CSI at Receiver	Ideal
Backhaul Assumption	Ideal
Antenna Pattern	$A(\theta) = -\min \left\{ 12 \left[ \frac{\theta}{\theta_{3dB}} \right]^2, A_m \right\}, \theta_{3dB} = 70^\circ, A_m = 20dB$

表 4-1：場域內 CoMP 模擬環境設定

根據 3GPP TR36.819 的環境設定，場域內每一個細胞隨機撒下 10 個使用者，這 10 個使用者有可能是 CoMP 使用者也有可能是非 CoMP 使用者，而本篇論文所提出的多使用者處理方法是針對 CoMP 使用者所設計，因此在考慮實際狀況之下，我們將模擬的重心放在使用者人數較少的系統。

圖 4-7 所示為基地台天線場型強度，而圖 4-8 為場域內三個基地台的天線場型強度，能量強度由中心向邊緣衰減，因此當使用者靠近細胞邊緣時，其接收到的訊號品質將會大幅的下降。圖 4-9 為 SCM-Urban Macro 在使用者時速 3km/hr 時多路徑通道的一個範例，而圖 4-10 為對第一個路徑作 100 次取樣的通道，從此圖中可以發現在時速 3km/hr 的環境之下，通道變化十分緩慢。

圖 4-11 與圖 4-12 為場域內使用者的佈署圖，每一個細胞隨機撒下 10 個使用者，並利用 3.2.2 節所描述的方法來判斷使用者是否要啟用 CoMP 的機制，當使用者啟用 CoMP 的機制時，他就會被認定為 CoMP 使用者，反之，則是非 CoMP 使用者。而 CoMP 門檻值的設定將會影響 CoMP 使用者的判定，一般來說在場域內 CoMP 的環境下，6dB 以及 9dB 皆是可以選擇的門檻值[11]。

圖 4-13 與圖 4-14 為 CJP-W 在使用 2 位元和 4 位元 PMI 時的系統效能與平均使用者安排人數圖，我們可發現在使用者人數介於  $4 \leq k \leq 23$  時，使用一個子碼書(2 位元 PMI)效能會比使用所有子碼書(4 位元 PMI)來的好，然而當使用者繼續增加時，碼書越大效能就會越好，這和 PU2RC 有類似的結果，雖然碼書越大使用者越有機會找到一個和自己通道最接近的字碼，但是卻也會使得使用每個子碼書的使用者變少，進而沒辦法安排一組好的使用者，因此碼書大小的選擇需要視系統使用者人數來做取捨。

圖 4-15 為 NJP-W 不同天線組別個數與系統效能的關係圖，在 NJP-W 中若我們將組別分的越多，雖然對於最差情況 SINR 估計較為有利，卻不容易安排使用者;反之，若的組別過少，則同一組別中天線組合變多，因此會估計到一個較為悲觀的 SINR，導致效能變差。由模擬的結果可以發現，將所有天線分為 10 組時會有最好的效果。因此在往後 NJP-W 的模擬，均是考慮將天線分為 10 組時

所作的模擬。

圖 4-16 與圖 4-17 為 NJP-W 在使用 2 位元和 4 位元 PMI 時的系統效能與平均使用者安排人數圖，和 PU2RC 以及 CJP-W 的情況類似，在使用者人數介於  $4 \leq k \leq 28$  時，使用一個子碼書(2 位元 PMI)效能會比使用所有子碼書(4 位元 PMI)來的好，當使用者人數持續增加時，使用較大的碼書會有比較好的效果。

圖 4-18 與圖 4-19 為 NJP-R 在使用 4 位元 PMI 與各種不同回報量之 AMI 時的系統效能與平均使用者安排人數圖，雖然較大的 AMI 回報量可以提供較多的天線選擇多樣性，但是卻會對使用者安排帶來困擾，由模擬結果可以發現 2 位元 AMI 的回報量可以得到最好的效果，由此可以知道天線選擇帶給我們的好處並不完全是提供多樣性，而是能夠將多傳送點的問題簡化為一個虛擬單傳送點的問題，讓我們可以準確地估計 SINR。圖 4-20 與圖 4-21，為 NJP-R 在使用 2 位元 PMI 與各種不同回報量之 AMI 時的系統效能與平均使用者安排人數圖，與使用 4 位元 PMI 有類似的結果，但是在圖 4-20 中可以發現當使用者人數逐漸增加時，較多位元的 AMI 有機會可以提供更好的效果，這是由於我們縮小了碼書的大小，因此對於在使用者人數較少的環境中使用者的安排會較有效率。

圖 4-22 為 CJP-T 與 NJP-T 的系統效能比較圖，在 CJP-T 與 NJP-T 皆是啟用了二次回報的機制，對於每一個傳送點需要額外回傳 2 位元的二次 PMI，由模擬結果可以發現，二次回報機制對於 CJP-T 效果有限，這是由於使用者安排上沒有效率且 SINR 的估計過於悲觀所致；而對於 NJP-T 來說，越多的 AMI 回報量可以提供更好的效果，因此彰顯了天線選擇的好處，且各種 NJP-T 的總回報量都和 CJP-T 差不多甚至更少，因此綜合各種因素，若要啟動二次回報的機制，NJP-T 會是比较好的選擇。

圖 4-23 為使用四個子碼書之所有方法的效能比較圖，總體而言，在各種方法中 NJP-R 以及 NJP-T 皆能夠提供不錯的效果，這是由於這兩種方法在 SINR 的估計上有一個準確的計算方法，而 NJP-T 雖然能夠提供最佳的系統效能，然而需要付出的代價為較多的回報量與複雜的二次回報機制，相較於 NJP-T，NJP-R



能夠在較低的複雜度以及較少的回報資訊量就能夠提供不錯的效果;而 CJP-W、NJP-W、CJP-T 由於在 SINR 的估計上過於悲觀，所以效能有限。圖 4-24 為使用一個子碼書之所有方法的效能比較圖，由於使用較小的碼書就可以解決在少量使用者環境之下使用者安排不足的窘境，因此不需要啟用二次回報的機制，所以 CJP-T 與 NJP-T 在這張圖上就不被提出來做比較，我們可以發現和圖 4-23 有類似的結果，NJP-R 表現最為優異其次則是 NJP-W 與 CJP-W。

圖 4-25、圖 4-26 與圖 4-27 分別是 4、8、12 個使用者人數時 SNR 對系統效能的比較圖，由这三張圖我們可以觀察出各種方法利用到多使用者多樣性 (multiuser diversity) 的能力，當使用者人數由 4 個提升到 12 個時，CJP-W 上升約 0.92bps/Hz、CJP-T 上升約 1.15bps/Hz、NJP-W 上升約 1.10bps/Hz、NJP-R 上升約 2.13bps/Hz、NJP-T 上升約 2.08bps/Hz，因此 CJP-W、CJP-T、NJP-W 在利用多使用者多樣性的能力上是比較弱的，而 NJP-R 與 NJP-T 則比較能夠享受到多使用者的多樣性。



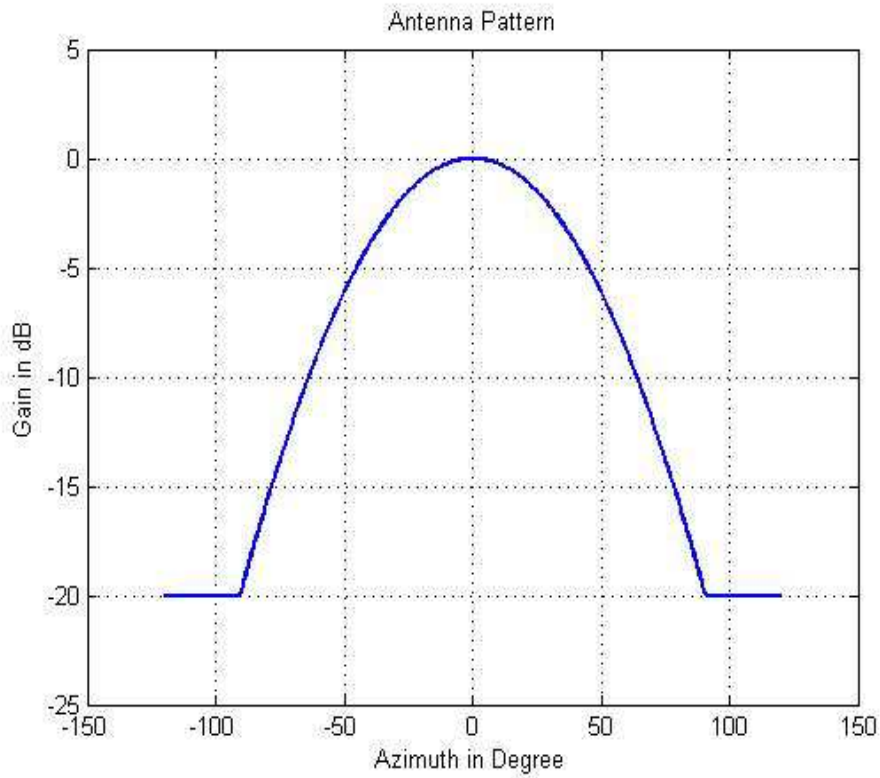


圖 4-7：基地台天線場型強度

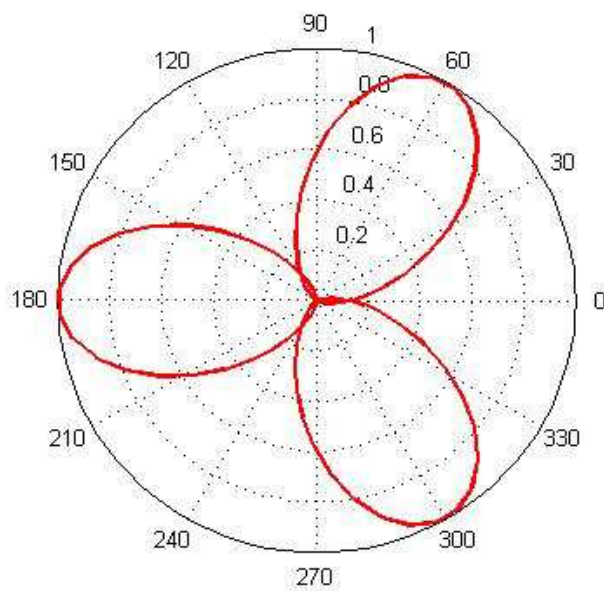


圖 4-8：場域內基地台天線場型強度

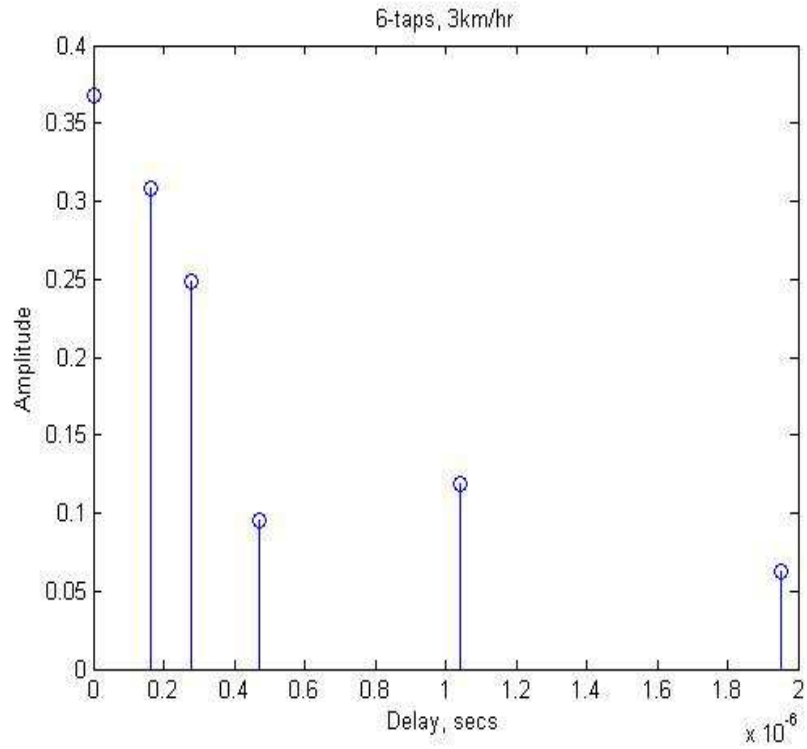


圖 4-9：多路徑通道，時速 3km/hr

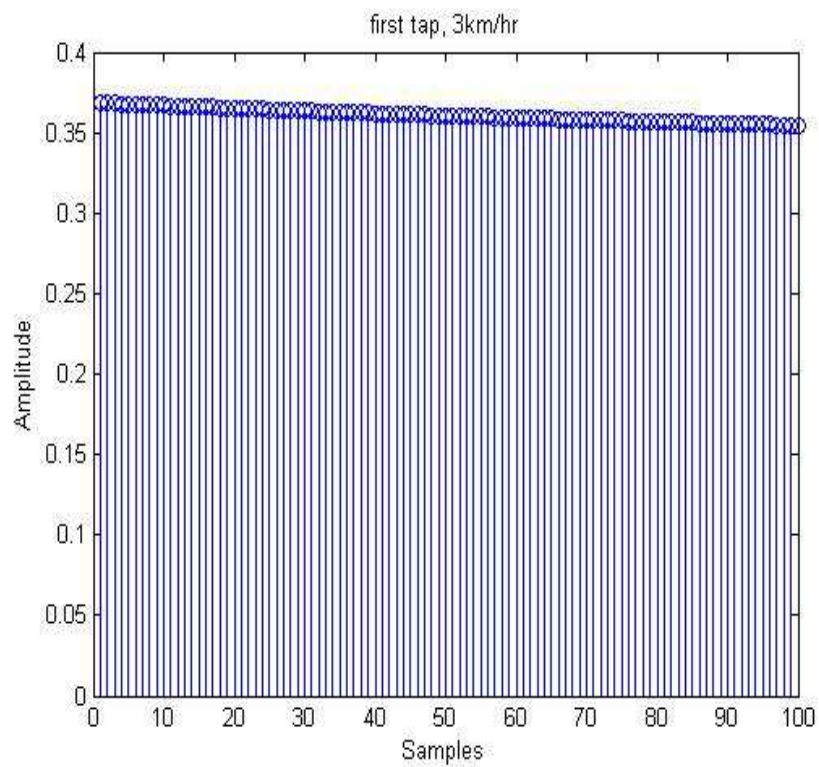


圖 4-10：第一個路徑取樣 100 次，時速 3km/hr

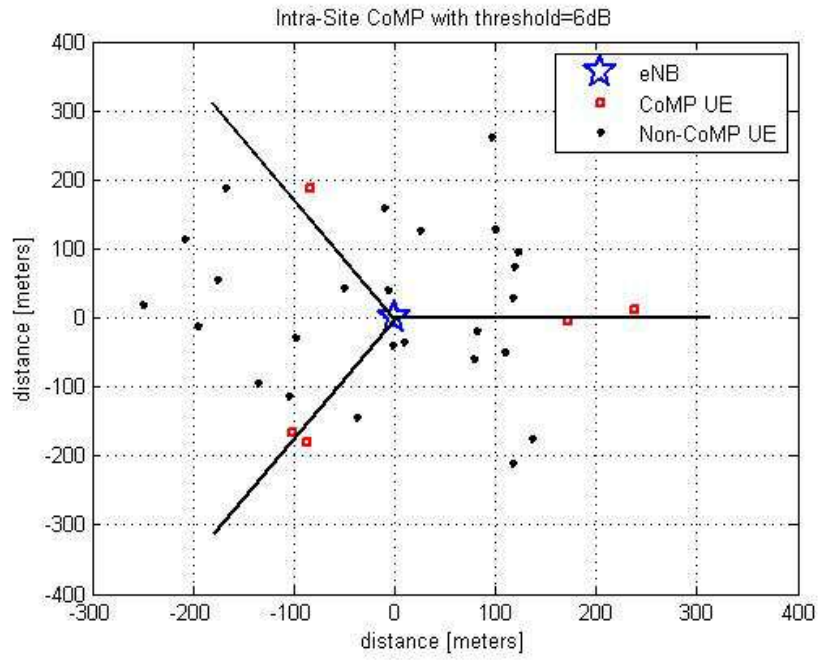


圖 4-11：CoMP 與非 CoMP 使用者，門檻值=6dB

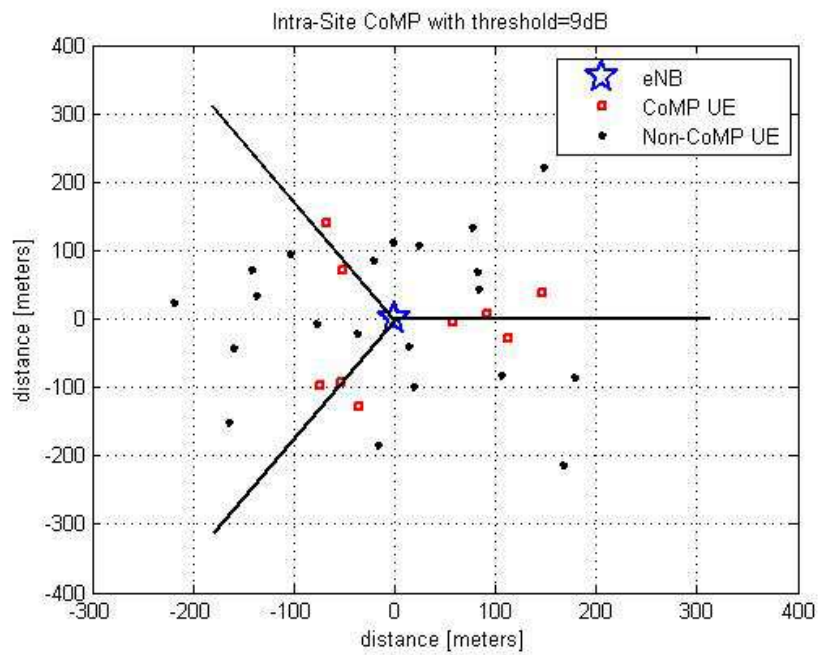


圖 4-12：CoMP 與非 CoMP 使用者，門檻值=9dB

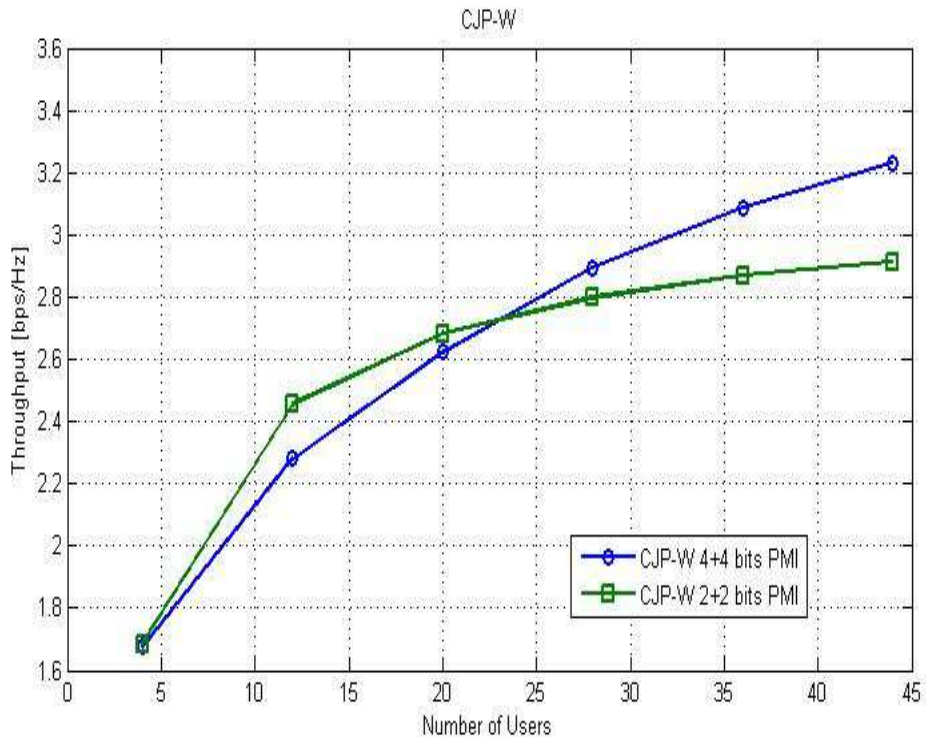


圖 4-13：CJP-W, 2、4 位元 PMI 時的系統吞吐量

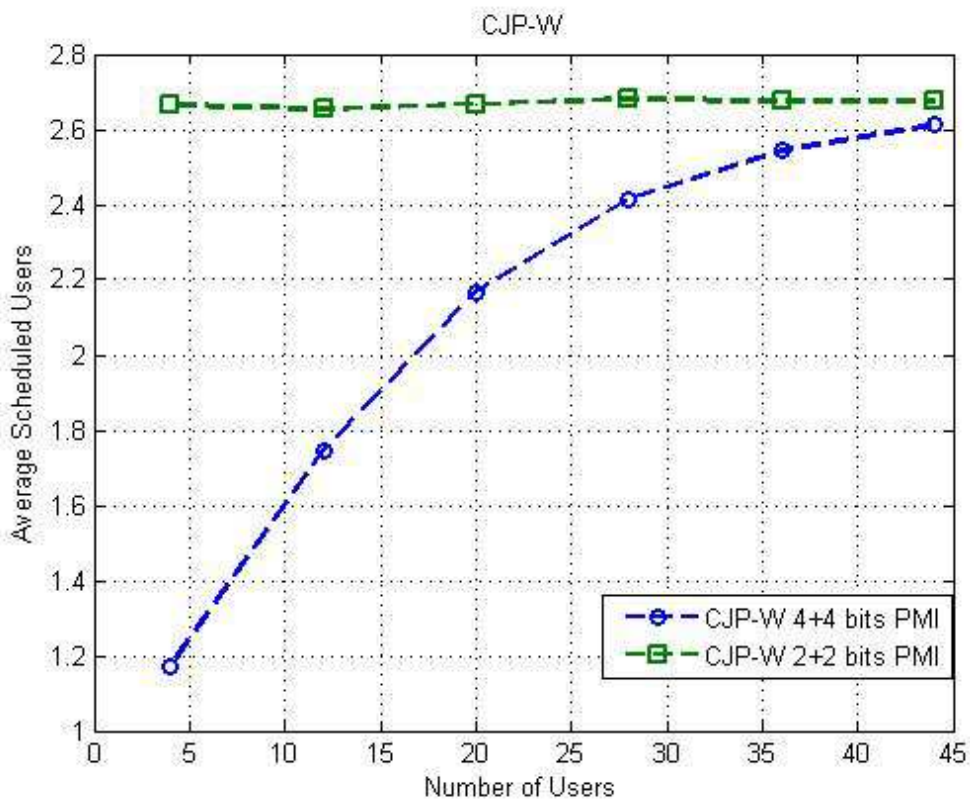


圖 4-14：CJP-W, 2、4 位元 PMI 時的平均使用者安排人數

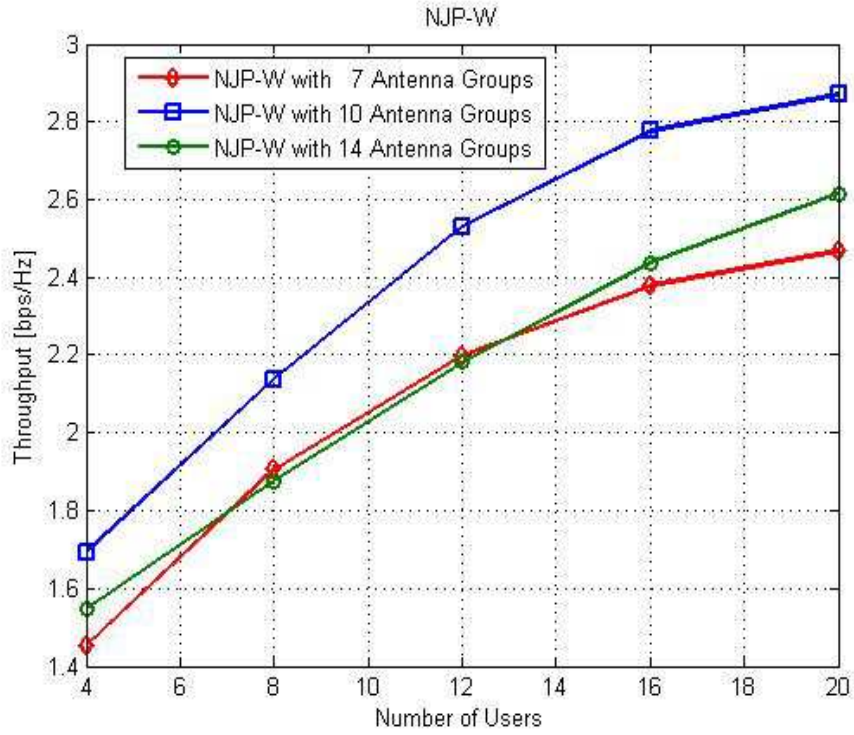


圖 4-15：NJP-W, 不同天線組別個數時的系統吞吐量

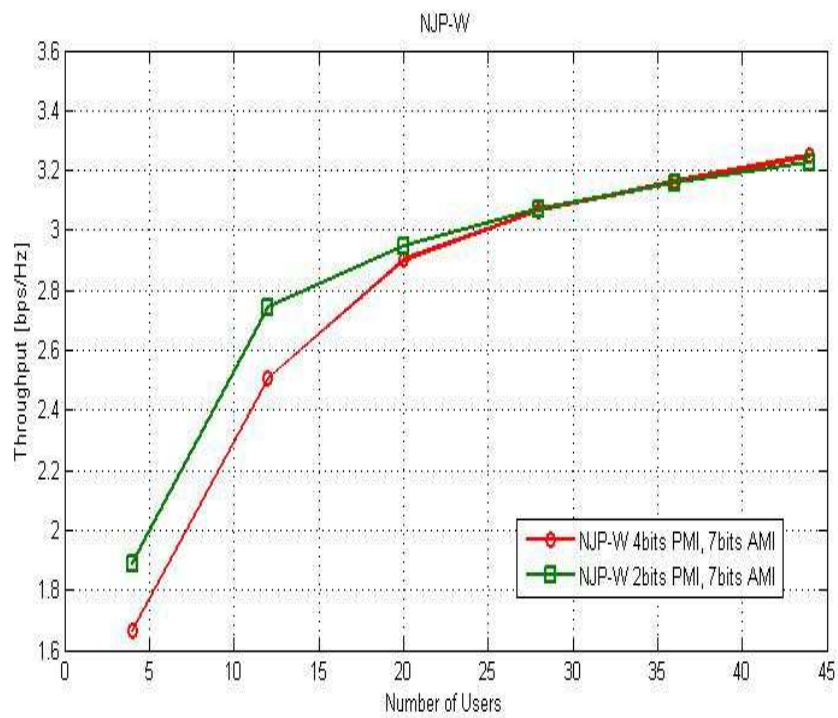


圖 4-16：NJP-W, 2、4 位元 PMI 時的系統吞吐量

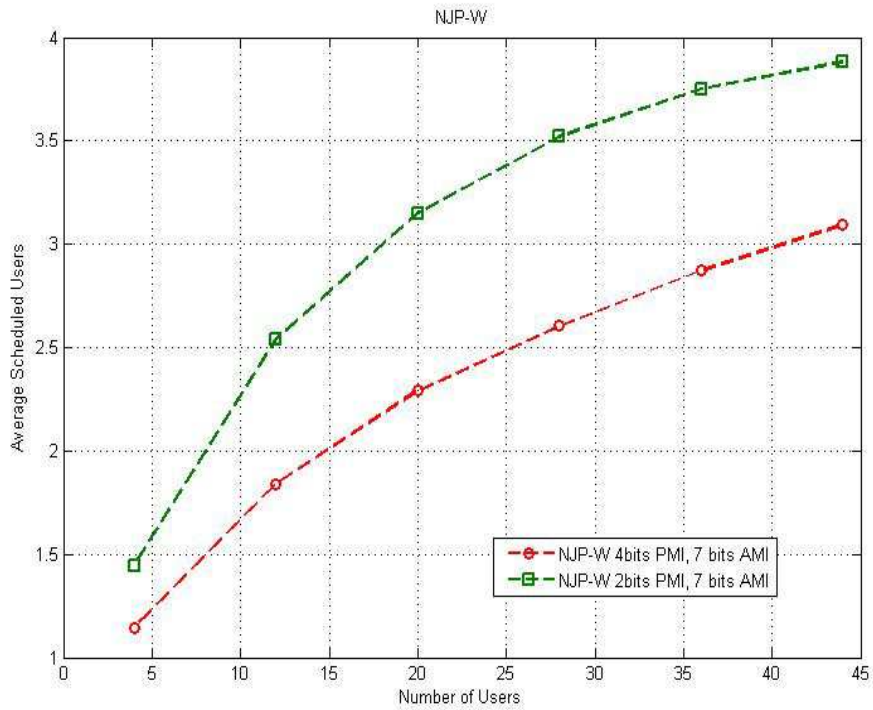


圖 4-17：NJP-W, 2、4 位元 PMI 時的平均使用者安排人數

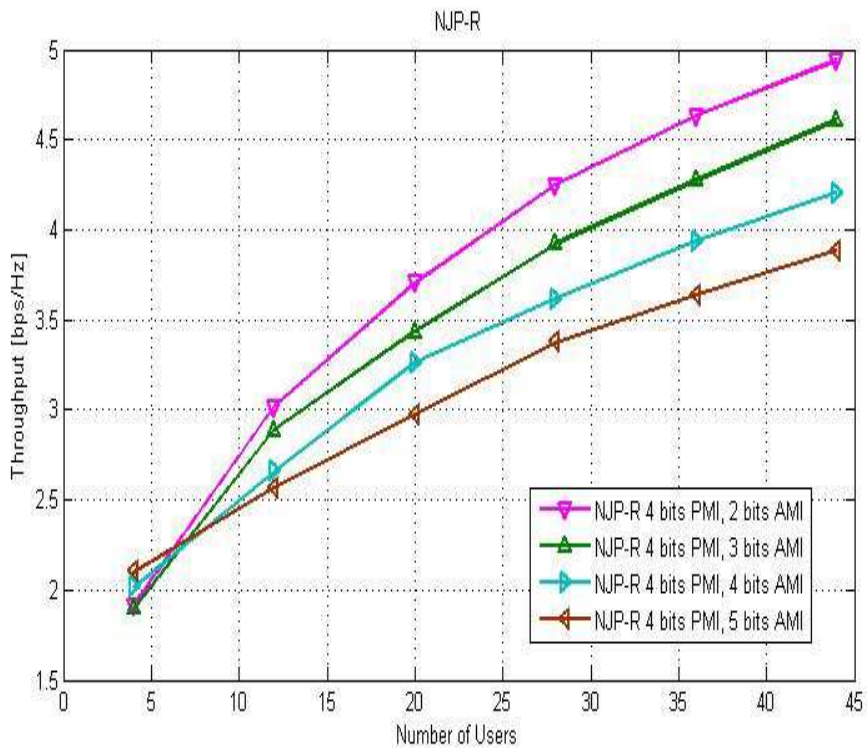


圖 4-18：NJP-R, 4 位元 PMI 與不同位元 AMI 時的系統吞吐量

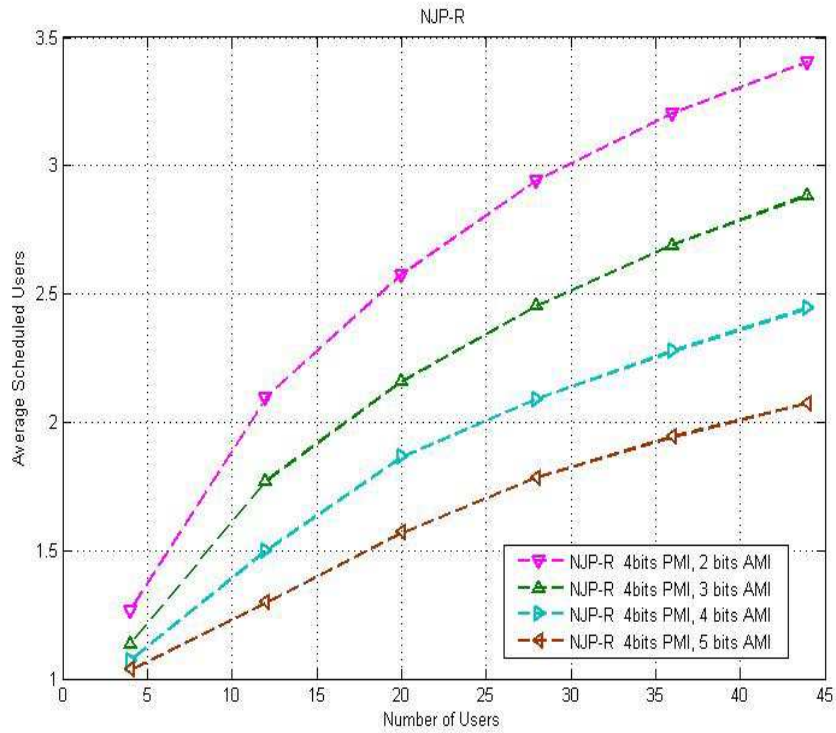


圖 4-19：NJP-R, 4 位元 PMI 與不同位元 AMI 時的平均使用者安排人數

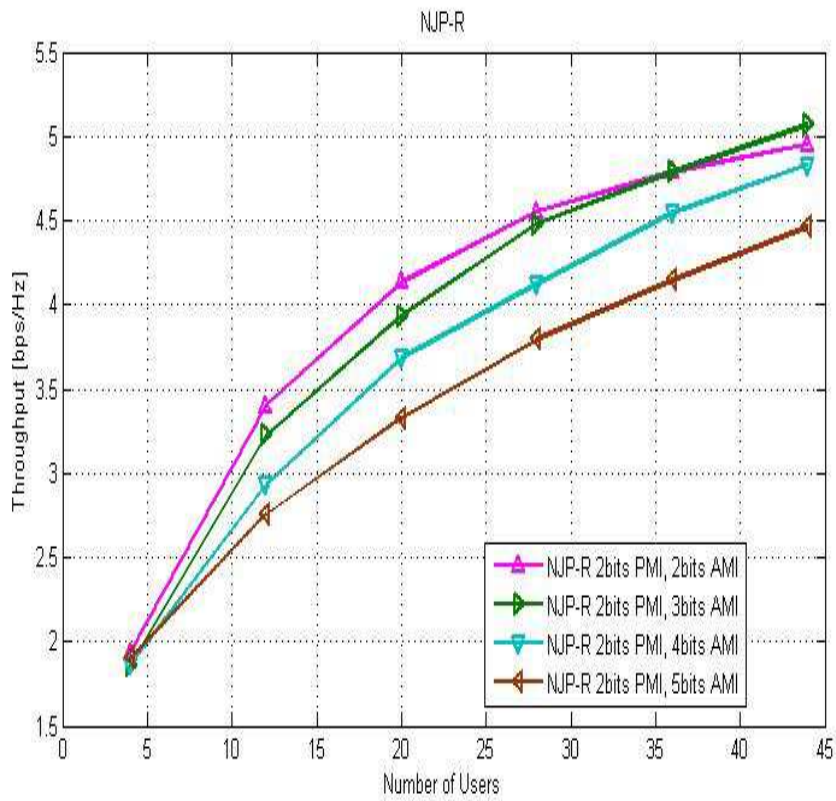


圖 4-20：NJP-R, 2 位元 PMI 與不同位元 AMI 時的系統吞吐量



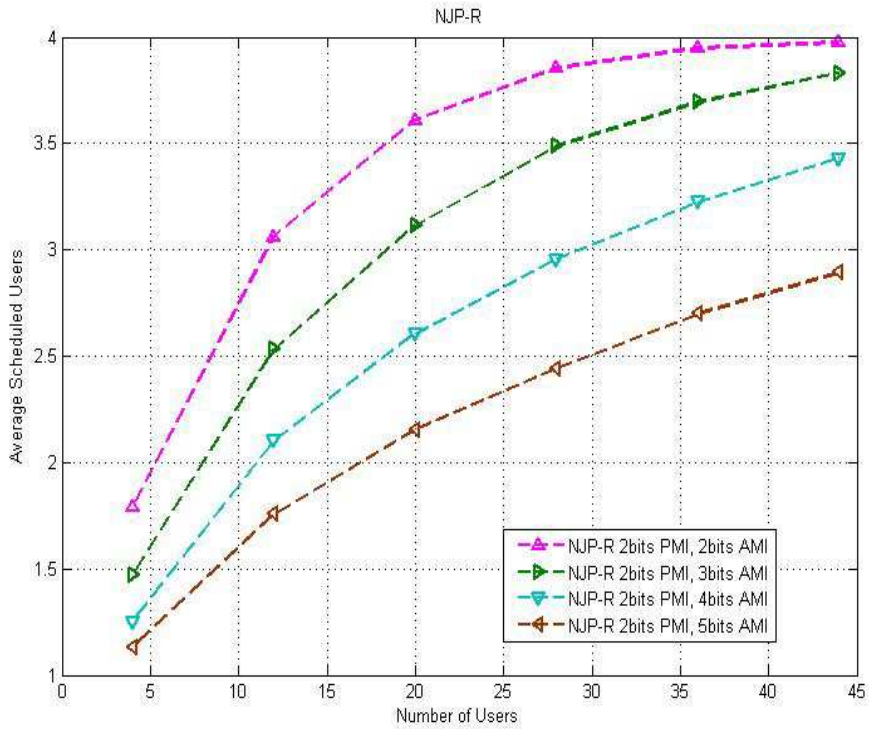


圖 4-21：NJP-R, 2 位元 PMI 與不同位元 AMI 時的平均使用者安排人數

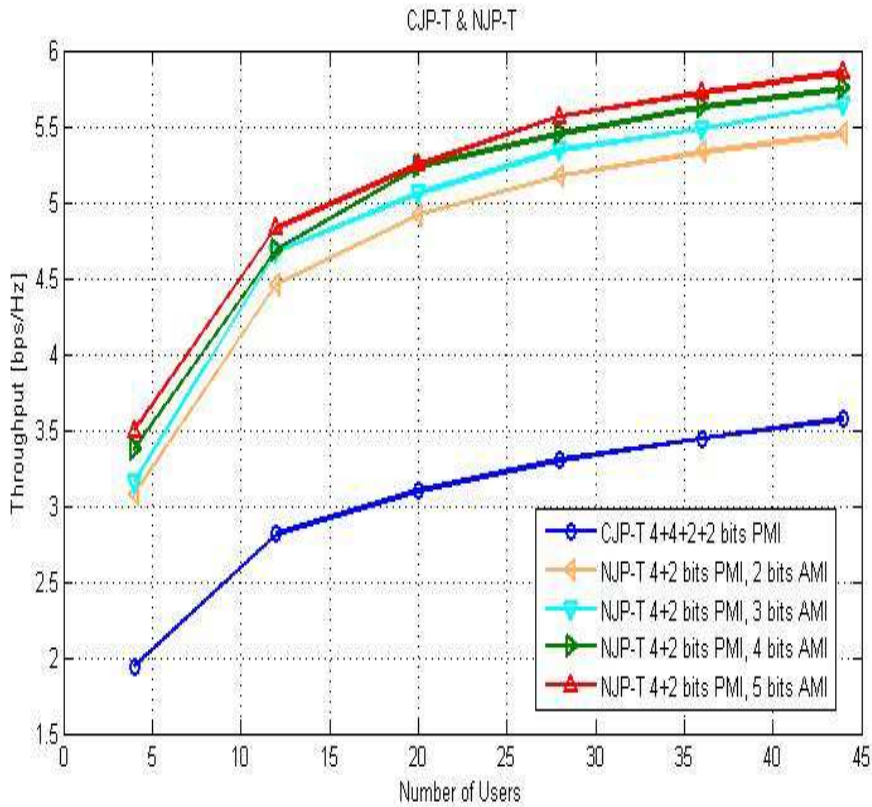


圖 4-22：CJP-T&NJP-T, 4+2 位元 PMI 與不同位元 AMI 時的系統吞吐量

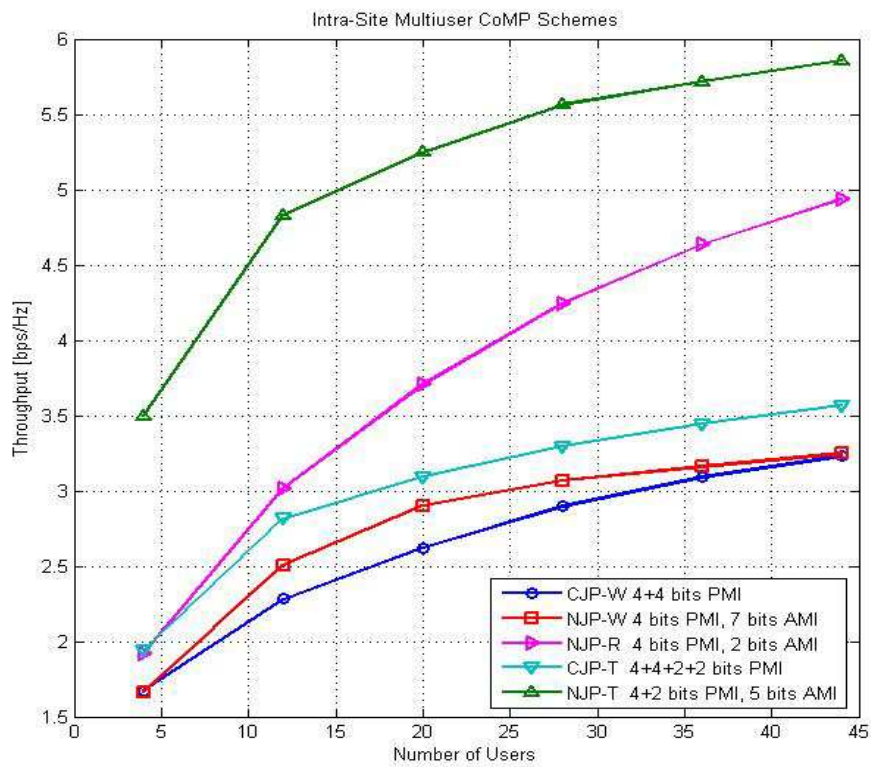


圖 4-23：CJP-W/CJP-T/NJP-W/NJP-R/NJP-T，使用四個子碼書

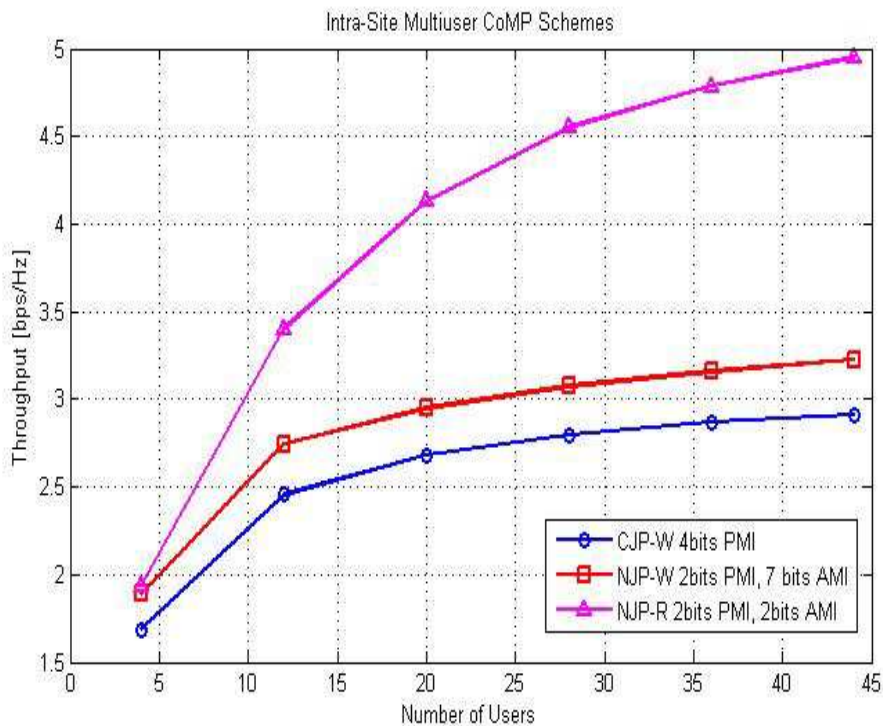


圖 4-24：CJP-W/NJP-W/NJP-R，使用一個子碼書

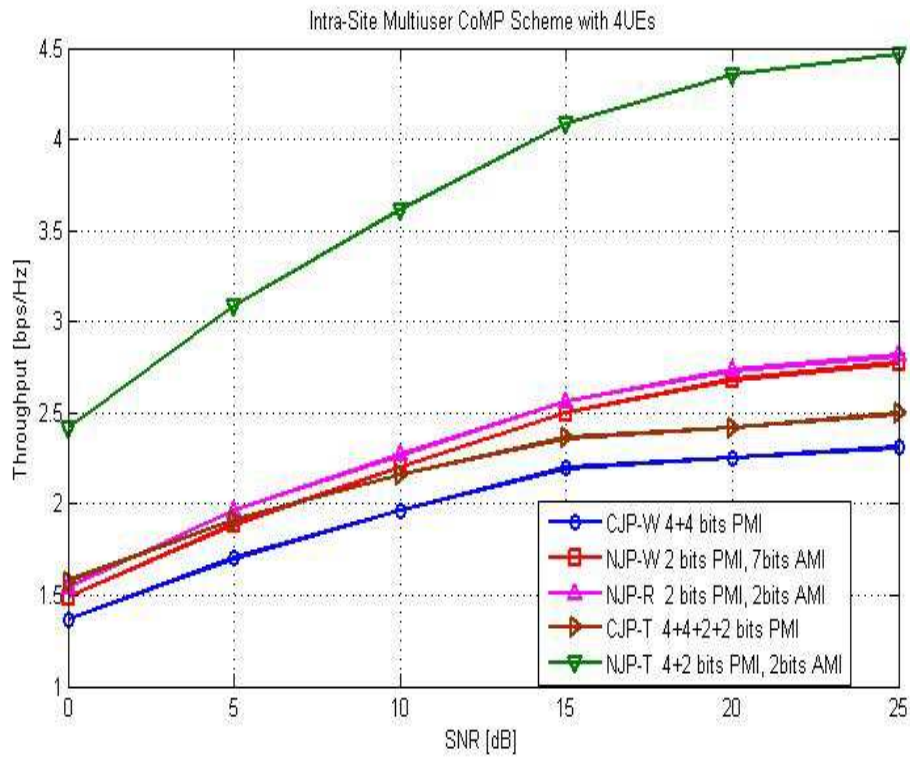


圖 4-25：CJP-W/CJP-T/NJP-W/NJP-R/NJP-T，4 個使用者的環境

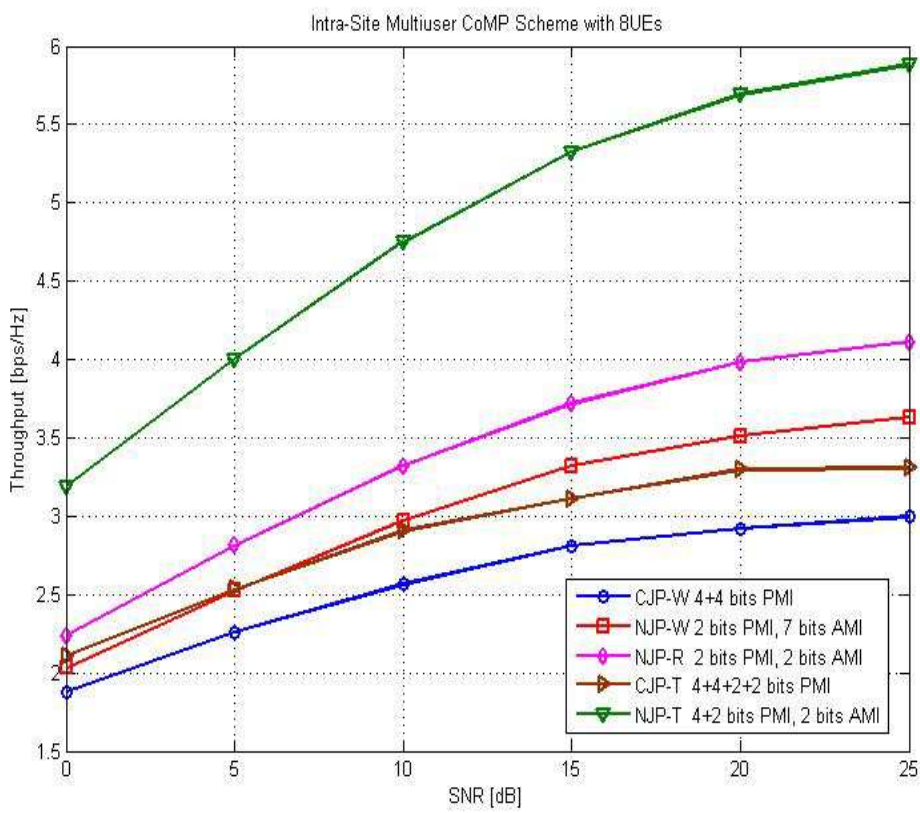


圖 4-26：CJP-W/CJP-T/NJP-W/NJP-R/NJP-T，8 個使用者的環境

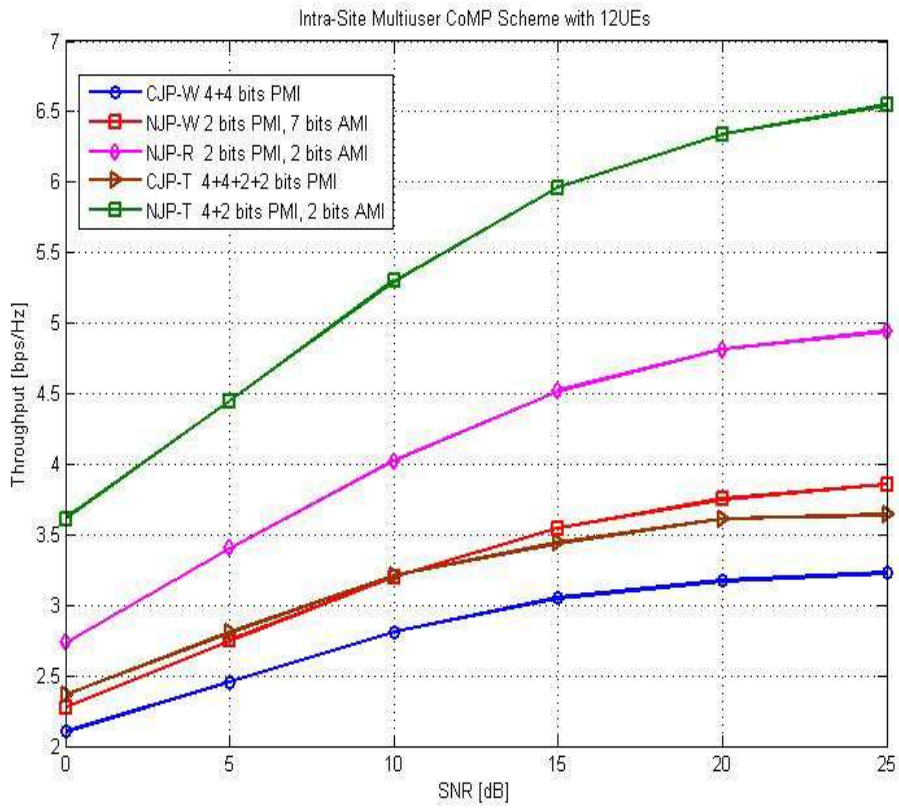


圖 4-27：CJP-W/CJP-T/NJP-W/NJP-R/NJP-T，12 個使用者的環境



## 第五章 結論

本篇論文研究了場域內 CoMP 的多使用者系統，我們利用 PU2RC 的觀念提出了多種多使用者聯合處理系統，包括了使用傳統聯合處理方法的 CJP-W 與 CJP-T，以及使用新的聯合處理方法的 NJP-W、NJP-R 與 NJP-T 等。

傳統的聯合處理需要回報多組 PMI 給合作的傳送點，當合作的傳送點越多 PMI 的回報量就會變得相當可觀，而新的聯合處理方法則是將合作集內的所有的傳送點視為一個大型的 MIMO 系統，並利用天線選擇的技術選擇一組天線子集合為使用者作資料的傳送，因此新的作法是以一個 AMI 以及一個 PMI 來換取多個 PMI 的回報。由於新的聯合處理方法多了天線選擇這個自由度，我們可以有機會選擇一個較好的通道作資料的傳送，除此之外，天線選擇可以將多傳送點多使用者的問題化簡為一個虛擬單傳送點多使用者的問題，讓我們可以直接將 PU2RC 的演算法應用到 MU CoMP JP 的環境中，能夠直接享受到 PU2RC 的效益。而 PU2RC 的缺點為當使用者人數較少時，使用者的安排會比較沒有效率，為了解決這個問題，我們提出利用二次回報的機制來改善這個問題，由模擬結果可以發現，藉由這樣的機制，基地台在使用者安排上會變得比較有效率，整體效能因此因而提昇。

總結，在各種方法中 NJP-R 以及 NJP-T 皆能夠提供不錯的效能，特別是 NJP-R，可以在不增加回報量的情況下得以提升系統效能，為一可以在標準規格中考慮的方法。本論文所使用的碼書是 LTE 所定義的，針對天線選擇或許有更好的碼書設計，另外天線選擇是否可以適用於場域間的 CoMP 等，這些問題或許可以當作未來繼續研究的重點。

## References

- [1] M. Costa, "Writing on dirty paper, ", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. IT-29,no. 3, pp. 439–441, May 1983.
- [2] K. Huang , J. G. Andrews and R. W. Heath Jr. , "Performance of orthogonal beamforming for SDMA with limited feedback", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 1, pp.152 -164, Jan. 2009.
- [3] T. Yoo , N. Jindal and A. Goldsmith , "Multi-antenna downlink channels with limited feedback and user selection", *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 25, pp.1478, Sep. 2007 .
- [4] D. Love, R. Heath, W. Santipach, and M. Honig, "What is the value of limited feedback for MIMO channels?," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 42, no.10, pp. 54–59, Oct. 2004.
- [5] L. Liu et al., "Proportional fair scheduling for multi-cell multi-user MIMO systems," in *Proc. CISS 2010*, USA, 17-19 Mar 2010.
- [6] Q. H. Spencer , C. B. Peel , L. Swindlehurst and M. Haardt, "An introduction to the multi-user MIMO downlink", *IEEE Commun. Mag.*, pp.60, Oct. 2004
- [7] M. Sharif and B. Hassibi, "On the capacity of MIMO broadcast channels with partial side information", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, no. 2, pp.506 -522, Feb. 2005.
- [8] R. Irmer , H. Droste , P. Marsch , M. Grieger , G. Fettweis , S. Brueck , H.-P. Mayer , L. Thiele and V. Jungnickel "Coordinated multipoint: Concepts, performance, and field trial results", *IEEE Commun. Mag.*, vol. 49, no. 2, pp.102 -111, Feb. 2011.
- [9] R1-111125, "CoMP Simulation Assumptions", NTT DOCOMO , 3GPP TSG-RAN WG1 #64, Taipei Taiwan, Feb. 21-25, 2011.

- [10] R1-060335, "Downlink MIMO for EUTRA," Samsung , *3GPP TSG-RAN WG1 #44*, Denver USA, Feb. 13-17, 2006.
- [11] R1-111139, "Initial CoMP evaluation for homogeneous network with high Tx power RRHs", ZTE , *3GPP TSG-RAN WG1 #64*, Taipei, Feb. 21- 25, 2011.
- [12] 3GPP TR 36.814 V9.0.0, "3<sup>rd</sup> 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](http://www.3gpp.org), Apr. 2010.
- [13] 3GPP TR 25.996 V6.1.0, "3<sup>rd</sup> 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](http://www.3gpp.org), Sep. 2003.
- [14] 3GPP TR 36.819 V11.0.0, "3<sup>rd</sup> Generation Partnership Project Technical Specification Group Radio Access Network Coordinated multi-point operation for LTE physical layer aspects (Release 11)," *3GPP*, [www.3gpp.org](http://www.3gpp.org), Sep. 2003.
- [15] 3GPP TS 36.211 V9.1.0, "3<sup>rd</sup> 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](http://www.3gpp.org), Apr. 2010.
- [16] 3GPP TS 36.213 V9.2.0, "3<sup>rd</sup> 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](http://www.3gpp.org), Jun. 2010.
- [17] R. W. Heath Jr., S. Sandhu, and A. Paulraj, "Antenna selection for spatial multiplexing systems with linear receivers", *IEEE Commun. Lett.*, vol. 5, no. 4, pp.142 -144, Apr. 2001.

- [18] R. W. Heath, A. Paulraj, "Antenna selection for spatial multiplexing systems based on minimum error rate," *IEEE Int. Conf. Communications (ICC)*, vol. 7, pp. 2276-2280, Jun. 2001.
- [19] C.-T. Lin and W.-R. Wu, "QRD-based antenna selection for maximum-likelihood MIMO detection," in *IEEE Int. Symposium on personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Sep. 2009.

